



T.C.
EGE ÜNİVERSİTESİ
Fen Bilimleri Enstitüsü



SİNÜZOİDAL RELÜKTANS MOTORLARIN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

Yüksek Lisans Tezi

Mehmet Sergen ÇATAL

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

İzmir
2022

T.C.
EGE ÜNİVERSİTESİ
Fen Bilimleri Enstitüsü

SİNÜZOİDAL RELÜKTANS MOTORLARIN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

Mehmet Sergen ÇATAL

Danışman : Prof. Dr. Erkan MEŞE

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı

İzmir
2022

EGE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI

E.Ü. Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili hükümleri uyarınca Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum " **SİNÜZOİDAL RELÜKTANS MOTORLARIN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ** " başlıklı bu tezin kendi çalışmam olduğunu, sunduğum tüm sonuç, doküman, bilgi ve belgeleri bizzat ve bu tez çalışması kapsamında elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara atıf yaptığımı ve bunları kaynaklar listesinde usulüne uygun olarak verdiğimi, tez çalışması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını, bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya diğer bir üniversitede başka bir tez çalışması içinde sunmadığımı, bu tezin planlanmasından yazımına kadar bütün safhalarda bilimsel etik kurallarına uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul edeceğimi beyan ederim.

26/01/2022

Mehmet Sergen ÇATAL

ÖZET

SİNÜZOİDAL RELÜKTANS MOTORLARIN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

ÇATAL, Mehmet Sergen

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Erkan MEŞE

Ocak 2022, 95 sayfa

Bu tez çalışmasında Sinüzoidal Relüktans Motorun (SRM) uzay vektör modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM) ve vektör kontrol yöntemleri ile kontrolü üzerine çalışılmıştır. SRM'nin dinamik denklemleri incelenmiş; kontrol algoritması oluşturulmuş; motor kontrolünün benzetimi ve deneysel çalışmaları yapılmıştır. SRM statorunda iki farklı sargı seti içerir. Sargılardan birisi Doğru Akım (DA) alan sargısı, diğeri ise üç fazlı Alternatif Akım (AA) sargıdır. Rotorunda sargı veya sabit mıknatıs içermez ve bu özelliğinden dolayı sağlam bir yapıya sahiptir.

Elektrikli araçlarda, sahip olduğu yüksek güç yoğunluğu ve geniş hız aralığı gibi özelliklerden dolayı sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) tercih edilmektedir. SMSM'lerin içindeki mıknatıslar doğal mıknatıs değildir ve nadir elementler içerir. Ayrıca sabit mıknatıslara olan talep artışı da fiyatlarda dalgalılık oluşturmaktadır. Bu yüzden son yıllarda içerisinde sabit mıknatıs bulundurmayan motorlara ilgi artmıştır. SRM bu motor çeşitlerinden birisidir. Kontrolü ve dinamik denklemleri SMSM ile benzerlik göstermektedir. SRM'nin dinamik denklemlerinde SMSM'den farklı olarak DA sargılara ait ifadeler de bulunur. Tez kapsamında SRM'nin alan zayıflatma bölgesindeki matematiksel eşitlikleri, evirici ve motorun akım ve gerilim sınırları dikkate alınarak çıkarılmış ve benzetimi gerçekleştirilmiştir. Hem DA sargı akımı hem de d eksen akımı kontrol edilerek hava aralığındaki manyetik akı zayıflatılabilir. Ancak DA sargı akımını düşürmek momenti düşürdüğü için yük momentinin bilinmesi gerekir. Bu tezde sadece d eksen akımı kontrol edilerek alan zayıflatma bölgesinde kontrol yapılmıştır.

Anahtar Sözcükler: Sinüzoidal relüktans motor, alan yönlendirmeli kontrol, vektör kontrol, uzay vektör modülasyonu, alan zayıflatma bölgesi.

ABSTRACT**FIELD ORIENTED CONTROL OF SINUSOIDAL
RELUCTANCE MOTORS**

ÇATAL, Mehmet Sergen

MSc. in Electrical - Electronics Eng.

Supervisor: Prof. Dr. Erkan MEŞE

January 2022, 95 pages

In this thesis, the control of the Sinüzoidal Reluctance Motor (SRM) with space vector pulse width modulation (SVPWM) and vector control methods is studied. The dynamic equations of SRM are examined, a control algorithm is developed, and simulation and experimental motor control experiments are carried out. The SRM has two sets of windings on the stator as field and armature windings. On the rotor, there are no windings or permanent magnets, result in a simple and robust structure.

The permanent magnet synchronous motors (PMSM) are preferred in electric vehicles due to their high power density and wide speed range. The magnets inside PMSMs are not natural magnets and contain rare elements. In addition, the increase in demand for permanent magnets also creates fluctuations in prices. Therefore, interest in motors that do not contain permanent magnets has increased in recent years. SRM is one of these motor types and its control is similar to PMSM. The position of the SRM is determined by the encoder; the necessary voltage signals that create with control block which contains one speed and two torque loops is applied to the motor with SVPWM. To run the SRM at high speeds, the magnetic field in the air gap must be weakened. There is no study for the field weakening region in the literature for SRM. The mathematical equations in the field weakening region of the SRM are derived and simulated in this paper.

Key Words: Sinusoidal reluctance motor, field oriented control, vector control, space vector modulation, field weakening region.

ÖNSÖZ

Dünya nüfusundaki hızlı artış, beraberinde enerjiye olan ihtiyacı da artmaktadır. Günümüzde bu ihtiyaç çoğunlukla fosil yakıtlardan karşılanmaktadır. Hava ve kara araçları da enerji ihtiyaçlarının büyük bir kısmını fosil yakıtlardan karşılarlar. Bu araçların fosil yakıta olan bağımlılığını ortadan kaldırmak, atmosfere salınan karbon emisyonunu düşürmek ve gelecek nesillere yaşanabilir bir dünya bırakmak için elektrik araçlara olan ilgi son yıllarda artmıştır. Bu artışta batarya, motor ve yarı iletken teknolojilerindeki gelişmelerin de yeri büyüktür.

Sahip oldukları yüksek güç yoğunluğu, geniş hız aralığı ve sağlam yapıları nedeniyle sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) tercih edilmektedir. Ancak SMSM'ler içerisinde sabit mıknatıs bulundurmaz. Bu mıknatıslar doğal olmayan mıknatıslardır ve nadir elementlerin alaşımından oluşur. Elektrikli araçlarda kullanılan motorların mıknatısa alan bağımlılığını ortadan kaldırmak için mıknatıs bulundurmeyen motor çeşitlerine ilgi artmıştır. Bu tez çalışmasında kontrolü yapılan sinüzoidal relüktans motor (SRM) da bu motorlardan birisidir. SRM 'nin elektriksel denklemleri incelenmiş, kontrol algoritması oluşturulmuş, benzetim ve deneysel çalışmaları yapılmıştır. Ayrıca motorun yüksek hızlardaki çalışma koşulları için alan zayıflatma bölgesi denklemleri çıkarılmış ve benzetimi yapılmıştır. SRM'nin kontrolü üzerine yapılan bu çalışmanın elektrikli araçların geliştirilmesinde ülkeme ve tüm insanlığa faydalı olması dileklerimle.

İZMİR

26/01/2022

Mehmet Sergen ÇATAL

İÇİNDEKİLER

Sayfa

İÇ KAPAK	i
ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI	iii
ÖZET	v
ABSTRACT	vii
ÖNSÖZ	ix
1 GİRİŞ	1
1.1 Motivasyon	1
1.2 Organizasyon Planı	2
2 GENEL BİLGİLER	4
3 SİNÜZOİDAL RELÜKTANS MOTOR	7
3.1 12/10 ve 6/4 SRM Karşılaştırması ve 6/4 SRM Hedefleri	8
3.2 SRM Üç Faz Matematiksel Modeli	13
3.3 Eksen Dönüşümleri	15
3.3.1 Clarke Dönüşümü	15
3.3.2 Ters Clarke Dönüşümü	18
3.3.3 Vektör Rotator	18
3.3.4 Park Dönüşümü ve Ters Park Dönüşümü	19
3.3.5 Park Dönüşümü 1	20
3.3.6 Park Dönüşümü 2	21
3.3.7 Park Dönüşümü 3	22
3.4 SRM d-q Eksen Matematiksel Modeli	24

İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
4	KONTROL VE MODÜLASYON 28
4.1	Sinüzoidal Relüktans Motorun Kontrolü 28
4.1.1	Vektör Kontrol Yöntemi 28
4.1.2	DA sargı Akımının Kontrolü 30
4.2	Uzay Vektör PWM (SVPWM) 30
4.2.1	SVPWM Yöntem 1 34
4.2.2	SVPWM Yöntem 2 36
4.3	Rotorun Hız ve Açılış Tespiti 38
4.3.1	Artımlı Enkoder 40
4.3.2	Rotor Pozisyonun Belirlenmesi 40
4.3.3	Rotor Hızının Belirlenmesi 41
4.4	SRM'nin Alan Zayıflatma Bölgesindeki Kontrolü 42
5	ALGORİTMA VE YAZILIM 48
5.1	Faz Akımlarının Okunması 48
5.2	DA Bara Geriliminin Okunması 49
5.3	Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi 51
5.4	Rotor Hızının Belirlenmesi 52
5.5	DA Bara Kapasitörlerinin Enerjilendirilmesi 53
5.6	Rotor Pozisyonunun Hizalanması (Alignment) 56
5.7	Koruma Algoritmaları 57
5.7.1	Aşırı Akım Koruması 57
5.7.2	Kısa Devre Koruması 58
5.7.3	Yüksek Sıcaklık Koruması 58
5.7.4	Yüksek Gerilim Koruması 58

İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
5.8 SVPWM Algoritması	59
5.9 Sabit Moment Bölgesi Kontrol Algoritması	60
5.10 Alan Zayıflatma Bölgesi Kontrol Algoritması	61
5.11 Komut ve Fonksiyonların İşlem Süreleri	62
6 BENZETİM ÇALIŞMALARI	66
6.1 Sabit Moment Bölgesi	66
6.1.1 Hız ve Moment Grafikleri	66
6.1.2 Akım Grafikleri	67
6.1.3 Vektör Kontrol Bloğu Grafikleri	69
6.1.4 SVPWM Grafikleri	74
6.2 Sabit Güç Bölgesi(Alan Zayıflatma Bölgesi)	80
7 DENEYSEL ÇALIŞMALAR	82
8 SONUÇLAR	91
9 ÖNERİLER	92
KAYNAKLAR DİZİNİ	94
TEŞEKKÜR	95
ÖZGEÇMİŞ	96

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 Zhu et al. (2016)'da Önerilen Kontrol Yönteminin Şeması	5
3.1 6/4, 6/5, 6/7 ve 12/10 SRM topolojilerinin gösterimi	7
3.2 12/10 SRM'ye ait Endüktansların Değişimi	9
3.3 6/4 SRM'ye ait Endüktansların Değişimi	10
3.4 12/10 Halkalanan Akı Grafiği	10
3.5 12/10 Halkalanan Akı FFT Analizi	11
3.6 6/4 Halkalanan Akı Grafiği	12
3.7 6/4 Halkalanan Akı FFT Analizi	12
3.8 12/10 ve 6/4 SRM Elektromanyetik Moment Grafikleri	13
3.9 Tasarımı Önerilen 6/4 SRM Ön ve Arka Motor	13
3.10 Tasarımı Önerilen 6/4 SRM Yandan Görünümü	14
3.11 Tasarımı Önerilen 6/4 SRM Önden Görünümü	14
3.12 abc ve $\alpha - \beta$ Eksenlerinin Konumları	16
3.13 V_{abc} ve Clarke Dönüşümü Sonucu Oluşan $V_{\alpha\beta 0}$	17
3.14 abc, $\alpha - \beta$ ve d-q Eksenleri	18
3.15 Clarke Dönüşümü, Vektör Rotator ve Park Dönüşümü İlişkisi	19
3.16 Park Dönüşümü 1 Eksenlerin Konumları	20
3.17 Park Dönüşümü 1 d-q Eksen Çıktıları	21
3.18 Park Dönüşümü 2 Eksenlerin Konumları	22
3.19 Park Dönüşümü 2 d-q Eksen Çıktıları	23
3.20 Park Dönüşümü 3 Eksenlerin Konumları	23

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

Şekil	Sayfa
3.21 Park Dönüşümü 3 d-q Eksen Çıktıları	24
4.1 SRM Kontrol Şeması	29
4.2 Eviricide Anahtarların Farklı Komutlarında Oluşan Voltaj Vektör- leri (Kim (2017))	31
4.3 Voltaj Vektörlerinin Anahtar Konumlarına Göre Genlik ve Açısı (Kim (2017))	32
4.4 Gerilim Vektörü ve Sektörler (Kim (2017))	33
4.5 S_1 , S_3 ve S_5 Anahtarının Kapı Sinyalleri	39
4.6 S_1 , S_3 ve S_5 Anahtarının Kapı Sinyallerinin Geniş Zaman Aralığın- daki Görüntüsü	39
4.7 SRM Akım ve Gerilim Sınırları (Catal et al. (2021))	44
4.8 Voltaj Çemberinin Merkezi Akım Çemberinin Dışında Olması Durumunda Optimal Akım Vektörü (Catal et al. (2021))	45
4.9 Voltaj Çemberinin Merkezi Akım Çemberinin İçinde Olması Duru- munda Optimal Akım Vektörü (Catal et al. (2021))	46
4.10 Farklı Uyarma Akımlarında SRM Moment Hız Grafiği	46
4.11 Alan Zayıflatma Bölgesi Kontrol Şeması	47
5.1 STEVAL-IPM30B Kartı DA Bara Gerilim Bölücü Devresi	50
5.2 20 kW Evirici DA Bara Gerilim Bölücü Devresi	50
5.3 Rotorun Elektriksel Açısı Hesap Algoritması	52
5.4 TIM3 CNT Registerı Yukarı Sayarken	53
5.5 TIM3 CNT Registerı Aşağı Sayarken	53
5.6 TIM2 10 ms'lik Kesme Algoritması	54
5.7 TIM3 Enkoder Kesme Algoritması	54

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

Şekil	Sayfa
5.8 20 kW Evirici Kartı Şarj Rölesi	55
5.9 20 kW Evirici Kartı Ana Röle	55
5.10 Başlangıç ve DA Bara Kapasitörlerinin Enerjilendirilmesi Algortiması	56
5.11 Rotor Hizalama Algoritması	57
5.12 2.5 kW Evirici Kartı Sıcaklık Sensörü Çıkış Voltajı - Sıcaklık	59
5.13 SVPWM Kontrol Algoritması	60
5.14 SRM Sabit Moment Bölgesi Kontrol Algoritması	61
5.15 SRM Genel Kontrol Algoritması	62
5.16 SRM Alan Zayıflatma Bölgesi Kontrol Algoritması	63
5.17 SVPWM Hesap Algoritmaları	65
6.1 MATLAB/Simulink Benzetim Düzenegi	66
6.2 Referans Hız ve Ölçülen Hız Grafiği	67
6.3 Motorun Ürettiği Moment ve Yük Momenti Grafikleri	68
6.4 A, B ve C Fazı Akım Grafikleri	69
6.5 A Fazı Akımı ve Geçiş Durumları	69
6.6 d-q Eksenı Akımları ve DA sargı Akımı	70
6.7 d Eksenı Akımı, Referans d Eksenı Akımı ve Akım Hatası	71
6.8 q Eksenı Akımı, Referans q Eksenı Akımı ve Akım Hatası	71
6.9 Referans ve Ölçülen DA Sargı Akımı	72
6.10 d ve q Eksenı Gerilim Komutları	72
6.11 A, B ve C Fazı Gerilim Komutları	73
6.12 A Fazı Gerilim Komutu ve Geçiş Durumu	73
6.13 $\alpha - \beta$ Eksen Takımı Gerilimleri - 1	74
6.14 $\alpha - \beta$ Eksen Takımı Gerilimleri - 2	75

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

Şekil	Sayfa
6.15 DA Bara Gerilimi ve Gerilim Vektörünün Genliği	75
6.16 Gerilim Vektörünün Açısı ve Sektör Grafiği	76
6.17 Voltaj Vektörlerinin Uygulanma Süresi	76
6.18 A, B ve C Fazlarına ait Modülasyon Sinyalleri	77
6.19 Anahtar Sinyallerinin Oluşturulması	78
6.20 Evirici Üst Kol Anahtarlarının Sinyalleri	79
6.21 Evirici Alt Kol Anahtarlarının Sinyalleri	79
6.22 Alan Zayıflatma Bölgesi Referans Hız ve Ölçülen Hız Grafiği (Catal et al. (2021))	80
6.23 Alan Zayıflatma Bölgesi Yük Momenti ve Motorun Ürettiği Mo- ment (Catal et al. (2021))	81
6.24 Alan Zayıflatma Bölgesi d-q Akımları ve DA sargı Akımı (Catal et al. (2021))	81
7.1 Deney Düzenegi	82
7.2 Motoru Yükleme için Kullanılan Fren	83
7.3 Doğrultucu, Evirci ve İşlemci Kartı	84
7.4 Referans Hız ve Ölçülen Hız Grafiği	85
7.5 Rotor Açısının Hizalanması sırasında A, B, C Fazı Akımları	85
7.6 Evirici Kartı DA Bara Gerilimi	86
7.7 Rotor Mekanik Açısı	86
7.8 Rotor Elektriksel Açısı	87
7.9 Yüksüz Durumda Motorun Kalkış Anındaki A, B, C Fazı Akımları	87
7.10 Yüksüz Durumda 500 d/d'da Motorun A, B, C Fazı Akımları	88
7.11 Yüklü Durumda 500 d/d'da Motorun A, B, C Fazı Akımları	88

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
7.12 Motorun DA Sargı Akımı	89
7.13 Motorun AA Sargı D Eksenî Akımı	89
7.14 Motorun AA Sargı Q Eksenî Akımı	90



ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
4.1 Vektör Açısı ve Ait Olduğu Sektör	34
4.2 Yöntem 1 Sektörlere Göre Anahtarlama Süreleri	35
4.3 Sektörlere Göre Voltaj Vektörlerinin Uygulanma Süreleri	37
4.4 Yöntem 2 Sektörlere Göre Anahtarlama Süreleri	38
4.5 12/10 SRM ve Evirici Parametreleri.	43
5.1 math.h Kütüphanesi Fonksiyonları ve Döndürdüğü Veri Türleri . .	64
5.2 Kullanılan Fonksiyonlar ve Değişken Türüne Göre İşlem Süreleri . .	64
5.3 Farklı SVPWM Yöntemleri ve Değişken Türüne Göre İşlem Süreleri	65

1 GİRİŞ

1.1 Motivasyon

İklim değışikliği, enerji kaynaklarının verimli kullanılması ve çevre kirliliği konuları üzerine yapılan çalışmalar son yıllarda artış göstermiştir. Bu artışın en önemli nedeni çevre kirliliğinin artan insan popölasyonuna bağı artış ve fosil yakıtlara olan talebin artmasıdır. Çevre kirliliği, artan karbon emisyonu, petrol ve petrol türevi ürünlerin kullanımının artışı da iklim değışikliğine neden olmaktadır. Bu olumsuz tablonun önüne geçmek ve dünyayı gelecek nesiller adına daha yaşanabilir bir hale dönüştürmek insanların elindedir. Bu amaçla bilim insanları yenilenebilir enerji kaynakları ve temiz enerji ile çalışan ürünler üzerine çalışmalar yapmaktadır.

Petrol ürünlerinin çok kullanıldığı yerlerden biri de arabalardır. Karbon emisyonunun her ne kadar artan teknolojik gelişmelerle önüne geçilmeye çalışılsa da nüfus yoğunluğunun çok olduğu bölgelerde hava kirliliği önemli bir sorundur. Hatta bazı bölgelerde araç kullanımı saatler ile sınırlandırılmıştır. Hava kirliliğini azaltmak ve enerji kaynaklarını daha verimli kullanmak adına hibrit/elektrikli arabalara olan ilgi artmıştır. Aslında elektrik motorları araçlar için yeni bir çözüm değildir. 20. yüzyıl başlarında buharlı, elektrikli ve içten yanmalı araçlar tasarlanmıştır. Ucuz petrol kaynaklarının bulunması ve içten yanmalı motorların gelişmesi, ayrıca batarya kapasitelerinin düşük olması gibi nedenlerden dolayı içten yanmalı motorlar sektörün hakimi olmuştur. Ancak artan hava kirliliğinin önüne geçmek, karbon salınımını azaltmak ve içten yanmalı motorlara alternatif oluşturmak için elektrik motorları tekrar gündeme gelmiştir. Batarya teknolojisi ve yarı iletken teknolojisindeki artış, mikroişlemci ve motor kontrolü uygulamaları üzerindeki çalışmalar elektrik motorlarının kullanımını daha kolay hale getirmiştir.

SMSM'ler sahip oldukları yüksek güç yoğunluğu ve geniş hız aralığında çalışabilme kabiliyetlerinden dolayı elektrikli araçlarda yaygın kullanılmaktadır. SMSM'ler yapılarında sabit mıknatıs bulundurur ve bu mıknatıslar nadir bulunan elementlerin bir alaşımıdır. Bu elementlerin sınırlı bölgelerde çıkması ve piyasadaki taleplerden dolayı sabit mıknatıs fiyatları yüksek ve değışkendir. Bu nedenle motorlardaki mıknatıs oranını düşürmek veya tamamen ortadan

kaldırmak için çalışmalar yapılmıştır. SRM de içerisinde hiç mıknatıs bulundurmeyen bir motordur. Bu tezde de 12/10 kombinasyonuna sahip bir SRM'nin kontrolüne ait benzetim ve deneysel çalışmalar yapılmıştır.

1.2 Organizasyon Planı

Bu tez giriş bölümü dahil toplam dokuz bölümden oluşmaktadır. İlk bölümde "*GİRİŞ*" başlığı altında tezin motivasyonu ve organizasyon planı açıklanmıştır. İkinci bölüm olan "*GENEL BİLGİLER*" bölümünde SRM hakkında literatür taraması yapılmıştır. Daha önce yapılmış SRM tasarımı, getirdiği yenilikler ve kontrol yöntemleri hakkında literatürde yer alan bilimsel çalışmalar paylaşılmıştır.

Üçüncü bölümde "*SİNÜZOİDAL RELÜKTANS MOTOR*" başlığı altında SRM'nin yapısal ve elektriksel özellikleri anlatılmış, 12/10 ve 6/4 topolojilerinin karşılaştırılması yapılmıştır. Motorun üç faz matematiksel motoru paylaşılmıştır. Gerilim denklemlerini d-q eksen takımında ifade etmek için gerekli eksen dönüşümleri anlatılmıştır. Son olarak SRM'nin dinamik denklemleri d-q eksen takımında ifade edilmiştir.

Dördüncü bölüm "*KONTROL VE MODÜLASYON*" başlıklı bölümdür. SRM'nin kontrolü için kullanılacak olan SVPWM yöntemi ve vektör kontrol yöntemi anlatılmıştır. İki farklı SVPWM hesap yöntemi formülleriyle açıklanmıştır. SRM'nin DA sargı kontrol yöntemi ile rotor açısı ve hızının ölçülmesi için artımlı enkoderin nasıl kullanıldığı anlatılmıştır. Ayrıca motorun alan zayıflatma bölgesi için dinamik denklemler, evirici akım ve gerilim sınırları kullanılarak gerekli akım formülleri çıkarılmıştır. Motorun çalışma bölgesi analiz edilmiştir.

Beşinci bölüm olan "*ALGORİTMA VE YAZILIM*" bölümünde SRM'nin deneysel çalışmalarını yapabilmek için SVPWM, vektör kontrol, açı ve hız tespiti, DA bara geriliminin okunması gibi başlıklar altında STM32F4 Discovery kartı için geliştirilen algoritmalar paylaşılmıştır. Ayrıca motoru, eviriciyi ve işlemciyi korumak için gerekli koruma algoritmaları verilmiştir.

Altıncı bölümde "*SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI*" başlığı adı altında motorun sabit moment bölgesi ve alan zayıflatma bölgesindeki kontrol benzetimleri MATLAB/Simulink ortamında yapılmış ve sonuçları paylaşılmıştır.

Yedinci bölümde SRM'nin geliştirilen kontrol algoritmasıyla, sabit moment bölgesindeki kontrolüne ait deneysel sonuçlar "*DENEYSEL SONUÇLAR*" başlığı altında paylaşılmıştır. Sekizinci bölümde tezin sonuçları, dokuzuncu bölümde de öneriler yer almaktadır.



2 GENEL BİLGİLER

Literatürdeki çalışmalarda Sinüzoidal Relüktans Motor (Sinusoidal Reluctance Motor, SRM) veya Değişken Akılı Relüktans Motor (Variable Flux Reluctance Motor, VFRM) olarak isimlendirilmektedir. Bu tezde Sinüzoidal Relüktans Motor olarak SRM kısaltmasıyla kullanılmıştır.

Elektrikli araçlara olan ilginin gün geçtikçe artmasıyla hibrit ve tamamen elektrikli araç üretimi artmıştır. Bu durum da beraberinde bu araçlarda kullanılan elektrik motorlarına olan talebi arttırmıştır. Araba üreticileri araçlarında genellikle içerisinde sabit mıknatıs bulunduran elektrik motorlarını tercih etmektedir. Bu araçlara bir kaç örnek olarak Honda Accord hybrid, Toyota Prius, Chevy Volt, Chevy Spark Electric ve Nissan Leaf verilebilir. Ancak hem artan talep hem de ham madde sıkıntısından dolayı sabit mıknatıs fiyatlarında dalgalanmalar olmaktadır. Maliyetleri azaltmak ve motorların sabit mıknatıslara olan bağıllığını azaltmak için mıknatıs oranı düşürülmüş veya tamamen mıknatıssız olan motorlara olan ilgi artmıştır. Bu amaçla 55kW max güce ve 2800 d/d nominal hıza sahip bir SRM tasarımı yapılmıştır. Bu çalışmada motor verimi, AA kayıplar, demir kayıpları hakkında analiz yapılmış; güç yoğunluğu ve makine performansı hakkındaki veriler paylaşılmıştır (Raminosoa et al. (2016)). SRM tasarımı, Walker et al. (2015)'de paylaşılan ve Amerika Birleşik Devletleri Enerji Bakanlığı tarafından "Freedom Car 2020 Hedefleri" başlığı altında belirlenen kriterler dikkate alınarak yapılmıştır. Bu kriterler bir elektrikli araç motorunun sahip olması istenen verim, güç, hız aralığı, moment dalgalılığı ve sıcaklık verilerinden oluşmaktadır.

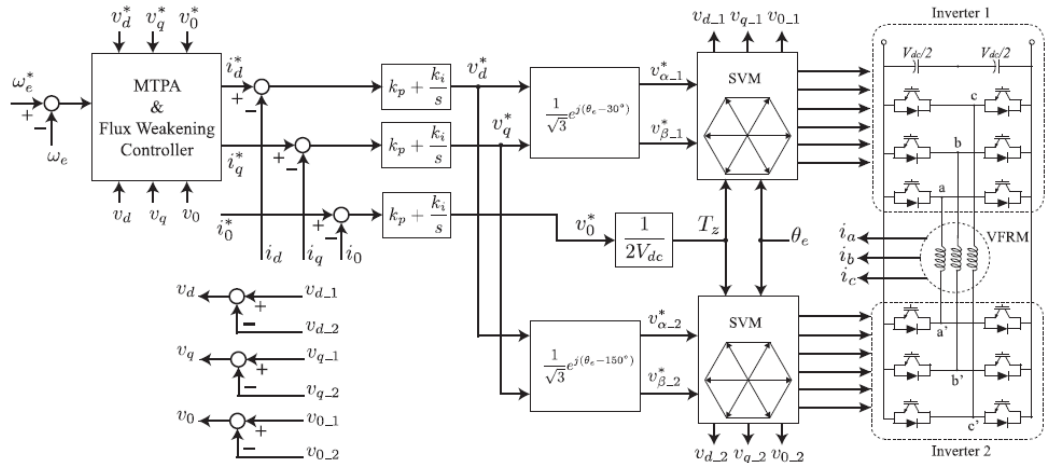
SRM rotorunda sabit mıknatıs veya sargı yoktur; AA ve DA sargıları statorunda bulunur. Bu yapısıyla anahtarlamalı relüktans motorlara benzetilmektedir. Motorun sahip olduğu elektromanyetik performansı incelemek amacıyla farklı stator-rotor kutup kombinasyonlarına sahip tasarımlar üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda hava aralığındaki akı yoğunluğu, zıt-EMK ve motorun ürettiği momentin analizi yapılmıştır. Liu and Zhu (2014)'de 12/8, 12/10, 12/11, 12/13 ve 12/14 kombinasyonları için ve farklı sargı türlerinde SRM için çalışma yapılmış ve kıyaslanmıştır. Rotor kutup sayısı 8 olan motor düşük moment yoğunluğuna sahiptir ve daha yüksek moment dalgalılığı oluşturmaktadır. 10 ve 14 rotor kutup sayısına sahip motorların

zıt-EMK dalga şekli diğerlerine göre daha çok sinüzoidal dalga formuna yakındır. Ayrıca moment yoğunluğu 12/8'e göre daha yüksektir. 12/11 ve 12/13 kombinasyonlarının moment yoğunluğu 12/10 ve 12/14' e yakındır.

Diğer bir çalışmada 6/4, 6/5, 6/7 ve 6/8 kombinasyonlarına sahip SRM incelenmiş ve karşılaştırılmıştır. 5 ve 7 rotor kutup sayısına sahip SRM tasarımının halkalanan akı değişkenindeki çift harmonikleri 4 ve 8'e göre daha çok elimine ettiği ve dalga formunun sinüzoidale daha çok benzediği paylaşılmıştır. Ayrıca 6 stator kutup sayısına sahip motorlardaki dengesiz manyetik kuvvetlerin 12 stator kutup sayısına sahip motorlarda azaltılabileceği belirtilmiştir (Liu and Zhu (2013b)). Ayrıca farklı stator-rotor kutup kombinasyonlarının yanında stator slot açıklığı ve rotor kutup adımı gibi farklı tasarım parametreleri de incelenmiş ve karşılaştırılmıştır (Shi et al. (2014)).

Huang et al. (2017)'de SRM'nin moment üretme mekanizması incelenmiştir. 6/4 kombinasyonuna sahip SRM üzerinde tüm moment bileşenleri analiz edilmiştir. Diğer bir çalışmada 12/10 kombinasyonu üzerinde inceleme yapılmıştır. SRM'nin sahip olduğu yüksek moment dalgalılığı sonlu eleman analizi yöntemi ile incelenmiştir. Rotor eğim açısının uygun seçimi ile moment dalgalılığının %50'ye kadar azaltılabileceği belirtilmiştir (Bao et al. (2017)).

Liu and Zhu (2013a)'da SRM'nin çift beslemeli çift çıkıntılı motor ile karşılaştırması verilmiştir. Shen and Lu (2018)'de 6/4 topolojisine sahip SRM için tek katmanlı ve çift katmanlı sarım teknikleri karşılaştırılmıştır. Huang et al. (2018)'de motorun ürettiği momentin dalgalılığını düşürmek için rotor



Şekil 2.1: Zhu et al. (2016)'da Önerilen Kontrol Yönteminin Şeması

ve stator şekillerinin optimizasyonu üzerine çalışılmıştır. Huang et al. (2019)'da ise manyetik dişli etkisi kullanılarak farklı oluk kutup kombinasyonları analiz edilmiştir.

Zhu et al. (2016)'da SRM'nin kontrolü, AA ve DA sargıları çift evirici kullanılarak DA sinyal üzerine sinüzoidal sinyal bindirilerek yapılmıştır. Motorun AA sargı uçları açık bırakılmış ve iki eviriciyle kontrol edilmiştir. Bu kontrol yönteminin bakır kayıplarını neredeyse yarı yarıya azalttığı ve motorun çalışma hızı aralığını oldukça arttırdığı ileri sürülmüştür. Şekil 2.1'de önerilen kontrol yönteminin şeması gösterilmiştir. Önerilen yöntem d-q eksen takımında uzay vektör modülasyon yöntemi kullanılarak yapılmıştır. Önerilen yöntemle ait benzetim sonuçları ve deneysel sonuçlar makalede paylaşılmıştır.



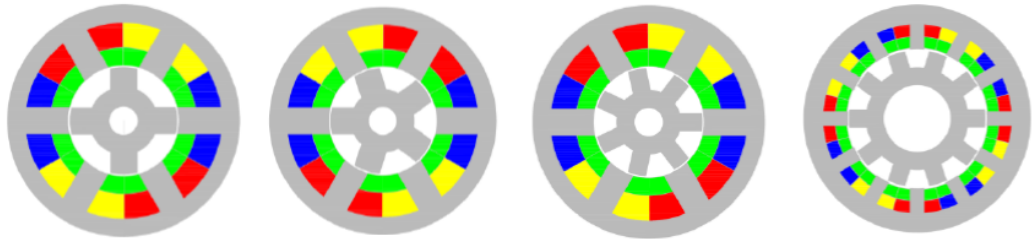
3 SİNÜZOİDAL RELÜKTANS MOTOR

SRM'nin rotoru ve statoru çıkıntılı yapıya sahiptir. Rotorunda sargı veya sabit mıknatıs bulundurmaz. Statorunda ise üç adet AA bir adet DA olmak üzere dört adet sargı seti bulundurur. DA sargılar statorunda yer aldığı için fırça veya bileziğe ihtiyaç duymaz. Bu özelliğiyle fırça ve bilezikten kaynaklanan arızalar meydana gelmez. DA sargı akımı AA akımlardan bağımsız olarak kontrol edilebildiği için motorun sabit güç bölgesi çalışma aralığı yüksektir. SMSM'lerde kullanılan doğal olmayan mıknatıslarda yaşanan talep artışı ve fiyat dalgalılığından dolayı bir alternatif olması amacıyla son yıllarda üzerindeki çalışmalar artmıştır (Zhu et al. (2016)).

SRM'ye ait farklı oluk/kutup kombinasyonlarına ait çalışmalar mevcuttur. Motorun moment üretebilmesi için Denklem 1'de gösterildiği gibi faz sayısı rotor kutup sayısına veya tam katlarına eşit olmamalıdır. N_r rotor kutup sayısı N_f faz sayısıdır.

$$N_r \neq kN_f \quad ; \quad k = \{1, 2, 3, \dots\} \quad (1)$$

Bu eşitsizliğe göre 6/4, 6/5, 6/7 ve 12/10 gibi topolojiler moment üretebilmektedir. Şekil 3.1'de farklı oluk/kutup kombinasyonlarına ait SRM topolojileri gösterilmiştir. Şekildeki kırmızı, mavi ve sarı renkler 3 faz AA sargıları, yeşil ise DA uyarma sargısını göstermektedir.



Şekil 3.1: 6/4, 6/5, 6/7 ve 12/10 SRM topolojilerinin gösterimi

6/4 oluk kutup kombinasyonuna sahip SRM'de zıt-EMK sinüzoidal değildir ve moment dalgalılığı oldukça yüksektir (Shi et al. (2014)). 6/5 ve 6/7 topolojilerinde ise zıt-EMK dalga şekilleri sinüzoidal olmasına rağmen, rotor kutup sayıları tek olduğu için dengesiz manyetik kuvvetler (Unbalanced Magnetic Force) oluşmaktadır. 12/10 topoloji ise hem sinüzoidal zıt-EMK'ya

sahiptir, hem de manyetik kuvvetleri dengelidir. 12/10 topolojide stator oluk sayısı 12, rotor kutup sayısı ise 10'dur. Oluk kutup kombinasyonlarında verilen kutup, kutup çifti sayısını ifade eder. 12/10 topolojisi 20 tek kutup sayısına sahiptir. Bu yüzden motorun uyarma frekansı oldukça yüksektir.

Elektrik makinalarındaki nüve kayıpları Denklem 2'de verilen Steinmetz denklemleri ile elde edilir. B manyetik akı yoğunluğu, f frekans, k_h histerezis kayıp katsayısı, k_e Eddy kayıp katsayısı, k_{ex} ilave kayıp katsayısı, α Steinmetz katsayısıdır.

$$P_c = k_h B^\alpha + k_{ex} (Bf)^{1.5} + k_e (Bf)^2 \quad (2)$$

Denklem 2'de de gösterildiği gibi, nüve kayıpları frekansa bağlıdır. Frekans ise, rotor kutup sayısı ile orantılıdır. Bu yüzden istenilen hız değeri için rotor kutup sayısı ne kadar düşük olursa, frekans değeri de azalmış olur böylece kayıplar azalır. Yeni bir rotor yapısıyla rotor kutup sayısı düşürülerek yüksek hızlardaki verim artışı hedefiyle 6 oluk 4 kutup kombinasyonuna sahip SRM tasarımı 218E057 nolu TÜBİTAK projesi kapsamında yapılmıştır.

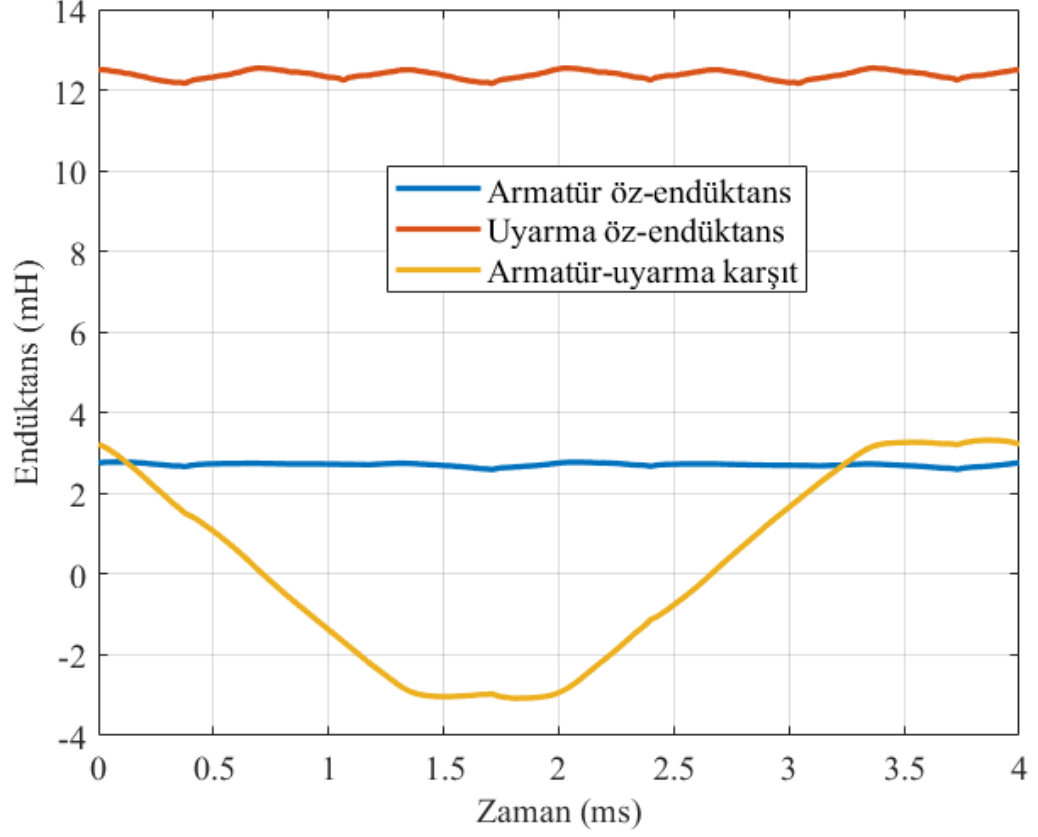
3.1 12/10 ve 6/4 SRM Karşılaştırması ve 6/4 SRM Hedefleri

Bu bölümde 12/10 ve 6/4 topolojisindeki SRM'nin elektromanyetik moment üretme mekanizması anlatılmış, halkalanan akının harmonik analizine ait grafikler paylaşılmıştır.

Elektrik motorlarında relüktans moment ve akıların etkileşiminden kaynaklanan moment (alignment moment) olmak üzere iki farklı yolla moment üretimi gerçekleşir. Relüktans moment motor fazlarının öz endüktansından kaynaklanırken; farklı sargılar arasındaki endüktans ise alignment momenti üretir. Moment üretimi için endüktansların rotor pozisyonuna göre değişmesi gerekir. Denklem 3'te bir elektrik motorunun genel moment formülü verilmiştir. İlk iki terim relüktans momenti ifade eder ve öz endüktansların pozisyona göre değişimine dayanır. Üçüncü terim ise alignment momenti ifade eder ve iki sargı arasındaki endüktansın değişimine dayanır. i_s armatür akımı, i_r uyarma akımı, L_{ss} armatür öz endüktansı, L_{rr} uyarma öz endüktansı, L_{sr} armatür-uyarma karşıt endüktansı, θ rotor pozisyonudur.

$$T = \frac{1}{2}i_s^2 \frac{dL_{ss}}{d\theta} + \frac{1}{2}i_r^2 \frac{dL_{rr}}{d\theta} + i_s i_r \frac{dL_{sr}}{d\theta} \quad (3)$$

12/10 ve 6/4 SRM'de moment üretimini incelemek için endüktansların değişimleri sırasıyla Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'te verilmiştir.

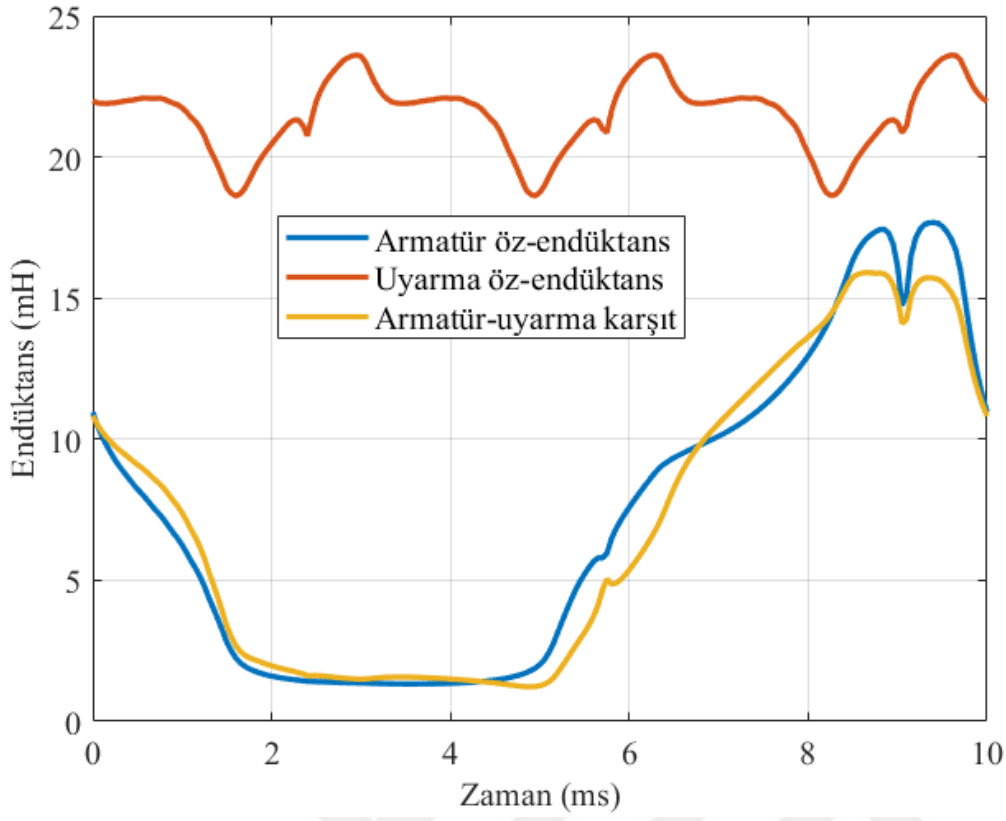


Şekil 3.2: 12/10 SRM'ye ait Endüktansların Değişimi

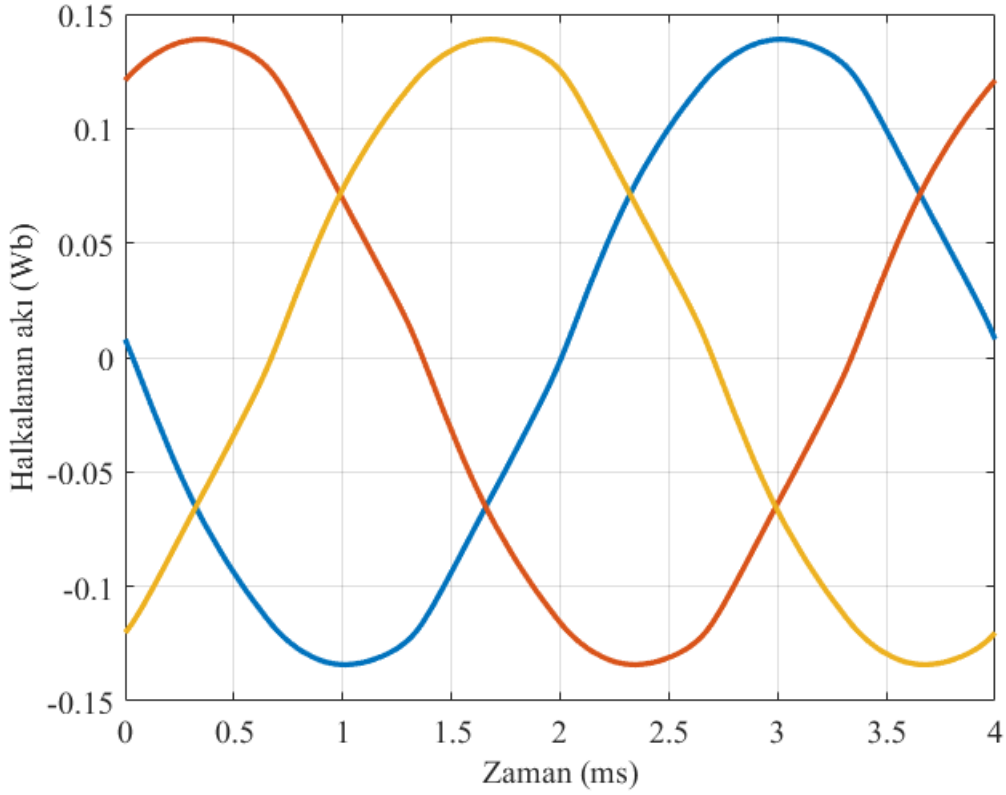
12/10 topolojisinde endüktans değişimi incelendiğinde sadece AA ve DA sargılar arasındaki endüktansın (mutual inductance) değiştiği görülebilir. AA ve DA sargının öz endüktanslarının değişimi çok azdır ve moment üretimine katkıları ihmal edilebilir. 12/10 SRM sadece alignment moment üretir. 6/4 SRM'nin endüktans değişimlerine bakılırsa AA sargının öz endüktansı ile AA ve DA sargılar arasındaki endüktans değişimi moment üretimine katkı sağlar. 6/4 SRM alignment momentin yanında relüktans moment de üretir.

12/10 SRM'nin hava aralığındaki AA sargı tarafından halkalanan akı grafiği ve FFT (Fast Fourier Transform) analizi Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te sırasıyla verilmiştir.

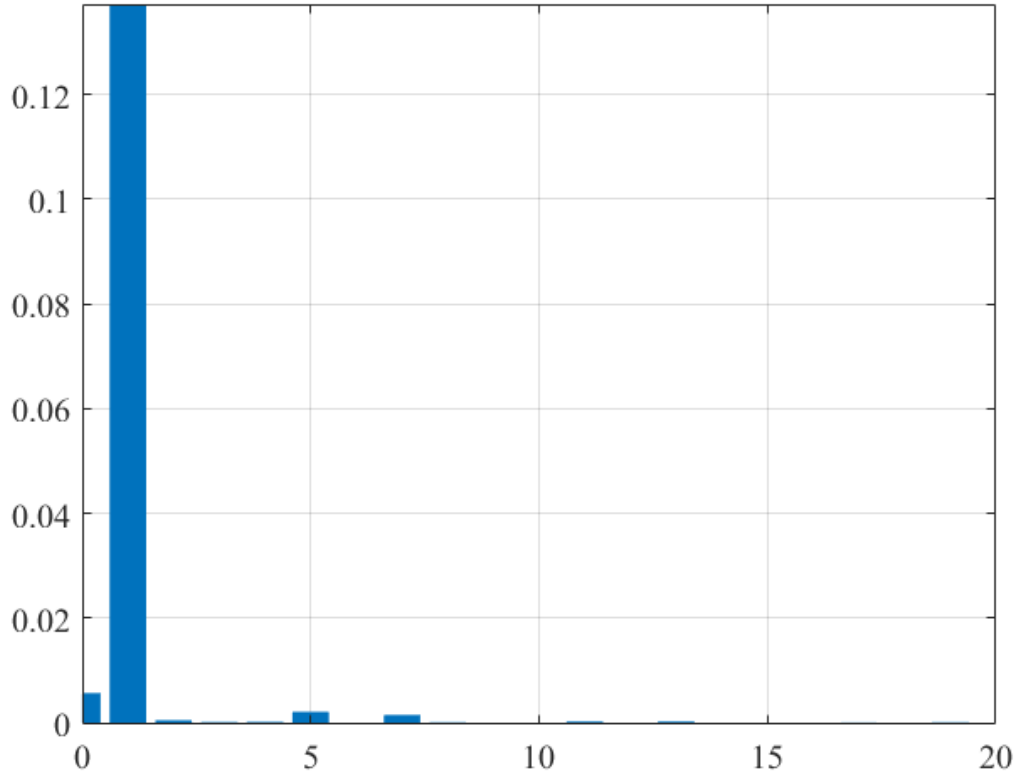
12/10 SRM'nin halkalanan akısının harmonik bileşenlerin genlikleri temel bileşene oranla düşüktür. Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'de verilen 6/4 SRM'nin



Şekil 3.3: 6/4 SRM'ye ait Endüktansların Değişimi



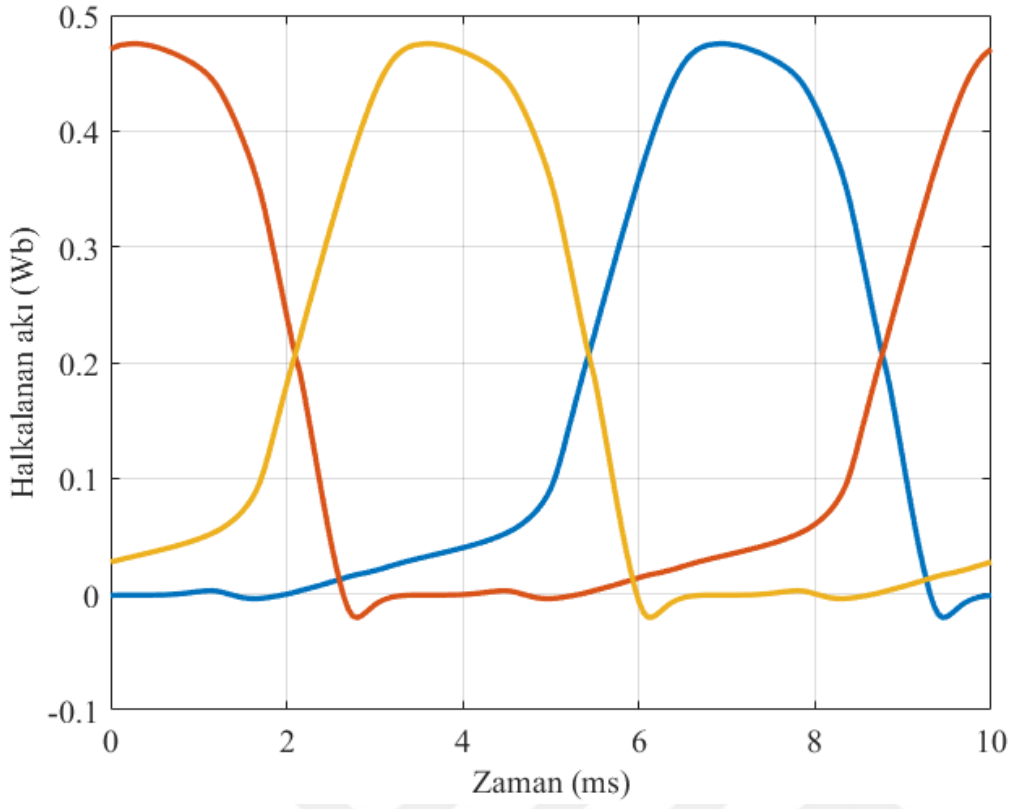
Şekil 3.4: 12/10 Halkalanan Akı Grafiği



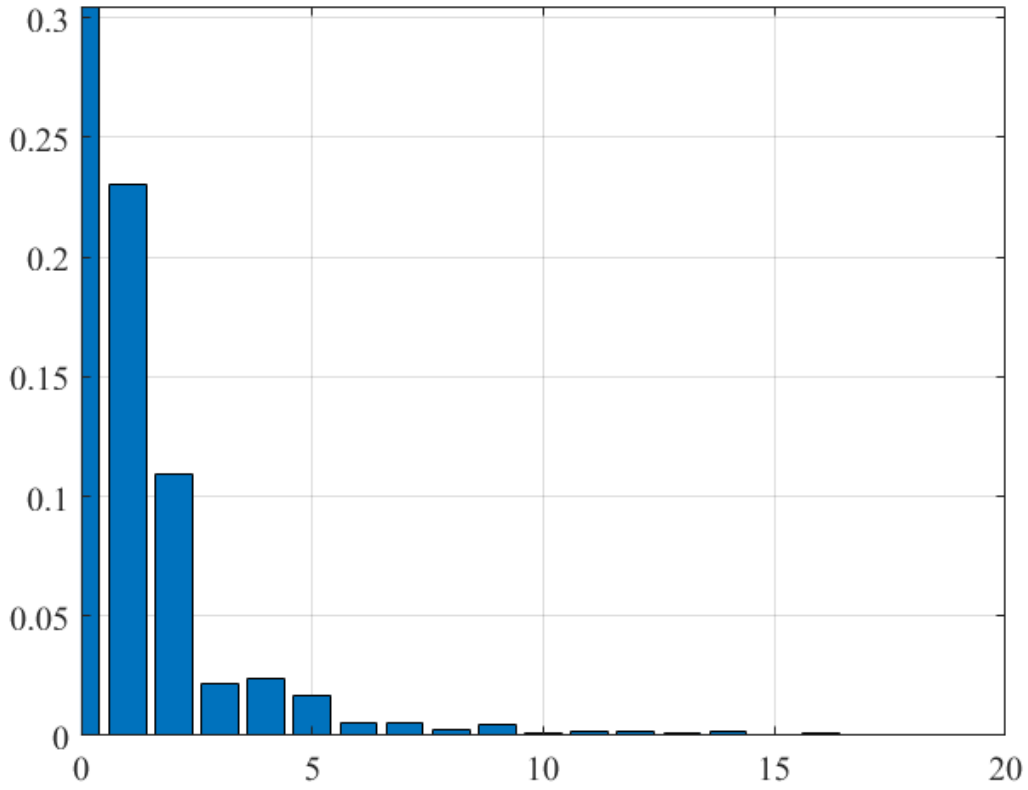
Şekil 3.5: 12/10 Halkalanan Akı FFT Analizi

halkalanan akı grafiklerine ve FFT analizine bakılacak olursa çift harmoniklerin genliklerinin fazla olduğu görülmektedir.

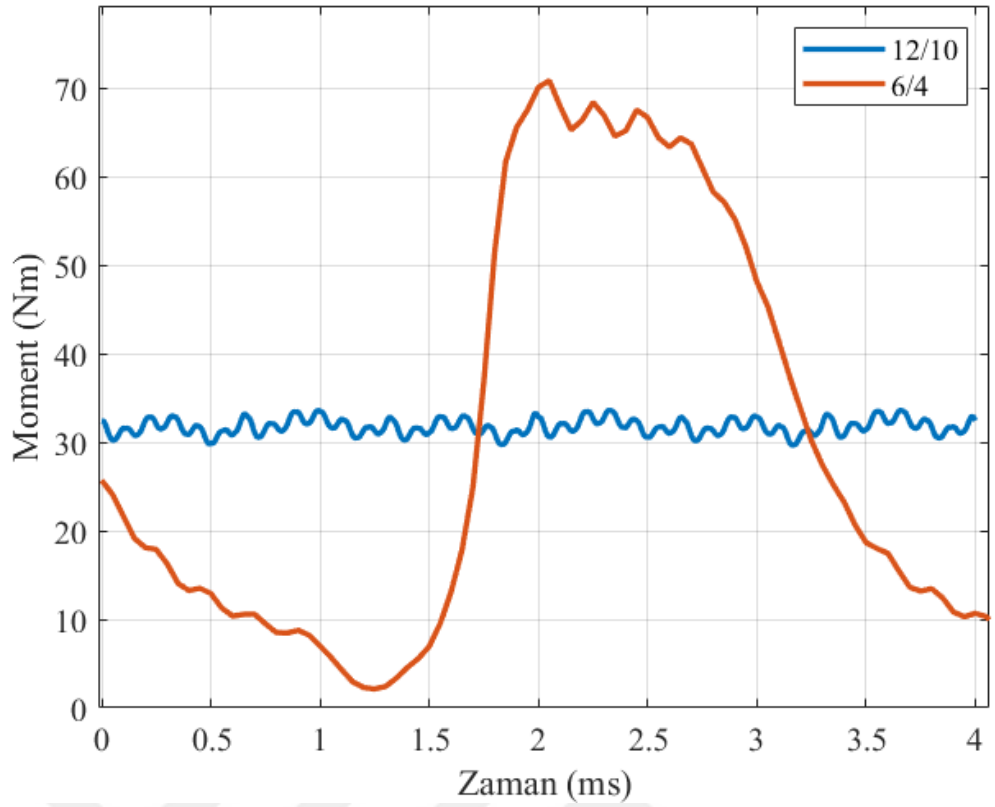
6/4 topolojisindeki SRM'nin halkalanan akılarındaki bozulma faktörü yüksek olması moment dalgalılığına neden olmaktadır. Şekil 3.8'de 6/4 ve 12/10 SRM'nin ürettikleri elektromanyetik moment dalga şekilleri karşılaştırılmıştır. 6/4 makinanın moment dalgalılığı çok yüksektir. Yüksek moment dalgalılığı mekanik stres ve gürültüye neden olmaktadır. Yeni 6/4 SRM, çift stator ve çift rotorlu yapıya sahiptir. Motorun ön rotoru ve arka rotoru arasında 45° 'lik açı vardır ve Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Motorun AA sargıları veya DA sargıları ters yönde sarılmıştır. Böylece, ön motorun AA sargıları tarafından halkalanan çift harmonik akılar ile arka motorun AA sargıları tarafından halkalanan çift harmonikler arasında elektriksel olarak 180° derece fark oluşturulmuş ve çift harmoniklerin birbirlerini yok etmesi sağlanmıştır. Motora ait üç boyutlu şekiller Şekil 3.10 ve Şekil 3.11'de verilmiştir.



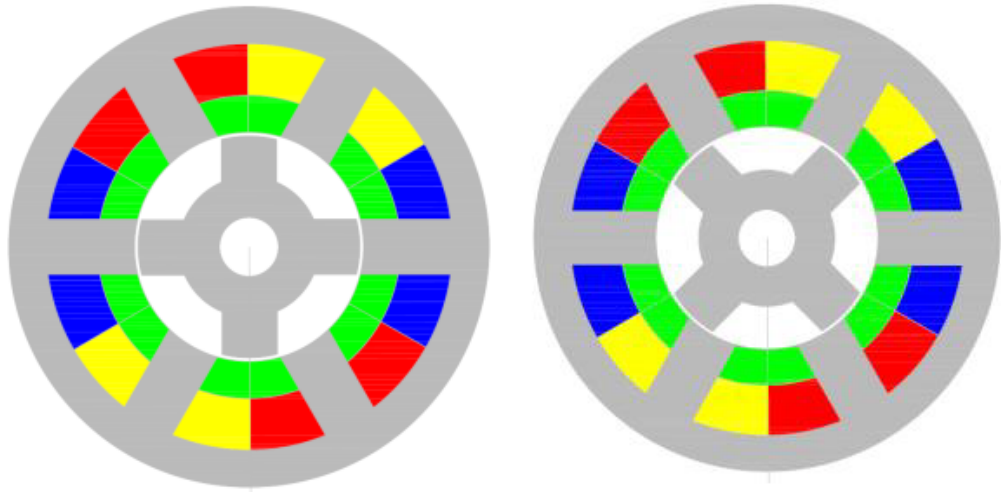
Şekil 3.6: 6/4 Halkalanan Akı Grafiği



Şekil 3.7: 6/4 Halkalanan Akı FFT Analizi



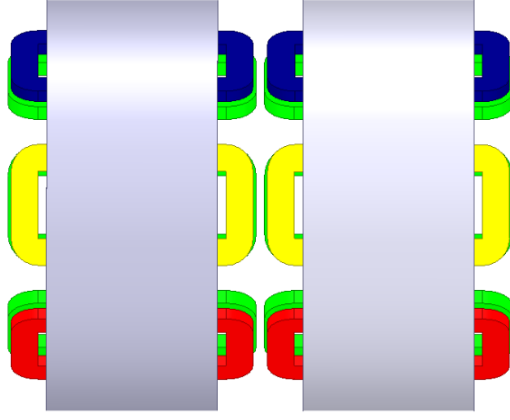
Şekil 3.8: 12/10 ve 6/4 SRM Elektromanyetik Moment Grafikleri



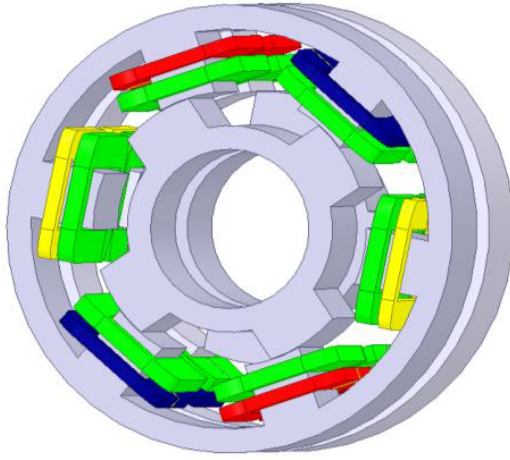
Şekil 3.9: Tasarımı Önerilen 6/4 SRM Ön ve Arka Motor

3.2 SRM Üç Faz Matematiksel Modeli

SRM'nin d-q eksen takımındaki dinamik denklemlerini elde etmek için öncelikle abc eksen takımındaki denklemleri AA ve DA sargılar için incelenmiştir. Denklem 4'te AA sargıların abc eksen takımındaki kapalı ifadesi yer almaktadır. Bu ifadede $\mathbf{V}_{abc}$ gerilim matrisi, $\mathbf{R}_s$ direnç matrisi, $\mathbf{I}_{abc}$ akım



Şekil 3.10: Tasarımı Önerilen 6/4 SRM Yandan Görünümü



Şekil 3.11: Tasarımı Önerilen 6/4 SRM Önden Görünümü

matrisi, λ_{abc} halkalanan akı matrisidir.

$$\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (4)$$

Denklem 5'te abc eksen takımında AA sargıların gerilim ifadesinin matris formunda açılmış şekli görülmektedir. Direnç matrisi diagonal bir matris olup R_s bir fazın direncidir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} \frac{dI_f}{dt} \quad (5)$$

L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} sırasıyla a, b ve c fazlarının öz endüktansları olup endüktans matrisindeki diğer endüktanslar indislerinde belirtilen fazlar arasındaki karşıt endüktanslardır. L_{af} , L_{bf} ve L_{cf} sırasıyla AA sargıların a, b, c fazlarının DA

sargı ile olan karşıt endüktansdır.

DA sargılara ait gerilim ifadesi, Denklem 6'da verilmiştir. V_f , R_f , I_f ve λ_f sırasıyla DA sargı gerilim, DA sargı direnç, DA sargı akım ve DA sargılarda halkalanan akıdır.

$$V_f = R_f I_f + \frac{d\lambda_f}{dt} \quad (6)$$

AA sargılara ait gerilim ifadesi eksen dönüşümleri sonucunda d-q eksen takımına dönüştürülmüş ve DA sargı gerilim denklemi ile beraber "SRM d-q Eksen Matematiksel Modeli" bölümünde ifade edilmiştir.

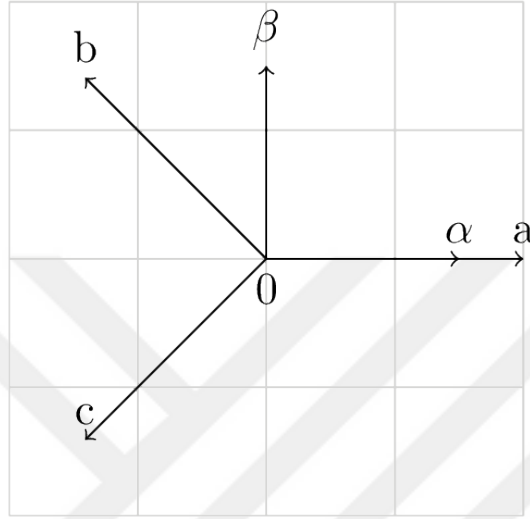
3.3 Eksen Dönüşümleri

Elektrik motorlarında moment oluşumu, hava aralığında oluşan döner manyetik alan ile doğrudan ilişkilidir. Döner alanın oluşumu için, 3 fazlı bir motor için faz sargıları aralarında uzayda 120° açı olacak şekilde yerleştirilmeli ve sargılar aralarında zamanda 120° faz farkı olacak şekilde uyarılmalıdır. Faz sargıları arasındaki 120° 'lik uzay açısı farkı fazlar arasında manyetik kuplaj oluşturur. Bu durum motor denklemlerinde birbirine bağımlı ifadelerin yer almasına neden olur. Üç elektriksel giriş terminali ve bir mekanik çıkış terminali bulunan bir motor için üç tane elektriksel denklem yazılabilirken; n terminalli ve bir mekanik çıkışlı motor için n tane elektriksel denklem yazılır. Bu durumda yazılacak denklemlerde birbirine bağımlı değişken sayısı da artacaktır. Ayrıca denklemlerdeki bazı terimler rotorun pozisyonuna bağlıdır ve rotorun farklı konumları için farklı değerler alır. Sonuç olarak, motorun elektriksel terminal sayısı kadar bağımlı değişken ve rotor pozisyonuna bağlı değişkenler, elektriksel denklemlerin çözülmesini ve anlaşılmasını zorlaştırır. Bu zorlukları ortadan kaldırmak için eksen dönüşümleri kullanılır. Eksen dönüşümleri ile elektriksel denklem sayısı azaltılırken; endüktans matrislerinde bulunan birbirine ve rotor pozisyonuna bağlı terimler sıfırlanmış olur.

3.3.1 Clarke Dönüşümü

Clarke dönüşümü abc eksen takımında tanımlı akım, gerilim veya halkalanan akı değişkenlerinin $\alpha - \beta$ durağan eksen takımına dönüşümüdür ve E. Clarke tarafından bulunmuştur (Kim (2017)). $\alpha - \beta$ eksenleri arasında

90° vardır. Dönüşümlerin birbiri arasında geçiş yapılabilmesi ve dengesiz durumları ifade etmek için 0 eksenini ilave edilmiştir. $\alpha - \beta$ ve abc eksen takımlarının konumları Şekil 3.12’de gösterilmiştir. Durağan eksen takımı olarak ifade edilmesinin nedeni; akım, gerilim veya halkalanan akı vektörünün eksen takımında sahip oldukları elektriksel frekansa bağlı olarak hareket etmesi ve $\alpha - \beta$ eksen takımının hızının sıfır olmasıdır.



Şekil 3.12: abc ve $\alpha - \beta$ Eksenlerinin Konumları

Clarke dönüşümü sonucunda abc eksen takımındaki bir vektörün $\alpha - \beta$ eksen takımındaki ifadesi elde edilir ve matematiksel olarak Denklem 7’deki gibi ifade edilir.

$$[f_{\alpha\beta 0}] = T_{\alpha\beta 0} [f_{abc}] \quad (7)$$

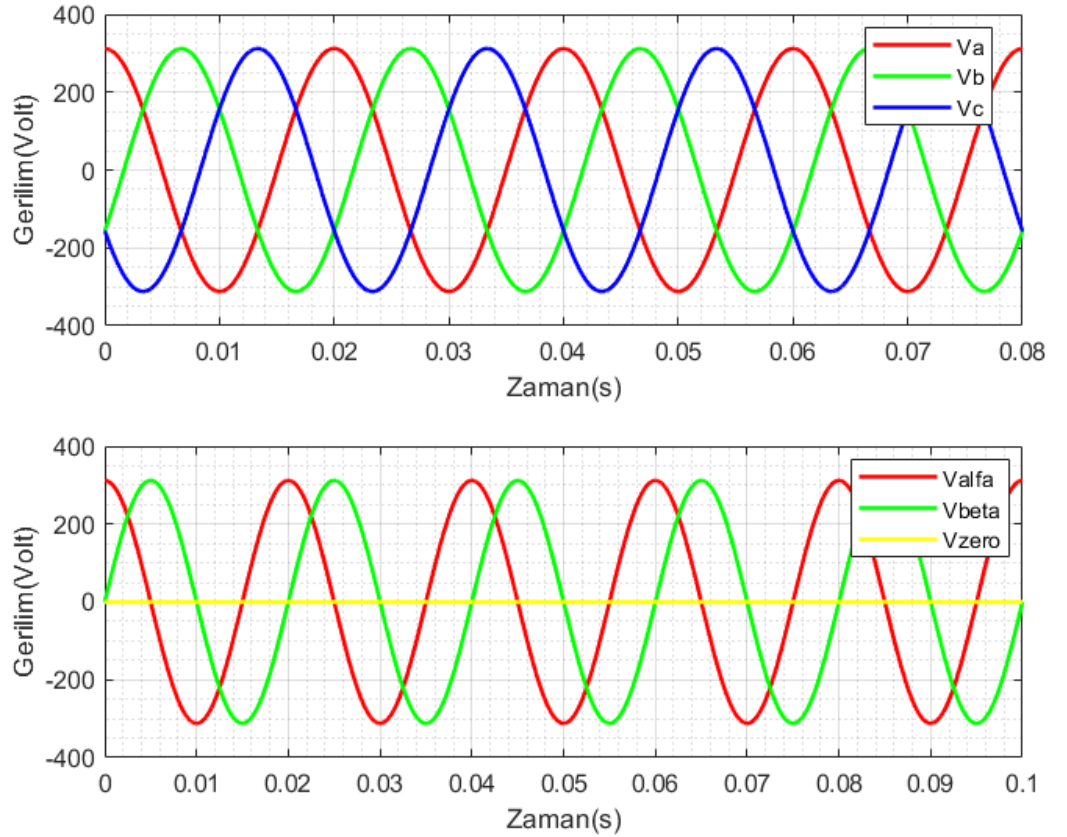
Burada $[f_{\alpha\beta 0}]$ akım, gerilim veya akıyı temsil edebilir. $T_{\alpha\beta 0}$ Clarke dönüşüm matrisidir. Matrisin başında bulunan $\frac{2}{3}$ katsayısını döner alanda oluşan manyetik akının genliğinin abc eksenlerinin oluşturduğu manyetik akıların genliğinin 1.5 katı olduğu için kullanılır. $\frac{2}{3}$ katsayısı kullanıldığı durumda abc eksen takımı ve $\alpha - \beta$ eksen takımı değişkenlerinin genlikleri aynı olur. Ancak bu değişkenler kullanılarak bulunan moment ve güç değerleri abc eksen takımındaki moment ve güç değerlerinin $\frac{2}{3}$ ’üne eşittir. Bu yüzden Denklem 8’de verilen dönüşüm “magnitude invariance transformation” olarak adlandırılır.

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Moment ve güç ifadelerinin abc ve $\alpha - \beta$ eksen takımlarında aynı değeri almaları istenmesi durumunda Denklem 9'da verilen Clarke dönüşüm matrisi kullanılabilir. Ancak bu durumda da değişken genlikleri aynı olmaz.

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (9)$$

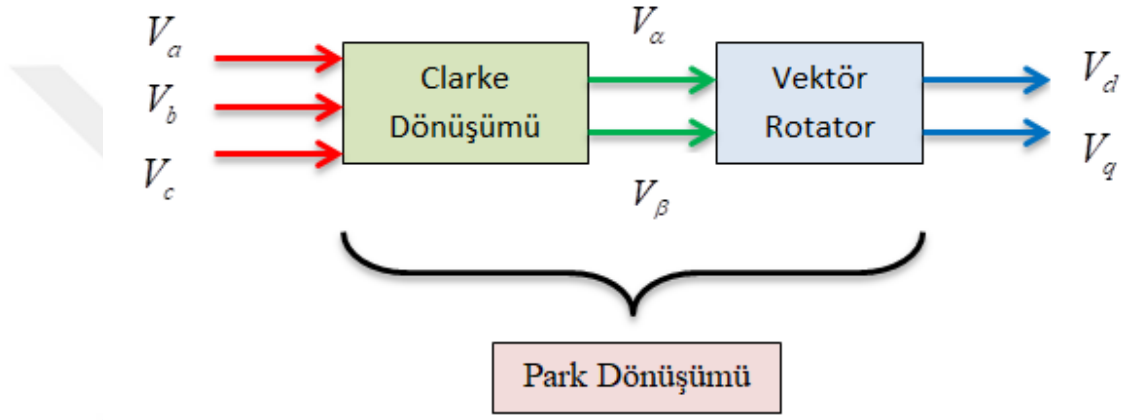
abc eksen takımında tanımlanan 625 V tepeden tepeye genliğe sahip V_{abc} gerimleri Denklem 8'de verilen dönüşüm matrisi kullanılarak $\alpha - \beta$ eksen takımına dönüştürülmüştür. Sonuçlar Şekil 3.13'de verilmiştir. V_α değişkeninin V_β değişkeninden zamanda 90° ileride olduğu ve sistem dengeli olduğu için V_{zero} bileşeninin sıfır olduğu görülmektedir.



Şekil 3.13: V_{abc} ve Clarke Dönüşümü Sonucu Oluşan $V_{\alpha\beta 0}$

$$\mathbf{R}(\theta) = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$\alpha - \beta$ eksen takımındaki bir vektör, vektör rotator kullanılarak senkron döner eksen takımına dönüştürüldüğünde artık d-q eksen takımında tanımlanır. Bu işlem aslında Park Dönüşümünün kendisidir ve Şekil 3.15'teki gibi ifade edilebilir.



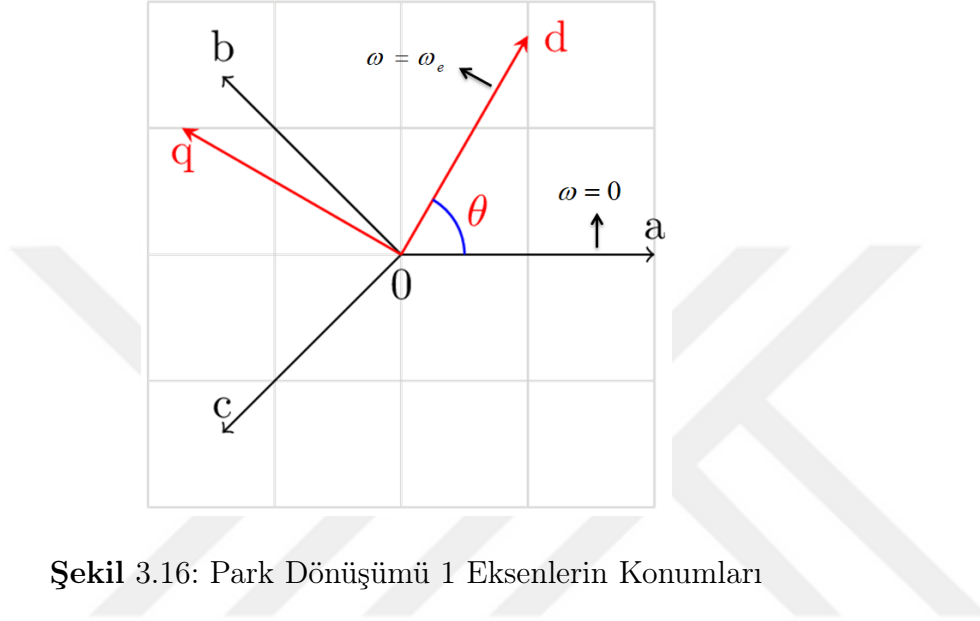
Şekil 3.15: Clarke Dönüşümü, Vektör Rotator ve Park Dönüşümü İlişkisi

3.3.4 Park Dönüşümü ve Ters Park Dönüşümü

Park Dönüşümü R. H. Park tarafından 1920'lerin sonlarına doğru önerilmiştir. İlk kullanım alanı senkron motorlar olsa da daha sonra farklı eksen dönüşümleri geliştirilerek asenkron motorlarda da kullanılmıştır (Kim (2017)). Park dönüşümü ile abc eksen takımında tanımlı akım, gerilim veya akı vektörü d-q eksen takımına dönüştürülür. Ters Park dönüşümü bu işlemin tam tersi olup d-q eksen takımındaki verilerin abc eksen takımına dönüştürülmesinde kullanılır. Vektör hızı ve d-q eksen hızı eşit olduğu için vektörün d ve q bileşenleri DA değer alır. d-q eksenlerinin abc eksen üzerindeki konumlarına göre dönüşüm matrisleri de değişir. Üç farklı eksen konuma bağlı olarak üç adet Park ve ters Park Dönüşüm matrisleri aşağıda paylaşılmıştır.

3.3.5 Park Dönüşümü 1

Şekil 3.16’da d-q ve abc eksen takımlarının konumları verilmiştir. d-q eksenlerinin bu konumlarına göre Park dönüşümü Denklem 13’te verilen formüle göre yapılır. Park dönüşümü matrisi Denklem 14’te verilmiştir. Eksenlerin bu konumları için ters Park Dönüşümüne ait formül ve dönüşüm matrisi sırasıyla Denklem 15 ve Denklem 16’da verilmiştir.



Şekil 3.16: Park Dönüşümü 1 Eksenlerin Konumları

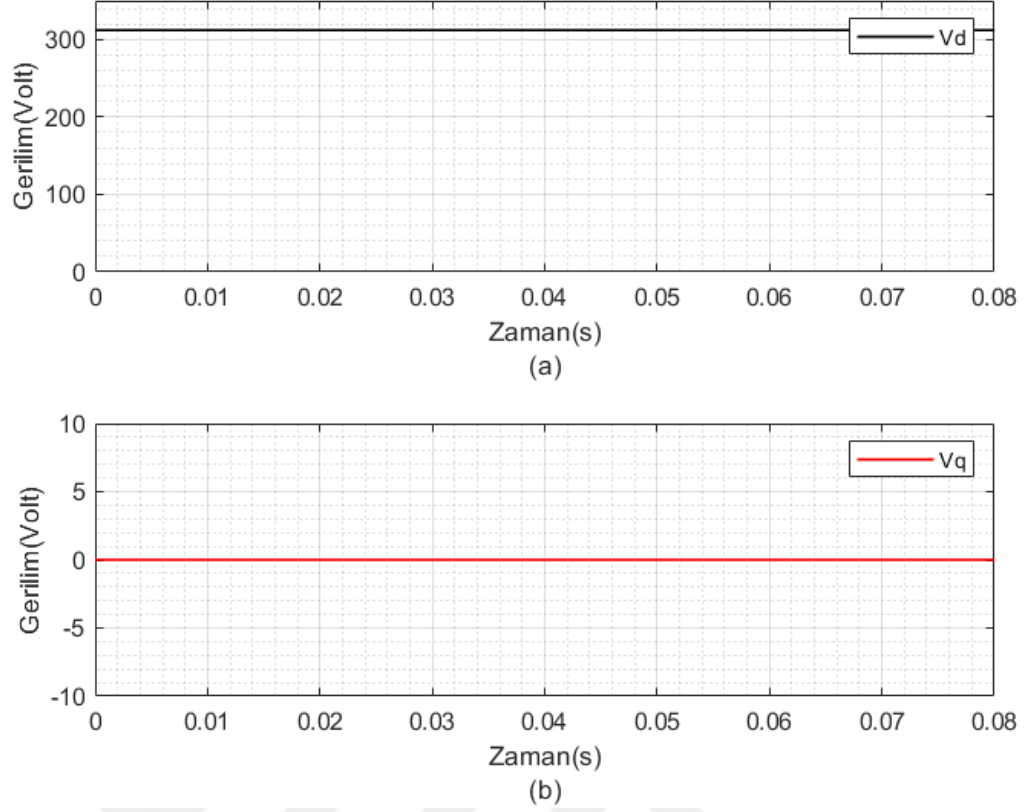
$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta)][f_{abc}] \quad (13)$$

$$T_{dq0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$[f_{abc}] = [T_{dq0}(\theta)]^{-1}[f_{dq0}] \quad (15)$$

$$T_{dq0}(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Daha önce Şekil 3.13’te verilen abc ekseninde tanımlı 312 V max -312 V min genliğe sahip gerilim değişkenin Park Dönüşümü 1 ile dönüştürülmesi sonucunda oluşan d ve q eksen gerilimleri Şekil 3.17’de paylaşılmıştır.



Şekil 3.17: Park Dönüşümü 1 d-q Eksen Çıktıları

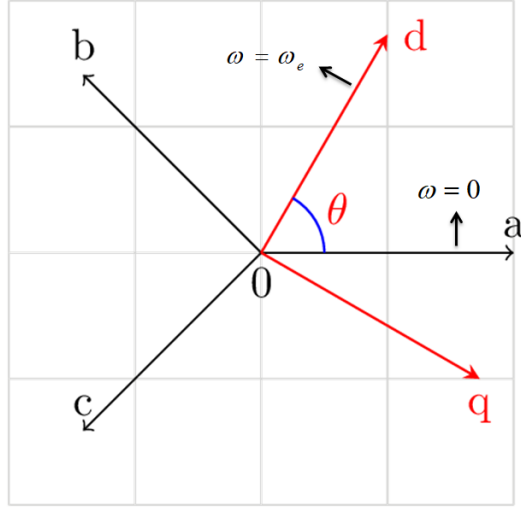
3.3.6 Park Dönüşümü 2

Şekil 3.18’de d-q ve abc eksen takımlarının konumları verilmiştir. d-q eksenlerinin bu konumlarına göre Park dönüşümü Denklem 17’de verilen formüle göre yapılır. Park dönüşümü matrisi Denklem 18’de verilmiştir. Eksenlerin bu konumları için ters Park Dönüşümüne ait formül ve dönüşüm matrisi sırasıyla Denklem 19 ve Denklem 20’de verilmiştir.

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta)][f_{abc}] \quad (17)$$

$$T_{dq0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$[f_{abc}] = [T_{dq0}(\theta)]^{-1}[f_{dq0}] \quad (19)$$



Şekil 3.18: Park Dönüşümü 2 Eksenlerin Konumları

$$T_{dq0}(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Daha önce Şekil 3.13'te verilen abc ekseninde tanımlı 312 V max -312 V min genliğe sahip gerilim değişkenin Park Dönüşümü 2 ile dönüştürülmesi sonucunda oluşan d ve q eksen gerilimleri Şekil 3.19'da paylaşılmıştır.

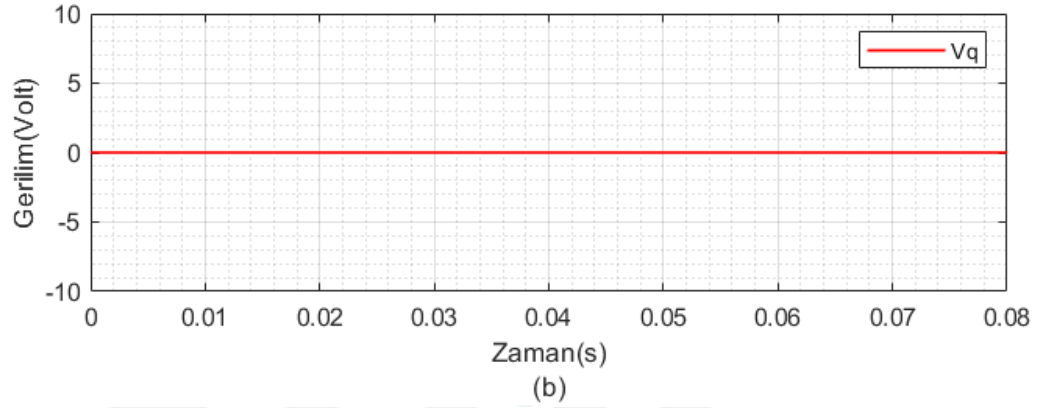
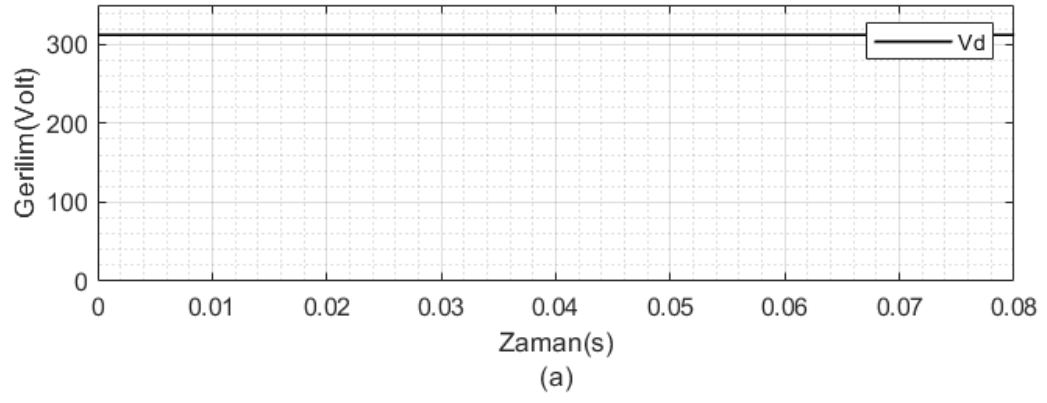
3.3.7 Park Dönüşümü 3

Şekil 3.20'de d-q ve abc eksen takımlarının konumları verilmiştir. d-q eksenlerinin bu konumlarına göre Park dönüşümü Denklem 21'de verilen formüle göre yapılır. Park dönüşümü matrisi Denklem 22'de verilmiştir. Eksenlerin bu konumları için ters Park Dönüşümüne ait formül ve dönüşüm matrisi sırasıyla Denklem 23 ve Denklem 24'te verilmiştir.

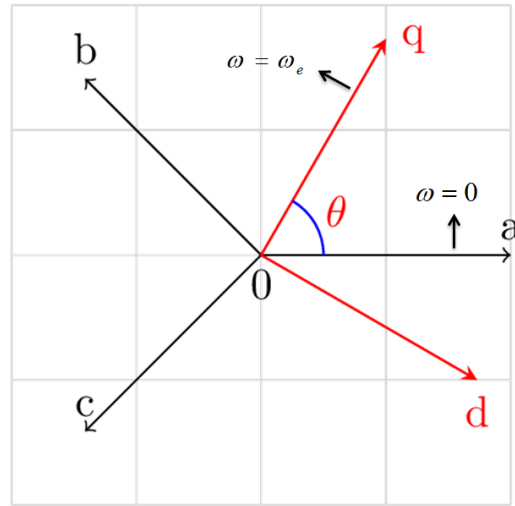
$$[f_{qd0}] = [T_{qd0}(\theta)][f_{abc}] \quad (21)$$

$$T_{qd0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$[f_{abc}] = [T_{qd0}(\theta)]^{-1}[f_{qd0}] \quad (23)$$



Şekil 3.19: Park Dönüşümü 2 d-q Eksen Çıktıları

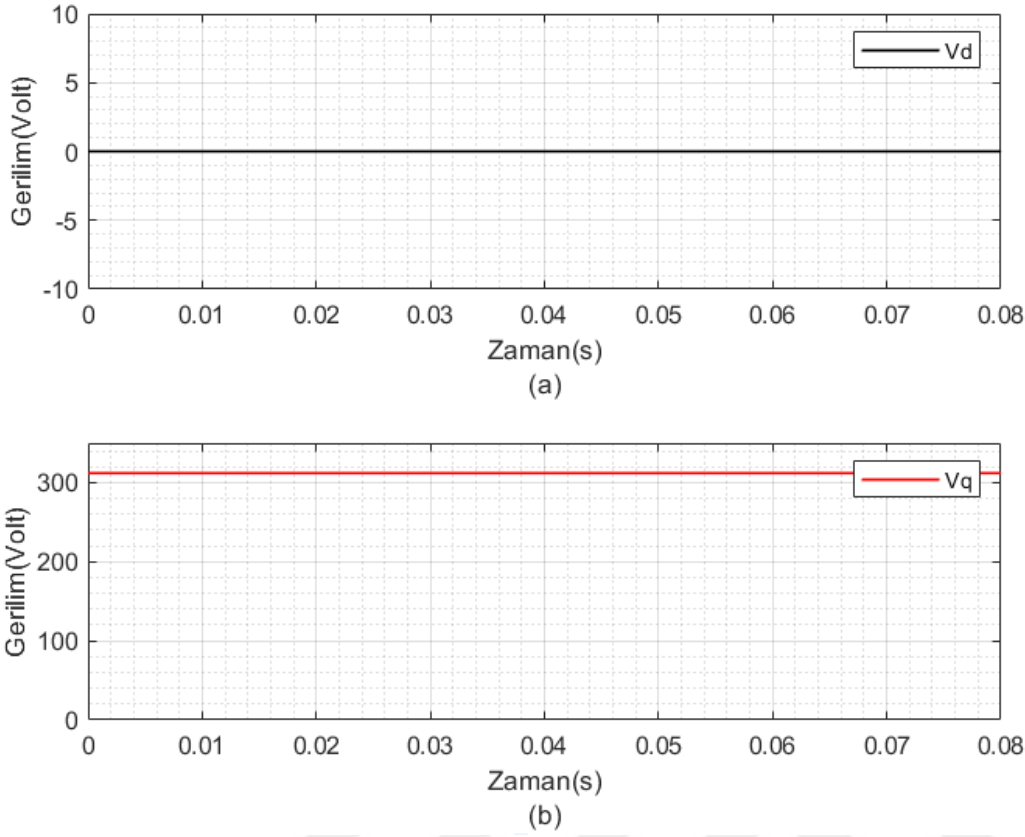


Şekil 3.20: Park Dönüşümü 3 Eksenlerin Konumları

$$T_{qdo}(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Daha önce Şekil 3.13'te verilen abc ekseninde tanımlı 312 V max -312 V min genliğe sahip gerilim değişkenin Park Dönüşümü 3 ile dönüştürülmesi

sonucunda oluşan d ve q eksen gerilimleri Şekil 3.21’de paylaşılmıştır.



Şekil 3.21: Park Dönüşümü 3 d-q Eksen Çıktıları

3.4 SRM d-q Eksen Matematiksel Modeli

abc eksen takımında ifade edilen gerilim denklemleri bu bölümde Park dönüşümü kullanılarak d-q eksen takımına dönüştürülmüştür. Eksen dönüşümü için Denklem 14’te verilen matris kullanılmıştır. Dönüşüm sonucunda denklem sayısı azaltılmış, endüktans matrisindeki pozisyona bağlı ifadeler ortadan kaldırılmıştır. d-q eksen takımında ifade edilen gerilim denklemleri; sargı direnci üzerinde düşen gerilim, halkalanan akının oluşturduğu gerilim (transformer voltage) ve motorun hızından kaynaklanan gerilim (speed voltage) olmak üzere üç bileşenden oluşur. Dönüşüm işlemleri sırasıyla Denklem 25’ten başlayarak aşağıda verilmiştir.

$$([T_{dq0}(\theta)]^{-1} \mathbf{V}_{dq0}) = \mathbf{R}_s([T_{dq0}(\theta)]^{-1} \mathbf{I}_{dq0}) + \frac{d}{dt}([T_{dq0}(\theta)]^{-1} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}) \quad (25)$$

Denklem 4’te verilen abc eksen takımında tanımlı gerilim ifadesi ters Park dönüşümü ve d-q eksen bileşenleri kullanılarak Denklem 25’teki gibi

ifade edilebilir. Eşitliğin her iki tarafı Park dönüşüm matrisi ile çarpılarak sırasıyla Denklem 26 ve Denklem 27’de ardından sadeleştirilerek Denklem 28’de verilmiştir.

$$[T_{dq0}(\theta)]([T_{dq0}(\theta)]^{-1}\mathbf{V}_{dq0}) = [T_{dq0}(\theta)]\mathbf{R}_s([T_{dq0}(\theta)]^{-1}\mathbf{I}_{dq0}) + [T_{dq0}(\theta)]\frac{d}{dt}([T_{dq0}(\theta)]^{-1}\boldsymbol{\lambda}_{dq0}) \quad (26)$$

$$\mathbf{V}_{dq0} = ([T_{dq0}(\theta)]\mathbf{R}_s[T_{dq0}(\theta)]^{-1})\mathbf{I}_{dq0} + [T_{dq0}(\theta)]\left(\frac{d}{dt}[T_{dq0}(\theta)]^{-1}\right)\boldsymbol{\lambda}_{dq0} \quad (27)$$

$$\mathbf{V}_{dq0} = \mathbf{R}_s\mathbf{I}_{dq0} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\lambda}_{dq0} + [T_{dq0}(\theta)]\left(\frac{d}{dt}[T_{dq0}(\theta)]^{-1}\right)\boldsymbol{\lambda}_{dq0} \quad (28)$$

Denklem 29’da ters Park dönüşüm matrisinin türevi ve Park dönüşüm matrisinin çarpımı sonucu oluşan matris verilmiştir.

$$[T_{dq0}(\theta)]\left(\frac{d}{dt}[T_{dq0}(\theta)]^{-1}\right) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e & 0 \\ \omega_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

Denklem 28, matris formatında Denklem 29’da verilen matris kullanılarak Denklem 30’da ifade edilmiştir. Bu denklemde eşitliğin sağ tarafındaki birinci terim sargı direnci üzerinde düşen gerilimi, ikinci terim halkalanan akı değişiminden kaynaklanan gerilimi ve üçüncü terim ise motorun hızının oluşturduğu gerilimi ifade etmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e & 0 \\ \omega_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

Denklemlerde ifade edilen 0 indisli gerilim, akım ve halkalanan akı bileşenleri sistemin dengesiz olduğu durumları ifade etmek eklenmiştir. Sistemin dengeli olduğu kabul edilerek bu terimler denklemlerden çıkarılmış ve bunun yerine motorun DA uyarma sargısını ifade etmek için Denklem 6’da verilen eşitlik eklenmiştir. Bunun sonucunda oluşan gerilim matrisi Denklem 31’de verilmiştir. Buradaki en önemli ifade motorun karakteristiğini ortaya koyan endüktans matrisidir ve kapalı matris formunda $\mathbf{L}_{dqf}$ ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} + \mathbf{L}_{dqf} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e & 0 \\ \omega_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{L}_{dqf} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} \quad (31)$$

$\mathbf{L}_{dqf}$ matrisi 3x3 bir matristir. AA ve DA sargılarda halkalanan akı ifadesi kullanılarak bulunur. İşlem basamakları sırasıyla Denklem 32'den başlayarak verilmiş Denklem 39'da son hali paylaşılmıştır.

$$\lambda_{abc f} = \begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_f \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{abc f} \mathbf{I}_{abc f} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{abc} \\ \mathbf{I}_f \end{bmatrix} \quad (32)$$

$\lambda_{abc f}$ 4x1 bir matristir ve hem AA hem de DA sargının halkalanan akı ifadesidir. Denklem 32'de AA ve DA sargıların endüktans matrisi $\mathbf{L}_{abc f}$ ve akım matrisi $\mathbf{I}_{abc f}$ kullanılarak ifade edilmiştir. $\mathbf{L}_{abc f}$ 4x4 matris olup $\mathbf{L}_{ss}$, $\mathbf{L}_{sr}$, $\mathbf{L}_{sr}^T$ ve $\mathbf{L}_{rr}$ alt matrisleri ile gösterilmiştir. Bu alt matrisler Denklem 33'te verilmiştir.

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_{sr}^T = \begin{bmatrix} L_{af} & L_{bf} & L_{cf} \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_f \end{bmatrix} \quad (33)$$

Halkalanan akı ifadeleri verilen alt matrisler kullanılarak tekrar ifade edilmiş; Park ve ters Park dönüşümleri kullanılarak $\mathbf{L}_{dqf}$ matrisi Denklem 38'de verilmiştir.

$$\lambda_{abc} = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_{abc} + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_f \quad (34)$$

$$([T_{dq0}(\theta)]^{-1} \lambda_{dq0}) = \mathbf{L}_{ss} ([T_{dq0}(\theta)]^{-1} \mathbf{I}_{dq0}) + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_f \quad (35)$$

$$\lambda_{dq0} = ([T_{dq0}(\theta)] \mathbf{L}_{ss} [T_{dq0}(\theta)]^{-1}) \mathbf{I}_{dq0} + ([T_{dq0}(\theta)] \mathbf{L}_{sr}) \mathbf{I}_f \quad (36)$$

$$\lambda_f = \mathbf{L}_{sr}^T \mathbf{I}_{abc} + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_f = \mathbf{L}_{sr}^T [T_{dq0}(\theta)]^{-1} \mathbf{I}_{dq0} + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_f \quad (37)$$

$$\mathbf{L}_{dqf} = \begin{bmatrix} [T_{dq0}(\theta)]\mathbf{L}_{ss}[T_{dq0}(\theta)]^{-1} & [T_{dq0}(\theta)]\mathbf{L}_{sr} \\ [T_{dq0}(\theta)]\mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \quad (38)$$

Sıfır vektörünün bileşenleri matris çarpımları sonucu çıkarıldığı için 3x3 bir matris oluşmuştur.

$$\mathbf{L}_{dqf} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{sf} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3L_{sf}}{2} & 0 & L_f \end{bmatrix} \quad (39)$$

SRM'nin d-q eksen takımındaki dinamik devre modeli son haliyle Denklem 40'ta verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q & 0 \\ \omega_e L_d & R_s & \omega_e L_{sf} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{sf} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3L_{sf}}{2} & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} \quad (40)$$

Motorun miline aktarılan mekanik güç ifadesi Denklem 40'ta verilen gerilim ifadeleri kullanılarak Denklem 41'de belirtildiği gibi yazılabilir. İfadede motorun hızından kaynaklanan voltaj ifadelerinin olduğu görülmektedir. Denklem 40'taki dirence bağlı gerilim ifadeleri bakır kayıplarını temsil ederken; akımın türevine bağlı gerilim ifadeleri motorun sargılarında depolanan manyetik gücü temsil eder. Motorun elektriksel açısal hızı ile mekanik açısal hızı arasındaki ilişki Denklem 42'de verilmiştir. SRM'de d ve q eksenli endüktansları eşit olduğu için mekanik güç Denklem 43'teki gibi ifade edilebilir.

$$P_{mekanik} = \frac{3}{2}(-\omega_e L_q I_q I_d + \omega_e L_d I_d I_q + \omega_e L_{sf} I_f I_q) \quad (41)$$

$$\omega_e = p\omega_m \quad (42)$$

$$P_{mekanik} = \frac{3}{2}(p\omega_m L_{sf} I_f I_q) \quad (43)$$

Motorun moment ifadesi ise mekanik güç ve motorun mekanik açısal hızı kullanılarak son olarak Denklem 44'te paylaşılmıştır.

$$T_e = \frac{P_{mekanik}}{\omega_m} = \frac{3}{2}pL_{sf}I_fI_q \quad (44)$$

4 KONTROL VE MODÜLASYON

4.1 Sinüzoidal Relüktans Motorun Kontrolü

Elektrik motorlarının kontrolünde en önemli noktalardan birisi motorun ürettiği momentin kontrol edilmesidir. Eğer moment kontrol edilir ise motorun hızı ve pozisyonu kontrol edilebilir. Motor kontrolü genel olarak skaler ve vektör kontrol olmak üzere ikiye ayrılabilir. Skaler kontrol ile moment ortalama olarak kontrol edilirken vektör kontrol ile moment anlık olarak kontrol edilebilir.

SRM'nin momentini ve buna bağlı olarak hızını kontrol etmek için vektör kontrol yöntemi uygulanmıştır. Vektör kontrol uygulamasını gerçekleştirmek için bir adet hız regülatörü ve iki adet akım regülatörü kullanılmıştır. AA sargılar vektör kontrol bloğu ile elde edilen anahtarlama komutlarına göre kontrol edilirken, DA sargı H-Köprüsü devresinin kıyıcı olarak kullanılmasıyla kontrol edilmiştir.

4.1.1 Vektör Kontrol Yöntemi

Vektör kontrol yönteminin skaler kontrol yöntemine göre avantajı geçici haldeki kontrol performansdır. Bu yöntem ile AA motorlar sanki serbest uyarımlı bir DA motor gibi kontrol edilebilir. Yöntemin daha iyi anlaşılması için DA motorun moment üretme mekanizması açıklanmıştır.

DA motorda alan sargıları hava aralığındaki akıyı oluştururken, armatür sargıları manyetomotor kuvveti oluşturur. Denklem 45'te moment ifadesi paylaşılmıştır. Burada δ , i_a ile ϕ arasındaki elektriksel açıdır. Ayrıca serbest uyarımlı motorda manyetomotor kuvveti oluşturan armatür akımı i_a ile akıyı oluşturan alan sargısı akımı arasında elektriksel olarak hep 90° vardır. Bu yüzden moment ifadesi sadece akı ve armatür akımın genliğine bağlıdır.

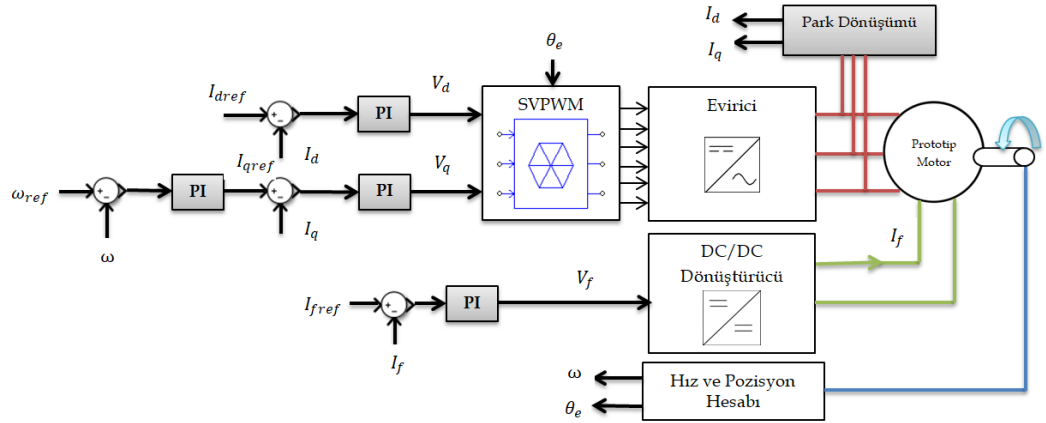
$$T = k|\phi||i_a|\sin(\delta) \quad (45)$$

Bu durum momentin anlık olarak kontrol edilmesini kolaylaştırmaktadır. Eğer armatür akımı ve alan sargısı akımı ayrı ayrı kontrol edilebilirse momentin anlık kontrolü sağlanabilir. DA motordaki bu senaryoyu AA motorlara uygulamak için Park Dönüşümü adıyla açıklanan dönüşüm matrisleri kullanılır. AA sargı akımları Park Dönüşümü ile d-q eksen takımına dönüştürülür. İki eksen

arasında her zaman 90° fark vardır ve daha önce belirtilen durumu sağlar. SMSM'de hava aralığındaki akıyı sabit mıknatıslar oluşturmaktadır. D eksen sabit mıknatısın akı eksenini ile çakıştırıldığı durumda yukarıda bahsedilen DA motordaki duruma benzer bir durum ortaya çıkar. Bu durumda q eksen akımı DA motor örneğindeki armatür akımının yerini alır.

SRM'de SMSM'den farklı olarak hava aralığındaki akıyı DA sargı oluşturur. Yani akı kontrol edilebilir. AA sargı akımları d-q eksen takımına dönüştürülür ve d eksen ile DA sargı manyetik eksen hizalanırsa SMSM'dekine benzer bir durum ortaya çıkar ve q eksen akımı moment üretiminde sorumlu olur. Ancak bu işlemin yapılması için rotor pozisyonu bilinmelidir. Bu tezde rotor pozisyonu artımlı enkoder ile belirlenmiş ve ilgili bölümlerde anlatılmıştır.

d ve q eksen akımlarını ayrı ayrı kontrol etmek için iki ayrı akım regülatörü kullanılmıştır. Şekil 4.1'de SRM'nin kontrol şeması paylaşılmıştır. Şekilde de görüldüğü üzere q eksen akım referansını hız regülatörü çıkışı belirlemektedir.



Şekil 4.1: SRM Kontrol Şeması

SRM aynı yüzey montajlı SMSM'de olduğu gibi moment üretimi için d eksen akımına ihtiyaç duymaz. Bu yüzden sabit moment bölgesinde d eksen akımı referansı 0 A'dır. SRM'nin alan zayıflatma bölgesinde çalışması durumunda negatif d eksen akımı ile alan hava aralığındaki akı zayıflatılır. Ayrıntılı bilgi "SRM'nin Alan Zayıflatma Bölgesindeki Kontrolü" adlı bölümde verilmiştir.

4.1.2 DA sargı Akımının Kontrolü

Vektör kontrol yöntemi kullanıldığı için AA sargı akımları d-q eksen takımına dönüştürülmüştür. Bu sırada DA sargı akımının kontrolü için de bir adet akım regülatörü kullanılmıştır. Akım regülatörü PI kontrolcüdür oluşmaktadır. DA sargılardan geçmesi istenen referans akım değeri ile akım sensörü ile ölçülen akım değerinin farkı alınarak kontrolcü girişine verilir. Kontrolcü çıkış olarak bir gerilim komutu üretir. Bu gerilim komutu kullanılarak uygulanacak PWM sinyalinin görev oranı bulunur ve anahtarların hangi sürelerde iletimde kalması gerektiği hesaplanır. Denklem 46'da görev oranının hesaplanmasında kullanılan formül verilmiştir. V_f Şekil 4.1'de gösterilmiştir ve DA sargı gerilim komutudur. V_{dc} DA sargı kontrolünde kullanılan H-Köprüsü devresinin DA besleme gerilimidir.

$$Duty(\%) = \frac{V_f * 100}{V_{dc}} \quad (46)$$

Denklem 47'te hesaplanan görev oranının elde edilmesi için gereken capture compare register değerinin formülü verilmiştir. CCR_{DC} DA sargı kontrolü için kullanılan timer biriminin capture compare register değeridir. ARR_{DC} ise kullanılan timer biriminin auto reload register değeridir. Bu terimler "Algoritma ve Yazılım" bölümünde daha detaylı anlatılmıştır.

$$CCR_{DC} = \frac{Duty * ARR_{DC}}{100} \quad (47)$$

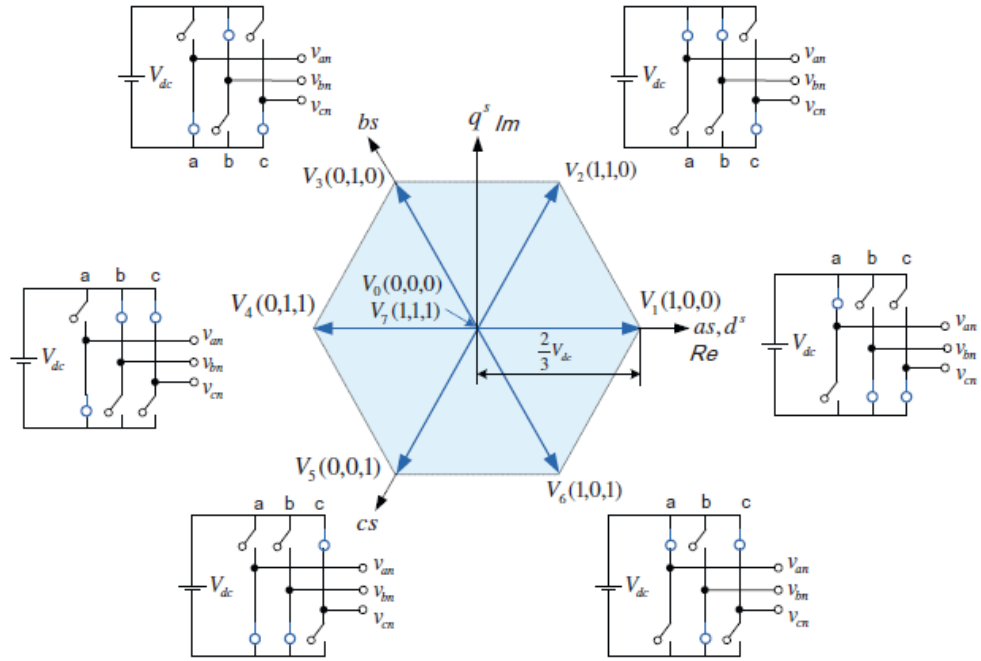
DA sargı kontrolü ve regülasyonu oldukça önemli bir yere sahiptir. Motorun ürettiği moment DA sargı akımının bir fonksiyonudur. Ayrıca hava aralığında oluşan akımın sinüzoidal bir dalga formuna sahip olması için DA sargı regülasyonunun çok iyi olması gerekir.

4.2 Uzak Vektör PWM (SVPWM)

Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) uzak vektörüne dayalı bir PWM yöntemidir. Kompleks düzlemde tanımlı voltaj vektörünü kullanarak anahtar sinyallerinin oluşturulması temeline dayanır. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonuna (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)'e göre DA bara geriliminden % 15.5 daha

fazla yararlanır. Yük akımındaki harmonik bileşenlerin genliği düşüktür. Motor kontrol uygulamalarında motorun ürettiği momentin dalgalılığı daha azdır. Anahtarlama kayıpları daha düşüktür. Belirtilen bu avantajlardan dolayı günümüzde pek çok uygulamada SVPWM tercih edilmektedir (Kim (2017)).

PWM tekniği bir modülasyon sinyali ve bir taşıyıcı sinyali kullanılarak anahtarlama elemanlarını kontrol etmek için sinyal üretimine dayanır. SV-PWM yöntemi kullanılarak mikroişlemci ile anahtarlama sinyalleri oluşturmak için hesaplanan modülasyon sinyali bir taşıyıcı ile karşılaştırılır. SVPWM yönteminde diğer PWM yöntemlerinden farklı olarak modülasyon sinyalinin üretimi farklılık göstermektedir. Taşıyıcı sinyal ise diğer PWM uygulamalarından farklı değildir. Taşıyıcı modülasyon sinyalinin örneklenmesinde kullanılırken taşıyıcının frekansı PWM sinyalinin frekansını belirler. Taşıyıcının genliği ise modülasyon sinyalinden küçük olmamalıdır.



Şekil 4.2: Eviricide Anahtarların Farklı Komutlarında Oluşan Voltaj Vektörleri (Kim (2017))

Bir eviricide altı adet anahtarlama elemanı bulunmaktadır. Şekil 4.2’de bu elemanların açık veya kapalı olma durumlarına göre evirici çıkışında oluşan voltaj vektörleri görülmektedir. Aynı kolda bulunan üst kol ve alt kol anahtarların kısa devre olmamaları göz önünde bulundurulduğunda oluşturulabilen

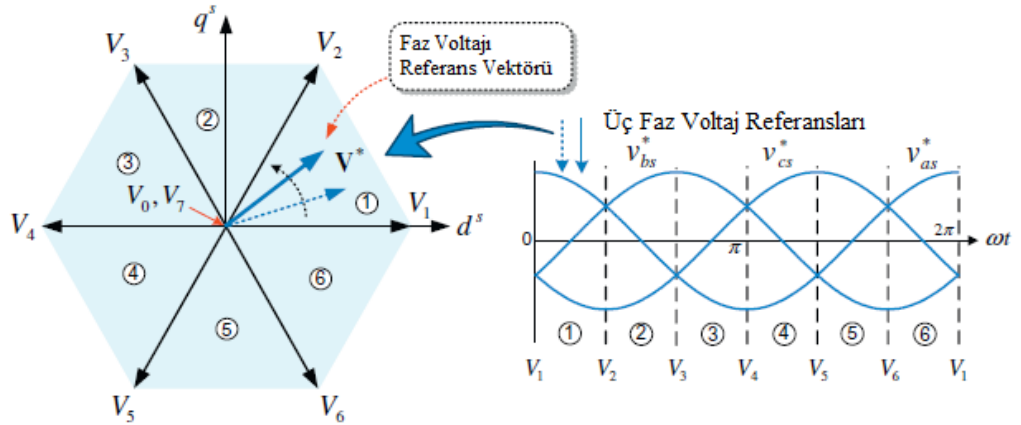
toplam $2^3 = 8$ tane voltaj vektörü mevcuttur. Bu vektörlerden altı tanesi aktif vektör olarak isimlendirilirken; iki tanesi sıfır vektörü olarak isimlendirilir. Eviricinin her bir kolu a, b, c harfler ile isimlendirilmiş; bu kollardaki üst kol anahtarları ise S_a , S_b ve S_c ile isimlendirilmiştir. Üst kol ve alt kol anahtarların aynı anda her ikisinin de açık veya kapalı durumda olmadığı göz önünde bulundurulmalıdır. Şekil 4.3'te üst kol anahtarların farklı konumları için voltaj vektörlerinin genlik ve açı bilgileri paylaşılmıştır. Alt kol anahtarları, üst kol anahtarların tersidir. V_0 ve V_7 sıfır vektörleridir. Aktif vektörlerin genlikleri DA bara geriliminin $2/3$ 'sine eşittir ve her aktif vektör arasında 60° fark vardır.

Anahtar Konumları			Faz Voltajları			Uzay Voltaj Vektörü
S_a	S_b	S_c	v_{as}	v_{bs}	v_{cs}	$V_n(n = 1 - 7)$
0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0 \angle 0^\circ$
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 0^\circ$
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$V_2 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 60^\circ$
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$V_3 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 120^\circ$
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$V_4 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 180^\circ$
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$V_5 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 240^\circ$
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$V_6 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 300^\circ$
1	1	1	0	0	0	$V_7 = 0 \angle 0^\circ$

Şekil 4.3: Voltaj Vektörlerinin Anahtar Konumlarına Göre Genlik ve Açısı (Kim (2017))

Üç fazlı eksen takımında tanımlı sinüzoidal bir gerilim sinyalinin bileşkesi bir vektör ile ifade edilebilir. Bu gerilim vektörü saat yönün tersinde sinyalin frekansına bağlı olarak belirli bir hızda döner. Bir periyodunu sinüzoidal sinyalin periyoduna eşit olacak şekilde tamamlar. Üç fazlı sinüzoidal sinyal Park dönüşümü uygulanarak d-q eksen takımında tanımlandığında gerilim vektörü artık d ve q olmak üzere iki bileşene sahip olur. SVPWM yöntemi bu gerilim vektörünün Şekil 4.2'de gösterilen voltaj vektörleri kullanılarak elde edilmesi temeline dayanır. Şekilde altı aktif voltaj vektörü arasında kalan altı bölge bulunmaktadır. Bunlar sektör olarak adlandırılır. Oluşturulmak istenen

gerilim vektörü bu altı sektörün her birinden tam bir periyodunda bir kez geçer. Şekil 4.4'te gerilim vektörü ve sektörler görülmektedir.



Şekil 4.4: Gerilim Vektörü ve Sektörler (Kim (2017))

Bu durumunu bir örnekle açıklamak gerekirse; gerilim vektörünün sektör birde bulunduğu durumda evirici tarafından oluşturulması için V_1 , V_2 aktif vektörleri ve sıfır vektörleri kullanılır. Her bir anahtarlama periyodunda istenilen gerilim vektörünün elde edilmesi için hangi voltaj vektörünün hangi sürelerde iletimde kalması gerektiğinin SVPWM yönteminin en önemli noktasıdır. Sektör birde bulunan aynı genliğe sahip gerilim vektörünün 40° açığa sahip olduğu durum ve 45° açığa sahip olduğu durumlar için aynı voltaj vektörleri kullanılır. Ancak bu sefer voltaj vektörlerinin uygulama süresi farklıdır. Bu işlem gerilim vektörünün oluşturulması için her sektörde tekrar eder. İletim sürelerinin hesaplanması için iki farklı hesap yöntemi incelenmiştir. T_1 ve T_2 aktif voltaj vektörlerinin uygulanma süreleri; T_0 sıfır vektörlerinin uygulanma süresidir ve süreler Denklem 48'de verilen eşitliği sağlamalıdır. T_s ise PWM sinyalinin periyodudur. Hesap yöntemlerine ait bilgiler "SVPWM Yöntem 1" ve "SVPWM Yöntem 2" başlıkları altında anlatılmıştır. Mikroişlemci üzerindeki uygulamaları ve hesap algoritması "Algoritma ve Yazılım" başlığı altında anlatılmıştır.

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (48)$$

Modülasyon indeksinin hesaplanmasında sırasında eviricinin maksimum DA bara gerilimin $\frac{1}{\sqrt{3}}$ 'ü kadar gerilim vektörü oluşturabileceği göz önünde bulundurulmalıdır. Bunun nedeni voltaj vektörlerinin olduğu altıgen şeklinin

sınırlarıdır.

4.2.1 SVPWM Yöntem 1

İşlem basamakları ve ilgili formüller aşağıda sırasıyla verilmiştir.

1) α - β eksen takımında tanımlı gerilim vektörünün genliği ve açısı bulunur. Bu işlem için Denklem 49 ve Denklem 50’de verilen formüller kullanılır. V_{ref} gerilim vektörünün genliği, γ ise vektörün Şekil 4.4’te gösterildiği gibi d ekseni ile yaptığı açıdır.

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (49)$$

$$\gamma = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) \quad (50)$$

2) Hesaplanan açığa göre vektörün hangi sektörde olduğu belirlenir. Tablo 4.1’de açı aralıkları ve ait oldukları sektörler belirtilmiştir.

Çizelge 4.1: Vektör Açısı ve Ait Olduğu Sektör

Vektör Açısı (γ)	Sektör(S)
$0 < \gamma \leq 60^\circ$	1
$60^\circ < \gamma \leq 120^\circ$	2
$120^\circ < \gamma \leq 180^\circ$	3
$180^\circ < \gamma \leq 240^\circ$	4
$240^\circ < \gamma \leq 300^\circ$	5
$300^\circ < \gamma \leq 360^\circ$	6

3) Modülasyon indeksi Denklem 51’de verilen formüle göre bulunur. V_{DC} eviricinin DA bara gerilimidir.

$$MI = \frac{V_{ref}}{\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}} \quad (51)$$

4) Hesaplanan modülasyon indeksi, vektörün genliği, vektörün açısı ve sektör bilgisi kullanılarak voltaj vektörlerinin uygulanma süreleri Denklem 52, 53 ve 54’te verilen formüle göre bulunur.

$$T_1 = T_s * MI * \sin(S * 60^\circ - \gamma) \quad (52)$$

$$T_2 = T_s * MI * \sin(\gamma - (S - 1) * 60^\circ) \quad (53)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (54)$$

5) Son olarak taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılacak olan modülasyon sinyalini elde etmek için sektör bilgisini kullanılarak Tablo 4.2'deki işlemler yapılır. Bu işlem sonucunda evirici anahtarlarının kontrol edecek olan sinyaller üretilmiş olur.

Çizelge 4.2: Yöntem 1 Sektörlere Göre Anahtarlama Süreleri

Sektör	Üst Kol Anahtar	Alt Kol Anahtar
1	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
2	$S_1 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
3	$S_1 = \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + \frac{T_0}{2}$
4	$S_1 = \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = \frac{T_0}{2}$
5	$S_1 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = \frac{T_0}{2}$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_2 + \frac{T_0}{2}$

Modülasyon sinyali SVPWM'in her periyodunda vektörün genliği, açısı ve sektörüne göre güncellenir. Elde edilen modülasyon sinyali mikroişlemci içinde taşıyıcı ile karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri üretilir.

4.2.2 SVPWM Yöntem 2

Modülasyon sinyalinin elde edilmesi için kullanılan diğer yöntem de bu bölümde açıklanmıştır. Yöntem 1 ve Yöntem 2 ile elde edilen modülasyon sinyali aynı şekilde taşıyıcı ile karşılaştırılarak anahtarlama sinyaline dönüştürülür. İşlemler sırasıyla kullanılan formüllerle beraber aşağıda verilmiştir.

1) d-q eksen takımında tanımlı kontrolcü çıkışındaki referans gerilim komutları α - β eksen takımına Denklem 55 kullanılarak dönüştürülür. V_{qref} ve V_{dref} sırasıyla kontrolcünün ürettiği q ve d eksen gerilim komutlarıdır.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \sin(\theta) & -\cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qref} \\ V_{dref} \end{bmatrix} \quad (55)$$

2) Sektörleri belirlemek ve sektörlere bağlı olarak süre hesabı yapmak için hesaplanan α - β eksen takımı ile karşılaştırılmak üzere a, b ve c katsayıları Denklem 56'da verilen formüle göre hesaplanır.

$$a = \sqrt{3}V_\alpha, \quad b = -V_\beta, \quad c = -a \quad (56)$$

3) Yöntem 1'den farklı olarak, burada gerilim vektörünün açısı hesaplanmadığı için sektör a, b, c katsayıları ile V_α ve V_β gerilimleri karşılaştırılarak bulunur. Aşağıdaki kod satırında sektör belirleme işlemi gösterilmiştir.

```

if ( $V_\beta > 0$  &&  $V_\alpha > 0$  &&  $V_\beta < a$ ) then
    S = 1
else if ( $(V_\beta > 0 \&\& V_\alpha \geq 0 \&\& V_\beta \geq a) \parallel (V_\beta > 0 \&\& V_\alpha < 0 \&\& b < a)$ ) then
    S = 2
else if ( $V_\beta > 0$  &&  $V_\alpha < 0$  &&  $b \geq a$ ) then
    S = 3
else if ( $V_\beta < 0$  &&  $V_\alpha < 0$  &&  $b < c$ ) then
    S = 4
else if ( $(V_\beta < 0 \&\& V_\alpha < 0 \&\& b \geq c) \parallel (V_\beta < 0 \&\& V_\alpha > 0 \&\& V_\beta < c)$ ) then
    S = 5
else if ( $V_\beta < 0$  &&  $V_\alpha > 0$  &&  $V_\beta \geq c$ ) then
    S = 6
end if

```


4) Süre hesabında kullanılacak olan m_a ve m_b modülasyon indeksleri Denklem 57’de verilen formüle göre hesaplanır.

$$m_a = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{DC}}, \quad m_b = \frac{3T_s}{2V_{DC}} \quad (57)$$

5) m_a , m_b ve V_α - V_β gerilimleri kullanılarak voltaj vektörlerinin uygulanma süreleri Tablo 4.3’e göre hesaplanır.

Çizelge 4.3: Sektörlere Göre Voltaj Vektörlerinin Uygulanma Süreleri

Sektör	Voltaj Vektörlerinin Süreleri
1	$T_1 = m_b * V_\alpha - 0.5 * T_2$ $T_2 = m_a * V_\beta$ $T_0 = 0.5(T_s - T_1 - T_2)$
2	$T_1 = m_b * V_\alpha + m_a * 0.5 * V_\beta$ $T_2 = -m_b * V_\alpha + m_a * 0.5 * V_\beta$ $T_0 = 0.5(T_s - T_1 - T_2)$
3	$T_1 = -m_b * V_\alpha - 0.5 * T_2$ $T_2 = m_a * V_\beta$ $T_0 = 0.5(T_s - T_1 - T_2)$
4	$T_1 = -m_a * V_\beta$ $T_2 = -m_b * V_\alpha - 0.5 * T_1$ $T_0 = 0.5(T_s - T_1 - T_2)$
5	$T_1 = -m_b * V_\alpha - m_a * 0.5 * V_\beta$ $T_2 = m_b * V_\alpha - m_a * 0.5 * V_\beta$ $T_0 = 0.5(T_s - T_1 - T_2)$
6	$T_1 = -m_a * V_\beta$ $T_2 = m_b * V_\alpha - 0.5 * T_1$ $T_0 = 0.5(T_s - T_1 - T_2)$

6) Son olarak taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılacak olan modülasyon sinyalini elde etmek için sektör bilgisini kullanılarak Tablo 4.4’teki işlemler yapılır. Bu işlem sonucunda evirici anahtarlarının kontrol edecek olan sinyaller üretilmiş olur.

Yöntem 2, Yöntem 1 ’den farklı olarak daha az trigonometrik fonksiyon kullanır. Bu yüzden mikroişlemcideki hesaplama süresi kısa sürer. Bu tezde SVPWM Yöntem 2 kullanılmıştır.

Çizelge 4.4: Yöntem 2 Sektörlere Göre Anahtarlama Süreleri

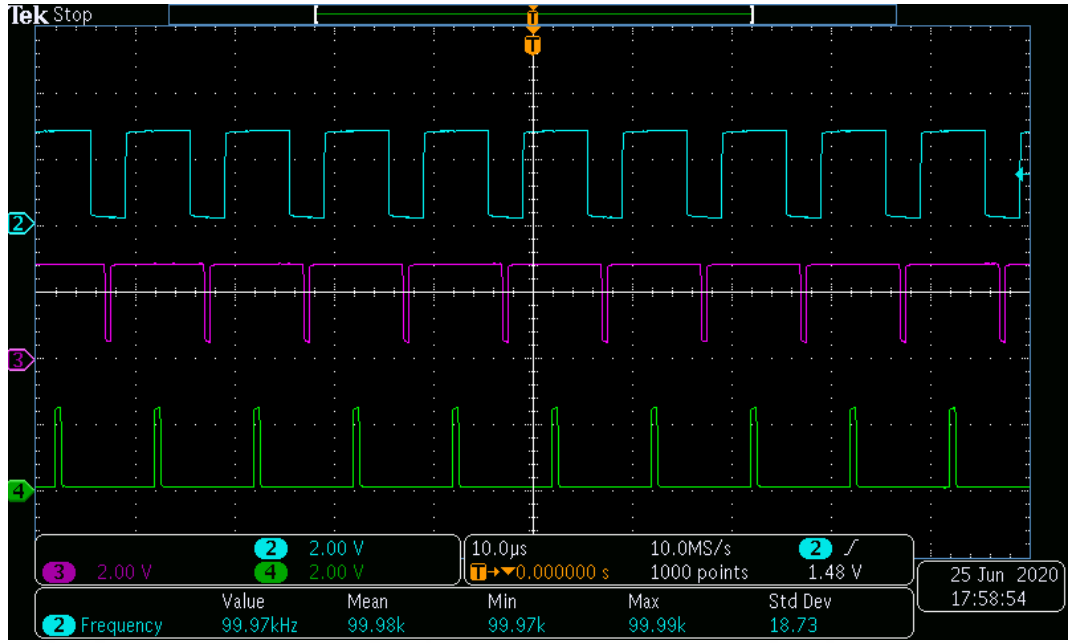
Sektör	Üst Kol Anahtar	Alt Kol Anahtar
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0$ $S_3 = T_2 + T_0$ $S_5 = T_0$	$S_4 = T_0$ $S_6 = T_1 + T_0$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0$
2	$S_1 = T_1 + T_0$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0$ $S_5 = T_0$	$S_4 = T_2 + T_0$ $S_6 = T_0$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0$
3	$S_1 = T_0$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0$ $S_5 = T_1 + T_0$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0$ $S_6 = T_0$ $S_2 = T_2 + T_0$
4	$S_1 = T_0$ $S_3 = T_2 + T_0$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0$ $S_6 = T_1 + T_0$ $S_2 = T_0$
5	$S_1 = T_2 + T_0$ $S_3 = T_0$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0$	$S_4 = T_1 + T_0$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0$ $S_2 = T_0$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0$ $S_3 = T_0$ $S_5 = T_1 + T_0$	$S_4 = T_0$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0$ $S_2 = T_2 + T_0$

Üretilen üst kol anahtarlama sinyallerine ait osiloskop görüntüleri Şekil 4.5 ve 4.6’da paylaşılmıştır.

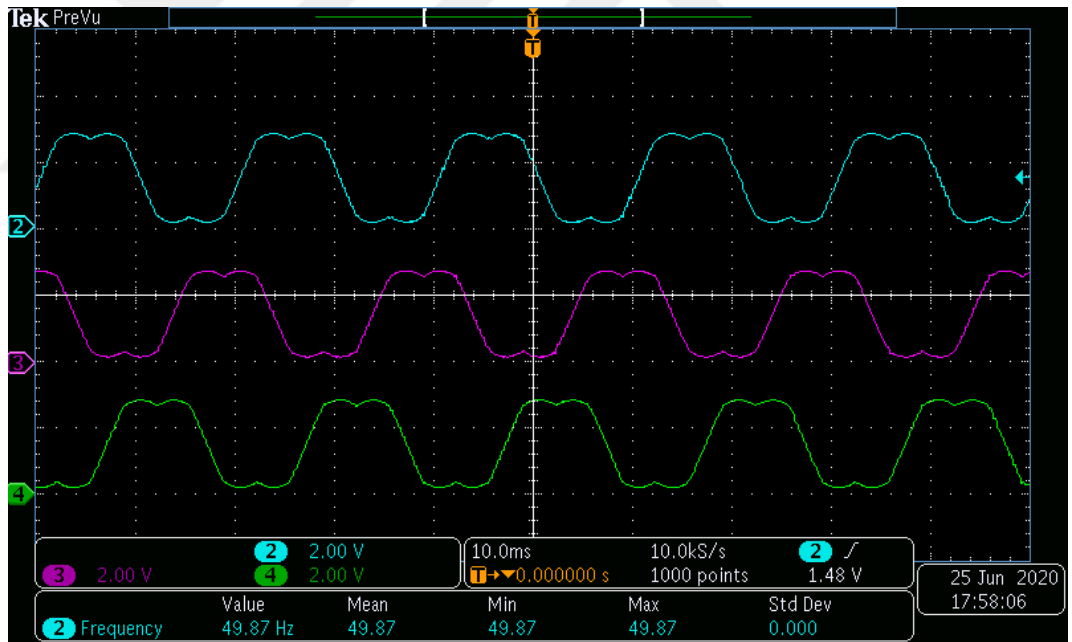
4.3 Rotorun Hız ve Açılı Tespiti

Motor kontrol uygulamalarında en önemli noktalardan birisi de rotorun hız ve elektriksel açılı bilgisidir. Hız regülasyonun yapılabilmesi için motorun ulaşması istenen hız profili ve motorun anlık hız bilgisi bilinmelidir. Vektör kontrol bloğunun ilk basamağında bu iki veri kullanılarak q eksenli akım komutu elde edilir. Ayrıca elektriksel rotor açılı hem vektör kontrol hem de SVPWM kısımlarında kullanılmaktadır. Park Dönüşümü, Ters Park Dönüşümü ve Vector Rotator işlemlerinde elektriksel açılı kritik öneme sahiptir.

Hız ve açılı tespiti sensör ile veya sensör kullanmadan tespit edilebilir. Sensör maliyetini ve bakım masraflarını en aza indirmek için endüstriyel



Şekil 4.5: S_1 , S_3 ve S_5 Anahtarının Kapı Sinyalleri



Şekil 4.6: S_1 , S_3 ve S_5 Anahtarının Kapı Sinyallerinin Geniş Zaman Aralığındaki Görüntüsü

uygulamalarda sensörsüz kontrol daha çok tercih edilir. Ancak deneysel amaçla yapılan bu çalışmada bu kaygılar bulunmadığı için hız ve açı tespiti artımlı enkoder kullanılarak yapılmıştır.

4.3.1 Artımlı Enkoder

Artımlı enkoderler miline bağlı oldukları motorların pozisyonları hakkında bilgi veren elektromekanik sensörlerdir. Motorun rotoruna, rotor ile hareket edebilecek şekilde bağlanırlar. Biri pozitif diğeri de negatif olmak üzere iki adet besleme girişi, üç adet de sinyal çıkışına sahiptir. Bunlar A, B ve Z çıkışlarıdır. A ve B uçları birbiri arasında 90° fark olan kare dalga formunda sinyal üretir. Enkoderin bir tam turunda üreteceği dalga sayısı PPR (Pulse Per Revolution) değerine göre farklılık gösterir. PPR değeri yükseldikçe açı hassasiyeti de artar. Z çıkışı enkoder milinin her tam turunda çıkış verir. Bu çıkış kullanılarak tur sayısı bulunabilir. Z çıkışı ayrıca açı bilgisinin doğruluğunun sağlanmasında da kullanılır. A ve B çıkışları kullanılarak belirlenen açı bilgisi Z çıkışının verildiği pozisyon için hep aynı değeri vermelidir. Farklı bir değer bulunması durumuna açının kaydığı yorumu yapılabilir. Bu durumun önüne geçmek için Z çıkışının olduğu andaki açı bilgisi bir değişkende tutulur ve Z çıkışının verildiği anda açı bilgisi güncellenir. Açı bilgisinin kaymasının nedeni enkoder çıkış sinyallerinde parazitik etkilerden kaynaklanan bozulmalar olabilir.

Bazı artımlı enkoderlerde A, B ve Z çıkışlarına ek olarak bu çıkışların değilleri de yer alır. Bu çıkışlar sinyaller üzerindeki parazitik etkilerin giderilmesi için kullanılabilir. A çıkışı ve A'nın değili sinyali birbirlerinin sayısal olarak tersi olan sinyallerdir. Parazitik etki her ikisi üzerinde de etkisini göstereceği için bu iki sinyalin farkı alınarak bu etkiler ortadan kaldırılabilir.

Bu tezde 360 PPR değerine sahip artımlı enkoder kullanılmış ve kullanımı "Algoritma ve Yazılım" kısmında anlatılmıştır.

4.3.2 Rotor Pozisyonun Belirlenmesi

Vektör kontrol ve SVPWM yöntemlerinin uygulanması için rotorun elektriksel pozisyonunun bilinmesi gerekir. Motorun üç faz akımları rotor elektriksel pozisyonu kullanılarak $d - q$ eksen takımındaki akım bileşenleri elde edilir ve vektör kontrol bloğunda kullanılır. Ayrıca kontrol bloğunun çıkışında elde edilen $d - q$ eksen takımındaki gerilim komutları pozisyon bilgisi kullanılarak durağan $\alpha - \beta$ eksen takımına dönüştürülür.

Kullanılan dönüşümler için rotorun pozisyon bilgisinin elektriksel açı

olarak elde edilmesi gerekir. Rotorun elektriksel açısı motorun kutup sayısı ile doğrudan ilişkilidir. Bu ilişki Denklem 58'de verilmiştir. Burada p motorun kutup çifti sayısıdır. Rotorun tam bir mekanik turu 360° 'dir. 10 kutup çiftine sahip bir motorda bir tam elektriksel tur, 36° 'lik mekanik tur sonunda tamamlanmış olur. Diğer bir bakış açısıyla rotorun bir tam mekanik turunda motor elektriksel olarak 10 tur atar.

$$\theta_e = p\theta_m \quad (58)$$

Enkoder ile rotorun mekanik açısı belirlenebilir. Bu işlem A ve B çıkışları kullanılarak yapılır. Enkoderin bir tam turunda vereceği çıkış sayısı PPR değeri olarak belirlidir. Bu değer A ve B sinyallerinin hem düşen hem de yükselen tarafı kullanılarak 4 katına kadar çıkarılabilir. 360 PPR değerine sahip bir enkoderde bu değer 1440'a kadar yazılımsal olarak çıkarılabilir. Böylelikle açı hassasiyeti artırılabilir. Rotor açısının yazılımsal olarak hesaplanması "Algoritma ve Yazılım" kısmında anlatılmıştır.

4.3.3 Rotor Hızının Belirlenmesi

Kontrol için önemli noktalardan birisi de rotorun hız bilgisidir. Hızın kontrol edilmesi için hız bilgisinin doğruluğu önem arz etmektedir. Açı bilgisinde olduğu gibi hız bilgisi de A ve B çıkışları kullanılarak elde edilir. Bu işlem iki farklı yolla yapılabilir. Birincisi, belirli bir periyotta A ve B çıkışlarının sayısı belirlenip; rotorun elektriksel olarak kaç derece yol aldığı bulunup süreye bölünebilir. İkinci yöntemde ise birincinin tersi olarak; A ve B çıkışlarının kaç saniyede bir çıkış verdiği kontrol edilir ve süre bilgisi elde edilebilir. Hız, açı bilgisinin süre bilgisine bölümüyle elde edilir. İkinci yöntem ile hesaplanan hız bilgisinin doğruluğu birinci yöntemle göre daha fazladır. Çünkü ilk yöntemde belirli bir süre içindeki çıkışlar sayıldığı için çıkışın tam tamamlanmadığı durumlar dikkate alınmamış olacaktır. Ancak yöntemin kalitesi aynı zamanda motorun hızına da bağlıdır. Hız hesabında birinci yöntem kullanılmış olup; yazılımsal olarak hesaplanması "Algoritma ve Yazılım" kısmında anlatılmıştır.

4.4 SRM'nin Alan Zayıflatma Bölgesindeki Kontrolü

SMSM'de alan zayıflatma işlemi, mıknatısların hava aralığında oluşturduğu manyetik alanın, d eksenini akımının oluşturduğu ters manyetik alan ile azaltılmasına dayanır. Bu işlem motora negatif d eksenini akımı vererek ters manyetik alan oluşturmaya ile gerçekleştirilir. SRM'de SMSM'lerden farklı olarak, hava aralığındaki manyetik alan d eksenini akımı ve DA sargı akımı ile kontrol edilebilir. Ancak bu çalışmada sadece d eksenini akımı kontrol edilerek alan zayıflatma işlemi yapılmıştır.

Her uygulamada olduğu gibi alan zayıflatma işleminde de kontrol sınırları vardır. Motorun termal sınırları, eviricinin akım kapasitesi ve gerilim sınırları kontrol sınırlarını belirler. Alan zayıflatma bölgesinde motora uygulanacak d ve q eksenini akımları motorun dinamik denklemleri ve sınır şartları kullanılarak bulunmuştur.

Motorun maksimum çalışma akımı, eviricinin akım kapasitesi olan I_{smax} 'ı aşmamalıdır. Akım sınırı d-q eksen takımında Denklem 59'daki gibi ifade edilir.

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_{smax}^2 \quad (59)$$

Eviricinin faz gerilimi tepe değerindeki sınır, SVPWM kullanıldığı için DA bara geriliminin $\sqrt{3}$ 'te biridir. Bu yüzden motorun gerilim vektörü "*Park Dönüşümü 3*" başlığı altında verilen dönüşüm kullanılması durumunda $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$ 'den küçük veya eşit olabilir ve Denklem 60'daki gibi ifade edilir.

$$V_d^2 + V_q^2 \leq V_{smax}^2 \quad (60)$$

$$V_{smax} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (61)$$

SRM'nin Denklem 40'ta verilen dinamik denklemlerin geçici hal durumları (akımların türevine bağlı ifadeler) ve sargı dirençleri ihmal edilirse voltaj denklemleri Denklem 62'deki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -w_e L_q & 0 \\ w_e L_d & 0 & w_e L_{sf} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} \quad (62)$$

Denklem 62’de ifade edilen gerilim denklemleri Denklem 60’da yerine konulursa, Denklem 63’te verilen eşitsizlik elde edilir.

$$(w_e I_q L_q)^2 + (w_e I_d L_d + w_e I_f L_{sf})^2 \leq V_{smax} \quad (63)$$

Denklem 59 ve Denklem 63 motorun çalışma noktasını sınırlayan koşullardır. Bu eşitsizliklere göre SRM’nin teorik olarak çıkabileceği maksimum hız; $I_d = -I_{smax}$ ve q eksen akımının 0 olması durumunda sağlanır ve Denklem 64’deki formülle ifade edilir.

$$w_{emax} = \frac{V_{smax}}{(-I_{smax} L_d + I_f L_{sf})} \quad (64)$$

Denklem 59’da verilen eşitsizlik merkezi orijin olan bir çemberi ifade eder. Denklem 63’te verilen eşitsizlik ise L_d ve L_q değerleri birbirine eşit olması durumunda çember, eşit olmaması durumunda da elips denklemini ifade eder.

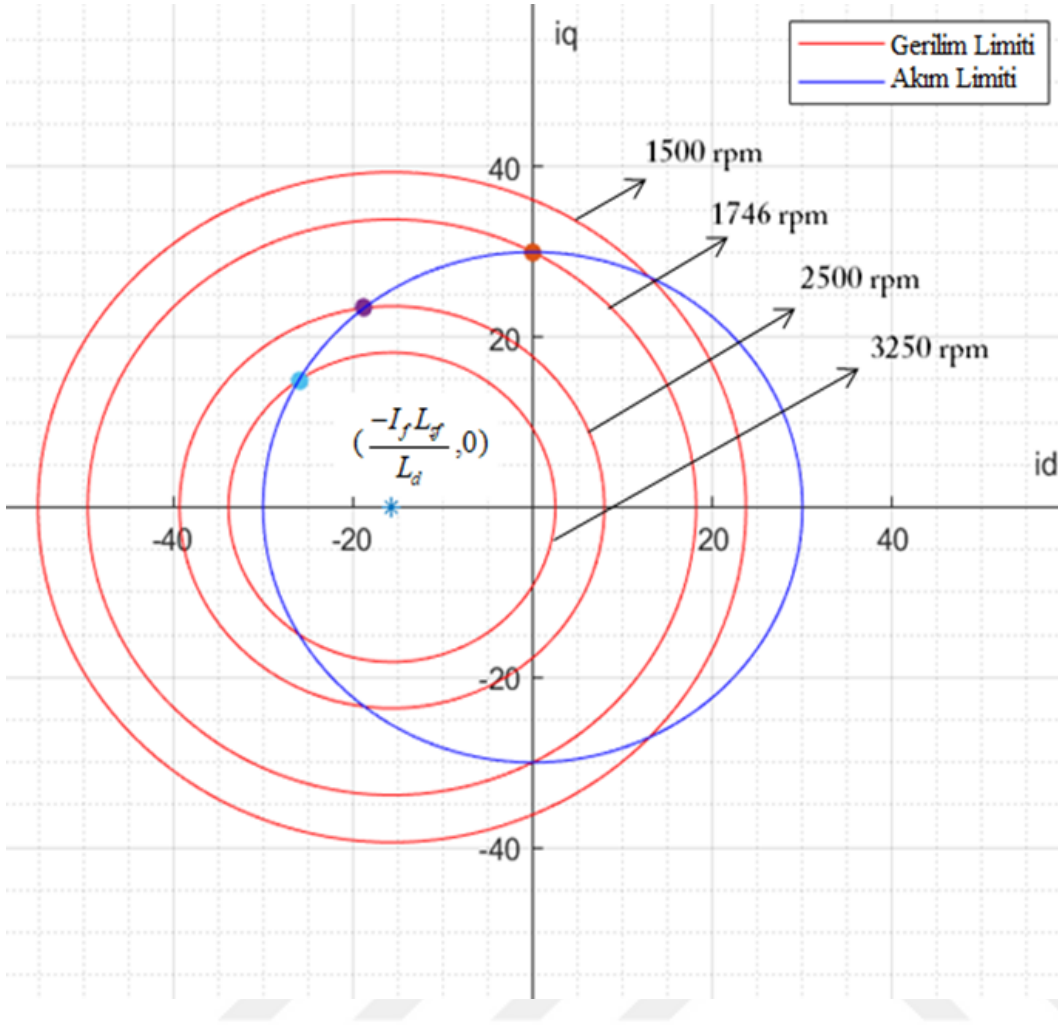
Çizelge 4.5: 12/10 SRM ve Evirici Parametreleri.

Parametre	Değer	Parametre	Değer
L_d (mH)	4.85	V_{smax} (V)	300
L_q (mH)	4.85	I_f (A)	21.21
L_{sf} (mH)	3.58	I_{smax} (A)	29.9955

5 kW’lık 12 oluk 10 kutup kombinasyonuna sahip bir SRM için motor parametreleri Tablo 4.5’te verilmiştir. Bu parametrelere göre çizdirilen denklemler Şekil 4.7’de gösterilmiştir.

Şekil 4.7’de verilen grafiğin 2.bölgesinde motor alan zayıflatma bölgesinde çalışır. Çalışma sınırları akım ve gerilim limitlerinin kesişim bölgesidir. Nominal hız olan 1746 d/d’nın üstündeki hızlarda kesişim bölgesi azalmaktadır. Motor nominal hızın altında, yani sabit moment bölgesinde çalışırken akım vektörü akımının kendisidir ($I_d = 0$). Bu durumda sadece akım limitlerine uyularak bir kontrol yapılabilir. Ancak alan zayıflatma bölgesinde, akım vektörünü d eksen ve q eksen akımları beraber oluşturmaktadır. Nominal hızın üstünde akım ve gerilim limitlerinin çalışma bölgesi dikkate alınarak kontrol yapılır.

Denklem 59 ve Denklem 63 ortak çözülecek olursa alan zayıflatma bölgesi için motora uygulanması gereken d ve q eksen akımları bulunur.



Şekil 4.7: SRM Akım ve Gerilim Sınırları (Catal et al. (2021))

$$I_s^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad (65)$$

$$(L_q I_q)^2 + (L_d I_d + L_{sf} I_f)^2 = \frac{V_{smax}}{w_e} \quad (66)$$

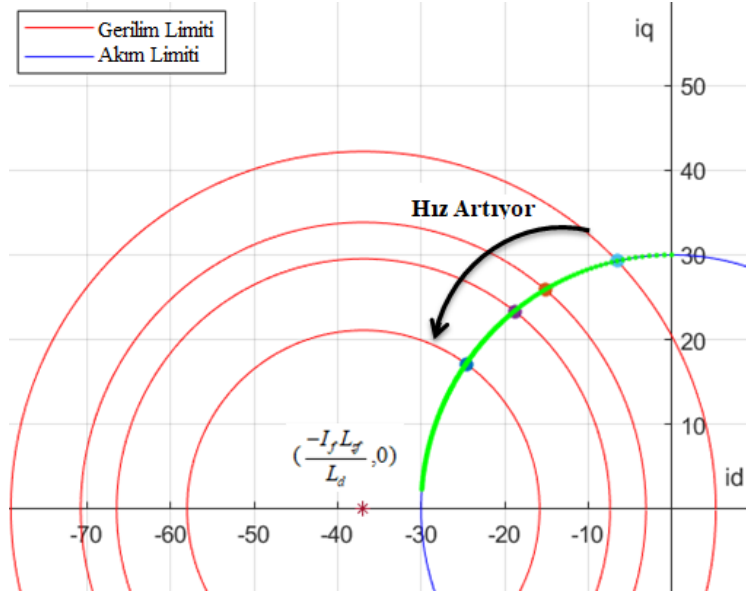
Denklem 65, Denklem 66'da yerine konulursa Denklem 67 yazılabilir.

$$(L_q I_s)^2 - (L_q I_d)^2 + (L_d I_d + L_{sf} I_f)^2 = \frac{V_{smax}}{w_e} \quad (67)$$

Denklem 67 düzenlenir ise I_d 'ye bağlı ikinci dereceden denklem 68'deki gibi yazılır.

$$(L_q^2 - L_d^2) I_d^2 + (2L_d L_{sf} I_f) I_d + \left(L_{sf} I_f + (L_q I_s)^2 - \left(\frac{V_{smax}}{w_e} \right)^2 \right) = 0 \quad (68)$$

L_d ve L_q birbirine eşit olduğu için I_d ve I_q sırasıyla Denklem 69 ve Denklem 70'teki gibi ifade edilir. Bu akım ifadeleri motorun alan zayıflatma



Şekil 4.8: Voltaj Çemberinin Merkezi Akım Çemberinin Dışında Olması Durumunda Optimal Akım Vektörü (Catal et al. (2021))

bölgesindeki çalışması sırasında motora uygulanacak akımın bulunmasında kullanılmıştır.

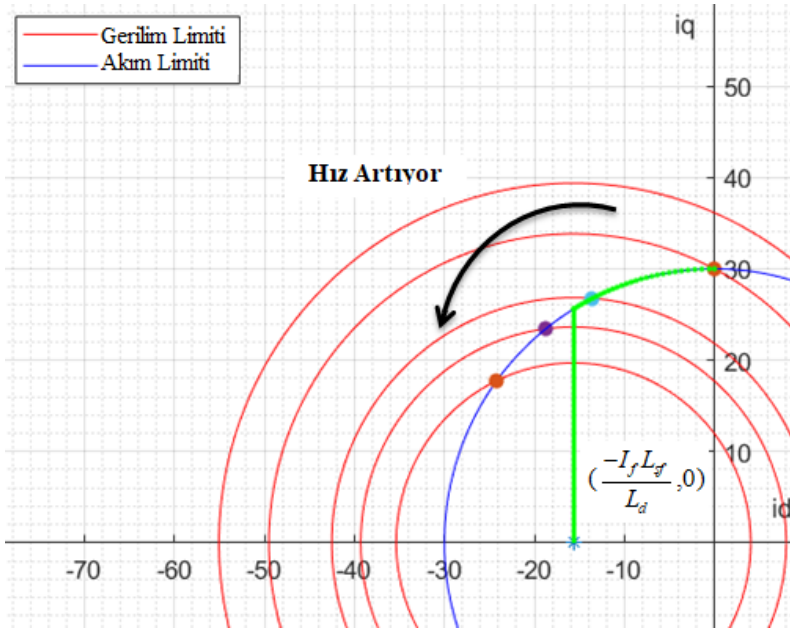
$$I_d = \frac{-\left(L_{sf}I_f + (L_q I_s)^2 - \left(\frac{V_{smax}}{w_e}\right)^2\right)}{(2L_d L_{sf} I_f)} \quad (69)$$

$$I_q = \sqrt{I_s^2 - I_d^2} \quad (70)$$

D eksen ve q eksen akımları için çalışma noktası iki çemberin kesişim noktaları olup voltaj çemberinin merkezinin akım çemberinin içinde veya dışında olmasına göre iki farklı yol izler. Bu iki durum Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da gösterilmiştir.

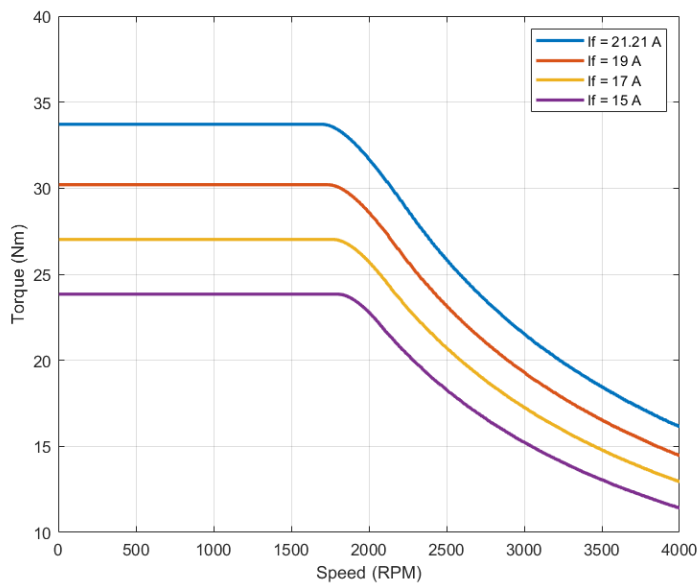
Voltaj çemberinin merkezi akım çemberinin dışında ise motor optimal moment üretimi için Şekil 4.8'deki yeşil yayı izlemelidir. Bu durumda motorun çıkabileceği maksimum hızın bir sınırı vardır. Ancak voltaj çemberinin merkezi akım çemberinin içinde ise optimal moment üretimi için akım, Şekil 4.9'daki yeşil yayı izlemelidir. Bu koşulda motor teorik olarak sonsuz hıza ulaşabilir. Fakat bu şartın sağlanması için $I_d = -I_{smax}$ ve q eksen akımı 0 olmalıdır. Bu nedenle ulaşılabilecek maksimum hızın bir sınırı vardır.

Sabit mıknatıslı motorlardan farklı olarak SRM'nin DA sargı akımı kontrol edilerek voltaj çemberinin merkezi $\left(-\frac{I_f L_{sf}}{L_d}, 0\right)$, d eksen boyunca sağa



Şekil 4.9: Voltaj Çemberinin Merkezi Akım Çemberinin İçinde Olması Durumunda Optimal Akım Vektörü (Catal et al. (2021))

ve sola hareket edebilir. Bu sayede motorun maksimum moment üretimi gerekli optimal noktası değiştirebilir ve üretilen moment arttırılabilir. Ancak motorun üreteceği moment DA sargı akımına bağlıdır. Hava aralığındaki akıyı zayıflatmak için DA sargı akımı azaltılırsa motorun üreteceği maksimum moment düşer. Bu durum farklı DA sargı akımları için Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Bu yüzden DA sargı akımı da alan zayıflatma algoritmasının içine dahil edildiği durumlarda yükün talep ettiği moment bilinmelidir.



Şekil 4.10: Farklı Uyarma Akımlarında SRM Moment Hız Grafiği

Motorun sabit moment bölgesindeki kontrolünden farklı olarak, alan zayıflatma bölgesinde matematiksel ifadeleri elde edilen d ve q eksenli akım denklemleri kullanılarak bir kontrol yapılmıştır. Sabit moment bölgesinde d eksenli akımı sıfır amperde tutulurken q eksenli akımı hız regülatörü ile belirlenir. Gerekli voltaj komutları akım regülatörleri tarafından üretilir ve bu komutlar motora uzay vektör modülasyonu kullanılarak uygulanır. Sabit güç bölgesinde alan zayıflatma işlemi gerçekleştirmek için d eksenli akımı hava aralığındaki manyetik alanı zayıflatacak şekilde ve maksimum moment üretecek şekilde belirlenmiştir. Şekil 4.11’de alan zayıflatma bölgesine ait kontrol şeması görülmektedir. Hız regülatörünün çıkışı ve akım regülatörlerinin girişi arasında alan zayıflatma kontrol bloğu yer almaktadır. Kontrole ait algoritma "Algoritma ve Yazılım" bölümünde anlatılmıştır."

5 ALGORİTMA VE YAZILIM

SRM'nin kontrolü için STM32F4 Discovery geliştirme kartı kullanılmıştır. Geliştirme kartı üzerinde maksimum 168 MHz clock frekansı ile çalışan STM32F407VGT işlemcisi bulunmaktadır. 10 kHz anahtarlamanın yapıldığı bu tezde uzay vektör modülasyonu, faz akımlarının okunması ve vektör kontrol için yeterli hıza sahiptir. Ancak daha yüksek hızlarda anahtarlama yapılan uygulamalarda daha hızlı işlemciler kullanılabilir. Bu bölümde ADC birimleri ile akım okuma, DA bara geriliminin okunması ve sıcaklık okuma işlemlerinin algoritmaları anlatılmış; timer birimi ile PWM üretilmesi ve enkoder ile hız ve açı belirleme algoritmaları anlatılmıştır. Vektör kontrol, uzay vektör modülasyonu ve alan zayıflama bölgesi algoritmaları açıklanmıştır. Ayrıca hem motoru hem de sürücü kartı korumak için aşırı akım koruması, kısa devre koruması, sıcaklık koruması ve gerilim koruması algoritmaları verilmiştir.

5.1 Faz Akımlarının Okunması

Vektör kontrol bloğunda üç adet PI kontrolcü bulunmaktadır. Bunlardan iki tanesi akım regülasyonu için kullanılır ve doğru gerilim komutlarının üretilmesi için büyük öneme sahiptir. Akım regülasyonun doğruluğu için ölçülen motor akımları gerçek değerlere en yakın profilde olmalıdır.

Motor akımlarını ölçmek için akım sensörü veya direnç kullanılabilir. Sensör kullanılan uygulamalarda sensörler çoğunlukla motor fazlarına seri olarak bağlanır. Bu tip sensörler akım ölçme kapasitelerinin sınırları içinde belirli bir hassasiyete sahiptirler ve üzerinden geçen akımla orantılı olarak çıkış verirler. Çıkış profili doğrusal olmakla beraber sıcaklık ve diğer ortam şartları altında hassasiyetleri değişebilir. Sensör ile akım ölçümü sırasında işlemcinin ADC birimi kullanılarak sensör çıkışı dijital değere dönüştürülür. Sensör hassasiyeti kullanılarak dijital değerden gerçek akım değeri elde edilir.

Direnç ile akım ölçme yöntemi sensör ile akım ölçmeye göre daha farklıdır. Bu yöntemde dirençler eviricinin alt kol mosfetlerinin source bacakları ve DA baranın negatif ucu arasına konumlandırılır. Dirençler üzerindeki gerilim değerleri ADC ile ölçülerek gerçek akım değeri bulunur. Ancak ADC birimi PWM üreten timer birimi ile senkronize edilmelidir. Çünkü bu dirençlerin üzerinde,

sadece alt kol mosfetleri iletimde olduğu durumda gerilim okunabilir. Bütün dirençlerin üzerinde gerilim düştüğü durum sıfır vektörünün olduğu durumdur. ADC ile direnç üzerindeki gerilim sıfır vektörü uygulandığı durumda okunur. Dikkat edilmesi gereken diğer bir durum ise dirençler üzerindeki gerilim dalga şeklidir. Anahtarlar konum değiştirdikleri ilk durumda dirençlerdeki gerilimlerde dalgalanmalar oluşur. Bu durumu akımın yanlış hesaplanmasına neden olabilir. Bunun önüne geçmek için gerilimler belirli bir gecikmeden sonra okunur.

ADC birimi ile dijital değere dönüştürülen gerilim bilgisi direnç değeri ve kullanılan opamp kazancı kullanılarak gerçek akım değerine dönüştürülür.

İşlemcinin ADC birimi giriş portuna girilen analog sinyali işlemcinin izin verdiği değer aralığında dijital bilgiye dönüştürür. Bunu yaparken baz aldığı bir gerilim vardır. Bu gerilim değeri STM32F4 Discovery kartında V_{DDA} değeridir. Teorik olarak bu değer 3.3 V olarak bilinir ancak kartın gerilim regülasyonuna bağlı olarak bu değer farklılık gösterebilir. V_{DDA} değerinin doğru bilinmesi ADC biriminde dijital değere dönüştürülen verinin tekrar gerçek değere dönüştürülmesi kısmında büyük önem taşır. Kısaca örnekleme işleminde kullanılan değer ile hesap kısmında kullanılan değer aynı olmalıdır. V_{DDA} değeri yine işlemcinin ADC birimi ve işlemci hafızasında tutulan kalibrasyon değeri kullanılarak bulunmuş ve hesap işlemlerinde bu değer kullanılmıştır.

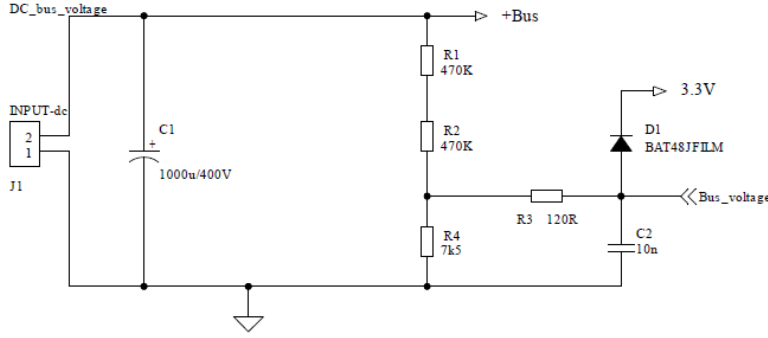
5.2 DA Bara Geriliminin Okunması

Faz akımlarında olduğu gibi DA bara geriliminin okunması için de işlemci kartın ADC birimi kullanılmış ve 12 bit çözünürlükle örnekleme yapılmıştır. Çözünürlük 6 bite kadar düşürülerek işlem süresi azaltılabilir ancak bu durumda da analog değeri okuma hatası artacaktır.

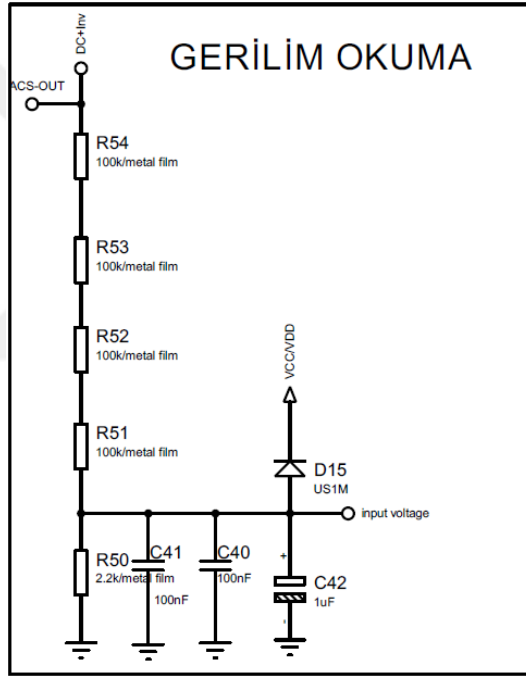
DA bara geriliminin bilinmesi modülasyon indeksinin belirlenmesinde büyük öneme sahiptir. Uzay vektör modülasyonu ile anahtarlara uygun komutların uygulanması için modülasyon indeksi doğru hesaplanmalıdır. Yanlış okuma yapılması durumunda kontrol bloğu ile üretilen gerilim komutları anahtarlara düzgün şekilde uygulanamayacaktır.

Yazılım geliştirme aşamasında kullanılan 2.5 kW'lık evirici kart ve test aşamasında kullanılan 20 kW'lık evirici kartın ikisinde de DA barayı ölçmek

için gerilim bölücü kullanılmıştır. Bunlar sırasıyla Şekil 5.1 ve Şekil 5.2’de verilmiştir.



Şekil 5.1: STEVAL-IPM30B Kartı DA Bara Gerilim Bölücü Devresi



Şekil 5.2: 20 kW Evirici DA Bara Gerilim Bölücü Devresi

2.5 kW güce sahip evirici kartı 325 V DA giriş gerilimine sahipken 20 kW’lık evirici kartı DA girişi 535 V’tur. Bu sebeple gerilim bölücü dirençlerin kazançları işlemci kartın okuyabileceği seviye düşürmek için ayarlanmıştır. 2.5 kW’lık kartta gerilim bölücü oranı yaklaşık olarak 1/125 iken 20 kW’lık kartta 1/183’tür. Bu oranlar, ADC ile dijital değere dönüştürülen analog sinyalin tekrar gerçek değerininin hesaplanması için kullanılmıştır.

$$V_{DC} = \frac{RegularADC[1] * V_{DDA}}{(2^{12} - 1) * (VoltageDividerRatio)} \quad (71)$$

Denklem 71’de DA bara geriliminin hesaplanması için kullanılan formül verilmiştir. Formülde RegularADC[1] işlemcide ADC biriminin 12 bit çözünürlükle dijital değere dönüştürülen değeri tutan değişkendir. Voltage Divider Ratio değişkeni gerilim bölücü oranı olup her iki kart için de değerler yukarıda verilmiştir. Gerilimin okunması işlemi her periyotta tekrarlanmış ve güncellenmiştir. Ayrıca kartları yüksek gerilime karşı korumak için de DA bara gerilimleri kontrol edilmiş ve koruma algoritmasında kullanılmıştır.

5.3 Rotor Pozisyonunun Belirlenmesi

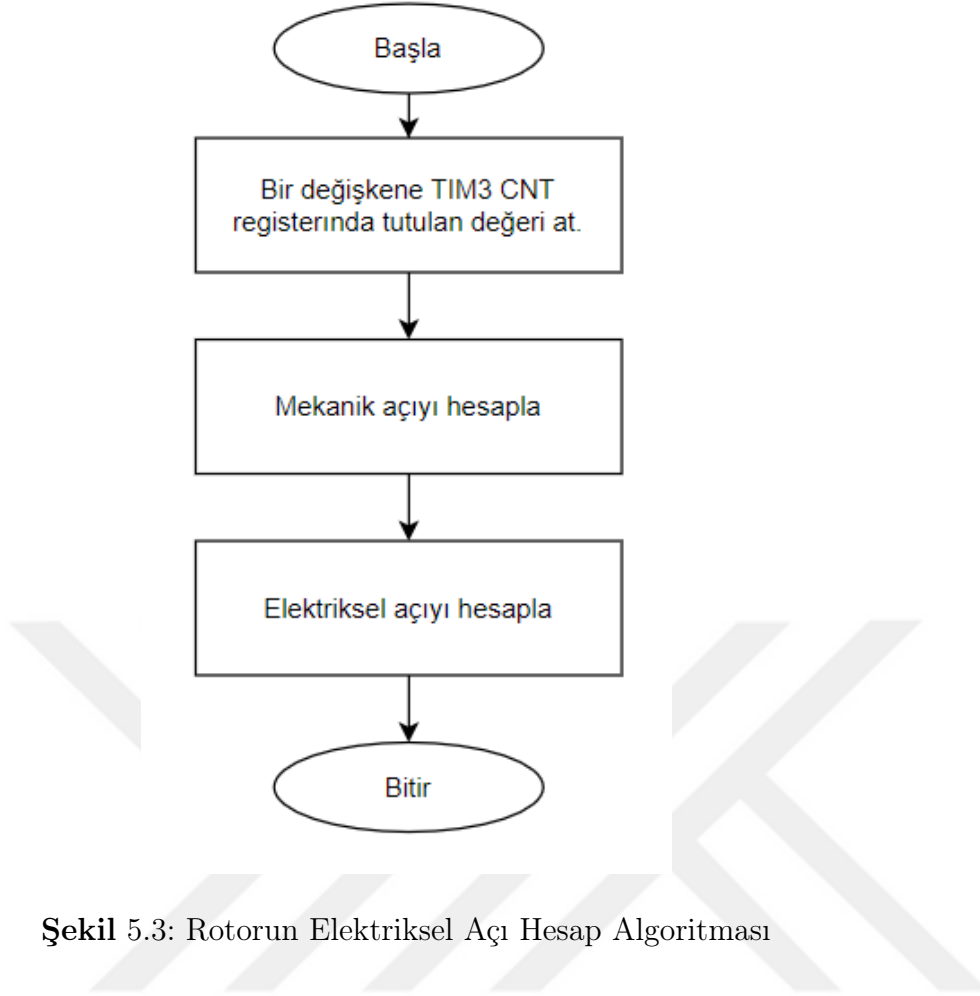
Rotorun elektriksel açısının belirlenmesi için 360 PPR etiket değerine sahip bir adet artımlı enkoder kullanılmıştır. Enkoderin A ve B çıkış sinyalleri, STM32F4 discovery kartın timer birimindeki enkoder modu kullanılarak rotorun mekanik açısı hesaplanmıştır. Elektriksel açı, kutup sayısı ve mekanik açı bilgisi kullanılarak Denklem 58’te belirtildiği gibi hesaplanmıştır.

İşlemci kartın TIM3 birimindeki enkoder arayüzü, A ve B sinyallerinin düşen ve yükselen kenar durumlarına göre girilen ARR(Auto Reload Register) değerine kadar sayma işlemi yapar. Her iki giriş sinyalinin hem düşen hem de yükselen kenar durumlarına göre sayma işlemi yapıldığında PPR değerinin 4 katı kadar hassasiyet elde edilmiş olur. Bu durumun dışında iki katı hassasiyet ve PPR değeri kadar sayma durumları da mevcuttur. Açı hassasiyetini arttırmak için 4x modu seçilmiştir.

A ve B sinyalleri TIM3 biriminin 1 ve 2 numaralı kanallarına bağlanmıştır. Rotorun saat yönü veya saat yönünün tersine dönüşlerinde TIM3’e ait CNT registerı ARR ve 0 değerleri arasında sayma işlemi yapar. Kullanılan enkoderin PPR değeri 360 olduğu ve 4x modu kullanıldığı için ARR değeri 1440 olarak girilmiştir. Bu durumda rotor bir tam turunda 1440 değerine kadar sayma işlemi yapar. 360°’lik bir tam tur için 0.25° mekanik, 2.5° de elektriksel açı hassasiyeti vardır. Daha yüksek PPR değerli enkoder kullanılarak açı hassasiyeti arttırılabilir.

$$\theta_m = \frac{TIM3.CNT * 2\pi}{4 * PPR} \quad (72)$$

Açının hesaplanması için öncelikle TIM3 CNT register içindeki değer bir değişkenin içinde tutulur ve Denklem 72 kullanılarak mekanik açı radyan



Şekil 5.3: Rotorun Elektriksel Açı Hesap Algoritması

cinsinden bulunur. Mekanik açı Denklem 58 kullanılarak elektriksel açıya dönüştürülür. Açı bilgisi kontrol ve modülasyon için çok önemli olduğu için her periyotta güncellenmelidir. Hesap algoritması Şekil 5.3'te verilmiştir.

Son önemli nokta ise elektriksel açı değişkeninin 2π 'ye göre modunun alınmasıdır. 10 kutup çiftine sahip motorda bir tam turda 3600° 'lik bir açı taranacağı için 8 bitlik bir değişken tanımlanması durumunda 255 değerinden sonra taşma yaşanacaktır. Bu durumun önüne geçmek için mod alınmalıdır. Diğer bir yol ise 16 bitlik bir değişken tanımlamak olabilir.

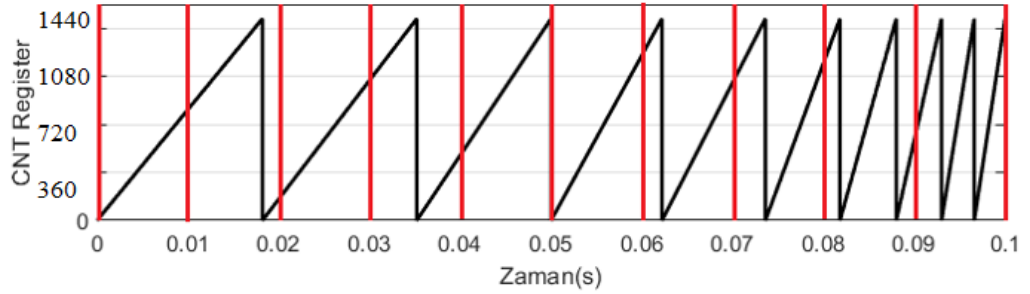
5.4 Rotor Hızının Belirlenmesi

Rotor açısının belirlenmesi için kullanılan 360 PPR değerine sahip enkoder ile rotor hızı da bulunabilir. Hız tespiti için işlemci timer biriminde 10 ms'lik bir kesme oluşturulmuştur. Her 10 ms'de bir enkoderin saydığı darbe sayısı bulunmuş ve Denklem 73'teki formüle göre hız hesabı yapılmıştır. Buradaki Count değişkeni 10 ms içinde atılan darbe sayısını değişken olarak

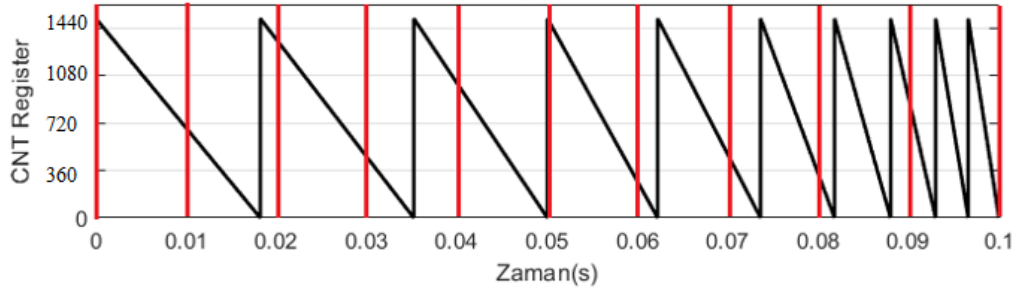
içerisinde tutmaktadır.

$$n[d/d] = \frac{Count * 60}{4 * PPR * 0.01} \quad (73)$$

Ancak enkoder bir turunda 1440'a kadar sayabilmektedir. Yüksek hızlarda CNT registerı birden fazla kez taşma yaşayabilir veya 10ms içinde CNT registerı sıfır değerine ulaşmış daha sonra artışı sürdürmüş olabilir. Bu durumda sayılan darbe sayısının düzgün hesaplanması için TIM3 enkoder biriminin kesmesi aktif edilmelidir. Böylelikle TIM3 CNT registerı ARR değerine ulaştığında kesme verecek ve 10ms içinde kaç darbe atıldığı doğru bir şekilde belirlenecektir. Bu durum Şekil 5.4 ve Şekil 5.5'te gösterilmiştir.



Şekil 5.4: TIM3 CNT Registerı Yukarı Sayarken

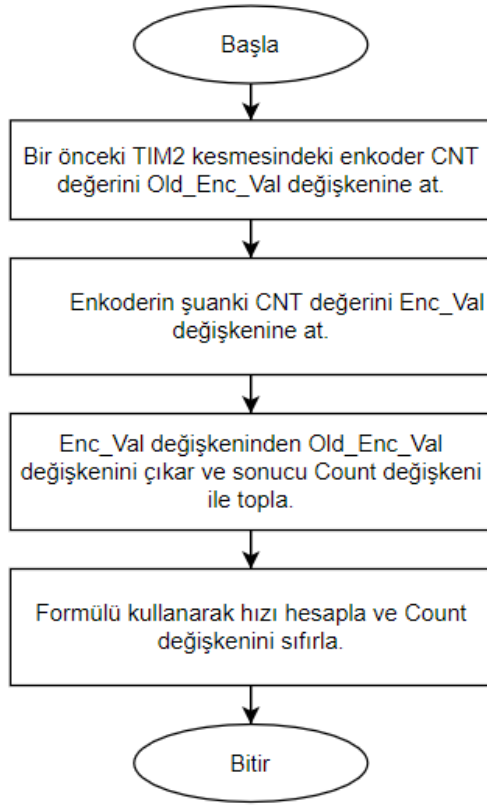


Şekil 5.5: TIM3 CNT Registerı Aşağı Sayarken

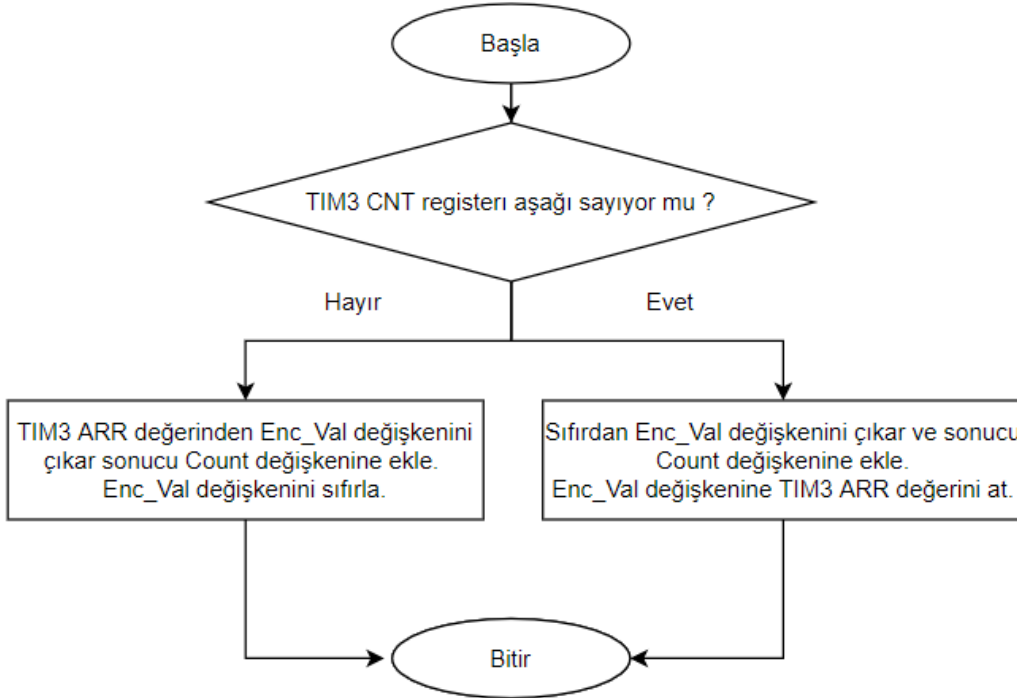
10ms'lik timer kesmesi için kullanılan algoritma Şekil 5.6'da ve enkoder TIM3 kesmesi için kullanılan algoritma Şekil 5.7'de gösterilmiştir.

5.5 DA Bara Kapasitörlerinin Enerjilendirilmesi

20 kW'lık evirici kartında DA bara kapasitörlerinin enerjilendirilmesi için NTC ve iki adet röleden oluşan bir şarj devresi bulunmaktadır. Rölelerden biri

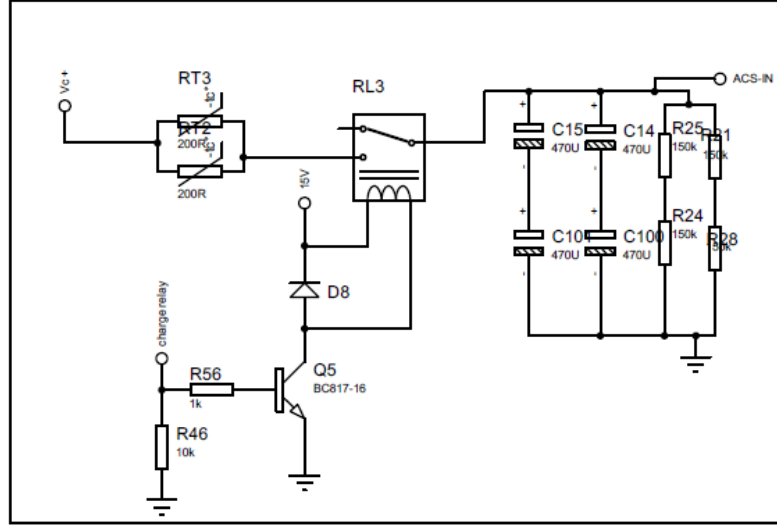


Şekil 5.6: TIM2 10 ms’lik Kesme Algoritması

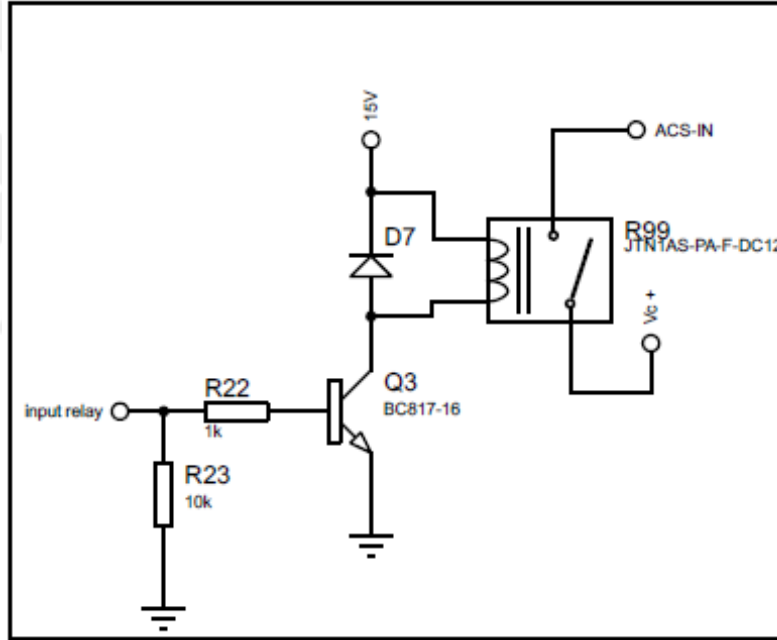


Şekil 5.7: TIM3 Enkoder Kesme Algoritması

doğrultucu çıkışını direk olarak kapasitörlerin pozitif kutbuna bağlarken diğeri doğrultucu çıkışını NTC üzerinden pozitif kutuba iletmektedir.



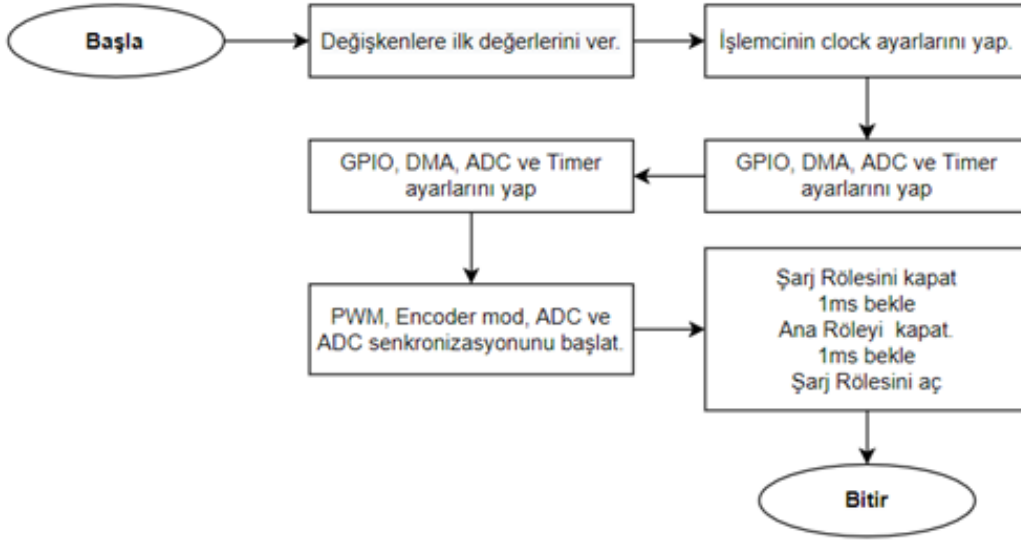
Şekil 5.8: 20 kW Evirici Kartı Şarj Rölesi



Şekil 5.9: 20 kW Evirici Kartı Ana Röle

Evirici ilk olarak NTC üzerinden beslenir. Bunun amacı DA bara kapasitörlerinin ilk anda çekmesi muhtemel yüksek akımı sınırlamaktır. NTC'yi devreye alan röle şarj rölesi, diğer röle ise ana röle olarak isimlendirilmiş ve sırasıyla Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'da gösterilmiştir. Kapasitörler bir süre NTC üzerinden beslendikten sonra ikinci röle devreye girer. İki röle bir süre devrede kaldıktan sonra şarj rölesi devreden çıkar ve kapasitörler artık ana röle üzerinden beslenir. Şarj rölesinin devreden çıkarılmasının amacı NTC'yi korumaktır. NTC ısındıkça direnci küçülür ve uzun süreli kullanım durumunda

yanabilir.



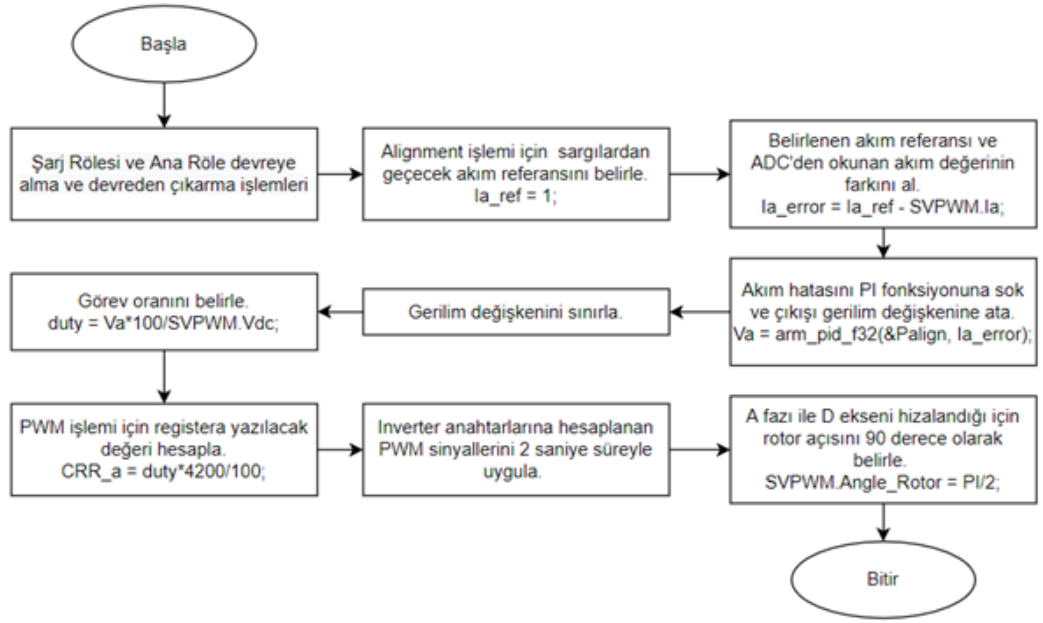
Şekil 5.10: Başlangıç ve DA Bara Kapasitörlerinin Enerjilendirilmesi Algoritması

Şekil 5.10'daki algoritma evirici her enerjilendirildiğinde tekrar eder; DA bara kapasitörlerini ve kartı korumayı amaçlar.

5.6 Rotor Pozisyonunun Hizalanması (Alignment)

Rotor pozisyonu artımlı enkoder kullanılarak bulunmuştur. Ancak artımlı enkoder rotorun ilk konumunun bilgisini veremez. Rotorun başlangıç konumu da açının doğruluğu için çok önemlidir. Evirici ilk enerjilendirildiğinde DA bara kapasitör algoritmasından sonra rotor hizalama işlemi yapılmıştır. Hizalama işlemi için A fazı manyetik eksen ve q eksen üst üste getirilir. Motorun B ve C fazlarının bağlı olduğu evirici kollarında alt kol mosfetleri sürekli iletimde kalır. Bu esnada A fazının bağlı olduğu evirici kolundan PWM uygulanır ve hizalama işlemi sırasında sargılardan akacak akım kontrol edilir. Bu işlem Şekil 5.11'de verilen algoritma şemasına göre yapılır. Hizalama işlemi 2 saniye uygulanır, ardından işlemci motorun başlatılması için gereken komutu bekler.

Burada önemli bir diğer nokta ise kullanılan eksen dönüşümleridir. Hizalama işleminden sonra q eksen açısı, kullanılan eksen dönüşümlerine göre farklılık gösterecektir. Bu işlem ile A fazı ve d eksen hizalanmış olur. Dönüşümlerde q eksen, A fazı ile hizalandığından rotor açısı q ve A eksenleri



Şekil 5.11: Rotor Hizalama Algoritması

arasındaki açıdır. Bu yüzden başlangıç pozisyonu 90° olarak belirlenir.

5.7 Koruma Algoritmaları

Koruma işlemi hem evirici kartı hem işlemciyi hem de motoru korumak için yapılmıştır. Akım, gerilim, kısa devre ve sıcaklık korumalarına ait bilgiler ve algoritmalar aşağıda paylaşılmıştır.

5.7.1 Aşırı Akım Koruması

Akım koruması, hem evirici kartı hem de motor sargıları için önemlidir. Motorun çekebileceği akımın motor tasarım kriterleri ölçüsünde bir sınırı vardır. Evirici kart içinde kullanılan anahtarlama elemanlarının da üzerinden geçirebileceği akımın bir sınırı vardır. Her iki sınır şartını sağlamak amacıyla ADC ile okunup hesaplanan akım değerleri kullanılarak aşırı akım koruması yapılmıştır. Bu algoritmaya göre akım değerleri periyodik olarak kontrol edilerek belirlenen akım sınırı aşıp aşmadığı kontrol edilir. Sınırın aşılması durumunda PWM kanalları kapatılarak anahtarlama işlemine son verilir. Böylelikle evirici çıkışları kapatılmış; hem motor hem de evirici aşırı akımın oluşturabileceği etkilerden korunmuş olur.

5.7.2 Kısa Devre Koruması

Bir elektrik devresinde gerilim kaynağının bir hata sonucu iç direnci çok düşük bir yol görmesi ve aşırı akım akıtması olayı kısa devre olarak adlandırılabilir. Evirici devresinde üst kol ve alt kol anahtarların aynı anda ilettime geçirilmesi bu duruma örnek olarak verilebilir. Devrede kısa devre olması durumunda yüksek akım akacaktır.

20 kW'lık evirici kartında DA bara kapasitörlerinden çıkan ve giren akımı ölçen iki adet akım sensörü vardır. Bu sensörlerden herhangi biri ayarlanan akım değerini aştığında evirici kısa devre uyarısı verir. Bu uyarı ile PWM kanalları kapatılır ve ana röle açılarak devreye verilen enerji kesilir.

5.7.3 Yüksek Sıcaklık Koruması

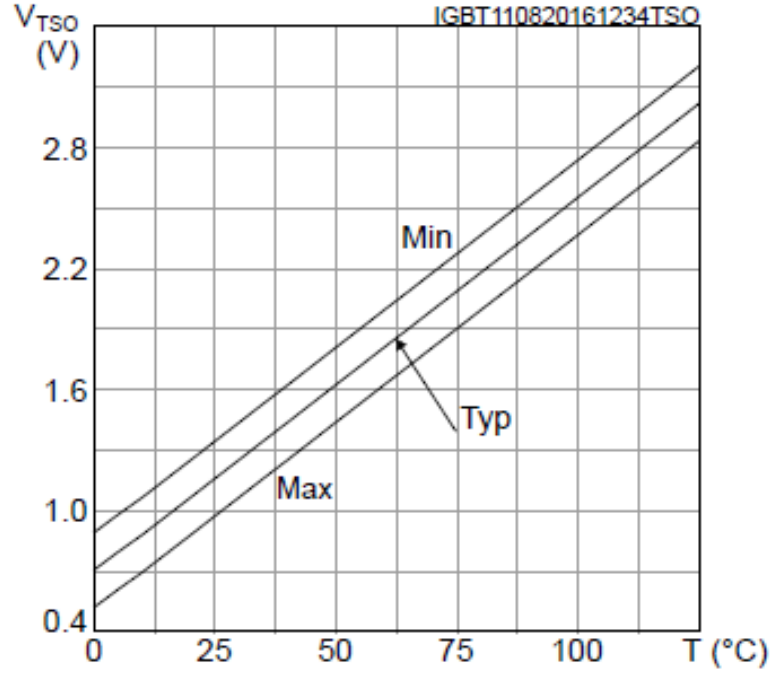
Hem motor hem de evirici kart için belirli çalışma sıcaklığının üstündeki durumlar tehlike oluşturmaktadır. Motorda sıcaklık koruması genelde sargıları korumak için yapılır. Evirici kartta ise anahtarlama elemanları veya IPM sıcaklığı kontrol edilerek tavsiye edilen çalışma sıcaklığının üstüne çıkmaması sağlanır. Güç elektroniği devrelerinde sınır sıcaklık değeri genelde 100° 'dir. Sıcaklık koruması ile motor sargılarının zarar görmesi engellenirken; evirici devresindeki anahatar veya IPM'lerin sıcaklıktan dolayı zarar görmelerinin önüne geçilmiş olur.

2.5 kW'lık evirici kartında IPM içinde sıcaklık sensörü bulunmaktadır. Sıcaklık sensörünün sıcaklığa bağlı verdiği çıkış gerilimi grafiği Şekil 5.12'de verilmiştir.

Sensör çıkışı işlemci ADC birimi ile belirli bir periyot boyunca okunmuş ve yaklaşık 2.7 V (yaklaşık 100°) değer üzerinde gerilim okunması durumunda PWM kanalları kapatılmıştır. 20 kW'lık evirici kartında IPM sıcaklık sensörü çıkışı bulunmamaktadır. Kartta koruma işlemi işlemciye iletilmeden sıcaklığın kritik değeri aşması durumunda kapı sürücüler kapatılarak donanımsal yapılmıştır.

5.7.4 Yüksek Gerilim Koruması

DA bara geriliminin ölçüm doğruluğunun modülasyon indeksinin hesaplanması kısmında önemli bir yeri vardır. Diğer bir önemli nokta ise ölçülen

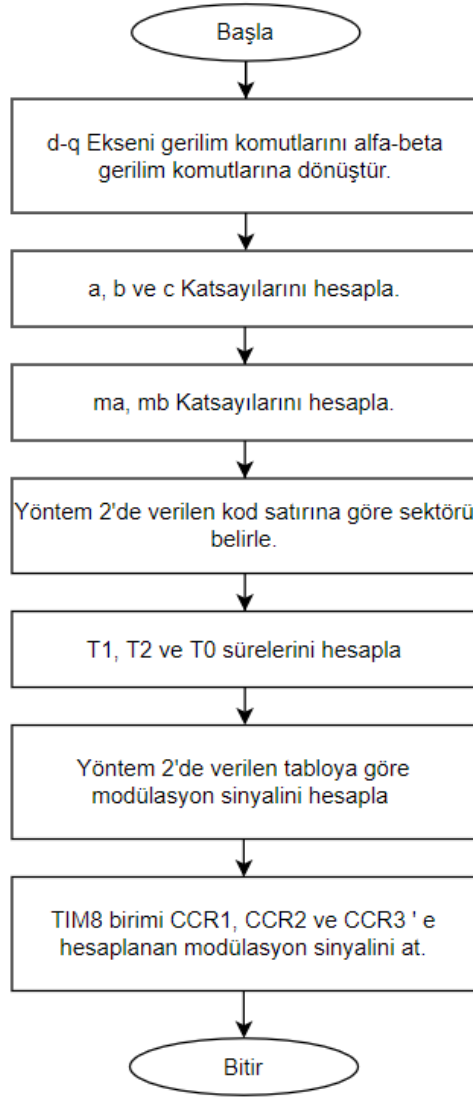


Şekil 5.12: 2.5 kW Evirici Kartı Sıcaklık Sensörü Çıkış Voltajı - Sıcaklık

değerin kontrol edilmesidir. Gerilim değeri bara kapasitörlerinin maksimum değerini ve anahtarlama elemanları veya IPM drain-source voltaj değerini aşmamalıdır. Evirici devresindeki bara kapasitörlerini ve anahtarlama elemanlarını korumak amacıyla 2.5 kW'lık evirici kartında 350 V, 20 kW'lık evirici kartında 600 V değerini aştığında PWM kanalları kapatılmış ve ana röle açılmıştır.

5.8 SVPWM Algoritması

Kontrol algoritması kullanılarak elde edilen d ve q eksen gerilim komutları "SVPWM Yöntem 2" başlığı altında anlatılan yöntem kullanılarak gerekli anahtarlama sinyallerine çevirilmiştir. Bu işlem için STM32F407VGT işlemcisinin TIM8 birimi kullanılmıştır. 10 kHz PWM sinyali üretmek için TIM8 birimi ARR ve prescaler değerleri ayarlanmıştır. Buradaki frekans aslında taşıyıcı sinyalinin frekansıdır. PWM üretimi için center align modu kullanılmıştır. Hesap aşamasındaki işlem süreleri bir sonraki periyottan önce bitecek şekilde ayarlanmıştır. Şekil 5.13'te SVPWM algoritması paylaşılmıştır.

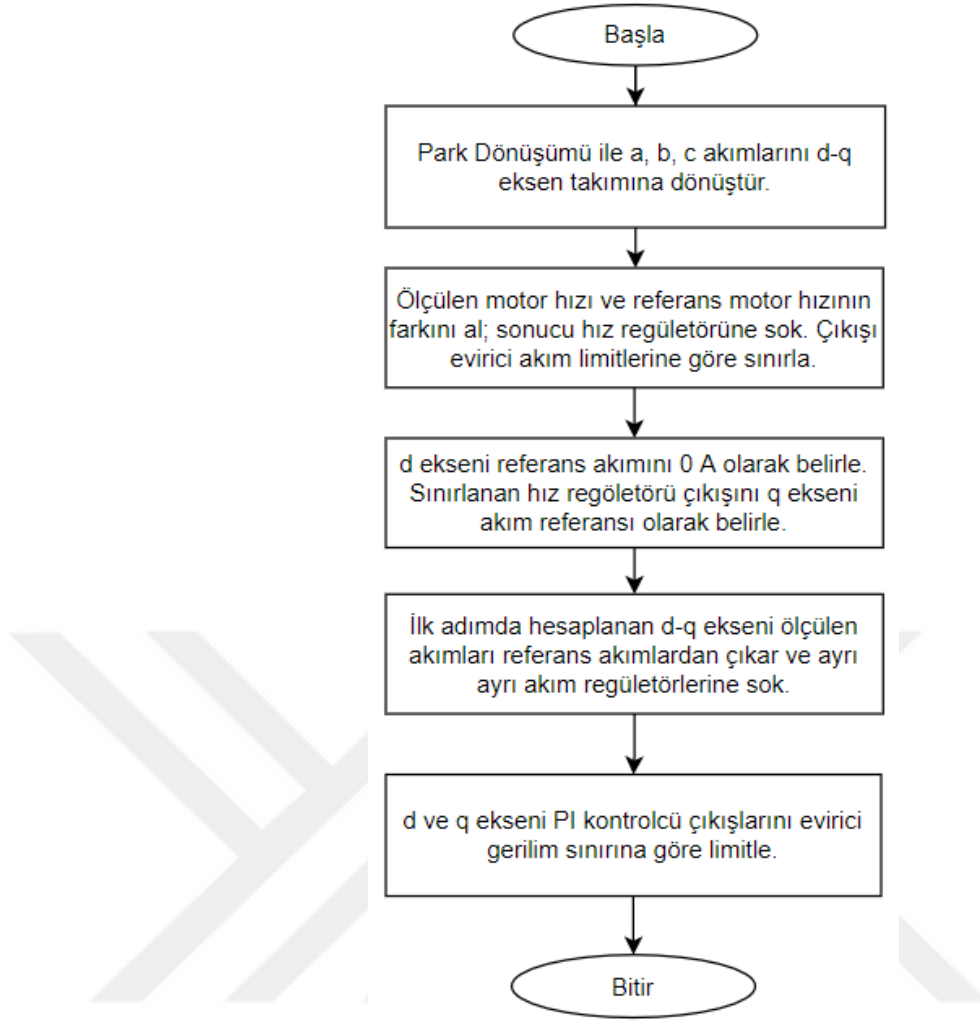


Şekil 5.13: SVPWM Kontrol Algoritması

5.9 Sabit Moment Bölgesi Kontrol Algoritması

SRM'nin hızının ve buna bağlı olarak da momentinin kontrol edilmesi için vektör kontrol yöntemi kullanılmıştır. Motorun nominal hızına kadar olan bölge sabit moment bölgesi olarak isimlendirilir. SRM'nin bu bölgedeki kontrolü için bir adet hız regülatörü, iki adet de akım regülatörü kullanılmıştır. Motorun enkoder ile ölçülen hız verisi ile referans hız verisinin farkı, hız regülatörünün giriş sinyalidir.

PI kontrolcü hız hatasına göre, gerekli q eksen akım referansını üretir. d eksen referansı ise sabit moment bölgesinde 0 A'dır. Ölçülen a, b ve c fazı akımları Park dönüşümü ile d-q eksen takımına dönüştürülür ve d-q akımlarının ayrı ayrı farkı alınır. Bu hatalar d ve q eksen akım hatalarıdır.



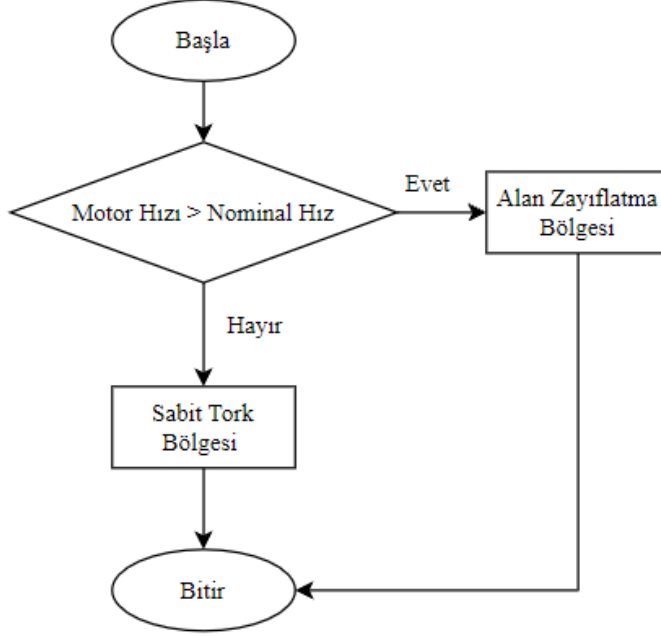
Şekil 5.14: SRM Sabit Moment Bölgesi Kontrol Algoritması

d eksen akım hatası d eksen akım regülatörüne, q eksen akım hatası da q eksen akım regülatörüne sokularak PI kontrolcü çıkışlarında d ve q eksen gerilim komutları elde edilir. Gerilim komutları SVPWM algoritmasında gerekli anahtarlama sinyallerini üretmek için kullanılır.

5.10 Alan Zayıflatma Bölgesi Kontrol Algoritması

Alan zayıflatma kontrol algoritmasının uygulanması için öncelikle motorun nominal hızının üstüne çıkıp çıkmadığı kontrol edilir. Motorun nominal hızı, Şekil 4.7’de verilen çemberlerin kesim noktasının d eksen akımının sıfır olduğu durumdaki hızdır. Nominal hızın üstündeki motor hızında d eksen akımı Denklem 69’da verilen formüle göre hesaplanır. Motorun hızı arttıkça d eksen akımının genliği artar ancak bu artış voltaj çemberinin merkezinin konumuna göre iki şekilde sınırlanır. Eğer voltaj çemberinin merkezi akım çemberinin

dışında ise (Şekil 4.8) d eksen akımının genliği maksimum eviricinin akım sınırının değerini alır. Voltaj çemberinin merkezi akım çemberinin içinde ise (Şekil 4.9) d eksen akımının genliği maksimum $\frac{I_f L_{sf}}{L_d}$ değerini alır. D eksen akımının negatif eksenindeki hareketi göz önünde bulundurulmalıdır.



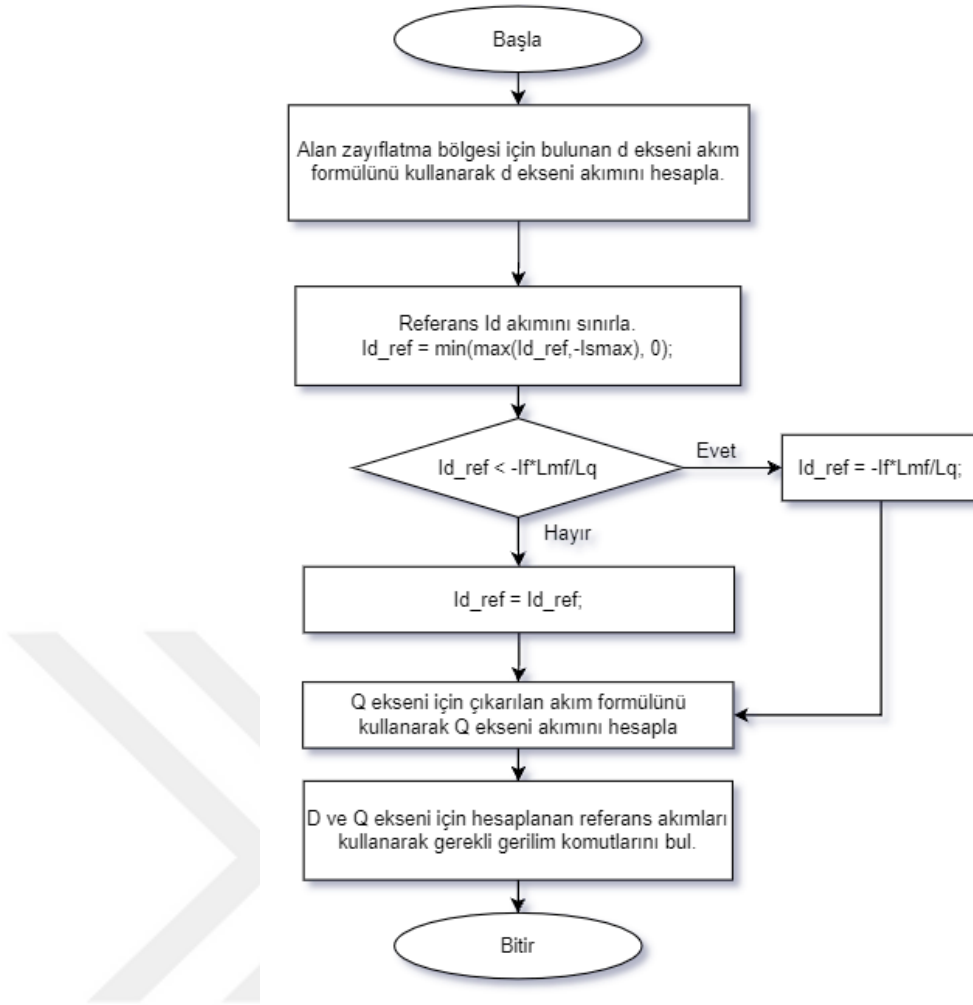
Şekil 5.15: SRM Genel Kontrol Algoritması

Q eksen akımı, akım vektörünün genliği ve hesaplanan d eksen akımı kullanılarak Denklem 70’te verilen formüle göre bulunur. Hesaplanan q eksen akımı, hız regülatörü çıkışı olan akım vektörünün genliği ile karşılaştırılır ve küçük olan belirlenir. Böylelikle motorun çalışma noktası bulunur. Hesaplanan akım referansları ölçüm değerleri ile karşılaştırılarak akım hatası bulunur ve bu hatayı sıfırlamak için akım regülatörleri ile voltaj komutları üretilir.

Şekil 5.15’te SRM’in genel kontrol algoritması görülmektedir. Motorun hangi bölgede çalışacağı hızına göre belirlenir. Motor hızı, nominal hızın üzerinde ise alan zayıflatma bölgesi işlemleri gerçekleştirilir. Alan zayıflatma bölgesi için üretilecek referans d ve q eksen akımları Şekil 5.16’da verilen algoritmaya göre belirlenir.

5.11 Komut ve Fonksiyonların İşlem Süreleri

Mikroişlemcilerde belirli bir algoritmayı gerçekleştirmek için komutlar ve fonksiyonlar kullanılır. Bu komut ve fonksiyonların belirli işlem süreleri



Şekil 5.16: SRM Alan Zayıflatma Bölgesi Kontrol Algoritması

vardır. İşlem süreleri değişken türlerine ve fonksiyon çıktılarına türlerine göre değişir. İşlenecek veri boyutu arttıkça işlem süreleri de artar. Vektör kontrol ve SVPWM algoritmalarının gerçekleştirilmesi için yazılan komut ve fonksiyonların işlem süreleri de değişken türlerinin boyutlarına göre değişir.

Veri türleri tutacakları verilerin özelliklerine göre değişkenlik gösterir. Ondalıkli sayıların depolanmasında float ve double değişken türleri kullanılır. Double değişkeni float'a göre virgülden sonra daha fazla veri tutar. Yani double değişkeni içinde tutulan ondalıklı değişkenin hassasiyeti daha yüksektir. Veri boyutu arttıkça tutulan verinin doğruluğu artar ancak mikroişlemcinin bu veriyi işlemek için harcadığı süre de artar. Vektör kontrol ve SVPWM işlemleri için İşlemcide "math.h" kütüphanesi kullanılmıştır. Kütüphanede double ve float değişkenler için farklı fonksiyonlar tanımlanmıştır. Kullanılan fonksiyonlar ve döndürdüğü veri türleri Tablo 5.1 verilmiştir.

Çizelge 5.1: math.h Kütüphanesi Fonksiyonları ve Döndürdüğü Veri Türleri

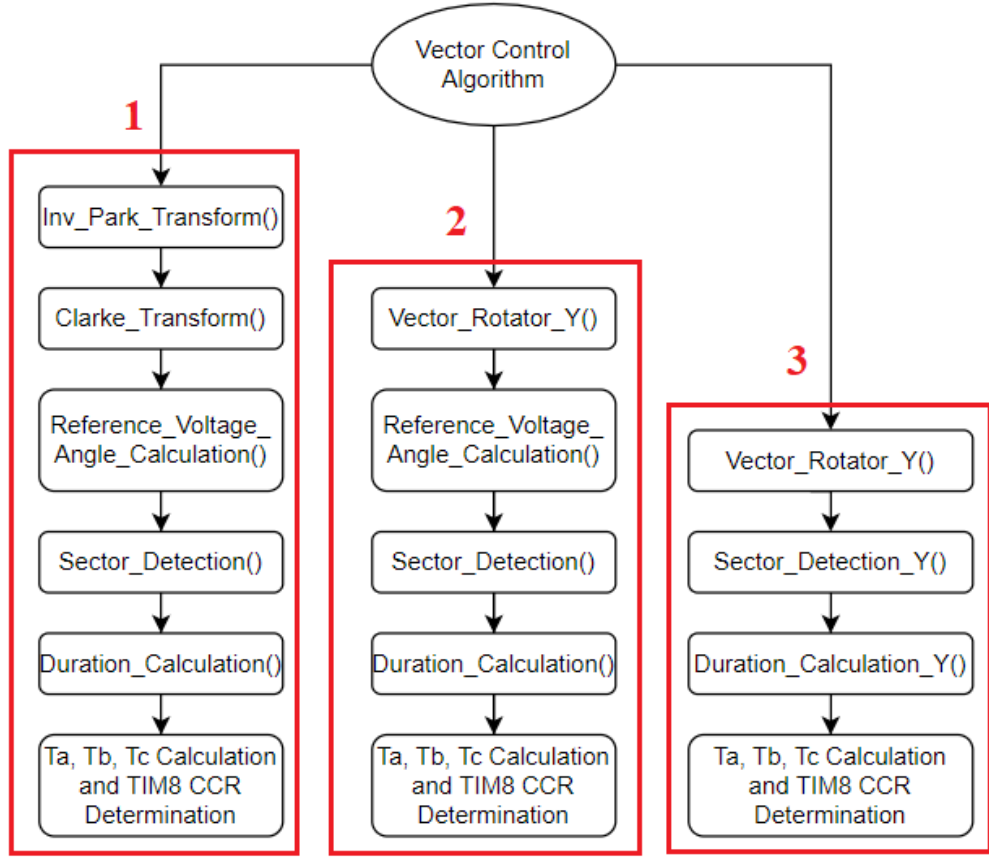
Fonksiyon	Döndürdüğü Veri Türü
cos() sin() atan2() sqrt() pow() fabs()	float
cosf() sinf() atan2f() sqrtf() powf() fabsf()	double

Trigonometrik ve aritmetik işlemler için yukarıda verilen fonksiyonlar kullanılmış olup değişken türlerinin işlem süresine etkisi incelenmiştir. STM32F07VGT işlemcisinde veri işleme süresinin belirlenmesi için öncelikle işlemcinin ilk çevrim değeri bir değişkenin içine atanmış ardından ölçülmek istenen komuttan sonra çevrim değeri başka bir değişkene atanmıştır. İlk ve son çevrim değerini tutan değişkenler birbirinden çıkarılmış ve işlemcinin clock frekansına bölünerek işlem süresi saniye cinsinden bulunmuştur. Tablo 5.2’de SVPWM algoritması için kullanılan fonksiyonlar ve işlem süreleri verilmiştir.

Çizelge 5.2: Kullanılan Fonksiyonlar ve Değişken Türüne Göre İşlem Süreleri

Fonksiyon	Double Değişken Kullanılırken İşlem Süresi (μs)	Float Değişken Kullanılırken İşlem Süresi (μs)
InvParkTransformation()	120-134	15-18
ClarkeTransformation()	6-19	7-9
ReferenceVoltageAngleCalculation()	44-56	4-7
SectorDetection()	1.5-3	1.5-3
DurationCalculation()	31.5-45.5	6-10
ParkTransformation()	86-96	19-30

SVPWM algoritması için 3 farklı hesap yöntemi belirlenmiş ve bu yöntemler ile kullanılan fonksiyonlar akış şeması olarak Şekil 5.17’de verilmiştir. 3 farklı hesap yöntemi için işlem süreleri Tablo 5.3’te paylaşılmıştır.

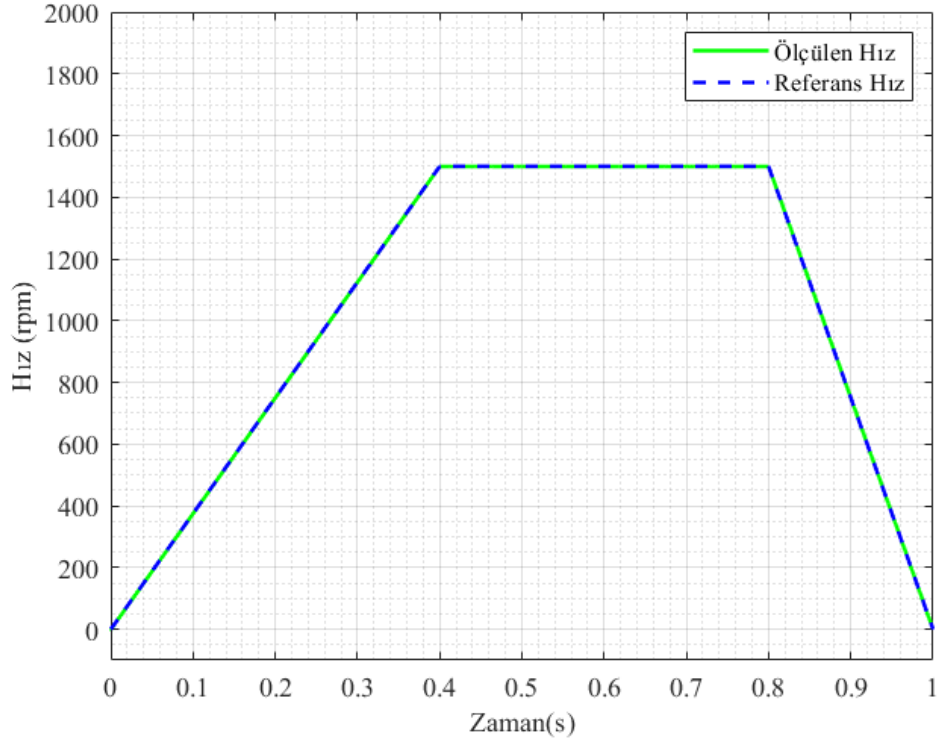


Şekil 5.17: SVPWM Hesap Algoritmaları

Çizelge 5.3: Farklı SVPWM Yöntemleri ve Değişken Türüne Göre İşlem Süreleri

SVPWM Algoritması	Double Değişken Kullanılırken İşlem Süresi (μs)	Float Değişken Kullanılırken İşlem Süresi (μs)
Yöntem 1	220-225	45-60
Yöntem 2	163-173	27-38
Yöntem 3	93-107	19-32

Üç yöntem için yapılan incelemeler sonucunda Yöntem 3'ün en kısa işlem süresine sahip olduğu görülmüştür. Double veri türü kullanıldığında float veri türüne göre veri hassasiyetinin arttığı ancak buna paralel olarak işlem sürelerinin de oldukça arttığı gözlemlenmiştir.

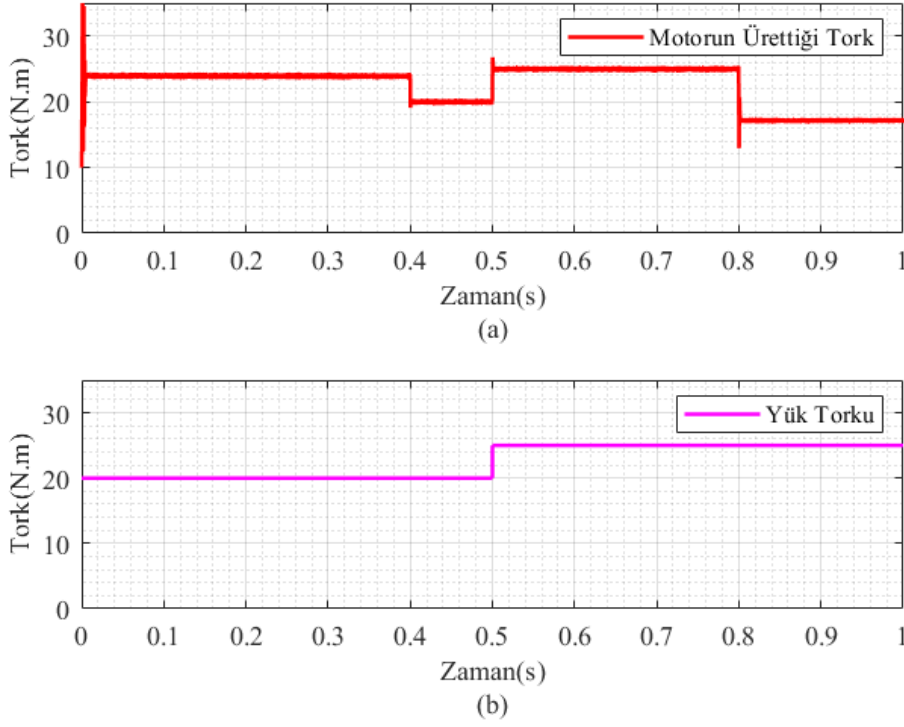


Şekil 6.2: Referans Hız ve Ölçülen Hız Grafiği

Şekil 6.3'te motorun ürettiği moment ve yük momenti grafiği verilmiştir. moment ve hız değişkenleri bir biri ile ilişkili terimlerdir. Benzetim sırasında motor 0.5 saniye boyunca 20 N.m ile yüklenirken 0.5 - 1. saniyeler arasında 25 N.m ile yüklenmiştir. Motor 0 - 0.4 saniyeleri arasında sabit bir ivme ile hızlanmıştır. Motorun ürettiği momentin 0.4 saniye boyunca bu ivmelenmeyi sağlayacak şekilde yaklaşık 23 N.m olduğu görülmektedir. 0.4. saniyede motor sabit hızla hareket etmeye başladığı için motor sadece yükü hareket ettirecek kadar moment üretir. İvme sıfır olduğu için yük momenti ve motorun ürettiği moment farkı sıfırdır (Moment formülünde sadece eylemsizlik momenti bileşeni dikkate alınmıştır.). 0.5. saniyede yük momenti 25 N.m olduğu için motorun ürettiği moment da artmıştır. 0.8. saniyede motor yavaşlamaya başlar. Yani bu durumda ivme negatiftir. 0.8 - 1. saniyeler arasında motor yavaşlamak için yük momentinden daha az moment üreterek yavaşlamaya başlar.

6.1.2 Akım Grafikleri

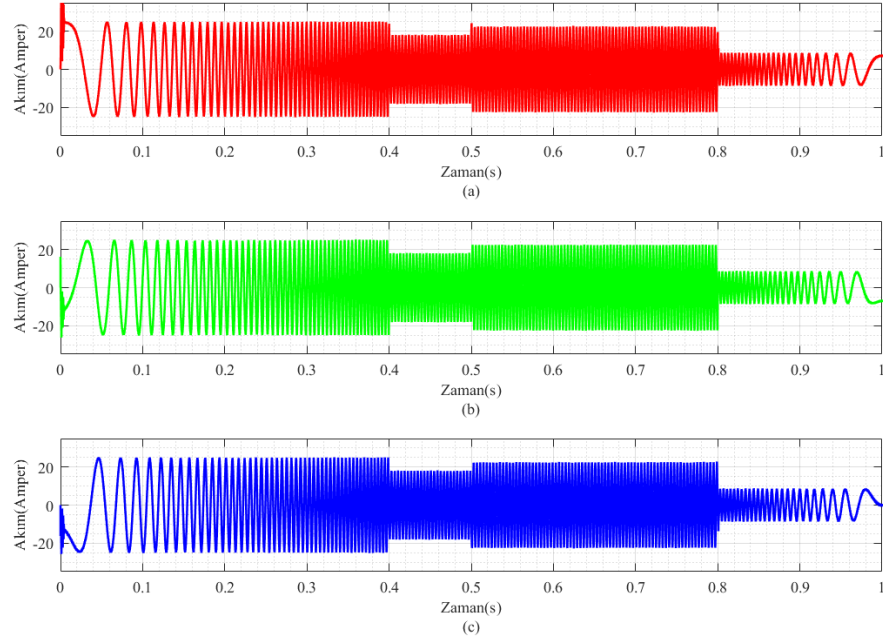
Motora uygulanan hız referansı sırasında ölçülen akım grafiği bu bölümde paylaşılmıştır. A, B ve C fazlarına ait akımlar ile d-q eksenli akımları



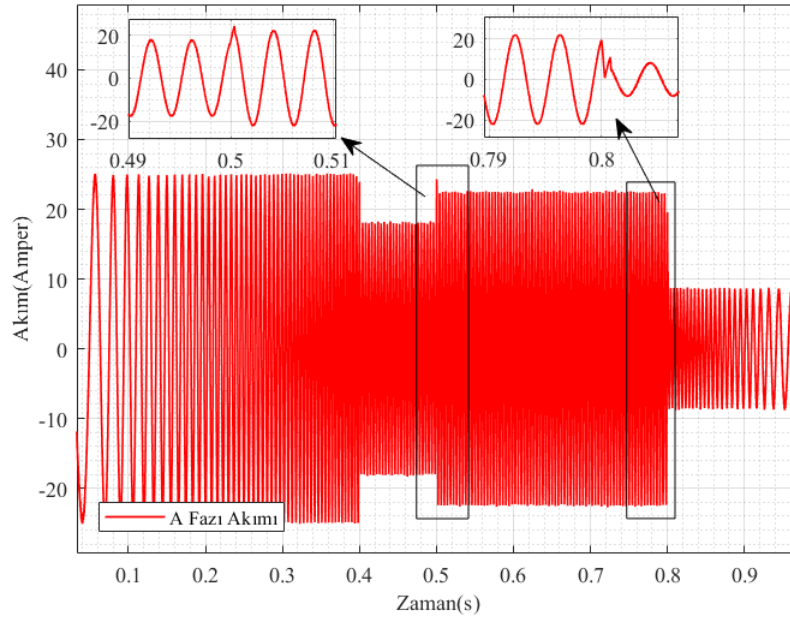
Şekil 6.3: Motorun Ürettiği Moment ve Yük Momenti Grafikleri

ve DA sargı akımı grafikleri verilmiştir. Şekil 6.4'te AA sargılara ait A, B, C fazlarının akım grafiği ve Şekil 6.5'te A fazının geçiş durumlarındaki dalga formu paylaşılmıştır. Daha önceden paylaşılan hız ve moment grafikleri ile yorumlanacak olursa ivmelenme ve yük momentinin arttırıldığı durumlarda akımın genliğindeki değişikliğe dikkat edilmelidir. Motorun ürettiği moment ve akım grafiğinin genliklerinin değişimleri benzerlik göstermektedir. Akım dalga formunun sinüzoidal olduğu görülmektedir.

Şekil 6.6'da d-q eksen takımına dönüştürülmüş AA sargı akımları ve DA sargı akımı görülmektedir. DA sargı akımı 21.21 A olup sabit genliğe sahiptir. Motor sabit moment bölgesinde çalıştığı için d ekseni akımı 0 A'dır. Motorun ürettiği moment formülünde DA sargı akımı ve q ekseni akımı yer alır. DA sargı akımı sabit olduğu için q ekseni akımının motorun ürettiği moment değişimleri ile simetrik olarak değişim gösterir. Q ekseni akımının motorun ürettiği moment ile ilişkisi açıkça görülmektedir. Geçici hal durumlarında q ekseni akımında kısa süreli hatalar oluşmuş fakat kontrolcü bunu kompanze etmiştir.



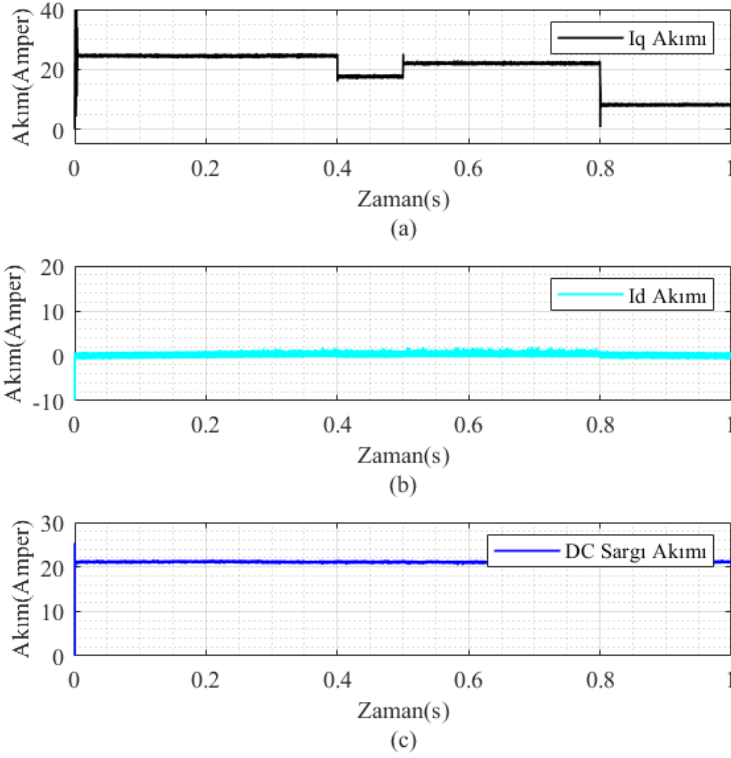
Şekil 6.4: A, B ve C Fazı Akım Grafikleri



Şekil 6.5: A Fazı Akımı ve Geçiş Durumları

6.1.3 Vektör Kontrol Bloğu Grafikleri

Bu bölümde bir adet hız regülatörü ve iki adet akım regülatöründen oluşan kontrol bloğunun grafikleri paylaşılmıştır. Kontrol bloğu referans hız ve hesaplanan d-q eksen akımlarını kullanarak gerilim komutları oluşturmaktadır. Şekil 6.7’de ölçülen d eksen akımı, referans d eksen akımı ve d



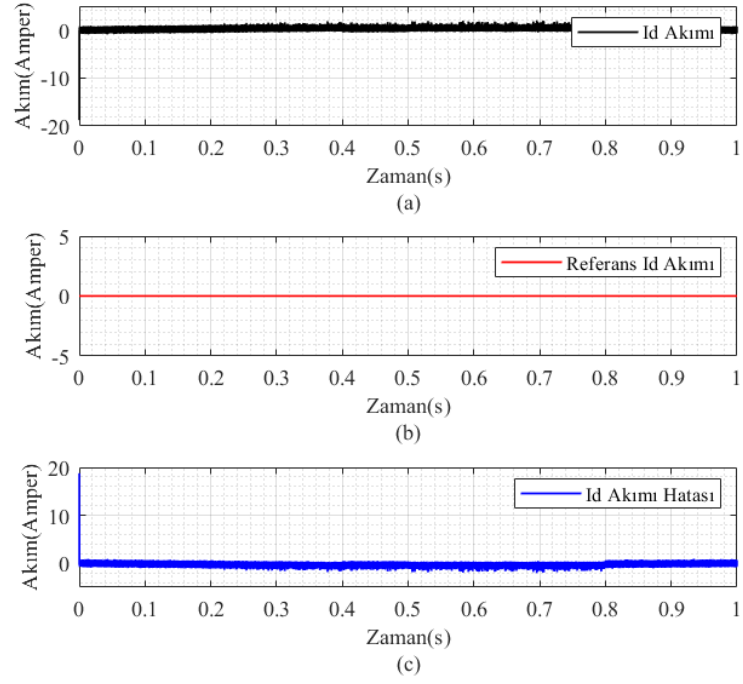
Şekil 6.6: d-q Eksenli Akımları ve DA sargı Akımı

eksenli akım hatası görülmektedir. Akım regülatörünün 0 A olarak belirlenen d eksenli akımını regüle ettiği görülmektedir. d eksenli akımı, motor sabit moment bölgesinde çalıştırıldığı için 0 A'dır.

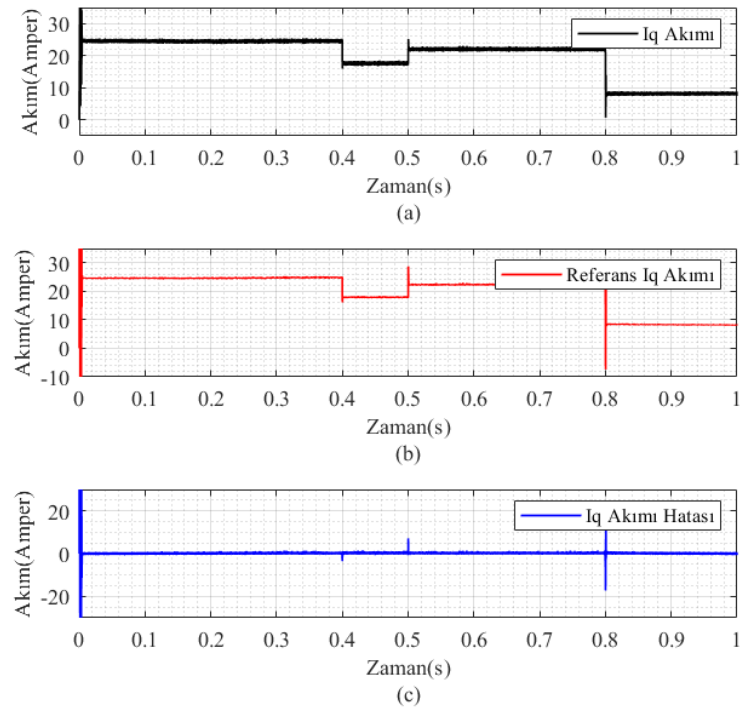
Şekil 6.8'de ölçülen q eksenli akımı, referans q eksenli akımı ve akım hatası paylaşılmıştır. Referans q eksenli akımını oluşturan ise hız regülatörüdür. Referans hız ve ölçülen hız arasındaki fark alınarak hız röglatörüne girer ve referans q eksenli akımını oluşturur. Şekilden de görüldüğü üzere akım regülatörü akım hatasını sıfırlamaya çalışmıştır. 0.4, 0.5 ve 0.8. saniyedeki geçici hal durumlarına tepkisi de oldukça hızlıdır.

AA sargıların dışında DA sargı akımını kontrol etmek için de kontrolcü bulunmaktadır. Bu kontrolcüye ait referans ve ölçülen DA sargı akımları Şekil 6.9'de gösterilmiştir. DA sargı akımının, 21.21 A olarak belirlenen referans akımı takip ettiği açıkça görülmektedir.

Vektör kontrol bloğunun son grafiği ise SVPWM sürelerinin hesaplanması için kullanılacak olan d-q eksenli gerilim komutlarıdır. Q eksenli akım regülatörü çıkışı q eksenli gerilim komutu iken; d eksenli akım regülatörünün çıkışı

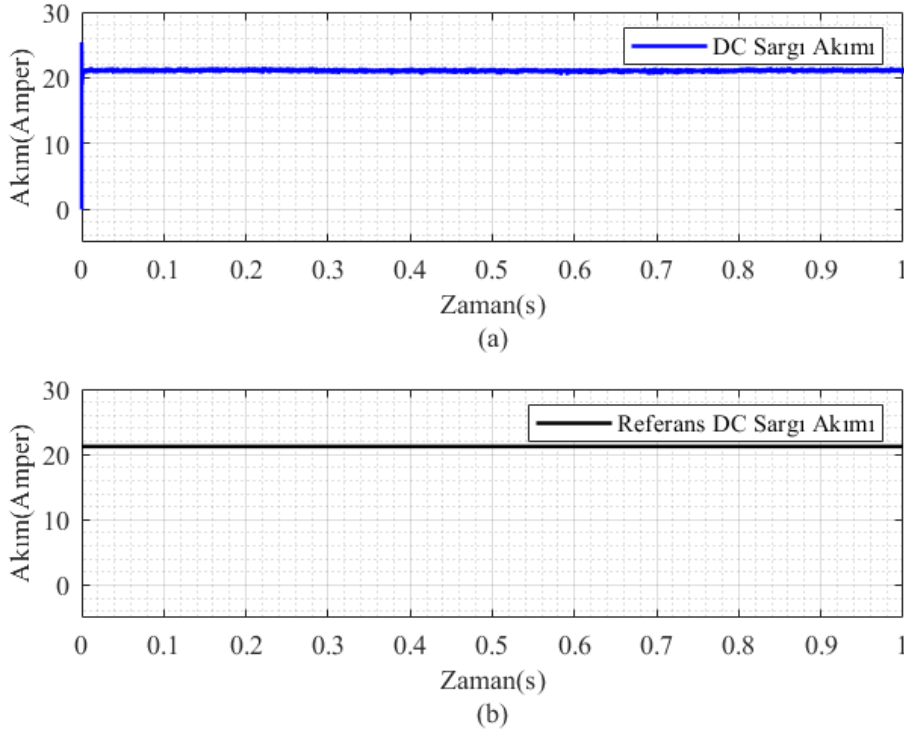


Şekil 6.7: d Eksenli Akımı, Referans d Eksenli Akımı ve Akım Hatası

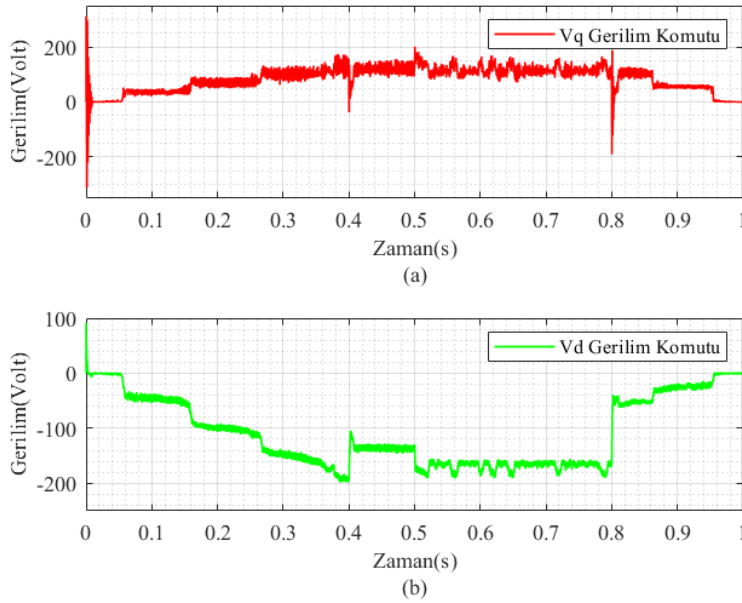


Şekil 6.8: q Eksenli Akımı, Referans q Eksenli Akımı ve Akım Hatası

da d eksenli gerilim komutudur. Şekil 6.10'da gerilim komutlarının grafiği paylaşılmıştır. Gerilim genliklerinin, motorun hızlanma ve talep edilen yük

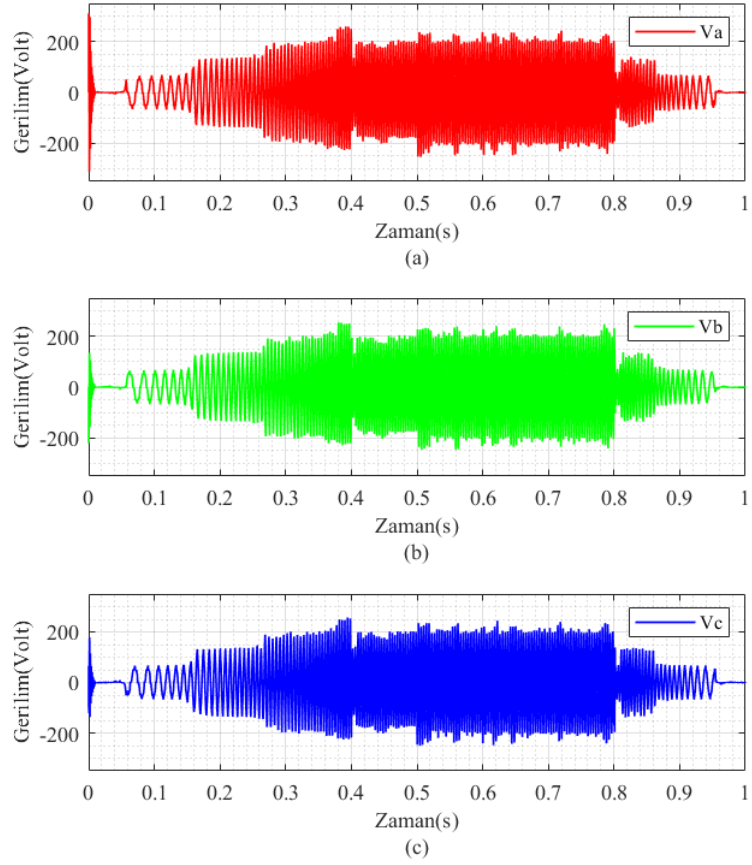


Şekil 6.9: Referans ve Ölçülen DA Sargı Akımı

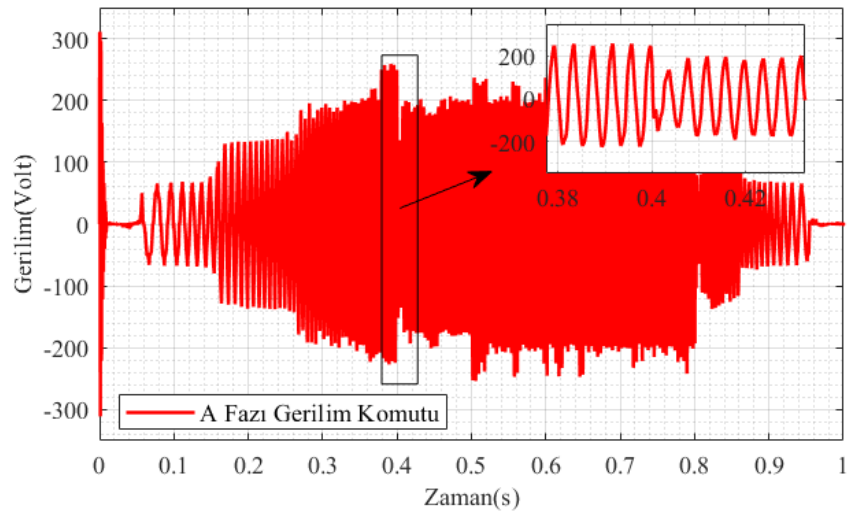


Şekil 6.10: d ve q Eksen Gerilim Komutları

momenti profiline göre değişimleri görülebilir. d-q eksen takımında tanımlı gerilim komutlarına ters Park dönüşümü uygulanmış ve A, B, C eksen takımındaki grafikleri Şekil 6.11’de verilmiştir. Şekilden gerilimlerin genliklerindeki değişimlerin motorun hızlanma ve yük momenti profiline uygun olduğu



Şekil 6.11: A, B ve C Fazı Gerilim Komutları

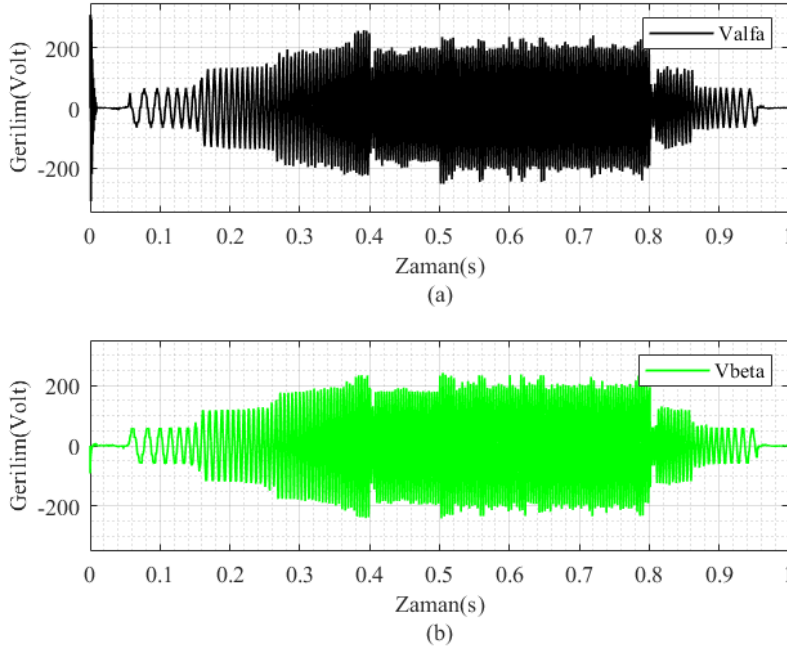


Şekil 6.12: A Fazı Gerilim Komutu ve Geçiş Durumu

görülebilir. Şekil 6.12’de ise A fazına ait gerilim komutu ve geçiş durumundaki dalga formu paylaşılmıştır.

6.1.4 SVPWM Grafikleri

Vektör kontrol bloğunda üretilen gerilim komutları kullanılarak hesaplanan anahtarlama sinyallerine ait grafikler bu bölümde paylaşılmıştır. Şekil 6.13'te $\alpha - \beta$ eksen takımı gerilim komutları görülmektedir. Şekil 6.14'te de α ekseninin zamanda β ekseninin 90° ilerisinde olduğu görülebilir. Dalga formu da sinüzoidal dalga şekline yakındır.

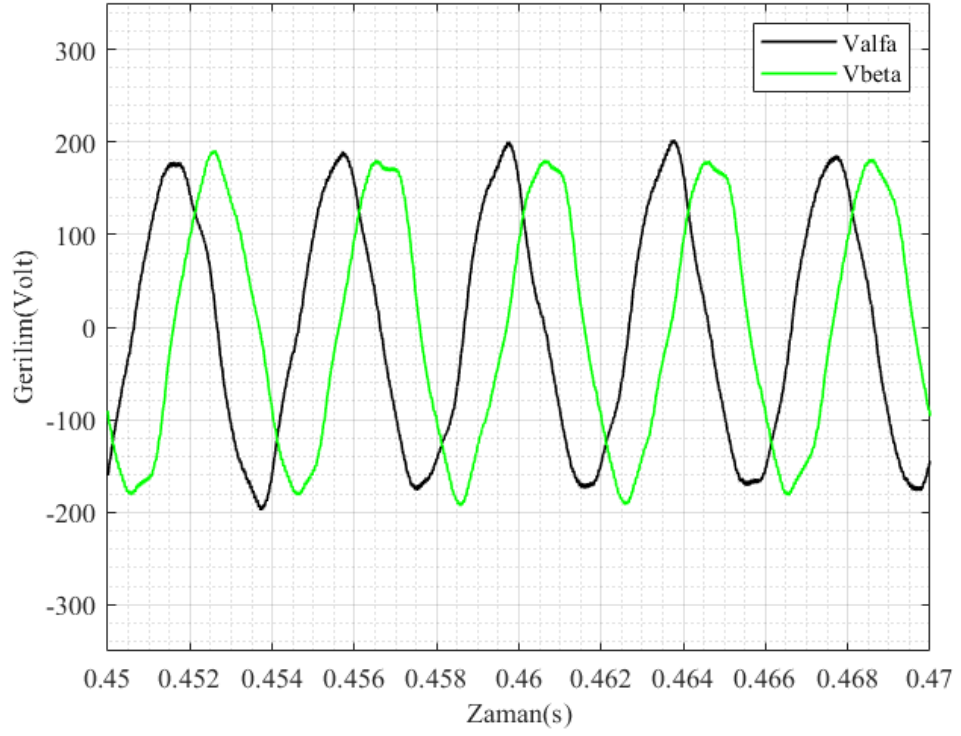


Şekil 6.13: $\alpha - \beta$ Eksen Takımı Gerilimleri - 1

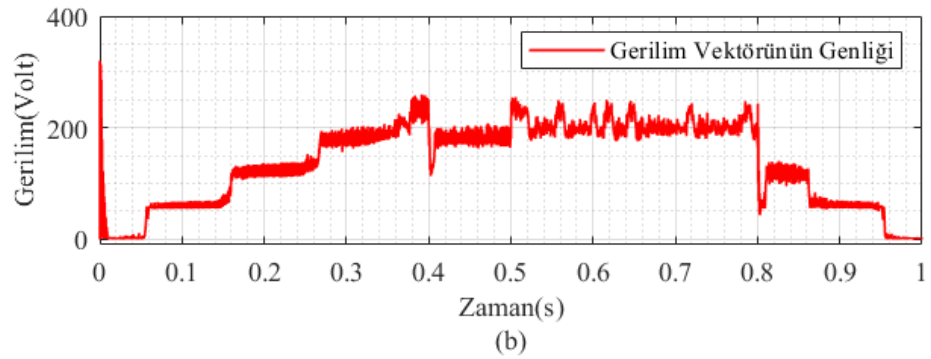
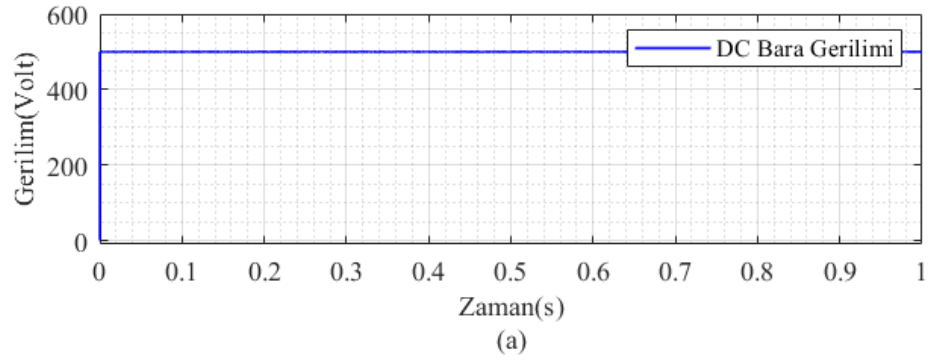
Şekil 6.15'te evirici girişindeki DA bara gerilimi ve SVPWM ile üretilmesi istenen gerilim vektörünün genliğini gösteren grafik paylaşılmıştır. Motorun hız değişimlerinde ve yük momentindeki değişimlerde gerilim vektörünün genliğindeki değişim grafikten görülebilir. Motor hızlanırken gerilim vektörünün genliği artarken, motor yavaşlarken gerilim vektörünün genliği azalmıştır. Ayrıca daha fazla moment talep edilen durumda gerilim vektörünün genliği yine artmıştır.

Genlik grafiği verilen gerilim vektörünün açısı ve bu açı bilgisine göre belirlenen sektör bilgisi Şekil 6.16'da paylaşılmıştır. Vektörün hızı, rotor mekanik hızına ve motor kutup sayısına bağlıdır. Vektör bir tam 360° 'lik turunda 6 sektörden de geçer. Bu durum şekilde görülmektedir.

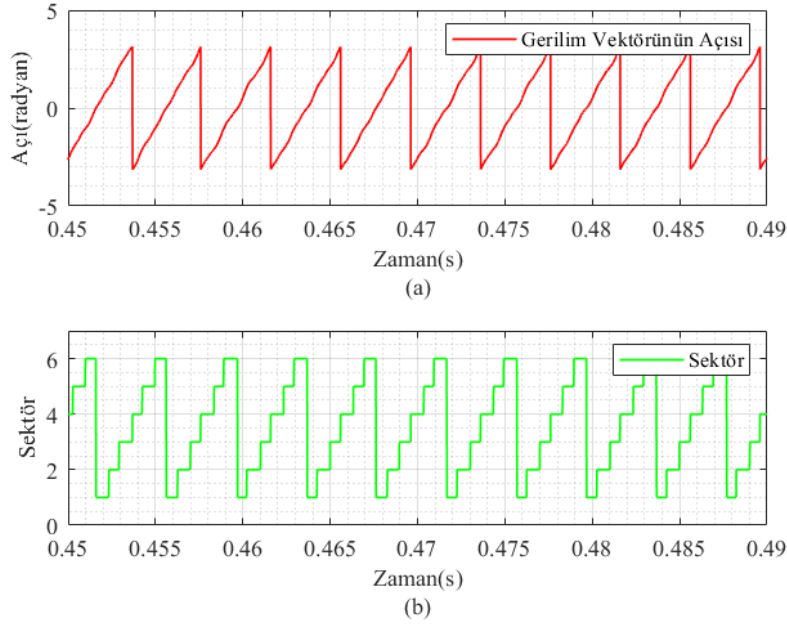
Gerilim vektörünün genliği, açısı ve DA bara gerilimi kullanılarak hesaplanan voltaj vektörlerinin uygulama sürelerine ait grafi Şekil 6.17'de



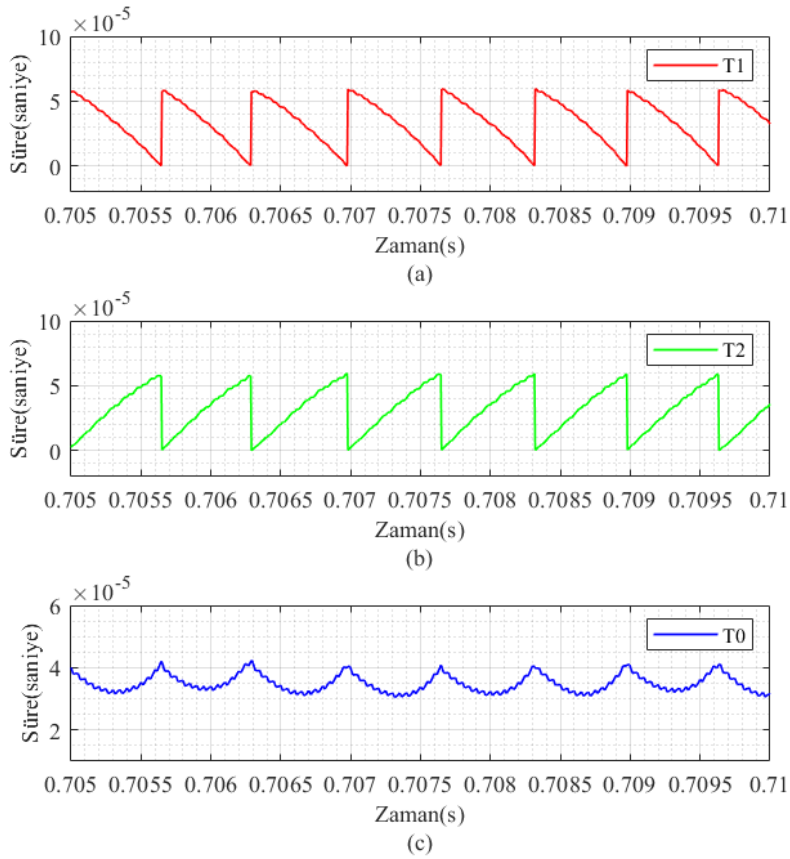
Şekil 6.14: $\alpha - \beta$ Eksen Takımı Gerilimleri - 2



Şekil 6.15: DA Bara Gerilimi ve Gerilim Vektörünün Genliği

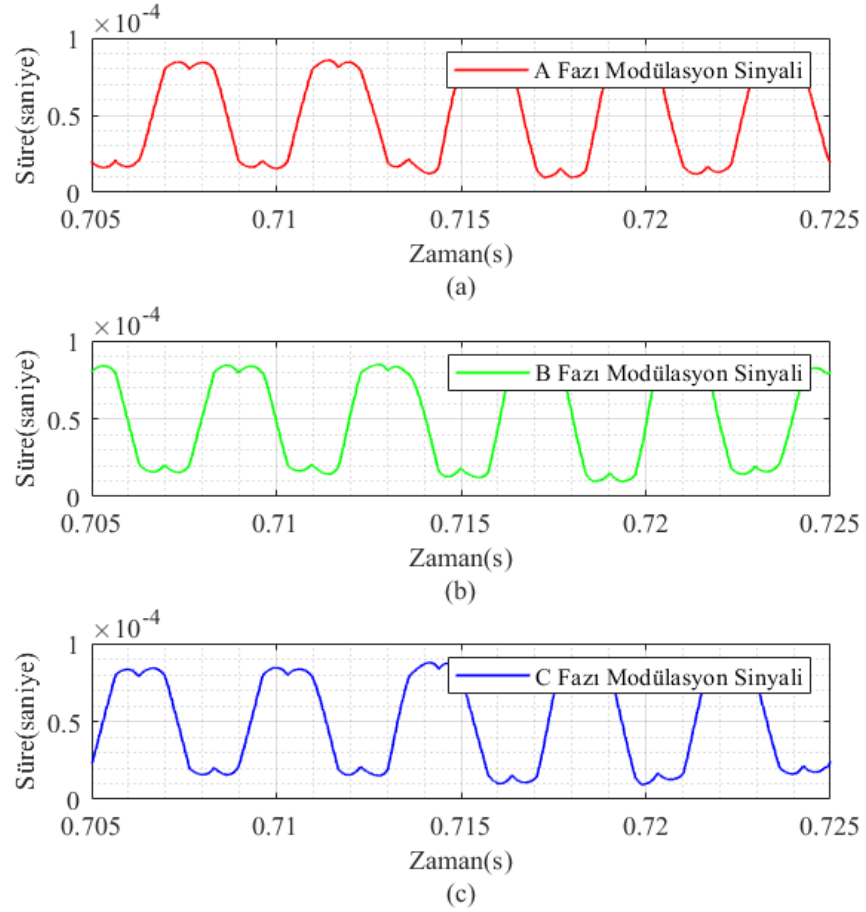


Şekil 6.16: Gerilim Vektörünün Açısı ve Sektör Grafiği



Şekil 6.17: Voltaj Vektörlerinin Uygulanma Süresi

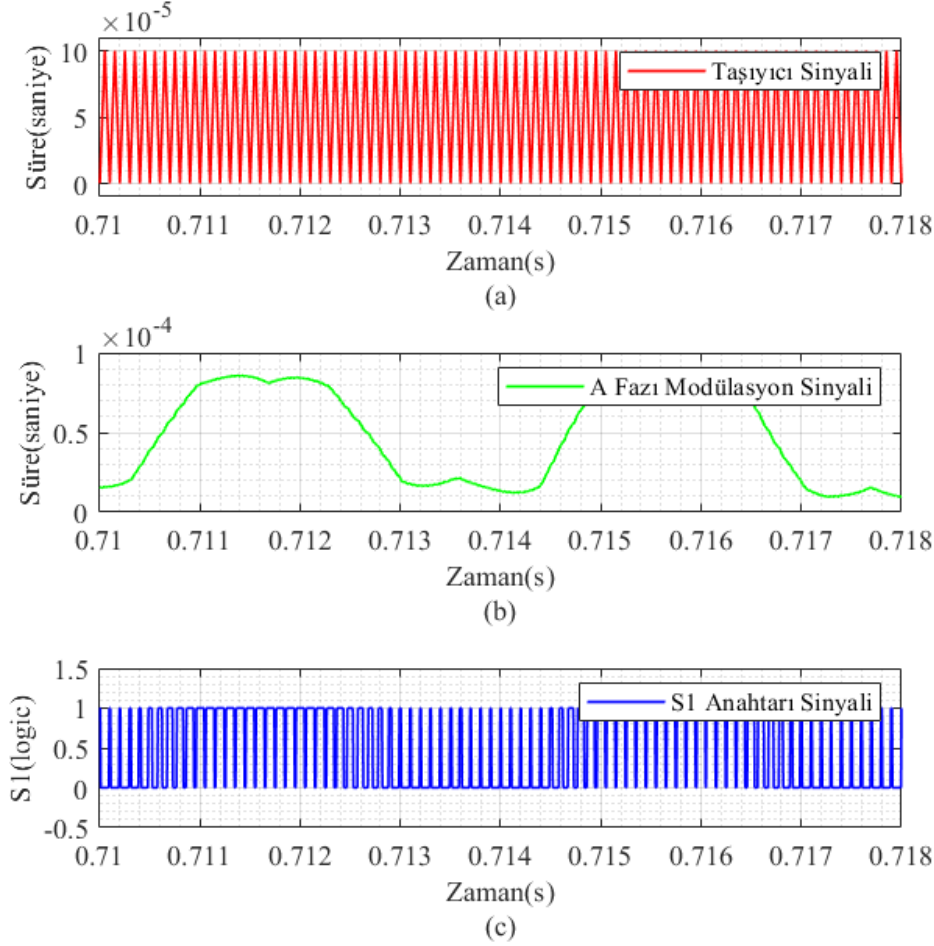
paylaşmıştır. T_1 , T_2 ve T_0 sürelerinin toplamı anahtarlama periyoduna eşittir ($T_s = 0.0001$). Bu uygulama süreleri kullanılarak hesaplanan modülasyon sinyalleri Şekil 6.18'de görülmektedir. Eviricinin üç kolu için birer tane olmak üzere üç adet modülasyon sinyali vardır. Bu sinyaller eviricinin bir fazının nötre göre dalga formunu temsil eder. Faz-faz sinyalleri sinüzoidaldir.



Şekil 6.18: A, B ve C Fazlarına ait Modülasyon Sinyalleri

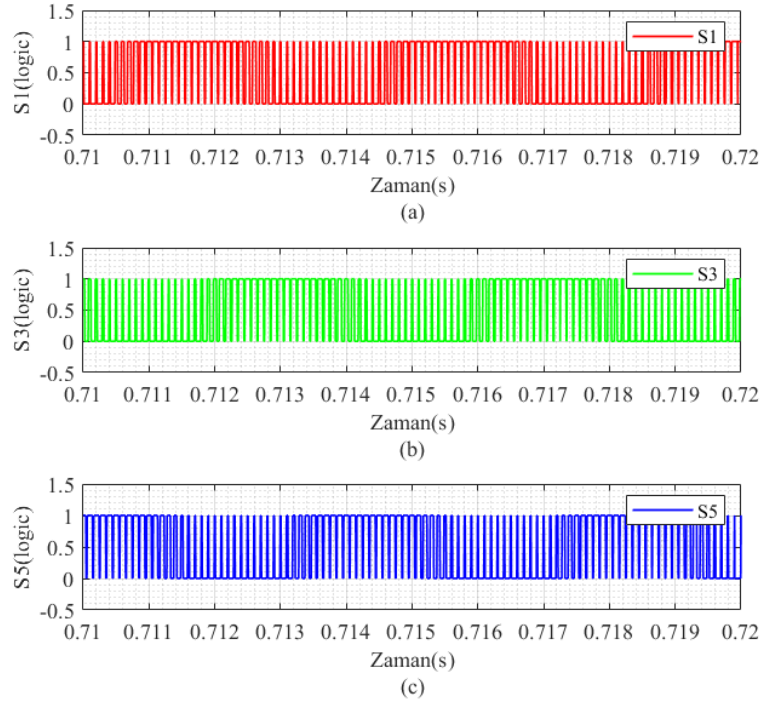
Anahtarlama frekansı 10 kHz olarak belirlenmiştir. Evirici anahtarlarına uygulanacak sinyalleri belirlemek için modülasyon sinyalleri taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılmıştır. Taşıyıcı sinyalin frekansı anahtarlama frekansına eşittir. Genliği ise modülasyon sinyalinin genliği ile aynıdır (0.0001). Eviricinin S1 anahtarı için bir örnek Şekil 6.19'da paylaşmıştır. Şekilde S1 anahtarının durumu sayısal olarak verilmiştir. Eviricinin üst kol anahtarları için taşıyıcı sinyalinin modülasyon sinyalinden büyük olduğu durumlarda sayısal 0 çıkış verirken; küçük olduğu durumlarda sayısal 1 çıkış vermektedir. Eviricinin alt

kol anahtarlarını için ise durum tam tersidir. Diğer bir ifadeyle eviricideki alt kol anahtarın sinyali aynı koldaki üst kol anahtarın sayısal olarak tersidir. Eviricinin üst kol anahtarları olan sırasıyla S1, S3 ve S5 anahtarları için anahtarlama sinyalleri bu mantığa göre üretilmiştir ve alt kol anahtar sinyalleri de aynı koldaki üst kol anahtarın tersidir.

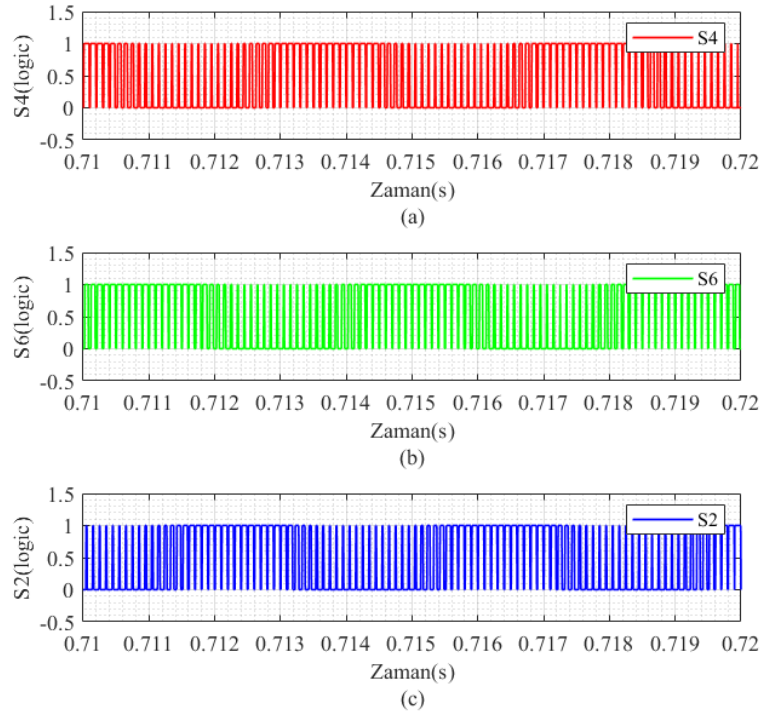


Şekil 6.19: Anahtar Sinyallerinin Oluşturulması

Şekil 6.20’de evircinin üst kol anahtarları olan S1, S3 ve S5’e ait sinyaller paylaşılmıştır. Şekil 6.21’de eviricinin alt kol anahtarları olan S4, S6 ve S2 için anahtarlama sinyalleri paylaşılmıştır. Sinyaller arasında 120° fark olduğu görülmektedir.



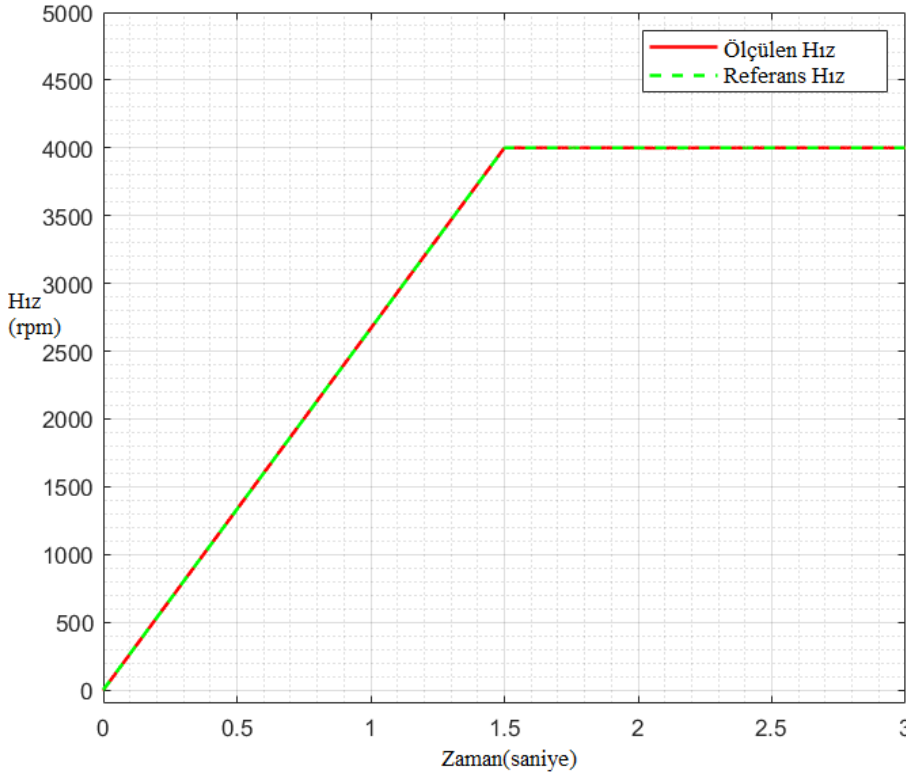
Şekil 6.20: Evirici Üst Kol Anahtarlarının Sinyalleri



Şekil 6.21: Evirici Alt Kol Anahtarlarının Sinyalleri

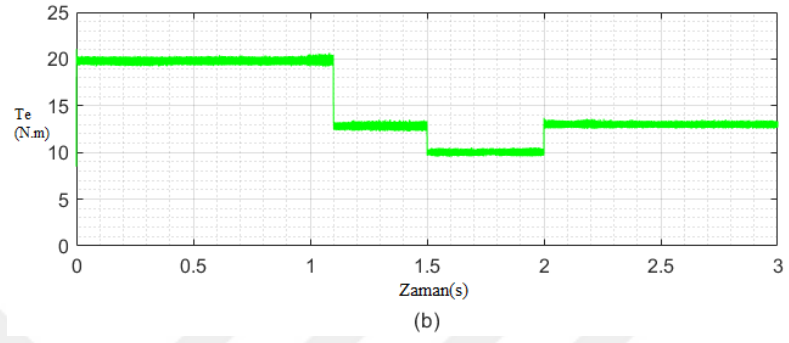
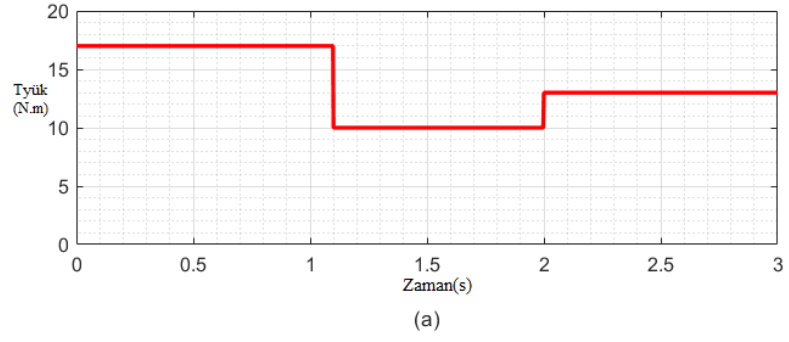
6.2 Sabit Güç Bölgesi(Alan Zayıflatma Bölgesi)

Bu bölümde motor nominal hızının üzerinde önerilen alan zayıflatma bölgesi algoritması kullanılarak test edilmiştir. 12/10 SRM nominal hızı olan 1746 d/d'nın üzerindeki hızlarda alan zayıflatma bölgesine sokulmuştur. Bu işlem için verilen referans hız ve ölçülen motor hızına ait grafik Şekil 6.22'de paylaşılmıştır. Motorun 4000 d/d'ya kadar çıktığı kontrolünün sağlandığı görülmektedir.

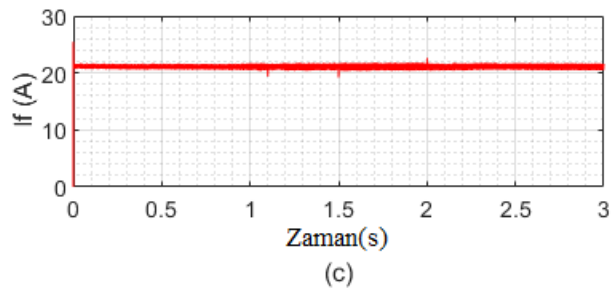
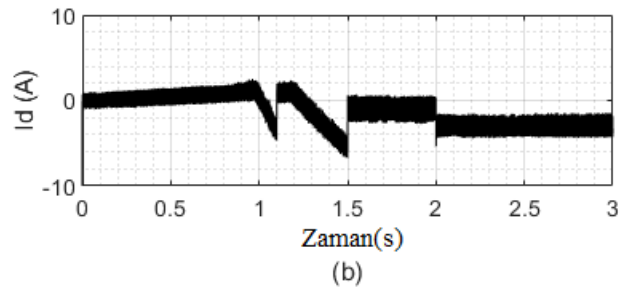
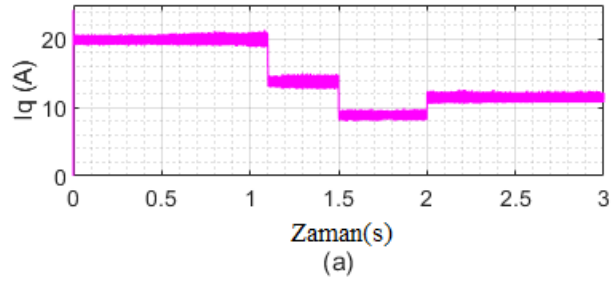


Şekil 6.22: Alan Zayıflatma Bölgesi Referans Hız ve Ölçülen Hız Grafiği (Catal et al. (2021))

Şekil 6.23'te yük ve motorun ürettiği momentin grafiği görülmektedir. Motor hızlanma profili ve yük momentine göre moment üretmektedir. Şekil 6.24'te AA ve DA sargı akımları paylaşılmıştır. DA sargı akımı 21.21 A'da sabit tutulurken motorun ürettiği momentin q eksen akımı ile orantılı olduğu grafiklerden görülebilir. Nominal hızın üzerinde önerilen alan zayıflatma bölgesinin motora uygulanması için negatif d eksen akımının motora verildiği görülmektedir. Motor alan zayıflatma bölgesinde çalıştırılmış ve nominal hızın üstüne çıkılmıştır.



Şekil 6.23: Alan Zayıflatma Bölgesi Yük Momenti ve Motorun Ürettiği Moment (Catal et al. (2021))



Şekil 6.24: Alan Zayıflatma Bölgesi d-q Akımları ve DA sargı Akımı (Catal et al. (2021))

7 DENEYSEL ÇALIŞMALAR

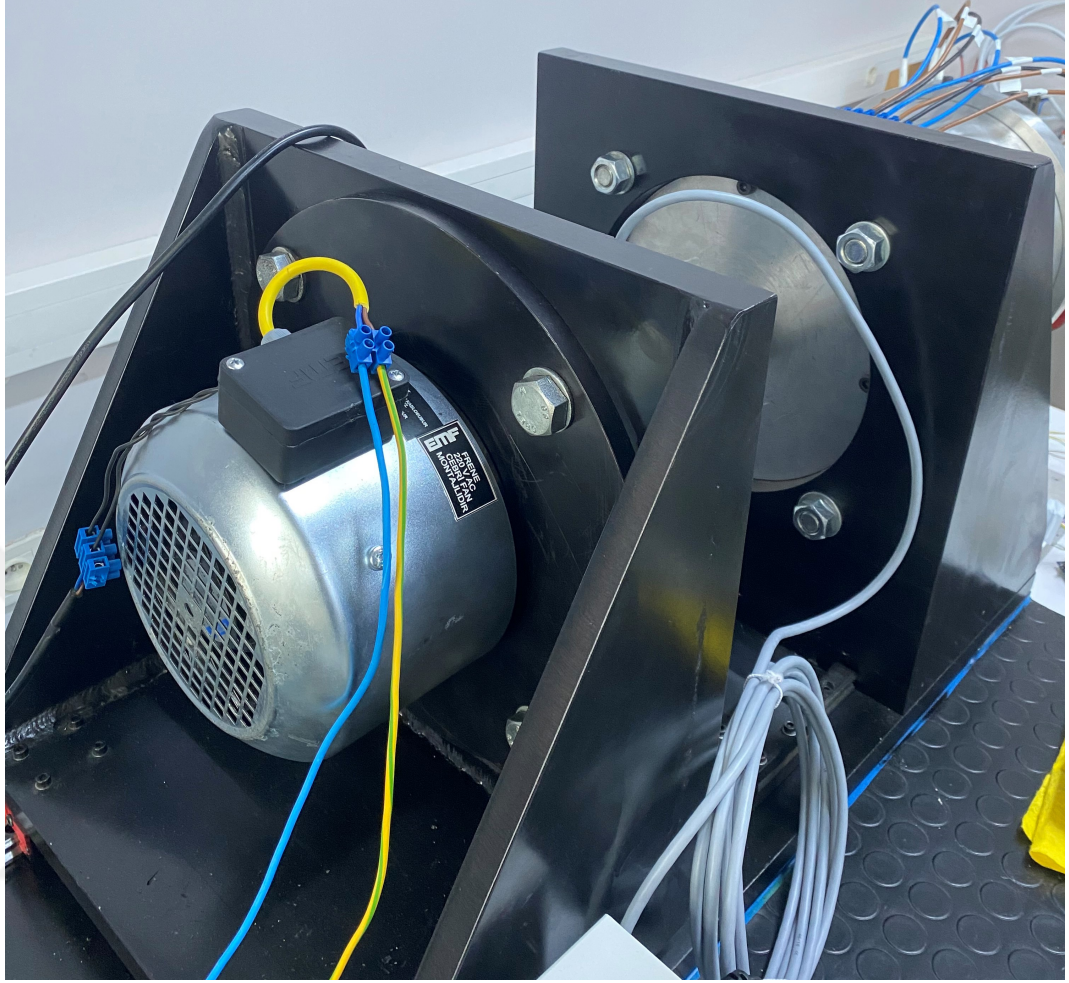
Bu bölümde benzetimi yapılan ve kontrol algoritması geliştirilen 12/10 SRM 'in 2.5 kW'lık evirici kartı kullanılarak yapılan test sonuçları paylaşılmıştır. Evirici kapasitesi 2.5 kW olduğu için motor, kartın izin verdiği sınırlar dahilinde test edilmiştir. Boşta çalışma ve yükte çalışma durumlarındaki akım grafikleri, hız grafiği, rotor pozisyon grafikleri, evirici girişindeki DA bara gerilimini gösteren grafik, d-q eksenli akımları ve DA sargı akımı grafikleri verilmiştir.

Şekil 7.1'de Testlerin gerçekleştirildiği deney düzeneği görülmektedir. Düzeneğin sağında 12/10 SRM, sol tarafında ise yük momenti maksimum 65 N.m olan ve DA akım ile orantılı yük momenti oluşturan fren bulunmaktadır. Frene ait diğer bir görüntü Şekil 7.2'de paylaşılmıştır. Motor ve fren arasında Motorun ürettiği momenti gözlemleyebilmek için moment sensörü bulunmaktadır.



Şekil 7.1: Deney Düzeneği

Düzenegin üstünde bulunan DA güç kaynaklarında birisi moment sensörünü beslemek için kullanılırken diğeri freni yüklemek için kullanılmıştır.

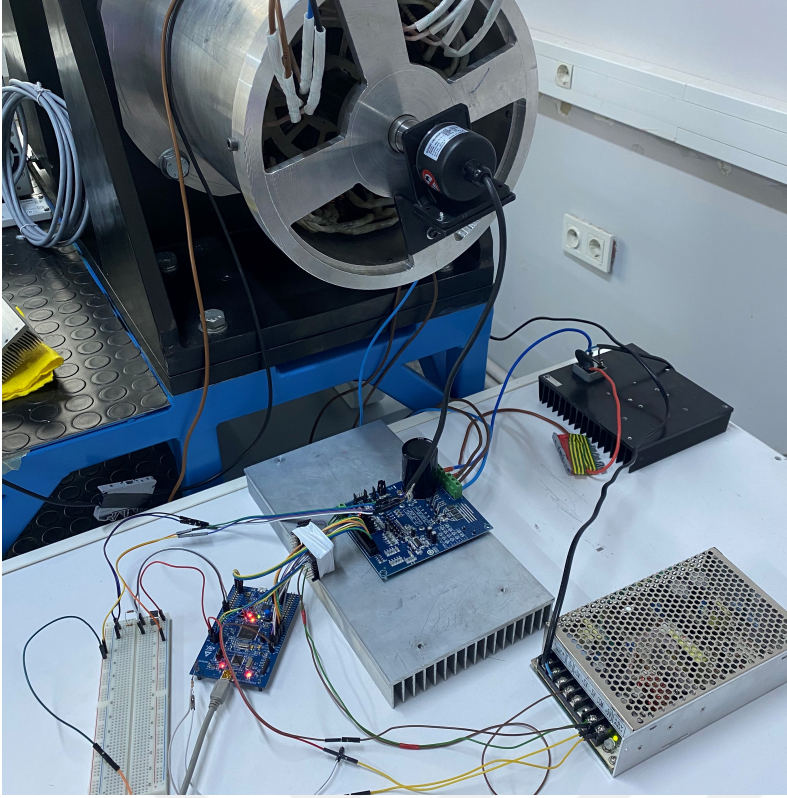


Şekil 7.2: Motoru Yüklemek için Kullanılan Fren

Motorun DA sargı akımını kontrol etmek için kullanılan H-Köprüsü devresi testler sırasında arızalandığı için DA sargılar tek faz şebeke gerilimi varyak ile düşürölüp doğrultucu ve kapasitörlerden oluşan bir devre ile beslenmiştir. H-Köprüsü devresi, üzerinde bulunan IGBT dahili diyotlarının akım sınırı aşıldığı için hasar görmüştür.

Şekil 7.3'te 2.5 kW güce sahip evirici kartı, evirici kartın DA beslemesi için gerekli köprü diyot ve STM32F4 DISC işlemci kartı görölmektedir. Ayrıca motorun pozisyon ve hız tespiti için kullanılan enkoder görölmektedir. İşlemci, evirici kapı sürücüler ve enkoder beslemesi için de 5 V ve 15 V çıkışa sahip DA güç kaynağı görölmektedir.

Şekil 7.4'te referans hız grafiğı ve ölçölen hız grafikleri görölmektedir. 0 d/d'dan başlayarak 500 d/d'ya kadar çıkan motor hızının referansı takip ettiğı



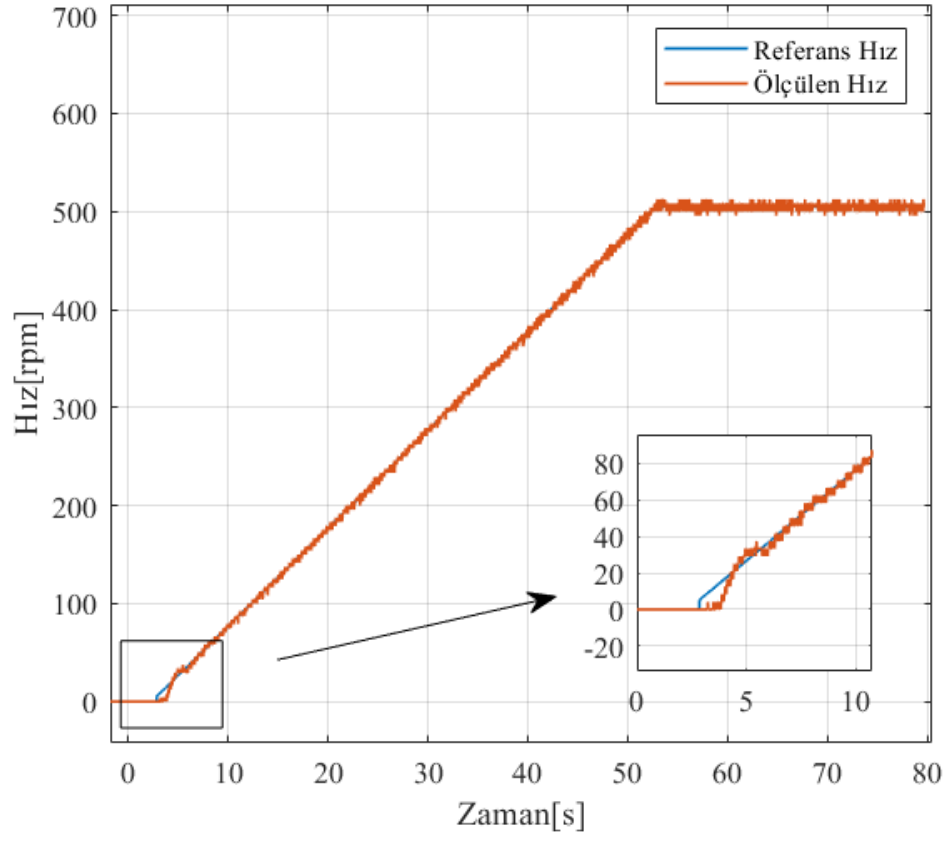
Şekil 7.3: Doğrultucu, Evirci ve İşlemci Kartı

açıkça görülmektedir. Motor kalkış yaptığı ilk anda geçici hal hatası oluşmuştur ancak kontrolcünün hatayı zamanla sıfıra yaklaştırdığı grafikten görülebilir.

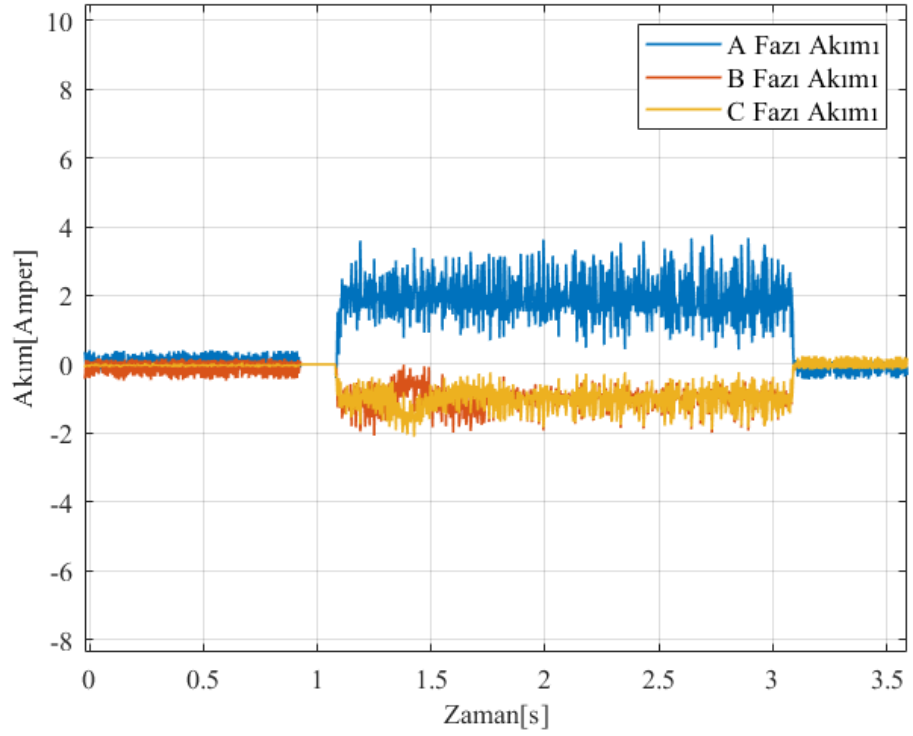
Motor kalkış yapmadan önce rotor pozisyonunun belirlenmesi amacıyla hizalama işlemi yapılmıştır. Bu işlem için kullanılan yöntem "Rotor Pozisyonunun Hizalanması (Alignment)" bölümünde anlatılmıştır. Şekil 7.5'te rotorun hizalanması anında A, B ve C fazlarından akan akımlar görülmektedir. Hizalama akımı 2 A olarak seçilmiştir. Bu durumda A fazından akan akım 2 A olarak; B ve C fazlarından akan akım da 1 A olarak görülmektedir.

DA Bara geriliminin doğru okunması SVPWM modülasyon indeksinin doğru hesaplanmasında önemli bir yere sahiptir. Bu amaçla okunan DA bara geriliminin grafiği Şekil 7.6'da verilmiştir. Tek faz şebeke gerilimi kullanıldığı için DA bara gerilimi 325 V'dir ($V_{dc} = 230 * \sqrt{2} = 325 \text{ V}$).

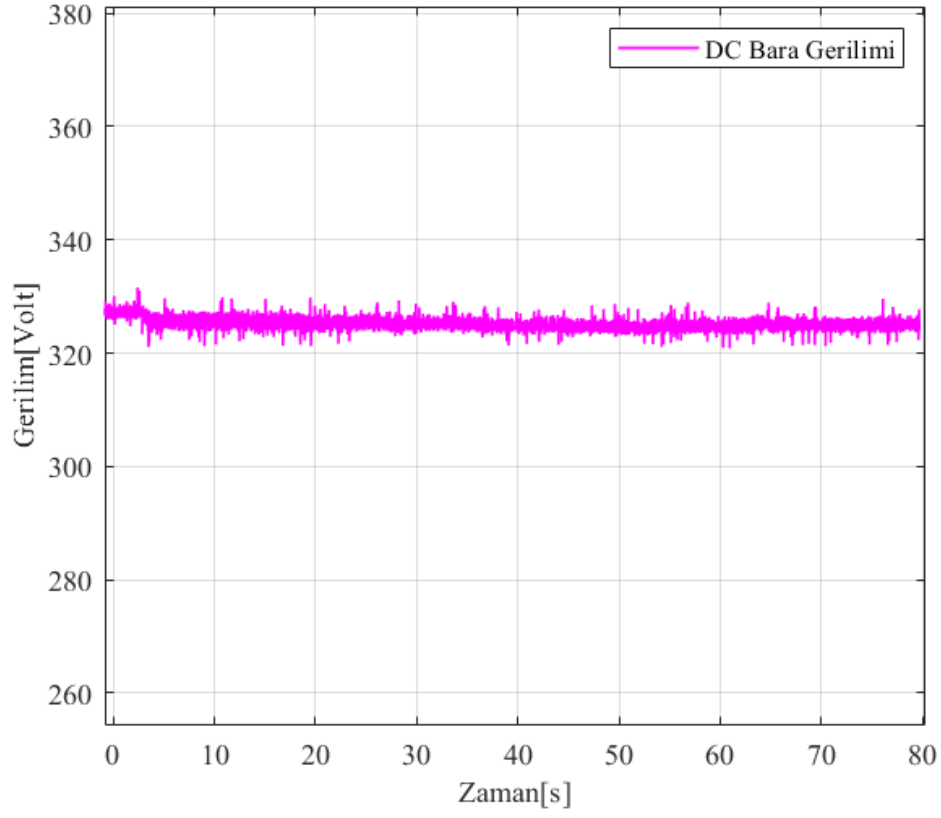
Şekil 7.7'de rotorun mekanik açısı Şekil 7.8'de ise elektriksel açısı radyan cinsinden görülmektedir. Rotorun bir tam turunda elektriksel açının motorun kutup sayısı çifti sayısı kadar tur attığı açıkça görülmektedir (12/10 SRM de 10 kutup çifti vardır.).



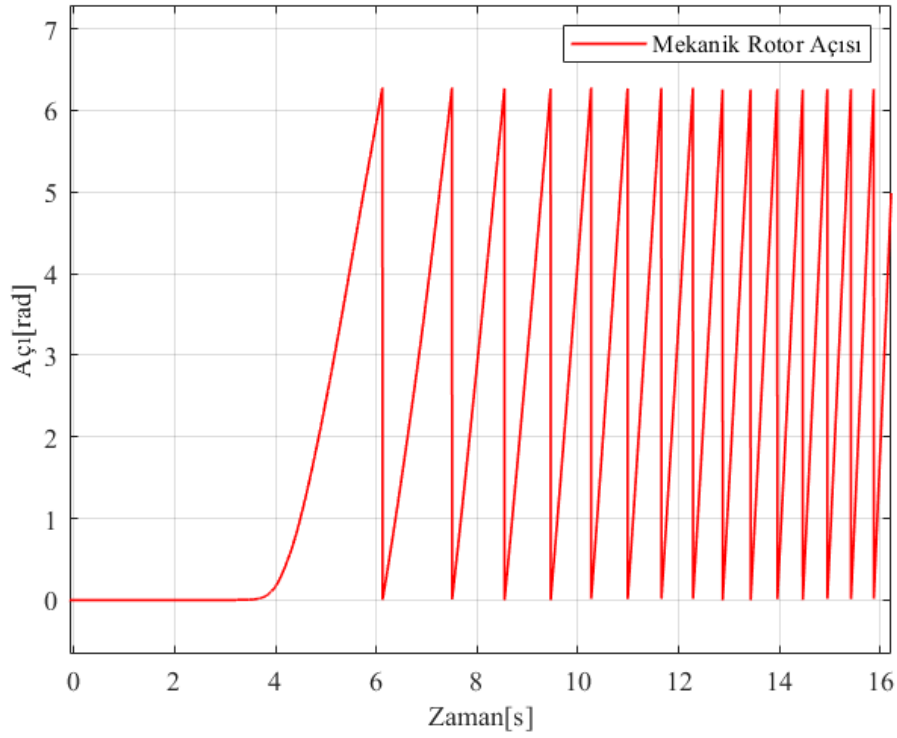
Şekil 7.4: Referans Hız ve Ölçülen Hız Grafiği



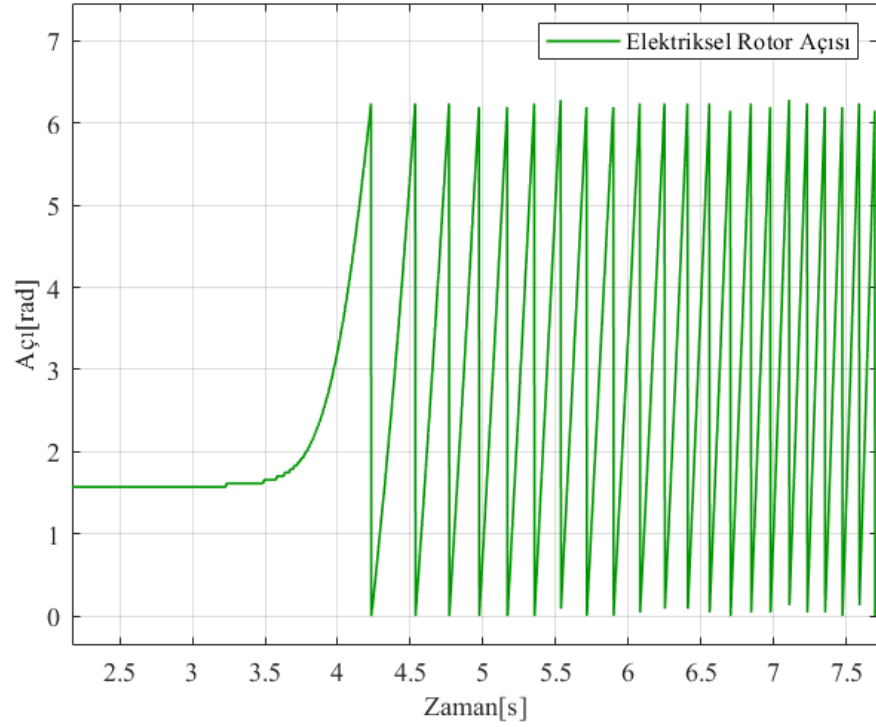
Şekil 7.5: Rotor Açısının Hizalanması sırasında A, B, C Fazı Akımları



Şekil 7.6: Evirici Kartı DA Bara Gerilimi

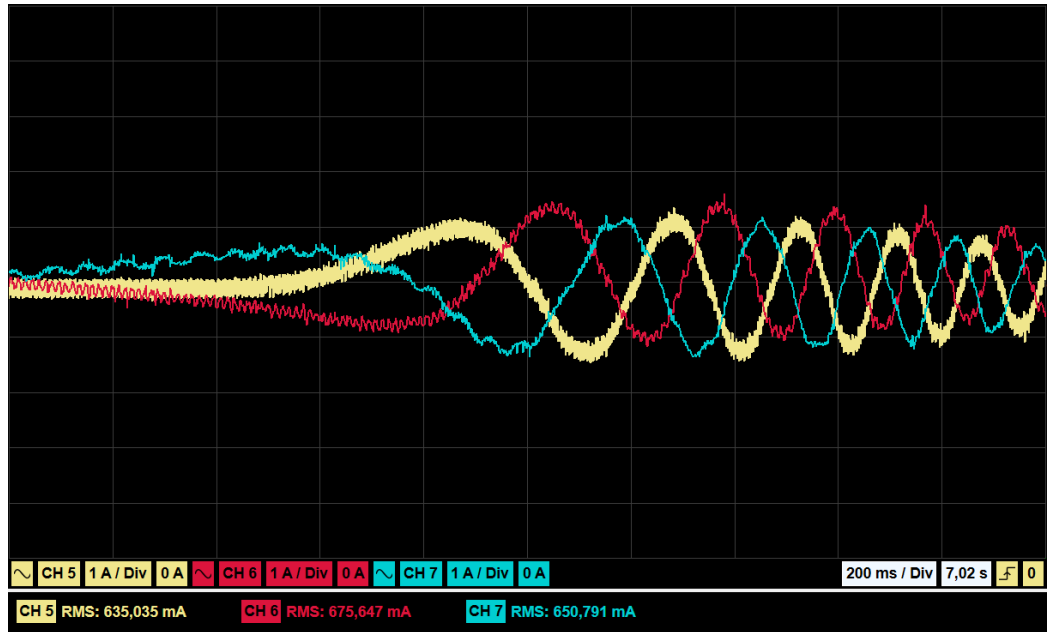


Şekil 7.7: Rotor Mekanik Açısı

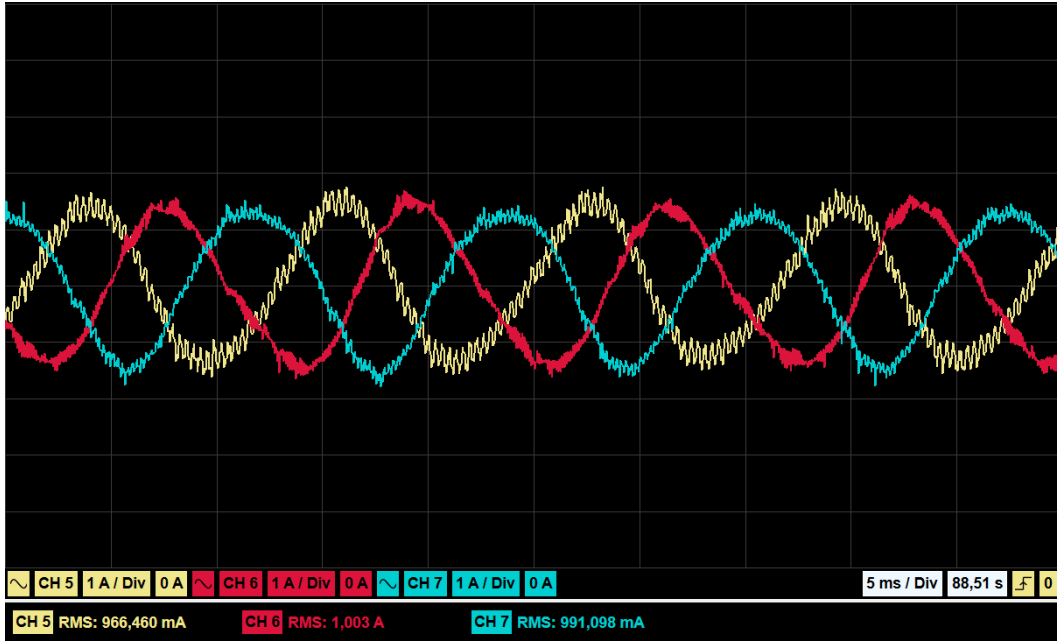


Şekil 7.8: Rotor Elektriksel Açısı

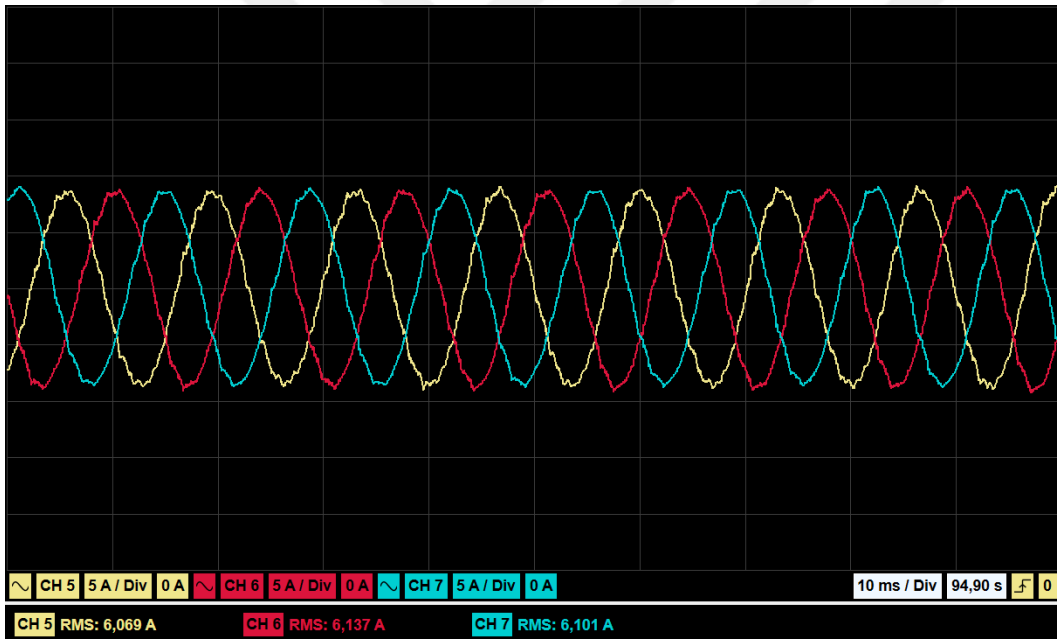
Şekil 7.9 'da motorun kalkış anında çektiği faz akımları görülmektedir. Motor 500 d/d hızla dönerken yüksüz durumda çektiği faz akımları Şekil 7.10'da verilmiştir. Şekil 7.11'de ise motor yüklü iken çektiği faz akımları verilmiştir. Üç şekilde de faz akımlarının sinüzoidal formda olduğu görülmektedir.



Şekil 7.9: Yüksüz Durumda Motorun Kalkış Anındaki A, B, C Fazı Akımları

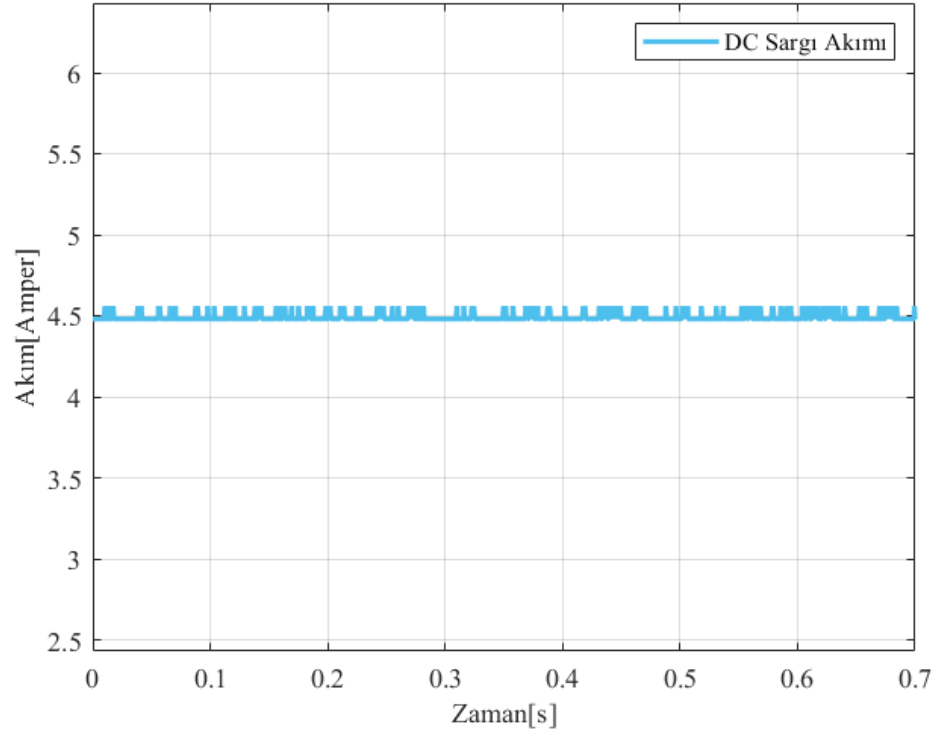


Şekil 7.10: Yüksüz Durumda 500 d/d'da Motorun A, B, C Fazı Akımları

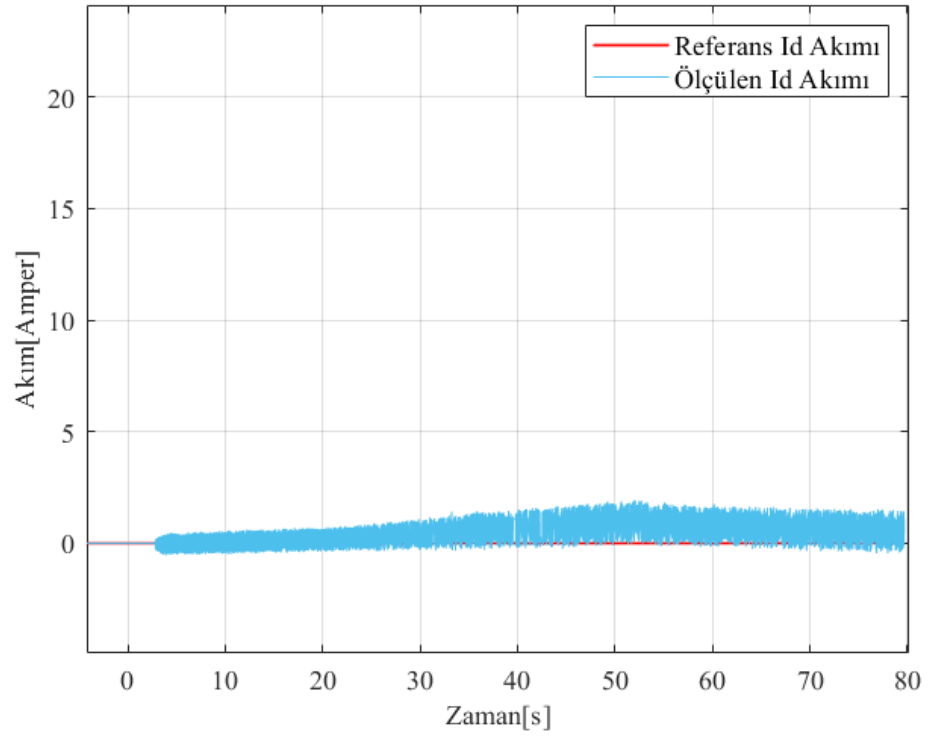


Şekil 7.11: Yüklü Durumda 500 d/d'da Motorun A, B, C Fazı Akımları

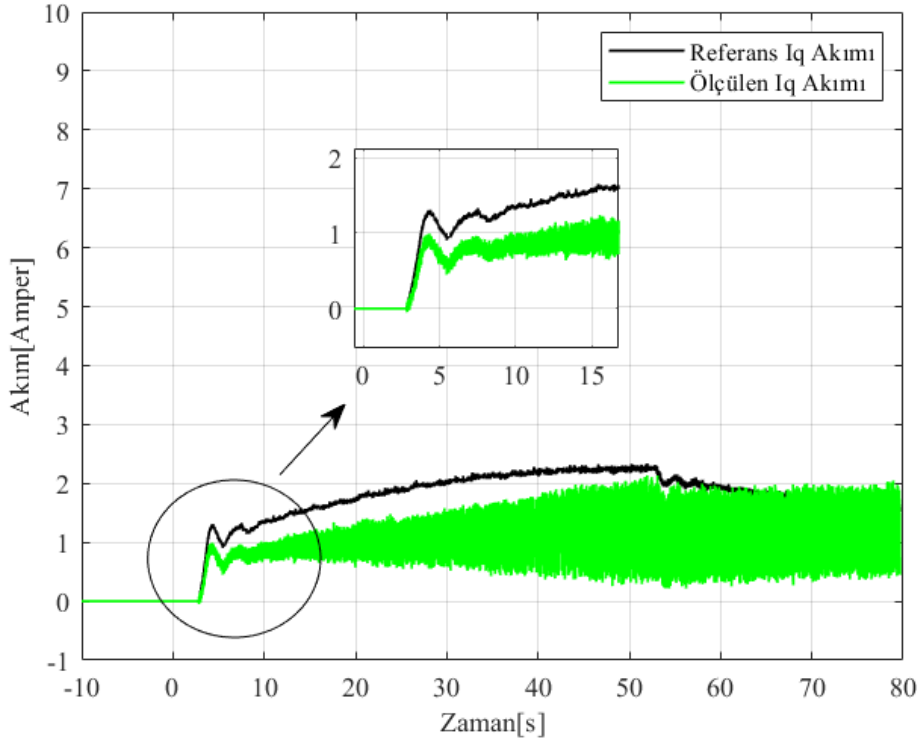
Tüm bu testler yapılırken DA sargı akımı 4.5 A olarak ayarlanmıştır. Şekil 7.12'de DA sargıya ait akımın grafiği paylaşılmıştır. Motorun nominal DA sargı akımı 21.21 A olarak tasarlanmıştır. Test sırasında H-Köprüsü devresi arızalandığı için daha düşük bir akım verilebilmiştir. Bunun sonucu olarak motorun üreteceği moment değeri de düşmüştür. Testler bu şartlar göz önünde bulundurularak yapılmıştır.



Şekil 7.12: Motorun DA Sargı Akımı



Şekil 7.13: Motorun AA Sargı D Eksenli Akımı



Şekil 7.14: Motorun AA Sargı Q Eksenı Akımı

Son olarak vektör kontrol bloğunda kullanılan referans d-q eksenı akımları ile ölçülen A, B, C fazı akımları kullanılarak Park dönüşümü ile hesaplanan d-q eksenı akımları Şekil 7.13 ve Şekil 7.14'te verilmiştir. PI katsayılarından kaynaklanan kalıcı hal hatası dışında akımların referansı takip ettiğı görülmektedir. İntegral katsayısı değıştirilerek kalıcı hal hatası azaltılabilir.

8 SONUÇLAR

Tez kapsamında, SRM'nin kontrolü için öncelikle eksen dönüşümleri incelenmiştir. d-q eksen takımında tanımlı motorun dinamik denklemleri incelenmiş ve alan zayıflatma bölgesinde motoru kontrol etmek için gerekli akım formülleri çıkarılmıştır. MATLAB'de hem sabit moment bölgesi hem de alan zayıflatma bölgesi için motorun kontrolüne ait benzetimler yapılmıştır. Motorun hızı ve buna bağlı olarak ürettiği momenti kontrol etmek için vektör kontrol yöntemi kullanılmıştır. Kontrol bloğunda üretilen gerilim komutları SVPWM yöntemi kullanılarak eviriciyi kontrol edecek olan anahtar sinyallerine dönüştürülmüştür. Ayrıca alan zayıflatma bölgesi için evirici ve motorun, akım ve gerilim sınırları dikkate alınarak akım ve gerilim çemberleri üzerinden çalışma bölgesi analizi yapılmıştır. Benzetim çalışmaları motorun hem sabit moment bölgesi hem de alan zayıflatma bölgesinde kontrolünün yapıldığını göstermektedir.

Deneyisel çalışmalar için rotor pozisyonun belirlenmesi amacıyla artımlı enkoder ile pozisyon ve hız ölçümü yapılmıştır. Kontrol algoritmaları STM32F4 Discovery kartı kullanılarak uygulanmıştır. 12 oluk 10 kutup kombinasyonuna sahip SRM'nin AA sargılarının kontrolü için 2.5 kW'lık evirici kartı kullanılmıştır. DA sargıların kontrolü için H-Köprüsü devresi kıyıcı olarak kullanılmış ve DA sargı akımı kontrolü sağlanmıştır. AA sargı akımları direnç üzerinden okunmuştur. Eviricinin alt kol anahtarlarının source bacağı ve DA baranın negatif ucu arasında bulunan direnç üzerindeki gerilimler ADC ve PWM için kullanılan timer birimi senkronize edilerek okunmuş ve akımlar hesaplanmıştır. Kartın sıcaklığı, DA bara gerilimi ve faz akımları sürekli kontrol edilerek koruma algoritmasına sokulmuş böylece kartın ve motorun zarar görmesinin önüne geçilmiştir. SRM'nin DA sargı akımı sabit iken, sabit moment bölgesinde yapılan deneyisel çalışmalarda motorun geliştirilen kontrol algoritması ile kontrol edilebildiği ve referans hız eğrisini takip ettiği görülmektedir.

9 ÖNERİLER

Bu tezde SRM'nin sabit moment bölgesi ve alan zayıflatma bölgesindeki kontrolü ve algoritma tasarımı önerilmiştir. Her iki bölge için benzetim sonuçları doğrulanırken, deneysel sonuçlar sadece sabit moment bölgesi için alınmıştır. Alan zayıflatma bölgesi için yapılan analiz ve algoritmanın deneysel sonuçlarla desteklenmesi motorun bu bölgedeki karakterisiği hakkında daha fazla bilgi verecektir.

Motorun kontrolü sensör kullanılarak yapılmıştır. Sensör olarak artımlı enkoder kullanılmıştır. Bu durumda motorun ilk pozisyonunun belirlenmesi için hizalama algoritması uygulanmıştır. Mutlak enkoder kullanılarak bu şart ortadan kaldırılabilir. Aynı zamanda mutlak enkoder kullanımına dair tecrübe kazanılmış olacaktır. Ayrıca motorun sensörsüz kontrolü üzerine yapılacak çalışmalar da literatür için bir yenilik olacaktır.

Güç katında AA sargıları kontrol etmek için kullanılan evirici tasarımı proje kapsamında yapılmadığı için mikroişlemci ve evirici arasında bazı sorunlar yaşanmış ve bu zaman kaybına neden olmuştur. Özellikle eviricide kullanılan kapı sürücünün giriş gerilim aralığı ve mikroişlemcinin çıkış sinyalinin gerilimin bunun altında kalması en büyük sorundur. Eviricinin ve mikroişlemcinin aynı kart üzerinde bulunduğu bir tasarımın yapılması daha faydalı olacaktır.

Son olarak, hem SVPWM hem de eksen dönüşümlerinde kullanılan trigonometrik fonksiyonlar mikroişlemcide uzun süren hesap sürelerine neden olmaktadır. Bu nedenle daha yüksek işlem kapasitesine sahip bir işlemci tercih edilmesi faydalı olacaktır. Diğer bir yandan bu trigonometrik işlemlerde fonksiyonların kullanılması yerine önceden hesaplanmış ve değerleri belirli olan hazır tablolar kullanılması işlem sürelerini kısaltacaktır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- Bao, J.; Gysen, B.L.J.; Boynov, K.; Paulides, J.J.H.; and Lomonova, E.A.**, 2017. Torque ripple reduction for 12-stator/10-rotor-pole variable flux reluctance machines by rotor skewing or rotor teeth non-uniformity. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(11):1–5. doi:10.1109/TMAG.2017.2712609.
- Catal, M.S.; Gurleyen, H.; and Mese, E.**, 2021. Control of variable flux reluctance motor in field weakening region. In *2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pages 175–180. doi:10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590020.
- Huang, L.; Zhu, Z.Q.; Feng, J.; Guo, S.; Shi, J.X.; and Chu, W.**, 2019. Analysis of stator/rotor pole combinations in variable flux reluctance machines using magnetic gearing effect. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(2):1495–1504. doi:10.1109/TIA.2018.2883608.
- Huang, L.R.; Feng, J.H.; Guo, S.Y.; Li, Y.F.; Shi, J.X.; and Zhu, Z.Q.**, 2018. Rotor shaping method for torque ripple mitigation in variable flux reluctance machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33(3):1579–1589. doi:10.1109/TEC.2018.2829493.
- Huang, L.R.; Feng, J.H.; Guo, S.Y.; Shi, J.X.; Chu, W.Q.; and Zhu, Z.Q.**, 2017. Analysis of torque production in variable flux reluctance machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(4):1297–1308. doi:10.1109/TEC.2017.2698836.
- Kim, S.H.**, 2017. *Electric Motor Control: DC, AC and BLDC Motors*, volume 1. Elsevier Science.
- Liu, X. and Zhu, Z.Q.**, 2013a. Comparative study of novel variable flux reluctance machines with doubly fed doubly salient machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(7):3838–3841. doi:10.1109/TMAG.2013.2242047.
- Liu, X. and Zhu, Z.Q.**, 2013b. Electromagnetic performance of novel variable flux reluctance machines with dc-field coil in stator. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(6):3020–3028. doi:10.1109/TMAG.2012.2235182.

- Liu, X.** and **Zhu, Z.Q.**, 2014. Stator/rotor pole combinations and winding configurations of variable flux reluctance machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(6):3675–3684. doi:10.1109/TIA.2014.2315505.
- Raminosoa, T.; Torrey, D.A.; El-Refaie, A.M.; Grace, K.; Pan, D.; Grubic, S.; Bodla, K.; and Huh, K.K.**, 2016. Sinusoidal reluctance machine with dc winding: An attractive non-permanent-magnet option. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(3):2129–2137. doi:10.1109/TIA.2015.2512521.
- Shen, Y.** and **Lu, Q.**, 2018. Investigation of novel multi-tooth linear variable flux reluctance machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 54(11):1–5. doi:10.1109/TMAG.2018.2839662.
- Shi, J.T.; Liu, X.; Wu, D.; and Zhu, Z.Q.**, 2014. Influence of stator and rotor pole arcs on electromagnetic torque of variable flux reluctance machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 50(11):1–4. doi:10.1109/TMAG.2014.2330363.
- Walker, A.; Galea, M.; Gerada, C.; Mebarki, A.; and Gerada, D.**, 2015. Design considerations for high performance traction machines: Aiming for the freedomcar 2020 targets. In *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, pages 1–6. doi:10.1109/ESARS.2015.7101451.
- Zhu, Z.Q.; Lee, B.; and Liu, X.**, 2016. Integrated field and armature current control strategy for variable flux reluctance machine using open winding. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(2):1519–1529. doi:10.1109/TIA.2015.2490041.

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın belirlenmesinde beni yönlendiren, bilgi ve tecrübesiyle yol gösteren, kendisiyle çalışmaktan keyif aldığım danışmanım Sayın Prof. Dr. Erkan MEŞE hocama en derin teşekkürlerimi sunarım.

TÜBİTAK projesinde beraber çalıştığım, çalışmamızın her anında motivasyonumu arttıran, bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan Sayın Dr. Öğr. Üyesi Hilmi Gürleyen hocama en derin teşekkürlerimi sunarım.

Bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan, tezimi titizlikle inceleyen Sayın Doç.Dr. Emrah Zerdali hocama ve hem lisans hem de lisans üstü eğitimimde emeği geçen Ege Üniversitesi'ndeki tüm hocalarıma ayrıca teşekkür ederim.

Tez çalışmam 218E057 proje numaralı TÜBİTAK projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir. Desteklerinden dolayı TÜBİTAK'a teşekkür ederim.

Son olarak hayatımın her anında desteklerini yanımda hissettiğim aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

26/01/2022

Mehmet Sergen ÇATAL

ÖZGEÇMİŞ

Mehmet Sergen Çata ilköğretimini Manisa Ali Rıza Çevik İlköğretim Okulunda tamamlamıştır. 2013 yılında Manisa Anadolu Öğretmen Lisesi'nden mezun olmuş, Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği'nde lisan eğitimine başlamıştır. Bir yılı hazırlık olmak üzere beş yıllık lisans eğitiminin son yılında Manisa Organize Sanayi Bölgesinde bulunan Vestel Elektronik A.Ş.'de arge departmanında yarızamanlı olarak çalışmıştır. 2018 yılında Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisansına başlamıştır. Yüksek lisans eğitimi sırasında proje bursiyeri olarak 218E057 proje numaralı "Düşük Kutuplu Sinusoidal Relüktans Makinası Tasarımı ve Prototip Üretimi" isimli TÜBİTAK projesinde onaltı ay; 119E219 proje numaralı "Hava Araçları İçin Yeni Bir Generatör Tasarımı Ve Prototip Üretimi" isimli TÜBİTAK projesinde altı ay çalışmıştır. Şuan İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

YAYINLAR;

- **M. S. Catal**, H. Gurleyen and E. Mese, "Control of Variable Flux Reluctance Motor in Field Weakening Region," 2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2021, pp. 175-180, doi: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590020.