

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



**SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN MRAS VE
SMO İLE ALGILAYICISIZ KONUM VE HIZ DENETİMİ**

Çağlar AYDIN

Yüksek Lisans Tezi

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Elektrik Makinaları Bilim Dalı

AĞUSTOS 2020

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MRAS VE SMO İLE ALGILAYICISIZ KONUM VE HIZ DENETİMİ

Tez Yazarı
Çağlar AYDIN

Danışman
Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

AĞUSTOS 2020
ELAZIĞ

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Başlığı:	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun MRAS ve SMO İle Algılayıcısız Konum ve Hız Denetimi
Yazarı:	Çağlar AYDIN
İlk Teslim Tarihi:	24.6.2020
Savunma Tarihi:	10.8.2020

TEZ ONAYI

Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına göre hazırlanan bu tez aşağıda imzaları bulunan jüri üyeleri tarafından değerlendirilmiş ve akademik dinleyicilere açık yapılan savunma sonucunda OYBİRLİĞİ ile kabul edilmiştir.

Danışman:	Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi	<i>İmza</i> Onayladım
Başkan:	Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ Dicle Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi	Onayladım
Üye:	Dr. Öğr. Üyesi Sencer ÜNAL Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi	Onayladım

Bu tez, Enstitü Yönetim Kurulunun/...../20..... tarihli toplantısında tescillenmiştir.

İmza

Prof. Dr. Soner ÖZGEN
Enstitü Müdürü

BEYAN

Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun MRAS ve SMO İle Algılayıcısız Konum ve Hız Denetimi” Başlıklı Yüksek Lisans Tezimin içindeki bütün bilgilerin doğru olduğunu, bilgilerin üretilmesi ve sunulmasında bilimsel etik kurallarına uygun davrandığımı, kullandığım bütün kaynakları atıf yaparak belirttiğimi, maddi ve manevi desteği olan tüm kurum/kuruluş ve kişileri belirttiğimi, burada sunduğum veri ve bilgileri unvan almak amacıyla daha önce hiçbir şekilde kullanmadığımı beyan ederim.

10/8/2020

Çağlar AYDIN



ÖNSÖZ

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar yüksek verime sahip olmalarından ötürü endüstride asenkron motorlara karşı önemli bir alternatif haline gelmişlerdir. Bu sebepten dolayı sürekli mıknatıslı senkron motorların düşük maliyetli ve yüksek doğruluklu kontrol yöntemleri üzerinde çalışmalar yoğunluk kazanmıştır.

Sürekli mıknatıslı senkron motorların kontrolünü gerçekleştirebilmek için rotorun konum ve hız bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu maksatla kullanılan algılayıcılar motorun boyutunu ve maliyetini artırmakta olup güvenilirliğini azaltmaktadır. Bu sakıncalarından ötürü algılayıcısız kontrol yöntemleri kullanılmaya başlanmıştır.

Bu tezde, algılayıcısız kontrol yöntemlerinden model referans uyarlamalı sistem ve kayan kipli gözlemleyici tabanlı modellerin gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu modellerin sistem giriş değerlerine hızlı cevap vermesi, moment ve hızda oluşacak dalgalanmaları azaltması ve motorun gerçek değerleriyle tahmin edilen büyüklüklerin farkından oluşacak hatanın en alt düzeyde olması hedeflenmiştir.

Çalışmalarım boyunca yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren danışman hocam Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR'e ve tez süresi boyunca bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım Dr. Öğr. Üyesi Sencer ÜNAL'a teşekkür ederim.

Çağlar AYDIN
ELAZIĞ, 2020

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖNSÖZ.....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
ÖZET	vii
ABSTRACT.....	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	ix
TABLolar LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. SMSM’NİN YAPISI VE MATEMATİKSEL MODELİ.....	6
2.1. Sürekli Mıknatıslı Malzemelerde B-H Eğrisi.....	6
2.2. Sürekli Mıknatıs Çeşitleri	8
2.2.1. AlNiCo Mıknatıslar	8
2.2.2. Ferrit Mıknatıslar.....	8
2.2.3. Nadir Toprak Element Mıknatıslar	8
2.3. Sürekli Mıknatısların Elektrik Makinalarında Kullanılması	9
2.4. SMSM’lerin Yapısına Göre Sınıflandırılması.....	10
2.4.1. Sürekli Mıknatısların Rotorun Yüzeyine Yerleştirilmesi	11
2.4.2. Sürekli Mıknatısların Rotorun İçine Yerleştirilmesi.....	12
2.5. SMSM’nin Matematiksel Modeli.....	13
2.5.1. 3-Faz Sabit Referans Çatı Modeli.....	13
2.5.2. Sabit 2-Faz Düzlemde SMSM Modeli ($\alpha - \beta$ Modeli).....	16
2.5.3. Rotor Referans Çatıdaki SMSM Modeli (d-q Modeli)	17
3. SMSM’NİN ALGILAYICILI ALAN KONTROLÜ.....	21
3.1. Skaler Kontrol Yöntemi.....	21
3.2. Vektör Kontrol Yöntemi.....	22
3.3. SMSM’nin PWM Denetimli Algılayıcılı Alan Yönlendirmeli Denetim Modeli ve Benzetim Sonuçları.....	27
4. MATERYAL VE METOT	35
4.1. Sinyal Enjeksiyonuna Dayalı Tahmin Yöntemleri	36
4.1.1. Sinüsoidal Yüksek Frekanslı Sinyal Enjeksiyonu	37
4.1.2. PWM Darbe Enjeksiyonu	40
4.2. Model Tabanlı Tahmin Yöntemleri.....	42
4.2.1. Zıt EMK Tabanlı Tahmin Yöntemi	42
4.2.2. Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) ile Tahmin Yöntemi	44
4.2.3. Kayan Kipli Gözlemleyici (SMO) ile Tahmin Yöntemi	49
4.2.4. MRAS Tabanlı Tahmin Yöntemi	53
5. SMSM’NİN ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ DENETİMİNİN BENZETİM SONUÇLARI.....	57
6. SONUÇLAR.....	75
ÖNERİLER.....	76

KAYNAKLAR	77
ÖZGEÇMİŞ	



ÖZET

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun MRAS ve SMO İle Algılayıcısız Konum ve Hız Denetimi

Çağlar AYDIN

Yüksek Lisans Tezi

FIRAT ÜNİVERSİTESİ
Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Ağustos 2020, Sayfa: xiii + 79

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar, yüksek güç yoğunluğuna, yüksek verime ve yüksek moment eylemsizlik oranına sahip olması, boyutlarının küçük olması ve hızlı dinamik cevaplar vermesi gibi üstünlüklerinden dolayı yüksek performans gerektiren sürücü sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır.

Yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalarda, sürekli mıknatıslı senkron motorların yüksek verimde kullanılabilmesi için konum ve hız bilgisinin doğru bir şekilde elde edilmesi gerekmektedir. Bu maksatla genel olarak konum ve hız algılayıcıları kullanılmaktadır. Ancak bu algılayıcıların motorun boyutunu ve maliyetini artırması gibi olumsuz özelliklerinden dolayı araştırmalar son zamanlarda algılayıcısız kontrol üzerinde yoğunlaşmıştır.

Bu tez çalışmasında öncelikle algılayıcı kullanılarak daha sonra ise konum ve hız algılayıcısı kullanılmadan bir sürekli mıknatıslı senkron motorun konum ve hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Algılayıcılı konum ve hız denetiminde PWM denetimli kontrol gerçekleştirilmiştir. Algılayıcısız konum ve hız denetiminde ise özellikle orta ve yüksek hızlı uygulamalarda kullanılan model referans uyarlamalı kontrol sistemi ve kayan kipli gözlemleyici kullanılmıştır. Motorun algılayıcılı ve algılayıcısız modelleri Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre algılayıcılı kontrolde sistemin dinamik cevabının oldukça hızlı olduğu gözlemlenmiştir. Algılayıcısız kontrolde ise model referans uyarlamalı kontrolün kayan kipli gözlemleyici ile yapılan kontrole göre daha iyi bir dinamik cevap verdiği ve daha yüksek bir performans gösterdiği gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: SMSM, SMO, MRAS, algılayıcısız kontrol

ABSTRACT

Sensorless Position and Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on MRAS and SMO

Çağlar AYDIN

Master's Thesis

FIRAT UNIVERSITY

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

August 2020, Pages: xiii + 79

Permanent magnet synchronous motors are widely used in high performance drive applications for its advantages such as high power density, high efficiency, high torque to inertia ratio, smaller size and fast dynamic response.

In order to use permanent magnet synchronous motors with high efficiency in high precision applications, absolute position and speed information have to be obtained. For this purpose, position and speed sensors are generally used. Due to disadvantages of these sensors such as bigger motor size and higher cost, recently researches are focused on sensorless control of permanent magnet synchronous motor.

In this thesis, position and speed control of permanent magnet synchronous motor are achieved first with sensor and second without sensor. In sensed position and speed control, PWM based control technique is used. In sensorless position and speed control, model reference adaptive controller system and sliding mode observer methods, which are generally used in middle and high speed applications, are achieved. Sensed and sensorless models of the permanent magnet synchronous motor are simulated in Matlab/Simulink. According to the simulation results, dynamic response of the system is quite fast in sensed control. In sensorless control, it is observed that model reference adaptive control based model has a better dynamic response and a higher performance than sliding mode observer based model.

Keywords: PMSM, SMO, MRAS, sensorless control

ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Histeresiz çevrimin elde edilişi	6
Şekil 2.2 Nadir toprak elementlerin tarihsel gelişimi.....	9
Şekil 2.3 SMSM ve FDAM'nin zıt EMK dalga şekilleri	10
Şekil 2.4 SMSM kesiti	11
Şekil 2.5 Mıknatısı yüzeye yerleştirilmiş rotor yapısı.....	12
Şekil 2.6 Sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi (a) İç yerleştirmeli mıknatıslar ve (b) Çevresel mıknatıslanmalı gömülü mıknatıslar	13
Şekil 2.7 3 fazlı bir SMSM modeli	13
Şekil 2.8 3 fazlı bir SMSM'nin yıldız bağlı stator sargısı	14
Şekil 2.9 Clarke dönüşümü	16
Şekil 2.10 (a) dq - abc stator eksenleri ve (b) Park dönüşümü.....	17
Şekil 2.11 Rotor referans çatıda SMSM'nin eşdeğer devre modelleri (a) d-eşdeğer devresi ve (b) q-eşdeğer devresi.....	18
Şekil 2.12 Moment grafiği	20
Şekil 3.1 SMSM'nin V/f kontrolünde moment ve gerilim karakteristiği	21
Şekil 3.2 YSMSM'nin rotor referans düzleminde akım ve akı vektörleri	22
Şekil 3.3 Enkoder ve resolver.....	23
Şekil 3.4 SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünün blok diyagramı	24
Şekil 3.5 PWM anahtarlama.....	25
Şekil 3.6 3 fazlı gerilim kaynaklı evirici.....	25
Şekil 3.7 Gerilim uzay vektörü diyagramı	26
Şekil 3.8 Sinüsoidal PWM Matlab/Simulink modeli	27
Şekil 3.9 SMSM'nin PWM denetimli algılayıcı alan kontrolünün Matlab/Simulink modeli.....	28
Şekil 3.10 PWM denetimli SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri	30
Şekil 3.11 PWM denetimli SMSM'nin 500-1000-1500 d/d' da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri	32
Şekil 3.12 PWM denetimli SMSM' nin 1000 d/d' da 5-10 Nm' lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri	34
Şekil 4.1 SMSM'nin algılayıcısız alan kontrolünün blok diyagramı	35
Şekil 4.2 SMSM'nin çıkıklık özelliği kullanılarak konum tahmini	36
Şekil 4.3 d-q referans düzlemde demodülasyon yapısı	37
Şekil 4.4 Sabit referans düzlemde yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu için referans koordinat çatı.....	37

Şekil 4.5 Döner Sinyal enjeksiyonu.....	38
Şekil 4.6 Sabit referans düzlemde yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu için referans koordinat	39
Şekil 4.7 Darbe sinyal enjeksiyonu.....	40
Şekil 4.8 (a) 3-fazlı evirici ve (b) gerilim vektörleri.....	41
Şekil 4.9 Sabit referans düzlemde zıt-EMK vektörü	42
Şekil 4.10 SMSM'nin EKF tabanlı algılayıcısız alan kontrolü	45
Şekil 4.11 SMO'da sistem durum davranışı.....	50
Şekil 4.12 SMO'nun blok diyagramı	50
Şekil 4.13 Sigmoid fonksiyonu kullanılan SMO'nun blok diyagramı	53
Şekil 4.14 MRAS'nin yapısı	54
Şekil 4.15 SMSM'nin MRAS tabanlı algılayıcısız alan denetiminin blok diyagramı.....	54
Şekil 5.1 Ayarlanabilir modelin Matlab/Simulink modeli	57
Şekil 5.2 Uyarlama mekanizmasının Matlab/Simulink modeli	57
Şekil 5.3 SMSM'nin MRAS tabanlı algılayıcısız alan kontrolünün Matlab/Simulink modeli	58
Şekil 5.4 SMO'nun Matlab/Simulink modeli.....	59
Şekil 5.5 SMSM'nin SMO tabanlı algılayıcısız alan kontrolünün Matlab/Simulink modeli.....	60
Şekil 5.6 SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri.....	61
Şekil 5.7 SMSM'nin 500-1000-1500 d/d'da 5 Nm yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri	64
Şekil 5.8 SMSM'nin 1000 d/d'da 5-10 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri.....	67
Şekil 5.9 SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri.....	70
Şekil 5.10 SMSM'nin 500-1000-1500 d/d'da 5 Nm yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri	71
Şekil 5.11 SMSM'nin 1000 d/d'da 5-10 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri.....	73

TABLÖLAR LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 2-1 Bazı sürekli mıknatıslı malzemelerin özellikleri	8
Tablo 3-1 Evirici anahtarlama durumuna göre gerilimler.....	26
Tablo 3-2 SMSM'nin parametreleri	27



SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

B	: Manyetik akı yoğunluğu
B_m	: Sürtünme katsayısı
B_r	: Kalıcı mıknatısiyet
$e_{a,b,c}$	: 3 faz sabit referans çatıdaki zıt EMK değerleri
H	: Manyetik alan şiddeti
H_c	: Zorlayıcı alan şiddeti
$i_{a,b,c}$	: 3 faz stator akımları
$i_{d,q}$	: d-q referans akımları
$i_{\alpha,\beta}$	: 2 faz referans çatıdaki akımlar
J	: Eylemsizlik momenti
J_K	: Jakobian matrisi
K_K	: Kalman kazancı
K_{sw}	: Gözleyicinin anahtarlama kazancı
$L_{a,b,c}$	: 3 faz stator endüktansları
L_{ls}	: Stator kaçak indüktansı
P	: Kovaryans matrisi
p	: Kutup çifti sayısı
P_e	: Motorun giriş gücü
P_m	: Motorun mekanik çıkış gücü
R_s	: Stator bir faz sargı direnci
S	: Kayma yüzeyi
T_e	: Elektriksel moment
T_L	: Yük momenti
$u_{\alpha,\beta}$	: 2 faz referans çatıdaki gerilimler
$u_{d,q}$	: d-q referans gerilimleri
$u_{\alpha h,\beta h}$	: α - β çatısındaki yüksek frekanslı gerilimler
$u_{dh,qh}$	: d-q çatısındaki yüksek frekanslı gerilimler
w_e	: Rotorun açısal hızı
λ_m	: Motor mıknatıs akısı
$\lambda_{a,b,c}$	: 3 faz sabit referans çatıdaki akılar
θ	: Rotorun elektriksel konum açısı

Kısaltmalar

DSP	: Sayısal İşaret İşlemcisi
EKF	: Geniştirilmiş Kalman Filtresi
EMK	: Elektromotor Kuvvet
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
İSMSM	: İç Yerleşmeli Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
LPF	: Alçak Geçiren Filtre
MRAS	: Model Referans Uyarlamalı Sistem
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SMO	: Kayan Kipli Gözlemleyici
SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
YSMSM	: Yüzeysel Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor



1. GİRİŞ

Sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM)'lar; yüksek güç yoğunluğu ve verimi, yüksek moment eylemsizlik oranı ve sağlam yapısı gibi özelliklerinden dolayı oldukça geniş bir uygulama alanına sahiptirler. Geçmişte özellikle denetim uygulamalarında akı ve moment denetimi kolay bir şekilde yapılan doğru akım motorları yaygın bir biçimde kullanılmıştır. Ancak doğru akım motorlarının yapısında bulunan fırça ve kollektörden dolayı sık sık bakım gerektirmesi, yüksek hızlara çıkamaması ve fırçalarda ark oluşturmamasından dolayı yanıcı ortamlarda kullanılması tehlikelidir. Bu nedenle basit yapılı, bakım gerektirmeyen ve düşük maliyetli indüksiyon motorları dikkat çekmiştir ve sonrasında vektör kontrol yönteminin indüksiyon motorlarına uygulanması ve güç elektroniğinde önemli gelişmelerin yaşanması ile birlikte indüksiyon motorları doğru akım motorları ile rekabet etmeye başlamıştır. Ancak yine bir alternatif akım motoru olan SMSM'lerin de indüksiyon motorlarına göre verimleri ve güç faktörleri yüksek, kayıpları ise azdır. Bu özelliklerinden dolayı SMSM'ler oldukça geniş bir alanda kullanılmaya başlanmıştır.

SMSM'lerin etkin ve verimli bir şekilde kullanılabilmesi için hız ve konum denetimlerinin doğru bir şekilde yapılması gerekmektedir. SMSM'lerin hız ve konum bilgisi için takogeneratörler, resolverler veya enkoderler kullanılır. Ancak bu algılayıcıların maliyeti artırması, gürültü problemlerine neden olması, motorun boyutunu büyümesi ve dolayısıyla kullanım alanını sınırlandırması gibi sakıncalarından dolayı algılayıcısız denetim yöntemleri üzerinde çalışmalar yoğunlaştırılmıştır. Algılayıcısız denetimde konum ve hız algılayıcısı kullanılmadan SMSM'nin hız ve moment denetimi yapılır. Stator akım ve indüklenen değerleri kullanılarak rotor konumu tahmin edilir.

SMSM'lerin algılayıcısız denetim yöntemleri temel olarak model tabanlı tahmin yöntemleri ve yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonuna dayalı tahmin yöntemleri olarak ikiye ayrılır. İlk yöntem olan model tabanlı tahmin yöntemleri özellikle orta ve yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilirler. Bu yöntemde rotorun konum bilgisi zıt elektromotor kuvvet (EMK)'ten elde edilir. Düşük hızlarda ve sıfır hızda zıt EMK sistemdeki gürültülerden ayıramayacak kadar küçük olacağından veya sıfır olacağından dolayı bu yöntemle konum bilgisi elde edilemez. Model tabanlı tahmin yöntemlerinden bazıları; kayan kipli gözlemleyici (SMO), model referans uyarlamalı sistem (MRAS) ve genişletilmiş Kalman filtresi (EKF)'dir.

SMSM'lerin algılayıcısız denetimlerinde kullanılan ikinci yöntem ise yüksek frekanslı sinyallerin enjeksiyonudur. SMSM'lerin düşük hızlı uygulamalarında motorun magnetik çıkıklık (anizotropik) özelliği kullanılarak motor indüktansının rotorun konumuna göre değişimi incelenir. Bu yöntem genel olarak iki şekilde uygulanır. Yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu veya darbe enjeksiyonu (PWM ile uygulanan) ile uygulanır. Mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirildiği SMSM'lerde indüktansın konum ile değişmemesinden dolayı bu yöntem kullanılamaz. Sinyal

enjeksiyon yönteminde, yüksek hızlarda çok büyük frekanslı sinyallere ihtiyaç duyulduğundan, bu yöntem düşük hızlarda kullanılır [1].

Ayrıca yapay sinir ağları ve bulanık mantık son zamanlarda denetim uygulamalarında yoğun bir şekilde kullanılmaktadır. Ancak bulanık mantık denetiminde üyelik fonksiyonlarının ve kural tablosunun oluşturulması için verilerin doğru bir şekilde toplanması ve uygulanması konusunda sorunlarla karşılaşılabilir. Yapay sinir ağları ile gerçekleştirilen denetimde ise sistem modelinin eğitilmesi sistemdeki işlemsel yoğunluğu artırmaktadır.

SMSM'lerin konum ve hız denetimlerinde model tabanlı tahmin yöntemleri, açık veya kapalı döngülü denetim yöntemleri şeklinde uygulanabilirler. Başlıca açık döngülü denetim yöntemleri; ölçülen akım ve gerilim değerleri ile motor hızını doğrudan hesaplama, stator indüktansını hesaplama, zıt EMK ve genişletilmiş zıt EMK ölçümlerinden oluşmaktadır. Açık döngülü denetim yöntemlerinin uygulanması oldukça kolaydır; ancak motor parametrelerinin değişiminden ve akım ölçümünde oluşan gürültüden olumsuz yönde etkilenmektedir. Başlıca kapalı döngü denetim yöntemleri ise EKF, SMO ve MRAS'den oluşmaktadır. Kapalı döngülü denetim yöntemlerinde, ölçülen ve tahmin edilen büyüklükler arasındaki farkın oluşturduğu hata gözlemleyicinin girişine uygulanır [2].

Kalman filtresi doğrusal sistemlerin durum tahmininde kullanılan bir çeşit gözlemleyicidir. Ölçülen büyüklüklerin ve gürültülerin istatistiksel verilerini kullanarak bilinmeyen parametrelerin tahminini yapar. Ancak elektrik makinalarının doğrusal olmayan özelliğinden dolayı Kalman filtresinin doğrudan uygulanması mümkün değildir. Bu yüzden elektrik makinalarının konum ve hız tahmininde bir çeşit doğrusallaştırılmış Kalman filtresi olan EKF kullanılır [3]. EKF'nin en önemli noktalarından biri modeldeki hataları ve gürültüleri ölçen kovaryans matrisinin ayarlanmasıdır. Geniş hız aralığında kullanılacak EKF'de başlangıçta önemli olabilecek konum hatalarını önlemek için kovaryans matrisinin girişine uygulanacak değerler yüksek seçilmelidir. EKF'nin matematiksel olarak karmaşık bir yapısı vardır. Ancak parametre değişiminden ve gürültülerden daha az etkilenir [4].

SMO ile tahmin yönteminde durum değişkenleri öncelikle kayma yüzeyi olarak adlandırılan yüzey üzerine taşınır ve bu yüzey kullanılarak durum değişkenlerinin referans değerlere ulaşması sağlanır. SMO ile yapılan tahmin aslında bir tür dolaylı olarak yapılan zıt EMK tahmin yöntemidir [5]. Parametre değişimlerine, gürültüye ve bozucu etkilere karşı sağlam ve basit bir yapısının olması SMO'nun oldukça geniş bir alanda kullanılmasını sağlamıştır.

SMO'da durum değişkenlerini kayma yüzeyinde tutabilmek için sonsuz sayıda anahtarlama yapılması gerekir. Ancak bu durum uygulamada mümkün olamayacağı için yüksek frekanslı anahtarlama bileşenleri kullanılır. Yüksek frekanslı anahtarlamanın bir sonucu olarak *çatırtı etkisi (chattering effect)* olarak adlandırılan ve istenmeyen bir durum oluşur. Bu durum

sistemde dalgalanmalara neden olur. Bunu önlemek için alçak geçiren filtreler kullanılır. Ancak alçak geçiren filtreler de faz gecikmesine neden olurlar.

Yan ve ark. tarafından [5], düşük ve yüksek hızlı uygulamalarda PI denetleyici içeren bir düzlem kullanarak kalıcı hal hatasının azaltılacağı bir SMO tasarlanmıştır. Bu yöntemle Lyapunov'un kararlılık kuramı genişletilerek alçak geçiren filtreye olan ihtiyaç ortadan kaldırılmıştır. Önerilen SMO, kalıcı ve geçici durumlarda çalıştırılmış ve geniş bir hız aralığı için iyi sonuçlar vermiştir.

Tatinati ve ark. tarafından [6], alçak geçiren filtreden kaynaklanan faz gecikmesini önlemek amacıyla sürekli olmayan signum fonksiyonunun yerine sürekli olan bir sigmoid fonksiyonu kullanılmıştır. Sabit hız uygulamalarında çatırtı etkisini önemli ölçüde yok ettiği görülmüştür.

Kim ve ark. tarafından [7], rotorun hızına göre kesim frekansını ayarlayan bir alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. Hem düşük hız uygulamalarında hem de alan zayıflatma bölgesi de dahil olmak üzere yüksek hız uygulamalarında faz gecikmelerini en aza indirmiştir. Ayrıca yinelemeli bir SMO kullanılarak tüm hız bölgelerindeki akım ve zıt EMK bileşenlerinde oluşan çatırtı etkisi yüksek maliyetli donanıma ihtiyaç duymadan azaltılmıştır.

Boussak ve ark. tarafından [8], tam dereceli bir SMO kullanılarak SMSM'nin algılayıcısız alan yönlendirmeli denetimi gerçekleştirilmiştir. SMSM'nin konum ve hız tahmini yapılmıştır. Tam dereceli SMO'nun sağlamlığını doğrulamak için Lyapunov kuramı kullanılmıştır. Parametre değişimleri altındaki SMO'nun sağlamlığı gözlemlenmiştir.

Fletcher ve ark. tarafından [9], sıfır hız da dahil olmak üzere geniş hız aralığındaki iç yerleşmeli sürekli mıknatıslı senkron motor (İSMSM) için yüksek bant genişliğine sahip algılayıcısız alan yönlendirmeli denetim üzerinde durulmuştur. SMO hem stator akısı hem de hız tahmini için kullanılmıştır. Düşük hızlarda gözlemleyicinin akı tahmini PWM kullanılarak geliştirilmiştir. Benzetim sonuçları, geliştirilen SMO ile düşük ve yüksek hızlar arasında daha yumuşak geçişlerin sağlandığını ve kalıcı durum performansının iyileştiğini göstermiştir.

Lawan ve ark. tarafından [10], SMSM'nin algılayıcısız denetiminde konum tahmini için bulanık mantık temelli bir SMO kullanılmıştır. Önerilen sistemde, klasik SMO'da rastgele seçilen kayma yüzeyi kazancının belirlenmesinde bulanık mantık kullanılmıştır. Sonuçlar bulanık mantıkla uygulanan sistemin daha yüksek performanslı olduğunu göstermiştir.

MRAS, konum ve hız tahmininde kullanılan kapalı döngülü bir denetim yöntemidir. Referans model, ayarlanabilir model ve uyarlama mekanizmasından oluşur. Referans model tahmini yapılacak değişkenlerden bağımsız olup motorun akım ve gerilim değerlerini kullanır. Ayarlanabilir model ise tahmini yapılacak değişkenlere bağımlıdır. Uyarlama mekanizmasının girişine bu iki modelin farkından oluşan hata uygulanarak tahmin edilecek değişken ayarlanır ve uyarlama mekanizmasının çıkışı geri besleme olarak ayarlanabilir modele uygulanır. MRAS'nin

işlemsel yoğunluğunun az olması, kolay uygulanabilir olması ve yüksek doğrulukla tahminde bulunması gibi özelliklerinden dolayı kullanım alanı geniştir.

Cao ve ark. tarafından [11], SMSM'nin algılayıcısız konum ve hız denetimi MRAS yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Uygulanan benzetim modelinde motorun kendisi referans model olarak kabul edilirken akım modeli de ayarlanabilir model olarak kabul edilmiştir. Bu benzetim modelinde iki sakınca görülmüştür. İlk olarak zaman gecikmesi olduğu, ikinci olarak ise kalkış anında ve motor yüklendiğinde hız tahmininde hata gözlemlenmiştir. Bu sakıncalarının yanı sıra sistemin geniş bir aralıkta konum ve hız tahmini yapmaya imkan verdiği, dinamik cevabının oldukça hızlı ve yapısının sağlam olduğu gözlemlenmiştir.

Gad ve ark. tarafından [12], SMSM'nin algılayıcısız konum ve hız denetiminde oluşan hız ve moment dalgalanmalarını önlemek ve hızlı bir cevap mekanizması oluşturmak için geliştirilmiş bir MRAS yöntemi önerilmiştir. Bu amaçla dalgalanmaları önlemek için MRAS'ye bir regülatör eklenmiştir. Bu regülatördeki ölü bant bir filtre gibi davranarak hız ve momentte oluşan gürültüleri yok etmiştir. Ayrıca kaskad çok seviyeli bir evirici ile farklı gerilim seviyeleri elde edilebilmiştir. Bu sayede sistemin anahtarlama sayısı azaltılarak anahtarlama kayıpları azaltılmıştır. Önerilen modelin veriminin yüksek olduğu ve farklı durumlarda sistemin hızlı cevap verdiği gözlemlenmiştir.

Zhou ve ark. tarafından [13], SMSM'nin servo sistem uygulamaları için parametre optimizasyonuna dayalı bir MRAS yöntemi önerilmiştir. Diğer SMSM yöntemlerinden farkı motorun matematiksel modelinden elde edilen faz akımları ile gerçek faz akımları arasındaki hatayı kullanarak rotorun hızını daha hızlı belirleyebilmektedir. Hesaplama süresinin oldukça kısa olmasıyla birlikte sürücü sistem oldukça yüksek performans göstermektedir.

Ghribi ve ark. tarafından [14], SMSM'nin algılayıcısız konum ve hız denetiminde MRAS tabanlı uyarlamalı bir sistem önerilmiştir. Bu kapsamda daha önceden EKF ve SMO ile yapılan tahminlere göre bu yöntemle işlem süresi azaltılmıştır ve mikrodenetleyiciler ile sayısal işaret işlemcilerine (DSP) uygulanması daha kolaydır. Bu modelde Popov kuramı Lypunov kuramına göre daha kolay uygulanabilir olduğu için tercih edilmiştir.

Nagamani ve ark. tarafından [15], düşük hızlarda motorun performansını artırmak amacıyla stator akısı temel alınarak bir MRAS modeli oluşturulmuştur. Bu model ile düşük hızlarda geçici ve sürekli durum hataları ile yük bozuklukları azaltılmıştır.

Öztürk ve ark. tarafından [16], düşük hızlarda motorun performansını artırmak amacıyla stator akısı temel alınarak bir MRAS modeli oluşturulmuştur. Bu model ile düşük hızlarda geçici ve sürekli durum hataları ile yük bozuklukları azaltılmıştır. Düşük ve orta hızlar ile anma hızında ve tam yük altında kararlı bir yapı gösterdiği gözlemlenmiştir.

Cernat ve ark. tarafından [17], uyarlama mekanizmalarında üç çeşit PI denetleyici kullanılmıştır. Bunlar; parçacık sürü optimizasyonu temelli bir PI denetleyici, bulanık mantık

temelli bir PI denetleyici ve klasik PI denetleyicinin kullanıldığı uyarlama mekanizmalarıdır. Parçacık sürü optimizasyonu temelli denetleyicinin kullanıldığı uyarlama mekanizmasının daha yüksek performans gösterdiği gözlemlenmiştir.

Bu tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı bir senkron motorun algılayıcılı ve algılayıcısız konum ve hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Algılayıcılı konum ve hız denetimi PWM tabanlı olarak, algılayıcısız konum ve hız denetimi ise MRAS tabanlı kontrol ve SMO kullanılarak gerçekleştirilmiştir. SMSM'nin farklı durumlar altındaki dinamik davranışlarının detaylı olarak incelenebilmesi amacıyla MATLAB/Simulink programında benzetim modelleri oluşturulmuştur. Benzetim sonuçlarında farklı hız ve yük durumları için SMSM'nin hız, konum, moment ve akım grafikleri elde edilmiştir.

Tezin birinci bölümünde, konuyla ilgili literatür çalışması yer almaktadır. İkinci bölümde, sürekli mıknatıslar, SMSM'nin yapısı, koordinat dönüşümleri ve matematiksel modeli yer almaktadır. Üçüncü bölümde, SMSM'nin skaler ve vektörel kontrolü, algılayıcılı alan kontrolü benzetim modeli ve sonuçları yer almaktadır. Dördüncü bölümde, SMSM'nin algılayıcısız kontrol yöntemleri incelenmiştir. Beşinci bölümde algılayıcısız alan kontrolünün benzetim modeli ve sonuçları yer almaktadır. Altıncı bölümde ise elde edilen benzetim sonuçlarına göre oluşturulan modellerin dinamik davranışları ve birbirlerine olan üstünlükleri ve sakıncaları incelenmiştir.

2. SMSM’NİN YAPISI VE MATEMATİKSEL MODELİ

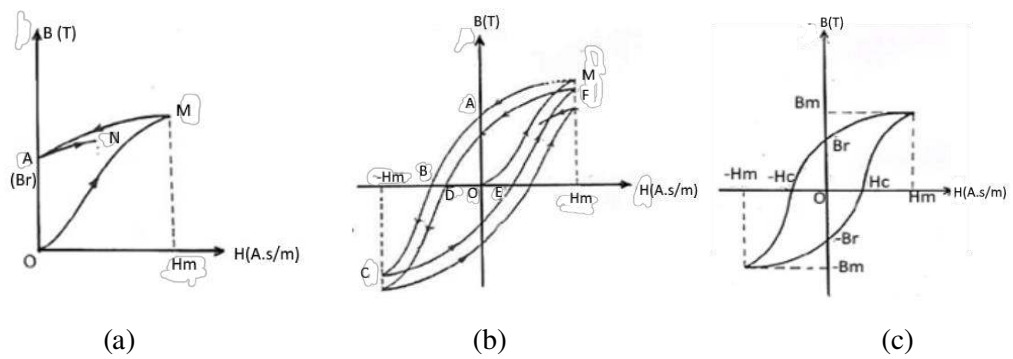
Sürekli mıknatıslar ilk zamanlarda krom, çelik ve diğer sert çelik mıknatıslar gibi düşük enerji yoğunluğuna sahip malzemeler olarak kullanıldığından çok küçük güçlü motorlar ve sinyal algılayıcıları gibi makinelerin dışında kullanılamamıştır. Ancak nadir toprak elementi mıknatısların geliştirilmesi ile elektrik makinalarında yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır [18]. Sürekli mıknatıslar, elektrik makinalarının gelişimi ile birlikte uyarım alanı oluşturmak için kullanılmaya başlanmıştır. Elektrik makinalarında sürekli mıknatısların uyarma alanı olarak kullanılması ile verim artmış ve aynı güçteki makinalara göre boyutlar önemli ölçüde küçülmüştür.

SMSM’nin üç çeşit matematiksel modeli mevcuttur. Stator referans düzleminde 3-faz modeli, 2-fazlı sabit referans düzlemde (α - β) ve rotor referans düzlemde (d - q) olan modelleridir. Bu tez çalışmasında stator sargılarının yıldız (Y) bağlı olduğu ve dengeli sarıldığı kabul edilmiştir. Ayrıca histeresiz, fuko kayıpları ve doyma etkisi ihmal edilmiştir.

2.1. Sürekli Mıknatıslı Malzemelerde B-H Eğrisi

Ferromanyetik malzemeler, histeresiz çevrimi ile karakterize edilirler. Histeresiz çevrim (B-H eğrisi) tam bir mıknatıslanma periyodunda malzemenin magnetik alan şiddeti (H) ile magnetik akı yoğunluğu (B) arasındaki ilişkiyi gösterir [19].

Başlangıçta mıknatıslanmamış ($B=0$) olan malzemenin ilk mıknatıslanma eğrisi Şekil 2.1.a’da OM ile gösterilmiştir.



Şekil 2.1. Histeresiz çevrimin elde edilişi [19]

Uyarma akımı dolayısı ile H magnetik alan şiddeti arttırıldıkça B magnetik akı yoğunluğu da doyma noktasını gösteren M noktasına kadar artar. Bu noktadaki alan şiddeti H_M ile gösterilmiştir. Bu noktadan itibaren uyarma akımı dolayısı ile H alan şiddeti azaltılarak geri

dönülecek olursa B'nin daha önce H'nin arttırılırken aldığı değerlerden daha büyük değerler alarak MA eğrisi boyunca azaldığı görülür. Uyarma akımı kesilerek $H = 0$ yapılırsa bile akı yoğunluğu B, OA ile gösterilen A değeri alır. H'nin aynı değerleri için B'nin farklı değerler alması olayına *histeresiz* adı verilir. Eğer H tekrar aynı yönde arttırılırsa B magnetik akı yoğunluğu bu kez AN eğrisi boyunca artar. Eğer A noktasına gelindikten sonra uyarma akımının yönü değiştirilerek magnetik alan şiddeti H_B değerine kadar arttırılırsa B magnetik akı yoğunluğu ABC eğrisi boyunca değişir (Şekil 2.1.b). Bu sırada magnetik akı yoğunluğu OB ile ölçülen H değeri için sıfır olarak BC eğrisi boyunca yön değiştirir. Eğer C noktasından geri dönülürse alan şiddeti tekrar H_D değerini alıncaya kadar magnetik akı yoğunluğu CEF eğrisini takip eder. Bu işlem, birçok kez tekrarlanırsa aynı H_M değerleri için iç içe yerleşen histeresiz eğrileri elde edilir.

Aynı H_M değerleri için iç içe yerleşen histeresiz eğrileri tepelerini birleştirerek Şekil 2.3.c'de verilen histeresiz eğrisi denilen kapalı eğri elde edilir. Bu eğri başlangıç O noktasına göre simetriktir. Histeresiz bölgesinin ikinci bölgesindeki kısmına mıknatıslanmayı yok etme eğrisi adı verilir. Histeresizden dolayı bir H değerine birden fazla B değeri ve bir B değerine birden fazla H değeri karşılık düşer. Bu nedenle belli bir magnetik akı yoğunluğu elde etmek için gerekli olan alan şiddetinin saptanmasında bir belirsizlik vardır. Bu belirsizlik ancak malzemenin daha önce geçirdiği magnetik haller belli olduğunda ortadan kalkar.

$H = 0$ değerine karşılık düşen $\pm B_R$ değerine artık mıknatıslanma ya da kalıcı mıknatısiyet adı verilir. $B = 0$ değerine karşılık düşen $\pm H_C$ değerine zorlayıcı kuvvet ya da koersif kuvvet adı verilir. Bu değerler özellikle sürekli mıknatıslar için önemlidir. Farklı H_M maksimum değerleri için farklı H_C ve farklı B_r değerleri elde edilir. Çizelgelerde H_M 'nin doyma bölgesinde bulunması halinde elde edilen B_r ve H_C değerleri verilir.

H_C koersif kuvvetinin değerine göre magnetik malzemeler, yumuşak ve sert magnetik malzemeler olarak sınıflandırılırlar. Öyleki H_C 'ye göre,

$$H_C < 1 \text{ kA/m} : \text{Yumuşak malzeme}$$

$$H_C > 1 \text{ kA/m} : \text{Sert malzeme}$$

şeklinde tanımlanır. Elektromekanik enerji dönüşümü yapan sistemler ile transformatörlerde yumuşak malzemeler kullanılır. Buna karşın ölçü aletleri ve sürekli mıknatıslı küçük elektrik motorlarında magnetik alanı artıracak uyarma sargısının bulunmaması nedeniyle sert malzemeler kullanılır [19].

2.2. Sürekli Mıknatıs Çeşitleri

Sürekli mıknatısların gelişim sürecinde pek çok özellikte ve türde malzemeden mıknatıs üretimi yapılmıştır. Ancak günümüzde en yaygın olarak kullanılan mıknatıs türleri AlNiCo, ferrit ve nadir toprak elementi alaşımlarından oluşmaktadır. Tablo 2.1’de sürekli mıknatısların özellikleri gösterilmiştir.

Tablo 2-1 Bazı sürekli mıknatıslı malzemelerin özellikleri

Mıknatısın Cinsi	Kalıcı mık. B_r (T)	Zorlayıcı Alan Şiddeti H_c (kA/m)	Enerji çarpanı $(BH)_{max}$ (kJ/m ³)
AlNiCo	1.2	50	44
Ferrit	0.4	250	30
SmCo	0.9	650	150
NdFeB	1.2	900	250

2.2.1. AlNiCo Mıknatıslar

AlNiCo mıknatıslar; Demir (Fe), Nikel (Ni), Kobalt (Co) tabanlı, Alüminyum (Al) ve Bakır (Cu) alaşımlı mıknatıslardır. Bazı türlerinde Titanyum (Ti)’de kullanılmaktadır. AlNiCo mıknatısların önemli üstünlükleri, çok yüksek Curie sıcaklığına (700-800⁰ C) sahip olmaları ve yüksek sıcaklıklarda mükemmel bir ısı kararlılığına sahip olmalarıdır. Sakıncaları ise sert ve kırılgan olmaları ve zorlayıcı alan şiddetinin diğer mıknatıs türlerine göre oldukça küçük olmalarıdır.

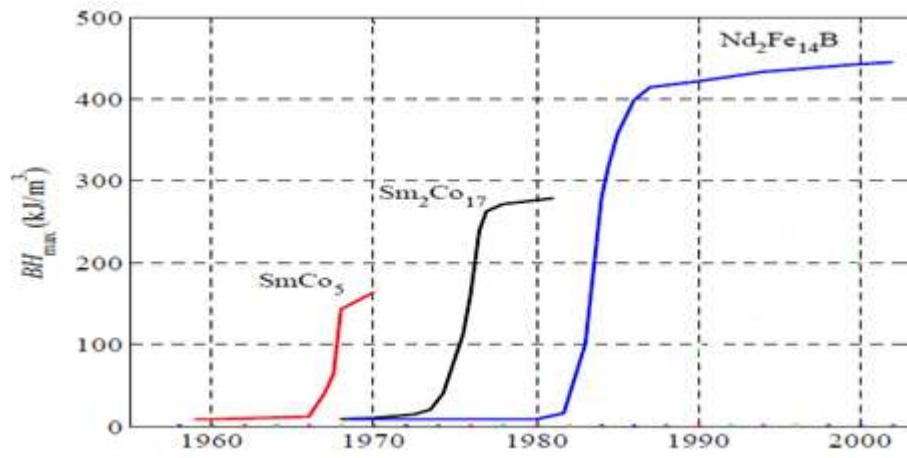
2.2.2. Ferrit Mıknatıslar

Seramik mıknatıslar olarak da tanınan ferrit mıknatıslar yapılarında baryum ve stronsiyum ya da bunların karışımını içerir. Bazı ferrit türlerine az miktarda kurşun, alüminyum ve kükürt katkısı yapılmaktadır. Stronsiyum ferritlerin zorlayıcı alan şiddetleri daha yüksektir. Ferritlerin manyetik özellikleri çok çarpıcı olmasa da ham maddesinin bol ve ucuz olması geniş bir kullanım alanına sahip olmasını sağlamıştır. Ferrit mıknatısların kalıcı mıknatıslık (B_r) ve enerji çarpanı (BH) değerleri düşüktür. Mekanik açıdan ise sert ve kırılgandırlar. Özellikle basit biçimli ve çok miktarda mıknatıs kullanılan uygulamalar için ferritler en uygun mıknatıs türüdür.

2.2.3. Nadir Toprak Element Mıknatıslar

NdFeB ve SmCo mıknatısları nadir toprak elementi mıknatıslar olarak bilinirler. 1960’larda Samaryum-Cobalt mıknatıslar geliştirilmiş ve bu mıknatısların AlNiCo mıknatıslar kadar yüksek

akı yoğunluğuna sahip olduğu ve sert ferrit mıknatıslardan daha yüksek bir zorlayıcı alan şiddetine sahip olduğu gözlenmiştir. Ancak kobaltın az bulunması ve pahalı olması bu mıknatısların kullanımını sınırlandırmıştır. 1980’lerde geliştirilen NdFeB mıknatıslar özelliklerinin iyi ve daha ekonomik olması nedeniyle en yüksek güç yoğunluğuna sahip elektrik makinaları uygulamalarında kullanılmaktadır. NdFeB’un sakıncaları ise Curie sıcaklığının düşük olması ve ortamın sıcaklık değeri arttıkça kalıcı mıknatıslık değerinin ve zorlayıcı alan şiddetinin hızlı bir şekilde azalmasıdır. Şekil 2.2’de nadir toprak elementlerin tarihsel gelişimi yer almaktadır.



Şekil 2.2 Nadir toprak elementlerin tarihsel gelişimi

2.3. Sürekli Mıknatısların Elektrik Makinalarında Kullanılması

Sürekli mıknatıslı tahrik sistemlerinin elektrik makinalarındaki uygulamaları 19. yüzyılın başlarına kadar uzanmaktadır. İlk yapılan elektrik makinalarında uyarma alanı sürekli çelik mıknatıslarla sağlanmıştır [20]. 1930’larda ise Alnico alaşımlı mıknatıslar yapılmaya başlanmış ve 1940’larda da bu alandaki çalışmalar devam etmiştir. Bu mıknatısların zorlayıcı alan şiddetinin düşük olması nedeniyle makinanın eksenel boyu uzun yapılmıştır. Bu makinanın uyarma kayıpları olmadığı ve makina daha az reaktif güç çektiği için verimi artmış ve uygulama ilgi görmeye başlamıştır. 1950’lerde ferrit mıknatıslar yapılmaya başlanmış ve DA motorlarının yer aldığı uygulamalarda kullanılmıştır. 1953 yılında F.W. MERRIL tarafından AlNiCo mıknatıslar kullanılarak PERMAYN adında bir senkron motor üretilmiştir [21]. Bir asenkron motorun statorunun yapısı hiç değiştirilmeden rotor kafesinin alt kısmına yerleştirilen AlNiCo mıknatıs blokları ile senkron motorun uyarım alanı oluşturulmuştur. AlNiCo mıknatısların zorlayıcı alan şiddetleri çok düşük olduğundan mıknatıslar uzun çıkık kutuplar şeklinde rotora

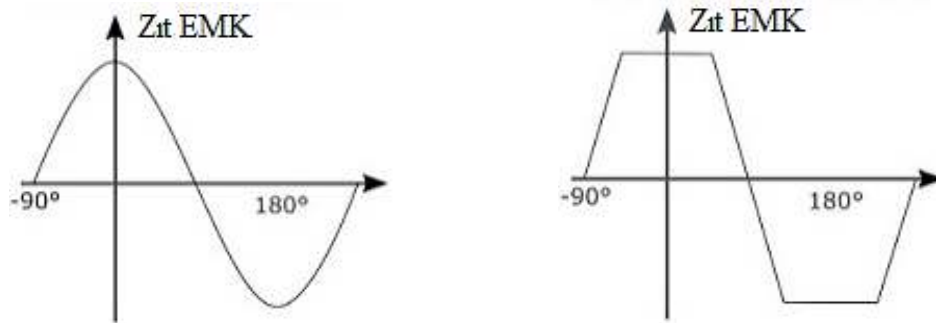
yerleştirilmiştir. 1960’larda nadir toprak elementlerinden SmCo (samarium-kobalt) üretilmiştir. 1983’te ise Nd-Fe-B (neodimiyum-demir-boron) üreilmeye başlanmıştır. W. Volckrodt 1960 yılında ferrit mıknatıs malzemeleri kullanarak senkron motor tasarımını gerçekleştirmiştir.

Bilgisayarın ve sonlu elemanlar, sonlu farklar, sınır elemanlar gibi sayısal yöntemlerin geliştirilmesi ile Laplace ve Poission denklemlerinin çözümü kolaylaşmıştır. Bu gelişmeler sürekli mıknatıslı motorlar üzerindeki çalışmalara yeni bir yön vermiş ve maliyetleri düşürmüştür. Nadir toprak elementi mıknatısların kullanılmasıyla birlikte sürekli mıknatıslı motorların verimi arttırılmış, boyutları küçültülmüş ve kullanım alanları oldukça yaygınlaşmıştır. Bu alanlardan bazıları şunlardır:

- Fan sistemleri
- Uzay teknolojisi uygulamaları
- Ses ve görüntü sistemleri
- Yüksek kararlılık gerektiren konumlama makineleri bulunduran düşük güç uygulamaları ve robot işleticiler
- Otomotiv sistemleri
- Pompa tahrik sistemleri
- Sabit hızın gerekli olduğu tüm endüstriyel uygulamalar.

2.4. SMSM’lerin Yapısına Göre Sınıflandırılması

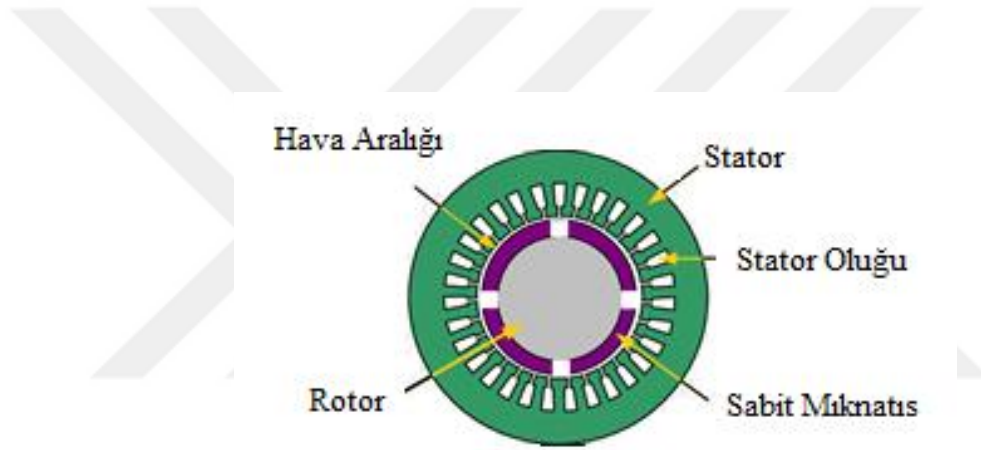
Sürekli mıknatıslı motorlar zıt EMK dalga şekline göre iki ana başlıkta incelenebilir. Bunlar; trapezoidal tip ve sinüsoidal tiptir. Zıt EMK dalga şekli trapezoidal tip olanları fırçasız doğru akım motoru (FDAM), sinüsoidal tip olanları ise SMSM olarak adlandırılır. Şekil 2.3’te zıt EMK dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 2.3. SMSM ve FDAM’nin zıt EMK dalga şekilleri

FDAM'lerin statorları toplu sargı tipinde sarılmakta olup çalıştırılabilmeleri için herhangi iki fazın birlikte iletimde olması gerekir. Diğer boşa kalan faz motorun konumunu tahmin etmek için kullanılabilir. Bu motorlarda faz sargıları, konum algılayıcılarının verdiği işaret ile kontrollü olarak statik anahtarlama elemanı üzerinden her defasında değişik sargılar beslenerek rotorun dönüşü denetlenebilmektedir. Düzgün moment üretebilmeleri için statoruna trapezoidal şekilde akım uygulanması gerekir.

SMSM'lerin statorları dağıtılmış sargı tipinde sarılmakta olup çalıştırılabilmeleri için üç fazın birlikte iletimde olması gerekir. Düzgün moment üretebilmeleri için statoruna sinüsoidal şekilde akım uygulanması gerekir. Motorun çalışabilmesi için rotor alanı ile döner alanın birbirine kilitlenmesi gerekir. Moment dalga şekilleri düzgün oldukları için yüksek performanslı uygulamalarda tercih edilirler. Şekil 2.4'te bir SMSM kesiti gösterilmiştir.

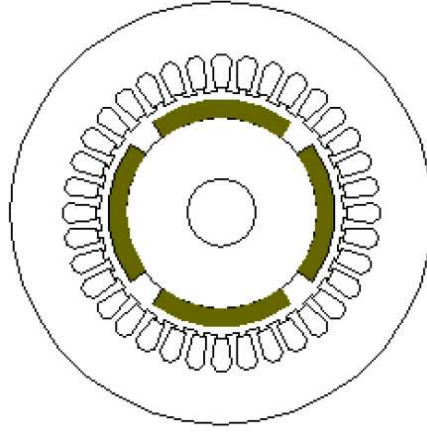


Şekil 2.4. SMSM kesiti

SMSM'lerde stator yapıları genellikle aynıdır, rotor yapıları ise mıknatısların rotor içine veya rotor çevresine yerleştirilmelerine göre farklılık göstermektedir. SMSM'ler genel olarak rotor yapısına göre yüzey yerleşmeli mıknatıslı senkron motor (YSMSM) ve iç yerleşmeli sürekli mıknatıslı senkron motor (İSMSM) olmak üzere iki kısma ayrılır.

2.4.1. Sürekli Mıknatısların Rotorun Yüzeyine Yerleştirilmesi

Şekil 2.5'te sürekli mıknatısların rotorun yüzeyine yerleştirildiği bir YSMSM görülmektedir. YSMSM'de mıknatıslar rotor yüzeyine kuvvetli yapıştırıcılarla yapıştırılmıştır. YSMSM'ler maliyetleri ucuz oldukları için genellikle daha fazla tercih edilirler. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleşmesinden dolayı bu tip yapılarda hava aralığı etkisi fazla olduğundan d-q eksenini manyetik akıları birbirine eşit kabul edilir. Rotor yapısının simetrik olmasından dolayı rotor indüktansları rotor konumuna göre değişiklik göstermez.



Şekil 2.5. Mıknatısı yüzeye yerleştirilmiş rotor yapısı

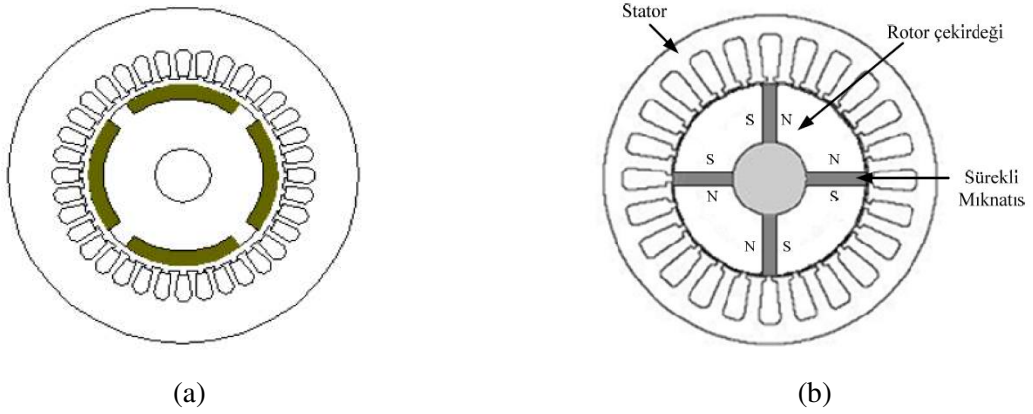
Hava boşluğunun fazla olduğu yerlerde stator indüktans değerinde düşme meydana gelir. Stator indüktansının düşmesi sebebiyle alan zayıflatılması zor olur. YSMMSM'ler küçük atalet momenti ve rotor çapı ile iyi bir dinamik performans elde edebilirler. Bu yüzden birçok servo uygulamada yüzey mıknatıslı rotor yapıları kullanılmaktadır.

Mıknatıslar rotorun yüzeyine yapıştırıldığından yüksek hızlarda merkezkaç kuvvetinden dolayı mıknatısların yerinden kopma durumu söz konusudur. Bu sakıncasından dolayı bu yapıdaki motorlar daha çok küçük güçlü ve düşük hızlı sistemlerde tercih edilirler. Bu sakıncaları ortadan kaldırmak için mıknatıslar manyetik olmayan bir malzeme ile kaplanırlar.

2.4.2. Sürekli Mıknatısların Rotorun İçine Yerleştirilmesi

İç yerleşmeli mıknatıs yapısında mıknatıslar rotorun içerisine gömülü olduğu için bu tip yapılarda merkezkaç kuvvetinden kaynaklanan mıknatıs kopmaları gibi sorunlar meydana gelmemekte; ancak mıknatısların rotor içerisine yerleştirilmesinden dolayı maliyetlerinin artmasına neden olmaktadır. Bu yapıda mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile kaplandığından relüktans momentinin oluşması kaçınılmazdır.

Bu yapıda q eksenli indüktansı, d eksenli indüktansından büyük olduğundan ve rotor nüve yapıları simetrik olmadığından dolayı bu indüktans değerleri rotor konumuna göre değişiklik göstermektedirler. Bu tip yapıdaki motorlar mıknatısları rotor içerisine gömülü oldukları için yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmektedir. Şekil 2.6'da sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirildiği İSMMSM türleri gösterilmektedir.



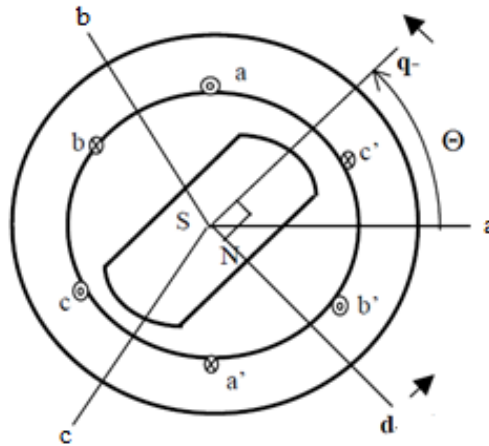
Şekil 2.6. Sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi **(a)** İç yerleştirmeli mıknatıslar ve **(b)** Çevresel mıknatıslı malı gömülü mıknatıslar

2.5. SMSM'nin Matematiksel Modeli

SMSM'nin üç çeşit matematiksel modeli mevcuttur. Stator referans düzleminde 3-faz modeli, 2-fazlı sabit referans düzlemde ($\alpha\beta$) ve rotor referans düzlemde ($d-q$) olan modelleridir.

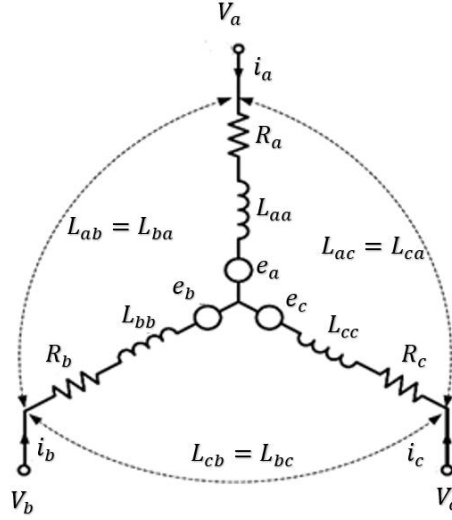
2.5.1. 3-Faz Sabit Referans Çatı Modeli

Şekil 2.7'de 3 fazlı bir SMSM modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.7. 3 fazlı bir SMSM modeli

Şekil 2.8’de 3-fazlı bir SMSM’nin yıldız bağlı stator sargısı gösterilmiştir.



Şekil 2.8. 3 fazlı bir SMSM’nin yıldız bağlı stator sargısı

i_a, i_b, i_c stator akımlarını, u_a, u_b, u_c stator faz gerilimlerini, R_a, R_b, R_c stator faz sargısı dirençlerini, L_a, L_b, L_c stator faz sargısı özendüktanslarını, $L_{ab}, L_{ba}, L_{bc}, L_{cb}, L_{ac}, L_{ca}$ stator faz sargıları arasındaki ortak endüktansları ve e_a, e_b, e_c zıt EMK’yı ifade etmektedir. Stator faz gerilimleri matris şeklinde Denklem 2.1’deki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Zıt EMK, rotor açısal hızı ile sürekli mıknatıs tarafından sağlanan rotordaki manyetik akıya bağlıdır.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_r \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

3 faz Y-bağlı dengeli yüklerde stator sargı dirençleri, sargı özendüktansları ve ortak endüktanslar birbirine eşittir.

$$R_a = R_b = R_c = R_s, L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (2.3)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ac} = L_{ca} = M \quad (2.4)$$

Denklem 2.1 düzenlenerek yeniden yazılırsa gerilim eşitliği Denklem 2.5'teki gibi olur:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & M & M \\ M & L_{bb} & M \\ M & M & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \left[\omega_r \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \right] \quad (2.5)$$

Motorun elektriksel çıkış gücü;

$$P_o = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.6)$$

şeklinde yazılabilir.

Elektromanyetik moment, çıkış gücünün mekanik açısal hıza oranından elde edilir.

$$M_e = \frac{P_o}{\omega_m} \quad (2.7)$$

Burada mekanik açısal hız, elektrik açısal hız cinsinden $\omega_m = \frac{2}{p} \omega_r$ olarak tanımlanır.

Elektriksel büyüklükler cinsinden elektromanyetik moment Denklem 2.8 ile ifade edilmiştir:

$$M_e = -(\frac{P}{2}) \lambda_m [i_a \sin(\theta_r) + i_b \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) + i_c \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3})] \quad (2.8)$$

Motorun mekanik eşitlikleri cinsinden elektromanyetik moment ise;

$$M_e = j \left(\frac{2}{p} \right) \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \left(\frac{2}{p} \right) \omega_r + M_y \quad (2.9)$$

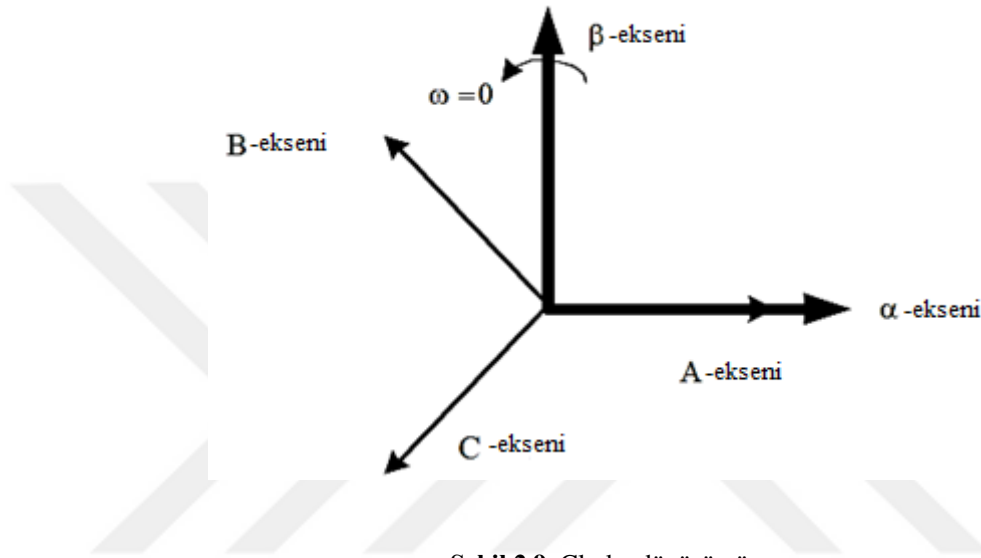
şeklinde gösterilir.

Motor açısal hızı, konumun türevidir.

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (2.10)$$

2.5.2. Sabit 2-Faz Düzlemde SMSM Modeli (α - β Modeli)

Üç fazlı bir makinanın sargı büyüklüklerinin 2-faz sabit referans düzlemde birbirinden 90° faz farklı α - β düzleminde tanımlanmasına Clark dönüşümü adı verilmektedir. 2-faz sabit referans düzlem modeli, akım denetim yapısının oluşturulmasında, konum ve hız tahminlerinde kullanılmaktadır. Şekil 2.9’da Clarke dönüşümü gösterilmektedir.



Şekil 2.9. Clarke dönüşümü

a, b ve c 3-faz sabit referans çatıdan α - β çatısına dönüşüm fonksiyonları;

$$[f_{\alpha\beta 0}] = T_{\alpha\beta 0} [f_{abc}] \quad (2.11)$$

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [f_\alpha \ f_\beta \ f_0]^T \quad (2.12)$$

$$[f_{abc}] = [f_a \ f_b \ f_c]^T \quad (2.13)$$

şeklinde gösterilir.

F yerine gerilim, akım veya akı bağıntıları yazılabilir. $T_{\alpha\beta 0}$ dönüşüm matrisi ise;

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

şeklinde gösterilir.

Ters Clarke dönüşüm fonksiyonu;

$$[f_{a\beta 0}] = T_{a\beta 0}^{-1} [f_{abc}] \quad (2.15)$$

şeklinde gösterilebilir.

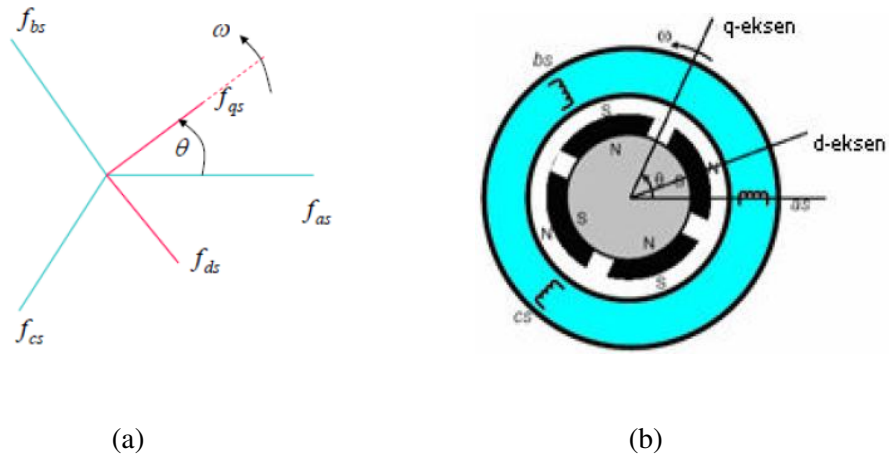
Ters dönüşüm matris fonksiyonu ise;

$$T_{a\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

şeklindedir.

2.5.3. Rotor Referans Çatıdaki SMSM Modeli (d-q Modeli)

Sinüzoidal akım beslemeli SMSM'lerin matematiksel olarak modellenmesinde kullanılan bir diğer yöntem de rotor referans çatısını kullanmaktır. Rotor referans çatıda, stator değişkenleri rotora sabitlenmiş referans bir çatıya dönüştürülür ve referans çatı açısal hız ω_e 'de döner. Stator büyüklüklerini rotor referans çatıya aktarmak suretiyle elde edilen model serbest uyarımlı doğru akım motorunun modeline benzer. Motorun denetim yapısı d-q modeli kullanılarak oluşturulur. Bu şekilde SMSM'de serbest uyarımlı doğru akım motoru gibi denetlenebilir. Şekil 2.10'da Park dönüşümü ve d-q çatıda SMSM gösterilmektedir.



Şekil 2.10. (a) dq - abc stator eksenleri ve (b) Park dönüşümü

3-faz sabit çatıdan d-q referans çatıya dönüşümü;

$$[f_{qd0}] = T_{qd0} [f_{abc}] \quad (2.17)$$

$$[f_{qd0}] = [f_q \ f_d \ f_0] \quad (2.18)$$

$$[f_{abc}] = [f_a \ f_b \ f_c]^T \quad (2.19)$$

şeklinde yazılabilir.

T_{qd0} dönüşüm matrisi;

$$T_{qd0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & (\cos \theta - \frac{2\pi}{3}) & (\cos \theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

şeklinde yazılabilir.

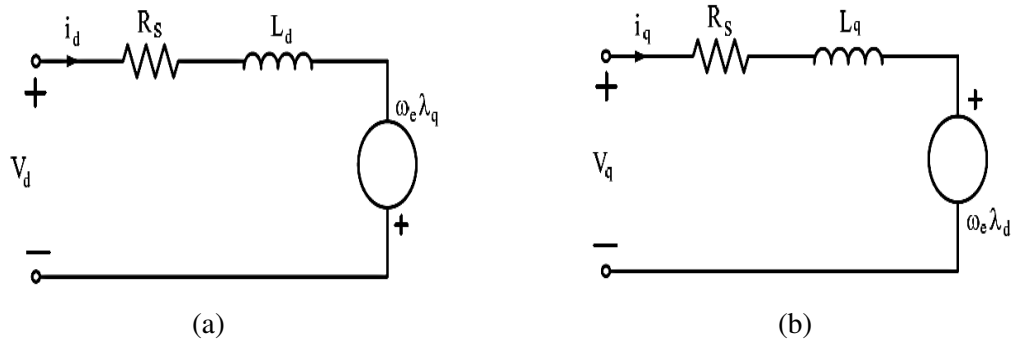
Ters dönüşüm fonksiyonu ise Denklem 2.21'deki gibi olur:

$$[f_{abc}] = T_{qd0}(\theta)^{-1} [f_{qd0}] \quad (2.21)$$

Ters dönüşüm matrisi ise Denklem 2.22'deki gibi olur:

$$T_{qd0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ (\cos \theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ (\cos \theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Şekil 2.11'de rotor referans çatıda SMSM'nin eşdeğer devre modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.11. Rotor referans çatıda SMSM'nin eşdeğer devre modelleri (a) d-eşdeğer devresi ve (b) q-eşdeğer devresi

$$V_d = R_s i_d + p \lambda_d - \omega_e \lambda_q \quad (2.23)$$

$$V_q = R_s i_q + p \lambda_q + \omega_e \lambda_d \quad (2.24)$$

Denklem 2.23 ve 2.24'te V_d ve V_q , d-q eksen gerilimlerini, p türev operatörünü i_d ve i_q d-q eksen akımlarını, λ_d ve λ_q d-q eksen akılarını göstermektedir. Denklem 2.23 ve 2.24'teki λ_d ve λ_q akıları;

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (2.25)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2.26)$$

şeklinde yazılabilir.

Denklem 2.25 ve 2.26'da verilen λ_m sürekli mıknatısın oluşturduğu akıdır. Motorun ürettiği elektromanyetik moment ise Denklem 2.27'de gösterilmiştir.

$$T_e = \frac{3p}{2} [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.27)$$

Denklem 2.27'de p kutup çifti sayısını ifade etmektedir. Moment ifadesinde birinci terim mıknatıs tarafından üretilen moment, ikinci terim relüktans tarafından kaynaklanan relüktans momentidir. YSMSM'lerde d-q eksen indüktansları birbirine eşit olduğundan relüktans momenti sıfırdır.

İSMSM'lerde ise mıknatıs tarafından üretilen moment T_m ;

$$T_m = \frac{3p}{2} \lambda_m i_q \quad (2.28)$$

şeklindedir.

Relüktans momenti T_{re} ise;

$$T_{re} = \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2.29)$$

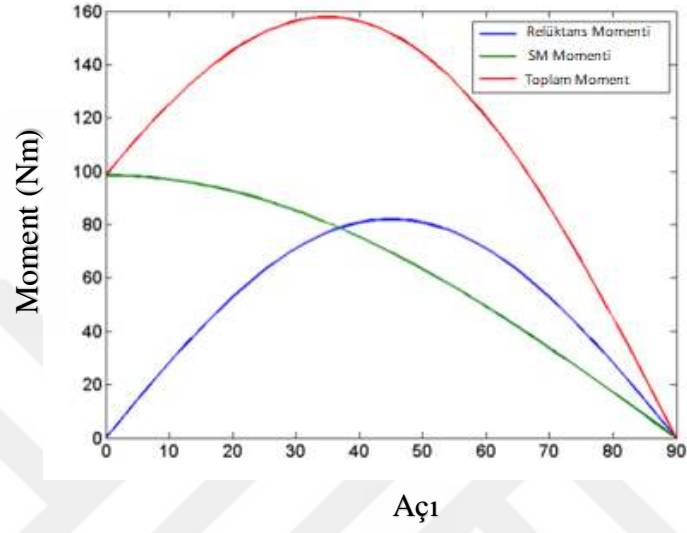
olur.

Mekanik sistemin momenti ise Denklem 2.30'daki gibi olur:

$$T_m = J p \omega_m + B \omega_m + T_y \quad (2.30)$$

Denklem 2.30’da ω_m mekanik hızı, j motorun atalet momentini, T_y yük momentini ifade etmektedir.

Şekil 2.12’de SMSM’nin relüktans, mıknatıs ve toplam momentinin grafiği yer almaktadır.



Şekil 2.12. Moment grafiği [57]

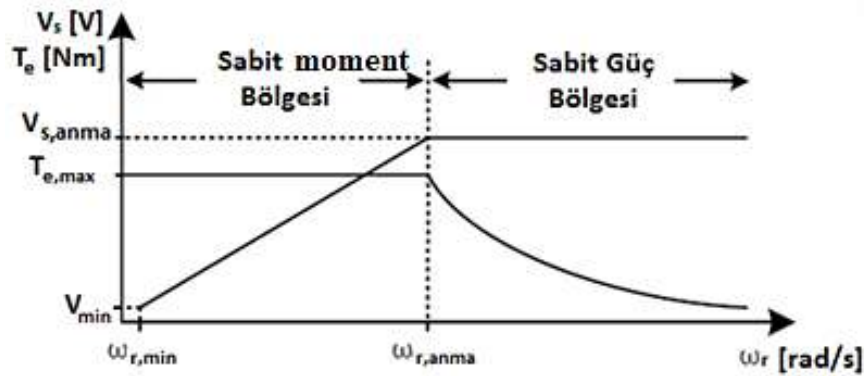
3. SMSM’NİN ALGILAYICILI ALAN KONTROLÜ

Elektrik motorları için kontrol yöntemleri temel olarak iki grupta incelenebilir: Skaler (V/f) ve vektörel kontrol. Skaler kontrol yöntemi ile sadece genlik kontrol edilebilirken, vektörel kontrol yöntemi ile hem genlik hem de faz açısı kontrol edilebilir.

3.1. Skaler Kontrol Yöntemi

Skaler kontrol yönteminde sadece genlik denetlenebilmekte ve açı üzerinde denetim yapılamamaktadır. Yapısının basit olması, geri besleme aygıtı ve hız algılayıcısı gerektirmemesi ve düşük maliyetli olmasından dolayı skaler kontrol en çok tercih edilen hız denetim yöntemlerinden biridir.

V/f oranının sabit tutularak SMSM’nin hız denetiminin yapıldığı en kolay kontrol yöntemidir. Bu yöntemde temel prensip stator geriliminin genliği ile frekansının birlikte belirli bir oranda değiştirilmesidir. Nominal yükte motor kalkış anında stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü fazla olduğundan dolayı ilk anda ilave sabit bir küçük gerilim ile başlanır [22]. Gerilim sabit moment bölgesinde en fazla anma gerilim değerine kadar artırılır. Anma hızının üstündeki hızlarda ise sabit güç bölgesinde, gerilim anma değerinde sabit tutularak frekans arttırılır [23]. Şekil 3.1’de SMSM’nin skaler kontrolde moment ve gerilim karakteristiği yer almaktadır.



Şekil 3.1. SMSM’nin V/f kontrolünde moment ve gerilim karakteristiği

Skaler kontrolde moment kontrolü yapılamadığı için yük değişimlerinden olumsuz yönde etkilenmektedir. Bu yöntem daha çok pompa ve fan gibi hassas olmayan uygulamalarda kullanılmaktadır. Yüksek performans gerektiren uygulamalarda vektör kontrolü ile denetim gerçekleştirilmektedir.

3.2. Vektör Kontrol Yöntemi

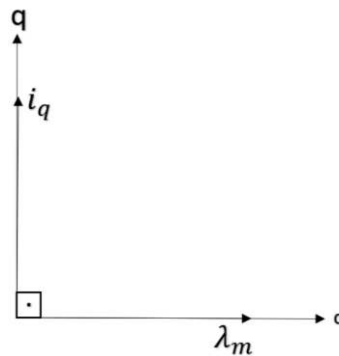
Vektör kontrol yöntemi, alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolü olmak üzere ikiye ayrılır. Ancak literatürde vektör kontrolü alan yönlendirmeli kontrolün yerine de kullanılmaktadır.

Vektör kontrol yöntemi ilk kez K. Hasse (dolaylı alan yönlendirmeli kontrol) ve F. Blaschke [24] (doğrudan alan yönlendirmeli kontrol) tarafından indüksiyon motorları için önerilmiştir. Daha sonra P. Pillay ve R. Krishnan [25] bu yöntemin SMSM'ye de uygulanabileceğini göstermiştir. Alan yönlendirmeli kontrolün temel amacı; SMSM'nin serbest uyartımlı bir DA motorunda olduğu gibi moment ve akının birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesidir. Bu amaçla akımlar d-q ekseninde birbirine dik iki bileşene ayrılır ve bu sayede akı ve moment kontrolü sırasıyla i_d ve i_q akımları ile sağlanır.

YSMSM'de d-q indüktans değerleri $L_d = L_q$ olur ve moment eşitliği ise Denklem 3.1'deki gibi olur:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\lambda_m i_q] \quad (3.1)$$

Denklem 3.1'de de görüldüğü gibi moment ifadesi i_d akımından bağımsızdır. Bu yüzden nominal hızın altındaki hızlarda i_d akımı sıfır olur. Bu nedenle moment i_q akımı ile kontrol edilir. Şekil 3.2'de de görüldüğü gibi i_q akımı ile λ_m akısı arasında 90° lik bir açı meydana gelir ve maksimum moment elde edilir.



Şekil 3.2 YSMSM'nin rotor referans düzleminde akım ve akı vektörleri

İSMSM'lerde ise d-q indüktans değerleri eşit değildir. Moment hem i_d hem de i_q akımı ile değiştiğinden dolayı i_d akımı sıfırdan farklı bir değer alır.

Vektör kontrol yönteminin üstünlüğü sistemin hızlı cevap vermesi ve düşük moment dalgalanmaları göstermesidir. SMSM’de vektör kontrolü diğer alternatif akım makinalarına göre daha kolaydır [26]. Bunun sebebi de rotor alan akısının sabit olması ve devir sayısı ile değişmemesidir.

Doğrudan moment kontrolü ise alan yönlendirmeli kontrol yöntemine alternatif olarak geliştirilmiştir. Depenbrock [27], Takahashi ve Noguchi [28], tarafından geliştirilmiştir ve ilk olarak asenkron makinalar için uygulanmıştır. Daha sonra Zhong ve arkadaşları [29] tarafından SMSM’ler üzerinde uygulanması için çalışılmıştır. Rahman ve arkadaşları [30] ise doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmiştir. Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi; stator manyetik akısı ve momentin, referans ve gerçek değerleri arasındaki farka bağlı olarak uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. SMSM’de, mıknatıs manyetik akısı sabit olduğundan moment kontrolünde, PWM ile oluşturulan akım kontrol devresinin kullanılması zorunluluğu ortadan kalkar. Bu nedenle SMSM’lerde doğrudan moment kontrolü, PWM akım kontrolü yardımıyla yapılan moment kontrolüne göre daha az parametre bağımlılığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar [31].

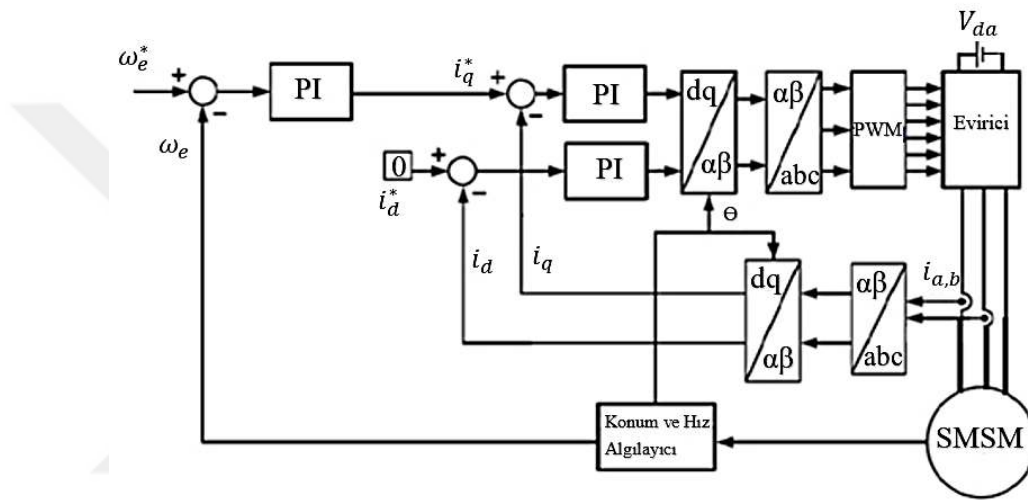
SMSM’ler moment üretebilmek için konum bilgisine ihtiyaç duyarlar. Konum bilgisine motorun akım ve gerilim bilgileriyle ulaşılabileceği gibi mekanik algılayıcılarla da ulaşılabilir. Bu nedenle SMSM’ler üretilirken genellikle motor miline bağlı bir konum algılayıcı ile üretilirler. Ayrıca hız denetimi gerektiren uygulamalar için de hız bilgisi gereklidir. SMSM’lerde hız ve konum bilgisi için takogeneratörler, elektromanyetik resolverler veya enkoderler kullanılır. Fakat bu algılayıcıların beraberinde getirdikleri sakıncalar ise; yüksek doğruluklu algılayıcıların sisteminin maliyetini artırması, algılayıcıların elektrik makinasının boyutunu artırmasından dolayı kullanım alanını sınırlaması ve mekanik güvenilirliği azaltmasıdır.

Şekil 3.3’te konum bilgisini elde etmek için kullanılan enkoder ve resolver gösterilmiştir.



Şekil 3.3. Enkoder ve resolver

Şekil 3.4'te SMSM'nin algılayıcı alan yönlendirmeli kontrolünün blok diyagramı yer almaktadır. Motorun ölçülen stator akımları Clarke ve Park dönüşümleri ile d-q referans düzlemine dönüştürülür. Referans hız ile ölçülen hız bilgileri karşılaştırılarak çıkışı hız kontrolörüne uygulanır ve referans i_q^* akımı elde edilir. Referans i_d^* akımı ise nominal hızın altındaki uygulamalarda sıfır alınır. Referans akımlar ölçülen akımlarla karşılaştırılıp PI kontrolörlere, moment ve akı kontrolörleri, uygulanarak v_d-v_q gerilimleri elde edilir. v_d ve v_q gerilimlerine ters Park ve Clarke dönüşümleri uygulanarak çıkışı uzay vektör darbe genişlik modülasyonuna uygulanır.

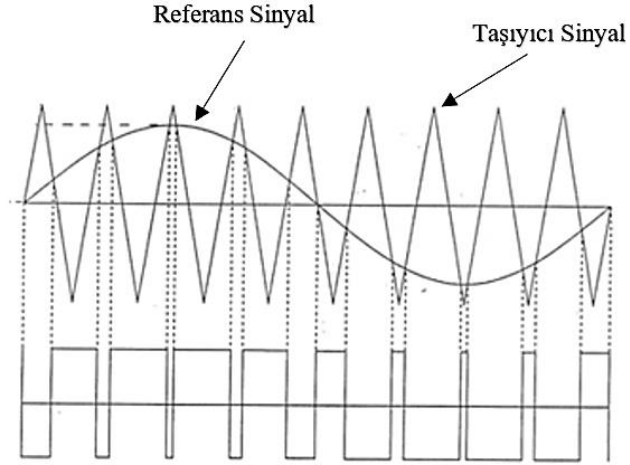


Şekil 3.4. SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünün blok diyagramı

Vektör kontrolünde uygulanan eviriciler ise şöyle sıralanabilir:

- Gerilim Beslemeli Eviriciler
 - Gerilim Referanslı PWM
 - Akım Referanslı PWM
- Akım Beslemeli Eviriciler

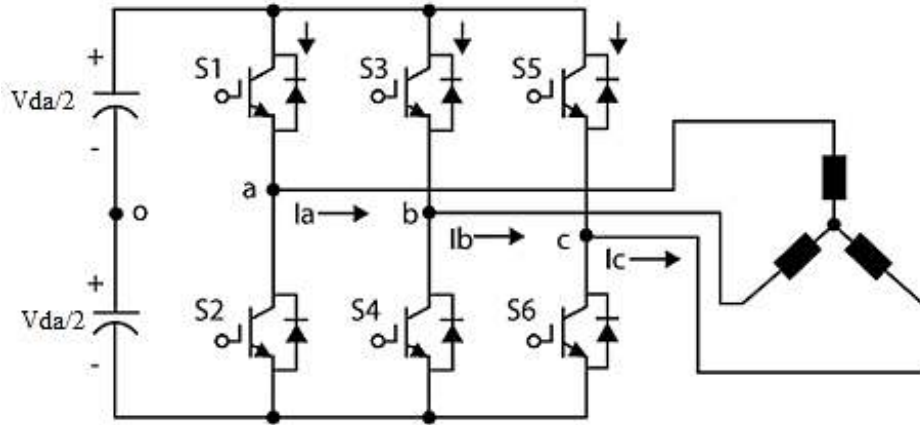
Gerilim referanslı PWM yönteminde sinüs PWM ve uzay vektör PWM olarak uygulanır. Sinüs PWM yönteminde çıkışta istenilen genlik ve frekanstaki sinyal, referans sinüs sinyali ile yüksek frekanslı taşıyıcı üçgen sinyalin karşılaştırılması ile elde edilir. Şekil 3.5'te sinüs PWM anahtarlama gösterilmiştir.



Şekil 3.5. PWM anahtarlama

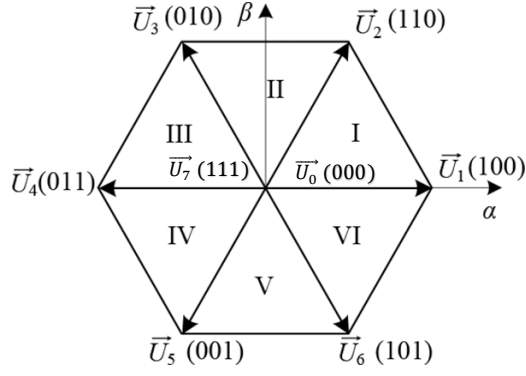
Üç fazlı bir sistemde her bir faz için aynı taşıyıcı sinyal kullanılır ve referans işaretin taşıyıcı işareten büyük olduğu durumda üst anahtar iletime geçer, aksi durumda ise alt anahtar iletime geçer. Bu yöntem analog veya dijital olarak uygulanabilir.

Uzay vektör PWM eviricinin farklı anahtarlama durumlarına göre gerilim vektörleri üretir. Şekil 3.6'da 3 fazlı yıldız bağlı bir gerilim kaynaklı evirici yer almaktadır.



Şekil 3.6. 3 fazlı gerilim kaynaklı evirici

Üst anahtarların iletimde olması durumu 1, alt anahtarların iletimde olması durumu 0 ile ifade edilerek uygulanan gerilim vektörü anahtarların konumuna göre ifade edilir. α - β ekseninde çıkış gerilimlerine T periyodu için bakıldığında toplam altı adet uzay vektörü oluşacaktır. Bu vektörler sabit referans düzlemde 60° lik aralıklarla yerleştirilmektedir. Şekil 3.7'de yer alan $\vec{U}_0$ ve $\vec{U}_7$ sıfır vektörlerini, diğer altı vektör ise aktif vektörleri temsil etmektedir.



Şekil 3.7. Gerilim uzay vektörü diyagramı

Tablo 3.1’de uzay vektör PWM’de uygulanan 3 faz gerilimlerine Clarke dönüşümü uygulanarak sabit referans düzlemde (α , β) motora uygulanan gerilimler yer almaktadır.

Tablo 3-1 Evirici anahtarlama durumuna göre gerilimler [3]

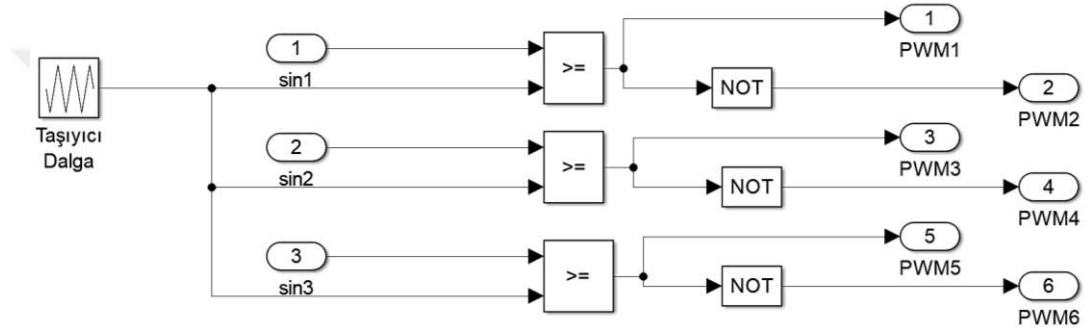
Anahtar Konumu			V_A	V_B	V_C	V_α	V_β
a	b	c					
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{2}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{2}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{2}{3}V_{da}$	0
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{2}{3}V_{da}$	0
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{2}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{2}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$
1	1	1	0	0	0	0	0

Uzay vektör PWM, sinüs PWM’e göre daha az harmonik üretir; ancak sinüs PWM’den daha karmaşık bir yapısı vardır ve işlemsel yoğunluğu fazladır.

3.3. SMSM'nin PWM Denetimli Algılayıcılı Alan Yönlendirmeli Denetim Modeli ve Benzetim Sonuçları

Bu bölümde SMSM'nin algılayıcılı alan denetiminin farklı hız ve yük durumlarındaki hız, moment, akım ve konum grafikleri Matlab/Simulink benzetim modeli sonuçlarında verilmiştir. Algılayıcılı alan denetimi PWM temelli olarak modellenmiştir.

Şekil 3.8'de referans akım akım sinyalleri ile motorun gerçek akım sinyalleri karşılaştırılarak elde edilen sinüsoidal sinyaller taşıyıcı sinyalle karşılaştırılarak altı adet PWM sinyali elde edilmiştir. Bu sinyaller eviricinin anahtarlama konumuna göre iletimde olurlar. Taşıyıcı sinyalin frekansı anahtarlama frekansını belirlemektedir.



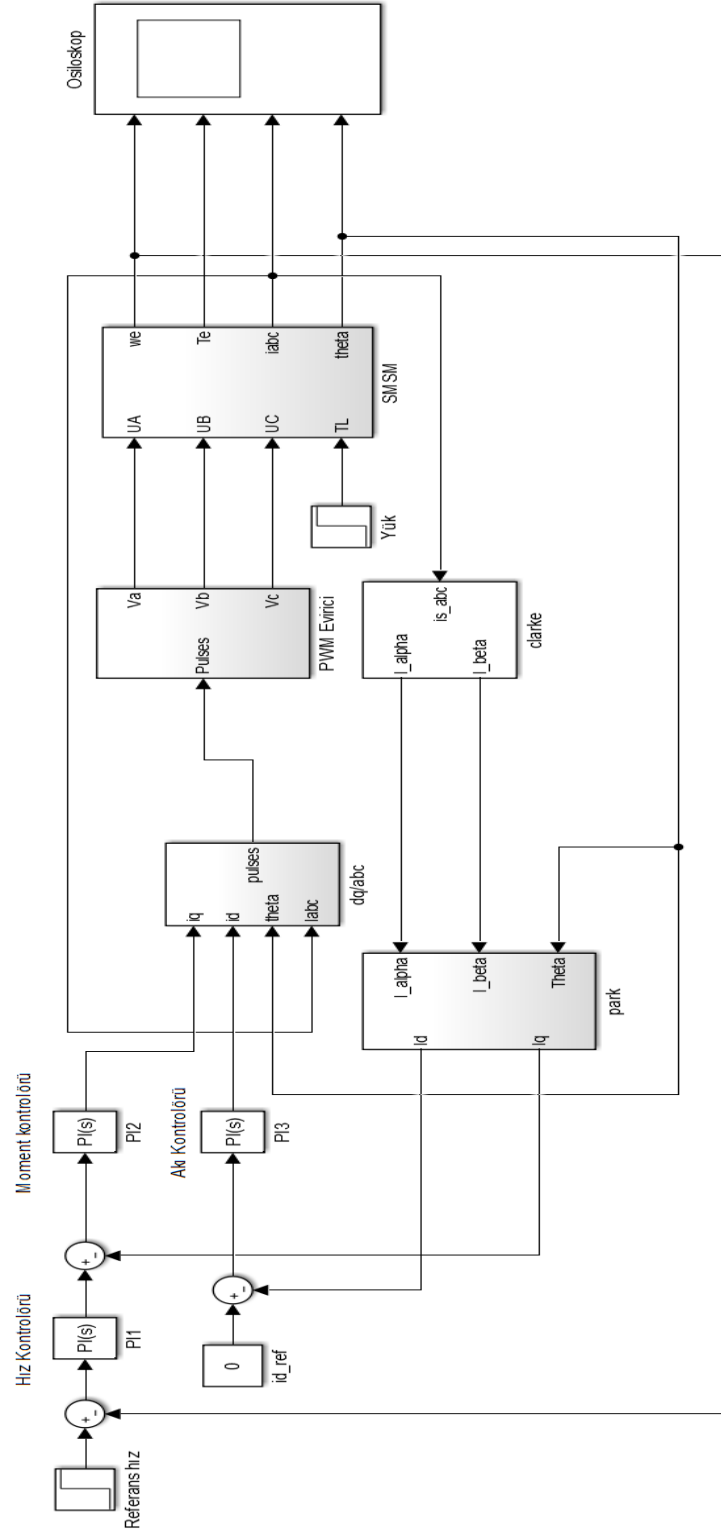
Şekil 3.8 Sinüsoidal PWM Matlab/Simulink modeli

Tablo 3.2'de bu tez çalışmasında kullanılan SMSM'nin parametreleri verilmiştir.

Tablo 3-2 SMSM'nin parametreleri

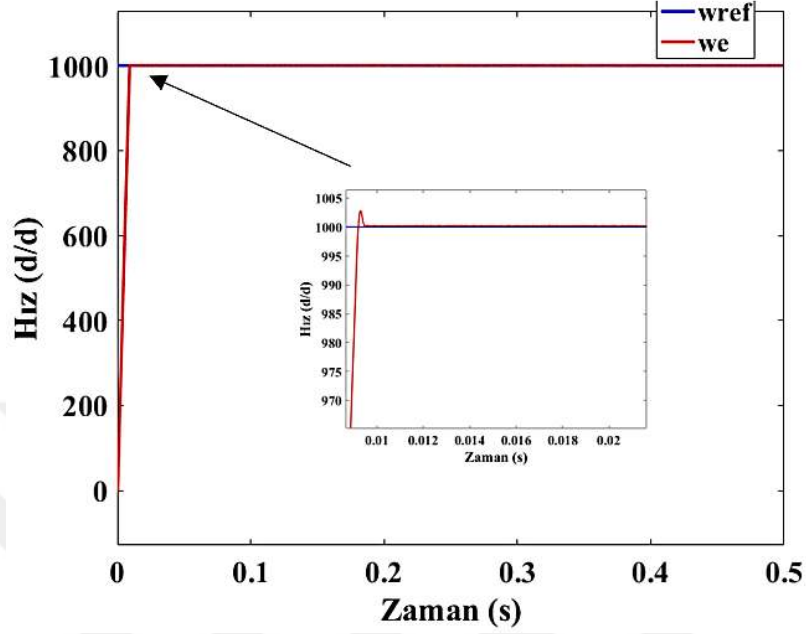
PARAMETRELER	DEĞERLER
Stator Faz Direnci (R_s)	2.8175 Ω
Kutup Çifti Sayısı (p)	2
d eksen endüktansı (L_d)	0.0085 mH
q eksen endüktansı (L_q)	0.0085 mH
Mıknatısın Akısı (λ_m)	0.175 Wb
Eylemsizlik Momenti (J)	0.0008 kgm^2

Şekil 3.8’de SMSM’nin PWM denetimli algılayıcı alan kontrolünün Matlab/Simulink’te gerçekleştirilen benzetim modeli yer almaktadır.

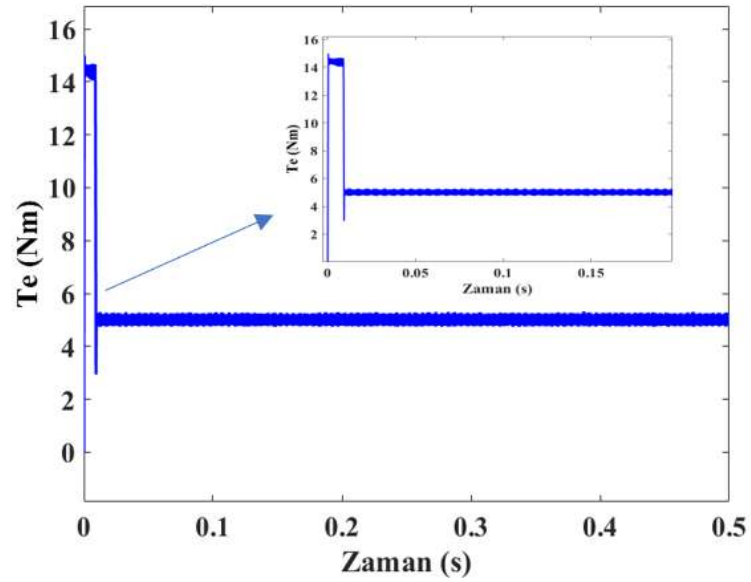


Şekil 3.9 SMSM’nin PWM denetimli algılayıcı alan kontrolünün Matlab/Simulink modeli

Şekil 3.10'da 0-0.5 s arasında 1000 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.5 s arasında 5 Nm'lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment, akım ve konum grafikleri verilmiştir.

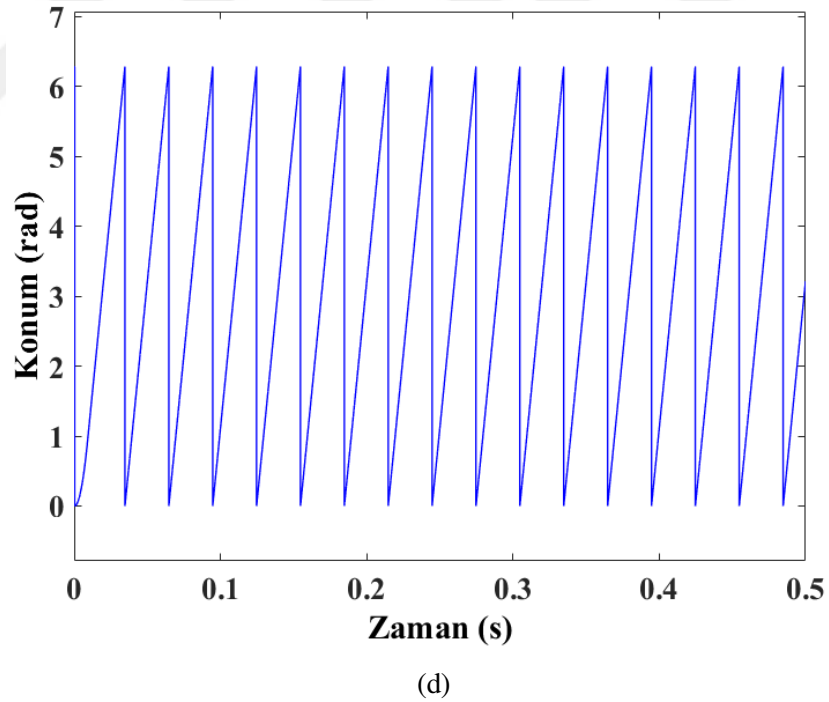
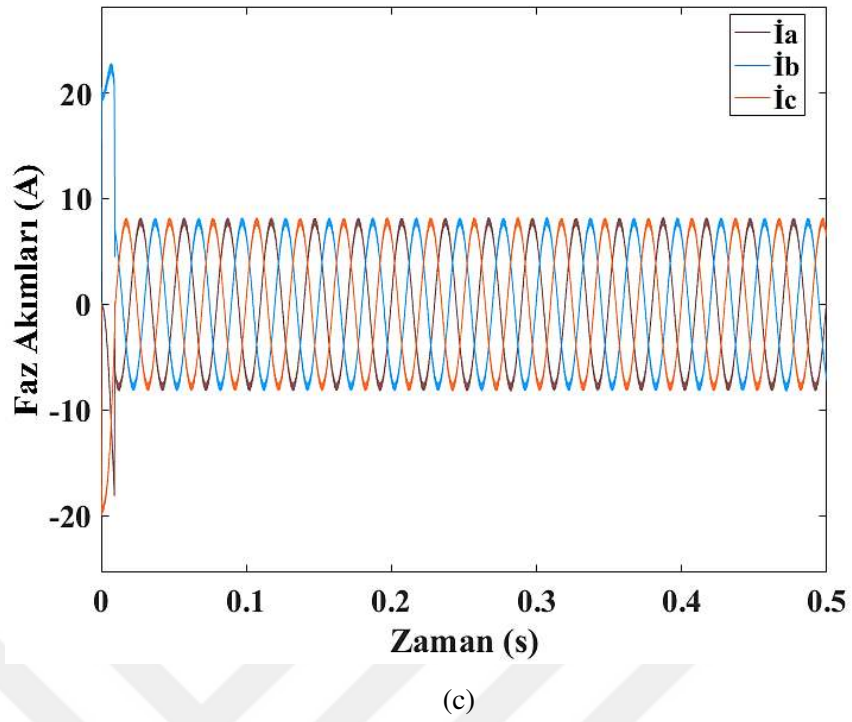


(a)



(b)

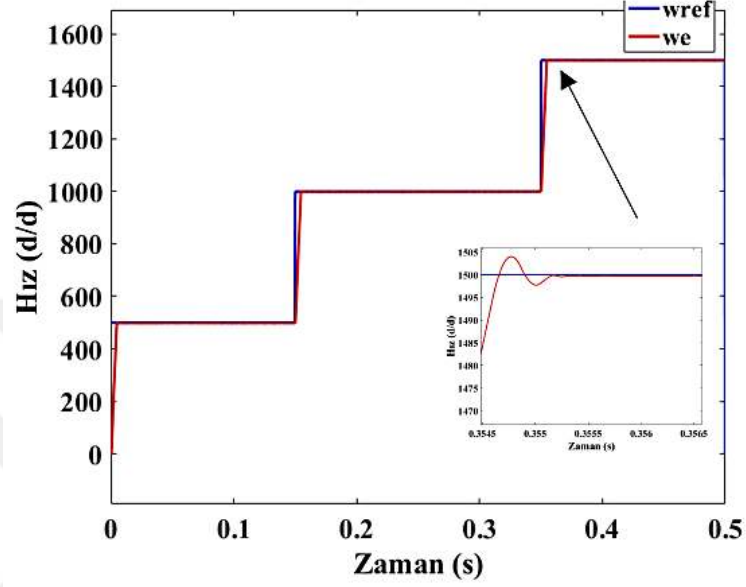
Şekil 3.10. PWM denetimli SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri



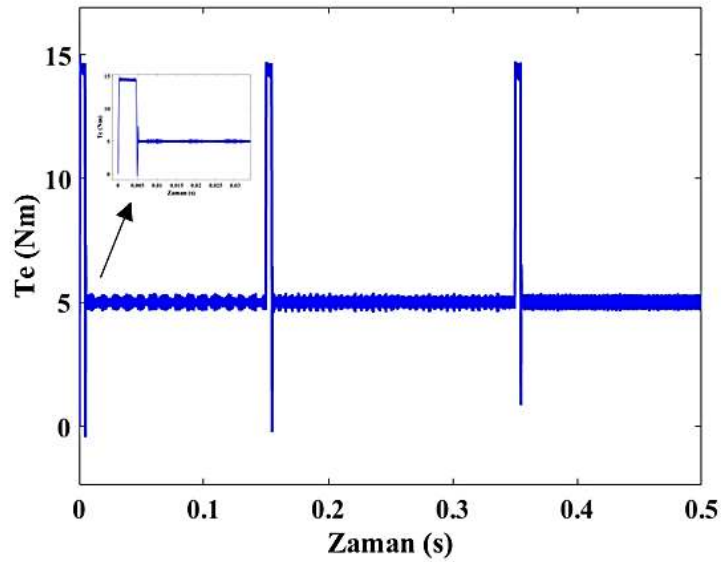
Şekil 3.10 PWM denetimli SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

Şekil 3.10.a'da 1000 d/d'da 5 Nm yük altında benzetim modeli çalıştırılmıştır. Kalkış anında motorun 1000 d/d'lık referans hız değerinde % 0,3'lük aşım yaptığı Şekil 3.10.a'da yer almaktadır. Referans hız değeri olan 1000 d/d'ya 9,5 ms'de ulaşmıştır ve sürekli hale geçmiştir.

Şekil 3.11’de 0-0.15 s arasında 500 d/d, 0.15-0.35 s arasında 1000 d/d, 0.35-0.5 s arasında ise 1500 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.5 s arasında 5 Nm’lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment, akım ve konum grafikleri verilmiştir.

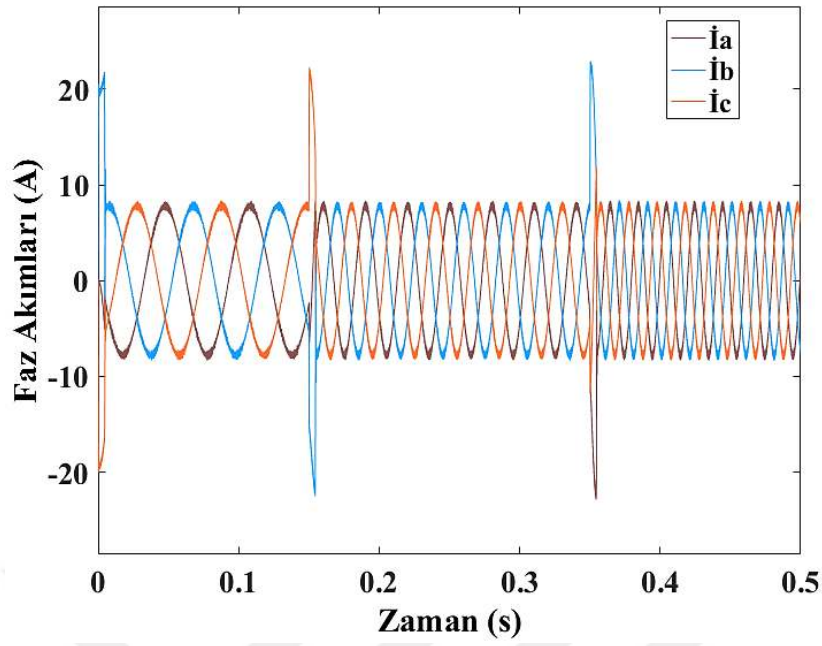


(a)

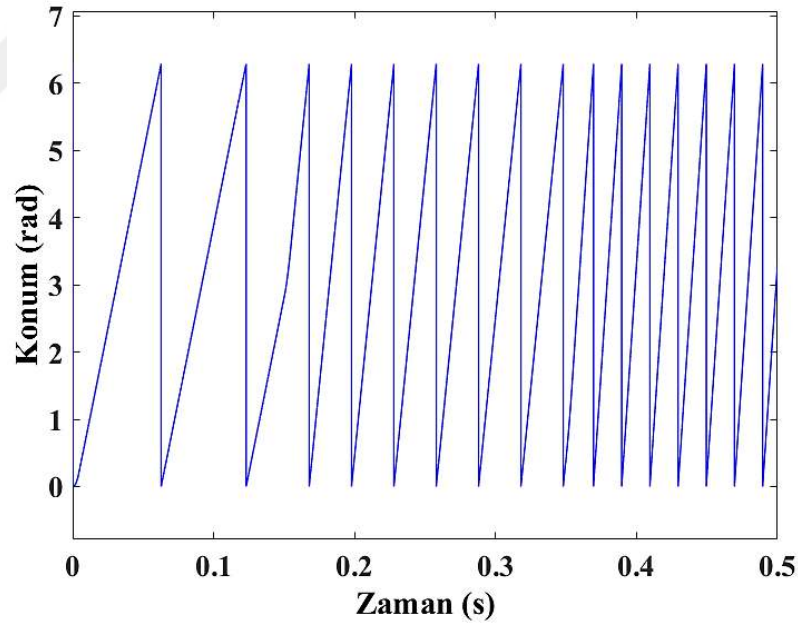


(b)

Şekil 3.11. PWM denetimli SMSM’ nin 500-1000-1500 d/d’ da 5 Nm’lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri



(c)

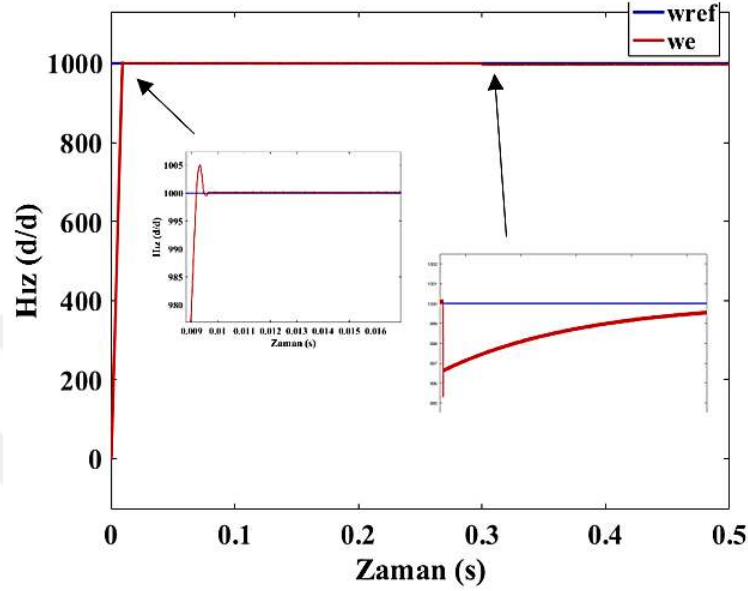


(d)

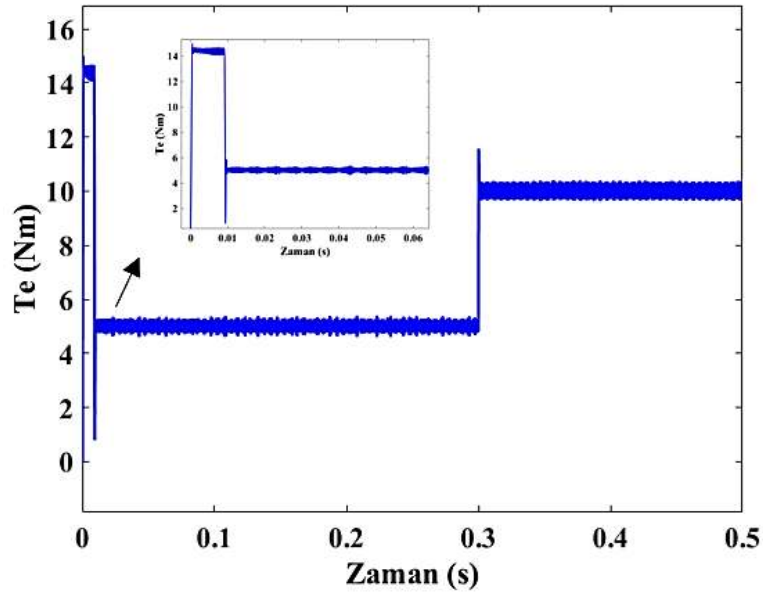
Şekil 3.11 PWM denetimli SMSM'nin 500-1000-1500 d/d' da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

Şekil 3.11.a'da ise sırasıyla 500-1000 ve 1500 d/d'da 5 Nm yük altında motor çalıştırılmıştır. Motora farklı referans değerler uygulandığında sırasıyla %0,8-0,5 ve 0,3 aşım yaptığı şekil 3.11.a'da yer almaktadır. İlk referans hız değeri 500 d/d'ya 5 ms'de ulaşmıştır ve sürekli hale geçmiştir.

Şekil 3.12’de 0-0.5 s arasında 1000 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.3 s arasında 5 Nm, 0.3-0.5 s arasında 10Nm’lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment, akım ve konum grafikleri verilmiştir.

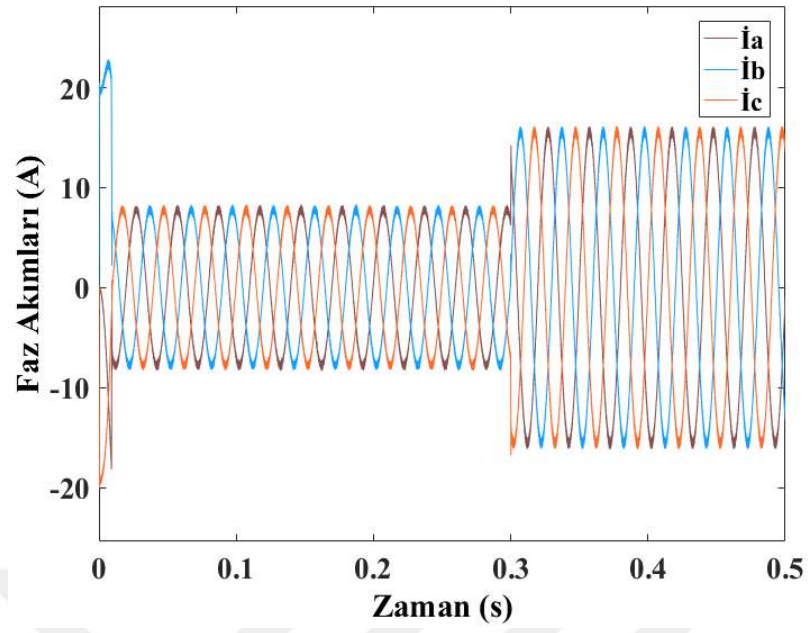


(a)

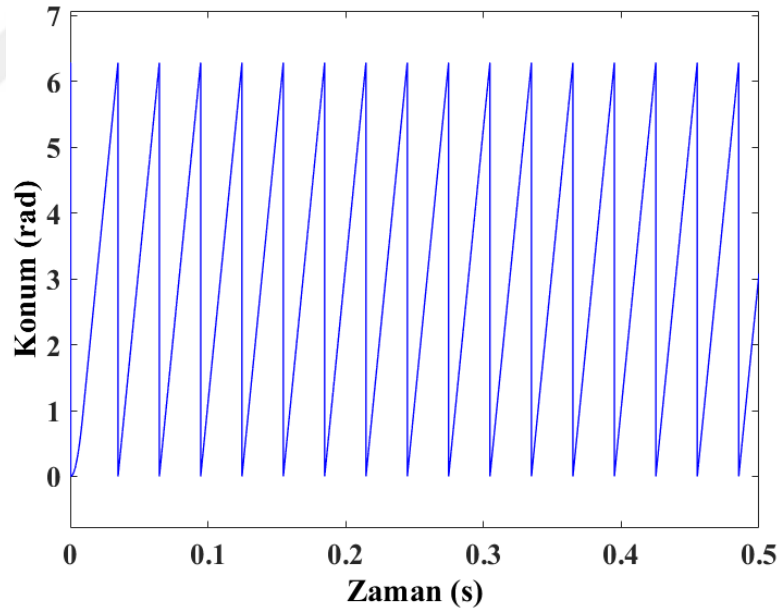


(b)

Şekil 3.12. PWM denetimli SMSM’nin 1000 d/d’ da 5-10 Nm’lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri



(c)



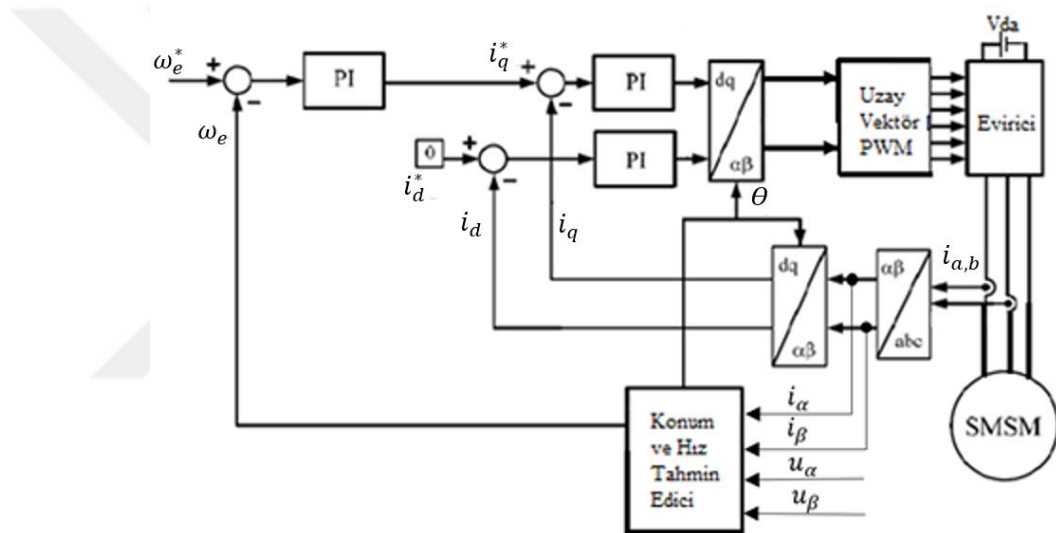
(d)

Şekil 3.12 PWM denetimli SMSM' nin 1000 d/d' da 5-10 Nm' lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

Şekil 3.12.a'da algılayıcı modelin son benzetiminde önce 1000 d/d'da önce 5 Nm' lik yük altında daha sonra ise 10 Nm'lik yük altında çalıştırılmıştır. Motor kalkış anında referans değere göre %0,5'lik aşım yapmıştır. Referans hız değeri olan 1000 d/d'ya 9,6 ms'de ulaşmıştır ve sürekli hale geçmiştir. Algılayıcı denetimde hız, moment ve akım grafiklerinde dalgalanmaların oldukça düşük olduğu gözlemlenmiştir.

4. MATERYAL VE METOT

Sürekli mıknaatıslı bir senkron motorun konum bilgisini elde edebilmek için resolver, enkoder ve Hall etki sensörleri gibi algılayıcılar kullanılabilir. Ancak bu algılayıcıların neden olduğu maliyeti azaltmak, donanım karmaşasını gidermek, mekanik dayanımı ve sürücünün güvenilirliğini artırmak için algılayıcısız kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Ayrıca algılayıcılı sistemler aşırı sıcak ortamlarda, çok yüksek hızlı sistemlerde ve ağır yük koşulları altında düşük performans gösterirler. Algılayıcısız alan kontrolünün Şekil 4.1’de blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 4.1. SMSM'nin algılayıcısız alan kontrolünün blok diyagramı

Algılayıcısız konum ve hız denetimi:

- Donanım karmaşasını ve maliyeti azaltır.
- Mekanik dayanımı artırır.
- Bakım maliyetlerini azaltır.
- Gürültüyü azaltır.
- Yüksek güvenilirlik sağlar.
- Özellikle yüksek performanslı sürücülerde istenmeyen elektromekanik algılayıcıların sebep olduğu eylemsizliği azaltır.

SMSM için algılayıcısız denetim yöntemleri temel olarak iki gruba ayrılır:

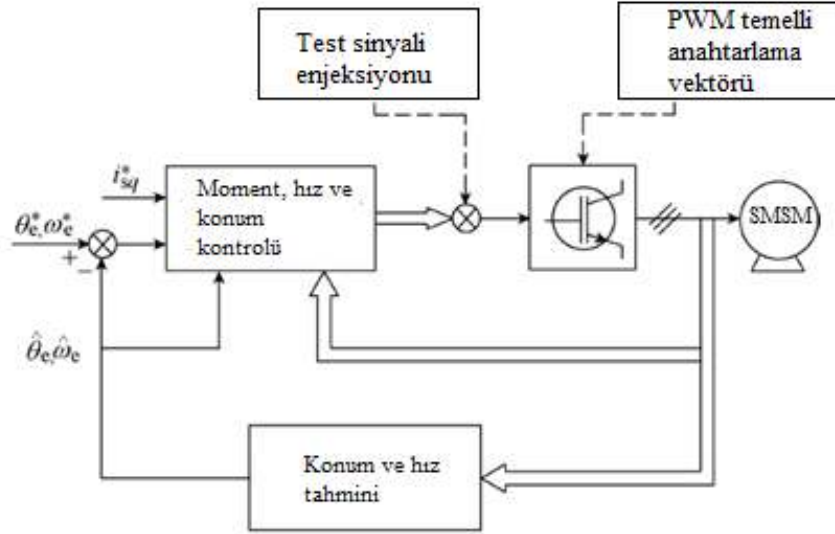
- Sinyal enjeksiyonuna dayalı tahmin yöntemleri
- Model tabanlı tahmin yöntemleri

4.1. Sinyal Enjeksiyonuna Dayalı Tahmin Yöntemleri

Sinyal enjeksiyon yöntemi motorun manyetik çıkıklık özelliğine dayanır. Model tabanlı tahmin yöntemleri rotorun konum bilgisini zıt EMK'dan elde ederler. Ancak düşük hızlarda oluşan düşük zıt EMK'dan dolayı doğru bir konum tahmini yapamazlar. Bu noktada sinyal enjeksiyon yöntemleri düşük hızlarda ve sıfır hızda konum tahmini için kullanılır.

Sinyal enjeksiyonuna dayalı tahmin yöntemlerinde gerilim uygulanması genel olarak sinüsoidal işaretlerle uygulanan sürekli bir gerilim veya kesikli bir gerilim darbesi şeklinde uygulanır.

Şekil 4.2'de görüldüğü gibi çıkıklık özelliği kullanılarak tahmin yapabilmek için yüksek frekanslı bir akım veya gerilim sinyali uygulanır.



Şekil 4.2. SMSM'nin çıkıklık özelliği kullanılarak konum tahmini [32]

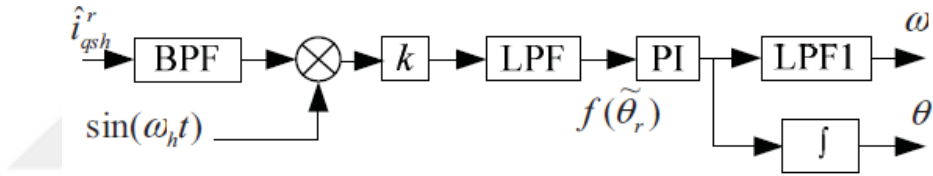
Sinyal enjeksiyonuna dayalı tahmin yöntemlerinin olumlu özelliklerinden biri parametre değişimlerinden etkilenmemesidir. Ancak uygulanan gerilimin genliği ve frekansı, eviricinin ölü zaman etkileri ve filtre seçimi rotorun konum tahminini önemli ölçüde etkilemektedir [33].

4.1.1. Sinüsoidal Yüksek Frekanslı Sinyal Enjeksiyonu

Yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonuna dayalı yöntemde motorun frekansından çok daha yüksek frekanslı bir gerilim veya akım sinyali çıkıklığı belirlemek ve rotor konumunu tahmin edebilmek için enjekte edilir. Ancak yüksek frekanslı gerilim sinyalinin uygulanması akım sinyaline göre kolay olduğu için daha geniş bir uygulama alanına sahiptir.

Sinüsoidal yüksek frekanslı bir gerilim sinyali temel gerilime enjekte edildiğinde motor sargılarında yüksek frekanslı akımlar ortaya çıkar. Motorun yüksek frekanslı bileşenleri incelenirken zıt EMK gerilimi yüksek frekanslı bileşen içermediğinden ihmal edilebilir. Motorun gerilim eşitliklerinin yüksek frekanslı bileşenleri rotor konum bilgisini veren yüksek frekanslı gerilim, akım ve indüktans değerlerini içerir [34].

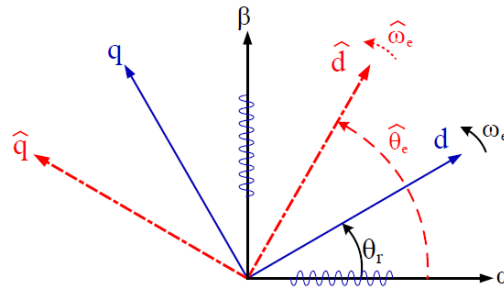
Bu yüksek frekanslı akımlar rotorun konum bilgisini içerirler. Şekil 4.3'te görüldüğü üzere bant ve alçak geçiren filtreler kullanılarak doğru bir demodülasyonla rotorun konum bilgisi elde edilir.



Şekil 4.3. d-q referans düzlemde demodülasyon yapısı [34]

Sinüsoidal yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu temel olarak iki şekilde uygulanır. Bunlar döner sinyal enjeksiyonu ve darbe sinyal enjeksiyonudur.

Döner sinyal enjeksiyonunda α - β sabit düzleminde sabit frekanslı bir gerilim sinyali enjekte edilir. Şekil 4.4'te yüksek frekanslı sinyal uygulanan referans koordinat çatı gösterilmiştir.



Şekil 4.4. Sabit referans düzlemde yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu için referans koordinat çatı [35]

Senkron çatıda yüksek frekanslı gerilim şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h}^s \\ u_{\beta h}^s \end{bmatrix} = u_{inj} \begin{bmatrix} \cos \omega_{inj} t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

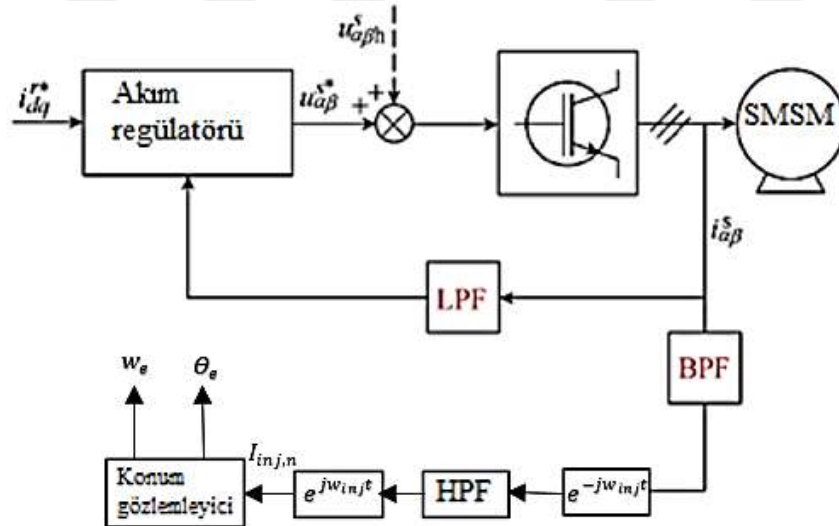
u_{inj} ve ω_{inj} yüksek frekanslı gerilim sinyalinin sırasıyla genliğini ve açısal hızını ifade etmektedir.

α - β sabit düzleminde konuma bağlı akımlar ise aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h}^s \\ i_{\beta h}^s \end{bmatrix} = I_{inj,p} \begin{bmatrix} \cos \omega_{inj} t \\ \sin \omega_{inj} t \end{bmatrix} - I_{inj,n} \begin{bmatrix} 2\theta_e - \cos \omega_{inj} t \\ 2\theta_e - \sin \omega_{inj} t \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$I_{inj,p} = \frac{u_{inj}}{\omega_{inj}} \sum \frac{L}{L_d L_q} \quad \text{ve} \quad I_{inj,n} = \frac{u_{inj}}{\omega_{inj}} \sum \frac{\Delta L}{L_d L_q} \quad (4.3)$$

Denklem 4.2’de görüldüğü üzere negatif akım dizisi rotorun konum bilgisini içerir. Şekil 4.5’te ise döner sinyal enjeksiyonu ve demodülasyon işlemi gösterilmiştir.



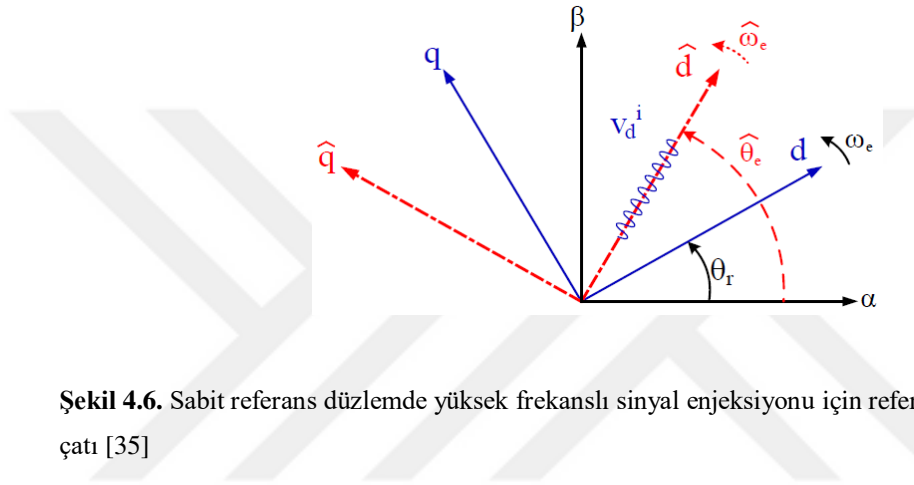
Şekil 4.5. Döner Sinyal enjeksiyonu [36]

Konum hata sinyalinin demodülasyon sürecinde yüksek frekanslı gerilim sinyali tarafından İSMSM’ye indüklenen yüksek frekanslı akım sinyalini elde etmek için bir bant geçiren filtre ve rotor konum hatasını elde edebilmek için bir alçak geçiren filtre gereklidir. Ancak bu filtreler rotor konumu ve hız tahmininde zaman gecikmesine ve akım kontrolü bant genişliğinde sınırlamalara neden olurlar. [37]’de bant geçiren ve alçak geçiren filtreler olmadan iki referans gerilimi ve üç

örnekleme akımı kullanılarak zaman gecikmesi ve akım kontrolü bant genişliğinde sınırlama sorunu çözülmüştür.

α - β sabit referans düzlemine uygulanan sinyal enjeksiyonundan dolayı ayrıca yüksek frekanslı akımların dalgalanmaları da kaçınılmazdır.

Darbe sinyal enjeksiyonunda ise bir darbe gerilim sinyali d veya q eksenine enjekte edilir ve indüklenen akım rotor konumunu tahmin etmek için kullanılır. Şekil 4.6’da yüksek frekanslı sinyal uygulanan referans koordinat çatı gösterilmiştir.



Şekil 4.6. Sabit referans düzlemde yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu için referans koordinat çatı [35]

Tahmin edilen bir d eksen gerilim sinyali enjeksiyon için kullanılırsa gerilim sinyali Denklem 4.4’teki gibi olur:

$$\begin{bmatrix} u_{dh}^r \\ u_{qh}^r \end{bmatrix} = u_{inj} \begin{bmatrix} \cos \omega_{inj} t \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{u_{inj}}{2} (e^{j\omega_{inj} t} + e^{-j\omega_{inj} t}) \quad (4.4)$$

Denklem 4.4’te enjekte edilen gerilimin iki döner vektörden oluştuğu görülmektedir. Rotorun gerçek konumuyla tahmin edilen konum arasındaki fark ise Denklem 4.5’teki gibi olur:

$$\theta_{hata} = \theta_e - \widehat{\theta_e} \quad (4.5)$$

d-q çatıda konuma bağlı taşıyıcı akım ise Denklem 4.6’daki gibi olur:

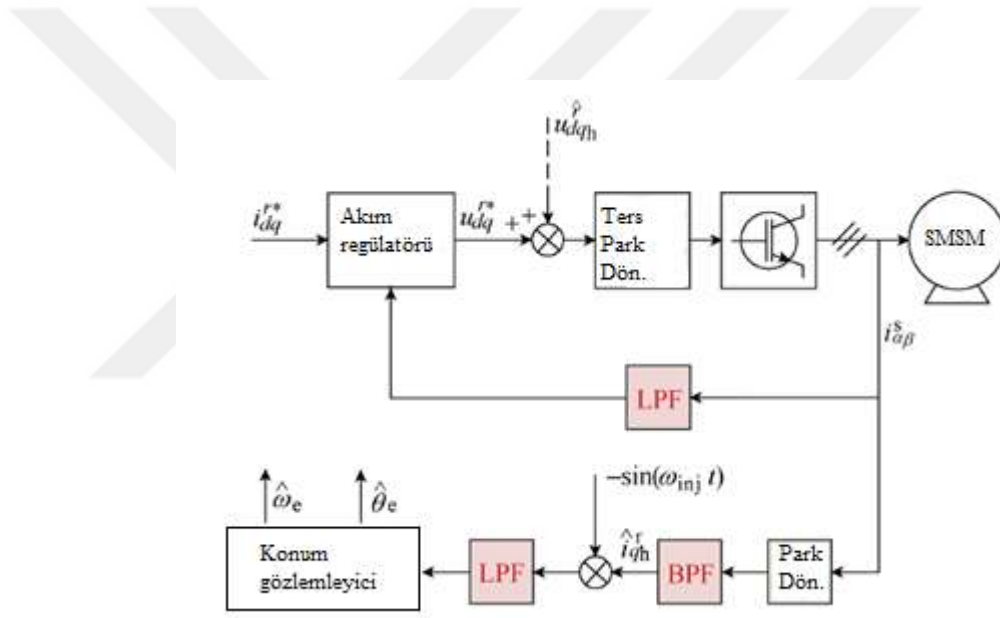
$$\begin{bmatrix} i_{dh}^r \\ i_{qh}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{inj,p} + I_{inj,n} \cos 2\theta_{hata} \\ I_{inj,n} \sin 2\theta_{hata} \end{bmatrix} \sin \omega_{inj} t \quad (4.6)$$

Denklem 4.6'dan darbe sinyal enjeksiyonu için taşıyıcı akımın genliği rotor konum bilgisi tarafından modüle edilmiştir. i_{qh}^r 'deki $\sin 2\theta_{hata}$ sıfır yapılarak gerçek rotor referans çatıdaki değerler bulunur [36]. Rotorun konum tahmini için çıkıklık etkisinden kaynaklanan I_{sal} akımı alçak geçiren filtre (LPF) kullanılarak Denklem 4.7'deki gibi elde edilir:

$$I_{sal} = LPF(i_{qh}^r \sin \omega_{inj} t) = \frac{u_{inj} \Delta L}{2\omega_{inj} \Sigma L^2} (2\theta_{hata}) \quad (4.7)$$

$$\Delta L = (L_d - L_q)/2 \quad (4.8)$$

Şekil 4.7'de ise darbe sinyal enjeksiyonu ve demodülasyon işlemi gösterilmiştir.



Şekil 4.7. Darbe sinyal enjeksiyonu

Enjekte edilen yüksek frekanslı gerilimler sinüsoidal ve kare dalga olmak üzere ikiye ayrılırlar [38]. Kare dalga sinyaller daha iyi dinamik performans gösterirler ancak farklı demodülasyon teknikleri gerektirirler.

4.1.2. PWM Darbe Enjeksiyonu

Bu yöntemde, çok kısa zaman aralıkları boyunca sabit referans düzlemde belirlenen yönlerde test gerilim vektörleri enjekte edilerek rotor konumu belirlenir. Temel frekansta istenmeyen bir uyarıyı engellemek için, test vektörü temel frekanstaki gerilim vektörüne enjekte edilmelidir. Test vektörünün uygulanması sonucunda di/dt, test vektörü doğrultusu boyunca indüktansları

tanımlamak için kullanılır. İndüktanslar rotor konumuna bağlı olduğundan, bu durum durağan halde veya düşük hızlarda rotor konumunu belirlemek için kullanılır [33].

Test vektörlerinin oluşturacağı gürültü ve kayıplar ise sinyalde bozulmalara sebep olacağından en aza indirgenmesi gerekmektedir. Bu gürültü ve kayıpları yok etmek amacıyla kullanılan yöntemlerden biri *INFORM* (reaktansların on-line ölçümüyle dolaylı olarak akı hesaplama) yöntemidir [39]. *INFORM* yöntemi 1988’de Manfred Schröedl tarafından ortaya konulmuştur [40]. Bu yöntem bir tür vektör kontrolüdür. Belirli aralıklarla PWM durdurulur ve motora bir test gerilim vektörü uygulanır. Gerilim ve akım bilgileri kullanılarak karmaşık bir düzlemde reaktans vektörü belirlenir. Bu *INFORM* reaktansı rotorun konum bilgisini içerir. *INFORM* reaktansı ve SMSM’nin stator gerilim modeli şu şekildedir:

$$x_{INFORM} = \frac{u_s}{di_s/d\tau} \quad (4.9)$$

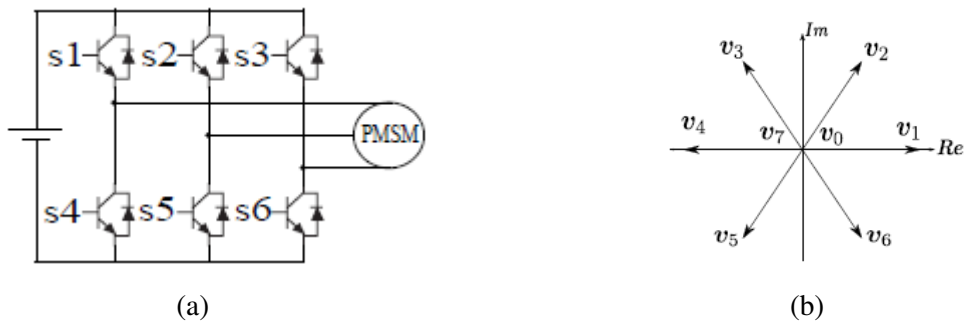
$$u_s = R_s i_s + \frac{d\lambda_s}{d\tau} = L_s \frac{di_s}{d\tau} + e_s \quad (4.10)$$

$$\lambda_s = L_s(\theta_e) i_s + \psi_{PM} \quad (4.11)$$

$$\lambda_{PM} = \psi_{PM} e^{j\theta_e} \quad (4.12)$$

$$e_s = \frac{d\psi_{pm} e^{j\theta_e}}{d\tau} = j\omega_e \lambda_{PM} \quad (4.13)$$

u_s, i_s ve e_s sırasıyla stator gerilim vektörünü, stator akım vektörünü ve zıt EMK’yı göstermektedir. R_s stator direncini, L_s stator indüktans matrisini, λ_s stator akı matrisini göstermektedir. λ_{PM} ve ψ_{pm} ise sırasıyla SMSM’nin sürekli mıknatısının akısının vektörel ve skaler ifadesidir. Şekil 4.8’de altı adet aktif vektör (v_1 - v_6) ve iki adet sıfır vektörü (v_0 - v_7) olan *INFORM* metodunu uygulamak için kullanılan test vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 4.8. (a) 3-fazlı evirici ve (b) gerilim vektörleri

PWM darbe enjeksiyonu yöntemi, durağan haldeki bir motorun başlangıç rotor konumunun temel sinyalini veya yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonunu kullanarak belirler [41]. Motora yol verirken tepe akım değerleri kullanılarak, motor yol alırken kullanılacak rotor konumu yüksek doğrulukla belirlenmiştir. Bu yöntemin olumlu yanı sıra ilave ölçümler yapılmadan ve ayrıca bir donanım kullanılmadan tahmin yapılmasıdır.

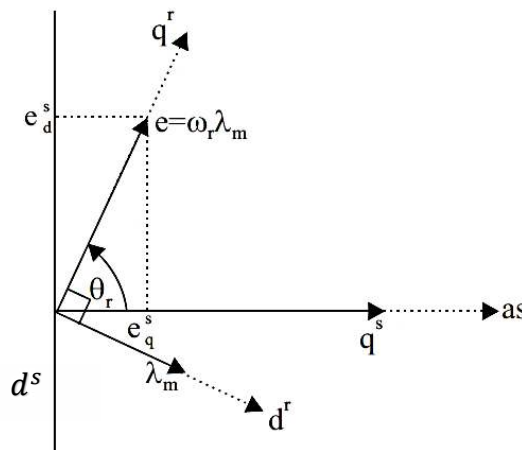
4.2. Model Tabanlı Tahmin Yöntemleri

Model tabanlı tahmin yöntemleri rotorun konum bilgisini doğru bir biçimde elde edebilmek için zıt EMK'ya ihtiyaç duyarlar. Ancak düşük hızlarda veya sıfır hızda zıt EMK çok küçük olacağından rotorun konum bilgisini elde etmekte zorlaşacaktır. Bundan dolayı düşük hızlarda doğru bir konum tahmini yapılamayacağı için bu yöntem orta ve yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilir. Rotorun konum bilgisi elde edilirken açık veya kapalı döngülü gözlemleyiciler kullanılırlar. Başlıca model tabanlı tahmin yöntemleri şunlardır: Zıt EMK, EKF, SMO ve MRAS.

4.2.1. Zıt EMK Tabanlı Tahmin Yöntemi

Zıt EMK yöntemi SMSM'nin en çok kullanılan algılayıcısız kontrol yöntemlerinden biri olup orta ve yüksek hızlı uygulamalarda yüksek performans gösterir.

SMSM'de d eksenine yerleştirilmiş sürekli mıknatıs, q ekseninde bir gerilim (zıt EMK gibi) indüklenmesine neden olur. Bu zıt EMK rotorun konum bilgisini içerir. Bu durum Şekil 4.9'da gösterilmektedir.



Şekil 4.9. Sabit referans düzlemde zıt-EMK vektörü [42]

Hız ve konum tahmininde, zıt EMK yönteminin uygulanmasında kullanılan en genel yaklaşım motor eşitlikleri kullanılarak zıt EMK'nın bir açık döngü sistem olarak kullanılmasıdır. Kapalı döngü bir sistem olarak kullanılabilmesi için ise bir gözlemleyici kullanılır. Bu gözlemleyiciler Luenberger gözlemleyici veya SMO olabilir [43].

YSMSM ve İSMSM modelleri için motor eşitlikleri kullanılarak zıt EMK vektöründen konum bilgisi elde edilir. Şekil 4.9'dan rotorun konumu Denklem 4.14'teki gibi olur.

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{e_d^s}{e_q^s} \quad (4.14)$$

$$e_q^s = \omega_r \lambda_m \cos(\theta_r) \quad (4.15)$$

$$e_d^s = \omega_r \lambda_m \sin(\theta_r) \quad (4.16)$$

İSMSM'de senkron çatıda elde edilen gerilim eşitlikleri ise Denklem 4.17 ve 4.18'deki gibi olur.

$$u_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + p[(L + \Delta L \cos(2\theta_r)) i_{qs}^s - \Delta L \sin(2\theta_r) i_{ds}^s] + \omega_r \lambda_m \cos(\theta_r) \quad (4.17)$$

$$u_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + p[-\Delta L \sin(2\theta_r) i_{qs}^s + (L - \Delta L \cos(2\theta_r)) i_{ds}^s] - \omega_r \lambda_m \sin(\theta_r) \quad (4.18)$$

Denklem 4.17 ve 4.18'den İSMSM'nin zıt EMK denklemleri yeniden şu şekilde yazılabilir:

$$e_q^s = \omega_r \lambda_m \cos(\theta_r) = u_{qs}^s - R_s i_{qs}^s - [(L + \Delta L \cos(2\theta_r)) p i_{qs}^s + 2\omega_r \Delta L \sin(2\theta_r) i_{qs}^s + \Delta L \sin(2\theta_r) i_{ds}^s + 2\omega_r \Delta L \cos(2\theta_r) i_{ds}^s] \quad (4.19)$$

$$e_d^s = \omega_r \lambda_m \sin(\theta_r) = -u_{ds}^s + R_s i_{ds}^s - [(L - \Delta L \cos(2\theta_r)) p i_{ds}^s + 2\omega_r \Delta L \sin(2\theta_r) i_{ds}^s - \Delta L \sin(2\theta_r) p i_{qs}^s - 2\omega_r \Delta L \cos(2\theta_r) i_{qs}^s] \quad (4.20)$$

YSMSM'de ise $L_d = L_q = L$ olduğundan $\Delta L = 0$ olur.

$$u_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + L p i_{qs}^s + \omega_r \lambda_m \cos(\theta_r) \quad (4.21)$$

$$u_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + L p i_{ds}^s - \omega_r \lambda_m \sin(\theta_r) \quad (4.22)$$

Denklem 4.21 ve 4.22'den şu şekilde yazılabilir:

$$e_q^s = \omega_r \lambda_m \cos(\theta_r) = u_{qs}^s - R_s i_{qs}^s - L p i_{qs}^s \quad (4.23)$$

$$e_d^s = \omega_r \lambda_m \sin(\theta_r) = -u_{ds}^s + R_s i_{ds}^s + L p i_{ds}^s \quad (4.24)$$

YSMSM'nin aksine İSMSM'nin indüktans değerleri stator referans eşitliklerinde rotorun konumuna bağlıdır ve bu durum zıt EMK bileşenleri e_q^s ve e_d^s nin hesaplanmasını zorlaştırır.

İSMSM'lerde rotor kutuplarının çıkıklığından dolayı indüktans değeri değişiklik gösterir. Bu özelliğinden dolayı konum bilgisi sadece akı veya zıt EMK'dan elde edilemez. Zıt EMK bu motorlara uygulanamayacağı için *genişletilmiş zıt EMK yöntemi* uygulanır. Genişletilmiş zıt EMK yöntemi ile İSMSM'lerde konum ve hız tahmini yapılabilir.

Zıt EMK yönteminin sakıncaları parametre belirsizliklerinde hassasiyet göstermesi, gürültü oluşması ve eviricinin doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı oluşan düzensizliklerdir. Motorun hareketi ile beraber motor performansı da değişen parametrelere bağımlılık gösterir. Bu aksaklığı gidermek için gözlemleyiciler kullanılır. Bu yöntemin bir diğer sakıncası ise zıt EMK'nın rotorun hızına bağlı olmasıdır. Yani düşük hızlarda, zıt EMK çok düşüktür ve tahmin edilmesi oldukça zordur.

4.2.2. Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) ile Tahmin Yöntemi

Gözlemleyici kullanılarak geliştirilen tahmin yöntemleri, deterministik (Luenberger Gözlemleyicisi) veya stokastik (Kalman Filtresi) araçlar kullanmaktadır. Kalman Filtresi önceki tüm verileri kullanmak yerine bir önceki aşamada elde edilen verileri kullanarak belirli bir andaki sonucu hesaplar. Doğrusal bir sistemde oluşan gürültüler en küçük kareler yöntemi kullanılarak hata en düşük seviyede tutulmaya çalışılır. Doğrusal dinamik sistemlerde gürültü ve ölçüm hatalarını göz önünde bulundurarak durum ve parametre tahmini yapan bu yöntem oldukça geniş bir uygulama alanına sahiptir. Ancak doğrusal olmayan sistemlerde uygulanmadığı için EKF geliştirilmiştir.

EKF'de her örneklem noktasında sistemin doğrusal olması sağlanır. Bu işlem sistemde oluşan gürültünün sıfır ortalamaya sahip Gauss dağılımlı beyaz gürültü olduğu varsayılarak yapılır. Beyaz gürültü, güç dağılımı tüm frekanslarda aynı olan gürültüyü ifade etmektedir.

Kovaryans matrisi P, Jakobian matrisi kullanılarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$P_{k/k-1} = JP_{k-1}J^T + Q \quad (4.28)$$

Denklem 4.29 ise ölçüm matrisinin Jakobian matrisini tanımlar. Ölçüm matrisi H_k Denklem 4.29'daki gibi olur:

$$H_k = \frac{h(x)}{dx} \quad (4.29)$$

Sonuç olarak GKF hesaplamasında eşitlikler aşağıdaki gibi özetlenir:

Tahmin;

$$x_{k/k-1} = x_{k-1} + T_s f(x_{k-1}, u_{k-1}) \quad (4.30)$$

Jakobian Matrisi;

$$J_k = \frac{d(x_{k-1} + T_s f(x_{k-1}, u_{k-1}))}{dx_{k-1}} \quad (4.31)$$

Kovaryans Matrisi;

$$P_{k/k-1} = JP_{k-1}J^T + Q \quad (4.32)$$

Jakobian ölçümü;

$$H_k = \frac{h(x)}{dx} \quad (4.33)$$

Kalman Kazancı;

$$K_k = P_{k/k-1}H_k^T(H_kP_{k/k-1}H_k^T + R)^{-1} \quad (4.34)$$

Kovaryans güncellemesi;

$$P_k = P_{k/k-1} - K_kH_kP_{k/(k-1)} \quad (4.35)$$

Düzeltilme;

$$x_k = x_{k/k-1} + K_k(y_k - K_k x_{k/k-1}) \quad (4.36)$$

şeklinde yazılabilir.

SMSM'nin stator referans düzleminde EKF tabanlı modeli aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_a + \omega \frac{\lambda_{pm}}{L_s} \sin\theta + \frac{1}{L_s} u_a \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \omega \frac{\lambda_{pm}}{L_s} \cos\theta + \frac{1}{L_s} u_\beta \\ \frac{d\omega}{dt} &= 0 \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned} \quad (4.37)$$

$u_a, u_\beta, i_a, i_\beta$ sırasıyla $\alpha - \beta$ eksenindeki gerilim ve akımları, R_s ve L_s stator direnç ve endüktansını, λ_{pm} magnetik akıyı, ω elektriksel açıyı, θ ise rotorun elektriksel açısını göstermektedir.

$$x_k = [i_a \ i_\beta \ \omega \ \theta]^T \quad (4.38)$$

$$u_k = [u_a \ u_\beta]^T \quad (4.39)$$

$$y_k = [i_a \ i_\beta]^T \quad (4.40)$$

Eşitlik 4.38 durum değişkenlerini, u_k ölçülen veya hesaplanan gerilimlerden oluşan giriş matrisini, y_k ölçülen akımlardan oluşan çıkış matrisini göstermektedir. Eşitlik 4.38 ve 4.40'tan geçiş fonksiyonu Denklem 4.41'deki gibi yazılabilir:

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_a + \omega \frac{\lambda_{pm}}{L_s} \sin\theta + \frac{1}{L_s} u_a \\ -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \omega \frac{\lambda_{pm}}{L_s} \cos\theta + \frac{1}{L_s} u_\beta \\ 0 \\ \omega \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

$f(x, u)$ fonksiyonu doğrusal ve ayrık zamanlı olduğundan Jakobian matrisi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$J = \begin{bmatrix} 1 - T_s \frac{R_s}{L_s} & 0 & T_s \frac{\lambda_{pm}}{L_s} \sin\theta & T_s \frac{\lambda_{pm}}{L_s} \cos\theta \\ 0 & 1 - T_s \frac{R_s}{L_s} & -T_s \frac{\lambda_{pm}}{L_s} \cos\theta & -T_s \frac{\lambda_{pm}}{L_s} \sin\theta \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Ölçüm matrisi H Denklem 4.43'teki gibi yazılabilir:

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

SMSM'nin rotor referans düzleminde EKF tabanlı modeli Denklem 4.44'teki gibi olur:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q} i_q - \omega \frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} u_q - \omega \frac{\lambda_{pm}}{L_q} \\ \frac{d\omega}{dt} &= 0 \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned} \quad (4.44)$$

u_d, u_q, i_d, i_q sırasıyla $d - q$ eksenindeki gerilim ve akımları, R_s stator direncini, L_d ve L_q endüktansları, λ_{pm} magnetik akıyı, ω elektriksel açıyı, θ ise rotorun elektriksel açısını göstermektedir.

$$x_k = [i_d \quad i_q \quad \omega \quad \theta]^T \quad (4.45)$$

$$u_k = [u_d \quad u_q]^T \quad (4.46)$$

$$y_k = [i_d \quad i_q]^T \quad (4.47)$$

Denklem 4.45 durum değişkenlerini, u_k ölçülen veya hesaplanan gerilimlerden oluşan giriş matrisini, y_k ölçülen akımlardan oluşan çıkış matrisini göstermektedir. Denklem 4.44 kullanılarak elde edilen geçiş fonksiyonu Denklem 4.48'deki gibi yazılabilir:

$$f(x,u) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}i_d + \omega \frac{L_q}{L_d}i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ -\frac{R_s}{L_q}i_q - \omega \frac{L_d}{L_q}i_d + \frac{1}{L_q}u_q - \omega \frac{\lambda_{pm}}{L_q} \\ 0 \\ \omega \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

$f(x,u)$ fonksiyonu doğrusal ve ayrık zamanlı olduğundan Jakobian matrisi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$J = \begin{bmatrix} 1 - T_s \frac{R_s}{L_d} & T_s \frac{L_d}{L_q} \omega & T_s \frac{L_d}{L_q} i_q & 0 \\ T_s \frac{L_d}{L_q} \omega & 1 - T_s \frac{R_s}{L_q} & -T_s (\frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{\lambda_{pm}}{L_q}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

EKF'nin parametre değişimlerine karşı güçlü bir yapısı vardır ve yük değişimlerinde iyi performans gösterir. Ayrıca mekanik parametrelere ve motorun başlangıç konumuna ihtiyaç duymaz [46]. EKF'nin olumsuz yanları ise karmaşık bir algorithmaya sahip olması ve işlemsel yükünün fazla olmasıdır.

4.2.3. Kayan Kipli Gözlemleyici (SMO) ile Tahmin Yöntemi

Kayan kipli denetim ilk kez Vadim Utkin tarafından bir makalede yayınlanmıştır [47]. Kayan kipli denetim yüksek frekanslı anahtarlama fonksiyonu kullanılarak doğrusal olmayan sistemlerin dinamiklerini değiştiren bir kontrol yöntemidir. Bu yöntem elektrik makinalarının denetimi uygulamalarında rotorun konum ve hız bilgisini elde etmek amacıyla kayan kipli gözlemleyiciler olarak geniş bir yer bulmuştur.

SMO ile tahmin zıt EMK tabanlı bir yöntemdir ve zıt EMK tabanlı yöntemler arasında en çok kullanılanlardan biridir. SMO güçlü yapısı, parametre değişimlerinden az etkilenmesi ve iyi bir dinamik performans göstermesinden ötürü tercih edilir.

SMO durum değişkenlerini kayan kip yüzeyine sürerek ve bir sonraki aşamada mevcut konumu korumasını sağlayarak denetimini gerçekleştirir. Denetleyici için ilk olarak kayan kip yüzeyi seçilir. SMO'nun nihai hedefi kayan kip değişkeninin $\sigma(x)=0$ yapılmasıdır. Bu durumda yakalama ve kayma fazları oluşur. Yakalama fazı, sistemin başlangıç durumundan anahtarlama durumuna kadar geçen süredeki aşamadır. Yakalama fazında sistem durum değişkenleri kayma fazına yönlendirilir. Kayma fazında ise durum değişkenleri kayma yüzeyi üzerinde tutulur ve denge noktasına yönlendirilir [48].

Stator referans düzleminde SMSM'nin $\alpha - \beta$ modeline göre akım eşitlikleri:

$$\frac{d}{dt}i_\alpha = -\frac{R_S}{L_S}i_\alpha + \frac{1}{L_S}u_\alpha - \frac{\lambda_m}{L_S}\omega_r \sin\theta_r \quad (4.50)$$

$$\frac{d}{dt}i_\beta = -\frac{R_S}{L_S}i_\beta + \frac{1}{L_S}u_\beta - \frac{\lambda_m}{L_S}\omega_r \cos\theta_r \quad (4.51)$$

Zıt EMK eşitliği:

$$e_\alpha = -\lambda_m \omega_r \sin\theta_r \quad (4.52)$$

$$e_\beta = \lambda_m \omega_r \cos\theta_r \quad (4.53)$$

Anahtarlama fonksiyonu olarak signum fonksiyonu ve kayma yüzeyi $S = \widehat{i}_s - i_s$ olduğundan:

$$\frac{d}{dt}\widehat{i}_a = -\frac{R_S}{L_S}\widehat{i}_a + \frac{1}{L_S}u_\alpha - K_{sw}\frac{1}{L_S}\text{sign}(\widehat{i}_a - i_a) \quad (4.54)$$

$$\frac{d}{dt}\widehat{i}_\beta = -\frac{R_S}{L_S}\widehat{i}_\beta + \frac{1}{L_S}u_\beta - K_{sw}\frac{1}{L_S}\text{sign}(\widehat{i}_\beta - i_\beta) \quad (4.55)$$

K_{sw} gözlemleyicinin anahtarlama kazancını ve $\widehat{i}_a$ tahmin edilen akım değerini simgelemektedir.

$$\text{sign}(\widehat{i}_a - i_a) = \begin{cases} 1 & \text{eğer} & (\widehat{i}_a - i_a) > 0 \\ 0 & \text{eğer} & (\widehat{i}_a - i_a) = 0 \\ -1 & \text{eğer} & (\widehat{i}_a - i_a) < 0 \end{cases} \quad (4.56)$$

Referans ve tahmin edilen akım büyüklüklerinin farkından oluşan hata $\widetilde{i}_s = \widehat{i}_s - i_s$:

$$\frac{d}{dt}\widetilde{i}_a = -\frac{R_S}{L_S}\widetilde{i}_a + \frac{1}{L_S}e_\alpha - K_{sw}\frac{1}{L_S}\text{sign}(\widetilde{i}_a) \quad (4.57)$$

$$\frac{d}{dt}\widetilde{i}_\beta = -\frac{R_S}{L_S}\widetilde{i}_\beta + \frac{1}{L_S}e_\beta - K_{sw}\frac{1}{L_S}\text{sign}(\widetilde{i}_\beta) \quad (4.58)$$

Gözlemleyicinin kararlılığını sağlamak için Lyapunov fonksiyonu kullanılır.

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_\beta^2) \quad (4.59)$$

$$\frac{d}{dt}V = -\frac{R_s}{L_s}(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_\beta^2) + \frac{1}{L_s}(e_\alpha \tilde{i}_a + e_\beta \tilde{i}_\beta - \frac{K_{sw}}{L_s}(|\tilde{i}_a| + |\tilde{i}_\beta|)) \quad (4.60)$$

Gözlemleyici kayma yüzeyini yakaladığında tahmin edilen akım değerleri referans değerlere dönüşürler. Bu durumda $\tilde{i}_a = 0$ ve $\tilde{i}_\beta = 0$ olur.

Akım hatasının anahtarlama sinyali z:

$$\begin{aligned} z &= [z_\alpha \quad z_\beta]^T \\ &= K_{sw} \text{sign}(\hat{i}_s - i_s) \\ &= K_{sw} [\text{sign}(\hat{i}_a - i_a) \quad \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)] \end{aligned} \quad (4.61)$$

Akım hatasının anahtarlama sinyali olan z, alçak geçiren filtre uygulanarak zıt EMK'nın tahmini bilgisini içerir.

$$\hat{e}_\alpha = -\frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\alpha \quad (4.62)$$

$$\hat{e}_\beta = -\frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\beta \quad (4.63)$$

Rotor konumu $\hat{\theta}$:

$$\hat{\theta} = -\tan^{-1}\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (4.64)$$

Anahtarlama frekansının çok yüksek olmasından dolayı oluşan çatırtı etkisini yok etmek için signum fonksiyonunun yerine bir sigmoid fonksiyonu kullanılabilir. Sigmoid fonksiyonu signum fonksiyonuna kıyasla konum tahmininin doğruluğunu da artırır.

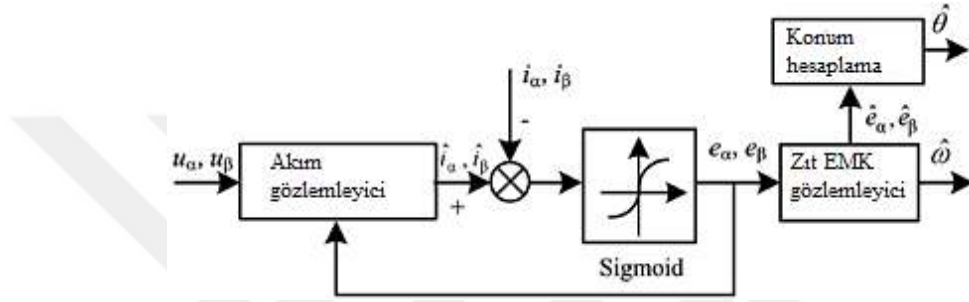
$$\frac{d}{dt}\hat{i}_a = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_a + \frac{1}{L_s}u_\alpha - K_{sw}\frac{1}{L_s}H(\hat{i}_a - i_a) \quad (4.65)$$

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - K_{sw}\frac{1}{L_s}H(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (4.66)$$

$$H(\tilde{i}_a) = \left(\frac{2}{1 + \exp(-a\tilde{i}_a)} \right) - 1 \quad (4.67)$$

$$H(\tilde{i}_\beta) = \left(\frac{2}{1 + \exp(-a\tilde{i}_\beta)} \right) - 1 \quad (4.68)$$

Şekil 4.13'te sigmoid fonksiyonu kullanılan bir SMO'nun blok diyagramı yer almaktadır.



Şekil 4.13. Sigmoid fonksiyonu kullanılan SMO'nun blok diyagramı

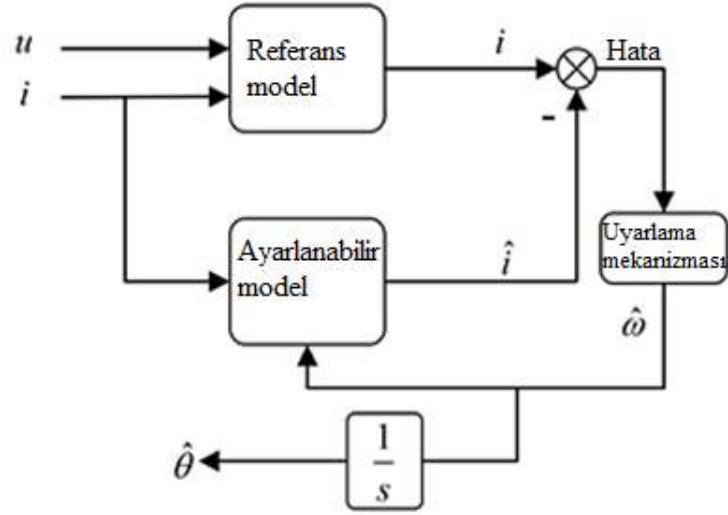
4.2.4. MRAS Tabanlı Tahmin Yöntemi

MRAS motor sürücülerinde hız tahmini için kullanılan etkili bir kapalı çevrim yöntemidir. MRAS temel olarak referans model, ayarlanabilir model ve uyarlama mekanizması olmak üzere üç bölümden oluşur. Referans model tahmin edilecek değişkenlerden bağımsızdır. Ayarlanabilir model ise tahmin edilecek değişkenlere bağımlılık gösterir. Ayarlanabilir model stator akım ve gerilimi gibi durum değişkenlerini uyarlama mekanizması tarafından verilen rotorun hız veya konum bilgisini kullanarak hesaplar. Uyarlama mekanizması ise tahmin edilen değişkenleri ayarlamak için iki sinyalin farkından oluşan hatayı giriş olarak kullanır ve çıkışı geri beslemeyle ayarlanabilir modele iletilir. Uyarlama mekanizması PI denetleyici vasıtasıyla ayarlanabilir modeli değiştirir.

Zıt EMK yönteminde olduğu gibi MRAS'nin yapısı da oldukça basittir. Kolay uygulanabilir olması, iyi bir dinamik performans göstermesi ve diğer yöntemlere nazaran daha az matematiksel işlem gerektirmesi nedeniyle oldukça yaygın bir biçimde kullanılmaktadır.

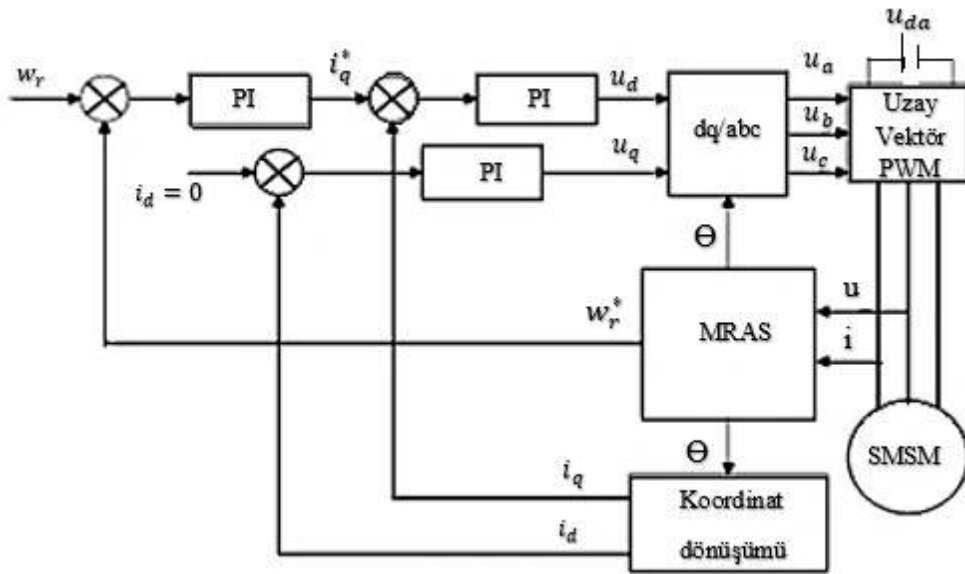
MRAS yönteminde karşılaşılan en sık sorun ise parametre değişimlerinde gösterdiği hassasiyettir.

Şekil 4.14'te MRAS'nin yapısı yer almaktadır. Motorun kendisi referans model olarak kabul edilmiştir.



Şekil 4.14. MRAS'nin yapısı

SMSM'nin matematiksel modelinde akım, motorun hızıyla bağlantılı olduğundan dolayı SMSM'nin kendisi referans model, akım modeli ise ayarlanabilir model olarak seçilerek motorun hızı tespit edilebilir. Şekil 4.15'te MRAS tabanlı SMSM'nin blok diyagramı yer almaktadır.



Şekil 4.15. SMSM'nin MRAS tabanlı algılayıcısız alan denetiminin blok diyagramı

SMSM'nin d-q eksen koordinatlarındaki matematiksel modeline göre, statorun akım modeli Denklem 4.69 ve 4.70'deki gibi tanımlanır.[11]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\lambda_m}{L} \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\lambda_m}{L} \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d + \frac{R_s \lambda_m}{L} \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

$$i_d^* = i_d + \frac{\lambda_m}{L}, \quad i_q^* = i_q, \quad u_d^* = u_d + \frac{R_s \lambda_m}{L}, \quad u_q^* = u_q \quad (4.70)$$

SMSM'nin MRAS referans modeli Denklem 4.71'deki gibi tanımlanır:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

SMSM'nin MRAS ayarlanabilir modeli ise Denklem 4.72'deki gibidir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} \quad (4.72)$$

MRAS'nin uyarlama mekanizmasında ayarlanabilir ve referans modelin farkından dolayı oluşan hata $e = i^* - \hat{i}$ olur.

$$pe = Ae - (\hat{A} - A)\hat{i} \quad (4.73)$$

$$i^* = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}, \quad \hat{i} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}, \quad e = i^* - \hat{i} = \begin{bmatrix} i_d^* - \hat{i}_d \\ i_q^* - \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (4.74)$$

Denklem 4.73'teki eşitliği Denklem 4.75'e dönüştürürsek:

$$pe = Ae - \hat{A}W \quad \text{ve} \quad v = Ce \quad (4.75)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix}, \quad B' = I, \quad W = (\omega_e^{\hat{}} - \omega_e)J_i^{\hat{}}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = 1 \quad (4.76)$$

Popov'un süper kararlılık kuramına göre aşağıdaki şartlar sağlanırsa MRAS asimptotik olarak kararlı hale gelir.

(1) Transfer matrisi $H(s) = C (sI - A)^{-1}$ pozitif olmalıdır.

(2) $\int_0^{t_0} v^T W dt \geq -\gamma_0^2, \quad \forall t_0 \geq 0, \quad \gamma_0^2 > 0$ olmalıdır.

$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ olduğundan dolayı MRAS asimptotik olarak kararlılık gösterir.

MRAS'nin uyarlama mekanizmasının hız tahmini Popov'un integral eşitsizliğinin çözümünden elde edilebilir.

$$\hat{\omega} = \int_0^{t_0} k_1 (i_d^* \hat{i}_q - i_q^* \hat{i}_d) d\tau + k_2 (i_d^* \hat{i}_q - i_q^* \hat{i}_d) + \hat{\omega}(0) \quad (4.77)$$

Denklem 4.77'de PI denetleyici formunda tekrar yazılırsa:

$$\hat{\omega} = (k_p + \frac{k_i}{p})e \quad (4.78)$$

$$e = e^T J i^{\wedge} = i_s^* x i_s^{\wedge} = |i_s^*| |i_s^{\wedge}| \sin \alpha_s = i_d^* \hat{i}_q - i_q^* \hat{i}_d - \frac{\lambda_f}{L} (i_q^* - \hat{i}_q) \quad (4.79)$$

Denklem 4.79 e'nin gerçek ölçülen stator akımı i_s^* , tahmin edilen akım vektörü $i_s^{\wedge}$ ve α_s açısı ile ilişkili olduğunu gösterir. Hatayı (e) 0 yapabilmek için tahmin edilen hız $\hat{\omega}$ 'nın, gerçek hız ω 'ya ulaşması gerekmektedir.

Tahmin edilen hız denklemi;

$$\hat{\omega} = k_i \int_0^{t_0} [i_d^* \hat{i}_q - i_q^* \hat{i}_d - \frac{\lambda_f}{L} (i_q^* - \hat{i}_q)] d\tau + k_p [i_d^* \hat{i}_q - i_q^* \hat{i}_d - \frac{\lambda_f}{L} (i_q^* - \hat{i}_q)] + \hat{\omega}(0) \quad (4.80)$$

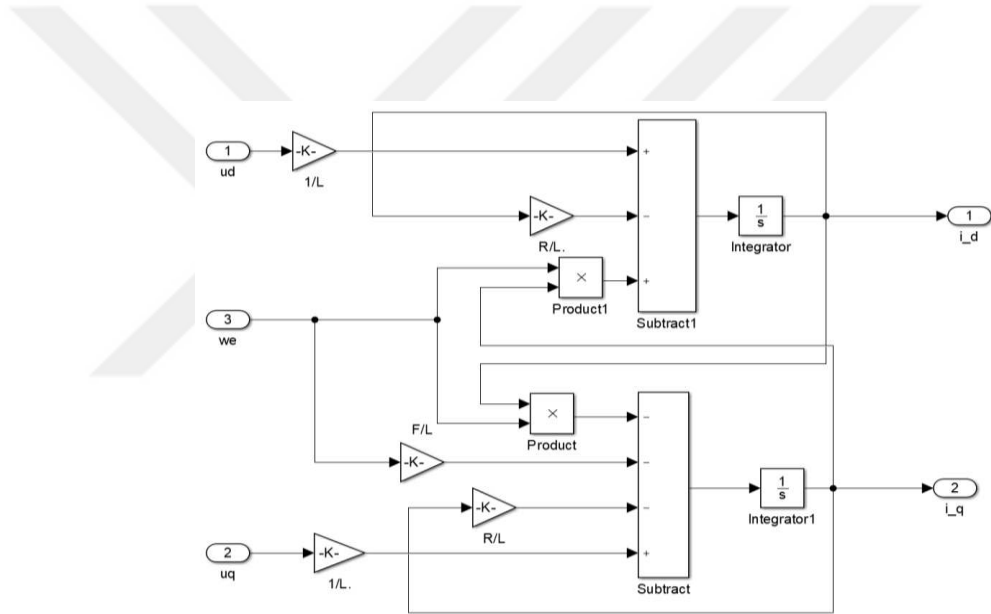
Rotorun konumunu elde edebilmek için hızın integrali alınır:

$$\theta_e = \int_0^{t_0} \hat{\omega} dt \quad (4.81)$$

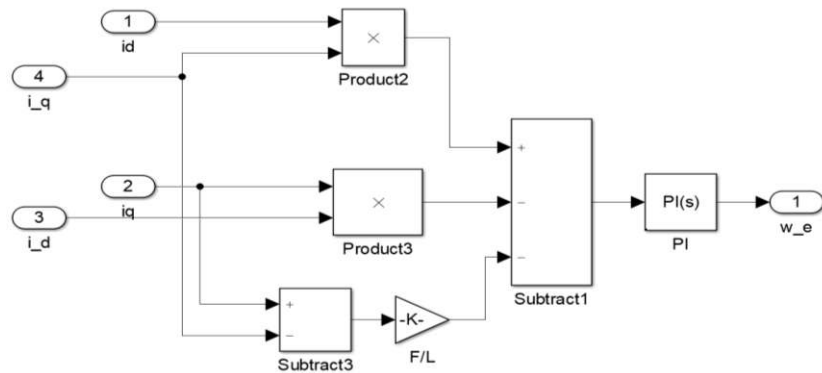
5. SMSM’NİN ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ DENETİMİNİN BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde SMSM’nin algılayıcısız alan denetiminin farklı hız ve yük durumlarındaki hız, moment, akım ve konum grafikleri Matlab/Simulink benzetim sonuçlarında gösterilmiştir. Algılayıcısız alan denetimi MRAS ve SMO temelli olmak üzere iki farklı yöntemle incelenmiştir.

Bölüm 4.2.4 ‘te belirtildiği üzere MRAS ile konum ve hız denetiminde motor referans model olarak kabul edilir. Şekil 5.1’de ayarlanabilir modelin motor denklemlerinde görüldüğü üzere motorun gerilim büyüklükleri ve hızı kullanılır. Şekil 5.2’de ise tahmin edilen ve ölçülen akım değerleri arasındaki hatayı en düşük seviyede tutulabilmesi için kullanılan uyarlama mekanizması yer almaktadır.

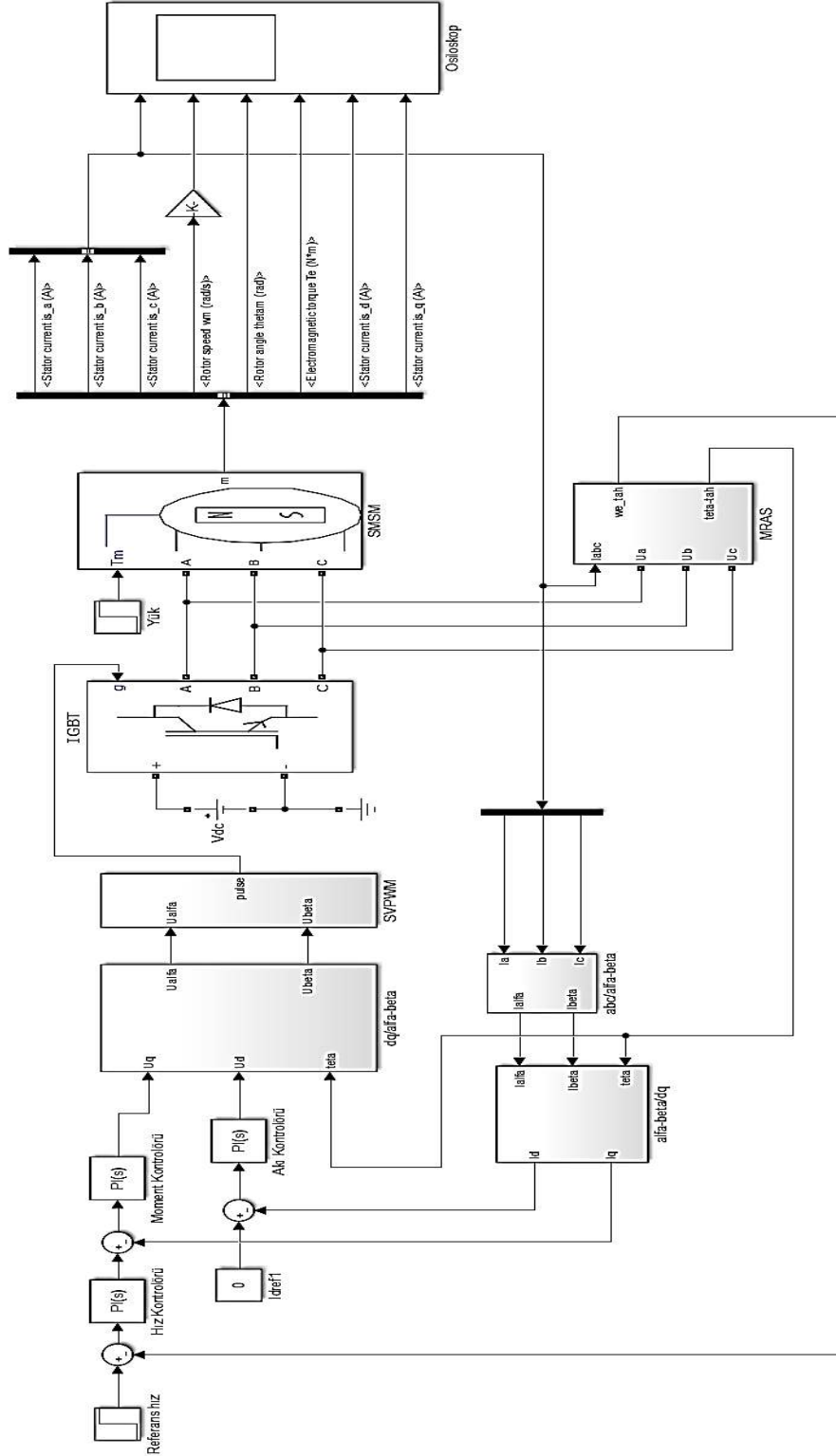


Şekil 5.1 Ayarlanabilir modelin Matlab/Simulink modeli



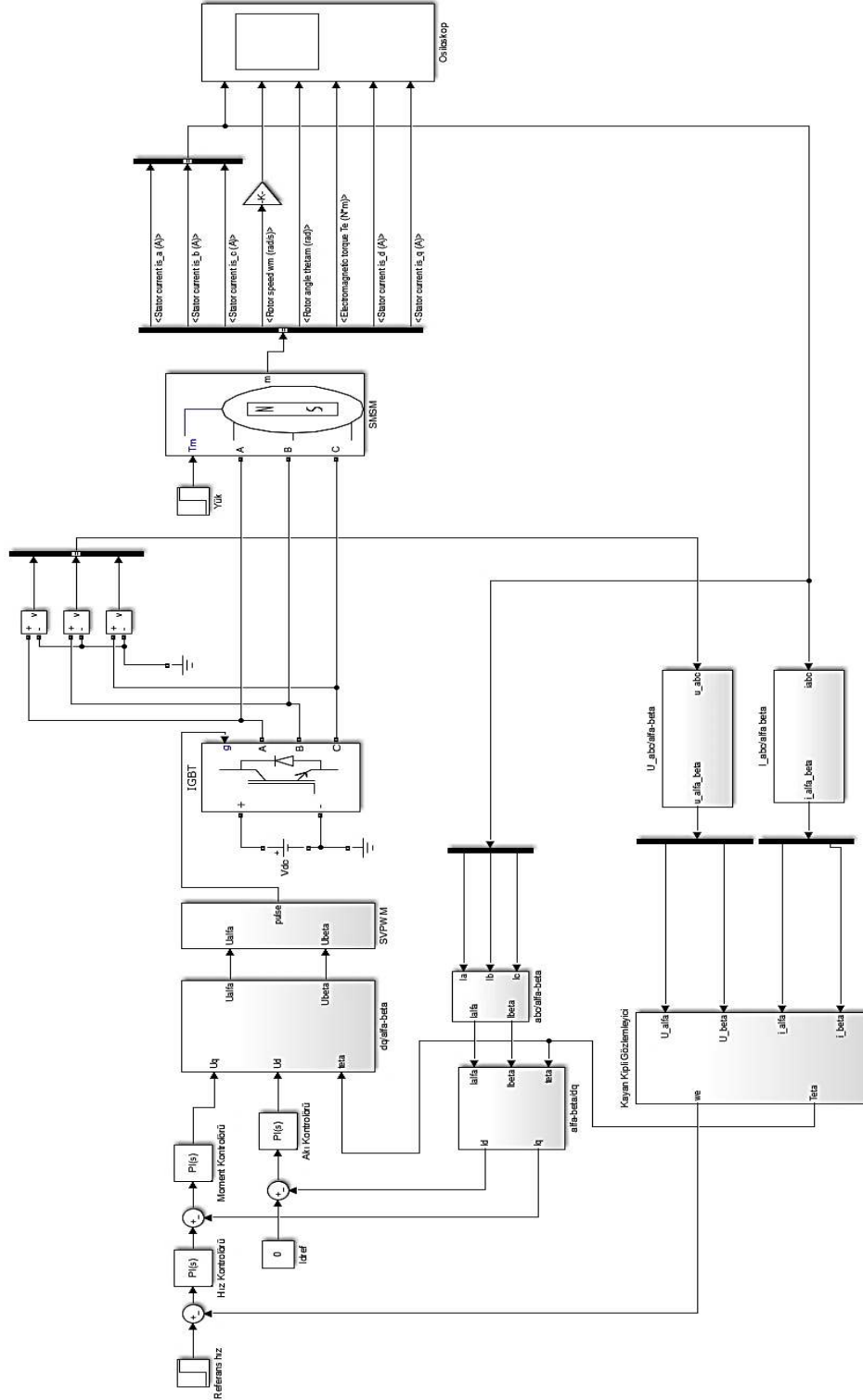
Şekil 5.2 Uyarlama mekanizmasının Matlab/Simulink modeli

Şekil 5.3'te SMSM'nin MRAS tabanlı algılayıcısız alan kontrolünün Matlab/Simulink'te gerçekleştirilen benzetim modeli yer almaktadır.



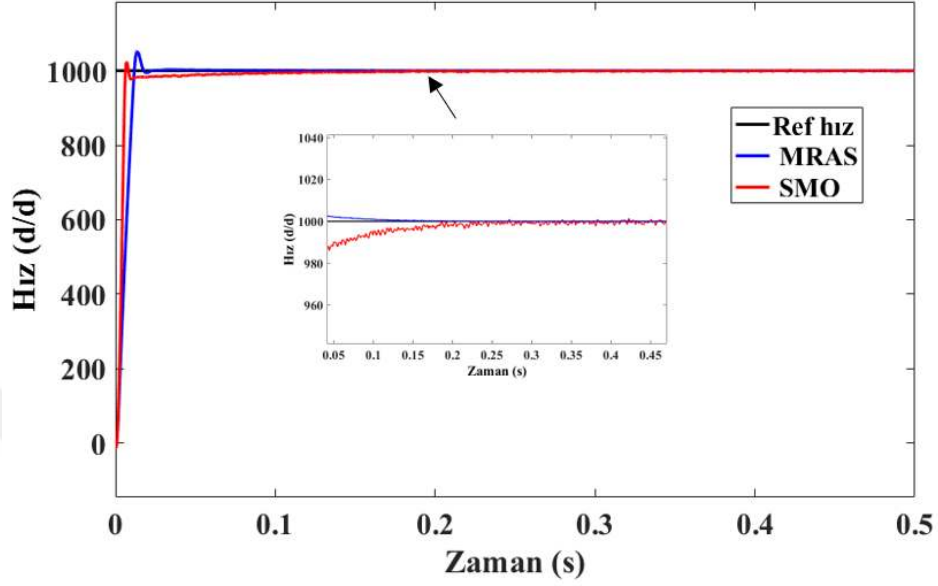
Şekil 5.3 SMSM'nin MRAS tabanlı algılayıcısız alan kontrolünün Matlab/Simulink modeli

Şekil 5.5'te SMSM'nin SMO tabanlı algılayıcısız alan kontrolünün Matlab/Simulink'te gerçekleştirilen benzetim modeli yer almaktadır.

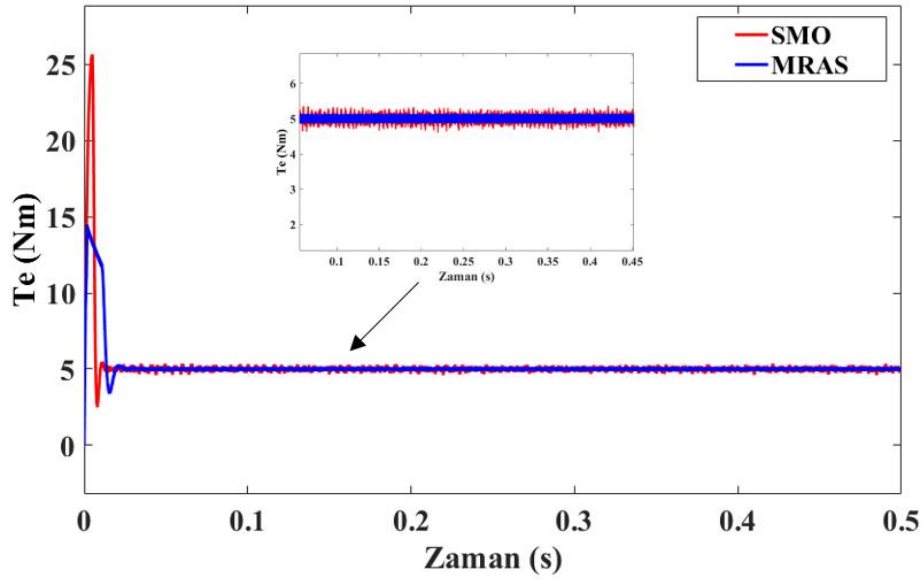


Şekil 5.5 SMSM'nin SMO tabanlı algılayıcısız alan kontrolünün Matlab/Simulink modeli

Şekil 5.6'da 0-0.5 s arasında 1000 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.5 s arasında 5 Nm'lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment, akım ve konum grafikleri verilmiştir.

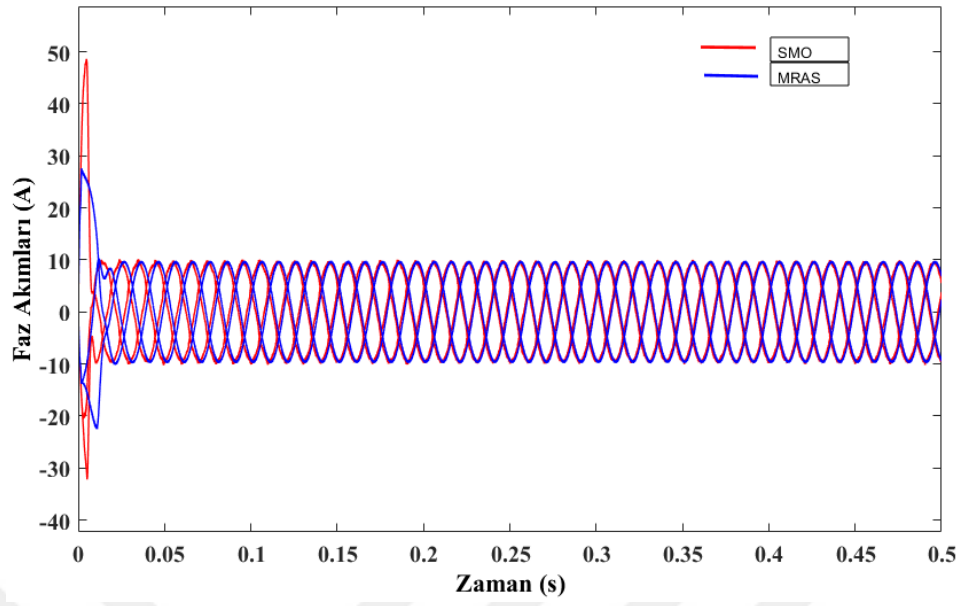


(a)

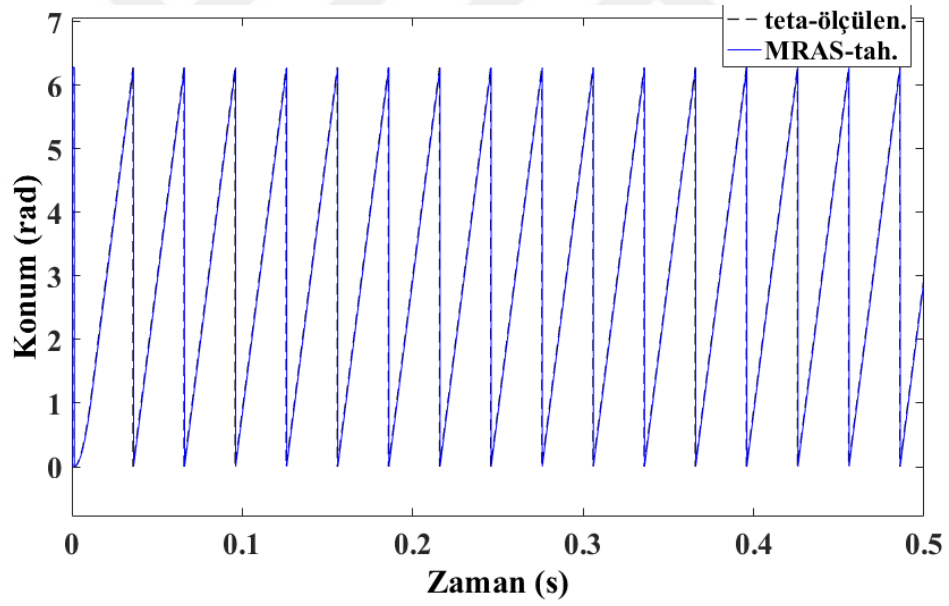


(b)

Şekil 5.6 SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri

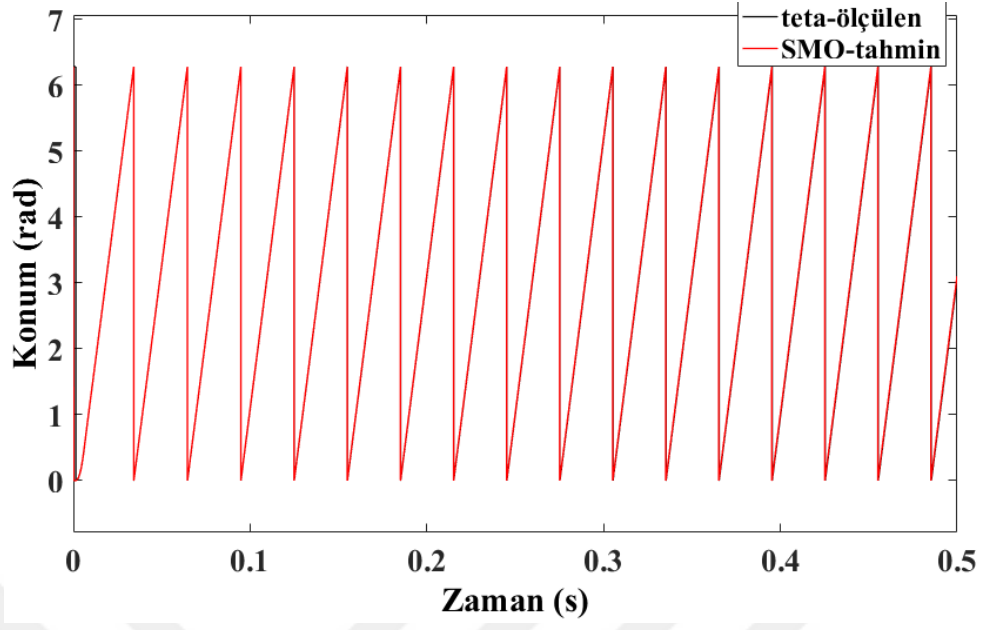


(c)

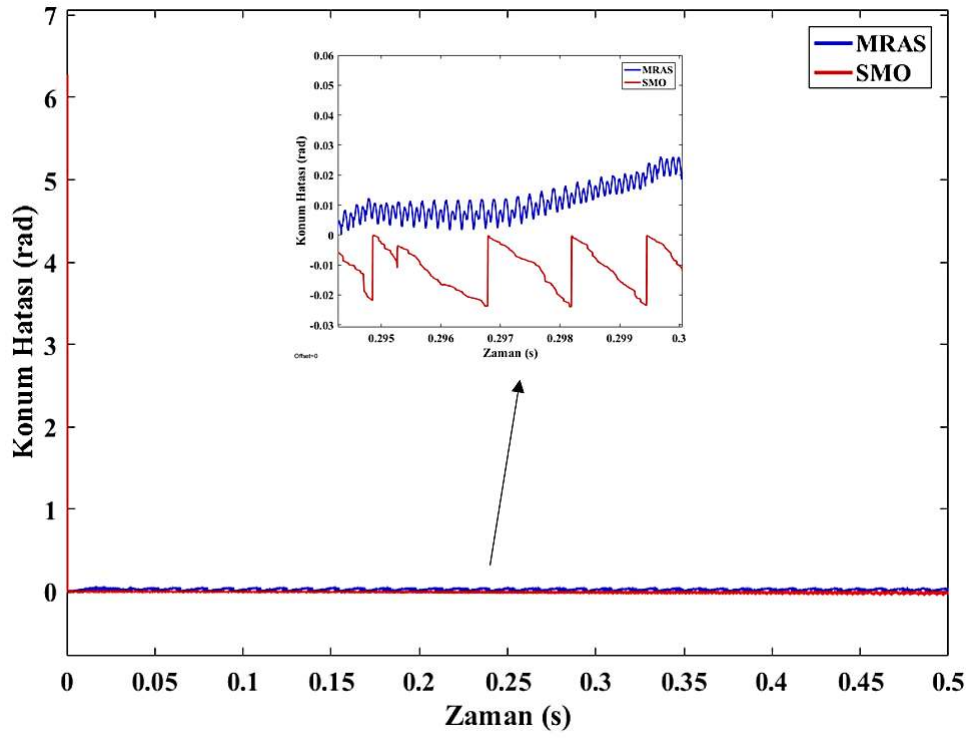


(d)

Şekil 5.6 SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)



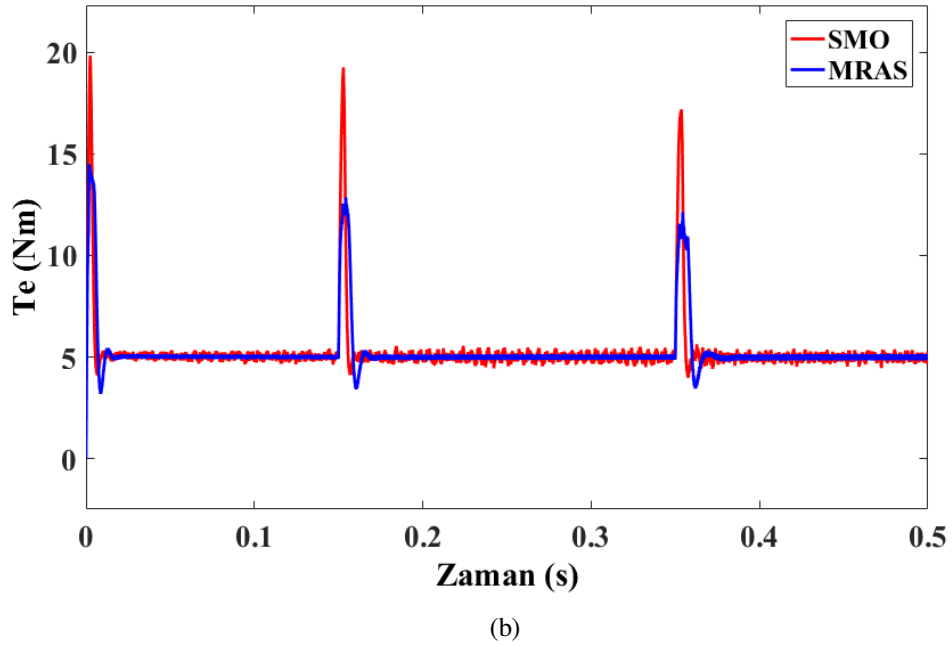
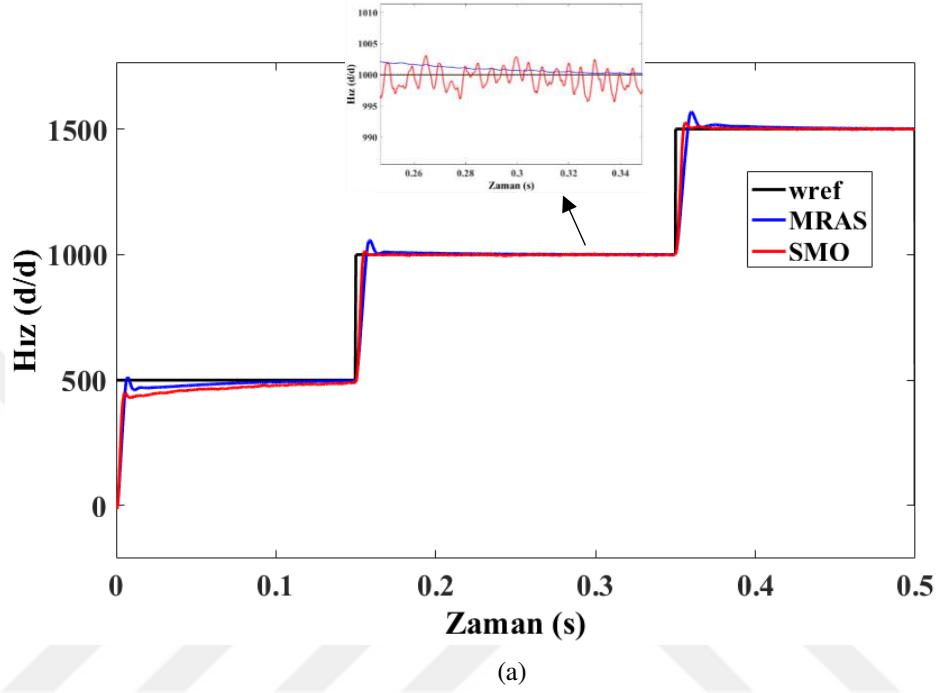
(e)



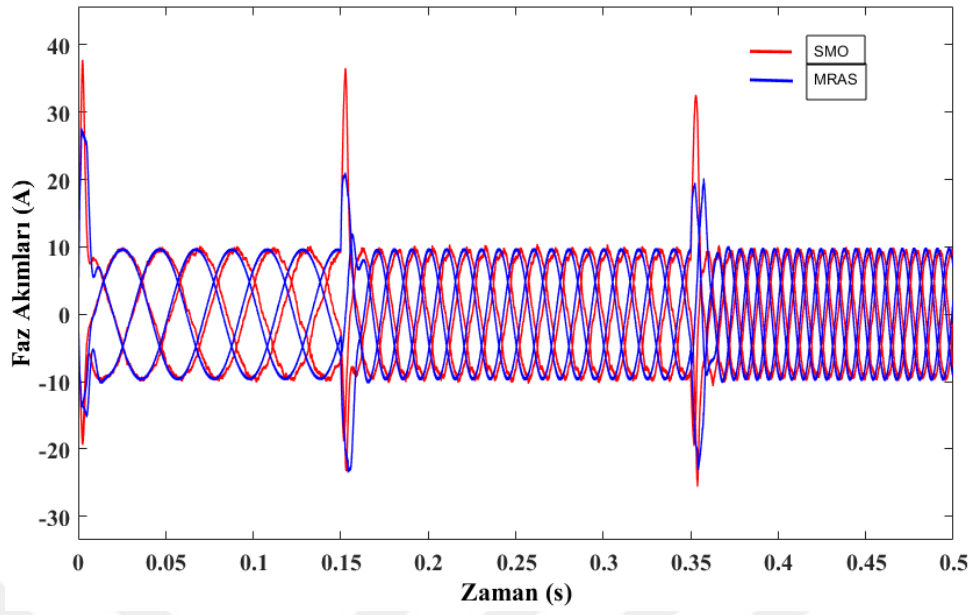
(f)

Şekil 5.6. SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

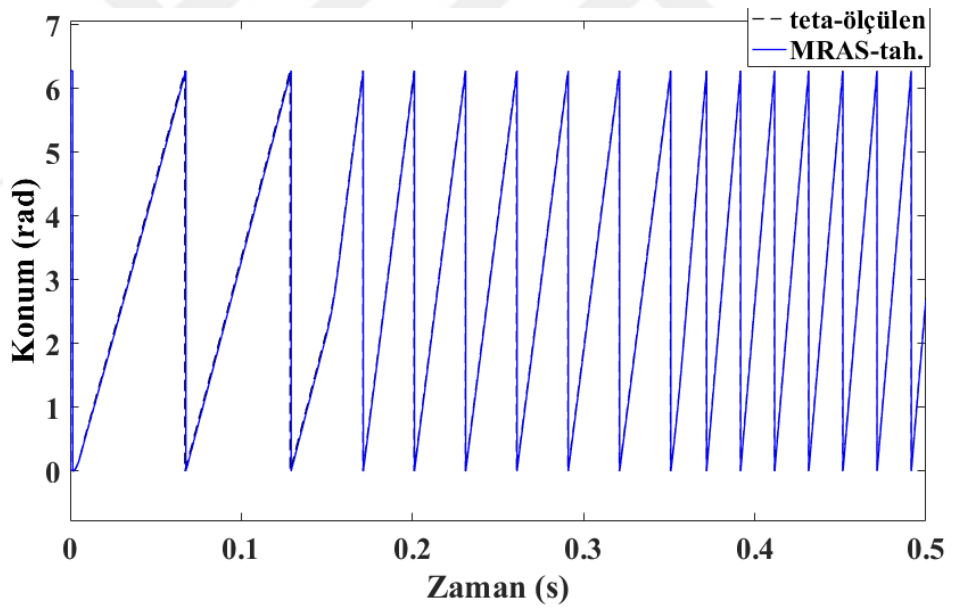
Şekil 5.7’de 0-0.15 s arasında 500 d/d, 0.15-0.35 s arasında 1000 d/d, 0.35-0.5 s arasında ise 1500 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.5 s arasında 5 Nm’lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment, akım ve konum grafikleri verilmiştir.



Şekil 5.7 SMSM’nin 500-1000-1500 d/d’da 5 Nm yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri

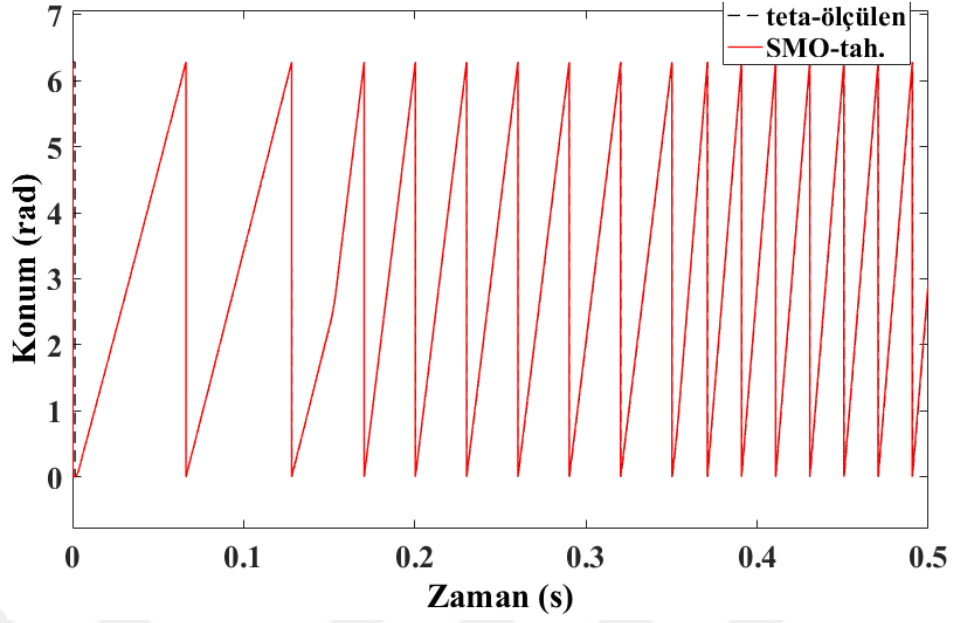


(c)

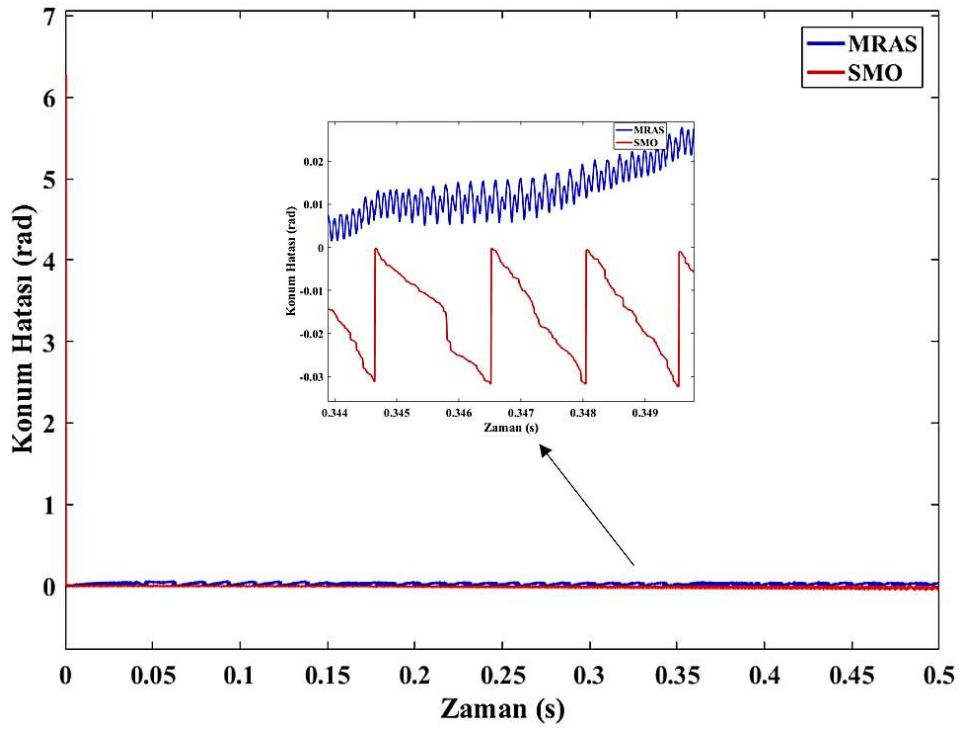


(d)

Şekil 5.7. SMSM'nin 500-1000-1500 d/d'da 5 Nm yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)



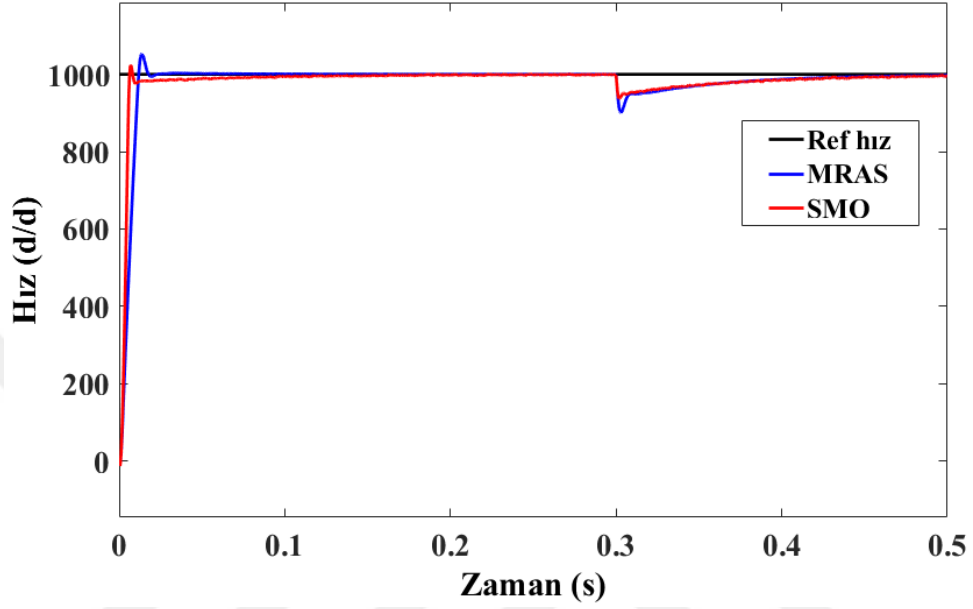
(e)



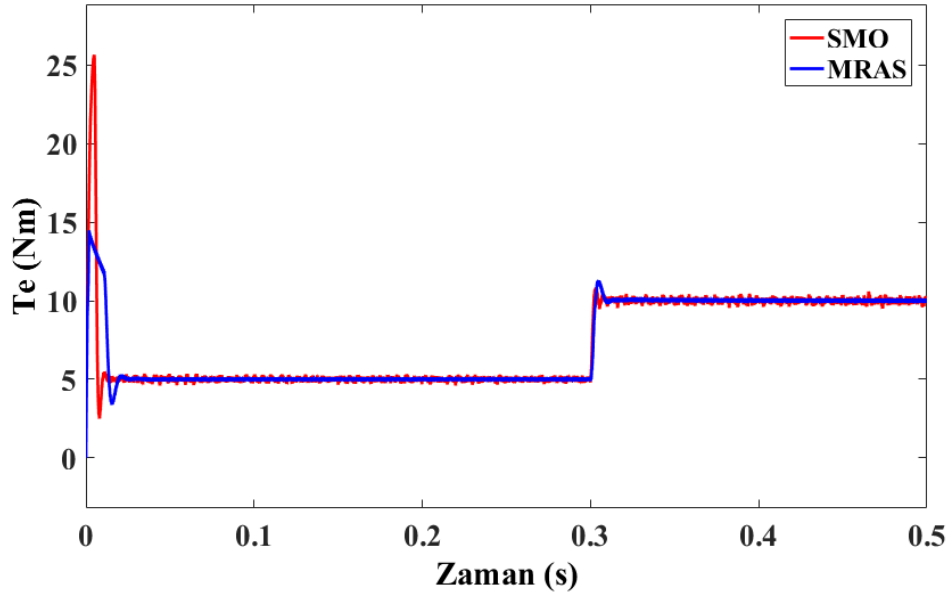
(f)

Şekil 5.7. SMSM'nin 500-1000-1500 d/d'da 5 Nm yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

Şekil 5.8’de 0-0.5 s arasında 1000 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.3 s arasında 5 Nm, 0.3-0.5 s arasında 10Nm’lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment, akım ve konum grafikleri verilmiştir.

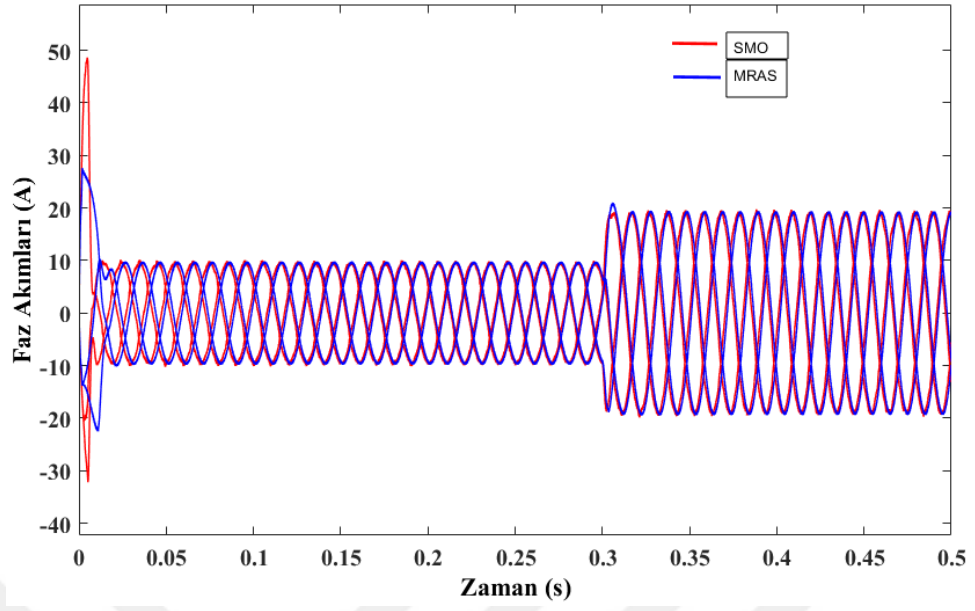


(a)

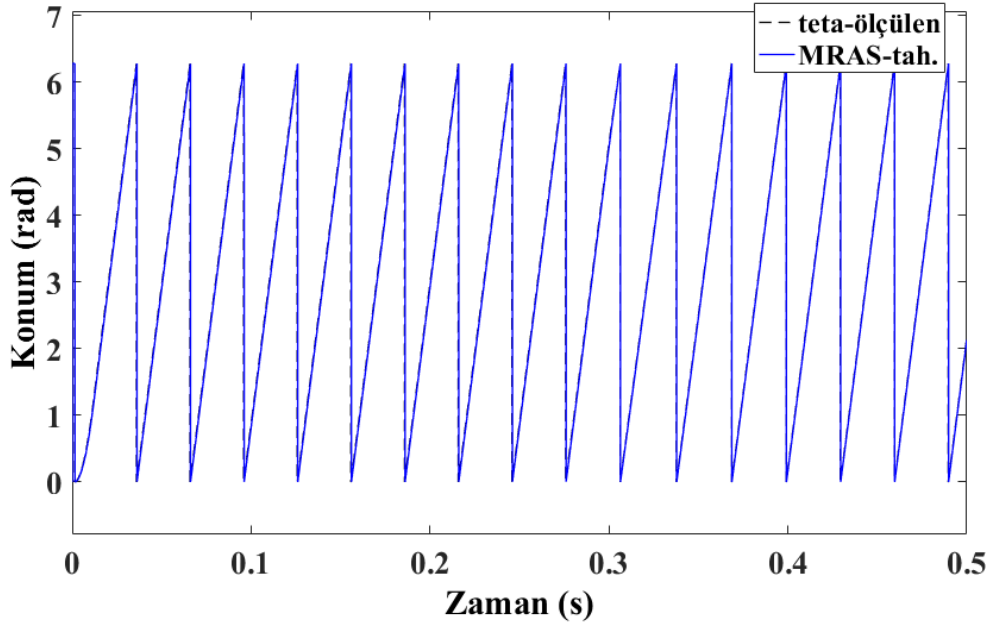


(b)

Şekil 5.8 SMSM’nin 1000 d/d’da 5-10 Nm’lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri

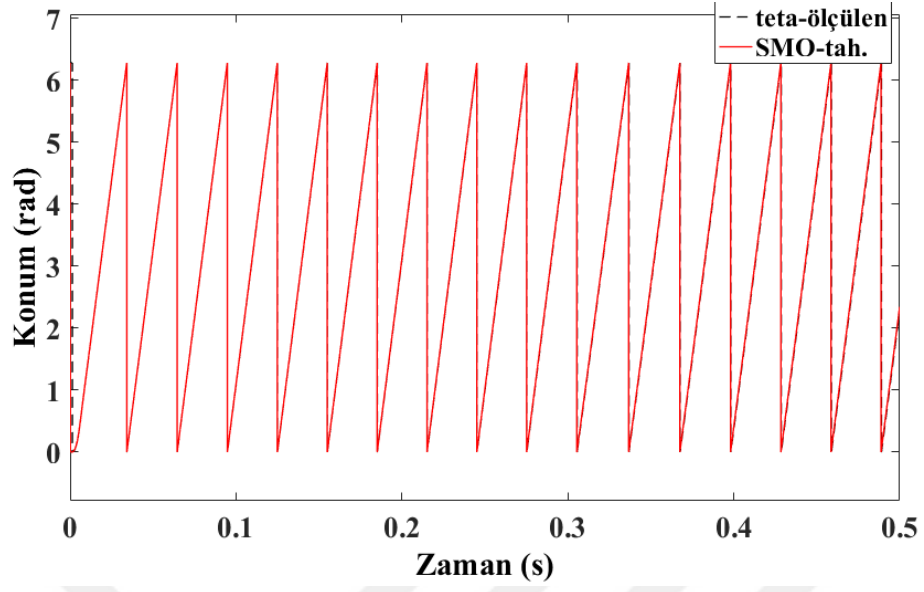


(c)

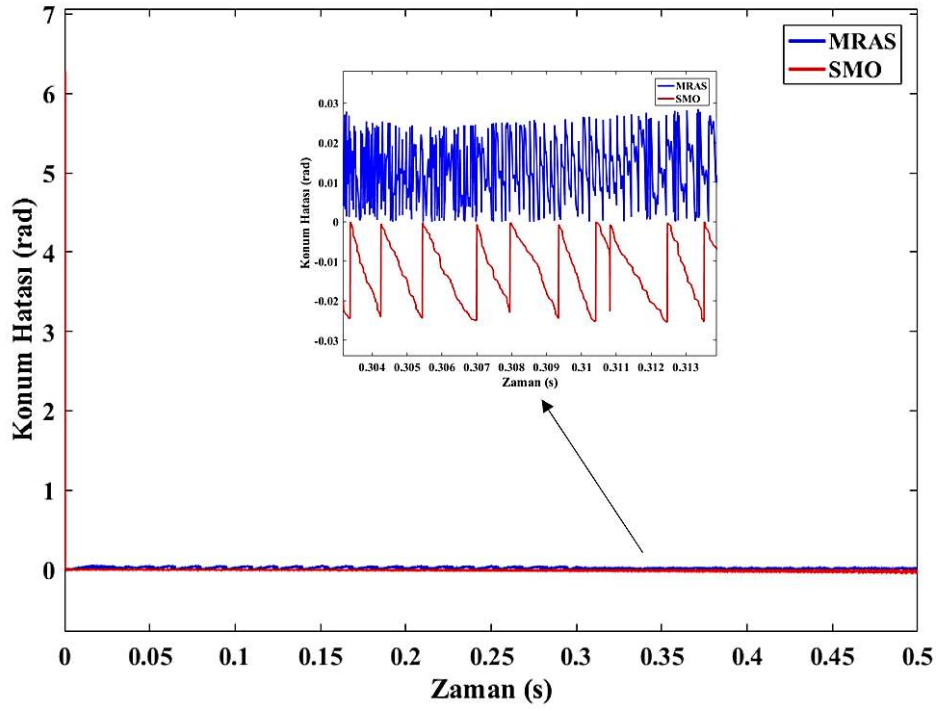


(d)

Şekil 5.8. SMSM'nin 1000 d/d'da 5-10 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)



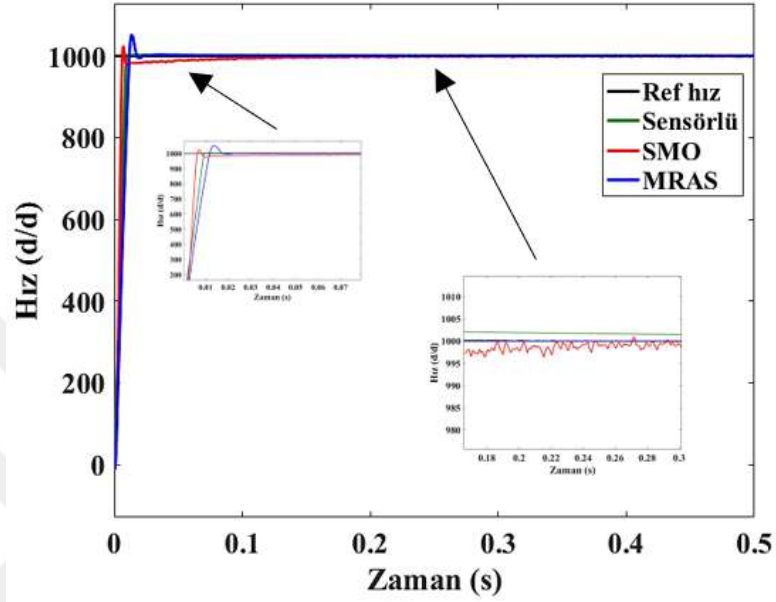
(e)



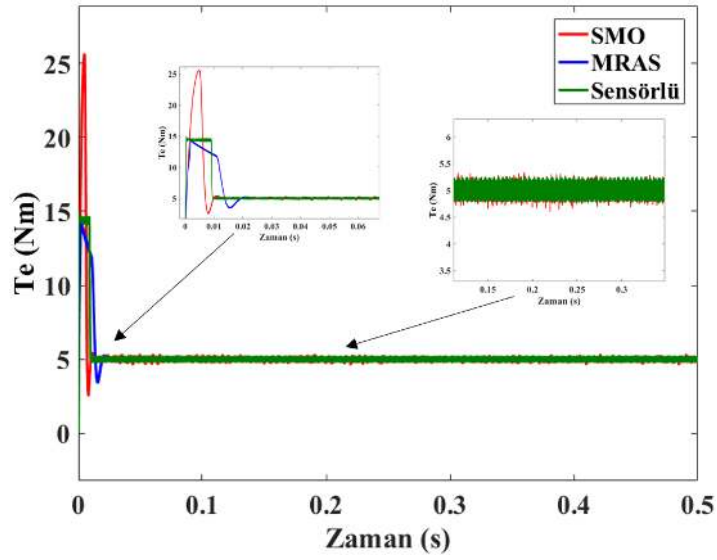
(f)

Şekil 5.8. SMSM'nin 1000 d/d'da 5-10 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

Şekil 5.9’da algılayıcılı ve algılayıcısız yöntemler için 0-0.5 s arasında 1000 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.5 s arasında 5 Nm’lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment ve akım grafikleri verilmiştir.

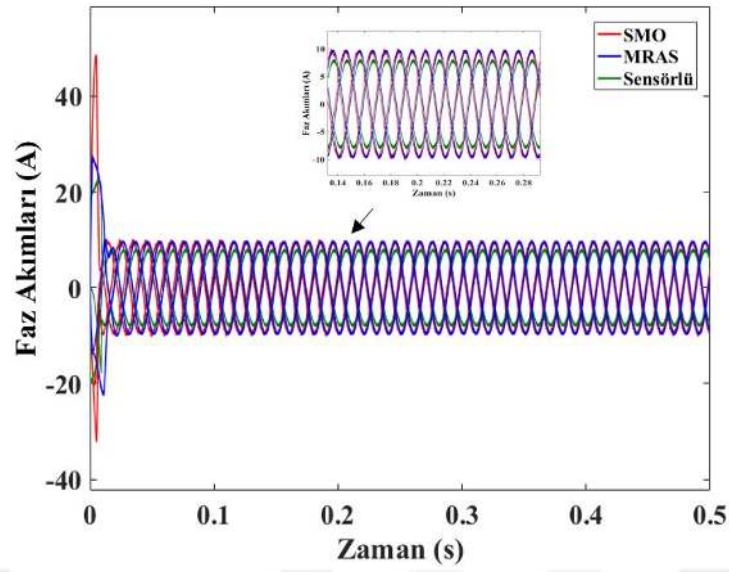


(a)



(b)

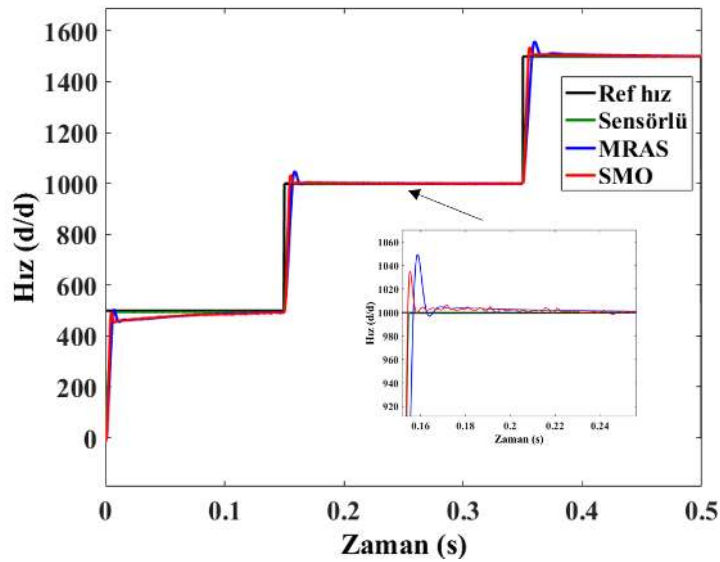
Şekil 5.9 SMSM’nin 1000 d/d’da 5 Nm’lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri



(c)

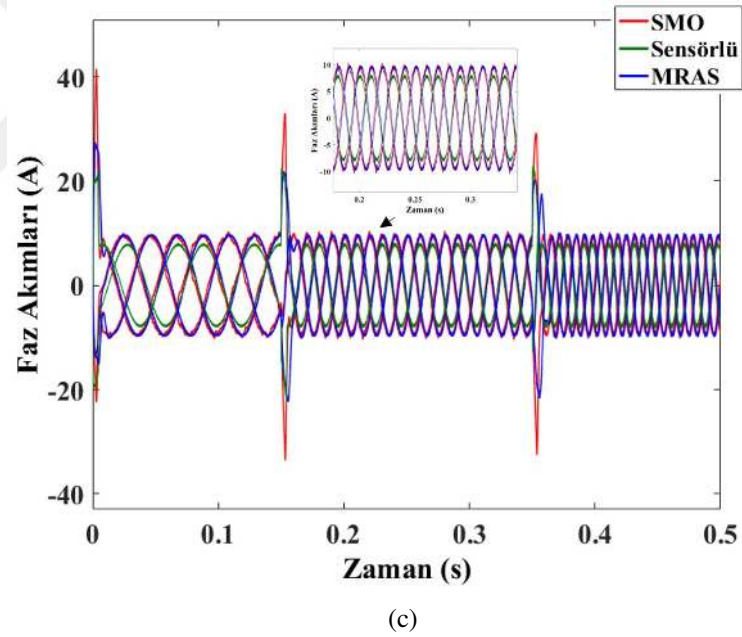
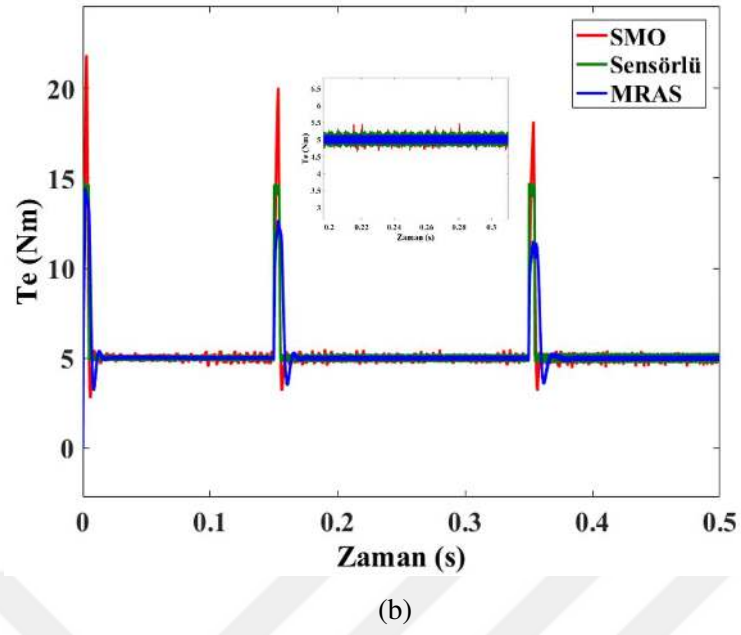
Şekil 5.9 SMSM'nin 1000 d/d'da 5 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

Şekil 5.10'da algılayıcı ve algılayıcı yöntemler için 0-0.15 s arasında 500 d/d, 0.15-0.35 s arasında 1000 d/d, 0.35-0.5 s arasında ise 1500 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.5 s arasında 5 Nm'lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment, akım ve konum grafikleri verilmiştir.



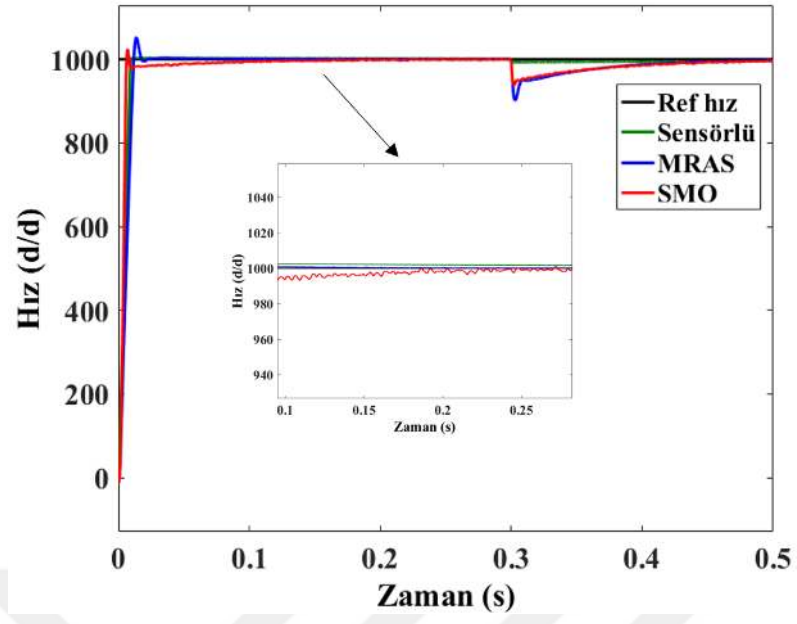
(a)

Şekil 5.10 SMSM'nin 500-1000-1500 d/d'da 5 Nm yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri

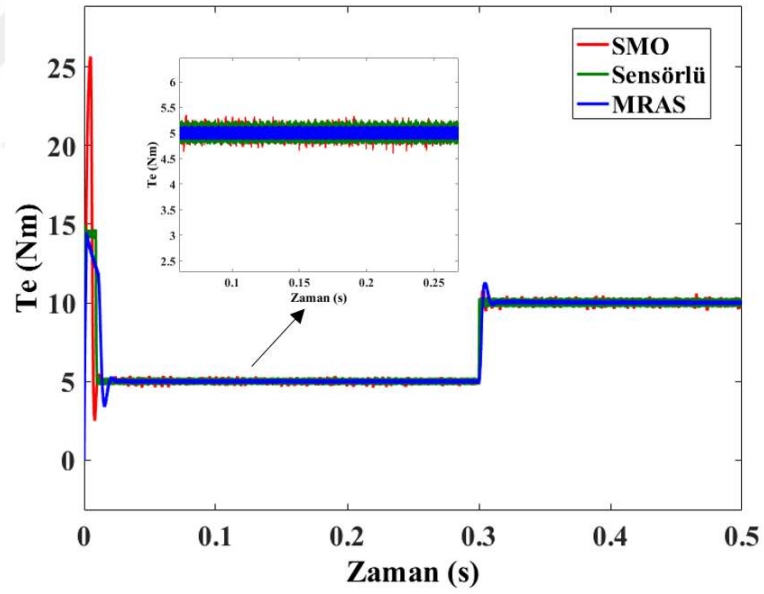


Şekil 5.10 SMSM'nin 500-1000-1500 d/d'da 5 Nm yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

Şekil 5.11'de algılayıcı ve algılayıcı olmayan yöntemler için 0-0.5 s arasında 1000 d/d hız uygulanmıştır. Motor 0-0.3 s arasında 5 Nm, 0.3-0.5 s arasında 10Nm'lik yük altında çalıştırılmıştır. Bu durum için hız, moment, akım ve konum grafikleri verilmiştir.

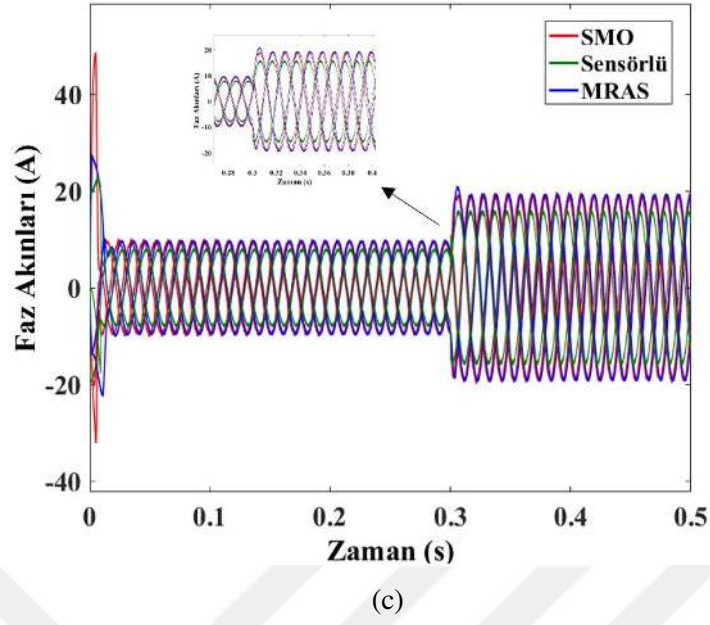


(a)



(b)

Şekil 5.11 SMSM'nin 1000 d/d'da 5-10 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri



Şekil 5.11 SMSM'nin 1000 d/d'da 5-10 Nm'lik yükte hız, moment, faz akımları ve konum grafikleri (devamı)

Algılayıcı ve algılayıcı olmayan yöntemlerin farklı durumlar altında çalıştırılması sonucunda Şekil 5.9, Şekil 5.10 ve Şekil 5.11'de hız, moment ve faz akımlarının grafikleri kıyaslanmıştır. Şekil 5.9.a, 5.10.a ve 5.11.a'da hız grafiklerinde algılayıcı yöntem hızlı bir şekilde referans değere ulaşmıştır. MRAS tabanlı yöntemin kararlı halde gürültü ve salınım oluşturmada referans değeri takip ettiği gözlemlenmiştir. SMO tabanlı yöntemin ise salınımının yüksek olduğu gözlemlenmiştir. Hız ve yük değişimlerinde SMO'nun MRAS tabanlı yöntemle göre referans değerlere daha erken ulaştığı ancak aşım yapmasından dolayı kararlı hale daha geç ulaştığı gözlemlenmiştir. Şekil 5.9.b, 5.10.b ve 5.11.b'de başlangıç moment değerleri SMO ve MRAS tabanlı yöntemlerde daha düşüktür. Algılayıcı yöntemin moment grafiğinde gürültünün yüksek olduğu gözlemlenmiştir. MRAS tabanlı yöntemde ise salınım ve gürültünün oldukça düşük olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 5.9.c, 5.10.c ve 5.11.c'de ise faz akımlarının motorun kalkış anında SMO tabanlı yöntemde yüksek olduğu ve sürekli halde algılayıcı yöntemin faz akım değerlerinin daha düşük olduğu yer almaktadır.

6. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında farklı kontrol teknikleri kullanılarak SMSM'nin konum ve hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Öncelikle SMSM'nin farklı hız ve yük durumları için algılayıcı alan yönlendirme kontrolü uygulanarak konum ve hız denetimi Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlarda hız ve yük değişimlerinde sistem cevabının oldukça hızlı olduğu gözlemlenmiştir. Sistemin aşım değeri ve salınımı oldukça azdır. Şekil 5.11, 5.12 ve 5.13'te de görüldüğü üzere algılayıcı yöntemde başlangıç moment ve akım değerleri daha düşüktür. Ancak Şekil 3.10.b, 3.11.b ve 3.12.b'de yer alan moment grafiklerinde gürültü olduğu görülmektedir. SMSM'nin algılayıcı alan denetiminin bu özelliklerine karşın kullanılan algılayıcılarının maliyetli olması, motor boyutunu artırması ve güvenilirliği azaltması gibi olumsuz özelliklerinden dolayı algılayıcısız alan denetimi ön plana çıkmaktadır. Bu maksatla SMSM'nin algılayıcısız denetiminin Matlab/Simulink ortamında benzetim modelleri oluşturulmuştur.

SMSM'nin algılayıcısız konum ve hız denetimi için ise SMO ve MRAS tabanlı alan yönlendirme kontrolü yöntemleri uygulanmıştır. Zıt EMK tabanlı yöntemler arasında en çok kullanılan yöntemlerden biri olan SMO parametre değişimlerinden az etkilenir ve yüksek bir dinamik performans gösterir. Ancak kayma yüzeyini yakalayabilmek için kullanılan yüksek anahtarlama frekansı çatırtı etkisine sebep olur. Bu da sistemde salınım ve dalgalanmalara sebep olmaktadır. Çatırtı etkisini azaltmak için signum fonksiyonunun yerine bir sigmoid fonksiyonu kullanılmıştır. MRAS tabanlı denetimde ise sistem temel olarak referans ve ayarlanabilir modeller ile uyarlama mekanizmasından oluşmaktadır. Referans model olarak motor kendisi kabul edilir ve tahmin edilecek değişkenlerden bağımsızdır. Ayarlanabilir model tahmin edilecek değişkenlere bağımlılık gösterir. Uyarlama mekanizması ise hatayı geri beslemeyle ayarlanabilir modele iletilir. MRAS'nin SMO'ya oranla işlemsel yoğunluğu düşüktür; ancak parametre değişimlerinde daha fazla hassasiyet gösterir.

Bölüm 5'te elde edilen benzetim sonuçlarında Şekil 5.6.a, 5.7.a ve 5.8.a'da referans değerlere oranla SMO tabanlı denetimin hızlanma eğrisinin MRAS tabanlı denetimin hızlanma eğrisinden daha az aşım yaptığı ve SMO tabanlı denetimin referans değere daha kısa sürede ulaştığı gözlemlenmiştir. Ancak SMO tabanlı denetimde oturma zamanı, MRAS tabanlı denetimden daha büyük olup sistem kararlı hale daha geç ulaşmaktadır. Şekil 5.7.a'da da görüldüğü üzere SMO'da çatırtı etkisinden dolayı hız grafiğinde dalgalanmalar oluşmaktadır. SMSM'nin yol alması esnasında ise MRAS tabanlı denetimde başlangıç moment ve akım değerlerinin daha düşük olduğu gözlemlenmiştir.

Sonuç olarak MRAS tabanlı denetimin, SMO tabanlı denetime göre daha hızlı kararlı hale geçtiği, sistemde gürültünün daha az olduğu ve daha yüksek bir dinamik performans gösterdiği gözlemlenmiştir.

ÖNERİLER

SMSM'nin algılayıcısız konum ve hız denetiminde kullanılan MRAS ve SMO tabanlı gözlemleyiciler orta ve yüksek hızlı uygulamalarda yüksek doğruluklu tahmin yapabilmesine rağmen düşük hızlarda oluşan düşük zıt EMK'dan dolayı yüksek doğruluklu tahmin yapamaz. Ancak devam eden çalışmalarda karma yöntemler kullanılarak model tabanlı gözlemleyiciler düşük hızlı uygulamalarda konum ve hız tahmini için kullanılabilirler.

SMO ile konum ve hız denetiminde referans değere hızlı bir şekilde ulaşılmasına rağmen sistem kararlı duruma geçerken gecikme olmaktadır. MRAS tabanlı denetimde ise hız eğrisinin daha fazla aşım yaptığı gözlemlenmiştir. Hem SMO hem de MRAS tabanlı yöntemlerin daha yüksek performans gösterebilmesi için PI kontrolörlerin katsayılarının optimum değerlerde çalışabilmesi gerekmektedir. Bu maksatla PI katsayılarının belirlenmesinde geleneksel yöntemlerin yerine optimizasyon teknikleri kullanılabilir.

SMO tabanlı denetimde oluşan gürültüleri önleyebilmek maksadıyla daha az gürültüye sebep olacak gelişmiş alçak geçiren filtreler kullanılabilir. Bu filtreler gürültüyü azaltmasının yanı sıra faz gecikmelerini de önlemelidir. MRAS tabanlı denetimde ise sistem parametre değişimlerinden SMO'ya göre daha fazla etkilenmektedir. Bu etkiyi azaltabilmek maksadıyla online parametre tahmini yapılabilir.

SMSM'nin MRAS ve SMO tabanlı algılayıcısız denetiminin benzetim modelinden elde edilen sonuçlarla ve deneysel sonuçları kıyaslanarak algılayıcısız denetimin performansı daha açık bir şekilde incelenebilir. SMSM'nin algılayıcısız konum ve hız denetiminde, kullanılan denetim yöntemlerinin yanı sıra motor tasarımı da oldukça önemli bir yer tutmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Briz, F., Degner, M. W., García, P., and Lorenz, R. D. (2004) Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 4, pp. 1107–1115
- [2] Yongdong, L., Hao, Z. (2008). Sensorless control of permanent magnet synchronous motor - A survey, *2008 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC* doi: 10.1109/VPPC.2008.4677421
- [3] Demirbaş, Ş. (2001) Sürekli Miknatırlı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi , Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, *Fen Bilimleri Enstitüsü*
- [4] Gopinath, G. R., Das, S. P. (2014). An extended Kalman filter based speed and position estimator for Permanent Magnet Synchronous Motor, *2014 IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES* , no. 2, pp. 1–5, doi: 10.1109/PEDES.2014.7042145.
- [5] Zhou, F. , Li, B. , Yang, J., Yan, R. (2007). A sliding model speed/position observer integrated with a PI controller for PM synchronous motors, *IEEE Int. Conf. Robot. Biomimetics, ROBIO*, pp. 1372–1377, doi: 10.1109/ROBIO.2007.4522364.
- [6] Kommuri, S. K. , Rath, J. J. , Veluvolu, K. C. , Defoort, M., Tatinati, S. (2015). Performance comparison of sliding mode observers for back EMFs based speed estimation in PMSM, *ICCAS 15th Int. Conf. Control. Autom. Syst. Proc.*, pp. 1612-1617, doi: 10.1109/ICCAS.2015.7364615.
- [7] Kang, K. L. , Kim, J. M. , Hwang, K. B. , Kim, K. H. (2004). Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observers, *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. – APEC, vol. 2, no. 1, pp. 1111-1116*, doi: 10.1109/apec.2004.1295961.
- [8] Saadaoui, O. , Khlaief, A. , Abassi, M. , Chaari, A. , Boussak, M. (2016) Sensorless FOC of PMSM drives based on full order SMO, *17th Int. Conf. Sci. Tech. Autom. Control Comput. Eng. STA 2016 – Proc.*, no. 1, pp. 663–668, doi: 10.1109/STA.2016.7952106.
- [9] Xiao, D. , Guan, D. Q. , Rahman, M. F. , Fletcher, J. (2014). Sliding mode observer combined with fundamental PWM excitation for sensorless control of IPMSM drive, *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 895–901, doi: 10.1109/IECON.2014.7048607.
- [10] Adamu, S. S., Lawan, M. B. (2017). Permanent magnet synchronous motor rotor position estimation using fuzzy-based sliding mode observer, *9th IEEE-GCC Conf. Exhib. GCCCE* , pp. 1–5, 2018, doi: 10.1109/IEEEGCC.2017.8448219.
- [11] Li, W. H. , Chen, Z. Y. , Cao, W. P. (2012). Simulation research on optimization of permanent magnet synchronous motor sensorless vector control based on MRAS, *Int. Conf. Wavelet Act. Media Technol. Inf. Process. ICWAMTIP* , pp. 350–355, 2012, doi: 10.1109/ICWAMTIP.2012.6413511.
- [12] Saad, N. H. , El-Sattar, A. A. , Gad, M. A. (2017). Sensorless Field Oriented Control based on improved MRAS speed observer for Permanent Magnet Synchronous Motor drive, *18th Int. Middle-East Power Syst. Conf. MEPCON Proc.*, pp. 991–998, doi: 10.1109/MEPCON.2016.7837017.
- [13] Yan, R. , Li, B. , Zhou, F. (2008). Sensorless control of PMSMs based on parameter-optimized MRAS speed observer, *Proc. IEEE Int. Conf. Autom. Logist. ICAL* , no. September, pp. 1573–1578, doi: 10.1109/ICAL.2008.4636404.
- [14] Kojabadi, H. M. , Ghribi, M. , (2006). MRAS-based adaptive speed estimator in PMSM drives, *Int. Work. Adv. Motion Control. AMC*, no. 1, pp. 569–572, doi: 10.1109/AMC.2006.1631722.

- [15] Karthikeyan, A. , Prabhakaran, K. K. , Nagamani, C. (2017). Stator flux based MRAS speed and stator resistance estimator for sensorless PMSM drive, *14th IEEE India Counc. Int. Conf. INDICON* , doi: 10.1109/INDICON.2017.8487591.
- [16] Kivanc, O. C. , Ozturk, S. B. , (2018). Sensorless PMSM Drive Based on Stator Feedforward Voltage Estimation Improved with MRAS Multiparameter Estimation, *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1326–1337, doi: 10.1109/TMECH.2018.2817246.
- [17] Aygun, H. , Gokdag, M. , Aktas, M. , Cernat, M. (2014). A novel sensorless field oriented controller for Permanent Magnet Synchronous Motors, *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, no. 4, pp. 715–720, doi: 10.1109/ISIE.2014.6864700.
- [18] Rahman, M.A., Slemon, G.R., (1989). Promising applications of Neodymium-Iron-Boron magnets in electrical machines, *IEEE Trans. On Magnetics*, vol.21,no:5, pp. 1712-1715,9, doi: 10.1007/978-1-84882-791-2_10.
- [19] Tacer E., 2004, Elektromekanik enerji dönüşümü ders notları, İstanbul Teknik Üniversitesi
- [20] Yaman, K., (2009). Sürekli Miknatıslı Senkron Motor Tasarımı ve Analizi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, *Fen Bilimleri Enstitüsü*
- [21] Ünal, S., (2009). Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanarak Algılayıcısız Konum Tahmini , Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, *Fen Bilimleri Enstitüsü*
- [22] Asker, M.E., (2009). Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlara Vektör ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması , Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, *Fen Bilimleri Enstitüsü*
- [23] Yılmaz, S., (2016). Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlarda Artımlı Açık Kuvvetli Kontrol Yöntemi ile Alan Vektör Kontrolü Yapılabilmesi İçin Yeni Bir Rotor Faz Eksenini Hizalama Yöntemi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, *Fen Bilimleri Enstitüsü*
- [24] Blaschke, F., (1972) The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines: *Siemens Rev.* , vol.34, no.1, pp. 217-220
- [25] Pillay, P., Krishnan, R., (1989). Modelling, simulation and analysis of permanent magnet motor drives. I. The permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Trans. Industry applications*, v.40, no.3, pp.265-273
- [26] Özçira S., (2007). Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, *Fen Bilimleri Enstitüsü*
- [27] Depenbrock, M., (1985). DTC leans on the theory of field-oriented control of induction machines and the theory of direct self-control, *Etz-Archive* BD.7, H7, pp. 211-218
- [28] Takahashi I., Noguchi T., (1986). A New Quick Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.IA-22, No. 5, pp. 820-827
- [29] Zhong, L.; Rahman, M. F.; Hu, W. Y. & Lim, K. W., (1997). Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.12, No.3, pp. 528-536
- [30] Rahman, M. F.; Zhong, L. & Haque, E., (1999). Selection of Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor, *School of Electrical Engineering and Telecommunications Lect. The University of New South Wales, Sydney*
- [31] Özçira, S., Bekiroğlu, N., Şenol, İ., Ayçiçek, E., (2012). Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Benzetim Çalışmasının Gerçekleştirilmesi, *EMO Bilimsel Dergi*, cilt 2, sayı 3, ss. 1-6
- [32] Staines, C. S. , Caruana, C. , Raute, R., (2014). A review of saliencybased sensorless control methods for alternating current machines, *IEEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 3, no. 2, pp. 86-96

- [33] Bojoi, R., Pastorelli, M., Bottomley, J., Giangrande, P., Gerada, C., (2013). Sensorless control of PM motor drives - A technology status review, *Proc. - 2013 IEEE Work. Electr. Mach. Des. Control Diagnosis, WEMDCD 2013*, pp. 168–182, doi: 10.1109/WEMDCD.2013.6525177.
- [34] Zhu, H., Xiao, X., Li, Y., (2009). A simplified high frequency injection method for PMSM sensorless control, *2009 IEEE 6th Int. Power Electron. Motion Control Conf. IPEMC '09*, vol. 3, pp. 401–405, doi: 10.1109/IPEMC.2009.5157420
- [35] Alaei, A. R., Ahn, J. W., Lee, D. H., Nejad, S. M. S., (2019). Dynamic performance analysis of high-frequency signal injection based sensorless methods for application in interior permanent magnet synchronous motors, vol. 51, no. 1, pp. 55–62, doi: 10.22060/eej.2019.14233.5213
- [36] Zhang, G., Wang, G., Xu, D., (2019). Saliency-based position sensorless control methods for PMSM drives - A review, *Chinese J. Electr. Eng.*, vol. 3, no. 2, pp. 14–23, doi: 10.23919/cjee.2017.8048408.
- [37] Kim, S. I., Im, J. H., Song, E. Y., Kim, R. Y., (2016) A new rotor position estimation method of IPMSM using all pass filter on high-frequency rotating voltage signal injection, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6499-6509
- [38] Yoon, Y.D., Sul, S.K., Morimoto, S., Ide, K., (2011). High-bandwidth sensorless algorithm for ac machines based on square-wave-type voltage injection, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1361–1370
- [39] Robeischl, E., Schroedl, M., (2004). Optimized inform measurement sequence for sensorless pm synchronous motor drives with respect to minimum current distortion, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 2, pp. 591–598
- [40] Schrödl, M., (1996). Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on 'INFORM' method, *IEEE Industry Applications Conference, IAS'96*, vol. 1
- [41] Matsui, N., (1996). Sensorless PM brushless DC motor drives, *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 300-308
- [42] Perera, P.D.C., (2002). Sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives, PhD thesis, Aalborg University
- [43] Zhou, F., Li, B., Yang, J., Yan, R., (2008). A Sliding Model Speed / position Observer Integrated with a PI Controller for PM Synchronous Motors, in *2007 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, ROBIO*, pp. 1372-1377
- [44] Bendjedja, M., Khlaief, A., Boussak, M., (2012). Sensorless speed control of outrunner PMSM drive connected to long cable for ying remote operative vehicle, in *2012 20th International Conference on Electrical Machines, ICEM*, pp. 2252-2258
- [45] Ma, Z., Zhang, X., (2018). FPGA-based sensorless control for PMSM drives using the stator/rotor frame extended Kalman filter, *Proc. 30th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2018*, pp. 102–107, doi: 10.1109/CCDC.2018.8407113
- [46] Li, Y., Zhu, H., (2008). Sensorless control of permanent magnet synchronous motor – a survey, in *Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC '08. IEEE*, pp. 1-8
- [47] Drakunov, S., Utkin, V., (1995). Sliding mode observers tutorial, *IEEE, Proceedings of the 34th conference on decision & control*, New Orleans
- [48] Kılıç, F., (2016). Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Model Bağımsız Kazanç Uyarlamalı Yüksek Dereceli Kayan Kip Yöntemi ile Hız Denetimi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, *Fen Bilimleri Enstitüsü*
- [49] Gu, J., Zhang, Y., Wu, Z., Ying, J., (2004). Rotor position estimation for PMSM based on sliding mode observer, in *IPEMC 2004: 4th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1351-1355.

ÖZGEÇMİŞ

Çağlar AYDIN

KİŞİSEL BİLGİLER

Doğum Yeri : Elazığ
Doğum Yılı : 1990
Uyruğu : T.C.
Adres : Elazığ
E-posta : caglaraydin217@gmail.com
Yabancı Dil : İngilizce

EĞİTİM BİLGİLERİ

Lisans : Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 2015