

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALAN
YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ**

HÜSEYİN CEMRE YILMAZ

KOCAELİ 2020

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALAN
YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

HÜSEYİN CEMRE YILMAZ

Dr.Öğr. Üyesi Esra KANDEMİR BEŞER

Danışman, Kocaeli Üniversitesi

.....

Dr.Öğr. Üyesi Sabri ÇAMUR

Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi

.....

Dr.Öğr. Üyesi Mustafa TURAN

Jüri Üyesi, Sakarya Üniversitesi

.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 03.09.2020

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı senkron motorların alan yönlendirmeli kontrol tekniği ile pozisyon geri besleme elemanı kullanılarak yüksek performanslı kontrolünün gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

Yüksek Lisans eğitimim ve tez çalışmam sırasında hiçbir zaman desteğini esirgemeyen, hem kişisel hem de mesleki gelişimim üzerinde büyük katkıları bulunan danışmanım Sayın Dr.Öğr.Üyesi Esra KANDEMİR BEŞER'e teşekkürlerimi sunarım.

Meslek hayatımda ve paralelinde Yüksek Lisans eğitimimde karşılaştığım zorluklarda desteklerini esirgemeyen Yılmaz Redüktör San. ve Tic. A.Ş. firması bünyesindeki çalışma arkadaşlarım Sayın Yük.Elk.Müh. İsmail SÖYLEMEZ'e, Sayın İlyas HALKEVİ'ne ve mensubu olduğum bölümün yöneticisi Sayın Elk.Müh. Özgür BİLİZ'e teşekkürlerimi sunarım.

Tüm eğitim serüvenim ve hayatım boyunca hep yanımda olan sevgili ablam A. Ceren YILMAZ'a, babam Sebahattin YILMAZ'a ve annem Aynur YILMAZ'a teşekkürlerimi sunarım.

Haziran – 2020

Hüseyin Cemre YILMAZ

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	vi
SİMGELEr VE KISALTMALAR DİZİNİ	vii
ÖZET.....	x
ABSTRACT.....	xi
GİRİŞ	1
1. GENEL BİLGİLER	2
1.1. Literatür Taraması ve Özeti.....	2
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	7
2.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Gelişimi.....	8
2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Türleri.....	9
2.2.1. Radyal akılı motorlar	10
2.2.1.1. İç rotorlu radyal akılı motorlar	10
2.2.1.2. Dış rotorlu radyal akılı motorlar.....	11
2.2.2. Aksiyel akılı motorlar	11
2.2.3. Doğrusal hareketli motorlar	12
2.3. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Kullanılan Geri Besleme Elemanları	13
2.3.1. Hız geri besleme elemanları	13
2.3.1.1. Takogeneratörler	13
2.3.2. Pozisyon geri besleme elemanları.....	14
2.3.2.1. Alan etkili geri besleme elemanı	14
2.3.2.2. Artımsal enkoderler	14
2.3.2.3. Mutlak enkoderler	15
2.3.2.4. Resolverler.....	15
2.4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Endüstride Kullanımı.....	16
2.5. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Matematiksel Modeli	17
2.5.1. Matematiksel dönüşümler.....	17
2.5.1.1. Üç fazlı sistemlerin uzay vektör bileşeniyle ifadesi	17
2.5.1.2. Clarke dönüşümü.....	19
2.5.1.3. Ters Clarke dönüşümü.....	20
2.5.1.4. Park dönüşümü	20
2.5.1.5. Ters Park dönüşümü	21
2.5.1.6. Motor matematiksel modeli.....	21
3. EVİRİCİLER	23
4. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL	25
4.1. Uzay Vektör Modülasyonu	27
4.1.1. Darbe genişlik modülasyonu	27
4.1.2. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu.....	27
4.1.3. Referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesi	30
4.1.4. Anahtarlama sürelerinin hesaplanması	32

4.2. PI Kontrolör.....	37
4.2.1. Akım kontrol döngüleri	38
4.2.2. Hız kontrol döngüsü.....	39
5. DENEYSEL ÇALIŞMALAR	40
5.1. Evirici Tasarımı	40
5.1.1. Giriş katı (doğrultucu kısmı) tasarımı.....	40
5.1.2. Çıkış katı (evirici kısmı) tasarımı	41
5.1.3. Dinamik frenleme kısıyıcısı tasarımı.....	42
5.1.4. Akım geri besleme katı tasarımı	43
5.1.5. Pozisyon geri besleme katı tasarımı.....	44
5.1.6. Mikrodenetleyici kontrol katı tasarımı	45
5.2. Kullanılan Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor.....	45
5.3. Deney Düzeneği	47
5.4. Deneysel Çalışma Sonuçları.....	51
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	61
KAYNAKLAR	62
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	64
ÖZGEÇMİŞ	65

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.	Elektrik motorlarının sınıflandırılması.....	7
Şekil 2.2.	Alan sargılı doğru akım motorların ve sürekli mıknatıslı doğru akım motorların şematik gösterimleri	9
Şekil 2.3.	Sürekli mıknatıslı senkron motorların ve sincap kafesli asenkron motorların şematik gösterimleri	9
Şekil 2.4.	İç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılan rotor tipleri.....	10
Şekil 2.5.	İç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılan stator tipleri	11
Şekil 2.6.	Dış rotorlu radyal akılı motor kesit görünümü.....	11
Şekil 2.7.	Aksiyel akılı motor tipleri kesit görünümleri.....	12
Şekil 2.8.	Doğrusal hareket motoru kesit görünümü	13
Şekil 2.9.	Üç fazlı 120° faz farklı sistemin fazörel gösterimi	17
Şekil 2.10.	Üç fazlı sürekli mıknatıslı senkron motor faz akımlarının uzay vektörü ile gösterimi.....	18
Şekil 2.11.	Üç fazlı bir sistemin bileşke vektörünün $\alpha\beta 0$ düzleminde gösterimi.....	19
Şekil 2.12.	Sürekli mıknatıslı senkron motor d ve q eksenine eşdeğer devreleri.....	21
Şekil 3.1.	Üç fazlı motor sürücüsü prensip şeması.....	23
Şekil 4.1.	Alan yönlendirmeli kontrol prensip şeması	25
Şekil 4.2.	Darbe genişlik modülasyonu sinyali	27
Şekil 4.3.	Uzay vektör modülasyonu temel gerilim vektörleri.....	28
Şekil 4.4.	Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu sinyalleri	30
Şekil 4.5.	Uzay vektör modülasyonu ile üretilen bir faz çıkış gerilimi dalga şekilleri	30
Şekil 4.6.	Uzay vektör modülasyonu ile üretilen faz arası çıkış gerilimi dalga şekilleri	30
Şekil 4.7.	Referans vektörünün iki fazlı ortogonal düzlemde gösterimi	31
Şekil 4.8.	Referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesinde izlenebilecek akış diyagramı	32
Şekil 4.9.	Örnek referans gerilim vektörü	33
Şekil 4.10.	PID kontrolör prensip şeması	37
Şekil 4.11.	Akım kontrol döngüleri prensip şeması	38
Şekil 4.12.	Hız kontrol döngüsü prensip şeması	39
Şekil 5.1.	Giriş katı tasarımı elektriksel şeması	41
Şekil 5.2.	Çıkış katı tasarımı güç modülü kısmı elektriksel şeması	42
Şekil 5.3.	Dinamik frenleme kısıyıcısı katı elektriksel şeması	43
Şekil 5.4.	Akım geri besleme elemanı elektriksel şeması	43
Şekil 5.5.	Pozisyon geri besleme katı elektriksel şeması	44
Şekil 5.6.	Mikrodenetleyici kontrol katı elektriksel şeması	45
Şekil 5.7.	Deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM'nin stator ve rotor yapısı görünümü.....	46

Şekil 5.8.	SMSM (solda) ve SKAM (sağda) kullanılarak geliştirilen deney düzeneği	47
Şekil 5.9.	Tasarımı ve üretimi gerçekleştirilen özel amaçlı evirici sisteminin genel görünümü	47
Şekil 5.10.	Tasarımı ve üretimi gerçekleştirilen özel amaçlı evirici sisteminin temel kısımlarının görünümü.....	48
Şekil 5.11.	Akım kontrolü q eksenli akımı 0,1A ayar değerine karşı sistemin tepkisi	51
Şekil 5.12.	Akım kontrolü q eksenli akımı 0,5A ayar değerine karşı sistemin tepkisi	52
Şekil 5.13.	Akım kontrolü q eksenli akımı 1,0A ayar değerine karşı sistemin tepkisi	52
Şekil 5.14.	Akım kontrolü q eksenli akımı ardışık olarak 0,1A, 0,5A ve 1,0A ayar değerlerine karşı sistemin tepkisi	53
Şekil 5.15.	Hız kontrolü 5rad/s ayar değerine karşı sistemin kilitli rotor durumundaki tepkisi	53
Şekil 5.16.	Hız kontrolü ardışık olarak 5rad/s, 12,5rad/s, 25rad/s ve 50rad/s ayar değerlerine karşı sistemin tepkisi	54
Şekil 5.17.	Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	54
Şekil 5.18.	Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 1,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	55
Şekil 5.19.	Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 2,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	55
Şekil 5.20.	Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı motor bir faz akımı ve evirici çıkış fazları arası gerilim dalga şekilleri	56
Şekil 5.21.	Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı motor bir faz akımı dalga şekli.....	56
Şekil 5.22.	Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 1,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı motor bir faz akımı dalga şekli.....	57
Şekil 5.23.	Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 2,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı motor bir faz akımı dalga şekli.....	57
Şekil 5.24.	Hız kontrolü 37,5rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	58
Şekil 5.25.	Hız kontrolü 37,5rad/s ayar değerine ve yaklaşık 1,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	58
Şekil 5.26.	Hız kontrolü 37,5rad/s ayar değerine ve yaklaşık 2,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	59
Şekil 5.27.	Hız kontrolü 50rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	59
Şekil 5.28.	Hız kontrolü 50rad/s ayar değerine ve yaklaşık 1,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	60
Şekil 5.29.	Hız kontrolü 50rad/s ayar değerine ve yaklaşık 2,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi	60

TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 4.1. Uzay vektör modülasyonu temel gerilim vektörleri.....	29
Tablo 4.2. Tüm sektörler için anahtarlama sürelerinin hesaplanması	36
Tablo 4.3. Tüm sektörler için faz doluluk oranlarının hesaplanması	36
Tablo 5.1. Kullanılan sürekli mıknatıslı senkron motorun teknik özellikleri.....	46



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

A	: Amper
a	: A fazı vektörü
a_m	: A fazı vektör uzunluğu
B	: Sönümlenme katsayısı, (N/rad/s)
b	: B fazı vektörü
b_m	: B fazı vektör uzunluğu
c	: C fazı vektörü
c_m	: C fazı vektör uzunluğu
d	: Direct (Direkt)
D_a	: a fazı temel gerilim vektörü doluluk oranı
D_b	: b fazı temel gerilim vektörü doluluk oranı
D_c	: c fazı temel gerilim vektörü doluluk oranı
F	: Farad
H	: Henry
H_1	: Üç fazlı yarım köprü üst kısım A fazı anahtarı iletim durumu
H_2	: Üç fazlı yarım köprü üst kısım B fazı anahtarı iletim durumu
H_3	: Üç fazlı yarım köprü üst kısım C fazı anahtarı iletim durumu
Hz	: Hertz
I_d	: d eksen akımı, (A)
I_d^*	: d eksen akımı ayar değeri, (A)
I_q	: q eksen akımı, (A)
I_q^*	: q eksen akımı ayar değeri, (A)
i_{a_m}	: A fazı akım vektör uzunluğu, (A)
i_{b_m}	: B fazı akım vektör uzunluğu, (A)
i_{c_m}	: C fazı akım vektör uzunluğu, (A)
i_d	: d eksen akım vektörü, (A)
i_q	: q eksen akım vektörü, (A)
i_{ref}	: Akım referans uzay vektörü
I_α	: α eksen akımı, (A)
I_β	: β eksen akımı, (A)
J	: Atalet momenti, (kg.m^2)
kg	: Kilogram
L_d	: d eksen endüktansı, (H)
L_q	: q eksen endüktansı, (H)
N	: Newton
m	: Metre
P	: Kutup çifti sayısı
R	: Stator direnci, (Ω)
rad	: Radyan
s	: Saniye
t_a	: a temel gerilim vektörü iletimde kalma oranı
t_b	: b temel gerilim vektörü iletimde kalma oranı

t_0	: 0 temel gerilim vektörü iletimde kalma oranı
T_e	: Elektromanyetik moment, (N.m)
T_L	: Yük momenti, (N.m)
T_{off}	: Kesimde kalma süresi, (s)
T_{on}	: İletimde kalma süresi, (s)
V	: Voltaj
v_{abc}	: abc düzlemi gerilim vektörü matrisi
v_a	: A fazı gerilim vektörü, (V)
V_a	: A fazı gerilim vektörü, (V)
v_b	: B fazı gerilim vektörü, (V)
V_b	: B fazı gerilim vektörü, (V)
v_c	: C fazı gerilim vektörü, (V)
V_c	: C fazı gerilim vektörü, (V)
V_{da}	: Doğru akım bara gerilimi, (V)
v_{dq0}	: dq0 düzlemi gerilim vektörü matrisi
v_{dq}	: dq0 düzlemi sadeleştirilmiş gerilim vektörü matrisi
v_d	: d eksen gerilim vektörü, (V)
V_d	: d eksen gerilimi, (V)
v_q	: q eksen gerilim vektörü, (V)
V_q	: q eksen gerilimi, (V)
V_{ref}	: Gerilim referans uzay vektörü
$v_{\alpha\beta 0}$: $\alpha\beta 0$ düzlemi gerilim vektörü matrisi
$v_{\alpha\beta}$: $\alpha\beta 0$ düzlemi sadeleştirilmiş gerilim vektörü matrisi
v_α	: α eksen gerilim vektörü, (V)
V_α	: α eksen gerilimi, (V)
v_β	: β eksen gerilim vektörü, (V)
V_β	: β eksen gerilimi, (V)
v_0	: 0 eksen gerilim vektörü, (V)
q	: Quadrature (Dördün)
W	: Watt
θ	: Vektör açısı, ($^\circ$)
λ_d	: d eksen akı bağı, (Wb)
λ_m	: Mıknatis kaynaklı karşılıklı akı bağı, (Wb)
λ_q	: q eksen akı bağı, (Wb)
Ω	: Ohm
ω_r	: Rotor açısal hızı, (rad/s)
ω_r^*	: Rotor açısal hızı ayar değeri, (rad/s)

Kısaltmalar

AA	: Alternatif Akım
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
BMK	: Bulanık Mantık Kontrolör
CNC	: Computer Numerical Control (Bilgisayar Sayımlı Yönetim)
DA	: Doğru Akım
DMAK	: Doğrudan Moment ve Akı Kontrolü
DMK	: Doğrudan Moment Kontrolü
DSİ	: Dijital Sinyal İşleme
EMK	: Elektromotor Kuvvet

IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (İzole Edilmiş Kapılı İki Kutuplu Transistör)
KNÜ	: Kayar Nokta Ünitesi
MOV	: Metal Oksit Varistör
MRUS	: Model Referans Uyarlanabilir Sistem
NdFeB	: Neodmiyum Ferro Boron
PI	: Proportional, Integral (Oransal, İntegral)
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu
SD	: Serbestlik Derecesi
SKAM	: Sincap Kafesli Asenkron Motor
SmCo	: Samaryum Kobalt
SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu



SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

ÖZET

Son dönemde elektrik makinaları alanında yapılan çalışmalar neticesinde popülerlik kazanan Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar, günümüzde endüstriyel uygulamalardan son kullanıcı ürünlerine kadar geniş bir kullanım alanına sahiptir. Sürekli mıknatıslı senkron motorların uygun kontrolü ile endüstride sıklıkla karşılaşılan birçok uygulama, robotik sistemler, talaşlı imalatın temel yapı taşı haline gelmiş metal işleme tezgâhları vb. uygulamalarda, düşük hacimde yüksek performans elde etmek mümkün hale gelmiştir. Bunun yanı sıra yine endüstride karşılaşılan yüksek dinamizm ve/veya hassas pozisyon kontrolü gerektiren uygulamalarda da sıklıkla sürekli mıknatıslı senkron motorlar tercih edilmektedir. Literatürde, sürekli mıknatıslı senkron motorların yüksek performanslı kontrolünü sağlamak amacıyla geliştirilen birçok yöntem bulunmakla birlikte, bunlardan en çok öne çıkan iki tanesi Alan Yönlendirmeli Kontrol ve Doğrudan Moment Kontrolü teknikleridir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin pozisyon geri besleme elemanı ile birlikte uygulanması durumunda çoğu uygulamada ihtiyaç duyulan yüksek kalkış momenti, düşük devirlerde yüksek hız kararlılığı ve farklı hız referans değerlerine karşı dinamik tepki ihtiyaçlarını karşılayabilmesi bu tekniğin birçok endüstriyel hız kontrol cihazında da tercih edilmesine sebep olmuştur. Geliştirilen mikrodenetleyici tabanlı kontrol sistemi üzerinde alan yönlendirmeli kontrol tekniği uygulanarak, miline artımsal enkoder bağlı bir sürekli mıknatıslı senkron motorun hız kontrolü ve ayrıca moment kontrolü sağlanmıştır. Hız kontrol ve moment kontrol çalışma durumunda sistemin girilen referans değerlere karşı tepkisi ölçülmüştür. Yapılan ölçümler farklı kontrol parametreleri ile tekrarlanarak karşılaştırmalar yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Alan Yönlendirmeli Kontrol, Hız Kontrolü, Moment Kontrolü, PI Kontrol, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor.

FIELD ORIENTED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

ABSTRACT

Permanent Magnet Synchronous Motors are getting popularity thanks to too many studies in the electric machinery field, and can be used in many applications from consumer products to industry. It is possible to get high performance in small volumes with using proper permanent magnet synchronous motor control methods, in frequently encountered industry applications like robotic systems, metal processing workbenches which has become most important part of the machining processes. And also, permanent magnet synchronous motors are mostly preferred for such applications which need high dynamism and/or high precision position control in industry. Although there are many different techniques to control permanent magnet synchronous motors with high performance, in the literature Field Oriented Control and Direct Torque Control stand out. Field oriented control with position feedback sensor is able to provide high start-up torque, higher speed control accuracy at low speeds and dynamic response against to different speed set values, which are needed for most of applications, thus it is widely preferred in industrial variable speed drives. On a newly developed microcontroller based control system, field oriented control technique is applied to a permanent magnet synchronous motor equipped with an incremental encoder to control motor speed and torque. The response of motor against to different set points is measured while working in speed control and torque control modes. Measurements are repeated with different control parameters and the results are compared with each other.

Keywords: Field Oriented Control, Speed Control, Torque Control, PI Control, Permanent Magnet Synchronous Motors.

GİRİŞ

Türkiye sanayisinde toplam elektrik enerjisi tüketiminin yaklaşık %70'inin, başka bir açıdan bakılacak olursa ülke genelinde üretilen toplam elektrik enerjisinin yaklaşık %36'sının elektrik motorları sistemlerinde kullanıldığı bilinmektedir [1]. Bunun yanında Türkiye sanayisinde kullanılan motorların büyük çoğunluğunun "IE1 Standart Verimlilik" ve altı verimlilik sınıfına sahip olduğu bilinmektedir [1]. Bahsi geçen üç fazlı asenkron motorlar ile kıyaslandığında verimlilik ve hacim/güç oranı bakımından daha avantajlı olan sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) gün geçtikçe daha fazla kullanım oranına sahip olmaktadır. SMSM'lerin bazı endüstriyel uygulamalarda özellikle tercih edilmelerinin bir sebebi de yüksek dinamizm gerektiren uygulamalarda aynı güçteki üç fazlı asenkron motorlara kıyasla daha az hacimde aynı momenti üretebilmesi ve boyutlarından ötürü daha düşük ataletle sahip olmasıdır. Ancak SMSM'ler, üç fazlı asenkron motorlarda olduğu gibi elektrik şebekesinden doğrudan yol verme metodu ile kullanılamazlar. Elektrik motorlarının bir alt kategorisi olan senkron motorlar grubunda değerlendirilen SMSM'ler, diğer senkron motorlarda olduğu gibi yalnızca rotor hızının, stator tarafından üretilen elektrik alanın açısal hızına eşit olduğu durumlarda kararlıdır. Aksi durumda senkron motorlar devrilir ve kararsız bir çalışma durumu sergiler. Bu nedenle SMSM'lerin uygun biçimde çalıştırılabilmesi için özel kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Endüstriyel ürünlerde kullanım oranı göz önünde bulundurulduğunda, en popüler SMSM kontrol yöntemleri arasında Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) sayılabilir [2].

Bu çalışmada, alan yönlendirmeli kontrol yöntemi temel alınarak endüstriyel bir SMSM'nin hız/pozisyon geri beslemeli kapalı çevrim kontrolünü sağlamak hedeflenmiştir. Bu amaçla mikrodenetleyici tabanlı kontrol ünitesine sahip, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) teknolojisi kullanan üç fazlı evirici yapısı tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. SMSM ve evirici yapısı birlikte kullanılarak deneysel çalışmalar yapılmıştır.

1. GENEL BİLGİLER

Günümüzde, endüstride gerçekleştirilen motor kontrol uygulamalarında sıklıkla ihtiyaç duyulan yüksek performans, yüksek verim, yüksek kararlılıkta hız ve/veya pozisyon kontrolü gibi kıstasların karşılanması noktasında sürekli mıknatıslı senkron motorların kullanımı olağan hale gelmiştir.

Sürekli mıknatıslı senkron motorların yüksek performanslı kontrolü konusunda bilimsel literatürde özellikle üzerinde durulan tekniklerin alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolü olduğu görülmektedir. Ayrıca endüstride sürekli mıknatıslı senkron motorların kontrolünü sağlamak amacıyla geliştirilen ürünlerin büyük çoğunluğunda alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin, yine yadsınamaz bir bölümünde doğrudan moment kontrolü tekniğinin tercih edildiği bilinmektedir [3].

Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorun pozisyon geri besleme elemanı ile alan yönlendirmeli kontrolü konusu ele alınacaktır. Çalışmanın gerçekleştirilebilmesi için gereken deney ortamının tasarımı ve üretimi yapılacaktır. Bunun yanında çalışmanın genel konusu ile ilgili daha önce farklı araştırmacılar tarafından yapılan ve çeşitli kaynaklardan erişilebilecek diğer çalışmalar da incelenecektir. İncelenen çalışmalar ve araştırmacı yaklaşımları, benzer veya farklı yönleri ele alınarak paylaşılacaktır.

1.1. Literatür Taraması ve Özeti

Alan yönlendirmeli kontrol tekniği veya diğer bir deyişle vektör kontrolü, endüstriyel hız kontrol cihazları alanındaki en önemli gelişmelerden biridir [3]. Alan yönlendirmeli kontrol, üç fazlı alternatif akım (AA) motorlarının hız ve moment kontrolünün yapılabilmesi için gereken matematiksel karmaşıklığı azaltmayı, daha düşük işlem gücü ile gerçekleştirilebilir hale getirmeyi amaçlamaktadır. Bu nedenle üç faz motor eşdeğer devresi üzerinden yapılacak kontrolün karmaşıklığını azaltmak amacıyla çeşitli matematiksel dönüşümler kullanılarak sistem, momenti ve manyetik alanı üreten akımlar cinsinden ifade edilmiştir. Doğrudan akı ölçümüne ihtiyaç

duymayan Dolaylı Vektör Kontrolü teorisi 1968 yılında K. Hasse tarafından önerilmiştir [3]. Rotor akısı vektörünün açısı ve genliğini bulabilmek için akı ölçümlerini kullanan Doğrudan Vektör Kontrolü teorisi ise 1971 yılında F. Blaschke tarafından geliştirilmiştir [4].

Zhang ve diğ., (2015) yaptıkları çalışmada deneysel çalışmalara uygun bir Dijital Sinyal İşleme (DSİ) platformu kullanarak SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünü gerçekleştirmiştir. Öncelikle SMSM'nin matematiksel modeli motor karakteristiği dikkate alınarak oluşturulmuştur. Ardından kontrol sistemindeki PI (Proportional, Integral) kontrolör MATLAB Simulink ortamında tasarlanmıştır. PI kontrol parametreleri rastgelelik tabanlı algoritmalar kullanılarak seçilmiştir. Son olarak MATLAB Simulink ortamında tam benzetimler ve deneysel DSİ platformunda yarı fiziksel benzetimler yapılmıştır. Deneylerden elde edilen sonuçların ilgili kontrol tekniğinin etkinliğini doğruladığı görülmüştür [5].

Adhavan ve diğ., (2011) yaptıkları çalışmada SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünü geleneksel yaklaşımların dışına çıkarak gerçekleştirmişlerdir. Çalışmada geleneksel alan yönlendirmeli kontrol uygulamalarının aksine, kullanıcı tarafından sisteme verilen hız referans değerine karşı moment referansı üreten PI kontrolörünün yerine Bulanık Mantık Kontrolör (BMK) kullanılmıştır. PI kontrolörün kontrol parametrelerinin belirlenmesi işleminin karmaşıklığı ve uzun tepki süreleri gibi problemlerin üstesinden gelebilmek adına BMK kullanılmıştır. Kullanılan BMK yönteminin tasarımı ve benzetimleri MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir [6].

Yeşilbağ ve Ergene, (2014) yaptıkları çalışmada SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolü öncelikle benzetim ortamında, daha sonra benzetim çalışmalarından elde ettikleri sonuçları doğrulamak adına deneysel ortamda özel bir çamaşır makinesi motoru üzerinde gerçekleştirmişlerdir. Çalışmada ayrıca SMSM'nin matematiksel modeli sunulmuştur. Benzetim çalışmaları PowerSIM ortamında gerçekleştirilmiştir ve elde edilen benzetim sonuçları, deneysel sonuçlar ile karşılaştırılarak hata analizi yapılmıştır [7].

Harib ve diğ., (2011) yaptıkları çalışmada SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünü geleneksel ardışık PI kontrolör yapısı kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmada

Alan yönlendirmeli kontrolün hız ve moment kontrolü döngülerine ek olarak pozisyon kontrolü de eklenmiştir. Deneysel çalışmalar MATLAB Simulink ortamının gerçek zamanlı çalışma arayüzü kullanılarak dSPACE 1103 ve ServoStar 306 deney düzeneği üzerinde gerçekleştirilmiştir. Birçok farklı kontrol parametresi ile hem hız kontrolü hem de pozisyon kontrolü döngülerinin sisteme girilen referans değerlerine karşı tepkileri ölçülmüş ve yapılan ölçümler farklı kontrol parametreleri için karşılaştırılarak analiz edilmiştir [8].

Çelik ve Yiğit, (2019) yaptıkları çalışmada SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünü geleneksel ardışık PI kontrolör yapısı yerine iki serbestlik dereceli (2-SD) PI kontrolör kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Ayrıca 2-SD PI kontrolörün kontrol parametreleri Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) algoritması ile belirlenmiştir. MATLAB Simulink ortamında geleneksel ardışık PI kontrolör ile 2-SD PI kontrolör kullanılarak yapılan benzetimlerden elde edilen sonuçlar karşılaştırılmış ve 2-SD PI kontrolörün geleneksel PI kontrolöre karşı daha yüksek performansa sahip olduğu görülmüştür [9].

Yu ve diğ., (2017) yaptıkları çalışmada SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolü geleneksel ardışık PI kontrolör yapısı ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) kullanarak gerçekleştirmişlerdir. UVDGM'nin diğer çok bilinen modülasyon yöntemlerine göre anahtarlama kayıplarını azalttığını, kontrol sistemlerinde gerçekleşmesinin kolay olduğu ancak tüm bunlara karşı diğer modülasyon yöntemlerine göre daha fazla gerilim harmoniği ürettiğini belirtmişlerdir. Yapılan çalışmada, geliştirilen alan yönlendirmeli kontrol algoritması ile SMSM'nin matematiksel modeli kullanılarak MATLAB Simulink ortamında ilgili benzetimler yapılmıştır [10].

Samat ve diğ., (2012) yaptıkları çalışmada elektriksel olarak paralel bağlı iki farklı SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünü hız veya pozisyon geri besleme elemanı kullanmadan gerçekleştirmişlerdir. Paralel bağlı motorların her ikisi için hız tahmini işlemi model referans uyarlanabilir sistem (MRUS) kullanılarak yapılmıştır. Sistemin modelleme ve benzetim çalışmaları MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Sistemin benzetim çalışmaları her iki motor için dengeli ve dengesiz olarak farklı yük koşullarında gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar hız

veya pozisyon geri besleme elemanı kullanılmadan tek çıkışlı evirici ile iki SMSM'nin paralel kontrolünün yapılabileceğini göstermektedir. Aynı zamanda sistemin tek SMSM ile de kullanılabileceği belirtilmiştir [11].

Samat ve diğ., (2012) yaptıkları çalışmada SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünü DSİ kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Geleneksel PI kontrolör yapısı ve pozisyon geri besleme elemanı kullanılarak yapılan çalışmada Texas Instruments firmasının ürettiği 32-bit TMS320F2808 DSİ tercih edilmiştir. Ayrıca güç yarı-iletkenlerinin bulunduğu evirici katmanı olarak yine Texas Instruments firmasının deney seti olarak ürettiği DMC550 evirici kartı kullanılmıştır. SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolü üzerine yapılan çalışmada elde edilen deneysel sonuçlar incelendiğinde, pozisyon geri besleme elemanı kullanılarak kurgulanan kapalı çevrim kontrol sistemlerinin ihtiyaç duyulan yüksek hız kararlılığı ve yüksek performansı sağlayabildiği görülmüştür [12].

Başar ve diğ., (2013) yaptıkları çalışmada SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolü ve doğrudan moment ve akı kontrolü (DMAK) tekniklerinin düşük çalışma hızlarındaki karşılaştırmalı analizini gerçekleştirmişlerdir. Hız veya pozisyon geri besleme elemanı kullanılmadan yapılan çalışmada, hız tahmini işlemi yüksek frekans dalgalı gerilim sinyali enjekte metodunu kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Benzetim çalışmaları MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Ayrıca benzetim çalışmasında uygulanan benzer testler ticari olarak temin edilebilen bir sürekli mıknatıslı senkron motor kullanılarak deneysel ortamda da gerçekleştirilmiştir. Çalışma sonucunda her iki kontrol tekniğinin de hız veya pozisyon geri besleme elemanı kullanılmadığı durumda tatmin edici performans sergilediği görülmüştür. Alan yönlendirmeli kontrol tekniği daha yumuşak ve daha hassas tepkiler üretirken, doğrudan moment ve akı kontrolü tekniğinin alan yönlendirmeli kontrol tekniğine kıyasla daha hızlı kontrol döngüsü tepkileri üretebildiği gözlemlenmiştir [2].

Yapılan literatür taraması çalışmasından elde edilen sonuçlar incelendiğinde, 1968 yılında K. Hasse tarafından önerilen alan yönlendirmeli kontrol tekniği teorisinin geliştirilerek endüstriyel motor kontrol uygulamalarında sıklıkla tercih edildiği ve hala geliştirilmeye devam edildiği görülmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniği teorisinin, üç fazlı senkron ve asenkron motorların değişken hızlı kontrolleri

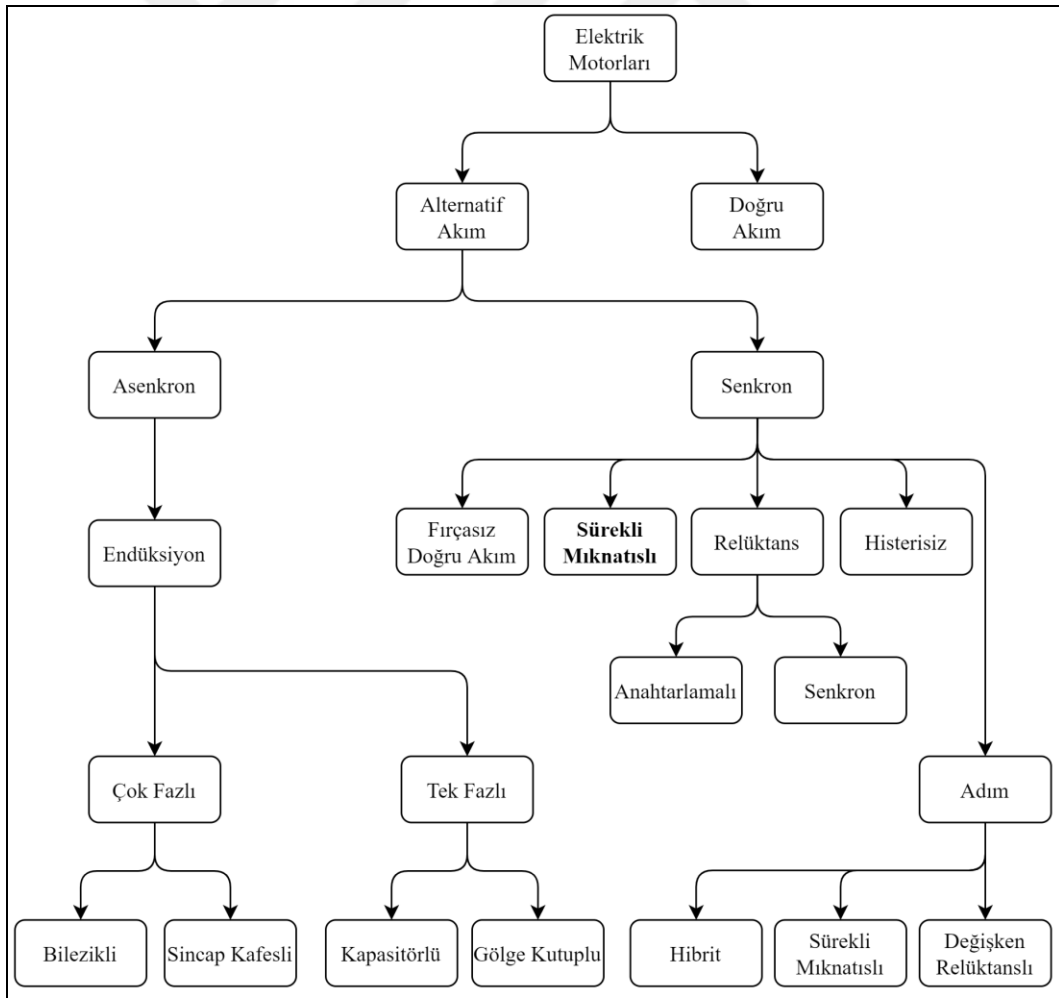
konusunda literatüre yapılmış önemli katkılardan biri olduğu anlaşılmaktadır. Ayrıca günümüzde endüstriyel alanda kullanılmak üzere tasarlanan yeni ürünlerde dahi bu tekniğin tercih ediliyor olması, alan yönlendirmeli kontrol tekniği teorisinin sahada uygulanabilir ve aynı zamanda geliştirmeye açık olduğunu göstermektedir.

Bu çalışmada literatüre benzer olarak SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolü tekniğinin gerçekleştirilebilmesi için gerekli teknikler incelenecek ve alan yönlendirmeli kontrol tekniği ile ilgili deneysel çalışmaların gerçekleştirilebilmesi için ihtiyaç duyulan deney düzenekleri ve prototiplerin üretimi gerçekleştirilecektir. Bu deney düzenekleri kullanılarak gerçekleştirilecek deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar incelenecektir.

Yapılan tez çalışmasında, Bölüm 1'de yapılan literatür taraması ve var olan çalışmaların incelenmesi ardından Bölüm 2'de SMSM'lerin elektrik makinaları içerisindeki yeri, gelişimleri ve türleri ile ilgili bilgiler verilecektir. Bunun yanında SMSM'ler ile birlikte kullanılan yardımcı donanımlar tanıtılacaktır. Ayrıca SMSM'lerin endüstride kullanımı ve SMSM'lerin matematiksel modelinin elde edilmesi ile ilgili bilgiler paylaşılacaktır. Bölüm 3'te eviricilerin temel yapıları açıklanacaktır. Bölüm 4'te ise alan yönlendirmeli kontrol tekniği ve kullanılacak yardımcı tekniklerin teorik altyapıları ile ilgili bilgiler paylaşılacaktır. Bölüm 5'te geliştirilen deney düzeneği hakkında detaylı bilgiler ve yapılan deneysel çalışmaların sonuçları, Bölüm 6'da tez çalışmasından elde edilen sonuçlar ve çıkarımlar sunulacaktır.

2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Geçmişten günümüze elektrik makinaları alanında yapılan çalışmalar sonucunda endüstrinin kullanımına sunulmuş birçok elektrik makinası türü mevcuttur. Elektrik makinalarının bir alt kategorisi olan elektrik motorları ise besleme tipine göre alternatif akım motorları ve doğru akım (DA) motorları olarak ikiye ayrılmaktadır. Alternatif akım motorları yine kendi içerisinde asenkron motorlar ve senkron motorlar olarak ikiye ayrılmaktadır. SMSM'ler alternatif akım motorlarından, senkron motorlar ailesi içerisinde yer almaktadır. SMSM'lerin elektrik makinaları içerisindeki yeri ve diğer elektrik makinaları ile ilişkileri Şekil 2.1'de gösterilmiştir [13].



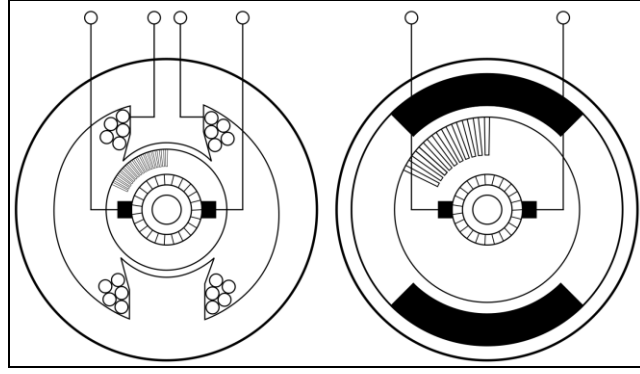
Şekil 2.1. Elektrik motorlarının sınıflandırılması

2.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Gelişimi

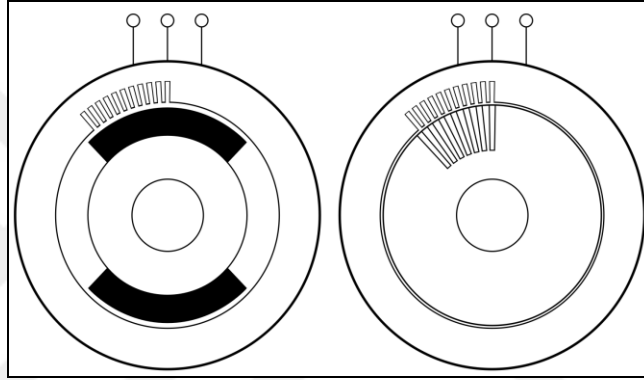
Ferit mıknatıslar doğru akım motorlarında uzun yıllar boyunca kullanılmıştır. Görece ucuz ve üretiminin kolay olması neticesinde tercih edilen ferit mıknatıslar, uyartım kaynağı olarak incelendiklerinde yeterli performansı sağlayamazlar. Sürekli mıknatısların üretiminde kullanılabilen nadir toprak elementlerinin keşfi, ferit mıknatıslara kıyasla çok daha yüksek enerjili, dolayısıyla küçük motor hacminde yüksek moment üretilmesine olanak tanıyan Neodmiyum Ferro Boron (NdFeB) ve Samaryum Kobalt (SmCo) gibi yeni mıknatıs türlerinin SMSM üretiminde kullanılabilmesine imkân sağlamıştır. NdFeB tipi mıknatısların diğer mıknatıs tiplerine göre kıyasla daha yüksek enerjili olmaları, bu tip mıknatısların yüksek performanslı SMSM'lerde tercih edilmesini sağlamaktadır. Ancak NdFeB tipi mıknatısların çalışma sıcaklığı üst limitleri 150°C civarında olduğundan bazı yüksek performans gerektiren uygulamalarda kullanılması mümkün olmamaktadır [14].

Endüstriyel amaçla üretilen SMSM'lerin büyük çoğunluğunun çalıştırılabilmesi için uygun bir elektrik motor sürücüsünün kullanılması gerekmektedir. Ancak bazı özel tasarlanmış SMSM'lerin rotorlarında sabit mıknatıslara ek olarak sincap kafes yapısı da bulunmaktadır. Bu sayede doğrudan yol verme yöntemleri kullanılarak çalıştırılabilen SMSM'ler üretmek de mümkün olmaktadır.

SMSM'ler yapı bakımından kıyaslandığında sincap kafesli asenkron motorlara (SKAM) benzemektedirler. SMSM'leri doğru akım motorlarından ayıran en temel özellikleri, doğru akım motorlarında bulunan fırça ve kolektör yapılarıdır. SKAM ile SMSM arasındaki en belirgin benzerlikler ise her iki motor tipinin de yalnızca duran kısımlarında (stator) sargı bulunması ancak dönen kısımlarında (rotor) herhangi bir sargı bulunmamasıdır. SKAM ile SMSM arasındaki en belirgin fark, SMSM'lerin dönen kısımlarında (rotor) sürekli mıknatısların kullanılmasıdır. Şekil 2.2'de alan sargılı tip ve sürekli mıknatıslı tip doğru akım motorlarının şematik gösterimleri mevcuttur. Bunun yanında Şekil 2.3'te SMSM'lerin ve SKAM'lerin şematik gösterimleri bulunmaktadır [15]. Şekil 2.2'de verilen sürekli mıknatıslı doğru akım motoru şematik gösterimi ile Şekil 2.3'te verilen SMSM şematik gösterimleri kıyaslandığında, sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun rotor ve stator kısımlarının yer değiştirilerek SMSM yapısının elde edilebileceği anlaşılabilmektedir.



Şekil 2.2. Alan sargılı doğru akım motorların ve sürekli mıknatıslı doğru akım motorların şematik gösterimleri



Şekil 2.3. Sürekli mıknatıslı senkron motorların ve sincap kafesli asenkron motorların şematik gösterimleri

2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Türleri

Elektrik motorları birçok farklı uygulamada kullanılabildiği gibi bazı özel uygulamalar için bazı özel motor türleri de geliştirilmiştir. Örneğin endüstride yoğunlukla radyal akılı iç rotorlu motor türleri tercih edilirken, bina asansörlerinde redüksiyon amacıyla kullanılan dişli kutuları yerine yeni uygulamalarda özel tasarımı dış rotorlu sürekli mıknatıslı senkron motorlar kullanılabilmektedir. Ayrıca birçok uygulamada dairesel hareket yerine doğrusal harekete ihtiyaç duyulur. Genellikle bu dönüşümü gerçekleştirebilmek için çeşitli mekanik yapılar kullanılmaktadır. Ancak yapılacak özel tasarımlarla doğrusal motorlar da üretilebilmektedir. Doğrusal motorlar raylı sistemlerde ve asansör uygulamalarında kullanılabilmektedir. Bunun yanında bazı özel uygulamalarda aksiyel akılı motor tasarımlarına da rastlanabilmektedir.

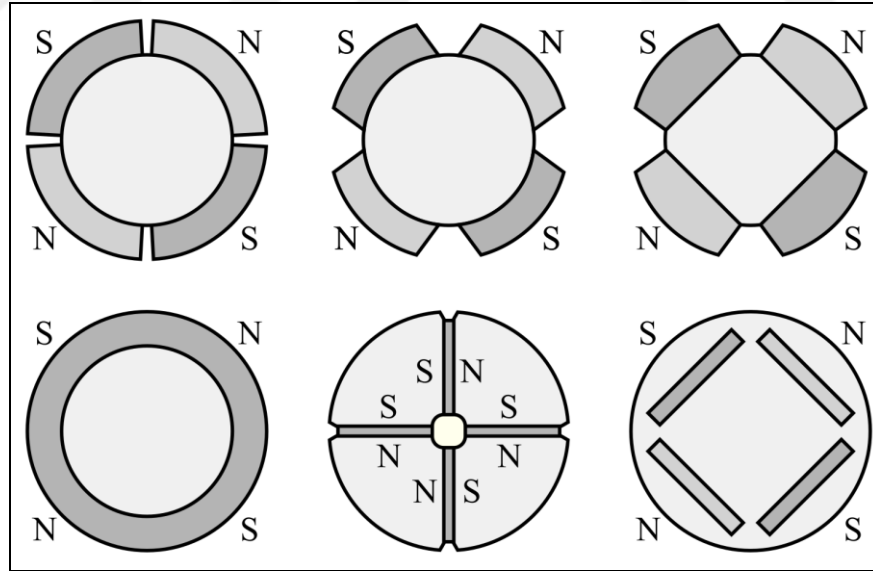
2.2.1. Radyal akılı motorlar

Motor tasarımlarının ve endüstride kullanılan motorların büyük çoğunluğu radyal akılı motorlardan oluşmaktadır [13]. Radyal akılı motorlar, iç rotorlu ve dış rotorlu olmak üzere iki ana başlık altında değerlendirilebilir.

2.2.1.1. İç rotorlu radyal akılı motorlar

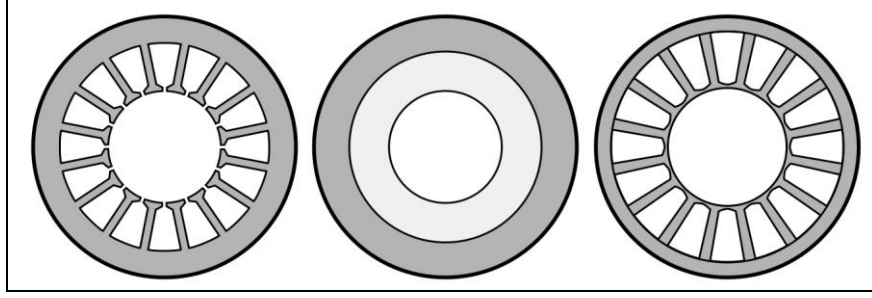
İç rotorlu radyal akılı motorlar, yapısal olarak stator kısmının rotor kısmını dıştan çevreleyen, rotorun çoğunlukla statora bağlı motor kapaklarında rulmanlarla yataklandığı, neredeyse tüm motor tiplerinde görülebilen motor türlerindedir.

İç rotorlu radyal akılı motorlar, günümüzde endüstrinin birçok alanında dairesel hareket kaynağı olarak kullanılmaktadırlar. Bu tip motor yapısını, endüstriyel tip tek fazlı veya üç fazlı asenkron motorlarda, sabit mıknatıslı senkron motorlarda, anahtarlı relüktans motorlarında standart yapı tipi olarak görmek mümkündür. Şekil 2.4'te iç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron motorlarda tercih edilen rotor yapıları gösterilmektedir [13].



Şekil 2.4. İç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılan rotor tipleri

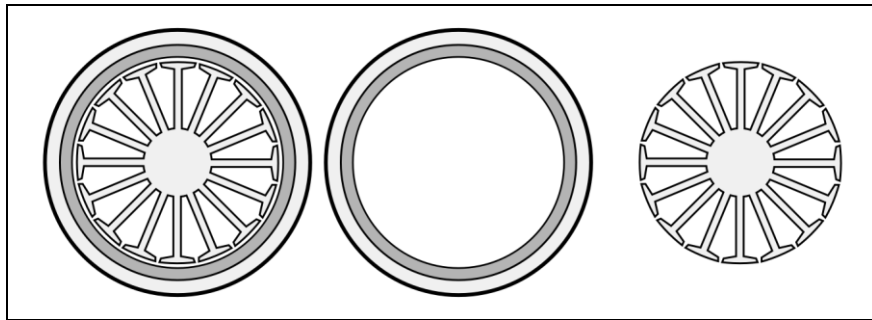
Ayrıca Şekil 2.5'te iç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılan stator tipleri gösterilmektedir [13].



Şekil 2.5. İç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılan stator tipleri

2.2.1.2. Dış rotorlu radyal akılı motorlar

Dış rotorlu radyal akılı motorlar, statorunun dışta bulunması sayesinde sargılarının soğutulması görece daha kolay olan iç rotorlu radyal akılı motorlara kıyasla termal açıdan daha kötü olmalarına rağmen, rotorun yüke doğrudan bağlantılı olduğu uygulamalarda sıklıkla tercih edilmektedirler. Özellikle dişlisiz sistemlerde, yükün motora doğrudan bağlı olduğu çamaşır makinası, bilgisayar veri depolama diski, çoklu ortam okuyucuları, elektrikli araba, elektrikli bisiklet tekerleği ve benzeri son kullanıcı ürünlerinde kullanılabilirler. Bu tip uygulamalarda, çok kutuplu düşük devirli özel tasarımlı motorlar kullanılarak dişli kutularına duyulan ihtiyaç da ortadan kaldırılabilmekte, bu sayede daha verimli sistemler tasarlanabilmektedir. Şekil 2.6'da örnek bir dış rotorlu radyal akılı motorun rotorunun, statorunun ve montaj halinin kesit görünümü gösterilmektedir [13].

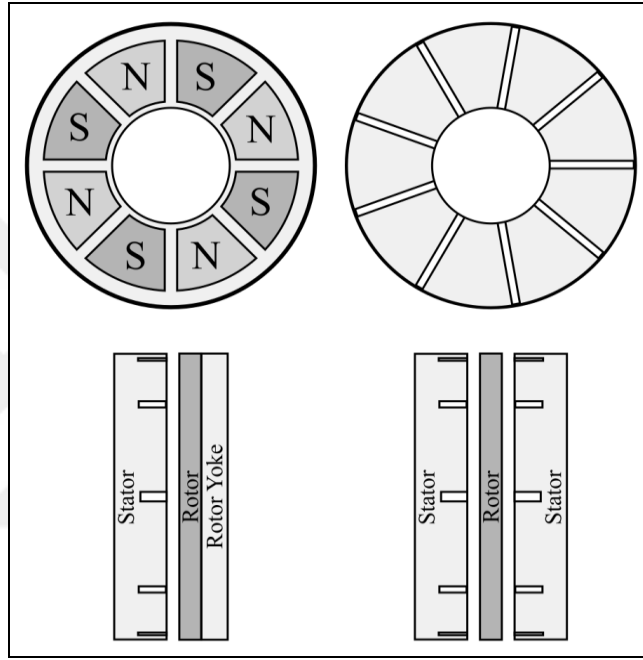


Şekil 2.6. Dış rotorlu radyal akılı motor kesit görünümü

2.2.2. Aksiyel akılı motorlar

Radyal akılı motorların aksine aksiyel akılı motorlar, sargılar tarafından üretilen akımın rotor eksenine boyunca değil, sargıların rotor eksenine dik yerleştirilmesi sonucu rotor eksenini dik kesmesi prensibi ile çalışmaktadırlar. Aksiyel akılı motorlar, Şekil

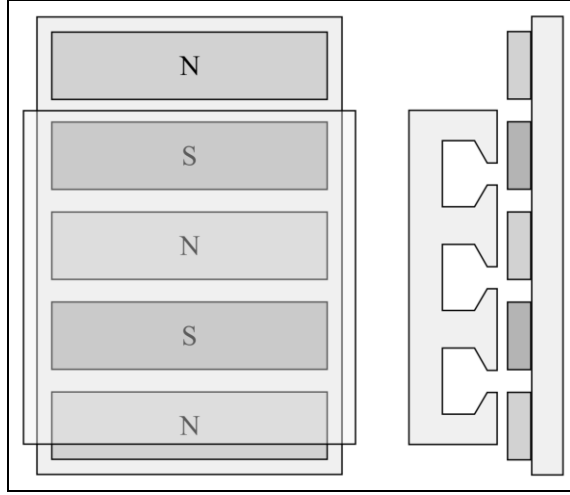
2.7’de görüldüğü üzere bir stator düzlemi, bir rotor düzlemi ve rotor boyunduruğundan oluşabileceği gibi, ayrıca iki stator düzlemi ve bir rotor düzlemi şeklinde de üretilebilmektedirler [13]. İkinci yöntemin ilkinin göre avantajı ise rotor üzerinde oluşacak kuvvetlerin dengeli dağılımını sağlamasından ötürü mekanik performansı arttırabilmesidir. Aksiyel akılı motorlar, bilgisayar teknolojilerinde, özellikle disket sürücülerde kullanım alanı bulmakla birlikte, yaygın kullanıma sahip değildirler [13].



Şekil 2.7. Aksiyel akılı motor tipleri kesit görünümü

2.2.3. Doğrusal hareketli motorlar

Birçok endüstriyel uygulamada dairesel hareketten ziyade doğrusal harekete ihtiyaç duyulmaktadır. Örneğin üç eksenli kartezyen tipi bir robotun tüm eksenleri doğrusal harekete ihtiyaç duymalarına rağmen, kullanılan motorlar dairesel hareket üreten motor tipleridir. Dairesel hareket üreten motorların ürettiği moment, vidalı mil veya benzeri mekanik yapılar ile doğrusal harekete dönüştürmek suretiyle kullanılabilir hale getirilmektedir. Bu gibi durumlarda motorun doğrudan doğrusal hareket üretebiliyor olması mekanik elemanları en aza indireceğinden, mekanik anlamda kayıpların azalmasını sağlayabilmektedir. Şekil 2.8’de örnek bir doğrusal hareketli motor yapısının kesit görünümü gösterilmektedir [13].



Şekil 2.8. Doğrusal hareket motoru kesit görünümü

2.3. Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlarda Kullanılan Geri Besleme Elemanları

Geri besleme elemanları, herhangi bir sistemin izlenmesinde veya kapalı çevrim kontrolünde kullanılmaktadır. Geri besleme elemanları ilgili sistemde izlenecek veya kontrol edilecek büyüklüğü doğrudan veya dolaylı olarak ölçme imkânı sunar. Örneğin kapalı çevrim hız kontrolü yapılacak bir sistemde doğrudan ölçüm yapabilmek adına hız ölçümü yapmaya yarayan bir geri besleme elemanı kullanılabilir gibi, pozisyon ölçümü yapmaya yarayan bir geri besleme elemanı kullanılarak dolaylı hız ölçümü de yapılabilir. Belirli sıklıklarla ölçülen pozisyon bilgisi, basit matematiksel eşitlikler kullanılarak hız bilgisine dönüştürebilir.

2.3.1. Hız geri besleme elemanları

Doğrudan hız ölçümü yapmaya yarayan geri besleme elemanlarına hız geri besleme elemanı denilmektedir. Hız geri besleme elemanlarının en bilindik örneği takogeneratörlerdir.

2.3.1.1. Takogeneratörler

Takogeneratörler, doğrudan hız ölçümü yapmaya yarayan geri besleme elemanlarıdır. SMSM'lerin millerine bağlanarak rotor hızını ölçmekte kullanılabilirler. Temel çalışma prensipleri, manyetik alan içerisinde dönen bir endüvi üzerinde endüklenen zıt elektromotor kuvvetin (EMK) ölçülmesine

dayanır. Endüvi üzerinde endüklenen zıt EMK, endüvi dönüş hızı ile doğru orantılı olarak değişmektedir. Bu sayede dönüş hızının ölçümü mümkün olmaktadır.

Genel bir standart olarak takogeneratörler 1000 devir/dakika dönüş hızında üretecekleri zıt EMK üzerinden tanımlanırlar. Doğrusal devir/zıt EMK karakteristiği, düşük dalgalılık değerine sahip çıkış, düşük kayıplar, düşük durağan sürtünme katsayısı, yüksek hızlarda çalışabilme ve benzeri özellikler, takogeneratörlerin sağlaması beklenen temel özellikler arasındadır [16].

2.3.2. Pozisyon geri besleme elemanları

Doğrudan pozisyon ölçümü yapmaya yarayan geri besleme elemanlarına pozisyon geri besleme elemanı denilmektedir. Pozisyon geri besleme elemanlarının en bilindik örneği enkoderlerdir.

2.3.2.1. Alan etkili geri besleme elemanı

Alan etkili geri besleme elemanları, manyetik alan şiddetindeki değişimlerin doğrudan ölçümüne olanak sağlayan geri besleme elemanlarıdır. SMSM'lerin rotorunda bulunan sürekli mıknatısların ürettiği manyetik alanın şiddetine bağlı olarak mantıksal sinyal üreten alan etkili geri besleme elemanları, motor içerisine gömülü olarak veya dışarıdan motor gövdesine montaj edilerek rotor pozisyonunu tespit etmekte kullanılabilmektedirler. Belirli bölgelere yerleştirilen alan etkili geri besleme elemanları ile rotor pozisyonunu düşük çözünürlükte tespit etmek mümkün olabilirken, ayrıca rotor eksenine yerleştirilen doğrusal alan etkili geri besleme elemanları ile mutlak enkoderlerde olduğu gibi yüksek çözünürlükte ve kalıcı rotor pozisyonu tespiti de mümkün olmaktadır.

2.3.2.2. Artımsal enkoderler

Artımsal enkoderler, genellikle optik prensiplere dayalı çalışan yüksek çözünürlüklü pozisyon geri besleme elemanlarıdır. Artımsal enkoderlerin en önemli avantajları, çok yüksek çözünürlüklerde üretilebilmeleri ve düşük maliyetli olmalarıdır. Ancak en önemli dezavantajları ise ürettikleri rotor pozisyonu bilgisinin mutlak pozisyon bilgisi olmamasıdır. Artımsal enkoder kullanılan sistemler, sistem çalışmaya başladığı andaki pozisyonu referans noktası olarak kabul ettiklerinden sistemin

gerçek referans noktası bulunması gerektiğinde özel merkezleme yöntemleri uygulanması gerekmektedir. Bu nedenle SMSM'lerin endüstriyel kullanımında sıklıkla artımsal enkoder ve alan etkili geri besleme elemanı aynı anda bulunur. Geri besleme elemanı olarak bulunan artımsal enkoder yüksek çözünürlükte rotor pozisyonu bilgisi üretirken, alan etkili geri besleme elemanları ise düşük çözünürlükte mutlak ve kalıcı rotor pozisyonu bilgisi üretebilmektedirler. Her iki geri besleme elemanından alınan bilgi, sistem içerisinde özel olarak geliştirilen algoritmalar kullanılarak birleştirilebilmekte ve özel bir merkezleme yöntemi kullanmaya gerek kalmadan mutlak rotor pozisyonu bilgisi üretilmektedir.

2.3.2.3. Mutlak enkoderler

Mutlak enkoderler, hem yapısal hem de donanımsal olarak artımsal enkoderler ile benzerlik göstermektedirler. Mutlak enkoderleri, artımsal enkoderlerden ayıran en önemli özellikleri ise pozisyon bilgisi kalıcı ve mutlaktır. Bu nedenle artımsal enkoderlerde bulunan merkezleme ihtiyacı mutlak enkoderlerde yoktur. Mutlak enkoderler yüksek çözünürlüklü pozisyon bilgisini mantıksal çıkışlar ile veya özel bir haberleşme protokolü ile kontrolcüye aktarabilirler. Mutlak enkoderlerin en önemli dezavantajları ise, mantıksal çıkışlı tiplerinde yüksek çözünürlük elde edebilmek için çözünürlük miktarında çıkış kullanılması gerekmesi, haberleşmeli tiplerinde ise özel bir protokol ve haberleşme donanımına ihtiyaç duymalarıdır. Bu nedenle mutlak enkoderler genellikle daha yüksek maliyetlidirler.

2.3.2.4. Resolverler

Resolverler, birbirleri arasında 90° faz farkı bulunan iki analog sinyal üretmektedirler. Üretilen analog sinyaller, pozisyon bilgisini içeren sinüs ve cosinüs sinyalleridir. Dolayısıyla bu tip pozisyon geri besleme elemanları da kalıcı ve mutlak pozisyon bilgisi üretebilmektedirler. Resolverlerin ürettikleri çıkış sinyalleri değerlendirilirken, her iki analog sinyalin genlikleri basit trigonometrik hesaplamalarla pozisyon bilgisine dönüştürülebilmektedir. Analog sinyallerin kullanıldığı sistemlerin elektromanyetik gürültüden etkilenmeye açık oldukları bilinmektedir. Motor kontrol uygulamalarının anahtarlamalı eviriciler ile gerçekleştirildiği göz önünde bulundurulursa, resolverler elektromanyetik gürültü kaynaklarının yoğun olduğu bir ortamda kapalı çevrim kontrol sisteminin

performansını doğrudan etkileyebileceği anlaşılabilmektedir. Ayrıca resolverler donanımsal yapılarından ötürü görece yüksek maliyetli olabilmektedirler.

2.4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Endüstride Kullanımı

Son dönemde endüstride yaşanan teknolojik gelişmeler neticesinde, birçok uygulama ve birçok makina büyük oranda insansız, çok eklemlı robotlar ile ya da insan ve robot işbirliği ile çalışabilecek şekilde evrimleşmektedir. Bu noktada yüksek hassasiyetli pozisyon ve hız kontrolü ciddi önem arz etmektedir. En basit robotik yapılarda dahi en az 2,5 eksenli hareket sistemleri kullanılarak birçok üretim safhası insan eli değmeden gerçekleştirilebilmektedir.

Yüksek hassasiyette pozisyon veya hız kontrolü gerektiren uygulamalarda çoğunlukla sürekli mıknatıslı senkron motorların tercih edilmesinin nedenleri, sahip oldukları görece küçük hacim ve ağırlık, çok düşük hızlarda dahi yüksek hız kararlılığı, tekrarlanabilir pozisyon kontrolü sonuçları üretmeleri ve verimlilikleri olarak sıralanabilir.

Metal işleme endüstrisinde yoğunlukla kullanılan CNC (Computer Numerical Control) dik işleme merkezleri ve CNC tornalarda sürekli mıknatıslı senkron motorların, makinanın her bir ekseninde bir adet olmak üzere en az iki, makina tipine göre altı ve daha fazla sayıda kullanıldığı bilinmektedir. Küçük ölçekli metal işleme atölyelerinde dahi en az bir adet CNC dik işleme merkezi veya CNC torna bulunduğunu, orta ve büyük ölçekli metal işleme fabrikalarında ise bu sayının 500 ve üzeri adetlere ulaşabileceği göz önünde bulundurulduğunda yalnızca bu sektörde ne kadar çok sürekli mıknatıslı senkron motor kullanıldığı anlaşılabilmektedir. Bunun yanında günümüzde yeni gelişen eklemeli imalat teknolojilerinde benzer uygulamalardan sayılabilecek üç boyutlu metal yazıcılarda da yüksek pozisyon kontrolü hassasiyeti gerektiğinden sürekli mıknatıslı senkron motorlar tercih edilmektedir.

Ayrıca diğer birçok uygulamada, yalnızca basit bir kapının açılıp kapatılmasından, bir kesici ucun hassas pozisyon kontrolüne kadar her alanda sürekli mıknatıslı senkron motorlarla karşılaşılabilmektedir.

2.5. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Matematiksel Modeli

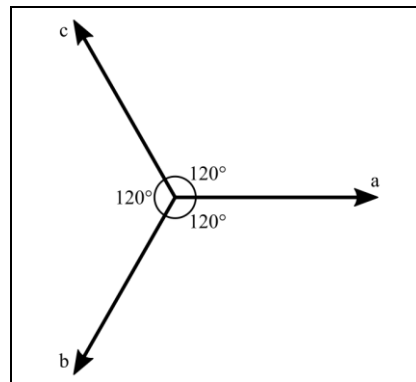
Sürekli mıknatıslı senkron motorların yüksek performanslı sayısal kontrolünü ve benzetim çalışmalarını gerçekleştirebilmek için motor matematiksel modeline ihtiyaç duyulmaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin gerçekleştirilebilmesi için, üç fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorun modeli özellikle matematiksel işlem gücü ihtiyacını azaltması sebebi ile rotor referans düzlemi temel alınarak oluşturulmuştur. İlk akla gelecek yöntem motorun matematiksel olarak üç fazlı stator referans düzleminde ifade edilmesi iken, bu referans düzleminde kontrolün gerçekleştirilebilmesi için gereken işlemlerin karmaşıklığı ve gömülü sistemlerde işlenmesinin yüksek işlem gücü ile birlikte görece uzun süreler gerektirmesinden ötürü iki fazlı rotor referans düzleminde matematiksel model oluşturulması tercih edilmektedir.

2.5.1. Matematiksel dönüşümler

İki fazlı rotor referans düzleminde motor matematiksel modeli oluşturulabilmesi için bir takım matematiksel dönüşümlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu dönüşümler sırasıyla Park dönüşümü, ters Park dönüşümü, Clarke dönüşümü ve ters Clarke dönüşümü olarak isimlendirilmektedirler.

2.5.1.1. Üç fazlı sistemlerin uzay vektör bileşeniyle ifadesi

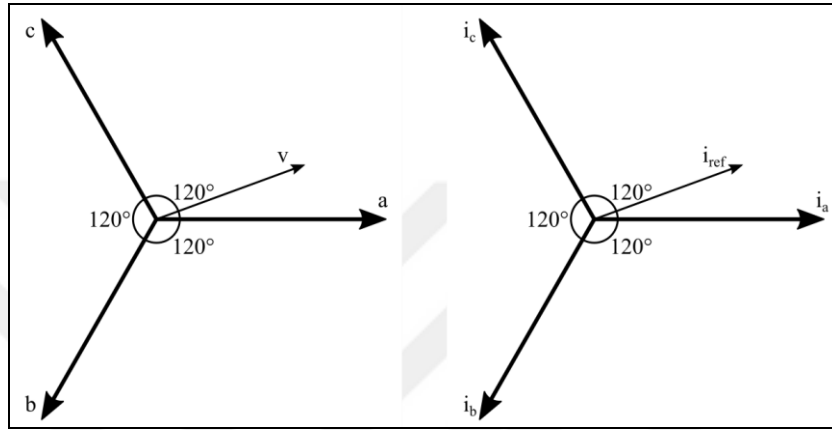
Üç fazlı bir sistemin herhangi bir değişkeninin (örneğin akım, gerilim vb.) bileşke vektörü, uzay vektör bileşeni ile faz ekseninde ifade edilebilir. Şekil 2.9'da üç fazlı 120° faz farklı sistemin fazörel gösterimi verilmiştir.



Şekil 2.9. Üç fazlı 120° faz farklı sistemin fazörel gösterimi

Birbirleri arasında 120° faz farkı bulunan üç fazlı bir sistemin uzay vektörü ile ifadesinin elde edilebilmesi için öncelikle her bir faz sinyalinin ifade eden denklemlerin belirlenmesi gerekmektedir.

Örnek olarak üç fazlı bir SMSM'nin faz akımlarının uzay vektörü ile gösterimi Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Ayrıca uzay vektörü ile ifadesinin elde edilebilmesi için gerekli işlem adımları verilmiştir.



Şekil 2.10. Üç fazlı sürekli mıknatıslı senkron motor faz akımlarının uzay vektörü ile gösterimi

Bir vektör uzayında genliği ve yönelimi belirli olan vektörler, uzay vektörü olarak adlandırılmaktadırlar [17]. Belirli bir yönelimi olan birim genlikteki bir uzay vektörü, Euler özdeşliği temel alınarak Denklem (2.1) ve (2.2)'deki gibi gösterilebilir.

$$e^{j\theta} = \cos(\theta) + j\sin(\theta) \quad (2.1)$$

$$e^{-j\theta} = \cos(\theta) - j\sin(\theta) \quad (2.2)$$

Buna göre aralarında 120° faz farkı olan üç fazlı bir sistemin uzay vektörleri sırasıyla Denklem (2.3), (2.4) ve (2.5)'teki gibi gösterilebilir.

$$a(t) = a_m \cdot \cos(\theta) + a_m \cdot j\sin(\theta) = a_m e^{j\theta} \quad (2.3)$$

$$b(t) = b_m \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + b_m \cdot j\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = b_m \cdot e^{j\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (2.4)$$

$$c(t) = c_m \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + c_m \cdot j\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = c_m \cdot e^{j\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (2.5)$$

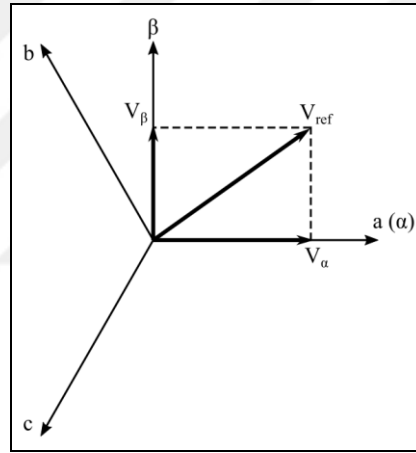
Faz akımlarının bileşke vektörünü ifade eden uzay vektörü Denklem (2.6)'da verilen eşitlikteki gibi gösterilebilir.

$$i_{ref}(t) = i_{a_m} \cdot e^{j\theta} + i_{b_m} \cdot e^{j(\theta - \frac{2\pi}{3})} + i_{c_m} \cdot e^{j(\theta + \frac{2\pi}{3})} \quad (2.6)$$

2.5.1.2. Clarke dönüşümü

Clarke dönüşümü, üç fazlı bir sistemin, iki fazlı ortogonal düzlemde (stator referans düzleminde) ifade edilebilmesi için geliştirilen matematiksel bir dönüşümdür. Clarke dönüşümü, ayrıca $\alpha\beta 0$ (Alpha-Beta-Zero) dönüşümü olarak da bilinmektedir [18].

Üç fazlı bir sistemin bileşke vektörünün iki fazlı ortogonal düzlemdeki izdüşümü Şekil 2.11'de gösterilmektedir.



Şekil 2.11. Üç fazlı bir sistemin bileşke vektörünün $\alpha\beta 0$ düzleminde gösterimi

Clarke dönüşümünün genelleştirilmiş matematiksel ifadesi Denklem (2.7)'de gösterilmektedir.

$$v_{\alpha\beta 0}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Üç fazlı dengeli bir sistemde vektörlerin toplamı Denklem (2.8)'deki gibidir.

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \quad (2.8)$$

Dolayısıyla Clarke dönüşümü Denklem (2.9)'daki gibi sadeleştirilebilmektedir.

$$v_{\alpha\beta}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.5.1.3. Ters Clarke dönüşümü

Ters Clarke dönüşümü, iki fazlı ortogonal düzlemde (stator referans düzleminde) ifade edilen bir uzay vektörünün üç fazlı bir sistemde ifade edilebilmesi için geliştirilen matematiksel bir dönüşümdür. Ters Clarke dönüşümünün genelleştirilmiş matematiksel ifadesi Denklem (2.10)'da gösterilmektedir.

$$v_{abc}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Üç fazlı sistemin dengeli olması nedeniyle ters Clarke dönüşümü Denklem (2.11)'deki gibi sadeleştirilebilmektedir.

$$v_{abc}(t) = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.5.1.4. Park dönüşümü

Park dönüşümü, iki fazlı ortogonal düzlemde ifade edilen bir vektörün, sabit düzlemde (rotor referans düzleminde) ifade edilebilmesi için geliştirilen matematiksel bir dönüşümdür. Park dönüşümünün genelleştirilmiş matematiksel ifadesi Denklem (2.12)'de gösterilmektedir.

$$v_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Üç fazlı sistemin dengeli olması nedeniyle Park dönüşümü Denklem (2.13)'teki gibi sadeleştirilebilmektedir.

$$v_{dq}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

2.5.1.5. Ters Park dönüşümü

Ters Park dönüşümü, sabit düzlemde (rotor referans düzleminde) ifade edilen bir vektörün, iki fazlı ortogonal düzlemde (stator referans düzleminde) ifade edilebilmesi için geliştirilen matematiksel bir dönüşümdür. Ters Park dönüşümünün genelleştirilmiş matematiksel ifadesi Denklem (2.14)'te gösterilmektedir.

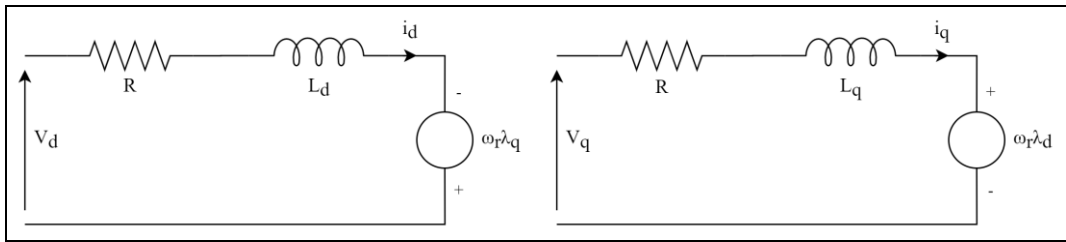
$$v_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Üç fazlı sistemin dengeli olması nedeniyle ters Park dönüşümü Denklem (2.15)'teki gibi sadeleştirilebilmektedir.

$$v_{dq}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

2.5.1.6. Motor matematiksel modeli

Sabit düzlemde (rotor referans düzleminde) motor matematiksel modelinin elde edilebilmesi için, motorun sabit düzlem d (direct) ve q (quadrature) eksenlerinde tanımlanan eşdeğer devre modellerinden yararlanılabilmektedir. Sabit düzlem d ve q eşdeğer devreleri sırasıyla Şekil 2.12'de gösterilmektedir [19].



Şekil 2.12. Sürekli mıknatıslı senkron motor d ve q eksenli eşdeğer devreleri

Şekil 2.12'de verilen d ve q eksenli eşdeğer devreleri temel alınarak ilgili çevre gerilim eşitlikleri Denklem (2.16) ve Denklem (2.17)'deki gibi bulunabilmektedir [19].

$$v_d(t)=R \cdot i_d(t)+L_d \cdot \frac{di_d}{dt}-\omega_r \cdot \lambda_q \quad (2.16)$$

$$v_q(t)=R \cdot i_q(t)+L_q \cdot \frac{di_q}{dt}+\omega_r \cdot \lambda_d \quad (2.17)$$

Ayrıca d ve q eksenli akıları Denklem (2.18) ve Denklem (2.19)'daki gibi tanımlanabilmektedir.

$$\lambda_d=L_d \cdot i_d+\lambda_m \quad (2.18)$$

$$\lambda_q=L_q \cdot i_q \quad (2.19)$$

Bunun yanında üretilen elektromanyetik momentin ifadesi ise Denklem (2.20)'deki gibi tanımlanabilmektedir.

$$T_e=\frac{3}{2} \cdot P \cdot (\lambda_m \cdot i_q)+(L_d-L_q) \cdot (i_d \cdot i_q) \quad (2.20)$$

Ayrıca sabit akılı çalışma durumunda, i_d akımının sıfır olduğu durumda üretilen elektromanyetik momentin ifadesi Denklem (2.21)'deki gibi olacaktır. Buna ek olarak, yüzey montaj sürekli mıknatıslı senkron motorlarda d ve q eksenli endüktanslarının birbirine eşit olması nedeniyle rotor üzerinde relüktans momenti de oluşmamaktadır.

$$T_e=\frac{3}{2} \cdot P \cdot (\lambda_m \cdot i_q) \quad (2.21)$$

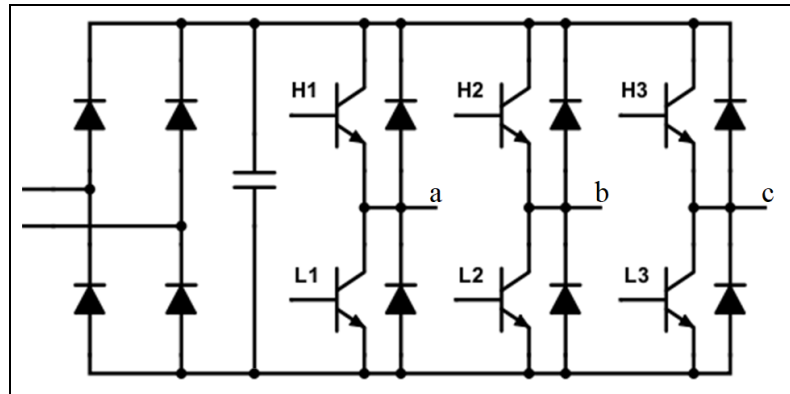
Motorun mekanik denklemi ise Denklem (2.22)'deki gibi tanımlanabilmektedir.

$$T_e=T_L+B \cdot \omega_r+J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.22)$$

3. EVİRİCİLER

Alan yönlendirmeli kontrolün gerçekleştirilebilmesi için sürekli mıknatıslı senkron motorun her bir fazına uygulanan gerilim/akım sinyalinin kontrol edilebildiği bir gerilim/akım kaynağına ihtiyaç duyulmaktadır. Alternatif akım kaynaklarının erişilebilirliğinin doğru akım kaynaklarına oranla daha yüksek olmasından ötürü, genellikle alternatif akım giriqli, üzerinde barındırdığı doğrultucu kısmı sayesinde girişindeki alternatif akımı önce doğru akıma çeviren, elde edilen doğru akımı istenen genlikte ve frekansta alternatif akıma dönüştürebilen yapılara elektrik motor sürücüsü denilmektedir. Elektrik motor sürücüsü içerisinde doğru akımı alternatif akıma dönüştüren yapıya evirici denilmektedir. Yapılan deneysel çalışmalarda kullanılmış olan üç fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrolünün sağlanabilmesi için tek fazlı alternatif akım giriqli, üç fazlı alternatif akım çıkışlı bir SMSM sürücüsü tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışma kapsamında tasarlanan ve üretilen tek fazlı alternatif akım giriqli, üç fazlı alternatif akım çıkışlı motor sürücüsünün yapısının temel prensip şeması Şekil 3.1’de gösterilmektedir.



Şekil 3.1. Üç fazlı motor sürücüsü prensip şeması

Motor sürücüsünün giriş kısmına uygulanan alternatif akım sinyalini doğru akım sinyaline dönüştürmek amacıyla tam köprü doğrultucu yapısından faydalanılmaktadır. Tam köprü doğrultucu çıkışında elde edilen yüksek dalgalılık değerine sahip doğru akım sinyalinden, yüksek kapasite değerli filtre kapasitörleri

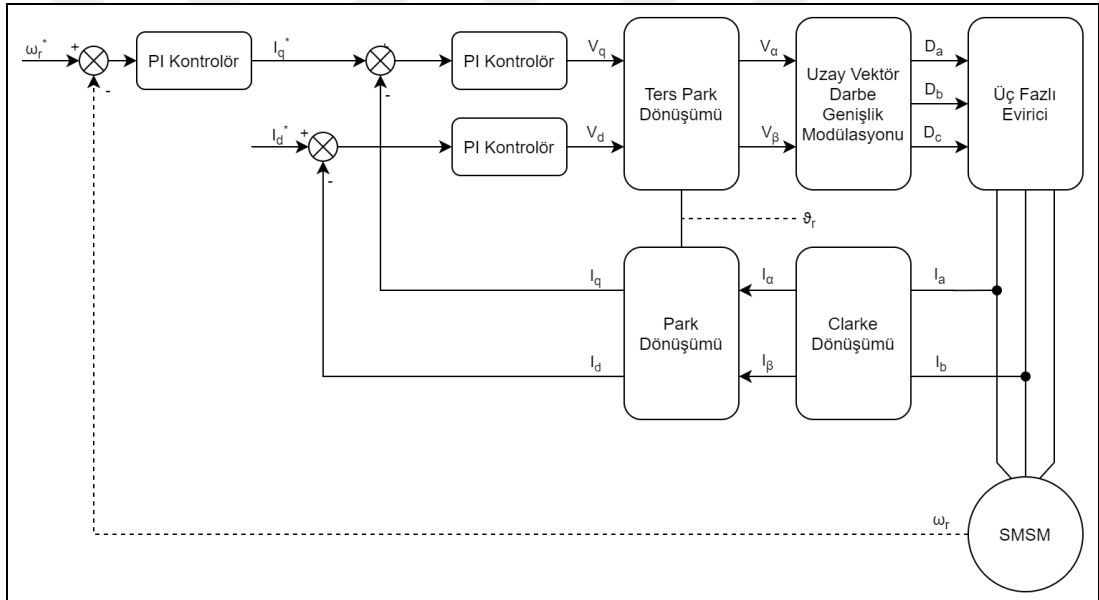
kullanılarak düşük dalgalılık değerli doğru akım sinyali elde edilmektedir. Filtre kapasitörleri üzerindeki düşük dalgalılık değerli doğru akım sinyali, çıkış kısmında bulunan her bir faz için bir adet yarım köprü yapısındaki anahtarlama elemanları vasıtasıyla yüksek frekansta kıyılarak, genliği ve frekansı ayarlı alternatif akım sinyaline dönüştürülebilmektedir.

Şekil 3.1’de verilen prensip şemadaki evirici yapısı ile üretilebilecek gerilim vektörünün ifade edilebileceği eşitlik Denklem (3.1)’deki gibi tanımlanabilmektedir.

$$V_{\text{ref}}=V_a \cdot e^{j0}+V_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}+V_c \cdot e^{j\frac{-2\pi}{3}} \quad (3.1)$$

4. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL

Hareket kontrolüne ihtiyaç duyulan uygulamaların büyük çoğunluğunda elektrik motorlarından faydalanılmaktadır. Özellikle yüksek performanslı hareket kontrolü gerektiren uygulamalarda ise SMSM'ler sıklıkla tercih edilmektedir. Bu nedenle SMSM'lerin yüksek performanslı kontrolü de büyük önem kazanmaktadır. SMSM'lerin yüksek performanslı kontrolünün sağlanabilmesi için geliştirilen kontrol tekniklerinden en popüler olanı ise alan yönlendirmeli kontroldür. Şekil 4.1'de alan yönlendirmeli kontrole ait prensip şeması görülmektedir [6].



Şekil 4.1. Alan yönlendirmeli kontrol prensip şeması

Alan yönlendirmeli kontrol tekniği kullanılarak çeşitli kontrolör yapıları vasıtasıyla motorun üreteceği moment veya motorun hızı kontrol edebilir ya da sınırlandırabilir. Şekil 4.1'de gösterilen prensip şeması incelendiğinde, motora uygulanan gerilimin q ve d eksenli bileşenleri PI kontrolör yapıları ile değiştirilerek, motorun q ve d eksenli akımlarının kontrol edilmesinin amaçlandığı görülebilmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinde q eksenli akımı motor tarafından üretilecek momenti, d eksenli akımı ise stator tarafından üretilecek manyetik akıyı belirlemektedir. Bu durumda q eksenli akımını kontrol eden PI kontrolör yapısının dolaylı olarak motorun üreteceği

momenti kontrol ettiği anlaşılmaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol tekniği kullanılan bir sistemde moment kontrolü yapılmak istendiği durumda, q eksenini ayar değerinin kontrolü kullanıcıya bırakılarak, bazı özel uygulamaların gerçekleştirilebilmesi mümkün kılınmaktadır. Moment kontrolü ile gerçekleştirilen uygulamalara örnek olarak endüstride sıklıkla karşılaşılan sarıcı/açıcı uygulamaları gösterilebilir. Sarma veya açma işlemi yapılan materyalin ihtiyaç duyduğu gerginliğin kontrol edilebilmesi, materyale uygulanan çizgisel kuvvete bağlı olduğundan bu gibi uygulamalarda hız kontrolü yerine moment kontrolü tercih edilebilmektedir. Bunun yanı sıra, yine benzer uygulamalarda yalnızca moment kontrolü gerçekleştirmek yerine, moment sınırlamalı hız kontrolü yöntemi de tercih edilebilmektedir. Bu durumda Şekil 4.1’de gösterilen prensip şeması uygulanırken, q eksenini ayar eden PI kontrolör çıkışına istenilen I_q limit değerleri uygulanarak, üretilebilecek en yüksek moment değeri sınırlandırılmaktadır. Bu sayede sistem hız kontrolü ile çalışırken ilgili moment sınır değerine ulaşıldığında doğal bir yolla yavaşlayarak ihtiyaç duyulan sabit gerginlik kontrolünü sağlamış olur.

Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin gerçekleştirilebilmesi için motorun matematiksel modeli üç fazlı düzlemde ifade edilmek yerine, iki fazlı rotor referans düzleminde ifade edilmektedir. Bu amaçla kullanılan matematiksel dönüşümler sayesinde sistem d ve q eksenini ayar eden bileşenleri cinsinden ifade edilebildiğinden, motor momentinin ve stator manyetik akısının kontrolü çok daha az işlem gücüne ihtiyaç duyularak kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir.

Alan yönlendirmeli kontrolün motora uygulamak üzere ihtiyaç duyduğu değişken genlikli ve frekanslı gerilim sinyallerinin üretilebilmesi için kullanılacak olan eviricinin kontrolünde birçok farklı modülasyon tekniği kullanılabilir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin gerçekleştirilmesinde tercih edilen modülasyon tekniği, uzay vektör modülasyonu tekniğidir.

Uzay vektör modülasyonu tekniği iki fazlı stator referans düzleminde üretilen gerilim değerlerini kullanarak üç faz darbe genlik modülasyonu sinyallerinin düşük işlem gücüne ihtiyaç duyularak üretilebilmesine imkân sağlamaktadır. Dolayısıyla alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin gerçekleştirilmesinde, uzay vektör modülasyonu tekniği sıklıkla tercih edilmektedir.

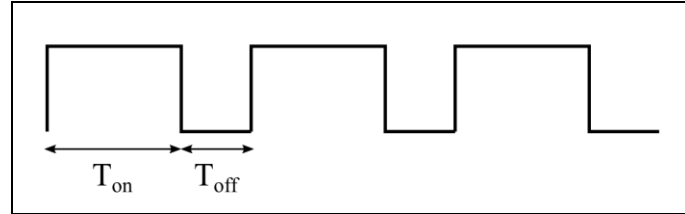
4.1. Uzay Vektör Modülasyonu

Uzay vektör modülasyonu, Şekil 3.1’de verilen evirici topolojisinde görülen üç faz yarım köprü anahtarlama elemanlarının iletimde veya kesimde olması durumlarına göre üretilebilecek sekiz adet gerilim vektörünün kullanılması ile evirici çıkışında istenen gerilim vektörünün elde edilmesine dayanan bir modülasyon tekniğidir [20].

4.1.1. Darbe genişlik modülasyonu

Anahtarlama güç elektroniği devrelerinin sayısal kontrolünde anahtarlama elemanlarının iletimde ve kesimde olma durumlarının kontrol edilebilmesi için darbe genişlik modülasyonu tekniği kullanılmaktadır. Darbe genişlik modülasyonu tekniği, anahtarlama periyodu boyunca anahtarın anahtarlama periyoduna oranla ne kadar süre iletimde kalacağına belirlenmesine dayanmaktadır.

Anahtarlama periyodu boyunca iletimde kalma süresi T_{on} , kesimde kalma süresi ise T_{off} olarak isimlendirilmektedir. T_{on} ve T_{off} süreleri boyunca anahtarlama elemanının durumu ve örnek bir darbe genişlik modülasyonu sinyali Şekil 4.2’de gösterilmektedir.



Şekil 4.2. Darbe genişlik modülasyonu sinyali

4.1.2. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu

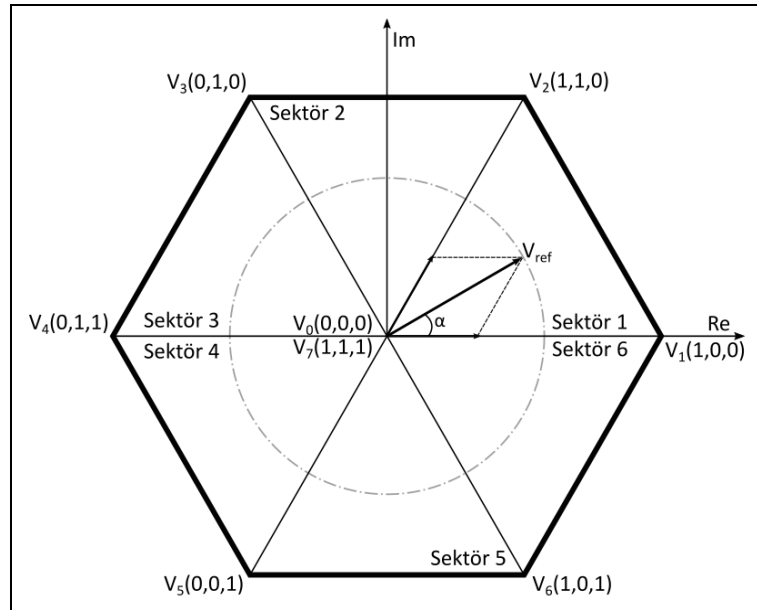
Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu, darbe genişlik modülasyonu sinyallerinin doluluk-boşluk oranlarının belirlenmesinde uzay vektörlerinin uzunluklarının ve yönelim açılarının kullanılarak anahtarlama sinyallerinin üretilebilmesine olanak sağlamak amacıyla geliştirilmiş bir tekniktir.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniğinin en önemli avantajlarından biri, gerilim kaynaklı eviricilerde var olan doğru akım bara geriliminden diğer modülasyon tekniklerine oranla daha fazla faydalanılmasına imkân sağlamasıdır.

Gerilim kaynaklı eviricinin girişine uygulanan alternatif akım sinyalinin doğrultulmasıyla elde edilen doğru akım sinyalinin gerilim seviyesi, eviricinin çıkışında üretilebilecek dalga formunun etkin değerini belirlemektedir. Eviricinin çıkışında üretilebilecek alternatif akım sinyalinin etkin değerinin olabilecek en yüksek değerde olması doğru akım bara geriliminden ne kadar faydalanılabildiği ile doğru orantılı olarak değişiklik gösterecektir. Evirici çıkışında üretilen alternatif akım sinyali doğrudan motora uygulanacağından, motorun üretebileceği en yüksek performansın elde edilebilmesi için doğru akım bara geriliminden en yüksek oranda faydalanılabilmesi gerekmektedir.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniğinin alan yönlendirmeli kontrol ile kullanılabilmesini sağlayan diğer bir avantajı ise, modülasyon ile ilgili hesaplamalarda iki fazlı düzlemde (stator referans düzlemi) ifade edilen uzay vektörlerinin doğrudan kullanılabilmesidir. Fazladan bir dönüşüm gerektirmemesi sayesinde alan yönlendirmeli kontrol algoritmasının getirdiği işlem yükünü azaltmaktadır.

UVDGM çıkışı, üç fazlı evirici üzerindeki anahtarlarma uygulandığında sekiz temel gerilim vektörü oluşmaktadır. Bu temel gerilim vektörleri Şekil 4.3'te gösterilmektedir [21].



Şekil 4.3. Uzay vektör modülasyonu temel gerilim vektörleri

Şekil 3.1’de görülen üç fazlı evirici prensip şemasında bulunan anahtarlama elemanlarının durumlarına göre, evirici çıkışında elde edilebilecek gerilim vektörlerinin ifade edilebileceği eşitlik Denklem (4.1)’deki gibi tanımlanabilmektedir.

$$V_{\text{ref}}(H_1, H_2, H_3) = V_{\text{da}}(H_1 \cdot e^{j0} + H_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + H_3 \cdot e^{j\frac{-2\pi}{3}}) \quad (4.1)$$

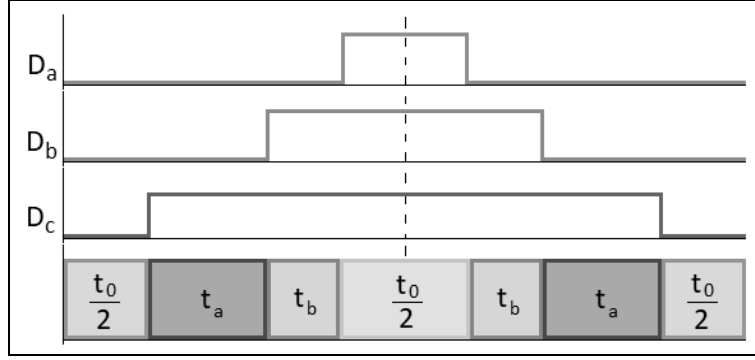
Denklem (4.1)’deki eşitlik göz önünde bulundurulduğunda, evirici çıkışında bulunan anahtarlama elemanlarının olası iletimde olma durumlarının oluşturabileceği temel gerilim vektörleri Tablo 4.1’de gösterildiği gibidir.

Tablo 4.1. Uzay vektör modülasyonu temel gerilim vektörleri

Gerilim Vektörü	Anahtarlama Elemanlarının Durumları			
	H ₁	H ₂	H ₃	V _s
V ₀	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	V _{da} · e ^{j0}
V ₂	1	1	0	V _{da} · e ^{j(π/3)}
V ₃	0	1	0	V _{da} · e ^{j(2π/3)}
V ₄	0	1	1	V _{da} · e ^{j(π)}
V ₅	0	0	1	V _{da} · e ^{j(-2π/3)}
V ₆	1	0	1	V _{da} · e ^{j(-π/3)}
V ₇	1	1	1	0

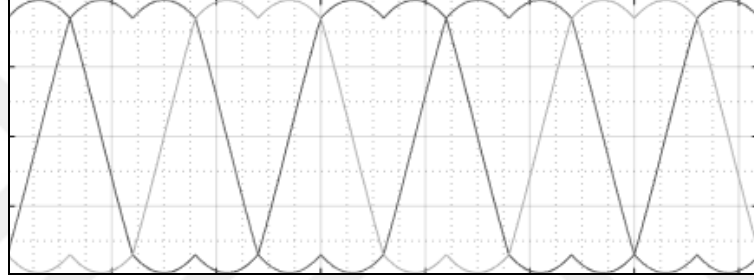
Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniği, evirici çıkışında elde edilmek istenen referans gerilim vektörünün üretilebilmesi için darbe genişlik modülasyonu tekniğinde olduğu gibi, evirici çıkışında bulunan anahtarlama elemanlarının iletimde veya kesimde olma durumlarının, temel gerilim vektörleri kullanılarak belirlenmesini mümkün kılmaktadır.

Uzay vektör modülasyonu kullanılarak üç fazlı evirici için üretilen örnek darbe genişlik modülasyonu sinyalleri Şekil 4.4’te gösterilmektedir.

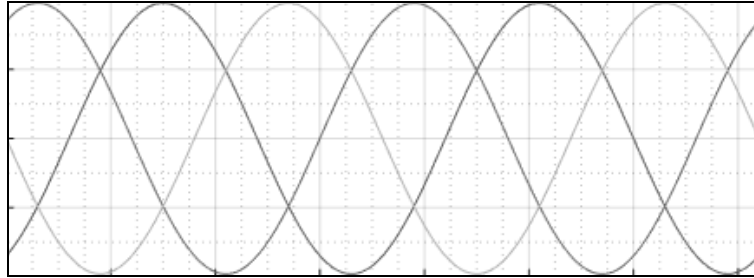


Şekil 4.4. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu sinyalleri

Uzay vektör modülasyonu kullanılarak üç fazlı bir evirici çıkışında üretilen faz gerilimleri Şekil 4.5'te, faz arası gerilimleri ise Şekil 4.6'da gösterilmektedir.



Şekil 4.5. Uzay vektör modülasyonu ile üretilen bir faz çıkış gerilimi dalga şekilleri

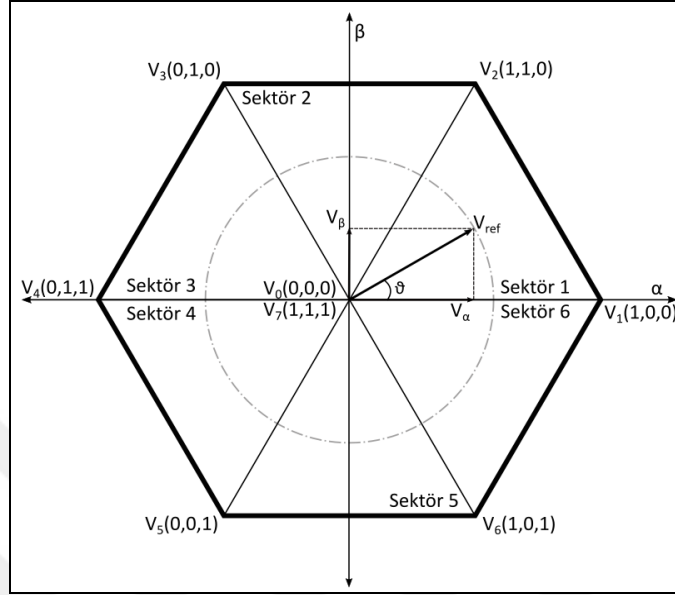


Şekil 4.6. Uzay vektör modülasyonu ile üretilen faz arası çıkış gerilimi dalga şekilleri

4.1.3. Referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesi

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniği kullanılarak ilgili referans vektörün üretilebilmesi için, referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesi gerekmektedir. Referans vektörün bulunduğu sektör belirlendiğinde, o sektörü oluşturan iki temel gerilim vektörünün ne kadar süre boyunca evirici çıkışında etkin olması gerektiği de hesaplanabilecektir. İki fazlı ortogonal düzlemde ifade edilen

referans vektörün α ve β bileşenlerinin değerlerine göre referans vektörün bulunduğu sektör belirlenebilmektedir. Şekil 4.7’de örnek bir referans vektörü iki fazlı ortogonal düzlemde gösterilmektedir.

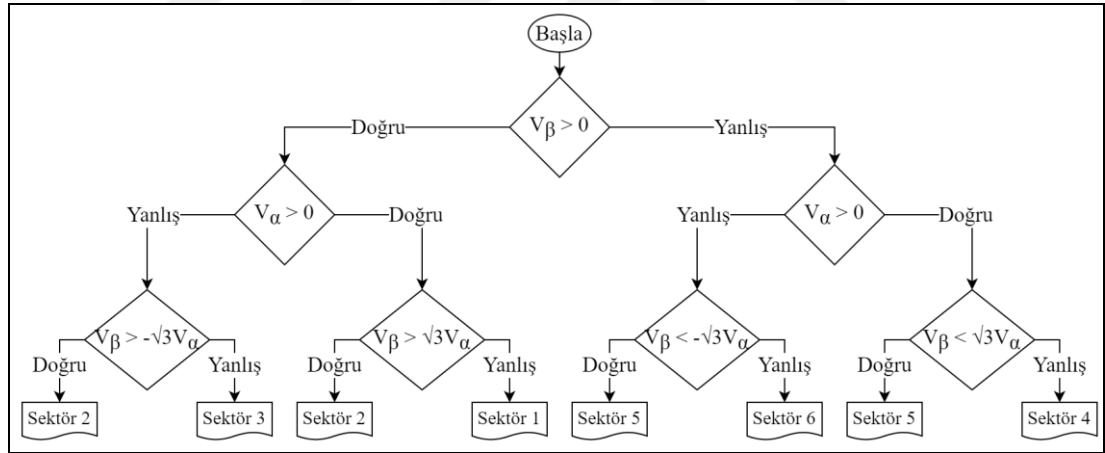


Şekil 4.7. Referans vektörünün iki fazlı ortogonal düzlemde gösterimi

Referans vektörün α ve β eksenlerindeki izdüşümlerinin değerlerine göre öncelikle düzlemin hangi kısmında bulunduğu karar verilmelidir. Bunun için V_α ve V_β değerlerinin işaretlerinden faydalanılabilir. Eğer V_α değeri pozitif ise bu durum bize referans vektörün düzlemin sağ yarısında bulunduğunu göstermektedir. Eğer tam tersi V_α değeri negatif ise bu durum bize referans vektörün düzlemin sol yarısında bulunduğunu göstermektedir. Yine aynı şekilde eğer V_β değeri pozitif ise bu durum bize referans vektörün düzlemin üst yarısında bulunduğunu gösterir. Eğer tam tersi V_β değeri negatif ise bu durum bize referans vektörün düzlemin alt yarısında bulunduğunu göstermektedir. İzdüşümü değerlerinin yalnızca işaretleri kullanılarak referans vektörün düzlemin hangi çeyreğinde olduğu tespit edilebilmektedir. Bu noktada referans vektörün içerisinde bulunabileceği sektör sayısı ise ikiye indirilmiş olmaktadır. Referans vektörün tam olarak hangi sektörde bulunduğunun tespit edilebilmesi için trigonometrik fonksiyonlardan faydalanılabilmektedir. Düzlemin her bir çeyreğinde bulunan temel gerilim vektörünün eğimi bilindiğinden, referans vektörün eğimi ilgili temel gerilim vektörünün eğimi ile karşılaştırılarak referans vektörün içerisinde bulunduğu sektör tanımlanabilecektir. Örneğin Şekil 4.7’de

gösterilen referans vektörü ele alınacak olursa, V_α ve V_β değerlerinin pozitif olduğu, dolayısıyla referans vektörün düzlemin sağ-üst çeyreğinde bulunduğu görülmektedir. Bu durumda referans vektörün içerisinde bulunabileceği sektörlerin Sektör 1 ve Sektör 2 olduğu görülmektedir. Eğer referans vektörün eğim açısı, ilgili sektörleri birbirinden ayıran temel gerilim vektörünün eğim açısından küçükse, referans vektörün Sektör 1 içerisinde bulunduğu anlaşılacaktır. Eğer referans vektörün eğim açısı temel gerilim vektörünün eğim açısından büyükse, bu durumda referans vektörün Sektör 2 içerisinde bulunduğu anlaşılacaktır. Burada eğim açıları üzerinden bir kıyaslama yapmak yerine, ters trigonometrik fonksiyonlardan faydalanılabilecektir. V_β değerinin V_α değerine oranı hesaplanarak, ilgili temel gerilim vektörünün izdüşümü vektörlerinin değerlerinin oranı ile karşılaştırmak suretiyle referans vektörün hangi sektör içerisinde bulunduğu tespit edilebilecektir.

Ayrıca Şekil 4.8’de referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenebilmesi için izlenebilecek akış diyagramı gösterilmektedir [22].

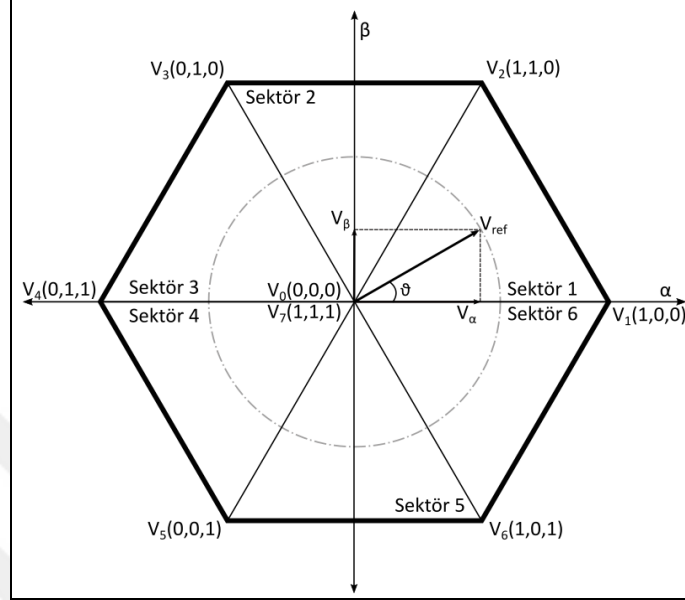


Şekil 4.8. Referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesinde izlenebilecek akış diyagramı

4.1.4. Anahtarlama sürelerinin hesaplanması

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniği kullanılarak ilgili referans vektörün üretilebilmesi için, referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesinin ardından sektörü oluşturan temel gerilim vektörlerinin referans vektör üzerindeki ağırlıklarının hesaplanması gerekmektedir. Sektörü oluşturan iki temel gerilim vektörünün ve sıfır gerilim vektörlerinin referans vektör üzerindeki ağırlıkları hesaplanarak çıkışa ne kadar süre boyunca uygulanmaları gerektiği tespit edildikten sonra hesaplanan darbe

genişlik modülasyonu doluluk oranları kullanılarak evirici çıkışında istenen referans gerilim vektörü elde edilebilecektir. Şekil 4.9’da örnek bir referans gerilim vektörü gösterilmektedir.



Şekil 4.9. Örnek referans gerilim vektörü

Şekil 4.9’da gösterilen örnek referans gerilim vektörünün üretilebilmesi için gerekli anahtarlama sürelerinin hesaplanmasında kullanılacak eşitlikler sırasıyla verilmiştir. Referans gerilim vektörü Euler özdeşliği temel alınarak Denklem (4.2) ve Denklem (4.3)’teki gibi ifade edilebilmektedir.

$$V_{ref} = V_x \cdot e^{j\theta_x} \quad (4.2)$$

$$V_{ref} = V_x \cdot \cos(\theta_x) + j \cdot V_x \cdot \sin(\theta_x) \quad (4.3)$$

Ayrıca referans gerilim vektörünün içerisinde bulunduğu sektörü oluşturan temel gerilim vektörleri ve temel gerilim vektörlerinin ağırlıkları cinsinden ifadesi Denklem (4.4)’teki gibi olacaktır.

$$V_{ref} = t_a \cdot V_a + t_b \cdot V_b \quad (4.4)$$

Bunun yanında referans vektörün iki fazlı ortogonal düzlemdeki izdüşümü değerleri V_α ve V_β olarak ifade edilecek olursa, referans vektörün V_α ve V_β cinsinden ifadesi de Denklem (4.5)’teki gibi olacaktır.

$$V_{ref}=V_{\alpha}+j \cdot V_{\beta} \quad (4.5)$$

Bu durumda Denklem (4.3) ve Denklem (4.5)'de verilen ifadelerin reel ve imajiner kısımları birbirlerine eşitlenerek, Denklem (4.6) ve Denklem (4.7)'da verilen eşitliklerin çıkarımları yapılabilecektir.

$$V_{\alpha}=V_x \cdot \cos(\theta_x) \quad (4.6)$$

$$V_{\beta}=V_x \cdot \sin(\theta_x) \quad (4.7)$$

Bu noktadan itibaren sektör bazında anahtarlama sürelerinin hesaplanması için gereken eşitlikler sırasıyla verilmiştir.

Örneğin, Sektör 1'i oluşturan temel gerilim vektörleri, Şekil 4.7'den de görülebileceği üzere V_1 ve V_2 vektörleridir. Bu durumda Sektör 1 içerisinde bulunduğu tespit edilen bir referans gerilim vektörünün üretilebilmesi için gereken anahtarlama süreleri, verilen eşitlikler aracılığıyla hesaplanabilecektir.

Sektör 1'i oluşturan temel gerilim vektörleri Denklem (4.4)'te yerine yazılırsa, Denklem (4.8)'deki eşitlik elde edilecektir.

$$V_{ref}=t_a \cdot V_1+t_b \cdot V_2 \quad (4.8)$$

İlgili temel gerilim vektörlerinin Tablo 4.1'de verilen Euler özdeşliği cinsinden ifadeleri Denklem (4.8)'de yerine yazılırsa, Denklem (4.9)'daki eşitlik elde edilecektir.

$$V_{ref}=t_a \cdot (V_{da} \cdot e^{j0})+t_b (V_{da} \cdot e^{j(\pi/3)}) \quad (4.9)$$

Elde edilen eşitlik, Euler özdeşlikleri genişletilerek tekrar düzenlenerek Denklem (4.10)'daki gibi ifade edilebilir.

$$V_{ref}=t_a \cdot V_{da} \cdot \cos(0)+t_a \cdot V_{da} \cdot j \cdot \sin(0)+t_b \cdot V_{da} \cdot \cos(\frac{\pi}{3})+t_b \cdot V_{da} \cdot j \cdot \sin(\frac{\pi}{3}) \quad (4.10)$$

Denklem (4.10) ve Denklem (4.3) eşit ifadeler olduğundan, ilgili denklemlerin reel ve imajiner kısımları birbirlerine eşitlenerek Denklem (4.11) ve Denklem (4.12)'deki gibi tekrar düzenlenebilecektir.

$$V_x \cdot \cos(\theta_x) = t_a \cdot V_{da} \cdot \cos(0) + t_b \cdot V_{da} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (4.11)$$

$$V_x \cdot \sin(\theta_x) = t_a \cdot V_{da} \cdot \sin(0) + t_b \cdot V_{da} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (4.12)$$

Ayrıca Denklem (4.11) ve Denklem (4.12)'de verilen eşitlikler, Denklem (4.6) ve Denklem (4.7)'deki eşitlikler kullanılarak Denklem (4.13) ve Denklem (4.14)'deki gibi V_α ve V_β cinsinden ifade edilebilecektir.

$$V_\alpha = t_a \cdot V_{da} \cdot \cos(0) + t_b \cdot V_{da} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (4.13)$$

$$V_\beta = t_a \cdot V_{da} \cdot \sin(0) + t_b \cdot V_{da} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (4.14)$$

Denklem (4.13) ve Denklem (4.14)'te sabit değerli trigonometrik fonksiyonların yerine değerleri yazılarak sadeleştirme işlemi yapıldığında Denklem (4.15) ve Denklem (4.16)'teki eşitliklere ulaşılabilecektir.

$$V_\alpha = t_a \cdot V_{da} + t_b \cdot V_{da} \cdot \frac{1}{2} \quad (4.15)$$

$$V_\beta = t_b \cdot V_{da} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.16)$$

Verilen iki bilinmeyenli denklem takımında t_a ve t_b değerleri çekilerek Denklem (4.17) ve Denklem (4.18)'deki ifadeler elde edilebilecektir.

$$t_a = \frac{V_\alpha}{V_{da}} - \frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (4.17)$$

$$t_b = \frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (4.18)$$

Ayrıca referans gerilim vektörünün genliğinin istenilen değerde olması için çıkışa uygulanacak sıfır gerilim vektörlerinin süresi ise Denklem (4.19)'deki ifade ile hesaplanabilecektir.

$$t_0 = 1 - t_a - t_b \quad (4.19)$$

Sonuç olarak Sektör 1 içerisinde bulunan bir referans gerilim vektörünün üretilebilmesi için eviricinin her bir çıkış fazında uygulanması gereken doluluk

oranları Denklem (4.20), Denklem (4.21) ve Denklem (4.22)'deki gibi hesaplanabilecektir.

$$D_a = \frac{t_0}{2} + t_a + t_b \quad (4.20)$$

$$D_b = \frac{t_0}{2} + t_a \quad (4.21)$$

$$D_c = \frac{t_0}{2} \quad (4.22)$$

Tüm sektörler için ilgili hesaplamalar yapıldığında Tablo 4.2 ve Tablo 4.3'teki eşitlikler elde edilebilecektir.

Tablo 4.2. Tüm sektörler için anahtarlama sürelerinin hesaplanması

Sektör	t_a	t_b
1	$\frac{V_\alpha}{V_{da}} - \frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$
2	$\frac{V_\alpha}{V_{da}} + \frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} - \frac{V_\alpha}{V_{da}}$
3	$\frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_\alpha}{V_{da}} - \frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$
4	$-\frac{V_\alpha}{V_{da}} + \frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$
5	$-\frac{V_\alpha}{V_{da}} - \frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{V_\alpha}{V_{da}}$
6	$-\frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_\alpha}{V_{da}} + \frac{V_\beta}{V_{da}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$

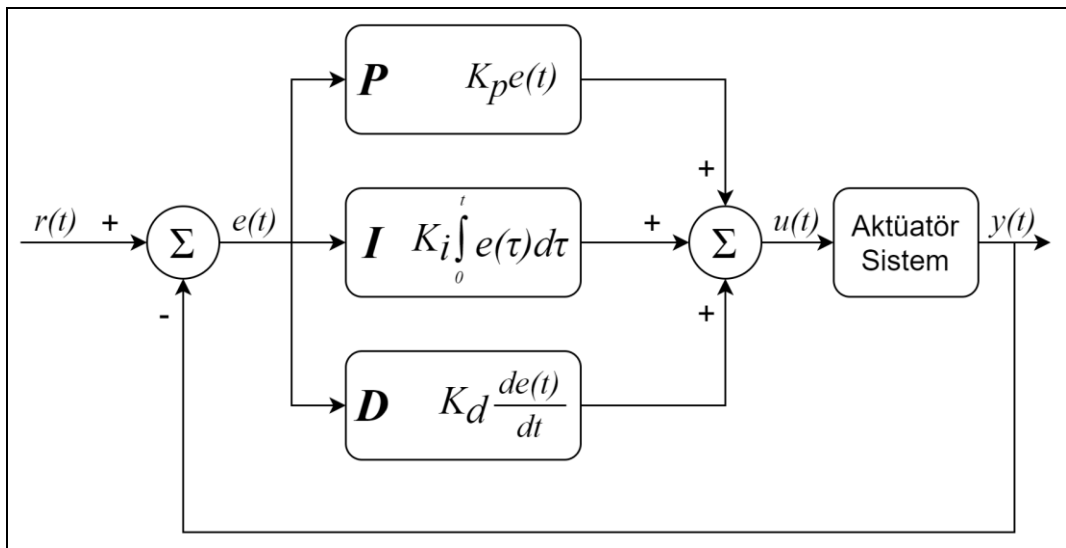
Tablo 4.3. Tüm sektörler için faz doluluk oranlarının hesaplanması

Sektör	D_a	D_b	D_c
1	$t_0/2 + t_a + t_b$	$t_0/2 + t_b$	$t_0/2$
2	$t_0/2 + t_a$	$t_0/2 + t_a + t_b$	$t_0/2$
3	$t_0/2$	$t_0/2 + t_a + t_b$	$t_0/2 + t_b$
4	$t_0/2$	$t_0/2 + t_a$	$t_0/2 + t_a + t_b$
5	$t_0/2 + t_b$	$t_0/2$	$t_0/2 + t_a + t_b$
6	$t_0/2 + t_a + t_b$	$t_0/2$	$t_0/2 + t_a$

4.2. PI Kontrolör

Günümüzde birçok endüstriyel kontrol düzeneğinde kapalı çevrim kontrol yapıları tercih edilmektedir. Kapalı çevrim bir kontrol yapısında kontrolörün ihtiyaç duyduğu geri besleme bilgisi sensörlerden alınırken, sonuçta sistemde elde edilmesi beklenen ayar değeri çoğunlukla kullanıcı tarafından sağlanmakta ve ilgili kontrolör ayar değeri ile geri besleme bilgisi arasındaki farka bakarak çeşitli aktüatörler aracılığıyla sistemin kontrolünü gerçekleştirmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinde ise motorun sabit düzlem d ve q eksen akımları kontrol altında tutulmak istenildiğinden, tercih edilen bir kontrolör yapısının uygulanması gerekmektedir. Geleneksel alan yönlendirmeli kontrol uygulamalarında sıklıkla PI kontrolör yapısının tercih edildiği bilinmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol uygulamalarında PI kontrolör yapısının tercih edilmesinin nedenleri arasında kolay uygulanabilirliği, kontrol parametrelerinin azlığı ve gömülü sistem yazılımının geliştirilmesinin kolay olması sıralanabilir.

PI kontrolör, geri besleme bilgisi ile ayar değeri arasındaki farkı hata olarak değerlendirir. Hata değerinin bir katsayı ile çarpımı sonucunu oransal kontrol terimi ve yine hata değerinin başka bir katsayı ile çarpımı sonuçlarını biriktirerek integral kontrol terimi üretir. Üretilen oransal kontrol terimi ve integral kontrol teriminin toplamını çıktı olarak ilgili aktüatör vasıtası ile sisteme uygular. Şekil 4.10'da paralel kontrol yapısında bir PID kontrolörün prensip şeması gösterilmektedir.



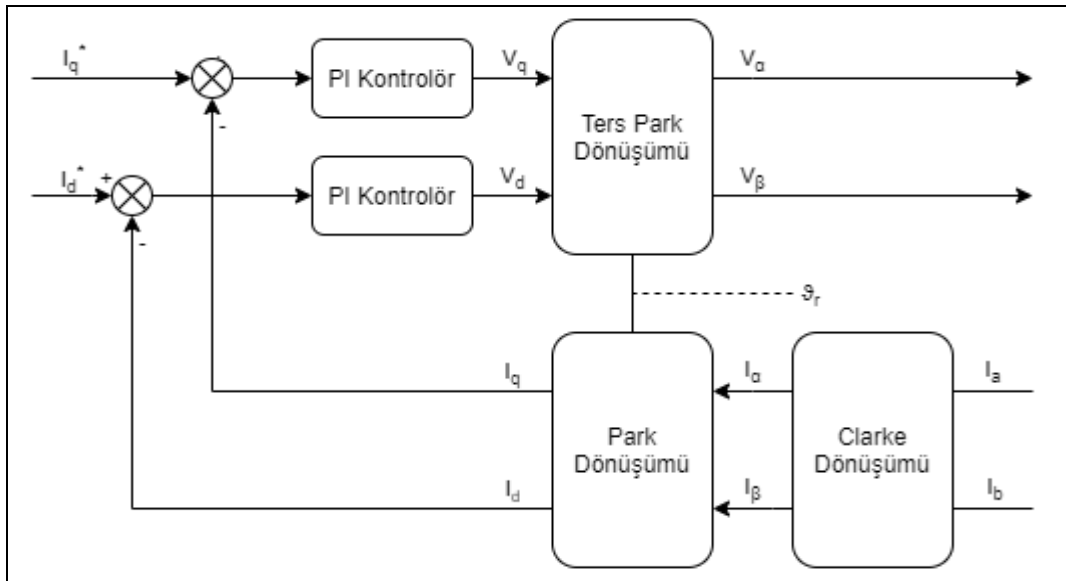
Şekil 4.10. PID kontrolör prensip şeması

4.2.1. Akım kontrol döngüleri

Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinde motorun sabit düzlem d ve q eksen akımlarının ayrı ayrı kontrol edilebilmesi için iki ayrı PI kontrolör yapısı kullanılmaktadır. Şekil 4.11’de akım kontrol döngüleri prensip şeması gösterilmektedir.

Akım kontrol döngülerinden d eksen akımını kontrol eden PI kontrolörün ayar değeri normal şartlarda her durumda sıfırdır. SMSM’nin yapısında bulunan sürekli mıknatıslar motor içerisinde ihtiyaç duyulan manyetik akıyı üretmektedirler. Bu durumda motor nominal momentini üretebilmek için mıknatıslar tarafından üretilen manyetik akıdan faydalanacağından, d eksen akımı sıfır değerine ayarlanmaktadır. Ancak motor nominal devrinin üzerine çıkılması istendiği takdirde manyetik alanın zayıflatılması işlemini gerçekleştirebilmek için d eksen akımı ayar değeri sıfırdan farklı negatif bir değere ayarlanabilmektedir.

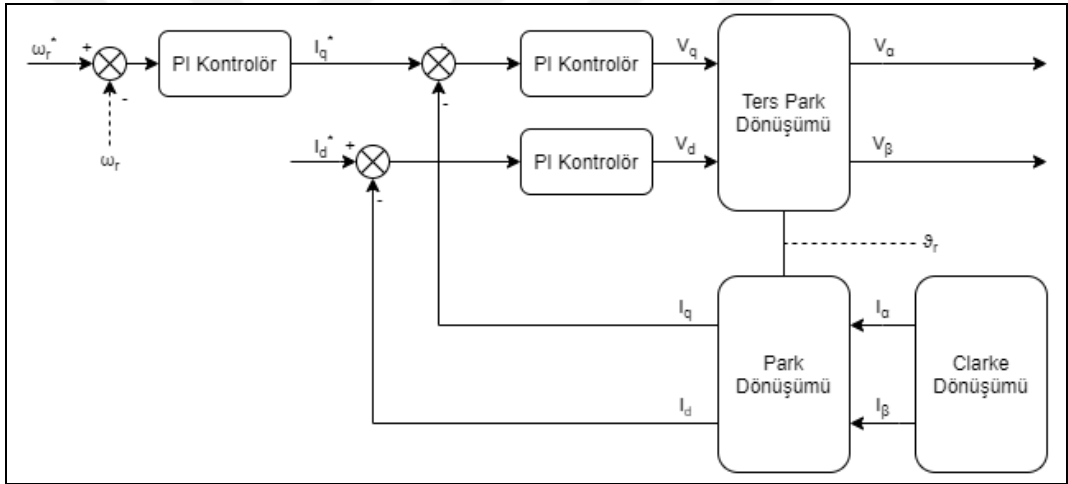
Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinde q eksen akımı motorun üreteceği momenti belirlemektedir. Bu nedenle ilgili akım kontrol döngüsünde q eksen akımını kontrol eden PI kontrolörün ayar değeri, eğer sistem moment kontrolü amacıyla çalıştırılıyorsa kullanıcı tarafından belirlenen bir değere, eğer sistem hız kontrolü amacıyla çalıştırılıyorsa hız kontrol döngüsünün çıkış değerine eşitlenmektedir.



Şekil 4.11. Akım kontrol döngüleri prensip şeması

4.2.2. Hız kontrol döngüsü

Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinde motorun üreteceği moment kontrol edilebileceği gibi, dolaylı yoldan motor momentinin ayar değeri ihtiyaca göre düzenlenerek hız kontrolü de gerçekleştirilebilir. Bu durumda q eksenini kontrol eden PI kontrolörün ayar değeri, rotor hızını kontrol etmek üzere sisteme dâhil edilen PI kontrolörün çıkışındaki değere eşitlenir. Bu sayede hız kontrol döngüsü, üretilen motor momentini kontrol ederek rotorun istenen hızda dönmesini sağlayabilecektir. Hız kontrol döngüsünün çalışabilmesi için gereken geri besleme bilgisi ise motorun rotoruna akupule edilmiş artımsal enkoderden alınan rotor pozisyonu bilgisinden elde edilebilmektedir. Şekil 4.12’de hız kontrol döngüsü prensip şeması gösterilmektedir.



Şekil 4.12. Hız kontrol döngüsü prensip şeması

5. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin deneysel uygulamaları için tez çalışması kapsamında gerekli elektronik donanımların geliştirilmesi ve üretimi ile ilgili yapılan çalışmaların arasında, girişi alternatif akım bir fazlı, çıkışı üç fazlı evirici tasarımı ve üretimi, motorun yük altında testi için gerekli mekanik yapıların üretimi ve montajı bulunmaktadır.

5.1. Evirici Tasarımı

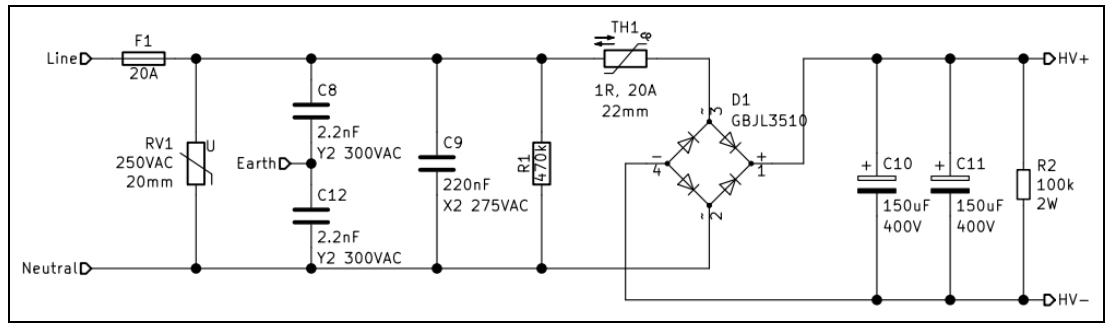
Evirici tasarımı giriş ve çıkış katı için ihtiyaç duyulan teknik özelliklerin belirlenmesi ile başlanılabilecek bir süreçtir. Bu çalışmada gerçekleştirilen evirici tasarımının karşılayabilmesi gereken teknik özellikler; sistemin çalışmalar esnasında yaşanabilecek olumsuzluklara karşı kolay onarılabilir olması, harici bir yardımcı besleme kaynağına ihtiyaç duymaksızın yalnızca şebeke gerilimi ile çalışabilir olması, motorun tam yük akımlarına uygun çıkış akım kapasitelerine sahip olması, motorun aşırı yüklenme durumlarında çekebileceği muhtemel akımlara karşı belirli süreler boyunca dayanabilecek olması şeklinde sıralanabilecektir. Ayrıca eviricinin kolay üretilebilir olması açısından yerel piyasada rahatlıkla bulunabilecek malzemeler tercih edilerek tasarlanmış olması da önemli bir husus olarak göz önünde bulundurulmuştur.

5.1.1. Giriş katı (doğrultucu kısmı) tasarımı

Eviricinin giriş katı, tek fazlı şebeke gerilimi ile çalışmaya uygun olarak tasarlanmıştır. Bu nedenle şebekede oluşabilecek yüksek ani gerilim sıçramalarına karşı önlem olarak giriş katında 250V AA gerilim altında çalışmaya uygun 20mm çapında metal oksit varistör (MOV) kullanılmıştır. Ayrıca evirici çıkışında anahtarlama güç elemanları vasıtasıyla yüksek akımların anahtarlanması esnasında oluşacak yüksek frekanslı elektromanyetik gürültülerin şebekeyi etkilemesinin, yine şebekede farklı yükler tarafından oluşturulabilecek yüksek frekanslı elektromanyetik gürültülerin evirici kontrol devresini etkilemesinin önüne geçmek amacıyla, giriş

katında toprak hattına bağlı 300V AA gerilim altında çalışmaya uygun 2.2nF değerinde Y2 tipi metal-film kapasitörler kullanılmıştır. Bunun yanında giriş besleme fazları arasında da 275V AA gerilim altında çalışmaya uygun 220nF kapasite değerinde X2 tipi metal-film kapasitörler kullanılmıştır. Burada kapasitörlerin kullanılmasındaki temel sebep, kapasitörlerin doğal yapısından ötürü yüksek frekans bileşenlerine düşük empedans göstermesidir. Bu sayede besleme gerilimi üzerinde oluşabilecek yüksek frekans bileşenlerinin toprak hattına aktarılarak devreden uzaklaştırılması sağlanabilmektedir.

Alternatif akım türündeki şebeke geriliminin doğru akıma dönüştürülebilmesi için girişte 35A sürekli akım altında, 1000V gerilim seviyesinde çalışmaya uygun tam köprü diyot elemanı kullanılmıştır. Köprü diyot çıkışında üretilecek doğru akım sinyalinin düşük dalgalılık oranına sahip olacak şekilde filtrelenebilmesi için yüksek kapasite değerine sahip 400V gerilim altında çalışmaya uygun 150uF değerinde iki adet paralel bağlı elektrolitik kapasitör kullanılmıştır. Ayrıca bu kapasitörlerin devre enerjisi altında değilken hızlı deşarj olmalarını sağlayacak bir deşarj direnci de devreye eklenmiştir. Bu sayede kapasitör üzerinde depo edilen enerji kısa sürede deşarj edilerek çarpılma tehlikesi de bertaraf edilmiş olacaktır. Şekil 5.1’de giriş katı tasarımının elektriksel şeması gösterilmektedir.



Şekil 5.1. Giriş katı tasarımı elektriksel şeması

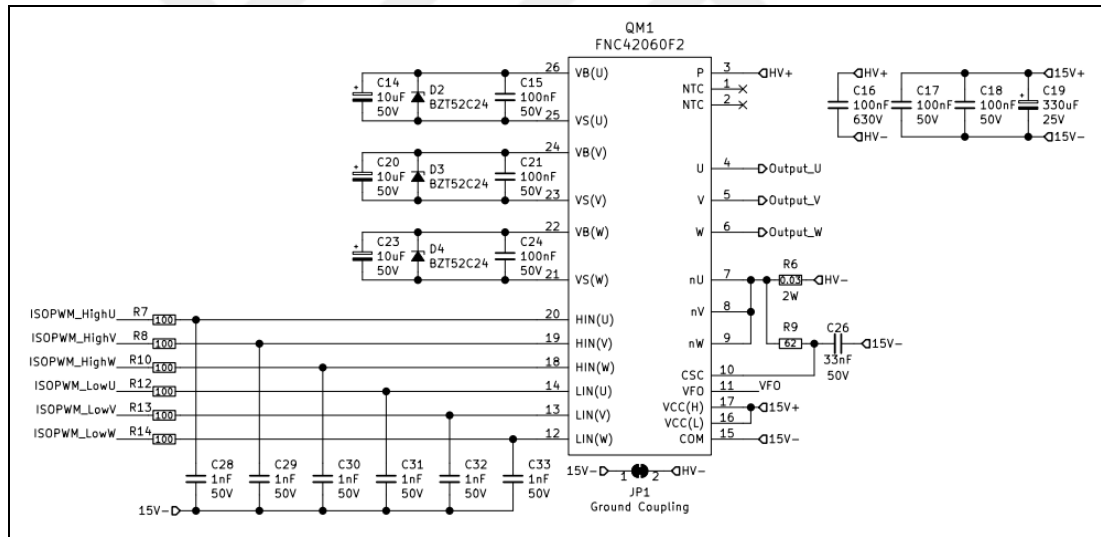
5.1.2. Çıkış katı (evirici kısmı) tasarımı

Eviricinin çıkış katı, üç fazlı motorlarla çalışmaya uygun olarak tasarlanmıştır. Eviricinin çıkış katında tasarım karmaşasının önüne geçmek adına tek kılıfta hem anahtarlama elemanlarını hem de anahtarlama elemanı sürücülerini barındıran güç modülü kullanılmıştır. Kullanılan ürün 450V DA gerilim seviyesinde çalışmaya uygun 600V DA gerilim seviyesine dayanıklı anahtarlama elemanları bulunduran,

20A çıkış akımı kapasitesine sahip, dâhili anahtarlama elemanı sürücüleri ve gelişmiş koruma fonksiyonları barındıran Fairchild Semiconductor firmasının ürettiği FNC42060F2 model isimli bir güç modülüdür.

Evirici çıkış katında kullanılan güç modülü ile merkezi kontrol ünitesi arasındaki sinyaller yüksek hızlı optik izolasyon elemanları ile galvanik olarak izole edilmiştir. Bahsi geçen optik izolasyon elemanları ile izole edilen sinyaller, anahtarlama elemanlarının iletme veya kesime geçmesini sağlayan darbe genişlik modülasyonu sinyalleri ve güç modülünün sağladığı hata bilgisi sinyalidir.

Bunun yanında çıkış katında oluşabilecek aşırı akım çekilmesi veya kısa devre durumlarında koruma sağlaması adına güç modülünün aşırı akım hata girişi de aktif olarak kullanılmıştır. Şekil 5.2’de çıkış katı tasarımının güç modülü kısmı elektrik şeması gösterilmektedir.

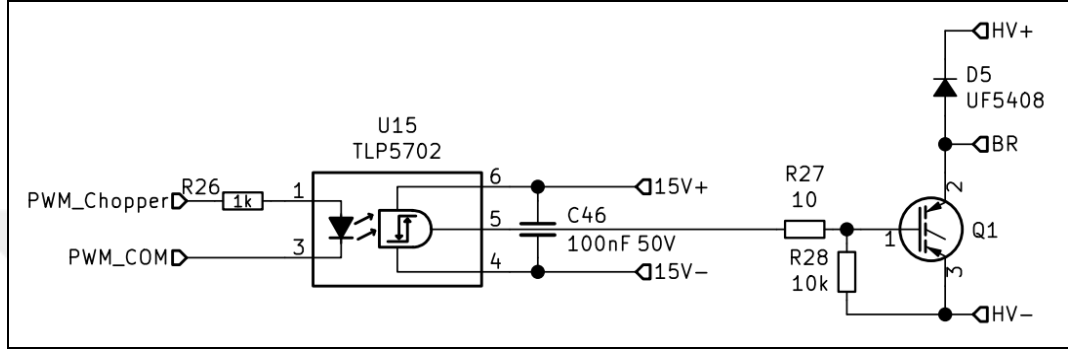


Şekil 5.2. Çıkış katı tasarımı güç modülü kısmı elektriksel şeması

5.1.3. Dinamik frenleme kısıcısı tasarımı

Evirici tasarımında göz önünde bulundurulması gereken bir diğer kısım ise, sistemin ani yavaşlama ya da yerçekimine karşı çalışma durumlarında generatör olarak çalışması esnasında ortaya çıkacak olan enerjinin güç katına zarar vermeden sistemden uzaklaştırılabilmesi gerekliliğidir. Bu durumda sistemin DA bara gerilimi yükselecek ve eğer üretilen enerji gereğinden fazla ise yükselen gerilim seviyesi nedeni ile devre elemanları hasar görecektir. Bunun önüne geçilebilmesi için

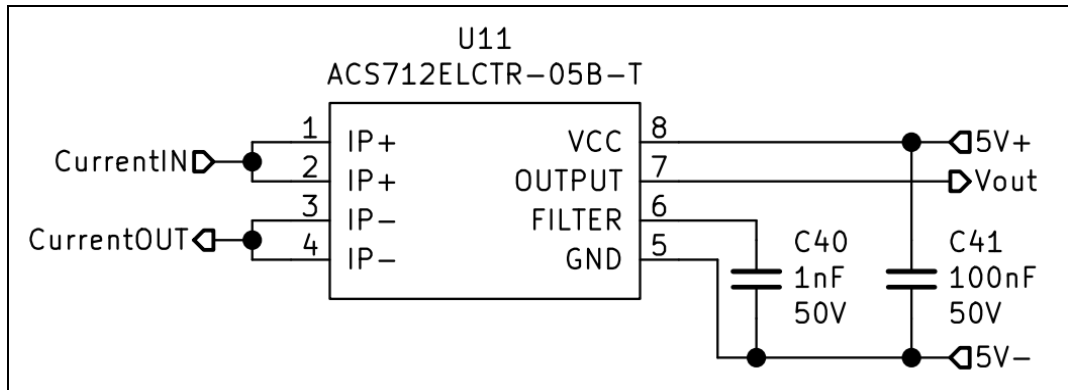
sistemin DA barasına paralel bağlı bir kıyıcı devresi eklenmelidir. Bu kıyıcı devresi gerektiğinde harici bir frenleme direncini devreye alarak DA bara kapasitörlerini deşarj edecek şekilde çalıştıracaktır. Bu sayede sistemin generatör olarak çalışması esnasında üretilen elektrik enerjisinin ısı enerjisine dönüştürülerek sistemden uzaklaştırılmasını sağlayacaktır. Şekil 5.3'te dinamik frenleme kıyıcısı katı elektriksel şeması gösterilmektedir.



Şekil 5.3. Dinamik frenleme kıyıcısı katı elektriksel şeması

5.1.4. Akım geri besleme katı tasarımı

Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin gerçekleştirilebilmesi için motor faz akımları bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle tasarım karmaşasını azaltan ve yapısı gereği güç devresi ile kontrol devresi arasında izolasyon sağlayan alan etkili akım ölçümü elemanları kullanılmıştır. Motor üç fazlı dengeli bir yük olduğundan, yalnızca iki faz akımının ölçülmesi yeterlidir. Kullanılan akım ölçümü elemanları $\pm 5A$ ölçüm kapasitesine sahiptirler. Şekil 5.4'te bir faza ait akım geri besleme elemanının elektriksel şeması gösterilmektedir.



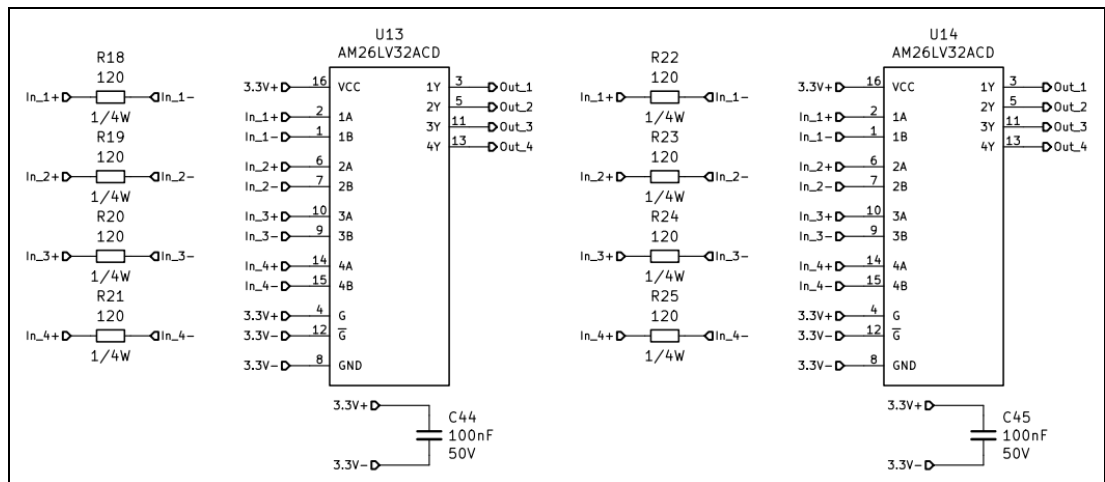
Şekil 5.4. Akım geri besleme elemanı elektriksel şeması

5.1.5. Pozisyon geri besleme katı tasarımı

Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin gerçekleştirilebilmesi için rotor pozisyonu ve rotor hızı bilgilerine ihtiyaç duyulmaktadır. Deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM’de bu amaçla Tamagawa Seiki firmasının 2500PPR çözünürlüğündeki 5V DA gerilim ile çalışmaya uygun diferansiyel çıkışlı artımsal enkoder ve alan etkili geri besleme elemanı çıkışları bulunduran pozisyon geri besleme elemanı motor üreticisi tarafından tercih edilmiştir.

Genellikle endüstride kullanılan SMSM’lerde artımsal enkoder ve alan etkili geri besleme elemanlarının bir arada bulunduğu pozisyon geri besleme elemanları bulunmaktadır. Bu tip geri besleme elemanları, genellikle evirici çıkışı gibi yüksek frekanslı anahtarlama devreleri ile birlikte kullanıldığından, elektromanyetik gürültü kaynaklarından daha az etkilenmeleri ve ürettikleri sinyallerin bozunuma uğramaması için diferansiyel tipte çıkış verecek şekilde tasarlanmaktadır. Ancak diferansiyel sinyaller merkezi kontrol ünitesine doğrudan uygulanamayacağından, bu sinyallerin kontrol ünitesine uygun hale dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu nedenle pozisyon geri besleme katı tasarımında diferansiyel sinyalleri tekil sinyallere dönüştürebilen bir entegre devre elemanı kullanılmıştır.

Kullanılan entegre devre elemanı, 32MHz frekansını aşmayan diferansiyel sinyalleri tekil sinyallere dönüştürebilmektedir. Şekil 5.5’te pozisyon geri besleme katı tasarımı elektriksel şeması gösterilmektedir.

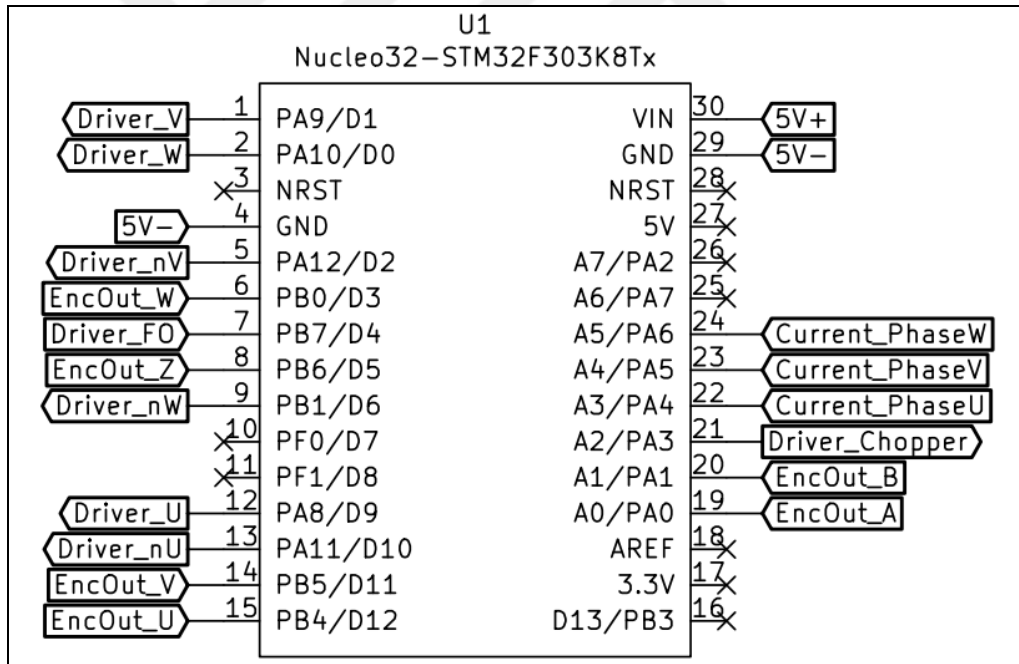


Şekil 5.5. Pozisyon geri besleme katı elektriksel şeması

5.1.6. Mikrodenetleyici kontrol katı tasarımı

Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin uygulanabilmesi için ihtiyaç duyulan matematiksel işlem gücünü ve gerekli sinyal işleme yeteneklerini karşılamak üzere mikrodenetleyici kullanılmıştır.

Kullanılan mikrodenetleyici ST firmasının ürettiği ARM firmasına ait 32-bit Cortex-M4 mimarisine sahip STM32F303K8T6 modelidir. Bu mikrodenetleyicinin tercih edilmesinin en önemli sebeplerinden biri dâhili olarak DSİ ve Kayar Nokta Ünitesi (KNÜ) birimlerini barındırması, bunun yanında 64MHz seviyesinde yüksek bir çalışma frekansına sahip olmasıdır. Mikrodenetleyici birimi tasarım ve kullanım kolaylığı sağlaması açısından yine ST firmasının ürettiği Nucleo-F303K8 model geliştirme kartı ile birlikte kullanılmıştır. Mikrodenetleyici kontrol katı elektriksel şeması Şekil 5.6’da görülmektedir.



Şekil 5.6. Mikrodenetleyici kontrol katı elektriksel şeması

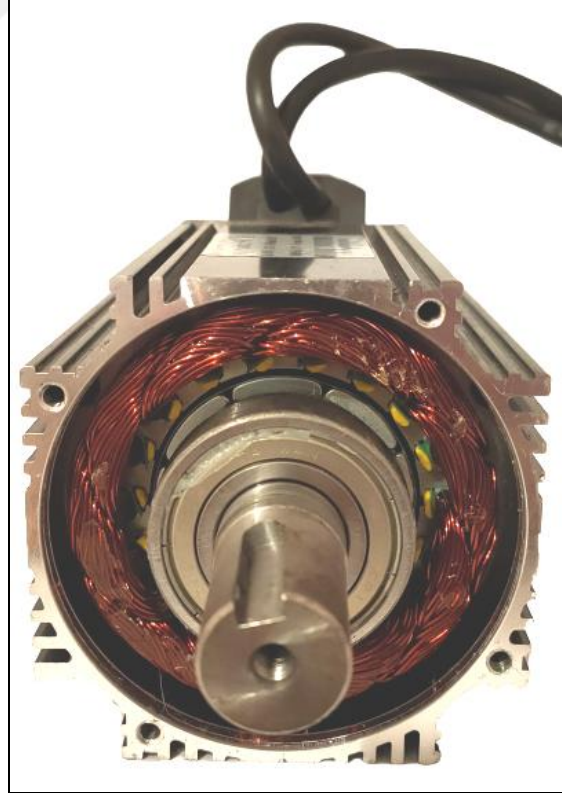
5.2. Kullanılan Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor

Deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM, stator sargıları yerleşimi bakımından iç rotorlu tipte, rotor mıknatısları yerleşimi bakımından yüzey montajlı tipte üç fazlı bir alternatif akım motordur. Kullanılan motor ile ilgili diğer teknik bilgiler Tablo 5.1’de gösterilmektedir.

Tablo 5.1. Kullanılan sürekli mıknatıslı senkron motorun teknik özellikleri

Nominal Güç	750W
Nominal Gerilim	220V
Nominal Akım	3A
Nominal Frekans	200 Hz
Nominal Hız	3000 devir/dakika
Nominal Moment	2.39N.m
Anlık Moment	7.1N.m
Anlık Akım	9A
Zıt EMK	48V (1000 devir/dakika hızda iken)
Moment Katsayısı	0.8N.m/A
Rotor Ataleti	0.000182kg.m ²
Rotor Kutup Sayısı	8
Rotor Mıknatıs Tipi	NdFeB
Stator Oluk Sayısı	18
Stator Sargı Direnci	2.88Ω
Stator Sargı Endüktansı	6.4mH
Elektriksel Zaman Sabiti	2.22ms
Ağırlık	2.9kg

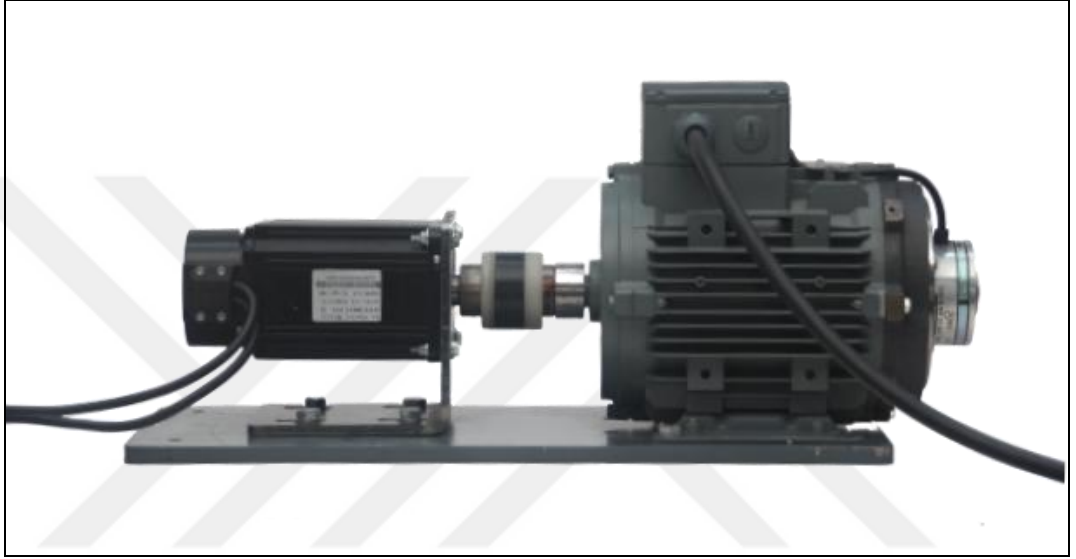
Deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM'nin stator ve rotor yapısı Şekil 5.7'de görülmektedir.



Şekil 5.7. Deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM'nin stator ve rotor yapısı görünümü

5.3. Deney Düzenegi

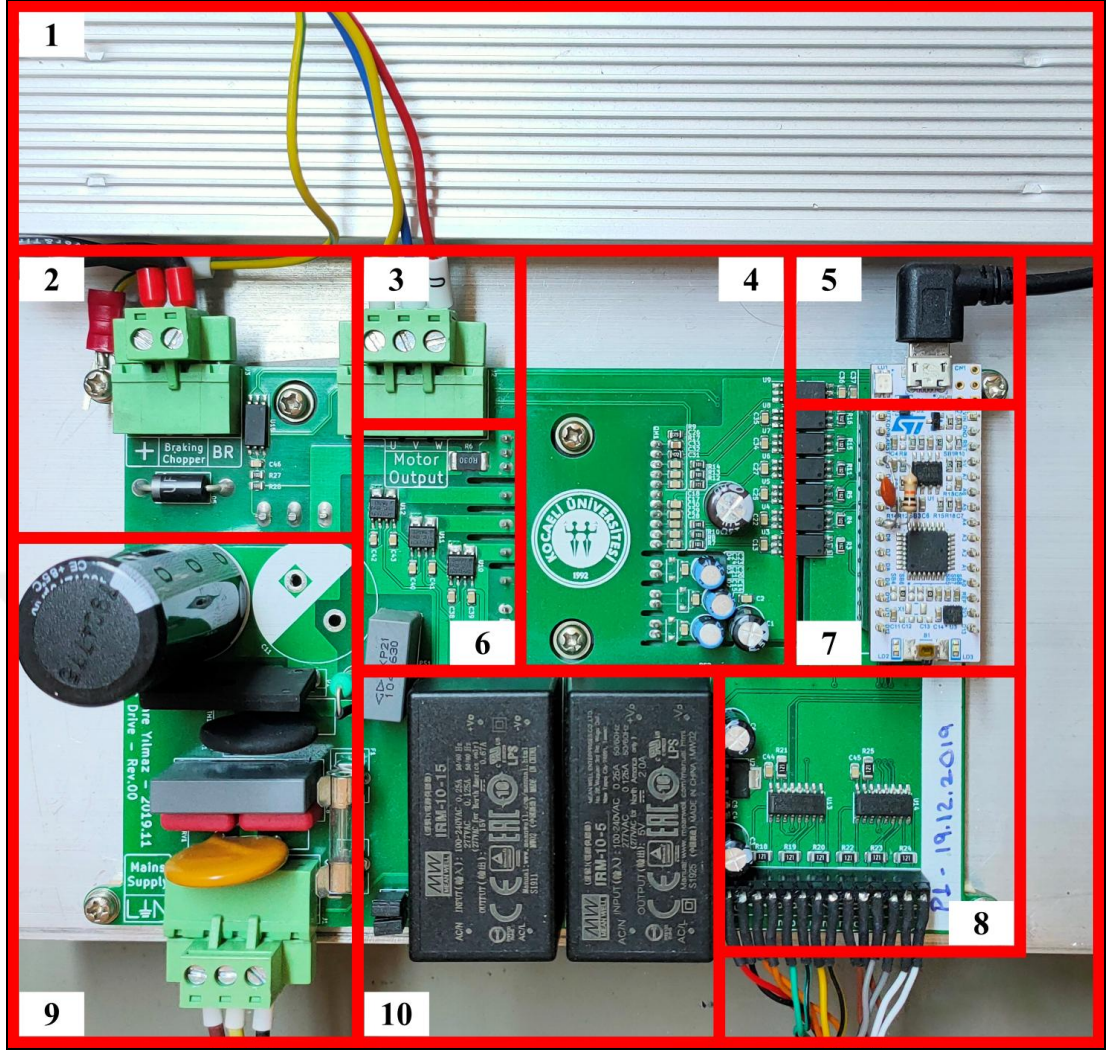
Deneyisel çalışmalarda kontrolü gerçekleştirilecek SMSM'nin değişken koşullar altında yüklenerek belirli durumlara karşı tepkisinin ölçülebilmesi için geliştirilen deney düzenegi Şekil 5.8'de, tasarımı ve üretimi gerçekleştirilen özel amaçlı evirici ise Şekil 5.9'da görölmektedir. Ayrıca eviricinin temel kısımları Şekil 5.10'da görölmektedir.



Şekil 5.8. SMSM (solda) ve SKAM (sağda) kullanılarak geliştirilen deney düzenegi



Şekil 5.9. Tasarımı ve üretimi gerçekleştirilen özel amaçlı evirici sisteminin genel görünümü



Şekil 5.10. Tasarımı ve üretimi gerçekleştirilen özel amaçlı evirici sisteminin temel kısımlarının görünümü

Şekil 5.10'da görülen evirici temel kısımları aşağıda belirtilmiştir;

1. Dinamik frenleme direnci
2. Dinamik frenleme kısıyıcısı, yardımcı ekipmanları ve direnç bağlantı noktası
3. Evirici çıkışı, motor bağlantı noktası
4. Evirici güç modülü ve yardımcı devre elemanları
5. Bilgisayar veri aktarımı ve hata ayıklama bağlantı noktası
6. Akım geri besleme katı
7. Mikrodenetleyici kontrol katı
8. Pozisyon geri besleme katı, enkoder ve alan etkili sensör bağlantı noktası
9. Giriş katı ve şebeke bağlantı noktası
10. Yardımcı besleme anahtarlamalı güç kaynakları

Geliştirilen deney düzeneğinde kontrolü gerçekleştirilecek olan SMSM'nin rotor miline doğrudan bağlı bulunan SKAM, dinamik çalışma esnasında ihtiyaç duyulacak olan yük koşullarının oluşturulabilmesi amacıyla kullanılmaktadır. Ayrıca buna ek olarak SKAM'nin rotor miline bağlı bulunan manyetik mekanik fren, statik çalışma esnasında ihtiyaç duyulacak olan yük koşullarını oluşturabilmesi amacıyla kullanılmaktadır.

Deney düzeneğinde bulunan SKAM, endüstriyel bir hız kontrol ünitesi ile birlikte generatör durumunda çalıştırılarak dinamik bir yük olarak kullanılmaktadır.

Deneyisel çalışmalar temel olarak belirli yük koşulları altında SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünün gerçekleştirilmesi üzerine kurgulanmıştır. Deneyisel çalışmalarda SMSM'nin boşta, farklı yüklenme miktarlarında ve mekanik olarak kilitli rotor durumunda alan yönlendirmeli kontrol tekniği uygulanarak hız ve/veya moment kontrolünün gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu nedenle çeşitli yük koşullarının oluşturulabilmesi için sistemde 750W gücünde üç fazlı endüstriyel bir SKAM kullanılmıştır.

Sistemde kullanılan SKAM'nin, kontrolü gerçekleştirilen SMSM'nin milinde yük momenti oluşturacak şekilde çalıştırılabilmesi için ihtiyaç duyulan frekansta ve genlikte üç fazlı gerilim üretebilme kabiliyetine sahip bir endüstriyel hız kontrol cihazı kullanılmıştır. Kullanılan hız kontrol cihazı SKAM'ye uygulanan gerilimin ve frekansın ayrı ayrı kontrol edilebilmesine imkân tanıyacak şekilde ayarlanmıştır.

Deneyisel çalışmalarda ihtiyaç duyulan yük koşulları SKAM'nin temel çalışma şeklinin bir sonucu olan kayma frekansından yararlanılarak üretilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştiren eviricinin hız kontrolü ayar değeri, SMSM'nin yük altında test edilmesi istenen açısal hız değerine ayarlanmıştır. Bu durumda sistemin SMSM'yi yüksüz halde istenen açısal hıza ulaştırmasına imkân verilmiştir. Ardından SKAM'yi kontrol eden hız kontrol cihazının çıkış frekansı, SMSM'nin gerçek dönüş frekansından yaklaşık %10 mertebesinde daha az olacak şekilde ayarlanmıştır. Böylece SKAM'nin generatör modunda çalışması sağlanmıştır. Ancak bu durumda SKAM'yi kontrol eden hız kontrol cihazının çıkış gerilimi sıfırdır. Daha sonra SKAM'yi kontrol eden hız kontrol cihazının çıkış gerilimi belirli adımlarla artırılarak, SMSM'nin q eksen akımının, dolayısıyla yük momentinin istenen değere

ulaşması sağlanmıştır. Bu durumda SKAM, SMSM'nin çalıştırıldığı ve alan yönlendirmeli kontrolün hız kontrol döngüsü vasıtasıyla sabit tutulmaya çalışılan açısal hızından daha yavaş çalıştırılarak sistemde mekanik bir yük olarak davranacak şekilde kullanılmıştır.

Örneğin, SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünün hız kontrol döngüsü ayar değeri 25rad/s olarak ayarlanmıştır. Bu durumda SMSM'nin rotor miline herhangi bir yük momenti uygulanmadığından, motor istenilen açısal hızda çalıştırılabilmektedir. Aynı zamanda SKAM'yi kontrol eden hız kontrol cihazının çıkış gerilimi sıfıra, çıkış frekansı ise 25rad/s mekanik açısal hıza karşılık gelen elektriksel frekansın yaklaşık %10 aşağısındaki bir değere (22,5rad/s) ayarlanmıştır. Ardından, SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünü gerçekleştiren mikrodenetleyici tabanlı eviricinin kontrol döngülerinde bulunan q eksenini akım değeri izlenerek, o anki değeri önceden belirlenen yük akımına ulaşacak şekilde SKAM'yi kontrol eden hız kontrol cihazının çıkış gerilimi artırılmakta ve SKAM'nin yük momenti üretmesine olanak tanınmaktadır. Bu durumda q eksenini akımının artarak, deneyin gerçekleştirilmek istendiği yük miktarı seviyesine gelmesi ve sistemin bu yük altında SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrol tekniği ile hız kontrolünü gerçekleştirerek rotor açısal hızını istenen ayar değerinde tutması sağlanmıştır.

Ayrıca alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin prensip şemasında verilen akım kontrol döngülerinin dinamiklerinin test edilebilmesi adına rotor mili manyetik mekanik fren vasıtası ile kilitli durumda iken, q eksenini akımı PI kontrolörünün ayar değeri belirli akım değerlerine adım fonksiyonu şeklinde ayarlanarak q eksenini akımının değişimi gözlenmiştir.

Bunun yanı sıra, sistemin alan yönlendirmeli kontrol tekniği ile hız kontrolü gerçekleştirildiği durumda, rotor mili manyetik mekanik fren vasıtası ile kilitli iken hız kontrol döngüsü PI kontrolörünün ayar değeri sıfırdan büyük başka bir değere ayarlanmıştır. Bu durumda motorun istenen hız ayar değerine ulaştırılabilmesi için ilgili kontrol döngülerinin çıkışları hata oranı kadar hızla yükselecek ve gerektiği takdirde limit değerlerine ulaşmaya kadar artış devam edecektir. Limit değerlerine ulaşıldığında ise motorun üreteceği moment sınırlandırılacak ve bu sayede sıfır hızda dururken motorun verilen sınır değerindeki momenti üretmesi sağlanmış olacaktır.

Yapılan deneysel çalışmada sınır değeri motorun nominal momentine karşılık gelecek şekilde ayarlandığından, motorun nominal momentini sürekli üretecek şekilde çalışmaya devam edebildiği gözlemlenebilmiştir.

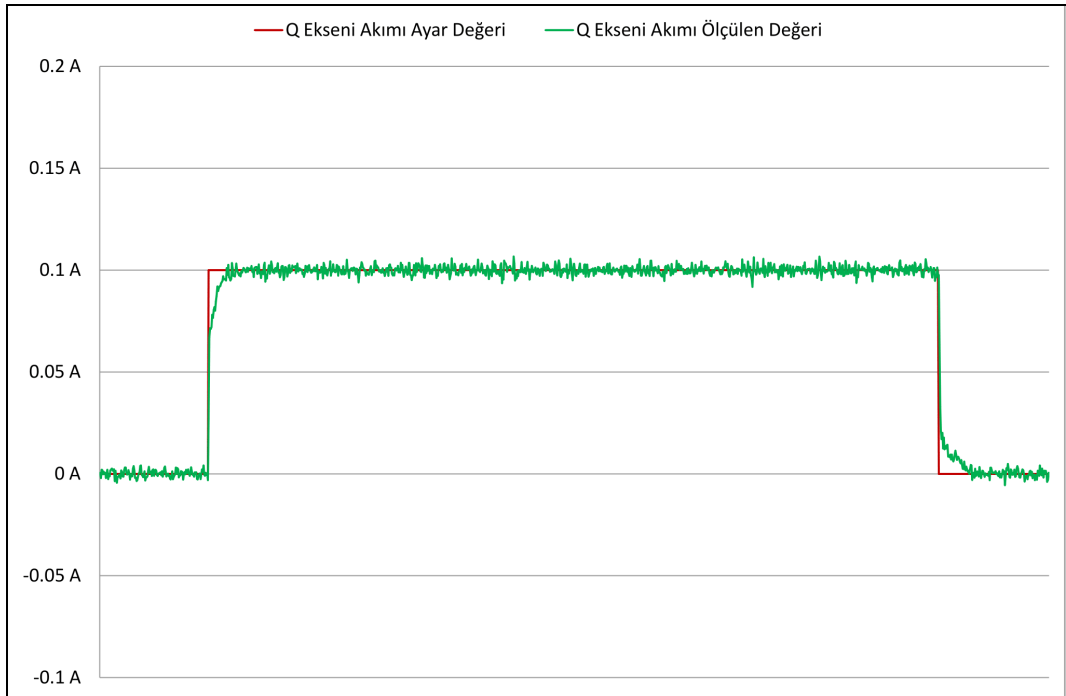
5.4. Deneysel Çalışma Sonuçları

Gerçekleştirilen deneysel çalışmalarda belirli yük koşullarında elde edilen veriler zamana bağlı grafikler ve osiloskop görüntüleri kullanılarak görselleştirilmiştir.

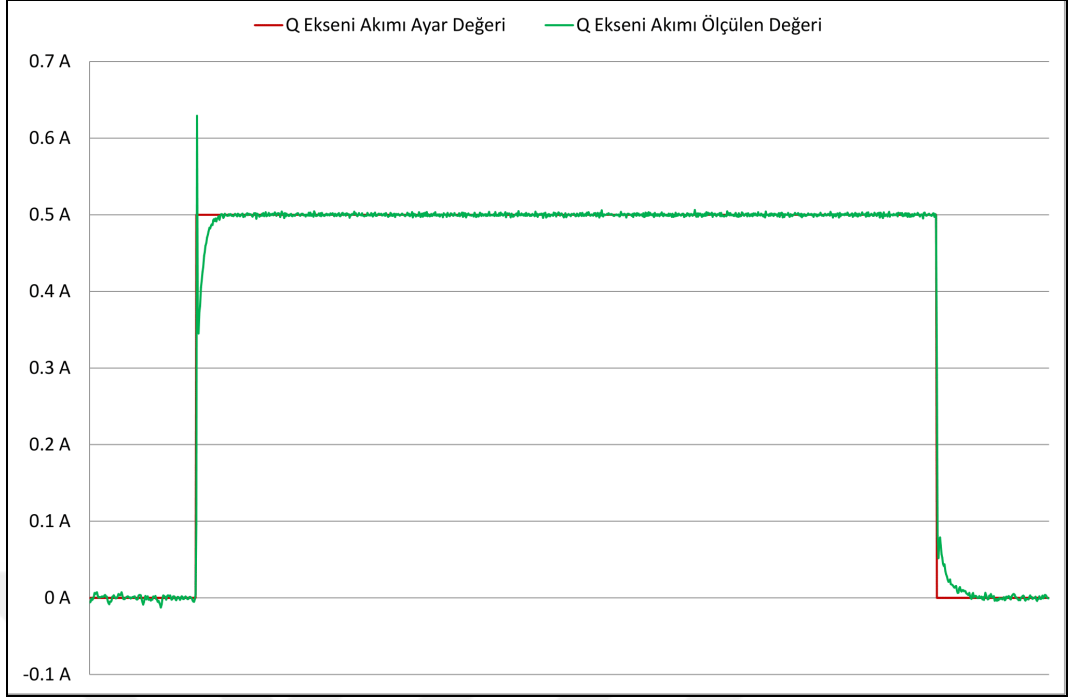
SMSM rotor mili manyetik mekanik fren vasıtası ile kilitli iken, belirli q ekseni akımı ayar değerlerine karşı elde edilen deney sonuçları Şekil 5.11, Şekil 5.12, Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'te görülmektedir.

Şekil 5.11'de q ekseni akımı 0,1A ayar değerine, Şekil 5.12'de q ekseni akımı 0,5A ayar, Şekil 5.13'te ise q ekseni akımı 1,0A ayar değerine karşılık sistemin tepkisi görülmektedir.

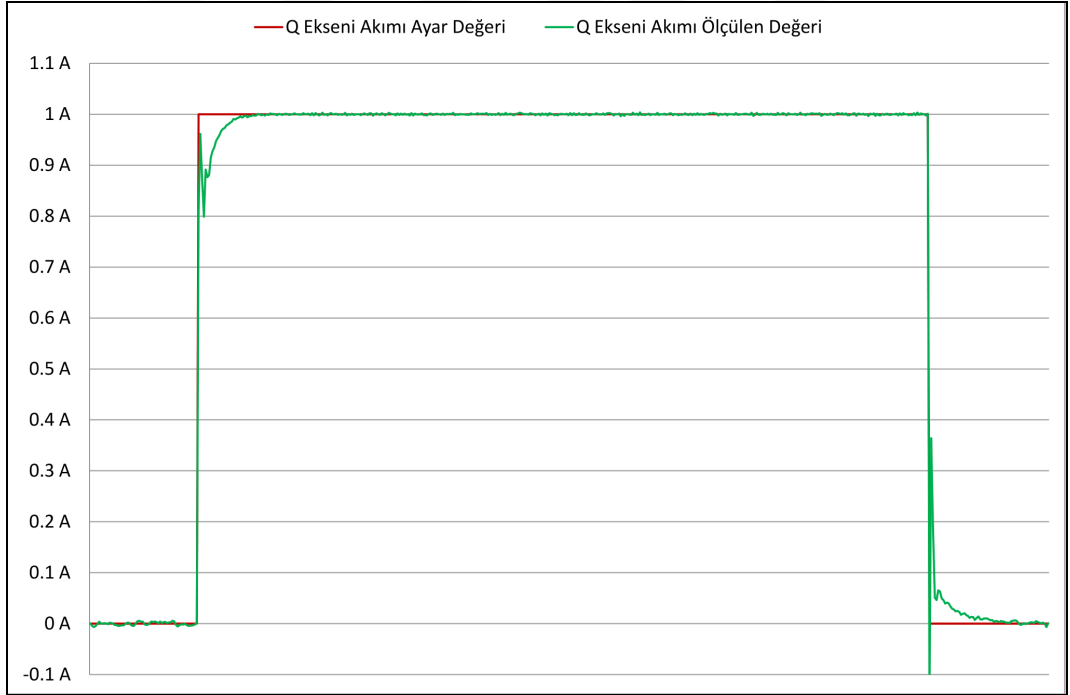
Verilen grafikler incelendiğinde yapılan deneyler sonucunda sistemin akım kontrol döngülerinin verilen ayar değerlerine karşılık üretebileceği tepkiler, oturma zamanı ve aşım miktarları görülmektedir.



Şekil 5.11. Akım kontrolü q ekseni akımı 0,1A ayar değerine karşı sistemin tepkisi

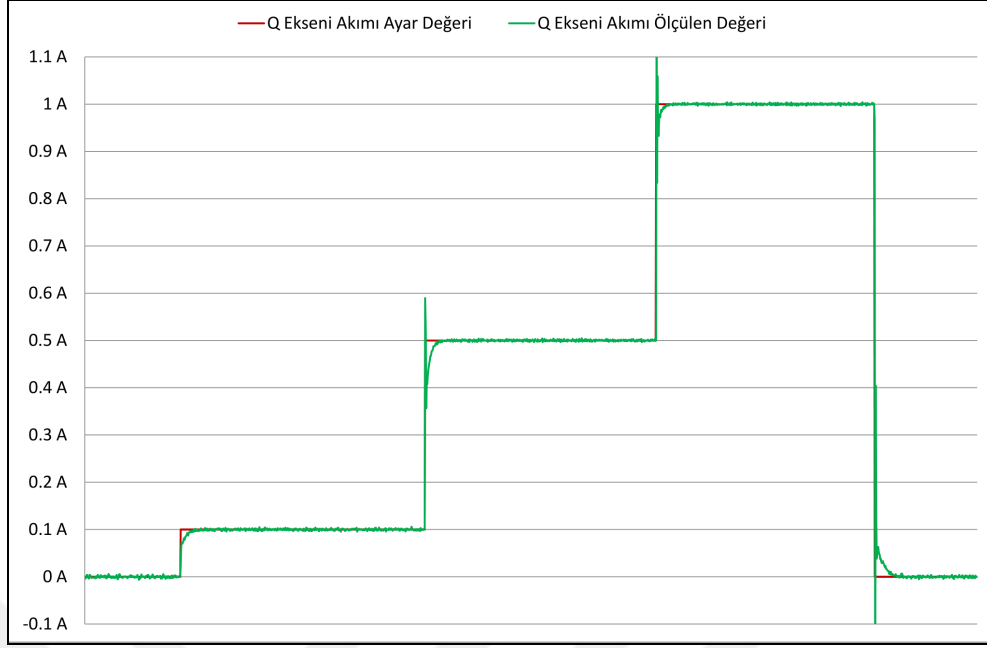


Şekil 5.12. Akım kontrolü q eksenini akımı 0,5A ayar değerine karşı sistemin tepkisi



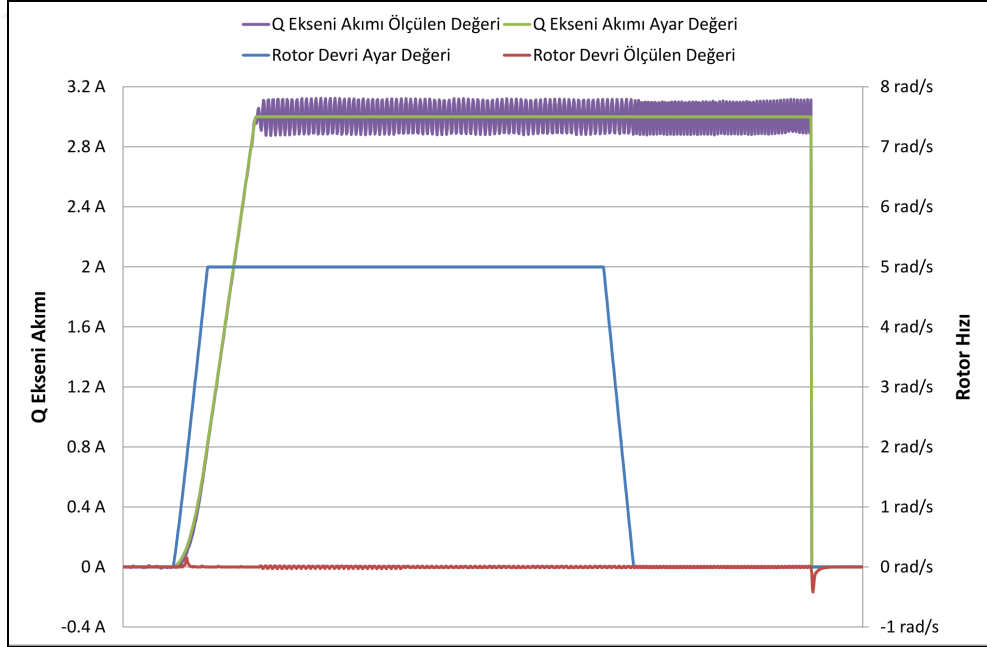
Şekil 5.13. Akım kontrolü q eksenini akımı 1,0A ayar değerine karşı sistemin tepkisi

Şekil 5.14'te q eksenini akımı sırasıyla 0,1A, 0,5A ve 1,0A ayar değerlerine karşılık sistemin tepkisi görülmektedir.



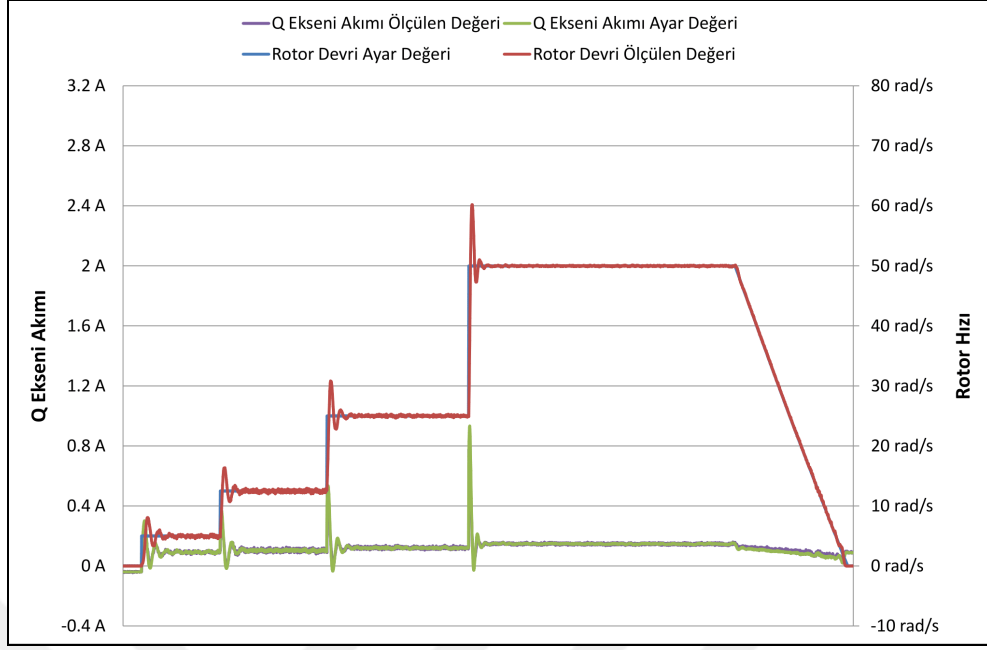
Şekil 5.14. Akım kontrolü q eksenini akımı ardışık olarak 0,1A, 0,5A ve 1,0A ayar değerlerine karşı sistemin tepkisi

SMSM rotor mili manyetik mekanik fren vasıtası ile kilitli iken sisteme verilen hız kontrolü ayar değerine karşı elde edilen deney sonuçları Şekil 5.15'te görülmektedir.



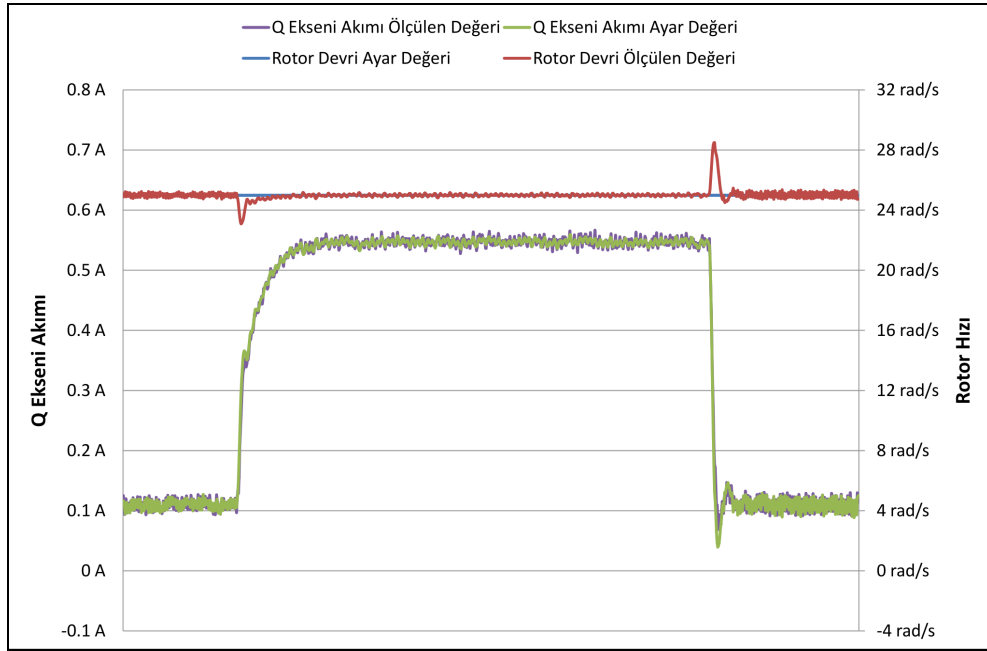
Şekil 5.15. Hız kontrolü 5rad/s ayar değerine karşı sistemin kilitli rotor durumundaki tepkisi

SMSM rotor mili boşta iken sisteme verilen hız kontrolü ayar değerine karşı elde edilen deney sonuçları Şekil 5.16'da görülmektedir.

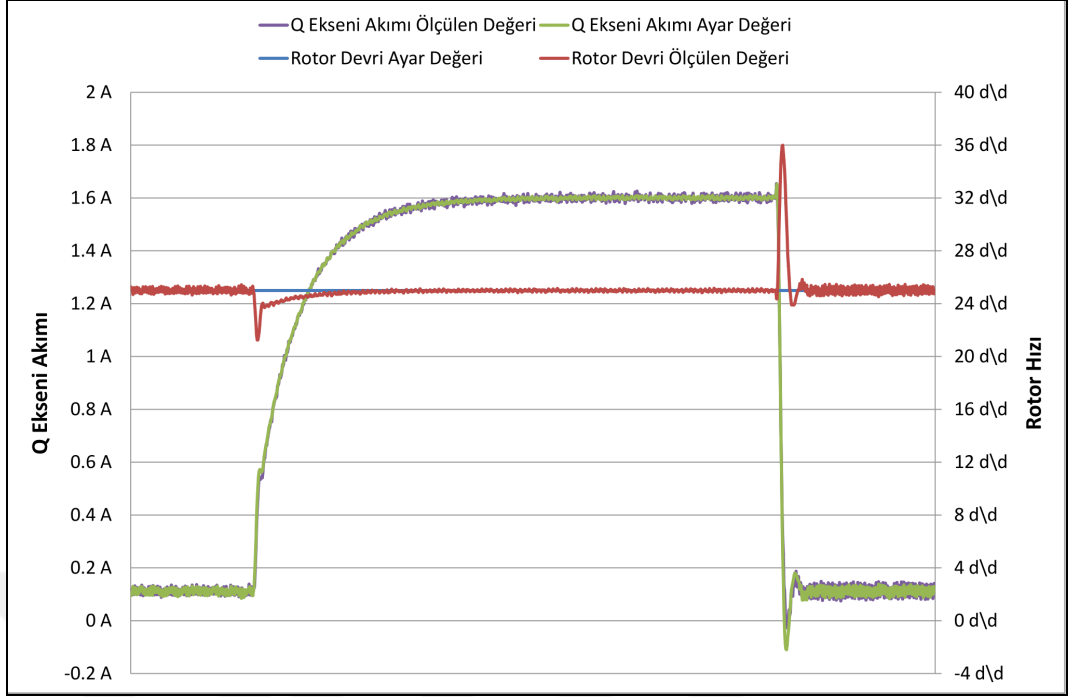


Şekil 5.16. Hız kontrolü ardışık olarak 5rad/s, 12,5rad/s, 25rad/s ve 50rad/s ayar değerlerine karşı sistemin tepkisi

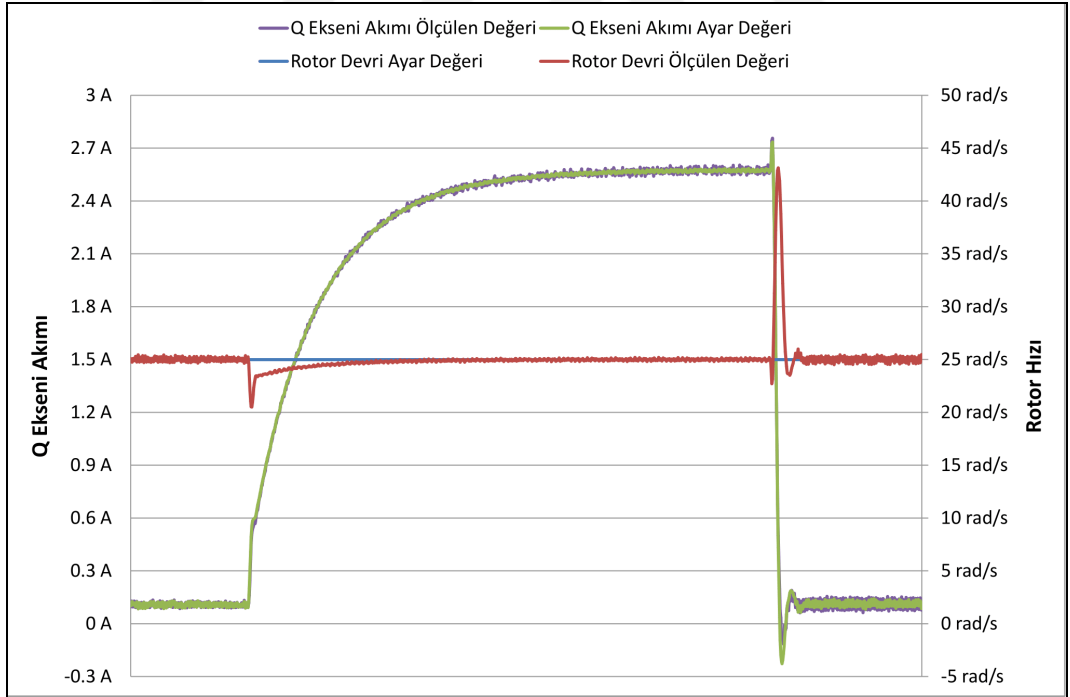
SMSM rotor mili değişken hız kontrollü SKAM'ye bağlı iken sisteme verilen hız kontrolü 25rad/s ayar değerlerine karşı elde edilen deney sonuçları Şekil 5.17, Şekil 5.18 ve Şekil 5.19'da görülmektedir. Aynı deneysel çalışmalar için osiloskop görüntüleri ise Şekil 5.20, Şekil 5.21, Şekil 5.22 ve Şekil 5.23'te görülmektedir.



Şekil 5.17. Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi

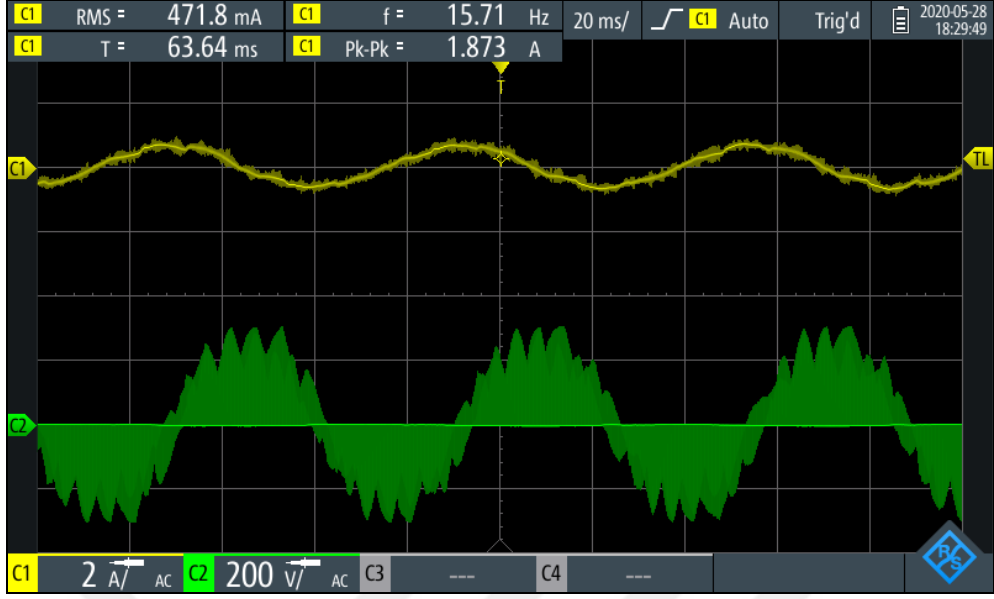


Şekil 5.18. Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 1,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi

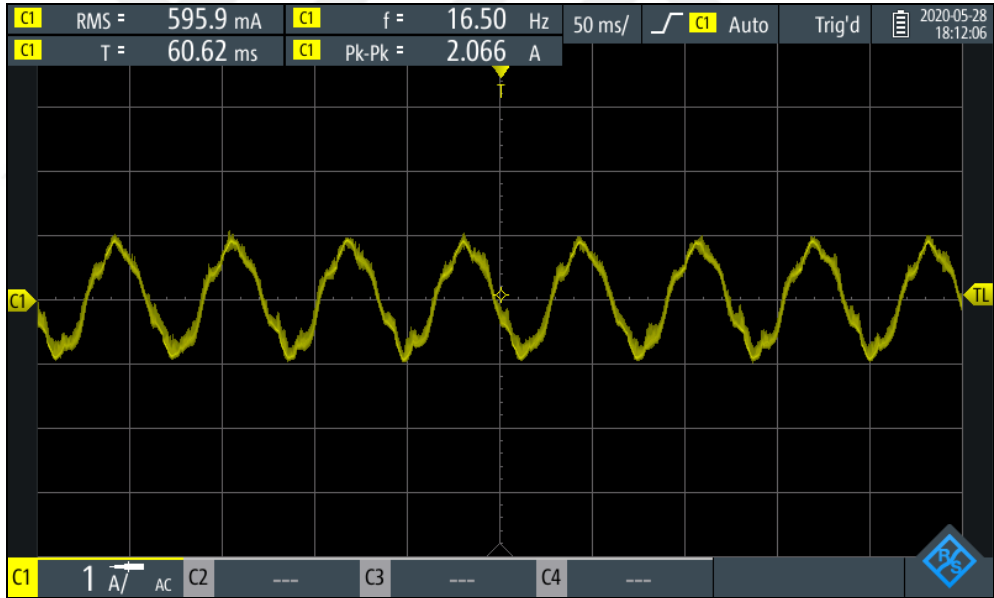


Şekil 5.19. Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 2,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi

Hız kontrolü 25rad/s ayar değerinde Şekil 5.17'de yaklaşık 0,5A q eksenli akımına, Şekil 5.18'de yaklaşık 1,5A q eksenli akımına ve Şekil 5.19'da yaklaşık 2,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşılık sistemin tepkisi görülmektedir.

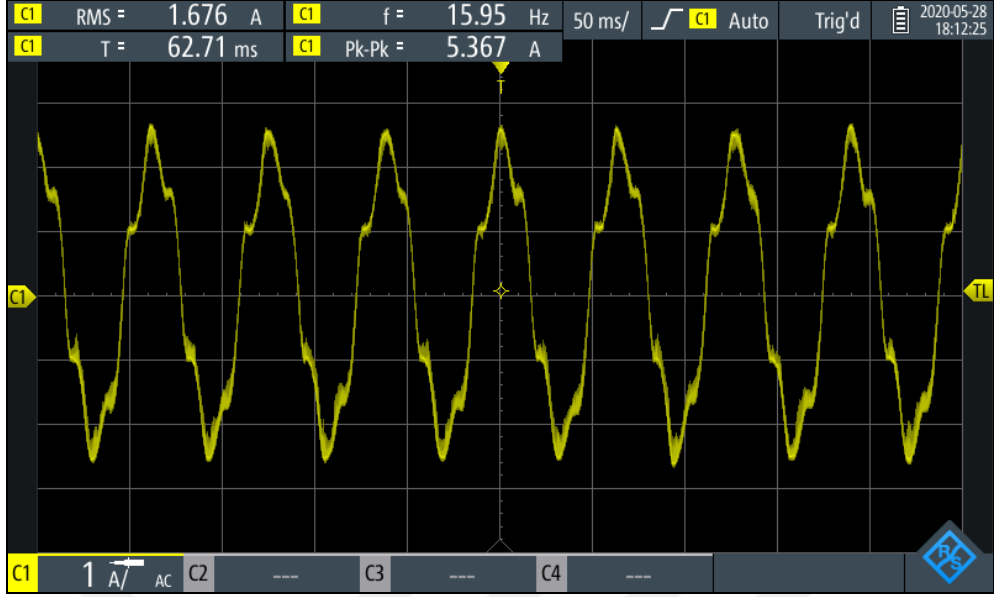


Şekil 5.20. Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksen akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı motor bir faz akımı ve evirici çıkış fazları arası gerilim dalga şekilleri

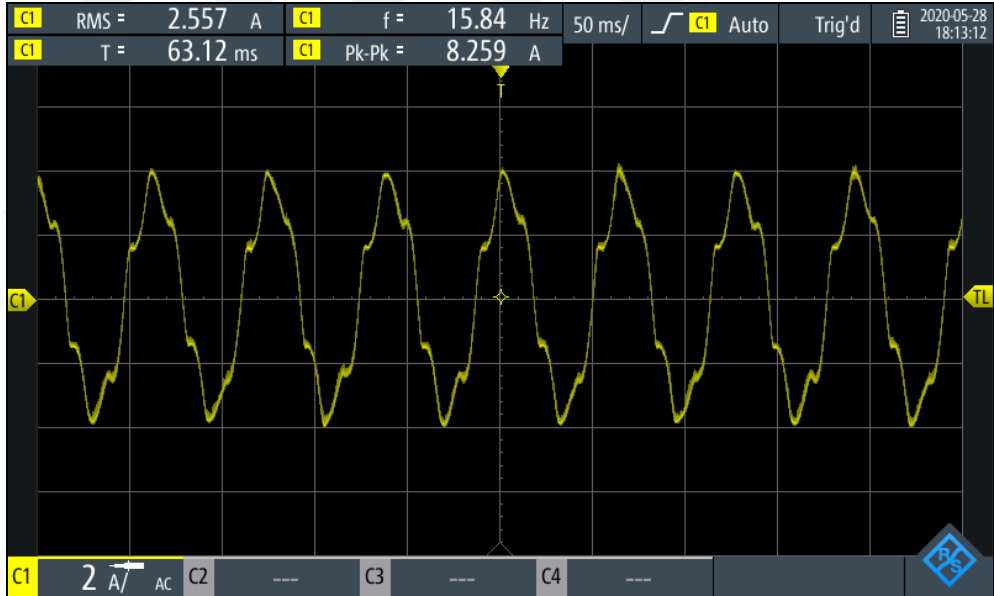


Şekil 5.21. Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksen akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı motor bir faz akımı dalga şekli

Şekil 5.20'de görülen osiloskop görüntüsünde yatay eksende bölüm başına 20ms zaman aralığı için dalga formları görülmektedir. Görüntüde C1 (sarı) kanalı motor faz akımını, C2 (yeşil) kanalı motor faz arası gerilimini göstermektedir. Şekil 5.21'de görülen osiloskop görüntüsünde yatay eksende bölüm başına 50ms zaman aralığı için dalga formları görülmektedir. Görüntüde C1 (sarı) kanalı motor faz akımını göstermektedir.



Şekil 5.22. Hız kontrolü 25rad/s ayar değerine ve yaklaşık 1,5A q eksenı akımına eş değır dinamik yüklenmeye karşı motor bir faz akımı dalga şekli

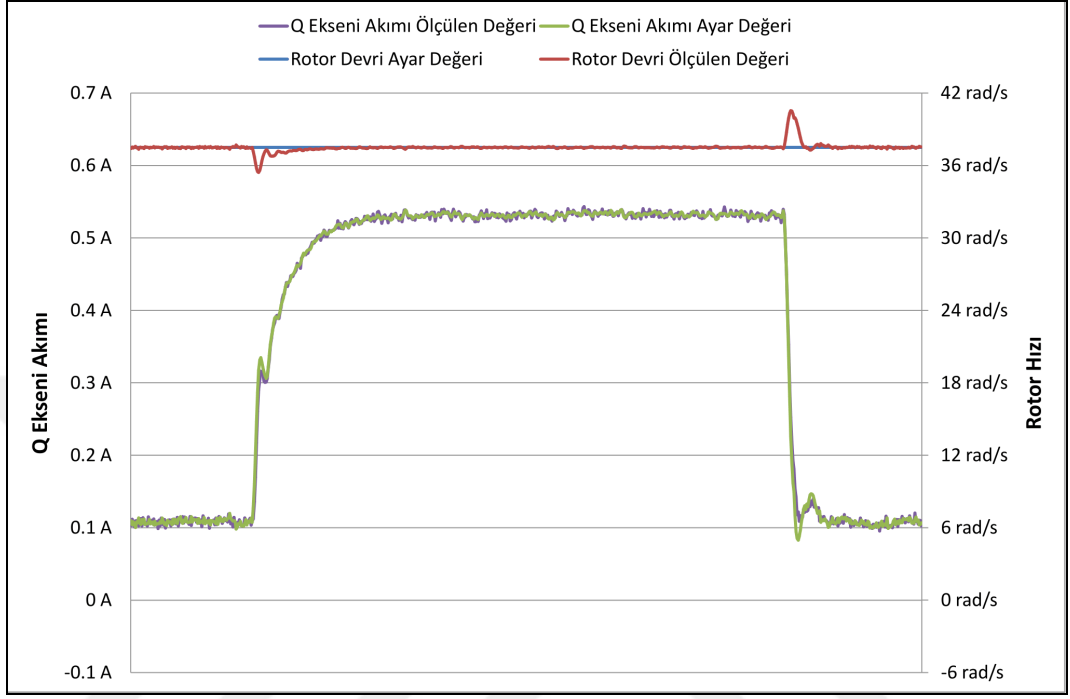


Şekil 5.23. Hız kontrolü 25rad/s ayar değırine ve yaklaşık 2,5A q eksenı akımına eş değır dinamik yüklenmeye karşı motor bir faz akımı dalga şekli

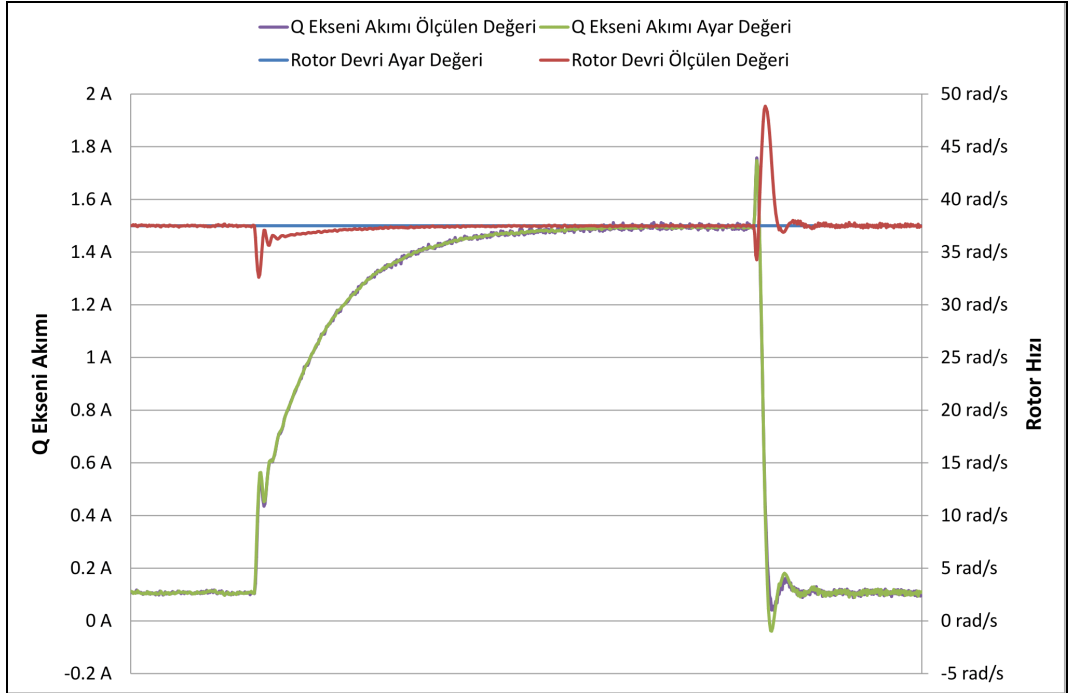
Şekil 5.22 ve Şekil 5.23'te görülen osiloskop görüntülerinde yatay eksenlerde bölüm başına 50ms zaman aralığı için dalga formları görülmektedir. Görüntüde C1 (sarı) kanalları motor faz akımlarını göstermektedir.

Şekil 5.22'de görülen motor faz akımı düşey eksende bölüm başına 1A, Şekil 5.23'te görülen motor faz akımı düşey eksende bölüm başına 2A olarak gösterilmektedir.

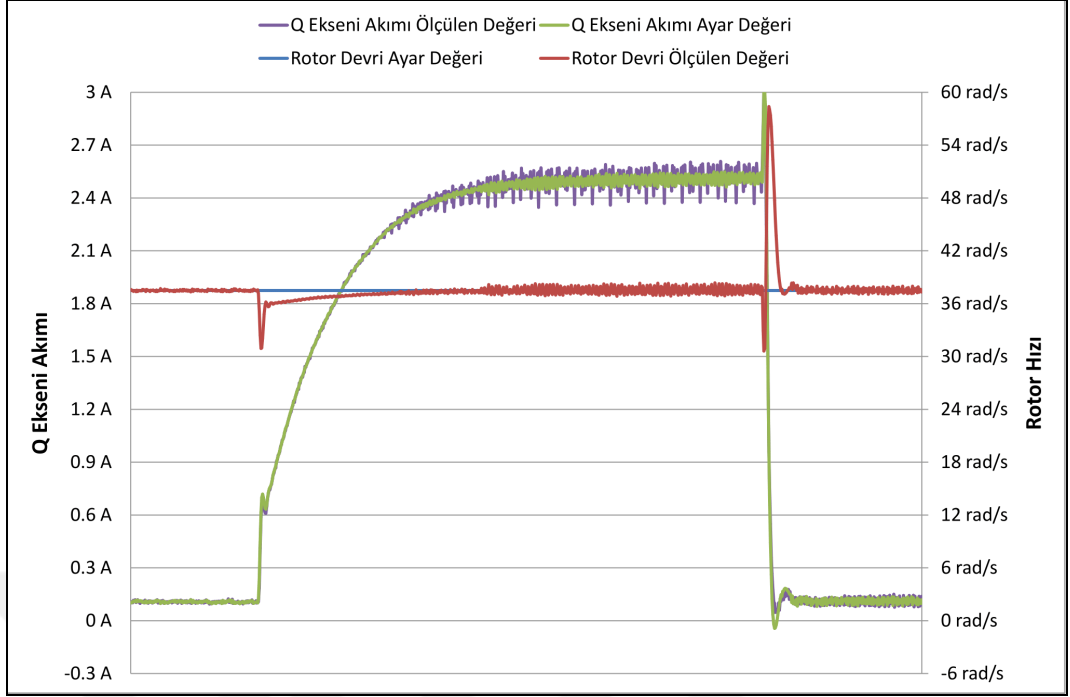
SMSM rotor mili değişken hız kontrollü SKAM'ye bağlı iken sisteme verilen hız kontrolü 37,5rad/s ayar değerlerine karşı elde edilen deney sonuçları Şekil 5.24, Şekil 5.25 ve Şekil 5.26'da görölmektedir.



Şekil 5.24. Hız kontrolü 37,5rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksenine akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi

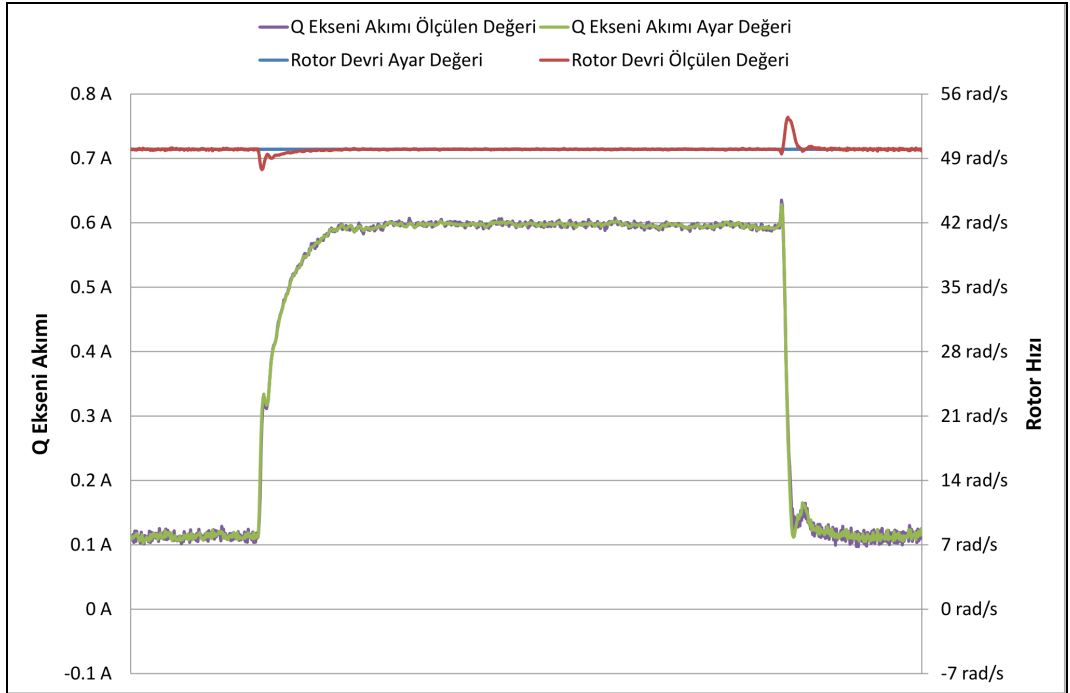


Şekil 5.25. Hız kontrolü 37,5rad/s ayar değerine ve yaklaşık 1,5A q eksenine akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi

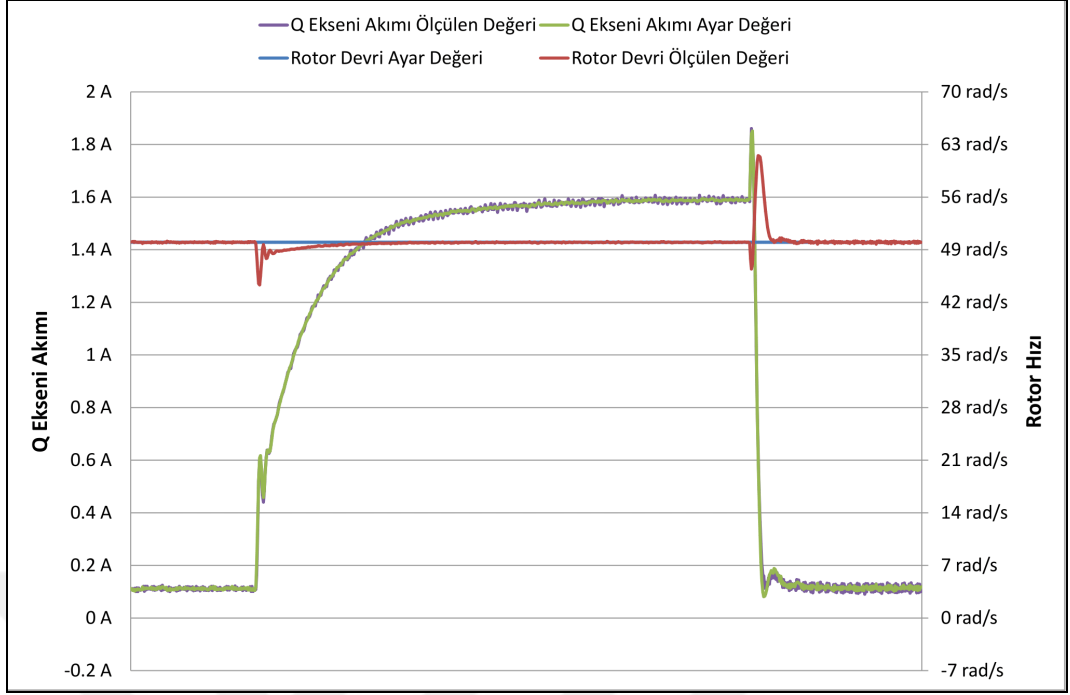


Şekil 5.26. Hız kontrolü 37,5rad/s ayar değerine ve yaklaşık 2,5A q eksen akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi

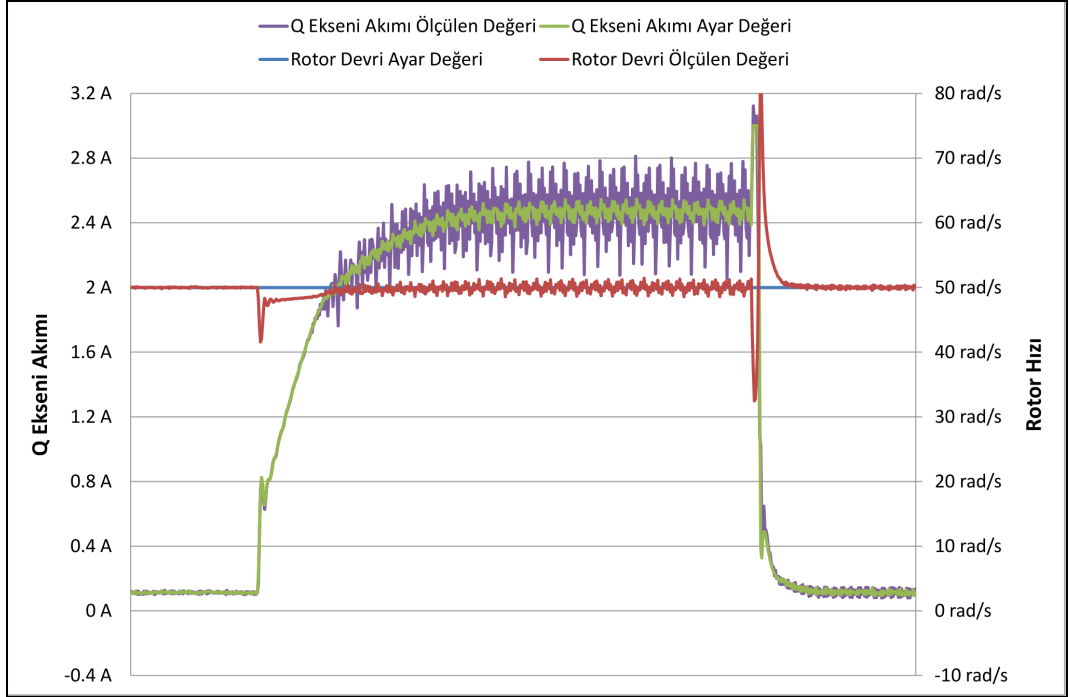
SMSM rotor mili değişken hız kontrollü SKAM'ye bağlı iken sisteme verilen hız kontrolü 50rad/s ayar değerlerine karşı elde edilen deney sonuçları Şekil 5.27, Şekil 5.28 ve Şekil 5.29'da görülmektedir.



Şekil 5.27. Hız kontrolü 50rad/s ayar değerine ve yaklaşık 0,5A q eksen akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi



Şekil 5.28. Hız kontrolü 50rad/s ayar değerine ve yaklaşık 1,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi



Şekil 5.29. Hız kontrolü 50rad/s ayar değerine ve yaklaşık 2,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşı sistemin tepkisi

Hız kontrolü 50rad/s ayar değerinde Şekil 5.27'de yaklaşık 0,5A q eksenli akımına, Şekil 5.28'de yaklaşık 1,5A q eksenli akımına ve Şekil 5.29'da yaklaşık 2,5A q eksenli akımına eş değer dinamik yüklenmeye karşılık sistemin tepkisi görülmektedir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışma kapsamında, alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin pozisyon geri beslemeli uygulamasının geliştirilebilmesi için ihtiyaç duyulan evirici tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca ilgili deneysel çalışmaların tamamlanabilmesi için, kontrolü sağlanan SMSM'nin durağan ve hareketli yük altında çalıştırılmasına olanak tanıyan deney düzeneği geliştirilmiştir.

Yapılan deneysel çalışmalarda, alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin uygulanması durumunda sistemin istenildiğinde moment kontrolü veya hız kontrolü amacıyla kullanılabilceği gösterilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniği kullanılarak hız kontrolü gerçekleştirilen bir SMSM'nin, durağan ve hareketli değişken yüklere maruz bırakılarak yapılan denemelere karşı ne gibi tepkiler üretebileceği grafikler yardımı ile gösterilmiştir.

Alan yönlendirmeli kontrol tekniği uygulanan bir SMSM sürüş sisteminin, endüstride yüksek kararlılıklı hız kontrolü uygulamalarında kullanılabilceği gösterilmiştir. Ayrıca yüksek hız kararlılığı ihtiyaçları dışında, sistemde koruma veya kontrol amacıyla kullanılabilcek moment kontrolü veya moment sınırlandırması gibi fonksiyonlara da sahip olduğu gösterilmiştir. Ayrıca geliştirilen sistemin pozisyon geri besleme elemanı bulundurması nedeniyle, gerekli değişiklikler yapıldığında, yüksek kararlılıklı pozisyon kontrolü amacıyla da kullanılabilceği bilinmektedir. Sistemi pozisyon kontrolü amacıyla kullanabilmek için hız kontrol döngüsünün ayar değerinin, sisteme eklenecek pozisyon kontrol döngüsü PI kontrolörünün çıkış değerine eşitlenmesi yeterli olacaktır.

Alan yönlendirmeli kontrol tekniğinin hareket kontrolü ihtiyacı duyulan hemen her sistemde kullanılabilceği görülmektedir. Bunun yanında endüstriyel hız kontrol cihazı tasarımlarında uygulanması durumunda, ihtiyaç duyulan donanımların azlığından ötürü çok yüksek maliyet artışlarına neden olmadan yüksek güvenilirlikli hız veya pozisyon kontrol sistemlerinin geliştirilmesine imkân tanıyabileceği görülmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Günaydın F.Y., Özkara Y., İmalat Sanayisinde Kullanılan Elektrik Motorları Envanteri Analiz Raporu, *T.C. Bilim Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı*, 2016.
- [2] Başar M.S., Bech M.M., Andersen T.O., Scavenius P., Thomas-Basar T., Comparison of Sensorless FOC and SVM-DTFC of PMSM for Low-Speed Applications, *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, İstanbul, 14-16 Mayıs 2013.
- [3] Yano M., Abe S., Ohno E., History of Power Electronics for Motor Drives in Japan, *IEEE Conference on the History of Electronics*, Belchley Park, 28-30 Haziran 2004.
- [4] Blaschke F., Böhm K., Verfahren der Felderfassung bei der Regelung Stromrichtergespeister Asynchronmaschinen, *IFAC Proceedings Volumes*, 1974, 7(2), 635-649.
- [5] Zhang X., Xiaohua X., Yao R., Field Oriented Control For Permanent Magnet Synchronous Motor Based on DSP Experimental Platform, *The 27th Chinese Control and Decision Conference*, Qingdao, 23-25 Mayıs 2015.
- [6] Adhavan B., Kuppaswamy A., Jayabaskaran G., Jagannathan V., Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Fuzzy Logic Controller, *IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems*, Trivandrum, 22-24 Eylül 2011.
- [7] Yeşilbağ E., Ergene L.T., Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Used in Washers, *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, Antalya, 21-24 Eylül 2014.
- [8] Harib K.H., Khousa E.A., Ismail A., Field Oriented Motion Control of A 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor, *2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems*, Sharjah, 16-19 Ağustos 2004
- [9] Çelik H., Yiğit T., Field-Oriented Control of the PMSM with 2-DOF PI Controller Tuned by Using PSO, *International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing*, Malatya, 28-30 Eylül 2018.
- [10] Wang X., Liu N., Na R., Simulation of PMSM Field-Oriented Control Based on SVPWM, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Dearborn, 7-11 Eylül 2009.

- [11] Samar A., Saedin P., Tajudin A.I., Adni N., The Implementation of Field Oriented Control for PMSM Drive Based on TMS320F2808 DSP Controller, *IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering*, Penang, 23-25 Kasim 2012.
- [12] Samat A.A.A., Ishak D., Saedin P., Iqbal S., Speed-sensorless Control of Parallel-connected PMSM Fed by a Single Inverter Using MRAS, *IEEE International Power Engineering and Optimization Conference*, Melaka, 6-7 Haziran 2012.
- [13] Hanselman D., *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, 2nd ed., Magna Physics Publishing, Ohio, 2006.
- [14] Hughes A., *Electric Motors and Drives*, 3rd ed., Newnes, Burlington, 2006.
- [15] Miller T.J.E., *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*, 1st ed., Oxford University Press, New York, 1989.
- [16] Jones L.J., Tachogenerators for Control Applications, *Students' Quarterly Journal*, 1957, **27**(107), 163-168.
- [17] Emadi A., *Advanced Electric Drive Vehicles*, 1st ed., CRC Press, Boca Raton, 2014.
- [18] Duesterhoeft W.C., Schulz M.W., Clarke E., Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 1951, **70**(2), 1248-1255.
- [19] Pillay P., Krishnan R., Modeling of Permanent Magnet Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1988, **35**(4), 537-541.
- [20] Broeck H.W., Skudelny H.C., Stanke G.V., Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988, **24**(1), 142-150.
- [21] Zhou K., Wang D., Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, **49**(1), 186-196.
- [22] Ahmed W., Ali S., Comparative Study of SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) & SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) Based Three Phase Voltage Source Inverters for Variable Speed Drive, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, Karachi, 24-26 Haziran 2013.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Yılmaz H.C.**, Beşer E.K., SMSM'nin Değişken Hızlı Kontrolü İçin Asimetrik Merkeze Hizalı UVDGM ile DC-Bara Akımı Kullanılarak Faz Akımlarının Üretilmesi, *ISENSA-Uluslararası Mühendislik Doğal Bilimler ve Mimarlık Sempozyumu*, Kocaeli, Türkiye, 2019.



ÖZGEÇMİŞ

Hüseyin Cemre Yılmaz, lise öğrenimini Akçakoca Anadolu Öğretmen Lisesi'nde tamamladı. 2012 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden 2016 yılında mezun oldu. Aynı yıl içerisinde Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı. 2017 yılında Yılmaz Redüktör Sanayi ve Ticaret A.Ş.'de çalışmaya başladı.

