

**T.C.**  
**KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**  
**MALZEME BİLİMİ VE MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**



**ROTOR POZİSYON TAHMİNİ İLE SABİT MIKNATISLI  
SENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ**

**Mohamed Ahmed Ali MASAUD**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**DANIŞMAN**

**DR. ÖĞR. ÜYESİ FARUK ERKEN**

**TEMMUZ - 2020**

**KASTAMONU**



## TAAHHÜTNAME

*Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu; ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını, bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini bildirir ve taahhüt ederim.*

**Mohamed Ahmed Ali MASAUD**



## ÖZET

### YÜKSEK LİSANS TEZİ

#### ROTOR POZİSYON TAHMİNİ İLE SABİT MİKNATISLI SENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ

MOHAMED AHMED ALİ MASAUD

KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
MALZEME BİLİMİ VE MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

DANIŞMAN: DR. ÖĞR. ÜYESİ FARUK ERKEN

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun (SMSM) geleneksel kontrol yöntemleri, kontrolde gerekli olan konum ve hız bilgilerini almak için fiziksel algılayıcılar kullanır. Bu durum, sistemin toplam maliyetini arttırmakla beraber, enkoderler ve manyetik çözücüler gibi konum ve hız algılayıcılarından kaynaklanabilecek olası hata ve sorunlara da maruz kalınmasını sağlar. Olası hatalar algılayıcı kablolarında oluşabilecek Elektromanyetik Girişimler (EMI) üretme eğilimi ile kir, nem ve sıcaklık gibi fiziksel etkenlerden kaynaklanabilecek hatalardır. Algılayıcı kullanımı ayrıca, makinenin boyutunu oldukça arttırmaktadır. Algılayıcısız kontrolde, motorun kendisi bir algılayıcı görevi görür ve mekanik algılayıcı ihtiyacını ortadan kaldırır, bu da maliyetin düşmesine neden olur. Rotor konumunu belirlemede iki temel yöntem vardır. Bunlar; model tabanlı yöntemler ile çıkıntı tabanlı yöntemlerdir.

Bu tezde SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız kontrolü incelenmiş, motorun algılayıcısız kontrolü için model tabanlı, Normalize edilmiş En Küçük Kareler Yöntemine (N-EKK) dayalı bir yöntem önerilmiştir. Yöntemde dq eksen gerilim denklemleri kullanılarak hız ve pozisyon tahmini yapılmıştır. Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrol ile kontrolünün benzetimi Matlab/Simulink kullanılarak yapılmıştır. Uygulanan algılayıcısız kontrol yöntemi EKK tabanlı bir yöntem olduğundan, geniş hız aralıklarında başarı ile uygulanabilmektedir. Çalışmada, motorun farklı hız ve yük değerlerinde yöntemin başarısı benzetim çalışmalarıyla test edilmiş, yüksek doğruluklu sonuçlar alınmıştır.

**ANAHTAR KELİMELEER:**Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM), algılayıcısız kontrol, En Küçük Kareler yöntemi

Temmuz 2020, 58 Sayfa,  
Bilim Dalı:91

## **ABSTRACT**

### **MSC THESIS**

#### **PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR SENSORLESS SPEED CONTROL WITH ROTOR POSITION ESTIMATION**

**MOHAMED AHMED ALI MASAUD**

**KASTAMONU UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE  
DEPARTMENT OF MATERIALS SCIENCE AND ENGINEERING**

**SUPERVISOR:ASSIST. PROF. DR. FARUK ERKEN**

Traditional control methods of the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) use physical sensors to take the position and speed information required in the control. This, not only increases the total cost of the system, but also provides exposure to potential errors and problems that may arise from position and speed sensors such as encoders and resolvers. Possible errors are the tendency to produce Electromagnetic Interference (EMI) that may occur on the sensor cables and errors that may be caused by physical factors such as dirt, moisture and temperature. The use of sensors also greatly increases the size of the machine. In sensorless control, the motor itself acts as a sensor and eliminates the need for a mechanical sensor, resulting in cost reduction. There are two basic methods to determine the rotor position. These are model-based methods and saliency-based methods.

In this thesis, the position and speed sensorless control of the PMSM is examined, and a model based, Normalized Least Mean Squares (N-LMS) method is proposed for the sensorless control of the motor. In the method, speed and position estimation was made by using dq axis voltage equations. The simulation of the control of the motor with Field Oriented Control was made by using Matlab / Simulink. Since the applied sensorless control method is an LMS-based method, it can be applied successfully in wide speed ranges. In the study, the success of the method at different speed and load of the motor was tested with simulation studies and high accuracy results were obtained.

**KEYWORDS:**Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), sensorless control, Least Mean Squares Method (LMS).

July 2020, 58 Page  
Science Code:91

## TEŞEKKÜR

Tez çalıőmam sırasında yardımlarını esirgemeyen ve tezimin tamamlanmasında büyük emeği olan çok değerli danıőanım Sn. Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN'e sonsuz teőekkürlerimi sunarım.

Beni destekleyerek Yüksek Lisans alıőması yapma fırsatı tanıyan Libya Eğitim Bakanlığı'na teşekkür ederim. Çalıőmam süresince bana destek olan aileme teşekkür ederim.

Ayrıca ölkelerinde bizi misafir ederek üniversitelerinde çalışma fırsatı veren Türkiye Cumhuriyeti devletine ve Kastamonu Üniversitesi'ne teşekkür ederim.

Mohamed Ahmed Ali MASAUD

Kastamonu, 2020

# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
<b>TEZ ONAYI</b> .....	<b>ii</b>
<b>TAAHHÜTNAME</b> .....	<b>iii</b>
<b>ÖZET</b> .....	<b>iv</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>v</b>
<b>TEŞEKKÜR</b> .....	<b>vi</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>vii</b>
<b>ŞEKİLLER DİZİNİ</b> .....	<b>viii</b>
<b>TABLolar DİZİNİ</b> .....	<b>x</b>
<b>SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ</b> .....	<b>xi</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1 Tezin Amacı .....	2
1.2 Tezin İçeriği .....	3
<b>2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR</b> .....	<b>5</b>
2.1 Sabit Miknatıs Malzemeler .....	6
2.2 Sabit Miknatıslı Senkron Motor Modeli .....	9
2.2.1 Referans Düzlem Dönüşümleri.....	11
2.2.1.1 Clarke ve Park Dönüşümleri .....	12
2.2.2 Sabit Miknatıslı Motorun dq Eşdeğer Devresi .....	14
2.2.3 Mekanik Model.....	15
<b>3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROLÜ</b> .....	<b>17</b>
3.1 Eviriciler .....	17
3.2 SMSM Vektör Kontrol Yöntemleri.....	18
<b>4. ALGILAYICISIZ KONTROL YÖNTEMLERİ</b> .....	<b>24</b>
4.1 Zıt-Emk Tahminine Dayalı Yöntemler .....	25
4.2 Kayma Kipli Gözlemciye (KKG) Dayalı Yöntemler .....	27
4.3 Model Referans Uyarlamalı Sistem (MRUS) Temelli Yöntemler .....	29
4.4 Genişletilmiş Kalman Filtresi.....	31
4.5 Yapay Sinir Ağları (YSA) Kullanan Yöntemler .....	33
<b>5. SMSM'NİN ALGILAYICISIZ KONTROL BENZETİMİ</b> .....	<b>34</b>
5.1 Ağırlıkların Güncellenmesi .....	35
5.2 SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrol Benzetimi .....	37
5.3 SMSM'nin Algılayıcısız Kontrol Benzetimi.....	42
<b>6. SONUÇ VE ÖNERİLER</b> .....	<b>53</b>
<b>KAYNAKLAR</b> .....	<b>55</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....	<b>59</b>

## ŞEKİLLER DİZİNİ

### Sayfa

Şekil 2.1 a) Sinüsoidal zıt-emk (SMSM) b) Trapezoidal zıt-emk (FDAM) .....	5
Şekil 2.2 a) Yüzeysel mıknatıslı SMSM b) İçten mıknatıslı SMSM .....	6
Şekil 2.3 Sabit mıknatıslı malzemenin tipik B-H eğrisi .....	7
Şekil 2.4 Bazı sabit mıknatıslara ait mıknatıslanma karakteristikleri .....	8
Şekil 2.5 SMSM abc eşdeğer devresi .....	9
Şekil 2.6 Referans düzlem dönüşümlerinde akımların değişiminin temsili .....	11
Şekil 2.7 Clarke dönüşümüne ait fazör diyagramı .....	12
Şekil 2.8 Park dönüşümüne ait fazör diyagramı .....	13
Şekil 2.9 SMSM'nin dönen rotor düzlemine göre dq eşdeğer devresi .....	14
Şekil 3.1 Standart üç fazlı evirici topolojisi .....	18
Şekil 3.2 Basitleştirilmiş rampa akım kontrol şeması .....	19
Şekil 3.3 Histerisiz akım kontrol şeması ve akımların değişimi .....	19
Şekil 3.4 SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolü .....	21
Şekil 3.5 Uzay vektör DGM .....	23
Şekil 4.1 Kayma kipli gözlemci prensibi .....	28
Şekil 4.2 Model referans uyarılama sistemi .....	30
Şekil 5.1 Ağırlık güncelleme algoritması .....	37
Şekil 5.2 SMSM AYK benzetimi .....	38
Şekil 5.3 $\omega=200$ rad/s için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi .....	39
Şekil 5.4 Hızın 200 rad/s'den -200 rad/s'ye düşmesi durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi .....	40
Şekil 5.5 Hızın sıfırdan önce 200 rad/s, sonra 300 rad/s'ye yükselmesi durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi .....	40
Şekil 5.6 200 rad/s hızda, momentin artması durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi .....	40
Şekil 5.7 Hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi .....	41
Şekil 5.8 Değişken bir hız ve moment referans durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi .....	41
Şekil 5.9 Boşta, 300 rad/s hızda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	43
Şekil 5.10 Boşta, 200 rad/s hızda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	44
Şekil 5.11 Boşta, 50 rad/s hızda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	44
Şekil 5.12 Boşta, 10 rad/s hızda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	45
Şekil 5.13 300 rad/s hızda, 5 Nm yüklü durumda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	45
Şekil 5.14 200 rad/s hızda, 5 Nm yüklü durumda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	46
Şekil 5.15 50 rad/s hızda, 5 Nm yüklü durumda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	46
Şekil 5.16 10 rad/s hızda, 5 Nm yüklü durumda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	47
Şekil 5.17 Boşta, 300 rad/s hızda, $t=0.6s$ 'de 5 Nm yükün devreye alınması durumunda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	48

Şekil 5.18 5 Nm yükte, 300 rad/s hızda, $t=0.6s$ 'de yükün çıkarılması durumunda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi.....	48
Şekil 5.19 Boşta, 150 rad/s hızda, $t=0.6s$ 'de 5 Nm yükün devreye alınması durumunda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi .....	49
Şekil 5.20 5 Nm yükte, 50 rad/s hızda, $t=0.6s$ 'de yükün çıkarılması durumunda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi.....	49
Şekil 5.21 5 Nm yükte, değişken hız referansında motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi ve hızın değişim anlarının ayrıntılı gösterimi.....	50
Şekil 5.22 Boşta, değişken hız referansında motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi ve hızın değişim anlarının ayrıntılı gösterimi.....	51



## TABLolar DİZİNİ

	<b><u>Sayfa</u></b>
Tablo 3.1 UVDGM evirici anahtarlama durumları .....	22
Tablo 5.1 Motor parametreleri .....	38



## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

### Simgeler

$V_d, V_q$	: Motorun d-q eksen gerilimleri
$V_\alpha, V_\beta$	: Motorun $\alpha - \beta$ eksen gerilimleri
$V_a, V_b, V_c$	: abc düzleminde stator faz gerilimleri
$i_d, i_q$	: Motorun d-q eksen akımları
$i_\alpha, i_\beta$	: Motorun $\alpha - \beta$ eksen akımları
$i_a, i_b, i_c$	: abc düzleminde stator faz akımları
$L_d, L_q$	: Motorun d-q eksen indüktansları
$r_s$	: Stator sargı direnci
$\theta_r$	: Rotorun elektriksel konum açısı
$\theta_e$	: Motora uygulanan gerilimin açısı
$\lambda_m$	: Motor mıknatıs akısı,
$\lambda_d, \lambda_q$	: Motorun d-q eksen toplam akıları
$\omega_r$	: Mekanik rotor hızı
$\omega_e$	: Elektriksel rotor hızı
$p$	: Motorun çift kutup sayısı
$T_e$	: Elektriksel moment
$T_L$	: Yük momenti
$P_e$	: Elektriksel güç
$B_m$	: Sürtünme katsayısı
$J$	: Eylemsizlik momenti
$H$	: Manyetik alan şiddeti
$B$	: Manyetik akı yoğunluğu
$w$	: Ağırlık katsayısı
$\mu$	: Güncelleme katsayısı
$E$	: Beklenti operatörü
$\hat{y}$	: y değişkeninin tahmini

### Kısaltmalar

<b>DA</b>	: Doğru Akım
<b>AA</b>	: Alternatif Akım
<b>PI</b>	: Oransal integral kontrolör
<b>SMSM</b>	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
<b>FDAM</b>	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
<b>N-EKK</b>	: Normaliz edilmiş En Küçük Kareler Yöntemi
<b>UVDGM</b>	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>DMK</b>	: Doğrudan Moment Kontrolü
<b>DGM</b>	: Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>AYK</b>	: Alan Yönlendirmeli Kontrol

<b>KKG</b>	: Kayma Kipli Gözlemci
<b>KKK</b>	: Kayma Kipli Kontrol
<b>MRUS</b>	: Model Referans Uyarlı Sistem
<b>PSO</b>	: Parçacık sürü Optimizasyonu
<b>GKF</b>	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
<b>AGF</b>	: Alçak Geçiren Filtre



## 1. GİRİŞ

Yüksek verimlilik ve pek çok alanda kullanıma uygunluk nedeniyle Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM), çok çeşitli uygulamalar için yaygın olarak kullanılmaktadır. SMSM'ler genellikle düşük ve orta güç uygulamalarında kullanılır. Rotorlarında sargı olmaması, Doğru Akım (DA) motorlarında olduğu gibi fırça/kollektör sistemine sahip olmamaları sonucu düzenli bakım maliyetinin azalması gibi çeşitli avantajları nedeniyle günden güne daha çok tercih edilmeye devam etmektedir. SMSM'lerin kullanıldığı en yaygın uygulama alanları robotik ve elektrikli taşıtlardır. Harici uyarma kayıpları olmadığından ve genellikle ayarlanabilir hız sürücülerini kullandıklarından, oldukça verimli makinelerdir. Güvenilirlik, düşük atalet, yüksek kararlı durum moment yoğunluğu ve indüksiyon makinelerine göre nispeten daha basit kontrol mekanizması, SMSM'leri servo uygulamalarında önemli bir oyuncu haline getirir. Son yıllarda, sabit mıknatıs malzemelerinin, güç elektroniği cihazlarının ve sayısal işaret işlemciler ile mikroişlemcilerin geliştirilmesi, SMSM'lere olan ilgiyi arttırmıştır.

Elektrikli araçlar, rüzgar enerjisi generatörleri gibi yüksek güçlü uygulamalarda, tek bir statik anahtardaki mevcut stresi azaltmak için gücün daha çok evirici bacağına ayrılabilirdiği çok fazlı motor sürücülerine olan ilgi de önemli ölçüde artmıştır. Bu sürücüler, moment dalgalanması, rotor harmonik akımları ve diğer harmonik içeriğinin azaltılmasında da etkili olmaktadır. Ayrıca, çok fazlı bir motor, hataya dayanıklı kullanım için bir veya daha fazla evirici bacağına veya makine fazının bozulması durumunda asimetrik bir sarım yapısı ile çalışabileceğinden daha yüksek güvenilirliğe sahiptir. Kontrol esnekliği, daha yüksek dinamik performans ve daha düşük maliyet nedeniyle, SMSM sürücülerini hem akademi hem de endüstride araştırma konusu olmaya devam etmektedir.

SMSM akım kontrolündeki temel gereksinimlerden biri rotor konumu bilgisidir. Hava aralığı akı bağlantısı, makinanın rotoruna monte edilmiş olan sabit mıknatıslar tarafından üretilir. Makinada arzu edilen momentin elde edilmesi için stator sargılarına uygulanan akımlar, rotor konumuna göre kontrol edilmektedir.

SMSM'lerde motorun hız ve konum bilgisi, motorun miline akuple edilmiş olan mutlak / artımsal enkoder veya bir çözücü (ing. resolver) gibi hız ve konum algılayıcıları ile ölçülür. Bununla birlikte, belirli uygulamalarda, bu algılayıcılar, sıcaklık, nem ve kir gibi çevresel faktörler nedeniyle daha düşük güvenilirlik, gürültü ve titreşime duyarlılık, ek maliyet ve ağırlık gibi olumsuzluklara neden olabilmektedir. Ancak SMSM'lerin konum ve hız bilgisi, algılayıcı kullanılmasına gerek kalmadan, motor parametrelerini kullanan birçok yöntemle belirlenebilmekte veya izlenebilmektedir. Bu tezde SMSM'lerin konum ve hız algılayıcısız kontrolü üzerinde yoğunlaşmıştır. SMSM'lerin konum ve hız algılayıcısız kontrolü ayrı bir bölüm halinde ele alınacaktır.

## **1.1 Tezin Amacı**

Gelişen teknolojiyle birlikte endüstriyel tahrik sistemlerinde, dayanıklı, yüksek verimliliğe sahip, kontrol edilmesi kolay ve bakım gerektirmeyen düşük maliyetli elektrik makinelerine duyulan ihtiyaç artmaktadır. Bu gereksinimler, sabit mıknatıslar kullanan yeni tip makinelerin kullanımını arttırmaktadır. Özellikle elektrikli araçlar gibi fiziksel etkilere oldukça açık bir ortamda hız ve konum algılayıcılarından kaynaklanan ölçüm hatalarının artması olasıdır. Bu nedenle, bu algılayıcıların kullanılmadığı kontrol yöntemleri hem maliyeti azaltmakta, hem de kontrol güvenilirliğini arttırmaktadır.

Yüksek verimlilik ve pek çok alanda kullanıma uygunluk nedeniyle SMSM, çok çeşitli uygulamalar için yaygın olarak kullanılmaktadır. Genellikle düşük ve orta güç uygulamalarında kullanılır. Rotorlarında sargı olmaması, Doğru Akım (DA) Motorlarında olduğu gibi fırça/kollektör sistemine sahip olmamaları sonucu düzenli bakım maliyetinin azalması gibi çeşitli avantajları nedeniyle günden güne daha çok tercih edilmeye devam etmektedir. SMSM'lerin kullanıldığı en yaygın uygulama alanları robotik ve elektrikli taşıtlardır. Harici uyarma kayıpları olmadığından ve genellikle ayarlanabilir hız sürücüleri kullandıklarından, oldukça verimli makinelerdir. Güvenilirlik, düşük atalet, yüksek kararlı durum moment yoğunluğu ve indüksiyon makinelerine göre nispeten daha basit kontrol mekanizması, SMSM'leri servo uygulamalarında önemli bir oyuncu haline getirir.

Bu tezde; SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız kontrolünde, Normalize edilmiş En Küçük Kareler yöntemini (N-EKK) kullanan çevrimiçi bir hız ve konum tahmin algoritması kullanılmıştır. Yöntemde hız ve konum tahmini için, SMSM'nin d-q referans düzlemindeki eşdeğer devresi kullanılmıştır. Motorun konum ve hızı çevrimiçi olarak motorun d-q referans düzlemindeki akım ve gerilim değerleri ve gerilim denklemleri kullanılarak her an tahmin edilmektedir. Kullanılan yöntem EKK yöntemine dayandığından, düşük hızlar dahil, çok geniş bir hız aralığında başarılı bir kontrol sağlanmaktadır.

SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) ile benzetimi Matlab/Simulink ile yapılmıştır. Tahmin algoritmasında kullanılan d-q eksen gerilim değerlerinin yerine onların referans değerleri kullanılmıştır. Benzetim çalışmasında bu durum herhangi bir engel oluşturmamaktadır. Ancak, gerçek bir motorla yapılan testlerde eviriciden kaynaklı gerilim düşümleri ve doğrusal olmaktan kaynaklanabilecek hatalara karşı basit çözümler bulunabilir.

SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız kontrolünde, motorun farklı hızlarda ve farklı değişken hız referanslarında benzetimi yapılmıştır. Motorun hızı değiştirilirken yükü de değiştirerek uygulanan yöntemin etkinliği test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, yöntemin geniş bir hız aralığında oldukça başarılı olduğunu ortaya koymuştur.

## **1.2 Tezin İçeriği**

Tez, altı bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde tez çalışmasının amacı ve öneminden bahsedilmiş, tezin organizasyonu ortaya konmuştur.

İkinci bölümde SMSM'nin yapısı, motorda kullanılan sabit mıknatısların yapısı ve tarihsel gelişimi anlatılmıştır. SMSM'nin elektriksel devre modelleri, referans düzlem dönüşümleri ve motorun bu düzlemlerdeki eşdeğer devreleri matematiksel olarak ifade edilmiştir.

Üçüncü bölümde SMSM'nin kontrol yöntemleri ve motor sürücülerinin en önemli kısımları olan eviricilerden bahsedilmiştir. Eviricileri anahtar sinyallerinin

üretmesinde kullanılan temel Darbe Genişlik modülasyonu (DGM) algoritmaları anlatılmıştır.

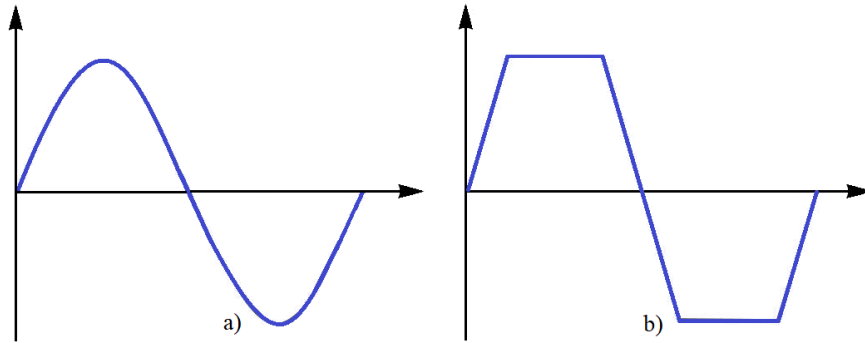
Dördüncü bölümde SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız kontrolünde kullanılan yöntemlerden bahsedilmiş, popüler yöntemler daha detaylı bir şekilde anlatılmış ve yapılan çalışmaların kısa bir özeti verilmiştir.

Beşinci bölümde bu çalışmada kullanılan kontrol yöntemi anlatılmış, SMSM'nin benzetimi ve benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar verilmiştir.

Altıncı ve son bölümde, elde edilen sonuçlar tartışılmış, ileride bu konuya benzer çalışmalar için önerilerde bulunulmuştur.

## 2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

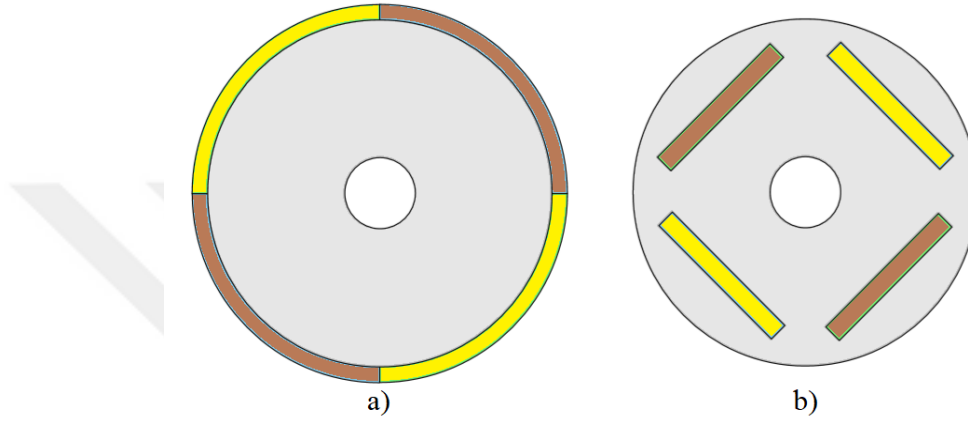
Sabit Mıknatıslı Motorlar (SMM) yapı olarak, uyartım alanının makinenin rotorunda bulunan sabit mıknatıslar yardımıyla oluşturulduğu motorlardır. Statorda endüklenen zıt elektromotor kuvvet (zıt-emk), sinüsoidal ve yamuk (trapezoidal) formda olabilir. Statorda endüklenen bu zıt-emk'nın şekline göre SMM'ler farklı isimler alır. Zıt-emk dalga şekli sinüsoidal olan motorlar Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM), zıt-emk dalga şekli yamuk şeklinde olan motorlar, Fırçasız Doğru Akım Motoru (FDAM) adını alır. SMSM'lerin stator kısmı standart bir Alternatif Akım (AA) makinesinde olduğu gibi statorda açılmış oluklara sarılmış döner alan sargılarına sahiptir. SMSM'lerde daha çok dağıtılmış sargı yöntemi kullanılırken, FDAM'larda toplu sargı tekniği tercih edilmektedir. Şekil 2.1'de sinüsoidal ve yamuk zıt-emk dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 2.1 a) Sinüsoidal zıt-emk (SMSM) b) Trapezoidal zıt-emk (FDAM)

SMSM'ler, sabit mıknatısların rotora yerleşimlerine göre iki tipte sınıflandırılır. Mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirildiği türe Yüzey mıknatıslı Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (YSMSM) ve mıknatısların rotorun içine yerleştirildiği türe İçten mıknatıslı Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (İSMSM) adı verilir. YSMSM'de mıknatıslar yüzeye eşit olarak dağıtılır, böylece stator indüktansları rotor pozisyonuna bağlı olarak değişmez. Bu nedenle bu tür motorlarda d-q eksen indüktansları birbirine eşittir ( $L_d = L_q$ ). Bu tip bir motorun üretimi ve kontrolü daha kolaydır, ancak mıknatıslar daha kolay zarar görebilir, merkezkaç kuvveti nedeniyle yüksek hızlarda çalışmak sakıncalı olabilir ve makine, rotor pozisyonunu bulmak için kullanılacak çıkıntılılık bilgisinden yoksundur (Krishnan, 2001).

İSMSM'de, mıknatıslar daha yüksek bir mekanik dayanıklılık ve sağlamlığa sahiptirler ve motoru yüksek hızlarda çalıştırmak problem olmaz. Ancak bu motorlar, çıkıntılı kutuplara sahiptir ve indüktans rotor konumuna göre değişir. Bu nedenle bu tür motorlarda q eksen indüktansı d eksen indüktansından büyüktür ( $L_d < L_q$ ). Bununla birlikte, üretimi daha pahalı ve kontrolü daha karmaşıktır. Mıknatısların rotora farklı yerleşim şekilleri Şekil 2.2'de görülmektedir (Krishnan, 2001).



Şekil 2.2 a)Yüzey mıknatıslı SMSM b) İçten mıknatıslı SMSM

İSMSM'nin çok çeşitli rotor konfigürasyonları bulunmaktadır. Küçük güçlü motorlarda ise rotor tamamen mıknatıs malzemedendir.

## 2.1 Sabit Mıknatıs Malzemeler

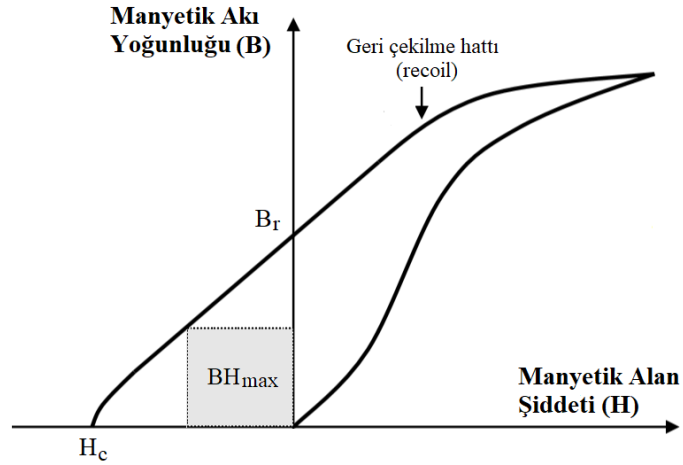
Sabit mıknatıslar, manyetik alanın malzemenin kendisinin içyapısı tarafından üretildiği malzemelerdir. Atomların ve kristallerin içinde hem elektronlar hem de atomun çekirdeği vardır. Çekirdek ve elektronlar, küçük mıknatıslar gibi davranır ve parçacıklar kendilerine özgü manyetik alanlara sahiptirler. Ayrıca, elektronların çekirdeğin etrafında hareket ederken yörüngeleri tarafından üretilen manyetik bir alanı da vardır. Böylece sabit mıknatısların manyetik alanları çekirdek döngüsü, elektron döngüsü ve elektronların yörüngelerinin toplamıdır. Sabit mıknatıs malzemelerin manyetik davranışı, aşağıdaki üç ana nicelik açısından açıklanmaktadır (Parker, 1990).

1. Kalıcı Mıknatıslanma (Br): Ferromanyetik bir malzemeye uygulanan harici manyetik alan kaldırıldıktan sonra malzemede geriye kalan mıknatıslanmadır.

2. Zorlayıcı Kuvvet ( $H_c$ ): Manyetik zorlama, zorlayıcı alan veya zorlama olarak da adlandırılmaktadır. Ferromanyetik bir materyalin manyetikliği giderilmeden harici bir manyetik alana dayanma kabiliyetinin bir ölçüsüdür. Ferromanyetik bir materyaldeki zorlayıcı kuvvet, malzemenin manyetizasyonu doyunluğa ulaştıktan sonra o malzemenin manyetizasyonunu sıfıra indirmek için uygulanması gereken manyetik alanın yoğunluğudur.

3. Maksimum Enerji Noktası ( $BH_{max}$ ): Sabit mıknatıslı malzemenin tutabileceği maksimum enerjiyi gösterir (Parker, 1990).

Şekil 2.3'te sabit mıknatıslı bir malzemenin tipik B-H eğrisi görülmektedir. Sabit mıknatıslı bir malzemeye kuvvetli bir manyetik alan uygulandığında, malzeme başlangıçta mıknatıslanacaktır. Uygulanan manyetik alanın kaldırılması halinde, akı yoğunluğu, şeklin üst kısmındaki eğri boyunca geri çekilecektir. Bu eğrinin eğimi, malzemenin manyetik geçirgenliğini verir.  $BH_{max}$ , B-H hiperbolünün geri çekilme (manyetikliği giderme) hattına teğet olduğu noktada meydana gelir.

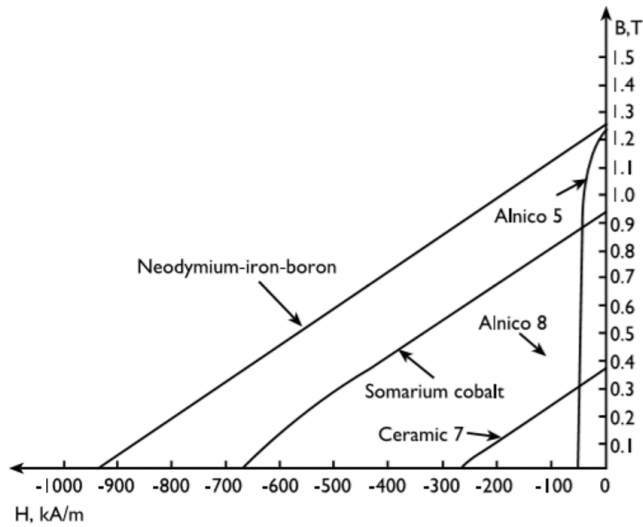


Şekil 2.3 Sabit mıknatıslı malzemenin tipik B-H eğrisi

Sabit mıknatıslı malzemeleri, M.Ö. 4000'den 20. yüzyıla uzanan herhangi bir teknolojik fenomenin en uzun geçmişlerinden birine sahiptir. Mıknatıslı tarihi Lodestone'lar (doğal olarak oluşan mıknatıslar) ile başlamaktadır. Sabit mıknatıslı üretimi Londra'da 18. yüzyıldan itibaren manyetik karbon çeliği ile başlasa da, endüstriyel temelde sabit mıknatıslı makinelerinin gerçek tarihi, 20. yüzyılın ilk yarısında Alnico ile başladı. Bununla birlikte, alüminyum, nikel, kobalt ve demire

dayanan Alnico'nun yerini, 1960'ların sonunda, Alnico'nun karmaşık üretim sürecinden kaynaklanan yüksek fiyatı nedeniyle Ferrit aldı. Düşük enerji kapasitesine rağmen Ferrit, üretildiği hammaddelerin bolluğu ve düşük üretim maliyeti nedeniyle günümüzde birçok uygulamada hala yaygın olarak kullanılmaktadır. Ferrit, baryum (Br) veya Stronsiyum (Sr) içeren demir oksit  $Fe_2O_3$ 'ten yapılmış ince parçacıklardan oluştuğu için, bu mıknatıs malzemesi karmaşık şekillerde kullanım için popülerdir. Bununla birlikte, Ferrit, artan sıcaklıkta  $B_r$  ve  $H_c$ 'nin yüksek oranda azalması nedeniyle yüksek sıcaklık uygulamaları için uygun değildir (Overshott, 1991).

Samarium-Kobalt (Sm-Co) 1960'ların sonlarında geliştirilmiş nadir toprak mıknatısıdır. Bu tür malzemelerin maliyeti ve bulunabilirliği ticari başarısını sınırlar, ancak iyi termal stabilite, yüksek sıcaklığa maruz kalan uygulamalarda kullanılmasına izin verir (Overshott, 1991). General Motors ve Sumimoto aynı anda Neodimyum-Demir-Bor (Nd-Fe-B) gelişimini duyurduktan sonra, bu tip mıknatıs birçok endüstriyel alanda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Samaryum-Kobalt'a kıyasla yüksek enerji kapasitesi ve nispeten düşük maliyeti nedeniyle, Neodimyum-Demir-Bor, küçük bir ürün boyutu gerektiren uygulamalarda en iyi malzemedir. Samaryum-Demir-Nitrür (Sm-Fe-N) 1980'lerin ortalarında piyasaya sürülen en son sabit mıknatıs malzemesidir. Bu malzeme, Neodimyum-Demir-Bor mıknatısının dezavantajı olan manyetikliği giderme, korozyon ve sıcaklık değişikliklerine karşı yüksek dirence sahiptir.

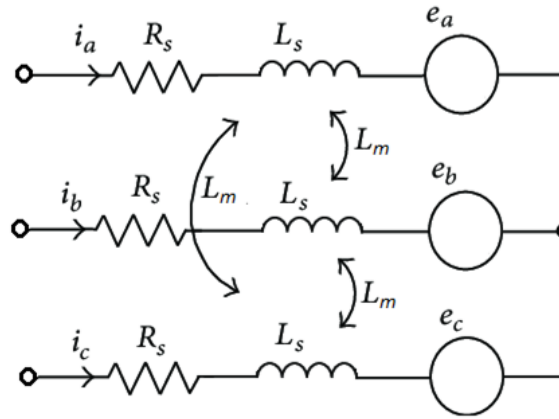


Şekil 2.4 Bazı sabit mıknatıslara ait mıknatıslanma karakteristikleri

Bazı sabit mıknatıslara ait mıknatıslanma karakteristikleri Şekil 2.4'te gösterilmiştir. Bu grafik, Ferrit dışında yeni malzeme türleri sunarak malzemelerdeki maksimum enerjinin iyileştirilmesini göstermektedir. Ferritin  $BH_{\max}$  değerinde arzu edilen değerleri yoktur. Çünkü Ferrit'in zorlayıcı kuvvetindeki artışa eşlik eden kalıcı mıknatıslanmada değeri vardır.

## 2.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Modeli

SMSM'nin matematiksel modeli öncelikle üç fazlı abc referans düzleminde oluşturulduktan sonra referans düzlem dönüşümleri yapılmak suretiyle denklemler basitleştirilecektir. SMSM'nin matematiksel modelinin elde edilmesi amacıyla Şekil 2.5'teki abc eşdeğer devresine ait gerilim denklemleri yazılır.



Şekil 2.5 SMSM abc eşdeğer devresi

$$u_a(t) = r_s i_a(t) + \frac{d\lambda_a}{dt}$$

$$u_b(t) = r_s i_b(t) + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (2.1)$$

$$u_c(t) = r_s i_c(t) + \frac{d\lambda_c}{dt}$$

Burada  $r_s$ , her bir fazın direnci,  $u_a(t)$ ,  $u_b(t)$ ,  $u_c(t)$  ve  $i_a(t)$ ,  $i_b(t)$ ,  $i_c(t)$  sırasıyla faz gerilimleri ve akımlarıdır.  $\lambda_a$ ,  $\lambda_b$ ,  $\lambda_c$  akı bağlarıdır ve iki kısımdan oluşurlar.

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{ba} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \sin \theta_e \\ \lambda_m \sin \left( \theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \lambda_m \sin \left( \theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Bu denklemde  $\lambda_m$  sabit mıknatıslar tarafından oluşturulan akı,  $L_{aa}$ ,  $L_{bb}$  ve  $L_{cc}$  öz indüktansları,  $L_{ab}$ ,  $L_{bc}$  ve  $L_{ca}$  ortak indüktansları temsil etmektedir.

Sonuç olarak abc eşdeğer devresi için gerilim denklemi, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{ba} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \sin \theta_e \\ \lambda_m \sin \left( \theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \lambda_m \sin \left( \theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Öz ve ortak indüktanslar aşağıdaki gibi yazılabilir. Burada  $L_l$  kaçak indüktansı,  $L_{av}$  ortalama indüktansı,  $L_\theta$  ise rotor konumuna bağlı indüktansı göstermektedir. Çıkık kutuplu makinalarda indüktanslar rotor konumuna bağlı olarak değişirken, yuvarlak rotorlu makinada konuma bağlı indüktans sıfır kabul edilir.

$$L_{aa} = L_l + L_{av} - L_\theta \cos 2\theta_e$$

$$L_{aa} = L_l + L_{av} - L_\theta \cos \left( 2\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (2.4)$$

$$L_{aa} = L_l + L_{av} - L_\theta \cos \left( 2\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right)$$

$$L_{ab} = -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos \left( 2\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right)$$

$$L_{bc} = -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos(2\theta_e) \quad (2.5)$$

$$L_{ca} = -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos \left( 2\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right)$$

abc modeline göre motorun gücü ve ürettiği elektromanyetik momenti aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

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

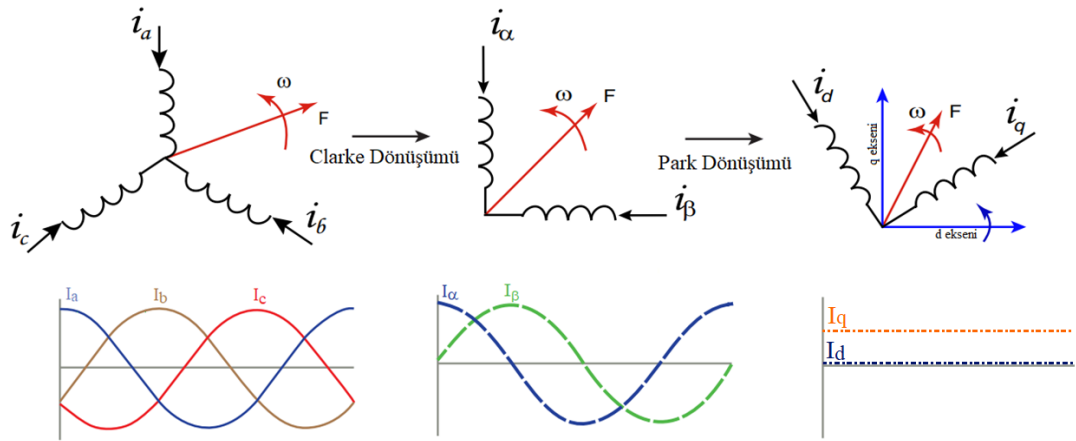
$$T_e = P_e / \omega_r \quad (2.7)$$

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}]^T \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} [i_{abc}] + [i_{abc}]^T \frac{\partial [\lambda_{abc}]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (2.8)$$

Moment ifadesinde  $\theta_r$ , rotorun mekanik konumunu, p ise motorun kutup çifti sayısını göstermektedir.

### 2.2.1 Referans Düzlem Dönüşümleri

Referans düzlem dönüşümleri, yüksek performanslı AA sürücü mimarileri oluşturmak amacıyla kullanılmaktadır. Akım ve gerilim, sabit bir referans çerçevesinde tanımlanan uzay vektörü olarak temsil edilir. Daha sonra makine büyüklüklerinin stator referans çatıdan (3 fazlı abc modeli), sabit 2-fazlı referans çatıya (2 faz  $\alpha\beta$  modeli) ve rotor referans çatıya (2 faz dq modeli) dönüşümü yapılır. Clarke ve Park dönüşümleri bu amaçla kullanılmaktadır. Clarke dönüşümünün kullanılmasıyla gerçek ve hayali akımlar tanımlanabilir. Park dönüşümü, bu gerçek ve hayali akımların sabitten dönen referans çerçevesine dönüşümünü gerçekleştirmek için kullanılır. Şekil 2.6'da referans düzlem dönüşümlerinde akımların değişiminin temsili görülmektedir.



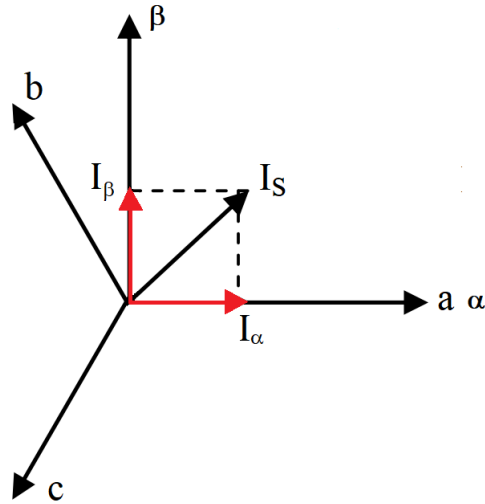
Şekil 2.6 Referans düzlem dönüşümlerinde akımların değişiminin temsili

Bir DA motorunun momentini kontrol etmek için, akı ve akım değerleri dolaylı olarak kontrol edilmelidir. Çünkü akı ve akım motor momenti ile doğru orantılıdır. Akımı değiştirmek suretiyle motor momenti kolaylıkla değiştirilebilir. Ancak AA

motorlarında, motor momentinin kontrolü sadece tek bir akım ve akı değerinin kontrolüyle yapılamaz. Dinamik çalışan ve motor büyüklükleri frekans ve rotor konumuna göre değişen AA motor, DA motorundan daha zor kontrol edilir. Referans düzlem dönüşümleri ile AA motor büyüklükleri, DA motor büyüklüklerine benzetilmeye çalışılmakta ve akı ile akımın ayrı ayrı ayrı kontrol edildiği Alan Yönlendirmeli Kontrol yöntemleri ile AA motorlarına yüksek performanslı kontrol uygulanabilmektedir.

### 2.2.1.1 Clarke ve Park Dönüşümleri

Dengeli 3 fazlı AA motor teorisinde, 3 sabit sargı bulunur ve 3-fazlı dengeli motor akımları,  $\omega$  açısal hızı ile dönen bir manyetik alan meydana getirirler. Sadece dengeli 3-fazlı sabit sargılar dönen manyetik alan getiremez. Aralarında  $90^\circ$ 'lik açı bulunan 2-fazlı simetri sargılar da 2-fazlı dengeli AA akımı  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  ile beslenmeleri durumunda, aynı manyetik alanı meydana getirebilir. Clarke dönüşümünün temeli de buna dayanmaktadır.



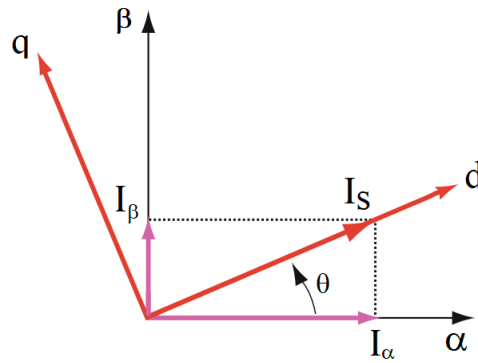
Şekil 2.7 Clarke dönüşümüne ait fazör diyagramı

Şekil 2.7'de Clarke dönüşümünde akımlara ait fazör diyagramları görülmektedir. Bu dönüşüm ile, üç fazlı sabit abc referans düzlemine ait bir büyüklük iki fazlı sabit  $\alpha\beta$  referans düzlemine dönüştürülmektedir. Aşağıda Clarke ve ters Clarke dönüşümüne ait denklemler görülmektedir.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Park dönüşümü ile motor büyüklükleri, sabit rotor düzleminde, rotora sabitlenmiş dönen düzleme dönüştürülür Rotor  $\omega_e$  açısal hızı ile hareket ettiğinden statora ait abc referans düzlemindeki büyüklüklerin, rotor referans düzlemine dönüştürülmesi suretiyle elde edilen model, serbest uyarımlı DA motor modeline benzemiş olur. Böylece SMSM, serbest uyarımlı DA motor gibi kolaylıkla denetlenebilir. Şekil 2.8' de Park dönüşümünde sabit ve dönen rotor düzlemine ait akımların fazör diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.8 Park dönüşümüne ait fazör diyagramı

Park Dönüşümü ile üç fazlı AA motorlarında indüktansın motor konumuna göre değişimleri ortadan kaldırılarak kontrolde büyük kolaylık sağlamaktadır. Park dönüşümü ve ters Park dönüşümüne ait denklemler aşağıda verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

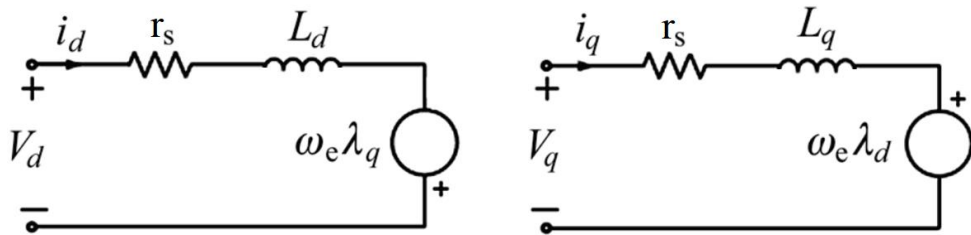
Üç fazlı sabit stator düzleminde dönen rotor düzlemine doğrudan dönüşüm yapılabilir. Buna ilişkin denklemler aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

### 2.2.2 Sabit Mıknatıslı Motorun dq Eşdeğer Devresi

AA elektrik motorunun dinamiklerini tanımlayan diferansiyel denklemlerin karmaşıklığını en aza indirmek için, devre modeli, dq referans düzleme dönüştürülür. Genel olarak, üç fazlı bir makineyi kontrol etmek için, kontrol yapısının karmaşıklığını azaltmak için bir Alan Yönlendirmeli Kontrol yöntemi uygulanır. Gerilim denklemlerindeki zamanla değişen indüktansları ortadan kaldırmak ve motorun denetimi kolaylaştırmak için, stator büyüklükleri önce sabit sonra rotor referans düzlemine dönüştürmek için sırasıyla Clarke ve Park dönüşümleri uygulanır. Böylece SMSM'nin dq eşdeğer devre modeli Şekil 2.9'daki gibi iki ayrı devre şeklinde elde edilir.



Şekil 2.9 SMSM'nin dönen rotor düzlemine göre dq eşdeğer devresi

Yukarıdaki eşdeğer devrelere göre gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_d = r_s \cdot i_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_r \lambda_q \quad (2.15)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + \frac{d}{dt} \lambda_q + \omega_r \lambda_d \quad (2.16)$$

Denklemlerde  $V_d$  ve  $V_q$  ile  $i_d$  ve  $i_q$  d ve q referans düzlemine göre gerilim ve akımları,  $\lambda_d$  ve  $\lambda_q$  ise d ve q eksen akılarını tanımlamaktadır. dq referans düzlemindeki akılar aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\lambda_q = L i_q \quad (2.17)$$

$$\lambda_d = L i_d + \lambda_m \quad (2.18)$$

Akı ifadeleri, gerilim denklemlerinde yerine yazılırsa;

$$V_d = r_s \cdot i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \quad (2.19)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m \quad (2.20)$$

SMSM'nin dönen rotor düzlemine göre gerilim denklemleri Denk. (2.19) ve (2.20)'de elde edilir. Motorun ürettiği moment ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.21)$$

Denklemden birinci kısım mıknatıs tarafından üretilen momenti, ikinci kısım ise relüktans momenti ifade eder. Yüzey mıknatıslı SMSM'lerde d eksen indüktansı ile q eksen indüktansı yaklaşık olarak birbirine eşit olduğundan moment ifadesinin ikinci kısmı sıfıra eşit kabul edilir.

### 2.2.3 Mekanik Model

Elektrik motorları için, makinenin ürettiği döndürme momenti ile yük momenti arasındaki ilişki, motorun hızına, eylemsizlik momentine ve sürtünme kuvvetine bağlı olarak değişir. Bu ilişki hareket denklemi ile verilir.

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

Burada

$\omega_r$ : Mekanik rotor hızı

$J$ : Eylemsizlik momenti

$T_L$ : Yük momenti

$B_m$ : Sistemin sürtünme katsayısı

SMSM’de motorun elektriksel ve mekanik hızı ve pozisyonu birbirinden farklıdır ve motorun kutup sayısı  $p$ ’ye göre değişmektedir. Denklemlerde elektriksel büyüklükler için e, mekanik büyüklükler için r alt indisi kullanılmıştır.

$$\omega_e = d\theta_e/dt \quad (2.16)$$

$$\theta_r = \frac{1}{p}\theta_e \quad (2.17)$$

$$\omega_r = \frac{1}{p}\omega_e \quad (2.18)$$

### 3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROLÜ

1980'lerin başında, özellikle yarı iletken teknolojisi ve sayısal elektronikteki ilerlemeyle birlikte motor sürücüleri geliştirilmeye başlandı. Zamanla, bu cihazların boyutunun ve maliyetinin azalması, sürücülerin ticarileşmesine yol açtı. AA motorların kontrolünde yaygın olarak kullanılan vektör kontrol yöntemleri ve diğer karmaşık yöntemler, güçlü mikroişlemciler ve destekleyici cihazların geliştirilmesi nedeniyle gerçekleşebilmiştir.

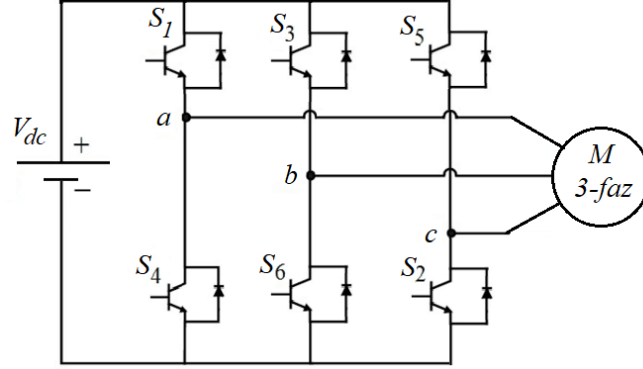
#### 3.1 Eviriciler

Eviriciler, bir DC kaynağından tek veya çok fazlı AC gerilimleri oluşturmak için kullanılır. Çok fazlı eviriciler sınıfında, üç fazlı eviriciler açık ara en büyük gruptur. Ayarlanabilir hızlı motor sürücüler için çok sayıda evirici kullanılır. Bu uygulama için tipik evirici, sinüzoidal temelli Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) sinyalleri üreten “sert anahtarlamalı” bir voltaj kaynağı eviricisidir (Holtz, 1992). Standart eviricilere ek olarak, günümüzde çok sayıda özel topolojiler kullanılmaktadır.

Modern eviriciler, güç anahtarı olarak genellikle izole kapılı iki kutuplu transistörler (IGBT) kullanır. IGBT'lerin yanı sıra, güç MOSFET'leri de özellikle düşük gerilimde, yüksek verimlilik ve yüksek anahtarlama frekansı gerektiren uygulamalar için kullanılır. IGBT'ler artık 3300 V'a kadar gerilim değerleri ve 1200 A'ya kadar akım değerleri ile mevcuttur. Günümüzde cihazlara ek olarak, üreticiler elektriksel yalıtım, cihazların normal çalışma koşullarında düzgün çalışması ve çeşitli arıza koşullarından koruma sağlayan özelleştirilmiş kontrol devreleri sunmaktadır (Mohan vd., 1985).

Eviricilerin girişindeki doğru gerilim  $V_{dc}$ , genellikle eviricinin önüne bağlanan kontrollü veya kontrolsüz bir doğrultucu tarafından sağlanır. Eviriciler, girişlerindeki güç kaynağına göre gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı eviriciler olarak sınıflandırılırlar. Akım kaynaklı eviricilerde doğrultucu çıkışındaki akım büyük değerli bir bobinden geçirilerek eviriciye verilir. AA motor sürücülerinde uygun yapısından dolayı gerilim kaynaklı eviriciler kullanılır. Şekil 3.1, günümüz motor

sürücülerinde en sık kullanılan topoloji olan gerilim kaynaklı üç fazlı bir eviriciyi göstermektedir. Devre temel olarak ek bir bacakla H köprüsü tarzı tek fazlı eviricinin genişletilmiş bir şeklidir.



Şekil 3.1 Standart üç fazlı evirici topolojisi

Eviricilerde çıkış gerilimi eviricideki güç anahtarlarının girişlerine uygun kapı sinyallerinin gönderilmesi ile kontrol edilir. Bunun için uygulanan birçok kontrol yöntemi vardır.

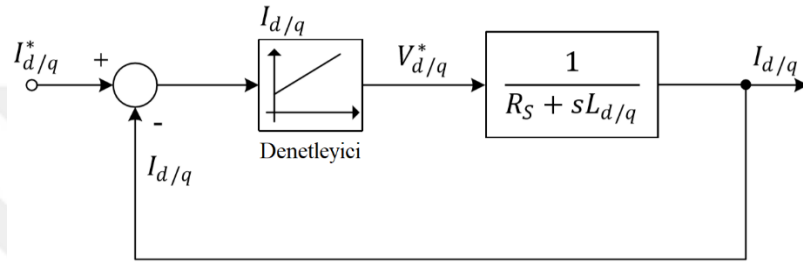
### 3.2 SMSM Vektör Kontrol Yöntemleri

SMSM'lere uygulanan tipik kontrol yöntemi, vektör kontrol olarak da bilinen Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK)'dır. Motorun vektör kontrolünü gerçekleştirmek için, genellikle bileşenlerden birinin akı büyüklüğüne, diğer bileşenin momente karşılık geldiği dik eksenlerde iki fazlı akım bileşenleri kullanılır. Genellikle ölçülen akım değerlerinin, referans değerlerle karşılaştırılmasıyla elde edilen hataları gidermek için bir PI kontrolörü kullanılır. Bir Darbe Genişliği Modülasyonu (DGM) yöntemi ile evirici kapı sinyalleri üretilir.

Kontrol terimi genellikle ölçülen değerlerin referans değerlerle karşılaştırıldığı geri bildirim döngüsünü belirtirken, "denetleyici" değişkenleri ayarlanan değerlere götüren düzenleyici eylemi ifade eder. Kontrol hatasına bağlı olarak, denetleyiciye sahip bir düzenleme döngüsü, hataya karşılık gelen belirli bir bant genişliği ile giriş kontrol komutları üreterek hatayı sıfıra yönlendirir. Uygulamaların çoğunda, biri akım kontrolü ve diğeri hız kontrolü için iki kontrol döngüsü kullanılır. İç döngü,

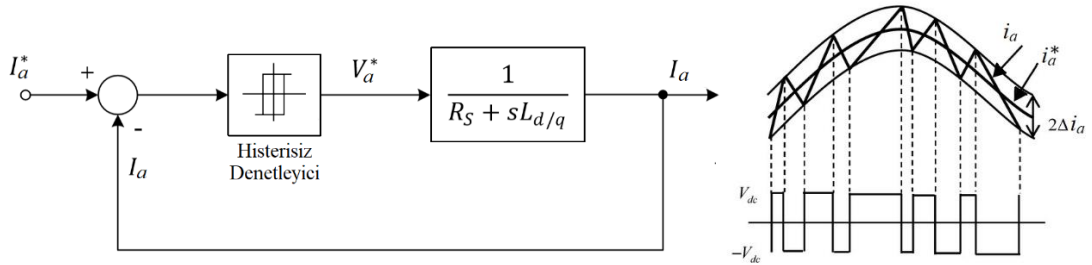
daha yüksek bant genişliğine sahip akım kontrol döngüsüdür, dış döngü, akım kontrol bant genişliğine kıyasla nispeten daha düşük bant genişliğine sahip hız kontrolü içindir.

Şekil 3.2'de bir rampa akım kontrol şemasının basitleştirilmiş şekli gösterilmektedir. Ölçülen akım değerleri dq referans düzleminde alınır ve akım referans değeri ile karşılaştırılır ve kontrol hatasını Bir PI denetleyiciye verilir. Denetleyicinin çıkışı aynı eksene ait gerilim referans değerini oluşturur.



Şekil 3.2 Basitleştirilmiş rampa akım kontrol şeması

Histerezis akım kontrolünde, referans akım, ölçülen motor akımı ile karşılaştırılarak elde edilen hata sinyalinin belirli bir aralıkta tutulması amaçlanır. Histerezis kontrolün diğer bir adı Bang-bang kontroldür. Şekil 3.3'te histerisiz akım kontrol şeması ve akımların değişimi gösterilmektedir. Histerisiz denetleyici, motorun sinüzoidal faz akım  $i_a$  'yı ( $i_a^* + \Delta i_a$ ) ile ( $i_a^* - \Delta i_a$ ) değerleri arasında tutmayı amaçlar. Motor akımı, referans değerinin altındaysa pozitif, üstündeyse negatif kapı sinyali gönderilir.



Şekil 3.3 Histerisiz akım kontrol şeması ve akımların değişimi

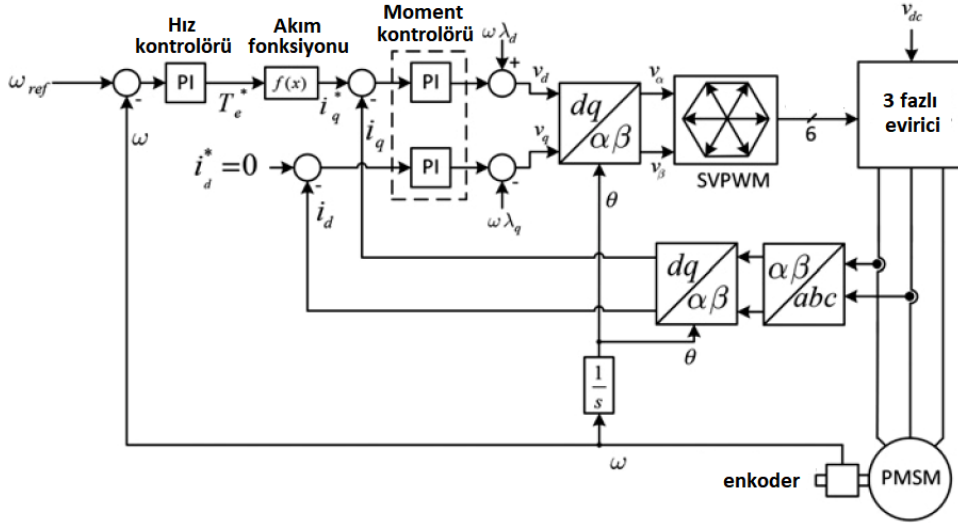
Histerisiz akım kontrolünde bant genişliğinin seçimi çok önemlidir. Bant genişliğinin düşük tutulması akımın istenen referans değere daha yakın olmasını sağlasa da daha

yüksek anahtarlama frekansının oluşmasına neden olur. Histerisiz akım kontrolünde anahtarlama frekansının sabit olmaması bu kontrolörün en önemli sakıncalarındandır.

AA motorlarından daha iyi bir dinamik performans elde etmek için karmaşık bir kontrol şeması uygulanmaktadır. Mikrodenetleyiciler ve sayısal işaret işlemcilerdeki gelişmelerle birlikte karmaşık matematiksel işlem gücünün artması ile AA makinelerini, DA makineleri gibi kontrol etmek için matematiksel dönüşümleri kullanan, akı ve moment üreten akımların bağımsız kontrolünü sağlayan gelişmiş kontrol stratejileri uygulanabilir. Bu şekilde momentin ve mıknatıslanmanın ayrı ayrı olarak kontrolüne, yaygın olarak Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) denmektedir. AYK'nın avantajları şu şekilde sıralanabilir.

- Karmaşık AA modelinin basit bir doğrusal sisteme dönüştürülmesi
- DA motora benzer şekilde moment ve manyetik alanın bağımsız kontrolü
- Hızlı dinamik yanıt ve geçici ve kalıcı durumda yüksek performans
- Başlangıçta yüksek moment ve düşük akım
- Yüksek verim
- Alan zayıflatması ile geniş hız aralığı

SMSM'lerde moment ifadesi stator akımı ile rotor alanının vektörel çarpımıyla elde edilebilir. Bu nedenle bu bileşenler birbirine dik olduklarında herhangi bir stator ve rotor manyetik alanı için moment maksimum olmaktadır. Bunu sağlayabilmek için rotor konumunun her an için bilinmesine ihtiyaç vardır.



Şekil 3.4 SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolü

SMSM'nin AYK şeması Şekil 3.4'te görülmektedir. Motorun arzu edilen referans hızı algılayıcıdan ölçülen gerçek hız ile karşılaştırılarak bir PI denetleyiciye verilir. Denetleyicinin çıkışı motorun moment referansı olacaktır. Denklem (2.21)'deki moment ifadesinden q eksen akımı çekilecek olursa akım fonksiyonu elde edilmiş olur.

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

Akım fonksiyonun çıkışı q eksenini akım referansını oluşturur. Eğer akı zayıflatması uygulanmayacak ise, d eksenini akım referansı için sıfır değeri alınır. Her iki referans akım ölçülen değerleriyle karşılaştırılarak PI denetleyiciye verilir. Ölçülen akımların dq eksen değerleri ölçülen abc akımlarına Clarke ve Park dönüşümleri uygulanarak elde edilir. Denetleyicilerin çıkışları dq eksen gerilim referans değerleridir. Bu değerlere Denklem (2.19) ve (2.20)'deki hız ve sabit mıknatıs akı değerleri (ing. decoupling) eklenerek kontrolün dinamik performansı artırılabilir. Bunlar d eksenini için  $(-\omega_r L_q i_q)$  ve q eksenini için  $(\omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m)$  ifadeleridir. Bu referans gerilim değerleri, ters Park dönüşümü ile bir Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) girişine uygulanır.

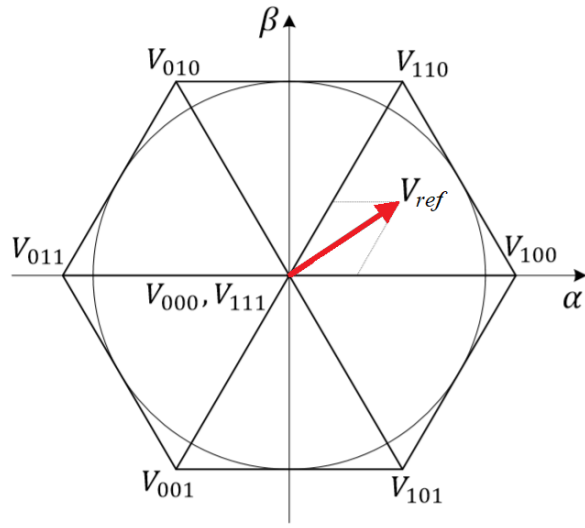
UVDGM tekniği, çoğunlukla üç fazlı AA motorlarının sürülmesinde kullanılan bir DGM yöntemidir. Yöntem, motorların AYK yöntemiyle kontrolüne uygun, düşük Toplam Harmonik Bozunum değerlerine ve düşük anahtarlama kayıplarına sahip bir yöntemdir.

Şekil 3.1'deki altı anahtarlı tipik evirici devresi incelenecek olursa, devrede aynı bacadaki anahtarların ikisi aynı anda açık olmayacak veya DA kaynağı kısa devre olacak şekilde aynı bacadaki anahtarlar aynı anda kapanmayacak şekilde anahtarlama yapılmalıdır. Bu gereksinim, bir bacak içindeki anahtarların tamamlayıcı çalışmasıyla karşılanabilir. Evirici bacaklarındaki ( $S_1, S_3, S_5$ ) anahtarları üst, ( $S_2, S_4, S_6$ ) anahtarları alt anahtarlar olarak adlandırılacak olursa,  $S_1$  ve  $S_4$ 'ten sadece biri kapalı olmalıdır. Yani a fazına ait üst anahtar açıksa alt anahtar kapalıdır veya tam tersi olmalıdır. Bu durum evirici için sekiz olası durumun oluşmasına neden olur. Bunlar, altı aktif anahtarlama vektörü ve iki sıfır vektörü olmak üzere  $V_0$ 'dan  $V_7$ 'ye kadar vektörlerdir. Altı aktif ve iki sıfır vektör kullanan tüm olası anahtarlar için anahtarlama durumları Tablo 3.1'de gösterildiği gibi tablo haline getirilebilir.

Tablo 3.1 UVDGM evirici anahtarlama durumları

Vektörler	$S_1$	$S_1$	$S_1$	$S_1$	$S_1$	$S_1$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$	Açıklama
$V_0 = \{000\}$	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0	0	0	sıfır vektörü
$V_1 = \{100\}$	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	aktif vektör
$V_2 = \{110\}$	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	aktif vektör
$V_3 = \{010\}$	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	0	aktif vektör
$V_4 = \{011\}$	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	$-V_{dc}$	0	$+V_{dc}$	aktif vektör
$V_5 = \{001\}$	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	aktif vektör
$V_6 = \{101\}$	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	aktif vektör
$V_7 = \{111\}$	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	0	0	0	sıfır vektörü

Şekil 3.5, iki sıfır vektör ile altı aktif vektörün tarafından  $V_{ref}$  referans geriliminin üretildiği evirici uzay vektör modülasyonunu göstermektedir. Şekilde görüldüğü gibi aktif vektörler bir altıgen oluştururlar. Anahtarlama durumu, her bir anahtarlama döngüsünde, referans vektöre komşu olan aktif vektörlerle sıfır vektörleri arasında gerçekleşmektedir.



Şekil 3.5 Uzay vektör DGM

#### 4. ALGILAYICISIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

Algılayıcısız kontrolde, rotorun konumunu belirlemek için literatürde birçok yöntem tartışılmıştır. Temel olarak, bu yöntemler iki kategoriye ayrılır:

- Modele dayalı rotor pozisyonunun belirlenmesi,
- Çıkıntıya dayalı rotor pozisyonunun belirlenmesi.

Bu tezde kontrolü yapılan SMSM, yüzey mıknatıslı bir motor olduğundan çıkıntıya dayalı yöntemlerden bahsedilmemiş, modele dayalı yöntemlerden en yaygın olanları üzerinde durulmuştur.

SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız kontrolünde kullanılan yöntemler açık ve kapalı çevrim yöntemleridir. Açık çevrim yöntemler basit ve uygulanması nispeten kolaydır. Ancak, parametre değişimlerine ve ölçme gürültüsüne karşı güvenilir değildirler. Dolayısıyla bu yöntemler uygulamalarda nadiren kullanılır. Kapalı çevrim yöntemleri, açık çevrim yöntemlerine göre daha üstün yeteneklere sahiptirler. Bu yöntemler ölçülen ve tahmin edilen değerler arasındaki hata sinyalini kullandığından, yakınsama garanti edilebilir. Bu yöntemlerin temel dezavantajı, yöntemlerin çoğunun motor parametrelerine veya düşük hızda küçük olan zıt emk'ya bağlı olmasıdır. Bu nedenle, çoğunlukla sadece yüksek hızlı uygulamalar için kullanılırlar. Bunların dışında motorun özel çalışma durumlarına uygun yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemler, kapalı çevrim yöntemlerin başarılı olmadığı, özellikle motorun durma noktasında ve düşük hız bölgelerinde en iyi performansı gösterirler.

Kullanılan yöntemlerin üstün ve eksik yönleri aşağıdaki ölçütlere göre değerlendirilebilir.

- Uygulanan yöntemin kullandığı hesaplama ihtiyacına bağlı olarak işlemci maliyeti: Algılayıcısız kontrollerde arzu edilen kazanımlardan biri algılayıcı kullanılmamasından dolayı sistemin maliyetinin azalmasıdır. Ancak karmaşık bir yöntemde işlemci maliyeti çok yüksek olabilir.

- Tüm hız aralıklarında rotorun konumunu ve hızını tahmin etme yeteneği: Bu bir şekilde yöntemin tahmin performansına karşılık gelir. Uygulanan yöntemde tahmin hatası olabildiğince düşük olmalıdır.
- Motor parametre değişimlerine duyarlılık: Motor parametreleri motor çalıştığında, özellikle sıcaklık artışı nedeniyle değiştiği için, tahminin doğruluğunu etkileyebilir. Yöntemler motor parametrelerine çok bağımlıysa, yöntem gerçek bir motora uygulandığında tahmin performansı düşecektir.
- Farklı motorlar için hızlı uyarlanma özelliği: Uygulanan yöntemin farklı güç ve özellikteki motorlara uygulanması durumunda adaptasyon kolay ve kısa sürede yapılabilirdir.

#### 4.1 Zıt-Emk Tahminine Dayalı Yöntemler

Zıt-emk tahminine dayalı yöntemler indüklenen Zıt emk'yi tahmin etmek için makinenin devre denklemlerini kullanmaktadır. SMSM'nin  $\alpha$ - $\beta$  referans düzlemine göre zıt-emk denklemlerinde görüldüğü gibi, zıt-emk, rotor konumu ve hızı hakkında bilgi vermektedir. Bu denklemlerin birleştirilmesi durumunda rotor pozisyonu tahmin edilebilir.

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\theta_r = -\tan^{-1} \left( \frac{e_\alpha}{e_\beta} \right) \quad (4.2)$$

Zıt-emk tahmin yöntemi muhtemelen SMSM'nin algılayıcısız kontrolü için kullanılan en yaygın yöntemdir (Giri, 2013; Nahid-Mobarakeh vd., 2007). Bu yöntem orta ve yüksek hızlı kontrol uygulamalarında mükemmel performans gösterirken hesaplanması basit ve kolaydır. Bununla birlikte, bu yöntemde bilinen en önemli problem, zıt-emk'nin rotor hızına bağlı olmasıdır. Düşük hızlarda, zıt-emk çok küçük olduğundan, bu hızlarda zıt-emk'yi tahmin etmek oldukça zorlaşmaktadır (Wang vd., 2012; Tang vd., 2017; Wang vd., 2019). Bu sorunu çözenin en yaygın yolu, kontrolde düşük hız aralığında rotor hızı ve konum bilgisi sağlayan bir tür başlatma stratejisi veya başka bir tahmin yöntemi kullanmaktır. Zıt-emk değeri belirli

bir hızda yeterince büyük bir değere ulaştığında, kullanılan zıt-emk tahminine dayalı yöntem, tahmini devralır (Wang vd., 2012).

Zıt-emk tahmin yönteminin diğer dezavantajları, yöntemin parametre belirsizliklerine, ölçüm gürültüsüne ve eviricinin doğrusal olmamasından kaynaklanan hatalara karşı duyarlı olmasıdır. Zıt-emk'yı hız ve pozisyon tahminleri için kullanmak için en basit yaklaşım, bunu açık çevrim yöntemi olarak kullanmaktır, yani ölçülen değerlerden Zıt-emk'yı doğrudan hesaplamak için motor denklemlerini kullanmaktır (Bedetti vd., 2013; Nagarajan vd., 2015). Ancak yukarıda belirtildiği gibi bu durum, kesin motor parametrelerine ve gürültüsüz ölçümlere bağlı olduğu için güvenilir bir seçim değildir.

Diğer bir yol, bir gözlemci kullanmak suretiyle kapalı çevrim bir yöntem kullanmaktır. Zıt emk'yı tahmin etmek için bir gözlemci kullanırken iki farklı yaklaşım vardır: dolaylı ve doğrudan tahmin. Dolaylı tahminde, Zıt-emk bir bozunum olarak kabul edilir ve stator akımlarının gözlemlenen değerleriyle ve ölçülen akımların eşleştirilmesi suretiyle elde edilir.

Doğrudan tahminde, zıt-emk bir durum değişkeni olarak kabul edilir ve doğrudan gözlemci tarafından tahmin edilir. Literatürde önerilen pek çok gözlemci algoritması bulunmaktadır. Kayma Kipli Gözlemci ve Genişletilmiş Kalman Filtresi zıt-emk'yi tahmin etmek suretiyle algılayıcısız kontrolde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu yöntemler ayrı bir başlık altında incelenecektir.

(Bolognani vd., 2014) tarafından yapılan çalışmada durum yaklaşım modelleri ve özdeğer analizlerine dayanan önceki yaklaşımlarla ilgili olarak, gözlemci dinamiklerinin hesaplanması ve kazanımlarının tasarımı Laplace alanında geliştirilmiştir.

Bir başka çalışmada, sistemin konum tahmin güvenilirliğini artırmak için orta ve yüksek hız aralıklarında hataya dayanıklı SMSM için gürbüz bir gözlemci ve dikgen olmayan faz kilitli döngü (PLL) tabanlı algılayıcısız kontrol önerilmektedir. Bu yöntem hem normal hem de arıza koşullarında uygulanabilmektedir (Xu vd., 2020).

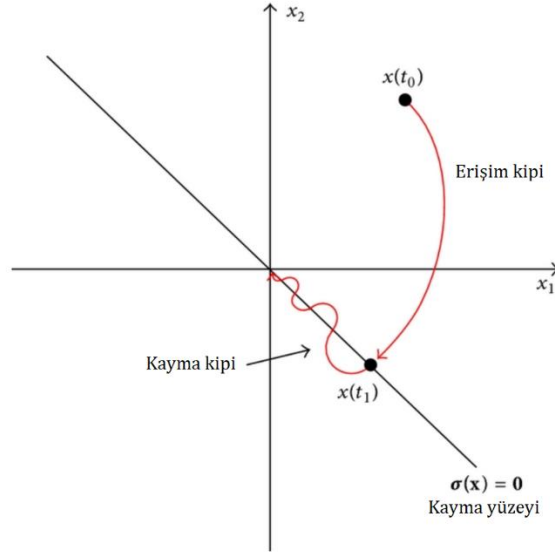
(Bao vd., 2018), yüzey mıknatıslı SMSM sürücülerini için yenilikçi bir uyarlanabilir senkron frekans izleme modu gözlemcisine (AFTO) dayanan algılayıcısız bir hız kontrol yöntemi önermektedir. Yöntem, değişken frekans senaryoları altında uyarlanabilir stator akımlarını izlemek için orantılı rezonans kontrolüne dayanan AFTO işlevini kullanır. Ardından, dikgen faz kilitlemeli bir döngü rotor hızının tahminini destekler. Stator-akım hatalarının yakınsaması, harmonik bileşenlerin ve çatırdama probleminin etkisi olmadan zıt-emk'nin tahminini garanti eder. Ortaya çıkan saf ve pürüzsüz zıt-emk, rotor konumu ve hızı hakkında yüksek doğrulukla tahminler sağlar.

(Kim vd., 2005), SMSM için yeni bir algılayıcısız hız kontrol şemasının uygulanmasını önermektedir. Önerilen algoritmada, akım gözlemcisi hat akımlarını tahmin eder ve hız bilgisi zıt-emk'ya dahil edildiğinden gerilim denkleminde tahmini hız verilebilir. Ancak, tahmini ve gerçek hız arasındaki hız tahmin hatası, motor parametrelerinin ölçüm hataları ve hat akımlarının ve giriş gerilimlerinin algılama hataları nedeniyle ortaya çıkar. Çalışmada, hız tahmin hatasını en aza indirmek için, tahmin edilen hız hatası anlık reaktif güç tarafından telafi edilmiştir.

#### **4.2 Kayma Kipli Gözlemciye (KKG) Dayalı Yöntemler**

Kayma Kipli Gözlemci (KKG), doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde klasik PID kontrole göre çok daha etkilidir. Sistem cevabını anahtarlama sinyali ile kayma yüzeyinde tutmaya çalışarak kontrol etme şeklindedir. Sistem parametre varyasyonlarına karşı dayanıklı olduğu için doğrusal olmayan sistem kontrolü için yaygın olarak kullanılır. İlk geliştirildiği zamanlarda pek önemsenmediği halde, son zamanlarda motor kontrolünde oldukça tercih edilmektedir (Kim vd., 2011).

Yöntemin prensibi, Şekil 4.1'de görüldüğü gibi gerçek durum değişkenlerini temsil eden, yüksek frekanslı süreksiz bir anahtarlama fonksiyonunun, gözlemci durum değişkenlerini kayan moda kadar kayma yüzeyine doğru itmesine izin veren bir kayan yüzeyi tanımlamak için kayan mod denklemini tanımlamaktır.



Şekil 4.1 Kayma kipli gözlemci prensibi

Kayma modu denklemi genellikle stator akımlarının gözlenen değeri ile ölçülen değeri arasındaki fark olarak tanımlanır, (Xiao vd., 2014)

$$\sigma = \hat{i}_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta} \quad (4.3)$$

Burada,  $\hat{i}_{\alpha\beta} = [\hat{i}_\alpha \hat{i}_\beta]^T$   $\alpha$ - $\beta$  çerçevesinde gözlemlenen akımlar ve  $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha i_\beta]^T$   $\alpha$ - $\beta$  çerçevesinde ölçülen akımlardır. Kayan yüzeyin  $\sigma=0$  olarak tanımlanmasıyla, gözlemlenen akımlar anahtarlama fonksiyonu nedeniyle gerçek olanlara yaklaşacaktır. Tahmini zıt-emk değerleri daha sonra gözlemci fonksiyonunun bir bileşeni olan eşdeğer kontrolden çıkarılır. KKG'nin tasarımı,  $\alpha\beta$  referans düzleminde SMSM'nin elektriksel modeline dayanmaktadır. Gözlemci denklemi, zıt-emk bileşenlerinin Denklem (4.4)'e göre bir gözlemci fonksiyonuyla değiştirilmesiyle elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s} (u_{\alpha\beta} - v_{\alpha\beta}(\sigma)) \quad (4.4)$$

Gözlemci fonksiyonu,  $v_{\alpha\beta}(\sigma)$  genellikle anahtarlama davranışını üreten süreksiz sinyal fonksiyonuna dayanır. Kayma Kipli Kontrolün (KKK) yaygın olarak kullanılmasının temel nedeni, parametre varyasyonlarına, bozulmalara ve gürültüye

karşı sağlam olmasından kaynaklanmaktadır. Yukarıda belirtildiği gibi KKK'de, sonsuz frekansla anahtarlama yapmak imkansız olduğuna göre bu durum, sistem dinamiklerinde her zaman yüksek frekanslı gürültüye neden olacak, ayrıca, kestirime sürekli bir hata getirecektir. Bu fenomen çatırdama etkisi olarak adlandırılır ve KKG tahmin yaklaşımının en iyi bilinen bir dezavantajdır (Zhao vd., 2007; Jiayi vd., 2007; Chi ve Cheng, 2014).

Çatırdama sorununu azaltmak için yaygın ve basit bir yaklaşım, bir Alçak Geçiren Filtre (AGF) ile yüksek frekanslı gürültüyü gidermektir. Bununla birlikte, AGF'nin dinamik yanıtta bir faz gecikmesi sağladığı bilinmektedir. KKG ile ilgili bir başka dezavantaj, zıt-emk tahmin yöntemine benzer şekilde, stator sargılarında indüklenen zıt-emk'yi tahmin etmeyi amaçlamasıdır. Aslında, KKG bir zıt-emk tahmin yöntemi olarak kabul edilir. Bu aynı zamanda KKG'nin zıt-emk yöntemiyle, özellikle düşük hızda tatmin edici olmayan performansla bazı özellikleri paylaştığı anlamına gelir.

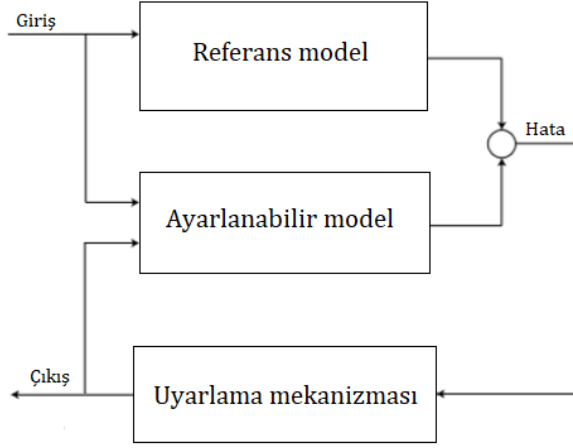
(Kim vd., 2011; Kommuri vd., 2015), süreksiz signum fonksiyonunun yerine sürekli sigmoid fonksiyonu kullanmışlardır. Sigmoid işlevi, sifıra yakın küçük bir alanda signum işlevine yaklaşır, bu da onu sürekli hale getirir ve böylece bir AGF gereksinimini önler. Bu yöntemin sabit hızlı uygulamalar için uygun olduğu düşünülmektedir. Sonuçlar çatırdama probleminde belirgin bir iyileşme olduğunu da göstermektedir.

Farklı bir yaklaşım, AGF'nin tasarımına odaklanmaktır. AGF'nin kesme frekansı, SMSM'nin hızına bağlı olarak yapılır. Bu şekilde farklı hızlarda faz gecikmesini en aza indirilmiş olur (Owen vd., 2011).

### **4.3 Model Referans Uyarlamalı Sistem (MRUS) Temelli Yöntemler**

Rotorun hızını ve konumunu tahmin etmek için kullanılan bir başka kapalı döngü yöntemi Model Referans Uyarlamalı Sistem (MRUS)'tur. MRUS birbirinden bağımsız iki model kullanmaktadır. Bunlar, tahmin edilecek değişkenden bağımsız bir referans modeli ve tahmin edilecek değişkene bağlı ayarlanabilir bir modeldir. İki model, aynı durum değişkenlerini hesaplamak için belirli bir uyarlama mekanizmasıyla beslenen farklı giriş kümelerini kullanır. Adaptasyon mekanizması,

tahmin edilen değişkeni ayarlamak ve geri beslemek için iki sinyal arasındaki farkı kullanır (Li ve Zhu, 2008; Cai ve Ma, 2107).



şekil 4.2 Model referans uyarlama sistemi

MRUS şeması şekil 4.2'de görölmektedir. MRUS, tahmin edilecek durum değişkenine, referans model seçimine, ayarlanabilir model seçimine ve uyarlama mekanizma seçimine bağlı olarak çeşitli şekillerde uygulanabilir. Bir SMSM'nin rotor hızını ve konumunu tahmin etmek için MRUS kullanırken, bir motor değişkeni, örneğin stator akımı veya gücü, durum değişkeni olarak seçilmelidir (Aygün vd., 2014). Daha sonra iki farklı model kullanılır: Referans model, rotor hızını veya konumunu kullanmadan durum değişkenini hesaplar ve ayarlanabilir model, ayarlanabilir mekanizma tarafından verilen rotor hızı veya konum değeri yardımıyla aynı durum değişkenini hesaplar.

Zıt-emk yöntemine benzer şekilde, MRUS, basit yapısı ve iyi dinamik performansı nedeniyle popülerdir ve uygulanması kolaydır. Hem hız, hem de konum için iyi bir tahminci olarak kabul edilir ve düşük bir hesaplama kapasitesine ihtiyaç duyar. MRUS'a karşı en sık eleştiri motor parametre varyasyonlarına duyarlılığıdır. Kullanılan modeller çoğunlukla motorun matematiksel denklemlerini içerdieğinden parametre doğruluğu önemlidir (Abd Samad vd., 2012).

En yaygın yaklaşım, ayarlanabilir model olarak SMSM'nin d-q referans düzlemindeki elektriksel modelini kullanmaktır. Görölebileceği gibi, denklemler

rotorun elektriksel hızına bağlıdır. Ayarlanabilir modelde rotor hızı, rotor hızının tahmini değeri ile değiştirilir. Elektriksel motor denklemleri daha sonra ölçülenlerle karşılaştırılan stator akımlarını tahmin eder (Abd Samad vd., 2012).

Tahmin performansını iyileştirmeye yönelik bir girişim olarak, adaptasyon mekanizması için başka bazı yaklaşımlar bulunabilir. (Aygün vd., 2014), hız tahmin değerini ayarlamak için adaptasyon mekanizması olarak Yapay Sinir Ağları (YSA) kullanılır. YSA'da, ölçülen stator akımları ve gerilimleri, önceki hız değeri ve aktif güç tahmin hatası ile birlikte, makine öğrenimi yeteneğine sahip bir nöron ağı üzerinden geçer. Ağ, rotor hızını tahmin eder verir ve ayarlanabilir modeli geri besler. YSA temelli hız tahmini aynı zamanda PI ve Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) tabanlı PI tahmin yöntemiyle de karşılaştırılır. Sonuçlar YSA tahmininin rakiplerinden daha iyi performans gösterdiğini göstermektedir.

Bu yöntemde iyi bilinen bir sorun, özellikle düşük hızda tahmin performansını etkileyebilecek parametre değişimlerine karşı hassasiyettir. Bu sorunu çözenin bir yolu, MRUS'un rotor hızını ve stator direncini aynı anda tahmin etmek ve çevrimiçi olarak direnç parametresini ayarlamaktır. Bu yaklaşımla, ayarlanabilir modelde adaptasyon mekanizması, hem hızı hem de direnci ayarlamaktadır (Wang vd., 2011).

Sonuç olarak, MRUS tahmin yöntemi, rotor hızı ve pozisyon tahmincisi olarak basit ve iyi performanslı bir seçim gibi görünmektedir. Ayrıca tüm hız aralıkları için uygun görünmektedir. Stator direncini tahmin etmek ve çevrimiçi ayarlamak nispeten kolaysa, bu durum büyük bir avantaj sağlamakta ve kontrol performansını arttırmaktadır.

#### **4.4 Genişletilmiş Kalman Filtresi**

Kalman filtresi, en küçük kareler optimizasyonuna dayanan dinamik bir doğrusal sistemin durumlarını tahmin eden bir durum gözlemcisidir. Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF), doğrusal olmayan sistemleri ele alan kalman filtresinin bir uygulamasıdır (Li ve Zhu, 2008). Doğrusal olmayan sistem, her bir örnekleme noktasında doğrusallaştırılmak suretiyle ele alınmaktadır. GKF'nin temel prensibi,

sıfır ortalama beyaz Gauss gürültüsü olduklarını varsayarak bir sistemdeki model yanlışlıkları ve ölçüm gürültüsü ile ilgilenmektedir (Bolognani vd., 1999).

GKF, formun doğrusal olmayan bir sistemini kullanır.

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) + \omega(t) \quad (4.5)$$

$$y(t) = h(x(t)) + v(t) \quad (4.6)$$

Burada  $x(t)$  durum vektörü,  $u(t)$  girdi vektörü ve  $y(t)$  çıktı vektörüdür. Hem  $w(t)$  hem de  $v(t)$  sıfır ortalama beyaz Gauss gürültüsüdür.  $w(t)$  model belirsizlikleri ve  $v(t)$  ölçüm gürültüsü ile ilgilidir. Tahmin daha sonra iki adımda gerçekleştirilir.

1. Tahmin adımı: Durum tahmini, önceki duruma ve yeni girdi değerlerine göre tahmin edilir. Durum kovaryans matrisi doğrusallaştırılmış sistem kullanılarak da tahmin edilir.
2. Düzeltme adımı: GKF kazanç matrisi, sistemin doğrusallaştırılmış çıktısı kullanılarak hesaplanır. Durum tahmini ve durum kovaryans matrisi daha sonra tahmin edilen değerlere ve GKF kazanç matrisine göre düzeltilir.

GKF bir durum gözlemcisi olduğundan, tahmin edilebilmesi için rotor hızı ve konumu durum değişkenleri olarak eklenmelidir. Ayrıca, GKF'nin hem  $\alpha\beta$ -çerçevesi (durum vektörü  $x = [i_\alpha \ i_\beta \ \omega_{el} \ T_{el}]^T$ ) hem de dq-çerçeve (durum vektörü  $x = [i_d \ i_q \ \omega_{el} \ T_{el}]^T$ ) içinde uygulama seçeneği vardır. Bununla birlikte, hangi çerçevenin en iyi olduğu açık değildir.  $\alpha\beta$ -çerçevede uygulayarak GKF yanlış çözüme yaklaşabilir (Borsje vd., 2005).

GKF, en küçük kareler optimizasyonuna dayandığından, durum değişkenleri için en uygun değerleri bulur. Bu genellikle çok iyi bir tahmin verir ve ek olarak, GKF bir AGF gibi davranır, giriş gürültüsünü etkili bir şekilde azaltır. Buna hem sistem gürültüsü hem de ölçüm gürültüsü dahildir. Filtreleme o kadar etkilidir ki bazı durumlarda tahmini akımlar, ölçülenler yerine SMSM'nin AYK ile kontrolünde geri besleme olarak kullanılır (Li ve Zhu, 2008).

Rotor hızını ve konumunu tahmin etmede iyi doğruluk ve motor parametre değişimlerine karşı sağlamlık ile GKF, iyi bir tahmin yöntemi gibi görünmektedir. Düşük motor hızlarında da etkili bir yöntemdir. Ancak, GKF ağır hesaplamalar gerektirir. Bu nedenle düşük maliyetli mikro denetleyici kullanma pek olası görünmemekle birlikte, GKF kazanç matrisinin çevrimdışı olarak hesaplanması buna çözüm olarak kullanılabilir (Bendjedia vd., 2012).

#### **4.5 Yapay Sinir Ağları (YSA) Kullanan Yöntemler**

Yapay Sinir Ağı (YSA), mükemmel kendi kendine öğrenme yeteneği, hızlı kendini ayarlama yeteneği ve güçlü sağlamlığı nedeniyle insan yüzü tanıma, robotik, doğrusal olmayan sistem tanımlaması, uzman sistem ve motor kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. ISMSM ve YSMSM'de iyi performans gösterebilir (Cupertino vd., 1999; Wlas vd., 2005). Literatürde motor hızı ve pozisyonunu belirlemek amacıyla YSA gözlemci kullanan çalışmalar mevcuttur. Yöntemler çoğunlukla motorun ölçülebilen akım ve gerilim parametrelerini kullanarak motor hız ve pozisyonunu izlemeyi amaçlamaktadır.

Cupertino vd., (1999),  $n$  ve  $n-1$  anlarında stator gerilimlerinin ve akımlarının  $a$  ve  $\beta$  bileşenlerini içeren YSA ile eğitilen verilere göre, rotor yönünü tespit etmektedir.

Asenkron motor sistemlerinin sensörsüz doğrusal olmayan kontrolünün performansını düzeltmek için iki YSA mimarisi geliştirilmiş ve kullanılmıştır. Kontrol sürecinde ileri beslemeli çok katmanlı, Elman tekrarlayan YSA ve iki katmanlı ileri beslemeli YSA kullanılmıştır. Yöntem, tahmini hızı iyileştirmek için uygun bir düzeltme elde etmek için YSA kullanımını temel alır (Wlas vd., 2005).

Hussain ve Bazaz, (2016)'de, bir YSA gözlemcisi, bir SMSM d-q eksenli akım ve gerilim bileşenleri kullanılarak hız ve konum tahmini vermek üzere tasarlanmıştır. Önerilen YSA gözlemci tasarımı, güçlü bir hız tahmini sağlar. Sinir ağı, azaltılmış matematiksel hesaplamalar açısından avantaj sağlar. Ayrıca bir KKK, sürücüdeki hızı kontrol eder. KKK yöntemini kullanan sürücü, yük değişimlerinden bağımsız olarak gelişmiş bir performans sunar. Yöntem farklı çalışma koşullarında benzetim çalışmalarını test edilmiştir.

## 5. SMSM'İN ALGILAYICISIZ KONTROL BENZETİMİ

Rotor konum bilgisi hem BLDC, hem de SMSM'nin kontrolü için olmazsa olmaz bilgilerden biridir. Genellikle rotor konum bilgisi, motorun miline monte edilen yüksek çözünürlüklü algılayıcılardan elde edilebilir. Bununla birlikte, bu algılayıcılar sadece sistem maliyetini ve boyutunu arttırmakla kalmaz, aynı zamanda sistem güvenilirliğini azaltma eğilimindedir. Bu dezavantajların üstesinden gelmek için, algılayıcısız kontrol olarak adlandırılan ve fiziksel konum algılayıcılarını doğrudan kullanmak yerine çalışma anında çevrimiçi olarak motor parametrelerinden konumu tahmin etme yöntemleri geliştirilmiştir.

Bu tezde SMSM'nin algılayıcısız kontrolünde motorun hız ve konumu için motorun iki fazlı rotor düzlemindeki eşdeğer devresi kullanılmaktadır. Motorun rotor düzlemindeki dq eşdeğer devresine ait gerilim denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$V_d = r_s \cdot i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \quad (5.1)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m \quad (5.2)$$

Görüldüğü üzere her iki denklemde motor hızı ifadesi bulunmaktadır. Önerilen yöntem, bu iki gerilim denklemini sağlayan motor hızı değerinin doğru olarak belirlenmesi esasına dayanmaktadır. Motor hızı ile pozisyonu arasındaki ilişki aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\omega_e = d\theta_e/dt \quad (2.16)$$

Böylece, tahmin edilen motor hızının integrali alınarak rotor pozisyonu kolaylıkla elde edilir. Denklemlerde motorun direnç, indüktans ve mıknatıs akısı parametreleri ile birlikte motorun ölçülebilen akım ve gerilim ifadeleri bulunmaktadır. Doğrudan analitik bir yöntemle bu denklemlerden hız değerini hesaplamaya çalışmak, akım ve gerilimin ölçülen değerlerindeki yüksek frekanslı harmonikler ve gürültüler

nedeniyle hatalara neden olmaktadır. Bu nedenle bu çalışmada Normalize edilmiş En Küçük Kareler (N-EKK) yöntemini kullanan bir tahmin algoritması önerilmektedir. Önceki bölümde bahsedildiği gibi EKK kullanan yöntemler, bir çeşit Alçak Geçiren Filtre (AGF) olarak davrandığından yüksek frekanslı gürültülerden etkilenmemektedir.

Önerilen yöntemde (5.1) ve (5.2) denklemlerindeki hız ifadeleri ayrı ayrı olarak ağırlık ( $w_i$ ) olarak alınmakta, denklemlerde hız değerlerine çarpan olarak gelen ifadeler ise giriş değerleri ( $X_i$ ) olarak alınmaktadır.  $y_i$  ifadesi ise her iki eksen için zıt-emk'yı ifade etmektedir. Bu durumda (5.1) ve (5.2) denklemlerini aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$y_1 = w_1 \cdot X_1 \quad (5.3)$$

$$y_2 = w_2 \cdot X_2 + w_3 \cdot X_3 \quad (5.4)$$

Bundan sonraki aşama, denklemlerdeki ağırlık değerlerini doğru tahmin etmektir. Ağırlık değerleri başlangıçta sıfır kabul edilir ve denklemlerde yerine konularak  $y$  değerleri hesaplanır. Hesaplanan  $y_1$  ve  $y_2$  değerleri gerçek değerleri ile karşılaştırılarak hataya göre ağırlık değerleri sürekli güncellenir. Yöntemde her üç ağırlık değeri tek bir değişken olan hızı temsil ettiği için, her adımda tahmin edilen üç ağırlık değerinin aritmetik ortalaması hesaplanarak tahmine devam edilir.

## 5.1 Ağırlıkların Güncellenmesi

Uygulanan yöntemde ağırlıklar N-EKK algoritmasına göre güncellenmektedir. EKK algoritması en popüler uyarlı algoritmalarından biridir ve performansı sinyal durumuna ve güncelleme parametresine bağlıdır.

Yöntemde  $X_1, X_2, \dots, X_N$  ifadesi girişleri temsil eder ve N adet alt giriş olduğu varsayılır. Her giriş, n zaman adımında, ( $X(n) \in \mathbb{R}$ ) giriş değerini oluşturur.

$X(n) = [X_1(n) \dots X_N(n)]^T$  ifadesi, girişlerin n zaman adımındaki vektörel ifadesidir.  $w(n) = [w_1(n) \dots w_N(n)]^T$  vektörü ise n anındaki ağırlık vektörü olarak ifade

edilebilir. Bu durumda  $y(n)$  değerinin tahminini, giriş değerleri vektörü ile onların ağırlık vektörünün çarpımı olarak aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz (Erken vd., 2016).

$$\hat{y}(n) = X^T(n)w(n) = \sum_i w_i(n)X_i(n) \quad (5.5)$$

Tahmin edilen  $\hat{y}(n)$  ile olması gereken değer  $y(n)$  arasındaki fark hata olarak tanımlanır ve  $e(n) = y(n) - \hat{y}(n)$  olarak ifade edilir. Her bir girişe ait ağırlık vektör değerleri, ortalama karesel hata (OKH) değerinin minimize edilmesi ile güncellenir. Hata ifadesini minimize etmek için, hata öncelikle karesel hataya dönüştürülür ve ağırlığa göre türevi alınarak sifıra eşitlenir. Burada E beklenti operatörüdür.

$$\min_{w_i} E[(y(n) - \hat{y}(n))]^2, \quad i = 1, \dots, N \quad (5.6)$$

$$\frac{\partial E}{\partial w} = -2E[(y(n) - \hat{y}(n))X_i(n)] = -2E(e(n)X_i(n)) \quad i = 1, \dots, N \quad (5.7)$$

$$-2E(e(n)X_i(n)) = 0 \quad i = 1, \dots, N \quad (5.8)$$

Bu durumda N adet denklem dizisi elde edilir. Denk.(5.7)'deki gradyan, en dik iniş algoritması adı verilen bir tür optimizasyon algoritması içinde kullanılarak yinelemeli bir çözüm elde edilebilir.

$$w(n + 1) = w(n) + \lambda E[e(n)X_i(n)] \quad (5.9)$$

Burada  $\lambda$  adım boyunu göstermektedir. Denk.(5.9)'deki beklenti değerleri yerine, anlık değerler yazılarak denklem basitleştirilebilir.

$$w(n + 1) = w(n) + \lambda e(n)X_i(n) \quad (5.10)$$

Denk.(5.9) ve (5.10)'da kullanılan en dik iniş algoritması,  $\lambda$ 'nın aşağıdaki şartı sağlaması koşuluyla Wiener çözümüne yakınsamasını garanti eder.

$$0 < \lambda < \frac{1}{\alpha_{max}} \quad (5.11)$$

Burada  $\alpha_{max}$ , R'nin en büyük özdeğeridir.

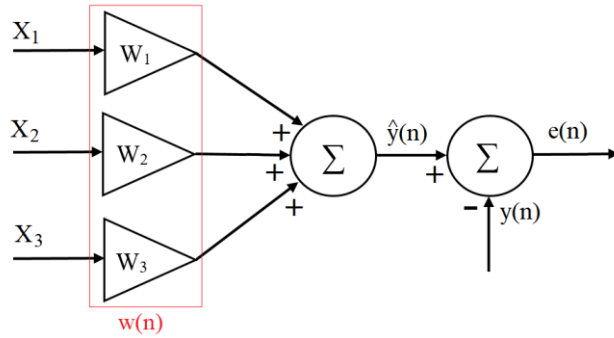
Denk.(5.10)'daki  $\lambda$  terimi aşağıdaki ifadeyle değiştirilebilir.

$$\frac{\mu}{\|X(n)\|^2} \quad (5.12)$$

Normalize edilmiş En Küçük Kareler (EKK) yönteminde olduğu gibi;

$$w(n+1) = w(n) + \mu \frac{e(n)}{\|X(n)\|^2} X(n) \quad (5.13)$$

elde edilir. Burada  $\mu$  güncelleme katsayısıdır ve Normalize edilmiş EKK algoritması  $0 < \mu < 2$  olması halinde Wiener çözümüne yakınsar. Ağırlık güncelleme algoritması Şekil 5.1'de gösterilmektedir.



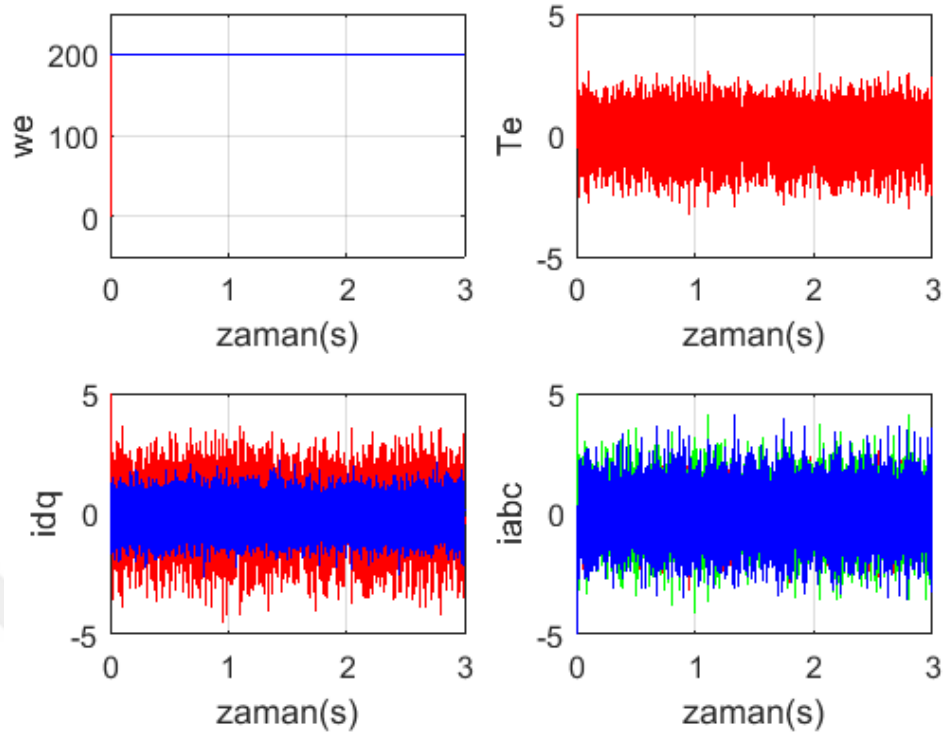
Şekil 5.1 Ağırlık güncelleme algoritması

Bu algoritmanın en büyük üstünlüğü, hata terimine bağlı olarak ağırlık değerlerinin hızlı bir şekilde güncellenmesi, düşük hesap karmaşıklığı, sabit ortamlarda yakınsama yeteneği sayılabilir.

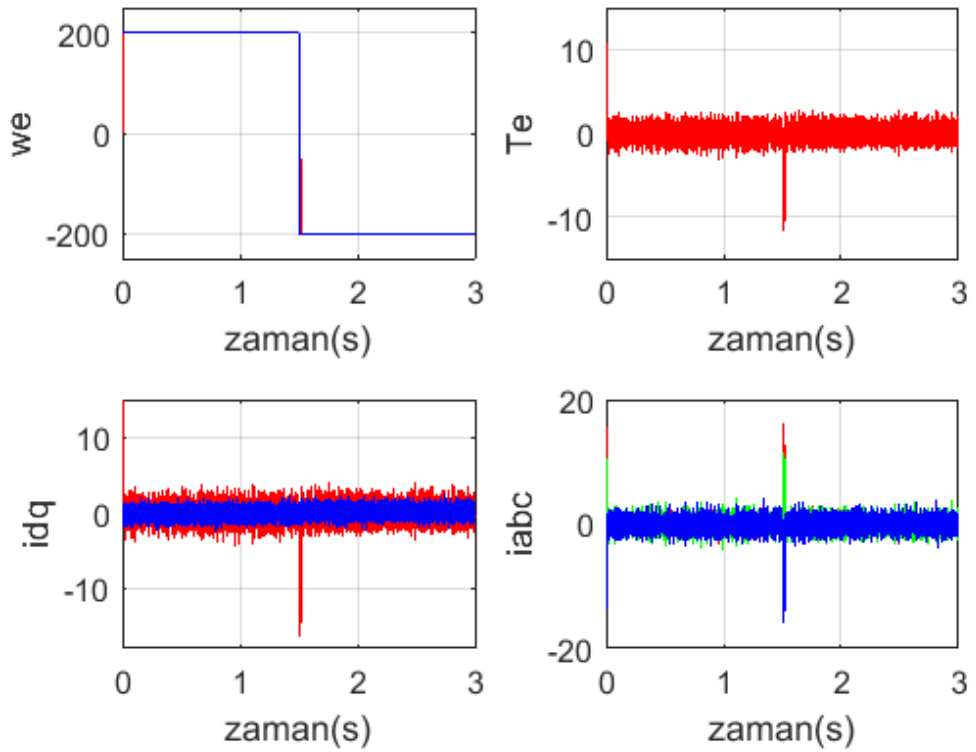
## 5.2 SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrol Benzetimi

AA motorlarında, stator ve rotor alanları birbirine dik değildir. Kontrol edilebilen tek akım stator akımıdır. Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK), stator faz akımlarını sabit referans düzlemden dönen referans düzlemdeki moment ve akı üreten akım

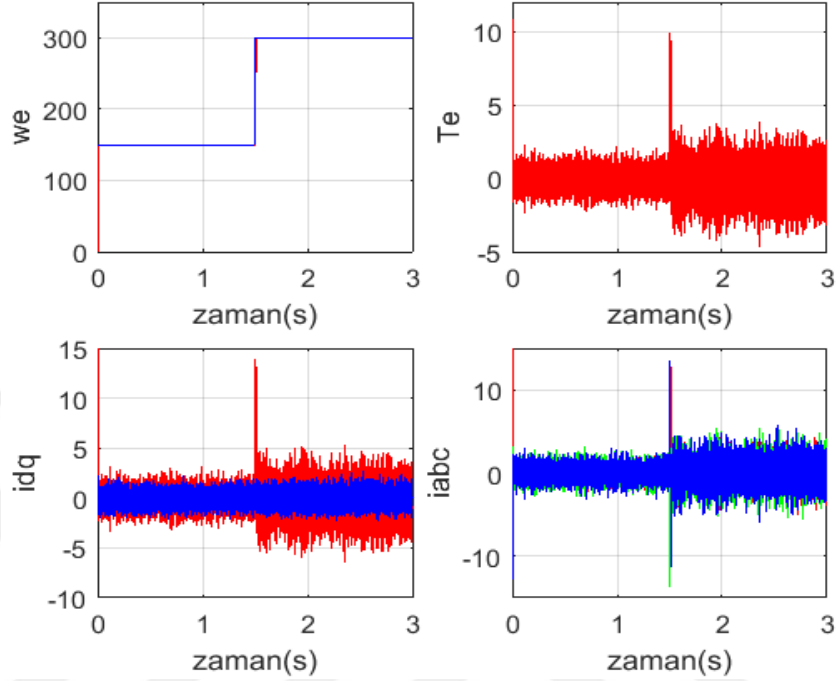




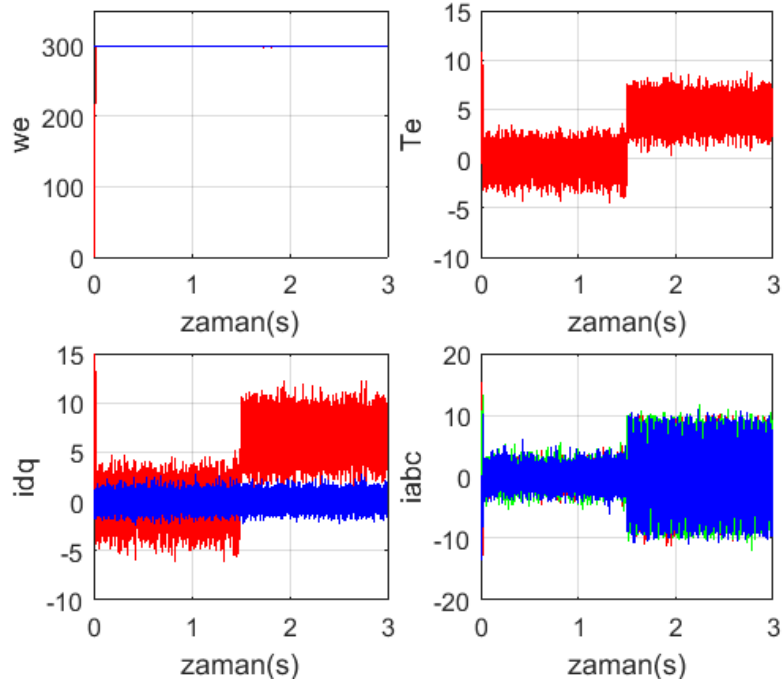
Şekil 5.3  $\omega=200$  rad/s için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi



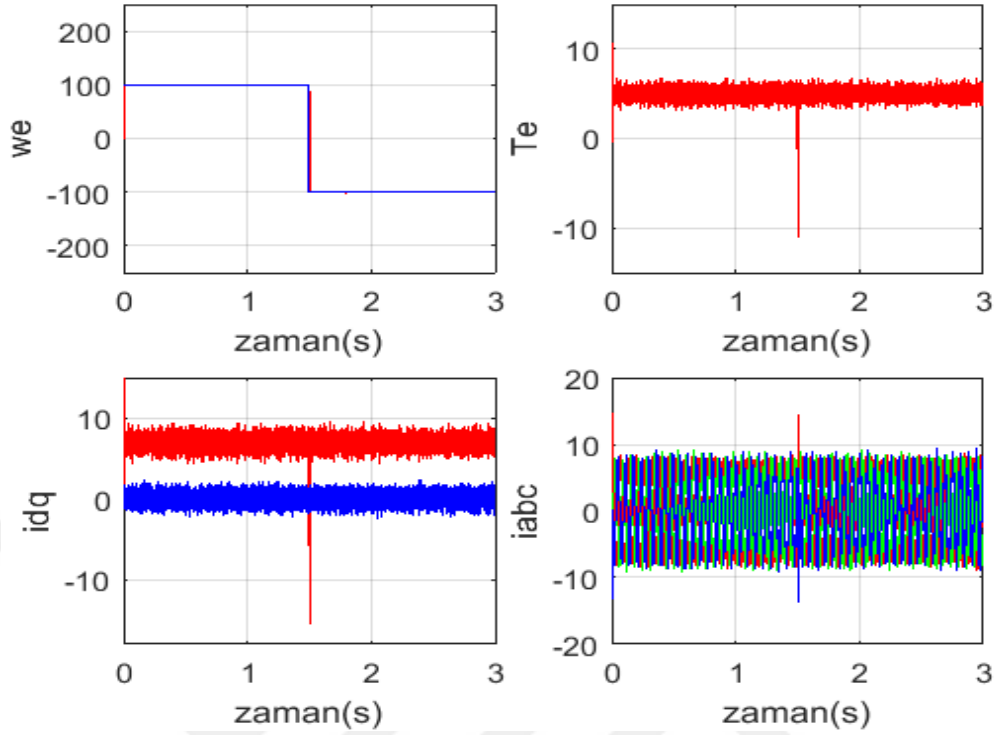
Şekil 5.4 Hızın 200 rad/s'den -200 rad/s'ye düşmesi durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi



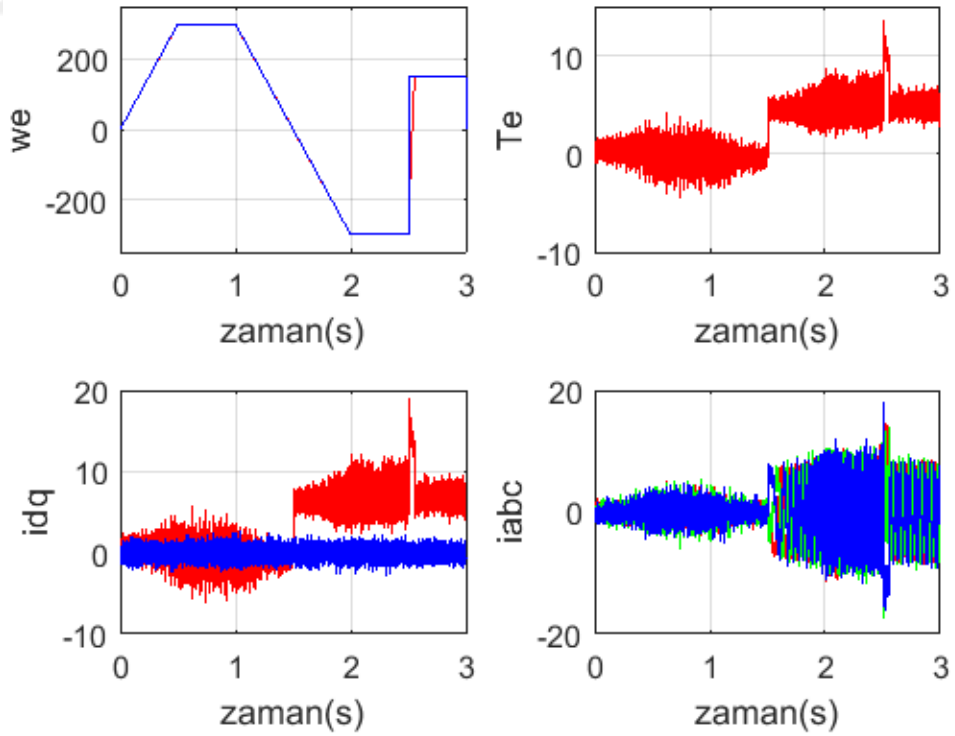
Şekil 5.5 Hızın sıfırdan önce 200 rad/s, sonra 300 rad/s'ye yükselmesi durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi



Şekil 5.6 200 rad/s hızda, momentin artması durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi



Şekil 5.7 Hızın 100 rad/s'den -100 rad/s'ye düşmesi durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi



Şekil 5.8 Değişken bir hız ve moment referans durumu için hız, moment, d-q eksen akımları ve faz akımlarının değişimi

SMSM'nin AYK performansını görmek amacıyla benzetim çalışmasında, motorun temel çıkış parametrelerinden motor hızı, üretilen moment, dq eksen akımları ve abc faz akımlarının değişimi incelenmiştir.

İlk olarak, motorun sabit hızda ve boşta çalışma durumunda benzetimi yapılmış, motor boşta çalıştığı için, referans hız değerine hızla ulaşmıştır. Boşta çalışmada akımlar, beklendiği gibi sıfır değeri üzerinde değişim göstermektedir.

Hızın 200 rad/s'den ters yönde 200 rad/s hıza ani düşürülmesine ve hızın 200 rad/s'den 300 rad/s'ye çıkarılmasına ait benzetim sonuçlarına göre hızın ani olarak değişimi anında motorun eylemsizlik momentinden kaynaklanan moment ve akımdaki ani artışlar görülmektedir.

Sabit hızda momentin sıfırdan 5 Nm'ye yükselmesi durumunda başlangıçta sıfır değerine yakın olan abc faz akımları ile q eksen akımlar momentin artmasıyla birlikte aynı oranda artmışlardır.

Yüklü çalışmada hızın ani olarak 100 rad/s'den ters yönde 100 rad/s'ye düşürülmesi durumunda yine eylemsizlik momentinden kaynaklanan ani akım artışları görülmektedir. Yüklü çalışmada hızın ani değişimlerinde hızın referans değere ulaşma süresi boşta çalışmaya göre daha uzundur.

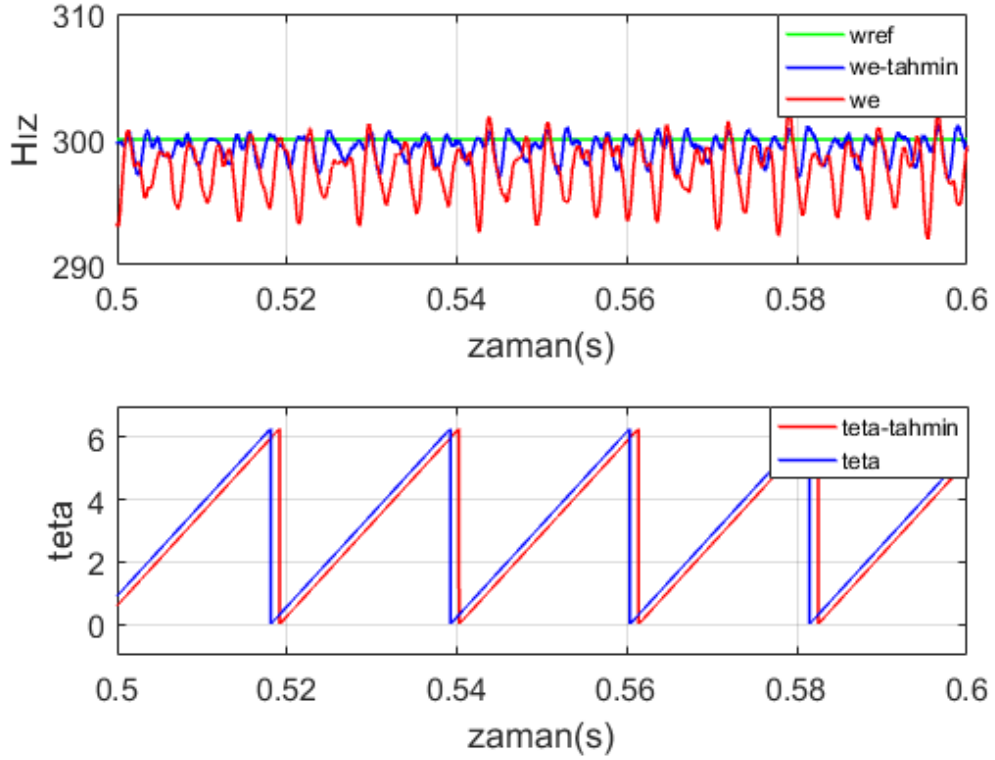
Son olarak hız ve moment için ani ve yavaş değişen hız referanslarında momentin sıfırdan 5 Nm'ye artması durumu için çıkış parametrelerinin değişimi görülmektedir. Hızın referans hızı takip ettiği ve akımların hızın ve momentin değişimine uygun bir değişim gösterdiği görülmektedir.

### **5.3 SMSM'nin Algılayıcısız Kontrol Benzetimi**

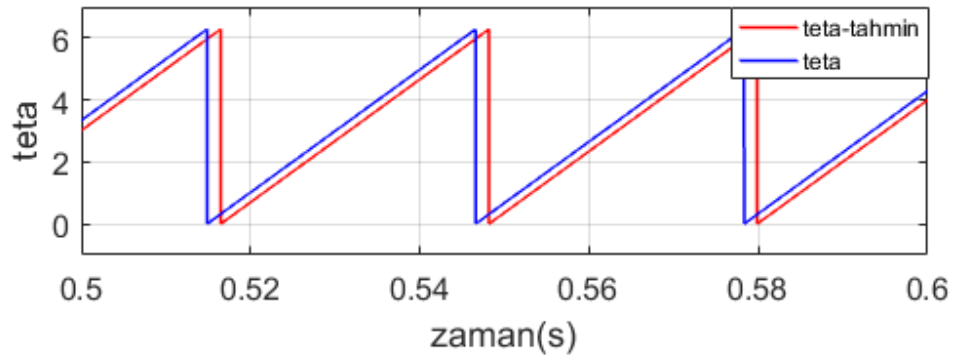
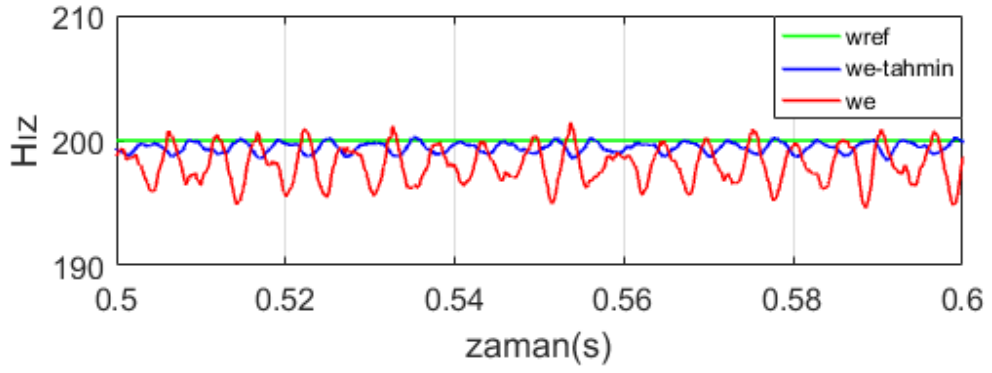
SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız kontrolünün benzetimi motorun AYK ile kontrolüne uygulanmıştır. Algılayıcısız kontrolde, algılayıcı kontrol benzetimi yapılan motora ait aynı parametre değerleri kullanılmıştır. Kontrol performansı, motorun önceki bölümde olduğu gibi, farklı hızlarda ve hızın farklı ivmelenme durumları için yük momentinin de değiştirilmesi suretiyle test edilmiştir.

Şekil 5.9 ile Şekil 5.12 arasında motorun yüksüz çalışma durumunda farklı hız referansları için hızın ve rotor pozisyonunun değişimi verilmiştir.

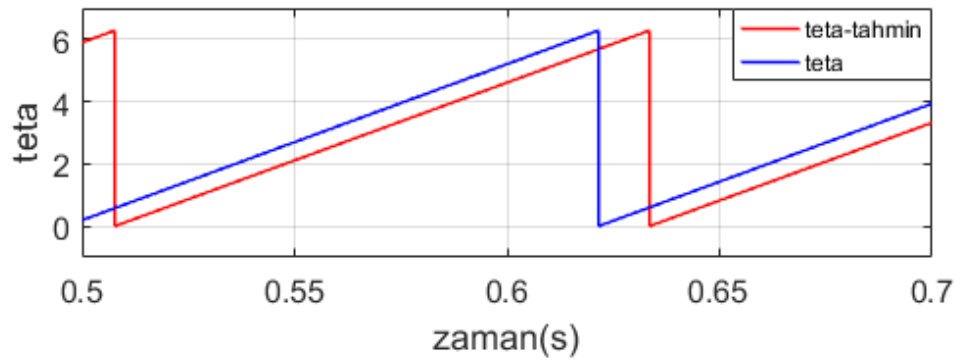
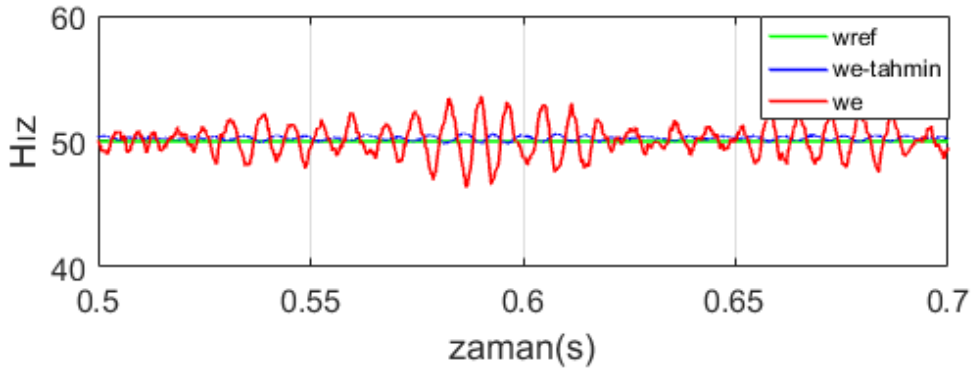
Şekil 5.13 ile Şekil 5.16 arasında motorun 5 Nm sabit yüklü çalışma durumunda farklı hız referansları için hızın ve rotor pozisyonunun değişimi verilmiştir.



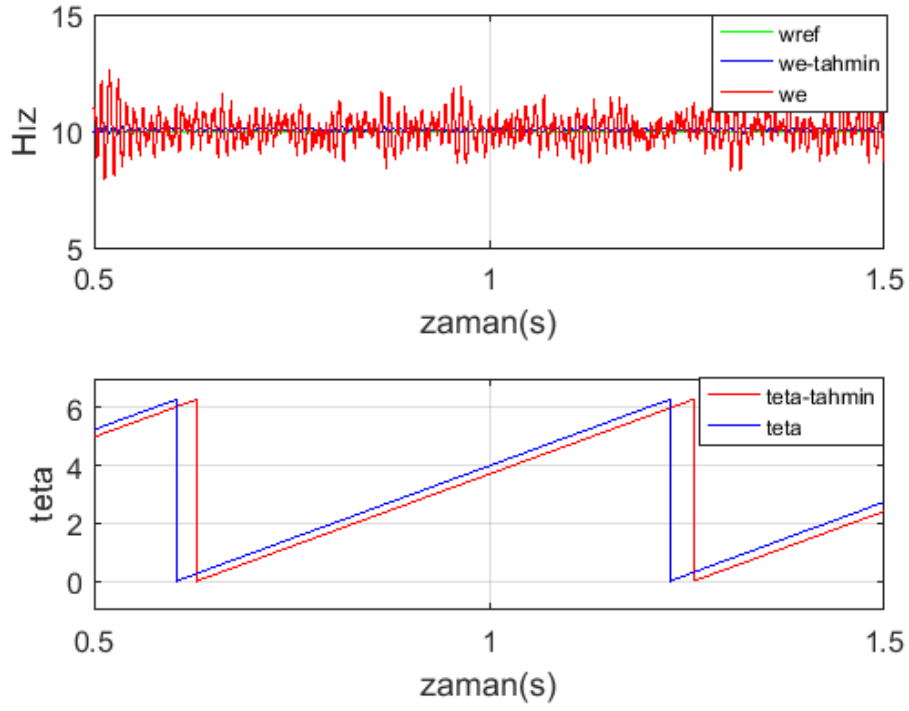
Şekil 5.9 Boşta, 300 rad/s hızda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



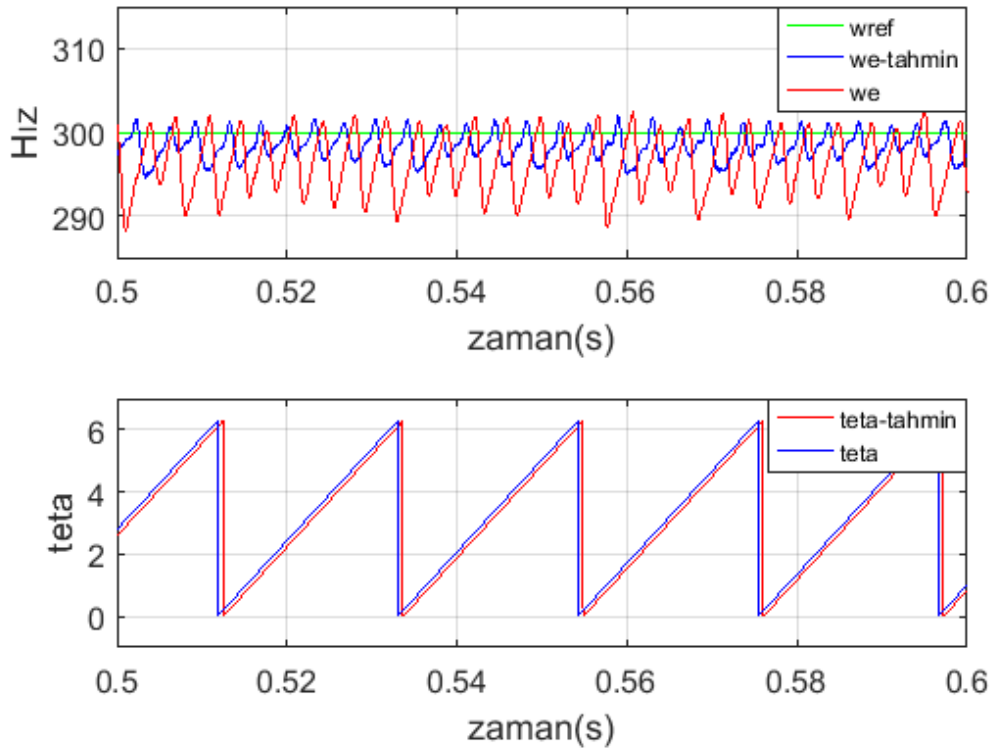
Şekil 5.10 Boşta, 200 rad/s hızda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



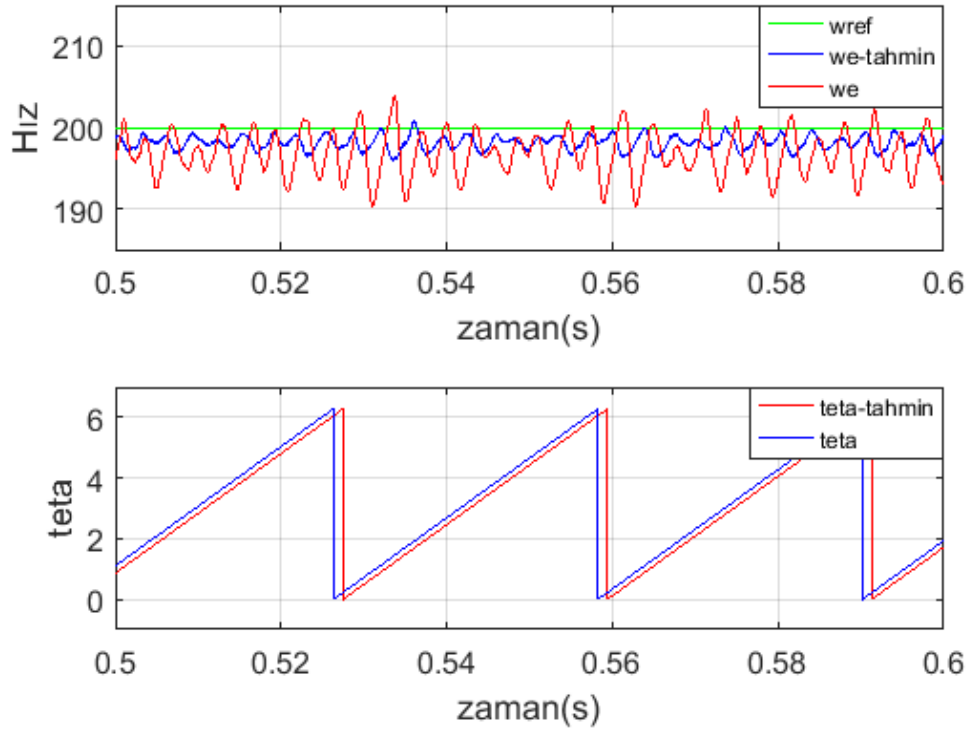
Şekil 5.11 Boşta, 50 rad/s hızda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



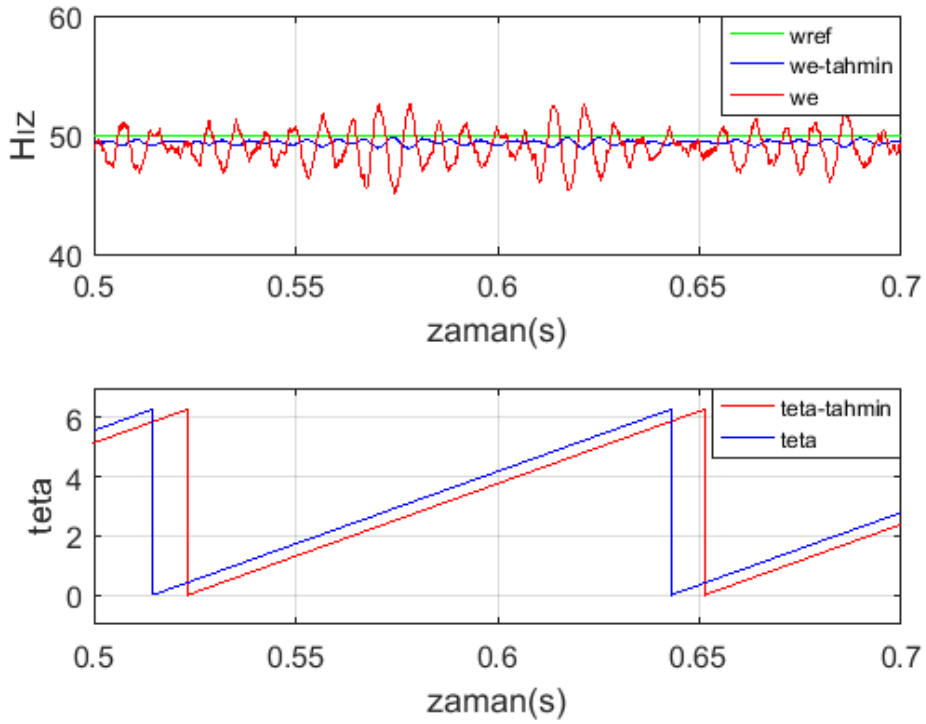
Şekil 5.12 Boşta, 10 rad/s hızda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



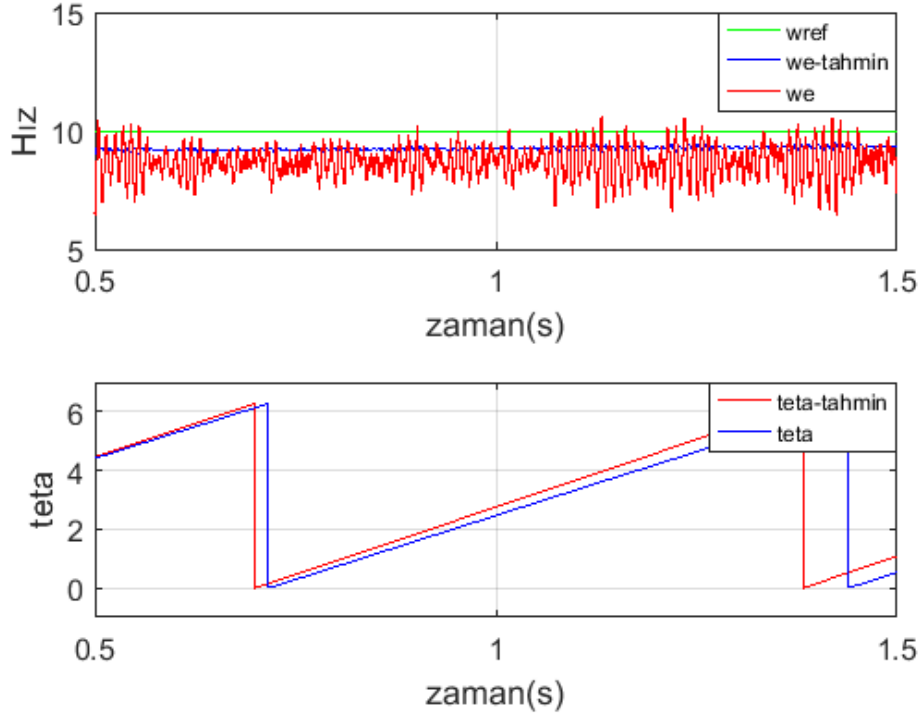
Şekil 5.13 300 rad/s hızda, 5 Nm yüklü durumda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



Şekil 5.14 200 rad/s hızda, 5 Nm yüklü durumda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



Şekil 5.15 50 rad/s hızda, 5 Nm yüklü durumda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



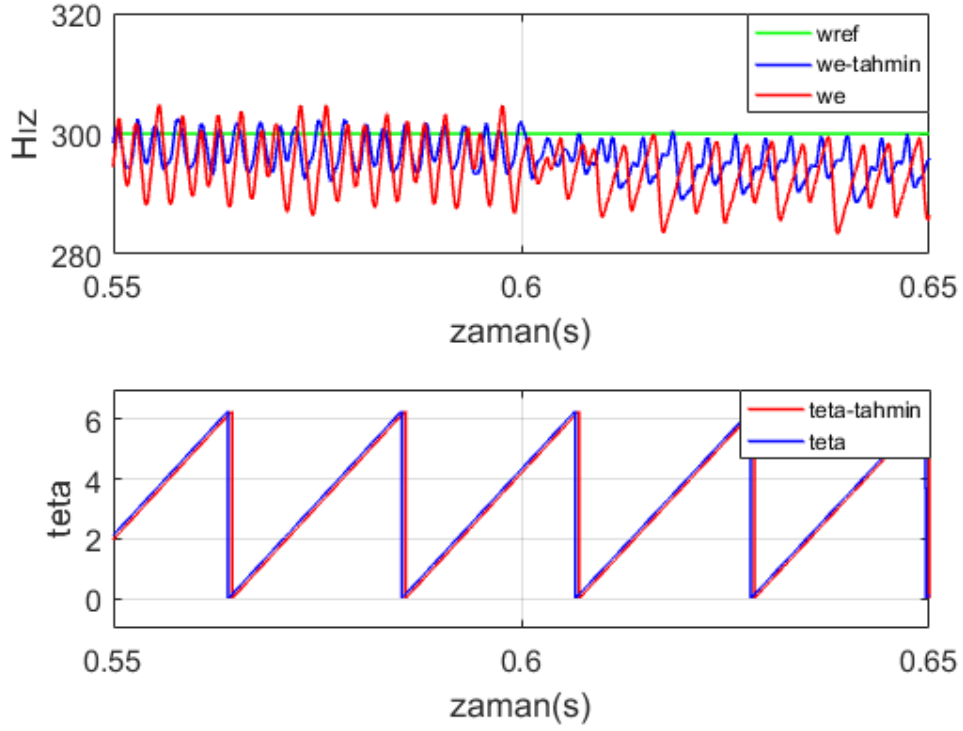
Şekil 5.16 10 rad/s hızda, 5 Nm yüklü durumda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi

Boşta ve 5 Nm sabit yüklü çalışma durumunda farklı hızlarda hız ve rotor pozisyonuna ait değişimler incelendiğinde, hem boşta, hem de yüklü çalışma durumunda da sonuçlar arasında büyük farklılıklar görülmemiştir.

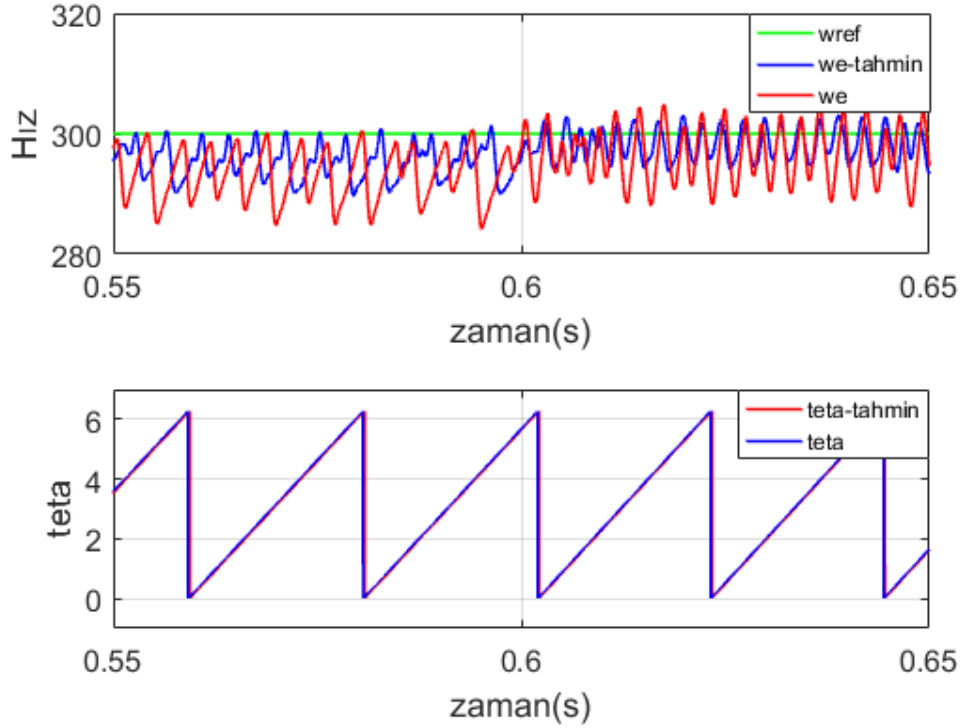
Motor hızı azaldıkça, hız tahmin hatası mutlak olarak çok artmamakla birlikte, hıza oranla yüksek olduğu görülmektedir. Sonuçlar genel olarak değerlendirildiğinde elde edilen benzetim sonuçlarının başarılı olduğu görülmektedir.

Şekil 5.17 ile Şekil 5.20 arasında sabit hızda motor yükünün aniden devreye girip, çıkması durumlarına ait hız ve rotor pozisyonunun değişimi görülmektedir.

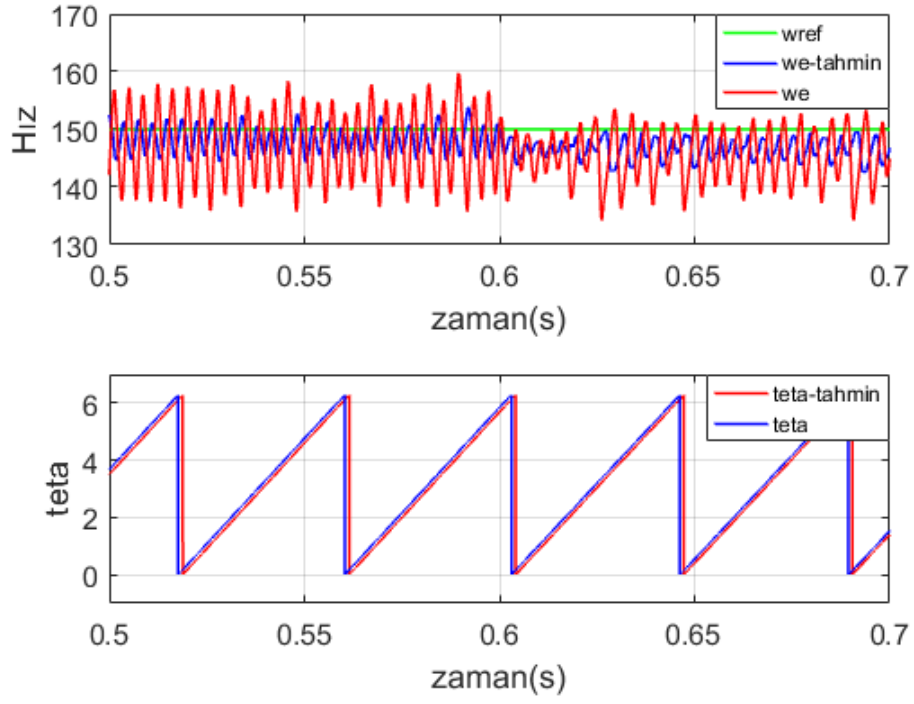
Şekil 5.21 ile Şekil. 5.23 arasında farklı hız referansları için farklı yük durumlarında önerilen algılayıcısız kontrol yönteminin performansı test edilecektir.



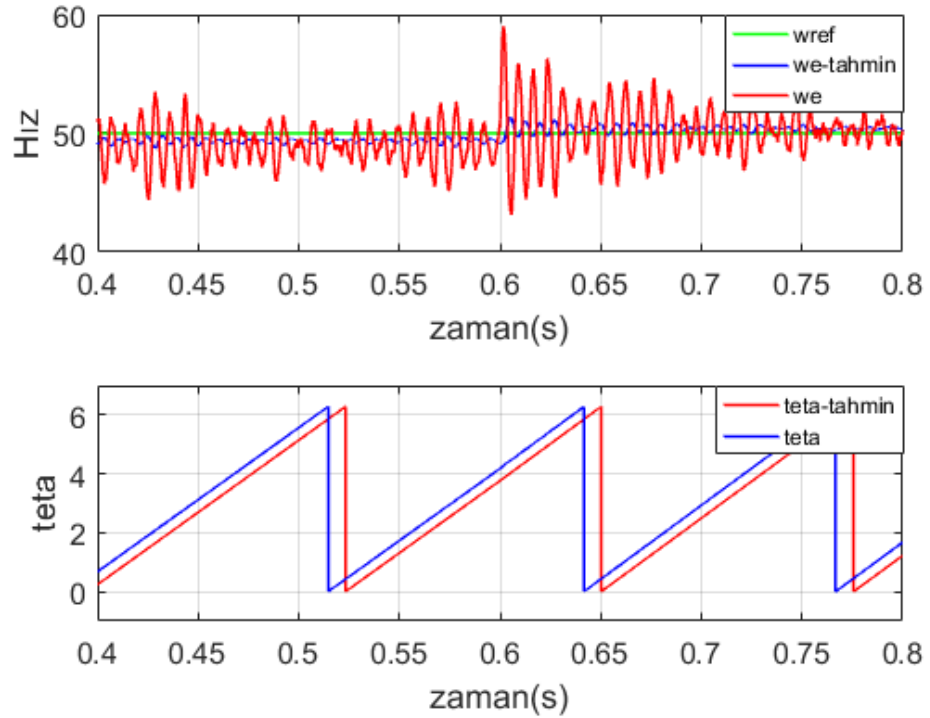
Şekil 5.17 Boşta, 300 rad/s hızda,  $t=0.6s$ 'de 5 Nm yükün devreye alınması durumunda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



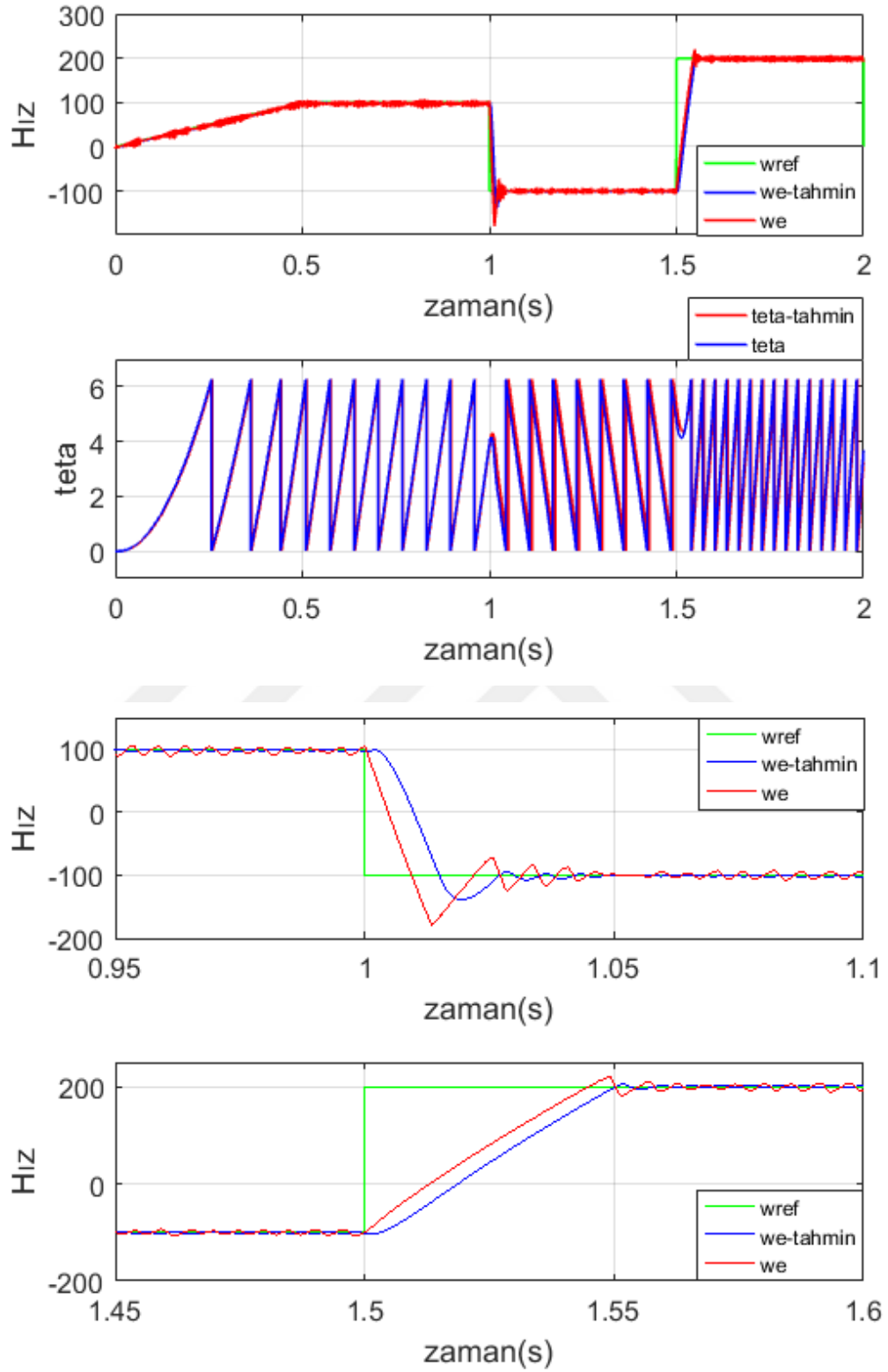
Şekil 5.18 5 Nm yükte, 300 rad/s hızda,  $t=0.6s$ 'de yükün çıkarılması durumunda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



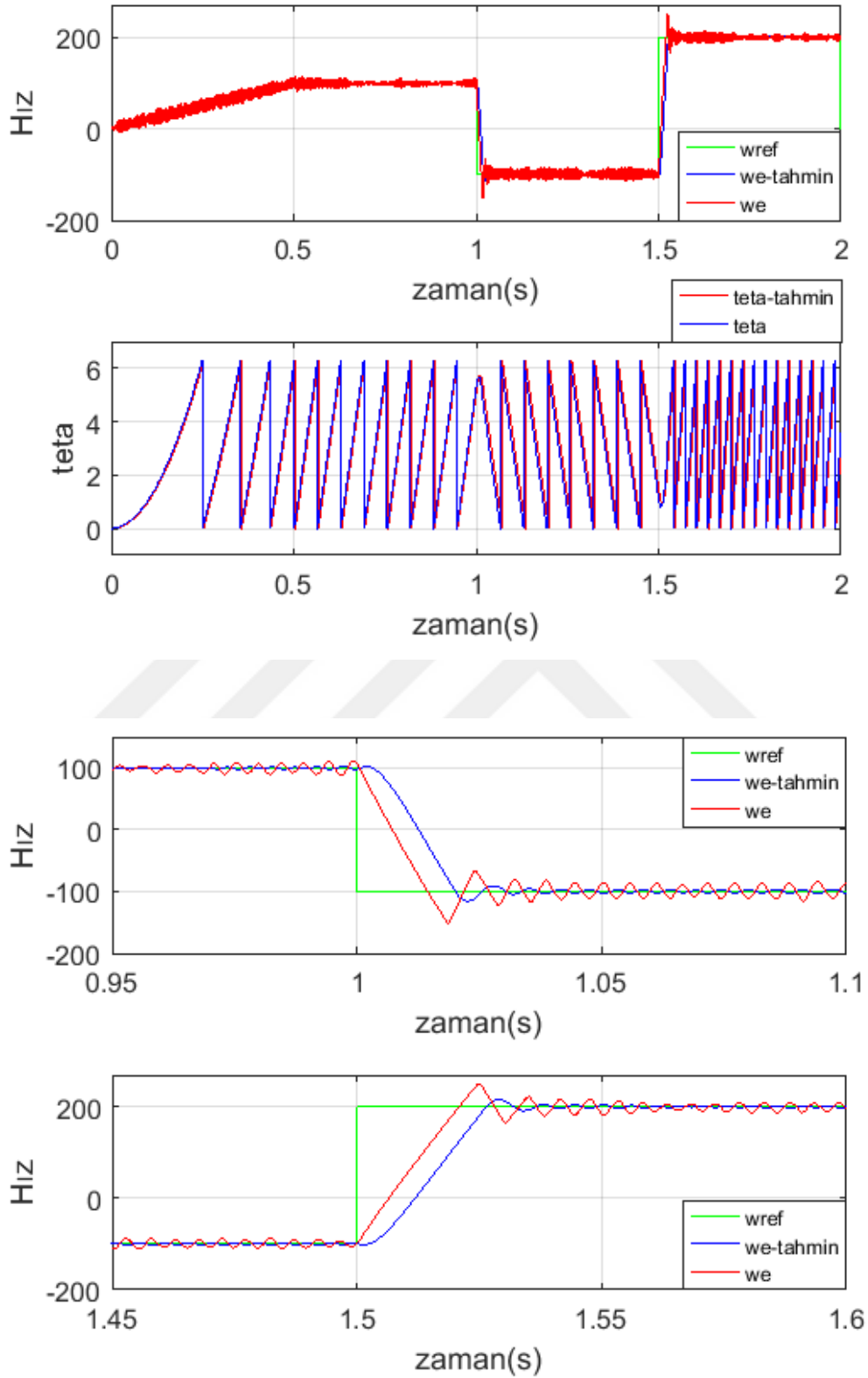
Şekil 5.19 Boşta, 150 rad/s hızda,  $t=0.6s$ 'de 5 Nm yükün devreye alınması durumunda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



Şekil 5.20 5 Nm yükte, 50 rad/s hızda,  $t=0.6s$ 'de yükün çıkarılması durumunda motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi



Şekil 5.21 5 Nm yükte, değişken hız referansında motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi ve hızın değişim anlarının ayrıntılı gösterimi



Şekil 5.22 Boşta, değişken hız referansında motor hızı ve rotor pozisyonunun değişimi ve hızın değişim anlarının ayrıntılı gösterimi

Şekil 5.17 ile Şekil 5.20 arasında sabit hızda motor yükünün aniden devreye girip çıkması durumlarına ait sonuçlar incelendiğinde, yükün devreye girmesi durumunda motor hızında beklendiği üzere küçük düşüşler olduğu görülmektedir. Özellikle düşük hızlarda, yük değişimi sırasında ilk anda hızda küçük salınımlar oluşsa da kısa sürede toparlanmaktadır.

Şekil 5.21 ile Şekil. 5.23 arasında farklı hız referansları için önce 5 Nm sabit yük için benzetim çalışması yapılmıştır. Sonuçlar incelendiğinde, hızın ani olarak 100 rad/s'den ters yönde 100 rad/s'ye ani değişmesi durumunda hızda bir miktar aşma olduğu görülmektedir. Oluşan aşma miktarı yüklü çalışmada daha fazla iken, hızın ani olarak artırılması durumunda aşma miktarı boşta çalışmada daha fazladır.

Benzetim sonuçları genel olarak değerlendirildiğinde, yöntemin orta ve yüksek hızlarda daha başarılı olduğu, düşük hızlarda da, önerilen yöntemin bu hızlar için ayrı bir yöntem kullanılmasını gerektirmeyecek düzeyde başarılı olduğu görülmektedir.

## 6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Üstün özellikleri nedeniyle, endüstride sabit mıknatıslı motorlara olan talep her geçen gün artmaktadır. Sabit mıknatıslı motor ailesinden olan Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM), şebekeye doğrudan bağlanarak çalıştırılmazlar. Çalışmaları için bir sürücüye ve kontrol edilmeleri için hassas rotor pozisyon bilgisine ihtiyaç duyarlar. Rotor pozisyonu, genellikle motor miline bağlanan enkoderler yardımıyla elde edilir. Ancak bu durum motor boyutu ve maliyetinde bir artışa neden olmaktadır. Bu dezavantajlardan kurtulmak için motorun kendisini bir hız ve pozisyon algılayıcı olarak kullanma fikri, literatürde bu konuda birçok çalışmanın konusunu oluşturmuştur.

Rotor pozisyonu elde etmek için iki temel yöntem bulunmaktadır. Bunlar model temelli ve çıkıntı temelli yöntemlerdir. Bu çalışmada, benzetimi yapılan motor yüzey mıknatıslı bir SMSM olduğundan model temelli bir yöntem tercih edilmiştir. Önerilen yöntem, motorun rotor referans düzlemindeki iki fazlı dq eşdeğer devre modelini kullanmaktadır. Yöntem, motorun dq referans düzlemindeki gerilim denklemlerinden motor hızını tahmin ederek, motor hızından pozisyon bilgisini elde etmeyi amaçlamaktadır. Bu amaçla Normalize edilmiş En Küçük Kareler Yöntemi (N-EKK) kullanılmıştır.

Motorun benzetimi ve Alan Yönlendirmeli Kontrolü (AYK) için, Matlab/Simulink programı kullanılmıştır. Öncelikle motorun algılayıcı kontrolü gerçekleştirilmiş, farklı çalışma koşulları için sonuçlar alınmıştır.

Motorun algılayıcısız kontrolünde öncelikle düşük, orta ve yüksek hızlar için sabit hızlarda motorun yüksüz çalışma durumu için sonuçlar alınmıştır. Daha sonra, aynı hızlarda motorun 5 Nm yüklü çalışma durumu için benzetim yapılmıştır. Boşta ve yüklü çalışma durumları karşılaştırıldığında, aralarında çok küçük bir fark olmasına rağmen yüklü çalışmada elde edilen sonuçlar daha başarılı olmuştur. Diğer bir benzetim çalışmasında motor sabit hızda çalışırken motor yükü değiştirilerek yöntemin performansı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlarda, yükün devreye girip çıkması durumunda da yöntemin başarılı olduğu görülmüştür. Son olarak boşta ve

yüklü çalışma için ayrı ayrı olarak, değişken bir hız referansı uygulanarak önerilen yöntem denenmiştir. Uygulanan referans hız, hızın doğrusal olarak arttığı ve hızın ani olarak dönüş yönünün değiştiği durumları içermektedir. Hızın ani olarak değiştiği durumlarda hızda bir miktar aşma olsa da hız ve pozisyon tahmini başarılı olarak yapılmıştır. Yüklü çalışmada, tahmin hatası, boşta çalışmaya göre daha küçüktür.

Önerilen yöntem N-EKK algoritmasına dayandığından, algoritmadaki  $\mu$  güncelleme parametresinin seçimi oldukça önemlidir. Bu çalışmada güncelleme parametresi sabit olarak alınmamış hız referansı ile doğru orantılı olarak arttırılmıştır.

Literatürde algılayıcısız kontrolle ilgili pek çok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmalarda dikkate değer sonuçlar alınmış olmasına rağmen, algılayıcısız kontrolle karşılaştırıldığında, algılayıcı kontrolün daha başarılı olduğu açıktır.

Gelecek çalışmalarda, önerilen yöntemin gerçek bir motor üzerinde denenmesi suretiyle başarısının test edilmesi gerçekleştirilebilir. Aynı yöntemin, motorun iki fazlı sabit  $\alpha\beta$  düzleminde uygulanması veya hız ve pozisyon hatalarını azaltmak amacıyla aynı N-EKK algoritmasını kullanan hibrit algoritmaların geliştirilmesi önerilmektedir.

,

## KAYNAKLAR

- Abd Samad, A., Ishak, D., Saedin, P., & Iqbal, S. (2012). Speed- sensorless control of parallel- connected PMSM fed by a single inverter using MRAS. 2012 IEEE International Power Engineering and Optimization Conference (35-39). Melaka, Malaysia: IEEE. doi:10.1109/PEOCO.2012.6230831
- Aygun, H., Gokdag, M., Aktas, M., & Cemat, M. (2014). A novel sensorless field oriented controller for Permanent Magnet Synchronous Motors. 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) (715-720). Istanbul, Turkey: IEEE. doi:10.1109/ISIE.2014.6864700
- Bao, D., Pan, X., Wang, Y., Wang, X., & Li, K. (2018). Adaptive Synchronous-Frequency Tracking-Mode Observer for the Sensorless Control of a Surface PMSM. IEEE Transactions on Industry Applications, 54(6), 6460-6471. doi:10.1109/TIA.2018.2851510
- Bedetti, N., Calligaro, S., & Petrella, R. (2013). A novel approach to the design of back-EMF observer based sensorless control of non-salient PMSM: Theoretical analysis and experimental investigations. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2013, (3496-3503). doi:10.1109/ECCE.2013.6647161
- Bendjedja, M., Khlaief, A., & Boussak, M. (2012). Sensorless speed control of outrunner PMSM drive connected to long cable for flying remote operative vehicle. 2012 XXth International Conference on Electrical Machines (2252-2258). Marseille, France: IEEE. doi:10.1109/ICEIMach.2012.6350195
- Bolognani, S., Calligaro, S., & Petrella, R. (2014). Design Issues and Estimation Errors Analysis of Back-EMF-Based Position and Speed Observer for SPM Synchronous Motors. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2(2), 159-170. doi:10.1109/JESTPE.2013.2296974
- Bolognani, S., Oboe, R., & Zigliotto, M. (1999). Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 46(1), 184-191. doi:10.1109/41.744410
- Borsje, P., Chan, T., Wong, Y., & Ho, S. (2005). A Comparative Study of Kalman Filtering for Sensorless Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives (815-822). San Antonio, TX, USA: IEEE. doi:10.1109/IEMDC.2005.195816
- Cai, Y., & Ma, H. (2107). Sensorless speed control of PMSM based on improved MRAS method. 2017 China International Electrical and Energy Conference

(CIEEC) (210-214). Beijing, China: IEEE.  
doi:10.1109/CIEEC.2017.8388448

- Chi, W.-C., & Cheng, M.-Y. (2014). Implementation of a sliding-mode-based position sensorless drive for high-speed micro permanent-magnet synchronous motors. *ISA Transactions*, 53(2), 444-453. doi:10.1016/j.isatra.2013.09.017
- Cupertino, F., Diliberto, S., & Salvatore, L. (1999). A Comparison Between Model-Based Observer and Neural Network for Induction Motor Rotor Flux Estimation. *Proceedings of the 6th International Conference ElectriMACS'99*, (23-27). Portugal.
- Giri, F. (2013). *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*. John Wiley and Sons, Ltd.
- Holtz, J. (1992). Pulsewidth modulation-a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(5), 410-420. doi:10.1109/41.161472
- Hussain, S., & Bazaz, M. (2016). Sensorless control of PMSM drive using Neural Network Observer. *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES) (1-5)*. Delhi: IEEE. doi:10.1109/ICPEICES.2016.7853081
- Jiayi, L., Yang, G., & Yan, P. (2007). Rotor Position Estimation for PMSM Based on Sliding Mode Observer. *2007 International Conference on Mechatronics and Automation (3684-3689)*. Harbin: IEEE. doi:10.1109/ICMA.2007.4304159
- Kim, H., Son, J., & Lee, J. (2011). A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9), 4069-4077. doi:10.1109/TIE.2010.2098357
- Kim, Y., Choi, Y., & Lee, J. (2005). Speed-sensorless vector control for permanent-magnet synchronous motors based on instantaneous reactive power in the wide-speed region. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 152(5), 1343-1349. doi:10.1049/ip-epa:20055231
- Kommuri, S., Rath, J., Kalyana, C., Veluvolu, K., Defoort, M., & Tatinati, S. (2015). Performance comparison of sliding mode observers for back EMFs based speed estimation in PMSM. *Automation and Systems (ICCAS), 2015 15th International Conference on Control (1612-1617)*. Busan, South Korea: IEEE. doi:10.1109/ICCAS.2015.7364615
- Krishnan, R. (2001). *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall.

- Li, Y., & Zhu, H. (2008). Sensorless control of permanent magnet synchronous motor — a survey. 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (s. 1-8). Harbin, China: IEEE. doi:10.1109/VPPC.2008.4677421
- Mohan, N., Undeland, T., & Robins, W. (1985). Power Electronics: Converters, Applications, and Design. New York, NY: John Wiley & Sons.
- Nagarajan, V., Balaji, M., & Kamaraj, V. (2015). Back-Emf-Based Sensorless Field-Oriented Control of PMSM Using Neural-Network-Based Controller with a Start-Up Strategy. *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 325, 449-457.
- Nahid-Mobarakeh, B., Meibody-Tabar, F., & Sargos, F. (2007). Back EMF Estimation-Based Sensorless Control of PMSM: Robustness With Respect to Measurement Errors and Inverter Irregularities. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(2), 485-494. doi:10.1109/TIA.2006.889826
- Overshott, K. (1991). Magnetism: it is permanent. *IEE Proceedings A - Science, Measurement and Technology*, 138(1), 22-30.
- Owen, J., Strouse, J., & Marcel, M. (2011). Sensorless field oriented control utilizing a sliding mode observer for control of an actively-rectified permanent magnet synchronous generator. 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (1017-1021). Fort Worth TX, USA: IEEE. doi:10.1109/APEC.2011.5744719
- Parker, R. (1990). *Advances in Permanent Magnetism*. New York NY: John Wiley & Sons.
- Seok, J. K. (2006). Sensorless speed control of nonsalient permanent-magnet synchronous motor using rotor-position-tracking PI controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2).
- Tang, Q., Shen, A., Luo, X., & Xu, L. (2017). PMSM Sensorless Control by Injecting HF Pulsating Carrier Signal Into ABC Frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(5), 3767-3776. doi:10.1109/TPEL.2016.2583787
- Wang, L., Zhang, H., & Liu, X. (2011). Robust sensorless of ADRC controlled PMSM based on MRAS with stator resistance identificatio. *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference (3575-3579)*. Yantai, China: IEEE.
- Wang, Q., Wang, S., & Chen, C. (2019). Review of sensorless control techniques for PMSM drives. *IEEJ Trans Elec Electron Eng*, 14(10), 1543-1552. doi:10.1002/tee.22974

- Wang, Z., Lu, K., & Blaabjerg, F. (2012). A Simple Startup Strategy Based on Current Regulation for Back-EMF-Based Sensorless Control of PMSM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(8), 3817-3825. doi:10.1109/TPEL.2012.2186464
- Wlas, M., Krzeminski, Z., Guzinski, J., Abu-Rub, H., & Toliyat, H. (2005). Artificial-neural-network-based sensorless nonlinear control of induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(3), 520-528. doi:10.1109/TEC.2005.847984
- Xiao, D., Guan, D., Rahman, M., & Fletcher, J. (2014). Sliding Mode Observer Combined with Fundamental PWM Excitation for Sensorless Control of IPMSM Drive. *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (s. 895-901). Dallas, TX USA: IEEE. doi:10.1109/IECON.2014.7048607
- Xu, J., Du, Y., Fang, H., Guo, H., & Chen, Y.-H. (2020). A Robust Observer and Nonorthogonal PLL-Based Sensorless Control for Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor With Guaranteed Postfault Performance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(7), 5959-5970. doi:10.1109/TIE.2019.2931235
- Zhao, F., Beizhi, L., Yang, J., & Yan, R. (2007). A sliding model speed/position observer integrated with a PI controller for PM synchronous motors. *2007 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)* (1372-1377). IEEE. doi:10.1109/ROBIO.2007.4522364

## ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Mohamed Ahmed Ali MASAUD  
Doğum Yeri ve Yılı : Tripoli (LİBYA), 1985  
Medeni Hali : Evli  
Yabancı Dili : Arapça, İngilizce, Türkçe  
E-posta : m.masaud1985@gmail.com



### Eğitim Durumu

Lise : Qaser Bin Ghashir School / Tripoli-Libya, 2003  
Lisans : Higher Institute for Preparing Trainers / Tripoli-Libya, 2009

### Mesleki Deneyim

İş Yeri : Al-Jadara Engineering Consulting Company / Tripoli-Libya  
(2009-devam)