

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERDE
ENDÜKTANS DEĞİŞİMİNİN ANALİZİ

Duygu TÜRKDEMİR GÜNDOĞAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Danışman

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Ocak, 2024

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNELERDE
ENDÜKTANS DEĞİŞİMİNİN ANALİZİ

Duygu TÜRKDEMİR GÜNDOĞAN tarafından hazırlanan tez çalışması 23.01.2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ali Bekir YILDIZ, Üye
Kocaeli Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan “Sabit Mıknatıslı Senkron Makinelerde Endüktans Değişiminin Analizi” başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Duygu TÜRKDEMİR GÜNDOĞAN

İmza



*Aileme
ve
eşime*

TEŞEKKÜR

Lisansüstü tez çalışmam kapsamında, sabit mıknatıslı senkron makinelerde endüktans ölçümü kapsamında araştırmalar gerçekleştirdim. Bu tez çalışması, benzer konularda yapılacak diğer araştırmalara ışık tutacak bir referans olma amacını taşımaktadır.

Bu süreçte, tez danışmanım ve hocam Sayın Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN'a, büyük bir özveriyle rehberlikleri, değerli destekleri ve anlayışı için içten teşekkürlerimi sunarım. Sayın hocamın bilgi birikimi tez konumu anlamam ve başarıyla tamamlamam konusunda önemli bir etkidir. Sunduğu kritik geri bildirimler, tezin kalitesini artırmama ve daha derinlemesine anlamama yardımcı olmuştur. Bana sunduğu özgün bakış açıları ve yönlendirmelerle tez konumunun geniş bir bağlamda değerlendirilmesini sağlamıştır. Ayrıca, akademik kariyerimde bana ışık tutan, bilgi ve birikimleriyle rehberlik eden Sayın Prof. Dr. Hacı BODUR'a ve Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü ailesindeki tüm saygıdeğer hocalarıma ve çalışma arkadaşlarıma minnettarım. Bu süreçte edindiğim bilgiler, kariyerimde benim için değerli birer hazinedir. İlginiz, sabrınız ve bana gösterdiğiniz güven için teşekkür ederim. Sizden öğrendiklerim, akademik ve mesleki yolculuğumda rehberim olacak.

Hayatımın her anında maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen canım aileme; her zaman yanımda olan anneme, inancımı diri tutan babama ve beni daima teşvik eden kardeşime, sevgi ve minnettarlıkla teşekkürlerimi sunarım.

Bana her zaman inanan, beni cesaretlendiren, destekleyen çok kıymetli eşim Abdülkerim GÜNDOĞAN'a teşekkür ederim.

Saygılarımla,

Duygu TÜRKDEMİR GÜNDOĞAN

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	iv
SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ	x
TABLO LİSTESİ	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT	xv
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti.....	1
1.2 Tezin Amacı.....	11
1.3 Hipotez.....	12
2 SENKRON MAKİNELER	13
2.1 Sabit Mıknatısların Yapısı.....	14
2.2.1 Eksenel Akılı Sabit Mıknatıslı Makineler.....	19
2.2.2 Enine Akılı Sabit Mıknatıslı Makineler.....	20
2.2.3 Akı Anahtarlamalı Sabit Mıknatıslı Makineler.....	21
2.2.4 Sabit Mıknatıslı Anahtarlamalı Relüktans Makinesi.....	22
2.2.5 Sabit Mıknatıslı Yüzey Montajlı Senkron Makineler.....	22
3 REFERANS EKSEN DÖNÜŞÜMLERİ VE SABİT MIKNATISLI MAKİNE MODELLERİ	24
3.1 Faz Değişkenli Referans Eksenleri.....	24
3.2 Faz Değişkenli Referans Ekseni Dönüşüm İfadeleri.....	25
3.2.1 Clarke Dönüşümü $(a,b,c) \rightarrow (\alpha,\beta)$	26
3.2.2 Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha,\beta) \rightarrow (a,b,c)$	27
3.2.3 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (d,q)$	27
3.2.4 Ters Park Dönüşümü $(d, q) \rightarrow (\alpha, \beta)$	28

3.3	Yüzey Mıknatıslı Senkron Makinenin (YMSM) Matematiksel Modeli....	29
3.4	Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinenin (GMSM) Matematiksel Modeli..	32
4	SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ENDÜKTANS DEĞİŞİMİNİN ANALİZİ	36
4.1	Durmakta Olan Motora AC Gerilim Uygulanması.....	36
4.2	Sonlu Elemanlar (SE) ve Hesaplama Analizi.....	37
4.2.1	Maxwell RMXprt Modeli.....	37
4.2.2	Maxwell Rmxprt Programında Durmakta Olan Motora AC Gerilim Uygulanarak Endüktans Değerlerinin Elde Edilmesi.....	39
4.2.3	Hesaplanan Analitik Sonuçlar ve SE Analizinin ile Karşılaştırılması.....	41
4.2.4	Öz Endüktansın Akıma Bağlı Değişiminin İncelenmesi.....	43
4.2.5	Tahmin Edilen Öz Endüktans Değişiminin Analizi, Yorumu ve Formülizasyonu.....	44
5	SONUÇ	46
	KAYNAKÇA	47
	TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	51

SİMGE LİSTESİ

i_α, i_β	α - β ekseni stator akım bileşenleri
ψ_α, ψ_β	α - β ekseni stator akı bileşenleri
$L_{\alpha\beta}$	α - β ekseni stator endüktans matrisi
u_α ve u_β	α - β ekseni stator gerilim bileşenleri
L_d	d ekseni endüktansı
L_{dq}	d-q ekseni stator endüktans matrisi
L_q	q ekseni endüktansı
i_d, i_q	d-q ekseni stator akım bileşenleri
ψ_d, ψ_q	d-q ekseni stator akı bileşenleri
u_d, u_q	d-q ekseni stator gerilim bileşenleri
L_m	Eşdeğer uyarma endüktansı
B_i	Gerçek akı yoğunluğu
$\psi_{fa}, \psi_{fb}, \psi_{fc}$	Kalıcı mıknatıs akılarının a-b-c sargılarından geçişi
M_0	Karşılıklı endüktansın DC temel bileşeni
M_1	Karşılıklı endüktansın ikinci harmonik bileşeni
ψ_f	Kalıcı mıknatısın kendisine ait akısı
H_{cb}	Koersif kuvvet
BH_{max}	Maksimum enerji çarpımı
H	Manyetik alan şiddeti
B_m	Mıknatıstaki akı yoğunluğu
L_0	Öz endüktansın DC temel bileşeni
L_1	Öz endüktansın ikinci harmonik bileşeni
L_{1k}	Öz endüktansın kaçak endüktans bileşeni
d-q	Rotor iki faz eksen takımı
θ_r	Rotorun açısal konumu
B_h	Sargının vakum ortamında ürettiği akı yoğunluğu
L_s	Senkron endüktansı
i_s	Stator akımı
R_s	Stator sargısının direncini,
p	Türev operatörü
ψ_a, ψ_b ve ψ_c	Üç faz a-b-c sistemindeki akıları

L_a, L_b, L_c Üç faz sargılarının öz endüktansı
 M_{ab}, M_{ba}, M_{ac} Üç faz sargılarının karşılıklı endüktansı
 u_a, u_b, u_c Üç fazlı sargılarının gerilim denklemleri



KISALTMA LİSTESİ

ARM	Anahtarlamaalı Relüktans Motor
DC	Doğru Akım
EMK	Elektro-motor Kuvveti
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
GMSM	Gömülü Mıknatıslı Senkron Makine
SE	Sonlu Elemanlar
SEA	Sonlu Elemanlar Analizi
SM	Sabit Mıknatıs
SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Makine
YMSM	Yüzey Mıknatıslı Senkron Makine

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	d-q eksen parametreleri arasındaki etkileşimi belirlemek için kullanılan çift köprü devresi.....	4
Şekil 1.2	Stroboskoplu test sistemi ile parametre tahmini.....	5
Şekil 1.3	a) Statik endüktans köprüsü, b) d-ekseni bağlantısı, c) q-ekseni bağlantısı.....	6
Şekil 1.4	Ld ve Lq'yu belirlemek için test sistemi.....	7
Şekil 1.5	Xd ve Xq değerlerinin belirlenmesi için kullanılan test sistemi.....	8
Şekil 1.6	Durmakta olan bir motora AC gerilim uygulanması ile gerçekleştirilen test yöntemi.....	10
Şekil 1.7	Vektör kontrol test yöntemi blok diyagramı.....	10
Şekil 2.1	Ferrit tip mıknatıs için demanyetizasyon eğrisi.....	15
Şekil 2.2	Farklı malzemedен oluşan kalıcı mıknatısların B-H eğrileri.....	16
Şekil 2.3	Sabit mıknatısların gelişimi 1920 – 2000.....	17
Şekil 2.4	Aynı manyetik akı yoğunluğuna ulaşmak için gereken mıknatıs hacimleri.....	17
Şekil 2.5	Kalıcı mıknatıslı makine çeşitleri.....	19
Şekil 2.6	Eksenel akılı sabit mıknatıslı makine.....	20
Şekil 2.7	Enine akılı sabit mıknatıslı makine.....	21
Şekil 2.8	Akı anahtarlama sabit mıknatıslı makine.....	21
Şekil 2.9	Sabit mıknatıslı anahtarlama relüktans makinesi.....	22
Şekil 2.10	Sabit mıknatıslı yüzey montajlı senkron makine rotoru.....	23
Şekil 3.1	Makine faz değişkenlerinin stator referans düzlemi üzerinde gösterimi.....	25
Şekil 3.2	Referans eksenler ve düzlemler.....	26
Şekil 3.3	Stator akım uzay vektörü ve (α, β) eksenindeki bileşenleri.....	26
Şekil 3.4	Park Dönüşümü kullanılarak, stator akımının uzay vektör bileşenlerinin 2 faz d-q referans ekseninde gösterilmesi.....	28
Şekil 3.5	Yüzey mıknatıslı makine modeli.....	30
Şekil 3.6	Yüzey mıknatıslı senkron makinenin fazör diyagramı.....	32
Şekil 3.7	Gömülü mıknatıslı makine modeli.....	33
Şekil 3.8	Gömülü mıknatıslı senkron makinenin fazör diyagramı.....	35
Şekil 4.1	Rmxprt'de makine modeli seçimi.....	38
Şekil 4.2	IPM'nin 360° kesit görüntüsü.....	38
Şekil 4.3	IPM'nin 90° kesit görüntüsü.....	39

Şekil 4.4	Makinenin özelliklerine ilişkin programdan alınan ekran görüntüleri.	39
Şekil 4.5	Programda motorun A faz sargısına gerilim uygulanmasının tanımlanması.	40
Şekil 4.6	Analizde adım ve analiz sürelerinin tanımlanması.	40
Şekil 4.7	A fazı kaynak gerilimi.	40
Şekil 4.8	A fazından 90° boyunca geçen akım.	41
Şekil 4.9	C fazından 90° boyunca ölçülen gerilim.	41
Şekil 4.10	Rotor açısına bağlı olarak program ile elde edilen LA öz endüktans değişimi.	41
Şekil 4.11	Rotor açısına bağlı olarak program ile elde edilen MAC karşıt endüktans değişimi.	42
Şekil 4.12	90° için endüktans değişim SE analizi.	42
Şekil 4.13	Öz endüktansın rotor konumuna göre değişimi.	42
Şekil 4.14	Öz endüktansın ve A fazından geçen akımın zamana göre değişimi.	43
Şekil 4.15	DC bileşen içeren öz endüktansın zamana göre değişimi.	43
Şekil 4.16	Elektriksel açıya ve harmonik derecelerine göre öz endüktansın değişimi.	44

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1 Sabit mıknatısların avantaj ve dezavantajları.....	18
---	-----------



Sabit Miknatıslı Senkron Makinelerde Endüktans Değişiminin Analizi

Duygu TÜRKDEMİR GÜNDOĞAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Makinaları ve Güç Elektronikliği Programı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Sabit miknatıslı senkron makineler (SMSM), güç yoğunluğundaki artış, verimlilik beklentileri ve benzeri talepler nedeniyle birçok endüstriyel uygulamada geniş bir kullanım alanına sahiptir. Bu makinelerin kapsamlı bir şekilde analiz edilmesi ve yüksek performanslı kontrolcü tasarımı için makine parametrelerinin doğru bir şekilde belirlenmesi son derece kritiktir. Özellikle d ve q eksenli endüktansları, SMSM'nin geçici ve kararlı durum analizleri ile kontrolünde önemli bir rol oynar.

Endüktans değerlerini teorik olarak hesaplamak için birçok yöntem geliştirilmiş olmasına rağmen, endüktans değerlerinin uygulamada değişkenlik göstermesi nedeniyle ölçüm zorlukları ortaya çıkmaktadır. Bu durum, parametrelerin doğru bir şekilde ölçülmesi için yeni yöntemlere olan ihtiyacı vurgulamaktadır. Bu çalışma, SMSM'lerde kullanılan bazı endüktans ölçme yöntemlerini incelemekte ve endüktanstaki değişimler için bir ölçüm yöntemi geliştirmektedir.

Bu çalışmadaki endüktans ölçme yönteminin SMSM için uygunluğu, hassasiyeti ve doğruluğu kapsamlı bir şekilde değerlendirilmekte ve ele alınmaktadır. Bu ayrıntılı analiz, SMSM'lerin optimize edilmesi ve kontrol stratejilerinin geliştirilmesi

açısından önemli bir katkı sağlamaktadır. Ayrıca, mevcut endüktans ölçme yöntemlerine detaylı bir bakış sunarak, gelecekteki çalışmalar ve araştırmalar için temel oluşturmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Sabit mıknatıslı senkron makineler, güç yoğunluğu, endüktans ölçümü, makine parametre tahmini.



Analysis Of Inductance Variation In Permanent Magnet Synchronous Machines

Duygu TÜRKDEMİR GÜNDOĞAN

Department of Electrical Engineering

Master of Science Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Synchronous permanent magnet machines (PMSMs) have found wide application in various industrial settings due to the increased power density, efficiency expectations, and similar demands. It is crucial to comprehensively analyze these machines and accurately determine machine parameters for the design of high-performance controllers. Particularly, the d and q-axis inductances play a significant role in the transient and steady-state analysis as well as control of PMSMs.

While various methods have been developed to theoretically calculate inductance values, challenges in measurement arise due to the variability of inductance values in practical applications. This highlights the need for new methods to accurately measure parameters. This study examines some inductance measurement methods used in PMSMs and develops a measurement method for capturing changes in inductance.

The suitability, precision, and accuracy of the inductance measurement method in this study for PMSMs are comprehensively evaluated and addressed. This detailed analysis contributes significantly to the optimization of PMSMs and the development of control strategies. Additionally, by offering a critical perspective

on existing inductance measurement methods, it establishes a foundation for future research and improvements.

Keywords: Synchronous permanent magnet machines, power density, inductance measurement, machine parameter estimation.



1.1 Literatür Özeti

Günümüz endüstrisinde yüksek verimli, dinamik performansı yüksek, dayanıklı, bakım masrafları az olan elektrik makinelerine talep gün geçtikçe artmaktadır. Bu nedenle, sabit mıknatıslı senkron makineler (SMSM) yüksek güç yoğunluğu, yüksek moment yoğunluğu, alan uyarımından kaynaklanan kayıpların olmaması, daha yüksek verim, yüksek güç faktörü, bakım gerektirmeyen yapıya sahip olması ve güvenilirlik gibi birçok avantajlarından dolayı hibrit ve elektrikli araçlar, savunma sanayi, uzay ve havacılık teknolojileri, tıbbi cihazlar vb. endüstriyel uygulamalarda tercih edilmektedir. Mıknatısların oluşturduğu sabit manyetik alan sayesinde makinedeki kayıpların düşük ve verimin yüksek olması sağlanır [1]. Diğer makine türleri ile karşılaştırıldığında SMSM ile daha küçük hacimlerde yüksek güçler elde edilebilir. Kullanımı yaygınlaşan bu makinelerin verimlerini ve performanslarını artırmaya yönelik birçok çalışma yapılmaktadır [2, 3, 5, 6, 11-13, 17, 18].

SMSM'nin dinamik performansını artırmak ve moment dalgalanmasını azaltmak amacıyla kontrolcü tasarımı gereklidir. Tasarlanan kontrolcünün etkinliği makinenin kapsamlı bir şekilde analiz edilmesine bağlıdır. Makinenin kontrolü için çalışma esnasında hız, konum bilgisi, faz akımları vb. bazı bilgilerin kontrolcü tarafından kullanılması gerekir. Ancak son yıllarda, sensör maliyetleri, sensörlerden kaynaklanabilecek okuma hataları, makine ve kontrolcü arasındaki bağlantıların karmaşık hale gelmesi, gürültü problemleri vb. sorunlar nedeniyle sensörsüz sürücü sistemleri üzerine yoğun çalışmalar yapılmaktadır [2-4]. Sensörsüz sürücü yöntemleri genellikle makine akımlarının, gerilimlerinin ve makine parametrelerinin doğru bir şekilde tahmin edilmesine dayanır. Bu nedenle, bu tür yöntemlerin etkinliği, makinenin doğru bir analitik modelinin oluşturulmasına bağlıdır. Ancak makinenin karmaşık geometrik yapısının etkileri ve manyetik doygunluk, girdap akımları gibi doğrusal olmayan manyetik davranışların etkilerinin sadece makinenin analitik modeliyle hesaplanması oldukça zordur.

Makine tasarımında, üretilen momentin, endüklenen gerilimin tahmin edilmesi ve makinenin belirli kısımlarındaki (dişler, oluklar vb.) akı yoğunluklarının belirlenmesi için hava boşluğundaki manyetik alan dağılımı bilgisi esastır. Bu nedenle sonlu elemanlar yöntemi (SE) gibi sayısal teknikler, hem makine tasarımı ve performans analizi hem de pratik ve doğru manyetik alan hesaplamaları için kullanılmaktadır. Ancak bu şekilde yapılan analizler oldukça zaman aldığından, basit ve işlevsel olarak doğru hesaplamalara ihtiyaç duyulabilmektedir. Hesaplamaların doğru yapılabilmesi için manyetik alan ve eşdeğer devrenin birlikte analiz edilmesi tercih edilir. Buna ek olarak, elektrik makinelerinde SE ile doğru alan hesaplamaları yapılabilse de bu tür sayısal teknikler genel olarak daha fazla zaman alır. Sonuç olarak, tüm bu nedenlerden dolayı SMSM uygulamaları veya sürücülerin başarılı bir performans sağlayabilmesi açısından SMSM'nin doğru analitik modellemesi oldukça önemlidir.

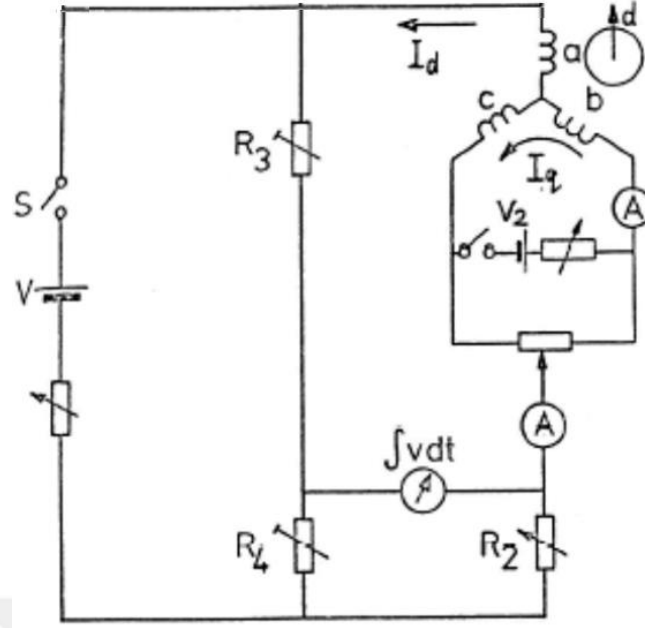
Diğer bir yandan her ne kadar makine modeli doğru olsa da üretim farklılıkları, sürücü ve enerji kaynaklarının makine üzerindeki etkileri, çalışma koşulları vb. nedenlerden dolayı makine parametrelerinde değişim olabilmektedir. Tahmin ve hesaplamaların makine parametrelerindeki değişimleri dikkate alması gerekir.

SMSM'lerde kullanılan mıknatıslar sabit akı kaynağı olup alan uyarımı değiştirildiğinde de makine üzerindeki etkileri devam etmektedir. Bu nedenle senkron makineler için geliştirilen bazı performans test standartları ve ölçüm yöntemleri [7,8], SMSM'lerde doğrudan kullanılamamaktadır. Bu nedenle SMSM'lerin parametre analizleri üzerine çalışmalar yapılmaktadır [9-12]. Fakat bu çalışmaların çoğunda özel laboratuvar test sistemlerinin kurulması önerilen yöntemlerin diğer araştırmacılar tarafından kullanılabilirliğini zorlaştırmaktadır.

Stator direnci, DC testler ve IEEE Standard 115-1995, IEEE Standard 118-1978'deki ölçüm standartlarına göre ölçülebilmektedir [14, 15]. Sabit mıknatısın artık akı yoğunluğu ile kalıcı manyetik halkalanan akı elde edilebilir. Fakat L_d ve L_q endüktansları, rotor konumuna, d ve q eksenî akımlarına ve bunların çapraz kuplaj etkilerine göre doğrusal olmayan bir şekilde değişmektedir [1].

T.J.E. Miller tarafından gerçekleştirilen çalışmada SMSM'nin d - q reaktanslarını ölçmek için makinenin yüklü çalışma koşullarında ve sabit durumda uygulanmak üzere iki farklı endüktans ölçüm yöntemi önerilmiştir [9]. Durma testlerinde, Şekil

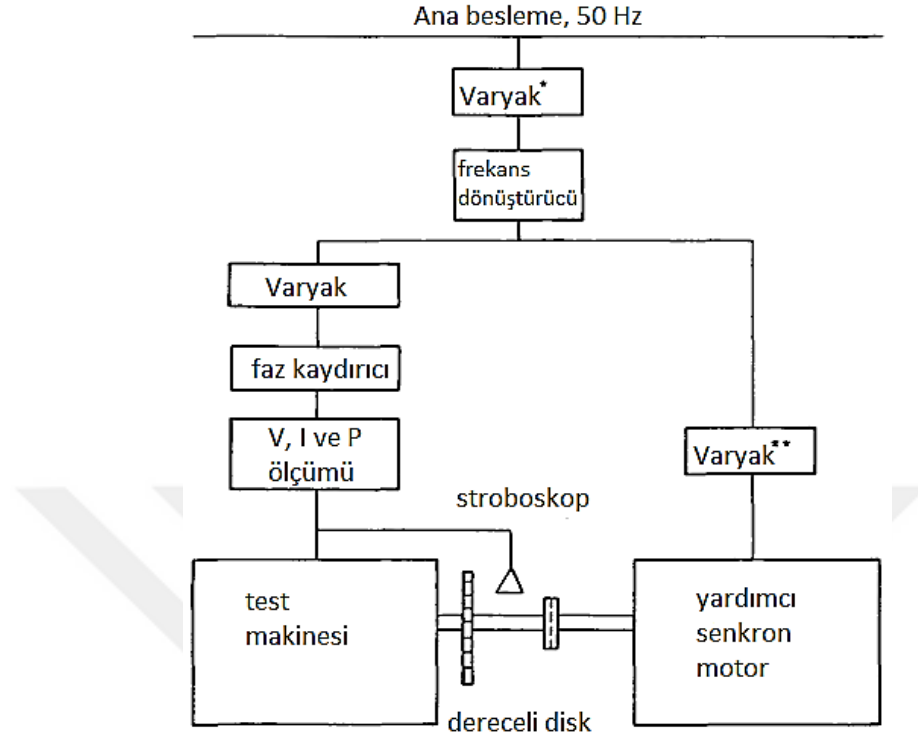
1.1’de gösterilen özel bir çift köprü devresi ile d-q eksen parametrelerinin birbirleri üzerindeki etkileri gözlenmeye çalışılır. Makinenin B ve C fazları kısa devre edilerek birbirine bağlanır. Ardından sargılar, rotor 0° ’de A fazı manyetik ekseninde sabit tutulurken doğru akım ile uyarılır. Devrede sekonder gerilim kaynağı V_2 , ana köprü devresini etkilemeden I_q ile sargıları besler. Bu kaynak, B ve C fazlarının d eksenini manyetomotor kuvvetleri birbirlerini söndürmediği için d eksenine katkıda bulunmaz. Böylece I_d ve I_q akımları bağımsız olarak kontrol edilirken reaktans değişimlerini belirlemek için statik halkalanan akı ölçümü yapılmaktadır. Yük testlerinde ise, test edilen makine, miline bağlanan ayarlanabilir bir yük ile 50Hz’lik besleme hattı üzerinden sürülmektedir. Hat akımı, yük ayarlanarak değiştirilir ve zıt-EMK’nın, nominal hızda sabit olduğu kabul edilir. Makinenin faz diyagramının oluşturulabilmesi için gerilim, akım, güç faktörü ve moment açısı elde edilir. Bununla birlikte X_d ve X_q reaktanslarının hat akımına göre değişimi incelenmektedir. Ancak hattın frekansı sabit olduğundan parametrelerin frekansa bağlı değişimleri gözlemlenmemiş ve yük açısının ölçülmesi için de özel bir yöntem tanımlanmamıştır. Osiloskop üzerinden hat geriliminin dalga şekline göre bir gerilim darbesi üretilerek veya mile bağlı dereceli stroboskopik bir disk kullanılarak yük açısının ölçülebileceği belirtilmektedir. Burada I_d ’nin sıfıra yakın olduğu hat akımlarında, ölçülen akım ve yük açıları çok küçük olduğu için X_d bu bölgelerde ölçülememektedir. Yük testlerinde X_d ’deki yüksek artış, durma testlerinde gözlenmemektedir. Bu durum d-q eksen bileşenleri arasındaki çapraz bağlantı ve yük testlerinde denklemlerin çözülebilmesi için zıt-EMK’nın sabit kabul edilmesinden kaynaklanabilir. X_d , yalnızca yük testleri ile I_d ’nin mevcut olduğu hat akımlarında elde edilebilir. Yük testleri, yük açısının çıkarılmasına bağlıdır. Yüksek yük akımlarındaki testlerde dirençlerin ısınması ile değerlerinin değişmesi bu köprü devresinin uygulanabilirliğini azaltmaktadır [10].



Şekil 1.1 d-q eksen parametreleri arasındaki etkileşimi belirlemek için kullanılan çift köprü devresi [9]

B.J. Chalmers vd., tarafından gerçekleştirilen çalışmada P. Eykhoff tarafından önerilen parametre tahmini [16] ile $I_d = 0$ iken X_q 'yu ölçmek için yeni bir yöntem önerilmiştir [11]. Test edilen makine, 360° yük açısı aralığı için 7.5-50Hz arası farklı besleme frekanslarında skaler olarak kontrol edilmektedir. Her çalışma koşulu için makine uçlarından gerilim, akım ve güç ölçümleri yapılır. Yük açısı, sinüzoidal faz gerilimi tarafından tetiklenen bir stroboskop kullanılarak ölçülmektedir. Uygulanan yöntemler, $0-90^\circ$ aralığındaki bir dizi yük açısı için belirli bir besleme geriliminde giriş akımı ve gücün ölçülmesini gerektirmektedir. Yük açısına göre I_d ve I_q eğrileri oluşturulur ve $I_d = 0$ olan nokta bulunarak X_q hesaplanır. Bu yöntemde zıt-EMK'nın ve X_d 'nin, mıknatısların d eksenindeki etkilerinden dolayı değişen yük altında büyük ölçüde sabit kaldığı belirtilmektedir. R'nin düşük yük açısı bölgelerindeki değeri, yüksek akımlarda yaklaşık iki katına kadar çıkmaktadır. Bu çalışmada nominal moment değerinde, I_d 'nin negatif olduğu ve frekans azaldıkça I_d değerinin azalırken I_q 'nin değerinin arttığı belirtilmiştir. Bu durum doyum nedeniyle L_q 'nun azalmasına neden olmaktadır. Önerilen yöntem $I_d=0$ koşulu için X_q 'nin ölçülmesi açısından avantajlıdır. Bununla birlikte $I_d=0$ koşulu günümüzde vektör kontrol yöntemi ile de sağlanabilmektedir. Kullanılan test sistemi Şekil 1.2'de verilmiştir. Bu yöntemde, direnç ve endüktans karakteri tam olarak bilinen üç fazlı dengeli bir yük mevcutsa, makine sabit hızda yüklenerek

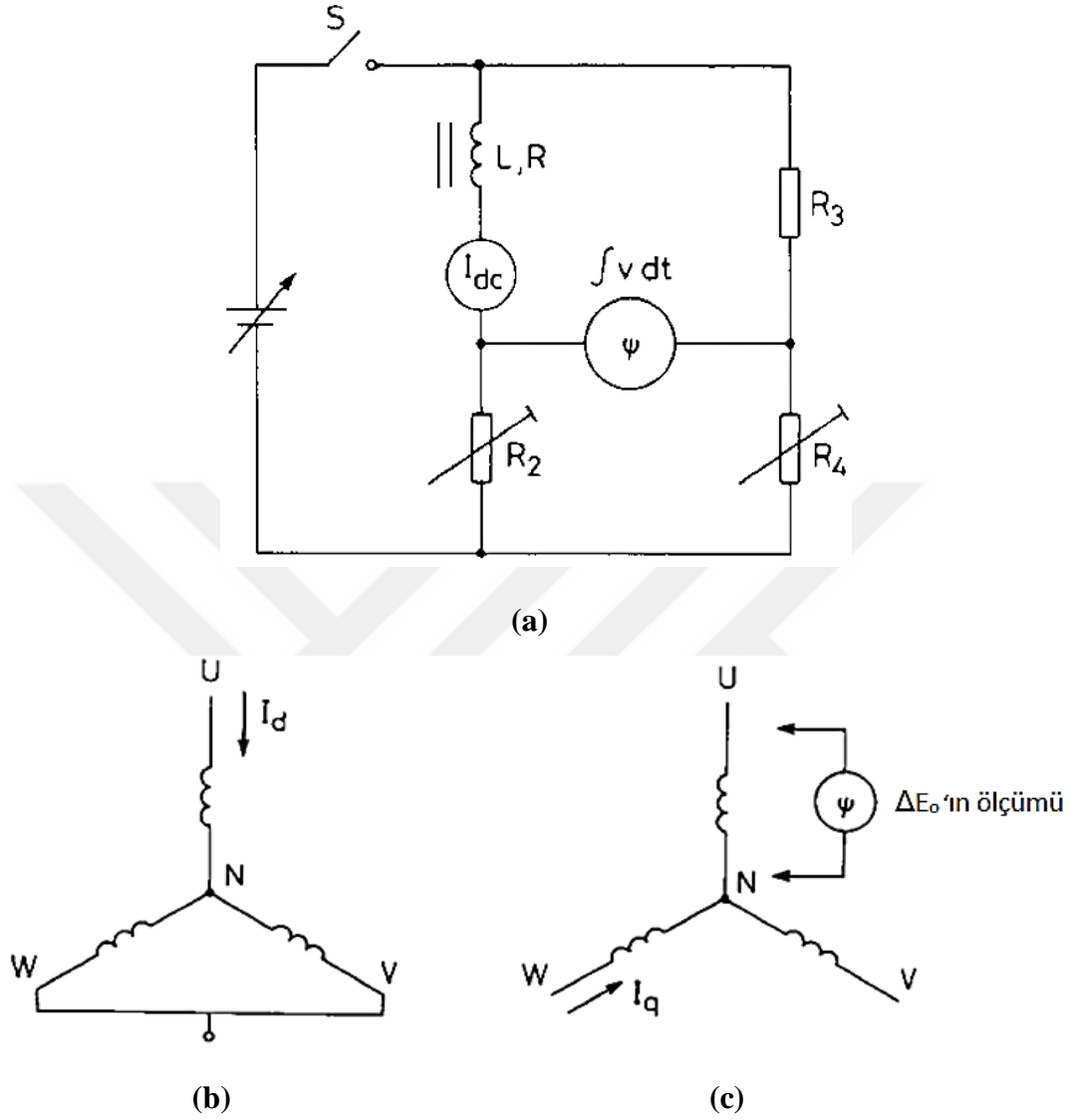
motorun reaktansı ölçülebilir. Bu yöntemde, I_d ve I_q akımlarının bağımsız olarak kontrol edilememesi, d-q eksenleri arasında bir etkileşime neden olabilir.



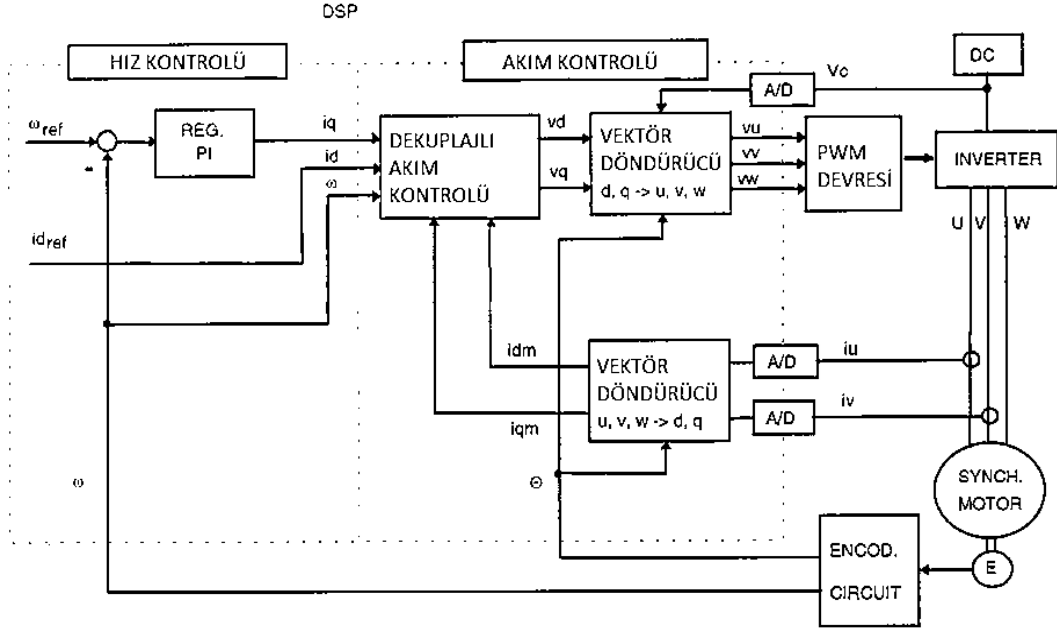
Şekil 1.2 Stroboskoplu test sistemi ile parametre tahmini [11]

P. H. Mellor vd., tarafından yapılan çalışmada, yük açısı ölçümündeki zorluklar nedeniyle yük açısı ölçülmeden X_d , X_q ve zıt-EMK belirlenmeye çalışılmıştır [12]. Test edilen SMSM gerilim kontrolü ile çalıştırılmıştır. Yüklü ve yüksüz durumlarda, X_d , X_q ve zıt-EMK'nın akıma göre değişimleri belirlenmiştir. d-q eksenini eşdeğer devreleri ile SMSM faz diyagramına göre parametreler belirlenmiştir. Makine yüksüz çalıştırılarak, zıt-EMK ve çekirdek kaybı elde edilmiştir. X_d , farklı gerilimler için yüksüz durumda, her akım değeri için elde edilir. X_q için ise makine yüklü durumdayken sargılardan biri d-eksenine hizalanır. Bir sensör kullanılarak, uçlarındaki akım, zıt-EMK ile aynı fazda olana kadar makinenin yük ve gerilim değeri ayarlanır ($I_d = 0$). Çalışma testleri sadece 50Hz'de yapılmış, parametrelerin frekansa bağlı değişimleri gözlemlenmemiştir. Bu yöntemde durma ve çalışma testlerinin sonuçlarının birbiriyle uyumlu olduğu gözlemlenmektedir. Önerilen yüklü ve yüksüz test yöntemleri, I_d ve I_q 'nin bağımsız bir şekilde kontrol edilebilmesi sayesinde vektör kontrolü ile kolayca uygulanabilir. Fakat bu yöntemde kullanılan endüktans köprü devresinin kararlılığı

özellikle yüksek akım değerlerinde kontrol edilmelidir. Şekil 1.3'te statik endüktans köprüsü ve d-q eksenli bağlantı şemaları verilmiştir.



Şekil 1.3 a) Statik endüktans köprüsü, b) d-eksenli bağlantısı, c) q-eksenli bağlantısı [12]



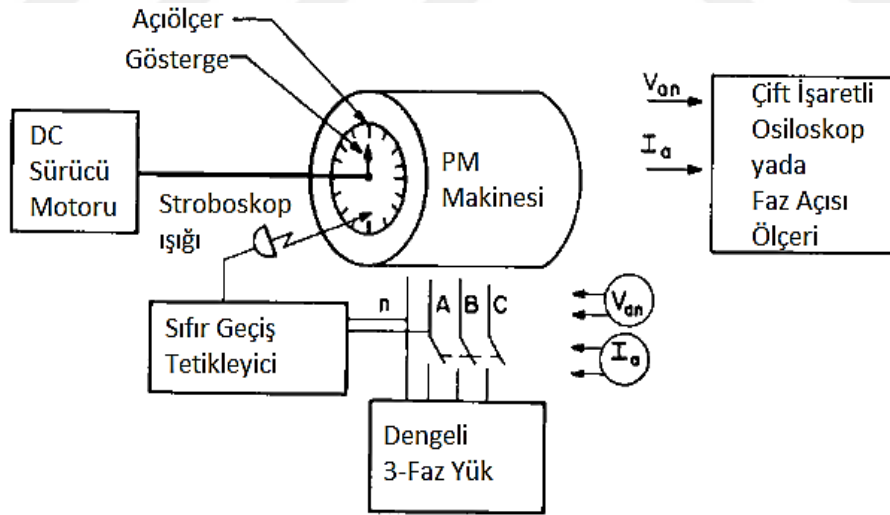
Şekil 1.4 L_d ve L_q 'yu belirlemek için test sistemi [13]

F. Fernandez-Bernal vd., tarafından yapılan çalışmada SMSM vektör kontrollü inverter sürücü ile tahrik edilmektedir [13]. L_d ve L_q 'yu belirlemek için kullanılan test sistemi Şekil 1.4'te verilmiştir. Akım, gerilim ve güç değişkenleri bir akım kontrolcüsü ile inverter üzerinden kontrol edilir. Ölçülen değerler, hesaplama yapmak için d-q dönen eksene dönüştürülür. Test edilen makine, bir inverter ile kontrol edilen bir asenkron motor ile yüklenmiştir. I_d veya I_q akımı sıfırda tutulur, sıfır olmayan eksen akımı, nominal değere kadar değiştirilir. Daha sonra eşdeğer d-q devre modelleri ile elde edilen denklemlerle L_d ve L_q hesaplanır. Endüktansların frekansa göre değişimi, 60Hz ve 20Hz çalışma durumları için gözlemlenmiştir. Ancak frekanstan dolayı önemli bir fark belirtilmemiştir. Bu çalışmada, çok düşük akımlarda, d-q endüktanslarını belirlemek için makine durmakta iken köprü devresi kullanılması önerilmektedir. Sonuçlar incelendiğinde önerilen yöntemde, akım azaldıkça parametrelerin tahminindeki belirsizlik artmaktadır. Bu çalışmada zıt-EMK'nın değişimi gözlemlenmemiştir. Önerilen test yöntemi, test sistemi ve vektör kontrollü bir sürücünün birlikte kullanması sayesinde uygulanabilir.

IEEE Standard 115-1995'e göre q eksenini reaktansını belirlemek için bazı yöntemler önerilmektedir [14]. Önerilen yöntemlerden biri X_d değerinden X_q değerini elde etmek için önemli birkaç makine boyutunun ampirik bir fonksiyonu ile X_q/X_d oranının belirlenmesidir. Bir diğer yöntem ise X_q 'yu belirlemek için gerilim ve akım ölçümü ile belirlenen yük açısının kullanılabilceğini belirtmiştir. Ancak

makinenin yük açısının belirlenmesinde zorluklar bulunmaktadır. d eksen reaktansı için önerilen yöntem kullanılarak X_d 'nin kısa devre testi ve armatür akımları ile hesaplanabileceğini belirtilmektedir. Önerilen bu yöntemler sıfır alan uyarımı gerektirmektedir. Fakat SMSM'lerde alan uyarımı olmadığı için bu yöntemler kullanılamamaktadır.

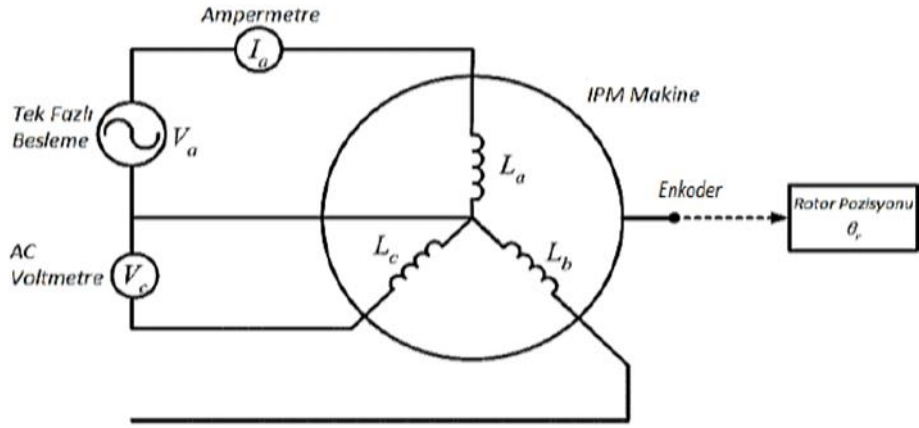
S.F. Gorman vd., tarafından yapılan çalışmada SMSM, sunulan diğer çalışmalardan farklı olarak yardımcı bir DC motor ile jeneratör olarak çalıştırılmış ve reaktansları ölçülmeye çalışılmıştır [12]. Bu yöntemde, kullanılan test sistemi Şekil 1.5'de verilmiştir. Test edilen makinenin çıkışlarına dengeli bir üç fazlı yük bağlanır. Yardımcı DC motor ile SMSM tahrik edilir. Rotor miline bağlı bir darbe üretici ile SMSM'nin her bir turu için bir sinyal üretilerek sıfır yük açısı ile zıt-EMK ölçülür. Yük açısı stroboskop ile belirlenir. Faz gerilimi ve akımı, güç faktörü, yük açısı, zıt-EMK değerleri ölçülerek, X_d ve X_q belirlenir. Bu yöntemde SMSM uçlarında ölçülen zıt-EMK'nın, yüksüz halde nominal hızda sabit olduğu kabul edilir. Faz direncinin DC değeri d-q eksen denklemlerine eklenir. Sunulan yöntem tek bir yük durumu için yapılmaktadır. Bundan dolayı parametrelerin frekansa bağlı değişimi gözlemlenmemiştir.



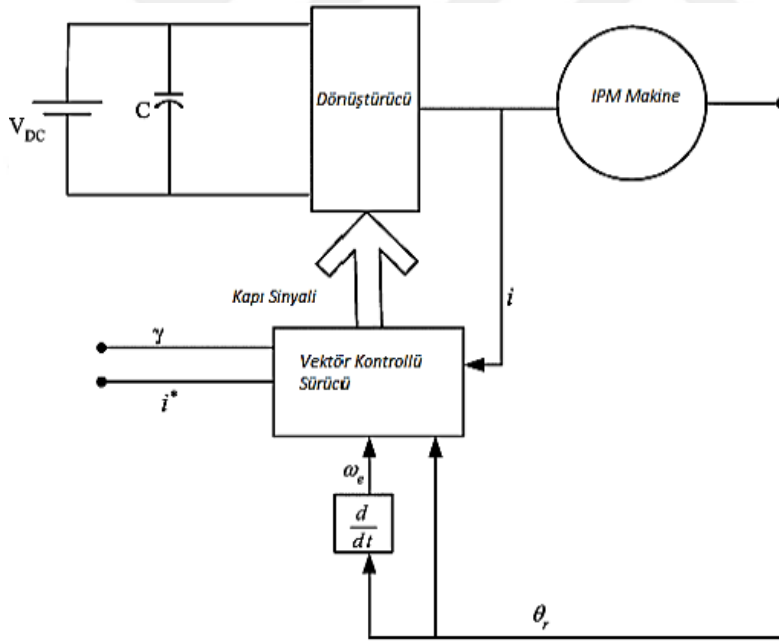
Şekil 1.5 X_d ve X_q değerlerinin belirlenmesi için kullanılan test sistemi [17]

R. Dutta vd., tarafından yapılan çalışmada farklı ölçüm yöntemleri uygulanmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır [19]. Prototip olarak oluşturulan bir SMSM'e aynı akım seviyelerinde FEA yöntemi, AC durma testi ve vektör kontrol ile yapılan test yöntemleri uygulanmıştır. Ölçüm testleri ile elde edilen endüktans değerlerini doğrulamak için aynı makine, FEA yöntemi ile de analiz edilmiş ve sonuçlar

karşılaştırılmıştır. SMSM'nin faz diyagramı sadece temel harmonik için geçerlidir [10]. Bu nedenle FFT analizi yapılarak ölçülen gerilim ve akımların temel bileşenleri çıkarılmıştır. Makine çalışırken yapılan testlerde I_d ve I_q akımları vektör kontrolü ile kontrol edildiği için yük açısı ölçülmemiştir. Yük açısı ve güç faktörü d-q eksen diyagramlarına göre elde edilmiştir. Parametrelerin frekansa bağlı değişimleri gözlemlenmemiştir. AC durma testi ve FEA ile elde edilen L_q değerleri benzer olmasına rağmen vektör kontrol testinde elde edilen değer daha büyüktür. Bu durumun nedeni d eksenini akısıyla q eksenini akı yolunun çapraz kuplaj doygunluğu olarak belirtilmektedir. AC durma testi ve FEA ile elde edilen L_d değerleri tüm akım değerlerinde hemen hemen sabittir. Diğer iki yöntemde ise akım düşük olduğunda dik bir şekilde yükselmektedir. Bu durumun nedeninin rotor yapısındaki demir köprülerin doygunluk seviyesi olduğu belirtilmektedir. Bazı motor yapılarında, eğer demir köprüler iki bitişik mıknatıs kutbu arasındaki kaçak akı tarafından tamamen doyurulursa, akımın d eksenini akısı üzerindeki etkisi minimumdur. Diğer yandan, bazı rotor yapılarında, demir köprüler tek başına mıknatıs kaçak akısı nedeniyle doyuma girmezken, küçük bir I_d akımı ile doyuma girebilir. Bu tür bir durumda, d eksenini akı bağlantısı nispeten daha yüksektir, bu da düşük akım için daha büyük bir L_d ile oluşmasına neden olur [10]. Bu çalışmada q eksenini akımının d eksenini mıknatıs akı bağlantısı üzerindeki etkisi de incelenmiştir. Mıknatıs akısındaki %10 'luk hatanın hesaplanan L_d değerini etkilediği belirtilmiştir. Şekil 1.6 ve 1.7'de AC durma testi devre bağlantısı ve vektör kontrol test yöntemi blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 1.6 Durmakta olan bir motora AC gerilim uygulanması ile gerçekleştirilen test yöntemi [19]



Şekil 1.7 Vektör kontrol test yöntemi blok diyagramı [19]

1.2 Tezin Amacı

Elektrik makineleri, endüstrinin birçok alanında önemli bir rol oynamaktadır. Birçok endüstri alanında, özellikle yüksek hassasiyet ve düşük moment dalgalanması gereksinimleri, güçlü ve verimli makinelerin, örneğin sabit mıknatıslı senkron makineler (SMSM), kullanımını oldukça yaygınlaştırmaktadır.

Makinelerin etkili bir şekilde kontrol edilebilmesi için doğru elektriksel parametre bilgisine olan ihtiyaç, çeşitli kontrol stratejilerinin geliştirilmesine ve ideal model temelli parametre tahminlerine yönelik araştırmalara öncülük etmektedir. Ancak, ideal model temelli tahminler genellikle kontrol edilmek istenen makine parametresinin sadece ortalamasını sağlar.

Bu çalışma, SMSM'lerin L_d ve L_q endüktanslarının değişimini hassas bir şekilde ölçme ve analiz etme amacını taşımaktadır. Makinenin karakteristiğinden kaynaklanan dalgalanmaların bastırılması için çözüm arayışında, bu bağlamda inverter tarafından oluşturulan harmonikler dikkate alınmamıştır. Çalışma, SMSM'lerin L_d ve L_q endüktanslarının basit bir yöntemle ölçülmesini ve bu değişikliklerin makinenin kontrolünde oluşturabileceği olumsuz etkileri azaltmayı hedeflemektedir. Durmakta olan bir motora değişken gerilim uygulanarak öz endüktans ve ortak endüktans parametrelerinin değişimi gözlemlenmiştir.

Bu metodoloji ile elde edilen veriler, SMSM'lerin elektriksel parametrelerinin hassas ölçümlerle belirlenmesine olanak sağlayarak, makinelerin daha etkili bir şekilde kontrol edilmesine ve performanslarının optimize edilmesine katkıda bulunabilir.

1.3 Hipotez

Yüksek güç yoğunluğu ve verim nedeniyle kritik endüstrilerde yaygın olarak kullanılan SMSM'lerde yüksek hassasiyet ve düşük moment dalgalanması istenmektedir. Makinelerin etkili bir şekilde kontrol edilebilmesi için doğru elektriksel parametre bilgisine olan ihtiyaç, çeşitli kontrol stratejilerinin geliştirilmesine ve ideal model temelli parametre tahminlerine yönelik araştırmalara öncülük etmektedir. Ancak, ideal model temelli tahminler genellikle kontrol edilmek istenen makine parametresinin sadece ortalama değerini sağlar.

Bu çalışma, SMSM'lerin L_d ve L_q endüktanslarının değişimini hassas bir şekilde ölçme ve analiz etme amacını taşımaktadır. Makinelerin endüktans değişimlerinden kaynaklanan dalgalanmaların bastırılması için endüktans değişimlerinin bilinmesi gerekmektedir. İnverter tarafından oluşturulan harmonikler dikkate alınmadan SMSM'lerin L_d ve L_q endüktanslarının basit bir yöntemle ölçülmesi hedeflenmektedir. Elde edilen veriler, SMSM'lerin elektriksel parametrelerinin hassas ölçümlerle belirlenmesine olanak sağlayarak, makinelerin daha etkili bir şekilde kontrol edilmesine ve performanslarının optimize edilmesine katkıda bulunabilir. Bu metodoloji, endüstrilerdeki kritik uygulamalarda güvenilir ve hassas elektrik makinelerinin kullanımına katkı sağlayabilir.

Sabit mıknatıslar (SM), elektrik makinelerinin gereksinim duyduğu manyetik alanı sargılara ihtiyaç duymadan üretebilirler. Bu özellik, sargılardaki bakır kaybını azaltarak makine verimliliğini artırır. SM kullanımı, elektrik makinelerinin daha yüksek güç ve moment yoğunluğuna ulaşmasını mümkün kılar ve ayrıca makinenin dinamik performansını geliştirir. SM'ler, stator veya rotor üzerine konumlandırılabilir. SM'nin konumu ve şekline bağlı olarak makinenin moment üretme prensibi ve zıt-EMF dalga formu değişebilir, bu nedenle SM içeren elektrik makineleri farklı sınıflandırmalarla adlandırılır.

Sabit mıknatıslı (SM) senkron motorlar ve sabit mıknatıslı DC motorlar, fırçasız motorlar ile büyük benzerlik gösterirler. Tipik olarak üç fazlı armatür sargılarına sahiptirler ve hareketli mıknatıslı rotorları ile uyarma fonksiyonunu yerine getirirler. SM senkron motorlar, üç fazlı sinüzoidal gerilim dalga formlarıyla beslenir ve manyetik döner alan prensibiyle çalışır. Bu motorlar, rotor konum sensörlerine ihtiyaç duymadan sabit gerilim-frekans kontrol tekniği kullanarak istikrarlı bir şekilde çalışabilirler. Bu özellik sistem tasarımını sadeleştirir, maliyet ve verimi artırır.

Sabit mıknatıslı senkron makineler rotorlarında kalıcı mıknatısları barındıran özel bir türdür. Bu mıknatıslar, rotorun manyetik alanını oluşturarak motorun dış uyarıcı olmaksızın çalışmasına olanak tanır. Yüksek verimlilikleri ve düşük bakım gereksinimleri nedeniyle, sabit mıknatıslı senkron makineler birçok uygulamada tercih edilir.

Sabit mıknatıslı DC fırçasız motorlarda rotorun açısal konumu geri besleme ile kontrol edilir. Bu sayede giriş armatür akımının rotor hareketiyle tam senkronizasyon içinde olması sağlanır. Gelişmiş teknoloji, bu motorların hassas sensörlere ihtiyaç duymadan rotorun konumunu izleyebilme ve kontrol edebilme yeteneklerini beraberinde getirir. Bu kavram, kendi kendini kontrol eden senkronizasyon veya elektronik komütasyon olarak bilinir. Bu benzerlikler ve farklılıklar, elektrik makine teknolojisinin anlaşılmasına da katkı sağlar.

2.1 Sabit Mıknatısların Yapısı

Elektrik makinelerinde kullanılan sabit mıknatıslar, manyetik alan üretme ve ferromanyetik malzemeleri çekme özellikleriyle geniş bir bilimsel ve teknik literatürde önemli bir konudur. Sabit mıknatıslar (SM), manyetik devrenin hava boşluğunda alan uyarma sargısı olmadan ve elektrik gücü dağıtımını olmadan manyetik alan üretebilen bir nesne olarak vurgulanır.

Sabit mıknatısın enerjisi, dış manyetik devrenin relüktansı sıfırdan büyükse oluşur. Önceden mıknatıslanmış bir sabit mıknatıs, ferromanyetik bir devre içine yerleştirildiğinde, özellikle toroidal bir yapıdaysa, dış uzayda herhangi bir manyetik özellik göstermez. Manyetik alanın enerjisini korumak için harici bir enerjiye ihtiyaç duyulmaz, harici enerji sadece manyetik alanın enerjisini değiştirmek için kullanılır. Ancak, manyetik alanın enerjisindeki değişiklik, harici enerji verilmesini gerektirdiğinden, sabit mıknatıslar kullanılarak serbest enerji jeneratörü veya serbest enerji motoru inşa etmek mümkün değildir.

Sabit mıknatısın özellikleri akı yoğunluğu (B), çalışma sıcaklığı, kritik sıcaklık (T_c), koersivite kuvveti (H_c), maksimum enerji çarpımı (BH_{max}) parametreleri ile belirlenmektedir. Akı yoğunluğu sabit mıknatısların performansını etkileyen önemli bir özelliktir. Çalışma sıcaklığı, sabit mıknatısların geçirgenliğini ve koersif kuvvetlerini etkileyen önemli bir tasarım parametresidir. Kritik sıcaklık (T_c), mıknatıs yapısının bozulduğu sıcaklık değeridir. Koersivite kuvveti, daha önce mıknatıslanmış bir malzemede manyetik akı yoğunluğunu sıfır yapan manyetik alan şiddetinin değerini ifade eder. İyi bir sabit mıknatısta bu kuvvetin fazla olması beklenir.

Tasarım açısından, yüksek devir gerektiren uygulamalarda mıknatıstaki eddy akımları motorun sıcaklığının artmasına neden olabilir. Bu nedenle mıknatıs malzemenin tasarımında yalıtımı artırıcı yöntemlere odaklanmak önemlidir. Maliyet, mıknatısın yapısında bulunan nadir metal oranını belirleyen kritik bir faktördür. Sabit mıknatısların sahip olması gereken özellikler arasında yüksek olması beklenen koersif kuvvet, doyma manyetizasyonu, akı yoğunluğu, enerji yoğunluğu yer almaktadır. Ayrıca B-H eğrisinin ikinci çeyrek diliminin lineer olması gerekmektedir.

Sabit mıknatıslar, enerji harcamadan ve uyarma sargısı kullanmadan hava içinde manyetik alan üretebilme özelliğine sahiptir. Dış enerji kaynakları, bu mıknatısların manyetik alanını sürdürmek amacıyla değil, enerji değişimini yönlendirmek amacıyla kullanılır [20]. Mıknatıslardaki manyetik akı yoğunluğu, iki önemli bileşeni içerir. İlk bileşen, mıknatısın manyetik doyma noktası olan gerçek akı yoğunluğu (B_i) olup bu değer arttırılamaz. Diğer bileşen ise, malzemenin olmadığı varsayılarak ve sargının vakum ortamında ürettiği B_h olarak adlandırılır. Mıknatıstaki akı yoğunluğu, aşağıdaki formüller ile ifade edilir [21].

$$B_m = B_h + B_i \quad (2.1)$$

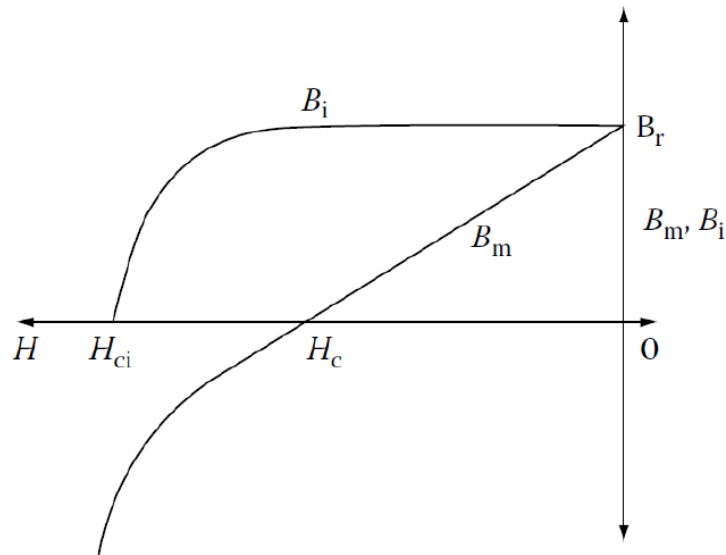
Manyetik alan şiddeti H ile orantılı olan B_h , uyarma bileşenini temsil eder.

$$B_h = \mu_0 H \quad (2.2)$$

(2.1) ve (2.2) denklemleri kullanılarak (2.3) elde edilir.

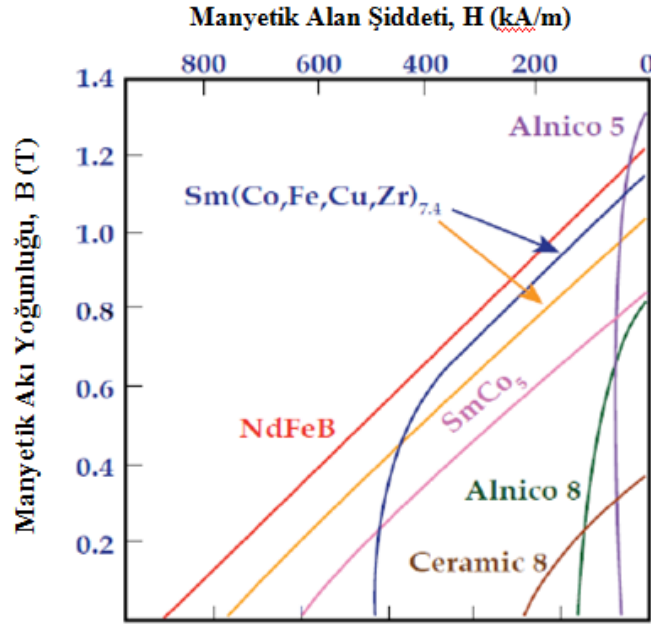
$$B_m = \mu_0 H + B_i \quad (2.3)$$

Burada, B_i gerçek akı yoğunluğu, H manyetik alan şiddeti ve B_m mıknatıstaki akı yoğunluğudur. Şekil 2.1'de bu parametreler eğri üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 2.11 Ferrit tip mıknatıs için demanyetizasyon eğrisi [21]

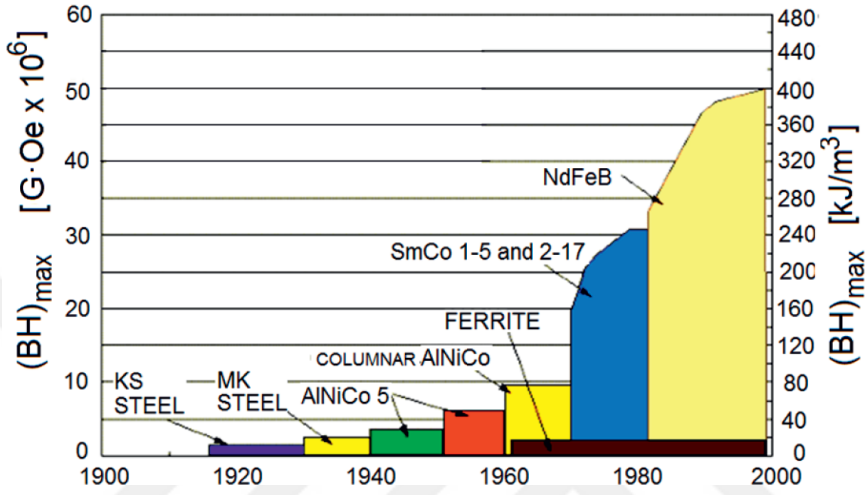
Şekil 2.1'de gerçek akı yoğunluğunun sıfıra inmesine neden olan kuvvet "koersif kuvveti H_{ci} " olarak isimlendirilir. Kalıcı mıknatısın normal eğrisininin sıfıra inmesine neden olan kuvvet ise "koersivite H_c " olarak isimlendirilir. Kalıcı mıknatıslar farklı malzemelerle üretilir. Bunlar arasında Alnico-5, Ferrit, Samaryum-Kobalt (SmCo) ve Neodim-Demir-Bor (NdFeB) bulunmaktadır. Bu malzemelere ait demanyetizasyon eğrileri Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Motor uyarmasının yapılmadığı noktadaki akı yoğunluğu remenans akı olarak adlandırılır. Alnico, remenans açısından en yüksek, koersivite açısından en düşük değere sahiptir. Tablo 2.1'de farklı kalıcı mıknatıs türlerinin karşılaştırması verilmiştir. NdFeB mıknatıslarının, yüksek remenans akı yoğunluğu ve koersivite kuvveti sayesinde, kalıcı mıknatıslı makinelerde yaygın olarak kullanıldığı gözlemlenmektedir.



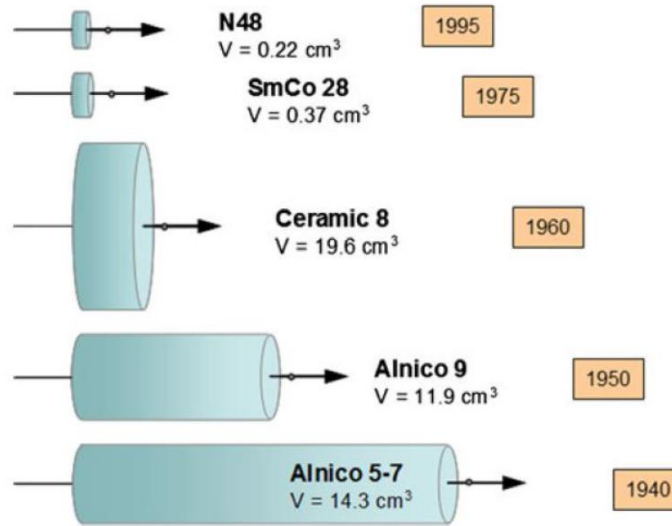
Şekil 2.12 Farklı malzemeden oluşan kalıcı mıknatısların B-H eğrileri [22]

Şekil 2.3'te sabit mıknatısların yıllara göre gelişimi ve enerji yoğunlukları sunulmuştur. 20. yüzyılın ilk yıllarında, karbon çelik ve kobalt çelik gibi demir alaşımlarından oluşan mıknatıslar en etkili mıknatıslardı, ancak günümüz mıknatıslarıyla karşılaştırıldığında manyetik kuvvetleri oldukça düşüktür. Alnico, 1930'ların sonlarında keşfedildi ve düşük güçlü motorlar, hoparlörler ve sabit disk sürücülerinin gelişmesine katkıda bulundu. Mıknatıs alanında yaşanan devrim, 1950'lerde ferrit mıknatısların üretilmesi ile gerçekleşti. Nadir bulunan elementlerin, özellikle NdFeB ve SmCo'nun yüksek fiyatları nedeniyle, daha ucuz

olan ferrit mıknatıslar günümüzdeki tüm sabit mıknatısların %85'ini oluşturur. Nadir bulunan element bileşimlerinin yüksek manyetik enerjileri elektrik motorlarının boyutlarını azaltmaya katkı sağlar [23]. Şekil 2.4'te aynı manyetik akı yoğunluğunu sağlayan farklı mıknatıs hacimlerinin zamana bağlı değişimi gösterilmiştir [24].



Şekil 2.13 Sabit mıknatısların gelişimi 1920 – 2000 [20]



Şekil 2.14 Aynı manyetik akı yoğunluğuna ulaşmak için gereken mıknatıs hacimleri [24]

NdFeB mıknatısların yüksek sıcaklıklarda demanyetize olma eğilimini azaltmak için disprozyum kullanılması gerekmektedir. Hem neodyum hem de disprozyum rezervlerinin büyük bir kısmını elinde bulunduran Çin, bu malzemelerin fiyatını Çin ekonomisine bağımlı hale getirmektedir. 2010-2011 seneleri arasında neodyum fiyatları 25 katına çıkmıştır. Aynı dönemde disprozyum fiyatları da 22 kat artmıştır. Ancak, 2012'den bu yana fiyatlar düşüşe geçmiştir.

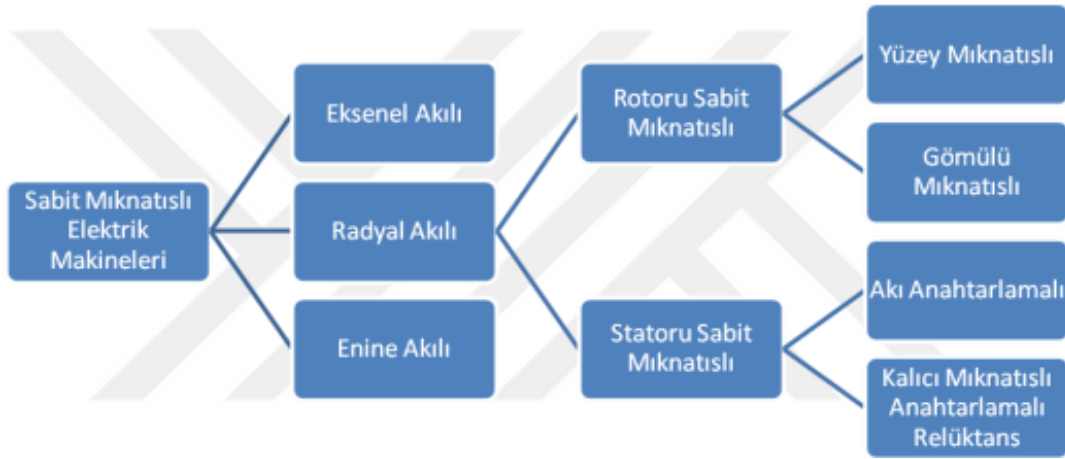
Tablo 2.1 Sabit mıknatısların avantaj ve dezavantajları [26]

	Avantajları	Dezavantajları
Ferrit (Seramik)	Maliyeti düşük Çalışma sıcaklığı yüksek	Remanans değeri düşük Düşük sıcaklıklarda kolay demagnetize olması Enerji yoğunluğu düşük
Alnico	Remanans değeri yüksek Çalışma sıcaklığı yüksek	Kolay demagnetize olması Enerji yoğunluğu düşük
Samaryum Kobalt	Remanans değeri görece yüksek Çalışma sıcaklığı yüksek	Düşük sıcaklık uygulamaları için maliyeti yüksek Kırılgan
Neodim Demir Bor	Remanans değeri yüksek Enerji yoğunluğu yüksek	Sıcaklık değerinin maksimum değeri düşük Oksitlenmesi kolay

2.2 Sabit Mıknatıslı Makine Çeşitleri

Sabit mıknatısların konumlarına bağlı olarak elektrik makinelerindeki manyetik akı yolları değişir ve bu durum, makinenin elektromanyetik performansını etkiler. Elektrik makineleri, manyetik akı yollarının aksenal, radyal ve enine akılı olmak üzere üç ana kategoride sınıflandırılabilir. Radyal akılı makineler, içerdikleri mıknatısların rotor veya stator konumlarına göre alt kategorilere ayrılabilir.

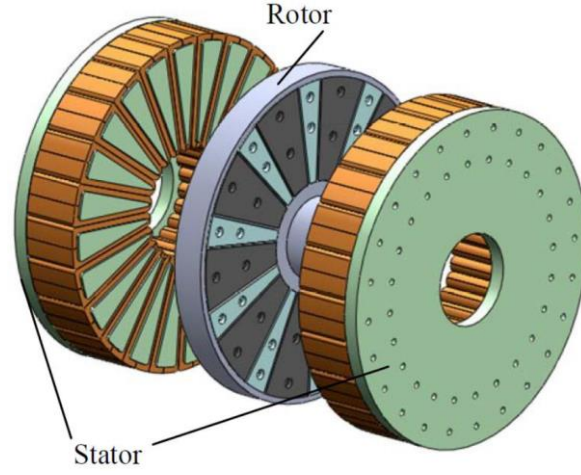
Statorunda mıknatıslar bulunan akı anahtarlamalı sabit mıknatıslı makineler ve mıknatıs anahtarlamalı senkron relüktans makineler bu sınıflandırmada öne çıkan iki farklı makine tipidir. Rotorunda mıknatıslar bulunan makineler ise, sabit mıknatıslı motorlar arasında en çok tercih edilenlerdir. Mıknatısın rotor yüzeyinde veya rotor içinde olmasına bağlı olarak yüzey mıknatıslı sabit mıknatıslı (YMSM) ve gömülü mıknatıslı sabit mıknatıslı (GMSM) olarak adlandırılan iki farklı makine tipi bulunmaktadır. Hem YMSM hem de GMSM sarım şekillerine göre dağıtılmış sargılı ve kısa devreli sargılı olarak iki alt gruba ayrılabilir. Şekil 2.5'te, sabit mıknatıslı elektrik makinelerinin sınıflandırılması gösterilmiştir.



Şekil 2.15 Kalıcı mıknatıslı makine çeşitleri [27]

2.2.1 Eksenel Akılı Sabit Mıknatıslı Makineler

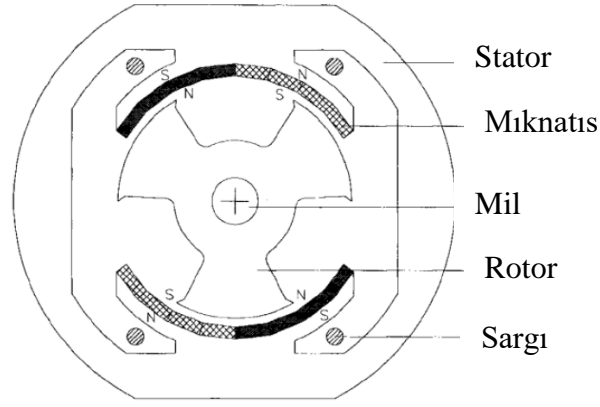
Eksenel akılı sabit mıknatıslı makineler genellikle elektrik makinelerindeki akı hareketini değiştirerek, akı yönünü motor miline paralel bir şekilde yönlendiren bir yapıya sahiptir. Bu tür motorlar, yenilenebilir enerji sistemlerinden taşıt sistemlerine kadar çeşitli alanlarda kullanılmaktadır [28]. Tek statorlu ve rotorlu, tek rotorlu ve çift statorlu, çift rotorlu ve tek statorlu gibi farklı yapıları içerir. Ayrıca, eksenel akılı sabit mıknatıslı motorlar, asenkron motorlar ile akı rezonans motoru uygulamaları gibi çeşitli şekillerde kullanılabilir [29, 30]. Şekil 2.6'da, çift statorlu ve tek rotorlu eksenel akılı sabit mıknatıslı motorun bir tasarım örneği gösterilmiştir.



Şekil 2.16 Eksenel akılı sabit mıknatıslı makine [31]

2.2.2 Enine Akılı Sabit Mıknatıslı Makineler

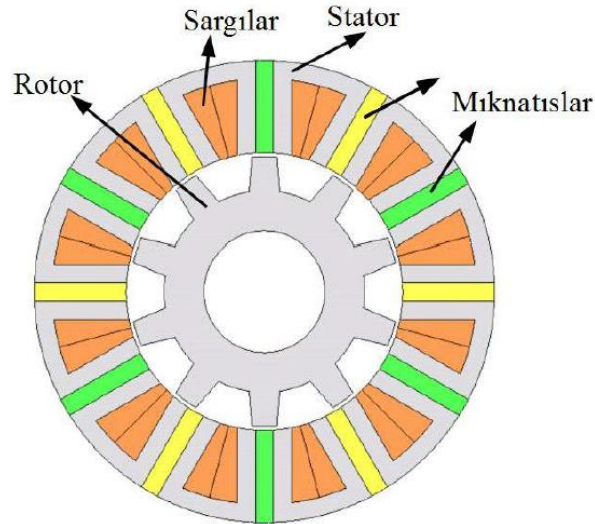
Enine akılı sabit mıknatıslı makinede, mıknatısların statora yerleştirildiği ve değişken relüktansa sahip bir rotor kullanıldığı görülmektedir. Mıknatısların hava aralığına ek olarak stator içinde bulunması, düşük endüktans ve düşük zaman sabiti ile sonuçlanır. Rotor yapısından kaynaklanan düşük eylemsizlik de mevcuttur. Bu özellikler, yüksek hızlı bir jeneratör olarak etkili bir şekilde kullanılmasına olanak tanır [32]. Şekil 2.7, tek fazlı bir enine akılı sabit mıknatıslı makinenin kesitini göstermektedir. Üç fazlı uygulamaların da mevcut olduğunu belirtmek gerekir [33].



Şekil 2.17 Enine akılı sabit mıknatıslı makine [32]

2.2.3 Akı Anahtarlama Sabit Mıknatıslı Makineler

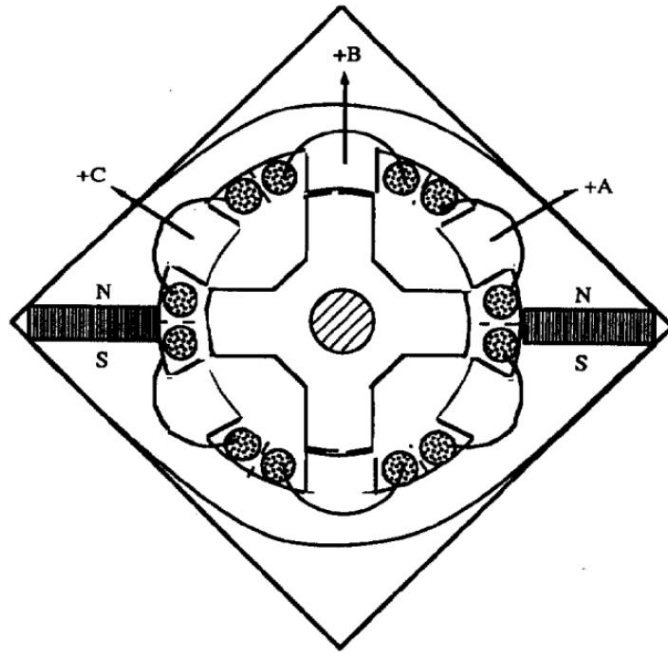
Akı anahtarlama sabit mıknatıslı makineler, artan bir ilgiyle karşılanmakta ve basit yapısı, yüksek verimlilik ve yüksek güç yoğunluğu gibi avantajlar sunmaktadır. Rotor yapısı, asenkron relüktans motorlarına benzer olmasına rağmen, statorundaki sabit mıknatıslar sayesinde sinüzoidal uyarım sağlar, böylece konvansiyonel üç fazlı evirici kullanılabilir. Statorda mıknatısların bulunması, daha etkili bir soğutma sağlar. Bu durum, mıknatısların sıcaklığına karşı daha etkili bir koruma imkanı sunar [34, 35].



Şekil 2.18 Akı anahtarlama sabit mıknatıslı makine [36]

2.2.4 Sabit Mıknatıslı Anahtarlama Relüktans Makinesi

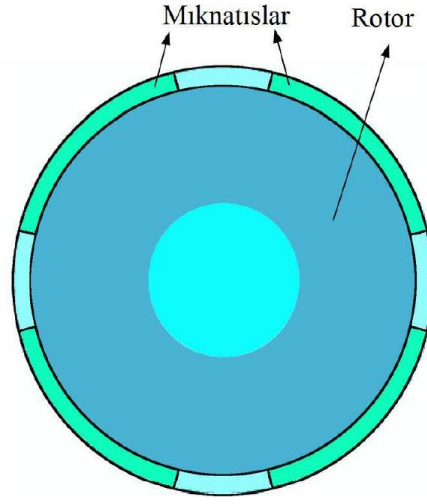
Sabit mıknatıslı anahtarlama relüktans makinesi veya çift çıkışlı sabit mıknatıslı makine, anahtarlama relüktans motoru (ARM) yapısına benzer, ancak statora sabit mıknatıslar eklenmiştir. Bu sayede güç yoğunluğu artar ve evirici akım kapasitesi düşer, bu özellik ARM'ye göre avantaj sağlar. Ayrıca, ARM'nin doyuma ulaşması, motorda gürültü ve titreşimlerin oluşmasına neden olabilir. Mıknatısların kullanımıyla manyetik doyuma gitmesinin önüne geçilir ve titreşim azaltılır [37].



Şekil 2.19 Sabit mıknatıslı anahtarlama relüktans makinesi [37]

2.2.5 Sabit Mıknatıslı Yüzey Montajlı Senkron Makineler

Sabit mıknatıslı yüzey montajlı senkron makineler (YMSM), mıknatısların rotor yüzeyine monte edildiği elektrik makineleri arasında yer almaktadır. Bu makinelerde moment üretme mekanizması, sadece mıknatıs momenti üretimine odaklanmıştır. Mıknatısların yüzeyi koruyucu malzemelerle kaplandığında, merkezkaç kuvvetlerine karşı direnç göstererek yüksek hızlara ulaşabilirler. Kontrol kolaylığı açısından GSM'lerle karşılaştırıldığında avantajlıdır ve geniş hava aralığı sayesinde uygun tasarımlarda doyuma ulaşma sorunu yaşanmaz. Şekil 2.10'da YMSM rotor yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.20 Sabit mıknatıslı yüzey montajlı senkron makine rotoru [26]

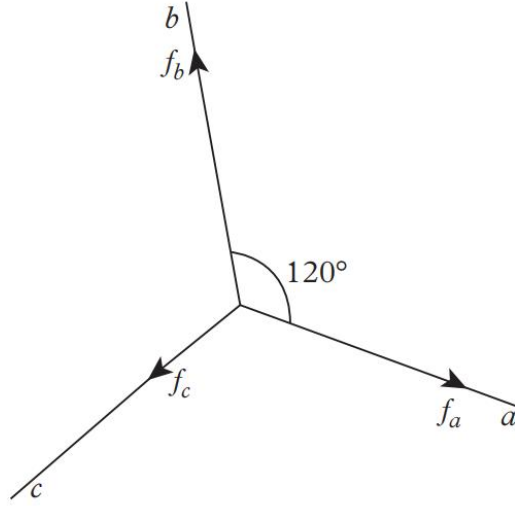


REFERANS EKSEN TAKIMLARI VE SABİT MIKNATISLI MAKİNE MODELLERİ

3.1 Faz Değişkenli Referans Ekseni

Makinenin stator sargıları, stator çekirdeği etrafındaki oluklara 120°'lik açılar ile yerleştirilmiştir. Makine faz değişkenleri (faz gerilimleri, akımlar veya akılar) statorun manyetik ekseni olan üç eksenli bir referans ekseni üzerinde kabul edilebilir. Bu referans ekseni a–b–c olarak adlandırılabilir ve Şekil 3.1'deki gibi gösterilebilir [38]. f_a , f_b ve f_c , zaman domenindeki üç faz makine değişkenlerini temsil eder. Burada, f bir faz gerilimini, akımını veya akı bağlantısını temsil edebilir. f_a , f_b ve f_c uzay vektörleri olarak anlaşılmalıdır. Bu değerler faz eksenindeki ani değerlerdir. Bu gösterimde, her fazın gerilimi, akımı ve akı bağlantısı ilgili faz ekseninde gösterilir. Bu değişkenler sinüzoidal olmayabilir. Özel bir durum olarak kararlı rejim şartları altında f_a , f_b ve f_c , simetrik üç fazlı sinüzoidal zamanla değişen değişkenler olarak temsil edilebilir [39].

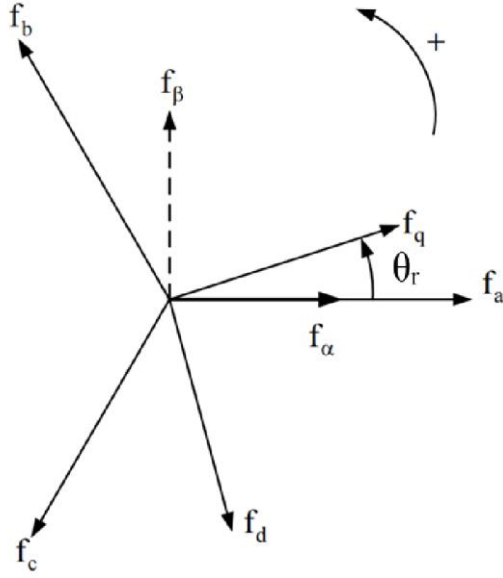
Sabit mıknatıslı senkron makinede moment kontrolü yapılabilmesi için a-b-c ekseni ve d-q eksenlerinin matematiksel modeli oluşturulmalıdır. Motorun geçici rejim ve kararlı rejim davranışı için oluşturulan matematiksel model, uzay vektörleri kullanılarak tanımlanmıştır.



Şekil 3.1 Makine faz değişkenlerinin stator referans düzlemi üzerinde gösterimi [38]

3.2 Faz Değişkenli Referans Eksen Dönüşüm İfadeleri

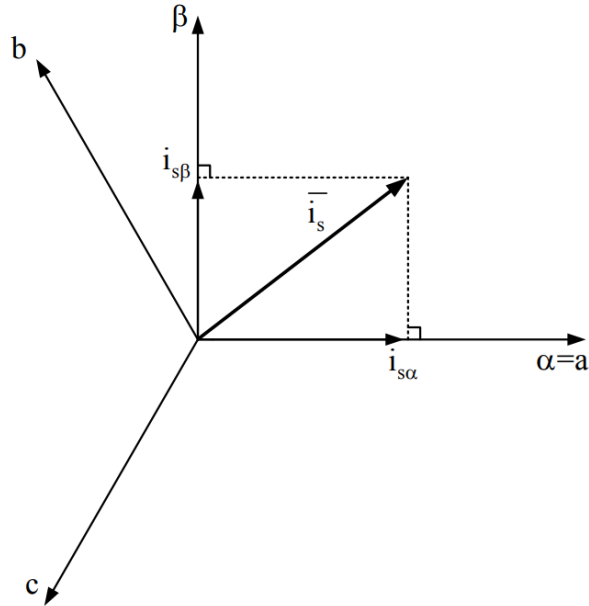
Asenkron motorlar veya sabit mıknatıslı senkron motorlar gibi alternatif akım motorlarının analizini ve kontrolünü kolaylaştırmak amacıyla, faz düzlemleri arasında dönüşüm yapılır. Bu dönüşümler sayesinde motor dinamik denklemlerindeki değişken sayısı azaltılarak, eşitliklerin daha hızlı çözülmesi sağlanır. Genellikle kullanılan dönüşümler arasında 3-faz sabit eksenden 2-faz sabit eksene dönüş (Clarke dönüşümü), 2-faz sabit eksenden 3-faz sabit eksene ters dönüş (Ters Clarke dönüşümü), 2 veya 3-faz sabit eksenden 2-faz rotor eksenine dönüş (Park dönüşümü) ve 2-faz rotor ekseninden 2 veya 3-faz sabit eksene ters dönüş (Ters Park dönüşümü) bulunur. Referans eksenler ve düzlemler Şekil 3.2'de gösterilmiştir. Şekilde f_a , f_b , f_c , birbirinden 120° faz farklı 3-faz sabit referans düzlemini; f_α , f_β , birbirinden 90° faz farklı 2-faz sabit referans düzlemini; ve f_d , f_q ise birbirinden 90° faz farklı 2-faz rotor referans düzlemini ifade eder. Şekil 3.2'deki θ_r açısı, rotor referans düzleminin açısını belirtir. [40]



Şekil 3.9 Referans eksenler ve düzlemler [39]

3.2.1 Clarke Dönüşümü (a, b, c) → (α, β)

3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme dönüşüm işleminde Clarke dönüşümü kullanılır. Uzay vektörü (α, β), farklı bir referans ekseninde 2 ortogonal eksende ifade edilebilir. Şekil 3.3'te yer vektör diyagramında, a-ekseni ve α-ekseninin aynı yönde olduğu varsayımıyla gösterilebilir [40].



Şekil 3.10 Stator akım uzay vektörü ve (α,β) eksenindeki bileşenleri [41]

Clarke dönüşümünün genel matris formu aşağıda verilmiştir:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

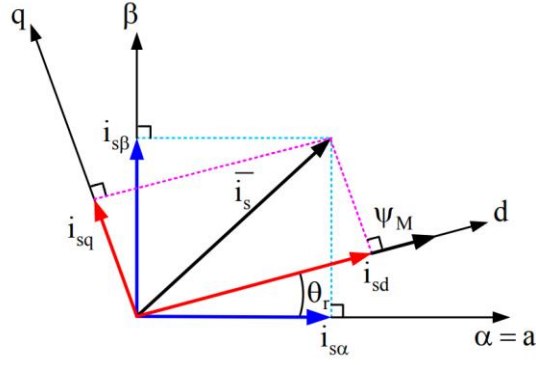
3.2.2 Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$

Ters Clarke dönüşümünün matris formundaki genel ifadesi aşağıda sunulmuştur. α, β sabit düzleminden a, b, c sabit düzleme dönüşüm için ters Clarke dönüşümü kullanılmaktadır.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.2.3 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$

Doğru rotor konumu kullanılarak Park dönüşümü yapıldığında d-q eksen bileşenleri sabit hale gelir. 3 faz eksen takımı DC bileşenlere dönüştürülür. Bu yöntemle alternatif akım makineleri, doğru akım makineleri gibi modellenebilir. Bu durum, karmaşık hesaplamaları azalttığı için makinede yapılan kontrol önemli ölçüde kolaylaşır. d -q eksen takımına geçiş için ilk olarak 2 faz sabit referans dönüşümü yapılır. Ardından, 2 faz döner referans dönüşümü yapılarak d-q eksenlerine geçilir. Statordan geçen akımın d-q eksen bileşenleri fazör olarak (3.3)'deki gibi yazılabilir. Burada θ_r rotor pozisyonu açıdır. Şekil 3.4'te Park dönüşümü gösterilmiştir.



Şekil 3.4 Park Dönüşümü kullanılarak, stator akımının uzay vektör bileşenlerinin 2 faz d-q referans ekseninde gösterilmesi [41]

$$i_s = i_s e^{-j\theta_r} = i_{sd} + j i_{sq} \quad (3.3)$$

i_s , α ve β eksenlerinde ifade edilirse, d-q dönüşümünün genel ifadesi elde edilir. Denklemler sadeleştirilerek, (3.4)'deki gibi yazılabilir.

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Bu dönüşüm, vektör kontrolünün temel eşitliği olarak kabul edilir. a, b, c düzleminden d, q rotor düzlemine dönüşüm bu yöntemle gerçekleştirilir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.2.4 Ters Park Dönüşümü (d, q) \rightarrow (α, β)

d-q rotor düzleminden a, b, c stator düzlemine dönüştürmek için Ters Park dönüşümü uygulanır.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

3.3 Yüzey Mıknatıslı Senkron Makinenin (YMSM)

Matematiksel Modeli

YMSM'nin d-q eksen düzlemindeki matematiksel modeli vektör kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılır. Motorun modellenmesi ve analizi basitleştirmek için aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır.

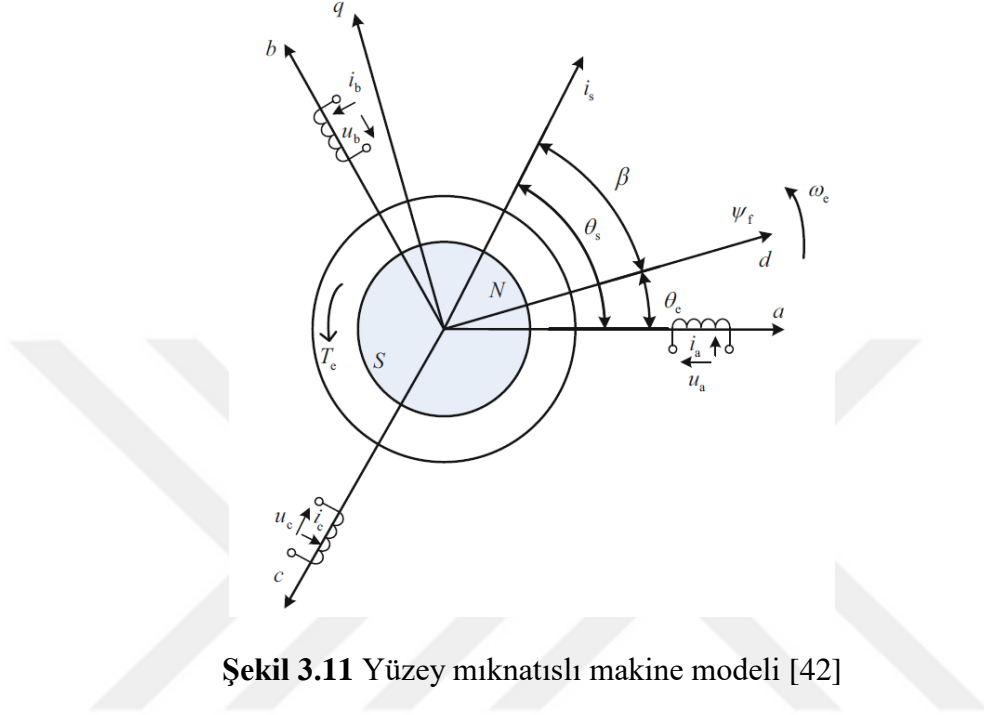
- Üç fazlı stator sargısı uzayda simetrik olarak dağılmış ve yapısının ayrık özellikleri göz ardı edilmiştir. Bu nedenle, stator sargılarının hava boşluğunda oluşturduğu manyetomotor kuvveti sinüzoidal bir dağılıma sahiptir ve endüklenen ters elektromotor kuvveti (EMF) de aynı şekilde sinüzoidal dalga formundadır.
- Bir sabit mıknatısın içsel geçirgenliği hava ile uyumludur ve hava boşluğunda oluşturulan EMF sinüzoidal bir dağılıma sahiptir.
- Demir kaybı, uç etkisi ve manyetik doyma etkisi göz ardı edilmiştir. Ayrıca, sabit rotor geçirgenliği sonsuz kabul edilir.
- Sıcaklık ve yük değişimlerinin motor parametrelerine etki etmediği kabul edilmiştir. Rotor üzerinde damper sargısı olmadığı kabul edilmiştir. YMSM makina modeli Şekil 3.5'te verilmiştir.

Üç fazlı sargılarının gerilim denklemi aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Burada ψ_a , ψ_b ve ψ_c , üç faz a-b-c sistemindeki akılarını, R_s stator sargısının direncini, p türev operatörü d/dt 'yi ifade eder. YMSM 'nin üç faz akı denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = L_{abc} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{fa} \\ \Psi_{fb} \\ \Psi_{fc} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$



Şekil 3.11 Yüzey mıknatıslı makine modeli [42]

Ψ_{fa} , Ψ_{fb} ve Ψ_{fc} kalıcı mıknatıstan akılarının a-b-c sargılarından geçişini temsil ederken, Ψ_f kalıcı mıknatısın kendisine ait akıyı temsil eder.

YMSM, homojen bir hava aralığına sahip üç fazlı senkron bir motordur. a-b-c sargılarının öz endüktansı ve birbirleri arasındaki karşılıklı endüktanslar rotor pozisyonundan bağımsız olarak sabittir. Bu nedenle, YMSM'deki üç faz sargılarının öz endüktansı ve karşılıklı endüktansı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$L_a = L_b = L_c = L_{s\sigma} + L_m \quad (3.10)$$

$$M_{ab} = M_{ba} = M_{ac} = M_{ca} = M_{bc} = M_{cb} = L_m \cos 120^\circ = -\frac{1}{2} L_m \quad (3.11)$$

$i_a + i_b + i_c = 0$ olduğundan,

$$\Psi_a = \left(L_{s\sigma} + \frac{3}{2} L_m \right) i_a + \Psi_{fa} = (L_{s\sigma} + L_m) i_a + \Psi_{fa} = L_s i_a + \Psi_{fa} \quad (3.12)$$

L_m , eşdeğer uyarma endüktansını ve L_s senkron endüktansı temsil eder [43, 44]. ψ_b ve ψ_c akıları benzer şekilde (3.12) denklemiyle formüle edilebilir. Dolayısıyla, denklem (3.13) şu şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = (L_{s\sigma} + L_m) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{fa} \\ \Psi_{fb} \\ \Psi_{fc} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Stator akım vektörü üç faz sargılardaki i_a , i_b ve i_c akımlarından oluşur. Stator akı vektörü ψ_s üç faz sargının toplam akısını temsil eder. ψ_f rotor akı vektörü ψ_{fa} , ψ_{fb} ve ψ_{fc} ile temsil edilir. (3.12) denkleminde göre stator akı vektörü ψ_s şu şekilde ifade edilir.

$$\Psi_s = L_{s\sigma}i_s + L_m i_s + \Psi_f = L_s i_s + \Psi_f \quad (3.14)$$

Burada $L_{s\sigma}i_s$ i_s tarafından üretilen kaçak akı olup stator sargısının kaçak manyetik alanına karşılık gelir. $L_m i_s$, i_s tarafından üretilen temel manyetik alana karşılık gelir. Ψ_f kalıcı mıknatıs tarafından üretilir.

(3.8) vektör formuna dönüştürülerek aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$u_s = R_s i_s + \rho \Psi_s \quad (3.15)$$

$$u_s = R_s i_s + L_s \rho i_s + \rho \Psi_f \quad (3.16)$$

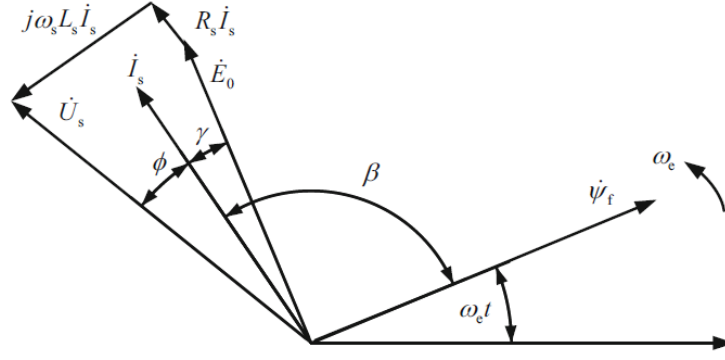
$$\Psi_f = \Psi_f e^{j0e} \quad (3.17)$$

$$u_s = R_s i_s + L_s \rho i_s + j\omega_e \Psi_f \quad (3.18)$$

Döner manyetik alanın neden olduğu endüklenmiş ters EMK $j\omega_e \Psi_f$ olarak ifade edilir. Kararlı rejimde i_s 'nin genliği sabittir. (3.18) eşitliği kararlı rejimde aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\dot{U}_s = R_s \dot{I}_s + j\omega_e L_s \dot{I}_s + j\omega_e \dot{\Psi}_f = R_s \dot{I}_s + j\omega_s L_s \dot{I}_s + \dot{E}_0 \quad (3.19)$$

Buradan elde edilen fazör diyagramı aşağıdaki gibi gösterilir.

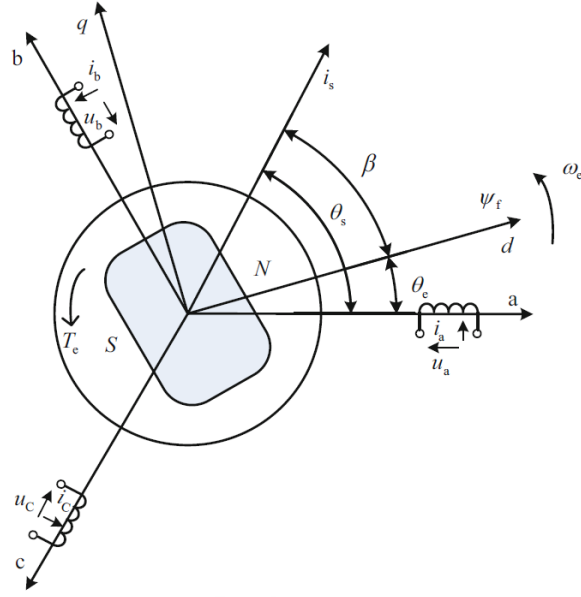


Şekil 3.6 Yüzey mıknatıslı senkron makinenin fazör diyagramı [42]

3.4 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinenin (GMSM)

Matematiksel Modeli

Gömülü mıknatıslı senkron motorun (GMSM) hava aralığı düzensizdir. Bu nedenle uzay faz açısı β 'nin farklı olması, manyetik alanının homojen olmamasına sebep olur [45, 46]. (3.8) ve (3.9)'da gösterildiği gibi, GMSM'nin a-b-c üç fazlı sargısının gerilim denklemi ve tam akı denklemleri, yüzey mıknatıslı senkron motor (YMSM) ile aynı formu paylaşır. GMSM'nin hava aralığı düzensiz olduğundan, a-b-c üç fazlı sargısının öz endüktansları ve karşılıklı endüktansları rotor pozisyonuna bağlı periyodik fonksiyonlardır. Şekil 3.7 gömülü mıknatıslı senkron motorun (GMSM) modelini göstermektedir.



Şekil 3.7 Gömülü mıknatıslı makine modeli [42]

$$L_a = L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta_e) \quad (3.20)$$

$$L_b = L_{s0} + L_{s2} \cos 2\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.21)$$

$$L_c = L_{s0} + L_{s2} \cos 2\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.22)$$

$$M_{ab} = M_{ba} = -M_{s0} + M_{s2} \cos 2\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.23)$$

$$M_{bc} = M_{cb} = -M_{s0} + M_{s2} \cos(2\theta_e) \quad (3.24)$$

$$M_{ca} = M_{ac} = -M_{s0} + M_{s2} \cos 2\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.25)$$

Burada L_{s0} , L_{s2} , M_{s0} ve M_{s2} , sırasıyla öz endüktansın ortalama değeri, ikinci harmonik değeri, karşılıklı endüktansın ortalama değeri ile karşılıklı endüktansın ikinci harmonik değeridir. Yukarıdaki denklemlerde görülebileceği gibi, a-b-c üç fazlı sargının endüktansları rotor pozisyonunun periyodik fonksiyonları olduğundan, gerilim denklemleri zamanla değişen diferansiyel formlardır. Clarke dönüşümü uygulanarak (3.8) ve (3.9) α - β sabit koordinat sistemi olarak dönüştürülür. α - β ekseninde gerilim denklemi, akı ve endüktans matrisleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \rho \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = L_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_\alpha & M_{\alpha\beta} \\ M_{\beta\alpha} & L_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L \cos(2\theta_e) & \Delta L \sin(2\theta_e) \\ \Delta L \sin(2\theta_e) & \Sigma L - \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Burada u_α ve u_β , α - β eksenli stator gerilim bileşenleri, i_α ve i_β , α - β eksenli stator akım bileşenleri, ψ_α ve ψ_β , α - β eksenli stator akı bileşenleri, $L_{\alpha\beta}$, α - β eksenli stator endüktans matrisleri, $\Sigma L = (L_d + L_q) / 2$ ve $\Delta L = (L_d - L_q) / 2$ ortalama endüktans, ve L_d ile L_q d-q eksenli eşdeğer endüktanslarıdır. (3.28)'den görülebileceği gibi, α - β eksenli endüktansları rotor pozisyonunun periyodik fonksiyonlarıdır. Park dönüşümü uygulanarak, (3.26) ve (3.27) d-q koordinat eksenine dönüştürülür. d-q koordinat ekseninde gerilim, akı ve endüktans matrisi aşağıdaki gibi yazılır.

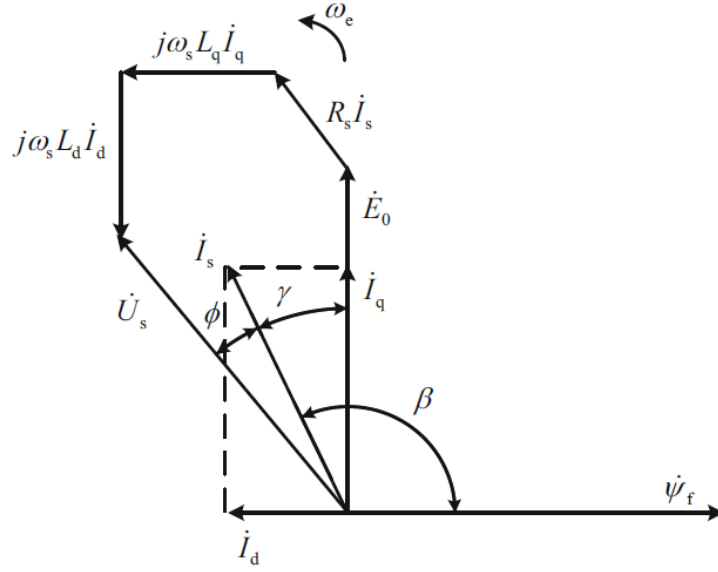
$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \rho \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\Psi_q \\ \Psi_d \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = L_{dq} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$L_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Burada u_d ve u_q , d-q eksenli stator gerilim bileşenleri, i_d ve i_q , d-q eksenli stator akım bileşenleri, ψ_d ve ψ_q , d-q eksenli stator akı bileşenleri, ve L_{dq} , d-q eksenli stator endüktans matrisidir. (3.31)'den görülebileceği gibi, d-q ekseninde endüktans matrisi sabit matris haline gelir. Rotor pozisyonunun periyodik fonksiyonu olmadığından d-q eksenli ayrıştırılabilir.

Üç fazlı GSM'nin fazör diyagramı Şekil 3.8'de gösterilmiştir. Gerilim denklemi (3.32)'de ifade edilmiştir.



Şekil 3.8 Gömülü mıknatıslı senkron makinenin fazör diyagramı [42]

$$\dot{U}_S = R_s \dot{I}_s + j\omega_s L_d \dot{I}_d + j\omega_s L_q \dot{I}_q + \dot{E}_0 \quad (3.32)$$

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ENDÜKTANS DEĞİŞİMİNİN ANALİZİ

4.1 Durmakta Olan Motora AC Gerilim Uygulanması

Endüktans ölçüm yöntemlerinden olan bu test yöntemi ile endüktansların değeri ölçülebilir. Bu yöntem rotor kilitlenerek uygulanmaktadır. Literatürdeki vektör kontrol yöntemlerinde olduğu gibi bu yöntemde de endüktanslar arasındaki çapraz kuplaj etkisi ihmal edilmektedir.

Bu yöntemde d ve q endüktansları, statorda bulunan ve sinüzoidal olarak dağıtılmış olan sargının öz ve karşılıklı endüktanslarından hesaplanır. Burada her bir fazın öz ve karşılıklı endüktansları rotor konumunun bir fonksiyonu olarak ifade edilir.

$$L = (L_0 \pm L_1 \cos 2\theta_r) + L_{lk} \quad (4.1)$$

$$M = M_0 \pm M_1 \cos\left(2\theta_r \pm \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.2)$$

L_{lk} kaçak endüktans [H]

θ_r rotor pozisyonu [radyan]

L öz endüktans [H]

M karşıt endüktans [H]

L_{lk} kaçak endüktans, L_0 ve M_0 öz endüktansın ve ortak endüktansın DC bileşeni, L_1 ve M_1 endüktansın ikinci harmonik bileşenidir. Sargı dağılımı nedeniyle uzay harmoniklerinin ihmal edilebilir olduğu varsayılarak endüktanslar aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$L_d = \frac{3}{2}(L_0 - L_1) + L_{lk} \quad (4.3)$$

$$L_q = \frac{3}{2}(L_0 + L_1) + L_{lk} \quad (4.4)$$

Nötr noktasına erişilebilir yıldız bağlı bir makinedeki test için bağlantı şeması Şekil 1.6'da gösterilmektedir. Faz sargılarından biri, tek fazlı bir kaynak gerilimi ile beslenir, diğer iki sargının birindeki hat akımı ve endüklenen faz gerilimleri, farklı rotor konumlarında ölçülür. Her rotor konumunda sargı öz ve karşılıklı endüktansları aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$L_a = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_a}{I_a}\right)^2 - R_s^2}}{2\pi f} \quad (4.5)$$

$$M_{ac} = \frac{V_c}{2\pi f I_a} \quad (4.6)$$

R_s	stator direnci [Ohm]
f	kaynak frekansı [Hz]
V_a	kaynak faz gerilimi [V]
V_c	ölçülen faz gerilimi [V]
I_a	ölçülen faz akımı [A]

Öz ve karşılıklı endüktansı bulmak için çizilen grafiklere en küçük kareler eğri uydurma tekniği uygulanır. Daha sonra rotor konumunun fonksiyonu olarak (4.1) ve (4.2) denklemleri elde edilir.

L_0 , M_0 , L_1 ve M_1 parametreleri bu denklemlerden belirlenir. (4.3) ve (4.4) eşitlikleri kullanılarak L_d ve L_q parametreleri bulunur. Ölçülen L_d ve L_q parametrelerinin akıma bağlı değişimleri de elde edilebilir.

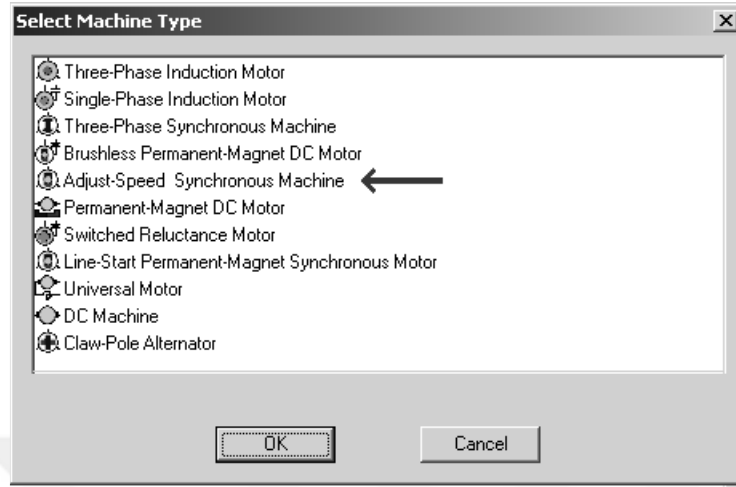
4.2 Sonlu Elemanlar (SE) ve Hesaplama Analizi

Bu bölümde, sabit mıknatıslı senkron motorda farklı rotor açılarında rotor kilitli durumdayken sonlu elemanlar analizi yapılarak öz endüktans parametresinin değişimi incelenmiştir. Analizde Maxwell programı kullanılmıştır.

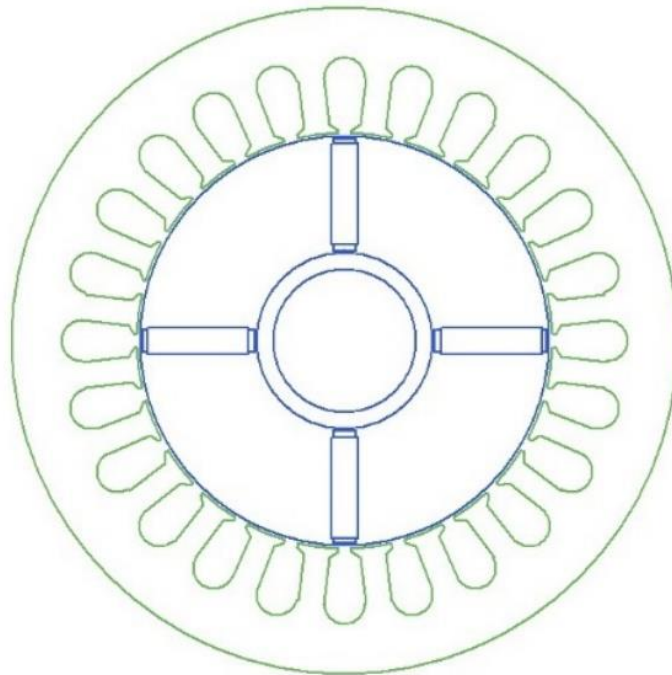
4.2.1 Maxwell RMXprt Modeli

Öncelikle programda Şekil 4.1'de gösterildiği gibi makinanın tipi seçilmiştir. Seçilen motorun statorunda 24 oluk ve rotorunda 4 kutup mevcuttur. Makinanın 90°'lik kesit görüntüsü Şekil 4.3'te verilmiştir. Makine simetrik olduğundan

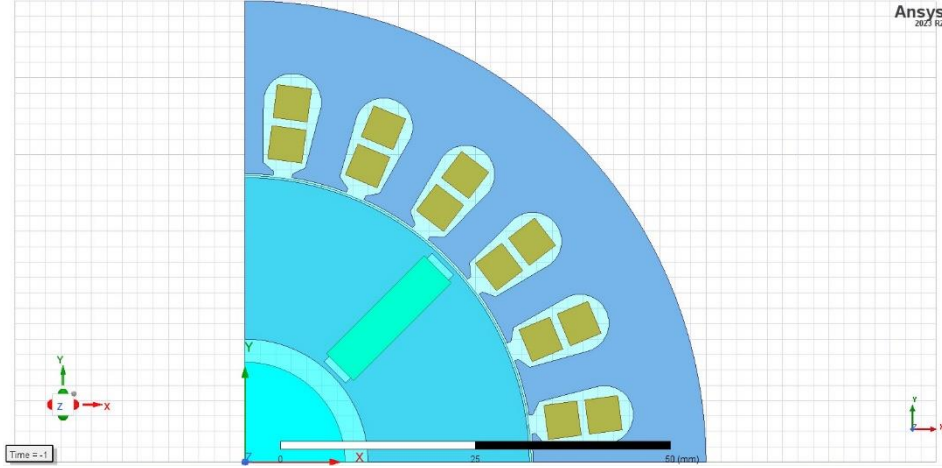
analizlerin 90°'lik kesit üzerinde yapılması yeterli olmaktadır. Makinenin özelliklerine ilişkin programdan alınan ekran görüntüleri Şekil 4.4'te verilmiştir.



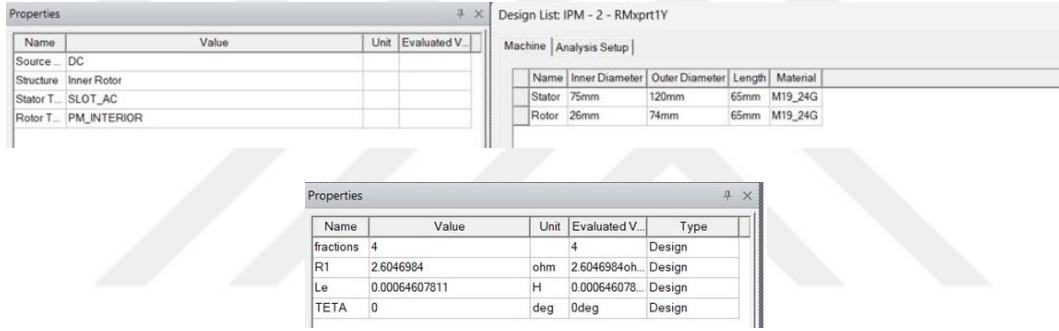
Şekil 4.1 Rmxprt'de makine modeli seçimi [10]



Şekil 4.2 IPM'nin 360° kesit görüntüsü



Şekil 4.3 IPM'nin 90° kesit görüntüsü



Şekil 4.4 Makinenin özelliklerine ilişkin programdan alınan ekran görüntüleri

4.2.2 Maxwell Rmxprt Programında Durmakta Olan Motora AC Gerilim Uygulanarak Endüktans Değerlerinin Elde Edilmesi

Programda motorun A fazı ile nötr noktası uçlarına AC gerilim uygulandığı tanımlanmıştır. B ve C fazlarına gerilim uygulanmamıştır. Şekil 4.5te ilgili ekran görüntüsü verilmiştir. Şekil 4.6'da analiz süresi ve simülasyon adımı tanımlanmıştır. Her 1° için analiz tekrarlanmıştır. Analiz süresi seçiminde geçici rejimin tamamlanması dikkate alınmıştır. Bu süre kısa seçildiğinde kararlı rejime ulaşılmadığı için elde edilen sonuçlar tutarlı olmamaktadır. A fazı sargısı tek fazlı bir kaynak ile beslenerek 90° boyunca öz endüktans analizi ve SE analizi yapılmıştır. Analiz programından alınan sonuçlar Şekil 4.7-4.9'da verilmiştir. Şekil 4.8 ve 4.9'da 90 farklı açı için analiz sonucunda elde edilen A fazı akımı ile C fazı gerilim değişimleri üst üste çizilmiştir.

Winding

General | Defaults

Name: PhaseA

Parameters

Type: Voltage Solid Stranded

Initial Current: 0

Resistance: R1

Inductance: Le

Voltage: $50 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot \text{time})$

Number of parallel branches: 1

Use Defaults

Şekil 4.5 Programda motorun A faz sargısına gerilim uygulanmasının tanımlanması

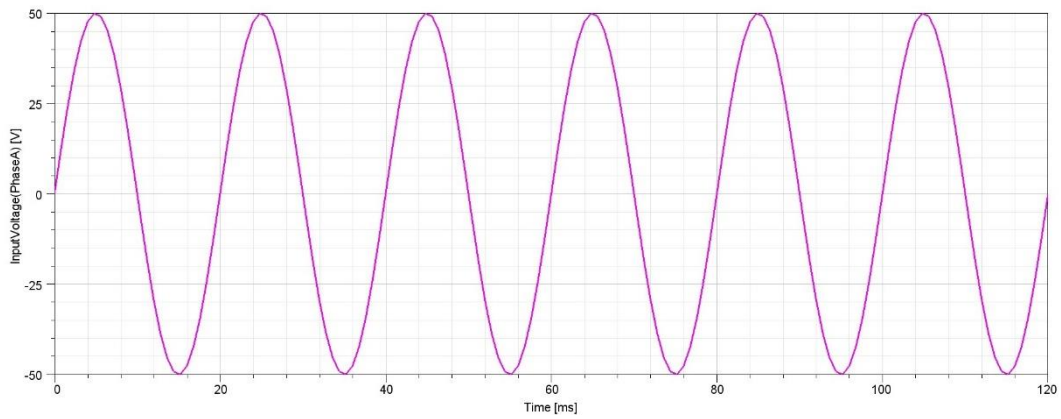
Transient Setup

Adaptive Time Step

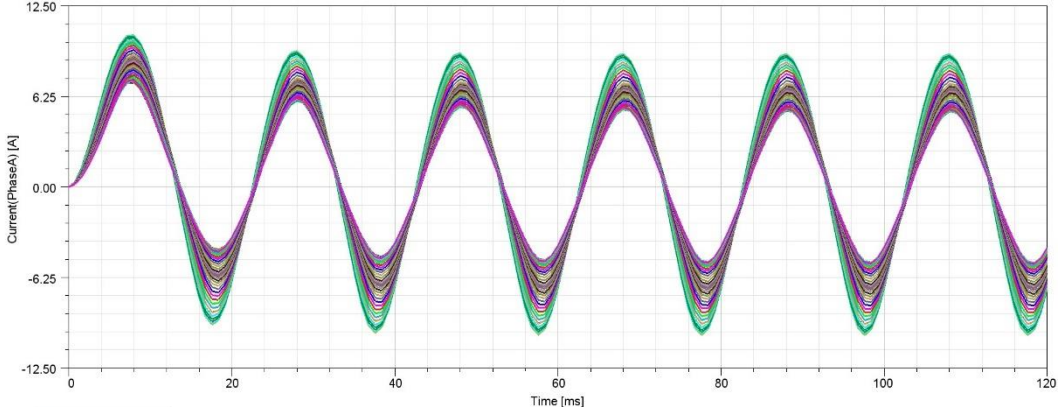
Stop time: 120 ms

Time step: 80/100 ms

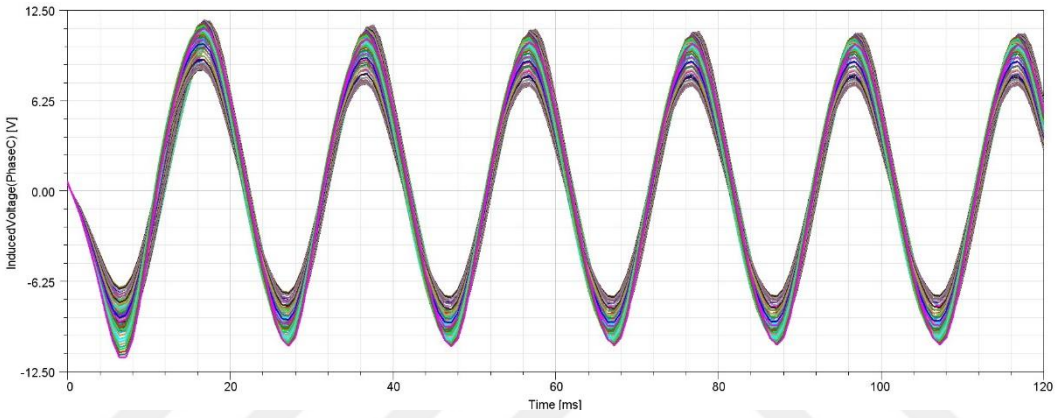
Şekil 4.6 Analizde adım ve analiz sürelerinin tanımlanması



Şekil 4.7 A fazı kaynak gerilimi



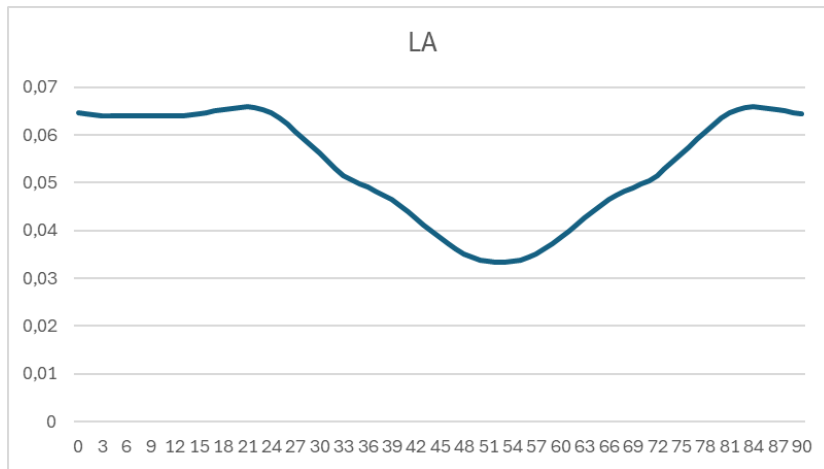
Şekil 4.8 A fazından 90° boyunca geçen akım



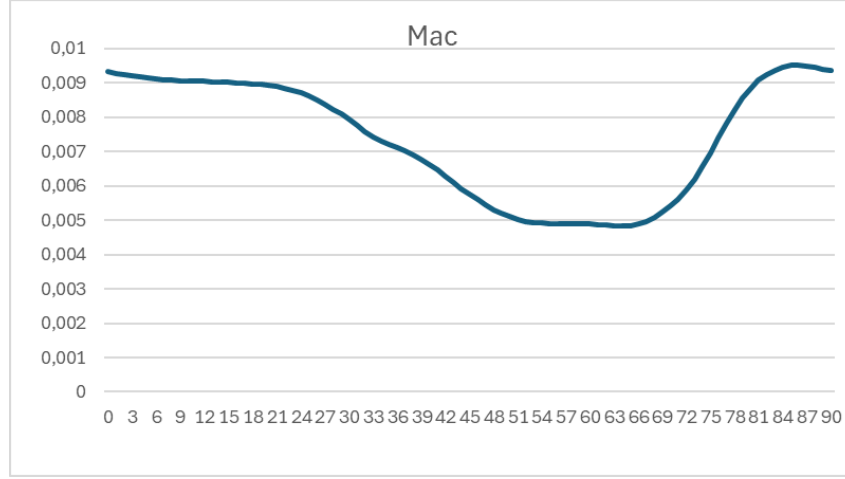
Şekil 4.9 C fazından 90° boyunca ölçülen gerilim

4.2.3 Hesaplanan Analitik Sonuçlar ve SE Analizinin ile Karşılaştırılması

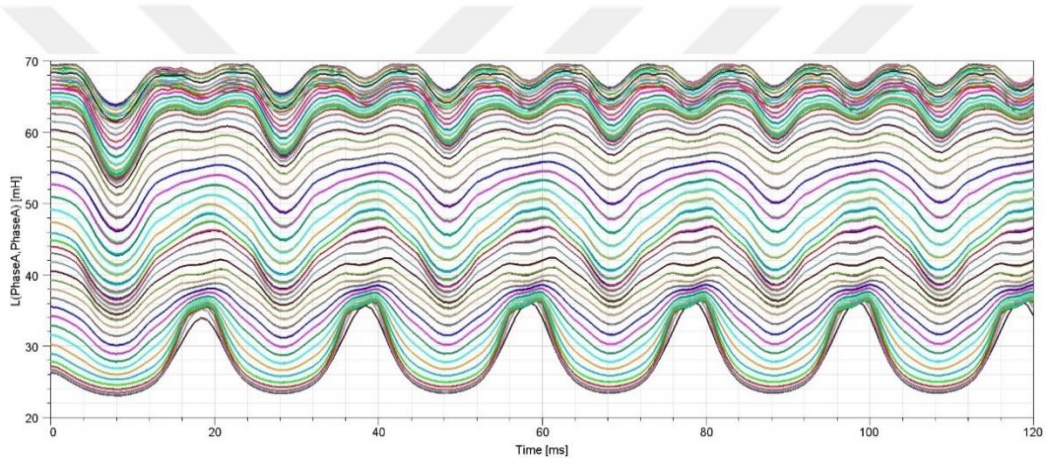
(4.5) ve (4.6) eşitliklerine göre endüktans değerleri hesaplanarak SE sonuçları ile karşılaştırılmıştır.



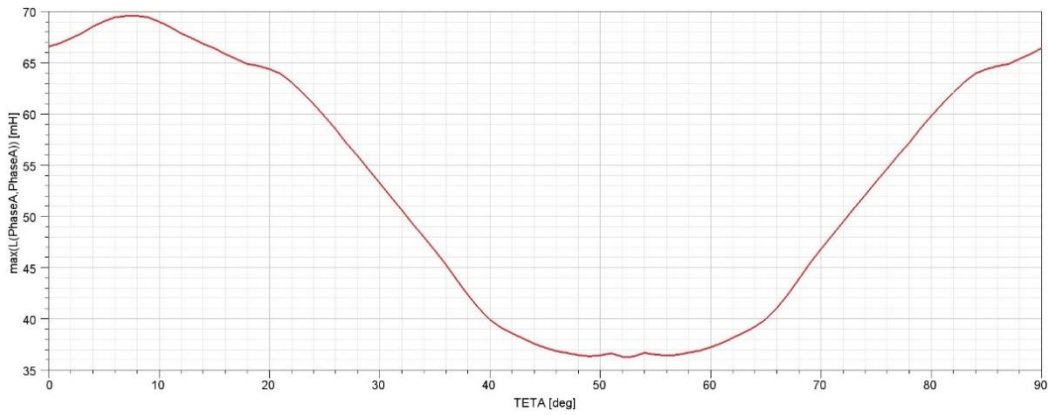
Şekil 4.10 Rotor açısına bağlı olarak program ile elde edilen L_A öz endüktans değişimi



Şekil 4.11 Rotor açısına bağlı olarak program ile elde edilen M_{AC} karşıt endüktans değişimi



Şekil 4.12 90° için endüktans değişim SE analizi

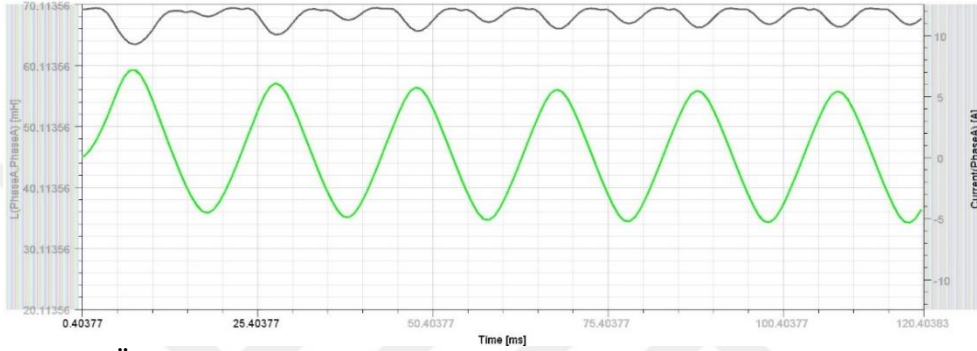


Şekil 4.13 Öz endüktansın rotor konumuna göre değişimi

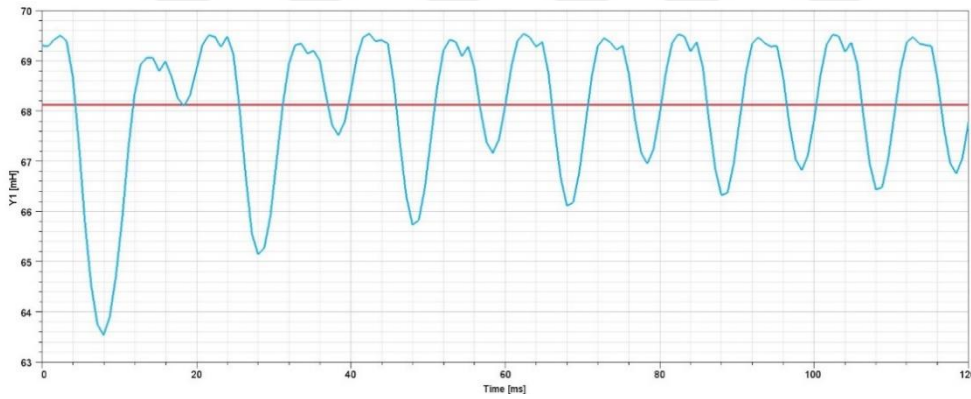
Şekil 4.13'te Ansys SE analizi ile hesaplanan L_a değerlerinin tüm rotor pozisyonlarına göre değişimi elde edildi. Öz ve karşılıklı endüktanslar (4.5) ve (4.6) kullanılarak rotor konumlarına çizilmiştir.

4.2.4 Öz Endüktansın Akıma Bağlı Değişiminin İncelenmesi

Bu yöntem uygulanırken öz endüktansın akıma bağlı değişimi de analiz edilmiştir. Şekil 4.14'te öz endüktansın ve A fazından geçen akımın değişimi eş zamanlı olarak çizilmiştir. (5)' e göre A fazından geçen akımın düşük olduğu noktalarda öz endüktans artar. Akımın yüksek olduğu noktalarda kısmi doyum nedeniyle endüktans azalır. Bu sebepten dolayı SE analizinde L_a 'nın maksimum olduğu 8° rotor açısı belirlenerek öz endüktansın akıma göre değişim eğrisi analiz edilmiştir.



Şekil 4.14 Öz endüktansın ve A fazından geçen akımın zamana göre değişimi

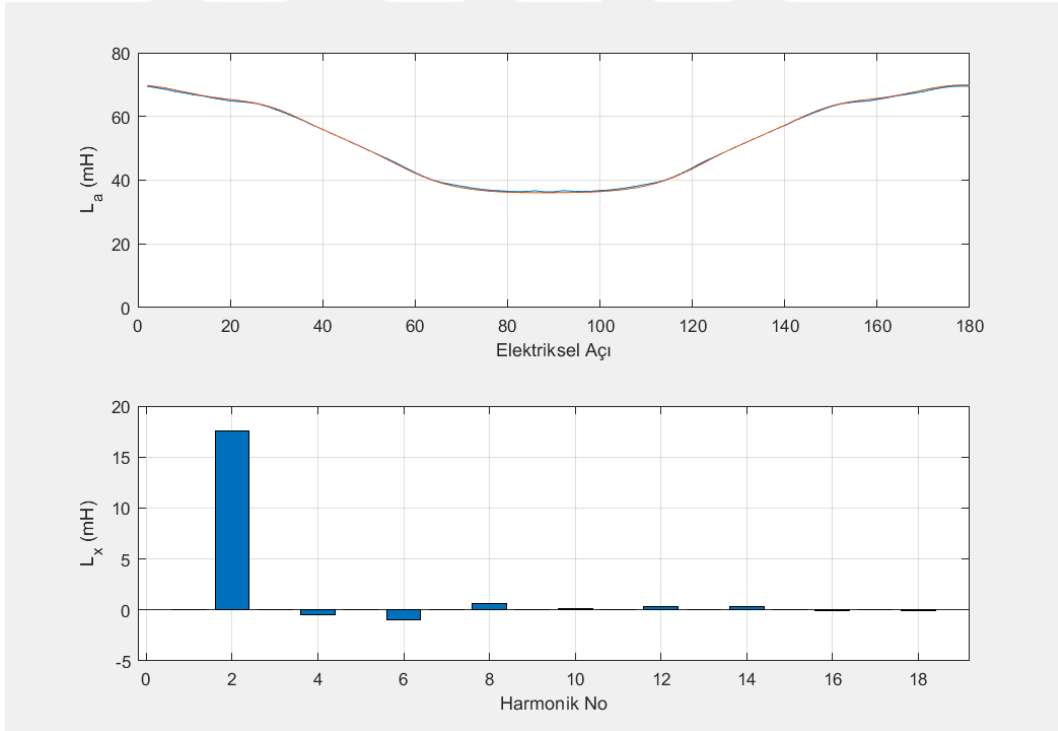


Şekil 4.15 DC bileşen içeren öz endüktansın zamana göre değişimi

Şekil 4.15'te, öz endüktans dc bileşeni etrafında rotor konumuna bağlı olarak değişmektedir. Burada (4.1)'e göre L_0 DC bileşeni etrafında L_1 ikinci harmonik bileşeni dalgalılığı gözlenmektedir.

4.2.5 Tahmin Edilen Öz Endüktans Değişiminin Analizi, Yorumu ve Formülizasyonu

MATLAB kullanılarak her rotor pozisyonu için hesaplanan öz endüktans değerleri üzerinde Fourier analizi gerçekleştirilmiştir. Analizin gerçekleştirilebilmesi amacıyla, dört kutuplu motorun elektriksel olarak 180° açıda bir tam devir yaptığı varsayılmıştır. Analiz sonuçlarına göre, L_0 DC bileşenin ve L_1 ikinci harmonik bileşenin, elde edilen endüktans eğrisinin büyük bir kısmını oluşturduğu belirlenmiştir. Ayrıca, elde edilen eğri incelendiğinde, DC bileşenin yanı sıra L_1 temel bileşen ve L_{1k} kaçak endüktans bileşenlerinin de eğrinin oluşumunda etkili olduğu açıkça gözlemlenmektedir. Eğriler, dört kutuplu motorun öz endüktans değerlerinin elektriksel açıya bağlı değişimini ve harmonik bileşenlerin endüktans üzerindeki etkisini göstermektedir. 2. harmonik için değer önemli ölçüde etkili olduğu sonucuna varılmıştır.



Şekil 4.16 Elektriksel açıya ve harmonik derecelerine göre öz endüktansın değişimi

Endüktans değişimine etki eden harmonik bileşenlerin detaylı bir analizi, bu bileşenlerin eğri üzerindeki etkilerini ve motor performansı üzerindeki potansiyel sonuçlarını daha iyi anlamamızı sağlar. Özellikle, DC bileşenin sabit bir değer oluşturduğu, L_0 temel bileşenin motorun çalışma prensipleriyle doğrudan ilişkili

olduğu ve L_1 ikinci harmonik bileşenin ise endüktans eğrisindeki dalgalanmaları ve ani değişimleri temsil ettiği görölmektedir. Bu harmoniklerin motorun manyetik alan dağılımını ve dolayısıyla moment üretimini etkileyebileceği düşünölmektedir. Bu nedenle, motor tasarımı ve kontrol stratejilerinin geliştirilmesinde bu harmonik etkilerin dikkate alınması önem taşımaktadır.

Bu gözlemler, Fourier analizi sonuçlarıyla uyumludur ve özellikle L_1 ikinci harmonik bileşenin endüktans değerlerinde belirgin bir etkiye sahip olduğunu göstermektedir. Bu, motorun manyetik alan dağılımını ve moment üretimini etkileyebilecek harmonik etkilerin önemini vurgular. Motor tasarımı ve kontrol stratejileri geliştirilirken bu tür harmonik etkilerin dikkate alınması gerektiğini destekler niteliktedir. 2.harmoniğin yüksek değeri, motor performansı üzerindeki potansiyel etkiler ağıısından özellikle dikkate alınmalıdır.

DC bileşen 52.58, 2. derece harmonik 17.54, 4. derece harmonik -0.4987 olarak elde edilmiştir.

(4.1) belirlenen katsayılarla düzenlenerek, $L_a = (L_0 \pm L_1 \cos 2\theta_r + L_2 \cos 4\theta_r)$ denklem formu elde edilerek $(52.58 + 17.54 \cos 2\theta_r - 0.4987 \cos 4\theta_r)$ şeklinde ifade edilir. L_{1k} ihmal edilecek kadar küçüktür.

(4.3) ve (4.4)'ten bulunan öz endüktans denklemi ile L_d ve L_q değerleri bulunabilir. Benzer şekilde karşılıklı endüktans sonuçları da elde edilebilir.

Gömülü mıknatıslı senkron motorlar (GMSM), yüksek moment yoğunluğu, yüksek verimlilik ve düşük bakım gereksinimleri nedeniyle birçok uygulamada tercih edilmektedir. Bu motorların çalışması sırasında oluşan endüktans değişimleri moment dalgalanmalarına yol açmaktadır. Kontrol kalitesinin yükseltilmesi açısından iki eksen endüktans parametrelerinin yüksek doğrulukla bilinmesi gereklidir. GMSM’lerde endüktans değerleri, motorun yapısal özelliklerine, stator akımlarına, çapraz kuplaj etkilerine bağlı olarak değişkenlik gösterir. Endüktans tahminleri için analitik yöntemler, sonlu elemanlar analizi ve deneysel ölçümler gibi çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Analitik ve sonlu elemanlar analiz yöntemlerinde, motorun geometrisi ve boyutlarına dair bilgiler temel alınır, fakat bu bilgiler kolay elde edilemez. Bu sebeple, endüktans değerlerinin deneysel olarak ölçülmesi büyük önem taşır. GMSM motorların endüktanslarını ölçmek için yük testi, durmakta olan motora DC ve AC gerilim uygulanması gibi testler uygulanmaktadır. Motor durmakta iken sadece bir faz sargısına tek fazlı bir gerilim kaynağı uygulanarak endüktans ölçümü yapılabilmektedir. Farklı akım seviyelerinde endüktans değerinin değiştiği ve doyum durumunun oluştuğu görülmektedir. Endüktans testlerinde doyum etkilerinin dikkate alınması oldukça önemlidir. Bu test yöntemi motorun sabit bir pozisyonunda endüktans değerini ölçmektedir. Farklı açılardaki endüktans değişimleri elde edilmemektedir.

Bu çalışmada GMSM’nin farklı rotor açılarında endüktans ölçümü yapılmıştır. Test edilen motorun öz ve karşılıklı endüktans değerleri sonlu elemanlar analizi ile bir derece adımlarla elde edilmiştir. Rotoru kilitli bir test motoruna IEEE standartları doğrultusunda tek faz bir AC gerilim uygulanmış, faz akımı ve diğer fazda oluşan gerilim ölçülerek öz endüktans değeri elde edilmiştir. Sonlu elemanlar programı ile motorun bir fazından geçen akım ve diğer fazda oluşan gerilimin kararlı rejim değerleri elde edilmiştir. Bu değerler hesaplama yönteminde kullanılarak motor endüktanslarının rotor pozisyonuna göre değişimleri elde edilmiştir. Hesap yöntemi ile sonlu elemanlar analiz sonuçlarının büyük ölçüde uyumlu olduğu görülmüştür.

- [1] H. Ahn et al., "A Review of State-of-the-art Techniques for PMSM Parameter Identification," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 15, no. 3, pp. 1177–1187, 2020.
- [2] S. Bolognani et al., "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 1, pp. 184-191, Feb. 1999.
- [3] S. Morimoto et al., "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 2637-2644, Jul./Aug. 2002.
- [4] P. Pillay and P. Freere, "Literature Survey of Permanent Magnet AC Motors and Drives," in *IEEE Conference Record of the Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 74-84, 1989.
- [5] A. Binder and T. Schneider, "Permanent magnet synchronous generators for regenerative energy conversion - A Survey," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 10, Sep. 2005.
- [6] A. Gündoğan and A. F. Bakan, "Precise torque estimation in interior permanent magnet machines," in *2018 26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1-4, 2018.
- [7] IEC Pub. 34-4: "Methods for determining synchronous machine quantities from tests," 1985.
- [8] IEEE Standard 115A: "IEEE Standard procedures for obtaining synchronous machine parameters by standstill response testing," 1987.
- [9] T.J.E. Miller, "Methods for Testing Permanent Magnet Polyphase AC Motors," in *IEEE IAS Conference Record*, pp. 494-499, 1981.
- [10] İ. Şahin, *Measurement of Brushless DC Motor Characteristics and Parameters and Brushless DC Motor Design*, Middle East Technical University, Ankara, 2010.
- [11] B.J. Chalmers et al., "Parameters and performance of a highfield permanent-magnet synchronous motor for variable-frequency," *IEE Proceedings*, vol. 132, pt. B, no. 3, pp. 117-124, May 1985.
- [12] P. H. Mellor et al., "Estimation of parameters and performance of rare-earth permanent-magnet motors avoiding measurement of load angle," *IEE Proceedings-b*, vol. 138, issue. 6, pp. 322-330, Nov. 1991.
- [13] F. Fernandez-Bernal et al., "Determination of Parameters in Interior Permanent- Magnet Synchronous Motors with Iron Losses without Torque

- Measurement," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 5, pp. 1265-1272, Sep./Oct. 2001.
- [14] IEEE Standard 115-1995, "IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines," IEEE Std. 115 ISBN 1-55 937-710-0, 1995.
- [15] IEEE Standard 118-1978, "IEEE Standard Test Code for Resistance Measurement."
- [16] P. Eykhoff, *System identification, parameters and state estimation*, Wiley, 1974.
- [17] S.F.Gorman et al., "Determination of Permanent Magnet Synchronous Motor Parameters for Use in Brushless DC Motor Drive Analysis," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 3, no. 3, pp. 674-681, Sep. 1988.
- [18] J.F. Gieras et al., "Calculation of synchronous reactances of small permanent-magnet alternating-current motors: comparison of analytical approach and finite element method with measurements," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, issue. 5, part. 2, pp. 3712-3720, Sep. 1998.
- [19] R. Dutta and M.F. Rahman, "A Comparative Analysis of Two Test Methods of Measuring d-q Axes Inductances of Interior Permanent-Magnet Machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, issue. 11, pp. 3712-3718, Nov. 2006.
- [20] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology*, Taylor and Francis, New York, 2010.
- [21] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drive*, Taylor and Francis, New York, 2010.
- [22] T. Gündoğdu, *Development of Salient-Pole Synchronous Machines by Using Fractional Slot Concentrated Winding Technique & Additional Permanent Magnets*, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2012.
- [23] S. Constantinides and D. Gulick, "NdFeB for High Temperature Motor Applications," *Arnold Magnetics Technologies*, 2004.
- [24] L. H. Lewis and F. Jimenez-Villacorta, "Perspectives on Permanent Magnetic Materials for Energy Conversion and Power Generation," *Metallurgical and Materials Transactions A*, vol. 44, no. 1, pp. 1-20, 2013.
- [25] H. Gürleyen, *Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinaların Analitik Modellenmesi İçin Yeni Bir Yaklaşım*, Doktora Tezi, YTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2018.
- [26] D. T. Gundogan and A. F. Bakan, "Sabit Mıknatıslı Senkron Makinelerde Endüktans Ölçüm Yöntemlerinin İncelenmesi," in *Elektrik-Elektronik Ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı (ELECO 2022)*, pp. 1-4, 2022.

- [27] F. D. G. Capponi et al., "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2190-2205, 2012.
- [28] F. Profumo et al., "Axial Flux Machines Drives: A New Viable Solution For Electric Cars," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 39-45, 1997.
- [29] R. Madhavan et al., "Performance Improvement in the Axial Flux-Segmented Rotor-Switched Reluctance Motor," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 641-651, 2014.
- [30] S. Chino et al., "Fundamental Characteristics Of A Ferrite Permanent Magnet Axial Gap Motor With Segmented Rotor Structure For The Hybrid Electric Vehicle," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future (ECCE)*, pp. 17-22, 2011.
- [31] R. P. Deodhar et al., "The Flux-Reversal Machine: A New Brushless Doubly-Salient Permanent-Magnet Machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 4, pp. 925-934, 1997.
- [32] Y. Gao et al., "Design of Three-Phase Flux-Reversal Machines with Fractional-Slot Windings," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 4, pp. 2856-2864, 2016.
- [33] Y. Wang and Z. Deng, "Comparison of hybrid excitation topologies for flux-switching machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 9, pp. 2518-2527, 2012.
- [34] W. Hua et al., "Design Of Flux-Switching Permanent Magnet Machine Considering The Limitation Of Inverter And Flux-Weakening Capability," in *IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, pp. 8-12, 2006.
- [35] S. Li et al., "Partial Irreversible Demagnetization Assessment of Flux-Switching Permanent Magnet Machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 7, 2015.
- [36] Y. Liao et al., "A Novel Permanent Magnet Machine With Doubly Salient Structure," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 5, pp. 308-314, 1995.
- [37] P. C. Krause, *Analysis of electric machinery*, McGraw-Hill Book, 1986.
- [38] S. Vaez-Zadeh, *Control of permanent magnet synchronous motors*, Oxford University Press, 2018.
- [39] S. Özçira, *Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları*, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2007.

- [40] Texas Instruments, "Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors," Texas Instruments Application Note Literature Number: 073, 1998.
- [41] G. Wang, G. Zhang, and D. Xu, *Position Sensorless Control Techniques for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives*, Springer, Singapore, 2020.
- [42] S. Sul, *Control of electric machine drive systems*, John Wiley & Sons, 2011.
- [43] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, no. 3, pp. 716-727, 1929.
- [44] I. Boldea and S. A. Nasar, *Electric drives*, CRC press, 2016.
- [45] R. Krishnan, *Electric Motor Drives*, Prentice Hall, Upper Saddle River, 2001.

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Konferans Bildirileri

1. D. Türkdemir Gündoğan and A. F. Bakan, "Sabit Mıknatıslı Senkron Makinelerde Endüktans Ölçüm Yöntemlerinin İncelenmesi," *Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı (ELECO 2022)* , Bursa, Turkey, pp.1-5, 2022.

