

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN ANALİZİ VE
OPTİMİZASYONU**

ALİ YILMAZ

KOCAELİ 2021

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN ANALİZİ VE
OPTİMİZASYONU

ALİ YILMAZ

Prof. Dr. Bekir ÇAKIR

Danışman, Kocaeli Üniv.

.....

Doç. Dr. Yasemin ÖNER

Jüri Üyesi, Yıldız Teknik Üniv.

.....

Dr. Öğr. Üyesi Tarık ERFİDAN

Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.

.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 24.06.2021

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın amacı fırçasız doğru akım motorlarını farklı rotor konfigürasyonları, farklı oluk/kutup yapıları ve stator oluklarına verilecek minimum kaykırı oranları için incelemek ve çeşitli motor parametreleri ile ilişkilerini belirlemektir.

Öncelikle yüksek lisans eğitimim boyunca bilgi ve tecrübeleriyle beni yönlendiren, çalışmalarımın her aşamasında destek olan, sabır ve anlayışla sorunlarımı dinleyen ve her türlü kolaylığı sağlayan danışman hocam Prof. Dr. Bekir ÇAKIR'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Elektromanyetik analiz çalışmalarım boyunca motor teorisi ve tasarımı konusunda bilgi, tecrübe ve deneyimlerini paylaşan, bu çalışmada birçok emeği olan değerli hocam Doç. Dr. Yasemin ÖNER'e teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım boyunca zor anlarımda hep yanımda olan Tuğba ULUOCAK'a, bilgi alışverişinde bulunduğum iş arkadaşlarım Sefa ERDİM'e, Burak ÇİNELİ'ye, Taner BİLİR'e, termal analiz çalışmalarımda yardımcı olan Selin BİLGE'ye ve yüksek lisans eğitimim için her türlü desteği sağlayan FEMSAN Elektrik Motorları ailesine teşekkür ederim.

En önemlisi eğitim hayatım boyunca bana inanan ve hep yanımda olan sevgili babam Ertuğrul YILMAZ'a, annem Sevgi YILMAZ'a, kardeşlerim Elif YILMAZ ve Nuran YILMAZ'a teşekkür ederim.

Haziran – 2021

Ali YILMAZ

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iii
TABLolar DİZİNİ	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	v
ÖZET.....	viii
ABSTRACT.....	ix
GİRİŞ	1
1. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI.....	4
2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI.....	13
2.1. Firçasız Doğru Akım Motorlarının Yapısı	15
2.2. Firçasız Doğru Akım Motorunun Çalışma Prensibi.....	21
2.3. Firçasız Doğru Akım Motorlarında Kullanılan Malzemeler	22
2.3.1. Çekirdek malzemeleri	23
2.3.2. Sürekli mıknatıslar	27
2.3.3. Sargı iletkenleri	31
2.4. Firçasız Doğru Akım Motorlarının Temel Parametreleri.....	32
2.5. Firçasız Doğru Akım Motoru Sargı Düzeni	40
3. ANALİZ VE OPTİMİZASYON ÇALIŞMALARI	47
3.1. Rotor Konfigürasyonlarının Karşılaştırılması	51
3.2. Oluk/Kutup Kombinasyonlarının Karşılaştırılması	54
3.3. Minimum Kaykı Durumunda Oluk/Kutup Kombinasyonlarının Karşılaştırılması	58
3.4. 36/6 Oluk/Kutup Yapısının Termal Analizi.....	62
4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	68
KAYNAKLAR	73
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	78
ÖZGEÇMİŞ	79

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. FDAM genel yapısı.....	15
Şekil 2.2. FDAM rotor çeşitleri	17
Şekil 2.3. FDAM tiplerinin ana akı yolları.	18
Şekil 2.4. Pozisyon geri beslemeli tipik bir FDAM sürücü sistemi	22
Şekil 2.5. Tipik bir ferromanyetik malzemenin manyetik karakteristiği	23
Şekil 2.6. Elektrik çeliklerin doğru akım mıknatıslanma eğrileri	25
Şekil 2.7. Tipik çekirdek kaybı karakteristiği	26
Şekil 2.8. Sürekli mıknatıs B-H eğrisi	28
Şekil 2.9. Mıknatıs tiplerinin demanyetizasyon eğrileri	30
Şekil 2.10. 24/4 oluk/kutup yapısına ait sargı düzeni	46
Şekil 2.11. 24/4 oluk/kutup yapısı sargı düzeni bağlantıları.....	46
Şekil 3.1. Analiz çalışmalarında kullanılan sac malzemesinin B-H eğrisi	48
Şekil 3.2. N28UH sürekli mıknatısının demanyetizasyon eğrisi	49
Şekil 3.3. 36/6 oluk/kutup yapısı için tanımlanan ağ yapısı	50
Şekil 3.4. Vuruntu momenti açısız hız bilgisi	50
Şekil 3.5. Tasarımı yapılan motorların rotor konfigürasyonları	51
Şekil 3.6. Motor konfigürasyonlarının toplam maliyetleri.....	53
Şekil 3.7. Motor konfigürasyonlarının mıknatıssız toplam maliyeti	54
Şekil 3.8. Boşta çalışma 1500 rpm için manyetik akı yoğunluğu.....	61
Şekil 3.9. 1500 rpm hızı için moment değeri	61
Şekil 3.10. 1500 rpm hızı için faz akım değerleri	62
Şekil 3.11. Boşta çalışma 1500 rpm için zıt EMK değeri.....	62
Şekil 3.12. Motorun 3B ağ yapısı	63
Şekil 3.13. Sargı, mıknatıs ve gövdenin zamana bağlı sıcaklık değişimleri.....	65
Şekil 3.14. Sargıların sıcaklık dağılımları.....	66
Şekil 3.15. Mıknatısların sıcaklık dağılımları	67
Şekil 3.16. Motor kompleksinin sıcaklık dağılımı	67

TABLULAR DİZİNİ

Tablo 2.1. 24/4 oluk/kutup yapısı için A fazının bobin bilgileri.....	43
Tablo 2.2. 24/4 oluk/kutup yapısı için tüm bobinlerin giriş ve çıkışları	44
Tablo 2.3. Tüm fazların bobin yanlarının dağılımı	45
Tablo 3.1. Referans motorun temel parametreleri	47
Tablo 3.2. Motor konfigürasyonlarının analiz sonuçları.....	52
Tablo 3.3. Oluk/kutup kombinasyonlarının analiz sonuçları	56
Tablo 3.4. Oluk/kutup kombinasyonlarının EKOK değerleri.....	57
Tablo 3.5. Oluk/kutup kombinasyonlarının kaykırı oranları	59
Tablo 3.6. Kaykırı durumda oluk/kutup yapılarının analiz sonuçları	59
Tablo 3.7. Emaye bobin teli yalıtım sınıflandırmaları	63
Tablo 3.8. Motorun kaykırı, hacim ve birim hacim başına kaykırı değerleri	64
Tablo 3.9. Motor ekipmanlarının termal özellikleri.....	64

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

A	: Yüzey alanı (m ²)
A _{çt}	: Çıplak tel kesit alanı, (m ²)
A _{kt}	: Kaplamalı tel kesit alanı, (m ²)
A _s	: Oluk kesit alanı, (m ²)
B	: Manyetik akı yoğunluğu, (T)
B _g	: Hava aralığı manyetik akı yoğunluğu, (T)
B _r	: Artık akı yoğunluğu, (T)
B _{sat}	: Doygunluk manyetik akı yoğunluğu, (T)
(BH) _{max}	: Maksimum enerji çarpımı (J/m ³)
b _s	: Oluk genişliği, (mm)
d	: Çıplak laminasyonun kalınlığı, (m)
d _{çt}	: Çıplak tel çapı, (mm)
d _{kt}	: Kaplamalı tel çapı, (mm)
E _b	: Zıt EMK genliği, (V)
e _b	: Zıt EMK değeri, (V)
F _s	: Oluk doluluk oranı, (%)
f	: Uyarma frekansı, (Hz)
f _e	: Elektriksel frekans, (Hz)
H	: Manyetik alan şiddeti genliği, (A/m)
H	: Nominal bobin hatvesi (oluk)
H _c	: Koersivite, (A/m)
h	: Isı taşınım katsayısı, (W/m ² K)
h	: Malzeme kalınlığı, (m)
h _{s2}	: Stator oluk derinliği, (mm)
I	: Teldeki etkin akım, (A)
I _f	: Faz akımı, (A)
i	: Akım, (A)
J	: Akım yoğunluğu, (A/m ²)
K _e	: Zıt EMK sabiti, (V/rad/s)
K _o	: Faz ofseti (oluk)
K _t	: Moment sabiti, (N.m/A)
K _{wn}	: Sarım faktörü
k	: Genel sabit
k _e	: Malzemeye bağlı bir sabit
k _h	: Malzeme tipine ve boyutlarına bağlı bir sabit
k _i	: İstifleme faktörü
k _m	: Minimum kaykı miktarı
kW.	: Kilowatt
L	: Endüktans, (H)
L _{pkt}	: Paket boyu, (m)
m	: Faz sayısı
N	: Sarım sayısı
N _p	: Kutup sayısı

N_s	: Oluk sayısı
N_{sb}	: Faz başına bobin sayısı
N_{ss}	: Faz başına oluk sayısı
N_{ssp}	: Kutup ve faz başına oluk sayısı
n	: Harmonik endeksi
n	: Nominal hız, (rpm, dk ⁻¹)
n	: Malzemeye bağlı bir sabit
P	: Oluk ve kutup sayısının en küçük ortak katı
P_b	: Bakır kaybı, (W)
$P_ç$: Çıkış gücü, (W)
$P_{çk}$: Çekirdek kayıpları, (W)
P_e	: Girdap akımı kayıpları, (W)
P_g	: Giriş gücü, (W)
P_h	: Histerisiz kayıpları, (W)
P_{kyk}	: Kaçak yük kayıpları, (W)
P_{mik}	: Mıknatıs kayıpları, (W)
p	: Oluk ve kutup sayısının en büyük ortak böleni
R	: Relüktans, (m/H)
R_f	: Faz direnci, (Ω)
R_{ro}	: Mıknatıs dahil rotor yarıçapı, (m)
R_{ry}	: Yuva direnci, (Ω)
T	: Moment, (Nm)
T	: Sıcaklık, ($^{\circ}\text{C}$)
T	: Tesla
T_{maks}	: Maksimum moment, (Nm)
T_{min}	: Minimum moment, (Nm)
T_{ort}	: Ortalama moment, (Nm)
T_{vur}	: Vuruntu Momenti, (Nm)
T_0	: Referans sıcaklık, ($^{\circ}\text{C}$)
V	: Volt
V_f	: Faz gerilimi, (V)
q	: Atılan ısı, (W)
W	: Watt
w_m	: Mekanik açısal hız, (rad/s)
x	: Motor gücüne bağlı değişken bir sabit
α	: Termal sıcaklık katsayısı
Δ	: Bir taraftan ölçülen yalıtım tabakasının kalınlığı, (m)
ΔB	: Tersinir sıcaklık katsayısı
ΔT	: Sıcaklık değişimi, (K, $^{\circ}\text{C}$)
θ	: Açı, (rad veya $^{\circ}$)
θ_c	: Bobin açısı, ($^{\circ}$)
θ_k	: k numaralı bobinin bağıl açısal sapması, ($^{\circ}$)
λ	: Akı bağlantısı, (Wb)
μ_{rec}	: Geri çekilme manyetik geçirgenliği
μ_0	: Havanın geçirgenlik katsayısı, (H/m)
η	: Verim, (%)
ρ	: Malzeme öz direnci, ($\Omega.m$)
ϕ_g	: Hava aralığı akısı, (Wb)
$^{\circ}\text{E}$: Elektriksel derece

- $\%T_{\text{vur}}$: Yüzde vurutu momenti
 $\%T_{\text{dal}}$: Yüzde moment dalgalanması

Kısaltmalar

- AISI : American Iron and Steel Institute (Amerikan Demir ve Çelik Enstitüsü)
ÇKS : Çift Katmanlı Sargı
EBOB : En Büyük Ortak Bölen
EKOK : En Küçük Ortak Kat
EMK : Elektro Motor Kuvveti
FDAM : Fırçasız Doğru Akım Motoru
İGSM : İçe Gömülü Sürekli Mıknatıslı
MMK : Manyeto Motor Kuvveti
NdFeB : Neodymium Iron Boron (Neodyum Demir Bor)
SEY : Sonlu Elemanlar Yöntemi
SMSM : Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
SmCo : Samarium Cobalt (Samarium Kobalt)
TKS : Tek Katmanlı Sargı
YMSM : Yüze Monte Sürekli Mıknatıslı
2B : İki Boyutlu
2D : Two Dimensional (İki Boyutlu)
3B : Üç Boyutlu

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN ANALİZİ VE OPTİMİZASYONU

ÖZET

Bu çalışmada fırçasız doğru akım motorlarında rotor konfigürasyonlarının, oluk/kutup yapılarının ve kaykırı oranlarının motor parametreleri ile ilişkilerinin belirlenmesi amaçlanmıştır. Bu kapsamda fırçasız doğru akım motorlarının yapısı, çalışma prensibi, motorda kullanılan aktif malzemeler, sargı düzeni ve temel manyetik denklemleri hakkında detaylı bilgiler verilmiştir.

Analiz çalışmalarında ilk olarak bir fırçasız doğru akım motorunun beş farklı rotor konfigürasyonu karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar sonucunda en düşük maliyetli rotor yapısının kanal tip rotor olduğu belirlenmiş ve bu rotor yapısı yapılan diğer analizlerde kullanılmıştır. Kanal tip rotorlu motorun vuruş momenti ve moment dalgalanmasının çok yüksek olduğu görülmüştür.

Kanal tip rotorlu yapının dezavantajlarını gidermek ve diğer parametrelerle ilişkisini incelemek amacıyla farklı oluk/kutup yapıları için analizler yapılmıştır. Ayrıca aynı oluk/kutup yapılarına minimum oranda kaykırı verilerek analizler tekrarlanmıştır. Oluk/kutup yapıları değiştirilerek veya stator oluklarına minimum oranda kaykırı verilerek bazı motor parametrelerinin iyileştirilebileceği analizlerle gösterilmiştir. Elektromanyetik analiz çalışmaları ilk olarak Maxwell Rmxprt programında modellenmiş, sonrasında Maxwell 2B (İki Boyutlu) ortamına aktarılarak analizler gerçekleştirilmiştir. Son olarak optimum oluk/kutup yapısı belirlenerek ANSYS Fluent ortamında termal analizi yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Fırçasız Doğru Akım Motorları, Minimum Kaykırı Oranı, Oluk/Kutup Yapıları, Rotor Konfigürasyonları.

ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTOR

ABSTRACT

In this study, it is aimed to determine the relations of rotor configurations, slot/pole structures and skew ratios with motor parameters in brushless direct current motors. In this scope, detailed information was given about the structure, working principle, active materials used in the motor, winding arrangement and basic magnetic equations of brushless direct current motors.

In the analysis studies, firstly, five different rotor configurations of a brushless direct current motor were compared. As a result of comparisons, it was determined that the lowest cost rotor structure was a spoke type rotor and this rotor structure was used in other analyses. It has been observed that the cogging torque and torque ripple of the spoke type motor are very high.

In order to eliminate the disadvantages of the spoke type rotor structure and to examine its relationship with other parameters, analyzes were made for different slot/pole structures. In addition, the analyzes were repeated by giving minimum rate of skew to the same slot/pole structures. It has been shown by analyzes that some motor parameters can be improved by changing the slot/pole structures or by giving a minimum rate of skew to the stator slots. Electromagnetic analysis studies were first modeled in the Maxwell Rmxprt program, then transferred to the Maxwell 2D (Two Dimensional) environment and analyzed. Finally, the optimum slot/pole structure was determined and thermal analysis was performed in ANSYS Fluent environment.

Keywords: Brushless Direct Current Motors, Minimum Skew Ratio, Slot/Pole Structures, Rotor Configurations.

GİRİŞ

Günümüzde enerji kaynaklarının azalmasından dolayı mevcut enerji kaynaklarının verimli bir şekilde kullanılması daha önemli bir noktaya ulaşmıştır. Gelişmiş ülkelerde sanayi sektörü elektrik enerjisinin %30'undan fazlasını kullanmaktadır. Bu enerjisinin %65'inden fazlası elektrik motorları ve sürücüler tarafından tüketilmektedir [1]. Bundan dolayı elektrik motorlarının verimli bir şekilde kullanılması genel enerji kullanımında önemli bir tasarruf sağlar.

Uzun çalışma saatlerine sahip motorlar için motor verimliliği daha da önemli hale gelir. Motor ömrünün yaklaşık 10-15 yıl olduğunu düşünürsek, motorun 40 günlük sürekli çalışmasından sonra sermaye maliyetini karşılayacağını belirtmek gerekir. Bu nedenle verimli bir motor satın almak tesisin toplam maliyetini düşürmenin kolay yollarından biridir. Bu çerçevede düşündüğümüzde bir tesis içerisinde kullanılan motorların verimi işletme maliyeti açısından önemli bir yere sahiptir [2].

İşletmelerde verimli motorlar kullanılmasının yanı sıra mevcut motor verimlerinin de artırılması gerekir. Günümüzde malzeme teknolojisinin gelişmesi daha verimli motorlar yapmaya imkân sağlamaktadır. Motor çekirdeklerinde kullanılan çekirdek malzemelerinin ve rotor kısmında kullanılan sürekli mıknatısların gelişimi ile motor performanslarında önemli ilerlemeler görülmektedir.

Sürekli mıknatıslara sahip doğru akım motorları sargılara uygulanan akım ve zıt EMK (Elektro Motor Kuvveti) şekline göre sınıflandırılmaktadır. Literatürde sargılara uygulanan uyarma akımı kare dalga şeklinde ve zıt EMK trapezoidal yapıda ise bu motor tipi FDAM (Fırçasız Doğru Akım Motoru) olarak adlandırılmaktadır. Ayrıca sargılara uygulanan uyarma akımı sinüs dalga şeklindeyse ve zıt EMK sinüzoidal yapıdaysa bu motor tipi SMSM (Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor) olarak adlandırılmaktadır. Bu iki motor tipinin yapıları birbirine çok benzer olsa da matematiksel denklemleri birbirinden farklıdır. Bu çalışmada yer alan tüm sürekli mıknatıslı doğru akım motoru ifadeleriyle kare dalga uyarıma ve trapezoidal zıt EMK'ye sahip fırçasız doğru akım motorları kastedilmektedir.

Fırçasız doğru akım motorları yüksek verime, yüksek momente ve yüksek güç yoğunluğuna sahip motorlardır. Rotor kısımlarında sürekli mıknatıslar kullanıldığı için fırça ve kollektör yapıları bu motor tipinde bulunmaz. Bu nedenle fırça ve kollektör yapılarının neden olduğu karbon tozu oluşumu ve ark olayları bu motor tipinde görülmez. Bakım maliyetleri fırçalı doğru akım motorlarına göre çok düşüktür. Ayrıca çalışma esnasındaki gürültü seviyeleri düşüktür ve güvenli bir çalışma yapısına sahiptirler.

Fırçasız doğru akım motorlarının birçok avantajı olmasına rağmen bazı sorunları bulunmaktadır. Vuruntu momenti ve moment dalgalanması bu motor tipinin en önemli sorunları arasındadır. Bu nedenle fırçasız doğru akım motorlarında vuruntu momentinin ve moment dalgalanmasının incelenilmesi gerekir. Vuruntu momenti ve moment dalgalanmasına birçok faktör etki etmektedir ve literatürde bu iki parametreyi azaltmak için birçok yöntem ve çalışma sunulmuştur. Literatür çalışmalarından iyi bir tasarımda vuruntu momenti ve moment dalgalanmasının düşük, verim değerinin yüksek olması gerektiği ayrıca motor maliyetinin motor seçiminde kritik bir parametre olduğu görülmüştür.

Bu çalışmada fırçasız doğru akım motorlarının optimizasyonu ve analizi üzerine yoğunlaşmıştır. Bu kapsamda farklı rotor konfigürasyonuna sahip beş adet motor karşılaştırılmış ve en uygun rotor yapısı belirlenmiştir. Belirlenen rotor yapısı üzerinden oluk/kutup yapıları değiştirilerek motor seçiminde kritik öneme sahip olan çeşitli parametrelerin analizleri yapılmış ve analiz sonuçları paylaşılmıştır.

Çalışmanın birinci bölümünde fırçasız doğru akım motorları ile ilgili incelenen literatür çalışmalarının özetleri sunulmuştur.

Çalışmanın ikinci bölümünde fırçasız doğru akım motorları ile ilgili genel bilgiler verilmiştir. Bu kapsamda fırçasız doğru akım motorlarının yapısı, kullanılan rotor tipleri, rotor konumuna göre çeşitleri ve çalışma şekli açıklanmıştır. Bir fırçasız doğru akım motoru için kullanılacak malzemenin seçimi önemlidir. Çünkü seçilen malzemeler motorun çalışma noktasını belirler. Motor üretiminde aktif olarak kullanılan malzemeler çekirdek malzemeleri, sürekli mıknatıslar ve sargı iletkenleridir. Bu nedenle ikinci bölümün devamında çekirdek malzemeleri, sürekli mıknatıslar ve sargı iletkenleri hakkında detaylı bilgiler verilmiştir.

İkinci bölümün ilerleyen kısımlarında fırçasız doğru akım motorlarında kullanılan temel parametreler açıklanmıştır. İkinci bölümün en son kısmında ise literatürde yer alan bir sargı düzeni hesaplama prosedürü paylaşılmış ve paylaşılan prosedür kapsamında örnek çözüm yapılmıştır.

Çalışmanın üçüncü bölümünde ANSYS Electronics programında iki boyutlu ortamda yapılan analiz ve optimizasyon çalışmaları sunulmuştur. Bu kapsamda beş ayrı rotor yapısının belirli parametreleri sabit tutularak vuruğu momentleri, moment dalgalanmaları, ağırlık ve maliyetleri karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar sonucunda maliyeti en az olan rotor yapısı belirlenmiş ve bu rotor yapısı kullanılarak oluk/kutup karşılaştırmaları yapılmıştır. Yapılan oluk/kutup karşılaştırmalarına ek olarak aynı oluk/kutup konfigürasyonlarına minimum kayk vererek analizler tekrarlanmıştır. Son olarak belirlenen optimum oluk/kutup yapısı için termal analiz yapılmış ve sonuçları değerlendirilmiştir.

Bu tez çalışmasının amacı fırçasız doğru akım motorlarının rotor yapılarını ve oluk/kutup tiplerini detaylı olarak analiz ederek birbirleri arasındaki üstün ve eksik yönleri belirlemektir. Rotor konfigürasyonlarının karşılaştırılması yapılırken tüm rotor tiplerinin çıkış güçleri ve verim değerleri eşit tutulmuştur. Belirtilen parametreler eşit tutularak vuruğu momenti, moment dalgalanması, ağırlık ve maliyet değerleri karşılaştırılmıştır. Maliyet değeri en düşük olan rotor tipi seçilerek diğer analizlerde bu rotor tipi kullanılmıştır. Seçilen rotor tipinin vuruğu momentinin ve moment dalgalanmasının çok yüksek olduğu görülmüştür. Vuruğu momentini azaltmak için çeşitli oluk/kutup analizleri yapılmış ve analizleri yapılan oluk/kutup tiplerine minimum kayk vererek analizler tekrarlanmıştır. Analiz sonuçlarıyla bir motorun oluk/kutup yapısını değiştirerek veya motora minimum oranda kayk vererek bazı motor parametrelerinin iyileştirilebileceği gösterilmiştir.

1. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

Fırçasız doğru akım motorları ile ilgili literatürde birçok araştırma mevcuttur. Literatür detaylı olarak incelendiğinde fırçasız doğru akım motorları ile ilgili verim, vuruğu momenti, moment dalgalanması ve maliyet hakkında birçok araştırma yapıldığı ve bu parametrelerin iyileştirilmesi için birçok yöntemin uygulandığı görülmektedir. Oluk/kutup oranlarının değiştirilmesi, rotor tipinin değiştirilmesi, stator ve rotor geometrilerinin optimizasyonu uygulanan yöntemlerden bazılarıdır. Tez çalışmasının bu bölümünde fırçasız doğru akım motorları ile ilgili literatürdeki çalışmalar sunulmuştur.

Çabuk ve arkadaşları, 2016 yılında yaptıkları çalışmada hafif elektrikli araçların tahrik sistemlerinde kullanılacak fırçasız doğru akım motorunun tasarımını gerçekleştirmişlerdir. Yapılan çalışmada tasarım için başlangıç kriteri belirlenmiş ve sistemin çıkış gücü sabit tutulmuştur. Tasarım kriterleri göz önünde bulundurularak fırçasız doğru akım motoru için uygun oluk/kutup konfigürasyonlarının motor verimliliği üzerindeki etkilerini incelemişlerdir. Yapılan tasarım çalışmaları SEY (Sonlu Elemanlar Yöntemi) tabanlı Maxwell programı ile yapılmıştır. Belirlenen oluk/kutup konfigürasyonlarının tasarım parametreleri incelenmiş 24/20 oluk/kutup sayısına sahip tasarımın diğer tasarımlara göre daha iyi olduğu belirlenmiştir. 24/20 oluk/kutup sayısına sahip tasarımın imalatı yapılmış, testleri gerçekleştirilerek tasarım parametreleriyle test değerleri karşılaştırılmıştır [3].

Xintong ve arkadaşları, 2009 yılında yaptıkları çalışmada stator dış genişliğinin fırçasız doğru akım motorunun vuruğu momentine etkilerini incelemişlerdir. Yapılan çalışmada stator dış genişliğinin vuruğu momenti üzerindeki etkisini teorik olarak ve simülasyonunu yaparak analiz etmişlerdir. Teorik analizleri basitleştirmek için bazı varsayımlarda bulunarak hem üniform yapıdaki hem de üniform olmayan yapıdaki stator dişleri için teorik ve simülasyon sonuçlarını karşılaştırmışlardır. Üniform dış yapısına sahip motor modeli için 9/8 oluk/kutuplu bir motorun teorik ve simülasyon sonuçlarını paylaşmışlardır. Üniform olmayan stator dış yapısını iki

durumda incelemişler 18/8 oluk/kutup ve 12/10 oluk/kutuplu motor modelleri için simülasyon sonuçlarıyla teorik sonuçları karşılaştırmışlardır [4].

Üstün ve arkadaşları, 2016 yılında yaptıkları çalışmada elektrikli bisikletler için fırçasız doğru akım motoru tasarımı gerçekleştirmişlerdir. Elektrikli bisiklet için 250 W nominal çıkış gücüne ve 36 V çalışma gerilimine sahip motor seçmişlerdir. Farklı oluk/kutup sayısına sahip tasarımların sonuçlarını karşılaştırmışlar ve 36/34 oluk/kutup sayısına sahip motoru seçerek üretimini gerçekleştirmişlerdir. Motor tasarımlarını moment üretimi, ağırlık, verimlilik ve üretim kolaylığına göre değerlendirmişler ayrıca standart bisiklet yapılarının boyutlarından kaynaklanan bütün boyutlandırma sınırlandırmalarını dikkate almışlardır. Üretilen prototip motoru test ederek tasarım çalışmalarının sonuçlarını doğrulamışlardır [5].

Norhisam ve arkadaşları, 2010 yılında yaptıkları çalışmada mıknatıs boyutunun üç fazlı fırçasız doğru akım motorunun moment karakteristiğine etkisini incelemişlerdir. Çalışmada motorun basit yapısını, tork ve verim parametrelerinin hesaplanmasını açıklamışlardır. Mıknatıs etkisini analiz ederlerken motor boyutundaki sınırlamalardan dolayı, mıknatıs boyunu 30 mm değerine sabitleyerek mıknatıs genişliğini ve mıknatıs yüksekliğini belirli aralıklarda değiştirerek karşılaştırmalar yapmışlardır. Karşılaştırmalar sonucunda mıknatıs genişliğinin ve mıknatıs yüksekliğinin artırılmasının çıkış momentini ve vuru momentini artırdığını görmüşlerdir. Ancak verim değerinin mıknatıs boyutunun artırılmasıyla her zaman artmayacağı sonucuna varmışlardır [6].

Lee ve Jung, 2012 yılında yaptıkları çalışmada elektrikli su pompası için 20 W gücündeki bir fırçasız doğru akım motoru üzerinde malzeme değişiminin motor performansı ve maliyeti üzerindeki etkilerini incelemişlerdir. Çalışmada NdFeB (Neodymium Iron Boron) mıknatısa sahip İGSM (İçe Gömülü Sürekli Mıknatıslı) fırçasız doğru akım motoru ile ferrit mıknatıs kullanılan YMSM (Yüzeye Monte Sürekli Mıknatıslı) fırçasız doğru akım motorunu karşılaştırmışlardır. Tasarım parametreleri belirlenirken her iki motorun dış çapını ve iç çapını aynı kabul etmişlerdir. Ancak paket boyu, bobin çapı ve hava boşluğu değerlerini değiştirmişlerdir. YMSM motor tipinde rotor akısı, İGSM motor tipine göre 1/4 oranında az olsa bile paket boyunu değiştirerek aynı çıkış gücü değerlerini elde

etmişlerdir. Performans çıktılarına göre moment dalgalanmasının vuruğu momenti nedeniyle YMSM motor tipinde %39,7 ve İGSM motor tipinde %14,9 yükseldiğini belirlemişlerdir. Ayrıca ferrit mıknatıs motor modeli kullanılarak NdFeB mıknatıs motor modeline göre malzeme maliyetinin %51,2 düşürülebileceğini göstermişlerdir [7].

Lee ve arkadaşları, 2012 yılında İGSM tipi fırçasız doğru akım motorunun moment dalgalanmasını azaltmak için stator ve rotor şekilleri üzerinde tasarımlar yapmışlardır. Manyetik devredeki akı dağılımını, moment dalgalanması ile hava boşluğu akı yoğunluğu arasındaki ilişkiyi karşılaştırmak için incelemişlerdir. Vuruğu momentinin %6'dan, moment dalgalanmasının %25'ten küçük veya eşit olmasını tasarım hedefleri olarak belirlemişlerdir. Çalışmanın başlangıç kısmında ilk ve geliştirilmiş iki model belirlemişlerdir. Bu iki model 12/8 oluk/kutup yapısına, tek katmanlı İGSM rotor tipine ve konsantre sargılara sahiptir. Geliştirilmiş modelin referans modelden farkı, rotor dış çapının ve stator çekirdeğinin her noktada eşit olmaması ve bundan dolayı hava aralığının kısmen genişlemesidir. Her iki modeli analiz etmişler ve karşılaştırmışlardır. Karşılaştırma sonucunda vuruğu momentini %19,5'ten %5,6'ya ve moment dalgalanmasının tepeden tepeye değerini %44,1'den %21'e düşürmüşlerdir. Ayrıca geliştirilmiş modelde rotor çekirdeğine delikler ekleyerek moment dalgalanmasında ek bir düşüş elde etmişlerdir [8].

Upadhyay ve Rajagopal, 2006 yılında rotor kutuplarını şekillendirerek İGSM tip fırçasız doğru akım motorunun moment dalgalanmasını azaltmak için bir çalışma yapmışlardır. Moment dalgalanması için iki temel kaynağın rotor manyetik alanı ile etkileşime giren stator yuvaları tarafından oluşan vuruğu momenti ve uyarma akımları arasındaki uyumsuzluktan kaynaklanan karşılıklı moment dalgalanması olduğunu söylemişlerdir. Moment dalgalanmasına sebep olan iki kaynağın azaltılarak moment dalgalanmasının en aza indirileceğini belirtmişlerdir. Sadece stator uyarma akımını kullanarak moment dalgalanmasını azaltmanın hem kontrolörü verimsizleştireceğini hem de pahalı hale getireceğini söylemişlerdir. Çalışmada üç tasarım belirlemişler ve karşılaştırmışlardır. Üç tasarımda da rotor kutuplarını şekillendirilerek hava boşluğunu rotor kutuplarında arttırmışlar ve kutuplar arası ekseninde azaltılmışlardır. İkinci ve üçüncü tasarımın birinci tasarımdan farkı

mıknatısların kaydırılmasıdır. Ayrıca üçüncü tasarımdaki hava boşluğunu ikinci tasarıma göre daha fazla almışlardır. Analizler sonucunda ikinci ve üçüncü tasarımın birinci tasarıma göre daha az vuruğu momentine, daha fazla ortalama momente sahip olduğunu ayrıca ikinci tasarımın ortalama momentinin üçüncü tasarıma göre daha fazla olduğunu söylemişlerdir [9].

Sensen ve arkadaşları, 2010 yılında fırçasız doğru akım motorlarının vuruğu momentini azaltma yöntemleri üzerine bir çalışma yapmışlardır. Vuruğu momentini azaltmak için mıknatısları kaydırmışlar ve kaydırılan mıknatıs modeli için en uygun kutup yayı derecesini belirlemişlerdir. Mıknatıs kaydırma işlemini kutup başına yuva sayısının tam sayı olma durumu ve kesirli sayı olma durumu olarak ikiye ayırarak ayrıntılı teorik bilgilere yer vermişlerdir. Mıknatıs kaydırma işleminin ve belirlenen en uygun kutup yayınının vuruğu momentine etkisini, 24/4 oluk/kutup yapısına sahip bir motor üzerinde hesaplamışlardır. Mıknatıs kaydırma işlemlle vuruğu momentinin %86,91 oranında azaldığını belirtmişlerdir. Mıknatıs kaydırma işlemlle yapılan motorun en uygun kutup yayı belirlendikten sonra vuruğu momentinin %88,84 oranında azaldığını söylemişlerdir. Yapılan çalışmanın bir dezavantajı olarak motorun asimetrik yapıda olduğunu açıklamışlar ve yapılan çalışmada bu durumu göz ardı etmişlerdir [10].

Karnavas ve arkadaşları, 2018 yılında yaptıkları çalışmada mıknatıs tipi, yuva tipi ve kutup yayı/kutup adımı oranı değişiminin dış rotor yapısına sahip fırçasız doğru akım motoru üzerindeki etkisini incelemişlerdir. 8 farklı mıknatıs ve 4 farklı yuva tipi belirlemişler ve 32 farklı kombinasyonda inceleme yapmışlardır. Her kombinasyon için kutup yayı/kutup adımı oranını ve mıknatıs genişliğini değiştirmişlerdir. Her durum için hız, akım, verim, çıkış gücü, moment, vuruğu momenti, mıknatıs ağırlığı ve toplam ağırlık parametrelerini hesaplamışlardır. Bütün kombinasyonlar için kutup yayı/kutup adımı oranının 0,5 olduğu durumda vuruğu momentinin en az değerde olduğunu tespit etmişlerdir. Alüminyum nikel kobalt ve seramik tip mıknatıslarda kutup yayı/kutup adımı oranının ve mıknatıs kalınlığının artırılması ile nominal momentin arttığını söylemişlerdir. NdFeB ve SmCo (Samarium Cobalt) mıknatıslar için kutup yayı/kutup adımı oranının veya mıknatıs kalınlığının küçük değerlerinde en büyük moment değerinin elde edildiğini, bu iki parametrenin artırılmasıyla momentin azaldığını açıklamışlardır. Ayrıca NdFeB ve SmCo mıknatıs tipleri için

daha yüksek verim değeri ve daha yüksek çıkış gücü elde ettiklerini belirtmişlerdir [11].

Wang ve arkadaşları, 2005 yılında konsantrik sargılı bir fırçasız doğru akım motoru için tasarım çalışması yapmışlardır. Çalışmada belirli bir sarım fonksiyonu için EMK harmonikleri ile rotor alanı harmonikleri arasındaki ilişkiyi analitik olarak incelemişlerdir. Ayrıca moment dalgalanması ve EMK arasında bir ilişki üretmişlerdir. Harmonikleri kontrol etmek için mıknatısın üst tarafına ekstra bir hava boşluğu köprüsü eklemişlerdir. Simülasyonlar sonucunda hava boşluğu köprüsünün alanının küçüldükçe harmoniklerin arttığını, hava boşluğu köprüsü olmadığında ise harmoniklerin en yüksek seviyeye ulaştığını belirtmişlerdir. Ayrıca hava boşluğu köprüsünün alanının artırılmasıyla beraber hava aralığı ortalama manyetik alanının ve momentin azaldığını açıklamışlardır [12].

Wang ve Ling, 2009 yılında iki fazlı fırçasız doğru akım motorunun moment dalgalanmasını azaltmak için bir tasarım çalışması yapmışlardır. Moment dalgalanmasının ana sebeplerinin elektromanyetizma, harmonik bileşenler, yuva ve diş etkisi ve armatür reaksiyonu olduğunu açıklamışlardır. İki fazlı fırçasız doğru akım motoru için moment denklemlerini çıkarmışlardır. Üç fazlı bir fırçasız doğru akım motoru için manyetik kutup genişliği 120 derece olduğunda moment dalgalanmasının en yüksek değerde olacağını, manyetik kutup genişliği 180 derece olduğu durumda ise moment dalgalanmasının en düşük değerde olacağını belirtmişlerdir. Elektromanyetik moment dalgalanmasının, kare dalga yapıya sahip akım ile kare dalga yapıya sahip hava aralığı akı yoğunluğu arasındaki etkileşimden kaynaklandığını açıklamışlardır. Kare dalga hava boşluğu akı yoğunluğunu düzenleyerek moment dalgalanmasını azaltmışlardır. Hava boşluğu akısını düzenlemek için her manyetik kutbu birkaç parçaya bölmüşlerdir. Bölünecek mıknatıs parçası sayısının faz sayısına eşit olması gerektiğini belirtmişlerdir. Belirtilen yöntemi 12/2 oluk/kutup yapısına sahip bir motor üzerinde deneyerek moment dalgalanmasını %62,5 azaltmışlardır [13].

Patel, 2016 yılında yaptığı çalışmada radyal akılı bir fırçasız doğru akım motoru için stator dişlerinin şekillendirilmesinin vuru momentini üzerindeki etkisini incelemiştir. Moment dalgalanmasının azaltılması için vuru momentinin azaltılmasının çok

önemli olduğunu belirtmiştir. Vuruntu momentini azaltmanın en yaygın yollarından birinin rotorun eğriltilmesi olduğunu söylemiştir. Ancak bu durumda yararlı akı bağlantısının azalacağını, kaçak endüktansın artacağını ve elektromotor kuvvetinin dengesizliğinin artacağını belirtmiştir. Vuruntu momentini azaltmak için sabit mıknatısların şekillendirilmesinin üretimi zorlaştıracağını, stator dişlerinin şekillendirilmesinin tercih edilen bir teknik olduğunu söylemiştir. Vuruntu momentinin, hava boşluğu akısının ya da hava boşluğu relüktansının değişim oranının azaltılarak en aza indirilebileceğini açıklamıştır. Hava boşluğu akısı azaltılamayacağı için hava boşluğu relüktansının azaltılması gerektiğini söylemiştir. Geliştirdiği yöntemi farklı güçlere sahip iki motor üzerinde simüle etmiştir. 10 kW'lık bir motorda, diş ucu yarıçapını değiştirerek vuruntu momentinin tepeden tepeye değerini 27 Nm'den 18,4 Nm'ye düşürmüştür. 20 kW'lık bir motorda, diş ucu yarıçapını değiştirerek vuruntu momentinin tepeden tepeye değerini 38,2 Nm'den 24,6 Nm'ye düşürmüştür [14].

Luo ve arkadaşları, 2010 yılında İGSM ve YMSM rotor yapısına sahip iki fırçasız doğru akım motorunun analizlerini ve üretimini gerçekleştirmişlerdir. Yapılan çalışmada stator parametrelerini sabit tutarak rotor yapılarını değiştirmişlerdir. İki rotor yapısını 9 kW ve 9000 rpm değerleri için uygulamışlar ve karşılaştırmışlardır. İGSM rotor yapısına sahip modelin rotor çekirdeğinde bulunan teğetsel olarak mıknatıslanmış sürekli mıknatısların dış uç kısmında çok fazla sızıntı akısı olduğunu belirlemişlerdir. Bu durumun hava boşluğu akı yoğunluğunu düşürdüğünü belirtmişler ve simülasyon sonuçlarıyla doğrulamışlardır [15].

Saxena, 2014 yılında bir fan uygulaması için NdFeB ve ferrit mıknatıslarının kullanıldığı YMSM rotor yapısına sahip iki fırçasız doğru akım motoru için performans ve maliyet karşılaştırması yapmıştır. Farklı mıknatısların kullanıldığı motor modellerini karşılaştırmak için her iki modelin performans değerlerini aynı tutmayı amaçlamıştır. Bağlanmış yapıya sahip NdFeB mıknatıs kullanılarak tasarlanan motoru 18/16 oluk/kutuplu yapıda, ferrit mıknatıs kullanılarak tasarlanan motoru ise 12/16 oluk/kutuplu yapıda tasarlamıştır. Ferrit mıknatısların enerji yoğunluğunun NdFeB mıknatısların enerji yoğunluğunun %15-40'ı civarında olduğunu belirtmiş, aynı performans değerlerini sağlayabilmek için ferrit mıknatıs kullanılan motorun boyutlarını artırmıştır. Yapılan analiz çalışmaları sonucunda ferrit

mıknatıs kullanılarak tasarlanan motorun ağırlığının NdFeB kullanılarak tasarlanan motorun ağırlığından %47,2 daha fazla olduğunu belirtmiştir. Çalışmada motor tasarımında kullanılan aktif malzemelerin fiyatlarının karşılaştırıldığı bir tablo sunulmuştur. Ferrit motorun boyutlarının ve ağırlığının NdFeB motora göre daha fazla olduğunu belirlemiştir. Ancak NdFeB mıknatıs ferrit mıknatısa göre çok pahalı olduğu için ferrit motorun maliyetinin NdFeB motora göre %22,1 daha düşük olduğunu açıklamıştır [16].

Wu ve arkadaşları, 2008 yılında bir hibrit elektrikli araç için İGSM rotor yapısına sahip motorların rotor konfigürasyonlarını karşılaştırmışlardır. Çalışmada stator parametrelerini, rotor iç çapını, rotor dış çapını ve mıknatısların hacimlerini aynı tutarak çevresel, radyal, V tipi ve U tipi rotor konfigürasyonlarını karşılaştırmışlardır. Belirtilen koşullar altında motorların tork kabiliyetlerini, akı zayıflatma ve demanyetizasyon özelliklerini karşılaştırmışlardır. Karşılaştırmaları konsantre ve dağıtılmış sargı durumu için ayrı ayrı analiz etmişlerdir. Vuruntu momentini en aza indirmek için kesirli yuva yapısını tercih etmişlerdir. Konsantre sargı yapısı için V tipi ve U tipi rotor konfigürasyonlarının daha iyi moment ve güç yeteneği sergilediğini belirlemiştir. Dağıtılmış sargı yapısının moment değerlerinin konsantre sargı yapısına göre daha düşük olduğunu ve bu sargı yapısında çevresel rotor konfigürasyonunun daha iyi akı zayıflatma özelliğine sahip olduğunu açıklamışlardır. Radyal rotor konfigürasyonunun, farklı rotor konfigürasyonları içinde aynı mıknatıs hacmine sahip olmak koşuluyla daha iyi bir demanyetizasyon özelliği sergileyeceğini belirtmişlerdir [17].

Hembach ve arkadaşları, 2008 yılında küçük su pompa uygulamaları için fırçasız doğru akım motorlarının performans ve maliyet karşılaştırmasını yapmışlardır. Çalışmada yedi farklı motor konsepti belirlemişler ve analizlerini gerçekleştirmişlerdir. Motor yapılarının maliyetlerini karşılaştırmak için maliyet analizi ile ilgili bir veri tabanı paylaşmışlar ve bu veri tabanına göre motor maliyetlerini karşılaştırmışlardır. Maliyet analizini üretim yapılırken uygulanan en önemli teknik verileri göz önünde bulundurarak yapmışlardır. Malzeme fiyatları için gizli verileri korumak adına tüm maliyetleri birbirlerine göre karşılaştırmışlardır. Her bileşenin en ucuz malzeme ve üretim teknolojisini 1 birim kabul etmişler diğer tüm faktörlerin maliyetlerini >1 birim faktörüne göre değerlendirmişlerdir [18].

Lee ve arkadaşları, 2004 yılında taşıma uygulamaları için yüksek güç yoğunluğuna sahip kanal tip rotorlu fırçasız doğru akım motoru tasarımı yapmışlardır. Kanal tip rotor İGSM rotor tiplerinden biridir. Yüksek moment dalgalanmalarını azaltmak ve motorun ortalama moment değerini iyileştirmek için akı bariyerlerinin kullanıldığı birkaç yeni yapı tasarlamışlardır. Kanal tip rotorun özelliklerini YMSM rotor ile karşılaştırmışlar ve özellikle kanal tip rotorlu yapıda relüktans momentinin güçlü bir etkiye sahip olduğunu belirtmişlerdir. Motorun d-q endüktanslarının farkından kaynaklanan relüktans momentinin elektromanyetik momentin iki katı ile makinede moment dalgalanmasına ve titreşime neden olduğunu ortaya koymuşlardır. Relüktans momentinin etkili momente katkıda bulunabilmesi için optimum gelişmiş faz açısını belirlemek gerektiğini belirtmişler ve dinamik bir analiz yöntemi önermişlerdir. Ayrıca kanal tip rotorlu motorun kararlı durum karakteristiklerini ve kalıcı demanyetizasyon parametresini YMSM rotorlu motor ile karşılaştırmışlardır. Karşılaştırmalar sonucunda kanal tip rotorlu yapıya sahip motorun harici demanyetizasyon alanına karşı zayıf olduğunu belirtmişlerdir. Analiz sonuçlarına göre, kanal tip rotorlu motorun moment karakteristiğinin diğer fırçasız doğru akım motorlarından daha üstün olduğunu vurgulamışlardır [19].

Sashidhar ve Fernandes, 2017 yılında fotovoltaik sondaj kuyusu dalgıç su pompaları için kanal tip rotor yapısına sahip fırçasız doğru akım motoru tasarlamışlardır. NdFeB mıknatıs maliyetinin ferrit mıknatıslara göre yüksek olduğunu belirterek motor tasarımında ferrit mıknatıs kullanmışlardır. Ferrit mıknatısın artık akı yoğunluğu NdFeB mıknatısa göre düşük olduğu için akı konsantrasyonu yüksek olan kanal tip rotorlu topolojiyi kullanmışlardır. Tasarladıkları motorda akı sızıntısı önemli bir sorun olduğu için manyetik olmayan bir göbek önermişlerdir. Kanal tip rotor yapısına sahip motorun deneysel sonuçları ile birlikte ayrıntılı parametrik analiz ve imalat detaylarına yer vermişlerdir. Parametrik analizlerde mıknatıs kalınlığının, rotor çıkıntısının, radyal hava boşluğu uzunluğunun, dış yüksekliğinin ve faz başına kutup başına oluk sayısının etkilerini çeşitli tasarım parametrelerinin değişimlerini de göz önünde bulundurarak yorumlamışlar ve belirtilen parametrelerin optimum değerlerini belirlemişlerdir. Ayrıca minimum miktarda mıknatıs kalınlığı cinsinden maksimum kaykı açısı için bir ifade türetmişlerdir. Türetilen ifadeden yola çıkarak

kayk1 açısını belirlemiřler ve rotora uygulayarak vurunu momentini dūřürmüřlerdir [20].

Bernot ve Tremouille, 2016 yılında yaptıkları çalışmada bir fışasız doğru akım motorunu yüksek gerilim doğru akım elektrik ağına uyarlamak için optimizasyon çalışması sunmuşlardır. Toplam ağırlığı azaltmak ve akı konsantrasyonunu artırmak için kanal tip rotor yapısını kullanarak optimizasyon çalışması yapmışlardır. Sistemde gerçekleşen ana arıza modlarını belirterek sargı arızalarını ve kısmi deşarjları sınırlandırmak için TKS (Tek Katmanlı Sargı) kullanmışlardır. Ana arıza modlarından biri olan yataklama arızalarının nedenlerinden bir tanesinin rotor üzerindeki dengesiz radyal kuvvetler olduğunu belirtmişler ve bu sorunu en aza indirmek için simetrik bir motor tasarımı hedeflemişlerdir. Çalışmada TKS'nin birçok olumlu yönü sıralanmasına rağmen demir kayıplarını, mekanik titreşimleri ve akustik gürültüyü artıran yüksek harmoniklere neden olduğuna da değinmişlerdir. Tasarım için 12/8 oluk/kutup yapısına sahip konsantre sargı mimarisini seçmişlerdir. Yeni tasarlanan motorun, daha yüksek momente ve daha dūřük bakır kayıplarına ancak konsantre sargı nedeniyle daha yüksek demir kayıplarına ve moment dalgalanmasına sahip olduğunu belirtmişlerdir [21].

2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI

Malzeme teknolojisinin gelişmesiyle ve motor alanında yapılan çalışmaların çoğalmasıyla beraber birçok yeni fırsat olanakları doğmaktadır. Bu durum aynı zamanda belirli bir iş için kullanılacak en ideal motor yapısının hangisi olduğunu bulmamızı zorlaştırmaktadır. Bunun için motor tiplerinin avantajlarını ve dezavantajlarını bilmek işimizi kolaylaştıracaktır [22].

Elektronik olarak ayarlanabilen gerilimle çalışan, kollektör ve fırça yapısına sahip geleneksel doğru akım motoru hareket kontrolünde her zaman ön planda olmuştur. Kontrolleri kolaydır ve kullanılan elektronik cihaz nispeten daha az sayıdadır. Fırça ve kollektör yapıları bazı dezavantajlar getirmektedir. Elektromanyetik parazit ve çevresel uyumluluk, gürültü, aşınma, kollektör ve fırça yapısından dolayı oluşan hız sınırlaması, kollektör ve fırça yapılarının kapladığı alan ve moment üretimini sağlayan sargının bulunduğu rotorun soğutulması bu motor tipinin dezavantajlarındandır. Küçük fırçalı doğru akım motorlarında alan sargısı ve kutup yapısının sürekli mıknatıslarla değiştirilmesi radyal boşluğun daha verimli kullanımı ve alan kayıplarının ortadan kaldırılması nedeniyle genellikle stator çapının önemli ölçüde küçülmesini sağlar. Mıknatısın düşük geçirgenliği nedeniyle armatür reaksiyonu genellikle azalır ve komütasyon iyileşir [22].

Çok büyük sürücülerde fırçalı doğru akım motorlarındaki komütasyon ve rotor hızının sınırlamaları nedeniyle asenkron veya senkron motorlar kullanılır. Asenkron motorda moment üretimi için kayma gereklidir ve sıfır rotor kaybına ulaşmak imkansızdır [22]. Rotorda indüklenen akımlar rotoru ısıtan ve verimliliği azaltan kayıplara neden olur. Rotor direncinin sıcaklıkla değişimi üretilen momentin değişimine neden olur ve bu durum yüksek hassasiyetli hareket kontrol uygulamalarında motor kontrolünü zorlaştırır [23]. Asenkron motorun verimliliği özellikle kısmi yükte ve küçük motor boyutlarında düşer. Düşük güç aralığında alternatif akım sürücüsünün karmaşıklığı, özellikle yüksek verimlilik ve geniş hız aralığı gereksinimlerinde bir dezavantajdır. Bu gereksinimler düşük maliyetin tek

kriter olduğu triyak kontrollü asenkron motorlarla istenilen ölçüde karşılanamaz. Bu faktörler düşük güç aralıklarında fırçasız sürekli mıknatıslı motor sürücülerinin kullanımını gerektirir [22].

Adım motorları fırçasız motor ailesinin başka bir tipidir. Tüm sargılar statorda yer alırken rotorda sürekli mıknatıslar ve lamine yumuşak demir kutuplar bulunur. Moment, fazların ardışık olarak enerjilenmesi yoluyla rotor ve stator dişlerinin hizalanmasıyla elde edilir. Şaft konumu geri beslemesi olmadan konum kontrolünün sağlanması bu motor tipinin bir avantajıdır [23]. Adım motorları genel olarak yüksek kutup sayılarına sahiptir, bu nedenle her şaft devri için birçok uyarma periyodu gerektirir. Diğer senkron motorlar gibi sürülselerde genellikle akım darbeleriyle sürülürler. Adım motorları genellikle düşük maliyetli, yüksek hacimli, konum ve kontrol uygulamalarında kullanılır [24].

Motor ne kadar küçük olursa uyarma için sürekli mıknatıs kullanmak o kadar iyidir. 1-10 kW aralığında sürekli mıknatıslara sahip fırçasız doğru akım motorları asenkron motorlardan daha iyi performans gösterir. Belirtilen boyutların üzerinde mıknatıs maliyeti artacağı için asenkron motorun kullanımı artar. Bu değerlerin altında fırçasız doğru akım motorları çok daha verimli, moment ve güç yoğunluğu daha fazladır. Ayrıca sargılar ısının kolayca çıkabileceği stator üzerindedir ve rotor kayıpları son derece azdır [22]. Fırçasız doğru akım motorları trapezoidal zıt EMK'ye sahiptir ve dikdörtgen darbe akımlarıyla sürülürler. Bu durum fırçalı doğru akım motorlarının çalışmasına benzemektedir. Bu nedenle alternatif akım motoru olmasına rağmen doğru akım motoru olarak adlandırılmaları daha uygundur. Oysaki sürekli mıknatıslı senkron motorlar sinüzoidal zıt EMK'ye sahiptirler ve sinüzoidal akımlarla sürülürler [24].

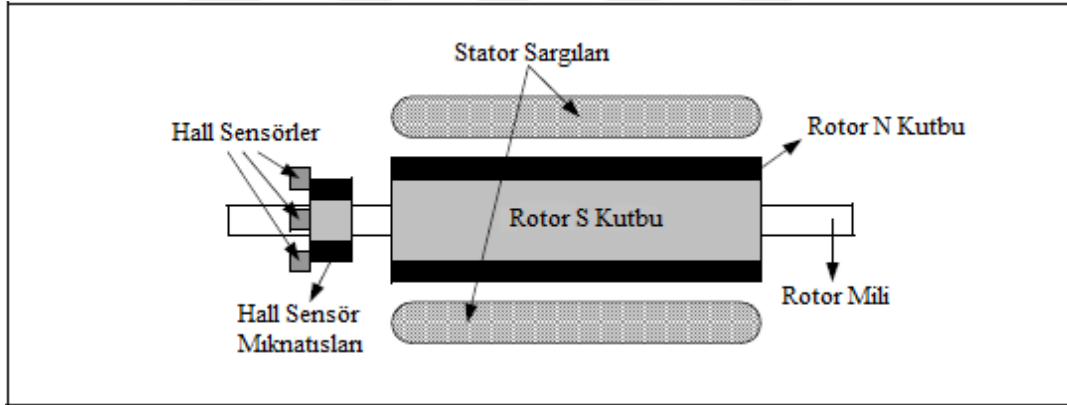
Fırçasız doğru akım motorları diğer motor tipleriyle karşılaştırıldığında birçok avantaja sahiptir. Fırçalı doğru akım motorlarına kıyasla daha az bakım gerektirir bu nedenle daha uzun ömürlüdürler. Asenkron motorlara ve fırçalı doğru akım motorlarına göre aynı boyutta daha fazla çıkış gücü verirler. Rotorda sürekli mıknatısların olmasından dolayı rotor ataleti diğer motorlara oranla daha azdır. Fırça ve kollektör yapısı ortadan kalktığından dolayı bu durum kısıtlı ve dar alanlar için yapılacak motor tasarımlarında avantaj sağlar. Düşük gerilimlerde piller

kullanılabileceğinden taşınabilir aletler ve tıbbi uygulamalar için idealdir [25]. Bahsedilen avantajlar fırçasız doğru akım motorlarını diğer motor tipleri arasında ön plana çıkarmakta ve daha popüler hale getirmektedir.

2.1. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Yapısı

Fırçasız doğru akım motorlarında stator tarafından üretilen manyetik alan ile rotor tarafından üretilen manyetik alan aynı frekansta dönmektedir. Bu nedenle fırçasız doğru akım motorları bir tür senkron motordur ve asenkron motorlarda görülen kayma olayı bu motor tipinde görülmez [25].

Fırçasız doğru akım motorları üç temel yapıdan oluşmaktadır. Bunlar sargıların yer aldığı stator, sürekli mıknatısların bulunduğu rotor ve rotorun konumunu belirleyen hall sensörlerdir. Fırçasız doğru akım motorunun temel yapısı Şekil 2.1’de gösterilmektedir.



Şekil 2.1. FDAM genel yapısı [25]

Fırçasız doğru akım motorlarında stator kısmı sabittir ve sargılar bu kısımda yer alır. Stator sac laminasyonlarının boyutları ve şekli tasarım aşamasında belirlenir. Belirlenen şekil ve boyutlara göre saclar kalıp veya lazer yöntemleriyle kesilir. Kesilen sac laminasyonlarını üst üste dizebilmek için stator paketi kalıbı üretilir. Sac laminasyonları üretilen kalıba dizildikten sonra uygun basınç ve sıcaklıkta birbirlerine sıkı bir şekilde yapıştırılarak stator paketi oluşturulur. Sargılar ve stator paketi arasında oluşabilecek kaçakları önlemek için stator paketi oluklarına elektrostatik toz boya yöntemiyle elektriksel yalıtımı iyi olan toz boya atılır veya pres bantlar yerleştirilir. Özellikle dağıtılmış sargılı motorlarda sarım işlemini

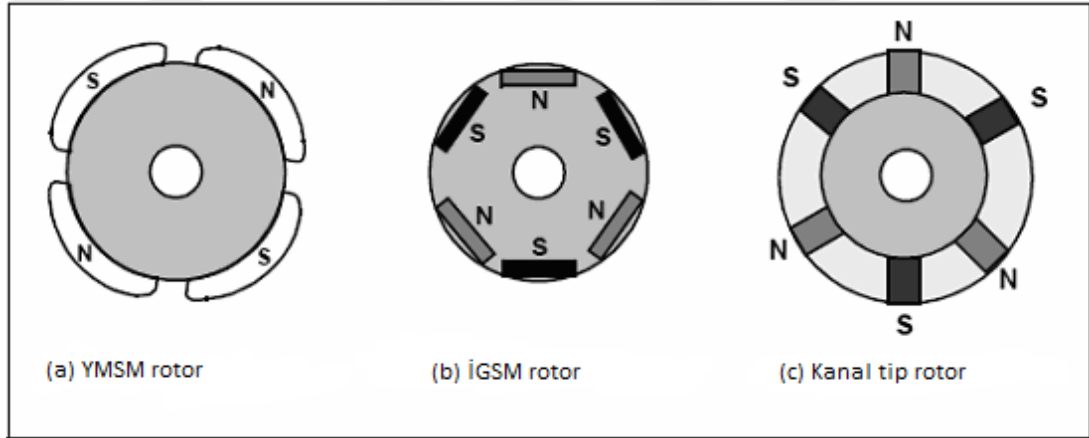
kolaylaştırmak için tasarım aşamasında belirlenen sarım özelliklerine göre teller bir araya getirilerek bobinler oluşturulur. Oluşturulan bobinler sarım şemasına uygun olarak stator oluklarına yerleştirilir. Konsantrik sargılı motorlarda stator sargıları direkt stator dişlerine sarılır. Sarım işlemi tamamlandıktan sonra sargıların giriş uçları üçgen veya yıldız bağlantıya uygun olarak bir araya getirilir ve lehimlenir. Sargıların çıkış uçlarına ise motorun çektiği akıma ve belirlenen diğer standartlara uygun olarak faz kabloları lehimlenir. Genel olarak dağıtılmış sargılı motorlarda sargı kafalarının bir arada daha sıkı durmasını sağlamak ve dağılmasını önlemek için bandaj ipleri kullanılarak bandajlama işlemi yapılır. Bandajlama işleminden sonra sargı kafa boylarını düzenlemek ve sargıların kapladığı alanı azaltmak için uygun kalıplar kullanılarak kalıplama işlemi yapılır. Kalıplama işlemi tamamlandıktan sonra sargıların elektriksel özellikleri kontrol edilir. Elektriksel olarak uygun olan statorlara, sargıların yalıtımını ve sağlamlığını artırmak için vernik uygulanır. Vernikleme işleminden sonra gerekli temizlik, moplama ve tornalama işlemleri yapıldıktan sonra statorlar montaj için hazır hale gelir.

Trapezoidal ve sinüzoidal olmak üzere iki tip sargı çeşidi vardır. Bu çeşitliliğin sebebi, farklı şekillerde zıt EMK elde etmek için sargılardaki bobinlerin birbirine bağlanmasından kaynaklanmaktadır. Trapezoidal motor, trapez şeklinde bir zıt EMK'ye sahiptir ve sinüzoidal motorun zıt EMK'si sinüs şeklindedir. Zıt EMK'ye ek olarak ilgili motor tiplerinin faz akımları da sırasıyla trapez ve sinüzoidaldir. Sinüzoidal motorun momenti, trapez motorun momentine göre daha pürüzsüzdür. Ancak sinüzoidal motorlar bobin dağılımları nedeniyle ekstra sargı ara bağlantılarına sahiptir. Bu durum bakır miktarını artırarak ekstra bir maliyet oluşturur [25].

Fırçasız doğru akım motorlarının hareketli kısmına rotor denir. Rotor üzerinde sürekli mıknatıslar bulunur ve alnico, ferrit, SmCo, NdFeB gibi çeşitli mıknatıslar kullanılır. Sürekli mıknatısları rotor üzerine farklı konfigürasyonlarda yerleştirilerek birçok farklı rotor tipi elde etmek mümkündür. Rotor parçalarından biri olan rotor mili talaşlı imalat yöntemleri kullanılarak üretilir. Rotor mili üretildikten sonra rotor tipine uygun olarak rotor sacları mile monte edilir ve sabitlenir. Sürekli mıknatıslar, rotor üzerindeki yuvalarına N ve S kutbu şeklinde ard arda dizilerek ve kimyasal yapıştırıcılar kullanılarak yapıştırılır. Yapıştırmak için kullanılan kimyasal kürlendikten sonra yüzeye monte sürekli mıknatıslı iç rotorlu motorlarda yapıştırma

esnasındaki yükselti farklarını gidermek ve kılıf geçirme işlemini kolaylaştırmak için taşıma işlemi yapılır. Ayrıca yine yüzeye monte sürekli mıknatıslı iç rotorlu motorlarda mıknatısların rotordan ayrılmasını önlemek amacıyla mıknatısların üzerine kılıf geçirilir. Kılıf geçirme işlemi tamamlandıktan sonra balans makineleri kullanılarak rotorun balansı alınır ve rotor montaj için hazır hale gelir.

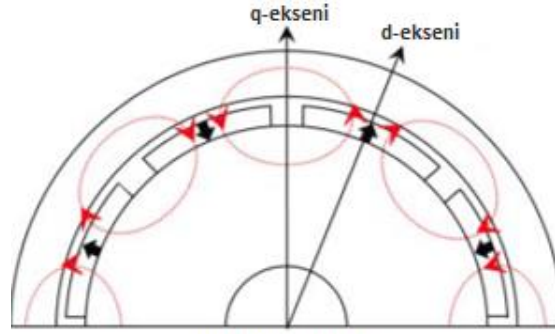
Fırçasız doğru akım motorları Şekil 2.2’de görüldüğü gibi mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilme şekline göre üç gruba ayrılırlar. Bunlar; Şekil 2.2.a’da görülen rotor yüzeyine monte edilen rotor tipi, Şekil 2.2.b’de görülen sürekli mıknatısların rotor içerisine gömülü olarak monte edildiği rotor tipi ve Şekil 2.2.c’de görülen sürekli mıknatısların rotor kanallarına yerleştirildiği rotor tipidir.



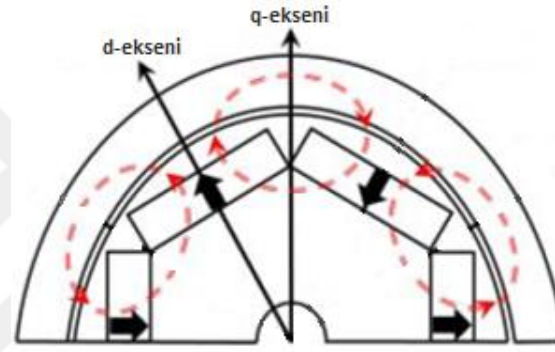
Şekil 2.2. FDAM rotor çeşitleri [25]

Şekil 2.2’de gösterilen rotor yapıları kullanılarak birçok tasarım yapılmaktadır. Belirtilen rotor topolojileri ile tasarlanan motorların birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları vardır. Kanal tip motorların avantajları İGSM motorlara benzerdir. Her iki motor tipi de aynı anda relüktans momenti ve manyetik momenti kullandığı için yüksek momente sahiptirler. Ancak kanal tip motordaki sürekli mıknatıslarının manyetik direnci İGSM motora göre yarı yarıya daha düşük olduğu için daha yüksek bir momente sahiptir. Kanal tip motorun ana akısı tek bir mıknatıstan geçen bir yola sahiptir. Bununla birlikte İGSM motorun ana akısı iki mıknatıstan geçer. Bu nedenle kanal tip motorun ana akısı ve manyetik akı yoğunluğu İGSM motora göre daha fazladır [26-29]. Benzer durum YMSM motor ile kanal tip motor arasında da mevcuttur. YMSM motorun ana akısı da iki mıknatıstan geçen bir yola sahiptir. Kanal tip motor YMSM motora göre daha konsantre bir akı verir [30]. Bu nedenle

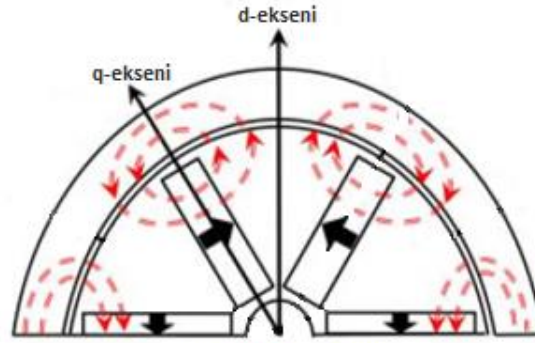
kanal tip motorun manyetik akı yoğunluğu YMSM motora göre daha büyüktür. Şekil 2.3'te bahsedilen motorların ana akı yolları gösterilmiştir.



(a) YMSM rotorlu



(b) İGSM rotorlu



(c) Kanal tip rotorlu

Şekil 2.3. FDAM tiplerinin ana akı yolları [27, 31]

Kanal tip motorda sürekli mıknatıslar rotor kutup yüzünün her iki tarafına da yerleştirilir. Bu durum sürekli mıknatıslar tarafından üretilen manyetik akının hava boşluğunda yoğunlaşmasını sağlar. Bu nedenle zıt EMK ve motor momenti diğer tip motorlardan daha büyüktür [19].

YMSM motorda endüktanslar rotor pozisyonuna göre sabittir. Kanal tip motorların endüktansları ise rotor pozisyonuna göre değişir. YMSM motorun düşük relüktansı nedeniyle kanal tip motorun endüktası daha büyüktür. Kanal tip motorda relüktans momenti, moment özellikleri üzerinde güçlü bir etkiye sahiptir. Bununla birlikte d ve q endüktanslarının farkından kaynaklanan relüktans momenti, elektromanyetik momentin iki katı ile motorda moment dalgalanmasına neden olur [19]. Kanal tip motorda hava boşluğundaki akı yoğunluğu değişimi yüksek olduğu için vuruğu momenti ve moment dalgalanması yüksektir. Vuruğu momentinin neden olduğu gürültü ve titreşim motoru aşındırır ve performansı düşürür [32].

Fırçasız doğru akım motorları, mıknatısların rotor üzerinde yerleştirilmesine göre sınıflandırılabilir gibi rotorun konumuna göre de sınıflandırılabilir. Rotor statorun iç tarafına yerleştirilirse bu motor tipine iç rotorlu motor, rotor statorun dış tarafına yerleştirilirse bu motor tipine dış rotorlu motor denir.

İç rotor yapısına sahip fırçasız doğru akım motorlarında rotor iç kısımda bulunurken, sargıların yer aldığı stator dış kısımda bulunur. Stator sargılarının dış kısımda bulunması üzerinde oluşan ısının dışarı atılmasını kolaylaştırır. Bu yapıda stator yuvaları iç tarafta olduğu için dış rotorlu yapıya göre statorun elle sarılması daha zordur.

İç rotor yapısının bir avantajı yüksek moment/eylemsizlik oranından dolayı eylemsizliklerinin düşük olmasıdır. İç rotor yapısına sahip motorlarda, sürekli mıknatıslar rotora gömülerek ya da rotor yüzeyine yapıştırılarak yerleştirilebilir. Gömülü mıknatıs yapısına sahip motorlarda manyetik malzemenin mıknatıslı olarak yerleştirilmesi veya rotor içinde mıknatıslanmadan kaynaklanan zorluklar yaşanmaktadır. Bu yapının olumlu tarafı ise mıknatısların yüksek hızlarda yerinden çıkmasının mekanik yapı gereği engellenmiş olmasıdır. Yüze monte mıknatıslı yapıda ise mıknatıslar rotor yüzeyine yapıştırıcı ile yapıştırılır ya da plastik ve alüminyum kalıp içerisine yerleştirilerek mekanik problemler giderilmeye çalışılır. Yüze monte mıknatıs yapısına sahip motorlarda doğru ve dik eksen endüktansları birbirine yaklaşık olarak eşit ve hava aralığı uzunluğu mıknatısların kalınlığı ile belirlenen bir manyetik yapıya sahiptir. Gömülü mıknatıs yapısına sahip motorlarda ise mıknatısların olduğu alanlar stator tarafından bakıldığında hava aralığı gibi

görülebileceğinden mıknatıslar rotor çıkık kutup etkisi gösterecektir. Bu nedenle, uyarma alanına dik eksendeki hava aralığı daha küçük olduğu için bu yöndeki endüktans doğru yöndeki endüktansa göre daha fazla olacaktır. Bu durumda, oluşacak relüktans farklılığı ortalama elektriksel momente ek olarak relüktans momentinin oluşmasını sağlayacaktır [33].

Dış rotor yapısına sahip fırçasız doğru akım motorlarında rotor dış kısımda bulunurken, sargıların yer aldığı stator iç kısımda bulunmaktadır. Stator sargılarının iç kısımda bulunması üzerinde oluşan ısının dışarı atılmasını zorlaştırmaktadır. Bu yapıda stator yuvaları dış tarafta olduğu için iç rotorlu yapıya göre statorun elle sarımı daha kolaydır.

Dış rotor yapısına sahip motorlarda ferrit mıknatısların kullanımı en uygun maliyeti oluşturmaktadır. Bu rotor yapısına sahip motorlarda büyük dönen kütle nedeniyle dengeleme kritiktir. Dış rotor konfigürasyonunun bir avantajı alüminyum veya döküm çinko için tek bir yataklamanın olmasıdır. Çoğu iç rotorlu motorda her iki uçta yataklamayı sağlayan iki adet rulman bulunmaktadır. İki adet rulman kullanılması motorun maliyetini artırmaktadır. Dış rotorlu fırçasız doğru akım motorları genel olarak sürekli hızlı uygulamalar için kullanılır. Düşük maliyetleri ve üretim kolaylıkları nedeniyle popülerlikleri devam etmektedir [23]. Bu rotor yapısında mıknatıslar rotora gömülü bir şekilde yerleştirildiği için savrulma problemlerine karşı oldukça dayanıklıdır [33].

Fırçasız doğru akım motorlarının komütasyon işlemi fırçalı doğru akım motorlarından farklı olarak elektronik yöntemlerle yapılır. Fırçasız doğru akım motorunu döndürmek için stator sargılarının sırasıyla enerjilendirilmesi gerekmektedir. Enerji verme sekansında hangi sargıya enerji verileceğini belirlemek için rotorun konumunu bilmek gerekir. Rotorun konumu stator sargılarının üzerine yerleştirilen hall sensörler ile belirlenir. Çoğu fırçasız doğru akım motorunun arka kısmında stator üzerine yerleştirilmiş üç adet hall sensör vardır [25].

Rotor manyetik kutupları hall sensörlerin yanından geçtiğinde hall sensörler N veya S kutbunun yanından geçtiğini belirten düşük veya yüksek bir sinyal verir. Bu üç sensörün verdiği sinyal kombinasyonuna bağlı olarak motorun tam komütasyon sırası belirlenir. Hall sensörlerin fiziksel konumuna bağlı olarak iki çıkış versiyonu vardır.

Hall sensörler birbirlerine 60° veya 120° faz kaymasında olabilirler. Bu duruma göre motor üreticileri motoru kontrol ederken takip edilmesi gereken komütasyon sırasını belirler [25].

2.2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Çalışma Prensibi

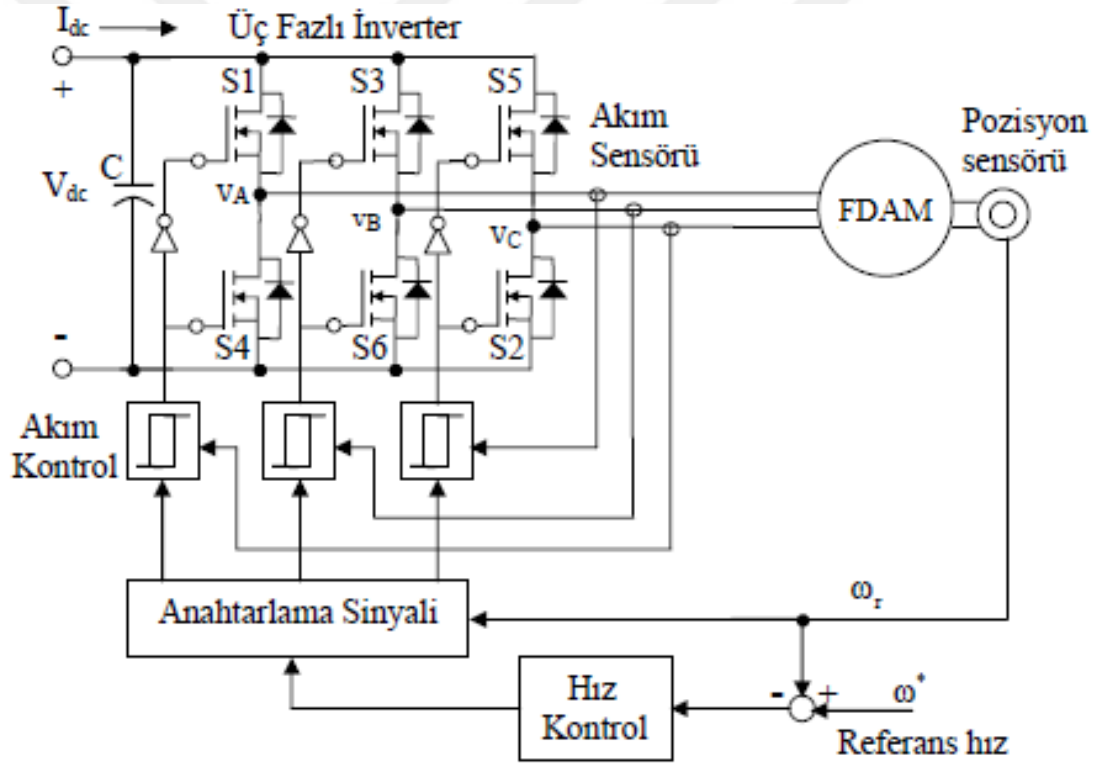
Fırçasız doğru akım motorunun rotoru sürekli mıknatıslardan oluşmaktadır. Statorunda ise bobinler yer almakta ve enerji verildiğinde bobinler elektromıknatıs hale gelmektedir. Fırçasız doğru akım motorunun çalışma prensibi rotor üzerindeki sürekli mıknatıslarla stator üzerindeki elektromıknatıslar arasındaki etkileşime dayanmaktadır. Optimum moment değerini elde etmek için stator sargılarının enerjilendirilmesi belirli bir sıraya göre yapılmaktadır. Fırçasız doğru akım motorunun stator sargılarının birincisine pozitif, ikincisine negatif enerji vererek ve üçüncü sargıyı enerjisiz bırakarak optimum moment değeri elde edilmektedir. Ancak bu anlık bir durumdur ve bu nedenle motorun komütasyon sırasını belirlemek ve bu komütasyon sırasına göre motoru enerjilendirmek gerekmektedir.

Fırçasız doğru akım motorlarında elektronik olarak yapılan komütasyon işlemi için rotor konumunun bilinmesi gerekir. Bu motor tipinde sargılar tarafından bir manyetik döner alan üretilir ve bu döner alan içerisine sürekli mıknatıs kutuplarına sahip rotor yerleştirilerek döner alan ile aynı hızda hareket etmesi sağlanır. Üretilen döner alan rotor pozisyonuna göre yarı iletken elemanların anahtarlanması ile elde edilmektedir. Fırçasız doğru akım motorlarının uyarım akımı kare dalga şekline sahiptir. Kare dalga akım faz sargılarından her bir periyot içinde 120° süreyle iki defa geçmektedir. Trapezoidal zıt EMK'ye sahip fırçasız doğru akım motorları, sinüzoidal zıt EMK'ye sahip SMSM motorlar ile karşılaştırıldığında bazı önemli sistem basitliklerine sahiptirler. Bir elektriksel çevrim için altı komütasyon anı gerektiğinden dolayı rotor pozisyon sensörlerinin kararlılık gereksinimleri çok daha azdır [34].

Fırçasız doğru akım motorlarında komütasyon altı adımdan oluşmaktadır. Her bir adım 60 derecelik elektriksel aralıklara sahiptir ve aynı anda iki sargı enerjilendirilir. Bu nedenle motorun rotor konumunun bilinmesi gerekir. Rotorun konumu sensörlü veya sensörsüz algılama yöntemleri ile belirlenmektedir. Sensörlü konum belirleme yönteminde rotor konumunu belirlemek için hall sensörler kullanılabilir. Sensörsüz

olarak birçok yöntem ortaya atılmıştır ancak en çok tercih edileni zıt EMK yöntemi ile rotor konumunu tespit etmektir [35].

Fırçasız doğru akım motorlarının sürücü sistemi motor, inverter ve sayısal kontrol birimlerinden oluşur. İnverter bir köprü diyot ile bir doğru akım güç kaynağına bağlanır. Sayısal kontrolör inverter vasıtasıyla motorun her bir fazını sırası ile enerjilendirir. Sabit bir moment elde etmek için bu enerjilendirme rotor pozisyonu ile senkron bir biçimde yapılır. Bu nedenle pozisyon geri beslemesi için genellikle motorun içine bir pozisyon sensörü yerleştirilir. Şekil 2.4'te pozisyon geri beslemeli tipik bir FDAM sürücü sistemi yer almaktadır. Hız kontrol birimi mekanik pozisyonu okuyarak hangi fazın anahtarlanacağına karar verir [34].



Şekil 2.4. Pozisyon geri beslemeli tipik bir FDAM sürücü sistemi [34]

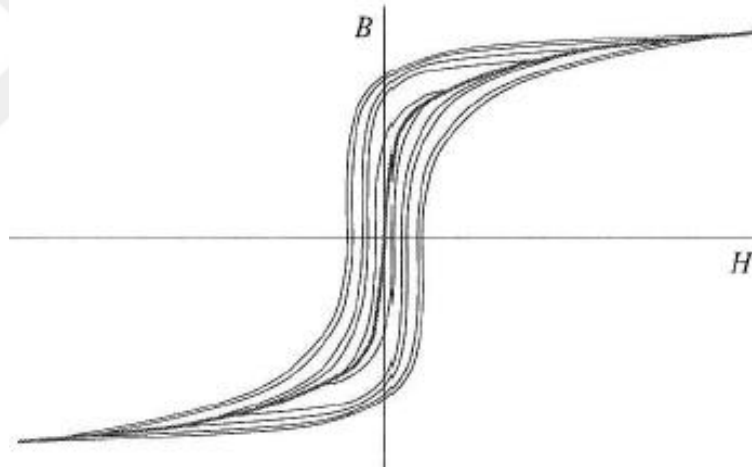
2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Kullanılan Malzemeler

Fırçasız doğru akım motorlarında kullanılan malzemelerin seçimi çok önemlidir. Çekirdek malzemeler motorun stator ve rotor kısımlarında kullanılır. Motor tasarımında çekirdek malzemelerin ve sürekli mıknatıslarının seçimini önemli kılan şey motorun çalışma noktasıdır. Çünkü seçilecek malzemelere göre motorun çalışma

noktası belirlenir. Bu bölümde çekirdek malzemeleri, sürekli mıknatıslar ve sargı iletkenleri hakkında ayrıntılı bilgiler verilecektir.

2.3.1. Çekirdek malzemeleri

Ferromanyetik malzemeler özellikle elektrikli çelikler motor yapımında kullanılan en yaygın manyetik yapıdaki malzemelerdir. Bu malzemelerin geçirgenlikleri doğrusal değildir ve çok değerlidir. Bu nedenle ferromanyetik bir malzemenin manyetik özellikleri B-H eğrileriyle tanımlanır. Histerisiz halkaları farklı genlikteki sinüzoidal uyarmanın uygulanması ve manyetik alan şiddetine karşı, manyetik akı yoğunluğunun çizilmesiyle oluşturulmaktadır. B-H eğrisi geçirgenliğin doğrusal olmayan özelliğini yansıtan ancak çok değerli olma özelliğini göz ardı eden ortalama bir malzeme özelliğini temsil eder. Şekil 2.5 tipik bir ferromanyetik malzemenin B-H eğrisini ve birkaç histerisiz döngüsünü göstermektedir [24].



Şekil 2.5. Tipik bir ferromanyetik malzemenin manyetik karakteristiği [24]

B-H eğrisi motorda kullanılan bir çekirdeğin doyma etkilerini anlatır. B-H eğrisinde manyetik alan şiddeti arttıkça manyetik akı yoğunluğunun artmayacağı noktaya sert doygunluk noktası denir. Sert doygunluk başlamadan motorun tasarlanması gerekir çünkü bu noktadan itibaren çekirdeği mıknatıslamak için gerekli olan mıknatıslama kuvveti ve çekirdek kayıpları artar [36].

Motorlarda kullanılan elektrikli çeliklere (çekirdek çelikleri) yumuşak elektrikli çelik denir. Bu çelikler dar histerisiz döngülerine, düşük koersiviteye ve yüksek geçirgenliğe sahiptir. Çekirdek malzeme üzerinde en az MMK (Manyeto Motor

Kuvveti) değerini oluşturmak ve mıknatıs MMK değerini hava aralığında yoğunlaştırmak için kullanılan çekirdek malzemenin geçirgenliğinin yüksek olması gerekir [23].

Histerisiz kayıplarını en aza indirmek için düşük koersivite yani dar histerisiz döngüleri gereklidir. Genellikle fırçasız motorlarda armatr çekirdeği yüksek frekanslı akı değişimine ek olarak alternatif akıya maruz kalır. Yüksek frekanslı uygulamalarda girdap akımları daha ince laminasyonlar ve yüksek dirençli çelikler (genellikle %1-3 silikon içeriğine sahip silikon elik) kullanılarak en aza indirilebilir. Son yıllarda elektrikli çeliklerin kalitesinde önemli gelişmeler meydana gelmiştir. Bu durum gelişmiş üretim teknikleri ve manyetik özellikleri içeren faktörlerin daha iyi anlaşılmasıyla mümkün olmuştur. Fırçasız doğru akım motorlarında gerekli olan radyal mıknatıslanma nedeniyle yönlendirilmemiş çelikler kullanılmaktadır. Yönlendirilmemiş eliğin birçok farklı kalite ve sınıfı bulunmaktadır. elik malzemesinin seçimi genellikle performans ve maliyet arasındaki uyuma bağlıdır [23].

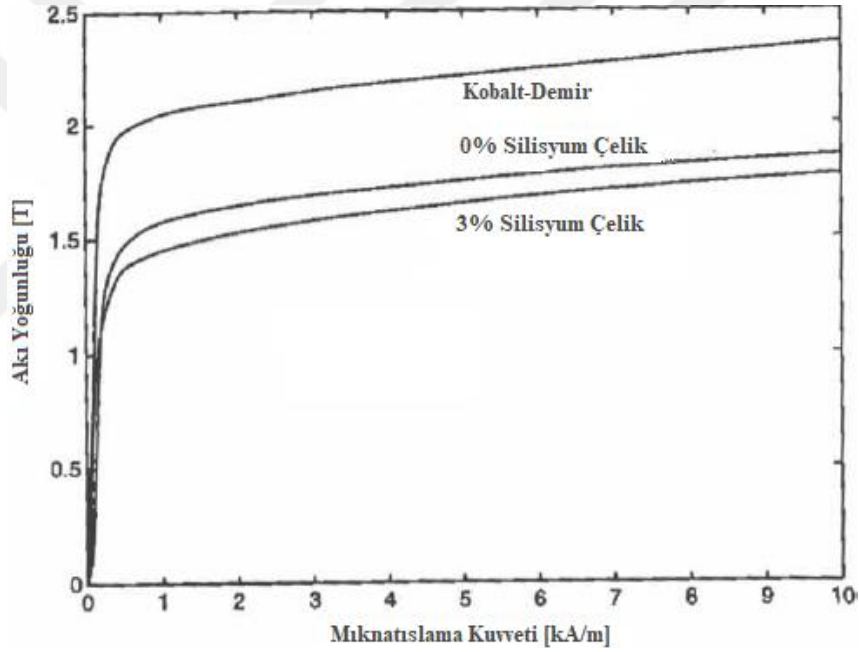
Yönlendirilmemiş elikler, rastgele yönlendirilmeli kristal küplere sahip demir ve silisyum alaşımlarıdır. Manyetik zellikler tabaka veya şerit düzlemindeki herhangi bir yönde pratik olarak aynıdır. İkincil bir yeniden kristalleştirme işlemine ve yüksek sıcaklıklarda tavlama işlemine gerek yoktur. Yönlendirilmemiş elikler, direnci artırmak ve birincil kristalleştirmenin sıcaklığını düşürmek için %0,5 ila %3,25 arasında silisyum ve %0,5 oranında alüminyum içerir. Elektrikli eliklerin evrensel olarak en çok kabul gören sınıflandırılması M sınıflandırma olarak adlandırılan AISI (American Iron and Steel Institute) sistemidir [37].

Girdap akımlarını engellemek için manyetik çekirdek laminasyonlarının yüzeylerinin yalıtılması gerekmektedir. Yüzey yalıtım tipleri arasında doğal oksit yüzey, inorganik yalıtım, emaye, vernik veya kimyasal olarak işlenmiş yüzey bulunmaktadır [37]. Yalıtımın kalınlığı, istifleme faktörü ile aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$k_i = \frac{d}{d+2\Delta} \quad (2.1)$$

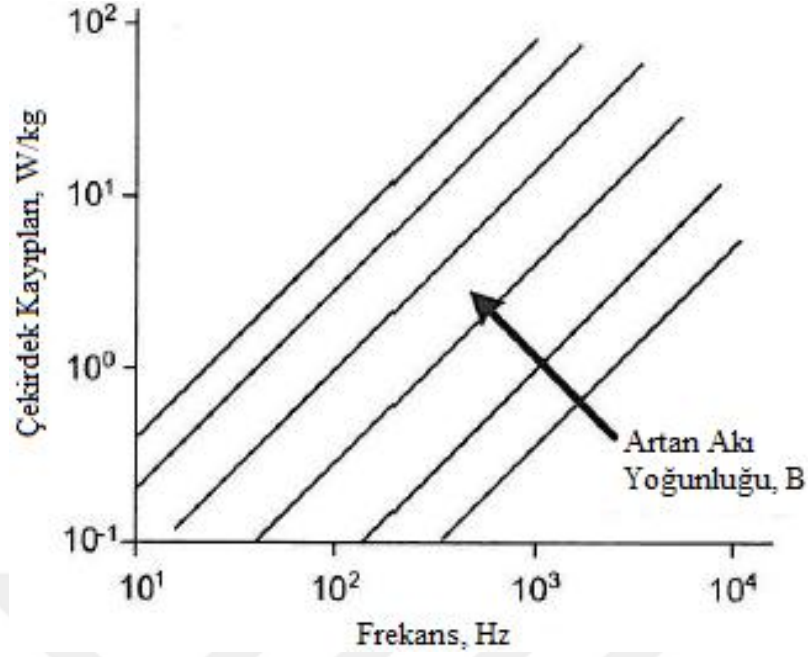
Denklem (2.1)'de verilen d çıplak laminasyonun kalınlığı, Δ ise bir taraftan ölçülen yalıtım tabakasının kalınlığıdır. İstifleme faktörü tipik olarak 0,94 ile 0,97 arasında bir değerdir [37].

Motorun hava aralığı akısını ve özellikle MMK gereksinimini hesaplamak için manyetik devrede kullanılan manyetik malzemenin doğru akım mıknatıslanma eğrisini bilmek gerekir. Doğru akım mıknatıslanma eğrisi ana histerisiz döngüsünde manyetik alan şiddetine karşı manyetik akı yoğunluğunun ortalama değeridir. Tipik olarak elektrikli çeliklerin sürekli mıknatıslara kıyasla çok dar histerisiz döngülerine sahip olduğu bilinmektedir. Şekil 2.6'da yaygın olarak kullanılan bazı elektrik çeliklerin doğru akım mıknatıslanma eğrileri karşılaştırılmaktadır [23].



Şekil 2.6. Elektrik çeliklerin doğru akım mıknatıslanma eğrileri [23]

Ferromanyetik malzemeler zamanla değişen uyarma ile uyarıldıklarında histerisiz ve girdap akımları nedeniyle enerji harcarlar. Kayıpların deneysel olarak belirlenmesi zordur bu nedenle birleşik kayıplar genellikle ölçülür ve çekirdek kayıpları olarak adlandırılır. Ferromanyetik malzeme çeşitli genlikteki sinüzoidal bir manyetik alana maruz kaldığında birim kütle başına kayıplar oluşmaktadır. Şekil 2.7 sinüzoidal uyarma için manyetik malzemenin çekirdek kayıplarını göstermektedir [24].



Şekil 2.7. Tipik çekirdek kaybı karakteristiği [24]

Ferromanyetik malzemeler motorun çalışma noktasını belirler. Ferromanyetik malzeme üzerinde oluşan kayıplar motorun verimini doğrudan etkilediği için seçimi dikkatli bir şekilde yapılmalıdır. Motor çekirdeğinde oluşan kayıplar histerisiz kayıpları ve girdap akımı kayıpları olmak üzere ikiye ayrılır.

Histerisiz kayıpları harici bir MMK uygulanmasıyla ve bu uyarmanın kaldırılmasıyla meydana gelir. Harici bir manyetik alan şiddeti uygulandığında malzemedeki manyetik alanlar karşılık gelen manyetik alan şiddetinin elde edileceği şekilde hizalanır. Eğer bu manyetik alan kaldırılırsa manyetik alanlar eski pozisyonlarına geri dönemezler ve çekirdek malzemedeki bazı artık akılar kalır. Histerisiz kayıpları için B-H eğrisine dolayısıyla çekirdek malzemeye uygulanan uyarıma dikkat edilmesi gerekmektedir [36]. Genel olarak histerisiz kayıpları aşağıdaki denklemle ifade edilir,

$$P_h = k_h f B^n \quad (2.2)$$

Denklem (2.2)'de verilen k_h malzeme tipine ve boyutlarına bağlı bir sabit, f uygulanan uyarmanın frekansı, B malzeme içerisindeki manyetik akı yoğunluğunun genliği, n genellikle 1,5 ile 2,5 arasında alınan malzemeye bağlı bir sabittir [24].

Girdap akımı kayıpları malzemeye zamanla değişen bir uyarma uygulandığında ve çekirdek malzeme içerisinde elektrik akımı indüklendiğinde meydana gelmektedir. İndüklenen akım çekirdek malzeme içerisinde dolaşır ve malzemenin direncine bağlı olarak kayıplar yaratır. Bu kayıpları azaltmak için malzemenin yani laminasyonların direncini artırmak gerekir [36]. Girdap akımı kayıpları aşağıdaki denklemle ifade edilir,

$$P_e = k_e h^2 f^2 B^2 \quad (2.3)$$

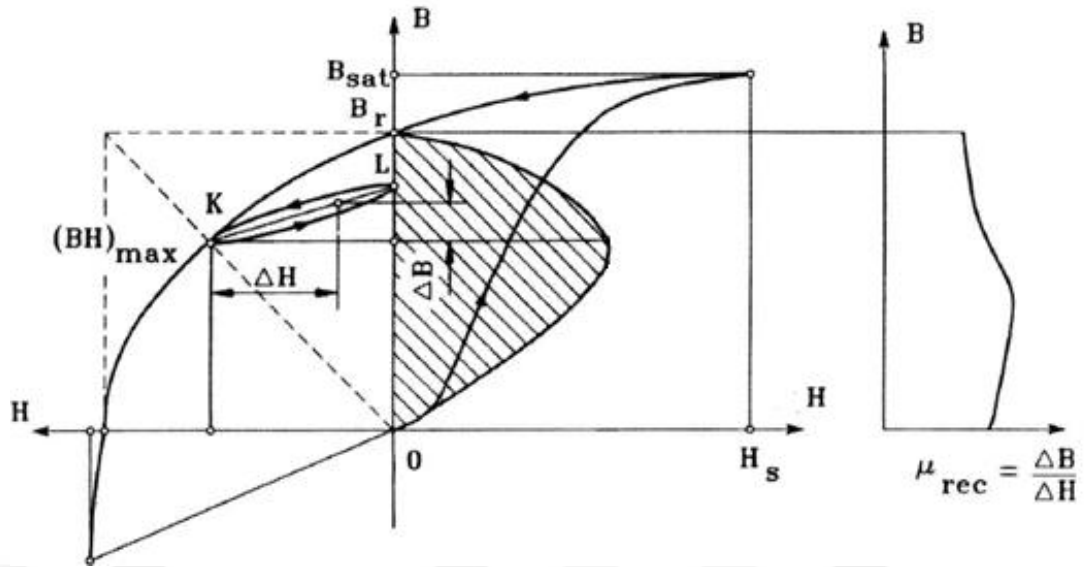
Denklem (2.3)'te verilen k_e malzemeye bağlı bir sabittir ve h malzeme kalınlığıdır [24]. Denklem (2.3)'ten görüleceği üzere girdap akımı kayıpları malzeme kalınlığının, frekansın ve akı yoğunluğunun karesiyle doğru orantılıdır.

2.3.2. Sürekli mıknatıslar

Fırçasız doğru akım motorlarındaki gelişmelerin en önemli nedenlerinden biri sürekli mıknatıs teknolojisinin gelişmesidir. Rotor kısmında kullanılan sürekli mıknatıs teknolojisindeki gelişmeler fırçasız doğru akım motorlarının piyasadaki popürlüğini artırmaktadır.

Sürekli mıknatıslara sert ferromanyetik malzemeler de denir. Bu tanım sürekli mıknatısların geniş histerisiz döngüleri sahip olduğunu göstermektedir. Günümüzde alnico, ferrit, samaryum kobalt, neodyum demir bor gibi çeşitli mıknatıs tipleri kullanılmaktadır.

Piyasada hem bağlanmış hem de sinterlenmiş formlarda mıknatıslar bulunmaktadır. Bağlanmış mıknatıslar, toz haline getirilmiş mıknatıs malzemesini iletken ve manyetik olmayan reçine içinde süspanse ederek oluşturulmaktadır. Bu şekilde oluşturulan sürekli mıknatıslar yüksek performansa sahip değillerdir çünkü mıknatıs hacminin önemli bir kısmını manyetik olmayan malzemeler oluşturmaktadır. Sinterlenmiş mıknatıslar, sinterleme işleminin sırasında bir bağlama işlemi olmadığı için yüksek performansa sahiptir. Genel olarak her mıknatıs tipi motorlarda farklı kısıtlama ve farklı performans seviyelerine yol açmaktadır [24]. Şekil 2.8'de sürekli mıknatıslara ait tipik bir demanyetizasyon eğrisi gösterilmektedir.



Şekil 2.8. Sürekli mıknatıs B-H eğrisi [37]

Sürekli mıknatıs değerlendirmesinin temeli, Şekil 2.8'in sol üst kadranında bulunan histerisiz döngüsünün demanyetizasyon eğrisi olarak adlandırılan kısmıdır. Önceden mıknatıslanmış bir mıknatısa ters manyetik alan şiddeti uygulanırsa manyetik akı yoğunluğu K noktası olarak gösterilen büyüklüğe düşer. Ters manyetik akı yoğunluğu kaldırıldığında akı yoğunluğu küçük bir histerisiz döngü etrafında L noktasına geri döner. Böylece ters bir alan şiddetinin uygulanması artık mıknatıslığı azaltır. Manyetik alan şiddetini tekrar uygulamak akı yoğunluğunu tekrar azaltır ve çekirdeği daha önceden olduğu gibi K noktasında yaklaşık olarak aynı akı yoğunluğuna döndürerek küçük histerisiz döngüsünü tamamlar. Küçük histerisiz döngüsü genellikle geri çekilme çizgisi olarak adlandırılan düz bir çizgi ya da küçük bir hata ile değiştirilebilir [37].

Uygulanan manyetik alan şiddetinin negatif değeri K noktasına karşılık gelen maksimum değeri aşmadığı sürece sürekli mıknatıs sürekli olarak kabul edilebilir. Ancak daha büyük bir negatif alan şiddeti uygulanırsa manyetik akı yoğunluğu K noktasından daha düşük bir değere düşer. Manyetik alan şiddetinin çıkarılmasıyla birlikte yeni ve daha düşük bir geri çekilme çizgisi oluşur. Şekil 2.8'de belirtilen büyüklüklerin tanımları aşağıdaki gibidir [37].

Artık akı yoğunluğu (B_r): Sıfır manyetik alan şiddetine karşılık gelen manyetik akı yoğunluğudur.

Koersivite (H_c): Daha önce mıknatıslanmış bir malzemede manyetik akı yoğunluğunu sıfıra getirmek için gereken manyetik alan şiddeti değeridir.

Doygunluk manyetik akı yoğunluğu (B_{sat}): Uygulanan manyetik alan şiddetindeki artış, manyetik akı yoğunluğu üzerinde bir etki yaratmadığında doygunluk manyetik akı yoğunluğu değerine ulaşılmıştır.

Geri çekilme manyetik geçirgenliği (μ_{rec}): Demanyetizasyon eğrisinin herhangi bir noktasında manyetik akı yoğunluğunun manyetik alan şiddetine oranıdır.

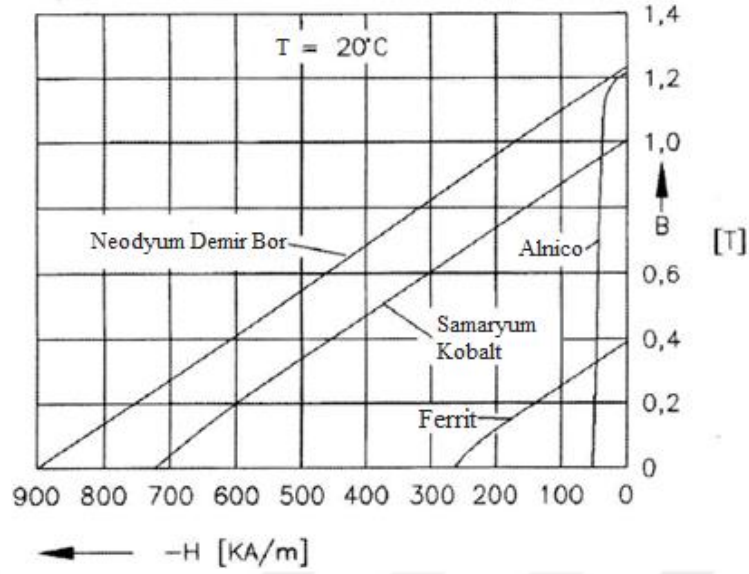
Mıknatısları karşılaştırmak için kullanılan ilk özellik maksimum enerji çarpımı $(BH)_{max}$ değeridir. Bir mıknatısın maksimum enerji çarpımı mıknatıs demanyetizasyon eğrisi boyunca akı yoğunluğu ve alan şiddetinin çarpımının maksimum değeridir. Bu çarpım enerji birimlerine sahip olsa da gerçek depolanmış mıknatıs enerjisi değil manyetik devrede bir mıknatıs performans kapasitesinin niteliksel bir ölçüsünü ifade eder [24].

Yüksek sıcaklıklarda mıknatıstan elde edilen akı motorun performansını düşürür. Bununla birlikte bu performans düşüşü sıcaklık düşükse demanyetizasyon eğrisi eski haline geri döndüğü için geri dönüşlüdür. Sıcaklığın artık mıknatıslık üzerindeki etkisi yaklaşık olarak doğrusaldır [24]. Sıcaklığın artık mıknatıslık üzerindeki etkisi aşağıdaki denklemlerle ifade edilir,

$$B_r(T) = B_r(T_0) [1 + \Delta_B (T - T_0)] \quad (2.4)$$

Denklem (2.4)'te verilen T sıcaklık, T_0 bir referans sıcaklıktır, $B_r(T_0)$ ise T_0 'daki artık mıknatıslık değeridir ve Δ_B tersinir sıcaklık katsayısıdır.

Günümüzde kullanılan motorlarda üç sürekli mıknatıs tipi bulunmaktadır. Bunlar; alnico, ferrit ve nadir toprak mıknatısları yani samaryum kobalt ve neodyum demir bordur. Motorlarda kullanılan mıknatısların birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Motor tasarımı yapılırken tasarlanacak motorun yapısına, performans değerlerine, ağırlık ve maliyet özelliklerine göre mıknatıs seçimi yapılmalıdır. Şekil 2.9'da belirtilen üç tip sürekli mıknatısın demanyetizasyon eğrileri verilmiştir.



Şekil 2.9. Mıknatıs tiplerinin demanyetizasyon eğrileri [37]

Alnico mıknatıslar sürekli mıknatıslı motor pazarına 1940'ların ortaları ile 1960'ların sonları arasında birkaç watt ile 150 kilowatt arasında egemen olmuşlardır. Alnico mıknatısların avantajları yüksek artık mıknatıslanma değerleri ve düşük sıcaklık katsayılarıdır. Maksimum servis sıcaklıkları 520 °C'dir. Alnico mıknatısların koersiviteleri düşüktür ve demanyetizasyon eğrileri doğrusal değildir. Bu nedenle alnico mıknatısların mıknatıslanması kadar demanyetizasyonu da kolaydır. Alnico mıknatıslar nispeten büyük hava boşluklarına sahip sürekli mıknatıslı fırçalı doğru akım motorlarında kullanılmıştır [37].

Ferrit mıknatıslar piyasaya sürüldükleri 1953 yılından beri sürekli gelişmişlerdir. Teorik maksimum özelliklerine yaklaşmaktadırlar ve birçok motor tipi için en uygun maliyetli sürekli mıknatıslardır [23]. Ferrit mıknatısların sıcaklık katsayıları nispeten yüksektir. Maksimum servis sıcaklıkları 450 °C'dir. Ferrit mıknatısların ana avantajları düşük maliyetleri ve çok yüksek elektriksel dirençleridir. Elektriksel dirençlerinin yüksek olması girdap akımlarını kısıtlayıcı rol oynar [37]. Şekil 2.9'dan görüleceği üzere ferrit mıknatısların koersiviteleri alnico mıknatıslardan yüksektir ancak artık mıknatıslanma değerleri daha düşüktür.

Nadir toprak SmCo mıknatıslar 1970'lerin ortalarında tanıtılmıştır. Ferrit mıknatıslardan çok daha yüksek enerji performansına sahiptirler ve termal olarak çok kararlıdırlar. Bununla birlikte maliyetleri yüksektir ve genellikle genişletilmiş

sıcaklık aralıklarında hassas performans gerektiren ve teknik açıdan en zorlu uygulamalarda kullanılırlar [23]. SmCo₅ yüksek kalıcı akı yoğunluğu, yüksek koersivite, doğrusal demanyetizasyon eğrisi ve düşük sıcaklık katsayısı avantajlarına sahiptir. SmCo mıknatısların maksimum servis sıcaklıkları 300 °C ile 350 °C arasındadır [37].

Yeni nesil nadir toprak NdFeB mıknatıslar 1980'lerin ortalarında ortaya çıkmıştır. NdFeB mıknatıslar SmCo mıknatıslardan daha büyük bir enerji yoğunluğuna sahiptir ve daha ucuz malzemelerden yapılmışlardır. Bununla birlikte bu mıknatıslar SmCo mıknatıslar kadar termal açıdan stabil değillerdir ve korozyon problemleri bulunmaktadır [23]. Demanyetizasyon eğrileri, özellikle koersivite değerleri sıcaklığa bağlı olarak değişir. Maksimum servis sıcaklıkları 250 °C ve curie sıcaklıkları 350 °C'dir [37].

Sürekli bir mıknatısın tüm B-H döngüsü genellikle simetriktir ve histeresisgraf gibi özel aletler kullanılarak ölçülebilir. Histeresisgraflar tüm histerisiz döngüsünü ve yumuşak manyetik malzemelerin hem halka hem de çubuk tiplerinin doğru akım mıknatıslanma eğrilerini ölçmek için kullanılırlar. Ayrıca histeresisgraflar hem sinüzoidal alan uyarımı hem de sinüzoidal olmayan alan uyarımı altında demir kayıplarını ölçmek için kullanılırlar [23].

2.3.3. Sargı iletkenleri

Elektrik motorlarının sargılarında kullanılan teller genellikle yuvarlak ve dikdörtgen yapıdaki bakır tellerdir. Fırçasız doğru akım motorlarında yüksek iletkenliği ve yumuşak yapısı nedeniyle genellikle bakır teller kullanılır. Ancak sarım için kullanılabilen tek tel çeşidi bakır değildir. Stator sargılarını oluşturmak için bazen alüminyum teller de kullanılır.

Malzeme direnci sıcaklık artışı ile katlanarak artar ve sıcaklığın bir fonksiyonudur [24]. Bakır ve alüminyum teller için sıcaklık ile direnç arasındaki doğrusal ilişki aşağıdaki denklem ile hesaplanabilir,

$$\rho (T) = \rho (T_0) [1 + \alpha (T - T_0)] \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)'te verilen ρ malzemenin $\Omega.m$ cinsinden öz direncidir ve α termal sıcaklık katsayısıdır. $T_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ için $\rho(T_0) = 1,7241.10^{-8} \text{ } \Omega.m$ ve $\alpha = 4.10^{-3}$ olarak seçilir. Bakır tel için her $10 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklık artışı tel direncini %4 artırır. Bu nedenle $120 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklıktaki bir telin direnci $20 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklıktaki direncinden %40 daha büyüktür [24].

Motor tasarımı yapılırken stator sargılarının akım yoğunluğu dikkate alınmalıdır. Akım yoğunluğu arttıkça stator sargılarının dolayısıyla motorun sıcaklığı artar. Elektrik motorlarında kullanılan kabloların mevcut kapasitesi kesit alanlarına ve termal ortama bağlıdır. Deneyimlere bağlı olarak izin verilen maksimum akım yoğunluğu 1 ile $10 \text{ A}_{rms} / \text{mm}^2$ arasında değişir [24]. Ancak bu tez kapsamında yapılan analizlerde akım yoğunluğu $6 \text{ A}_{rms} / \text{mm}^2$ değerinin altında tutulmuştur.

2.4. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Temel Parametreleri

Fırçasız doğru akım motorlarında motor tarafından üretilen moment ifadesi belirlenmesi gereken en önemli parametredir. Moment, bir motorda üretilen dönüş kuvvetinin bir ölçüsüdür ve tüm uygulamalar için karşılanması gereken temel özellikleri temsil eder [24]. Fırçasız doğru akım motorları için moment ifadesi aşağıdaki denklemle ifade edilebilir [38],

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} - \frac{1}{2} \phi_g^2 \frac{dR}{d\theta} + Ni \frac{d\phi_g}{d\theta} \quad (2.6)$$

Denklem (2.6)'da verilen i bobinden geçen akımı, L bobin endüktansını, R mıknatıs akı yolunun relüktansını, ϕ_g hava aralığı akısını, N sarım sayısını ve θ açısal rotor konumunu ifade eder. Yüzeye monte sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorlarında ilk terimden kaynaklanan moment ihmal edilebilir çünkü bobinin öz endüktansındaki değişim kanallı rotor yapısına sahip fırçasız doğru akım motorlarındaki kadar önemli seviyede değildir. İkinci terim, vuru momentini olarak bilinen rotor pozisyonundaki değişiklik ile hava aralığı akısının yaşadığı relüktans değişiminden kaynaklanmaktadır. Bu nedenle akı yolunun relüktansı değiştirilerek vuru momentini değiştirilebilir. Üçüncü ve son terim ise elektromanyetik yani karşılıklı moment ifadesidir [38]. Bu son terim stator üzerindeki elektromıknatıslar ile rotordaki sürekli mıknatıslar arasında meydana gelen itme ve çekmeyi ifade eder.

Denklem (2.6)'da verilen üç terimden sonuncusu istenir ve ilk iki terim motor tasarımının bir parçası olarak genellikle en aza indirilmeye çalışılır [24].

Denklem (2.6)'da verilen terimlerden ikinci terim yani vuruñtu momenti fırçasız doğru akım motorları için incelenilmesi gereken bir özelliktir. Vuruñtu momentini azaltmak için literatürde birçok çalışma yapılmıştır. Kesirli oluklu motor yapıları kullanılarak, stator diş açıklığı değiştirilerek, değişken hava aralığına sahip motorlar tasarlanılarak, motorun statoruna veya rotoruna kaykđ verilerek ve daha birçok yöntem kullanılarak motorların vuruñtu momentleri azaltılmaya çalışılmıştır. Bu tez kapsamında kaykđ verilmeden ve minimum oranda kaykđ verilerek farklı oluk/kutup konfigürasyonlarının vuruñtu momentleri incelenmiştir.

Vuruñtu momenti rotorda bulunan sürekli mıknatısların kendilerini maksimum miktarda ferromanyetik malzeme ile aynı hizada tutmaya çalıştıklarında oluşan momenttir [24]. Denklem (2.6)'dan, vuruñtu momenti ifadesi aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir,

$$T_{\text{vur}} = -\frac{1}{2} \phi_g^2 \frac{dR}{d\theta} \quad (2.7)$$

Vuruñtu momentinin frekansı oluk ve kutup sayısının EKOK (En Küçük Ortak Kat) değeriyle doğru orantılıdır [39]. Vuruñtu momentinin frekansının yüksek olması genliğinin düşük olacağı anlamına gelir. Oluk ve kutup sayılarının EKOK değeri aşağıdaki denklemdeki gibi tanımlanabilir,

$$P = \text{EKOK}(N_s, N_p) \quad (2.8)$$

Denklem (2.8)'de verilen N_s oluk sayısını, N_p kutup sayısını ifade etmektedir.

Vuruñtu momenti stator oluklarına kaykđ verilerek azaltılabilir. Motorun oluklarına verilecek tam slotluk bir kaykđ vuruñtu momentini ortadan kaldırır. Ancak bazı oluk/kutup yapılarında farklı kaykđ oranları da vuruñtu momentini ortadan kaldırabilir. Bu nedenle verilecek optimum kaykđ miktarının belirlenmesi gerekir. Vuruñtu momenti oluklara minimum oranda kaykđ verilerek yok edilebilir. Minimum oranda kaykđ vermek bazı avantajlar sağlar. Minimum oranda kaykđ mekanik olarak

daha kolay uygulanabilir ayrıca diş akısında ve zıt EMK’de daha düzgün dalga formları sağlar. Minimum kayk miktarı aşağıdaki denklemlle hesaplanabilir [24],

$$k_m = \frac{N_s}{\text{EKOK}(N_s, N_p)} \quad (2.9)$$

Vuruntu momenti ve karşılıklı moment dalgalanması, moment dalgalanmasının iki ana kaynağını oluşturur. Vuruntu momenti rotor manyetik alanıyla etkileşime giren stator yuvaları tarafından oluşurken, karşılıklı moment dalgalanması uyarma akımı ile zıt EMK şekli arasındaki uyumsuzluk tarafından oluşur. Bu nedenle moment dalgalanmasını en aza indirmek için vuruntu momentinin ve zıt EMK’nin incelenmesi gerekir. Bir motorun zıt EMK şeklinin kaykısız durumda trapez olduğunu varsayarsak kayk miktarı arttıkça şeklin köşeleri yumuşar ve bobinlere dikdörtgen faz akımları uygulandığında karşılıklı moment dalgalanması artar. Zıt EMK dalga şeklindeki bozulmanın en aza indirilmesi kayk miktarının en aza indirilmesiyle veya oluk sayısının kutup sayısına oranının (N_s/N_p) artırılmasıyla gerçeleştirilebilir. Bu durum kutup ve faz başına birden çok oluğa sahip motor yapısını destekler [40]. Kesirli oluklu konsantrik sargılı motorlarda kutup ve faz başına oluk sayısı birden küçük kesirli bir sayıdır. Kutup ve faz başına oluk sayısı aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir [23],

$$N_{ssp} = \frac{N_s}{N_p m} \quad (2.10)$$

Denklem (2.10)’da verilen m faz sayısıdır.

Fırçasız doğru akım motorlarında incelenilmesi gereken diğer bir parametre net radyal kuvvet ifadesidir. Rotor dönerken motor, stator ve rotor arasında değişen ve istenmeyen bir radyal kuvvet yaşayabilir. Rotora verilen kayk radyal kuvveti ortadan kaldırmaz, radyal kuvvete aksnel bir değişken getirir ve genliğini azaltır. Radyal kuvvet rotor ve hava boşluğu etrafındaki stator arasındaki geometri simetrik olduğunda sıfırdır. Oluk ve kutup sayısının EBOB (En Büyük Ortak Bölen) değerini “p” olarak tanımlarsak p değeri birden büyük olduğunda net radyal kuvvet sıfırdır. Net radyal kuvvetin sıfır olduğu durum aşağıdaki denklemlle ifade edilebilir [24],

$$p = \text{EBOB}(N_s, N_p) > 1 \quad (2.11)$$

Elektromanyetik moment sargı faktörünün temel bileşeni ile doğru orantılıdır. Sargı faktörü faz sargılarındaki etkin olan sarımları ifade eder. Sargı faktörü temel bileşeni düşük olan motorlarda bu durum sarım miktarı veya çekilen akım miktarı artırılarak telafi edilir [39]. Sarım faktörü aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir [24],

$$K_{wn} = \frac{1}{N_{ss}} \sum_{k=1}^{N_{ss}} e^{-jn\theta_k} \quad (2.12)$$

Denklem (2.12)'de verilen N_{ss} faz başına oluk sayısı, n harmonik endeksi ve θ_k değeri k numaralı bobinin bağıl açısal sapmasını ifade eder. N_{ss} ve θ_k parametreleri sırasıyla Denklem (2.13) ve Denklem (2.14)'teki gibi ifade edilebilir [24],

$$N_{ss} = \frac{N_s}{m} \quad (2.13)$$

$$\theta_k = (k-1) \frac{N_p}{N_s} 180^\circ E \quad (2.14)$$

Denklem (2.14)'te verilen E değeri elektriksel anlamındadır ve elektriksel dereceyi ifade eder. Sarım faktörü 0 ile 1 arasında bir sayıdır.

Sargılara enerji verilmediğinde motor üzerindeki tek akı kaynağı rotorda bulunan sürekli mıknatıslardır. Motor mili dışarıdan tahrik edildiğinde sürekli mıknatıslardaki akı değişimine bağlı olarak stator sargılarında bir gerilim endüklenir. Endüklenen bu gerilime zıt EMK denir. Endüklenen gerilim değeri pratikte motor miline kaplinler yardımıyla bir test motoru bağlanarak ve test motoru belirli bir hızda döndürülerek ölçülür. Zıt EMK değeri pratikte motor soğukken ölçüldüğü için tasarım çalışmalarında, zıt EMK analizi yapılmadan önce mıknatıs ve ortam sıcaklığı değerlerinin 20°C 'ye göre programa girilmesi daha doğru verilerin elde edilmesini sağlar.

Zıt EMK değeri motor için önemli bir parametredir. Bu parametrenin elde edilmesi ve moment değeri ile ilişkisi Denklem (2.15) ve Denklem (2.22) arasında

incelenmiştir [24]. Faraday yasası gereği zıt EMK değeri akı dalga şeklinin türevidir ve bir bobindeki zıt EMK değeri aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$e_b = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.15)$$

Denklem (2.15)'te verilen λ akı değeridir, denklem genişletildiğinde zıt EMK değeri aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$e_b = \frac{N_p}{2} w_m 2N \frac{\phi_g}{\pi} \quad (2.16)$$

Denklem (2.16)'da verilen w_m açısal mekanik hız, N bobin sarım sayısıdır. Denklem (2.16)'dan görüleceği üzere mekanik hız ile endüklenen gerilim doğru orantılıdır. Hava aralığı akısı, hava aralığı manyetik akı yoğunluğu cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\phi_g = \frac{2\pi}{N_p} B_g L_{pkt} R_{ro} \quad (2.17)$$

Denklem (2.17)'de verilen B_g hava aralığı manyetik akı yoğunluğunu, L_{pkt} paket boyunu, R_{ro} ise mıknatıs dahil rotor yarıçapını ifade etmektedir. Motor tasarımında önemli bir adım hava aralığı manyetik akı yoğunluğu değerinin belirlenmesidir. Genel olarak NdFeB sürekli mıknatıslarının kullanıldığı motorlarda B_g değeri 0,7 ile 1,0 T arasındadır [26]. Tez kapsamında yapılan analiz çalışmalarında hava aralığı manyetik akı yoğunluğu yaklaşık olarak 0,7 T ile 1,0 T arasında tutulmuştur. Denklem (2.17)'deki hava aralığı akı değerini, Denklem (2.16)'daki yerine yazarak sadeleştirme işlemi yaparsak zıt EMK değerinin genliği aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$E_b = 2NB_g L_{pkt} R_{ro} w_m \quad (2.18)$$

Denklem (2.18)'de verilen $2NB_g L_{pkt} R_{ro}$ ifadesi K_e olarak tanımlanan bir sabite eşittir. Zıt EMK değeri K_e cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$E_b = K_e w_m \quad (2.19)$$

Denklem (2.19)'da verilen K_e değeri zıt EMK sabiti olarak adlandırılır ve bu parametre tasarımı yapılan her motor için karakteristik bir değerdir.

Zıt EMK ile moment arasındaki ilişki aşağıdaki gibi ifade edilebilir,

$$T = \frac{E_b i}{\omega_m} \quad (2.20)$$

Denklem (2.18)'deki zıt EMK değerini, Denklem (2.20)'deki yerine koyarsak moment ifadesinin genliği aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$T = 2NB_g L_{pkt} R_{ro} i \quad (2.21)$$

Denklem (2.21)'de verilen $2NB_g L_{pkt} R_{ro}$ ifadesi K_t olarak tanımlanan bir sabite eşittir. Moment değeri K_t cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$T = K_t i \quad (2.22)$$

Denklem (2.22)'de verilen K_t değeri moment sabitidir. Yukarıda verilen denklemlerden zıt EMK sabitinin ve moment sabitinin teorik olarak birbirine eşit olduğu görülmektedir.

Fırçasız doğru akım motorlarının çıkış gücü yani mekanik gücü aşağıdaki gibi hesaplanabilir [6],

$$P_\zeta = T\omega \quad (2.23)$$

Tez kapsamında incelenen motor 3 fazlı bir motor olduğundan dolayı giriş gücü aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$P_g = 3V_f I_f \quad (2.24)$$

Denklem (2.24)'te verilen V_f faz gerilimini, I_f faz akımını ifade eder.

Motorda meydana gelen kayıplar; bakır kayıpları, çekirdek kayıpları, mıknatıs kayıpları, kaçak yük kayıpları ve sürtünme vantilasyon kayıplarıdır. Tez kapsamında sürtünme vantilasyon kayıpları ihmal edilmiştir. Her faz aktif bir direnç gösterir ve

bunun sonucunda bakır kayıpları oluşur. Tez kapsamında incelenen motor 3 fazlı bir motor olduğu için bakır kayıpları aşağıdaki gibi ifade edilebilir [6],

$$P_b = 3I_f^2 R_f \quad (2.25)$$

Denklem (2.25)'te verilen R_f faz direncini ifade eder. Motorda meydana gelen çekirdek kayıpları, histerisiz kayıpları ve girdap akımı kayıplarının toplamıdır. Histerisiz kayıpları ve girdap akımı kayıplarının matematiksel formülleri Bölüm 2.3.1'de verilmiştir. Bu nedenle toplam çekirdek kayıpları aşağıdaki gibi ifade edilebilir,

$$P_{\text{çk}} = P_h + P_e \quad (2.26)$$

Ölçülmesi ya da hesaplanması zor olan herhangi bir kayıp, kaçak yük kaybı olarak adlandırılır. Kökeninin karmaşıklığı nedeniyle kaçak yük kayıplarının hesaplanması ve kontrol edilmesi zordur. Kaçak yük kayıpları ısı üretmeyen ve sıcaklık artışına neden olmayan bir kayıptır [41]. Kaçak yük kayıpları ile ilgili literatürde bazı standartlar mevcuttur. Bu standartlar motorun giriş gücünün veya çıkış gücünün belirli bir yüzdesini alarak kaçak yük kayıplarını belirlemeye yöneliktir. Motorda meydana gelen kaçak yük kayıpları aşağıdaki gibi hesaplanabilir [41],

$$P_{\text{kyk}} = \frac{P_g}{100} x \quad (2.27)$$

Denklem (2.27)'de verilen x motor gücüne bağlı olarak 0,5 ile 2,5 arasında değişen bir sabittir. Tez kapsamında incelenen motor 550 W'lık bir motor olduğu için x değeri 2,5 alınmıştır.

Giriş gücü, Denklem (2.24)'teki şekliyle ifade edilebileceği gibi motorda meydana gelen kayıplara bağlı olarak da yazılabilir. Çıkış gücüne motorda meydana gelen toplam kayıpların eklenmesiyle giriş gücü elde edilir. Bu kapsamda, giriş gücü aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$P_g = P_{\text{ç}} + P_b + P_{\text{çk}} + P_{\text{kyk}} + P_{\text{mk}} \quad (2.28)$$

Denklem (2.28)'de verilen P_{mk} mıkknatıs kayıplarını ifade eder. Verilen bilgiler ışığında motor verimi aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$\eta = \frac{P_{\zeta}}{P_g} 100 \quad (2.29)$$

$$\eta = \frac{P_{\zeta}}{P_{\zeta} + P_b + P_{\zeta k} + P_{kyk} + P_{mk}} 100 \quad (2.30)$$

Analiz çalışmaları yapılırken motor performans parametrelerinin yanı sıra sarım özelliklerinin de incelenmesi gerekir. Tez kapsamında literatürde yer alan bir sarım prosedürü paylaşılacak ve paylaşılan sarım prosedürüne uygun bir örnek çözümü yapılacaktır. Ancak bu bölümde sargı ile ilgili oluk doluluk oranı, akım yoğunluğu ve direnç parametreleri incelenecektir. Bu parametreler Denklem (2.31) ile Denklem (2.35) arasında incelenmiştir [24]. Telin kaplamalı çapını d_{kt} ile ifade edersek, kaplamalı telin kesit alanı aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$A_{kt} = \pi \left(\frac{d_{kt}}{2} \right)^2 = \frac{\pi}{4} d_{kt}^2 \quad (2.31)$$

Kaplamalı telin kesit alanına bağlı olarak oluk doluluk oranı aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$F_s = \frac{NA_{kt}}{A_s} \quad (2.32)$$

Denklem (2.32)'de verilen A_s oluk kesit alanını ifade eder. Oluk doluluk oranını kaplamalı telin kesit alanını dikkate alarak hesaplamak daha doğrudur. Oluk doluluk oranı tez kapsamında kullanılan analiz programında %75 olarak sınırlandırılmıştır, ancak sarım kolaylığı açısından bir alt sınır olarak tez çalışması kapsamında yapılan analizlerde bu oran %65 seviyelerinde tutulmuştur. Akım yoğunluğu ifadesini çıplak teli baz alarak hesaplamak gerekir. Bu kapsamda telin çıplak çapına $d_{\zeta t}$ dersek, çıplak telin kesit alanı aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$A_{\text{çt}} = \pi \left(\frac{d_{\text{çt}}}{2} \right)^2 = \frac{\pi}{4} d_{\text{çt}}^2 \quad (2.33)$$

Çıplak telin kesit alanına bağlı olarak akım yoğunluğu aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$J = \frac{I}{A_{\text{çt}}} \quad (2.34)$$

Denklem (2.34)'te verilen I değeri teldeki etkin akım değeridir. Fırçasız doğru akım motorunun yuva direnci aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$R_y = \frac{\rho N L_{\text{pkt}}}{A_{\text{çt}}} \quad (2.35)$$

Denklem (2.35)'ten direnç değerinin sarım sayısı ve paket boyu arttıkça artacağı, tel çapı arttıkça azalacağı görülmektedir.

Motor endüktansı, öz endüktans ifadesi üzerinden aşağıdaki gibi hesaplanabilir [39],

$$L = \frac{\mu_0 h_{s2} L_{\text{pkt}} (2N)^2}{3b_s} \quad (2.36)$$

Denklem (2.36)'da verilen μ_0 havanın geçirgenlik katsayısını, h_{s2} stator oluk derinliğini, b_s oluk genişliğini ifade eder.

2.5. Fırçasız Doğru Akım Motoru Sargı Düzeni

Fırçasız doğru akım motorları herhangi bir sayıda kutba veya oluk sayısına sahip olabilir. Bu sonsuz kümeden sadece bazı oluk/kutup kombinasyonları stator yuvalarının kullanımını maksimuma çıkarır ve verimli bir moment üretimine yol açar [24]. Fırçasız doğru akım motorları ile ilgili literatürde birçok sargı düzeni prosedürü bulunmaktadır. Bu bölümde paylaşılan sargı düzeni prosedürü kaynak [24]'ten alınmıştır. Sargı düzeni prosedürü paylaşıldıktan sonra analizi yapılan oluk/kutup kombinasyonlarından biri olan 24/4 oluk/kutup yapısı için örnek çözüm yapılmıştır. Analiz çalışmaları yapılan oluk/kutup kombinasyonlarının sarım düzeni paylaşılan prosedüre uygun olarak oluşturulmuştur. Oluk/kutup kombinasyonları ve sargı

düzenleri için sonsuz sayıda olasılık olduğundan maksimum verimli sargı düzenini elde etmek için kapsamı odaklayarak bazı sınırlandırmalar ve varsayımlar yapmak gerekir. Bu varsayımlar tez kapsamına uygundur ve aşağıdaki gibidir:

- Motorun üç fazı vardır.
- Tüm yuvalar doludur ve her yuvada iki bobin yanı vardır.
- Çift katmanlı sargı (ÇKS) düzeni kullanılır.
- Sadece dengeli sargılar dikkate alınır.
- Tüm bobinler aynı sarım sayısına sahiptir ve hepsi aynı sayıda oluğa yayılır.
- Faz ve kutup başına oluk sayısı ikiden küçük veya ikiye eşittir.

Sargı düzenini belirlemek için ilk önce bobin hatvesinin belirlenmesi gerekir. Bobin hatvesi bobinin çevresel genişliğini ifade eder. Bobin hatvesi mekanik veya elektriksel açılarla ifade edilebilir ancak oluklu yapıdaki fırçasız doğru akım motorları için bobin hatvesini oluklar üzerinden ifade etmek daha doğru olur. Örneğin bir bobin k oluğundan k+5 oluğuna giderse bobin hatvesi 5 oluktur. Bobin hatvesi aşağıdaki denklem ile hesaplanabilir,

$$H = \max \left(\text{fix} \left(\frac{N_s}{N_p} \right), 1 \right) \quad (2.37)$$

Denklem (2.37)'de verilen max işlevi iki değişkenin maksimum değerini, fix işlevi ise iki değişkenin tam sayı kısmını döndürür. Bobin hatvesi bazen uç dönüşlerin uzunluğunu azaltmak, akı bağlantısının ve zıt EMK değerinin genlik ve harmonik değerlerini değiştirmek için H-1 şeklinde kullanılabilir. Analizi yapılan bazı oluk/kutup yapılarında, özellikle yüksek hatveli yapılarda H-1 bobin hatvesi kullanılmıştır. Örnek çözüm, 24/4 oluk/kutup yapısı için H-1 yani 6-1=5 bobin hatvesi kullanılmıştır.

Üç fazlı motorlar için üç fazın her biri aynı genlikte ve aynı şekle sahip zıt EMK üretmelidir. Daha önemlisi her bir fazın zıt EMK'sinin birbirlerine göre 120 °E kaydırılması gerekir. Bu üç kriter sağlandığında sargı dengeli bir yapıya sahip olur. Her bir fazın zıt EMK'sinin genliği ve şekli tüm fazların bobinlerinin sarım sayısını ve bobin hatvesini aynı yaparak sağlanır. Her bir fazın zıt EMK'sinin birbirlerine göre 120 °E kaydırılması ise her faz bobinlerinin stator etrafına aynı şekilde

dağıtılmasıyla elde edilir. Bu nedenle fazların başlangıç noktalarının belirlenmesi gerekir. Örneğin A fazının ilk bobini 1. oluktan giriyor ve H hatvesine sahipse, B fazının ilk bobini $K_o + 1$ 'inci oluktan başlamalı ve H hatvesiyle devam etmelidir. Aynı durum C fazı için de B fazına göre tekrar eder. Bu nedenle fazların bobin başlangıç noktalarını tayin eden K_o parametresinin bilinmesi gerekir,

$$\text{rem}\left(\frac{3N_p}{2N_s} K_o, 3\right) = 1 \quad (2.38)$$

Denklem (2.38)'de verilen rem işlevi bölümden sonra kalanı döndürür. Denklem (2.38)'i sağlayan birden çok K_o değeri olması mümkündür. Bu durumda genellikle eşitliği sağlayan en küçük değer kullanılır. Örnek çözüm, 24/4 oluk/kutup yapısı için $K_o = 4$ 'tür. Sarım düzenini oluşturmak için bir başka bilinmesi gereken parametre faz başına bobin sayısıdır. Faz başına bobin sayısı aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$N_{sb} = \frac{N_s}{m} \quad (2.39)$$

Örnek çözüm, 24/4 oluk/kutup yapısı için faz başına bobin sayısı $24/3=8$ 'dir. Bobin hatvesi, fazların bobin başlangıç konumları ve faz başına bobin sayısı belirlendikten sonra tüm bobinlerin bağıl açılarının belirlenmesi gerekir. Bobinlerin bağıl açıları aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$\theta_c(k) = (k-1) \frac{N_p}{N_s} 180^\circ E \quad (2.40)$$

Denklem (2.40)'ta verilen k genel bir sabittir ve 1'den N_s değerine kadar tüm bobinlerin bağıl açılarını belirlemek için kullanılır. Denklem (2.40) bobin açılarının belirlenmesi sürecinin birinci adımını oluşturur. Belirlenen açılar $-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ aralığının dışına çıkacağından yorumlanması zordur. Bu nedenle, Denklem (2.40)'ta elde edilen açıların esas açıları aşağıdaki denklem kullanılarak hesaplanabilir,

$$\theta = \text{rem}(\theta + 180^\circ, 360^\circ) - 180^\circ \quad (2.41)$$

Denklem (2.41)'de verilen formül uygulandığında tüm açılar için $-180^{\circ} \leq \theta \leq 180^{\circ}$ eşitsizliği sağlanır ve açıların belirlenmesi sürecinin ikinci adımı da tamamlanmış olur. Ancak Denklem (2.41) uygulandığında açılar bazılarının 90° 'den büyük olabilir. Bu nedenle tüm açılar 90° 'den küçük olacak şekilde çevrilmesi gerekir ve bu işlem yapıldığında üçüncü işlem adımı da bitirilerek süreç tamamlanmış olur. Burada dikkat edilmesi gereken kural eğer Denklem (2.41) uygulandığında bobin açıları 90° 'den büyükse ilgili açılar 90° 'den küçük olacak şekilde çevrilirken bobin yönleri de tersine çevrilmelidir. Örnek çözüm, 24/4 oluk/kutup yapısı için A fazına ait açı değerleri ve bobinlerin giriş çıkış olukları Tablo 2.1'de verilmiştir.

Tablo 2.1. 24/4 oluk/kutup yapısı için A fazının bobin bilgileri

Birinci Adım				İkinci Adım				Üçüncü Adım			
Bobin	Açı	Giriş	Çıkış	Bobin	Açı	Giriş	Çıkış	Bobin	Açı	Giriş	Çıkış
1	0	1	6	1	0	1	6	1	0	1	6
2	30	2	7	2	30	2	7	2	30	2	7
3	60	3	8	3	60	3	8	3	60	3	8
4	90	4	9	4	90	4	9	4	90	4	9
5	120	5	10	5	120	5	10	5	-60	10	5
6	150	6	11	6	150	6	11	6	-30	11	6
7	180	7	12	7	-180	7	12	7	0	12	7
8	210	8	13	8	-150	8	13	8	30	13	8
9	240	9	14	9	-120	9	14	9	60	14	9
10	270	10	15	10	-90	10	15	10	-90	10	15
11	300	11	16	11	-60	11	16	11	-60	11	16
12	330	12	17	12	-30	12	17	12	-30	12	17
13	360	13	18	13	0	13	18	13	0	13	18
14	390	14	19	14	30	14	19	14	30	14	19
15	420	15	20	15	60	15	20	15	60	15	20
16	450	16	21	16	90	16	21	16	90	16	21
17	480	17	22	17	120	17	22	17	-60	22	17
18	510	18	23	18	150	18	23	18	-30	23	18
19	540	19	24	19	-180	19	24	19	0	24	19
20	570	20	1	20	-150	20	1	20	30	1	20
21	600	21	2	21	-120	21	2	21	60	2	21
22	630	22	3	22	-90	22	3	22	-90	22	3
23	660	23	4	23	-60	23	4	23	-60	23	4
24	690	24	5	24	-30	24	5	24	-30	24	5

Tablo 2.1'deki açı değerleri içerisinde 0° 'ye en yakın olanları seçmek toplam açı yayılımını en aza indirir. Açı yayılımını en aza indirmek genellikle motor performansını en üst seviyeye çıkarır. Bu nedenle üçüncü adımda elde edilen açılar içerisinde 0° 'ye en yakın olan bobin açıları ve bu bobinlere ait giriş çıkış noktaları seçilmiştir. 24/4 oluk/kutup yapısı için faz başına bobin sayısı sekiz olduğundan sekiz adet bobin açısı belirlenmiştir. A fazı için belirlenen bobin girişlerine $K_o = 4$ faz ofsetleri ve bobin hatveleri eklenerek B ve C fazlarının giriş ve çıkış noktaları elde edilmiştir. Tüm bobinlerin giriş çıkış noktaları Tablo 2.2'deki gibidir.

Tablo 2.2. 24/4 oluk/kutup yapısı için tüm bobinlerin giriş ve çıkışları

FAZ A	Giriş	1	2	12	13	13	14	24	1
	Çıkış	6	7	7	8	18	19	19	20
FAZ B	Giriş	5	6	16	17	17	18	4	5
	Çıkış	10	11	11	12	22	23	23	24
FAZ C	Giriş	9	10	20	21	21	22	8	9
	Çıkış	14	15	15	16	2	3	3	4

Tablo 2.2'deki B ve C fazlarına ait bobinlerin giriş noktalarının K_o ofset değeriyle belirlendiği ve 24/4 oluk/kutup yapısı için K_o değerinin dörde eşit olduğu daha önce ifade edilmiştir. Bu kapsamda B fazının ilk bobininin giriş noktası A fazının ilk giriş noktasına K_o ofset değerinin eklenmesiyle elde edilir. A fazının ilk bobininin giriş noktası birinci oluk olduğu için B fazının ilk bobininin giriş noktası $1 + K_o = 5$ 'inci oluktur. B fazının ilk bobininin giriş noktası belirlendikten sonra giriş noktasına bobin hatve değeri eklenerek çıkış noktası belirlenir. 24/4 oluk/kutup yapısı için bobin hatve değeri beş olarak belirlenmiştir. Bu kapsamda B fazının ilk bobininin çıkış noktası $5 + 5 = 10$ 'uncu oluktur. B fazının diğer bobinleri için aynı işlemler tekrar edilerek ilgili bobinlerin giriş ve çıkış noktaları belirlenir.

C fazının ilk bobininin giriş noktası ise B fazının ilk bobininin giriş noktasına K_o ofset değerinin eklenmesiyle elde edilir. B fazının ilk bobininin giriş noktası beşinci oluk olduğu için C fazının ilk bobininin giriş noktası $5 + K_o = 9$ 'uncu oluktur. C fazının ilk bobininin giriş noktası belirlendikten sonra giriş noktasına bobin hatve değeri eklenerek çıkış noktası belirlenir. Bu kapsamda C fazının ilk bobininin çıkış

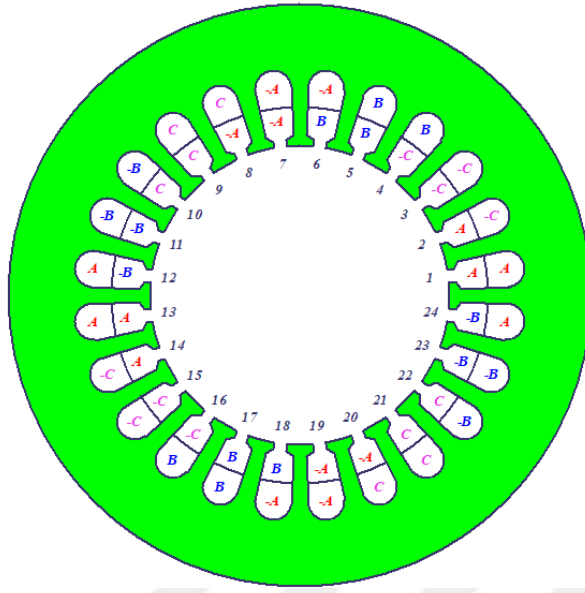
noktası $9+5=14$ 'üncü oluktur. C fazının diğer bobinleri için aynı işlemler tekrar edilerek ilgili bobinlerin giriş ve çıkış noktaları belirlenir.

Tez kapsamında verilen sargı prosedüründe ÇKS düzeni kullanılmıştır. Çözümü yapılan örnek için fazlara ait bobinlerin, bobin yanları Tablo 2.3'te verilmiştir. Tablo 2.3 incelendiğinde her olukta iki adet bobin yanı olduğu görülmektedir. Elde edilen sonuçlara göre çözümü yapılan 24/4 oluk/kutup yapısının sargı düzeni, paylaşılan sargı prosedürüne uygundur.

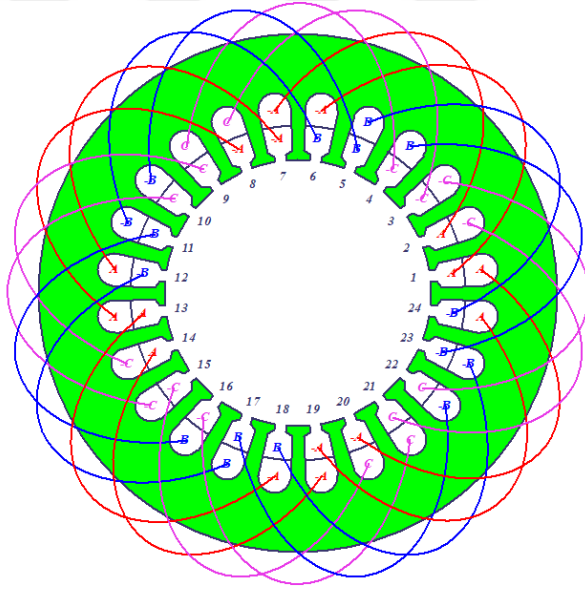
Tablo 2.3. Tüm fazların bobin yanlarının dağılımı

OLUK	FAZ A	FAZ B	FAZ C
1	Giriş/Giriş		
2	Giriş		Çıkış
3			Çıkış/Çıkış
4		Giriş	Çıkış
5		Giriş/Giriş	
6	Çıkış	Giriş	
7	Çıkış/Çıkış		
8	Çıkış		Giriş
9			Giriş/Giriş
10		Çıkış	Giriş
11		Çıkış/Çıkış	
12	Giriş	Çıkış	
13	Giriş/Giriş		
14	Giriş		Çıkış
15			Çıkış/Çıkış
16		Giriş	Çıkış
17		Giriş/Giriş	
18	Çıkış	Giriş	
19	Çıkış/Çıkış		
20	Çıkış		Giriş
21			Giriş/Giriş
22		Çıkış	Giriş
23		Çıkış/Çıkış	
24	Giriş	Çıkış	

Paylaşılan sarım prosedürüne göre analitik çözümü yapılan 24/4 oluk/kutup yapısının sarım bilgileri Maxwell Rmxprt'e girilmiştir. Program sargı düzenini otomatik olarak oluşturmuştur. Programın otomatik olarak oluşturduğu sargı düzeni ile analitik olarak elde edilen sargı düzeni birebir aynıdır. Programda elde edilen sargı düzeni Şekil 2.10 ile Şekil 2.11'deki gibidir. Şekil 2.10 ile Şekil 2.11'de gösterilen "+" bobinlerin girişini "-" ise bobinlerin çıkışını ifade etmektedir.



Şekil 2.10. 24/4 oluk/kutup yapısına ait sargı düzeni



Şekil 2.11. 24/4 oluk/kutup yapısı sargı düzeni bağlantıları

3. ANALİZ VE OPTİMİZASYON ÇALIŞMALARI

Tez kapsamındaki elektromanyetik analiz çalışmaları üç aşamadan oluşmaktadır. Birinci aşamada referans bir motorun performans değerleri baz alınarak ANSYS Maxwell programının Rmxprt kısmında yer alan beş farklı rotor modeli kullanılmış ve Maxwell 2B ortamında analizleri yapılmıştır. Birinci aşamada gerçekleştirilen analizler sonucunda maliyeti en düşük olan rotor tipi belirlenmiş ve diğer aşamalarda yapılacak analizler için belirlenen rotor yapısı kullanılmıştır. İkinci aşamada farklı oluk/kutup yapılarındaki motorların analizleri yapılmıştır. İkinci aşamada yapılan analizlerde stator oluklarına kaykı verilmemiştir. Üçüncü aşamada ise daha önce belirlenen oluk/kutup yapılarına minimum oranda kaykı verilerek analizler tekrarlanmıştır. Elektromanyetik analizler ve karşılaştırmalar sonucunda optimum oluk/kutup yapısı belirlenerek termal analizi yapılmıştır.

Referans motorun temel parametreleri Tablo 3.1’de gösterilmiştir. Analizi yapılan tüm motorlar belirtilen kriterleri sağlamaktadır. Referans motor 24/4 oluk/kutup yapısına sahip YMSM rotorlu bir motordur.

Tablo 3.1. Referans motorun temel parametreleri

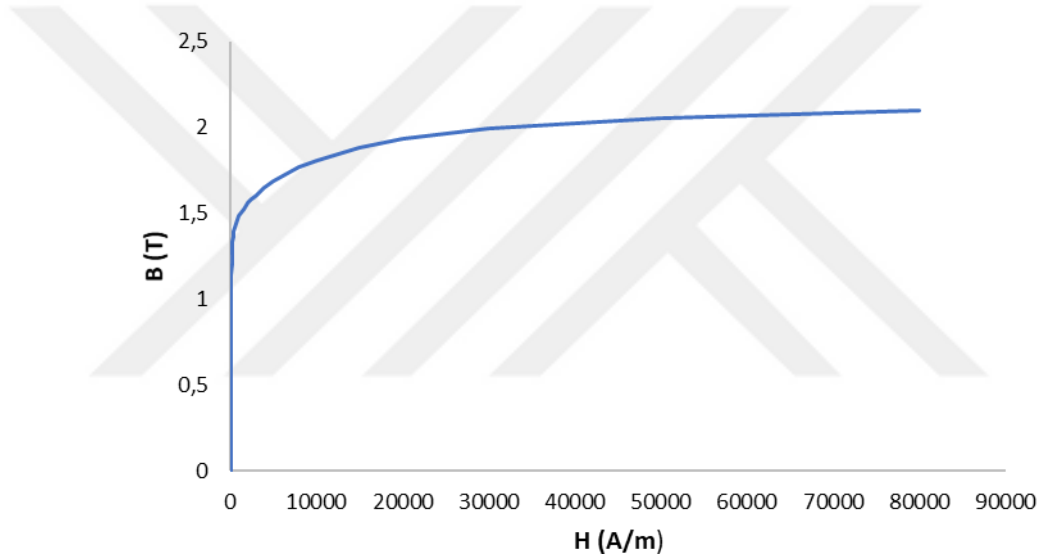
Parametre	Birim	Değer
Bara gerilimi	V	220
Çıkış gücü	W	550
Nominal hızı	rpm	1500
Hava aralığı	mm	0,5
Stator dış çapı	mm	120
Zıt EMK dalga şekli	–	Trapezoidal
Kontrol şekli	–	Trapezoidal

Analizi yapılan tüm motorlarda aynı tip çekirdek malzemesi, aynı tip mıknatıs ve aynı tip tel kullanılmıştır. Rotor ve stator da meydana gelen çekirdek kayıplarını düşük seviyelerde tutmak için yüksek kaliteli sac malzemesi kullanılmıştır. Bu nedenle stator ve rotora çekirdek malzemesi olarak 0,35 mm kalınlığında JFE_Stell_35JN270 yüksek kaliteli sac malzemesi atanmıştır. Rotor kısmında yer

alan sürekli mıknatlara ise Arnold_Magnetics_N28UH_80C mıknatıs malzemesi atanmıştır.

Stator oluklarında yer alan bobinlerde bakır teller kullanılmıştır. Bakır malzemesi yüksek elektrik ve ısı iletkenliğe ve düşük mukavemete sahiptir. Yalıtım seviyesi yüksek, çeşitli ortamlara dayanıklı, kendinden yapışkanlı veya yapışkansız bakır teller günümüzde kolaylıkla tedarik edilebilmektedir. Bakır tellerin üretimi ve satışı birçok yerli firma tarafından yapılmaktadır.

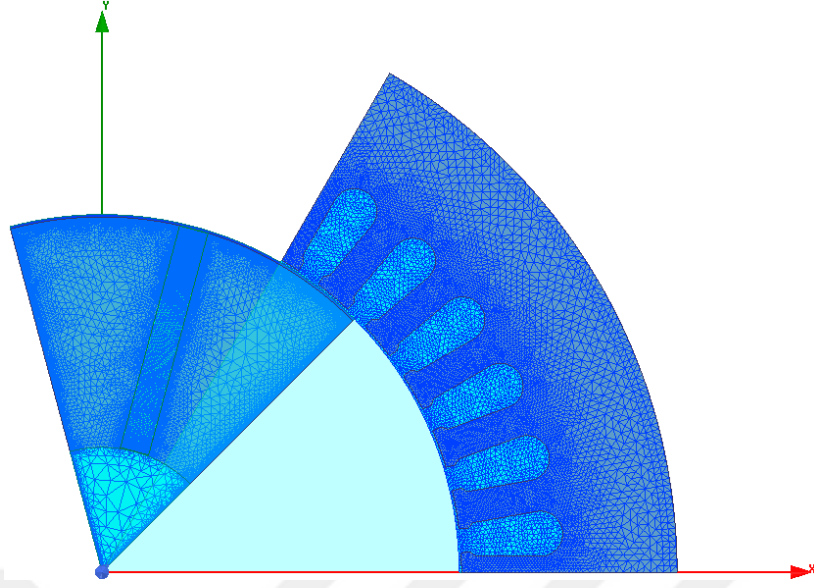
Analiz çalışmalarında kullanılan JFE_Stell_35JN270 sac malzemesine ait B-H eğrisi Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Analiz çalışmalarında kullanılan sac malzemesinin B-H eğrisi

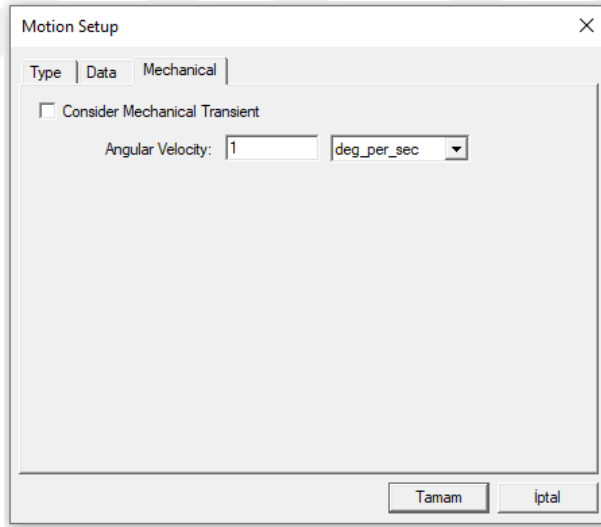
Şekil 3.1’den görüleceği üzere kullanılan sac malzemesi yaklaşık 2 T değerinde doyuma girmektedir. Bu nedenle tüm analiz çalışmalarında manyetik akı yoğunluğu stator dişlerinde ve dişlerin en dar kısımlarında 1,5 T ile 1,7 T arasında, stator boyunduruğunda 1 T ile 1,3 T arasında, rotorda ise yaklaşık olarak 1 T civarında tutulmuştur. Manyetik akı yoğunluğu belirtilen aralıklarda tutularak doyum noktalarının ve ek çekirdek kayıplarının oluşması engellenmiştir. Ayrıca stator dişlerinin ve stator boyunduruğunun şekillenmesinde belirtilen değerler kullanılmıştır.

Arnold_Magnetics_N28UH_80C sürekli mıknatıs malzemesine ait demanyetizasyon eğrisi Şekil 3.2’de gösterilmiştir. N28UH’nin nominal artık mıknatıslık değeri 1,075



Şekil 3.3. 36/6 oluk/kutup yapısı için tanımlanan ağ yapısı

Vuruntu momenti analizleri başlatılmadan önce motorun döner alan bölgeleri tanımlanmış ve saniyede 1 derece olacak şekilde hız bilgisi girilmiştir. Girilen hız bilgisi Şekil 3.4'teki gibidir.



Şekil 3.4. Vuruntu momenti açısal hız bilgisi

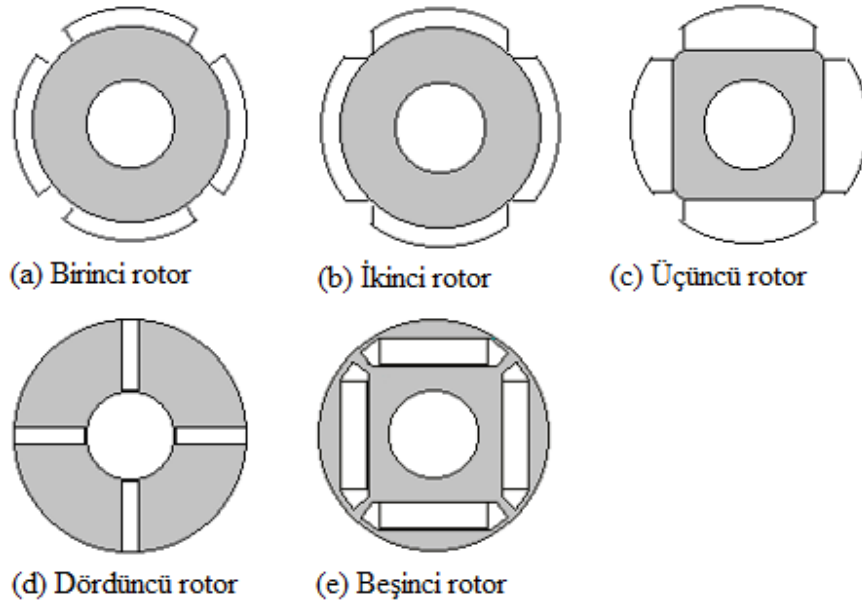
Vuruntu momenti analizlerini hassas şekilde gerçekleştirmek için işlem adımı olarak 0,1 saniye atanmış ve en az bir periyot elde edilene kadar analizler koşturulmuştur. Diğer gerçekleştirilen analizlerde ise programın otomatik olarak atadığı adım basamağı değerleri kullanılmıştır. Programın otomatik olarak atadığı adım basamakları hassas analiz sonuçları verdiği için değerler değiştirilmemiştir ve grafikler belirli bir değere oturana kadar analizler devam ettirilmiştir.

3.1. Rotor Konfigürasyonlarının Karşılaştırılması

Rotor konfigürasyonu sürekli mıknatıslı motorların performansını etkileyen en önemli parametrelerden biridir [17]. Bu bölümde fırçasız doğru akım motorları için beş ayrı iç rotor konfigürasyonunun analiz ve karşılaştırmaları yapılmıştır. Tüm motorların verimleri ve çıkış güçleri sabit tutularak vuru momentleri, moment dalgalanmaları, maliyet ve ağırlık değerleri karşılaştırılmıştır.

Aynı çıkış gücüne sahip motorların seçiminde en kritik iki parametre genellikle verim ve maliyettir. Beş ayrı motor konfigürasyonu için verim değerleri aynı olduğundan dolayı maliyeti en düşük olan rotor yapısı seçilmiştir. Maliyeti en düşük olan rotor yapısındaki olumsuz özellikler sonraki bölümlerde incelenmiştir. Adil bir karşılaştırma olması için tüm motorların dış ölçüleri aynı tutulmuştur. Ayrıca beş motor tipinin de oluk doluluk oranları %65 seviyesinde tutulmuştur.

Tasarımları yapılan beş adet motorun rotor konfigürasyonları Şekil 3.5'te gösterilmiştir. Şekil 3.5'ten görüleceği üzere birinci ve ikinci rotorda yay tipi, üçüncü rotorda somun tipi, dördüncü ve beşinci rotorda ise blok tip mıknatıslar kullanılmıştır. Mıknatısların şekilleri, mıknatıs maliyetini etkileyen parametrelerden biridir. Bu nedenle mıknatıs maliyeti hesaplanırken mıknatıs şekillerinin maliyete etkisi göz önünde bulundurulmuştur.



Şekil 3.5. Tasarımı yapılan motorların rotor konfigürasyonları [43]

Analizler Maxwell 2B ortamında 1500 rpm nominal hızda gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda nominal moment değerleri 3,5 Nm seviyesinde tutulmuştur. Bu bölümde incelenen tüm motorlar 24/4 oluk/kutup yapısına sahiptir. Rotor konfigürasyonları değiştirilerek tüm motorlar aynı verim değerine eşitlenmiştir. Tüm motorların giriş ve çıkış güçleri %10'luk bir sapmanın altında birbirlerine eşittir. Tablo 3.2'de motor konfigürasyonlarının analiz sonuçları paylaşılmıştır.

Tablo 3.2'de verilen vurutu momenti yüzde değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$\%T_{\text{vur}} = \frac{T_{\text{vur}}}{T_{\text{ort}}} 100 \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)'de verilen T_{ort} ortalama momenti ifade eder. Benzer şekilde moment dalgalanması yüzde değeri de aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$\%T_{\text{dal}} = \frac{T_{\text{maks}} - T_{\text{min}}}{T_{\text{ort}}} 100 \quad (3.2)$$

Denklem (3.2)'de verilen T_{maks} maksimum momenti, T_{min} minimum momenti ifade eder.

Tablo 3.2. Motor konfigürasyonlarının analiz sonuçları

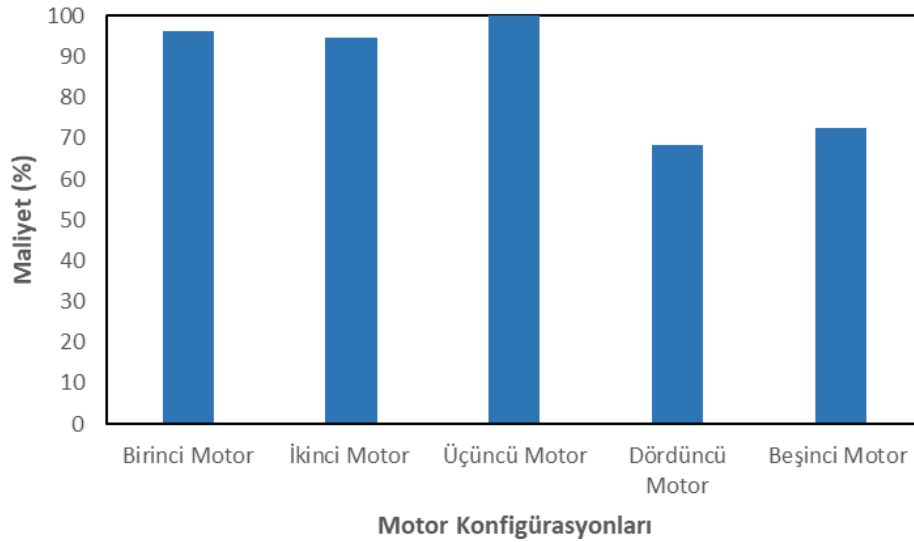
Motor Numaraları	Giriş Gücü (W)	Çıkış Gücü (W)	Verim (%)	Vurutu Momenti (%)	Moment Dalgalanması (%)	Ağırlık (kg)	Maliyet (1/kg)
Birinci Motor	624,89	546,04	87,38	6,13	50,98	5,00	12,56
İkinci Motor	644,49	562,95	87,35	16,14	52,90	5,03	12,34
Üçüncü Motor	634,57	554,36	87,36	4,46	51,98	4,99	13,05
Dördüncü Motor	639,26	558,09	87,30	18,55	84,82	5,11	8,91
Beşinci Motor	625,67	546,24	87,30	23,97	71,13	5,14	9,48

Tablo 3.2'den görüleceği üzere tüm motorların giriş ve çıkış güçleri kabul edilebilir bir sapmayla birbirlerine eşittir. Verim değerleri ise tüm motorlar için aynıdır. Vurutu momenti ve moment dalgalanması değerleri YMSM rotor yapısına sahip

birinci, ikinci ve üçüncü motor tiplerinde, İGSM rotor yapısına sahip olan dördüncü ve beşinci motor tiplerine göre daha düşüktür. Tüm motorların ağırlıkları birbirlerine yakın olmakla birlikte en düşük ağırlık değerine üçüncü motor, en yüksek ağırlık değerine ise beşinci motor sahiptir.

Hembach ve arkadaşları, motor yapılarının maliyetlerini karşılaştırmak için maliyet analizi ile ilgili bir veri tabanı paylaşmışlar ve bu veri tabanına göre motor maliyetlerini karşılaştırmışlardır. Maliyet analizini üretim yapılırken uygulanan en önemli teknik verileri göz önünde bulundurarak yapmışlardır. Malzeme fiyatları için gizli verileri korumak adına tüm maliyetleri birbirlerine göre karşılaştırmışlardır. Her bileşenin en ucuz malzeme ve üretim teknolojisini 1 birim kabul etmişler diğer tüm faktörlerin maliyetlerini >1 birim faktörüne göre değerlendirmişlerdir [18]. Tez kapsamında incelenen tüm maliyet değerleri belirtilen prosedüre göre elde edilmiştir.

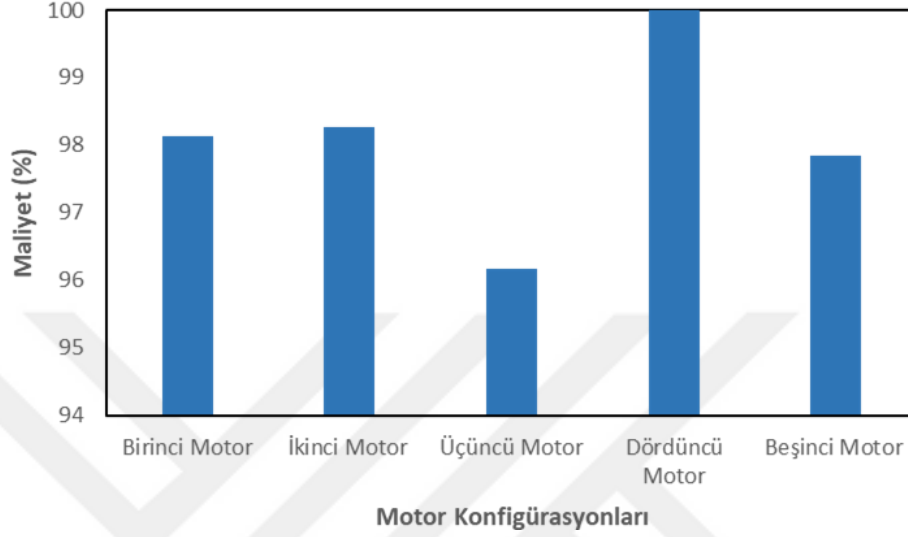
Motorların maliyet değerleri birbirlerine göre yüzdelik olarak karşılaştırılarak Şekil 3.6'da verilmiştir. Maliyeti en yüksek olan üçüncü motorun maliyeti yüz birim kabul edilerek diğer motorların maliyetleri üçüncü motora göre oranlanmıştır. Grafikte yer alan maliyet değerleri Tablo 3.2'deki maliyet değerleri kullanılarak oluşturulmuştur.



Şekil 3.6. Motor konfigürasyonlarının toplam maliyetleri

Şekil 3.6'da verilen maliyet değerleri karşılaştırıldığında YMSM rotor yapısına sahip motorların maliyetlerinin, İGSM rotor yapısına sahip motorların maliyetlerinden daha yüksek olduğu görülmektedir. Bu kapsamda en düşük maliyet değeri dördüncü rotor tipine yani kanal tip rotor yapısına sahip motora aittir. Kanal tip rotor yapısına

sahip motorun maliyetinin en düşük olmasının nedeni sürekli mıknatıs miktarının diğer motorlara göre daha az olmasıdır. Sürekli mıknatıslar motordaki en pahalı aktif malzemedir. Sürekli mıknatısların motor maliyetine etkisini görmek için Şekil 3.7’de mıknatıs maliyeti dahil edilmeden motorların maliyetleri karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.7. Motor konfigürasyonlarının mıknatıssız toplam maliyeti

Şekil 3.6’da verilen grafikte en yüksek maliyet üçüncü motor tipine, en düşük maliyet dördüncü motor tipine aitken Şekil 3.7’de verilen grafikte durum tam tersine dönmüştür. Ayrıca motor maliyetleri arasındaki fark azalmıştır. Şekil 3.6 ve Şekil 3.7’de verilen maliyet değerleri mıknatıs maliyetinin motor maliyetinde en önemli parametre olduğunu kanıtlamaktadır.

Analiz sonuçları genel olarak değerlendirildiğinde dördüncü motorun yani kanal tip rotora sahip motorun maliyetinin en düşük olduğu görülmektedir. Ancak Bölüm 2.1’de de bahsedildiği üzere kanal tip rotorlu motorun vuruş momenti ve moment dalgalanması yapısından dolayı yüksektir. En düşük maliyete kanal tip rotorlu motor sahip olduğu için sonraki bölümlerde yapılacak analizlerde bu rotor yapısı kullanılmıştır.

3.2. Oluk/Kutup Kombinasyonlarının Karşılaştırılması

Uygun rotor yapısının belirlenmesinin ardından bu bölümde çeşitli oluk/kutup kombinasyonlarının motor performansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu kapsamda rotor tipleri karşılaştırılırken 24/4 oluk/kutup yapısına sahip motor yapısı

üzerinden analizler yapıldığı için bu bölümde 24 oluklu yapının diğer kutup kombinasyonları incelenmiştir. Analiz sonuçlarını tek bir oluk yapısına göre değerlendirmemek için 36 oluklu yapı için de kutup kombinasyonları incelenmiştir.

Bu kapsamda 24/4, 24/8, 24/10, 24/14, 24/20, 24/22, 24/26, 36/6, 36/8, 36/10, 36/14, 36/16, 36/20 olmak üzere toplam 13 adet oluk/kutup kombinasyonunun analizleri yapılarak sonuçları incelenmiştir. Adil bir karşılaştırma yapmak için tüm motorların hava aralıkları, paket boyları, stator dış çapları, akı yoğunlukları, oluk doluluk oranları sabit tutulmuştur. Ayrıca bu bölümde incelenen motorlara kaykık verilmemiştir.

Bölüm 2.4'te bahsedildiği üzere fırçasız doğru akım motorları rotor ve stator arasında istenmeyen bir radyal kuvvet yaşayabilir. Oluk ve kutup sayısının EBOB değeri birden büyük olduğunda net radyal kuvvet sıfırdır. Seçilen oluk/kutup kombinasyonlarının tümünün EBOB değeri birden büyüktür. Bu nedenle incelenen oluk/kutup kombinasyonlarında net radyal kuvvet sıfırdır.

Bölüm 2.5'te verilen sargı prosedürü faz ve kutup başına oluk sayısı ikiden küçük veya ikiye eşit olması durumunda incelenmiştir. Bu nedenle belirlenen oluk/kutup kombinasyonları verilen sargı prosedürünün gerekliliklerini sağlamak için bu doğrultuda seçilmiştir. İncelenen tüm oluk/kutup kombinasyonlarının faz ve kutup başına oluk sayısı ikiden küçük veya ikiye eşittir. Seçilen oluk/kutup kombinasyonları incelendiğinde verilen sargı prosedürünün neredeyse tüm kombinasyonlar için geçerli olduğu görülmektedir. Bu durum paylaşılan sargı prosedürünün çok geniş oluk/kutup kombinasyonları için geçerli olduğunu göstermektedir.

İncelenen oluk/kutup kombinasyonlarından vuru moment, verim, maliyet ve ağırlık gibi birçok parametrenin oluk/kutup ile ilişkisi belirlendiğinden 24 oluklu ve 36 oluklu yapılarda daha fazla kutup için analiz yapılmamıştır.

550 W gücündeki motor tasarımlarının analizleri Maxwell 2B ortamında 1500 rpm nominal hızda gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda nominal moment değerleri 3,5 Nm seviyesinde tutulmuştur. Tablo 3.3'te oluk/kutup kombinasyonlarının analiz sonuçları paylaşılmıştır.

Tablo 3.3. Oluk/kutup kombinasyonlarının analiz sonuçları

Oluk/Kutup	Sargı Faktörü	Sarım Sayısı	Direnç (Ω)	Akım Yoğunluğu (A/m^2)	Verim (%)	Vuruntu Momenti (%)	Moment Dalgalanması (%)	Ağırlık (kg)	Maliyet (1/kg)
24/4	0,933	25	2,12	4,43	87,30	18,55	84,82	5,11	8,91
24/8	1,000	20	0,98	3,16	90,31	64,97	152,30	4,93	8,97
24/10	0,925	19	0,81	3,1	89,93	0,36	30,30	4,84	9,34
24/14	0,925	18	0,58	2,29	87,99	2,94	39,19	4,82	10,00
24/20	0,933	17	0,33	1,79	87,91	3,65	37,51	4,57	10,44
24/22	0,949	17	0,31	1,68	88,30	1,16	35,95	4,54	10,47
24/26	0,949	16	0,25	1,48	86,21	0,37	37,49	4,50	11,04
36/6	0,933	15	1,75	5,35	88,50	42,68	116,87	4,90	8,65
36/8	0,945	14	1,19	3,89	90,09	35,23	94,41	4,84	8,93
36/10	0,923	13	0,91	3,36	89,91	3,97	36,71	4,79	9,51
36/14	0,898	13	0,68	2,72	88,62	0,81	34,98	4,69	9,95
36/16	0,945	12	0,53	2,25	88,72	3,44	45,29	4,67	10,25
36/20	0,945	12	0,53	2,26	84,88	4,36	48,63	4,66	10,82

Analiz çalışmalarında manyetik akı yoğunlukları sabit tutulduğu için kutup sayısının artışına bağlı olarak stator boyunduruğu incelenmiştir. Ayrıca kutup sayısının artışına bağlı olarak mıknatısların kapladığı alan arttığı için rotor demir kütlesi azalmıştır. Tablo 3.3 incelendiğinde aynı moment değerini elde etmek için kutup sayısının artışına bağlı olarak sarım sayısının azaldığı, akım yoğunluklarının düştüğü görülmektedir. Sarım sayısının azalmasına bağlı olarak direnç değerleri de azalmıştır. Akım yoğunluğunun azalmasının nedeni sarım sayısının azalmasıyla birlikte aynı doluluk oranını elde etmek için tel çapının artırılmasıdır. Tel çapı ile akım yoğunluğu ters orantılı olduğu için kutup sayısındaki artış akım yoğunluğunun düşmesini sağlamıştır.

Tablo 3.3'te verilen verim değerleri 24 oluklu ve 36 oluklu yapılar için ayrı ayrı incelendiğinde verim değerlerinin kutup sayısının artışına bağlı olarak ilk önce arttığı bir noktadan sonra azaldığı görülmektedir. Bu durum bakır ve çekirdek kayıplarının birbirlerine göre baskın olma durumunun karmaşık ilişkisinden kaynaklanmaktadır. Bakır kayıplarının baskın olduğu motor tiplerinde kutup sayısının artışına bağlı olarak sarım sayısı ve direnç değerleri düştüğü için bakır kayıpları azalır dolayısıyla motor verimleri artar. Tez kapsamında incelenen motor 550 W güce ve 220 V bara gerilimine sahip olduğu için etkin faz akım değerleri ortalama 2,5 A seviyesindedir. Faz akımlarının düşük olmasından dolayı incelenen oluk/kutup yapıları içerisinde

özellikle yüksek kutuplu yapılar için çekirdek kayıpları bakır kayıplarına göre daha baskındır. Yüksek kutuplu yapılarda çekirdek kayıplarının artmasının nedeni frekansın artmasıdır. Frekans ile kutup sayısı arasındaki ilişki aşağıdaki denklemle ifade edilebilir,

$$n = \frac{120f_e}{N_p} \quad (3.3)$$

Denklem (3.3)'te verilen n motorun nominal hızını, f_e ise elektriksel frekansı ifade eder. Aynı nominal hız değeri için kutup sayısındaki artış ile birlikte motorun elektriksel frekansı dolayısıyla çekirdek kayıpları artar. Bu nedenle özellikle yüksek kutuplu tasarımlar için motor verimleri azalmıştır.

Tablo 3.3'te verilen vuruuntu momentleri oluk/kutup yapılarının EKOK değerleri göz önünde bulundurularak yorumlanabilir. Vuruuntu momenti oluk/kutup sayısının EKOK değeriyle doğru orantılıdır. İncelenen oluk/kutup yapılarının EKOK değerleri Tablo 3.4'teki gibidir.

Tablo 3.4. Oluk/kutup kombinasyonlarının EKOK değerleri

Oluk/Kutup	24/4	24/8	24/10	24/14	24/20	24/22	24/26	36/6	36/8	36/10	36/14	36/16	36/20
EKOK	24	24	120	168	120	264	312	36	72	180	252	144	180

Tablo 3.3'te verilen vuruuntu momentleri incelendiğinde EKOK değerleri düşük olan 24/4, 24/8, 36/6 ve 36/8 oluk/kutup kombinasyonlarının vuruuntu momentlerinin çok yüksek olduğu görülmektedir. Vuruuntu momenti oluk/kutup yapısına bağlı olarak değişir. Ancak vuruuntu momentini etkileyen tek parametre oluk/kutup yapısı değildir. Literatürde statora verilecek bir olukluk kaybı değerinin vuruuntu momentini yok edeceği belirtilmiştir. Ancak optimum miktarda kayk verilerek vuruuntu momenti analizi yapılan çalışmalar incelendiğinde çok azda olsa vuruuntu momenti oluştuğu görülmektedir. Bu olumsuz durum saclar üzerindeki akı değişiminden kaynaklanmaktadır. Bu nedenle Tablo 3.3'te verilen bazı oluk/kutup yapılarının EKOK değerleri diğer oluk/kutup yapılarına göre daha fazla olsa bile vuruuntu momentlerinin daha yüksek olduğu görülmektedir. Bu durum ilgili oluk/kutup yapılarının akı değişimlerinin az da olsa diğer yapılara göre daha fazla olmasından kaynaklanmaktadır.

Vuruntu momenti ve karşılıklı moment dalgalanması moment dalgalanmasının iki önemli bileşenidir. Tablo 3.3'ten görüleceği üzere vuruntu momenti değeri yüksek olan oluk/kutup yapılarının moment dalgalanması daha yüksektir. Ancak incelenen oluk/kutup yapılarının tümü için vuruntu momenti değeri istenilen seviyede olmadığı için bu bölümde elde edilen veriler ışığında oluk/kutup yapıları ile moment dalgalanması arasında bir ilişki kurmak zordur. Bu nedenle bir sonraki bölümde oluk/kutup yapılarına minimum oranda kaykı verilip vuruntu momenti değerleri istenilen seviyeye ulaştığında oluk/kutup yapıları ile moment dalgalanması arasındaki ilişkiyi değerlendirmek daha doğru olacaktır.

Tablo 3.3'te paylaşılan diğer iki parametre ağırlık ve maliyettir. Tablo 3.3, 24 oluklu ve 36 oluklu yapılar için ayrı ayrı incelendiğinde ağırlık ve maliyet değerlerinin değişimlerinin birbirlerine benzer olduğu görülmektedir. Her iki yapıda da kutup sayısının artışına bağlı olarak ağırlık değerleri azalmıştır. Bu durumun nedeni kutup sayısının artışına bağlı olarak sargı ve çekirdek kütlelerinin azalmasıdır. Kutup sayısının artışına bağlı olarak mıknatıs kütleleri artsa bile sargı ve çekirdek kütlelerinin azalışı mıknatıs kütlelerinin artışından fazla olduğu için kutup sayısının artışıyla birlikte toplam ağırlık azalmıştır. Maliyet değerinin değişimi ağırlık değerinin değişimi ile ters bir ilişkiye sahiptir. Çünkü kutup sayısının artışına bağlı olarak mıknatıs kütleleri artar. Aktif malzemeler içerisinde birim kütle başına en fazla maliyet mıknatıslara ait olduğu için kutup sayısının artışına bağlı olarak maliyet değerleri de yükselmiştir.

3.3. Minimum Kaykı Durumunda Oluk/Kutup Kombinasyonlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde, Bölüm 3.2'deki oluk/kutup kombinasyonlarına minimum oranda kaykı verilerek analizler tekrarlanmıştır. Adil bir karşılaştırma yapmak için tüm motorların hava aralıkları, paket boyları, stator dış çapları, akı yoğunlukları ve oluk doluluk oranları sabit tutulmuştur.

Minimum oranda kaykı verilmesi mekanik olarak daha kolay uygulanabilir ayrıca dış akısında ve zıt EMK'de daha düzgün dalga formları sağlar. Bu durum karşılıklı moment dalgalanmasının vuruntu momentinden kaynaklanan etkisini en aza indirerek salınımı daha düşük bir moment profilinin ortaya çıkmasını sağlar. Bu

kapsamda incelenen oluk/kutup kombinasyonlarına verilen kayk miktarları Tablo 3.5'teki gibidir.

Tablo 3.5. Oluk/kutup kombinasyonlarının kayk oranları

Oluk/ Kutup	24/4	24/8	24/10	24/14	24/20	24/22	24/26	36/6	36/8	36/10	36/14	36/16	36/20
Kayk Miktarı (Oluk)	1	1	0,2	0,143	0,2	0,091	0,077	1	0,5	0,2	0,143	0,25	0,2
Kayk Açısı (°)	15	15	3	2,15	3	1,37	1,16	10	5	2	1,43	2,5	2

550 W gücündeki motor tasarımlarının analizleri Maxwell 2B ortamında 1500 rpm nominal hızda gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda nominal moment değerleri 3,5 Nm seviyesinde tutulmuştur. Tablo 3.6'da oluk/kutup yapılarının analiz sonuçları paylaşılmıştır.

Tablo 3.6. Kayıklı durumda oluk/kutup yapılarının analiz sonuçları

Oluk/Kutup	Sargı Faktörü	Sarım Sayısı	Direnç (Ω)	Akım Yoğunluğu (A/m²)	Verim (%)	Vuruntu Momenti (%)	Moment Dalgalanması (%)	Ağırlık (kg)	Maliyet (1/kg)
24/4	0,933	24	2,28	5,19	86,07	0,45	13,31	5,07	8,81
24/8	1,000	20	0,98	3,16	90,85	0,25	37,81	4,93	9,14
24/10	0,925	19	0,81	3,08	90,08	0,03	29,61	4,84	9,34
24/14	0,925	19	0,62	2,32	88,66	0,08	32,42	4,82	9,64
24/20	0,933	18	0,35	1,81	88,28	0,16	31,88	4,55	10,14
24/22	0,949	17	0,31	1,69	88,22	0,39	34,64	4,54	10,45
24/26	0,949	16	0,25	1,48	86,24	0,24	34,72	4,51	11,05
36/6	0,933	14	1,63	4,99	89,54	0,86	24,29	4,90	9,29
36/8	0,945	13	1,10	3,78	90,23	0,18	31,66	4,85	9,41
36/10	0,923	13	0,91	3,36	89,95	0,16	33,12	4,79	9,52
36/14	0,898	13	0,68	2,72	88,74	0,09	33,44	4,69	9,95
36/16	0,945	12	0,53	2,25	88,74	0,28	37,44	4,67	10,31
36/20	0,945	12	0,49	2,07	84,42	0,18	35,10	4,64	10,93

Tablo 3.6'da verilen sarım sayısı, direnç, akım yoğunluğu, verim, ağırlık ve maliyet değerlerinin değişimleri Tablo 3.3'te verilen analiz sonuçlarının değişimlerine benzerdir. Kutup sayısının artışına bağlı olarak sarım sayıları, direnç değerleri ve akım yoğunlukları azalmıştır. Verim değerleri ise ilk önce artmış sonrasında azalmıştır. Bu durum daha önce bahsedildiği üzere bakır ve çekirdek kayıplarının birbirlerine göre baskın olma durumundan kaynaklanmaktadır. Tez kapsamında incelen motor yüksek gerilimli ve düşük akımlı bir motor olduğu için özellikle

yüksek kutuplu yapılarda frekansın artışına bağlı olarak çekirdek kayıpları artarak baskın hale gelmiş ve verim değerleri azalmıştır.

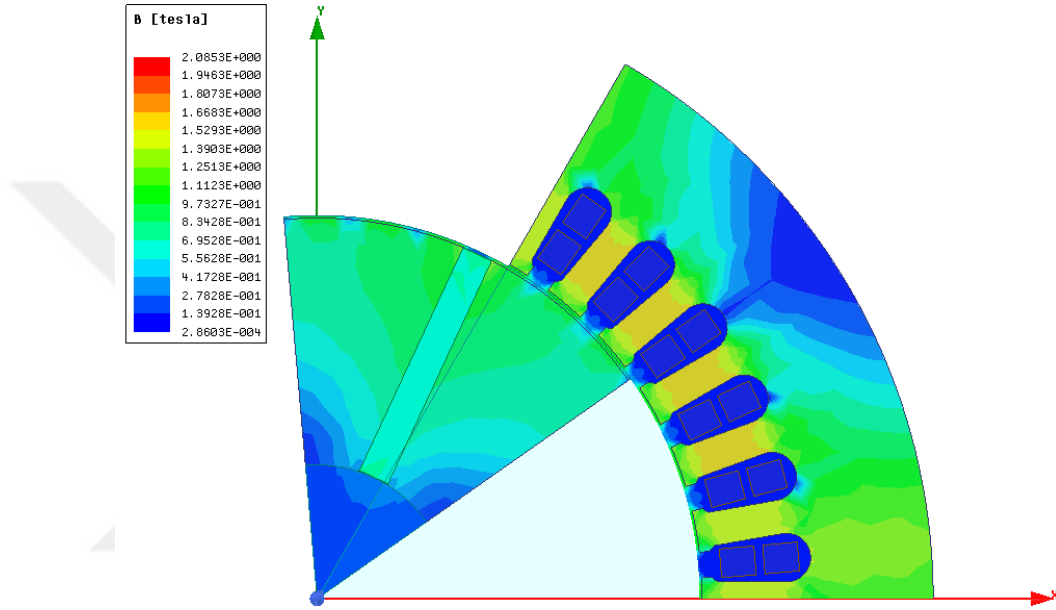
Tablo 3.6 incelendiğinde 24 oluklu ve 36 oluklu yapılar için ağırlık değerleri kutup sayısının artışına bağlı olarak azalmıştır. Bu durumun nedeni kutup sayısının artışına bağlı olarak çekirdek kütlesi ve sarım sayısına bağlı tel kütlesi miktarındaki azalmanın, mıknatıs kütlesi artışından daha fazla olmasıdır. Kutup sayısının artışına bağlı olarak maliyet değerinin de arttığı görülmektedir. Motor tasarımında kullanılan aktif malzemeler içerisinde en pahalı malzeme mıknatıslardır. Kutup sayısının artışına bağlı olarak mıknatıs kütlesi arttığı için maliyet değerleri de artmıştır.

Tablo 3.6'nın, Tablo 3.3'ten en belirgin farkı vuru moment ve moment dalgalanması değerleridir. Tablo 3.6'daki vuru moment değerleri incelendiğinde tüm vuru moment değerlerinin %1'in altında olduğu görülmektedir. Kayıksız durumdaki oluk/kutup kombinasyonlarının vuru moment değerleri ile minimum oranda kayk vererek elde edilen vuru moment değerleri karşılaştırılırsa özellikle EKOK değeri düşük olan yapılar için çok büyük fark olduğu açıktır. Minimum oranda kayk vererek elde edilen Tablo 3.6'daki tüm vuru moment değerleri %1'in altındadır. Literatürde vuru moment değerinin yaklaşık olarak %2'den düşük olması gerektiği bildirilmektedir. Bu kapsamda incelenen tüm oluk/kutup kombinasyonları için vuru moment değerleri literatüre uygundur.

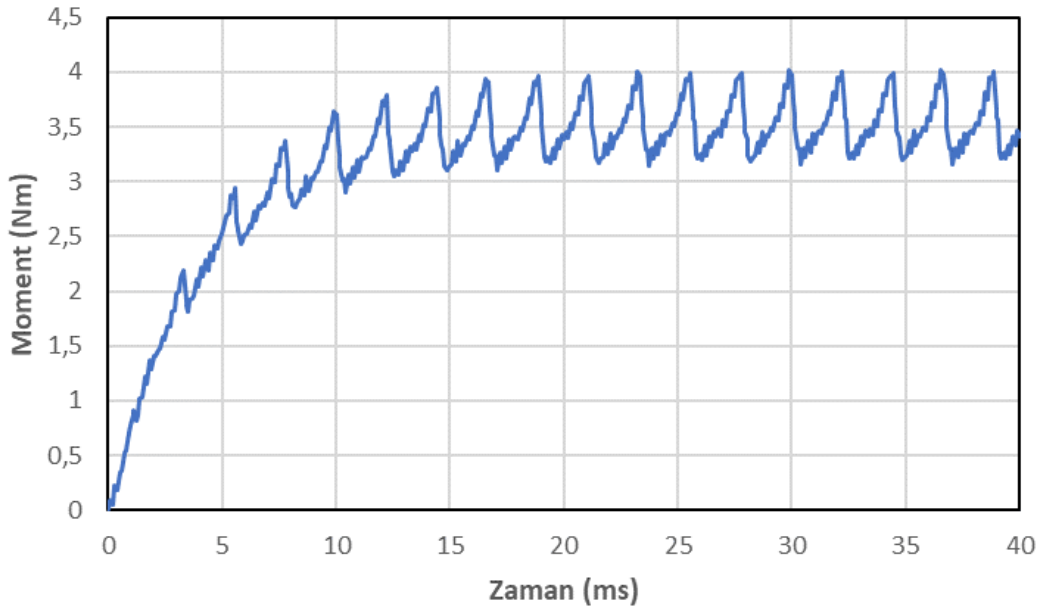
Minimum oranda kayk vererek elde edilen moment dalgalanması değerlerinin kayıksız durumdaki moment dalgalanması değerlerine göre çok daha düşük olduğu görülmektedir. Bu durumun en büyük nedeni moment dalgalanmasının bileşenlerinden biri olan vuru moment değerlerinin en aza indirilmesidir. Ancak Tablo 3.6'daki 24/4 ve 36/6 oluk/kutup yapılarının moment dalgalanması değerlerinin diğer oluk/kutup yapılarına göre daha az olduğu görülmektedir. Bölüm 2.4'te belirtildiği üzere zıt EMK dalga şeklindeki bozulmanın en aza indirilmesi, kayk miktarının en aza indirilmesiyle veya oluk sayısının kutup sayısına oranının (N_s/N_p) artırılmasıyla gerçekleştirilebilir. 24/4 ve 36/6 oluk/kutup yapılarında oluk sayısının kutup sayısına oranı diğer yapılara göre daha yüksek olduğu için bu oluk/kutup yapıları daha düzgün bir zıt EMK şekline, dolayısıyla daha düşük bir moment dalgalanmasına sahiptirler.

İncelenen tüm oluk/kutup kombinasyonları içerisinde verim, vuru mu momenti, moment dalgalanması, ağırlık ve maliyet gibi motor tasarımında ve seçiminde önemli faktörler göz önünde bulundurularak optimum yapının Tablo 3.6'daki 36/6 oluk/kutup yapısı olduğuna karar verilmiştir.

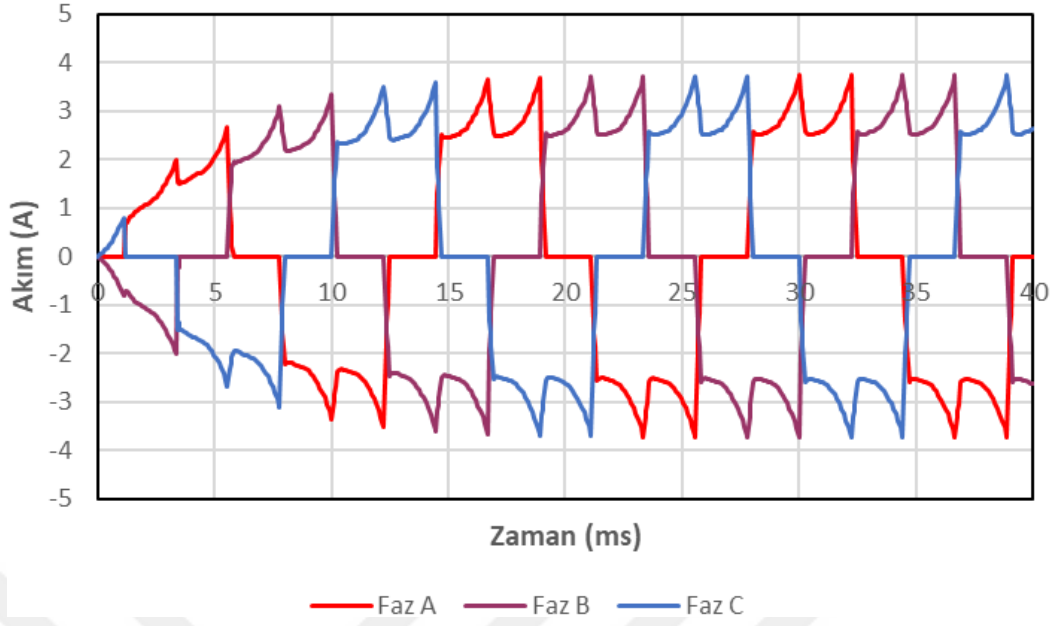
36/6 oluk/kutup yapısı için manyetik akı yoğunluğu, moment, akım ve zıt EMK grafikleri sırasıyla Şekil 3.8, Şekil 3.9, Şekil 3.10 ve Şekil 3.11'de verilmiştir.



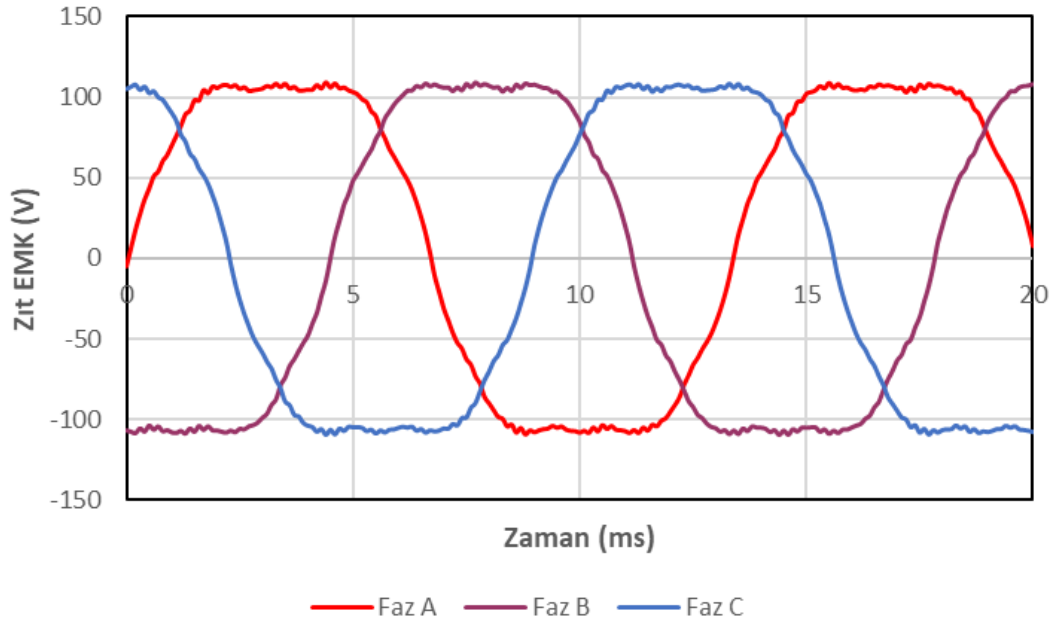
Şekil 3.8. Boşta çalışma 1500 rpm için manyetik akı yoğunluğu



Şekil 3.9. 1500 rpm hızı için moment değeri



Şekil 3.10. 1500 rpm hızı için faz akım değerleri



Şekil 3.11. Boşta çalışma 1500 rpm için zıt EMK değeri

3.4. 36/6 Oluk/Kutup Yapısının Termal Analizi

Bu bölümde, Bölüm 3.3'te seçilen 36/6 oluk/kutup yapısı için termal analiz çalışmaları yapılmıştır. Motorlar nominal güçte çalıştıklarında belirli bir sıcaklık değerine kadar ısınırlar ve sıcaklık değerindeki artış bir noktadan sonra sabitlenir. Sıcaklık değerlerinin sabitlendiği noktada motordaki sargı ve sürekli mıknatıslar gibi kritik yapıların zarar görmemesi gerekir. Termal analiz çalışmalarının amacı kritik

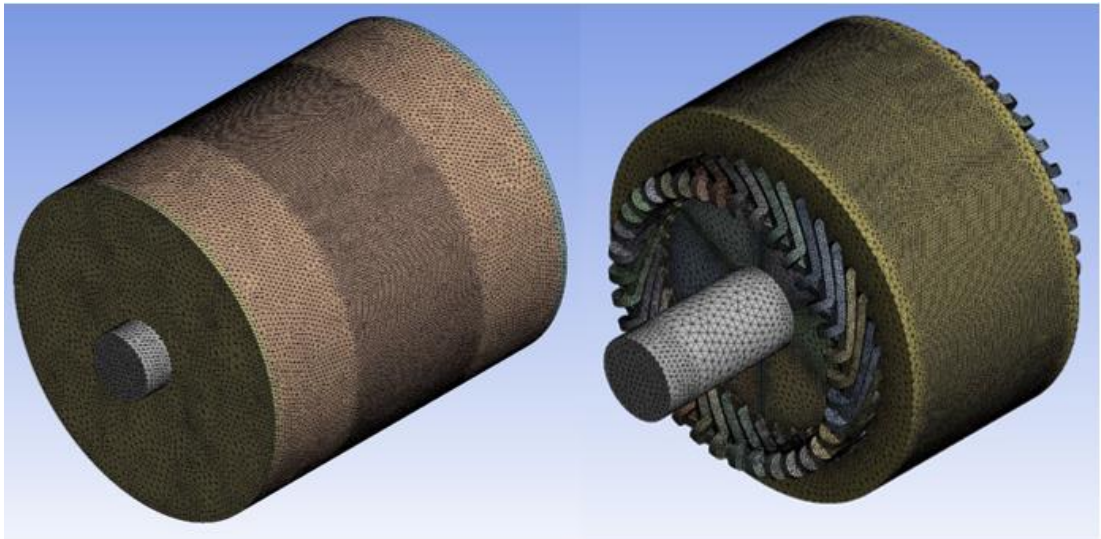
sargı ve mıknatıs sıcaklıklarını belirlemek, gerekli ise iyileştirme çalışmaları yapmaktır. Motor sargılarında çeşitli yalıtım sınıflarına sahip emaye bobin telleri kullanılmaktadır. Emaye bobin tellerinin yalıtım sınıflarına göre dayanabilecekleri maksimum sıcaklık değerleri bulunmaktadır. Sargı sıcaklıkları maksimum sıcaklık değerlerini aştığında yalıtkanlar zarar görebilir ve sargılar arasında kısa devreler oluşabilir. Tablo 3.7’de emaye bobin telleri için yalıtım sınıflandırma kodları ve izin verilen maksimum sıcaklık değerleri verilmiştir.

Tablo 3.7. Emaye bobin teli yalıtım sınıflandırmaları [23]

Yalıtım Sınıfı	Y	A	E	B	F	H	C
İzin Verilen Maksimum Sıcaklık (°C)	90	105	120	130	155	180	>180

36/6 oluk/kutup yapısı için Maxwell 2B ortamında stator çekirdeği, sargı, rotor çekirdeği ve mıknatıslar için elde edilen kayıplar ANSYS Fluent’te ayrı ayrı ayrıştırılarak birim hacimdeki ısı oluşumları her biri için 3B (Üç Boyutlu) modelle tanımlanmış ve zamana bağlı termal analiz yapılmıştır.

ANSYS Maxwell’de tasarlanan motora, ANSYS SpaceClaim’de 4 mm et kalınlığına sahip 7075 Alüminyum alaşım soğutma gövdesi, arka kapak ve ön kapak tasarlanmıştır. Motora toplamda 6,2 milyon seviyesinde iyi bir ağ yapısı tanımlanarak çözüm Fluent’e aktarılmıştır. 36/6 oluk/kutup yapısına sahip motorun üç boyutlu ağ yapısı Şekil 3.12’deki gibidir.



Şekil 3.12. Motorun 3B ağ yapısı

Motorda oluşan ısı dış ortama doğal taşınım ile atılmıştır. Dış ortama doğal taşınım ile atılan ısı aşağıdaki denklem ile hesaplanabilir,

$$q = hA\Delta T \quad (3.4)$$

Denklem (3.4)'te verilen h ısı taşınım katsayısını, A ise yüzey alanını ifade eder. Isı taşınım katsayısı 10 kabul edilmiştir. Maxwell 2B ortamında elde edilen kayıplar kullanılmış, ilgili bölgelerin hacimleri belirlenmiş ve birim hacim başına kayıp değerleri hesaplanmıştır. Motor kayıpları, hacim ve birim hacim başına kayıp değerleri Tablo 3.8'deki gibidir.

Tablo 3.8. Motorun kayıp, hacim ve birim hacim başına kayıp değerleri

Malzeme	Kayıp (W)	Hacim (mm ³)	Birim Hacim Başına Kayıp (W/m ³)
Sargı	25,1	80817	310158,8
Stator	16,5	356610	46237,3
Mıknatıs	5,3	28934	183192,8
Rotor	1,2	219220	5394,6

Aynı zamanda motor ekipmanlarının malzeme özellikleri belirlenmiş, sargılarda kullanılan bakır tel özelliklerine göre termal iletkenlik, öz ısı ve yoğunluk değerleri analitik olarak hesaplanmıştır. Motor ekipmanlarının termal özellikleri Tablo 3.9'daki gibidir. Tablo 3.8 ve Tablo 3.9'daki değerler ANSYS Fluent'te malzeme özellikleri kısmına işlenmiştir.

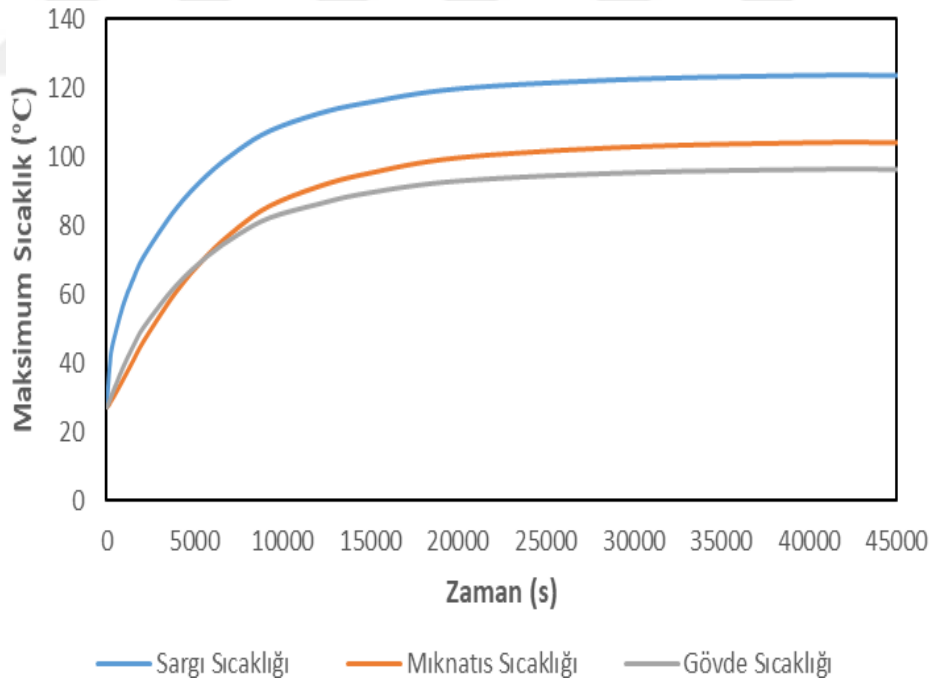
Tablo 3.9. Motor ekipmanlarının termal özellikleri

Bölge İsmi	Yoğunluk (kg/m ³)	Öz ısı katsayısı (J/kgK)	Termal iletkenlik katsayısı (W/mK)	Radyal termal iletkenlik katsayısı W/mK	Teğetsel termal iletkenlik katsayısı (W/mK)	Eksenel termal iletkenlik katsayısı (W/mK)
Stator	7650	460	25			
Rotor	7650	460	25			
Mıknatıs	7500	460	8			
Rotor Mili	7800	460	13			
Presbant	700	1000	0,2			
Dış gövde	2810	960	130			
Kapaklar	2810	960	130			
Sargı	7774,2	406,2		4,31	4,31	181,44

Termal analiz çalışmalarında, motorun en kritik durumdaki termal sonuçlarını elde etmek için rotorun dönmediği kabul edilerek rotorun dönmesinden kaynaklanan zorlanmış hava taşınımı ile gerçekleşecek ısı transferi ihmal edilmiştir. Motorun başlangıç sıcaklığı ve dış ortam sıcaklığı 26,85 °C kabul edilmiştir. Motor sargıları ve mıknatıslar arasındaki ısı transferi içten modellenen hava alanı bölgesi ile gerçekleştirilmiştir. Motordaki sürtünme ve vantilasyon kayıpları ihmal edilmiştir. Sargı kayıplarının sıcaklıkla arttığı göz önünde bulundurularak analiz yapılmıştır. Bu kapsamda motor sıcaklıkları sabit hale gelene kadar analiz devam ettirilmiştir.

Motorun başlangıçtaki ısı kaybı 48,1 W iken termal analizde sabit hale geldiği ısı sargılardaki sıcaklık artışının neden olduğu ısı kaybı artışı ile yaklaşık 56,989 W'ye çıkmıştır. Motor gövdesi, kapaklar ve motor milinden dışarı atılan ısı ise yaklaşık 56,986 W'dir. Motor sıcaklıkları sabit hale geldiğinde analiz durdurulmuştur.

Sargıların, mıknatısların ve gövdenin zamana bağlı sıcaklık değişimlerinin maksimum değerleri Şekil 3.13'teki gibidir.

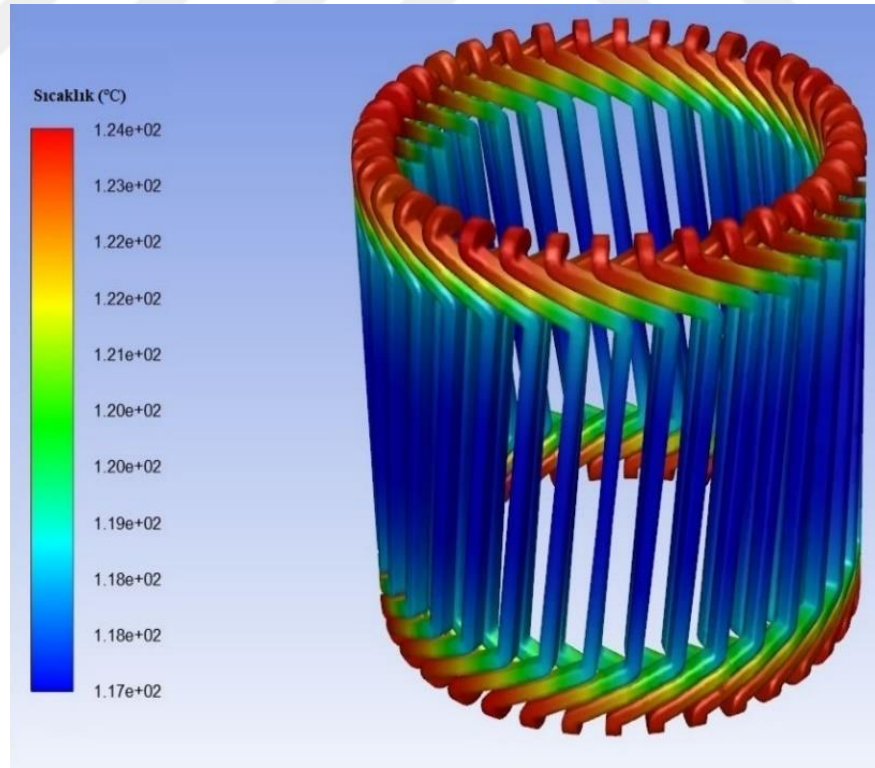


Şekil 3.13. Sargı, mıknatis ve gövdenin zamana bağlı sıcaklık değişimleri

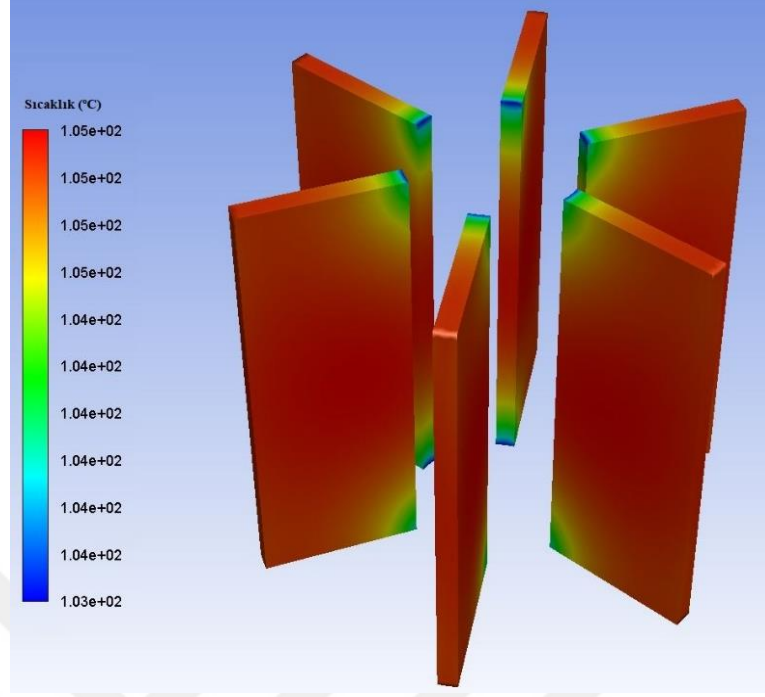
Şekil 3.13'ten görüleceği üzere sargı, mıknatis ve gövde sıcaklıkları yaklaşık 7 saatten sonra belirli bir değere oturmuştur. Sargı sıcaklığının sabit hale geldiği

maksimum sıcaklık değeri yaklaşık 124 °C'dir. Bu sıcaklık değeri sargılar için bir tehlike teşkil etmemektedir. Mıknatıslardaki sıcaklığın sabit hale geldiği maksimum sıcaklık değeri ise yaklaşık 105 °C'dir. Motor tasarımında kullanılan N28UH mıknatısların maksimum sıcaklık değeri 180 °C'dir. Bu nedenle mıknatısların ulaştığı maksimum sıcaklık değeri de herhangi bir tehlike teşkil etmemektedir. Motor gövdesinin ulaştığı maksimum sıcaklık değeri ise yaklaşık 97 °C'dir. Motorun çalışma periyodu iki saat olarak düşünülürse, iki saat sonunda sargıların sıcaklığı yaklaşık 101 °C, mıknatısların sıcaklığı yaklaşık 79 °C, gövde sıcaklığı ise yaklaşık 77 °C'dir.

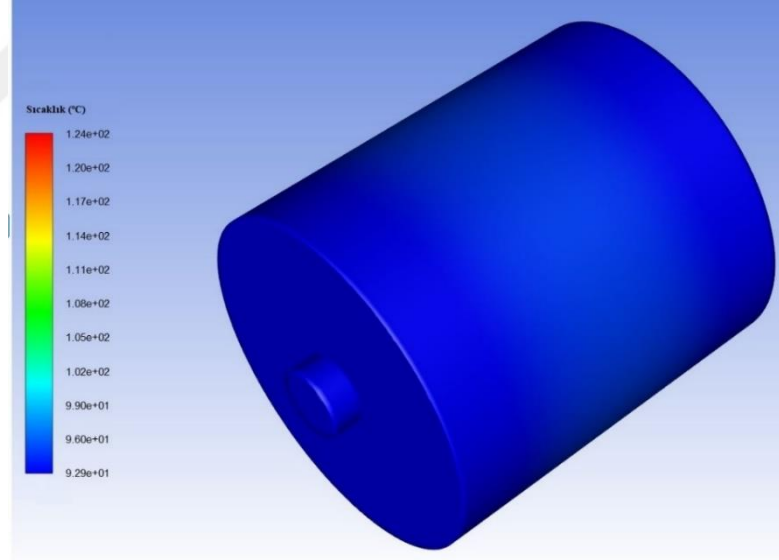
Sargıların, mıknatısların ve motor kompleksinin bölgesel sıcaklık dağılımları sırasıyla Şekil 3.14, Şekil 3.15 ve Şekil 3.16'da verilmiştir. Şekil 3.14 incelendiğinde sargı sıcaklığının 117 °C ile 124 °C arasında değiştiği görülmektedir. Ayrıca en yüksek sıcaklık değeri sargı sonlarında oluşmuştur. Şekil 3.15'teki mıknatıs sıcaklıkları ise 103 °C ile 105 °C arasında değişmektedir. Şekil 3.16'da verilen gövdenin minimum sıcaklığı ise yaklaşık 93 °C'dir.



Şekil 3.14. Sargıların sıcaklık dağılımları



Şekil 3.15. Mıknatısların sıcaklık dağılımları



Şekil 3.16. Motor kompleksinin sıcaklık dağılımı

36/6 oluk/kutup yapısına sahip motor için ANSYS Fluent'te gerçekleştirilen termal analiz sonuçlarından motor bileşenlerinin ulaştıkları maksimum sıcaklık değerlerinin normal olduğu görülmüş ve motor için bir tehlike teşkil etmediği belirlenmiştir.

4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Tez kapsamında fırçasız doğru akım motorlarının analiz ve optimizasyon çalışmaları sunulmuştur. Analiz çalışmaları için referans bir fırçasız doğru akım motoru belirlenmiş ve referans motor üzerinden çeşitli analiz çalışmaları yürütülmüştür. Referans motor 24/4 oluk/kutuplu, 550 W çıkış gücüne ve 220 V DC bara gerilimine sahip bir fırçasız doğru akım motorudur. Çalışmalar ilk önce Maxwell Rmxprt kısmında analitik olarak incelenmiş, sonrasında Maxwell 2B ortamına aktarılarak sonlu elemanlar yöntemiyle analiz edilmiştir. Tez kapsamında paylaşılan değerler Maxwell 2B ortamında elde edilmiştir. Bir motor tasarımı yapılmadan önce rotor konfigürasyonlarının değerlendirilmesi, oluk/kutup seçiminin doğru yapılması, kaykısı verilmesi durumunda kaykısı oranının doğru belirlenmesi gerekmektedir. Ayrıca elektromanyetik tasarımı tamamlanan motorun termal analizinin de yapılması motor bileşenlerinde oluşacak maksimum sıcaklık değerlerinin kontrol edilmesi önemlidir.

Elektromanyetik analiz çalışmaları üç adımda gerçekleştirilmiştir. Analiz çalışmalarının ilk adımında 24/4 oluk/kutup yapısına sahip bir fırçasız doğru akım motoru için Maxwell Rmxprt kısmında yer alan 5 farklı rotor konfigürasyonu karşılaştırılmıştır. Rotor konfigürasyonlarının karşılaştırılması yapılırken aynı dış ölçülere sahip motorların verimleri ve kabul edilebilir bir sapmayla çıkış güçleri sabit tutulmuştur. Belirtilen koşullar altında motorların analizleri yapılmış ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Aynı boyutlara sahip motorların seçiminde dikkat edilecek en önemli hususlar genellikle güç, verim, maliyet ve ağırlıktır. Analizler aynı güç ve verim değerleri için gerçekleştirildiğinden maliyeti en düşük olan motor seçilmiştir. Motorların ağırlıkları birbirlerine yakın olmakla beraber maliyet değeri daha ön planda tutulmuştur.

Birinci adımda karşılaştırılan rotor konfigürasyonları içerisinde en düşük maliyet değeri kanal tip rotor yapısına aittir. Bu nedenle ikinci ve üçüncü adımlarda yapılacak analizler için kanal tip rotor yapısı seçilmiştir. Kanal tip rotor yapısı diğer rotor yapılarıyla karşılaştırıldığında aynı koşullar altında en yüksek akı

konsantrasyonuna sahip rotor tipidir. Kanal tip rotor yapısının maliyetinin en düşük olmasının nedeni mıknatıs miktarının diğer rotor yapılarına göre daha az olmasıdır. Sürekli mıknatıslar, motorun aktif malzemeleri içerisinde en yüksek maliyete sahip olan malzemelerdir. Ancak seçilen kanal tip rotorlu motorun vuruğu momenti ve moment dalgalanmasının çok yüksek olduğu görülmüştür. Bu durum literatürde de belirtildiği gibi kanal tip rotorlu motorların ana sorunlarından biridir. Bu kapsamda gerçekleştirilen analizler literatürde verilen bilgilerle uyumludur.

İkinci adımda gerçekleştirilen analizlerde 24/4, 24/8, 24/10, 24/14, 24/20, 24/22, 24/26, 36/6, 36/8, 36/10, 36/14, 36/16, 36/20 olmak üzere toplam 13 adet oluk/kutup kombinasyonu incelenmiştir. Analizler 1500 rpm nominal hızda gerçekleştirilmiş ve nominal moment değerleri 3,5 Nm seviyesinde tutulmuştur. Analiz çalışmalarında manyetik akı yoğunlukları sabit tutulduğu için kutup sayısının artışına bağlı olarak stator boyunduruğu incelenmiştir. Ayrıca kutup sayısının artışına bağlı olarak mıknatısların kapladığı alan arttığı için rotor demir kütlesi azalmıştır. Kutup sayısının artışına bağlı olarak sarım sayıları, direnç değerleri ve akım yoğunlukları azalmıştır. Akım yoğunluklarının azalmasının nedeni sarım sayısının artışına bağlı olarak oluk doluluk oranlarının yaklaşık olarak sabit tutulması ve bu nedenle tel çapının artırılmasıdır. Tel çapı ile akım yoğunluğu ters orantılı olduğu için kutup sayısındaki artışla birlikte akım yoğunlukları azalmıştır.

Tez kapsamında incelenen motor 550 W çıkış gücüne ve 220 V bara gerilimine sahip olduğu için motorun çektiği etkin akım değeri yaklaşık 2,5 A seviyesindedir. Bu nedenle özellikle motor akımlarının yüksek olduğu ve bakır kayıplarının baskın olduğu motor tiplerinde kutup sayısının artışı ile birlikte gerçekleşen verim artışı tez kapsamındaki analizlerde görülmemiştir. Çünkü motorun çektiği akım genel olarak düşük olduğu için kutup sayısının artışıyla birlikte bakır kayıpları azalsa bile elektriksel frekans artmış dolayısıyla çekirdek kayıpları da artmıştır. Özellikle yüksek kutuplu yapılar için çekirdek kayıplarının daha fazla artması ve bakır kayıplarına göre daha baskın olması verim değerlerini azaltmıştır.

Vuruğu momentinin frekansı oluk/kutup yapılarının EKOK değerleriyle doğru orantılıdır. Bu nedenle gerçekleştirilen vuruğu momenti analizlerinde EKOK değerleri yüksek olan oluk/kutup yapılarının vuruğu momentlerinin genel olarak

düşük olduğu görülmüştür. EKOK değerleri düşük olan 24/4, 24/8, 36/6, 36/8 oluk/kutup kombinasyonlarının vuru momentlerinin ise çok yüksek olduğu görülmüştür. Moment dalgalanmasının en önemli bileşenlerinden biri vuru momentidir. Bu nedenle özellikle 24/4, 24/8, 36/6, 36/8 oluk/kutup yapıları için moment dalgalanması yüksek çıkmıştır.

İkinci adımda gerçekleştirilen analizlerde kutup sayısının artışına bağlı olarak ağırlık değerleri azalmıştır. Kutup sayısının artışına bağlı olarak mıknatıs kütlesi artsa bile sargı ve çekirdek kütesinin azalışı daha fazla olduğu için ağırlık değerlerinin azalması normaldir. Motor bileşenleri içerisinde en yüksek maliyet sürekli mıknatıslara ait olduğu için kutup sayısının artışıyla birlikte mıknatıs kütlesi ve maliyet artmıştır.

İkinci adımda gerçekleştirilen analizlerde vuru momenti değerleri bazı yapılarda yüksek olduğu için oluk/kutup yapısı ile karşılıklı moment dalgalanması arasındaki ilişkiyi belirlemek zordur. İncelenen oluk/kutup yapıları içerisinde en düşük moment dalgalanması %30,30 değeriyle 24/10 oluk/kutup yapısına aittir.

Moment dalgalanmasının birinci bileşeni vuru momenti, ikinci bileşeni ise karşılıklı moment dalgalanmasıdır. Bir olukluk kayk vuru momentini ortadan kaldırır. Ancak eğer oluklara minimum oranda kayk verilmezse zıt EMK dalga şeklinin köşeleri yumuşar. Zıt EMK dalga şeklinin düz olduğu bölgelerde komütasyon işlemi yapıldığı için yumuşayan köşelerden dolayı karşılıklı moment dalgalanması artar. Bu durum elektronik kontrol yöntemleriyle giderilebilir ancak kontrolün daha zor ve karmaşık olmasına neden olur. Belirtilen nedenlerden dolayı bir motora kayk verilecekse bu oran minimum seviyede olmalıdır.

Üçüncü adımda ise ikinci adımda belirlenen oluk/kutup yapılarına minimum oranda kayk verilerek analizler tekrarlanmıştır. Üçüncü adımda gerçekleştirilen analizlerde kutup sayısının artışına bağlı olarak sarım sayısı, direnç değerleri ve akım yoğunlukları azalmıştır. Verim değerleri de özellikle yüksek kutuplu yapılar için azalmıştır. Kutup sayısının artışına bağlı olarak ağırlık değerleri azalırken, maliyet değerleri artmıştır. Üçüncü adımdaki analiz sonuçlarının ikinci adımdaki analiz sonuçlarından en belirgin farkı tüm oluk/kutup kombinasyonları için vuru momenti değerinin %1'in altında olmasıdır. Elde edilen sonuçlar motora minimum

oranda kaykđ verilmesi durumunda vurutu momentinin istenilen seviyelerde olduğunu ve vurutu momentini azaltmak için minimum oranda kaykđ verilmesi yönteminin başarılı olduğunu göstermektedir.

Üçüncü adımda gerçekleştirilen analizler sonucunda elde edilen moment dalgalanması değerlerinin ikinci adımda elde edilen moment dalgalanması değerlerine göre daha düşük olduğu görülmüştür. Bu durumun ana nedeni vurutu momentlerinin %1'in altına indirilmesidir. Üçüncü adımda elde edilen diğer önemli bir sonuç ise özellikle 24/4 ve 36/6 oluk/kutup yapılarında moment dalgalanması değerlerinin diğer oluk/kutup kombinasyonlarına göre daha düşük olmasıdır. 24/4 oluk/kutup yapısının moment dalgalanması %13,31 iken, 36/6 oluk/kutup yapısının moment dalgalanması %24,29'dur. Literatüre göre zıt EMK dalga şeklindeki bozulmanın en aza indirilmesi, kaykđ miktarının en aza indirilmesiyle veya oluk sayısının kutup sayısına oranının artırılmasıyla gerçekleştirilebilir. Bu durum yüksek oluk/kutup oranına sahip motor yapılarını destekler. Analizleri gerçekleştirilen oluk/kutup kombinasyonları arasından 24/4 ve 36/6 oluk/kutup yapılarının oluk/kutup oranları diğer yapılara göre daha fazla olduğu için daha düşük bir moment dalgalanmasına sahiptirler. Bu durum elde edilen sonuçların literatüre uygun olduğunu göstermektedir.

İncelenen tüm oluk/kutup kombinasyonları içerisinden verim, vurutu momenti, moment dalgalanması, ağırlık ve maliyet gibi motor tasarımındaki önemli faktörler göz önünde bulundurularak optimum yapının üçüncü adımdaki 36/6 oluk/kutup yapısı olduğuna karar verilmiştir. 36/6 oluk/kutup yapısının termal olarak da uygun olduğu görebilmek için ANSYS Fluent'te zamana bağlı termal analiz yapılmıştır.

Termal analizlerde motorun başlangıçtaki ısı kaybı 48,1 W iken sargılardaki sıcaklık artışıyla birlikte ısı kaybı 56,989 W'ye çıkmıştır. Motor bileşenlerinden atılan ısı 56,986 W'ye gelip sıcaklıklar sabitlendiğinde analiz durdurulmuştur. Analiz sonucunda sargı, mıknatıs ve gövde sıcaklıkları yaklaşık 7 saatten sonra belirli bir değere oturmuştur. Değerlerin sabitlendiği noktada maksimum sıcaklıkların yaklaşık olarak sargılarda 124 °C, mıknatıslarda 105 °C, motor gövdesinde ise 97 °C olduğu görülmüştür. Sargıların ve mıknatısların maksimum çalışma sıcaklıkları düşünüldüğünde elde edilen değerler normaldir. Ayrıca motorun çalışma periyodu 2

saat olarak düşünülduğünde maksimum sıcaklık değerleri yaklaşık olarak sargılarda 101 °C, mıknatıslarda 79 °C, motor gövdesinde ise 77 °C'dir. Gerçekleştirilen termal analiz sonuçlarından 36/6 oluk/kutup yapısının termal olarak uygun olduğu görülmüştür.

Tez kapsamında gerçekleştirilen analizler ve elde edilen sonuçlar fırçasız doğru akım motorları ile gelecekte yapılacak tasarımlar için yol gösterici bilgiler sağlamaktadır. Bu çalışmada incelenen motor düşük güçlü bir fırçasız doğru akım motordur. Bu nedenle yapılan analiz çalışmaları yüksek güçlü fırçasız doğru akım motorları için uygulanabilir. Ayrıca yüksek güçlü fırçasız doğru akım motorları için termal analiz çalışmaları yapılarak fan soğutmalı sistemler tasarlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Gieras J. F., *Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications*, 3rd ed., CRC Press, Boca Raton, 2010.
- [2] McNaught C., Running Smoothly-Making Motors more Efficient, *IEEE Review*, 1993, **39**(2), 89-91.
- [3] Çabuk A. S., Sağlam Ş., Tosun G., Üstün Ö., Investigation of Different Slot-Pole Combinations of An In-Wheel BLDC Motor for Light Electric Vehicle Propulsion, *2016 National Conference on Electrical Electronics and Biomedical Engineering (ELECO)*, Bursa, Türkiye, 1-3 Aralık 2016.
- [4] Xintong J., Jingwei X., Yong L., Yongping L., Theoretical and Simulation Analysis of Influences of Stator Tooth Width on Cogging Torque of BLDC Motors, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2009, **45**(10), 4601-4604.
- [5] Üstün Ö., Tanç G., Kıvanç Ö. C., Tosun G., In Pursuit of Proper BLDC Motor Design for Electric Bicycles, *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, DOI:10.1109/ICELMACH.2016.7732769.
- [6] Norhisam M., Aris I., Wakiwaka H., Nirei M., Effect of Magnet Size on Torque Characteristic of Three Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor, *2010 IEEE Student Conference on Research and Development (SCORED)*, DOI:10.1109/SCORED.2010.5704019.
- [7] Lee G. C., Jung T. U., Design Comparisons of BLDC Motors for Electric Water Pump, *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, DOI:10.1109/VPPC.2012.6422656.
- [8] Lee S. K., Kang G. H., Hun J., Kim B. W., Stator and Rotor Shape Designs of Interior Permanent Magnet Type Brushless DC Motor for Reducing Torque Fluctuation, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, **48**(11), 4662-4665.
- [9] Upadhyay P., Rajagopal K. R., Torque Ripple Minimization of Interior Permanent Magnet Brushless DC Motor Using Rotor Pole Shaping, *2006 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems*, DOI: 10.1109/PEDES.2006.344369.
- [10] Sensen S., Guangxu Z., Zhaoyan X., Xiaopeng Z., Xiaowei L., Yong W., A Study on Cogging Torque Reducing Method of BLDC Motors, *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Incheon, Korea, 10-13 October 2010.

- [11] Karnavas Y. L., Chasiotis I. D., Gkiokas A. D., An Investigation Study Considering the Effect of Magnet Type Slot Type and Pole-Arc to Pole-Pitch Ratio Variation on PM Brushless DC Motor Design, *2018 5th International Conference on Mathematics and Computers in Sciences and Industry (MCSI)*, DOI: 10.1109/MCSI.2018.00010.
- [12] Wang W., Nam K., Kim S. Y., Concentric Winding BLDC Motor Design, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, DOI: 10.1109/IEMDC.2005.195717.
- [13] Wang A., Ling Z., Improved Design for Reduction of Torque Ripple of Brushless DC Motor, *2009 International Conference on Industrial and Information Systems*, DOI: 10.1109/IIS.2009.115.
- [14] Patel A. N., Influence of Stator Teeth Shaping on Cogging Torque of Radial Flux Permanent Magnet Brushless DC Motor, *2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)*, DOI: 10.1109/PESTSE.2016.7516523.
- [15] Luo L., Liu W., Dou M., Two High Speed Brushless DC Motors of Different Rotor Configuration, *TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference*, DOI: 10.1109/TENCON.2010.5685889.
- [16] Saxena A., Performance and Cost Comparison of PM BLDC Motors for Ceiling Fan, *2014 IEEE International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems (PEDES)*, DOI: 10.1109/PEDES.2014.7042082.
- [17] Wu S., Tian L., Cui S., A Comparative Study of the Interior Permanent Magnet Electrical Machine's Rotor Configurations for a Single Shaft Hybrid Electric Bus, *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, DOI: 10.1109/VPPC.2008.4677789.
- [18] Hembach H., Evans S. A., Gerling D., Systematic Comparison of BLDC Motors for Small Automotive Water Pump Applications, *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, DOI: 10.1109/ICELMACH.2008.4800092.
- [19] Lee B. K., Kang G. H., Hur J., You D. W., Design of Spoke Type BLDC Motors with High Power Density for Traction Applications, *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference*, DOI: 10.1109/IAS.2004.1348545.
- [20] Sashidhar S., Fernandes B. G., A Novel Ferrite SMDS Spoke-Type BLDC Motor for PV Bore-Well Submersible Water Pumps, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, **64**(1), 104-114.

- [21] Bernot A., Tremouille G., Optimisation and Adaptation of an Existing Aeronautic Motor to an HVDC Network, *8th IET International Conference on Power Electronics*, DOI: 10.1049/cp.2016.0248.
- [22] Miller T. J. E., *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*, 1st ed., Clarendon Press, Oxford, 1989.
- [23] Hendershot J. R., Miller T. J. E., *Design of Brushless Permanent Magnet Motors*, 1st ed., Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994.
- [24] Hanselman D., *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, 2nd ed., Magna Physics Publishing, Ohio, 2006.
- [25] Yedamale P., Brushless DC Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>, (Ziyaret tarihi: 8 Şubat 2020).
- [26] Kim H. W., Kim K. T., Jo Y. S., Hur J., Optimization Methods of Torque Density for Developing the Neodymium Free SPOKE-Type BLDC Motor, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013, **49**(5), 2173-2176.
- [27] Rahman M. M., Kim K. T., Hur J., Design and Optimization of Neodymium-Free SPOKE-Type Motor With Segmented Wing-Shaped PM, *IEEE Transactions on Magnetics*, DOI: 10.1109/TMAG.2013.2282151.
- [28] Kim H. W., Kim B. W., Hur J., Jo Y. S., Design of New Spoke Type Brushless DC Motor for Neodymium Permanent Magnet Free, *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, DOI: 10.1109/VPPC.2012.6422628.
- [29] Rahman M. M., Kim K. T., Hur J., Design and Analysis of Neodymium Free SPOKE-Type Motor with Segmented Wing Shape Permanent-Magnet for Concentrating Flux Density, *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, DOI: 10.1109/ECCE.2013.6647374.
- [30] Seo II. M., Kim H. K., Hur J., Design and Analysis of Modified Spoke Type BLDC Motor Using a Ferrite Permanent-Magnet, *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems*, DOI: 10.1109/ICEMS.2014.7013753.
- [31] Jeong C. L., Seo II. M., Kim H. K., Hur J., Analysis of an Armature Reaction Effect in the Case of a Special Spoke Type BLDC Motor Using a Ferrite Permanent-Magnet, *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, DOI: 10.1109/ICPE.2015.7167972.

- [32] Han K. K., Lee D. Y., Kang G. H., Jang K. B., Shin H. K., Kim G. T., The Design of Rotor and Notch to Improve the Operation Characteristics in Spoke Type BLDC Motor, *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Wuhan, China, 17-20 October 2008.
- [33] Yılmaz M., Fırçasız Doğru Akım Motorunun Algılayıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2005, 223536.
- [34] Aydoğdu Ö., Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici ile Sensörsüz Kontrolü, Doktora Tezi, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, 2006, 183326.
- [35] Karakaş E., Elektrikli Araçlar için Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrolünün Güç Geri Kazanımlı Olarak Gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Denizli, 2016, 438095.
- [36] Çağan N., Design of an Outer Rotor Brushless DC Motor for Control Moment Gyroscope Applications, Master Thesis, Middle East Technical University, Institute of Science, Ankara, 2015, 381008.
- [37] Gieras J. F., Wang R. J., Kamper M. J., *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 1st ed., Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 2004.
- [38] Sashidhar S., Fernandes B. G., Comparison of a Ferrite Based Single, Three-Phase Spoke and Surface Permanent Magnet BLDC Motor for a PV Submersible Water Pump, *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology*, DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125175.
- [39] Tañç G., Elektrikli Bisikletler için Fırçasız Doğru Akım Motoru Tasarımı ve Üretimi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2014, 363574.
- [40] Hanselman D. C., Effect of Skew, Pole Count and Slot Count on Brushless Motor Radial Force, Cogging Torque and Back EMF, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 1997, **144**(5), 325-330.
- [41] D. N. K. Choudhury C., A Novel Method for Reduction of Stray Loss in Induction Motor, *2013 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, DOI: 10.1109/PECI.2013.6506042.
- [42] N28UH Datasheet, Arnold Magnetic Technologies, <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N28UH-151021.pdf>, (Ziyaret tarihi: 25 Nisan 2021).

- [43] Brushless Permanent Magnet DC Motor Pole Types, Ansys Electronics, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-rmxprt/rmxprt-features#1>, (Ziyaret Tarihi: 22 Aralık 2019).



KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Yılmaz A.**, Çakır B., Farklı Rotor Konfigürasyonlarındaki Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Analizi ve Karşılaştırılması, *5. Uluslararası Mühendislik ve Tasarım Kongresi*, İstanbul, Türkiye, 21-22 Aralık 2019.



ÖZGEÇMİŞ

Ali Yılmaz ilk, orta ve lise öğrenimini Sivas'ta tamamladı. 2013 yılında Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünde lisans hayatına başladı ve 2017 yılında mezun oldu. Lisans eğitiminden mezun olduğu yıl aynı bölümde yüksek lisans eğitimine başladı. Yüksek lisans eğitimine başladığı yıldan itibaren bir yıl içerisinde yüksek lisans kapsamındaki derslerini tamamladı. Ders aşamasını tamamladıktan sonra FEMSAN Elektrik Motorları A.Ş.'de Elektrik Mühendisi olarak işe başladı. Halen aynı şirkette çalışmaya devam etmekte olup yüksek lisans eğitiminde mezun olma aşamasındadır.

