

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**RÜZGAR TÜRBİNLERİ İÇİN; DÜŞÜK HIZLI, SÜREKLİ MİKNATISLI, YUMUŞAK
MANYETİK KOMPOZİT MALZEMELİ, SENKRON GENERATÖR TASARIMI,
OPTİMİZASYONU VE ÜRETİMİ**

YASEMİN ÖNER

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
PROF. DR. İBRAHİM ŞENOL**

İSTANBUL, 2013

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**RÜZGAR TÜRBİNLERİ İÇİN; DÜŞÜK HIZLI, SÜREKLİ MIKNATISLI, YUMUŞAK
MANYETİK KOMPOZİT MALZEMELİ, SENKRON GENERATÖR TASARIMI,
OPTİMİZASYONU VE ÜRETİMİ**

Yasemin ÖNER tarafından hazırlanan tez çalışması 12.04.2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. İbrahim ŞENOL
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. İbrahim ŞENOL
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. A. Faik MERGEN
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Nurettin UMURKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ
İstanbul Teknik Üniversitesi

Bu tez çalışması “Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi” tarafından 2012-04-02-KAP’03 ve 2012-04-02-DOP02 numaralı projeler ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında ve akademik hayatımın her aşamasında benden yardımını hiç bir zaman esirgemeyen, destek ve teşviklerini her zaman şükranla anacağım, danışman hocam Sayın Prof. Dr. İbrahim ŞENOL'a teşekkürü bir borç bilirim.

Yine tez çalışması süresince kendilerinden büyük destek gördüğüm ve fikirleriyle çalışmalarına değerli katkılarda bulunan hocam Sayın Doç Dr. Nur BEKİROĞLU'na ve hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Metin AYDIN'a teşekkürlerimi borç bilirim.

Tez çalışmam boyunca her türlü desteklerinden dolayı çalışma arkadaşlarım Arş. Gör. Dr. Engin AYÇİÇEK ve Arş. Gör. Selin ÖZÇİRA'ya teşekkür ederim.

Deneysel çalışmalarım sırasında verdikleri katkılardan dolayı Arş. Gör. Mehmet GÜLEÇ ve Mekatronik Yük. Müh. Oğuzhan Ocak'a teşekkür ederim.

Öğrenim hayatım boyunca her zaman maddi ve manevi destekleri ile yanımda olan anneme ve babama, çalışmalarım sırasında bana gösterdikleri sabır ve desteklerinden dolayı aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Nisan 2013

Yasemin ÖNER

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMA LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xii
ÇİZELGE LİSTESİ	xv
ÖZET	xvi
ABSTRACT.....	xviii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	10
1.3 Orijinal Katkı.....	11
BÖLÜM 2	
ELEKTRİK MAKİNELERİNDE KULLANILAN MANYETİK MALZEMELER.....	13
2.1 Sürekli Mıknatıslar	13
2.2 Elektriksel Çelik	22
2.3 Yumuşık Manyetik Kompozit (YMK) Malzemeler	25
2.4 Tezde Kullanılan Manyetik Malzemenin Özellikleri.....	32
BÖLÜM 3	
RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI ELEKTRİK MAKİNALARI	34
3.1 Giriş	34
3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinaların Sınıflandırılması	34
3.3 Radyal akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinalar	37
BÖLÜM 4	
KEŞİRLİ OLUKLU RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNA	48

4.1 Giriş	48
4.2 Kesirli Oluklu Konsantre Sargı Yapısına Sahip Sürekli Miknatıslı Senkron Makinaların Performansı	49
4.3 Kesirli Oluk Yapısına Sahip Makinalarda Sargı Yapısı.....	51
4.4 Kesirli Oluk Yapısına Sahip Makinalarda Vuruntu Momenti ve Moment Dalgalanmaları	55
4.5 Kesirli Oluklu Sürekli Miknatıslı Senkron Generatörün Kullanım Alanları ...	56

BÖLÜM 5

RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNA TASARIMI	57
5.1 Makina Tasarımını Etkileyen Faktörler	57
5.2 Geleneksel Tasarım Yaklaşımı.....	58
5.2.1 Boyutlandırma Denklemleri	58
5.2.2 En/Boy Oranı Seçimi.....	58
5.2.3 Akım Yoğunluğu Seçimi	59
5.2.4 Akı Yoğunluğu Seçimi	59
5.2.5 Geleneksel Elektrik Makina Tasarımı Akış Diyagramı	60
5.3 Sürekli Miknatıslı Senkron Generatörlerde Elektrik ve Mekanik İlişkiler.....	61
5.3.1 Toplam Akı ve Endüktans.....	61
5.3.2 Sürekli Miknatıs Nedeniyle Karşıt Akı	64
5.3.3 Endüklenen Gerilim	66
5.3.4 Moment	67

BÖLÜM 6

KESİRLİ OLUKLU RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN MANYETİK EŞDEĞER DEVRE MODELİ.....	68
6.1 Manyetik Devre Bileşenleri	68
6.1.1 Temel Denklemler	68
6.1.2 Hava Aralığının Modellenmesi	69
6.2 Geometrik Parametre Hesabı	71
6.3 Yüksüz Durumda Manyetik Eşdeğer Devre Modeli	72
6.3.1 Oluksuz Yapı İçin Manyetik Eşdeğer Devre Modeli.....	72
6.3.2 Oluklu Yapı İçin Manyetik Eşdeğer Devre Modeli.....	75
6.4 Yüklü Durum İçin Manyetik Eşdeğer Devre	79
6.4.1 Oluk/Kutup oranı 9/10 Olan Sürekli Miknatıslı Senkron Generatör için Yüklü Durum Manyetik Eşdeğer Devresi	79
6.5 Makina Tasarımı için Algoritma Akışı.....	89

BÖLÜM 7

KESİRLİ OLUKLU YMK MALZEMELİ RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN OPTİMİZASYONU	90
7.1 Giriş	90
7.2 Miknatıs Seçimi	90
7.3 Rotor Konfigürasyonu	91
7.4 Rotor Çapının Stator Dış Çapına Oranı.....	91
7.5 Doymanın Geometrik Büyüklüklere Etkisi	93

7.6 Optimizasyon Akış Diyagramı.....	93
7.7 Optimizasyonu Yapılan Büyüklükler	95
7.7.1 Makinanın Eksenel Boyu ve Hava Aralığına bağlı olarak Parametrelerin Değişimi.....	95
7.7.2 Makinanın Eksenel Boyu ve Mıknatıs Kalınlığına bağlı olarak Parametrelerin Değişimi	98
7.7.3 Makinanın stator çapı/ksenel uzunluk ve hava aralığına bağlı parametrik değişimleri.....	102
7.7.4 Makinanın Stator çapı/Eksenel uzunluk ve Mıknatıs Kalınlığına bağlı parametrik değişimleri.....	106
BÖLÜM 8	
8.1 Mıknatıs Çizimleri ve Resimleri	112
8.2 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın Rotor Çizimleri ve Üretilmesi	112
8.3 YMK Malzemeli Kesirli Oluklu Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Statorunun Çizimleri ve Üretilmesi.....	113
8.4 YMK Malzemeli Kesirli Oluklu Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Deney Düzenegi	118
8.5 YMK Malzemeli Kesirli Oluklu Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Endüklenen Geriliminin Deneysel Yolla Ölçülmesi ve SEA ile Karşılaştırılması	120
SONUÇLAR.....	122
KAYNAKLAR	125
ÖZGEÇMİŞ	131

A_g	Hava Aralığı Alanı
A_s	Oluk Alanı
A_{mik}	Mıknatıs Alanı
A_{wire}	Bakır Telin Kesit Alanı
A_{cu}	Toplam Bakır Alanı
A_{oluk}	Toplam Oluk Alanı
B_g	Hava Aralığı Akı Yoğunluğu
B_n	Manyetik Akı Yoğunluğunun Düşey Bileşeni
B_r	Artık Manyetik Akı Yoğunluğu
B_{r20}	20°C'deki Manyetik Akı Yoğunluğu
B_{SAT}	Doyma Manyetik Akı Yoğunluğu
B_t	Manyetik Akı Yoğunluğunun Yatay Bileşeni
C_b, C_p	Malzemenin Eddy Kayıp Sabiti
dl	Bir Çizgi Boyunca Diferansiyel Büyüklük
D_{so}	Stator Çapı
E_{ph}	R.M.S Cinsinden Endüklenen Gerilim
E_q	Endüklenen Gerilimin Q Bileşeni
F_c	Mıknatısın İç MMK'sı
g	Hava Aralığı
H_{SAT}	Doyma Manyetik Alan Şiddeti
H_{c20}	20°C'deki Manyetik Alan Şiddeti
H_c	Koersif Alan Kuvveti
H_{ci}	İç Koersitif Alan Kuvveti
I_q	Akımın Q Bileşeni
I_d	Akımın D Bileşeni
J_s	Akım Yoğunluğu
K_{ec}	Eddy Kayıp Sabiti
k_{en}	Kirişleme Faktörü
K_l	Kaçak Faktörü
$k_{d,n}$	Sargı Dağılım Faktörü
K_{w1}	Temel Harmonik İçin Sargı Faktörü

$k_{w,n}$	Sargı Faktörü
l	İletken Boyu
l_m	Mıknatıs Boyu
L_{stk}	Makinanın aksenal uzunluğu
M	Manyetizasyon Vektörü
N_s	Oluk Sayısı
N	Nominal Hız
p	Kutup Sayısı
P_ζ	Çıkış Gücü
P_g	Hava Aralığının Manyetik İletkenliği
P_{eddy}	Mıknatıs Eddy Kayıpları
q	Faz Ve Kutup Başına Oluk Sayısı
Q	Elektriksel Yüklenme
R_a	Endüvi Direnci
R_{ro}	Rotor Dış Yarıçap
R_{ri}	Rotor İç Yarıçap
R_{sb}	Stator Boyunduruk Yarıçap
R_{si}	Stator İç Yarıçap
R_{so}	Stator Yarı Çapı
S	Motorun Watt Cinsinden Gücü
T_{emp}	Mıknatısın Sıcaklığı
T_{k,B_r}	Artık Manyetik Akı Yoğunluğu için Sıcaklık Katsayısı
T_{k,H_c}	Koersif Kuvvet için Sıcaklık Katsayısı
V	Endüktans Değişimlerdeki Hız
w_{ry}	Rotor Boyunduruk Kalınlığı
w_s	Oluk Genişliği
w_{sb}	Oluklar Arası Üst Genişlik
w_{si}	Oluklar Arası Alt Genişlik
w_{sy}	Stator Boyunduruk Kalınlığı
w_t	Oluk Ayağı Genişliği
w_{ti}	Dış Genişliği
Z_s	İletken Sayısı

χ	Malzemenin Manyetik Duyarlılığı
μ_0	Boşluğun Manyetik Geçirgenliği
μ_r	Mıknatısın Görelî Manyetik Geçirgenliği
μ_{rec}	Mıknatısın Manyetik Geçirgenliği
ω_{max}	Maksimum Manyetik Enerji
ϕ_r	Mıknatısın Remenans Akısı
ω_m	Mekaniksel Açısâl Hız
ψ_m	Mıknatıs Akı Bağıntısı
ϕ_m	Mıknatıs Akısı
X_s	Stator Reaktans
ϕ	Güç Faktörü Açısı
δ	Moment Açısı
τ_p	Kutup Adımı
λ	Makinanın En/Boy Oranı
\mathfrak{R}	Relüktans
\mathfrak{R}_m	Mıknatısa Ait Relüktans
\mathfrak{R}_r	Rotora Ait Relüktans
\mathfrak{R}_s	Statora Ait Relüktans
\mathfrak{R}_l	Kaçak Relüktans
\mathfrak{R}_g	Hava Aralığı Relüktansı
τ_s	Oluk Adımı
α_s	Oluk Kesirlemesi
γ_s	Oluk Açıklığı Açısı
ε	Bobin Kirişleme Açısı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım
Alnico	Alüminyum-Nikel-Kobalt
FDAM	Fırçasız Doğru Akım Motoru
DC	Doğru Akım
EMK	Elektromagnetik Kuvvet
MED	Manyetik Eşdeğer Devre
MMK	Manyeto Motor Kuvvet
NEMA	Nationality Electrical Manufacturers Association
NI	National Instruments
NdFeB	Neodmiyum Demir Bor
Oe	Manyetik alan birimi (Oersted)
RASM	Radyal Akılı Senkron Motor
SMSM	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
SEY	Sonlu Elemanlar Yöntemi
SM	Sürekli Mıknatıs
SmCo	Samaryum Kobalt
YMK	Yumuşak Manyetik Kompozit

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Sürekli mıknatısa ait B-H çevrimi [51].....	14
Şekil 2.2 Sürekli mıknatısların demanyatizasyon eğrileri.....	17
Şekil 2.3 Sürekli mıknatısa ait thevenin ve norton eşdeğer devreleri	21
Şekil 2.4 Sürekli mıknatısın akı/MMK karakteristiği [55].	21
Şekil 2.5 M19 elektriksel çeliğe ait B-H eğrisi.....	24
Şekil 2.6 YMK'nin yapısı.....	26
Şekil 2.7 Elektriksel çelik ve YMK malzemesine ait B-H eğrilerinin karşılaştırılması.....	28
Şekil 2.8 YMK malzemesi ile elektriksel çeliğin toplam nüve kayıpları cinsinden karşılaştırılması	30
Şekil 2.9 Kullanılan YMK malzemesinin B-H eğrisi	32
Şekil 2.10 Kullanılan YMK malzemesinin işlenmemiş hali	32
Şekil 3.1 Sürekli mıknatıslı senkron makina türleri [70].....	36
Şekil 3.2 Akı ve akım akışının gösterimi	37
Şekil 3.3 İç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makina kesiti.....	38
Şekil 3.4 Dış rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makina kesiti	39
Şekil 3.5 Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makina kesiti (a) iki kutuplu motor için sarım/kutup (b) dört kutuplu makina için sarım/kutup (c)	41
Şekil 3.6 Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinaya ait fazör diyagramı	45
Şekil 3.7 Akım ve gerilimin d ve q eksenine bağlı fazör diyagramları	46
Şekil 4.1 Stator sargı konfigürasyonları [14]	49
Şekil 4.2 Oluk/kutup oranı 18/14 olan makinaya ait sargı şeması.....	54
Şekil 4.3 Oluk/kutup oranı 9/10 olan makinanın sargı şeması	54
Şekil 4.4 Oluk/kutup oranı 12/14 olan makinaya ait sargı şeması.....	55
Şekil 5.1 Geleneksel tasarımda iteratif tasarım sürecinin akış diyagramı.....	60
Şekil 5.2 Tek uyarımlı manyetik yapısı ve manyetik devre modeli	62
Şekil 5.3 Çift uyarımlı devrenin manyetik yapısı (a) ve devre modeli (b)	63
Şekil 5.4 Mıknatıs ve bobin içeren bir manyetik yapı	65
Şekil 5.5 Bir mıknatısın Thevenin eşdeğer devresi.....	65
Şekil 5.6 Bir endüktansın elektriksel devre modeli	67
Şekil 6.1 Diferansiyel boyutlardaki blok	69
Şekil 6.2 Hava aralığı akı çizgileri.....	70
Şekil 6.3 Bir oluk bir dış yapısına ait kesit	70
Şekil 6.4 Geometrik tanımlamaları gösteren makina topolojisi.....	71
Şekil 6.5 Makinanın oluk geometrisi	71
Şekil 6.6 Oluksuz yapıya ait sürekli mıknatıslı senkron makinanın enine kesiti.....	73
Şekil 6.7 Oluksuz yapı için temel manyetik eşdeğer devre [84].....	73
Şekil 6.8 Şekil 6.7'de ki manyetik devrenin basitleştirilmiş hali.....	74

Şekil 6.9 Oluklu yapıya sahip sürekli mıknatıslı senkron generatörün enine kesiti	75
Şekil 6.10 Oluklu yapı için temel manyetik eşdeğer devre	76
Şekil 6.11 Basitleştirilmiş eşdeğer devre	76
Şekil 6.12 Manyetik eşdeğer devrenin süperpozisyon eşdeğeri	77
Şekil 6.13 Mıknatıs akısına bağlı eşdeğer devre	78
Şekil 6.14 Oluk/Kutup oranı 9/10 olan bir makinanın A fazına ait sargı yapısı	79
Şekil 6.15 Oluk/Kutup oranı 9/10 olan makinanın manyetik eşdeğer devresi	80
Şekil 6.16 (a) Çelik malzemeli statora sahip sürekli mıknatıslı senkron makine (b) SMC malzemeli statora sahip sürekli mıknatıslı senkron makine	82
Şekil 6.17 Oluk/Kutup oranı 9/10 olan makinanın kesiti	83
Şekil 6.18 Manyetik akı yoğunluğunun rotor açısına bağlı değişimi	84
Şekil 6.19 Analitik model ve manyetik eşdeğer devre yöntemi ile elde edilen hava aralığı manyetik akı yoğunluğu değişimleri	85
Şekil 6.20 Analitik model ve manyetik eşdeğer devre yöntemi ile elde edilen A fazına ait endüklenen gerilim dalga formu	87
Şekil 6.21 YMK-SMSM Moment dalga şekli	88
Şekil 6.22 Çelik-SMSM Moment dalga şekli	88
Şekil 6.23 Makina tasarımı için algoritma akışı	89
Şekil 7.1 Makinanın 3 boyutlu kesitinin gösterimi	91
Şekil 7.2 Oluşturulan optimizasyon akış diyagramı	94
Şekil 7.3 Güç değişimi	95
Şekil 7.4 Güç yoğunluğu değişimi	95
Şekil 7.5 Makine hacmi değişimi	96
Şekil 7.6 Kütle değişimi	96
Şekil 7.7 Moment değişimi	97
Şekil 7.8 Moment yoğunluğu değişimi	97
Şekil 7.9 Verim değişimi	98
Şekil 7.10 Güç değişimi	98
Şekil 7.11 Güç yoğunluğu değişimi	99
Şekil 7.12 Hacim değişimi	99
Şekil 7.13 Kütle değişimi	100
Şekil 7.14 Moment değişimi	100
Şekil 7.15 Moment yoğunluğu değişimi	101
Şekil 7.16 Verim değişimi	101
Şekil 7.18 Güç yoğunluğu değişimi	102
Şekil 7.19 Hacim değişimi	103
Şekil 7.20 Kütle değişimi	103
Şekil 7.21 Moment değişimi	104
Şekil 7.22 Moment yoğunluğu değişimi	104
Şekil 7.23 Verim değişimi	105
Şekil 7.24 Güç değişimi	106
Şekil 7.25 Güç yoğunluğu değişimi	106
Şekil 7.26 Hacim değişimi	107
Şekil 7.27 Kütle değişimi	107
Şekil 7.28 Moment değişimi	108
Şekil 7.29 Moment yoğunluğu değişimi	108
Şekil 7.30 Verim değişimi	109

Şekil 8.1 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın mıknatıs çizimleri.....	112
Şekil 8.2 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın rotor çizimleri.....	113
Şekil 8.3 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinasının stator çizimleri.....	114
Şekil 8.4 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın statorunun üretim aşamaları.....	115
Şekil 8.5 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makina milinin resmi	115
Şekil 8.6 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın stator ve rotorunun üretilmiş hali.....	115
Şekil 8.7 Sargı şemasının kesit gösterişi.....	116
Şekil 8.8 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın sargı düzeni	117
Şekil 8.9 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın statoruna sargıların yerleştirilmesi.....	117
Şekil 8.10 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın prototipi	118
Şekil 8.11 Deney seti ve ölçüm sisteminin blok diyagramı.....	119
Şekil 8.12 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın deney düzeneği.....	119
Şekil 8.13 Endüklenen gerilim değerlerinin test sonuçları ile kıyaslanması	121

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Alnico mıknatıslarının manyetik özellikleri [53]	17
Çizelge 2.2 Ferit mıknatıslarının manyetik özellikleri[54]	18
Çizelge 2.3 SmCo türü mıknatısların manyetik özellikleri	19
Çizelge 2.4 NdFeB mıknatıs tiplerinin manyetik özellikleri	20
Çizelge 2.5 Sürekli mıknatısların çeşitli sıcaklıklardaki manyetizasyon değerlerinin değişimi	20
Çizelge 2.6 Elektrik çeliklerinin nüve kayıplarının evrensel olarak kabul edildiği sistemler	24
Çizelge 2.7 60 Hz frekans için nüve kayıpları	25
Çizelge 2.8 Çelik ile YMK malzemesinin termal özellikleri	28
Çizelge 2.9 Mıknatıs malzemesinin özellikleri	33
Çizelge 4.1 Dengeli konsantre 3 fazlı makinalarda oluk ve kutup sayısına göre sargı faktörleri	50
Çizelge 4.2 Konsantre ve dağıtılmamış sargı türleri karşılaştırması	50
Çizelge 4.3 Kutup ve oluk sayısına bağlı olarak vuru momentlerinin ve moment dalgalanmalarının değişimi	55
Çizelge 4.4 Kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron generatörün kullanım alanları	56
Çizelge 6.1 Çelik malzemeli makina için SEY ve MED karşılaştırması	83
Çizelge 6.2 YMK malzemeli makina için SEY ve MED karşılaştırması	83
Çizelge 7.1 Kullanılan mıknatıs özellikleri	90
Çizelge 7.2 Makine geometrik büyüklük değişimi	109
Çizelge 7.3 Makina parametreleri	110
Çizelge 8.1 Laboratuar ortamında incelenecek rotor yapısı	111
Çizelge 8.2 Endüklenen gerilimin tepe değerlerinin karşılaştırılması	121

**RÜZGAR TÜRBİNLERİ İÇİN; DÜŞÜK HIZLI, SÜREKLİ MİKNATISLI, YUMUŞAK
MANYETİK KOMPOZİT MALZEMELİ, SENKRON GENERATÖR TASARIMI,
OPTİMİZASYONU VE ÜRETİMİ**

Yasemin ÖNER

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. İbrahim ŞENOL

Sürekli mıknatıslı senkron makinaların (SMSM) rüzgar türbinlerinde kullanımı son zamanlarda oldukça ilgi uyandırmıştır. Özellikle gelişen teknoloji ile birlikte makina tasarımlarındaki iyileşmeler sürekli mıknatıslı senkron makinaların önemini daha da artırmıştır. Ayrıca malzeme teknolojisindeki gelişmeler elektrik makinalarında hem daha az maliyetli hem de tasarımsal kolaylıklar sağlamıştır.

Sürekli mıknatıslı senkron makinalar oluk/kutup oranının tam ve kesirli olması durumuna göre ikiye ayrılmaktadır. Oluk/kutup oranının kesirli olması durumunda elde edilen makine modeline kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makine denmektedir. Son yıllarda, kesirli oluklu senkron makinalar düşük moment dalgalanması ve düşük vuruş momentine sahip olduğundan dolayı oldukça önem kazanmıştır.

Bu çalışmada öncelikle stator kısmında yumuşak manyetik kompozit (YMK) malzeme kullanılan SMSM makinanın 2 boyutlu manyetik eşdeğer devresi (MED) oluşturuldu. Oluşturulan manyetik eşdeğer devrenin doğruluğu sonlu elemanlar yöntemi ile doğrulandı. YMK malzemeleri, elektrik makinalarında kullanıldığında akı 3 boyutlu bir yol izler. Bundan dolayı literatür incelendiğinde yapılan çalışmalarda YMK malzemeli makinaların analizi için 3 boyutlu analiz yapılmıştır. 3 boyutlu sonlu elemanlar analizi oldukça zaman almaktadır. Çalışmada kullanılan 2 boyutlu MED analizi sayesinde analiz süresi oldukça kısaltılmıştır. Oluşturulan MED yöntemi ile SMSM'nin momenti ve endüklenen gerilim hesaplanmıştır.

Tez çalışmasında, oluşturulan optimizasyon algoritması kullanılarak prototip makina üretimi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca endüklenen gerilimi ölçmek için özel olarak kurulan deney düzeneği ile üretilen makinanın testleri yapılmış ve elde edilen sonuçların 3D SEY değerleri ve 2D MED ile karşılaştırmaları yapılarak önerilen yöntemin deneysel çalışma ile doğrulanması amaçlanmıştır. Elde edilen sonuçlardan üretilen prototip ile tasarlanan algoritmanın uyum içinde olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatör, Yumuşak manyetik kompozit, 2D Manyetik eşdeğer devre yöntemi, Sonlu elemanlar yöntemi, Kesir oluklu sürekli mıknatıslı senkron makina

ABSTRACT

DESIGN, OPTIMIZATION AND PRODUCTION OF LOW SPEED, PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR WITH SOFT MAGNETIC COMPOSITE FOR WIND TURBINE

Yasemin ÖNER

Department of Electrical Engineering
PhD. Thesis

Adviser: Prof. Dr. İbrahim ŞENOL

Usage of permanent magnet synchronous machines in wind turbines recently become more of an issue. The breakthroughs in permanent magnet synchronous machines through the latest technologies, especially about machine design, raise the importance of those machines. Moreover, developments in materials technology implement the development of cost effective and profitable products on electric machines.

Permanent magnet synchronous machines divide into two parts according as the situation of slot/pole proportion is integer or fractional. In case of the the slot/pole proportion is fractional, the composed machine is called float corrugated permanent magnet synchronous machine. Float corrugated permanent magnet synchronous machines became more than an issue due to having low moment fluctation and low knocking moment.

In this work, the 2D magnetic equivalent circuit (MEC) of permanent magnet synchronous machine, which includes SMC in its stator part, was composed and stated magnetic equivalent circuit was verified by finite element method. When SMC materials are used in electric machines, flux flows in 3D. Because of that as the literature is researched, 3D method is used to analysis the SMC-used machines. 3D finite element method takes quite long time. Thank to 2D MEC analysis that was used in our work, the analysis period become remarkably shorter. Also moment and back-EMF of permanent magnet synchronous machine were calculated through the developed MEC method. In the thesis study, production of prototype machine is actualized through the developed optimization algorithm. Besides testing of the produced machines is practiced and it is aimed to undertake empirical study to validate the offered method by comparing the results with the 3 FEA and 3D MEC

values. It is seen by the results that the produced prototype and the developed algorithm are matching properly.

Key Words: Radial flux synchronous generator, Soft magnetic composite, 2D magnetic equivalent circuit, Finite element analysis, Fractional slot permanent magnet synchronous machine

1.1 Literatür Özeti

Sürekli mıknatıslar, elektrik makinelerinde 19 yy. başlarında kullanılmaya başlandı. İlk sürekli mıknatıslı makine 1831 yılında J.Henry tarafından yapıldı. Sürekli mıknatıslı makine literatürüne ilk katkıları H. Pixii (1832), W.Ritchi (1833), F.Watkins (1835), T. Davenport (1837), M.H Jacobi (1839) sağlamışlardır. Bu çalışmalarda düşük kaliteli sert manyetik malzemeler kullanılmış ve geleneksel senkron makineye göre oldukça verimsiz makineler tasarlanmıştır. Sürekli mıknatıslar, ilk olarak elektrik makinalarının stator kısmında denendi. Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinenin ilk patenti 1837 yılında Davenport tarafından alındı. 1932 yılında Alnico mıknatısın gelişimi ile sürekli mıknatıslı makineler ticari değer kazanmaya başlamıştır. İlk zamanlarda Alnico kullanılarak tasarlanan sürekli mıknatıslı makineler, küçük güçlü DC makineler için geçerliydi [1-2]. 1950'lerde Baryum, Stronsiyum ya da Kurşun'un demir-oksitle oluşturduğu Ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesiyle sürekli mıknatısların, elektrik makinaların da kullanılması sağlanmıştır. Ferit mıknatısla uyarılmış ilk senkron makina 1962'de W.Volkrod tarafından gerçekleştirilmiştir [3]. Sürekli mıknatıslı senkron makine, geleneksel senkron makinenin rotor sargıları yerine mıknatısların yerleştirildiği ve dolayısıyla sabit bir uyarma akımı ile uyarılan bir makine türü olarak görülebilir. Nitekim, sürekli mıknatıslı senkron makineye (SMSM) sabit frekanslı sinüsoidal besleme uygulanması durumunda geleneksel senkron makineye oldukça benzer davranış gösterir. SMSM'nin rotorunda sargı bulunmaması dolayısıyla, geleneksel senkron makinedeki uyartım kayıpları ortadan kalkar ve bu sayede

makinenin soğutulması da kolaylaşır. Sürekli mıknatıslı senkron makinaların tasarımına özellikle son yıllarda birçok çalışma yapılmıştır.

Spooner ve williamson [4] hem içe gömülü hem yüzey yapıştırmalı olmak üzere iki tip sürekli mıknatıslı senkron makina tasarlamışlardır. Gömülü tip sürekli mıknatıslı senkron makine de Ferit mıknatıs, yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatıslı senkron makine de NdFeB mıknatıs kullanmışlardır. Bu makinelerin her ikisinde de kutup başına düşen oluk sayısı birden küçüktür. Gömülü tip Ferit mıknatısa sahip makina, 16 kutba sahip olup, faz ve kutup başına oluk sayısı $q=3/4$ 'dür ve çıkış gerilimi hemen hemen sinüsoidal yapıdadır. Yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatıslı senkron makina ise 26 kutba sahip olup, $q=5/13$ 'dür. Bu generatör de alt harmonikler etkin olup bu harmonikler ek kayıplara sebep vermektedir.

Grauers [5] yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatıslı senkron makinenin maliyet hesabını, geometrik yapısını ve ortalama kayıplarını ele alarak optimizasyonunu gerçekleştirdi. 30kW'dan 3MW'a kadar tüm makina tiplerini incelediler. Tüm makina boyutları için nominal çıkış başına aktif ağırlık, nominal çıkış başına maliyetleri aynı olacak şekilde tasarladı. Tasarladığı makinaları diğer doğrudan tahrikli makinalarla karşılaştırdığında daha küçük olduğunu görmüştür. Aynı zamanda yüksek güçlü ve yüksek kutup sayısına sahip makineler de tasarlayıp, iyi performans ve yüksek verimlilik elde etmiştir.

Kladas ve diğerleri [6], içe gömülü ve yüzey yerleştirmeli makinalar tasarladılar. Bu makinalar 20 kW, 50 kutup ve $q=1$ yapısına sahiptir. Bu makinalar analitiksel olarak ilk kez hesaplanmış ve sonrasında sürekli mıknatısa ait optimal şekli bulmak için sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır. Bu sonuçlara göre, yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatıslı senkron makinalarda moment dalgalanmaları içe gömülü sürekli mıknatıslı senkron makinalara göre daha düşük olduğu görülmektedir.

Lampola [7], NdFeB mıknatısları kullanılarak sürekli mıknatıslı senkron makinalar tasarladılar. 500 kW, 10 kW ve 5.5kW güçlere sahip sürekli mıknatıslı senkron makinaları sonlu elemanlar yöntemine bağlı bir genetik algoritma oluşturularak optimize ettiler. Üç fazlı, radyal akılı, sürekli mıknatıslı senkron makinada konvansiyonel dağıtılmış sargı ve dış etrafına sarılmış tek bobinli sargı tiplerini kullanıp, performanslarını belirlediler. Her iki sargı tipi için makine üretildi. Konvansiyonel sargı tipine sahip olan makinenin maliyetinin konvansiyonel olmayan sargı tipine göre daha

düşük olduğu görülmüştür. Moment dalgalanmalarını ise uygun mıknatıs şekli ve stator oluk şekline bağlı olarak düşürülebileceği sonucuna vardılar.

Chen ve diğerleri [8], dış rotorlu sürekli mıknatıslı senkron makina tasarladılar. Bu makinada mıknatıslar, yüzey yerleştirmeli olup, mıknatıs tipi olarak NdFeB kullandılar. Generatör çalışırken, mıknatısların santrifüj kuvveti dış rotora baskı yapmaktadır. Bir diğer problem ise stator sargılarını iç statora yerleştirmenin daha zor olmasıdır. Bundan dolayı oluk adımı ile kutup adımı sargıları yerleştirmek için yeterince büyük olması gerekir. Dış rotor tasarımı için temel manyetik eşdeğer devre yaklaşımını kullandılar. 20 kW'lık, 48 oluğa ve $q=1$ olduğu bir yapı tasarladılar.

Rasmussen ve diğerleri [9], içe gömülü sürekli mıknatıslı dış rotor yapısına sahip senkron makina tasarladılar. Sonuçlara göre kutup adımı makinanın boyutuna bağlı olmaksızın yaklaşık sabit olduğu görüldü. Pratikte ise 30 mm ve 50 mm kutup açıklığına sahip makinelerin güçleri sırasıyla 1 kW ve 500 kW'tır. 20kW güce, 90 kutba sahip ve 100kW'lık güce ve 130 kutba sahip iki adet sürekli mıknatıslı senkron makine tasarladılar.

Papathanassiou ve diğerleri [10], radyal akılı, dişli kutusuz, içe gömülü ve yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatıslı senkron makine tasarladılar. Ön tasarımını analitik yöntemle yapıp, optimal elektromanyetik analizini sonlu elemanlar yöntemine göre yaptılar. İçe gömülü sürekli mıknatıslı senkron makinenin moment dalgalanmasının yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatıslı senkron makineye göre daha yüksek olduğu sonucuna varmışlardır.

Hanitsch ve Korouji [11], radyal akılı sürekli mıknatıslı yeni bir topoloji geliştirdiler. Bu makine iki rotor, bir statora sahiptir. Bu tasarım, daha az sargı sonlarına, ağırlığa ve yüksek verim ve performansa sahiptir.

Weissensteiner [12], radyal akılı sürekli mıknatıslı yeni bir topoloji geliştirdi. Bu makine patent aldı. Makine 6 kutup ve 6 dairesel şekline oluk içermektedir. Küçük güçler için oldukça verimli bir makine literatüre sunulmuştur.

Handershot ve Miller [13], çeşitli oluk ve kutup kombinasyonlarına sahip makineler için vuru mu momenti üzerinde çalıştılar ve çalışmalarını sonucu minimum vuru mu momenti makinenin kesirli veya tam sayıya sahip oluk yapısına bağlı olmadığını ortaya koydular.

Cros ve Viarogue [14], yüksek performanslı sürekli mıknatıslı makinalarda konsantre sargıların kullanımı hakkında aydınlatıcı çalışma sundular. 3 fazlı konsantre sargıları destekleyen değişik oluk/kutup kombinasyonlarını tanımladılar. Ek olarak, düzenli ve düzensiz oluk yapısına sahip makineler de optimum konsantre sargı düzenini tanımlayan bir metod ve yüksek performans sağlayan oluk/kutup kombinasyonunu belirlemek için öneriler sundular. Çalışmaları sonucunda konsantre sargı kullanılmış kesirli makinaların, bir oluk/kutup/faz'lı makinalardan daha iyi olduğunu ortaya koydular.

Magnussen ve Sadarangani [15], fazör diyagramına dayalı konsantre sargılı elektrik makinaları için sargı faktörünün hesaplayan bir metod gerçekleştirdiler. Isı kayıpları üzerindeki sargı faktör etkisini incelediler. Çalışma sonucu uygun oluk/kutup kombinasyonu seçilerek, konsantre sargıların, dağıtılmış sargıya göre daha az vurutu momentine ve ısı kayıplarına sahip olduğunu, ayrıca çift tabakalı konsantre sargıların daha kısa aksenal uzunluğa sahip olduğunu ortaya koydular.

El-Refai ve diğerleri [16] 4, 5 ve 6 faz konfigürasyonunu kapsayan genişletilmiş bir çalışma yaptılar. Çeşitli oluk/kutup konfigürasyonu için sargı faktörlerini, vurutu moment parametrelerini ve net radyal kuvvet parametrelerini hesapladılar. Uygun oluk/kutup kombinasyonunu belirlemek için rotor kayıp performans katsayı parametresini tanımladılar. Bu parametrenin değerleri 3,4,5,6 fazlı makinalar için hesaplandı.

Konency [17] sürekli mıknatıslı senkron makinada dişler etrafına sarılı konsantre sargıyı inceledi. Makinanın kalkış momentleri ve verimlilikleri maksimum olunca moment dalgalanmaları ve titreşimi minimum olmaktadır. Bunu sağlamak için rotor kutup sayısı ve stator oluk sayısını da içeren formüller buldu. Ama bu çalışmada radyal kuvvetler ele alınmamıştır.

Reichert [18] büyük senkron makinalarda konsantre sargının kullanımının avantajları ve dezavantajlarını incelemiştir. Mıknatıslardaki eddy kayıpları, yüksek hızlarda sınırlayıcı bir faktör olarak belirlemiştir.

Wang ve diğeri [19], uygun oluk/kutup kombinasyonunu tanımladılar. Hava aralığındaki manyetik alanı hesaplamak için analitik formüller sundular. Bu formüller sayesinde endüklenen gerilimi, makine endüktansları ve çıkış momentini hesapladılar.

Sürekli mıknatıslı senkron makinelerin manyetik eşdeğer devresinde mıknatıslar etkindir. Bundan dolayı nüve malzemesi değiştirilerek çeşitli makine tasarımlarına olanak sağlamaktadır. Malzeme teknolojisinin gelişimi ile konvansiyonel elektriksel çelik yerine yumuşak manyetik kompozit (YMK) malzemeler kullanılabilir. İlk YMK malzeme transverse akılı sürekli mıknatıslı senkron makineler de kullanıldı. İlk prototip, yüzey yerleştirmeli ve toroidal sargı yapısına sahipti. YMK stator bölgesinde kullanıldı. [20].

Jack ve diğeri [21], aksel akılı sürekli mıknatıslı senkron makinenin stator dişlerinde YMK malzemesi kullanmışlardır. Stator boyunduruğunda ise lamineli çelik kullanmışlardır. Bu tip tasarımın en önemli zorluğu, lamineli çeliğe sahip stator boyunduruğu ile YMK dişlerin arasındaki bağlantıdır. Bu bağlantı noktasında kaçak akılar meydana gelebilir. Vuruntu momentini azaltmak için kayı verilmiştir.

Liew ve diğeri [22], aksel akılı sürekli mıknatıslı senkron makinenin stator nüvesinde YMK malzemesi kullandılar. Makine, 12 dişli, 4 kutuplu ve konsantre sargı yapılı olarak tasarlanmıştır. Kutup sayısının az olmasından dolayı stator arka nüvesinde doyma meydana geldi. Prototipi yapılan makinenin verimini %52 olarak bulmuşlardır. Hava aralığı azaltılıp, kutup sayısı artırılırsa verimin daha yüksek olacağını belirtmişlerdir.

Woolmer ve diğeri [23] boyunduruksuz ve segment yapılı endüviye sahip aksel akılı sürekli mıknatıslı senkron makinenin stator segmentlerinde YMK malzemesini kullandılar. Bu çalışmada, tasarlanan motor, dünyanın ilk hidrojenli spor arabasında kullanılmıştır. Kısa sargı sonlarına sahiptir. Makinenin moment yoğunluğu, klasik aksel akılı makinalara göre %20 artırılmıştır ve verimi %95'dir.

Chebak ve diğeri [24] yüksek hızlı oluksuz yapıya sahip, statorunda YMK malzemeli, sürekli mıknatıslı fırçasız motor tasarladılar. Elektromanyetik modeli, 2 boyutlu manyetik alan dağılım tahminine dayalı olarak polar koordinatlarda formüle ettiler. YMK malzemesinde endüklenen eddy akımlarının etkisini hesaba kattılar. YMK

malzemesinin ve stator boyunduruk kalınlığının motor performansı üzerindeki etkilerini incelediler.

Petkovska ve Cvetkovski [25] YMK malzemesi kullanılarak bir fazlı sürekli mıknatıslı motor ile lamineli çelik motoru kıyasladılar. Kıyaslama sonucu YMK malzemeli motordan elde edilen moment daha düşük olduğu sonucunu elde ettiler fakat YMK malzemeli motorun hacmi yaklaşık olarak lamineli çeliğin hacminde 1/3 kadar küçük olduğu görüldü.

Przybylski [26], YMK malzemeli fırçasız DC motor tasarladı. 250 W'lık fırçasız DC motorun boyutları oldukça küçük ve yapım maliyetinin oldukça düşük olduğu görüldü .

Cross ve diğerleri [27], YMK malzemeli, Konsantre sargı düzenine sahip fırçalı DC motorun analizini gerçekleştirdiler. Yapmış oldukları analizde YMK malzemeli motorun ağırlığı ve boyutlarının daha düşük olduğunu fakat demir kayıplarının daha fazla olduğu görüldü.

Neethu ve diğerleri [28] implement vertiküler destek aygıtı için aksel akıllı motor geliştirdiler. Gerçekleştirilen motorun stator nüvesinde YMK malzemesi kullanılmıştır. Tasarladıkları motorda eddy kayıpları yaklaşık %20 düşmüştür.

Amano ve diğerleri [29], Çift mıknatıs rotorlu sürekli mıknatıslı senkron motor geliştirdiler. Rotorunda NdFeB mıknatıs ve YMK malzeme kullandılar.

Huang ve diğerleri [30], Soft manyetik kompozit nüve ve lamineli çeliği yüksek hızlı sürekli mıknatıslı senkron motorlarda karşılaştırdılar. YMK malzemesine sahip transverse akıllı makine ile lamineli çelik radyal makineyi tiplerini karşılaştırdılar. Her iki makinanın hızları 20.000 rpm'dir. Transverse akıllı makinanın hem statorunda hem de rotorunda YMK malzemesi kullandılar. Lamineli çelik motorun ana boyutları YMK'li motorun ana boyutları ile aynı olarak tasarlandı. Çalışma sonuçlarına göre;

- YMK'li motorun tırnaklarında nüve kayıpları stator nüvesinin diğer kısımlarından daha fazla, Lamineli çelik motorda ise, boyunduruktaki nüve kayıpları, dişlere göre daha fazla olduğu,
- YMK'li motorun EMK dalga boyu kare dalgaya yakın iken, lamineli çeliğin EMK dalga boyu sinüsoide yakındır. Ve YMK li motorun EMK genliği, Lamineli motorun EMK genliğinin 2/3'ü kadar olduğu,

- 20.000 rpm'de, YMK'li motorun nüve kayıpları, 0.35 mm lamineli çeliğe göre daha büyük olduğu,

görülmüştür.

Liew ve diğerleri [31] YMK malzemesini kullanarak, radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinayı tasarladılar. Tasarlanan makine segment yapıya sahiptir. Segmentli diş yapısına sahip YMK nüveli radyal makinaların her bir dişin aksel sonu yuvarlaklaştırıldı. Böylece daha basit sargı yapısı ve daha iyi termal birleşim sağlandı. Diş gövdesinin aksel uzunluğu, stator sargı kullanımını için diş uçlarında ve stator arka-demirinden daha kısa tasarladılar. Analizde 2 boyutlu iki adet SEY analizini, 3 boyutlu analiz yerine kullandılar. Her iki analizde de aksel uzunluğu orijinal diş uzunluğuna ve nüve uzunluğuna eşit aldılar. SEY analizleri orijinal ve modifiye edilmiş olarak adlandırdılar. Analizde 2D sonlu elemanlar analizini kullandılar. Çalışma sonucunda ölçülen ve hesaplanan değerleri karşılaştırdılar. 2 boyutlu SEY analiz sonuçlarının gayet iyi olduğu görüldü.

Enomoto ve diğerleri [32] iki farklı manyetik malzeme yapısını fırçasız DC motorlarda kullandılar ve elektriksel çelikle karşılaştırdılar. Manyetik malzemeleri stator dişlerinde kullandılar. Kullandıkları manyetik malzemeler, yumuşak manyetik kompozit ile amorphous metaldir. Bu çalışma da iki materyali elektriksel çelik ile karşılaştırdıklarında, yumuşak manyetik kompozit motorun toplam nüve kayıpları elektriksel çeliğe göre daha yüksek olduğu fakat eddy kayıplarının daha düşük olduğunu, amorphous manyetik malzemeye sahip motorda ise daha düşük eddy ve histerisiz kayıplarının olduğu görülmüştür. Aynı zamanda yumuşak manyetik kompozit malzemeli motorun verimi elektriksel çelikli motorun veriminden %1 daha az olduğu, amorphous malzemeli motorun verimi elektriksel çelikli motorun verimine göre %2 daha yüksek olduğu görülmüştür.

Fei ve Luk [33], YMK malzemeli stator nüvesine sahip aksel akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalarda vuru momentini incelediler. Vuru momentini azaltmak için kesirli-oluklu sargı yapısına sahip makine tiplerini ele aldılar ve iki makine tipinin analizini yaptılar. Birinci makine oluk/kutup oranı 12/8 ve ikinci makine de oluk/kutup oranı 12/10 konfigürasyonuna sahiptir. Çalışma sonucunda 12/10 kutup konfigürasyonuna sahip makinada vuru momentlerinin daha az olduğu görülmüştür.

Cvetkovski ve diğlerleri [34], YMK kullanılarak kapalı oluk yapısına sahip, YMK nüveli ve açık oluk lamineli çelik yapısına sahip 3 farklı sürekli mıknatıslı senkron motor tipini karşılaştırdılar.

Khan ve diğlerleri [35] yumuşak manyetik kompozit malzemeye sahip aksenal yapıllı sürekli mıknatıslı senkron generatörün tasarımı ve analizini gerçekleştirdiler. Tasarladıkları generatör de üst-üste bindirilmemiş sargı yapısını kullandılar. Tasarlanan generatörün konik şeklindeki YMK'li dişlerini kapsayan her bir stator nüvesi, lamineli çelik boyunduruğa yerleştirdiler. Hava aralığında azaltmak için stator olukları dikdörtgen şekli verildi. Sadece makinenin kaçak endüktanslarını incelediler ve prototipini gerçekleştirdiler.

Cvetkovski ve diğlerleri [36] yumuşak manyetik kompozit malzemeli stator nüvesine sahip aksenal akıllı sürekli mıknatıslı senkron motor tasarımını gerçekleştirdiler. Tasarladıkları motorun özellikle yüksek hızlarda eddy kayıplarının çok az olduğunu vurguladılar. Lamineli stator ile üretim kompleksliği, manyetik özellikleri ve hesaplanan parametreler karşılaştırdılar ve prototipi gerçekleştirdiler. Çalışma sonucunda YMK materyal kullanılarak yapılan tasarımda hava aralığı akı yoğunluğu, stator akı dış yoğunluğu daha az olduğu görüldü.

Guo ve diğlerleri [37] yumuşak manyetik kompozit malzemeli sahip stator nüvesine sahip tırnak kutuplu aksenal akıllı sürekli mıknatıslı senkron makinenin nüve kayıplarını araştırdı. Toplam kayıplardan nüve kayıplarını elde etti ve prototipini gerçekleştirdi.

Guo ve diğlerleri [38] yumuşak manyetik kompozit malzemeli iki motor tipini karşılaştırdılar. Karşılaştırdıkları motor tipleri tırnak kutup ve transvers akıllı makinalardı. Bunların analizlerini gerçekleştirip, tasarım optimizasyonlarını sağladılar. Makine performansını hesaplamak için elektriksel eşdeğer devre kurdular. Çalışmanın sonucunda YMK'li her iki motorun prototipi aynı boyutlarda ve aynı kayıplarla gerçekleştirildiğini gösterdiler. Transvers akıllı motor için iki kat daha fazla sürekli mıknatıs ve bakır malzeme kullandılar ve aynı rotor hızı için iki kattan daha fazla elektromanyetik güç elde ettiler.

Marignetti ve diğlerleri [39], kesir oluklu, konsantre sargılı, YMK'li aksenal akıllı sürekli mıknatıslı senkron makinenin elektromanyetik ve mekaniksel tasarımını

gerçekleştirdiler. Endüklenen gerilim sinüsoidal olarak elde ettiler. Tasarladıkları makinada yüksek aksel kuvvetler bulunmaktadır ve termal analiz sonucunda rotor arka demirinde stator oluklarından dolayı yüksek kayıplar elde ettiler.

Madani ve diğerleri [40], trepoziodal şekilli kutuplu radyal sürekli mıknatıslı motor tasarladılar. YMK malzemesini kullandılar. Geliştirdikleri motor yapısında konsantre sargı kullandılar ve elde ettikleri moment konvansiyonel FDMA makinanın 2 katıdır. Akım yerine, kutup şekillerini trepoziodal yaptılar. Daha iyi moment kalitesini yakaladılar ve güç elektroniği maliyetini azaltılar.

Guo ve diğerleri [41], Manyetik devre doyuma girdiği zaman, endüvi reaksiyonun YMK'li tırnak kutup motorun performansı üzerine etkilerini incelediler. İnceleme sonucunda, endüvi reaksiyonu momenti düşürmekte ve sargı endüktans değerlerini değiştirmektedir. Nüve kayıpları artmaktadır.

Marigetti [42], YMK'li aksel akılı senkron makinanın ısı ve akışkanlar dinamiği analizini hem simülasyon hemde deneysel olarak gerçekleştirdi.

Huang ve diğerleri [43] YMK'li yüksek hızlı tırnak kutup motorun tasarımını ve analizi gerçekleştirdiler. Bu çalışmada nüve kayıplarını, döner nüve kayıpları yöntemiyle hesapladılar.

Merignetti ve diğerleri [44], Konsantre kutup sargılı, kesirli oluklu yapı YMK statorlu aksel akılı senkron makine için iki rotor tipi tasarladılar. Bu rotor tiplerinden biri YMK malzemeli diğeri ise elektriksel çelik malzemedir. Çalışma sonucunda YMK malzemesinde rotor eddy kayıpları oldukça azaldığı ve verimliliğin arttığı görülmüştür.

Chebak ve diğerleri [45], yüksek hızlar için YMK malzemeli, 1.5MW, 18000 rpm ve oluksuz yapıya sahip sürekli mıknatıslı senkron generatörün optimal tasarımını gerçekleştirdiler. Gerçekleştirilen optimizasyon şartlarından sonra bakır kayıpları ve buna bağlı SM demanyatizasyonu azaltıldı.

Chen ve Pilay [46], YMK'li aksel akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörün tasarımını, prototipini ve testlerini gerçekleştirdiler. Yapılan bu çalışmada generatörün boyutları ve ağırlığı düşürülmüştür. Fakat verimi oldukça düşük olmuştur.

Donata ve diğçerleri [47], stator oluklarını kapatmak için YMK malzemesi kullanarak aksenal akılı sũrekli mıknatıslı senkron makinanın tasarımıını gerççekleştirdiler ve performans analizini yaptılar.

Khan ve diğçerleri [48], aksenal akılı sũrekli mıknatıslı senkron generatũrũn tasarımında YMK malzemesini stator dişlerinde kullandılar. Bũyle bir yapı sayesinde oluk açıklıkları kũçũldũ ve bũylece oluk açıklığına bağlı olan harmonikler azaltıldı. Stator olukları, hava aralığında 1mm'dir. Bu çalışmada YMK malzemesinin iki tũrũ karşılaştırıldı.

Kano ve diğçerleri [49], iki stator ve bir rotor yapısına sahip sũrekli mıknatıslı senkron makinanın maksimum moment elde edilmesi için gerççekleştirdikleri tasarımda nonlineer manyetik analiz yaparak gerççekleştirdiler. Bu makinanın tasarımında stator dişlerinde ve rotorda YMK malzemesi kullandılar. Aynı hacme sahip aksenal akılı sũrekli mıknatıslı senkron makine ile karşılaştırıldığında daha yũksek moment elde ettiler. Kullandıkları hesaplama yũntemiyle daha kısa sũrede tasarımı gerççekleştirdiler.

Marignetti ve diğçerleri [50], Kesirli oluk sargılı, aksenal akılı sũrekli mıknatıslı senkron makinanın tasarımında YMK malzemesi kullanılmıştır. Tasarladıkları makinada bakır kayıplarını azaltmışlardır.

1.2 Tezin Amacı

Malzeme teknolojisinin gelişmesiyle birlikte geliştirilen yeni malzemelerin elektrik makinaların da kullanılmaları artış gũstermiřtir. Konvansiyonel elektrik makinelerinde kullanılan nũve malzemesi elektriksel çeliktir. Elektriksel çeliğin yanı sıra elektrik makinalarında yumuşak manyetik kompozit malzemeler de kullanılmaya başlanmıştır. Bu tũr malzemelerin en ȃnemli ȃzelliđi ucuz ve kolaylıkla şekil verilebilir olmasıdır. Fakat bu malzemelerin manyetik ȃzellikleri elektriksel çelik kadar iyi değildir ve akı 3 boyutlu aktığından dolayı bu tũr malzemeye sahip elektrik makinalarının analizi için 3 boyutlu sonlu elemanlar yũntemi kullanılması gerekmektedir.

İşte bu gerekçe ile bu tezde, radyal akılı sũrekli mıknatıslı senkron makinelerin genel bir incelemesi yapılıp, tasarımları için yeni bir yaklaşım getirilmek, amaçlanmıştır. Radyal akılı sũrekli mıknatıslı senkron makinanın tasarımı ayrıntılı olarak incelenmiş, gelişen sonlu eleman yazılımları bu makineler ȃzerinde denenmiş ve makinanın 2 boyutlu manyetik eşdeğer devre yũntemine gũre tasarımı ve optimizasyonu yapılmıştır.

Optimizasyon sonuçlarına göre makinanın prototipi gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan makine aynı zamanda kesirli oluk yapısında olup, moment dalgalanmaları düşüktür.

Bunlara ilaveten; yapılan literatür taramasında ülkemizde bu konuda yeterli çalışmanın olmadığı, ilgili yayınların neredeyse tamamının yabancı olduğu ve bu tür makinanın birçok avantajlarına rağmen sanayide yeterli ilgiyi bulamadığı görülmüştür. Çalışmamız sonucunda bu tür makinaların ülkemizde tanınması, sanayimizde kullanılması ve ülkemiz bilimsel literatürüne katkı yapılması amaçlanmıştır.

1.3 Orijinal Katkı

Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar günümüze kadar kullanımı oldukça yaygın olan bir makina türüdür. Bu tür makinaların tasarımı ile ilgili literatür incelendiğinde birçok çalışmanın yapıldığı ve yapılmaya devam edildiği görülmüştür. Tezin amacına uygun olarak incelenen radyal akılı makinalar konvansiyonel makinalar olup, stator ve rotor kısmında elektriksel çelik kullanılmıştır. Bu tezde, üzerine çalışılan radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinede, yeni bir manyetik malzeme kullanılarak ve kesir oluk yapısı üzerine çalışılarak, moment dalgalanmasının az ve düşük vuruş momentinin ortaya çıktığı ve ayrıca düşük maliyetli makine tasarlanması amaçlanmıştır. Aynı zamanda tasarlanan makinada, konsantre sargı kullanılarak sargı sonları kısaltılmış ve böylece sargı sonu kayıpları da azaltılmıştır. Tasarlanan makinanın stator kısmında yumuşak manyetik kompozit (YMK) malzeme kullanılmıştır. Bu tür malzemeli elektrik makinaları daha önceden de belirtildiği gibi literatürde sadece 3 boyutlu manyetik eşdeğer devre veya 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi (SEY) kullanılarak tasarlanmış ve optimizasyonları yapılmıştır. Bu çalışmada ise incelenen makina 2 boyutlu eşdeğer devre yöntemine göre tasarımı ve optimizasyonu yapılmıştır. Aynı zamanda kullanılan malzeme CNC ile işlenebildiğinden dolayı kalıp maliyeti de sıfırdır. Böylece üretim maliyeti de düşmektedir.

Yapılan optimizasyon sayesinde elde edilen sonuçlara göre en yüksek verime sahip ve en düşük ağırlıktaki makinanın prototipi üretilmiş ve deneysel çalışma yapılarak doğrulanmıştır.

Ayrıca tez kapsamında tasarlanan ve üretilen makina; Türkiye’de yumuşak manyetik malzemesi ile tasarlanan ve üretimi yapılan ilk radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron

makinası olma özelliğini taşımaktadır. Simülasyon ve prototipi üretime makinanın deneysel çalışmaları sonuçları uyum içerisinde olan bu makina, Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinalarda gelecekte yapılacak çalışmalar için kapsamlı bir alt yapı sunulmuştur.

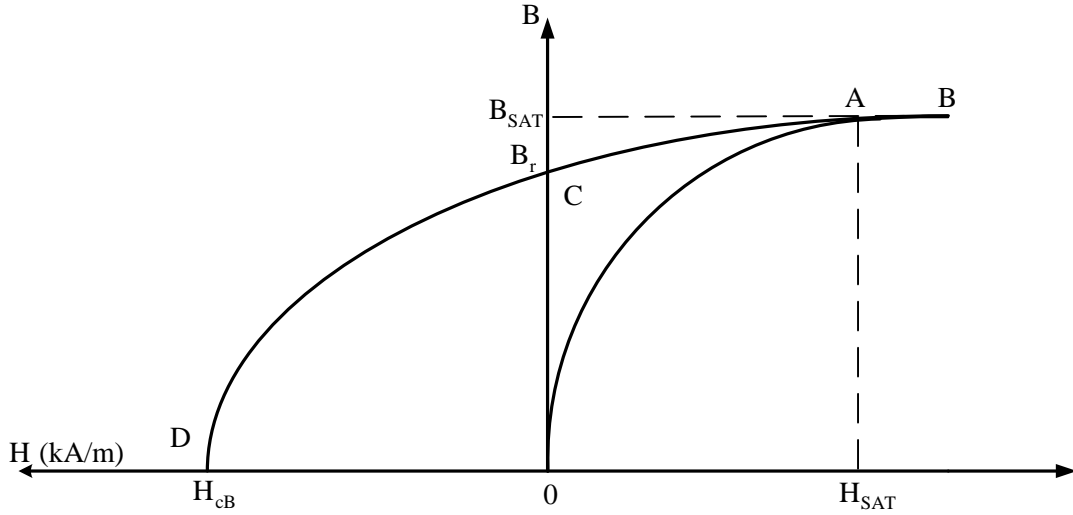
Yapılan çalışma sonuçları, "JOURNAL OF VIBROENGINEERING" adlı SCI-Expanded indekste yayınlanmıştır.

ELEKTRİK MAKİNELERİNDE KULLANILAN MANYETİK MALZEMELER

Elektrik makinalarında kullanılan manyetik malzemeler; yumuşak manyetik malzemeler ve sert manyetik malzemeler olarak ikiye ayrılır. Yumuşak manyetik malzemeler, manyetizasyonu ve demanyetizasyonu kolay olan malzemelerdir. Sert manyetik malzemeler ise manyetizasyonu ve demanyetizasyonu zor olan malzemelerdir. Sürekli mıknatıslar sert manyetik malzemeler olup, elektrik makinaları nüveleri yumuşak manyetik malzemelerdir. Bu bölümde elektrik makinalarında kullanılan yumuşak ve sert manyetik malzemelerden bahsedilecektir.

2.1 Sürekli Mıknatıslar

Sürekli mıknatıslar sert manyetik malzemelerdir. Sert manyetik malzemeler de çalışma noktasındaki manyetik enerjiyi maksimum yapmak için geniş manyetik histerisiz çevrimine sahiptirler. Sürekli mıknatıslar elektrik makinalarında akı üretici olarak kullanılır. Bu tip makinalara sürekli mıknatıslı elektrik makinaları denilmektedir. Makinalardan elde edilen gerilim veya motordan elde edilen moment, makinadan elde edilen akı ile orantılıdır. Akının doğru ve verimli bir şekilde bulunması makina tasarımı için önemli bir parametredir. Sürekli mıknatıslar, herhangi bir uyarma sargısına ihtiyaç duymadan manyetik alan üretebilirler. Diğer ferromanyetik malzemeler gibi, sürekli mıknatıslar B-H histerisiz çevrimi ile tanımlanırlar. Sürekli mıknatıslar, geniş B-H eğrisine sahip olduklarından dolayı bu malzemelere sert manyetik malzeme de denilir. Sürekli mıknatısa ait B-H çevrimi Şekil 2.1’de gösterilmiştir [51].



Şekil 2.1 Sürekli mıknatısa ait B-H çevrimi [51]

Başlangıçta manyetik olarak nötr durumda bulunan malzeme dış alan şiddeti etkisiyle OA yolunu izleyerek mıknatıslanmaktadır. A noktasında malzeme tamamen doymuş ve manyetik kutuplaşma (J_s) sıfıra düşmüştür. Bu noktadaki alan şiddeti H_{SAT} , manyetik indüksiyonda B_{SAT} olarak adlandırılır. H_{SAT} ve B_{SAT} değişik mıknatıs malzemeler için farklı değerler alabilir. Örneğin Ferrit bir mıknatıs için $H_{SAT} = 560$ kA/m, $B_{SAT} = -0.707$ T düzeyindedir. A noktasından itibaren malzeme tamamen doymuş ve magnetik özelliğini kaybetmiştir. B noktasından A noktasına doğru, alan şiddeti azaltıldığında histeresiz görülmez ve iniş çıkış doğruları çakışıktır.

A noktasından itibaren histeresiz etkisi görülmeye başlar. Alan şiddeti azaltılmaya devam edilirse B-H değişimi A-C yolunu izleyecektir. Nihayet dış alan tamamen ortadan kalktığında malzeme B_r ile gösterilen bir artık mıknatıslık kalmıştır. B_r artık mıknatısiyet olarak adlandırılır ve yine manyetik malzemelere göre farklı değerlerde olabilir. Örnek olarak; Ferrit mıknatısta 0,4T değerinde iken NdFeB mıknatıslarda 1,2T civarındadır. Mıknatıslanma eğrisinin 2. bölgesindeki değişimin izlenmesi için dış alan şiddeti ters yönde uygulanırsa bu kez değişim C-D yolunu izler. Bu bölge mıknatıslığı yok etme ya da demanyetizasyon bölgesi olarak adlandırılır. Normal olarak mıknatıslı bir manyetik devrede çalışma noktası bu bölgede bulunur. D noktasına gelindiğinde uygulanan dış alan şiddetinin etkisiyle mıknatıs malzeme tamamen demanyetize olmuş yani mıknatıslık özelliğini tümüyle kaybetmiştir. Artık mıknatısiyeti tamamen yok etmek için malzemeye uygulanması gereken alan şiddetine

koersif kuvvet adı verilir ve H_{CB} sembolü ile gösterilir. Bu değer, mıknatısın dış alanlardan ne kadar etkileneceğini belirleyen bir büyüklüktür [52].

Manyetik akı yoğunluğu B ile, ferromanyetik malzemenin yapısından dolayı meydana gelen iç manyetik akı yoğunluğu B_i arasındaki genel ilişki eşitlik 2.1'de ki gibi ifade edilir.

$$B = \mu_0 \times H + B_i = \mu_0 \times (H + M) = \mu_0 \times (1 + \chi) \times H = \mu_0 \times \mu_r \times H \quad (2.1)$$

Burada,

H : manyetik alan şiddeti

M : manyetizasyon vektörü

χ : malzemenin manyetik duygunluğu

μ_0 : boşluğun manyetik geçirgenliği

μ_r : mıknatısın görelî manyetik geçirgenliği

Burada $\vec{B}, \vec{H}, \vec{B}_i$ ve $\vec{M} = \vec{B}_i / \mu_0 = H \times \chi$ vektörleri paralel vektör olduktan dolayı skaler formda yazılabilir. Boşluğun manyetik geçirgenliği $\mu_0 = 0.4\pi \times 10^{-6}$ H/m'dir. Ferromanyetik materyallerin manyetik geçirgenliği $\mu_r = 1 + \chi \gg 1$ 'dir.

Sürekli mıknatısları karakterize eden parametreler aşağıdaki gibidir.

Doyma manyetik akı yoğunluğu, B_{sat} : Doyma manyetik alan şiddetine (H_{sat}) karşılık gelir. Bu noktada manyetik momentlerin etki alanlarının tamamının yönü, harici uygulanan manyetik alanla aynı yöndedir.

Mıknatısın remenans akı yoğunluğu, B_r : Sıfır manyetik alan şiddetine karşılık gelir. Yüksek remenans, hava aralığında daha yüksek akı yoğunluğu oluşturur.

Koersif alan kuvveti, H_c : Manyetik akının sıfıra gelmesine karşılık gelen demanyatizasyon alan şiddetidir.

Mıknatısın manyetik geçirgenliği, μ_{rec} : Demanyatizasyon eğrisi üzerindeki herhangi bir noktadaki manyetik akı yoğunluğunun, manyetik akı şiddetine oranıdır.

$$\mu_{rec} = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (2.2)$$

Maksimum manyetik enerji, ω_{max} : Sürekli mıknatısın oluşturduğu per-unit cinsinden maksimum manyetik enerji, hacim başına maksimum manyetik enerji yoğunluğuna eşittir.

$$\omega_{max} = \frac{(B \times H)_{max}}{2} \quad (2.3)$$

Burada $(BH)_{max}$ demanyatizasyon eğrisi üzerindeki maksimum enerji yoğunluk noktasına karşılık gelmektedir [1].

2.1.1 Sürekli Mıknatıs Çeşitleri

Elektrik makinalarında sürekli mıknatıslar üç gruba ayrılır.

- Alnico Mıknatıslar
- Seramik Mıknatıslar
- Nadir Toprak Elementli Mıknatıslar

Sürekli mıknatısların tiplerine bağlı olarak farklı demanyatizasyon eğrileri bulunmaktadır. Sürekli mıknatıslara ait demanyetizasyon eğrileri Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Demanyatizasyon eğrisi sıcaklığa duyarlıdır. Sürekli mıknatısın H_c ve B_r 'si, sıcaklık arttıkça azalır. Sürekli mıknatısın sıcaklıkla B_r ve H_c değişimi, eşitlik 2.4 ve 2.5'te verilmiştir [1].

$$B_r = B_{r20} + \frac{T_{k,B_r}}{100} \times (T_{mag} - 20) \quad (2.4)$$

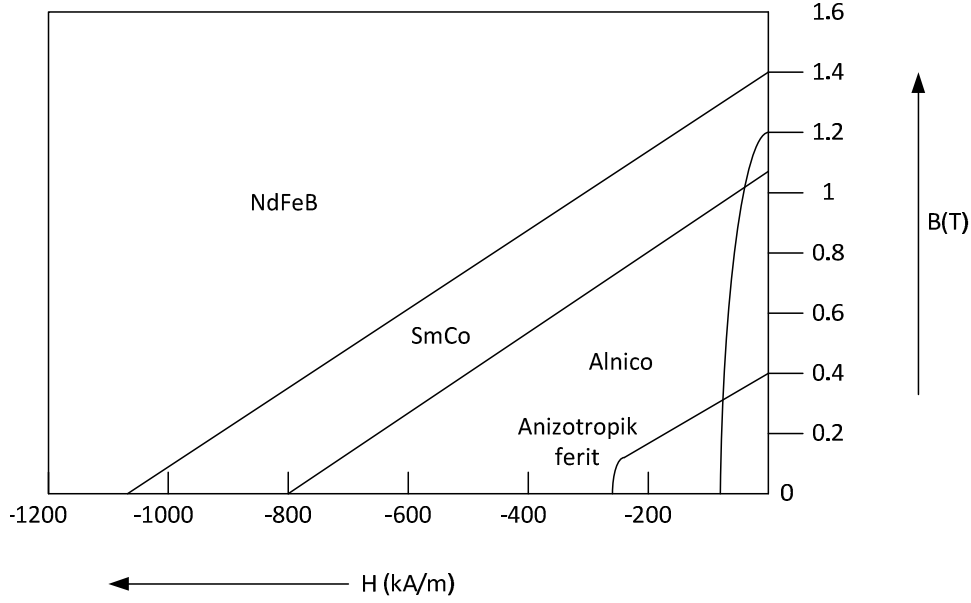
$$H_c = H_{c20} + \frac{T_{k,H_c}}{100} \times (T_{mag} - 20) \quad (2.5)$$

Burada,

T_{k,B_r} : Artık manyetik akı yoğunluğu için sıcaklık katsayısı

T_{k,H_c} : Koersif kuvvet için sıcaklık katsayısı

T_{mag} : Mıknatısın sıcaklığı



Şekil 2.2 Sürekli mıknatısların demanyatizasyon eğrileri

2.1.2 Alnico

Alnico tipi sürekli mıknatısların en önemli özellikleri yüksek artık mıknatısiyet ve düşük sıcaklık katsayısına sahip olmalarıdır. Maksimum işletme sıcaklığı 520°C'dir. Bu durum yüksek mıknatıs sıcaklığında yüksek manyetik akı yoğunluğuna izin verir. Fakat koersif kuvvetleri düşük ve demanyatizasyon eğrileri yaklaşık olarak non-linerdir. Ayrıca demanyetize olmuş Alnico tipi sürekli mıknatısın tekrar manyetize olması zordur. Alnico tipi sürekli mıknatıslar genelde yüksek hava aralıklı sürekli mıknatıslı DC komütatör tipi makinalarda kullanılır [53].

Çizelge 2.1 Alnico mıknatıslarının manyetik özellikleri [53]

Materyal	B_r (T)	H_c (Oe)	H_{ci} (Oe)	$(BH)_{max}$ [MGOe (kJ/m ³)]
Alnico 5	1.27	640	645	5.5 (44.0)
Alnico 5-7	1.34	740	745	7.5 (60.0)
Alnico5DG	1.33	685	690	6.5 (52.0)
Alnico 8B	0.9	1600	1640	6.75 (54.0)
Alnico 9	1.05	1500	1515	10.5 (84.0)

2.1.3 Ferit

Baryum ve stronsiyum gibi Ferit tipi sürekli mıknatıslar 1950'li yıllarda bulunmuştur. Bu tip mıknatıslar Alnico tipi sürekli mıknatıslara göre daha yüksek koersif kuvvete sahiptirler fakat aynı zamanda daha düşük artık manyetik akı yoğunluğuna sahiptirler. Sıcaklık katsayıları yüksektir ve düşük maliyetlidir. Maksimum işletme sıcaklıkları 400°C'dir. Feritlerin en önemli özelliği yüksek elektriksel dirence sahip olmalarıdır. Bundan dolayı Eddy kayıpları hemen hemen yoktur [1].

Çizelge 2.2 Ferit mıknatıslarının manyetik özellikleri[54]

Materyal	B_r (T)	H_c (Oe)	H_{ci} (Oe)	$(BH)_{max}$ [MGOe (kJ/m ³)]
Ferit 5	0.395	2200	2230	3.6 (29.0)
Ferit 7B	0.38	3250	3800	3.3 (26.0)
Ferit 8A	0.39	2950	3000	3.5 (28.0)
Ferit 8D	0.40	3100	3000	3.8 (30.0)
Ferit 8C	0.43	4100	2200	4.3 (34.0)

2.1.4 Nadir Toprak Elementli Sürekli Mıknatıslar

En yüksek enerji yoğunluğuna sahip mıknatıs türüdür. Bir partikül üretmek için nadir toprak metal rafine edilmelidir. Rafine sınırları metalin B-H enerjisini sınırlar. Bu tip mıknatıslar 1960'lı yıllarda bulunmuştur ve 1970'li yıllarda ticari olarak üretime başlanmıştır. Bu mıknatıslar yüksek koersif kuvvete, yüksek artık manyetik akı yoğunluğuna, yüksek enerji üretimine, liner demanyetizasyon eğrisine ve düşük sıcaklık katsayısına sahiptirler. Maksimum işletme sıcaklığı 300°C ile 350°C arasındadır. Artık manyetik akı yoğunluğunun sıcaklık katsayısı 0.03 ile 0.045 %/°C arasındadır. Manyetik alan şiddeti sıcaklık katsayısı 0.14 ile 0.4 %/°C arasındadır. Düşük hacimli ve yüksek güç yoğunluklu motorlar için uygundur. Diğer tip sürekli mıknatıslara oranla daha pahalıdır.

Bu mıknatıslar iki alt gruba ayrılabilir.

1. Kobalta dayalı toprak mıknatıslar (SmCo)
2. Demire dayalı toprak mıknatıslar (NdFeB)

SmCo mıknatıslar, SmCo₅ ve Sm₂Co₁₇ grubu olmak üzere iki çeşittir. Bu iki grup birinci ve ikinci nesil toprak mıknatısları teşkil etmektedir. SmCo₅ oldukça basit bir alaşımdır. SmCo₁₇ daha gelişmiş materyallerin alaşımı olup, yüksek performansa sahiptir. Koersifliği artırmak için, alaşımlar SmCo-Cu şeklinde de imal edilirler. Bunlar yüksek manyetizasyon ve düşük SmCo malzemesi kullanımı sağlar. Curie sıcaklıklarının 700°C ile 800°C arasında ve sürekli çalışma sıcaklığı 300°C civarındadır. Ayrıca daha yüksek sıcaklıklarda çalışma isteği yeni Samaryuma dayalı alaşım sınıfının gelişimi ile mümkün hale gelmiştir. Yeni Samaryum kobalt sürekli mıknatıslar 550°C'de çalışabilmektedir.

Çizelge 2.3 SmCo türü mıknatısların manyetik özellikleri

Malzeme	B _r [T]	H _c [kOe]	H _{ci} [kOe]	(BH) _{max} [MGOe/(kJ/m ³)]
YMKo ₅	0,9	9	29	20,2 /162
Sm ₂ Co ₁₇	1,1	10	33	37,5/300

SmCo alaşımlı sürekli mıknatıslar birçok uygulamada elektromıknatısların yerine geçmiştir. Fakat hala elektromıknatıslardan pahalıdır. Daha ucuz bir nadir toprak mıknatıs çeşidi ise NdFeB'dur.

NdFeB tipi sürekli mıknatıslar en yaygın olarak kullanılan mıknatıs çeşitidir. NdFeB mıknatısları üretim yöntemlerine göre üç şekilde sınıflandırılabiliriz. Bunlar; sinterleme, polimer bağlama ve ısı deformasyonudur. Sinterlenmiş NdFeB mıknatıslar, üstün manyetik özelliklere, yüksek enerji verimliliğine ve iyi maliyet performansına sahiptir. Nd₂Fe₁₄B mıknatısın maksimum enerji yoğunluğunun teorik değeri 512kJ/m³'dür. Polimer bağlı mıknatıslar ortalama 80 ila 145 kJ/m³ enerji üretimine sahiptirler. Isı deformeli mıknatıslar 120-370kJ/m³ enerji üretimine sahiptirler.

Çizelge 2.4 NdFeB mıknatıs tiplerinin manyetik özellikleri

Mıknatıs	B_r [T]	H_{ci} [kOe]	$(BH)_{max}$ [MGOe/ (kJ/m ³)]
Sinterlenmiş VCM	1,31	14	42 /336
Bağlı MQ1-B	0,69	9	10/80
Isı baskılı MQ2-E	0,825	17,5	15/120
Die-Upset MQ3-F	1,31	16	42/336
Sinterlenmiş	1,51	8,68	55,8/445

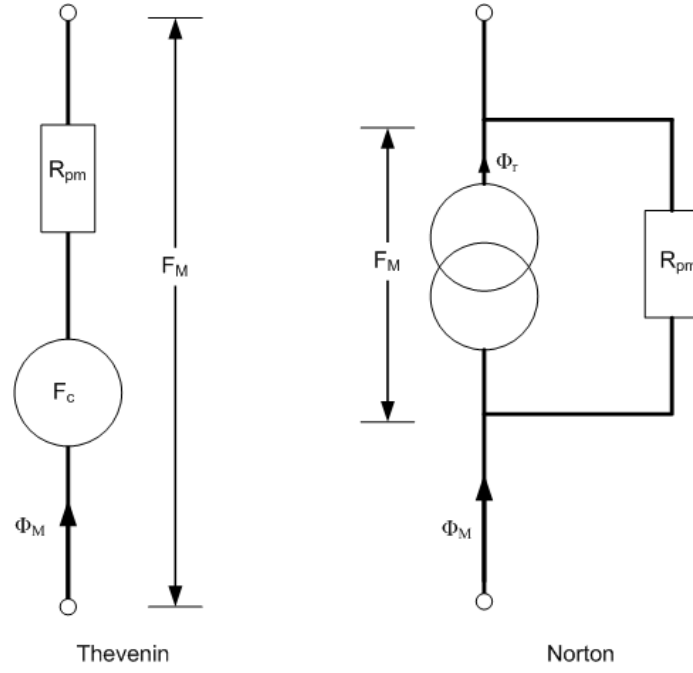
NdFeB alaşımının Curie sıcaklığı yaklaşık 310°C'dir. Sıcaklık değişimiyle akı yoğunluğunda fark edilir bir değişim vardır. Aşırı sıcaklıkta sürekli mıknatıslar mıknatıslık özelliklerini kaybederler. NdFeB mıknatıslarının maksimum çalışma sıcaklığı 150°C'dir [53].

Çizelge 2.5 Sürekli mıknatısların çeşitli sıcaklıklardaki manyetizasyon değerlerinin değişimi

Mıknatıs	-600 °C	+1000 °C	+2000 °C	+3000 °C
Alnico	-1,45%	0,4%	0,8%	
Ferrit	-27%	0	0	1,1%
YMKo5	0	0,5%	1,7%	0
NdFeB	0	6,5%	65,0%	

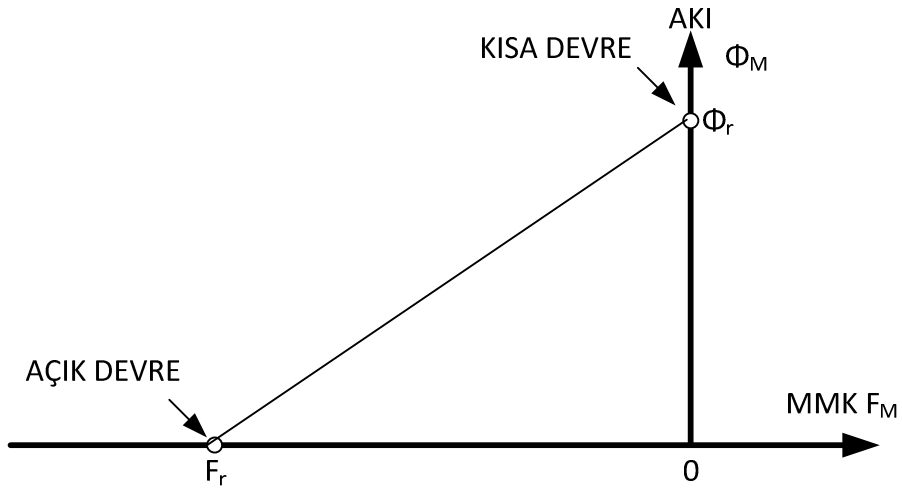
2.1.5 Sürekli Mıknatısa Ait Manyetik Devre

Sürekli mıknatıslar akı kaynağı olarak modellenir. Şekil 2.3'te sürekli mıknatısa ait hem Thevenin hem de Norton eşdeğer devresi gösterilmektedir [54].



Şekil 2.3 Sürekli mıknatısa ait thevenin ve norton eşdeğer devreleri

Sürekli mıknatısın karakteristiği akı/MMK grafiği ile açıklanır. Şekil 2.4'te sürekli mıknatısa ait akı/MMK karakteristiği verilmiştir.



Şekil 2.4 Sürekli mıknatısın akı/MMK karakteristiği [55].

Açık devre koşulunda, mıknatıs kutuplarından akının sıfır olması istenir. Bunu elde etmek için harici demanyatizasyon, MMK akı üzerine uygulanır. Harici MMK iç MMK'ya eşit olmalıdır. Bu işlem ancak harici bir DC kaynak ile gerçekleşir. Mıknatısın iç MMK'sı F_c ile gösterilir. Φ_r , mıknatısın remanans akısıdır. Normal koşullarda mıknatıs, remanans akısının altında çalışır.

Çünkü hava aralığında MMK düşümleri, akının azalmasına sebep olur. Böylece mıknatısın karakteristiğini iki parametre belirler. Bunlar F_c ve Φ_r 'dir [55].

Remenans akısı ve koersif kuvvet sadece mıknatısın özelliklerine değil aynı zamanda boyutuna da bağlıdır. Eşitlik 2.6'da remenans akısının ifadesi verilmiştir.

$$\phi_r = B_r \times A_{mik} \quad (2.6)$$

Burada,

A_{mik} : Mıknatıs alanı,

B_r : Mıknatısın remenans akı yoğunluğu

Eşitlik 2.7'de koersif kuvvetin ifadesi verilmiştir.

$$F_c = H_c \times l_M \quad (2.7)$$

Eşitlik 2.6 ve 2.7'de görüldüğü gibi remenans akısı ve koersif kuvvet mıknatıs boyutları ile değişim göstermektedir.

2.2 Elektriksel Çelik

Elektriksel çelik yumuşak manyetik malzeme olup, dar bir histerisiz çevrimine sahiptir. Elektriksel çelik güç iletimi için önemli bir malzemedir ve transformatör, motor ve generatör gibi elektrik makinalarında kullanılır. Doğru ve düzgün bir şekilde elektrik makinası tasarımı için lamineli elektriksel çeliğin manyetik özellikleri doğru bir şekilde hesaplanmalıdır.

Genellikle manyetik malzemenin özellikleri manyetik alan şiddeti, manyetik akı yoğunluğu ve uygulanan manyetik alanın yönü göz önünde bulundurularak hesaplanır. Alan şiddetine bağlı olarak manyetik alan uygulamaları, basit bir bobin yapımından çok karmaşık süper iletkenli cihazlara kadar değişebilir.

Yumuşak manyetik malzemeler, elektrik ve elektronik sistemlerde önemli bir faktördür. Özellikle güç iletimi, elektriksel ve mekaniksel enerji arasındaki enerji değişimi, transdüserlerde ve aktif depolama malzemelerinde oldukça önemlidir. Yumuşak manyetik malzeme ile kaplı bir iletken akım geçtiği zaman bir manyetik alan oluşmasıyla meydana gelen manyetik kuvvetin etkisiyle manyetik özellik gösterir. Bu malzemeler hem DC hem de AC'de kullanılır. Manyetizmada en temel büyüklüklerden biri manyetik alandır. Manyetik

alan, iletkenen akım geçirilerek ya da sürekli mıknatısın etkisi ile oluşmaktadır. Manyetik alan aynı zaman da motor, generatör ve transformatör de enerji dönüşümünü sağlayan en temel büyüklüktür. Manyetik alan ve akım arasındaki bağıntı,

$$\oint Hdl = I \quad (2.8)$$

ile elde edilir.

Burada H, manyetik alan şiddeti, dl , bir çizgi boyunca diferansiyel büyüklüktür. SI birimine göre akımın birimi amper (A), manyetik alan şiddetinin birimi (A/m)'dir.

Elektrik makinalarında elde edilen gücün tamamı yüke ulaşmaz. Çünkü hem iletken üzerinden geçen akımın etkisiyle oluşan ısı kayıpları, hem de nüve üzerinde meydana gelen eddy ve histerisizden dolayı bir kayıp oluşmaktadır. Bu kayıpları azaltmak için kullanılan çeliğin manyetik özellikleri oldukça önem kazanmaktadır.

Elektriksel çelik, tane konumlu elektriksel çelik ve yönlendirilmemiş elektriksel çelik olmak üzere ikiye ayrılır. Elektrik makinalarında yönlendirilmemiş elektriksel çelik kullanılır. Düşük karbonlu çeliğe %0.5'ten % 3.25 oranında silikon eklenirse çeliğin direnci artar böylece eddy akım kayıpları azalır. Fakat silikon eklemek laminasyonun zorluğunu artırır [56].

2.2.1 Yönlendirilmemiş Elektriksel Çelik

Yönlendirilmemiş elektrik çelikler kristal küplerin rasgele yönlendiği ve pratik olarak kağıt veya şerit düzlemde her yönde aynı özellikleri gösteren FeSi alaşımlardır. Yönlendirilmemiş elektrik çelikler tamamen işlenmiş ve yarı işlenmiş olmak üzere iki şekilde bulunabilir. Tamamen işlenmiş çelikler; üreticiler tarafından kullanıma hazır olacak şekilde optimum özelliklerde üretilirler. Yarı işlenmiş çeliklerde ise her zaman üzerindeki aşırı karbonun kalkması ve stresi azaltmak için yapılan damgalama sonrası tavlama ihtiyacı duyulur. Silikon çeliklerin iyi kaliteleri her zaman tam işlenmiş çelikten sağlanır, yarı işlenmiş silikon çelikler sadece M43 ve daha düşük kaliteler için uygundur. Bazı durumlarda kullanıcılar yarı işlenmiş çeliği manyetik kalitesini geliştirmek ve laminelerdeki fabrika gerilimini almak ya da küçük makinalarda nüve imalatı için tercih ederler.

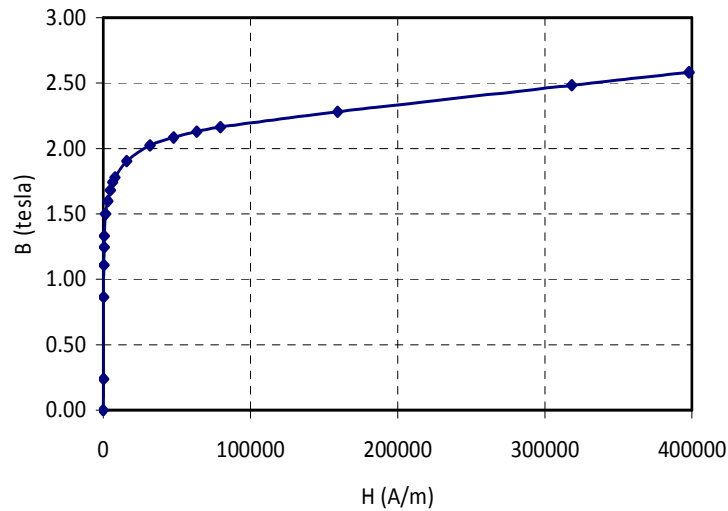
Silikon çelikler genellikle göz ardı edilen çekirdek kayıplarına (W/kg veya W/lb) göre kategorize edilir ve seçilirler. Elektrik çeliklerinin nüve kayıplarının evrensel olarak kabul

edildiği sistem; M-grading olarak adlandırılan Amerikan Demir ve Çelik Endüstrisi (AISI) sistemidir (Çizelge 2.6).

Çizelge 2.6 Elektrik çeliklerinin nüve kayıplarının evrensel olarak kabul edildiği sistemler

Avrupa (IEC)	A.B.D (AISI)	Japonya (JIS 2552)	Rusya (GOST 21427)
250-35-A5	M 15	35A250	2413
270-35-A5	M 19	35A270	2412
300-35A5	M 22	35A300	2411
330-35-A5	M 36	-----	-----
270-50-A5	-----	50A270	-----
290-50-A5	M 15	50A280	2413
310-50-A5	M 19	50A310	2412
330-50-A5	M 27	-----	-----
350-50-A5	M 36	50A350	2411

M19, M27, M36, vb, gösterilen kısaltmalardaki M harfinden sonraki sayılar 1.5 T ve 50 Hz veya 60 Hz frekanslardaki maksimum çekirdek kayıplarını gösterir. Örneğin M19 olarak belirtilen sembolün maksimum kaybı 1.5 T ve 60 Hz'de, 1.9 W / kg'dır. M19 tip elektriksel çelik M sınıfındaki en düşük çekirdek kaybına sahiptir ve hareket kontrol ürünleri için en yaygın sınıftır (Şekil 2.5).



Şekil 2.5 M19 elektriksel çeliğe ait B-H eğrisi

M27, M36 ve M43 tip yönlendirilmemiş elektrik çeliklerinin 60 Hz’de ölçülen nüve kayıpları Çizelge 2.7’de verilmiştir.

Çizelge 2.7 60 Hz frekans için nüve kayıpları

Manyetik Akı Yoğunluğu (T)	Nüve Kayıpları (W/kg)								
	0.36 mm		0.47 mm			0.64 mm			
	M27	M36	M27	M36	M43	M27	M36	M43	
0,20	0,09	0,10	0,10	0,11	0,11	0,12	0,12	0,13	
0,50	0,47	0,52	0,53	0,56	0,59	0,62	0,64	0,66	
0,70	0,81	0,89	0,92	0,97	1,03	1,11	1,14	1,17	
1,00	1,46	1,61	1,67	1,75	1,87	2,06	2,12	2,19	
1,30	2,39	2,58	2,67	2,80	2,99	3,34	3,46	3,56	
1,50	3,37	3,57	3,68	3,86	4,09	4,56	4,70	4,83	
1,60	4,00	4,19	4,30	4,52	4,72	5,34	5,48	5,60	
1,70	4,55	4,74	5,84	5,08	5,33	5,99	6,15	6,28	

50 Hz’de ki nüve kayıpları 60 Hz’de ki nüve kayıplarının yaklaşık olarak 0.79’u dur. Yüksek verim ve yüksek performans uygulamaları için, AC aletlerinin yüksek frekanslarda çalıştırılmasına ihtiyaç vardır. Standart silikon ferromanyetik çeliğin kalınlığı 0.25mm (0.010 inç.) ya da daha fazla olmasından dolayı girdap akımları nedeniyle nüve kayıpları daha fazladır. İnce kalibreli (0.025 mm’den aşağı) yönlendirilmemiş elektrik çelikler yüksek frekanslı döner makinaların ve üretilen diğer güç ekipmanlarında kullanılır. İnce yönlendirilmemiş olanlar kalite sınıfı olarak üç nominal kalınlıkta 0.12mm(0.005 inç.), 0.18(0.007 inç.) ve 0.20 (0.008 inç.) üretilir. Tipik kimyasal karışımlar 3.0% Si, 0.4% Al ve 96.6% Fe ‘den oluşur [57].

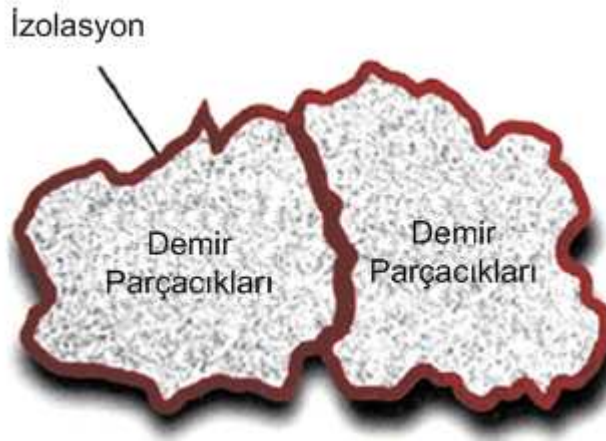
2.3 Yumuşak Manyetik Kompozit (YMK) Malzemeler

Yumuşak Manyetik Kompozit (YMK), malzemeler, elektromanyetik sistemlerde kullanıldığında konvansiyonel lamineli çeliğe göre birçok üstünlüklere sahiptir. YMK malzemeler, son dönemde motor, transformatör ve sensör gibi birçok AC uygulamalarda kullanılmaktadır. YMK malzemelerin en önemli özellikleri aşağıdaki gibidir.

- İzotopik manyetik ve termal malzemeler
- Düşük eddy kayıpları
- Orta ve yüksek frekanslarda düşük toplam kayıplar

2.3.1 YMK Yapısı

YMK'nin ana yapısı yüksek saflıkta demir tozlarının bağlanmasıdır. Bu toz parçacıkları organik malzeme kaplanması ile bağlanırlar. Kaplanan toz pres kalıbı kullanılarak katı materyal içine bastırılır. Bu tip materyaller, doğal tozlandırılmış olmasından dolayı, genellikle manyetiksel izotropiklerdir ve bu çok önemli tasarım kolaylığı sağlar [58-59]. Yumuşak manyetik malzemeler, yalıtkan film kaplama ile kaplanmış demir toz parçacıkları içermektedir. Bu demir toz parçacıkları elektriksel izolasyon ile birbirinden ayrılmıştır. Bundan dolayı bu tür malzemeler yüksek elektrik direncine sahiptirler. Yapıları, istenilen şekilde tozların sıkıştırılmasıyla şekillendirilir. YMK'nin öz direnci, malzemenin mekaniksel ve ferromanyetik özelliklerine, demir toz parçacıklarının boyutuna, yoğunluğuna, yalıtım malzemesine, sıkıştırma işlemine ve ısı davranış dönüşümüne bağlıdır. YMK malzemesinin manyetik ve mekanik özellikleri sadece demir tozlarına bağlı değildir, aynı zamanda içine katılan yağ, reçine gibi malzemelerin oranına ve soğuk veya sıcak basınç işlemine bağlıdır. YMK malzemesi sinterlenmezse, dayanıklılığı; lamineli YMK veya sinterlenmiş YMK'ye göre oldukça düşük olur. YMK materyalinin özellikleri özel uygulamalar için uygun hale getirilebilir [61]. YMK'nin yapısı Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6 YMK'nin yapısı

2.3.2 YMK Malzemesinin Karakteristiği

2.3.2.1 Manyetik Özellikleri

İzotropik manyetik özellikleri aksel yönde rotor manyetik devresinde akı yoğunluğunu sağlar ve böylece motorun toplam aksel uzunluğu motor performansın kaybetmeden azaltılmış olunur [27]. Manyetik devreleri 3 boyutlu akı yolu sağlar ve yüksek motor

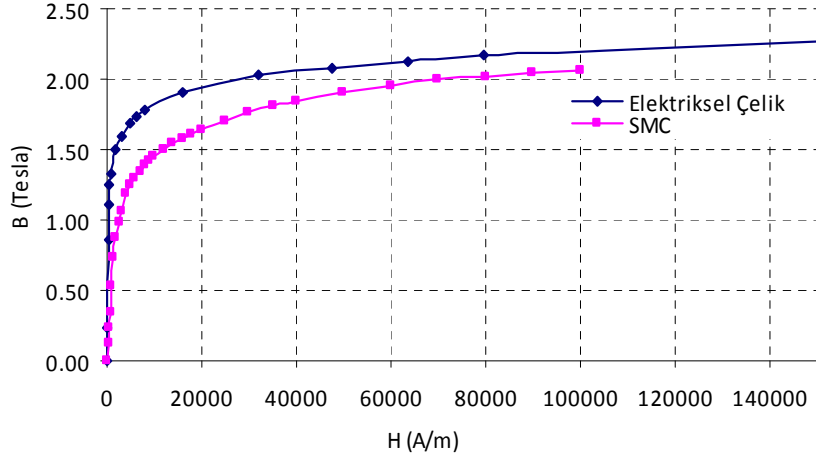
performansı elde etmek için, radyal olarak değişik topolojiler kullanılır [57]. YMK malzemelerinde, akı dağılımı 3 boyutlu olduğundan, dış uçları aksel olarak uzatılabilir. Böylece akı dişlerde ve rotor boyunduruğunda toplanır. Böyle bir düzenleme ile hava aralığı aktif uzunluğu maksimum yapılır [27]. Özellikle 3D akılı makina yapıları için YMK materyal oldukça uygundur [37]. Ayrıca laminasyonun manyetik alan kısıtlamalarını iptal eder. Demir parçacıkları yüzey kaplama ve yapışkanlar tarafından izole edildiğinden özellikle yüksek frekanslarda lamineli çelikten daha düşük eddy kayıpları mevcuttur. Toplam kayıpta histerisiz kayıpları daha fazladır. Histerisiz kayıpları, sıkıştırma esnasında parçaçık deformasyonundan dolayı, lamineli çelikten daha fazladır. Uyarma frekansı arttıkça YMK'de nüve kayıplarındaki artış elektriksel çelikten daha küçüktür. YMK materyalleri yüksek frekanslarda motor çalışmada kullanımı oldukça iyidir. Fakat düşük ve orta frekanslarda yüksek dereceli laminasyonlu elektriksel çelik kadar iyi değildir. YMK düşük fiyatlı ve büyük hacimli motorlar için uygundur.

Literatürde YMK malzemesinin 2 önemli karakteristiğini geliştirmek için birçok çalışma yapılmıştır. Bu iki önemli karakteristik,

- Koersitif kuvveti azaltıp, manyetik tozun manyetik geçirgenliğini artırarak, saflığı artırmak ve partiküller arasındaki bozulmaya azaltmaktır.
- Yoğunluğu, elektriksel direnci ve basınç altındaki ısı direncini artırmaktır [60].

Lamineli silikon çelik nüveli makinalarda, iyi manyetik özellikler düzlemsel akı yolu boyunca erişilir. Bu 2 boyutlu manyetik devre sağlar. YMK materyalli yalıtkan kaplamalar izotropik manyetik özelliştir. Böylece bu tür malzeme ile yapılmış elektrik makinalarında 3-boyutlu akı yolu sağlanır. YMK malzemesinde manyetik doyma; alaşıma, saflığa ve yoğunluğa bağlıdır. Doyma akı yoğunluğu ve YMK materyalinin bağlı geçirgenliği ve endüksiyonu silikon çelikten daha düşüktür. Düşük manyetik alanda endüksiyon geçirgenliğe bağlıdır. Yüksek manyetik alanda doyma seviyesi önem taşımaktadır. Düşük endüksiyona sahip olduklarından MMK, nüveden geçen akı miktarı artırılarak artırılabilir ve bundan dolayı dış alanı genişletilebilir. Fakat oluk genişliği artırılmadan artmaz böylece dış alanı artırıldığında motor boyutları artmaktadır. MMK'yi artırmanın en iyi yolu daha yüksek koersitivliğe sahip sürekli mıknatıs kullanmaktır [62]. Başka bir yöntem ise YMK materyalinin yapısında değişiklik yapılarak gerçekleştirilir. YMK malzemesi hazırlanırken kalıp içerisine harici bir akı etkileşimi sağlanırsa

geçirgenlik artar ve manyetik direnci düşer. Bu tekniğe harici akı etkileşimi metodu denmektedir. Bu metot ile YMK malzemesinin demir kayıpları % 6.25 azaltılabilir [63]. Düşük geçirgenlik, YMK komponentindeki akının demir parçacıkları arasındaki manyetik olmayan izolasyon sabit bir şekilde geçmesi gerektiği gerçeğine katkıda bulunur [35]. Şekil 2.7’de YMK malzeme ile silikon çeliğe ait manyetizasyon eğrisi gösterilmiştir.



Şekil 2.7 Elektriksel çelik ve YMK malzemesine ait B-H eğrilerinin karşılaştırılması

2.3.2.2 Termal Özellikleri

YMK malzemesinin termal direnci yaklaşık 20 W/(m.K) iken silikon lamineli çeliğin termal direnci 25 W/(m.K)’dır. Çizelge 2.8’de YMK malzemesi ile elektriksel çeliğe ait termal özellikler verilmiştir [64]. Aynı zamanda YMK kullanımı ile gerçekleşen makina tasarımlarında sargı sonundan kaynaklanan ısınma direk olarak nüveye geçer böylece sargı sonları için harici bir soğutmaya gerek yoktur [65].

Çizelge 2.8 Çelik ile YMK malzemesinin termal özellikleri

Materyal	ρ [kg/m ³]	c [J/(KgK)]
Çelik	7600	745
YMK	7400	450

2.3.2.3 Nüve Kayıpları

Elektrik makinalarının tasarımı için YMK malzemeli uygulamalarda, YMK malzemesinin yüksek özdirencinden dolayı silikon çeliğe göre daha düşük eddy kayıpları bulunmaktadır. Ayrıca YMK malzemeleri düşük iletkenliğe sahiptir ve bundan dolayı eddy kayıplarını sınırlar.

Fakat histerisiz kayıpları daha fazladır. Bunun sebebi düşük frekanslarda az alan yapısıdır. Zımparalama ve makina ile işleme, YMK malzemesinin stresini artırır ve böylece histerisiz kayıpları artar. YMK materyal ile Silikon çeliğin toplam nüve kayıpları karşılaştırılması Şekil 2.8'de görülmektedir [61]. YMK malzemelerinde toplam eddy akım kayıpları sadece demir partiküllerin boyutuna ve şekline bağlı olmayıp, sıkıştırılmış parçanın geometrisine de bağlıdır. Çünkü partiküller arasındaki izolasyon mükemmel değildir [66].

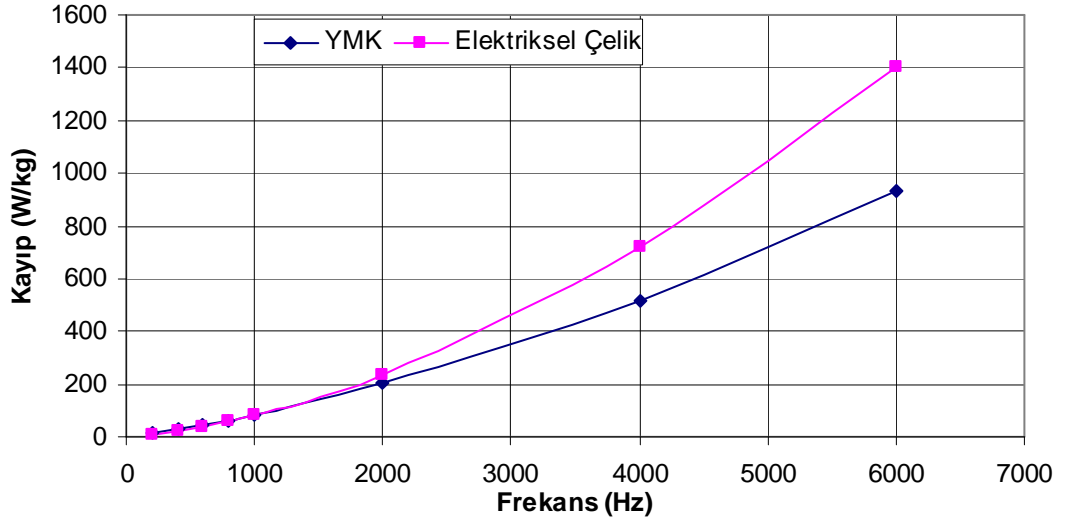
Eddy kayıpları tüm YMK nüvesinden aktığından dolayı, manyetik kayıpların dağılımı geometriye bağlıdır. Lamineli çelikte ise bu dağılım laminasyon derinliğine bağlıdır [24]. YMK malzemesinin katmanları arasındaki birleşim eddy kayıplarını artırır [61]. YMK malzemelerinde öz iletkenlik artıka, eddy akım kayıpları lineer bir şekilde artarken histerisiz kayıpları sabit kalır. YMK malzemelerinde eddy akım kayıplarını hesaplamak için iki yöntem kullanılır. Birinci yöntem poynting teoremine dayalı, ikinci yöntem eddy akım yoğunluğunun stator nüvesinin toplam hacmi üzerindeki integrasyonuna bağlıdır. Stator (Girdap) kayıpları poynting vektör metoduna göre hesaplanırsa, integral yüzeyi olarak rotorun iç çapı seçilmelidir. YMK yapısına sahip stator nüvesinde nüve kalınlığı artıka eddy akım kayıpları artar fakat histerisiz kayıpları azalır [24]. YMK malzemesinin stator nüvesinde kullanımı yüksek frekans bölgesinde makina kayıplarını azaltırken, rotor kısmında kullanımı kayıpları artırır [66].

YMK malzemelerinde hacim başına toplam eddy akım kayıpları,

$$P_{eddy}(t) = k_{ec} \times \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (2.9)$$

$$k_{ec} = \frac{1}{8} \times \left(c_b \times \frac{r_e^2}{\rho_{bulk}} + c_p \times \eta \times \frac{r_p^2}{\rho_{Fe}} \right) \quad (2.10)$$

olarak hesaplanır. Burada c_b ve c_p malzemenin eddy akım kayıplarının tahmini için kullanılan faktörlerdir [67].



Şekil 2.8 YMK malzemesi ile elektriksel çeliğin toplam nüve kayıpları cinsinden karşılaştırılması

2.3.3 YMK Malzemesinin Avantaj ve Dezavantajları

Avantajları:

- Bakır sargı faktörü yüksektir,
- Birim demir yığın faktörüne sahiptir,
- Sargı sonu uzunlukları azdır,
- Hava aralığı uzunluğunu azaltacak potansiyele sahiptir,
- Bakır hacmini azaltır,
- Üst üste bindirilmemiş sargı tipi kullanıldığında, fazlar arası izolasyona gerek yoktur,
- Rulman akımlarını azaltır [46].
- Doldurma faktörleri yüksek olduklarından bakır hacmi, sargı sonu uzunluğu ve bakır kayıpları azalır,
- Düşük eddy kayıpları olduğundan yüksek frekanslarda dış dalgalanma kayıpları azdır,
- YMK malzemesinin üretimindeki esnek toleransı sayesinde, hava aralığı uzunluğunu azaltma potansiyeline sahiptir,
- Modüler yapılara uygundur [68].

Dezavantajları:

- Oldukça düşük bağıl geçirgenliğe sahiptir,
- Yüksek frekanslarda histerisiz kayıplarına sahiptir,

- Düşük kopma dayancına sahiptir,
- Doyma akı yoğunluğu düşüktür [47].

2.3.4 YMK'nin Manyetik Özelliğinin Ölçümü

Elektrik makinalarının tasarımı ve simülasyonunda, farklı manyetik alan uyarmalı manyetik materyalin özelliklerinin bilinmesi gerekmektedir. Makina performansını doğru tahmin edebilmek için, manyetik akı yoğunluğu, manyetik alan gücü ve nüve kayıpları arasındaki ilişkinin iyi bilinmesi gerekir [66]. Aynı zamanda materyalin kalite kontrolünü ve değerlendirilmesini yapabilmek için materyalin manyetik özellikleri 1D, 2D veya 3D döner manyetik akı altında ölçülmesi gerekir. Örneğin bir fazlı transformatörlerin nüvesinde, lokal akı yoğunluğu vektörünün genliği sinüsoidal olarak tek bir yönde değişir. Bu tip akı dağılımına 1D akı denir. Diğer bir durumda, döner elektrik makinalarının nüvesinde, lokal manyetik akı yoğunluğu vektörü elektriksel laminasyon yüzeyi içinde döner. Bu tip akı dağılımına 2D döner akı denir. Döner akı altında manyetik materyalin davranışı alternatif akı altındakinden oldukça farklıdır. Tipik elektrik makinalarında, hem alternatif hem de döner akı yoğunluk vektörleri mevcuttur. Alternatif akı altında ölçme tekniği standarttır ve malzemenin alternatif manyetik özellik verilerine üreticilerden de sağlanabilir. Fakat döner akı altında manyetik özellikler ve onların ölçüm teknikleri ve modellenme yaklaşımları standartlardan oldukça uzaktır ve hesap yöntemleri karmaşıktır. Doymanın %70'ine karşılık gelen akı yoğunluğu oranı için, hem katı çelik hem de soft demirde döner histerisiz kayıpları, alternatif histerisiz kayıplarından daha fazladır. Fakat akı yoğunluğu arttıkça rotasyonel histerisiz kayıpları azalır, akı yoğunluğu doyma noktasına geldiğinde histerisiz kayıpları sıfırlanır fakat buna bağlı olarak alternatif histerisiz kayıplar artmaya devam eder [69]. YMK malzemelerindeki kayıplar, eddy akım kayıpları ile histerisiz kayıpları içermektedir. Ortalama olarak eddy akım kayıpları frekansın karesi ile orantılı, histerisiz kayıpları ise frekans ile orantılıdır. YMK malzemelerin manyetik özellikleri düşük frekanslarda elektriksel çeliğe göre daha düşüktür [66].

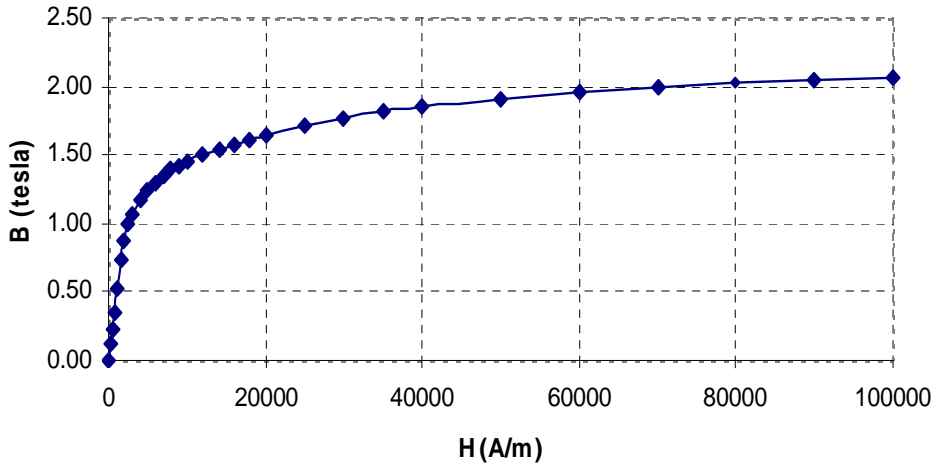
Bir kare levha test örneği ile YMK materyalinin manyetik özellikleri 2 boyutlu manyetik uyartım altında ölçüm yapmak için kullanılır. Bu test bilgisayarlı dijital sinyal işleme sistemi tarafından desteklenmektedir ve bu test B-H ilişkisini ve nüve kayıplarının ölçümü yapabilmektedir [58].

YMK malzemelerin B-H karakteristiklerini ve rotasyonel nüve kayıplarını ölçmek için tek levha döner nüve kaybı testi yapılabilir.

2.4 Tezde Kullanılan Manyetik Malzemenin Özellikleri

2.4.1 YMK'nin Manyetik Özellikleri

- Kullanılan malzeme Hognas marka somolay serisi YMK'dir.
- Bu YMK türü yeni olup, CNC Tezgahı ile işlenebilme özelliğine sahiptir. Böylece kalıp gereksinimi ortadan kalmakta ve üretim maliyeti düşmektedir.
- Kullanılan YMK malzemesinin B-H eğrisi Şekil 2.10'da ki gibidir.



Şekil 2.9 Kullanılan YMK malzemesinin B-H eğrisi



Şekil 2.10 Kullanılan YMK malzemesinin işlenmemiş hali

2.4.2 Mıknatısın Manyetik Özellikleri

Sürekli mıknatıslı senkron makinalarda kullanılacak mıknatısın tipi istenilen tasarımın gerçekleştirilmesi için oldukça önemlidir. Seçilen mıknatısın yüksek koersitif kuvvete ve yüksek remenansa sahip olması gereklidir. Yüksek remenans, manyetik eşdeğer devre yöntemine göre hava aralığındaki akı yoğunluğunu ve buna bağlı olarak akıyı artırır. Koersitif kuvvetin yüksek olması ise mıknatısın daha ince yapıda olmasını sağlar. Fakat mıknatısın kalınlığında demanyatizasyon riskinin de mutlaka göz önüne alınması gerekir. Çizelge 2.9'da kullanılan mıknatısın özellikleri verilmiştir.

Çizelge 2.9 Mıknatıs malzemesinin özellikleri

Mıknatıs Tipi	B_r (Mıknatısın remenansı)	H_c (Koersitif Kuvvet)	μ_r (Mıknatısın geçirgenliği)
N35UH	1.2	8.6E+005	1.11

RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI ELEKTRİK MAKİNALARI

3.1 Giriş

Bu bölümde radyal akılı sürekli mıknatıslı elektrik makinalarının yapısı, çeşitleri ve elektriksel büyüklük değerleri anlatılmaktadır.

Sürekli mıknatıslı elektrik makinalarının kullanım alanı, mıknatıs teknolojisindeki gelişmelerle genişlemiştir. Ayrıca hata koşulları altında demanyetizasyon riski eliminasyonu ve yüksek güç/hacim oranını bulunması sürekli mıknatıslı elektrik makinalarının artan oranda kullanımına katkı sağlamıştır.

Sürekli mıknatıslı elektrik makinalarında dikkat edilmesi gereken en önemli nokta mıknatısın demanyetizasyon riskinin oluşmamasıdır. Bundan dolayı bu tür makinaların tasarımında mıknatıs boyutları doğru belirlenmelidir.

3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinaların Sınıflandırılması

Sürekli mıknatıslı alternatif akım makinalarında, mıknatıslar rotor içerisine veya rotor yüzeyine yerleştirilirler. Bu makinalar, kollektör ve fırça bulunmadığından dolayı çok basit yapıdadır ve bu sebeple sorunsuz kabul edilmektedir.

Sürekli mıknatıslı alternatif akım makinaları iki grupta incelenebilir. Bunlardan ilkinde hava aralığı alan şiddeti trapezoidal, diğerinde sinüsoyaldır. Trapezoidal sürekli mıknatıslı alternatif akım motorları fırçasız doğru akım (FDMA) makinası, konvansiyonel senkron makinalarla olan ilişkisi sebebiyle sinüsoyald sürekli mıknatıslı alternatif akım makinalar ise,

sürekli mıknatıslı senkron makina (SMSM) olarak adlandırılır. Trapezoidal makina kontrol yapısı basit olması nedeniyle ilk geliştirilendir. Fakat moment dalgalanmalarının varlığı bu makinanın yüksek performanslı uygulamalarda kullanılmasına izin vermemektedir. Daha sonra vektör kontrol yöntemlerinin de kullanılabildiği, yüksek performanslı sinüsoidal makina geliştirilmiştir. Sinüsoidal makina, pek çok uygulamada asenkron makina ile yarışabilecek en uygun makina olarak görülmektedir.

Mıknatıslı senkron makinalar uygulama alanlarına göre farklı tiplerde tasarlanabilmektedir. Sinüsoidal akım ve gerilimlerle çalışmak üzere tasarlanan tiplerde genellikle stator sarımları, asenkron motor gibi stator oyuklarına yerleştirilmiş üç fazlı sargıdan meydana gelmektedir. Bu tip makinalarda sargılar iki tabakalı, dağıtılmış ve kırılganmış olarak sarılarak, sargı magnetomotor kuvvetleri ve hareket gerilimleri sinüs biçimine yaklaştırılmaktadır.

Rotorda kullanılan mıknatısın özelliği ve mıknatısın rotora yerleştiriliş şekli motorun performansını etkilediğinden makina performansını artırmak için çeşitli tasarım şekilleri yapılmaktadır. Sürekli mıknatısların boyutlarının belirlenmesi ve makinaya yerleştirilmesinde önemli olan iki kriter vardır.

1) Hava aralığındaki akı yoğunluğunun değeri makinada kullanılan demir ve bakırın en iyi şekilde kullanılmasını sağlayacak büyüklükte olmalıdır.

2) Sürekli mıknatıslar, stator sargılarının magnetik etkilerinden etkilenmeyecek ve mıknatısiyetlerini kaybetmeyecek şekilde yerleştirilmelidir.

Farklı rotor şekilleri arasında en çok rastlanan ve diğer tasarımlara da temel oluşturan iki farklı tasarım aşağıda incelenmiştir:

1) Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesi

2) Mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi

a) Radyal yerleştirilmiş mıknatıs yapısı,

b) Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı.

Hava aralığı akı dağılımına göre ikiye ayrılır;

1. Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makina

2. Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron makina

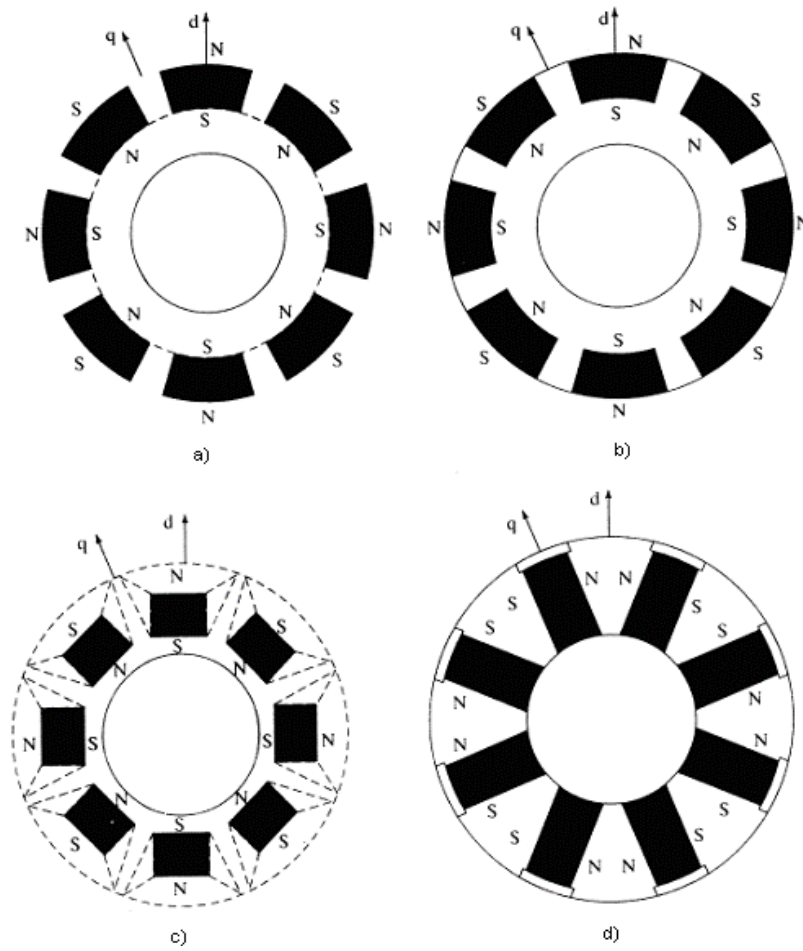
Rotorun bulunduğu yere göre ikiye ayrılır;

1. Dış rotorlu sürekli mıknatıslı senkron makina
2. İç rotorlu sürekli mıknatıslı senkron makina

Sürekli mıknatıslı senkron makinalar sargı yapısına göre de ikiye ayrılır;

1. Tam sargı yapısı
2. Kesirli sargı yapısı

Şekil 3.1’de mıknatısların temel yerleştiriliş biçimleri gösterilmiştir.



Şekil 3.1 Sürekli mıknatıslı senkron makina türleri [70]

Şekil 3.1 a’da rotor laminasyonlarının dış yüzeyine yapıştırılmış sürekli mıknatıs tasarımı görülmektedir. Bu tasarım en yüksek hava aralığı akı yoğunluğu sağlamaktadır, fakat diğer tasarımlara göre daha zayıf bir yapısal bütünlük göstermektedir ve mekanik dayanıklılığı da zayıftır. Rotoru bu şekilde tasarlanan makinalar “dış yüzeye yapıştırılmalı SMSM” olarak

adlandırılırlar. Mekanik dayanıklılık açısından 3000 d/d'dan daha yüksek hızlar için tercih edilmezler [71],[72].

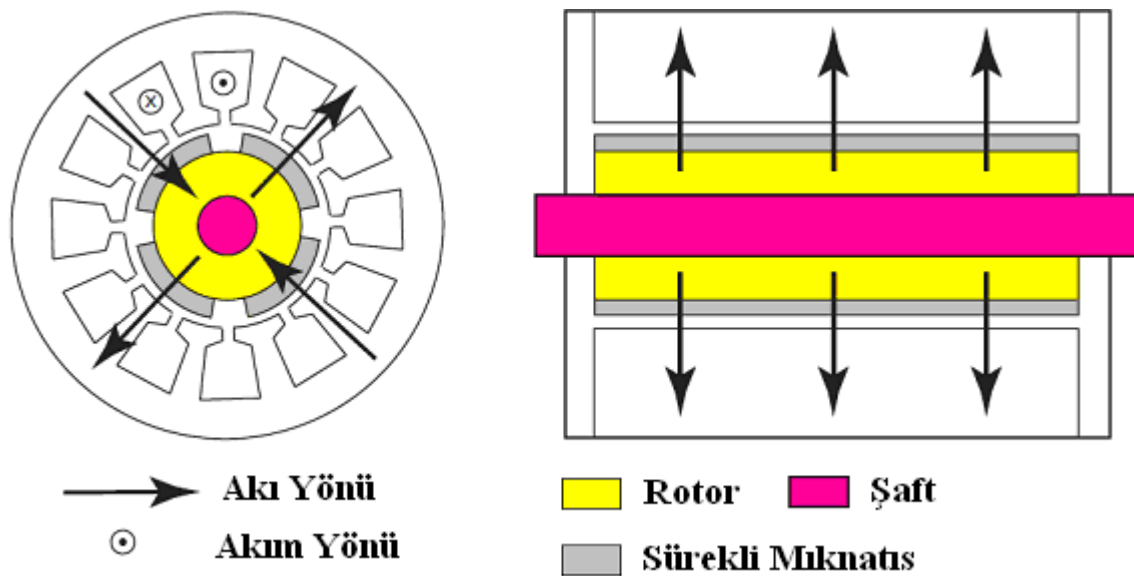
Şekil 3.1 b'de sürekli mıknatısların rotor laminasyonlarının dış yüzeyinin altına yerleştirildiği tasarım görülmektedir. Bu tasarım, düzgün silindirik bir rotor yüzeyi elde edilmesine ve dolayısıyla daha yüksek bir mekanik dayanıklılığa olanak sağlamaktadır. Bu şekilde tasarlanan makinalar "iç yüzeye yapıştırılmalı SMSM" olarak adlandırılırlar.

Şekil 3.1 c ve 3.1 d'de ise mıknatısların rotor laminasyonlarının içerisine radyal ve çevresel olarak yerleştirildiği tasarımlar görülmektedir. Bu yapı mekanik olarak en dayanıklı yapıdır ve yüksek hız uygulamaları için de oldukça uygundur. Öte yandan bu tasarımın üretilmesi daha karmaşık ve pahalıdır. Bu makinalara da "içe gömülmüş SMSM" adı verilmektedir.

Bu tezdeki makina, tipi radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makina tipindedir.

3.3 Radyal akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinalar

Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar, sürekli mıknatıslı elektrik makinalarının en geleneksel tipidir. Dişli kutusu gerektirmeyen uygulamalarda bu makina geniş bir kullanım alanı bulmuştur. Bu makina türünde Şekil 3.3'de görüleceği üzere, akım aksenal olarak akarken, akı radyal olarak akar.



Şekil 3.2 Akı ve akım akışının gösterimi

Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar, üretimi ve tasarımı en basit ve en ucuz olan sürekli mıknatıslı elektrik makinasıdır. Stator kısmı asenkron makinanın stator kısmı ile aynıdır. Fakat bu makinaların aktif ağırlığı ve eksenel uzunluğu diğer sürekli mıknatıslı elektrik makinalarına göre daha fazladır [73]

Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar;

Rotorun bulunduğu yere göre de ikiye ayrılır;

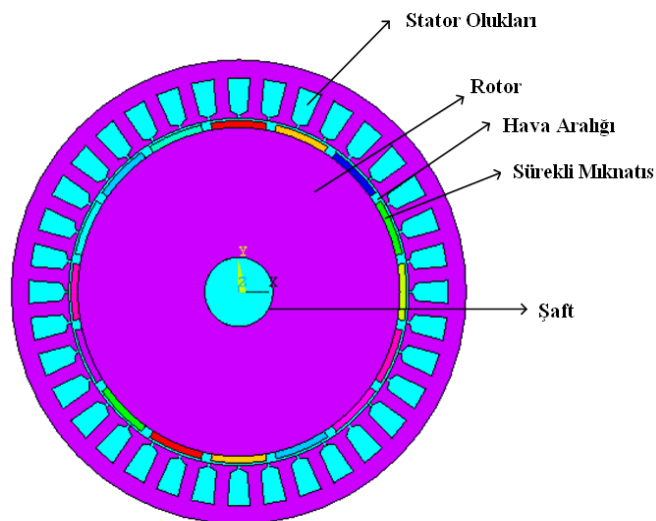
1. İç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar
2. Dış rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar

Rotorda ki mıknatısların bulunduğu yere göre de ikiye ayrılır;

1. Yüzey yerleştirmeli radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar
2. Dahili radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar

3.3.1 İç Rotorlu Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makina

Şekil 3.4’de görüldüğü gibi sürekli mıknatıslı rotor endüvi sargılarının içine yerleştirilmiştir. Stator dağıtılmış sargılı ve çelik laminasyondan yapılmıştır. Rotor silindirik yapıya sahip olup, bileziklerin üzerine monte edilmiştir. Bu tasarımda düşük remenanslı mıknatıslarla yüksek hava aralığı akı yoğunluğu oluşturmak zordur [74].



Şekil 3.3 İç rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makina kesiti

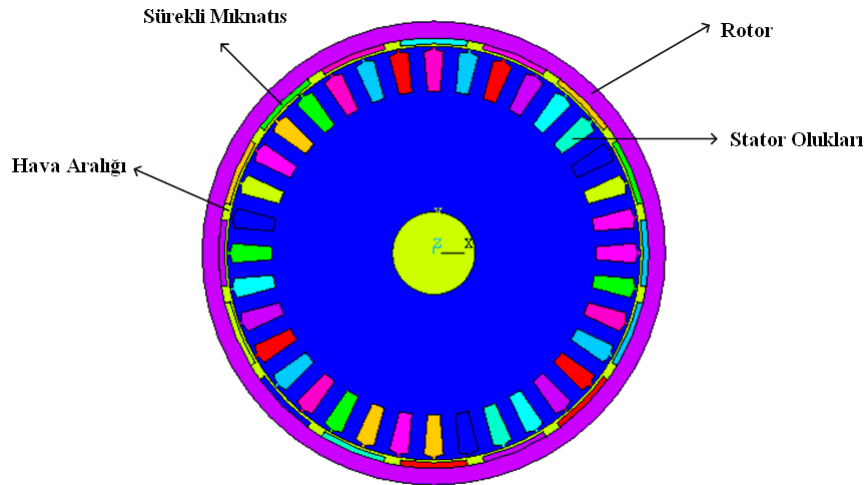
3.3.2 Dış Rotorlu Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makina

Bu tasarımda stator makinanın merkezine yerleştirilmiştir. Bu tip tasarım özellikle rüzgar türbinlerinde kullanılmaktadır. Genellikle radyal tip sürekli mıknatıslı senkron generatörler dış rotorlu olarak tasarlanır [8].

Bu tasarımın avantajları;

1. Çok kutuplu olarak kolaylıkla tasarlanabilirler.
2. Çok kutuplu tasarım sayesinde toplam manyetik alan yolunun uzunluğu azalır. Bu tasarımla sürekli mıknatıslar verimli bir şekilde kullanılamaz ama rotor boyunduruğunun ağırlığını oldukça azaltır ve böylece toplam gürültü ve ağırlık azalmış olur.
3. Kutup ayakları küçülür böylece makine hacmide azalır.
4. Maliyeti iç rotor yapıları sürekli mıknatıslı senkron makinaya göre oldukça ucuzdur.

Şekil 3.5'de bu yapının kesiti gösterilmiştir.



Şekil 3.4 Dış rotorlu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makina kesiti

3.3.3 Yüzey Yerleştirmeli Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makina

Bu yapıda, mıknatıslar rotor yüzeyine kuvvetli yapıştırıcılarla yapıştırılırlar. Mıknatısların yerinden kopmaması için bu tür yapılar genellikle düşük hızlı uygulamalar için tasarlanır. Mıknatısların manyetik geçirgenliği havanın manyetik geçirgenliğine yakın olduğu için mıknatıslar da hava gibi davranarak hava aralığının büyük olmasına sebep olmaktadır.

Mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş makina tiplerinde, hava aralığında indüklenen elektromotor kuvveti (e.m.k.) sinüsoidal şeklinde değişir [75].

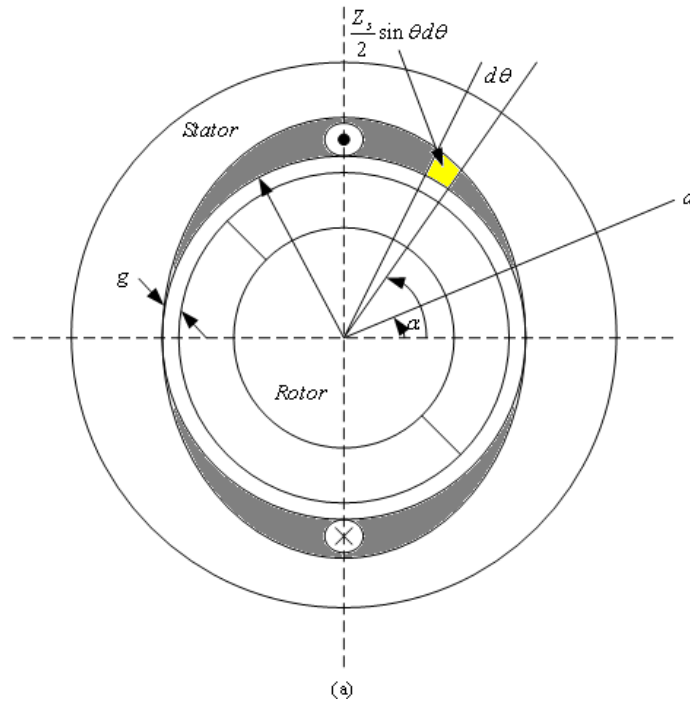
3.3.4 Dahili Mıknatıslı Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makina

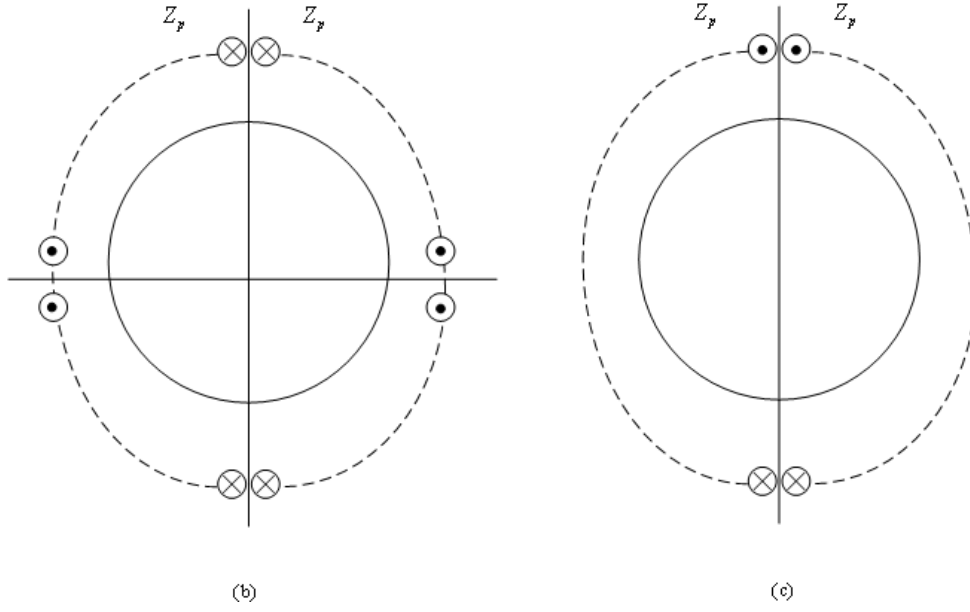
Bu yapıda, mıknatıs malzeme rotorun içinde açılan oyuklara yapıştırılmak suretiyle yerleştirilir. Bu rotor şeklinde mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile kaplı olduğundan relüktans momentinin oluşması kaçınılmazdır. Alan zayıflatılması ile relüktans momenti elde edilir. Dahili mıknatıslı rotorun, yüzey mıknatıslı rotora göre en önemli üstünlüğü mekanik sağlamlığıdır. Mıknatıslar rotora gömülü olduklarından merkezkaç kuvvetlerine karşı mukavemetleri çok yüksektir. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalar için tasarlanırlar. Mıknatısları rotor içine gömülmüş senkron makinalarda dikkate değer özelliklerden birisi, diğer mıknatıslı makinalardan farklı olarak yüksek verime sahip olmasıdır. Bu tasarımın en büyük dezavantajı ise yüksek maliyetidir [75].

3.3.5 Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinada Moment ve Endüklenen Gerilim

3.3.5.1 Moment

Moment ifadesi, mıknatıs akısı ve stator amper-sarımına bağlıdır. Şekil 3.5 a'da iki kutuplu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinanın temel kesiti görülmektedir.





Şekil 3.5 Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makina kesiti (a) iki kutuplu motor için sarım/kutup (b) dört kutuplu makina için sarım/kutup (c)

Stator iletkenleri, sinüsoidal amper-sarım üretecek şekilde yerleştirilir. Herhangi bir küçük değerli açı boyunca iletken sayısı eşitlik (3.1) ile bulunur.

$$\frac{Z_s}{2} \times \sin(p \times \theta) d\theta \quad (3.1)$$

Sinüsoidal sürekli mıknatıslı senkron makinada akım sinüsoidal olduğundan,

$$I = i \times \frac{Z_s}{2} \times \sin(p \times \theta) d\theta \quad (3.2)$$

eşitliği elde edilir.

Rotordaki mıknatıs akı dağılımı d-ekseni üzerindedir. Böylece rotor mıknatıs akısı eksenini ile stator sargı eksenini arasında α kadar mesafe vardır.

$$B(\theta) = B \times \cos(p \times \theta - \alpha) \quad (3.3)$$

Kuvvet, amper yasasına göre,

$$F = B \times I \times l = B \times I \times i \times \frac{Z_s}{2} \times \sin(p \times \theta) \times \cos(p \times \theta - \alpha) d\theta \quad (3.4)$$

olarak elde edilir.

Bu kuvvetin rotor üzerinde oluşturduğu etkiye elektromanyetik moment denir. Stator yarı çapına R_{s0} denilirse,

$$T = -p \int_0^{\pi/p} 2 \times F \times R_{s0} \times d\theta = -2 \times R_{s0} \times B_g \times l \times i \times \frac{Z_s}{2} \times \int_0^{\pi} \sin \theta \times \cos(\theta - \alpha) d\theta \quad (3.5)$$

$$= -\frac{\pi \times R_{s0} \times B_g \times l \times i \times Z_s}{2} \times \sin \alpha$$

olarak moment ifadesi elde edilir.

Eşitlik 3.5'e göre maksimum pozitif moment $\alpha = -\pi/2'$ de oluşur. Bu analiz sabit stator sargıları için geçerlidir. Sabit moment üretmek için, statorun rotor ile birlikte senkron hızda dönmesi gereklidir. Makinaların geneli 3 fazlı olduğundan dolayı akımların sinüsoidal ve aralarında 120'şer derece faz farkının olması gerekir. Bu durumda,

$$\begin{aligned} \text{amper} \times \text{sarım} = \hat{i} \times \cos(\omega \times t) \times \frac{Z_s}{2} \times \sin(p \times \theta) + \hat{i} \times \cos\left(\omega \times t - \frac{2 \times \pi}{3}\right) \times \frac{Z_s}{2} \times \sin\left(p \times \theta - \frac{2 \times \pi}{3}\right) \\ + \hat{i} \times \cos\left(\omega \times t + \frac{2 \times \pi}{3}\right) \times \frac{Z_s}{2} \times \sin\left(p \times \theta + \frac{2 \times \pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

döner mıknatıs akı yoğunluğu,

$$B_g(\theta) = B_g \times \cos(p \times \theta - \omega \times t - \alpha) \quad (3.7)$$

olarak elde edilir.

Bu durumda moment,

$$T = \frac{\sqrt{3}}{2} \times l \times \sqrt{2} \times \frac{\pi \times R_{s0} \times l \times B_g \times Z_s}{2} \times \sin \beta \quad (3.8)$$

Burada $\beta = -\alpha$ olup, moment açısıdır. Motor çalışmada pozitif, generatör çalışma da negatiftir. Moment ifadesindeki B_g , hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğunun tepe değeridir. Diğer bir ifade ile açık devre durumundaki sadece mıknatısların varlığından kaynaklanan manyetik akı yoğunluğudur.

Normal çalışmada stator frekansı rotasyonel frekansa eşittir.

$$\omega = 2 \times \pi \times f \quad (3.9)$$

ve mekanik açısal hız,

$$\omega_m = \frac{\omega}{p} \quad (3.10)$$

olarak ifade edilir.

Stator amper-sarım dağılımı, rotor ile senkron hızda dönerler. Böylece moment açısı sabit kalır. Şayet kaynak frekansı ile senkron frekansı eşit değilse, makina asenkron modda döner. Böylece ortalama moment sıfır olur fakat yüksek bir alternatif moment üretir.

3.3.5.2 Endüklenen Gerilim

Sürekli mıknatıslı senkron makinada endüklenen gerilim, bir iletken de endüklenen gerilim kullanılarak hesaplanır. p kutup sayısına sahip bir makinada endüklenen gerilim,

$$de = B_g(\theta) \times I_{stk} \times \omega_m \times R_{so} \times \frac{Z_s}{2} \times \sin(p \times \theta) d\theta \quad (3.11)$$

Eşitlik 3.11'in integrali alınır,

$$e = 2 \times p \int_0^{\pi/p} de = \frac{B_g \times I_{stk} \times \omega_m \times R_{so} \times Z_s \times \pi}{2 \times p} \times \sin(\omega \times t + \alpha) \quad (3.12)$$

olarak elde edilir.

Ayrıca rms cinsinden endüklenen gerilim,

$$E_{ph} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times \frac{B_g \times I_{stk} \times \omega_m \times R_{so} \times Z_s}{p} \quad (3.13)$$

EMK ifadesi faraday yasasından bulunabilir. Faraday yasasına göre sargılarda endüklenen ani EMK,

$$e = -\frac{d\psi}{dt} \quad (3.14)$$

Burada ψ ani akı bağıntısıdır. Bir bobinden geçen akı,

$$\phi = \int_{-\theta}^{\theta} B_g(\theta) \times R_{so} \times I_{stk} d\theta \quad (3.15)$$

$$B(\theta) = B_g \times \cos(p \times \theta - \omega \times t - \alpha) \quad (3.16)$$

(3.16) eşitliği, (3.15) eşitliğinde yerine yazılıp integral alınır,

$$\phi = \frac{B_g \times R_{so} \times 2 \times I_{stk}}{p} \times \sin(p \times \theta) \times \cos(\omega \times t + \alpha) \quad (3.17)$$

Bir kutup başına akı (mıknatıs akısı),

$$\phi_m = \frac{B_g \times R_{so} \times 2 \times I_{stk}}{p} \quad (3.18)$$

Akı bağıntısı,

$$d\psi_m = \phi_m \times \left[\frac{Z_s}{2} \times \sin(p \times \theta) d\theta \right] \quad (3.19)$$

Eşitlik (3.19) integrali çözümlerse,

$$\psi_m = p \int_0^{\pi/p} d\psi = \hat{\psi}_m \times \cos(\omega \times t + \alpha) \quad (3.20)$$

bulunur.

Burada,

$$\hat{\psi}_m = \frac{B_g \times I_{stk} \times R_{so} \times Z_s \times \pi}{2 \times p} = \frac{\pi}{4} \times Z_s \times \phi_m \quad (3.21)$$

Eşitlik 3.21 kullanılarak,

$$e = -\frac{d\psi_m}{dt} = \omega_m \times \hat{\psi}_m \times \sin(\omega \times t + \alpha) \quad (3.22)$$

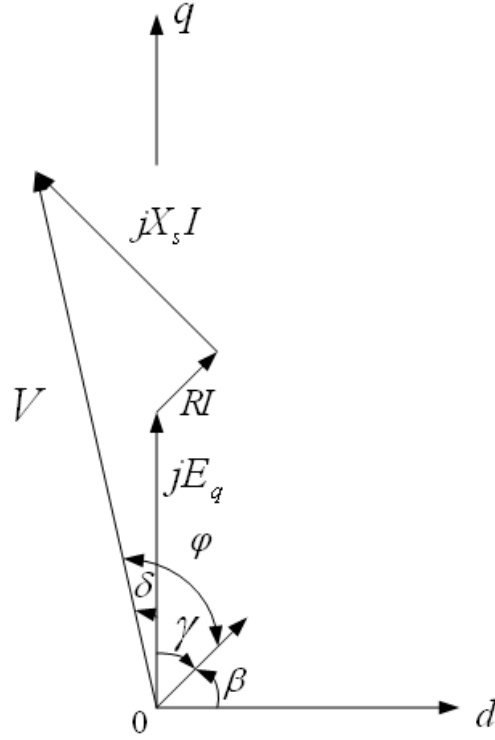
elde edilir.

Endüklenen gerilimin rms değeri,

$$E_{ph} = \frac{\omega \times \psi_m}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{B_g \times I_{stk} \times \omega_m \times R_{so} \times Z_s}{p} \quad (3.23)$$

3.3.6 Radyal Akılı Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Fazör Diyagramı

3 fazlı dengeli sinüsoidal akım geçen bir radyal akılı senkron makinaya ait fazör diyagramı Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6 Radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinaya ait fazör diyagramı

Fazör diyagramındaki E_q 'nin faz EMK'sı ile ilişkisi eşitlik (3.24) ile ifade edilir.

$$E_{ph} = jE_q = j\omega \times \hat{\psi}_{md} \quad (3.24)$$

Mıknatis akısındaki "d" indisi akının, rotorun d-ekseni ile birlikte döndüğünü göstermektedir. Endüklenen gerilimde ki "q" indisi ise zıt EMK'nın q eksenini üzerinde olduğunu göstermektedir. Şekil 3.6'dan görüldüğü gibi rotor akısı d eksenindedir.

Akımlar arasındaki açı 120 şer derece olup dengelidir. Böylece;

$$\begin{aligned} i_a &= \hat{i} \times \cos(\omega \times t) \\ i_b &= \hat{i} \times \cos(\omega \times t - 2 \times \pi / 3) \\ i_c &= \hat{i} \times \cos(\omega \times t + 2 \times \pi / 3) \end{aligned} \quad (3.25)$$

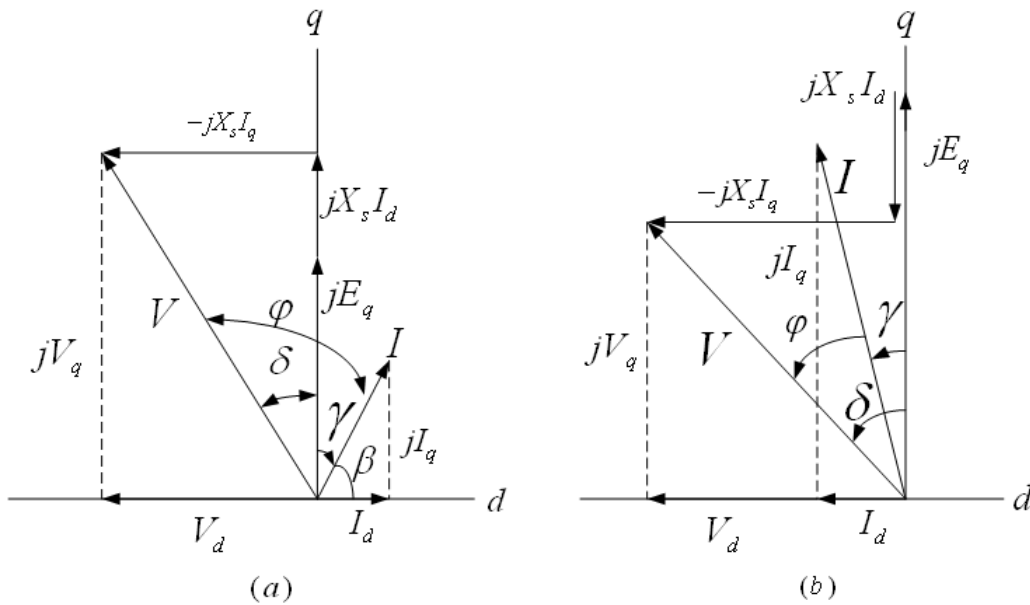
Akımların durumuna bağlı olarak amper-sarım dağılımı;

$$\begin{aligned} &\hat{i} \times \cos(\omega \times t) \times \frac{Z_s}{2} \times \sin(\theta) + \hat{i} \times \cos\left(\omega \times t - \frac{2 \times \pi}{3}\right) \times \frac{Z_s}{2} \times \sin\left(\theta - \frac{2 \times \pi}{3}\right) \\ &+ \hat{i} \times \cos\left(\omega \times t + \frac{2 \times \pi}{3}\right) \times \frac{Z_s}{2} \times \sin\left(\theta + \frac{2 \times \pi}{3}\right) = \frac{3}{2} \times I \times \sqrt{2} \times \frac{Z_s}{2} \times \sin(\theta - \omega \times t) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Fazör diyagramında $R \times I$ faz direnci üzerindeki gerilim düşümünü gösterir ve akıma paraleldir. Aynı şekilde senkron reaktans üzerindeki gerilim düşümü $jX_s \times I$ ile ifade edilir ve direnç üzerindeki gerilim düşümüne göre 90° diktir. Fazör diyagramından da anlaşıldığı üzere Endüklenen gerilim ve gerilim düşümlerinin toplamı mutlaka uç gerilimine eşit olması gerekmektedir. Bu durumda,

$$V_{ph} = E + R \times I + jX_s \times I \quad (3.27)$$

Şekil 3.7’de, akım ve gerilimlerin “d” ve “q” bileşenlerine bağlı fazör diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 3.7 Akım ve gerilimin d ve q eksenine bağlı fazör diyagramları

Şekil 3.8’e göre akımın d ve q bileşenleri;

$$I_d = -I \times \sin \gamma \quad (3.28)$$

$$I_q = I \times \cos \gamma \quad (3.29)$$

elde edilir.

Eğer I_d akımı pozitif ise (Şekil 3.7 a), stator veya endüvi akımı hava aralığında, mıknatısların oluşturduğu d eksenini artırmaya yönelik MMK oluşturur. Buna “mıknatıslanma modu” denir. Stator MMK’sı tarafından oluşturulan akı, q ekseninde $jX_s \times I_d$, d ekseninde $-X_s \times I_q$ kadar gerilim endüklür. q eksenine jE_q bileşeni eklenir.

Eğer I_d akımı negatif olursa (şekil 3.7b) stator MMK'sı negatif olur ve buna "demanyetizasyon modu" denir.

Güç faktörü açısı eşitlik 3.30 ile gösterilmektedir.

$$\phi = \delta - \gamma \quad (3.30)$$

Eşitlik 3.30 ile Şekil 3.7'de görüldüğü gibi eğer güç faktörü açısı büyükse makina demanyetizasyon modunda, küçükse manyetizasyon modunda çalışır [76].

KESİRLİ OLUKLU RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNA

4.1 Giriş

Kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinada, oluk/kutup/faz oranı tam sayı yerine kesirli sayılıdır. Bu tür makinaları daha iyi tanımlamak için öncelikle sargı tiplerini bilmek gerekmektedir.

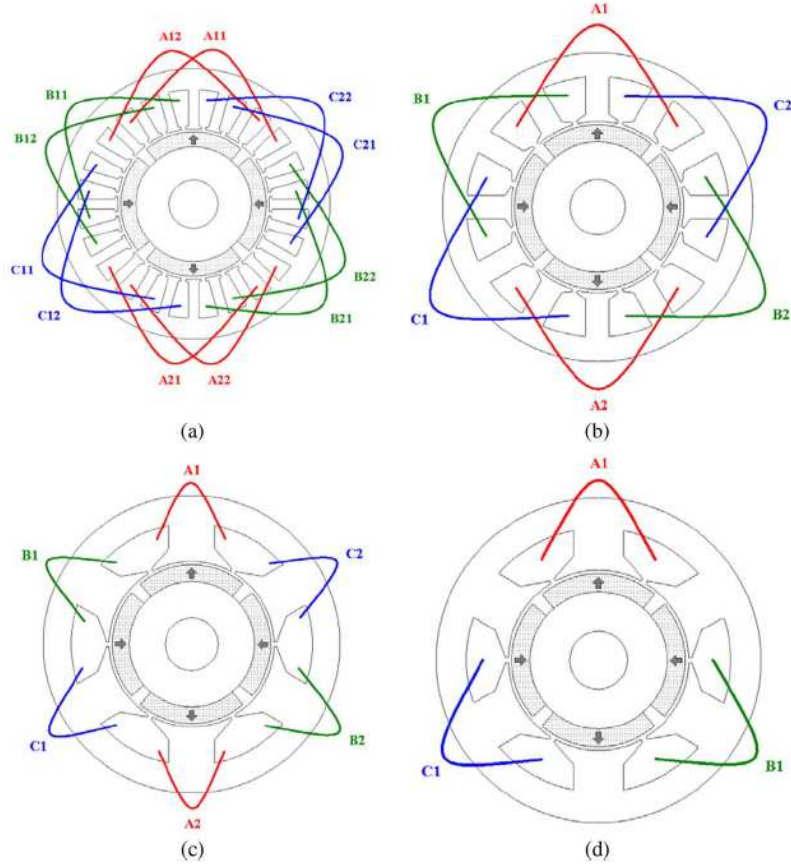
Sargı tipleri genel olarak iki gruba ayrılır;

1. Konsantre Sargı
2. Dağıtılmış sargı

Bu sargı tipleri SMSM'de kullanılması şeklinde gruplandırılırsa;

1. Üst üste bindirilmiş ve dağıtılmış veya konsantre sargılar
2. Üst üste bindirilmemiş, konsantre ve tüm dişlere sarılmış sargılar

Şekil 4.1 a'da dağıtılmış sargılı, üst üste bindirilmiş, 24 oluklu sargı konfigürasyonu, 4.1 b'de üst üste bindirilmiş konsantre sargılı, 12 oluklu sargı konfigürasyonu, 4.1 c'de konsantre, üst üste bindirilmemiş oluklu sargının konfigürasyonu ve 4.1 d'de konsantre ve tüm dişleri sarılmış, 6 oluklu sargı konfigürasyonu görülmektedir [14].



Şekil 4.1 Stator sargı konfigürasyonları [14]

4.2 Kesirli Oluklu Konsantre Sargı Yapısına Sahip Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinaların Performansı

Diş etrafına sarılı konsantre sargılar, radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinalar için oldukça avantajlıdır. Çünkü sargı sonunda kullanılan bakır hacmi oldukça azaltılmış olunur. Fakat bu tip makinalar düşük güç uygulamaları için sınırlandırılır. Üç fazlı makinalarda, konsantre sargı kullanımı, kısa adımlı sargılar (120 elektriksel derece) ile ve geleneksel yapı ile karşılaştırıldığında düşük performanslıdır. Fakat kutup sayısı artırılarak, konsantre yapıyı destekleyen üç faz sargı yapıları vardır. Bu yapılar, kutup ve faz başına kesirli oluk sayısı ile gösterilir. Konsantre sargı kullanılmış üç fazlı makinalarda kutup ve faz başına oluk sayısı $\frac{1}{2}$ 'ye eşit olmalı veya daha düşük olmalıdır. Çizelge 4.1'de dengeli konsantre sargı elde etmek için olası yapılar listelenmiştir. Bu tablo da temel bileşenin sargı katsayısı, her bir yapının performansını karakterize etmek için kullanılır. Bu katsayı her bir sarım tarafından sarmalanmış akı ve uyarma MMK'sı tarafından üretilen akı arasındaki orandır. Bu değer ya 1'e eşit ya da 1'den küçüktür. Kutup ve faz başına bir oluk olan geleneksel makinalar da bu

değer 1'e eşittir. Fakat oluklara kayk verildiğinde bu değer 0.955'e düşmektedir [14]. SMSM'larda dağıtılmış sargı kullanıldığında, MMK sinüse yaklaşmaktadır.

Çizelge 4.1 Dengeli konsantre 3 fazlı makinalarda oluk ve kutup sayısına göre sargı faktörleri

2p/Q	2	4	6	8	10	12	14	16
3	1/2	1/4		1/8	1/10		1/14	1/16
6		1/2		1/4	1/5		1/7	1/8
9			1/2	3/8	3/10	3/12	3/14	3/16
12				1/2	2/5		2/7	1/4
15					1/2		5/14	5/16
18						1/2	3/7	3/8
21							1/2	7/16
24								1/2

Çizelge 4.2 Konsantre ve dağıtılmış sargı türleri karşılaştırması

Özellikler	Dağıtılmış sargı	Kesirli oluklu konsantre
Oluk dolgu faktörü	%35-%40	%50-%65
Stator Yapısı	Sürekli Laminasyon	Sürekli Laminasyon
Sargı Sonu	Uzun	Kısa
Tork üreten stator uzay harmonikleri	Temel	Çoğunlukla yüksek dereceli harmonikler

Kesirli oluklu konsantre sargılı SMSM'nin yukarıda belirtilen özellikleri dışında;

1. Yüksek güç yoğunluğu,
2. Yüksek verimlilik
3. Düşük vurutu momenti
4. Akı zayıflatma kapasitesi
5. Yüksek hata toleransı
6. Maksimum sargı faktörü
7. Segmentasyon stator yapısıyla laminasyonlu stator yapısına sahip makinalara göre daha yüksek bakır oluk dolgu faktörüne ulaşılabilir ve böylece üretim maliyeti azaltılır.

özellikleri de bulunmaktadır.

$$\text{Bakır oluk dolgu faktörü} = \frac{A_{cu}}{A_{oluk}},$$

Burada A_{cu} , toplam bakır alanı ve A_{oluk} , toplam oluk alanıdır.

Fakat bu tür sargıların yapısında bulunan uzay harmoniklerinden dolayı, bu sargıların kullanımındaki en önemli sorun yüksek hızlardaki rotor kayıplarıdır. (mıknatıs kayıpları, rotor nüve kayıpları, bilezik kayıpları vb.) Aynı zamanda gürültü, vibrasyon ve dengesiz manyetik kuvvetler gibi parazitik etkiler bu tür sargı yapısına sahip sürekli mıknatıslı makinalarda oldukça yüksektir. Mıknatıs üzerindeki eddy kayıpları, yüksek hızlarda konsantre sargı kullanımını oldukça sınırlanmaktadır [77].

4.3 Kesirli Oluk Yapısına Sahip Makinalarda Sargı Yapısı

Konsantre sargılar genel olarak faz ve kutup başına bir oluk yapısına sahip sargı türleridir. Bu sargı türü trapezoidal dalga formuna sahip fırçasız DC makinalar için standart sargı tipidir. Bu sargı yapısında sargılar dış etrafına sarılmıştır ve dış etrafına sarılmış sargılar iki kategoriye ayrılır.

Birinci kategori konsantre sargıya sahip oluklar arasındaki boşluk eşit olan tasarımı içerir. İkinci kategori konsantre sargıya sahip fakat oluklar arasındaki boşluk eşit olmayan tasarımı içerir.

İlk kategori oldukça popülerdir ve geniş kullanım alanına sahiptir. Bu kategoride iki adet sargı konfigürasyonu bulunur. Birincisi tek katmanlı sargı tipidir. İkincisi çift katmanlı sargı tipidir. Tek katmanlı sargı tipinde bobin sayısı stator oluk sayısının yarısına eşittir. Çift katmanlı sargı da ise her bir olukta farklı fazlar bulunur.

4.3.1 Konsantre Sargı Kullanımının Avantajları

1. Sargı sonlarında bulunan bakır hacmi oldukça azalır.
2. Daha kısa sargı sonlarına sahip olduğundan dolayı ısı kayıplarında oldukça önemli bir azalma görülür.
3. Klasik dağıtılmış sargı tipine göre verimliliği oldukça yüksektir.
4. Maliyeti düşüktür.
5. Dağıtılmış sargı ile karşılaştırılırsa üretimi daha kolaydır.
6. Yüksek oluk doldurma faktörüne sahiptirler.

4.3.2 Konsantre Sargı Kullanımının Dezavantajları

1. 3 fazlı makinalarda dengeli sargıyı gerçekleştirmek için, oluk ve kutup arasındaki eşitlik, aşağıdaki eşitliğe uygun olmalısı zorunludur.

$$\frac{N_s}{\text{GCD}(N_s, 2p)} = 3 \times C \quad (4.1)$$

Burada,

N_s : oluk sayısı

p : kutup sayısı

C : Katsayı

2. Konsantre sargı da uzay MMK dağılımları sinüsoidal dalga formundan uzaktır. Bu yüzden d-q dönüşümü yapmak zorlaşır.
3. Moment dalgalanmaları fazla olur ve düşük sargı faktörü riski vardır.
4. Yüksek titreşim ve gürültüye sahiptirler.

4.3.3 Tek-Katmanlı Sargı Konfigürasyonu ile Çift Katmanlı Sargı Konfigürasyonun Karşılaştırılması

1. Oluk içerisinde çift katman kullanımı daha çok izolasyon gerektirir. Böylece oluk doldurma faktörü çift katmanlı sargı yapılarında daha düşüktür.
2. Tek katmanlı sargı yapılarında bobin adımı yaklaşık olarak oluk adımına eşittir. Çift katmanlı da ise bobin adımı oluk adımından küçüktür.
3. Tek katmanlı sargılar, çift katmanlı sargılara göre iki kat sargı sonuna sahiptirler. Yani çift katmanlı sargılar daha küçüktürler.
4. Tek katmanlı sargılar daha fazla MMK uzay harmoniğine sahiptirler. Bu harmonikler ekstra stator kaçak endüktansı oluştururlar.
5. Tek katmanlı sargıların hata toleransı daha yüksektir. Çünkü faz-faz karşılıklı endüktansı sıfırdır.
6. Yüzey mıknatıslı sürekli mıknatıslı senkron makinaların mıknatıs yüzeylerinde endüklenen eddy akımları tek katmanlı sargı yapısında daha yüksektir.

4.3.4 Sargı Düzenin Oluşturulması

Kutup ve faz başına oluk sayısı (q) 1'in altındaki değerler için, bölünemeyen iki tane tam sayıya kadar düşürülür (Aşağıdaki örnekte verilmiştir).

$$q = \frac{b}{c} \quad (4.2)$$

Sargılara özgü tekrarlanabilir 0 ve 1 serileri yukarıdaki eşitlikle bulunur. Başlangıç tekrarlanabilir dizi;

$\overbrace{000\dots 0111\dots 1}^c$ şeklinde elde edilir [16].
 $\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{b-c} \quad \underbrace{\hspace{1.5cm}}_b$

Örnek 1: 18 oluklu, 14 kutuplu 3 fazlı makina için,

$q = \frac{18}{3 \times 14} = \frac{3}{7}$ bu durumda 4 adet sıfır ve 3 adet biri içerecek dizin oluşturulur.

(1) başlangıç dizini: 0000111

(2) optimum dizin: 1010100

(3) optimum dizin 3 defa yan yan yazılır: 1010100 | 1010100 | 1010100

(4) klasik dizin AC'BA'CB' şeklindedir.

Bu durumda,

1 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0

A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B

(5) Sargıların ilk katmanı, 1 sayısına denk geldiği şekilde sıralanır.

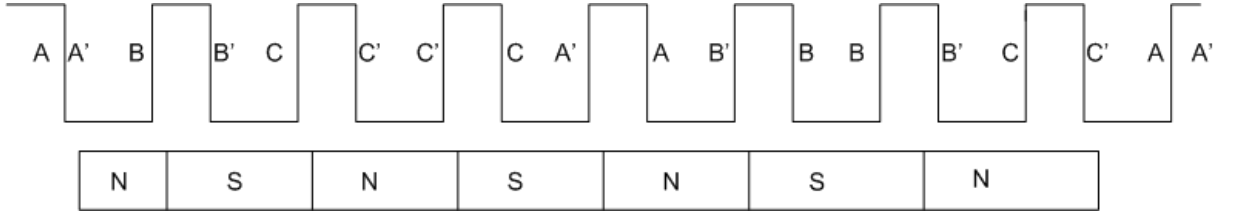
A B C C' A' B' B C A

(6) sargıların ikinci sırası, ilk sıra bir diş aralığı kadar kaydırılarak elde edilir.

A B C C' A' B' B C A

A' B' C' C A B B' C' A'

(7) son sargı sıralaması çizilirse sargı şeması aşağıdaki gibi elde edilir.



Şekil 4.2 Oluk/kutup oranı 18/14 olan makina ait sargı şeması

Örnek 2: 9 oluk, 10 kutup sayısına sahip 3 fazlı makina için,

$$q = \frac{9}{3 \cdot 10} = \frac{3}{10} \text{ bu durumda dizinde 3 adet bir, 7 adet sıfır olacaktır.}$$

(1) başlangıç dizini: 0000000111

(2) optimum dizin: 1001001000

(3) optimum dizin 3 defa yan yana yazılır: 1001001000|1001001000|1001001000

(4) klasik dizin AC'BA'CB' şeklindedir.

1 0 01 00 10 00 10 01 00 10 00 1 00 1 00 1 00 1 0 00

A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B'

(5) Sargını ilk katmanı, 1 sayısına denk geldiği şekilde sıralanır.

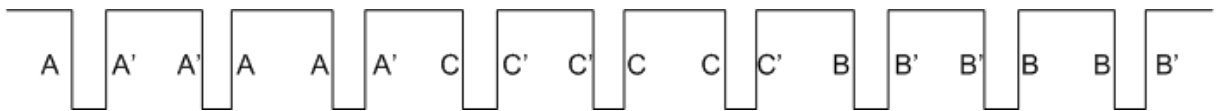
A A' A C C' C B B' B

(6) sargıların ikinci sırası, ilk sıra bir diş aralığı kadar kaydırılarak elde edilir.

A A' A C C' C B B' B

A' A A' C' C C' B' B B'

(7) son sargı sıralaması çizilirse sargı şeması aşağıdaki gibi elde edilir.



Şekil 4.3 Oluk/kutup oranı 9/10 olan makinanın sargı şeması

Örnek 3: 12 oluklu 14 kutuplu 3 fazlı makina için,

$$q = \frac{12}{3 \cdot 14} = \frac{2}{7} \text{ bu durumda dizinde 2 adet bir ve 5 adet sıfır olacaktır.}$$

(1) Başlangıç dizini: 0000011

(2) Optimum dizin: 1001000

(3) Optimum dizin 3 defa yan yana yazılırsa: 1001000|1001000|1001000

(4) klasik dizin AC'BA'CB' şeklindedir.

1 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0

A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B

(5) Sargını ilk katman, 1 sayısına denk geldiği şekilde sıralanır.

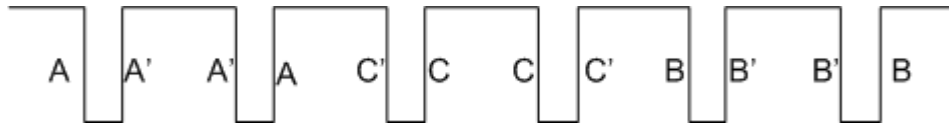
A A' C' C B B'

(6) Sargını ikinci katman sırası, ilk sıra bir diş aralığı kadar kaydırılarak elde edilir.

A A' C' C B B'

A' A C C' B' B

(7) son sargı sıralaması çizilirse sargı şeması aşağıdaki gibi elde edilir.



Şekil 4.4 Oluk/kutup oranı 12/14 olan makinaya ait sargı şeması

4.4 Kesirli Oluk Yapısına Sahip Makinalarda Vuruntu Momenti ve Moment Dalgalanmaları

Eğer oluk ve kutup sayıları, en küçük ortak katları büyük olacak şekilde seçilirse, çok düşük vuruntu momenti oluşur [78].

Çizelge 4.3 Kutup ve oluk sayısına bağlı olarak vuruntu momentlerinin ve moment dalgalanmalarının değişimi

Kutup sayısı	Oluk sayısı	EKOK	Vuruntu momenti	moment
60	72	360	1,4	2,6
64	72	576	0,3	3,4
64	60	960	0,03	3,2
64	66	2112	0,003	3,4

4.5 Kesirli Oluklu Sürekli Miknatıslı Senkron Generatörün Kullanım Alanları

Kesirli oluklu sürekli miknatıslı senkron generatörler yüksek güç/hacim oranı, hassas kontrol ayarı istenen yerlerde kullanılır. Başlıca kullanım alanları Çizelge 4.4'te gösterilmiştir.

Çizelge 4.4 Kesirli oluklu sürekli miknatıslı senkron generatörün kullanım alanları

p/Q	q	Katman Sayısı	Miknatıslı tipi	Güç	Hız	Uygulama
2/3	0.5	2	Yüzey	2	18000	Vakum Pompası
4/6	0.5	2	Dahili	11	6000	Alan Zayıflatma
6/9	0.5	2	Yüzey	1.4	3000	YMK
8/12	0.5	2	Yüzey	1.6	3000	YMK
10/12	2/5	1 ve 2	Yüzey	0.23	400	YMK
10/12	2/5	2	Dahili	45	420	Kağıt endüstrisi
14/15	0.357	2	Yüzey	20	2000	CerUygulaması
16/24	0.5	1 ve 2	Dahili	45	1000	Alan Zayıflatma
20/30	0.5	1	Dahili	150	~200	Ceruygulaması
22/24	0.364	2	Dahili	18.5	1700	Otomotiv
24/18	0.5	2	Yüzey	0.2	~150	YMK kullanılmış bisiklet
28/24	2/7	1	Yüzey	0.26	250	Bisiklet
28/24	2/7	1	Yüzey	0.80	250	Alan Zayıflatma
24/36	0.5	2	Yüzey	5	240	Rüzgar Türbini
26/36	0.462	2	Yüzey	10	200	Rüzgar Türbini
30/36	2/2	1	Yüzey	6	600	Alan Zayıflatma

RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNA TASARIMI

Bu bölümde radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinelerin tasarımları için kullanılan yöntemler ve boyutlandırma denklemleri anlatılmıştır.

5.1 Makina Tasarımını Etkileyen Faktörler

Makina tasarımını etkileyen faktörler aşağıdaki gibidir,

- . **Ekonomiklik:** Tipik olarak makineler minimum malzeme maliyeti ve üretim maliyetine göre tasarlanırlar. Başka bir deyişle malzeme maliyeti ve işletme maliyetleri arasındaki denge düşünülmelidir.
- . **Malzeme Limitleri:** Malzemelerin fiziksel limitleri makinanın performans ve boyutlarını tanımlamaktadır.
- . **Özellikler ve Standartlar:** NEMA'da belirtilen standartlara uygun özelliklere sahip olması gerekir.
- . **Özel Faktörler:** Bazı uygulamalarda özel koşullarda düşünülmelidir. Örneğin uzay uygulamalarında maksimum dayanıklılık minimum ağırlık istenir. Makina tasarımı, parametrelerin kombinasyon dizileri ile uygun sonuçların alınabildiği bir konudur. Çok farklı tasarımlar aynı performansı sağlamasına rağmen kendi aralarında farklı parametrelere göre avantaj ve dezavantajlara sahiptirler [79].

5.2 Geleneksel Tasarım Yaklaşımı

Geleneksel tasarım yaklaşımı yarım yüzyıldır varolan ve baş parmak kuralı ile üreticilerin kullandığı ampirik yöntemlere dayalıdır. Geleneksel tasarımda, uygulayıcılar sezgisel olarak seçtikleri tasarım parametreleri ile başlarlar.

5.2.1 Boyutlandırma Denklemleri

Geleneksel makina tasarımı aşağıda gösterilen boyutlandırma denklemi ile başlar;

$$S = 11K_{w1} \times B_g \times Q \times \left(\frac{D_{so}}{1000} \right)^2 \times \frac{I_{stk}}{1000} \times n \quad (5.1)$$

Burada S, motorun watt cinsinden gücü, B (Tesla) manyetik yüklenme, Q (A/m) elektriksel yüklenme, D_{so} (mm) stator çapı, I_{stk} (mm) makinanın aktif uzunluğu, K_{w1} temel harmonik için sargı faktörü ve n nominal hızdır.

Burada B ve Q tasarımcı tarafından seçilerek işleme başlanır. Manyetik yüklenme B; materyalin doyma noktası, histerisiz ve eddy akım kayıpları kullanılarak sınırlandırılır. Elektriksel yüklenme ise, iletkenlerin bakır kaybı ve izolasyon malzemesinin ısınma limitlerine göre sınırlandırılır [80].

5.2.2 En/Boy Oranı Seçimi

B ve Q seçildikten sonra, eşitlik 5.1'den $D_{so}^2 I_{stk}$ değeri hesaplanır. Kutup sayısı p ile λ (en/boy oranı) tanımlanan bir makinanın λ oranı,

$$\lambda = \frac{I_{stk}}{\pi \times D_{so} / p} = \frac{I_{stk}}{\tau_p} \quad (5.2)$$

olarak tanımlanır.

Burada τ_p metre cinsinden kutup adımıdır. Uygun λ oranının seçilmesiyle D_{so} ve I_{stk} hesaplanabilir. B ve Q haricinde λ 'da tasarım sürecinin başlangıcında tasarımcı tarafından seçilen diğer parametredir. λ 'nın iyi seçimi daha kısa bobin uzunluğuna karşın daha yüksek endüklenen gerilim sağlar. Aynı akı yoğunluğuna sahip makinalarda endüklenen gerilim, bobin alanı ile orantılıdır. Aynı bobin uzunluğunda daha fazla endüklenen gerilim endüklemek için kare bobin tasarımı yani $\lambda=1$ istenir. Bunun yanı sıra λ seçimi, performans

gereksinimlerine, malzeme tüketimine, üretim kolaylığına ve soğutmaya da bağlıdır. Geleneksel tasarımda λ oranı ampirik eğrilere dayalıdır [81].

5.2.3 Akım Yoğunluğu Seçimi

B, Q ve λ değerleri seçilmesinden sonra diğer önemli bir tasarım parametresi olan J_s akım yoğunluğu seçilir. Nominal akım için akım yoğunluğu bakır telin kesit alanı ile tanımlanır.

$$A_{wire} = \frac{I_s}{J_s} \quad (5.3)$$

Yüksek akım yoğunluğu; daha küçük bakır telin kesit alanı (A_{wire}) ve daha büyük endüvi direnci (R_a) demektir. Aynı stator akımı için, bakır kayıpları artar. Bakır kayıpları sadece makina performansını değil aynı zamanda da sargı işletme sıcaklığını artırır. Böylece daha fazla ısı üretilir. Sargı işletme sıcaklığı, maksimum izolasyon sıcaklığı tarafından sınırlandırıldığından, makina tasarımcısı yeterince düşük çalışma sıcaklığına sahip akım yoğunluğunu tercih etmelidir. Fakat ince tel kullanılırsa, bakır miktarını azalır ve daha az oluk boşluğu istenilir. Diş uzunluğu azalır ve çelik miktarı azalır. Tüm bu etkiler makinanın malzeme fiyatını ve ağırlığını azaltır. Bundan dolayı akım yoğunluğu çok düşük seçilmemelidir.

Geleneksel tasarımda akım yoğunluğu başparmak kuralı veya tasarımcının deneyimine bağlı olarak seçilir. Ampirik kurallara göre, akım yoğunluğu genellikle 3 ile 7 (A/mm^2) arasında seçilmelidir [81].

5.2.4 Akı Yoğunluğu Seçimi

Kullanılan malzemeye göre, dişlerdeki ve nüvedeki akı yoğunluğu malzemenin B-H eğrisindeki dirsek noktasına göre seçilir. Geleneksel tasarım kuralları silikon çeliğe göre geliştirildiğinden B-H eğrisinin dirsek noktası 1.4 T civarında alınır. Fakat manyetik malzemedeki gelişmelerle nüve malzemesindeki doyma akı yoğunluğu 2.2 T'ya kadar çıkmaktadır. Çalışılan akı yoğunluğu yüksek olursa, daha küçük diş genişliği, daha ince nüve ve böylece daha küçük makine tasarımı imkanı elde edilir. Sonuç olarak, dirsek noktası 1.4 T alınan ampirik tasarım eğrileri, modern manyetik malzemeler kullanılarak tasarlanan makinalar için uygun değildir [80].

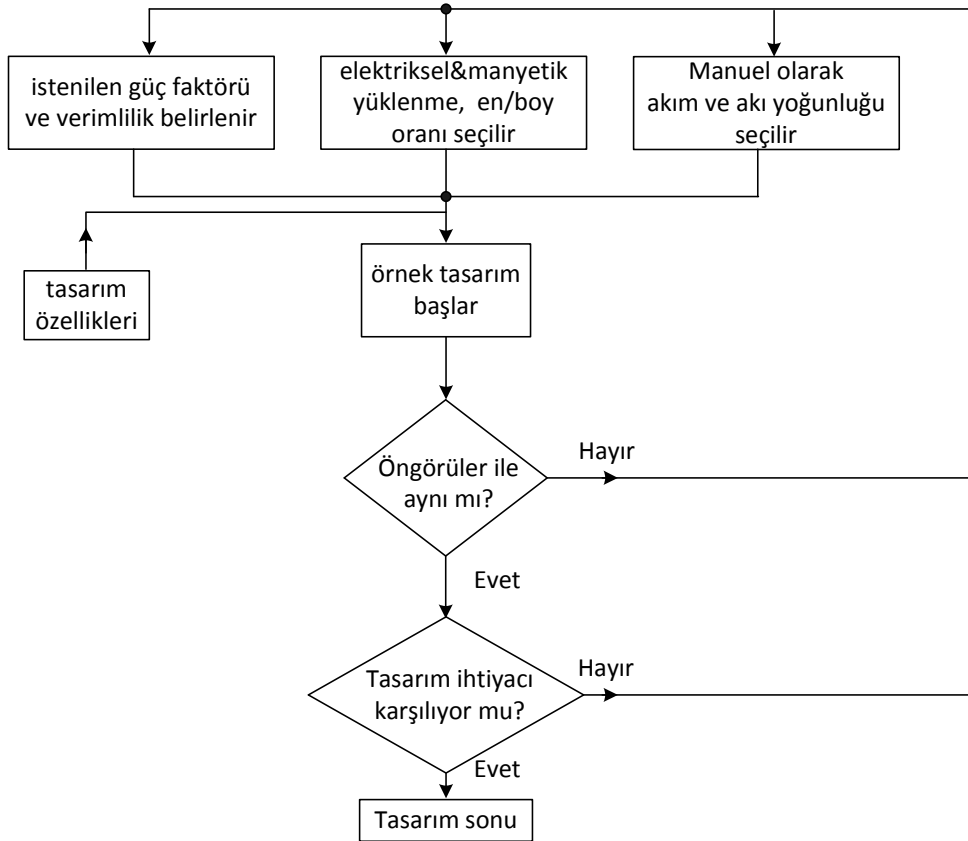
5.2.5 Geleneksel Elektrik Makina Tasarımı Akış Diyagramı

Geleneksel elektrik makinaları tasarım süreçleri iteratif proseslerdir ve akış diyagramı Şekil 5.1'de gösterilmiştir. Makinanın verimliliği ve güç faktörü önceden tahmin edilir ve makinanın gücü eşitlik 5.4'deki gibi bulunur.

$$S = \frac{P_{\xi}}{\eta \times p \times f} \quad (5.4)$$

Burada P_{ξ} , istenilen çıkış gücüdür. S hesaplandıktan sonra B ve Q değerleri seçilerek D ve L_{stk} hesaplanır. Sonra nominal gerilim ve akım yoğunluğuna bağlı olarak sarım sayısı ve stator sargılarının tel çapı sargı dizilimine göre tanımlanır. Aynı zamanda dış genişliği ve nüve kalınlığı, seçilen dış ve nüve akı yoğunluklarına göre seçilir. Makinanın dış çapı, sargılar, dış ve nüve alanından hesaplanır.

Baştan sona bir deneme tasarımı tamamlandıktan sonra, deneme tasarımı performansı hesaplanır ve seçilen başlangıç tasarım parametreleri istenilen performans elde edilene kadar değiştirilir. Bu yöntem oldukça zaman alıcı bir yöntemdir [80].



Şekil 5.1 Geleneksel tasarımda iteratif tasarım sürecinin akış diyagramı

5.3 Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörlerde Elektrik ve Mekanik İlişkiler

Sürekli mıknatıslı senkron generatörlerin çalışması mekanik enerjinin manyetik enerjiye ve manyetik enerjinin elektrik enerjisine dönüşmesine dayanmaktadır. Bundan dolayı manyetik enerjiyi doğrudan etkileyen manyetik akının hesabı oldukça önemlidir. Manyetik akı hesabından endüklenen gerilim ve moment bulunur.

5.3.1 Toplam Akı ve Endüktans

Akı ve öz endüktans Şekil 5.2’de ki manyetik devrede gösterildiği gibi tanımlanır. Bu devre bir manyetik alan üretmek için tek bobin kullanıldığında tek uyarımlı adını alır. Akımdan (i) dolayı akı (ϕ) çekirdek etrafında ve sağ el kuralından dolayı saat yönünde akar. Ohm kanununun eşdeğeri manyetik devrede kullanılarak akı, eşitlik 5.5’de ki gibi elde edilir.

$$\phi = \frac{F}{\mathfrak{R}} \quad (5.5)$$

\mathfrak{R} , MMK tarafından görülen manyetik dirençtir (relüktans). Bu akı tüm Z_s döner sargı boyunca geçiyorsa toplam akı olarak tanımlanmıştır.

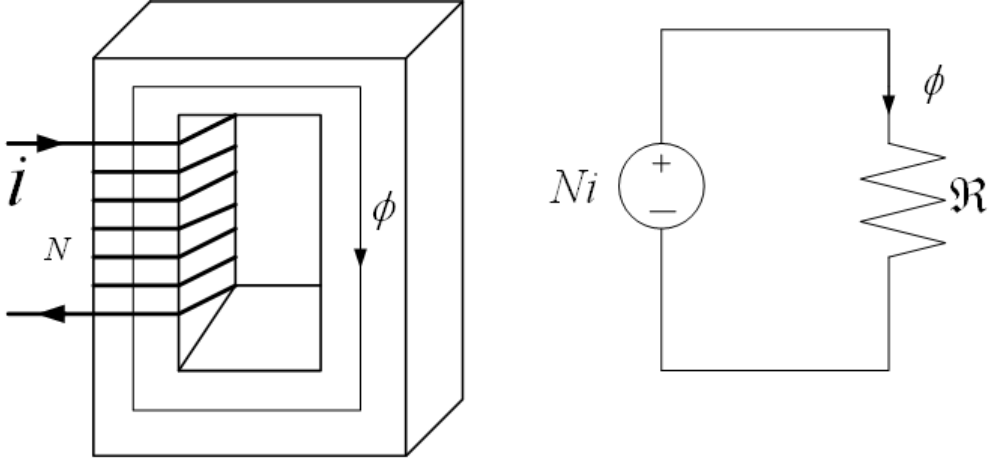
Toplam akı:

$$\lambda = Z_s \times \phi \quad (5.6)$$

Eşitlik 5.5 ve 5.6 birleştirilirse

$$\lambda = \frac{Z_s^2}{\mathfrak{R}} \times i \quad (5.7)$$

Bu ifade, toplam akının, akım bobini ile doğru orantılı olduğunu gösterir. Sonuç olarak, endüktanstaki toplam akı ile sabit akımın ilişkisini tanımlamak yaygın olarak görülmektedir.



Şekil 5.2 Tek uyarımlı manyetik yapısı ve manyetik devre modeli

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{Z_s^2}{\mathfrak{R}} = Z_s^2 \times \rho \quad (5.8)$$

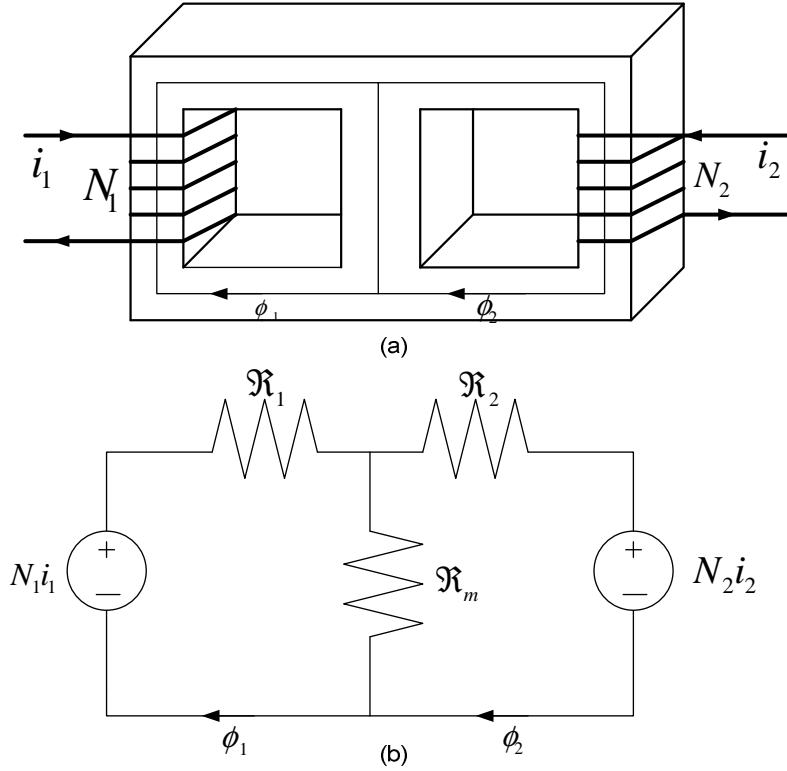
$\rho = \mathfrak{R}^{-1}$ olmak üzere, bu eşitlik relüktansın uyarılma düzeyinin bir fonksiyon olmadığı durumlarda geçerlidir. Diğer bir deyişle, bu manyetik malzeme doğrusal olduğu zaman ya da doğrusal olarak kabul edildiği zaman geçerlidir. Malzeme doğrusal olmadığı zaman endüktans uyarılma düzeyinin bir fonksiyonu olur. Bu durumda diferansiyel ve ortalama endüktanslar ferromanyetik maddelerin mıknatıslanma eğrilerine göre tanımlanır.

(5.6) ve (5.8) eşitlikleri tek bir bobinin endüktansının özelliklerini tanımlar. Bu eşitlikler sürekli mıknatıslı senkron makina tasarımında yaygın olarak kullanılmaktadır.

Karşıt endüktans Şekil 5.3'de ki çift uyarımlı manyetik devrede gösterilmektedir. Çünkü bu devre iki kaynaktan beslenmektedir. Her bir sargı tarafından oluşturulan akı iki yola ayrılır. Biri birinci bobin etrafında diğeri ise ikinci bobin etrafında akar. İki akının geçtiği bobin üzerinde bileşke akı oluşur. Süperpozisyona göre, ϕ_1 yalnız birinci bobin tarafından üretilen akıyla karşıt akının toplamıdır. Benzer şekilde, aynı durum ϕ_2 için de geçerlidir. Bunu matematiksel olarak ifade edersek:

$$\phi_1 = \phi_{11} + \phi_{12} \quad (5.9)$$

$$\phi_2 = \phi_{22} + \phi_{21} \quad (5.10)$$



Şekil 5.3 Çift uyarımlı devrenin manyetik yapısı (a) ve devre modeli (b)

ϕ_{ij} ; j'inci bobin akımı nedeniyle i'inci bobin akısıdır. Manyetik devreyi çözümünde akılar;

$$\phi_{11} = \frac{Z_1 \times i_1}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 // \mathfrak{R}_m} \quad (5.11)$$

$$\phi_{22} = \frac{Z_2 \times i_2}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1 // \mathfrak{R}_m} \quad (5.12)$$

$$\phi_{12} = \frac{\phi_{22} \times \mathfrak{R}_m}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_m} \quad (5.13)$$

$$\phi_{21} = \frac{\phi_{11} \times \mathfrak{R}_m}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_m} \quad (5.14)$$

Aynı işlemi eşitlik 5.6'da uygularsak her sargının akı bağıntısı;

$$\lambda_1 = Z_1 \times \phi_1 = Z_1 \times (\phi_{11} + \phi_{12}) \quad (5.15)$$

$$\lambda_2 = Z_2 \times \phi_2 = Z_2 \times (\phi_{22} + \phi_{21}) \quad (5.16)$$

5.15 ve 5.16 eşitliklerinde $L_1 = Z_1 \times \phi_{11}$, $L_2 = Z_2 \times \phi_{22}$, $L_{12} = L_{21} = Z_1 \times \phi_{12} = Z_2 \times \phi_{21}$ kullanılırsa;

$$\lambda_1 = L_1 \times i_1 + L_{12} \times i_2 \quad (5.17)$$

$$\lambda_2 = L_{21} \times i_1 + L_2 \times i_2 \quad (5.18)$$

L_1 ve L_2 'nin aşağıdaki değerleri için;

$$L_1 = \left. \frac{\lambda_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{Z_1^2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 // \mathfrak{R}_m} \quad (5.19)$$

$$L_2 = \left. \frac{\lambda_2}{i_2} \right|_{i_1=0} = \frac{Z_2^2}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1 // \mathfrak{R}_m} \quad (5.20)$$

ve karşılıklı endüktanslar;

$$L_{12} = \left. \frac{\lambda_1}{i_2} \right|_{i_1=0} = L_{21} = \left. \frac{\lambda_2}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{Z_1 \times Z_2 \times \mathfrak{R}_m}{\mathfrak{R}_1 \times \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1 \times \mathfrak{R}_m + \mathfrak{R}_2 \times \mathfrak{R}_m} \quad (5.21)$$

Eşitlik 5.21'de ki karşit endüktans, iki karşit bobinden dolayı oluşmaktadır. \mathfrak{R}_m relüktansının değeri karşit endüktansı belirler. Eğer \mathfrak{R}_m değeri sıfır ise, iki bobin arasında etkileşim sıfırdır ve hiçbir akı diğerine bağlı değildir. Bunu doğrulamak için (5.21)'de \mathfrak{R}_m değerini sıfır yaparsak karşılıklı endüktansların sıfır olduğu görülür. Diğer yandan \mathfrak{R}_m değeri sonsuz olduğu zaman (Açık devre durumu) karşit endüktans maksimum değerini alır ve $(L_1 L_2)^{1/2}$ 'dir.

Genel bir kural olarak öz endüktans, genellikle sargılar arasındaki karşit endüktans değerinden çok daha büyüktür [84].

5.3.2 Sürekli Miknatıs Nedeniyle Karşit Akı

Sürekli miknatıslı senkron makina da moment üretimi kalıcı bir miknatıs ve bir veya daha fazla enerji bobinleri arasındaki karşit kuplajdan oluşur. Bu kavram Şekil 5.4'de gösterilen manyetik devreden görülebilir.

Bu devrede miknatıstan çıkan akı bobin ile bağlantılıdır. Bunun sonucu olarak bobin akısı $\phi = \phi_{11} + \phi_m$ 'dir. (ϕ_{11} bobin akımı nedeniyle oluşan bobin akısı ve ϕ_m miknatıs nedeniyle oluşan akı) Verilen bu akılar 5.22 ve 5.23 eşitliklerinde tanımlanmıştır [84].

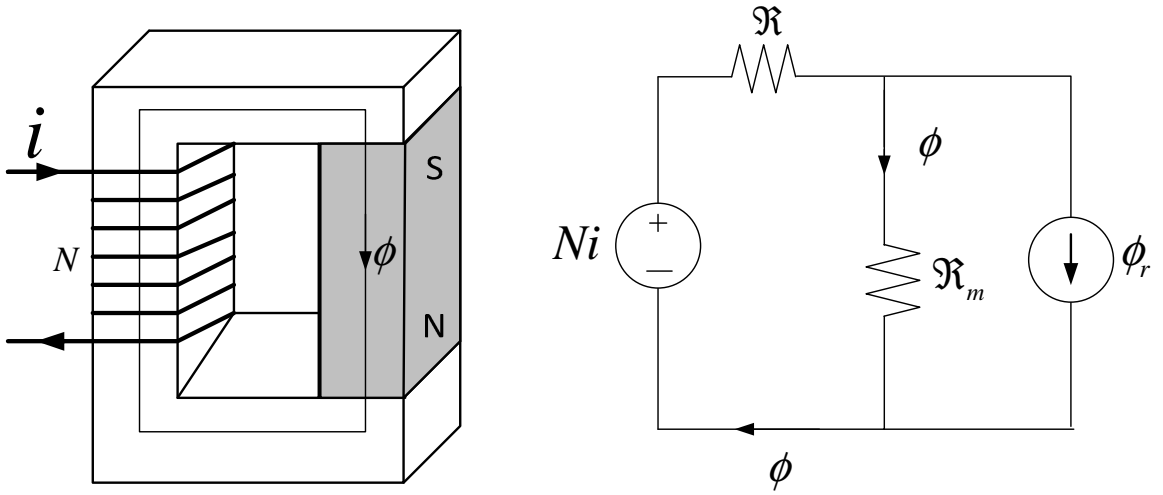
$$\phi_{11} = \frac{Z_1}{\mathfrak{R} + \mathfrak{R}_m} \quad (5.22)$$

$$\phi_m = \frac{\mathcal{R}_m \times \phi_r}{\mathcal{R} + \mathcal{R}_m} \quad (5.23)$$

Dana öncede olduğu gibi bu akı bağlantıları tüm N döner sargıları için toplam akı;

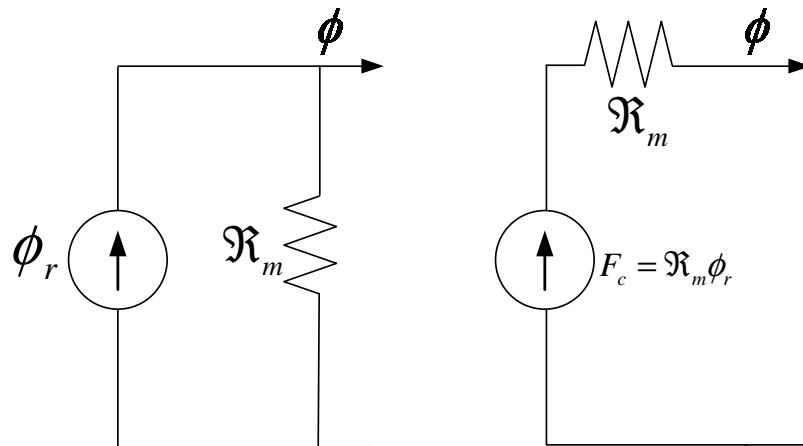
$$\lambda = L \times i + Z \times \phi_m \quad (5.24)$$

olarak elde edilir.



Şekil 5.4 Mıknatıs ve bobin içeren bir manyetik yapı

Şekil 5.4'de ki modellemeye alternatif olarak, Şekil 5.5'de gösterildiği gibi sürekli mıknatıs modelinin Norton-Thevenin dönüşümü yapılabilir.



Şekil 5.5 Bir mıknatısın Thevenin eşdeğer devresi

5.3.3 Endüklenen Gerilim

Endüklenen gerilim (e) faraday yasası ile tanımlanır ve zamanla değişen akı söz konusu olduğunda uyardığı bu sargıdan gerilim geçer.

$$e = \frac{d\lambda}{dt} \quad (5.25)$$

Endüklenen gerilimin polaritesi Lenz yasası ile bulunur. Lenz yasasına göre “endüklenen gerilimin meydana getirdiği akım, kendisini meydana getiren akım değişmesine veya harekete karşı koyar.” Endüklenen gerilim, her zaman kendi akı değerini sabit tutmaya çalışır.

Eşitlik 5.25 ile tek uyardımlı durum için Endüklenen gerilim eşitlik 5.26’da ki gibi elde edilir.

$$e = \frac{d(L \times i)}{dt} = L \times \frac{di}{dt} + i \times \frac{dL}{dt} \quad (5.26)$$

Sabit endüktanslar için eşitlik 5.26’da ki en sağdaki kısım sıfırdır ve bu ifade bir bobin için standart elektrik devre analizindeki ilişkiyi verir. Değişken endüktans olduğu zaman, bu değer sıfır olmaz. Bu değişken endüktans, zamana bağlı değişen akımın oluşturduğu akı tarafından meydana gelir. Özellikle bu endüktans, x pozisyonuna sahip bir fonksiyon olarak değişiyorsa, eşitlik 5.26 aşağıdaki gibi yeniden yazılarak eşitlik 5.27 elde edilir.

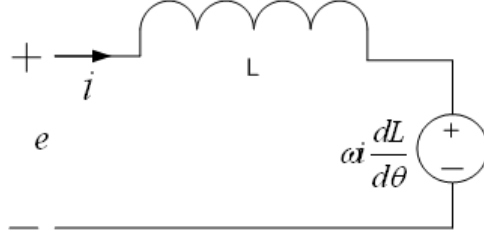
$$e = \frac{d(L \times i)}{dt} = L \times \frac{di}{dt} + v \times i \times \frac{dL}{dx} \quad (5.27)$$

Bu formüldeki v , endüktans değişimindeki hızdır. ($v = dx / dt$) Eşitlik 5.27’de ilk kısım tranformatör gerilimi, ikinci kısım ise hız gerilimi ya da Endüklenen gerilim olarak adlandırılır. Çünkü genlik hızla doğru orantılıdır. Döner sistem için $x = \theta$ ve $v = \omega$ olur ve endüklenen gerilim;

$$e = \frac{d(L \times i)}{dt} = L \times \frac{di}{dt} + \omega \times i \times \frac{dL}{d\theta} \quad (5.28)$$

olarak elde edilir.

Eşitlik 5.28’e göre bir endüktansın elektriksel modeli Şekil 5.6’da gösterilmiştir.



Şekil 5.6 Bir endüktansın elektriksel devre modeli

$$e = \frac{d\lambda}{dt} = L \times \frac{di}{dt} + i \times \frac{dL}{dt} + Z \times \frac{d\varphi_m}{dt} + \varphi_m \times \frac{dN}{dt} \quad (5.29)$$

Burada bobin gerilimine katkıda bulunan dört terim vardır. İlk iki terim sırasıyla transformatör gerilimi ve endüklenen gerilimdir. 3. terim, mıknatıs bağıl hareketlerinin bobindeki manyetik akı miktarında değişikliğe yol açmasından oluşan terimdir. En son terim ise sarım sayısının değişimine bağlı mıknatıs akıyı göz önünde bulunduran terimdir.

5.3.4 Moment

Moment, iki yöntemle bulunmaktadır. Birincisi Maxwell gerilme tensörü, ikincisi ise sanal iş metodudur. Maxwell gerilme tensörüne göre moment hesabı eşitlik 5.30'a göre yapılır.

$$T = \frac{L}{\mu_0} \oint r \times B_n \times B_t dl \quad (5.30)$$

Sanal iş metoduna göre moment, rotor hızına bağlı olarak, manyetik enerjideki değişimdir. Buna göre moment hesabı eşitlik 5.31'e göre yapılır [82].

$$T = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \quad (5.31)$$

Eşitlik 5.31 açılırsa moment eşitlik 5.32'de ki gibi elde edilir.

$$T = \frac{\partial W'}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial \theta} = \frac{\frac{\partial W'}{\partial t}}{\frac{\partial \theta}{\partial t}} = \frac{P}{\omega} = \frac{e_a \times i_a + e_b \times i_b + e_c \times i_c}{\omega} \quad (5.32)$$

KESİRLİ OLUKLU RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN MANYETİK EŞDEĞER DEVRE MODELİ

Manyetik enerjinin hesaplanması için değişik yöntemler bulunmaktadır. Bu yöntemlerden en çok kullanılanları, sonlu elemanlar metodu ve manyetik eşdeğer devre yöntemidir. Sonlu elemanlar yöntemi zaman bakımından daha uzun sürmektedir. Fakat daha doğru analiz sonucu vermektedir. Bu bölümde kesirli oluklu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron generatörün manyetik eşdeğer devre modeli verilmiştir.

6.1 Manyetik Devre Bileşenleri

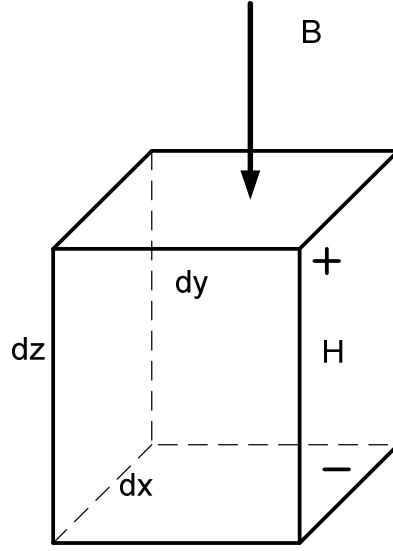
6.1.1 Temel Denklemler

Manyetik alanı ifade eden iki vektör vardır. Bunlar B ve H vektörleridir. B, manyetik alan yoğunluğu, H ise manyetik alan şiddetidir. Makina tasarımı için kullanılan malzemelerde B ve H aynı düzlemedir. Genellikle malzemelerde B ve H arasındaki ilişki non-lineerdir ama yaklaşık olarak lineer kabul edilebilir. B ve H arasındaki bağıntı eşitlik 6.1'de gösterilmiştir. Burada μ , malzeme geçirgenliğidir [1].

$$B = \mu \times H \quad (6.1)$$

Manyetik devre analizinde malzeme geçirgenliği öncelikle lineer kabul edilir. Böylece analiz B-H eğrisinin lineer bölgesinde yapılır. Manyetik alan analizinde iki önemli denklem vardır. Biri akı ile akı yoğunluğu arasındaki bağıntıyı veren denklem, diğeri elektromanyetik kuvvet ile alan şiddeti arasındaki bağıntıyı veren denklemdir.

Manyetik analizinden bu iki denklemi bulabilmek için Şekil 6.1’de verilen diferansiyel boyutta bir blok ele alalım. Kullanılan malzeme lineer kabul edilecektir [84].



Şekil 6.1 Diferansiyel boyutlardaki blok

Bu bloktan geçen akı,

$$d\varphi = B_z(x, y) dx dy \quad (6.2)$$

6.2 eşitliği ile hesaplanır.

Birçok durumda, $B_z(x, y)$, tüm kesit üzerinde sabit kabul edilir. Bu durumda eşitlik 6.2 ifadesi genelleştirilirse,

$$\varphi = B \times A \quad (6.3)$$

olarak elde edilir.

Bu eşitlik manyetik devre analizinin ilk temel denklemidir. İkinci temel denklem manyetomotor kuvvet denklemidir.

$$dF = H dz = H \times l \quad (6.4)$$

6.1.2 Hava Aralığının Modellenmesi

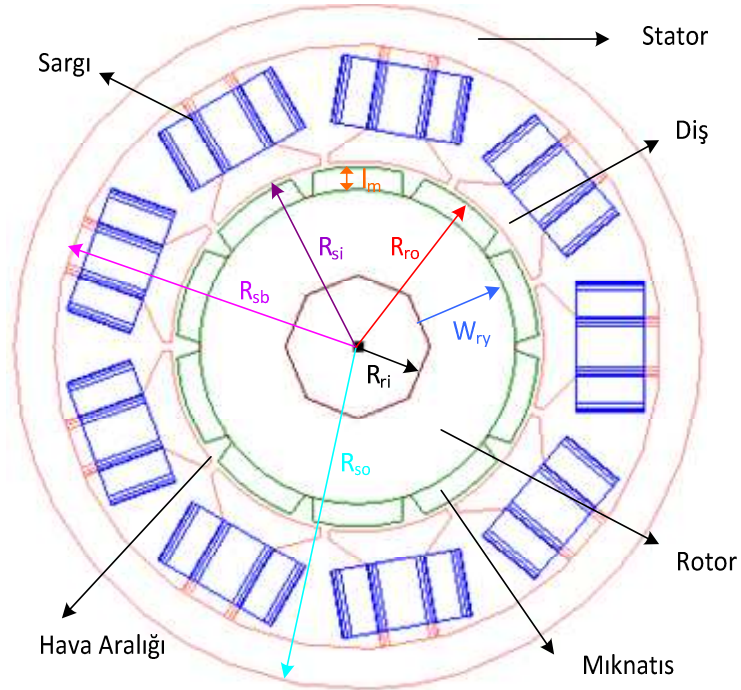
Hava aralığının relüktansını veya manyetik iletkenliğini modellemek oldukça zordur. Çünkü akının tamamı hava aralığı boyunca rotordan statora geçmez. Akının bir kısmı devresini dışarıdan tamamlar. Şekil 6.2’de akı çizgilerinin hava aralığındaki geçişi görülmektedir.

Oluklu yapıda hava aralığının manyetik iletkenliği eşitlik 6.6'da ki gibi hesaplanır.

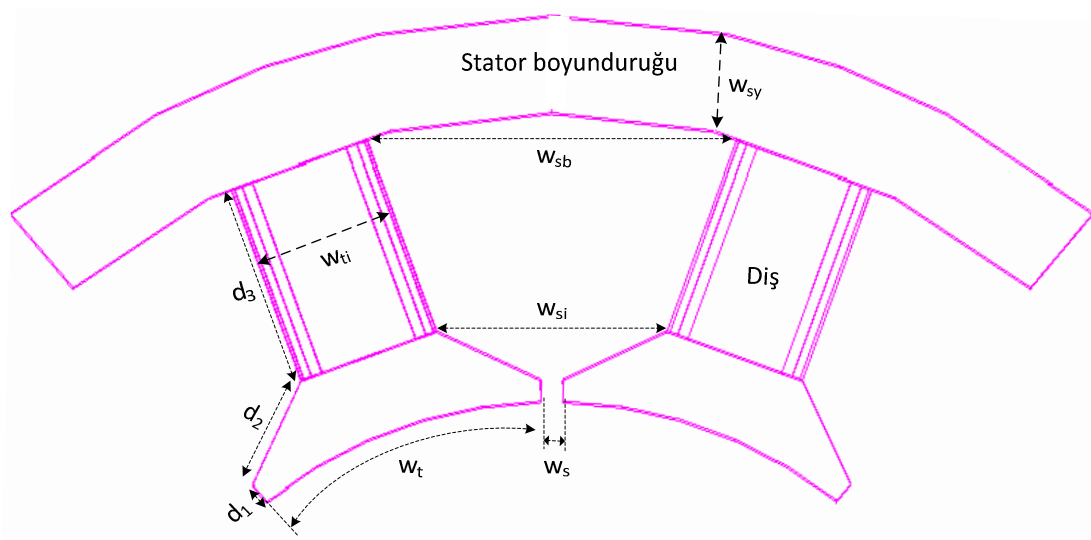
$$P_g = 2 \times P_a + P_b = \mu_0 \times L_{stk} \times \left[\frac{w_{ti}}{g} + \frac{4}{\pi} \times \ln \left(1 + \frac{\pi \times w_s}{4 \times g} \right) \right] \quad (6.6)$$

6.2 Geometrik Parametre Hesabı

Parametre büyüklükleri Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'de görülmektedir.



Şekil 6.4 Geometrik tanımlamaları gösteren makina topolojisi



Şekil 6.5 Makinanın oluk geometrisi

Şekil 6.4 ve 6.5’de ki büyüklükler için parametrik ifadeleri yazarsak,

$$R_{sb} = R_{so} - w_{sy} \quad (6.7)$$

$$R_{si} = R_{ro} + g \quad (6.8)$$

$$R_{ri} = R_{ro} - l_m - w_{ry} \quad (6.9)$$

Stator yüzeyi içerisindeki kutup açısı,

$$\tau_p = R_{ro} \times \theta_p \quad (6.10)$$

Rotor yüzeyi içerisindeki oluk açısı,

$$\tau_s = R_{si} \times \theta_s \quad (6.11)$$

Oluk ayağı genişliği,

$$w_t = \tau_s - w_s \quad (6.12)$$

Oluklar arası üst genişlik,

$$w_{sb} = R_{sb} \times \theta_s - w_{ti} \quad (6.13)$$

Oluklar arası alt genişlik,

$$w_{si} = (R_{si} + d_1 + d_2) \times \theta_s - w_{ti} \quad (6.14)$$

Oluk ayağından stator boyunduruğuna kadar uzunluk,

$$d_s = d_1 + d_2 + d_3 \quad (6.15)$$

$$d_1 + d_2 = \alpha_s \times w_{ti} \quad (6.16)$$

$$d_3 = d_s - \alpha_s \times w_{ti} \quad (6.17)$$

Burada α_s (oluk kesirlemesi) ,

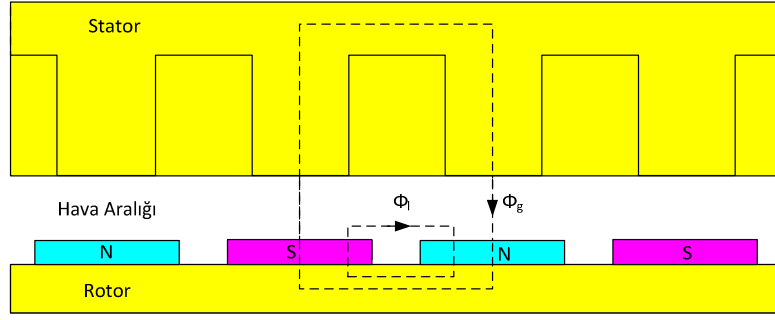
$$\alpha_s = \frac{w_{si}}{w_{si} + w_{ti}} \quad (6.18)$$

şeklindedir.

6.3 Yüksüz Durumda Manyetik Eşdeğer Devre Modeli

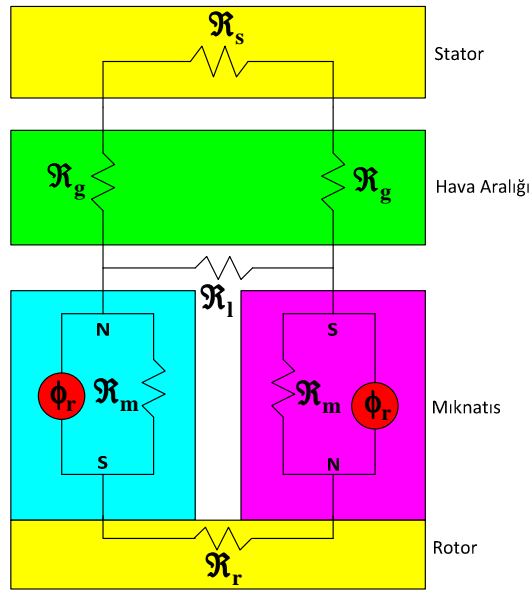
6.3.1. Oluksuz Yapı İçin Manyetik Eşdeğer Devre Modeli

Şekil 6.6’da sürekli mıknatıslı senkron makinaya ait enine açılmış kesit gösterilmiştir. Her bir mıknatıstan çıkan akı, N kutbundan S kutbuna doğrudur. Bu durumda bir mıknatıs ne kadar dışı kapsasa da en nihayetinde akının izlediği yol N’den S’e doğrudur.



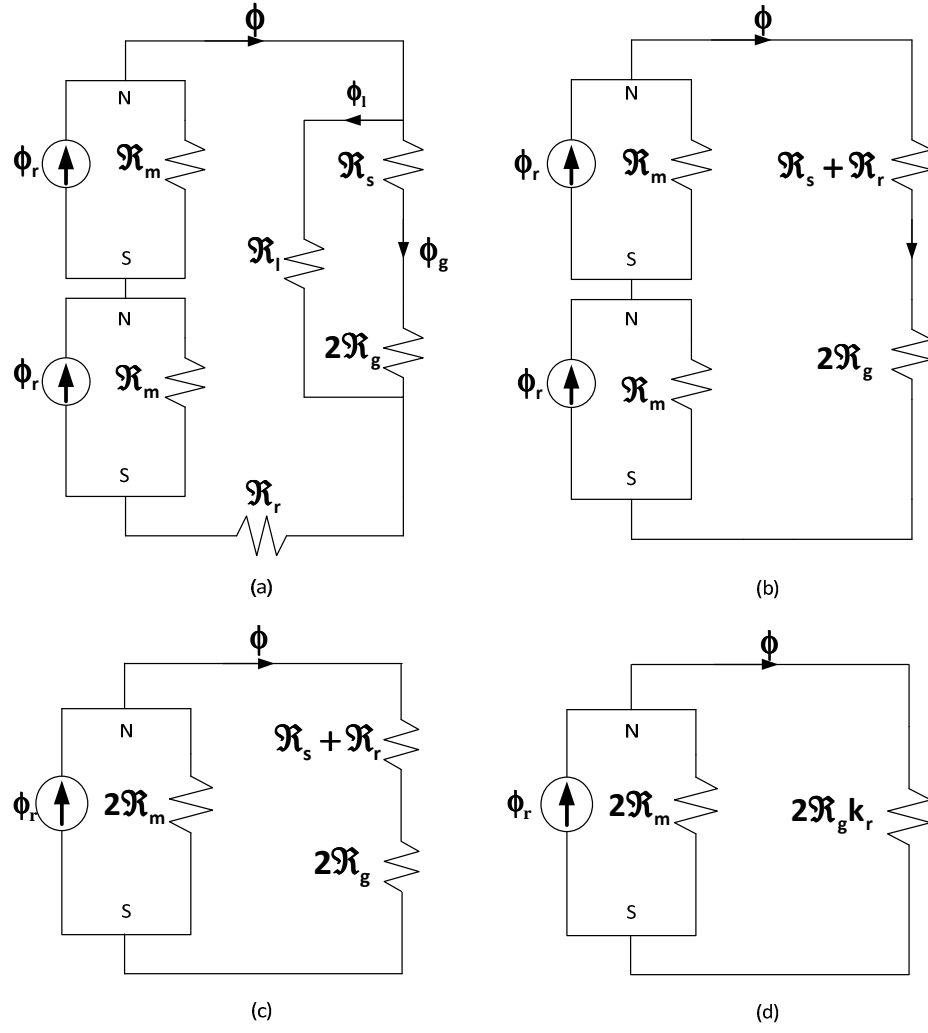
Şekil 6.6 Oluksuz yapıya ait sürekli mıknatıslı senkron makinanın enine kesiti

Oluksuz yapı için temel manyetik eşdeğer devre şekil 6.7’de gösterilmiştir.



Şekil 6.7 Oluksuz yapı için temel manyetik eşdeğer devre [84]

Endüklenen gerilim hesabına geçmeden önce hava aralığı akı yoğunluğu (B_g), Şekil 6.7’de ki manyetik eşdeğer devre çözülerek bulunur. Bu devrenin çözümü için Şekil 6.8 d’deki devrenin çözümü kullanılır.



Şekil 6.8 Şekil 6.7’de ki manyetik devrenin basitleştirilmiş hali

Şekil 6.8 d’e göre,

$$\phi = \frac{2 \times \mathfrak{X}_m}{2 \times \mathfrak{X}_m + \frac{\mathfrak{X}_s \times \mathfrak{X}_l}{\mathfrak{X}_s + \mathfrak{X}_l} + \mathfrak{X}_r + 2 \times \mathfrak{X}_g} \times \phi_r \quad (6.19)$$

$$\phi_g = k_l \times \phi \quad (6.20)$$

$$\mathfrak{X}_m = \frac{l_m}{\mu_r \times \mu_0 \times A_{mik}} \quad (6.21)$$

$$\mathfrak{X}_g = \frac{g}{\mu_0 \times A_g} \quad (6.22)$$

$$\mathfrak{X}_s = \frac{w_{sb}}{\mu_0 \times \mu_{rec,stell} \times A_s} \quad (6.23)$$

$$\frac{\mathfrak{R}_s \times \mathfrak{R}_l}{\mathfrak{R}_s + \mathfrak{R}_l} + \mathfrak{R}_r + 2 \times \mathfrak{R}_g = 2 \times K_r \times R_g \quad (6.24)$$

olarak ifade edilirse,

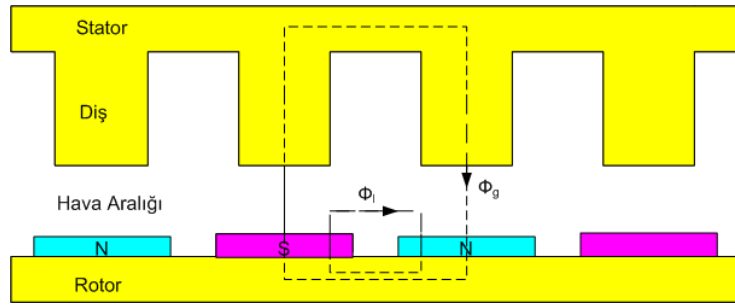
$$\phi_g = K_l \times \phi = \frac{K_l}{1 + K_r \times \frac{\mu_r \times g \times A_m}{l_m \times A_g}} \times \phi_r \quad (6.25)$$

elde edilir.

Burada K_l , kaçak faktörü olup, değeri birden küçüktür.

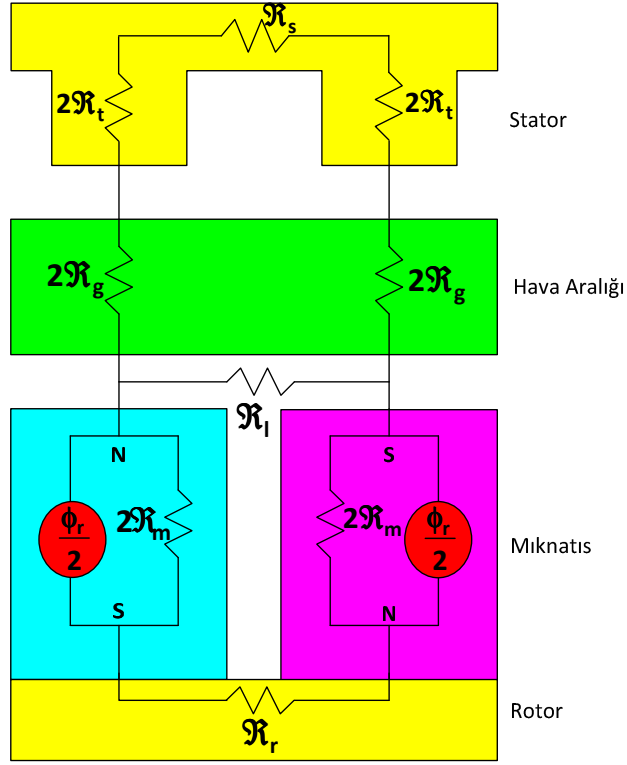
6.3.2. Oluklu Yapı İçin Manyetik Eşdeğer Devre Modeli

Şekil 6.9’da oluklu yapıya ait sürekli mıknatıslı senkron makinaya ait enine açılmış kesit gösterilmiştir.



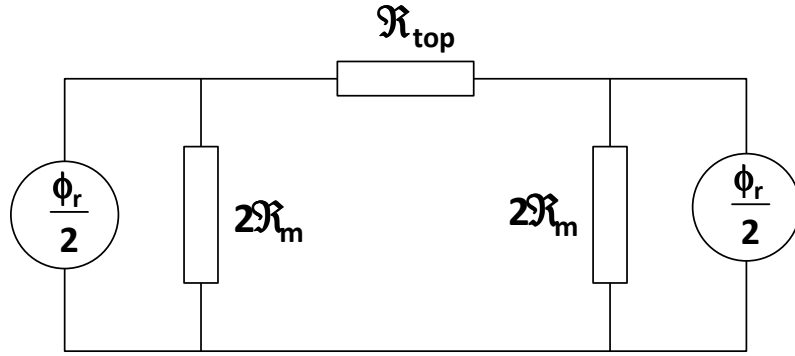
Şekil 6.9 Oluklu yapıya sahip sürekli mıknatıslı senkron generatörün enine kesiti

Oluklu yapı için temel manyetik eşdeğer devre Şekil 6.10’da gösterilmiştir.



Şekil 6.10 Oluklu yapı için temel manyetik eşdeğer devre

Endüklenen gerilim hesabına geçmeden önce hava aralığı akı yoğunluğu (B_g), Şekil 6.10'da ki manyetik eşdeğer devre çözülerek bulunur. Bu devrenin çözümü için Şekil 6.11'de ki basitleştirilmiş eşdeğer devre kullanılır.



Şekil 6.11 Basitleştirilmiş eşdeğer devre

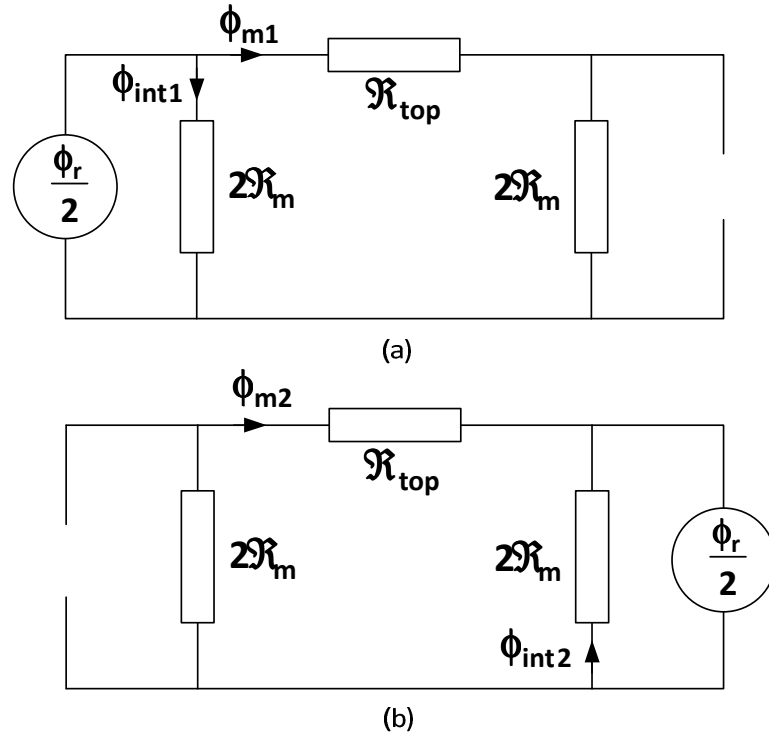
$$\mathcal{R}_{top} = \frac{(4 \times (\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_t) + \mathcal{R}_s) \times \mathcal{R}_l}{(4 \times (\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_t) + \mathcal{R}_s) + \mathcal{R}_l} \quad (6.26)$$

Remenans akı Φ_r , remenans akı yoğunluğundan B_r hesaplanabilir.

$$B_{rT} = B_r \times \left(1 + \frac{T_{mag} - 20}{100} T_{k,Br} \right) \quad (6.27)$$

$$\phi_r = B_{rT} \times \tau_m \times L_{stk} \quad (6.28)$$

Generatorün mıknatıs akı modelinden elde edilen manyetik devreyi çözmek için süperpozisyon yöntemi kullanılır.



Şekil 6.12 Manyetik eşdeğer devrenin süperpozisyon eşdeğeri

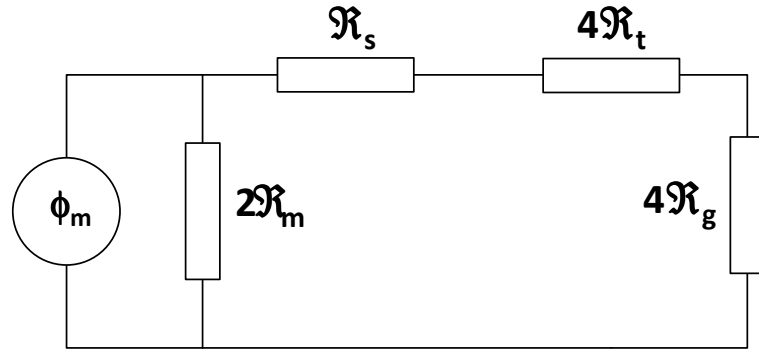
Süperpozisyon çözümü yapıldığında,

$$\phi_{m1} = \phi_r \times \frac{1}{2} \times \frac{2 \times \mathcal{R}_m}{4 \times \mathcal{R}_m + \mathcal{R}_{top}} = \phi_{m2} \quad (6.29)$$

$$\phi_{int1} = \phi_r \times \frac{1}{2} \times \frac{2 \times \mathcal{R}_m + \mathcal{R}_{top}}{4 \times \mathcal{R}_m + \mathcal{R}_{top}} = \phi_{int2} \quad (6.30)$$

$$\phi_m = \phi_{m1} + \phi_{m2} \quad (6.31)$$

Hava aralığı akısı ve kaçak akı mıknatıs akısından hesaplanabilir. Mıknatısın akısına bağlı olarak eşdeğer devre Şekil 6.13'de verilmiştir.



Şekil 6.13 Mıknatıs akısına bağlı eşdeğer devre

$$\phi_g = \phi_m \frac{\mathfrak{R}_l}{4 \times \mathfrak{R}_g + 4 \times \mathfrak{R}_t + \mathfrak{R}_s + \mathfrak{R}_l} \quad (6.32)$$

$$\phi_l = \phi_m \frac{4 \times \mathfrak{R}_g}{4 \times \mathfrak{R}_g + 4 \times \mathfrak{R}_t + \mathfrak{R}_s + \mathfrak{R}_l} \quad (6.33)$$

$$f_{LKG} = \frac{\phi_g}{\phi_m} \quad (6.34)$$

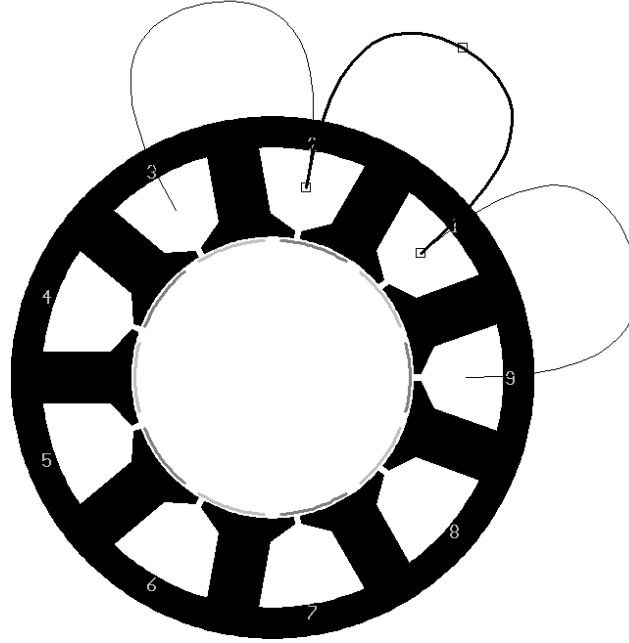
$$B_{gpm} = \frac{\phi_g}{\tau_m \times L_{stk}} \quad (6.35)$$

$$B_m = \frac{\phi_m}{\tau_m \times L_{stk}} \quad (6.36)$$

$\tau_m =$ Mıknatıs açıklığı

6.4 Yüklü Durum İçin Manyetik Eşdeğer Devre

6.4.1 Oluk/Kutup oranı 9/10 Olan Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör için Yüklü Durum Manyetik Eşdeğer Devresi

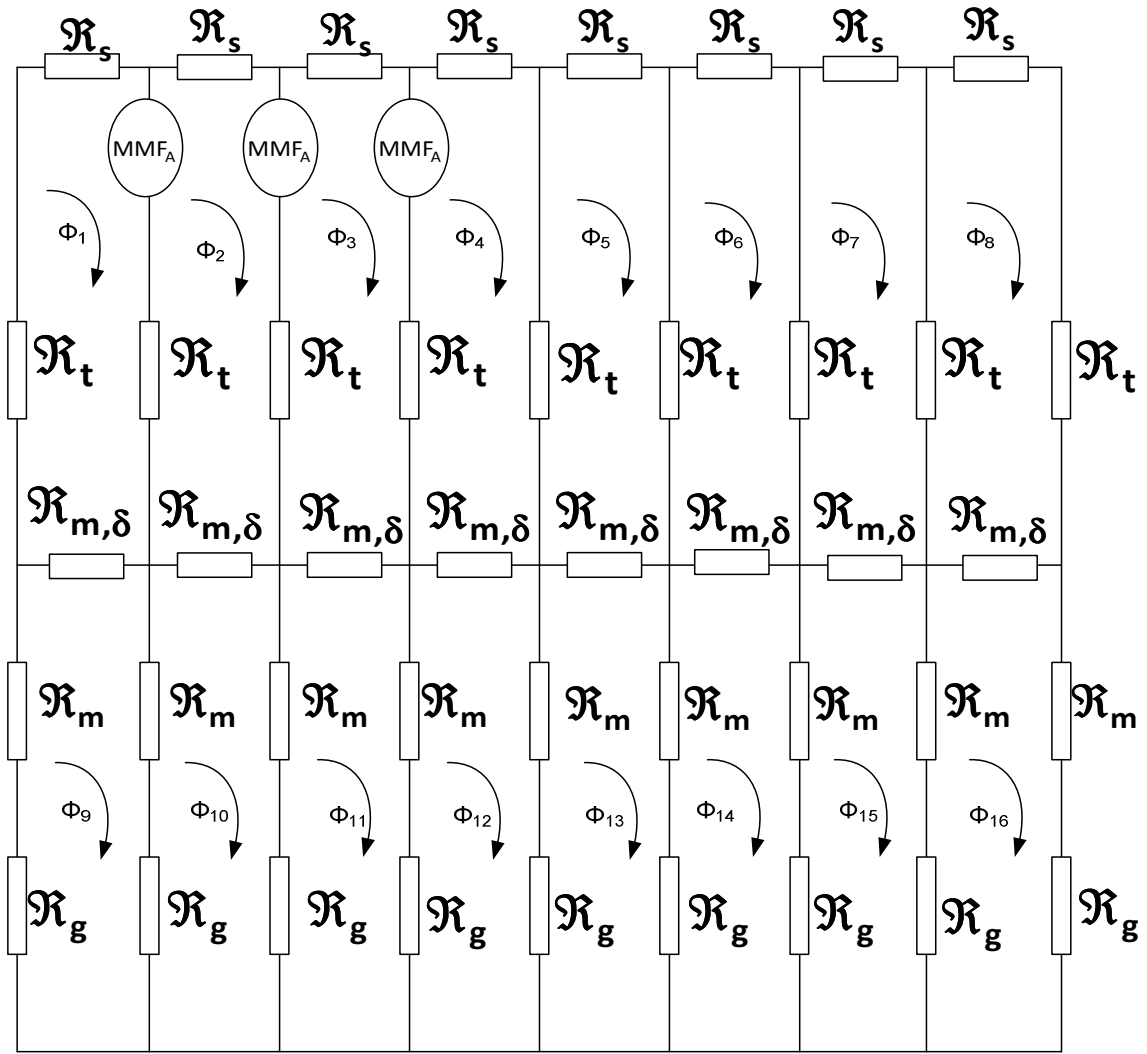


Şekil 6.14 Oluk/Kutup oranı 9/10 olan bir makinanın A fazına ait sargı yapısı

Bu makinanın sargılar yüklü durumdaki eşdeğer devresi,

$$\text{GCD}(10,9) = 4 \quad (6.37)$$

$$\text{Kolsayısı} = \frac{N_s}{\text{GCD}(N_s, 2p)} = 9 \quad (6.38)$$



Şekil 6.15 Oluk/Kutup oranı 9/10 olan makinanın manyetik eşdeğer devresi

Devrenin analizi yapılırsa;

$$[G_1] = \begin{bmatrix} G_{top} & -G_t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -G_t & G_{top} & -G_t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -G_t & G_{top} & -G_t & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -G_t & G_{top} & -G_t & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -G_t & G_{top} & -G_t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -G_t & G_{top} & -G_t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_t & G_{top} & -G_t \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_t & G_{top} \end{bmatrix} \quad (6.39)$$

$$[G_2] = \begin{bmatrix} -G_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -G_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -G_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -G_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -G_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_1 \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

$$[G_3] = \begin{bmatrix} G_{\text{gap}} & -G_{\text{mut}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -G_{\text{mut}} & G_{\text{gap}} & -G_{\text{mut}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -G_{\text{mut}} & G_{\text{gap}} & -G_{\text{mut}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -G_{\text{mut}} & G_{\text{gap}} & -G_{\text{mut}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -G_{\text{mut}} & G_{\text{gap}} & -G_{\text{mut}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{\text{mut}} & G_{\text{gap}} & -G_{\text{mut}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{\text{mut}} & G_{\text{gap}} & -G_{\text{mut}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{\text{mut}} & G_{\text{gap}} \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

$$[G] = \begin{bmatrix} G_1 & G_2 \\ G_2 & G_3 \end{bmatrix} \quad (6.42)$$

$$[\phi_s] = [G][F_s] \quad (6.43)$$

$$\mathfrak{R}_m = \frac{l_m}{\mu_r \mu_0 A_m} \quad (6.44)$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{g}{\mu_0 A_g} \quad (6.45)$$

$$\mathfrak{R}_s = \frac{w_{\text{sb}}}{\mu_0 \mu_{\text{rec,stell}} A_s} \quad (6.46)$$

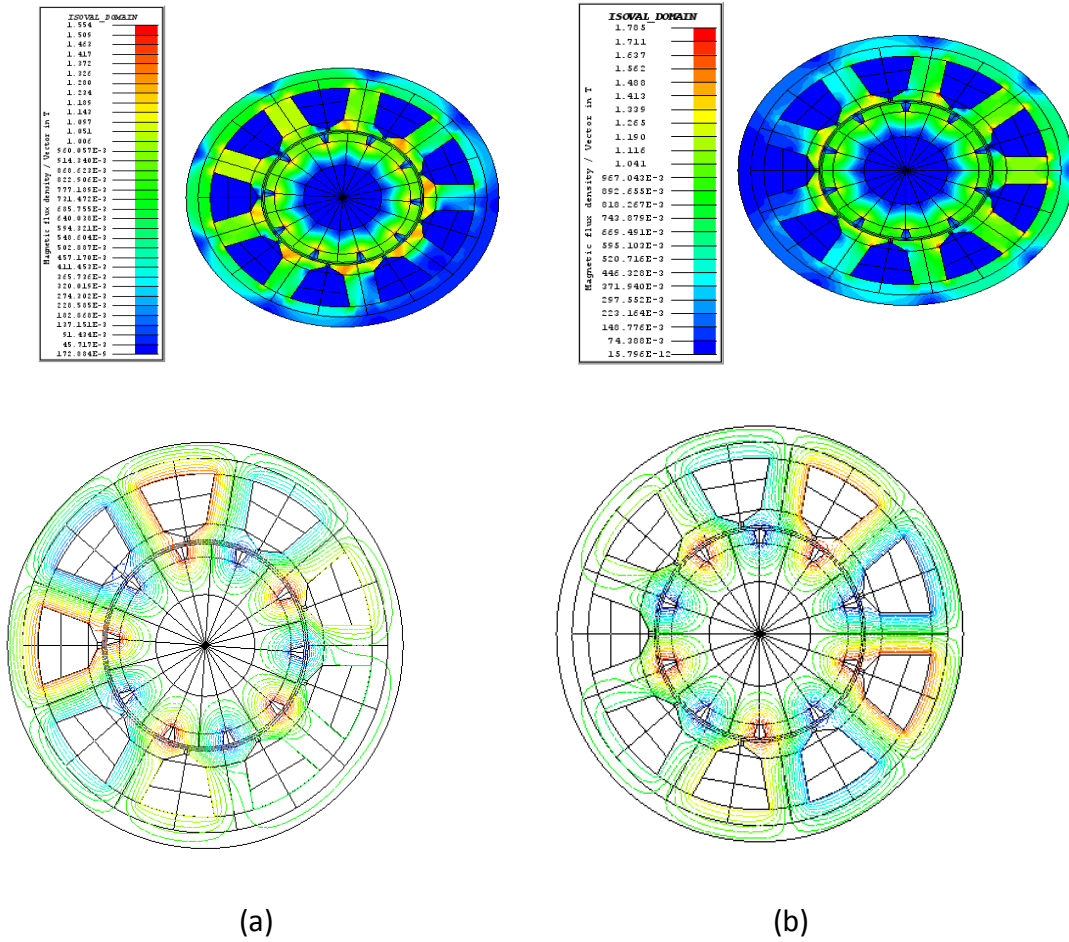
Toplam akı;

$$\phi_{\text{gs}} = k_1 \phi_s \quad (6.47)$$

$$B_{gs} = \frac{\phi_{gs}}{A_g} \quad (6.48)$$

$$[B_g] = [B_{gpm}] + [B_{gs}] \quad (6.49)$$

Eşitlik 6.49 ifadesi hem YMK malzemeli hem de Çelik kullanılmış 10 kutup 9 oluk yapılı statora sahip sürekli mıknatıslı senkron makine için hesaplanıp, Sonlu elemanlar yöntemi (SEY) ile karşılaştırıldığında ;



Şekil 6.16 (a) Çelik malzemeli statora sahip sürekli mıknatıslı senkron makine (b) SMC malzemeli statora sahip sürekli mıknatıslı senkron makine

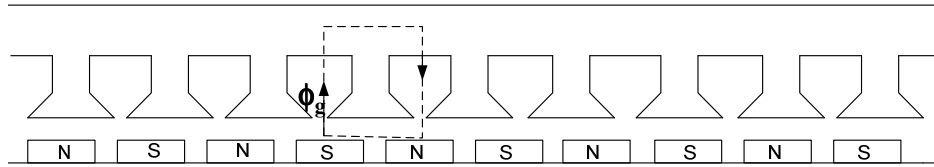
Çizelge 6.1 Çelik malzemeli makina için SEY ve MED karşılaştırması

Çelik için	SEY	MED
B_{gmax}	1.15	1.1
B_{tmax}	1.8	1.77
B_{symax}	1.5	1.45

Çizelge 6.2 YMK malzemeli makina için SEY ve MED karşılaştırması

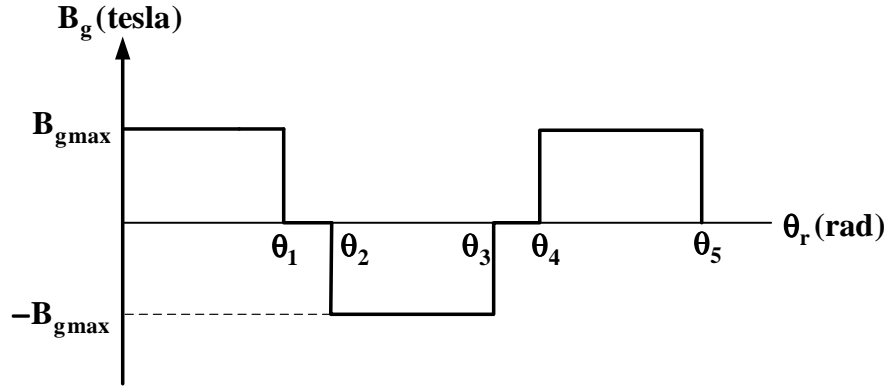
YMK için	SEY	MED
B_{gmax}	1.05	1.0
B_{tmax}	1.4	1.35
B_{symax}	0.8	0.75

9 oluk 10 kutuplu makinanın kesiti Şekil 6.17’de gösterilmektedir. Bu analitik modelde akı yönü mıknatis kutbundan endüviye doğrudur. Üretilen gerilim ve endüklenen akım oluşan akı ile aynı yöndedir. Rotor, mıknatis kutuplarına bağlı olarak dönme hareketini gerçekleştirir. A faz sargısı ile B faz sargısı arasındaki oluğun merkezi referans eksenini oluşturmaktadır [92].



Şekil 6.17 Oluk/Kutup oranı 9/10 olan makinanın kesiti

İdeal manyetik akı yoğunluğu Şekil 6.18’de ki gibidir.



Şekil 6.18 Manyetik akı yoğunluğunun rotor açısına bağlı değişimi

Manyetik akı yoğunluğunun rotor açısına göre dağılım fonksiyonu;

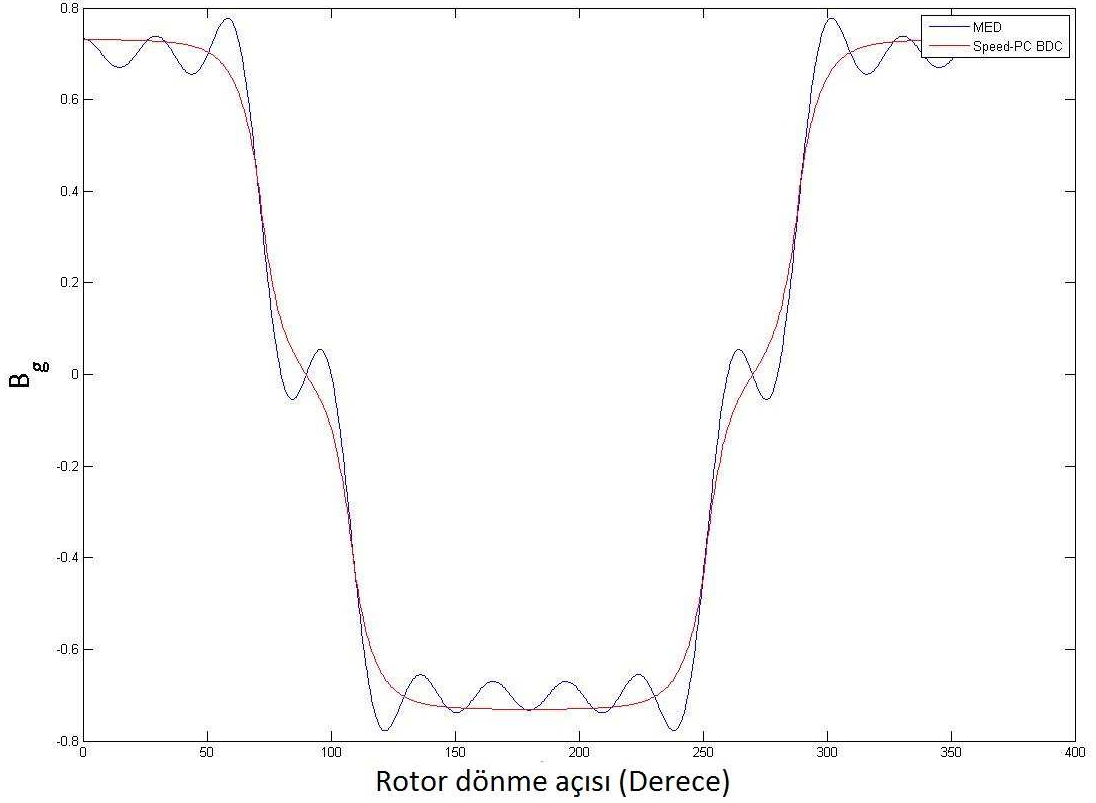
$$B_g(\theta) = \begin{cases} B_{g\max} & \text{for } 0 < \theta < \theta_1 \text{ \& } \theta_4 < \theta < \theta_5 \\ -B_{g\max} & \text{for } \theta_2 < \theta < \theta_3 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (6.50)$$

elde edilir.

Denklem 6.50'de $\theta_1 = \frac{\theta_{mp}}{2}$, $\theta_2 = \theta_{pP} - \frac{\theta_{mp}}{2}$, $\theta_3 = \theta_{pP} + \frac{\theta_{mp}}{2}$, $\theta_4 = 2\theta_{pP} - \frac{\theta_{mp}}{2}$,

$\theta_5 = 2\theta_{sP}$ 'dir.

9 oluk 10 kutuplu makinsının hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı şekil 6.19'da gösterilmiştir.



Şekil 6.19 Analitik model ve manyetik eşdeğer devre yöntemi ile elde edilen hava aralığı manyetik akı yoğunluğu değişimleri

Şekil 18'den de anlaşıldığı gibi rotorun dönmesine bağlı olarak hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu değişim göstermektedir. Akı yoğunluğundan elde edilen akı fonksiyonu,

$$\overline{\psi}(\theta) = \int \overline{B}_g(\theta) dS \quad (6.51)$$

olarak elde edilir.

Faraday yasasına göre akının zamana göre değişimi endüklenen gerilimi vermektedir. Buna göre,

$$e(\theta) = -\frac{d\overline{\psi}(\theta)}{d\theta} \quad (6.52)$$

elde edilir.

Endüklenen gerilimde önemli olan parametreler manyetik akı yoğunluğu ve sargı faktörüdür. Sargı faktörü aşağıdaki ifadelerle hesaplanır;

$$z = \frac{N_s}{\text{GCD}(N_s, N_m \cdot N_{ph})} \quad (6.53)$$

Sargı dağılım faktörü;

$$k_{d,n} = \frac{\sin(\frac{1}{2}n\sigma)}{z \sin(\frac{n\sigma}{2z})} \quad (6.54)$$

$$\gamma_s = \frac{\pi N_m}{N_s} \quad (6.55)$$

$$\mathcal{E} = \pi - \gamma_s \quad (6.56)$$

Kirişleme faktörü;

$$k_{e,n} = \cos(n\mathcal{E}) \quad (6.57)$$

Sargı faktörü;

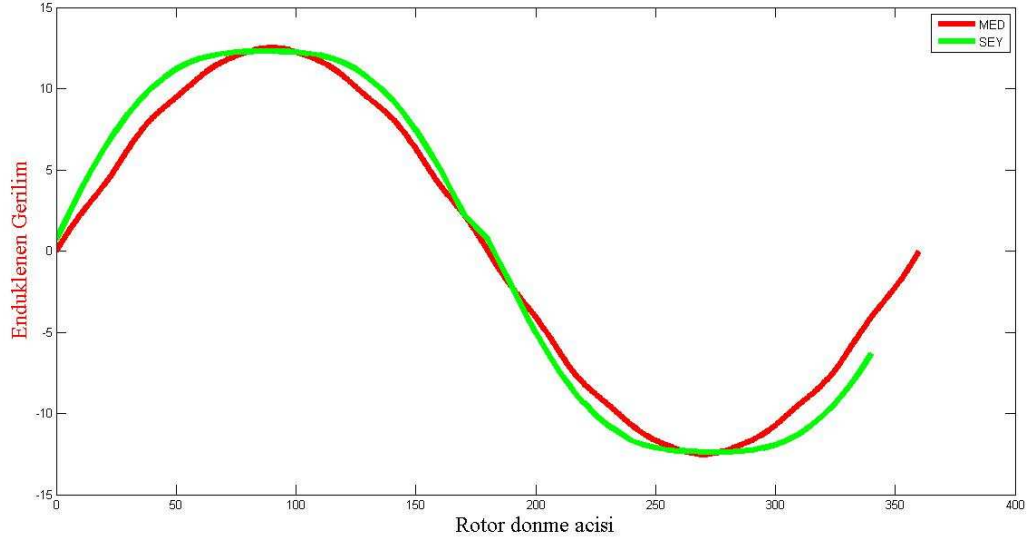
$$k_{w,n} = k_{d,n} * k_{e,n} \quad (6.58)$$

$$k_w = \sum_{n=1}^{15} k_{w,n} \quad (6.59)$$

$$E_n = \frac{N_s}{N_{ph}} k_{wn} \omega_m L_{stk} r_{ro} B_{gn} \sqrt{2} \quad (6.60)$$

$$e_a = E_1 \sin(\omega t) + E_2 \sin(3\omega t) + E_5 \sin(5\omega t) + E_7 \sin(7\omega t) \dots \quad (6.61)$$

Şekil 6.20'de 9 oluk 10 kutup yapısındaki makinarya ait endüklenen gerilim dalga formu gösterilmiştir.



Şekil 6.20 Analitik model ve manyetik eşdeğer devre yöntemi ile elde edilen A fazına ait endüklenen gerilim dalga formu

Moment, iki yöntemle bulunmaktadır. Birincisi “Maxwell Gerilme Tensörü” ikincisi ise “Sanal İş Metodu”dur. Maxwell Gerilme Tensörüne göre moment hesabı (6.52) numaralı eşitlik yardımıyla elde edilir.

$$T = \frac{L}{\mu_0} \oint \vec{r} \overline{B_n} \overline{B_t} dl \quad (6.62)$$

“Sanal İş Metodu”na göre moment, manyetik enerjinin rotor hızına bağlı olarak değişimdir. Co- enerji metoduna dayanmaktadır. Buna göre moment hesabı (13) numaralı eşitlik yardımıyla elde edilir [82].

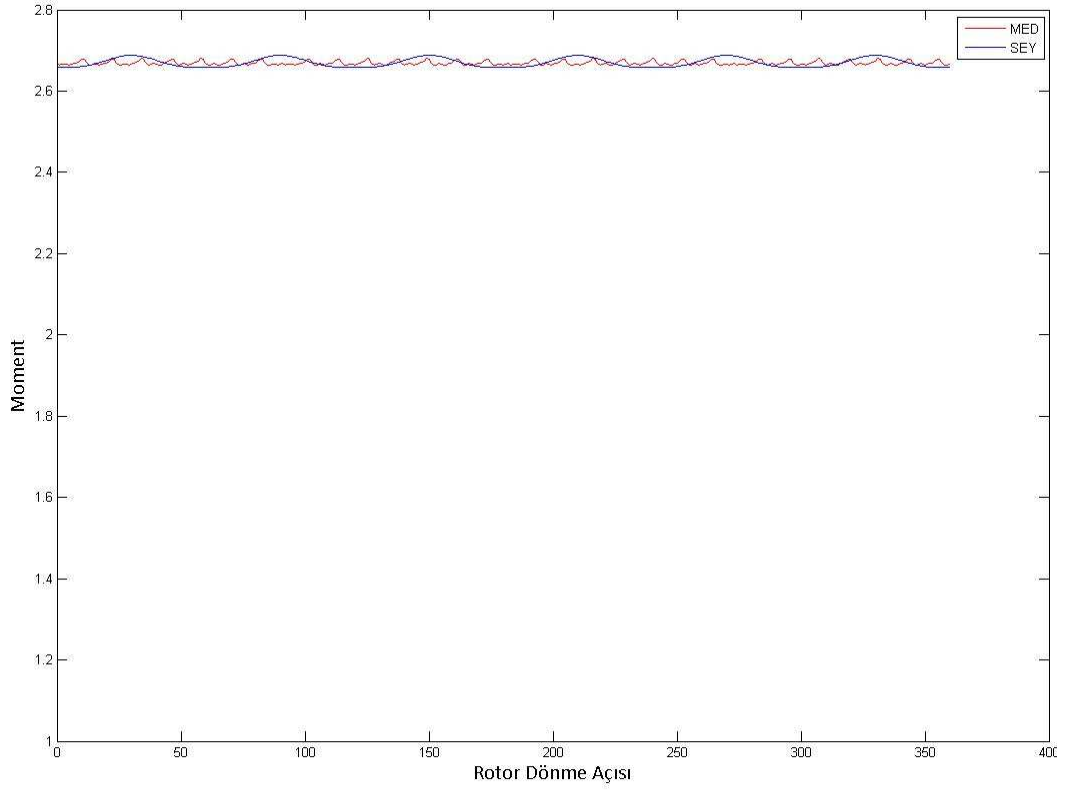
$$T = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \quad (6.63)$$

(6.63) formülü açılırsa;

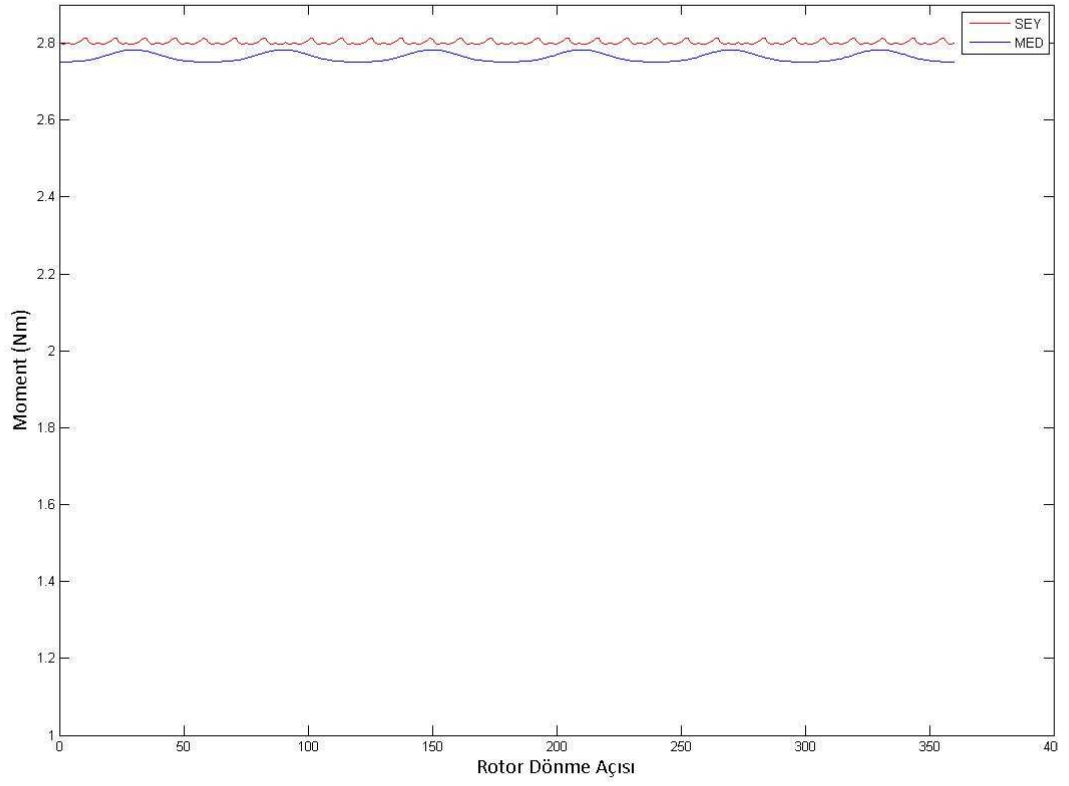
$$T = \frac{\partial W'}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial \theta} = \frac{\frac{\partial W'}{\partial t}}{\frac{\partial \theta}{\partial t}} = \frac{P}{\omega} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (6.64)$$

elde edilir

Eşitlik (6.64) kullanılarak elde edilen moment dalga formu Şekil 6.21 ve 6.22’de gösterilmiştir.



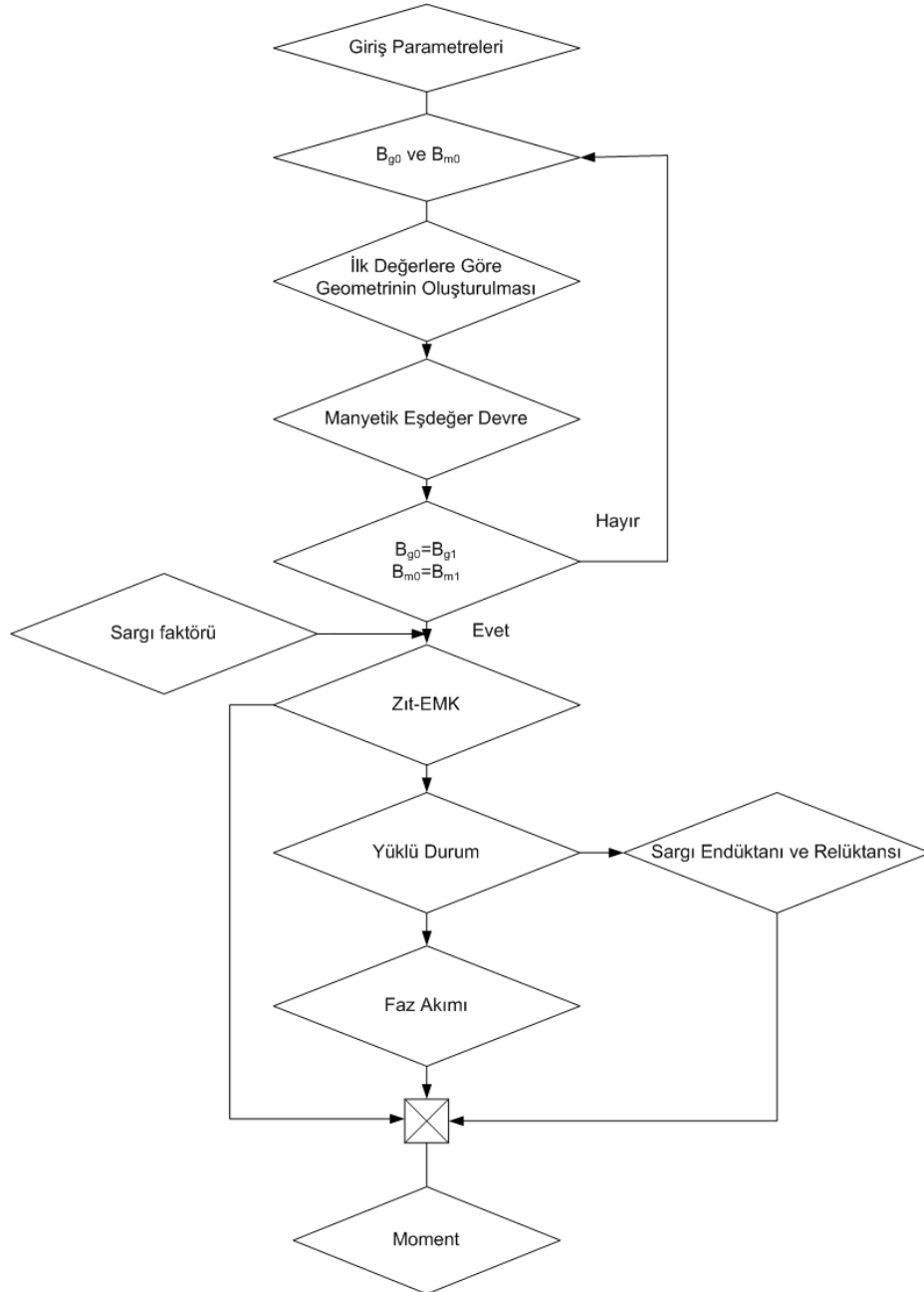
Şekil 6.21 YMK-SMSM Moment dalga şekli



Şekil 6.22 Çelik-SMSM Moment dalga şekli

6.5 Makina Tasarımı için Algoritma Akışı

Manyetik eşdeğer devre yöntemi kullanılarak, eşitlik (6.49) ile hesaplanan hava aralığı akısı ifadelerinden elde edilen manyetik akı yoğunluğu değerleri Şekil 6.23’de gösterilen yazılım akış diyagramında kullanılarak moment ve endüklenen gerilim değerleri elde edilmiştir. Oluşturulan algoritma, hava aralığı manyetik akı dağılımının iterasyon yöntemine göre belirlenmesi ve elde edilen manyetik akıya bağlı olarak zıt-EMK ve moment hesabına dayanmaktadır.



Şekil 6.23 Makina tasarımı için algoritma akışı

KESİRLİ OLUKLU YMK MALZEMELİ RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN OPTİMİZASYONU

7.1 Giriş

Bu bölümde kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron generatörün optimizasyon çalışması yapılmıştır.

7.2 Mıknatıs Seçimi

Sürekli mıknatıslı senkron makinalarda kullanılacak mıknatısın tipi istenilen tasarımın gerçekleştirilmesi için oldukça önemlidir. Seçilen mıknatısın yüksek koersitif kuvvete ve yüksek remenansa sahip olması gereklidir. Yüksek remenans, manyetik eşdeğer devre yöntemine göre hava aralığındaki akı yoğunluğunu ve buna bağlı olarak akıyı artırır. Koersitif kuvvetin yüksek olması ise mıknatısın daha ince yapıda olmasını sağlar. Fakat mıknatısın kalınlığında demanyatizasyon riskinin de mutlaka göz önüne alınması gerekir. Çizelge 1’de kullanılan mıknatısı özellikleri verilmiştir.

Çizelge 7.1 Kullanılan mıknatıs özellikleri

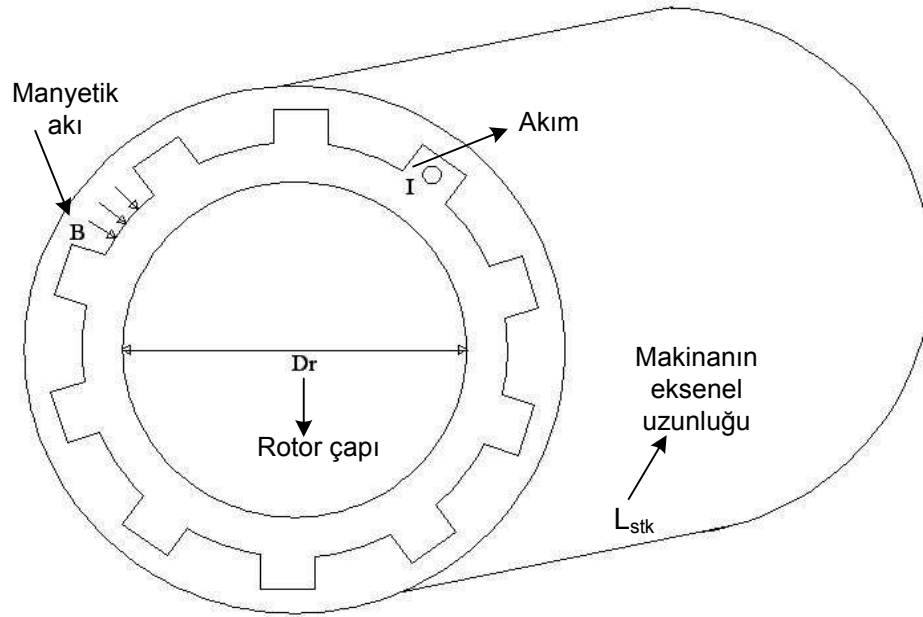
Mıknatıs Tipi	B_r (Mıknatısın remenansı)	H_c (Koersitif Kuvvet)	μ_r (Mıknatısın geçirgenliği)
N35UH	1.2	8.6E+005	1.11

7.3 Rotor Konfigürasyonu

Tasarım ve üretim kolaylığından dolayı, rotor tipi olarak yüzey yerleştirmeli sürekli mıknatısa sahip rotor kullanılacaktır.

7.4 Rotor Çapının Stator Dış Çapına Oranı

Bu oran çıkış momentinin optimizasyonu için önemlidir. Moment, bu oranın bir fonksiyonu olarak elde edilir.



Şekil 7.1 Makinanın 3 boyutlu kesitinin gösterimi

İletken başına moment;

$$T = F \times \frac{D_r}{2} = B \times I_s \times L_{stk} \times \frac{R_{ro}}{2} \quad (7.1)$$

Z iletkene sahip makine de moment;

$$T = F \times \frac{R_{ro}}{2} = B_g \times I_s \times L_{stk} \times Z \quad (7.2)$$

Moment ifadesindeki akım ifadesi boyutlara bağlı olarak değişmektedir. Değişim elektriksel yüklenme ile ifade edilir. Elektriksel yüklenme;

$$Q = \frac{Z \times I_s}{\pi \times D_r} \text{ (A/m)} \quad (7.3)$$

Eşitlik (7.3) ifadesine göre akım;

$$I_s = \frac{Q \times \pi \times D_r}{Z} (A) \quad (7.4)$$

Eşitlik (7.4) ifadesi Eşitlik (7.2) ifadesinde yerine yazılırsa;

$$T = \frac{\pi}{2} \times Q \times D_r^2 \times B_g \times L_{stk} \quad (7.5)$$

ifadesi elde edilir.

Momentin hacime oranı;

$$\frac{T}{V} = 2 \times \left(\frac{D_r}{D_0} \right)^2 \times B_g \times Q \quad (7.6)$$

Burada $\left(\frac{D_r}{D_0} \right)$ oranına ξ denilirse;

$$\frac{T}{V} = 2 \times \xi^2 \times B_g \times Q \quad (7.7)$$

elde edilir.

Akım yoğunluğu;

$$J_s = I_s A_s = \sqrt{\frac{P_c}{A_s \times \rho \times L_{stk}}} \quad (7.8)$$

Eşitlik (7.8) ifadesi Eşitlik (7.3)'de yerine yazılırsa;

$$Q = \frac{K_p \times N_s}{\pi \times D_r} \sqrt{\frac{P_c \times A_s}{\rho \times L_{stk}}} \quad (7.9)$$

elde edilir.

Geometrik parametreler kullanılarak stator alanı;

$$A_s = \frac{1}{N_s} \times \left[\pi \times \left(\frac{D_0 - 2 \times d_b}{4} \right)^2 - \pi \times \frac{D_r^2}{4} \right] - w_t \times (D_0 - d_b - D_r) \quad (7.10)$$

elde edilir.

7.5 Doymanın Geometrik Büyüklüklere Etkisi

Sürekli mıknatıslı senkron makinaların optimizasyonunu yaparken doyma etkisi de hesaba katılarak boyutlandırma yapılmalıdır. Devamlılık teoremine göre, hava aralığı akısı, kaçaklar ihmal edilirse dışteki akıya eşittir.

$$\phi_g = \phi_{diş} \Rightarrow B_g \times A_g = B_{\max} \times w_t \times L_{stk} \quad (7.11)$$

Eşitlik (7.11) ifadesine göre;

$$B_g \times \tau_p \times L_{stk} = B_{\max} \times w_t \times L_{stk} \quad (7.12)$$

Eşitlik (7.12)'den

$$w_t = \frac{B_g \times \tau_p}{B_{\max}} \quad (7.13)$$

1. doyma kuralı elde edilir.

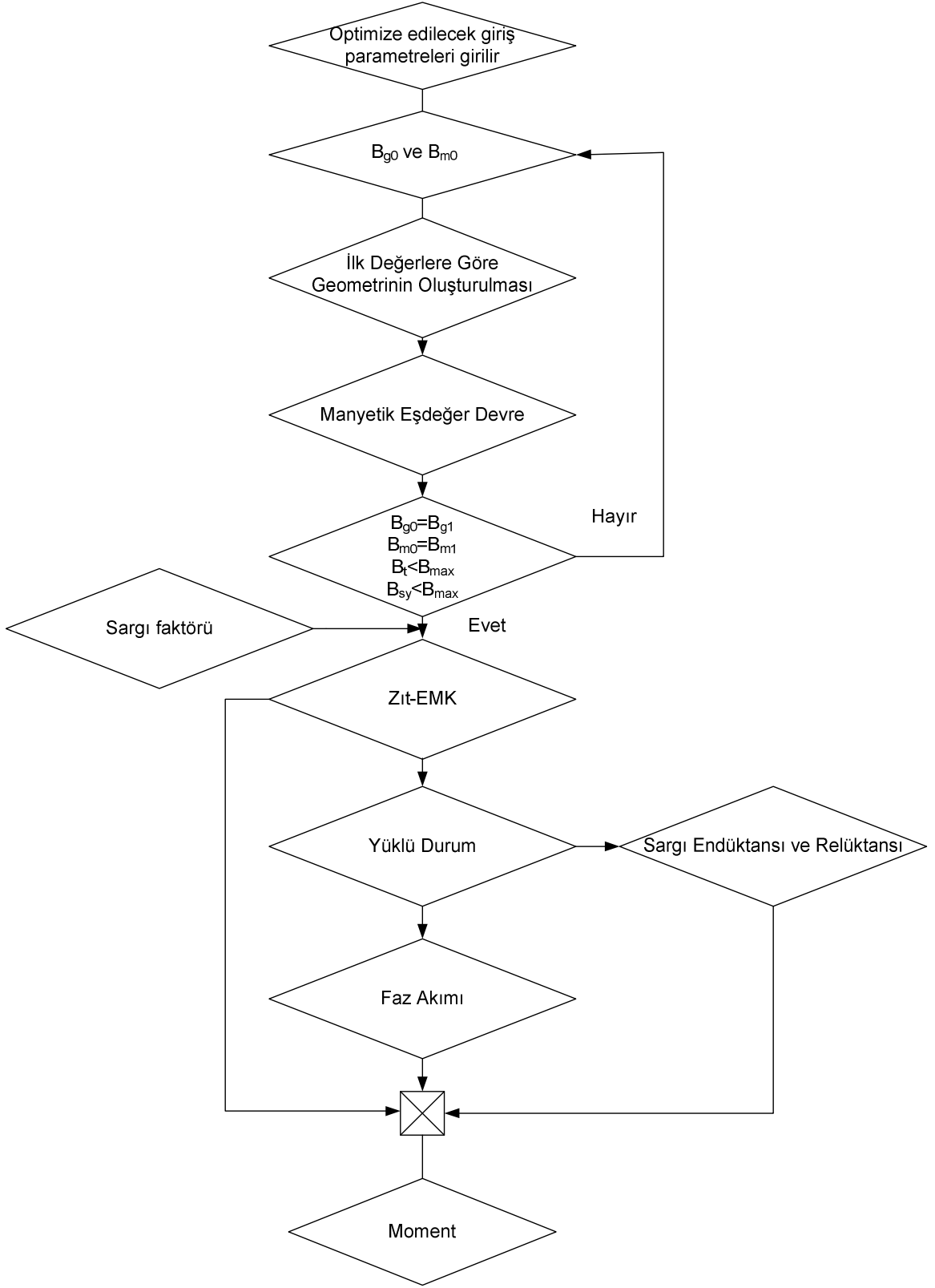
Dışteki akı stator akısının 2/3 olarak kabul edilirse;

$$B_{\max} \times d_{bi} = \frac{2}{3} \times N_s \times B_{\max} \times w_t \Rightarrow d_{bi} = \frac{2}{3} \frac{N_s \times w_t}{2p} \quad (7.14)$$

2. doyma kuralı elde edilir.

7.6 Optimizasyon Akış Diyagramı

Şekil 7.2'de gösterilen yazılım akış diyagramında kullanılarak moment ve endüklenen gerilim değerleri elde edilmiştir. Oluşturulan algoritma, hava aralığı manyetik akı dağılımının iterasyon yöntemine göre belirlenmesi ve elde edilen manyetik akıya bağlı olarak Zıt- EMK ve moment hesabına dayanmaktadır. Burada B_{sy} ve B_t 'nin maksimum doyma noktasındaki manyetik akı yoğunluğundan küçük olması gerekir. Optimizasyon yapılırken bu koşul göz önünde bulundurup boyutlandırma yapılır. Manyetik akı yoğunluğu ve buna bağlı olarakta moment ve endüklenen gerilim değerleri hesaplanır.

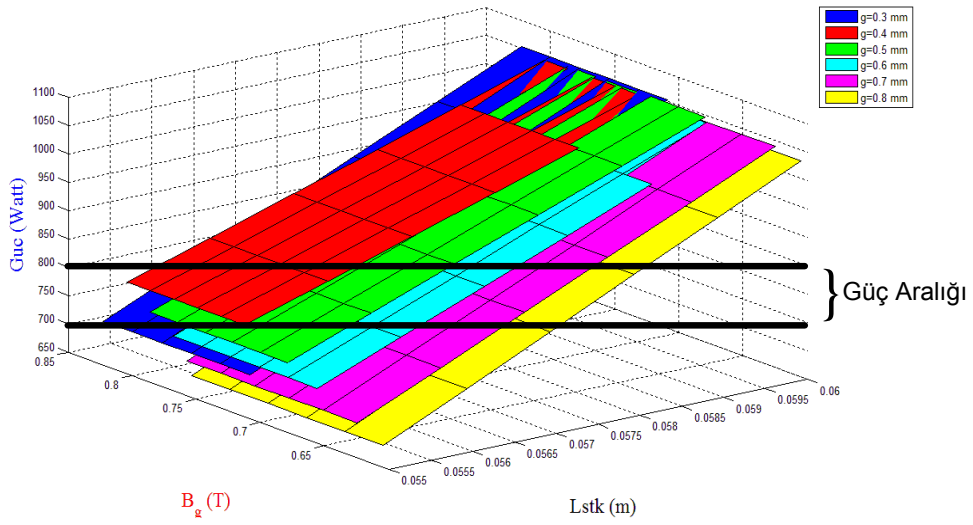


Şekil 7.2 Oluşturulan optimizasyon akış diyagramı

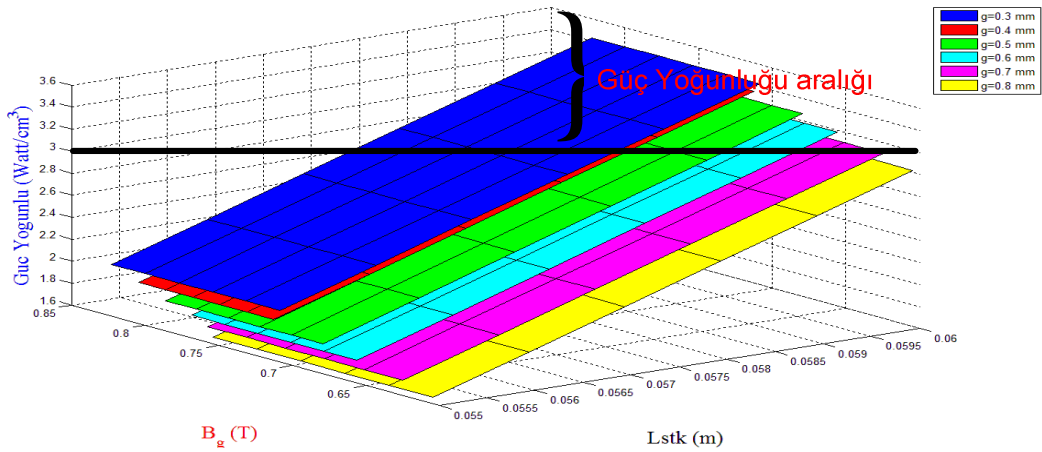
7.7 Optimizasyonu Yapılan Büyüklükler

Optimizasyonu yapılan büyüklükler sırasıyla; makinanın aksenal uzunluğu, mıknatis kalınlığı, diş kalınlığı ve hava aralığı uzunluğudur. Optimizasyon sonuçları grafiksel olarak Şekil 7.3'den 7.30'a kadar verilmiştir.

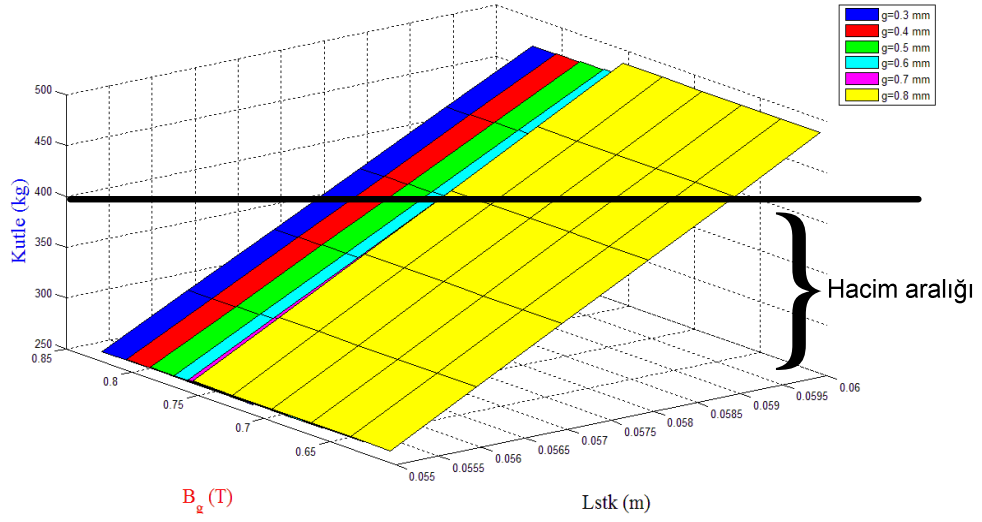
7.7.1. Makinanın Aksenal Boyu ve Hava Aralığına bağlı olarak Parametrelerin Değişimi



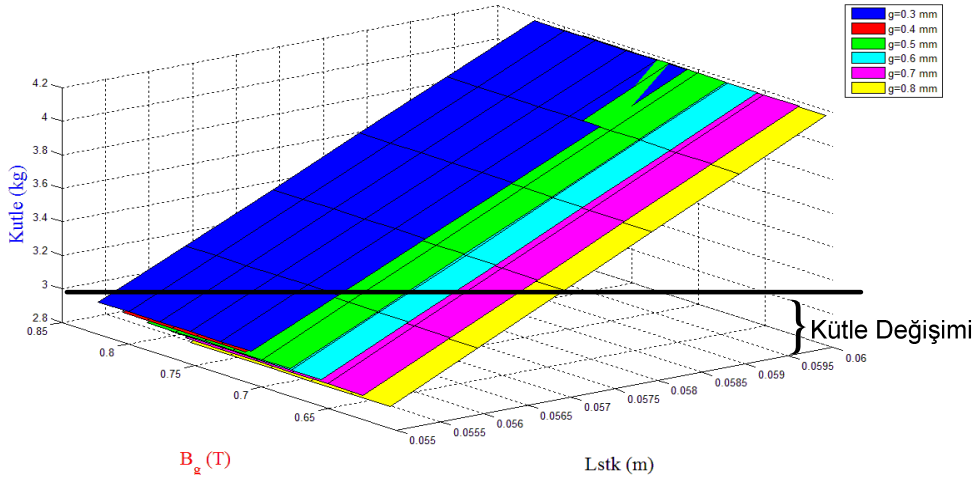
Şekil 7.3 Güç değişimi



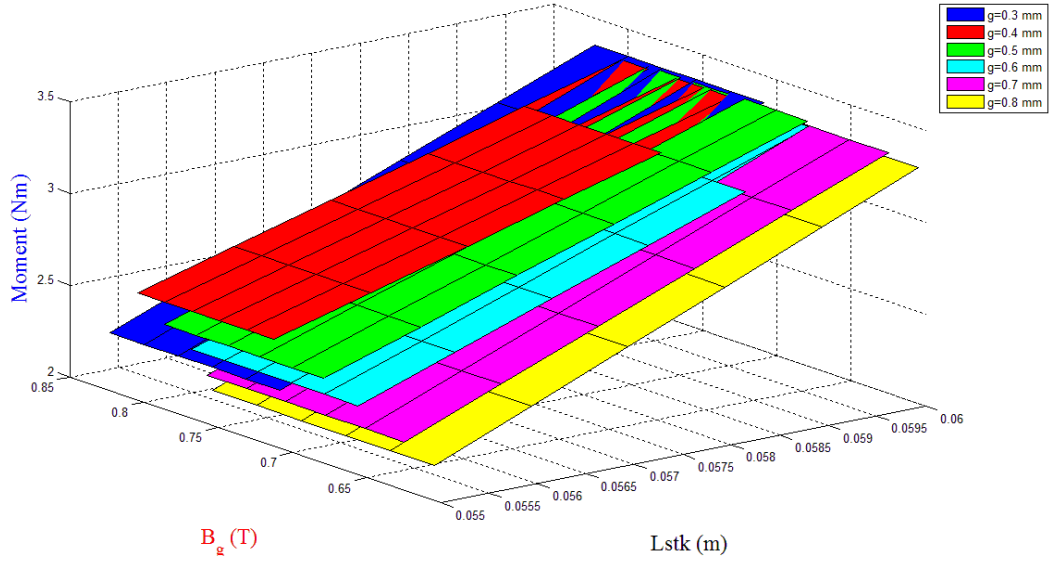
Şekil 7.4 Güç yoğunluğu değişimi



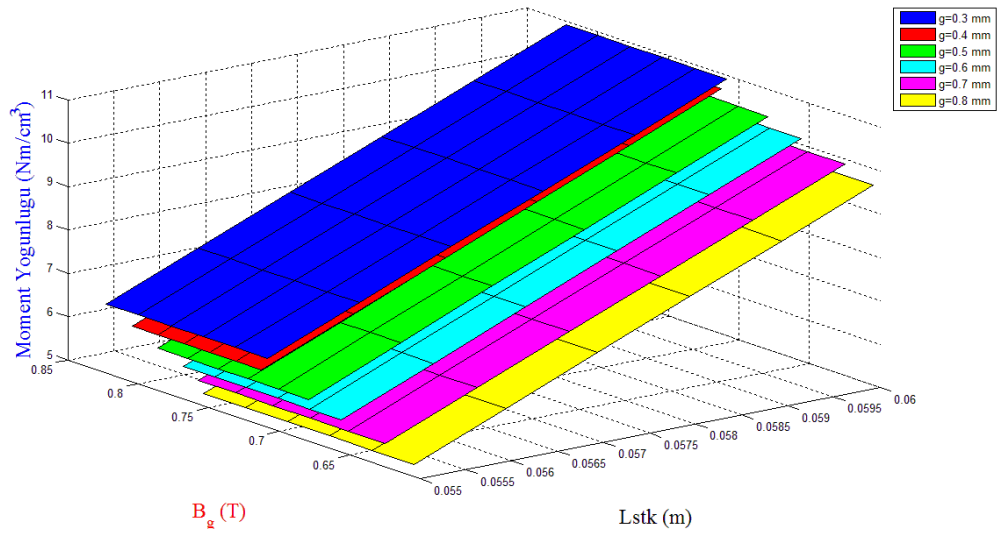
Şekil 7.5 Makine hacmi değişimi



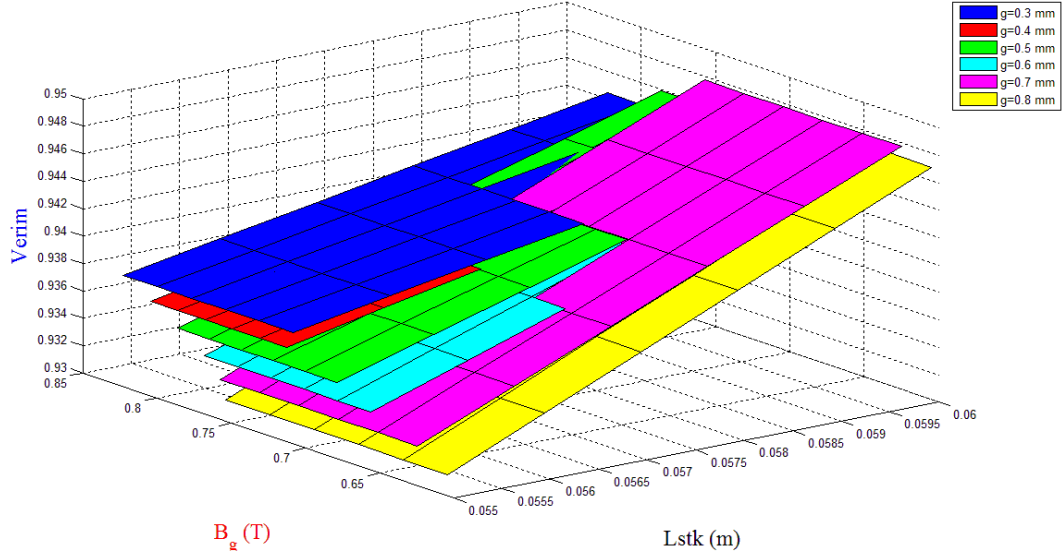
Şekil 7.6 Kütle değişimi



Şekil 7.7 Moment değışimi



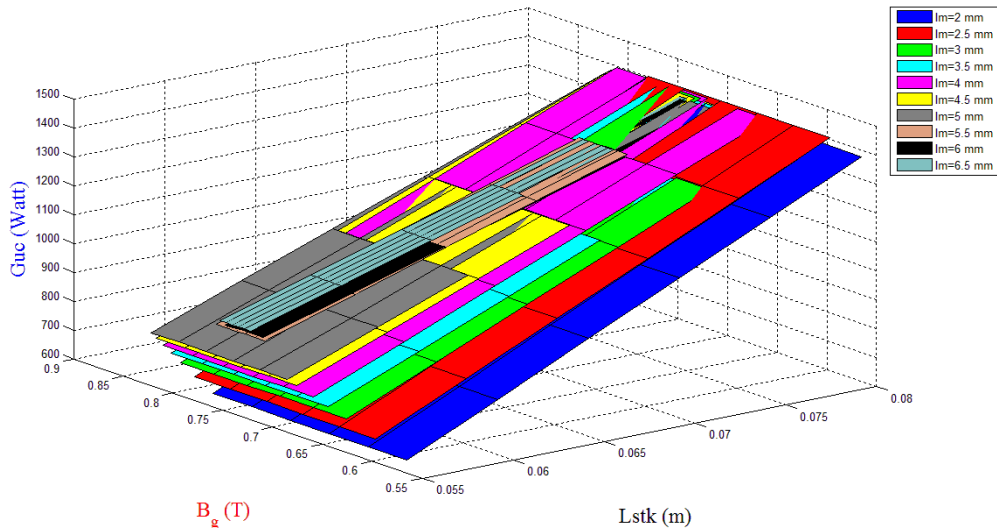
Şekil 7.8 Moment yoğunluğu değışimi



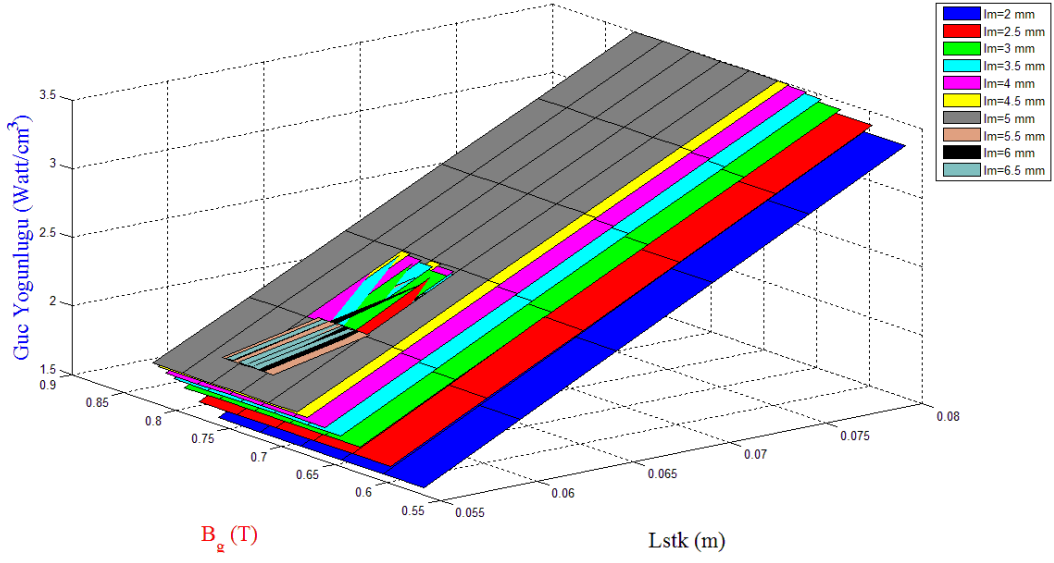
Şekil 7.9 Verim değişimi

Yukarıdaki şekillerden de anlaşıldığı gibi hava aralığı uzunluğu arttıkça verim, moment yoğunluğu, güç yoğunluğu düşmektedir. İstenilen güç aralığına bağlı olarak hava aralığı 0.4, 0.5 ve 0.6 değerleri arasında değişmektedir. Hava aralığının çok küçük olması aynı zamanda mekanik sorunlar da oluşturabildiğinden dolayı hava aralığının 0.4 mm ve daha küçük değerlerde seçilmemesi gerekmektedir.

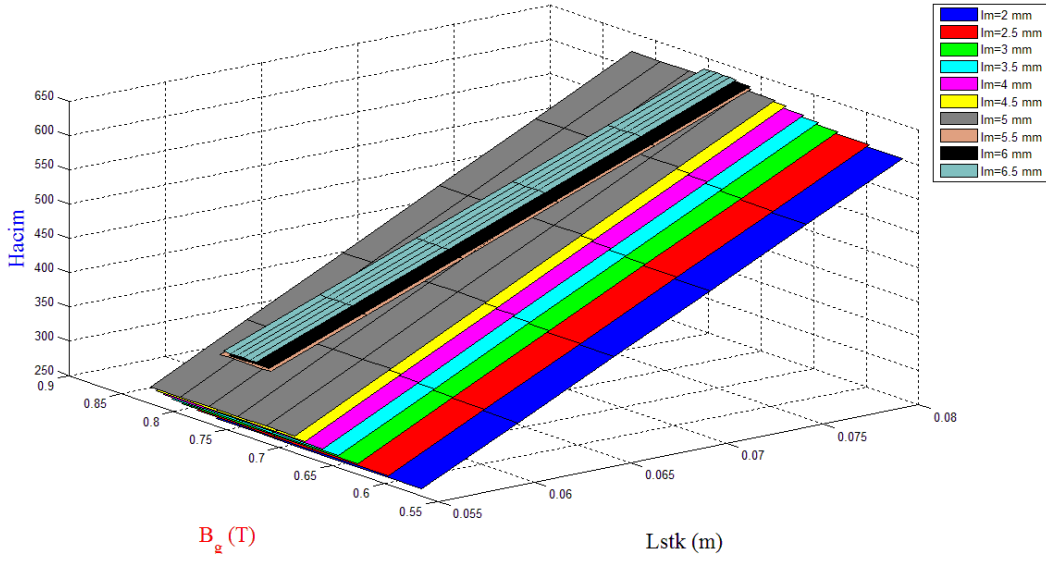
7.7.2 Makinanın Eksenel Boyu ve Miknatıs Kalınlığına bağlı olarak Parametrelerin Değişimi



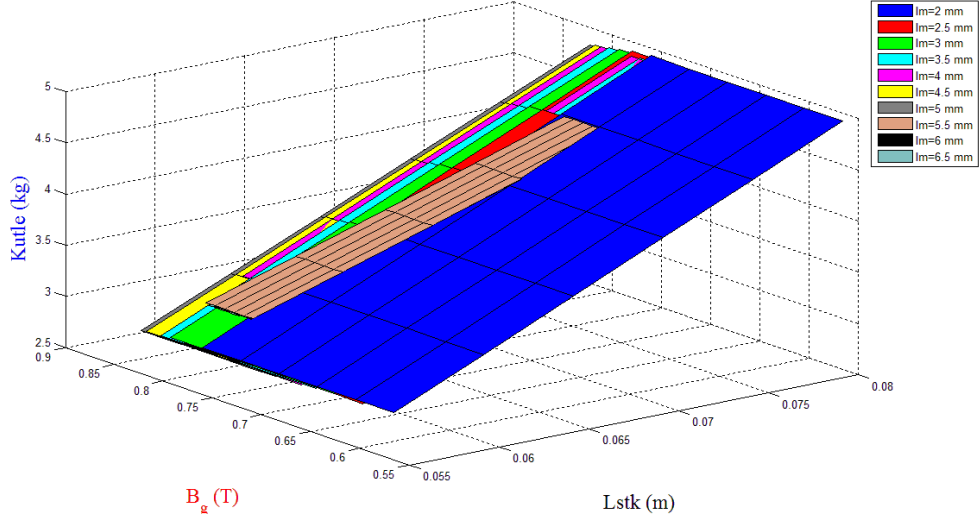
Şekil 7.10 Güç değişimi



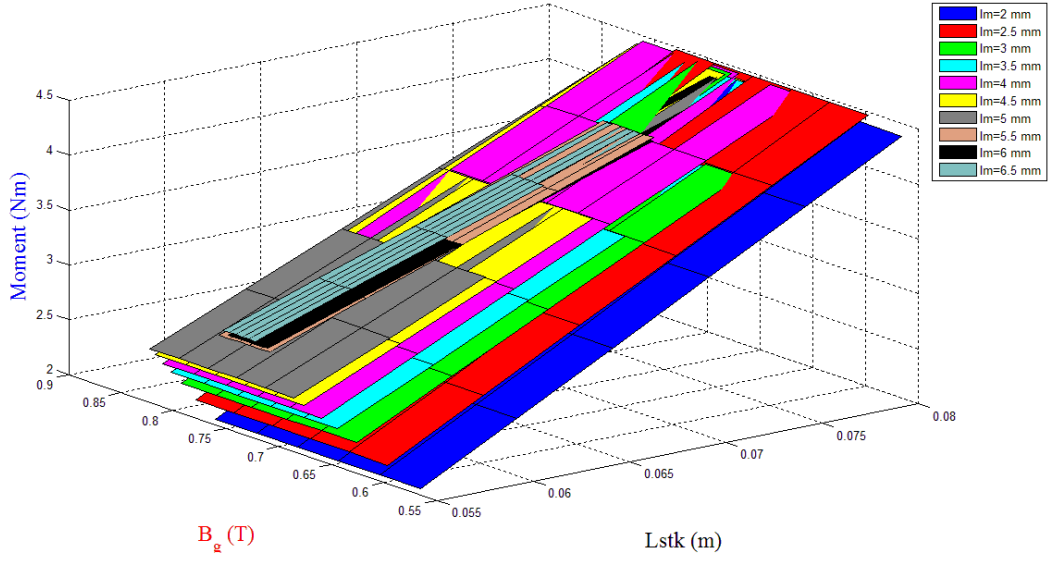
Şekil 7.11 Güç yoğunluğu değişimi



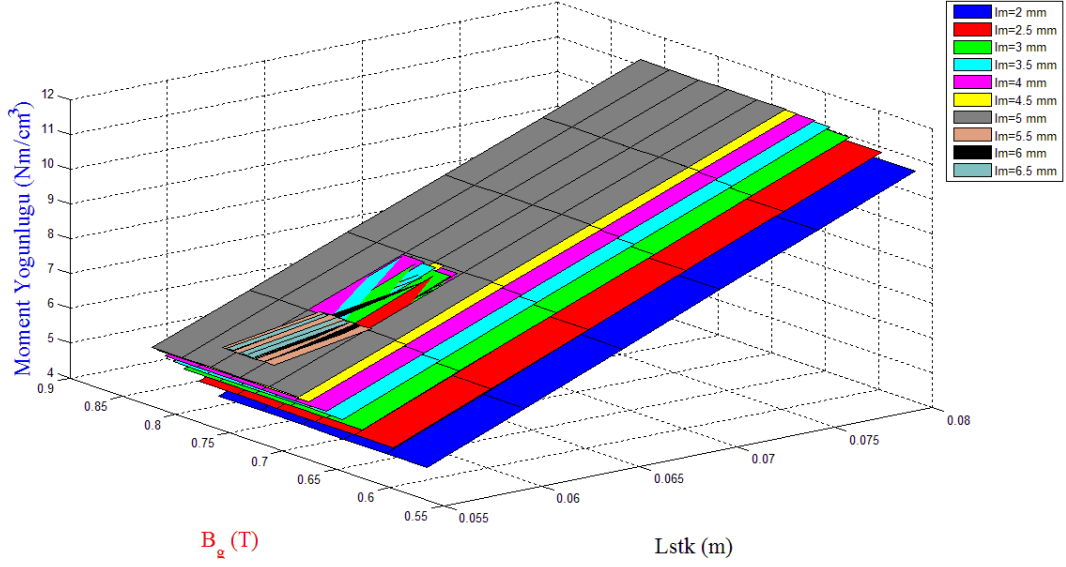
Şekil 7.12 Hacim değişimi



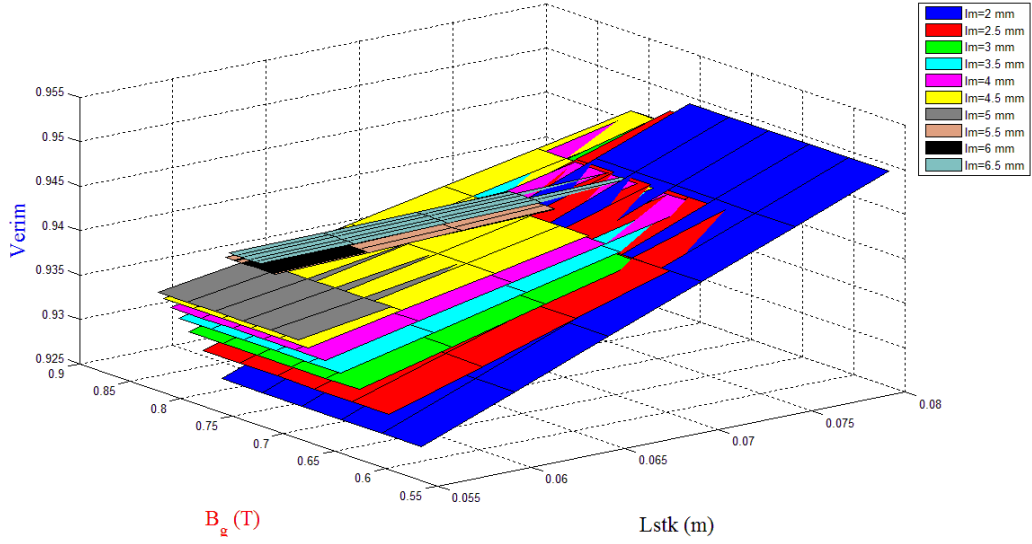
Şekil 7.13 Kütle değişimi



Şekil 7.14 Moment değişimi



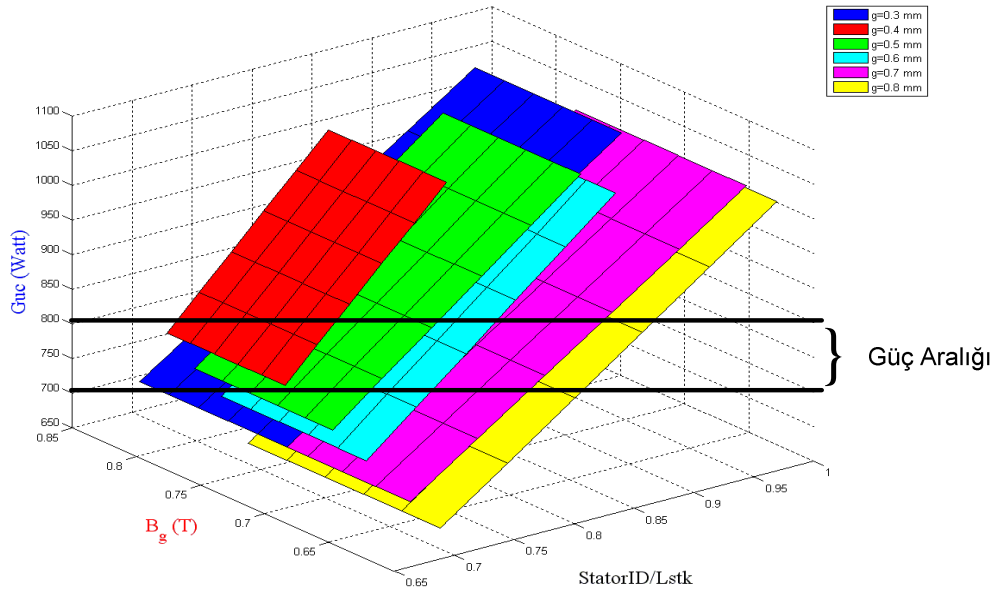
Şekil 7.15 Moment yoğunluğu değişimi



Şekil 7.16 Verim değişimi

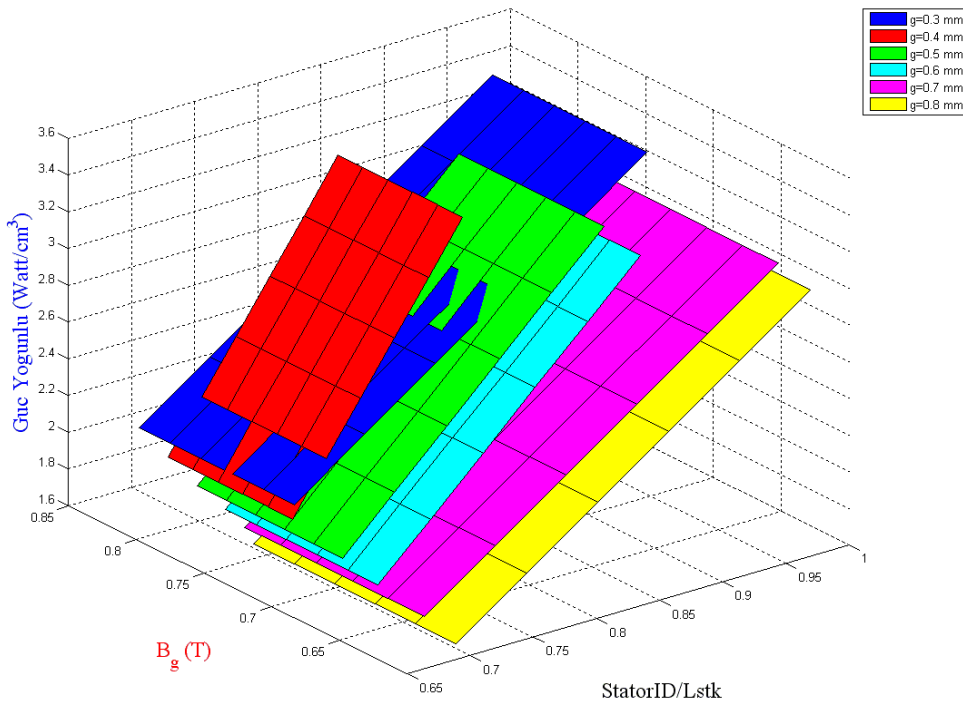
Mıknatıs kalınlığı arttıkça verim, moment ve güç artış göstermektedir. Bunun yanı sıra mıknatıs kalınlığının artışı, kütle ve hacimde de artış göstermekte ve maliyeti artırmaktadır. İstenilen güce ulaşmak için minimum mıknatıs kalınlığı belirlenmelidir. Bundan dolayı şekillerden de anlaşıldığı üzere minimum mıknatıs kalınlığı 2mm ile 2.5 mm'dir.

7.7.3 Makinanın stator çapı/aksenal uzunluk ve hava aralığına bağlı parametrik değişimleri

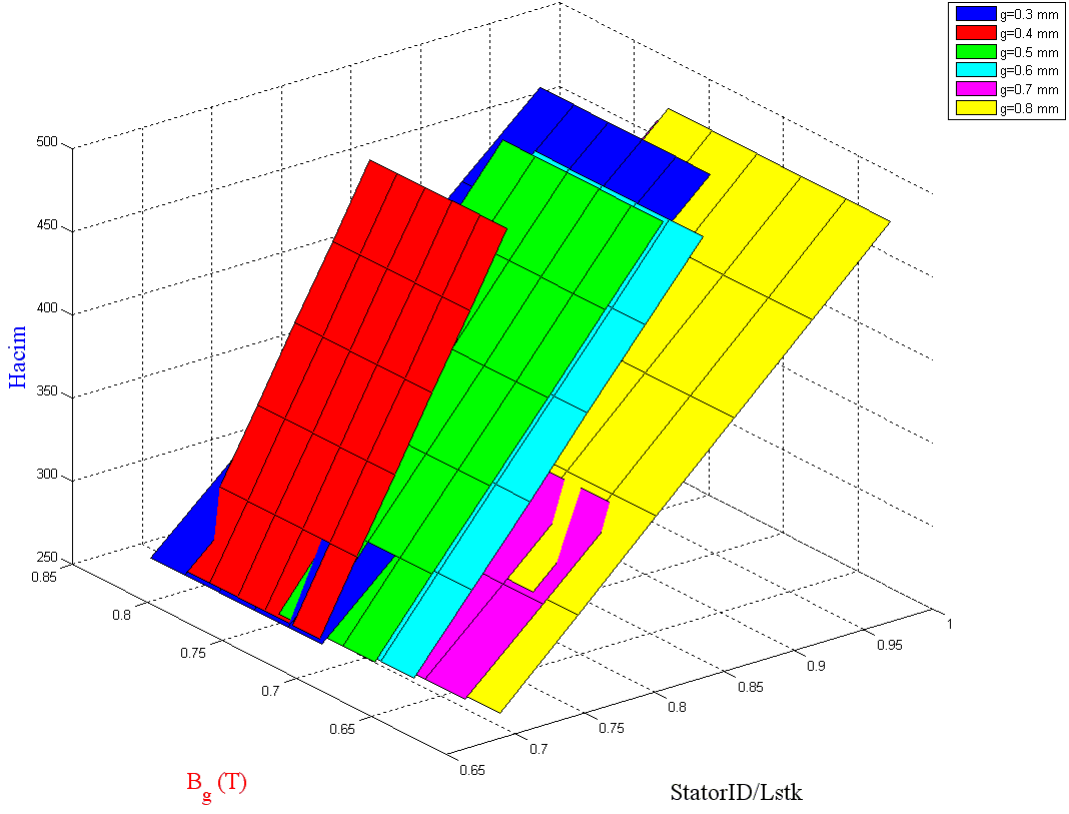


Şekil

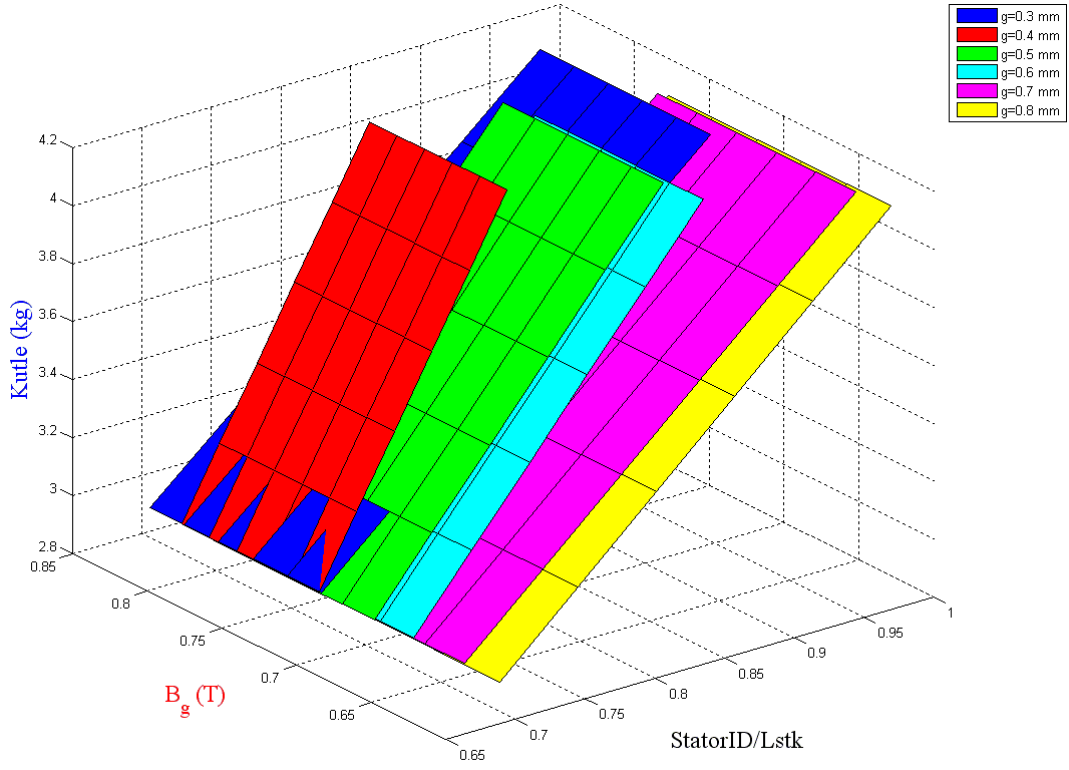
7.17 Güç değişimi



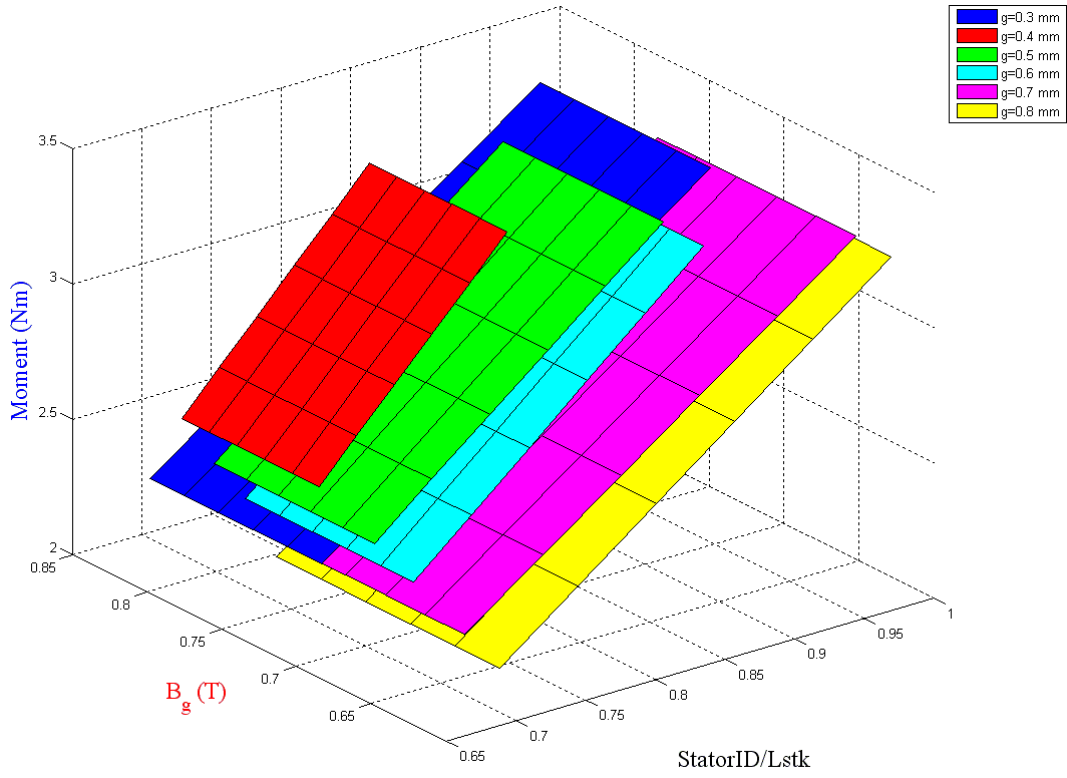
Şekil 7.18 Güç yoğunluğu değişimi



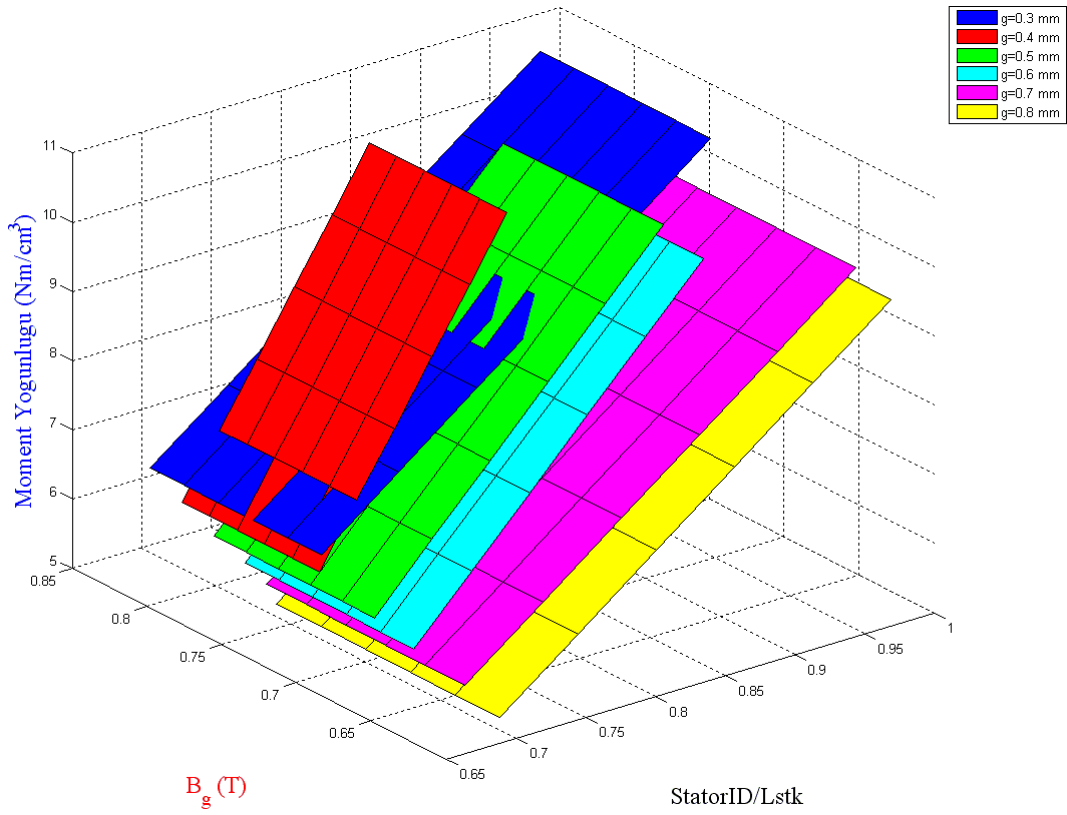
Şekil 7.19 Hacim değişimi



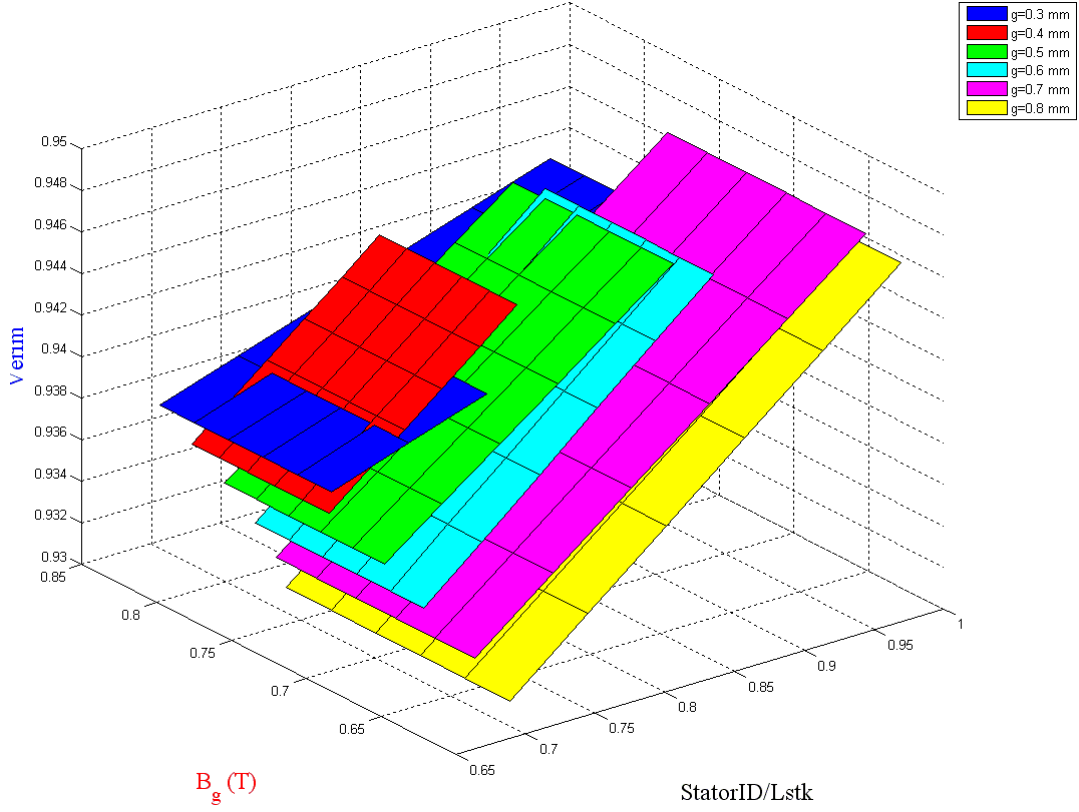
Şekil 7.20 Kütle değişimi



Şekil 7.21 Moment değişimi



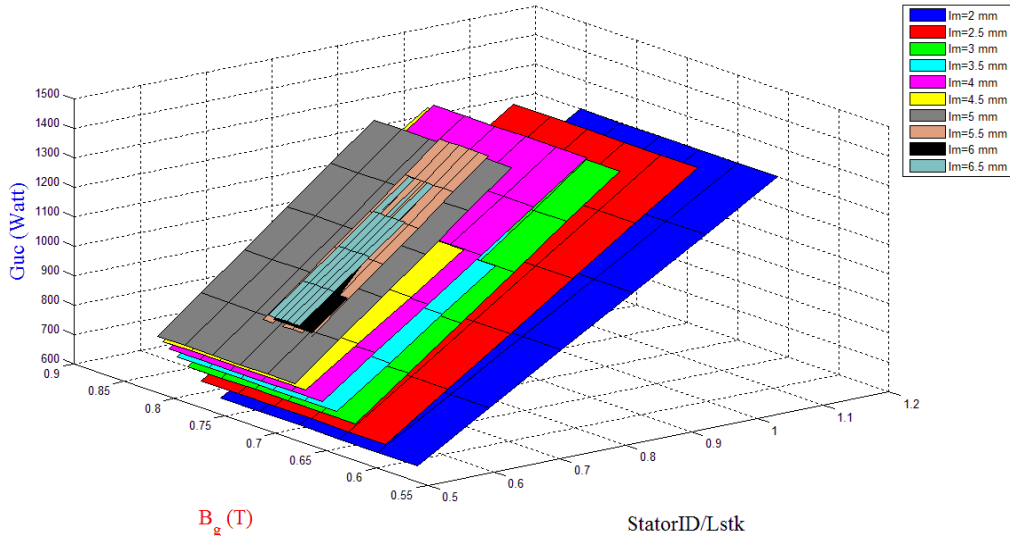
Şekil 7.22 Moment yoğunluğu değişimi



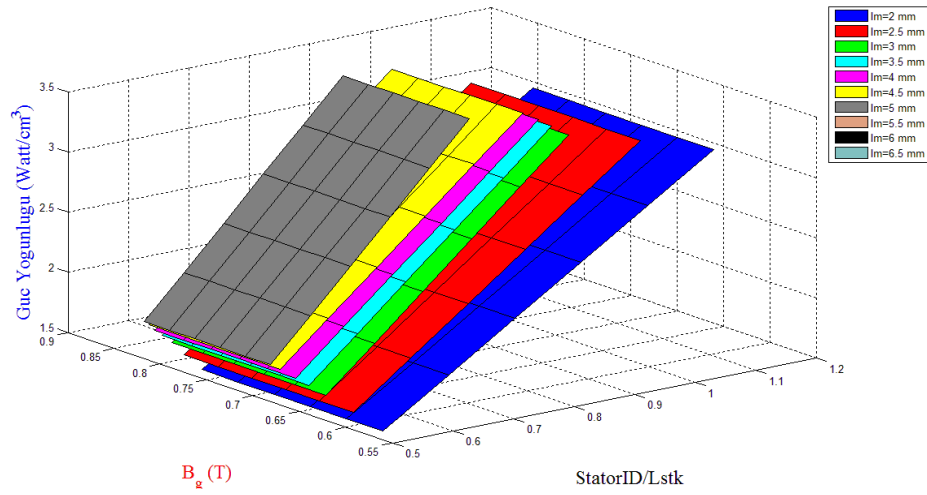
Şekil 7.23 Verim değişimi

Stator iç yarıçapının aksel uzunluğa oranının küçük olması makinanın hacmi ve kütlesi için önemlidir. İstenilen güç aralığında, minimum stator iç yarıçapının aksel uzunluğa orana göre tasarlanması gerekmektedir. Şekillerden de anlaşıldığı üzere minimum stator iç yarıçapının aksel uzunluğa oranı hava aralığının $g=0.6$ mm olduğu ana denk gelmektedir. Bundan dolayı $g=0.6$ mm seçilir.

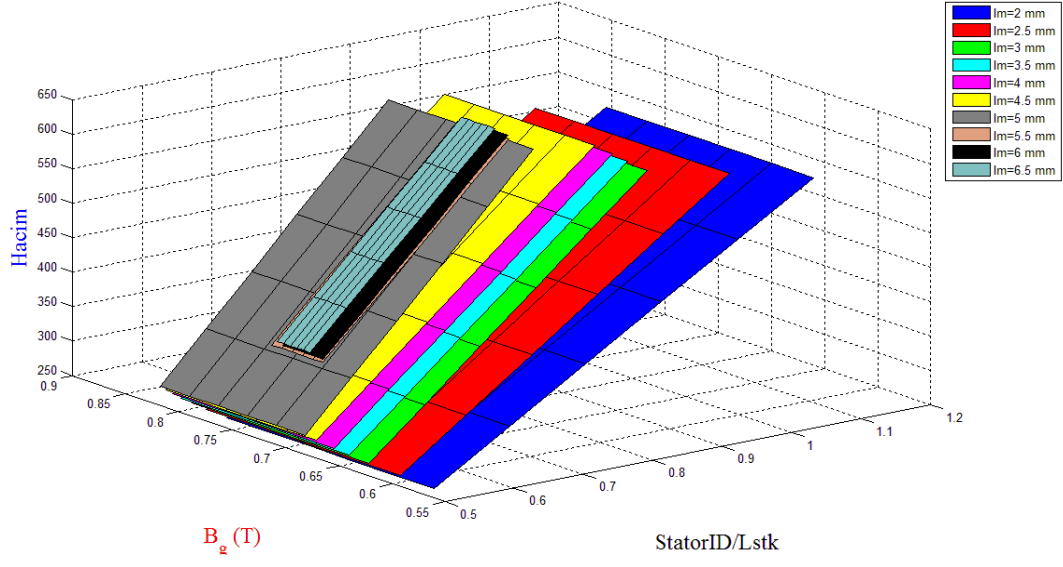
7.7.4 Makinanın Stator apı/Eksenel uzunluk ve Miknatis Kalınlığına bağlı parametrik değişimleri



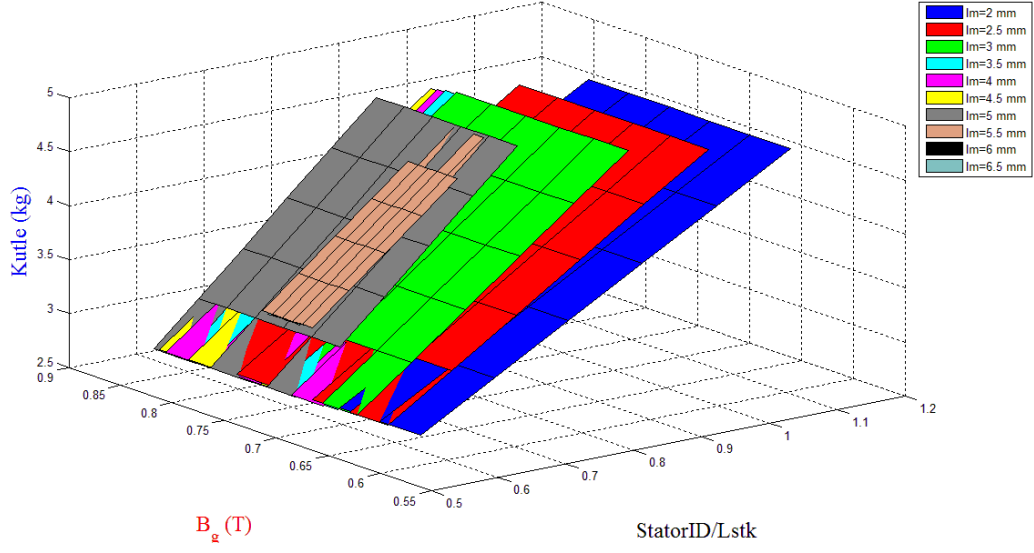
şekil 7.24 Gc değişimi



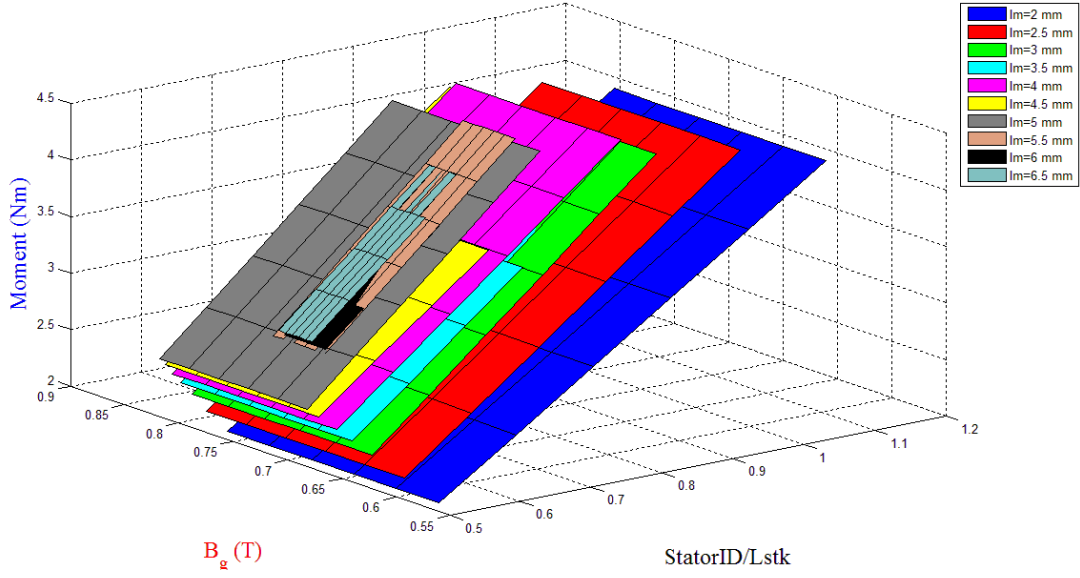
şekil 7.25 Gc yoğunluğu değişimi



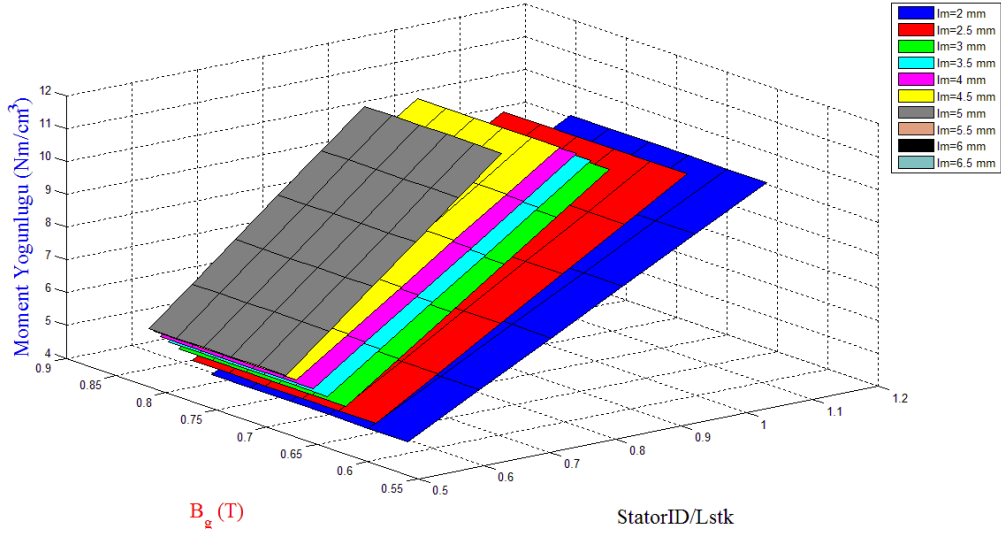
Şekil 7.26 Hacim değişimi



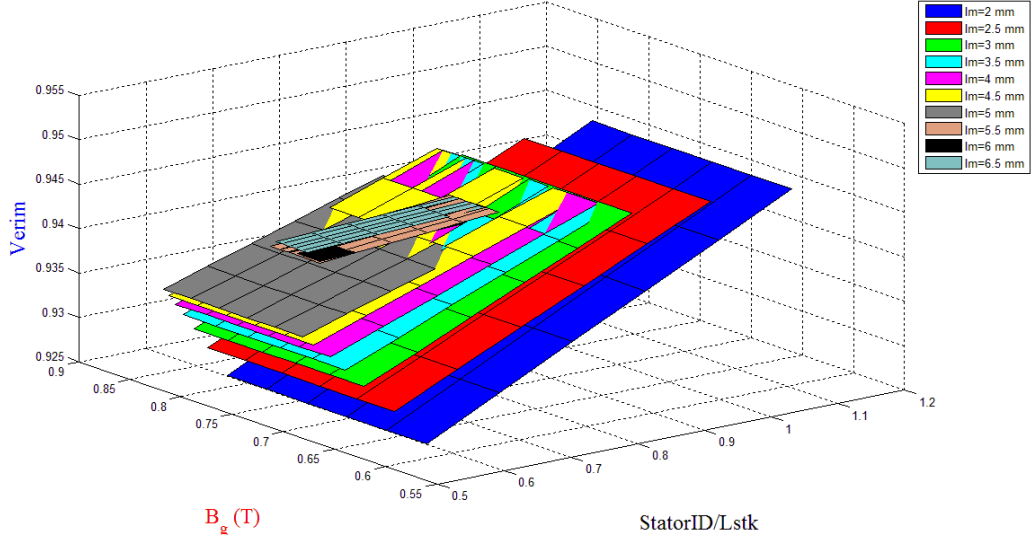
Şekil 7.27 Kütle değişimi



Şekil 7.28 Moment değışimi



Şekil 7.29 Moment yoğunluğu değışimi



Şekil 7.30 Verim değişimi

Yapılan parametrik çalışmada geometrik büyüklük değişimleri çizelge 7.2’de verilmiştir.

Çizelge 7.2 Makine geometrik büyüklük değişimi

Hava Aralığı (mm)	$0.3 \text{ mm} < g < 1 \text{ mm}$
Stator dış yarıçapı (mm)	$35 \text{ mm} < r_{so} < 50 \text{ mm}$
Eksenel uzunluk (mm)	$55 \text{ mm} < L_{stk} < 80 \text{ mm}$
Mıknatıs kalınlığı (mm)	$2 \text{ mm} < l_m < 7 \text{ mm}$
Dış kalınlığı (mm)	$6 \text{ mm} < w_{ti} < 8 \text{ mm}$
Dış rotor yarıçapı	$20 \text{ mm} < r_{ro} < 30 \text{ mm}$

Grafikler incelendiğinde moment yoğunluğu $3\text{-}10 \text{ Nm/cm}^3$ arasında, verim %93-%95 arasında, kütle 3-5 kg arasında, Güç yoğunluğu $1\text{-}3 \text{ w/cm}^3$ arasında, hacim $250\text{-}500 \text{ mm}^3$ arasında olduğu görülmüştür. Parametrik olarak analiz yapılıncaya verim, güç yoğunluğu olarak en yüksek, hacim, kütle olarak en düşük değeri veren büyüklükler ele alınması gerekmektedir. Aynı zamanda olabildiğince mıknatıs kalınlığının ve hava aralığı genişliğinin düşük tutulması gerekmektedir.

Dış kalınlığı, stator boyunduruk kalınlığı, rotor boyunduruk kalınlığını belirlemek için akı yoğunluklarındaki sınırlamalar ile yapılır.

Grafiklerden gücü 750 W ile 800 W arasında olarak seçildiğinde makine parametreleri çizelge 7.3'te verilmiştir.

Çizelge 7.3 Makina parametreleri

Büyüklükler	Değerleri
r_{ro} (rotor yarıçapı)	20 mm
r_{so} (stator dış yarıçap)	40 mm
w_{ry} (rotor boyunduruğunun genişliği)	7.4 mm
w_{sy} (stator boyunduruğunun genişliği)	4.4 mm
w_{ti} (dış iç genişliği)	8 mm
d_1 (dış ayağı uzunluğu)	1 mm
d_s (stator dış uzunluğu)	13 mm
w_s (oluk açıklığı)	1 mm
L_{stk} (makinenin aksenal boyu)	55 mm
L_m (mıknatıs kalınlığı)	2.6 mm

BÖLÜM 8

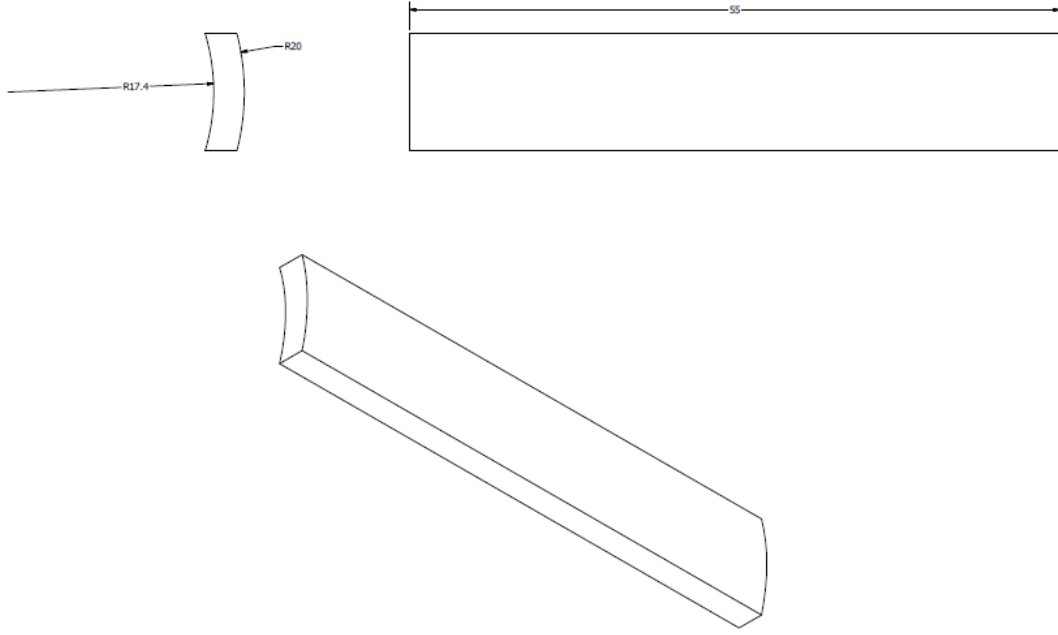
KESİRLİ OLUKLU YMK MALZEMELİ RADYAL AKILI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN ÜRETİM AŞAMALARI VE 3D SEA SONUÇLARININ DENEYSEL ÇALIŞMA İLE DOĞRULANMASI

Bu bölümde SEY sonuçlarına göre seçilen ve özellikleri Çizelge 8.1’de verilen mıknatısın detaylı çizimleri şekil 8.1’de verilmiştir. Aynı zamanda tez çalışmasının amacına uygun olarak tasarlanıp imal edilmiş rotor yapılarının da çizimleri ve resimleri verilmiştir. Benzer şekilde stator çizimleri, stator üretim aşamaları, motor gövdesi, mil gibi diğer parçaların da resimleri verilmiştir. Ayrıca endüklenen gerilimi ölçmek için özel olarak kurulan deney düzeneğinin yapısı verilip üretilen üretilen makinanın test sonuçları ile 3D SEY ve MED değerleri karşılaştırmaları yapılmıştır.

Çizelge 8.1 Laboratuar ortamında incelenecek rotor yapısı

Mıknatıs Tipi	B_r (Mıknatısın remenansı)	H_c (Koersitif kuvvet)	μ_r (Mıknatısın geçirgenliği)
N35UH	1.2 T	860000 A/m	1.11

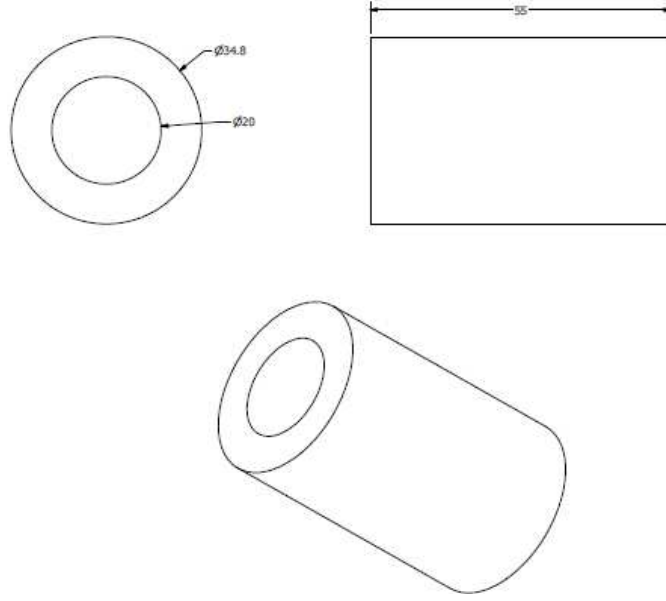
8.1 Mıknatıs Çizimleri ve Resimleri



Şekil 8.1 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın mıknatıs çizimleri

8.2 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın Rotor Çizimleri ve Üretilmesi

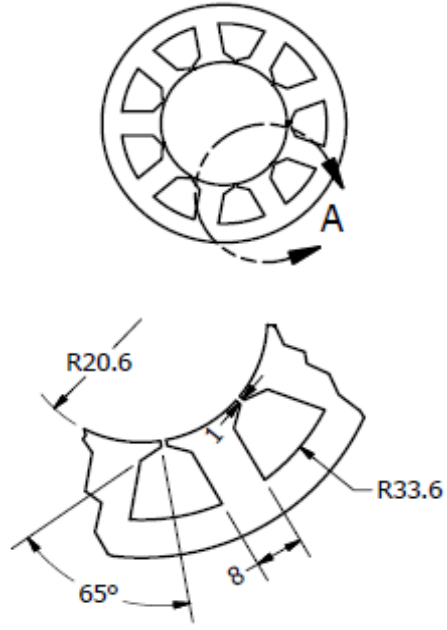
Prototipi üretilen YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın rotoru standart çelikten ve tek parça olarak üretildi. Şekil 8.2'de rotor yapısının çizimleri verilmiştir.



Şekil 8.2 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın rotor çizimleri

8.3 YMK Malzemeli Kesirli Oluklu Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Statorunun Çizimleri ve Üretimi

Şekil 8. 3’de YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın stator yapısının çizimleri ve Şekil 8.3 ile Şekil 8.6 arasında ise üretim aşamaları verilmiştir. Şekil 8.4’de statorun kalıba çekilmesi, olukların açılma işlemi ve tüm oluklarının açılmış şekli görülmektedir. Sargı oluklarının açılma işlemi CNC tarafından yapılmıştır. Motor gövdesi alüminyumdan, mili ise paslanmaz çelikten üretilmiştir.



Şekil 8.3 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinasının stator çizimleri



a) Statorun kalıba çekilmesi



b) Olukların açılması



c) Statorun oluklarının tamamının açılmış şekli

Şekil 8.4 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın statorunun üretim aşamaları



Şekil 8.5 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makina milinin resmi



Şekil 8.6 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın stator ve rotorunun üretilmiş hali

Şekil 8.8'de sargı yapısı detayları verilmiştir. YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın sargıları konsantre sargı tipi olup, her biri dış tarafına sarılmıştır. Sargı dağılımı aşağıdaki ifadelerle elde edildi.

$$q = \frac{9}{3 \cdot 10} = \frac{3}{10} \text{ bu durumda dizinde 3 adet bir, 7 adet sıfır olacaktır.}$$

1. başlangıç dizini: 0000000111
2. optimum dizin: 1001001000
3. optimum dizin 3 defa yan yana yazılır: 1001001000|1001001000|1001001000
4. klasik dizin AC'BA'CB' şeklindedir.

1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0

A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B'

5.Sargını ilk katmanı, 1 sayısına denk geldiği şekilde sıralanır.

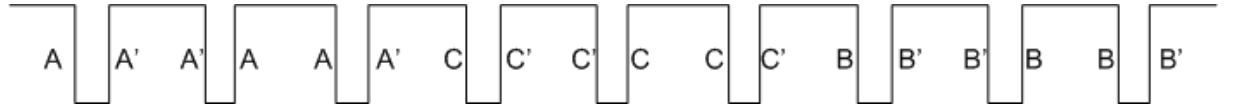
A A' A C' C B B' B

6. sargıların ikinci sırası, ilk sıra bir diş aralığı kadar kaydırılarak elde edilir.

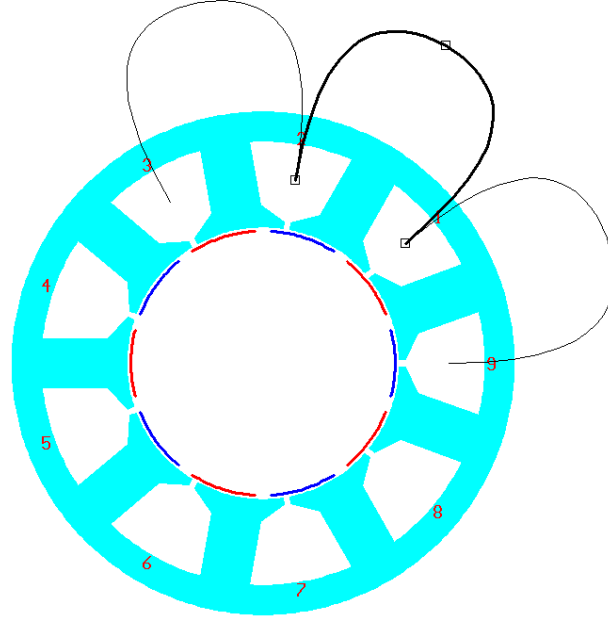
A A' A C' C B B' B

A' A A' C' C C' B' B B'

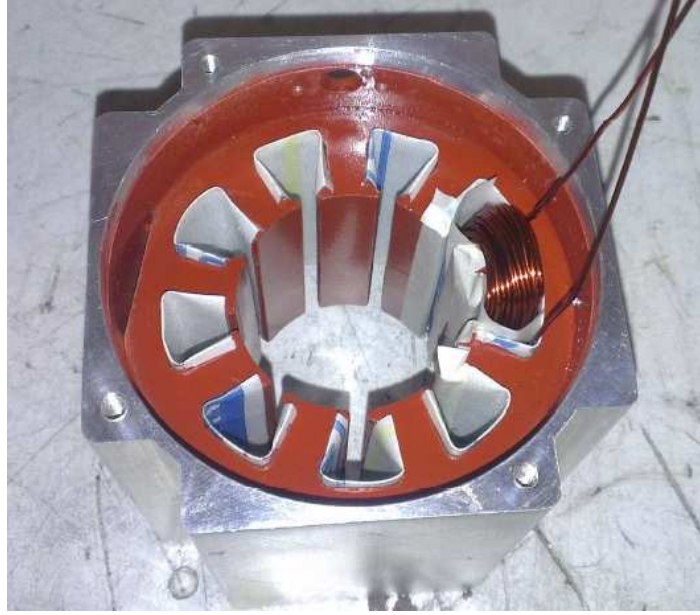
7. son sargı sıralaması çizilirse sargı şeması aşağıdaki gibi elde edilir.



Şekil 8.7 Sargı şemasının kesit gösterişi



Şekil 8.8 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın sargı düzeni



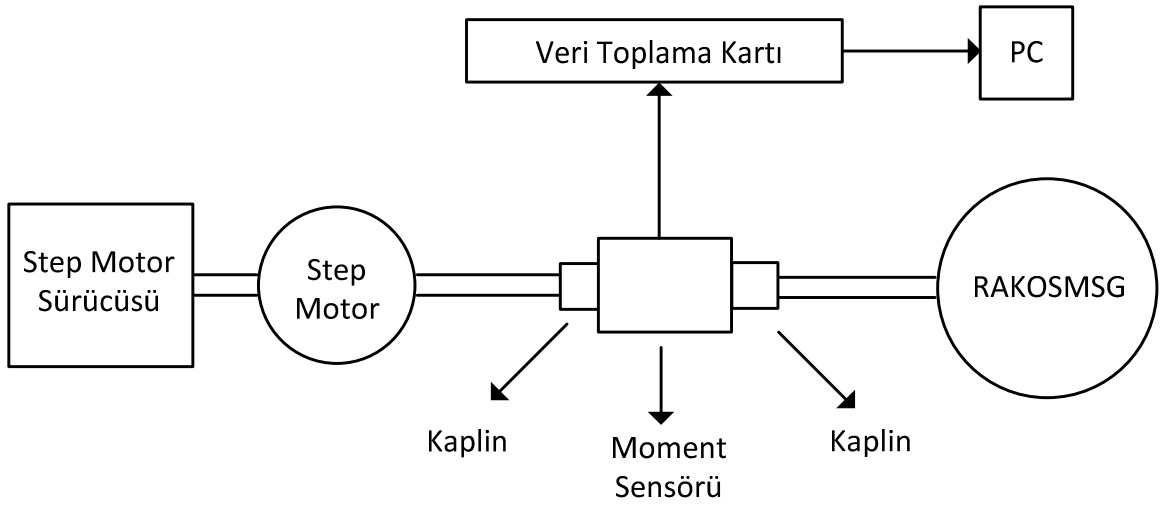
Şekil 8.9 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın statoruna sargıların yerleştirilmesi



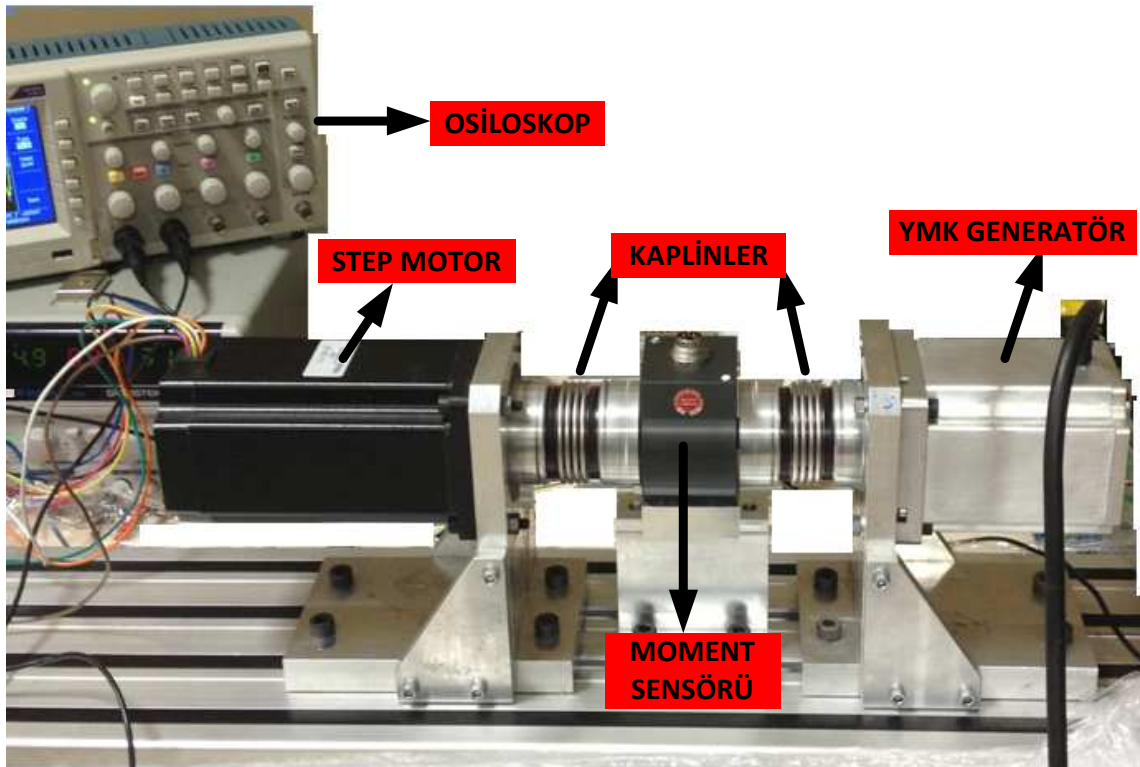
Şekil 8.10 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın prototipi
Yapılan 3D SEA sonuçlarına göre seçilen ve prototipi üretilen YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın SEA sonuçları ile karşılaştırmasının yapılabilmesi amacıyla Bölüm 8.4 de ki deney düzeneği kurulmuştur.

8.4 YMK Malzemeli Kesirli Oluklu Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Deney Düzeneği

endüklenen gerilimi ölçmek için tasarlanan sisteme ait blok diyagram Şekil 8.11’de görülmektedir. Deney düzeneği, tahrik amaçlı kullanılan step motor ve sürücüsü, moment verilerini almak için kullanılan moment sensörü, analog tipteki veriyi dijitale çevirerek usb port vasıtasıyla bilgisayara aktarmak için kullanılan NI veri toplama kartı ve Zıt- EMK değerlerinin ölçüldüğü YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinadan oluşmaktadır.



Şekil 8.11 Deney seti ve ölçüm sisteminin blog diyagramı



Şekil 8.12 YMK malzemeli kesirli oluklu sürekli mıknatıslı senkron makinanın deney düzeneği

Kullanılan Cihazların Özellikleri

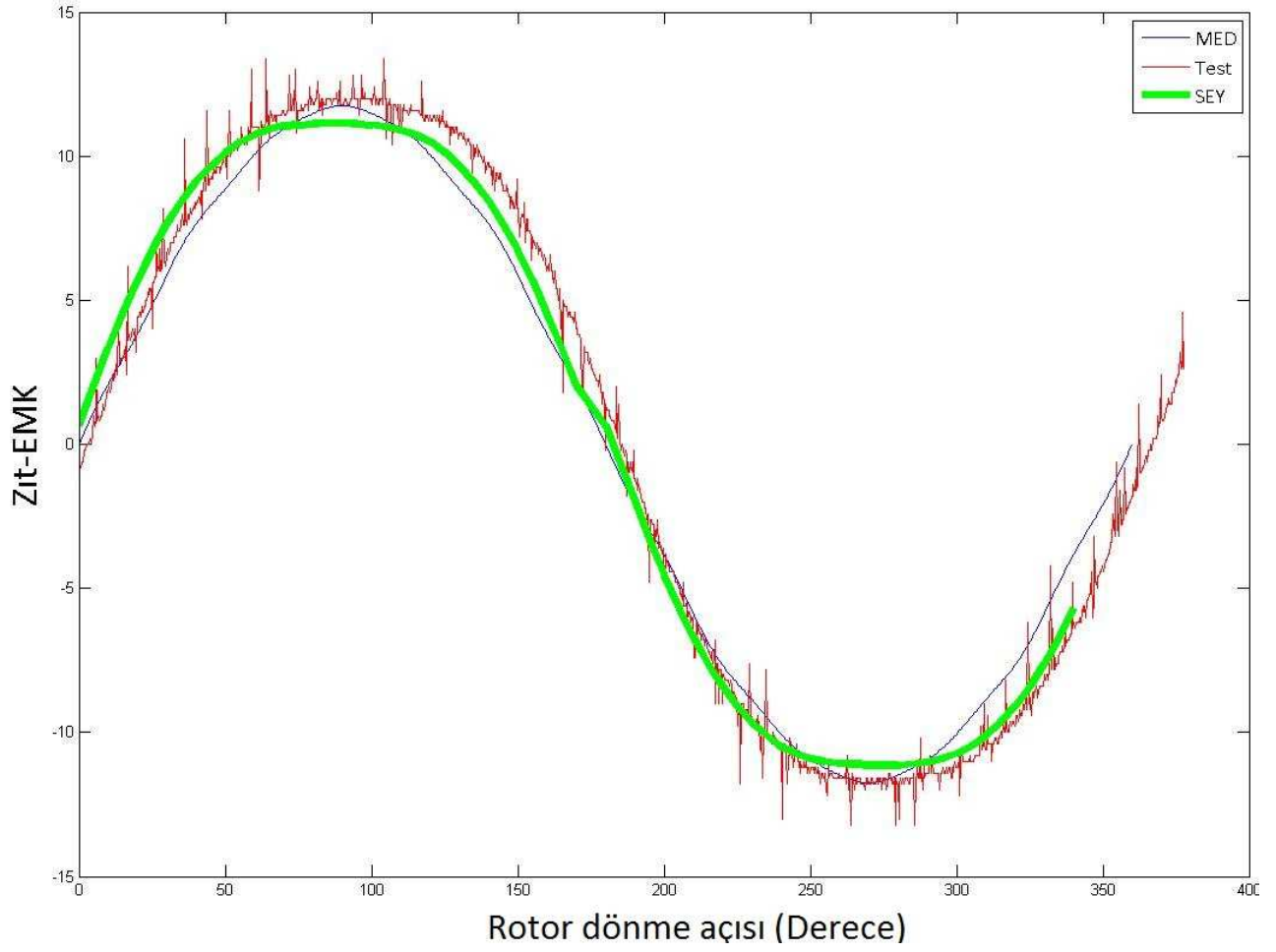
Şekil 8.12'de görülen deney düzeneğinde kullanılan ekipmanlar;

- **Step motor ve sürücüsü:** Prototipi üretilen makineyi tahrik etmek amaçlı olarak kullanılacaktır. Step motor 12.5 Nm tutma momentine sahiptir.
- **Moment sensörü (DRBK-20):** Prototipi üretilen makinenin moment değerini ölçmek için kullanılacaktır ve maksimum 20Nm moment değerini ölçmektedir.
- **Veri toplama kartı:** National Instrument markadır.
- **Kaplin:** Moment sensörleri ile step motor ve prototip makina arasındaki bağlantıyı sağlamak amaçlı kullanılacaktır.
- **Osiloskop: (RİGOL DS 1204 B)** Prototipi üretilen makineye ait endüklenen gerilim sinyalleri ölçümü için kullanılacaktır.

PC: Prototipi üretilen makineye ait moment verilerini almak amaçlı kullanılacaktır.

8.5 YMK Malzemeli Kesirli Oluklu Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinenin Endüklenen Geriliminin Deneysel Yolla Ölçülmesi ve SEA ile Karşılaştırılması

Bu bölümde Zıt- EMK testlerini yapmak için step motor 500 rpm hızda çevrilerek sargı uçlarından anlık değerler ölçülmüştür. Alınan değerler, SEY analizi ve oluşturulan Manyetik eşdeğer devre (MED) yöntemiyle elde edilen sonuçlarla kıyaslanmıştır.



Şekil 8.13 Endüklenen gerilim değerlerinin test sonuçları ile kıyaslanması

Şekil 8.13'ten de görüldüğü gibi Endüklenen gerilimin tepe değerlerinin karşılaştırması çizelge 8.2 'de gösterilmiştir.

Çizelge 8.2 Endüklenen gerilimin tepe değerlerinin karşılaştırılması

MED	11.7 V
SEY	11.14 V
Test	11.8 V

Yapılan analizler sonucu, Matlab'te oluşturulan yazılımı ile test sonuçları arasındaki farkın %1 olduğu görülmüştür.

Sürekli mıknatıslı senkron generatörler, geleneksel senkron generatörlere göre, uyarım sargılarına ihtiyaç duymaması ve rotorunda mıknatıs bulunması gibi yapısal olarak farklılık gösterirler. Sürekli mıknatıslı senkron generatörlerin uyarım akımı oluşturacak ilave bir kaynağa ihtiyaç duymamalarından dolayı uyarım sargıları bulunmaz. Bu özellik makine kayıplarını azaltacağından ve boyutunu küçülttüğünden dolayı sürekli mıknatıslı senkron generatörler yüksek verime ve yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Yüksek güç yoğunluğuna bağlı olarak küçük hacimli olmaları birçok düşük güçlü uygulamada sürekli mıknatıslı senkron generatörü avantajlı hale getirir.

Günümüzde gerek artan enerji ihtiyacını karşılamak, gerekse de üretilen ya da tüketilen enerjinin verimli kullanılması için yürütülen Ar-Ge çalışmaları oldukça büyük önem kazanmıştır. Tüketilen enerjinin verimli kullanılması enerji açığının büyümesini engelleyecek bir unsurdur. Tüketilen enerjiye ek olarak, üretilen enerjinin de en yüksek performansta ve verimde üretilmesi ile birlikte en yüksek verimliliğe ulaşılır. Enerjinin üretiminde en önemli unsurların başında elektrik makinası gelmektedir. Dolayısıyla enerji üretiminin baş aktörü olan elektrik makinalarının tasarımında verimi arttırmak için yapılacak yeni yaklaşımlar ve optimizasyonlar büyük önem arz etmektedir.

Bu amaçla bu tez kapsamında enerji sektöründe kullanılabilecek yeni tip kesirli oluklu radyal akıllı sürekli mıknatıslı senkron makina tasarımı ve prototipi gerçekleştirilmiştir.

Prototipi gerçekleştirilen makina türü yüzey mıknatıslı senkron makine türü olup faz ve kutup başına oluk sayısı kesirlidir. Ayrıca makinanın statorunda yumuşak manyetik kompozit

malzeme (YMK) kullanılmış olup, makinanın 2 boyutlu eşdeğer devre yöntemine göre analizi yapıp, 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi (SEY) ile karşılaştırılması yapılmıştır.

Simülasyon çalışmalarının yapıldığı tezin 6. Bölümünde, 2 boyutlu manyetik eşdeğer devre (MED) yöntemi kullanılarak optimizasyon sonuçları açısından en iyi sonuçların alındığı yapının moment ve endüklenen gerilim sonuçları hem YMK malzemesine sahip makine için hem de elektriksel çeliğe sahip makine için analiz edilmiştir. Analiz sonuçlarında YMK malzemesine sahip makinanın moment ve endüklenen gerilim değerleri arasındaki farkın %10'dan daha düşük olduğu görülmektedir. Maliyet kriteri bakımından karşılaştırma yapıldığında, YMK malzemenin maliyeti düşük olduğundan ve üretim aşamasında kalıp maliyeti gerektirmediğinden maliyet performans açısından çelik ile kıyaslandığında oldukça iyidir. Aynı zamanda daha rahat şekil verilebildiğinden dolayı işçilik maliyeti de düşük olmaktadır.

Ayrıca, sürekli mıknatıslı senkron makine için optimizasyon algoritması oluşturulmuş ve makinanın boyut parametrelerinin makina performansı açısından etkileri üzerinde durulmuştur. Optimizasyon sonucu elde edilen makine parametreleri Bölüm 7'de gösterilmiştir. Optimizasyon kriteri olarak stator ve rotorda manyetik akı yoğunluğu 1.2T'yi geçmemesi sağlanmıştır. Aynı zamanda çıkış EMK'sının sinüs formuna daha yakın olması için, literatürde önerilen "oluk ve kutup sayısı arasındaki ortak bölenlerin en küçüğünden büyük olanının seçilmesi" gerekliliği, stator dişlerinin az sayıda olması ve üretim kolaylığı ile düşük maliyetin sağlanması nedeniyle, 10 kutup, 9 oluk konfigürasyonu seçilmiştir. Yapılan analizler sonucu, Matlab'te oluşturulan yazılımı ile SEY yazılımından elde edilen çıkış momentleri ve endüklenen gerilim arasındaki farkın % 1,82 olduğu görülmüştür.

Tezin 8. Bölümünde prototip makinanın üretimi detaylı olarak anlatılmıştır. Ayrıca endüklenen gerilimi ölçmek için kurulan deney düzeneği ile üretilen makinanın testleri yapılmış ve elde edilen sonuçların 3D SEY değerleri ile karşılaştırması yapılarak geliştirilen algoritma doğrulanmıştır. Tasarlanan algoritma ile üretilen prototipin deneysel verilerinin uyum içinde olduğu görülmüştür.

Tez kapsamında tasarlanan ve üretilen makina, Türkiye'nin YMK malzemeli kesirli oluklu radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron makinası olma özelliğini taşımaktadır. Laboratuvar çalışmaları ve elde edilen sonuçlar sayesinde YMK malzemeli sürekli mıknatıslı senkron makinanın gelecekte yapılacak çalışmalar için kapsamlı bir alt yapı sunulmaktadır.

Özellikle endüstriyel uygulayıcıların, ülkemizde üretimleri çok sınırlı olan nadir toprak mıknatısların üretim ve montaj tekniklerini geliştirerek seri üretime geçmeleri ülkemizde bu mıknatısların kullanımını yaygınlaştıracak ve böylece makina tasarım ve uygulamalarının artmasına büyük ölçüde katkı sağlayacaktır.

Doktora sonrası çalışmalarda, üretilen makinanın şebeke ile entegrasyonun sağlanması ve güç skalasının (15 kW) genişletilerek daha yüksek güçlerde makine performansının ölçülmesi hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Gieras, J.,F., (2002). Permanent Magnet Motor Technology, Markel Deccer Inc., U.S.A.
- [2] Moussavi, S.,Z., (2012). "Position and Speed Control of Permanent Magnet Motors, State Space Approach", International Journal of Soft Computing and Engineering, 2: 124-127.
- [3] Diril, O., (1989) Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [4] Spooner, E. ve Williamson, A.C. (1996). "Direct-Coupled, Permanent-Magnet Generators for Wind Turbine Applications," IEE Proceedings, Electric Power Applications, 143: 1–8.
- [5] Grauers A., (1996). Design of Direct-Driven Permanent-Magnet Generators for Wind Turbines, Doctoral thesis, Chalmers University of Technology, School of Electrical and Computing Engineering, Göteborg, Sweden.
- [6] Kladas A.G., (1998). Papadopoulos, M.P., Tegopoulos, J.A. "Multipole Permanent Magnet Generator Design for Gearless Wind Power Applications," In Proceedings of the International Conference on Electrical Machines (ICEM'98), 2-4 September 1998, Istanbul, Turkey, 2055–2059.
- [7] Lampola P., (1995). Directly Driven Alternating Current Generators for Wind Power Applications, Licentiate thesis Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, Report, No._46, Espoo, Finland.
- [8] Chen, J., Nayar, C ve Xu, L. (1998): "Design and FE Analysis of an Outer-Rotor PM Generator for Directly-Coupled Wind Turbine Applications," in Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference, 12-15 September, New York, USA, 387–394.
- [9] Rasmussen, P. ve Vilsboll, N., Larsen, A. (1993): "Multipole, Permanent-Magnet Generator Studies and Planned Prototypes," in Proceedings of the European Community Wind Energy Conference (EWEC'93), 8-12 March 1993, Lübeck-Travemünde, Germany, 643–645.
- [10] Papathanassiou, S.A. ve Kladas, A.G., Papadopoulos, M.P. (1999): "Direct-Coupled Permanent Magnet Wind Turbine Design Considerations," In Proceedings of the European Wind Energy Conference (EWEC'99), 1-5 March 1999, Nice, France.

- [11] Hanitsch R. ve Korouji G., (2004). "Design and constructing of a permanent magnet wind energy generator with a new topology," KOMEL Conf., Poland, May., 63-66.
- [12] Weissensteiner L., (2002). "Electrical synchronous machine comprising a toroidal winding," Patent, WO 02/089291 A2.
- [13] Hendershot Jr, J.R. ve Miller, T.J.E., (1994). Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Magna physics publishing and Clarendon press, Oxford.
- [14] Cros J. ve Viarouge, P., (2002). "Synthesis of High Performance PM Motors With Concentrated Windings", IEEE Transactions on Energy Conversion, 17(2): 248 – 253.
- [15] Magnussen, F. ve Sadarangani, C., (2003) "Winding Factors and Joule Losses of Permanent Magnet Machines with Concentrated Windings", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03, 1-4 June 2003, Madison, USA, 333-339.
- [16] EL-Refaie A.M. ve Shah M. R., Qu R., and Kern J. M., (2007). "Effect of number of phases on losses in conducting sleeves of high speed surface PM machine rotors," IEEE Industry Application Conference, New Orleans, LA, 23-27 Sep. 2007, 1522-1529.
- [17] Konecny K. F., (1988) "Compact three-phase permanent magnet rotary machine having low vibration and high performance," U.S. Patent 4 774 428, Sep. 27.
- [18] Reichert K., (2004). "PM-motors with concentrated, non-overlapping windings, some characteristics," In Proceedings of the International Conference on Electrical Machines (ICEM'04), 6-10 June, Cracow, Poland.
- [19] Wang J., Xia Z. P., ve Howe D., (2004). "Analysis of three-phase surface mounted magnet modular permanent magnet machines," in Proc. 2nd IEE Int. Conf. PEMD, 31 Mar.-2 Apr. 2004, Edinburgh, UK, 27-32
- [20] Guo Y.G. ve Zhu J.G., (2004). "Study Of Permanent Magnet Transverse Flux Motors With Soft Magnetic Composite Core" Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2004) , 26-29 Sept. 2004, Brisbane, Australia.
- [21] Jack A.G., Mecrow B.C., Nord G. ve Dickinson P.G., (2005). "Axial Flux Motors Using Compacted Insulated Iron Powder and Laminations Design and Test Results", IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'05), 15-18 May 2005, San Antonio, TX.
- [22] Liew G.S., Ertugrul N., Soong W.L. ve Gehlert D.B., (2007). "Analysis and Performance Evaluation of an Axial- Field Brushless PM Machine Utilising Soft Magnetic Composites" , IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'07), 3-5 May 2007, Antalya, Turkey.
- [23] Woolmer T.J. ve McCulloch M.D., (2007). "Analysis of the Yokeless And Segmented Armature Machine", IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'07), 3-5 May 2007, Antalya, Turkey.
- [24] Chebak A., Viarouge P. ve Cros J., "Analytical Model for Design of High-Speed Slotless Brushless Machines with SMC Stators" IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'07), 3-5 May 2007, Antalya, Turkey.
- [25] Petkovska L. ve Cvetkovski G., (2009). "Soft Magnetic Composite Core – A New

- Perspective For Small AC Motors Design” 11th Spanish Portuguese Conference on Eléctrical Engineering, 2-4 july 2009, Saragoza,Spain.
- [26] Przybylski M., (2009). “Design And Analysis Of Brushless DC Motor With Magnetic Powder Core And Nd-Fe-B Bonded Magnets”, XI International PhD Workshop OWD, 17–20 Oct. 2009.
- [27] Cros J., Viarouge P. ve Halila A., (2001). “Brush DC Motors with Concentrated Windings and Soft Magnetic Composites Armatures”, IEEE International Applications conference, Sept. 30-Oct.4 2001, Chigaco, USA, 2549-2556.
- [28] Neethu S., Shinoy K.S. ve Shajilal A.S., (2011) “FEA- Aided Design, Optimization and Development of an Axial Flux Motor for Implantable Ventricular Assist Device”, World Academy of Science, Engineering and Technology,49:93-97.
- [29] Amano H., Enomoto Y. ve Ito M., (2007) “Characteristics of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with a Dual-Molding Permanent-Magnet Rotor” IEEE Power Society General Meeting, 24-28 June 2007, Tapma, FL, 1-7.
- [30] Huang Y. , Hu Q., Zhao J., Zhu J. ve Guo Y., (2007). “Comparative Study of High-Speed PM Motors with Laminated Steel and Soft Magnetic Composite Cores”, IEEE International Applications conference, 23-27 Sept. 2007, New Orelans,LA, 67-72.
- [31] Liew G.S. , Tsang E.C.Y. , Ertugrul N., Soong W.L., Atkinson D. ve Gehlert D.B., (2007). “Analysis of a Segmented Brushless PM Machine Utilising Soft Magnetic Composites”, The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON’07), 5-8 Nov. 2007, Taipei, Taiwan.
- [32] Enomoto Y., Ito M., Koharagi H., Masaki R., Ohiwa S., Ishihara C. ve Mita M., (2005). “Evaluation of Experimental Permanent-Magnet Brushless Motor Utilizing New Magnetic Material for Stator Core Teeth”, IEEE Transactions On Magnetics, 41(11):4304-4308
- [33] Fei W. ve Luk P.C.K., (2008). “Cogging Torque Reduction Techniques for Axial-Flux Surface-Mounted Permanent-Magnet Segmented-Armature-Torus Machines” IEEE Industrial Electronics (ISIE’08), June 30-July 4 2008, Cambridge, 485-490.
- [34] Cvetkovski G. ve Petkovska L., (2008). “Performance Improvement of PM Synchronous Motor by Using Soft Magnetic Composite Material” IEEE Transactions On Magnetics, 44(11):3812-3815.
- [35] Khan M.A., Dosiek L. ve Pillay P., (2006). “Design and Analysis of PM Wind Generator with a Soft Magnetic Composite Core” IEEE Industrial Electronics (ISIE’06), 9-13 july 2006, Montreal, Que, 2522-2527.
- [36] Cvetkovski G., Petkovska L., Cundev M. ve Gair S., (2002). “Improved Design of a Novel PM Disk Motor by Using Soft Magnetic Composite Material”, IEEE Transaction on Magnetic, 38(5):3165-3167.
- [37] Guo Y., Zhu J., Zhong J. ve Wu W., (2002). “Comparative Study of 3D Flux Electrical Machines with Soft Magnetic Composite Cores” IEEE Industrials Application Conference, 13-18 Oct. 2002, Pittsburgh, PA, USA, 1147-1154
- [38] Guo Y., Zhu J., Zhong J. ve Wu W., “An Improved Method for Predicting Iron Losses in

<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.1.7152&rep=rep1&type=pdf>

- [39] Marignetti F., Tomassi G., Cancelliere P. ve Colli V., (2006). “Electromagnetic and Mechanical Design Fractional-slot-windings Axial-Flux PM Synchronous Machine with Soft Magnetic Compound Stator” IEEE Industrials Application Conference, 8-12 Oct. 2006, Tampa, FL, 62-69.
- [40] Madani S.M., Lipo T.A. ve White R., (2004). “Soft Magnetic Composites for AC Machines- A Fresh Perspective” Research Report, Madison.
- [41] Guo Y., Zhu J. ve Lu H., (2007). “Effects of Armature Reaction on the Performance of a Claw Pole Motor With Soft Magnetic Composite Stator by Finite-Element Analysis”, IEEE Transaction on Magnetics, 43(3):1072-1077.
- [42] Marignetti F., (2006). “Thermal and fluid dynamical aspects in the design of an Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine with Soft Magnetic Compound Stator”, IEEE Industrial Electronics Conference (IECON’06), 6-10 Nov. 2006, Paris, 4847-4852.
- [43] Huang Y., Zhu J., Guo Y., Lin Z. ve Hu Q., (2007). “Design and Analysis of a High-Speed Claw Pole Motor With Soft Magnetic Composite Core”, IEEE Transactions on Magnetics, 43(6):2492-2496.
- [44] Marignetti F., Colli V. ve Carbone S., (2010). “Comparison of Axial Flux PM Synchronous Machines With Different Rotor Back Cores”, IEEE Transactions on Magnetics, 43(2):598-601.
- [45] Chebak A., Viarouge P. ve Cros J., (2010). “Optimal Design of High-speed slotless permanent Magnet Synchronous Generator with Soft magnetic composite stator yoke and rectifier load”, Mathematics and computers in simulation, 81:239-251.
- [46] Chen Y. ve Pillay P., (2005). “Axial Flux PM Wind Generator with A Soft Magnetic Composite Core”, IEEE Industrials Application Conference, 2-6 Oct. 2006, 231-237
- [47] Donato, G. Capponi F.G. ve Caricchi F., (2010). “Influence of Magnetic Wedges on the Load Performance of Axial Flux Permanent Magnet Machines”, IEEE Industrial Electronics Conference (IECON’10), 7-10 Nov. 2010, Glendale, AZ, 876-882.
- [48] Khan M.A., Pillay P., Guan R., Batane R. ve Morrison D., (2007) “Performance Assessment of a PM Wind Generator with Machined SMC Cores”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC’07, 3-5 May 2007, Antalya, 1049-1053.
- [49] Kano Y., Tonogi K., Kosaka T. ve Matsui N. (2007). “Torque-Maximizing Design of Double-Stator, Axial-Flux, PM Machines Using Simple Non-Linear Magnetic Analysis” IEEE Industrials Application Conference, 23-27 Sept. 2007, New Orleans, LA, 875-881.
- [50] Marignetti F., Colli D., Stefano R. ve Cavagnino A., (2007). “Design Issues Of A Fractional-Slot Windings Axial Flux PM Machine With Soft Magnetic Compound Stator”, IEEE Industrial Electronics Conference (IECON’07), 5-8 Nov. 2007, Taipei, 187-192.
- [51] Duru, T., (1997). Sürekli Miknatıslı Senkron Motorun Magnetik Analizi ve

Modellenmesi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.

- [52] Magcraft Technical Guide, (2007). "Permanent Magnet Selection and Design Handbook".
- [53] Svoboda, J., (2004). Magnetic Techniques for The Treatment of Materials, Kluwer Academic Publishers, U.S.A.
- [54] Luo X. ve Lipo T.A, (2000). "A Synchronous/Permanent Magnet Hybrid AC Machine" IEEE Transactions On Energy Conversation, 15:203-210.
- [55] T. J. E. Miller, (2009). "Speed Software Tutorial"
- [56] Jahidin A. H., Megat Ali M. S. A. ve Mahadi W. N. L. W. (2011). "Magnetic Properties of Grain-oriented and Nonoriented Silicon Iron Core Arrangements", IEEE International Conference on System Engineering and Technology (ICSET), 27-28 June 2011, Shah Alam, 172-176
- [57] Gearas J.F., (2009). Advancements in Electrical Machines, Springer Publisher, London-Dordrecht-Boston.
- [58] Zhu J. ve Guo Y., (2004). "Study with Magnetic Property Measurement of Soft Magnetic Composite Material and its Application in Electrical Machines", IEEE Industrials Application Conference, 3-7 Oct. 2004.
- [60] Maeda T., Toyoda H. , Igarashi N. , Hirose K., Mimura K. , Nishioka T. Ve Ikegaya A., (2005). "Development of Super Low Iron-loss P/M Soft Magnetic Material", SEI Technical Review, 60:3-9.
- [61] Hultman L.O. ve Jack A.G., (2003). "Soft Magnetic Composites - Materials and Applications" IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03, 1-4 June 2003, Madison, USA, 516-522.
- [62] Marucci M. L. ve Narasimhan K. S., (2003). "Advances, Applications, and Opportunities for Coated Iron Powder for Electromagnetic Applications" PM2TECH Conference, Las Vegas.
- [63] Cha H. R., Lee K.S.K., Yun C.H. ve Lee S. H., (2008) "Magnetic properties of soft magnetic composite using external flux impression method", Journal Of Optoelectronics And Advanced Materials,10:1787-1791.
- [64] Persson M., Nord G. ve Jack A. G., (2004) "Soft Magnetic Composite Materials AC Properties and their Application in Electrical Machines" in Proc. Int. Conf. Electr. Mach. Syst., Cheju-Island, Korea.
- [65] Dou Y., GuoY. ve Zhu J., (2007). "Investigation of Motor Topologies for SMC Application", International Conference on Electrical Machines and Systems, 8-11 Oct. 2008, 695-698.
- [66] Lundmark S. ve Hamdi E., (2004). "Design of Claw-pole Machines Using SMC Cores", WSEAS Transactions on Circuits and Systems 3, 8: 1729-1734.
- [67] Teces B. Z., Miljavec D. ve Kokelj P., (2004). "The J-A hysteresis model of soft-magnetic composite", WSEAS Transactions on Circuits and Systems, 3:1452-1457.
- [68] Vijayakumar K., Karthikeyan R., Sathishkumar G.K. ve Arumugam R., (2008). "Two

- Dimensional Magnetic and Thermal Analysis of High Speed Switched Reluctance Motor Using Soft Magnetic Composite Material”, IEEE Region 10 Conference, 19-21 Nov. 2008, 1-5.
- [69] Guo Y. ,Zhu J. G. ,Zhong J. , Lu H. ve Jin J. X., (2008). “Measurement and Modeling of Rotational Core Losses of Soft Magnetic Materials Used in Electrical Machines: A Review”, IEEE Transactions On Magnetics, 44:279-281.
- [70] Krishnan R., (2001). Electric Motor Drives: Modelling, Analysis and Control, First Edition, Prentice Hall, New Jersey
- [71] Bose B., (2001). Modern Power Electronics and AC Drives, First Edition, Prentice Hall, New Jersey
- [72] Vas, P., (1998). Sensorless Vector And Direct Torque Control, First Edition, Oxford University Press, Inc., New York.
- [73] Libert F. (2004). Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer, PhD Thesis, Royal Institute of Technology, Department of Electrical Engineering, Electrical Machines and Power Electronics,
- [74] Chen, Y., Pillay, P., (2005). “PM Wind Generator Topologies”, IEEE Transactions on Industrial Applications, 41:1619-1626.
- [75] Özçıra, S., (2007). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [76] Hanselman D., (2003). Brushless Permanent Magnet Motor Design, Magna Physics Publishing, USA,
- [77] El-Refaie, A., (2010). “Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines:Opportunities and Challenges”, IEEE transaction on industrial electronics, 57:107-121
- [78] Chen, Y. ve Pillay, P., (2005). “PM Wind Generator Topologies”, IEEE Transactions on Industrial Applications, 41:1619-1626.
- [79] Miller T.J.E., (1989). Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives, Oxford Science Publications, New York,
- [80] Say M. G., (1970). Performance and design of AC machines, Pitman, London
- [81] Lipo T. A., (2004). Introduction to AC machine design, University of Wisconsin-Madison.
- [82] VuXuan H., Lahaye D., Ani S.O., Polinder H. ve Ferreira J.A., (2011). “Effect of Design Parameters on Electromagnetic Torque of PM Machines with Concentrated Windings using Nonlinear Dynamic FEM” IEEE International Electric Machines&Drives Conference (IEMDC’11), 15-18 May 2011, Niagara Falls, ON, 383-388.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Yasemin ÖNER
Doğum Tarihi ve Yeri : 16.10.1984 Gercüş/BATMAN
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : yoner@yildiz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2009
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2007

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2007- Devam	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi