

**T.C.
KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DEVRE
PARAMETRELERİNİN ÇEVİRİMİÇİ KESTİRİMİ**

Salahddin Ramadan Omran ALBEDWI

**Danışman
Jüri Üyesi
Jüri Üyesi**

**Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN
Doç. Dr. Hüseyin DEMİREL
Dr. Öğr. Üyesi Erdal ŞEHİRLİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
MALZEME BİLİMİ VE MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

KASTAMONU – 2020

TEZ ONAYI

Salahddin Ramadan Omran ALBEDWI tarafından hazırlanan "**Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Devre Parametrelerinin Çevrimiçi Kestirimi**" adlı tez çalışması aşağıdaki jüri üyeleri önünde savunulmuş ve **oy birliği / oy çokluğu** ile Kastamonu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Malzeme Bilimi ve Mühendisliği Ana Bilim Dalı**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN
Kastamonu Üniversitesi



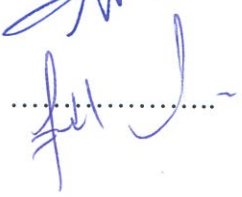
Jüri Üyesi

Doç. Dr. Hüseyin DEMİREL
Karabük Üniversitesi



Jüri Üyesi

Dr. Öğr. Üyesi Erdal ŞEHİRLİ
Kastamonu Üniversitesi



15/01/2020

Enstitü Müdürü

Doç. Dr. Nur BELKAYALI



TAAHHÜTNAME

Tez içindeki 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 bildirir ve taahhüt ederim.

Salahddin Ramadan Omran ALBEDWI



ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DEVRE PARAMETRELERİNİN ÇEVİRİMİÇİ KESTİRİMİ

Salahddin Ramadan Omran ALBEDWI
Kastamonu Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Malzeme Bilimi ve Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM), yüksek moment, yüksek güç yoğunluğu, düşük hacim ve yüksek verimleri nedeniyle endüstride tercih edilen motorlardandır. Sabit mıknatıslı motorlar servo uygulamalar, elektrikli araçlar ve robotik gibi yüksek performans isteyen uygulamalarda sıklıkla tercih edilmektedir.

SMSM devre parametreleri motorun çalışması sırasında sıcaklığa ve akıma bağlı olarak değiştiğinden SMSM'lerin konum ve hız algılayıcısız kontrolü ve Doğrudan Moment Kontrolü gibi uygulamalarında kesin devre parametrelerinin bilinmesine ihtiyaç duyulur.

Bu çalışmada öncelikle SMSM'nin yapısı ve matematiksel modelleri çıkarılmıştır. SMSM kontrol yöntemleri, kontrollerde kullanılan Darbe Genişlik Modülasyonu yöntemleri anlatılmıştır. SMSM eşdeğer devre parametrelerine etki eden faktörler; sıcaklık, akım ve manyetik doymanın etkisi incelenmiştir.

Çalışmada öncelikle SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrol benzetimi yapılmış, SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin kestirilmesinde Normalize edilmiş En Küçük Kareler algoritmasını kullanan Uyarlı Veri Birleştirme (UVB) yöntemi kullanılmıştır. Uygulanan yöntem, SMSM'nin d-q eşdeğer devre modelindeki gerilim denklemlerinde denklemleri sağlayan devre parametrelerinin anlık olarak kestirilmesine dayanmaktadır. Önerilen yöntem üç farklı motor için yapılan benzetim çalışmalarıyla test edilmiştir. Benzetim çalışmalarında ilk olarak her motor için motorun asıl devre parametrelerinin kestirimi yapılmıştır. Daha sonra sırasıyla sıcaklıkla sargı direncinin arttığı varsayımıyla stator direnci önce %10, daha sonra %30 artırılarak devre parametrelerinin kestirimi yapılmıştır. Son olarak yine her motor için sargı indüktans değerlerinin akım ve manyetik doyma etkisiyle, mıknatıs akısının da sıcaklığın etkisiyle azaldığı varsayımıyla bu parametrelerin değeri %10 azaltılarak devre parametrelerinin tahmin benzetimi yapılmıştır. Devre parametrelerinin elde edilen kestirim değerlerinin değişimleri verilmiş, ortalama değerleri ve kestirim hataları ise tablo halinde verilmiştir. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde kestirim hatalarının oldukça düşük ve kestirim süresinin de oldukça kısa olduğu görülmektedir.

Anahtar Kelimeler: SMSM, devre parametreleri, parametre kestirimi

2020, 59 sayfa

Bilim Kodu: 91

ABSTRACT

MSc. Thesis

ONLINE ESTIMATION OF CIRCUIT PARAMETERS OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Salahddin Ramadan Omran ALBEDWI
Kastamonu University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Material Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Faruk ERKEN

Abstract: Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) is preferred in the industry because of their high torque, high power density, small in size and high efficiency. Permanent magnet motors are often preferred for high performance applications such as servo applications, electrical vehicles and robotics.

Since the PMSM circuit parameters change during operation depending on temperature and current, exact circuit parameters need to be known in applications such as Sensorless Control and Direct Torque Control.

In this study, first of all, the structure and mathematical models of PMSM have been examined. PMSM control methods, Pulse Width Modulation methods used in the controls are explained. Factors affecting PMSM equivalent circuit parameters; the effects of temperature, current and magnetic saturation were investigated.

In the study, firstly, the Field Oriented Control of the PMSM was simulated and the Adaptive Data Fusion (ADF) method based on the Normalized Least Mean Squares algorithm was used to estimate the equivalent circuit parameters of the PMSM. The applied method is based on the estimation of the circuit parameters that prove the voltage equations in the d-q equivalent circuit model of PMSM. The proposed method was tested by simulation studies for three different motors. In the simulation studies, first of all, the actual circuit parameters of each motor are estimated. Then, the stator resistance was increased by 10% and then by 30%, assuming increased winding resistance with temperature. Finally, for each motor the circuit parameters are estimated, assuming inductances are reduced with the effect of current and magnetic saturation and the magnet flux is reduced with the effect of temperature, the value of these parameters is decreased by 10%. The curve of the estimated circuit parameters is given, mean values and the estimation errors are given in tabular form. When the results are examined, it is seen that the estimation errors are low and the estimation time is quite short.

Key Words: PMSM, circuit parameter, parameter estimation

2020 year, 59 pages

Science Code: 91

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamda bilgisiyle beni yönlendiren ve tezimin tamamlanmasında her türlü desteğini esirgemeyen çok değerli danışanım Sn. Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Beni destekleyerek Yüksek Lisans çalışması yapma fırsatı tanıyan Libya Eğitim Bakanlığı ile Elektrik ve Enerji Bakanlığı'na teşekkür ederim. Çalışmam süresince bana destek olan herkese, özellikle Libya'daki aileme, anneme ve kardeşlerime teşekkür ederim. Çalışmam süresince beni sabırla destekleyen eşime, kızlarıma ve arkadaşlarıma teşekkür ederim. Ayrıca ülkelerinde bizi misafir ederek üniversitelerinde çalışma fırsatı veren Türkiye Cumhuriyeti devletine teşekkür ederim.

Salahddin Ramadan Omran ALBEDWI
Kastamonu, Ocak, 2020

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
TEZ ONAYI.....	ii
TAAHHÜTNAME.....	iii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	x
TABLolar DİZİNİ	xi
1.GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	2
1.2. Tezin İçeriği	2
1.3. Literatür Araştırması	3
2.SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	7
2.1. Giriş	7
2.2. Sabit Mıknatıslar	9
2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Eşdeğer Devresi	9
2.4. Referans Düzlem Dönüşümleri	11
2.4.1. Clarke Dönüşümü (a,b,c) ↔ (α,β).....	12
2.4.2. Park Dönüşümü (α,β) ↔ (d,q).....	13
2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun dq0 Eşdeğer Devresi ve Modeli	14
3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİ	17
3.1. v/f Kontrol	17
3.2. Doğrudan Moment Kontrolü	18
3.3. Alan Yönlendirmeli Kontrol	19
3.4. Eviriciler	21
3.5. Darbe Genişlik Modülasyonu.....	21
3.5.1. Sinüzoidal DGM.....	21
3.5.2. Uzay Vektör DGM	23
4. SMSM EŞDEĞER DEVRE PARAMETRELERİNİ ETKİLEYEN FAKTÖRLER	30
4.1. Giriş	30
4.2. Sıcaklığın Sargı Direnci Üzerindeki Etkisi	30
4.3. Sıcaklığın Sabit Mıknatıslar Üzerine Etkisi	31
4.4. Manyetik Alanın Etkisi	32
5. SMSM'İN EŞDEĞER DEVRE PARAMETRELERİNİN ÇEVİRİMİÇİ KESTİRİMİ.....	34
5.1. Uyarlı Veri Birleştirme Algoritması.....	34
5.2. Ağırlıkların Güncellenmesi	36

5.3. Benzetim Sonuçları	38
5.3.1. SMSM'nin AYK ile Benzetimi	38
5.3.2. SMSM Devre Parametrelerinin Kestirimine İlişkin Benzetim Sonuçları	40
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	53
KAYNAKLAR	55
ÖZGEÇMİŞ	59



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

L_d, L_q	Motorun d-q eksen indüktansları
V_d, V_q	Motorun d-q eksen gerilimleri
i_d, i_q	Motorun d-q eksen akımları
V_α, V_β	Motorun $\alpha - \beta$ eksen gerilimleri
i_α, i_β	Motorun $\alpha - \beta$ eksen akımları
i_a, i_b, i_c	abc düzleminde stator faz akımları
R_s	Stator sargı direnci
θ_r	Rotorun elektriksel konum açısı
θ_e	Motora uygulanan gerilimin açısı
λ_m	Motor mıknatıs akısı,
λ_d, λ_q	Motorun d-q eksen toplam akıları
ω_r	Mekanik rotor hızı
ω_e	Rotor elektriksel hızı
p	Motorun çift kutup sayısı
T_e	Elektriksel moment
T_y	Yük momentini
P_e	Elektriksel güç
B_m	Sürtünme katsayısı
J	Atalet momentini
H	Manyetik alan şiddeti
B	Manyetik akı yoğunluğu
w	Ağırlık katsayısı
μ	Güncelleme katsayısı
E	Beklenti operatörü
\hat{y}	y değişkeninin tahmini

Kısaltmalar

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

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 2.1. Sabit mıknatıslı motorlarda zıt emk dalga şekli a)SMSM b)FDAM	7
Şekil 2.2. Sabit mıknatıslı motorlarda mıknatısların rotora yerleştirilmesi a)Yüzey mıknatıslı b)İçten mıknatıslı	8
Şekil 2.3. SMSM üç faz eşdeğer devre şeması.....	10
Şekil 2.4. Referans düzlem dönüşümleri	12
Şekil 2.5. Clarke dönüşümü.....	12
Şekil 2.6. Park dönüşümü	13
Şekil 2.7. SMSM'nin d-q referans düzlemine göre eşdeğer devresi	14
Şekil 3.1. SMSM'nin doğrudan moment kontrolü şeması	19
Şekil 3.2. SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrolü	20
Şekil 3.3. Yaygın olarak kullanılan Sinüzoidal DGM blok şeması.....	22
Şekil 3.4. a) Referans sinyal ile taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması b) Kapı sinyallerinin elde edilmesi c) Vab faz-faz geriliminin elde edilmesi.	23
Şekil 3.5. Uzay vektör gösterimi	24
Şekil 3.6. Referans vektörün 1. Sektörde olması durumu için anahtarlama dizisi ve buna ilişkin DGM sinyalleri	27
Şekil 3.7. İdeal uzay vektör modülasyonunda bir faza ait evirici faz gerilimi...	28
Şekil 4.1. Manyetik malzemelere ait B-H eğrisi	33
Şekil 5.1. SMSM'nin AYK ile benzetimi	39
Şekil 5.2. SMSM'nin AYK ile benzetiminde motor hızı, momenti, abc akımları ve dq eksen akımları	39
Şekil 5.3. Motor1'e ait kestirim sonuçları (asıl değerler).....	41
Şekil 5.4. Motor1'e ait kestirim sonuçları (Rs'nin %10 artırılması).....	42
Şekil 5.5. Motor1'e ait kestirim sonuçları (Rs'nin %30 artırılması).....	43
Şekil 5.6. Motor1'e ait kestirim sonuçları (Ld, Lq ve λ_m 'in %10 azaltılması) .	44
Şekil 5.7. Motor2'ye ait kestirim sonuçları (asıl değerler).....	45
Şekil 5.8. Motor2'ye ait kestirim sonuçları (Rs'nin %10 artırılması).....	46
Şekil 5.9. Motor2'ye ait kestirim sonuçları (Rs'nin %30 artırılması).....	47
Şekil 5.10. Motor2'ye ait kestirim sonuçları (Ld, Lq ve λ_m 'in %10 azaltılması)	48
Şekil 5.11. Motor3'e ait kestirim sonuçları (asıl değerler).....	49
Şekil 5.12. Motor3'e ait kestirim sonuçları (Rs'nin %10 artırılması).....	50
Şekil 5.13. Motor3'e ait kestirim sonuçları (Rs'nin %30 artırılması).....	51
Şekil 5.14. Motor3'e ait kestirim sonuçları (Ld, Lq ve λ_m 'in %10 azaltılması) .	52

TABLolar DİZİNİ

	Sayfa
Tablo 4.1. Farklı sabit mıknatıs türlerine sıcaklığın etkisi	31
Tablo 5.1. Motor	
Parametreleri	31
8	
Tablo 5.2. Motor1'e ait asıl devre parametrelerinin kestirim sonuçlarının ortalama değerleri.....	41
Tablo 5.3. Motor1'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Rs'nin %10 artırılması)	42
Tablo 5.4. Motor1'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Rs'nin %30 artırılması)	43
Tablo 5.5. Motor1'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Ld, Lq ve λ_m 'in %10 azaltılması)	44
Tablo 5.6. Motor2'ye ait asıl devre parametrelerinin kestirim sonuçlarının ortalama değerleri.....	45
Tablo 5.7. Motor2'ye ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Rs'nin %10 artırılması)	46
Tablo 5.8. Motor2'ye ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Rs'nin %30 artırılması)	47
Tablo 5.9. Motor2'ye ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Ld, Lq ve λ_m 'in %10 azaltılması)	48
Tablo 5.10. Motor3'e ait asıl devre parametrelerinin kestirim sonuçlarının ortalama değerleri.....	49
Tablo 5.11. Motor3'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Rs'nin %10 artırılması)	50
Tablo 5.12. Motor3'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Rs'nin %30 artırılması)	51
Tablo 5.13. Motor3'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (Ld, Lq ve λ_m 'in %10 azaltılması)	52

1. GİRİŞ

Teknolojik gelişmelere paralel olarak dünyada enerji ihtiyacı hızla artmaktadır. Enerji kaynaklarının kısıtlı olması, mevcut enerjinin daha verimli bir şekilde kullanılmasını gerektirmektedir. Elektrik motorları günümüzün vazgeçilmez makinalarındandır. Yakın bir zamanda elektrik motorlarının otomobil ve diğer araçlarda da fosil yakıtlı motorların yerini alacağı öngörülmektedir. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) endüstride giderek daha fazla kullanılmaktadır ve özellikle CNC makineleri ve robotik sistemler gibi servo uygulamalarında indüksiyon motorları ve Doğru Akım (DA) motorlarının yerini almaktadır. SMSM'ler, DA makineleri ve asenkron makinelere kıyasla verimliliği, yüksek güç yoğunluğu, hafif olması, bakım gerektirmemesi ve küçük boyutları nedeniyle popülerdir (Erken vd., 2016)

SMSM'ler endüstride yaygın olarak kullanılan DA motorları ve asenkron motorlar gibi doğrudan şebekeye bağlanamazlar. Stator alanı ile rotor alanının senkronize edilmesi gerekliliği nedeniyle bir sürücüye ihtiyaç duyarlar. Bu alanda edinilmiş tecrübeler, farklı kontrol yöntemlerinin ortaya çıkmış olması, bu alanda çalışan birçok firma bulunması nedeniyle sürücü fiyatları eskiye oranla ucuzlamıştır. Yeni sabit mıknatıs çeşitlerinin bulunması ile de SMSM'lerin daha yüksek güçlerde üretilmesi imkânı oluşmuştur.

SMSM'lerde motor parametreleri sıcaklık ve manyetik doyma gibi etkiler sonucu değişmektedir. Bu nedenle motor parametreleri, farklı çalışma koşullarında, üretici firmanın verilerinden farklı olmaktadır. SMSM parametreleri, sıcaklık değişimlerine ve çalışma noktalarındaki değişikliklere duyarlıdır. Örneğin stator sargı direnci, nominal değerinin % 200'üne kadar değişebilir ve rotor akısı, nominal değerinin % 20'sine kadar değişebilir. Motor parametrelerindeki bu değişimler, konum ve hız algılayıcısız kontrol, Doğrudan Moment Kontrolü gibi motor parametrelerine ihtiyaç duyulan kontrol yöntemlerinde kontrol performansını etkilemektedir. Bu nedenle motorun sargı direnci, indüktansı ve mıknatıs akısı gibi parametrelerinin değişen durumlara göre tahmini oldukça önem kazanmaktadır (Krishnan, 2001).

Endüstride, SMSM sürücülerinde Oransal-İntegral kontrolörler (PI) büyük ölçüde kullanılmaktadır. Bu kontrolör, en basit kontrol tekniklerinden biri olarak kabul edilir ve motor kontrolünde yeterli bir performans ortaya koyar. Bununla birlikte, yüksek performans ve yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalarda daha modern kontrol yöntemleri önerilmektedir.

SMSM'lerde kullanılan kontrol yöntemleri, skaler kontrol ile vektör temelli kontrol yöntemleridir. Skaler kontrol yöntemlerinden olan v/f kontrol, yüksek performans gerektirmeyen uygulamalarda kullanılırken, Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) yöntemleri yüksek performanslı servo uygulamalarda tercih edilmektedir.

1.1. Tezin Amacı

Bu tezde; SMSM'nin devre parametrelerinin çevrimiçi kestirimi için Normalize edilmiş En Küçük Kareler (N-EKK) yöntemine dayalı çevrimiçi bir tahmin yöntemi önerilmiştir. Yöntem, Uyarlı Veri Birleştirme (UVB) olarak adlandırılmaktadır.

Çalışmada SMSM'nin Matlab/Simulink ortamında benzetimi yapılmış ve motor AYK ile kontrol edilmiştir. Motor parametrelerini tahmin etmek için motorun ölçülebilen değerleri olan motor akımları, gerilimleri, motor hızı ve konum bilgileri kullanılmıştır. Uygulanan yöntemin yakınsamasını sağlamak amacıyla d eksen akımına değişken bir akım referansı uygulanmıştır.

Uygulanan yöntemin geçerliliği farklı güçlerde üç ayrı motora uygulanan benzetim çalışmaları ile ortaya konmuştur. Her motor için devre parametrelerinin sıcaklık, akım ve manyetik doyma etkisiyle değişmesi durumları ele alınarak değişen devre parametrelerinin kestirimi yapılmıştır.

1.2. Tezin İçeriği

Birinci bölümde SMSM'nin endüstrideki yerinden bahsedilmiş, çalışmanın amacı ve gerekliliği ortaya konmuştur.

İkinci bölümde SMSM'nin yapısı ve çalışma prensibi anlatılmış, SMSM'lerde kullanılan sabit mıknatıslardan bahsedilmiştir. Ayrıca SMSM'nin matematiksel modeli ortaya konmuş, matematiksel modelde kullanılan eksen dönüşümleri ifade edilmiştir.

Üçüncü bölümde SMSM'nin kontrolünde kullanılan yöntemlerden bahsedilmiş, tezde motor kontrolü için kullanılan Alan Yönlendirmeli Kontrol yöntemi detaylı bir şekilde anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde SMSM devre parametrelerine etki eden faktörler detaylı olarak incelenmiştir.

Beşinci bölümde devre parametrelerinin kestirimi için uygulanan UVB yöntemi ve yöntemdeki ağırlık güncelleme algoritması detaylı bir şekilde açıklanmıştır. SMSM'nin AYK benzetimi yapılmış, farklı güçlerde üç motor için devre parametrelerinin tahmin sonuçları gösterilmiştir.

Altıncı ve son bölümde, tezde uygulanan çevrimiçi parametre tahmin yönteminden elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve gelecek çalışmalar için önerilerde bulunulmuştur.

1.3. Literatür Araştırması

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar hakkında farklı amaçlarla birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalarda araştırmacılar genellikle bu motorların verimliliğini ve performansını nasıl geliştireceklerine odaklanmışlardır. SMSM'de devre parametrelerinin kestirimi de yüksek performanslı kontrolör tasarımı için önem arz etmektedir. Aşağıda SMSM'de parametre kestirimi ile ilgili yapılan bazı çalışmalar sıralanmıştır.

Underwood ve Husain, 2010 çalışmalarında, tekrarlamalı en küçük kareler algoritmasını SMSM'nin uyarlanabilir kontrolü üzerine uyguladılar. Benzetim ve deney sonuçları ile uyarlamalı kontrol yönteminin ve çevrimiçi parametre tahmininin SMSM'nin performansı üzerindeki etkisini ortaya koydular.

Wilson vd., 2010, sargı direncini tespit etmek için, uygun genlik ve fazda akım enjeksiyonu yöntemini kullanan birkaç teknikten bahsetmiştir. Bu işlem, elektromotor kuvveti ile direnç gerilimi arasındaki ilişkiyi açıkça ortaya koymaktadır.

Feng vd., 2011, SMSM'nin hesaplanamayan mekanik parametrelerini tahmin etmek için bir terminal kayma kipli gözlemleyici fikrini önermişlerdir.

Kan Liu vd., 2013, çalışmalarında, SMSM'lerin rotor akısını ve sargı direncini aynı anda tahmin eden başka bir parametre tahmin yöntemi önermiştir. Bu yöntem d-q eksen indüktans değerlerinin bilinmesine gerek duymamaktadır.

Liu ve Zhu, 2013 yaptıkları çalışmada SMSM'de çevrimiçi gerilim ve rotor akısını tahmin etmek için bir yöntem önerdiler. Rotor akı değişimlerini deneysel olarak da gözleyerek yöntemin performansını ortaya koydular.

Popov vd., 2014, SMSM sürücülerinde kullanılabilen dolaylı bir model kullanarak sıcaklığı ölçmek için girişimsel olmayan bir yöntem sundular. Bu yöntem sıcaklığa bağlı kontrol parametrelerine dayandığından, izleme ve koruma için, belirli bir motor sıcaklığı gerekmektedir.

Liu ve Zhu, 2015, bu çalışmada SMSM'ler için mekanik ve elektriksel bazı parametreleri birlikte tahmin etmek için bir yöntem önermiştir. Mekanik parametrelerin, rotorun mıknatıs akısının, viskoz sürtünme katsayısının ve atalet momentinin birlikte tahmini, nominal makine parametrelerinin bilinmesine gerek duyulmadan yapılmıştır.

Sandre-Hernandez vd., 2015, SMSM'de d-q eksen stator indüktanslarını ve stator direncini belirlemek için bir Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) algoritması kullandılar. PSO tanımlama tekniği ile elde edilen sonuçlar, ölçüm ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Kubo ve Tadano, 2016, DGM eviricinin üçgen taşıyıcı dalgasının eşzamanlı olarak örneklenen en yüksek ve en düşük değerlerini kullanan ayrık dinamik modelini kullanarak SMSM için bir parametre tahmin yöntemi önerdiler.

Ramana vd., 2015, SMSM parametrelerini tahmin etmek için kullanılan zıt emk, sinyal enjeksiyonu, durum gözlemcisi, Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) gibi yöntemlerin bir incelemesini sundular. Bu yöntemlerin algılayıcısız kontrollü makineler için de uygun olduğu gösterildi. Çalışmada, elektriksel parametreler çevrimdışı ve çevrimiçi tekniklerle tahmin edilirken, mekanik parametreler sadece çevrimiçi yöntemlerle tahmin edildi.

Reigosa vd., 2016, SMSM'nin mıknatısındaki sıcaklık dağılımını tahmin etmek için zıt Elektromotor Kuvvet (EMK) harmoniklerini kullanmıştır. Başka bir deyişle, mıknatısların en sıcak ve en soğuk kısımları arasındaki sıcaklık farkı ortalama mıknatıs sıcaklığını tahmin etmekte kullanılmıştır.

Fernandez vd., 2016, NdFeB mıknatıslarında mıknatıslanma durum tahmini için yüksek frekanslı sinyal enjeksiyon yöntemini kullanmışlardır. Önerilen yöntem NdFeB, SmCo ve ferrit mıknatıslar kullanılarak da değerlendirilmiştir.

Shah ve Gajjar, 2017, motorların parametre tahminini etkileyen birçok faktörden dolayı, sabit mıknatıslı motorlarda kullanılan farklı yöntemleri karşılaştıran bir çalışma yapmıştır. Çevrimiçi parametre tahmini kullanımının çevrimdışı yöntemlere göre daha etkili olduğu sonucuna varmışlardır.

Reigosa vd., 2017, SMSM'lerde mıknatıs sıcaklık tahmini için zıt EMK ve d-eksen akımına yüksek frekanslı akım enjeksiyon yöntemlerinin karşılaştırmalı bir analizini yapmışlardır. Sonuç olarak, yüksek frekanslı akım enjekte edilen d-ekseni akımı yönteminin, parametre duyarlılığından dolayı zıt EMK yöntemine kıyasla daha yüksek performans sağladığı görülmüştür.

Fernandez vd., 2017, SMSM'de mıknatıs sıcaklığını tahmin etmek için düşük maliyetli hall-etkili sensörleri kullanmanın fizibilitesini araştırdılar. Deneysel sonuçlar, aksenal yön akısının ölçümünün mıknatıs akısına karşı nispeten düşük bir hassasiyet sağladığını göstermiştir.

Feng vd., 2018 tarafından yapılan çalışmada SMSM kararlı hal denklemine dayanan, Kalman filtresi kullanılarak, girişimsel olmayan bir mıknatıs sıcaklık tahmin yaklaşımı

önerilmiştir. Önerilen yaklaşım girişimsel olmayıp, hesaplamalıdır. Deneysel sonuçlar, önerilen yaklaşımın, farklı çalışma koşullarında mıknatıs sıcaklık tahmini için üç derecelik bir tahmin hatasıyla etkili bir yöntem olduğunu göstermektedir.

Aljehaimi vd., 2018, farklı akı yoğunluğu ölçeklerine sahip değişken akılı, içten mıknatıslı SMSM'de çevrimiçi rotor akısı tahmini için yeni bir algoritma önerdiler. Deneysel sonuçlar, yöntemin farklı mıknatıslanma koşulları için değerlendirildiğini ve rotor akısının izlenmesinde tatmin edici bir performans gösterdiğini göstermektedir.

Shiva ve Verma, 2018, Sabit Mıknatıslı Senkron Motor sürücüsünün hız ve parametre tahmini için yeni bir yöntem önerdiler. SMSM'yi kapalı döngüde hız algılayıcısı olmadan çalıştırmak için bazı hız tahmin teknikleri kullandılar. Çalışmada, hızı tahmin etmek için aktif güç tabanlı MRAS kullanıldı.

Xiao ve Griffo, 2019, akım ölçümüne dayanan, mıknatıs akısının çevrimiçi tahmini için standart Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) kullanan basit ve nispeten doğru bir yöntem sundu. Test sonuçları, farklı makine çalışma koşullarında rotor akısı ve sıcaklık için iyi bir tahmin doğruluğuna ulaşılmıştır.

Zwartbol vd., 2019, çalışmalarında bir elektrikli araç güç aktarma organında kullanılan SMSM için bir çevrimiçi motor-parametre tahmincisi önermişlerdir. Çalışmada, ayrık zamanlı dinamik gerilim denklemleriyle birlikte kullanılan özyinelemeli en küçük kareler filtre tekniği önerilmiştir. Önerilen tahmin edici, manyetik doymaya bağlı motor parametre değişimlerini izleyebilmektedir.

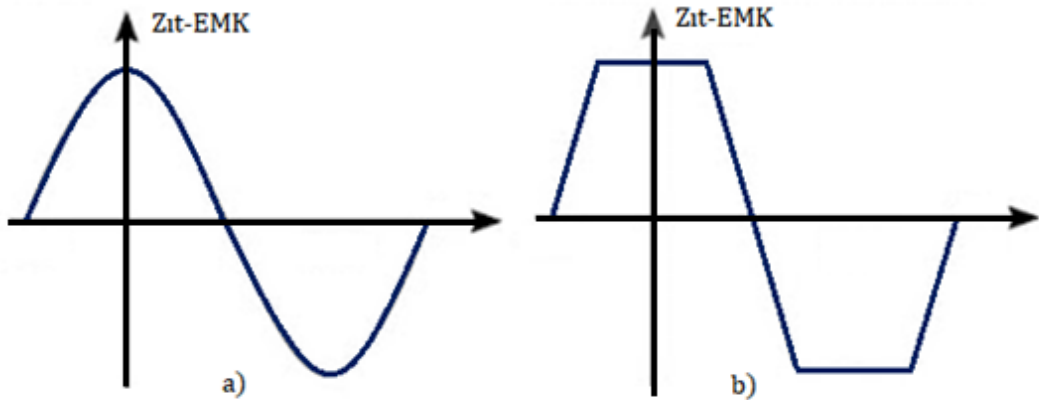
2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

2.1. Giriş

Elektrik motorları geçmişte sadece, pompalar, kompresörler, asansörler, vinçler ve beyaz eşyalarda kullanılırken günümüzde bunlara elektrikli taşıtlar, servo sistemler ve robotik uygulamalar da eklenmiştir.

SMSM'ler diğer motor türlerine göre daha küçük boyutlu ve yüksek verimli olmaları nedeniyle robotik, yürüyen merdiven, asansör, havacılık, yenilenebilir enerji ve elektrikli araçlar gibi birçok endüstriyel alanda tercih edilirler. SMSM'lerin dezavantajları ise bir sürücüye ihtiyaç duymaları ve sabit mıknatıs içermeleri nedeniyle fiyatlarının yüksek olmasıdır. Geleneksel olarak, elektrik motorları hız kontrolü olmadan çalıştırılırken, günümüzde robotik uygulamalar ve elektrikli taşıtlar gibi birçok uygulamada hız ve konum kontrolü için bir sürücüye ihtiyaç duyulur.

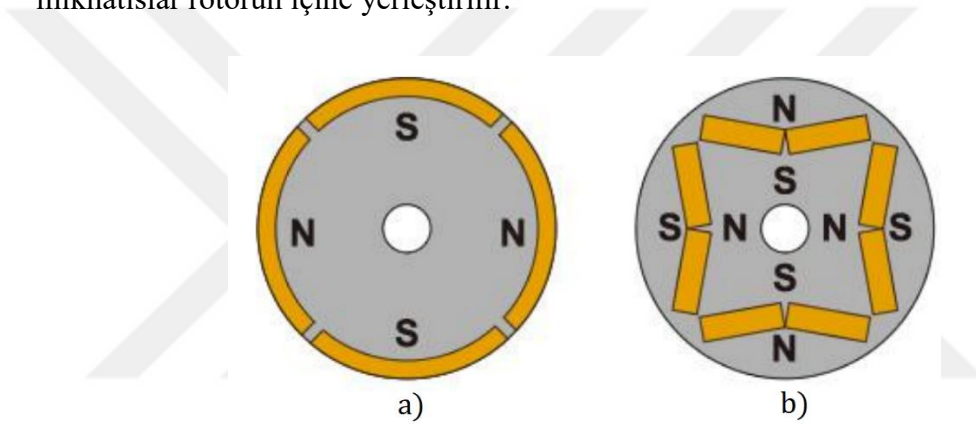
Sabit mıknatıslı makinalar, üretilen zıt emk dalga şekline göre sınıflandırılırlar. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi zıt emk dalga şekli yamuk şeklinde değişiyorsa Fırçasız Doğru Akım Motorları (FDAM), sinüzoidal olarak değişiyor ise Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) adını alır.



Şekil 2.1. Sabit mıknatıslı motorlarda zıt emk dalga şekli a)SMSM b)FDAM.

SMSM'lerde, asenkron motorlarda olduğu gibi manyetik geçirgenliği iyi olan silisyumlu sac paketinden oluşmuş oluklara sarılan üç fazlı döner alan sargıları bulunur. Rotorda ise aynı zamanda motorun kutup sayısını oluşturan mıknatıslar bulunur. Mıknatıslar motor milinin üzerine yerleştirilen manyetik sacların içine veya yüzeyine yerleştirilir. Ayrıca SMSM'lerde motor hızını ve pozisyonunu ölçmek amacıyla algılayıcılar bulunmaktadır.

Şekil 2.2'de görüldüğü gibi SMSM'ler, sabit mıknatısların rotora yerleştirilme biçimlerine göre yüzey mıknatıslı (YSMSM) ve içten mıknatıslı (İSMSM) tip olarak adlandırılır. YSMSM'lerde mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilirken, İSMSM'lerde mıknatıslar rotorun içine yerleştirilir.



Şekil 2.2. Sabit mıknatıslı motorlarda mıknatısların rotora yerleştirilmesi a)Yüzey mıknatıslı b)İçten mıknatıslı.

İçten mıknatıslı motorlarda yüzey mıknatıslı motorlara göre daha yüksek akı yoğunluğu elde edilir ve bu nedenle hava aralığı daha küçük yapılabilir. Yüzey mıknatıslı motorlarda rotor çapı daha küçük yapılabildiğinden atalet momentinin daha düşük olması nedeniyle dinamik davranışları daha iyidir. Yüzey mıknatıslı motorlarda yüksek hızlarda merkezkaç kuvveti nedeniyle mıknatısların yüzeyden kopması tehlikesi olduğundan yüksek hızlarda kullanılması önerilmez.

YSMSM'lerde d eksen indüktansı ile q eksen indüktansı birbirine eşit olduğundan bu tür motorda relüktans moment sıfır kabul edilir. Ancak İSMSM'lerde indüktanslar birbirine eşit olmadığından relüktans moment oluşur.

2.2. Sabit Mıknatıslar

Sabit mıknatıslı motorların yaygınlaşması, manyetik malzemelerin gelişimi ile yakından ilgilidir. Yüksek performanslı sabit mıknatısların keşfedilmeye başlanması ile yüksek güç yoğunluğu, düşük hacim ve ağırlığa sahip yüksek verimli sabit mıknatıslı motorlar üretilmeye başlanmıştır.

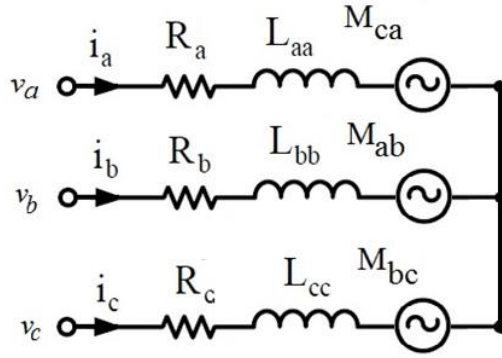
Endüstride erken dönemde kullanılmaya başlanan manyetik malzeme, 1930'larda geliştirilen Al-Ni-Co'dur. Bu manyetik malzeme yüksek manyetik akı yoğunluğu ve daha düşük zorlayıcı kuvvete sahiptir. Sonraları baryum ferrit ve stronsiyum ferritin en yaygın iki türü olduğu ferrit manyetik malzemeler, düşük manyetik akı yoğunluğuna ve yüksek zorlayıcı kuvvet ile Al-Ni-Co'ya göre düşük fiyata sahiptir. Bu da uzun süre lider pozisyonda kalmasını sağlamıştır.

1960'lı yılların ortasında geliştirilen ikinci nesil nadir toprak sabit mıknatıs malzemesi olan samaryum-kobalttır. Bu malzeme, nispeten yüksek kalıcı manyetik akı yoğunluğu ve zorlayıcı kuvvete sahiptir. Curie sıcaklığı 710–800 °C'ye kadardır ve manyetik kararlılığı iyidir. Bununla birlikte, bu alaşımın fiyatı yüksek olduğundan uygulama alanını sınırlamıştır. Bu nedenle, genellikle fiyatın önemli olmadığı havacılıkta ve askeri uygulamalarda kullanılır.

1983 yılında, nadir toprak üçüncü nesil sabit mıknatıs malzemesi Nd-Fe-B'nin bulunması manyetik malzemelerde devrime neden olmuştur. Bu malzeme pahalı alaşım elementleri içermez ve yüksek bir manyetik enerji ürününe sahiptir. Hem neodmiyum hem de samaryum nadir toprak elementler olmalarına rağmen Nd'nin fiyatı düşüktür ve rezervler Sm'ninkinden on kat daha fazladır. Böylece, Nd-Fe-B malzemesi hızlı bir şekilde tanınarak endüstriyel uygulamalarda ve sabit mıknatıslı makinelerde kullanılmaya başlandı (Xia, 2012).

2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Eşdeğer Devresi

Şekil 2.3.'de SMSM'nin abc eşdeğer devresi görülmektedir. Burada R'ler stator sargı dirençlerini, L'ler stator öz indüktanslarını ve M'ler faz sargıları arasındaki karşılıklı indüktansları temsil etmektedir.



Şekil 2.3. SMSM üç faz eşdeğer devre şeması.

Motora uygulanan üç fazlı sinüzoidal gerilimler;

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_m \sin \omega_s t \\
 v_b &= V_m \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\
 v_c &= V_m \sin(\omega_s t + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

devredeki direnç ve indüktanslar eşit kabul edilirse;

$$R_a = R_b = R_c = R_s \quad L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_s \quad M_{ab} = M_{bc} = L_{ca} = M \tag{2.2}$$

Devredeki gerilim ifadeleri matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Her bir sargıya ait sargı faz akıları da aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

(2.4) denklemini (2.3)'te yerine yazılırsa stator gerilim denklemleri elde edilir:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Burada v_a, v_b, v_c stator faz gerilimlerini, i_a, i_b, i_c stator akımlarını, $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ faz sargılarının toplam akılarını, λ_m rotor yüzeyine yerleştirilen sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik akının statora indirgenmiş genliğini, R_s stator sargı direncini, L_s ise öz ve ortak indüktanslardan oluşan senkron indüktansı temsil etmektedir. θ_e rotorun elektriksel yer değiştirmesini ifade etmektedir.

Motor gücü ve üretilen elektromanyetik moment;

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

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

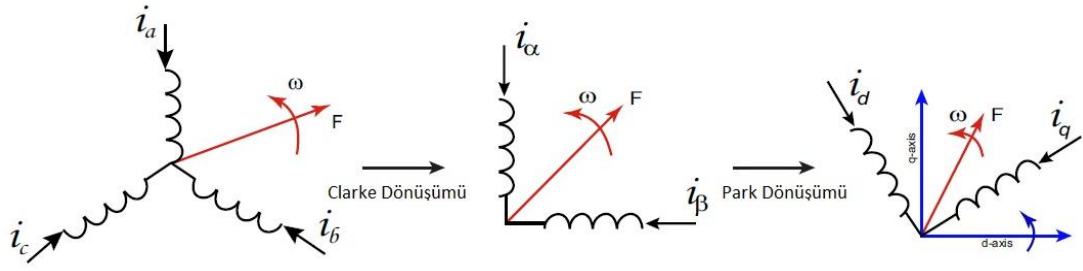
$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}]^T \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} [i_{abc}] + [i_{abc}]^T \frac{\partial [\lambda_{abc}]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (2.8)$$

Moment bağıntısındaki θ_r rotorun mekanik konumunu, p ise motorun kutup çifti sayısını ifade eder.

2.4. Referans Düzlem Dönüşümleri

Sabit mıknatıslı motorlar ve asenkron motorlara vektör kontrol yöntemleri uygulandığında motor indüktansları hızın ve motor konumunun bir fonksiyonu olduklarından karmaşık ifadeleri basitleştirmek amacıyla motor akım ve gerilim denklemlerine referans düzlem dönüşümleri uygulanır. Referans düzlem dönüşümü genellikle üç faz sabit düzlemden iki faz sabit düzleme (Clarke dönüşümü), iki veya üç faz sabit düzlemden iki faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) şeklindedir. Bu referans düzlem dönüşümleri tersinden de yapılabilmektedir.

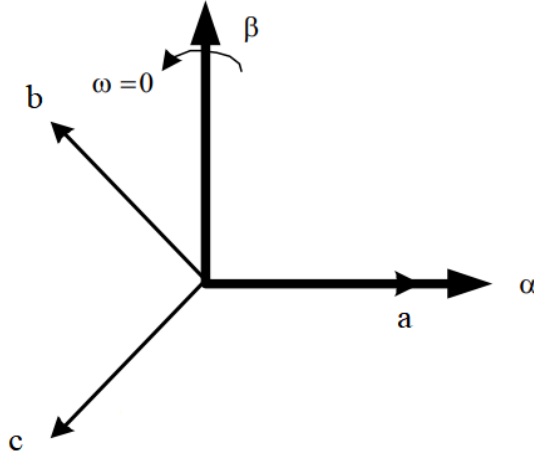
Şekil 2.4'de düzlem dönüşümleri görsel olarak da gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Referans düzlem dönüşümleri.

2.4.1. Clarke Dönüşümü (a,b,c) ↔ (α,β)

Clarke dönüşümü ile üç faz durağan düzleminden iki faz durağan düzleme dönüştürme işlemi yapılır. Şekil 2.5'te de görüldüğü gibi fazör diyagramında a ekseni ile α ekseni aynı yönde kabul edilmiştir. α ve β eksenleri birbirine diktir. abc referans düzleminden α - β düzlemine dönüşüm ifadeleri denklem (2.9)'da, ters dönüşüm ifadeleri denklem (2.10)'da verilmiştir.



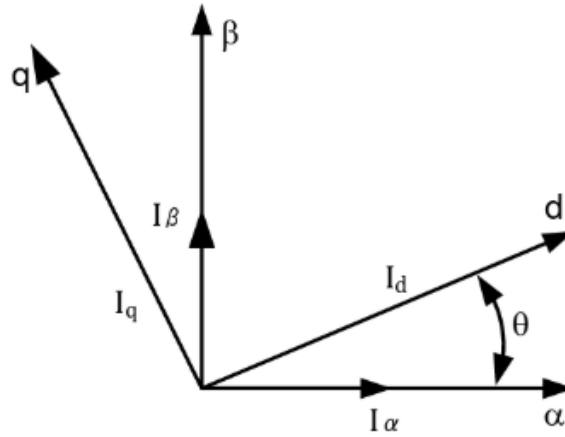
Şekil 2. 5. Clarke dönüşümü.

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

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

2.4.2. Park Dönüşümü (α, β) \leftrightarrow (d,q)

Park dönüşümü ile stator ve rotor değişkenlerini rotor üzerine sabitlenmiş bir referans düzleme oturtulmaktadır. Bu nedenle rotor tarafında tüm değişkenler sabit değerler olarak gözlenebilir. Makine analizinde bir devrim olan Park Dönüşümü, üç fazlı AA makinelerinin gerilim denklemlerinde indüktans değişimlerini ortadan kaldırarak kontrolde büyük kolaylık sağlamaktadır. Park dönüşümüne ait fazör diyagramı Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2. 6. Park dönüşümü.

Clarke dönüşümü ile iç faz durağan düzlemden iki faz döner düzleme dönüştürme işlemi yapılır. α - β referans düzleminde d-q düzlemine dönüşüm ifadeleri denklem (2.11)'de, ters dönüşüm ifadeleri denklem (2.12)'de verilmiştir.

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

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

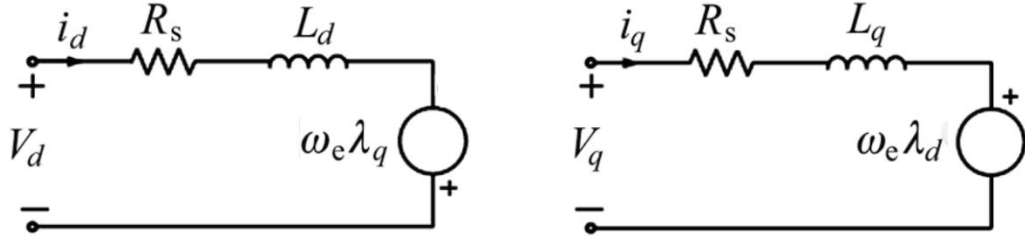
Üç fazlı abc durağan referans düzleminde iki fazlı döner düzleme doğrudan dönüşüm de yapılabilir. Dönüşüme ait ifadeler denklem (2.13)'te, ters dönüşüm ifadeleri denklem (2.14)'ta verilmiştir.

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

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

2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun dq0 Eşdeğer Devresi ve Modeli

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların d-q referans düzlemindeki eşdeğer devresi kullanılarak, serbest uyarımlı DA makinalarına benzer bir model elde edilir. Elde edilen model Şekil 2.7'de gösterildiği gibi bağımsız iki devre gibidir. Böylece motor modeli basit bir hale getirilerek kontrolde büyük kolaylıklar sağlanır.



Şekil 2.7. SMSM'nin d-q referans düzleminde göre eşdeğer devresi.

Motorun abc referans düzleminde ifade edilen gerilim denklemlerine Clarke ve Park dönüşümleri uygulanması halinde d-q referans düzleminde ait gerilim denklemleri elde edilir.

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

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

Denklemlerde V_d ve V_q , d ve q eksen gerilimlerini i_d ve i_q , d ve q eksen akımlarını λ_d ve λ_q ise d ve q eksen akılarını tanımlamaktadır. λ_d ve λ_q ifadeleri için ise;

$$\lambda_q = Li_q \quad (2.17)$$

$$\lambda_d = Li_d + \lambda_m \quad (2.18)$$

eşitlikleri yazılabilir. Bu eşitlikler (2.15) ve (2.16)'da yerlerine yazılacak olursa;

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

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

Motorun dq referans düzlemine göre gerilim denklemleri elde edilir. Yüzey mıknatıslı SMSM'lerde d eksen indüktansı ile q eksen indüktansı yaklaşık olarak birbirine eşit olduğundan moment ifadesinin ikinci kısmı yani relüktans moment sıfıra eşit olacaktır.

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

Dönen makinalar için hareket denklemi ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

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

Bu ifadede ω_r mekanik rotor hızı, J atalet momenti, T_y yük momenti ve B_m ise sistemin sürtünme katsayısıdır.

Motorda elektriksel ve mekanik konum, kutup sayısına bağlı olarak değişmektedir. Motorun elektriksel konum açısı θ_e ile mekanik konum açısı θ_r ve elektriksel hızı ω_e ile mekanik hızı ω_r arasındaki bağıntılar aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\omega_e = d\theta_e/dt \quad (2.23)$$

$$\theta_r = \frac{1}{p} \theta_e \quad (2.24)$$

$$\omega_r = \frac{1}{p} \omega_e \quad (2.25)$$

Motorun d-q eşdeğer devresine ait yukarıdaki eşitlikler kullanılarak SMSM'nin benzetimi yapılır.



3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİ

Sabit mıknatıslı motorlar ile asenkron motorlar gibi üç fazlı AA motorlarında skaler ve vektör kontrol yöntemleri uygulanır. Skaler kontrol yöntemi olarak sabit gerilim frekans oranına dayalı v/f kontrol yöntemi uygulanırken, vektör kontrol yöntemleri olarak genellikle Alan Yönlendirmeli kontrol (AYK) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) yöntemleri kullanılmaktadır.

v/f kontrol yöntemi, akım, hız ve konum algılayıcılarına ihtiyaç duymayan, aynı zamanda pahalı mikro denetleyici kullanımı gerektirmeyen bir yöntem olup, yüksek performans istemeyen uygulamalarda tercih edilir. Vektör kontrol yöntemleri ise yüksek performanslı servo uygulamalar ve elektrikli taşıtlar gibi uygulamalarda tercih edilir.

3.1. v/f Kontrol

Bu yöntemde motora uygulanan gerilim/frekans oranı sabit tutularak motora uygulanan gerilim amaçlanan hıza ulaşınca dek artırılır. SMSM'lerde sensörsüz kontrolde motorun yol alması ve böylece motor hız ve konumunun tahmin edilmeye başlanabilmesi için motora ilk hareketin verilmesi amacıyla da bu yöntem kullanılır. Açışal hız hakkında bilgi dolaylı olarak besleme voltajının frekansından tahmin edilebilir.

Üç fazlı alternatif akım makinalında mekanik hız ifadesi;

$$\omega_r = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (3.1)$$

Statorda indüklenen gerilimin erkin değeri;

$$E_f = \sqrt{2} f_s N_s k_w \lambda_m \quad (3.2)$$

Stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edildiğinde, sürekli hal koşulları için, stator gerilimi statorda indüklenen gerilim ile eşit kabul edilebilir. Bu durumda, manyetik akı ifadesi şöyle yazılabilir.

$$\lambda_m = \frac{E_f}{\sqrt{2}f_s N_s k_w} = c \frac{E_f}{f_s} \quad (3.3)$$

Görüldüğü gibi akıyı sabit tutmak için gerilim/frekans oranının sabit tutulması gerekir. Aksi durumda aşırı uyarma veya yetersiz uyardan kaynaklı sorunlar baş gösterir. Yüksek hızlarda senkronizasyon problemleri oluşabileceğinden bu yöntem tercih edilmez.

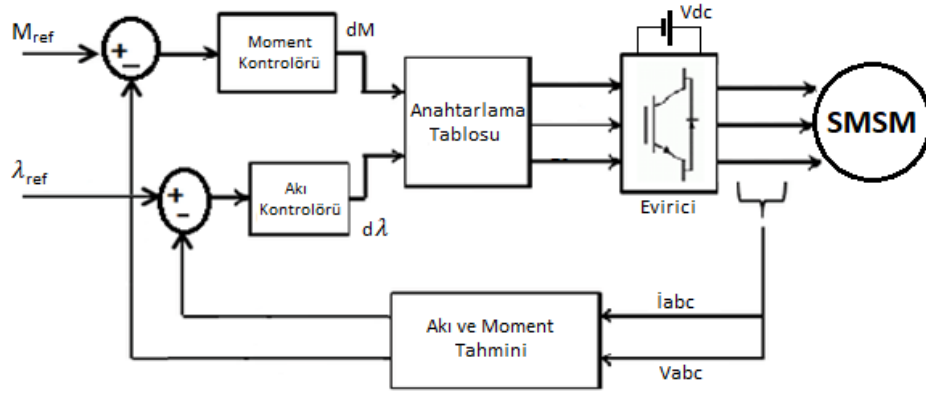
3.2. Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan Moment Kontrolü (DMK), düşük/orta hızlı uygulamalardaki etkinliği nedeniyle bu alanda çalışanların dikkatini çeken bir yöntemdir. Yöntem her an için akı ve momenti kontrol eder, ancak yüksek hızlı uygulamalar için DMK'nın kullanılması zordur. Bunun nedeni, yüksek hızlarda elde edilmesi zor olan yüksek örnekleme oranını gerektirmesidir (Stopa, 2009).

DMK, optimize edilmiş evirici anahtarlarının seçilmesi suretiyle elektromanyetik moment ile stator akısını kontrol etmeyi mümkün kılar. Sözü edilen seçim işlemi, momente daha hızlı yanıt almak için söz konusu akı ve moment histerezis bantlarındaki moment ve akı hatalarını kısıtlar. Şekil 3.1'de DMK kontrol şeması görülmektedir.

SMSM moment kontrolü ile kontrol edilebilir, ancak endüvi akımı ve elektromanyetik moment orantılı olduğu için endüvi akımı denetlenmelidir. Dinamik performansı sağlamak için motor senkron bir hızda döndürülür, rotor akı referansı akım kontrolü ile yönetilir. Sinüzoidal indüktans ve elektromotor kuvveti (emk) varlığında, mıknatis manyetik akısı ve endüvi devresi indüktansı sabit kalır. DMK'nın temel prensibi, referans-gerçek moment farkına ve stator manyetik akısına uygun olan uygun gerilim vektörlerini seçmektir. Bir akım kontrol devresine bağlı olan Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) karşılaştırma devresi, DMK'da uygulanmaz DMK ile DGM

karşılaştırıldığında, DMK'nın hızlı moment tepkisi ve düşük parametre bağımlılığı açısından üstün olduğunu göstermektedir. Eğer başlangıç rotor pozisyonu biliniyorsa, DMK sensörler olmadan da çalıştırılabilir (Özçira vd., 2008).



Şekil 3.1. SMSM'nin doğrudan moment kontrolü şeması

3.3. Alan Yönlendirmeli Kontrol

Siemens Şirketi'nin yıllar önce ortaya koyduğu Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) yöntemi, motorları kontrol etmeyi basitleştirmeyi amaçlamaktadır. DA motorlarının çalışma prensibini göz önünde bulunduran bu yöntem, hem teknik gelişmeler hem de bilimsel araştırmalar için çok önemli olmuştur. AYK ile optimum dinamik yanıt ve aynı zamanda iyi bir kontrol cevabı elde etmek mümkün hale gelmiştir. Kontrol uygulaması, durağan referans düzleminden dönen referans düzlemine vektör dönüşümüne bağlıdır. Başka bir deyişle, AYK, stator akımının, momenti üreten akı bileşenini (I_T) oluşturan mıknatıslanmış bir eleman (I_M) içinde analiz etmesine yardımcı olur. Bu tür bileşenler birbirini ardına ayrılır ve kontrol edilir. Ek olarak, mıknatıslanma bileşeni (I_M) yavaşça değişir ve daha sonra hızlı bir tepki için sabit hale gelir. Başka bir şekilde, diğer bileşen (I_T) hızla değişir. İndüktansı mıknatıslarken I_M 'deki değişikliklerin, I_T 'nin geçici indüktansla değiştiği sonucuna varabiliriz (Yousef ve Abdelmaksoud, 2015).

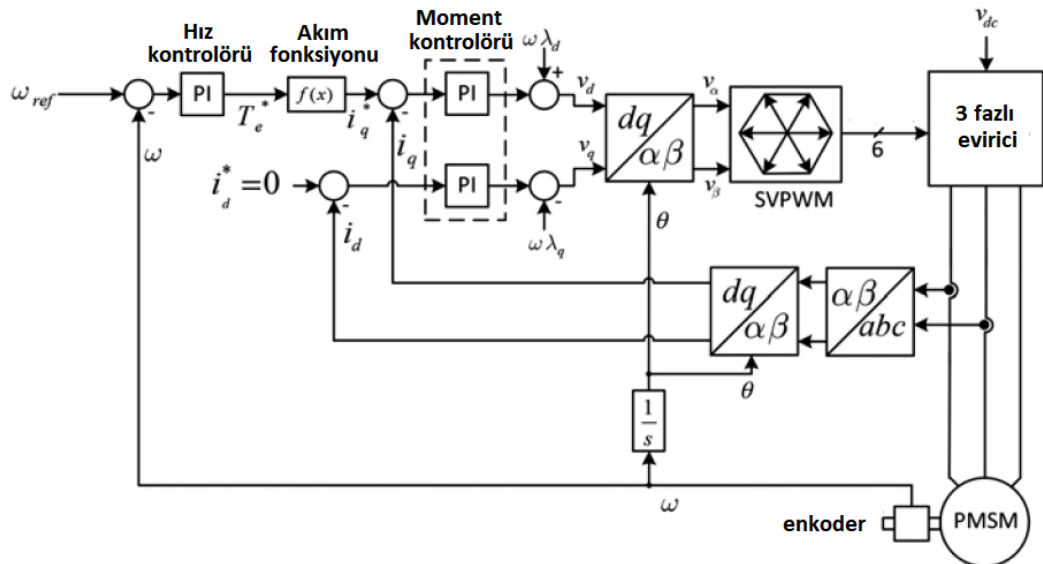
AYK yönteminde hem stator akımlarının fazı, hem de büyüklüğü kontrol edilir. Stator akımı faz/vektör kontrollüdür. Moment ve akı bileşenleri, dinamik ve statik koşullarda ayrılmaya devam eder.

DA makinalarında olduğu gibi AA makinalarının moment kontrolü akım kontrolü ile sağlanır. Ancak kontrol edilmesi gereken akımın hem faz açısı hem de genliği olduğundan yöntem vektör kontrol yöntemi adını almıştır. Uzay-vektör teorisini kullanarak, AA makinalarda moment üretim kavramı, DA makinalarındakine benzer şekilde değiştirilebilir. DA makinalarında moment, endüvi akımına i_a (moment üreten akım) ve alan akımına i_f (alan üreten akım) bağlıdır. Böylece moment ile akı arasında ayrışma elde edilebilir.

$$T_e = K i_f i_a = K_1 \psi_f i_a \quad (3.4)$$

Burada K ve K_1 sabitlerdir ve ψ_f , ise manyetik akıdır. Moment kontrolü, endüvi akımını hızla değiştirmek suretiyle yapılabilir ve alan akımı sabit tutulursa yüksek dinamik moment tepkisi elde edilir.

Denklem (3.4), eğer motor denklemleri rotor akı vektörünün hızıyla dönen bir koordinat sisteminde ifade edilirse, AA makinelerinin moment üretimine de uygulanabilir. SMSM veya herhangi bir AA motor için genel AYK blok şeması, Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrolü

3.4. Eviriciler

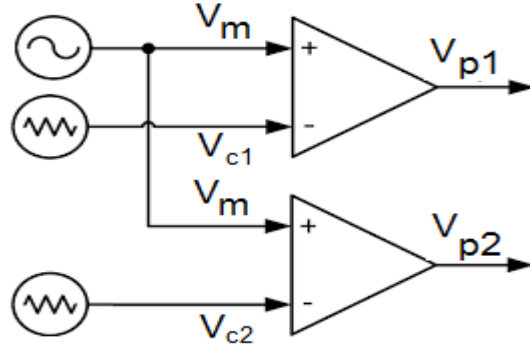
Gerilim beslemeli eviriciler, ortalama gücün DA gerilim tarafından değişken frekans ve genlikte AA gerilim tarafına aktığı güç elektroniği dönüştürücüleridir. Ayarlanabilir hız sürücülerinde yaygın olarak kullanılırlar ve iyi tanımlanmış bir anahtarlama gerilim dalga formu ile karakterize edilirler. AA gerilim frekansı, uygulamaya bağlı olarak değişken veya sabit olabilir.

3.5. Darbe Genişlik Modülasyonu

Güç sistemlerinde yaşanan önemli gelişmelerle birlikte sürücüler, günümüzde Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) yöntemlerine dayanan güç çevirici cihazları ile donatılmıştır. Motorları sürmek için DGM eviricileri kullanıldığında, gerilimin frekansını ve genliğini aynı anda kontrol etmek mümkündür. Güç anahtarlarının kaplarına uygulanan DGM sinyalleriyle yönetilebilen bir DGM dönüştürücüsü ile güç transferi histerisiz DGM, Sinüzoidal DGM ve nispeten yeni bir teknik olan Uzay Vektör DGM (UVDGM) dahil olmak üzere çeşitli DGM metodolojileri ile sağlanabilir. Bahsedilen teknikler genellikle farklı endüstriyel motorları çalıştırmak için uygulanır. Sonuç olarak, DGM çeviriciler tarafından desteklenen motor sürücülerini daha verimlidir ve sabit frekanslı motor sürücülerine kıyasla daha iyi performans gösterir (Sahitya vd., 2011).

3.5.1. Sinüzoidal DGM

Her evirici bacağı için iki ayrı karşılaştırmacı kullanılırken, her biri vp_1 ve vp_2 olarak adlandırılan bir sürüş sinyali sağlanır. Şekil 3.3'de gösterildiği gibi, farklı modülasyon tekniklerinden birini seçme seçeneği vardır. Yöntemde modüle edici bir sinyal ve birkaç taşıyıcı sinyal kullanır (Bellini ve Bifaretti, 2005).

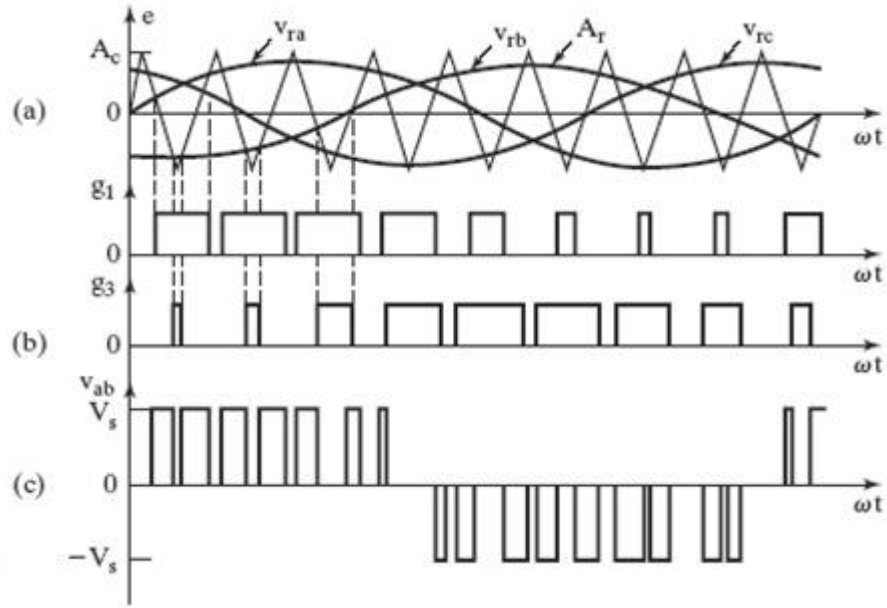


Şekil 3.3. Yaygın olarak kullanılan Sinüzoidal DGM blok şeması.

Evirici çıkış frekansını (f_r) hesaplamak için referans sinyal frekansı (f_{cr}) kullanılır. Taşıyıcı sinyal ile 120° faz farkına ve eşit genliğe sahip üç referans dalgası (V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}) karşılaştırılır. Referans ve taşıyıcı frekansları, aşağıda belirtilen frekans modülasyon oranı (M_f) bağıntısı vardır.

$$M_f = \frac{f_{cr}}{f_r} \quad (3.5)$$

Burada f_r referans frekansı gösterirken, f_{cr} taşıyıcı frekansını (üçgen dalga biçiminde) gösterir. Referans sinyalleri (V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}), taşıyıcı sinyalle (V_{tri}) karşılaştırılır ve kapı sinyalleri (g_1, g_2, \dots, g_6) üretilir. Şekil 3.4'te gösterildiği gibi faz-faz gerilimleri (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})'yi elde etmek için V_s ile çarpılırlar (Show ve Parthiban, 2015).



Şekil 3.4. a) Referans sinyal ile taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması b) Kapı sinyallerinin elde edilmesi c) V_{ab} faz-faz geriliminin elde edilmesi.

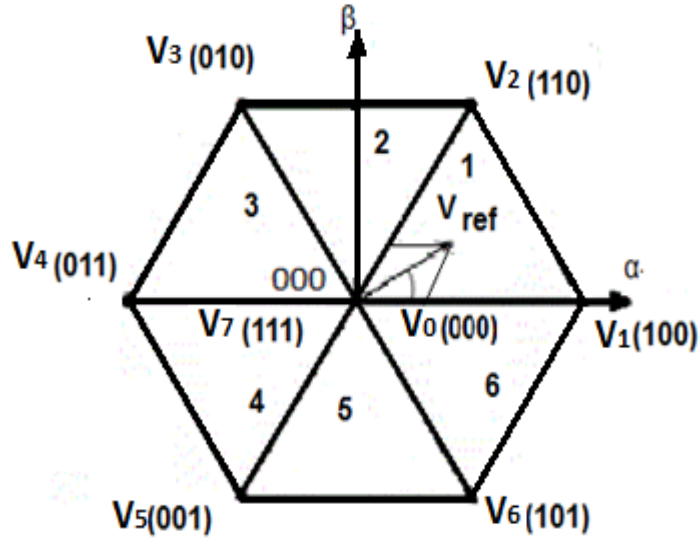
3.5.2. Uzak Vektör DGM

DGM yaklaşımı, durgun referans düzlemde gerilimi uzak vektörüyle temsil etme prensibine dayanır. Eviricinin çıkışında (V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}) gerilimleri istendiğinde, Clarke dönüşümü vasıtasıyla iki faz düzlemde V_α ve V_β gerilimleri elde edilir (Analog Devices Inc., 2000).

$$\vec{V} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_{A0}\vec{a}^0 + V_{B0}\vec{a}^1 + V_{C0}\vec{a}^2) \quad \vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.6)$$

Sabit bir referans düzlemde, dengeli bir üç fazlı gerilim seti, açısal hız $\omega = 2\pi f_{ref}$ olduğundan, sabit genliğe sahip bir uzak vektörüyle gösterilir.

Bu durumda eviricinin altı aktif durum vektörü ve iki sıfır vektör ile temsil edilen sekiz olası durumu vardır ve aktif vektörler bir altıgen oluştururlar. Her bir anahtarlama döngüsünde, anahtarlama işlemi referans vektöre yakın olan sıfır ve aktif durum vektörleri arasında gerçekleştiğinden uzak vektör modülasyonu dönen referans vektörüne yaklaşır. Güç cihazlarında minimum etkin anahtarlama frekansını korumak için, vektörler arasındaki geçiş dizisi her adımda bir bacağı etkilenecek şekilde düzenlenir.



Şekil 3.5. Uzak vektör gösterimi.

Altı aktif durum (sıfır olmayan durumlar) uzak vektörleri yoluyla şu şekilde ifade edilmiştir:

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k=1,2,3,\dots,6 \quad (3.7)$$

Anahtarlama periyodu boyunca (T_s), ortalama uzak vektörü \vec{V}_{ref} tanımlanabilir. Eğer T_s küçükse, \vec{V}_{ref} verilen aralık içinde neredeyse sabit olacaktır. Bu vektör, makine davranışını tanımlar

Sürekli bir uzak vektör modülasyonu, altıgen içindeki her \vec{V}_{ref} vektörü için, sıfır vektörler (0 ve 7) ile bitişik aktif vektörlerin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu ile ifade edilebilir. Böylece, istenen referans vektörü, dört evirici durumu arasında anahtarlama yaparak her döngüde elde edilebilir.

Şekil 3.4'te açıkça görüldüğü gibi \vec{V}_{ref} k sektöründe iken \vec{V}_k ve \vec{V}_{k+1} bitişik aktif vektörleri arasında bulunmaktadır ve $k=6$ ise $k+1=1$ değerini almaktadır. Minimum anahtarlama frekansını ve optimum harmonik performansı elde etmek için, durum dizisinin düzenlenmesi, durumları anahtarlamanın sadece tek bir evirici bacağına değiştirilmesi suretiyle yapılır. Sıralama sıfır durumuyla başlar, bu durum evirici kutupları diğer sıfır durumuna ulaşana kadar devam eder. Döngünün tamamlanması

için, bahsedilen sıralama ilk sıfır-durumla bitecek şekilde tersine çevrilerek bir anahtarlama periyodu tamamlanır. Örneğin, referans vektör birinci sektörde olduğunda, durum dizisi 0127210 sıralaması ile olurken, referans vektör dördüncü sektördeyken 0547450 sıralaması olur.

Her modülasyon stratejisinde uzay vektörün merkezi kısmı hem sıfır, hem de aktif durumlar ile ifade edilir. Uygulanan ortalama gerilimin istenen değere eşit olup olmadığını hesaplamak mümkündür.

Aşağıdaki denklemde T_k , \vec{V}_k vektörünün yarı anahtarlama süresini, gösterirken, T_0 sıfır vektörün yarı anahtarlama süresini gösterir. Bu durumda;

$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (3.8)$$

$$\frac{T_0}{2} + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (3.9)$$

\vec{V}_{ref} sabit kabul edildiğinde $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$ olduğu kabul edilebilir. Aynı zamanda, \vec{V}_k ve \vec{V}_{k+1} vektörleri de sabit olur. Bu durumda (3.8) denklemi aşağıdaki gibi basitleştirilebilir.

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (3.10)$$

Denklem (3.6)'daki referans vektörün reel ve sanal kısımları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_d \left(T_k \begin{bmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \right) = \frac{2}{3} V_d \begin{bmatrix} \cos \frac{(k+1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k+1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Burada k, referans vektöründen belirlenebilir.

$$\alpha = \arg \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Bu durumda;

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \arg \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \leq \frac{k\pi}{3} \quad (3.13)$$

Tek sayılı sektörlerde her periyotta $\vec{V}_0 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_7 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_0$ sıralaması şeklinde yapıldığında mümkün olan en küçük komütasyon sayısına ulaşılır. Çift sayılı sektörlerde ise, aktif vektörlerin sıralaması, tek sayılı sektördekinin tersine $\vec{V}_0 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_7 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_0$ şeklinde düzenlenir.

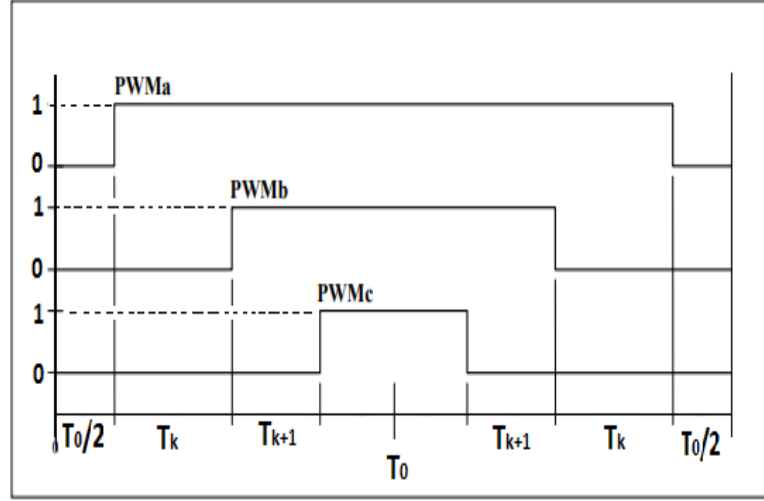
Süreler, (3.11) denkleminde süreler hesaplanacak olursa;

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_d} \cdot \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

T_0 , toplam sıfır vektör süresini ifade etmektedir. Bu süre, iki sıfır vektörü olan \vec{V}_0 ve \vec{V}_7 arasında eşit bir şekilde paylaşılabilir.

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (3.15)$$

Referans vektörün 1. Sektörde olması durumu için anahtarlama dizisi ve buna ilişkin DGM sinyalleri Şekil 3.6'da gösterilmiştir:



Şekil 3.6. Referans vektörün 1. Sektörde olması durumu için anahtarlama dizisi ve buna ilişkin DGM sinyalleri.

Sinüzoidal faz gerilimleri üretmek için dengeli bir sistemin istendiğini varsayarsak, dairesel bir uzay vektör oluştuğu varsayılır. Bu durumda;

$$\vec{V}_{ref} = |\vec{V}_{ref}| e^{j\omega t} = |\vec{V}_{ref}| \cdot (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) \quad (3.16)$$

Burada, ω istenen faz gerilimin açısal frekansını ve $|\vec{V}_{ref}|$ ise referans gerilimin genliğini ifade eder. Bu durumda (3.14) denklemini;

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{vd} \cdot T_s \cdot \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$, ve sektör 1 için aktif vektörlerin anahtarlama süreleri aşağıdaki gibi basitleştirilebilir.

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{vd} T_s \begin{bmatrix} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \omega t \right) \\ \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Evirici kutup gerilimlerinin bir anahtarlama periyodu boyunca ortalaması aşağıdaki gibi olur.

$$V_{A0}(\omega t) = \frac{V_d}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{2} + T_1 + T_2 + T_0 + T_2 + T_1 - \frac{T_0}{2} \right) = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}_{ref}|}{2 v_d} V_d \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

$$V_{B0}(\omega t) = \frac{V_d}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{2} + T_1 + T_2 + T_0 + T_2 + T_1 - \frac{T_0}{2} \right) = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}_{ref}|}{2 v_d} V_d \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

$$V_{C0}(\omega t) = -V_{A0}(\omega t) \quad (3.19)$$

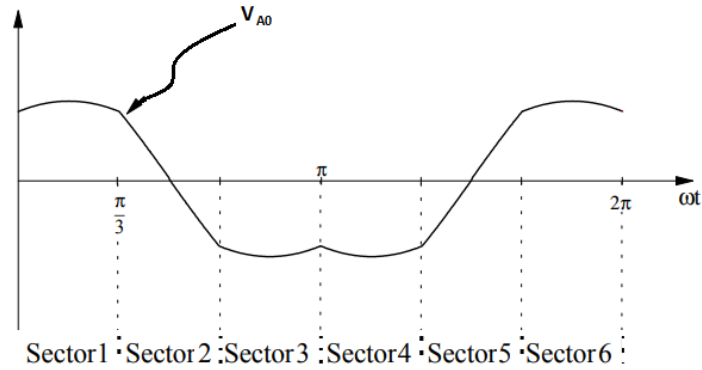
(3.11) denklemini çözüldüğünde aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\begin{aligned} V_{A0}(\omega t) &= \frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{V}_{Ref}| \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} \\ &= \frac{3}{2} |\vec{V}_{Ref}| \cos & \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{V}_{Ref}| \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) & \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{V}_{Ref}| \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \pi \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3} \\ &= \frac{3}{2} |\vec{V}_{Ref}| \cos \omega t & \frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3} \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{V}_{Ref}| \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) & \frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$V_{B0}(\omega t) = V_{A0}(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{C0}(\omega t) = V_{A0}(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

Bu durumda $V_{A0}(\omega t)$ 'nin değişimi Şekil 3.7'deki gibi olur.



Şekil 3.7. İdeal uzay vektör modülasyonunda bir faza ait evirici faz gerilimi.

(3.19) denklemi, faz-faz gerilimini elde edecek şekilde yeniden düzenlenirse;

$$V_{AB}(\omega t) = V_{A0}(\omega t) - V_{B0}(\omega t) = \sqrt{3}|\vec{V}_{Ref}| \sin(\omega t + \frac{\pi}{3})$$

$$V_{BC}(\omega t) = V_{AB}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (3.21)$$

$$V_{CA}(\omega t) = V_{AB}(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

faz-faz gerilimleri elde edilir.



4. SMSM EŞDEĞER DEVRE PARAMETRELERİNİ ETKİLEYEN FAKTÖRLER

4.1. Giriş

SMSM'lerde bazı kontrol yöntemleri motorun eşdeğer devre parametrelerine bağımlıdır. Kontrol performansının yüksek olması, bu parametrelerin değerlerinin tam olarak bilinmesine bağlıdır. Motor üreticileri bu değerleri standart çalışma koşulları altında belirlerler. Ancak farklı çalışma koşullarında, özellikle sıcaklık ve manyetik doymaya bağlı olarak parametre değerleri değişkenlik gösterir. Bu durumda konum algılayıcısız kontrol yöntemleri gibi parametre bağımlı yöntemlerde kontrol performansı azalır.

4.2. Sıcaklığın Sargı Direnci Üzerindeki Etkisi

Artan güç yoğunluğuyla birlikte, elektrik motorunun sıcaklığı artar ve ciddi bir hale gelir. Motor sargı sıcaklığı sıcaklığının artması, sargı yalıtkanlarının ısıl yaşlanmasını hızlandıran tehlikeli bir seviyeye ulaşabilir (Xia vd., 2019).

Son zamanlarda, elektrik motorlarının sıcaklığı ve sıcaklık dağılımları üzerine birçok araştırma yapılmıştır. Bu çalışmalarda elde edilen tahmini ve gerçek parametreler arasındaki farklar, birçok nedenden kaynaklanmaktaysa da temel sebepler akım artışı ve motor dönüş hızıdır.

Sıcaklık, SMSM'nin motorun parametrelerini oldukça etkiler; Ayrıca, sıcaklık farkı motor tahrik kontrolörünün performansını da etkiler. Parametre tahminlerinde sıcaklığın etkisi göz ardı edilemez. Gerçek motor sıcaklığı bilinir veya kaydedilirse, parametre değerlerini düzeltmek veya ayarlamak daha kolay hale gelir; Bu nedenle, sıcaklık değişimlerinden kaynaklanan tahmin hatalarından kaçınılabılır. Stator direnci sıcaklıkla birlikte normal değerine göre yaklaşık %40'a kadar değişebilir.

Stator sargısındaki sıcaklık artışı, farklı olumsuz etkilere de neden olabilir, Stator sargısının yalıtımını bozarak motorda kalıcı hasarlar oluşturabilir.

Stator direnci üzerindeki sıcaklık etkisi şu şekilde modellenebilir:

$$R_{(T)} = R_0(1 + \alpha(T - T_0)) \quad (4.1)$$

Burada, R_0 , T_0 sıcaklığındaki direnci, α ise iletkende kullanılan malzemeye bağlı bir sabittir. $R_{(T)}$, T sıcaklığındaki direnci ifade eder.

4.3. Sıcaklığın Sabit Mıknatıslar Üzerine Etkisi

Tüm manyetik malzemeler, ortam sıcaklığının değişiminde akı yoğunluğunda bir değişiklik yaşarlar. Örneğin, ferrit hariç çoğu mıknatısta, sıcaklık düştükçe akı yoğunluğunda bir artış görülür ve ferrit dahil tüm mıknatısların performansı sıcaklık artışıyla birlikte azalır. Bu kayıp performansın soğuma ile geri kazanılıp kazanılmayacağı, malzemenin maksimum çalışma sıcaklığına ve mıknatısın maruz kaldığı sıcaklığa bağlıdır.

Tablo 4.1. Farklı sabit mıknatıs türlerine sıcaklığın etkisi.

	Ferrit	Alnico	SmCo		NdFeB	
	Ceramic 8	Alnico 5	1-5	2-17	Yapıştırma	Sinterleme
(BH)_{max} [MGOe]	3.8	5.5	20	26	10	43
Br [kG]	4	12.5	9	10.4	6.9	13.4
B_r %/°C	-0.18%	-0.02%	-0.045%	-0.035%	-0.105%	-0.12%
H_{ci} [kOe]	3.3	0.64	30	25	9	15
H_{ci} %/°C	+0.4%	-0.015	-0.3	-0.3	-0.4	-0.6

Yüksek sıcaklıklara maruz kaldıklarında mıknatısların yaşadığı üç tip performans kaybı vardır.

- **Geri dönüşlü kayıp:**

Geri dönüşlü kayıp, mıknatısın maksimum çalışma sıcaklığına kadar ortamın üzerinde yaşadığı her derece sıcaklık artışı için meydana gelir. Mıknatıs soğudukça performans önceki seviyeye döner.

- **Geri dönüşü olmayan kayıp:**

Bir mıknatıs maksimum çalışma sıcaklığının üstünde, ancak Curie sıcaklığının altında ısıtıldığında, performansta geri dönüşü olmayan kayıplar yaşayacaktır. Bu, mıknatıs daha sonra soğutulursa, performansının ısıtılmadan önceki performansından daha zayıf olacağı anlamına gelir. Geri dönüşü olmayan bir kayıp yaşayan bir mıknatıs, teorik olarak orijinal gücüne yeniden getirilebilir, ancak bu uygun maliyetli bir süreç değildir. Geri dönüşümsüz kayıp, tek tek manyetik alanların mıknatıslanmasını tersine çeviren yüksek sıcaklığın bir sonucudur. Bu, geri dönüşü olmayan kaybın sadece bir kez gerçekleştiği anlamına gelir; aynı termal döngü tekrarlanırsa, her bir etki alanı mıknatıslandıktan sonra yalnızca bir kez geri alınabileceğinden ek bir kayıp olmaz.

- **Kalıcı Hasar**

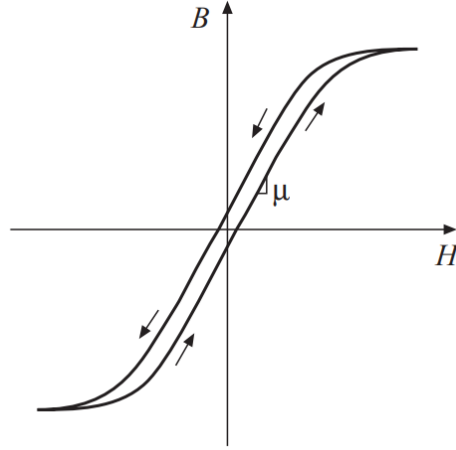
Bir mıknatıs Curie sıcaklığının üzerinde ısıtıldığında kalıcı manyetik performans kaybı yaşanır. Bu noktada manyetik bölgeciklerin yapısı değişir ve kendini korumaya alır, bu da yeniden manyetikleştirme ile onarılamayan kalıcı manyetik hasara yol açar. Kalıcı manyetik malzemelerin Curie sıcaklığı genellikle veri sayfalarında belirtilir,

SMSM'lerde genellikle NdFeB mıknatıslar kullanılmaktadır. Standart sınıf NdFeB mıknatısların maksimum çalışma sıcaklığı 80 °C'dir. Bunun üzerindeki sıcaklıklarda performansta geri dönüşü olmayan kayıplar yaşayacaklardır. Daha yüksek maksimum çalışma sıcaklıklarına sahip yüksek sıcaklıktaki NdFeB mıknatıslar da mevcuttur ve bunlar standart sınıfın adından sonraki bir sonekle tanımlanır (URL-1).

4.4. Manyetik Alanın Etkisi

Farklı malzemelerde ve değişken ebat, şekil ve yapıdaki nüvelerde manyetik alanın indüklenmesi ile ilgili sınırlamalar vardır. Manyetik doyma, uygulanan manyetik alan şiddetinin (H) artırılması durumunda, manyetik akı yoğunluğu (B)'nin aynı oranda artmaması durumunun ortaya çıkmaya başlamasıdır. Bu durum nüve kalınlığının artırılması ile değiştirilebilir. Bununla birlikte, bu değişiklikler büyük olasılıkla maliyet, kütle ve üretim kolaylığını etkileyecektir. Bu nedenle tasarım aşamasında malzemelerin manyetik doygunluğunu anlamak ve kontrol etmek faydalıdır. Şekil

4.1’de manyetik malzemeye ait B-H eğrisi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi manyetik alan şiddet H ile manyetik akı yoğunluğu B belirli bir noktaya kadar doğru orantılı olarak değişirken, belirli bir noktadan sonra malzemenin doyuma uğramasıyla birlikte manyetik alan şiddetinin artmasına rağmen manyetik akı yoğunluğu çok az değişmektedir.



Şekil 4.1. Manyetik malzemelere ait B-H eğrisi.

Manyetik akı doygunluğu, sanayide kullanılan SMSM’lerde önemli bir role sahiptir. Bu durum, motor verimini, moment/amper oranını, moment doğrusallığını, moment değişimlerinin pratik sınırlarını önemli ölçüde etkiler (Lorenz ve Novonty, 1990).

Ek olarak, mıknatıslanma indüktansı (L_m), manyetik akı doygunluğu nedeniyle değişebilir. Bu durum, sabit kaçak endüktansların (L_{s1}, L_{r1}) varlığında dahi rotor öz endüktansı ($L_r = L_{r1} + L_m$) ile stator öz endüktansını ($L_s = L_{s1} + L_m$) değiştirir.

SMSM’de d-q eksen akımlarının artması d-q eksen indüktanslarının azalmasına neden olur. Manyetik akı doygunluğu motor indüktanslarının daha hızlı bir şekilde düşmesine yol açar (Kazerooni vd., 2013).

5. SMSM'İN EŞDEĞER DEVRE PARAMETRELERİNİN ÇEVİRİMİÇİ KESTİRİMİ

Konum ve hız algılayıcısız kontrol ve DMK gibi uygulamalarda güvenilir ve yüksek performanslı SMSM sürücüleri elde etmek için kesin motor parametrelerini bilmek önemlidir. Motor devre parametreleri, motorun çalışması sırasında sıcaklığa ve akıma bağlı olarak değişir. Sargı direnci sıcaklığa göre değişmekle birlikte, SMSM'nin indüktansları akıma göre değişir. Motorlar yüke bağlı olarak farklı akımlar çekerken, motor sargı dirençleri de sıcaklığa bağlı olarak değişir. Bu nedenle motorun çalışması esnasında değişen devre parametrelerinin bilinmesi önem arz etmektedir.

Parametre tahmini için çevrimdışı ve çevrimiçi yöntemler kullanılmaktadır. Çevrimdışı yöntemler genellikle motor duruyorken veya belirli şartlarda döndürülerek alınan ölçümler kullanılarak yapılan hesaplamalara dayanmaktadır. Çevrimiçi yöntemlerde ise motorun çalışması esnasında parametreler anlık olarak tahmin edilmektedir.

5.1. Uyarlı Veri Birleştirme Algoritması

Bu çalışmada, SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmini Uyarlı Veri Birleştirme (UVB) algoritması kullanılarak yapılmaktadır. UVB algoritması, birden çok verinin doğrusal olarak birleştirilmesi esasına dayanır. Veriler, çevrimiçi olarak bu verileri tanımlayan dış bükey kümeler üzerine izdüşümler yapmaya dayanan aktif birleştirme yöntemiyle birleştirilir. Bu yöntemde verilerin ağırlıkları çevrimiçi olarak her an güncellenmekte, veriler doğrusal olarak birleştirilmektedir.

UVB yöntemi çevrimiçi olarak çalışan uyarlı bir yöntem olduğundan motorun çalışması esnasında oluşabilecek parametre değişikliklerine de duyarlıdır. SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmininde d-q eksen gerilim bağıntıları kullanılmaktadır. Bu bağıntılarda bulunan eşdeğer devre parametreleri UVB algoritması kullanılarak tahmin edilmektedir. SMSM'nin d-q referans düzlemine göre gerilim denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

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

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

(5.1) denkleminde SMSM'nin r_s , L_d ve L_q parametreleri bulunmakta iken, (5.2) denkleminde bu parametrelere ek olarak λ_m parametresi de bulunmaktadır. Denklemlerde her bir farklı parametre farklı bir ağırlık (w_i) olarak kabul edilir. Denklemlerde eşdeğer devre parametrelerine çarpan olarak, d-q eksen akımları, bu akımların türevleri ve hız değeri ile bunların birbiriyle çarpımlarından oluşan ifadeler bulunmaktadır. Bunlar da devre parametrelerinin tahmininde giriş değerleri (X_i) olarak adlandırılmaktadır. y_i ifadesi de d-q eksen gerilimlerinin tahmin değerini oluşturmaktadır. Bu durumda denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y_1 = w_1 \cdot X_1 + w_2 \cdot X_2 - w_3 \cdot X_3 \quad (5.3)$$

$$y_2 = w_4 \cdot X_4 + w_5 \cdot X_5 + w_6 \cdot X_6 + w_7 \cdot X_7 \quad (5.4)$$

Bu denklemlerde w_1 ile w_4 r_s 'yi, w_2 ile w_6 L_d 'yi, w_3 ile w_5 L_q 'yu ve w_7 ise λ_m 'i temsil etmektedir. Başlangıçta tüm ağırlık değerleri sıfır kabul edilerek tahmine başlanır. Ancak tahmine bilinen parametre değerleriyle başlanması tahmin süresini oldukça kısaltmaktadır. Bu çalışmada algoritmanın etkinliğinin daha iyi test edilmesi amacıyla ağırlık değerleri başlangıçta sıfır olarak alınmıştır. Her bir örnekleme zamanı (T_s) süresince ağırlıklar güncellenerek yeni değerler hesaplanır. Tahmin değerlerinden elde edilen V_d ve V_q değerleri gerçek değerlerle karşılaştırılır ve aradaki fark hata terimini oluşturur. Her T_s süresinde iki farklı denklemden elde edilen λ_m (w_7) dışındaki ortak parametre değerlerinin aritmetik ortalaması alınarak tahmine bu değerler ile devam edilir. Böylece, tahmin edilen parametre değerlerinin her iki denklemini de sağlaması sağlanarak en doğru tahmini yapmak amaçlanmaktadır.

Uygulanan yöntemde d-q referans düzlemine ait akım, gerilim ve hız ifadeleri kullanılmaktadır ve bu değerler içerdikleri yüksek frekanslı harmonikler dışında sabit değerlerdir. SMSM'nin AYK ile kontrolünde d eksen akımı referans değeri sıfır olarak alınmaktadır. Ancak, uygulanan yöntemin yakınsamasını sağlamak amacıyla d eksen

akımı referans değeri olarak 1,5 V maksimum değere sahip sıfır ortalama değerli üçgen dalga referansı kullanılmıştır. Böylece yöntemin tek bir çözüme yakınsaması sağlanmıştır.

SMSM'nin parametre değerlerini temsil eden bu ağırlıklar Normalize edilmiş En Küçük Kareler (N-EKK) yöntemi kullanılarak sürekli olarak güncellenmektedir. Parametre tahmin algoritması, birden fazla alt veriye ait karar değerlerini doğrusal olarak birleştirme temeline dayanmaktadır.

5.2. Ağırlıkların Güncellenmesi

Alt verilerin N adet alt girişten X_1, X_2, \dots, X_N oluştuğunu varsayalım. n zaman adımında her alt giriş, örnek bir x girdisi için, $(X(x, n) \in \mathbb{R})$ giriş değerini oluşturur.

$X(x, n) = [X_1(x, n) \dots X_N(x, n)]^T$ ifadesi, x girdisi için, alt girişlerin n zaman adımındaki değerinin vektörünü ifade eder. $w(x, n) = [w_1(x, n) \dots w_M(x, n)]^T$ ise o andaki ağırlık vektörü olarak ifade edilebilir. Bu durumda $y(x, n)$ değerinin tahminini giriş değerleri ile onların ağırlıklarının çarpımı olarak aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz(Erken vd., 2016).

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

Tahmin edilen $\hat{y}(x, n)$ ile olması gereken değer $y(x, n)$ arasında fark olacaktır. Bu fark, hata: $e(x, n) = y(x, n) - \hat{y}(x, n)$ olarak tanımlanır. Her bir girişe ait ağırlık vektör değerleri, ortalama karesel hata (OKH) değerinin minimize edilmesi ile güncellenir.

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

Burada E beklenti operatörüdür. (5.6) denkleminin ağırlığa göre türevi alınarak sıfıra eşitlenecek olursa;

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

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

Bu durumda N adet denklem dizisi elde edilir. Denk.(5.7)'deki gradyan, Denk.(5.6)'yi minimize etmek amacıyla yinelemeli bir çözüm elde etmek için en dik iniş algoritması adı verilen bir tür optimizasyon algoritması içinde kullanılabilir.

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

Burada λ adım boyunu ifade etmektedir. Denk.(5.9)'deki beklenti değerlerinin anlık değerlerin kullanılması kolaylık sağladığından denklemdeki beklenti değerlerinin yerine anlık değerler yazılabilir.

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

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

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

Burada α_{max} , R'nin en büyük özdeğeridir.

Denk.(5.10)'daki λ terimi aşağıdaki ifadeyle değiştirilebilir.

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

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

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

elde edilir. Burada μ güncelleme parametresidir ve normalize edilmiş EKK algoritması $0 < \mu < 2$ olması halinde Wiener çözümüne yakınsar.

Bu algoritmanın en büyük üstünlüğü, hata terimine bağlı olarak ağırlık değerlerinin hızlı bir şekilde güncellenmesidir. Bu durum iyi bir geri besleme mekanizması oluşturur.

5.3. Benzetim Sonuçları

SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmininde daha önce de izah edildiği gibi motorun d-q eksen akımları ve gerilimleri ile hız bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Yöntemin uygulanması için şart olmasa da motor AYK ile kontrol edilmiştir. SMSM'nin AYK ile kontrolüne ilişkin benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ortamında yapılmıştır.

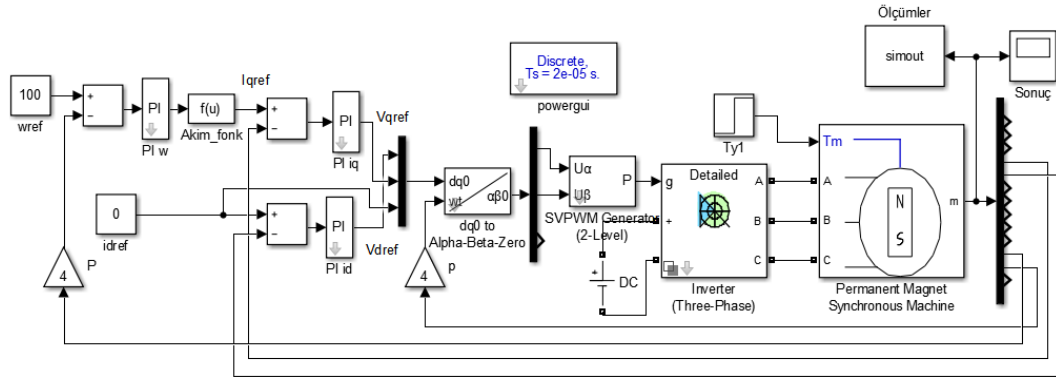
Uygulanan yöntemin performansını test etmek amacıyla farklı güçlerde üç motor için parametre tahmini yapılmıştır. Motorlara ilişkin bilgiler Tablo 5.1'de verilmiştir.

Tablo 5.1. Motor Parametreleri.

	Motor1	Motor2	Motor3
Güç (kW)	2	8	12
Motor Hızı (dev/dk)	2000	3000	1700
Stator direnci (Ω)	0.9485	0.11	0.085
Stator indüktansı (mH)	5.25	0.97	0.95
Mıknatıs akısı (Wb)	0.1827	0.1119	0.192
Kutup sayısı	4	4	4

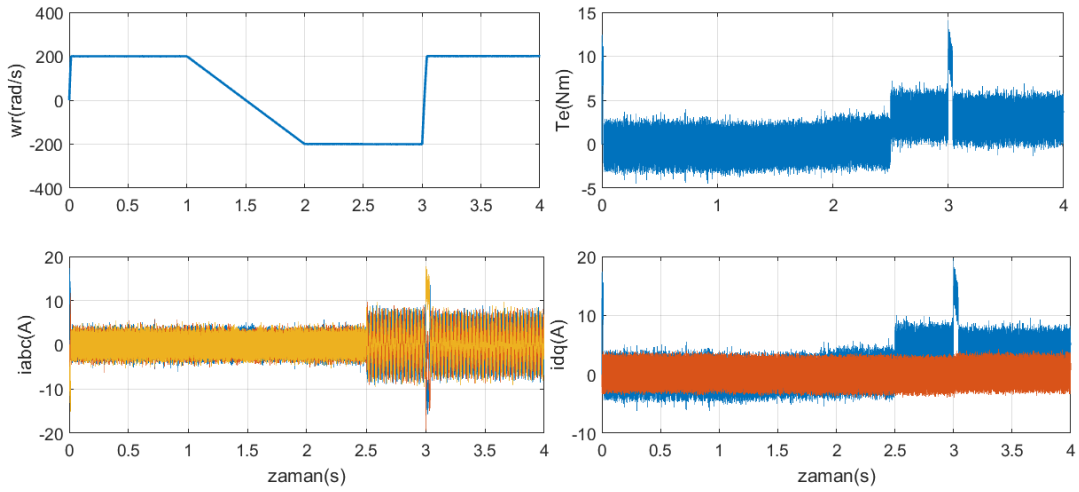
5.3.1. SMSM'nin AYK ile Benzetimi

AYK, üç fazlı motorlarda uygulanan yüksek performanslı vektör kontrol uygulamalarındandır. SMSM'nin devre parametrelerinin tahmininde motorlar AYK ile kontrol edilmiş, ölçülen akım, gerilim ve hız değerleri parametre kestirimi için kullanılmıştır. SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünde evirici girişinde DA link gerilimi 100 V, Örnekleme zamanı $T_s = 20 \mu s$ olarak alınmıştır. Şekil 5.1'de SMSM'nin Matlab/Simulink'te yapılan AYK benzetimi görülmektedir.



Şekil 5.1. SMSM'nin AYK ile benzetimi.

Benzetim çalışmasında öncelikle SMSM'nin kontrol performansı, değişken hız ve yük momenti referansları ile test edilmiştir. Şekil 5.2'de -200 rad/s ile 200 rad/s arasında değişen hızlarda yük momentinin yüksüz durumdan $T_y=3$ Nm'ye değişmesi durumu için benzetim sonuçları görülmektedir.



Şekil 5.2. SMSM'nin AYK ile benzetiminde motor hızı, momentini, abc akımları ve dq eksen akımları.

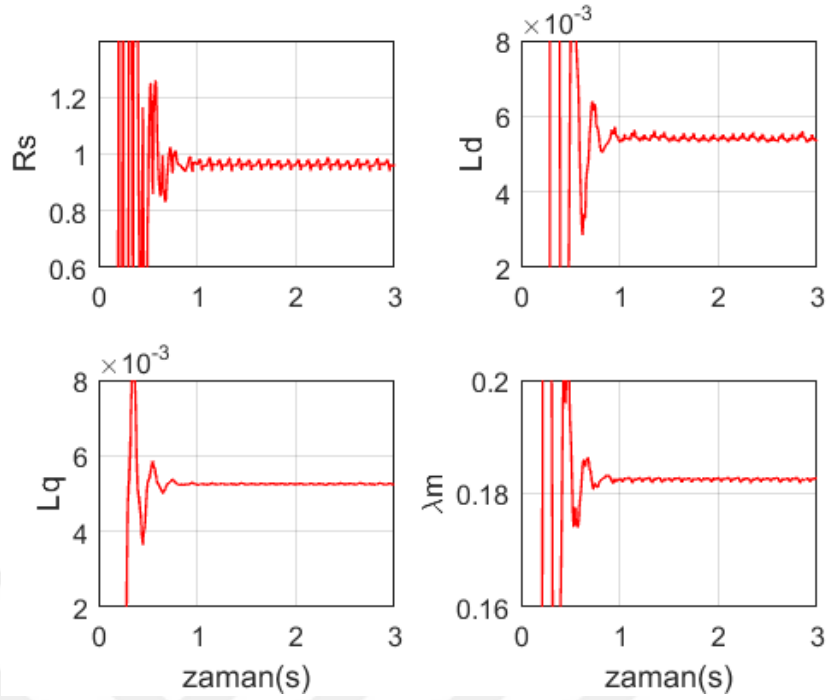
Benzetim sonuçlarından da görüleceği üzere motor hızı ve üretilen moment referans değerleri takip etmektedir. Faz akımları ve d-q eksen akımları da yük momentindeki değişimlere uygun cevaplar vermişlerdir.

5.3.2. SMSM Devre Parametrelerinin Kestirimine İlişkin Benzetim Sonuçları

SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin kestirimi için üç farklı motora benzetim çalışması yapılmıştır. Yüzey mıknatıslı SMSM'de d-q eksen indüktansları birbirine eşit kabul edilmektedir. Ancak yapılan benzetim çalışmalarında bu değerler ayrı ayrı kestirilmiştir.

Öncelikle motorun asıl parametreleri kullanılarak bu parametrelerin tahmini yapılmıştır. İkinci çalışmada her motor için stator direncinin sıcaklığa bağlı olarak %10 arttığı varsayılarak bu durum için parametre kestirimi yapılmıştır. Üçüncü çalışmada motorun stator direncinin daha yüksek bir sıcaklıkta %30 oranında artması durumu için parametrelerin kestirimi yapılmıştır. Dördüncü ve son çalışmada d-q eksen indüktansları ve mıknatıs akısı %10 oranında azaltılarak tüm devre parametrelerinin kestirimi yapılmıştır. Burada sıcaklık etkisiyle zamanla mıknatıs akısında azalma olabileceği ve motor indüktanslarının akım artışı ve manyetik doyma etkisiyle değerlerinin azalabileceği varsayımı yapılmıştır. Tüm benzetim çalışmalarında parametre kestirim algoritması $t=0,1s$ anında başlatılmış olup, motorun 200 rad/s sabit hızda, 3 Nm yüklü durumu için sonuçlar alınmıştır.

Şekil 5.3'te Motor1 için asıl motor parametreleri kullanılması durumu için kestirim sonuçları görülmektedir. Şekilden de görüleceği üzere parametrelerde zamanla küçük değişimler görülmektedir. Bu nedenle elde edilen sonuçların ortalama değeri de anlık olarak hesaplanmıştır. Tablo 5.2'de de kestirim sonuçlarının ortalama değerleri, gerçek değerler ve aradaki fark yüzde hata cinsinden hesaplanmıştır.



Şekil 5.3. Motor1'e ait kestirim sonuçları (asıl değerler).

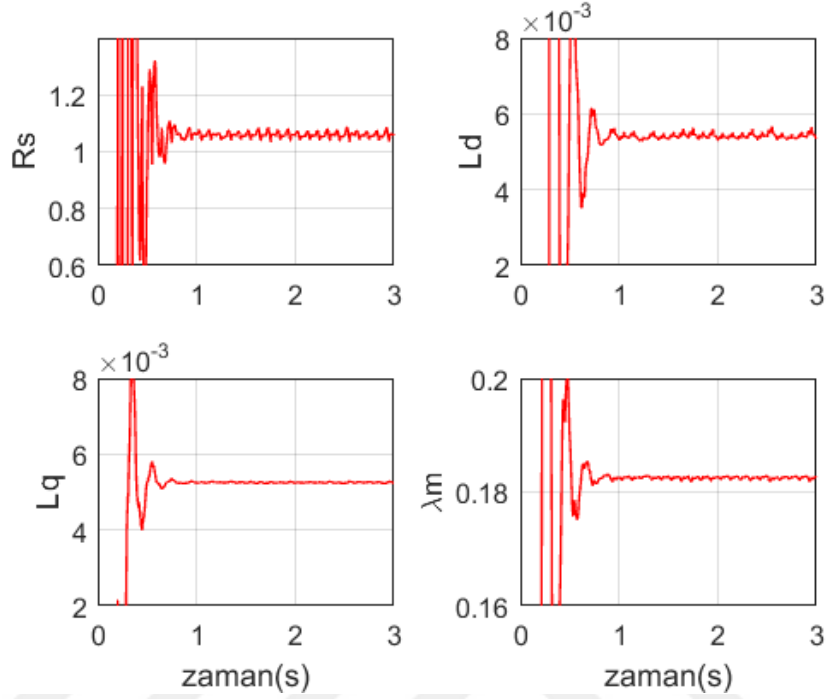
Tablo 5.2. Motor1'e ait asıl devre parametrelerinin kestirim sonuçlarının ortalama değerleri.

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,9485	0,96442	%1,65
L_d (mH)	5,25	5,41697	%3,08
L_q (mH)	5,25	5,25232	%0,04
λ_m (Wb)	0,1827	0,18249	%0,12

Şekil 5.3'ten de görüleceği üzere devre parametrelerinin değerleri anlık olarak çevrimiçi bir şekilde tahmin edilmekte ve tahmin süresi 0,5s civarındadır. Benzetim çalışmasında tahmine parametrelerin başlangıç değerlerinin sıfır olduğu kabul edilerek başlanmıştır. Tahmine parametrelerin bilinen değerleri ile başlanmış olması halinde tahmin süresi sıfıra çok yakın bir değer olacaktır. En büyük tahmin hatası %3,08 ile L_d indüktansında görülmektedir. Stator direnci %1,65 hatayla tahmin edilmiş, diğer parametrelerde ise hata miktarının sıfıra oldukça yakın olduğu görülmektedir.

Diğer bir benzetim çalışmasında motorun stator direncinin sıcaklığa bağlı olarak %10 arttığı varsayılarak bu durum için parametre tahmini yapılmıştır. Parametre tahmin

değerlerinin değişimi ve tahmin sonuçlarının ortalama değerleri sırasıyla Şekil 5.4 ve Tablo 5.3’de verilmektedir.



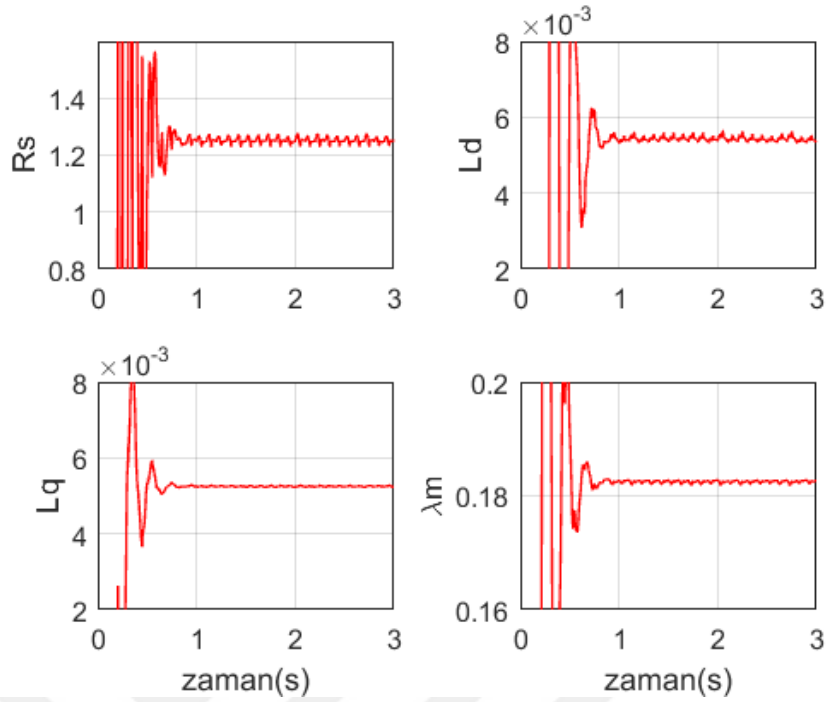
Şekil 5.4. Motor1'e ait kestirim sonuçları (R_s 'nin %10 artırılması).

Tablo 5.3. Motor1'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (R_s 'nin %10 artırılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	1,0543	1,06009	%0.609
L_d (mH)	5,25	5,41477	%3,04
L_q (mH)	5,25	5,25283	%0.004
λ_m (Wb)	0,1827	0,182503	%0.12

Sonuçlardan görüleceği üzere devre parametreleri d eksen indüktansı tahminindeki %3,04'lük hata dışında oldukça düşüktür.

Motorun stator direncinin daha yüksek bir sıcaklıkta %30 oranında artması durumu için devre parametrelerin tahminine ait benzetim sonuçları sırasıyla Şekil 5.5 ve Tablo 5.4'te görülmektedir.



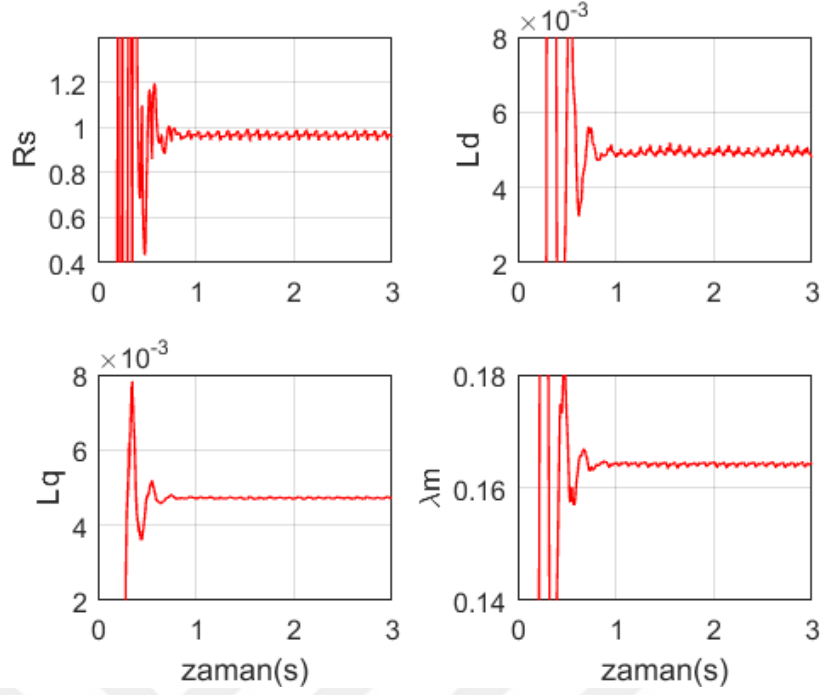
Şekil 5.5. Motor1'e ait kestirim sonuçları (R_s 'nin %30 artırılması).

Tablo 5.4. Motor1'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (R_s 'nin %30 artırılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	1,24605	1,25264	%0,53
L_d (mH)	5,25	5,43058	%3,33
L_q (mH)	5,25	5,25026	%0,005
λ_m (Wb)	0,1827	0,182476	%0,12

Sonuçlardan da görüleceği üzere R_s direncinin değerinin %30 artması durumunda da kestirim sonuçları gerçek değerlere oldukça yakındır.

Motor1 için son olarak d-q eksen indüktans değerleri ve mıknatıs akısı değeri %10 azaltılarak benzetim çalışması yapılmıştır. Akımın artması ve manyetik doyma sebebiyle motor indüktanslarında azalma görülebilmektedir. Ayrıca mıknatıs akısında sıcaklığa bağlı olarak veya diğer fiziksel nedenlerle azalma olabilmektedir. Buna ilişkin benzetim sonuçları Şekil 5.6 ve Tablo 5.5'te verilmektedir.



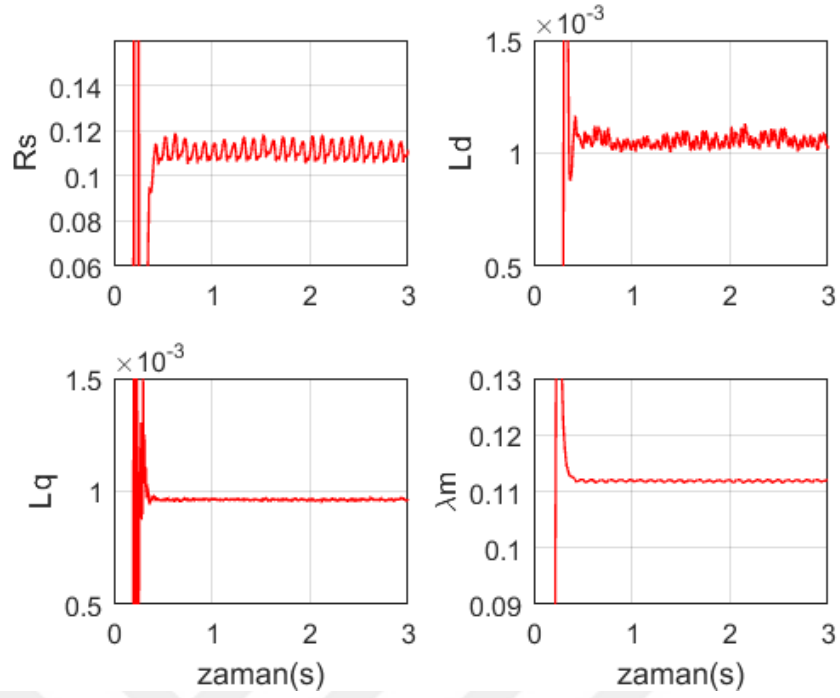
Şekil 5.6. Motor1'e ait kestirim sonuçları (L_d , L_q ve λ_m 'in %10 azaltılması).

Tablo 5.5. Motor1'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (L_d , L_q ve λ_m 'in %10 azaltılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,9485	0,96627	%1,84
L_d (mH)	4,725	4,93590	%4,27
L_q (mH)	4,725	4,72374	%0,027
λ_m (Wb)	0,16443	0,164137	%0,18

Bu benzetim sonuçlarında görüldüğü gibi d eksen indüktansının tahmininde yapılan hata en yüksek tahmin hatası olarak ortaya çıkmıştır. Motor1 için sonuçlar genel olarak değerlendirildiğinde L_d 'nin tahmininde en yüksek tahmin hatası olduğu görülmektedir. Yüzeysel mıknatıslı SMSM'lerde d-q eksen indüktansları birbirine eşit olduğundan tahmin edilen d-q eksen indüktans değerlerinin ortalama değerinin kabul edilmesi durumunda bu parametre için de tahmin hatası oldukça azalacaktır.

Motor2 için de parametre kestirimi benzetim çalışması aynı kabuller için yapılmıştır. Asıl motor parametreleri için parametrelerin değişimi ve bu parametrelerin ortalama değerleri Şekil 5.7 ve Tablo 5.6'te verilmektedir.



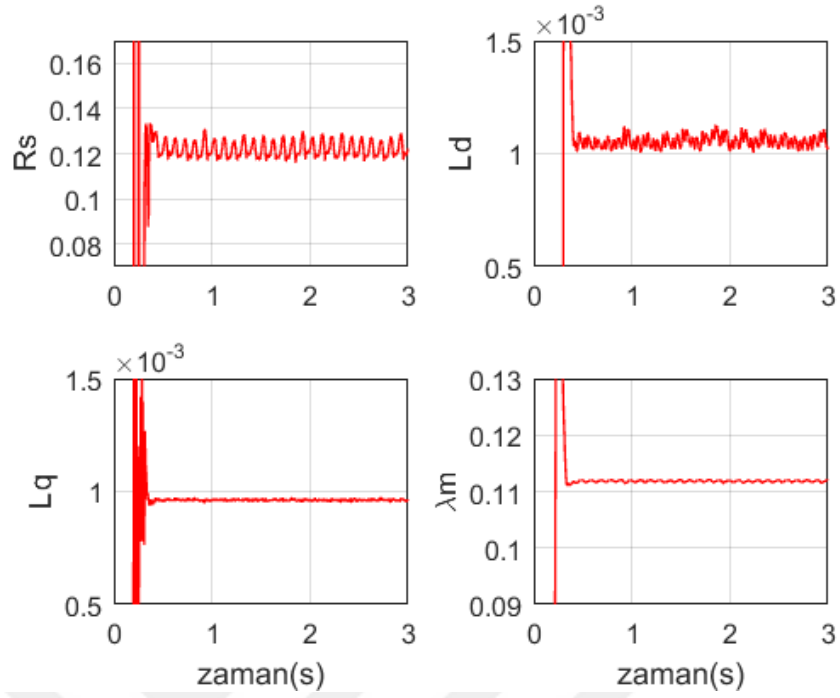
Şekil 5.7. Motor2'ye ait kestirim sonuçları (asıl değerler).

Tablo 5.6. Motor2'ye ait asıl devre parametrelerinin kestirim sonuçlarının ortalama değerleri.

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,11	0,11099	%0,89
L_d (mH)	0,97	1,05390	%7,96
L_q (mH)	0,97	0,963167	%0,7
λ_m (Wb)	0,1119	0,111846	%0,048

Motor2'ye ait sonuçlar incelendiğinde yine en büyük tahmin hatası %7,96 ile L_d indüktansında görülmektedir. Diğer parametrelerde ise hata miktarının %1'in altında olduğu görülmektedir.

Motor2 için de stator direnci %10 artırılarak benzetim çalışması yapılmıştır. Devre parametrelerinin değişimi ve devre elemanlarının kestirim sonuçlarının ortalama değerleri Şekil 5.8 ve Tablo 5.7'de verilmektedir.



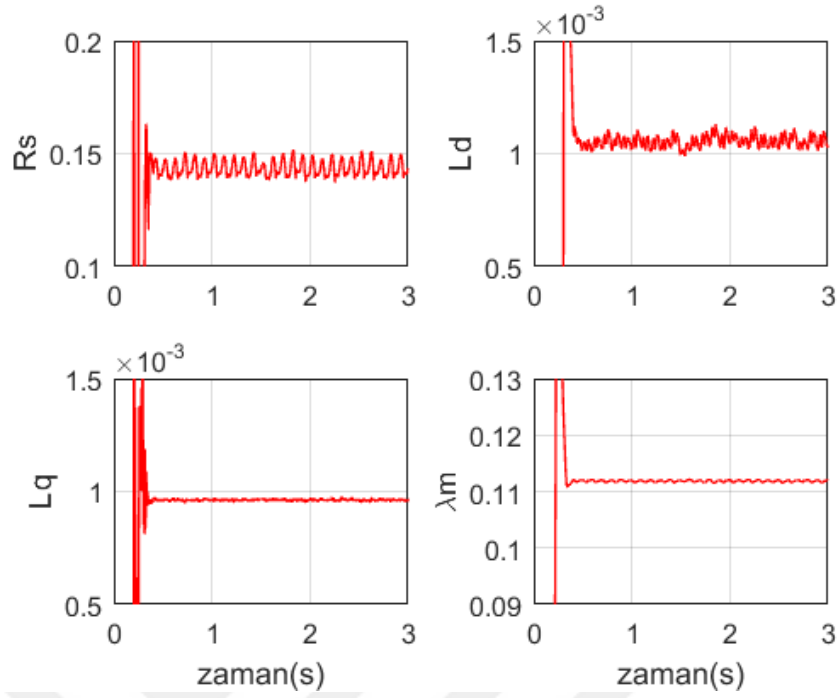
Şekil 5.8. Motor2'ye ait kestirim sonuçları (R_s 'nin %10 artırılması).

Tablo 5.7. Motor2'ye ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (R_s 'nin %10 artırılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,121	0,122074	%0,88
L_d (mH)	0,97	1,05637	%8,18
L_q (mH)	0,97	0,962597	%0,77
λ_m (Wb)	0,1119	0,111842	%0,05

L_d indüktansı dışındaki devre parametrelerinde kestirim hatası %1'in altında iken L_d indüktansı %8,18 hatayla tahmin edilmiştir.

Motor2 için stator direncinin %30 artması durumu için benzetim çalışması yapılmıştır. Devre parametrelerinin tahminin değişimi ve devre elemanlarının tahmin sonuçlarının ortalama değerleri Şekil 5.9 ve Tablo 5.8'de verilmektedir.



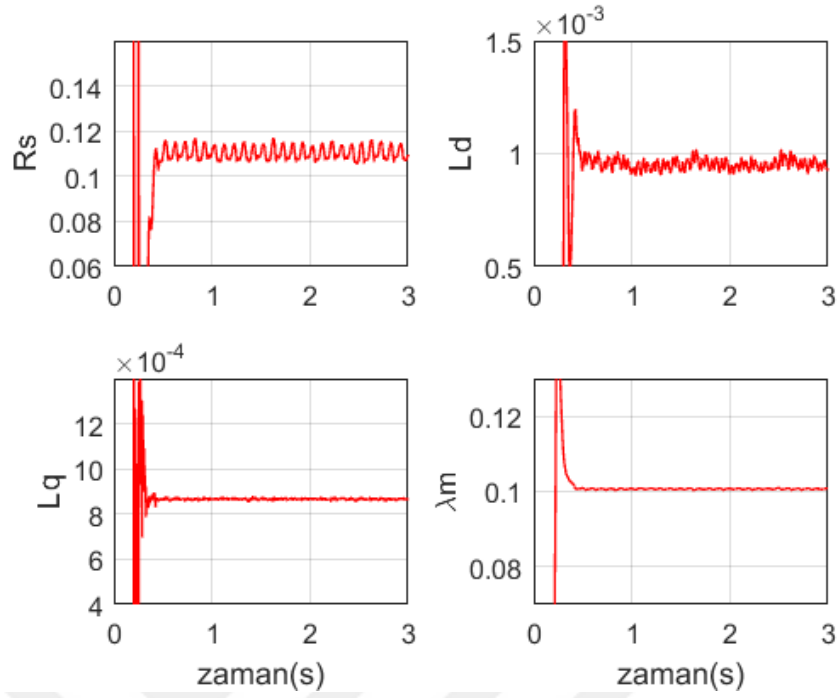
Şekil 5.9. Motor2'ye ait kestirim sonuçları (R_s 'nin %30 artırılması).

Tablo 5.8. Motor2'ye ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (R_s 'nin %30 artırılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,143	0,142125	%0,62
L_d (mH)	0,97	1,05761	%8,28
L_q (mH)	0,97	0,96211	%0,82
λ_m (Wb)	0,1119	0,111847	%0,047

Bu sonuçlarda da L_d indüktansı dışındaki devre parametrelerinde kestirim hatası %1'in altında iken L_d indüktansının kestirimi %8,28 hata ile yapılmıştır.

Motor2 için son olarak %10 azaltılan d-q eksen indüktans değerleri ve mıknatıs akısı değeri için benzetim çalışması yapılmıştır. Buna ilişkin benzetim sonuçları Şekil 5.10 ve Tablo 5.9'da verilmiştir.



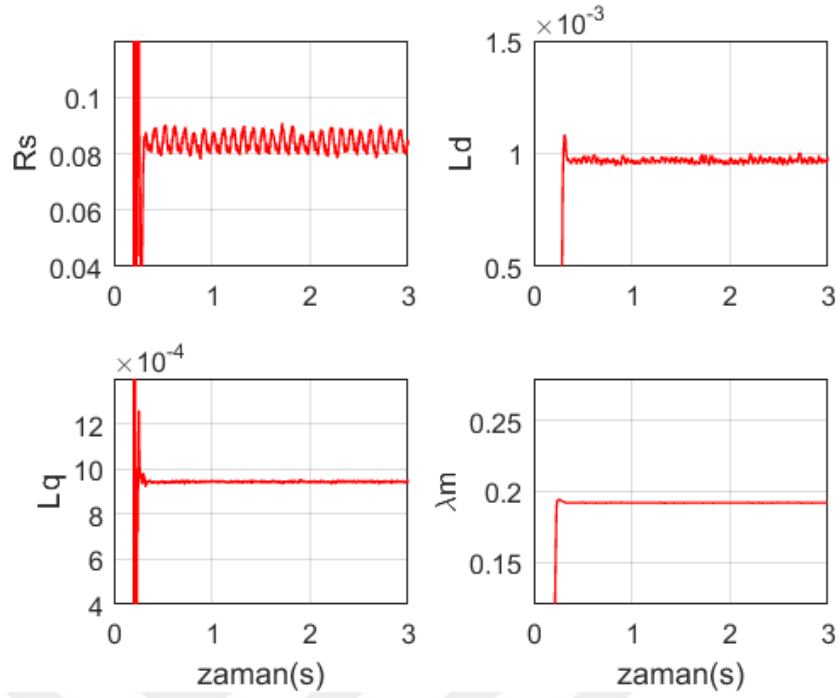
Şekil 5.10. Motor2'ye ait kestirim sonuçları (L_d , L_q ve λ_m 'in %10 azaltılması).

Tablo 5.9. Motor2'ye ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (L_d , L_q ve λ_m 'in %10 azaltılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,11	0,11036	%0,33
L_d (mH)	0,873	0,951248	%8,23
L_q (mH)	0,873	0,867001	%0,69
λ_m (Wb)	0,10071	0,100684	%0,026

Motor2'ye ait devre parametrelerinin tahmin sonuçları incelendiğinde, d eksen indüktansının kestiriminde yapılan hata dışında diğer parametrelere ait kestirim hataları %1'in altında gerçekleşmiştir.

Daha yüksek güçteki Motor3'ün devre parametrelerinin tahmini için benzetim çalışması, benzetimi yapılan diğer iki motorla aynı varsayımlar kabul edilerek yapılmıştır. Öncelikle Motor3'ün asıl parametre değerleri kabul edilerek yapılan benzetim çalışmasına ilişkin sonuçlar Şekil 5.11 ile Tablo 5.10'da verilmiştir.



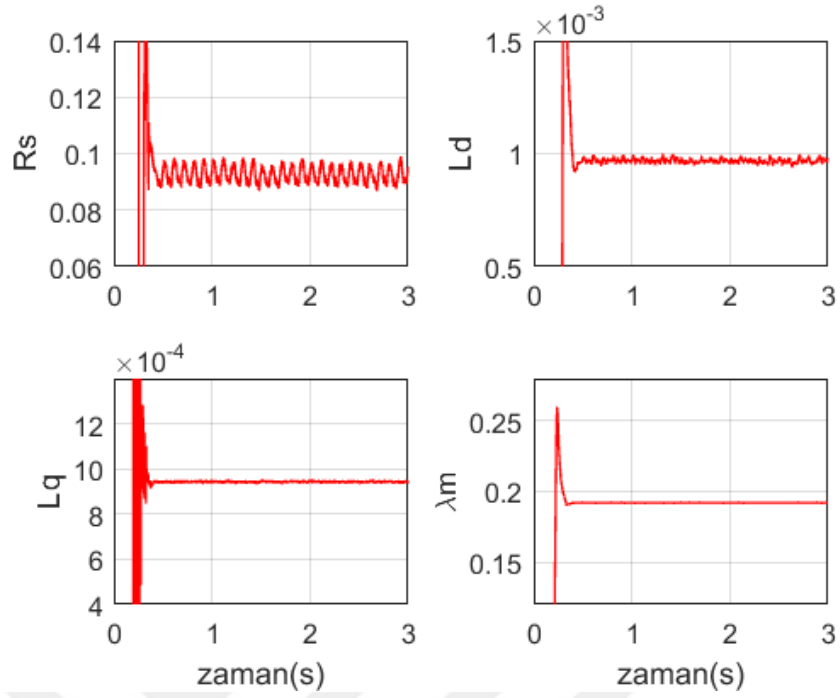
Şekil 5.11. Motor3'e ait kestirim sonuçları (asıl değerler).

Tablo 5.10. Motor3'e ait asıl devre parametrelerinin kestirim sonuçlarının ortalama değerleri.

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,085	0,084085	%1,09
L_d (mH)	0,95	0,968566	%1,92
L_q (mH)	0,95	0,943369	%0,70
λ_m (Wb)	0,192	0,192027	%0,014

Motor3'e ait ilk benzetim sonuçlarına bakıldığında tüm parametrelerin %2'nin altında hatalarla tahmin edildiği görülmektedir. Aynı zamanda tahmin süresi 0,1s civarındadır.

Motor3'ün stator direnci %10 artırılarak yapılan parametre kestirimi benzetim çalışmasında devre parametrelerinin tahminin değişimi ve devre elemanlarının tahmin sonuçlarının ortalama değerleri Şekil 5.12 ve Tablo 5.11'de verilmektedir.



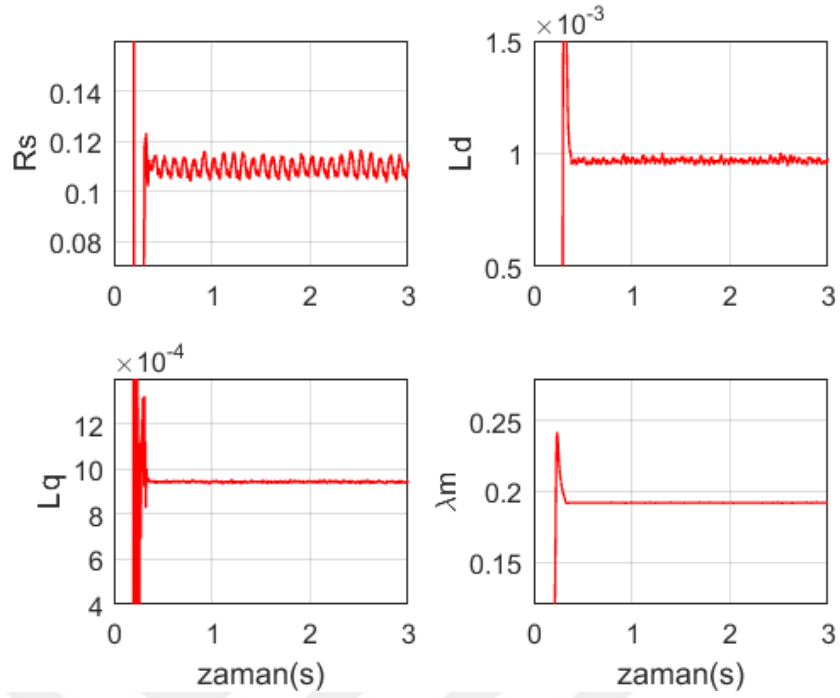
Şekil 5.12. Motor3'e ait kestirim sonuçları (R_s 'nin %10 artırılması).

Tablo 5.11. Motor3'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (R_s 'nin %10 artırılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,0935	0,092569	%1,01
L_d (mH)	0,95	0,967693	%1,83
L_q (mH)	0,95	0,943323	%0,71
λ_m (Wb)	0,192	0,192029	%0,015

Sonuçlar incelendiğinde, yine tüm devre parametreleri %2'nin altında hatalarla kestirilmiştir. Mıknatıs akısı parametresi ise çok yüksek doğrulukla tahmin edilebilmiştir. Bu çalışmada da kestirim süresi oldukça kısadır.

Motor3'te de stator direncinin sıcaklıkla %30 arttığı varsayılarak benzetim çalışması yapılmıştır. Bu çalışmaya ilişkin değişimler ve ortalama tahmin değerleri Şekil 5.13 ve Tablo 5.12'de verilmiştir.



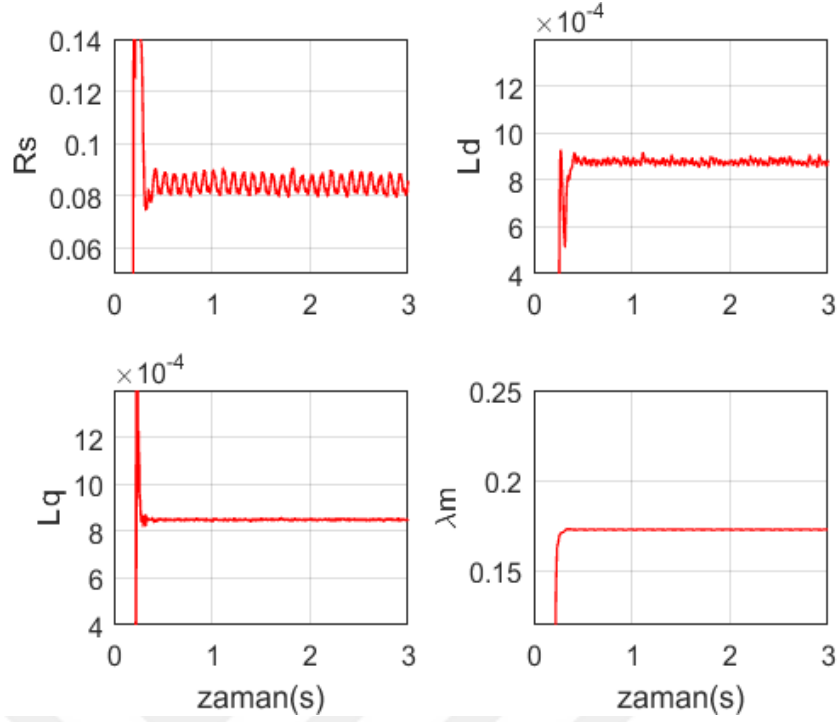
Şekil 5.13. Motor3'e ait kestirim sonuçları (R_s 'nin %30 artırılması).

Tablo 5.12. Motor3'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (R_s 'nin %30 artırılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,1105	0,109651	%0,77
L_d (mH)	0,95	0,969119	%1,97
L_q (mH)	0,95	0,943038	%0,74
λ_m (Wb)	0,192	0,192026	%0,014

Sonuçlar incelendiğinde, tüm devre parametrelerinin %2'nin altında hatalarla kestirildiği görülmekte, direnç değerindeki artışın da %0,77 gibi küçük bir hatayla tahmin edildiği görülmektedir. Kestirim süresi oldukça kısadır ve mıknatıs akısı parametresi de çok yüksek doğrulukla tahmin edilebilmiştir.

Son olarak Motor3'e ait azaltılan indüktans ve mıknatıs akısı değerlerinin tahmininin benzetim çalışması yapılmış, sonuçlar Şekil 5.14 ve Tablo 5.13'te verilmiştir.



Şekil 5.14. Motor3'e ait kestirim sonuçları (L_d , L_q ve λ_m 'in %10 azaltılması).

Tablo 5.13. Motor3'e ait kestirim sonuçlarının ortalama değerleri (L_d , L_q ve λ_m 'in %10 azaltılması).

Devre Parametreleri	Gerçek	Tahmin	Hata
R_s (Ω)	0,085	0,084272	%0,86
L_d (mH)	0,855	0,8764036	%2,44
L_q (mH)	0,855	0,848896	%0,72
λ_m (Wb)	0,1728	0,172824	%0,014

Akım ve manyetik doyma etkisiyle değerinin azaldığı varsayılan SMSM'nin d-q indüktansları ve yine sıcaklık ve diğer fiziksel etmenler sonucu değerinin azaldığı varsayılan mıknatıs akısı değerlerinin kestirimi yüksek doğrulukla yapılmıştır.

Tüm sonuçlar incelendiğinde, uygulanan parametre kestirim yönteminin devre parametrelerindeki değişimlere uyarlı olarak parametre değerlerini yüksek doğrulukla tahmin edebildiği görülmektedir. Ayrıca, kestirim süresi 0,5s'nin oldukça altında olup, sonuçlar çok kısa bir sürede tahmin değerine sabitlenmektedir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

SMSM'ler yüksek moment, yüksek güç yoğunluğu, düşük hacim ve yüksek verimleri nedeniyle endüstride tercih edilen motorlardandır. Sabit mıknatıslı motorlar servo uygulamalar, elektrikli araçlar ve robotik gibi yüksek performans isteyen uygulamalarda sıklıkla tercih edilmektedir.

SMSM'lerin konum ve hız algılayıcısız kontrolü ve Doğrudan Moment Kontrolü gibi uygulamalarında kesin devre parametrelerinin bilinmesine ihtiyaç duyulur. Motor devre parametreleri, motorun çalışması sırasında sıcaklığa ve akıma bağlı olarak değişir. Sargı direnci sıcaklığa göre değişirken, SMSM'nin indüktansları akıma ve manyetik doymaya bağlı olarak değişir. Ayrıca sıcaklığın etkisiyle sabit mıknatısların performansında geçici veya kalıcı azalma görülmektedir. Motorlar yüke bağlı olarak farklı akımlar çekerken, motor sargıları da sıcaklık nedeniyle ısınır. Bu durum, motor devre parametrelerinin değişmesine neden olur. Güvenilir ve yüksek performanslı SMSM sürücülerini elde etmek için motorun çalışması esnasında değişen devre parametrelerinin bilinmesi oldukça önemlidir.

Bu çalışmada SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin kestiriminde Normalize edilmiş En Küçük Kareler algoritmasını kullanan Uyarlı Veri Birleştirme yöntemi kullanılmıştır. Uygulanan yöntem SMSM'nin d-q eşdeğer devre modelindeki gerilim denklemlerini kullanarak denklemi sağlayan devre parametrelerinin kestirimine dayanmaktadır. Önerilen yöntem üç farklı motor için yapılan benzetim çalışmalarıyla test edilmiştir. Benzetim çalışmalarında ilk olarak her motor için motorun asıl devre parametreleri kullanılarak bu parametrelerin kestirimi yapılmıştır. Daha sonra sırasıyla sıcaklıkla sargı direncinin arttığı varsayımıyla stator direnci önce %10, daha sonra %30 artırılarak devre parametrelerinin kestirimi yapılmıştır. Son olarak yine her motor için sargı indüktans değerlerinin akım ve manyetik doyma etkisiyle azaldığı ve mıknatıs akısının sıcaklık artışı nedeniyle azaldığı varsayımıyla bu parametrelerin değeri %10 azaltılarak devre parametrelerinin tahmin benzetimi yapılmıştır. Elde edilen tüm sonuçlar birlikte ele alındığında devre parametrelerinin tahmin hatalarının literatürle karşılaştırıldığında oldukça düşük olduğu görülmektedir. Önerilen yöntem

çevrimiçi çalışan uyarlı bir yöntem olduğundan anlık parametre değişimlerine etkin bir şekilde cevap vermektedir. Ayrıca en yüksek parametre tahmin süresinin 0,5s'den daha az olduğu görülmektedir. Devre parametrelerinin kestiriminde başlangıçta tüm parametre değerleri sıfır olarak alınmaktadır. Önerilen yöntemde, başlangıçta motorun bilinen parametre değerlerinin kullanılması durumunda bu sürenin yüksek oranda kısılacağı düşünülmektedir.

Gelecek çalışmalarda, uygulanan yöntemin farklı motorların parametre kestirimi için kullanılabilmesi ve motorların hız ve konum tahminlerinde uygulanabilir olduğu düşünülmektedir. Ayrıca önerilen yöntemin gerçek zamanlı deneylerle de etkinliği araştırılabilir.

KAYNAKLAR

- Aljehaimi, A. M., Member, S., & Pillay, P. (2018). Novel Flux Linkage Estimation Algorithm for a Variable Flux PMSM, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(3), pp. 2319-2335
<https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2794338>
- Analog Devices Inc., (2000). Implementing Space Vector Modulation with the ADMC401. Literature number: AN401-17. 1–22.
- Bellini, A. & Bifaretti, S. (2005). Comparison between sinusoidal PWM and Space Vector Modulation Techniques for NPC inverters. *2005 IEEE Russia Power Tech, St. Petersburg, 2005*, pp. 1-7.
doi: 10.1109/PTC.2005.4524414
- Erken, F. Öksüztepe E. & Kürüm H. (2015). Online Adaptive Decision Fusion Based Torque Ripple Reduction in Permanent Magnet Synchronous Motor, *IET Electr. Power Appl.*, 10 (3), 189–196.
doi: 10.1049/iet-epa.2015.0258
- Feng, G., Lai, C., Tjong, J., Kar, N. C., & Member, S. (2018). Non-invasive Kalman Filter based Permanent Magnet Temperature Estimation for Permanent Magnet Synchronous Machines, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(12), pp. 10673-10682
doi: 10.1109/TPEL.2018.2808323
- Feng, Y., Member, S., Yu, X., & Han, F. (2011). High-Order Terminal Sliding-Mode Observer for Parameter Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(10), pp 4272 4280
- Fernandez, D., Hyun, D., Park, Y., Reigosa, D., Lee, S. Bin, Lee, D. M., & Briz, F. (2017). Permanent Magnet Temperature Estimation in PM Synchronous Motors Using Low Cost Hall Effect Sensors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(5), pp. 4515-525
<https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2705580>
- Fernandez, D., Reigosa, D., Guerrero, J. M., Zhu, Z., & Briz, F. (2016). Permanent Magnet Magnetization State Estimation Using High Frequency Signal Injection, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(4), pp. 2930-2940
<https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2541616>
- Kazerooni M., Hamidifar S. & Kar N. C., (2013), Analytical modelling and parametric sensitivity analysis for the PMSM steady-state performance prediction, *IET Electric Power Applications*, 7(7) pp. 586-596
doi: 10.1049/iet-epa.2011.0281

- Krishnan, R. (2001). *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control*. New Jersey, USA, Prentice Hall
- Kubo, H., & Tadano, Y. (2016). Parameter estimation of PMSM driven by PWM inverter based on discrete dynamic model, *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, 2016, pp. 2873-2878.
doi: 10.1109/IECON.2016.7792976
- Liu, K. & Zhu, Z. Q. (2013). Online Estimation of the Rotor Flux Linkage and Voltage-Source Inverter Nonlinearity in Permanent Magnet Synchronous Machine Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(1), pp. 418-427
doi: 10.1109/TPEL.2013.2252024
- Liu, K. & Zhu, Z. Q. (2015). Mechanical Parameter Estimation of Permanent-Magnet Synchronous Machines With Aiding From Estimation of Rotor PM Flux Linkage, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(4), pp. 3115-3125
doi: 10.1109/TIA.2015.2399615
- Lorenz R. D. & Novotny D. W, (1990), Saturation Effects In Field-Oriented Induction Machines, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(2), pp. 283-289,
doi: 10.1109/28.54254
- Ozcira S., Bekiroglu N. & Aycicek E., (2008), Speed control of permanent magnet synchronous motor based on direct torque control method, *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, pp. 268-272.
doi: 10.1109/SPEEDHAM.2008.4581072
- Popov, N. Z., Vukosavic, S. N., Member, S., & Levi, E. (2014). Motor Temperature Monitoring Based on Impedance Estimation at PWM Frequencies, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(1), pp. 215-223
doi: 10.1109/TEC.2013.2292566
- Ramana P., Mary, K., Kalavathi, M.S. & Swathi, A. (2015). Parameter Estimation Of Permanent Magnet Synchronous Motor-A Review, *i-manager's Journal on Electrical Engineering*. 9, pp 49-59.
10.26634/jee.9.2.3719.
- Sahitya, S., Nuka, S. & Kumar, R. S. (2011). Implementation of sinusoidal PWM technique for AC-AC matrix converter using PSIM, *2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology*, Nagercoil, pp. 364-369.
doi: 10.1109/ICETECT.2011.5760144.

- Sandre-Hernandez, O., Morales-Caporal, R., Rangel-Magdaleno, J., Peregrina-Barreto, H. & Hernandez-Perez, J. N. (2015). Parameter Identification of PMSMs Using Experimental Measurements and a PSO Algorithm, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 64(8), pp. 2146-2154
doi: 10.1109/TIM.2015.2390958
- Shah, R., & Gajjar, R. (2017). A Comparative Study of Various Methods for Parameter Estimation of PMSM, *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, 1712–1715.
- Shiva, B. S., & Verma, V. (2018). Speed and Parameter Estimation of Vector Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. *2018 2nd International Conference on Power, Energy and Environment: Towards Smart Technology (ICEPE)*, 1–6.
- Show, S.K. & Parthiban, P. (2015). Analysis of current controlled voltage source Inverter with Space Vector PWM and Sinusoidal PWM techniques, *2015 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS)*, Coimbatore, 2015, pp. 1-6.
- Stopa, P. (2009). High Speed Field Oriented Control, Aalborg University, Master Thesis, Institute of Energy Technology, Aalborg
- Underwood, S. J., & Husain, I. (2010). Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7), 2435–2443.
- URL-1. 27/11/2019 tarihinde "<https://www.magnetexpert.com/technical-advice-i685/temperature-effects-on-magnets-i683>" adresinden alınmıştır.
- Wilson, S. D., Stewart, P., Member, S., & Taylor, B. P. (2010). Methods of Resistance Estimation in Permanent Magnet Synchronous Motors for Real-Time Thermal Management, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(3), 698–707.
- Xia, C. (2012). Permanent Magnet Brushless Dc Motor Drives And Controls, John Wiley & Sons.
- Xia, Y., Xu, Y., Ai, M., & Liu, J. (2019). Temperature Calculation of an Induction Motor, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 29(2), 1–4.
<https://doi.org/10.1109/TASC.2019.2895313>
- Xiao, S., & Griffo, A. (2019). PWM-based Flux Linkage Estimation For Permanent Magnet Synchronous Machines, *The Journal of Engineering, 2019 (Pemd 2018)*, 4045–4049.
<https://doi.org/10.1049/joe.2018.8105>

Yousef, A. Y. & Abdelmaksoud, S. M. (2015). Review on Field Oriented Control of Induction Motor, *Int. J. Res. Emerg. Sci. Technol.*, (7), pp 5–16.

Zwartbol, A., Dong, J., Bauer, P., & Polinder, H. (2019). Online Parameter Estimation of PMSM in EV Powertrain Including Thermal Measurements, *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, (pp. 1-6). IEEE.



ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Salahddin Ramadan Omran ALBEDWI
Doğum Yeri ve Yılı : Tripoli (LİBYA), 1985
Medeni Hali : Evli
Diller : Arapça, İngilizce, Türkçe
E-posta : salahalbedwi1985@gmail.com



Eğitim Durumu

Lise : Ammar Ben Yasir School / Janzour-Tripoli-Libya, 2003
Lisans : Higher Institute of Industrial Technology/ Janzour-Tripoli-Libya, 2007

Mesleki Deneyim

İş Yeri : General Electrical Company /Libya
(2008-devam)