

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**HAFİF ELEKTRİKLİ ARAÇ UYGULAMALARI İÇİN GÖMÜLÜ
MIKNATISLI SENKRON MOTORUN TASARIM VE OPTİMİZASYONU**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Kevser ÖZER

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

TEMMUZ 2024

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**HAFİF ELEKTRİKLİ ARAÇ UYGULAMALARI İÇİN GÖMÜLÜ
MIKNATISLI SENKRON MOTORUN TASARIM VE OPTİMİZASYONU**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Kevser ÖZER
(504211023)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Murat YILMAZ

TEMMUZ 2024

ISTANBUL TECHNICAL UNIVERSITY ★ GRADUATE SCHOOL

**DESIGN AND OPTIMIZATION OF PERMANENT MAGNET
SYNCHRONOUS MOTOR FOR LIGHT
ELECTRIC VEHICLE APPLICATIONS**



**Kevser ÖZER
(504211023)**

Department of Electrical Engineering

Electrical Engineering Programme

Thesis Advisor: Assoc. Prof. Dr. Murat YILMAZ

JULY 2024

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 504211023 numaralı Yüksek Lisans öğrencisi Kevser ÖZER, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “HAFİF ELEKTRİKLİ ARAÇ UYGULAMALARI İÇİN GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN TASARIM VE OPTİMİZASYONU” başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Murat YILMAZ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Lale ERGENE**
İstanbul Teknik Üniversitesi

.....
Doç. Dr. A. Hülya OBDAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **21 Mayıs 2024**
Savunma Tarihi : **05 Temmuz 2024**



ÖNSÖZ

Lisansüstü eğitim sürecim boyunca ve tez çalışmam süresince desteklerini, yardımlarını ve yapıcı eleştirilerini esirgemeyen danışmanım Sayın Doç. Dr. Murat YILMAZ'a teşekkürlerimi sunmayı borç bilirim.

Tez çalışmalarım sırasında gerekli olan şartların ve ortamın sağlanması adına katkılarından dolayı WAT Motor İşletmesine ve yüksek lisans eğitimimi destekledikleri için değerli yöneticilerime teşekkür ederim.

Ayrıca tüm eğitim hayatım boyunca desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen anne, baba, abilerime ve dostlarıma sonsuz teşekkür ederim.

Lisansüstü eğitimim ve tez çalışmam boyunca göstermiş olduğu sabır, destek, cesaretlendirme ve motivasyon için ayrıca Hasan Basri Saltık'a derin sevgilerimi sunarım.

Temmuz 2024

Kevser ÖZER
(Elektrik Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR.....	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xv
ŞEKİL LİSTESİ.....	xvii
ÖZET	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı.....	2
1.2 Literatür Özeti	3
2. HAFİF ELEKTRİKLİ ARAÇ (HEA) TEKNOLOJİLERİ	9
2.1 Elektrikli Araçların Tanımı ve Sınıflandırması	9
2.2 Elektrikli Araçlarda İtiş Sistemi	10
2.2.1 Doğru akım motorları (DAM).....	12
2.2.2 Asenkron motorlar	13
2.2.3 Senkron relüktans motorlar (SRM).....	14
2.2.4 Anahtarlama relüktans motoru (ARM).....	15
2.2.5 Kalıcı mıknatıslı senkron motor (KMSM).....	16
3. KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR.....	17
3.1 Giriş	17
3.2 Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlarının Yapısı ve Sınıflandırılması.....	17
3.3 Gömülü Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli	21
3.4 GMSM’larda Alan Zayıflatma ve Kontrol	24
3.5 GMSM Yapısında Kullanılan Malzemeler	27
3.5.1 Sac malzemeler	27
3.5.2 İletken malzemeler.....	29
3.5.3 Kalıcı mıknatıs teknolojisi	30
4. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ VE OPTİMİZASYON.....	35
4.1 Elektromanyetik Analiz Yöntemleri.....	35
4.2 Manyetik Analiz ve Optimizasyonu.....	36
4.2.1 Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Manyetik Analiz	36
4.2.2 OptiSLang ile Optimizasyon	38
5. GMSM ANALİTİK ANALİZ ÇALIŞMALARI.....	41
5.1 Hafif Elektrikli Aracın Modellenmesi	41
5.2 GMSM Analitik Analizi	44
5.2.1 Motorun ana boyutlarının belirlenmesi.....	45
5.2.2 Oluk-Kutup kombinasyonunun belirlenmesi	46

5.2.3 Hava aralığı ve sargı sayısının belirlenmesi.....	49
5.2.4 Oluk ve mıknatısların boyutlandırılması	52
6. GSM’UN SAYISAL TASARIMI VE OPTİMİZASYONU	55
6.1 Referans GSM Modeli	55
6.2 Farklı Oluk/Kutup Kombinasyon Analizleri	59
6.3 Farklı Rotor Yapılarının Analizi	64
6.3.1 Moment dalgalanması ve vuruş momentinin incelemesi	65
6.3.2 Zıt EMK dalga şekilleri ve toplam harmonik bozunumu incelemesi	67
6.3.3 Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımının incelemesi	69
6.3.4 Relüktans momenti ve alan zayıflatma yeteneğinin incelenmesi	70
6.3.5 Mıknatıs hacmi ve motor güç yoğunluğunun incelemesi	71
6.3.6 Farklı rotor geometrileri içi verim haritalarının incelemesi.....	71
6.4 OptiSLang ile GSM Optimizasyonu	74
6.5 Optimize Edilmiş GSM Modeli	80
7. SONUÇLAR.....	87
KAYNAKLAR.....	91
ÖZGEÇMİŞ	99

KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
ARM	: Anahtarlamaalı Relüktans Motor
BEA	: Bataryalı Elektrikli Araç
DA	: Doğru Akım
DAM	: Doğru Akım Motoru
EA	: Elektrikli Araç
EMK	: Elektromotor Kuvvet
GMSM	: Gömülü Mıknatıslı Senkron Motor
HEA	: Hafif Elektrikli Araç
KM	: Kalıcı Mıknatıs
KMSM	: Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor
SEA	: Sonlu Elemanlar Analizi
SEY	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
SRM	: Senkron Relüktans Motor
YEA	: Yakıt pilli Elektrikli Araç
YKMM	: Yüzey Kalıcı Mıknatıslı Motor



SEMBOLLER

i_d	: d eksen takımı akımı [A]
i_q	: q eksen takımı akımı [A]
v_d	: d eksen takımı gerilimi [V]
v_q	: q eksen takımı gerilimi [V]
L_d	: d eksen takımı endüktansı [H]
L_q	: q eksen takımı endüktansı [H]
λ_d	: d eksen akısı [Wb]
λ_q	: q eksen akısı [Wb]
λ_m	: Mıknatıslanma akısı [Wb]
ω_m	: Elektriksel açısal hız [rad/s]
v_s	: Faz gerilimi [V]
i_s	: Faz akımı [A]
v_e	: Evirici gerilimi [V]
i_e	: Evirici akımı [A]
m	: Faz sayısı
T_e	: Elektriksel moment [Nm]
T_r	: Relüktans momenti [Nm]
T_m	: Mıknatıs momenti [Nm]
P	: Elektriksel güç [kW]
P_f	: Demir kaybı [W]
f	: Frekans [Hz]
$2p$	: Kutup çifti sayısı
H_c	: Giderici manyetik alan şiddeti [A/m]
B	: Manyetik akı yoğunluğu [Wb/m ²]
F_{tk}	: Tekerlek sürtünme kuvveti [N]
F_a	: Aerodinamik direnç kuvveti [N]
F_{ac}	: İvmelenme kuvveti [N]
F_s	: Yokuş çıkma kuvveti [N]
F_t	: Toplam karşıt kuvvet [N]
v	: Araç hızı [m/s]
Δv	: Rüzgar hızı [m/s]
d	: Hava yoğunluğu [kg/m ³]
A_f	: Araç ön yüzey alanı [m ²]
$r_{tekerlek}$	: Tekerlek yarıçapı [m]
a	: İvme [m/s ²]
n	: Motor hızı [rpm]
D_r	: Rotor çapı [mm]
l_i	: Motor çekirdek boyu [mm]
ω_r	: Rotor elektriksel açısal hız [rad/s]
G	: Birim hacim başına moment [Nm/m ³]
A_s	: Doğrusal akım yoğunluğu [A/m]

k_w	: Sargı faktörü
Q	: Faz başına oluk sayısı
Φ	: Kutup başına düşen akı [Wb]
N_{faz}	: Faz sarım sayısı
N_k	: Oluk sayısı
δ	: Hava aralığı [mm]
$\hat{b}_\delta$	: Hava aralığı maksimum manyetik akı yoğunluğu [T]
$\hat{B}$	: Akı yoğunluğu tepe değeri [T]
J	: Akım yoğunluğu [A/mm^2]
τ_{kp}	: Kutup adımı [mm]
τ_{oluk}	: Oluk adımı [mm]
m	: Faz sayısı
A_{cu}	: Toplam bakır kesit alanı [mm^2]
A_u	: Toplam oluk alanı [mm^2]
D_s	: Stator çapı [mm]
Z	: Toplam iletken sayısı
z_0	: Oluk başına düşen iletken sayısı
E	: Elektromanyetik kuvvet [V]
η_{cu}	: Oluk-doluluk oranı [%]
b_{s1}	: Oluk üst bölge genişliği [mm]
b_{s2}	: Oluk alt bölge genişliği [mm]
h_{s2}	: Oluk uzunluğu [mm]
h_0	: Oluk dişi uzunluğu [mm]
$b_{diş}$	: Oluk dışındaki maksimum manyetik akı yoğunluğu [T]
h_{ba}	: Boyunduruk yüksekliği [mm]
b_{ba}	: Boyunduruktaki maksimum manyetik akı yoğunluğu [T]

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 : Hafif elektrikli araçların sınıflandırılması [1].	10
Çizelge 2.2 : Elektrik motor özelliklerinin karşılaştırması [2].	12
Çizelge 3.1 : Çeşitli sac malzeme özellikleri [3].	28
Çizelge 3.2 : Farklı iletken malzemelerin özellikleri [4].	29
Çizelge 3.3 : Farklı mıknatıs türlerinin özellikleri [5].	32
Çizelge 3.4 : N35 mıknatısın farklı kodlamaları [5].	33
Çizelge 5.1 : Araç tipine bağlı c_r katsayısı [6].	42
Çizelge 5.2 : Oluk-kutup kombinasyonuna göre sargı faktörleri [7].	48
Çizelge 5.3 : Oluk-kutup kombinasyonuna göre EBOB tablosu [7].	49
Çizelge 5.4 : Oluk-kutup kombinasyonuna göre EKOK tablosu [7].	49
Çizelge 5.5 : Senkron motor topolojileri için yaklaşık manyetik akı yoğunlukları [8].	53
Çizelge 6.1 : Referans GSM’ün sayısal ve analitik analizlerinin deneysel sonuçlar ile karşılaştırılması.	59
Çizelge 6.2 : 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin performans parametrelerinin karşılaştırılması.	63
Çizelge 6.3 : GSM modellerinin %THB değerleri.	69
Çizelge 6.4 : GSM modellerinin p.u cinsinden L_d-L_q , (λ_{md}) ve (λ_{md}/L_d) değerleri.	71
Çizelge 6.5 : GSM modellerinin p.u cinsinden mıknatıs hacimleri ve güç yoğunluğu.	71
Çizelge 6.6 : Modellenen beş GSM’ün çıkış ve performans parametreleri.	72
Çizelge 6.7 : OptiSLang giriş parametreleri.	74
Çizelge 6.8 : Modellerin performans parametrelerinin karşılaştırılması.	85



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1	: GSM Rotor Topolojileri: a) Düz, b) V tipi, c) Çift U, d) Delta [9]...	4
Şekil 1.2	: GSM topolojisinde farklı akı bariyerleri [10].....	5
Şekil 2.1	: Elektrikli araç sınıflandırması.....	9
Şekil 2.2	: Elektrikli itiş sistemi bileşenleri.....	11
Şekil 2.3	: Elektrik motorlarının sınıflandırması.....	12
Şekil 2.4	: Asenkron motor yapısı.....	13
Şekil 2.5	: Senkron relüktans motor yapısı.....	14
Şekil 2.6	: Anahtarlama relüktans motor yapısı ve rotor kaykısı [11].....	15
Şekil 2.7	: Elektrikli araçlarda kullanılan elektrik motorları yüzdesi [11].....	16
Şekil 3.1	: Kalıcı mıknatıslı senkron motor yapısı.....	17
Şekil 3.2	: Mıknatıs konumuna bağlı KMSM sınıflandırması.....	19
Şekil 3.3	: GSM d-q eksen.....	19
Şekil 3.4	: Mıknatısın konumuna göre GSM rotor tipleri.....	20
Şekil 3.5	: Yay tipi GSM [12].....	20
Şekil 3.6	: Farklı katmanlarda V tipi GSM yapıları.....	21
Şekil 3.7	: GSM d ve q eksen eş değer devreleri [13].....	22
Şekil 3.8	: GSM d-q eksen fazör diyagramı.....	23
Şekil 3.9	: GSM toplam moment grafiği [14].....	24
Şekil 3.10	: GSM moment-hız grafiği [14].....	25
Şekil 3.11	: GSM daire diyagramları [8].....	26
Şekil 3.12	: Elektrik motorunda kullanılan malzemelerin sınıflandırması.....	27
Şekil 3.13	: Farklı sac malzemelerin frekansa bağlı kayıpları [15].....	29
Şekil 3.14	: Kalıcı mıknatıs ve sac malzeme histerisiz eğrileri [8, 16].....	30
Şekil 3.15	: Farklı mıknatısların demanyetizasyon eğrileri [5].....	31
Şekil 3.16	: NdFeB ve ferrit mıknatısın demanyetizasyon eğrisinin sıcaklıkla değişimi [5].....	32
Şekil 4.1	: Elektromanyetik analiz yöntemleri.....	35
Şekil 4.2	: Elektromanyetik analiz çeşitleri.....	35
Şekil 4.3	: Sonlu elemanlara ayrılmış iki boyutlu geometri.....	37
Şekil 4.4	: Elektrik motoru üzerinde ANSYS Maxwell programında oluşturulan mesh yapısı.....	37
Şekil 4.5	: MotorCAD programında tasarım akışı [17].....	38
Şekil 4.6	: OptiSLang iş akış diyagramı [18].....	40
Şekil 5.1	: Araç boylamsal modeli.....	41
Şekil 5.2	: Analitik analiz akış şeması.....	44
Şekil 5.3	: Faydalanma katsayısının güç/kutup sayısı ile ilişkisi [19].....	45
Şekil 5.4	: Farklı oluk-kutup kombinasyonunda manyetik kuvvetler [20].....	47
Şekil 5.5	: GSM için seçilen oluk geometrisi.....	52

Şekil 5.6	: N45UH demanyetizasyon eğrisi [21].	54
Şekil 6.1	: Referans GSM manyetik akı yoğunluğu.	55
Şekil 6.2	: Referans GSM manyetik akı çizgileri dağılımı.	56
Şekil 6.3	: Referans GSM moment-hız grafiği.	56
Şekil 6.4	: Referans GSM vuru moment grafiği.	56
Şekil 6.5	: Referans GSM zıt-EMK dalga şekli.	57
Şekil 6.6	: Referans GSM hava aralığı manyetik akı dağılımı dalga şekli.	57
Şekil 6.7	: Referans GSM hava aralığı zıt-EMK harmonik bileşenleri.	58
Şekil 6.8	: Referans GSM mıknatıslanma momenti ve relüktans momenti ayrıştırması.	59
Şekil 6.9	: 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin manyetik akı yoğunluğu ve manyetik akı çizgileri dağılımı.	60
Şekil 6.10	: 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin moment-hız grafiği.	61
Şekil 6.11	: 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin vuru moment grafiği.	62
Şekil 6.12	: 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin zıt-EMK dalga şekli.	62
Şekil 6.13	: 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin harmonik bileşenleri.	63
Şekil 6.14	: Modellenen GSM topolojileri. U tipi (sol üst), çift U tipi (sağ üst), V tipi (sol alt) ve çift V tipi (sağ alt).	64
Şekil 6.15	: GSM modellerinin manyetik akı yoğunlukları ve manyetik akı çizgileri dağılımı.	65
Şekil 6.16	: GSM modellerinin moment-zaman grafikleri.	66
Şekil 6.17	: GSM modellerinin vuru moment grafiği.	67
Şekil 6.18	: GSM modellerinin zıt-EMK dalga şekilleri.	68
Şekil 6.19	: GSM modellerinin zıt-EMK harmonik bileşenleri.	68
Şekil 6.20	: GSM modellerin hava aralığı manyetik akı yoğunluğu.	69
Şekil 6.21	: GSM modellerinin relüktans moment grafikleri.	70
Şekil 6.22	: GSM modellerinin verim haritaları.	73
Şekil 6.23	: GSM üzerinde optimizasyonu yapılan parametreler.	75
Şekil 6.24	: OptiSLang üzerinde oluşturulan model.	76
Şekil 6.25	: Moment dalgalanması ve mıknatıs köprü kalınlıkları 3D regresyon grafiği.	77
Şekil 6.26	: Mıknatıs ağırlığı ve mıknatısın uzaklıkları arasındaki 3D regresyon grafiği.	78
Şekil 6.27	: CoP matrisi.	78
Şekil 6.28	: Optimizasyon sonucu elde edilen giriş parametreleri.	79
Şekil 6.29	: Optimize edilmiş çift U GSM topolojisi.	80
Şekil 6.30	: Optimize edilmiş çift U GSM moment-zaman grafiği.	80
Şekil 6.31	: Referans model ve optimize edilmiş çift U GSM moment-zaman grafiği.	81
Şekil 6.32	: Referans model ve optimize edilmiş çift U GSM zıt-EMK grafiği.	81
Şekil 6.33	: Referans model ve optimize edilmiş çift U GSM harmonik bileşenleri.	82
Şekil 6.34	: Optimize edilmiş çift U GSM manyetik akı yoğunluğu ve manyetik akı çizgileri dağılımı.	83

Şekil 6.35	: Optimize edilmiş çift U GSM hava aralığı manyetik akı yoğunluğu grafiği.....	83
Şekil 6.36	: Referans model ve optimize edilmiş çift U GSM relüktans moment grafiği.....	84
Şekil 6.37	: Optimize edilmiş çift U GSM verim grafiği.....	85





HAFİF ELEKTRİKLİ ARAÇ UYGULAMALARI İÇİN GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN TASARIM VE OPTİMİZASYONU

ÖZET

Son yıllarda çevreci çözümler olarak görülen ve sürdürülebilir ulaşımı sağlaması hedeflenen hafif elektrikli araçlarla ilgili çalışmalar hız kazandı. Çeşitli ülkeler hem park sorunlarına çözüm getiren, hem sıfır emisyona fayda sağlayan bu araçlar için çeşitli sınıflandırmalar ve kurallar getirdi. Özellikle elektrikli bisiklet, scooter ve iki, üç veya dört tekerlekli elektrikli araçlar bu sınıfta değerlendirilmeye başlandı. Bu araçların yaygınlaşması ile aracı meydana getiren bileşenler üzerine çalışmalar da artış gösterdi. Bir hafif elektrikli aracın hareketini sağlayan ve performansını belirleyen ise elektrikli tahrik sistemi bileşenleridir. Bu bileşenler bataryalar, güç elektroniği devreleri, kontrol devreleri ve elektrik motoru olarak sıralanabilir. Elektrik motoru bu sistem içinde araca gerekli güç ve momenti sağlayan bileşen olarak ön plana çıkmaktadır. Bu araçlarda sıklıkla kullanımı görülen elektrik motor topolojisi olarak da gömülü mıknatıslı senkron motor (GMSM) ön plana çıkmaktadır. Bunun en büyük nedenleri bu topolojinin geniş hız aralığında sabit güç sağlayabiliyor olması, güç yoğunluklarının ve verimlerinin yüksek olmasıdır. Ayrıca yapısı gereği GMSM'in en büyük avantajlarından biri sağladığı relüktans momentidir. Bu topolojide iyileştirilmeye en açık konu ise moment dalgalanması, vuruş momenti ve mıknatıs kaynaklı motor maliyetleridir. Moment dalgalanmasını minimuma indirmek ve titreşimsiz moment sağlamak için zıt-EMK dalga şeklinin sinüzoidal olması ve harmonik bileşenlerinin etkisinin azaltılması oldukça önemlidir. Ayrıca motor maliyetinin azaltılması için de maliyetin büyük bir kısmını oluşturan mıknatıs miktarının azaltılması da bu topolojiler için kritiktir.

Bu tez kapsamında da referans bir ticari hafif elektrikli araçtan yola çıkılarak öncelikle elektrik motor gereksinimleri belirlenmiş, ardından bu gereksinimler doğrultusunda analitik analiz ile tasarıma başlanmıştır. Analitik analiz sonuçları ile de uyumlu referans bir GMSM elektromanyetik olarak analiz edilmiştir. Ardından da farklı oluk/kutup kombinasyonları, farklı rotor topolojileri yapılarak GMSM'lar arasında verim, moment dalgalanması, relüktans momenti vb. performans parametreleri kıyaslanarak çift U tipi GMSM topolojisi seçilmiştir.

Seçilen GMSM topolojisinde, optiSLang yazılımı yardımı ile çeşitli giriş parametreleri belirlenmiştir. Minimum mıknatıs hacmi ve maksimum verim gibi hedef çıktılar seçilmiş ve bu doğrultusunda GMSM optimize edilerek nihai model elde edilmiştir. Optimizasyonu tamamlanan çift U tipi GMSM modeli için de ANSYS Maxwell ve MotorCAD yardımı ile elektromanyetik analizler tamamlanarak referans modele göre kıyaslamalar gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon sonrasında elde edilen GMSM'un

veriminin referans GSM’ a göre %1,4; optimizasyon öncesi GSM’ a göre de %0,8 arttığı görülmüştür.

Relüktans momentlerine bakıldığında optimize edilmiş nihai GSM’ un referans modele göre %22 daha fazla olduğu hesaplanmıştır. Relüktans momentinin artırılması ile sistemin ihtiyacı olan moment için mıknatıs momentine daha az ihtiyaç oluşmaktadır; bu sayede mıknatıs hacmi azaltılabilmektedir. Bu çalışma kapsamında da %22’ lik bir relüktans momenti artışı %12 mıknatıs hacminin azaltılmasına olanak sağlamıştır. GSM’ ların en önemli maliyet kalemlerinden biri mıknatıs olduğundan bu sayede maliyet açısından da nihai modelin avantajlı olduğunu söylemek mümkündür.

GSM topolojisinde bir diğer dezavantajlardan biri olan moment dalgalanmasıdır ve sistem kararlılığı, titreşim ve ses açısından motor momentinin dalgalanması istenmemektedir. Bu çalışma kapsamında referans modele göre optimizasyon öncesi çift U GSM’ da moment dalgalanması %1,5 azalmıştır, optimizasyon sonrası elde edilen GSM ile de iyileşme %2’ ye kadar çıkarılmıştır. Vuruntu momentleri kontrol edildiğinde ise çift U GSM topolojine geçildiği durumda %0,7 azaldığı görülmüştür.

Son olarak zıt-EMK dalga şeklinin olabildiğince sinüsoidal olması beklendiğinden dalga şekilleri kontrol edilmiş ve toplam harmonik bozulmaları (THB) hesaplanmıştır. Referans modele göre %6,1 THB değerinin azaldığı görülmüştür. Bu da nihai model zır-EMK dalga şeklinin sinüsoidale daha yakın olduğunu göstermektedir.

DESIGN AND OPTIMIZATION OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR FOR LIGHT ELECTRIC VEHICLE APPLICATIONS

SUMMARY

In recent years, studies on light electric vehicles, which are perceived as environmentally friendly solutions and aimed at providing sustainable transportation, have accelerated. Various countries have introduced various classifications and rules for these vehicles, which both address parking issues and benefit zero emissions. In particular, electric bicycles, scooters and two, three or four-wheeled electric vehicles have begun to be evaluated in this category. As these vehicles have become more prevalent, studies on the components that comprise the vehicle have also increased.

The electric drive system components are responsible for enabling the movement of a light electric vehicle (LEV) and determining its performance. These components can be listed as batteries, power electronic circuits, control circuits and electric motor. The electric motor is of particular importance as it provides the necessary power and torque to the vehicle in this system. An interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) stands out as the electric motor topology that is frequently used in these vehicles. The principal reasons for this are that this topology can provide constant power over a wide speed range and has high power density and efficiency. Furthermore, one of the most significant advantages of IPMSM is its structure, which provides a reluctance moment. The most significant areas for improvement in this topology are torque ripple and cogging torque. In order to minimise torque ripple, it is of the vital importance that the back-EMF waveform is sinusoidal and that the effect of harmonic components is reduced.

In the context of this thesis, first of all determination of performance parameters, such as nominal and maximum power, torque, and speed demanded from the electric motor by the LEV, based on a reference commercial light electric vehicle. In order to determine these requirements, the vehicle longitudinal model was utilised. In accordance with the calculated requirements, the analytical analysis step was initiated. In this regard, the initial step was to perform motor sizing based on the main dimension equations. Subsequently, the slot-pole combination that is most effective in terms of motor performance parameters, particularly torque ripple, was selected. In the another step, the air gap was determined, taking into account the electrical and magnetic loadings. This was followed by the winding properties and slot dimensioning. Finally, the dimensions of the stator were determined on the basis of the slot sizing.

A reference IPMSM, compatible with the analytical design results, was analysed electromagnetically. The scope of the analyses included electromagnetic studies, in which MotorCad and ANSYS Maxwell programs were employed. The following

parameters were examined: magnetic flux density, no-load flux distribution, torque graph, efficiency map, back-EMF graph, and air gap magnetic flux distribution graph.

In the context of IPMSM design studies, it was first established that the number of slots would be fixed at 36. This was followed by the creation of three distinct models, each with a different pole combination (8, 10 and 12). In this regard, the subsequent graphs and calculations were obtained through numerical analysis of these three distinct topologies: efficiency, moment fluctuations, cogging moments, back-EMF wave and total harmonic distortion (THD), which demonstrates the proximity of the waveform to a sinusoid. Furthermore, reluctance moments were calculated and magnet volumes were compared for all three topologies. Consequently, the 36/8 slot/pole combination was identified as the optimal choice.

This study step performed electromagnetic analyses for four different rotor geometries as an alternative to the reference model. The V, double V, U and double U rotor IPMSM topologies were investigated as alternatives to the delta-shaped IPMSM topology. This was followed by the examination of different rotor topologies, with the objective of determining the efficiency, torque ripple, reluctance torque, and other parameters between the IPMSMs. The double U-type IPMSM was selected as the optimal model based on its superior performance parameters. This model represents an IPMSM that exhibits enhanced efficiency by 0.6%, reduced torque ripple by 1.5%, and a 20% increase in the benefit derived from the reluctance moment compared to the reference model. This results in a reduction in magnet volume by approximately 5%.

An optimised model was created with the help of the optiSLang program based on the selected double U-type IPMSM model. The motor model is modelled on MotorCAD to be used in the OptiSLang program and is thought to affect the performance values; such as slot opening, magnet thicknesses, slot dimensions are introduced as input parameters. Target parameters were minimum magnet volume, maximum efficiency and minimum torque fluctuation. The metamodel structure obtained from the sensitivity analysis performed by the optiSLang program was first examined during the optimisation. The relationships between input and output parameters are discussed through %CoP values. Then the optimisation flow was continued and the optimal IPMSM model was obtained and verified as the last stage of the optimisation.

After obtaining the optimised double U type IPMSM model, the electromagnetic performance curves and values for this motor were found, studied and interpreted using ANSYS Maxwell and MotorCAD in comparison with the reference IPMSM. In the pre-optimisation case, the reduction of the maximum value of the back EMF waveform and the reduction of the power factor in the optimised final model were checked and it was found that they reached equivalent levels to the reference model. As a result, it is calculated that the optimised IPMSM for a lev application increases the efficiency increase from 0.6% to 1.4%. At the same time, it is observed from the efficiency maps that the maximum efficiency point is increased from 96% to 97% and the final model offers higher efficiency than the reference model in a wide speed range.

Another important performance output for IPMSMs is the torque ripple. The torque ripple of the reference IPMSM is reduced by 2%. This shows that an IPMSM is obtained in which the vibration and noise that will occur as a result of torque ripple are reduced. Similarly, the cogging torque has been reduced from 1% to 0.3%. Another disadvantage of IPMSM motor topology is the cost.

As mentioned before in this topology, the biggest cost comes from the magnet. Especially, during the optimisation study, minimum magnet volume was targeted.

With the optimisation study, the reduction in magnet volume was increased from 5% to 12.5%. In this way, while the magnet volume was reduced, the motor cost was also reduced. Finally, the reluctance moment of this reduction was checked. While adjusting the angles and positions with optimisation, the inductances on the d and q axes were calculated and the model with the highest reluctance moment was selected. In this way, the reluctance torque was increased by 22% compared to the reference IPMSM.





1. GİRİŞ

Hava içerisinde yer alan CO₂ seviyelerindeki ve çevre kirliliğindeki artış yıllar içerisinde farklı ülkelerin bu konuda düzenlemelere gitmelerine neden olmuştur. 2018 yılında Amerika’da yapılan bir araştırmada ulaşım nedeni ile açığa çıkan zararlı gazların; toplam emisyonun %15,1’ini kapladığı görülmektedir. Bu sebepler doğrultusunda çevreci ulaşım çözümleri oluşmaya başlamış ve elektrikli araçlara yönelimler artmıştır. Birçok araç firması Ar-Ge çalışmalarını elektrikli araçlara doğru yönlendirirken, devletler de teşvikler ve çeşitli kısıtlamalarla bu çevreci harekete destek olmaktadır [22]. Yapılan çalışmalar doğrultusunda elektrikli araçlar kullandığı yakıt tipi, taşıdığı insan kapasitesi ve şarj edilebilirliği gibi çeşitli alt başlıklarda incelenmektedir. Avrupa Birliği, 2022/24/EC direktifi ile hafif elektrikli araçlar (HEA) başlığı altında elektrikli araçların bir kısmını kategorilere ayırmaktadır. Hafif elektrikli araç kategorisinde scooter, bisiklet, iki ve üç tekerlekli araçlar ve kargo araçlarını sınıflandırmıştır [1].

Hafif elektrikli araçların yaygınlaşmaya başlaması ile birlikte, elektrikli itiş sistemi bileşenleri üzerine yapılan çalışmalar artmaktadır. Bu araçların itiş sistemlerinin batarya, güç elektroniği devreleri ve elektrik motorundan oluştuğu bilinmektedir. Bu itiş sistemi bileşenlerinin yerleşimi için kısıtlı alanların bulunması, her bir bileşenin küçük boyutlara ve yüksek güç yoğunluklarına sahip olması gerekliliğini yaratmaktadır. Aynı zamanda sistem bileşenlerinden yüksek verim, yüksek performans ve düşük maliyet de beklenmektedir [23].

Elektrikli itiş sistemlerinde, aracın güç kaynağı olarak içten yanmalı motorların yerini alan elektrik motorları bulunmaktadır. Elektrik motoru, aracın tüm moment ve güç ihtiyacını karşılamakla birlikte, kısıtlı alandan dolayı yüksek güç ve moment yoğunluklarına da sahip olmalıdırlar. Aynı zamanda sistemin performansı için geniş bir moment-hız aralığında çalışmalı ve tırmanma için düşük hızlarda yüksek moment ihtiyaçlarını da karşılayabilmelidir. HEA’larda kullanımı en sık görülen motor topolojisi ise kalıcı mıknatıslı senkron motorlardır [23,24].

KMSM'lar, rotor topolojileri gereği yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı topolojiler olarak incelenebilir. Gömülü mıknatıslı senkron motorlar (GMSM) yüksek verim, geniş hız aralığı, yüksek güç yoğunluğu ve yüksek güvenilirlikleri nedeni ile ön plana çıkan topolojilerdir. Bu topolojilerde yer alan kalıcı mıknatısların rotordaki farklı yerleşimi ile motor performansını değiştirilebilir. Bu sayede HEA sisteminin ihtiyacına yönelik GMSM topolojileri üretilir [22]. Bu motor topolojisinin en büyük dezavantajı ise moment dalgalanmaları sonucunda oluşan titreşim sorunu ve akustik problemlerdir. Bu nedenle özellikle GMSM'larda tasarım kriteri olarak moment dalgalanması önemlidir ve birçok çalışmada rotor veya stator geometrileri çalışmaları yapılarak bu titreşimler en aza indirilmeye çalışılmaktadır [25,26].

Elektrikli itiş sisteminin ihtiyaçlarını karşılamak için öncelikle sistem gereksinimlerini doğru belirlemek, bundan yola çıkılarak da elektrik motorundan istenen anma ve maksimum parametrelerini hesaplamak gerekir. Bunun için aracın boylamsal modeli sıklıkla tercih edilir ve aracın ihtiyacı olan kuvvetlerden yola çıkılarak moment ve güç isterleri belirlenir. İhtiyaçların belirlenmesinin ardından bir elektrik motor tasarımı için öncelikle analitik analizle birlikte bilinen parametreler doğrultusunda boyutlandırmalar yapılmalıdır. Doğru sonuçlara ulaşmak için ise elektrik motoru sonlu elemanlar yöntemi (SEY) yardımı ile sayısal analizleri tamamlanmalıdır. Motorun verimi, moment dalgalanması, vuruş momenti ve çeşitli performans parametreleri sonlu elemanlar analiz (SEA) yöntemi ile elde edilmektedir.

Sistem gereksinimlerini karşılayan bir elektrik motoru elde edilmesinin ardından, son bir basamak olarak model en iyileştirilmesi yapılabilir. Optimizasyon yöntemleri ve çeşitli bilgisayar destekli programlar sayesinde, performans parametreleri için en iyileştirilmiş modeli elde etmek mümkündür.

1.1 Tezin Amacı

Hafif elektrikli araçların artışı ile birlikte elektrikli itiş sistemine yönelik çalışmalar hız kazanmıştır. Aracın ihtiyacı olan tüm moment ve gücü sağlayan itiş sistemi bileşeni ise elektrik motorlarıdır. Elektrik motorunun seçimi veya tasarımı yapılırken aracın talep ettiği hızlanma, ivmelenme ve tırmanma yeteneği gibi taleplerini karşılaması oldukça önemlidir. Bu nedenle ihtiyaçlar ve gereksinimler belirlenerek doğru motor seçimi ve tasarımı bu araçların performansı açısından kritik rol oynar.

Bu tez çalışması kapsamında ilk aşama olarak ticari bir hafif elektrikli araç ele alınıp sistem gereksinimlerinin belirlenmesi, bu doğrultuda motordan talep edilecek olan performans parametrelerin hesaplanması hedeflenmiştir.

Belirlenen gereksinimler doğrultusunda öncelikle analitik analizler ardından da farklı oluk/kutup kombinasyonlarına sahip ve farklı rotor tiplerinde GMSM'lar için elektromanyetik analizlerin yapılması amaçlanmıştır. Referans alınan ticari hafif elektrikli aracın GMSM modeli ile kıyaslanarak, seçilen GMSM topolojisi üzerinde optimizasyon çalışmalarının yapıp optimizasyonu tamamlanan GMSM'un referans motora göre moment dalgalanması, verim ve relüktans momenti gibi kritik performans parametreleri yönünden iyileştirilmesi amaçlanmıştır.

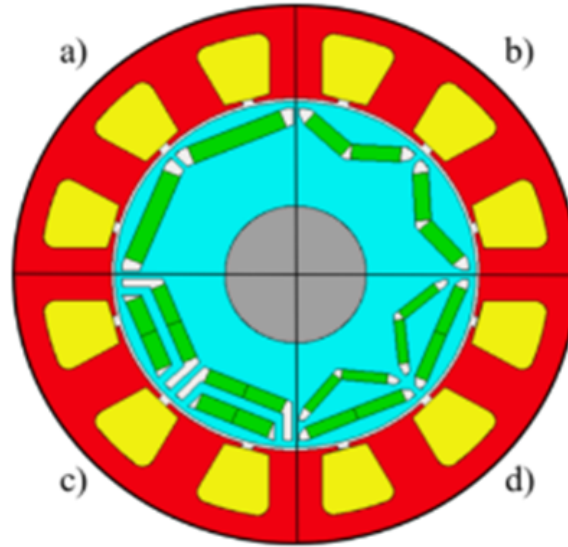
1.2 Literatür Özeti

Hafif elektrikli araçların birçok farklı segmentleri bulunmaktadır. Bu doğrultuda literatür taraması yapılırken hafif elektrikli araç için yapılan motor tasarımları incelenmiştir. Ek olarak GMSM için yüksek verim, güç yoğunluğunun yanı sıra düşük toplam harmonik bozulumu (THB) ve moment dalgalanması ile ilgili yapılan çalışmalar da literatür kapsamında ele alınmıştır. Literatürde GMSM topolojisinde farklı rotor tipleri sıklıkla çalışma yapılan konulardan biridir. Bunu nedeni ise motorun verimi, güç ve moment yoğunluğu, moment dalgalanması gibi performans değerlerine doğrudan etkisinin bilinmesidir. Bu kapsamda literatür taraması yapıldığında, mıknatıs yerleşimi ve boyutlandırılması, katman sayısı, akı bariyerlerinin şekillendirilmesi ve rotorun asimetrik yapıda olması gibi bir çok çalışma yer almaktadır.

2008 yılında, S. Wu, L. Tian ve S. Cui tarafından yapılan çalışmada hibrit elektrikli bir otobüs için yapılan bir motor tasarımında; radyal, çevresel, V tipi ve U tipi rotor konfigürasyonları ele alınmıştır. Bu topolojiler için moment kapasiteleri ve alan zayıflatma yetenekleri incelenmiştir. Moment kapasitesi açısından V tipi ve U tipi rotor topolojisinin ön plana çıktığı görülmüştür [27]. Hibrit araçlarda kullanılan GMSM'un rotor topolojisi ile ilgili yapılan bir diğer çalışmada 2011 yılında yapılmıştır. Bu çalışmada da; yüzeysel, V tipi, W tipi, segmentli yüzeysel rotorlar incelenmiş ve farklı açılardan birbirlerine göre üstünlükleri belirlenmiştir. Mıknatıs miktarı bakımından V tipi, üretilen moment ve vuruş momenti bakımından da W tipi mıknatıs yapısının avantajlı olduğu gösterilmiştir [28].

2017 yılında Yin-Ye Yang, Sandra M. Castano ve Rong Yang tarafından yapılan çalışmada ise; Nissan, Toyota ve GM'in rotor topolojilerinin sonlu elemanlar yöntemi ile analizleri gerçekleştirmiştir. Çift V, delta ve V tipi topolojilerinin yer aldığı bu çalışmada delta tip topolojinin moment kapasitesinin yüksek olduğu fakat alan zayıflatma bakımından V tip ve çift V tip topolojilerinin gerisinde kaldığı görülmüştür. Moment dalgalanması açısından ise en optimum tasarımın çift V olduğu görülmüş fakat mekanik stres, moment-hız performansı açısından V tipi rotor topolojisinin öne çıktığı gözlenmiştir [29].

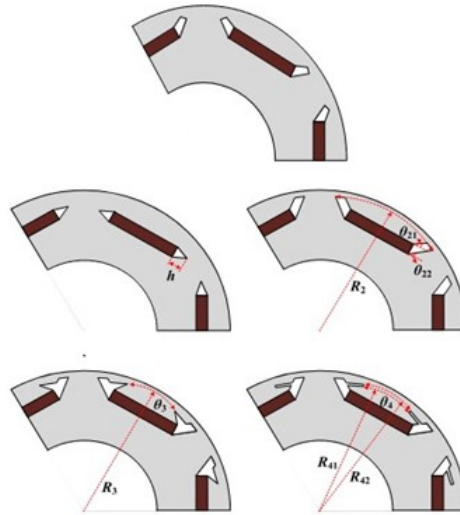
Benzeri bir çalışma hafif elektrikli araçlar içinde yer alan motorsikletler için 2023 yılında L. Estaben, E. Gerardo, G. Renato ve J. Javier tarafından yayınlanan çalışmada görülmektedir. L.Estaben ve arkadaşları da farklı GSM rotor topolojileri olarak Şekil 1.1'de de verildiği üzere; çift U tipi, delta, V tipi ve yüzeysel rotor topolojilerini değerlendirmiştir. Çift U tipinin en düşük vuruş momentine sahip olmasının yanı sıra relüktans momentinden en fazla faydanın da yine bu topolojiden sağlandığı sonucu çıkmıştır [9].



Şekil 1.1 : GSM Rotor Topolojileri: a) Düz, b) V tipi, c) Çift U, d) Delta [9].

Aynı yıl içinde Tengfei Song, Zhenyang Zhang, Huijuan Liu ve WenLuan Hu tarafından da benzeri bir çalışma yine elektrikli araçlar kapsamında yapılmış ve bu çalışmada da çift U tipi vuruş momentini açısından ön plana çıkmıştır. Bunun yanı sıra tek katmanlı V ve U tipi rotor topolojilerinin maliyet açısından daha avantajlı olduğu gösterilmiştir [30].

Farklı rotor tiplerinin yanında katman sayısının da performans parametreleri üzerindeki etkisini görmek mümkündür. Bu doğrultuda T. Husain, T. Lee ve C. Ma ise 2022 yılında yayınladıkları çalışmada olarak V tipi ve çift V tipi rotor topolojilerini pareto yöntemi ile hem mıknatıs maliyetini hem de moment dalgalanmasının harmonik bileşenlerini analiz etmiştir. V tipi maliyet açısından avantajlı olarak öne çıksa da, ayrıntılı harmonik bileşenlere bakıldığında çift V tipinin ön plana çıktığı görülmüştür [31]. Mıknatıs katman sayısı ile ilgili yapılan bir diğer çalışma ise K. P. Martin ve arkadaşlarının 2023 yılında yayınladıkları çalışmadır. Bu çalışmada V tipi rotor topolojisinde bir, iki, üç ve dört katmanlı V tipi topolojisi kıyaslanmıştır. Bu çalışma sonucu olarak da hem vuru momentini hem moment dalgalılığı hem de relüktans momentini açısından dört katmanlı V tipinin avantajlı olduğunu göstermişlerdir [32]. Yine tek katmanlıdan dört katmanlıya kadar dört farklı topolojinin bu sefer U tipinde incelendiği çalışma K. Dong-Min, J. Young-Hoon, D. Kyoung-Soo ve L. Myung-Seop tarafından 2020 yılında elektrikli araç uygulaması özelinde yapılmıştır. Bir önceki çalışmadan farklı olarak katman sayısının artmasına bağlı oluşacak en büyük risklerden biri olan mekanik stres analizleri yapılmış ve çift V tipinin daha avantajlı olduğu gösterilmiştir. Yaptıkları çalışma kapsamında HEA'nın modeli oluşturularak bu tez kapsamında da hedeflenen motor gereksinimleri elde edilmiştir [33].



Şekil 1.2 : GSM topolojisinde farklı akı bariyerleri [10].

Rotor özelinde yapılan diğer çalışmalardan biri ise asimetrik yapıların oluşturulmasıdır. Örneğin, 2019 yılında S. Ehab ve arkadaşlarının yapmış olduğu çalışmada

Şekil 1.2’de de verildiği üzere simetrik ve asimetrik akı bariyerleri için farklı tasarımlar gerçekleştirilerek ortalama moment, moment dalgalanması ve vuruğu momenti ile ilişkili sonlu elemanlar analizleri yapılmıştır. Akı bariyerleri sayesinde moment kapasitesinin artırılabilirdiği, moment dalgalanması ve vuruğu momentinde de iyileşmeler sağlandığı da görülmüştür. Bu akı bariyerlerindeki deşavantajlar ise üretim tarafında oluşacak zorlukların artması olarak gösterilmiştir [10]. Y. Xiao ve arkadaşları ise GSM rotor topolojisinde akı bariyerleri ile değıl mıknatıs yerleşimlerini asimetrik yaparak tasarımlar gerçekleştirmiştir. Bu asimetrik rotor topolojisi ile motorda moment artışı ve düşük moment dalgalanması elde etmiştir [34].

Bu tez kapsamında da ele alınacak olan farklı oluk/kutup kombinasyonu çalışması literatürde de sıklıkla yer almaktadır ve elektrikli araç uygulamaları özelinde yapılan literatür çalışmaları bu doğrultuda incelenmiştir. B. Aslan, E. Semail, J. Korecki ve J. Legranger tarafından 2013 yılında yapılmış bir çalışmada hibrit elektrikli araçlarda konsantrik sargı için oluk/kutup kombinasyonu ele alınmıştır. Bu çalışma kapsamında sargı faktörü hesabı, vuruğu momenti için en büyük ortak bölen (EBOB) gibi hesaplamalar verilmiş ve dengesiz kuvvetler açıklanmıştır [35]. Oluk/kutup kombinasyonu ile ilgili; 2022 yılında yayınlanmış ve S. Deepak ve S. Bhim tarafından yapılan çalışmada ise öncelikle iki tekerlekli bir hafif elektrikli araç için WLTC (Worldwide harmonized Light vehicles Test Cycles) sürüş çevriminde motor performans parametreleri elde edilmiştir. Ardından bu motor gereksinimlerini karşılamak için 3,2 kW gücünde, 18/10 ve 12/10 oluk-kutup kombinasyonlarında farklı sargı şekillerine sahip (kesirli oluklu, örtüşen, örtüşmeyen) V tipi GSM motor tasarımları sonlu elemanlar yöntemi ile analiz edilmiştir. Zıt-EMK harmonik dağılımı ve buna bağılı vuruğu momenti ve moment dalgalanması her üç sargı tipi için de gerçekleştirilip nihai olarak 18/10 oluk-kutup kombinasyonlu örtüşen sargılı motor tasarımının performansının en iyi olduğu gösterilmiştir [36].

Tez kapsamında nihai model üzerinden OptiSLang yardımı ile optimizasyon çalışmaları yapılması hedeflendiğinden literatürde yer alan optimizasyon çalışmaları da incelenmiştir. Bazı çalışmalarda program yardımı olmadan deneme yolu ile optimizasyon yapılırken, bazılarında çeşitli algoritma ve bilgisayar programları kullanılmıştır.

W. Wu, Q. Chen, X. Zhu, F. Zhao ve Zixuan Xiang tarafından 2020 yılında gerçekleştirilen çalışmada geniş hız aralıklarında çalışan bir elektrikli araç için yay tipli GSM motor tasarımı ve optimizasyonu yapılmıştır. Motor optimizasyonu bariyerin uzunluğu, kalınlığı ve açısı değiştirilerek öncelikle mekanik stres açısından ardından da minimum moment dalgalanması, maksimum manyetik akı dağılımı açısından mıknatıs boyutları ile ilgili optimizasyon gerçekleştirilmiştir. Optimizasyonu yapılan nihai motor ile başlangıçtaki motorun zıt-EMK dalga şekilleri, relüktans momentleri, moment dalgalanmaları, alan zayıflatma yetenekleri ve verimleri kıyaslanmış ve yüksek hızlardaki veriminin %90'dan %92,8'lere kadar çıkarıldığı ve mekanik stres dayanımı açısından daha iyi bir model elde edildiği sonucuna varılmıştır [37]. Deneme yolu ile yapılan optimizasyonlardan biri J. Du, X. Wang ve H. Lv'nin 2016 yılında yayınlamış olduğu çalışmadır. Bu çalışmada optimizasyon yapılacak parametreler belirlenip bu parametrelerin herbirinin sonlu elemanlar ve analitik analizleri yapılarak temel model iyileştirilmiştir [38]. Deneme yöntemi doğrultusunda belirlenen parametreler genelde kısıtlı olmakla beraber, optimizasyonda en optimum sonuca ulaşmak ancak deneme sayısının artırılması ile olacağından bu çalışmalarda kısıtlı giriş parametreleri belirlendiği görülmektedir [39–41]. Birçok optimizasyon çalışmasında ise optimizasyon algoritmaları kullanılarak optimum motor modeli elde edilmeye çalışılmıştır. 2017 yılında A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, ve A. G. Kladas tarafından yapılan çalışmada elektrikli araç için yüzey mıknatıslı bir GSM'un optimizasyon çalışması yapılmıştır. Optimizasyon algoritmalarından evrimsel optimizasyon yöntemi kullanılmış olduğu algoritma ile GSM'da %15 daha az kayıp %21'de daha az moment dalgalması elde etmiştir [42]. 2018 yılında Fangwu Ma, Hongbin Yin, Lulu Wei, Guangdong Tian ve and Hui Gao yapmış oldukları çalışmada ise genetik algoritmayı kullanarak yüzeysel, V tipi ve delta tipi GSM'de optimizasyon yapılmıştır. Optimizasyonun temel hedefi olarak alan zayıflatma yeteneğini artırılması ve titreşimin azaltılması hedeflenmiştir [43].

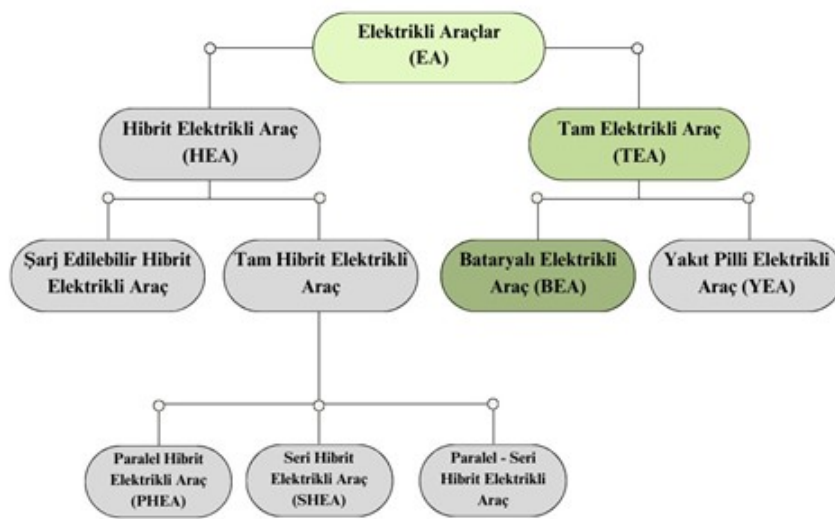
2010 yılında yayınlanan bir başka çalışmada ise G. Pellegrino ve F. Cupertino GSM motor için çoklu-nesneli genetik algoritma kullanılmaktadır. Optimizasyon hedefi olarak maksimum moment, minimum moment dalgalanması, rotor kaybının azaltılması ve alan zayıflatma yeteneğinin iyileştirilmesi belirlenmiştir [44].



2. HAFİF ELEKTRİKLİ ARAÇ (HEA) TEKNOLOJİLERİ

2.1 Elektrikli Araçların Tanımı ve Sınıflandırması

Son yıllarda küresel ısınma, çevre kirliliği gibi konuların oldukça gündem olmasının ardından önlem almak amacı ile birçok çalışma yürütülmektedir. 2015 yılında 200 devletin şartlarını kabul ettiği Paris anlaşması imzalanmıştır. Bu anlaşma benzinli ve dizel araçların kademeli olarak azaltılarak elektrikli araçların yaygınlaşmasını zorunlu kılmaktadır [45]. Bu durum araç üreticilerini Ar-Ge faaliyetlerinde elektrikli araç çalışmalarına yönlendirmiştir. Elektrikli araçlar temelde tam elektrikli araçlar (TEA) ve hibrit yapıda elektrikli araçlar (HEA) olarak ikiye ayrılırken, hibrit araçlar kendi içerisinde şarj edilebilir hibrit elektrikli araçlar ve hibritleştirme (mikro, hafif, tam hibrit) ve itiş elemanlarının birbirlerine bağlantısına göre (seri, paralel, seri-paralel) sınıflandırılmış araç yapılarını içerir. Tam elektrikli araçlar da; bataryaya sahip elektrikli araçlar (BEA) ve yakıt pilli elektrikli araçlar (YEA) olarak sınıflandırılır. Bu sınıflandırmada her bir başlık için daha alt başlıklara bölünebilir. Şekil 2.1’de elektrikli araçlara ait bir sınıflandırmayı görmek mümkündür [46, 47].



Şekil 2.1 : Elektrikli araç sınıflandırması.

Elektrikli araçların yaygınlaşması ile özellikle şehir içi ulaşımlarda; ekonomik, çevre dostu, uzun menzillere sahip olmayan, düşük hızlarda ve iki-üç tekerlekli araçların yaygınlaştığı görülmüştür. Bu kategoride değerlendirilen araçlar Avrupa Birliği tarafından 2022/24/EC direktifi ve 168/2013 kodlu yönetmelikte hafif elektrikli araçlar (HEA) veya L kategori araçlar olarak isimlendirilmiştir. Bu direktif temel olarak scooterlar, bisikletler, mopedler ve iki, üç veya dört tekerlekli küçük otomobilleri kapsar. 2022/24/EC direktifi temel olarak araçlarda:

- Ağırlık sınırlaması
- Maksimum hız sınırlaması
- Motor gücü sınırlaması
- Batarya kapasitesi
- Trafik kuralları ve lisanslama

gibi özellikleri bakımından yedi farklı açıdan araçları sınıflandırır. Çizelge 2.1’de bu sınıflandırma görülmektedir [1,48].

Çizelge 2.1 : Hafif elektrikli araçların sınıflandırılması [1].

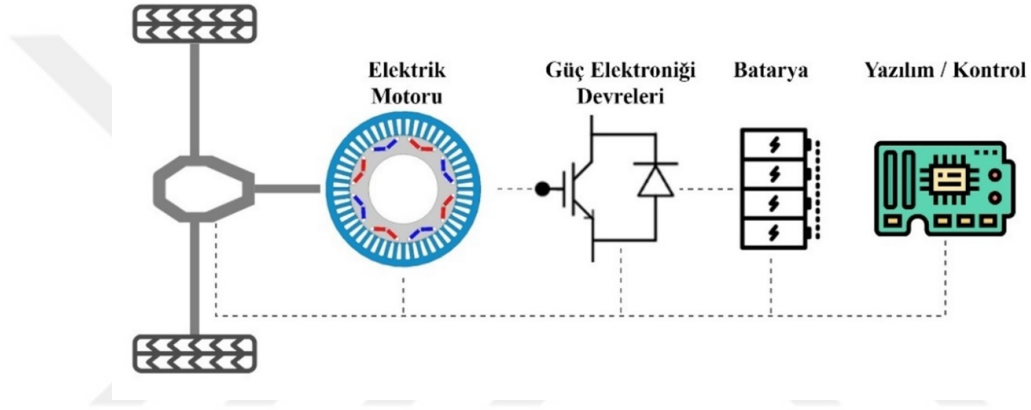
	Tekerlek sayısı	Maks. güç [<i>kW</i>]	Maks. hız [<i>km/s</i>]
-	2	<250 <i>W</i>	-
L1e-A	2,3,4	<1 <i>kW</i>	25 <i>km/s</i>
L1e-B	2	<4 <i>kW</i>	45 <i>km/s</i>
L2e	3	<4 <i>kW</i>	45 <i>km/s</i>
L3e-A1	2	<11 <i>kW</i>	-
L3e-A2	2	<35 <i>kW</i>	-
L4e	3	<15 <i>kW</i>	-
L5e	3	<15 <i>kW</i>	-
L6e-A	4	<4 <i>kW</i>	45 <i>km/s</i>
L6e-BP	4	<4 <i>kW</i>	45 <i>km/s</i>
L7e-A	4	<15 <i>kW</i>	-
L7e-C	4	<15 <i>kW</i>	90 <i>km/s</i>

2.2 Elektrikli Araçlarda İtiş Sistemi

Bir elektrikli araç temel olarak elektrik motoru, güç elektroniği devreleri, kontrol ve batarya ünitesinden meydana gelmektedir. Bu temel yapı Şekil 2.2’de verilmiştir. Bu yapı BEA’lara örnek olarak incelenebilir, batarya yerine enerji kaynağı olarak yakıt pilinin kullanıldığı araçlarda da elektrikli itiş sistemi benzer olup itiş enerjisi

yakıt pilinden sağlanır. Bu durumda batarya ya da yakıt pili hücreleri enerjinin depolandığı ve sisteme enerji veren kısmı oluştururken, güç elektroniği devreleri ve kontrol üniteleri hem sistemin kontrolü ve düzgün çalışması hem de performansın iyileştirilmesine katkı sağlar. Elektrik motorunun itiş sistemindeki görevi ise araca gerekli momenti ve gücü vererek hareketin meydana gelmesini sağlamaktır.

Elektrikli bir araç içerisinde tüm bu sistemin yerleştirilmesinde kısıtlı bir alan olması nedeni ile tüm bileşenler için güç yoğunluklarının yüksek olması ve az yer kaplamaları oldukça önemlidir. Bu kapsamda elektrik motorundan beklentilerden ilkinin yüksek güç yoğunluğu olduğunu söylemek mümkündür.



Şekil 2.2 : Elektrikli itiş sistemi bileşenleri.

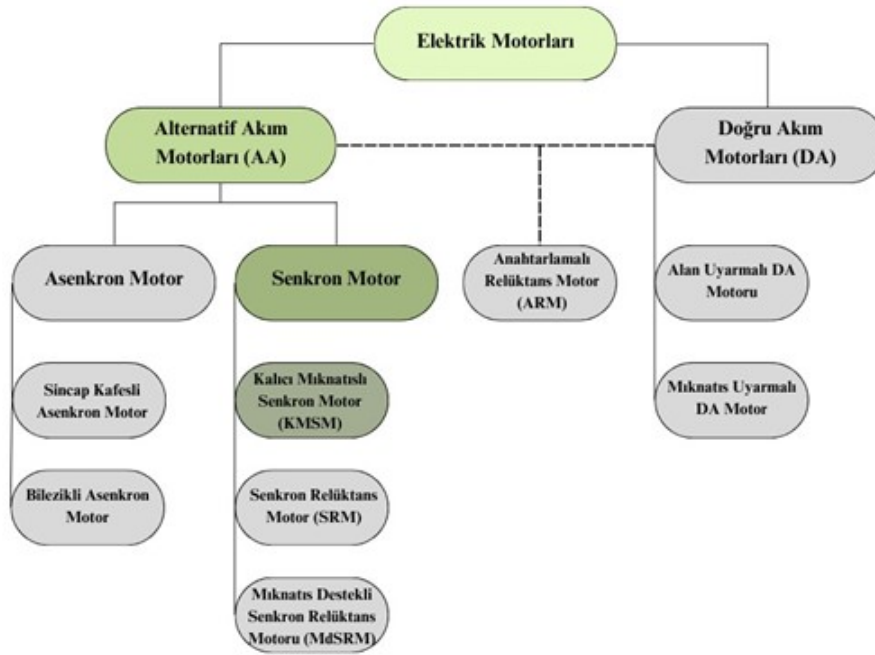
Araç performansı doğrudan elektrik motoru ile ilişkili olduğundan elektrik motorundan diğer beklentileri de aşağıdaki şekilde sıralamak mümkündür [2]:

- Geniş hız-moment bölgesinde yüksek verim sağlaması
- Düşük hızlarda kalkış ve yokuş tırmanma için yüksek moment
- Yüksek hızlarda sabit moment ve güç bölgelerinde geniş hız aralığında çalışma
- Hızlı dinamik tepki
- Düşük gürültü ve harmonik bozunum
- Yüksek güvenilirlik ve sağlamlık
- Maliyet

Bu kapsamda elektrik motorları incelenerek elektrikli araçlar için uygun topolojinin seçilmesi gerekir. Bir elektrik motorunu Şekil 2.3’de görüldüğü AA ve DA motorları olarak iki sınıfta incelemek mümkündür [11]. Bu iki sınıf altında motorlar AA

motorları asenkron ve senkron olmak üzere iki temel başlığa ayrılır. Bu iki temel başlık da Şekil 2.3'te yer aldığı üzere çeşitli motor topolojilerini içerir.

Elektrikli araçlarda kullanımı görülen motorların maliyet, verim, güç yoğunluğu ve termal yüklenme gibi çeşitli özellikler bakımından karşılaştırılması Çizelge 2.2'de verilmiştir. Ardından her bir motor topolojisi ayrıca ele alınarak avantajları ve dezavantajları aktarılmıştır.



Şekil 2.3 : Elektrik motorlarının sınıflandırması.

Çizelge 2.2 : Elektrik motor özelliklerinin karşılaştırması [2].

Özellik	DAM	AA	KMSM	ARM	SRM	MdSRM
Maliyet	-	+++	++	++	+++	++
kW/kg	+	-	+++	-	-	++
Verim	+	++	+++	++	++	+++
Üretilirlik	+++	+++	-	+++	+++	++
Boyut	+	++	+++	++	++	++
Yüklenme	+	++	++	-	+++	+++
Termal limit	-	++	+	+++	+++	++
Ses/Gürültü	+	+++	+++	+	+	-
Kontrol	+++	++	++	-	++	++

2.2.1 Doğru akım motorları (DAM)

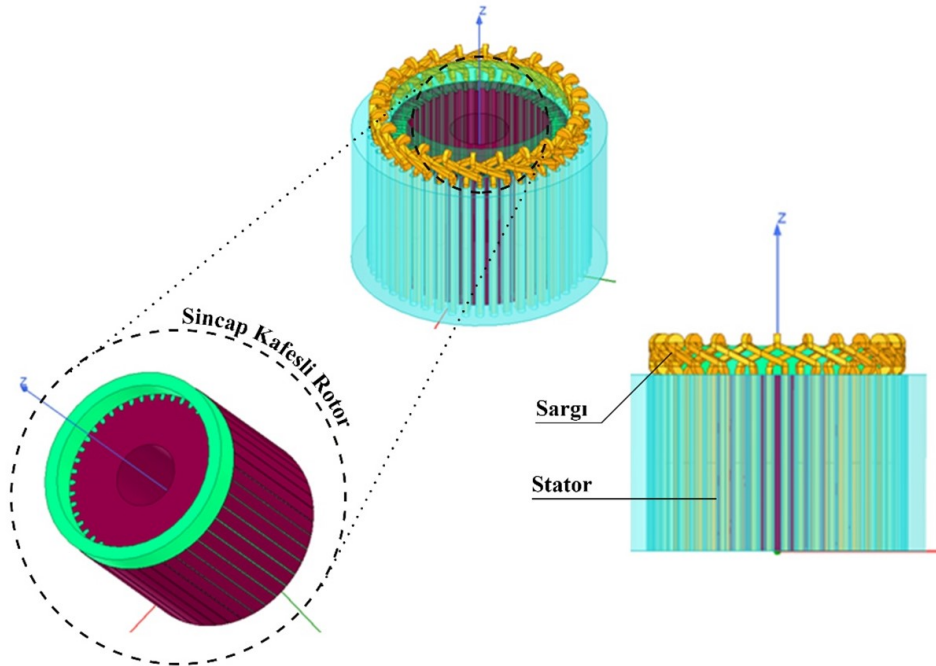
DA motorları alan uyarımlı ve mıknatıs uyarımlı DA motorları olarak ele alınabilir. Bu motorlar basit olmaları ve üretimlerinin kolay olması nedeni ile ön plana çıkar.

Ayrıca kontrollerinin kolay olması nedeni ile ilk elektrikli araç uygulamalarında tercih edildikleri görülmektedir. Fakat hem verim açısından hem de yüksek hızlara çıkma açısından elektrikli araç kullanımında yetersiz kalmışlardır [2]. Ayrıca fırçalı DA motorlarında yer alan fırça-kollektör yapısı bulundurması; temas etme ile aşınma, ark oluşumları ve aşırı ısınma gibi sorunlara da neden olabilmektedir [11,49].

2.2.2 Asenkron motorlar

AA motorları kendi içlerinde senkron ve asenkron yapıda ikiye ayrılmaktadır. Asenkron motorlar, endüksiyon motoru olarak da bilinen endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılan endüksiyon motor kuvveti ile dönen motorlardır. En büyük üstünlükleri basitlikleri, sağlamlıkları ve iyi dinamik performanslarıdır. Bunun yanı sıra kontrol açısından basit motorlar olup, mıknatıs içermediğinden de maliyet açısından avantajlıdır [2, 50]. Bu avantajlar sayesinde de Tesla başta olma üzere Ford, BMW, GM vb. üretici araçlarında asenkron motoru kullanmıştır [51].

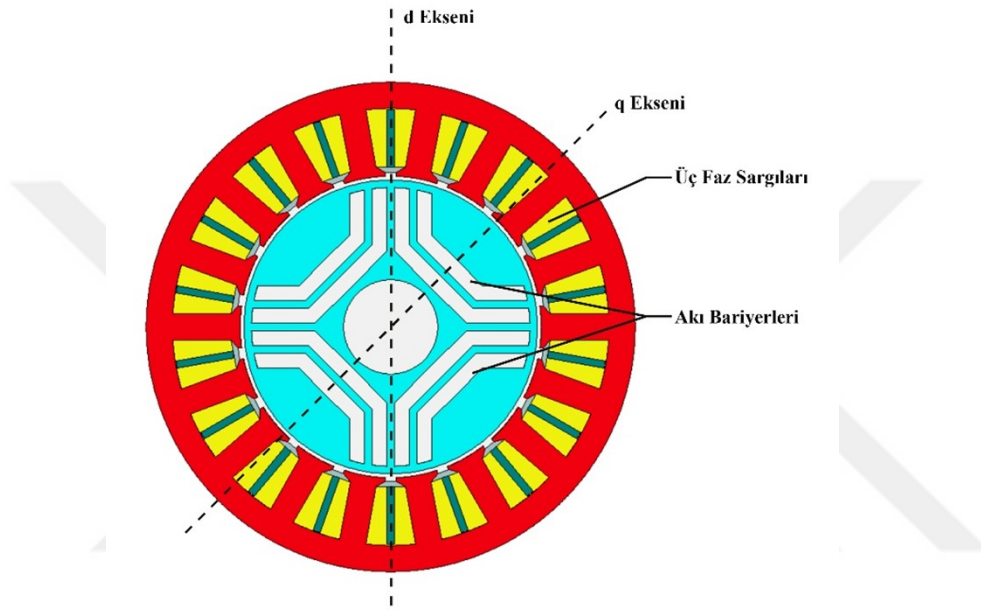
Bu motor topolojisinin en büyük dezavantajlarından biri güç faktörüdür, bunun nedeni ise yüksüz durumda bile stator sargısından akmakta olan mıknatıslanma akımıdır [52]. Bir diğer dezavantajı ise rotor yapısındaki sargı veya kafes yapısındaki kayıpların yüksekliği nedeni ile yüksek verimin geniş bir hız aralığında sağlanamıyor olmasıdır [53]. Örnek bir sincap kafesli asenkron motor yapısı Şekil 2.4’te görülmektedir.



Şekil 2.4 : Asenkron motor yapısı.

2.2.3 Senkron relüktans motorlar (SRM)

Senkron motorlar sınıfından ise elektrikli araçlar için kullanımı görülen motorlar mıknatıs destekli motorlar ve senkron relüktans motorlarıdır. Senkron relüktans motorları Şekil 2.5'te de gösterilen yapıya sahiptir. Bu motorların statoru asenkron motorda da olduğu üzere üç fazlı sargıya sahipken, rotorunda akı bariyerleri yer almaktadır.



Şekil 2.5 : Senkron relüktans motor yapısı.

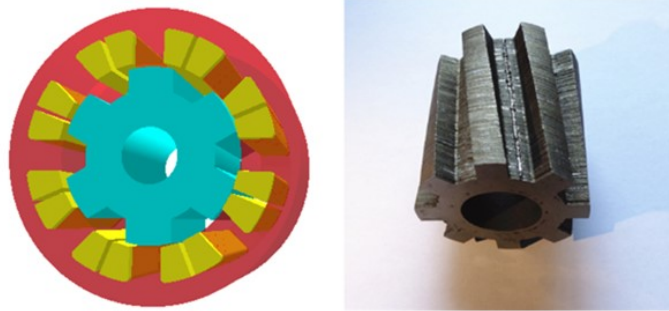
Bu motorlar denklem 2.1'de de görüldüğü üzere relüktans momenti üretmektedir. Denklem 2.1'de yer alan L_q ile L_d endüktansları Şekil 2.5'te ifade edildiği gibi q ve d eksenindeki endüktansları ifade eder. θ , akım açısı iken p , kutup sayısı ve I stator akımının etkin değeridir. Denklem L_d/L_q arasındaki oranın üretilen moment üzerindeki etkisini göstermektedir. Bu motorların rotorlarının basit yapıda olması üretilebilirlik ve termal açıdan kolaylıklar sağlarken; herhangi bir mıknatıs ya da sargı içermemesinden kaynaklı da maliyet açısından ön plana çıkan motorlardır. Aynı zamanda L_d/L_q oranı yüksek bir senkron relüktans motoru sabit güçte geniş hız aralığı sağlarken, verim açısından da asenkron motor ve doğru akım motorlarına göre oldukça avantajlıdır. Bu motorların en büyük dezavantajları ise kontrol algoritmalarının karmaşasıdır. Ayrıca rotorundaki akı bariyerleri mekanik açıdan motorun zorlanması neden olabilmektedir [53–55]. <SRM'ların akı bariyerlerine mıknatıslar yerleştirmek

mümkündür. Bu sayede motor performansının iyileşmesi sağlanabilir. Bu tür motor topolojileri mıknatıs destekli senkron relüktans (MdSRM) olarak adlandırılır. Bu yapının moment üretiminde denklem 2.1’de yer alan relüktans momentine ek olarak mıknatıs momenti de eklenir. Bu sayede aynı geometriden daha fazla moment elde edilebilir fakat kalıcı mıknatıs maliyeti ve moment dalgalanması açısından dezavantajlıdır [54].

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) I^2 \sin(2\theta) \quad (2.1)$$

2.2.4 Anahtarlama relüktans motoru (ARM)

Rotor yapısında hem sargı hem de mıknatıs bulundurmeyen bir diğer yapıda anahtarlama relüktans motorlarıdır. Rotorunun bu basit yapısı sayesinde bu motorların en büyük avantajı; sargı veya mıknatıs kayıplarının bulunmaması ve bu nedenle termal olarak soğuk motorlar olmasıdır. Ayrıca bu motorlar düşük maliyetleri, basit ve sağlam yapıları ile ön plana çıkmaktadır. Örnek bir anahtarlama relüktans motoru Şekil 2.6’da görülmektedir. Bu motorlar da SRM’da olduğu gibi relüktans momenti ile çalışırlar, ARM’larında akım yönünden bağımsız bir moment üretimi olduğundan tek yönlü bir sürücü ile kontrolleri mümkündür, fakat piyasada genellikle asenkron ve kalıcı mıknatıslı motor sürücüleri bulunduğu için bu yapı özel tasarım gerektirir.

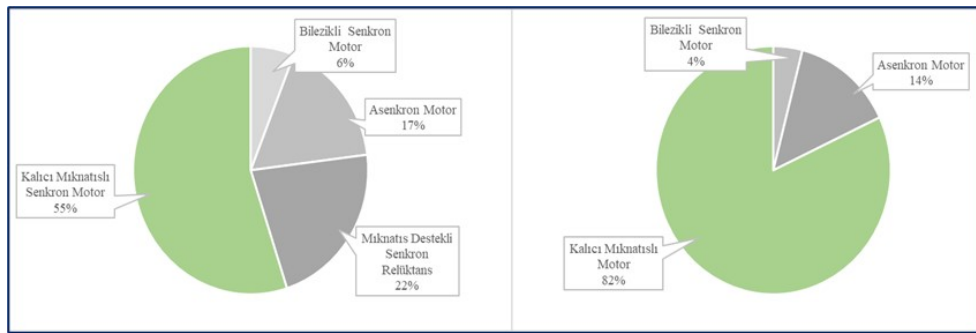


Şekil 2.6 : Anahtarlama relüktans motor yapısı ve rotor kaykısı [11].

Bu motor tepolojisinin en büyük eksiği ise moment dalgalanmasının yüksek olması ile birlikte rotoruna etki eden radyal kuvvetlerin akustik titreşime neden olmasıdır. Akustik titreşimi ve gürültüyü azaltmak için motor yapısında ya da kontrol topolojilerinde iyileştirmelere ihtiyaç duyar. Örneğin Şekil 2.6’da 2018 yılında yapılan bir çalışmada düşük moment dalgalanması elde edebilmek için kaykısı verilmiş bir rotor görülmektedir [19, 56, 57].

2.2.5 Kalıcı mıknatıslı senkron motor (KMSM)

Son olarak farklı kuruluşlardan alınan araştırma sonuçlarına göre 2020 ve 2023 yılında BEA ve HEA'larda Şekil 2.7'de de görüldüğü üzere kullanımı en çok görülen motorlar olan kalıcı mıknatıs senkron motorlar ele alınmıştır [11]. Bu motorların en büyük avantajları olarak manyetik uyartımın kalıcı mıknatıs ile olmasıdır. Bu sayede hem yüksek verim hem de yüksek güç-moment yoğunluklarına sahiptirler. Kullanılan motor topolojisine bağlı olarak geniş hız aralığından sabit güç sağlayabilmesi, alan zayıflatma yeteneğindeki üstünlük de bu motorlar için avantajlar olarak sıralabilir [58].



Şekil 2.7 : Elektrikli araçlarda kullanılan elektrik motorları yüzdesi [11].

Bu motorlara ait en büyük dezavantaj ise geniş hız aralığında çalışması nedeni ile elektromanyetik kuvvette oluşan harmoniklere karşı savunmasız olması ve bu nedenle yüksek moment dalgalanmalarının ve akustik problemlerin olabilmesidir. Bir diğer dezavantaj ise kalıcı mıknatıstan dolayı motor maliyetinin görece yüksek olması ve jeopolitik etkenlerdir [25]. Bu çalışma kapsamında da tasarımı gerçekleştirilen KMSM'lar bir sonraki bölümde ayrıntılı olarak ele alınmıştır.

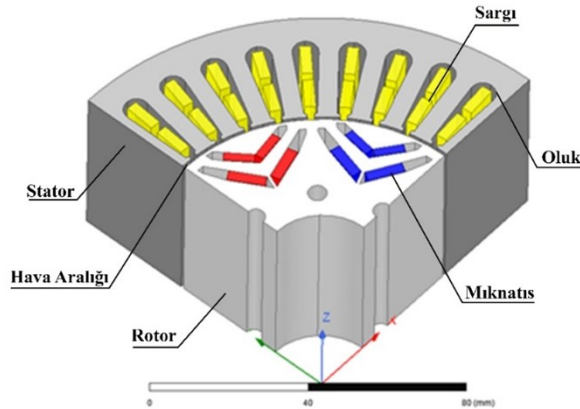
3. KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

3.1 Giriş

Bir önceki bölümde hafif elektrikli araçlarda kullanımı görülen motor topolojileri aktarılmıştır. Bu motor topolojilerinden en fazla öne çıkan ve bu çalışma kapsamında da tasarımı ve optimizasyonu yapılan KMSM'dur. Gelişen sürücü teknolojisi, nadir toprak elementlerinin yaygınlaşması ve ucuzlaması ile birlikte beyaz eşyalarda, asansörde vb. birçok alanda da kullanımının arttığı görülmektedir [59,60]. Bu motorlar yapılarında bulundurdıkları kalıcı mıknatıslar nedeni ile yüksek güç ve moment yoğunlukları sağlarken yüksek verim ile de sistemde yüksek çalışma performansı sağlarlar. Bu bölümde de KMSM'ların yapısı, çeşitleri, matematiksel modeli ve alan zayıflatma yeteneği ele alınmıştır.

3.2 Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlarının Yapısı ve Sınıflandırılması

KMS motorlar alternatif akım motorları olup, rotor ve stator alanları eşit frekansta hareket ettiğinden senkron makineler içinde sınıflandırılır. Bu motorlar temel olarak faz sargılarının yer aldığı stator, mıknatısların yer aldığı hareketli parça olan rotor ve shaft, gövde gibi temel yapılardan oluşur. Temel bir yapı Şekil 3.1'de görülmektedir.



Şekil 3.1 : Kalıcı mıknatıslı senkron motor yapısı.

Stator yapısı; asenkron motor, SRM, ARM'u vb. diğer yapılarda da olduğu üzere faz sargılarının yer aldığı kısımdır. Rotor yapısı ise diğer motorlardan farklı olarak kalıcı mıknatıs içermektedir. Bu motorlar temel olarak:

- Hava aralığındaki akı dağılımına göre: radyal ve aksiyel
- Mıknatıs konumuna göre: Yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı

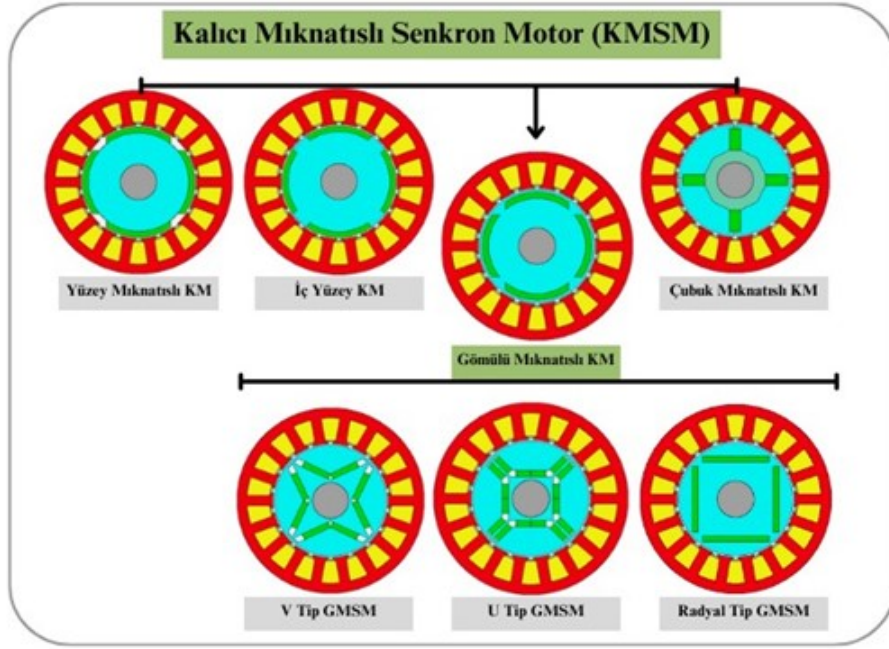
olarak sınıflandırılabilir [61]. Aksiyel akı motorlarda hava aralığındaki manyetik akı eksen yönündedir ve bu motorlarda yer alan stator ve rotor genelde disk şeklindedir. Bu motorların avantajlarına bakıldığında [62]:

- Yüksek frekanslar ve düşük hızlarda çalışmak için uygundur çünkü kolayca kutup sayıları artırılabilir.
- Rotor diskleri aynı zamanda fan gibi davrandığından ısı olarak motor soğuması kolaydır.
- Kompakt yapıları sayesinde güç yoğunlukları yüksektir.

Tüm bu avantajların yanı sıra bu motorlar için en büyük dezavantaj, motorun üretilebilirliği ve güvenilirliğidir. Bir önceki bölümde sıralanan tüm diğer geleneksel motorlar radyal akı motorlardır ve üretilebilirlik, kolay ulaşılabilirlik açısından ön plana çıkmaktadırlar.

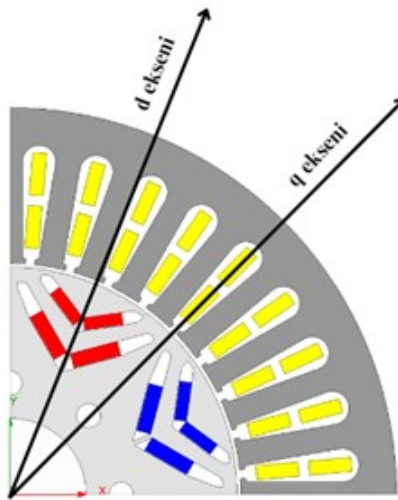
Mıknatıs konumuna bağlı olarak ise Şekil 3.2'de de görüldüğü üzere KMSM'lar temel olarak yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı olarak sınıflandırılırlar. Yüzey mıknatıslı yapılarda mıknatıslar rotorun yüzeyinde yer alır ve bu nedenle özellikle iç rotorlu yapılarda merkezkaç kuvveti ile savrulma ihtimalleri bulunur. Bu da bu motorlar özelinde mekanik açıdan ek çalışmalar yapılmasını gerektirir. Aynı zamanda mıknatısların demanyetize olma ihtimalleri yüksektir.

Bu rotor topolojisinde relüktans momenti elde etme şansı bulunmamaktadır, bunun nedeni hava aralığı ile aynı manyetik iletkenliğe sahip kalıcı mıknatıslardır. Tüm eksenlerde yaklaşık aynı endüktans değerine sahip olan bu motorlar, geniş hız aralığında sabit gücü sağlama konusunda da çeşitli çalışmalar incelendiğinde gömülü mıknatıslı motor yapısına göre arka planda kalmaktadır [8, 63, 64].



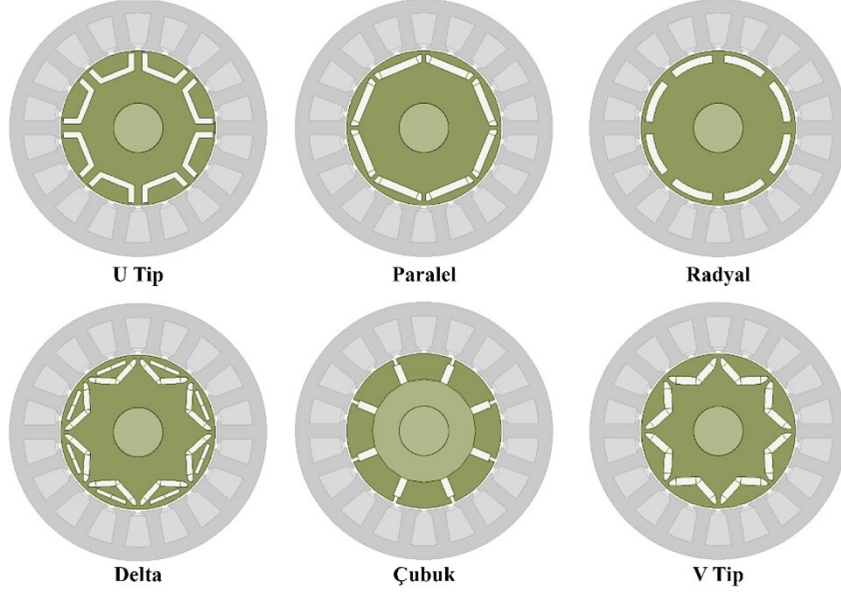
Şekil 3.2 : Mıknatıs konumuna bağlı KMSM sınıflandırması.

Gömülü mıknatıslı senkron motor yapılarında (GMSM) ise kalıcı mıknatısın rotor yüzeyinde gömülü olması nedeni ile Şekil 3.3’de de verildiği üzere motorun d ve q eksenlerinde endüktans farkı meydana gelir ve bu sayede relüktans momenti elde edilir ve bu durum geniş bir hız aralığında çalışma imkanı sunar [65]. Aynı zamanda bu yapıda kalıcı mıknatısların mekanik açıdan savrulma riski bulunmaz ve iç kısımda olduklarından demanyetizasyon açısından da avantajlıdırlar. Bu sayede yüksüz çalışma durumundaki hava aralığı akı yoğunlukları yüksektir [8].



Şekil 3.3 : GMSM d-q eksen.

Gömülü mıknatıslı yapılarda mıknatısın rotor içinde yerleşimine göre de sınıflandırma yapmak mümkündür. Şekil 3.4’de de görüldüğü üzere mıknatısların rotora radyal, düz, V tip, U tip, çubuk ve delta olarak yerleştirilmeleri mümkündür.



Şekil 3.4 : Mıknatısın konumuna göre GSM rotor tipleri.

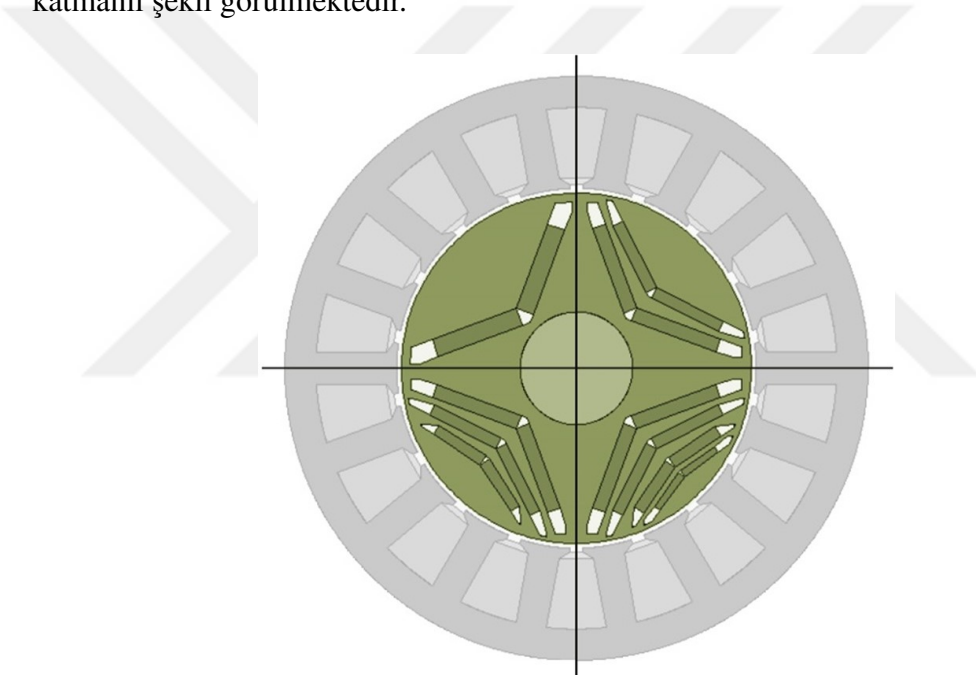
Bu tiplerin dışında literatürdeki çeşitli çalışmalarda yay tipi olarak isimlendirilen rotor şeklinin de çalışıldığı görülmektedir. Örneğin Şekil 3.5’te görüldüğü üzere 2022 yılında Christian A. Rivera ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada bu tip kalıcı mıknatıs tipi kullanılmış ve aynı mıknatıs oranı ile daha fazla moment elde edildiği görülmüştür bunun temel nedeni ise rotorda endüklediği manyetik akı yoğunluğunun daha sinüzoidal formda olmasıdır; fakat çalışmada da belirtildiği üzere bu tip mıknatıs hem kalıcı mıknatısın üretilebilirliği hem de manyetize hale getirilmesi açısından problemler taşımaktadır [12].



Şekil 3.5 : Yay tipi GSM [12].

Bu rotor tipleri içerisinde V tipi, U tipi ve delta tipi konfigürasyonlar d ve q eksenlerindeki endüktans oranının yüksek olması nedeni ile yüksek moment yoğunluklarına sahiptir. En iyi akı zayıflatma yeteneği, yerleşiminde kalıcı mıknatısın rotorun içine en çok gömülen yapı olan çubuk tip rotor tipinde görülmektedir. Fakat bu topoloji de düşük moment yoğunluğuna sahiptir [8, 61, 65].

Bunların yanı sıra d ve q eksenindeki endüktans farkı artırılarak, güç ve moment yoğunluğu artırılabilir; çeşitli çalışmalarda bu rotor tiplerinde çok katmanlı yapılar denenmiştir. Bu yapılardaki en büyük problemlerden biri katman sayısının artması ile rotor üzerinden birim hacme düşen mekanik streste artışı ve bunun sebep olacağı mekanik titreşimlerdir [33]. Şekil 3.6'da V tipi bir yapının farklı sayıda katmanlı şekli görülmektedir.



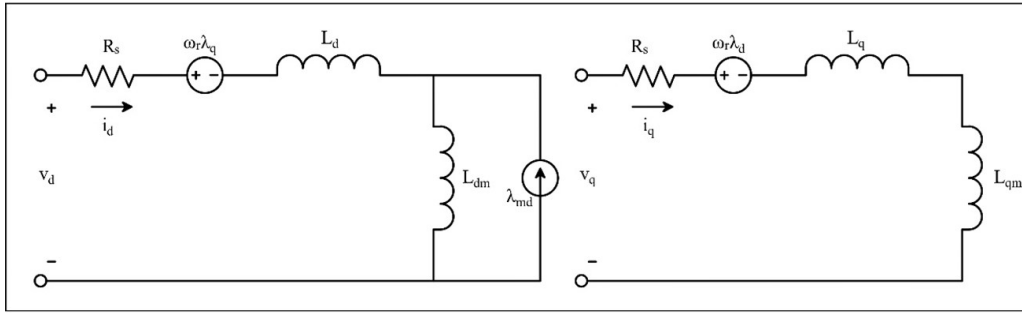
Şekil 3.6 : Farklı katmanlarda V tipi GSM yapıları.

3.3 Gömülü Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Bir önceki bölümde de görüldüğü üzere GSM'larda kalıcı mıknatısın manyetik geçirgenliği nedeni ile mıknatısın olduğu d -ekseninde relüktansı (R_d) fazla, endüktansı (L_d) azdır. Mıknatısın olmadığı q -ekseninde ise tam tersi; eksenin relüktansı (R_q) az, endüktansı (L_q) fazladır. Bu eksenler motorun eşdeğer parametresi elde edilirken iki farklı eşdeğer devre olarak ifade edilir.

GMSM için eşdeğer devre Şekil 3.7’de görüldüğü gibi verilir. Bu devrelerden yola çıkılarak gerilim denklemleri elde edilirken şu kabuller yapılır:

- Doyumlar ihmal edilir.
- Endüklenen gerilim sinüzoidaldir.
- Girdap akımları ve histerezis kayıpları ihmal edilebilir düzeydedir.
- Alan akımı dinamiği yoktur.



Şekil 3.7 : GMSM d ve q eksen eş değer devreleri [13]

Bu kabuller ile birlikte eş değer devrelere ait gerilim denklemleri, denklem 3.1 ve denklem 3.2’de görülmektedir.

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_m \lambda_q \quad (3.1)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_m \lambda_d \quad (3.2)$$

Denklemlerde de görüldüğü üzere d-ekseni mıknatısın olduğu kısmı içermektedir. GMSM’da uyarma eksen, mıknatısı barındırmasından dolayı d-eksenidir. Bu eksene ait denklem 3.1’de de görüldüğü üzere d eksen akısının (λ_d) zamana bağlı değişimini ve q eksen akısını (λ_q) içerir. Bir diğer eksen olan q-ekseni ise momentin üretildiği eksendir, q-eksen akısının zamana bağlı değişimini ve d-eksen akısını içerir. d eksen akısı denklem 3.3’te de görüldüğü gibi d eksenindeki endüktans ve d eksen akımından i_d ve eşdeğer devrede de sabit akım kaynağı olarak yer alan mıknatıslanma akısından (λ_{md}) oluşmaktadır. Yine q eksenine ait akı da denklem 3.4’te verilmiştir.

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{md} \quad (3.3)$$

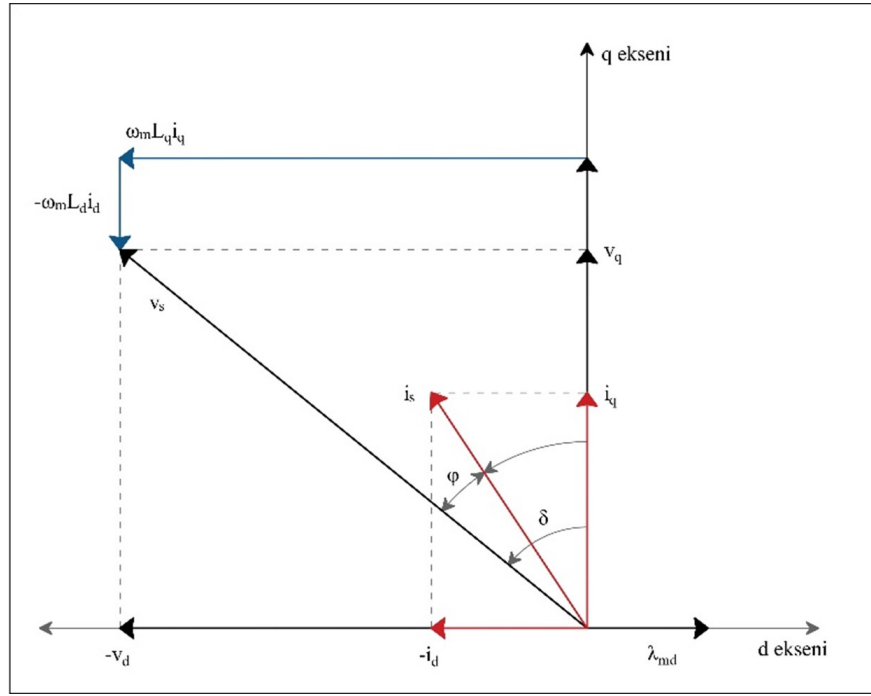
$$\lambda_q = L_q i_q \quad (3.4)$$

Bu durumda gerilim denklemleri yeniden düzenlendiğinde denklem 3.5 ve denklem 3.6 elde edilir.

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_m L_d i_d + \omega_m \lambda_{md} \quad (3.5)$$

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_m L_d i_q \quad (3.6)$$

Denklemlerde verilen d ve q eksen akımları (i_q) (i_d); Şekil 3.8’de verilen faz akımının d ve q eksen dönüşümlerini gösteren fazör diyagramı referans alınarak denklem 3.7 ve denklem 3.8’de gösterildiği gibi ifade edilir.



Şekil 3.8 : GMSM d - q eksen fazör diyagramı.

$$i_d = i_s \sin(\delta - \phi) \quad (3.7)$$

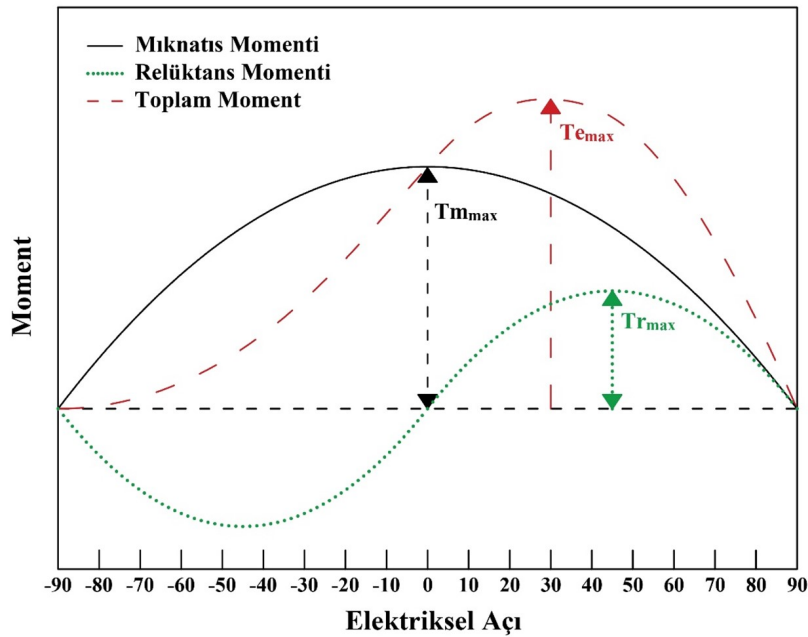
$$i_q = i_s \cos(\delta - \phi) \quad (3.8)$$

(i_s), maksimum faz akım değerini ifade ederken; (δ), ise yük açısını gösterir. Bu denklemlerin elde edilmesi ardından GMSM’a ait moment denklemi, denklem 3.9 ve denklem 3.10’daki gibi hem faz akımı hem de d ve q eksen akımları cinsinden ifade edilebilir [13,61].

$$T_t = \frac{3}{2} p [\lambda_{md} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.9)$$

$$T_t = \frac{3}{2} p \left(i_s \cos \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin(2\delta) \right) \quad (3.10)$$

Verilen ikinci moment denklemindeki ilk kısım mıknatıs momentini, ikinci kısım ise relüktans momentini ifade eder. Bu çalışma kapsamında da tasarımı yapılacak motorlar için relüktans momentini bu denklem yardımı ile hesaplanır. Toplam moment ifadesi bu motorlar için mıknatıs momentini yanı sıra relüktans momentini toplamı ile elde edilir. Şekil 3.9’da görüldüğü gibi relüktans momentini, mıknatıs momentine eklendiği takdirde toplam moment artırıcı etkisi vardır.



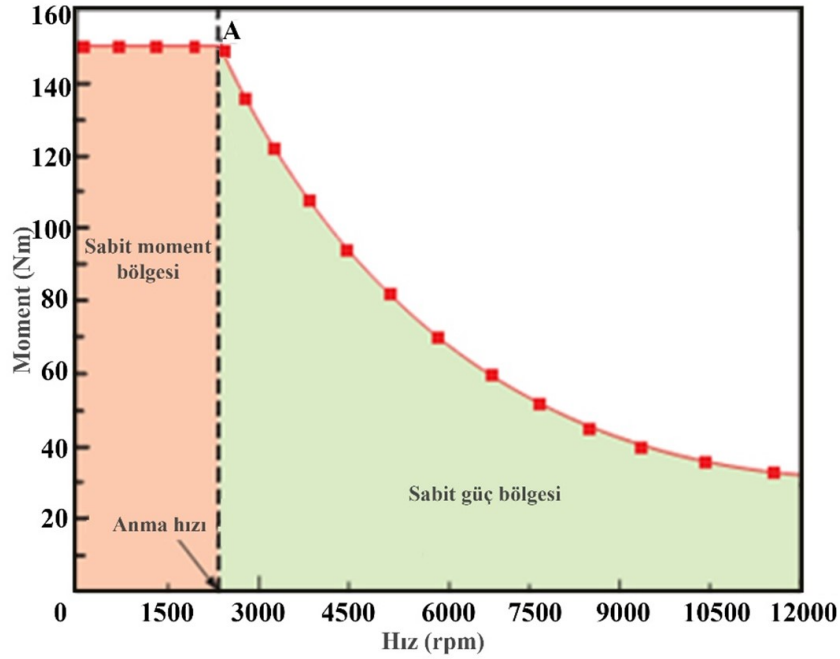
Şekil 3.9 : GSM topam moment grafiğı [14].

3.4 GSM’larda Alan Zayıflatma ve Kontrol

Elektrikli araçlarda elektrik motoru seçiminde dikkat edilen özelliklerden biri de motorun sabit güçte geniş bir hız aralığında çalışabiliyor olmasıdır. Şekil 3.10 ’da da görüldüğü gibi bir gömülü mıknatıslı senkron motor için anma hızına kadar sabit moment, artan güç; anma hızında itibaren de sabit güç, azalan moment bölgeleri (alan zayıflatma bölgesi) bulunmaktadır. Nominal hızdan itibaren maksimum hıza kadar olan bölge sabit güç bölgesidir ve bu bölge içinde moment/hız oranı değiştirilerek sistemin ihtiyacı olan gücü sürekli kılmak mümkündür.

Özellikle GSM’larda d ve q-eksenlerinin endüktans farklarından dolayı, bu motorlar nominal hız üstünde eviricinin maksimum gerilimi ile motor zıt-EMK gerilimi eşit olduğunda hava aralığındaki akı d-eksen akısı yardımı ile zayıflatılır.

Bu sayede motor hızı nominal hız üstüne çıkarken, motor momenti düşer ve sabit güç bölgesi içinde kalınır [66].



Şekil 3.10 : GMSM moment-hız grafiği [14].

Bir GMSM'da alan zayıflatma bölgesini elde edebilmek için GMSM'a ait moment ve gerilim eğrilerini daire diyagramında göstermek gerekmektedir.

Bir önceki bölümde hem (v_q) ve (v_d) gerilim denklemleri hem de denklem 3.10'da moment denklemi elde edilmişti. Bu kısımda limitleri belirlemek için maksimum akım ve gerilim değerlerini belirlemek gerekir. Bir motorda maksimum akım limiti motorun maksimum ulaşabileceği sıcaklıktaki akım olarak alınabileceği gibi evirici akımı olarak da alınabilir. Motor için maksimum sıcaklıktaki bu akım limiti belirlenirken motorun kayıpları (demir, bakır vb.) ve termal dayanımı göz önüne alınır.

Evirici de ise akımı sınırlayan bu sefer güç elektroniği bileşenlerinin termal sınırıdır. Bir evirici ve motorun termal zaman sabitleri kıyaslandığında, eviricinin çok daha küçük bir termal zaman sabitine sahip olduğu görülmektedir. Bu nedenle akım ve gerilim limitleri denklem 3.11 ve denklem 3.12'de görüldüğü üzere evirici çıkışları olarak alınır [14,66].

$$v_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq v_e \quad (3.11)$$

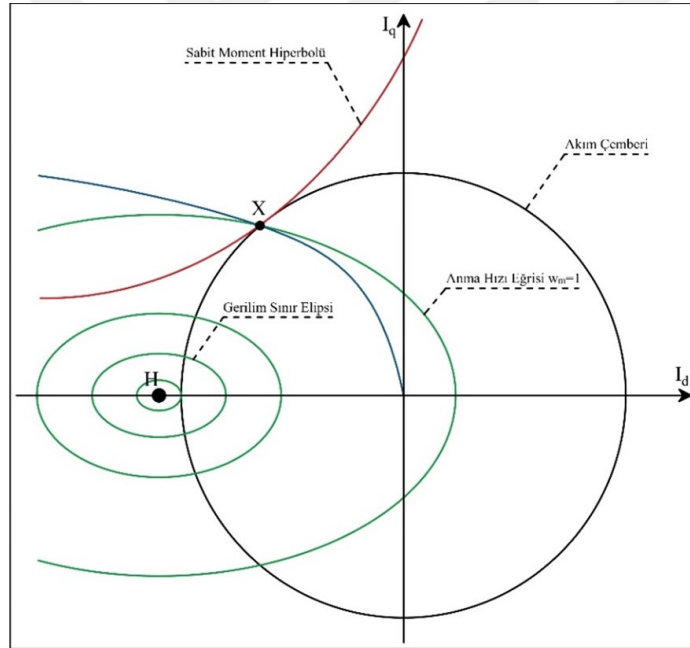
$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_e \quad (3.12)$$

Gerilim denklemi (v_q) ve (v_d) denklemleri ile düzenlendiğinde denklem 3.13 elde edilir. Bu denklemden düzenlenerek denklem 3.14 elde edilir. Bu denklemde yer alan açısal hıza (ω_m) göre gerilim sınır elipsi elde edilir.

$$v_s = \sqrt{(R_s i_d - \omega_m L_d i_q)^2 + (R_s i_q + \omega_m L_d i_d + \omega_m \lambda_{md})^2} \leq V_e \quad (3.13)$$

$$V_s \approx \omega_m \sqrt{(L_d i_q)^2 + (L_d i_d + \lambda_{md})^2} \leq v_e \quad (3.14)$$

Bu elipsin merkezi Şekil 3.11’de de görüldüğü üzere H noktasıdır $(-\lambda_{md}/L_d, 0)$. Bu elipsin yanına çizilen akım sınır çemberi ise nominal akımın yarıçap olduğu bir çemberdir. Moment ifadesinden yola çıkılarak çizilen moment hiperbolü de Şekil 3.11’de yer almaktadır. Bu daire diyagramı GSM için alan zayıflatma performansını gösterir. X noktası anma akımında motorun maksimum momenti sağlayabildiği noktasıdır. Bu hiperbolle gerilim elipsinin kesiştiği kısım nominal momentin sağlandığı kısımdır.



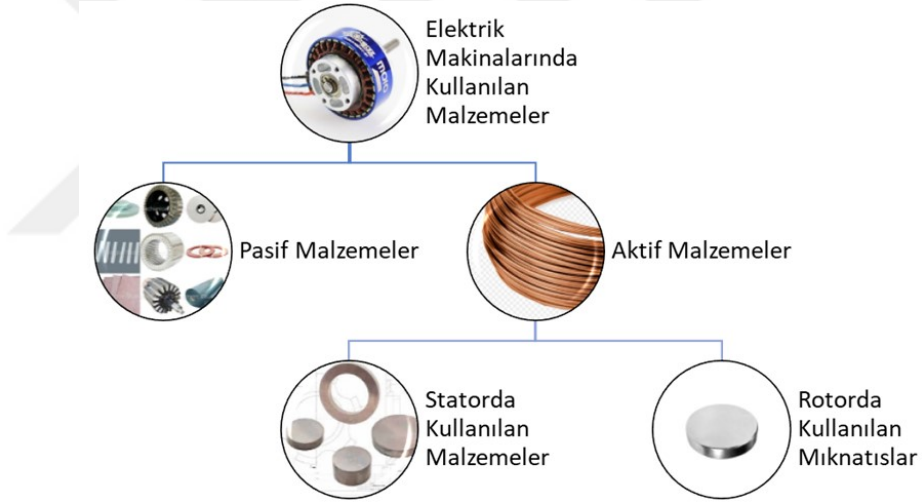
Şekil 3.11 : GSM daire diyagramları [8].

Bu daire grafiklerinden de görüldüğü üzere eğer mıknatıslanma akısı (λ_{md}) nominal akım çizgisi üstünde yer alıyorsa yani H noktası orijine oturduğu durumda ($\lambda_{md} = i_s L_d$) GSM teorik olarak sonsuz hıza ulaşır yani en geniş alan zayıflatma yetisini kazanır. Bu da gösterir ki rotor üzerinde d-ekseni olarak adlandırılan ve kalıcı mıknatısın bulunduğu eksenindeki endüktans ile motorun ulaşabileceği hız değeri artırılabilir [8, 14, 66].

3.5 GSMY Yapısında Kullanılan Malzemeler

Bir KMSM yapısı 3.2. bölümde aktarılmıştı, bu doğrultuda yapısında yer alan malzemeler Şekil 3.12’de de görüldüğü üzere iki sınıfta incelenebilir. Bunlardan ilki, elektromanyetik devreyi oluşturan ve motor performansını doğrudan etkileyen malzemeler olan aktif malzemelerdir. Aktif malzemeler stator ve rotorun yapısını oluşturan manyetik saclar, kalıcı mıknatıslar, sargı için kullanılan bakır teller olarak sıralanabilir.

Bir diğer malzemeler ise pasif malzemelerdir bu malzemeler motorun çalışmasında elektromanyetik bir katkı sağlamamakla birlikte motorun termal, mekanik ve yapısal olarak gerekliliklerini karşılarlar. Bu malzemelere izolasyon kağıt, takoz ve boyaları, vernik, üç faz kabloları, NTC/PTC gibi sıcaklık sensörleri, rotoru yataklamakta kullanılan rulmanlar, mil ve vernik örnek verilebilir [8].



Şekil 3.12 : Elektrik motorunda kullanılan malzemelerin sınıflandırması.

3.5.1 Sac malzemeler

Sac malzemeler rotor ve statorun çekirdeğini meydana getiren malzemelerdir ve yumuşak ferromanyetik malzemeler olarak isimlendirilir. Yumuşak ferromanyetik malzemelerin temel özelliği geçirgenlikleri yüksek iken histerisiz kayıpları düşüktür. Bir GSMY’da meydana gelen çekirdek kayıpları saclar üzerinde meydana gelir ve motor performansı açısından bu malzemenin seçimi verim üzerinde oldukça etkilidir [15]. Çekirdek kayıpları; histeriz kayıpları ve girdap akımı kayıpları olarak ele alınabilir. Bu kayıpların ifadesi denklem 3.15’de verildiği gibidir, denklem

oluşturulurken manyetik sac üzerindeki akı değişimi sinüzoidal olmadığı göz önüne alınmıştır [67].

$$P_{fe} = k_h f \hat{B}^a + \frac{k_e}{2\pi} \left\{ \frac{dB}{dt} \right\}_{rms}^2 \left(\frac{W}{kg} \right) \quad (3.15)$$

Denklemden yer alan

- $\hat{B}$: manyetik akı yoğunluğu tepe değeri [T]
- f : frekans (Hz)
- (k_e, k_h, a) : malzeme üreticisi tarafından belirlenen katsayılarıdır [68].

Denklemden yer alan ilk bölüm histerisiz kaybını ifade ederken ikinci kısım girdap akım kayıplarıdır ve histerisiz kayıpları motor hızına yani frekans ile doğru orantılı iken; girdap akımları frekansın karesi ile orantılıdır [69].

Bu sac malzemeler için en sık kullanımı görülen silikon çelik malzemelerdir. Silikon çelik bazlı bu malzemeler, girdap akım kayıplarını azaltmak için farklı inceliklerde lamine malzeme olarak kullanılırlar. Bu malzemeler Çizelge 3.1’de de görüldüğü gibi M250-35A şeklinde isimlendirilirler. Bu isimlendirmede ilk üç hane malzemenin toplam kaybını W/kg cinsinden gösterirken, sonraki iki rakam ise sac malzeme kalınlığını gösterir örneğin 35; 0,35mm kalınlığındaki sacı temsil eder. Çizelgede yer alan kayıplar 50Hz 1T değerine ait kayıplardır.

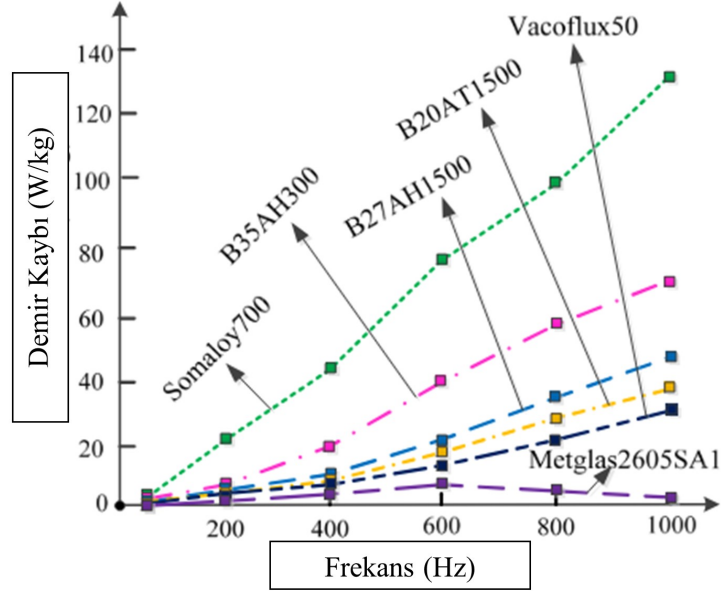
Çalışma frekansı yüksek olan bazı çalışmalarda lamine sac kalınlığı 0,1mm’lere kadar düşmektedir [7]. Bu malzemeler için IEC 60404-8-8 standardında çalışmalar devam etmekle birlikte üretilebilirlik açısından hala bu ince laminasyonlar için çalışmalar bulunmaktadır [3, 15].

Çizelge 3.1 : Çeşitli sac malzeme özellikleri [3].

Standart Tanımı	[mm]	[kg/dm ³]	[W/kg]
M235-35A	0,35	7,60	2,35
M250-35A	0,35	7,60	2,5
M270-35A	0,35	7,65	2,7
M300-35A	0,35	7,65	3
M235-50A	0,5	7,60	2,35
M250-50A	0,5	7,60	2,5
M270-50A	0,5	7,65	2,7
M300-50A	0,5	7,65	3

Sac malzeme seçilirken dikkat edilmesi gereken bir diğer grafik de Şekil 3.13’de görülmektedir. Bu grafikte de farklı tipteki sac malzemelerin frekansa bağlı kayıpları

görülmektedir [15]. Silikon saclarına alternatif olarak amorf alaşımlı malzemenin demir kaybının daha az olduğu görülse de seri üretim açısından sınırlı kullanımı olan bir malzemedir. Bu nedenle bu çalışma kapsamında da 0,35 mm kalınlıktaki silikon çelik bir malzeme kullanılmıştır.



Şekil 3.13 : Farklı sac malzemelerin frekansa bağlı kayıpları [15].

3.5.2 İletken malzemeler

GMS motorlarda yer alan bir diğer aktif bileşen ise statorda yer alan üç faz sargılarında kullanılan iletken malzemedir. Çizelge 3.2’de manyetik geçirgenliği havanın manyetik geçirgenliğine yakın olan ve elektriksel direnci düşük olan malzemeler görülmektedir.

Çizelge 3.2 : Farklı iletken malzemelerin özellikleri [4].

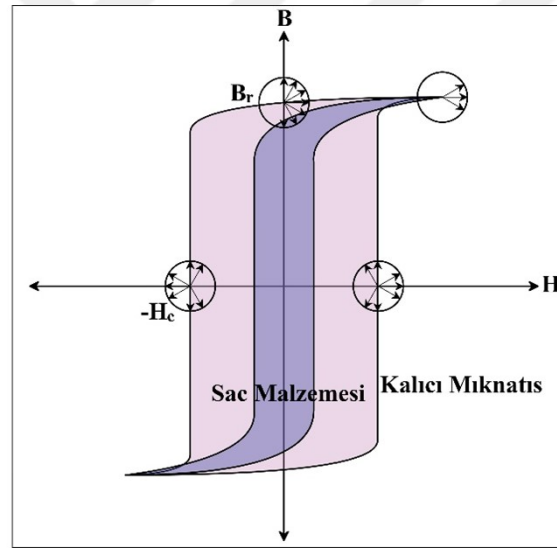
	İletkenlik [MS/m]	[g/cm^3]	Maliyet [birim]
Gümüş	63	8,96	81,3
Bakır	58	10,5	1
Altın	41	19,3	6300
Alüminyum	38	2,6	0,32C

Bakır, gümüşten sonra iletkenliği en iyi olan fakat yoğunluğuna göre nispeten pahalı olan bir iletkenidir. Alüminyum, bakıra göre daha ucuz ve hafif olsa da iletkenliğinin oldukça düşük olması nedeni ile elektrikli araç gibi performans beklenen

uygulamalarda tercih edilmemektedir. Bu çalışma kapsamında da stator sargı iletkeni olarak bakır malzeme tercih edilmiştir.

3.5.3 Kalıcı mıknatıs teknolojisi

Kalıcı mıknatıslar, rotorun yapısında yer alır ve sac malzeme laminasyonlarına yerleştirilir. Sert ferromanyetik olarak sınıflandırılan bu malzemeler, sac malzemelerin aksine zor demanyetize veya manyetize olan malzemelerdir. Şekil 3.14'te verilen histerisiz eğrisinde de yer aldığı üzere, B_r mıknatısın kalıcı mıknatıslık değerini belirtirken, H_c giderici manyetik alan şiddetini gösterir. Yine Şekil 3.14'te görüldüğü üzere sac malzemelerin H_c değerleri kalıcı mıknatısa göre oldukça küçüktür ve manyetik alan şiddeti ortadan kalktığında kolayca demanyetize olurlar. Kalıcı mıknatısları ise demanyetize etmek zordur ve histerisiz eğrisi altında kalan alanı gösteren enerji çarpanları ($B \times H$) oldukça yüksektir. Enerji çarpanının yüksek olması birim kütleden daha fazla enerjiyi elde etmeyi sağlar [8, 16].



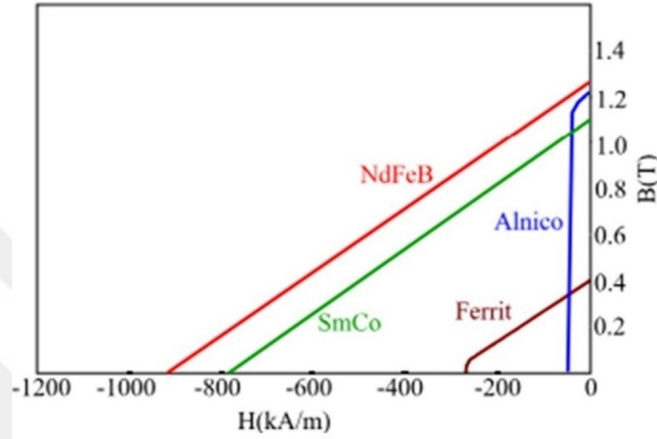
Şekil 3.14 : Kalıcı mıknatıs ve sac malzeme histerisiz eğrileri [8, 16].

Özellikle elektrik motorlarında kullanılan kalıcı mıknatıs teknolojisi incelendiğinde Ferrit, AlNiCo ve nadir toprak elementi olan SmCo ve NdFeB mıknatıs türlerinin ön plana çıktığı görülmektedir. Bu mıknatıs tiplerinden elektrik motorunun temel beklentileri:

- Geniş histerisiz eğrisine sahip olması
- Yüksek sıcaklıklarda çalışabilmesi
- Maliyetinin düşük olması

- H_c değerinin büyük olması
- Yüksek Br değerine sahip olması
- Korozyon dayanıklılığı
- Enerji çarpanının ($B \times H_{max}$) büyük olmasıdır.

Bu beklentiler de göz önüne alınarak mıknatıs türleri incelenir. Şekil 3.15’de yukarıda bahsedilen mıknatısların demanyetizasyon eğrileri verilmiştir.



Şekil 3.15 : Farklı mıknatısların demanyetizasyon eğrileri [5].

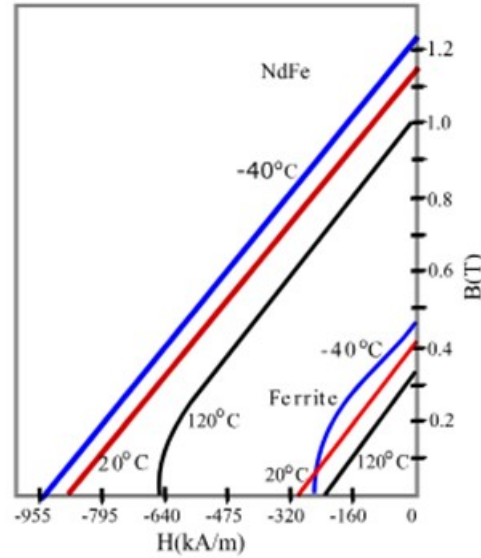
Bu eğriler incelendiğinde en yüksek Br ve H_c değerlerinin nadir toprak elemanti olan NdFeB’da (Neodimyum-demir-bor) olduğu görülmektedir. NdFeB ardından en yüksek enerji çarpanına sahip bir diğer mıknatıs türü yine nadir toprak elementlerinden SmCo’dır. Nadir toprak elementi olmayan Ferrit ve Alnikonun ise daha kolay demanyetize olduğu ve enerji çarpanlarının nadir toprak elementlerine göre düşük olduğu görülmektedir [70].

Bu mıknatısların yüksek sıcaklıklarında, çalışma özellikleri, maliyetleri ve korozyon özellikleri Çizelge 3.3’te görülmektedir. Çalışma sıcaklıkları bakımından Alnico mıknatısının ön plana çıktığı görülmektedir; fakat demanyetize eğrisinden de görüldüğü üzere az bir yüklenme ile demanyetize olma riskinin yüksek olması nedeni ile elektrik motorlarında sıklıkla tercih edilen bir mıknatıs değildir. SmCo enerji çarpanının yüksek olmasının yanı sıra yüksek sıcaklıklarda çalışabilmesi ile de ön plana çıkmaktadır fakat Samaryum’un yüksek maliyetleri ve stratejik önemi nedeni ile kullanımı yaygın olarak görülmemektedir.

Çizelge 3.3 : Farklı mıknatıs türlerinin özellikleri [5].

Mıknatıs	B_r [T]	H_c [kA/m]	BH_{max} [kJ/m ³]	T_c [°C]
NdFeB	1,0-1,4	750-2000	200-440	310-400
SmCo	0,8-1,1	600-2000	120-200	720
Alnico	0,6-1,4	275	10-88	700-860
Ferrit	0,2-0,78	100-300	10-40	450

Yüksek sıcaklıkta çalışma bakımından Alnico'dan sonra en iyi olan ve doğada yaygın olarak bulunmaları nedeniyle maliyeti en uygun mıknatıs ise ferrit mıknatıslardır. Fakat ferrit mıknatısların Şekil 3.15'te de görüldüğü üzere enerji çarpanları ve B_r ve H_c değerleri oldukça küçüktür ve bu nedenle yüksek performans gerektiren elektrikli araç uygulamaları gibi uygulamalarda ilk akla gelen mıknatıslar olmazlar. Tüm mıknatıslar çeşitli açılardan incelendiğinde yüksek maliyet ve düşük çalışma sıcaklığı olmasına karşın NdFeB mıknatısı yüksek enerji çarpanı, H_c ve B_r değerinin yüksek olması nedeni ile çalışmalarda en sık kullanımı görülen mıknatıs türüdür [7, 70]. Bu çalışma kapsamında da kullanılan NdFeB mıknatısına ayrıntılı bakıldığında sıcaklıkla değişimleri Şekil 3.16'da da görüldüğü gibi olmaktadır. Çalışma sıcaklığının artması ile birlikte demanyetizasyon eğrisi doğrusallığını kaybeder ve dirsek noktaları oluşur. B değeri B_{dirsek} değerinden büyük olduğu kısımda kalıcı mıknatıs sorunsuz çalışabilirken; B_{dirsek} noktasının B değerinden büyük olduğu durumda NdFeB demanyetize olur ve kalıcı mıknatıslık özelliğini kaybeder [5, 8].



Şekil 3.16 : NdFeB ve ferrit mıknatısın demanyetizasyon eğrisinin sıcaklıkla değişimi [5].

Piyasasa NdFeB mıknatıslar enerji arpanları ve sıcaklık özellikleri ile ilgili izelge 3.4'te verildiği gibi çeşitli seviyelerde bulunur. İsimlendirmeleri de bu özellikleri referans alınarak yapılır; rneğin N42SH mıknatıs isimlendirmesinde; ikinci ve üçüncü hanede yer alan rakamlar enerji çarpanını, sondaki iki hanede yer alan karakterler ise maksimum çalışma noktalarını göstermektedir [5].

Çizelge 3.4 : N35 mıknatısın farklı kodlamaları [5].

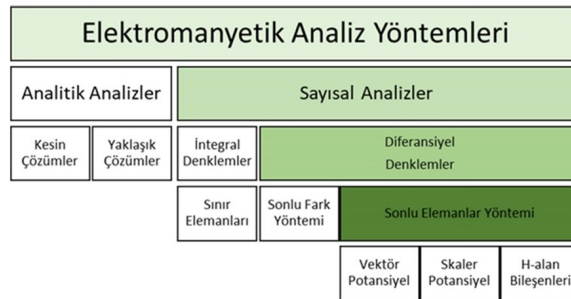
Mıknatıs Kodu	B_r [T]	H_c [kA/m]	BH_{max} [kJ/m ³]	T_c [°C]
N35 M	1,17	200-440	310-400	100
N35 H	1,17	120-200	720	120
N35 SH	1,17	10-88	700-860	150
N35 UH	1,17	10-40	450	180



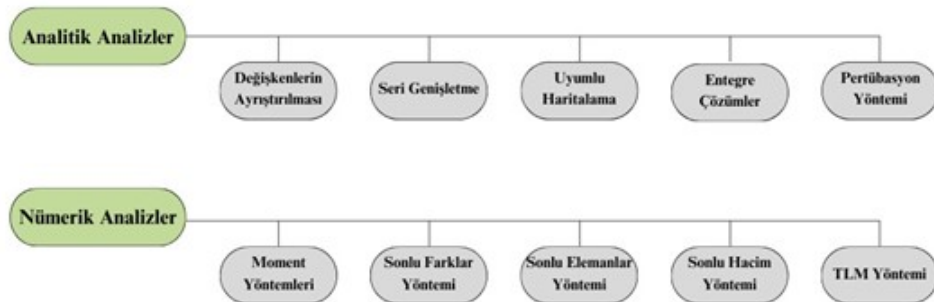
4. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ VE OPTİMİZASYON

4.1 Elektromanyetik Analiz Yöntemleri

Elektromanyetik bir çözüm yapılmak istendiğinde analitik ve sayısal analiz yöntemlerini kullanmak mümkündür. Bu yöntemler ve alt başlıkları Şekil 4.1’de görülmektedir. Bu iki analiz yöntemi ele alındığında karmaşık olmayan, lineer sistemleri kapalı formda modelleyen sistemler için yöntem, analitik analiz yöntemi iken; lineer olmayan ve ampirik formüller yardımı ile modellenemeyen sistemler için kullanılan yöntem sayısal analizdir. Analitik analiz sonucunda sistemin yaklaşık çözümleri elde edilirken, sayısal analizde iterasyonlar yapılır ve bir hata payı ile analizler gerçekleştirilir. Hem sayısal analiz yöntemleri hem de sayısal analiz yöntemlerini çeşitli yollar kullanarak yapmak mümkündür. Bu doğrultuda Şekil 4.2’de görüldüğü üzere sıklıkla kullanılan yöntemler sıralanmıştır [71].



Şekil 4.1 : Elektromanyetik analiz yöntemleri.



Şekil 4.2 : Elektromanyetik analiz çeşitleri.

Sayısal analizler için en sık kullanılan yöntemlerden biri sonlu elemanlar yöntemi olup vektör potansiyel, skaler potansiyel ve H alan bileşen yöntemleri bu yöntem altında kullanılmaktadır. Birçok ticari paket programı mekanik, ısı analizlerinde, manyetik ve elektrostatik çözümlerde bu yöntemlere başvurarak çözümler sunmaktadır. Özellikle elektrik makinesi tasarımında sonlu elemanlar paket programları oldukça yaygın şekilde skaler potansiyel ve H-alan bileşimi yöntemlerini kullanmaktadır.

4.2 Manyetik Analiz ve Optimizasyonu

4.2.1 Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Manyetik Analiz

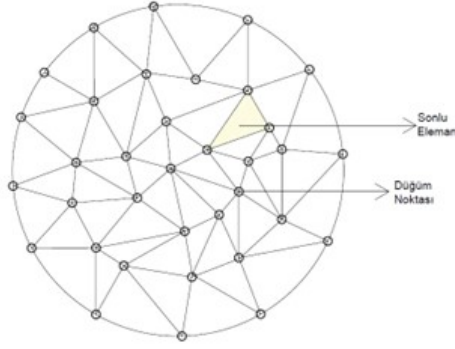
Elektrik motorları lineer olmayan etkiler içerdiğinden ve yapısı manyetik olarak homojen olmadığından bu nedenle literatürde sonlu elemanlar yöntemi ile elektromanyetik analizlerinin yapıldığı görülmektedir. Sonlu elemanlar yöntemi, çözüm yapılacak bölgeyi alanlara ayırarak enerjinin minimumlaştırılması yöntemini kullanır. Küçük parçalara bölünen bu alanda bilenen değerlerden yola çıkılır ve alanın tümünde bilinmeyen değerlerin elde edilmesi temeline dayanır. Çözüm yapılırken Maxwell denklemleri yardımı ile lineer olmayan diferansiyel denklemler oluşturulur. Kullanılan denklemler denklem 4.1 ve denklem 4.2’de görüldüğü gibi Laplace ve Poisson denklemleridir.

$$\nabla^2 A = 0 (\text{Laplace Denklemleri}) \quad (4.1)$$

$$\nabla^2 A = -\mu J (\text{Poisson Denklemleri}) \quad (4.2)$$

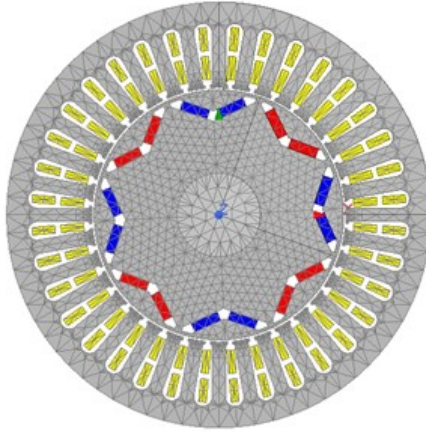
Çözüm yapılacak alan, küçük parçalara bölünürken çeşitli geometriler kullanılabilir. Bu yapılara mesh adı verilir ve bu mesh yapısı oluşturulurken bölünen alanların çakışmaması ve boşluklar içermemesine dikkat edilmelidir. Şekil 4.3’ de örnek bir alan içinde üçgen sonlu eleman bölgeleri oluşturulmuştur. Bu yöntem ile üç boyutlu mesh yapıları oluşturmak da mümkündür [72].

Bu çalışma içerisinde de GSM tasarım sürecinde SEY kullanılarak sayısal analizler yapılmıştır. Bu analizlerin yapılması için çeşitli paket programların kullanılması mümkündür.



Şekil 4.3 : Sonlu elemanlara ayrılmış iki boyutlu geometri.

Bu paket programlarda bilinen büyüklükler girilerek motor modeli program üzerinde oluşturulur ve sınır koşulları ile birlikte mesh yapısı oluşturulur. Örnek bir mesh yapısı elektrik motor geometrisi için Şekil 4.4’de gösterilmiştir.



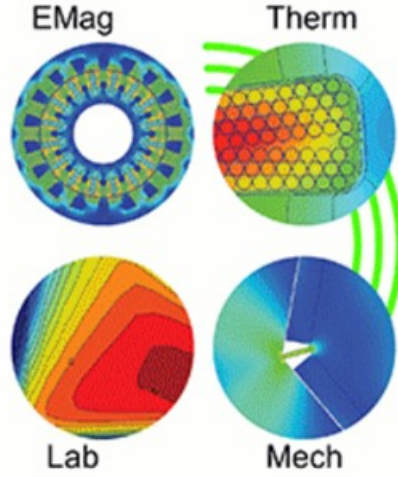
Şekil 4.4 : Elektrik motoru üzerinde ANSYS Maxwell programında oluşturulan mesh yapısı.

Ardından elektromanyetik çözümler bu programlar üzerinden SEY ile yapılarak sonuçlar elde edilebilir.

SEY paket programları ile elektrik motor tasarımı yapılabilecek bazı paket programlar ANSYS, Altair Flux ve JMAG -Designer olarak sıralanabilir. Bu çalışma kapsamında da ANSYS Maxwell ve MotorCAD programları SEY paket programları olarak kullanılmıştır. Analitik analizler yapılırken MotorCAD, SEY ile sayısal çözümler yapılırken ANSYS Maxwell programı kullanılmıştır.

Analitik analizler ve elektromanyetik analizlerin yanı sıra termal analizler, mekanik analizler, çevrim sürecinde modelin çalıştırılması kapsamında da bu paket programlarından MotorCAD kullanılmıştır.

MotorCAD program üzerinde Şekil 4.5 de görüldüğü üzere elektromanyetik analizlerin yapıldığı bölüm, termal analizlerin yapıldığı bölüm, mekanik analizlerin yapıldığı bölüm ve çevrim boyunca modelin koşturulduğu LAB modellüleri bulunmaktadır. Bu çalışma kapsamında da motora ait verim haritaları LAB modelü yardımı ile MotorCAD programında oluşturulmuştur. Elektromanyetik analizler hem ANSYS Maxwell 2D hem de MotorCAD üzerinden oluşturulmuştur.



Şekil 4.5 : MotorCAD programında tasarım akışı [17].

4.2.2 OptiSLang ile Optimizasyon

Elektrik motorunun en iyileştirme çalışmalarında sıklıkla optimizasyon yöntemleri kullanılmaktadır. Optimizasyondaki temel amaç; giriş parametrelerine bağlı olarak belirli hedeflerin sağlanmasıdır.

Örneğin giriş parametreleri olarak motor boyutları (uzunluk, stator çapı, hava aralığı, mıknatıs boyutları vb.) belirli aralıklarda değiştirilerek motor veriminin maksimum olması bir optimizasyon çalışmasıdır. Bu optimizasyon çalışmasını farklı metotlar kullanarak yapmak mümkündür. Bu metotlardan bazılarını aşağıdaki gibi sıralamak mümkündür [18].

- Genetik algoritma (GA)
- Evrimsel optimizasyon (EO)
- Yanıt yüzeyi modeli (YYM)
- Parçacık sürücü optimizasyonu (PSO)
- Yapay sinir ağları (YSA)

- Pareto optimizasyonu (PO)
- Kriging algoritması (KA)

Bu yöntemler arasında optimizasyon problemlerine deneysel veriler gerektirmeden hızlı ve doğru cevaplar vermesi nedeniyle genetik algoritma ve evrimsel optimizasyon en yaygın kullanımı görülen optimizasyon metotlarıdır. Fakat bu yöntemler parametrelerin yayılımının düzgün olması için sayıca çokça tasarım denemesi yapması gerekir ve bu da günlerce süren optimizasyon çalışmaları gerektirmektedir. Kriging algoritması ise bir meta modeli temel alarak kriging enterpolasyonu uygular. Kriging enterpolasyonu ile oluşturulan meta model verilerine yakın noktalardan değerler alınarak diğer noktalardaki değerler elde edilir. Bu algoritma GA ve EO algoritmalarından farklı olarak daha az hesaplama sürelerine sahiptir [73].

Bu çalışma kapsamında da optimizasyon çalışmalarını yapmak için bilgisayar tabanlı bir program olan ve çok disiplinli optimizasyonda sıklıkla tercih edilen OptiSLang kullanılmıştır. OptiSLang programı meta model ve optimizasyon algoritmalarını kullanmanın yanı sıra duyarlılık analizi, veri araştırması ve sağlamlık değerlendirmesi de yapabilmektedir. Dynardo GmbH tarafından geliştirilmiş olan bu program 2019 yılında ANSYS tarafından alınarak sonlu elemanlar programları ile entegrasyonu sağlanmıştır. OptiSLang programı ile optimizasyon yapmanın yanı sıra duyarlılık analizi, veri araştırması ve sağlamlık değerlendirmesi de yapabilmektedir [74]. OptiSLang programında yapılan optimizasyonun akış şeması Şekil 4.6'da görselde verilmiştir.

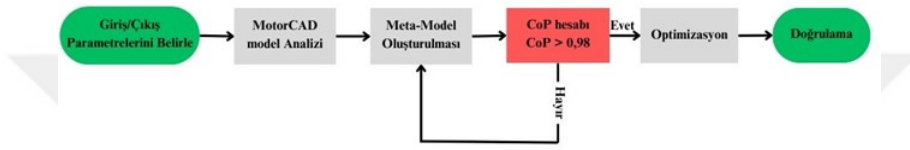
- Öncelikle giriş parametreleri ve motor tasarımındaki hedefler belirlenir. Giriş parametreleri olarak sadece boyut değil sargı yapısı ve manyetik özelliklerin parametreleri de değişken olarak atanabilir.
- Ardından elektriksel-manyetik-termal ve mekanik olarak MotorCAD ortamında analiz edilerek temel bir model oluşturulur.
- Bu model referans alınarak giriş parametreleri doğrultusunda hassasiyet analizi yapılır ve bu adım sonrasında meta model oluşturulur. Bu model sonucunda tüm girdi değişkenlerinin önemi ölçülür, aynı zamanda denklem 4.3'te verildiği üzere modelin kalitesi hataya bağlı kontrol edilerek bir CoP katsayısı-matrisi elde edilir.

Bu katsayının 0,98'den büyük olduğu durumda meta-modelin yeterli olduğu kabul edilir.

- Ardından istenilen hedef çıktıya göre optimizasyon yapılarak optimum model elde edilir.
- Son olarak da elde edilen optimum modelin doğrulaması yapılır ve yine CoP katsayısı kontrol edilir [75–77].

$$\text{CoP} = 1 - \frac{SS_E^{\text{Tahmin}}}{SS_T} \quad (4.3)$$

(SS_E^{Tahmin}) , karesel tahmin hatalarının toplamı iken (SS_T) , toplam hatalardır.

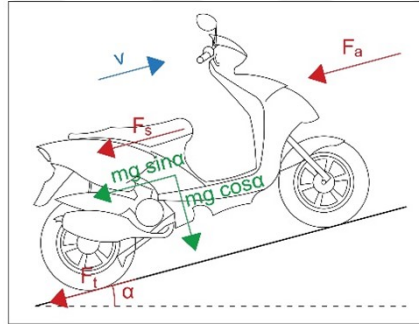


Şekil 4.6 : OptiSLang iş akış diyagramı [18].

5. GSM ANALİTİK ANALİZ ÇALIŞMALARI

5.1 Hafif Elektrikli Aracın Modellenmesi

Bir hafif elektrikli araç içerisinde yer alan elektrikli itiş sistemi içerisinde yer alan bileşenler önceki bölümlerde aktararak bir elektrik motorundan beklenen özellikler sıralanmıştı. Bu bölümde de bir hafif elektrikli aracın elektrik motorundan talep ettiği moment, güç ve hız gibi parametreler hesaplanarak GSM motor parametreleri elde edilmiştir. Bir hafif elektrikli araçta sistemin gerektirdiği kuvvet hesabı aracın boylamsal modeli üzerinden yapılabilir. Örnek bir aracın boylamsal modeli Şekil 5.1’de görülmektedir.



Şekil 5.1 : Araç boylamsal modeli.

Boylamsal model aracılığı ile bir aracın hareketi esnasında üzerinde etki eden karşıt kuvvetler toplanarak araç için gerekli toplam kuvvet elde edilir. Bir araca etki eden karşıt kuvvetler şu şekilde sıralanabilir:

- Tekerlek sürtünme kuvveti (F_{tk})
- Aerodinamik direnç (F_a)
- İvmelenme kuvveti (F_{ac})
- Yokuş çıkma kuvveti (F_s)

Bu karşıt kuvvetler hesaplanarak öncelikle araca etki eden toplam karşıt kuvvet elde edilir.

Bu boylamsal modelin oluşturulmasında piyasada yer alan bir aracın değerleri kullanılmıştır.

İlk olarak tekerleğin yuvarlanması sırasında oluşacak sürtünme kuvveti kaynaklı karşıt kuvvet denklem 5.1 aracılığı ile hesaplanır.

$$F_{tk} = c_t mg \cos \alpha \quad (5.1)$$

Bu denklemde, $\cos \alpha$ yola bağlı iken, c_t katsayısı tekerlek malzemesi, yapısı, sıcaklığı vb. durumlara bağlı belirlenen bir yuvarlanma direnç katsayısıdır. Eğer üretici tarafından bu bilgi sağlanmadı ise kabaca apmirik denklem 5.2 yardımı ile bulunabilir.

$$c_t = 0,01 \left(1 + \frac{v}{160} \right) \quad (5.2)$$

Denklemde yer alan v km/h cinsinden olup modellenen araç maksimum hızı için ticari olarak piyasada yer alan bir aracın değeri olan 45 km/h dikkate alınarak hesaplanır [78]. Bir aracın aerodinamik yapısından kaynaklı oluşacak karşıt kuvvet de denklem 5.3 yardımı ile elde edilir.

$$F_a = 0,5 c_r d A_f (v \pm \Delta v)^2 \quad (5.3)$$

Denklemde yer alan:

- d , hava yoğunluğu
- A_f , araç ön yüzey alanı
- v , aracın m/h cinsinden hızı
- c_r , katsayısı ise hava sürtünme katsayısıdır

c_r katsayısı çizelge 5.1’de olduğu gibi aracın ön yüzeyine göre değişkenlik gösterir.

Çizelge 5.1 : Araç tipine bağlı c_r katsayısı [6].

Araç tipi	c_r
Spor araba	0,5-0,7
Otomobil	0,3-0,4
Otobüs	0,6-0,7
Kamyon	0,8-1,5

Bir diğer karşıt kuvvet olan ivmelenme kuvveti ise denklem 5.4 aracılığı ile elde edilebilir.

$$F_{ac} = \delta m a \quad (5.4)$$

m ; aracın kütlesini ve a aracın ivmesini ifade eder. İvmelenme, hızlanma süresi ve hızlanma miktarı arasındaki oran ile elde edilir. δ ise çevirme oranına bağlı olarak hesaplanan yük faktörü değeridir ve denklem 5.5 yardımı ile ampirik olarak hesaplanabilir. $i_{aktarma}$; sistemde kullanılan toplam dişli çevirme oranıdır.

$$\delta = 1,04 + 0,0025i_{aktarma}^2 \quad (5.5)$$

Son karşıt kuvvet ise yokuş çıkma performansına bağlı oluşan yokuş çıkma kuvvetidir ve denklem 5.6 yardımı ile hesaplanır.

$$F_s = mg \sin \alpha \quad (5.6)$$

Eğimin küçük olması durumunda $\sin \alpha \sim i$ olarak alınabilir, burada; i , eğimin düşük olması durumunda yokuş yüksekliğine bağlı yükseklik/uzunluk olarak hesaplanan bir katsayıdır. Tüm bu karşıt kuvvetlerin toplanması ile denklem 5.7 'de olduğu gibi toplam bir karşıt kuvvet elde edilir ve bu karşıt kuvvet motorun sisteme sağlaması gereken kuvvettir.

$$F_t = F_a + F_s + F_{ac} + F_{tk} \quad (5.7)$$

$$T_e = F_t r_{tekerlek} \quad (5.8)$$

Denklem 5.8'de de verildiği üzere motorun momentini bulmak için aracın tekerlek yarıçapı ile gerekli itki kuvveti çarpılır ve aracın tekerleğindeki moment değeri elde edilir.

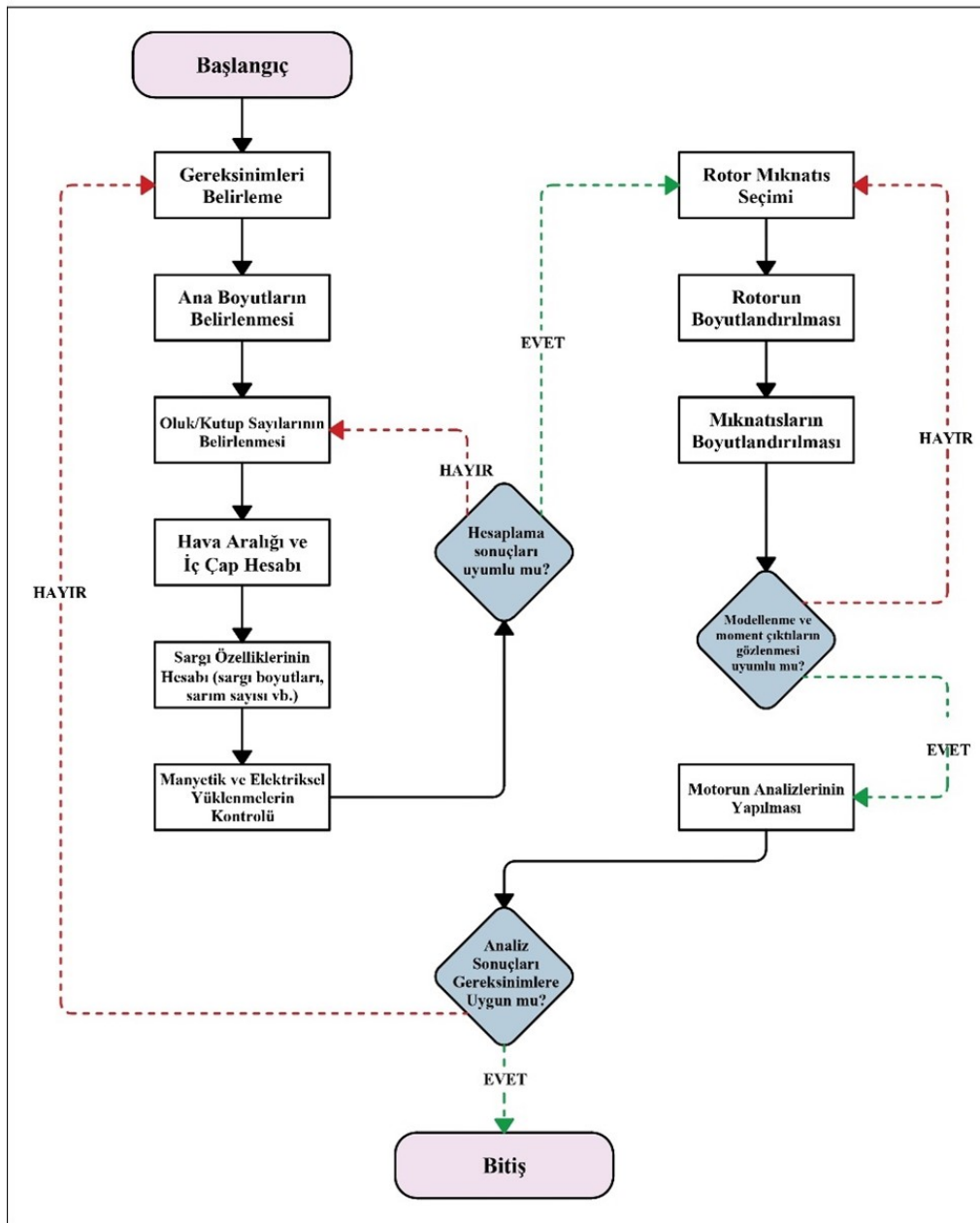
Kullanılan dişli çevirme oranlarına, itiş system kayıpları ve araç içi ekstra yüklerle bağlı olarak elektrik motor momenti ve gücü hesaplanabilir. Elde edilen bu moment maksimum moment değeridir, çıkılabilecek maksimum yokuş oranı ve maksimum ivmelenme dikkate alınarak hesaplanır. Nominal koşullar için şehir içi nominal bir durum olan 30 km/h hız kullanılır ve bu şekilde nominal moment elde edilir. Nominal ve maksimum moment değerleri elde edildikten sonra nominal güç, nominal hız, maksimum güç ve maksimum hız değerleri de denklem 5.9 yardımı ile elde edilir.

Bu kısımda sistemde dişli olması nedeni ile motor hızları dişli oranınca çarpılır. Güç ise dişli verimi 0,95 kabulü ile hesaplanmıştır.

$$P = T_e 2\pi n / 60 \quad (5.9)$$

5.2 GSM Analitik Analizi

Bir önceki bölümde ticari olarak kullanılan bir hafif elektrikli araç boylamsal modelinden yola çıkılarak öncelikle karşıt kuvvetler ardından da motor gereksinimleri belirlenmişti. Bu bölümde gereksinimler doğrultusunda stator ve rotor boyutlandırılması, sargı özelliklerinin belirlenmesi, mıknatıs miktarının belirlenmesi, oluk-kutup kombinasyonunun seçilmesi, oluk boyutlandırılması ve hava aralığı akı yoğunluğu gibi çeşitli parametreler analitik denklemler doğrultusunda hesaplanmıştır. Bu kısımda Şekil 5.2’de gösterilen akış şeması izlenmektedir.



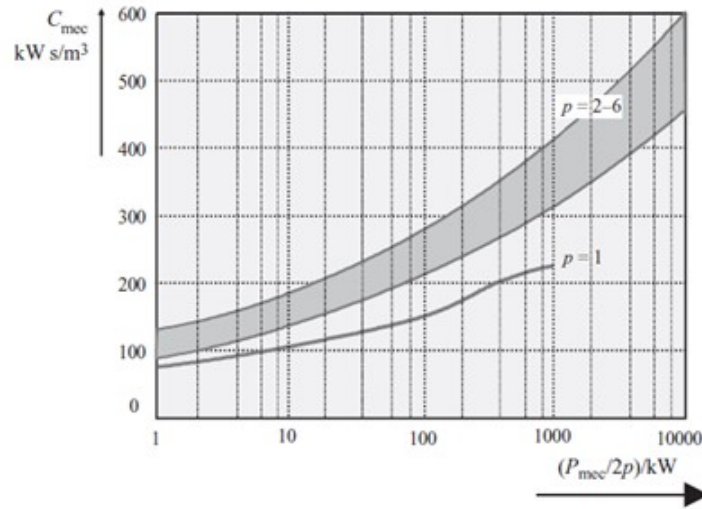
Şekil 5.2 : Analitik analiz akış şeması.

5.2.1 Motorun ana boyutlarının belirlenmesi

Akış şemasında da görüldüğü üzere motorun öncelikle temel boyutların hesaplaması yapılmaktadır. Bu kısımda denklem 5.10 'da da olduğu gibi gereksinimlerde belirenmiş olan güç üzerinden gidilir. Bu denklem; motor gücünün çekirdek boyu (l_i), rotor çapı (D_r) ve motor hızı (ω_r) ile ilişkili olduğunu göstermektedir. Bu denklemde G bir sabit olup denklem 5.11 yardımı ile hesaplanabileceği gibi çeşitli motor tasarım kitaplarında ve literatürdeki çalışmalarda kullanılan Şekil 5.3'de verilen grafik yardımı ile faydalanma katsayısından (C_{mek}) yola çıkılarak da ana boyut denklemi oluşturulabilir. Denklemde de görüldüğü üzere bu katsayı manyetik yüklenme (B_m), elektriksel yüklenme (A_s) ve sargı faktöründen (k_w) oluşur ve hacim başına moment sabiti olarak (Nm/m^3) da ifade edilebilir.

$$P = GD_r^2 I_i \omega_r \quad (5.10)$$

$$G = 1,11\pi^2 k_w B_m A_s \quad (5.11)$$



Şekil 5.3 : Faydalanma katsayısının güç/kutup sayısı ile ilişkisi [19].

Burada G katsayısı rotora ait mekanik zorlanmayı da ifade ettiğinden motor için kontrolü önemlidir, performansı yüksek olan servo motorlar için bu değerin 15-50 kNm/m^3 olması gerektiği literatürde verilmektedir. Bu çalışma kapsamında da bu katsayı 20 kNm/m^3 olarak alınmıştır [7].

Rotor çapı ve çekirdek boyu arasındaki ilişki de denklem 5.12’de görülmektedir. Denklem 5.10 aracılığı ile de ana boyutlar elde edilir.

$$\begin{cases} \frac{L_i}{D_r} \sim \frac{\pi}{4p} \sqrt{p}, & p > 1 \\ \frac{L_i}{D_r} \sim 1 \dots 3, & p = 1 \end{cases} \quad (5.12)$$

5.2.2 Oluk-Kutup kombinasyonunun belirlenmesi

Oluk-kutup seçimi motor tasarımı açısından önemli basamaklardan biridir. Bu kombinasyon seçilirken:

- Manyetik kuvvetlerin dengeli olmasına
- Sargı faktörü temel bileşenine
- Radyal kuvvetin düşük olması
- Vuruntu moment frekansının yüksek olması

dikkat edilmesi gerekir [7].

Bir faz başına düşen oluk sayısı denklem 5.13’te görüldüğü üzere "Q " ile ifade edilir. Kutup çifti sayısından iki fazla olduğu durumda "Q" çift olduğu gibi; bir fazlası olduğu durumda "Q" tek bir sayı olarak elde edilir. "Q " değerinin tek olduğu durumda sargılar oluklara asimetrik şekilde yerleştirilmiş olur ve bu da manyetik devrede asimetrik kuvvetlerin oluşmasına neden olmaktadır. Bu durum da motorda titreşim gibi sonuçlara neden olacağından faz-kutup başına düşen oluk sayısı çift seçilmelidir.

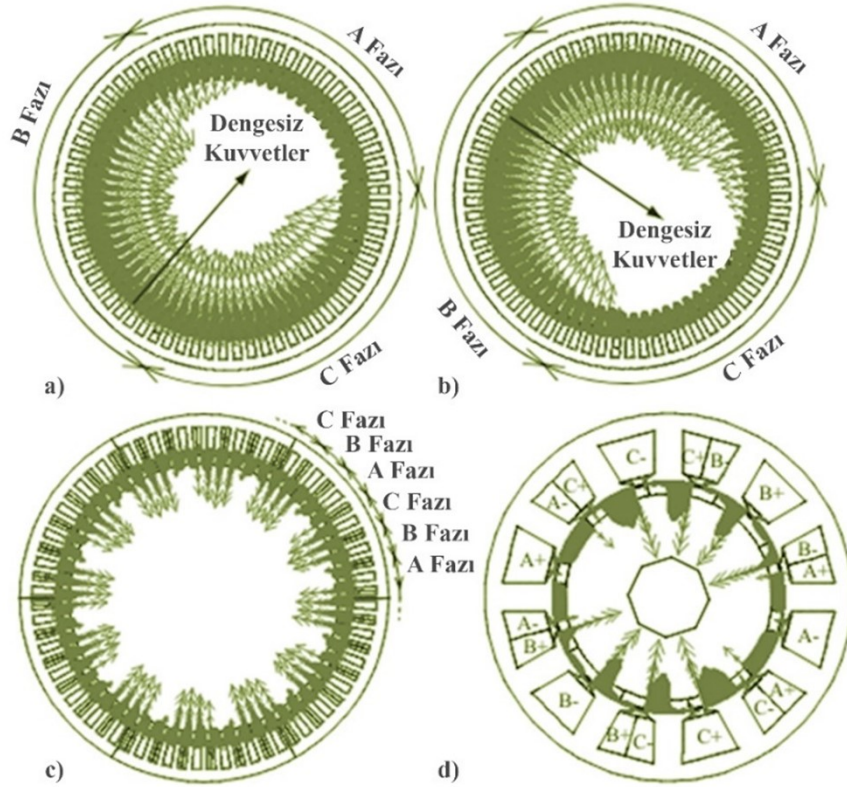
$$\begin{cases} Q = 2p \pm 1 \\ Q = 2p \pm 2 \end{cases} \quad (5.13)$$

İkinci bir kriter ise sargı faktörüdür. Sargılardaki etkin olarak kullanılan sarımları tanımlayan sargı faktörünün temel bileşeni doğrudan motorda üretilen elektromanyetik moment ile ilişkilidir. Denklem 5.14’de bir motorda üretilen moment ifadesi yer almaktadır. Bu da sargı faktörünün seçilirken yüksek olmasına dikkat edilmesini gerektirir.

$$T_e = pk_{W1} N_{faz} \theta_1 \quad (5.14)$$

Sargı faktörünün düşük olması durumunda sargıda oluşacak çeşitli harmoniklerin motorda kayıplara ve dolayısıyla ısınmaya; ayrıca da titreşime neden olabileceği bilinmektedir.

Kombinasyon seçilirken bir diğer dikkat edilmesi gereken nokta ise radyal kuvvetin düşük olmasıdır. Radyal kuvvet rotordaki mıknatıslar ile stator laminasyonu arasındaki etkileşim sonucu oluşur [7]. Radyal manyetik kuvvetler hava aralığında düzenli olarak dağılmadığı takdirde toplam radyal kuvvetlerin toplamı zamana bağlı dönen ve bu nedenle de motorda gürültü ve titreşime neden olan tek yönlü bir çekme kuvveti oluşturur. Oluk-kutup sayısının en büyük ortak böleninin (EBOB) tek sayı olması durumunda radyal kuvvetlerin toplamının büyük olduğunu gösterirken, çift olduğu durumda radyal kuvvetler küçük olacağından oluk-kutup sayısının EBOB'leri kontrol edilerek çift olmasına dikkat edilmelidir [20]. EBOB'in tek veya çift olduğu durumlarda oluşan radyal kuvvet örnekleri Şekil 5.4'te görülmektedir.



Şekil 5.4 : Farklı oluk-kutup kombinasyonunda manyetik kuvvetler [20].

Son olarak oluk-kutup kombinasyonu seçilirken kontrol edilmesi gereken bir diğer nokta da vuru moment frekansının yüksek olmasıdır. Toplam moment dalgalanmasını oluşturan bileşenler şu şekilde sıralanabilir:

- Uzay harmonikleri; stator sargılar tarafından üretilen alan ile rotordaki mıknatısların meydana getirdiği alanların etkileşimleri ile oluşan harmoniklerdir.

- Zaman harmonikleri; rotor alanı ile etkileşime giren evirici, statordaki sargıların ürettiği alanda zaman harmoniklerini indükler.
- Vuruntu momenti; toplam moment dalgalanmasına etki eden bileşenlerden biridir. Statorda uyartım olmasa bile rotorda bulunan mıknatısların oluşturduğu manyetik geçirgenlik nedeni ile oluşur.

Bunların yanı sıra rotorda oluşacak merkezleeme kaçıklıkları, mıknatısların eşit olarak mıknatıslanmamış olması veya mıknatısların manyetik doygunluğa bağlı olarak geçirgenlik değişimleri de toplam moment dalgalanmasını etkilemektedir. Bu nedenle moment titreşim bileşenlerinden olan vuruntu momentini olabildiğince küçük tutmak önemlidir. Bu etkiyi azaltmak için de oluk-kutup kombinasyonu seçimi yapılırken yine oluk-kutup sayısı arasındaki bu sefer en küçük ortak katın (EKOK) kontrolü önemlidir. EKOK değeri büyük olan kombinasyonların vuruntu momenti düşük olması beklenir [20].

Tüm bu etkenlerin etkisi çizelge 5.2, çizelge 5.3 ve çizelge 5.4'te görülmektedir. Tüm bu etkenler kontrol edildiğinde oluk-kutup sayısı olarak sargı faktörü yüksek, EBOB değeri çift sayı olan ve EKOK değeri yüksek olan 36/8 ve 36/10 oluk-kutup kombinasyonları seçilmiştir ve 36-12 oluk-kutup kombinasyonu da "Q" değeri tek olmasının yanı sıra sargı faktörünün yüksek olması ve EBOB'nin çift olması nedeni ile farkları görmek için tez çalışmasında değerlendirilerek tasarımlar gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 5.2 : Oluk-kutup kombinasyonuna göre sargı faktörleri [7].

N/2p	2	4	6	8	10	12
12	0,966	1	-	0,866	0,966	-
15	0,951	0,951	-	0,711	0,866	-
18	0,96	0,945	1	0,617	0,735	0,735
21	0,953	0,953	-	0,538	0,65	-
24	0,958	0,966	-	1	0,588	-
27	0,958	0,954	0,945	0,941	0,525	0,617
30	0,957	0,951	-	0,951	1	-
33	0,954	0,954	-	0,954	0,946	-
36	0,956	0,96	0,966	0,945	0,942	1
39	0,954	0,954	-	0,954	0,954	-
42	0,956	0,953	-	0,953	0,953	-
45	0,955	0,955	0,951	0,95	0,945	0,951
48	0,956	0,958	-	0,966	0,954	-

Çizelge 5.3 : Oluk-kutup kombinasyonuna göre EBOB tablosu [7].

N/2p	2	4	6	8	10	12	14
12	1	2	-	4	1	-	1
15	1	1	-	1	5	-	1
18	1	2	3	2	1	6	1
21	1	1	-	1	1	-	7
24	1	2	-	4	1	-	1
27	1	1	3	1	1	3	1
30	2	2	-	2	10	-	2
33	1	1	-	1	1	-	1
36	2	4	6	4	2	12	2
39	1	1	-	1	1	-	1
42	2	2	-	2	2	-	14
45	1	1	3	1	1	3	1
48	2	4	-	8	2	-	2

Çizelge 5.4 : Oluk-kutup kombinasyonuna göre EKOK tablosu [7].

N/2p	2	4	6	8	10	12	14
12	12	12	-	24	60	-	84
15	30	60	-	120	30	-	210
18	18	36	18	72	90	36	126
21	42	84	-	168	210	-	42
24	24	24	-	24	120	-	168
27	54	108	54	216	270	108	378
30	30	60	-	120	30	-	210
33	66	132	-	264	330	-	462
36	36	36	36	72	180	36	252
39	78	156	-	312	390	-	546
42	42	84	-	168	210	-	42
45	90	180	90	360	90	180	630
48	48	48	-	48	240	-	336

5.2.3 Hava aralığı ve sargı sayısının belirlenmesi

Bu aşamada bir sonraki basamak olarak hava aralığı hesaplanmaktadır. Denklem 5.15 'de hava aralığı hesabı için kullanılmakta olan denklem görülmektedir.

$$\delta = k \tau_{kp} \frac{A_s}{\widehat{b_\delta}} \quad (5.15)$$

Hava aralığı ile ilişkili bu denklemde:

- k : sabit katsayı
- τ_{kp} : kutup adımı
- $\widehat{b_\delta}$: hava aralığındaki maksimum manyetik akı yoğunluğu

- A_s : doğrusal akım yoğunluğu

parametrelerini içermektedir. Burada yer alan k katsayısı çeşitli çizelgeler incelenerek 7×10^{-4} olarak hesaba katılmıştır [79]. Bir diğer parameter olan hava aralığındaki maksimum manyetik akı yoğunluğu ($\widehat{b_\delta}$) başlangıçta 0,75 T olarak alınmış, sonlu elemanlar yöntemi ile de doğrulaması son halinde yapılmıştır. τ_{kp} ise kutup adımını ifade etmektedir ve denklem 5.16 yardımı ile hesaplanır.

$$\tau_{kp} = \frac{\pi D_r}{2p} \quad (5.16)$$

Burada kutup adımı belirlenen kutup sayısı çifti sayısı ($2p$) ve rotor çapı (D_r) ile ilişkilidir. A_s ; motorun ana boyutlandırılmasında da bahsedildiği gibi elektriksel yüklenmeyi gösterir aynı zamanda doğrusal akım yoğunluğu olarak da ifade edilir ve Denklem 5.17’de görüldüğü üzere iki farklı şekilde hesaplanabilir.

$$A_s = \frac{2pN_{faz}I}{\pi D_i} = \frac{JNA_{cu}}{I} \quad (5.17)$$

Ana boyut denkleminde yer aldığı üzere bu kısımda da elektriksel yüklenme çeşitli literatür incelemeleri de dikkate alınarak 25 kA/m alınarak ilerlenmiş ve böylece hava aralığı hesaplanmıştır. Ancak denklem ayrıntılı olarak incelendiğinde:

- N_{faz} : Sarım sayısı
- I : Akım
- J : Akım yoğunluğu (A/mm^2)
- A_{cu} : Bakırın toplam kesit alanı (mm^2)

ifade eder. Denklem 5.17’de de görüldüğü üzere doğrusal akım yoğunluğu, akım yoğunluğu ile ilişkilidir. Akım yoğunluğuna ilişkin denklem 5.18’de görülmektedir.

$$J = \frac{I}{\frac{\pi}{4}A_{cu}} \quad (5.18)$$

Doğrusal akım yoğunluğu (A_s) dolayısı ile de akım yoğunluğu (J) motorun ısınması ile doğrudan ilişkili değerlerdir, çünkü motor üzerinden geçen akımın kesit üzerindeki birimini gösterir ve kesit miktarındaki akım miktarı arttıkça ek bir soğutma işlemi olmadan motorun çalışması termal açıdan problemlere neden olur ve motor sargıları yanar. Bu nedenle de akım yoğunlukları literatür çalışmaları da referans alınarak özel

bir su, sıvı ve fan soğutması kullanılmayacağından $6 A/mm^2$ üstüne çıkılmayacak şekilde ilerlenmiştir.

Akım yoğunluğunun seçilmesi ile birlikte de sargı özelliklerinin seçilmesine geçilmiştir. Bu kısımda öncelikli olarak faz başına düşen sarım sayısının belirlenmesi gerekir.

Bu sarım sayısı denklem 5.19'da verildiği gibi sargıda endüklenen elektromotor kuvvet (E), frekans (f) ve kutup başına akı ($\hat{\theta}$) değeri ile hesaplanır. Sargıda endüklenen EMK değeri sargı anma geriliminin (U_n) 0.96 katına eşitken frekans değeri seçilen kutup sayısı ve nominal motor hızına bağlı olarak elde edilir [80].

Bu çalışma kapsamında da 8 kutup çifti sayısı için 133,33 Hz, 10 kutup çifti sayısı için 166,67 Hz ve 12 kutup çifti sayısı için de 200 Hz olarak alınmıştır; bu nedenle her bir oluk-kutup kombinasyonu için farklı faz başına sarım sayısı belirlenerek ilerlenmiştir. Kutup başına düşen akı ($\hat{\theta}$) miktarı da denklem 5.20'de verildiği üzere hesaplanır. Bu denklemde yer alan a_i , kutup örtme faktörüdür ve hava aralığındaki akı dağılımı sinüzoidal olan motorlar için $2/\pi$ olarak alınır. Daha önceki denklemlerden de bilindiği üzere sırayla hava aralığındaki maksimum akı yoğunluğu (b_δ) ve çekirdek boyu (l_i)'da kutup başına düşen akı miktarının eldesinde kullanılır.

$$N_{faz} = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi f \xi \hat{\theta}} \quad (5.19)$$

$$\hat{\theta} = b_\delta a_i \tau_{kp} I_i \quad (5.20)$$

Tüm bu kabul ve denklemler yardımı ile faz başına düşen sarım sayısı elde edildikten sonra öncelikle toplam iletken sayısı denklem 5.21 yardımı ile elde edilir, m , faz sayısıdır.

Ardından bir oluk başına düşen iletken sayısı ile toplam iletken sayısı da denklem 5.22 yardımı ile bulunur.

$$Z = 2mN_{faz} \quad (5.21)$$

$$z_0 = \frac{Z}{N_k} \quad (5.22)$$

İletken sayısının belirlenmesinin ardından daha önce denklem 5.18'de bahsedildiği üzere akım yoğunluğu $6 A/mm^2$ alınarak toplam bakır kesidi de elde edilir. Akımı taşıyacak bakır kesidi belirlenmesinin ardından sargı özellikleri tamamlanmıştır.

5.2.4 Oluk ve mıknatısların boyutlandırılması

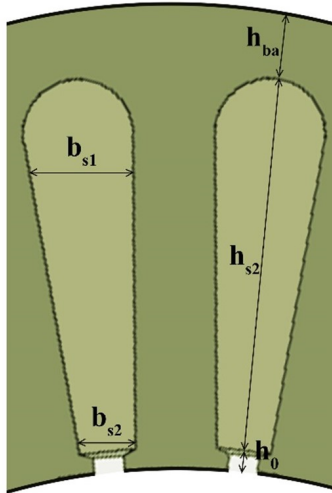
Bir önceki bölümde sarım özellikleri (faz başına düşen sargı sayısı, iletken kesidi vb.) hesaplandığından bakır kesidinin toplam alanı bilinmektedir. Bu kapsamda denklem 5.23 yardımı ile de oluk alanı bulunabilir.

Burada bulunan η_{cu} ; oluk doluluk oranını belirtmektedir ve kolay üretilebilirlik ve mekanik problemler de göz önüne alınarak yaklaşık olarak % 45 oluk doluluk oranı kullanılmıştır.

$$A_u = \frac{z_0 N_k A_{cu}}{\eta_{cu}} \quad (5.23)$$

Oluk alanı elde edildikten sonra motor oluk yapısı Şekil 5.5’de verildiği gibi seçilmiştir. Oluğun uzunluğu ve genişliği bulunurken; denklem 5.24 kullanılarak ve hesaplanan oluk alanına bağlı kalınarak uzunluklar hesaplanmıştır [79]. Manyetik akı yoğunluğu dağılımının oluklar arası boyunca eşit olması için paralel oluk yapısı tercih edilmiştir bu nedenle de denklem 5.24’te verilen $b_{s1} + b_{s2}$ ölçülerinin yarısı oluk ortasındaki uzunluğun değerini vermektedir. Burada oluk uzunluğu ve genişliği arasındaki oran 4,5 olarak alınmıştır. Stator dışının en dar yerinde yer alan h_0 uzunluğu ise denklem 5.25 yardımı ile hesaplanır.

$$4 \leq \frac{\frac{b_{s1} + b_{s2}}{2}}{h_{s2}} \leq 6 \quad (5.24)$$



Şekil 5.5 : GSM için seçilen oluk geometrisi.

$$h_0 = \frac{b_\delta}{b_{diş}} \tau_{oluk} \quad (5.25)$$

Denklemde τ_{oluk} oluk adımıdır ve iki oluk ortaları arasındaki uzunluğu ifade etmektedir. Burada yer alan $b_{diş}$ ise dişin en ince yerinde istenilen manyetik akı yoğunluğu değerini içerir ve çizelge 5.5’de yer alan değerler referans alınarak 1,7 T olarak seçilip hesaplanır.

Oluk boyutlandırması da yapıldıktan sonra stator boyunduruğu da hesaplanarak tüm stator boyutlandırması tamamlanmış olur. Bu kısımda yine çizelge 5.5’de yer alan değerler referans alınarak boyunduruktaki manyetik akı yoğunluğu 1,7 T olarak belirlenir. Ardından denklem 5.26 yardımı ile boyunduruk yüksekliği elde edilir.

Stator dış çapı da bu sayede denklem 5.27’de görüldüğü üzere rotor dış çapına, hava aralığı, oluk uzunlukları ve diş boyu eklenerek elde edilir.

$$h_{ba} = \frac{\hat{\phi}}{2I_k B_{ba}} \quad (5.26)$$

Çizelge 5.5 : Senkron motor topolojileri için yaklaşık manyetik akı yoğunlukları [8].

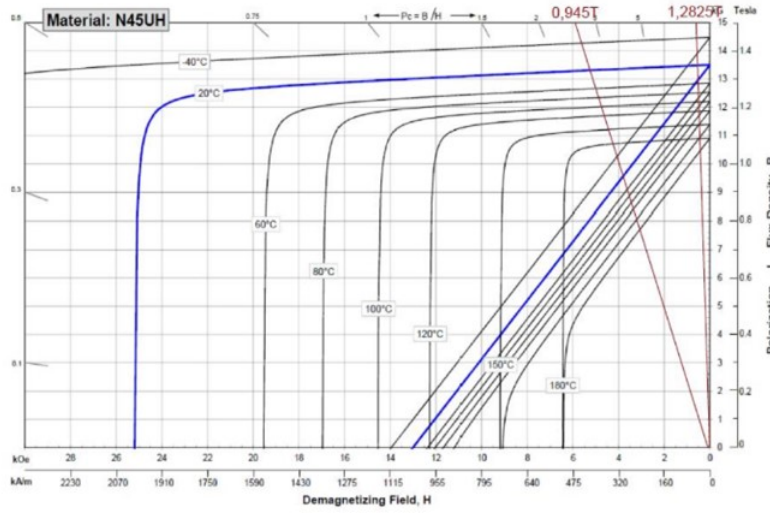
Senkron Motor	GKMM	YKMM
Akı Yoğunluğu	[T]	[T]
Hava Ara hğı	0,6...0,9	0,5...0,7
Stator;		
Diş, en dar nokta	1,7...2,1	1,5...1,9
Diş, orta nokta	1,3...1,6	1,3...1,5
Boyunduruk	0,9...1,3	1,0...1,3
Rotor;		
Diş, en dar nokta	-	1,5...2,0
Diş, orta nokta	-	1,3...1,7
Boyunduruk	1,0...1,4	0,9...1,3

$$D_s = D_r + 2h_{ba} + 2b_a + 2\delta \quad (5.27)$$

Bu sayede tüm stator boyutlandırması tamamlanmış olup son basamak olarak mıknatıs boyutları belirlenir. Bölüm üçte de bahsedildiği üzere GSM yapısında kullanılan malzemeler incelendiğinde NdFeB mıknatısların ön plana çıktığı görülmüştü. Bu kısımda da mıknatıs boyutlandırması yapılırken N45UH mıknatısı referans alınarak boyutlandırma yapılmıştır. Örnek bir N45UH mıknatıs demanyetizasyon eğrisi Şekil 5.6’da görülmektedir.

Bu mıknatıs için oda koşulunda remanans akı yoğunluğunun (B_r) 1,3T olduğu görülmektedir. Açık devre çalışma koşullarındaki akı yoğunluğu ise (B_m); remanans değerinin yaklaşık 0,8 katı olması gerekir. Bu durumda demanyetizasyon eğrisi üzerinde bu eğri çizildiğinde remanans akı yoğunluğu ile giderici manyetik alan kuvveti arasındaki oranın (B/H) beş olduğu söylenebilir. Bu durumda mıknatıs kalınlığı ise denklem 5.28 yardımı ile elde edilebilir. L_m motorun toplam uzunluğudur. Görüldüğü üzere mıknatıs kalınlığı ile hava aralığı arasındaki oran ve B/H oranı ile eşittir.

$$\frac{B}{H} = \frac{L_m}{\delta} \quad (5.28)$$



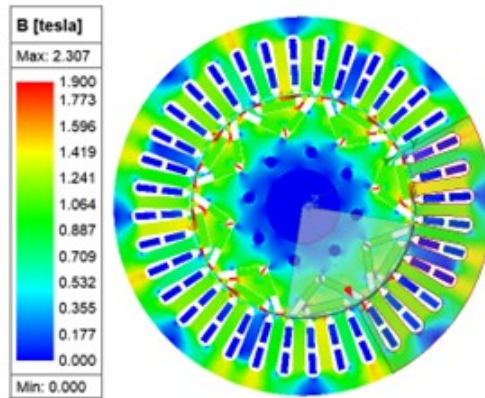
Şekil 5.6 : N45UH demanyetizasyon eğrisi [21].

6. GSMŞ'UN SAYISAL TASARIMI VE OPTİMİZASYONU

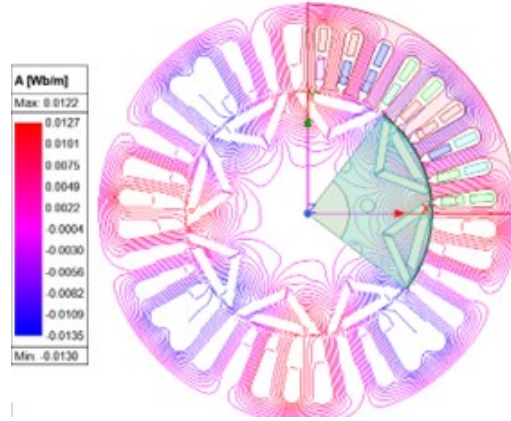
Tez kapsamında 5.1 bölümünde ticari olarak kullanılan bir hafif elektrikli araç için gerekli elektrik motor parametreleri belirlenmiştir. Bu bölümde bu araç için kullanılan referans GSMŞ tasarımı sonlu elemanlar yöntemi ile analiz edilerek tasarım çıktıları verilmiştir. Bu motor performans parametreleri göz önünde bulundurularak boyutlar sabit tutulmuş ve öncelikle farklı oluk/kutup kombinasyonları ardından da alternatif rotor tasarımları yapılmıştır. Alternatif olarak sunulan rotor tasarımları ile referans model sonuçları verim, moment-güç yoğunluğu, moment dalgalılığı, vurunu momenti, mıknatıs miktarı vb. performans parametreleri açısından incelenmiştir.

6.1 Referans GSMŞ Modeli

Ticari araçta kullanılan elektrik motoruna ait bir delta tipli bir GSMŞ'dur. Bu doğrultuda motor modeli MotorCAD programı üzerinde modellenmiştir. Motor modeline ait verim haritası ve diğer performans çıktılarının elde edilmesi MotorCAD ile bu model üzerinden tamamlanmıştır. Performans sonuçlarını daha ayrıntılı incelenmesi için model Maxwell programına aktararak sonlu elemanlar analizleri tamamlanmıştır. Motora ait nominal hızdaki manyetik akı çizgileri ve manyetik akı yoğunluğu dağılımı Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de verilmiştir.

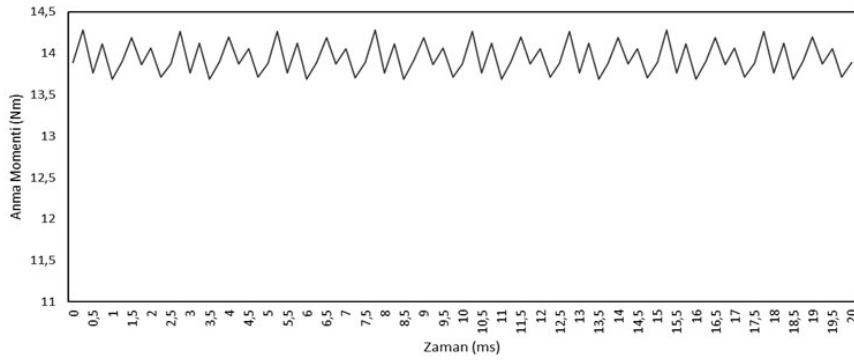


Şekil 6.1 : Referans GSMŞ manyetik akı yoğunluğu.

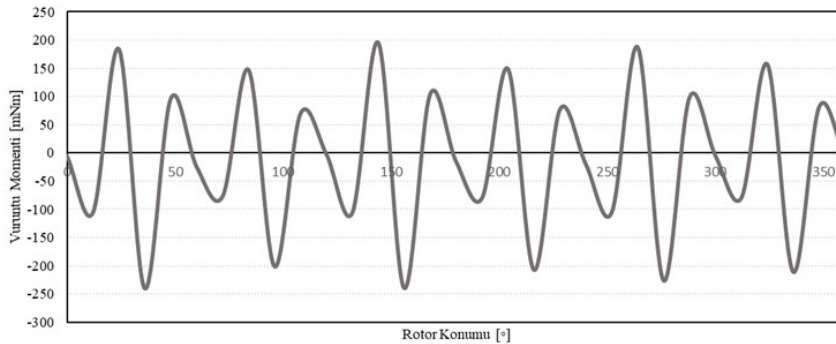


Şekil 6.2 : Referans GSM manyetik akı çizgileri dağılımı.

Manyetik akı çizgileri dağılımı ve manyetik akı yoğunlukları sonlu elemanlar çıktıları incelendiğinde, mıknatısın yerleştiği bölgede manyetik akı yoğunluklarının yaklaşık olarak 2.3T değerlerine çıktığı görülmüştür. Bu bölgelerin manyetik akı çizgilerinin kaçaklar oluşturduğu bölgeler olduğu görülmüştür. Motor momenti ve vuruğu momenti dalga şekli ise Şekil 6.3 ve Şekil 6.4’de verilmiştir.



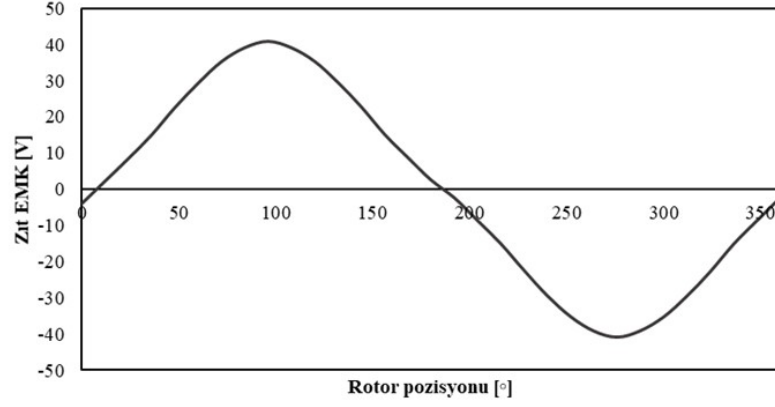
Şekil 6.3 : Referans GSM moment-hız grafiği.



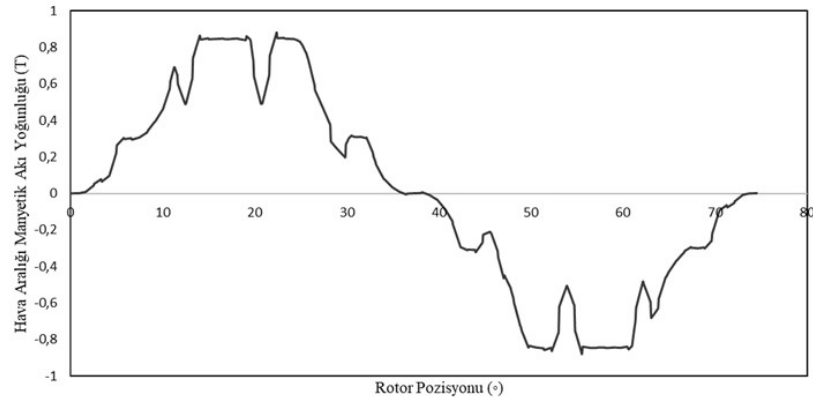
Şekil 6.4 : Referans GSM vuruğu moment grafiği.

Moment ve zıt-EMK dalga şekilleri incelendiğinde moment titreşimin yaklaşık %4 olduğu, vuruğu momentinin ise %1 olduğu görülmektedir. Sonlu elemanlar yöntemi

ile incelenen diğer iki büyüklük ise zıt-EMK dalga şekli ve hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun dağılımı grafikleridir. Burada her iki dalga formunun da olabildiğince sinusoidal dalga şeklinde olması beklenir. Elde edilen grafikler Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'te görülmektedir.



Şekil 6.5 : Referans GSM zıt-EMK dalga şekli.

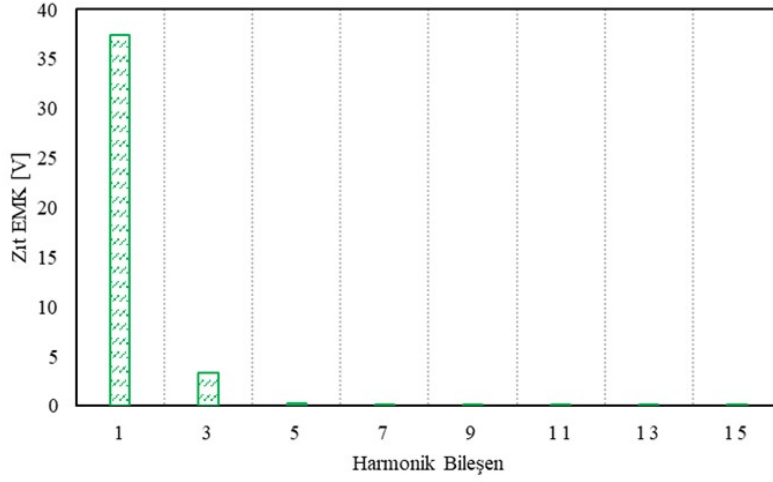


Şekil 6.6 : Referans GSM hava aralığı manyetik akı dağılımı dalga şekli.

Bu dalga şekilleri incelenmiş zıt-EMK dalga şeklinin tepe değeri değeri 40V iken, Etkin değerinin 26,5V olduğu görülmektedir. Aynı şekilde hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun da maksimum da 0,88 T iken etkin değerinin de 0,53 T olduğu görülmüştür. Zıt-EMK dalga şeklinin sinüzoidale ne kadar yakın olduğunu görmek için toplam harmonik bozunumu değeri hesaplanmıştır. Bunun için öncelikle ANSYS Maxwell yardımı ile spektrum ayrıştırması yapılmış ardından da toplam harmonik bozunumu denklem 6.1 yardımı ile elde edilmiştir.

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_{temel}} \quad (6.1)$$

Şekil 6.7’de zıt-EMK dalga şeklinde ait harmonik bileşenler verilmiştir. Toplam harmonik bozunumu ise %9 olarak elde edilmiştir.



Şekil 6.7 : Referans GSM hava aralığı zıt-EMK harmonik bileşenleri.

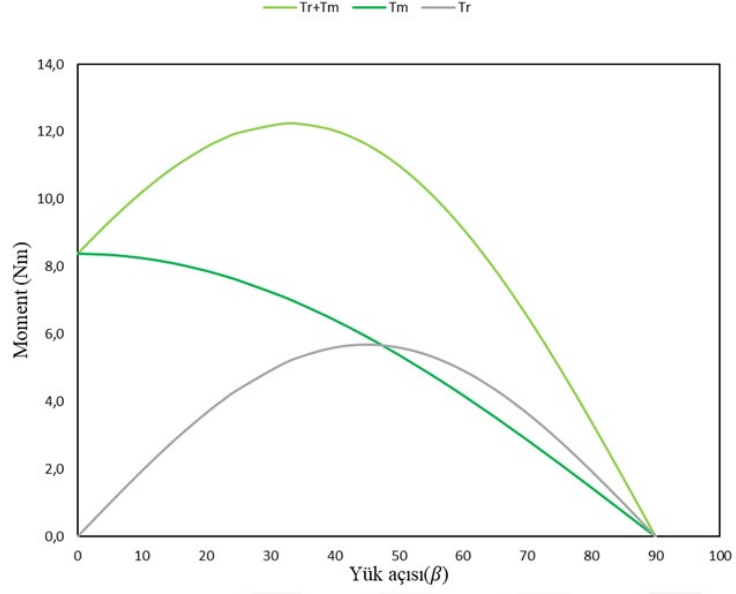
GSM’de toplam moment relüktans momenti ve mıknatıslanma momentinden oluşmaktadır. Önceki bölümlerde GSM motora ait moment denklemi verilmiş ve bu momentin mıknatıslanma momenti ve relüktans momenti toplamında olduğu belirtilmişti denklem 6.2 ve denklem 6.3’te moment ayrıştırılmıştır. Burada denklem 6.3’te görüldüğü üzere relüktans momenti kutup sayısı (p), d ve q eksenlerindeki endüktans değerleri farkı ($L_q - L_d$), stator akımı ve yük açısının sinüsüne bağlı hesaplanmaktadır. Mıknatıslanma momenti ise akı (λ_{md}), stator akımı, kutup sayısı ve yük açısının kosinüsüne bağlıdır.

$$T_m = 3p/2\lambda_{md}i_s \cos(\delta) \quad (6.2)$$

$$T_r = 3p/2(L_q - L_d)i_s^2 \sin(2\delta) \quad (6.3)$$

Bu doğrultuda referans model için relüktans momenti ve mıknatıslanma momenti ayrıştırılarak yük açısına bağlı grafiği Şekil 6.8’de verilmiştir.

Bunun için MotorCAD yardımı ile d ve q eksen endüktansları, ANSYS Maxwell modeli üzerinden de mıknatıslanma akısı hesaplanmış ve denklem 6.2 ve 6.3 yardımı ile Şekil 6.8’de verilen grafik elde edilmiştir. Bu grafikten de görüldüğü üzere nominal momentin %38’lik kısmını relüktans momenti, %62’lik kısmını ise mıknatıslanma momenti oluşturmaktadır.



Şekil 6.8 : Referans GSM mıknaatıslanma momenti ve relüktans momenti ayrıştırması.

Referans GSM'a ait sayısal analizin tamamlanmasının ardından; hem analitik sonuçlar hem sayısal sonuçlar hem de referans motora ait deneysel sonuçlar Çizelge 6.1'de verilmiştir. Çizelgeden de görüldüğü üzere referans araç için hesaplanan analitik analiz sonuçları, referans GSM'a ait hem deneysel hem de sayısal veriler ile oldukça uyumludur.

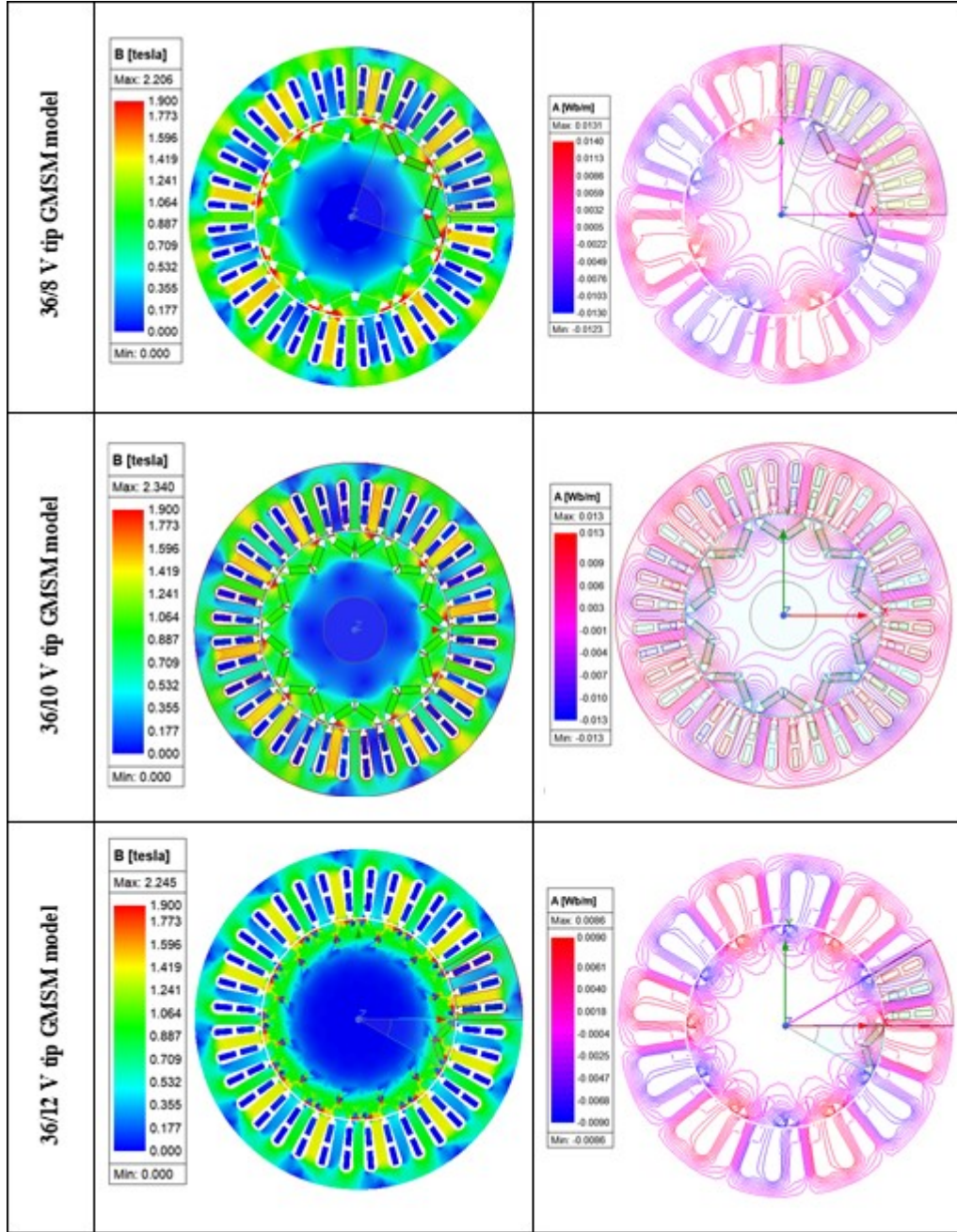
Çizelge 6.1 : Referans GSM'un sayısal ve analitik analizlerinin deneysel sonuçlar ile karşılaştırılması.

	Deneysel	Analitik analiz	Sayısal analiz
Anma Momenti(p.u)	1	0,95	1,1
Anma Gücü(p.u)	1	1,02	1,12
Anma Hızı(p.u)	1	1	1
Verim(p.u)	1	0,98	1,02
THB(p.u)	1	-	0,95
Maksimum Moment(p.u)	1	1,12	1

6.2 Farklı Oluk/Kutup Kombinasyon Analizleri

Bu kısımda analitik analiz bölümünde de aktarıldığı üzere en uygun yapılar içerisinde 36-8, 36-10 ve 36-12 oluk kutup kombinasyonu ile GSM topolojileri oluşturularak analizler gerçekleştirilmiştir. Bu modeller oluşturulurken referans GSM'un boyutsal ölçüleri sabit tutulmuştur, rotor yapısı değiştirilmiş ve rotor yapısı olarak V tipi

yerleşim kullanılmıştır. 36/8, 36/10 ve 36/12 GSM’lere ait motor modelleri Şekil 6.9’da görülmektedir.

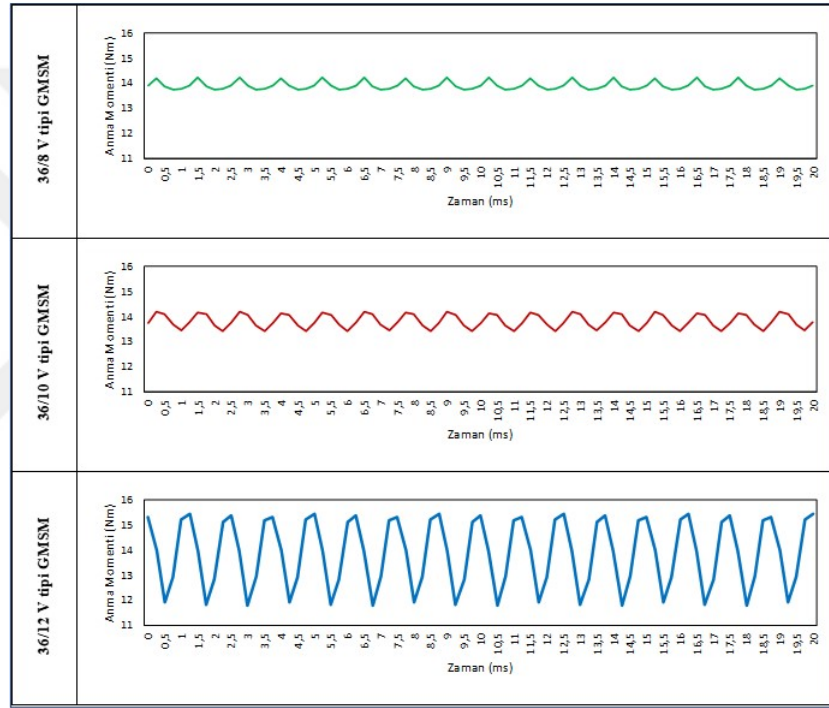


Şekil 6.9 : 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin manyetik akı yoğunluğu ve manyetik akı çizgileri dağılımı.

36/10 oluk/kutup kombinasyonunu sahip referans modelin 2,3 T değerlerine çıktığı görülürken 36/10 olan modelin manyetik akı yoğunluğunun yaklaşık 2,25 T değerlerini bulduğu; 36/8 oluk/kutup kombinasyonunda ise yaklaşık 2,2 T ile doyumun daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca 36/12 oluk/kutup kombinasyonunda manyetik akı

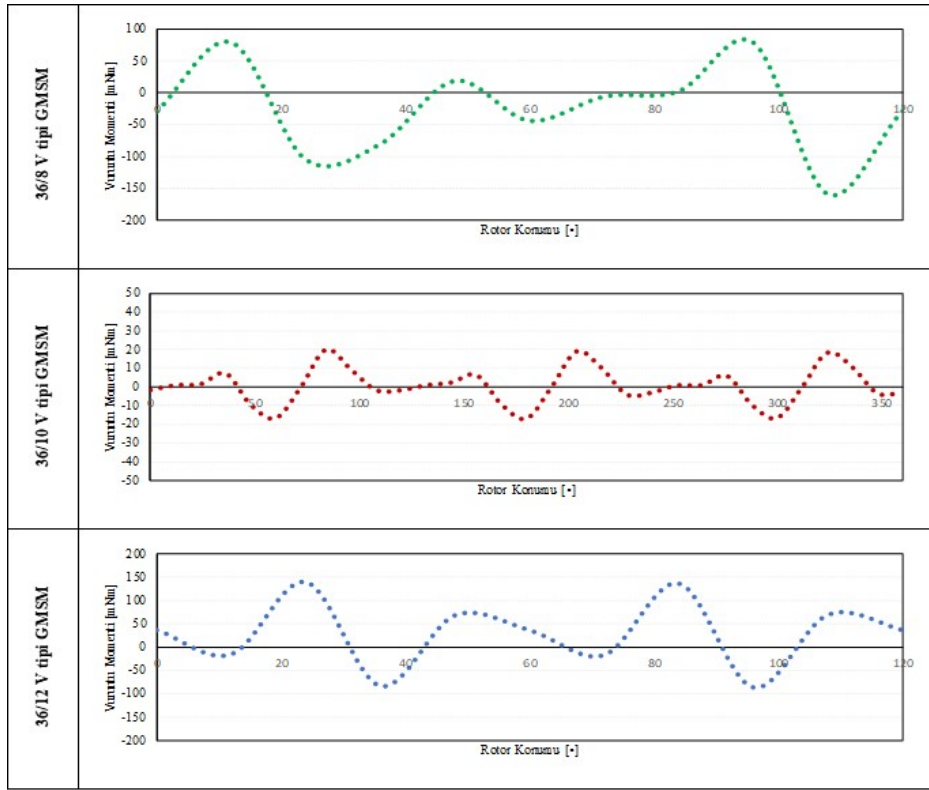
izgilerinin daha düzgün Şekilde dağıldığı bunun da simetrisinden kaynaklandığını söylemek mümkündür.

Bu motorlara ait nominal moment ve vurutu moment grafipleri Şekil 6.10 ve Şekil 6.11’de verilmiştir. Görüldüğü üzere 36/12 oluk-kutup kombinasyonuna sahip motorda moment dalgalanması %25,6 civarında olup rotor gerometrisinin iyileştirilmesi ile düőtük seviyelere Őekilmeyeceėi ngrlmektedir. Bunun en büyük nedeni oluk/kutup kombinasyon seçimi bölümünde anlatıldığı üzere bu kombinasyonun EKOK değerinin kütük olması bu nedenle de vurutu momentinin yüksek olması ayrıca Q değerinin tek sayı olması nedeni ile de yapısında oluőtan asimetrik dengesizliktir.



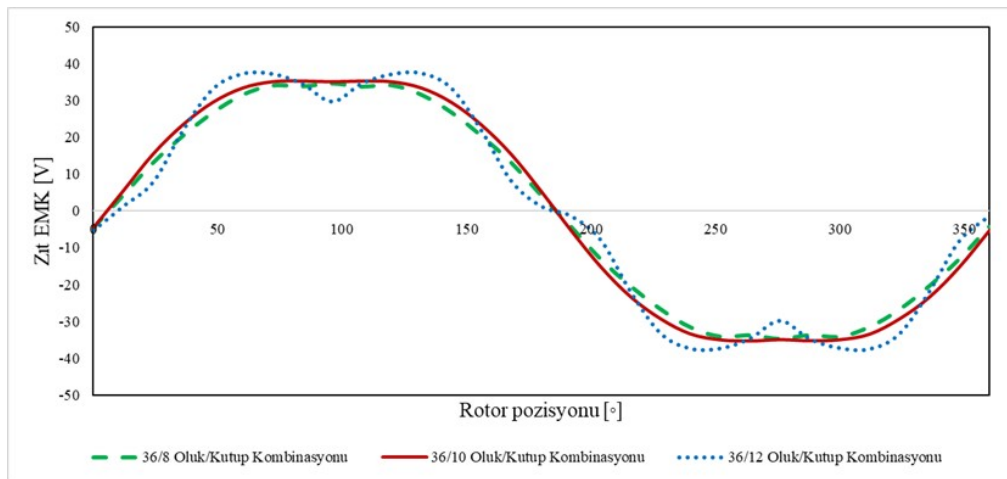
Şekil 6.10 : 36/8, 36/10 ve 36/12 V tıpi GSM modellerinin moment-hız grafiği.

36/10 oluk kutup moment dalgalanması ise 36/12’ye göre iyi olmakla birlikte %5,7 olduğu görülmüştür; fakat 36/8’in bu kombinasyona göre de daha iyi bir moment dalgalanmasına sahip olduğu grafiklerden görülmektedir. Rotor yapısının optimizasyonu ile 36/10 kombinasyonunun iyileőtirilebileceėi n görülmüştür. Vurutu momentini incelendiğinde ise, tüm kombinasyonlar içinde moment dalgalılığı da en yüksek olan 36/12 kombinasyonunun en yüksek vurutu momentine sahip olduğu ardından 36/8 ve 36/10 geldiği görülmektedir. Bu sonuç daha önce de bahsedildiği üzere oluk-kutup kombinasyonlarının EKOK’ları gereği beklenen bir sonuçtur.

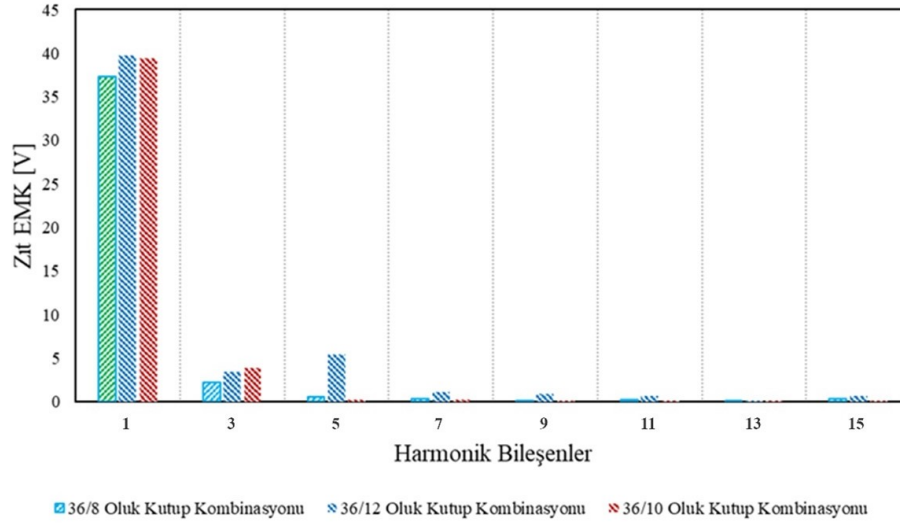


Şekil 6.11 : 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin vurutu momenti grafiği.

Bu kombinasyonlar için de referans modelde olduğu gibi zıt-EMK dalga şekilleri çıkarılmış ve harmonik bileşenlerine ayrılmıştır. Şekil 6.12 ve Şekil 6.13’de karşılaştırmalı olarak her üç modelin dalga şekilleri ve harmonik bozunumu verilmiştir. THB; 36/8 için 6,5, 36/10 oluk kutup kombinasyonu için %9,9; 36-12 oluk/kutup kombinasyonu için ise %16,9 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 6.12 : 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin zıt-EMK dalga şekli.



Şekil 6.13 : 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin harmonik bileşenleri.

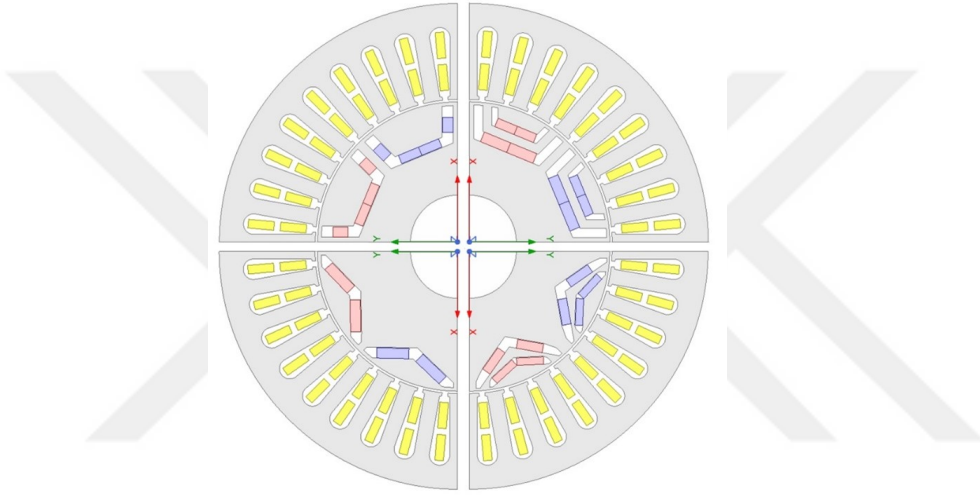
Ardından relüktans momentleri ve verimleri de bu oluk-kutup kombinasyonları için karşılaştırılmıştır. Tüm çıktılara ait karşılaştırma tablosu Çizelge 6.2’de verilmiştir. Verim ve mıknatıs hacmi açısından en iyi oluk-kutup kombinasyonun 36/12 olduğu görülmektedir. Güç faktörü ve hava aralığı manyetik akı etkin değeri bakımından ise ön plana 36/10 oluk kutup kombinasyonu çıkmaktadır; fakat bu iki kombinasyon da hem relüktans momenti dolayısı ile alan zayaflatma yeteneği; hem de moment dalgalanması değerlendirildiğinde 36/8 oluk-kutup kombinasyonun gerisinde kalmaktadırlar. Bu nedenle bir sonraki adımda farklı rotor yapısı deneme çalışmaları 36/8 oluk/kutup kombinasyonu üzerinden ilerletilmiştir ve referans model ile karşılaştırılmaları yapılmıştır. Referans modelin değerleri 1 p.u. olarak alınmıştır.

Çizelge 6.2 : 36/8, 36/10 ve 36/12 V tipi GSM modellerinin performans parametrelerinin karşılaştırılması.

GSM Modelleri	36/8	36/10	36/12
Moment Dalgalanması (%)	3,47	5,7	25,6
Vuruntu Momenti (%)	0,86	0,57	1,5
Relüktans Momenti (%)	4,57	3,13	2,54
L_d (p.u.)	1,09	0,93	0,84
L_q (p.u.)	1,06	0,82	0,7
Zıt EMK Gerilimi (p.u.)	0,89	0,88	0,97
Zıt EMK THB (%)	6,5	9,9	16,9
Mıknatıs Hacmi (p.u.)	1,05	1,11	0,95
Verim (%)	93,9	93,84	94,5
B_{etkin} (p.u.)	0,99	1,06	1
Güç Faktörü (p.u.)	1,005	1,01	1

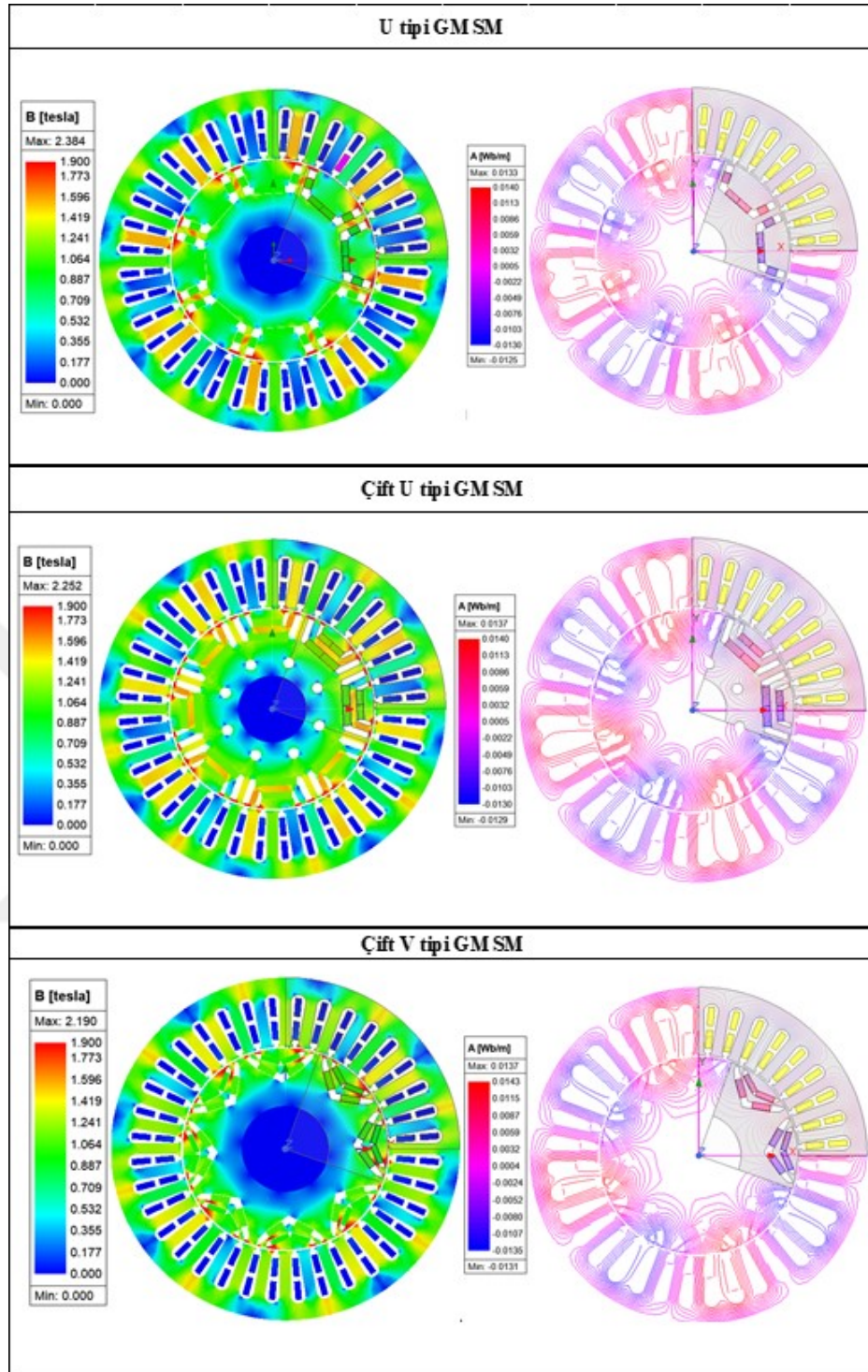
6.3 Farklı Rotor Yapılarının Analizi

Tasarım çalışmalarının bu kısmında referans modele alternatif olarak farklı rotor geometrileri için elektromanyetik analizler gerçekleştirilmiştir. Delta tip GSM topolojisine alternatif olarak, V tipi, çift V tipi, U tipi ve çift U tipi rotor GSM modelleri analitik analiz bölümünde de elde edilen sonuçlara göre modellenmiştir. V tipi model bir önceki bölümde verilmiştir. V tipi ile birlikte bu bölümde oluşturulan GSM geometrileri Şekil 6.14'te verilmiştir.



Şekil 6.14 : Modellenen GSM topolojileri. U tipi (sol üst), çift U tipi (sağ üst), V tipi (sol alt) ve çift V tipi (sağ alt).

Her bir GSM modeline ait manyetik akı yoğunlukları ve manyetik akı çizgileri dağılımı da Şekil 6.15'te verilmiştir. Şekil 6.15 incelendiğinde U tip GSM'un önceki bölümde verilen V tipine göre daha yüksek akı yoğunluklarını çıktığı görülmektedir. Tek katmanlı V tipi ve U tipinin ise çift katmanlı V ve U tipine göre akı yoğunluklarını daha fazladır. Aynı zamanda tek katmanlı modellerde manyetik akı çizgilerinin çift katmanlı yapıya göre daha fazla kaçak akıya sebep olduğu görülmektedir. Bu da çift katlı yapıların akıyı daha iyi yönlendirdiğini göstermektedir. Referans model için verilen manyetik akı yoğunlukları ve manyetik akı çizgileri ile kıyaslandığında ise akı çizgilerinin çift katmanlı modellerde iyileştiği görülmektedir.

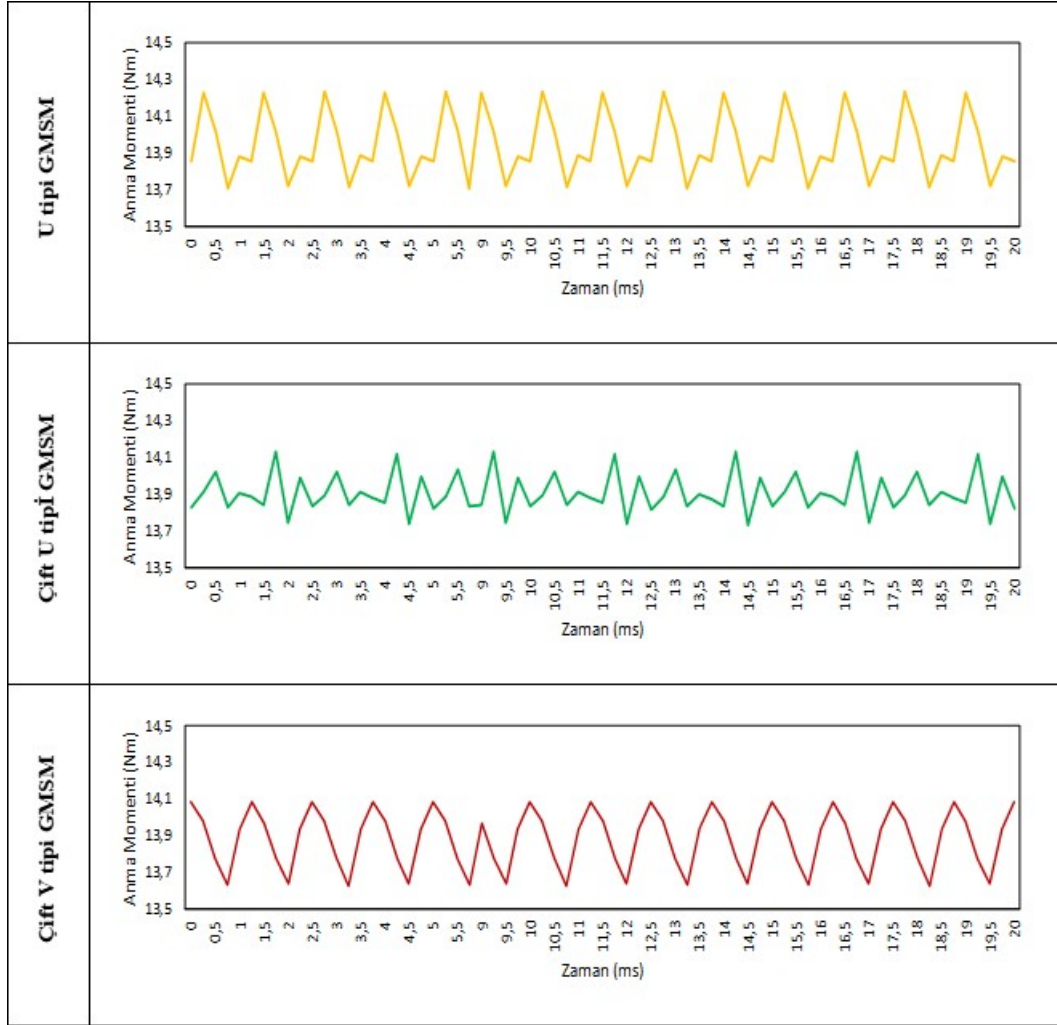


Şekil 6.15 : GSM modellerinin manyetik akı yoğunlukları ve manyetik akı çizgileri dağılımı.

6.3.1 Moment dalgalanması ve vuruğu momentinin incelemesi

Her bir GSM model belirlenen anma hızı olan 2000 rpm'de çalıştırıldığında momentleri Şekil 6.16'da verilen grafiklerdeki gibi elde edilmiştir. Her biri anma

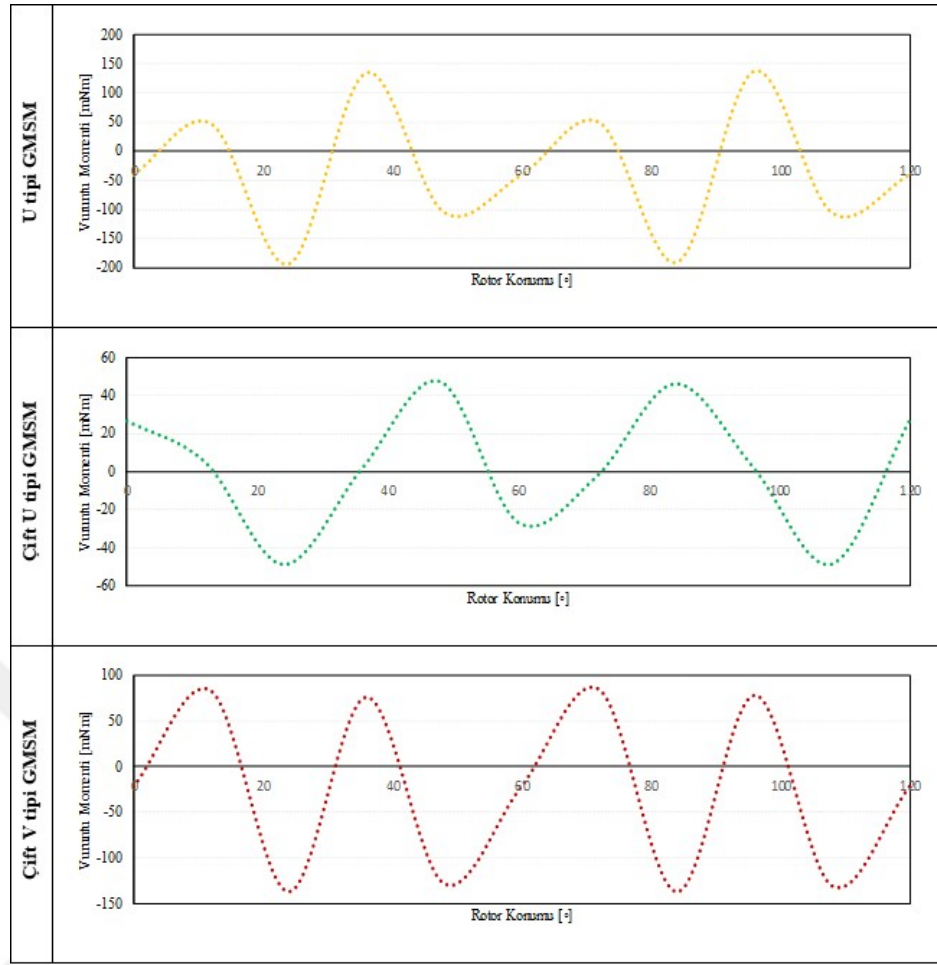
momentini sağlamakla birlikte çift U tipinin moment dalgalılığın %2,78 ile en düşük olduğu görülmektedir.



Şekil 6.16 : GSM modellerinin moment-zaman grafikleri.

%3,2 ile çift V tipi moment dalgalılığı en az olan ikinci GSM topolojisi iken, tek katmanlı V ve U tiplerinin moment dalgalıkları sırayla %3,47 ve %3,49'dur. Modellenen her dört GSM topolojisinin de referans modele göre daha düşük moment dalgalanmasına sahip olduğu görülmektedir.

5. bölümde de aktarıldığı üzere moment dalgalanmasını etkileyen temel bileşenlerden biri vuruntu momentidir ve minimum değerlerde olması istenir. GSM modellerinin vuruntu momentini elde etmek için sargılar kaldırılarak modellerden moment çıktısı alınmış ve Şekil 6.16'daki grafikler elde edilmiştir.

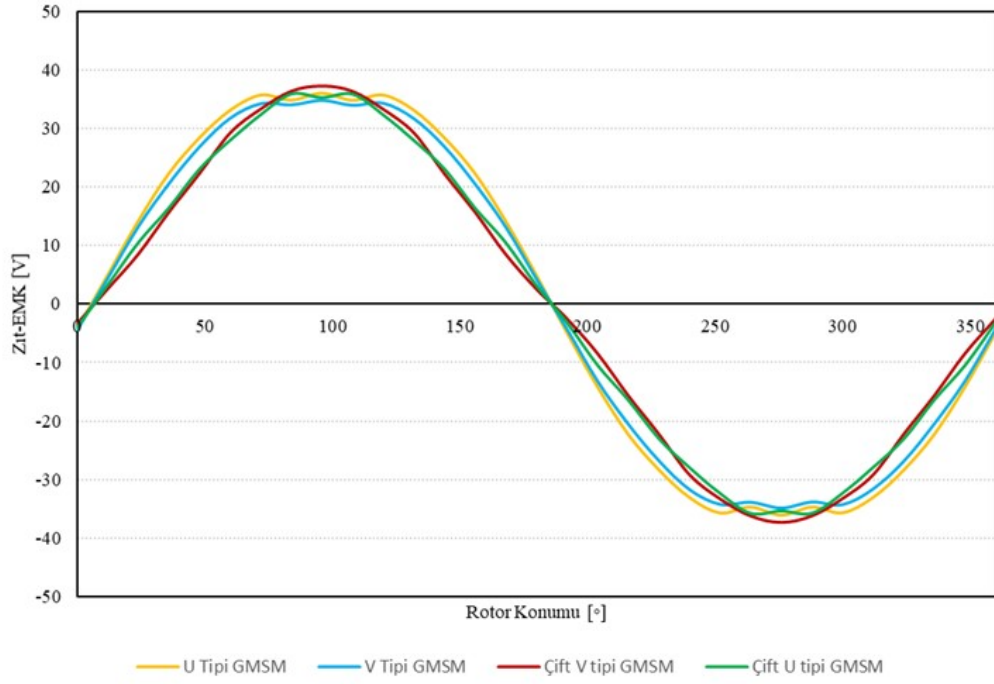


Şekil 6.17 : GSM modellerinin vuruntu momenti grafikleri.

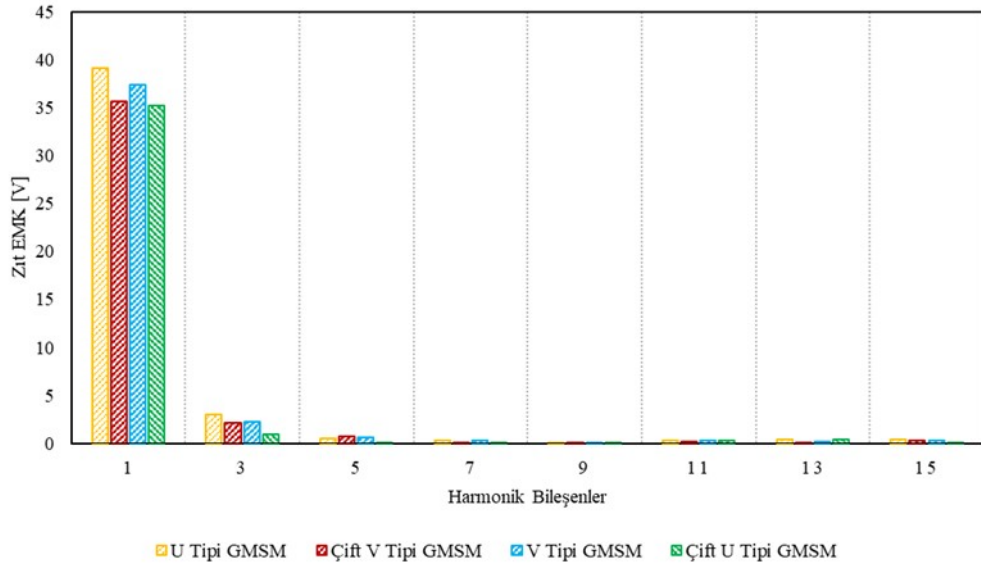
6.3.2 Zıt EMK dalga şekilleri ve toplam harmonik bozunumu incelemesi

Bir sonraki adımda ise farklı rotor tipleri için zıt-EMK dalga şekilleri kontrol edilmiştir.

Sinüzoidale en yakın rotor tipini bulmak için referans modelde de olduğu gibi harmonik bileşenlerden yola çıkılarak THB hesabı yapılmıştır. Modellere ait dalga şekilleri Şekil 6.18’de verilmiştir. Bu dalga şekillerinden de görüldüğü üzere çift V tipi GSM modelinin tepe değeri daha yüksek iken, diğer üç modelde tepe değerde düşüş görülmektedir. Tepe değerindeki düşüş aynı zamanda etkin değerde de düşüşe neden olmaktadır, bu düşüş güç faktöründeki düşüşe ve dolayısı ile de kaynak tarafından çekilen akımın artmasına neden olmaktadır. Şekil 6.19’da zıt-EMK dalga şekillerine ait harmonik bileşenler verilmiştir.



Şekil 6.18 : GSM modellerinin zıt-EMK dalga şekilleri.



Şekil 6.19 : GSM modellerinin zıt-EMK harmonik bileşenleri.

Tek katmanlı GSM yapılarının üçüncü harmonik bileşenlerinin çift katmanlılara göre yüksek olduğu görülmektedir. Üçüncü harmoniğin moment dalgalanması üstünde artırıcı etkisi olduğu bilindiğinden yüksek olması istenmeyen bir durumdur [81]. THB hesaplaması bu harmonik bileşenlere göre yapıldığında ise Çizelge 6.3'teki değerler elde edilmiştir. Elde edilen değerlerden de görüldüğü üzere referans modele göre tüm

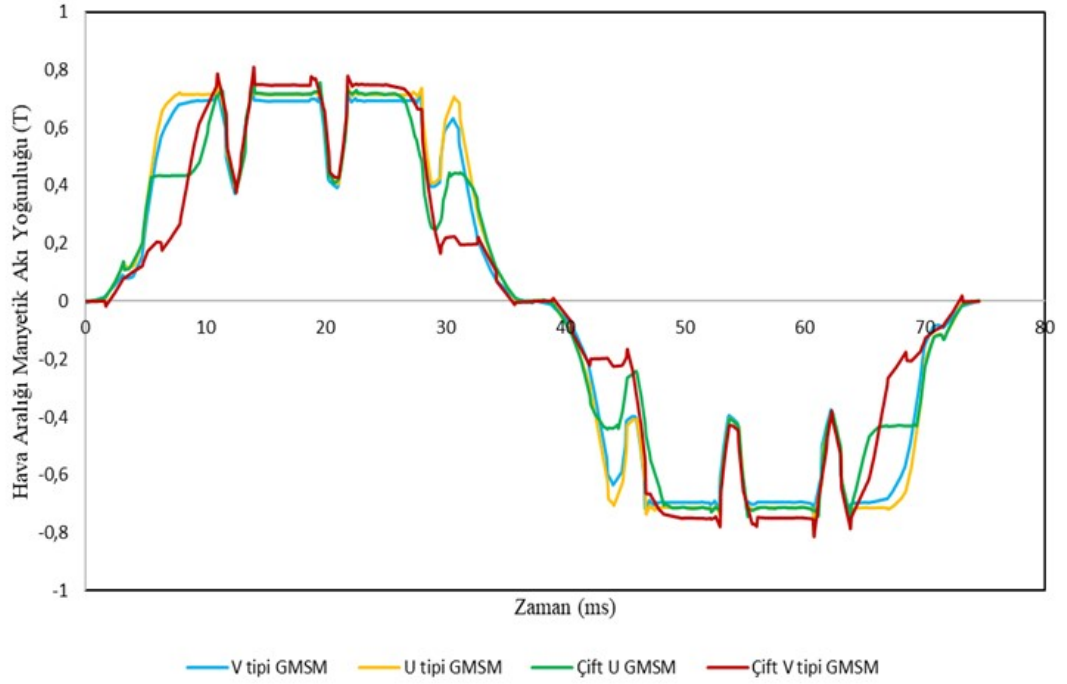
modellerin %THB değerleri iyileştirilmiştir. Çift U GSM yapısı ile bu iyileştirme oranının %6,48 olduğunu söylemek mümkündür.

Çizelge 6.3 : GSM modellerinin %THB değerleri.

GSM Modelleri	V tipi	U tipi	Çift V tipi	Çift U tipi
THB (%)	6,46	7,96	6,32	2,54

6.3.3 Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımının incelemesi

ANSYS Maxwell yardımı ile incelenen bir diğer parameter ise hava aralığı manyetik akı yoğunluğudur ve zıt-EMK’de olduğu gibi bu parametrenin de sinuzoidal olması beklenir. Şekil 6.20’de de görüldüğü üzere bu GSM rotor topolojilerine ait manyetik akı dağılımları verilmiştir.

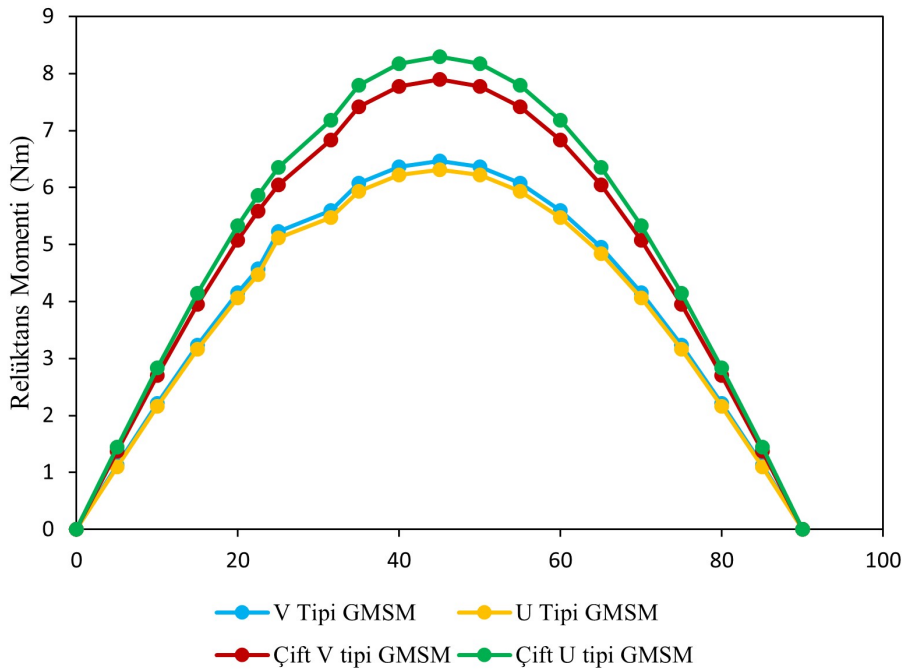


Şekil 6.20 : GSM modellerin hava aralığı manyetik akı yoğunluğu.

Her dört model için de akının aynı seyrettiği görülmekle birlikte, referans modele göre tepe değerinin azaldığı görülmektedir. Analitik analiz kısmında hesaplama yaparken bu değer; hava aralığı hesabı yapılırken 0,75 T olarak alınmış ve hesaplama yapılmıştır. Bu grafikten de görüldüğü üzere referans modele göre yaklaşık 0,05 T azalmış olmakla birlikte her dört model için de 0,75 T değerinin üstünde bir değer geldiği görülmektedir.

6.3.4 Relüktans momenti ve alan zayıflatma yeteneğinin incelenmesi

GMSM motor topolojisinin en büyük avantajlarından biri olan relüktans momenti ile ilgili daha önceki bölümlerde ayrıntılı bilgi verilmiş ve referans model için relüktans momenti hesaplamaları yapılmıştı. Elektromanyetik analizi yapılan her bir model için relüktans momenti Şekil 6.21’de görüldüğü gibi hesaplanarak çizdirilmiştir. Grafikten de görüldüğü gibi çift katmanlı V ve U yapıdaki rotor topolojilerinin relüktans momentleri tek katmanlılara göre yüksek olmakla birlikte referans modele göre de iyileştirilmiştir. En yüksek relüktans momenti çift U tipi GSM’de görülürken, en düşük relüktans momenti U tipi GSM’de bulunmaktadır.



Şekil 6.21 : GSM modellerinin relüktans moment grafikleri.

Hesaplamalar yapılırken her bir modelin L_d-L_q endüktans değerleri ve mıknatıslanma manyetik akı (λ_{md}) değerleri elde edilmiştir. Bu değerler p.u. cinsinden Çizelge 6.4’te verilmiştir. Yine bu çizelgede (λ_{md}/L_d) oranları da yer almaktadır. Bu oran, bölüm 3.4’te de aktarıldığı üzere büyük olduğu takdirde alan zayıflatma yeteneği de o ölçüde büyük olacaktır. Çift katmanlı V ve U tipinin alan zayıflatma yeteneğinin, tek katmanlı V ve U tipi GSM’lara göre daha yüksek olduğu hesaplanmıştır. En iyi sonuç ise çift U tipi GSM topolojisinde görülmektedir.

Çizelge 6.4 : GSM modellerinin p.u cinsinden L_d-L_q , (λ_{md}) ve (λ_{md}/L_d) değerleri.

GSM Modelleri	V tipi	U tipi	Çift V tipi	Çift U tipi
L_d (p.u.)	1,09	1,22	1	1
L_q (p.u.)	1,06	1,11	1,14	1,17
λ_{md} (p.u.)	1,057	1,1	1,01	1,01
λ_{md}/L_d (p.u.)	0,97	0,9	1,02	1,03

6.3.5 Mıknatıs hacmi ve motor güç yoğunluğunun incelemesi

Uygulama için önemli olan temel isterlerden biri maliyettir, GSM'un en yüksek maliyete sahip bileşeni mıknatıs olduğundan, modellenen GSM'un mıknatıs hacimleri değerlendirilmiştir. Diğer bir önemli ister ise güç/moment yoğunluğudur. Motor ağırlığından yola çıkılarak güç yoğunlukları da hesaplanmıştır. Referans model ve dört farklı GSM için mıknatıs oranları mm3 cinsinden hesaplanmıştır, mıknatıs tipi aynı olup N42UH olarak kullanılmıştır. Çizelge 6.5'te verildiği üzere mıknatıs hacimleri her dört rotor topolojisi için verilmiştir. Tek katmanlı rotor topolojileri yapılarında bulundurdıkları mıknatıs miktarı yönünden çift katmanlı topolojilere göre oldukça avantajlı durumda yer alırlar. Verilen değerlerden de görüldüğü üzere çift U tipi GSM mıknatıs miktarının en çok olduğu motor yapısıdır.

Çizelge 6.5 : GSM modellerinin p.u cinsinden mıknatıs hacimleri ve güç yoğunluğu.

GSM Modelleri	V tipi	U tipi	Çift V tipi	Çift U tipi
Mıknatıs Hacmi (p.u.)	0,734	0,7	0,867	0,964
Güç Yoğunluğu (p.u.)	0,995	0,986	1,0	1,005

Çizelge 6.4 üzerinden güç yoğunlukları kontrol edildiğinde ise çift U tipin görece az bir farkla da olsa daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olduğunu söylemek mümkündür. Ayrıca güç yoğunluğu ile mıknatıs miktarı arasındaki ilişki olduğu da söylenebilir. Referans modelin güç yoğunluğu da 1 p.u. olup; çift U tipi GSM'un mıknatıs hacmi referans modele göre az iken, güç yoğunluğunun daha fazla olduğu da görülmektedir.

6.3.6 Farklı rotor geometrileri içi verim haritalarının incelemesi

GSM topolojilerinin performansını görmek için bir diğer çıktı ise verim haritalarıdır. Dört farklı model için de verim haritaları MotorCAD programı üzerinden

oluşturulmuştur. Tüm motorlar için maksimum hız 5500 rpm alınmıştır. Tüm modellerin 25 Nm maksimum momenti sağladığı görülmektedir.

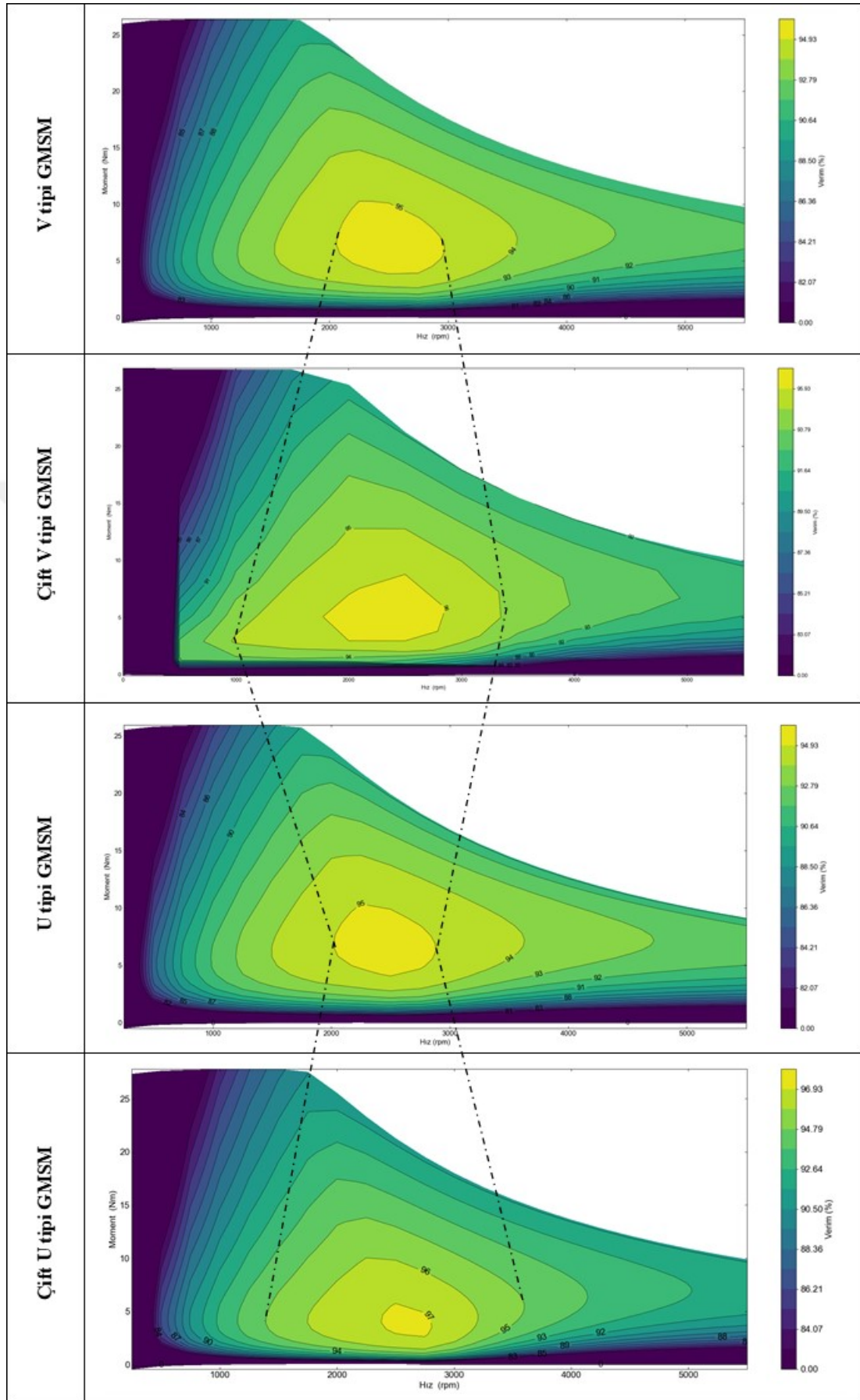
Verim açısından bakıldığında anma momentindeki verimin değerleri V tipi, U tipi, çift V tipi ve çift U tipi için sırayla %93,9, %93,97, %93,78 ve %94,1 olarak elde edilmiştir. Bunun yanı sıra verim haritalarının yer aldığı Şekil 6.22'den de görüldüğü üzere çift katmanlı yapılarda %95 verimde verim-hız bölgesi genişlemiştir.

Bu da özellikle çift U tipi GMSM'un daha geniş hız ve moment aralıklarında yüksek verimde çalıştığını göstermektedir. Verim haritalarının çıkarılması ile birlikte sayısal analizler tamamlanmıştır ve her dört GMSM için performans çıktıları elde edilerek yorumlanmıştır. Tüm özellikler Çizelge 6.6 üzerinde verilmiştir. Verilerin bir kısmı p.u. olmakla birlikte, bazı parametreler birimleri ile birlikte verilmiştir. Birim olarak verilen değerlerin her biri kendi içinde birimlendirilmiştir.

Çizelgeden de görüldüğü üzere moment dalgalanması, vuruğu momenti, zıt-EMK THB yüzdesi ve mıknatıs hacminin az olması; veriminin, güç yoğunluğunun ve (λ_{md}/L_d) oranının yüksek olması ile çift U tipi GMSM topolojisini hem referans modele hem de diğer üç GMSM rotor topolojisine göre ön plana çıkarmaktadır. Bunun yanı sıra güç yoğunluğu ve zıt-EMK değerindeki düşüş bu GMSM topolojisi için negatif yönler olup, bir sonraki basamakta optimizasyon ile iyileştirilmesi hedeflenmektedir.

Çizelge 6.6 : Modellenen beş GMSM'un çıkış ve performans parametreleri.

GMSM Modelleri	Referans	V	U	Çift V	Çift U
Moment Dalgalanma(%)	4,3	3,47	3,79	3,2	2,78
Vuruğu Momenti (%)	1	0,86	0,85	0,7	0,3
Relüktans Momenti (%)	4,88	4,57	4,47	5,58	5,78
L_d (p.u.)	1	1,09	1,22	1	1
L_q (p.u.)	1	1,06	1,11	1,14	1,17
λ_{md} (p.u.)	1	1,057	1,1	1,01	1,01
λ_{md}/L_d (p.u.)	1	0,97	0,9	1,02	1,03
Zıt EMK Gerilimi(p.u.)	1	0,89	0,9	0,94	0,92
Zıt EMK THB (%)	9	6,5	7,9	6,3	2,5
Mıknatıs Hacmi (p.u.)	1	0,734	0,7	0,867	0,964
Verim (%)	93,5	93,9	93,9	93,8	94,1
B_{etkin} (p.u.)	1	1,05	0,99	0,95	0,95
Güç Faktörü (p.u.)	1	1,01	1,00	0,96	0,97



Şekil 6.22 : GSM modellerinin verim haritaları.

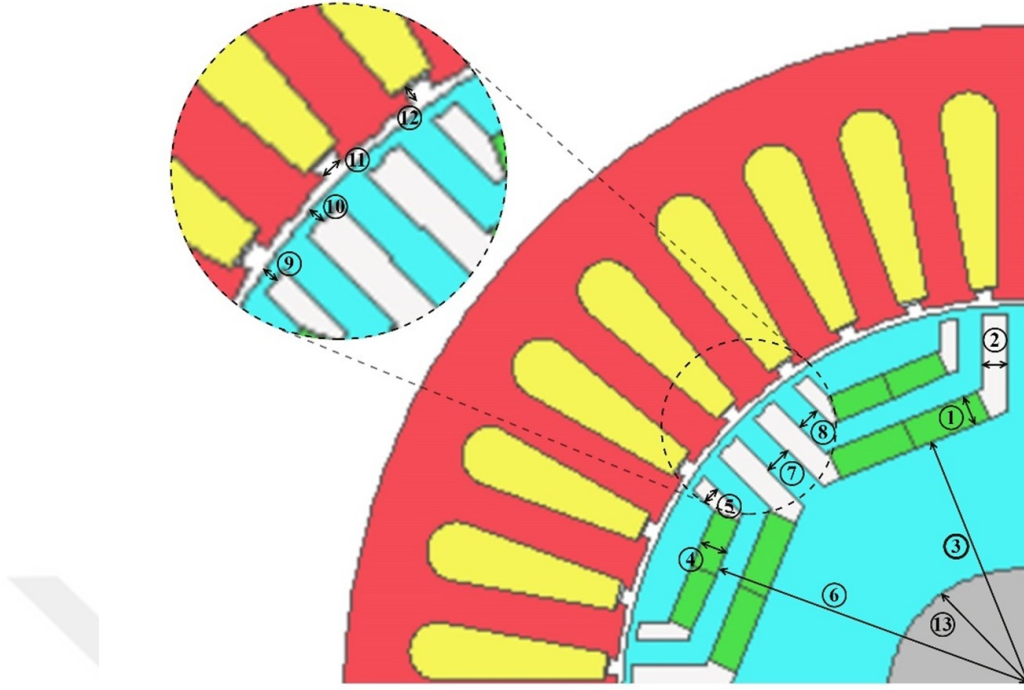
6.4 OptiSLang ile GSM Optimizasyonu

Farklı oluk/kutup kombinasyonları ve farklı rotor topolojileri denenmesinin ardından çift U tipi 36/8 GSM modeli çeşitli çıkış ve performans parametreleri açısından en iyi model olarak belirlenmiştir. Bu bölüm de ise hem performanslarda iyileştirme (moment dalgalanmasının azalması, verimin artması vb.) hem de dezavantajlı olduğu kısımlar için (zıt-EMK genlik düşüşü, düşük güç faktörü vb.) optimizasyon çalışması yapılmıştır. Optimizasyon çalışması daha önce bölüm 4'te de aktarıldığı üzere OptiSLang paket program ile yapılmıştır.

İlk basamak olarak OptiSLang modelinin kurulması gerekmektedir. Bu doğrultuda MotorCAD programı üzerinden giriş parametreleri ve kontrol parametreleri belirlenmiştir. Giriş parametreleri olarak rotor için iki katmanın uzunlukları, mıknatıs uzunlukları, yarıçaplar alınırken, statorda ise oluk ağzı açıklığı, dış genişliği ve açısı gibi parametreler alınmıştır. Şekil 6.23'te seçilen GSM geometrisi üzerinden de giriş parametreleri işaretlenmiş ve Çizelge 6.7'de de hangi aralıklar içerisinde değiştirildiği verilmiştir.

Çizelge 6.7 : OptiSLang giriş parametreleri.

Parametre İsmi	Temel Model	Belirlenen Aralık
Şaft /Rotor laminasyon kalınlığı (13)	0,3351	[0,3-0,55]
Oluk açıklığı /maks. oluk açıklığı (11)	0,5566	[0,2-0,65]
Oluk köşe yarıçapı	3,4665	[1-3,5]
Oluk dış derinliği (12)	1	[0,6-1,2]
L1 mıknatıs köprü kalınlığı (10)	1	[0,8-1,2]
L1 yan mıknatıs aralığı (2)	3	[1-3,5]
L1 üst mıknatıs kalınlığı (1)	3,5	[1-3,5]
L1 üst mıknatıs aralığı	0	[0-0,8]
L1 mıknatıslar arasında boşluk (7)	0,1287	[0,1-0,25]
L1 U çapı /(max-min) (3)	0,6633	[0,5-0,8]
L1 üst mıknatıs uzunluğu/(max-min)	0,9173	[0,7-0,95]
L2 mıknatıs köprü kalınlığı (9)	1	[0,8-1,2]
L2 yan mıknatıs aralığı (5)	2	[1-3]
L2 üst mıknatıs kalınlığı (4)	3	[1-3,5]
L2 iki mıknatıs arasındaki boşluk	0,3539	[0,2-0,45]
L2 U çapı /(max-min) (6)	0,474	[0,3-0,9]



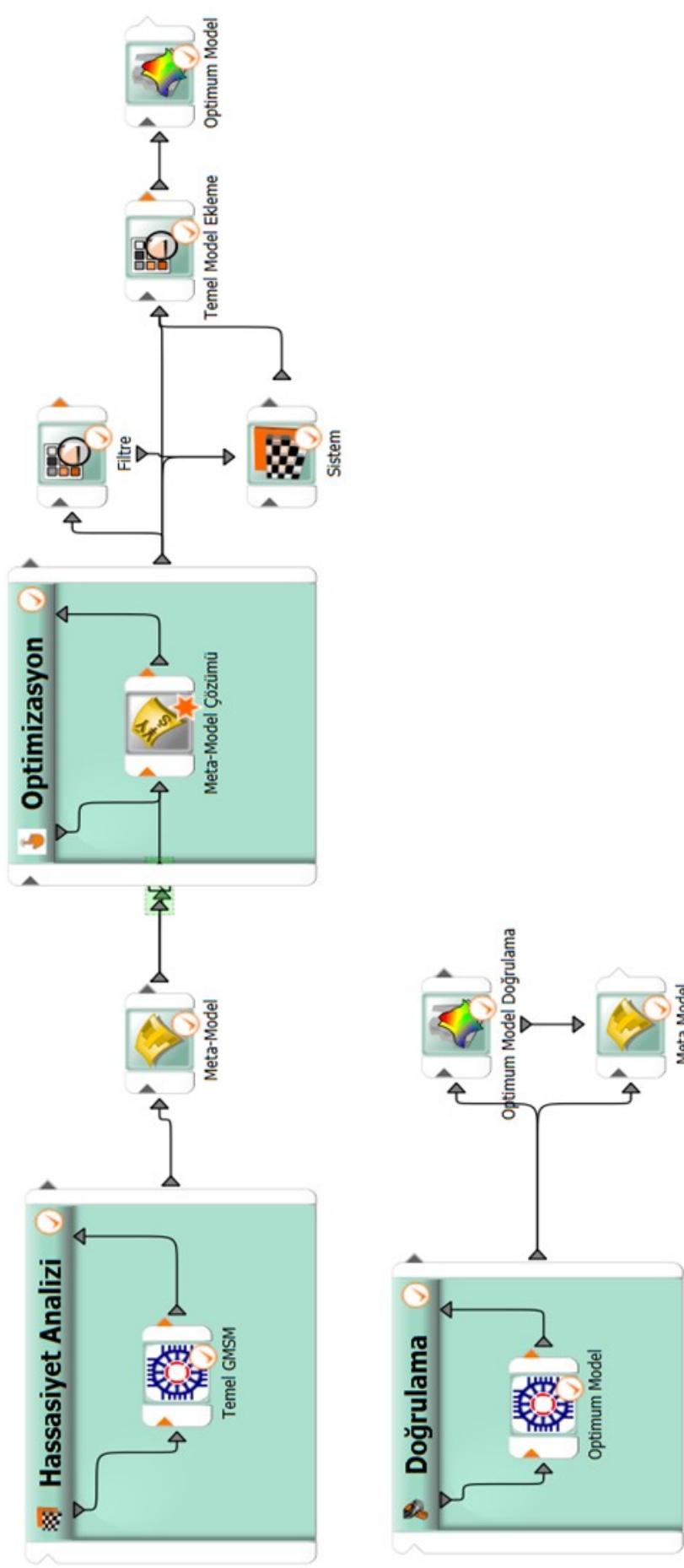
Şekil 6.23 : GSM üzerinde optimizasyonu yapılan parametreler.

OptiSLang üzerinde kurulan model Şekil 6.24'te görülmektedir. Bu kısımda da kurulan model ve elde edilen sonuçlar incelenerek yorumlanacaktır. Bu giriş parametreleri verildikten sonraki basamakta ise çözüm yaparken hedef parametrelerin neler olacağı belirlenmektedir. Bu çalışma kapsamında hedef parametreler olarak:

- Minimum mıknatıs hacmi
- Minimum moment dalgalanması
- Nominal noktada maksimum verim, minimum kayıp

belirlenmiştir. Sabit kalacak bileşenler ise nominal, maksimum hız ve moment olarak alınmıştır.

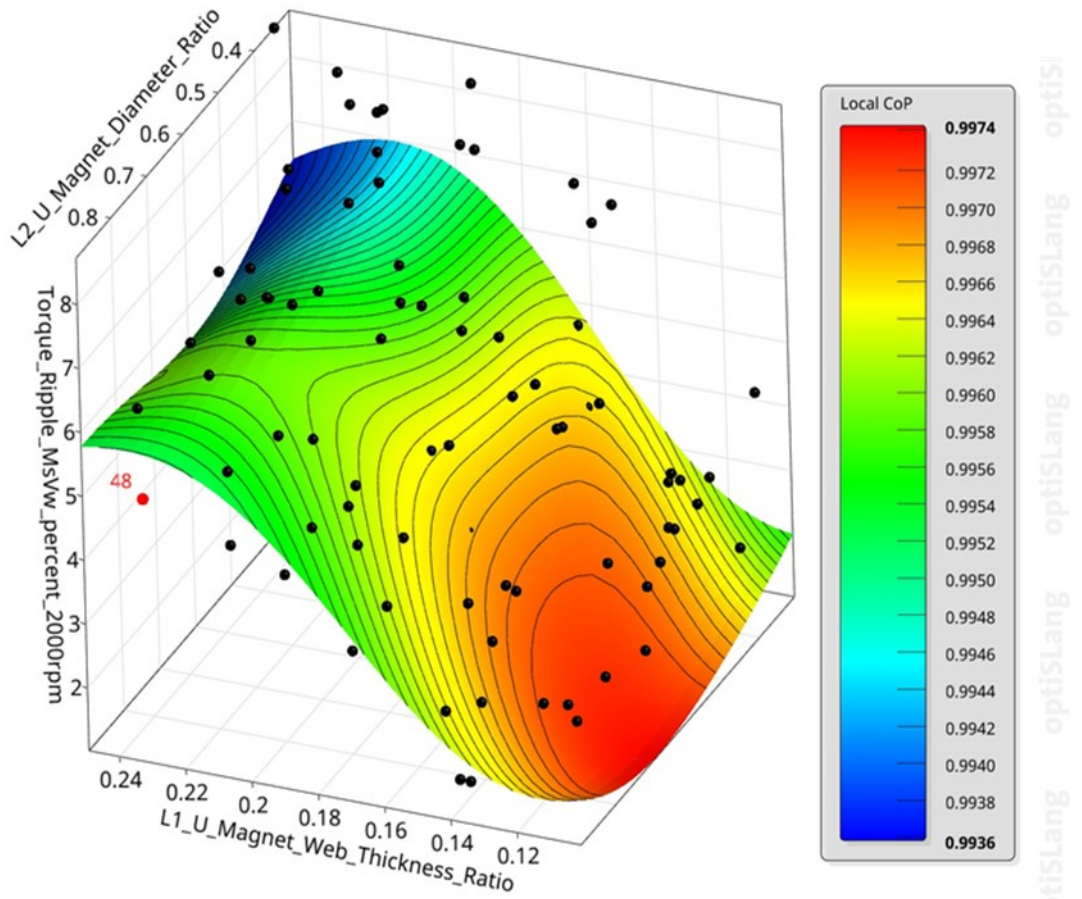
Optimizasyon giriş ve çıkış parametreleri belirlenmesinin ardından OptiSLang ara yüzüne geçilerek bu kısımda yapılacak çözüm sayısı belirlenir; örneğin bu proje için 300 ve 100 olmak üzere iki ayrı çözüm yapılmış, CoP katsayısı yüksek çıkan çözümlerle ilenlenmiştir.



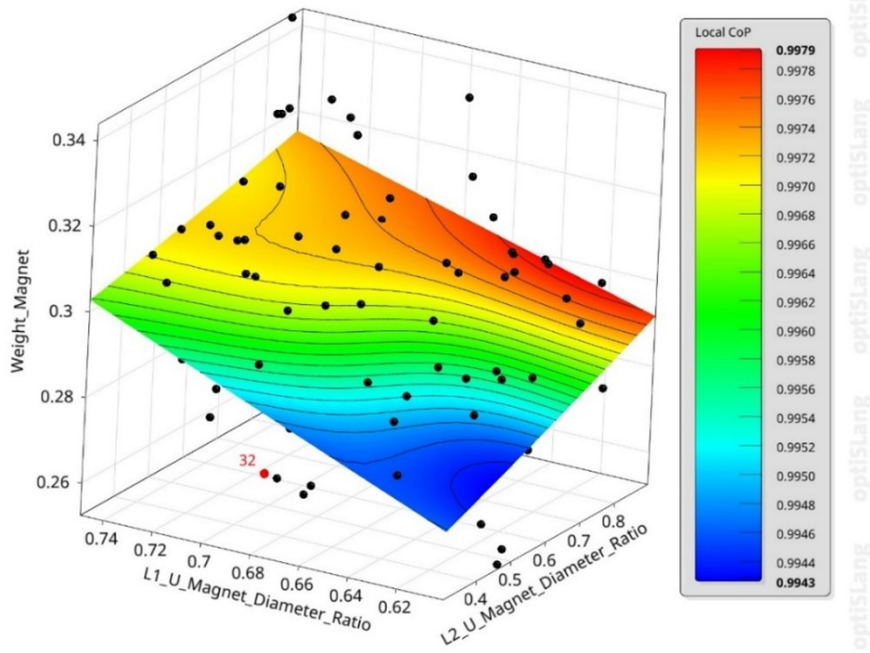
Şekil 6.24 : OptiSLang üzerinde oluşturulan model.

Referans model çözümü, numune sayısı belirlendikten sonra program üzerinde giriş parametreleri ile rastgele çözümler yapılarak hassasiyet analizi tamamlanır. Hassasiyet analizi sonrasında OptiSLang üzerinden bir meta model elde edilir. Daha önceki bölümlerde de aktarıldığı gibi meta model üzerinden parametreler arasındaki ilişkiler ve bu ilişkilerin CoP adı verilen yüzde hataları hesaplanır.

Şekil 6.25'te meta model çıktısı olarak elde üç boyutlu bir regresyon eğrisi bulunmaktadır. Bu çıktıdan da görüldüğü üzere her iki mıknatısın köprü kalınlıkları ile moment titreşimi arasındaki ilişki CoP oranı 0,9936 ve 0,9974 arasındadır. Bu da göstermektedir ki bu iki bileşen, moment dalgalılığı ile ilgili yapılacak optimizasyonda kullanılmalıdır. Bir diğer örnek de Şekil 6.26'te verildiği üzere mıknatısların merkeze yerleşim uzaklıklarının mıknatıs ağırlığı ile olan ilişkisini göstermektedir. Burada da yine CoP oranının 0,98 üzerinde olduğu ve birbirleri ile ilişkili olduğu görülmektedir.

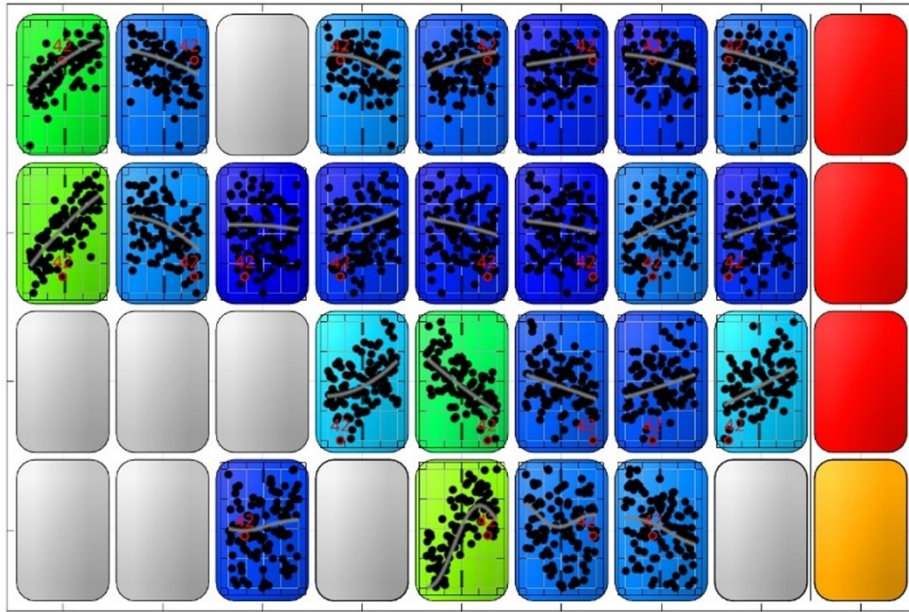


Şekil 6.25 : Moment dalgalanması ve mıknatıs köprü kalınlıkları 3D regresyon grafiği.



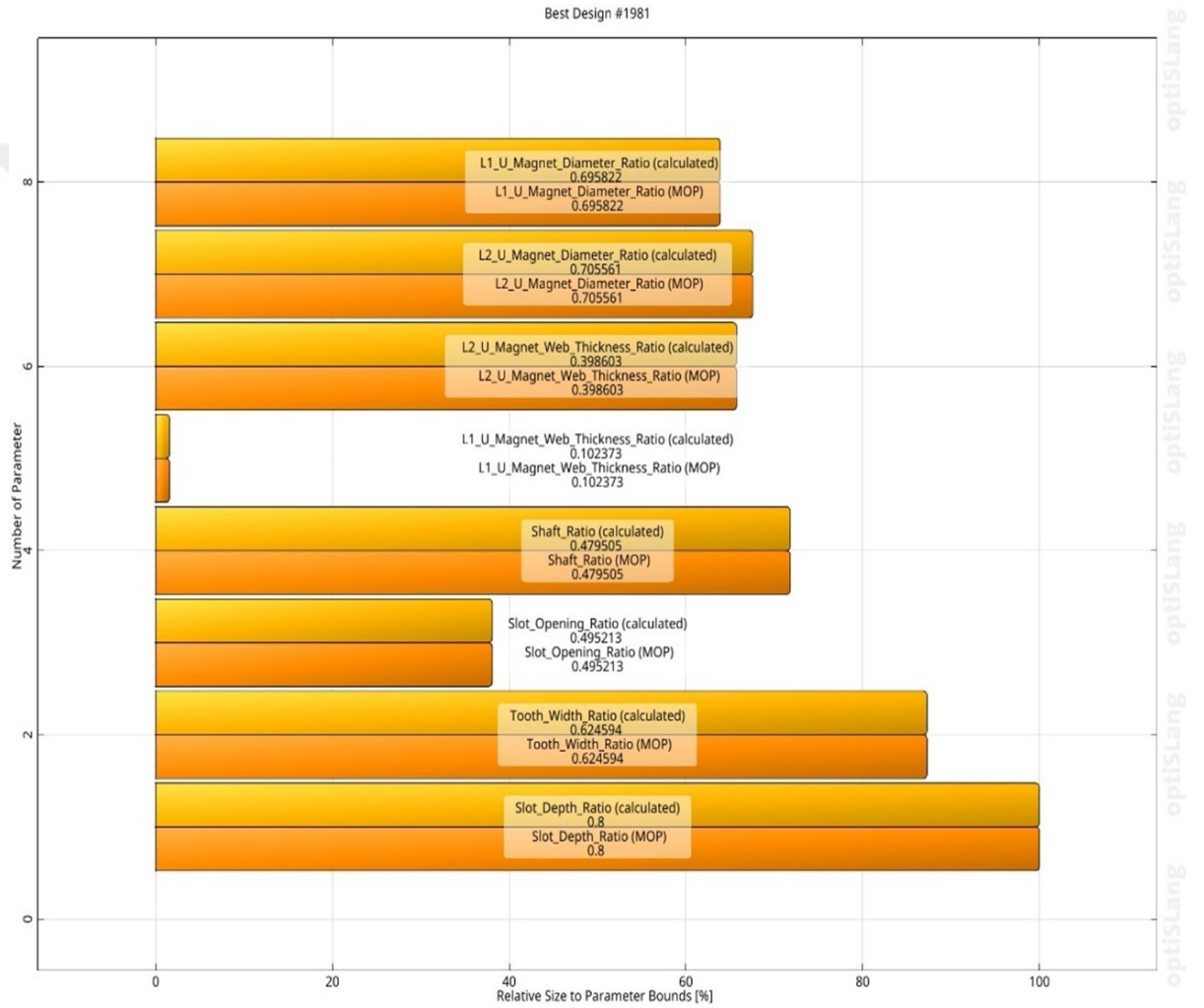
Şekil 6.26 : Mıknatıs ağırlığı ve mıknatısın uzaklıkları arasındaki 3D regresyon grafiği.

Tüm parametreler ile ilgili meta model tarafından oluşturulan bir diğer grafik de Şekil 6.27’de verilmiştir ve bu grafik tüm giriş parametrelerinin çıkış üzerindeki etkisini ifade eden CoP matrisidir. Satırlar çıktılar, sütunlar ise giriş parametrelerini gösterir. Sondaki sütun ise yüm modelin toplam CoP değerini verir, bu model için 0,98’den büyük değerler verdiği kırmızı ve turuncu renkte olmasından dolayı söylenebilir.



Şekil 6.27 : CoP matrisi.

Bir sonraki basamak olarak meta modelden elde edilen bu grafikler ile birlikte CoP oranı 0,98 üzerinde olan giriş parametreleri alınarak hassasiyet analizi tamamlanmıştır. Hassasiyet analizinin tamamlanmasının ardından Şekil 6.24'te de görüldüğü üzere optimizasyon çalışmasına geçilmektedir. Burada yine hedef parametreler verilip oluşturulan mete model referans alınarak sonuçlar optimize edilir. En iyi model elde edilene kadar 2000 adet optimizasyon yapılmış ve optimizasyon sonucu filtrelenerek en optimum model oluşturulmuştur. Bu en optimum modelin parametreleri Şekil 6.28'te görüldüğü gibidir ve MotoCAD modeli bu optimizasyon sonucunda verilir.

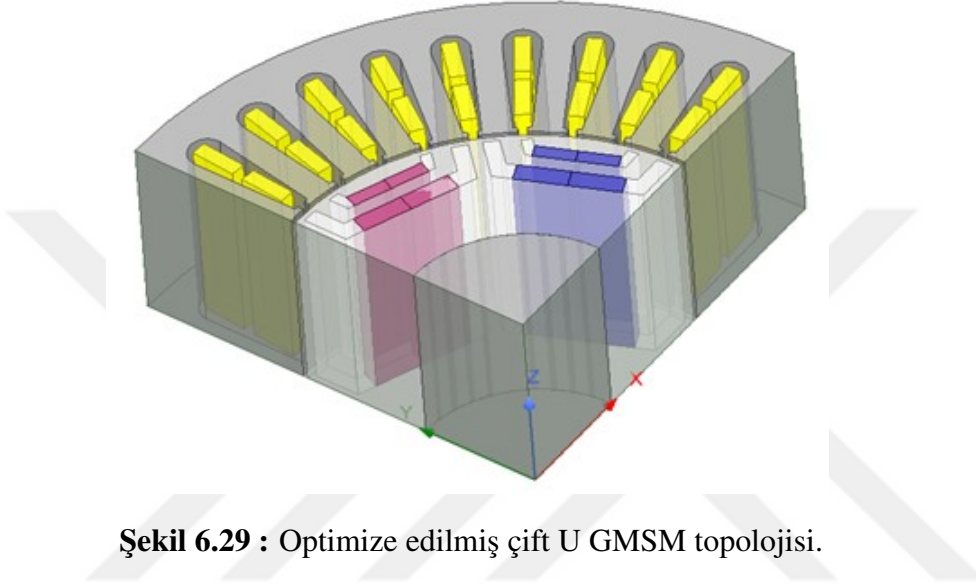


Şekil 6.28 : Optimizasyon sonucu elde edilen giriş parametreleri.

Bu basamağın da tamamlanmasının ardından OptiSLang üzerinden son olarak doğrulama aşaması gerçekleştirilir ve elde edilen son parametrelere göre normal dağılım grafikleri ve koraesyon matrisi çıkarılarak sonuç kontrol edilir.

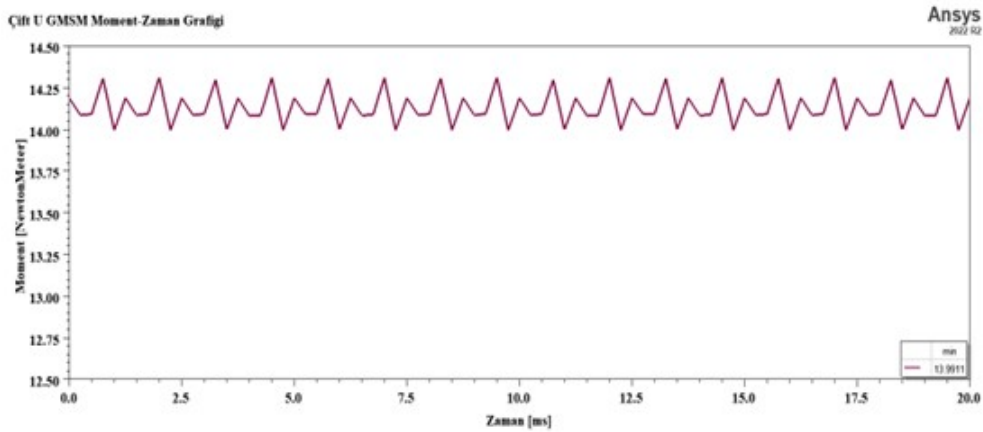
6.5 Optimize Edilmiş GSM Modeli

OptiSlang ile optimizasyonun tamamlanmasının ardından nihai oluşturulan model Şekil 6.29’da verilmiştir. Elde edilen bu modelin daha önceki bölümlerde de olduğu gibi performans çıktıları bu bölümde ele alınmıştır. Optimize edilmiş bu modelde stator yapısı, rotor yapısı, mıknatıs yerleşimi ve miktarı referans modelden farklılaşarak en optimum model tasarımı elde edilmiştir.



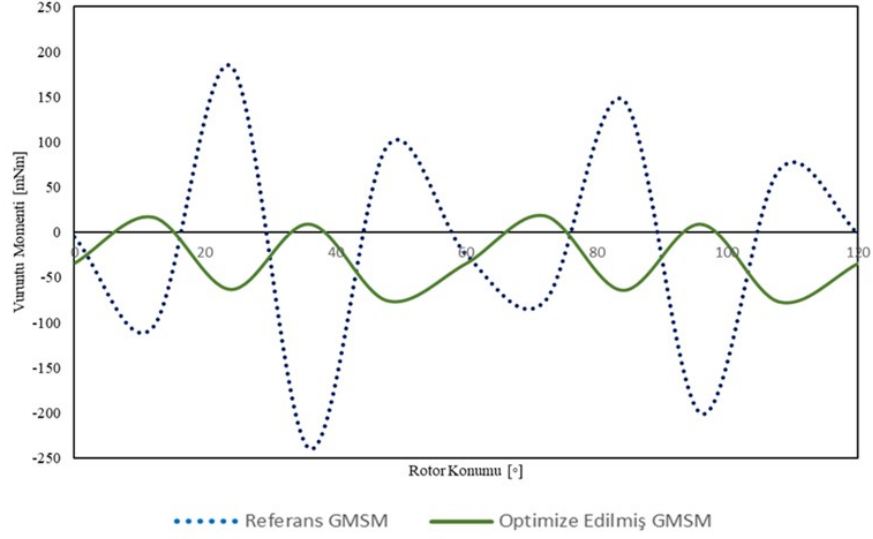
Şekil 6.29 : Optimize edilmiş çift U GSM topolojisi.

Öncelikle moment grafiği Şekil 6.30’da verildiği üzere elde edilmiştir. Motorun nominal momentini sağladığı ve moment dalgalanmasının %2,24 değerine düştüğü görülmektedir. Optimizasyon hedefinde de verildiği üzere moment dalgalanmasının hem referans model hem de optimizasyon öncesi modele göre en iyi değerinde olduğunu söylemek mümkündür.



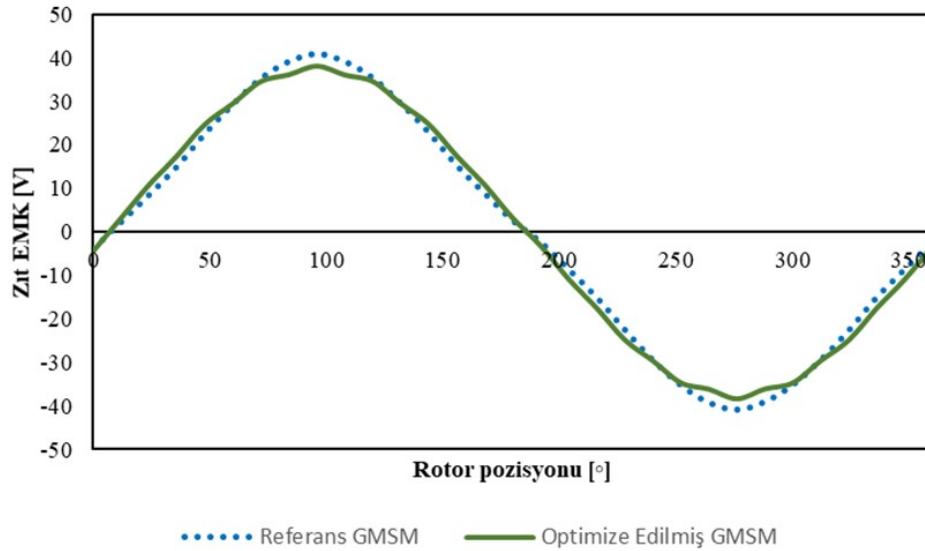
Şekil 6.30 : Optimize edilmiş çift U GSM moment-zaman grafiği.

Elde edilen bir diğer grafik vuruntu momentidir. Vuruntu momenti referans modelde %1 değerlerinde iken optimizasyon sonrası bu değer %0,28 değerine kadar gerilemiştir. Şekil 6.31’de hem referans GSM hem de optimize edilmiş nihai modelin vuruntu momentleri görülmektedir.



Şekil 6.31 : Referans model ve optimize edilmiş çift U GSM moment-zaman grafiği.

Optimize edilmiş modele ait zıt-EMK grafiği de yine karşılaştırmalı olarak Şekil 6.32’de verilmiştir. Optimize edilmiş modelin etkin değeri referans ile yakındır.

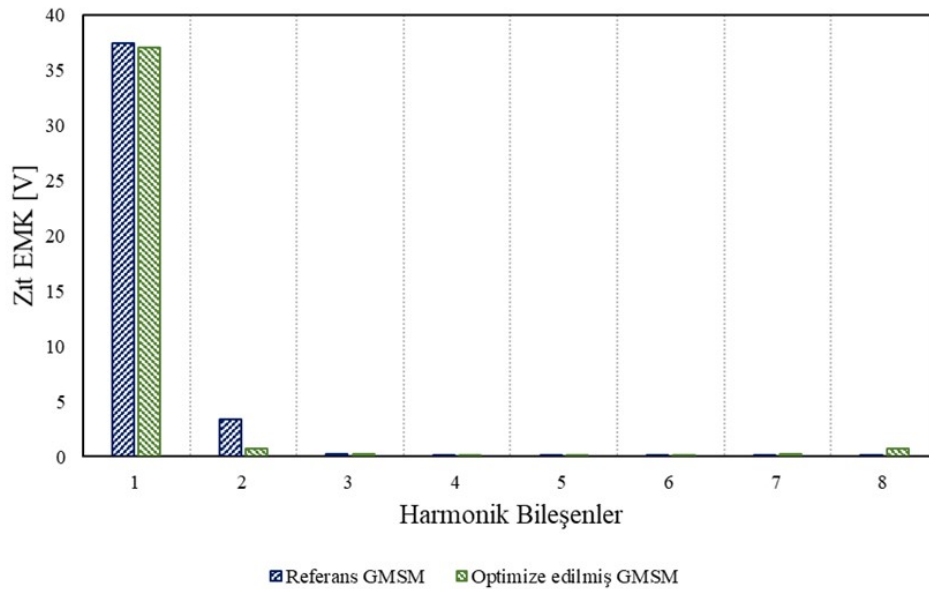


Şekil 6.32 : Referans model ve optimize edilmiş çift U GSM zıt-EMK grafiği.

Bir önceki kısımda dezavantaj olarak bahsedilen ve optimizasyonla çözülmesi gereken başlıklardan biri zıt-EMK maksimum değerinin ve buna bağlı güç faktörünün çift U

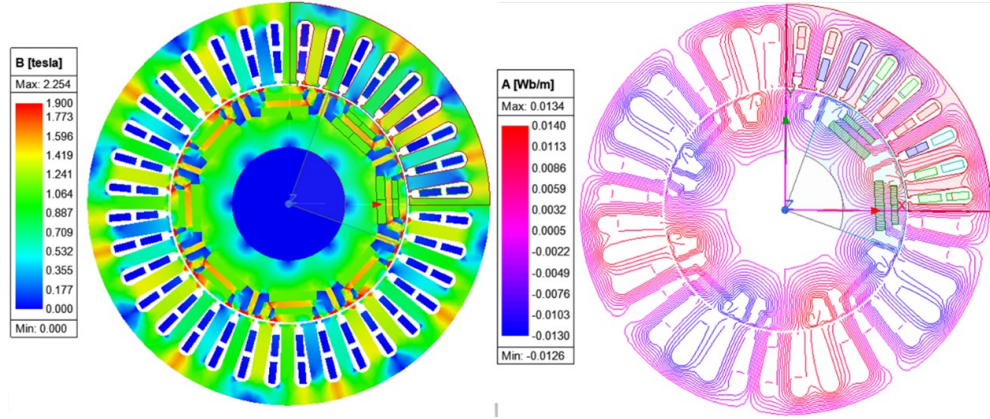
GMSM topolojisiinde düşmüş olmasıydı. Şekilde de görüldüğü üzere maksimum değer düşüşü azalmış olmakla birlikte referans modele ait zıt-EMK değerine etkin olarak denk bir model oluşturulmuştur. Aynı zamanda güç faktörleri de kontrol edildiğinde çift U GSM’da oluşan düşüşün ortadan kalktığı görülmektedir her iki güç faktörü de yaklaşık olarak 1 p.u. olarak eşitlenmiştir.

Zıt-EMK dalgasının harmonikleri de Şekil 6.33’te karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Referans modele göre üçüncü harmoniğin azaldığını ve daha sinusoidal bir zıt-EMK dalgası elde edilmiş olduğunu söylemek mümkündür. Fakat bir önceki bölümde optimizasyona gidilmeden öndeki çift U GSM modeline göre THB değerinde %0.4 olduğu görülmüştür. Fakat optimize model THB açısından hala referans modele göre avantajlıdır.



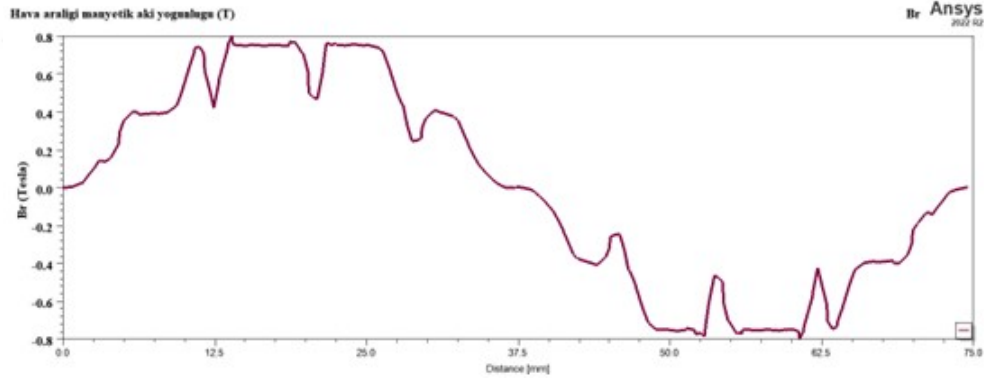
Şekil 6.33 : Referans model ve optimize edilmiş çift U GSM harmonik bileşenleri.

Harmonik bileşenler ve THB hesabı ardından motora ait manyetik akı yoğunluğu ve manyetik akı çizgileri dağılımı Şekil 6.34’teki gibi elde edilmiştir. Buradan da görüldüğü üzere manyetik akı yoğunlukları referans modele göre azaltılarak doyum bölgeleri azaltılmıştır. Ayrıca manyetik akı çizgileri dağılımından da kaçakların minimize edildiği görülmektedir.



Şekil 6.34 : Optimize edilmiş çift U GSM manyetik akı yoğunlu ve manyetik akı çizgileri dağılımı.

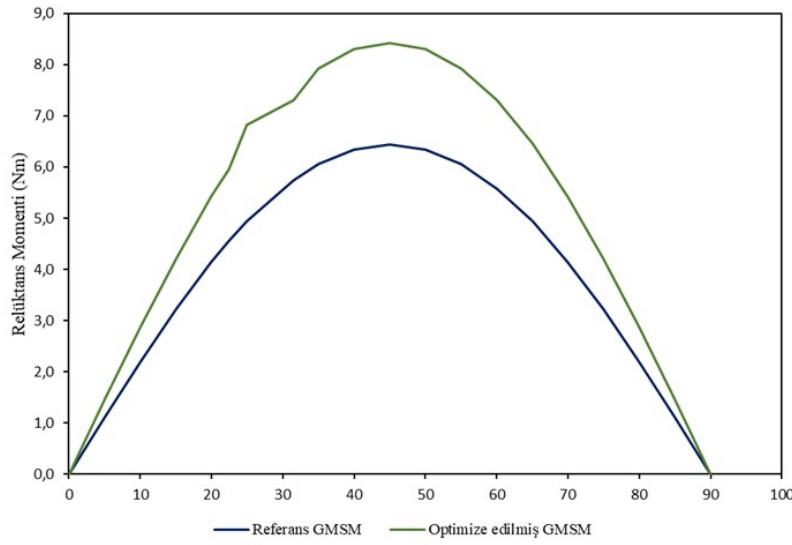
Manyetik akı yoğunluklarının dağılımı incelendikten sonra hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu da optimize model için elde edilmiştir. Şekil 6.35'te hava aralığı manyetik akı yoğunluğu grafiği verilmiştir. Hava aralığı manyetik akı yoğunluğu referans model ile yaklaşık olarak aynı olup, analitik hesapta da kabul edilen 0,75T maksimum değerini doğrulamaktadır. Etkin değerleri açısından da referans modeldeki gibi 1 p.u. değer olduğu görülmüştür.



Şekil 6.35 : Optimize edilmiş çift U GSM hava aralığı manyetik akı yoğunluğu grafiği.

Son olarak ise optimize edilmiş modelin relüktans momenti ve verim haritası elde edilmiştir. Öncelikle relüktans momenti Şekil 6.36'da da verildiği üzere yüklenme açısından 5,96 Nm olarak elde edilmiştir. Bu değer hem referans modele göre hem de optimizasyon öncesi modele göre iyileştirildiği görülmektedir. Relüktans momentinin artışı ile toplam moment bileşeni olan mıknatıslanma momentinin azaldığını söylemek mümkündür. Bu doğrultuda aynı moment eldesi için daha küçük bir mıknatıs

hacminin yeterli olacağını söylemek mümkündür. Mıknatıs hacmi kontrol edildiğinde de bu azalmanın referans modele göre %12,5 olduğu görülmektedir.

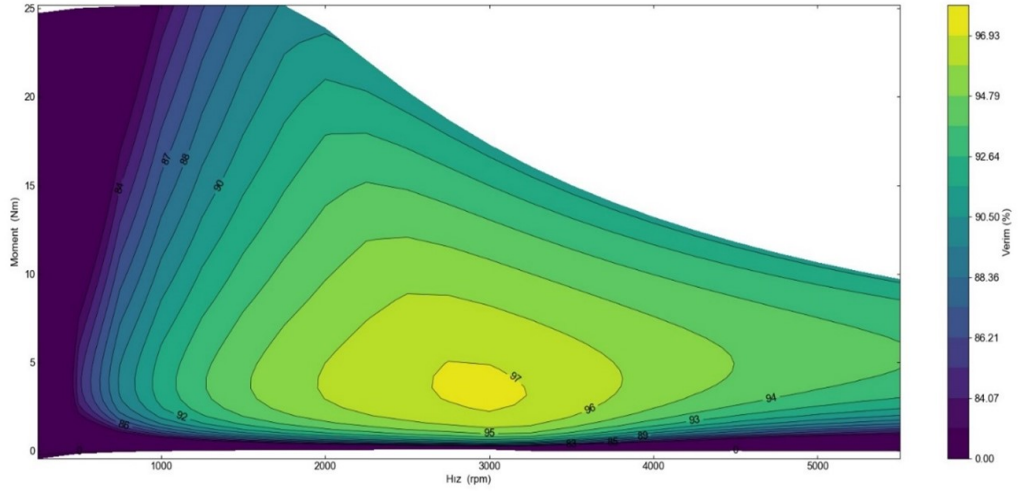


Şekil 6.36 : Referans model ve optimize edilmiş çift U GSM relüktans moment grafiği.

Son olarak ise verim haritası elde edilmiştir ve Şekil 6.37’de verilmiştir. Motorun anma çalışma noktasındaki veriminin %94,9’a çıktığı ve aynı zamanda yüksek verimle çalıştığı bölgelerin hem analiz yapılan farklı oluk/kutup kombinasyon modellerinden hem farklı rotor analizlerinden hem de referans modelden daha büyük olduğu görülmüştür. Bu da bir optimizasyon parametresi olarak verilmiş olduğundan optimizasyonun başarısını göstermektedir.

Tüm performans parametreleri elde edildikten sonra Çizelge 6.8’de karşılaştırmalı olarak referans GSM, optimizasyon öncesi çift U GSM ve optimizasyon sonrası elde edilen nihai GSM topolojileri için verilmiştir.

Çizelge incelendiğinde optimizasyon sonrası verim, relüktans moment, güç faktörü ve zıt-EMK değerinin artırıldığı görülmüştür. Mıknatıs hacmi, moment dalgalılığı ve vuru moment değeri ise azaldığı ve bu sayede daha kararlı ve maliyeti düşük bir motor modeli elde edildiğini söylemek mümkündür. Optimizasyon öncesi modele göre THB artmış olmakla birlikte bu referans GSM’a göre hala iyileştirilmiş durumda kaldığından en iyilenmiş modelin elde edildiğini söylenebilir.



Şekil 6.37 : Optimize edilmiş çift U GSM verim grafiği.

Çizelge 6.8 : Modellerin performans parametrelerinin karşılaştırılması.

GMSM Modelleri	Referans	Çift U	Optimize Çift U
Moment Dalgalanması (%)	4,3	2,78	2,24
Vuruntu Momenti (%)	1	0,3	0,28
Relüktans Momenti (%)	4,88	5,87	5,96
L_d (p.u.)	1	0,99	0,97
L_q (p.u.)	1	1,17	1,18
Zıt EMK Gerilimi (p.u.)	1	0,92	0,96
Zıt EMK THB (%)	9	2,5	2,9
Mıknatıs Hacmi (p.u.)	1	0,964	0,893
Verim (%)	93,9	94,1	94,9
B_{etkin} (p.u.)	1	0,94	0,98
Güç Faktörü (p.u.)	1	0,97	1



7. SONUÇLAR

Tez çalışması kapsamında son yıllarda kullanımları artan hafif elektrikli araçlar ve bu araçlarda da elektrikli itiş sisteminin önemli bir parçası olan elektrik motor tasarımı ve optimizasyonu ele alınmıştır. Aracın güç ve moment ihtiyacını karşılayan elektrik motor topolojisinden beklentiler ve piyasada sıklıkla kullanılan KMS motor topolojisi incelenmiştir. KMSM'ların yapısı, moment üretimi ve alan zayıflatma yetenekleri irdelenerek GMS motor tez kapsamında tasarımı yapılacak motor topolojisi olarak belirlenmiştir. Optimizasyon ve elektromanyetik analizlerde kullanılacak yöntemler aktarılmış ve bu yöntemlerin temel alındığı paket programlar aktarılmıştır.

Tasarım gereksinimlerinin belirlenmesi için öncelikle araç dinamiğinde kullanılan boylamsal modelden yola çıkılarak ticari olarak kullanımı olan bir HEA için gerekli karşıt kuvvetler elde edilmiştir. Karşıt kuvvetlerin elde edilmesinin ardından motordan sistemin bekleyeceği maksimum ve anma değerleri hesaplanarak GMSM performans parametreleri elde edilmiştir. Gereksinimler doğrultusunda motor için analitik analizler yapılarak motorun stator, rotor boyutlandırmaları, sargı özellikleri ve mıknatıs hacmi hesaplamaları analitik olarak yapılmıştır.

GMSM'un elektromanyetik çözümlerine geçildiğinde ise öncelikle analitik analiz sonuçları ile de uyumlu olduğu görülen referans bir GMSM tasarımı çıktıları ANSYS Maxwell ve MotorCAD yardımı ile elde edilerek incelenmiştir. Sonraki aşamada ise farklı oluk/kutup kombinsayon ve farklı rotor şekilleri ile GMSM modelleri oluşturularak en iyi performans parametrelerine sahip model olarak çift U tipi GMSM seçilmiştir. Bu model, referans modele göre verimin %0,6 arttığı, moment dalgalanmasının %1,5 azaltıldığı, relüktans momentinden faydanın %20 artırıldığı bu sayede de yaklaşık %5 mıknatıs oranının azaltıldığı bir GMSM'dur.

Seçilen çift U tipi GMSM modeli üzerinden optiSLang program yardımı ile en iyileştirilmiş model oluşturulmaya çalışılmıştır. OptiSLang programında kullanılmak üzere motor modeli motorCAD üzerinde modellenip performans değerlerini etkileyeceği düşünülen; oluk ağzı açıklığı, mıknatıs kalınlıkları, oluk boyutları

gibi belli parametreler giriş parametreleri olarak tanıtılmıştır. Çıkış olarak ise minimum mıknatıs hacmi, maksimum verim ve minimum moment dalgalanması hedef parametreler olarak belirlenmiştir. Optimizasyon gerçekleştirilirken öncelikle optiSLang programının yapmış olduğu hassasiyet analizi sonucu oluşan meta model yapısı incelenmiştir. Giriş ve çıkış parametreleri arasındaki ilişkiler %CoP değerleri üzerinden ele alınmıştır. Ardından optimizasyon akışına devam edilerek optimum GSM model elde edilmiş ve optimizasyonun son aşaması olarak doğrulama yapılmıştır.

Optimize edilmiş çift U tipi GSM modelinin elde edilmesinin ardından, bu motor için elektromanyetik performans grafikleri ve değerleri ANSYS Maxwell ve MotorCAD yardımı ile bulunarak, referans GSM'la karşılaştırmalı olarak incelenerek yorumlanmıştır. Optimizasyon öncesi durumda zıt-EMK dalga şeklinin maksimum değerindeki düşüş ve güç faktöründeki azalmanın optimize edilmiş nihai modeldeki durumu kontrol edilmiş ve referans modelle eşdeğer seviyelere geldiği görülmüştür.

Sonuç olarak hafif elektrikli bir araç uygulaması için optimize edilmiş GSM'un verim artışını %0,6 değerinden %1,4 değerine artırıldığı hesaplanmıştır. Aynı zamanda verim haritalarından maksimum verim noktasının %96'dan %97'ye çıkarıldığı ve nihai modelin geniş hız aralığında referans modele göre daha yüksek verim sunduğu gözlemlenmiştir.

Bir diğer GSM'lar için önemli performans çıktısı ise moment dalgalanmasıdır. Referans GSM'un moment dalgalanması %4,3 iken, hem rotor topolojisi değişimi hem de optimizasyon sonrası bu değer %2,2'ye kadar düşürülmüştür ve bu sayede %2 moment dalgalanması azaltılmıştır. Bu da daha kararlı bir moment sağlayan, moment dalgalanması sonucunda oluşacak titreşim ve sesin azaltıldığı bir GSM'un elde edildiğini göstermektedir. Aynı şekilde vuruş momenti de %1 değerinden %0,3'e kadar düşürülmüştür.

GSM motor topolojisinde ikinci bir dezavantaj olarak maliyetten bahsetmek mümkündür. Bu topolojide daha önce de bahsedildiği üzere en büyük maliyet kalemini mıknatıs oluşturmaktadır. Aynı zamanda bu çalışma kapsamında da kullanılan neodyum mıknatıslar jeopolitik olarak da kritik mıknatıslar olduğundan

Çalışma kapsamında mıknatıs hacmi üzerinde özellikle durulmuştur. Özellikle optimizasyon çalışması yapılırken minimum mıknatıs hacmi hedeflenmiştir. Yapılan optimizasyon çalışması ile mıknatıs hacmindeki azalma %5'ten %12,5'a kadar çıkarılmıştır. Bu sayede mıknatıs hacmi azaltılırken, motor maliyeti de düşürülmüştür. Bu azalmanın toplam motor momentini etkilememesi için relüktans momenti kontrol edilmiştir. Mıknatısların hem farklı rotor topolojileri ile yerleşimi hem de optimizasyon ile aı ve konumlarının ayarlanması yapılırken d ve q eksenlerindeki endüktanslar hesaplanmış ve relüktans momentinin en yüksek olacağı durumdaki model seçilmiştir. Bu sayede relüktans momenti de referans GSM' a göre %22 artırılmıştır.





KAYNAKLAR

- [1] **EuropeanCommission** (2013). Regulation (EU) No 168/2013 of the European Parliament and of the Council of 15 January 2013 on the approval and market surveillance of two- or three-wheel vehicles and quadricycles Text with EEA relevance, [Erişim Tarihi 25-07-2024].
- [2] **Yilmaz, M.** (2015). Limitations/capabilities of electric machine technologies and modeling approaches for electric motor design and analysis in plug-in electric vehicle applications, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 52, 80–99.
- [3] **Owzareck, M., Lüning, K. ve Parspour, N.** (2019). Optimization of a single strip tester to measure magnetic properties of electrical sheet steel at medium frequencies, *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 61(S1), S67–S72.
- [4] **Hi-EcowireInterregNWE**, (2020), Project search — vb.nweurope.eu, <https://vb.nweurope.eu/projects/project-search/hi-ecowire-high-quality-ecoefficient-magnet-wire>, [Erişim Tarihi 25-07-2024].
- [5] **Poudel, B., Amiri, E., Rastgoufard, P. ve Mirafzal, B.** (2021). Toward less rare-earth permanent magnet in electric machines: A review, *IEEE Trans. Magn.*, 57(9), 1–19.
- [6] **Kiyakli, A.O. ve Solmaz, H.** (2018). Modeling of an electric vehicle with MATLAB/Simulink, *Int. J. Automot. Sci. Technol.*, 2(4), 9–15.
- [7] **Tanç, G.**, (2014). Elektrikli Bisikletler İçin Fırçasız Doğru Akım Motoru Tasarımı Ve Üretimi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- [8] **Kurnaz Araz, H.** (2018). *Elektrikli araçlar için gömülü mıknatıslı senkron motor tasarım metodolojisi ve gerçekenmesi. (Yüksek Lisans Tezi)*, İstanbul.
- [9] **Luzardo, E.J., Galluzzi, R., Escobar, G. ve Juarez, J.**, (2023). Comparative Study of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Topologies for Motorcycle Traction Application, 2023 International Symposium on Electromobility (ISEM), s.1–8.
- [10] **Sayed, E., Yang, Y., Bilgin, B., Bakr, M.H. ve Emadi, A.** (2019). A comprehensive review of flux barriers in interior permanent magnet synchronous machines, *IEEE Access*, 7, 149168–149181.
- [11] **Gobbi, M., Sattar, A., Palazzetti, R. ve Mastinu, G.** (2024). Traction motors for electric vehicles: Maximization of mechanical efficiency-A review, *Applied Energy*, 357.

- [12] **Rivera, C.A., Ugalde, G., Poza, J., Garramiola, F. ve Badiola, X.** (2022). Less rare-earth electromagnetic design for a high-performance permanent magnet motor, *Appl. Sci. (Basel)*, 12(8), 3736.
- [13] **Hajare, R.N. ve Thosar, A.G.** (2014). Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor using matlab, *International Journal of Electrical Engineering*, 7(3), 413–423.
- [14] **Niu, L. ve Zhang, M.** (2023). The optimal design and research of interior permanent magnet synchronous motors for electric vehicle applications, *J. Eng. (Stevenage)*, 2023(4).
- [15] **Guo, Y., Liu, L., Ba, X., Lu, H., Lei, G., Yin, W. ve Zhu, J.** (2023). Designing high-power-density electric motors for electric vehicles with advanced magnetic materials, *World Electric Vehicle Journal*, 14(4).
- [16] **Vlachou, V.I., Sakkas, G.K., Xintaropoulos, F.P., Pechlivanidou, M.S.C., Kefalas, T.D., Tsili, M.A. ve Kladas, A.G.** (2024). Overview on Permanent Magnet Motor Trends and Developments, *Energies*, 17(2).
- [17] **ANSYS**, (1970), Ansys | Engineering Simulation Software — [ansys.com](https://www.ansys.com), <https://www.ansys.com>, [Erişim Tarihi 25-07-2024].
- [18] **Lei, G., Zhu, J. ve Guo, Y.** (2016). *Multidisciplinary design optimization methods for electrical machines and drive systems*, cilt691, Springer.
- [19] **Gan, C., Wu, J., Sun, Q., Kong, W., Li, H. ve Hu, Y.** (2018). A review on machine topologies and control techniques for low-noise switched reluctance motors in electric vehicle applications, *IEEE Access*, 6, 31430–31443.
- [20] **Meier, F.** (2008). Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications, *Doktora Tezi*, KTH.
- [21] **ArnoldMagneticTechnologies**, (1895), Industrial Magnet Manufacturer | Arnold Magnetic Technologies — arnoldmagnetics.com, <https://arnoldmagnetics.com>, [Erişim Tarihi 25-07-2024].
- [22] **Breban, S., Dranca, M., Chirca, M., Pacuraru, A.M., Teodosescu, P.D. ve Oprea, C.A.** (2022). Experimental tests on a spoke-type permanent magnets synchronous machine for light electric vehicle application, *Appl. Sci. (Basel)*, 12(6), 3019.
- [23] **Gobbi, M., Sattar, A., Palazzetti, R. ve Mastinu, G.** (2024). Traction motors for electric vehicles: Maximization of mechanical efficiency-A review, *Applied Energy*, 357.
- [24] **Yang, Y., He, Q., Fu, C., Liao, S. ve Tan, P.** (2020). Efficiency improvement of permanent magnet synchronous motor for electric vehicles, *Energy*, 213, 118859.

- [25] **Liao, C., Jiang, W. ve Zhang, Z.** (2019). Analysis of electromagnetic vibration characteristics of an interior permanent magnet synchronous motor, *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE.
- [26] **Vyroubal, P., Maxa, J., Kazda, T. ve Mačák, M.** (2018). Finite element approach of Interior Permanent Magnet motor acoustics noise, *Adv. Mil. Technol.*, 13(2), 223–235.
- [27] **Wu, S., Tian, L. ve Cui, S.** (2008). 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*, IEEE.
- [28] **Wang, A., Jia, Y. ve Soong, W.** (2011). Comparison of five topologies for an interior permanent-magnet machine for a hybrid electric vehicle, *IEEE transactions on Magnetics*, 47(10), 3606–3609.
- [29] **Yang, Y., Castano, S.M., Yang, R., Kasprzak, M., Bilgin, B., Sathyan, A., Dadkhah, H. ve Emadi, A.** (2017). Design and comparison of interior permanent magnet motor topologies for traction applications, *IEEE Trans. Transp. Electrification*, 3(1), 86–97.
- [30] **Song, T., Zhang, Z., Liu, H. ve Hu, W.** (2019). Multi-objective optimisation design and performance comparison of permanent magnet synchronous motor for EVs based on FEA, *IET Electr. Power Appl.*, 13(8), 1157–1166.
- [31] **Husain, T., Lee, S.T. ve Ma, C.** (2022). Design considerations of magnet configurations in interior permanent magnet machines for high-speed traction applications: A comprehensive study, *IEEE Ind. Appl. Mag.*, 28(6), 14–26.
- [32] **Koroma, M.P., Hua, W., Wu, Z., Jin, L. ve Zhang, W.** (2023). Influence of Magnet Layer Numbers on Electromagnetic Performance of Interior Permanent Magnet Machines, *2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, s.696–700.
- [33] **Kim, D.M., Jung, Y.H., Cha, K.S. ve Lim, M.S.** (2020). Design of traction motor for mitigating energy consumption of light electric vehicle considering material properties and drive cycles, *Int. J. Automot. Technol.*, 21(6), 1391–1399.
- [34] **Xiao, Y., Zhu, Z.Q., Wang, S.S., Jewell, G.W., Chen, J.T., Wu, D. ve Gong, L.M.** (2021). A novel asymmetric interior permanent magnet machine for electric vehicles, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 36(3), 2404–2415.
- [35] **Aslan, B., Semail, E., Korecki, J. ve Legranger, J.** (2011). Slot/pole combinations choice for concentrated multiphase machines dedicated to mild-hybrid applications, *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE.

- [36] **Saw, D. ve Singh, B.** (2022). Dynamic modeling and design of a fractional slot overlapped winding IPMSM for light electric vehicle, *2022 IEEE 2nd International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SeFeT)*, IEEE.
- [37] **Wu, W., Chen, Q., Zhu, X., Zhao, F. ve Xiang, Z.** (2020). Electromagnetic-Mechanical Coupling Optimization of an IPM Synchronous Machine with Multi Flux Barriers. *Energies*, 13.
- [38] **Du, J., Wang, X. ve Lv, H.** (2016). Optimization of magnet shape based on efficiency map of IPMSM for EVs, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 26(7), 1–7.
- [39] **Hahlbeck, S. ve Gerling, D.** (2008). Design considerations for rotors with embedded V-shape permanent magnets, *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, IEEE.
- [40] **Yamazaki, K. ve Ishigami, H.** (2010). Rotor-shape optimization of interior-permanent-magnet motors to reduce harmonic iron losses, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57(1), 61–69.
- [41] **Wang, K., Zhu, Z.Q., Ombach, G. ve Chlebosz, W.** (2012). Optimal rotor shape with third harmonic for maximizing torque and minimizing torque ripple in IPM motors, *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, IEEE.
- [42] **Sarigiannidis, A.G., Beniakar, M.E. ve Kladas, A.G.** (2017). Fast adaptive evolutionary PM traction motor optimization based on electric vehicle drive cycle, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 66(7), 5762–5774.
- [43] **Ma, F., Yin, H., Wei, L., Tian, G. ve Gao, H.** (2018). Design and optimization of IPM motor considering flux weakening capability and vibration for electric vehicle applications, *Sustainability*, 10(5), 1533.
- [44] **Pellegrino, G. ve Cupertino, F.** (2010). FEA-based multi-objective optimization of IPM motor design including rotor losses, *2010 IEEE energy conversion congress and exposition*, IEEE, s.3659–3666.
- [45] **Oprea, C.A., Iclodean, C., Chirca, M., Dranca, M., Ghita, F. ve Breban, S.** (2019). Initial evaluation of permanent magnet synchronous motor structures for light electric vehicle applications, *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, IEEE.
- [46] **Oladosu, T.L., Pasupuleti, J., Kiong, T.S., Koh, S.P.J. ve Yusaf, T.** (2024). Energy management strategies, control systems, and artificial intelligence-based algorithms development for hydrogen fuel cell-powered vehicles: A review, *Int. J. Hydrogen Energy*, 61, 1380–1404.
- [47] **Amry, Y., Elbouchikhi, E., Le Gall, F., Ghogho, M. ve El Hani, S.** (2022). Electric vehicle traction drives and charging station power electronics: Current status and challenges, *Energies*, 15(16), 6037.

- [48] **EASA**, CS-E Amendment 6 | EASA — [easa.europa.eu, https://www.easa.europa.eu/en/cs-e-amendment-6](https://www.easa.europa.eu/en/cs-e-amendment-6), [Erişim Tarihi 25-07-2024].
- [49] **El Hadraoui, H., Zegrari, M., Chebak, A., Laayati, O. ve Guennouni, N.** (2022). A multi-criteria analysis and trends of electric motors for electric vehicles, *World Electric Veh. J.*, 13(4), 65.
- [50] **Akhtar, M.J. ve Behera, R.K.** (2019). Optimal design of stator and rotor slot of induction motor for electric vehicle applications, *IET Electr. Syst. Transp.*, 9(1), 35–43.
- [51] **Bazzi, A.M.** (2013). Electric machines and energy storage technologies in EVs and HEVs for over a century, *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, IEEE.
- [52] **Puranen, J. ve diğerleri** (2006). Induction motor versus permanent magnet synchronous motor in motion control applications: a comparative study.
- [53] **López, I., Ibarra, E., Matallana, A., Andreu, J. ve Kortabarria, I.** (2019). Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: Technology, trends and challenges, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 114(109336), 109336.
- [54] **Wu, H., Depernet, D. ve Lanfranchi, V.**, (2016). A survey of synchronous reluctance machine used in electric vehicle, *International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications*.
- [55] **Herrera, D., Villegas, J., Galván, E. ve Carrasco, J.M.** (2019). Powertrain EV synchronous reluctance motor design with redundant topology with novel control, *IET Electr. Power Appl.*, 13(11), 1647–1659.
- [56] **Anekunu, A.Y., Chowdhury, S.P. ve Chowdhury, S.** (2013). A review of research and development on switched reluctance motor for electric vehicles, *2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, IEEE.
- [57] **Abhijith, V., Hossain, M., Lei, G., Sreelekha, P.A., Monichan, T.P. ve Rao, S.V.** (2022). Hybrid switched reluctance motors for electric vehicle applications with high torque capability without permanent magnet, *Energies*, 15(21), 7931.
- [58] **Liu, X., Chen, H., Zhao, J. ve Belahcen, A.** (2016). Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63(6), 3533–3545.
- [59] **Bakhtiarzadeh, H.** (2017). Design of permanent magnet synchronous motor for elevator application, *MS thesis*.
- [60] **Soygenç, O.C.** (2018). *Optimization of PMSM using halbach arrays to maximize motor efficiency (Master's thesis)*, İstanbul.

- [61] **Gündoğdu, T.**, (2021). Design and analysis of interior permanent magnet machines equipped with novel semi-overlapping windings for electric vehicle applications (Doktora tezi), İstanbul Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [62] **Kocaer, T.**, (2021). Faz Kaydırmalı Çift Yıldız Sargılı Üç Fazlı Eksenel Akıllı Motor Tasarımı ve Katkıları (Yüksek Lisans Tezi), Yıldız Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [63] **Naik, S., Bag, B. ve Chandrasekaran, K.** (2021). Comparative analysis of surface mounted and Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for low rating Power application, *J. Phys. Conf. Ser.*, 2070(1), 012119.
- [64] **Pellegrino, G., Vagati, A., Guglielmi, P. ve Boazzo, B.** (2012). Performance comparison between surface-mounted and interior PM motor drives for electric vehicle application, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 59(2), 803–811.
- [65] **SHAIK, N.** (2020). Design and comparison of permanent magnet motor topologies for different application sectors.
- [66] **Aydoğan, F.** (2019). Elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılan SMSMnin minimum kayıp kontrolü (Master's thesis), İstanbul Teknik Üniversitesi, *Fen Bilimleri Enstitüsü*.
- [67] **Ionel, D.M., Popescu, M., Dellinger, S.J., Miller, T., Heideman, R.J. ve McGilp, M.I.** (2006). On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines, *IEEE transactions on industry applications*, 42(3), 658–667.
- [68] **Kuria, J. ve Hwang, P.** (2011). Modeling power losses in electric vehicle BLDC motor, *Journal Of Energy Technologies and Policy*, 1(4), 8–17.
- [69] **Krings, A., Boglietti, A., Cavagnino, A. ve Sprague, S.** (2016). Soft magnetic material status and trends in electric machines, *IEEE transactions on industrial electronics*, 64(3), 2405–2414.
- [70] **Podmiljšak, B., Saje, B., Jenuš, P., Tomše, T., Kobe, S., Žužek, K. ve Šturm, S.** (2024). The future of permanent-magnet-based electric motors: How will rare earths affect electrification?, *Materials (Basel)*, 17(4), 848.
- [71] **Ciydem, M. ve Koc, S.S.** (2005). Ray-based finite-difference method for time-domain electromagnetics, *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE.
- [72] **Güler, F.**, (2013). Halbach Dizilimlerinin Fırçasız Doğru Akım Motoruna Uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [73] **Ban, B. ve Stipetic, S.** (2022). Systematic metamodel-based optimization study of synchronous reluctance machine rotor barrier topologies, *Machines*, 10(8), 712.

- [74] **Riviere, N., Stokmaier, M. ve Goss, J.** (2020). An innovative multi-objective optimization approach for the multiphysics design of electrical machines, *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, IEEE.
- [75] **Milicevic, L., Hlupic, M. ve Stipetic, S.** (2022). Techno-Economic Optimization of a Spoke-Type Ferrite Magnet Generator for Hydropower Plant Based on Metamodeling, *2022 XIV International Symposium on Industrial Electronics and Applications (INDEL)*, IEEE, s.1–7.
- [76] **Sadeghi, S., Hassanpour, A. ve Saeedifard, M.** (2022). Multi-objective design optimization of a dual-sided permanent magnet linear motor for high-speed electric trains, *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE.
- [77] **Chen, P. ve Chang, X.** (2021). Fast torque optimization technology of brushless motor using ANSYS finite element software and Maxwell2D, *J. Phys. Conf. Ser.*, 2143(1), 012036.
- [78] **URL-1**, Rakun Pro 3 Elektrikli — epey.com, <<https://www.epey.com/motosiklet/rakun-pro-3.html>>, [Erişim Tarihi 25-07-2024].
- [79] **Ozer, K. ve Yilmaz, M.** (2021). Design and analysis of a high power density brushless DC motor for a multi-rotor unmanned aircraft, *2021 13th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, IEEE.
- [80] **Arkkio, A.** (2015). *Design of electrical machines lecturer notes*, Finland.
- [81] **Wu, F., Tong, C., Sui, Y., Cheng, L. ve Zheng, P.** (2016). Influence of third harmonic back EMF on modeling and remediation of winding short circuit in a multiphase PM machine with FSCWs, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63(10), 6031–6041.



ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Kevser Özer

ÖĞRENİM DURUMU :

- **Lisans** : 2021, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2022'den beri WAT Motor şirketinde, ARGE biriminde elektrik tasarım mühendisi olarak çalışmaktadır.

TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER::

- **Özer K.,** Yılmaz M. 2024. Design Improvement and Optimization for Reducing PM Cost and Torque Ripple of IPMSMs in Light Electric Vehicles. Management Education In Europe. *International Graduate Research Symposium (IGRS'24)*, May 8-10, 2024 Istanbul, Turkey.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Özer K.,** Yılmaz M. 2024. Design Improvement and Optimization for Reducing PM Cost and Torque Ripple of IPMSMs in Light Electric Vehicles. Management Education In Europe. *International Graduate Research Symposium (IGRS'24)*, May 8-10, 2024 Istanbul, Turkey.