

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**YÜKSEK HIZLI KÜTLESEL ROTORLU ASENKRON MOTORLARDA
ROTOR BAŞARIMININ ARTIRILMASINA YÖNELİK KATKILAR**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mahmut ABACI

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Mehmet Onur GÜLBAHÇE

OCAK 2026

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**YÜKSEK HIZLI KÜTLESEL ROTORLU ASENKRON MOTORLARDA
ROTOR BAŞARIMININ ARTIRILMASINA YÖNELİK KATKILAR**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Mahmut ABACI
(504231018)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Mehmet Onur GÜLBAHÇE

OCAK 2026

ISTANBUL TECHNICAL UNIVERSITY ★ GRADUATE SCHOOL

**CONTRIBUTIONS TO PERFORMANCE ENHANCEMENT OF ROTORS IN
HIGH-SPEED SOLID-ROTOR INDUCTION MOTORS**



M.Sc. THESIS

**Mahmut ABACI
(504231018)**

Department of Electrical Engineering

Electrical Engineering Programme

Thesis Advisor: Assoc. Prof. Dr. Mehmet Onur GULBAHCE

JANUARY 2026

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 504231018 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Mahmut ABACI, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “YÜKSEK HIZLI KÜTLESEL ROTORLU ASENKRON MOTORLARDA ROTOR BAŞARIMININ ARTIRILMASINA YÖNELİK KATKILAR” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Mehmet Onur GÜLBAHÇE**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Duygu BAYRAM KARA**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Erkan ATMACA
İstanbul Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **02 Ocak 2026**
Savunma Tarihi : **22 Ocak 2026**





*Eşim Gülnur ABACI'ya
ve
Diriliş Medeniyet Kulübüne,*



ÖNSÖZ

BİSMİLLÂHİRRAHMÂNİRRAHÎM

Hamd, kâinatı ilimle kuşatan, kalemle yazmayı öğreten ve bizleri hakikatin peşinde koşan kullarından eyleyen Yüce Allah'a; salât ve selâm ise ilmin kapısı, hikmetin rehberi olan Efendimiz Hz. Muhammed Mustafa'ya (s.a.v.) olsun.

Akademik bir yolculuğun ötesinde, sabır ve azimle örülen bu yüksek lisans tez çalışmasının tamamlanmış olmasının şükrü içerisindeyim. Bu uzun ve meşakkatli süreçte, hayat yükümü zarafetle omuzlayan, en yorgun anlarımda sığınacak limanım olan sevgili eşim Gülnur ABACI'ya özel bir teşekkür etmek isterim. Akademik yoğunluğun getirdiği her türlü zorluğa sabırla göğüs geren, desteğini bir an olsun eksiltmeyen, sevgisi ve inancıyla bana güç veren eşimin fedakârlıkları bu çalışmanın her satırına sinmiştir. Her konuda ardımda sarsılmaz bir dağ gibi durduğu ve hayat yolculuğumu güzelleştirdiği için kendisine ne kadar teşekkür etsem azdır.

Bu süreçte ilminden istifade ettiğim, kıymetli vaktini ve tecrübesini esirgemeyen, ufkumu genişleten değerli danışman hocam Doç. Dr. Mehmet Onur GÜLBAHÇE'ye en kalbi teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca, akademik çalışmalarım süresince teknik desteği ve rehberliği ile her daim yardımlarını esirgemeyen asistan hocam Batı Eren ERGUN'a şükranlarımı borç bilirim.

Hayatımın her safhasında varlıklarıyla güç bulduğum, üzerimdeki haklarını hiçbir zaman ödeyemeyeceğim kıymetli aileme minnettarım. Bu vesileyle, hayatımın en büyük çınarı olan, dürüstlüğü ve vakarıyla yoluma ışık tutan, ancak bu çalışmamın meyvesini görmeye ömrü vefa etmeyen aziz babam Mikdat ABACI'yı rahmet, özlem ve dualarla yâd ediyorum. Mevlâm ruhunu şâd, mekânını cennet eylesin. Onun bana miras bıraktığı azim ve ahlak, bu çalışmanın gizli kahramanıdır.

Ayrıca, fikri dünyamın şekillenmesinde büyük emeği olan, kardeşlik ve muhabbet ikliminde ilmi ve irfanı birleştiren Diriliş Medeniyet Kulübü'ne ve tüm arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Bu tezin, bilim dünyasına ve medeniyetimize hayırlı bir katkı sunmasını temenni ederim.

Aralık 2025

Mahmut Abacı
(Elektrik Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	ix
İÇİNDEKİLER	xii
KISALTMALAR	xiii
SEMBOLLER	xv
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xix
ŞEKİL LİSTESİ.....	xxi
ÖZET	xxiii
SUMMARY	xxv
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	3
1.2 Literatür Araştırması	4
1.3 Hipotez	6
2. YÜKSEK HIZLI KÜTLESEL ROTORLU ASENKRON MOTORUN TASARIMI VE BAŞARIM HESAPLAMALARI.....	7
2.1 Rotorun Ana Ölçülerinin Saptanması	8
2.2 KRAM Kayıpları ve Soğutma Performansı	12
2.3 Kütleli Rotorlu Asenkron Motorun Uzay Harmonikleri.....	17
2.4 KRAM'ın Sonlu Elemanlar Modellemesi.....	25
2.5 KRAM'ın Sonlu Elemanlar Modellemesinde Rotor Uç Empedansları	31
3. HAVA ARALIĞI HARMONİKLERİNİN OPTİMİZASYONU	33
3.1 Geleneksel KRAM Sargı Analizleri.....	34
3.2 Yüksek Hızlı Eksenel Yarıklı KRAM'ın Tasarımı ve Optimizasyonu.....	35
3.2.1 Yarık geometrisi optimizasyonu	37
4. EKSENEL YARIKLI ROTORUN BAŞARIMI ÜZERİNE YARIK EĞİKLİK AÇISININ ETKİSİ	45
5. DEĞİŞKEN BOYUTLU YARIK GEOMETRİSİNE SAHİP ROTORLU ASENKRON MOTOR ANALİZİ VE SONUÇLARI.....	51
5.1 Rotor Uç Bölgesine Uygulanan İletken Bakır Tabakanın Performansa Etkisi	56
6. SONUÇ	61
KAYNAKLAR	65
ÖZGEÇMİŞ.....	69



KISALTMALAR

AC	: Alternatif Akım
WBG	: Geniş Bant Aralıklı
VFD	: Değişken Frekanslı Sürücü
IGBT	: Yalıtılmış Kapılı Bipolar Transistör
PMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
SRM	: Anahtarlama Relüktans Motor
KRAM	: Kütleli Rotorlu Asenkron Motor
SEA	: Sonlu Elemanlar Analizi
RMS	: Etkin Değer
EMK	: Elektro Motor Kuvveti
CuCrZr	: Bakır Krom Çinko
FeCo	: Demir Kobalt
LUT	: Lappeenranta Teknoloji Üniversitesi
MMF	: Manyeto Motor Kuvveti
SEY	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
2B	: 2 Boyutlu
EY-KRAM	: Eksenel Yarıklı Kütleli Rotorlu Asenkron Motor
RF	: Dalgalanma Faktörü



SEMBOLLER

σ_{ts}	: Elektromanyetik Rotor Yüzeyinin Teğetsel Gerilmesi
L	: Rotorun Uzunluğu
R	: Rotorun Yarıçapı
ρ	: Masif Rotor Malzemesinin Yoğunluğunu
ω	: Rotorun Açısal Hızı
C_{ts}	: Moment Dalgalanma Katsayısı
μ_c	: Poisson Katsayısı
E	: Young Modülü
S_A	: Rotorun Kesit Alanı
n_c	: Kritik Hızı
J_{in}	: Atalet Modülünü
D_s	: Stator İç Çapı
S	: Motor Gücü
C_{mech}	: Mekanik Kullanım Faktörü
J_s	: Stator Doğrusal Akım Yoğunluğu
k_{w1}	: Temel Sargı Katsayısı
$B_{air-gap}$	: Hava Aralığı Akı Yoğunluğu
J	: Akım Yoğunluğu
m	: Faz Sayısı
N_s	: Sarım Sayısı
τ_p	: Kutup Adımı
$\cos\phi_1$	: Temel Güç Faktörü
η	: Verim
P_{in}	: Giriş Gücü
P_{out}	: Çıkış Gücü
$P_{Cu,s}$	: Stator Bakır Kayıpları
$P_{Fe,s}$	: Stator Demir Kayıpları
P_{exc}	: Stator Ek Kayıplar
P_δ	: Hava Aralığı Gücü
$P_{Cu,r}$	: Dirençsel Kayıplar

$P_{Fe,r}$	: Demir Kayıpları
$P_{fr,r}$	: Sürtünmeden Kaynaklanan Mekanik Kayıplar
T_{em}	: Elektromanyetik Moment
$P_{r,loss}$	: Rotorun Toplam Elektriksel Kayıpları
$P_{fund,r}$	: Temel Dirençsel Kayıplar
$P_{hyst,r}$	: Histerezis Kayıpları
$P_{surf,r}$	: Yüzey Kayıpları
V	: Toplam Rotor Hacmi
$P_{J,r}$	: Toplam Joule Kaybı
f_s	: Stator Besleme Frekansı
f_{slip}	: Rotor Kayma Frekansı
s	: Birim Kayma
n_s	: Senkron Hız
n_r	: Rotorun Mekanik Hızı
P_{mech}	: Elektromekanik Çıkış Gücü
w_r	: Rotorun Mekanik Açısız Hızı
r	: Rotorun Yarıçapı
C_T	: Moment Katsayısı
k_f	: Yüzey Pürüzlülüğü Katsayısı
k_2	: Hız Faktörü
q_m	: Soğutma Gazının Kütle Debisi
u	: Rotorun Periferik Hızı
r_2	: Rotorun Uç Kısımının Dış Çapı
r_1	: Rotorun Uç Kısımının İç Çapı
$2p$	: Kutup Sayısı
Q_s	: Stator Oluk Sayısı
θ	: Sargı Konumu
I	: Akımın Etkin Değeri
f_{ze}	: İndüklenen Rotor Geriliminin Frekansı
E	: İndüklenen Gerilim
U	: Besleme Gerilimi
ϕ_e	: Manyetik Akı
B_e	: Manyetik Akı Yoğunluğu
k_{we}	: Sargı Katsayısı
X_{me}	: Mıknatıslanma Reaktansı

X_{re}	: Rotor Rektansı
$Z_{harmonics}$	: Harmonik Dalının Empedansı
μ	: Manyetik Geçirgenlik
σ	: Elektriksel İletkenlik Sabiti
H	: Manyetik Alan Şiddeti
$\bar{Z}_e$	: Rotor Yüzey Empedansı
$\bar{B}_{Rye}$	: Normal Manyetik Akı Yoğunluğu
$\bar{Z}_{Re'}$	: Rotor Harmonik Empedansı
ν	: Manyetik Relüktivite
J	: Akım Yoğunluğu
ψ	: İki Boyutlu Modellenmiş Manyetik Alanla İlişkili Akı Bağı
$k_{russell-aho}$	: Uç Etki Faktörü
ρ'_R	: Uç-Etki Dahil Eşdeğer Öz direnç



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Kafes rotorlu asenkron motorun parametreleri.	34
Çizelge 3.2 : Yarık derinliği ve yarık genişliğine göre dalgalanma faktörleri.	43
Çizelge 5.1 : Referans ve yeni tasarım motorun kayıplarının karşılaştırılması.	55
Çizelge 5.2 : Referans ve yeni tasarım motorun işletme parametrelerinin karşılaştırılması.	55
Çizelge 5.3 : Referans motor, değişken yarık geometrisine sahip motor ve rotor uç bölgeleri bakır ile kaplanmış motorun kayıplarının karşılaştırılması. ..	59
Çizelge 5.4 : Referans motor, değişken yarık geometrisine sahip motor ve rotor uç bölgeleri bakır ile kaplanmış motorun işletme parametrelerinin karşılaştırılması.	59



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Kütlesel rotorlu asenkron motorun rotoru.	2
Şekil 2.1 : Kütlesel ve laminalı rotorlarda Güç – Devir hız sınırı.	8
Şekil 2.2 : Mekanik gerilmenin yüzey hızı ile değişimi.	9
Şekil 2.3 : 2 kutuplu yüksek hızlı KRAM için kullanım faktörünün değişimi.	11
Şekil 2.4 : Bir asenkron motorun azaltılmış güç tüketim diyagramı.	13
Şekil 2.5 : Uzay harmonikleri için KRAM'ın eşdeğer devresi.	22
Şekil 3.1 : Düz KRAM'ın 2 boyutlu modeli ve sonlu elemanlar ağı görünümü.	35
Şekil 3.2 : Düz KRAM'ın manyetik akı haritası ve manyetik akı çizgileri haritası.	35
Şekil 3.3 : Yüksek hızlı EY-KRAM'ın geometrik parametreleri.	36
Şekil 3.4 : Farklı yarık derinlikleri (0 mm, 5 mm, 10 mm, 20 mm) ve 1,2 mm yarık genişliği için manyetik akı yoğunlukları.	37
Şekil 3.5 : Farklı yarık derinlikleri (0 mm, 5 mm, 10 mm, 20 mm) ve 1,2 mm yarık genişliği için manyetik akı çizgileri.	37
Şekil 3.6 : Anma kaymasında EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden elektromanyetik moment.	38
Şekil 3.7 : Anma kaymasında EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden giriş akımı/moment oranı.	38
Şekil 3.8 : Anma kaymasında EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden rotor kaybı.	39
Şekil 3.9 : EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden güç faktörü.	39
Şekil 3.10 : Anma kaymasında EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u cinsinden verim.	39
Şekil 3.11 : EY-KRAM için sabit yarık genişliği ($\delta_{slit} = 1,2$ mm) altında farklı yarık derinliği değerlerinde, 0° rotor konumunda hava aralığı akı yoğunluğunun radyal bileşeni.	40
Şekil 3.12 : EY-KRAM için sabit yarık derinliği ($d_{slit} = 16$ mm) altında farklı yarık genişliği değerlerinde, 0° rotor konumunda hava aralığı akı yoğunluğunun radyal bileşeni.	41
Şekil 3.13 : EY-KRAM için sabit yarık genişliği ($\delta_{slit} = 1,2$ mm) altında farklı yarık derinliği değerlerinde, 0° rotor konumunda harmonik dağılımları.	41
Şekil 3.14 : EY-KRAM için sabit yarık derinliği ($d_{slit} = 16$ mm) altında farklı yarık genişliği değerlerinde, 0° rotor konumunda harmonik dağılımları.	41
Şekil 3.15 : Sabit yarık genişliği ($\delta_{yarık} = 1,2$ mm) altında farklı yarık derinliği değerleri için dönme açısına bağlı moment değişimi.	42
Şekil 3.16 : Sabit yarık derinliği ($d_{yarık} = 16$ mm) altında farklı yarık genişliği değerleri için dönme açısına bağlı moment değişimi.	42
Şekil 4.1 : Farklı yarık eğiklik açıları (0° , 5° , 10° ve 15°) için manyetik akı yoğunlukları ve manyetik akı çizgileri.	47
Şekil 4.2 : Farklı yarık eğiklik açıları (20° , 30° , 45° ve 60°) için manyetik akı yoğunlukları (a) ve manyetik akı çizgileri (b).	47

Şekil 4.3 : Sabit yarık derinliği altında, farklı yarık eğiklik açısı değerleri için 0° rotor konumunda hava aralığı akı yoğunluğunun radyal bileşeni.....	48
Şekil 4.4 : 0° rotor konumunda, EY-KRAM için sabit yarık genişliği altında farklı yarık eğiklik açısı değerlerine ait harmonik dağılımları.	48
Şekil 4.5 : Eğiklik açısına bağlı giriş akımı değişimleri.	49
Şekil 4.6 : Eğiklik açısına bağlı motor verimi.	49
Şekil 4.7 : Eğiklik açısına bağlı moment ve akım/moment oranı değişimleri.	49
Şekil 5.1 : (a) Referans motor ve (b) yeni tasarım motor.	52
Şekil 5.2 : (a) Referans motor ve (b) yeni tasarım motorun sonlu elemanlar ağı görünümü.	52
Şekil 5.3 : (a) Referans motor ve (b) yeni tasarım motorun manyetik akı yoğunluğu.	53
Şekil 5.4 : (a) Referans motor ve (b) yeni tasarım motorun manyetik akı çizgileri. .	53
Şekil 5.5 : Referans motor ve yeni tasarım motorunun hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeni.	54
Şekil 5.6 : Referans motor ve yeni tasarım motoruna ait hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeninin harmonik dağılımı.	54
Şekil 5.7 : Rotor yarık uç bölgelerine iletken bakır tabaka uygulanmış motorun geometrik modeli (a) ve sonlu elemanlar ağı görünümü (b).....	56
Şekil 5.8 : Rotor yarık uç bölgelerine iletken bakır tabaka uygulanmış motorun manyetik akı çizgileri (a) ve manyetik akı yoğunluğu (b).	57
Şekil 5.9 : 3 motora ait hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeni (a) ve harmonik dağılımı (b).	58

YÜKSEK HIZLI KÜTLESEL ROTORLU ASENKRON MOTORLARDA ROTOR BAŞARIMININ ARTIRILMASINA YÖNELİK KATKILAR

ÖZET

Endüstriyel tahrik sistemlerinde son yıllarda yaşanan teknolojik gelişmeler, daha yüksek çalışma hızları, daha kompakt yapılar ve daha yüksek güç yoğunlukları gereksinimini beraberinde getirmiştir. Bu doğrultuda, mekanik iletim elemanlarını ortadan kaldıran dişlisiz ve doğrudan tahrikli sistemler; daha yüksek verim, düşük bakım gereksinimi ve artan sistem güvenilirliği sağlamaları nedeniyle birçok yüksek hızlı uygulamada tercih edilmektedir. Özellikle yüksek hızlarda çalışması gereken, mekanik dayanımın ve işletme güvenliğinin kritik olduğu uygulamalarda kütleli rotorlu asenkron motorlar (KRAM), tek parça rotor yapıları, sağlam mekanik özellikleri ve hız ya da konum algılayıcısına ihtiyaç duymadan çalışabilmeleri sayesinde önemli bir alternatif olarak öne çıkmaktadır.

Bununla birlikte, kütleli rotorlu asenkron motorların en önemli olumsuz yanı, rotor yapısının stator kaynaklı uzaysal ve zamansal harmonikleri etkin biçimde bastıramaması nedeniyle ortaya çıkan yüksek rotor kayıpları ve düşük güç faktörüdür. Yüksek hızlı çalışmada besleme frekansının artması, hava aralığında oluşan harmoniklerin etkisini artırmakta ve rotor içerisinde yoğun girdap akımlarına yol açmaktadır. Bu durum, motor verimini sınırlayan temel faktörlerden biri hâline gelmektedir. Literatürde bu olumsuzlukları azaltmaya yönelik olarak eksenel yarık yöntemi, yarık eğikliği, rotor kaplama ve uç halka uygulamaları gibi çeşitli yöntemler önerilmiş olsa da, bu yaklaşımlar genellikle mekanik sınırlamalar veya üretim zorlukları getirmektedir.

Bu tez çalışmasında, yüksek hızlı kütleli rotorlu asenkron motorların elektromanyetik başarımını iyileştirmek amacıyla sıralı ve sistematik bir rotor optimizasyon yaklaşımı benimsenmiştir. Çalışma, öncelikle referans bir kütleli rotorlu asenkron motorun mekanik ve elektromanyetik analizleri ile başlamaktadır. Bu referans makine, tüm karşılaştırmalar için temel oluşturacak şekilde belirlenmiş ve güvenli yüksek hızlı çalışmayı sağlayacak biçimde değerlendirilmiştir.

İlk optimizasyon aşamasında, rotor üzerinde açılan eksenel yarıkların genişliği ve derinliği parametrik olarak değiştirilmiş ve optimum yarık geometrisi belirlenmiştir. Bu aşamada, yarık geometrisinin manyetik akı dağılımı, elektromanyetik moment üretimi, rotor kayıpları ve güç faktörü üzerindeki etkileri ayrıntılı olarak incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda, dar ve derin yarıkların moment üretimini özellikle düşük kayma bölgelerinde belirgin biçimde artırdığı gözlemlenmiştir.

İkinci aşamada, optimize edilen yarıklı rotor yapısına farklı yarık eğiklik açıları uygulanarak hava aralığı harmoniklerinin bastırılması ve moment dalgalanmasının azaltılması hedeflenmiştir. Yapılan analizler sonucunda, moment düzlüğünü

iyileştiren ve kayıpları kabul edilebilir seviyelerde tutan uygun bir eğiklik açısı belirlenmiştir.

Üçüncü aşamada ise, eğiklik içermeyen optimize yarıklı rotorun yarık genişliği rotor çevresi boyunca değişken hâle getirilerek makine başarımı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu yaklaşım ile beklenen başarımlar artışı tam olarak sağlanamamış ve bazı başarımların kriterleri arasında olumsuz ödünleşimler ortaya çıkmıştır.

Son aşamada, nihai makine başarımı iyileştirmesini sağlamak amacıyla rotor uç bölgelerine bakır giydirme uygulanmıştır. Bu uygulama, rotor kayıplarının azaltılması, moment dalgalanmasının düşürülmesi ve genel verimin artırılması açısından olumlu sonuçlar vermiştir.

Sonuç olarak, bu tez çalışması, yüksek hızlı kütleli rotorlu asenkron motorlarda rotor başarımının artırılmasına yönelik özgün ve aşamalı bir tasarım yaklaşımı sunmakta; rotor geometrisi optimizasyonu ile iletken malzeme uygulamasının birlikte kullanımının etkinliğini ortaya koymaktadır. Elde edilen bulgular, hem akademik literatüre katkı sağlamakta hem de yüksek hızlı endüstriyel tahrik sistemleri için uygulanabilir tasarım sonuçları sunmaktadır.

CONTRIBUTIONS TO PERFORMANCE ENHANCEMENT OF ROTORS IN HIGH-SPEED SOLID-ROTOR INDUCTION MOTORS

SUMMARY

The continuous advancement of industrial manufacturing systems, transportation technologies, and high-performance process equipment has led to a rapidly increasing demand for electrical drive systems that are compact, lightweight, and capable of operating at high rotational speeds while delivering high power density. In many contemporary industrial applications—including compressors, turbo-machinery, spindles, pumps, and direct-drive systems—mechanical simplicity, operational reliability, and safety are of critical importance. The elimination of mechanical transmission components has become a key design objective in such systems, as it enables reduced maintenance requirements, improved dynamic response, and enhanced overall system efficiency. Consequently, gearless and direct-drive electric motor solutions have attracted considerable attention in both academic research and industrial development.

Within this framework, solid rotor induction motors (SRIMs) have emerged as a promising alternative to conventional squirrel-cage induction motors, particularly for high-speed applications. The most distinctive advantage of SRIMs is their monolithic rotor structure, which provides exceptional mechanical robustness and high resistance to centrifugal stresses encountered at elevated rotational speeds. Unlike laminated rotors or bar-type squirrel-cage designs, the solid rotor configuration enables safe operation at high peripheral velocities while maintaining structural integrity. Moreover, the absence of rotor windings, rotor bars, and short-circuit rings simplifies the mechanical construction and significantly enhances operational reliability. These features make SRIMs especially suitable for harsh environments and sensorless control applications, where mechanical durability and fault tolerance are essential.

Despite their superior mechanical characteristics, solid rotor induction motors suffer from inherent electromagnetic performance limitations when compared to conventional squirrel-cage induction motors. The absence of rotor slots and laminations limits the suppression of spatial and temporal harmonics originating from stator slotting, winding distribution, and air-gap permeance variations. As a result, strong air-gap harmonic components are induced during operation, leading to pronounced eddy current formation within the solid rotor body. These eddy currents cause excessive rotor losses, increased thermal stress, reduced efficiency, and a generally low power factor. These adverse effects become increasingly severe under high-speed operating conditions, where elevated supply frequencies intensify harmonic excitation and slip-dependent loss mechanisms.

One of the fundamental electromagnetic limitations of SRIMs is the weak penetration of magnetic flux into the rotor core. Due to the skin effect, magnetic fields tend to concentrate near the rotor surface, resulting in surface-dominated eddy currents that restrict the effective torque-producing flux within the rotor body. Consequently, electromagnetic torque capability is significantly limited, particularly at low slip values that are typically preferred for efficient steady-state operation. This characteristic poses a major challenge for high-speed drive applications, where it is necessary to simultaneously achieve sufficient torque, low losses, and high efficiency.

To mitigate these limitations, various rotor modification and performance enhancement techniques have been proposed, including axial slitting, rotor surface treatment, conductive material integration, and slot skewing. While these approaches can improve torque production and reduce losses to a certain extent, they often introduce new trade-offs related to mechanical feasibility, manufacturing complexity, thermal expansion, and centrifugal stress sensitivity. Therefore, a systematic and step-by-step optimization approach is required to evaluate the individual and combined effects of different rotor modifications and to identify a balanced and practically feasible design solution.

The primary objective of this thesis is to improve the electromagnetic performance of a high-speed solid rotor induction motor through a sequential rotor optimization strategy. Rather than applying multiple design modifications simultaneously, the study follows a structured methodology in which each modification stage is evaluated independently and then built upon the outcomes of the previous stage. This approach enables a clear understanding of the performance contribution and limitations of each design parameter.

The study begins with the detailed analysis of a reference solid rotor induction motor, which serves as the baseline design. Both mechanical and electromagnetic characteristics of the reference motor are investigated to establish a consistent and reliable comparison framework. Mechanical constraints such as maximum allowable peripheral speed, centrifugal stress limits, and critical rotational speeds are analytically evaluated to ensure safe operation at high speeds. Material properties including elastic modulus, Poisson's ratio, and density are considered to determine rotor stiffness and structural integrity. This mechanically feasible reference design forms the foundation for all subsequent optimization stages.

Following the reference motor analysis, the first optimization stage focuses on axial slit geometry optimization. In this phase, the rotor is modified by introducing axial slits with constant geometry along the rotor circumference. The slit width and slit depth are systematically varied over a wide parametric range to investigate their influence on magnetic flux penetration, electromagnetic torque production, rotor losses, magnetization current, and slip-dependent behavior. This stage aims to identify the optimal combination of slit width and depth that provides a favorable compromise between torque enhancement and loss increase. The results of this analysis reveal that deeper axial slits with relatively narrow widths significantly improve flux penetration into the rotor core, leading to substantial torque enhancement, particularly in low-slip operating regions.

In the second stage of the study, the optimized axially slitted rotor obtained from the first stage is further improved by introducing slot skewing. Different skew angles are applied to the previously optimized slit geometry in order to investigate their effects on air-gap harmonic suppression, torque ripple reduction, and overall electromagnetic performance. Slot skewing alters the spatial alignment between stator-induced harmonics and rotor current paths, thereby reducing the impact of dominant low-order harmonics. Through comparative analysis, an appropriate skew angle is identified that reduces torque ripple and improves smoothness of operation while preserving acceptable torque levels and loss characteristics.

After determining the optimal slit geometry and skew angle, the third stage of the research explores an alternative rotor design concept based on circumferential variation of axial slit width. In this phase, the slit width of the optimized slotted rotor—without skew—is intentionally increased and decreased along the rotor periphery. The objective of this approach is to spatially modify rotor impedance characteristics and further tailor magnetic flux penetration and harmonic behavior. Detailed electromagnetic analysis is conducted to evaluate the impact of circumferentially variable slit width on torque production, losses, and efficiency. However, the results indicate that this design approach does not achieve the desired overall performance improvements and introduces unfavorable trade-offs between torque enhancement and loss behavior.

Based on the insights obtained from the previous optimization stages, a final rotor modification is introduced to address the remaining performance limitations. In the last stage of the study, copper coating is applied to the rotor end regions of the optimized axially slitted machine without skew. This copper end treatment is intended to reduce effective rotor resistance, improve current distribution, and mitigate torque ripple. By providing a lower-resistance current path at the rotor ends, the copper coating significantly alters the electromagnetic behavior of the rotor, leading to reduced rotor losses and improved torque smoothness.

Simulation results demonstrate that the final rotor configuration—combining optimized axial slit geometry with copper-coated rotor ends—achieves superior overall performance compared to all previously investigated designs. The final design exhibits reduced rotor losses, lower torque ripple, improved efficiency, and enhanced electromagnetic torque characteristics while maintaining the mechanical robustness required for high-speed operation. These results confirm that combining geometric optimization with targeted conductive enhancement represents an effective strategy for improving SRIM performance.

The findings of this thesis demonstrate that a sequential and systematic rotor optimization methodology provides a powerful and flexible design framework for high-speed solid rotor induction motors. By progressing through axial slit geometry optimization, skew angle investigation, circumferential slit variation analysis, and copper end treatment, the study highlights both the benefits and limitations of each design modification stage.

From an industrial perspective, the proposed design strategy offers significant potential for high-speed drive systems requiring high reliability, low torque ripple, reduced losses, and high efficiency. When combined with modern power electronics

and advanced variable frequency drive technologies, the optimized solid rotor induction motor designs presented in this thesis contribute to both the academic understanding of electromagnetic phenomena in solid rotor machines and the practical development of high-performance electrical drives for demanding industrial applications.



1. GİRİŞ

Endüstriyel imalat, ulaşım ve süreç teknolojilerindeki hızlı değişimler, tahrik sistemlerinde daha yüksek çalışma hızlarına ve kompakt tasarımlara olan ihtiyacı artırmıştır. Bu bağlamda, dişlisiz sistemler, toplam yapısal hacmi azaltmaları ve verimliliği artırmaları nedeniyle modern mühendislik çözümlerinde ön plana çıkmaktadır. Modern mühendislik uygulamalarında, alternatif akım (AC) motor sürücülerinin verimliliği ve kontrol esnekliğini artıran geniş bant aralıklı yarı iletken (WBG) tabanlı inverterler ve gelişmiş kontrol teknikleri incelenmektedir; bu yaklaşımlar özellikle yüksek performanslı asenkron motorlarının enerji verimliliğini ve hız kontrolünü iyileştirmektedir [6].

Güç elektroniği teknolojisindeki gelişmeler, özellikle düşük maliyetli ve hızlı anahtarlama kabiliyetine sahip değişken frekanslı sürücülerin (VFD) yaygınlaşması, farklı AC motor türlerinin geniş hız aralıklarında çalıştırılmasını mümkün kılmıştır. Modern VFD çözümleri, motor hız ve moment kontrolünde esneklik ve enerji tasarrufu sağlamaktadır [6].

Literatürde "yüksek hız" kavramı disiplinlere göre farklılık göstermektedir. Mekanik açıdan bakıldığında, 150 m/s üzerindeki çevresel hızlar yüksek hız olarak tanımlanırken [1], motor üreticileri için 50-60 Hz şebeke frekansının üzerinde beslenen iki kutuplu makineler bu sınıfa girmektedir. Güncel güç elektroniği sistemleri yüzlerce Hertz frekans üretebilse de, yüksek güçlü IGBT teknolojisinin sınırlı anahtarlama frekansı nedeniyle voltaj kalitesi sorunları yaşanabilmektedir. Bu nedenle, 100-400 Hz aralığı genellikle yüksek frekanslı çalışma bölgesi olarak kabul edilmektedir [2].

Yüksek hız uygulamalarında DC motorlar, fırça ve komütatör yapılarının hem elektriksel ark oluşturmaları hem de yüksek merkezkaç kuvvetlerine dayanamamaları nedeniyle tercih edilmezler. Alternatif olarak; lamine/kütlesel rotorlu asenkron motorlar, sabit mıknatıslı senkron motorlar (PMSM) ve anahtarlama relüktans motorları (SRM) kullanılmaktadır [1-4]. PMSM'ler yüksek güç yoğunluğu ve verim sunsa da, Şekil 1.1'de görüldüğü gibi [38] kütlesel rotorlu asenkron motorlar (KRAM)

sundukları üst düzey mekanik sağlamlık, hız sensörüne ihtiyaç duymayan yapıları ve yüksek ısı dirençleri ile kritik uygulamalarda öne çıkarlar.



Şekil 1.1 : Kütlesel rotorlu asenkron motorun rotoru.

Kütlesel rotorun en yalın hali olan düz çelik silindir yapısı, düşük hava sürtünmesi ve imalat kolaylığı sağlasa da elektromanyetik performansı zayıftır. Ferromanyetik malzemedeki deri etkisi ve yüzeydeki girdap akımları, manyetik akının rotorun iç kısımlarına nüfuz etmesini engelleyerek yüksek kayma değerlerine ve düşük güç faktörüne neden olur. Literatürde bu performansı artırmak için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir:

- Bakır Uç Halkaları (End-rings): Rotor akımlarının eksene paralel akmasını sağlayarak Lorentz kuvvetini ve dolayısıyla momenti artırır; belirli bir kayma değerinde momenti iki katına çıkarabilir [7-9].
- Eksenel Yarıklar (Axial Slitting): Manyetik akının rotora daha derin nüfuz etmesini sağlayarak düşük frekans empedansını düşürür ve düşük kayma değerlerinde üretilen momenti artırır [10-13].
- Rotor Kaplama (Coating): Hava aralığı harmoniklerinin etkisini azaltarak başarımı en uygunlaştırır [15-17].

Güncel çalışmalarda, özellikle eksenel yarıkların geometrik parametrelerinin motor performansı üzerindeki etkisi kritik bir araştırma konusudur. Bu tez çalışması kapsamında, kütleli rotorlu asenkron motorun başarımının, önce rotor üzerinde eksenel yarıklar açılarak; ardından bu yarıkların genişlik parametreleri üzerinde parametrik analizler yapılarak artırılması hedeflenmektedir.

1.1 Tezin Amacı

KRAM, çok düşük bir güç faktörüne ve yüksek mertebeli zamansal ve uzaysal harmonik kayıplarına sahiptir. Rotor yapısı, ana hava aralığındaki manyeto-motor kuvvetin zamansal ve uzaysal harmoniklerinin hiçbirini bastıramamaktadır. Bir KRAM'daki harmonikler, katı rotor içerisinde kayda değer kayıplara neden olmaktadır. Besleme gerilimi saf sinüs biçimli olsa da, hava aralığı manyetik akı yoğunluğu uzaysal harmonikler nedeniyle bozulabilmektedir [1,2,7,8]. Bu durum, yüksek rotor kayıplarına ve düşük verime yol açmaktadır. Rotor kayıplarının başlıca nedenleri, aşağıda verilen üç ana grupta sınıflandırılabilir [9].

- Stator gövdesi çevresinde sargıların kesikli dağılımından kaynaklanan sargı harmonikleri,
- Oluk açıklıklarından kaynaklanan geçirgenli harmonikleri,
- Oluk harmonikleri (sargı harmonikleri ile geçirgenlik harmonikleri aynı mertebede olduğunda, oluk harmoniklerinin de dikkate alınması gerekmektedir).

Bu tezin temel amacı, yüksek hızlı kütleli rotorlu asenkron motorlarda, rotor başarımının artırılmasına yönelik yenilikçi bir yaklaşım olarak "değişken yarıklar geometrisi" tasarımını incelemek ve bu tasarımın makinenin başarım parametreleri üzerindeki etkilerini analitik ve sayısal yöntemlerle ortaya koymaktır.

Çalışmanın spesifik hedefleri şu başlıklar altında toplanmaktadır:

- Rotor empedansının optimizasyonu: Geleneksel tasarımlarda sabit olan rotor yarıklarının genişliğinin, rotor çevresi boyunca değişken bir yapıda kurgulanmasının rotor direnci üzerindeki etkilerini analiz edilmesi ve bu doğrultuda, rotor direncinin düşürülmesiyle akım kapasitesinin artırılması ve makinenin moment üretim kabiliyetinin geliştirilmesi hedeflenmiştir.

- Mıknatıslanma karakteristiği ve reaktif güç analizi: Yarık genişliğindeki artışın, makinenin etkin hava aralığı uzunluğu ve buna bağlı olarak mıknatıslanma akımı üzerindeki etkilerini belirleyerek tasarım değişikliğinin makinenin reaktif güç ihtiyacı ve güç katsayısı üzerindeki olumsuz etkilerini minimize edecek denge noktalarını saptamak.
- Harmonik ve kayıp mekanizmalarının incelenmesi: Değişken yarık yapısının neden olduğu uzaysal akı harmoniklerini inceleyerek, özellikle kütleli rotorlarda kritik öneme sahip olan "Masif Gövde Kayıpları" ve "Nüve Kayıpları" arasındaki ilişkinin modellenmesi ve kararlı hal analizleri üzerinden kayıpların fiziksel kaynaklarını ayrıştırması.
- Moment Kalitesinin Geliştirilmesi: Ortalama moment üretimi sabit tutularak, tasarım parametrelerinin moment dalgalanması üzerindeki etkilerinin gözlemlenmesidir. Yarık geometrisindeki varyasyonun, kutup-oluk harmonikleriyle etkileşimini analiz ederek mekanik titreşim ve akustik gürültü açısından daha kararlı bir yapı arayışına katkı sunmaktır.

Sonuç olarak bu çalışmada; kütleli rotorlu asenkron motorların yüksek hızlarda çalışırken karşılaştığı ısı ve elektromanyetik zorluklara çözüm üretilmesi, akım/moment oranı ile toplam kayıp yönetimi arasındaki hassas dengeyi akademik bir çerçevede tanımlanması amaçlanmıştır. Elde edilen bulgular, yüksek başarılı elektrik makinelerinin tasarım süreçlerinde geometrik varyasyonların bir optimizasyon aracı olarak kullanımına dair literatüre özgün bir katkı sağlayacaktır.

1.2 Literatür Araştırması

Kütleli rotorlu asenkron motorlar üzerine bilimsel araştırmalar, yüksek hız teknolojilerine olan ilginin artmasıyla birlikte 1960'lı yıllarda ivme kazanmıştır. İlk dönem çalışmalarında rotor, sabit geçirgenliğe sahip ve doymamış bir yapı olarak varsayılmıştır; ancak girdap akımları ve manyetik akı yoğunluğunun rotor gövdesindeki doğrusal olmayan dağılımı, bu varsayımların geçerliliğini zayıflatmıştır. Manyetik doğrusal olmayan etkileri ve uç etkilerini dikkate alan ilk önemli çalışmalar Nechleba, McConnell ve Svedrup, Wood ve Concordia ile Heller tarafından literatüre kazandırılmıştır [18-22].

Bilgisayar destekli programlar aracılığıyla yapılan ilk iki ve üç boyutlu manyetik alan dağılım analizleri Wilson tarafından tanıtılmış ve yüksek iletkenlik ile düşük geçirgenliğe sahip rotor malzemelerinin moment üretimini artırdığı rapor edilmiştir [26]. İki boyutlu (2B) Sonlu Elemanlar Analizi (SEA) hesaplamalarında, rotorun sonlu uzunluğunun etkisini hesaba katmak amacıyla Trickey, Yee, O'Kelly ve gibi araştırmacılar çeşitli rotor iletkenlik düzeltme faktörleri önermişlerdir [23-25]. Bununla birlikte Russell Fuko akımları üzerinde çalışmalar yapmıştır [27].

KRAM'ların düşük elektriksel ve manyetik performansı, araştırmacıları farklı rotor yapıları denemeye itmiştir. Yüksek hızlarda frekans konvertörleri ile beslenen motorlarda oluşan aşırı yüzey girdap akımı kayıplarını azaltmak için Wilson, Sarma ve Sharma tarafından farklı malzemelerden oluşan katmanlı rotor yapısı önerilmiştir [28, 43]. Ayrıca, rotor gövdesinin düşük geçirgenlikli ve düşük dirençli malzemelerle (örneğin bakır) kaplanması, başarımda ciddi bir artış sağlamıştır [2]. Shah (2020) literatürde de referans verilen temelleri atarak, kaplama kalınlığının seçimi için analitik bir model geliştirmiştir [44]. Pyrhönen ve Kurrnen ise yüksek dirençli alüminyum-demir alaşımı kullanarak yüzey empedansını artırmış ve kayıpları en aza indirilmiştir [45].

Rotor başarımını artırmada en etkili yöntemlerden biri olan rotor gövdesine eksenel yarıklar açılması fikri ilk olarak Peesel tarafından ortaya atılmıştır [41]. Daha sonra Dorairaj ve Krishnamurthy, yarık genişliği, derinliği ve sayısı gibi parametrelerin etkisini kapsamlı bir şekilde incelemişlerdir [10-12].

KRAM performansını etkileyen bir diğer faktör stator kaynaklı uzay harmonikleridir. Geleneksel kafes rotorlu motorlarda olduğu gibi, KRAM'larda de sargı adımının kısaltılması en yaygın yöntemdir [46]. Shildneck ve Krebs, farklı sargı düzenlemeleri ve oluk başına iletken sayısının değiştirilmesi üzerine yoğunlaşırken; Smith ve Layton bu yöntemleri sinüs biçimli dağılım kullanarak geliştirmişlerdir [49].

Bu tez, analitik hesaplamalar ile modern FEM tabanlı optimizasyon çalışmaları arasındaki köprüyü kurarak; rotor yarık genişliğinin kademeli değişiminin motor başarımı üzerindeki özgün etkilerini analiz etmeyi amaçlamaktadır.

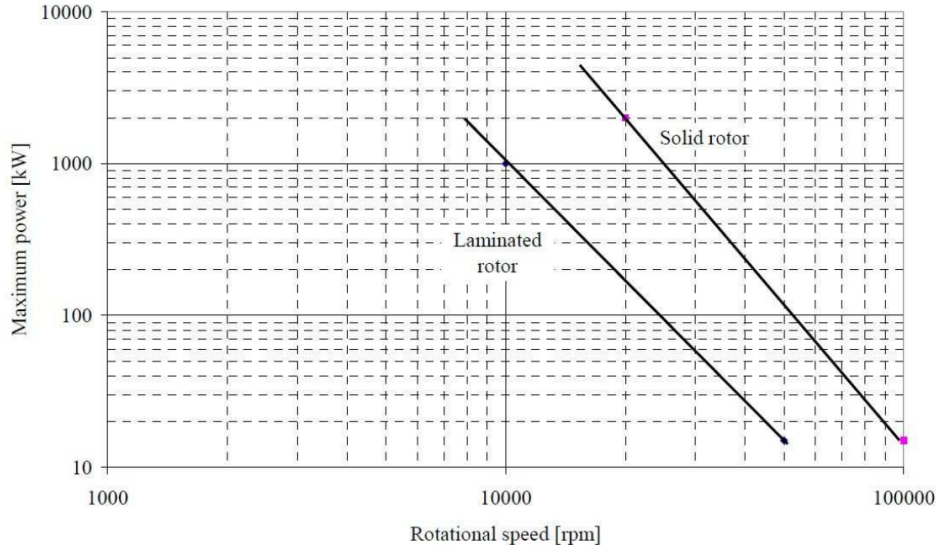
1.3 Hipotez

Yüksek hızlı kütleli rotorlu asenkron motorlarda, rotor yarık genişliklerinin sabit bir değeri yerine çevresel olarak değişken bir geometride tasarlanması; rotorun etkin direncini düşürerek akım yoğunluğunu ve moment üretim kapasitesini artıracaktır. Ancak bu geometrik asimetri, hava aralığı relüktansını büyütür ve mıknatıslanma akımı ihtiyacını ve yüksek frekanslı hava aralığı harmoniklerini tetikleyecek, bu durum ise toplam elektromanyetik kayıplar ile moment dalgalanması arasında bir başarımla dengesi oluşturacaktır.



2. YÜKSEK HIZLI KÜTLESEL ROTORLU ASENKRON MOTORUN TASARIMI VE BAŞARIM HESAPLAMALARI

Yüksek hızlı kütleli rotorlu asenkron motorlar yekpare (tek parça) çelikten üretildiğinden, merkezkaç kuvvetinin etkisi göz ardı edilemez. Rotor gövdesi üzerindeki mekanik teğetsel gerilmeler izin verilen seviyeye düşürülmelidir. Bu nedenle, mekanik sınırlamalar rotorun geometrik özelliklerinin boyutlandırılmasında kısıtlamalar getirir, rotor malzemesinin seçimini etkiler ve üretim süreçlerinin kalite hassasiyetinin artırılmasını gerektirir. Yüksek hızlı KRAM'lar, lamine yapıların dayanabileceği merkezkaç kuvveti sınırına kadar ulaşan hızlarda çalışabilmektedir. Silikon çeliğin mekanik özelliğinden dolayı yüzey hızı en yüksek 150 m/s ile sınırlanmaktadır. Bu nedenle güçleri birkaç kilowatt ile megawatt arasında değişen lamine rotorlu motorlar 10000 dev/dk ile 50000 dev/dk arasında çalışabilmektedir. Bununla birlikte CuCrZr (Bakır-Krom-Zirkonyum) alaşımlı FeCo (Demir-Kobalt) barlar yüksek hızlarda kullanılabilir de ekonomik değildir. Lamine rotorların aksine KRAM için üst hız sınırı mekanik kısıtlama ile sınırlanır ve 100000 dev/dk mertebelerine çıkabilmektedir. Bu mekanik kısıtlama, belirli bir rotor hacmi için ulaşılan en yüksek hızla belirlenebilir. Ayrıca, bu mekanik sınırlamalar ve güç kısıtları KRAM'ın termal tasarımına yol açabilir. Jokinen [1], hem masif hem de lamine rotorlarda hız sınırını hesaplamış ve ilgili eğriler Şekil 2.1'de verilmiştir. Tüm hesaplamalar akma dayanımı 700 MPa olan çelik için yapılmış, çalışma hızı ise birinci kritik hızın %20 altında seçilmiştir. KRAM, diğer rotor tiplerinin yetersiz veya güvenilmez olduğu zorlu ortamlarda sağlam bir çözüm sunmaktadır. Bununla birlikte, KRAM'daki en belirgin problem rotorun düşük elektriksel başarımıdır. Giriş bölümünde de belirtildiği üzere, KRAM'ın başarımını artırmaya yönelik yöntemler bulunmaktadır. Bunlardan biri rotor uçlarına uç halkalar yerleştirmektir. Rotor direnci, bakır veya alüminyum gibi yüksek iletkenliğe sahip uç halkaların kaynak veya lehim ile eklenmesiyle azaltılabilir. Ancak eklenen uç halkalar yüksek mekanik teğetsel kuvvetler, termal gerilmeler ve korozyon ortam koşullarına dayanamaz. Bu nedenle, rotor ilave uç halkaları olmaksızın tek parça masif ferromanyetik malzeme ile üretilmelidir.



Şekil 2.1 : Kütlesel ve laminalı rotorlarda güç – devir hız sınırı.

Buna ek olarak, rotoru aksenal olarak yarıklara ayırmak veya rotoru iletken bir malzeme ile kaplamak da başarıyı artırıcı diğer yöntemlerdir. Yüksek hızlı uygulamalarda, aksenal yarıklar ile rotor kaplaması arasındaki tercih, uygulamanın türüne ve gereksinimlerine bağlı olarak yapılmaktadır.

2.1 Rotorun Ana Ölçülerinin Saptanması

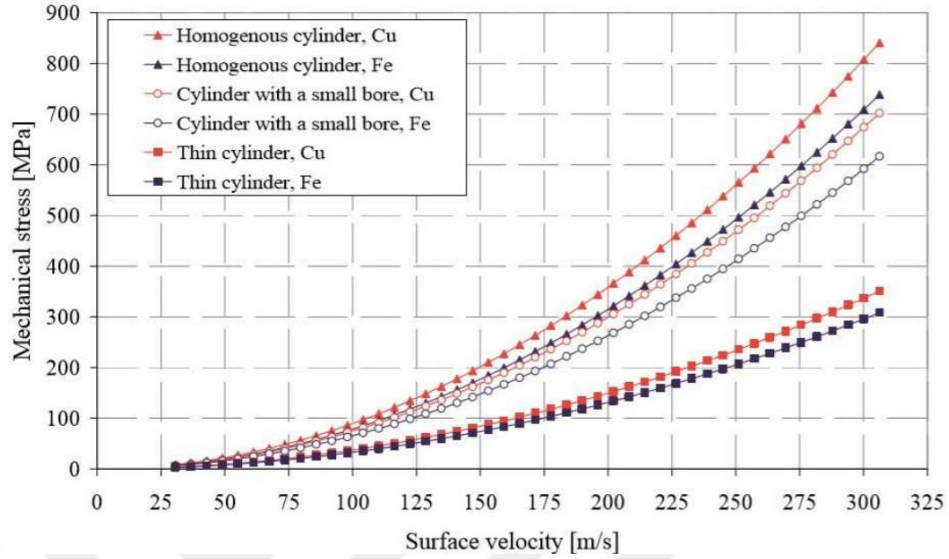
Daha önce de belirtildiği üzere, mil momenti rotor gövdesi üzerindeki mekanik teğetsel gerilme ile belirlenmektedir. Rotor gövdesindeki moment, (2.1)'de ifade edildiği gibi tanımlanabilir. Burada σ_{ts} elektromanyetik rotor yüzeyinin teğetsel gerilmesini, L rotorun uzunluğunu ve D rotorun çapını göstermektedir [30-31].

$$T = \frac{1}{2} \cdot \sigma_{ts} \cdot L \cdot D^2 \quad (2.1)$$

Denklem (2.1)'de görüldüğü üzere, rotor çapı veya uzunluğundaki artış, mil momentini artırmaktadır. Ancak rotor malzemesinin mekanik dayanımı, elastikiyeti ve teğetsel kuvvetler rotor çapı ve uzunluğunu sınırlamaktadır. Masif rotor yapısı daha yüksek mekanik gerilmelere dayanabilmektedir. Ylinen (1970), masif bir rotorun mekanik gerilmesini (2.2)'de belirtildiği şekilde tahmin etmiştir. Burada ρ , masif rotor malzemesinin yoğunluğunu, ω ise rotorun açısal hızını ifade etmektedir [30-31].

$$\sigma_{ts} = \frac{1}{4} \cdot C_{ts} \cdot \rho \cdot D^2 \cdot \omega^2 \quad (2.2)$$

Düzgün ve homojen bir silindirde maksimum gerilme silindirin merkezinde elde edilir. Ancak, silindir içi boş olduğunda maksimum gerilme silindirin iç yarıçapında ortaya çıkar.



Şekil 2.2 : Mekanik gerilmenin yüzey hızı ile değişimi.

C_{ts} katsayısı, rotor malzemesi için Poisson katsayısı p_c olmak üzere (2.3)–(2.5)'te verildiği şekilde hesaplanabilmektedir [30-31].

$$C_{ts} = \frac{3 + p_c}{8} \text{ (düzgün ve homojen silindir)} \quad (2.3)$$

$$C_{ts} = \frac{3 + p_c}{4} \text{ (küçük bir delik içeren silindir)} \quad (2.4)$$

$$C_{ts} = 1 \text{ (ince cidarlı silindir)} \quad (2.5)$$

Çeliğin poisson katsayısı 0,29, bakır uç halkaların ise 0,34'tür. Şekil 2.2'de rotorun yüzey hızı ile mekanik gerilme arasındaki ilişki gösterilmektedir [30]. Hesaplamalarda çelik Fe52 ($\rho=7870 \text{ kg/m}^3$) ve bakır ($\rho=8960 \text{ kg/m}^3$) kullanılmıştır. Fe52 çeliğinin çekme dayanımı 520 MPa, uç halka olarak kullanılan bakırın ise 220 MPa'dır. Şekilden çıkarılabileceği üzere, bakır uç halka üzerindeki mekanik teğetsel gerilmenin etkisi oldukça yüksektir ve rotorun tek parça masif malzemeden üretilmesi gerekmektedir. Malzemenin elastikiyeti ve yoğunluğu, rotorun rijitliği üzerinde etkilidir. Young modülü E , rotor malzemesinin elastikiyetini tanımlar. Rotorun en yüksek uzunluğunun tahmini, (2.6)'da verildiği gibi yapılmaktadır; burada S_A rotorun

kesit alanını, n_c kritik hızı, J_{in} atalet modülünü, k ise n_c 'inci kritik frekans ile anma açısal hızı arasındaki oranı ifade etmektedir [30].

$$L^2 = n_c^2 \frac{\pi^2}{k \cdot \omega} \sqrt{\frac{E \cdot J_{in}}{\rho \cdot S_A}} \text{ (düzgün ve homojen silindir)} \quad (2.6)$$

$$k = \frac{\omega_c}{\omega_n} \text{ (küçük bir delik içeren silindir)} \quad (2.7)$$

Rotor uzunluğu ile rotor çapı arasındaki oran, emniyet katsayısı k_{safe} dikkate alınarak (2.8)'de verildiği şekilde ifade edilebilmektedir [30].

$$\frac{L}{D} = 2 \cdot \pi \cdot n_c \cdot \sqrt{\frac{k_{safe}}{k}} \cdot \sqrt{\frac{C_{ts} \cdot E}{4 \cdot \sigma}} \quad (2.8)$$

Kritik hız dikkate alındığında, mekanik bir problemle karşılaşmadan yüksek hızlara ulaşabilmek için kalın ve kısa rotor yapısı daha uygun bir seçim olacaktır. Birinci kritik hız, rotorun çalışma aralığının üzerinde olmalıdır. Öte yandan, yüksek hızlı motorlar genellikle birinci ve ikinci özel frekanslar arasında, en düşük kritik hızının üzerinde çalıştırılmaktadır. Bununla birlikte, motorun ilk kalkışı sırasında rotorun bir, iki veya daha fazla yanal kritik hızdan geçmesi gerekmektedir.

Stator gövde uzunluğu L ve stator iç çapı D_s KRAM'ın moment kabiliyetiyle doğrudan ilişkili olan çok önemli tasarım parametreleridir. Bu parametrelerin verimli bir şekilde belirlenebilmesi için, motor boyutuna karşı güç (S) ilişkisini tanımlayan mekanik kullanım faktörü C tanımlanmaktadır. Vogt (1996)'ya göre mekanik kullanım faktörü (2.9)'da ifade edilmiştir; burada J_s stator doğrusal akım yoğunluğunu, k_{wl} temel sargı katsayısını, $B_{air-gap}$ ise hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değerini göstermektedir [40].

$$S = C_{mech} \cdot D_s^2 \cdot L \cdot n = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot k_{wl} \cdot J_s \cdot B_{air-gap} \cdot D_s^2 \cdot L \cdot n_s (kVA) \quad (2.9)$$

Denklem (2.9)'a göre, mekanik kullanım faktörü (2.10)'da verildiği şekilde yazılabilmektedir [32].

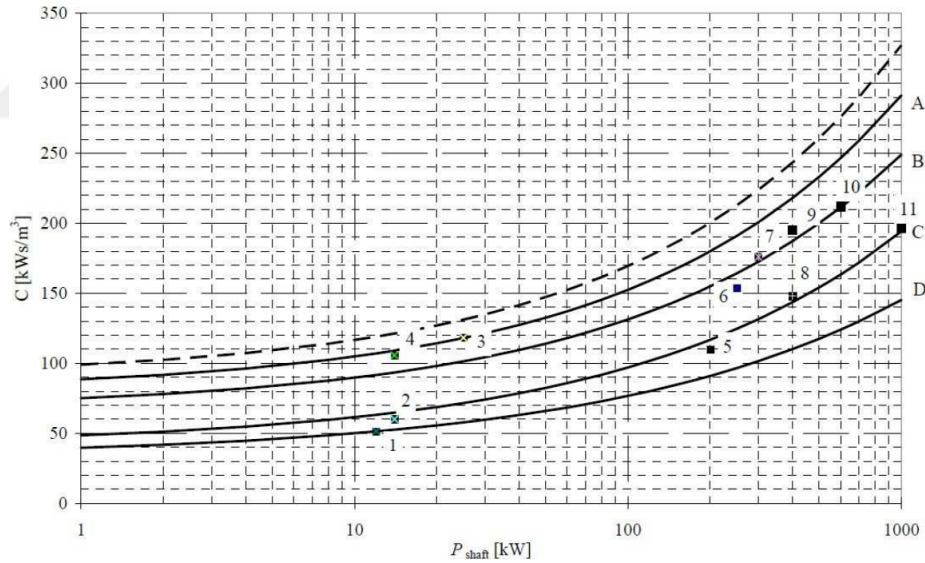
$$C_{mech} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot k_{w1} \cdot J \cdot B_{air-gap} \text{ (kVA)} \quad (2.10)$$

Akım yoğunluğu J , stator yüzeyinde yer alan kurgusal bir akım tabakasıdır. Bu akım tabakası, stator iç yüzeyinin birim uzunluğu başına belirli bir miktarda akım iletmektedir. Akım yoğunluğu J , ayrıca stator akımı I_s , faz sayısı m , her stator fazındaki sarım sayısı N_s ve kutup adımı τ_p ile de tanımlanmaktadır [30, 32].

$$J = \frac{m \cdot N_s \cdot I_s}{p \cdot \tau_p} \quad (2.11)$$

KRAM'ın mil gücü (P_{shaft}), (2.12) ve (2.13)'te verilen temel güç faktörü $\cos\varphi_1$ ve verim η dikkate alınarak hava aralığı gücünden hesaplanmaktadır [30, 32]. Burada P_{im} endüklenen güç, U besleme gerilimi ve E endüklenen gerilimdir.

$$P_{shaft} = \eta \cdot \cos\varphi_1 \cdot \frac{U}{E} \cdot P_{im} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot k_{w1} \cdot J \cdot B_{air-gap} \cdot D_s^2 \cdot L \cdot n_s \cdot \eta \cdot \cos\varphi_1 \cdot \frac{U}{E} \quad (2.12)$$



Şekil 2.3 : 2 kutuplu yüksek hızlı KRAM için kullanım faktörünün değişimi: A) Bakır kafesli masif rotor, B) Bakır uç halkalı yarıklı masif rotor, C) Yarıklı masif rotor, D) Düz masif rotor. Kesikli çizgi ise konvansiyonel 50 Hz 2 kutuplu asenkron motorun kullanım faktörünü göstermektedir.

$$P_{shaft} = C_{mech} \cdot D_s^2 \cdot L \cdot n_s \quad (2.13)$$

Böylece, KRAM'ın mekanik kullanım faktörü (C_{mech}) (2.14)'te verildiği şekilde ifade edilmektedir [30].

$$C_{mech} = \frac{P_{shaft}}{D_s^2 \cdot L \cdot n_s} \quad (2.14)$$

Stator akım yoğunluğunun seçimi, soğutma ile doğrudan ilişkilidir. İyi bir soğutma sistemi, KRAM üzerindeki izin verilen gerilme değerlerini artırabilir. KRAM'ın geometrik boyutu arttığında, soğutma yüzeyi de artmakta ve motorun yüklenebilirliği artmaktadır. Bu nedenle, kullanım faktörü geometrik boyutun bir fonksiyonudur. Farklı rotor yapıları motorun çalışma parametrelerinde çok geniş bir aralık sağladığından, kullanım faktörü aynı zamanda masif rotor yapısına da bağlıdır. Şekil 2.3'te, Lappeenranta Teknoloji Üniversitesi (LUT)'nde test edilen iki kutuplu farklı yüksek hızlı KRAM'lar için kullanım faktörü gösterilmektedir [32]. Test edilen tüm yüksek hızlı motorlar açık hava soğutma sistemine sahip olup, hesaplanan tüm değerler 50–400 Hz besleme frekansları arasında geçerlidir. Soğutma sistemi kullanım faktörünü artırabilir. Benzer eğriler [33]'te de bulunabilir.

Rotor boyutu küçüldüğünde, motorun kayıp yoğunluğu artmakta ve bu durum soğutma problemi yaratmaktadır. Bu nedenle, sürtünme kayıplarının yüksek ve orta hızlı KRAM'larda baskın hale gelmesi nedeniyle ısı kapasiteler dikkate alınmalıdır. Geleneksel kafesli rotor asenkron motorlarının aksine, KRAM yüksek ısıl gerilmelere tolerans gösterebilmektedir. Masif rotorun iyi bir ısı iletkenliğine sahip olması, ısı transferi açısından avantaj sağlamaktadır. Ancak rotor direnci büyük ölçüde rotor sıcaklığına bağlıdır. Stator ve rotorun aşırı ısınmasını önlemek için, soğutma kanalları ve soğutma sistemleri dikkatle seçilmektedir.

2.2 KRAM Kayıpları ve Soğutma Performansı

Elektrik motoru verimliliği (η), motorun elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürme oranını ifade eder ve motora giren güç (P_{in}) ile motordan çıkan güç (P_{out}) oranı alınarak hesaplanır [30].

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 \quad (2.15)$$

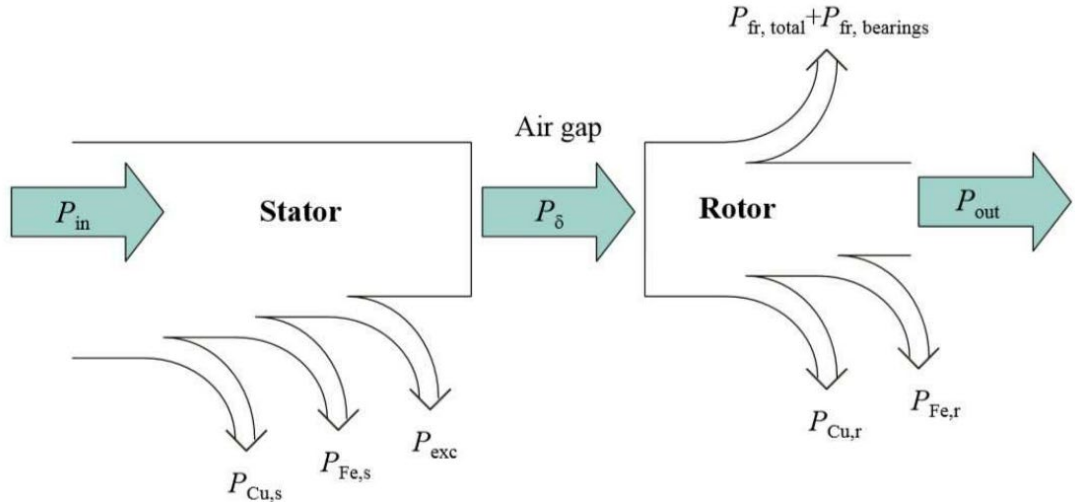
Elektromekanik enerji dönüşüm teorisi, elektromekanik hareket cihazlarının analizinde temel taşı niteliğindedir. Bu nedenle, elektrik motorunda giriş gücünün, elektromekanik enerji dönüşümünün temel ilkeleri doğrultusunda değerlendirilmesi

uygundur. Enerji dönüşüm sürecinde enerjinin bir kısmı ısıya dönüşür ve sistemden kaybolur. Elektrik motorundaki toplam kayıp, enerji dönüşüm süreci boyunca motor tarafından kullanılan güç olarak açıklanır ve bu kayıp, motora sağlanan güç ile mekanik çıkış gücü arasındaki fark olarak ifade edilebilir [30].

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} \quad (2.16)$$

Hem statorun hem de rotorun elektrik motorunun başlım karakteristiklerini etkilediği, kaçınılmaz bir gerçektir. Şekil 2.4, bir asenkron motorun azaltılmış güç tüketimi diyagramını göstermektedir. İlk olarak, motora sağlanan elektriksel giriş gücü, stator bakır kayıpları ($P_{Cu,s}$) ve stator demir kayıpları ($P_{Fe,s}$) tarafından tüketilmektedir. P_{exc} , statordeki ek kayıpları simgelemektedir.

Bir asenkron motorun güç kayıpları diyagramında, giriş gücü P_{in} , stator kayıpları ve hava aralığı gücü (P_{δ}) olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Rotor tarafında ise hava aralığı gücünün bir kısmı, direnç kayıpları ($P_{Cu,r}$) ve demir kayıpları ($P_{Fe,r}$) olarak kaybedilmektedir. Ayrıca, yatak sürtünmeleri, hava sürtünmesi ve gaz sürtünmesinden kaynaklanan mekanik kayıplar ($P_{fr,r}$) olarak ifade edilmektedir. Sonuç olarak, motora sağlanan toplam elektriksel giriş gücünden (P_{in}), motorun toplam kayıpları çıkarıldığında, geriye motorun mekanik çıkış gücü (P_{out}) kalmaktadır [30].



Şekil 2.4 : Bir asenkron motorun azaltılmış güç tüketim diyagramı.

Motorun çalışma süresince gerekli olan elektriksel gücü sağlamak amacıyla harici bir kaynak tarafından besleme yapılmaktadır. Başlangıçta sağlanan elektriksel gücün bir bölümü stator sargılarında tüketilir.

Stator tarafında meydana gelen bakır kaybı $P_{Cu,s}$, demir kaybı $P_{Fe,s}$ ve ek kayıplar P_{exc} , stator kayıplarını oluşturmaktadır [30].

$$P_{s,Loss} = P_{Cu,s} + P_{Fe,s} + P_{exc} \quad (2.17)$$

Hava aralığı gücü P_δ , gücü statordan rotora hava aralığı aracılığıyla aktarır. Hava aralığı gücü, (2.18) numaralı denklemle şu şekilde ifade edilebilir [30]:

$$P_\delta = P_{in} - P_{s,Loss} = T_{em} \omega_r \quad (2.18)$$

Elektromanyetik moment T_{em} , eksenel çıkış momentini ve yatakların sürtünmesi ile dönen rotorun rüzgar kayıplarından kaynaklanan yükleme momentini içerir. Rotor için, hava aralığı gücünün bir kısmı, rotorun direncinde, rotor demir kayıplarında ve rotor sürtünme kayıplarında tüketilmektedir. Sonrasında, hava aralığı gücünün geri kalan kısmı mekanik çıkış gücü P_{out} olarak aktarılır.

Rotorun toplam elektriksel kayıpları $P_{r,loss}$, elektromanyetik moment üretimi ile ilişkili olan temel direnç kayıpları $P_{fund,r}$ ile ayrılabilir. Çekirdek kayıpları, motorun lamine çeliği içinde manyetik alanın yeniden yönlenmesinden kaynaklanan histerezis kayıpları $P_{hyst,r}$ ve hava aralığındaki harmoniklerden dolayı laminasyonlar arasında oluşan Fuko akımları nedeniyle meydana gelen yüzey kayıpları $P_{surf,r}$ 'yi içerir. Elektriksel rotor kayıplarına ek olarak, yataklar ve rüzgar kayıpları nedeniyle oluşan mekanik kayıplar ilave güç kayıplarına yol açar [30].

$$P_{r,Loss} = P_{fund,r} + P_{surf,r} + P_{hyst,r} + P_{fr,r} \quad (2.19)$$

Ferromanyetik kütsel rotor malzemeleri, laminasyonlu rotor gövdelerinin aksine, endüklenen Fuko akımlarını sınırlayacak bir laminasyon yapısına sahip değildir. Fuko akımı kayıpları, frekansın karesiyle orantılı olduğu için oldukça yüksektir. Sürtünme kayıpları ise hızın küpüyle orantılı olduğundan, yüksek hızlı motor kayıplarının ana kısmını oluşturabilir. Uygulanan malzemenin elektriksel dirençliliği, rotor üzerindeki direnç kayıplarını etkiler. Rotorun ana kayıpları olan direnç kayıpları, aynı zamanda rotorun Joule kayıpları olarak da bilinir. Bunlar, rotor temel kayıpları ve rotor yüzey kayıplarını içerir. Toplam rotor hacmi V içinde, toplam Joule kaybı $P_{J,r}$, akım yoğunluklarının karesinin hacimsel integralinin alınarak ifade edilebilir; burada ρ malzemenin dirençliliğidir [30].

$$P_{J,r} = \iiint \rho J^2 dV \quad (2.20)$$

Kütlesel çelik rotorun elektriksel kayıpları, rotorun kayma oranı ile doğrudan ilişkilidir. Rotor kayma frekansının stator besleme frekansı f_s 'ye oranı, birim kayma s 'yi verir [30].

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{f_{slip}}{f_s} \quad (2.21)$$

(2.21) numaralı denklemde, n_s terimi, besleme frekansı f_s 'ye karşılık gelen makinenin senkron hızını ve n_r terimi ise yüklü rotorun mekanik hızını temsil etmektedir. Rotorun temel kayıpları $P_{fund,r}$, yüzey kaybı $P_{surf,r}$ ile birlikte, toplam kütleli rotor kayıplarının $P_{r,loss}$ ana kısmını oluşturur. Temel rotor kayıpları, birim kayma değeri ile orantılıdır. Kütleli rotorun zayıf elektromanyetik özellikleri nedeniyle, birim kayma değeri, bir sincap kafesi rotorunun kaymasına kıyasla daha büyük olma eğilimindedir. Bu nedenle, rotor kayıplarını azaltmak ve yüksek elektriksel verimlilik elde etmek için, motorun nominal çalışma noktası, birim kayma değerinin düşük olduğu bir noktada olmalıdır. Hava aralığı gücü ve birim kayma dikkate alındığında, rotorun temel kayıpları, aralarındaki bilinen ilişki kullanılarak hesaplanabilir [30].

$$P_{fund,r} = P_\delta \cdot s \quad (2.22)$$

Sonuç olarak, rotorun temel verimliliği (2.23) numaralı denklemle elde edilir [54].

$$\eta_{fund,r} = \frac{P_\delta - P_{fund,r}}{P_\delta} = 1 - s \quad (2.23)$$

Öte yandan, kütleli rotorlu makineler için hava aralığı harmonikleri tarafından, düşük penetrasyon derinliğine sahip Fuko akımları üretilir. Rotorun histerezis kaybı küçük olduğundan, bu etkiler büyük bir hata yapmadan göz ardı edilebilir. Yüzey kayıpları $P_{surf,r}$ (2.23) numaralı denklemle yazılabilir [30].

$$P_{surf,r} = P_{r,loss} - P_{fund,r} \quad (2.24)$$

Rotorun mekanik çıkış gücü P_{out} , giriş gücü ve meydana gelen kayıplar ile ifade edilebilir [30].

$$P_{out} = P_{delta} - P_{r,loss} - P_{fund,r} + P_{fr,r} \quad (2.25)$$

Motorun nominal hızındaki elektromekanik çıkış gücü P_{mech} , elektromanyetik moment T_{em} ile rotorun w_r mekanik açısal hızının çarpımı olarak ifade edilebilir [30].

$$P_{mech} = T_{em} w_r \quad (2.26)$$

Dönen bir rotor ile soğutma gazı arasındaki sürtünme, çok yüksek hızlarda önemli ölçüde artmaktadır. Saari [14] ve Kuosa [34], yüksek hızlı kütleli motorların hava aralığındaki sürtünme kayıplarını analiz etmişlerdir. Rotor boyutları, rotorun dönen yüzeyinden kaynaklanan sürtünme kaybını son derece etkiler, bu nedenle rotorun açısal hızı da önemlidir. Rotorun yüksek açısal hızı sonucunda, sürtünme kayıplarının tahmin edilmesi kritik bir öneme sahiptir. Sürtünme ve soğutma kayıplarının hesaplaması, deneysel araştırmalara dayalı analitik formüllerle tamamlanmaktadır. Saari [14] ve Aglen [35] tarafından belirtildiği gibi, bir dönüş silindiri ile karşılaşılan dirençli sürüklenme momenti tarafından tutulan sürtünme gücü $P_{fr,r}$, temel bir durumda (2.27) numaralı denklemle ifade edilebilir; burada w_r rotorun açısal hızı, r rotorun yarıçapı ve L_r yarıklı rotor kısmının eksenel uzunluğudur [30].

$$P_{fr,r} = k_f \cdot C_T \cdot \rho \cdot \pi \cdot w_r^3 \cdot r^4 \cdot L_r \quad (2.27)$$

Moment katsayısı C_T , uç Reynolds sayısına bağlıdır ve bu katsayı, farklı akış rejimleri için ayrı ayrı seçilmelidir. Bilgen [36], aktif rotor çekirdek kısmı için moment katsayılarını önermiştir. [3]'e göre yüzey pürüzlülüğü katsayısı k_f , düzgün bir rotor için 1.0, eksenel olarak yarılmış bir rotor yüzeyi için ise yaklaşık 2.5'tir. Sürtünme kayıpları hızın küpüyle orantılıdır ve rotor, eksenel soğutma gazı akışını aynı zamanda bir yatay harekete zorlar. Bu, $P_{f,a}$ adlı ek bir güç kaybına yol açar ve bu kayıp, (2.28) numaralı denklemle güvenilir bir şekilde hesaplanabilir; burada k_2 hız faktörü, q_m soğutma gazının kütle debisi ve u rotorun periferik hızıdır [30].

$$P_{f,a} = k_2 \cdot q_m \cdot u^2 \quad (2.28)$$

Ayrıca, rotorun uçlarında sürtünme kayıpları meydana gelir. Rotor ucunu döndürmek için gereken güç, (2.28) numaralı denklemle ifade edilir; burada r_2 ve r_1 , uç kısmının dış ve iç yarıçaplarını sırasıyla temsil eder. C_T , rotor ucuna referansla ilgili olan ve

örneğin Kreith [37] tarafından formüle edilebilen moment katsayısıdır. Rotor uçları için son sargı bölgesindeki serbest alan genellikle büyük olmakla birlikte, rotor ucu aynı zamanda elektrik makinelerinde bir santrifüj pompa gibi çalışır [30].

$$P_{f,end} = \frac{1}{2} \cdot C_T \cdot \rho \cdot w^3 (r_2^5 - r_1^5) \quad (2.29)$$

Gaz sürtünmesi açısından toplam kayıp, aşağıdaki kayıp bileşenlerinin toplamıdır [30].

$$P_{fr,total} = P_{fr,r} + P_{f,a} + 2 \cdot P_{f,end} \quad (2.30)$$

Gaz sürtünmesi kayıplarından kaynaklanan güç kaybı, motorun mil gücünden düşülür. Bu nedenle, yüksek hızlarda, yarılmış yüzeylere kıyasla düzgün rotor yüzeyleri tercih edilir [30].

2.3 Kütleli Rotorlu Asenkron Motorun Uzay Harmonikleri

KRAM'ın hava aralığı Manyeto-Motor Kuvvet'inin (MMF) harmonik analizi, genelleştirilmiş elektrik makinesi teorisinin temel konularından biridir. MMF fonksiyonu, bir oluğun merkez ekseninde basamak fonksiyonu şeklinde artış gösteriyormuş gibi düşünülebilir. Bu artış, oluktaki sarım sayısının bir turdan geçen akımla çarpımına eşittir. Bu yaklaşım, MMF dalga şeklini bir basamak fonksiyonuna indirger [17]. Fourier serisi açılımı, asenkron makinelerde yaygın olarak kullanılan integral-oluklu sargılar için oldukça yeterlidir. Herhangi bir harmonik bileşenin hesaplanabilmesi için, karmaşık etkin iletken sayısı fonksiyonu bilinmelidir ve bu, faz akımının anlık değeriyle çarpılarak elde edilir.

Üç fazlı bir AC makinede, üç faz sargısı elektriksel açı bakımından 120° faz farkıyla yerleştirilmiştir. Geleneksel bir motorda, motor sargıları 2 kutup altında her biri 60° kapsayan 6 faz yayına bölünür. Kutup sayısı ($2p$) arttıkça, tek bir faz yayının motor çevresindeki geometrik payı değişir. Geometrik açı, basitçe p ile çarpılarak elektriksel açıya dönüştürülebilir [17].

Analiz, her 2 kutup için başlatılabilir. Bu durumda her biri q oluğu kapsayan yalnızca 6 faz yayı vardır; burada Q_s toplam stator oluk sayısını, m ise faz sayısını göstermektedir [17].

$$q = \frac{Q_s}{2p.m} \left[\frac{\text{oluk}}{(\text{kutup.faz})} \right] \quad (2.31)$$

Üç fazlı dağıtılmış sargıda oluşan *MMF*, (2.32) – (2.34) denklemlerinde ifade edilebilir; burada N , bir faz altındaki toplam sarım sayısını, θ sargının konumunu ve I ise bir faza uygulanan akımın etkin değerini göstermektedir [17].

$$F_R(\theta, t) = N_R(\theta).I_R(\omega t) \quad (2.32)$$

$$F(\theta, t) = F_R(\theta, t) + F_S(\theta, t) + F_T(\theta, t) \quad (2.33)$$

$$F(\theta, t) = N_R(\theta).I_R(\omega t) + N_S(\theta).I_S(\omega t) + N_T(\theta).I_T(\omega t) \quad (2.34)$$

Her bir olukda seri bağlı eşit sayıda sarım N bulunmaktadır. Belirli bir akım I değeri için bir faz sargısının *MMF* fonksiyonu q adet artan basamak ve q adet azalan basamak içerir. Doğal olarak her bir basamağın yüksekliği aynıdır. İki plato, faz yayları arasında 120° 'lik bir alanı kaplamaktadır.

MMF fonksiyonu basamaklı bir dalga şekline sahip olduğundan, hava aralığındaki açısal konumla ve zamana bağlı akım değişimiyle ilişkili *MMF* harmoniklerini içerir. Bu harmonikler uzay harmonikleri olarak adlandırılır ve stator oluk-dış yapısının doğası gereği kaçınılmazdır. *MMF* harmoniklerinin herhangi bir şekilde ortadan kaldırılması ve/veya azaltılması yalnızca stator yapısında fiziksel değişikliklerle mümkün olabilir.

MMF dalga şekli, ortalama değeri sıfır olacak şekilde seçilen yatay bir eksene göre ikiye ayrılabilir. Uygun bir dalga şekli elde etmek için, sıfır açı eksenini artan faz yayının ortasına yerleştirilebilir. Bu şekilde yalnızca yarım dalga değil, aynı zamanda çeyrek dalga simetrisi de sağlanır. Bu simetri, Fourier serisi ile harmoniklerin hesaplanmasını kolaylaştırır. Çeyrek dalga simetrisi sayesinde yalnızca tek bir tür harmonik (sinüs veya kosinüs) bulunur ve ayrıca tüm çift harmonikler *MMF* dalga şeklinde yer almaz. Diğer fazların *MMF* dalga şekilleri, bir fazın *MMF*'sinin 120° ve 240° kaydırılması ve faza bağlı akım ölçeğinin değiştirilmesiyle elde edilebilir [17].

MMF fonksiyonunun dalga şekli, doğrudan iletken dağılımı ve iletkenlerden geçen akımla ilişkilidir. Sargı düzeni ve uç bağlantı tipi *MMF* dağılımını etkilemez. Tek katmanlı bir sargıda her bir oluk, tek bir faza ait bir bobinin bir bobin kenarını içerir.

Temel MMF harmoniklerinin eksenleri hava aralığında 0° , -120° ve -240° konumlarında yer alır. Tüm MMF harmoniklerinin, fazın temel eksenine bağlı kendi harmonik sargı eksenleri vardır. Bir harmonik sargı ekseninin konumu, temel eksen açısının harmonik mertebesi ile çarpılmasıyla hesaplanır. Tüm üçlü harmonikler (3., 9., 15. vb.) aynı eksene (0°) sahiptir; bu da 120° 'lik eksen farkını sağlayamadıkları için döner alan üretememelerine yol açar. Bu nedenle, 3. harmoniklerin varlığı önemli değildir [17].

Yukarıda verilen tüm bilgiler, yalnızca $(6k \pm 1)$ mertebesindeki harmoniklerin döner alan üretebildiğini kanıtlamaktadır. Üç fazlı bir stator sargısı için uzay harmonik mertebesi e , (2.35)'te verildiği gibi tanımlanır; burada k pozitif bir tam sayıdır [17].

$$e = 6k + 1 \quad (2.35)$$

Harmonik faz eksenlerinin konumu hesaplandığında, $(6k+1)$ mertebesindeki harmoniklerin temel bileşen ile aynı yönde döndüğü, $(6k-1)$ mertebesindekilerin ise ters yönde döndüğü görülmektedir. Bu durum, bir AC makinenin normal kararlı durum çalışmasında, $(6k+1)$ mertebesindeki harmoniklerin destekleyici modda, $(6k-1)$ mertebesindekilerin ise ters yönde frenleme modunda çalıştığını göstermektedir [17].

Uzay harmonik mertebesi arttıkça, sinüs biçimli dalgaların tekrarı da artar ve bu da kutup sayısının artmasına yol açar. Kutup sayısındaki artış, her bir uzay harmoniği için senkron hızın azalmasına neden olur. e mertebesindeki bir uzay harmoniğinin senkron hızı (n_s), (2.36)'da gösterildiği gibi ifade edilir; burada n_s senkron hızı, f_s ise besleme frekansdır [17].

$$n_{se} = \frac{60f_s}{e.p} = \pm \frac{n_{se}}{e} \quad (2.36)$$

Her ne kadar uzay harmonikleri statorda temel frekansta gerilimler endüklese de, rotordaki tüm harmoniklerin frekansı değişmektedir. Gerçekte rotor hızı tüm harmonikler için aynı olmakla birlikte, yön ve senkron hız farklılık göstermektedir. Bu durum, farklı uzay harmonik kayma değerlerinin ortaya çıkmasına neden olur. İndüklenen gerilimin frekansı, rotor hızı ile döner alan hızı arasındaki hız farkıyla doğrudan ilişkilidir. Bu da, endüklenen rotor geriliminin frekansının (f_{2e}), harmonik kayması (s_e) ile değiştiği anlamına gelmektedir [17].

$$s_e = 1 \mp e \pm s.e \quad (2.37)$$

$$f_{2s} = s_e \cdot f_s \quad (2.38)$$

Tablo 2.1, teorik senkron hız çalışması altında uzay harmoniklerinin rotor frekansının hesaplanmasına yönelik adımları içermektedir.

Çizelge 3.1 : Uzay harmoniklerinden kaynaklanan değişken rotor frekansının belirlenmesi.

Uzay Harmoniği Derecesi	Kutup Çifti Sayısı	e. harmonik bileşeninin hızı	Senkron hızda dönen rotora göre hız	Rotorda İndüklenen Frekans
1	p	n_s	$n_s - n_s = 0$	0
5	$5p$	$-n_s/5$	$-n_s/5 - n_s = -6n_s/5$	$6f_s$
7	$7p$	$n_s/7$	$n_s/7 - n_s = -6n_s/7$	$6f_s$
11	$11p$	$-n_s/11$	$-n_s/11 - n_s = -12n_s/11$	$12f_s$
13	$13p$	$n_s/13$	$n_s/13 - n_s = -12n_s/13$	$12f_s$
$(6k \pm 1)$	$(6k \pm 1)p$	$\pm n_s/(6k \pm 1)$	$-6kn_s/(6k \pm 1)$	$6kf_s$

Uzay harmonikleri teorisinde, iletkenlerin fiziksel dağılımı matematiksel ifadelerle tanımlanır. Hesaplanan iletken dağılımı harmonikleri, harmonik sargı katsayılarını ortaya çıkarır. Sargı katsayıları, her bir harmonik üzerindeki etkinin büyüklüğünü doğrudan etkilemektedir. Uzay harmoniklerinin etkileri, rotor üzerinde endüklenen gerilimler, akımlar ve moment açısından gözlemlenebilir [17].

Birbirinden bağımsız olan bu harmonikler, kütsel rotor gövdesinde kayıplara yol açar. Hava aralığındaki herhangi bir konumda tüm uzay harmonikleri şebeke frekansındadır ve iletkende endüklenen gerilimler de yine şebeke frekansındadır. Aralarındaki tek fark faz farkıdır. Bu nedenle, her bir uzay harmonik için eşdeğer devre, zaman harmoniklerinden farklı olarak seri bağlıdır [5,6]. KRAM'ın farklı uzay harmonikleri için eşdeğer devresi Şekil 2.5'te gösterildiği gibidir. Seri bağlantı nedeniyle, aynı toplam akım tüm harmonik dallarından geçer. Ayrıca, üçüncü ve üçün katı mertebesindeki harmonikler uzay harmoniklerinin tümü olamayacağından, bunların her biri kendi manyetik akısını üretir. Bu nedenle, mıknatıslama bileşeni ve endüktansların her bir harmonik için yeniden hesaplanması gerekir.

Tüm harmoniklere ait eşdeğer devre parametreleri, ilgili harmonik mertebesine bağlı dönüşümlerle elde edilir. Bireysel ve toplam harmonik etkileri, her bir harmonik dal devresinin çözülmesiyle analitik olarak hesaplanabilir. Yüksek hızlı çalışma

analizlerinde ise, tüm eşdeğer devre parametrelerinin uygulanan çalışma frekansına dönüştürülmesi gerekir [17].

İlgili harmonik için endüklenen gerilim, MMF, manyetik akı, manyetik akı yoğunluğu, sargı katsayısı, mıknatıslanma reaktansı ve rotor reaktansı sırasıyla E , F_e , φ_e , B_e , k_{we} , X_{me} ve X_{re} ile gösterilmektedir. Burada L , motorun toplam uzunluğunu; D_s ise stator iç çapını ifade etmektedir [17].

$$\frac{E_1}{E_e} = \frac{k_{w1}}{k_{we}} \cdot \frac{\varphi_1}{\varphi_e} \quad (2.39)$$

$$\frac{F_e}{F_1} = \frac{k_{we}}{k_{w1}} \cdot \frac{1}{e} = \frac{B_e}{B_1} \quad (2.40)$$

$$\frac{\varphi_1}{\varphi_e} = \frac{B_1}{B_e} \cdot \frac{L \cdot D_s \cdot \pi / (2p)}{L \cdot D_s \cdot \pi / (2ep)} = \frac{B_1 \cdot e}{B_e} \quad (2.41)$$

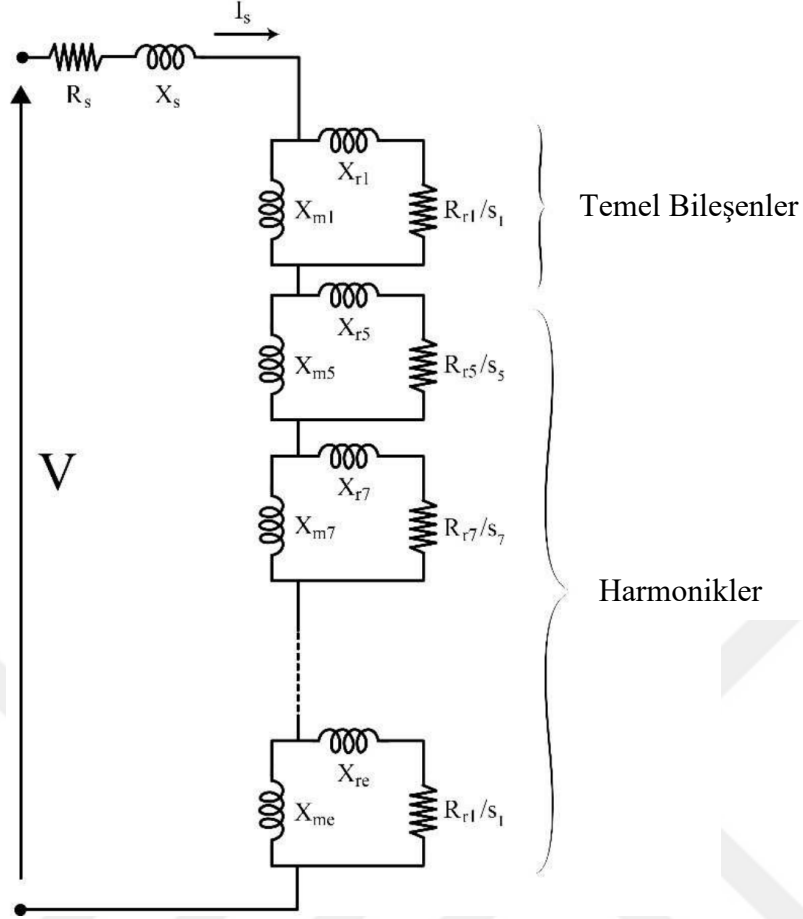
$$\frac{\varphi_1}{\varphi_e} = \frac{k_{w1}}{k_{we}} \cdot e^2 \quad (2.42)$$

$$\frac{X_1}{X_e} = \left(\frac{k_{w1}}{k_{we}} \right)^2 \cdot e^2 \quad (2.43)$$

Sargı katsayısı, (2.44)'te ifade edildiği üzere, w/τ_p bobin adımı ile stator sargısının kutup adımı arasındaki oranı; Q_s ise oluk sayısını göstermektedir [3, 17].

$$k_{we} = \frac{2 \cdot \sin\left(e \cdot \frac{w}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{e}{3} \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{Q_s}{3p} (e \cdot \pi \cdot \frac{p}{Q_s})} \quad (2.44)$$

KRAM'ın uzay harmonikleri için eşdeğer devresi Şekil 2.5'te gösterilmektedir. Harmonik dalının empedansının ($Z_{harmonics}$) maksimum değeri, ($Z_{fund} + Z_{harmonics}$)'in yaklaşık %1–2'si mertebesinde [3, 17].



Şekil 2.5 : Uzak harmonikleri için KRAM'ın eşdeğer devresi.

Harmonik manyetik akı, kütleli rotor gövdesine nüfuz eder ve girdap akım kayıpları oluşur. Denklemleri basitleştirmek amacıyla manyetik geçirgenlik (μ) ve elektriksel iletkenlik (σ) sabit olarak alınmaktadır. Maxwell denklemlerine göre, rotor yüzeyindeki manyetik alan şiddeti (H) (2.45)'te ifade edildiği gibi yazılabilir [3].

$$\nabla^2 H = j \frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} \cdot s_e \cdot \sigma \cdot \mu \cdot H \quad (2.45)$$

e mertebesindeki harmonik için kutup adımının oldukça küçük olması nedeniyle uç etkileri ihmal edilebilir. Ayrıca, büyük kayma nedeniyle bu harmoniklerin nüfuz derinliği sınırlıdır ve rotor eğriliği önemsiz kabul edilebilir. Bu nedenle problem, iletken bir ortama düzlem dalga penetrasyonu olarak modellenilebilir. Teğetsel manyetik alan şiddeti (2.46)'da verilmiştir [3].

$$\frac{\partial \bar{H}_{xe}}{\partial x^2} = -j \frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} \cdot s_e \cdot \sigma \cdot \mu \cdot \bar{H}_{xe} \quad (2.46)$$

Eğer (2.46), rotor yüzeyinde $y=0$ için, sabitler $\bar{A}_1$ ve $\bar{A}_2$ kullanılarak çözümlerse;

$$\bar{H}_{xe} = \bar{A}_1 \cdot e^{\frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} \cdot s_e \cdot \sigma \cdot \mu \cdot y}} + \bar{A}_2 \cdot e^{-\frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} \cdot s_e \cdot \sigma \cdot \mu \cdot y}} \quad (2.47)$$

Manyetik alan şiddeti, y negatif sonsuza giderken sıfır olmalıdır; bu nedenle çözüm, (2.48)'de ifade edildiği şekilde yazılabilir.

$$\bar{H}_{xe} = \bar{H}_{0xe} \cdot e^{\frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} \cdot s_e \cdot \sigma \cdot \mu \cdot y}} \quad (2.48)$$

Eksenel elektrik alan şiddeti şu şekilde ifade edilir:

$$\bar{E}_{ze} = \frac{1}{\sigma} \frac{\partial}{\partial y} \bar{H}_{xe} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} \cdot s_e \cdot \sigma \cdot \mu \cdot y} \quad (2.49)$$

Yüzey girdap akımı, yüzey manyetik alan şiddeti ile ilişkilidir ($J_s = n \times H_s$), burada n yüzeyin normal birim vektörüdür. Rotor yüzey empedansı $\bar{Z}_e$, (2.50)'de $\bar{E}_{ze}$ 'nin $\bar{H}_{xe}$ 'ye bölünmesiyle elde edilebilir [3].

$$\bar{Z}_e = \frac{\bar{E}_{ze}}{\bar{H}_{xe}} = \frac{1+j}{\sigma \cdot \sqrt{2}} \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} \cdot s_e \cdot \sigma \cdot \mu} \quad (2.50)$$

Harmonik MMF ve statora göre ifade edilen harmonik rotor akımı, e mertebesindeki harmonik için (2.51) ve (2.52) denklemlerinde verilmiştir. Burada $a_e = \pi / \tau_e = 2pe/D$ olarak tanımlanmaktadır [3].

$$\bar{F}_e = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{N \cdot k_{we}}{p_e} \bar{I}'_{Re} = \int_{-\tau_e}^0 \bar{H}_{Rxe} \cdot e^{ja_e x} dx = \frac{2\bar{H}_{Rxe}}{ja_e} \quad (2.51)$$

$$\bar{I}'_{Re} = \frac{\bar{H}_{Rxe} \cdot p \cdot e \cdot \pi}{3\sqrt{2} \cdot N \cdot k_{we} \cdot ja_e} \quad (2.52)$$

e mertebesindeki harmonik, statora referanslanmış bir gerilim endükler:

$$\bar{U}'_{Re} = -j \frac{\pi \cdot n_s \cdot N \cdot k_{we}}{30\sqrt{2}} \int_{-\frac{\tau_e}{2}}^{\frac{\tau_e}{2}} \bar{B}_{Rye} \cdot e^{ja_e x} L dx = -j \frac{\pi \cdot n_s \cdot N \cdot k_{we}}{30\sqrt{2} \cdot a_e} \bar{B}_{Rye} \quad (2.53)$$

Normal manyetik akı yoğunluğu $\bar{B}_{Rye}$, (2.54)'te verilen eksenel elektrik alan şiddeti ile ifade edilebilir [3].

$$\bar{B}_{Rye} = -\frac{60 \cdot a_e}{2 \cdot \pi \cdot n_s \cdot s_e} \bar{E}_{Rze} \quad (2.54)$$

Rotor harmonik empedansı, (2.55)'teki gibi yazılabilir.

$$\bar{Z}_{Re}' = \frac{\bar{U}_{Re}}{\bar{I}_{Re}} = \frac{6}{s_e} \cdot (N \cdot k_{we})^2 \cdot \frac{L}{p \cdot \tau_p} \cdot \frac{\bar{E}_{Rze}}{\bar{H}_{Rxe}} \quad (2.55)$$

(2.50)'de verilen e mertebesindeki harmonik rotor yüzey empedansı $\bar{Z}_{e0}$, (2.56) yardımıyla statora referanslanabilir. Bu empedans, mıknatıslama empedansı ile e mertebesindeki harmonik rotor empedansının paralel bağlanması ile elde edilir.

$$\bar{Z}_e' = \frac{\bar{Z}_{Re}' \cdot jX_{me}}{\bar{Z}_{Re}' + jX_{me}} \quad (2.56)$$

e mertebesindeki harmonik için endüklenen hava aralığı gerilimi, burada I_s faz akımıdır:

$$\bar{U}_{2e}' = \bar{I}_s' \bar{Z}_e' \quad (2.57)$$

e mertebesindeki harmonik için hava aralığı gücü:

$$\bar{P}_{ind,e} = 3 \cdot Re \left[\frac{\bar{U}_{2e}'}{\bar{Z}_{Re}'} \right] \quad (2.58)$$

Son olarak, e mertebesindeki harmonik moment bileşeni, (2.59)'da gösterildiği şekilde elde edilir [3].

$$T_e = 3 \frac{\bar{P}_{ind,e}'}{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} s_e} \quad (2.59)$$

Kütleli rotor yüzeyinde birden fazla harmonik uyarım bir arada bulunur. Temel harmonik etkisi, temel manyetik geçirgenlik ile belirlenebilir. Ancak, çok sayıda harmonik etkisi temel manyetik geçirgenlik kullanılarak hesaplanamaz. Genellikle, tüm MMF harmonikleri için yalnızca tek bir artımlı geçirgenlik kullanılır. [3]'te tüm harmonik etkilerini dikkate almak amacıyla $\mu_r = 40\mu_0$ değeri kullanılmıştır.

2.4 KRAM'ın Sonlu Elemanlar Modellemesi

Analitik hesaplamalar, asenkron motorların tasarım karakteristiklerinin ve tasarım parametrelerinin elde edilmesinde yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. Ayrıca, eşdeğer devre yaklaşımı bazı yaklaşık düzenlemelerle birlikte manyetik doygunluğun dikkate alınmasına imkân tanır. Ancak, bu varsayımlar ve yaklaşımlar yalnızca klasik sinus biçimli besleme koşullarında çalışan kafesli veya sargılı rotorlu asenkron motorlar için tatmin edici sonuçlar vermektedir. Geleneksel analitik yöntemler, inverter beslemeli kütleli rotorlu asenkron motorlara doğrudan uygulanamamaktadır.

KRAM'larda rotor direnci ve endüktansı, kütleli rotor gövdesindeki girdap akımı dağılımlarına bağlıdır. Ayrıca, girdap akımı yoğunluğu dağılımları çalışma kaymasından etkilenmektedir. Bu nedenle, KRAM'ın performans karakteristiklerinin doğru bir şekilde hesaplanabilmesi veya öngörülebilmesi için rotor gövdesi üzerindeki girdap akımı dağılımının bilinmesi gerekmektedir. Bu bağlamda, sonlu elemanlar yöntemi (SEY), girdap akımı dağılımlarının ve KRAM performans karakteristiklerinin öngörülmesi için daha uygun bir yöntemdir. SEY, karmaşık geometrilere rağmen doğrusal olmayan manyetik alanları hesaplayabilmekte, aynı zamanda motor tasarımındaki zamansal ve mekânsal harmonik etkilerini dikkate alabilmektedir. Ayrıca, SEY alan ve devre denklemlerinin rotor hareketiyle birlikte çözümlenmesine olanak sağlamak ve sinus biçimli olmayan giriş gerilimlerini de hesaba katabilmektedir.

Kütleli rotorlu asenkron motorların performansının belirlenebilmesi için Maxwell alan denklemlerinin kullanılması gerekmektedir. Makinenin tüm geometrisinin dikkate alınabilmesi için çok sayıda kısmi diferansiyel denklemin veya integral denklemin çözülmesi gerekir. Girdap akımı alanlarının sayısal olarak hesaplanmasında sonlu elemanlar analizi etkin ve yaygın bir biçimde kullanılmaktadır. Dağılımlı girdap akımı problemlerinin doğru şekilde çözülebilmesi için kısmi diferansiyel denklemleri veya integral denklemleri içeren etkili bir bilgisayar programı yararlı bir araçtır. Bu çalışmada, kütleli rotorlu asenkron motorun performansını belirlemek amacıyla sonlu elemanlar temelli bir sayısal analiz yöntemi tercih edilmiştir.

Sonlu elemanlar yöntemine ilişkin kapsamlı değerlendirmeler ve denklemler Arkko [54], Silvester [55] ve Biro [51] tarafından rapor edilmiştir. FEM'deki üstün süreç, tanımlanan makine geometrisinin belirli kaplama denklemlerinin geçerli olduğu bölümlere ayrılmasına dayanmaktadır. Tanımlanan geometrik bölümler, daha küçük

miktarlardaki elemanlara ayrılarak sonlu elemanlar oluşturulmaktadır. Sonlu eleman boyutlarının motor geometrisine orantılı olması gerekmekte, özellikle hava aralığının ağ yapısının dikkatle oluşturulması büyük önem taşımaktadır. Hava aralığı, eşit genişlikte üç tabakaya ayrılmaktadır: dış ve iç statik tabakalar ile her zaman fazında yeniden ağ yapılan dinamik orta tabaka.

Doygun bölgelerde, örneğin kütleli rotor yapısında, maksimum eleman boyutu genellikle nüfuz derinliğinin üçte biri olarak kabul edilmektedir. Ayrıntılı bir ağ yapısı uzun hesaplama süresi gerektirse de, ferromanyetik kütleli rotordaki karmaşık girdap akımı probleminin doğru bir şekilde modellenmesi için rotorun ağ yapısına da özen gösterilmelidir. Bu nedenle, rotora yoğun bir şekilde ağlar tanımlanmıştır ve özellikle dış tabakalar tercih edilmiştir. Bu tez kapsamında, rotorun tüm kesitindeki elektromanyetik alanların doğru bir şekilde hesaplanabilmesi ve farklı rotor tasarımlarının karşılaştırılabilmesi amacıyla rotor ağ yapısı bilinçli olarak aşırı yoğun seçilmiştir.

Elektromanyetik alanların çözümünde yaklaşık yöntem olarak basit bir polinom fonksiyon tercih edilmektedir. Genel olarak, bilgisayar kaynaklarının gereksinimlerini ve hesaplama süresini kabul edilebilir düzeylerde tutmak için bazı basitleştirmeler yapılmalıdır. Elektrik makinelerine uygulandığında söz konusu problem genellikle indirgenmektedir. Ayrıca, sınır ve simetri koşulları sayesinde problem çoğu zaman yalnızca makinenin bir kutbunu veya bir kutup çiftini kapsayacak şekilde sadeleştirilebilmektedir. Bu sayede çözülmesi gereken polinom fonksiyonlarının sayısı azalmakta ve gerekli hesaplama süresi de kısalmaktadır. Bunun yanı sıra, elektromanyetik alan probleminin iki boyutlu düzleme indirgenmesi ve üç boyutlu sonlu elemanlar analizi yerine iki boyutlu analizin kullanılması da çoğu durumda gerekçelendirilebilir.

Manyetik alanın doğru şekilde çözülebilmesi için, rotor malzemesinin doğrusal olmaması ve rotorun hareketi nedeniyle zaman adımlamalı bir yöntemin kullanılması gerekmektedir. Sinüs biçimli zaman değişiminin yalnızca kararlı durum çalışmaları için geçerli olduğu, diğer bir deyişle, elektrik makinelerinin doğrusal olmayan malzemelerinde endüklenen alanların zaman değişiminin neredeyse hiçbir şekilde sinüs biçimli olmadığı varsayılmaktadır. Bu nedenle, KRAM'ın başarımlı karakteristiklerini hesaplamak amacıyla iki boyutlu, doğrusal olmayan, zaman adımlamalı sonlu elemanlar analizi uygulanmıştır. Hesaplama, makinenin iki boyutlu

modellenmiş manyetik çekirdek bölgesinde manyetik vektör potansiyel (A)'nın sayısal çözümü ile gerçekleştirilmiş ve manyetik alanın diverjanssızlık koşulunun sağlanabilmesi için manyetik vektör potansiyelin rotörü Curl denklemleri (2.60) ve (2.61) [30] ile ifade edilmiştir.

$$\nabla \times A = B \quad (2.60)$$

$$\nabla \cdot A = 0 \quad (2.61)$$

İndüksiyon yasasındaki manyetik vektör potansiyel tanımı dikkate alındığında:

$$\nabla \times E = - \nabla \times \frac{\delta A}{\delta t} \quad (2.62)$$

Elektrik alan şiddeti, ϕ indirgenmiş elektrik skaler potansiyeli olmak üzere (2.63)'teki gibi ifade edilebilir. (2.64) ve (2.61) denklemleri, $\nabla \times \nabla \phi = 0$ koşulu nedeniyle otomatik olarak endüksiyon yasasını sağlamaktadır. Akım yoğunluğu (J) ise (2.63)'teki gibi ifade edilebilmektedir [30]

$$E = \frac{\partial A}{\partial t} - \nabla \phi \quad (2.63)$$

$$J = \sigma E = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma \nabla \phi \quad (2.64)$$

Motorun elektromanyetik alanı, Kartezyen düzlemde manyetik vektör potansiyel ve Amper yasası ile tanımlanabilmektedir. Burada, (ν) manyetik relüktiviteyi, (J) ise akım yoğunluğunu ifade etmektedir [54].

$$\nabla \times (\nu \nabla \times A) = J \quad (2.65)$$

Buna ek olarak, relüktivite alan şiddetine bağlıdır ve (2.66) doğrusal olmayan bir hâle gelir. (2.65) denkleminde (2.66)'ya yapılan yerine koyma işlemi ile:

$$\nabla \times (\nu \nabla \times A) + \sigma \cdot \frac{\partial A}{\partial t} + \sigma \nabla \phi = 0 \quad (2.66)$$

(2.65) denklemi, kaynak akımlarının bulunduğu bölgelerde (örneğin bobin akımları) geçerli olduğu sürece ve akım yoğunluğunun hiç bulunmadığı bölgelerde $J=0$ için, (2.64) denklemi girdap akımı bölgelerinde kullanılabilir [30].

Akım yoğunluğu, σ malzemenin elektrik iletkenliği ve t zaman olmak üzere, manyetik vektör potansiyel A ve elektrik skaler potansiyeli φ fonksiyonu olarak (2.67) denkleminde tanımlanabilir [30].

$$J = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma \nabla \varphi \quad (2.67)$$

Stator ve rotor demirlerinin relüktiveleri, manyetik alan şiddetinin tek değerli fonksiyonları olarak adlandırılmaktadır. Stator ve rotor üzerindeki doygunluk etkileri eş zamanlı olarak dikkate alınsa da, stator sargılarındaki ve lamine stator çekirdeğindeki girdap akımları genellikle ihmal edilmektedir. Ayrıca, lamine bölümlerinin ve sargı alanlarının iletkenliği sıfır olarak kabul edilmektedir. Öte yandan, sargıların toplam direnci genellikle mutlak bir değer olarak gösterilir; başka bir deyişle, stator sargılarındaki dirençli gerilim düşüşü analizde dikkate alınmaktadır.

İki boyutlu FEM hesaplamalarında eksen koordinatı z-koordinatı olarak atanmakta, vektör potansiyel ve akım yoğunluğu yalnızca eksen bileşenine sahip olmakta ve manyetik alan xy düzleminde yer almaktadır. Bu sayede, alan denklemlerinin çözümü kolaylaşmakta ve bilgisayar kaynakları gereksinimi azaltılmaktadır. Manyetik vektör potansiyel ve akım yoğunluğu vektörü, x ve y Kartezyen uzaysal bileşenleri ve e_z z-yönünün birim vektörü olmak üzere (2.68) ve (2.69) denklemleri ile ifade edilebilir [30].

$$A = A(x, y, t)e_z \quad (2.68)$$

$$J = J(x, y, t)e_z \quad (2.69)$$

Çekirdek bölgesinin z-yönündeki eksenel uzunluğu l ve üzerine dış bir kaynağın uygulandığı iletken uçları arasındaki gerilim u olarak belirlendiğinde, iletkendeki elektrik skaler potansiyel φ , eksenel z-yönünde aynı şekilde ifade edilebilir [30].

$$\varphi = -\frac{u}{l} \cdot z \quad (2.70)$$

Makine analizinde sonlu elemanlar yöntemi olarak FEM yazılım aracının kullanımının en önemli dezavantajı, FEM'in genellikle yüksek miktarda bilgisayar kapasitesi gerektirmesidir. Bu durumlarda, alan denklemlerinin sayısını azaltmak amacıyla, stator oluğuna yerleştirilen kütleli iletkenler basitleştirilerek tek bir filament iletken olarak modellenmektedir. Bu yaklaşımın, iletken üzerinde yüzey (skin) ve yakınlık (proximity) etkilerinin dikkate alınmadığı durumlarda geçerli olduğu unutulmamalıdır.

Eğer akım i iletkenin radyal kesiti boyunca eşit şekilde dağıtılmış kabul edilirse, filament iletken teorik bir devre elemanı olarak değerlendirilir. Bu sayede iletken boyunca iletkenliğin sabit olduğu varsayılmaktadır. Ayrıca iletken bölgenin, çekirdek bölgesinin aksel uzunluğu ile aynı aksel uzunluğa sahip düz bir iletken oluşturduğu kabul edilmektedir. İletken ortamda iki boyutlu girdap akımı yoğunluğu (2.71) denklemi ile ifade edilmektedir [30].

$$J = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma - \frac{u}{l} \quad (2.71)$$

Öncelikle, iki boyutlu doğrusal olmayan girdap akımı hesaplaması ile makinenin terminal gerilimi birlikte ele alınmalıdır. İncelenen koşullarda, kütleli rotorlu motorlar sinüs biçimli uyarım altında incelenmiştir. Gerilim kaynağına ek olarak, (2.71) denklemi, stator sargılarının uç sargı etkilerini de dikkate almak amacıyla aşağıdaki devre denklemi (2.72) ile bağlanmıştır. Burada u ve i stator sargısının gerilimi ve akımını, R sargının direncini, ψ iki boyutlu modellenmiş manyetik alanla ilişkili akı bağımlı ve L_{end} uç sargı endüktansını, yani ψ içinde yer almayan akı bağımlı ifade etmektedir [30].

$$u = Ri + L_{end} \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{dt} \quad (2.72)$$

Kütleli rotorlu bir asenkron motorda, tüm rotorun sonsuz uzunlukta bir girdap akımı alanı olarak ele alındığı iki boyutlu hesaplamalarda, rotor uç endüktansı bağlı devre denkleminde dikkate alınmamaktadır. Bu nedenle, rotor güç faktör açısı çok küçük kalmakta ve 2B SEA ile elde edilen motor güç faktörü daha hassas bir şekilde belirlenmemektedir.

Ferromanyetik rotor çekirdeğini etkileyen elektromanyetik kuvvet ve momentin hesaplanması, sanal iş prensibi esas alınarak yapılmaktadır. Sanal iş yöntemi, şekillerini koruyan hava ile çevrili bölgelere uygulanan momentin hesaplanmasına imkân tanır. Arkkio [52] ve Coulomb [53] tarafından hazırlanan raporlara göre, sanal iş yönteminin dönen elektrik makinelerinin hava aralığı momentlerini hesaplamada güvenilir sonuçlar verdiği kanıtlanmıştır. Kuvvet, sanal iş yönteminde sanal yer değiştirmeye karşılık gelen manyetik ortak enerjisi W_{co} 'nun kısmi diferansiyeli olarak hesaplanmaktadır. Burada B manyetik akı yoğunluğu, H manyetik alan şiddeti ve V hacmi ifade etmektedir [30].

$$F = \frac{\partial W_{co}}{\partial s} = \frac{\partial}{\partial s} \int_0^H B dH dV \quad (2.73)$$

İki boyutlu durumda, (2.74) denkleminde hacim integrali, hava aralığı sonlu elemanları üzerinde bir yüzey integraline dönüşmektedir. Belirli bir yönde uygulanan elektromanyetik moment T_{em} , sanal yer değiştirme s yerine sanal açısal yer değiştirme θ konularak hesaplanabilir [30].

$$T_{em} = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^H B dH dV \quad (2.74)$$

Saari [14], Lähtenmäki [2] ve Hupponen [32] tarafından yapılan çalışmalarla, zaman adımlamalı sonlu elemanlar analizinin orta ve yüksek hızlı makinelerin tasarımında vazgeçilmez bir araç olduğu; deneysel testler ile sayısal hesaplama sonuçlarının karşılaştırılmasıyla kanıtlanmıştır. Bu tezde, SEY, modelleme ve analizde vazgeçilmez bir araç olmasına rağmen özellikle vurgulanmamıştır. Sonlu elemanlar hesaplamaları, farklı kütleli rotor tasarımlarının karşılaştırmalı analizinde kullanılmıştır. Bu çalışmada, SEA için, geleneksel ve yenilikçi tasarımların sonuçlarını ve işletim büyüklüklerini karşılaştırmak amacıyla, bağlı devreli 2B geçici manyetik model uygulanmıştır. Tüm simülasyonlar, rotor doygunluk etkilerini ve rotor ile stator arasındaki hareketi yansıtan manyetik malzemenin gerçek B-H eğrisini kullanan Ansys Electronics Desktop ortamında gerçekleştirilmiştir.

2.5 KRAM'ın Sonlu Elemanlar Modellemesinde Rotor Uç Empedansları

Bağlı devreli iki boyutlu geçici manyetik modellemede, uç sargı endüktanslarının ve dirençlerinin manyetik akılara etkisi dikkate alınmamaktadır. Bu ek akı bağları, gerilim denkleminde göz önüne alınabilir. KRAM'ın faz başına uç sargı endüktansı, (2.75) denkleminde hesaplanmaktadır. Burada $\lambda_{end}=0.3$ ampirik bir parametreyi ve l_{end} sargı sarkmasının ortalama bobin uzunluğunu ifade etmektedir [30].

$$L_{end} = \mu_0 \cdot N_s^2 \frac{2}{p} \lambda_{end} \cdot l_{end} \quad (2.75)$$

İki boyutlu SEA hesaplamalarında, rotor uç empedansları bağlı elektrik ve manyetik devrede dikkate alınmamaktadır. Tüm rotor, sonsuz uzunlukta bir kütleli iletken olarak varsayılmaktadır. Bu nedenle, rotor güç faktör açısı çok küçük kalmakta ve 2B SEA hesaplamalarından elde edilen güç faktörü yüksek tahmin edilmektedir. Bu etkinin dikkate alınabilmesi için boyutsuz rotor direnç düzeltme faktörü kullanılmaktadır [65, 66]. Literatürde, boyutsuz rotor direnç düzeltme faktörünün belirlenmesine yönelik Trickey [23], Russell [27], Wooly [28] ve Aho [59] tarafından yapılmış birçok çalışma bulunmaktadır.

Bu çalışmada, rotor direnç modifikasyonu için Russell faktörü seçilmiştir. Rotorun uç etkilerini dikkate almak amacıyla rotor malzemesinin direnci, uç-etki faktörü (krussell) ile çarpılmaktadır ve bu faktör (2.76) denkleminde hesaplanmaktadır; burada ρ_R rotor malzemesinin direncini, ρ'_R uç-etkiyi de içeren eşdeğer direnci ifade etmektedir. (2.77) denklemi, Russell uç-etki faktörünü tanımlamaktadır; burada $k_{russell}$ Russell faktörü, τ_p kutup aralığı (metre cinsinden) ve L rotorun aktif uzunluğudur.

$$\rho'_R = \frac{\rho_R}{k_{russell}} \quad (2.76)$$

$$k_{russell} = 1 - \frac{2\tau_p}{\pi L} \tanh\left(\frac{\pi L}{2\tau_p}\right) \quad (2.77)$$

Bu çalışmada, manyetik alan, Neumann sınır koşuluna karşılık gelen kutup merkez çizgilerine paralel olarak kabul edilmiştir. Ayrıca, makinenin dış yüzeyinden akı geçmemektedir. Bu durum, sınırdaki vektör potansiyelin Dirichlet sınır koşuluna karşılık gelen sabit bir değere sahip olmasıyla sağlanabilir.

KRAM'ın sonlu elemanlar modellemesinde, endüklenen elektromanyetik momentin doğru bir şekilde hesaplanabilmesi için hava aralığı çevresinde ince bir ağ yapısı oluşturulmalıdır. Hava aralığına yakın rotor çekirdeğindeki ağ boyutu, en azından deri derinliğinin üçte biri olacak şekilde belirlenmiştir. Bu nedenle, tüm benzetimlerde rotor yüzeyi için deri derinliğine dayalı ağ algoritması kullanılmaktadır.



3. HAVA ARALIĞI HARMONİKLERİNİN OPTİMİZASYONU

Bu bölümde, aynı temel geometrik boyutlara sahip yeni ve geleneksel rotor tiplerinin yüksek hızlı çalışma koşullarındaki başarımı, SEA yöntemi kullanılarak kapsamlı bir şekilde incelenmiştir. Yüksek hızlı kütleli rotorlu asenkron motorlar için en uygun yapılar olarak değerlendirilen düz ve eksenel yarıklı rotor tasarımları, çalışmanın temel odak noktasını oluşturmaktadır.

Analiz süreci üç aşamalı bir hiyerarşi ile gerçekleştirilmiştir:

- **Geleneksel Yapının Analizi:** İlk aşamada, ticari bir referans motorun stator yapısı temel alınarak geleneksel düz rotorlu asenkron motorun (Düz-KRAM) çalışma koşulları ve başarımları karakteristikleri belirlenmiştir. Bu tasarım, sonraki aşamalar için referans (1 p.u.) noktası olarak kullanılmıştır.
- **Yarık Ekleme ve Tanıtım:** İkinci aşamada, geleneksel düz rotor yüzeyine eksenel yarıklar eklenerek elektromanyetik başarımın iyileştirilmesi hedeflenmiştir; bu yeni yapının geometrik parametreleri ve akı nüfuzuna etkileri tanıtılmıştır.
- **Geometrik Optimizasyon:** Son aşamada ise, eklenen yarıkların derinliği ve genişliği gibi şekilsel parametrelerinin motor verimi, güç faktörü ve moment üretimi üzerindeki etkileri incelenerek, hem elektriksel hem de mekanik kısıtlar dahilinde en uygun rotor geometrisi belirlenmiştir.

Tüm tasarımlar, zaman harmoniklerinin etkisini dışarıda bırakmak ve yüksek frekans etkilerini net görebilmek amacıyla 400 Hz frekansında saf sinüsoidal gerilim kaynağı ile beslenerek analiz edilmiştir.

Yeni ve geleneksel tasarımların stator yapısı, ticari bir kafes rotorlu asenkron motorun stator tasarımından türetilmiştir. Bu referans motorun etiket değerleri ve bazı geometrik özellikleri Çizelge 3.1’de verilmiştir. Tüm katı rotor tasarımları ve şaft ST33 çelik alaşımından, stator çekirdek saçları ise M-700 malzemesinden üretilmiştir.

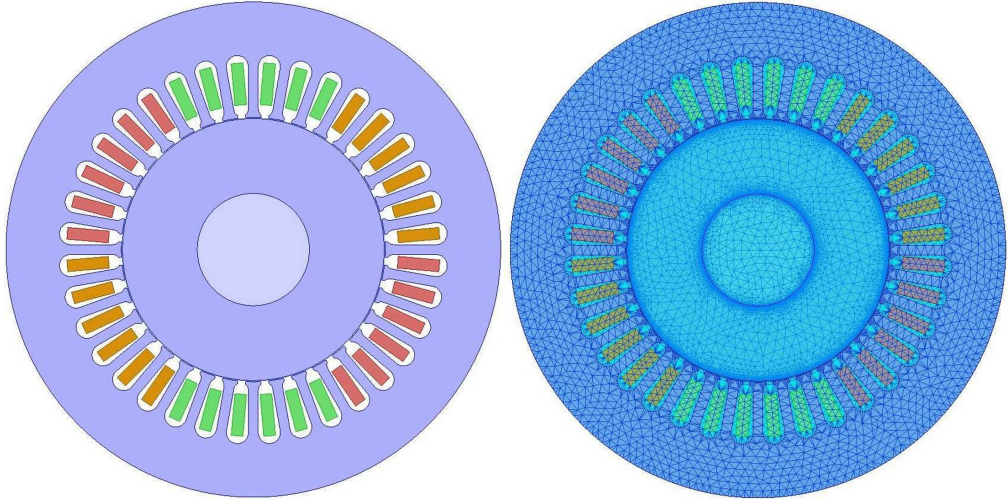
Çizelge 3.1 : Kafes rotorlu asenkron motorun parametreleri.

Sembol	Büyükölük	Değer
P	Anma Çıkış Gücü	4 kW
V/f	Anma Gerilimi / Frekansı	400 V/400 Hz
n_r	Rotorun Anma Hızı	23760 rpm
I	Anma Akımı	10 A
Q_s	Stator Oluk Sayısı	36
Q_r	Rotor Oluk Sayısı	28
D_i	Statorun İç Çapı	800 mm
D_{out}	Stator Dış Çapı	150 mm
D_r	Rotor Çapı	79.4 mm
D_s	Mil Yarıçapı	17 mm
L_f	Rotorun Toplam Uzunluğu	100 mm
k_{fe}	Paketleme Faktörü	0.94
N_s	Faz Başına Sarım Sayısı	8
R_1, R_2, R_3	Faz Başına Stator Sargı Direnci	0.1264 Ω
L_1, L_2, L_3	Faz Başına Stator Sargı Endüktansı	0.4012 mH

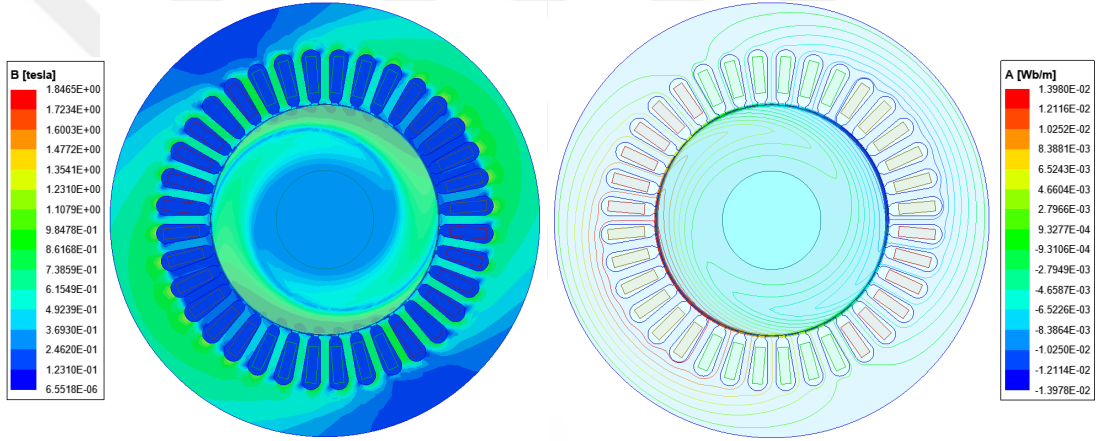
Çalışma kapsamında, ticari referans motorun stator çekirdek tasarımı tüm motorlarda değiştirilmeden kullanılmıştır. Ancak, yüksek hızlı çalışma koşullarına uygun olarak artan besleme frekansına bağlı biçimde, her motor için faz başına ve oluğa düşen sarım sayısı yeniden hesaplanmıştır.

3.1 Geleneksel KRAM Sargı Analizleri

Geleneksel KRAM ger ne kadar rotor tipleri arasında en düşük performansa sahip gibi görünse de, hesaplanan yarıklı geometrilerin her birinin sırasıyla uygulanmasının ardından karşılaştırma amacıyla başlangıç tasarımı olarak kullanılmıştır. Çalışmanın bu bölümünde, Düz KRAM'in çalışma koşulları ve boyutları yazarların önceki çalışmalarından alınmıştır [43-46]. Bu referans motorun etiket değerleri 1.692 kW, 400 V, 8.8 A, 400 Hz, 23745 d/d ve güç faktörü ($\cos \phi$) = 0.5 şeklindedir. Bu aşamada herhangi bir optimizasyon işlemi uygulanmamıştır. Düz KRAM'a ait tüm büyükölükler 1 p.u. (per unit) olarak tanımlanmıştır. Şekil 3.1'de, 2 boyutlu zamana bağlı manyetik model ile deri derinliğine dayalı ağ yapısı gösterilmiştir. Şekil 3.2'de, ANSYS Maxwell ortamında gerçekleştirilen sonlu elemanlar analizi neticesinde elde edilen manyetik akı yoğunluğu dağılımı ve manyetik akı çizgilerinin görünümü sunulmuştur.



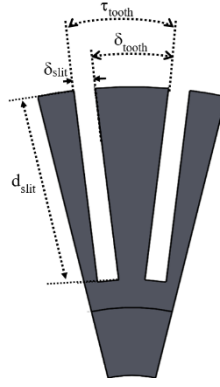
Şekil 3.1 : Düz KRAM'ın 2 boyutlu modeli ve sonlu elemanlar ağı görünümü.



Şekil 3.2 : Düz KRAM'ın manyetik akı haritası ve manyetik akı çizgileri haritası.

3.2 Yüksek Hızlı Eksenel Yarıklı KRAM'ın Tasarımı ve Optimizasyonu

Kütlesel rotorlu asenkron motorlardan biri de eksenel yarıklı kütlesel rotorlu asenkron motordur (EY-KRAM). Rotor yüzeyine yarıklar açılmasıyla, manyetik akının rotor gövdesine daha iyi nüfuz etmesi sağlanabilir ve zayıf elektromanyetik özellikler iyileştirilebilir. Yarık açmanın üstünlüğü iyi bilinen bir durum olsa da, temel geometrik tasarım parametreleri optimizasyon süreci sonrasında seçilmelidir. Bu geometrik özellikler, Şekil 3.3'te gösterildiği gibi rotor büyüklükleri cinsinden tanımlanabilir.



Şekil 3.3 : Yüksek hızlı EY-KRAM'ın geometrik parametreleri.

$$\tau_{diş} = \frac{\pi \cdot D_r}{\theta_r} \quad (3.1)$$

$$\tau_{diş} = \delta_{diş} + \delta_{yarık} \quad (3.2)$$

$$\left\{ \frac{D_r}{2} - d_{yarık} \right\} 2\pi > \theta_r \cdot \delta_{yarık} \quad (3.3)$$

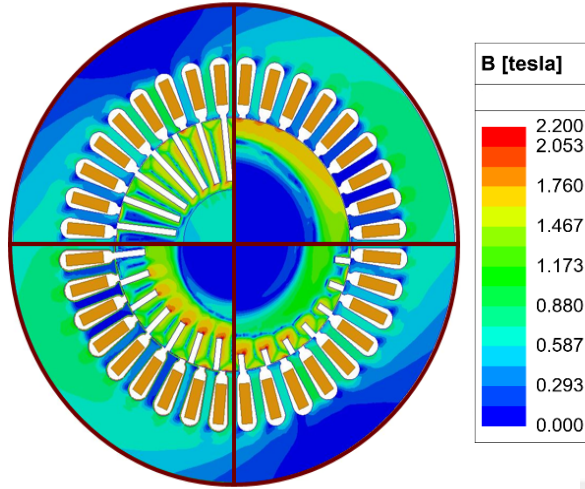
$$D_r - D_s > 2 \cdot d_{yarık} \quad (3.4)$$

Şekilde belirtilen büyüklükler denklem 3.1 ve 3.2'deki ifadeler kullanılarak hesaplanmış olup, mekanik sağlamlığı sağlamak amacıyla oluşturulan optimizasyon kısıtlarını temsil eden amaç fonksiyonları denklem 3.2 ve 3.4'te verilmiştir. Burada, Q_r rotor oluk sayısını, D_r rotor çapını, D_s mil çapını, $\tau_{diş}$ diş adımını, $\delta_{diş}$ diş genişliğini, $\delta_{yarık}$ yarık genişliğini ve $d_{yarık}$ yarık derinliğini ifade etmektedir.

Eksenel yarıklı rotor, rotorun mekanik bütünlüğünü zayıflatmakta; ayrıca bozulmuş rotor yüzeyi hava sürtünmesini ve havalandırma kayıplarını artırmaktadır. En uygun elektromanyetik ve mekanik başarımının elde edilebilmesi için yarıkların derinliği, genişliği ve sayısı buna göre seçilmelidir. Bu durum, rotor kayıplarını azaltabilir ve güç faktörü ile verimi iyileştirebilir.

[7] ve [32,47] numaralı çalışmalarda yapılan araştırmalar, basit yarıklı rotor geometrisi için optimum yarık derinliğinin, tipik bir EY-KRAM'da rotor yarıçapının yaklaşık yarısı kadar olduğunu göstermektedir. Literatürdeki diğer çalışmalarda da belirlenen bu değer, rotorun mekanik bütünlüğünü korumak için gerekli sınırı temsil etmektedir. Rotor üzerindeki eksenel yarıklar, teğetsel manyetik akının manyetik direncini artırarak akının radyal yönde ilerlemesini sağlar ve böylece akı, Şekil 3.4'te de

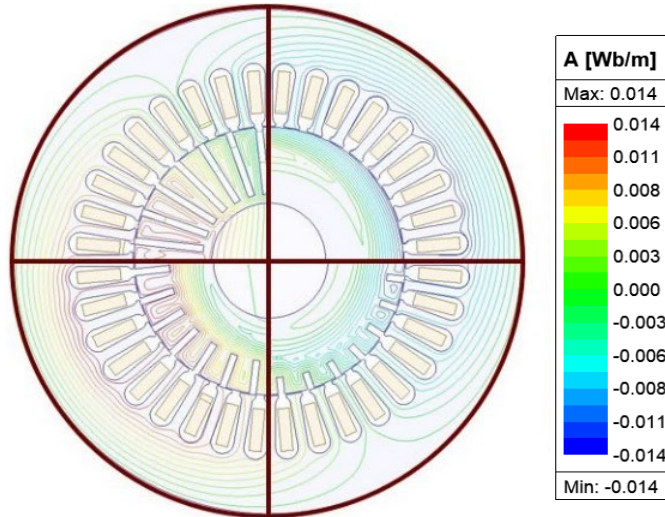
görülebileceği üzere, daha derinlere nüfuz eder. Bu derin akı nüfuzu, elektromanyetik momenti artırırken, aynı zamanda girdap akımı kayıplarını da azaltmaktadır [39, 49].



Şekil 3.4 : Farklı yarık derinlikleri (0 mm, 5 mm, 10 mm, 20 mm) ve 1,2 mm yarık genişliği için manyetik akı yoğunlukları.

3.2.1 Yarık geometrisi optimizasyonu

Bu bölümde, referans Düz-KRAM ve farklı yarık genişliği ile derinliği kombinasyonlarına sahip çok sayıda eksenel yarıklı tasarım sayısal olarak analiz edilmiştir. Çeşitli tasarımlara ait örnek manyetik alan yoğunluğu ve akı çizgisi dağılımları, sırasıyla Şekil 3.4 ve Şekil 3.5’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

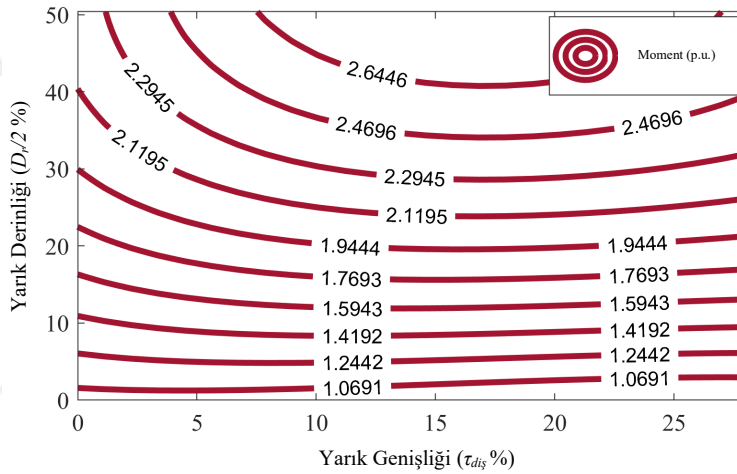


Şekil 3.5 : Farklı yarık derinlikleri (0 mm, 5 mm, 10 mm, 20 mm) ve 1,2 mm yarık genişliği için manyetik akı çizgileri.

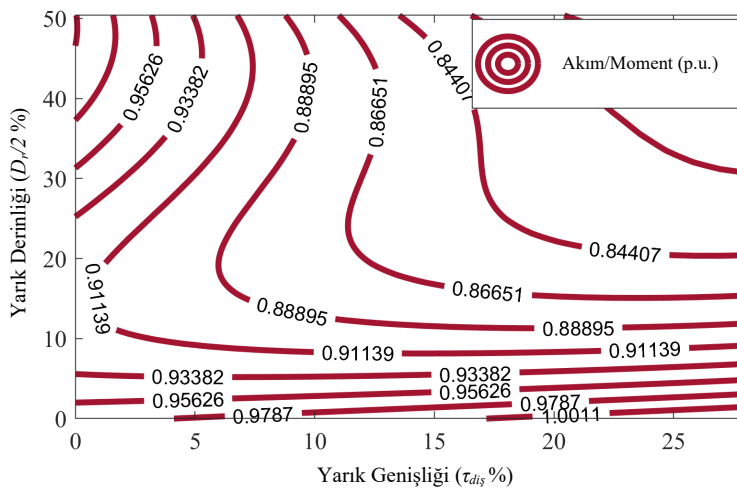
Optimizasyonun bu kısmında, yarık sayısı önceki çalışmalar [43–46] doğrultusunda 28 olarak seçilmiş ve sabit tutulmuştur. Çünkü 36–28 oluk–yarık kombinasyonunun hem geleneksel KRAM hem de EY-KRAM için uygun olduğu belirtilmiştir. Yarık

sayısının etkisi bu çalışmanın kapsamı dışında olduğundan, iyi bilinen bu stator–rotor slot/yarık sayısı çifti kullanılarak analizler gerçekleştirilmiştir. Çizelge 3.1’de verilen diğer geometrik ve elektriksel parametreler sabit tutularak, 36 farklı yarık derinliği ve genişliği kombinasyonu incelenmiştir.

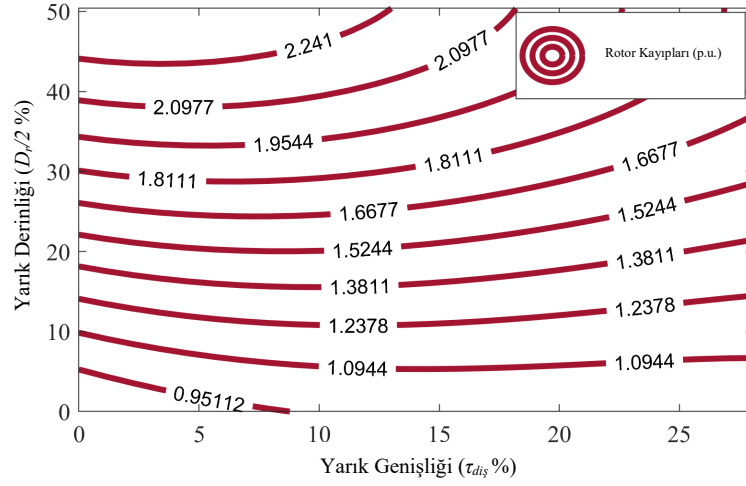
İncelenen yarık genişliği ve derinliği kombinasyonları, önceki çalışmalar [9, 47] doğrultusunda sırasıyla dış adımına ve rotor yarıçapına oranla yüzde cinsinden tanımlanmıştır. Yarık derinlikleri rotor yüzeyinden ölçülmüştür. Yarık parametre kombinasyonlarının momente, birim moment başına giriş akımı (akım/moment) oranına, rotor kaybına, güç faktörüne ve verime etkileri sırasıyla Şekil 3.6–3.10’da p.u. (per unit) olarak kontur grafiklerinde gösterilmiştir.



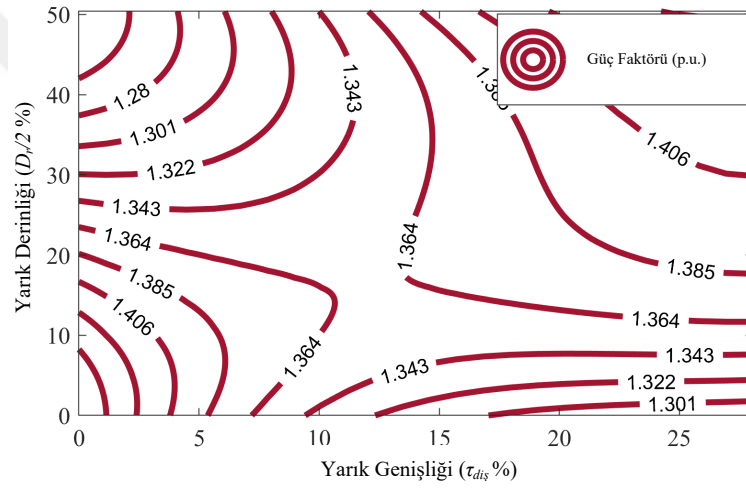
Şekil 3.6 : Anma kaymasında EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden elektromanyetik moment.



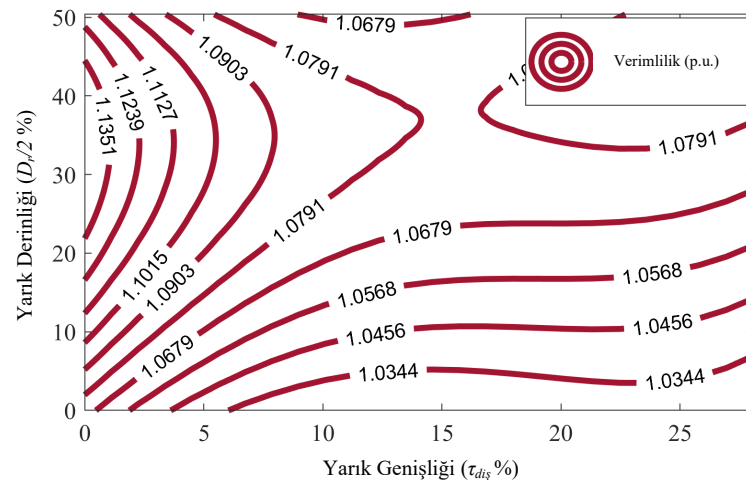
Şekil 3.7 : Anma kaymasında EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden giriş akımı/moment oranı.



Şekil 3.8 : Anma kaymasında EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden rotor kaybı.



Şekil 3.9 : EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden güç faktörü.

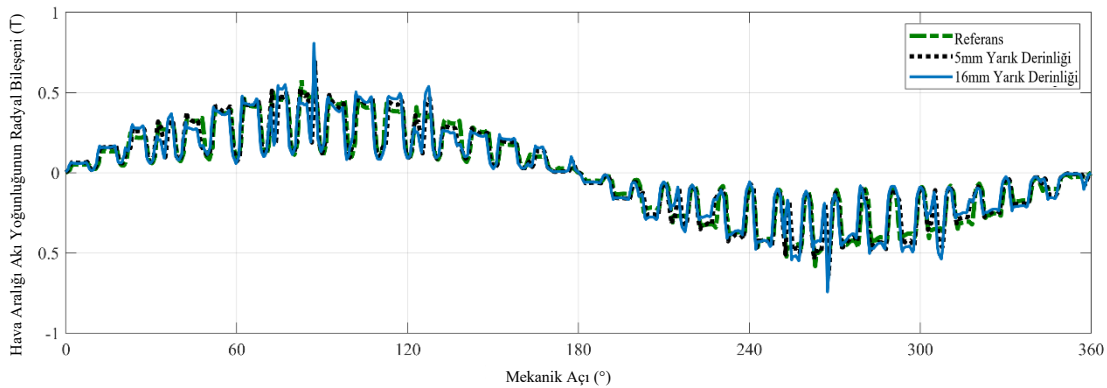


Şekil 3.10 : Anma kaymasında EY-KRAM için farklı yarık genişlikleri ve derinlikleri durumunda p.u. cinsinden verim.

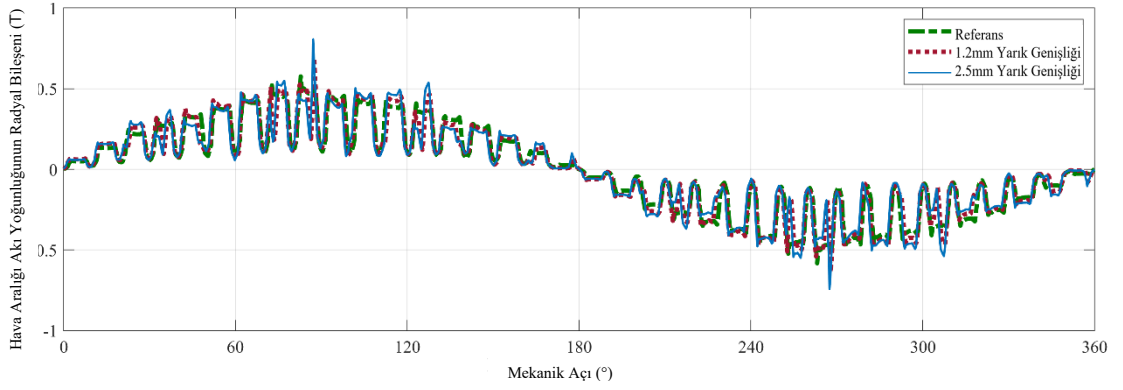
Şekil 3.9, yarık genişliğindeki değişimin güç faktörü üzerinde belirgin bir etkisi olduğunu göstermektedir. Dar ve derin yarıklar, verimde değişim yaratmakla birlikte (Şekil 3.10’da gösterildiği gibi) güç faktöründe artışa neden olmaktadır. Şekillerde verilen parametrik optimizasyon sonuçları, bilinen verilerle yüksek uyum göstermekte ve özellikle düşük yarık genişlikleri bölgesinde keşfedilmemiş alanlara ilişkin ek pratik bilgiler sunmaktadır. Şekil 3.6–3.10 sonuçlarına göre, derin ve dar yarıkların verimi belirgin şekilde artırdığı, güç faktörünü iyileştirdiği ve moment üretimini geliştirdiği; buna karşın akım/moment oranı ve rotor kayıplarını yükselttiği görülmektedir. Ancak derin ve dar yarıkların sağladığı faydalar, olumsuz etkilerinden daha fazladır.

Elektriksel kriterlerin yanı sıra, mekanik kısıtlar da EY-KRAM’in optimize edilmiş performansı için yarık genişliği ve derinliği değerlerinin seçiminde etkili olmaktadır. Elektriksel büyüklükler, mekanik dayanıklılık ve üretim sınırlamaları dikkate alındığında, en uygun tasarım değeri için yarık genişliğinin yarık adımının yaklaşık %10–15’i, yarık derinliğinin ise rotor yarıçapının %40’ından büyük olması gerekmektedir. Yarık genişliği için en uygun değerler 0,89 mm ile 1,34 mm arasındadır. Ancak güncel makine işleme teknolojileriyle 0,89 mm yarık genişliğinin pratik bir tasarıma uygulanması mümkün değildir. Bu nedenle, pratik aşamadaki en uygunluk seçiminde bu kriter dikkate alınmış ve yarık genişliği 1,2 mm (%13,47 yarık adımı oranı) ile yarık derinliği 16 mm (%40,3) olarak belirlenmiştir.

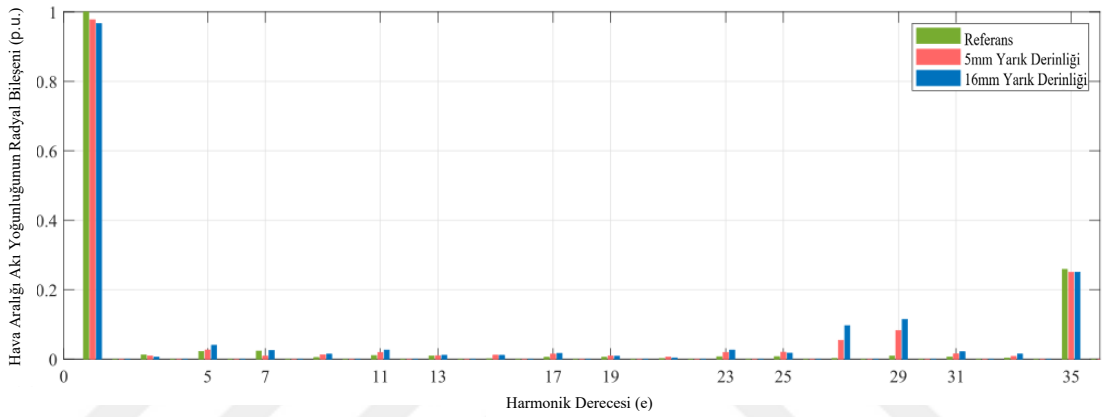
Ayrıca, sabit yarık genişliği altında farklı yarık derinlikleri ve sabit yarık derinliği altında farklı yarık genişlikleri için hava aralığı akı yoğunluğunun radyal bileşeninin mekanik açıya göre değişimi sırasıyla Şekil 3.11 ve Şekil 3.12’de gösterilmiştir.



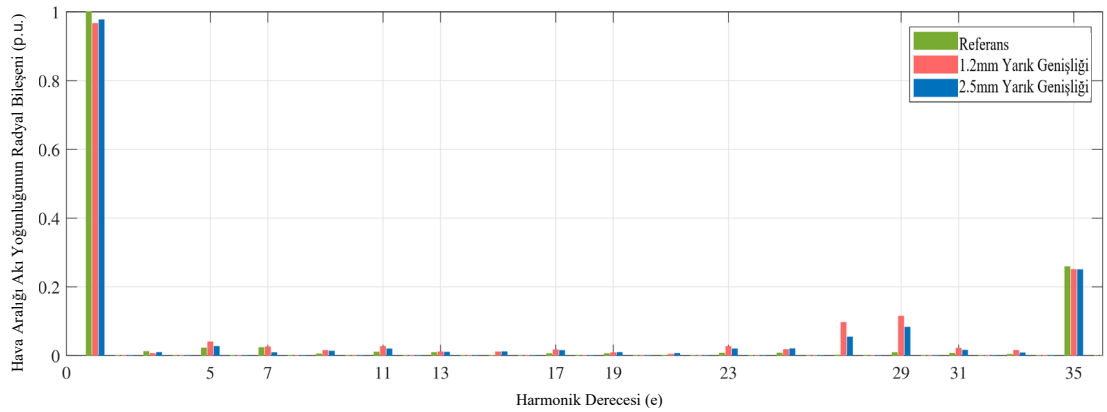
Şekil 3.11 : EY-KRAM için sabit yarık genişliği ($\delta_{slit} = 1,2$ mm) altında farklı yarık derinliği değerlerinde, 0° rotor konumunda hava aralığı akı yoğunluğunun radyal bileşeni.



Şekil 3.12 : EY-KRAM için sabit yarık derinliği ($d_{slit} = 16$ mm) altında farklı yarık genişliği değerlerinde, 0° rotor konumunda hava aralığı akı yoğunluğunun radyal bileşeni.

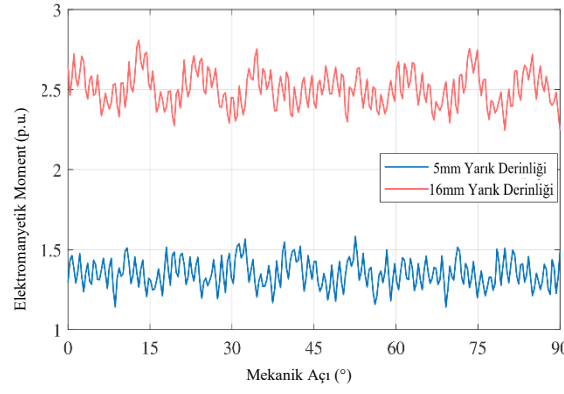


Şekil 3.13 : EY-KRAM için sabit yarık genişliği ($\delta_{slit} = 1,2$ mm) altında farklı yarık derinliği değerlerinde, 0° rotor konumunda harmonik dağılımları.

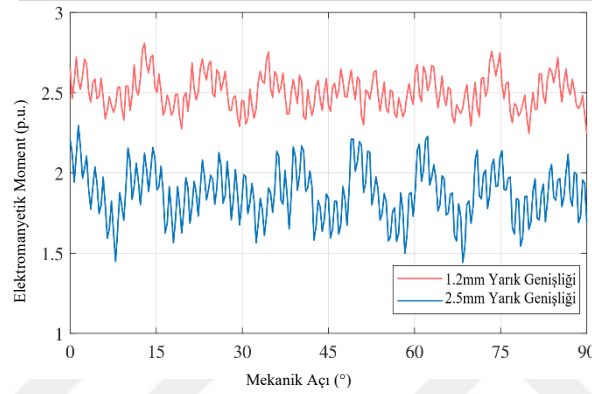


Şekil 3.14 : EY-KRAM için sabit yarık derinliği ($d_{slit} = 16$ mm) altında farklı yarık genişliği değerlerinde, 0° rotor konumunda harmonik dağılımları.

Verilen dağılımlara ait harmonik dağılımları sırasıyla Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'te sunulmuştur. Daha derin yarıkların, hava aralığındaki harmonik içeriği artırdığı görülmektedir. En olumsuz harmonik dağılımı, 16 mm yarık derinliğine sahip tasarıma aittir. Ayrıca, daha geniş yarıklar da hava aralığının harmonik içeriğini artırmakta olup, en olumsuz durum 1,2 mm yarık genişliği için gözlemlenmektedir.



Şekil 3.15 : Sabit yarık genişliği ($\delta_{yarık} = 1,2 \text{ mm}$) altında farklı yarık derinliği değerleri için dönme açısına bağlı moment değişimi.



Şekil 3.16 : Sabit yarık derinliği ($d_{yarık} = 16 \text{ mm}$) altında farklı yarık genişliği değerleri için dönme açısına bağlı moment değişimi.

Farklı yarık derinliği ve genişliğine sahip iki tasarım için tüm dalgalanma etkilerini içeren kararlı durum momentleri, 2B geçici manyetik SEA modeli kullanılarak elde edilmiştir. Rotorun mekanik dönme açısına bağlı moment değişimleri, sırasıyla sabit yarık genişliği altında farklı yarık derinlikleri ve sabit yarık derinliği altında farklı yarık genişlikleri için Şekil 3.15 ve Şekil 3.16’da gösterilmiştir. Bu grafikler, parazitik moment bileşenlerini daha ayrıntılı şekilde içermesi nedeniyle rotorun dörtte biri için verilmiştir. Şekil 3.15 ve Şekil 3.16’daki değerler, düz rotorun p.u. değerlerine göre normalize edilmiştir.

$$FF_{Tork} = \frac{Moment_{(RMS)}}{Moment_{(AVG)}} \quad (3.5)$$

$$RF_{Moment} = \sqrt{FF_{Moment}^2 - 1} \quad (3.6)$$

Yapılan çok sayıda geçici manyetik analizden elde edilen sonuçlar doğrultusunda, tüm motorların anma koşullarındaki kararlı durum momentlerine ait form faktörleri (FF)

ve dalgalanma faktörleri (RF), sırasıyla 3.5 ve 3.6 numaralı denklemler kullanılarak hesaplanmıştır. Hesaplanan dalgalanma faktörleri Çizelge 3.2’de verilmiştir.

Çizelge 3.2 : Yarık derinliği ve yarık genişliğine göre dalgalanma faktörleri.

Yarık Derinliği	Yarık Genişliği	Dalgalanma Faktörü
5 mm	1.2 mm	10.941 %
16 mm	1.2 mm	4.974 %
16 mm	2.5 mm	9.359 %

Tablo 2’den görüldüğü üzere, en düşük dalgalanma faktörü 16 mm yarık derinliği ve 1,2 mm yarık genişliği kombinasyonuna aitken; en yüksek dalgalanma faktörü 5 mm yarık derinliği ve 2,5 mm yarık genişliği kombinasyonunda elde edilmiştir. Yarık derinliğinin artması, moment dalgalanmasının azalmasına neden olurken; yarık genişliğinin artması moment dalgalanmasını artırmaktadır.



4. EKSENEL YARIKLI ROTORUN BAŞARIMI ÜZERİNE YARIK EĞİKLİK AÇISININ ETKİSİ

KRAM'in performansını artırmak amacıyla rotor yarıklarına eğiklik açıları uygulanmış ve buna ilişkin analizler gerçekleştirilmiştir. Yarik eğiklik açısı, yarıkların makine merkezini doğrudan kesmeyecek şekilde belirli bir açıyla eğilmesi sonucu oluşan sapma açısı olarak tanımlanmaktadır. Anma hızında manyetik akı yoğunlukları ve akı çizgileri incelenmiştir.

Optimizasyonun amaç fonksiyonunu tanımlamak için yüksek moment, birim moment başına düşük giriş akımı (akım/moment), düşük rotor kayıpları, yüksek güç faktörü ve yüksek verim kriterleri kullanılmıştır. Her bir rotor tasarımında stator geometrisi sabit tutulmuştur. Mil ve tüm katı rotor tasarımları için ST33 çelik alaşımı, stator nüve paketleri için ise M700 sac malzemesi kullanılmıştır.

Sabit vektör potansiyelini koruyabilmek için statorun dış yüzeyi Dirichlet sınır koşullarıyla sınırlandırılmış; manyetik alanın kutup merkez çizgilerine paralel olduğu varsayıldığından bu bölgelere Neumann sınır koşulları uygulanmıştır. İndüklenen elektromanyetik momentin doğru şekilde hesaplanabilmesi için KRAM sonlu eleman modelinde hava aralığına ince bir ağ yapısı uygulanması gerekmektedir. Rotor yüzeyine ilişkin cilt derinliğinin en az üçte biri kadar ağ boyutunun rotor nüvesinde, hava aralığına yakın bölgelerde kullanılması gerektiği belirlenmiş ve tüm simülasyonlarda cilt derinliği tabanlı ağlama yöntemi uygulanmıştır.

Yüksek hızlı katı rotor motorlarında sürekli çalışma koşullarında rotor sıcaklığı yaklaşık 200 °C olmaktadır [29]. Bu nedenle hesaplama sürecinde rotor iletkenliği 200 °C için 4.9×10^6 S/m olarak dikkate alınmıştır.

2B sonlu eleman analizleri, üç boyutlu geometrileri modele dahil edemediğinden, sargı sonu direnci ve endüktans bileşenleri hesaba katılmamaktadır. Bu durum, moment ve reaktif güç tahminlerinin doğruluğunu azaltmaktadır. Bu çalışmada, önceki çalışmalarda da kullanılmış olan [27, 39, 40, 41, 42] Russell–Aho faktörü, kaymaya bağlı bir rotor öz direnç düzeltme katsayısı olarak kullanılmış; böylece direnç bileşeni

ayarlanarak moment tahmininin iyileştirilmesi amaçlanmıştır. Rotorun uç etkilerini hesaba katmak için rotor malzemesinin öz direnci, uç etkisi katsayısı ($k_{\text{russell-aho}}$) ile çarpılmıştır.

Russell–Aho uç-etki faktörü, ($k_{\text{russell-aho}}$) Russell–Aho katsayısı olmak üzere, kutup adımı τ_p (metre cinsinden), rotor aktif boyu L , rotor mil hızı n_r ve senkron hız n_s kullanılarak (4.1) numaralı denklemde gösterildiği gibi hesaplanmaktadır. Uç-etki dahil eşdeğer öz direnç ise (4.2) numaralı denklemle elde edilmekte olup, burada ρ_R rotor malzemesinin öz direncini, ρ'_R ise uç-etki dâhil eşdeğer öz direnci ifade etmektedir.

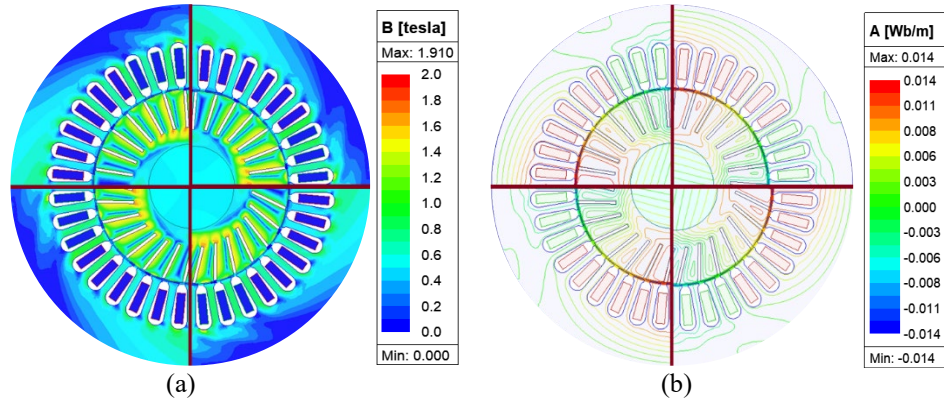
$$k_{\text{russell-aho}} = \left\{ 1 - \frac{2\tau_p}{\pi \cdot L} \tanh\left(\frac{\pi \cdot L}{2\tau_p}\right) \right\} \left\{ \frac{n_r}{n_s} \right\}^4 \quad (4.1)$$

$$\rho'_R = \frac{\rho_R}{k_{\text{russell-aho}}} \quad (4.2)$$

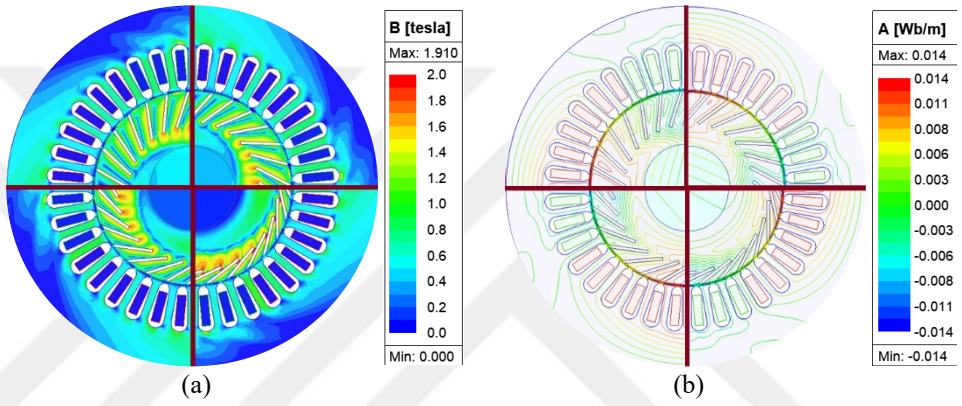
Rotor endüktansının doğru bir şekilde hesaplanabilmesi için, uç bölgesi kaçak endüktansını rotor endüktansına ekleyerek dikkate alan Agarwal teoremi uygulanmıştır [15–19]. KRAM’ın faz başına sargı sonu endüktansı, $\lambda_{\text{end}} = 0.3$ deneysel bir parametre olmak üzere, sargı çıkıntısının ortalama bobin uzunluğu l_{end} ve havanın manyetik geçirgenliği μ_0 kullanılarak (4.3) numaralı denklem ile hesaplanmaktadır [1].

Şekil 4.1 ve Şekil 4.2’de gösterildiği üzere, M700 stator ve ST33 rotor malzemeleri kullanıldığında tüm yarık eğiklik açılarında elektromanyetik performans kararlı kalmaktadır. Herhangi bir manyetik doyum ya da düşük akı yoğunluğu gözlenmemiştir. Bu da yarık eğiklik açısındaki değişimlerin EY-KRAM’ın manyetik bütünlüğünü zayıflatmadığını doğrulamaktadır.

$$L_{\text{end}} = \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot \frac{2}{p} \cdot \lambda_{\text{end}} \cdot l_{\text{end}} \quad (4.3)$$

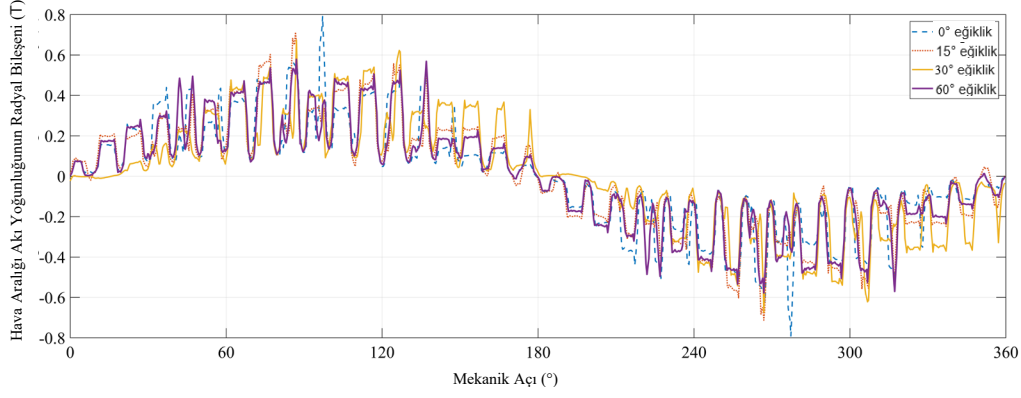


Şekil 4.1 : Farklı yarık eğiklik açıları (0° , 5° , 10° ve 15°) için manyetik akı yoğunlukları (a) ve manyetik akı çizgileri (b).

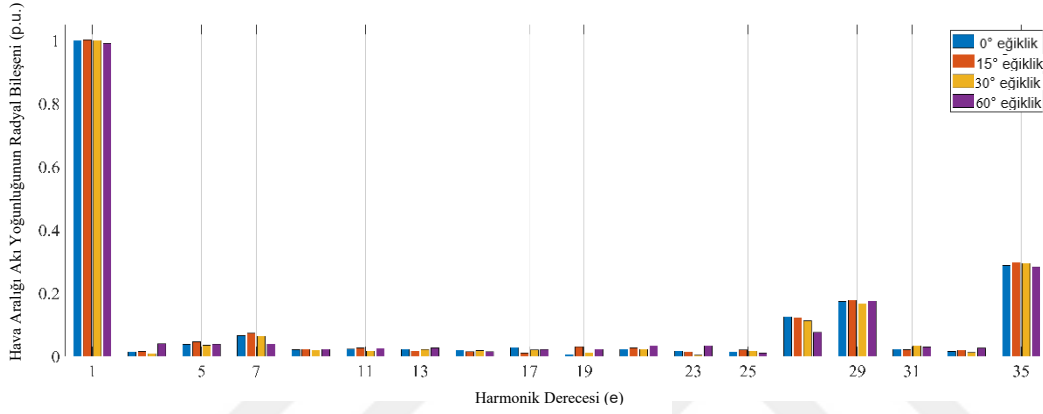


Şekil 4.2 : Farklı yarık eğiklik açıları (20° , 30° , 45° ve 60°) için manyetik akı yoğunlukları (a) ve manyetik akı çizgileri (b).

Sabit hız koşullarında yarık eğiklik açılarının KRAM performansı üzerindeki etkilerini analiz etmek amacıyla rotor yarıkları belirli açılarla eğik hâle getirilmiş ve buna göre değerlendirilmiştir. Şekil 4.3'te gösterildiği üzere, hava aralığı akı yoğunluğunun radyal bileşeni farklı yarık eğiklik açılarında kararlı kalmakta; ancak Şekil 4.4'te görüldüğü gibi harmonik içerikte belirgin değişimler ortaya çıkmaktadır. Yarık eğiklik açısı 60° 'ye yaklaştıkça 5., 7. ve 11. harmoniklerin bastırılması daha belirgin hâle gelmektedir. Bu harmoniklerin azaltılması, moment dalgalanması ve ek kayıpların ana kaynakları oldukları için makine başarımı açısından son derece olumludur. Elde edilen sonuçlar, eğiklik uygulanmasının söz konusu harmonikleri etkin bir şekilde azaltarak EY-KRAM'ın elektromanyetik başarımını iyileştirdiğini doğrulamaktadır.



Şekil 4.3 : Sabit yarık derinliği altında, farklı yarık eğiklik açısı değerleri için 0° rotor konumunda hava aralığı akı yoğunluğunun radyal bileşeni.



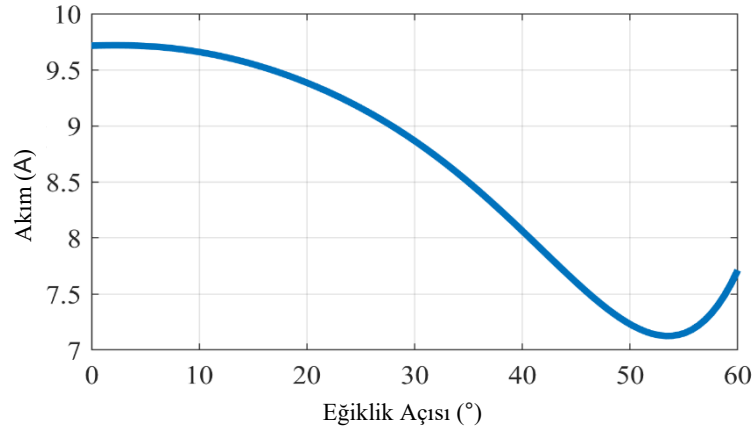
Şekil 4.4 : 0° rotor konumunda, EY-KRAM için sabit yarık genişliği altında farklı yarık eğiklik açısı değerlerine ait harmonik dağılımları.

Şekil 4.5, anma hızında giriş akımının yarık eğiklik açısına bağlı değişimini göstermektedir. Giriş akımı, 50° eğiklik açısına kadar azalarak motor kayıplarını ve ısınmayı düşürmekte; ancak bu açıdan sonra artış göstermektedir. Dolayısıyla en iyi başarımların 50° yarık eğiklik açısında elde edileceği öngörülmektedir.

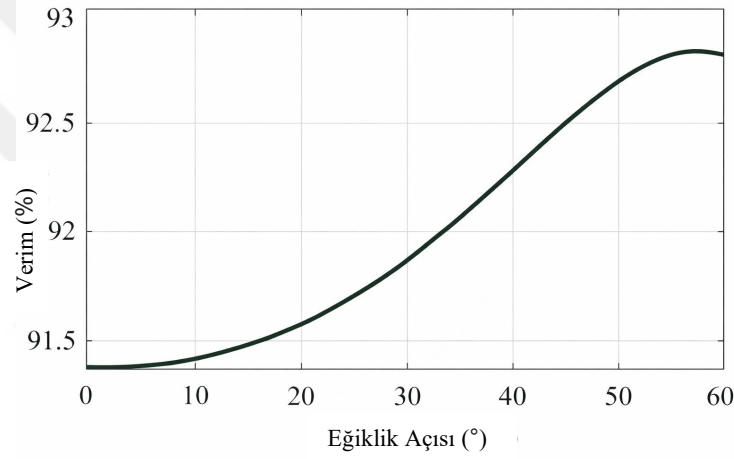
Şekil 4.6, motor veriminin yarık eğiklik açısına bağlı olarak 50°'ye kadar arttığını, bu noktadan sonra ise azalmaya başladığını göstermektedir. Verim eğilimi giriş akımıyla paralellik göstermekte olup, giriş akımının azalması verimi yükseltmektedir. Bununla birlikte 50°'nin üzerindeki açılarda verimin düşmesi, büyük eğiklik açılarında sahip tasarımların motor başarımlarını olumsuz etkilediğini göstermektedir.

Şekil 4.7, moment ile akım/moment oranının yarık eğiklik açısına bağlı değişimini göstermektedir. Görüldüğü üzere, 5°'nin üzerindeki eğiklik açılarında moment azalırken akım/moment oranı artmakta ve bu durum başarımları olumsuz yönde etkilemektedir. Özellikle 40°'yi aşan eğiklik açıları düşük moment ve yüksek akım/moment değerleri üretmektedir. Tasarımın iyileştirilmesi için eğiklik açısının

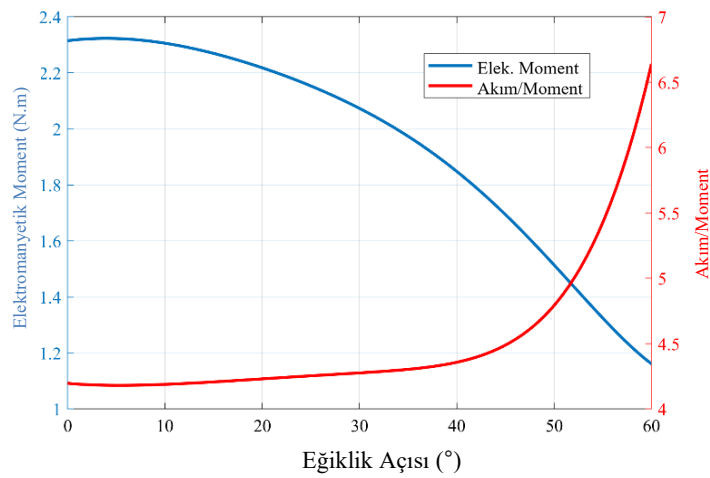
yaklaşık 5° civarında tutulması, en yüksek moment ve en düşük akım/moment oranını sağladığından, en uygun başarımlı değeri için önerilen yarı eğiklik açısı 5° 'dir.



Şekil 4.5 : Eğiklik açısına bağlı giriş akımı değişimleri.



Şekil 4.6 : Eğiklik açısına bağlı motor verimi.



Şekil 4.7 : Eğiklik açısına bağlı moment ve akım/moment oranı değişimleri.

Yaklaşık 52° 'lik bir yarı eğiklik açısında, Şekil 4.7'de görüldüğü üzere moment yeteneği ile akım kullanımı arasında makinenin uygun bir denge sağladığı

gözlemlenmektedir. Bu noktada, harmoniklerin azaltılması ve kayıpların düşürülmesinin birleşik etkisi, kabul edilebilir moment çıkışı korunurken daha yüksek verim elde edilmesini sağlamaktadır. Bu denge, EY-KRAM'da hem elektromanyetik başarımların hem de enerji verimliliği açısından en uygun tasarım seçeneği olarak yaklaşık 52°'lik yarı eğiklik açısını öne çıkarmaktadır.



5. DEĞİŞKEN BOYUTLU YARIK GEOMETRİSİNE SAHİP ROTORLU ASENKRON MOTOR ANALİZİ VE SONUÇLARI

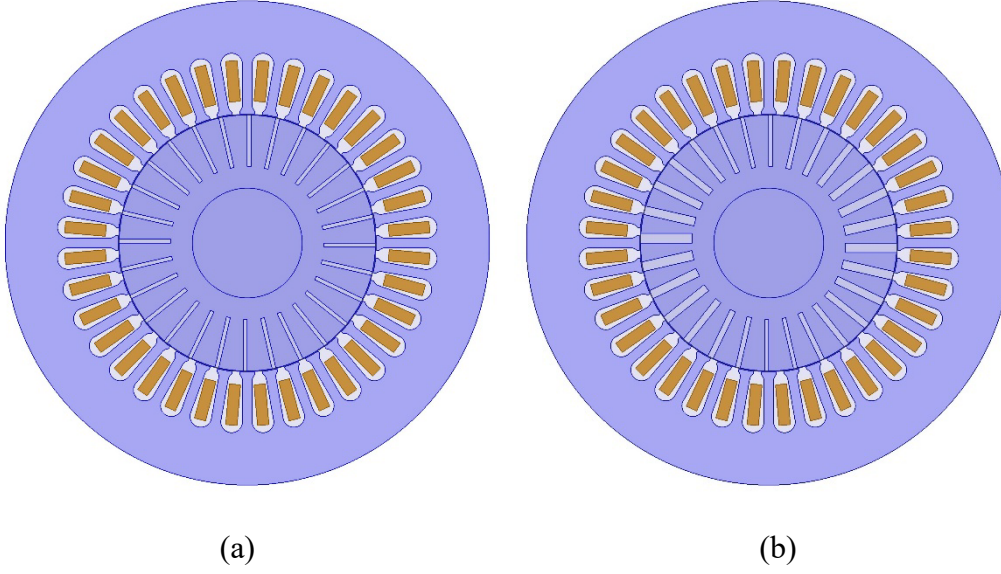
Bu bölümde kütleli rotorlu asenkron motorun performans karakteristiklerini optimize etmek amacıyla, geleneksel sabit derinlikli yarık yapısı yerine değişken derinlikli yarık mimarisi çalışılmıştır.

Referans alınan orijinal motor tasarımı, rotor çevresi boyunca homojen olarak dağıtılmış, her biri 1.2 mm genişliğine sahip 28 adet yarıktan oluşmaktadır. Yeni tasarımda ise yarık derinliği ve toplam yarık sayısı sabit tutulmuş, yarık genişliği 1.2 mm ile 3.0 mm arasında değişen değerlerle periyodik bir varyasyona tabi tutulmuştur. Bu varyasyon, rotorun her bir yarım dairesinde simetrik bir dağılım sergileyecek şekilde aşağıdaki diziyle uygulanmıştır:

$$\delta_{yarık(n)} = \{1.2, 1.5, 1.8, 2.1, 2.4, 2.7, 3, 3, 2.7, 2.4, 2.1, 1.8, 1.5, 1.2\} \text{ mm}$$

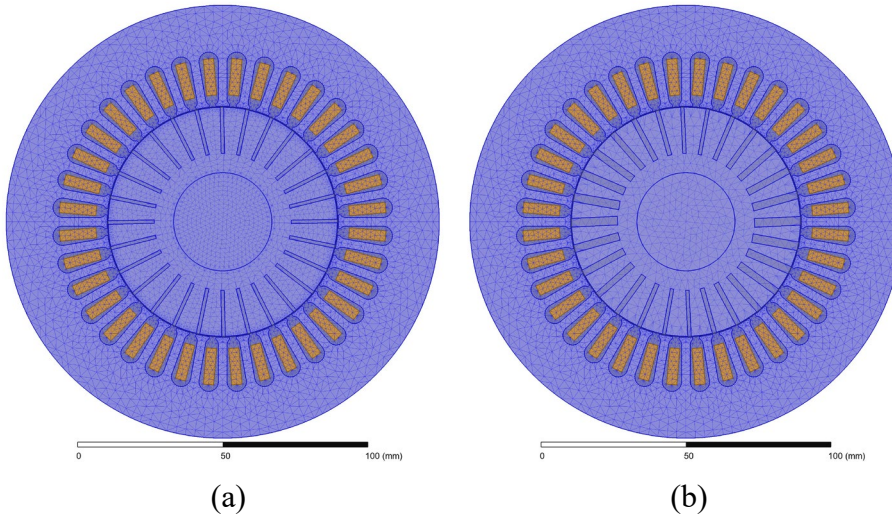
Burada δ , yarık indisini temsil etmektedir. Bu dizilim, rotorun manyetik çevresinde düşük genişlikten yüksek genişliğe doğru lineer bir artış ve ardından simetrik bir azalış öngörür. Bu durum, rotor yüzeyinde manyetik pencerelerin kademeli olarak açılıp kapanması etkisini oluşturarak, akı yoğunluğunun ani değişimlerini yumuşatmaktadır.

Referans motor ile önerilen yeni tasarımın karşılaştırmalı analizi, ticari bir elektromanyetik analiz yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Analizde kullanılan motor yapıları Şekil 5.1’de gösterilmektedir.



Şekil 5.1 : (a) Referans motor ve (b) yeni tasarım motor.

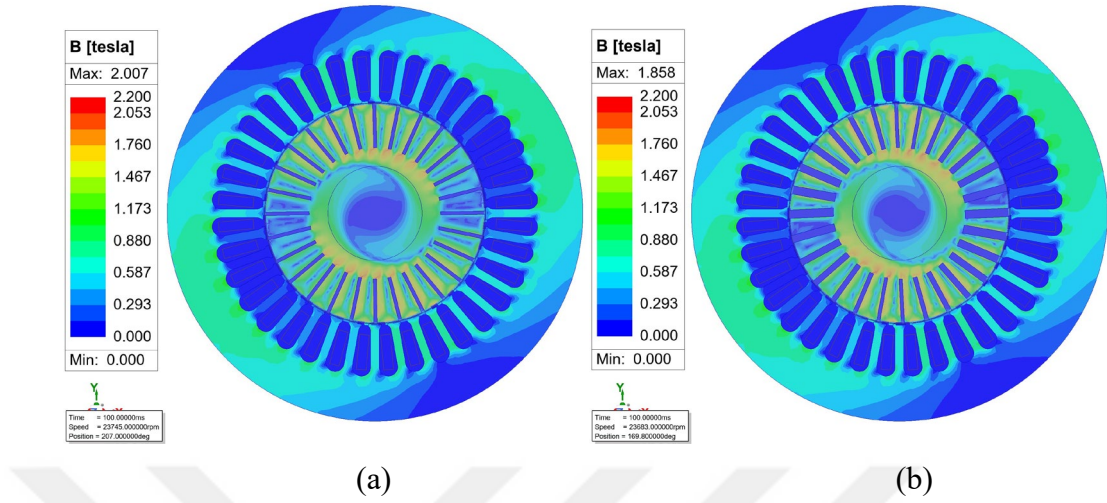
Anma mil momenti koşullarında her bir motor için analizler gerçekleştirilmiş ve motorlar kararlı duruma ulaşincaya kadar simülasyonlar sürdürülmüştür. Kararlı hâl işletimi sırasında manyetik büyüklükler, hava aralığı alanı ve harmonikleri, kayıplar ve çıkış parametreleri gibi çeşitli nicelikler kaydedilmiştir. Sayısal analizin doğruluğunu artırmak amacıyla çözümleme bölgesinde yüksek çözünürlüklü bir ağ yapısı (mesh) tercih edilmiştir. Sonlu elemanlar analizi kapsamında oluşturulan bu detaylı mesh konfigürasyonuna ait görseller Şekil 5.2’de sunulmaktadır.



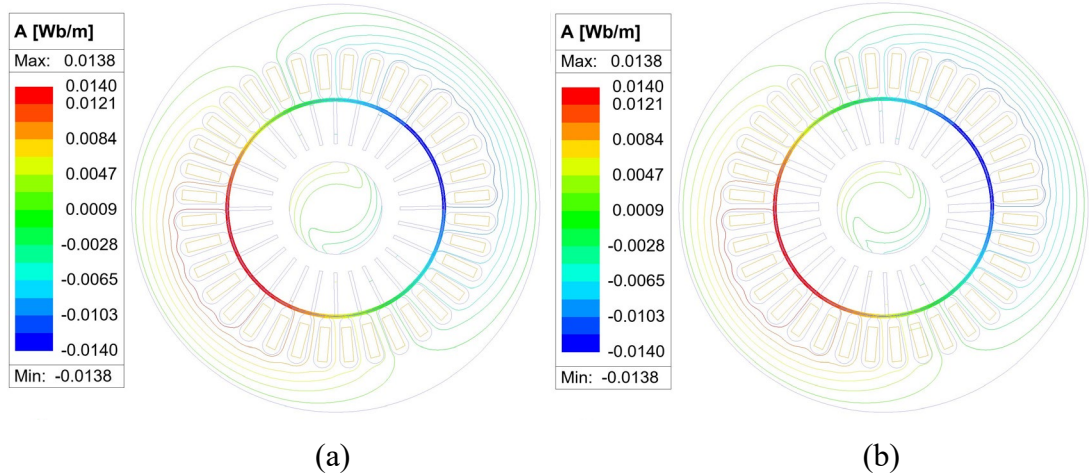
Şekil 5.2 : (a) Referans motor ve (b) yeni tasarım motorun sonlu elemanlar ağı görünümü.

İki tasarımın çalışma karakteristiklerinin görsel olarak karşılaştırılabilmesi amacıyla, manyetik akı yoğunluğu, manyetik akı çizgileri dağılımları Şekil 5.3 ve 5.4’te

verilmiştir. Bu sonuçlardan, yeni stator tasarımının söz konusu yapı ile döner bir manyetik alan üretebildiği görülmektedir.

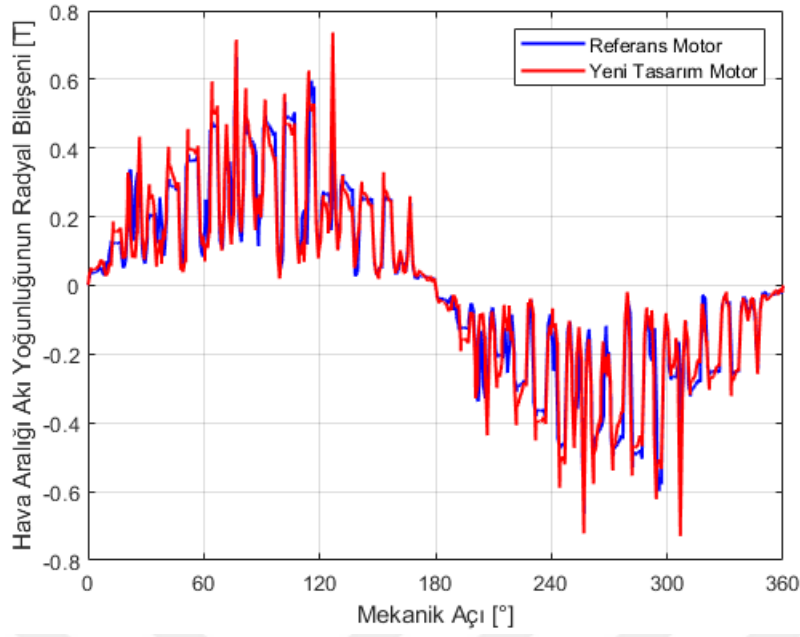


Şekil 5.3 : (a) Referans motor ve (b) yeni tasarım motorun manyetik akı yoğunluğu.

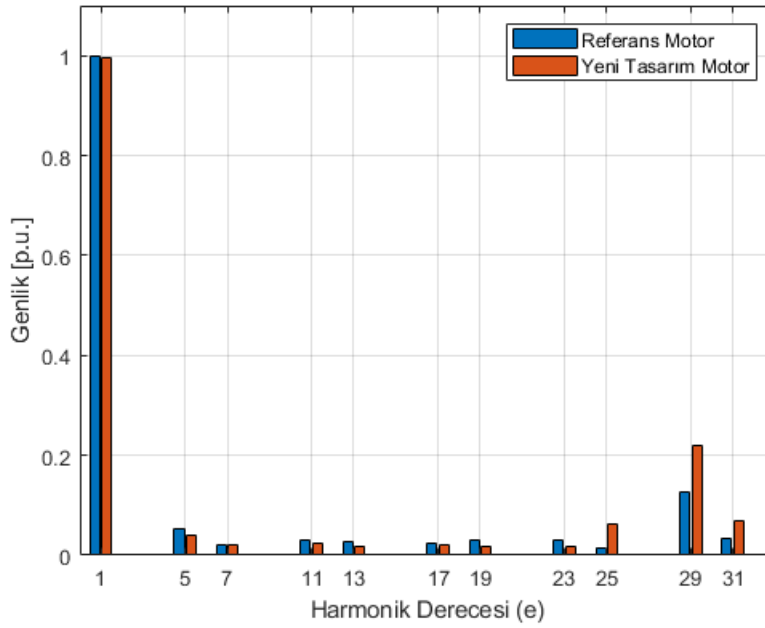


Şekil 5.4 : (a) Referans motor ve (b) yeni tasarım motorun manyetik akı çizgileri.

Her iki tasarımın hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeni Şekil 5.5'te verilmiştir. Şekil 5.6'da referans motor ve yeni tasarım motoruna ait hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeninin harmonik dağılımları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Grafikten görüldüğü üzere, düşük mertebeli uzaysal harmoniklerde (özellikle 5., 7., 11. ve 13. harmonikler) yeni tasarım motorunda belirgin bir azalma gözlemlenirken; yüksek mertebeli harmoniklerin (özellikle 25., 29. ve 31.) genliklerinde görece bir artış meydana gelmiştir. Bu durum, yeni tasarımda düşük mertebeli harmoniklerin bastırılarak harmonik içeriğin daha yüksek mertebelere kaydırıldığını ve böylece elektromanyetik başarma açısından daha elverişli bir dağılım elde edildiğini göstermektedir.



Şekil 5.5 : Referans motor ve yeni tasarım motorunun hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeni.



Şekil 5.6 : Referans motor ve yeni tasarım motoruna ait hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeninin harmonik dağılımı.

Her iki tasarıma ait motor kayıpları ve işletme parametreleri Çizelge 5.1 ve Çizelge 5.2’de sunulmuştur.

Çizelge 5.1 : Referans ve yeni tasarım motorun kayıplarının karşılaştırılması.

Büyüklik	Referans Motor	Yeni Tasarım Motor	Değişim (%)
Fuko Akımı Kayıpları [kW]	0.09858	0.11218	+13.8
Histerezis Kayıpları [kW]	0.06682	0.06776	+1.41
Rotor Çekirdek Kayıpları [kW]	0.77037	1.81949	+136.18
Stator Sargı Kayıpları [kW]	0.00906	0.01138	+25.61
Sargı Direnci Kayıpları [kW]	0.03854	0.04841	+25.61
Ek Kayıplar [kW]	0.06050	0.06457	+6.74
Demir Kayıpları [kW]	0.22589	0.24451	+8.24
Toplam Kayıplar [kW]	1.00532	2.07538	+106.44

Çizelge 5.2 : Referans ve yeni tasarım motorun işletme parametrelerinin karşılaştırılması.

Büyüklik	Referans Motor	Yeni Tasarım Motor	Değişim (%)
İndüklenen Gerilim [V]	223.53	223.24	-0.13
Manyetik Akı Bağlanımı [Wb]	0.0889	0.0888	-0.11
Etkin (RMS) Akım [A]	10.08385	11.30634	+12.12
cosφ	0.869	0.906	+4.26
Giriş Gücü [W]	6070.32	7101.48	+16.99
Mil Gücü [W]	5065	5026.10	-0.77
Ortalama Moment [Nm]	2.03779	2.02659	-0.55
Hız [RPM]	23745	23683	-0.26
Kayma [%]	1.0625	1.32	+24.24
Verim [%]	83.44	70.78	-15.17
Moment/Akım Oranı [Nm/A]	0.20208	0.17924	-11.30
Moment Dalgalanması [%]	12.76	35.46	+177.90

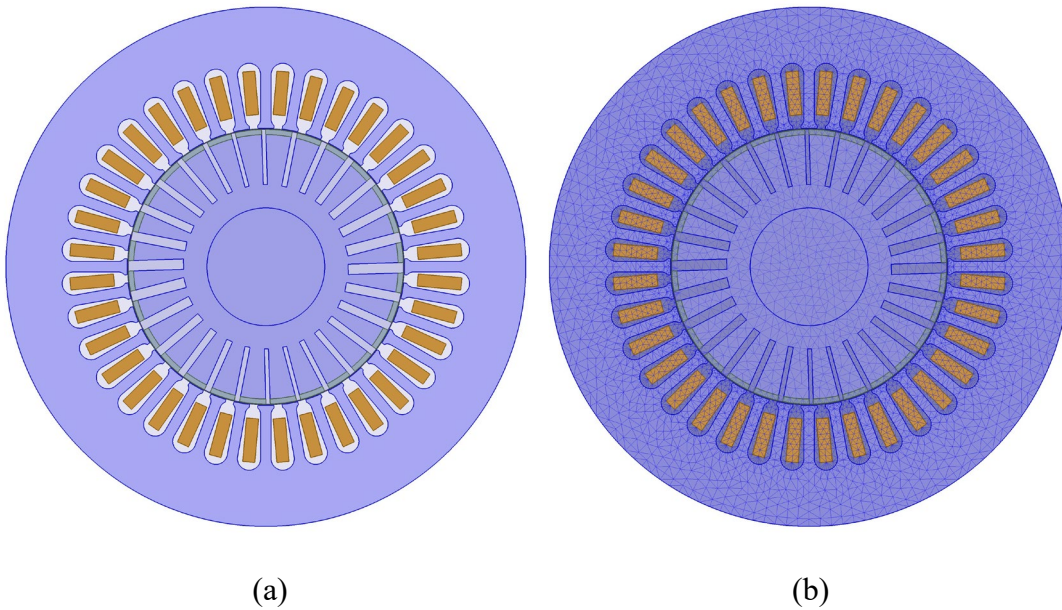
Yarık genişliklerinin 3 mm seviyesine kadar artırılması, rotor yüzeyindeki etkin demir kesit alanını değiştirerek akının rotorun iç kısımlarına daha derin nüfuz etmesine olanak tanımıştır. Kütleli rotorlarda akım penetrasyon derinliğinin değişmesi, etkin rotor direncini düşürmüştür. Dirençteki bu azalma, motorun eşdeğer devresindeki rotor kolundan geçen akımı artırmış; bu da toplam etkin akım değerinde %12.12'lik bir yükselişe neden olmuştur.

Yeni tasarımdaki yarıkların genişliğinin artması hava aralığı manyetik direncini büyütülmüştür. Artan manyetik direnç, motorun hava aralığında gerekli manyetik akıyı tesis edebilmesi için ihtiyaç duyduğu mıknatıslanma bileşenin artırmış, bu da motorun daha fazla reaktif güç çekmesine neden olmuştur. Mıknatıslanma akımındaki bu artış, stator dişlerindeki akı yoğunluğunu ve dolayısıyla Fuko ve ek kayıpları artırarak demir kayıplarını yukarı çekmiştir.

5.1 Rotor Uç Bölgesine Uygulanan İletken Bakır Tabakanın Performansa Etkisi

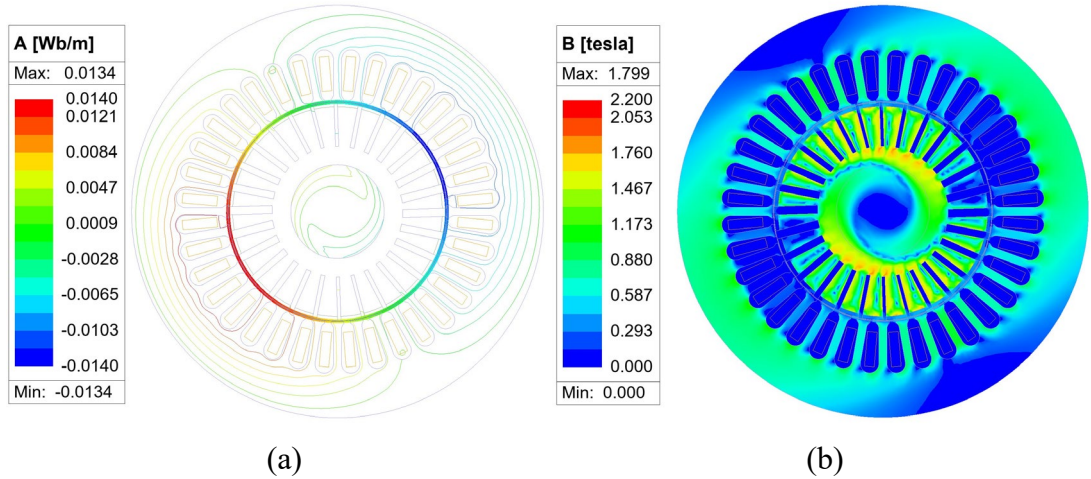
Bir önceki bölümde, referans makineye ait rotor yarık geometrisinin değiştirilmesinin elektromanyetik tasarım üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu kapsamda, 28 yarıklı ve başlangıçta 1.2 mm yarık genişliğine sahip kütleli rotorlu asenkron motor için yarık genişlikleri rotor çevresi boyunca kademeli olarak artırılıp azaltılarak yeni bir yarık dağılımı oluşturulmuş ve bu geometrik değişimin akım dağılımı, manyetik akı yoğunluğu, kayıplar ve moment karakteristiği üzerindeki etkileri detaylı olarak analiz edilmiştir. Elde edilen bulgular, yarık genişliğinin artırılmasının rotor direnci, mıknatıslanma akımı ve demir kayıpları üzerinde belirgin etkiler oluşturduğunu ortaya koymuştur.

Bu bölümde ise, söz konusu geometrik iyileştirmenin bir adım ötesine geçilerek, rotor yarıklarının uç bölgelerine 1.5mm iletken bir bakır tabaka uygulanması durumunda motorun elektromanyetik ve işletme başarımında meydana gelen değişimler incelenmektedir. Kütleli rotorlu asenkron motorlarda rotor yüzeyi, akım yoğunluğunun ve manyetik alan etkileşiminin en belirgin olduğu bölge olup, özellikle yarık uçları rotor akımlarının dağılımı ve harmonik içeriği açısından kritik bir rol oynamaktadır. Bu bölgelerde uygulanan yüksek iletkenlikli bakır tabaka, rotor akımlarının akış yollarını değiştirerek etkin rotor direncini, akı dağılımını ve kayıp mekanizmalarını doğrudan etkilemektedir.



Şekil 5.7 : Rotor yarık uç bölgelerine iletken bakır tabaka uygulanmış motorun geometrik modeli (a) ve sonlu elemanlar ağı görünümü (b).

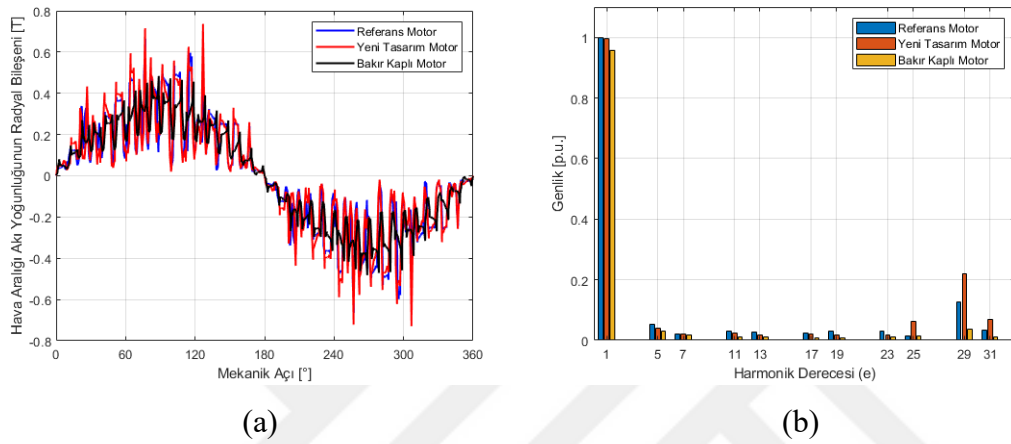
Rotor uç bölgesine uygulanan bakır kaplama, literatürde kütleli rotorun mekanik dayanım ve yüksek hız avantajlarını korurken, kafesli rotor yapısının düşük kayıp ve daha düzgün akım dağılımı özelliklerini kısmen birleştiren bütünleşik bir yaklaşım olarak değerlendirilmektedir. Bu tür bir yapı, rotor yüzeyindeki akım yoğunlaşmalarını değiştirmekte; aynı zamanda manyetik alanın rotor ve hava aralığı bölgesindeki dağılımını yeniden şekillendirmektedir. Dolayısıyla, bakır kaplamanın yalnızca rotor kayıpları üzerinde değil, stator akımı, moment dalgalanması ve toplam sistem verimi üzerinde de dolaylı etkiler oluşturması beklenmektedir. Bu kapsamda, rotor yarıklarının uç bölgelerine iletken bakır tabaka uygulanarak elde edilen yeni rotor yapısı oluşturulmuş ve bu tasarımın geometrik özellikleri ve uygulanan sonlu elemanlar ağı Şekil 5.7’de sunulmuştur. Şekil 5.8’de ise manyetik akı çizgileri ve manyetik akı yoğunluğu haritası gösterilmektedir.



Şekil 5.8 : Rotor yarık uç bölgelerine iletken bakır tabaka uygulanmış motorun manyetik akı çizgileri (a) ve manyetik akı yoğunluğu (b).

Şekil 5.9’da ise referans motor, değişken yarık geometrisine sahip motor ve rotor uç bölgeleri bakır ile kaplanmış yeni tasarım motor için hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeni ve harmonik dağılımı karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır. FFT diyagramı, referans motorun hava aralığı manyetik alanına ait temel bileşeni 1 p.u. olacak şekilde normalize edilmiştir. Bu nedenle, diğer motorlara ait harmonik genlikleri, referans motorun temel manyetik alan seviyesi esas alınarak göreceli olarak değerlendirilmektedir. Bu yaklaşım, rotor geometrisinde ve malzeme yapısında yapılan değişikliklerin hava aralığı manyetik alan dağılımı üzerindeki etkilerinin doğrudan karşılaştırılmasına olanak sağlamaktadır.

Normalize edilmiş FFT sonuçları incelendiğinde, bakır kaplı rotor tasarımında temel bileşenin genliğinin referans motorun temel bileşenine göre 1 p.u.'nun altında kaldığı görülmektedir. Bu durum, rotor uç bölgelerine uygulanan bakır tabakanın hava aralığı manyetik eşdeğer direncini artırarak, hava aralığında tesis edilen temel manyetik alanın görece olarak azalmasına neden olduğunu göstermektedir. Değişken yarıklı geometrisine sahip motorda ise temel bileşenin referans motora yakın bir seviyede kaldığı, ancak harmonik içeriğin belirgin biçimde değiştiği gözlemlenmektedir.



Şekil 5.9 : 3 motora ait hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun radyal bileşeni (a) ve harmonik dağılımı (b).

Alt ve orta mertebedeki uzay harmonikleri incelendiğinde (5., 7., 11., 13. ve 17. harmonikler), değişken yarıklı motor için bazı harmonik bileşenlerin referans motora kıyasla arttığı, buna karşılık bakır kaplı rotor tasarımında söz konusu harmoniklerin büyük bölümünde belirgin bir azalma meydana geldiği görülmektedir. Normalize edilmiş büyüklükler dikkate alındığında, bu azalma yalnızca mutlak genlik düşüşünü değil, aynı zamanda temel bileşene göre harmonik oranının da küçüldüğünü göstermektedir. Bu durum, bakır kaplamanın yüksek frekanslı manyetik alan bileşenlerine karşı sönümleyici bir etki oluşturduğunu ortaya koymaktadır.

Daha yüksek harmonik mertebelerinde (25., 29. ve 31. harmonikler) değişken yarıklı motorun normalize harmonik genliklerinin referans motora göre belirgin şekilde arttığı, bakır kaplı rotor tasarımında ise bu harmoniklerin bastırıldığı açıkça görülmektedir. Bu bulgu, rotor yüzeyinde endüklenen girdap akımlarının yüksek mertebeden uzay harmoniklerini baskılayıcı yönde etkilediğini ve hava aralığına yansıyan harmonik içeriği sınırladığını göstermektedir.

Hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun mekanik açıya bağlı değişimini gösteren grafikler, normalize FFT sonuçları ile tutarlı bir eğilim sergilemektedir. Değişken yarıklı motorun hava aralığı manyetik alan dağılımında, referans motora kıyasla daha keskin genlik değişimleri ve düzensiz dalga formu gözlemlenirken; bakır kaplı rotor tasarımı dalga formunun daha yumuşak ve düzenli bir karaktere sahip olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, bakır kaplı motor için dalga formunun tepe değerlerinin referans motora göre daha düşük seviyelerde gerçekleşmesi, normalize FFT’de temel bileşenin azalmasıyla uyumludur.

Çizelge 5.3 : Referans motor, değişken yarık geometrisine sahip motor ve rotor uç bölgeleri bakır ile kaplanmış motorun kayıplarının karşılaştırılması.

Büyüklik	Referans Motor	Değişken Yarıklı Motor	Bakır Kaplı Motor	Referansa Göre Değişim
Fuko Akımı Kayıpları [kW]	0.09858	0.11218	0.04231	-%57.08
Histerezis Kayıpları [kW]	0.06682	0.06776	0.05755	-%13.86
Rotor Çekirdek Kayıpları [kW]	0.77037	1.81949	0.14988	-%80.54
Stator Sargı Kayıpları [kW]	0.00906	0.01138	0.01692	+%86.67
Sargı Direnci Kayıpları [kW]	0.03854	0.04841	0.07195	+%86.67
Ek Kayıplar [kW]	0.06050	0.06457	0.03590	-%40.66
Demir Kayıpları [kW]	0.22589	0.24451	0.13576	-%39.90
Toplam Kayıplar [kW]	1.00532	2.07538	0.30255	-%69.90

Çizelge 5.4 : Referans motor, değişken yarık geometrisine sahip motor ve rotor uç bölgeleri bakır ile kaplanmış motorun işletme parametrelerinin karşılaştırılması.

Büyüklik	Referans Motor	Yeni Tasarım Motor	Bakır Kaplı Motor	Referansa Göre Değişim
İndüklenen Gerilim [V]	223.53	223.24	217.48	-2.70
Manyetik Akı Bağlanması [Wb]	0.0889	0.0888	0.0865	-2.70
Etkin (RMS) Akım [A]	10.08385	11.30634	13.7787	+36.65
cosφ	0.869	0.906	0.550	-36.71
Giriş Gücü [W]	6070.32	7101.48	5256.22	-13.41
Mil Gücü [W]	5065	5026.10	4953.67	-2.20
Ortalama Moment [Nm]	2.03779	2.02659	1.9957	-2.07
Hız [RPM]	23745	23683	23703	-0.18
Kayma [%]	1.0625	1.32	1.24	+16.71
Verim [%]	83.44	70.78	94.24	+12.94
Moment/Akım Oranı [Nm/A]	0.20208	0.17924	0.14483	-28.33
Moment Dalgalanması [%]	12.76	35.46	3.65	-71.40

Çizelge 5.3’te referans motor, değişken yarık geometrisine sahip motor ve rotor uç bölgeleri bakır ile kaplanmış motor için farklı kayıp bileşenleri karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, değişken yarıklı motor tasarımının özellikle rotor çekirdek kayıplarında

belirgin bir artışa neden olduğunu göstermektedir. Bu motor yapısında rotor çekirdek kayıpları referans motora kıyasla önemli ölçüde yükselmiş, bu artış toplam kayıpların da ciddi biçimde artmasına yol açmıştır. Buna karşın bakır kaplı motor tasarımında, rotor çekirdek kayıpları ve Fuko akımı kayıplarında sırasıyla yaklaşık %80 ve %57 oranında azalma elde edilmiştir. Bu durum, rotor uç bölgelerinde bakır kaplamanın akım dağılımını iyileştirerek yerel manyetik doygunluğu ve yüksek frekanslı kayıpları baskıladığını göstermektedir.

Bakır kaplı motor için stator sargı kayıpları ve sargı direnci kayıplarında artış gözlemlenmesine rağmen, demir kayıplarındaki yaklaşık %40'lık düşüş ve rotor kaynaklı kayıplardaki belirgin azalma sayesinde toplam kayıplar referans motora göre yaklaşık %70 oranında azaltılmıştır. Bu sonuç, bakır kaplamanın elektromanyetik açıdan daha dengeli bir alan dağılımı sağladığını ve özellikle rotor taraflı kayıplar üzerinde baskın bir iyileştirici etki oluşturduğunu ortaya koymaktadır.

Çizelge 5.4'te ise üç motor yapısının temel işletme parametreleri karşılaştırılmıştır. Bakır kaplı motorda endüklenen gerilim ve manyetik akı bağlantısı referans motora göre yaklaşık %2.7 oranında azalmış olsa da, bu düşüşün motorun genel başarımını olumsuz etkilemediği görülmektedir. Etkin akım değerindeki artışa rağmen, giriş gücündeki yaklaşık %13'lük azalma ve mil gücündeki sınırlı düşüş, kayıplardaki ciddi azalma ile tutarlı bir sonuç sunmaktadır. Özellikle verimin %94.24 seviyesine yükselmesi, bakır kaplı rotor yapısının enerji dönüşüm sürecini belirgin şekilde iyileştirdiğini göstermektedir.

Moment açısından değerlendirildiğinde, bakır kaplı motorun ortalama momentinde referans motora kıyasla yaklaşık %2'lik bir azalma meydana gelmiştir. Ancak bu sınırlı düşüşe karşılık, moment dalgalanmasında yaklaşık %71 oranında sağlanan azalma, momentin çok daha düzgün bir karakter kazandığını göstermektedir. Bu durum, özellikle yüksek hızlı uygulamalarda mekanik titreşimlerin ve akustik gürültünün azaltılması açısından önemli bir üstünlük oluşturmaktadır. Ayrıca hız ve kayma değerlerindeki değişimlerin sınırlı seviyelerde kalması, bakır kaplamanın motorun nominal çalışma noktasını koruduğunu göstermektedir.

6. SONUÇ

Bu tez çalışmasında, yüksek hızlı uygulamalarda kullanılan kütleli rotorlu asenkron motorların elektromanyetik başarımını sınırlayan temel etkenler kapsamlı biçimde incelenmiş ve bu sınırlamaların giderilmesine yönelik aşamalı ve bütüncül bir rotor tasarımı yaklaşımı ortaya konmuştur. Kütleli rotor yapısının sunduğu yüksek mekanik dayanım ve yapısal bütünlük avantajlarına rağmen, hava aralığında oluşan uzaysal ve zamansal harmoniklerin rotor üzerinde neden olduğu girdap akımı kayıpları, güç faktörü düşüşü ve sınırlı moment üretimi, bu motor tipinin performansını belirleyen başlıca problemler olarak değerlendirilmiştir. Özellikle yüksek besleme frekanslarında çalışan sistemlerde bu olumsuzluklar daha da belirgin hâle gelmekte ve motorun toplam verimi üzerinde baskın bir etki oluşturmaktadır.

Çalışma kapsamında öncelikle referans bir kütleli rotorlu asenkron motor ele alınmış ve bu motorun elektromanyetik başarımı karşılaştırma temeli olarak kullanılmıştır. Referans motor için elde edilen sonuçlar, moment dalgalanmasının %12.76 seviyesinde olduğunu, toplam verimin %83.44 ve güç faktörünün 0.869 olduğunu göstermektedir. Bu değerler, rotor üzerinde yapılacak geometrik iyileştirmelerin başarımlar üzerindeki etkilerinin değerlendirilmesi açısından temel bir referans noktası oluşturmuştur.

İlk tasarım iyileştirme adımı olarak, rotor üzerinde yer alan eksenel yarık geometrisi optimize edilmiştir. Bu kapsamda, yarık genişliği ve yarık derinliği parametrik olarak incelenmiş ve optimum yarık genişliği 1.2 mm, optimum yarık derinliği ise 16 mm olarak belirlenmiştir. Yapılan analizler, dar ve derin yarıkların manyetik akının rotor gövdesine daha derin nüfuz etmesini sağladığını ve bunun sonucunda elektromanyetik moment üretiminin belirgin biçimde iyileştiğini ortaya koymuştur. Bu geometrinin aynı zamanda verimi ve güç faktörünü olumlu yönde etkilediği; ancak buna karşılık akım/moment oranında ve rotor kayıplarında artışa neden olduğu tespit edilmiştir. Bu bulgu, eksenel yarık geometrisinin motor başarımını çok boyutlu olarak etkilediğini ve yalnızca moment artışı üzerinden değerlendirilmemesi gerektiğini göstermektedir.

En uygun yarık genişliği olan 1.2 mm ve yarık derinliği olan 16 mm değerlerinden sapıldığında, özellikle moment dalgalanmasında belirgin artışlar gözlemlenmiştir. Bu durum, yarık geometrisinin yalnızca ortalama performans değerleri açısından değil, aynı zamanda elektromanyetik kararlılık açısından da kritik bir tasarım parametresi olduğunu ortaya koymaktadır. Dolayısıyla, bu tez kapsamında belirlenen optimum yarık geometrisi, moment üretimi, verim ve güç faktörü açısından sağladığı kazanımların yanı sıra, moment dalgalanmasının kontrol altında tutulabilmesi açısından da dengeli bir çözüm sunmaktadır.

Eksenel yarık geometrisinin optimize edilmesinin ardından, ikinci tasarım adımı olarak yarık eğiklik açısının motor başarımı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Yapılan analizler, eğiklik açısının yaklaşık 50° civarında en uygun performansı sunduğunu göstermektedir. Eğiklik açısının 20° seviyesinin üzerinde artırılmasıyla birlikte moment, verimlilik ve akım değerlerinde iyileşmeler gözlemlenmiş; bu iyileşmeler 50° değerine yaklaşıldığında maksimum seviyeye ulaşmıştır. Buna karşılık, eğiklik açısının 50° değerinden 60° seviyelerine doğru artırılması durumunda, söz konusu başarımlar parametrelerinin en uygun noktadan uzaklaşmaya başladığı tespit edilmiştir. Bu sonuçlar, yarık eğikliğinin hava aralığı harmoniklerinin dağılımı ve rotor akım yolları üzerindeki etkisinin belirli bir açı aralığında faydalı olduğunu; aşırı eğiklik durumunda ise elektromanyetik etkileşimin zayıfladığını göstermektedir.

Bir sonraki aşamada, sabit yarık geometrisine sahip rotor yapıları referans alınarak, yarık genişliğinin rotor çevresi boyunca değiştirildiği alternatif bir tasarım yaklaşımı değerlendirilmiştir. Bu tasarımda yarık genişliği rotor çevresi boyunca 1.2 mm ile 3 mm arasında değiştirilmiştir. Analizler, sabit moment koşulları altında gerçekleştirildiği için moment değişimi yerine rotor kayıpları, verim ve güç faktörü üzerindeki etkiler değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, değişken yarık geometrisinin rotor kayıplarında toplamda %106.44 gibi çok yüksek bir artışa neden olduğunu göstermektedir. Buna karşılık, güç faktöründe yalnızca %4.26 oranında sınırlı bir artış gözlemlenmiştir. Toplam verim ise bu tasarımda %15.17 oranında azalmıştır. Ayrıca, moment dalgalanmasının %177.9 gibi çok yüksek bir oranda arttığı tespit edilmiştir. Bu sonuçlar, çevresel olarak değişken yarık genişliğinin tek başına kullanıldığında elektromanyetik başarımlar açısından istenen iyileşmeyi sağlamadığını ve ciddi ödünleşimlere yol açtığını açıkça ortaya koymaktadır.

Bu olumsuz sonuçlar doğrultusunda, son tasarım adımı olarak rotor uçlarına bakır giydirme uygulanmıştır. Rotor uç bölgelerine 1.5 mm kalınlığında bakır giydirme yapılmasıyla birlikte, rotor akım dağılımının iyileştiği ve rotor direncinin etkin biçimde azaldığı gözlemlenmiştir. Yapılan analizler, bu uygulamanın referans motora kıyasla rotor kayıplarında %69.9 oranında azalma sağladığını göstermektedir. Aynı zamanda, moment dalgalanması %71.4 oranında düşmüş, toplam verim %12.94 oranında artmıştır. Buna karşılık, güç faktöründe %36.71 oranında bir azalma meydana gelmiştir. Bu sonuçlar, bakır giydirmenin özellikle kayıpların azaltılması ve moment düzgünlüğünün artırılması açısından son derece etkili olduğunu; ancak güç faktörü üzerinde olumsuz bir etkisinin bulunduğunu ortaya koymaktadır.

Gelecek çalışmalar kapsamında, bu tezde önerilen rotor tasarımlarının üç boyutlu sonlu elemanlar analizleri ile değerlendirilmesi, uç etkileri ve eksenel akı bileşenlerinin daha doğru modellenmesini sağlayacaktır. Ayrıca, termal ve mekanik titreşim analizlerinin elektromanyetik analizlerle birlikte ele alınması, motorun gerçek çalışma koşullarındaki davranışının daha kapsamlı biçimde anlaşılmasına katkı sunacaktır. Deneysel prototipler üzerinden yapılacak doğrulama çalışmaları ise, sayısal analiz sonuçlarının güvenilirliğini pekiştirecek ve önerilen tasarım yaklaşımının endüstriyel uygulanabilirliğini ortaya koyacaktır.

Genel olarak değerlendirildiğinde, bu tez çalışması kütleli rotorlu asenkron motorlarda rotor geometrisinin elektromanyetik tasarım üzerindeki belirleyici rolünü açıkça ortaya koymaktadır. Eksenel yarık geometrisinin optimizasyonu, yarık eğiklik açısının uygun seçimi, değişken yarık yaklaşımının sınırlarının belirlenmesi ve rotor uçlarına bakır giydirme uygulanması ile ilerleyen aşamalı tasarım süreci, her bir tasarım adımının makine başarımına olan katkılarını ve sınırlamalarını net biçimde ortaya koymuştur. Elde edilen sonuçlar, yüksek hızlı elektrik makinesi tasarımlarında rotor geometrisi optimizasyonunun vazgeçilmez bir mühendislik aracı olduğunu göstermekte; hem akademik literatüre özgün katkılar sunmakta hem de endüstriyel uygulamalar için yol gösterici nitelikte bulgular ortaya koymaktadır.



KAYNAKLAR

- [1] **Jokinen, T.** (1988). High speed electrical machines, Conference on high speed technology, Lappeenranta, Finland, pp.175–185.
- [2] **Lähteenmäki, J.** (2002). Design and voltage supply of high-speed induction machines, Ph.D. thesis, <http://lib.tkk.fi/Diss/2002/isbn951226224X/isbn951226224X.pdf>.
- [3] **Pyrhönen, J.** (1991). High-speed induction motor. Calculating the effects of solid-rotor material on machine characteristics, Ph.D. thesis, Lappeenranta University of Technology, Helsinki, Finland.
- [4] **Binder, A. and Schneider, T.** (2007). High-speed inverter-fed AC drives, International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, Bodrum, Turkey, pp.9–16.
- [5] **Arkkio, A., J.T.L.E.** (2005). Induction and Permanent-Magnet Synchronous Machines for High-Speed Applications, 8th Int. Con. on Electr. Machines and Systems, Nanjing, China.
- [6] **Azab, M.** (2025). A review of recent trends in high-efficiency induction motor drives. *Vehicles*, 7(1), 15. <https://doi.org/10.3390/vehicles7010015>.
- [7] **Pyrhönen, J., H.J.** (1996). A new medium speed solid rotor induction motor for a high speed milling machine, Proc. of Symposium on Power Electronics, Industrial Drives, Power Quality, Traction Systems (SPEEDAM-96), pp.B5.1–8.
- [8] **Pyrhönen, J., K.P.** (1993). Properties of high speed solid rotor induction motor, Research report, EN A-19 Lappeenranta University of Technology, Department of Energy Technology, Lappeenranta, Finland.
- [9] **Hupponen, J., P.J.A.J.** (1998). Characteristics of a medium speed solid-rotor induction motor drive for high power range industrial applications, Proc. of Symposium on Power Electronics, Industrial Drives, Power Quality, Traction Systems (SPEEDAM-98), Sorrento, Italy.
- [10] **Dorairaj, K. R., K.M.R.** (1967). Polyphase induction machine with a slitted ferromagnetic rotor: I – Experimental investigations and a novel slipmeter, 835–843.
- [11] **Dorairaj, K. R., K.M.R.** (1967). Polyphase Induction Machine with a Slitted Ferromagnetic Rotor: II – Analysis, 844–855.
- [12] **Dorairaj, K. R., K.M.R.** (1967). Polyphase induction machine with deep ferromagnetic bar rotor, 1554–1564.
- [13] **Gessese, Y., B.A.** (2009). Axially slitted, high-speed solid-rotor induction motor technology with copper end-rings, Proc. of 12th Int. Conf. on Electr.

Machines and Systems (ICEMS) 15–18 November 2009, Tokyo, Japan, p. 6.

- [14] **Saari, J.** (1998). Thermal Analysis of High-Speed Induction Machines.
- [15] **Gessese, Y., B.A.** (2010). Design and analysis of specific high-speed solid rotor induction motor with copper end rings, Proc. of the 14th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC), 9–12 May 2010, Chicago IL, USA, p. 1.
- [16] **Gessese, Y., B.A.E.B.** (2010). Analysis of the effect of radial rotor surface grooves on rotor losses of high speed solid rotor induction motor, Proc. of Symposium on Power Electronics, Industrial Drives, Power Quality, Traction Systems (SPEEDAM-2010), Pisa, Italy, pp.1762–1767.
- [17] **Kocabas, D.** (2009). Novel Winding and Core Design for Maximum Reduction of Harmonic Magnetomotive Force in AC Motors, 735–746.
- [18] **Nechleba, F.** (1949). Eindringen eines magnetischen Wechselfeldes in massives Eisen mit einer von der Feldstaerke abhaengigen Permeabilitaet, 301–322.
- [19] **McConnell, H. M., S.E.F.** (1955). The Induction Machine With Solid Iron Rotor, 343–349.
- [20] **Wood, A.J. and Concordia, C.** (1959). An analysis of solid rotor machines: Part I, Operation impedance and equivalent circuits, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 78(4), 1657–1665.
- [21] **Wood, A.J. and Concordia, C.** (1959). An analysis of Solid Rotor Machines Part II. The Effects of Curvature, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 78(4), 1666–1672.
- [22] **Heller, B., S.M.S.** (1968). The Electromagnetic Field in Solid Iron.
- [23] **Trickey, P., H.** (1936). Induction motor Resistance Ring Width, 55(1), 144–150.
- [24] **Yee, H., W.T.** (1972). Saturation and finite-length effects in solid-rotor induction machines, 877–882.
- [25] **O’Kelly, D.** (1976). Theory and performance of solid-rotor induction and hysteresis machines, 1301–1308.
- [26] **Wilson, J.C.** (1969). Theory of Solid Rotor Induction Machine.
- [27] **Russell, R. L., N.K.H.** (1958). Eddy currents and wall losses in screened-rotor induction motors, 163–175.
- [28] **Woolley, I. and Chalmers, B.J.** (1973). End effects in unlaminated-rotor induction machines, Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 120(6), 641–646.
- [29] **Gulbahce, M. O., Lordoglu, A., & Kocabas, D. A.** (2023). Increasing the performance of high-speed solid rotor induction motor by plunge-type electrical discharge machining. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 23(1), 79–86. <https://doi.org/10.4316/AECE.2023.01009>.
- [30] **Aho, T.** (2007). Electromagnetic Design of a Solid Steel Rotor for Demanding Operation Environments, Ph.D. thesis, Lappeenranta University of Technology, Helsinki, Finland.

- [31] **Ylinen, A.** (1970). Mechanical stresses in high-speed electrical machine rotors. Helsinki University of Technology.
- [32] **Hupponen, J.** (2004). High-speed solid-rotor induction machine – Electromagnetic calculation and design, Ph.D. thesis, Lappeenranta University of Technology, Helsinki, Finland.
- [33] **Toliyat, H. (Ed.), K.G.E.K.N.** (2004). Handbook of Electric Motors, Boca Raton: CRC Press, <https://doi.org/10.1201/9781420030389>.
- [34] **Kuosa, M., L.J.S.P.** (2004). Numerical and experimental modelling of gas flow and heat transfer in the air gap of an electric machine.
- [35] **Aglen, O. and Andersson, A.** (2003). Thermal analysis of a high-speed generator, 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003., volume 1, pp.547–554 vol.1.
- [36] **E., Bilgen, R.B.** (1973). Functional Dependence of Torque Coefficient of Coaxial Cylinders on Gap Width and Reynolds Numbers, Journal of Fluids Engineering, 95, 122–126.
- [37] **Kreith, F.** (1969). Convection Heat Transfer in Rotating Systems, volume 5 of Advances in Heat Transfer, Elsevier, pp.129–251.
- [38] **Wengerkiewicz, C. A. C., Batistela, N. J., Sadowski, N., Huguet, T., & Lefèvre, Y.** (2022). Experimental loss segregation in a solid rotor induction motor. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 21(4), 584-597. <https://doi.org/10.1590/2179-10742022v21i4268098>.
- [39] **Aho, T., Nerg, J. and Pyrhönen, J.** (2007). Experimental and Finite Element Analysis of Solid Rotor End Effects, 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp.1242–1247.
- [40] **Pyrhonen, J., Nerg, J. K., Aho, T., & Kurronen, P. T.** (2009). Solid rotor end effects: Analytic and experimental results for high-power high-speed machines. In *Proceedings of the IEEE EUROCON 2009* (pp. 688–695). <https://doi.org/10.1109/EURCON.2009.5167708>.
- [41] **Agarwal, P. D.** (1959). Eddy-current losses in solid and laminated iron. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics*, 78(2), 169–181. <https://doi.org/10.1109/TCE.1959.6372977>.
- [42] **Jagiela, M., & Garbiec, T.** (2012). Evaluation of rotor-end factors in solid-rotor induction motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 48(1), 137–142. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2167019>.
- [43] **McGuinness, D. T., Gulbahce, M. O., & Kocabas, D. A.** (2015). A performance comparison of different rotor types for high-speed induction motors. In *Proceedings of the International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)* (pp. 584–589). <https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394606>.
- [44] **McGuinness, D. T., Gulbahce, M. O., & Kocabas, D. A.** (2015). Novel rotor design for high-speed solid rotor induction machines. In *Proceedings of the International Conference on Electrical and Electronics Engineering*

(ELECO) (pp. 584–589).
<https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394607>.

- [45] **Gulbahce, M. O., & Kocabas, D. A.** (2018). High-speed solid rotor induction motor design with improved efficiency and decreased harmonic effect. *IET Electric Power Applications*, 12(8), 1126–1133. <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0675>.
- [46] **Gulbahce, M. O., McGuiness, D. T., & Kocabas, D. A.** (2018). Shielded axially slitted solid rotor design for high-speed solid rotor induction motors. *IET Electric Power Applications*, 12(9), 1371–1377. <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2018.5210>.
- [47] **Gessese, M. Y.** (2013). *Development of a high-speed solid rotor asynchronous drive fed by a frequency converter system* (Doctoral dissertation). Technical University of Darmstadt.
- [48] **Mergen, A. and Kocabas, D.** (2007). Elektrik Makinalarında Sargılar (Windings in Electrical Machines in Turkish), Birsen Press.
- [49] **Oguz, A. H., Gulbahce, M. O., & Kocabas, D. A.** (2015). Design and optimization of an axially-slitted high-speed solid rotor induction motor. In *Proceedings of the International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)* (pp. 568–573). <https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394553>.
- [50] **Xu, H., Zhao, J., & Yan, S.** (2025). Parameter Calculation and Rotor Structure Optimization Design of Solid Rotor Induction Motors. *Sensors*, 25(9), 2929. <https://doi.org/10.3390/s25092929>.
- [51] **Biro, O. and Preis, K.** (1990). Finite element analysis of 3-D eddy currents, *IEEE Transactions on Magnetics*, 26(2), 418–423.
- [52] **Arkkio, A.** (1995). Unbalanced magnetic pull in a four-pole induction motor with an odd number of rotor slots, *Second Chinese International Conference on Electrical Machines*, pp.343–348".
- [53] **Coulomb, J.** (1983). A methodology for the determination of global electro-mechanical quantities from a finite element analysis and its application to the evaluation of magnetic forces, torques and stiffness, *IEEE Transactions on Magnetics*, 19(6), 2514–2519.
- [54] **Arkkio, A.** (1987). Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations, Ph.D. thesis, Helsinki University of Technology, Helsinki, Finland.
- [55] **Silvester, P.P. and Ferrari, R.L.** (1996). *Finite Elements for Electrical Engineers*, Cambridge University Press, 3 edit

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad: Mahmut ABACI

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2023, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2026, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2023'ten beri TUSAŞ Motor Sanayi A.Ş. firmasında Test Sistemleri Geliştirme ve Üretim bölümünde çalışmaktadır.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Abaci, M., Bayram Kara, D.** (2023). ANSYS Based BLDC Broken Magnet Failure Analysis for a Light Electric Vehicle. *2023 14th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pp. 1-4. <https://doi.org/10.1109/ELECO60389.2023.10416051>
- **Abaci, M., Bayram Kara, D.** (2024). ANSYS-based broken magnet, demagnetization and short circuit fault evaluation for a BLDC motor designed for light electric vehicle. *Turkish Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 4, 118–126. <https://doi.org/10.5152/tepes.2024.24020>
- **Ergun, B. E., Abacı, M., Semerci, E., & Gülbahçe, M. O.** (2025). The effect of slit skew angle on the performance of axially-slitted solid rotor induction motors. *Proceedings of the 66th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, pp. 1–6.