

**T.C.
MANİSA CELAL BAYAR ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**



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

**TEZ BAŞLIĞI
ELEKTRİKLİ ARAÇ TAHRİK SİSTEMLERİ İÇİN AKIM
KAYNAKLI EVİRİCİ TASARIMI VE KONTROLÜ**

Burak AKMANOĞLU

Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Ali BAKBAK

MANİSA-2025

BURAK AKMANOĞLU

**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN AKIM
KAYNAKLI EVİRİCİ TASARIMI VE
KONTROLÜ**

2025

TAAHHÜTNAME

Bu tezin Manisa Celal Bayar Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında akademik ve etik kurallara uygun olarak yazıldığını ve kullanılan tüm literatür bilgilerinin referans gösterilerek tezde yer aldığını, tamamen kendi çalışmam olduğunu, her alıntıya kaynak gösterdiğimi, tezin yazımında akademik ve etik kurallara aykırı herhangi bir yapay zeka ve program kullanmadığımı beyan ederim.

İmza
Burak AKMANOĞLU



ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

Burak AKMANOĞLU
Manisa Celal Bayar Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Ali BAKBAK

Günümüzde elektrikli araçların (EV) yaygınlaşmasıyla birlikte, bu sistemlerde kullanılan güç elektroniği devrelerinin verimliliği, güvenilirliği ve kontrol edilebilirliği büyük önem kazanmıştır. Bu çalışmada, elektrikli araç tahrik sistemleri için alternatif bir çözüm olarak akım kaynaklı evirici (Current Source Inverter - CSI) temelli bir güç dönüştürücü mimarisi ele alınmıştır. Konvansiyonel gerilim kaynaklı eviricilerin (Voltage Source Inverter - VSI) bazı dezavantajlarına karşın, CSI yapısı özellikle yüksek güvenilirlik, doğal kısa devre koruması, motor akımının doğrudan kontrol edilebilmesi gibi avantajları ile öne çıkmaktadır.

Tez kapsamında, kalıcı mıknatıslı senkron motor (PMSM) sürücüsü için CSI yapısı temelinde bir kontrol sistemi tasarlanmış ve buna uygun vektör kontrol (Field Oriented Control - FOC) algoritması geliştirilmiştir. Bu doğrultuda, sistemin matematiksel modellemesi yapılmış, Clarke ve Park dönüşümleri, d-q ekseninde akı ve tork kontrolü gibi temel teorik alt yapılar detaylı şekilde ele alınmıştır. Ayrıca, motor sargılarına uygulanan akımın düzgünlüğünü etkileyen akım dalgalanması (ripple), modülasyon indeksi ve indüktans değeri gibi parametreler analiz edilerek optimum çalışma koşulları belirlenmiştir.

Simülasyon ortamında gerçekleştirilen analizlerde, önerilen CSI tabanlı kontrol sisteminin PMSM üzerinde başarılı bir şekilde çalıştığı, motor akım ve tork cevabının referans değerleri yüksek doğrulukla izlediği gözlemlenmiştir. Ayrıca sistemin farklı hız ve yük koşullarındaki kararlılığı da değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, CSI tabanlı motor sürücülerinin elektrikli araç uygulamaları için verimli ve kontrol edilebilir bir alternatif sunduğunu göstermektedir.

Bu tez, gelecekte yüksek verimli, düşük hacimli ve güvenilir sürücü sistemlerinin geliştirilmesine katkı sağlamayı hedeflemektedir.

Anahtar Kelimeler: CSI , Motor Sürücüler , FOC , Sürücü Devre Tasarımı, PMSM Kontrol

2025, 88 sayfa

ABSTRACT

M.Sc. Thesis

Burak AKMANOĞLU

**Manisa Celal Bayar University
Graduate School of Education
Department of Electrics&Electronics Engineering**

Supervisor: Dr. Öğr. Üyesi Ali BAKBAK

The increasing prevalence of electric vehicles (EVs), has brought significant attention to the efficiency, reliability and controllability of the power electronic circuits utilized in these systems. In this study, a current source inverter (CSI) based power converter architecture is investigated as an alternative solution for electric vehicle drive systems. Unlike conventional voltage source inverters (VSIs), the CSI topology offers several advantages such as inherent short-circuit protection, high reliability, and the ability to directly control the motor current.

Within the scope of this thesis, a control system based on CSI topology was designed for driving a permanent magnet synchronous motor (PMSM), and a compatible vector control (Field Oriented Control - FOC) algorithm was developed. The mathematical modeling of the system was carried out, and fundamental theoretical frameworks such as Clarke and Park transformations and flux and torque control in the d-q reference frame were detailed. Additionally, parameters that affect the quality of motor current such as current ripple, modulation index, and inductance value were analyzed to determine optimal operating conditions.

Simulation-based analysis showed that the proposed CSI-based control system successfully operated the PMSM and that the motor's current and torque responses accurately tracked the reference values. The system's stability under varying speed and load conditions was also evaluated. The results demonstrate that CSI-based motor drives offer a highly efficient and controllable alternative for electric vehicle applications.

This thesis aims to contribute to the development of high-efficiency, compact, and reliable motor drive systems for future electric vehicle technologies.

Keywords: CSI , Motor Drives , FOC , Driver Circuit Design , PSMS Control

2025, 88 pages

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında, elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılan akım kaynaklı evirici tasarımı ve kontrolü incelenmiştir. Çalışma kapsamında PMSM motorlarının yapısı, matematiksel modellemesi ve akım kaynaklı eviriciler ve akım kaynaklı eviriciler için vektör kontrol yöntemi detaylı olarak ele alınmıştır. Tez, ilgili teorik altyapı ve simülasyon sonuçlarını içeren bölümlerden oluşmaktadır.

Tez çalışmam süresince bilgi, destek ve yönlendirmelerini esirgemeyen danışman hocam Dr. Öğr. Üyesi Ali BAKBAK'a teşekkür ederim.

Çalışmamda değerli katkıları bulunan Arş.Gör.Mert ALTINTAŞ'a ve Arş.Gör M. Ufukcan URCAN'a teşekkür ederim. Çalışmalarım boyunca yanımda olan aileme ve arkadaşlarıma da şükranlarımı sunarım.

Burak AKMANOĞLU
Manisa, 2025

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

AC	Alternatif Akım
ASM	Asenkron Motor
BLDC	Fırçasız DC Motor
CSI	Akım Kaynaklı Evirici
DC	Doğru Akım
EMI	Elektromanyetik Girişim
EV	Elektrikli Araçlar
FOC	Alan Yönlendirmeli Kontrol
GaN	Galyum Nitrür
ICE	İçten Yanmalı Motorlar
PI	Oransal İntegral
PMSM	Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
RMS	Kök Ortalama Kare
SiC	Silisyum Karbür
VSI	Gerilim Kaynaklı Eviciri
WBG	Geniş Bant Aralıklı

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1. PMSM Motorun Yapısı	8
Şekil 2. CSI Anahtarlama Durumları.....	22
Şekil 3. CSI'nin SVPWM metodu için vektörler ve sanal altıgen	22
Şekil 4. Buck dönüştürücü beslemeli CSI şematik gösterimi	30
Şekil 5. Çift yönlü DC-DC dönüştürücü beslemeli CSI şematik gösterimi.....	30
Şekil 6. Akım Kaynaklı Eviricinin 3 Boyutlu Görüntüsü.....	34
Şekil 7. Tasarlanan Sürücünün Şematik Gösterimi	35
Şekil 8. TINA-TI TLV431 ile referans gerilim üretimi ve analog buffer.....	40
Şekil 9. Şönt dirençli akım okuma devresi ve single ended konverter	41
Şekil 10. Kırmızı çizgi 1.65V referans gerilim Yeşil çizgi -25A ile +25A arası sinyalin ürettiği analog çıktı	41
Şekil 11. AMC1311 ile izoleli DC bara gerilim okuma devresi ve single ended converter.....	42
Şekil 12. Gerilim ölçüm devresi çıkış sinyali	42
Şekil 13. Güç Kartı 3 Boyutlu Görüntüsü.....	43
Şekil 14. Kontrol Kartı 3 Boyutlu Görüntüsü.....	46
Şekil 15. Gate Driver Kartı 3 Boyutlu Görüntüsü	50
Şekil 16. Kontrol Blok Diyagramı	64
Şekil 17. Nominal çalışma hız grafiği.....	65
Şekil 18. Nominal çalışmada yük momenti ve motor torku	66
Şekil 19. Nominal çalışmada faz akımları	67
Şekil 20. Nominal çalışmada 0.6-0.61 saniyeler arası faz akımları.....	67
Şekil 21. Iref ve Idref - zaman grafiği.....	68
Şekil 22. Nominal çalışmada DC bara akım dalgalanması.....	68
Şekil 23. Nominal çalışmada hatlar arası gerilimler	69
Şekil 24. Nominal şartlarda 0.6-0.61 saniyeler arası hatlar arası gerilimler.....	70
Şekil 25. Nominal çalışmada Iq ve Iqref değerleri	70
Şekil 26. Sıfır vektörü uygulanması sırasında akan akımlar.....	71
Şekil 27. CSI filtre kondansatör akımları	72
Şekil 28. Yön değişiminde hız-zaman grafiği.....	73
Şekil 29. Motor yük momenti - motor tork grafiği	73

Şekil 30. Motor yön değişimlerinde faz akımları	74
Şekil 31. Motor yön değişiminde hat gerilimleri	74
Şekil 32. 5Nm'den 20Nm'ye yük değişimi, motor tork tepkisi	75
Şekil 33. 5Nm'den 20Nm'ye yük değişimi durumunda hız değişimi	76
Şekil 34. 5Nm'den 20Nm'ye yük değişiminde faz akımları	76
Şekil 35. 500 rpm referans hız ve motor hızı	77
Şekil 36. 500 rpm'de referans tork ve üretilen tork	78
Şekil 37. DC bara referans akımı ve okunan DC bara akımı	78
Şekil 38. DC bara akım referansı ve okunan DC bara akım dalgalanması	79
Şekil 39. 500 rpm referans hız ve motor hızı	80
Şekil 40. 500 rpm hızda hatlar arası gerilimler	80
Şekil 41. 1000 rpm referans hız ve motor hızı	81
Şekil 42. 1000 rpm hızda hatlar arası gerilim	81
Şekil 43. 2200 rpm hız ve motor hızı	82
Şekil 44. 2200 rpm'de hatlar arası gerilim	82
Şekil 45. 3000 rpm referans hız ve motor hızı	83
Şekil 46. 1Nm - 3000 rpm çalışmada hatlar arası gerilimler	83

İÇİNDEKİLER

ÖZET	IV
ABSTRACT	V
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	VI
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ	VIII
İÇİNDEKİLER	X
1.GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti.....	2
2. PMSM	6
2.1 PMSM ve Modellemesi	6
2.1.1 PMSM Yapısı.....	6
2.1.2 PMSM'in Elektrikli Araçlardaki Avantajları	8
2.1.3 PMSM Çalışma Prensipleri ve Temel Dinamikler	10
2.2 PMSM Matematiksel Modellemesi.....	12
2.2.1 ABC Koordinat Sistemi Modeli	13
2.2.2 Clarke Dönüşümü ile 3 Fazdan 2 Faza Geçiş	13
2.2.3 Park Dönüşümü ile d-q Eksenine Geçiş	14
2.2.4 Elektromanyetik Tork Hesaplaması	14
2.3 PMSM Dinamik Modeli ve Kontrol Yöntemleri	15
2.3.1 Motorun Dinamik Eşitlikleri.....	15
2.3.2 Hız ve Tork Kontrolü.....	16
3. Vektör Kontrol Yöntemi (Field Oriented Control - FOC).....	17
3.1 Vektör Kontrol Bağlamında Dönüşümlerin Rolü	18
3.2 d–q Ekseninde Akı ve Tork Kontrolü	18
3.2.1 Elektromanyetik Tork Üretimi	19
3.2.2 Kontrol Stratejisi.....	19
3.2.3 PWM Sinyalleri ve Uygulama	20
3.2.4 Ters Dönüşümler ve Geri Bildirim Yapısı	24

4. CSI Yapısı ve Güç Devresi Tasarımı.....	26
4.1 CSI'nin Temel Yapısı ve Prensipleri.....	26
4.2 Anahtarlama Elemanlarının Yapısı ve Seçimi	27
4.3 DC Bara Akımını Kontrol Eden Ön Dönüştürücü Yapılar	29
4.4 İndüktans Değeri Hesaplama.....	31
4.5 Filtre Kondansatör Değeri Hesaplama	32
5. Donanım Tasarım	34
5.1 Genel Sistem Mimarisi.....	35
5.1.1 Güç Kartı	35
5.1.2 Kontrol Kartı.....	43
5.1.3 Gate Driver Kartı.....	46
6. Simülasyon	51
6.1 Simülasyon Modeli: Hız ve Akım Kontrollü CSI Tabanlı PMSM Sürücü Sistemi	52
6.1.1 Hız Referansı ve d-q Akım Referanslarının Oluşturulması.....	52
6.1.2 d-q Akım Hatalarının İşlenmesi ve Gerilim Referanslarının Oluşturulması.....	54
6.1.3 Gerilim Referanslarından Akım Bileşenlerinin Türetilmesi (Ters Akım Modeli ve Euler Yaklaşımı).....	55
6.1.4 α - β Dönüşümü, Theta Açısı ve Referans Akımın Oluşturulması	57
6.1.5 – Ön Dönüştürücü DC Bara Akımı Kontrolü ve PWM Üretimi.....	59
6.1.6 SVPWM Tekniği ile Akım Kaynaklı Eviricinin Anahtarlama Sürelerinin Hesaplanması	61
6.2 Simülasyon Sonuçları	65
6.2.1 Nominal Hız ve Nominal Yükte Çalışma	65
6.2.2 Yön ve Yük Değişimi.....	72
6.2.3 Sabit Hızda Yük Değişimi	75
6.2.4 Düşük Hız Düşük Tork.....	77

6.2.5 CSI'nin Gerilim Yükseltme Özelliği	79
7.Sonuçlar	84



1.GİRİŞ

Günümüzde sürdürülebilirlik ve çevresel kaygıların artması, EV'lerin otomotiv sektöründeki önemini giderek artırmaktadır. Fosil yakıtların sınırlı olması ve çevre kirliliğine yol açan emisyonların azaltılması gerekliliği, elektrikli araç teknolojilerinin hızla geliştirilmesine ve yaygınlaşmasına öncülük etmektedir. Elektrikli araçların performans, verimlilik ve güvenilirlik gibi temel özelliklerinin iyileştirilmesinde, tahrik sistemlerinin etkin tasarımı ve kontrolü kritik bir rol oynamaktadır [1].

Elektrikli araç tahrik sistemlerinde yaygın olarak kullanılan üç fazlı senkron motorlardan biri olan Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar (Permanent Magnet Synchronous Motor - PMSM), yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimlilik ve iyi dinamik yanıt gibi avantajlarıyla ön plana çıkmaktadır. PMSM'lerin optimal şekilde kontrol edilebilmesi, elektrikli araçların enerji verimliliği ve sürüş performansı açısından büyük önem taşımaktadır [2].

Bu bağlamda, akım kaynaklı eviriciler (Current Source Inverters - CSI) ile beslenen PMSM'lerin vektör kontrolü (Field Oriented Control - FOC) yöntemleri, motor akımlarının kontrolünde yüksek hassasiyet ve dinamik performans sağlaması nedeniyle tercih edilmektedir. Vektör kontrol, motor manyetik alanını ve tork üretimini bağımsız olarak kontrol etme imkanı sunarak, yüksek verimli sürüş ve hassas hız kontrolü sağlar [3].

Ancak, akım kaynaklı evirici yapısının kendine özgü çalışma prensipleri, DC link akımının ve kontrol stratejisinin doğru tasarlanmasını gerektirmektedir. Özellikle, akım ripple'larının minimize edilmesi için DC link indüktansının doğru hesaplanması ve tasarlanması kritik önem taşır [4].

Bu tez çalışmasında, elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılan CSI ile beslenen PMSM için matematiksel modelleme yapılmış, FOC algoritması geliştirilmiş ve Simulink ortamında simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, modülasyon indeksi ve DC bara akımı ilişkisi esas alınarak, DC link indüktans hesabı ve ripple analizleri yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, sistemin dinamik performansı ve kontrol doğruluğu açısından değerlendirilmiş ve öneriler sunulmuştur.

Çalışmanın ilerleyen bölümlerinde, önce PMSM'nin yapısı ve çalışma prensipleri detaylandırılacak, ardından matematiksel modellemesi anlatılacak; daha sonra akım kaynaklı evirici yapısı ve vektör kontrol yöntemi ele alınacaktır. Son olarak, simülasyon sonuçları ve analizler sunulacak, çalışma kapsamındaki hedeflere ulaşıp ulaşılmadığı tartışılacaktır.

1.1 Literatür Özeti

EV'lerin geleceği; batarya teknolojileri, tahrik sistemleri, şarj altyapısı ve şebeke entegrasyonu gibi birden fazla teknolojik gelişmeye bağlıdır. Katı hal bataryaları gibi yeni nesil enerji depolama çözümleri, daha yüksek enerji yoğunlukları, kısa şarj süreleri, maliyetlerin düşmesi ve artan menziller ile elektrikli araçların yaygınlaşmasında kritik rol oynamaktadır. Ayrıca, kablosuz şarj teknolojilerindeki ilerlemeler kullanıcı konforunu artırmakta ve elektrikli araçların benimsenmesini kolaylaştırmaktadır. Enerji kaynağının sınırlı olması nedeniyle, tahrik sistemlerinin ve sürücülerin verimliliği araştırmacıların odaklandığı temel alanlardan biridir. Çevresel faktörler ve devlet politikaları, bu teknolojik gelişmelerin hız kazanmasını teşvik etmektedir[5].

Küresel ısınma ve fosil yakıt rezervlerinin azalması, sürdürülebilir ve çevre dostu ulaşım sistemlerine olan talebi artırmaktadır. Bu doğrultuda elektrikli araç teknolojilerinde yüksek verimli tahrik sistemleri, güç elektroniği ve gelişmiş kontrol yöntemleri ön plana çıkmaktadır[6] Elektrikli araçların içten yanmalı motorlara (ICE) kıyasla sağladığı avantajlar arasında yüksek enerji verimliliği, düşük gürültü seviyesi ve geniş hız aralığı bulunmaktadır. Motor tipleri literatürde genellikle DC, asenkron motor (ASM), fırçasız doğru akım motoru (BLDC), PMSM ve salınlı reaktans motoru (SRM) olarak incelenmektedir. Bu motorlar, maliyet, güvenilirlik, verimlilik, tork üretimi, arıza toleransı, uyarma yapısı ve güç yoğunluğu gibi parametreler açısından değerlendirilmiştir [7];[8].

Günümüzde batarya ve hibrit elektrikli araçlar için başta Jaguar, Tesla, Toyota, BMW, Nissan, General Motors ve Audi olmak üzere büyük üreticiler tarafından genellikle PMSM tabanlı tahrik sistemleri tercih edilmektedir [9]. PMSM'ler, yüksek verimlilikleri, üstün dinamik performansları, yüksek güç yoğunluğu ve geniş hız

aralıkları ile EV uygulamalarında ideal çözümler sunmaktadır. Özellikle tork üretimi, stator akımı genliği ve faz açısı üzerinden hassas biçimde kontrol edilebildiğinden değişken hızlı tahrik sistemleri için uygundur [10].

Elektrikli araçlarda motor kadar güç elektroniği devrelerinin de önemi büyüktür. Güç elektroniği sadece motor sürücüsü olarak değil, batarya şarjı, rejeneratif frenleme ve vehicle to grid uygulamalarında da kritik rol oynar[11]. Motor sürücülerini (inverterler), DC gerilimini üç fazlı yüksek kaliteli AC gerilim ve akıma dönüştürerek tahrik işlemini sağlar. İnverterlerin güçlü, verimli, güvenilir olması yanında maliyet, boyut ve ağırlık açısından da avantajlı olması gerekir [12].

Modern EV çekiş inverter sistemlerinde yüksek voltajlı bataryaların yaygınlaşmasıyla, geleneksel iki seviyeli inverterlerin yerini çok seviyeli inverterler (Multilevel Inverters - MLI) almaktadır. Çok seviyeli inverterler, düşük harmonik distorsiyon, yüksek güç yoğunluğu, artan verimlilik, doğal hata toleransı ve daha kaliteli dalga formları ile dikkat çekmektedir. Ancak, bu topolojilerde güç kaybının eşit paylaşılması ve kondansatör voltajlarının dengelenmesi gibi zorluklar bulunmaktadır. Farklı MLI topolojileri anahtar sayısı ve performans kriterleri açısından karşılaştırılarak EV gereksinimlerine uygunluğu değerlendirilmektedir [13].

Gerilim kaynaklı eviric (VSI) sistemleri, basit yapıları, yüksek verimleri, silikon (Si) tabanlı yarıiletkenlerin kolay erişimi, ters gerilim engelleme ihtiyacının olmaması gibi avantajlarıyla yaygın şekilde kullanılmaktadır. Buna karşılık, CSI sistemleri geçmişte düşük anahtarlama frekanslarında tristörlerle popülerdi ancak ters gerilim engelleme ve akım kaynağı ihtiyacı nedeniyle son dönemde sınırlı uygulama alanı bulmuştur. WBG yarıiletkenlerin yaygınlaşmasıyla CSI topolojileri tekrar gündeme gelmiştir [14].

Geleneksel silikon yarıiletkenler, fiziksel sınırlarına yaklaşmış olup, daha yüksek performans gerektiren uygulamalarda Silisyum Karbür (SiC) ve Galyum Nitrat (GaN) gibi geniş bant aralıklı (WBG) yarıiletkenler ön plana çıkmaktadır. WBG yarıiletkenler, yüksek anahtarlama frekansları ve yüksek sıcaklıklarda verimli çalışarak, pasif bileşen ve soğutma sistemlerinin küçülmesini sağlar. Bu durum motor sürücü sistemlerinin toplam hacmini azaltır. Genellikle VSI topolojileri tercih

edilmekle beraber, WBG kullanımı ile VSI'lerde motor terminallerinde aşırı gerilim artışları ve EMI sorunları ortaya çıkabilmektedir. CSI topolojileri ise bu sorunlara karşı doğal yapısı sayesinde avantaj sağlamaktadır. Özellikle hacim kısıtlaması bulunan uygulamalarda WBG yarıiletkenlerle birlikte CSI kullanımı uygun bir alternatif olarak görülmektedir [15],[16].

WBG yarıiletkenlerle tasarlanan yüksek güçlü, düşük EMI'ye sahip, aşırı gerilimleri engelleyen CSI sistemleri üzerine araştırmalar artmaktadır [17];[18]. VSI sistemlerde yüksek anahtarlama frekansları EMI'yi artırırken, CSI'lar daha sinüzoidal çıkış dalga formları ile EMI'yi azaltır. Ayrıca, CSI sistemlerinde kullanılan DA bağlantı bobinleri sayesinde doğal ortak mod EMI bastırma etkisi sağlanır [19]; [17].

PMSM sürücü sistemlerinin performansında güç dönüştürücü topolojisi kadar uygulanan kontrol stratejileri de kritik öneme sahiptir. Alan Yönelimli Kontrol (Field-Oriented Control – FOC), Doğrudan Tork Kontrolü (Direct Torque Control – DTC), Model Öngörülü Kontrol (Model Predictive Control – MPC) ve Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation – SVPWM) en çok tercih edilen yöntemlerdir.

FOC, stator akımlarını d- ve q-eksenlerine ayırarak tork ve akı kontrolünü bağımsız hale getirir, böylece yüksek dinamik performans ve verimlilik sağlar. Ancak rotor pozisyonunun hassas ölçümünü gerektirmesi ve karmaşık algoritmaları nedeniyle sensörsüz FOC uygulamaları araştırılmaktadır [20].

DTC, tork ve akıyı doğrudan kontrol ederek hızlı yanıt ve yüksek tork dinamiği sağlar, ancak dalgalanma ve düşük hızlardaki performans problemleri gibi dezavantajları vardır. Bu sorunlar, sabit anahtarlama frekansı ve gelişmiş hata kontrolü içeren DTC-SVM yöntemleriyle azaltılmaktadır [21].

MPC, gelecekteki sistem davranışlarını tahmin ederek optimal kontrol sinyalleri üretir. Çoklu kısıtlamalar ve doğrusal olmayan problemleri yönetebilmesi sebebiyle EV uygulamalarında tercih edilir. Hesaplama karmaşıklığı ve model doğruluğu sorunları mevcuttur [22].

SVPWM, VSI tabanlı PMSM hız kontrolünde yaygın kullanılan bir tekniktir. Daha düşük harmonik distorsiyon ve yüksek verimlilik sağlar. Ancak yüksek anahtarlama frekansı nedeniyle EMI ve aşırı gerilim artışı gibi sorunlar gözlenebilir [23]. CSI ile kullanımında ise bu sorunlar ortadan kalkmaktadır.



2. PMSM

2.1 PMSM ve Modellemesi

EV'ler günümüzde sürdürülebilir ulaşım için önemli bir alternatif olarak öne çıkmaktadır. Bu araçların tahrik sistemleri, yüksek enerji verimliliği ve performansın artırılması adına kritik öneme sahiptir. Elektrikli araçlardaki tahrik sistemlerinin çoğu, yüksek verimlilik, düşük bakım gereksinimi ve yüksek performans sağlama amacı güden motor teknolojileri kullanmaktadır. Bu motor teknolojilerinden birtanesi, PMSM'ler olup, özellikle elektrikli araçlarda yaygın olarak tercih edilmektedir. PMSM'ler, düşük enerji tüketimi, yüksek güç yoğunluğu ve minimum bakım gereksinimi gibi özellikleri ile, elektrikli araçların performansını en üst düzeye çıkarmada önemli bir rol oynamaktadır[2].

PMSM'lerin, yüksek verimlilikle çalışan ve geniş bir hız aralığına sahip olan yapıları, onları elektrikli araçlar için ideal bir çözüm haline getirmektedir. Rotorlarında kullanılan kalıcı mıknatıslar, motorun yüksek verimlilikle çalışmasını sağlarken, motorun dayanıklılığını artıran bir faktör olarak öne çıkmaktadır [2]. Bu nedenle, PMSM'lerin elektrikli araçlarda kullanımı, hem teknik hem de ticari açıdan önemli avantajlar sunmaktadır.

Bu bölümde, PMSM'lerin yapısı, avantajları ve çalışma prensipleri ele alınacaktır. Ayrıca, motorların verimli bir şekilde kontrol edilebilmesi için yapılan matematiksel modelleme yöntemlerine de değinilecektir. Modelleme, motorun dinamik özelliklerinin doğru bir şekilde anlaşılmasını ve kontrol stratejilerinin optimize edilmesini sağlar. İlk olarak, PMSM'nin yapısı ve çalışma prensibi üzerinde durulacak, ardından motorun matematiksel modellemesine geçilecektir.

2.1.1 PMSM Yapısı

PMSM'ler, stator ve rotor olmak üzere iki ana bileşenden oluşur. Her iki bileşen de motorun genel performansını ve verimliliğini etkileyen kritik yapı elemanlarıdır. PMSM'nin yapısı, motorun çalışma prensibini ve verimliliğini doğrudan etkileyen önemli faktörleri içerir [24]. Aşağıda bu yapı elemanları detaylı bir şekilde incelenecektir.

- **Stator Yapısı**

Stator, PMSM'nin sabit bölümüdür ve motorun çevresinde yer alır. Stator, genellikle silindirik bir yapıdan oluşur ve içinde yer alan stator sargıları, motorun çalışması için gerekli olan manyetik alanı üretir. Bu sargılar genelde üç fazlı alternatif akım ile beslenir ve her faz, motorun dönüş hareketini sağlayacak döner manyetik alanları oluşturur [24]. Statorun iç yüzeyi, sargıların yerleştirilebilmesi için oyuklarla donatılmıştır ve bu oyuklar, sargıların düzgün bir şekilde yerleştirilmesini sağlar.

Statorun verimli çalışabilmesi için oluşturulan manyetik alanın güçlü ve düzgün dağılımlı olması büyük önem taşır. Bu nedenle stator yapısında kullanılan malzemeler, motorun genel verimliliği ve performansı üzerinde doğrudan etkilidir. Stator çekirdeği, manyetik kayıpları azaltmak amacıyla genellikle ince tabakalardan oluşan lamine silisyumlu çelikten imal edilir. Bu yapı, girdap akımlarını azaltarak hem ısınmayı hem de enerji kayıplarını en aza indirir [24]. Stator oluklarına yerleştirilen sargılar ise yüksek elektriksel iletkenliğe sahip bakır telden yapılır. Bakır, düşük dirençli yapısı sayesinde iletim kayıplarını minimize ederek motorun verimliliğini artırır.

- **Rotor Yapısı**

Rotor, motorun dönen bölümüdür. Rotor, kalıcı mıknatıslar içerir ve bu mıknatıslar, motorun tork üretiminde anahtar rol oynar. Kalıcı mıknatıslar, manyetik alanı sürekli olarak üretir, bu sayede motorun çalışma sırasında manyetik alanın değişmesine gerek kalmaz. Rotor tasarımı, motorun verimliliği ve tork üretme kapasitesi üzerinde doğrudan etkili bir faktördür. Rotorun yapısal özellikleri, motorun hız ve tork özelliklerini belirler [24].

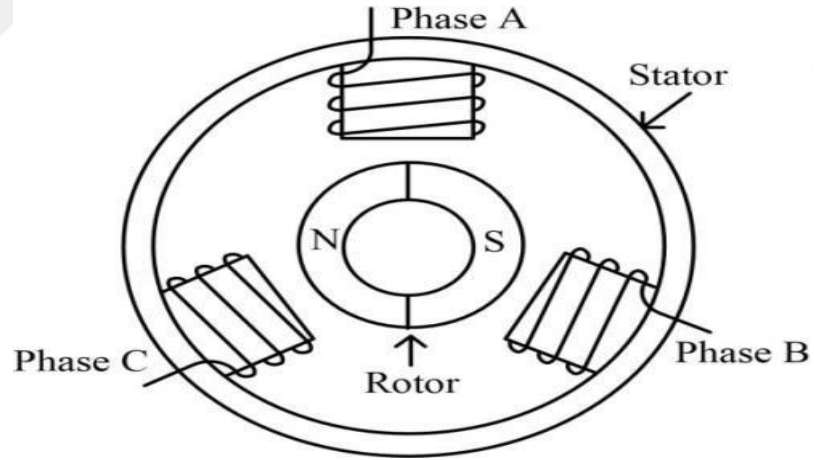
PMSM'lerde kullanılan kalıcı mıknatıslar, genellikle neodimyum (NdFeB) gibi nadir toprak elementlerinden üretilir. Bu mıknatıslar, yüksek manyetik akı yoğunluğu sağlayarak motorun daha kompakt tasarlanmasına ve yüksek verimlilikle çalışmasına olanak tanır. Rotor, statorun oluşturduğu döner manyetik alan ile senkron şekilde döner ve bu etkileşim sonucu elektromanyetik tork oluşur [24]. Rotor yapısındaki mıknatıs yerleşimi (gömülü ya da yüzeysel), kutup sayısı ve manyetik devre tasarımı

gibi unsurlar, motorun yüksek hızda kararlı çalışması ve enerji kayıplarının minimize edilmesi açısından kritik öneme sahiptir.

- **Motor Muhafazası ve Soğutma**

PMSM'nin verimli çalışabilmesi için motorun sıcaklığının kontrol altında tutulması gerekmektedir. Bu amaçla motor muhafazası, ısının motorun dışına iletilmesini sağlamak için özel olarak tasarlanır. Muhafaza, genellikle alüminyum veya bakır alaşımlarından yapılır, çünkü bu malzemeler hem ısıl iletkenlik açısından etkilidir hem de hafif olurlar. Ayrıca, motorların aşırı ısınmasını engellemek için soğutma sistemleri de kullanılmaktadır.

PMSM'lerde sıvı soğutma, hava soğutma veya aktif soğutma sistemleri gibi farklı soğutma yöntemleri kullanılabilir. Sıvı soğutma, yüksek performans gerektiren uygulamalarda daha yaygın kullanılır çünkü bu yöntem, motorun sıcaklığını daha etkili şekilde düşürür. Bu sistemler, motorun uzun süre yüksek verimle çalışabilmesini sağlar.



Şekil 1. PMSM Motorun Yapısı.[25]

2.1.2 PMSM'in Elektrikli Araçlardaki Avantajları

PMSM'ler, EV'lerin tahrik sistemlerinde tercih edilen bir motor teknolojisi olarak, çeşitli avantajlar sunar. Bu avantajlar, motorların hem verimliliklerini hem de performanslarını doğrudan etkileyen önemli unsurlardır.

- **Yüksek Verimlilik**

PMSM'lerin en büyük avantajlarından biri, yüksek verimlilikle çalışabilmeleridir. Bu motorlar, enerjiyi verimli bir şekilde torka dönüştürebilir ve bu sayede elektrikli araçların menzilini artırır. Motorun verimliliği, özellikle elektrikli araçlar için çok kritik bir faktördür, çünkü daha verimli bir motor, daha uzun mesafeler katedebilir. PMSM'lerde kullanılan kalıcı mıknatıslar, motorun sürekli yüksek verimlilikle çalışmasını sağlar ve bu da batarya kapasitesinin daha verimli kullanılmasını mümkün kılar [2].

- **Düşük Bakım Gereksinimi**

PMSM'lerin bir diğer büyük avantajı ise düşük bakım gereksinimleridir. Motorlar, rotorlarında kalıcı mıknatıslar kullanılması sayesinde fırçalı sistemlere ihtiyaç duymazlar. Fırçalı sistemlerin olmadığı bir motor tasarımı, sürtünmeyi ve aşınmayı önemli ölçüde azaltır, böylece motorun ömrü uzar ve bakım maliyetleri minimuma iner [2]. Bu da elektrikli araç sahipleri için önemli bir ekonomik avantaj sağlar. Ayrıca, kalıcı mıknatıslar sayesinde, PMSM'ler daha az mekanik aşınmaya uğrar, bu da uzun vadede motorun dayanıklılığını artırır .

- **Yüksek Tork Yoğunluğu**

PMSM'ler, yüksek tork yoğunluğuna sahip motorlardır. Kalıcı mıknatıslar sayesinde, motorlar daha küçük boyutlarda yüksek tork üretme kapasitesine sahiptir. Bu durum, elektrikli araçların daha kompakt ve hafif olmasını sağlar. Aynı zamanda, yüksek tork yoğunluğu sayesinde motorlar, özellikle hızlanma ve kalkış gibi uygulamalarda daha etkili performans sergilerler [24]. Elektrikli araçlarda yüksek tork, aracın hızlanma kabiliyetini artırırken, aynı zamanda sürüş konforunu da iyileştirir.

- **Düşük Ağırlık**

PMSM'ler, yüksek tork yoğunluğu sayesinde, diğer motor türlerine göre daha hafif olma eğilimindedir. Bu, elektrikli araçların toplam ağırlığının düşmesine yardımcı olur ve bu da aracın menzilini artıran bir faktördür. Ağırlık, elektrikli araçların performansını etkileyen en önemli faktörlerden biridir, çünkü araç ne kadar hafif olursa, bataryalarının enerjisini o kadar verimli kullanabilir. Bu sayede

PMSM'ler, elektrikli araçların menzilini uzatarak daha ekonomik bir sürüş deneyimi sunar [2].

- **Düşük Gürültü ve Titreşim**

PMSM'ler, özellikle tasarımlarındaki kalıcı mıknatıslar nedeniyle, düşük gürültü ve titreşim seviyeleri ile çalışır. Bu özellik, elektrikli araçların sürüş sırasında daha sessiz ve konforlu olmasını sağlar. Geleneksel içten yanmalı motorlara göre, PMSM'ler daha az mekanik parça içerdiğinden, daha sessiz çalışırlar [2].

- **Yüksek Hız ve Verimli Hız Kontrolü**

Elektrikli araçlarda hız kontrolü çok önemli bir faktördür, çünkü motorun yüksek hızlarda bile verimli çalışması gerekir. PMSM'ler, senkron motorlar olduklarından, geniş hız aralıklarında çok az kayıpla çalışabilirler. Bu da sürücünün hız kontrolünü daha hassas ve verimli bir şekilde yapmasına olanak tanır.

- **Enerji Geri Kazanımı**

PMSM'ler, frenleme sırasında enerji geri kazanımı sağlayabilen motorlardır. Elektrikli araçlarda frenleme sırasında motor, jeneratör gibi çalışarak bataryaya enerjiyi geri yükleyebilir. Bu özellik, araçların enerji verimliliğini arttıran bir diğer önemli faktördür.

2.1.3 PMSM Çalışma Prensibi ve Temel Dinamikler

PMSM'ler adından da anlaşılacağı gibi rotorunda kalıcı mıknatıslar bulunan ve senkron hızda dönen bir motor tipidir. Bu motorlar, hem stator hem de rotor arasında etkileşime giren manyetik alanlar sayesinde çalışır. Bu bölümde, PMSM'nin çalışma prensibi detaylı bir şekilde ele alınacak, ayrıca motorun temel dinamikleri ve çalışma şekli üzerinde durulacaktır.

- **Çalışma Prensibi**

PMSM'nin çalışma prensibi, motorun rotor ve stator arasındaki manyetik alan etkileşimi ile tork üretimine dayanır. Statorda bulunan üç fazlı sargılar, alternatif akım ile beslenir ve bu sayede döner manyetik alan oluşturulur. Rotor ise, kalıcı mıknatıslarla donatılmıştır ve bu mıknatıslar, motorun çalışması sırasında sabit bir

manyetik alan üretir. Statorun manyetik alanı ile rotorun manyetik alanı etkileşime girer ve bu etkileşim sonucu rotor dönmeye başlar.

PMSM'nin önemli avantajlarından biri, rotor ve stator manyetik alanlarının senkronize çalışabilmesidir. Bu sayede rotor, statorun manyetik alanına tamamen uyumlu bir şekilde döner ve yüksek verimlilikle tork üretir. Rotorun dönüş hızı, stator sargılarından gelen alternatif akımın frekansına senkronize olur. Bu senkronize hareket, motorun her hızda verimli çalışmasını sağlar [24].

- **Dönüş Açısı ve Rotor Hızı**

PMSM'nin çalışma prensibi açısından önemli bir parametre de rotorun dönüş açısı ve hızı arasındaki ilişkidir. Rotor hızı, statorun oluşturduğu manyetik alanın frekansına bağlıdır. Rotor, statorun döner manyetik alanına senkronize olduğunda, rotor hızı ile stator manyetik alanının hızı arasında bir ilişki kurulur. Bu ilişki, motorun hız kontrolü ve verimli çalışabilmesi için kritik öneme sahiptir.

PMSM'de rotor, sabit mıknatıslar ile donatıldığından, rotor hızı, stator sargılarından gelen akımın frekansı ile doğrudan ilişkilidir. Statordaki akımın frekansı değiştikçe, rotor hızı da buna bağlı olarak değişir. Bu özellik, PMSM'nin geniş bir hız aralığında etkili bir şekilde çalışmasını sağlar [24]. Aynı zamanda, bu senkronize çalışma, motorun düşük hızlarda bile yüksek verimlilikle çalışmasını sağlar, bu da elektrikli araçlar için önemli bir avantajdır.

- **Tork Üretimi ve Elektromanyetik Tork**

PMSM'de tork üretimi, rotor ve stator arasındaki manyetik alan etkileşimi ile sağlanır. Statorun manyetik alanı ile rotorun kalıcı mıknatıslarının manyetik alanı etkileşime girerek bir tork üretir. Elektromanyetik tork, motorun ana işlevidir ve motorun yüksek verimlilikle çalışabilmesi için bu torkun doğru bir şekilde üretilmesi gerekmektedir.

PMSM'lerde tork üretimi, rotorun manyetik alanının statorun manyetik alanı ile hizalanmasıyla başlar. Rotor ve stator arasındaki bu manyetik etkileşim, motorun tork üretme verimliliğini doğrudan etkiler. Ayrıca, PMSM'lerin elektromanyetik

torkları, motor hızının değişmesine bağlı olarak hızlı bir şekilde ayarlanabilir, bu da sürüş esnasında torkun optimum seviyede tutulmasını sağlar [24].

- **Motorun Dinamik Modelleri**

PMSM'nin dinamik modeli, motorun çalışma koşullarına göre davranışını anlamak için kullanılır. Bu model, motorun tork üretimi, hız kontrolü ve enerji tüketimi gibi önemli parametrelerin hesaplanmasını sağlar. Dinamik model, motorun hızını ve torkunu kontrol etmek için gereklidir. PMSM'nin matematiksel modeli, özellikle EV'lerde verimli bir kontrol stratejisi geliştirilmesi için temel oluşturur.

PMSM'nin dinamik modelinde genellikle d-q ekseninde yapılan dönüşümler kullanılır. Bu dönüşümler, motorun üç fazlı sistemini iki fazlı bir sisteme indirger ve motorun çalışma dinamiklerinin daha basit bir şekilde analiz edilmesini sağlar [26]. d-q dönüşümü ile motorun stator akımları ve manyetik alan bileşenleri ayrılarak, motorun torku ve hızına dair daha hassas kontrol yapılabilir.

- **PMSM'nin Hız ve Tork Kontrolü**

PMSM'nin hız ve tork kontrolü, motorun verimli çalışmasını sağlamak için kritik öneme sahiptir. Elektrikli araçlar için hız ve tork kontrolü, aracın performansını ve menzilini doğrudan etkiler.

Hız kontrolü, motorun belirli bir hızda sabit kalmasını sağlamak için yapılır. Bu, elektrikli araçların sabit hızda çalışabilmesini sağlar. Tork kontrolü ise motorun tork üretme kapasitesini optimize eder. Bu kontrol yöntemleri, özellikle vektör kontrolü gibi ileri düzey tekniklerle daha hassas bir şekilde yapılmaktadır. FOC, motorun tork ve mıknatıslama akı bileşenlerinin ayrı ayrı kontrol edilmesini sağlar, böylece kontrolü basitleştirir [26].

2.2 PMSM Matematiksel Modellemesi

PMSM'nin matematiksel modeli, motorun davranışlarını anlamak ve kontrol stratejileri geliştirmek için oldukça önemlidir. Elektrikli araçlardaki tahrik sistemlerinin verimli çalışabilmesi için motorun dinamiklerini doğru bir şekilde modellemek gereklidir. Bu bölümde, PMSM'nin matematiksel modellemesi adım

adım ele alınacaktır. Modelleme süreci, motorun fiziksel özelliklerini ve elektriksel dinamiklerini matematiksel ifadelerle ilişkilendirerek, motorun performansını optimize etmek için kullanılan bir temel sağlamaktadır.

2.2.1 ABC Koordinat Sistemi Modeli

PMSM'nin temel modellemesi, üç fazlı bir sistem olarak başlar. Bu sistem, motorun statorundaki üç fazlı akımları (i_a , i_b , i_c) ve gerilimleri (V_a , V_b , V_c) içerir. Motorun statorunda bu üç faz, bir koordinat sistemi olarak tanımlanır ve motorun temel elektriksel parametreleri bu sistem üzerinden hesaplanır [26].

Bu koordinat sisteminde, her bir faz bir vektör gibi ele alınır. Bu üç fazlı sistemin çalışmasını anlamak için, bu üç fazın birbirine olan ilişkileri ve etkileşimleri hesaplanmalıdır. Ancak, bu üç fazlı sistemin doğrudan çözümü karmaşık olabilir, bu yüzden genellikle Clarke dönüşümü ve Park dönüşümü gibi matematiksel yöntemler kullanılmaktadır.

2.2.2 Clarke Dönüşümü ile 3 Fazdan 2 Faza Geçiş

Clarke dönüşümü, PMSM'nin üç fazlı elektriksel sistemini iki fazlı bir sisteme dönüştürmek için kullanılır. Bu dönüşüm, üç fazlı sistemin her bir fazını bir iki boyutlu dik koordinat sistemine projekte eder. Clarke dönüşümünün amacı, üç fazlı bir sistemdeki denklemleri iki boyutlu bir koordinat sistemine indirgemek ve bu şekilde motorun modellemesini daha basitleştirmektir [26].

Clarke dönüşümü, (1)'de matematiksel olarak ifade edilmiştir:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Burada i_α ve i_β iki boyutlu koordinat sistemindeki akımlar, i_a , i_b ve i_c ise motorun üç fazındaki akımları temsil eder. Clarke dönüşümü, motorun kontrolünü daha basit hale getirir ve kontrol stratejilerinin uygulanmasını kolaylaştırır.

2.2.3 Park Dönüşümü ile d-q Eksenine Geçiş

Park dönüşümü, motorun stator akımlarını, sabit bir d-q koordinat sistemine dönüştürerek, motorun elektromanyetik torkunun ve hızının kontrol edilmesini sağlar. Bu dönüşüm, motorun tork ve mıknatıslama akısı bileşenlerini ayrıştırarak, her iki bileşenin bağımsız bir şekilde kontrol edilmesine olanak tanır [26]. Bu sayede, motorun torku ve hızına ilişkin daha hassas kontrol yapılabilir.

Park dönüşümünün matematiksel ifadeleri (2)'deki gibidir:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

Burada i_d ve i_q , sırasıyla motorun d ve q eksenlerine bağlı akımları temsil eder. θ , rotorun pozisyon açısını ifade eder ve bu açı motorun rotorunun stator manyetik alanına göre olan konumunu belirtir. Park dönüşümü ile, motorun tork ve mıknatıslama akı bileşenleri ayrılır ve bu sayede motorun kontrolü daha basit hale gelir.

2.2.4 Elektromanyetik Tork Hesaplaması

PMSM'nin elektromanyetik torku, motorun d-q koordinat sistemindeki akımlar ve manyetik alan etkileşimleri sonucu üretilen torktur. Bu tork, rotorun hareketini sağlar ve motorun performansını doğrudan etkiler [26]. Elektromanyetik tork, d-q eksenlerinde yapılan hesaplamalar (3) ile ifade edilebilir:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

Burada:

- T_e : elektromanyetik torku,
- p motorun kutup sayısı,
- ψ_m : rotorun kalıcı mıknatıs akısı,
- i_q : q eksenindeki akım,

- L_d, L_q : d ve q eksenindeki indüktanslar,
- i_d : d eksenindeki akım.

Bu formül, motorun ürettiği elektromanyetik torku hesaplamak için kullanılır.

2.3 PMSM Dinamik Modeli ve Kontrol Yöntemleri

PMSM'nin dinamik modeli, motorun çalışma koşullarına göre hız ve tork gibi temel parametrelerin nasıl değiştiğini anlamak önemlidir. Bu bölümde, PMSM'nin dinamik modelini inceleyecek ve bu modelin kontrol yöntemleri ile nasıl optimize edilebileceğini ele alınacaktır.

2.3.1 Motorun Dinamik Eşitlikleri

PMSM'nin dinamik modeli, genellikle motorun elektriksel ve mekanik davranışlarını tanımlayan iki ana denkleme dayanır: elektriksel denklemler ve mekanik denklemler.

• Elektriksel Eşitlikler

PMSM'nin elektriksel denklemleri, stator gerilimini, akımı ve manyetik alanları ilişkilendirir. Motorun elektriksel davranışını tanımlayan denklem, (4) ve (5)'te ifade edilmektedir:

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - W_e L_q i_q \quad (4)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + W_e L_d i_d + W_e \psi_m \quad (5)$$

Burada:

- V_d ve V_q , d ve q eksenlerindeki stator gerilimlerini ifade eder.
- R_s , stator sargılarının direncini,
- ψ_d ve ψ_q , d ve q eksenlerindeki manyetik akıları,
- W_e , elektriksel açısal hız,
- ψ_m , rotor manyetik akısını temsil eder.

Elektriksel denklemler, stator voltajı ile akımlar arasındaki ilişkiyi gösterir [26]. Bu denklemler, motorun elektriksel yükünü ve çevresel faktörlere verdiği tepkiyi anlamada yardımcı olur.

- **Mekanik Eşitlikler**

PMSM'nin mekanik denklemi, motorun torku ile rotor hızını ilişkilendirir [26]. Mekanik denklem, (6)'daki gibi ifade edilir:

$$J \frac{dW_r}{dt} = T_e - T_L - BW_r \quad (6)$$

Burada:

- J , rotorun atalet momenti,
- W_r , rotorun açısal hızını,
- T_e , elektromanyetik torku,
- T_L , yük torkunu,
- B , sürtünme katsayısını temsil eder.

Bu denklem, motorun hızını ve torkunu kontrol etme amacıyla kullanılır. Elektriksel denklemlerle birlikte, mekanik denklemler motorun çalışma karakteristiklerini tam olarak tanımlar ve kontrol sistemlerinin tasarımında kritik rol oynar [26].

2.3.2 Hız ve Tork Kontrolü

Doğru hız ve tork kontrolü, araç hızlanmasını, frenlemesini ve verimli şekilde hareket etmesini sağlar. Hız ve tork kontrolü, genellikle PID (Proportional-Integral-Derivative) veya PI (Proportional-Integral) kontrolcülerini ile yapılır [27].

Hız kontrolü, motorun rotorunun hızını sürekli olarak izler ve istenilen hızla karşılaştırarak bir hata sinyali oluşturur. Bu hata sinyali, PI kontrolcüsüne beslenir ve motorun hızını ayarlamak için kullanılır. Tork kontrolü ise, motorun ürettiği torku izler ve gerektiğinde torku artırmak veya azaltmak için motor akımlarını ayarlar.

3. Vektör Kontrol Yöntemi (Field Oriented Control - FOC)

Elektrikli araçların yüksek performans beklentileri, yalnızca mekanik tasarım ya da enerji kaynağı teknolojileriyle değil, aynı zamanda motor kontrol stratejileriyle de yakından ilişkilidir. Özellikle PMSM'ler, verimlilik ve tork yoğunluğu bakımından üstün özellikler sunsalar da, bu motorların kontrolü klasik yöntemlerle tatmin edici seviyede gerçekleştirilememektedir [28]. PMSM'nin senkron yapısı, rotor manyetik alanı ile stator akıları arasındaki hassas açı farkının korunmasını gerektirir. Bu da gelişmiş, yüksek çözünürlüklü ve hızlı tepki verebilen kontrol tekniklerinin kullanımını zorunlu kılar.

Geleneksel skalar kontrol yöntemleri, yalnızca gerilim genliği ve frekansı üzerinden motor kontrolü yapabildiğinden dolayı dinamik performans açısından yetersiz kalmaktadır. Bu noktada vektör kontrolü, alternatif akım motorlarının doğru akım motorları gibi kontrol edilmesini sağlayan bir çerçeve sunar. Vektör kontrolün sağladığı en önemli avantajlardan biri, motorun tork ve mıknatıslama akısı bileşenlerini (q ve d eksenleri) bağımsız biçimde kontrol edebilmesidir. Böylece tork komutlarına çok daha hızlı yanıt verilir, geçici durumlardaki dalgalanmalar azaltılır.

Vektör kontrolü temelde, üç fazlı stator akımlarının, sabit bir referans sisteminden döner bir referans sistemine (genellikle rotorun manyetik alanına senkronize) dönüştürülmesi esasına dayanır [26]. Bu dönüşüm süreci iki temel adımdan oluşur: Clarke dönüşümü ile üç fazlı sistemin iki fazlı sabit α - β düzlemine indirgenmesi ve Park dönüşümü ile bu α - β düzleminin d - q döner koordinat sistemine aktarılması [28]. Bu matematiksel dönüşümler sayesinde, akım bileşenlerinin fiziksel etkileri daha net ayrıştırılabilir ve ayrı ayrı kontrol edilebilir.

Vektör kontrol yöntemi, yalnızca motorun akım ve gerilim parametrelerinin kontrolüyle sınırlı kalmaz; aynı zamanda sistemin genel geri besleme yapısı, hız ve akım kontrol halkaları ve bu halkalarda kullanılan PI kontrolör tasarımlarını da kapsar. Bu kontrol yapısı, motorun yük altındaki davranışını iyileştirirken, aynı zamanda sürüş konforu açısından da önemli kazanımlar sağlar.

3.1 Vektör Kontrol Bağlamında Dönüşümlerin Rolü

Clarke ve Park dönüşümleri, üç fazlı alternatif akım sistemlerinin kontrolünü daha sistematik ve etkin kılan matematiksel araçlardır. Bu dönüşümler sayesinde, zamanla değişen sinyaller sabit veya daha sade hâle getirilir ve bu da kontrol sisteminin daha kararlı çalışmasını sağlar.

Özetle dönüşümlerin rolleri şu şekilde açıklanabilir:

- **Clarke Dönüşümü:** Üç fazlı (abc) sinyalleri iki boyutlu sabit bir α - β düzlemine indirger.
- **Park Dönüşümü:** α - β düzlemindeki vektörü rotor referansına senkron döner d-q düzlemine aktarır.
- **Ters Dönüşümler:** Hesaplanan kontrol sinyallerini tekrar üç fazlı sisteme çevirerek uygulamaya olanak tanır.

Bu dönüşüm zinciri, PMSM'nin akı ve tork bileşenlerinin birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmesini mümkün kılar. Sonuç olarak, motorun dinamik tepkisi iyileştirilir ve hassas kontrol sağlanır. Bu avantajlar, EV'lerin tahrik sistemlerinde yüksek performans gereksinimlerini karşılamak açısından kritik öneme sahiptir.

3.2 d-q Ekseninde Akı ve Tork Kontrolü

PMSM'lerin yüksek performansla çalıştırılabilmesi, tork üretiminin hızlı, doğru ve kararlı şekilde kontrol edilmesini gerektirir. Vektör kontrol yöntemi, d-q koordinat düzleminde manyetik akı ve elektromanyetik tork bileşenlerinin birbirinden bağımsız olarak düzenlenebilmesine imkân tanır [28]. Bu yapı sayesinde, PMSM'nin kontrolü, doğru akım motorlarına benzer şekilde yürütülebilir ve sistemin dinamik yanıtı ciddi ölçüde iyileştirilir.

d-q koordinat sistemi, rotorun elektriksel açısına göre senkron dönen ve statik olmayan bir referans sistemidir. Bu sistemde;

- **d eksen (direct axis):** Rotorun kalıcı mıknatıslarının oluşturduğu manyetik alan doğrultusunu tanımlar. Bu eksenindeki akım bileşeni i_d , mıknatıslama (flux) kontrolünde kullanılır.
- **q eksen (quadrature axis):** d eksenine dik olup, tork üretiminde doğrudan etkili olan bileşeni tanımlar. Bu eksenindeki akım bileşeni i_q , tork kontrolünü sağlar.

Bu dönüşüm sayesinde, üç fazlı alternatif akım sistemleri zamanla değişmeyen, dönel fakat sabit genlikli sinyallere indirgenmiş olur. Bu da kontrol algoritmalarının daha sade ve etkili şekilde çalışmasını mümkün kılar.

3.2.1 Elektromanyetik Tork Üretimi

PMSM’lerde elektromanyetik tork, d–q koordinat sistemindeki akım bileşenleri üzerinden hesaplanır [24]. Tork ifadesi aşağıdaki şekilde verilir:

$$T_e = \frac{3}{2}p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (11)$$

Burada:

- T_e : Elektromanyetik tork [Nm]
- p : Kutup çifti sayısı
- ψ_f : Kalıcı mıknatısın oluşturduğu sabit manyetik akı bağlantısı [Wb]
- i_d, i_q : d–q koordinatlarındaki akım bileşenleri [A]
- L_d, L_q : d ve q eksenli endüktansları [H]

Bu ifadeye göre:

- i_q bileşeni tork üretiminde doğrudan etkiliyken,
- i_d bileşeni hem mıknatıslama hem de tork üretimini etkileyen bir rol oynar (özellikle endüktanslar farklıysa).

Yüzey mıknatıslı PMSM’lerde $L_d \approx L_q$ olduğundan ikinci terim ihmal edilebilir. Bu durumda tork üretimi yalnızca i_q bileşenine bağlıdır [24].

Gömülü mıknatıslı PMSM’lerde ise $L_d \neq L_q$ olabilir. Bu farklılık, özellikle yüksek hızlarda akı zayıflatma (field weakening) stratejileriyle daha geniş bir hız aralığına erişimi mümkün kılar [24].

3.2.2 Kontrol Stratejisi

Vektör kontrol yönteminde, tork ve mıknatıslama akısı genellikle PI (orantı–integral) kontrolörler kullanılarak düzenlenir [27]. Bu yapı sayesinde hassas ve kararlı bir kontrol elde edilir.

- **Tork kontrolü:**
 i_q referansı, istenen elektromanyetik torka göre belirlenir.
- **Akı kontrolü:**
 i_d referansı, genellikle yüzey mıknatıslı PMSM'lerde sıfır seçilir. Ancak gömülü mıknatıslı motorlarda, yüksek hızlarda akı zayıflatma sağlamak amacıyla negatif değerler de verilebilir.

Bu referans akımlar, PWM sinyallerinin üretimi için gereken üç fazlı referans değerlere dönüştürülerek eviriciye aktarılır. Böylece motor sargılarına istenilen akım bileşenleri uygulanır ve hedeflenen tork elde edilir.

3.2.3 PWM Sinyalleri ve Uygulama

Akım kaynaklı eviricilerde (Current Source Inverters – CSI), motor sargılarından istenilen akımın sağlanması amacıyla en yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biri Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM)'dur. PWM yöntemi, eviricinin anahtarlama elemanlarının iletim ve kesim sürelerinin zamanla modülasyonunu sağlayarak, hedeflenen akım dalga şeklinin üretilmesini mümkün kılar [28]. Bu sayede, motorun elektromanyetik tork ve hız kontrolü etkin bir biçimde gerçekleştirilebilir.

PWM tabanlı kontrol stratejileri, vektör kontrol algoritmasının oluşturduğu referans akım değerlerinin motor sargılarına doğru bir şekilde uygulanmasında kritik rol oynar. Akım kaynaklı eviriciler için bu yöntem, sistemin dinamik yanıtının iyileştirilmesi, harmonik içeriğin azaltılması ve enerji aktarım verimliliğinin artırılması gibi çok sayıda avantaj sunar.

PWM sinyalleri akım kaynaklı eviricilerde genel olarak iki temel yöntemle elde edilir.

1. Karşılaştırmalı PWM Yöntemi

Bu yöntemde, vektör kontrol algoritması ile belirlenen d–q eksenindeki referans akım bileşenleri i_d^* ve i_q^* , ters Park ve ters Clarke dönüşümleri yardımıyla üç fazlı (abc) sistemine dönüştürülür. Elde edilen üç faz akım referansları, sabit frekansa sahip bir üçgen taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılarak PWM sinyalleri oluşturulur [28].

Taşıyıcı sinyal ile referans sinyalin kesiştiği anlar, eviricinin anahtarlama elemanlarının iletim ve kesim sürelerini belirler. Bu yöntemin avantajları arasında basitlik ve uygulama kolaylığı yer alsa da, akım kaynaklı eviricilerde doğrudan akım kontrolü sağlamak açısından sınırlı bir performans sunar. Bu yaklaşım özellikle gerilim kaynaklı eviricilerde yaygın olarak kullanılmaktadır.

2. Vektör Tabanlı PWM ve Süre Hesaplamalı Yöntem

Akım kaynaklı eviricilerde daha yüksek kontrol doğruluğu sağlamak amacıyla vektör tabanlı PWM yöntemleri tercih edilmektedir. Bu yöntem, referans akım vektörünün büyüklüğü ve yönünün belirlenmesine ve buna bağlı olarak sektörel süre hesaplamalarının yapılmasına dayanır [28].

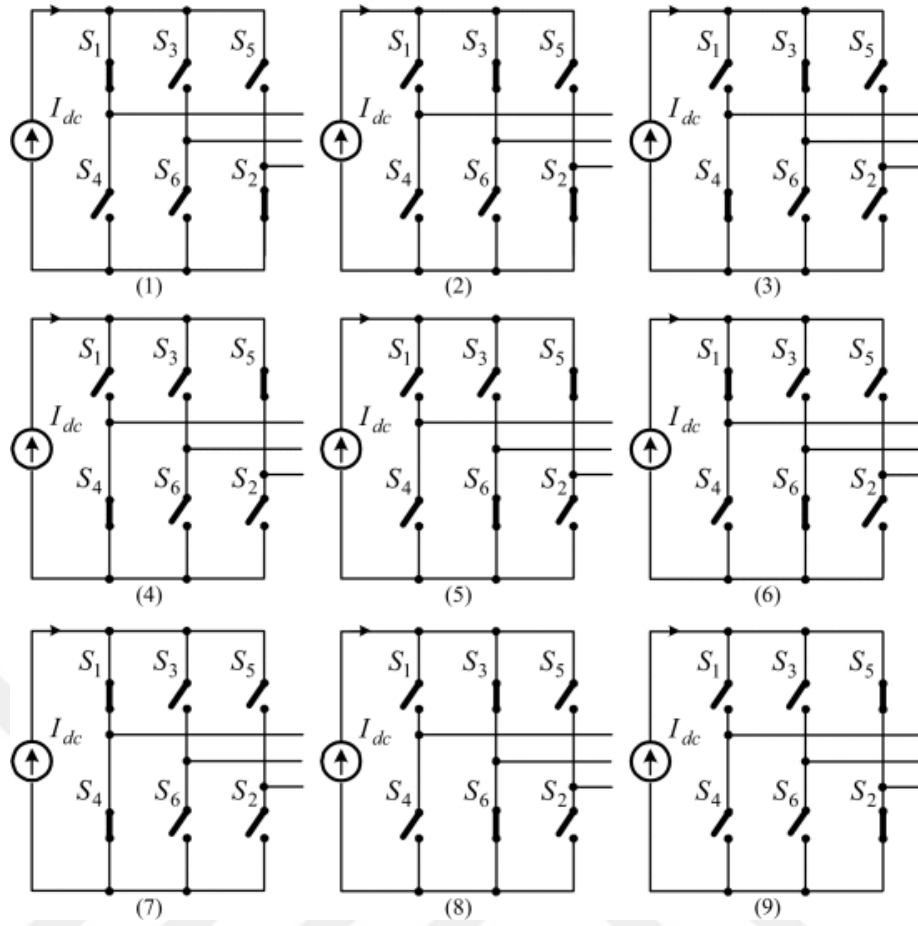
Clarke dönüşümü yardımıyla elde edilen i_α ve i_β bileşenleri kullanılarak, referans vektörün polar koordinatlardaki temsilci büyüklük ve yönü aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{i_\beta}{i_\alpha} \right) \quad (12)$$

$$|I_{ref}| = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2} \quad (13)$$

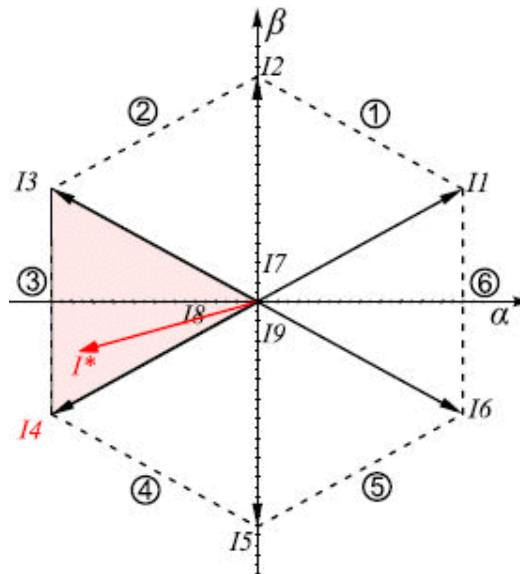
Bu bilgiler doğrultusunda, referans vektörün hangi sektöre düştüğü belirlenir ve söz konusu sektördeki aktif vektörlerin katkı süreleri hesaplanır. PWM sinyalleri, bu süreler esas alınarak ilgili anahtarlara uygulanır.

Farklı anahtarlama durumlarının uygulanması; Şekil 2’de 1, 2, 3, 4, 5 ve 6 numaralı anahtarlama durumları ile gösterilen 6 adet aktif vektör, 7, 8, 9 anahtarlama durumları ile elde edilen 3 adet sıfır vektörü olmak üzere toplam 9 farklı anahtarlama durumu gerçekleşebilir.



Şekil 2. CSI Anahtarlama Durumları [29]

Aktif vektörler karmaşık düzlemde gösterildiğinde, Şekil 2’de görüldüğü gibi 60 derecelik aralıklardan oluşan altı adet bölge elde edilir.



Şekil 3. CSI’in SVPWM metodu için vektörler ve sanal altıgen [30]

Akım ve konum sensörleri kullanılarak faz akımları ve rotor pozisyonu belirlenir. Bu bilgiler kullanılarak uygulanmak istenen referans vektörün hangi bölgede olduğuna karar verilir ve Şekil 3'te olduğu gibi seçilen bölgeye komşu iki aktif vektör ve üç sıfır vektöründen uygun olan seçilerek anahtarlama yapılır. Anahtarlama kayıplarını azaltmak için, iki aktif vektörde ortak olan anahtar içeren sıfır vektörü seçilir. Örneğin 1. bölgede iki aktif vektör $S_1 - S_6$ ve $S_1 - S_2$ ile elde edilir, burada ortak anahtar S_1 olduğu için 1. bölgede $S_1 - S_4$ anahtarları ile üretilen sıfır vektörü kullanılır [31].

Belirlenmiş olan bölgeye ve açığa göre aktif vektörlerin ve seçilen sıfır vektörünün uygulanma süreleri aşağıdaki formüller ile hesaplanmaktadır:

$$T_k = m_a \sin \left(\frac{\pi}{6} - \left(\theta - (k-1) \frac{\pi}{3} \right) \right) T_s \quad (14)$$

$$T_{k+1} = m_a \sin \left(\theta - (k-1) \frac{\pi}{3} \right) T_s \quad (15)$$

$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (16)$$

Burada:

- T_k : Belirlenen bölgede uygulanacak ilk aktif vektörün uygulanma süresi,
- T_{k+1} : Belirlenen bölgede uygulanacak ikinci aktif vektörün uygulanma süresi,
- T_0 : Uygulanacak toplam sıfır vektörü süresi,
- m_a : Eviricinin modülasyon indeksi,
- θ : Referans vektör açısı,
- T_s : Anahtarlama periyodu.

Bu sayede referans akım vektörü, komşu iki aktif vektör ve sıfır vektörünün uygun sürelerde uygulanması ile sentezlenir [32]. Böylelikle motor sargılarında istenen akım dalga şekli elde edilerek yüksek doğrulukta kontrol sağlanır.

Bu formüllerin ve yöntemlerin mikrodenetleyiciye entegre edilmesiyle kontrol sağlanmaktadır.

3.2.4 Ters Dönüşümler ve Geri Bildirim Yapısı

PWM sinyalleri üretildikten sonra, motorun üç fazlı yapısına uygun şekilde bu sinyallerin uygulanabilmesi için referans değerlerin abc koordinat sistemine dönüştürülmesi gerekir. Vektör kontrol yönteminde hesaplanan gerilim ve akım referansları genellikle d-q ekseninde elde edilir. Ancak bu referanslar doğrudan üç fazlı motor sargılarına uygulanamayacağından, sistemin işleyişinde ters dönüşümler kritik bir rol oynar. Bu kapsamda önce ters Park dönüşümü ile d-q bileşenleri sabit α - β eksenine, ardından ters Clarke dönüşümü ile α - β bileşenleri üç fazlı (abc) sisteme çevrilir. Elde edilen faz referansları, üç fazlı eviriciyi sürececek olan PWM modülüne aktarılır. Bu işlem sayesinde, rotor eksenine göre tanımlanmış vektörel büyüklüklerin gerçek fiziksel sistemde uygulanabilir hale gelmesi sağlanır.

Kontrol sistemlerinin kararlı ve hassas bir şekilde çalışması için geri bildirim mekanizması vazgeçilmez bir bileşendir. Bu yapıda, motorun anlık durumu hakkında bilgi edinmek amacıyla çeşitli fiziksel büyüklükler ölçülür ve bu veriler kontrol döngüsünde referans değerlerle karşılaştırılarak hata sinyalleri oluşturulur. Akım geri bildirimi, motor sargılarındaki anlık akımların sensörler aracılığıyla ölçülerek sistemdeki referans akımlarla kıyaslanmasını sağlar. Bu sayede akım kontrol döngüsünde gerekli düzeltmeler yapılabilir. Hız geri bildirimi ise genellikle motor shaftına yerleştirilen enkoder ya da takometre gibi algılayıcılarla sağlanır. Ölçülen hız değeri, hız referansı ile karşılaştırılır ve bu fark üzerinden yeni i_q^* referansı üretilerek sistemin istenen hızda çalışması sağlanır. Bazı uygulamalarda motorun çıkış torku da dolaylı yollarla izlenebilir; bu genellikle tork ile ilişkili olan i_q bileşeni üzerinden gerçekleştirilir.

Geri bildirim sinyalleri ile referans değerler arasında oluşan farklar, PI (Proportional-Integral) kontrolörleri aracılığıyla işlenir. PI kontrolörler, hata sinyalinin hem anlık değerini hem de geçmişteki toplamını dikkate alarak uygun kontrol sinyallerini üretir. Hız döngüsünde üretilen hata sinyali ile i_q^* , akım döngüsünde ise i_d^* ve i_q^* bileşenleriyle ölçülen değerler karşılaştırılarak PWM sinyalleri için gerekli gerilim referansları oluşturulur [28]. Bu referanslar, ters dönüşüm blokları aracılığıyla abc sistemine aktarılır ve üç fazlı eviriciye uygulanarak motorun tork ve hız davranışı hassas biçimde kontrol edilir.

Tüm bu yapı sayesinde, sistem hem kararlı çalışır hem de hızlı dinamik tepkiler verebilir. Ters dönüşümler, fiziksel uygulamaya geçişin anahtarı olurken, geri bildirim döngüsü sistemin güvenilirliğini ve doğruluğunu artıran temel bir kontrol bileşeni olarak görev yapar.



4. CSI Yapısı ve Güç Devresi Tasarımı

CSI'lar, elektromanyetik girişimlere karşı yüksek bağışıklıkları, yüksek hata toleransları ve sıcaklık ve diğer dış etmenlere karşı dayanıklı indüktansları ile dikkat çekmektedir. Bu bölümde, CSI'nin fiziksel ve elektriksel yapısı detaylı olarak ele alınmakta; kullanılan anahtarlama elemanlarının (MOSFET ve diyot) yerleşimi, görevleri ve topolojileri açıklanmaktadır. Ayrıca, eviricinin çıkış akımı seviyelerine göre anahtarlama elemanlarının seçimi, çift yönlü gerilim bloklama ve tek yönlü akım iletim gereksinimlerinin nasıl karşılandığı gibi konular incelenmektedir. Bunun yanı sıra, sabit akım kaynağı karakteristiği sağlayan ön dönüştürücüler ve eviricinin doğru çalışması için gerekli olan indüktans tasarımı ve kondansatör değer hesaplamalarıyla birlikte sunulmaktadır. Böylece, CSI'nin tüm donanımsal yapısı hem teorik hem de uygulamalı olarak kapsamlı biçimde incelenmektedir.

4.1 CSI'nin Temel Yapısı ve Prensipleri

CSI, girişinde sabit ya da kontrollü bir akım kaynağı bulunan, çıkışında ise genellikle AC akım elde edilmek istenen bir güç elektroniği topolojisidir. CSI, özellikle yüksek güç uygulamalarında, motor sürücüler de ve bazı yenilenebilir enerji sistemlerinde tercih edilmektedir [33]. Bu tip eviricilerde, çıkış akımı dalga şekli doğrudan kontrol edilirken, gerilim sistem dinamiklerine bağlı olarak şekillenir. Bu durum, CSI'yi voltaj kaynaklı eviricilerden ayıran en temel farklardan biridir.

CSI yapısında genellikle üç fazlı bir çıkış elde edilmek üzere altı anahtardan oluşan bir köprü devresi kullanılır. Her faz kolunda bir adet anahtarlama elemanı (MOSFET ya da IGBT gibi) ve bir adet diyot bulunur. Bu diyotlar, motor gibi endüktif bir yükten kaynaklanan geri dönüş akımlarını engellemek ve açısından kritik öneme sahiptir. CSI topolojilerinde MOSFET ile diyotların seri bağlanması veya bazı uygulamalarda iki adet N-kanal MOSFET'in ortak source noktasında bağlanması gibi farklı yaklaşımlar uygulanabilir [33].

Anahtarlama elemanlarının doğru çalışabilmesi için bazı önemli şartlar yerine getirilmelidir. CSI'de kullanılan anahtarlar, tek yönlü akım iletimi yapabilmeli ve çift yönlü gerilim bloklama özelliğine sahip olmalıdır. Bu özellik, evirici üzerindeki ters gerilim koşullarına karşı koruma sağlar ve sistemin kararlı çalışmasına imkân tanır [33]. Bu gereklilik genellikle, MOSFET'lerin yüksek hızlı diyotlarla birlikte kullanılmasıyla sağlanır. Özellikle yüksek frekanslı anahtarlama yapılan sistemlerde, bu diyotların ters toparlanma süresinin (reverse recovery time) düşük olması tercih edilir.

CSI topolojisinin bir diğer temel bileşeni, girişe seri bağlanan büyük değerli bir indüktanstır. Bu indüktans, sabit ya da kontrollü bir akım kaynağı davranışı sergileyerek çıkışa yönlendirilen akımın dalgalanmasını sınırlamakta ve akımın sürekli kalmasını sağlamaktadır. Giriş akımının sabitliği, çıkışta düzgün ve kararlı bir akım dalga şekli elde edilmesi açısından kritiktir. Bu yapı sayesinde CSI, özellikle akım kontrolünün öncelikli olduğu motor sürücü sistemlerinde tercih edilmektedir [33].

Sonuç olarak, CSI topolojisi; akım temelli kontrol imkânı, düşük çıkış dalgalanması ve aşırı akım koruma avantajlarıyla dikkat çekmektedir. Ancak, anahtarlama elemanlarının seçiminde ve devre topolojisinin oluşturulmasında dikkat edilmesi gereken çok sayıda teknik detay da mevcuttur. Takip eden alt bölümlerde, bu detaylar üzerinden sistematik olarak ilerlenerek, CSI'nin tam bir tasarım bakış açısıyla incelenmesi sağlanacaktır.

4.2 Anahtarlama Elemanlarının Yapısı ve Seçimi

CSI'larda kullanılan anahtarlama elemanları, sistemin hem elektriksel güvenliği hem de performansı açısından büyük öneme sahiptir. Bu sistemlerde her faz kolunda bir anahtarlama elemanı ve ona seri bağlı bir diyot veya ters seri bağlı bir başka anahtarlama elemanı yer alır. Yapının temel hedefi, akımın yalnızca tek yönde iletilmesini sağlamak ve aynı zamanda yarı iletken elemanlar ile çift yönde gerilim bloklayabilmektir.

MOSFET'ler gibi modern anahtarlama elemanları genellikle yalnızca tek yönlü akım iletebilir ve belirli bir yönlü gerilim bloklama özelliğine sahiptir. Ancak CSI uygulamalarında, yükten dolayı geri beslenen enerjinin ve sistemin rezonans davranışlarının da kontrol altında tutulması gerektiği için, çift yönlü gerilim bloklama ve tek yönlü akım iletimi kritik bir gerekliliktir.

- **Anahtarlama Elemanlarının Seçilmesi**

CSI yapısında kullanılan MOSFET ve diyotlar, taşıyacakları maksimum akıma göre boyutlandırılmalıdır. Bu amaçla, sistemin istenen çıkış akımı seviyesi (RMS) üzerinden bir ön değerlendirme yapılabilir.

Evirici çıkış akımının RMS değeri I_{RMS} ve akım kaynağı olan DC giriş akımı I_{dc} olmak üzere, modülasyon indeksi şu şekilde tanımlanabilir [33]:

$$m_a = \frac{I_{ref}}{I_{dc}} \quad (17)$$

Burada I_{ref} , çıkış akımının tepe değeridir ve sinüzoidal bir çıkış varsayımı altında:

$$I_{RMS} = \frac{I_{ref}}{\sqrt{2}} \quad (18)$$

Dolayısıyla, sistemin modülasyon indeksi bilinerek giriş akımı şu şekilde hesaplanabilir:

$$I_{dc} = \frac{I_{ref}}{m_a} = \frac{\sqrt{2} \times I_{RMS}}{m_a} \quad (19)$$

Bu formül, hem anahtarlama elemanlarının akım kapasitesinin belirlenmesinde hem de giriş indüktansının boyutlandırılmasında temel alınır.

- **Yarı İletken Seçimi İçin Kriterler**

MOSFET seçiminde dikkat edilmesi gereken başlıca teknik kriterler [34]:

- **Drain-Source Gerilim Dayanımı (V_{DS}):** MOSFET'in açık konumda bloklayacağı maksimum gerilim değerinin üzerinde olmalıdır.
- **Drain Akımı (I_D):** Evirici çıkış akımına ve hesaplanan I_{dc} değerine göre belirlenir..
- **Anahtarlama Süreleri (t_{on} , t_{off}):** Yüksek anahtarlama frekanslarında hızlı anahtarlar tercih edilmelidir.

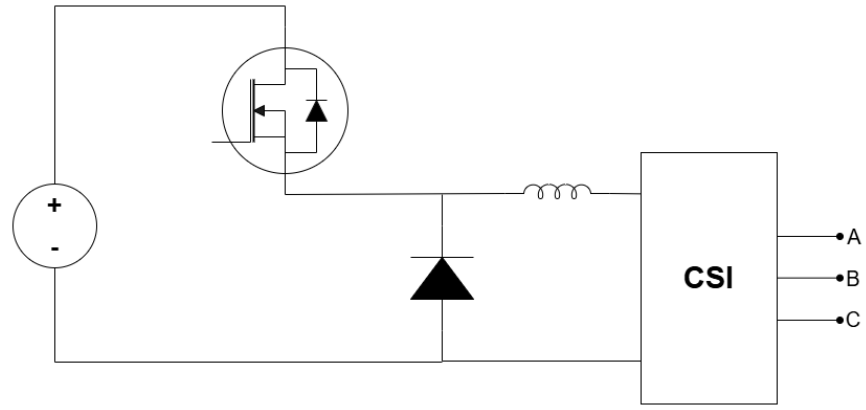
Diyot seçiminde ise [34]:

- **Ters Gerilim Dayanımı (V_{RRM}):** Bloklayacağı maksimum gerilimden yüksek olmalıdır.
- **İleri Akım Kapasitesi (I_F):** Hesaplanan I_{dc} 'nin üzerinde olmalıdır.
- **Ters Toparlanma Süresi (t_{rr}):** Anahtarlama frekansı yüksek sistemlerde çok küçük olmalıdır ($t_{rr} < \frac{1}{10f_{sw}}$).

4.3 DC Bara Akımını Kontrol Eden Ön Dönüştürücü Yapılar

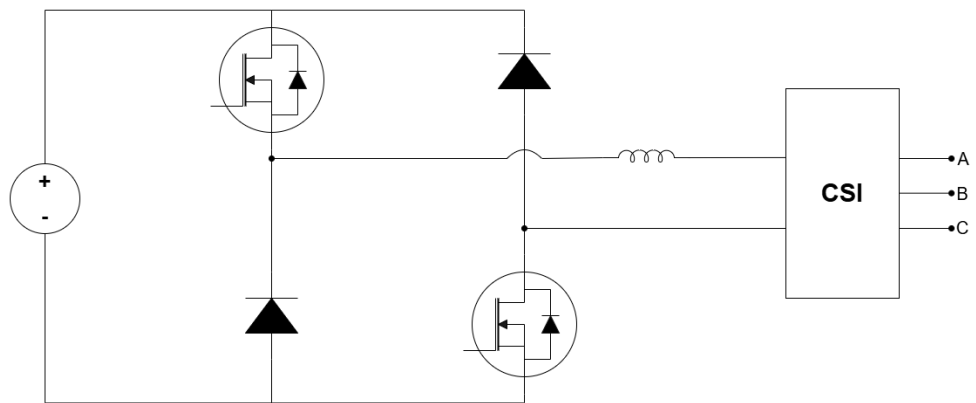
CSI'larda, sistemin doğru ve güvenli çalışabilmesi için DC bara akımının sabit ve kontrol edilebilir olması büyük önem taşır. Evirici yapısında kullanılan DC bara indüktansı, akımı kaynaktan çekerek sabit bir akım sağlar. Ancak, klasik yapıdaki bir CSI'da, anahtarlama durumları indüktans üzerinde hem şarj hem de deşarj etkisi oluşturur ve bu da DC bara akımının kontrolsüz şekilde artmasına ya da azalmasına yol açabilir. Bu durum düşük hız, ani duruş veya hızlanma gibi çalışma koşullarında ciddi tork salınımlarına, cihaz hasarına ve kontrol kararsızlıklarına neden olabilir. Bu nedenle, sistemin DC bara akımını hassas bir şekilde kontrol edebilecek dönüştürücü yapılar kullanılması gerekmektedir.

Bu amaçla literatürde çeşitli ön dönüştürücü topolojileri önerilmiştir. Bunlardan biri, DC kaynağa seri bağlı bir MOSFET ve bu MOSFET'in source ucundan evirici girişine bağlı bir indüktör ile birlikte kullanılan diyot içeren yapıdır. Bu yapı, DC kaynağa bağlı bir buck dönüştürücüdür. Bu dönüştürücü sayesinde, MOSFET'in anahtarlama zamanlamasına bağlı olarak DC bara indüktansına enerji aktarımı sağlanmakta ve dolayısıyla DC bara akımı kontrol edilmektedir. Bu tip bir yapı, DC bara akımının düzenlenmesinde başarılı sonuçlar vermekte ve oldukça sade bir kontrol algoritması ile uygulanabilmektedir [35].



Şekil 4. Buck dönüştürücü beslemeli CSI şematik gösterimi

Bununla birlikte, farklı çalışma koşullarında daha etkin kontrol sağlamak adına çift yönlü çalışan DC-DC dönüştürücüler de önerilmektedir. Bu yapıların avantajı, sadece akımı artırmak ya da azaltmakla kalmayıp, aynı zamanda yavaşlama (rejeneratif frenleme) anlarında motorun mekanik enerjisinin DC kaynağa geri beslenebilmesine de imkân tanımlar. Bu enerji DC bara indüktansında birikerek akımın ani yükselmesine ve cihazın zarar görmesine neden olabilir. Çift yönlü DC-DC dönüştürücü kullanımı ile bu problem önlenmiş olur. Bu yapıda, bara indüktansına paralel olarak bağlanan ilave anahtarlar sayesinde hem buck hem boost hem de rejeneratif durumlar için aktif akım kontrolü sağlanabilmektedir [4].



Şekil 5. Çift yönlü DC-DC dönüştürücü beslemeli CSI şematik gösterimi

Sonuç olarak, akım kaynaklı eviricilerde DC bara akımının aktif şekilde kontrol edilebilmesi, sürücü sisteminin kararlılığı, güvenliği ve enerji verimliliği açısından kritik öneme sahiptir. Özellikle düşük hızda çalışma veya rejeneratif frenleme gibi özel koşullarda, doğru ön dönüştürücü topolojisinin seçilmesi sistem performansını belirleyici bir faktör olmaktadır.

4.4 İndüktans Değeri Hesaplama

DC bara indüktansının doğru seçimi, elektrikli araç tahrik sistemlerinde performans ve verimlilik açısından kritik bir öneme sahiptir. Bu indüktans, DC bara üzerinden geçen akımın dalgalanma miktarını sınırlayarak, sistem bileşenlerinin aşırı ısınmasını ve gerilim dalgalanmalarını önler. Ripple akımın büyüklüğü, anahtarlama frekansı, yük akımı ve modülasyon indeksi gibi parametrelere bağlıdır. Özellikle modülasyon indeksi $m_a = \frac{1}{\sqrt{3}}$ durumu, yani ripple akımının en yüksek olduğu durum [36], indüktans hesaplamasında referans alınır. Çünkü bu durum, sistemin maksimum akım dalgalanması durumunda çalışmasını temsil eder ve tasarımda güvenlik marjı sağlar.

İndüktans değeri, temel olarak AC çıkış gerilimi RMS değeri V_{ac} , anahtarlama periyodu T_{pwm} , ve maksimum izin verilen ripple akım genliği $\Delta i_{dc,max}$, ile ilişkilidir. Ripple akım, anahtarlama sırasında indüktans üzerindeki voltaj farklarından dolayı oluşan geçici akım değişimidir ve istenilen seviyenin üzerinde olması, güç elektroniği elemanlarının zarar görmesine ve sistemin verimliliğinin düşmesine neden olur. Bu bağlamda, [36] tarafından önerilen formül (20)'deki gibidir:

$$L_{dc} = \frac{V_{ac} \times T_{pwm}}{\Delta i_{dc,max}} \times \frac{\sqrt{6}}{4} \quad (20)$$

Burada, V_{ac} üç fazlı sistemin RMS gerilimidir ve çıkış gerilimi olarak alınır. T_{pwm} , inverter anahtarlama periyodunu ifade eder ve akım dalgalanmasının zaman boyutunu belirler. $\Delta i_{dc,max}$ ise tasarımda kabul edilen maksimum tepe-tepe akım ripple değeridir. İndüktans değeri, bu parametrelerin birleşimiyle ripple akımını sınırlar.

Bu yöntemle hesaplanan L_{dc} , sistemde ripple akımının belirlenen sınırların altında kalmasını sağlar ve böylece güç elemanlarının ömrünü uzatır, elektromanyetik girişimleri azaltır ve sistem kararlılığını artırır. Örneğin, çalışma koşulları olarak $V_{ac} = 200 \text{ V}$, $T_{pwm} = 10 \mu\text{s}$, ve maksimum ripple $\Delta i_{dc,max} = 0.5 \text{ A}$ alındığında, hesaplanan indüktans yaklaşık 2.5 mH olmaktadır. Bu değer, gerçek uygulamada DC bara indüktörünün seçimi için temel bir referans noktasıdır ve düşük ripple'lı bir sürücü sistemi oluşturma imkânı sunar.

4.5 Filtre Kondansatör Değeri Hesaplama

Akım kaynaklı eviricilerin çıkışında oluşan gerilim dalgalanmalarını minimize etmek amacıyla uygun büyüklükte filtre kondansatörleri kullanılır. Bu kondansatörler, PWM periyodu boyunca kondansatör üzerinden geçen akımı dengeleyerek, çıkış geriliminin stabil kalmasını sağlar.

Modülasyon indeksi m_a , çıkış akımının tepe değeri I_{ref} ile doğru akım kaynağı tarafından verilen DC akımı I_{dc} arasındaki oran olarak tanımlanır:

$$m_a = \frac{I_{ref}}{I_{dc}} \quad (21)$$

Burada çıkış akımı sinüzoidal olup RMS değeri $I_{out,rms}$, rms üzerinden verilmiştir. Tepe akımı, $I_{ref} = \sqrt{2} \times I_{out,rms}$ olarak bulunur.

Filtre kondansatörünün kapasitesi, PWM periyodu T_{pwm} , DC akımı I_{dc} ve maksimum izin verilen voltaj dalgalanması ΔV_{max} kullanılarak aşağıdaki şekilde hesaplanır [37]:

$$C_f = \frac{I_{dc} \times T_{pwm}}{4 \times \Delta V_{max}} \quad (22)$$

Yapılan tasarımda, $I_{out,rms} = 10 \text{ A}$, $m_a = 0.95$, $T_{pwm} = 10 \mu\text{s}$, ve $\Delta V_{max} = 10 \text{ V}$ için; Tepe akımı $I_{ref} = 14.14 \text{ A}$, DC bara akımı $I_{dc} = 14.88 \text{ A}$ olarak hesaplanmıştır. Bu

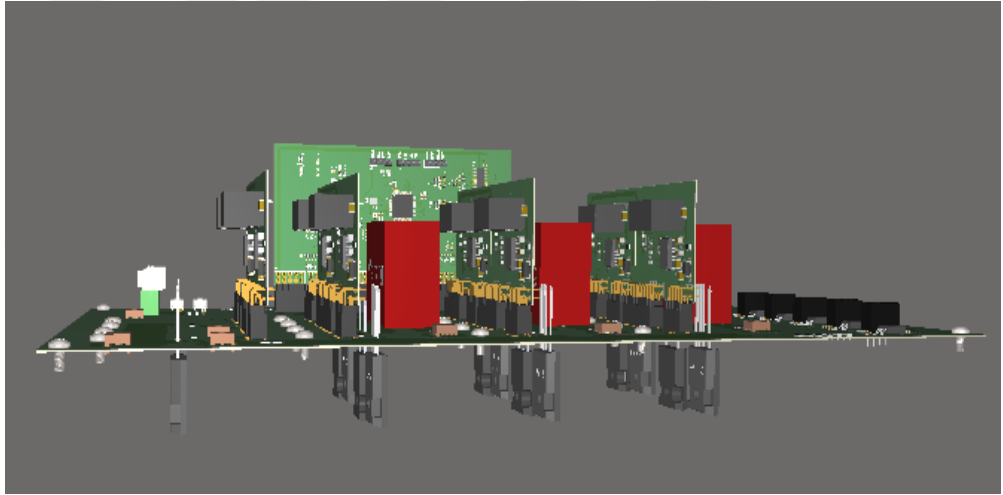
değerler formülde yerine konulduğunda, filtre kondansatörü kapasitesi $C_f = 3.73\mu\text{F}$ olarak hesaplanmıştır.



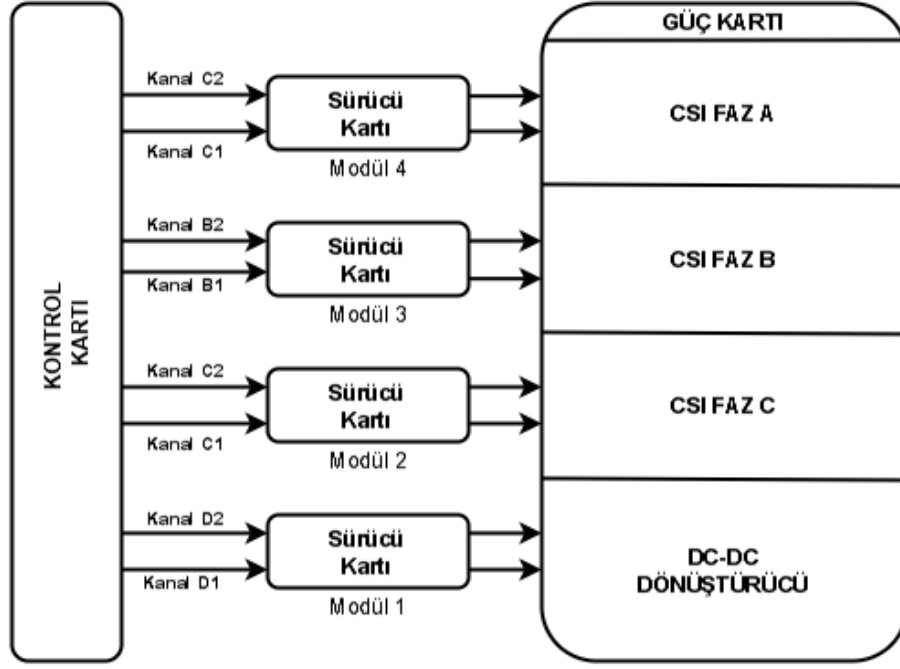
5. Donanım Tasarım

Bu bölümde, elektrikli araç tahrik sistemleri için geliştirilen CSI'nın donanımsal tasarımı detaylı şekilde ele alınmaktadır. Sistem, yaklaşık 200 V ve 10 A seviyelerinde çalışabilen bir yapıda tasarlanmıştır. Yüksek verimlilik, düşük EMI ve sağlam sinyal bütünlüğü göz önünde bulundurularak sistem modüler kart yapısıyla planlanmış; temel güç kartı, kontrol kartı ve gate driver kartları olmak üzere üç ana modülden oluşturulmuştur.

Bu bölümde sırasıyla genel sistem mimarisi, akım ölçüm altyapısı, sinyal işleme blokları ve kartlar arası iletişim yapısı açıklanacaktır. Ayrıca kart tasarımları Altium Designer üzerinde gerçekleştirilmiş olup, destekleyici simülasyonlara ve test sonuçlarına da yer verilecektir.



Şekil 6. Akım Kaynaklı Eviricinin 3 Boyutlu Görüntüsü



Şekil 7. Tasarlanan Sürücünün Şematik Gösterimi

5.1 Genel Sistem Mimarisi

Geliştirilen 200 V, 10 A kapasiteli akım kaynaklı evirici sistemi; üç fazlı motor sürücüsü olarak çalışabilecek şekilde yapılandırılmıştır. Sistem mimarisi, güç elektroniği bileşenlerinin, kontrol ve sürücü devrelerinden ayrı olarak düzenlendiği modüler bir yapıya sahiptir. Bu yapı sayesinde, hem devre test süreçleri kolaylaşmakta hem olası karşılaşılabilecek sıkıntılar daha kolay aşılabilmekte hem de kartlar arası EMI etkileri azaltılmaktadır.

Bu başlık altında, sistemin temel bileşenleri olan güç kartı, kontrol kartı ve gate driver kartlarının birbirleriyle ilişkisi, yerleşimi ve fonksiyonel görev dağılımları detaylı şekilde ele alınacaktır.

5.1.1 Güç Kartı

Güç kartı, akım kaynaklı eviricinin yüksek frekanslı anahtarlama işlemlerini gerçekleştiren MOSFET ve diyotları içermektedir. Ayrıca, kontrol kartının doğru çalışabilmesi için gerekli olan izole opampli akım okuma devreleri, diferansiyelden

tek uçlu (differential to single-ended) dönüştürücüler, DC bara gerilim okuma devresi ve gate driver'ların beslenmesi için gerekli olan DC-DC dönüştürücüler de güç kartında yer almaktadır. Bu entegre yapılar, yüksek verimlilikle güç dönüşümünü sağlarken, aynı zamanda motor tahrik sisteminin güvenliğini ve stabilitesini artırır.

Eviricinin güç beslemesi ve regülatör girişindeki güç besleme konnektörleri, farklı kaynaklardan beslenmektedir. Evirici kısmındaki güç girişi, bir çift yönlü DC-DC dönüştürücü tarafından beslenmektedir. Bu dönüştürücü, motorun sürülmesi için gereken sabit DC akımını sağlamaktadır. Bu yapı sayesinde, motorun her fazı doğru ve dengeli bir şekilde beslenir, böylece hassas tork çıkışı ve verimli çalışma sağlanır.

Evirici kısmı, yüksek akım taşıyacak şekilde tasarlandığı için, güç girişi ve motor faz bağlantı noktalarında yüksek akım taşıma kapasitesine sahip metal vida terminalleri kullanılmıştır. Bu terminaller, sistemin güvenli çalışmasını sağlamak için büyük önem taşır. Ayrıca, DC bara indüktansının bağlanması için de iki adet vida terminali yerleştirilmiştir. Bu terminal bağlantıları, ön dönüştürücü ile evirici arasına indüktans montajını sağlar.

Evirici kısmında her faz başına 2 MOSFET ve 2 diyot olmak üzere toplamda 6 MOSFET ve 6 diyot bulunur. Ön dönüştürücü kısmında ise 2 MOSFET ve 2 diyot yer almaktadır. Güç kartı, tüm MOSFET ve diyotların soğutucuya bağlantılarını ve PCB boyutlarını küçültmeyi hedefleyerek tasarlanmıştır. Bu sayede, kartın genel yapısı daha kompakt hale getirilirken, sistemin performansı ve soğutma verimliliği de artırılmış olur. MOSFET'lerin gate driver kartına daha yakın yerleştirilmesi, gate sinyal yolunun kısa tutulmasını sağlar, bu da sinyal iletiminde gecikmeleri en aza indirir ve sinyali gürültülerden korur.

Yarı iletken elemanların yüksek anahtarlama frekansı nedeniyle ortaya çıkacak ısınma problemini gidermek için, güç kartı üzerine soğutucu montajı için gerekli vida delikleri eklenmiştir. Bu delikler, MOSFET'lerin ve diyotların, güç kartının altında bulunan soğutucuya monte edilerek aşırı ısınmasını önler ve sistemin uzun süreli kullanımda daha güvenli ve verimli çalışmasını sağlar. Ayrıca, soğutucular sayesinde, güç kartı daha iyi bir termal yönetim sistemine sahip olur, bu da genel sistem verimliliğini ve ömrünü artırır.

Kontrol kartı, 5V ve 3.3V ile beslenen mikrodnetleyici ve diğr entegrelerden oluşmaktadır. Mikrodnetleyicinin doğru çalışabilmesi için 3.3V gerilim gerekmektedir, aynı şekilde bazı yardımcı entegrelerin de 5V gerilimle beslenmesi gerekmektedir. Bu gerilim seviyelerini sağlamak için, güç kartı üzerinde harici bir konnektör yerleştirilmiştir. Bu konnektörden gelen DC gerilim, 3.3V ve 5V üreten iki ayrı regülatör devresi aracılığıyla gerekli beslemeyi sağlar. Bu regülatörler, her iki gerilim seviyesini sabit şekilde sağlayarak, mikrodnetleyici ve diğr entegrelerin güvenli ve kararlı bir şekilde çalışmasını temin eder.

Akım ölçümü için, DC bara indüktans çıkışına ve motor faz çıkış terminallerine yakın şekilde 4 adet şönt direnç yerleştirilmiştir. Şönt dirençleri, elektriksel akımın doğru bir şekilde ölçülmesini sağlayan pasif bileşenler olup, düşük direnç değerine ve yüksek güç kaybı dayanımına sahiptir. Her bir şönt direncinin değeri 10 mili ohm olarak belirlenmiş ve 7W güç kapasitesiyle seçilmiştir. Bu dirençler, motoru süren sistemdeki +25A ve -25A aralığındaki çift yönlü akımların ölçümünü mümkün kılmaktadır. Şönt direnç üzerindeki gerilim düşümü aşağıdaki formül ile hesaplanabilir:

$$V = I \times R \quad (23)$$

Şönt direnç değeri 0.01 Ω olduğundan direnç üzeri gerilim düşümü, kullanılan AMC1300 izoleli fark kuvvetlendiricisinin giriş gerilim sınırları olan -250 mV ile +250 mV aralığına tam olarak uygundur. Bu, ölçüm sisteminin doğruluğunu garanti altına alırken, aynı zamanda bileşenlerin tam kapasitede çalışmasını sağlar. Şönt dirençlerde meydana gelen güç kaybı da aşağıdaki formülden hesaplanmaktadır:

$$P = I^2 \times R \quad (24)$$

Formülünden, maksimum akım durumunda direnç üzerindeki güç kaybı 6.25W olarak bulunur. Bu güç kaybı, direncin 7W'lık maksimum değerinin altında olduğundan, sıcaklık artışı ve güvenlik açısından herhangi bir tehlike oluşturmamaktadır. Şönt dirençlerin sistemde doğru şekilde konumlandırılması (yani akım yollarına ve ölçüm opamp'ına mümkün olan en yakın noktaya yerleştirilmeleri) ölçüm doğruluğunu artırmakta ve parazitik indüktansların etkisini azaltmaktadır.

Bu dirençler üzerinden alınan düşük genlikli sinyaller, galvanik izolasyon sağlayan AMC1300 entegresi ile kontrol bölümüne aktarılmaktadır. Texas Instruments üretimi olan AMC1300, yüksek hassasiyetli ve düşük gecikmeli, izolasyonlu bir diferansiyel sinyal yükselteçtir. ± 250 mV'lik analog sinyali izolasyon bariyerinden geçirerek, kontrol tarafında diferansiyel bir sinyal haline getirir. Diferansiyel sinyaller, özellikle yüksek frekanslı, gürültülü sistemlerde, ortak mod parazitlerine karşı yüksek bağışıklık sağlayarak kararlı veri iletimi imkânı sunar.

Ancak, AMC1300'ün diferansiyel çıkışı mikrogenetleyicinin ADC girişine doğrudan bağlanamaz çünkü çoğu mikrogenetleyici yalnızca tek uçlu (single ended) sinyalleri okuyabilecek şekilde yapılandırılmıştır. Ayrıca diferansiyel sinyali iki ADC piniyle okumak mikrogenetleyicinin pinlerini işgal etmekte ve mikrogenetleyicinin farklı işlevlerini sınırlamaktadır. Bu nedenle güç kartı üzerinde diferansiyel sinyali tek uçlu sinyale dönüştüren bir dönüştürücü devre tasarlanmıştır. Bu dönüştürücüde OPA374 opamp kullanılmıştır. OPA374, düşük ofset gerilimli, düşük güç tüketimli bir opamptır ve bu tür hassas analog uygulamalar için oldukça uygundur.

OPA374 sayesinde AMC1300'den gelen diferansiyel sinyal, mikrogenetleyicinin anlayabileceği şekilde, GND referanslı tek uçlu bir sinyale dönüştürülmektedir. Bu dönüşüm sırasında dikkat edilmesi gereken önemli bir unsur, sinyalin mikrogenetleyicinin ADC modülünün çalışabileceği gerilim aralığına (0–3.3V) ölçeklenmiş olmasıdır. Ancak ölçülmek istenen akımlar hem pozitif hem negatif değerler içerdiğinden, bu sinyallerde negatif voltaj bileşenleri oluşur. Mikrogenetleyiciler negatif voltajları okuyamazlar; bu durum sistemde doğrusal olmayan hatalara yol açabilir.

Bu problemi çözmek için 1.65V'luk bir ofset voltaj uygulanmış ve bu değer, 0A akıma karşılık gelecek şekilde referans noktası olarak seçilmiştir. Bu referans gerilim değerinin sağlanmasında TLV431 referans gerilim entegresi kullanılmıştır. TLV431, ayarlanabilir çıkış gerilimi sağlayabilen, düşük sıcaklık katsayılı, yüksek hassasiyetli bir referans gerilim kaynağıdır. Entegre üzerinden elde edilen 1.65V gerilim, opamp girişine ekleme yapılarak uygulanmış ve böylece analog sinyalin ortalananması sağlanmıştır. Bu sayede -25A ila +25A aralığındaki akımlar, mikrogenetleyici tarafından 0–3.3V arasında temsil edilecek şekilde ölçeklendirilmiş

olur. Bu yapı, sistemin hem doğruluğunu hem de kararlılığını artırmakta; aynı zamanda donanım kaynaklarını verimli kullanmasını sağlamaktadır.

Benzer bir yaklaşım, sistemdeki DC bara geriliminin ölçümü için de gerçekleştirilmiştir. Güç elektroniği sistemlerinde DC bara gerilimi, sistemin enerji yönetimi ve güvenli çalışması açısından kritik bir parametredir. Bu gerilim değeri yüksek seviyelerde olup, doğrudan ölçülebilir seviyede değildir. Bu nedenle önce uygun oranlarda dirençlerle oluşturulan bir gerilim bölücü kullanılarak sinyal uygun seviyeye çekilmiş, ardından AMC1311 izolasyonlu fark kuvvetlendiricisi aracılığıyla izole edilerek kontrol bölümüne aktarılmıştır.

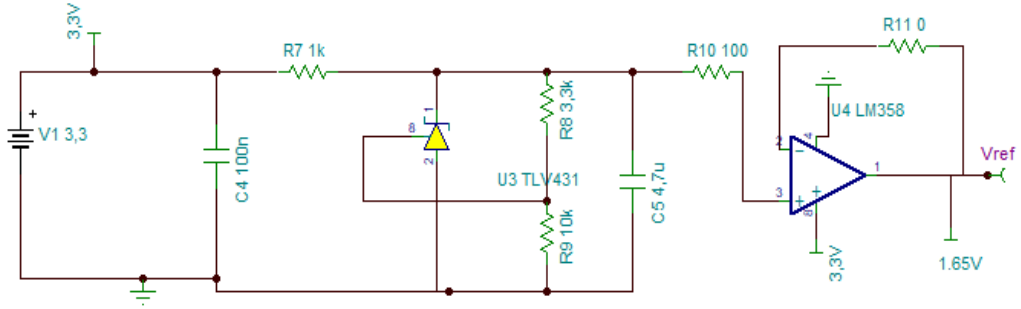
AMC1311, $\pm 2V$ giriş aralığına sahip olup, yüksek doğruluk ve düşük gecikme süresi sunan bir entegredir. Aynı zamanda yüksek CMTI (Common Mode Transient Immunity) değerine sahip olması, onu hızlı anahtarlama yapılan ortamlarda oldukça kararlı kılmaktadır. AMC1311'in diferansiyel çıkışı da, tıpkı akım ölçüm devresinde olduğu gibi OPA374 opamp kullanılarak single-ended forma dönüştürülmüştür. Bu sinyalin de ADC'nin okuyabileceği 0–3.3V aralığına ölçeklenebilmesi için uygun referans ve ölçekleme işlemleri gerçekleştirilmiştir. Böylece DC bara gerilimi de mikrodenetleyici tarafından güvenli, izole ve doğrusal bir şekilde izlenebilir hale gelmiştir.

Bu ölçüm sistemleri, yalnızca izleme değil, aynı zamanda kapalı çevrim kontrol için de kritik öneme sahiptir. Hem faz akımları hem de DC bara gerilimi, motor kontrol algoritmalarının referans aldığı ve sistemin stabilitesini sağlayan temel geri besleme sinyalleridir. Bu nedenle ölçüm sistemlerinin doğruluğu, gecikmesiz çalışması ve gürültü bağımsızlığı, tüm sistem performansını doğrudan etkilemektedir. Özellikle güç elektroniği sistemlerinde diferansiyel sinyallerin kullanımı, parazit etkilerine karşı dayanıklılığı artırmakta, bu da yüksek güvenilirlikli bir motor sürme sisteminin temelini oluşturmaktadır.

Sonuç olarak, sistemde kullanılan şönt dirençler, AMC1300 ve AMC1311 entegreleri, OPA374 opampli dönüştürücüler ve TLV431 referans kaynakları birlikte çalışarak hem faz akımlarının hem de DC bara geriliminin mikrodenetleyiciye uygun, izole, güvenilir ve doğru şekilde aktarılmasını sağlamaktadır. Bu yapı yalnızca teorik

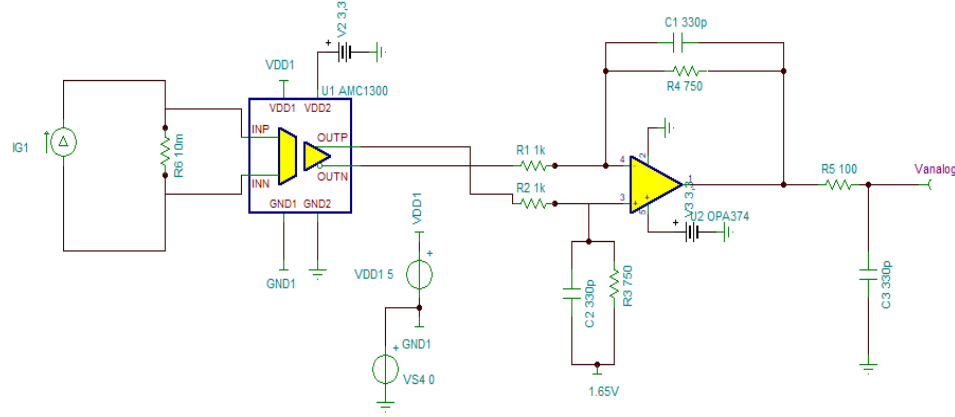
doğruluk açısından değil, aynı zamanda saha uygulamalarında kararlılık, uzun ömür ve güvenlik açısından da sistem performansını maksimize eden bir tasarım sunmaktadır.

Yukarıda ayrıntılı şekilde açıklanan izoleli opamplar, single-ended dönüştürücü yapılar ve referans gerilim kaynaklarının doğru çalıştığından emin olabilmek amacıyla, devreler Texas Instruments tarafından geliştirilen TINA-TI simülasyon programında test edilmiştir. Bu kapsamda, AMC1300, OPA374 ve TLV431 gibi bileşenleri içeren devrelerin gerilim seviyeleri, ofset değerleri ve çıkış karakteristikleri analiz edilmiştir. Aşağıda, ilgili devrelere ait simülasyon şemaları ve bu devrelerden elde edilen çıktı dalga formları görseller halinde sunulmuştur.



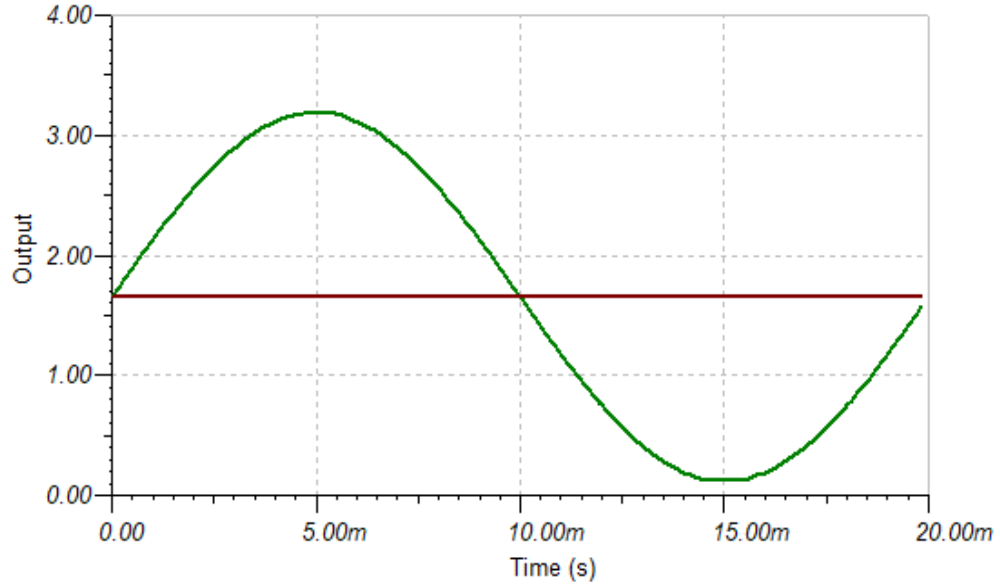
Şekil 8. TINA-TI TLV431 ile referans gerilim üretimi ve analog buffer

Şekil 8’de görüldüğü gibi, TLV431 referans gerilim entegresi kullanılarak, 3.3V giriş geriliminden %0.1 toleranslı 3.3k Ω ve 10k Ω dirençler aracılığıyla 1.65V referans gerilimi elde edilmiştir. Elde edilen bu gerilim, single-ended dönüştürücü opamp devrelerinde kullanılmak üzere bir opamp ile izole edilerek (buffer devresi ile) kararlı bir şekilde sağlanmıştır.

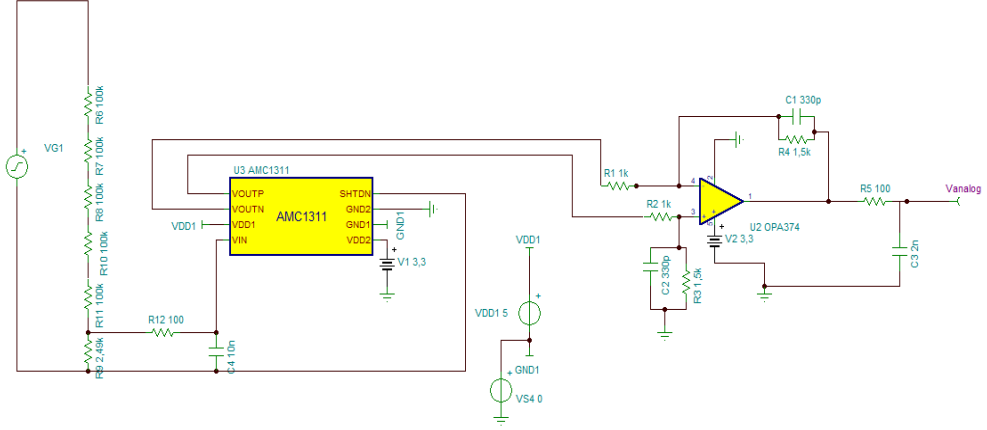


Şekil 9. Şönt dirençli akım okuma devresi ve single ended konverter

Şekil 9’da, AMC1300 izoleli fark kuvvetlendiricisi ile 10 mΩ’luk şönt direnci kullanılarak oluşturulan akım ölçüm devresi görülmektedir. Şönt direnci, tepe değeri 25 A olan sinüzoidal bir akım kaynağına bağlanmıştır. AMC1300’ün diferansiyel çıkışı, OPA374 ile tasarlanan diferansiyelden tek uçlu sinyale dönüştürücü devre aracılığıyla tek uçlu sinyale dönüştürülmüştür. Bu sinyal, 1.65 V merkezli olacak şekilde 0–3.3 V aralığında bir çıkış üretmektedir.

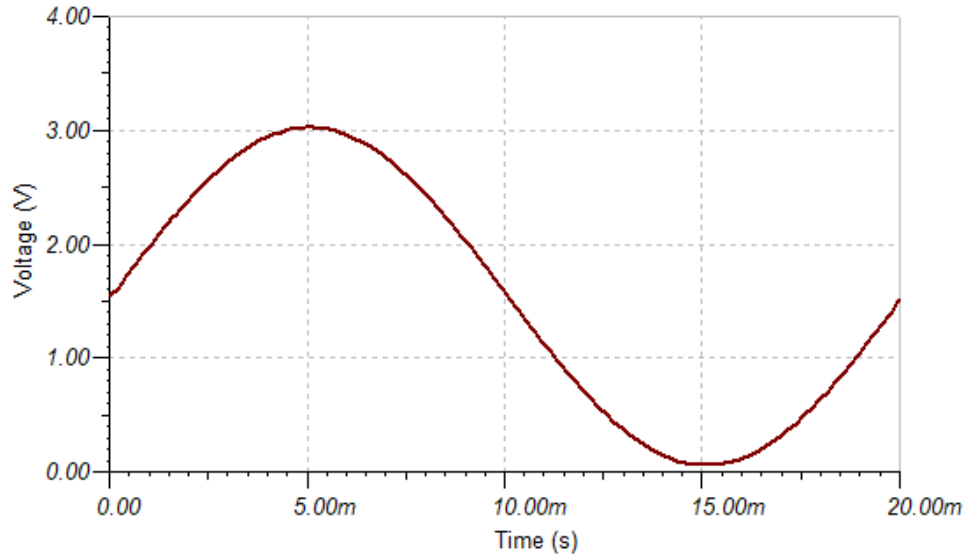


Şekil 10. Kırmızı çizgi 1.65V referans gerilim Yeşil çizgi -25A ile +25A arası sinyalin ürettiği analog çıktı

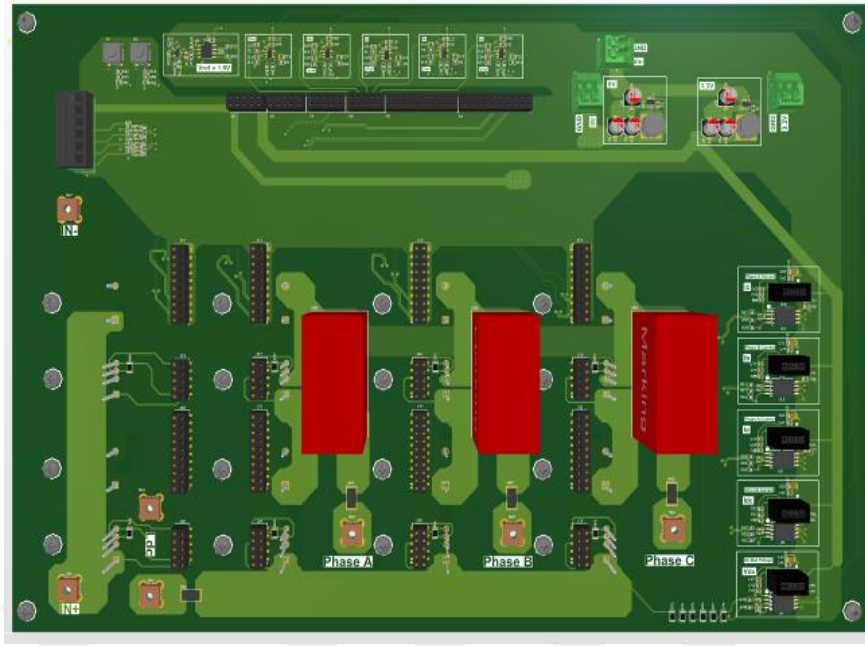


Şekil 11. AMC1311 ile izoleli DC bara gerilim okuma devresi ve single ended converter

Şekil 11’de, AMC1311 izoleli fark kuvvetlendiricisi kullanılarak DC bara gerilimini ölçmek üzere kurulan devre görülmektedir. Altı adet hassas dirençle oluşturulan gerilim bölücü sayesinde yüksek giriş gerilimi uygun seviyeye düşürülmüş ve AMC1311 tarafından diferansiyel sinyal olarak okunmuştur. Bu sinyal, OPA374 ile tasarlanan tek uçlu dönüştürücü devre aracılığıyla tek uçlu sinyale çevrilmiştir. Girişte kullanılan ayarlanabilir gerilim kaynağı 50–450 V arasında değişmektedir. Devrenin ürettiği çıkış ise Şekil 12’de gösterilmiştir.



Şekil 12. Gerilim ölçüm devresi çıkış sinyali



Şekil 13. Güç Kartı 3 Boyutlu Görüntüsü

5.1.2 Kontrol Kartı

Kontrol kartı tasarımı, motor kontrol uygulamalarında stabil çalışmayı sağlamak için kritik bir öneme sahiptir. Bu kart, sürücünün ihtiyaç duyduğu tüm sinyal işleme, kontrol ve güvenlik fonksiyonlarını yerine getirecek şekilde optimize edilmiştir. Bu tasarımda kullanılan mikrodenetleyici ve entegreler, motor kontrol algoritmalarının hassas bir şekilde çalışmasını ve sistemin genel verimliliğini artırmasını sağlamaktadır. Kartın tasarımı, özellikle gürültüye karşı dayanıklılığı ve güvenilirliği artıracak şekilde optimize edilmiştir. PCB tasarımı 4 katmanlıdır ve bu çoklu katman yapısı, sinyal iletim hatlarını izole ederek elektromanyetik parazitlerin etkisini en aza indirir.

Kontrol kartında kullanılan ana mikrodenetleyici, STM32G474RET6 modelidir. STM32G serisi mikrodenetleyiciler, ARM Cortex-M4 tabanlı olup, motor kontrolü gibi hassas uygulamalar için özel olarak tasarlanmıştır. STM32G474RET6 mikrodenetleyicisi, 170 MHz'ye kadar çalışma hızına sahip olup, 128 KB SRAM ve 512 KB Flash bellek kapasitesine sahiptir. Bu geniş bellek kapasitesi, karmaşık algoritmaların ve motor kontrol yazılımlarının rahatça çalışmasını sağlar. Mikrodenetleyicinin en önemli özelliklerinden biri, yüksek çözünürlüklü zamanlayıcı

modüllerine sahip olmasıdır. Bu zamanlayıcılar, PWM sinyallerinin hassas bir şekilde üretilmesini ve kontrol edilmesini sağlar. PWM sinyallerinin üretimi, motorun her bir fazındaki akımların doğru bir şekilde kontrol edilmesini sağlar ve motorun verimliliğini artırır.

STM32G474RET6 mikrodenetleyicisindeki zamanlayıcı modüllerinin özellikleri, akım kaynaklı eviricilerin vektör kontrolü için büyük avantajlar sağlar. Bu zamanlayıcılar sayesinde, motorun kontrolü için gerekli olan sıfır vektörleri üretilebilir, alt ve üst anahtarlar aynı anda açık kalabilir. Bu özellik, akım kaynaklı eviriciyle çalışan sistemlerde önemli bir rol oynar çünkü bu tür eviricilerde sıfır vektörünün kullanımı, SVPWM yöntemi için gereklidir. Zamanlayıcılar, yüksek çözünürlüklü sinyalleri bağımsız olarak kontrol etme yeteneğine sahip olduklarından, her bir PWM kanalının düzgün ve hassas bir şekilde kontrol edilmesini sağlar.

Mikrodenetleyiciden çıkan PWM sinyalleri, doğrudan güç anahtarlarını (MOSFET'ler veya IGBT'ler) kontrol etmek için yeterli değildir çünkü bu anahtarlar için gerekli lojik seviyeler mikrodenetleyicinin çıkış seviyesinden farklıdır. Bu nedenle, PWM sinyalleri, ST26C31 entegresi ile diferansiyel sinyallere dönüştürülür. ST26C31, düşük voltajlı ve yüksek hızda çalışan bir diferansiyel gönderici entegresidir. Bu entegre, mikrodenetleyicinin lojik seviyesindeki sinyallerini diferansiyel sinyallere dönüştürerek iletimin güvenli ve kararlı olmasını sağlar. Diferansiyel sinyallerin iletilmesi, sinyal kaybını azaltır ve parazitlere karşı daha dayanıklı bir sistem sağlar. Ayrıca, sinyal iletiminde oluşabilecek gürültüyü engellemek için, sinyaller kontrol kartından çıkmadan önce RC filtrelerle temizlenir.

Enkoder sinyalleri, diferansiyel sinyal çıkışlı bir enkoderden geldiği için mikrodenetleyiciye gelmeden önce tek uçlu dijital sinyale dönüştürülmelidir. Dönüştürme işlemi ST26C32 entegresi aracılığıyla gerçekleştirilir ve ardından mikrodenetleyicinin enkoder modlu zamanlayıcı özellikli pinlerine iletilir. Bu işlem, motor pozisyon bilgisinin doğru bir şekilde mikrodenetleyiciye aktarılmasını sağlar. Enkoder, kısa zaman aralıklarıyla pozisyon bilgisi sağlar ve bu bilgiler motor kontrol algoritmalarının doğru bir şekilde çalışmasını sağlar. Bu sayede, motor pozisyonu, hız ve tork kontrolü mikrodenetleyici tarafından hassas bir şekilde yapılabilir.

PWM sinyallerinin güvenli iletimi ve kontrolü için kullanılan bir diğer önemli bileşen, SN74LVC125 buffer entegresidir. Bu entegre, mikrodenetleyicinin lojik seviyelerine uygun olmayan sinyalleri güvenli bir şekilde iletmek için kullanılır. Gate driver'lar, güç anahtarlarını kontrol etmek için gerekli olan sinyalleri üretir ve bu sinyallerin doğru seviyelerde iletilmesi için SN74LVC125 buffer entegresi devreye girer. Gate driver ile mikrodenetleyici arasındaki lojik seviyeler arasındaki uyumsuzlukları ortadan kaldıran bu entegre, sistemin doğru çalışmasını sağlar ve olası hataların önüne geçer.

Kontrol kartındaki PCB tasarımı, özellikle elektromanyetik uyumluluk (EMC) ve termal yönetim açısından optimize edilmiştir. PCB tasarımında, güç iletim yolları ile sinyal yolları izole edilmiştir, böylece güç hatlarından gelen gürültü sinyal yollarını etkilemez. Ayrıca, kartın GND katmanı 2. katman olarak ayrılmıştır. Bu katman, elektromanyetik parazitlerin engellenmesine yardımcı olur ve kartın genel güvenilirliğini artırır.

Motor kontrolü için gerekli olan tüm geri besleme ve kontrol sinyalleri, enkoder ve diğer sensörlerden mikrodenetleyiciye iletilir. Enkoder, motorun pozisyonunu sürekli olarak izler ve geri bildirir. Bu bilgi, mikrodenetleyici tarafından işlenir ve motorun her fazındaki akımların doğru bir şekilde kontrol edilmesini sağlar.

Sonuç olarak, kontrol kartı tasarımı, kullanılan mikrodenetleyici ve entegreler ile motor kontrol uygulamalarında yüksek performans, kararlılık ve verimlilik sağlanır. Bu tasarım, özellikle yüksek çözünürlüklü zamanlayıcılar ve doğru sinyal iletimi ile motorun hassas bir şekilde kontrol edilmesini sağlar. Kartın PCB tasarımı, elektromanyetik parazitleri engellemek için dikkatlice hazırlanmıştır. Bu sayede, sürücünün verimli ve stabil bir şekilde çalışması sağlanır.

uygulamalarında sinyal bütünlüğü korunurken, sistem gürültüye karşı dayanıklı hale gelir. Entegre, 2 amper maksimum çıkış akımı ile MOSFET'lerin hızlı açılıp kapanmasına imkan verir. Ayrıca pozitif ve negatif besleme gerilimleri ile çalıştığından, gate sinyalinin hızlı yükselme ve düşme süreleri mümkün olur, bu da anahtarlama kayıplarını ve aşırı ısınmayı azaltır.

Gate driver entegresinin beslemesi, MGJ2D051505SC model izoleli DC-DC dönüştürücü tarafından sağlanmaktadır. Bu dönüştürücü, standart 5 voltluk giriş gerilimini izolasyon ile ayrılmış +15 V ve -5 V çıkışlarına dönüştürür. Her bir entegre için ayrı bir izoleli besleme kaynağı olması, güç ve kontrol devrelerinin güvenli bir şekilde ayrılmasını sağlar. Böylelikle ani akım dalgalanmaları ve olası arızalar kontrol devresine zarar vermeden izole edilir. İzolasyon sayesinde sistem genelinde parazitler minimize edilir ve yüksek güvenlik sağlanır.

Dijital kontrol sinyalleri; PWM, reset, ready, fault gibi işlevler, kontrol kartına yakın olan özel bir konnektör üzerinden gate driver kartına iletilir. Bu sinyal yolları, güç hatlarından fiziksel olarak ayrılarak koruma altına alınmıştır. Böylece yüksek frekansta çalışan evirici sistemlerinde sinyal bozulması ve hata olasılığı azaltılır. Ayrıca bu tasarım, hata tespiti ve bakım süreçlerinde kolaylık sağlar.

MOSFET'lerin gate bacakları ile gate driver çıkışları arasındaki bağlantıların kısa tutulması, parazitik indüktans ve kapasitans etkilerini en aza indirir. Kısa ve doğrudan hatlar sayesinde, yüksek dv/dt ve di/dt değerlerinin oluşturduğu elektromanyetik parazitler azaltılır; sinyalde meydana gelebilecek ringing, overshoot veya undershoot gibi istenmeyen dalgalanmalar engellenir. Bu durum hem anahtarlama performansını artırır hem de güç elemanlarının ömrünü uzatır. Ayrıca, her bir MOSFET gate hattına seri olarak eklenen dirençler sayesinde gürültü kaynaklı olabilecek hatalı tetiklemelerin önüne geçilir. Çok düşük veya sıfıra yakın dirençler, yüksek akım darbelerine ve parazitik osilasyonlara yol açabilirken, çok yüksek dirençler anahtarlama hızını yavaşlatıp verimliliği düşürür. Bu yüzden direnç değerlerinin titizlikle seçilmesi sistem stabilitesi açısından kritik önem taşır.

Bu tasarımda ayrıca, sistemin güvenliğini artırmak için entegrelerin sunduğu koruma özelliklerinden yararlanılmıştır. Özellikle gate driver entegresinin içinde

bulunan Desaturation (DESAT) koruması, MOSFET veya IGBT gibi anahtarlama elemanlarının kısa devre durumlarını hızlıca algılar. DESAT koruması, güç transistörünün kollektör-emitter (veya drain-source) arasındaki voltajın normal çalışma aralığını aşıp aşmadığını kontrol eder. Bu koruma, MOSFET'in hasar görmesini engellemek amacıyla tasarlanmıştır ve sistem güvenilirliğini büyük ölçüde artırır.

Gate driver kartlarında kullanılan desatürasyon (DESAT) koruma mekanizması, güç transistörlerinin kısa devre veya aşırı yük durumlarında zarar görmesini önlemek için kritik bir fonksiyondur. Bu koruma, transistörün drain-source veya collector-emitter arasındaki voltajın belirlenen eşik değerini aştığını tespit ettiğinde devreyi hemen kapatarak cihazı güvenli bir moda alır. Koruma devresi, genellikle bir desat direnci (R_{DS}) ve bir desat kondansatörü (C_{DS}) gibi pasif elemanlar içerir. Bu elemanlar, kısa devre algılamasının hassasiyetini ve tepki süresini belirler. Koruma devresinde kritik parametrelerden biri, desat kondansatörünün şarj süresi ile belirlenen gecikme zamanıdır. Bu gecikme, ani ve geçici sinyal parazitlerinin yanlış tetiklenmesini önlemek amacıyla tasarlanmıştır. Gecikme süresi, aşağıdaki ilişki ile hesaplanabilir:

$$t_{delay} = \frac{C_{DS} \cdot V_{DS}}{I_{CHG}} \quad (25)$$

Burada C_{DS} desat kondansatörünün kapasitesi, V_{DS} transistörün normal çalışma voltajı, I_{CHG} ise kondansatörü şarj eden akımı ifade eder. Bu gecikme, hem sistemdeki parazitlerin süzülmesine hem de korumanın doğru ve zamanında devreye girmesine olanak sağlar. Ancak bu gecikme süresi, transistörün güvenli çalışma süresi dahilinde kalmalı, yani transistörün zarar görmemesi için maksimum güvenli tetikleme zamanını aşmamalıdır.

Desat korumasının diğer önemli parametresi ise eşik voltajdır. Eşik voltaj, transistörün normal iletim modundan çıkıp doyma durumuna geçtiği ve dolayısıyla anormal bir durumun başladığı gerilim seviyesidir. Bu eşik voltaj, aşağıdaki formül ile ifade edilir:

$$V_{TH} = V_{DS} - I_{CHG} \times R_{DS} - V_Z - n \times V_D \quad (26)$$

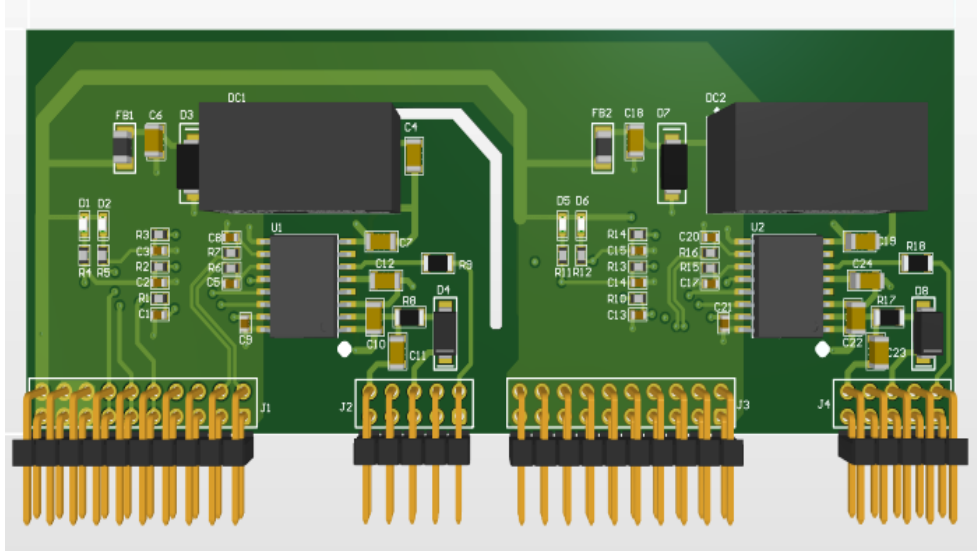
Burada V_{TH} eşik voltaj, V_{DS} transistör üzerindeki voltaj, I_{CHG} kondansatörü şarj eden akım, R_{DS} desat direnci, V_Z zener diyotun kırılma voltajı ve $n \times V_D$ ise seri bağlı diyotların toplam ileri yön voltaj düşüşünü temsil eder. Bu parametrelerin doğru seçilmesi, korumanın güvenilirliği ve hassasiyeti açısından önemlidir.

Desat koruma devresi, normal koşullarda transistörün iletimde olduğu durumda desat voltajı çok düşük kalır. Ancak kısa devre veya aşırı yük durumunda bu voltaj artar ve eşik voltajı aştığında koruma devresi devreye girer. Koruma aktif olduğunda, gate sürücü çıkış sinyalleri kapatılır ve güç elemanları güvenli moda alınır. Böylece, transistörlerin termal veya elektriksel hasar görmesi engellenmiş olur.

Bu koruma fonksiyonu, yüksek hızlı anahtarlama sırasında oluşabilecek hataların önüne geçer ve sistem güvenilirliğini önemli ölçüde artırır. Aynı zamanda, gate driver kartında yer alan fault çıkışı aracılığıyla kontrol birimine hata bilgisi iletilir, böylece mikrodenetleyici sistemin durumu hakkında bilgilendirilir ve gerekirse ek koruma önlemleri alınabilir.

Tasarım aşamasında desat koruma devresinin elemanları, güç elemanının özelliklerine, anahtarlama frekansına ve sistemin çalışma koşullarına göre dikkatlice seçilmelidir. Desat direnci ve kondansatörünün değerleri, koruma gecikme süresi ve hassasiyetini doğrudan etkiler. Yüksek değerler gecikmeyi artırırken, düşük değerler sistemde gereksiz yere yanlış tetiklemelere sebep olabilir. Bu nedenle, deneysel testler ve simülasyonlar yardımıyla optimum değerlerin belirlenmesi gerekmektedir.

Sonuç olarak, gate driver kartları sadece güç elemanlarını sürmekle kalmayıp, aynı zamanda gelişmiş koruma mekanizmaları sayesinde sistemin güvenli ve kesintisiz çalışmasını sağlar. MGJ2D051505SC izoleli DC-DC dönüştürücüler ile beslenen Infineon 1ED020I12B2XUMA1 entegreleri, yüksek performanslı anahtarlama ve güvenilir koruma fonksiyonlarını bir arada sunarak, motorun sürülmesinde kritik bir rol üstlenir.



Şekil 15. Gate Driver Kartı 3 Boyutlu Görüntüsü

6. Simülasyon

Bu bölümde, CSI ile beslenen PMSM'in alan yönelimli kontrol yöntemiyle modellenmesi ve kontrol edilmesine yönelik olarak oluşturulan Simulink tabanlı simülasyon ortamı detaylı bir şekilde ele alınmaktadır. Sistem, elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılabilecek gerçek zamanlı bir kontrol yapısını esas alacak şekilde oluşturulmuş olup, temel hedef; motorun referans hızı hassas biçimde takip edebilmesi, tork üretiminde kararlılık sağlanması ve geçici rejimlerde yüksek performans gösterebilmesidir.

Simülasyon, MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş olup, motor modeli, kontrol algoritmaları, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) yapısı, akım tahmini bloğu ve hata durumları göz önünde bulundurularak kapsamlı bir yapı oluşturulmuştur. Özellikle akım kaynaklı eviricilerde akımın doğrudan kontrol edilmesi gerektiği için, konvansiyonel gerilim kaynaklı yapılarla karşılaştırıldığında farklı kontrol mekanizmaları uygulanmaktadır. Bu nedenle motorun stator sargılarından geçen akımlar doğrudan referans olarak belirlenmekte, d-q ekseninde kontrol edilen bu akımlar yardımıyla tork ve mıknatıslanma etkisi ayrı ayrı düzenlenebilmektedir.

Kontrol sisteminin temel yapısı iki ana kapalı çevrimden oluşmaktadır. İlk çevrim, motorun referans hızını takip etmesi için uygulanan hız kontrol döngüsüdür. Bu döngüde referans hız ile motorun gerçek hız değeri karşılaştırılır ve hata sinyali, bir PI kontrolör yardımıyla q eksenine ait akım referansını $i_{q,ref}$ üretir. Sabit mıknatıslı motorlarda tork üretimi doğrudan q eksen akımı ile ilişkili olduğu için bu yaklaşım etkin bir tork kontrolü sağlar. Diğer yandan, mıknatıslanma akısını kontrol eden d eksen akımı $i_{d,ref}$ sıfır alınarak yalnızca manyetik akı bileşeninden kaynaklanan gereksiz akım dolaşımı önlenir. Böylece motor, hem yüksek verimlilikle çalışmakta hem de termal yük azaltılmaktadır.

Her iki akım referansı da motorun gerçek zamanlı d-q eksen akımları ile karşılaştırılarak, PI kontrolcüler üzerinden geçirilir ve nihayetinde gerilim referansları olan V_d ve V_q elde edilir. Bu gerilim bileşenleri SVPWM algoritması aracılığıyla üç fazlı gerilim referanslarına dönüştürülür. Fakat akım kaynaklı evirici yapısında PWM

sinyallerinin doğru şekilde oluşturulabilmesi için, kontrolör tarafından hesaplanan gerilim bileşenlerine karşılık gelen akımların doğru şekilde tahmin edilmesi gerekmektedir. Bu kapsamda, PMSM'nin d-q eksenindeki gerilim-akım diferansiyel denklemleri kullanılarak Euler entegrasyon yöntemi ile akım tahmini gerçekleştirilmiştir. Böylece SVPWM yapısına uygun referans üretimi mümkün kılınmıştır.

Bu bölümde öncelikle simülasyon modeli ve bileşenleri genel hatlarıyla açıklanacak, ardından kontrol algoritmasının adım adım yapısı, kullanılan matematiksel modeller ve sinyal akışı detaylandırılacaktır. Son olarak sistemin genel davranışı, referans takibi başarımı, geçici rejim yanıtları ve sistem kararlılığı simülasyon sonuçları eşliğinde değerlendirilecektir.

6.1 Simülasyon Modeli: Hız ve Akım Kontrollü CSI Tabanlı PMSM Sürücü Sistemi

Bu bölümde, elektrikli araç uygulamaları için önerilen akım kaynaklı evirici CSI tabanlı PMSM sürücü sisteminin detaylı simülasyon yapısı açıklanacaktır. Simülasyon, motorun referans hızını takip edebilmesi, akı vektör kontrolünün uygulanması, sabit modülasyon indeksi ile çalışan bir CSI sisteminin oluşturulması ve gerekli tüm geri besleme döngülerinin kapatılması esasına dayanmaktadır.

6.1.1 Hız Referansı ve d-q Akım Referanslarının Oluşturulması

Simülasyon modelinin temelini oluşturan ilk adım, sistemin takip etmesi gereken hız referansının (w_{ref}) tanımlanmasıdır. Elektrikli araç uygulamalarında olduğu gibi değişken yük ve hız koşullarında motorun istenen hız profilini takip edebilmesi için, kapalı çevrim bir hız kontrol mekanizması gereklidir.

Bu yapıda, kullanıcı tarafından belirlenen sabit veya zamana bağlı olarak değişen hız referansı, motorun rotorundan gerçek zamanlı olarak ölçülen anlık hız değeri (w) ile karşılaştırılır. Ortaya çıkan hız hatası:

$$e_w(t) = w_{ref}(t) - w(t) \quad (27)$$

Bir oransal-integral (PI) kontrolör üzerinden işlenerek q-eksenli akım referansı $i_{q,ref}$ elde edilir [27]. Bu akım, PMSM'nin tork üretiminden sorumlu bileşenidir. PI denetleyici aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$i_{q,ref}(s) = K_{p,W} \cdot e_w(s) + \frac{K_{i,W}}{s} \cdot e_w(s) \quad (28)$$

Burada:

- $K_{p,W}$: hız denetleyici için oransal kazanç,
- $K_{i,W}$: hız denetleyici için integral kazançtır.

Hız döngüsünün çıktısı olan $i_{q,ref}$, daha sonra motorun moment üretimini doğrudan belirleyecek olan temel referanslardan birini oluşturur.

Öte yandan, d-eksenli akım bileşeni (i_d), sabit mıknatıslı senkron motorlarda (PMSM) genellikle mıknatıs akısını etkilememesi ve tork üretiminde rol oynamaması amacıyla sıfır yapılır. Böylece akı-zayıflatma veya verim artırma gibi özel bir kontrol stratejisi uygulanmadığı sürece, aşağıdaki varsayım geçerlidir:

$$i_{d,ref} = 0 \quad (29)$$

Bu varsayım, ayrıca motorun demanyetizasyon riskini azaltmak ve kontrol algoritmasını sadeleştirmek açısından da avantaj sağlar.

Sonuç olarak, bu alt aşamada motorun referans hızına göre takip etmesi gereken d-q eksenlerindeki akım referansları belirlenmiş olur:

$$i_{d,ref} = 0 \quad (30)$$

$$i_{q,ref} = PI(W_{ref} - W) \quad (31)$$

Bu referans akımlar bir sonraki aşamada gerçek motor akımları ile karşılaştırılarak, gerekli gerilim referanslarının elde edilmesini sağlayacaktır.

6.1.2 d-q Akım Hatalarının İşlenmesi ve Gerilim Referanslarının Oluşturulması

Sabit mıknatıslı senkron motorların (PMSM) vektör kontrollü sürücülerinde, temel amaç rotor eksenine göre tanımlı olan d-q koordinatlarında, istenen torku ve/veya akı kontrolü için gerekli olan akım bileşenlerini doğru biçimde oluşturmaktır. Bu nedenle, sistemde hız kontrolünden elde edilen $i_{q,ref}$ ile doğrudan sıfır olarak belirlenen $i_{d,ref}$, bir sonraki kontrol katmanında kullanılır. Bu noktada yapılması gereken, bu referans akımların motorun anlık ölçülen d-q akımları ile karşılaştırılması ve ortaya çıkan hata sinyalleri doğrultusunda uygun gerilim referanslarının V_d ve V_q biçiminde üretilmesidir.

Bu işlem klasik bir akım denetim döngüsü ile gerçekleştirilir. Öncelikle rotor referans çerçevesine dönüştürülmüş motor akımları olan i_d ve i_q , belirlenen referanslarla karşılaştırılarak hata sinyalleri hesaplanır:

$$e_d(t) = i_{d,ref}(t) - i_d(t) \quad (32)$$

$$e_q(t) = i_{q,ref}(t) - i_q(t) \quad (33)$$

Bu hata sinyalleri ayrı ayrı PI (Proportional-Integral) denetleyicilere verilerek her eksen için gerilim referansı üretilir. PI kontrolörler aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$V_d(t) = K_{p,d} \cdot e_d(t) + K_{i,d} \int_0^t e_d(\tau) d\tau \quad (34)$$

$$V_q(t) = K_{p,q} \cdot e_q(t) + K_{i,q} \int_0^t e_q(\tau) d\tau \quad (35)$$

Burada:

- V_d : d-eksenli gerilim referansı (akı kontrolü sağlar),
- V_q : q-eksenli gerilim referansı (tork kontrolü sağlar),
- $K_{p,d}, K_{i,d}$: d-eksen PI denetleyicisinin kazançları,
- $K_{p,q}, K_{i,q}$: q-eksen PI denetleyicisinin kazançlarıdır.

Elde edilen V_d ve V_q değerleri, aslında motora uygulandığında istenen $i_{d,ref}$ ve $i_{q,ref}$ akım bileşenlerini oluşturacak teorik gerilim seviyelerini ifade eder. Ancak burada dikkat edilmesi gereken temel nokta, klasik voltaj kaynaklı eviricilerde (VSI) bu gerilimler doğrudan PWM ile uygulanabilirken, akım kaynaklı eviricilerde (CSI) doğrudan akım referansı üzerinden kontrol yapılmasıdır.

Dolayısıyla CSI mimarisine uygun şekilde bu gerilim referanslarının, tekrar sistemin anlayacağı şekilde akım karşılığına dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu işlem, literatürde "akım ters modeli" (current inverse model) ya da "gerilimden akıma dönüşüm" olarak da geçmektedir.

6.1.3 Gerilim Referanslarından Akım Bileşenlerinin Türetilmesi (Ters Akım Modeli ve Euler Yaklaşımı)

Gerilim kaynaklı eviricilerde gerilim doğrudan kontrol edilebilirken, akım kaynaklı eviricilerde temel kontrol değişkeni akımdır. Bu nedenle, kontrol sistemi içerisinde oluşturulan V_d ve V_q referans gerilimleri, motorun d-q eksenindeki akım bileşenleri olan i_d ve i_q 'ya çevrilmek zorundadır. Bu çevirim "ters akım modeli" olarak adlandırılır ve motorun matematiksel modeli üzerinden gerçekleştirilir.

PMSM'nin d-q koordinat sistemindeki gerilim denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - W_e L_q i_q \quad (36)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + W_e L_d i_d + W_e \lambda_f \quad (37)$$

Bu diferansiyel denklemler, dijital kontrol sistemlerinde doğrudan kullanılamaz. Bu nedenle sayısal çözüme uygun bir yaklaşımla çözümleri gerekir.

Bu amaçla, bu çalışmada Euler yaklaşımı (Forward Euler Method) kullanılmıştır. Euler yöntemi, türev terimini aşağıdaki gibi ayırık zamanlı bir yaklaşımla sadeleştirir:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k) - i(k-1)}{T_s} \quad (38)$$

Burada T_s , örnekleme periyodunu; $i(k)$ ve $i(k-1)$ ise sırasıyla mevcut ve bir önceki örnekleme anındaki akım değerlerini temsil eder.

Yukarıdaki türev yaklaşımı, PMSM gerilim denklemlerine uygulanarak aşağıdaki sayısal denklemler elde edilir:

$$i_d(k) = \frac{T_s \cdot V_d(k) + L_d \cdot i_d(k-1) + T_s \cdot W_e(k) \cdot L_q \cdot i_q}{R_s \cdot T_s + L_d} \quad (39)$$

- $i_d(k)$: Mevcut zamanda d eksenli akım bileşeni
- $V_d(k)$: PI denetleyiciden elde edilen d eksenli gerilim referansı
- $i_d(k-1)$: Bir önceki örnekleme anındaki d eksenli akımı
- $W_e(k)$: Elektriksel açısal hız
- L_q : q eksenli endüktansı
- T_s : Örnekleme süresi
- R_s : Stator direnci
- L_d : d eksenli endüktansı

$$i_q(k) = \frac{T_s \cdot V_q(k) + L_q \cdot i_q(k-1) - T_s \cdot W_e(k) \cdot (L_d \cdot i_d(k) + \lambda_f)}{R_s \cdot T_s + L_d} \quad (40)$$

- $i_q(k)$: Mevcut zamanda q eksenli akım bileşeni
- $V_q(k)$: PI denetleyiciden elde edilen q eksenli gerilim referansı
- $i_q(k-1)$: Bir önceki örnekleme anındaki q eksenli akımı

- λ_f : Rotor üzerindeki sabit mıknatısların akısı
- L_d : d eksenini endüktansı

Bu denklemler, MATLAB/Simulink ortamında ayrık zamanlı bir sistem olarak modellenmiştir. Böylece, PI kontrolcülerden elde edilen V_d ve V_q gerilim referansları sayesinde motorun gerçek d-q akım bileşenleri olan $i_d(k)$ ve $i_q(k)$ değerleri güncellenmektedir. Burada kullanılan Euler yaklaşımı, sayısal entegrasyon yöntemleri arasında en temel olanıdır ve yüksek örnekleme frekanslarında yeterli hassasiyet sunar. Ayrıca düşük hesaplama maliyeti nedeniyle gömülü sistemlerde tercih edilmektedir.

Bu yöntemle elde edilen i_d ve i_q bileşenleri bir sonraki adımda Park ters dönüşümü ile α - β eksenine çevrilerek SVPWM üretiminde kullanılan referans akım vektörü hesaplanacaktır.

6.1.4 α - β Dönüşümü, Theta Açısı ve Referans Akımın Oluşturulması

d-q ekseninde kontrol edilen bir PMSM’de, faz akımlarından elde edilen i_d ve i_q akım bileşenleri, doğrudan motorun moment ve mıknatıslama davranışını yönlendiren referans büyüklükleridir. Ancak bu büyüklüklerin eviriciyi süren uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) bloğuna aktarılabilmesi için sabit α - β referans düzlemine dönüştürülmeleri gerekmektedir. Bu dönüşüm, Park ters dönüşümü olarak adlandırılan işlem ile gerçekleştirilir ve aşağıdaki matris yapısı ile ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (41)$$

Buradaki θ_e , rotorun elektriksel konum açısını ifade eder ve motorun döner manyetik alan vektörünün stator referans sistemine göre açısal yönünü tanımlar. Bu dönüşüm sonucunda elde edilen i_α ve i_β , α - β düzleminde tanımlı referans akım

bileşenleridir. Bu bileşenler, uzay vektör modülasyon algoritmasının temel girdisini oluşturan referans vektörün sabit düzlemdeki projeksiyonlarıdır.

Referans akım vektörü $\vec{i}_{ref}$ bu iki bileşenin bileşkesi olarak tanımlanır ve büyüklüğü aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$i_{ref} = \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \quad (42)$$

Bu büyüklük, eviricinin motor sargılarında üretmesi gereken net akı yoğunluğu ile doğrudan ilişkilidir. Yani, i_{ref} , sistemin o anki moment talebine karşılık gelen akım vektörünün genliğidir. Aynı zamanda θ açısına bağlı olarak vektörün yönü de belirlenmiş olur. Eğer rotor konumu harici bir sensörle ölçülüyorsa, bu açının tahmini de i_{α} ve i_{β} kullanılarak yapılabilir:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{i_{\beta}}{i_{\alpha}} \right) \quad (43)$$

Bu yöntem, özellikle sensörsüz kontrol sistemlerinde de tercih edilen bir yaklaşımdır. Doğrudan stator akımlarından rotor pozisyon bilgisinin çıkarılması, maliyet ve sistem karmaşıklığını azaltırken güvenilirliği de artırabilir.

Elde edilen i_{ref} değeri, modülasyon algoritması tarafından kullanılmadan önce sabit bir modülasyon indeksi ile normalize edilir. Bu sistemde sabit modülasyon indeksi (m_a) sisteme sabit olarak verilmiştir. Böylece, uzay vektörünün büyüklüğü ile ön dönüştürücü tarafından üretilmesi gereken DC bara akımı arasındaki ilişki kurulmuş olur. Bu bağlamda aşağıdaki ifade ile $i_{dc,ref}$ değeri hesaplanır:

$$i_{dc,ref} = \frac{i_{ref}}{m_a} \quad (44)$$

Burada $i_{dc,ref}$, ön dönüştürücünün sağlayacağı referans DC akımı ifade etmektedir. Bu değer, gerçek DC bara akımı i_{dc} ile karşılaştırılır ve fark bir PI

kontrolcüsünden geçirilerek ön dönüştürücüyü sürmek üzere PWM sinyali üretilir. Böylece motor kontrolü, yalnızca rotor pozisyonu ve akı bileşenleri üzerinden değil, aynı zamanda DC bara akımının kararlı biçimde düzenlenmesiyle de desteklenmiş olur.

Özetle, bu aşamada gerçekleştirilen Park ters dönüşümü ile elde edilen i_α ve i_β bileşenleri, sistemin uzay vektör düzlemindeki referans akım yönünü ve genliğini belirler. Bu referans, hem SVPWM algoritmasının doğru çalışması hem de ön dönüştürücünün PWM ile tetiklenmesi için kritik bir parametredir. Sistemin tamamı, bu iki bileşenin doğru hesaplanmasına ve elektriksel açı bilgisiyle koordineli olarak kullanılmasıyla etkin biçimde kontrol edilir.

6.1.5 – Ön Dönüştürücü DC Bara Akımı Kontrolü ve PWM Üretimi

Simülasyon yapısında α - β düzleminden elde edilen referans akım vektörünün büyüklüğü kullanılarak hesaplanan $i_{dc,ref}$, sistemin DC bara hattından talep ettiği anlık akım ihtiyacını temsil eder. Bu referans değer, sistemin yük durumuna, rotor hızına ve uygulanan modülasyon indeksine bağlı olarak belirlenir ve bir önceki kontrol basamağında matematiksel olarak elde edilmiştir. Söz konusu değer, motorun çalışmasını sürdürebilmesi için inverter tarafında ihtiyaç duyulan enerjiyi sağlayacak olan ön dönüştürücünün ne kadar akım üretmesi gerektiğini belirler. Bu noktadan sonra, kontrol sisteminin temel amacı, gerçek zamanlı olarak ölçülen DC bara akımı i_{dc} ile bu referans değer $i_{dc,ref}$ arasındaki farkı minimize ederek, akımın regülasyonunu sağlamaktır.

Bunun için sistemde klasik bir PI kontrol yapısı kullanılır. Bu kontrol yapısı, hata sinyalini oluşturarak bu sinyali iki farklı kontrol yolu üzerinden işler: anlık hata büyüklüğüne hızlı tepki veren oransal (P) bileşen ve zamanla biriken toplam hatayı ortadan kaldırmak için kullanılan integral (I) bileşen. Bu yaklaşım sayesinde hem geçici hem de kalıcı hataların etkisi azaltılır, sistem kararlı ve hızlı yanıt verecek şekilde kontrol edilir.

Hata sinyali şu şekilde tanımlanır:

$$e(t) = i_{dc,ref}(t) - i_{dc}(t) \quad (45)$$

Bu hata sinyali, PI kontrolör tarafından işlenerek ön dönüştürücüye uygulanacak PWM sinyalinin temelini oluşturur:

$$u_{PWM}(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e_d(\tau) d\tau \quad (46)$$

Burada K_p oransal kazancı, K_i ise integral kazancı temsil eder. Bu parametreler sistemin dinamik performansına göre titizlikle ayarlanmalıdır. Düşük K_p değeri sistemin yanıt hızını düşürürken, yüksek bir değer aşırı tepkilere ve kararsızlığa yol açabilir. Benzer şekilde, integral kazanç K_i düşük tutulursa kalıcı hata oluşabilir; çok yüksek tutulursa sistemde salınımlar gözlenebilir. Bu nedenle kazanç ayarı, kontrol sisteminin stabilitesi ve performansı açısından kritik öneme sahiptir.

PI kontrolörün çıkışı olan $u_{PWM}(t)$, bir karşılaştırıcı bloğuna gönderilir ve burada sabit frekansta çalışan üçgen (ya da testere dişi) dalga formu ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda, PI kontrolör çıkışına karşılık gelen genlikte bir PWM sinyali oluşturulur. PWM sinyalinin darbe genişliği, kontrolör çıkışının büyüklüğüne doğrudan bağlıdır. PI kontrolör çıkışı arttıkça, PWM sinyalinin darbe süresi de artar, yani MOSFET'ler daha uzun süre açık kalır. Bu da ön dönüştürücü üzerinden geçen ortalama akımın artmasına neden olur. Tam tersi durumda, yani PI kontrolör çıkışı düşük olduğunda, PWM sinyalinin darbe genişliği azalır ve MOSFET'ler daha kısa süre açık kalır; bu da DC bara hattına sağlanan akımın düşmesini sağlar.

Elde edilen PWM sinyali, ön dönüştürücüdeki anahtarlama elemanlarının (örneğin MOSFET'lerin) sürülmesi için doğrudan kullanılır. Bu elemanların açılıp kapanma süreleri PWM sinyalinin darbe genişliği ile tanımlanır. Ön dönüştürücü yapısında tipik olarak bir endüktans yer alır ve bu bobin, ani akım geçişlerini yumuşatarak sürekli bir DC akımı elde edilmesine olanak tanır. Bobin akımı, PWM darbe süresi boyunca artar ve bu artış DC bara hattına aktarılır. Böylece, referans akım talebine uygun olarak DC bara hattından inverttere sürekli bir enerji aktarımı sağlanır.

Bu kontrol yapısı, enerji kaynağından motora giden güç akışının doğrudan düzenlenmesine imkân tanır. PI kontrolörün çıktısına bağlı olarak üretilen PWM sinyali, ön dönüştürücü üzerinden ne kadar akımın aktarılacağını belirlediği için, bu yapı motorun moment kontrolü ile enerji kaynağının koordineli çalışmasını sağlar. Ayrıca bu yöntem, sistemin hızlı tork geçişlerine etkin yanıt vermesini ve DC bara geriliminde meydana gelebilecek dalgalanmaların bastırılmasını mümkün kılar.

Sonuç olarak, referans akım büyüklüğü temelinde tanımlanan $i_{dc,ref}$ değeri, gerçek DC bara akımı ile karşılaştırılarak PI kontrolörü ile işlenmekte; bu kontrol çıktısı PWM sinyallerine dönüştürülerek ön dönüştürücü MOSFET'leri sürülmekte ve böylece sistemin enerji ihtiyacına göre DC bara akımı hassas bir şekilde düzenlenmektedir. Bu kontrol stratejisi, özellikle akım kaynaklı evirici mimarisinde, motor performansı ile enerji yönetimi arasında kararlı ve uyumlu bir bağlantı kurar.

6.1.6 SVPWM Tekniği ile Akım Kaynaklı Eviricinin Anahtarlama Sürelerinin Hesaplanması

Akım kaynaklı eviricilerin kontrolünde, çıkış akımlarının hassas ve dinamik olarak yönetilmesi büyük önem taşımaktadır. Bu bağlamda, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM) tekniği, referans akım vektörünün uygulanabilmesi için anahtarlama sürelerinin belirlenmesinde etkin bir yöntem olarak kullanılmaktadır. SVPWM, temel olarak üç fazlı evirici anahtarlarının farklı anahtarlama durumları (vektörleri) aracılığıyla referans akım vektörünü zaman ortalamasında oluşturmayı amaçlar.

Akım kaynaklı eviricide, üç fazlı çıkış akımları i_1, i_2, i_3 , α - β düzlemine dönüştürülerek iki boyutlu akım vektörleri olarak ifade edilir. Kontrol algoritması, istenen referans akım vektörünü $\vec{i}_{ref}$ olarak belirler ve bu vektörün modülasyon periyodu T_s , içinde oluşturulması için eviricinin uygulanabileceği temel akım vektörlerinin zaman paylarını hesaplar. Eviricinin anahtarlama durumu sayısı ve bu durumların oluşturduğu akım vektörleri, genellikle altı aktif ve iki sıfır vektörden oluşur ve α - β düzleminde altı bölgeye ayrılmıştır. Her bölgede, referans vektörü en yakın iki aktif vektör ile sıfır vektörün lineer kombinasyonu olarak ifade edilir.

Matematiksel olarak, bu durum aşağıdaki şekilde formüle edilir:

$$\vec{i}_{ref} \cdot T_s = \vec{i}_k \cdot T_k + \vec{i}_{k+1} \cdot T_{k+1} + \vec{i}_0 \cdot T_0 \quad (47)$$

Burada:

- $\vec{i}_{ref}$: Modülasyon periyodu T_s boyunca oluşturulması istenen referans akım vektörüdür.
- $\vec{i}_k, \vec{i}_{k+1}$: Referans vektörün bulunduğu sektördeki ardışık iki aktif temel akım vektörüdür.
- $\vec{i}_0$: Sıfır akım vektörüdür.
- T_k, T_{k+1}, T_0 : Bu vektörlerin modülasyon periyodu içindeki uygulama süreleridir.
- T_s : Modülasyon periyodunun toplam süresidir.

Bu eşitlik, referans akım vektörünün, eviricinin sağlayabileceği temel akım vektörlerinin zaman ağırlıklı toplamı olarak oluşturulması gerektiğini ifade eder. Her modülasyon periyodu için T_k, T_{k+1}, T_0 süreleri hesaplanarak, evirici anahtarları bu zaman aralıklarında tetiklenir [33].

Altı bölgeye ayrılan α - β düzleminde, referans akım vektörünün hangi bölgede bulunduğu belirlenir ve o bölgeye komşu iki aktif vektör seçilir. Bu seçim, vektörlerin koordinat düzlemindeki konumlarına göre dinamik olarak yapılır. Her bölge için aktif vektörlerin açıları ve büyüklükleri sabittir, ancak referans vektörün büyüklüğü ve açısına bağlı olarak uygulanma süreleri T_k, T_{k+1} değişir [33]. Sıfır vektörü T_0 ise modülasyon periyodundan kalan süreyi tamamlar ve anahtarlama kayıplarını minimize etmek ve harmonikleri azaltmak için dengeli olarak dağıtılır.

T_k, T_{k+1}, T_0 süreleri aşağıdaki formüller ile hesaplanır:

$$T_k = m_a \sin \left(\frac{\pi}{6} - \left(\theta - (k-1) \frac{\pi}{3} \right) \right) T_s \quad (48)$$

$$T_{k+1} = m_a \sin \left(\theta - (k-1) \frac{\pi}{3} \right) T_s \quad (49)$$

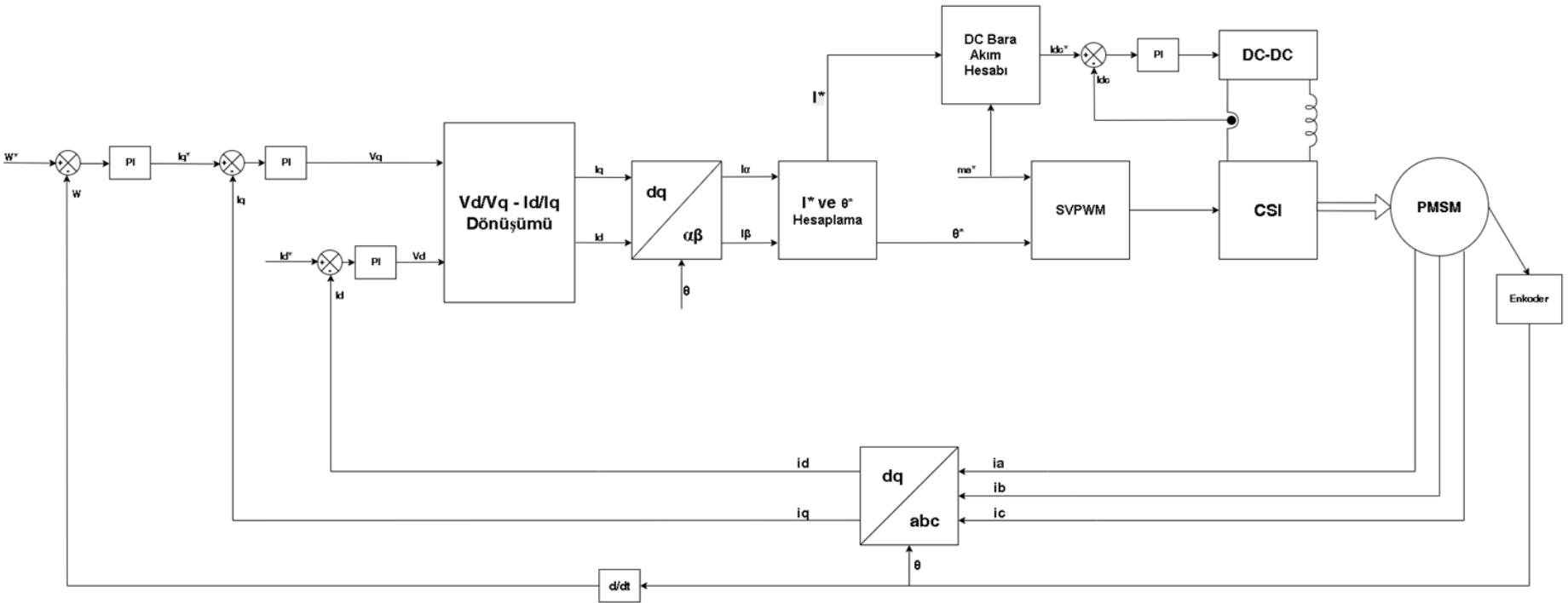
$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (50)$$

Burada:

- T_k : Belirlenen bölgede uygulanacak ilk aktif vektörün uygulanma süresi,
- T_{k+1} : Belirlenen bölgede uygulanacak ikinci aktif vektörün uygulanma süresi,
- T_0 : Uygulanacak toplam sıfır vektörü süresi,
- m_a : Eviricinin modülasyon indeksi,
- θ : Referans vektör açısı,
- T_s : Anahtarlama periyodu.

Sonuç olarak, bu anahtarlama süreleri kullanılarak eviricinin transistörleri uygun zamanlarda tetiklenir. Böylece çıkışta, referans akım vektörüne karşılık gelen ortalama akım vektörü oluşturulur. Bu yöntem sayesinde, akım kaynaklı eviricilerde yüksek doğrulukta akım kontrolü sağlanır.





Şekil 16. Kontrol Blok Diyagramı

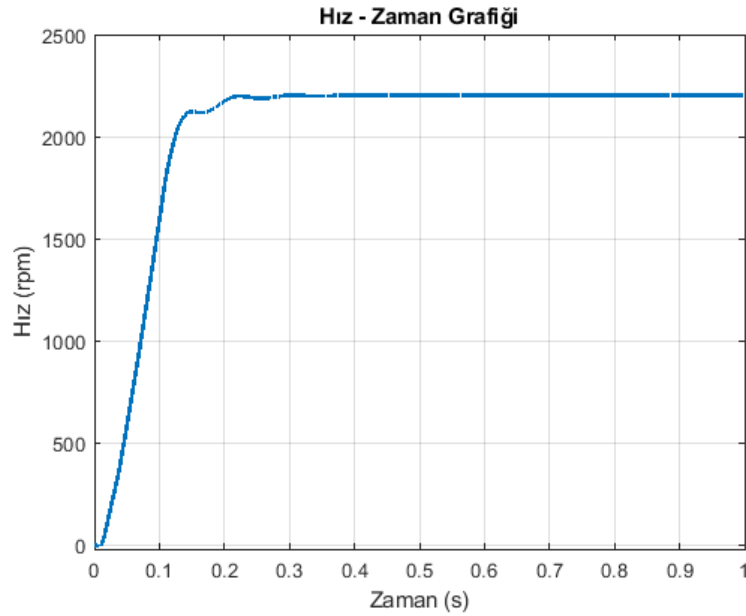
6.2 Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, CSI ile beslenen PMSM sürücü sistemi için gerçekleştirilen simülasyonlara ait sonuçlar sunulmaktadır. Simülasyonlar MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş olup, vektör kontrol algoritması ile PMSM'nin hız ve tork kontrol performansı analiz edilmiştir.

Yapılan simülasyon da kullanılan indüktans değeri 10mH, seçilen motor round rotor olup d ve q eksen indüktansları eşittir. Motor ataleti ise simülasyon çalışmasında 0'dır.

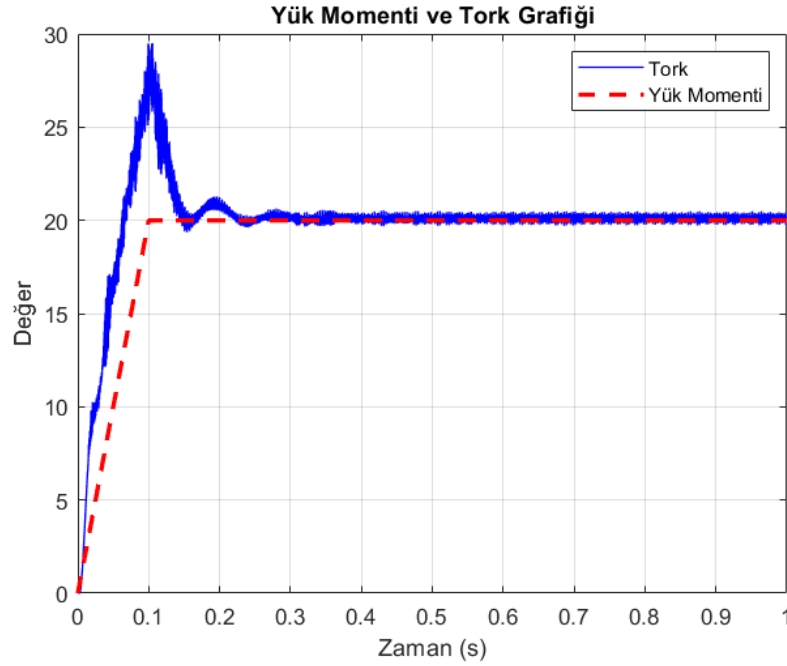
6.2.1 Nominal Hız ve Nominal Yükte Çalışma

Simülasyonda kullanılan PMSM, yuvarlak rotorlu yapıya sahip olup, nominal çalışma şartları olarak 2200 rpm hız ve 20 Nm tork değerlerindedir. Bu bölümde, motorun belirtilen nominal hız ve yük koşullarında, CSI ile kontrolü Simulink ortamında incelenmiştir. Yapılan simülasyon çalışmaları, motorun nominal performans karakteristiklerini, tork ve hız cevabını ve sistemin dinamik davranışını ortaya koymayı amaçlamaktadır.



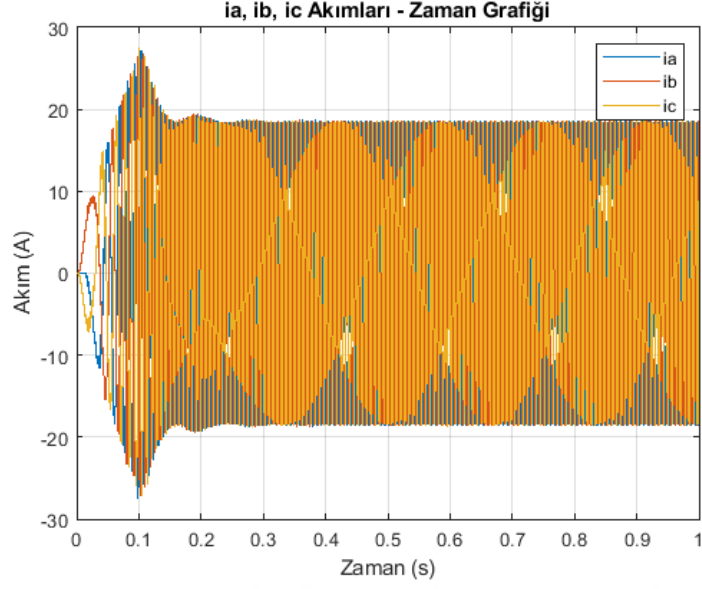
Şekil 17. Nominal çalışma hız grafiği

Şekil 17’de, motorun nominal çalışma koşullarındaki hız-zaman grafiği gösterilmektedir. Referans hız, 0–0.1 saniye aralığında 0’dan 2200 rpm’ye rampalı olarak artırılmıştır. Simülasyon süresi 1 saniyedir ve yaklaşık 0.3saniyede motor hızı referans değere ulaşmıştır.



Şekil 18. Nominal çalışmada yük momentini ve motor torku

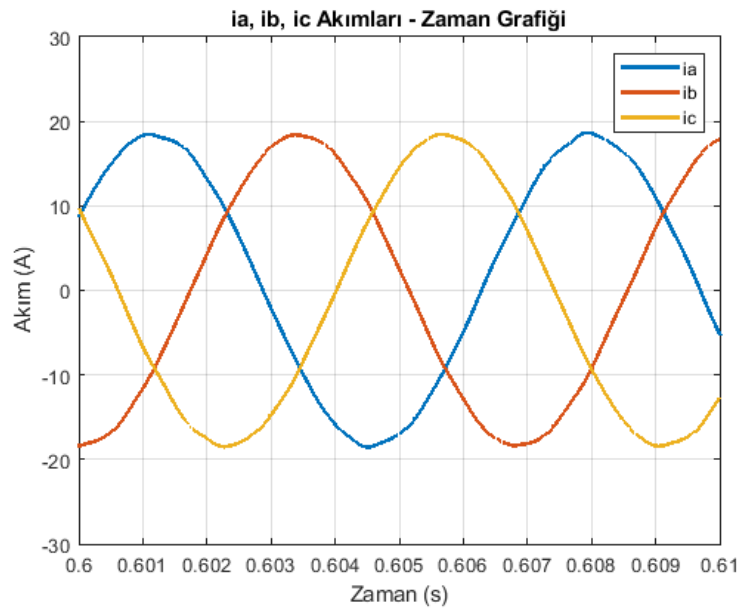
Şekil 18’de, yük torku 0–0.1 saniye aralığında 0’dan 20 Nm’ye rampalı olarak uygulanmış ve kırmızı kesikli çizgi ile gösterilmiştir. Motor tarafından üretilen tork ise mavi çizgi ile ifade edilmiştir. 0.1 saniyede motor torku yük değişimine tepki olarak artmış ve simülasyon süresi boyunca maksimum değer olan 29 Nm değerine ulaşmıştır. Motor kararlı duruma ulaştıktan sonra yüzde tork dalgalılığı %3.931 olarak bulunmuştur.



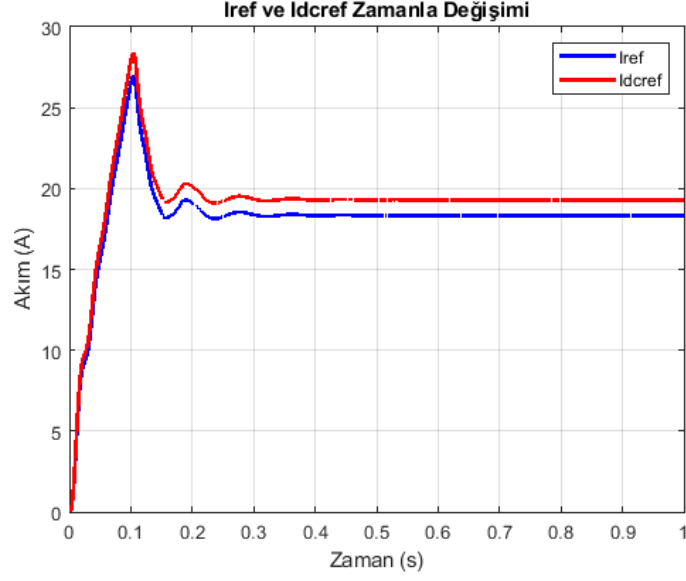
Şekil 19. Nominal çalışmada faz akımları

Şekil 19’da, 1 saniyelik simülasyon süresi boyunca a, b ve c faz akımları görülmektedir. Torkun maksimum olduğu 0.1 saniyede faz akımlarının maksimum değerine ulaştığı gözlemlenmiştir.

Şekil 20’de ise, motorun nominal değerlerde ve durgun durumda çalıştığı 0.6–0.61 saniye arası faz akımları görülmektedir.

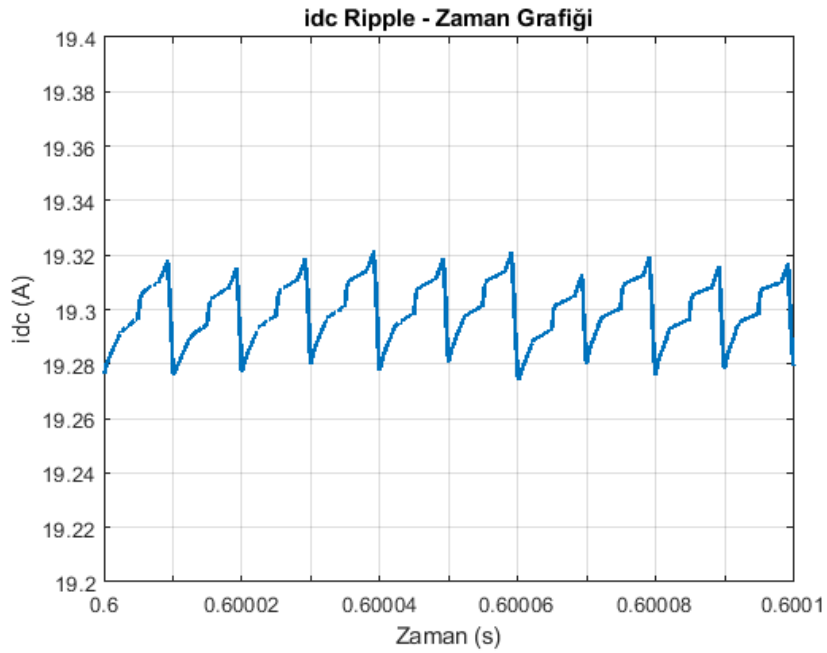


Şekil 20. Nominal çalışmada 0.6-0.61 saniyeler arası faz akımları



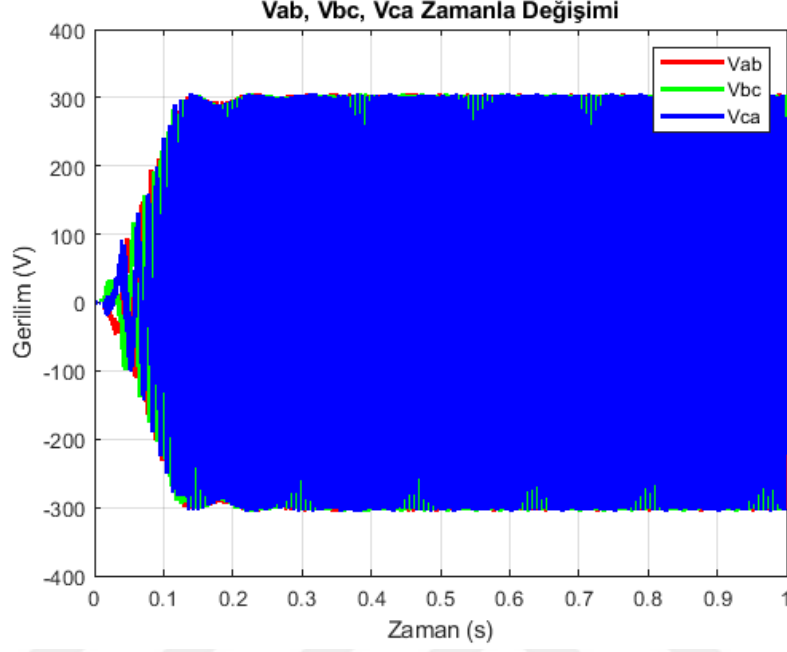
Şekil 21. Iref ve Idcref - zaman grafiği

Alpha ve beta akımlarından elde edilmiş Iref, mavi çizgi ile; Iref'in sabit olarak verilmiş modülasyon indeksine bölünmesiyle elde edilen DC bara referans akımı Idc ise kırmızı ile Şekil 21'de gösterilmiştir. I_{dcref} 'in hesaplanmasında modülasyon indeksi 0.95 olarak belirlenmiştir. Iref değerinin, faz akımlarının tepe değerine eşit olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 22. Nominal çalışmada DC bara akım dalgalanması

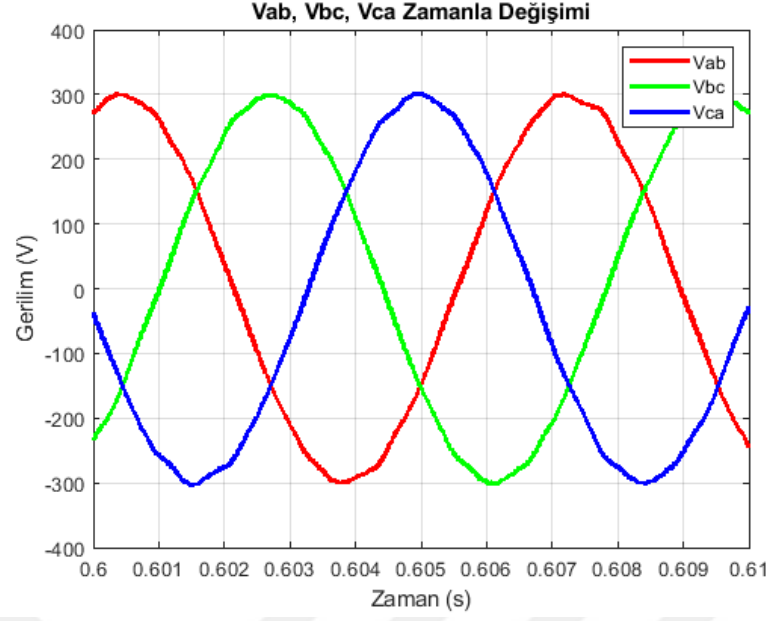
Kararlı durumda, ön dönüştürücü tarafından I_{dcref} referans alınarak ayarlanan DC bara akımının dalgalanması Şekil 22’de görülmektedir. Dalgalanmanın genliği yaklaşık 0.04 A olarak gözlemlenmiştir.



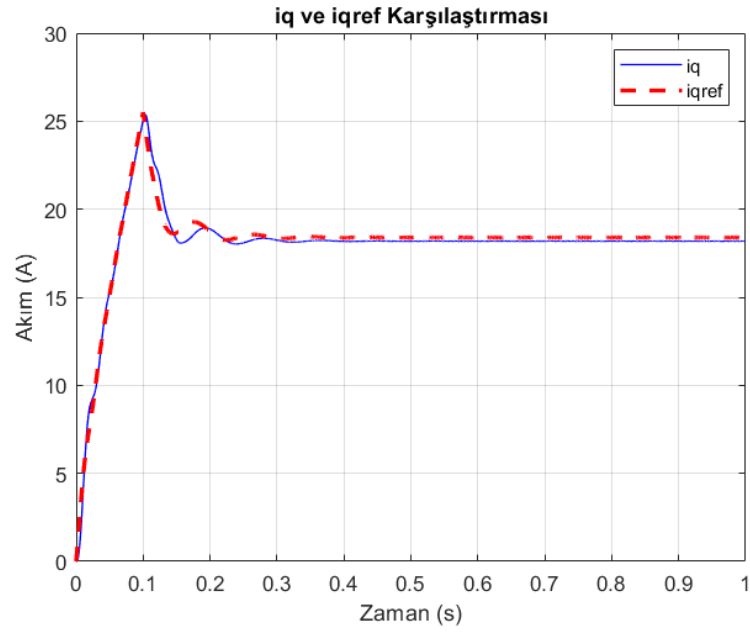
Şekil 23. Nominal çalışmada hatlar arası gerilimler

Ön dönüştürücünün girişindeki DC gerilim kaynağı, motor değerlerinde belirtildiği şekilde 300 V olarak ayarlanmıştır. 2200 rpm hız ile döndürülen motorun kararlı durumda hatlar arası geriliminin genliği 300 V olarak bulunmuştur. V_{ab} , V_{bc} ve V_{ca} hatlar arası gerilimleri Şekil 23’te görülmektedir.

Şekil 24’te ise hatlar arası gerilimler, 0.6–0.61 saniyeler aralığı için tekrar gösterilmiştir.

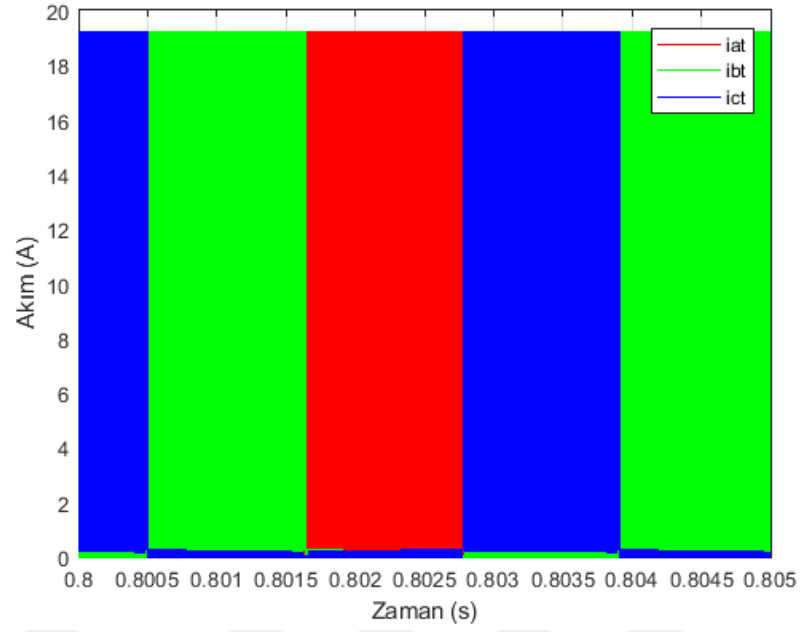


Şekil 24. Nominal şartlarda 0.6-0.61 saniyeler arası hatlar arası gerilimler



Şekil 25. Nominal çalışmada Iq ve Iqref değerleri

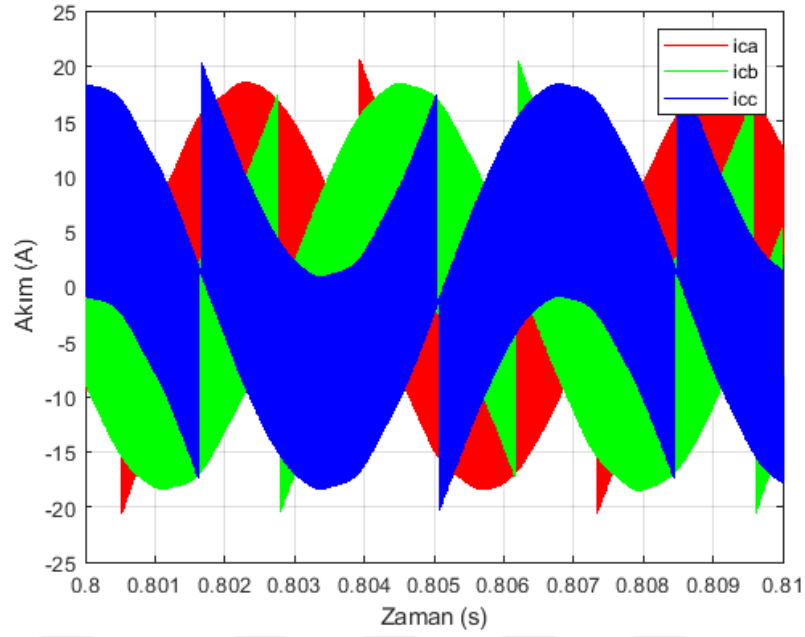
Şekil 25'te ise simülasyondaki i_q değerinin istenen i_{qref} değerini takip edebildiği görülmektedir.



Şekil 26. Sıfır vektörü uygulanması sırasında akan akımlar

Şekil 26’te, 0.8–0.805 saniyeler arasında CSI’nin a, b ve c bacaklarından akan akımlar gösterilmiştir. Şekildeki kırmızı kısım CSI’nin a bacağından akan akımı, yeşil kısım b bacağından akan akımı, mavi kısım ise c bacağından akan akımı göstermektedir. Hayali altıgenin altı farklı bölgesinin her birinde, 3 sıfır vektöründen sadece biri kullanıldığı için referans açı değerinin olduğu bölgeye bağlı olarak sadece bir adet sıfır vektörü uygulanmıştır.

Şekil 27’de ise CSI’larda filtreleme ve sıfır vektörü sırasında motora akım sağlama amacıyla kullanılan filtre kondansatörlerinin akımlarının 0.8–0.81 saniyeler arası değerleri görülmektedir.

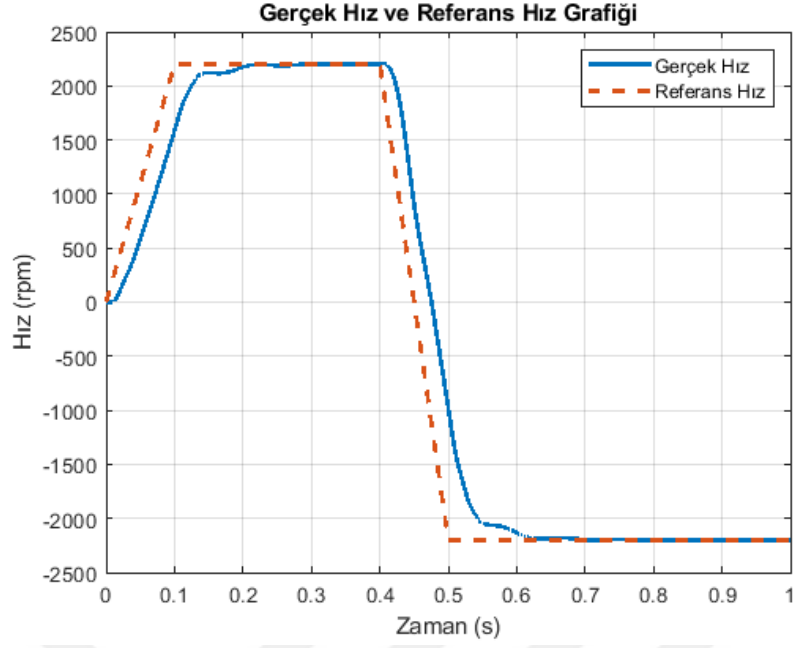


Şekil 27. CSI filtre kondansatör akımları

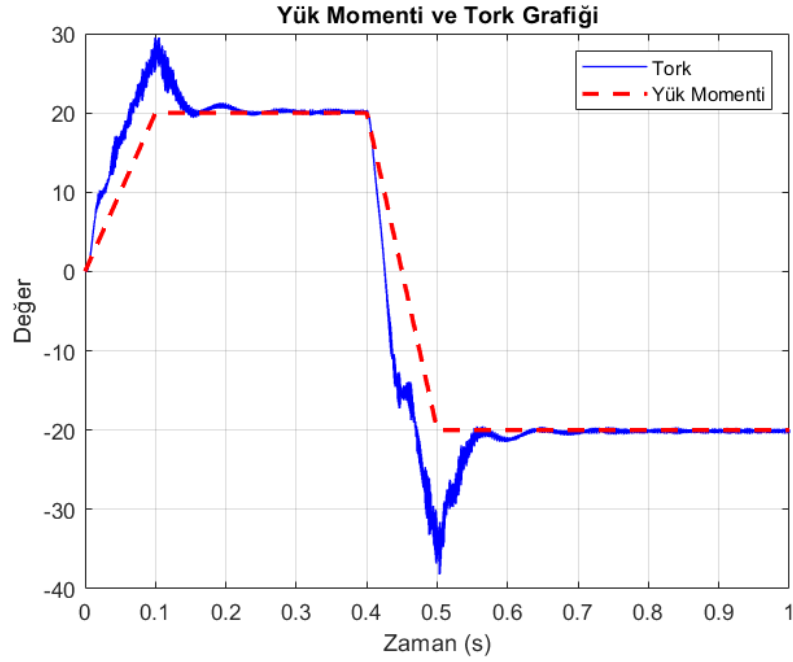
6.2.2 Yön ve Yük Değişimi

Bu bölümde yapılan simülasyon çalışmasında, motor referans hızı 0–0.1 saniyeler arasında 0’dan nominal hıza kadar artarken, referans tork 0’dan 20 Nm’ye yükselmiştir. 0.4–0.5 saniyeler arasında referans hız 2200 rpm’den -2200 rpm’e, referans tork ise aynı zaman aralığında -20 Nm’ye düşmüştür.

Şekil 28’de hız-zaman grafiği görülmektedir. Kırmızı kesikli çizgi referans hızı, mavi çizgi ise gerçek hızı göstermektedir. Motor hızı, ilk referans hız olan 2200 rpm’ye 0.3 saniyede ulaşmıştır. 0.4–0.5 saniyeler arasında referans hızını takip ederek önce yavaşlamış ve durmuş, ardından ters yönde hızlanmıştır. 0.7 saniyede ise -2200 rpm hızına ulaştığı gözlemlenmiştir.

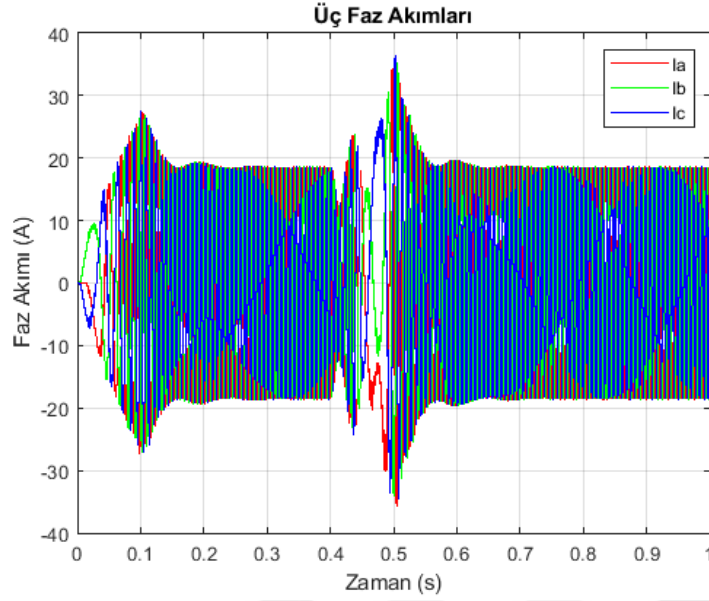


Şekil 28. Yön değişiminde hız-zaman grafiği



Şekil 29. Motor yük momenti - motor tork grafiği

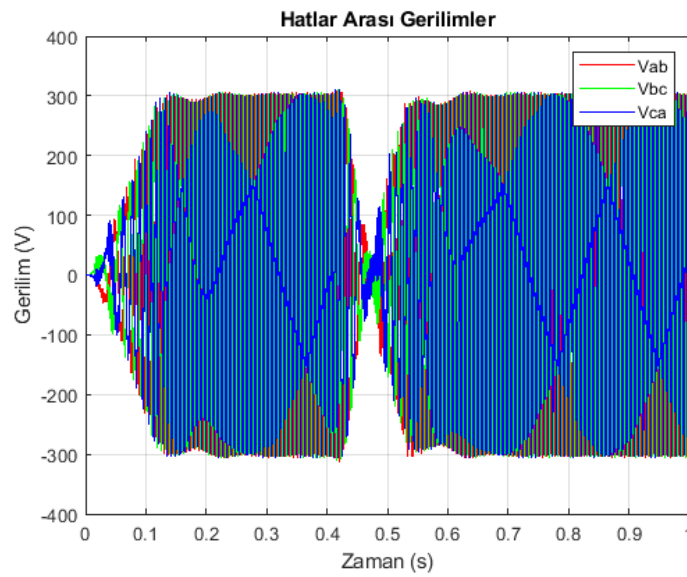
Motorun ürettiği torkun grafiği Şekil 29’de görülmektedir. Motor, ilk hızlanma sırasında 0.1 saniyede pozitif maksimum olan 30 Nm’ye ulaşmıştır. Yavaşlama ve ters yönde hızlanma sırasında ise torkun 20 Nm’den -35 Nm’ye düştüğü ve 0.15 saniyede referans tork olan -20 Nm’ye ulaştığı gözlemlenmiştir.



Şekil 30. Motor yön değişimlerinde faz akımları

0.4–0.5 saniyeler arasında, önce yavaşlayıp durma, sonrasında negatif yönde hızlanma sırasında faz akımlarının tepkisi Şekil 30’daki gibi gözlemlenmiştir. Akımların faz sıralaması değişmiş ve negatif yönde hızlanma sırasında, yüksek tork üretimi nedeniyle faz akımları artmıştır.

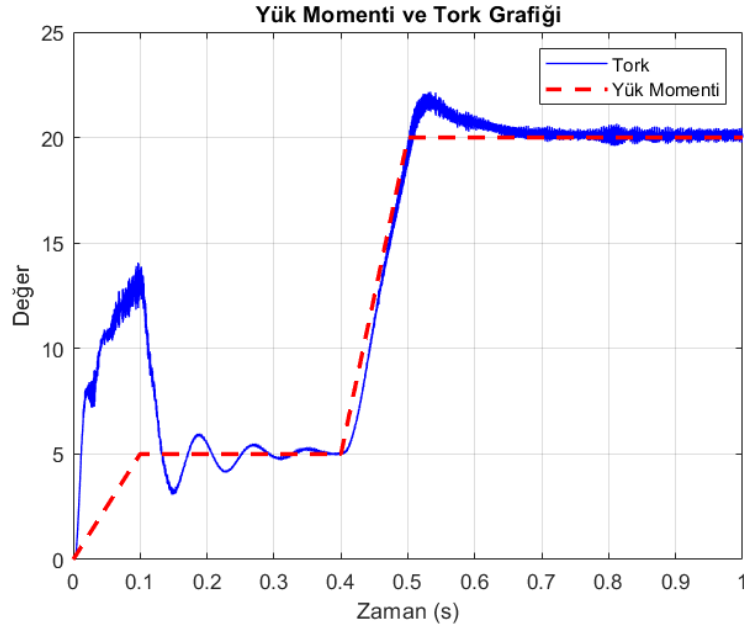
Hatlar arası gerilimlerin ise Şekil 31’deki gibi, yavaşlama sırasında düştüğü; ardından hızın tekrar artmasıyla birlikte yükseldiği görülmüştür.



Şekil 31. Motor yön değişiminde hat gerilimleri

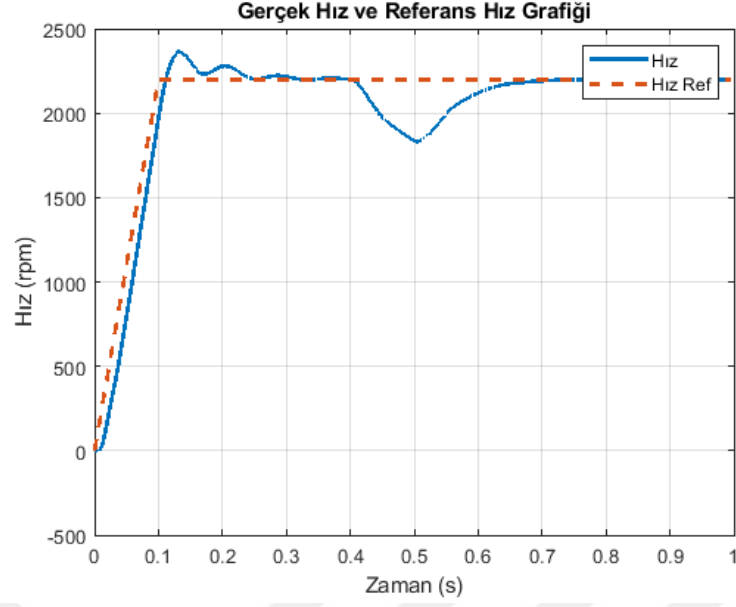
6.2.3 Sabit Hızda Yük Değişimi

Bu kısımda yapılan simülasyon çalışmasında, motor referans hızı 0–0.1 saniyeler aralığında 0’dan 2200 rpm’ye arttırılmış, ardından simülasyon süresinin sonuna kadar sabit tutulmuştur. Referans tork ise 0–0.1 saniyeler arasında 0’dan 5 Nm’ye çıkarılmış, 0.4 saniyeye kadar sabit tutulmuş, sonrasında ise 0.4–0.5 saniyeler arasında 20 Nm’ye arttırılarak sistemin değişken yük koşuluna tepkisi incelenmiştir.



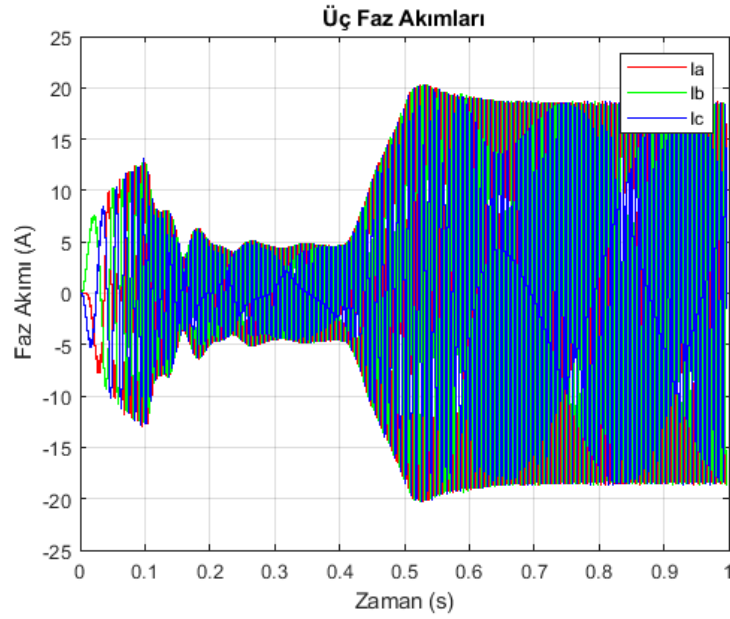
şekil 32. 5Nm'den 20Nm'ye yük değişimi, motor tork tepkisi

şekil 32’de, kırmızı kesikli çizgi ile referans tork, mavi çizgi ile motor torku gösterilmiştir. İlk hızlanma sırasında tork 14 Nm’ye kadar yükselmiş, 0.36 saniyede ise 5 Nm’ye oturmuştur. Yük artışı sonrası ise 0.52 saniyede 22 Nm’ye kadar yükselmiş, 0.72 saniyede referans değer olan 20 Nm’ye yerleşmiştir.



Şekil 33. 5Nm'den 20Nm'ye yük değişimi durumunda hız değişimi

Şekil 33, motor hızının yük değişimi durumundaki tepkisini göstermektedir. İlk hızlanmada motor hızı 2400 rpm tepe değerine ulaşmış ve 0.36 saniyede referans değere yerleşmiştir. 0.4–0.5 saniyeler arasında, yük artışıyla birlikte hız 1800 rpm'ye kadar düşmüş; ardından yeniden hızlanarak 0.7 saniyede referans değer olan 2200 rpm'ye ulaşmıştır.

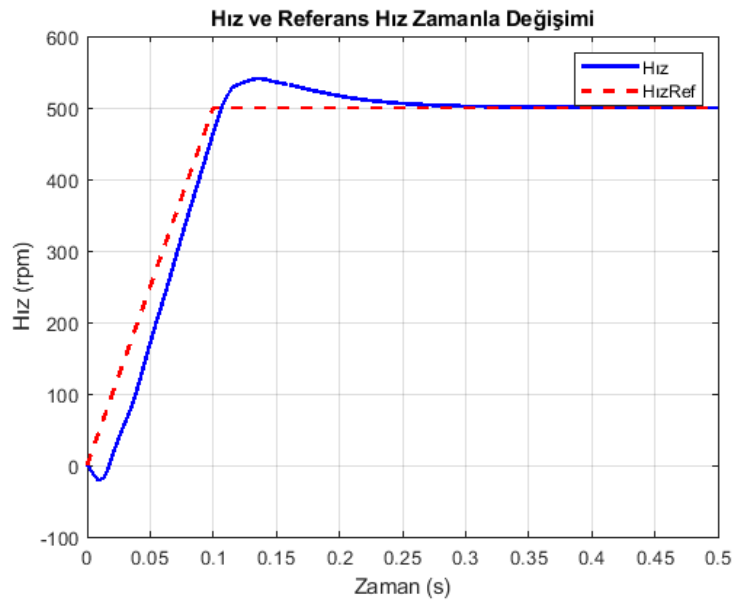


Şekil 34. 5Nm'den 20Nm'ye yük değişiminde faz akımları

Şekil 34 simülasyon süresi boyunca faz akımlarının değişimini göstermektedir. Yükün artması ile akımarın genliğinin arttığı gözlemlenmiştir.

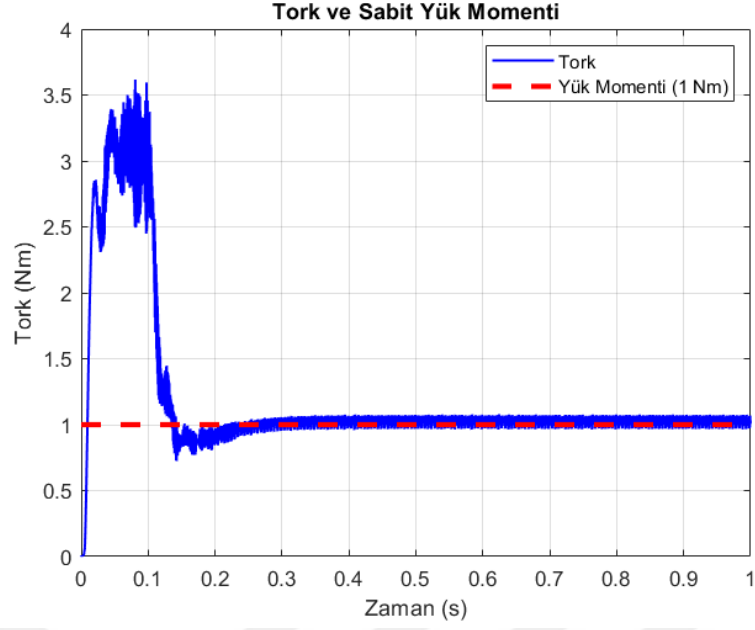
6.2.4 Düşük Hız Düşük Tork

Bu kısımda, sistem düşük hız ve tork koşullarında simüle edilmiştir. Referans hız, 0–0.1 saniyeler aralığında 0'dan 500 rpm'ye yükseltilmiş; referans tork ise 1 Nm'lik adım fonksiyonu şeklinde sabit uygulanmıştır. Simülasyon süresi 0.5 saniyedir.



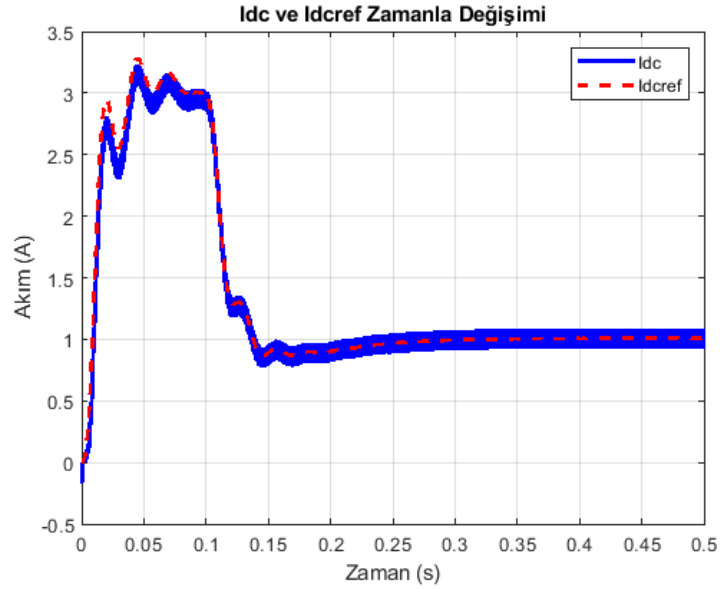
Şekil 35. 500 rpm referans hız ve motor hızı

Şekil 35, motorun hız-zaman grafiğidir. Hızın birim basamak fonksiyonu şeklinde verilmesi nedeniyle, motor ilk 0.02 saniyelik sürede negatif yönde hızlanmış, sonrasında ise 0.13 saniyeye kadar pozitif yönde artmıştır. 0.13 saniyede hız, tepe değeri olan 540 rpm'ye ulaşmıştır. İstenen referans değere ulaşmasının ise 0.3 saniyeyi bulduğu görülmüştür.



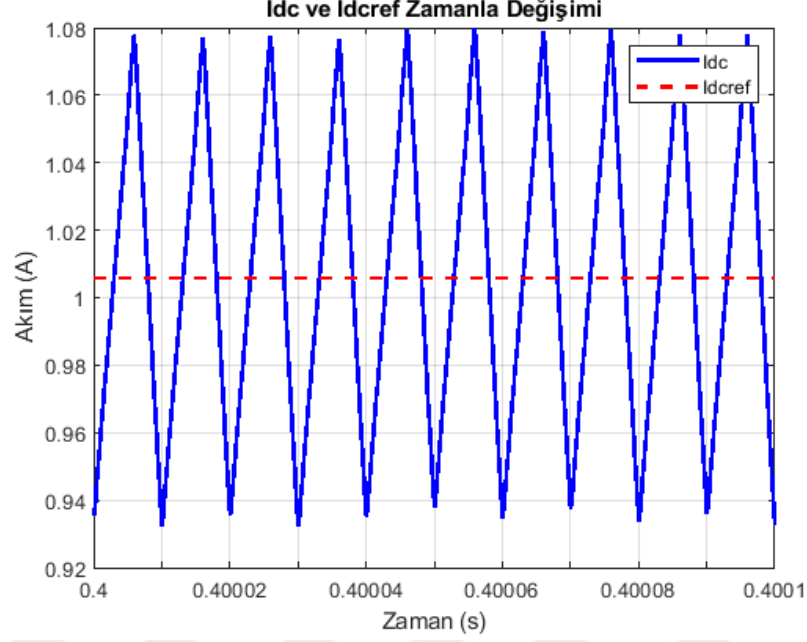
Şekil 36. 500 rpm'de referans tork ve üretilen tork

Şekil 36, motorun tork-zaman grafiğidir. Birim basamak fonksiyonu şeklindeki yük, kırmızı kesikli çizgi ile gösterilmiştir. Motor torku, 0.3 saniyede referans değere yerleşmiştir.



Şekil 37. DC bara referans akımı ve okunan DC bara akımı

Şekil 37’de, ön dönüştürücü ile kontrol edilen I_{dc} akımının, I_{dcref} değerini takibi gözlemlenmiştir. Şekil 38’de ise, indüktansın anahtarlanmasıyla birlikte, durgun halde bir miktar dalgalanma ile birlikte da I_{dc} akımının I_{dcref} değerini izlediği görülmüştür.

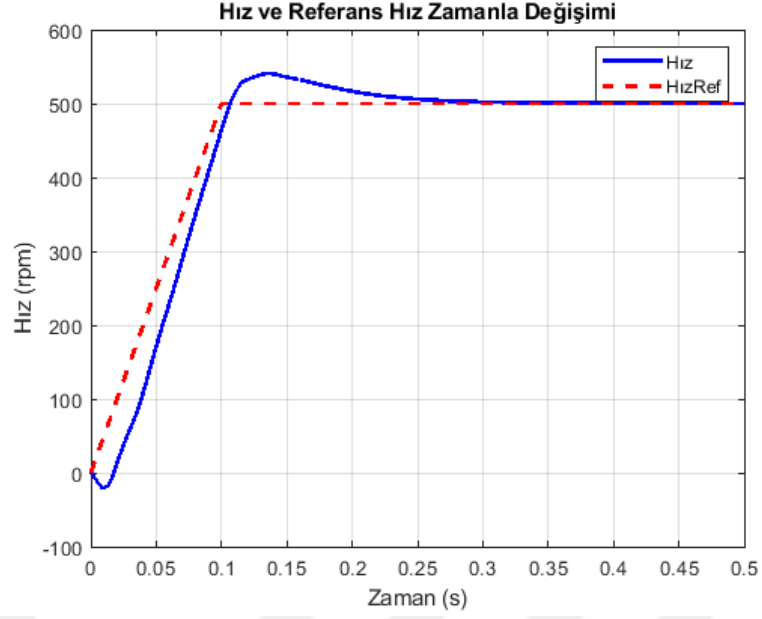


Şekil 38. DC bara akım referansı ve okunan DC bara akım dalgalanması

6.2.5 CSI’nin Gerilim Yükseltme Özelliği

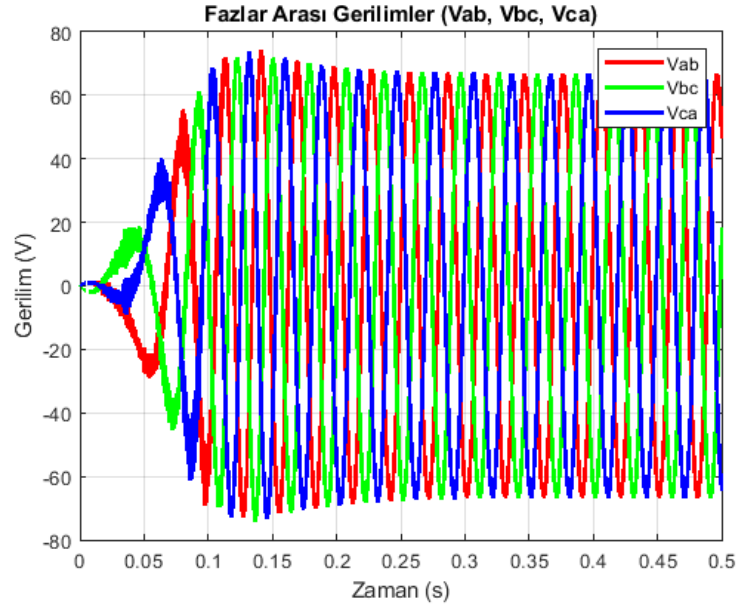
Bu bölümde, CSI’ların önemli özelliklerinden biri olan gerilim yükseltme yeteneği incelenmiştir. Simulink’te kullanılan motor modelinin parametreleri; 2200 rpm nominal hız, 20 Nm nominal yük ve 300 V DC besleme gerilimidir. Bu çalışmada sistem, 1 Nm sabit yük altında, farklı referans hız koşullarında çalıştırılmış ve hatlar arası gerilimlerin değişimi incelenmiştir.

Şekil 39’da, ilk hız seviyesi olan 500 rpm referans hıza ait hız-zaman grafiği görülmektedir.



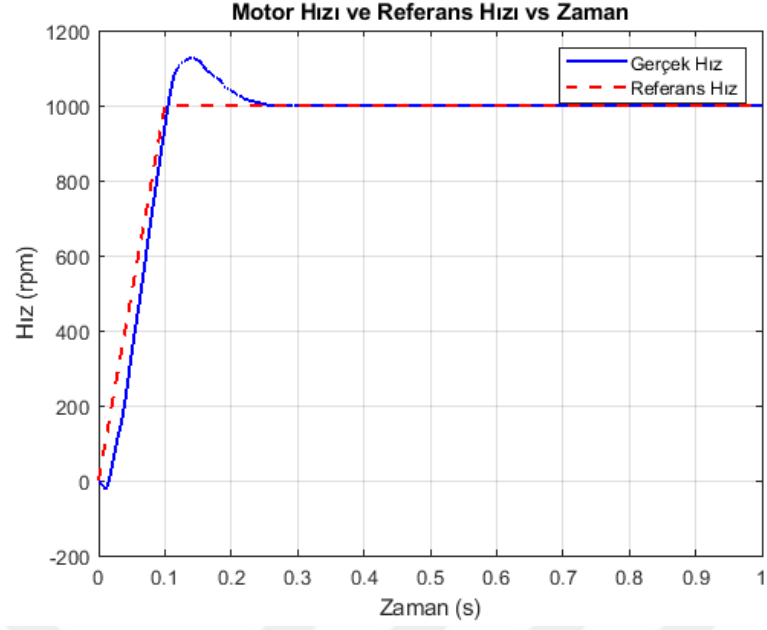
Şekil 39. 500 rpm referans hız ve motor hızı

Şekil 40'ta ise 500 rpm hız ile dönen PMSM'nin hatlar arası gerilimleri görülmektedir. Kararlı durumda, hatlar arası gerilimlerin genliğinin yaklaşık 66 V olduğu gözlemlenmiştir.



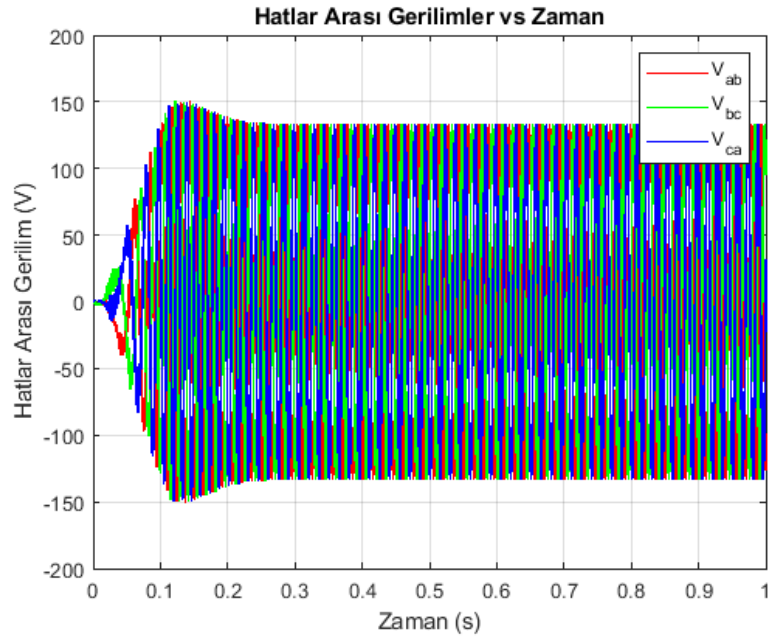
Şekil 40. 500 rpm hızda hatlar arası gerilimler

Şekil 41 bir sonraki hız seviyesi olan 1000rpm 'in hız zaman grafiğidir.



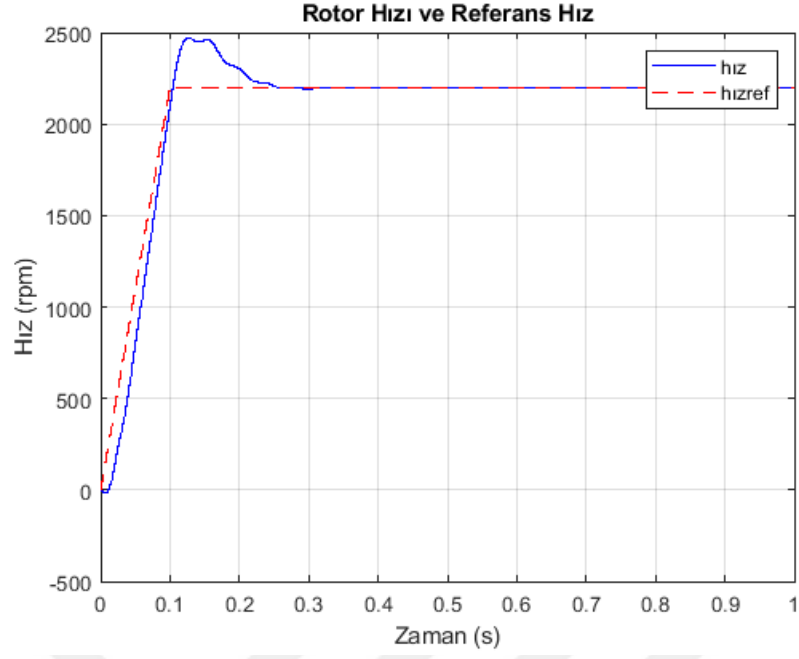
Şekil 41. 1000 rpm referans hız ve motor hızı

1000 rpm hızda, hatlar arası gerilimler ise Şekil 42’de kararlı durumda yaklaşık 140 V olarak gözlemlenmiştir.



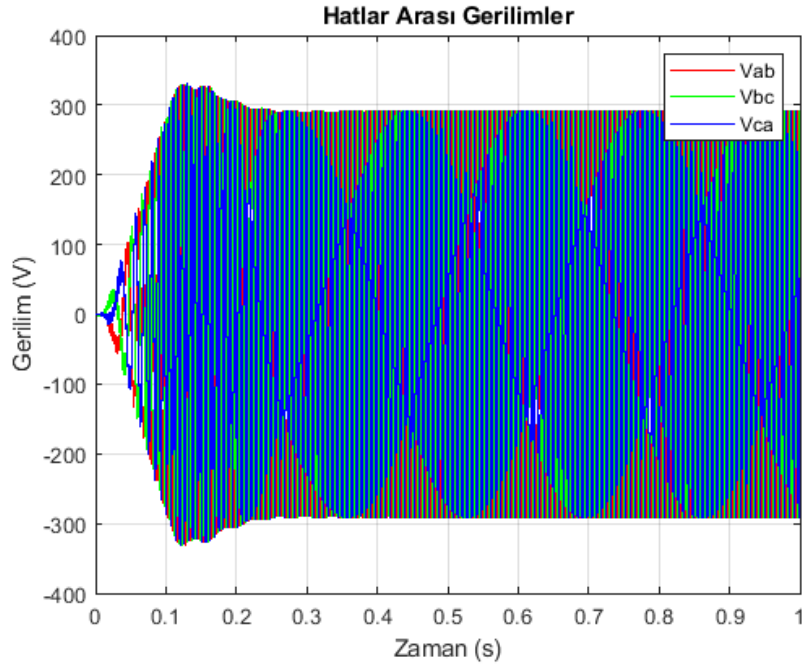
Şekil 42. 1000 rpm hızda hatlar arası gerilim

Üçüncü çalışmada uygulanan referans hız, nominal hıza eşittir ve buna ait hız-zaman grafiği Şekil 43’te görülmektedir.



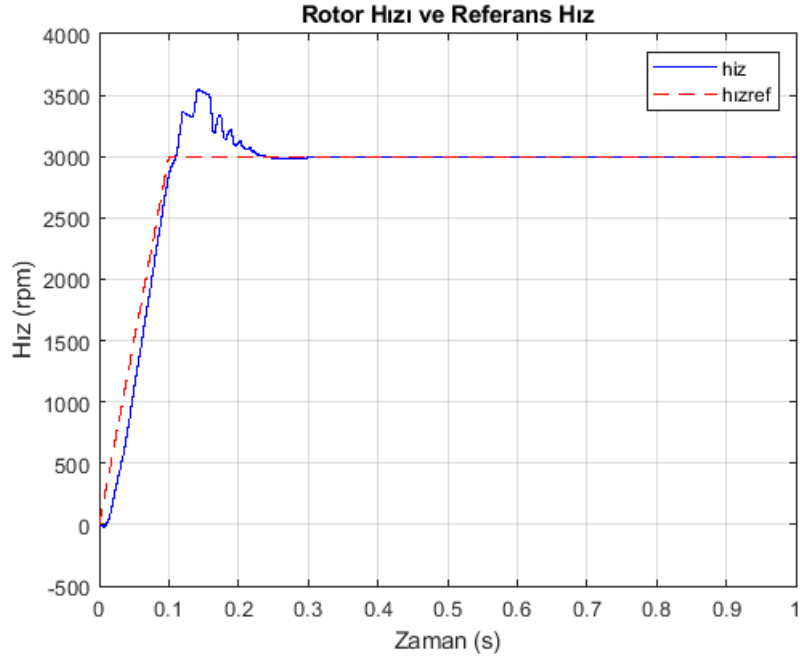
Şekil 43. 2200 rpm hız ve motor hızı

Nominal hız değerinde, hatlar arası gerilimler incelendiğinde, gerilim genliğinin dönüştürücü önündeki DC besleme gerilimi olan 300 V seviyesinde olduğu, Şekil 44’te görülmektedir.



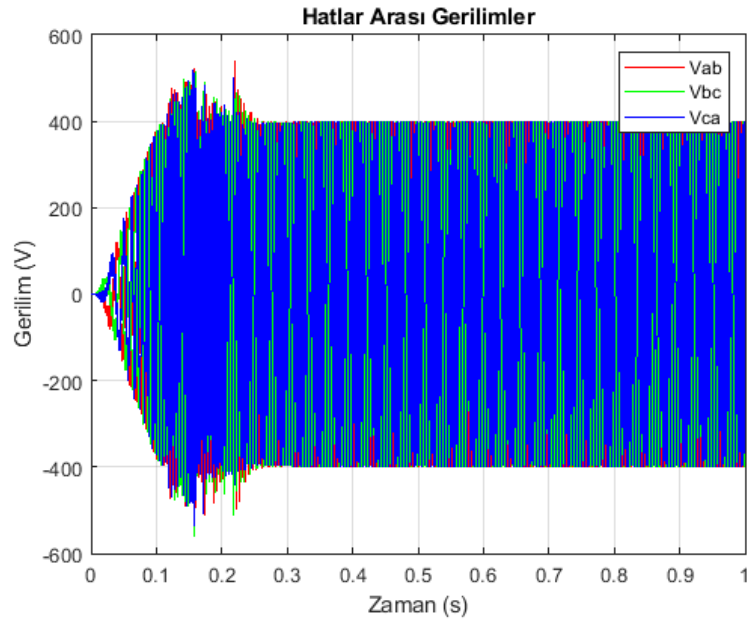
Şekil 44. 2200 rpm'de hatlar arası gerilim

Son olarak, referans hız nominal değerin üzerine çıkarılmış ve 3000 rpm olarak verilmiştir. Bu hıza ait hız-zaman grafiği Şekil 45'te görülmektedir.



Şekil 45. 3000 rpm referans hız ve motor hızı

Şekil 46'da, 3000 rpm hız durumunda hatlar arası gerilimler incelendiğinde, gerilim genliğinin DC besleme gerilimi olan 300 V'un üzerine çıkarak yaklaşık 400 V'a ulaştığı görülmüştür.



Şekil 46. 1Nm - 3000 rpm çalışmada hatlar arası gerilimler

7.Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, EV tahrik sistemleri için alternatif bir çözüm sunan CSI tabanlı bir sürücü mimarisi geliştirilmiş ve PMSM için vektör kontrol stratejisi uygulanmıştır. Bu kapsamda, PMSM'nin yapısal özellikleri ve matematiksel modellemesi detaylı biçimde ele alınmış; ardından Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak d-q koordinat sisteminde akı ve tork kontrol algoritmaları geliştirilmiştir.

Gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları, önerilen CSI vektör kontrol yapısının farklı hız ve yük koşullarında başarılı bir şekilde çalıştığını göstermiştir. Özellikle nominal koşullarda sistemin hem hız hem de tork referanslarını yüksek doğrulukla takip ettiği, düşük hız ve ani yük değişimlerinde ise kararlı bir geçiş cevabı sunduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, SVPWM algoritmasının CSI üzerinde uygulanabilirliği test edilmiş; referans akım vektörünün doğru üretimiyle birlikte, sistemin genel dinamik performansının yüksek olduğu görülmüştür.

Bu çalışma sonucunda elde edilen bulgular, akım kaynaklı eviricilerin sadece teorik düzeyde değil, aynı zamanda pratik uygulamalarda da etkin şekilde kullanılabileceğini göstermektedir. Özellikle gerilim yükseltme özelliği, doğal kısa devre dayanıklılığı ve doğrudan akım kontrolü gibi avantajlarıyla CSI mimarisi, elektrikli araçlar için alternatif bir sürücü çözümü olarak değerlendirilmektedir.

KAYNAKÇA

- [1] J. Carey, "The other benefit of electric vehicles," *Proc Natl Acad Sci U S A*, vol. 120, no. 3, Jan. 2023, doi: 10.1073/pnas.2220923120.
- [2] (Murali, N., & Ushakumari, S. (2020, November). Performance comparison between different rotor configurations of PMSM for EV application. In *2020 IEEE REGION 10 CONFERENCE (TENCON)* (pp. 1334-1339). IEEE.
- [3] Y. Xu, Z. Wang, Y. Shen, J. He, and G. Buticchi, "A CSI-Fed PMSM Drive System With Single-Stage Operation for Extended Constant-Torque Range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 9, pp. 10389–10401, Sep. 2024, doi: 10.1109/TIE.2023.3342297.
- [4] Y. Miao *et al.*, "DC-Link Current Minimization Scheme for IM Drive System Fed by Bidirectional DC Chopper-Based CSI," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 9, no. 2, pp. 2839–2850, Jun. 2023, doi: 10.1109/TTE.2022.3224069.
- [5] O. Akinsooto, E. Oluwadunmininu Ogunnowo, and C. Chukwuka Ezeanochie, "The Future of Electric Vehicles: Technological Innovations and Market Trends," *Engineering and Technology Journal*, vol. 10, no. 04, Apr. 2025, doi: 10.47191/etj/v10i04.04.
- [6] S. J. Rind, Y. Ren, Y. Hu, J. Wang, and L. Jiang, "Configurations and Control of Traction Motors for Electric Vehicles: A Review," 2017.
- [7] S. Krishnamoorthy and P. P. K. Panikkar, "A comprehensive review of different electric motors for electric vehicles application," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 15, no. 1, pp. 74–90, Mar. 2024, doi: 10.11591/ijpeds.v15.i1.pp74-90.
- [8] Sanghai, N. S., & Burade, P. G. (2024, October). A comprehensive review of electric motors used in EVs. In *AIP Conference Proceedings* (Vol. 3156, No. 1). AIP Publishing.
- [9] Krings, A., & Monissen, C. (2020, August). Review and trends in electric traction motors for battery electric and hybrid vehicles. In *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (Vol. 1, pp. 1807-1813). IEEE.
- [10] D. Mehta, R. Kumar, and P. K. Shah, "Application of Permanent Magnet Synchronous Motors in Electric Drive Systems," in *2024 International*

- Conference on Optimization Computing and Wireless Communication, ICOCWC 2024*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2024. doi: 10.1109/ICOCWC60930.2024.10470565.
- [11] P. K. Maroti, S. Padmanaban, M. S. Bhaskar, V. K. Ramachandaramurthy, and F. Blaabjerg, "The state-of-the-art of power electronics converters configurations in electric vehicle technologies," Mar. 01, 2022, *Elsevier B.V.* doi: 10.1016/j.pedc.2021.100001.
 - [12] S. E. Schulz, "Exploring the High-Power Inverter: Reviewing critical design elements for electric vehicle applications," Mar. 01, 2017, *Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.* doi: 10.1109/MELE.2016.2644281.
 - [13] Y. Vijaya Sambhavi and V. Ramachandran, "A technical review of modern traction inverter systems used in electric vehicle application," Nov. 01, 2023, *Elsevier Ltd.* doi: 10.1016/j.egyr.2023.10.056.
 - [14] V. Madonna, G. Migliazza, P. Giangrande, E. Lorenzani, G. Buticchi, and M. Galea, "The Rebirth of the Current Source Inverter: Advantages for Aerospace Motor Design," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 65–76, Dec. 2019, doi: 10.1109/MIE.2019.2936319.
 - [15] W. Lee, R. A. Torres, H. Dai, T. M. Jahns, and B. Sarlioglu, "Integration and Cooling Strategies for WBG-based Current-Source Inverters-Based Motor Drives," in *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2021 - Proceedings*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021, pp. 5225–5232. doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595747.
 - [16] R. Amorim Torres, H. Dai, W. Lee, B. Sarlioglu, and T. Jahns, "Current-Source Inverter Integrated Motor Drives Using Dual-Gate Four-Quadrant Wide-Bandgap Power Switches," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 57, no. 5, pp. 5183–5198, Sep. 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3096179.
 - [17] Torres, R. A., Dai, H., Lee, W., Jahns, T. M., & Sarlioglu, B. (2018, June). Current-source inverters for integrated motor drives using wide-bandgap power switches. In *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)* (pp. 1002-1008). IEEE.
 - [18] Dai, H., Jahns, T. M., Torres, R. A., Han, D., & Sarlioglu, B. (2018, June). Comparative evaluation of conducted common-mode EMI in voltage-source and current-source inverters using wide-bandgap switches. In *2018 IEEE*

- Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)* (pp. 788-794). IEEE.
- [19] Dai, H., & Jahns, T. M. (2018, March). Comparative investigation of PWM current-source inverters for future machine drives using high-frequency wide-bandgap power switches. In *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (pp. 2601-2608). IEEE.
 - [20] J. Gao, J. Zhang, M. Fan, Z. Peng, Q. Chen, and H. Zhang, "Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on State Transition Constraint Method," *Math Probl Eng*, vol. 2021, 2021, doi: 10.1155/2021/3171417.
 - [21] Merzoug, M. S., & Naceri, F. (2008). Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor (PMSM). *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 45, 299-304.
 - [22] Bida, V. M., Samokhvalov, D. V., & Al-Mahturi, F. S. (2018, January). PMSM vector control techniques—A survey. In *2018 IEEE Conference*.
 - [23] Abassi, M., Khlaief, A., Saadaoui, O., Chaari, A., & Boussak, M. (2015, December). Performance analysis of FOC and DTC for PMSM drives using SVPWM technique. In *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)* (pp. 228-233). IEEE.
 - [24]. Gieras, J. F. (2009). *Permanent magnet motor technology: design and applications*. CRC press.
 - [25] H. O. Erkol, "Optimized field oriented control design by multi objective optimization," *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, vol. 10, no. 2, pp. 51–56, 2019, doi: 10.14569/ijacsa.2019.0100207.
 - [26] Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., & Pekarek, S. (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems* (Vol. 2). New York: IEEE press.
 - [27] Ogata, K. (2020). *Modern control engineering*.
 - [28] Dos Santos, E., & Da Silva, E. R. (2014). *Advanced power electronics converters: PWM converters processing AC voltages*. John Wiley & Sons.

- [29] Pham, D. C., Huang, S., & Huang, K. (2010, October). Modeling and simulation of current source inverters with space vector modulation. In *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems* (pp. 320-325). IEEE.
- [30] B. Exposto, R. Rodrigues, J. G. Pinto, V. Monteiro, D. Pedrosa, and J. L. Afonso, "Predictive control of a current-source inverter for solar photovoltaic grid interface," in *Proceedings - 2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics, CPE 2015*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Aug. 2015, pp. 113–118. doi: 10.1109/CPE.2015.7231058.
- [31] Q. Lei, B. Wang, and F. Z. Peng, "Unified space vector PWM control for current source inverter," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012*, 2012, pp. 4696–4702. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342181.
- [32] Pradeepa, S., Kumar, S., & Prakash, G. (2018, April). Adoption of SVPWM Technique to CSI and VSI. In *2018 3rd international conference for convergence in technology (I2CT)* (pp. 1-6). IEEE.
- [33] G. L. Fidone *et al.*, "Common Architectures and Devices for Current Source Inverter in Motor-Drive Applications: A Comprehensive Review," Aug. 01, 2023, *Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI)*. doi: 10.3390/en16155645.
- [34] Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2007). *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media.
- [35] H. C. Chen and H. H. Huang, "Design of buck-type current source inverter fed brushless DC motor drive and its application to position sensorless control with square-wave current," *IET Electr Power Appl*, vol. 7, no. 5, pp. 416–426, 2013, doi: 10.1049/iet-epa.2013.0002.
- [36] B. Riegler and M. Hartmann, "Design and Implementation of 3 kW All-SiC Current Source Inverter," *Electronics (Switzerland)*, vol. 14, no. 3, Feb. 2025, doi: 10.3390/electronics14030522.
- [37] Riegler, B., & Muetze, A. (2023). Passive component optimization for current-source-inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 59(5), 6113-6124.