



**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR İÇİN HIZ YÖRÜNGESİ
DENETLEYİCİSİ TASARIMI**

Çağdaş HİSAR

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

OCAK 2019

Çağdaş HİSAR tarafından hazırlanan “SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR İÇİN HIZ YÖRÜNGESİ DENETLEYİCİSİ TASARIMI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. İbrahim SEFA

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Başkan: Prof. Dr. Hamit ERDEM

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Başkent Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Üye: Prof. Dr. Şevki DEMİRBAŞ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Tez Savunma Tarihi: 03/01/2019

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Sena YAŞYERLİ
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Çağdaş HİSAR

03/01/2019

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR İÇİN HIZ YÖRÜNGESİ DENETLEYİCİSİ
TASARIMI
(Yüksek Lisans Tezi)

Çağdaş HİSAR

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2019

ÖZET

Bu tezde, elektrikli araçlarda kullanılacak Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (PMSM) sürücüsü için geniş bir aralıkta doğrusal olmayan hız yörüngesi üreterek bunu takip edebilecek bir denetleyicinin geliştirilmesi amaçlanmıştır. PMSM, dinamik tepkisinin hızlı ve güç yoğunluğunun yüksek olması gibi sebeplerle robotik sistemlerde, elektrikli ve hibrit taşıtlarda ve endüstrinin birçok alanında gün geçtikçe artan bir oranda kullanılmaktadır. Güvenilir bir sistem geliştirmek ve süreci kısaltmak amacıyla uygulanmak istenen tasarımın önce benzetimi yapılarak doğrulanmış daha sonra iki çekirdekli mikrodenetleyici için gömülü yazılım hazırlanarak sistem gerçekleştirilmiştir. Benzetim, kullanılacak olan motora ait parametrelerden de faydalanılarak farklı yük moment değerlerinde farklı hız aralıklarının verilen yörüngeyi takip edebilecek şekilde kontrol edilmesini içermektedir. Benzetim sonucunda, oluşturulan hız yörüngesi ile stator akımlarındaki dalgalanmanın azaldığı böylece çalışma veriminin de kısmen arttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, aracın başlangıç hız yörüngesinin köşe veya kırılma bulunmayacak şekilde oluşturulmasının sürüş konforu da sağladığı bilinmektedir. Uygulama aşamasında ise, gerçek zamanlı kontrolün yüksek performansla gerçekleştirilebilmesi amacıyla, içeriğinde çift çekirdekli 32 bit kayar noktalı işlemci bulunan, “LAUNCHXL-F28379D” geliştirme kartı kullanılmıştır. Algoritma tasarlanmış olan sürücü üzerinde test edilmiştir. Yoğun matematiksel hesaplamalar gerektiren alan yönlendirmeli kontrol tekniği uygulanmış olmasına rağmen işlemcinin görevlerin üstesinden rahatlıkla geldiği görülmüştür. Toplam işlemci performansının sadece bir bölümü kullanıldığından sadece araçlarda değil diğer endüstriyel alandaki kullanımlarda da ihtiyaç duyulan yoğun haberleşme gerekliliklerini karşılayacağı öngörülmektedir.

Bilim Kodu : 90522
Anahtar Kelimeler : PMSM kontrolü, Alan Yönlendirmeli Kontrol, Yörünge Planlaması
Sayfa Adedi : 65
Danışman : Prof. Dr. İbrahim SEFA

DESIGN of TRAJECTORY of VELOCITY CONTROLLER FOR PERMANENT
MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

(M. Sc. Thesis)

Çağdaş HİSAR

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

January 2019

ABSTRACT

In this thesis, the design and implementation of the controller which can generate and track a nonlinear velocity trajectory within a large speed range for a PMS Motor. PMSM is increasingly used in robotic systems, electrical and hybrid vehicles and many areas of the industry because of its features such as fast dynamic response, higher power density. The proposed system was first simulated in order to develop a reliable system and shorten the design process and then the embedded program is designed and implemented for a dual-core microcontroller. The simulation studies cover the control of the motor to track the trajectory for different torque values and speed ranges by using the motor parameters. As a results of simulation studies, it has been seen that, the current ripples are reduced with the help of generated trajectory and thus, operation efficiency also incrases. Besides, it is known that, the driving comfort can also be improved by generating corner free starting speed trajectory. In experimental study stage, “LAUNCHXL-F28379D” evaluation board which consists of two 32 bit floating point microntroller is used to execute real time control with high perfromance. The algorithm is tested on the designed drive hardware. Although the field oriented control, which requires complex mathematical calculations, is applied, it is confirmed that, the microcontrollers can handle the tasks. It is also seen that, since only some portion of the total microcontroller capability is used, it is expected to meet the communication tasks which are required in not only in the car bu also other industrial applications.

Science Code : 90522

Key Words : PMSM Control, Field Oriented Control, Trajectory Planning

Page Number : 65

Supervisor : Prof. Dr. İbrahim SEFA

TEŞEKKÜR

Her zaman yanımda olan aileme teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca kızıma bu süreç boyunca yeteri kadar zaman ayıramadığım için ondan özür dilerim. Maddi ve manevi tüm desteklerini benden esirgemedi, tecrübelerini büyük bir zevkle benimle paylaşan sayın Prof.Dr.İbrahim SEFA'ya teşekkür ederim. Çalışmalarına ve sorularına sıkılmadan yardım eden ve cevap veren sayın Doç.Dr.Necmi ALTIN'a sayın Doç.Dr. Şaban ÖZDEMİR'e ve sayın Dr.Öğr. Fecir DURAN'a en içten dileklerimle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	x
RESİMLERİN LİSTESİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN ELEKTRİK MOTORLARI	3
2.1. İndüksiyon/Asenkron Motor	4
2.2. Senkron Motor.....	5
2.3. İndüksiyon ve Senkron Motorların Kıyaslanması	7
3. PMSM VE KONTROL YÖNTEMLERİ	9
3.1. PMSM'nin Matematiksel Modeli	10
3.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Kontrol Yöntemleri	15
3.2.1. Skaler kontrol	15
3.2.2. Doğrudan moment kontrolü	16
3.2.3. Doğrudan öz kontrol	17
3.2.4. Doğrudan moment kontrolü – uzay vektör modülasyon	17
3.2.5. Alan yönlendirmeli kontrol	18
3.2.6. Rotor pozisyonunun algılanması	23
3.3. İki Seviyeli Eviriciler ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	24
3.3.1 Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu	27

Sayfa

4. YÖRÜNGE PLANLAMALI HAREKET PROFİLLERİ	35
5. GERÇEKLEŞTİRİLEN BENZETİM VE DENEYSEL ÇALIŞMA	37
5.1. Gerçekleştirilen Benzetim.....	37
5.2. Deneysel Çalışma.....	47
6. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	61
KAYNAKLAR	63
ÖZGEÇMİŞ	65

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Bazı elektrikli araç modelleri ve kullanılan motor çeşitleri.....	3
Çizelge 3.1. Üst üç anahtar durumu.....	28
Çizelge 3.2. Gerilim vektörlerinin kutupsal ve dikdörtgensel gösterimi	30

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Asenkron motorda kullanılan rotor çeşitleri (a) sargılı rotor (b) sincap kafesli rotor	4
Şekil 2.2. BLDC ve PMSM'nin zıt EMK dalga şekilleri.....	6
Şekil 3.1. Sabit mıknatısların rotora yerleştirilme çeşitleri.....	9
Şekil 3.2. PMSM'nin güç üretimi.	11
Şekil 3.3. PMSM'nin temel modeli.	12
Şekil 3.4. PMSM'nin eşdeğer devresi (a) d eksen, (b) q eksen 13	13
Şekil 3.5. PMSM değişken frekanslı kontrol yöntemleri.....	15
Şekil 3.6. Açık çevrim skaler kontrolün basitleştirilmiş blok şeması.....	16
Şekil 3.7. Doğrudan moment kontrolünün basitleştirilmiş blok şeması	17
Şekil 3.8. PMSM'nin α - β ve d-q koordinat sistemlerinde stator akısının vektörel gösterimi	20
Şekil 3.9. Vektör kontrolünün basitleştirilmiş blok şeması	22
Şekil 3.10. Basit bir evirici şeması.....	24
Şekil 3.11. Gerilim kaynaklı iki seviyeli eviricinin basitleştirilmiş şeması.....	25
Şekil 3.12. Akım kaynaklı iki seviyeli eviricinin basitleştirilmiş şeması	26
Şekil 3.13. V1 için faz-nötr geriliminin bulunması.....	27
Şekil 3.14. Alpha ve beta düzlemindeki gerilim vektörleri	31
Şekil 3.15. Örnekleme süresi boyunca 1'inci sektör için anahtarlama durumlarının gösterilmesi.....	34
Şekil 4.1. T süresi boyunca uygulanan rampa eğrili yörüngenin pozisyon, hız ve ivme karakteristiği	36
Şekil 4.2. Verilen periyod boyunca uygulanan s eğrili yörüngenin pozisyon, hız, ivme ve jerk karakteristiği	36
Şekil 5.1. Gerçekleştirilen benzetimin blok şeması	38
Şekil 5.2. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin hız değişimi ve stator akımları	39

Şekil	Sayfa
Şekil 5.3. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin belirli hız anlarındaki stator akımları	40
Şekil 5.4. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü.....	41
Şekil 5.5. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü.....	41
Şekil 5.6. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Park dönüşümü.....	42
Şekil 5.7. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Park dönüşümü.....	43
Şekil 5.8. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin hız değişimi ve stator akımları	44
Şekil 5.9. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin belirli hız anlarındaki stator akımları	45
Şekil 5.10. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Clarkedönüşümü	45
Şekil 5.11. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü.....	46
Şekil 5.12. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Park dönüşümü.....	46
Şekil 5.13. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Park dönüşümü.....	47
Şekil 5.1. Deneysel çalışmanın akış şeması.....	49
Şekil 5.15. Hesaplamalar boyunca harcanan süre.....	50
Şekil 5.16. PWM ve ADC çevrim süresi arasındaki ilişki.....	50
Şekil 5.17. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin hız değişimi ve stator akımları.....	51
Şekil 5.18. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin belirli anlardaki stator akımları	52
Şekil 5.19. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü	53
Şekil 5.20. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü	53

Şekil	Sayfa
Şekil 5.21. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Park dönüşümü.....	54
Şekil 5.22. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin hız değişimi ve stator akımları	55
Şekil 5.23. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin belirli anlardaki stator akımları	56
Şekil 5.24. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü	56
Şekil 5.25. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü	57
Şekil 5.26. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Park dönüşümü.....	57
Şekil 5.27. Farklı hız yörüngelerinde PMSM'ye Belirli Anlarda yük uygulanıp kaldırılması	58

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 5.1. Deneysel çalışma	59

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
E_m	Zıt EMK dalga formlarının genliği.
e_a	A fazında indüklenmiş zıt EMK.
e_b	B fazında indüklenmiş zıt EMK.
e_c	C fazında indüklenmiş zıt EMK.
I_m	Akım dalga formlarının genliği.
i_a	A fazından çekilen akım.
i_b	B fazından çekilen akım.
i_c	C fazından çekilen akım.
i_d	Stator akımlarının d eksen bileşeni.
i_q	Stator akımlarının q eksen bileşeni.
L_{ij} (i=a,b,c, j=a,b,c)	Karşılıklı indüktanslar.
L_d	d eksen stator indüktansı.
L_q	q eksen stator indüktansı.
P	Tek kutup sayısı.
P_e	Harcanan toplam güç.
P_i	PMSM'nin anlık giriş gücü.
R	Stator direnci.
V_a	A fazı için stator gerilimi.
V_b	B fazı için stator gerilimi.
V_c	C fazı için stator gerilimi.
V_d	Stator gerilimlerinin d eksen bileşeni.
V_q	Stator gerilimlerinin q eksen bileşeni.

Simgeler**Açıklamalar**

T_e	Üretilen elektromanyetik moment.
ψ_a	A fazının akı bağlantısının yönü ve büyüklüğü.
ψ_b	B fazının akı bağlantısının yönü ve büyüklüğü.
ψ_c	C fazının akı bağlantısının yönü ve büyüklüğü.
λ_a	A fazı için akı bağı.
λ_b	B fazı için akı bağı.
λ_c	C fazı için akı bağı.
λ_d	Akı bağlarının sırasıyla d ekseni bileşeni.
λ_q	Akı bağlarının sırasıyla q ekseni bileşeni.
λ_m	Sabit mıknatısların akı bağı.
λ_{ma}	A fazı için sabit mıknatıs akı bağı.
λ_{mb}	B fazı için sabit mıknatıs akı bağı.
λ_{mc}	C fazı için sabit mıknatıs akı bağı.
θ	d ve q ekseni arasındaki açı.
$\emptyset$	Akım ile zıt EMK arasındaki faz farkı.
ω	Açısal hız.
ω_e	Elektriksel dönme hızı.
ω_r	Mekaniksel dönme hızı.

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AC	Alternative Current
ADC	Analog Digital Converter
BLDC	Brushless Direct Current
BLDCM	Brushless Direct Current Motor
CSI	Current Source Inverter
DAC	Digital Analog Converter
DC	Direct Current

Kısaltmalar**Açıklamalar**

DSC	Direct Self Control
DTC	Direct Torque Control
DTC-SVPWM	Direct Torque Control-Space Vector Modulation
EMK	Elektromotor Kuvvet
EV	Electric Vehicle
FOC	Field Oriented Control
GPIO	General Purpose Input Output
Hz	Hertz
ICE	Internal Combustion Engine
IGBT	Insulated-gate Bipolar Transistor
IM	Induction Machine
MCU	Microcontroller Unit
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PWM	Pulse Width Modulation
QEP	Quadrature Encoder Pulse Input
SM	Senkron Motor
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
VSI	Voltage Source Inverter
V/f	Volt/frekans
V/Hz	Volt/Hertz

1. GİRİŞ

Yapılan çalışma, sabit mıknatıslı senkron motorların hız denetimine yönelik olmakla birlikte, elektrikli araçlar dışında sabit moment bölgesinde çalışmayı içeren konveyörler, asansörler gibi uygulamalar için de küçük değişikliklerle kullanılabilecek denetleyici yapısındadır. Otonom araçlar da yörünge planlaması konusunda yeni bir uygulama alanı olmuştur. Otonom sürüş teknolojileri, insan kazalarının neden olduğu trafik kazalarını ve ölümlerini azaltarak sürüş güvenliğini arttırmada, trafik sıkışıklığını azaltarak sürüş verimliliğini arttırmanın yanı sıra, araç kullanamayan kişilere hareketlilik sağlama konusunda büyük potansiyele sahiptir. Ancak [1-3], [4] ve [5] 'da önerilen yol planlama yöntemi açıkça hız planlama problemini dikkate almamıştır. Bununla birlikte, özellikle elektrikli araçlar için hız planlamasının sürüş güvenliği ve konforu üzerinde, diğer dinamik trafik katılımcılarıyla birlikte gerçekçi kentsel senaryolarda sürüş yapan araçlar için büyük etkisi vardır. Ayrıca günümüzde birçok hareket sisteminde performans gereksinimleri küçük hareket zamanlarını ve küçük yerleşim zamanlarını içerir. Toplama makineleri ve sabit disk sürücüler, XY masaları ve birçok robot uygulamaları tipik örnekler olarak sayılabilir. [6]. Kesintisiz sabit ivmeli geleneksel hareket yasaları, aktüatörlerin performansları ne olursa olsun düzenleyicilerin izleyemeyeceği süreksizliklere neden olmaktadır. Bu süreksizlikler anlık olarak incelendiğinde sistemi zorlayabilecek vuruntulara neden olduğu görülebilir. Bu çalışmada, tahrik sistemlerinde kullanılabilecek, geniş bir aralıkta doğrusal olmayan hız yörüngesi üretilmesine dayalı motor kontrol tekniklerine odaklanılmıştır.

Motor kontrol yöntemlerinde sensör içeren uygulamalar yaygın olarak kullanılmaktadır. Buradaki amaç, sensör ile yapılan kontrolde dinamik performansın daha hızlı ve hassasiyetin daha yüksek olmasıdır. Hatta güvenlik açısından yedekli olacak şekilde birden çok hız/pozisyon sensörünün de birlikte kullanıldığını görmek mümkündür. En çok kullanılan hız ve pozisyon algılayıcılar ise hız ve pozisyon bilgisini birlikte veren ve maliyetleri diğerlerine göre çok daha yüksek olan “resolver’lar” ile mikrodenetleyicilere pozisyon bilgisini doğrudan ileten artırımı kodlayıcılardır (incremental encoders).

Her ne kadar akademik çalışmalarda sensörsüz çalıştırmaya ilişkin uygulamalar yoğun şekilde çalışılsa da gerçek uygulamalarda sensörlü tasarımlara daha sık rastlanır. Ayrıca sensörsüz algoritmalar sensörlü algoritmalarla da birlikte kullanılabilir.

2. TAHRİK SİSTEMLERİNDE KULLANILAN ELEKTRİK MOTORLARI

Sabit mıknatıslı elektrik motorları, elektrik akımının mekanik güce veya dönme kuvvetine (moment) dönüştürülmesi gereken her uygulamada kullanılan elektromekanik bir sistemdir. Burada süreç tersine işletildiğinde ise generatör olarak adlandırılırlar. Bu çalışmada üzerinde durulan motor tipi döner hareket sağlayan makinelerdir. Doğrusal hareket motorlarından bahsedilmeyecektir.

Her motorun bir hareketli parçası (rotor) ve sabit bir parçası (stator) bulunur. Yaygın olarak kullanılan, rotorun stator içerisine yerleştirilmesiyle oluşturulan motorlar olup iç rotor (in runner) olarak adlandırılırlar. Uygulamaya bağlı olarak moment istenilen eksene iletilebilir. Bir motorda üretilen moment, rotor üzerinde bulunan kalıcı sabit mıknatısların, elektromıknatısların veya sargılarda indüklenmiş akımın bir dizi stator sargısından geçirilen akım ile oluşturulan manyetik alanın etkileşiminden meydana gelir.

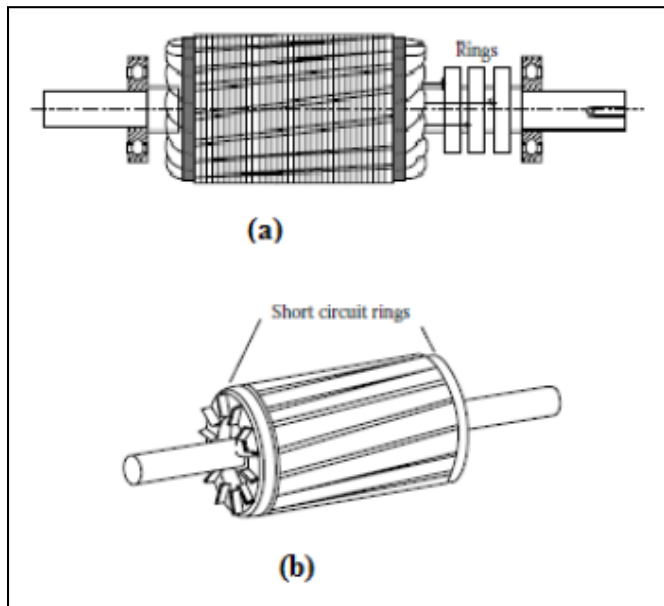
Literatürde farklı çalışma prensibinde, fiziksel karakteristikte ve güç seviyesinde tasarımlara rastlamak mümkündür. Çalışma prensibi açısından motorlar asenkron ve senkron olmak üzere iki gruba ayrılır [7]. Tahrik sistemlerinde kullanılan motorlara örnek olması amacıyla elektrikli araçlarda kullanılan motor çeşitleri, dc motor, asenkron motor, sabit mıknatıslı fırçasız motor ve anahtarlamalı relüktans motor olarak sıralanabilir. Tablo 2.1’de verilen motorların her birinin diğerine göre güç yoğunluğu, kontrol edilebilirlik, verimlilik, güvenilirlik ve teknolojik olgunluk açısından avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır [8].

Çizelge 2.1. Bazı elektrikli araç modelleri ve kullanılan motor çeşitleri

Araç Modeli	Kullanılan Motor
Citroën - Berlingo Electrique	Dc Motor
Tesla	Asenkron Motor
Toyota - Prius	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
Holden - ECOmmodore	Anahtarlamalı Relüktans Motor

2.1. İndüksiyon/Asenkron Motor

İndüksiyon veya diğer bilinen adıyla asenkron motor (IM), rotoru manyetize edilen, alternatif akım (AC) ile çalışan elektrik motorudur. Rotorunun türüne göre, sincap kafesli (kısa devre rotorlu) ve bilezikli (sargılı rotorlu), olmak üzere iki gruba ayrılır. Bilezikli IM'nin statoru ve rotoru birbirinden bağımsız bobinlerden oluşmaktadır. Rotor sargılarına stator tarafında ulaşabilmek için bilezik kullanılır. Sincap kafesli IM de ise rotor yüzeyine uzunlamasına yerleştirilen çubuklar ve bu çubukları birbirine bağlayan sonlandırma yüzükleri ile sargılar kısa devre edilir. Her ne kadar iki türü birbirinden ayıran yapısal farklılıklar olsa da çalışma prensibi birbirine benzemektedir. Üç fazlı AC ile beslenen stator sargıları, dönen bir manyetik alan oluşturur. Faraday ve Lenz kanunlarına göre, rotor hızı stator tarafından üretilen manyetik alanın hızından farklı olduğunda, rotor sargılarında akım indüklenir ve böylece statordakine karşı başka bir manyetik alan ortaya çıkar. Oluşan hız farkı ise kayma hızı olarak adlandırılır ve yüksek enerji verimi için bu değer olabildiğince küçük tutulması istenilir. Rotor ile stator alanının aynı hızda dönmesine senkronize hız denir. İndüksiyon motoru ise asenkron hızda döndüğünden asenkron motor olarak da adlandırılır. Uyarılan rotor akımındaki değişim, rotorun stator alanı yönünde dönmeye başlamasıyla sonuçlanır. Tüm bu bilgiler IM'nin dönel hızının değiştirilmesi için stator sargılarına uygulanan sinyalin frekansının kontrol edilmesi gerektiğini gösterir.

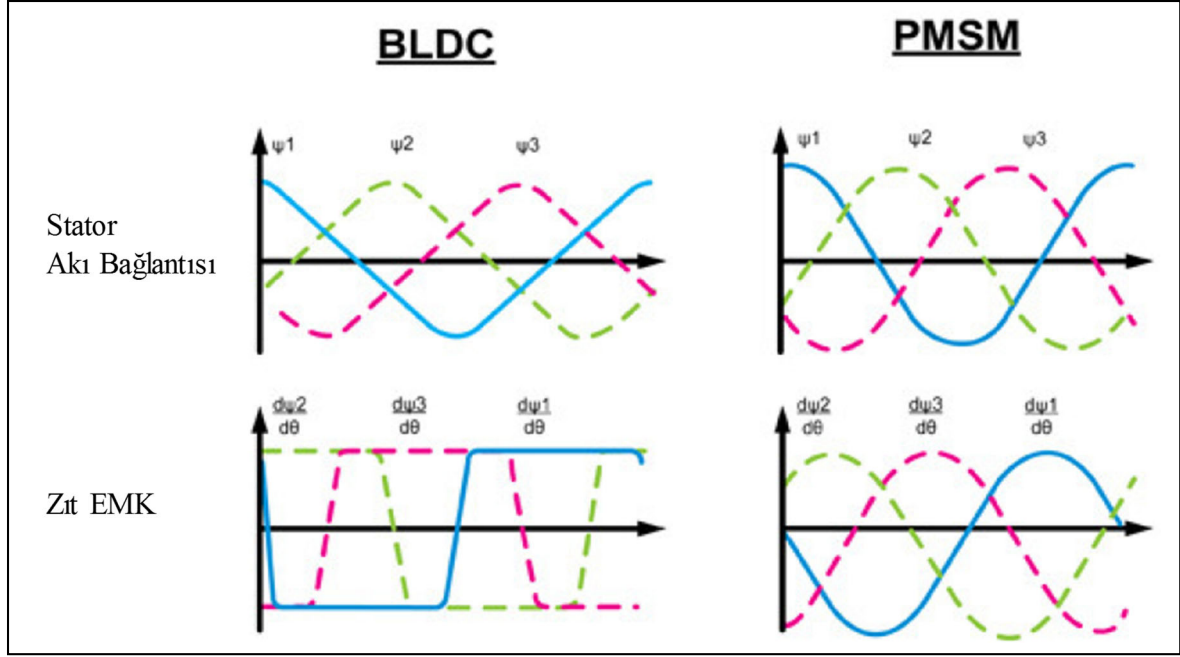


Şekil 2.1. Asenkron motorda kullanılan rotor çeşitleri (a) sargılı rotor (b) sincap kafesli rotor

2.2. Senkron Motor

Senkron motorun (SM) rotoru sabit mıknatıs veya elektromıknatıs ile manyetize edilir. Rotor tipine göre sabit mıknatıslı ve rotoru sargılı olmak üzere iki gruba ayrılır. Böylece elektromanyetik indüksiyona gerek kalmaz. Rotor, akım indüklenmesine gerek duymadığından dolayı stator alanı ile aynı hızda döner yani senkronize hıza sahiptir. Sabit mıknatıslı rotorun en büyük avantajı ise rotor üzerinde herhangi bir kablo bağlantısına, fırça ve bileziğe ihtiyaç duymamasıdır [9]. Ancak, IM'nin aksine uyartımlı senkron motorun istenilen şartlarda kullanılabilmesi için rotor akımının da kontrol edilmesi şarttır. Motorun sürekli moment üretebilmesi için anma hızına gelinceye kadar uygun şekilde yol verilmelidir. Moment, rotor alanı ile stator alanı arasındaki açının sinüsü ile orantılı olduğundan, en yüksek momentü üretmek için bu iki alan arasındaki açının 90 derecede tutulması gerekir. İdealde rotor, dönüşü boyunca bu açı değerini korumak ister. 90 derecelik açının korunma süreci, komütasyon olarak adlandırılır.

Motorlarda komütasyon amacıyla kullanılan fırçalar zamanla mekanik aşınmalar oluşturacağından belirli periyodlarla bakım yapılması gerekmektedir. Günümüzde fırçalı motorların yerini ömür beklentisi daha yüksek olan fırçasız motorlar almaktadır. Servo motor uygulamalarında, PMSM ve fırçasız doğru akım motoru (BLDCM) en çok tercih edilen iki motor tipidir [9]. Bu motorların her ikisi de senkron motordur ancak hem yapısal hem de kontrol yönünden bazı farklılıklar bulunmaktadır. Ana fark, stator sargılarının nasıl sarıldığı ve bunun motor kontrol açısından ne anlama geldiğidir. PMSM, IM'ye benzer şekilde sinüzoidal zıt elektromotor kuvvet üreten dağıtılmış stator sargılarına sahiptir. Fırçalı motor komütasyonu, giriş doğru akımının dikdörtgen şekline dönüşmesine neden olur. BLDC motorunda ise bu tür bir dikdörtgen akım, rotora bağlanan kalıcı mıknatıslarla bağlantılı olarak moment üretmek için stator bobinlerini sürer ve trapezoidal zıt elektromotor kuvvet üretir.[10] Zıt elektromotor kuvvet ise rotor mıknatısları tarafından stator sargılarında indüklenen gerilimdir.



Şekil 2.2. BLDC ve PMSM'nin zıt EMK dalga şekilleri

BLDC motorun ürettiği trapezoidal emf, kontrolünü kolaylaştırır. Ayrıca karmaşık bir pozisyon sensörüne ihtiyaç duymadığından PMSM'ye göre daha ucuz maliyetlidir. Ancak BLDC'nin komütasyonu esnasında moment gürültüsü ve düşük seviyeli akım harmonikleri oluşur [10]. PMSM'nin kontrolünde ise pozisyon bilgisinin sürekli olarak takip edilmesi gerektiğinden maliyet artar ve kontrol daha karmaşık bir hal alır. PMSM'nin komütasyonu sırasında moment gürültüsü oluşmaz, yüksek mertebeden akım harmonikleri olduğundan genlikleri düşük seviyedir, verimi ve üretilen moment BLDC'ye göre daha yüksektir.

Senkron motorlarda stator sargıları indüksiyon motorunun stator sargıları ile birebir aynıdır ve bu sargılar üç fazlı bir kaynağa bağlandığında dönen bir manyetik alan oluşturur. Ancak kafes sargılı silindirik rotor yerine senkron motorun rotoru, statorda üretilen döner manyetik alana kilitlenmesi veya senkronize olması için tasarlanmış bilezikler aracılığı ile beslenen DC uyarımlı sargılara veya sabit mıknatıslara sahiptir. Rotor bir kere senkronize olduktan sonra yükteki değişimlere rağmen döner manyetik alanla aynı hızda dönmeye devam eder. Yani kaynak frekansı düzgün olduğu sürece sabit frekans altındaki uygulamalarda hız neredeyse sabittir. Senkron hız eş. (2.1) ile ifade edilir.

$$N_s = 120 \frac{f}{p} \left(\frac{dev}{dk} \right) \quad (2.1)$$

Endüstride kullanılan 2, 4 ve 6 kutuplu motorların çalışma hızları 50 Hz kaynak frekansında sırasıyla; 3000, 1500 1000 ve 60 Hz kaynak frekansında 3600, 1800 ve 1200'dür.

2.3. İndüksiyon ve Senkron Motorların Kıyaslanması

Bu bölümde PMSM'nin IM'ye göre avantajları incelenmektedir.

- 1- Nadir toprak ve neodimyum bor mıknatıs içeren PMSM, rotor kafesi bulunmadığı için indüksiyon motora göre atalet momentleri daha düşüktür.
- 2- PMSM, mıknatıslanma akımına ihtiyaç duymaz.
- 3- IM'de oluşan rotor kayıpları PMSM'de oluşmadığından verimleri daha yüksektir.
- 4- PMSM'lerin güç yoğunluğu daha yüksektir.
- 5- Aynı kapasitedeki PMSM, IM'ye göre daha küçük boyutlardadır.
- 6- Sabit frekansta, PMSM'ye uygulanan yük ne olursa olsun ortalama hızı değişmez. IM'nin hızı ise yükte bir artış yaşandığında düşer.
- 7- PMSM doğası gereği kendi başına çalışamaz. Kontrol edilmesi gerekir.
- 8- Uygulanan gerilimdeki değişim PMSM'nin momentini IM'deki kadar etkilemez.
- 9- PMSM, eviricinin beslendiği bir DC kaynağa ihtiyaç duyar.
- 10- PMSM yapısının karmaşıklığı gereği pahalıdır. Ancak düşük devirlerde (<300 rpm) performansı IM'ye göre çok daha iyidir.

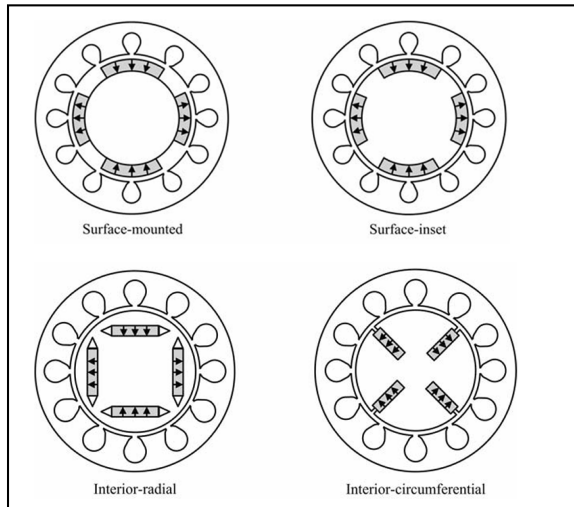
3. PMSM VE KONTROL YÖNTEMLERİ

Elektrik motoru, tamamen elektrikli ve hibrit elektrikli araçların en önemli parçalarındandır. Bu araçlar için uygun bir elektrik motorunun seçilmesi çok önemlidir. Elektrikli araçlarda kullanılacak motorda bulunması gereken ana özellikler aşağıda sıralanmıştır. [13]

- 1- Kalkınma anında yüksek moment
- 2- Esnek çekiş özellikleri
- 3- Geniş hız aralığı kabiliyeti
- 4- Enerji verimliliği
- 5- Güvenlik ve güvenilirlik
- 6- Termal soğutma koşulları
- 7- Kabul edilebilir maliyet
- 8- Ağırlık/ hacim

Yukarıda sayılan konulardaki birçok üstün özelliği sebebiyle bu çalışmada PMSM motor seçilmiştir.

PMSM, rotorda bulunan mıknatısların yerleştirilme şekline göre adlandırılır. Mıknatıslar şekil 4'te gösterildiği gibi rotorun yüzeyine (surface) veya iç tarafına (interior) olmak üzere iki farklı şekilde yerleştirilir. Yüzeye montajlı rotorun yapabileceği hız, iç tarafa montajlı motorun yapabileceği hızdan daha düşük olur.



Şekil 3.1. Sabit mıknatısların rotora yerleştirilme çeşitleri

PMSM'nin kontrol edilmesini anlamak için matematiksel modelinin çok iyi tanımlanması gerekmektedir. Kontrol yöntemleri ise sonraki bölümlerde detaylıca tartışılacaktır.

3.1. PMSM'nin Matematiksel Modeli

PMSM'nin stator sargıları indüksiyon motorun stator sargılarına benzer. Hava aralığı manyetik alanı ise mıknatıslar tarafından üretildiğinden sabittir[11].

Motorun torkunu ve hızını kontrol edecek bir sistemi geliştirmek için ise iyi tanımlanmış bir matematiksel modele gereksinim vardır. Matematiksel modelin ortaya konması için aşağıdaki varsayımlar ortaya konulmuştur [12].

PMSM hava boşluğu akısının ve stator sargısının sinüzoidal dağılımı dengelidir. Yani üç fazlı indüklenmiş zıt elektromotor kuvvet (EMK) dalga formları aşağıdaki gibidir. [19]

$$e_a = E_m \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

$$e_b = E_m \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (3.2)$$

$$e_c = E_m \sin(\omega t - 240^\circ) \quad (3.3)$$

Burada E_m zıt EMK dalga formlarının genliği ve ω açısal hızı temsil etmektedir. Kararlı bir uygulama için makine aşağıda verilen dengeli üç fazlı akımlarla beslenmelidir.

$$i_a = I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (3.4)$$

$$i_b = I_m \sin(\omega t - 120^\circ - \phi) \quad (3.5)$$

$$i_c = I_m \sin(\omega t - 240^\circ - \phi) \quad (3.6)$$

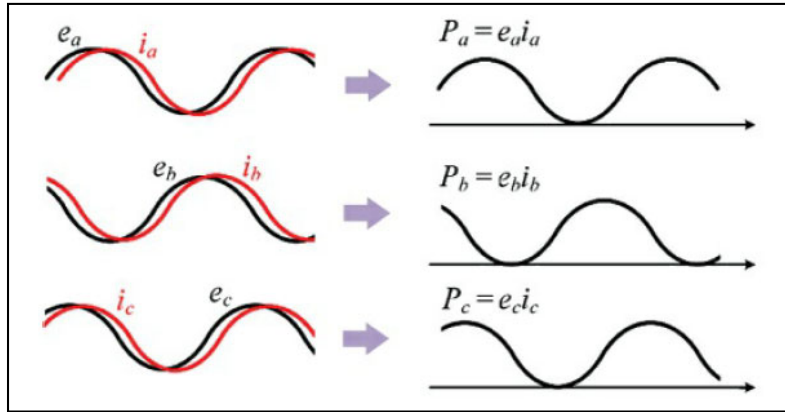
Burada I_m , akım dalga formlarının genliğini ve ϕ akım ve zıt EMK dalga formları arasındaki faz farkını temsil etmektedir. Sonuç olarak şekil 3.2'de gösterilen güç eş. (3.7)'de gösterildiği gibi hesaplanır.

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = \frac{3E_m I_m}{2} \cos \phi \quad (3.7)$$

Böylece PMSM'nin ürettiği moment eş. (3.8)'da verildiği gibi hesaplanabilir.

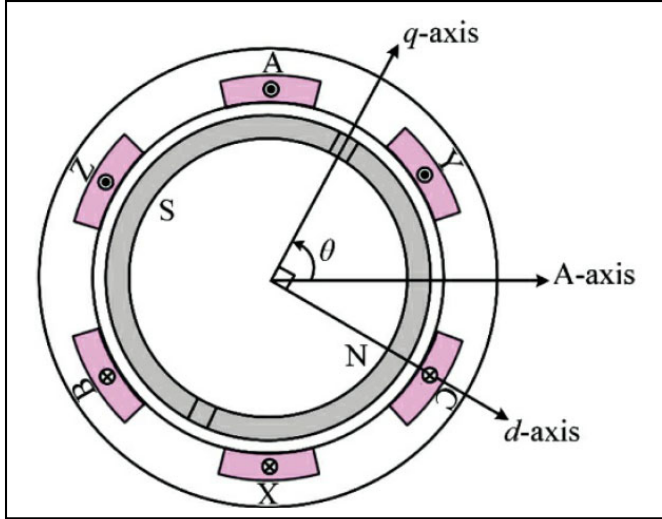
$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{3E_m I_m}{2\omega_r} \cos \phi \quad (3.8)$$

Üretilen moment belirlenen hıza (ω_r) göre sabittir. Üretilen moment, stator akımı ile zıt EMK dalga formları arasındaki faz farkının sıfır olması kontrol edilerek maksimize edilebilmektedir.



Şekil 3.2. PMSM'nin güç üretimi [19]

Şekil 3.3'de stator referans ekseninin A fazı olarak seçildiği üç fazlı PMSM'nin temel bir modeli gösterilmiştir. Sabit mıknatısların akısının yönü rotor referans çerçevesinin d eksenini olarak seçilmiştir. Rotor q ekseninin stator eksenine göre açısı θ olarak tanımlanmıştır. Stator eksenleri uzayda sabitlenirken d-q çerçevesi $\omega_e = \frac{d\theta}{dt}$ hızında döner. Gerilim, akım ve zıt EMK'nın manyetik doygunluğunun yanı sıra eddy akımlarının ve histerezis kayıplarının ihmal edilebilir olduğu varsayılırsa PMSM modelinin faz değişkenleri cinsinden dinamik denklemi eş. (3.9), eş. (3.10) ve eş. (3.11)'deki gibi ifade edilebilir.



Şekil 3.3. PMSM'nin temel modeli [19]

$$V_a = Ri_a + p\lambda_a \quad (3.9)$$

$$V_b = Ri_b + p\lambda_b \quad (3.10)$$

$$V_c = Ri_c + p\lambda_c \quad (3.11)$$

Burada V_a, V_b, V_c , anlık üç faz stator gerilimleri, i_a, i_b, i_c , anlık üç faz stator akımları, R stator direnci ve $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$, aşağıdaki gibi yazılabilen akı bağlarıdır.

$$\lambda_a = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + \lambda_{ma} \quad (3.12)$$

$$\lambda_b = L_{ab}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c + \lambda_{mb} \quad (3.13)$$

$$\lambda_c = L_{ac}i_a + L_{bc}i_b + L_{cc}i_c + \lambda_{mc} \quad (3.14)$$

Burada L_{ij} ($i=a,b,c, j=a,b,c$) θ açısının simetrik fonksiyonları olan karşılıklı indüktansları, $\lambda_{ma}, \lambda_{mb}, \lambda_{mc}$ anlık üç faz sabit mıknatıs akı bağlarını temsil etmektedir. Yukarıda verilen gerilim, akım ve akı bağlarına Park dönüşümü uygulanırsa sistemin dinamik cevabı eş. (3.15) ve eş. (3.16)'deki gibi olur.

$$V_d = Ri_d + p\lambda_d - \omega_e\lambda_q \quad (3.15)$$

$$V_q = Ri_q + p\lambda_q - \omega_e\lambda_d \quad (3.16)$$

Burada V_d ve V_q sırasıyla stator gerilimlerinin d ekseni ve q ekseni bileşenlerini i_d ve i_q sırasıyla stator akımlarının d ekseni ve q ekseni bileşenlerini λ_d ve λ_q aşağıda verilen akı bağlarının sırasıyla d ekseni ve q ekseni bileşenleridir. Eş. (3.15) ve eş. (3.16)'de verilen akı bağları daha açık şekilde yazılacak olursa;

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (3.17)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (3.18)$$

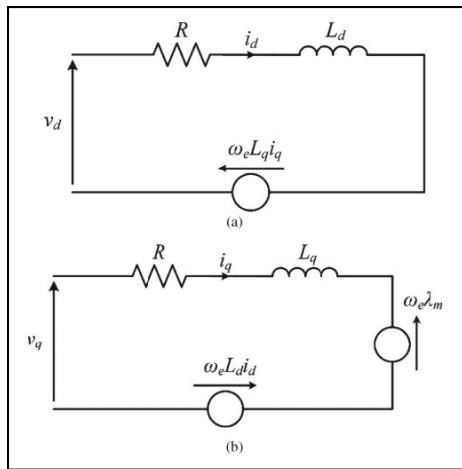
Elde edilir. Burada L_d ve L_q sırasıyla d ekseni ve q ekseni stator indüktansları, λ_m sabit mıknatısların akı bağıntısını temsil etmektedir. Eş. (3.17) ve eş. (3.18), eş. (3.15) ve eş. (3.16) de yerine yazılırsa;

$$V_d = (R + pL_d)i_d - \omega_e L_q i_q \quad (3.19)$$

$$V_q = (R + pL_q)i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \lambda_m \quad (3.20)$$

elde edilir.

Şekil 3.4.'de PMSM'nin eşdeğer devresi eş. (3.19) ve eş. (3.20) ile gösterimine yer verilmiştir.



Şekil 3.4. PMSM'nin eşdeğer devresi (a) d ekseni, (b) q ekseni

PMSM'nin anlık giriş gücü ise eş. (3.21) ile verilmiştir.

$$P_i = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3.21)$$

Eş. (3.22)'de verilen değişkenler d-q eksenine aktarıldığında giriş gücü elde edilir.

$$P_i = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.22)$$

Anlık çıkış gücü P_o eş. (3.22)'de verilen v_d ve v_q değerinin eş. (3.19) ve eş. (3.20)'deki ilgili gerilimler ve eş. (3.17) ve eş. (3.18)'daki akı bağlantılarıyla değiştirilmesiyle eş. (3.23) elde edilebilir.

$$P_o = \frac{3}{2}(-\omega_e \lambda_q i_d + \omega_e \lambda_d i_q) \quad (3.23)$$

Ayrıca üretilen moment (T_e), çıkış gücünün mekanik hıza bölünmesi ile eş. (3.26) elde edilebilir.

$$T_e = \frac{\frac{3}{2}(-\omega_e \lambda_q i_d + \omega_e \lambda_d i_q)}{\omega_r} \quad (3.24)$$

$$\omega_r = \frac{\omega_e}{\frac{P}{2}} \quad (3.25)$$

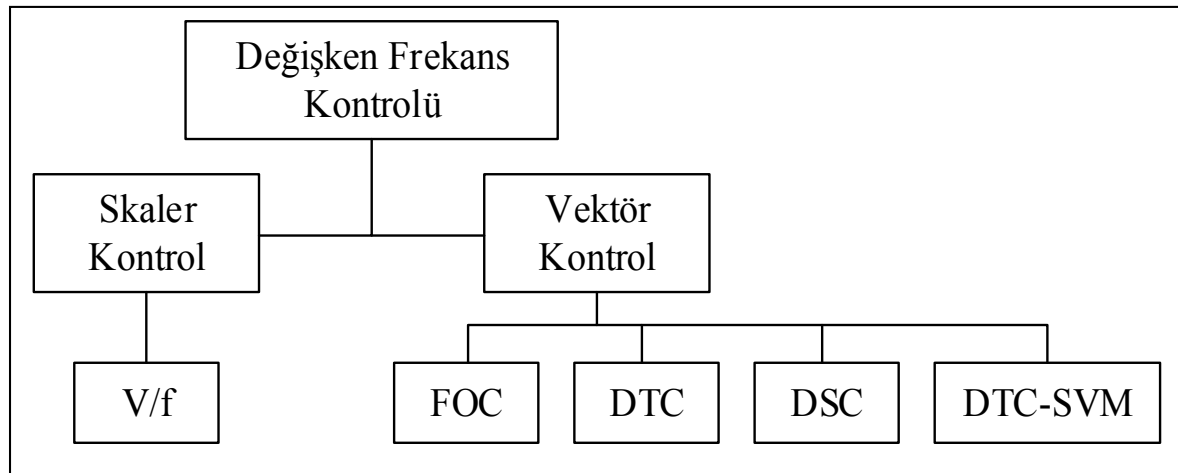
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (3.26)$$

Burada P , tek kutup sayısıdır. Üretilen momentin iki bileşenden oluştuğu görülebilir. Birinci bileşen, Sabit mıknatısların akısı ve q eksenini stator akımı arasındaki reaksiyon momentine karşılık gelirken, ikinci bileşen d eksenini ve q eksenini indüktansları arasındaki farka bağlı olarak relüktans momentine karşılık gelir.

3.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Kontrol Yöntemleri

PMSM'nin kontrol edilmesi ile ilgili literatürde birçok yöntem bulunmaktadır. Bunlardan başlıcaları ise skaler kontrol (V/f veya V/Hz), alan yönlendirmeli kontrol (FOC), ve direkt moment kontrolü (DTC) olarak sıralanabilir.

PMSM'nin hızının değiştirilebilmesi için; rotorda bulunan kutup çiftlerinin sayısının değiştirilmesi, kaynak geriliminin genliğinin değiştirilmesi veya motora uygulanan gerilimin frekansının değiştirilmesi gerekir. Kutup çiftlerinin sayısının değiştirilmesi, hız eğrisinde büyük kaymalara neden olur. Kaynak geriliminin genliğinin değiştirilmesi sadece küçük hız aralığı için çözüm olabilir.[15] Geniş aralıklı ve dengeli bir hız kontrolü için yapılması gereken kaynak geriliminin frekansını değiştirmektir. Bahsedilecek tüm kontrol yöntemlerinde motorun hızı değişken frekans uygulanarak kontrol edilir. Bu kontrol yöntemleri vektör ve skaler kontrol olarak iki ana başlıkta incelenebilir.

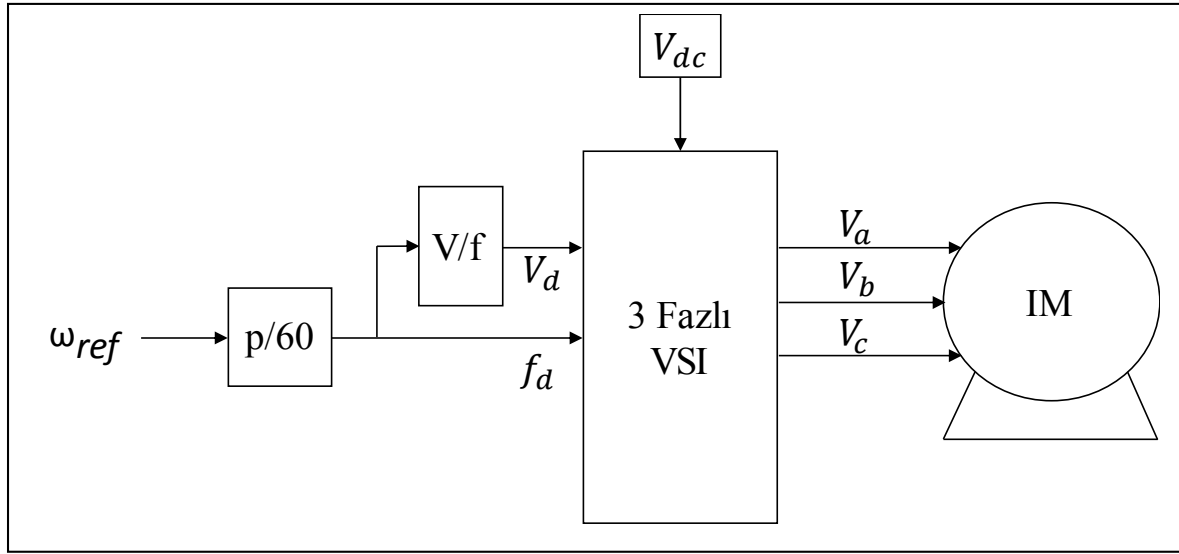


Şekil 3.5. PMSM değişken frekanslı kontrol yöntemleri

3.2.1. Skaler kontrol

Skaler kontrol ayrıca Volt/Hz kontrol olarak da bilinir, burada gerilimin büyüklüğü (V) frekansa göre sabit bir V/f oranında değişir. Bu yöntemde motor, rotor konumu veya hız gibi geri besleme verilerine ihtiyaç duymadan yani açık çevrim olarak da kontrol edilebilir. Geri besleme verilerinin kullanılmaması; düşük maliyet, uygulamada basitlik ve geri besleme sinyallerinin hatalarından sistemin etkilenmemesi gibi avantajları doğurur ancak böyle bir

sistemde moment kontrolü yapılamaz [15]. V/f yöntemi diğer kontrol yöntemlerine göre daha basit sayılabilir. Bunun yanında dinamik performansları da vektörel kontrol tekniklerinden daha kötüdür. Tüm şartlar dikkate alınmadığında sistemi kararsızlığa götürebilir, ayrıca yüksek moment dalgalanmalarına neden olabilir [14]. Aynı evirici ile birkaç motorun paralel olarak sürülmesi durumunda skaler kontrol kullanılabilir [16]. Şekil 3.6. ile açık çevrim skaler kontrolün basitleştirilmiş blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Açık çevrim skaler kontrolün basitleştirilmiş blok şeması

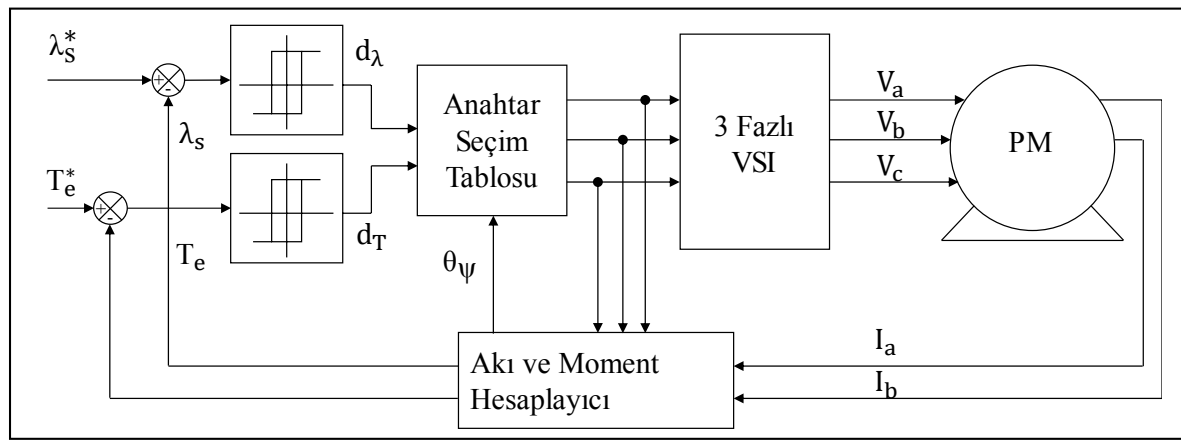
3.2.2. Doğrudan moment kontrolü

DTC yönteminde, referans ile gerçek moment ve akı bağlantısı değeri arasındaki farka göre gerilim vektörü doğrudan seçilir. Böylelikle stator akısı, uygulanan stator gerilimi ile değiştirilmiş olur. Stator akısındaki değişiklik ile yük açısı ve üretilen moment değiştirilir. Histerezis karşılaştırıcılarında moment ve akı hataları karşılaştırılır. Karşılaştırıcılara bağlı olarak gerilim vektörü önceden oluşturulan bir tablodan seçilir. [16]

DTC yönteminin ihtiyaç duyduğu tek motor parametresi stator direnci olduğundan basit bir yapıya sahiptir. Darbe genişlik modülasyonuna ihtiyaç duymaz, bunun yerine altı gerilim vektöründen biri örnekleme zamanı boyunca uygulanır. Tüm hesaplamalar, rotor konumunun açık bilgisini içermeyen sabit referans çerçevesinde yapılır. Yine de senkron motorlar için kalkış anındaki rotor pozisyonu bilinmek zorundadır. Sistemin dinamik

performansı iyidir ancak kararlı halde stator akımı, akı bağlantısı ve moment değerlerinde yüksek dalgalanmalar oluşmaktadır.[16]

Şekil 3.7.'de doğrudan moment kontrolünün basitleştirilmiş blok şeması gösterilmiştir. DTC'de kullanılan histerezis kontrolörleri, moment ve akı için farklıdır. Çünkü DTC'de akı ve momentin değiştirilebileceği belirli bir bandın içinde olması gerektiğinden, bu değerlerin istenen değerden “ne kadar uzak” olmasına izin verileceğine dair toleransın ayrı ayrı belirlenmesi gerekir.



Şekil 3.7. Doğrudan moment kontrolünün basitleştirilmiş blok şeması

3.2.3. Doğrudan öz kontrol

Doğrudan öz kontrol (DSC), şekil 3.7.'de verilen DTC şemasına çok benzemektedir. DSC'nin farklı yönleri ise aşağıda sıralanmıştır.

- 1- Eviricinin anahtarlama frekansı DTC'ye göre daha düşüktür.
- 2- Hem sabit akı hem de alan zayıflama bölgelerinde daha iyi dinamik moment performansı sergiler.

3.2.4. Doğrudan moment kontrolü – uzay vektör modülasyon

DTC'nin dezavantajlarının üstesinden gelebilmek amacıyla DTC-SVM ortaya konulmuştur. DTC-SVM, stator gerilimlerini üretmek amacıyla darbe genişlik modülasyonunu (PWM) kullanır. DTC-SVM için DTC şemasında histerezis karşılaştırıcılar, moment ve akı

hatalarını telafi etmek için uygun bir gerilim vektörünü harekete geçiren tahmin ediciler ile değiştirilir [17]. DTC ile kıyaslandığında, kullanılan devrelerde kontrol sisteminin verimliliğini önemli ölçüde etkileyecek birkaç değişiklik bulunmaktadır. Bu değişiklikler ile moment ve akıda oluşan dalgalanmalarda görünür bir düşüş yaşanır [16]. Kontrol dalgalanmaların az olduğu bir sistemde çok daha düzgün gerçekleştirilir. Ayrıca kalkınma anında ve düşük hızlarda çalışma esnasında daha kararlıdır. Fakat yüksek dinamiğe sahip olan bu teknik yine de FOC tarafından sağlanan kontrolün doğruluğunu sağlamada yetersiz kalmaktadır.

3.2.5. Alan yönlendirmeli kontrol

Alan yönlendirmeli kontrol (FOC) vektör kontrol teknikleri içerisinde en yaygın bilinen kontrol yöntemidir. Bu yüzden FOC yerine kısaca vektör kontrol olarak da adlandırılır. Vektör kontrolün ana avantajı makine hızının güç şebekesi frekansından bağımsız olması ve her ne kadar dikkate değer karmaşık hesaplamalar içerse de güvenli ve güç limitleri içerisinde istenilen makine hızına ulaşmasıdır. Koordinat dönüşümleri ve motor moment eşitliğinin kullanılması ile motorun performansının geliştirilmesi için stator akımlarının kontrol edilmesi vektör kontrolünün temelini oluşturur. Makinenin faz akımları ve hızı kontrol sisteminin giriş verileri, makineye uygulanacak faz gerilimleri sistemin çıkış verileridir. Park ve Clarke formülleri kullanılarak ölçülen üç fazlı akım verileri d-q koordinat sistemine dönüştürülür ve sinüzoidal veriler DC veriler olarak temsil edilir. Koordinat sistemindeki bileşenlerden biri motorun manyetik akısını tanımlarken diğeri motorun momentini tanımlar. Böylece moment ve manyetik akı ayrı ayrı kontrol edilir ve doğrusal olmayan PMSM modeli doğrusallaştırılarak DC motor kontrolüne benzer kontrol algoritmasının uygulanmasına yardımcı olur.

Genellikle PMSM alan zayıflama bölgesinde çalıştırılacaksa d akımı değişken bir referans ile birlikte kullanılır diğer durumlarda ise sabit mıknatıslardan dolayı rotor akısı sabit olduğundan sıfırda tutulur. Sisteme negatif d akımı enjekte edildiğinde ise efektif akı ve V_{sq} aynı I_{sq} akımını üretmek için düşecektir. Bu durum gerilim limitine ulaşmadan hızı arttırmak için kullanılabilir. FOC'nin diğer kontrol yöntemlerine göre daha fazla matematiksel dönüşümler kullanması kontrol algoritmasını kompleks hale getirir de kararlı durum performansı diğerlerine göre daha iyidir.

Elektrikli araçlarda, sürücü tarafından istenilen momentin ve hızın elde edilebilmesi için kullanılan motorun türü ne olursa olsun kontrol edilmesi gerekir. Motorun momentini ve hızını kontrol

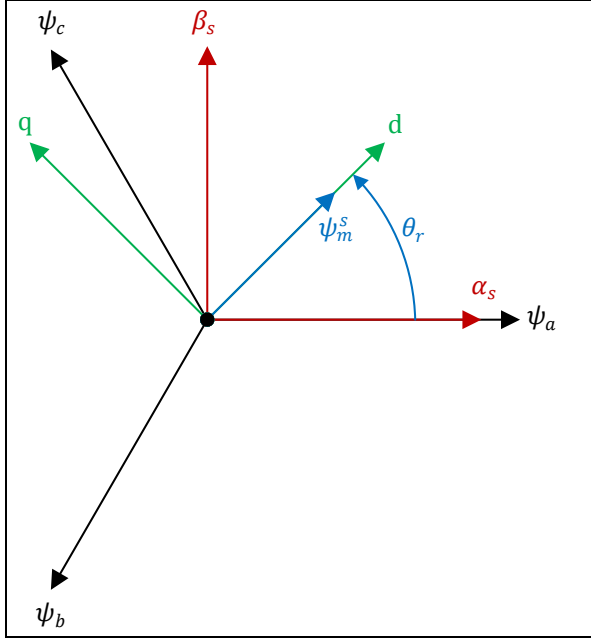
edecek bir sistemi geliştirmek için ise iyi tanımlanmış bir matematiksel modele gereksinim vardır. Matematiksel modelin ortaya konmasını kolaylaştırmak için aşağıdaki varsayımlar ortaya konulmuştur [14].

- 1- Nötrü topraklanmamış ve stator sargıları dengeli bir üç fazlı yük olarak hareket edecek şekilde tasarlandığını göz önünde bulundurarak, üç fazda sıfır bileşeni olmayacaktır.
- 2- Hava boşluğundaki akı yoğunluğunun, sinüzoidal olarak dağıldığı varsayılır, böylece matematiksel model, ideal bir üç fazlı sisteme benzer şekilde türetilir.
- 3- Doğrusal mıknatıslanma karakteristiğıyle, akının bir değışkeni olduğı ve doyma olmadığı varsayılır.
- 4- Demir kayıplarının sıfır olduğı varsayılır.
- 5- Direnç ve indüktansın sıcaklık ve frekanstan bağımsız olduğı varsayılır. Bu varsayım, değışken sayısı azaldığından modelin karmaşıklığını en aza indirecektir.

Bu varsayımlar, moment kontrolcüsünü tasarlamak, PMSM'nin basit ve doğrusal bir matematiksel modelini elde etmek için kullanılır.

PMSM'nin indüktansı rotorun pozisyonuna göre değışir. Bu yüzden gerilim denklemleri zamana bağılı diferansiyel denklemler ile temsil edilmek zorundadır. Zamanla değışen diferansiyel denklemler ise Park ve Clarke dönüşümleri ile d-q eksenine indirgenerek zamanla değışmeyen diferansiyel denklemlere dönüştürülebilir. Böylece motor kontrol parametreleri oldukça basite indirgenmiş olur ve doğru akım motor kontrolüne benzer bir kontrol algoritmasının geliştirilmesini sağılar.

Şekil 3.8.'de ψ_a, ψ_b, ψ_c , üç fazlı stator sargılarının akı bağılantısının yönünü ve büyüklüğünü temsil eder. α_s ve β_s stator referans düzlemindeki iki fazlı sabit koordinat sistemidir ve α_s, ψ_a yani a fazı ile hizalanmıştır. λ_m , d-q döner koordinat sisteminin d eksenine ile çok iyi yönlendirildiğı kabul edilen stator referans sistemindeki rotor akısıdır. d-q koordinat sistemi, ω_r rotor hızı ile aynı hızda döner ve α_s eksenine ile θ_r açısını yapar.



Şekil 3.8. PMSM'nin α - β ve d-q koordinat sistemlerinde stator akısının vektörel gösterimi

Üç fazlı sistemin gerilim, akım veya akı parametrelerinden herhangi biri Clarke dönüşüm denkleminde kullanılarak iki fazlı $\alpha\beta$ koordinat sisteminde gösterilebilir [14].

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Burada K, dönüşümü ölçeklendirmek için kullanılan katsayı, (f_α, f_β) ise (f_a, f_b, f_c) üç fazlı sistemin gerilim, akım veya akı parametrelerinden herhangi birinin iki faz eşdeğeridir. İki fazlı $\alpha\beta$ koordinat sisteminde verilen parametreler ise, Park dönüşüm eşitliği kullanılarak üç fazlı sistem ile aynı frekansta (ω_e) dönen d-q koordinat sistemine aktarılabilir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \sin(\theta_1) \\ -\sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Burada $\theta_1 = \int \omega_e dt$, f_d ve f_q kullanılan üç fazlı sistem parametrelerinin d-q koordinat sistemindeki eş değeridir ve bu değerler üç fazlı sistem ile aynı hızda döndüğünden nicelikler zamanla değişmezler.

Eğer üç fazlı sistemden alınan niceliğin (f), PMSM stator gerilimi (V_s) olduğu kabul edilirse eş değer devrelerden faydalanarak;

$$V_d = (R + pL_d)i_d - \omega_e L_q i_q \quad (3.29)$$

$$V_q = (R + pL_q)i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \lambda_m \quad (3.30)$$

Burada, PMSM'nin;

Stator indüktansı L_d, L_q ,

Stator direnci R ,

Rotordaki sabit mıknatısların akı değeri λ_m ,

Stator gerilimi V_d ve V_q ,

Stator akımını i_d ve i_q temsil etmektedir.

Karşılıklı indüktans terimleri ($-\omega_e L_q i_q$) ve ($+\omega_e L_d i_d$) ise d akımının kontrolü sırasında q akımının da etkileneceğini veya q akımının kontrolü sırasında d akımının da etkileneceğini bunun da bir karışıklık yaratacağını anlatmaktadır. Benzer şekilde zıt elektromotor kuvvet terimi ($\omega_e \lambda_m$) hızın arttırılması gibi bir kontrol esnasında akımın da artacağı ve bunun bir karışıklık yaratacağını anlatmaktadır. d ve q manyetik akıları;

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (3.31)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (3.32)$$

Üretilen elektromanyetik moment (T_e) ise;

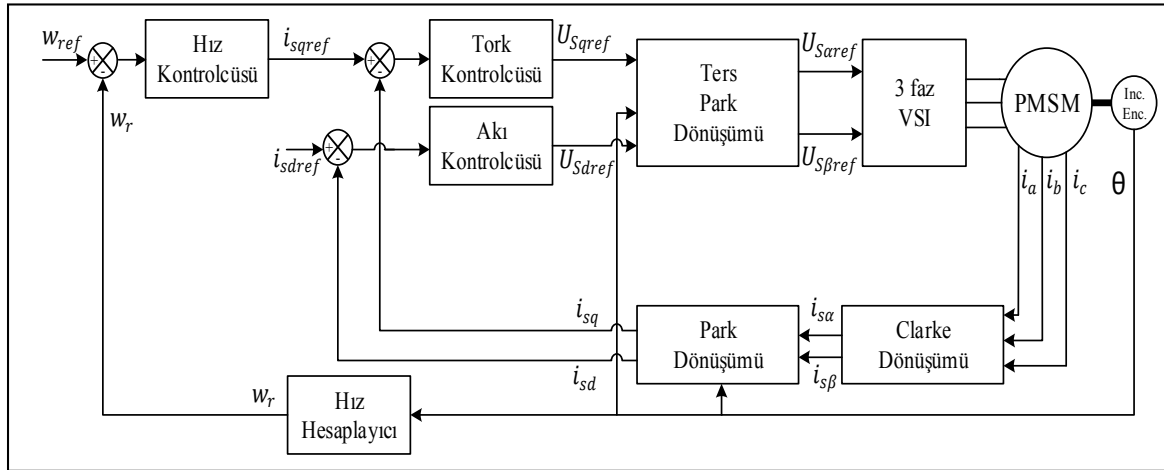
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (3.33)$$

Eğer $L_d = L_q$ ise moment denklemi eş. (3.34)'deki gibi daha basit bir hal alır;

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_m i_q) \quad (3.34)$$

Burada P tek kutup sayısıdır. Moment kontrolünün yapılması için denetim altında tutulması gereken parametrelerin eş. (3.34)'den yola çıkarak i_q olması gerektiği söylenebilir.

Şekil 3.9.'da vektör kontrolünün basitleştirilmiş blok şeması verilmiştir. Clarke dönüşümünün yapılabilmesi için stator akımlarının değerinin akım sensörleri ile ölçülmesi gerekmektedir. Hesaplanan α ve β değerleri Park dönüşümü yapılarak PMSM'nin d ve q verilerine ulaşılır. Hem hız kontrolü hem de Park dönüşümleri için ise motor pozisyonunun bilinmesi gerekmektedir. Bu çalışmada motor pozisyonunun bilinmesi için "encoder" kullanılmıştır. Hız hesaplayıcısından alınan anlık hız bilgisi ile istenilen hız bilgisi hız kontrolcüsüne uygulanarak motora uygulanması gerek q değeri bulunur. Alan zayıflatma bölgesinde çalışılmadığı sürece ise d değerinin 0'da tutulması gerekir. Moment kontrolcüsü ve akı kontrolcüsünde ters Park dönüşümü için gerekli olan referans d ve q değerleri hesaplanır ve ters Park dönüşümüne sokularak motora uygulanacak α ve β verileri elde edilir. İki seviyeli VSI'nın uygun sinyalleri üretmesi için gerekli olan anahtarlama sinyallerinin hangi süreler ile uygulanacağı α ve β verileri kullanılarak VSI bloğunda hesaplanır.



Şekil 3.9. Vektör kontrolünün basitleştirilmiş blok şeması

Park dönüşümünün yapılabilmesi için rotor pozisyonuna ihtiyaç duyulmaktadır. Eğer vektör kontrolü pozisyon sensörü ile yapılırsa doğrudan vektör kontrol, pozisyon sensörü olmaksızın yapılırsa dolaylı vektör kontrol olarak adlandırılır. İlk durumda matematiksel model daha basittir. Kontrol hızlıdır ve hata daha azdır. Ancak ikinci durumda kurulan sistem ise daha az maliyetlidir.

3.2.6. Rotor pozisyonunun algılanması

Vektör kontrolünün ihtiyaç duyduğu kritik parametrelerden birisi de rotor pozisyonudur. Hesaplamaların uygulanabilir olması açısından pozisyon bilgisinin doğru olması çok önemlidir. Stator akımlarının d-q koordinat sistemine dönüştürülmesi sırasında eş. (3.28)' da verilen formül kullanılarak Park dönüşümü gerçekleştirilir. Park dönüşümü rotor pozisyonuna ihtiyaç duymaktadır. Pozisyon okuma sırasında oluşan bir hata doğrudan i_{sd} ve i_{sq} parametrelerini etkiler. Hatanın oluşması durumunda hız kontrolü ve moment kontrolü kararsızlaşır. Kullanılan artımlı kodlayıcı rotorun pozisyonu dijital olarak sayar. Bu işleme başlamadan önce ise rotorun başlangıç noktasının tam olarak bilinmesi gerekmektedir.

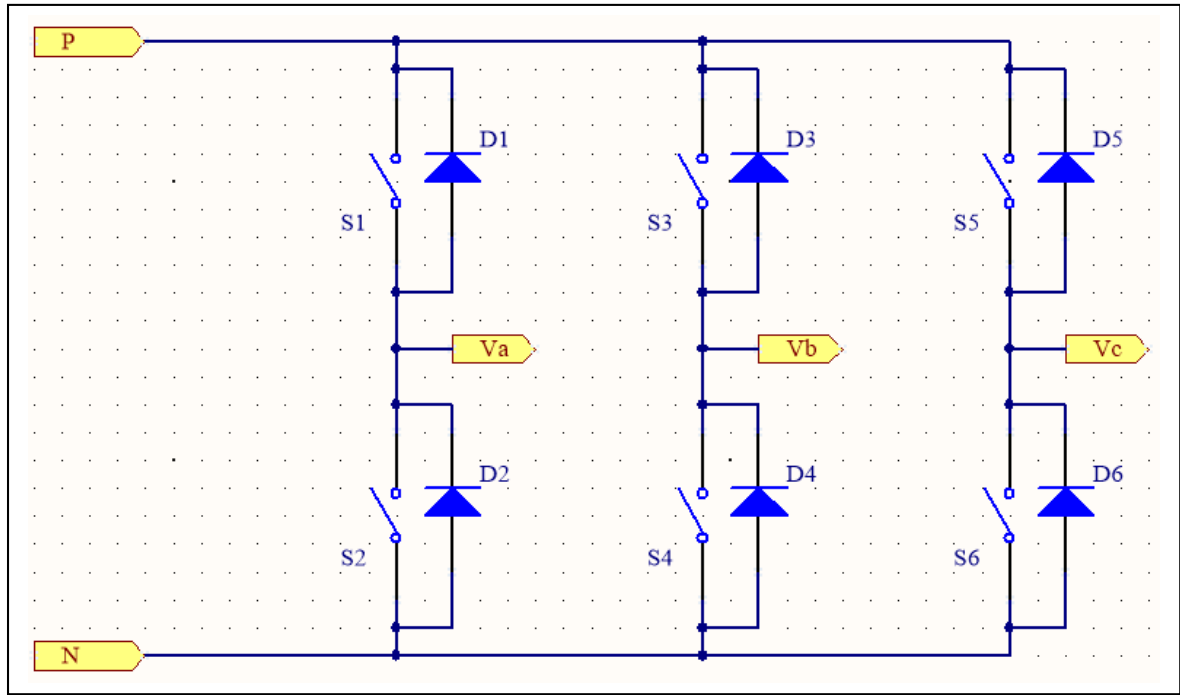
$$v(k) \approx \frac{x(k)-x(k-1)}{T} = \frac{\Delta X}{T} \quad (3.35)$$

$$v(k) \approx \frac{X}{t(k)-t(k-1)} = \frac{X}{\Delta T} \quad (3.36)$$

Pozisyon sensörü kullanılarak rotor hızının hesaplanması eş. (3.35) ve (3.36)'de verilen fonksiyonlar ile iki farklı şekilde yapılabilir [19]. Burada $v(k)$: k anındaki rotor hızını, $x(k)$: k anındaki rotor pozisyonunu, $x(k-1)$: $k-1$ anındaki rotor pozisyonunu, T : sabit birim zaman veya hız hesaplama oranının tersini, ΔX : birim zamanda artan pozisyon hareketini, $t(k)$, $t(k-1)$: anlık zaman sabitini, X : sabit birim pozisyonunu, ΔT : birim pozisyon hareketi için geçen süreyi sembolize etmektedir. Eş. (3.35), hız hesaplamalarında kullanılan geleneksel yaklaşımdır. Hesaplama işleminin yapılabilmesi için bir zaman tabanı oluşturulur ve her birim zamanda rotor pozisyonu anlık olarak okunur. $x(k) - x(k-1)$, okunan rotor pozisyonundan bir önceki birim zamanda okunan rotor pozisyonunun çıkarılması işlemidir. Daha sonra bilinen $1 / T$ sabiti ile çarpılarak rotor hızı hesaplanır. Eş. (3.35)'in çözünürlüğü yüksek hızlarda oldukça iyidir ancak düşük hızlarda çözünürlükte düşeceğinden hatalı hesaplamalara neden olur. (hızın 0 olarak hesaplanması durumu söz konusudur.) Bu hatayı ortadan kaldırmak için eş. (3.36) kullanılarak sabit birim pozisyonu, bu pozisyon darbesinin kenarları arasında geçen süreye bölünür. Eş. (3.36)'de yüksek hızlarda verimliliği etkileyeceğinden kararlı bir hız hesaplamasının yapılabilmesi için yüksek hızlarda eş. (3.35) düşük hızlarda ise eş. (3.36) kullanılmıştır.

3.3. İki Seviyeli Eviriciler ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

İki seviyeli eviriciler 1960'lı yılların başından günümüze DC'yi AC'ye dönüştürmek için endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Basit bir iki seviyeli üç fazlı evirici şekil 3.10'da verildiği gibi her bir kolda birbirine seri bağlanan iki yarı iletken anahtardan oluşur ve her bir kol bir fazı üretmek için kullanılır. Eviricinin girişi V_{bara} olarak adlandırılan DC gerilimi ile beslenmektedir. Üç fazlı çıkış ise her faz için kullanılan anahtarların açık ve kapalı kalma süreleri ile oluşturulur. Burada dikkat edilmesi gereken V_{bara} kaynağının kısa devre olmasını engellemek için herhangi bir anda aynı fazdaki anahtarların sadece birisinin kapatılmasını sağlamaktır.

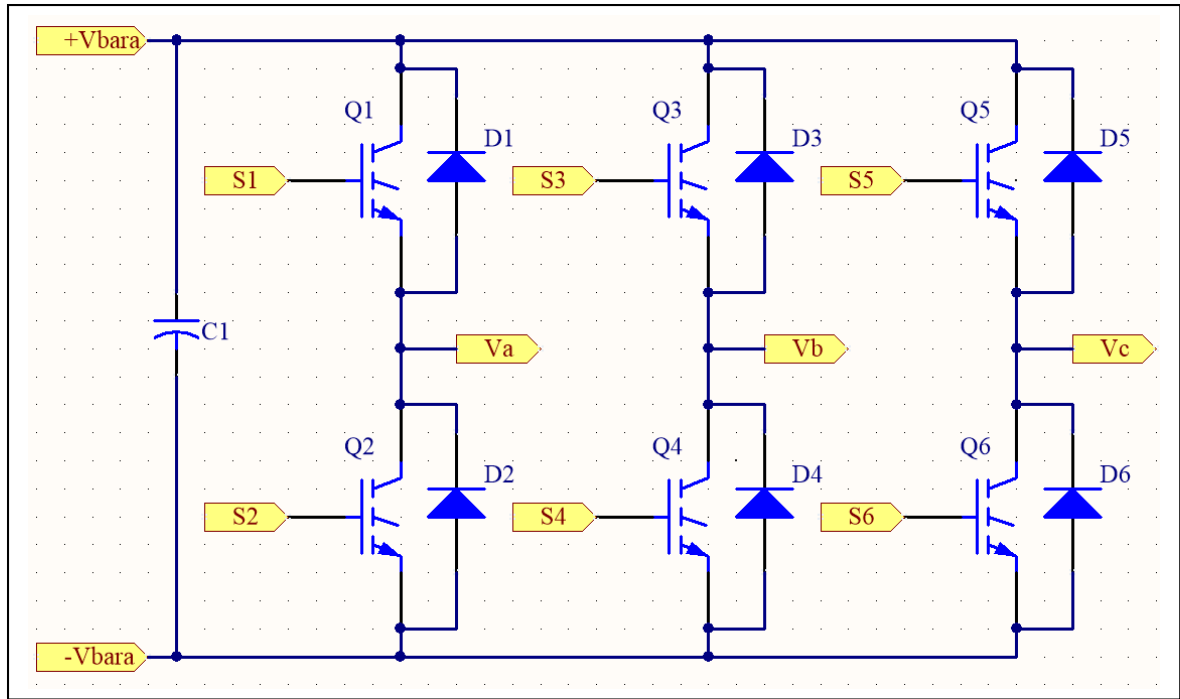


Şekil 3.10. Basit bir evirici şeması

Üç fazlı eviriciler gerilim kaynaklı eviriciler (VSI) ve akım kaynaklı evirici (CSI) olarak iki sınıfa ayrılabilir. Eğer evirici kaynağının gerilim büyüklüğü çıkışına bağlanan yüke bağımlı değilse VSI olarak adlandırılır. Eğer evirici kaynağının akım büyüklüğü çıkışına bağlanan yüke bağımlı değilse CSI olarak adlandırılır.

Bir VSI V_{bara} gerilimini sahip olduğu anahtarları doğru şekilde kullanarak AC'ye dönüştürür. Bu işlem esnasında her bir fazda bulunan anahtarlar sırayla V_{bara} 'nın pozitif ve negatif hattına bağlanır. Böylece çıkışta yük akımından bağımsız zamanla değişen gerilim

darbeleri üretilir. Üç fazlı VSI'da anahtarların açılma ve kapanma süreleri anlık olmakla beraber birbirinden farklıdır. Bu süreler göz önünde bulundurulacak olursa aynı kolda bulunan anahtarların kısa devre olma durumu söz konusudur. Bu tehlikeyi bertaraf etmek için uygulamalarda anahtarların açılmasına ve kapanmasına müsaade etmek için anahtarlama sinyallerine ölü zaman gecikmesi enjekte edilir. Anti paralel diyotlar her fazdaki anahtarlama geçişlerindeki ölü zaman sırasında özellikle indüktif yüklerde oluşan ani akım değişimlerinden sistemi korumak için tıpkı buck ve boost dönüştürücülerdeki serbest diyot gibi davranır. Motor sürücülerde şekil 3.11'de verilen VSI eviriciler yaygın olarak kullanılmaktadır.

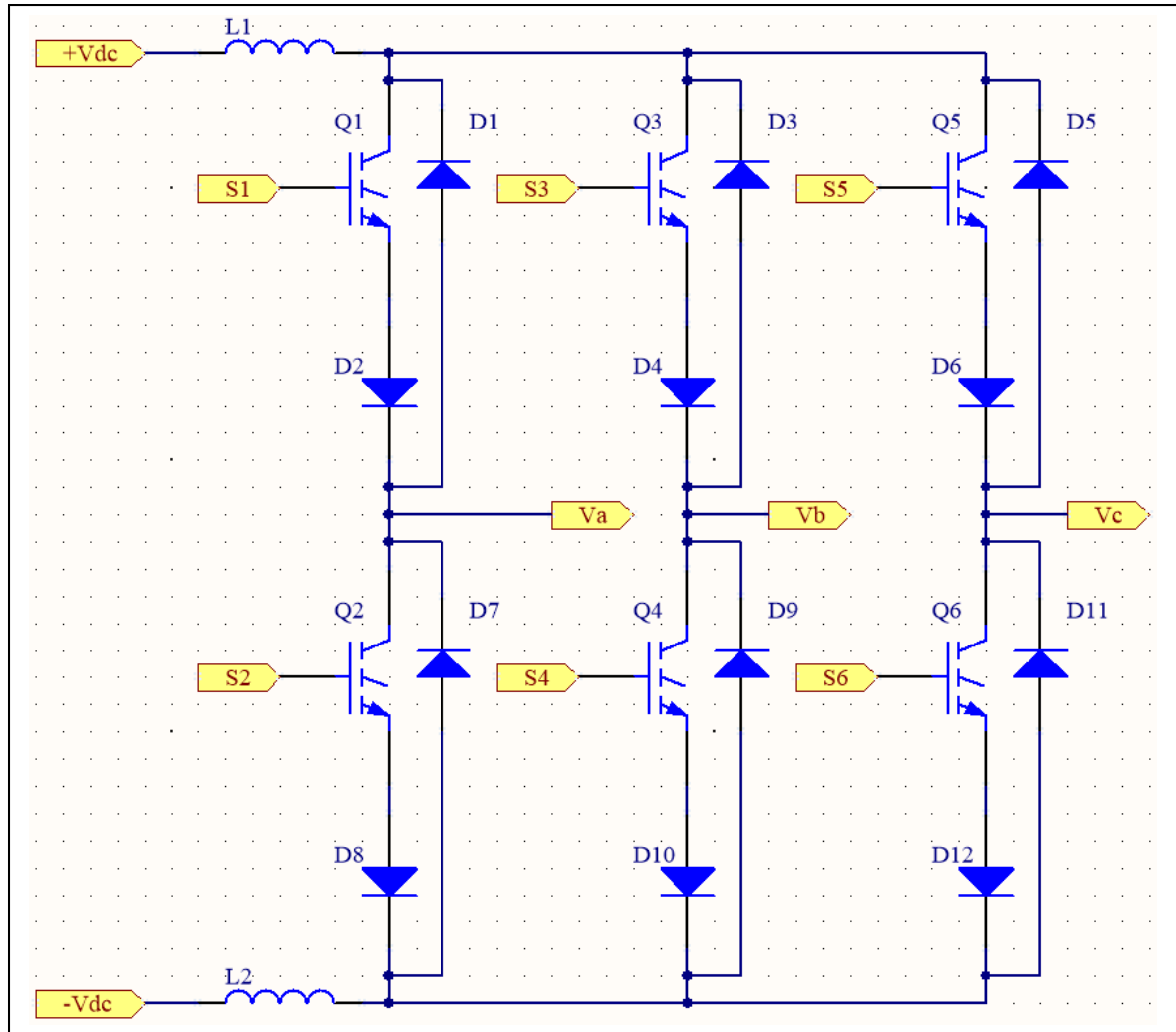


Şekil 3.11. Gerilim kaynaklı iki seviyeli eviricinin basitleştirilmiş şeması

Şekil 3.12'deki CSI, yük geriliminden bağımsız zamanla değişen akım darbeleri üretmenin haricinde VSI'ya oldukça benzer. CSI'da ek olarak kullanılan seri diyotlar, çıkışında motor gibi indüktif yük olduğu varsayıldığında yüksek akım geçişlerinin neden olduğu anahtarlama geçişlerinde oluşan gerilim artışlarından anahtarı korur. Anti paralel diyotların görevi ise VSI topolojisindeki ile aynıdır.

İki seviyeli eviriciyi kontrol etmek için birçok yöntem geliştirilmiştir. Bunlardan en temel olanı her evirici bacağındaki anahtarları kontrol ederek her fazda, temel frekansta, V_{bara} geriliminin genliğinde bir dikdörtgen dalga üretmektir. Bu yöntemde altı ayrı anahtarlama

aralığının uygulanması eviricinin altı adımlı evirici olarak adlandırılmasını sağlamıştır. Üretilen çıkış gerilimi esasında dikdörtgen dalga olduğundan, bu yöntem çok fazla harmonik üretilmesine neden olur. Bir makine yükü için bu durum, çıkış dalga şeklinin kötü olması ile sonuçlanır ve hem ohmik hem de çekirdek kayıplarının artması ile makineyi zorlar. Kötü dalga formunun kalitesinin düzeltilmesi üzerine yapılan çalışmalar sonucunda sabit genişlikli modülasyon tekniklerinde olduğu gibi aynı rms değerine sahip uzun darbeler yerine bir dizi kısa darbeler kullanılarak çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Geliştirilen yöntemlerin içinde en iyi harmonik sonuçların alındığı yöntem ise uzay vektör darbe genişlik modülasyonudur.

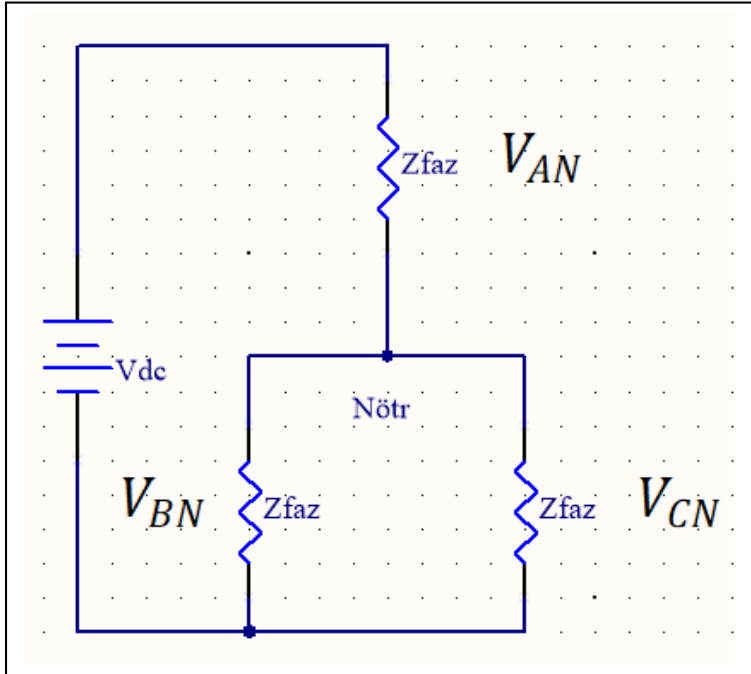


Şekil 3.12. Akım kaynaklı iki seviyeli eviricinin basitleştirilmiş şeması

3.3.1 Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu

İki seviyeli VSI'dan yeniden söz edecek olursak kısa devreyi engellemek için aynı fazdaki anahtarların aynı anda açılmaması gerekmektedir. Aynı fazdaki anahtarlar belirli bir ölü zaman gecikmesi ile birlikte birbirinin tersi olarak düşünüldüğünde altı bağımsız anahtar yerine sadece üç bağımsız anahtar kontrol edilir. Böylece hem kontrol basitleşir hem de kısa devre riski ortadan kaldırılır.

Aynı fazı kontrol eden anahtarlar üstteki anahtarın durumu ile ifade edilebilir. Tüm üst anahtarların alabileceği açık ve kapalı durum olmak üzere iki durum bulunmaktadır. Böylece Çizelge 3.1.'de altısı verilen altı farklı anahtar konumu ortaya çıkmaktadır. Her anahtar durumu yükün türünden bağımsız olarak faz-faz gerilimini ayarlamaktadır. Böylece dengeli bir yıldız bağlantısındaki fazlar için faz-nötr gerilimleri anahtarlama durumları için ayrı ayrı gerilim bölücü formülü kullanılarak şekil 3.13'de verilen devre, eş (3.37) ve eş. (3.38) kullanılarak bulunabilir. Bilinen faz-nötr gerilimleri ile de faz-faz gerilimleri eş. (3.39), eş. (3.40), eş. (3.41) ile hesaplanabilir.



Şekil 3.13. V1 için faz-nötr geriliminin bulunması

$$V_{AN} = V_{dc} \times \frac{Z_{faz}}{Z_{faz} + \frac{1}{2}Z_{faz}} = \frac{2}{3}V_{dc} \quad (3.37)$$

$$V_{BN} = V_{CN} = -V_{dc} \times \frac{\frac{1}{2}Z_{faz}}{Z_{faz} + \frac{1}{2}Z_{faz}} = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad (3.38)$$

Diğer anahtarlama durumları için faz–nötr gerilimleri aynı şekilde hesaplanabilir. Faz–faz gerilimleri ise elde edilen ilgili faz–nötr gerilimleri ile hesaplanabilir.

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \quad (3.39)$$

$$V_{BC} = V_{BN} - V_{CN} \quad (3.40)$$

$$V_{CA} = V_{CN} - V_{AN} \quad (3.41)$$

Çizelge 3.1.’de altı farklı anahtarlama durumu verilmiştir. Burada “1” açık durumu “0” ise kapalı durumu ifade etmektedir.

Çizelge 3.1. Üst üç anahtar durumu

Anahtar Adı	Anahtarlama Pozisyonları ($Q_1Q_3Q_5$)	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
A1	100	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
A2	110	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$
A3	010	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	0
A4	011	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$+V_{dc}$
A5	001	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$
A6	101	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0

Her bir anahtarlama durumu ile ilişkili faz–nötr gerilimleri uzay vektör gösterimi ile etkili bir şekilde gösterilebilir. Faz–nötr gerilimlerinin uzay vektör dönüşümü eş. (3.41)’de verilmiştir.

$$\bar{V} = \frac{2}{3}(V_{AN} + aV_{BN} + a^2V_{CN}) \quad (3.42)$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.43)$$

Faz-nötr gerilimlerine uygulanacak Clarke dönüşümü eş. (3.44)'de matris formunda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Faz-nötr gerilimlerine uygulanan uzay vektör dönüşümü sekiz anahtarlama durumuna karşılık gelen sekiz gerilim vektörü üretir. Çizelge 3.2.'de bu vektörlerin kutupsal ve dikdörtgensel gösterimleri verilmiştir. 1'den 6'ya kadar olan gerilim vektörlerine değerleri sıfırdan farklı olduğu için aktif vektörler denir. 0 ve 7'nci vektörler ise değeri sıfır olduğu için sıfır vektörleri denir. Gerilim vektörleri eviricinin üretebileceği fazın gerilimini birleşik bir şekilde temsil eder.

Şekil 3.14'de farklı gerilim vektörleri arasındaki ilişki gösterilmiştir. Altı aktif gerilim vektörünün hepsi aynı büyüklüktedir ve 60 derecelik elektrik açısı aralığındadır. Büyüklüğü sıfır olan vektörler orijinde bulunmaktadır. Aktif vektörlerin uçları birbirine bağlanırsa Şekil 3.14'de görüldüğü gibi bir altıgen oluşur. Her bitişik aktif vektör çifti bir eşkenar üçgen oluşturur ve sektör olarak adlandırılır. Toplamda ise 6 adet sektör bulunmaktadır. Her sektör içindeki alan, evirici tarafından belirli bir süre boyunca üretilebilen ortalama çıkış gerilimini temsil eder. İstenilen faz-nötr gerilimini üreten üç fazlı çıkış eş. (3.45), eş. (3.46), eş. (3.47), verilen dengeli sinüzoidal pozitif eşitlikler ile oluşturulur. V_{ref} olarak adlandırılan sinüzoidal referans sinyallerinin büyüklüğü, istenen çıkış faz - nötr gerilimlerinin tepe değerine eşittir. Referans sinyallerinin frekansı $\omega_e = 2\pi f$, istenilen çıkış frekansının radyan cinsinden değeridir. f ise çıkış frekansının Hertz cinsinden değeridir. $\emptyset$ terimi ise faz kaymasını temsil etmektedir.

Çizelge 3.2. Gerilim vektörlerinin kutupsal ve dikdörtgensel gösterimi

	Kutupsal Form	Dikdörtgensel Form
$\bar{V}_0$	0	0
$\bar{V}_1$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j0}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$\bar{V}_2$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
$\bar{V}_3$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
$\bar{V}_4$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
$\bar{V}_5$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
$\bar{V}_6$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
$\bar{V}_7$	0	0

$$V_{AN,ref} = V_{ref} \cos(\omega_e + \emptyset) \quad (3.45)$$

$$V_{BN,ref} = V_{ref} \cos(\omega_e + \emptyset - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.46)$$

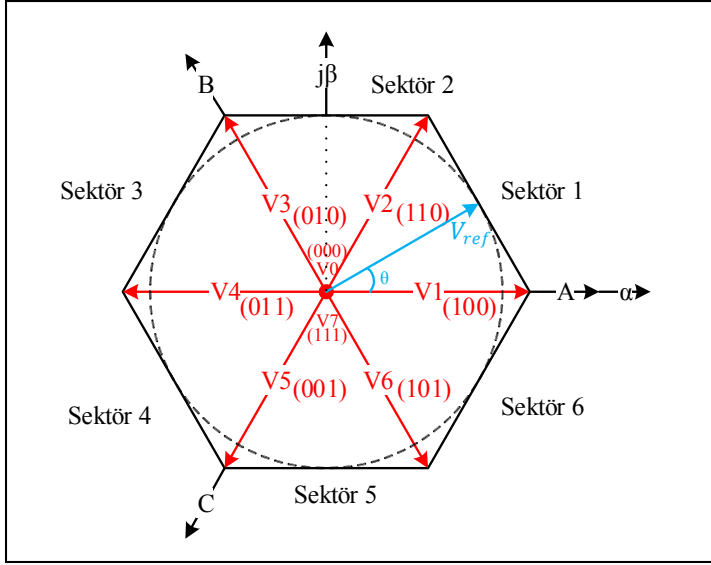
$$V_{CN,ref} = V_{ref} \cos(\omega_e + \emptyset - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.47)$$

Referans sinyallerine Clarke dönüşümü uygulanırsa eş. (3.48)'de verilen α - β düzleminde açısal hızı ω_e olan $\overline{V_{ref}}$ referans vektörü elde edilir.

$$\overline{V_{ref}} = V_{ref} e^{j(\omega_e + \emptyset)} \quad (3.48)$$

α - β düzleminde dönen referans vektörünün oluşturulması için örnekleme zamanının (T_s) çıkış sinyalinin periyodundan çok daha küçük seçilmesi gerekmektedir.

Sinüzoidal referans değerleri için referans vektörünün α - β düzleminde oluşturulan altıgen içerisinde bir daire çizmesi gerekmektedir. Böylece, altıgende yazılabilen en büyük dairenin yarıçapı, doğrusal modülasyon bölgesinin üst sınırını işaretler. Lineer modülasyon bölgesindeki maksimum referansın büyüklüğü $\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$ olarak hesaplanabilir.



Şekil 3.14. Alpha ve beta düzlemindeki gerilim vektörleri

Doğrusal modülasyon bölgesinde, her örnekleme noktasındaki referans vektörü, en yakın iki aktif gerilim vektörünün ve sıfır vektörlerinin doğrusal kombinasyonu olarak bir örnekleme periyodu üzerinde temsil edilebilir. Örneğin 1'inci sektör için;

$$\overline{V_{ref}} = \frac{T_0}{T_s} \overline{V_0} + \frac{T_1}{T_s} \overline{V_1} + \frac{T_2}{T_s} \overline{V_2} + \frac{T_7}{T_s} \overline{V_7} \quad (3.49)$$

Burada $\frac{T_1}{T_s}$, $\overline{V_1}$ vektörü seçildiğinde kullanılacak anahtarlama zamanını göstermektedir. $\frac{T_2}{T_s}$, $\overline{V_2}$ vektörü seçildiğinde kullanılacak anahtarlama zamanını göstermektedir. $\frac{T_0}{T_s}$, $\overline{V_0}$ vektörü seçildiğinde kullanılacak anahtarlama zamanını göstermektedir. $\frac{T_7}{T_s}$, $\overline{V_7}$ vektörü seçildiğinde kullanılacak anahtarlama zamanını göstermektedir. Evirici, örnekleme periyodunun fraksiyonlarına göre gerilim vektörlerinin her birine karşılık gelen anahtarlama durumlarında kalır. Anahtarlama periyodu boyunca bu durumların ortalaması alındığında, istenen çıkış gerilimi ortaya çıkar. Bununla birlikte, sıfır vektörleri $\overline{V_0}$ ve $\overline{V_7}$ 'nin hiç bir büyüklüğü yoktur ve dolayısıyla referans vektörünü temsil etmek için kullanılmaz, sadece iki aktif vektör tarafından kullanılmayan örnekleme periyodunun kalan kısmını doldurur. Sonuç olarak eş. (3.49);

$$\overline{V_{ref}} = \frac{T_1}{T_s} \overline{V_1} + \frac{T_2}{T_s} \overline{V_2} \quad (3.50)$$

Şeklinde yazılabilir.

$\overline{V_{ref}}$ dikdörtgensel formda yazılacak olursa;

$$V_{ref} \cos(\theta) = \frac{T_1}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \cos(0) + \frac{T_2}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.51)$$

$$V_{ref} \sin(\theta) = \frac{T_1}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \sin(0) + \frac{T_2}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.52)$$

Elde edilir. Bu sistem önce T_2 bulunarak çözülebilir.

$$V_{ref} \sin(\theta) = \frac{T_1}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \sin(0) + \frac{T_2}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.53)$$

$$3T_s V_{ref} \sin(\theta) = 2T_2 V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.54)$$

$$T_2 = \sqrt{3} T_s \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \sin(\theta) \quad (3.55)$$

Eş. (52)'de T_2 yerine yazılacak olursa;

$$V_{ref} \cos(\theta) = \frac{T_1}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \cos(0) + \frac{T_2}{T_s} \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.56)$$

$$3T_s V_{ref} \cos(\theta) = 2T_1 V_{dc} + 2T_2 V_{dc} \frac{1}{2} \quad (3.57)$$

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} T_s \frac{V_{ref}}{V_{dc}} (\sqrt{3} \cos(\theta) - \sin(\theta)) \quad (3.58)$$

$$T_1 = \sqrt{3} T_s \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (3.59)$$

Sıfır vektörleri için gerekli olan anahtarlama süreleri ise örnekleme zamanından T_1 ve T_2 'nin çıkartılması ile bulunur.

$$T_0 = T_7 = \frac{T_s - (T_1 + T_2)}{2} \quad (3.60)$$

Diğer sektörlerin anahtarlama süreleri de benzer şekilde hesaplanabilir.

T_1 ve T_2 eşitliklerinde kullanılan $\frac{V_{ref}}{V_{dc}}$ yerine modülasyon indeksi m terimi kullanılır.

Modülasyon indeksi kavramı başlangıçta sinüzoidal PWM için referans sinyalinin büyüklüğü ile taşıyıcı sinyalin büyüklüğü arasındaki oran olarak tanımlanmıştır. Sinüzoidal PWM'nin doğrusal modülasyon bölgesinde, modülasyon indeksi 0 ve 1 değerleri arasında sınırlandırılmıştır. Uzak vektörü modülasyonunda eş. (3.61)'e benzer bir tanım kullanılabilir.

$$m = 2 \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \quad (3.61)$$

Referans vektörünün maksimum büyüklüğünün $\frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc}$ olduğu düşünülürse;

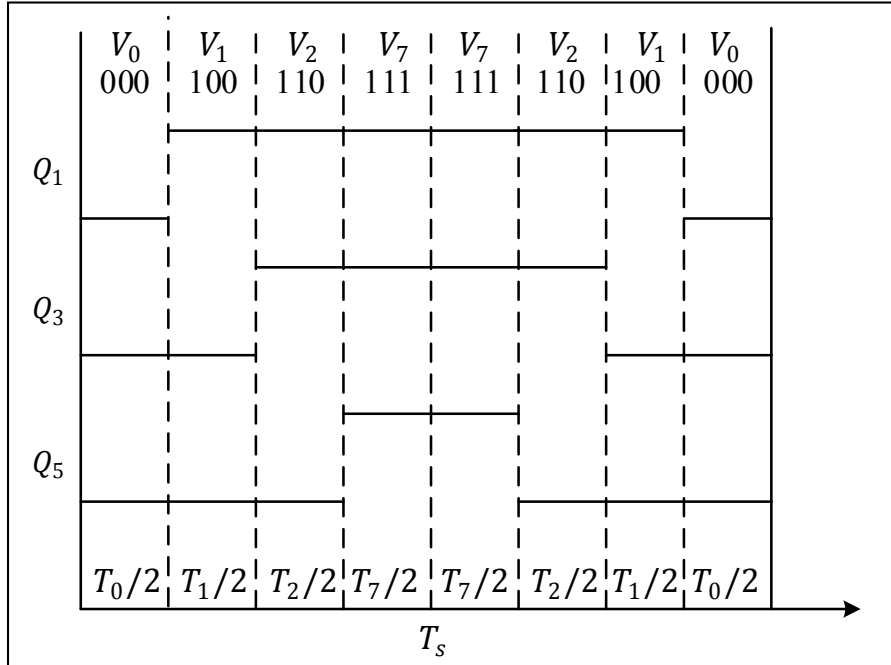
$$m_{max} = 2 \frac{\frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc}}{V_{dc}} \quad (3.62)$$

$$m_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cong 1,155 \quad (3.63)$$

Burada uzak vektör PWM'in lineer modülasyon bölgesinde mevcut maksimum modülasyon indeksinin, sinüzoidal PWM'nin lineer modülasyon bölgesinde maksimum modülasyon indeksinden % 15.5 daha büyük olduğu görülmektedir.

Bununla birlikte, yukarıda verilen eşitlikler, dört gerilim vektörünün ve bunlara karşılık gelen anahtarlama durumlarının seçilmesi sırasına ilişkin hiçbir bilgi vermemektedir. Bir örnekleme periyodu içinde anahtarlama durumlarının sırasını seçerken, herhangi bir sırada birden fazla evirici bacağına durum değiştirmesinin anahtar kayıplarını arttıracığı bilinmektedir.[18] Örneğin anahtarlama durumu A1 (100)'den A2 (110)'ye geçerken sadece B bacağına bulunan anahtarların durumu değişir. A2 (110)'den A0 (000)'a geçerken ise hem A hem de B bacağına bulunan anahtarlar durum değiştirir. İkinci örnekte çok daha fazla anahtarın durum değiştirmesi anahtarlama kayıplarının daha fazla olacağı anlamına gelir. Benzer şekilde, her bir faz bacağı için bir örnekleme periyodu içinde PWM sinyalinin aktif görev sürelerinin ortalanması, evirici akımlarının harmonik bozulmasını en aza

indirir.[18] Örneğin sektör 1 için tüm örnekleme süresi boyunca kullanılması gereken anahtarlama sırası $A_0 \rightarrow A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow A_7 \rightarrow A_2 \rightarrow A_1 \rightarrow A_0$ şeklinde olmalıdır.



Şekil 3.15. Örnekleme süresi boyunca 1'inci sektör için anahtarlama durumlarının gösterilmesi

4. YÖRÜNGE PLANLAMALI HAREKET PROFİLLERİ

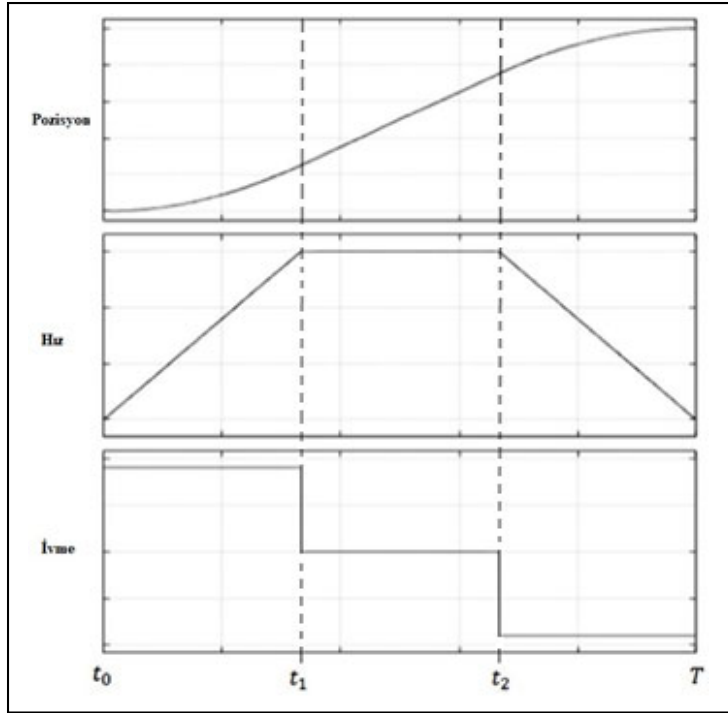
Döner hareket sergileyen bir motorun hızını aniden değiştirmek stator akımlarının ani yükselmesine neden olur. Böylesine bir yükselme yarı iletken anahtarların yanmasına ve sistemin ciddi hasar almasına neden olabilir. Özellikle elektrikli araç ve asansör gibi kullanıcı konforunun önemli olduğu uygulamalarda ani hız değişimleri istenmeyen bir durumdur.

Bu çalışmada PMSM'nin hız kontrolünde kullanılmak üzere iki farklı yörünge oluşturulmuştur. Bunlar rampa eğrili yörünge ve S eğrili yörüngedir. Her iki yörünge planında da amaç stator akımlarında oluşacak ani yükselmeleri azaltmaktır.

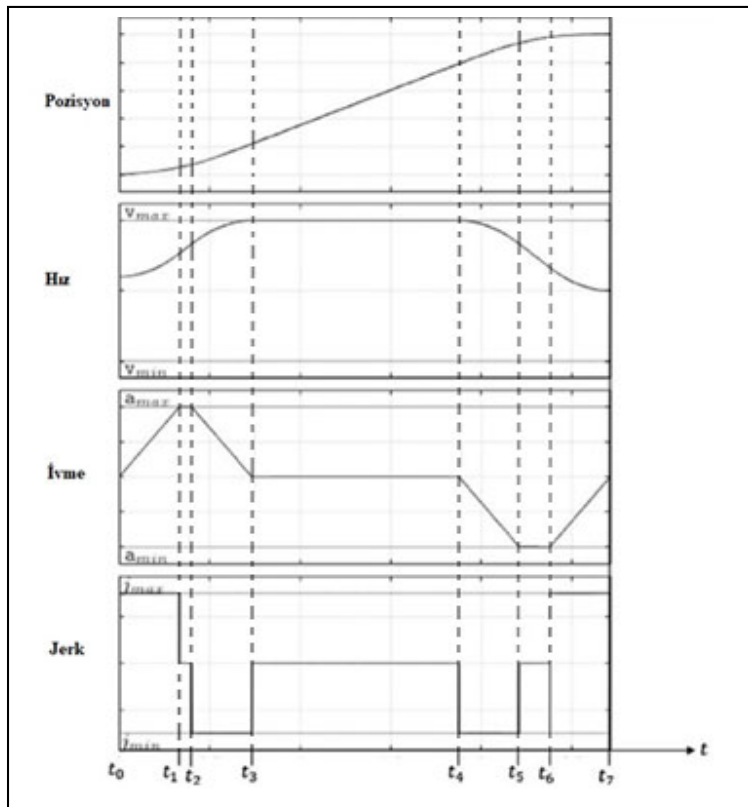
Şekil 4.1'de verilen rampa eğrili yörünge planının oluşturulması için motor hızı eşit aralıklarla ve eşit büyüklükte belirli bir zaman aralığında arttırılır. Tercih edilme sebebi kontrolün oldukça basit olmasıdır. İvmenin değişme oranı olan jerk, ivme süreksizlik gösterdiğinde sonsuz değerlere ulaşmakta veya süreksizlik noktaları oluşabilmektedir. Bu nedenle, rampa eğrili yörüngede, titreşimler oluşabilmekte ve makinenin hedefe istenen hassasiyetle ulaşması zorlaşmaktadır. Bu davranış ise hassas sistemler için önemli bir sorun oluşturmaktadır [21]. Oluşan titreşimler mekanik sistem üzerinde, hasar verici etkiler yaratabilecek bazı girişimler ve zorlanmalara yol açabilmekte üretimde kullanılan bir motor ise ürün kalitesini etkilemektedir. Bu nedenle, kesintisiz, doğrusal ivme profili oluşturularak daha yumuşak bir hareket profili tanımlanarak sorun çözülmektedir.

Bahsedilen problemlerin giderilmesi ve düzgünlüğü arttırmak için üçüncü dereceden yörüngeler üzerine yapılan çalışmalar sonucunda S eğrili yörünge ortaya çıkmıştır. Şekil 4.2'de S eğrili yörüngenin belirli bir periyod boyunca sonlu jerk karakteristiği sergilediği görülmektedir. Bu S eğrili yörüngenin daha düşük titreşim üreteceği anlamına gelmektedir [20].

Sistemin takip etmesi istenen hız profili şekil 3.9'da verilen vektör kontrolünün w_{ref} girişine uygulanır.



Şekil 4.1. T süresi boyunca uygulanan rampa eğrili yörüngenin pozisyon, hız ve ivme karakteristiği



Şekil 4.2. Verilen periyod boyunca uygulanan s eğrili yörüngenin pozisyon, hız, ivme ve jerk karakteristiği

5. GERÇEKLEŞTİRİLEN BENZETİM VE DENEYSEL ÇALIŞMA

Deneysel çalışmalara başlamadan önce tasarlanan kontrol sisteminin doğruluğunu ispat edebilmek için sistemin benzetiminin yapılması zaman ve maliyet açısından önemlidir. Bu kapsamda grafik ortamı ile verilerin görselleştirilmesi, zamana bağımlı sistemleri test etmek için hazırlanmış ve kullanıcı tarafından değiştirilebilir blokları ile kontrol sisteminin geliştirilmesine olanak sağlayan Simulink (MATLAB) programı kullanılmıştır.

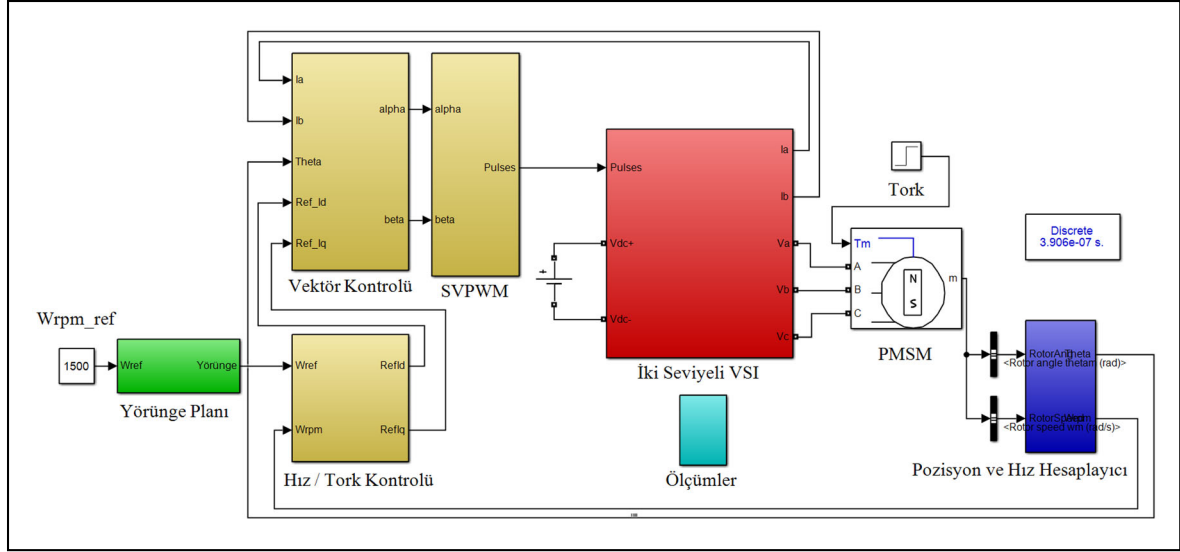
5.1. Gerçekleştirilen Benzetim

Şekil 5.1.'de gerçekleştirilen benzetimin blok şeması verilmiştir. Gerçekleştirilen benzetim;

- 1- Vektör kontrolcüsü,
- 2- Hız/moment kontrolcüsü,
- 3- SVPWM hesaplayıcı,
- 4- Pozisyon ve Hız Hesaplayıcı,
- 5- İki Seviyeli VSI,
- 6- Yörünge Planı

Olmak üzere altı ana bloktan oluşmaktadır. Vektör kontrol algoritmasının karmaşıklığını en aza indirgeyerek basit ve anlaşılır bir yapı ortaya koymak için bu ana bloklar oluşturulmuştur.

Tüm benzetim süreci boyunca, deneysel çalışmada kullanılacak PMSM'nin değerlerinden yola çıkılarak V_{bara} gerilimi $190 V_{dc}$, uygulanan yük $1.27 N_m$ ve örnekleme zamanı $39 \mu s$ olarak belirlenmiştir. Ulaşılacak istenen hız yörünge planından geçirilerek tork kontrolcüsü için referans hız oluşturulmuştur. Ayrıca motordan okunan hız bilgisi de moment kontrolcüsüne uygulanarak gerekli dönüşümler gerçekleştirilmiştir. Vektör kontrolcüsünde d ve q bileşenleri birbirinden ayrı olarak denetlenmektedir. İki seviyeli VSI'nin anahtarlama bilgileri SVPWM bloğunda hesaplanarak oluşturulmuştur. PMSM'nin döner hareket sergileyebilmesi için gerekli olan üç fazlı gerilim iki seviyeli VSI bloğunda batarya geriliminin AC'ye dönüştürülmesi ile oluşturulmuştur.



Şekil 5.1. Gerçekleştirilen benzetimin blok şeması

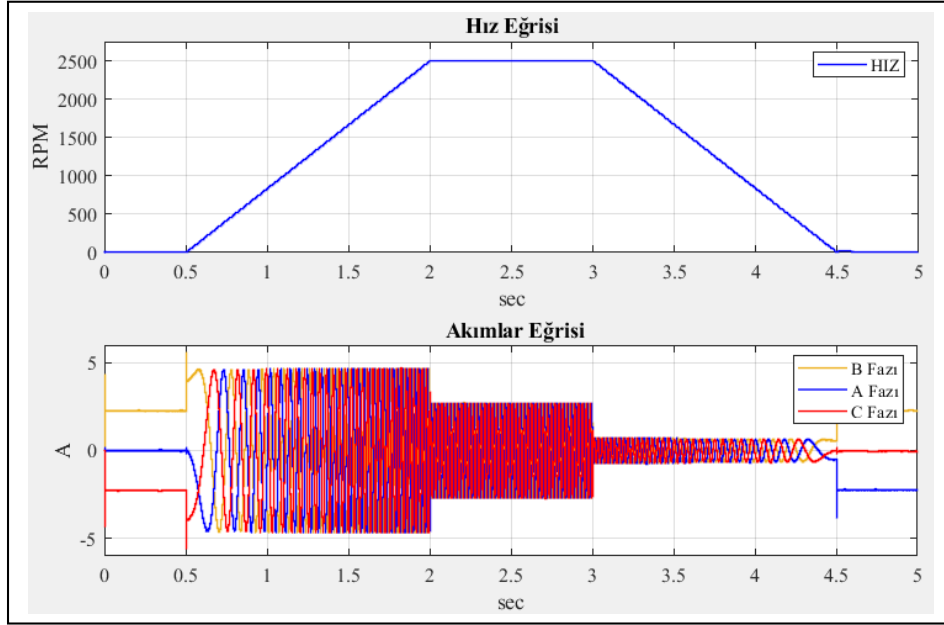
Benzetimde hem rampa eğrisi ile hem de S eğrisi ile ayrı ayrı çalıştırılarak stator akımlarının davranışları incelenmiştir. Ayrıca Clarke ve Park dönüşümlerinin dalga şekilleri ortaya konmuştur.

Şekil 5.2’de rampa eğrisi ile kalkınan PMSM’nin hız eğrisi ve stator akımları verilmiştir. Simülasyon esnasında motor hız bilgisi pozisyon ve hız hesaplayıcı bloğundan elde edilmiştir. Stator akımlarının değeri ise iki seviyeli VSI bloğunun içinde her faz için ayrı ayrı kullanılan akım algılayıcıları ile elde edilmiştir.

Simülasyon başladıktan sonraki 0.5 saniye süresince motora herhangi bir hız komutu gönderilmemiştir. Daha sonra 1.5 saniye boyunca istenilen devir değerine ulaşması için rampa komutu gönderilmiştir. Motor istenilen hıza ulaştıktan 1 saniye sonra ise yavaşlama rampası uygulanmıştır ve motor durduktan sonraki 0.5 saniye boyunca pozisyonunu koruması istenmiştir.

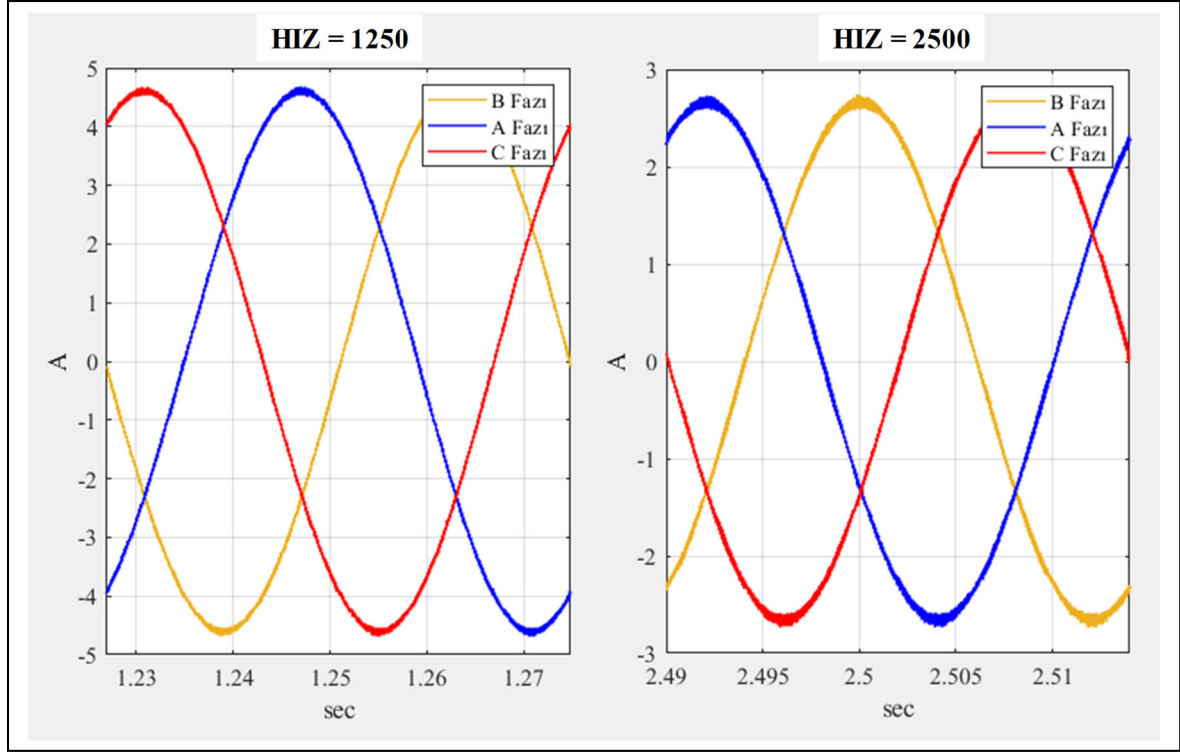
Uygulanan rampanın açısı değiştirilerek kalkınma süresi arttırılabilir veya azaltılabilir. Ayrıca hızlanma ve yavaşlama esnasında farklı açılarda rampa eğrileri kullanılarak motorun farklı sürelerde hızlanması veya yavaşlaması sağlanabilir.

Şekil 5.2'deki stator akımlarına dikkat edildiğinde rampa eğrisinin kırılma noktalarında ani yükselmelerin olduğu görülmektedir. Bu durum motor mili üzerinde vuruntuların oluşması anlamına gelir.



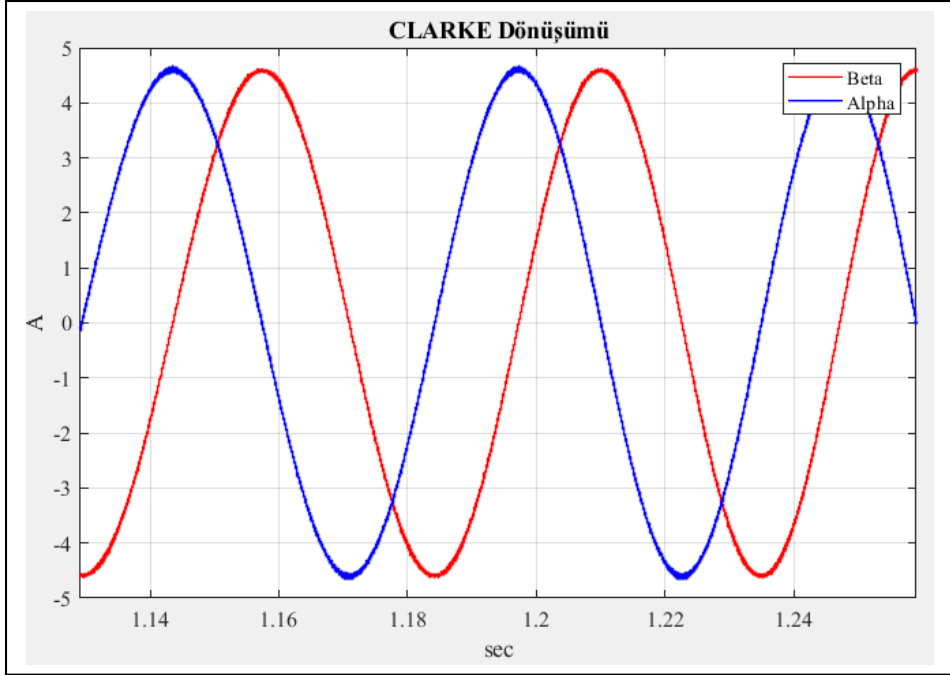
Şekil 5.2. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin hız değişimi ve stator akımları

Şekil 5.3'de rampa eğrisi ile kalkınan PMSM'nin belirli hız anlarındaki stator akımları verilmiştir. Kırılma noktalarının haricinde başlangıçtan 1.25 saniye sonra motor hızı 1250 rpm ve 2.50 saniye sonra motor hızı 2500 rpm anlarındaki stator akımları seçilmiştir. Hızlanma esnasında stator akımlarının tepe değerinin 4.64 A olduğu, sabit hız durumuna geçtiğinde ise tepe değerinin 2.66 A olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca PMSM'nin karakteristiği gereği stator akımlarının oldukça düzgün sinüzoidal formda olduğu görülmektedir.

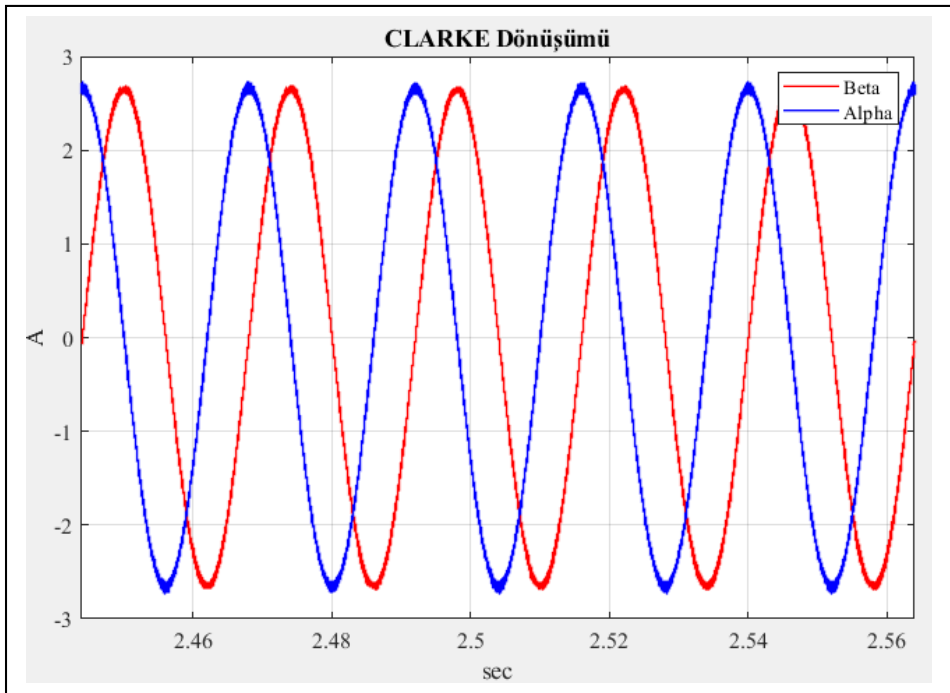


Şekil 5.3. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin belirli hız anlarındaki stator akımları

Şekil 5.4 ve şekil 5.5'de benzetimin 1.25'inci saniyesindeki (motor hızı = 1250 rpm) ve 2.5'inci saniyesindeki (motor hızı = 2500 rpm) stator akımlarına uygulanan Clarke dönüşümünün dalga şekilleri verilmiştir. Clarke dönüşümü, vektör kontrolcüsü bloğunun içerisinde bulunan Clarke alt bloğunda stator akımlarından faydalanarak gerçekleştirilmektedir. Clarke dönüşümünün amacı daha önce de bahsedildiği gibi üç fazlı sistemi iki fazlı olarak temsil etmektir. Böylece alan yönlendirmeli kontrolün ilk aşamasının benzetimi yapılmıştır. Clarke dönüşümünün doğası gereği α ve β sinyallerinin birbirini 90° faz farkı ile takip ettiği bahsedilen her iki şekilde de görülmüştür. Yine α ve β sinyallerinin tepe noktalarına bakıldığında hızlanma esnasında tepe değerlerinin 4.6 A olduğu, sabit hız durumuna geçtiğinde ise tepe değerinin 2.66 A olduğu gözlemlenmiştir. Böylece her faz için akım değerlerinin herhangi bir kayba uğramadan dönüşümün gerçekleştirildiği söylenebilir.



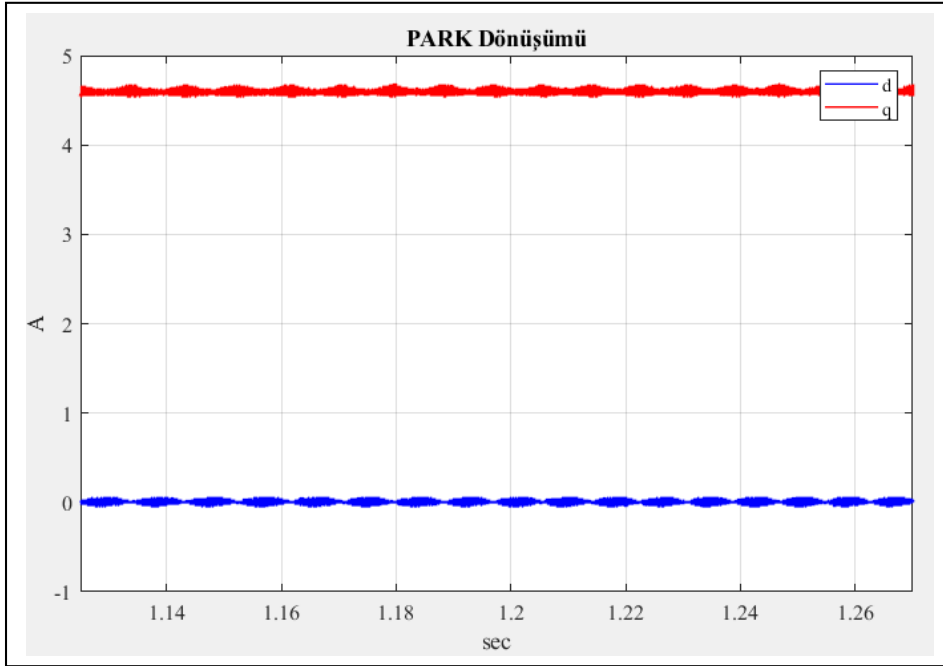
Şekil 5.4. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü



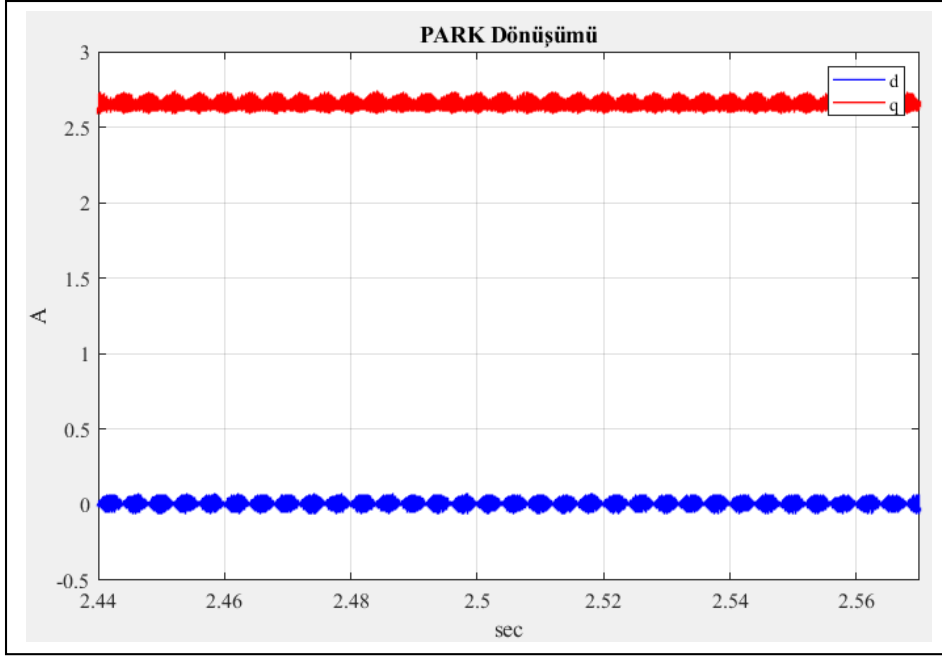
Şekil 5.5. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü

Şekil 5.6 ve şekil 5.7'de benzetimin 1.25'inci saniyesindeki (motor hızı = 1250 rpm) ve 2.5'inci saniyesindeki (motor hızı = 2500 rpm) α ve β akımlarına uygulanan Park

dönüşümünün dalga şekilleri verilmiştir. Park dönüşümü, vektör kontrolcüsü bloğunun içerisinde bulunan Park alt bloğunda α , β akımlarından ve rotor açısından (θ_r) faydalanılarak gerçekleştirilmektedir. Park dönüşümünün amacı daha önce de bahsedildiği gibi moment ve manyetik akı bileşenlerini zamanla değişmeyen bir biçimde temsil etmektir. Böylece alan yönlendirmeli kontrolün ikinci aşamasının da benzetimi yapılmıştır. d-q verileri elde edildikten sonra hız/moment kontrolcüsü bloğunun içerisinde bulunan akım kontrolcülerini ile istenilen referans değerleri ile ilişkilendirilerek vektör kontrolcüsü içerisinde gerekli olan çıkış α ve β değerleri üretilmiştir ve ardından bu değerler kullanılarak SVPWM bloğunda iki seviyeli VSI bloğu için gerekli olan anahtarlama sinyalleri oluşturulmuştur.



Şekil 5.6. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hızındaki Park dönüşümü



Şekil 5.7. Hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Park dönüşümü

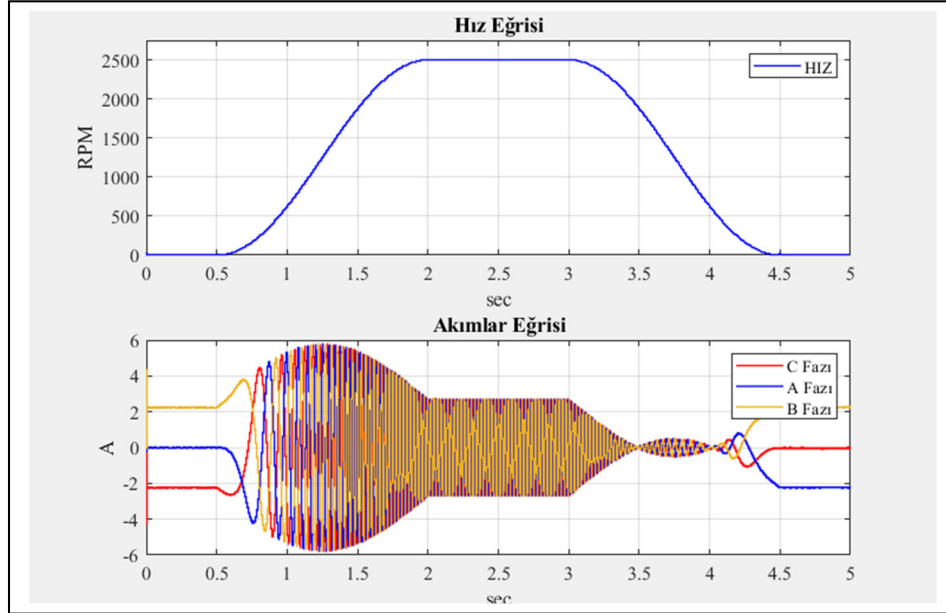
Şekil 5.8'de S eğrisi ile kalkınan PMSM'nin hız eğrisi ve stator akımları verilmiştir. Simülasyonda yörünge planı bloğunda S eğrisinin takip edileceği komutu uygulanmıştır. Tüm ölçümler ve hesaplamalar rampa eğrisinde yapıldığı gibi yapılmıştır.

Simülasyon başladıktan sonraki 0.5 saniye süresince motora herhangi bir hız komutu gönderilmemiştir. Daha sonra 1.5 saniye boyunca istenilen devir değerine ulaşması için s eğrisi komutu gönderilmiştir. Motor istenilen hıza ulaştıktan 1 saniye sonra ise yavaşlama s eğrisi uygulanmıştır ve motor durduktan sonraki 0.5 saniye boyunca pozisyonunu koruması istenmiştir.

Rampa fonksiyonunda olduğu gibi uygulanan S eğrisinin açısı değiştirilerek kalkınma süresi arttırılabilir veya azaltılabilir. Ayrıca hızlanma ve yavaşlama esnasında farklı açılarda S eğrileri kullanılarak motorun farklı sürelerde hızlanması veya yavaşlaması sağlanabilir.

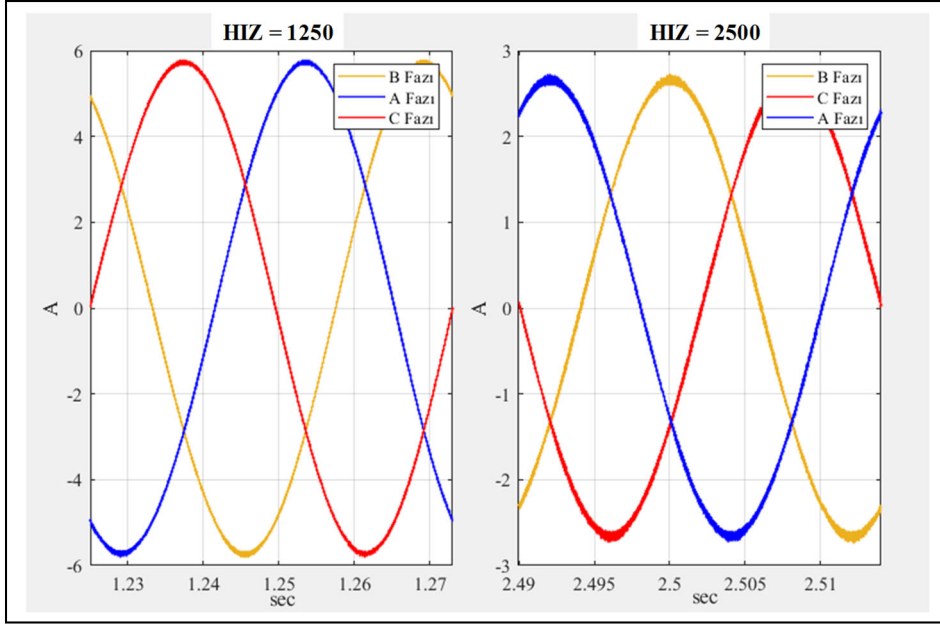
Şekil 5.8'deki stator akımlarına dikkat edildiğinde s eğrisinde herhangi bir kırılma bulunmadığından ani yükselmelerin oluşmadığı görülmektedir. Böylece motorun rampa eğrisinden farklı olarak sarsıntısız bir hızlanma/yavaşlama karakterine sahip olduğu söylenebilir. Bunun bir sonucu olarak anahtarlar üzerinde daha az stres oluşacağından

anahtarların daha az ısınacağını ve enerjinin daha verimli kullanıldığının yorumu yapılabilir.



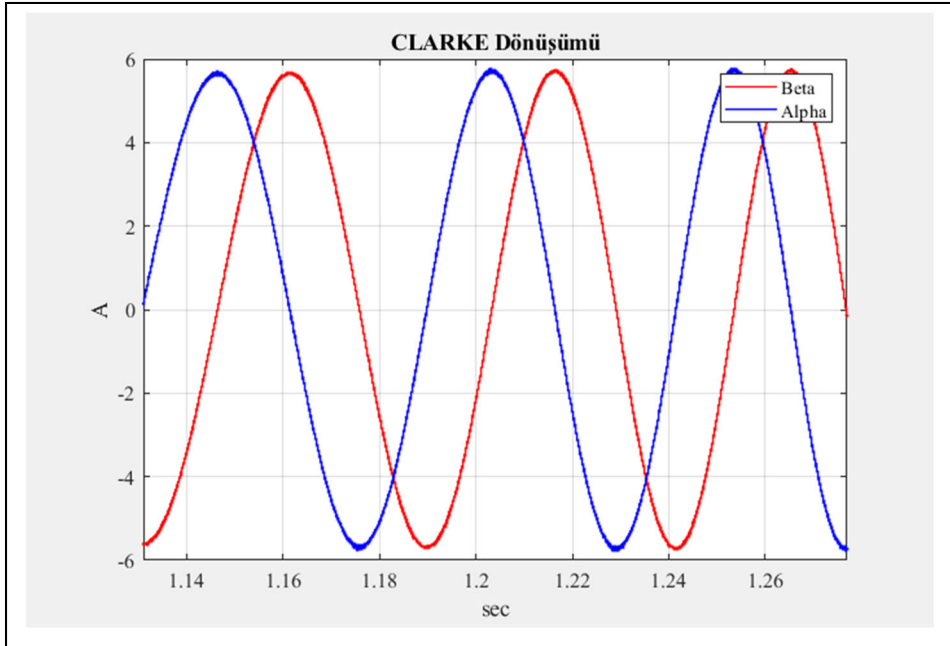
Şekil 5.8. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin hız değişimi ve stator akımları

Şekil 5.9'da S eğrisi ile kalkınan PMSM'nin belirli hız anlarındaki stator akımları verilmiştir. Başlangıçtan 1.25 saniye sonra motor hızı 1250 rpm ve 2.50 saniye sonra motor hızı 2500 rpm anlarındaki stator akımları seçilmiştir. Hızlanma esnasında stator akımlarının tepe değerinin 5.73 A olduğu, sabit hız durumuna geçtiğinde ise tepe değerinin 2.70 A olduğu gözlemlenmiştir. Rampa eğrisinde de görüldüğü gibi stator akımlarının oldukça düzgün sinüzoidal formda olduğu görülmektedir. Böylece yörünge planının hızlanma/yavaşlama profilinde oluşturduğu değişimin stator akımlarına karakteristik olarak herhangi bir etkide bulunmadığı görülmüştür.

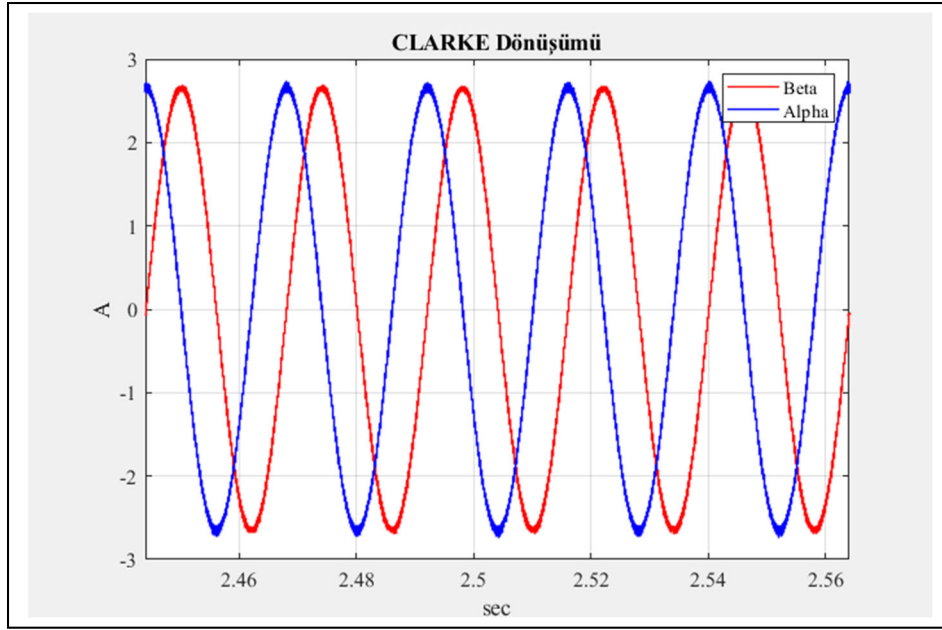


Şekil 5.9. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin belirli hız anlarındaki stator akımları

Şekil 5.10 ve şekil 5.11'de benzetimin 1.25'inci saniyesindeki (motor hızı=1250 rpm) ve 2.5'inci saniyesindeki (motor hızı=2500 rpm) stator akımlarına uygulanan Clarke dönüşümünün dalga şekilleri verilmiştir ve karakteristik olarak herhangi bir farklılık algılanmamıştır.

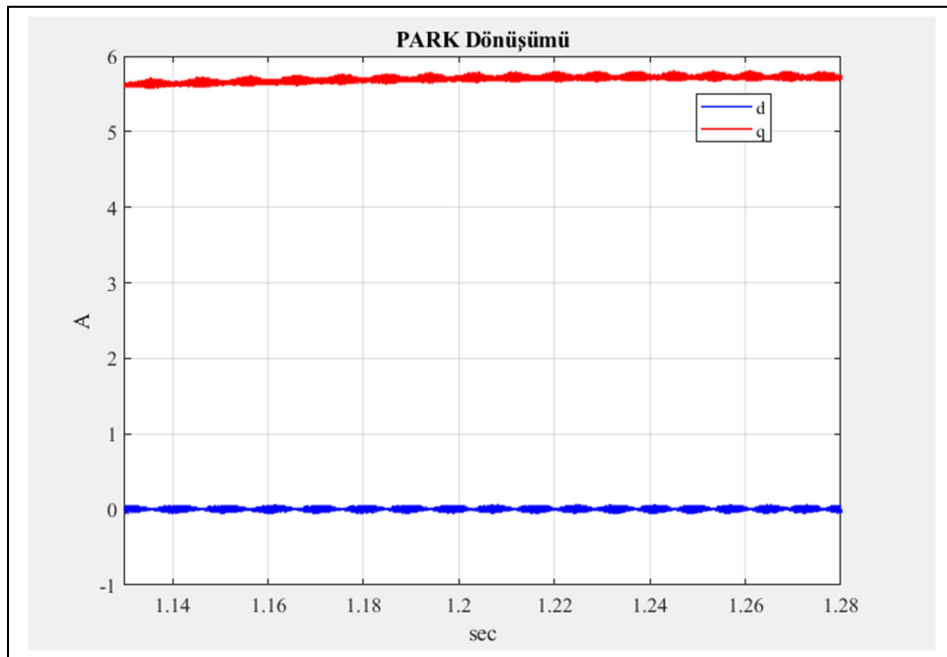


Şekil 5.10. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Clarkedönüşümü

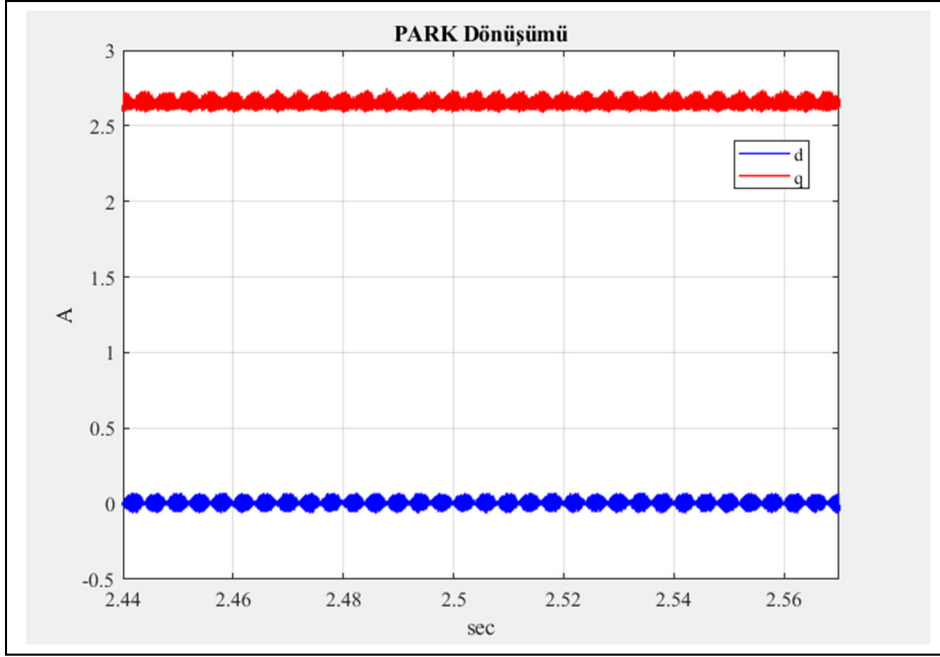


Şekil 5.11. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü

Şekil 5.12 ve şekil 5.13'de benzetimin 1.25'inci saniyesindeki (motor hızı = 1250 rpm) ve 2.5'inci saniyesindeki (motor hızı = 2500 rpm) α ve β akımlarına uygulanan Park dönüşümünün dalga şekilleri verilmiştir ve karakteristik olarak herhangi bir farklılık algılanmamıştır.



Şekil 5.12. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Park dönüşümü



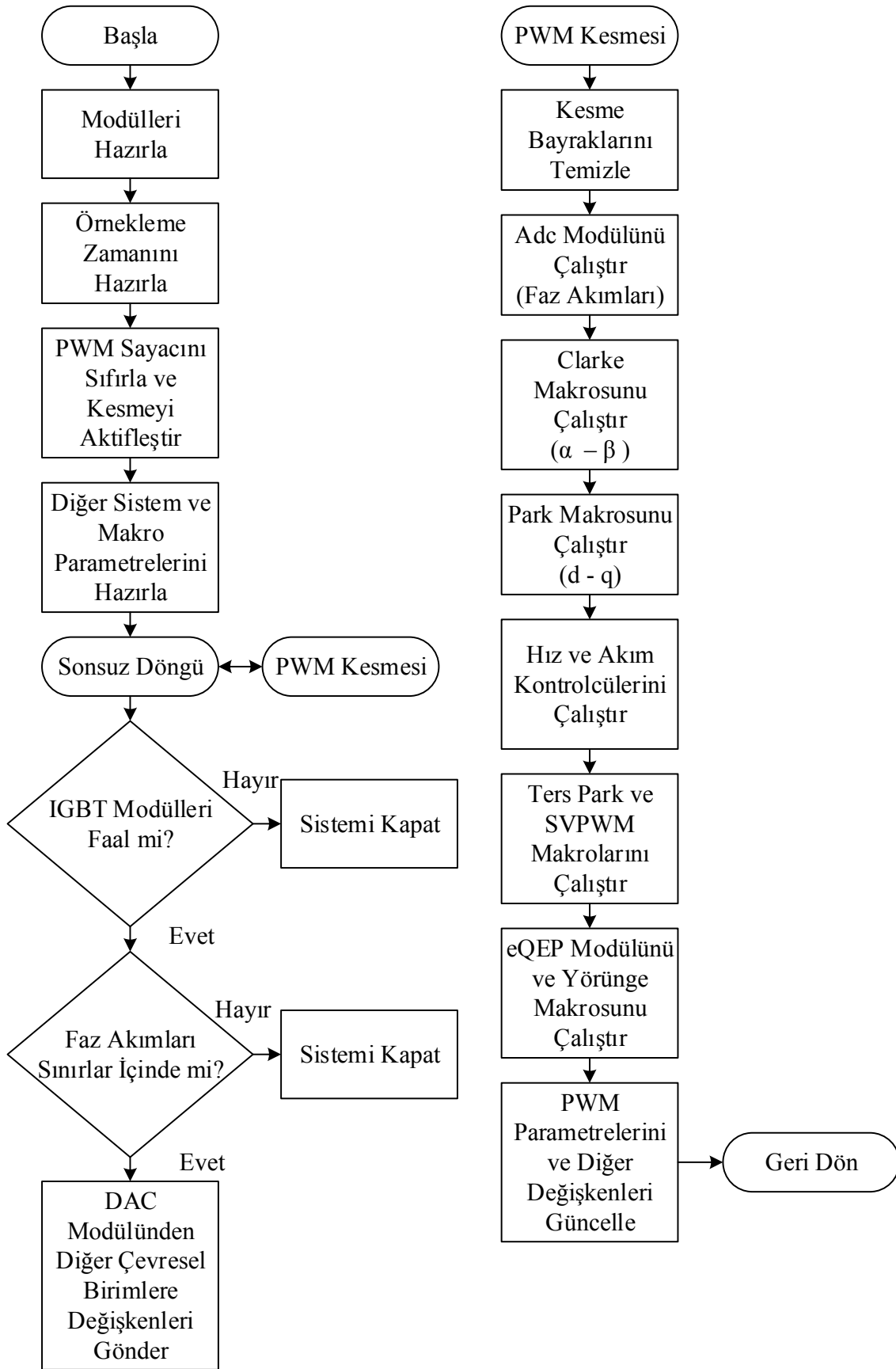
Şekil 5.13. Hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Park dönüşümü

5.2. Deneysel Çalışma

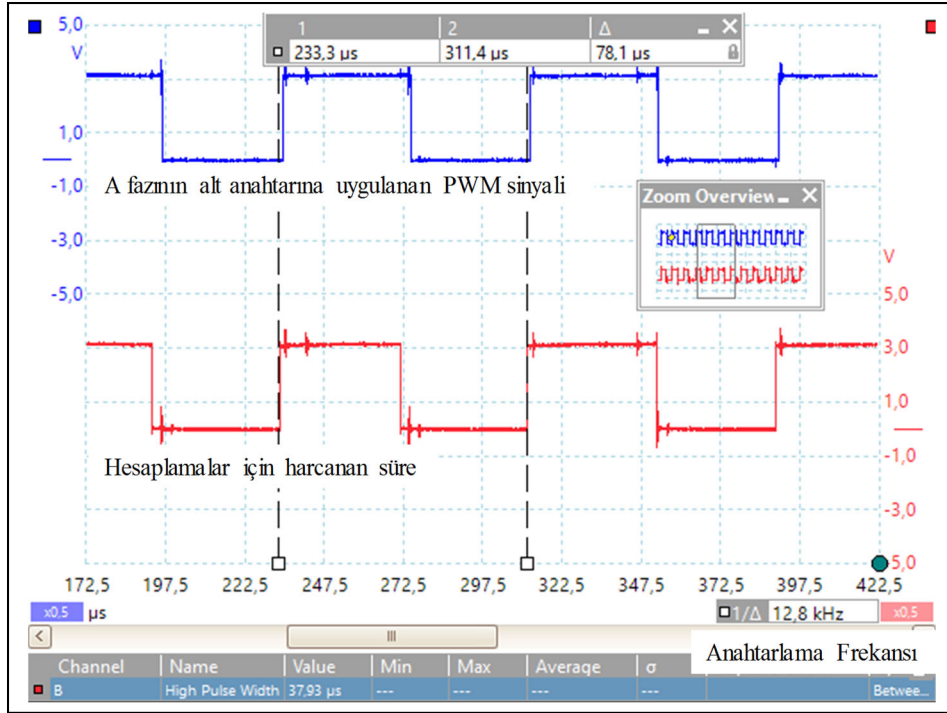
Gerçekleştirilen deneysel çalışmada hazırlanan gömülü sistemin akışı şekil 5.14'de verilmiştir. Sistem, kullanılacak olan MCU'nun gerekli kısımlarının (ADC, PWM, GPIO, vb.) hazırlanması ile başlatılmıştır. Ardından örnekleme zamanı 78,12 μ s olarak belirlenmiş ve bu zaman içerisinde PWM sinyalleri uygulanırken aynı anda da stator akımlarının ADC ile okunması sağlanmıştır. Gerçekleştirilen gömülü sistemde, kullanılan parametrelerin karmaşıklığını azaltmak, oluşturulan makrolar arasında gerçekleşecek olan etkileşimi kolaylaştırmak ve algoritmanın kontrolünü basitleştirmek amacıyla tüm değerler pu sisteme dönüştürülmüştür. Sonsuz döngüde ise IGBT modülleri ve ADC değerleri sürekli olarak kontrol edilmiş ve anormal bir durumla karşılaşıldığında oluşabilecek zararların engellenebilmesi için tüm sistem kapatılmıştır. Sistem sadece kontrol edilen tüm parametreler sınırlar içinde ise çalışır. Ayrıca diğer çevresel birimlere sistem parametreleri, DAC modülü üzerinden gönderilmiştir. PWM kesmesi içerisinde ise benzetimde oluşturulan bloklar arasındaki ilişkiye benzer bir akış ortaya konmuştur. İlk olarak kesme ile ilgili tüm bayraklar temizlenmiştir. Ardından ADC modülü ile faz akımları okunmuş ve Clarke makrosu çalıştırılarak α ve β verileri elde edilmiştir. Elde edilen $\alpha - \beta$ verileri Park makrosunda kullanılarak hız ve akım kontrolcüsünde kullanılacak olan d-q verileri hesaplanmıştır. Referans d-q akımları ile gerçek d-q akımları hız ve akım kontrolcüsünde

ilişkilendirilerek, ters Park ve SVPWM makrosunda iki seviyeli VSI için gerekli olan pwm sinyallerinin görev süresi hesaplanmıştır. Son olarak sıra ile QEP modülü ile motor pozisyonu okunmuş olup yörünge makrosunda anlık motor hızı ve uygulanması gereken motor hızı hesaplanarak ilgili tüm değişkenlerin değerleri güncellenmiştir. Tüm bu matematiksel hesaplamalar şekil 5.15’de gösterildiği gibi 37.93 μ s sürmektedir.

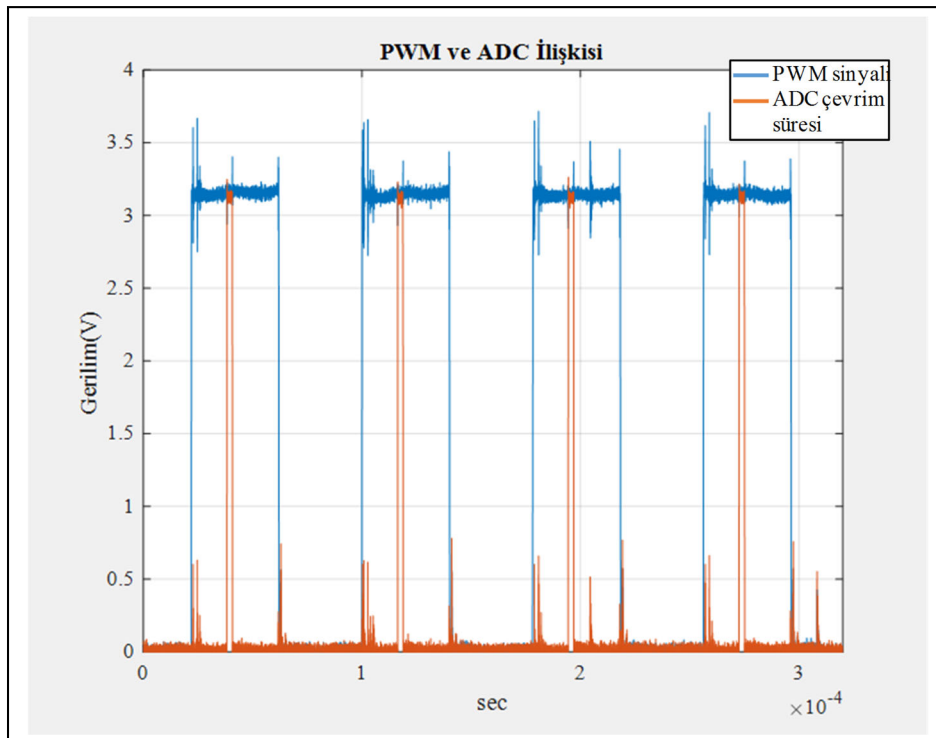
Şekil 5.16’da PWM ve ADC okuma işleminin ilişkisi verilmiştir. Şekilde PWM sinyalinin kırılma noktalarında oluşan gürültüler açıkça görülmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken önemli konu ise ADC modülü ile okunmak istenen stator akımlarıdır. Eğer PWM sayacının başladığı noktada ADC işlemi gerçekleştirilirse okuma işlemi anahtarlama gürültülerini de kapsayacak şekilde yapılır. Böylesine bir hata sistemin tamamen yanlış verilerle çalışmasına neden olur. Bu hatayı gidermek için, PWM sayacının görev süresinin ortasına denk gelen değerinde ADC işlemi gerçekleştirilir.



Şekil 5.14. Deneysel çalışmanın akış şeması



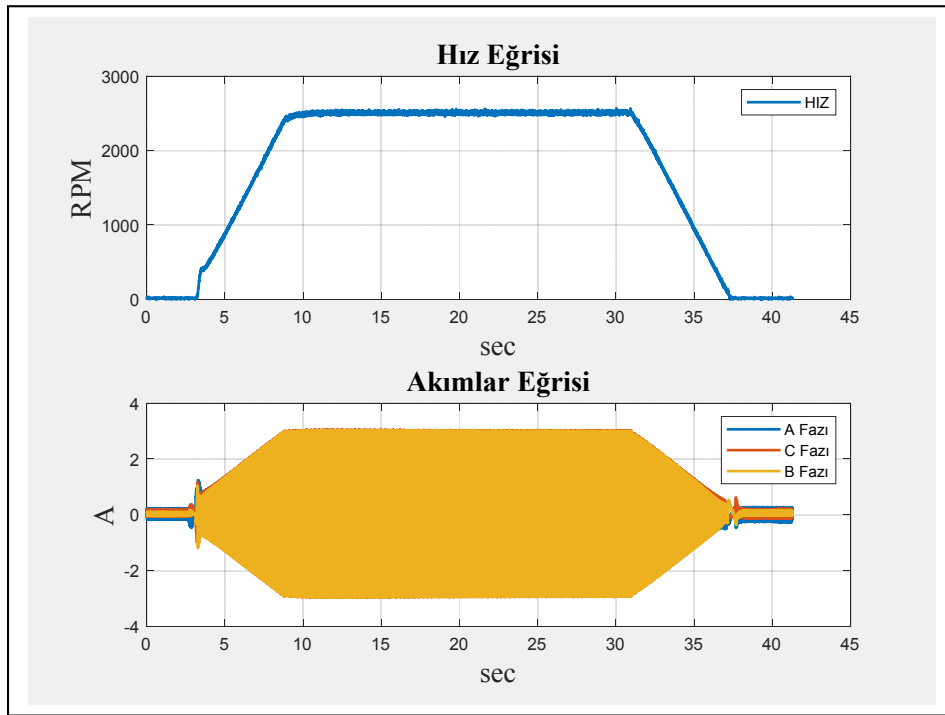
Şekil 5.15. Hesaplamalar boyunca harcanan süre



Şekil 5.16. PWM ve ADC çevrim süresi arasındaki ilişki

Şekil 5.17’de deneysel çalışmanın rampa eğrisi ile kalkınan PMSM’nin hız eğrisi ve stator akımları verilmiştir. Çalışma esnasında motor hız bilgisi MCU’nun QEP modülü alınan veriler ile eş. (36) ve eş. (37)’de verilen formüller kullanılarak yörünge makrosunda hesaplanmıştır.

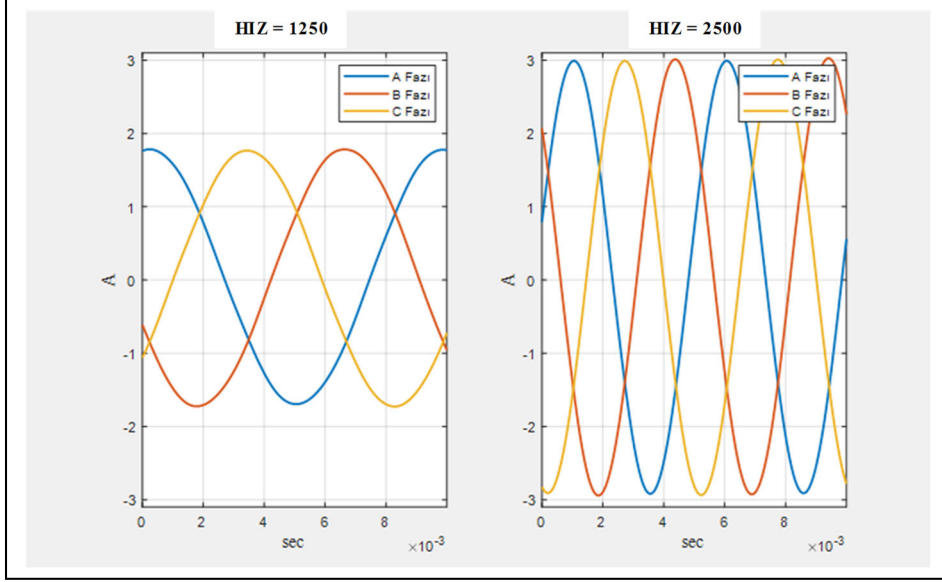
Sistem çalıştıktan sonraki yaklaşık 3 saniye süresince motora herhangi bir hız komutu gönderilmemiştir. Daha sonra 6 saniye boyunca istenilen devir değerine ulaşması için rampa komutu gönderilmiştir. Motor istenilen hıza ulaştıktan 30 saniye sonra ise yavaşlama rampası uygulanmıştır ve motor durduktan sonraki 3 saniye boyunca pozisyonunu koruması istenmiştir.



Şekil 5.17. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM’nin hız değişimi ve stator akımları

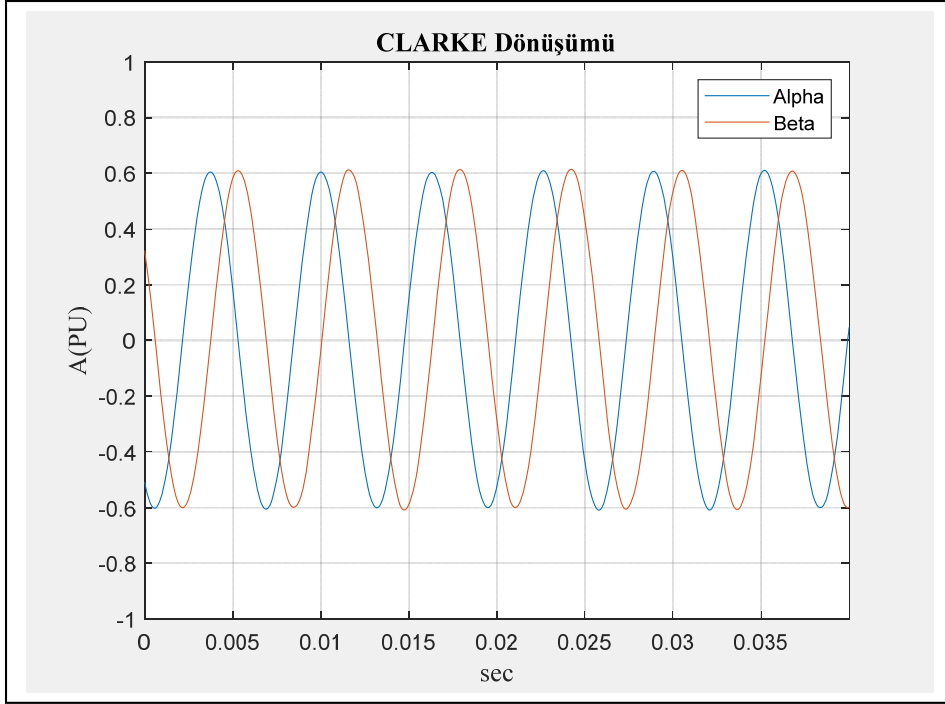
Şekil 5.18’de rampa eğrisi ile kalkınan PMSM’nin belirli hız anlarındaki stator akımları verilmiştir. Deneysel çalışmada elde algılanan stator akımları PWM-DAC modülü kullanılarak dış ortama aktarılmıştır. PU sistemde değişken değerlerinin üst sınırı 1.00 alt sınırı ise -1.00 olmasına karşılık bu veriler dış ortama aktarılırken gerçek değerlerine dönüştürülerek aktarılmıştır. Kırılma noktalarının haricinde başlangıçtan 5.91 saniye sonra motor hızı 1250 rpm ve 15 saniye sonra motor hızı 2500 rpm anlarındaki stator akımları seçilmiştir. Belirlenen bir hızlanma anında stator akımlarının tepe değerinin 1.76 A olduğu,

sabit hız durumuna geçtiğinde ise tepe değerinin 2.99 A olduğu gözlemlenmiştir ve stator akımlarının oldukça düzgün sinüzoidal formda olduğu gözlemlenmiştir.

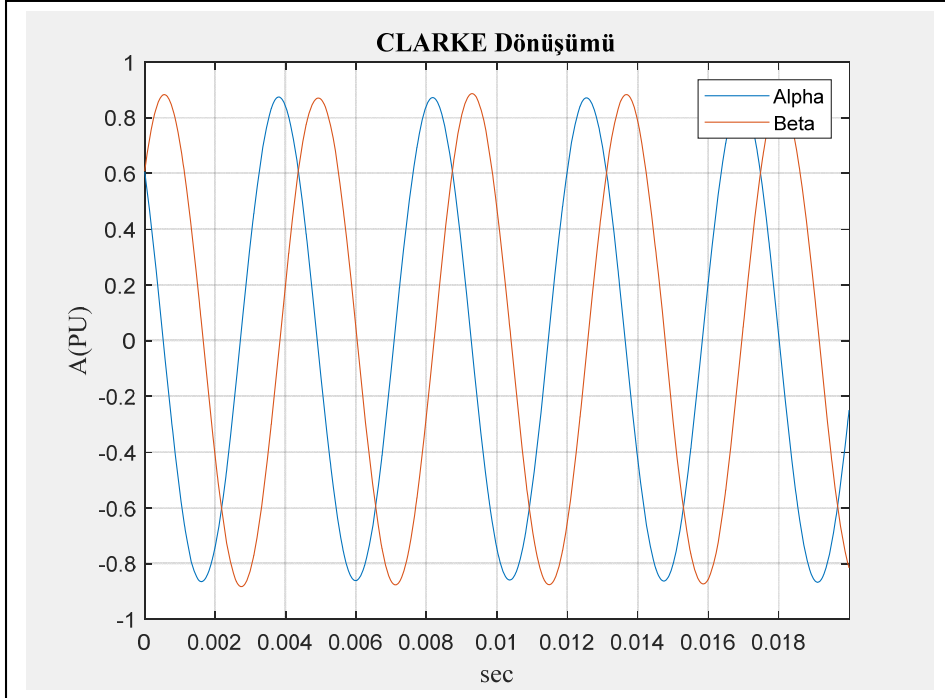


Şekil 5.18. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin belirli anlardaki stator akımları

Şekil 5.19 ve şekil 5.20'de gerçekleştirilen deneysel çalışmanın belirli anlarındaki stator akımlarına uygulanan Clarke dönüşümünün dalga şekilleri pu olarak verilmiştir. Clarke dönüşümü, PWM kesmesi içerisinde çağırılan Clarke makrosunda stator akımlarından faydalanarak gerçekleştirilmektedir. Böylece alan yönlendirmeli kontrolün ilk aşaması gerçekleştirilmiştir. Clarke dönüşümünün doğası gereği α ve β sinyallerinin birbirini 90° faz farkı ile takip ettiği bahsedilen her iki şekilde de görülmüştür.

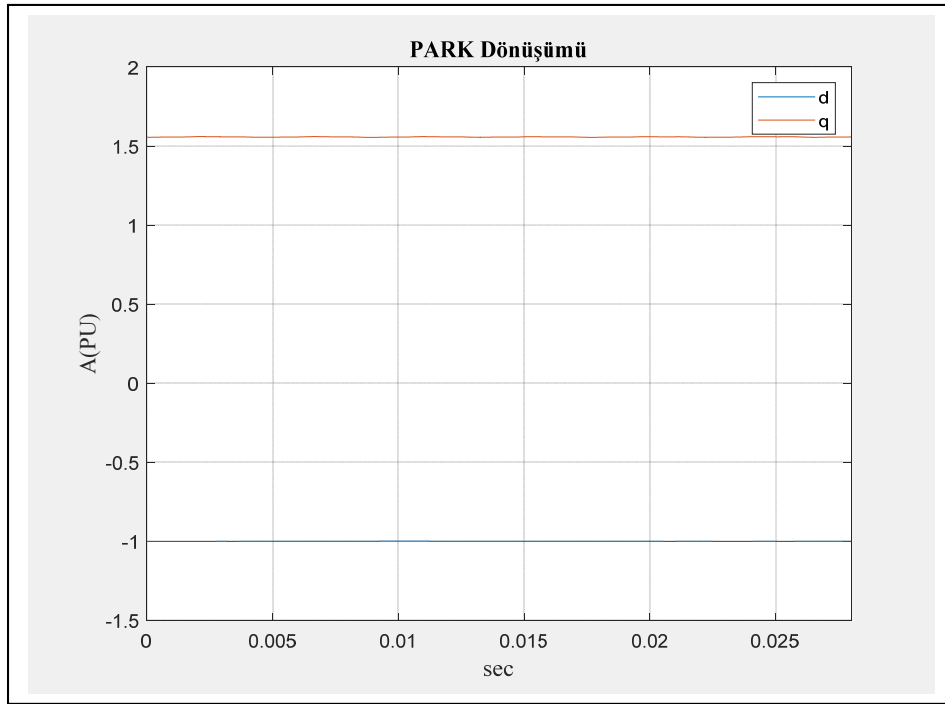


Şekil 5.19. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü



Şekil 5.20. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü

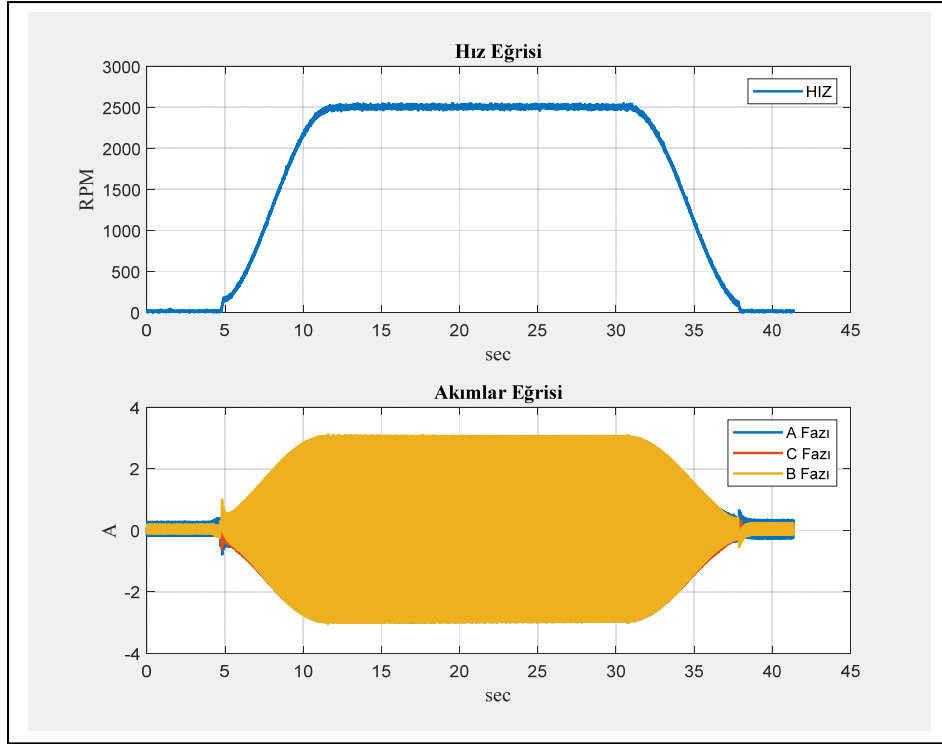
Şekil 5.21’de gerçekleştirilen çalışmanın belirlenen anındaki α ve β akımlarına uygulanan Park dönüşümünün dalga şekli verilmiştir. Park dönüşümü, PWM kesmesinin içerisinde çağrılan Park makrosu ile α , β akımlarından ve yörünge makrosunda hesaplanan rotor açısından (θ_r) faydalanılarak gerçekleştirilmektedir. Böylece alan yönlendirmeli kontrolün ikinci aşaması da gerçekleştirilmiştir. d-q değerleri güncellendikten sonra akım kontrolcülerini ile istenilen referans değerleri ile ilişkilendirilerek ters Park makrosu içerisinde gerekli olan çıkış α ve β değerleri üretilmiştir ve ardından bu değerler kullanılarak SVPWM makrosunda iki seviyeli VSI için gerekli olan anahtarlama sinyalleri oluşturulmuştur.



Şekil 5.21. Deneysel çalışmada hız yörüngesi rampa eğrisi olan PMSM’nin 2500 rpm hız anındaki Park dönüşümü

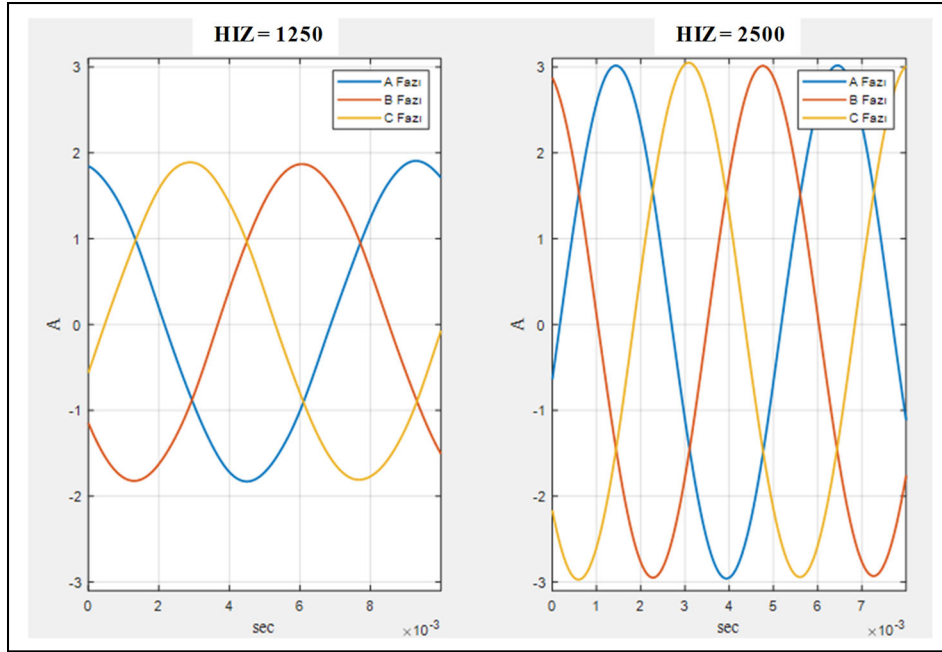
Şekil 5.22’de S eğrisi ile kalkınan PMSM’nin hız eğrisi ve stator akımları verilmiştir. Uygulamada yörünge makrosunda S eğrisinin takip edileceği komutu uygulanmıştır. Tüm ölçümler ve hesaplamalar rampa eğrisinde yapıldığı gibi yapılmıştır.

Sistem başladıktan sonraki yaklaşık 5 saniye süresince motora herhangi bir hız komutu gönderilmemiştir. Daha sonra 6 saniye boyunca istenilen devir değerine ulaşması için s eğrisi komutu gönderilmiştir. Motor istenilen hıza ulaştıktan yaklaşık 20 saniye sonra ise yavaşlama S eğrisi uygulanmıştır ve motor durduktan sonraki 3 saniye boyunca pozisyonunu koruması istenmiştir.

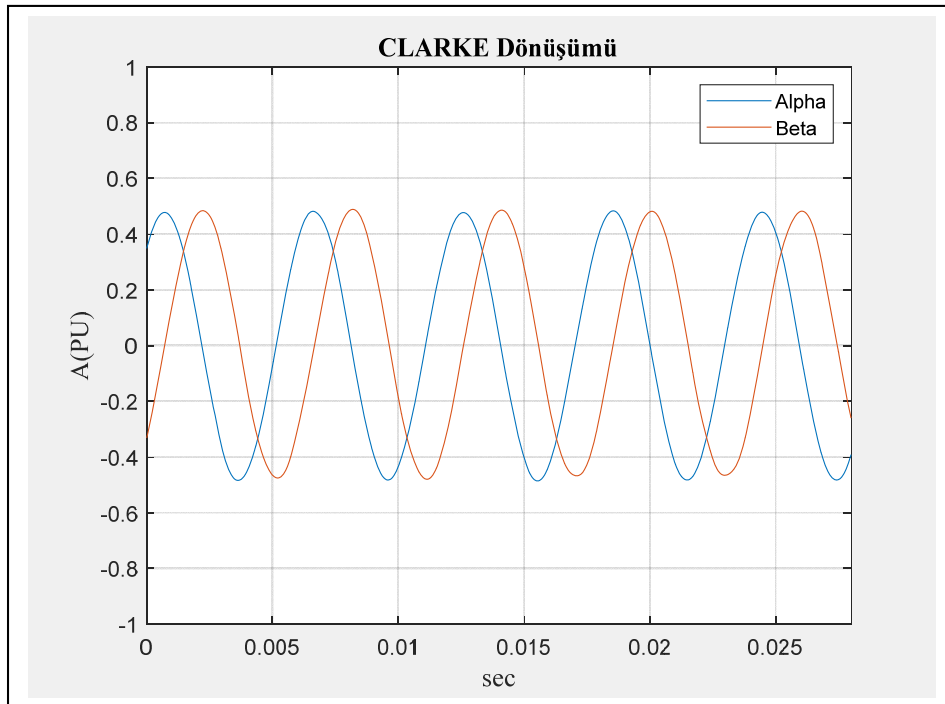


Şekil 5.22. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin hız değişimi ve stator akımları

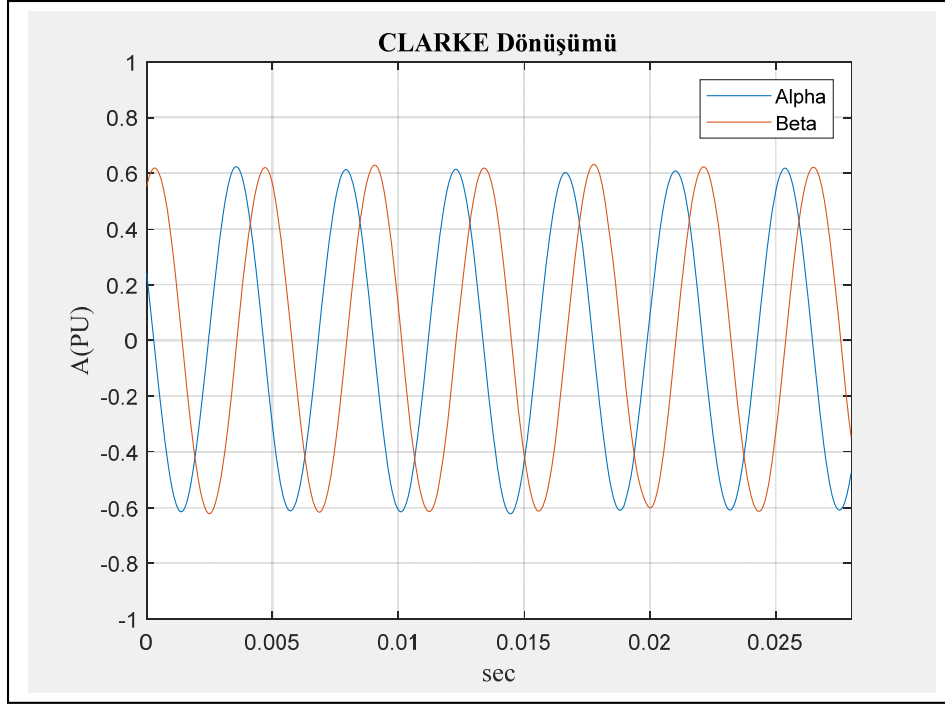
Şekil 23 – 26 da S eğrisi ile çalışan sistemin sırasıyla stator akımları, Clarke dönüşümü ve Park dönüşümü verilmiştir ve rampa eğrisinde olduğu gibi sistemin kararlı çalıştığı görülmüştür. Bu yüzden tekrar anlatıma ihtiyaç duyulmamıştır.



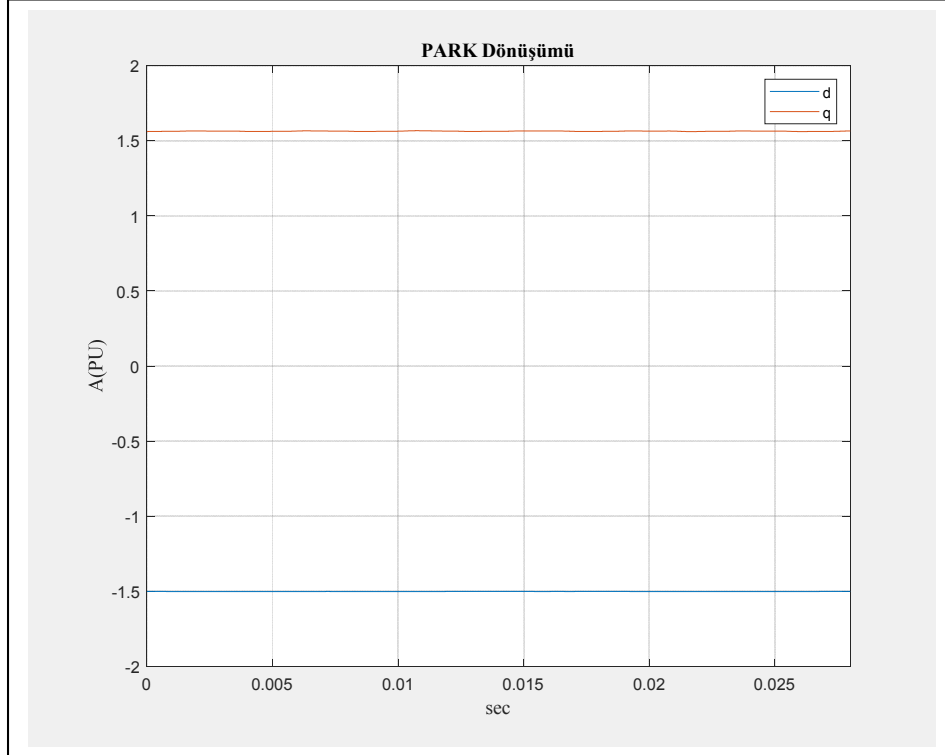
Şekil 5.23. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin belirli anlardaki stator akımları



Şekil 5.24. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 1250 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü



Şekil 5.25. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Clarke dönüşümü

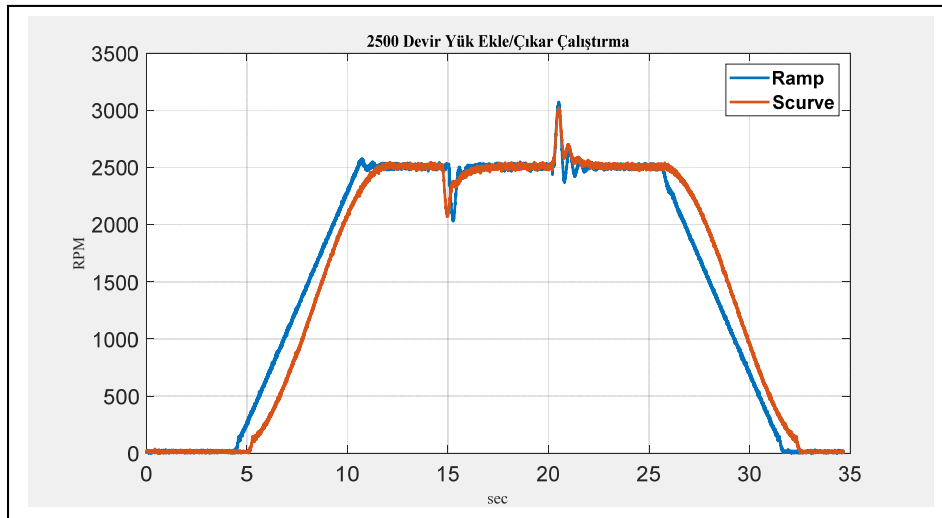


Şekil 5.26. Deneysel çalışmada hız yörüngesi S eğrisi olan PMSM'nin 2500 rpm hız anındaki Park dönüşümü

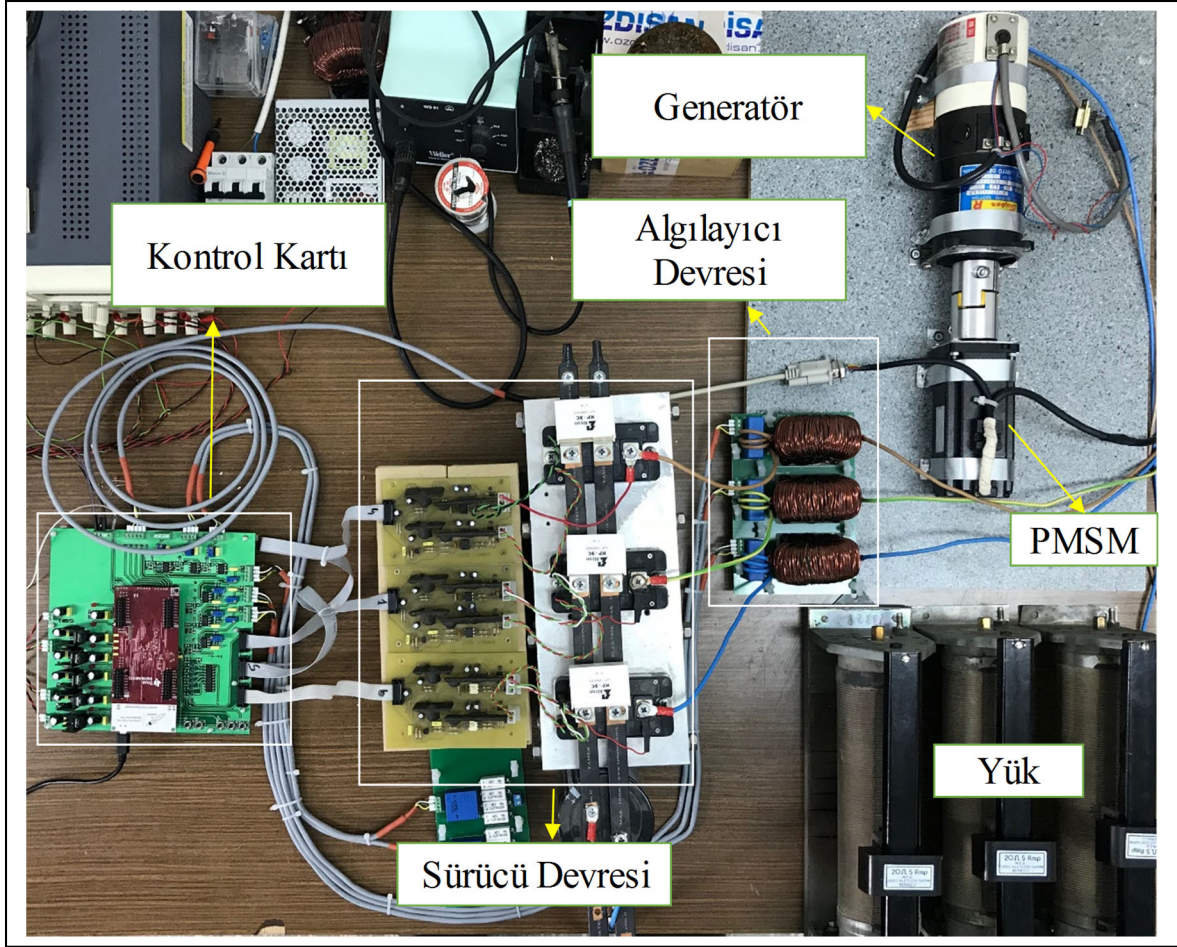
Şekil 5.27 ile rampa eğrisi ve S eğrisi ile hızlanma ve yavaşlama profilleri aynı çerçevede sunulmuştur. Ayrıca motor istenilen devir değerine ulaştığında yük uygulanarak ve yük çıkartılarak akım kontrolcülerinin tepkisi gösterilmiştir. Motora yük uygulandığında hızında anlık bir çökme oluşmuş ve kısa bir süre sonra bu hata akım kontrolcülerini tarafından giderilmiştir. Yine bir süre sonra uygulanan yük kaldırılarak aksi durumda akım kontrolcülerinin tepkisi izlenmiştir.

Resim 5.1.'de deneysel çalışma gösterilmiştir. Sistem genel anlamda 5 ana bölüme ayrılmıştır. Bunlar;

- 1- Kontrol kartı,
- 2- Sürücü devresi,
- 3- Algılayıcı devresi,
- 4-. PMSM,
- 5- Generatör ve yük olarak sıralanabilir.



Şekil 5.27. Farklı hız yörüngelerinde PMSM'ye Belirli Anlarda yük uygulanıp kaldırılması



Resim 5.1. Deneysel çalışma

6. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada elektrikli araçlarda, robotlarda ve endüstride yaygın olarak kullanılan motor çeşidi olan PMSM için yüksek performanslı bir denetleyici tasarlanmıştır. Tasarımın doğruluğu ve performansı önce benzetim ile test edilmiş sonrasında ise yine çalışmada tasarlanan sürücü üzerinde çalışan gömülü yazılım ile test edilmiştir.

Gömülü yazılımın çalışacağı mikrodenetleyici için gereklilik, hem yörünge planlamasında gerekli fonksiyonları gerçek zamanlı olarak üretebilmeli ve hem de alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirebilecek performansı sağlayabilmelidir. Bu gereklilik düşünülerek güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılmak üzere üretilmiş iki çekirdekli ilk işlemci olan TMS320F28379D işlemcisi seçilmiştir. Tez içeriğinde, PMSM'nin kontrol edilebilmesi için ortaya konulan farklı kontrol tekniklerine yer verilmiş olup matematiksel modeli ile tamamen uyum içerisinde çalışan alan yönlendirmeli kontrol yönteminin gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Alan yönlendirmeli kontrolün gerektirdiği karmaşık matematiksel hesaplamaların yüksek performans ile gerçekleştirilmesi ve bunun yanında diğer işlemlerin de kararlılıkla sürdürülebilmesi öngörülmüştür. Yüksek performans gerektiren trigonometrik işlemlerin fazla zaman almadan gerçekleştirilebilmesi seçilen yüksek performanslı çift çekirdekli mikrodenetleyici ile kolaylıkla gerçekleştirilmiştir.

Geçmişte genellikle rampa olarak adlandırılan hız profili yaygın olarak kullanılmakta iken bu yörünge'nin köşe oluşturması sonucunda mekanik sistemlerde vuruştuya sebep olduğu ve bileşenlerin ömründe azalmaya sebep olduğu bilinmektedir. Bunun ötesinde ise konfor sağlanmasına yönelik olumsuz bir durum da oluşturmaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol tekniği ile birlikte S eğrisi şeklinde bir hız profili oluşturularak hem konfor etkisi iyileştirilmiş ve hem de vuruştulu oluşmayacağı için mekanik bileşenlerin ömrü uzamış olacaktır. Kontrol yönteminin gerçekleştirilmesi ile birlikte kullanılabilecek farklı yörünge planları ile PMSM'nin bu yörüngelerde göstermiş olduğu performans sonuçları verilmiştir.

Üçüncü veya daha yüksek mertebeden yörüngelerin oluşturulmasına ilişkin ivme ve/veya jerk karakteristiklerinin süreksizlik durumlarının engellenmesine ilişkin çalışmalar ise gelecekte önerilebilecek çalışmalardır.

KAYNAKLAR

1. Wang, J., Steiber, J., and Surampudi, B. (2008, June). *Autonomous ground vehicle control system for high-speed and safe operation*. Paper presented at the 2008 American Control Conference Seattle.
2. Yu, H., Meier, K., Argyle, M., and Beard, R. W. (2015). Cooperative path planning for target tracking in urban environments using unmanned air and ground vehicles. *ASME Transactions on Mechatronics*, 20(2), 541-552.
3. Wang, H., and Liu, X. P. (2014). Adaptive shared control for a novel mobile assistive robot. *ASME Transactions on Mechatronics*, 19(6), 1725-1736.
4. Thrun, S., Montemerlo, M., Dahlkamp, H., Stavens, D., Aron, A., Diebel, J., and Lau, K. (2006). Stanley: The robot that won the DARPA Grand Challenge. *Journal of Field Robotics*, 23(9), 661-692.
5. Chu, K., Lee, M., and Sunwoo, M. (2012). Local path planning for off-road autonomous driving with avoidance of static obstacles. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 13(4), 1599-1616.
6. Boerlage, M., Tousain, R., and Steinbuch, M. (2004, June). *Jerk derivative feedforward control for motion systems*. Paper presented at the American Control Conference, Boston.
7. İnternet: AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications. (2013). [compiled by] Fouad Giri. ISBN: 978-1-118-33152-1
8. Zeraoulia, M., Benbouzid, M. E. H., and Diallo, D. (2006). Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(6), 1756-1764.
9. İnternet: Forsberg, O. (2016). *Evaluation of Hall-sensors for Motor Control in High Precision Applications for Aircraft*, URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.diva-portal.se%2Fsmash%2Fget%2Fdiva2%3A940345%2FFULLTEXT02.pdf&date=2019-01-02>, Son Erişim Tarihi: 17.12.2018.
10. Sakunthala, S., Kiranmayi, R., and Mandadi, P. N. (2017, August). *A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives*. Paper presented at the 2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing, Chennai, India.
11. İnternet: Freescale Semiconductor, Inc., 3-Phase PM synchronous Motor Torque Vector Control Using 56F805 *Designer Reference Manual DRM018/D* (2003) URL: <http://www.webcitation.org/query?url=https%3A%2F%2Fwww.nxp.com%2Fdocs%2Fen%2Freference-manual%2FDRM018.pdf&date=2019-01-02>, Son Erişim Tarihi: 17.12.2018.

12. Jeyabalan, R. (2015). *Evaluation of Microcontroller Architectures for PMSM Control*, Master of Science Thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden.
13. Bello, A., Kilishi, I. M., Bari, M. M., and Abubakar, U. (2014). Comparative review Of PMSM and BLDCM based on direct torque control method. *International Journal of Scientific and Technology Research*, 3(2), 195-199.
14. Lungoci, C. M., Georgescu, M., and Calin, M. D. (2012). *Electrical motor types for vehicle propulsion*. Paper presented at the Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 13th International Conference on Brasov, Romania.
15. Kohlrusz, G., and Fodor, D. (2011). Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors. *Hungarian Journal of Industry and Chemistry*, 39(2), 265-270.
16. Ocen, D. (2005). *Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor*, Master's Degree Project, Stockholm, Sweden.
17. Bida, V. M., Samokhvalov, D. V., and Al-Mahturi, F. S. (2018). *PMSM vector control techniques-A survey*. Paper presented at the Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, Moscow, Russia.
18. Strandt, A. R. (2013). *Comparison of Three Space Vector PWM Methods for a Three-Level Inverter with a Permanent Magnet Machine Load*, Master of Science, Marquette University Electrical and Computer Engineering, Milwaukee.
19. Chau, K. T. (2015). *Electric vehicle machines and drives: Design, analysis and application*. Hong Kong: John Wiley & Sons, 148-157.
20. Martínez, J. R. G., Reséndiz, J. R., Prado, M. Á. M., & Miguel, E. E. C. (2017, May). *Assessment of jerk performance s-curve and trapezoidal velocity profiles*. Paper presented at the Engineering Congress (CONIIN), Santiago de Queretaro, Mexico.
21. Lin, F. J., Shyu, K. K., and Lin, C. H. (2002). Incremental motion control of linear synchronous motor. *The Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 38(3), 1011-1022.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : HİSAR, Çağdaş
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 24.11.1987, Altındağ
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (507) 203 70 51
 e-mail : cagdas.hisar@gazi.edu.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi / Elektronik Mühendisliği	Devam ediyor
Lisans	Selçuk Üniversitesi / Elektronik Mühendisliği	2017
Lisans	Gazi Üniversitesi / Elektronik Eğitimi	2012
Lise	Çınarlı Teknik Lisesi	2005

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2011-Halen	Milli Savunma Bakanlığı	TPS Yazılımcısı

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

Sefa,İ., Hisar,Ç. (2018, 22-24 Kasım). *Development of a smooth traction control algorithm for an electric vehicle*. 3'rd International Symposium on Industrial Design & Engineering, Antalya – Türkiye.

Hobiler

Antropoloji, Photoshop, Gitar, Masa tenisi, Koşu



GAZİ GELECEKTİR..