

**ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUNDA
KUTUP BAŞLARINA ŞEKİL VEREREK MOMENT
DALGALANMASININ AZALTILMASI**

İTÜ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
DOKTORA TEZİ

DOKTORA TEZİ

Y. Müh. Yusuf ÖZOĞLU
(504950026012)

100673

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 10 Ocak 1999
Tezin Savunulduğu Tarih : 16 Nisan 1999

Tez Danışmanı

: Prof.Dr. Nurdan GÜZELBEYOĞLU 9.8.1999

Diğer Jüri Üyeleri

: Prof.Dr. R. Nejat TUNÇAY (İ.T.Ü.) 23.07.1999

Prof.Dr. Emin TACER (İ.T.Ü.) 23.08.1999

Prof.Dr. Oktay AYBAR (Y.T.Ü.) 09.08.99

Doç.Dr. Feriha ERFAN (K.Ü.) 05.08.99

NİSAN 1999

ÖNSÖZ

Bu çalışmanın hazırlanmasında değerli fikirleri ve önerileri ile bana destek olan hocam sayın Prof.Dr. Nurdan GÜZELBEYOĞLU'na çok değerli yardım ve ilgilerinden dolayı teşekkürlerimi sunarım.

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde gösterdiği imkan ve yardımlarından dolayı İ.Ü.T.B.M.Y.O. Kontrol Program başkanı sayın Prof.Dr. Fahrettin ARSLAN'a teşekkürlerimi sunarım. Çalışma süresince yaptığı yardım ve gösterdiği ilgiden dolayı sayın Dr. Veysel ÖZBULUR'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca ANSYS sonlu elemanlar programını ile ilgili çok değerli katkılarından dolayı, ANSYS Türkiye Genel Distribütörü, FİGES LTD.ŞTİ.'nin genel müdürü sayın Dr.Tarık ÖĞÜT'e teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca bu çalışmam boyunca gösterdikleri sabır ve desteklerinden dolayı eşim Refika ÖZOĞLU'na ve çocuklarıma en içten teşekkürlerimi sunarım.

NİSAN 1999

Yusuf ÖZOĞLU

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	vi
TABLO LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	xii
ÖZET	xvi
SUMMARY	xvii

1. GİRİŞ	1
1.1 Giriş	1
1.2 ARM Üzerine Bu Güne Kadar Yapılmış Çalışmalar	3
1.3 Çalışmanın Amacı	16
2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUNUN YAPISI VE ÇALIŞMA İLKESİ	18
2.1 Giriş	18
2.2 ARM'nun Çalışma İlkesi	20
2.2.1 Karşılıklı (Aligned) Konum	20
2.2.2 Ortalanmış (Unaligned) Konum	22
2.2.3 Rotorun Ara Konumları	23
2.2.4 ARM'de Moment Üretimi	24
2.3 ARM'nun Doymasız Modeli	25
2.4 ARM'nun Doymalı Modeli	29
3. SONLU ELEMANLAR METODUNUN TEMELLERİ VE ELEKTROMAGNETİK ALAN PROBLEMLERİNE UYGULANIŞI	35
3.1 Giriş	35
3.2 Elektromagnetik Alanın Temelleri	36
3.2.1 Statik Magnetik Analiz	36

3.2.2	Magnetik Vektör Potansiyel	40
3.2.3	Magnetik Vektör Potansiyel Matrisinin Elde Edilmesi	42
3.2.4	Magnetik Vektör Potansiyel Sonuçları	45
3.2.5	Statik Analiz Denklemleri	48
3.2.6	Newton-Raphson Metodu	50
3.2.7	Elektromagnetik Analizde Önemli Bazı Büyüklüklerin Bulunması	52
3.3	Birleşik Alan Analizi	54
3.3.1	Elektromagnetik-Devre Birleşik Analizi	54
4.	KLASİK KUTUP ŞEKLİNE SAHİP ARM'NA SONLU ELEMENLAR METODU UYGULAYARAK MOMENT KARAKTERİSTİKLERİNİN ÇIKARILMASI	58
4.1	Giriş	58
4.2	“Model 1” isimli ARM’nun Özellikleri	59
4.3	Motor 1’in Sonlu Elemanlar Modelinin Oluşturulması	61
4.4	Model 1’in Doymasız Durumdaki Çalışma Karakteristikleri	68
4.5	Model 1’in Doymalı Durumdaki Çalışma Karakteristikleri	74
4.6	Sonuç	79
5.	ARM’NUN MOMENT DALGALILIĞINI AZALTMAK İÇİN ÖNERİLEN ÇEŞİTLİ KUTUP ŞEKİLLERİNE SAHİP MODELLERİN İNCELENMESİ	81
5.1	Giriş	81
5.2	Moment Dalgallılığını Azaltma Çalışması	82
5.3	Önerilen Stator ve Rotor Kutup Şekli	86
5.3.1	Model 2’ye ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri	88
5.3.2	Model 3’e ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri	90
5.3.3	Model 4’e ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri	91
5.3.4	Model 5’e ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri	92
5.3.5	Model 6’ya ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri	94
5.4	Model 6’nın Doymasız Durumdaki Çalışma Karakteristikleri	96
5.5	Model 6’nın Doymalı Durumdaki Çalışma Karakteristikleri	102
5.6	Sonuç	107

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	111
KAYNAKLAR	114
EK-A ENDÜKTANS DEĞİŞİMİNİN VE AKIMIN MOMENT DALGALILIĞINA ETKİSİNİ GÖSTEREN EĞRİLER	121
EK B MODEL 1 VE MODEL 6'YA AİT MOTOR AKI ÇİZGİLERİ	130
ÖZGEÇMİŞ	150



KISALTMALAR

AA	: Alternatif akım
ARM	: Anahtarlama relüktans motoru
AZ	: Magnetik vektör potansiyel
CIRCU124	: Genel elektrik devre elemanı
CURR	: Elektrik Akım
DA	: Doğru akım
DSP	: Dijital işaret işleme
EMF	: Elektromotor kuvvet
MOSFET	: Metal oksit yarıiletken alan etkili transistör
PLANE53	: 2-b magnetik alan elemanı
PLANE13	: 2-b birleşik alan elemanı
SOLID97	: 3-b magnetik alan elemanı
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
SEM	: Sonlu elemanlar metodu
VRM	: Değişken relüktanslı motor
VSS	: Değişken yapı kontrol

TABLO LİSTESİ

Sayfa No:

Tablo 3.1.	Magnetik ve Elektrik Alanda Bilinmeyenler ve Yük Vektörleri.....	49
Tablo 4.1.	ARM'nun Boyut Parametre Tablosu	60
Tablo 4.2.	ARM'nun Genel Değerler Tablosu.....	61
Tablo 5.1.	Kutup Başı Geometri Parametreleri.....	87
Tablo 5.2.	Model 2 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler	88
Tablo 5.3.	Model 3 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler	90
Tablo 5.4.	Model 4 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler	91
Tablo 5.5.	Model 5 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler	93
Tablo 5.6.	Model 6 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler	94
Tablo 5.7.	Doymasız Durumdaki Model 6'nın Moment Dalgalanmasında	
	Yaptığı İyileşme Oranları	101
Tablo 5.8.	Doymalı Durumdaki Model 6'nın Moment Dalgalanmasında	
	Yaptığı İyileşme Oranları	107
Tablo 5.9.	Model 1,2,3'e ait Kutup Başı Şekilleri, Moment Eğrileri	
	ve Dalgalık Oranları	109
Tablo 5.10.	Model 4,5,6'ya ait Kutup Başı Şekilleri, Moment Eğrileri.....	
	ve Dalgalık Oranları	110

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No:

Şekil 2.1.	3-Fazlı, 6/4 Kutuplu ARM' nun Kesiti	18
Şekil 2.2.	Stator ve Rotorun Karşılıklı Konumu	21
Şekil 2.3.	Mıknatıslama Eğrisi, Akının Akıma göre Değişim Eğrisi.....	21p
Şekil 2.4.	Stator ve Rotorun Ortalanmış Konumu	22
Şekil 2.5.	Rotor Kutbunun Ara Konumu.....	23
Şekil 2.6.	Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişimi.....	24
Şekil 2.7.	ARM'nun Doğrusal Modelde Akı ile Akım İlişkisi	26
Şekil 2.8.	ARM'nun Doğrusal Çalışmada Endüktans ve Moment Değişimi	27
Şekil 2.9.	ARM'nun Doyma Modelinde Akı ile Akım İlişkisi.....	30
Şekil 2.10.	ARM'nun Bir Fazına Ait Eşdeğer Devre	30
Şekil 2.11.	Sabit Akımda Ko-Enerji Değişimi ve Moment Üretimi	33
Şekil 3.1.	Elektromagnetik Alan Bölgeleri	40
Şekil 3.2.	Uygulanan ve Reaksiyon Yük Vektörü.....	50
Şekil 3.3.	Newton-Raphson Çözümünde Bir İterasyon Adımı	51
Şekil 4.1.	Motor 1'in Kesit Görünüşü ve Geometrik Parametreleri.....	59
Şekil 4.2.	Model 1'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri	62
Şekil 4.3.	Saç Malzemeye ait Mıknatıslanma Eğrisi, $B=f(H)$	63
Şekil 4.4.	Model 1'in Stator, Rotor ve Sargılarına ait Sonlu Elemanlar Modeli.....	65
Şekil 4.5.	Model 1'in Stator ve Sargılarını Oluşturan Elemanların Dağılımı	66
Şekil 4.6.	Model 1'in Rotorunu Oluşturan Elemanların Dağılımı	66
Şekil 4.7.	Sonlu Elemanlar Modelinde Hava Aralığını Oluşturan Elemanlar	67
Şekil 4.8.	Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$	68
Şekil 4.9.	3-Fazlı Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$	69

Şekil 4.10. Stator Kutup Başı Akısı - Akım Karakteristiği, $\lambda_1 = f(i)$	70
Şekil 4.11. Stator Kutup Dibi Akısı ile Akım Karakteristiği, $\lambda_2 = f(i)$	71
Şekil 4.12. Motor 1'in Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T = f(\theta)$	72
Şekil 4.13. Motor 1'in 3-Faz Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T = f(\theta)$	73
Şekil 4.14. 5 A için Elde Edilen Moment Eğrisi ve Dalgallığı	73
Şekil 4.15. Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$	75
Şekil 4.16. 3-Faz Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta,i)$	76
Şekil 4.17. Stator Kutup Başı Akı Karakteristiği, $\lambda_1 = f(i)$	76
Şekil 4.18. Stator Kutup Dibi Akı Karakteristiği, $\lambda_2 = f(i)$	77
Şekil 4.19. Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T=f(\theta)$	78
Şekil 4.20. 3-Faz Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T=f(\theta)$	78
Şekil 4.21. 10 A için Elde Edilmiş Moment Eğrisi ve Dalgallığı.....	79
Şekil 5.1. İdeal Halde Endüktans Değişimi ve Moment Oluşumu	83
Şekil 5.2. 3 Faza ait Endüktanslar ve Sabit Momentin Elde Edilmesi.....	84
Şekil 5.3. Faz Geçişlerinde Meydana Gelen Moment Çöküntüleri	85
Şekil 5.4. Stator ve Rotor Kutuplarında Tanımlı Yeni Geometrik Parametreler. ...	86
Şekil 5.5. Model 2'ye ait Stator ve Rotor Kutup Şekli	89
Şekil 5.6. Model 2'ye ait Moment Eğrisi ve Dalgallık Oranı.....	89
Şekil 5.7. Model 3'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekli.....	90
Şekil 5.8. Model 3'e ait Moment Eğrisi ve Dalgallık Oranı.....	91
Şekil 5.9. Model 4'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekli.....	92
Şekil 5.10. Model 4'e ait Moment Eğrisi ve Dalgallık Oranı.....	92
Şekil 5.11. Model 5'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekli.....	93
Şekil 5.12. Model 5'e ait Moment Eğrisi ve Dalgallık Oranı.....	93
Şekil 5.13. Model 6'ya ait Stator ve Rotor Kutup Şekli	95
Şekil 5.14. Model 6'ya ait Moment Eğrisi ve Dalgallık Oranı.....	95

Şekil 5.15. Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$	96
Şekil 5.16. 3-Fazlı Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$	97
Şekil 5.17. Kutup Başından Geçen Akının Akıma Göre Karakteristiği, $\lambda_1 = f(i)$...	98
Şekil 5.18. Kutup Dibinden Geçen Akının Akıma Göre Karakteristiği, $\lambda_2 = f(i)$...	98
Şekil 5.19. Model 6'nın Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T = f(\theta)$	99
Şekil 5.20. Model 6'nın 3-Faz Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T = f(\theta)$	100
Şekil 5.21. 5 A için Elde Edilmiş Moment Eğrisi ve Dalgallılığı	100
Şekil 5.22. Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta,i)$	102
Şekil 5.23. 3-Faz Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta,i)$	103
Şekil 5.24. Stator Kutup Başı Akı Karakteristiği, $\lambda_1 = f(i)$	104
Şekil 5.25. Stator Kutup Dibi Akı Karakteristiği, $\lambda_2 = f(i)$	104
Şekil 5.26. Model 6'nın Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T=f(\theta)$	105
Şekil 5.27. 3-Faz Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T=f(\theta)$	106
Şekil 5.28. 10 A için Elde Edilmiş Moment Eğrisi ve Dalgallılığı.....	106
Şekil A.1. Model 1'de Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişim Eğilimi	
(5 A için)	124
Şekil A.2. Model 1'de Momentin Rotor Konumuna Göre Değişim Eğrisi	
(5 A için)	124
Şekil A.3. Model 1'de Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişim Eğilimi	
(10 A için)	125
Şekil A.4. Model 1'de Momentin Rotor Konumuna Göre Değişim Eğrisi	
(10A için)	125
Şekil A.5. Model 6'da Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişim Eğilimi	
(5 A için)	126
Şekil A.6. Model 6'da Momentin Rotor Konumuna Göre Değişim Eğrisi	
(5 A için)	126

Şekil A.7.	Model 6’da Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişim Eğilimi	
	(10 A için)	127
Şekil A.8.	Model 6’da Momentin Rotor Konumuna Göre Değişim Eğrisi	
	(10A için)	127
Şekil A.9.	Model 1’de Moment Eğrisinin Akıma Göre Değişimi	128
Şekil A.10.	Model 1’de Momentin Rotor Konumuna Göre Değişimi (10A için)....	128
Şekil A.11.	Model 6’da Moment Eğrisinin Akıma Göre Değişimi	129
Şekil A.12.	Model 6’da Momentin Rotor Konumuna Göre Değişimi (10A için)....	129
Şekil B.1.	Model 1’e ait 50° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	131
Şekil B.2.	Model 1’e ait 55° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	132
Şekil B.3.	Model 1’e ait 60° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	133
Şekil B.4.	Model 1’e ait 65° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	134
Şekil B.5.	Model 1’e ait 70° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	135
Şekil B.6.	Model 1’e ait 75° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	136
Şekil B.7.	Model 1’e ait 80° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	137
Şekil B.8.	Model 1’e ait 85° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	138
Şekil B.9.	Model 1’e ait 90° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	139
Şekil B.10.	Model 6’ya ait 45° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	140
Şekil B.11.	Model 6’ya ait 50° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	141
Şekil B.12.	Model 6’ya ait 55° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	142
Şekil B.13.	Model 6’ya ait 60° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	143
Şekil B.14.	Model 6’ya ait 65° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	144
Şekil B.15.	Model 6’ya ait 70° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	145
Şekil B.16.	Model 6’ya ait 75° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	146
Şekil B.17.	Model 6’ya ait 80° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	147
Şekil B.18.	Model 6’ya ait 85° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	148
Şekil B.19.	Model 6’ya ait 90° Rotor Konumunda Akı Çizgileri.....	149

SEMBOL LİSTESİ

θ_0	: Ateşleme açısı
θ_C	: Komutasyon açısı
θ_D	: İletim açısı
ϵ	: Dielektrik geçirgenlik (dielektrik sabiti)
ρ	: Elektrik yük yoğunluğu
σ	: Elektriksel iletkenlik
μ	: Magnetik geçirgenlik
λ	: Motor akısı
ω	: Rotor açısal hızı
θ	: Rotor konumu
ρ	: Sargı özgül direnci
ϵ	: Stroke açısı
Ω	: Tüm magnetik bölge
η	: Verim
$\nabla \cdot$	: Diverjans operatörü
$\nabla \times$	: Rotasyonel operatörü
α'_r	: Rotor kaymış kutup başı açısı
α'_{r1}	: Rotor kutup başı uzantı açısı
α'_{r2}	: Rotor kutup başı girinti açısı
α'_s	: Stator kaymış kutup başı açısı
α'_{s1}	: Stator kutup başı uzantı açısı
α'_{s2}	: Stator kutup başı girinti açısı
v_0	: Boşluğun magnetik relüktansı
Ω_0	: Boşluk bölgesi
μ_0	: Mutlak magnetik geçirgenlik
Ω_1	: İletken olmayan magnetik geçirgen bölge
λ_1	: Stator kutup dibi akısı
Ω_2	: İletken bölge

λ_2	: Stator kutup başı akısı
β_r	: Rotor kutup açısı
μ_{rx}	: Bağlı magnetik geçirgenlik
β_s	: Stator kutup açısı
ϵ_{xx}	: Dielektrik geçirgenlik (x-doğrultu bileşeni)
σ_{xx}	: Elektriksel iletkenlik (x-doğrultu bileşeni)
A_s	: Sargı Alanı
B	: Magnetik akı yoğunluğu
B_x	: Akı yoğunluğunun radyal bileşeni
B_y	: Akı yoğunluğunun teğet bileşeni
D	: Elektrik akı yoğunluğu
d'_{r1}	: Rotor kutup başı uzantı yüksekliği
d'_{r2}	: Rotor kutup başı girinti yüksekliği
d'_{s1}	: Stator kutup başı uzantı yüksekliği
d'_{s2}	: Stator kutup başı girinti yüksekliği
D_r	: Rotor çapı
d_r	: Rotor kutup yüksekliği
D_s	: Stator çapı
d_s	: Stator kutup yüksekliği
E	: Elektrik alan şiddeti
emf	: Zıt elektromotor kuvvet
f	: Faz frekans
F^a	: Toplam uygulanan yük
F^{ac}	: İvme yükü
F^{jb}	: Lorenz kuvveti
F^{mx}	: Maxwell gerilme tensör kuvveti
F^{nd}	: Uygulanan düğüm yükü
F^r	: Reaksiyon yük
F_s	: Virtual iş kuvveti
g	: Hava aralığı
H	: Magnetik alan şiddeti
H_c	: Koersif kuvvet
mmf	: Magnetomotor kuvvet

i	: Faz akımı
J	: Akım yoğunluğu
J_e	: Endüklenen girdap akım yoğunluğu
J_s	: Sabit kaynak akım yoğunluğu
J_t	: Toplam akım yoğunluğu
J_v	: Hız akım yoğunluğu
K	: Katsayılar elemanı
K^L	: Doğrusal katsayılar elemanı
K^N	: Doğrusal olmayan katsayılar elemanı
l_{inc}	: Artımsal endüktans
L	: Sargı endüktansı
L_a	: Karşılıklı konumdaki faz endüktansı
L_a	: Ortalanmış konumdaki faz endüktansı
L_e	: Toplam motor boyu
L_{stk}	: Motor boyu
m	: Faz sayısı
M	: Toplam kütle
M_0	: Artık mıknatıslanma
n	: Birim normal
N	: Sarım sayısı
n_1	: x ekseninde birim normal vektörü
n_2	: y ekseninde birim normal vektörü
N_A	: A'nın Şekil fonksiyonu
N_r	: Rotor kutup sayısı
N_s	: Stator kutup sayısı
P_s	: Mil gücü
R	: Sargı direnci
r_0	: Rotor boyunduruk yarıçapı
r_1	: Rotor kutup yarıçapı
r_2	: Stator iç boyunduruk yarıçapı
r_3	: Stator dış boyunduruk yarıçapı
r_{sh}	: Motor mil yarıçapı
S/P	: Güç oranı
S_1	: Ω_1 bölge sınırı

T	: Moment
t	: Zaman
T_d	: Moment dalgalılığı
$T_{\max}$	: Moment eğrisindeki en büyük değer
$T_{\min}$	: Moment eğrisinin kesişme değeri
t_r	: Rotor kutup genişliği
t_s	: Stator kutup genişliği
v_e	: Zaman bütünleşik elektrik skaler potansiyel
v	: Hız
V	: Sargı besleme gerilimi
W'_m	: Ko-enerji
W_m	: Magnetik devrede depolanan enerji
y_r	: Rotor boyunduruk kalınlığı
y_s	: Stator boyunduruk kalınlığı



ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUNDA KUTUP BAŞLARINA ŞEKİL VEREREK MOMENT DALGALANMASININ AZALTILMASI

ÖZET

Anahtarlamalı Relüktans Motoru (ARM)'nın birçok üstünlüklerine karşılık en önemli dezavantajı momentindeki dalgalanmanın büyük olmasıdır. Momentindeki bu dalgalanma motorun rulmanlarına zarar vermekte olup akustik gürültüye sebep olmaktadır. Motorda oluşan moment dalgalılığını azaltmak için ya motorun kontrol devresi yada motorun magnetik devresi esas alınabilir.

Bu çalışmada motorun magnetik devresi esas alınarak motor tasarımında yapılacak değişikliklerle momentindeki dalgalanmanın azaltılması amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda önce sonlu elemanlar metodu (SEM) kullanılarak klasik kutup şekillerine sahip ARM'nun davranışı hem doğrusal ve doğrusal olmayan doymalı çalışma bölgeleri için incelenmiştir. Yapılan incelemeler sonunda ARM'na ait yüksek değerli moment dalgalılık oranları elde edilmiştir.

ARM'nun moment dalgalılığı üzerinde önemli etkileri olduğunu tespit ettiğimiz rotor ve stator kutup şekilleri üzerinde yeni geometrik parametreler tanımlanmıştır. Bu parametreleri değiştirerek yeni stator ve rotor şekilleri elde edilmiştir. Beş değişik stator ve rotor kutup şekiline sahip yeni ARM modelleri oluşturularak incelenmiştir. En az moment dalgalılığı üreten yeni stator ve rotor kutup başı şekline sahip ARM modeli, moment dalgalılığını azaltmak için önerilen model olarak tespit edilmiştir.

Önerilen modelin doğrusal çalışma bölgesinde, moment dalgalılığında yaptığı iyileştirme oranları %14.9 ile %20.2 arasında iken, doymalı çalışma bölgesinde ise moment dalgalılığında yaptığı iyileştirme oranları ise %21.4 ile %24.1 arasındadır.

TORQUE RIPPLE MINIMIZATION OF THE SWITCHED RELUCTANCE MOTOR BY GIVING SHAPE TO POLE TIPS OF STATOR AND ROTOR

SUMMARY

Switched Reluctance Motor (SRM) has many advantages but it has an important disadvantage of torque ripple. Torque ripple comes from motor's stepping nature and has undesirable effects to bearing system and produces acoustic noise. To minimize the torque ripple of SRM, there are main two ways; these two ways are changing the motor's control circuit or motor's magnetic circuit.

The aim of this work is changing the design of motor especially in pole areas, to reduce ripple of the torque. Using the finite element method (FEM), behaviour of the SRM, which has classic pole shapes, has been examined both in the linear region and in the non-linear region. High value of torque ripple has been obtained, after examining of the SRM.

New geometric parameters have been defined on the stator and the rotor poles, because of the shape of the stator and the rotor poles affects the torque ripple. New stator and rotor pole shapes has been obtained, changing these parameters. Thus, five SRM, which has different stator and rotor shapes, has been examined. One of these SRM, which has minimum torque ripple, has been proposed for reducing to torque ripple of the SRM

Improvement to the torque ripple by using proposed model is about 14.9% and 20.2% in the linear region. Improvement to the torque ripple by using proposed model is about 21.4% and 24.1% in the non-linear region. After using the proposed model torque ripple of the SRM is about 11.9%.

1. BÖLÜM

GİRİŞ

1.1 Giriş

Anahtarlamaalı Relüktans Motorunun (ARM) çalışma prensibi ilk kez 1840 yılında Wheatsone ve Davidson tarafından tanımlanmıştı. Ancak 1960'lı yılların sonlarına kadar çok küçük güçlerde imal edilen ve üzerinde pek durulmayan bu motor, yarı iletken teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak tekrar gündeme gelmiştir. 1970'li yıllarda ucuz ve hızlı elektronik güç anahtarlarının, anahtarlama stratejileri ile yüksek güçlerde değişken relüktanslı motorların üretilmesi ile relüktans motorlar üzerine yapılan çalışmalar artmıştır. 1980 yılında Leeds Üniversitesinde Lawrenson ve çalışma ekibinin relüktans motorları üzerine gerçekleştirdikleri kapsamlı bir çalışmadan sonra araştırmacılar bu motora yoğun ilgi göstermişlerdir. Ticari amaçlı olarak ilk anahtarlamaalı relüktans motorları, 1983 yılında Oulton Drives Ltd. lisansı ile Tasc Drives tarafından İngiltere'de üretimine başlanmıştır. Bu motorlara, 1980 yıllarından önce, makinenin yapısından kaynaklanan, faz endüktanslarının değişken olmasından dolayı “Değişken Relüktanslı Motorlar” (VRM) denmekteydi. Motorların güç elektroniği ile birleştirilmiş tasarımından sonra faz sargılarının yarı iletken anahtar elemanlar tarafından devreye alınıp, çıkarılmasından dolayı “Anahtarlamaalı Relüktans Motoru” (SRM) adı daha yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır.

Anahtarlamaalı relüktans motoru esas olarak bir senkron makine olup relüktans motorunun yarı iletken anahtarlarla kontrol etmeye elverişli olarak yapılan bir çeşididir. Bu motorun hem statorunda hem de rotorunda çıkık kutuplar olup sadece statorunda sargı bulunmaktadır. Bu motor, rotordaki bir çıkık kutbun statordaki sargı ile uyarılan kutup tarafından elektromagnetik kuvvetle olduğu gibi magnetik relüktansın minimum olacağı konuma çekilmesi ile döner. Stator kutupları sırasıyla uyarılır ve her

seferinde başka kutuplar çekilerek dönme devam eder. Bu çekme işleminin uyarma akımının her seferinde aynı yönde uygulanması ile yapılabildiğinden ve kullanılacak çeviricide akım yönünün değiştirilmesine gerek olmadığından, çeviricideki yarı iletken anahtar sayısı diğer elektronik kontrollü motorlara göre yarı yarıya azalır. Ayrıca motorun çıkış gücünün yüksek olması, özellikle sistemin yüksek verimi ve fiyat avantajı ile alternatif ve doğru akım motorlarının karşısında güçlü bir seçenek oluşturmaktadır. Anahtarlamalı relüktans motorlarının diğer motor türlerine göre üstünlükleri kısaca aşağıdaki şekilde özetlenebilir:

- Rotorda sargı, mıknatıs veya kısa devre halkası bulunmaması ve stator sargısının basitliği nedeniyle maliyetinin düşük olması,
- Rotorun sargısız ve fırçasız oluşu nedeniyle çok yüksek hızlarda çalışmaya uygun oluşu,
- Rotor eylemsizlik momentinin düşük olması nedeniyle cevap süresinin düşük olması,
- Stator sargısının yarı iletken anahtarlara seri bağlı olması nedeniyle kısa devre tehlikesinin olmaması,
- Stator üzerindeki sargıların çok basit oluşu ve aralarında bir elektriksel bağlantının olmaması,
- Motor stator fazlarının birbirinden bağımsız çalışabilmesinden dolayı herhangi bir fazın arızalanması halinde bile motorun dönebilmesi.

Bütün bu üstünlüklerine karşın, bu motorun uzun süredir bilinmesine rağmen kullanışlı olmamasının bazı nedenleri şöyle sıralanabilir:

- Stator sargı endüktansının büyük oluşu ve anahtarlama esnasında sargı endüktansının uçlarında büyük gerilim oluşması,
- Özellikle düşük hız uygulamalarında momentte büyük genlikli salınımların oluşması, dolayısıyla motorun gürültülü çalışması,

- Motorun dönebilmesi için belli bir anda hangi faza gerilim uygulanması gerektiğinin bilinmesi zorunludur. Bu amaçla mile bağlı bir algılayıcı ile rotor konum bilgisi alınarak, çeviricinin kontrol edilmesi gerekliliği.

Günümüzde ARM'ları, endüstrinin hemen hemen her alanında kullanılabilir. Kullanılabilecek alanları ise şu şekilde verebiliriz: Ev aletlerinde (otomatik çamaşır makinelerinde ön yıkama ve mikser olarak, elektrikli süpürgelerde de emiş için), taşıma araçlarında (demiryolu ve hafif raylı sistem araçlarında), Otomotiv sanayiinde (paletli kamyonlarda ve araçların cam sileceklerinde), endüstriyel madencilikte (kesme elemanında ve kesilen parçaların naklinin yapıldığı bantlarda, 150-300kW gücünde), enerji üretimi için genaratör olarak, iş aletlerinde (pompa, kompresör, vantilatörde), tekstil sanayiinde (ip eğirme cihazında), havacılık sanayiinde (hafif yapısından dolayı), bilgisayar endüstrisinde, (yazıcı, çizici, floppy disk, hard disk sürücülerinde).

Dinamik cevabının hızlı olmasından dolayı, özellikle hareketini dönme ve öteleme ile sağlayan "servo" ve "actuator" uygulamaları için uygundur. Yukarıda sayılan bir çok uygulamalarda , doğru akım motorları ve özellikle asenkron motorlar çokça kullanılmaktadır. Performans, maliyet, kontrol kolaylığı ve kullanılabilirlik açısından olaya bakıldığında, anahtarlamalı relüktans motorları diğer motorlar karşısında güçlü bir rakip olarak karşımıza çıkmaktadır.

1.2 ARM Üzerine Bu Güne Kadar Yapılmış Çalışmalar

Relüktans prensibine göre çalışan elektrik makineleri üzerine yapılan ilk çalışmalarda, asenkron ve senkron motorlar kullanıldı. Bu motorlar üzerinde, değişik stator biçimlerinin hava aralığında cereyan eden olaylara etkisi araştırılıyordu. Bunun için statorun geometrisinde çeşitli değişiklikler yapıyordu. Motor uyarıldığı zaman stator bobinlerinde oluşan magnetomotor kuvvetinin çoğu rotor-stator arasındaki hava aralığı direncini, yani relüktansı yenmeye harcanıyordu. Bu değişikliklerden amaçlanan, bu hava aralığında depolanan enerjiden daha fazla istifade edebilmektir. Bundan dolayı söz konusu makineler, yapılan değişiklik sonrasında çalışma prensibine atfen "relüktans" ifadesi ile tanımlandılar. Tarihsel akış içerisinde, relüktans prensibine göre çalışan elektrik makineleri üzerine yapılan son çalışmaları kısaca şöyle sıralayabiliriz;

- Yeni bir moment-hız karakteristiğine sahip 4 fazlı bir ARM imal edilmiştir. Yapılan çalışmada bu motor özellikle bir kara taşıtına uygulamaya çalışılmıştır [1].
- 0.75 kW gücündeki ARM'nun tasarımının incelendiği çalışmada, motorun doymalı modelinin önemli olduğunu vurgulamasına rağmen doğrusal analiz yapılmıştır. ARM'nun performansını hesaplamada kullanılan doğrusal analiz de açıklanmıştır. Bunun yanı sıra, çalışmasında kullanılan çeşitli tasarım kriterleri ile imal edilen birkaç farklı motor da tanıtılmıştır. İmal edilen relüktans motorlarının tasarımında asenkron motorların ölçüleri kullanılmıştır [2].
- Stator ve rotorunda çıkık kutuplar bulunan bir motorun en büyük ve en küçük endüktans değerleri elde edilerek incelenmiştir [3].
- Stator ve rotorunda çıkık kutuplar bulunan bir motorun doymalı modeli oluşturularak moment ve akım değişimlerini incelenmiştir [4].
- ARM'nun çevirici devresi üzerinde çalışılmıştır. Çevirici devresini, en az sayıda anahtarlama elemanı kullanarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca geliştirilen anahtarlama devresi tek yönlü faz akımları ile çalışmaktadır. Çevirici devresinde gerçekleştirilen bu basitlik, maliyette sağladığı tasarruf açısından önemli bulunmuştur [5].
- Birkaç ARM'u imal edilmiştir. İmal edilen motorlar, diğer motorlar ile karşılaştırmaya imkan sağlamak için, piyasada kullanılan asenkron motorların ölçülerinde yapılmıştır. 15 kW'a kadar geniş bir alanda imal edilen prototip motorların temel çalışma biçimleri, analizleri, tasarım esasları ve deneysel sonuçları incelenmiştir. Uygun kontrol ile bir seri motorun moment-hız karakteristiği, hem kolay hem de ucuz olarak sağlanmıştır. Ayrıca, eşdeğer bir asenkron motorun çıkış anma değerinden 1.4 kez daha fazla bir çıkış anma değerine sahip bir prototipi imal edilmiştir. Deney motorlarının performans değerleri, motorun doymalı yapısı göz önüne alarak yapılmıştır [6].
- 8/6 (4 fazlı), bifiler düzenlemeli ve bifiler düzenlemesiz ARM'ları için, çeşitli çevirici devrelerinin tasarımına ilişkin esasları incelenmiştir. 8/6 ARM'lar için bifiler sargı düzenlemesinin çevirici devresi açısından avantajları ortaya konulmuştur. Motorun doyma modelinin önemli olduğunu belirtmelerine rağmen,

temel bileşenlerinin değerlerini hesaplamak için bir doğrusal model oluşturulmuştur. Oluşturulan doğrusal modelde, ortak endüktanslar da ihmal edilmiştir [7].

- Çevirici beslemeli AA ve DA motorları ele alınarak bunlar 8/6 ARM ile kıyaslanmıştır. Stator kutbunda tek sargının ve daha fazla sargının bulunduğu durumlar için bifiler düzenlemenin ARM'nun çalışmasına olan etkisi incelenmiştir. Bu çalışmada ayrıca 50 kW anma güçlerine kadar gerçekleştirilen bir ARM ve 0.25 MW'dan 1 MW'a kadar ARM'ların tasarım çalışmaları da anlatılmıştır [8].
- Rotorun konumunu saptamak için sargılardan akan akımın dalga şekillerinden yararlanmaya ilişkin geliştirilen yeni metotlar tanıtılmıştır [9].
- ARM için geliştirilen yeni bir çeviricide, faz başına sadece bir anahtar kullanmak yeterli olmakta ve bu çevirici tek yönlü (unipolar) akım ile çalışabilmektedir. Çevirici aynı zamanda uyarılmış bir fazın enerjisi kesildiğinde, sargı üzerinde kalan enerjiyi de kaynağa tekrar geri gönderebildiğinden çok ekonomiktir. Enerji bir kondansatörde depo edilip geri aktarıldığı için de "C-Dump Çevirici" ismi verilmiştir. Birkaç farklı C-Dump çeviricisini tasarımına ilişkin çalışmalar ayrıca sunulmuştur [10].
- Doymalı ARM'nun çalışması analiz ile incelenmiştir. Analiz ile çeviricinin çalışma şartları ve makinenin moment-hız karakteristikleri de elde edilmeye çalışılmıştır. Analizlerde doymaya özellikle dikkat edilmiştir. Makinenin işletme koşullarının, doymanın ihmal edildiği doğrusal analize göre öngörülenden daha düşük olduğu görülmüştür. Gerekli şartları da, düz tepeli bir akım dalga şekli için motorun ters emf'i doğru saptanarak oluşturulmuştur. Faz akımı için gerekli komutasyon açısını tespit etmeye yarayan bir formül de geliştirilmiştir [11].
- 2-boyutlu sonlu elemanlar modeli oluşturularak ARM'nun magnetik alan incelemesi gerçekleştirilmiştir. Böylece motorun çalışma karakteristikleri magnetik alan çözümleri ile ortaya konmuştur [12].

- 8/6'lık ARM'nun yapımı sırasında rotor kutbuna uygun profil vererek $T=T(\theta)$ eğrisinin $T=k \cdot i \cdot \sin(6\theta)$ biçiminde yapılarak ve motor akımının $i=I \cdot \sin(6\theta)$ şeklinde modüle edilerek döndürme momentinin sabit yapılabileceği belirtilmiştir [13].
- Küçük güçlü ARM çeviricilerinin avantajlarını incelenerek, tipik bir asenkron motor çeviricisi ile karşılaştırılmıştır. Küçük boyutlarda tasarlanan birinci prototipte kutup başına iki stator dişine sahip ARM, ikinci prototipte düşük eylemsizliğe sahip ARM ve üçüncü prototipte de normal bir ARM kullanılmıştır. İmal edilen rotorların çıkık kutuplu olması ve küçük boyutlarda olmaları sebebi ile, (rotor çapı/stator çapı) oranının çok küçük olduğu için, (Döndürme Momenti/Eylemsizlik Momenti) oranının yüksek olduğu gözlenmiştir. Bu oran, tüm hareketli kontrol uygulamalarında, hız cevabı açısından, bir iyileştirme oranı olarak göz önüne alınmaktadır [14].
- ARM'ların avantajlarına dikkat çekilen diğer bir çalışmada, motor karakteristiklerinin tespiti için matematiksel bir model önerilmiştir. PWM kontrollü bir asenkron motor ile VA ihtiyacı, moment ve akım gibi temel karakteristikleri açısından karşılaştırılmıştır. Ayrıca geliştirilen farklı ARM prototipleri farklı hız çalışma bölgelerinde denenerek performans ve verimlilikleri ortaya konmuştur [15].
- ARM'nun moment karakteristikleri sonlu elemanlar metodu ile elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, pratik olarak deneylerden sağlanan moment karakteristikleri ile karşılaştırılmıştır. Motorun doymalı yapısından dolayı dinamik modellemesinin zor olduğu da ayrıca belirtmiştir [16].
- Teorik olarak ARM için ani moment kontrolünün temel prensipleri incelenmiştir. Sabit açısal hızda çalışması kabulü ile, ARM'nun matematik modeli doğrusal ve zamanla değişen sistem eşitlikleri ile ifade edilmiştir [17].
- Birkaç yeni C-Dump çevirici üzerinde çalışılmıştır. Bu tip çeviricilerin diğer çeviricilere göre, fazlar arasında yüksek derecede bir bağımsızlığa sahip olduğu ortaya konmuştur [18].

- Klasik çıkık rotorlu ARM ile anizotrop eksenel lamine rotorlu relüktans motor moment üretim kapasiteleri açısından teorik olarak karşılaştırılmıştır. Eşit demir hacmine sahip çıkık rotorlu motor anizotrop rotorlu motora göre %20 daha fazla moment üretmekte olduğu gösterilmiştir [19].
- Verimi ve kaliteyi artırmak, maliyeti düşürmek için ARM'nun bilgisayar destekli analizi yapılarak tasarım aşamaları verilmiştir. Sonlu elemanlar metodu ile yapılan bu tasarım sonuçları analitik çözüm sonuçları ile birlikte sunulmuştur [20].
- 1 kW gücünde ve 1500 d/d hızına sahip bir ARM'nun tasarım amaçlı performansının hesaplanması, daha kısa hesaplama süresinde ve iyi bir doğrulukta gerçekleştirilmiştir. Ayrıca ARM için ortalama moment, kalkış momenti, çalışma akımı gibi performans hesaplama metotları da tanımlanmıştır [21].
- Motordaki ko-enerji değişiminin “moment faktörü” olarak tanımlandığı çalışmada 6 değişken ve 3 sınırlayıcı ile moment faktörü en büyük olacak şekilde bir optimizasyon gerçekleştirilmiştir [22].
- Hem statorunda, hem de rotorunda çıkık kutuplara sahip olan büyük bir 8/6 ARM imal ederek, bu motorda doymanın momente olan etkisi ve enerji akışı incelenmiştir [23].
- Çevirici devresinde faz başına bir anahtar kullanılan ARM'nun karalı hal analizi yapılarak, akıma bağlı emf ve moment değişimleri endüktans eğrisinin doğrusal bölgesinde elde edilerek incelenmiştir [24].
- ARM'nun doymalı dinamik modeli, akı ölçümleri ile kurulmaya çalışılmıştır. Elde edilen akı verilerine iki değişkenli basit bir fonksiyon uydurularak, motorun kuvvet-konum eğrisi çıkarılarak deneysel ölçümlerle karşılaştırılmıştır [25].
- ARM'nun çalışmasında gürültünün kaynağının prensip olarak, faz sargılarına uygulanan gerilimin harmonikleri olduğu gösterilmiştir [26].
- ARM'da moment dalgalanmasının hesabına çalışılmıştır. Motorun doymalı yapısının, dinamik modelleme için hayli kompleks bir problem oluşturdu ifade edilmiştir [27].

- Çok fazlı ARM'nun dinamik performans analizi yapılmıştır. Dinamik performansı arttırılmış bir ARM'nun tasarımında basitlik sağlamaya çalışılmıştır. Motorun optimizasyonun da ise, zamana bağlı yalnız iki parametre kullanılmıştır. Bunlar, moment senkronlama katsayısı $k_s(t)$ ve moment bastırma katsayısı $k_d(t)$ 'dir [28].
- ARM'nun mıknatıslanma eğrisinin analitik metotlar haricinde, bilgisayar destekli olarak elde edilmesine çalışılmıştır. Bunun için çift-enerji metodu kullanılmıştır. Mıknatıslanma eğrilerinin elde edilmesi için ampirik formüller öngörülmüştür. Elde edilen formüller bilgisayar programı haline dönüştürülerek çeşitli motor modellerine uygulanmıştır. Moment ve akım eğrileri üzerinde incelemeler yapılarak metodun doğruluğu araştırılmıştır [29].
- ARM üzerine yapılan çalışmalarda ihmal edilen ortak endüktans etkisini belirlemeye çalışılmıştır. Motor çalışırken uyarılan faz ile diğer uyarılmamış fazların gerilimlerini, yani fazlar arası ortak endüktans gerilimleri ölçülmüştür. Çalışmada 8/6 bir ARM kullanılmıştır. Performansın ve farklı kontrol metotlarının doğruluğunun artması için, ortak endüktansların göz önüne alınması gerektiği belirtilmiştir [30].
- Faz ve kutup sayısının moment salınımlarına olan etkisi incelenmiştir [31].
- Sadece statorunda çıkık kutup bulunan relüktans motoru incelenmiştir. 2-fazlı olan bu motor, 4-fazlı 8/6 kutuplu bir relüktans motoru ile karşılaştırılmıştır. Sonlu elemanlar metodu kullanılarak yapılan incelemelerde önerilen relüktans motorundan 8/6 motora oranla daha büyük momentler elde edildiği ve bakır kayıplarının %75 oranında azaldığı ortaya konmuştur [32].
- Gerilim beslemeli ARM sürücüsünde tasarım için magnetik devre ve sürücü parametreleri incelenerek, karalı halde ortalama momentle orantılı bir parametre tanımlanmıştır. Bunun için akı yoğunluğu değeri incelenmiştir [33]
- Servo uygulaması için kullanılan bir ARM'nun moment kontrolü bir MOSFET çevirici ile DSP yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Motor sinüsoidal bir akımla beslenerek, vektör kontrol ve en büyük moment kontrol olarak isimlendirilen iki

metotla akım kontrol edilmiştir. Önerilen metotla moment dalgalılığının %26'dan %6'ya düşürüldüğü ifade edilmiştir [34].

- Bir ARM ile aynı güçteki değişik asenkron motorların performansları karşılaştırılarak, ARM'nun moment dalga şekilleri ve ani akım dalga şekilleri, sonlu elemanlar metodu kullanılarak hesaplanmıştır. ARM'nun sargılarına darbeli gerilim uygulayarak, mil momenti, ani akımı, verimi ve kayıpları ölçülmüştür. Ölçülen bu değerler; sonlu elemanlar metodu ile elde edilen ile karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmada, asenkron motorlara nazaran ARM'nun daha yüksek bir verime ve daha düşük bir sıcaklık artışına sahip olduğu gösterilmiştir [35].
- Aynı anda birden fazla fazın uyarılması durumunda ortak endüktansların etkilerinde göz önüne alındığı bir ARM için eşdeğer devre elde edilmiştir. Doymayı göz önüne alarak bir 6/4 ARM imal edilmiştir. Birisi doymalı malzemeleri modellemek için, diğeri de uyarma seviyeleri verilen akı değerlerine ilişkin devreyi çözmek için iki sonlu eleman modeli kullanılmıştır [36].
- Sator sargılarından daha fazla faydalanmak için yüksek gerilimle çalışan 9 kV ve 5MW'luk büyük güçlü 6/4 bir ARM tasarımı gerçekleştirilmiştir. Motorun tasarımı için gerekli bir çok büyüklüğün hesaplanabilmesi için gerekli analitik formüller verilmiştir. Ayrıca motorun kayıpları, soğutulması ve verimi incelenmiştir [37].
- ARM'nun sürekli hal karakteristiklerini incelemek için, modelleme ve hesaplama metotları üzerine çalışılmıştır. 4 kW'lık bir 8/6 ARM'nin sonlu elemanlar analizini gerçekleştirdikten sonra ARM'nun gerilim denkleminin çözümünü gerçekleştirerek sürekli hal parametreleri elde edilmiştir. Hesaplanan sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırılarak aralarındaki uyumluluğa dikkat çekilmiştir. [38].
- Hız kontrollü, kapalı çevrim endüstriyel tahrik sistemlerinin simülasyonuna uygun, genel amaçlı bir devre analizi programı tanıtılmıştır. Spice Programı kullanılarak gerçekleştirilen 8/6 ARM modelinde doymayı hesaba katılmıştır,fakat ortak endüktans ve nüve kayıplarını ihmal edilmiştir. Analizi gerçekleştirmek üzere sistem, kendinden komutasyonlu 3-faz köprü doğrultuculu çevirici ve motor ile geri besleme sistemi, regülatör, toplayıcı ve transduser olmak üzere iki ayrı kısma ayrılmıştır [39].

- ARM'ü doymalı kabul ederek mıknatıslanma eğrisi yeni bir metotla (cubic splines) elde edilmiştir. Oluşturulan veri tabanı ile bu metodu kullanarak akı/akım, moment/rotor açısı ve akım/akı ilişkilerini veren eğriler elde edilerek deneysel verilerle sonuçlar karşılaştırılmıştır [40].
- ARM'nun düşük hızlardaki moment dalgalanması problemi ele alınarak, dengeli komutasyon olarak isimlendirilen bir algoritma ile azaltılmaya çalışılmıştır. Burada referans akım, motor akımının tepe değerini ve akım yükselme aralığını sınırlayacak şekilde kendisini ayarlamaktadır. Metodun uygulanabilmesi için dönme açısı ile beraber her faz akımının ölçülmesinin gerekli olduğu vurgulanmıştır [41].
- ARM'nun faz akım ve gerilim değerlerinden faydalanarak moment-konum değişimleri bir interpolasyon metot ile gösterilmiştir. Moment için bulunan bu eğrilerden ön kestirim yaparak ve DSP kullanarak momentteki dalgalanma azaltılmıştır [42].
- 4 kW, 8/6 bir ARM'nun momenti hem akıma hem de rotor konumuna bağlı olarak elde edilmiştir. Bunun için ölçüm sonuçları kullanılarak minimum döndürme momenti dalgalanması elde edilecek şekilde fazlara uygulanan gerilim açısı iyileştirilmiştir. Döndürme momentine karşı düşen akım değerleri için tablo oluşturulmuş ancak momentteki dalgalanmanın ne kadar azaldığı açık olarak ifade edilmemiştir [43].
- Konum ve akım sensörü gerektirmeyen bir kontrol tekniği ile ARM'nun konum algılayıcısız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Çalışmada akım sensörü yerine akıma duyarlı MOSFET güç anahtarları kullanılmıştır [44].
- ARM'nun tasarımı üzerine çalışılmış ve çeşitli rotor şekillerinin, akı yoğunluğunun teğetsel ve radyal bileşenlerinin dağılımına ve şiddetine olan etkisini incelenmiştir. Teorik olarak, akı yoğunluğunun teğetsel bileşeninin testere şekilli kutup yüzeylerinde arttığını, bunun ise ortalama momentte bir artışa sebep olduğunu, ama aynı değişikliğin radyal bileşen için söz konusu olmadığı tespit edilmiştir [45].

- 450 W gücünde bir 6/4 ARM için geliştirilen yeni bir çevirici tanıtılmıştır. Akım ve konum sensörü yerine, gerçekleştirilen kontrolör kullanılmıştır. Kontrol işlemi ise, bir tek mikroişlemci kullanarak gerçekleştirilmiştir [46].
- Çift çıkık kutuplu ARM'larda akustik gürültünün sebepleri incelenerek gürültünün azaltılması için yeni bir metot ortaya konmuştur [47].
- ARM'nun rotor yapılarının moment üzerine etkileri incelenmiştir. 8/6 4-fazlı klasik lamine saçlı bir motor ile Anizotrop özellikte eksenel lamine saçlı 2-fazlı motor karşılaştırılarak moment değerleri kıyaslanmıştır. Anizotrop motorun kutup şeklinin iyileştirildiği çalışmada motorun doymanın doğrusal bölgesinde çalıştığı kabul edilmiştir [48].
- ARM'nun doymasız modeli kullanılarak, momentteki dalgalanmanın azaltılması için fazların kesime geçme anları analitik bir metotla tespit edilmiştir. Tespit edilen kesim açısının moment üzerine etkisi bir simülasyon programı ile gösterilmiştir [49].
- ARM'nin Değişken Yapısal Kontrol (VSS) olarak adlandırılan bir metotla hızın kontrol edilerek momentteki dalgalanmanın azaltıldığı belirtilmiştir. Sadece simülasyon sonuçlarının verildiği çalışmada, momentteki dalgalanmanın azaldığı gösterilmiştir. Motor hızının çok hassas ve hızlı olarak ölçülememesi durumunda VSS metodunun iyi bir sonuç vermeyeceği de belirtilmiştir [50].
- ARM'nun doyma modeli için çeşitli uyarma durumları için tablo oluşturularak moment karakteristiği (geçici ve yarı sürekli halde) hesaplanmıştır. Daha sonra deneysel olarak moment dalgalılığının nasıl tespit edileceğine ilişkin metot ortaya konulmuştur. Hem sabit hemde değişken hızlarda metodun uygulanabilirliğine dikkat çekilen çalışmada, hesaplanan değerlerle deneysel sonuçların uyum içinde olduğu belirtilmiştir [51].
- Bir 6/4 prototip ARM'un kayıplarını bulmak için, rotor ve statordaki akı dalga şekillerini elde ederek bunlardan eğri uydurma metodu ile genel ifadeler türetilmiştir. Bu ifadelerin harmonik analizlerinde tek ve çift harmonikler tespit edilmiştir. Doymayı da göz önüne alarak bakır kayıpları için matematik ifadeler

tanımlanmıştır. Motorun çekirdek kayıplarının magnetomotor kuvvet ile orantılı ancak uygulanan gerilim ile orantılı olmadığını tespit edilmiştir [52].

- Rotor konumunu belirlemek için geliştirilen yeni dolaylı bir ölçüm metodu tanıtılmıştır. Rezonans metodu olarak isimlendirilen bu metoda göre faz endüktansına bağlı açı ölçülerek rotor konumu tespit edilmiştir [53].
- ARM'ların en fazla kullanılan tipleri için komutasyon metodu geliştirilerek basit bir kontrol mantığı ile çok hassas olmayan bir konum sensörü kullanılmıştır. Bu metotla ARM çeviricilerinin dört bölge çalışması gerçekleştirilmiştir [54].
- Kayan kipli denetim (Sliding Mode Control) teorisine göre C-Dump devresi ile sargılarda biriken enerjinin kaynağa geri verilmesine çalışılmıştır [55].
- ARM'nun rotor konumu sensörsüz olarak belirlenmesi üzerinde çalışılmıştır. Bir 8/6 ARM kullanarak zıt emf'i dikkate alan bir bilgisayar programını kullanılarak "dalga saptama tekniği" geliştirilmiştir. Sensör kullanılmadan motorun kontrolü böylece gerçekleştirilmiştir [56].
- Teorik çalışmadaki metodun doğruluğunu göstermek üzere ARM'nun deneysel çalışması yapılarak önerilen metodun kullanılabilirliği tartışılmıştır [57].
- Robot uygulamaları için yüksek performanslı bir ARM'nun kontrolü parametre belirleme metodu ile gerçekleştirilmiştir. Moment dalgalılığını azaltmak üzere bir kaskad moment kompanzatörü kullanılarak ve sistemin iyileştirilmesi üzerinde durulmuştur [58].
- 6/4 ARM'de ortak endüktanslar dikkate alınarak, motorun kararlı hal modeli çıkarılmıştır. Elektromagnetik cihazlarda kullanılan çelik alaşımının magnetik özelliklerine sıkıştırmanın etkileri incelenerek, ARM için sıkıştırmanın performans karakteristiği yanı sıra sargı endüktans şeklinde etkilediği gösterilmiştir [59].
- Doymayı dikkate alınarak, ARM'nun akı/akım/konum ve moment/akım/konum karakteristikleri sayısal benzetimle elde edilmiştir. "Kendinden öğrenmeli" ismi verilen bir metotla dijital kontrolör geliştirilmiş ve motor momentindeki dalgalılık

böylece azaltılmaya çalışılmıştır. Elde edilen sonuçlar deneysel verilerle karşılaştırılarak metodun uygulanabilirliği tartışılmıştır [60].

- 8/6'lık ARM'nun doyma modeli kullanılarak akımları ve konum bilgilerinden yararlanarak, momentteki dalgalanmanın iyileştirilmesi için faz akımlarının olması gereken değerini sinir ağıları ile kontrol edilmiştir [61].
- ARM'nun moment dalgalanmasını azaltmak için stator ve rotor kutup açıları değiştirilerek yeni motor modelleri elde edilmiştir. “Silikon görünür güç” sınırlayıcısı metodu ile bakır kayıplarını da azaltan bu çalışmada moment iyileştirmesi, deneysel çalışma ile gösterilmiştir [62].
- ARM'nu robot uygulamalarında kullanmak için, moment dalgalanmasının azaltılması modele dayalı bir kontrol metodu ile gerçekleştirilmiştir [63].
- ARM'nun sensörsüz kontrolündeki konum bilgisi ile fazların iletme girme anları arasındaki hata incelenmiştir. Genel bir sensörsüz metot önerilerek bu metot doğrusal model için kullanılmıştır [64].
- 6/4 ARM'nun normal koşullar altındaki sürekli hal modeli oluşturularak motorun dinamik karakteristikleri elde edilmiştir. Doyma etkisinin dikkate alınarak faz endüktansları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar deneysel verilerle de karşılaştırılmıştır. Ayrıca karşılıklı endüktansların sisteme etkisi incelenmiştir [65].
- 6/4 ARM'nun hatalı koşullarda analizi gerçekleştirilerek motorun dinamik karakteristikleri elde edilmiştir. Motorun çeviricisinde ve motorun stator sargılarında oluşacak hatalar için ayrı olarak modelleme yapılarak sonuçlar elde edilmiştir. Deneysel verilerle desteklenen çalışmada hata durumlarında geçerli yeni bir metot önerilmiştir [66]
- ARM'nun sensörsüz kontrolü için modülasyona dayalı iki yeni metot önerilmiştir. Önerilen metot mikrokontrolör tabanlı bir kontrolcü ile ARM'na uygulanmıştır [67].

- C-Dump çeviricili 8/6 ARM'nun doğrusal modeli oluşturularak moment dalgalılığı azaltılmaya çalışılmıştır. Akımın karesi kontrol edilerek, sadece iki adet sensörlü ekonomik bir metot önerilmiştir [68].
- ARM'de maliyeti düşürmek üzere basit bir kontrol devresi ile sabit hızda düzgün bir moment için yeni bir metot önerilmiştir [69].
- ARM'nun magnetik karakteristiklerini özetleyen analitik bir ifade için motorun temel tasarım değerleriyle bağlantılı modeller incelenmiştir. Doyma durumu için bazı modeller gösterilmiştir [70].
- C-Dump çeviricili 8/6 ARM'nun doymalı modeli oluşturularak moment dalgalılığı azaltılmaya çalışılmıştır. Akımın karesi kontrol edilerek, sadece iki adet sensörlü ekonomik bir metot önerilmiştir [71].
- ARM'nun hatalı koşullarda elektriksel ve mekanik açılardan incelenmiştir. Rotorda oluşacak büyük kuvvetlerin akım, moment ve kuvvetler üzerine etkisi gösterilmiştir. Sonlu elemanlar metodu, magnetik devre analizi ve deneysel çalışmadan oluşan bir metot bu çalışmada kullanılmıştır [72].
- ARM'nun tasarımı için analitik tasarım denklemleri geliştirilerek, motorun performans değerleri bu metotla elde edilmiştir. Geliştirilen analitik denklemlerle tasarlanan çok çeşitli motor tasarımları moment yoğunluğu açısından karşılaştırılarak optimum olan model elde edilmeye çalışılmıştır. Ayrıca çalışmada deneysel sonuçlara da yer verilerek analitik sonuçlarla karşılaştırılmıştır [73].
- Magnetik alan ile elektrik devrenin birleşik analizi, $d\lambda/dt$ ifadesini de modelde tanımlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Böylece dinamik çalışma şartlarının kısmen modellendiği iddia edilerek, ARM'nun akı-akım eğrisi bulunarak, motor akım dalga şekli elde edilmiştir. Ayrıca deneysel sonuçlar ile önerilen metot karşılaştırılmıştır [74].
- Düşük hız uygulamalarında farklı yapılaraya sahip değişken relüktanslı motorlar statik moment kabiliyetleri ile karşılaştırılmıştır. Sargı sonu ve çok kutupluluk etkisinin de dikkate alındığı doğrusal analizde, klasik ARM, ortak endüktanslı

değişken relüktanslı motor ve anizotrop rotorlu değişken relüktanslı motor karşılaştırılmıştır [75].

- Doymalı sınır elemanlar analizin kullanıldığı çalışmada üretim ile prototip maliyetlerini azaltmak ve zamandan kazanmak için tasarım optimizasyonu üzerinde çalışılmıştır. ARM'nun dinamik incelemesi yapılarak performans değerleri elde edilmiştir. Motorda meydana gelen gürültü problemine dikkat çekilerek problemi azaltıcı bir metot önerilerek tasarımda iyileştirme yapılmaya çalışılmıştır [76].
- ARM'nun analizi zaman artırımlı bir metotla Newton-Raphson çözücü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Elektro-magnetik sistemin arasındaki bağı güçlü iken elektro-magnetik sistemle mekanik alt sistemi arasındaki bağı zayıf olduğu tespiti yapılmıştır. Önerilen zaman artırımlı metodun hem ARM için hemde diğer makineler için elverişli bir metot olduğu tespiti yapılmıştır [77].
- ARM'nun statik ve dinamik analizleri sonlu farklar metodu ile gerçekleştirilmiştir. Akı ve momentler virtual iş metodu ile elde edilmiştir. Doymalı olarak modellenen motorun dinamik davranışı ortaya konmuştur [78].
- 2-boyutlu sonlu elemanlar metodu ile modellenmiş magnetik alanı ile elektrik devre denklemleri birlikte eşzamanlı olarak çözülerek ARM incelenmiştir. Motorun akımı ve stator kutuplarındaki kuvvet dağılımı hesaplanmıştır. Magnetik kuvvetlerin mekanik cevabı da bu incelemede ele alınmıştır. Mekanik sistemin frekans cevabı ve harmonikleri gösterilerek, simulasyon ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır [79].
- Sonlu elemanlar metodu kullanılarak ARM'nun moment dalgalılığı azaltılmaya çalışılmıştır. Rotor kutup şekli değiştirilerek elde edilen yeni bir ARM modeli ile klasik motor akustik gürültü bakımından karşılaştırılmıştır. Daha az gürültülü bir model olan bu yeni modelin aynı zamanda bir asenkron motordanda düşük gürültü seviyesine sahip olduğu verilerle vurgulanmıştır [80].
- ARM'nun optimum tasarımı için dinamik sonlu elemanlar analizi gerçekleştirilmiştir. Vektör kontrol metodunda olduğu gibi akım iki bileşene ayrılmakta ve momenti oluşturan bileşen moment dalgalılığını azaltmak üzere

kontrol edilmektedir. Motorun kutup açıları değiştirilerek momentteki dalgalılığın neredeyse tamamen yok edildiği ortaya konmaktadır [81].

- Dönen kısmı olan ve elektrik devresi ile bağlantılı bir elektromagnetik sistemin 3-boyutlu dinamik analizi 6/4 bir ARM örnek alınarak gerçekleştirilmiştir. Hareketli kısım Langrange Sliding metodu ile modele dahil edilmiştir. Önerilen metot ile ARM'nun akım dalga şeklide de bu çalışmada ortaya konmuştur [82].
- Sonlu elemanlar metodu ile ARM'nun faz endüktansı hesaplanarak, motorun elektriksel devre tarafına ait denklem sisteminin çözümü yapılarak akım dalga şekli ortaya konmuştur. ARM'nun magnetik akı yoğunluğu bileşenlerinden hareketle, stator kutup aç değeri değiştirilerek moment değerinin arttığı tespit edilmiştir [83].

ARM'lar üzerine yapılan bu çalışmalara hergün yeni çalışmalar eklenmektedir. Bu çalışmalar hem motorun kontrolü hemde magnetik yapısını ile ilgilidir.

1.3 Çalışmanın Amacı

Son zamanlarda üzerinde çokca araştırma yapılan anahtarlamalı relüktans motoru, hem yapısının hem onu sürececek yarı iletken çeviricinin basit oluşu nedeni ile endüstride geniş bir uygulama alanı bulmaya başlamıştır. Ancak ARM'nin basit tasarım, düşük atalet, yüksek hız aralığı, yüksek verim ve düşük maliyet gibi birçok avantajına rağmen, momentte faz geçiş anlarındaki çökmeler, yüksek akustik gürültü ve konum tespiti gibi bazı dezavantajları mevcuttur.

Anahtarlamalı Relüktans Motoru (ARM)'nun birçok üstünlüklerine karşılık hala piyasada kabul görmemesinin en önemli nedeni bilhassa yukarıda verilen dezavantajlardan ilki olan döndürme momentindeki dalgalanmanın büyük olmasıdır. Döndürme momentindeki bu dalgalanma motorun rulmanlarının zamansız aşınmasına ve çevreye akustik gürültü vermesine sebep olmaktadır. Bu durum servomotor uygulamalarında motoru kullanışsız hale getirmektedir. Motorda oluşan moment dalgalanmasının azaltılması için genel olarak iki yol izlenebilir;

1. Motor magnetik devresinin tasarımı yapılacak değişiklikler.
2. Motor kontrol devresinin tasarımı yapılacak değişiklikler.

Bu çalışmanın amacı, ARM'nun tasarımı yapılacak değişiklikle momentindeki dalgalanmanın azaltılmasıdır.

Bu amaç doğrultusunda önce ARM'nun yapısına değinilmiş ve çalışma prensibi doğrusal ve doğrusal olmayan bölgeler için açıklanmıştır.

Sonra sonlu elemanlar metodunun (SEM) matematiksel altyapısı verilerek, magnetik problemlere uygulanışına ait esaslar ortaya konmuştur.

Sonlu elemanlar metodunu ARM'na uygulanarak motorun davranış doymanın doğrusal ve doğrusal olmayan çalışma bölgelerinde ayrı ayrı incelenmiştir. Yapılan incelemeler sonunda klasik kutup şekline sahip ARM'na ait moment dalgalılık oranları elde edilmiştir. Klasik kutup şekline sahip ARM'da moment dalgalılığının oldukça yüksek değerlere ulaştığı yapılan incelemeler sonunda ortaya konmuştur.

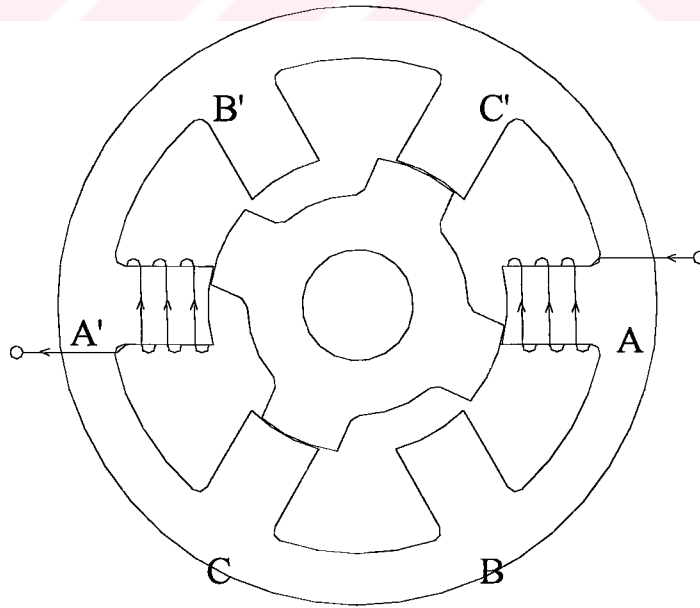
Daha sonra, ARM'nun stator ve rotor kutuplarında yeni geometrik parametreler tanımlanarak, bunların değiştirilmesi ile yeni stator ve rotor kutup şekilleri elde edilmiştir. Yeni kutup şekilleri sahip bir ARM modeli önerilerek motorun davranış aynı şartlarda incelenmiş ve moment dalgalılığının büyük oranda iyileştiği gösterilmiştir.

2. BÖLÜM

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUNUN YAPISI VE ÇALIŞMA İLKESİ

2.1 Giriş

Anahtarlamaalı Relüktans Motoru (ARM) hem stator hem de rotorunda çıkık kutuplar bulunan bir çeşit senkron motordur. Rotorda ise sadece masif demir veya saç paketi bulunup, üzerinde herhangi bir sargı, kısa devre halkası veya mıknatıs bulunmamaktadır. Stator ve rotor nüvelerinin her ikisi de, imalat uygunluğu ve demir kaybını azaltmak açısından, ince yaprak halinde lamine saçlardan imal edilirler. ARM stator/rotor kutup oranlarına göre sınıflandırılırlar. En yaygın olanları stator/rotor kutup oranları 8/6 ve 6/4 olanlarıdır. Bunun yanında 6/2 ve 12/6 olanları da seyrek olarak bulunmaktadır [84,85].



Şekil 2.1 3-Fazlı, 6/4 Kutuplu ARM' nun Kesiti

Şekil 2.1’de 3-fazlı ve 6/4 modelinde bir ARM’nun kesiti verilmiştir. Stator kutbu üzerinde akım yönleri işaretlenen faz sargıları yerleştirilmiş halde görülmektedir. Her fazda karşılıklı stator kutuplarına sarılmış, akıları birbirini destekleyecek yönde bağlanmış iki bobin bulunmaktadır.

Statordaki çıkık kutuplar, DA paralel uyarma makinesinin sargıları gibi özellikle basit formu, ince telli sarımlardan oluşan yoğun sargılar taşırlar. Bunun sebebi, herhangi bir faz uyarıldığında ortaya çıkan magnetik akıdan daha çok faydalanmaktır. Aynı adım motorlarında ayrı ayrı uyarılan bobinlerin her bir kümesinin bir faz olarak göz önüne alındığı gibi anahtarlamalı relüktans motorlarında da, statorun her bir çıkık kutbu bir "faz" oluşturur. Ayrıca rotor, asenkron motorlarda olduğu gibi, akı değişiminin çok fazla değişmesini engellemek ve böylece rotor ataletini yenerken motorun kalkışını daha az titreşimli sağlamak için hafif eksenel kayıklıkta imal edilir. Anahtarlamalı relüktans makinelerde stator kutuplarının sayısı, rotor kutuplarının sayısına eşit değildir. Bu durum sürekli dönme için gereklidir. Genellikle rotor kutuplarının sayısı stator kutuplarının sayısından azdır. Kullanılacak amaca bağlı olarak farklı tasarlanırlar.

Stator ve rotor kutuplarının sayısı ve faz sayısı dikkate alınması gereken başlıca tasarım parametreleridir. Yüksek hız gerektiren ARM uygulamalarında, genelde rotor kutup sayısı, stator kutup sayısına göre küçük seçilirler. Yüksek momentin gerektiği ARM uygulamalarında ise, rotor kutup sayısı stator kutup sayısına yakındır. Örnek olarak iki ARM’den 6/2 olanından yüksek hız sağlanırken, 8/6 olanından ise yüksek moment sağlanır.

Genellikle stator kutupları, rotor kutuplarına nazaran daha dar tutulurlar. Bunun sebebi, statordaki herhangi bir faz uyarıldığında, oluşan magnetik alandan daha fazla istifade edebilmek ve sargılara daha geniş yer sağlamaktır. Çünkü, stator kutup genişliği $dL/d\theta$ endüktans değişimi ile orantılıdır. Aynı zamanda, endüktansın artmasından dolayı verilen gerilim kaynağı için motorun maksimum hızını sınırlar. Ayrıca, motor tahrik devresinin maliyeti ve karmaşıklığı dikkate alınmazsa, faz sayısının büyük olması, moment dalgalanmasını azaltıcı şekilde etkir. Genelde, rotor kutup sayısının mümkün olduğu kadar az sayıda olması, anahtarlama frekansını düşük

kılmak açısından faydalı olabilir. Fakat bu, gerekli kalkış momentini ve ters yönde çalışmayı etkiler.

Stator ve rotor kutup genişliklerinin seçimi, tahrik sisteminin özelliğine bağlıdır. Negatif moment üretiminden kurtulmak veya her fazın pozitif ve negatif moment üretme bölgelerinin ayrılması için rotor kutuplarının genişliği, stator kutuplarının genişliğinden daha büyük yapılır.

ARM'nun döndürme momenti akımın yönü ile değil sadece genliği ile değişir. Akım, eğer endüktansın artma yönünde uygulanırsa döndürme momenti pozitif, eğer azalma yönünde uygulanırsa negatiftir. Başka bir ifadeyle anahtarlamalı relüktans motoru generatör olarak da kullanılabilir veya elektriksel frenleme mümkündür. Akım yönünün değiştirilmesine gerek olmayışı nedeniyle bu motorun elektronik kontrolün de kullanılacak çeviricideki yarıiletken anahtar sayısı diğer motor türlerine nazaran yarı yarıya azalır. Akım darbelerinin, endüktansın değişimini hangi bölgelerinde uygulanacağını tespit etmek gerekir. Bunun için bu bölgelere ait rotor konumunun (θ) bilinmesi gerekir. Bu yüzden rotor miline optoelektronik veya hall effect türü bir konum algılayıcısı bağlanmalıdır.

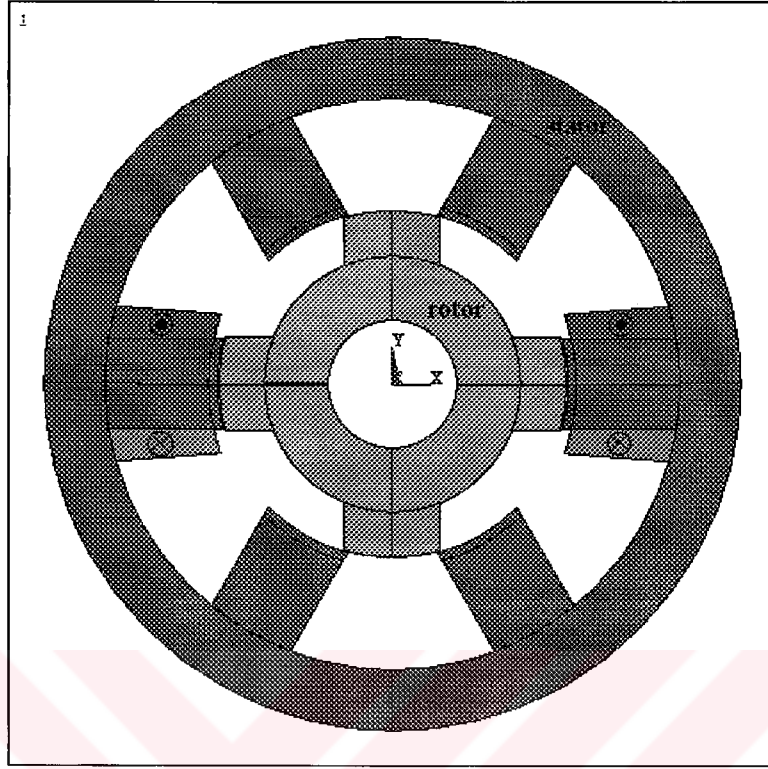
2.2 ARM'nun Çalışma İlkesi

2.2.1 Karşılıklı (Aligned) Konum

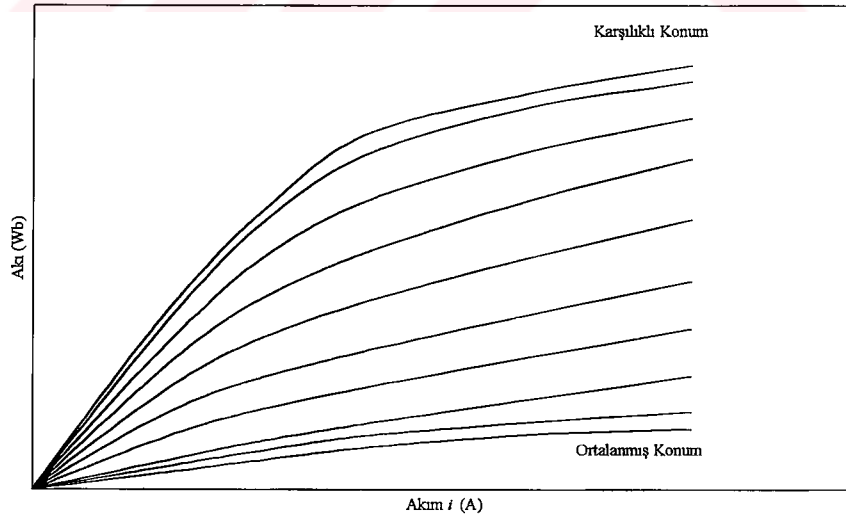
Stator ve rotor kutuplarının tam olarak karşı karşıya geldiğinde bu durum karşılıklı (aligned) konum olarak tanımlanır (Şekil 2.2). Rotor bu konumdayken karşı karşıya bulunduğu stator kutup sargıları uyarıldığında motorda bir moment üretilmez. Çünkü bu konumda endüktans en büyük değerini alır. Stator kutbunun sargılarından akım akarken, karşı karşıya olduğu rotor kutbu döndürülerek uzaklaştırılırsa, tekrar bu konuma döndürücü yönde bir moment meydana gelecektir.

Karşılıklı konumda magnetik relüktansın en küçük değerinde olmasından dolayı relüktans ile ters orantılı olan faz endüktansı en büyük değerini alır. Düşük akım seviyelerinde relüktansın büyük bir kısmı hava aralığında oluşur. Hatta düşük akım değerlerinde, uzun stator boyunduruğu boyunca önemli miktarda magnetomotor kuvvet harcanır ve önemli ölçüde karşılıklı konumdaki endüktans azalır.

Karşılıklı konumda akı yolu, özelliklede rotor ve stator boyundurukları doymanın etkisine altındadır. Bu durum Şekil 2.3'teki mıknatıslanma eğrisinden görülebilir.



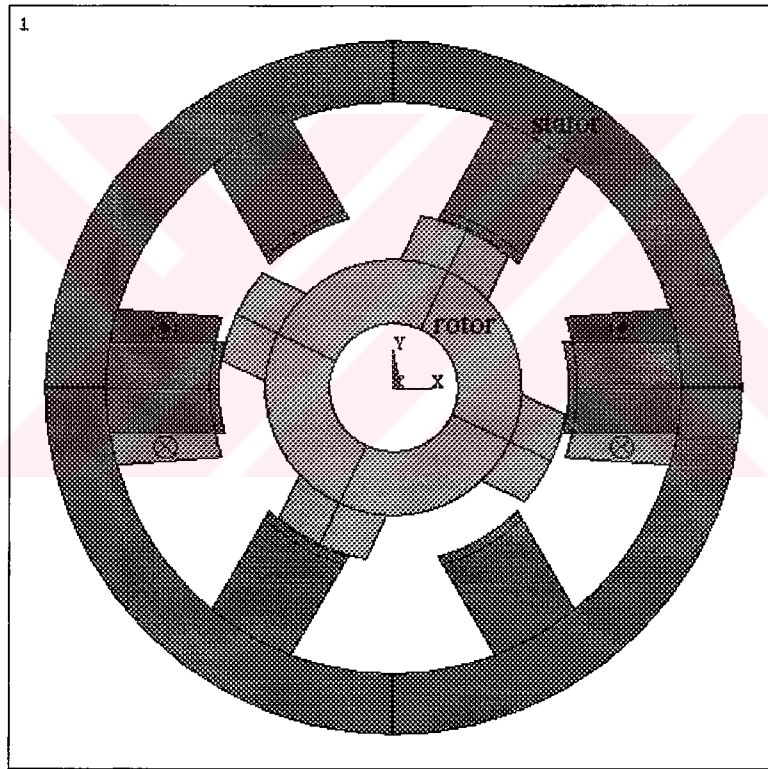
Şekil 2.2 Stator ve Rotorun Karşılıklı Konumu



Şekil 2.3 Mıknatıslama Eğrisi, Akının Akıma göre Değişim Eğrisi

2.2.3 Rotorun Ara Konumları

Stator kutbu ile rotor kutbunun yukarıda tanımlanan konumları dışındaki durumları ara konum olarak ortaya çıkar (Şekil 2.5). Rotorun ara konumlarında elde edilen mıknatıslama eğrisi karşılıklı konum ile ortalanan konum eğrileri arasında yer alır (Şekil 2.3). Stator ve rotor kutupları çakışmaya başladığı andan itibaren kutup köşelerinde yerel doymalar oluşur. Çakışma arttıkça doymanın etkisi de kendini giderek hissettirir. Ortalanmış konum ile çakışmanın başladığı konum arasındaki mıknatıslanma eğrileri ani olarak değişmez. Kutupların çakışması arttıkça mıknatıslanma eğrileri de yukarıya doğru hızla yükselerek karşılıklı konum eğrisinin şekline yaklaşır. Karşı karşıya gelmeden biraz önce eğrilerdeki değişim yine oldukça az gerçekleşir.

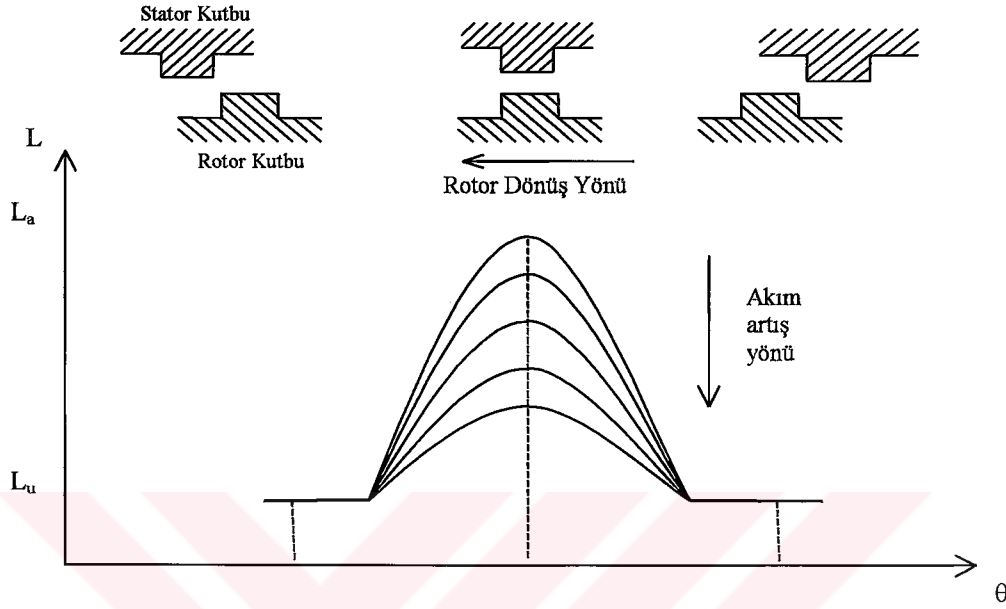


Şekil 2.5 Rotor Kutbunun Ara Konumu

Mıknatıslanma eğrileri moment hesaplanmasında, sargı ve saç paketlerinin tasarımında büyük rol oynar.

Faz endüktansının değeri hem rotor konumu hem de faz akımına bağlı olarak büyük miktarda değişir. Anahtarlama relüktans motorun teorisindeki en anlamlı

endüktanslar, doymasız karşılıklı konum endüktansı (L_a) ve doymasız ortalananmış konum endüktansı (L_u)' dır. Şekil 2.6' da stator ve rotor konumlarının durumuna göre faz endüktansının nasıl değiştiği gösterilmiştir. Faz endüktans eğrisi, faz akımına bağlı olarak değişmektedir.



Şekil 2.1 Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişimi

5.1.1 ARM'de Moment Üretimi

Stator sargılarından herhangi bir faz uyarıldığında, rotor endüktansı en büyük değeri alıp karşılıklı konuma gelinceye kadar motorda bir moment üretilir. Sargı akımının yönünden bağımsız olarak gerçekleşen bu olay sırasında çelik malzemede artık mıknatıslanma kalmaz. Moment rotoru daima en yakın karşılıklı konuma doğru hareket ettirir. Bu yüzden pozitif moment (motor momenti), ancak ortalananmış konum ile sonraki karşılıklı konum arasındaki rotor konumlarında üretilir. Diğer bir ifadeyle motor momenti, artan endüktans yönünde elde edilir. Eğer faz akımı, rotor faz endüktansının azaldığı yönde iken uygulanırsa moment negatif olarak gerçekleşir. Bu durum frenleme veya generatör çalışma olarak bilinir.

Anahtarlama relüktans motorda üretilen moment eğrisinde faz geçişleri sırasında çökmeler oluşur. 8/6 kutuplu 4-fazlı motor kullanarak bu problem kısmen aşılar. Ancak 6/4 ARM'da momentteki dalgalılık önemli bir problem oluşturur.

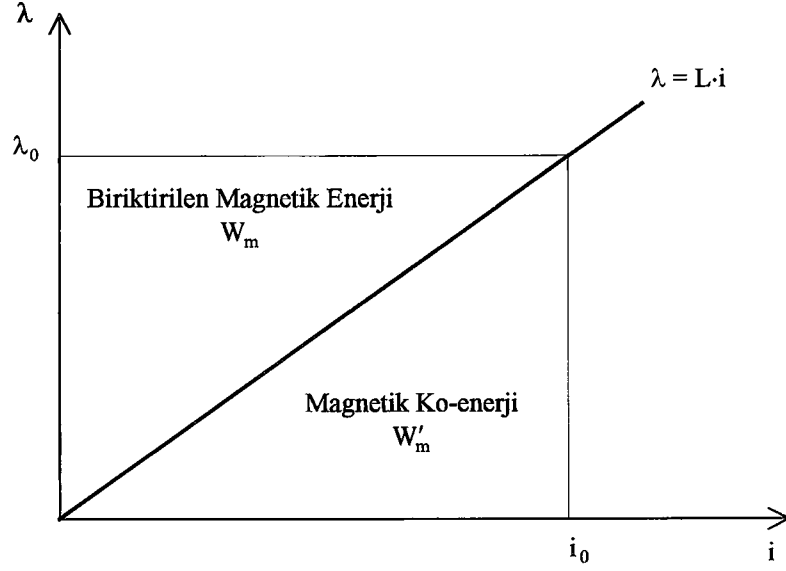
2.3 ARM'nun Doymasız Modeli

ARM'nun çalışması, bir stator fazı uyarıldığı zaman, uyarılan faza karşılık gelen rotor kutup çifti magnetik akı devresinin magnetik direncini, yani "relüktansını", minimum yapmak için enerjilenmiş stator fazına doğru çekilir. Stator kutupları sırasıyla uyarılarak her seferinde aynı yönde uygulanması ile yapılabildiğinden, stator fazları, sürekli dönüş sağlanacak şekilde, hızlı ve uygun anahtarlama devreleri ile ardarda uyarılırlar. Böylece motor, dönme yönüne bağlı olarak uygun bir sıra içerisinde, her iki yönde de sağlanabilen dönme momenti ile hareket eder. Motor doğru gerilimle beslendiğinden sargılara uygulanan gerilimin, aynı sargının tekrar enerjilenmesine kadar geçen süre içerisinde, boşaltılması gerekmektedir. Bu enerji bir direnç üzerinde ısı enerjisi olarak harcanabildiği gibi, enerjinin tekrar kaynağa verilmesi de mümkündür.

Anahtarlama Relüktans Motoru değişken bir hava aralığına sahiptir ve iki farklı rotor konumu arasında endüktans değeri büyük farklılık gösterir. ARM'nun çıkık stator ve rotor kutup yapısından dolayı oluşan hava aralığı değerleri çok farklıdır. Enejilenen hareketli kısmı maksimum endüktans konumuna doğru çekecek şekilde moment oluşur. Buda artan endüktans bölgesinde momentin üretilmesi olarak tanımlanmıştır. Kutupların çakışık olduğu konumda hava aralığı çok küçük bir değer almaktadır. Böylece motor doyma bölgesinde çalıştırılabilir.

Doyma bölgesinde çalışan ARM'nun magnetik devrede depolanan enerjisi (W_m), ko-enerjisinden (W'_m) daha küçüktür. Dolayısıyla doymada çalışan ARM kaynaktan aldığı enerjinin daha çoğunu mekanik enerji olarak milinden verebilir. İdeal olarak doymada çalışan bir ARM aldığı enerjinin tamamını mekanik enerji olarak miline verebilir. Bunun aksine doymasız olarak çalışan ARM, aldığı enerjinin yarısını mekanik enerji olarak miline verirken yarısını da kaynağa geri aktarır. ARM'nun çalışma prensibini daha iyi anlamak için, akı ile akım ($\lambda = f(i)$) arasındaki ilişkiye bakmak gerekir. Motor küçük yüklerde küçük akımlar çekeceğinden stator ve rotor kutuplarının karşılıklı olduğu konumlarda ve ortalanmış konumlarda akı ile akım arasındaki ilişki doğrusal olacaktır.

Şekil 2.7'de motorun doymanın göz önüne alınmadığı durum için geçerli olan akı ile akım arasındaki ilişkisi gösterilmiştir.



Şekil 2.7 ARM'nun Doğrusal Modelde Akı ile Akım İlişkisi

Faz sargısından geçen akım ile motorda oluşan akı arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılır;

$$\lambda = L(\theta) \cdot i \quad (2.1)$$

λ = Motor akısı

$L(\theta)$ = Sargı endüktansı (rotor konumunun fonksiyonu)

i = Faz akımı

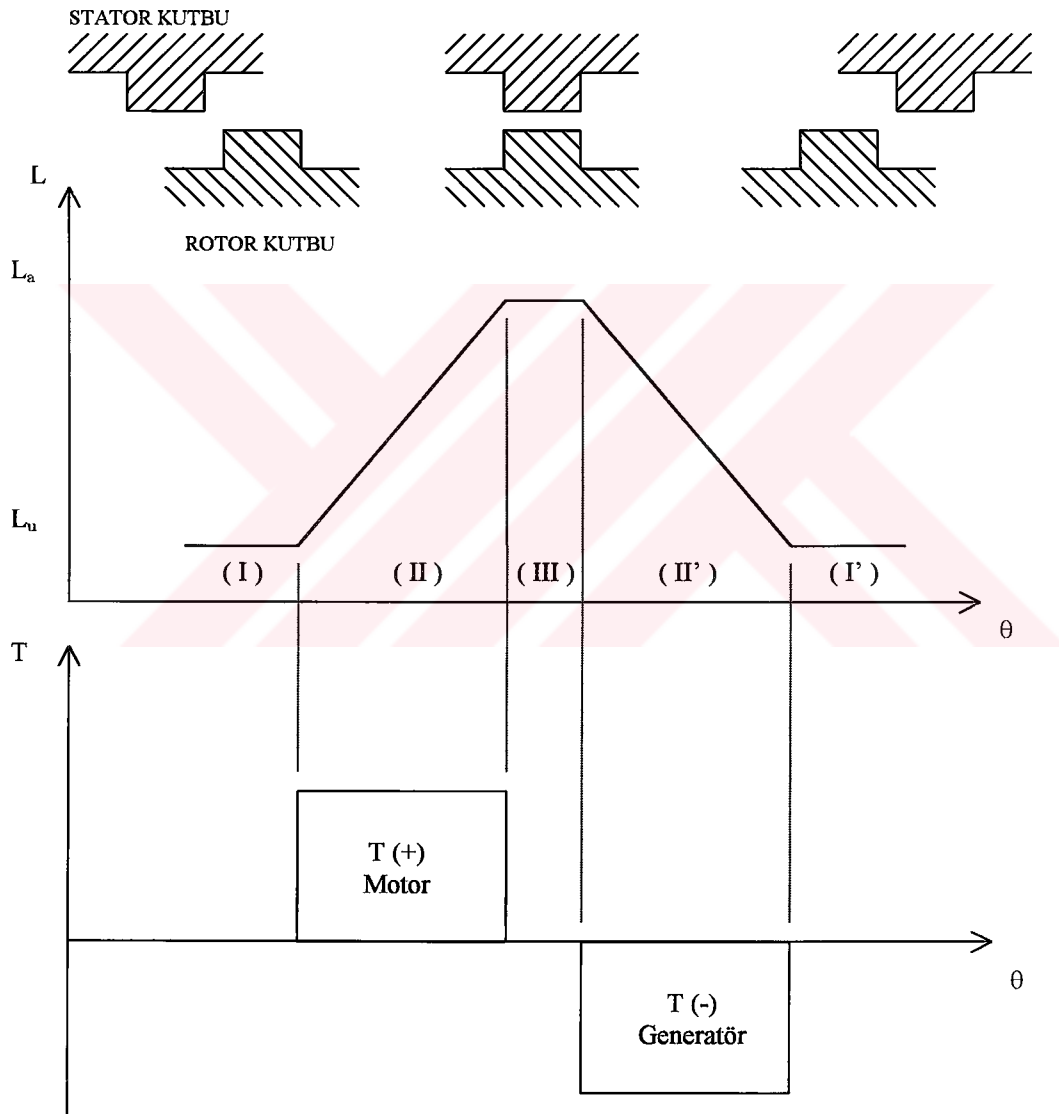
Şekil 2.2'deki doğrusal eğrinin eğimi endüktans değerini verir. Motor doğrusal olarak çalıştığı için, L stator sargı endüktansı, θ rotor konumunun veya t zamanının bir fonksiyonu olabilir. Fakat akımın fonksiyonu olamaz. Aynı zamanda Şekil 2.7'de verilen eğrinin üstündeki alan magnetik alanda depolanan enerjiyi, altında kalan ise ko-enerjiyi gösterir. Motordaki ko-enerji mekanik güce dönüşen enerji olarak kabul edilir. Yani moment üretimi ko-enerji ile gerçekleşir.

Doymasız çalışma bölgesinde magnetik alanda depolanan enerji ile ko-enerji birbirine eşittir ($W_m = W'_m$). Sisteme verilen enerji Şekil 2.7'deki eğrinin altındaki ve üstündeki alanların toplamına eşittir. Enerjiler arasındaki bu ilişkiden dolayı aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} L(\theta) \cdot i^2 \quad (2.2)$$

burada $L(\theta)$ sargı endüktansı olup sadece rotor konumu θ 'nın bir fonksiyonudur. Buradan hareketle motora ait moment ifadesi ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot i^2 \quad (2.3)$$



Şekil 2.8 ARM'nun Doğrusal Çalışmada Endüktans ve Moment Değişimi

Görüldüğü gibi moment ifadesi sargılardan akan akımın karesi ile orantılı olup akımın yönünden bağımsızdır. ARM'nun doğrusal çalışmasında, sargı endüktansının ve momentin rotor konumuna göre değişim eğrileri Şekil 2.8'de verilmiştir.

Motor doğrusal bölgede iken $dL/d\theta$ oranının sabit olduğu bilindiğinden, eğer akımın değeri de sabit tutulursa elde edilen momentte sabit olacaktır. Burada (II) bölgesinde elde edilen pozitif bir moment elde edilirken ARM motor olarak çalışmakta, (II') bölgesinde ise negatif bir moment elde edilerek ARM generatör olarak çalışmaktadır.

Endüktans eğrisinden görüleceği gibi, Stator ve rotor kutupları ortalanmış (unaligned) konumda iken endüktans değeri en küçük değerinde, karşılıklı (aligned) konumda ise en büyük değerindedir. Öte yandan rotor kutbu stator kutbuna yaklaşıp çakışmaya başladıkça endüktans değeri en küçük değerden artmaya başlamaktadır. Aynı şekilde rotor kutbu stator kutbundan uzaklaştıkça endüktans değeri en büyük değerden azalmaya başlamaktadır.

Şekil 2.8'deki bölgeler ve bu bölgelerdeki gerilim ile moment ifadeleri genel olarak şu şekilde tanımlanabilir.

(I.Bölge) : Ortalanmış konum, endüktansın en küçük olduğu bölge,

$$V = Ri + L_u \frac{di}{dt} \quad (2.4)$$

$$T = 0$$

(II.Bölge) : Endüktansın doğrusal arttığı bölge,

$$V = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} i \quad (2.5)$$

$$T = + \frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial \theta} i^2$$

(III.Bölge) : Karşılıklı konum, endüktansın en büyük olduğu bölge,

$$V = Ri + L_a \frac{di}{dt} \quad (2.6)$$

$$T = 0$$

(II'.Bölge) : Endüktansın doğrusal azaldığı bölge,

$$V = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} - \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} i \quad (2.7)$$

$$T = -\frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial \theta} i^2$$

Yukarıda ifadelerdeki büyüklükler;

V = Sargılara uygulanan faz gerilimi

R = Sargı direnci

i = Faz akımı

L_a = Faz Endüktansının en küçük değeri, ortalanmış konum faz endüktansı

L_u = Faz Endüktansının en büyük değeri, karşılıklı konum faz endüktansı

ω = Rotor açısal hızı

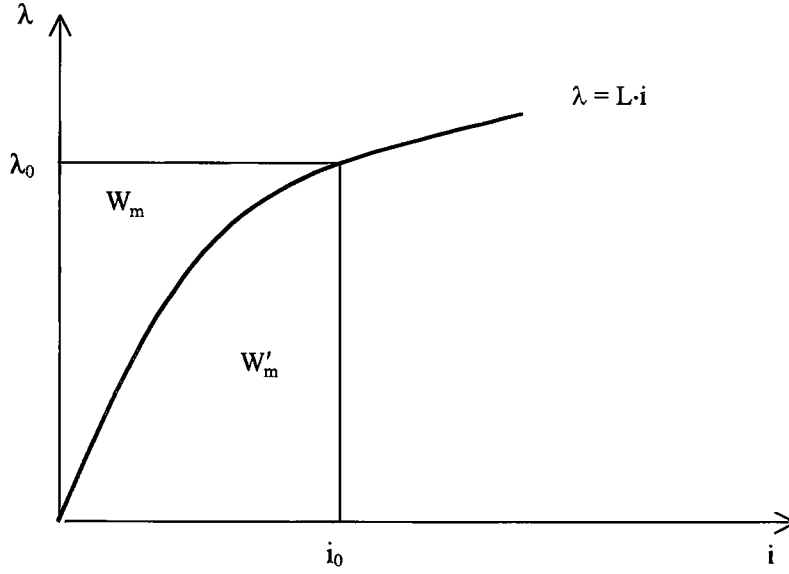
θ = Rotor konumu

2.4 ARM'nun Doymalı Modeli

Doyma etkisi ihmal edilerek ARM'nun endüktanslarının doğrusal olarak değiştiği kabul edilir. Gerçekte yüksek değerli faz akımları için ARM'nun saç malzemesi hemen hemen her zaman magnetik olarak doymadadır. Doyma etkisinin motora oldukça faydası olduğu görülebilir. Magnetik doymanın faydalarından birini açıklayabilmek için doymadaki ARM'nun akı ile akım ilişkisini gösteren eğrilerini incelemek gerekir.

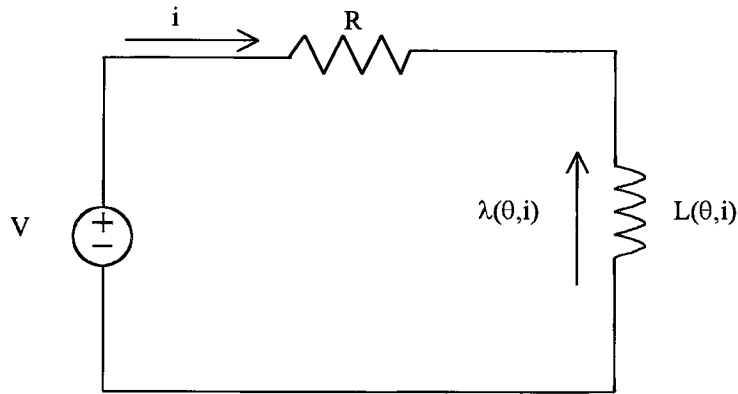
Şekil 2.9'da motorun doyma çalışma durumunda magnetik alanda depolanan enerji (W_m) ile mekanik enerjiye dönüştürülen (W'_m) ko-enerji arasındaki ilişki görülmektedir. Doğrusal bölgede çalışan bir ARM'nun magnetik alanda depolanan enerjisi (W_m) ve ko-enerjisine (W'_m) eşittir. Ancak doyma bölgesinde çalışan ARM'nun magnetik alanda depolanan enerjisi (W_m), ko-enerjisinden (W'_m) daha

küçüktür. Bir başka deyişle doymada çalışan ARM kaynaktan aldığı enerjinin büyük bir kısmını mekanik enerji olarak motor milinden verebilir [23].



Şekil 2.9 ARM'nun Doyma Modelinde Akı ile Akım İlişkisi

İdeal olarak doymada çalışan bir ARM'nun, doğrusal bölgede çalışan bir ARM'na göre iki kat daha büyük mekanik momenti olur. İdeal olarak doymada çalışan bir ARM aldığı enerjinin hepsini mekanik enerji olarak çıkışta verebilir. Fakat doğrusal çalışmada ARM aldığı enerjinin %50'sini mekanik enerji olarak, %50'sinde kaynağa geri aktarır. Doğrusal bölgede çalışan bir ARM'nun, doymada çalışan bir ARM'na göre daha büyük kVA/kW ihtiyacı olduğu gösterilmiştir [11]. Böylece doymada çalışan bir ARM doymasız çalışana göre daha küçük güçlü bir çeviriciye ihtiyaç duyar.



Şekil 2.10 ARM'nun Bir Fazına Ait Eşdeğer Devre

ARM'nun bir fazına ait eşdeğer devre ele alınarak motorun doymada çalışması durumunda denklemlerin nasıl değiştiği elde edilmiştir. Motorun bir fazına ait eşdeğer devre Şekil 2.2'de verilmiştir. Burada V sargı gerilimi, i sargı akımı, R sargı direnci, $L(\theta, i)$ sargı endüktansı ve θ rotor konum açısını göstermektedir.

Stator sargısının halkaladığı akı;

$$\lambda(\theta, i) = L(\theta, i) \cdot i \quad (2.8)$$

Stator sargı endüktansı, rotor çıkık kutbu tam karşısına geldiği zaman en fazladır ve sadece rotor açısına bağlıdır. Aynı zamanda bu endüktans magnetik malzemenin doyma özelliğinden dolayı sadece θ dönme açısı ile değişmeyip, sargıdan geçen akıma da bağlı olup genel olarak $L = L(\theta, i)$ şeklinde gösterilir.

Motor uçlarındaki gerilim :

$$V = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.9)$$

$$V = Ri + \frac{d}{dt} [L(\theta, i) \cdot i] \quad (2.10)$$

$$V = Ri + \frac{dL(\theta, i)}{dt} \cdot i + L(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.11)$$

$$V = Ri + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \cdot i + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \frac{di}{dt} \cdot i + L(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.12)$$

$$V = Ri + \left[L(\theta, i) + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \cdot i \right] \frac{di}{dt} + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \cdot i \quad (2.13)$$

$$V = Ri + l_{inc}(\theta, i) \frac{di}{dt} + emf(\theta, i) \quad (2.14)$$

Son ifadede $I_{inc}(\theta, i)$ artımsal endüktansı ve $emf(\theta, i)$ zıt elektromotor kuvvettir. Birinci terim sargı direncindeki gerilim düşümü, ikinci terim akım değişmelerine karşı oluşan gerilim, üçüncü terim ise hızla orantılı olarak oluşan gerilimdir. Motorun çalışma durumlarında verilen ifadelerde bazı ihmaller yapılabilir. Eğer i çok küçükse $(\partial L / \partial i) \cdot i$ ihmal edilir. Hız çok küçükse e ihmal edilebilir.

Genel olarak doymalı durumda depolanan enerji ve ko-enerji ifadeleri aşağıda (2.15) ve (2.16)' de verilmiştir.

$$W_m = \int_0^\lambda i(\lambda, \theta) \cdot d\lambda \quad (2.15)$$

$$W'_m = \int_0^i \lambda(i, \theta) \cdot di \quad (2.16)$$

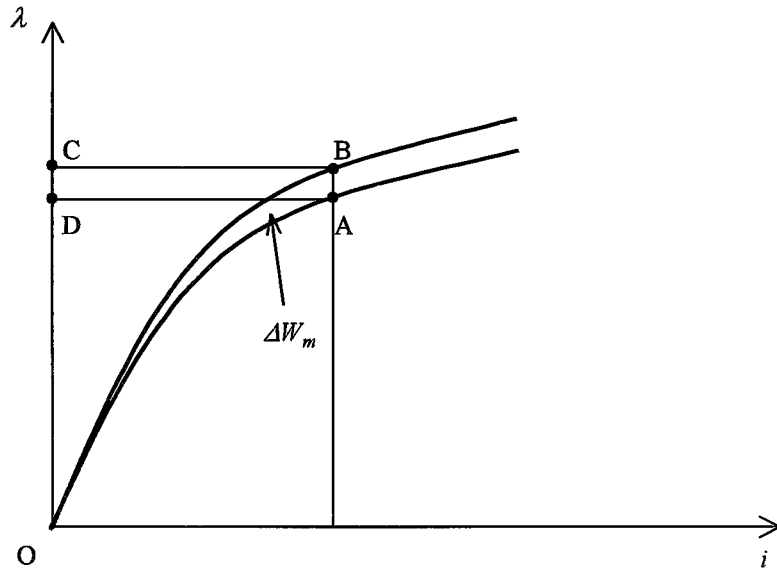
Bulunan ko-enerji ifadesinden doyma çalışma bölgesindeki motorun moment ifadesi aşağıdaki gibi bulunur.

$$T = \frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \quad (2.17)$$

Elde edilen bu moment ifadesi ARM'na ait en genel moment ifadesidir. O halde moment değişimi Şekil 2.9'da gösterilen ko-enerji ile yakından ilişkilidir. Eğer sargı akımını sabit tutarak rotora $\Delta\theta$ kadar yer değiştirirsek ΔW_m miktarda enerji değişimi olur. Buradan hareketle moment şu şekilde yazılabilir;

$$T = \frac{\Delta W_m}{\Delta \theta} \quad (2.18)$$

Bu durum Şekil 2.11'de gösterilmiştir. Böylesi bir durumda magnetik alanda depolanan enerji ile ko-enerjide değişimler gerçekleşir. Akımın sabit kalarak rotorun $\Delta\theta$ miktarda yer değiştirmesi ile birlikte ko-enerjideki değişime eşit miktarda mekanik iş yapılır. Rotorun A'dan konumundan B'ye hareketiyle birlikte besleme ile yapılan enerji dönüşümü şu şekildedir;



Şekil 2.11 Sabit Akımda Ko-Enerji Değişimi ve Moment Üretimi

$$\Delta W_e = (\text{Alan})_{ABCD} \quad (2.19)$$

Magnetik alanda depolanan enerjideki değişim miktarı;

$$\Delta W_m = (\text{Alan})_{OBC} - (\text{Alan})_{OAD} \quad (2.20)$$

yapılan mekanik iş miktarı;

$$\Delta W_m = T \cdot \Delta \theta \quad (2.21)$$

$$\Delta W_m = \Delta W_e - \Delta W_m \quad (2.22)$$

$$\Delta W_m = (\text{Alan})_{ABCD} - [(\text{Alan})_{OBC} - (\text{Alan})_{OAD}] \quad (2.23)$$

$$\Delta W_m = [(\text{Alan})_{ABCD} + (\text{Alan})_{OAD}] - (\text{Alan})_{OBC} \quad (2.24)$$

$$\Delta W_m = (\text{Alan})_{OAB} \quad (2.25)$$

Besleme kaynağından elde edilen enerjinin tamamı mekanik işe çevrilmez. Magnetik alanda depolanan enerji boşa harcanmaz, fakat A'dan B'ye yapılan hareket sırasında da enerji dönüşümü yapılmaz. Bu çeviricinin boyutlandırılmasında önemli bir faktördür.



3. BÖLÜM

SONLU ELEMENLAR METODUNUN TEMELLERİ VE ELEKTROMAGNETİK ALAN PROBLEMLERİNE UYGULANIŞI

3.1 Giriş

Sonlu Elemanlar Metodunun (SEM) kullanımı, özellikle son yıllarda bilgisayar alanındaki ilerlemeye paralel olarak hızlı bir şekilde artmaktadır. SEM’u elektrik mühendisliği uygulamalarında da aynı hızda kullanım alanı bulmuştur. Böylece SEM’nu kullanarak elektrik makinelerinin analizlerini gerçekleştirmek oldukça yaygın bir uygulama olmuştur.

Özellikle elektrik makinelerinin tasarım ve üretim aşamasında deneysel çalışmaların fazlalığı, yeni prototiplerin üretim maliyeti ve zaman kaybı önemli bir sıkıntı olarak karşımıza çıkmaktadır. Halbuki SEM ile gerçek motorun oluşturulacak modeli üzerinde analizler gerçekleştirilerek motorun davranışı ve karakteristikleri elde edilebilir.

Ayrıca bu modelden hareketle motorun belirli performans karakteristiklerini iyileştirmek üzere motorun sonlu elemanlar modelinde bu iyileştirmeleri gerçekleştirmek üzere belirli parametreleri kullanarak sonuca ulaşılır. Dolayısıyla, prototip seçenekleri büyük ölçüde azaltılmış olacaktır, çünkü bilgisayar ortamında modelin değişik şekilleri denenmiş olup en uygun olanları ancak üretime sevk edilecektir. Bu ise üretimin düşük maliyetli olarak ve hızlı olacağı anlamına gelmektedir.

3.2 Elektromagnetik Alanın Temelleri

3.2.1 Statik Magnetik Analiz

Magnetik alan problemlerinin çözümü, çoğunlukla potansiyel fonksiyonlar kullanılarak sağlanır. İki çeşit potansiyel fonksiyon vardır; magnetik vektör potansiyel ve hem iki boyutlu hem de üç-boyutlu alan problemlerinde kullanılan indirgenmiş skaler magnetik potansiyel. Maxwell denklemleri, elektromagnetik alanların genel bir tanımını oluşturur [86].

Elektromagnetik alanlar için dört maxwell denklemi vardır;

$$\nabla \times \{H\} = \{J\} + \left\{ \frac{\partial D}{\partial t} \right\} = \{J_s\} + \{J_e\} + \{J_v\} + \left\{ \frac{\partial D}{\partial t} \right\} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \{E\} = - \left\{ \frac{\partial B}{\partial t} \right\} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \{B\} = 0 \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \{D\} = \rho \quad (3.4)$$

$\nabla \times$ = Rotasyonel operatörü

$\nabla \cdot$ = Diverjans operatörü

$\{H\}$ = Magnetik alan şiddeti vektörü

$\{J\}$ = Akım yoğunluğu vektörü

$\{J_s\}$ = Sabit kaynak akım yoğunluğu vektörü

$\{J_e\}$ = Endüklenen girdap akım yoğunluğu vektörü

$\{J_v\}$ = Hız akım yoğunluğu vektörü

$\{D\}$ = Elektrik akı yoğunluğu vektörü

$\{E\}$ = Elektrik alan şiddeti vektörü

$\{B\}$ = Magnetik akı yoğunluğu vektörü

ρ = Elektrik yük yoğunluğu

t = Zaman

Statik analiz için şu kabulleri yapmak mümkündür;

- Statik magnetik alanlar dikkate alınmıştır. (zamana göre değişim ve elektrik alanları ihmal edilmiştir.)
- Magnetik malzeme özellikleri doymalı olabilir.

Birinci kabul, denklemdeki $\{J_e\}$, $\{J_v\}$ ve $\left\{\frac{\partial D}{\partial t}\right\}$ vektörlerini yok eder. Ayrıca (3.2) ve (3.4) ihmal edilir. Böylece Maxwell denklemleri şu hali alır;

$$\nabla \times \{H\} = \{J_s\} \quad (3.5)$$

$$\nabla \cdot \{B\} = 0 \quad (3.6)$$

Esas olarak potansiyel alan denklemlerinin türetilmesi, (3.5) ve (3.6) Maxwell denklemlerinden çıkarılmıştır. Kalıcı mıknatıslar olmaksızın doymalı malzemeler göz önüne alınacak şekilde magnetostatik problemler için esas bağıntı;

$$\{B\} = [\mu] \cdot \{H\} \quad (3.7)$$

$[\mu]$ = Magnetik geçirgenlik matrisi, genelde H 'nin bir fonksiyonudur.

Magnetik geçirgenlik matrisi $[\mu]$, sıcaklığın veya alanın fonksiyonu olarak tanımlanabilir.

$$[\mu] = \mu_o \begin{bmatrix} \mu_{rx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{ry} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{rz} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Magnetik geçirgenlik şu şekilde yazılabilir:

$$[\mu] = \mu_o [\mu_{rx}] \quad (3.9)$$

μ_o = Mutlak magnetik geçirgenlik (boşluğun magnetik geçirgenliği)

$[\mu_{rx}]$ = Bağlı magnetik geçirgenlik matrisi (x doğrultu bileşeni)

Eğer $[\mu]$ sadece alanın fonksiyonu ise;

$$[\mu] = \mu_h \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

μ_h = BH değişim eğrisinden elde edilen geçirgenlik

Karışık kullanım durumunda;

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_h & 0 & 0 \\ 0 & \mu_o \mu_{ry} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_h \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Kalıcı mıknatıslar dikkate alındığında, (3.7) bağıntısı şu şekli alır;

$$\{B\} = [\mu] \cdot \{H\} + \mu_o \{M_o\} \quad (3.12)$$

$\{M_o\}$ = Artık mıknatıslanma vektörü

Diğer ana denklemler ise:

$$\{H\} = [\mu] \{B\} - \frac{1}{\mu_o} [\nu] \cdot \{M_o\} \quad (3.13)$$

$[\nu]$ = Magnetik relüktivite (relüktans) matrisi = $[\mu]^{-1}$

$$\nu_o = \text{Boşluğun relüktansı} = \frac{1}{\mu_o}$$

Elektrik alana ait ana denklem;

$$\{J\} = [\sigma] \cdot \{E\} + \{v\} \times \{B\} \quad (3.14)$$

$$\{D\} = [\epsilon] \cdot \{E\} \quad (3.15)$$

$[\sigma]$ = Elektriksel iletkenlik matrisi

$$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$[\epsilon]$ = Dielektrik geçirgenlik (dielektrik sabiti) matrisi

$$[\epsilon] = \begin{bmatrix} \epsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$\{v\}$ = Hız vektörü

$$\{v\} = \begin{Bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{Bmatrix} \quad (3.18)$$

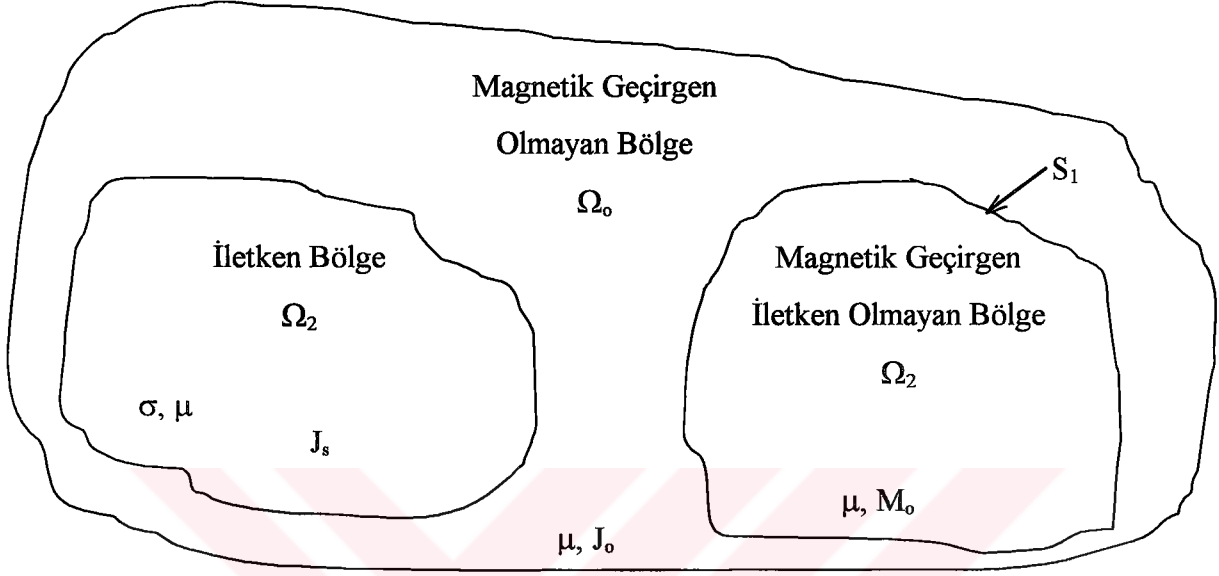
σ_{xx} = İletkenlik (x doğrultu bileşeni)

ϵ_{xx} = Dielektrik geçirgenlik (x doğrultu bileşeni)

Magnetik alan problemlerinin çözümü potansiyel fonksiyonları kullanmakla mümkün olur. İki çeşit potansiyel fonksiyon vardır. Bunlar çözülecek problemin çeşidine göre kullanılan magnetik vektör potansiyel ve skaler magnetik potansiyeldir. Potansiyeli

seçmede kullanılan faktörler, alan dinamikleri, alan eksen cinsileri, kaynak akım yapısı, model büyüklüğü ve elemanlara ayırma işlemidir.

Daha sonraki bölümlerde kullanılmak üzere Şekil 3.1’de çeşitli elektromagnetik alana ait çalışma bölgeleri gösterilmiştir.



Şekil 3.1 Elektromagnetik Alan Bölgeleri

- Ω_0 = Boşluk bölgesi
- Ω_1 = İletken olmayan magnetik geçirgen bölge
- Ω_2 = İletken bölge
- μ = Demirin magnetik geçirgenliği
- μ_0 = Boşluğun magnetik geçirgenliği
- M_0 = Daimi mıknatıslar
- S_1 = Ω_1 bölgesinin sınırı
- σ = İletkenlik
- Ω = $\Omega_1 + \Omega_2 + \Omega_0$

3.2.2 Magnetik Vektör Potansiyel

Magnetik vektör potansiyel 2-boyutlu ve 3-boyutlu elektromagnetik alanlar da PLANE13, PLANE53 ve SOLID97 elemanları ile tanımlanır. Statik ve dinamik alanları dikkate alarak ve deplasman akımlarını ihmal ederek Maxwell denklemleri aşağıdaki şekli alır;

$$\nabla \times \{H\} = \{J\} \quad (3.19)$$

$$\nabla \times \{E\} = -\left\{\frac{\partial B}{\partial t}\right\} \quad (3.20)$$

$$\nabla \cdot \{B\} = 0 \quad (3.21)$$

Bir çözüm gerçekleştirildiğinde vektör potansiyel ifadesi ile elektrik alan ve magnetik alan aşağıdaki ifadelerle elde edilebilir;

$$\{B\} = \nabla \times \{A\} \quad (3.22)$$

$$\{E\} = -\left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} - \nabla V \quad (3.23)$$

$\{A\}$ = Magnetik vektör potansiyel

V = Elektrik scaler potansiyel

$$\nabla \times [v] \nabla \times \{A\} - \nabla v_e \nabla \{A\} + [\sigma] \left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} + [\sigma] \nabla V - \{v\} \times [\sigma] \nabla \times \{A\} = \{0\} \quad (3.24)$$

$$\nabla \left(-[\sigma] \left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} - [\sigma] \nabla V + \{v\} \times [\sigma] \nabla \times \{A\} \right) = \{0\} \quad (3.25)$$

$$\nabla \times [v] \nabla \times \{A\} - \nabla v_e \nabla \{A\} = \{J_s\} + \nabla \times \frac{1}{v_0} [v] \cdot \{M_0\} = \{0\} \quad (3.26)$$

(3.23) ve (3.24) denklemi Ω_2 bölgesinde geçerlidir, (3.25) denklemi de Ω_0 ve Ω_1

$$v_e = \frac{1}{3} \text{tr}[v] = \frac{1}{3} (v(1,1) + v(2,2) + v(3,3))$$

3.2.3 *Magnetik Vektör Potansiyel Matrisinin Elde Edilmesi*

Sonlu Elemanlar matris denklemleri varyasyonel prensibine göre oluşturulurlar. Bu denklemler doğrusal ve doğrusal olmayan malzeme davranışı için statik ve geçici cevapları verecek şekildedir. Doğrusal ve doğrusal olmayan malzemenin durumu dikkate alınarak Newton-Raphson metodu kullanılır. Problemin doğrusal olmamasından dolayı, Newton-Raphson metodu belirli (yakınsak) çözümü elde etmede kullanılır. Doyma durumu B alan değeri ile bağlantılı olarak v değerine de bağlı olarak değişir.

Magnetik vektör potansiyel ifadeleri hem statik hem de dinamik alanlarda doğrusal olmayan geçirgenlik şartında geçerlidir. Serbestlik dereceleri, eleman matrisleri ve yük vektörleri aşağıda incelendiği gibidir.

$$[C]\{\dot{u}\} + [K]\{u\} = \{J_i\} \quad (3.27)$$

Serbestlik dereceleri;

$$\{u\} = \begin{Bmatrix} \{A_e\} \\ \{v_e\} \end{Bmatrix} \quad (3.28)$$

$\{A_e\}$ = Magnetik vektör potansiyel (AX, AY, AZ)

$\{v_e\}$ = Zaman bütünleşik elektrik skaler potansiyel ($v_e = \int V dt$), (VOLT)

Katsayılar Matrisi;

$$[K] = \begin{bmatrix} [K^{AA}] & [0] \\ [K^{VA}] & [0] \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$[K^{AA}] = [K^L] + [K^N] + [K^G] \quad (3.30)$$

$[K]$ = Eleman katsayılar matrisi

$[K^L]$ = Eleman katsayılar matrisinin doğrusal kısmı

$[K^N]$ = Eleman katsayılar matrisinin doğrusal olmayan kısmı

$[K^{AA}]$ = Vektör potansiyel katsayılar matrisi

$[K^{VA}]$ = Akım-gerilim birleşik katsayılar matrisi

$$[K^L] = \int_V (\nabla \times [N_A]^T)^T [v] \cdot (\nabla \times [N_A]^T - [N_A] \cdot [\sigma] \{v\} \times \nabla \times [N_A]^T) \cdot dV \quad (4.31)$$

$$[K^G] = \int_V (\nabla \cdot [N_A]^T)^T v_e \cdot (\nabla \cdot [N_A]^T) \cdot dV \quad (4.32)$$

$$[K^N] = 2 \cdot \int_V \frac{dv_h}{d(|B|^2)} \cdot (\nabla \times \{N\}^T)^T \cdot ((\nabla \times \{N\}^T) \cdot \{A_e\}) \quad (4.33)$$

$$[K^{VA}] = - \int_V (\nabla [N]^T) \cdot [\sigma] \{v\} \times \nabla \times [N_A]^T dV \quad (4.34)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} [C^{AA}] & [C^{AV}] \\ [C^{AV}]^T & [C^{VV}] \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$[C^{AA}] = \int_V [N_A] \cdot [\sigma] \cdot [N_A]^T dV \quad (3.36)$$

$$[C^{AV}] = \int_V [N_A] \cdot [\sigma] \cdot \nabla \cdot \{N\}^T dV \quad (3.37)$$

$$[C^{VV}] = \int_V (\nabla \{N\}^T)^T \cdot [\sigma] \cdot \nabla \cdot \{N\}^T dV \quad (3.38)$$

$[C^{AA}]$ = Potansiyel sönümler matrisi

$[C^{VA}]$ = Gerilim-potansiyel sönümler matrisi

$[C^{VV}]$ = Elektrik sönümler matrisi

Uygulanan Yükler;

$$\{J_i\} = \left\{ \begin{Bmatrix} J^A \\ J^t \end{Bmatrix} \right\} \quad (3.39)$$

$$\{J^A\} = \{J^s\} + \{J^{pm}\} \quad (3.40)$$

$$\{J^s\} = \int_V \{J_s\} \cdot [N_A]^T dV \quad (3.41)$$

$$\{J^{pm}\} = \int_V (\nabla \times [N_A]^T)^T \cdot \{H_c\} dV \quad (3.42)$$

$$\{J^t\} = \int_V \{J_t\} \cdot [N_A]^T dV \quad (3.43)$$

$[N_A] = \{A\}$ 'nın eleman şekil fonksiyon matrisi

$$\{A\} = [N_A]^T \{A_e\}; \{A_e\}^T = \begin{bmatrix} \{A_{xe}\}^T & \{A_{ye}\}^T & \{A_{ze}\}^T \end{bmatrix}$$

$\{N\} = \{V\}$ 'nin eleman şekil fonksiyon vektörü ($V = \{N\}^T \{V_e\}$)

$\{J_s\}$ = Kaynak akım yoğunluğu vektörü

$\{J_t\}$ = Toplam akım yoğunluğu vektörü

$\{H_c\}$ = Koersif kuvvet vektörü

ν_0 = Mutlak magnetik relüktans

ν = İzotropik magnetik relüktans

$\frac{d\nu}{d(B^2)}$ = Relüktansın magnetik akının karesine göre türevi

$[\sigma]$ = İletkenlik

Koersif (ters mıknatıslanma) kuvvet vektörü kalıcı mıknatıslanma vektörü ile ilişkilidir;

$$\{H_e\} = \frac{1}{v_o} [v] \cdot \{M_o\} \quad (3.44)$$

Malzeme özellikleri eğrisi, B değerine karşı H değeri gelecek şekilde girilir.

Yukarıdaki eleman ve yük matrisleri bir vektör magnetik potansiyel analizin en genel durumunu göstermektedir. Problemin yapısına göre bu ifadelerde birçok basitleştirme yapmak mümkündür. 3-boyutlu problemlerde vektör potansiyelin üç bileşeni kullanılırken (AX, AY, AZ), 2-boyutlu problemlerde sadece bir bileşeni (AZ) kullanılır.

Yukarıdaki bazı denklemler birleştirilirse, varyasyonel denge denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\{A_e\}^T \left([K^{AA}] \{A_e\} + [K^{AV}] \{v_e\} + [C^{AA}] \frac{d}{dt} \{A_e\} + [C^{AV}] \frac{d}{dt} \{v_e\} - \{J^A\} \right) = 0 \quad (3.45)$$

$$\{v_e\}^T \left([K^{VA}] \{A_e\} + [K^{VV}] \{v_e\} + [C^{VA}] \frac{d}{dt} \{A_e\} + [C^{VV}] \frac{d}{dt} \{v_e\} - \{I^V\} \right) = 0 \quad (3.46)$$

Statik analizler sadece magnetik vektör potansiyel serbestlik derecesine ve K katsayılar matrisine gerek duyar. Eğer malzeme özelliği doğrusal olmayan yapıda ise Newton-Raphson çözüm metodunun kullanılması gerekir.

3.2.4 Magnetik Vektör Potansiyel Sonuçları

Temel elektromagnetik alan sonuçları magnetik alan şiddeti, magnetik akı yoğunluğu, magnetik kuvvetler ve akım yoğunluğu değerlerini içerir.

Magnetik akı yoğunluğu ilk elde edilen sonuçtur ve magnetik vektör potansiyelin rotasyoneli olarak tanımlanır. eleman şekil fonksiyonunu kullanarak aşağıdaki gibi ifadesi çıkarılır;

$$\{B\} = \nabla \times [N_A]^T \{A_e\} \quad (3.47)$$

$\{B\}$ = Magnetik akı yoğunluğu

$\nabla \times$ = Rotasyonel işlemcisi

$[N_A]$ = Şekil fonksiyonu

$\{A_e\}$ = Düğüm magnetik vektör potansiyeli

$$\{H\} = [v]\{B\} \quad (3.48)$$

$\{H\}$ = Magnetik alan şiddeti

$[v]$ = Relüktans matrisi

Magnetik kuvvetler de aşağıdaki verilen şekilde elde edilirler;

$$\{J_t\} = \{J_e\} + \{J_s\} + \{J_v\} \quad (3.49)$$

$\{J_t\}$ = Toplam akım yoğunluğu

$$\{J_s\} = -[\sigma] \left\{ \frac{\partial A}{\partial t} \right\} = -[\sigma] \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [N_A]^T \{A_e\} \quad (3.50)$$

$\{J_e\}$ = $\{A\}$ 'dan kaynaklanan akım yoğunluğu bileşeni

$[\sigma]$ = İletkenlik matrisi

n = Entegrasyon nokta sayısı

$[N_A]$ = $\{A\}$ için eleman şekil fonksiyonu

$\{\dot{A}_e\}$ = Magnetik vektör potansiyelin türevi

$$\{J_s\} = -[\sigma] \nabla V = -[\sigma] \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \nabla \{N_A\}^T \{V_e\} \quad (3.51)$$

$\{J_s\}$ = V 'den kaynaklanan akım yoğunluğu bileşeni

∇ = Diverjans operatörü

$\{V_e\}$ = Elektrik skaler potansiyel

$\{N_A\} = \{V\}$ için eleman şekil fonksiyonu

$$\{J_v\} = \{v\} \times \{B\} \quad (3.52)$$

$\{J_v\}$ = Hız akım yoğunluğu vektörü

$\{v\}$ = Uygulanan hız vektörü

$\{B\}$ = Magnetik akı yoğunluğu vektörü

Elemanlar seviyesinde magnetik kuvvetleri hesaplamada üç değişik metot kullanılır.

“Lorenz kuvvetler” metodu ile akım taşıyan iletkenlerdeki magnetik kuvvetler hesaplanır;

$$\{F^{jb}\} = \int_V \{N\}^T (\{J\} \times \{B\}) \cdot dV \quad (3.53)$$

$\{N\}$ = Eleman şekil fonksiyonu

“Maxwell stress tensor” metodu ile, ferromagnetik bölgelerdeki kuvvetleri belirlemede kullanılır. Bu kuvvet hesabı sıfırdan farklı bir yüzey yükü ile tanımlanmış hava eleman yüzeyleri üzerinde oluşturulur. 2-boyutlu uygulamalar için, bu metot şu yüzeysel integral ifadesi ile belirtilir;

$$\{F^{mx}\} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \int_S \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{Bmatrix} dS \quad (3.54)$$

kartezyen koordinatlar için;

$$T_{11} = B_x^2 - \frac{1}{2} \cdot |B|^2 \quad (3.55)$$

$$T_{12} = B_x \cdot B_y \quad (3.56)$$

$$T_{21} = B_x \cdot B_y \quad (3.57)$$

$$T_{22} = B_y^2 - \frac{1}{2} \cdot |B|^2 \quad (3.58)$$

n_1 = x doğrultusundaki birim normal vektörü

n_2 = y doğrultusundaki birim normal vektörü

dS = Elemanın yüzey alanı

$$|B|^2 = B_x^2 + B_y^2$$

“Virtual work” kuvvet metodu ile, hareketli bölümlerin enerjilerinin yer değiştirmeye göre türevi alınarak magnetik kuvvetler hesaplanır. Bu hesaplama hareketli bir bölümün etrafındaki hava elemanlarından oluşan bir tabaka için geçerlidir. Gövdeye etkileyen toplam kuvveti bulmak için hareketli bölümün etrafındaki hava elemanına gelen kuvvetlerin toplamı alınır. Hava malzeme elemanın kuvveti için bu temel denklem şu şekilde ifade edilir;

$$F_s = \int_V \{B\}^T \cdot \left\{ \frac{\partial H}{\partial s} \right\} dV + \int_V \left(\int_V \{B\}^T \cdot \{dH\} \right) \frac{\partial}{\partial s} \cdot dV \quad (3.59)$$

F_s = s doğrultusunda elemanlardaki kuvvetler

$\left\{ \frac{\partial H}{\partial s} \right\}$ = Alan şiddetinin yer değiştirmeye göre türevi

s = Düğüm koordinatlarında yer değiştirme

3.2.5 Statik Analiz Denklemleri

Bütün serbestlik derecelerini geçerli olduğu statik analizde, eylemsizlik ve sönümleme etkileri ihmal edilmektedir. Doğrusal yapısal sistemler için elde edilen ifadeler diğer sistemler içinde geçerlidir. Statik analiz ifadesi aşağıdaki gibi verilmektedir;

$$[K]\{u\} = \{F\} \quad (3.60)$$

$$[K]\{u\} = \{F^a\} + \{F^r\} \quad (3.61)$$

$$[K] = \text{Toplam katsayılar matrisi} = \sum_{m=1}^{n_e} [K_e]$$

$$\{u\} = \text{Düğüm yer değiştirme vektörü}$$

$$n_e = \text{Eleman sayısı}$$

$$[K_e] = \text{Eleman katsayılar matrisi}$$

$$\{F^r\} = \text{Reaksiyon yük vektörü}$$

$$\{F^a\} = \text{Toplam uygulanan yük vektörü}$$

$$\{F^a\} = \{F^{nd}\} + \{F^{ac}\} + \sum_{m=1}^{n_e} (\{F_e^{th}\} + \{F_e^{ac}\}) \quad (3.62)$$

$$\{F^{nd}\} = \text{Uygulanan düğüm yük vektörü}$$

$$\{F^{ac}\} = \text{İvme yük vektörü} = -[M]\{a_c\}$$

$$[M] = \text{Toplam kütle matrisi} = \sum_{m=1}^{n_e} [M_e]$$

$$[M_e] = \text{Eleman kütle matrisi}$$

$$\{a_c\} = \text{Toplam ivme vektörü}$$

$$\{F_e^{th}\} = \text{Eleman ısı yük vektörü}$$

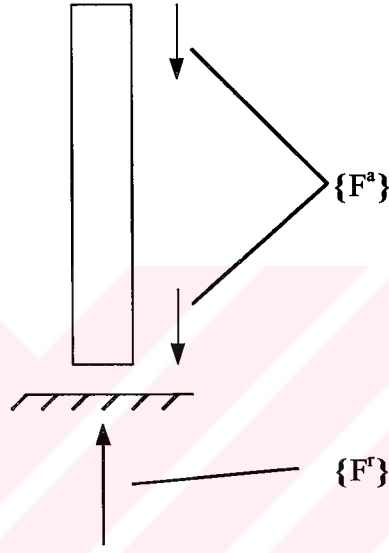
$$\{F_e^{pr}\} = \text{Eleman basınç yük vektörü}$$

(3.61) denkleminde ifade edilen yük vektörleri, sütun şeklinde bir eleman alınarak, sadece kendi ağırlığı ile tanımlanmışsa bu probleme ait şekil aşağıdaki gibidir.

Denklem (3.60) ve (3.61)'de verilen ifadelerin magnetik ve elektrik alanlarındaki statik analizleri için Tablo 3.1'de verilen tanımlar yapılır.

Tablo 3.1 Magnetik ve Elektrik Alanda Bilinmeyenler ve Yük Vektörleri

	$\{u\}$	$\{F^{nd}\}$	F_e
Magnetik Vektör	$\{A\}$ vektör potansiyel	$\{F^{nd}\}$ Akım bölgesi	F_e akım yoğunluğu
Elektrik	$\{V\}$ gerilim	$\{I^{nd}\}$ akım	-



Şekil 3.2 Uygulanan ve Reaksiyon Yük Vektörü

3.2.6 Newton-Raphson Metodu

Sisteme ait en genel doğrusal denklem aşağıdaki şekildedir;

$$[K]\{u\} = \{F^a\} \quad (3.63)$$

$[K]$ = Katsayılar matrisi

$\{u\}$ = Bilinmeyen vektörü

$\{F^a\}$ = Uygulanan yükler vektörü

Eğer $[K]$ katsayılar matrisinin kendisi bilinmeyen serbestlik derecelerinin bir fonksiyonu (veya türevi) ise (3.63) denklemi doğrusal olmayan bir denkleme dönüşür.

Newton-Raphson metodu doğrusal olmayan denklemleri çözmek için bir iterasyon işlemidir ve şu şekilde yazılabilir;

$$[K_i^T] \{\Delta u_i\} = \{F^a\} - \{F_i^{nr}\} \quad (3.64)$$

$$\{u_{i+1}\} = \{u_i\} + \{\Delta u_i\} \quad (3.65)$$

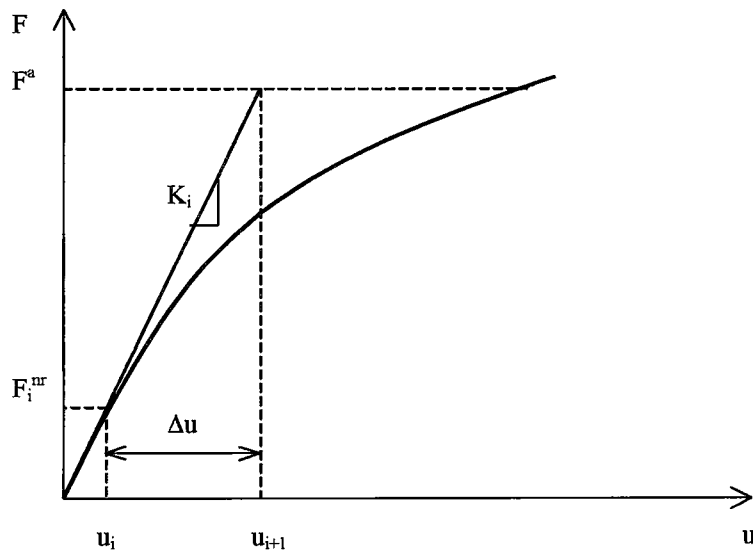
$[K_i^T]$ = Tanjant matrisi

i = İterasyon indisi

$\{F_i^{nr}\}$ = Onarma yük vektörü

$\{u_i\}$ değerine dayandırılarak hem $[K_i^T]$ hem de $\{F_i^{nr}\}$ değerlendirilir. (3.64) denklemde eşitliğin sağ tarafı artık yükü veya yükteki dengesizliği ifade etmektedir. Sağ taraftaki bu miktar sistemin dengeden ne kadar uzaklaştığını gösterir. Şekil 3.3 bir çözüm iterasyonunu grafiksel olarak açıklar.

Elektromagnetik analizde $[K_i^T]$ Dirichlet matrisi, $\{u_i\}$ magnetik vektör potansiyel vektörü ve $\{F_i^{nr}\}$ eleman magnetik akılarından hesaplanan karşı koyucu vektör olarak alınır. Geçici analizde ise $[K_i^T]$ etkin katsayılar matrisi ve $\{F_i^{nr}\}$ eylemsizlik ve sönümlleme etkisinin de dikkate alındığı etkin uygulanan yük vektörü olarak tanımlıdır.



Şekil 3.3 Newton-Raphson Çözümünde Bir İterasyon Adımı

İterasyon işleminin en sonunda $\{F^a\}$ uygulanan yük değerine ulaşarak çözüm elde edilir. Sonunda bulunan yakınsamış çözüm dengededir. Bu durumda $\{F_i^{nr}\}$ onarma yük vektörü, $\{F^a\}$ uygulanan yük vektörüne eşit olmalıdır yada iki değer arasında kabul edilebilir toleranslara uygun olmalıdır, aksi halde çözüm yakınsamaz.

3.2.7 Elektromagnetik Analizde Önemli Bazı Büyüklüklerin Bulunması

Tanımlanan kapalı bir eğrinin oluşturduğu yüzeyden geçen akıyı hesaplamak için magnetik vektör potansiyel kullanılır. S yüzeyinden geçen akı şu şekilde hesaplanabilir [86,87];

$$\lambda = \int_S \{B\} \cdot \{n\} dS \quad (3.66)$$

λ = S yüzeyinden akan akı

$\{B\}$ = Akı yoğunluğu vektörü

$\{n\}$ = Birim normal vektörü

S = S yüzeyinin çevrelediği alan

(3.66) denklemi A vektör potansiyel cinsinden yazılırsa;

$$\lambda = \int_S (\nabla \times \{A\}) \cdot \{n\} dS \quad (3.67)$$

$\{A\}$ = Magnetik vektör potansiyel vektörü

Stoke teoremini uygulayarak, yüzey integrali kapalı çevre boyunca A'nın çizgi integraline dönüşür;

$$\lambda = \int_l \{A\} \cdot \{t\} dl \quad (3.68)$$

$\{t\}$ = Birim teğet vektörü

l = Çevrenin uzunluğu

Bir yol boyunca meydana gelen magnetomotor kuvvet düşümü Amper teoremine göre şu şekilde hesaplanabilir;

$$\text{mmf} = \int_1 \{H\} \cdot \{t\} dl \quad (3.69)$$

mmf = Magnetomotor kuvvet

$\{H\}$ = Magnetik alan şiddeti

Sargının sağladığı enerji şu şekilde hesaplanabilir;

$$W = \frac{1}{2} \int_V \{A\} \cdot \{J_s\} dV \quad (3.70)$$

W = Sargıdan enerji girişi

$\{J_s\}$ = DA kaynak akım yoğunluğu

Sargı endüktansı şu şekilde hesaplanabilir;

$$L = \frac{2W}{i^2} \quad (3.71)$$

L = Sargı Endüktansı

i = Sargı akımı

Bir sargıda halkalanan toplam akı, sargı endüktansı ve sargı akımından şu şekilde hesaplanabilir;

$$\lambda = L \cdot i \quad (3.72)$$

λ = Halkalanma akısı

2-Boyutlu bir analizde bir gövdenin momenti Maxwell stress tensörü kullanılarak şu şekilde hesaplanabilir;

$$T = \frac{1}{\mu_s} \int \left[(\{B\} \cdot \{n\}) \cdot (\{R\} \times \{B\}) - \frac{|B|}{2} (\{R\} \times \{n\}) \right] \cdot dS \quad (3.73)$$

T = Toplam moment

μ = Çevrelenen bölgenin geçirgenliği

$\{B\}$ = Akı yoğunluğu vektörü

$\{n\}$ = Birim normal vektörü

$\{R\}$ = Pozisyon vektörü

Dairesel bir yol boyunca moment değeri şu ifadeyle de hesaplanabilir;

$$T = \frac{1}{\mu_s} \int [(\mu \cdot \{B\} \cdot \{n\}) \cdot (\{R\} \times \{B\})] \cdot dS \quad (3.74)$$

3.3 Birleşik Alan Analizi

Birleşik analiz mühendislikte iki yada daha fazla disiplinin (alanın) birlikte ele alınarak gerçekleştirilen analizdir. Birleşik alan analizine örnek olarak ısı-gerilme, ısı-elektrik ve elektromagnetik analizler verilebilir [86,87]. Birleşik analizi gerçekleştirmek için dolaylı ve doğrudan olmak üzere başlıca iki metot vardır.

Dolaylı metotta birbirini takip eden farklı analizler bulunur. Birleşik alanlardan birinde elde edilen sonuçlar diğerine yük olarak uygulanarak bu metot gerçekleştirilir. Örneğin ısı-gerilme birleşik analizinde, ısı analizden elde edilen düğüm sıcaklıkları yük olarak gerilme analizine uygulanır.

Direkt metotta ise birleşik-alan elemanı olarak tanımlı elemanlar kullanarak birleşik analiz gerçekleştirilir. Birleşik-alan elemanı farklı disiplinlerde geçerli olan serbestlik derecelerinin hepsini bünyesinde taşır, dolayısıyla birleşik-alan analizine imkan verir.

3.3.1 Elektromagnetik-Devre Birleşik Analizi

Bu analiz elektromagnetik alan ile elektrik devresini birleştirerek gerçekleştirilir. Elektrik devresi doğrudan sonlu eleman kısmındaki akım kaynağı bölgesine

bağlanabilir. 2-B ve 3-B gerçekleştirilebilen birleştirme, hem sargıları hem de masif iletkenleri içerir. Sargılı uygulamalar için tipik örnekler, solenoidler, transformatörler ve elektrik makineleridir. Baralar ve sincap kafesli rotorlar ise masif iletkenler için örnektir [87,88].

Elektromagnetik-devre birleşik alanı gerçekleştirmek için genel devre CIRCU124 elemanı, magnetik PLANE53 elemanı ile bağlanmalıdır. Böyle bir model için analiz statik, harmonik (AA), yada geçici analiz olabilir. İletken malzeme doğrusal özelliğe sahip olup izotropdur. Doymalı malzeme seçilerek elektromagnetik bölgede doğrusal olmayan şartlar geçerli olabilir [89].

Elektromagnetik alanla elektrik devreyi birbirine bağlayan elemanların (PLANE53 ve CIRCU124) serbestlik dereceleri uyumlu olmalıdır. Eğer 2-B'lu sargı elemanı seçilirse bu durumda serbestlik dereceleri AZ (vektör potansiyel), EMF (elektromotor kuvvet), CURR (elektrik akımı) olarak seçilir.

Direkt olarak alanları birleştirmede matris birleştirme metodu kullanılır. Sonlu eleman ifadelerinde matris birleştirme en genel olarak aşağıdaki şekilde verilir;

$$\begin{bmatrix} [K_{11}] & [K_{12}] \\ [K_{21}] & [K_{22}] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{X_1\} \\ \{X_2\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{F_1\} \\ \{F_2\} \end{Bmatrix} \quad (3.75)$$

$\{X_1\}$ ve $\{X_2\}$ sistemdeki serbestlik derecelere karşılık gelmektedir. Birleştirmenin etkisi katsayılar matrisini diagonal terimleri K_{12} ve K_{21} ile temsil edilir. Bu metot ile birleşik cevaplar çözümde bir iterasyon sonunda alınabilir.

Sıralı metotla gerçekleştirilen alan birleştirme metodunda ise en genel olarak aşağıdaki şekilde verilir;

$$\begin{bmatrix} [K_{11}] & (\{X_1\}, \{X_1\}) \\ [0] & [K_{22}] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{X_1\} \\ \{X_2\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{F_1\} & (\{X_1\}, \{X_1\}) \\ \{F_2\} & (\{X_1\}, \{X_1\}) \end{Bmatrix} \quad (3.76)$$

Bu metot ile birleşik cevaplar en az iki iterasyon sonunda elde edilir.

Sargının izotrop özellikte, sabit magnetik geçirgenlik ve elektrik iletkenliğe sahip olduğu kabulü ile vektör potansiyel yaklaşımında eleman matris denklemi aşağıdaki gibi yazılır;

$$\begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [C^{iA}] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{ \dot{A} \} \\ \{ 0 \} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [K^{AA}] & [K^{Ai}] \\ [0] & [K^{ii}] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{ A \} \\ \{ i \} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{ 0 \} \\ \{ V_0 \} \end{Bmatrix} \quad (3.77)$$

$\{ A \}$ = Düğüm magnetik vektör potansiyel (AZ)

$\{ \dot{A} \}$ = Düğüm magnetik vektör potansiyelin türevi

$\{ i \}$ = Düğüm elektrik akım vektörü (CURR)

$\{ V_0 \}$ = Uygulanan gerilim düşümü vektörü

$[K^{AA}]$ = Potansiyel katsayılar matrisi

$[K^{ii}]$ = Rezistif katsayılar matrisi

$[K^{Ai}]$ = Potansiyel-akım birleşik katsayılar matrisi

$[C^{iA}]$ = Endüktif sönümleme matrisi

Düğüm elektrik akımı sargıdaki bir sarımın içindeki akımı temsil eder. Bu yüzden, her sargı için sadece bir bilinmeyen elektrik akımı vardır. Buna ilaveten CURR akım serbestlik derecesi için akı hesabına gerek yoktur.

Ne zaman bir sargı veya masif iletken bir elektrik devresine bağlansa, hem elektrik akımı hem de gerilim bilinmeyen olarak kabul edilir. Bu problemin çözümünü gerçekleştirmek için sonlu eleman ve elektrik devre denklemleri eşzamanlı olarak çözülür.

Sargının izotrop özellikte, sabit magnetik geçirgenlik ve elektrik iletkenliğe sahip olduğu kabulü ile, sargılı birleşik devre için eleman matris denklemi aşağıdaki gibi yazılır;

$$\begin{bmatrix} [0] & [0] & [0] \\ [C^{iA}] & [0] & [0] \\ [0] & [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{\dot{A}\} \\ \{0\} \\ \{0\} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [K^{AA}] & [K^{Ai}] & [0] \\ [0] & [K^{ii}] & [K^{ie}] \\ [0] & [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{i\} \\ \{e\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{0\} \\ \{0\} \\ \{0\} \end{Bmatrix} \quad (3.78)$$

$\{e\}$ = Düğüm elektromotor kuvvet düşümü (EMF)

$[K^{ie}]$ = Akım-emf birleşik katsayılar matrisi

Masif iletkenli birleşik devre için eleman matris denklemi aşağıdaki gibi yazılır;

$$\begin{bmatrix} [C^{AA}] & [0] & [0] \\ [0] & [0] & [0] \\ [C^{VA}] & [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{\dot{A}\} \\ \{0\} \\ \{0\} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [K^{AA}] & [0] & [K^{AV}] \\ [0] & [0] & [0] \\ [0] & [K^{iV}] & [K^{VV}] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{i\} \\ \{V\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{0\} \\ \{0\} \\ \{0\} \end{Bmatrix} \quad (3.79)$$

$\{V\}$ = Düğüm için elektrik gerilim vektörü (VOLT)

$[K^{AV}]$ = Potansiyel-Gerilim birleşik katsayılar matrisi

$[K^{VV}]$ = Gerilim katsayılar matrisi

$[K^{iV}]$ = Akım-gerilim birleşik katsayılar matrisi

$[C^{AA}]$ = Potansiyel sönümleme matrisi

$[C^{VA}]$ = Gerilim-potansiyel sönümleme matrisi

4. BÖLÜM

KLASİK KUTUP ŞEKLİNE SAHİP ARM'NA SONLU ELEMENLAR METODU UYGULAYARAK MOMENT KARAKTERİSTİKLERİNİN ÇIKARILMASI

4.1 Giriş

ARM üzerinde yapılan araştırmalar özellikle 1970'li yılların sonundan başlayarak yoğunluk kazanmıştır. Bu yıllarda sonlu elemanlar metodu da aynı şekilde mühendislikte geniş bir uygulama alanı bulmuştur. 1980'li yıllarda, artık sonlu elemanlar metodunu kullanarak ARM üzerinde çalışmaların yapıldığını görmekteyiz.

Bunlardan bazılarında, ARM'nun değişen rotor konumlarında akının değişimini, 2-boyutlu sonlu elemanlar metodu kullanılarak gösterilmiştir [12]. Ayrıca sonlu elemanlar metodu ile ARM'nun moment karakteristikleri elde edilmiştir. Bu sonuçlar deneylerden elde edilen moment karakteristikleri ile karşılaştırılmıştır. Sonuçta, motorun doymalı yapısından dolayı dinamik modellemesinin zor olduğuna işaret edilmekle birlikte, SEM'nun ARM'nun performans hesabı ve magnetik tasarımı için çok önemli bir araç olduğu sonucuna varılmıştır [16].

Sonlu Elemanlar Metodunun ARM'na uygulanışı, bilgisayar teknolojisindeki gelişmeye paralel olarak artarak sürmüştür. Özellikle motorun magnetik özelliğinin ön plana çıktığı araştırmalarda bu metot oldukça tatmin edici sonuçlar vermektedir.

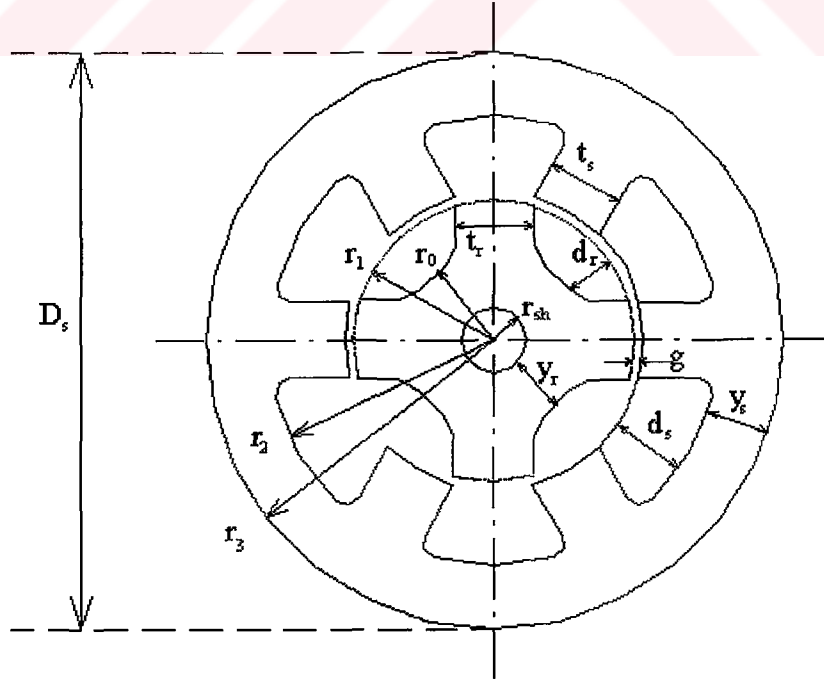
Bu çalışmanın amacı; motorun moment dalgalılığından kaynaklanan akustik gürültünün azaltılması olarak ortaya konmuştur. Bunu gerçekleştirmek için motorun elektronik ve kontrol tarafından çok motorun geometrisi ve magnetik devresi esas

alınmıştır. Söz konusu bu amacı gerçekleştirmek üzere sonlu elemanlar metodu araç olarak kullanılmıştır.

Bunun için, üzerinde incelemelerin yapılacağı klasik kutup şekline sahip bir ARM seçilmiştir [85]. Çalışmanın bundan sonraki seyrine de uygun olması açısından ele alınan bu ARM'na "Model 1" ismi verilmiştir. Yukarıda ifade edilen amaca ulaşmak için öncelikle, "Model 1" isimli ARM'nun analizleri yapılarak çalışma karakteristikleri ve moment dalgalılığı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlardan hareketle motorun dalgalılık oranı ortaya konulmuştur. Bu durum hiç şüphesiz, dalgalılık/gürültü açısından içinde bulunulan durumu ortaya koyup çalışmanın amacına doğru yönelmek bakımından önemlidir.

ARM'nun modellenmesi ve simülasyonu, motorun davranışını basitten karmaşığa doğru çözümlemeyi amaçlamış olup, bu sebeple inceleme motorun doğrusal ve doymalı olmak üzere iki çalışma bölgesi için ayrı ayrı yapılmıştır. Sonlu elemanlar metodunu ARM'na uygulamak için ANSYS isimli sonlu elemanlar analiz (SEA) programı kullanılmıştır.

4.2 "Model 1" isimli ARM'nun Özellikleri



Şekil 4.1 Motor 1'in Kesit Görünüşü ve Geometrik Parametreleri

“Model 1” adı verilen, klasik kutup şekline sahip 6/4 kutuplu bir anahtarlama relüktans motoruna ait kesit görünüşü ve boyutlandırılmasında kullanılan parametreler Şekil 4.1’de verilmiştir. Bu motorun statorunda 6 kutup ve rotorunda ise 4 kutup bulunmaktadır. Stator ve rotor gövdesi doymalı sac malzemeden yapılmış olup malzeme özellikleri Şekil 4.3’te verilmiştir.

Şekil 4.1 üzerinde gösterilen ARM’nun geometrik boyutlarına ait parametrelerin isim ve değerleri Tablo 4.1’de verilmiştir. Analizde kullanılan birim sistemi SI birimi olduğu için tabloda ki değerlerde buna uygun olarak düzenlenmiştir.

Tablo 4.1 ARM’nun Boyut Parametre Tablosu

Parametrenin Adı	Sembolü	Değeri
Stator Çapı	D_s	$0.9398 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Rotor Çapı	D_r	$0.4699 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Motor Boyu	L_{stk}	$0.4699 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Toplam Motor Boyu	L_e	$0.7620 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Hava Aralığı	g	$0.2286 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
Stator Kutup Genişliği	t_s	$0.1226 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Rotor Kutup Genişliği	t_r	$0.1295 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Stator Kutup Yüksekliği	d_s	$0.1508 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Rotor Kutup Yüksekliği	d_r	$0.6147 \cdot 10^{-2} \text{ m}$
Stator Boyunduruk Kalınlığı	y_s	$0.8179 \cdot 10^{-2} \text{ m}$
Rotor Boyunduruk Kalınlığı	y_r	$0.8636 \cdot 10^{-2} \text{ m}$
Rotor Boyunduruk Yarıçapı	r_0	$0.1734 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Rotor Kutup Yarıçapı	r_1	$0.2349 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Stator İç Boyunduruk Yarıçapı	r_2	$0.3881 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Stator Dış Boyunduruk Yarıçapı	r_3	$0.4699 \cdot 10^{-1} \text{ m}$
Motor Mil Yarıçapı	r_{sh}	$0.8712 \cdot 10^{-2} \text{ m}$
Stator Kutup Açısı	β_s	30°
Rotor Kutup Açısı	β_r	32°

Geometrik özelliklerinin yanı sıra, ARM'nun plaka değerleri ve diğer önemli parametreleri Tablo 4.2'de verilmiştir.

Tablo 4.2 ARM'nun Genel Değerler Tablosu

Parametrenin Adı	Sembolü	Değeri
Gerilim	V	24 V
Akım	I	$\cong 11$ A
Moment	T	$\cong 1.25$ Nm
Mil Gücü	P _s	$\cong 261$ W
Verim	η	%83
Ateşleme Açısı	θ_o	47.5°
Komutasyon Açısı	θ_c	80°
İletim Açısı	θ_D	32.5°
Stroke Açısı	ε	30°
Sargı Özgül Direnci	ρ	$1.922 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$
Faz Frekans	f	133.3 Hz
Güç Oranı	S/P	5.1 kVA/kW
Sarım Sayısı	N	31
Faz Direnci	R	0,111 Ohm
Açısal Hız	ω	2000 min ⁻¹
Faz Sayısı	m	3
Sargı Alanı	A _{slot}	$0.536 \cdot 10^{-4} m^2$
Stator Kutup Sayısı	N _s	6
Rotor Kutup Sayısı	N _r	4

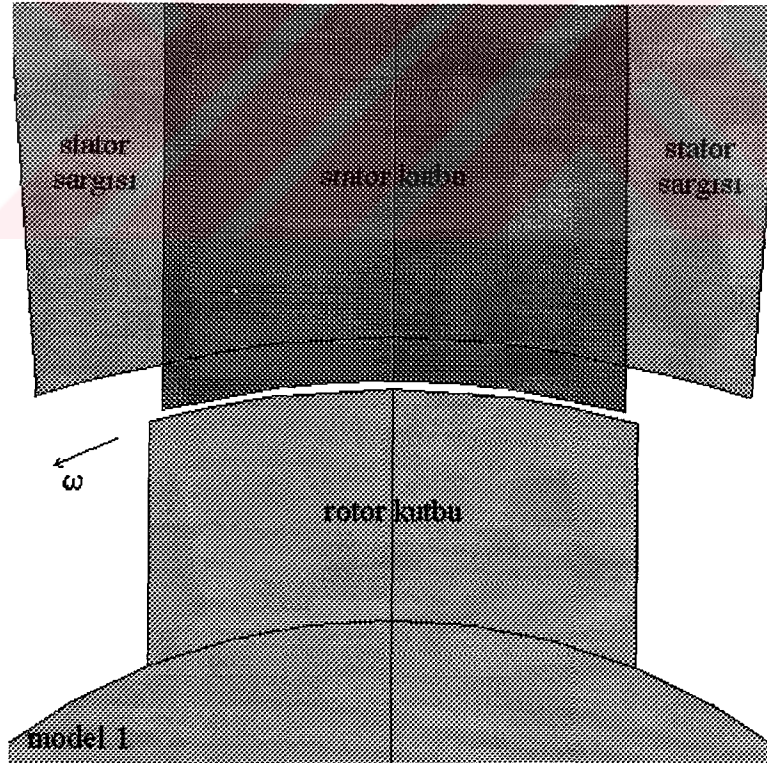
4.3 Motor 1'in Sonlu Elemanlar Modelinin Oluşturulması

Tablo 4.1-4.2'de verilen parametreler yardımıyla ARM'nun bilgisayar ortamında modellenmesi gerekir. Modellemenin gerçekleştirilmesi ve sonlu elemanlar analizinin

yapılabilmesi için belirli aşamalarla problemin ele alınması gerekir. Söz konusu bu aşamaları şu şekilde sıralamak mümkündür;

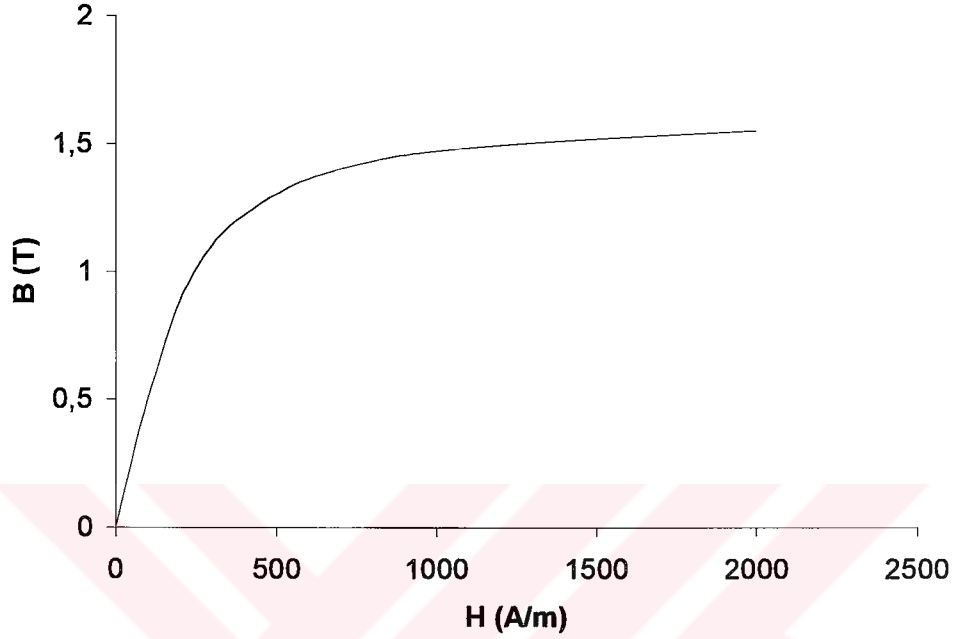
- Motor geometrisinin ölçülere uygun olarak bilgisayar ortamında modellenmesi (solid modeling-katı modelleme),
- Motoru oluşturan malzemelere ait özelliklerinin modelde tanımlanması,
- Amaçlanan analize uygun eleman tipini seçip, sonlu elemanlar modelininin oluşturulması (finite element model-sonlu elemanlar modeli)
- Sonlu elemanlar analizinin gerçekleştirilmesi (solution-çözüm)
- Sonuçların elde edilerek değerlendirilmesi.

Bu sıralama dahilinde ARM'nun sonlu elemanlar analizleri gerçekleştirilerek sonuçlar elde edilmiştir. Bunun için, öncelikle motor geometrisi, yukarıdaki tablolarda verilen ölçülere uygun olarak bilgisayarda oluşturulmuştur. Model 1 ismi verilen klasik kutup şekline sahip bu ARM'na ait stator ve rotor kutup şekilleri Şekil 4.2'de verilmiştir.



Şekil 4.2 Model 1'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri

Daha sonra motorun stator, rotor ve sargılarını oluşturan malzemeler tanımlanmıştır. Motorda başlıca iki tip malzeme bulunmaktadır. Bunlardan birincisi, stator kutbuna yerleştirilmiş olan sargılar, ikincisi ise motorun rotor ve statorunu oluşturan saç malzemedir. Sargılara ait özgül direnç $\rho=1.922 \cdot 10^{-8} [\Omega\cdot m]$ olarak alınmıştır.



Şekil 4.3 Saç Malzemeye ait Mıknatıslanma Eğrisi, $B=f(H)$

Stator ve rotoru oluşturan saç malzemenin doyma özelliğinde olup bu malzemeleri tanımlamak amacıyla mıknatıslanma eğrisi modele uygulanmıştır [90]. Rotor ve stator malzemelerinin yapıldığı saç paketinin özelliğini gösteren mıknatıslanma eğrisi Şekil 4.3'te gösterilmiştir.

Şekil 4.3'teki $B=f(H)$ eğrisinden de görüleceği gibi, saç malzemedeki mıknatıslanma eğrisi doğrusal değildir. Bu nedenle, ARM'nun sahip olduğu malzemenin özelliği açısından oluşturulan modelde doyma göz önüne alınmıştır. Motorun davranışını iyi bir şekilde ortaya koymak için model doğrusal ve doyma bölgesinde incelenmiştir. Motorun doğrusal çalışma bölgesindeki analizinde geçerli olmak üzere, sabit bir magnetik geçirgenlik (μ_{rx}) değeri tanımlamak mümkün iken, aksine yine $B=f(H)$ eğrisi kullanılmıştır. Mıknatıslanma eğrinin doğrusal bölgesi kullanıldığında, nominal akımın altında daha düşük akım değerlerinde çalışılmaktadır böylece doğrusal model için çalışma şartı gerçekleşmiş olmaktadır.

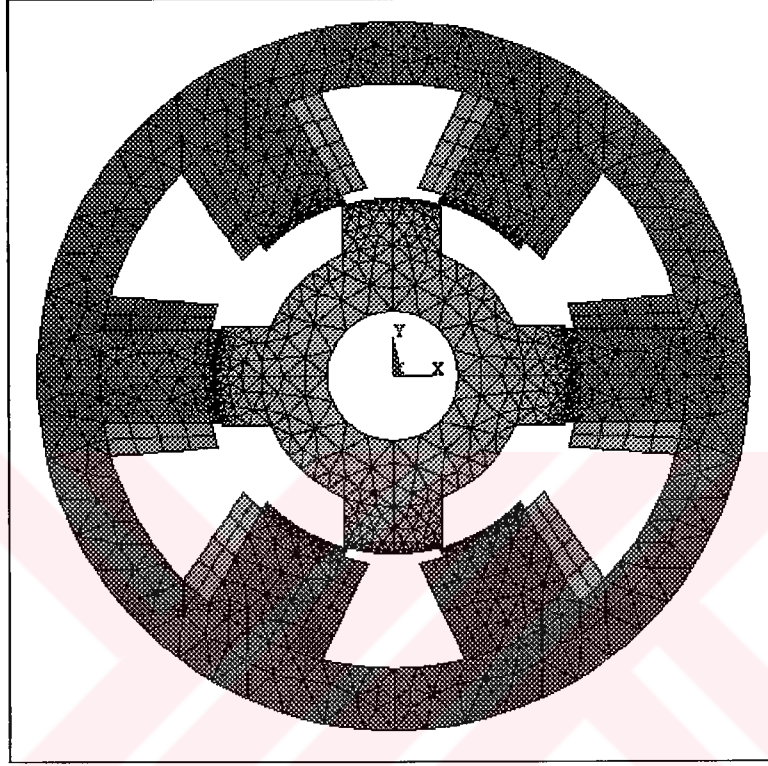
ARM'nun oluşturulan sonlu elemanlar modelinde çeşitli eleman tipleri kullanılmıştır. Bunlardan en önemlisi PLANE53 isimli eleman tipidir. Bu eleman 2-boyutlu magnetik analizler için kullanılan 8 düğümlü bir elemandır. Bu elemanın düğüm noktaları için çeşitli serbestlik dereceleri tanımlanır. Burada serbestlik derecesi olarak, vektör potansiyel (AZ), elektrik akımı (CURR) ve elektromotor kuvvet (EMF) tanımlanmıştır. ARM'nun stator, rotor ve hava aralığı için serbestlik derecesi vektör potansiyel (AZ) tanımlanırken, sargılar için elektrik akımı (CURR) ve elektromotor kuvvet (EMF) tanımlanmıştır [87,89].

Modelde kullanılan bir diğer eleman tipide CIRCU124 elemanıdır. CIRCU124 elemanı genel devre elemanıdır. Bu eleman tipi elektrik devre uygulamalarında kullanılabildiği gibi, elektromagnetik devre ile elektrik devreyi birbirine bağlamakta da kullanılır. PLANE53 elemanı ile birlikte kullanılarak elektromagnetik ve elektrik devre ile birleşik analiz gerçekleştirilir. CIRCU124 elemanı ile direnç, bobin, kondansatör, ayrıca bağımlı veya bağımsız gerilim kaynağı, akım kaynağı gibi devre elemanları tanımlanabilmektedir. Bu elemanın sahip olduğu serbestlik dereceleri ise CURR ve EMF'dir. CURR ve EMF serbestlik dereceleri kullanılarak, ARM'nun elektromagnetik özellikteki sargıları elektrik devre elemanlarına bağlanmıştır.

ARM'nun sonlu elemanlar modelinde, enerji stator ve rotor arasındaki çok dar bölgeden oluşan hava aralığında yoğunlaştığı için, bu bölgeye en az dört tabakadan oluşan çok küçük elemanlar yerleştirilmiştir. Yüksek hassasiyetli bölge durumunda olan bu hava aralığı bölgesinde elemanlar çok küçük ve yoğun durumdadır. Böylece hava aralığında meydana gelen olayları tespit etmek kolaylıkla mümkün olacaktır. Ayrıca çözüm sonunda elde edilecek sonuçların gerçek modele ait sonuçları doğrulaması mümkün olmuştur. Yani, oluşturulan sonlu elemanlar modelinin gerçek ARM'nu temsil etmesi sağlanmıştır [88].

ARM'nun sonlu elemanlar modeli oluşturulduğunda modelde yaklaşık olarak 16.000 düğüm ve 6000 eleman bulunmaktadır. Çözüm için modelin tamamı ele alınmış olup simetriden faydalanma gereği düşünülmemiştir. Çünkü bu büyüklükteki bir problemi çözmek için yeterli bilgisayar hafızası ve yeri bulunmaktadır.

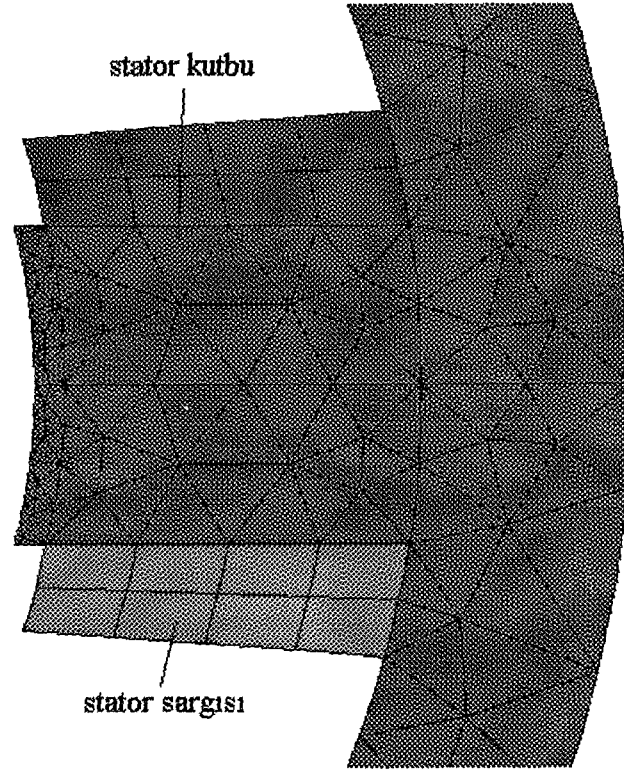
Model 1'in oluşturulan sonlu elemanlar modeline ait farklı görüntüler aşağıdaki şekillerde verilmiştir. Şekil 4.4'te Model 1'deki stator, rotor ve stator sargılarında oluşturulan elemanların nasıl yerleştirildiği görülmektedir. Şekilden görüleceği gibi stator ve rotor arasındaki hava aralığına yaklaşıldıkça elemanların yoğunluğu artmakta ve boyutları küçülmektedir.



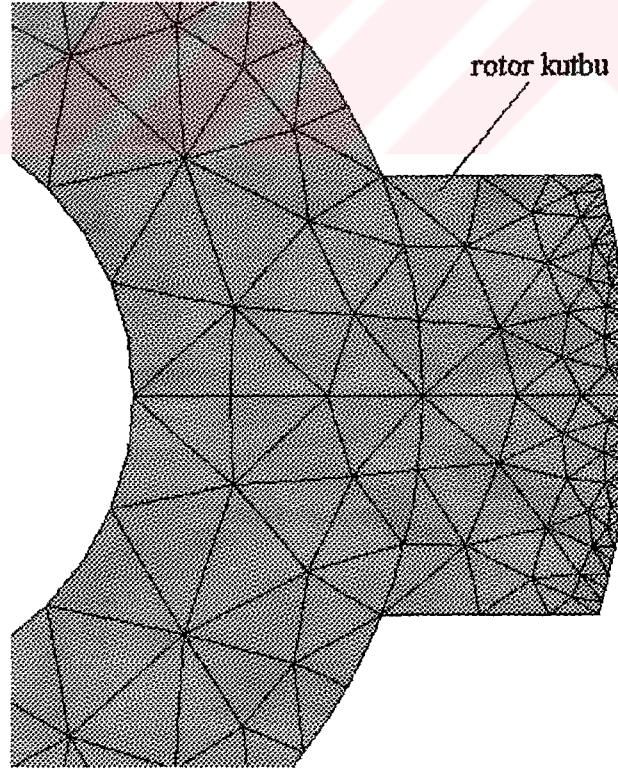
Şekil 4.4 Model 1'in Stator, Rotor ve Sargılarına ait Sonlu Elemanlar Modeli

Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da Model 1'in stator ve rotor kısımları ayrı ayrı alınarak daha ayrıntılı olarak elemanların şekli gösterilmiştir.

Yukarıda ifade edildiği gibi, gerek stator kutbu gerekse de rotor kutbunun hava aralığına komşu kenarlarına daha sık ve küçük boyutlu elemanlar yerleştirilmiştir. Hava aralığının çok küçük aralıkta bir geometrik özelliğe sahip olmasından dolayı, o bölgede oluşturulacak elemanlarında çok küçük olarak tanımlanması gerekmektedir. Burada oluşturulan küçük boyutlu elemanlardan büyük boyutlu elemanlara geçişin ise yumuşak olarak gerçekleştirilmesi zorunluluğu vardır.

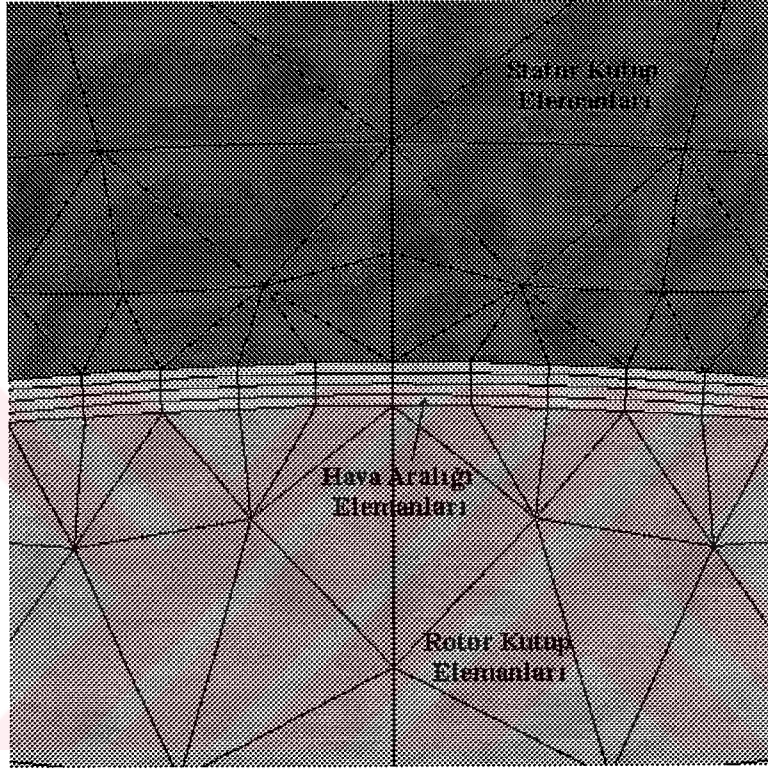


Şekil 4.5 Model 1'in Stator ve Sargılarını Oluşturan Elemanların Dağılımı



Şekil 4.6 Model 1'in Rotorunu Oluşturan Elemanların Dağılımı

Ayrıca Şekil 4.7’de Model 1’in stator ve rotor kutupları arasındaki hava aralığını oluşturan elemanlar daha ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi hava aralığı bölgesi düzgün dörtgen elemanlardan oluşmaktadır. Hava aralığındaki elemanların uzunluğu 1° olarak belirlenmiştir. Ayrıca hava aralığı bölgesine 4 sıra eleman yerleştirilerek burada oluşan alan değerleri hassas bir şekilde hesaplanabilmektedir.



Şekil 4.7 Sonlu Elemanlar Modelinde Hava Aralığını Oluşturan Elemanlar

Oluşturulan modelde ARM’nun hem magnetik hemde elektrik özellikleri mevcut olup, böyle bir modeli artık “birleşik elektrik-magnetik model” olarak tanımlamak mümkündür [86,87]. Bu modelin çözümü magnetik ve elektrik analizin eşzamanlı yapıldığı bir çözüm olacaktır. Çözüm sonunda magnetik ve elektrik devresine ait serbestlik derecelerinin hepsi hesaplatılarak elde edilmiştir.

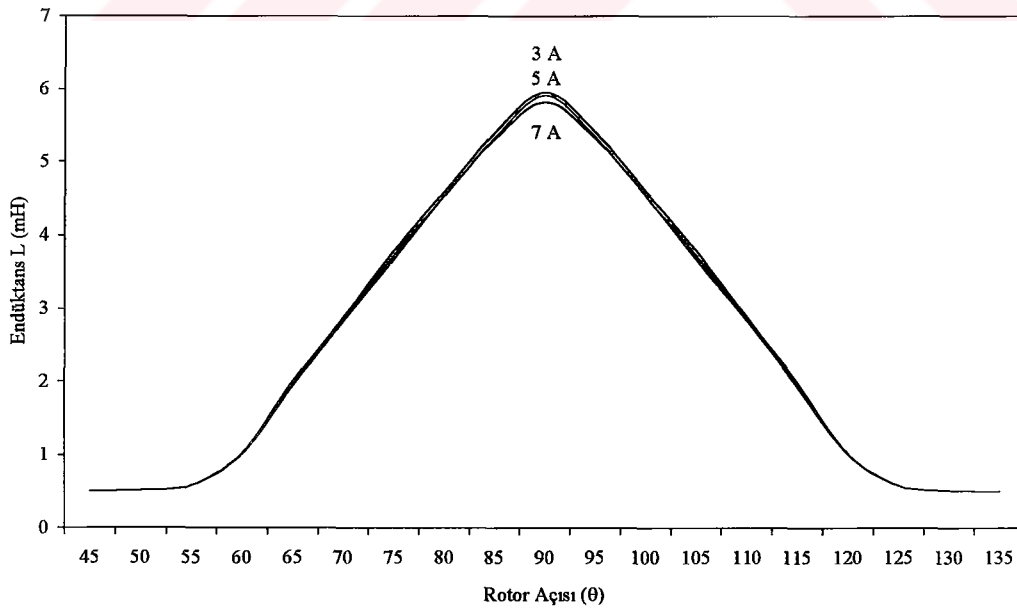
Tanımlanan malzeme özelliğinden dolayı doğrusal olmayan bir yapıya sahip olan motor modeli sonlu elemanlar analizi gerçekleştirilerek incelenmiştir. Bu çalışmada modelin dinamik davranışı yerine statik çözümle elde edilen davranışı yeterli görülmüştür. Dolayısıyla rotorun her konumu için sabit akım uygulanarak statik çözümler elde edilmiştir. Daha sonra farklı bir akım değeri için rotor tekrar ortalananmış

konumdan karşılıklı konuma kadar döndürülerek incelemelere devam edilmiştir. Çözüm sonuçları tablolarda toplanarak ARM'na ait performans eğrileri elde edilmiştir. Dolayısıyla burada yapılan analiz statik bir analiz olup motorun dinamik davranışını tam olarak karşılamaz. Bu kabul çalışma süresince geçerli olmuştur.

4.4 Model 1'in Doymasız Durumdaki Çalışma Karakteristikleri

ARM'nun doyma göz önüne alınmadan yani, Şekil 4.3'teki mıknatıslanma eğrisinin doğrusal olan bölgesi esas alınmıştır. Bu bölgede motor anma çalışmasında çektiği akımın altında bir değerde akım çekmektedir. Özellikle anma akımının %30 ile %70 arasındaki akım değerlerinde çalışıldığı kabul edilerek akım değeri uygulanmıştır. Rotorun her 5° konumu için motor sargısı sabit bir akım değeri ile uyarılmıştır. Motor doğrusal çalışma bölgesinde iken endüktansın rotor konumuna göre olan değişimi Şekil 4.8'deki gibi elde edilmiştir.

$L=f(\theta)$ eğrisinden görüleceği gibi, stator ve rotor kutuplarının karşılıklı olmadığı, ortalanmış (unaligned) konumda endüktans en küçük $L_u=0.5$ mH değerini alırken, karşılıklı olduğu (aligned) konumda ise endüktans en büyük $L_a=5.9$ mH değerini almaktadır.



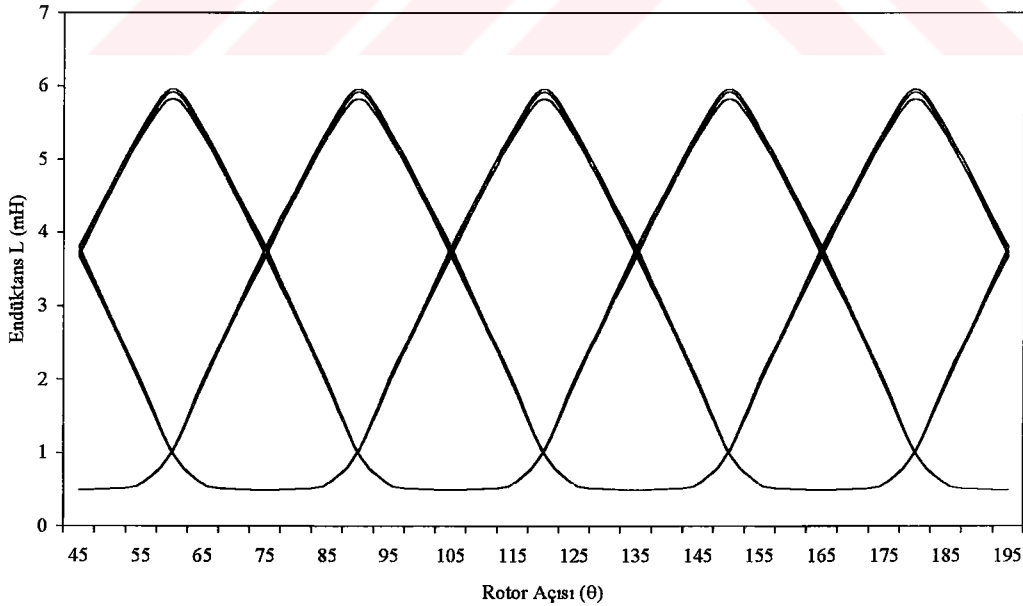
Şekil 4.8 Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$

Şekil 4.8'deki endüktans eğrisi, rotor konumunun 55°'sinden başlayarak 90°'sine kadar yükselme eğiliminde iken bu değerden sonra azalmaya başlamaktadır. ARM'nun stator ve rotor kutuplarını göz önünde bulundurursak, buradaki simetrinin eğriye de yansıdığını kolaylıkla söyleyebiliriz.

ARM'nun 3 A, 5 A ve 7 A değerleri için elde edilmiş olan endüktans eğrileri neredeyse çakışık bir durumdadır. Bunun sebebi, endüktans eğrilerinin akımın değişiminden hemen hemen hiç etkilenmemesidir. Endüktans eğrisi sadece rotor açısına göre değişmektedir.

Motorun doğrusal çalışma bölgesindeki davranışı gereği akı ile akım arasındaki ilişkisi doğrusal olduğu için, endüktans eğrisi akımdan bağımsız olarak şekillenir. Bu durumda endüktans $L(\theta)$ şeklinde sadece θ 'nın bir fonksiyonu olarak gösterilir.

Fazlar arasında 30° bulunduğuna göre endüktans eğrisinin 3-fazlı gösterimi Şekil 4.9'da verilmiştir. Eğriden görüldüğü gibi bir faza ait endüktans değeri en büyük değerini alırken, diğer iki faza ait endüktans değerleri biri kutba girerken diğeri de çıkarken en küçük değerlerini almaktadırlar. Bu durum stator ve rotor kutup yapısından kaynaklanmaktadır.

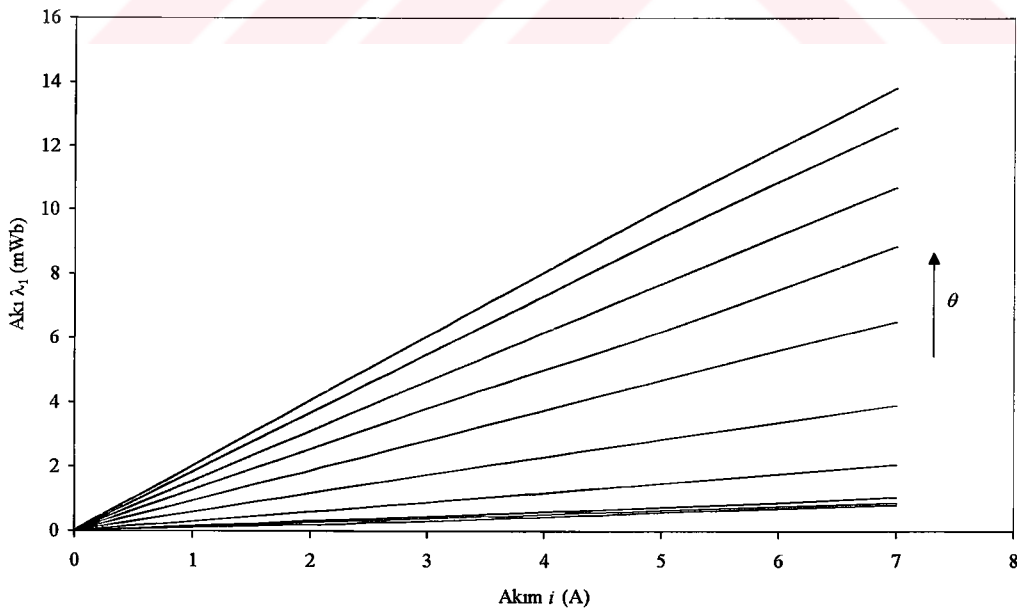


Şekil 4.9 3-Fazlı Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$

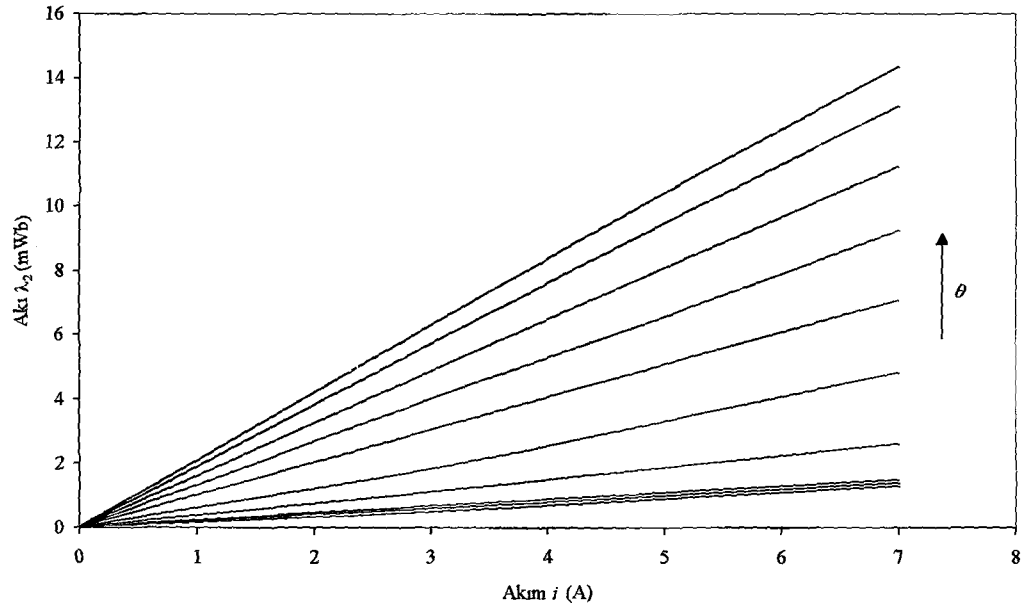
ARM’da uyarılan sargıların bulunduğu kutuplarda akılar oluşur. Stator kutbundan hava aralığını geçerek rotor kutbu üzerinden devresini tamamlayan motor akısının davranışı ARM’nun davranışını ortaya koymak bakımından önemlidir.

ARM’da oluşan akılar stator kutbundan rotor kutbuna geçerken kaçaklar oluşur. Kaçak akı olarak adlandırılan bu akıların oluşturduğu kaybı da göz önünde bulundurmak için modelde iki akı tanımı yapılarak eğrileri elde edilmiştir. Bunlardan birincisi, stator kutup dibinden geçen akı (λ_2), diğeri ise stator kutup başından geçen akı (λ_1)’dır. Bu iki akı eğrisi incelenecek olursa, stator kutup başı akısının, λ_2 stator kutup dibi akısından çok az miktarda küçük olduğu gözlenir. Yukarıda ifade edildiği gibi, λ_2 akısından kaçak akılar çıktıktan sonra λ_1 akısı kalacaktır ki, bunun değeri haliyle daha küçük olacaktır.

Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de motorda oluşan akıların akıma göre nasıl değiştiği gösterilmiştir. Burada akının akıma göre değişimi ele alındığında, motorun çalışma şartları ile ilgili önemli ipuçları elde edilmektedir. Örneğin motorun hangi durumda doymaya girdiği incelenecek bu akı eğrileri ile kolaylıkla tespit edilebilecektir. Tabii ki, motor doğrusal çalışma bölgesinde bulunduğu için elde edilen akı eğrilerde bu duruma uygun olarak doğrusal değişen eğriler olarak bulunmuştur.



Şekil 4.10 Stator Kutup Başı Akısı - Akım Karakteristiği, $\lambda_1 = f(i)$



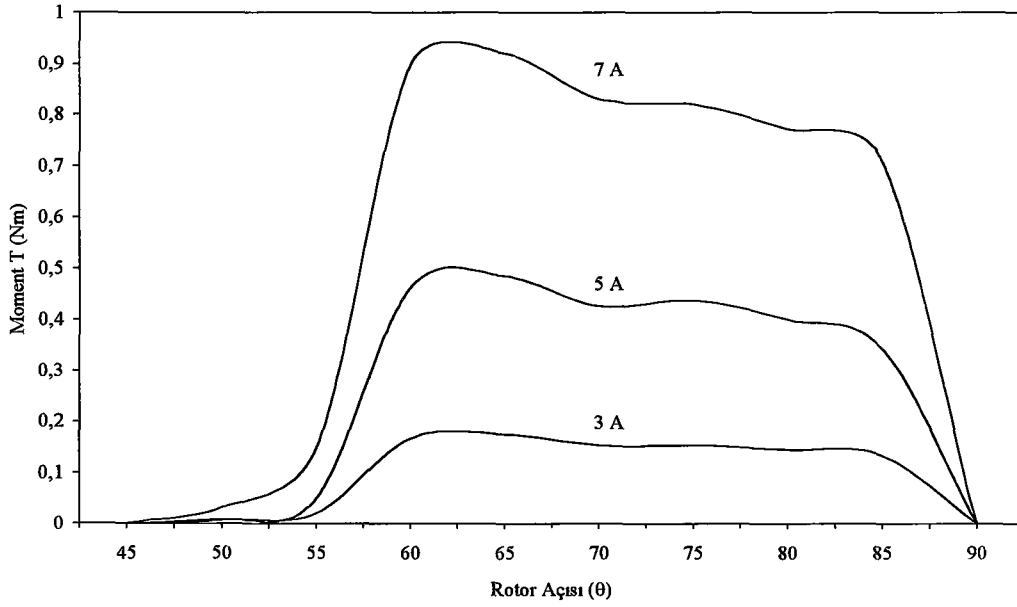
Şekil 4.11 Stator Kutup Dibi Akısı ile Akım Karakteristiği, $\lambda_2 = f(i)$

Rotor ve stator kutuplarının karşılıklı olmadığı ortalanmış (unaligned) konumdan başlayarak, karşılıklı olduğu (aligned) konuma kadar akı doğrusal olarak yükselmektedir. Endüktans bahsinde sözü edilen doğrusallık burada açık bir biçimde gözükmemektedir. Motorda oluşan akının akımın bir fonksiyonu olarak doğrusal değişmesi ARM'nun doymasız bölgede çalıştığının açık bir ifadesi olarak ortaya çıkmaktadır.

Üzerinde önemle durulacak motor karakteristiği hiç şüphe yok ki motordan elde edilen moment karakteristikleridir. Bu çalışmada, ARM'na ait moment dalgalılığının azaltılması amaç olarak belirlendiği için motora ait moment eğrilerinin elde edilerek incelenmesi gerekir.

Bu çalışmada gerçekleştirilen analizlerin statik magnetik çözümler olduğu ve sonuçlarında bu statik çözüm sonucunda elde edildiği daha öncede ifade edilmiştir. Dolayısıyla ARM'dan elde edilen momentte buna uygun olarak statik özellik taşımaktadır. Yani motorda dönen rotorun belirli bir konumunda ve sargılardan geçen akımın sabit değeri için elde edilen moment “statik moment” olarak ifade edilir. Bundan sonra moment ifadesi ile anlatılmak istenen hususun statik moment olduğu kabul edilmiştir.

ARM'nun doymasız bölgesindeki moment eğrileri farklı akım değerleri için Şekil 4.12'de verilmiştir.



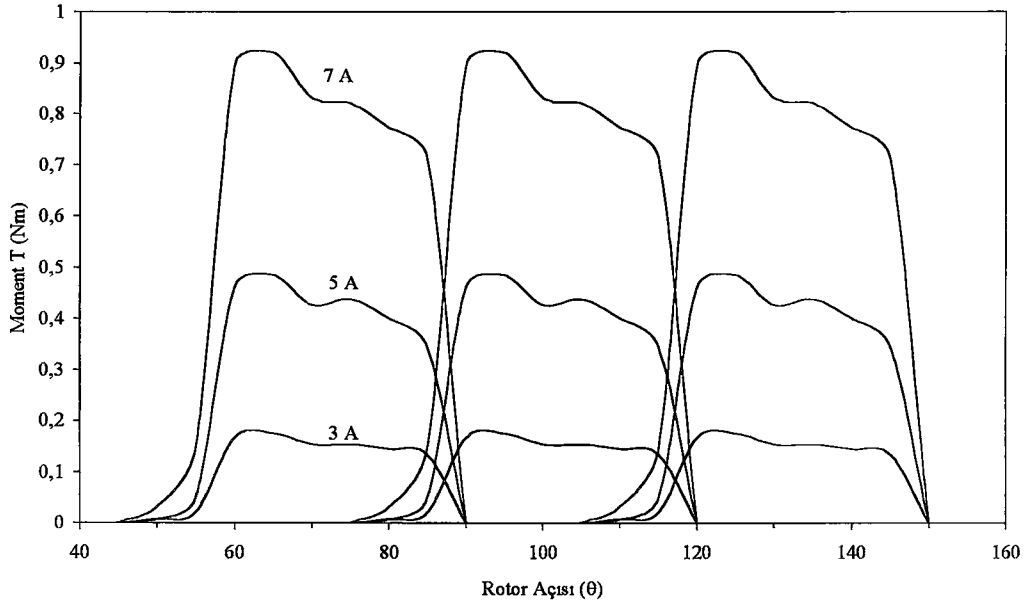
Şekil 4.12 Motor 1'in Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T = f(\theta)$

Şekil 4.12'de görülen moment eğrisinden görüleceği gibi, moment değeri rotor konumunun 55°'den sonra yükselmeye başlamaktadır. 60° civarında en büyük değerini aldıktan sonra yavaşça düşmekte, 85°'den sonra ise hızla düşerek sıfıra ulaşmaktadır. Her akım değeri için moment eğrisinin davranışı bu şekildedir.

Ancak ARM'nun 3-fazlı olduğu bilindiğine göre, fazlar arasında 30°'lik bir gecikme mevcuttur. Bir fazdan diğer faza geçişte moment eğrilerinde çökmeler oluşmaktadır. Gerçekte momentte meydana gelen bu çökmeler dalgalılık olarak ortaya çıkar.

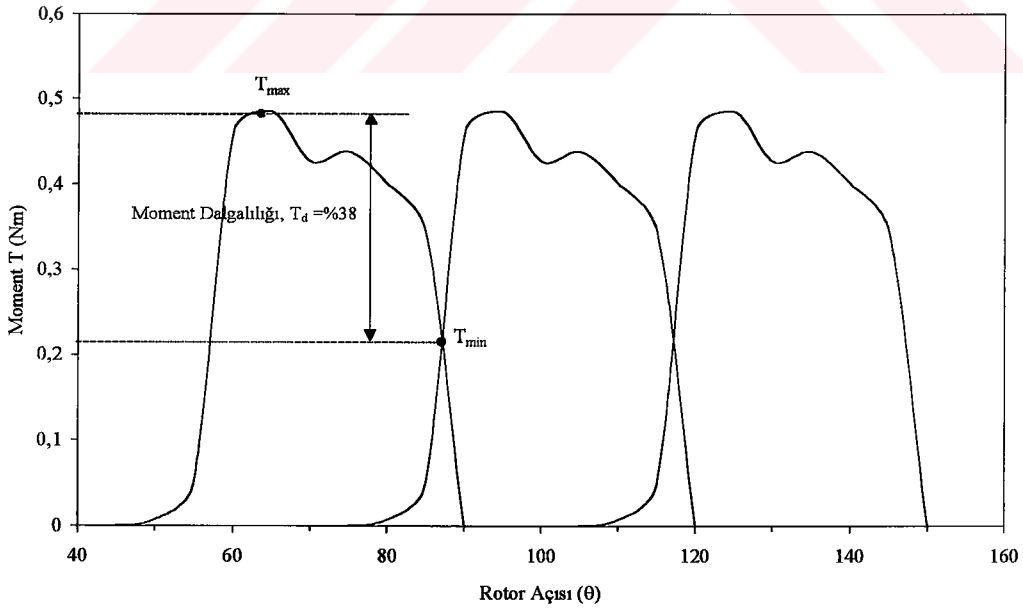
Bu sebeple ARM'nun 3-fazını ait moment eğrilerini elde etmek ve incelemek suretiyle motorun moment dalgalılığı hakkında bir fikir edinebiliriz. Şekil 4.13'te ARM'nun 3-faz moment eğrileri görülmektedir. Bu eğrilerden ARM'nun doğrusal çalışma bölgesinde ki moment dalgalılığını elde etmek mümkün olacaktır.

Şekilden görüldüğü gibi bir fazdan diğer faza geçerken moment eğrilerinde oldukça yüksek değerlerde düşmeler oluşmaktadır. Bu durumda momentte meydana gelen dalgalanmanın yüksek olduğu söylenebilir.



Şekil 4.13 Motor 1'in 3-Faz Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T = f(\theta)$

Doğrusal çalışma bölgesindeki moment dalgalılığını tespit etmek için, 5 A için elde edilmiş olan moment eğrisi ele alınarak incelenmiştir. Bu eğri Şekil 4.14'te görülmektedir. Şekil 4.14'teki moment eğrisi esas alınarak moment dalgalılığını elde etmek mümkündür.



Şekil 4.14 5 A için Elde Edilen Moment Eğrisi ve Dalgalılığı

Bunun için herhangi bir faza ait moment eğrisinin almış olduğu en büyük değer ($T_{\max}$) ve bir fazdan diğer faza geçerken moment eğrilerinin kesiştiği değer ($T_{\min}$) tespit edilir. ($T_{\max}$) ve ($T_{\min}$) değerleri tespit edildikten sonra, aşağıda verilen denklem ile momentteki dalgalılık hesaplanabilir;

$$\%T_d = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\max} + T_{\min}} \times 100 \quad (4.1)$$

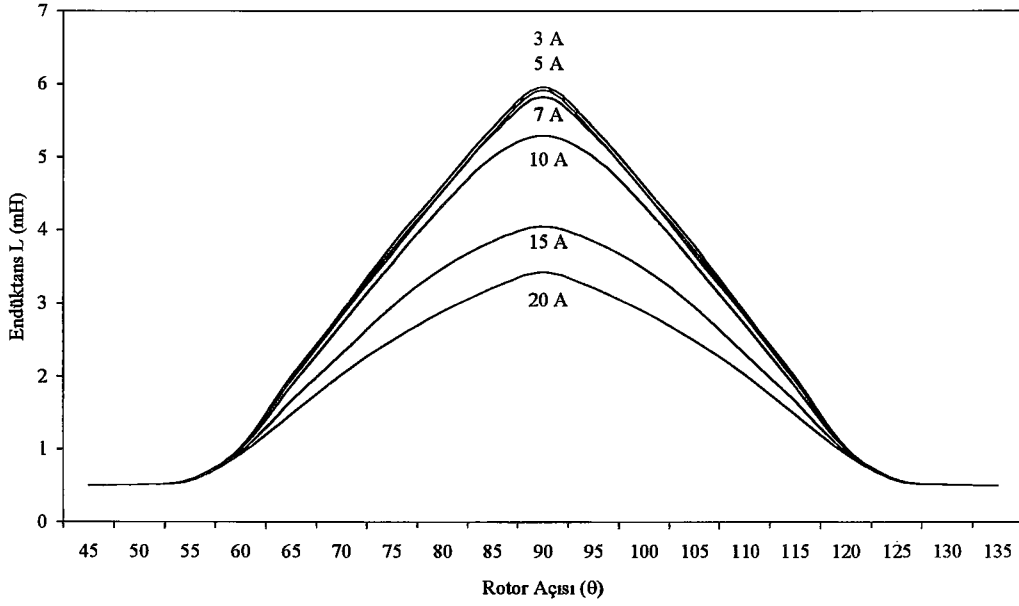
Bu hesaplama sonucunda, 3 A için $T_d=\%38.5$, 5 A için $T_d=\%38$ ve 7 A'deki moment eğrisi için ise $T_d=\%33.6$ olarak hesaplanmıştır. Motorun doğrusal çalışma şartlarında ürettiği momentin dalgalılık oranı $\%33.6$ ile $\%38.5$ arasında oldukça yüksek değere sahiptir. Bu dalgalılık oranları motorda oldukça yüksek seviyede akustik gürültü olarak karşımıza çıkacaktır. Gerçekte, momentte ki bu dalgalılık oranlarının ARM'nun bir dezavantajı olarak ortaya konmasının hiçte tesadüfi olmadığı görülmektedir. Ayrıca bu çalışmadaki, ARM'nun moment dalgalılığının azaltılması olarak ifade edilen amacın ne kadar isabetli bir probleme işaret ettiği de ortadadır.

4.5 Model 1'in Doymalı Durumdaki Çalışma Karakteristikleri

Buraya kadar yapılan incelemeler, motorun doymasız çalışma durumdaki karakteristiklerini vermiştir. Halbuki motor anma çalışma değerlerinin üzerine çıkarak doymaya girer. Bu durumda doymanın göz önünde bulundurulduğu doğrusal olmayan çalışma bölgesinde motorun davranışını incelemek bu çalışmanın amaçları arasındadır. Bu sebeple doğrusal bölgede yapılan incelemelere ilave olarak, motorun doymanın göz önüne alındığı bölgedeki çalışmasını incelemek gerekir.

ARM'nun doyma bölgesinde çalışması demek, motorun Şekil 4.3'te verilen mıknatıslanma eğrisinin doğrusal olmayan bölgesinde çalışması demektir. ARM anma çalışma bölgesi $B=f(H)$ eğrisinin eğiminin değiştiği noktalarda bulunmaktadır. Ancak çoğu zaman motorun çektiği akım anma akımının üstüne çıkmaktadır. Bu durumda $B=f(H)$ eğrisinin doğrusal olmayan bölgesi kullanılır. Buradan hareketle motorun çektiği akımın anma değerinin üzerine çıktığı kabul edilerek farklı akım değerleri için incelemeler gerçekleştirilmiştir. Rotorun her 5° konumu için motor sargısı sabit bir akımla uyarılmıştır.

Yine öncelikle ARM'nun doyma bölgesinde çalışırken, endüktansın rotor konumuna göre değişim eğrisi Şekil 4.15'te verilmiştir.

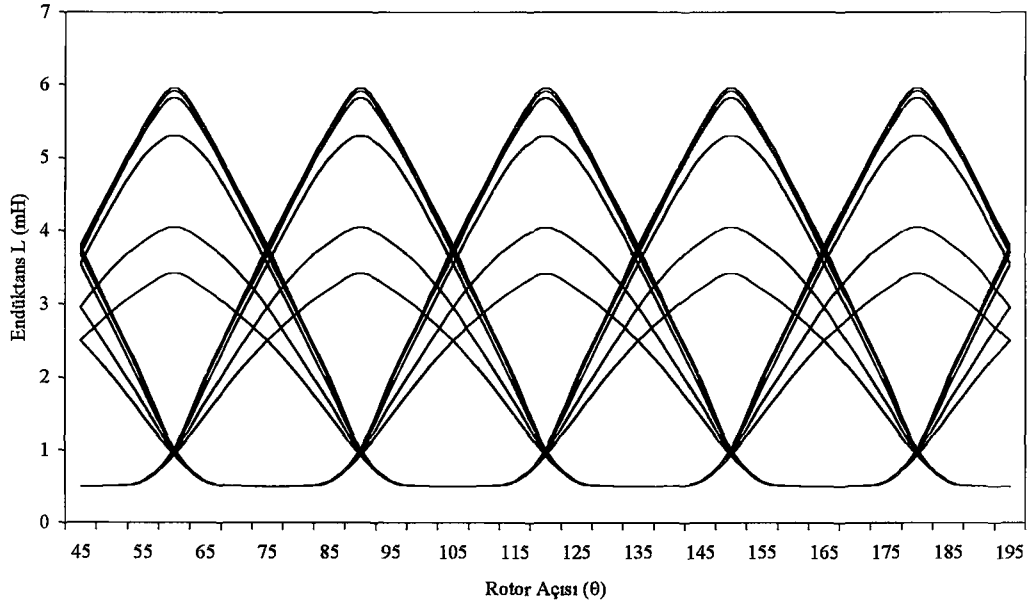


Şekil 4.15 Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$

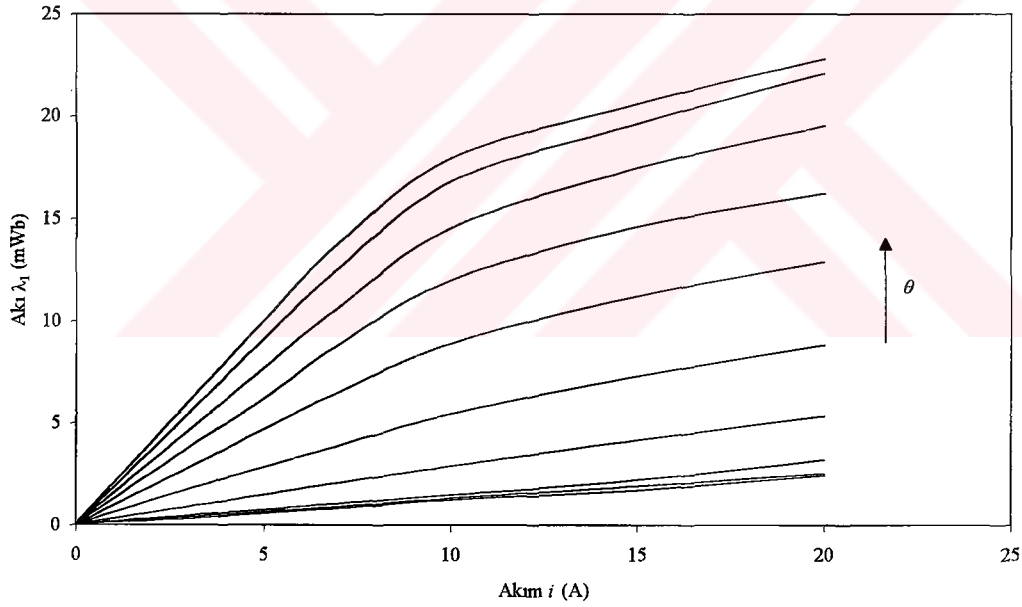
Burada endüktans eğrisinden de görüleceği gibi rotor ve stator kutuplarının karşılıklı olmadığı, ortalanmış (unaligned) konumda endüktans en küçük $L_u=0.5$ mH değerini almakta, karşılıklı olduğu (aligned) konumda ise farklı akım değerleri için endüktansın en büyük değeri $L_a=3.4-5.9$ mH arasında değişmektedir.

Doğrusal bölgede çalışmanın aksine doymanın olduğu çalışma bölgesinde, endüktans eğrisi akım arttıkça azalan bir eğilim gösterir. Yani artan akımla beraber endüktansın karşılıklı konumdaki L_a değeri azalır. Bu durum doyma bölgesinde endüktans değerinin akımla değişmekte olduğu, özetle akımın bir fonksiyonu olduğu gerçeğini gösterir. Dolayısıyla doyma bölgesinde çalışmada, endüktans hem sargı akımının hem de rotor açısının bir fonksiyonu olarak karşımıza çıkar. Bu sebeple endüktans $L=f(\theta, i)$ şeklinde θ 'nın ve i 'nin fonksiyonu olarak gösterilir.

Doyma bölgesinde endüktans eğrisinin 3-fazlı gösterimi de Şekil 4.16'da verilmiştir.



Şekil 4.16 3-Faz Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta, i)$

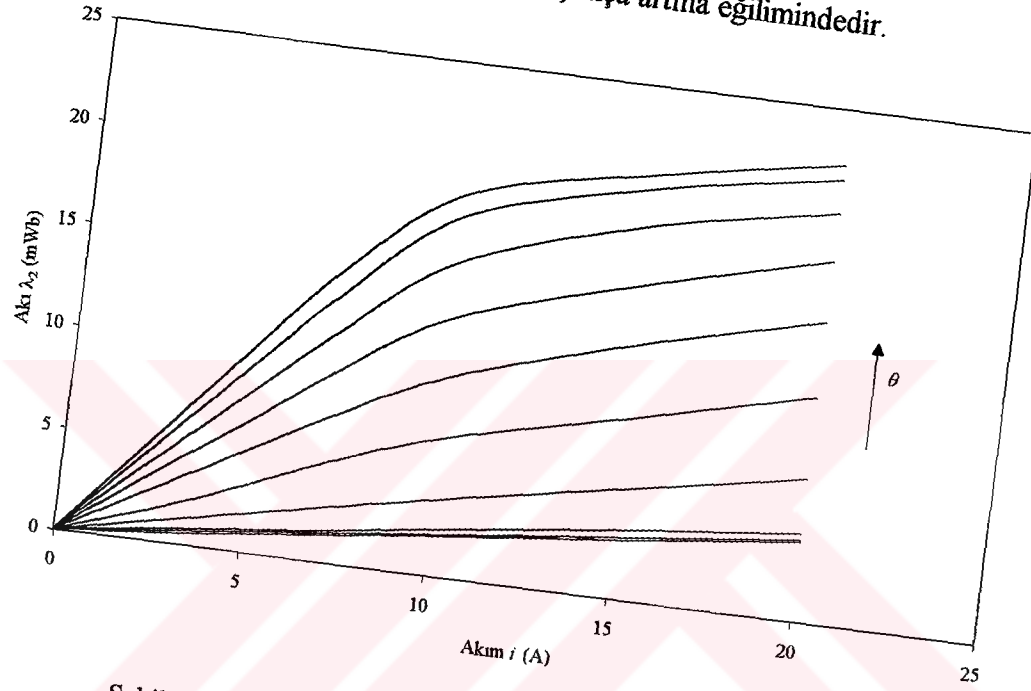


Şekil 4.17 Stator Kutup Başı Akı Karakteristiği, $\lambda_1 = f(i)$

ARM'nun doymalı çalışma bölgesinde iken, motordan geçen akılar yine, stator kutup dibinden geçen akı (λ_2) ve stator kutup başından geçen akı (λ_1)'dır. Şekil 4.17 ve Şekil 4.18'de motorda oluşan bu akıların akıma göre değişimlerini gösteren eğriler verilmiştir. Doğrusal çalışma bölgesi için elde edilen akı eğrilerindeki doğrusallığın burada ortadan kalktığı ve akılardaki değişiminin doğrusal olmayan özellikte olduğu

kolaylıkla görülmektedir. Akıdaki doymanın etkisi 10A değeri civarından sonra başlamakta olduğunu yine bu eğrilerden anlaşılmaktadır. Ayrıca 10 A akım değerinde Model 1’de akı yolu boyunca oluşan akı çizgileri farklı rotor konumları için ayrıntılı olarak Ek-B’de verilmiştir.

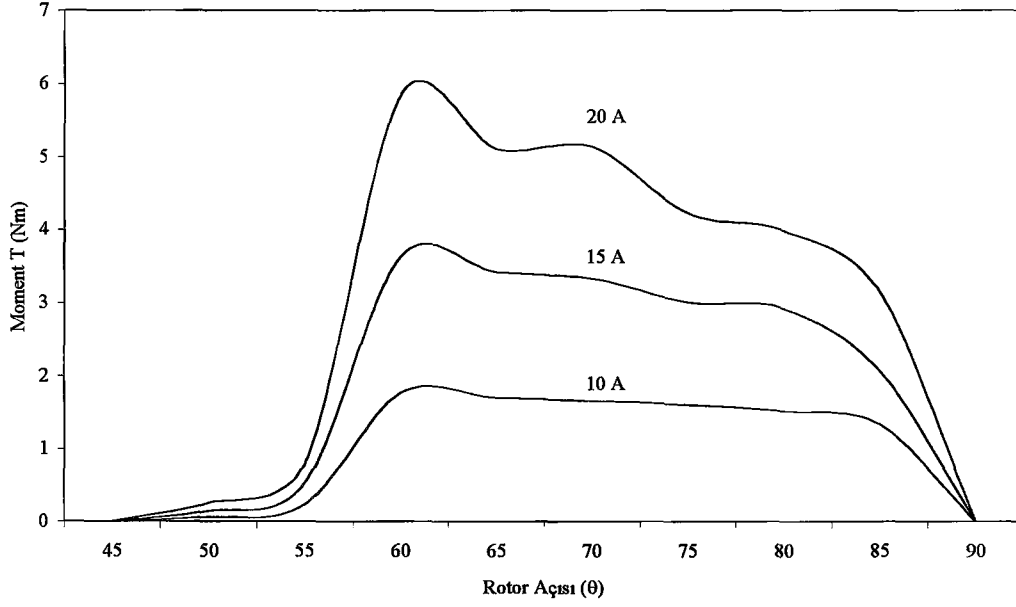
Rotor ve stator kutuplarının karşılıklı olmadığı ortalanmış (unaligned) konumdan başlayarak, karşılıklı olduğu (aligned) konuma kadar akı değeri artmaktadır. Motordan geçen akı, rotor kutbu stator kutbuna yaklaştıkça artma eğilimindedir.



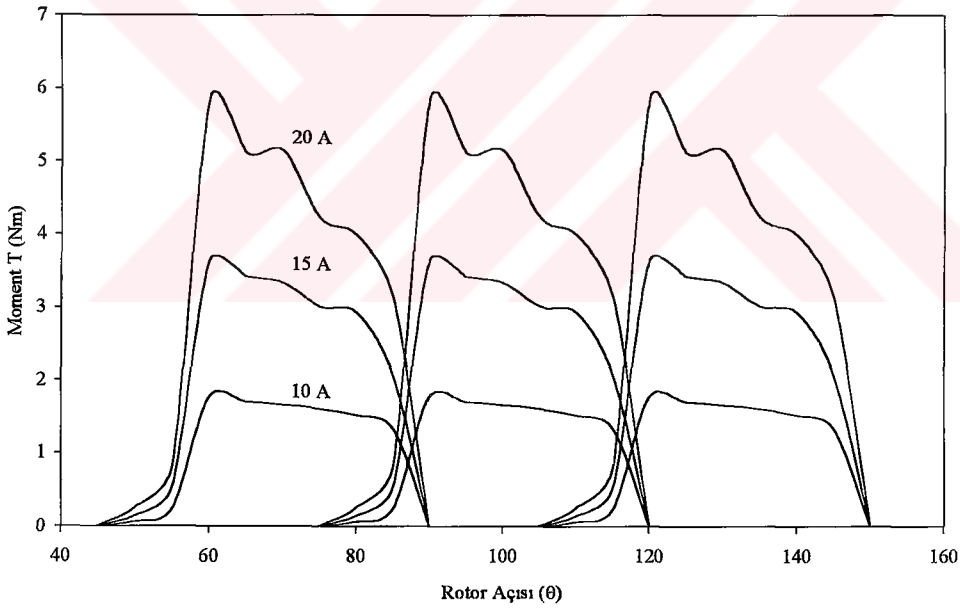
Şekil 4.18 Stator Kutup Dibi Akı Karakteristiği, $\lambda_2 = f(i)$

ARM’nin doyma bölgesindeki çalışma şartlarında moment karakteristikleri Şekil 4.19’da gösterilmiştir. ARM anma akım değerinde ve bu değer en fazla 2 katı değerlerinde uyarılarla moment eğrileri elde edilmiştir. Daha öncede ifade edildiği gibi, motorun doyma bölgesindeki çalışma şartları ARM’nun davranışını gerçeğe daha yakın olarak açıklar. Doymanın göz önüne alındığı motor modeli ile doymanın göz önüne alınmadığı doğrusal bölgedeki modeline ait moment eğrilerinin şekli birbirine benzemektedir.

ARM’nun doyma çalışma bölgesinde ki moment dalgalılığını elde etmek için motorun 3-fazına ait moment eğrilerini incelemek gerekmektedir. ARM’nun 3-fazlı uyarılma durumundaki moment karakteristiği Şekil 4.20’de verilmiştir.



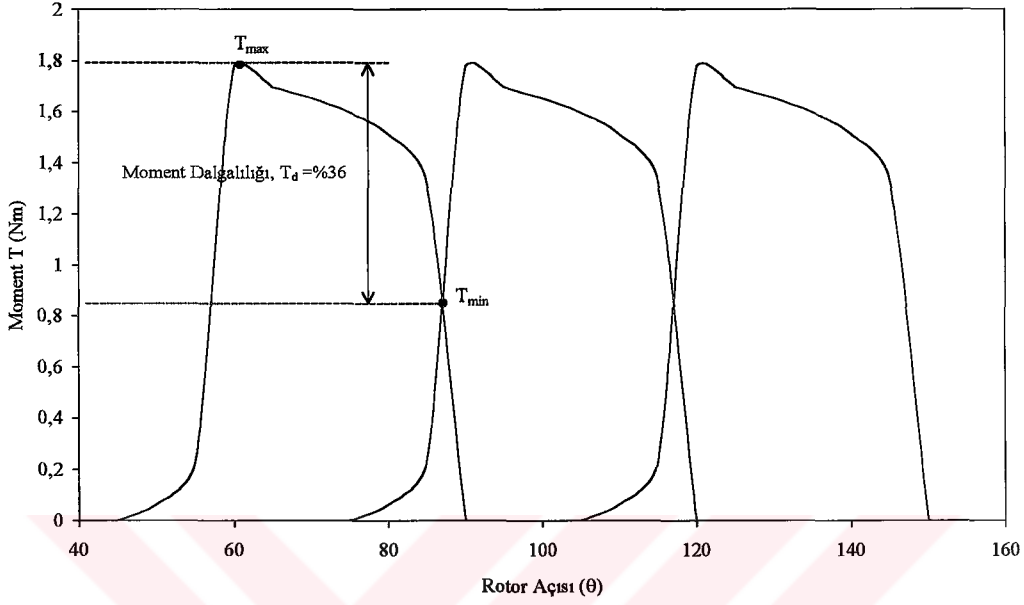
Şekil 4.19 Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T=f(\theta)$



Şekil 4.20 3-Faz Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T=f(\theta)$

Doymanın göz önüne alındığı doğrusal olmayan modelde elde edilen moment, bir fazdan diğer faza geçişte aynen doğrusal modelde olduğu gibi çöküntülere sahiptir. Moment eğrilerinde meydana gelen dalgalanma halen yüksek değerini korumaktadır. Dolayısıyla doyma çalışma bölgesindeki moment dalgalılık problemi tekrar karşımıza bir problem olarak çıkmaktadır.

Doymalı çalışma bölgesindeki motorun moment dalgalılığını tespit etmek için, 10 A değerindeki moment eğrisi incelenmiştir. Bu eğri Şekil 4.21’de görülmektedir. Ayrıca diğer akım değerleri içinde moment dalgalılık oranları hesaplanmıştır.



Şekil 4.21 10 A için Elde Edilmiş Moment Eğrisi ve Dalgalılığı

Şekil 4.21’de verilen, 10 A değeri için elde edilen moment eğrisinden, momentteki dalgalılık hesaplanmıştır. Bunun için, moment eğrisinden okunan (T_{max}) ve (T_{min}) değerleri denklem (4.1)’de yerine yazılarak dalgalılık oranları hesaplanmıştır.

Hesaplanan dalgalılık oranları, 10 A’de $T_d = \%36$, 15 A’de $T_d = \%41$ ve 20 A’de $T_d = \%44.2$ olarak bulunmuştur. Elde edilen değerlerden görüleceği gibi momentte ki dalgalılık oranları doymalı bölgede daha yüksek değerlere ulaşmıştır.

Motorun doymalı modelinde üretilen momentin dalgalılık oranı, $\%36$ ile $\%44.2$ değerleri arasında olup oldukça yüksektir. Dalgalılık probleminin önemini halen koruduğu görülmektedir. Sonuçta bir kez daha görülmüştür ki, moment dalgalılığı ARM için çözümü vazgeçilmez bir problem olarak karşımızda durmaktadır.

4.6 Sonuç

“Model 1” olarak isimlendirilen model, literatürde verilen özelliklere sahip ve üzerinde hiçbir değişiklik yapılmamış ARM’dur [85]. Model 1’e, sonlu elemanlar metodu

uygulayarak motorunun magnetik analizleri gerçekleştirilmiştir. ARM'nun başta moment dalgalığı olmak üzere diğer performans parametrelerinin elde edilmesi için motor doyma olmayan ve doyma olan bölgelerde olmak üzere iki farklı çalışma bölgesi için incelenmiştir. Elde edilen motor karakteristiklerinin genel olarak literatürde verilen karakteristiklerle uyum içinde olduğu tespit edilmiştir [85]. Böylece ARM'na ait performans parametreleri ve moment dalgalılığı elde edilmiştir.

ARM'na ait moment eğrileri elde edilerek moment dalgalılıkları hesaplanmıştır. Doymanın göz önüne alınmadığı çalışmada moment dalgalılığı oranları %33.6 ile %38.5 arasında değişirken. Doymalı alışma bölgelerindeki moment dalgalılığı oranları biraz daha artarak %36 ile %44.2 değerleri arasında bulunmaktadır. Söz konusu bu oranlara bağlı olarak, motorda yüksek seviyede akustik gürültü meydana gelecektir. Böylece Bölüm 1'de ortaya konan "ARM'nun gürültüsü/moment dalgalanması onun dezavantajlarından en önemlisidir" ifadesi bu bölümde elde edilen verilerle ortaya konmuştur.

5. BÖLÜM

ARM’NUN MOMENT DALGALILIĞINI AZALTMAK İÇİN ÖNERİLEN ÇEŞİTLİ KUTUP ŞEKİLLERİNE SAHİP MODELLERİN İNCELENMESİ

5.1 Giriş

Bölüm 4’te boyutları ve karakteristikleri verilen ve Model 1 olarak isimlendirilen klasik ARM üzerinde yapılan incelemelerde görüldüğü gibi, elde edilen sonuçlar motora ait moment dalgalanmasının oldukça yüksek değerlere ulaşmakta olduğunu göstermektedir.

ARM üzerinde yapılan çalışmalar göstermiştir ki, motorun moment dalgalılığından kaynaklanan akustik gürültü daha öncede belirtildiği gibi bu motorun en önemli dezavantajlarından birisidir. Motora ait bu olumsuzluğun/gürültünün ortadan kaldırılması için çeşitli çalışmalar yapılmıştır [42,43,47,60,61,71]. Bu çalışmalar da motorun daha çok kontrol devresi üzerinde durularak farklı kontrol metotları ile momentteki dalgalılığın azaltılması yoluna gidilmiştir.

Sonlu elemanlar metodunu kullanarak, motorun geometrisinde yapılacak değişikliklerle momentin azaltılabileceği düşüncesinden hareketle bazı çalışmalar da yapılmıştır [45,62,81,83]. Bu çalışmalar da, daha çok ARM’nun rotor ve stator kutup genişlikleri veya kutup açıları parametre olarak seçilmiştir. Bu parametreler değiştirilerek moment dalgalanması azaltılmaya çalışılmıştır.

Bu çalışmada ise, ARM’nun moment dalgalılığını azaltmak için motorun elektronik ve kontrol tarafı değil motorun magnetik devresini esas alınarak çeşitli modeller üzerinde moment dalgalanmasını azaltmak için stator ve rotor kutup başlarına çeşitli şekiller verilmiştir.

ARM'nun moment dalgalılığı üzerinde önemli etkileri olduğunu tespit ettiğimiz rotor ve stator kutup şekilleri üzerinde yeni geometrik parametreler belirlenmiştir. Bu parametreleri değiştirerek yeni stator ve rotor şekilleri elde edilmiştir. Beş değişik stator ve rotor kutup şekilleri olan ARM modelleri oluşturularak, öncelikle dalgalılık açısından kabaca incelenmiş ve en az dalgalılığa sahip yeni stator ve rotor şekli önerilen model olarak daha detaylı ve kapsamlı bir incelemeye tabii tutulmuştur. Bu bölümde elde edilen sonuçların Bölüm 4'teki sonuçlarla karşılaştırması yapılarak iyileştirme oranının ortaya konacağı böyle bir çalışma için inceleme koşulları, Bölüm 4'teki koşulların aynısı olarak alınmıştır.

5.2 Moment Dalgalılığını Azaltma Çalışması

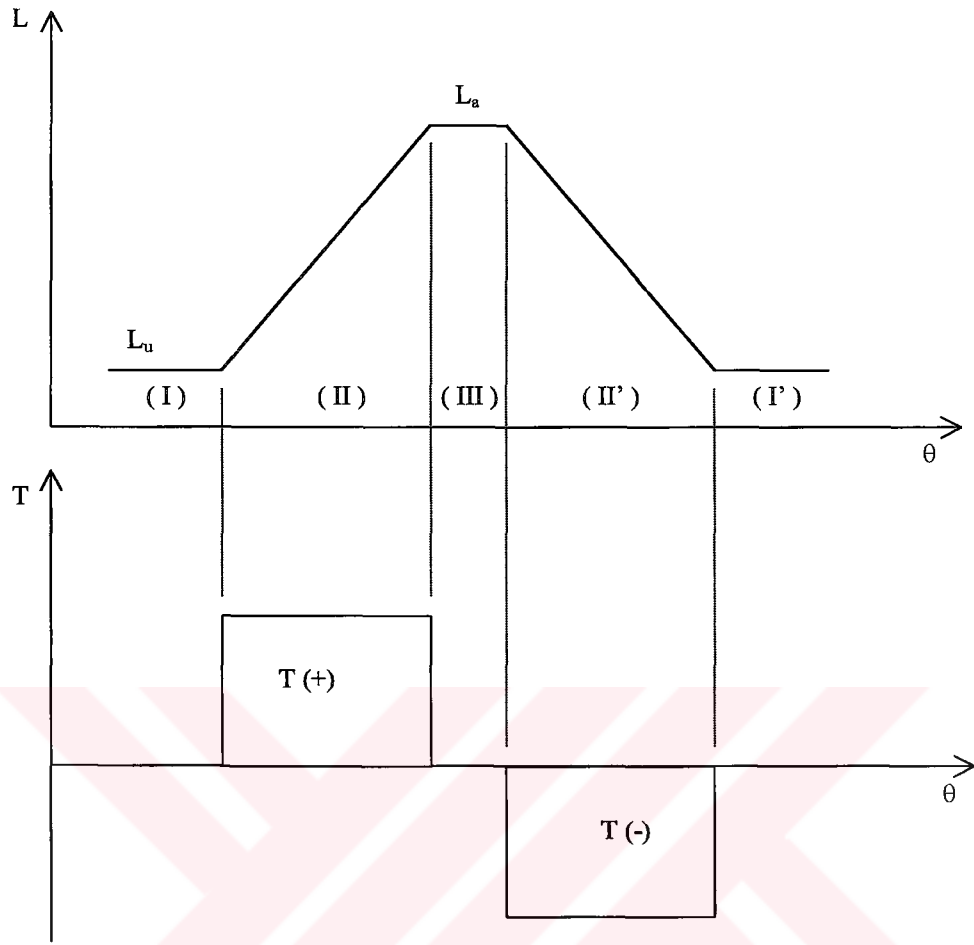
ARM'nun moment dalgalılığını azaltabilmek için, motorun moment davranışını ortaya koymak gerekir. Bu amaçla motorun endüktansı ile moment arasındaki ilişki, daha önceki bölümlerde de ifade edildiği gibi aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$$T = \frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i^2 \quad (5.1)$$

T	: Moment
L	: Sargı Endüktansı
θ	: Rotor Konumu
i	: Motor Akımı

Moment ifadesi sargılardan akan akımın karesi ile orantılı olup akımın yönünden bağımsızdır. İdeal çalışma durumunda $dL/d\theta$ oranının sabit olduğu bilindiğine göre eğer akımın değeri de sabit tutulursa elde edilen momentte sabit olacaktır (Şekil 5.1). Endüktansın artmakta oldu (II) bölgesinde pozitif moment üretilmekte olup ARM motor olarak çalışmaktadır. Endüktansın azalmakta olduğu (II') bölgesinde ise, negatif moment üretilerek generatör çalışma ve frenleme gerçekleşmektedir [85].

Esas olarak, faz geçişleri sırasında meydana gelen moment çökmelerini tespit etmek gerekir ki, momentte meydana gelen dalgalanma elde edilebilsin. Motorun ideal çalışma durumunda geçerli olan bu moment eğrisinin, 3-faz olarak eğrileri çizilecek olursa, bir fazdan öbür faza geçiş anında momentin nasıl değiştiği gözlemlenebilecektir.

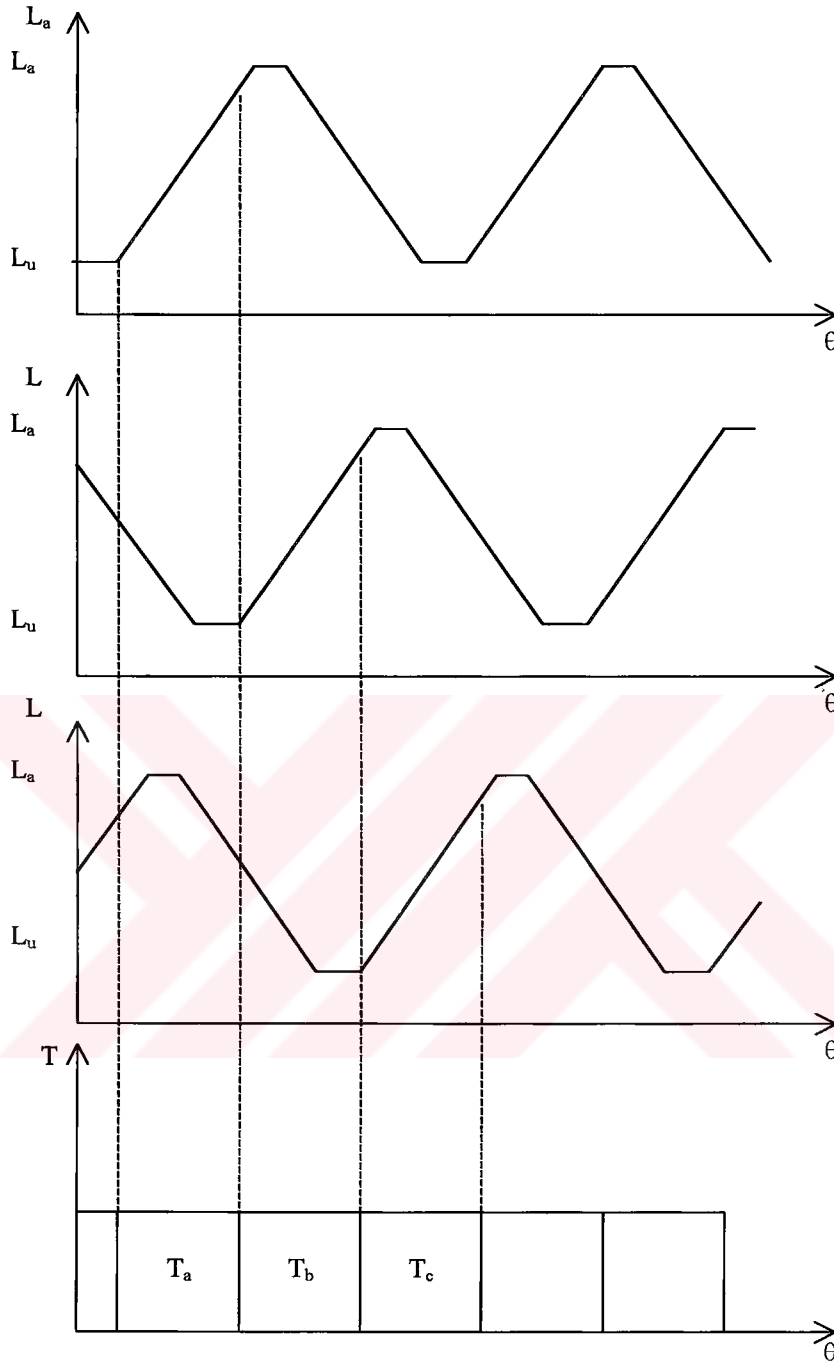


Şekil 5.1 İdeal Halde Endüktans Değişimi ve Moment Oluşumu

Nitekim motorun ideal davranışı ele alındığında faz geçişleri sırasında momentte herhangi bir düşüş olmadan değerini koruduğu açıkça görülmektedir (Şekil 5.2). Bu durumda motorun oluşturduğu moment eğrisinde herhangi bir dalgalılık oluşmadan çalışma gerçekleştirilmektedir.

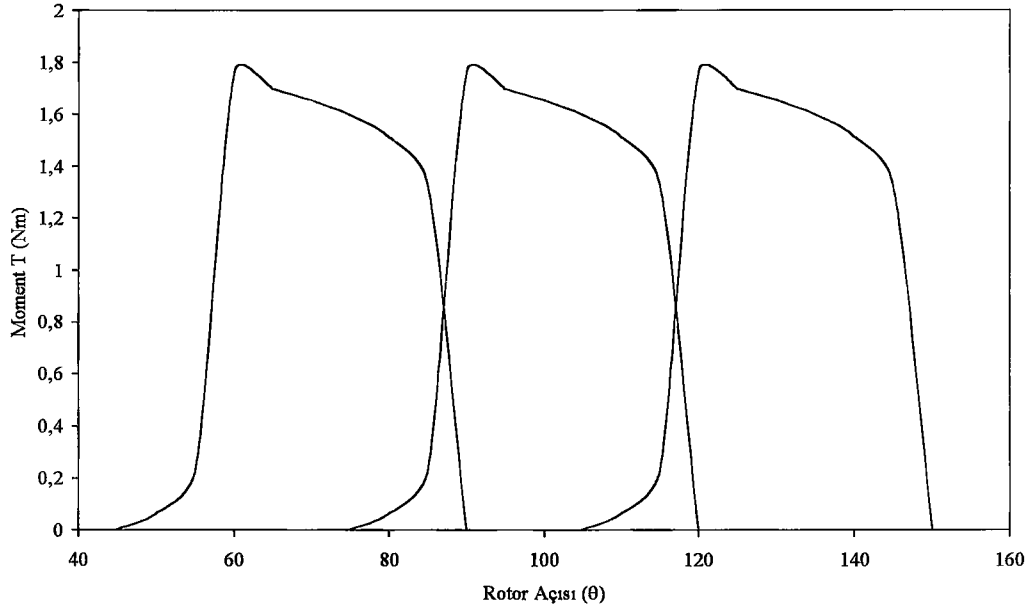
Gerçekte motor çalışırken, ideal durumdaki moment eğrisini elde etmek hemen hemen imkansızdır. Bu sebeple moment eğrisinde fazlar arası geçişten dolayı çökmeler meydana gelir. Bu durum Bölüm 4'te yapılan analizler sonucunda tespit edilmiştir.

Motorun çalışması sırasında meydana gelen moment dalgalanması Şekil 5.3'te verilmiştir.



Şekil 5.2 3 Faza ait Endüktanslar ve Sabit Momentin Elde Edilmesi

Şekil 5.3'te verilen 3-fazlı moment eğrisinden, ARM'nun gerek doymasız gerekse doymalı çalışma şartları altında faz geçişlerinde momentte çöküntülerin meydana geldiği kolaylıkla görülmektedir. O halde bu çöküntüleri ortadan kaldırmak için bir faza ait moment eğrisinin Şekil 5.1 ve Şekil 5.2'deki moment eğrileri gibi kare şekline yakın olması gerekir ki moment çöküntüleri olmasın ve dalgalılık problemi oluşmasın.



Şekil 5.3 Faz Geçişlerinde Meydana Gelen Moment Çöküntüleri

Moment eğrisi bir sonraki faz momentini devreye girinceye kadar değerini korursa ve/veya bir sonraki moment eğrisi bir önceki moment eğrisi yüksek değerlerinde iken hızlı olarak yükseltilirse, faz geçişlerindeki moment düşüşü fazla olmayacaktır. Bu istenen durum gerçekleştiği takdirde momentin kare şeklinde olacağını da söyleyebiliriz.

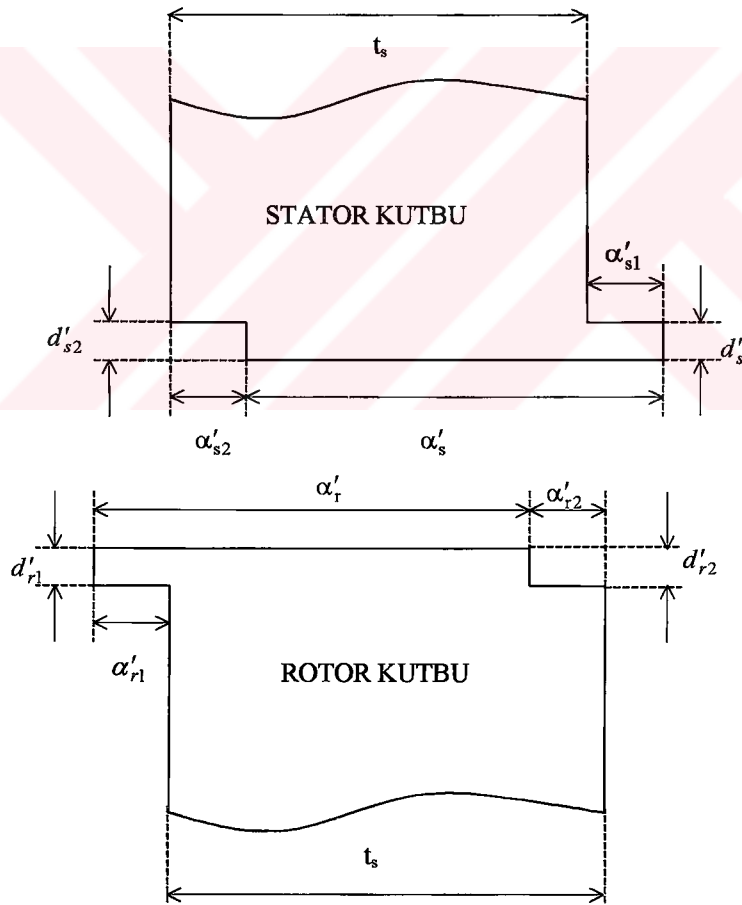
(5.1) bağıntısından görüldüğü gibi momentin rotor konumuna göre değişimi endüktansın değişimiyle ilişkilidir. Eğer endüktans eğrisini, rotor ve stator kutuplarının ortalanmış konumunda iken hızlıca yükselmesini sağladığımız takdirde momentin hızla artacağı bilinmektedir. Bunu gerçekleştirmek üzere, endüktansın rotor konumuna bağlı değişim eğrisini değiştirmek mümkün olursa, moment eğrisi de ona bağlı olarak değişecektir.

Stator ve rotor kutuplarının birbirlerine yakınlaştığı yani ortalanmış konumdan karşılıklı konuma yaklaştığı andan itibaren moment değeri aniden hızlı bir şekilde yüksek değerlere çıkmaktadır. Ayrıca elde edilen endüktans eğrisi ile moment değeri kutuplar karşılıklı konumundan ayrılırken de hızla düşmektedir, bu düşüş esnasında diğer faza ait moment eğrisi yüksek bir değere ulaşmış olup faz momentlerinin keşim noktaları yükseltilmiştir. Bu durumda momentteki çökmenin azalacağı bilinmektedir.

5.3 Önerilen Stator ve Rotor Kutup Şekli

ARM'nun moment dalgalılığını azaltabilmek için yukarıda belirtildiği gibi, motorun endüktans değişimini istenilen moment davranışını verecek şekilde yeniden ele almak gerekmektedir. Bunu gerçekleştirdikten sonra moment eğrisi kutuplar yakınlığı andan itibaren aniden yükselmiştir. Aynı şekilde kutuplar ayrılırken de bu kez moment hızla düşme eğiliminde olmuştur.

Bu anlatılanları gerçekleştirmek üzere motorun stator ve rotor kutupları üzerinde yeni parametreler tanımlanmıştır. Bu parametreler geometrik özellikte olup bunlar üzerinde yapılacak değişiklikler bize yeni stator-rotor şekilleri verecektir. Şekil 5.4'te silindirik koordinat yerine kartezyen koordinat esas alınarak, bu parametreler stator ve rotor kutupları üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 5.4 Stator ve Rotor Kutuplarında Tanımlı Yeni Geometrik Parametreler.

Şekilden görüleceği gibi kutup uçlarında belirli bir kalınlıktaki parçanın yatay doğrultuda ötelenmesiyle yeni parametreler oluşturulmuştur. Şekil 5.4'te kutup

şekilleri üzerinde gösterilen parametreler, ayrıca Tablo 5.1’de sembol ve birimleri ile birlikte verilmiştir.

Tablo 5.1 Kutup Başı Geometri Parametreleri

Parametre	Sembolü
Stator Kutup Genişliği	t_s (m)
Rotor Kutup Genişliği	t_r (m)
Stator Kutup Başı Uzantı Kalınlığı	d_{s1}' (m)
Rotor Kutup Başı Uzantı Kalınlığı	d_{r1}' (m)
Stator Kutup Başı Girinti Kalınlığı	d_{s2}' (m)
Rotor Kutup Başı Girinti Kalınlığı	d_{r2}' (m)
Stator Kaymış Kutup Başı Açısı	α_s' (°)
Rotor Kaymış Kutup Başı Açısı	α_r' (°)
Stator Kutup Başı Uzantı Açısı	α_{s1}' (°)
Rotor Kutup Başı Uzantı Açısı	α_{r1}' (°)
Stator Kutup Başı Girinti Açısı	α_{s2}' (°)
Rotor Kutup Başı Girinti Açısı	α_{r2}' (°)

Tablo 5.1’deki verilen parametreleri değiştirerek farklı stator ve rotor kutup şekilleri elde edildiği ifade edilmişti. İşte bu farklı kutup şekillerine sahip motor modelleri oluşturularak her biri için analizler yapılmıştır. Ancak farklı stator-rotor kutup şekiline sahip bütün modellerin ayrıntı bir analizlerini yapmak yerine, sadece nominal çalışma durumundaki motorun moment davranışı öncelikle ana hatları ile elde edilmiş daha sonra en az moment dalgalılığına sahip model ayrıntılı bir analizin konusu haline gelerek incelemeler sürdürülmüştür.

ARM’nun moment dalgalılığını azaltmak üzere önerilen modeli oluşturmak için belirli bir metot izlenmiştir. İzlenen bu metodu aşağıdaki gibi sıralamak mümkündür:

- Tablo 5.1’deki parametreleri değiştirerek yeni bir stator-rotor kutup şeklini elde etmek ve yeni bir motor modeli oluşturmak,

- Yeni motor modelinin, Bölüm 4'te belirtilen aynı şart ve kabullerle analizini gerçekleştirmek,
- Analizi, motorun anma akım değeri için moment ve moment dalgalılığını elde etmek,
- Moment dalgalılığı önemli bir iyileşme gösterinceye kadar, yeni stator-rotor kutup şekilleri oluşturarak incelemeye devam etmek.

Yukarıda verilen metot dahilinde stator ve rotor kutup parametreleri değiştirilerek yeni ARM modelleri oluşturulmuştur. Bu modellere ait motorların oluşturduğu moment dalgalılıkları incelenmiştir. Bölüm 4'te incelenen ARM'na Model 1'olarak isimlendirildiği için, yeni kutup şekillerine sahip modeller Model 2'den itibaren isimlendirilmiştir. Bu yolla başlıca 5 yeni stator-rotor kutup şekli elde edilmiştir.

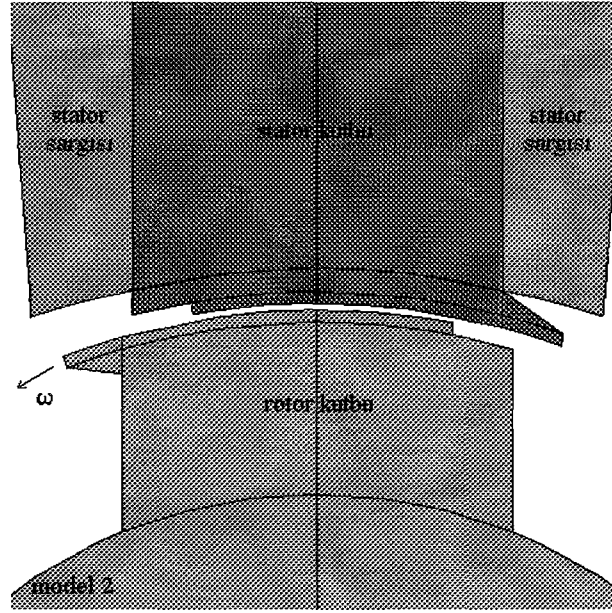
5.3.1 Model 2'ye ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri

İlk olarak, stator ve rotor kutup şekli Tablo 5.2'de verilen kutup geometri parametreleri ile oluşturulmuştur. Kutup başı uzantı ve girintileri belirlenirken, stator kutup açısı α_s 'in yarısının 1/3'ü alınarak, 5° olarak bulunmuştur. Kutuplar arasındaki akının geçişini kolaylaştırmak için kutup başı uzantılarına üçgen şekli verilmiştir. Kutup şekillerine ait tablolarda g hava aralığı parametresi Tablo 4.1'de tanımlanmıştır.

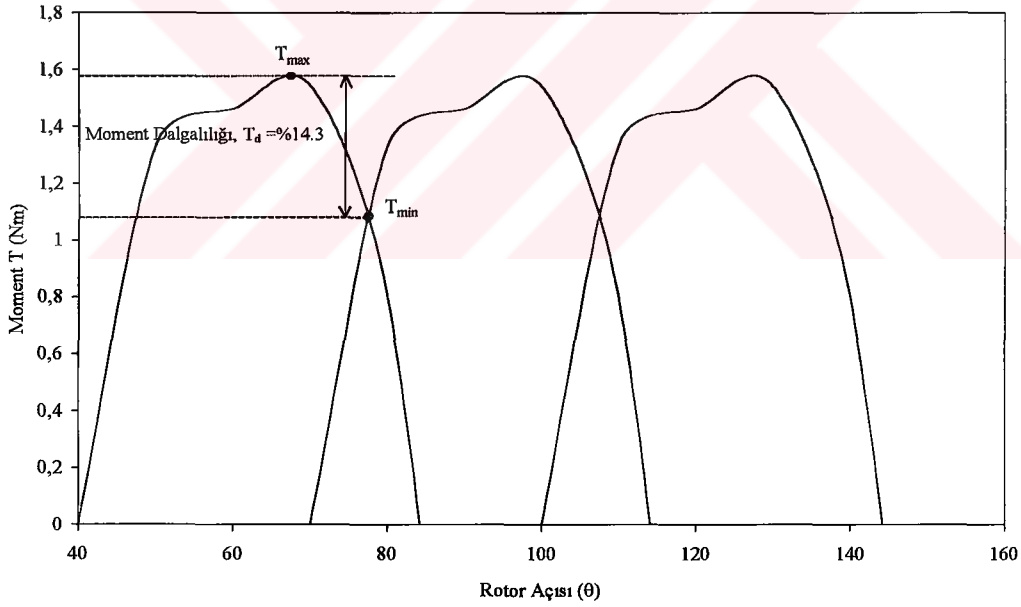
Model 2'nin kutup şekilleri Şekil 5.5'da görülmektedir. Ayrıca Model 2'nin yapılan analizlerinde elde edilen moment eğrisi Şekil 5.6'da verilmiştir.

Tablo 5.2 Model 2 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler

	d_{s1}'	d_{r1}'	d_{s2}'	d_{r2}'	α_s'	α_r'	α_{s1}'	α_{r1}'	α_{s2}'	α_{r2}'	%T _d
Model 2	4g	4g	2g	2g	30°	32°	5°	5°	5°	5°	%14.3



Şekil 5.5 Model 2'ye ait Stator ve Rotor Kutup Şekli



Şekil 5.6 Model 2'ye ait Moment Eğrisi ve Dalgallılık Oranı

Model 1'in aynı şartlardaki moment dalgallılığı %36 iken, Model 2'den elde edilen moment dalgallılığı %14.3'tür. Dalgallılıkta meydana gelen iyileşme oranı %21.7 olup oldukça iyi bir sonuçtur. Ancak elde edilen bu sonuçla yetinmeyip yeni kutup şekilleri arayışlarına devam edilmiştir.

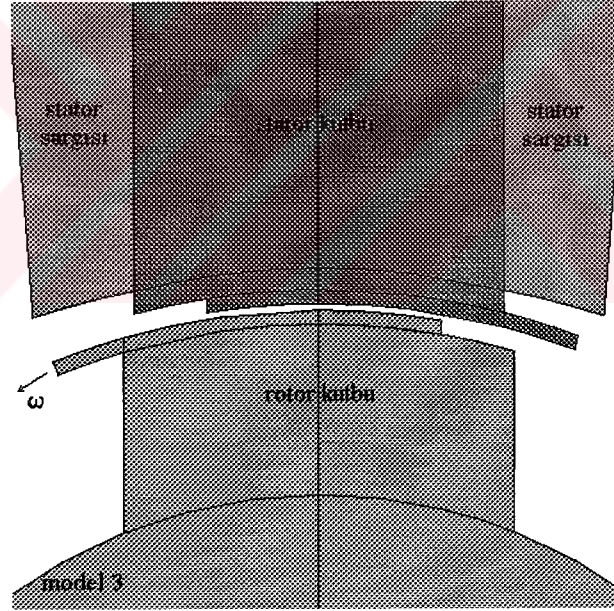
5.3.2 Model 3'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri

Model 3'te kutup başı uzantı ve girintileri 1° artırılarak, 6° yapılmıştır. Böylece kutup başlarındaki kaydırma oranı arttığında bunun sonuçları nasıl etkilediği araştırılmıştır.

Model 3'ü kutup şekillerine ait parametreler Tablo 5.3'te ve kutup şekilleri ise Şekil 5.7'de verilmiştir.

Tablo 5.3 Model 3 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler

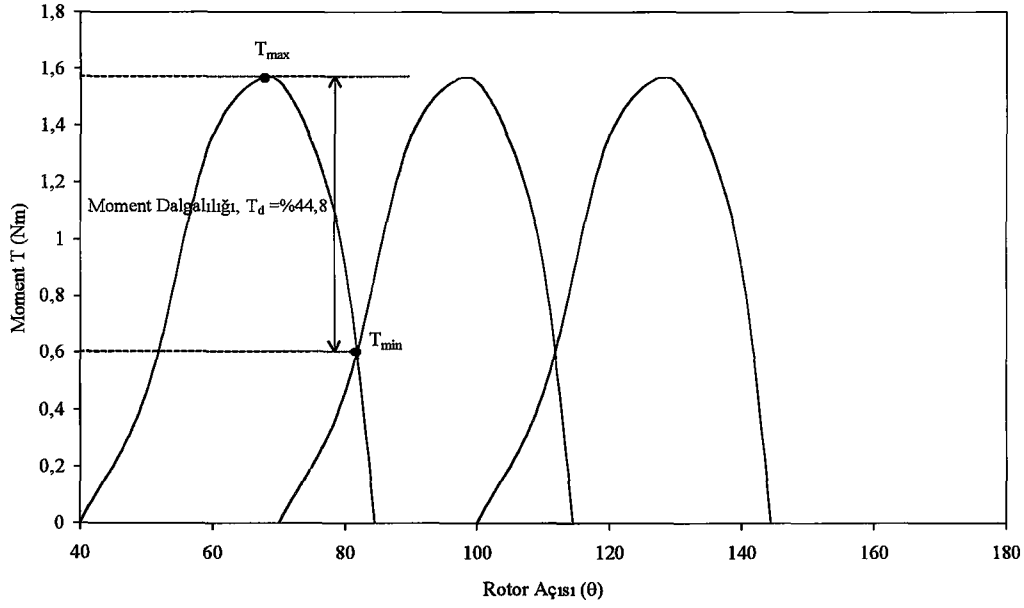
	d_{s1}'	d_{r1}'	d_{s2}'	d_{r2}'	α_s'	α_r'	α_{s1}'	α_{r1}'	α_{s2}'	α_{r2}'	$\%T_d$
Model 3	2g	2g	2g	2g	30°	32°	6°	6°	6°	6°	44.8



Şekil 5.7 Model 3'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekli

Bu modele ait moment eğrisi Şekil 5.8'de görülmektedir. Model 3'ün moment eğrisinden elde edilen dalgalılık oranı %44.8 olarak bulunmuştur. Bu oran oldukça yüksek olup, Model 1'deki moment dalgalılığının da üzerine çıkmıştır.

Ayrıca Model 3'ün moment eğrisi üçgen biçimine yaklaşan bir görünüm vermektedir. Bu ise amaçlanan kare biçimli moment eğrisinden uzaktır.



Şekil 5.8 Model 3'e ait Moment Eğrisi ve Dalgallık Oranı

5.3.3 Model 4'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri

Model 4'te ise kutup başı uzantı ve girintileri Model 3'tekinin aynısı olarak kalmıştır. Ancak kutup başı uzantılarının kalınlığını büyütme suretiyle, hava aralığı mesafesini 4 katına çıkarılmıştır.

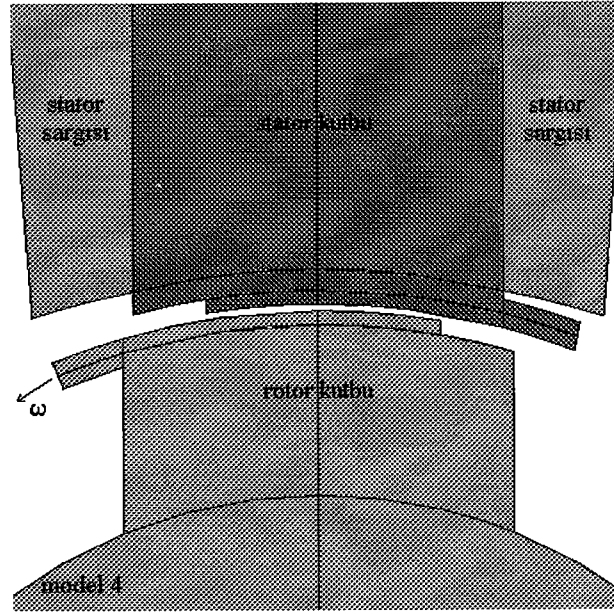
Model 4'ün kutup şekillerine ait parametreler Tablo 5.4'te verilmiştir. Ayrıca kutup şekilleride Şekil 5.9'da görülmektedir.

Tablo 5.4 Model 4 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler

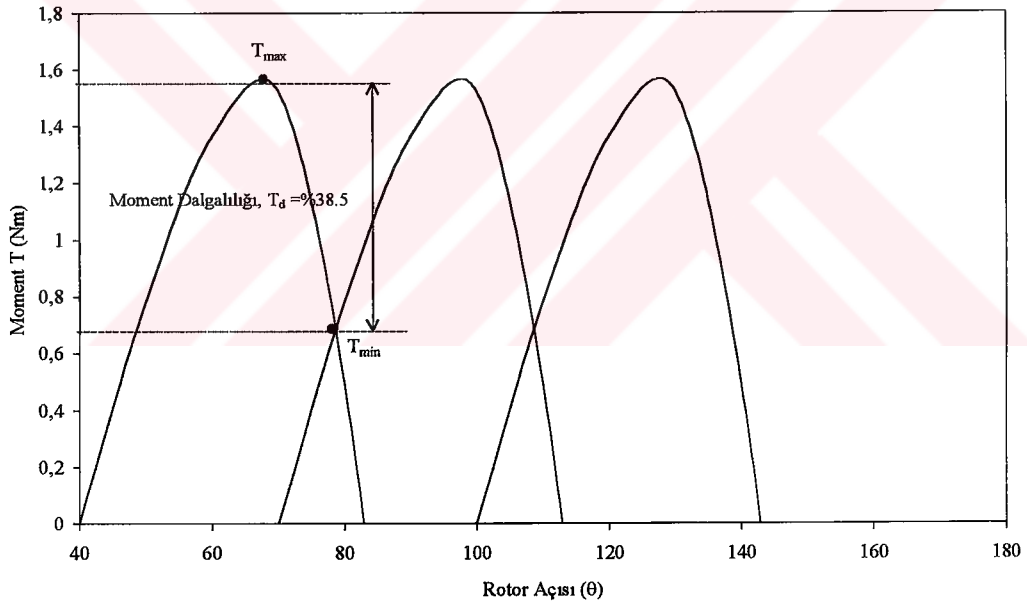
	d_{s1}'	d_{r1}'	d_{s2}'	d_{r2}'	α_s'	α_r'	α_{s1}'	α_{r1}'	α_{s2}'	α_{r2}'	% T_d
Model 4	4g	4g	2g	2g	30°	32°	6°	6°	6°	6°	38.5

Model 4'ün moment eğrisinden elde edilen dalgallık oranı %38.5 olarak bulunmuştur (Şekil 5.10). Ve bu oran Model 3'ün dalgallık oranında bir iyileşme yapmışsa da, Model 1'deki moment dalgallığını seviyesinde kalmıştır.

Öte yandan Model 3'te olduğu gibi moment eğrisi üçgen biçiminde olup, amaçlanan moment eğrisinden uzaktır.



Şekil 5.9 Model 4'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekli



Şekil 5.10 Model 4'e ait Moment Eğrisi ve Dalgalılık Oranı

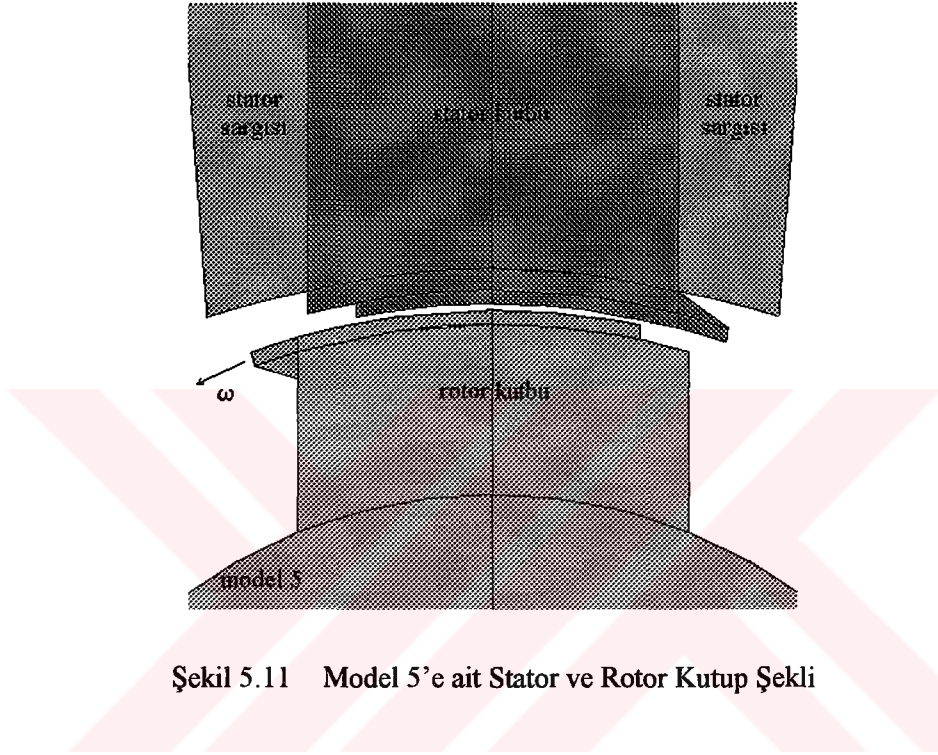
5.3.4 Model 5'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri

Model 5'te kutup başı uzantı ve girintileri azaltılarak, 4° yapılmıştır. Böylece kutup başlarındaki kaydırma oranı azaldığında sonuçların nasıl değiştiği araştırılmıştır.

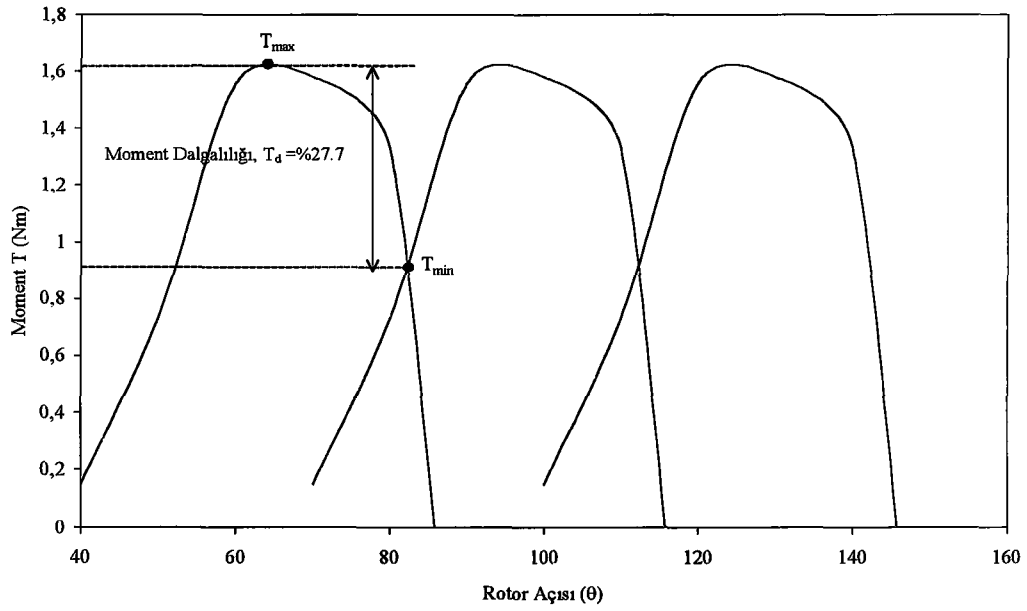
Model 5'in kutup şekillerine ait parametreler Tablo 5.5'te ve kutup şekilleri ise Şekil 5.11'de verilmiştir.

Tablo 5.5 Model 5 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler

	d_{s1}'	d_{r1}'	d_{s2}'	d_{r2}'	α_s'	α_r'	α_{s1}'	α_{r1}'	α_{s2}'	α_{r2}'	%T _d
Model 5	4g	4g	2g	2g	30°	32°	4°	4°	4°	4°	27.7



Şekil 5.11 Model 5'e ait Stator ve Rotor Kutup Şekli



Şekil 5.12 Model 5'e ait Moment Eğrisi ve Dalgallık Oranı

Model 5'ten elde edilen moment dalgalılık oranı %27.7 olarak bulunmuştur (Şekil 5.10). Bu oran Model 1'in %36'lık oranından iyi olmasına rağmen henüz Model 2'de ulaşılan dalgalılık seviyesine inilememiştir. Ancak bu modelde ki önemli husus şudur, rotor kutbu stator kutbu ile karşılıklı konumuna gelirken 80° civarında moment hala yüksek olan değerini korumaktadır. Daha sonra hızla alçalarak sıfıra inmektedir.

Buradan hareketle kutup başı girintileri parametresi 4° olarak seçilirse moment geç olarak sıfıra inecektir.

5.3.5 Model 6'ya ait Stator ve Rotor Kutup Şekilleri

Model 2'de kutuplar birbirine yaklaşırken moment aniden yükselmekte olduğundan, kutup başı uzantısı Model 2'deki gibi 5° alınmıştır. Model 5'te kutuplar karşılıklı konumuna gelmek üzere iken moment hala yüksek olan değerini korumakta olduğundan, kutup başı girintisi Model 5'deki gibi 4° alınmıştır.

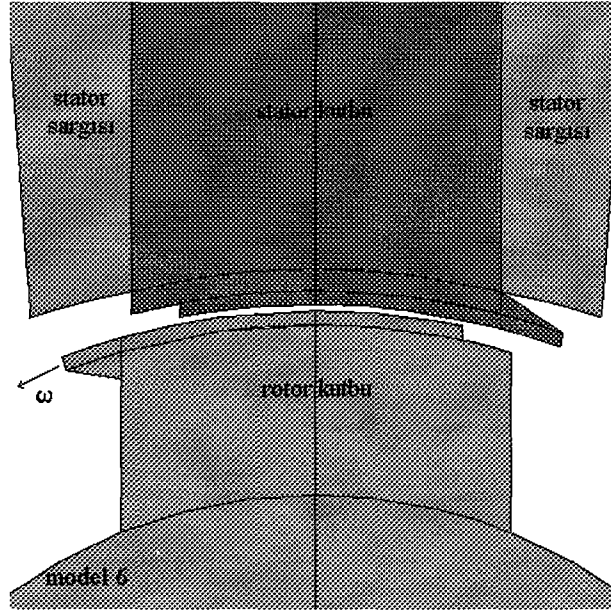
Yukarıdaki açıklamalar ışığında Model 6'nın kutup şekillerine ait parametreler Tablo 5.6'da ve kutup şekilleri ise Şekil 5.13'teki gibi verilmiştir.

Model 6'dan elde edilen dalgalılık oranı %11.9 olarak bulunmuştur (Şekil 5.14). Bu dalgalılık oranı şimdiye kadar bulunan en iyi orandır. Model 2'deki dalgalılık %14.3 iken, Model 6'da %2.4'lük iyileşme daha gerçekleşmiştir. Model 1 ile kıyaslandığında ise dalgalılıktaki iyileşme oranı %24.1'i bulmaktadır.

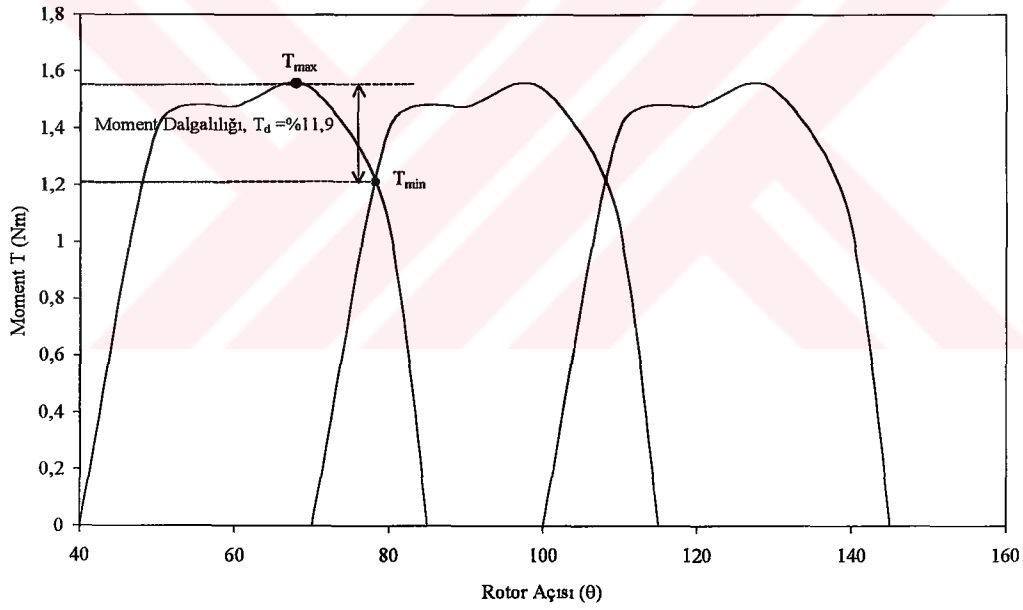
Elde edilen yeni stator ve rotor kutup şekli ile gerçekleştirilen moment dalgalılığındaki bu iyileşme gerçekten tatmin edici bir oran olma özelliğindedir. Ayrıca Şekil 5.14'te görülen moment eğrisi kare biçimine daha yakın bir görüntü oluşturmaktadır. Dolayısıyla Model 6 sahip olduğu stator ve rotor şekli ile moment dalgalılığını iyileştirmek amacıyla önerilen model olma özelliğini kazanmıştır.

Tablo 5.6 Model 6 Kutup Şekillerine İlişkin Parametreler

	d_{s1}'	d_{r1}'	d_{s2}'	d_{r2}'	α_s'	α_r'	α_{s1}'	α_{r1}'	α_{s2}'	α_{r2}'	%T _d
Model 6	4g	4g	2g	2g	31°	33°	5°	4°	5°	4°	11.9



Şekil 5.13 Model 6'ya ait Stator ve Rotor Kutup Şekli



Şekil 5.14 Model 6'ya ait Moment Eğrisi ve Dalgallık Oranı

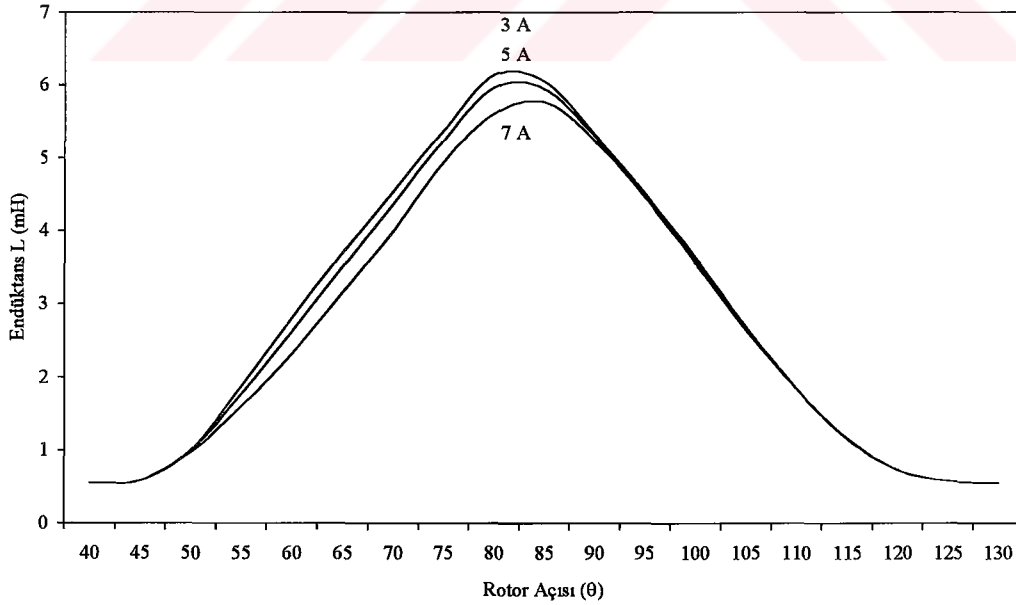
Moment dalgallığını azaltmak amacıyla denenen 5 adet yeni modelde, “Model 6” dalgallık açısından oldukça iyi bir sonuç vermiştir. “Model 6” da moment dalgallığındaki azalma %24’ler seviyesinde olmuştur. Bu oran dalgallık açısından önemli bir iyileştirme gerçekleştirmektedir. Böylece ARM’nun moment dalgallığının azaltılması için önemli bir katkı gerçekleştirilmiş olmaktadır.

Böylece 5 adet yeni stator-rotor şekline sahip ARM modelinden “Model 6” isimli motor modeli moment dalgalılığını en iyi şekilde iyileştirdiği için “önerilen yeni model” olmuştur. Söz konusu önerilen bu yeni modelin (Model 6) doymalı ve doymasız çalışma bölgelerindeki davranışlarını ayrıntılı şekilde incelenmiştir. Bu inceleme sonunda yeni stator-rotor şekline sahip Model 6 ile Model 1 arasındaki performans ve moment açısından farklarda böylece ortaya konmuştur.

Bu amaçla önerilen Model 6 isimli ARM yine bir önceki bölümde olduğu gibi iki farklı durum için incelenmiştir. Bu inceleme sırasında geçerli olan şart ve kabuller Bölüm 4’te söz konusu edilen şart ve kabullerin aynısı olup, aynı şartlar altında her iki model incelemeye tabi tutulmuş bulunmaktadır.

5.4 Model 6’nın Doymasız Durumdaki Çalışma Karakteristikleri

ARM’nun doğrusal bölgede çalışması durumunda Şekil 4.3’teki mıknatıslanma eğrisinin doğrusal kısmının kullanılması anlamı taşıyacağı için, motor anma çalışmada çektiği akımın altındaki değerlerde akım çekmektedir. Rotorun her 5° konumu için motor sargısı sabit bir akımla uyarılmıştır. Öncelikle motorun rotor konumuna göre endüktans değişimi elde edilerek Şekil 5.15’te verilmiştir.



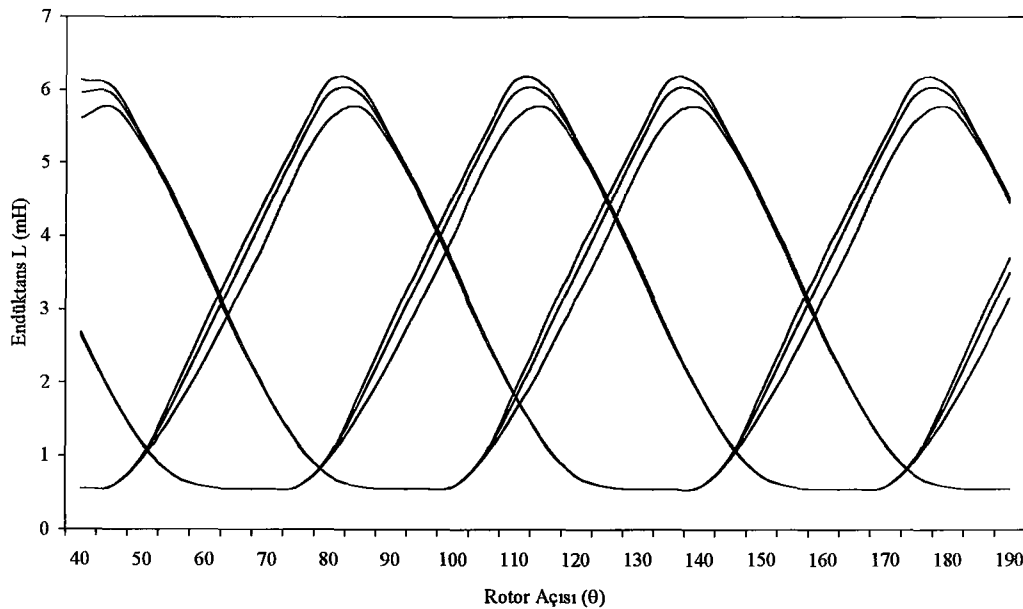
Şekil 5.15 Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$

Motorun orijinal halinin aksine endüktans değişimindeki simetrik durumun burada ortadan kalktığı açıkça görülmektedir. Şekil 4.8’de endüktans eğrisi 55° ’den sonra yükselişe geçerken, Şekil 5.15’teki endüktans eğrisi 45° ’de yükselmeye başlamaktadır. Ortaya çıkan bir diğer farklılık ise endüktans değişiminin rotor konumuna göre azaldığı bölgede eğrilerin hemen hemen çakışık olmasıdır.

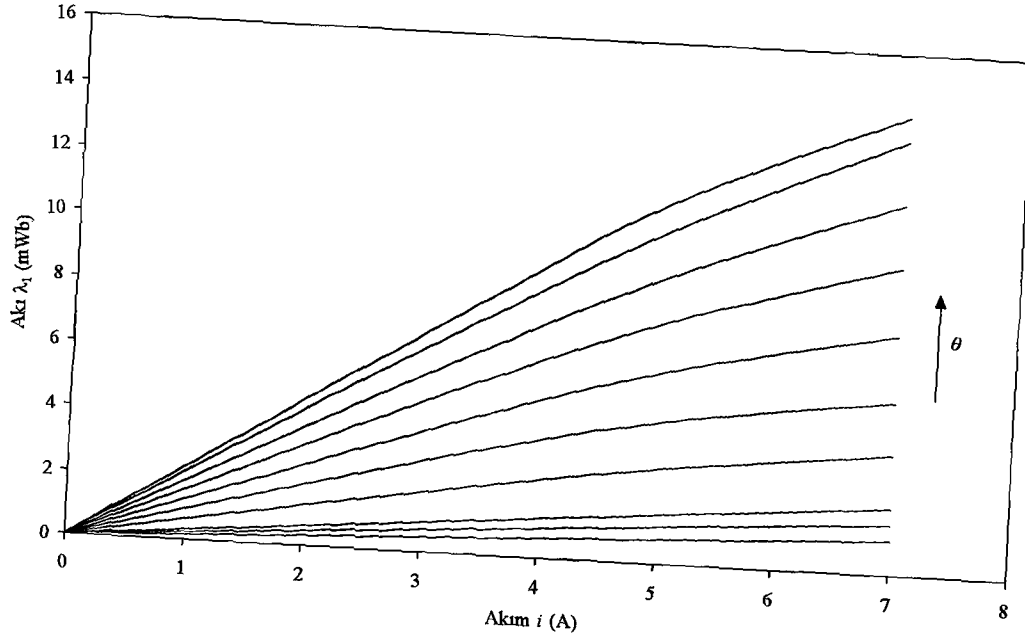
Bu değişikliklerin sebebi stator-rotor kutup şekillerinde meydana gelen değişikliklerin simetrik olmamasıdır. Ancak bu durum performans değerlerinde olumsuz değil tam aksine olumlu bir etkide bulunmaktadır. Motor momentindeki faz geçişleri sırasında meydana gelen ani düşüşler oluşmadan dalgalanmanın azalmasını sağlamaktadır.

$L=f(\theta)$ eğrisinden görüleceği gibi rotor ve stator kutuplarının ortalanmış (unaligned) konumunda endüktans en küçük $L_u=0.55$ mH değerini alırken, karşılıklı olduğu (aligned) konumunda ise endüktans en büyük $L_a=6.2$ mH değerini almaktadır.

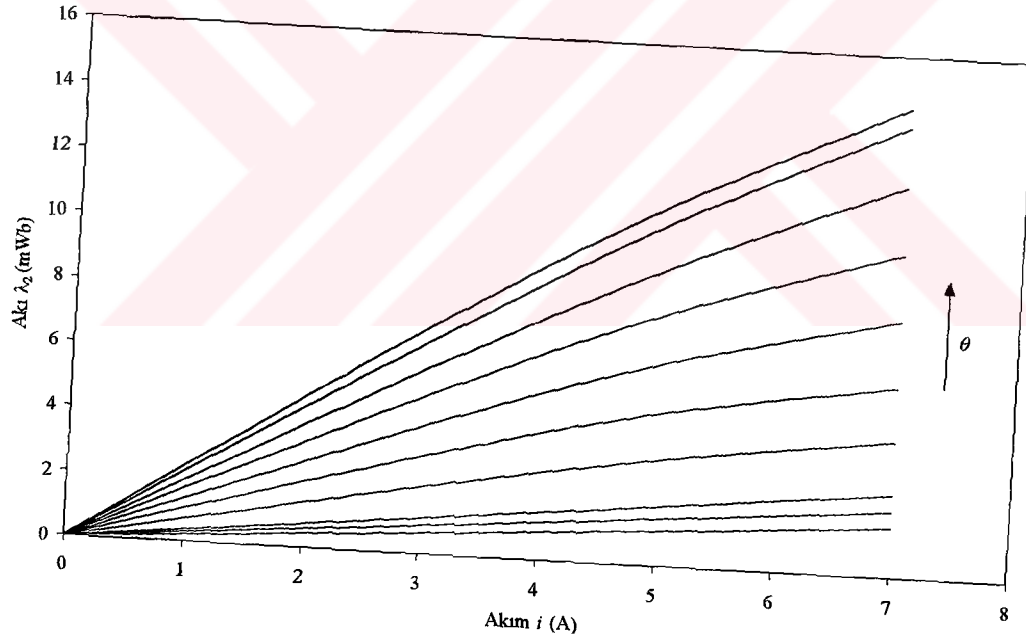
Önemli bulunan diğer bir hususta, Model 1’in lineer çalışma bölgesindeki endüktans eğrisinin (Şekil 4.8) akım değişiminden hemen hemen hiç etkilenmemesine karşın burada endüktansın artma eğiliminde bulunduğu bölgede endüktans eğrisi akımla azda olsa değişmektedir. Endüktans değişiminin 3 fazlı olarak gösterimi ise Şekil 5.16’da verilmiştir.



Şekil 5.16 3-Fazlı Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta)$



Şekil 5.17 Kutup Başından Geçen Akının Akıma Göre Karakteristiği, $\lambda_1 = f(i)$

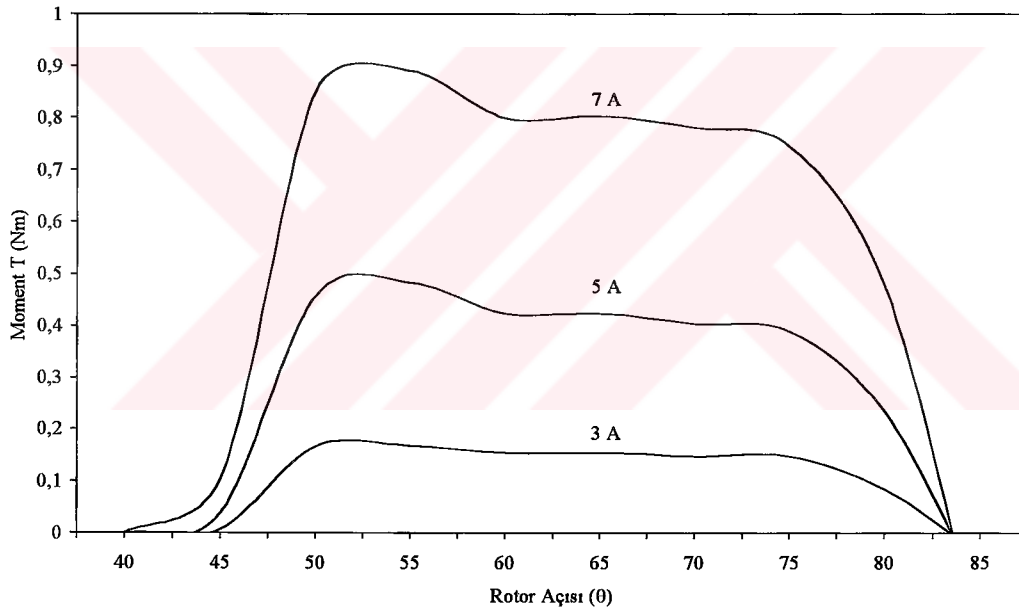


Şekil 5.18 Kutup Dibinden Geçen Akının Akıma Göre Karakteristiği, $\lambda_2 = f(i)$

Diğer taraftan motorda oluşan akıların değişimini gösteren eğriler Şekil 5.17 ve Şekil 5.18'de verilmiştir. Burada λ_1 , stator kutup başından geçen akı ve λ_2 , stator kutup dibinden geçen akıdır. Bu iki eğri incelenecek olursa, λ_1 stator kutup başı akısının, λ_2 stator kutup dibi akısından çok az miktarda küçük olduğu anlaşılır. ARM'da

stator kutbundan rotor kutbuna geçen akıda, kaçak akılardan dolayı bir miktar azalmaya uğrar. Bu kaçak akılardan kaynaklanan bir durumdur.

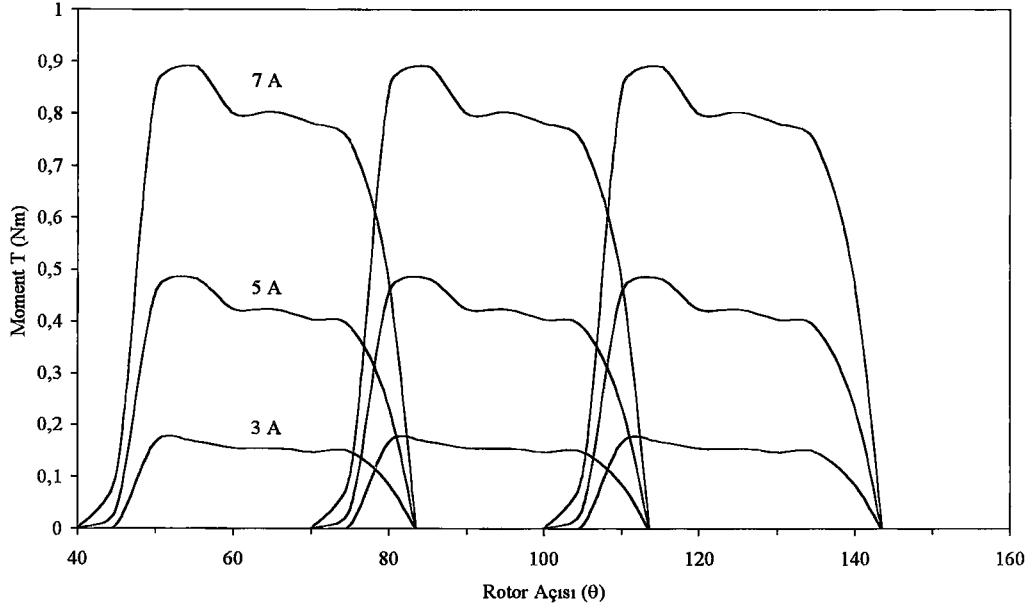
Bu çalışmaya esas teşkil eden ARM'na ait moment karakteristikleri de elde edilmiştir. Şekil 5.19'da farklı akım değerleri için moment eğrileri verilmiştir. Buradan görüleceği üzere elde edilen bu yeni moment eğrileri Şekil 4.12'de verilen moment eğrilerine oldukça benzer gözükmemektedir. Halbuki biraz dikkatli bakıldığında takdirde her iki eğrinin birbirinden oldukça farklı olduğu anlaşılır. Şekil 4.12'de moment eğrileri 55°'den itibaren yükselmeye başlamakta ve 85°'den sonrada düşmeye başlamaktadır. Halbuki Şekil 5.18'deki moment eğrisi yükselişe 45°'de başlarken 80°'de düşüşe geçmektedir. Bu durumda momentin erken olarak yükselmesi ve geç azalması hedefi gerçekleştirilmiş olmaktadır.



Şekil 5.19 Model 6'nın Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T = f(\theta)$

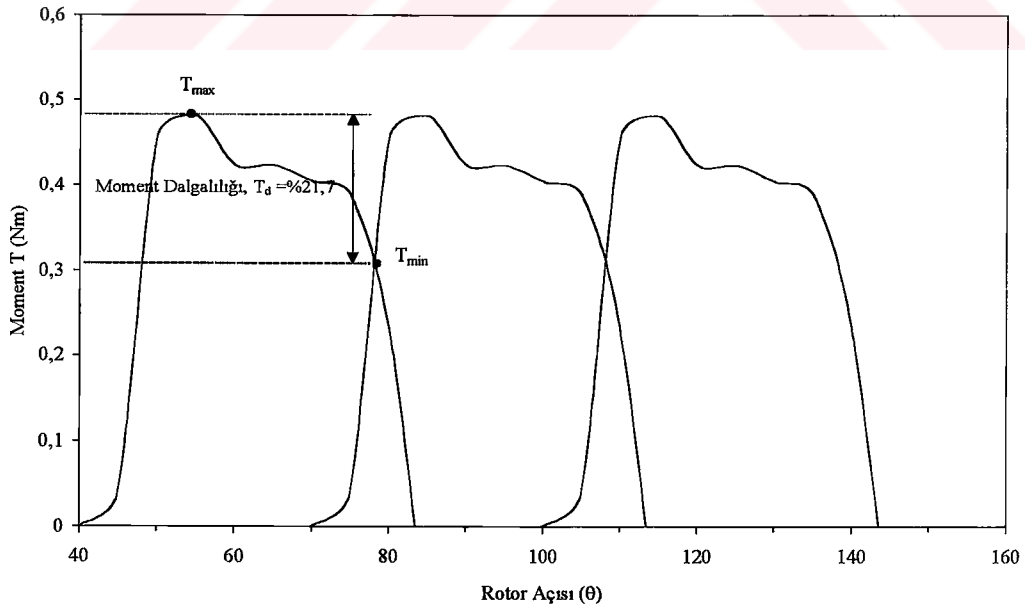
Fazlar arası geçişte momentte düşmeler meydana geldiği ve dalgalanmanın bundan dolayı oluştuğu daha önce ifade edilmişti. Bu açıdan ARM'unda meydana gelen moment eğrilerinin 3-fazlı olarak ifadesi moment dalgalılığını tespit için oldukça önemlidir.

Bu sebeple Şekil 5.20'de 3-fazlı moment eğrileri, ARM'da doymanın göz önüne alınmadığı durum için verilmiştir.



Şekil 5.20 Model 6'nın 3-Faz Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T = f(\theta)$

Eğer Şekil 5.20'de verilen eğriler her akım değeri için ayrı ayrı ele alınacak olursa her akım değerine karşılık gelen moment dalgalılığını elde etmek mümkün olacaktır. Burada doymasız çalışma bölgesi için bütün akım değerlerindeki moment dalgalılığı tespit edilmiştir.



Şekil 5.21 5 A için Elde Edilmiş Moment Eğrisi ve Dalgalılığı

5 A değerinde elde edilen moment eğrisi Şekil 5.21’de gösterilmiştir. Şekilde faz geçişi sırasında meydana gelen moment dalgalılığı gösterilmiştir. Moment dalgalılığını elde etmek için herhangi bir faz moment eğrisinin almış olduğu en büyük değer (T_{max}) ile moment eğrilerinin bir fazdan diğer faza geçerken kesiştiği değeri (T_{min}) alınmaktadır. Bu değerler Şekil 5.21’den elde edilerek denklem (4.1) ile momentteki dalgalılık bulunmaktadır.

Şekilde verilen moment eğrisinin dalgalılık oranı %21.7’dir. Bölüm 4’te ARM’nun Model 1 için elde edilen moment dalgalılık değerinin %38 olduğu bilindiğine göre moment dalgalılığındaki iyileşmenin %16.3 olduğu görülmüştür. Söz konusu bu iyileşmenin ARM’nun çalışmasına oldukça önemli bir katkı sağlayacağı ve moment dalgalanmasından kaynaklanan akustik gürültünün azalacağını söylemek mümkün olmaktadır.

Ayrıca diğer akım değerlerine karşılık gelen moment dalgalanmaları da, 3 A için T_d =%18.3, 5 A için T_d =%21.7 ve 7 A için T_d =%18.7 olarak bulunur.

Tablo 5.7 Doymasız Durumdaki Model 6’nın Moment Dalgalanmasında Yaptığı İyileşme Oranları

	Model 1’deki Dalgalılık	Model 6’daki Dalgalılık	Gerçekleşen İyileşme Oranı
3 A	%38.5	%18.3	%20.2
5 A	%38	%21.7	%16.3
7 A	%33.6	%18.7	%14.9

Tablo 5.7’den görüldüğü gibi Model 1’in momentteki dalgalılık oranları %33.6 ile %38.5 arasında değişirken, Model 6’nın momentteki dalgalılık oranları ise %18.3 ile %21.7 arasında elde edilmiştir.

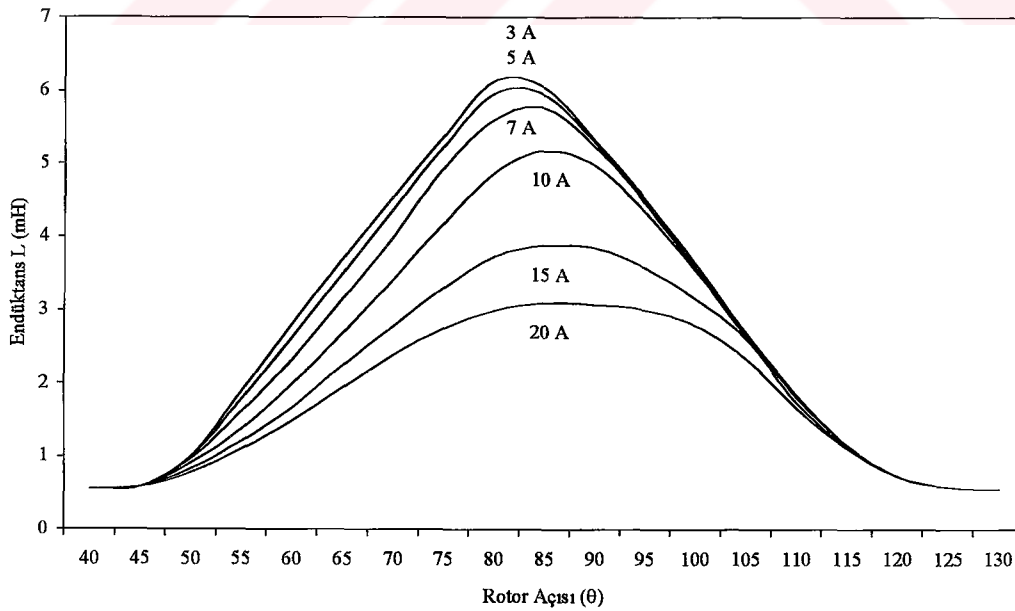
Doğrusal çalışma bölgesinde bu iki model arasında moment dalgalılığı açısından oldukça yüksek değerlerde farklılık görülmektedir. Önerilen Model 6 ile moment dalgalılık oranlarında %14.9 ile %20.2 arasında bir iyileşme gerçekleştirilmiştir.

5.5 Model 6'nın Doymalı Durumdaki Çalışma Karakteristikleri

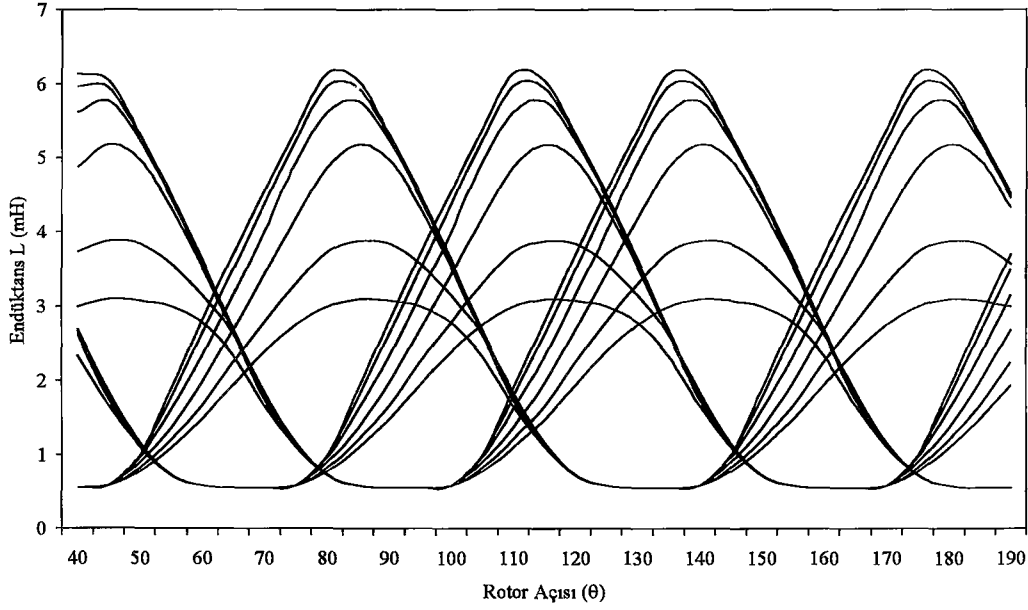
Şimdiye kadar olan incelemeler, ARM'nun doğrusal çalışma bölgesinde yapılmıştır. Gerçekte motorun doymalı bölgesinde ki davranışları daha büyük önem gösterir. Şekil 4.3'te verilen mıknatıslanma eğrisini doğrusal olmayan bölgesinde çalışmanın gerçekleşeceği düşüncesiyle, ARM anma akımının üzerinde akımlar çektiği kabul edilmektedir. Bu sebeple anma akımının iki katına kadar olan değerlere kadar motor ortalanmış konumdan karşılıklı konuma kadar 5° döndürülerek her seferinde sabit akım uygulanmıştır.

Motora ait doyma bölgesindeki çalışmada endüktansın rotor konumuna göre olan değişimi Şekil 5.22'de verilmiştir. Burada da endüktans değişimindeki simetrik durumun ortadan kalktığı görülmektedir. Bu durum önerilen modeldeki stator ve rotor kutup şekillerinin Model 1'deki gibi simetrik özellik göstermemesidir.

Önerilen Model 6'dan elde edilen endüktans eğrisi, Model 1'in endüktans eğrisine göre 10° daha erken yükselişe geçmektedir. Önemli bir diğer noktada endüktans değişiminin rotor konumuna göre yükseldiği bölgede eğrinin, motorun çektiği akıma bağlı olarak değişmekte iken, endüktans eğrisinin azaldığı bölgede ancak yüksek akım değerlerinde kendisini hissettirebilmektedir.



Şekil 5.22 Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta,i)$



Şekil 5.23 3-Faz Endüktans-Rotor Açısı Karakteristiği, $L=f(\theta, i)$

Ancak endüktans eğrisinin yükselen bölgesinde akımın etkisi daha kuvvetli ve eğrinin azalan bölgesinde akımın etkisi daha az olup eğriler burada neredeyse çakışıktır. ARM'na ait $L=f(\theta, i)$ eğrisinden görüleceği gibi rotor ve stator kutuplarının karşılıklı olmadığı ortalanmış (unaligned) konumunda endüktans en küçük $L_u=0.55$ mH değerini alırken, karşılıklı olduğu (aligned) konumunda ise durumda ise farklı akım değerleri için endüktansın en büyük $L_a=3.1-6.2$ mH değerleri arasında değişmektedir. Ayrıca endüktansın 3-fazlı olarak gösterilişi Şekil 5.23'te verilmiştir.

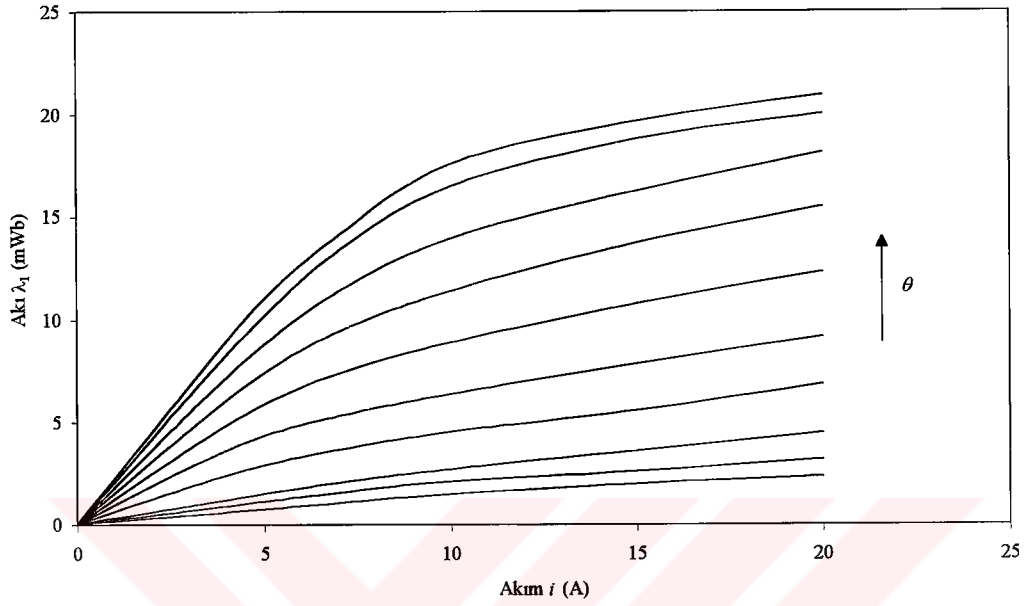
ARM'da oluşan akılar yine stator kutup dibi akısı (λ_2) ve stator kutup başı akısı (λ_1) olarak verilmiştir. Akıların motor akımına göre nasıl değiştiklerini gösteren eğriler Şekil 5.24 ve Şekil 5.25'te verilmiştir.

Motorun doğrusal çalışma şartlarının geçersiz kaldığı doyma bölgesinde, akı eğrileride doymalı bir özelliğe sahiptir. Bu bölgede akımın anma değerinin üstüne çıkmasıyla meydana gelen akıda çok büyük bir değişiklik olmamaktadır. 10 A akım değerinde Model 6'da akı yolu boyunca oluşan akı çizgileri farklı rotor konumları için ayrıntılı olarak Ek-B'de verilmiştir.

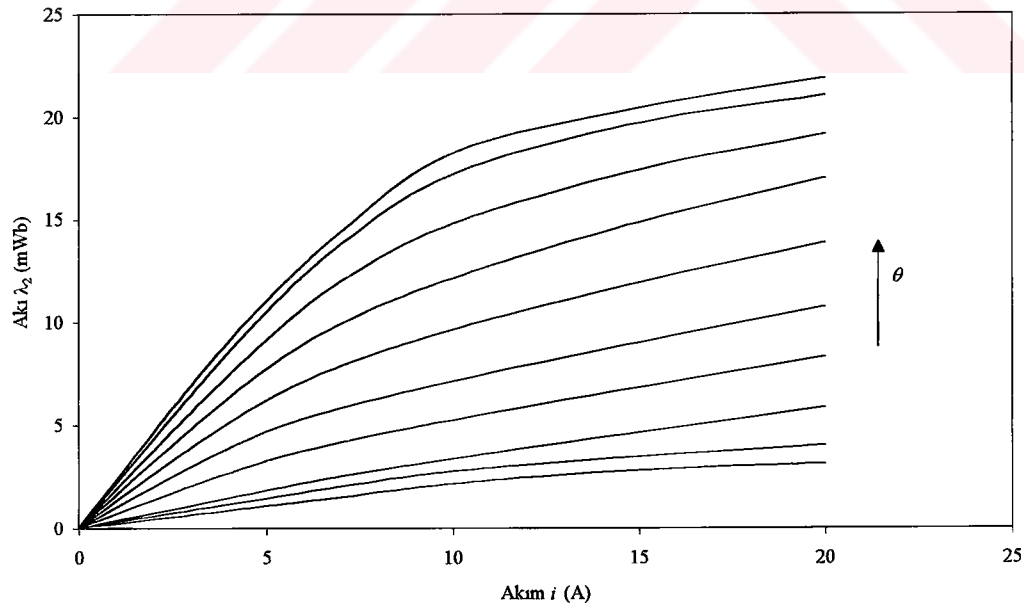
Ayrıca stator ve rotor kutuplarının birbirine yaklaştığı andan itibaren akı değeri yükselmeye başlamakta, kutuplar karşılıklı konuma gelecek şekilde birbirine

yaklaştışça akıdaki bu yükselme devam etmektedir. Yani akı değişimi rotor konumuna bağlı olarak değişmektedir.

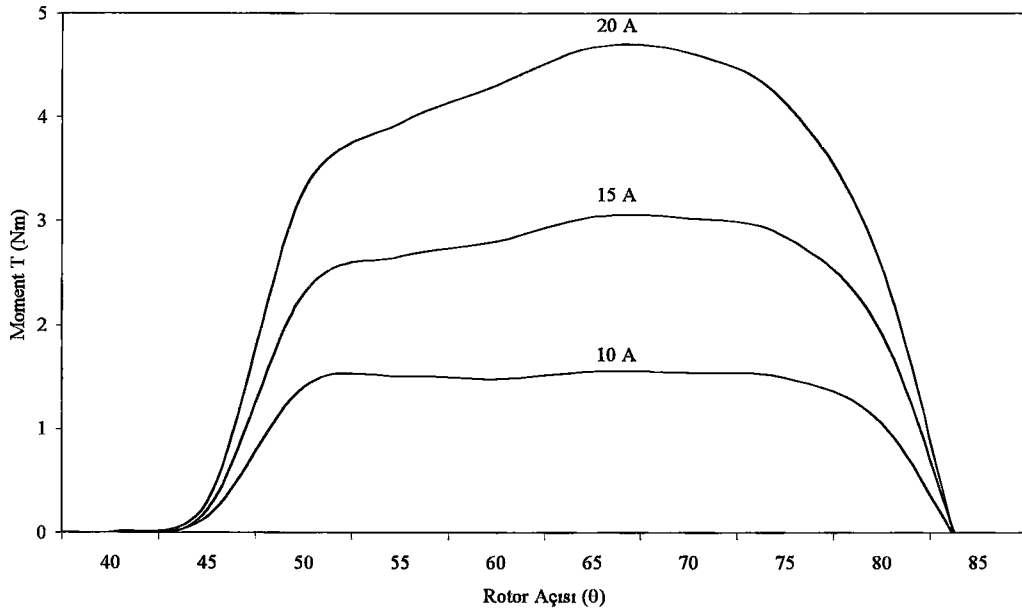
Bölüm 4'te elde edilen Model 1'in akı değişim eğrileri ile Model 6'da elde edilen akı eğrileri arasında yine büyük bir değişiklik bulunmamaktadır.



şekil 5.24 Stator Kutup Başı Akı Karakteristiği, $\lambda_1 = f(i)$



şekil 5.25 Stator Kutup Dibi Akı Karakteristiği, $\lambda_2 = f(i)$



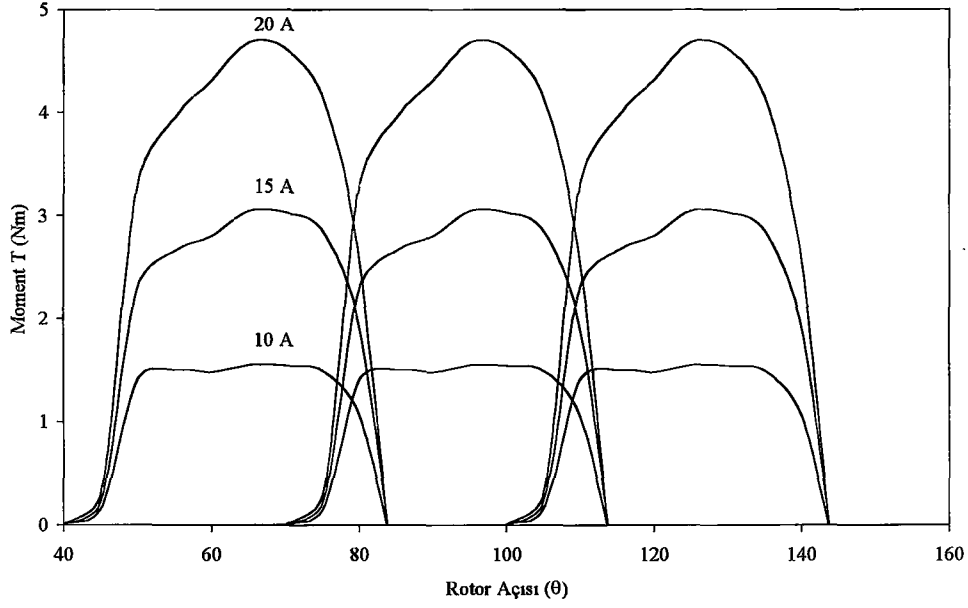
Şekil 5.26 Model 6'nın Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T=f(\theta)$

ARM'nun doymalı bölgesindeki moment karakteristiğine ait eğri Şekil 5.26'da verilmiştir. Motorun doğrusal çalışma bölgesindeki akım değerleri için bulunmuş olan eğrilere benzer olarak moment eğrileri 45°'den itibaren yükselişe geçmekte, 80°'den sonrada düşmektedir. Halbuki Model 1'de elde edilen moment eğrilerinde durum oldukça farklıdır. Şekil 4.19'da verilen moment eğrileri 55°'den itibaren yükselmeye başlamakta ve 85°'den sonrada ise düşmektedir.

Model 6 için elde edilen moment eğrilerinde, özellikle akımın büyük olduğu durumlarda moment değeri 65° ve 75° arasında en büyük değerini almaktadır. Diğer taraftan Model 1 için elde edilen moment eğrilerinde moment değeri 60° ve 65° arasında en büyük değerini almaktadır.

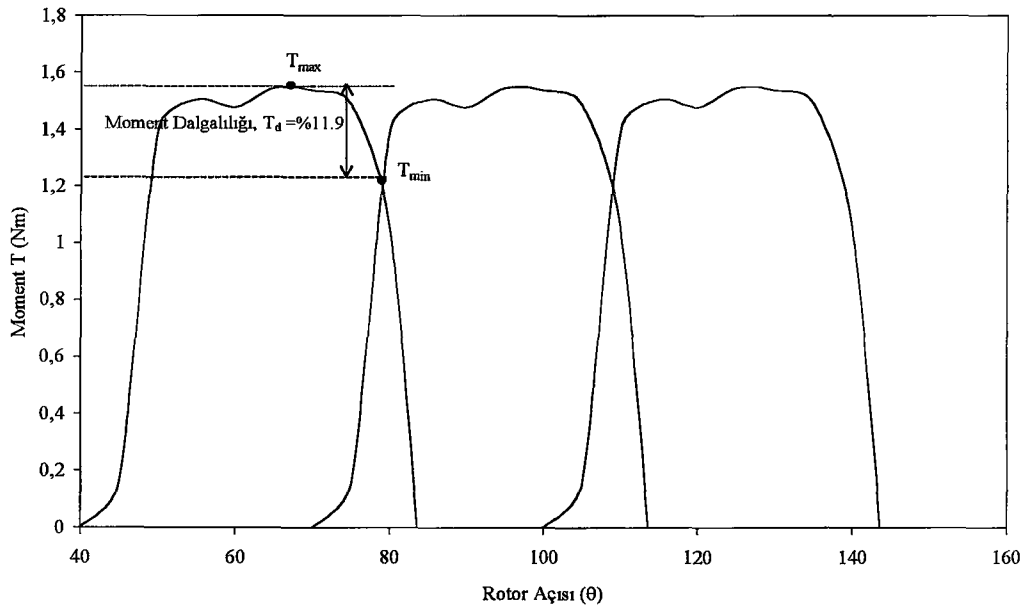
Önemli bir diğer noktada, elde edilen yeni moment eğrilerinin genliklerinin Model 1'in genliğinden düşük olmasıdır.

ARM'nun doyma bölgesinde ki moment dalgalılığını elde etmek için motorun 3-fazına ait moment eğrilerini incelemek gerekmektedir. ARM'nun 3-fazlı uyarılma durumundaki moment karakteristiği Şekil 5.27'de verilmiştir.



Şekil 5.27 3-Faz Moment-Rotor Açısı Karakteristiği, $T=f(\theta)$

Bu şekilde anma akım ve üzerindeki akım değerleri için moment eğrileri 3-fazlı olarak gösterilmiştir. Faz geçişleri sırasında meydana gelen momentteki düşüşlerin azaldığı eğrilerden kolaylıkla görülebilmektedir. Buda momentteki dalgalılığın azalmakta olduğunu göstermektedir. Moment dalgalılığını ayrıntı olarak ortaya koymak üzere Şekil 5.28’de 10 A için elde edilen moment eğrisi verilmiştir.



Şekil 5.28 10 A için Elde Edilmiş Moment Eğrisi ve Dalgalılığı

Anma akım değerinde motorda meydana gelen moment dalgalanması denklem (4.1)'den %11.9 olarak bulunmuştur. Model 1'de moment dalgalılığının söz konusu çalışma akımı için %36 olduğu hatırlanırsa, Model 6 ile birlikte moment dalgalılığında %24.1 oranında bir iyileşme gerçekleştirilmiştir. Ulaşılan %24.1'lik bir iyileştirme oranı, moment dalgalılığını azaltmak üzere önerilen modelin amacına uygun olarak gerçekleştiğinin açık bir ifadesidir. Ayrıca diğer akım değerleri için moment dalgalılıkları da 15 A'de $T_d = \%18.4$ ve 20 A'de $T_d = \%22.9$ olarak bulunmuştur.

Tablo 5.8 Doymalı Durumdaki Model 6'nın Moment Dalgalanmasında Yaptığı İyileşme Oranları

	Model 1'deki Dalgalık	Model 6'daki Dalgalık	Gerçekleşen İyileşme Oranı
10 A	%36	%11.9	%24.1
15 A	%41	%18.4	%22.5
20 A	%44.2	%22.9	%21.4

Tablo 5.8'den görüldüğü gibi Model 1'in moment eğrisindeki dalgalık oranları %36 ile %44.2 arasında değişirken, Model 6'nın momentteki dalgalık oranları ise %18.4 ile %22.9 arasında elde edilmiştir.

Doğrusal olmayan doymalı çalışma bölgesinde Model 6 ile Model 1 arasında moment dalgalılık farkı doğrusal çalışma bölgesindeki farktan daha da büyük bir değerde bulunmuştur. Bu bölgede önerilen Model 6 ile moment dalgalılık oranlarında %21.4 ile %24.1 arasında bir iyileşme gerçekleştirilmiştir.

Genel olarak moment dalgalanmasındaki iyileşmelerin tatmin edici düzeyde olduğu ve moment dalgalılığını azaltmak üzere önerilen modelin amacına uygun olarak, motorda oluşacak gürültüyü azalttığı söylenebilir.

5.6 Sonuç

Anahtarlamalı Relüktans Motorunun moment dalgalılığını azaltmak amacıyla motorun stator ve rotor kutupları üzerinde yeni geometrik parametreler tanımlanmıştır. Bu parametreleri oluşturulurken motorun endüktans eğrisinin

değiştirilerek moment davranışı üzerinde değişiklik yapmak düşüncesinden hareket edilmiştir. Tanımlanan yeni kutup geometri parametreleri (Tablo 5.1) değiştirilerek yeni stator ve rotor kutup şekilleri oluşturulmuştur. Yeni stator-rotor kutup şekillerine sahip 5 ayrı model, aynı çalışma koşullarında bulunduğu kabulüyle moment dalgalılıkları ana hatlarıyla tespit edilmiştir. Bu modeller içerisinde Model 6 en düşük dalgalılık oranı ile moment dalgalılığını azaltmak üzere önerilen model olma özelliğine sahip olduğu saptanmıştır.

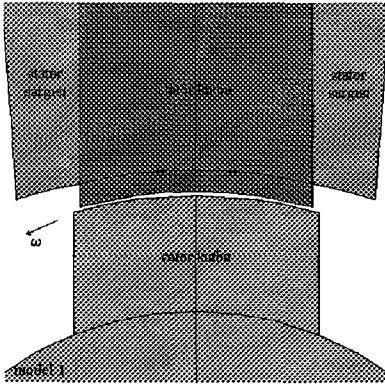
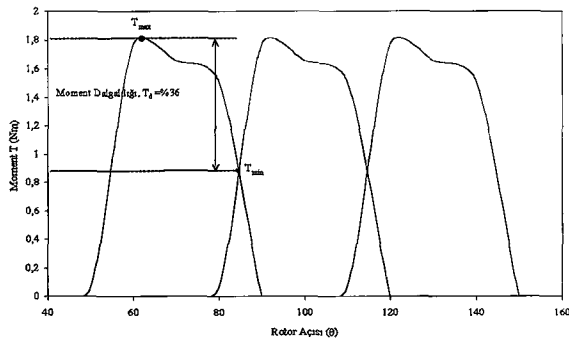
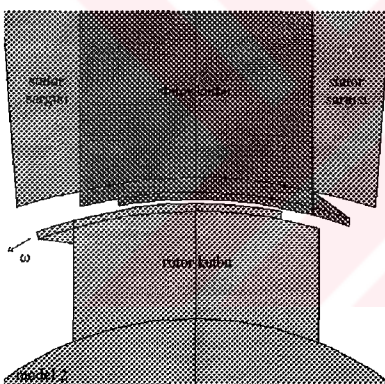
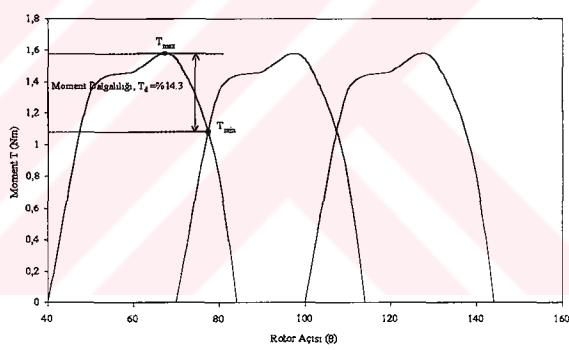
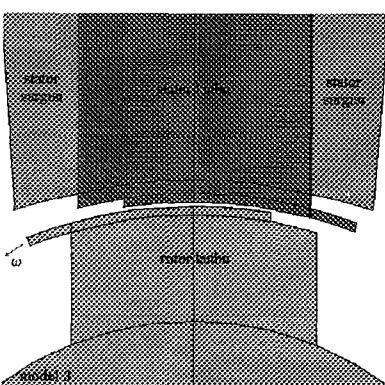
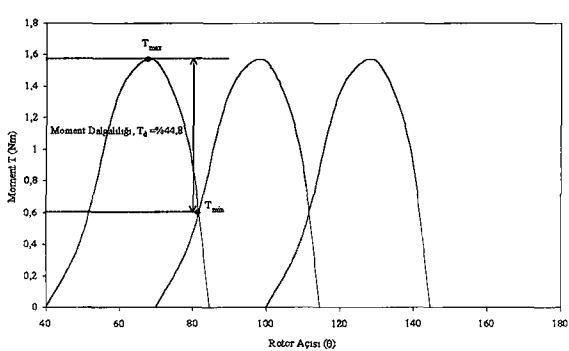
Model 6'nın hem doymasız hem de doymalı çalışma bölgesinde analizleri gerçekleştirilerek meydana gelen moment dalgalanması hesaplanmıştır.

Doğrusal çalışma bölgesinde önerilen Model 6'nın moment dalgalılığında yaptığı iyileştirme oranları %14.9 ile %20.2 arasında iken, doğrusal olmayan doymalı çalışma bölgesinde önerilen Model 6'nın moment dalgalılığında yaptığı iyileştirme oranları ise %21.4 ile %24.1 arasında değişmektedir. Özellikle motorun nominal çalışma durumunda moment dalgalılığında ki iyileşme oranı %24.1 olarak en yüksek değerde gerçekleşmiştir.

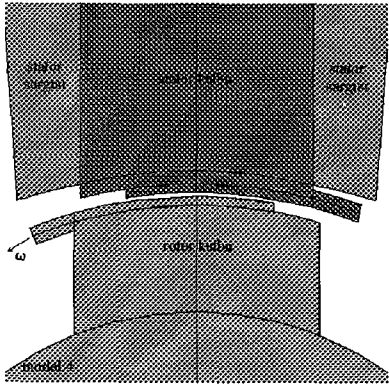
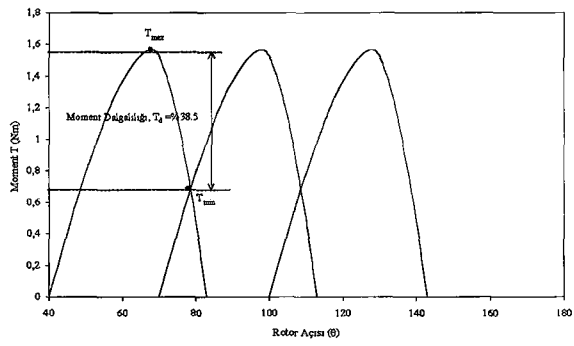
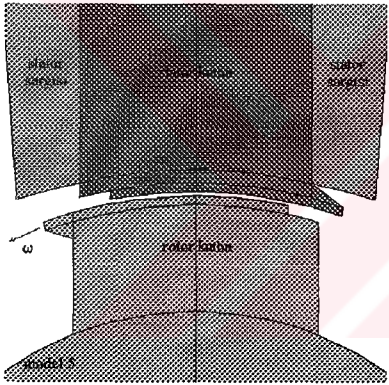
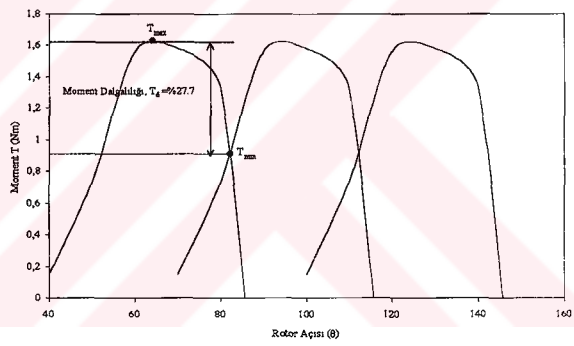
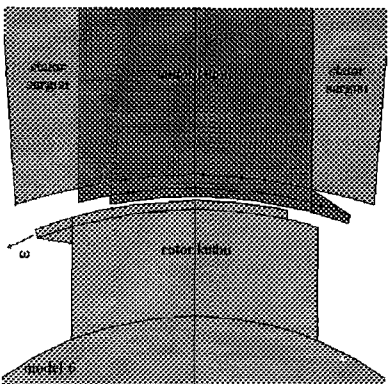
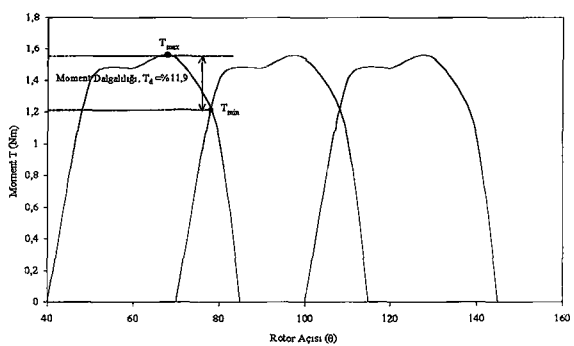
Önerilen ARM modeli Model 6 ile moment dalgalanmasında meydana gelen iyileşme, bu çalışmada hedeflenen moment dalgalılığını azaltmak yaklaşımına ulaşıldığını göstermektedir. ARM'nun yapısı gereği sahip olduğu ve Bölüm 4'te ortaya konan yüksek seviyeli gürültü/moment dalgalanması problemi böylece önemli oranda çözümlenmiş bulunmaktadır.

Tablo 5.9-5.10'da çeşitli kutup başı şekillerine karşılık gelen moment değişim eğrileri ve dalgalılık oranları özetlenmiştir.

Tablo 5.9 Model 1,2,3'e ait Kutup Başı Şekilleri, Moment Eğrileri ve Dalgalık Oranları

Model İsmi	Stator ve Rotor Kutup Başı Şekli	Moment Eğrisi	Dalgalık Oranı
Model 1			%36
Model 2			%14.3
Model 3			%44.8

Tablo 5.10 Model 4,5,6'ya ait Kutup Başı Şekilleri, Moment Eğrileri ve Dalgalık Oranları

Model İsmi	Stator ve Rotor Kutup Başı Şekli	Moment Eğrisi	Dalgalık Oranı
Model 4			%38.5
Model 5			%27.7
Model 6			%11.9

6. BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu güne kadar yapılmış olan çalışmalar incelendiğinde, ARM'nun bir çok avantajının ortaya konmasına rağmen bazı dezavantajlarının da mevcut olduğu anlaşılmaktadır. Bu dezavantajlardan biriside motorun faz geçişleri sırasında üretilen momentte önemli miktarda çökmeler oluşması dolayısıyla dalgalı bir moment elde edilmesidir. Momentte ki bu dalgalılık motorun rulmanlarına zarar vererek zamansız aşınmasına ve akustik gürültüye sebep olmaktadır.

Motorun sahip olduğu bu moment dalgalılığı problemi bir çok araştırmacı tarafından incelenerek, dalgalanmanın azaltılması için çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Literatürde, ARM'nun moment dalgalılığını/akustik gürültüyü azaltmaya yönelik genel olarak iki metodun kullanıldığı görülmektedir;

1. Motorun magnetik devresinin tasarımını esas alan metot
2. Motorun kontrol devresinin tasarımını esas alan metot

Bu çalışmada birinci metot kullanılarak, motorun kontrol devresi değil, motorun geometrisi ve magnetik devresi esas alınarak incelemeler gerçekleştirilmiştir. Buradan hareketle;

- Çalışmada ARM'nun tasarımında yapılacak değişiklik momentindeki dalgalanmanın ve gürültünün azaltılması amaçlanmıştır.

Bu amaç doğrultusunda gerçekleştirilen işlemleri şöyle sıralayabiliriz;

- ARM'nun incelenmesi için motor sonlu elemanlar metodu kullanılarak modellenmiştir. Uygulanacak akım değerini modellemek için elektrik devre

elemanları kullanılarak, ARM'nun hem magnetik hem de elektrik özelliklerinin tanımlandığı “birleşik elektrik-magnetik model” oluşturulmuştur. Böylece magnetik ve elektrik çözüm eşzamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.

- Klasik kutup şekillerine sahip ARM doğrusal ve doymalı bölgelerdeki çalışma durumu için ayrı ayrı incelenerek momentteki dalgalılık seviyesi tespit edilmiştir.
- ARM'nun moment dalgalılığı üzerinde önemli etkileri olduğu tespit edilen stator ve rotor kutup şekilleri üzerinde yeni geometrik parametreler tanımlanmıştır. Tanımlanan kutup başı parametreleri değiştirilerek yeni 5 ayrı model üzerinde incelemeler yapılmıştır. “Model 6” olarak isimlendirilen ARM modeli en düşük moment dalgalılık oranı ile önerilen model olma özelliğini taşıdığı saptanmıştır.
- Önerilen modelde rotorun dönüş yönü, rotor kutup başı uzantısının stator kutup başı uzantısı ile buluşacak yönde olmak üzere tek yönlü olarak gerçekleşmektedir.
- ARM'nun doymasız çalışma bölgesinde iken incelendiğinde, önerilen “Model 6” modelinin moment dalgalılığında yaptığı iyileştirme oranlarının %14.9 ile %20.2 arasında değiştiği tespit edilmiştir.
- ARM'nun doğrusal olmayan doymalı çalışma bölgesinde iken incelendiğinde, önerilen “Model 6” modelinin moment dalgalılığında yaptığı iyileştirme oranları ise %21.4 ile %24.1 arasında değişmekte olduğu tespit edilmiştir. Özellikle motorun anma çalışma durumunda moment dalgalılığında ki iyileşme oranı %24.1 olarak en yüksek değerde olduğu tespit edilmiştir.
- Önerilen ARM modeli olan “Model 6” ile hem doymasız hem de doymalı çalışma bölgesinde moment dalgalanmasında meydana gelen iyileşme ile ARM'nun sahip olduğu yüksek seviyeli moment dalgalılığı problemi büyük ölçüde azaltılmış bulunmaktadır.
- Ek-A'da, Model 1 ve Model 6'ya ait endüktans eğrilerindeki değişimin eğilimleri incelenerek moment dalgalılığına olan etkisi gösterilmiştir. Model 6'ya ait endüktans eğrilerinin değişim eğilimi, etkin bölgede (50°-75° konum aralığında) moment eğrisinin sabitleşmesine önemli ölçüde katkı sağladığı tespit edilmiştir.

- Ek-A'da ayrıca, momentin akıma göre değişimi incelenerek, akımın moment üzerine etkisi ortaya konmuştur. Önerilen Model 6 ile etkin moment bölgesinde, akımın moment üzerindeki etkisinin artırılarak momentin sabit kaldığı gösterilmiştir.

Bu çalışmada yapılan incelemelerden hareketle, ayrıca neler yapılabileceği konusunda bazı önerilerde bulunmak mümkündür.

- ARM'nun incelenmesi sonlu elemanlar metodu kullanılarak statik analizi gerçekleştirilmiştir. Çözüm sonunda elde edilen moment statik moment değeridir. Eğer motorun dinamik davranışı incelenmek istenirse, bu durumda SEM'dan elde edilen endüktans ve akı eğrilerini tanımlayan fonksiyonlar türetilerek, elektromekanik sistemin elektrik ve mekanik yanına ilişkin denklemleri birlikte çözülebilir.
- ARM'nun sonlu elemanlar modeli oluşturulurken hava aralığı rotorun dönüş yapması için uygun olarak tasarlanırsa, dinamik analizler gerçekleştirilerek incelemeler yapılabilir.
- “Sıralı birleşik alan analizi” metodu kullanılarak magnetik-elektrik alan ile yapısal alan çözümleri sıralı olarak gerçekleştirilebilir. Bunun için magnetik alan çözümünden elde edilen moment yapısal analize yük olarak tanımlanır, hız vektörünün de tanımlandığı yapısal analizden alınan rotor konum bilgisi tekrar magnetik analize alınarak çözüm gerçekleştirilebilir.
- ARM'nun geometrik modeli tanımlanacak parametrelerle oluşturulabilir. Böylece genel bir optimizasyon problemi olarak yine sonlu elemanlar metodu kullanılarak kutup şekli parametrelerinin optimizasyonu gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Bausch, H., and Rieke, B., (B)**, 1978. Performance of Thyristor-fed Electric Car Reluctance Machines, *Proc. of the Int. Conf. on Electical Machines*, Brussels, pp E4/2-1-th E4/2-10.
- [2] **Corda, J., (A)**, 1979. Switched Reluctance Machine as a Variable-Speed Drive, *PhD. Thesis*, University of Leeds.
- [3] **Corda, J., and Stephenson, J. M.**, 1979. An Analytical Estimation of the Minimum and Maximum Inductances of a Doubly-Salient Motor, *Proc. of the Int. Conf. on Stepping Motors and Systems Leeds*, England, pp 50-59.
- [4] **Stephenson, J.M., and Corda, J.**, 1979. Computation of Torque and Current in Doubly-Salient Reluctance Motors from Non-linear Magnetisation Data, *Proc. IEEE*, Vol. 126, No. 5, pp 393-396.
- [5] **Ray, W.F., and Davis, R.M.**, 1979. Inverter Drive for Doubly-Salient Reluctance Motor, *IEE Journal of Elec. Power Appls.*, Vol. 2, No. 6, pp 185-193.
- [6] **Lawrenson, P.J., Stephenson, J.M., Blenkinsop, P.T., Corda, J., and Fulton, N.N.**, 1980. Variable Speed Switched Reluctance Motor, *Proc. IEE, El.Power Appls.*, Vol. 127, No. 4, pp 253-265.
- [7] **Davis, R.M., Ray, W.F., Blake, R.J.**, 1981. Inverter Drive for Switched Reluctance Motor: Circuits and Components, *Proc. IEE, Elec. Power Appl.*, Vol. 128, No. 2, pp 126-136.
- [8] **Lawrenson, P.J., (B)**, 1983. Switched Reluctance Motor Drives, *Proc. IEE, Electronics and Power*, pp 144-147, September.
- [9] **Acarney, P.P., Hill, R.J., and Hooper, C.W.**, 1985. Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 32, No. 3, pp 215-221.
- [10] **Bass, J.T., Miller, T.J.E., and Steigerwald, R.L.**, 1985. Development of a Unipolar Converter For Variable Reluctance Motor Drives, *IEEE*, pp 1062-1068.
- [11] **Miller, T.J.E.,(A)**, 1985. Converter Volt-Ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 21, No. 5, pp 1136-1144.

- [12] **Arumugam, R., Lowhter, D.A., Krishnan, R., and Lindsay, J.F.,** 1985. Magnetic Field Analysis of a Switched Reluctance Motor Using a Two Dimensional Finite Element Model, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. Mag-21, pp 1883-1885.
- [13] **Ray, W.F., Davis, R.M., and Blake, R.J.** 1986. The Control of SR Motors, *CAMC'86 Conference*, pp-51-59.
- [14] **Harris, M.R., Finch, J.W., Mallick, J.A., and Miller, T.J.E.,** 1986. A Review of the Integral-Horsepower Switched Reluctance Drive, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. IA-22, No. 4, pp 716-721.
- [15] **Ray, W.F., Lawrenson, P.J., Davis, R.M., Stephenson, J.M., Fulton, N.N., and Blake, R.J.,** 1986. High-performance Switched Reluctance Brushless Drives, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. IA-22, No. 4, pp 722-729.
- [16] **Dawson, G.E., Eastham, A.R., and Mizia, J.,** 1987. Switched Reluctance Motor Torque Characteristics: Finite Element Method and Test Results, *Conf. Rec. of the 1986 IEEE-IAS Annual Meeting*, Part I, 86 CH 2272-3, pp 864-869.
- [17] **Ilić-Spong, M., Miller, T.J.E., Macminn, S.R., and Thorp, J.S.,** 1987. Instantaneous Torque Control of Electric Motor Drives , *IEEE Trans. on Power Eng.*, Vol. PE-2, No. 2, pp 55-61.
- [18] **Ehsani, M., Bass, J.T., Miller, T.J.E., and Steigerwald, R.L.,** 1987. Development of a Unipolar Converter for Variable Reluctance Motor Drives , *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. IA-23, No. 3, pp 545-553.
- [19] **Davis, R.M.,** 1988. A Comparison of Switched Reluctance Rotor Structures, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 35, No. 4, pp 524-529.
- [20] **Krishnan, R., Arumugam, R. and Lindsay, J. F.,** 1988. Design Procedure for Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 24, No. 3, pp 454-460.
- [21] **Ertan, H.B., Tohumcu, M.,** 1988. A method for optimum design of Switched Reluctance Motors, *Int. Conf. on Electrical Machines*,, vol.II, pp 551-556.
- [22] **Tohumcu, M., Ertan, H.B.,** 1988. Prediction of Performance of Switched Reluctance Motor for Design Purposes, *Int. Conf. on Electrical Machines*,, Vol. II, pp 557-562.
- [23] **Stephenson, J.M., and El-Khazendar, M.A.,** 1989. Saturation in Doubly-Salient Reluctance Motors , *Proc. IEE*, Vol. 136, Pt B, No. 1, pp 50-58, .
- [24] **Krishnan, R., Materu, P.,** 1989. Analysis and Design of a new convertor topology for Switched Reluctance Motor Drives, *IEEE Proc. IAS. Conf.*, pp 1181-1185.

- [25] **Manzer, D.G., Varghese, M., and Thorp, J.S.,** 1989. Variable Reluctance Motor Characterization, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 36, No. 1, pp -.
- [26] **Cameron, D.E.,** 1989. The Origin of Acoustic Noise in Variable Reluctance Motors , *Proc. IAS Conf.*, San Diego, October, pp 108-115.
- [27] **Corda, J.,(B),** 1989. Computation of Torque Pulsations of Switched Reluctance Drive, *Proc. of IEE, Int. Conf. on Electrical Machines and Drives*, London, pp 308-311.
- [28] **Osheba, S.M., and Abdel-Kader, F.M.,** 1990. Dynamic Performance Analysis of Reluctance Motors Using Damping and Synchronising Torques, *IEE Proc.*, Vol. 137, Pt B, No. 4, pp 231-238.
- [29] **Miller, T.J.E.,(B),** 1990. Nonlinear Theory of the SRM for Rapid Computer-Aided Design, *IEE Proc.*, Vol. 137, Pt B, No. 6, pp.337-347.
- [30] **Davis, R.M., and Al-Bahadly, I.,** 1990. Experimental Evaluation of Mutual Inductances in a Switched Reluctance Motor, *4-th Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE*, No. 324, pp 243-248.
- [31] **Corda, J.,** 1990. Effects of the Forms of Magnetic Circuits on Torque Pulsations of Switched Reluctance Motors, *Proc. of ICEM'90*, Cambridge-Massachusetts, Pt 1, pp 88-93.
- [32] **Xu, L., Lipo, T.A. and Rao, S.C.,** 1990. Analysis of a New Variable-Speed Singly Salient Reluctance Motor Utilizing only two transistor switches, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 26, No. 2, pp 229-236.
- [33] **Ertan, H.B., Yağın, O.F., Diriker, A.,** 1990. Optimum Parameters for Doubly Salient Motors Driven by a Voltage Source Drive, *ICEM Int. Conf. on Electrical Machines*, Boston, USA, pp 806-811.
- [34] **Matsui, N., Akao, N., Wakino, T,** 1991. High-Precision Torque Control of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 27, No. 5, pp 902-907.
- [35] **Moghbelli, H., Adams, G.E., and Hoft, R.G.,** 1991. Performance of a 10-Hp Switched Reluctance Motor and Comparison with Induction Motors, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 27, No. 3, pp 531-538.
- [36] **Preston, M.A., Lyons, J.A.,** 1991. A Switched Reluctance Motor Model with Mutual Coupling and Multi-Phase Excitation, *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 27, No. 6, pp 5423-5425
- [37] **Miles, A.R.,** 1991. Design of a 5 MW, 9000V Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 6, No.3, pp 484-491.
- [38] **Moallem, M., and Ong, C.M.,** 1991. Predicting the Steady-State Performance of a Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 27, No. 6, pp 1087-1097.

- [39] **Franceschin, G., Pirani, S., Rinaldi, M., and Tassoni, C.,** 1991. Spice-Assisted Simulation Application to SR Drives, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 27, No. 6, pp 1103-1110.
- [40] **Pulle, D.W.J.,** 1991. New Data Base for Switched Reluctance Drive Simulation, *IEE Proc.*, Vol. 135, No. 6, pp 331-337
- [41] **Wallace, R.S., and Taylor, D.G.,** 1992. A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple, *IEEE Transactions of Power Electronics*, Vol.7, No. 4, pp 617-626.
- [42] **Moreira, J.C.,** 1992. Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Via Bi-Cubic Spline Interpolation, *PESC'92 Conference*, pp 851-856.
- [43] **Schramm, D.S., Williams, B.W., Green, T.C.,** 1992. Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors by Phase Current Optimal Profiling, *PESC'92 Conference*, pp 857-860.
- [44] **Ehsani, M., Hussain, I.,** 1992. Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages, *Proc. of IAS'92 Conference*, pp 422-428.
- [45] **Moallem, M., Ong, C.M., and Unnewehr, L.E.,** 1992. Effect of Rotor Profiles on the Torque of a Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 28, No. 2, pp 364-369.
- [46] **Mac-Minn, S.R., Rzesos, W.J., Szczesny, P.M., and Jahns, T.M.,** 1992. Application of Sensor Integration Techniques to Switched Reluctance Motor Drive, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 28, No. 6, pp 1339-1344.
- [47] **Cameron, D.E., Lang, J.H, Umans, S.D.,** 1992. The Origin and Reduction of Acoustic Noise in Doubly Salient-Variable Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 28, No. 6.
- [48] **Davis, R.M.,** 1992. Variable Reluctance Rotor Structures-Their Influence on Torque Production, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 39, No. 2, pp 168-174.
- [49] **Orthmann, R., Schoner, H.P.,** 1993. Turn-off Angle Control of Switched Reluctance Motors for Optimum Torque Output, *EPE'93 Conference*, pp 20-25.
- [50] **Buja, G.S., Menis, R., Valla, M.I.,** 1993. Variable Structure Control of a SRM Drive, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 40, No. 1, pp 56-63.
- [51] **Corda, J., Masic, S., Stephenson, J.M.,** 1993. Computation and Experimental Determination of Running Torque Waveforms in Switched Reluctance Motors, *IEE Proceedings-B*, Vol. 140, No. 6.
- [52] **Krishnan, R., Materu, P.,** 1993. Analysis and Design of a Low-Cost Converter for Switched Reluctance Motor Drives, *IEEE Transactions on Ind. App.*, Vol. 29, No. 2.

- [53] **Laurent, P., Gabsi, M., and Multon, B.,** 1993. A New Indirect Rotor Position Sensing With Resonant Method for Switched Reluctance Motor, *Proc. of PCIM'93 Intelligent Motion Conf.*, pp 324-330.
- [54] **Becerra, R.C., Ehsani, M., and Miller, T.J.E.,** 1993. Commutation of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol. 8, No:3, pp 257-263.
- [55] **Bolognani, S., Ognibeni, E., and Zigliotto, M.,** 1993. Sliding Mode Control of the Energy Recovery Chopper in a C-Dump Switched Reluctance Motor Drive, *IEEE Transactions on Ind. App.*, Vol. 29, No:1, pp 181-186.
- [56] **Panda, S.K., and Amaratunga, G.A.J.,** 1993. Waveform Detection Technique for Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motor Drives, Part 1: Analysis, *IEE Proc. B*, Vol. 140, No. 1. pp 80-88,
- [57] **Panda, S.K., and Amaratunga, G.A.J.,** 1993. Waveform Detection Technique for Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motor Drives, Part 2: Experimental Results , *IEE Proc. B*, Vol. 140, No. 1. pp 89-96
- [58] **Flicori, F., Bianco, C.G.L, Tonielli, A.,** 1993. Modeling and Control Strategies for a Variable Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 40, No. 1.
- [59] **Arkadan, A.A., Kielgas, B.W.,** 1993. Effects of Force Fitting on the Inductance Profile of a Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 29, No. 2.
- [60] **Rochford, C., Kavanagh, R.C., Egan, M.G., and Murphy, J.M.D.,** 1993. Development of Smooth Torque in Switched Reluctance Motors Using Self-Learning Techniques, *European Power Electronics.*, pp 14-19.
- [61] **O'donovan, J.G., Roche, P.J., Kavanagh, R.C., Egan, M.G., and Murphy, J.M.D.,** 1994. Neural Network Based Torque Ripple Minimisation in a Switched Reluctance Motor, *IECON'94 Conf.*, pp 1126-1231.
- [62] **Le Chenadec, J.Y, Geoffroy, M., Multon, B., and Mouchoux, L.C.,** 1994. Torque Ripple Minimisation in Switched Reluctance Motors by Optimisation of Current Wave-Forms and of Tooth Shape With Copper Losses and "V.A. Silicon" Constraints, *ICEM'94 Conf.*, Paris, pp 559-564.
- [63] **Goldenberg, A., Laniado, I., Kuzan, P. and Zhou, C.,** 1994. Control of Switched Reluctance Motor Torque for Force Control Application, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 41, No. 4, pp.461-466.
- [64] **Hussain, I., Ehsani, M.,** 1994. Error Analysis in Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 41, No. 3, pp 301-307.

- [65] **Arkadan, A.A., Kielgas, B.W.**, 1994. Switched Reluctance Motor Drive Systems Dynamic Performance Prediction and Experimental Verification, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 9, No. 1, pp.36-44
- [66] **Arkadan, A.A., Kielgas, B.W.**, 1994. Switched Reluctance Motor Drive System Dynamic Performance Prediction Under Internal and External Fault Conditions, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 9, No. 1, pp.45-51
- [67] **Ehsani, M., Hussain, I., Mahajan, S. Ramani, K.R.**, 1994. New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motors, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 30, No. 1, pp -.
- [68] **Bilgic, M., Ozbulur, V., O., Sabanovic, A.**, 1995. Torque Ripple Minimization of a Switched Reluctance Motor, *IEEE-APEC 95 Conf.*, Yohohama, JAPAN, pp.567-550
- [69] **Oh, S.G., Ahn, J.W., Seong, S.J, Hwang, Y.M.**, 1995. A Novel Control Scheme for Low Cost SRM Drive, *IEEE, ISIE Conf.*
- [70] **Torey, D.A., Niu, X.M., Unkauf, E.J.**, 1995. Analytical Modelling of Variable Reluctance Machine Magnetization Characteristics, *IEE, Proc. Pt. B*, Vol. 142, No. 1.
- [71] **Ozbulur, V., Bilgic, M., O., Sabanovic, A.**, 1995. Torque Ripple Reduction of a Switched Reluctance Motor, *IEEE-IPEC 95 Conf.*, Yohohama, JAPAN, pp.567-550
- [72] **Miller, T.J.E.**, 1995. Fault and Unbalance Forces in the Switched Reluctance Machine, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 31, No. 2, pp 319-325.
- [73] **Radun, A.V.**, 1995. Design Considerations for the Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 31, No. 5, pp 1079-1087.
- [74] **Xu, L., Ruckstadter, E.**, 1995. Direct Modeling of Switched Reluctance Machine by Coupled Field – Circuit Method, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 10, No. 3, pp 446-454.
- [75] **Suriano, J.R, and Ong, C.M.**, 1996. Variable Reluctance Motor Structures for Low-Speed Operation, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 32, No. 2, pp 345-353.
- [76] **Tang, Y.T, and KlineOng, J.A.**, 1996. Modeling and Optimization Switched Reluctance Machine by Boundary Element Analysis and Simulation, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 11, No. 4, pp 673-680.
- [77] **Heidrich, P, Hanitsch, R.**, 1996. Simulation of a Completely Controlled Switched Reluctance Drive with Eccentric Rotor Using a Time-Stepping Technique Realised Outside Numerical Field Calculation Programs, *IEEE Trans. on Magnetics.*, Vol. 32, No. 3, pp 1765-1768.

- [78] **Pelikant, A., Wiak, S.,** 1996. The Influence of the Rotor Pole Shape on the Static and Dynamics Characteristics of Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Magnetics.*, Vol. 32, No. 3, pp 1529-1532.
- [79] **Sadowski, N., Lefevre, Y., Neves, C.G.C., Carlson, R.,** 1996. Finite Element Coupled Electrical Circuit Equations in the Simulation of Switched Reluctance Drive: Attention to Mechanical Behaviour, *IEEE Trans. on Magnetics.*, Vol. 32, No. 3, pp 1086-1089.
- [80] **Kim, K.B.,** 1997. Field Analysis of Low Acoustic Noise Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on Magnetics.*, Vol. 33, No. 2, pp 2026-2029.
- [81] **Ohdachi, Y., Kawase, Y., Miura, Y., Hayashi, Y.,** 1997. Optimum Design of Switched Reluctance Motors using Finite Element Analysis, *IEEE Trans. on Magnetics.*, Vol. 33, No. 2, pp 2033-2036.
- [82] **Lai, H.C., Leonard, P.J., Rodger, D., and Allen, N.,** 1997. 3D Finite Element Dynamics Simulation of Electrical Machines Coupled to External Circuit, *IEEE Trans. on Magnetics.*, Vol. 33, No. 2, pp 2010-2013.
- [83] **Koibuchi, K., Ohno, T., and Sawa, K.,** 1997. A Basic Study for Optimum Design of Switched Reluctance Motor by Finite Element Method, *IEEE Trans. on Mag.*, Vol. 33, No:2, pp 2077-2080.
- [84] **Miller, T. J. E.,** 1993. Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives. Oxford University Press, Oxford.
- [85] **Miller, T. J. E.,** 1993. Switched Reluctance Motors and Their Control. Oxford University Press, Oxford.
- [86] **Ansys Inc.,** ANSYS Theory Manual – Revision 5.4, 1997.
- [87] **Ansys Inc.,** ANSYS Electromagnetics – Revision 5.4, 1997.
- [88] **Ansys Inc.,** ANSYS Procedure Manual – Revision 5.4, 1997
- [89] **Ansys Inc.,** ANSYS Elements Manual – Revision 5.4, 1997.
- [90] **Fitzgerald, A. E., Kingsley, C. JR., Kusko, A.,** 1971. Elektric Machinery, McGraw-Hill, USA.

EK-A

ENDÜKTANS DEĞİŞİMİNİN VE AKIMIN MOMENT DALGALILIĞINA ETKİSİNİ GÖSTEREN EĞRİLER

Anahtarlamaalı Relüktans Motorunun moment dalgalılığını azaltmak üzere geliştirilen yeni stator/rotor kutup parametreleri ile esas olarak motorun endüktans eğrilerini değiştirmek amaçlanmıştır. Çünkü ARM’da moment eğrisini belirleyen en önemli karakteristik endüktans değişim eğrileridir. Endüktans eğrisini değiştirmenin metodu ise stator ve rotor kutup şekillerini değiştirmektir. Stator ve rotor kutuplarında tanımlanan yeni geometrik parametreler ile endüktans eğrisinde önemli ölçüde değişim gerçekleştirilmiştir.

Bu bölümde, klasik kutup şekline sahip “Model 1” ve önerilen yeni kutup şekillerine sahip “Model 6”ya ait endüktans eğrilerindeki değişimin eğilimleri incelenerek moment eğrilerine olan etkisi gösterilmiştir. Bu amaçla endüktans eğrileri küçük doğrusal parçalara ayrılarak her bir parçanın eğimi hesaplanmıştır. Böylece bulunan eğimler ile $dL/d\theta$ oranının değişimi bulunmuştur. Rotor kutbunun karşılıklı konumdan ortalanan konuma doğru hareketi boyunca $dL/d\theta$ oranının nasıl değiştiği tespit edilmiştir. Çünkü $dL/d\theta$ ’nın değişim yönü bununla orantılı olan ($T \sim dL/d\theta$) momentin değişim eğilimini vermektedir. Dolayısıyla $dL/d\theta$ oranının artmakta olduğu bölgede endüktans eğrisi moment değişimine artma yönünde etkide bulunurken, aksi durumda endüktans eğrisi moment değişimini azaltma şeklinde etkide bulunmaktadır.

Şekil A.1 ve Şekil A.3, Model 1’in endüktans eğrilerindeki $dL/d\theta$ oranının değişim eğilimini göstermektedir. Bu eğrilerden görüldüğü gibi, rotor kutbunun ortalanan konumdan başlayarak, stator kutbunu 5° değerinde gördüğü konuma kadar, endüktans eğrisinin eğimi artmakta iken, rotor kutbunun bu konumundan (65°) itibaren endüktansta ki eğimin yön değiştirerek azalmaya başladığı tespit edilmektedir.

Model 1’de rotor kutbu, stator kutbunu henüz 5° kadar görmüşken, endüktans değişimi artma eğiliminden azalma eğilimine geçmektedir. Dolayısıyla endüktans eğrisindeki artma eğilimi 55° - 65° arasında gerçekleşmektedir. Model 1’de endüktans değişimlerine karşılık gelen moment değişimleri de Şekil A.2 ve Şekil A.4’te verilmiştir. Görüldüğü gibi moment eğrisi en büyük değerini aldığı değerinin hemen ardından (65°) mecburi olarak söz konusu bu azalma eğiliminin etkisine girmiştir.

Şekil A.5 ve Şekil A.7 ise, Model 6’nın endüktans eğrilerindeki $dL/d\theta$ oranının değişim eğilimini göstermektedir. Burada rotor kutbu, stator kutbunu 22° değerinde gördüğü konuma kadar, endüktans eğrisinin eğimi artmakta iken, rotor kutbunun bu konumundan (72°) itibaren endüktansta ki eğimin yön değiştirerek azalmaya başladığı tespit edilmektedir.

Model 6’da rotor kutbu, stator kutbunu 22° değerinde görürken, endüktans değişimi artma eğiliminden azalma eğilimine geçmektedir. Dolayısıyla endüktans eğrisindeki artma eğilimi 45° - 72° değerleri arasında gerçekleşmektedir. Böylece rotor kutbunun karşılıklı konuma oldukça yakın bir konumuna kadar endüktansta ki artma eğilimi devam etmektedir. Model 6’da endüktans değişimlerine karşılık gelen moment değişimleri de Şekil A.6 ve Şekil A.8’de verilmiştir. Görüleceği gibi moment eğrileri büyük ölçüde değerini koruyup zaten karşılıklı konumdan dolayı azalma eğilimine gireceği konumda (72°) endüktans eğrisinin azalma eğiliminin etkisine girmektedir ki, bu durum moment eğrisini olumsuz olarak etkilememektedir.

Model 1’e ait endüktans eğrilerinin değişim eğilimi, moment eğrisinin 60° - 85° konum aralığında değerini muhafaza etmesi yönünde ciddi anlamda bir katkı sağlamamaktadır.

Model 6’ya ait endüktans eğrilerinin değişim eğilimi ise, moment eğrisinin 50° - 75° konum aralığında değerini muhafaza etmesi yönünde önemli ölçüde katkı sağlamaktadır.

Tanımlanan yeni stator/rotor kutup parametrelerini kullanarak elde edilen Model 6 ile endüktans değişim eğrisi geliştirilerek, moment dalgalılığını azaltma yönünde moment eğrisini değiştirmiştir.

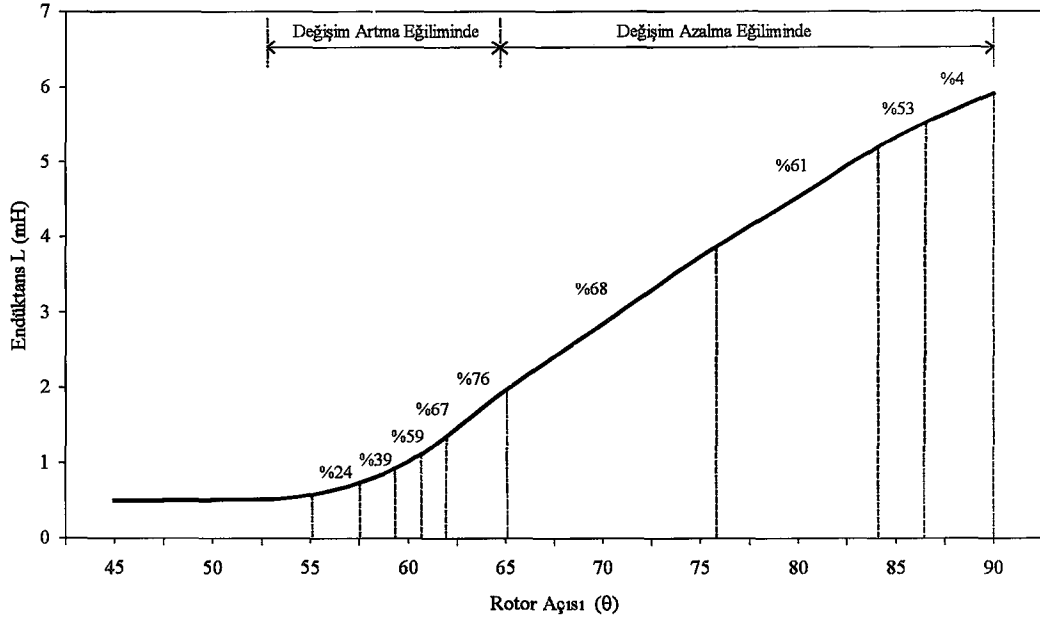
Moment karakteristiğine endüktans değişiminin etkisi yanında, akımın da etkisini belirlemek üzere momentin akıma göre değişimi incelenmiştir. Model 1’de momentin akıma göre değişim eğrisi Şekil A.9’da verilmiştir. Şekilde anma akım değerine kadar rotor konumu (60° - 80°) parametre alınarak moment eğrisi gösterilmiştir. Şekil A.10’da ise momentin akımla değişimi ile karşılaştırmak üzere momentin rotor konumu ile değişim eğrisi verilmiştir.

Şekil A.9’dan rotorun 60° - 80° konum aralığında akımın moment üzerinde önemli ölçüde etkisi bulunduğu görülmektedir. Diğer rotor konumlarında akımın etkisi çok az olmaktadır, bu sebeple sadece 60° - 80° konum aralığında ki eğriler dikkate alınmıştır. Moment üzerine akımın etkisi özellikle 60° civarında en büyük değerinde iken 80° ’ye kadar kademeli olarak azalmaktadır. Rotorun 60° - 80° konum aralığında momentte meydana gelen düşme $\Delta T=0.42$ Nm olarak elde edilmiştir.

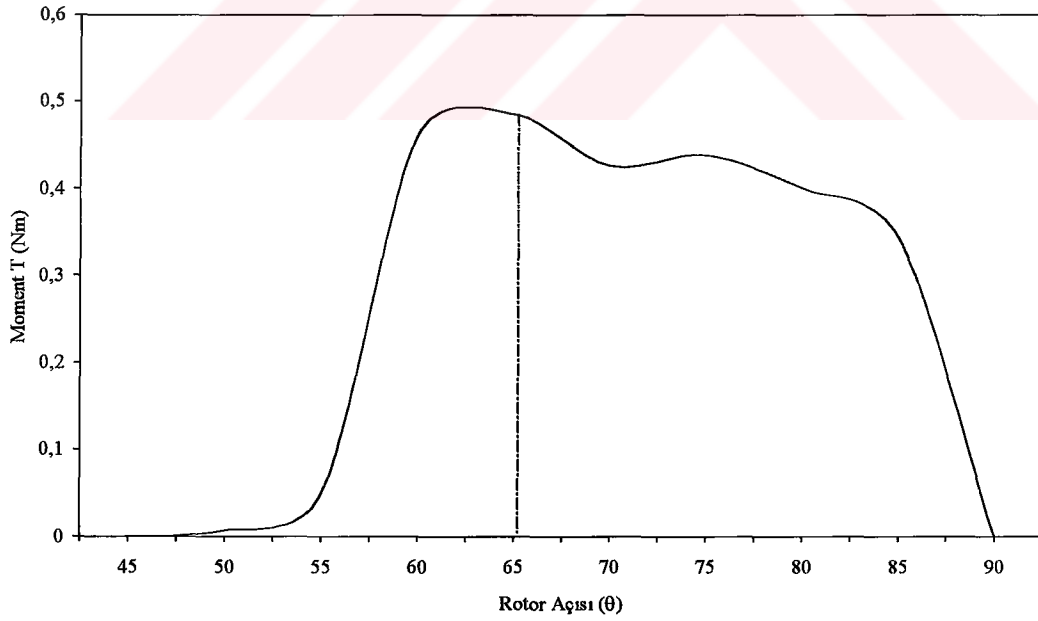
Model 6’daki momentin akıma göre değişim eğrisi Şekil A.11’da verilmiştir. Şekilde anma akım değerine kadar rotor konumu (50° - 75°) parametre alınarak moment eğrisi gösterilmiştir. Şekil A.12’de ise momentin akımla değişimi ile karşılaştırmak üzere momentin rotor konumu ile değişim eğrisi verilmiştir.

Model 6’da rotorun 50° - 75° konum aralığında akım önemli ölçüde etkisini gösterirken, diğer rotor konumlarında akımın etkisi çok az olmaktadır, bu sebeple sadece 50° - 75° konum aralığında eğriler dikkate alınmıştır. Moment üzerine akımın etkisi özellikle 65° - 70° civarında en büyük değerinde iken, bu etki 50° değerinde en azdır. Ancak akımın etkisi 50° - 75° konum aralığında fazla değişmemekte bu sebeple momentte meydana gelen düşüş $\Delta T=0.13$ Nm gibi çok küçük bir değer olarak gerçekleşmektedir.

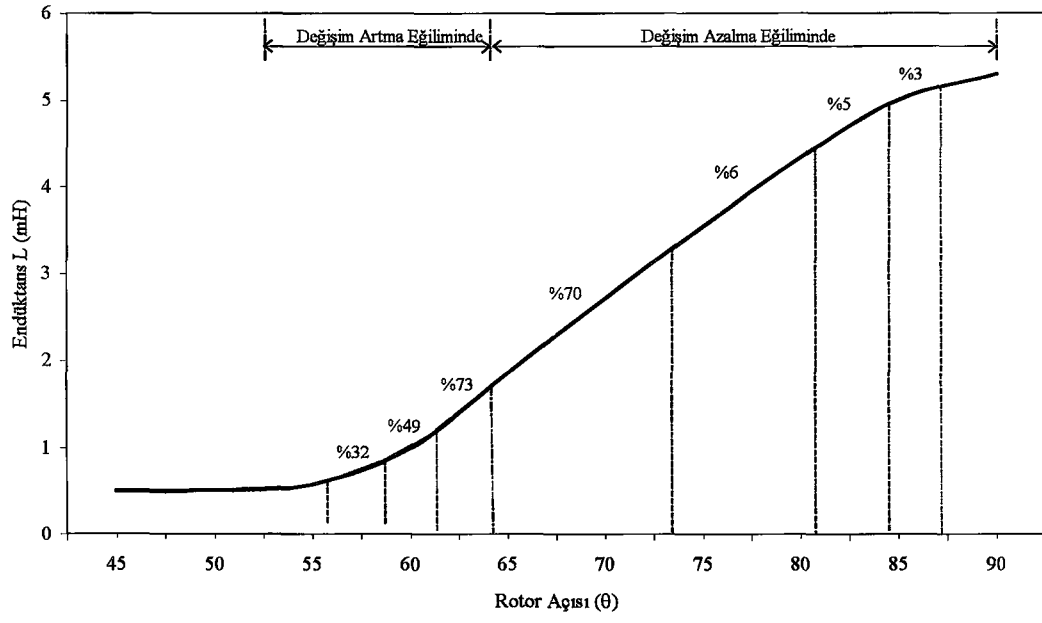
Model 1’de etkin moment aralığında (60° - 80°) akımın etkisi rotor konumu 80° değerine ilerledikçe azalmakta böylece momentte önemli ölçüde ($\Delta T=0.42$ Nm) azalma gerçekleşmektedir. Model 6’da ise etkin moment aralığında (50° - 75°) akımın etkisi hemen hemen sabit kalmakta, bu sebeple momentteki düşme çok az ($\Delta T=0.13$ Nm) gerçekleşmektedir. Böylece önerilen Model 6 ile etkin moment bölgesinde, akımın moment üzerindeki etkisi artırılarak momentin sabit kalması sağlanmıştır.



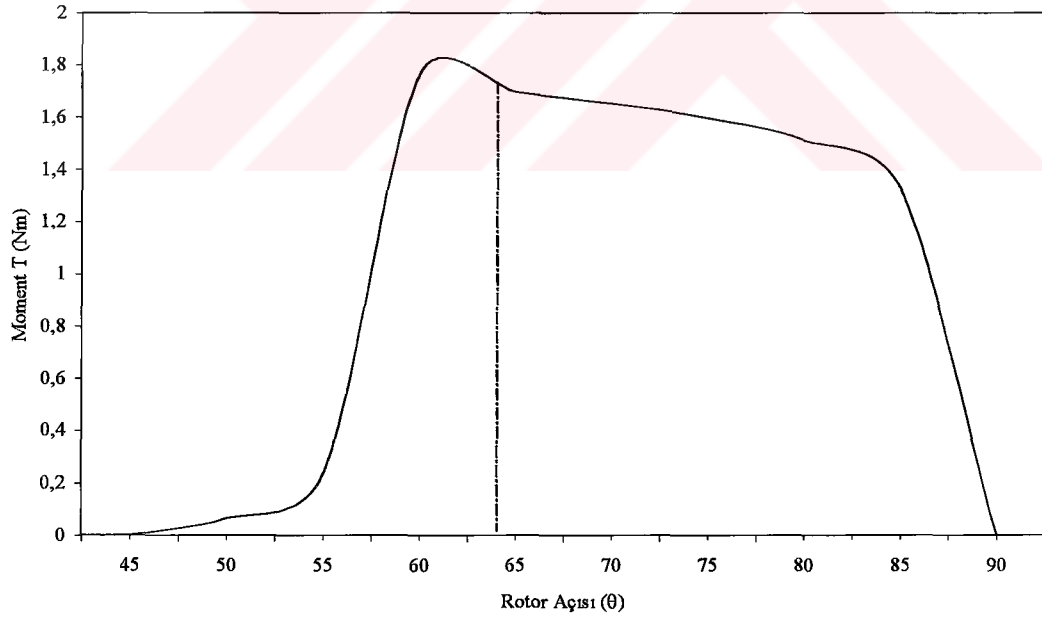
Şekil A.1 Model 1’de Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişim Eğilimi (5 A için)



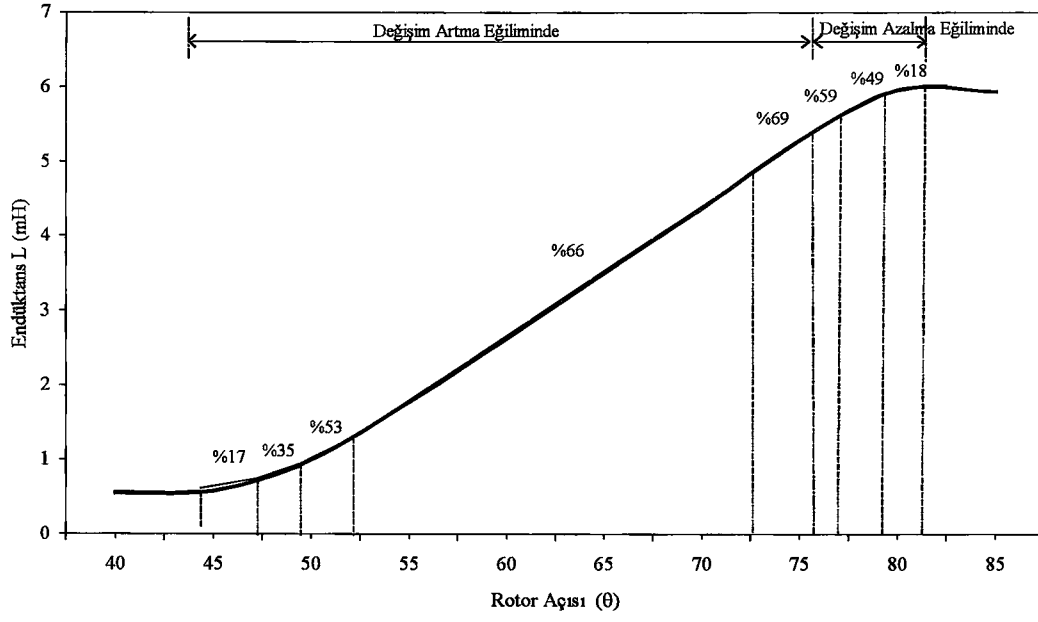
Şekil A.2 Model 1’de Momentin Rotor Konumuna Göre Değişim Eğrisi (5 A için)



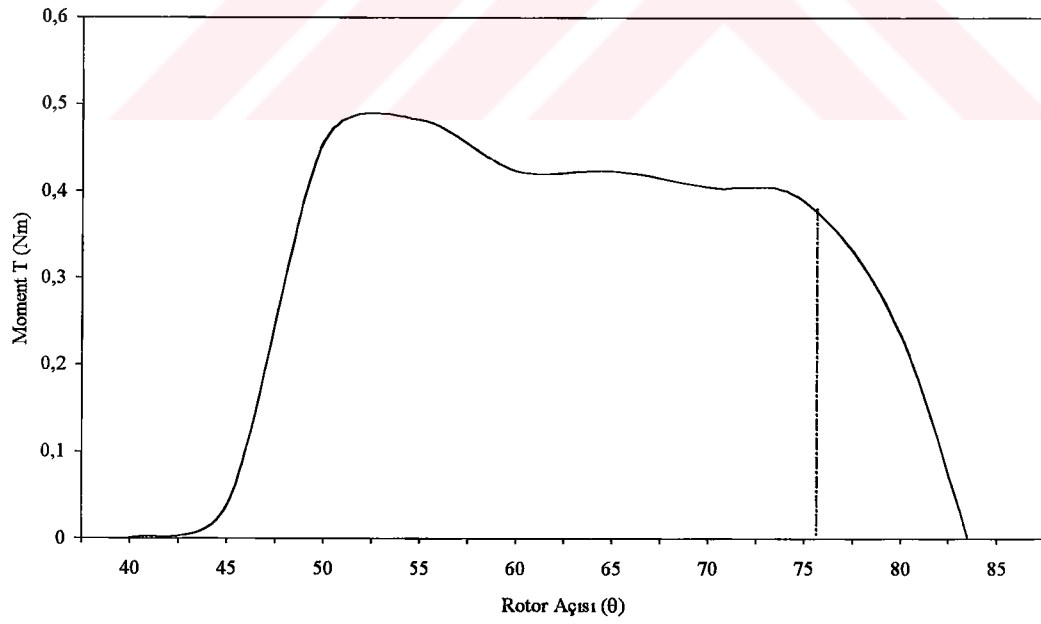
Şekil A.3 Model 1’de Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişim Eğilimi (10 A için)



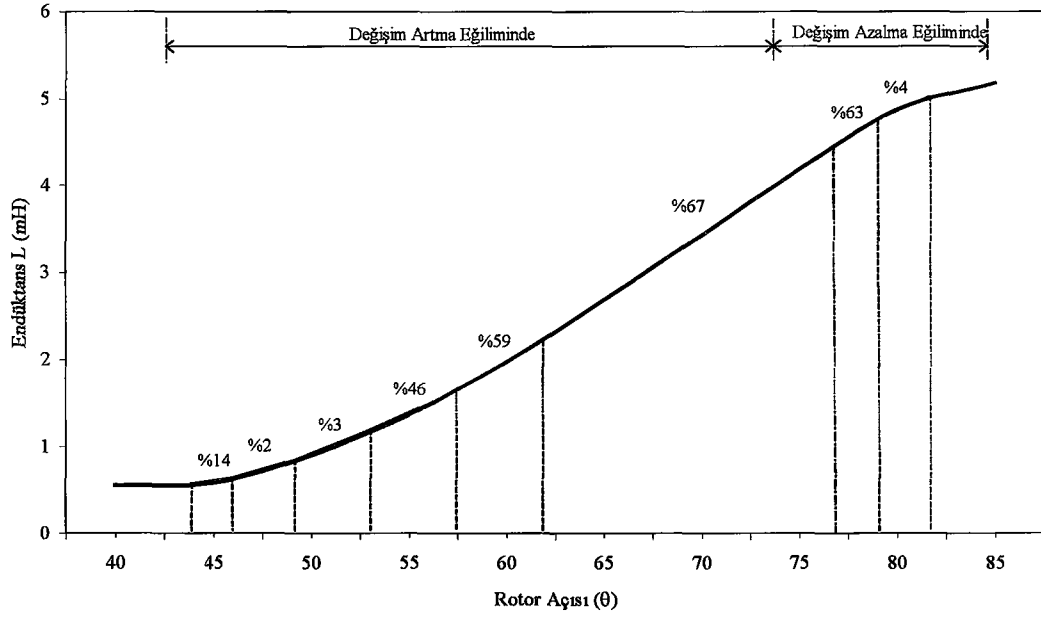
Şekil A.4 Model 1’de Momentin Rotor Konumuna Göre Değişim Eğrisi (10 A için)



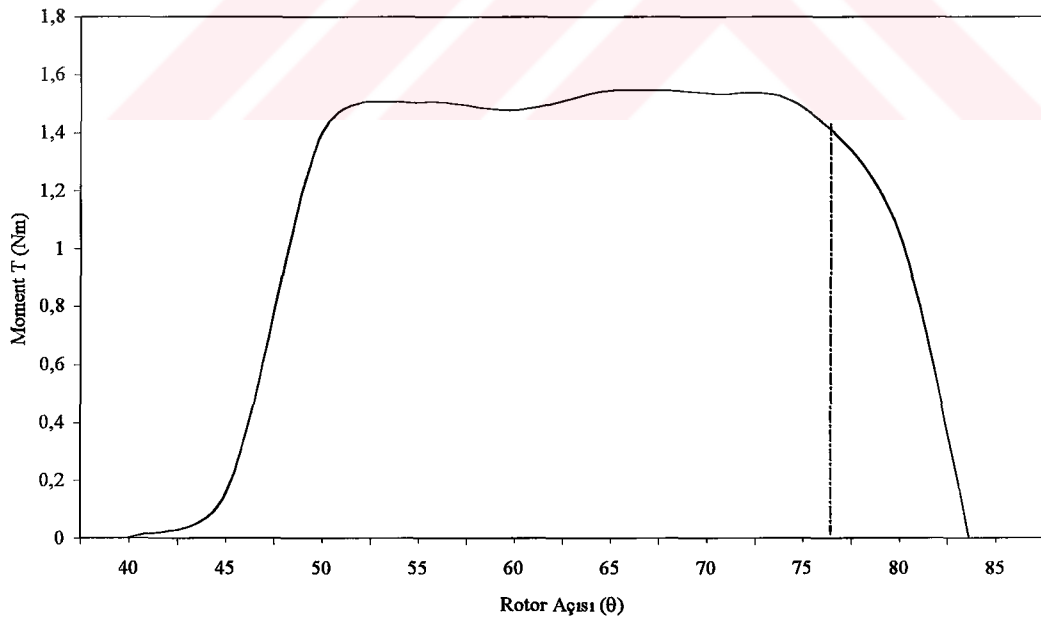
Şekil A.5 Model 6'da Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişim Eğilimi (5 A için)



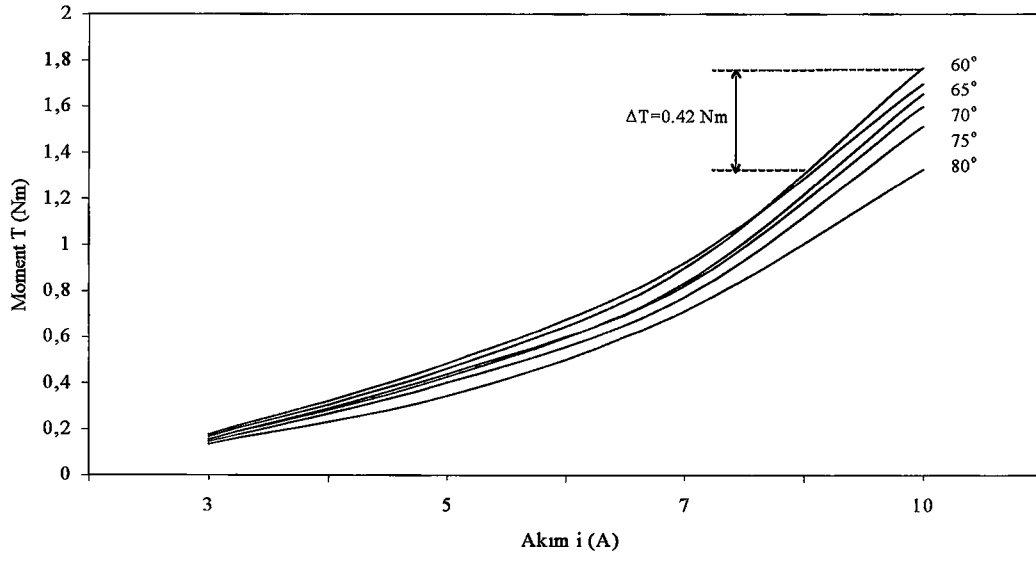
Şekil A.6 Model 6'da Momentin Rotor Konumuna Göre Değişim Eğrisi (5 A için)



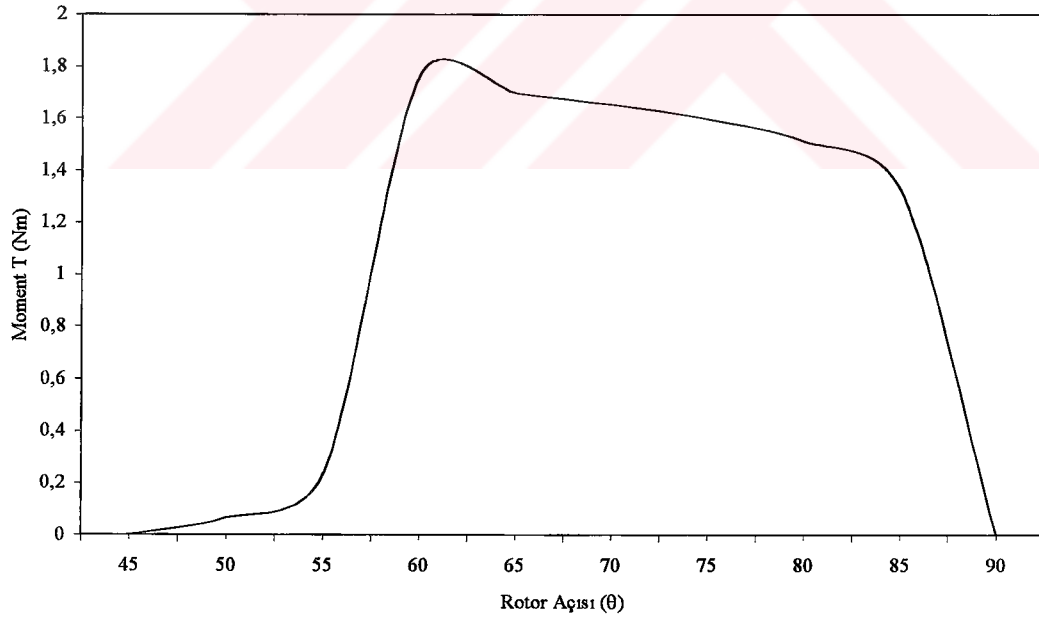
Şekil A.7 Model 6'da Endüktansın Rotor Konumuna Göre Değişim Eğilimi (10 A için)



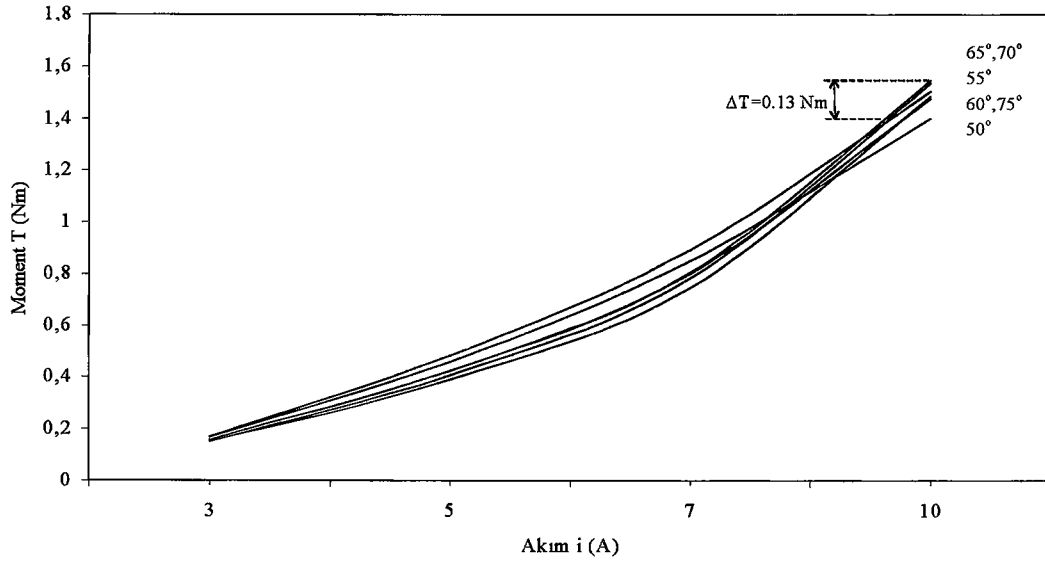
Şekil A.8 Model 6'da Momentin Rotor Konumuna Göre Değişim Eğrisi (10 A için)



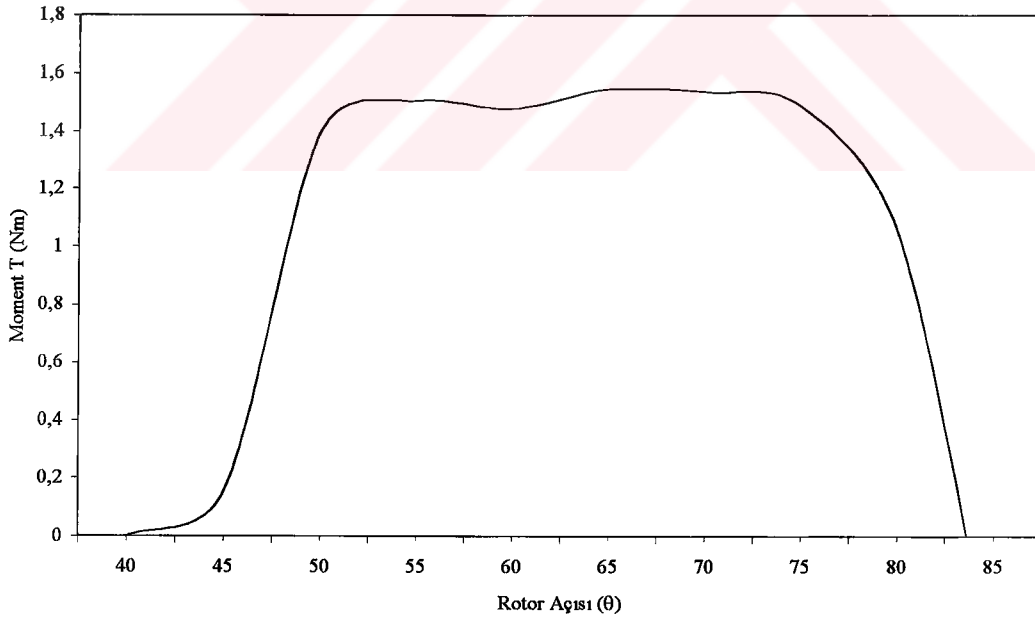
Şekil A.9 Model 1’de Moment Eğrisinin Akıma Göre Değişimi



Şekil A.10 Model 1’de Momentin Rotor Konumuna Göre Değişimi (10 A için)



Şekil A.11 Model 6'da Moment Eğrisinin Akıma Göre Değişimi



Şekil A.12 Model 6'da Momentin Rotor Konumuna Göre Değişimi (10 A için)

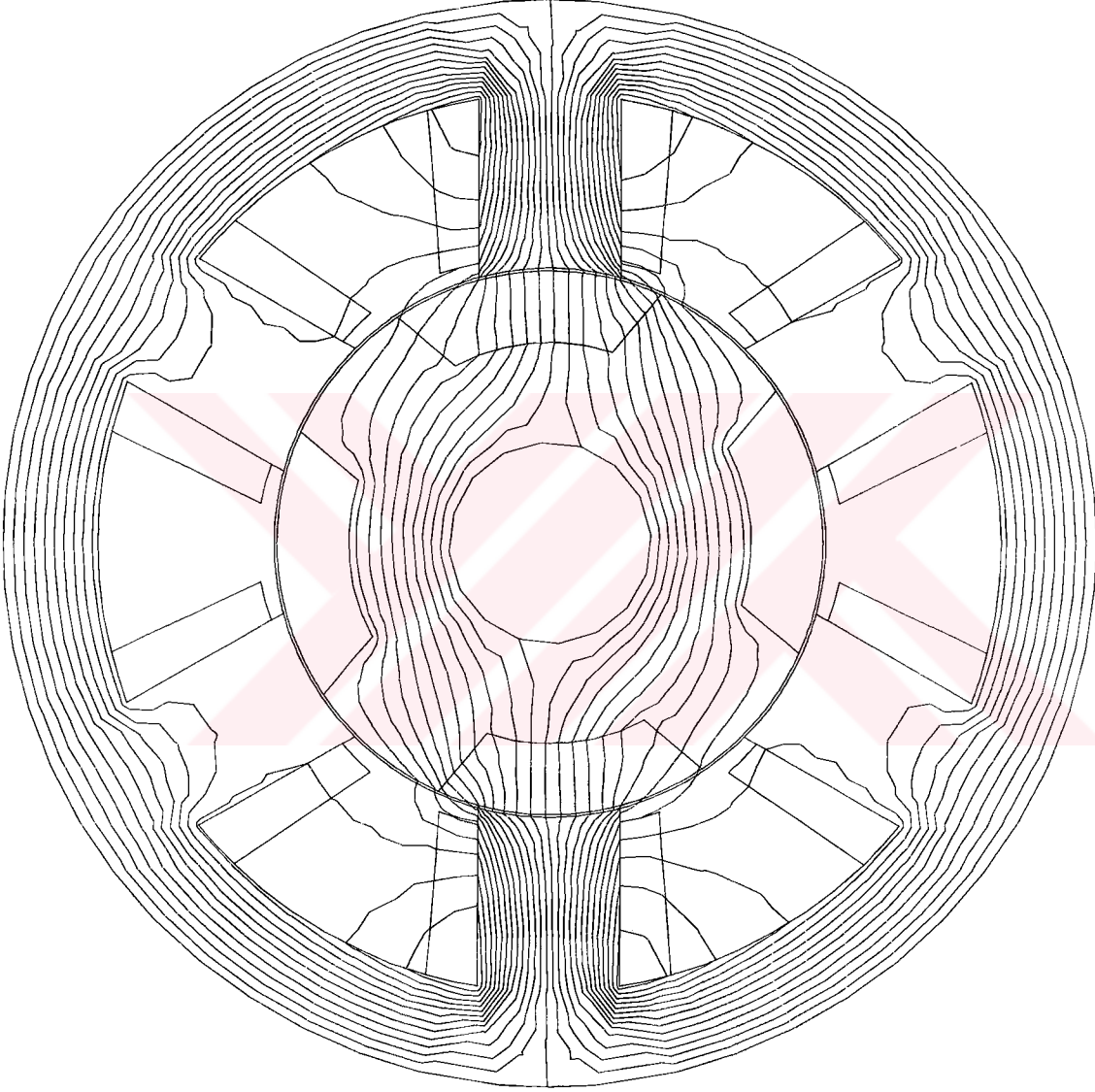
EK-B

MODEL 1 VE MODEL 6'YA AİT MOTOR AKI ÇİZGİLERİ

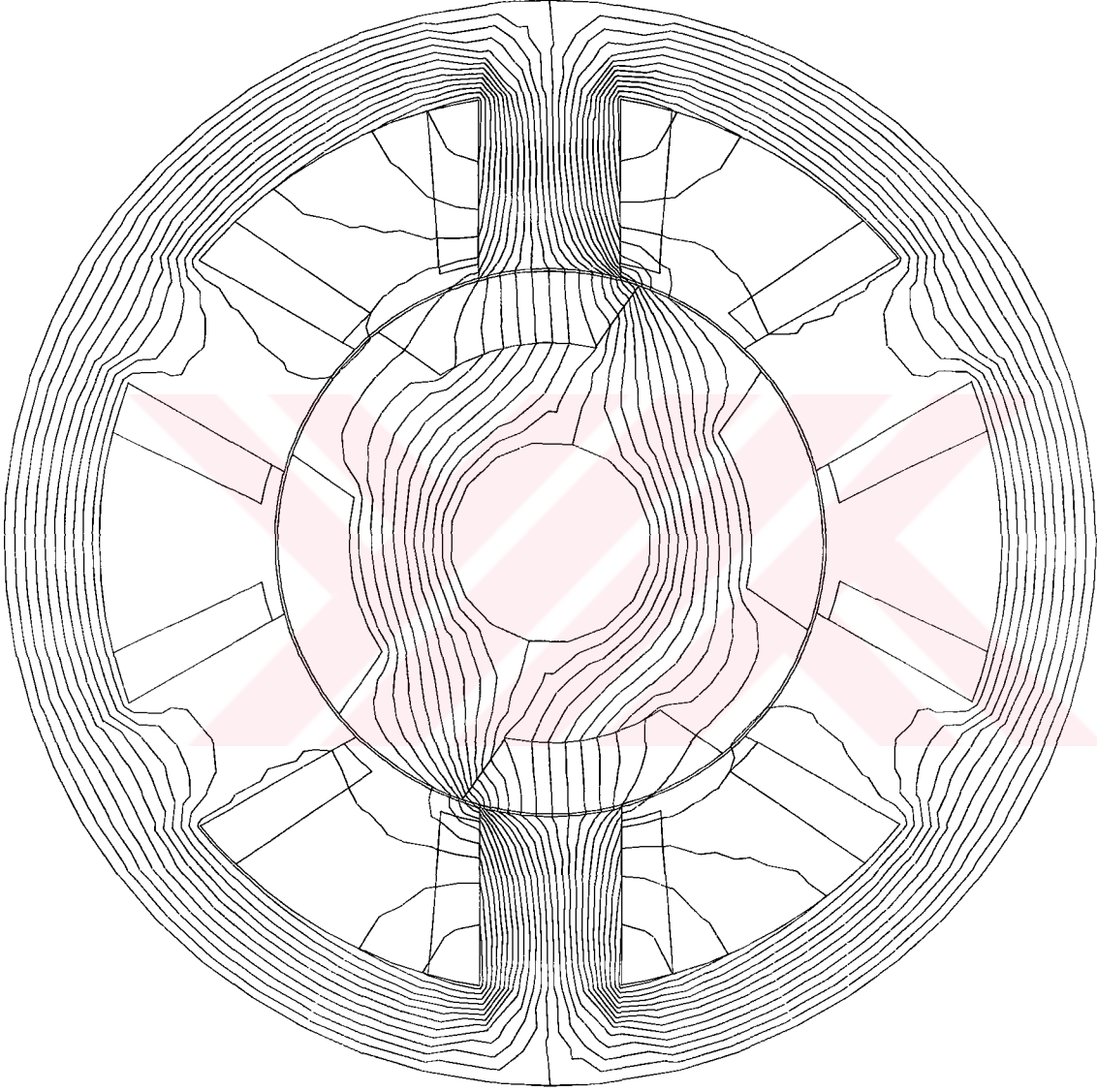
Klasik kutup şekline sahip ARM modeli olan “Model 1” ve moment dalgalılığını azaltmak üzere önerilen yeni kutup şekillerine sahip “Model 6”ya ait akı çizgileri aşağıdaki şekillerde verilmiştir.

Şekil B.1 ile Şekil B.9 arasında Model 1’e ait ve Şekil B.10 ile Şekil B.19 arasında Model 6’ya ait akı çizgilerini gösteren şekiller verilmiştir.

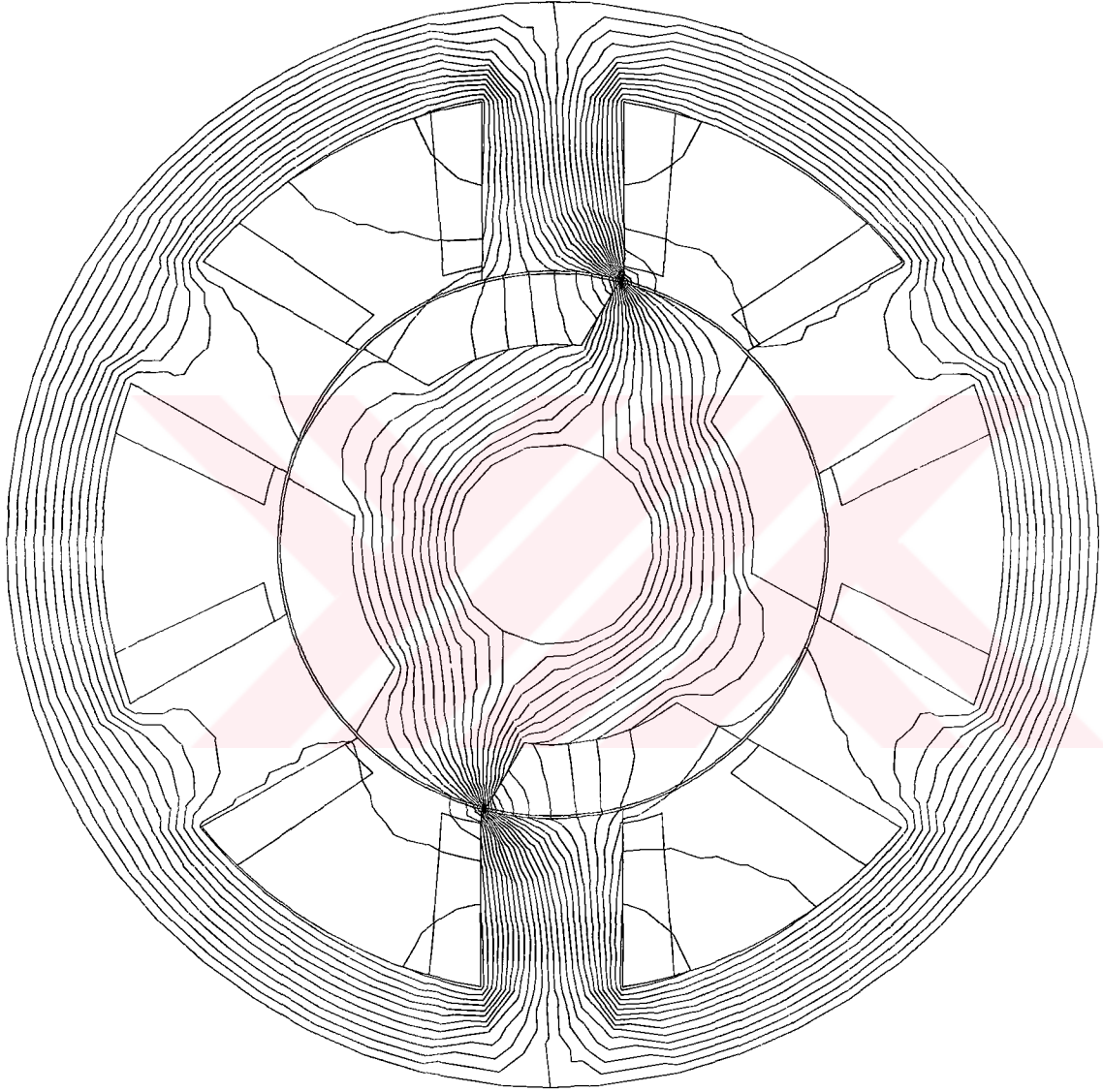




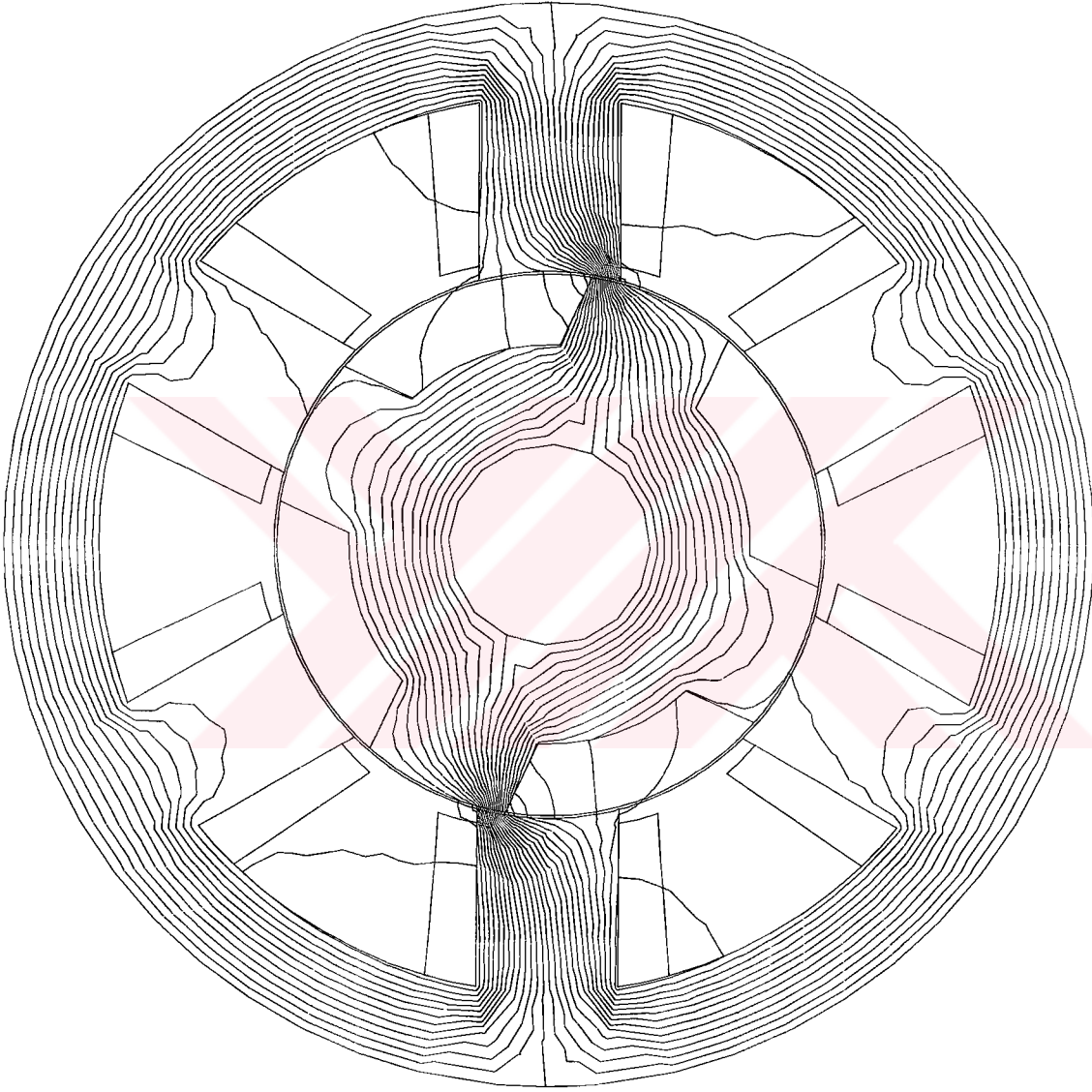
Şekil B.1 Model 1'e ait 50° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



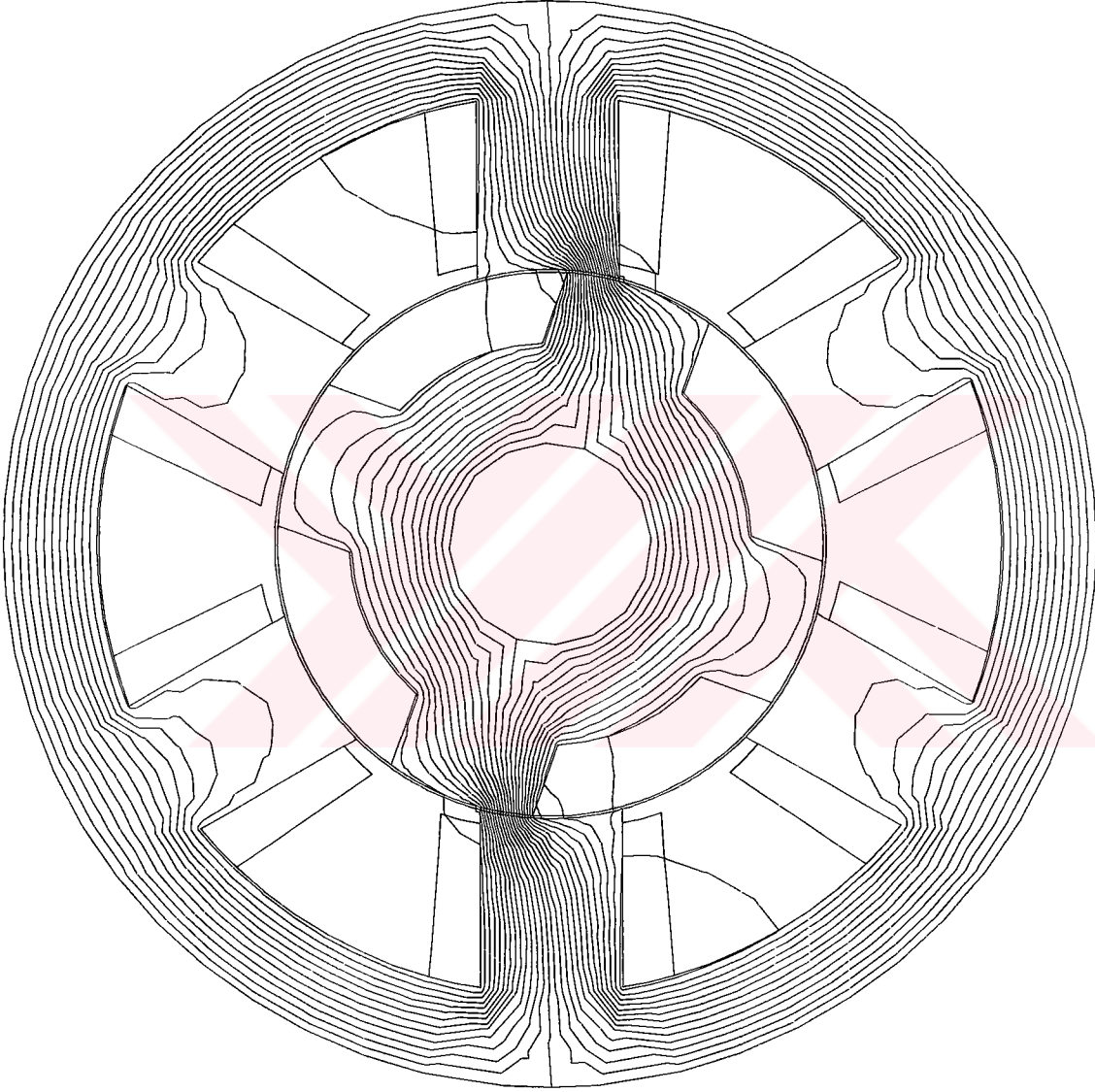
Şekil B.2 Model 1'e ait 55° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



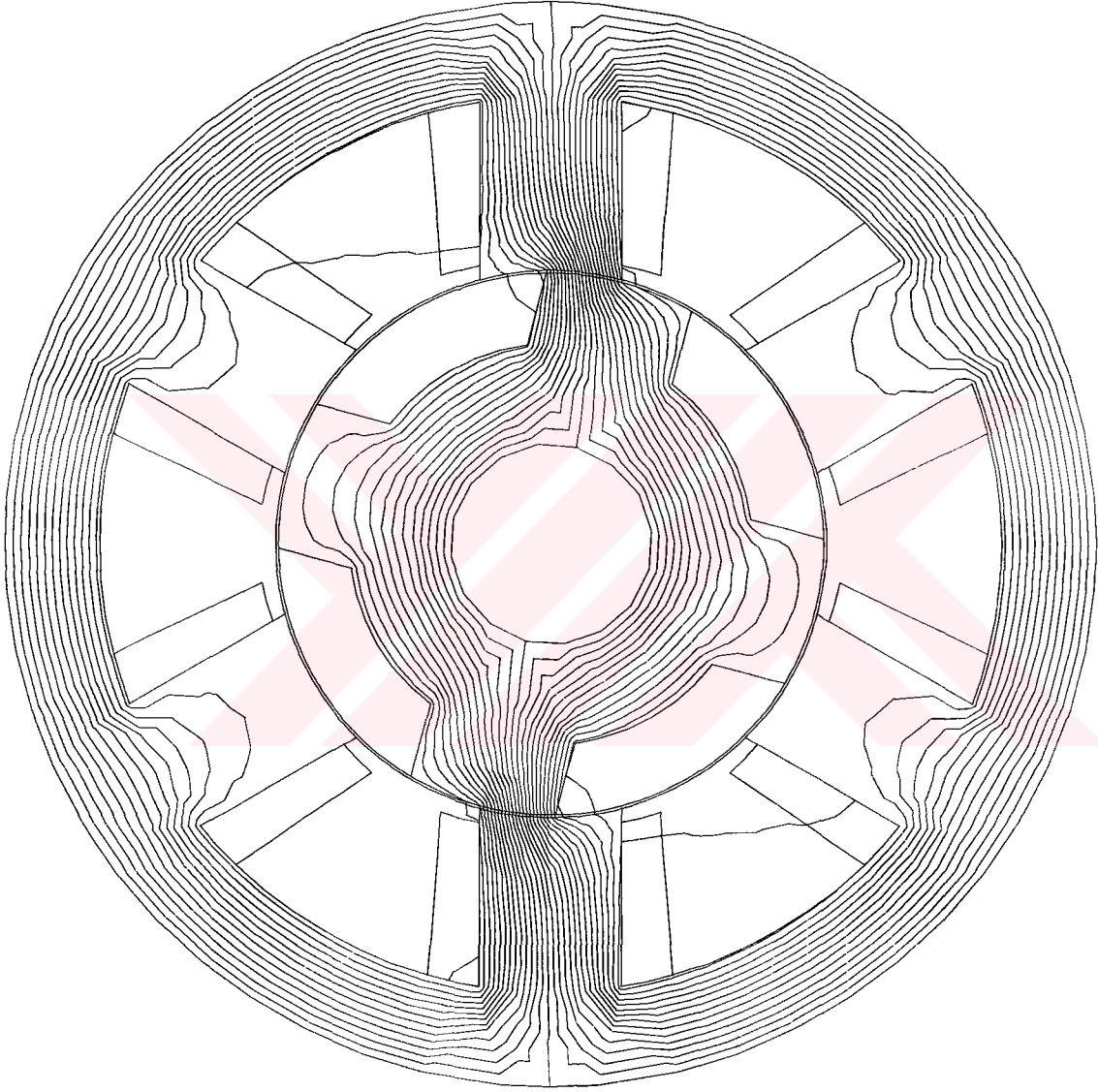
Şekil B.3 Model 1'e ait 60° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



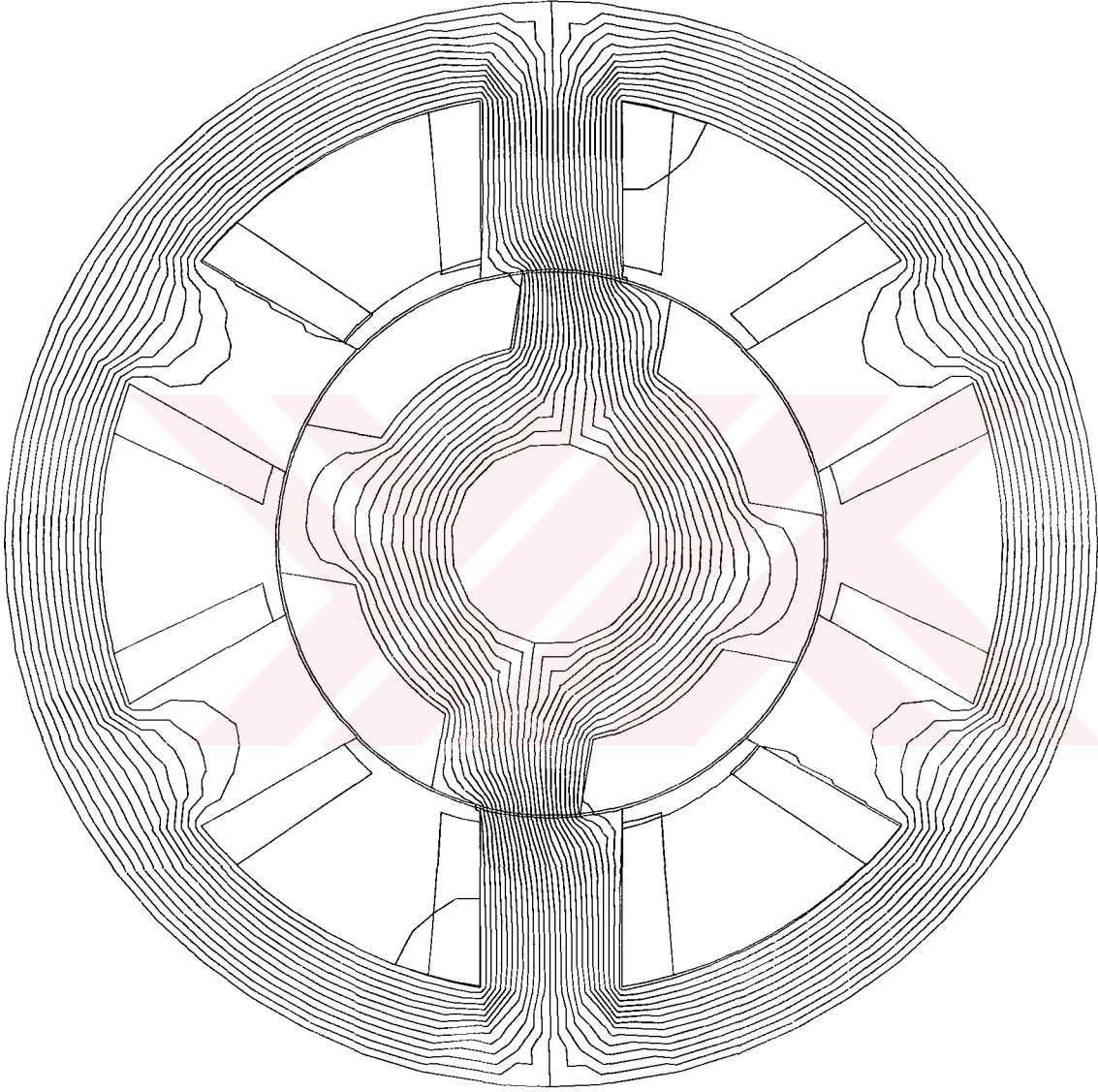
Şekil B.4 Model 1'e ait 65° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



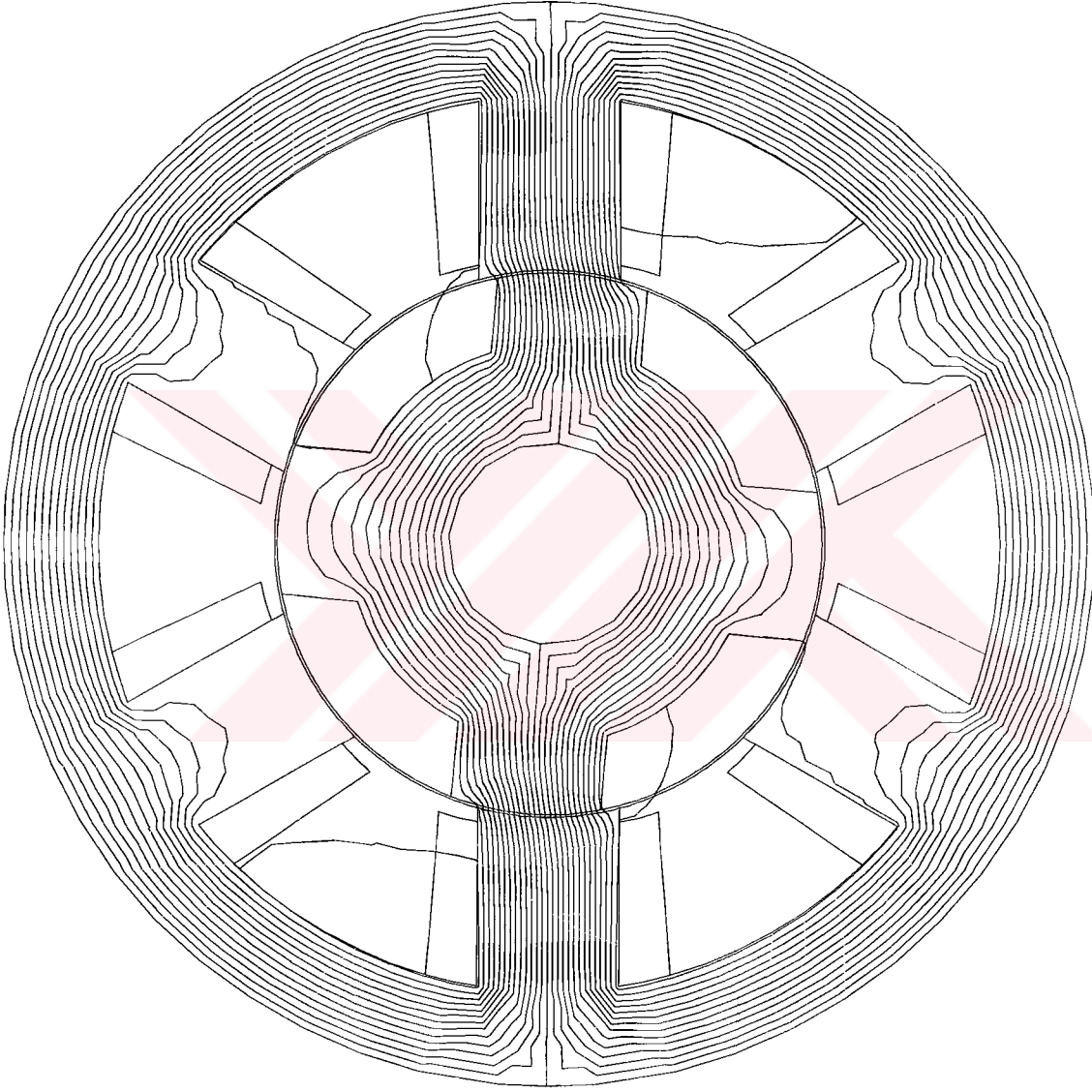
Şekil B.5 Model 1'e ait 70° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



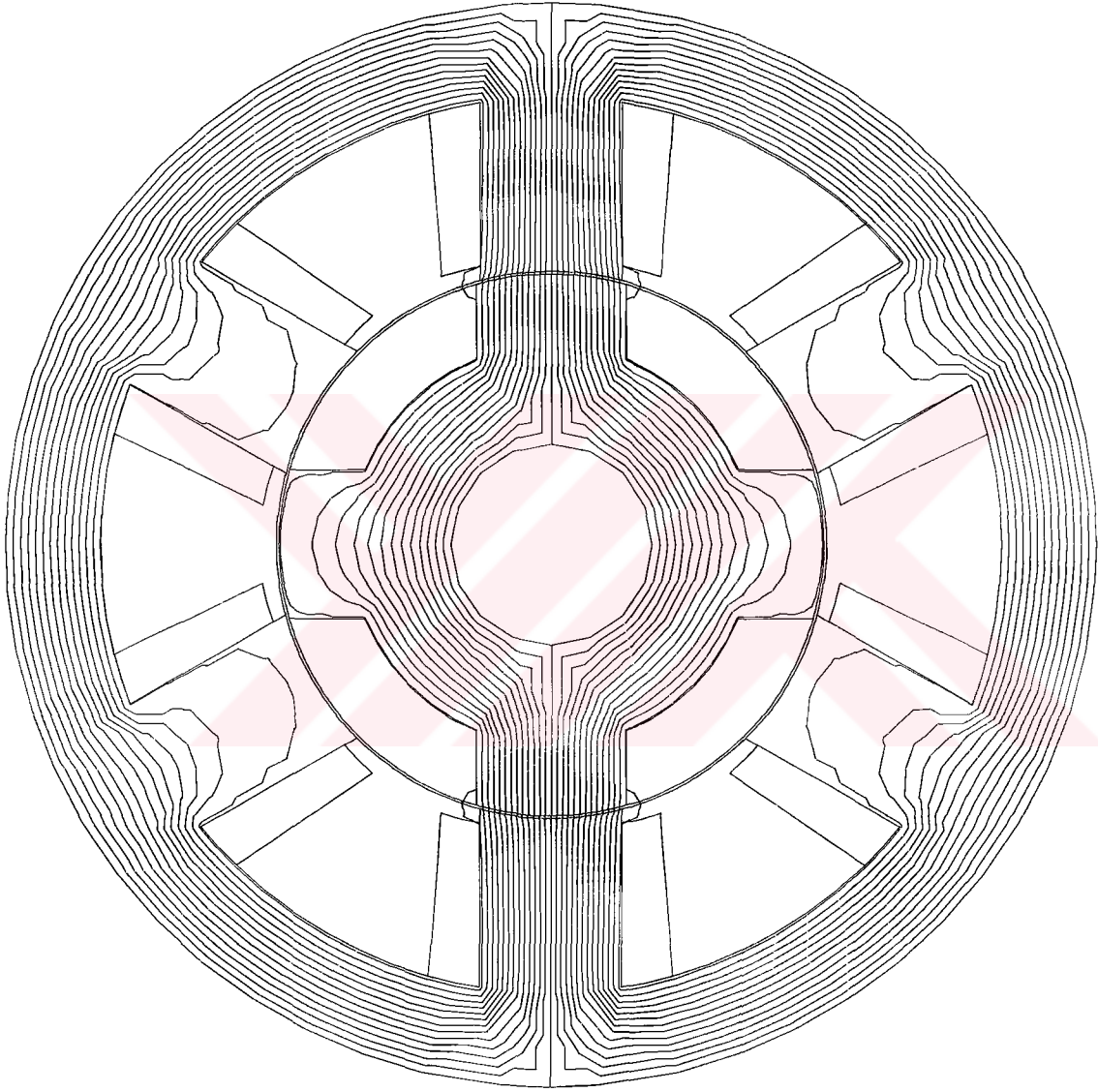
Şekil B.6 Model 1'e ait 75° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



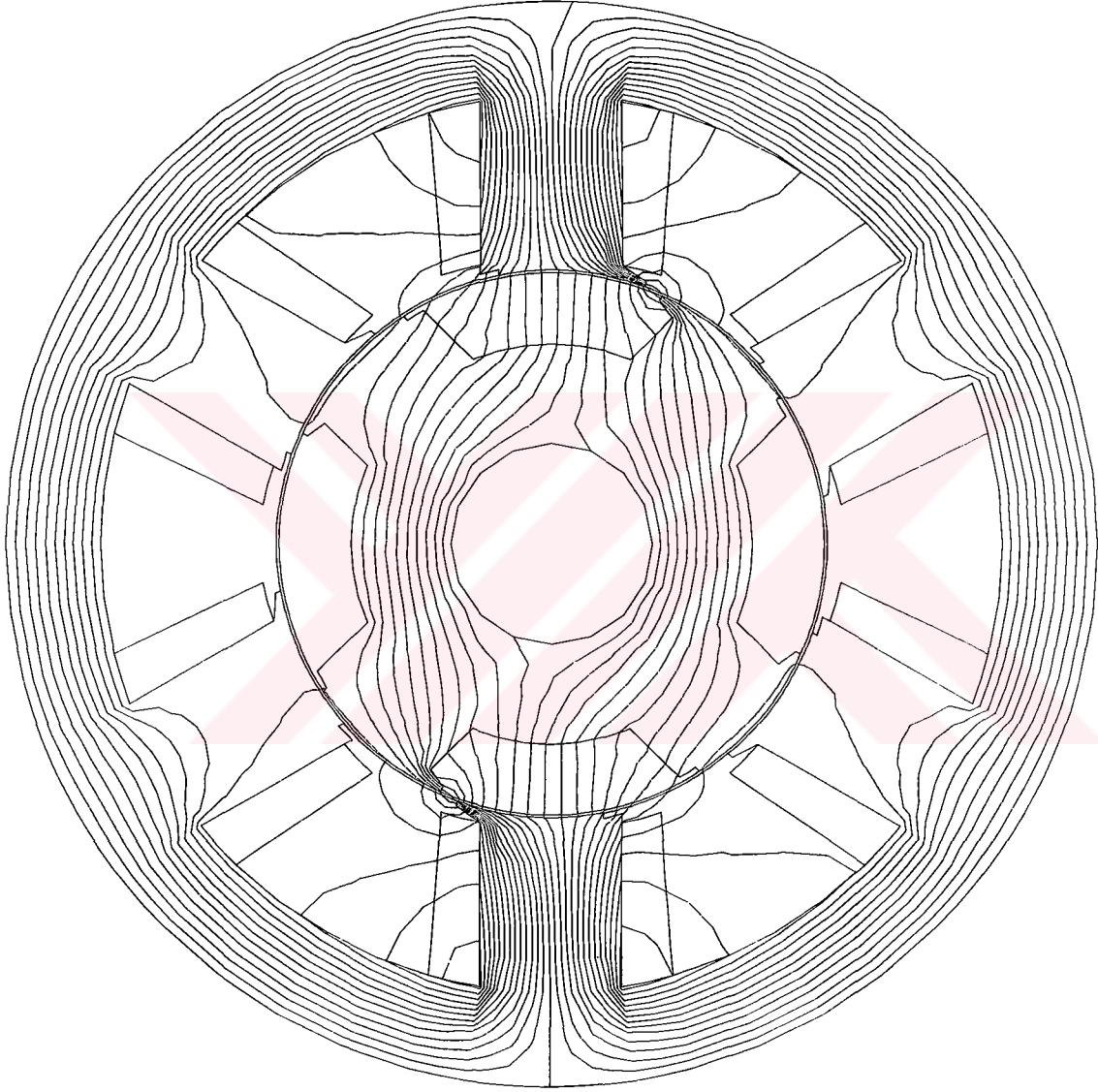
Şekil B.7 Model 1'e ait 80° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



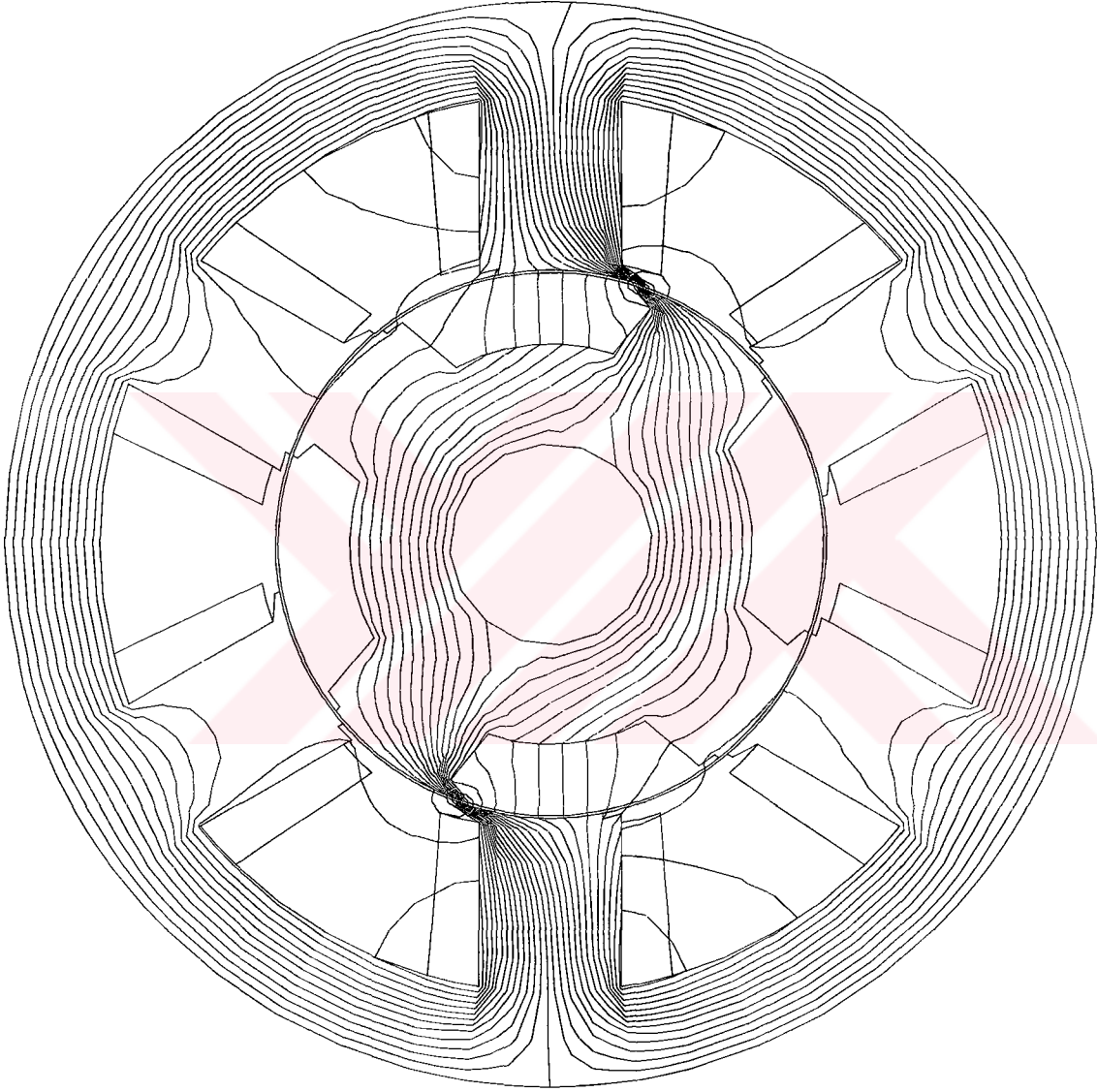
Şekil B.8 Model 1'e ait 85° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



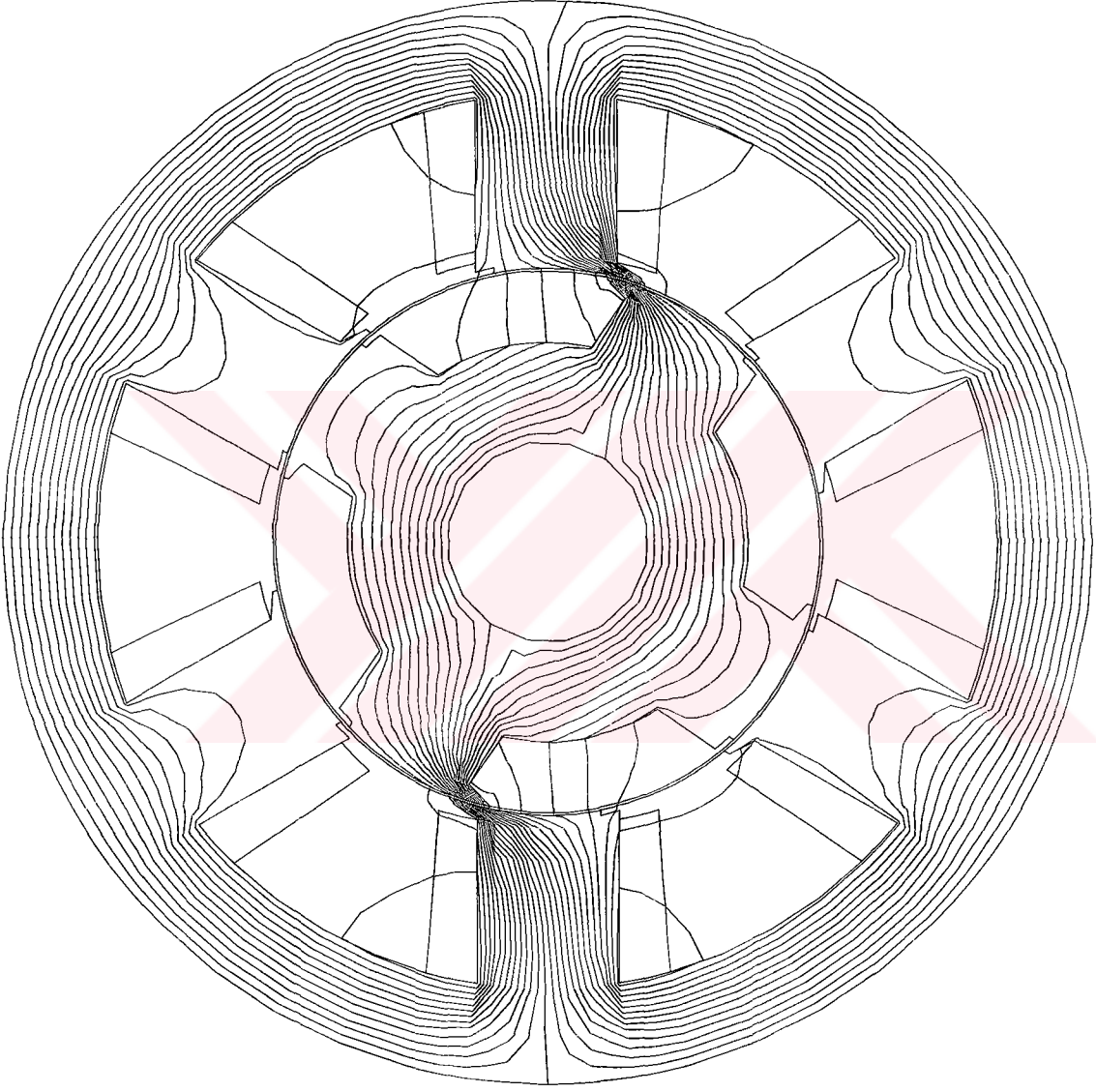
Şekil B.9 Model 1'e ait 90° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



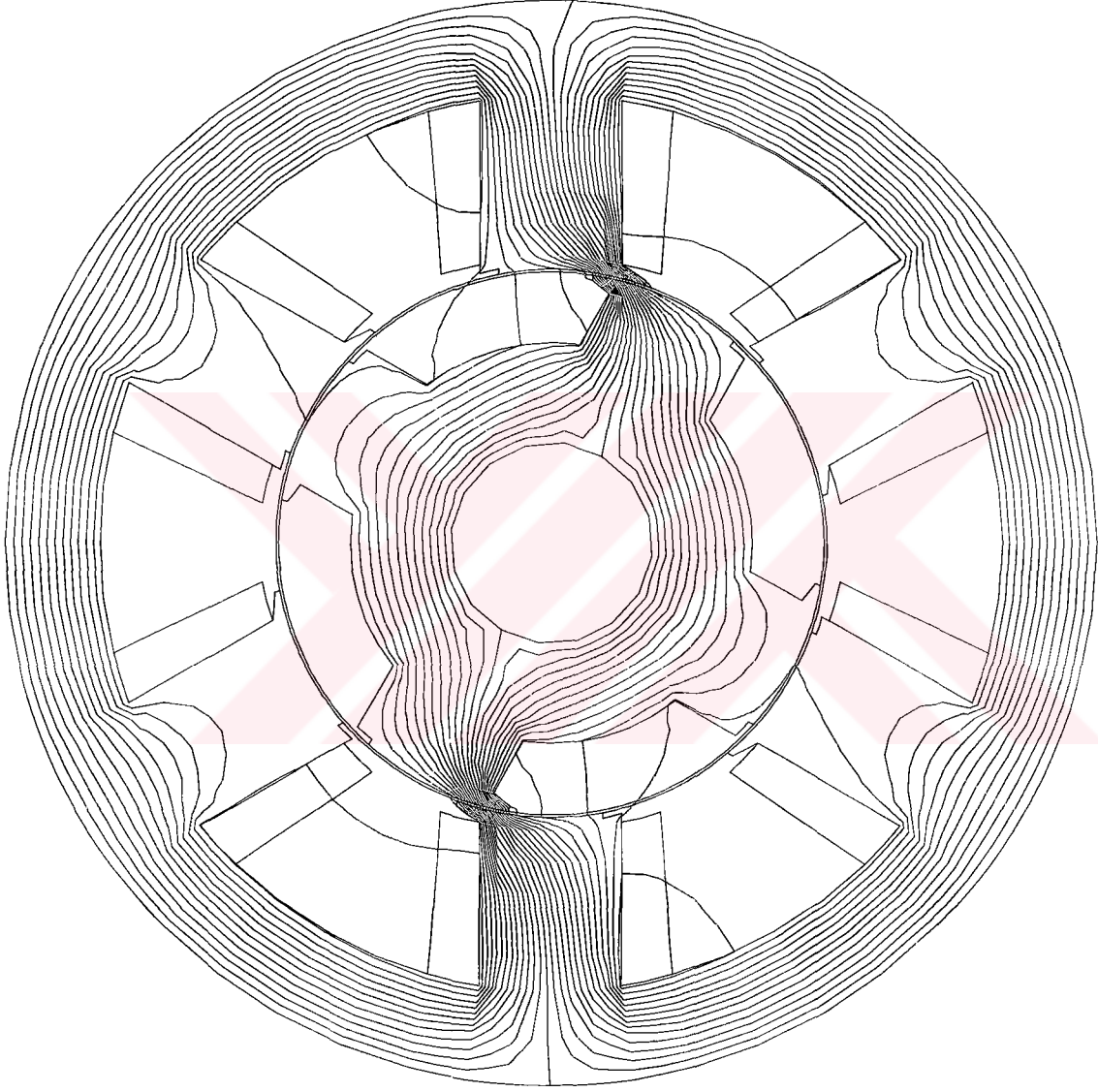
Şekil B.10 Model 6'ya ait 45° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



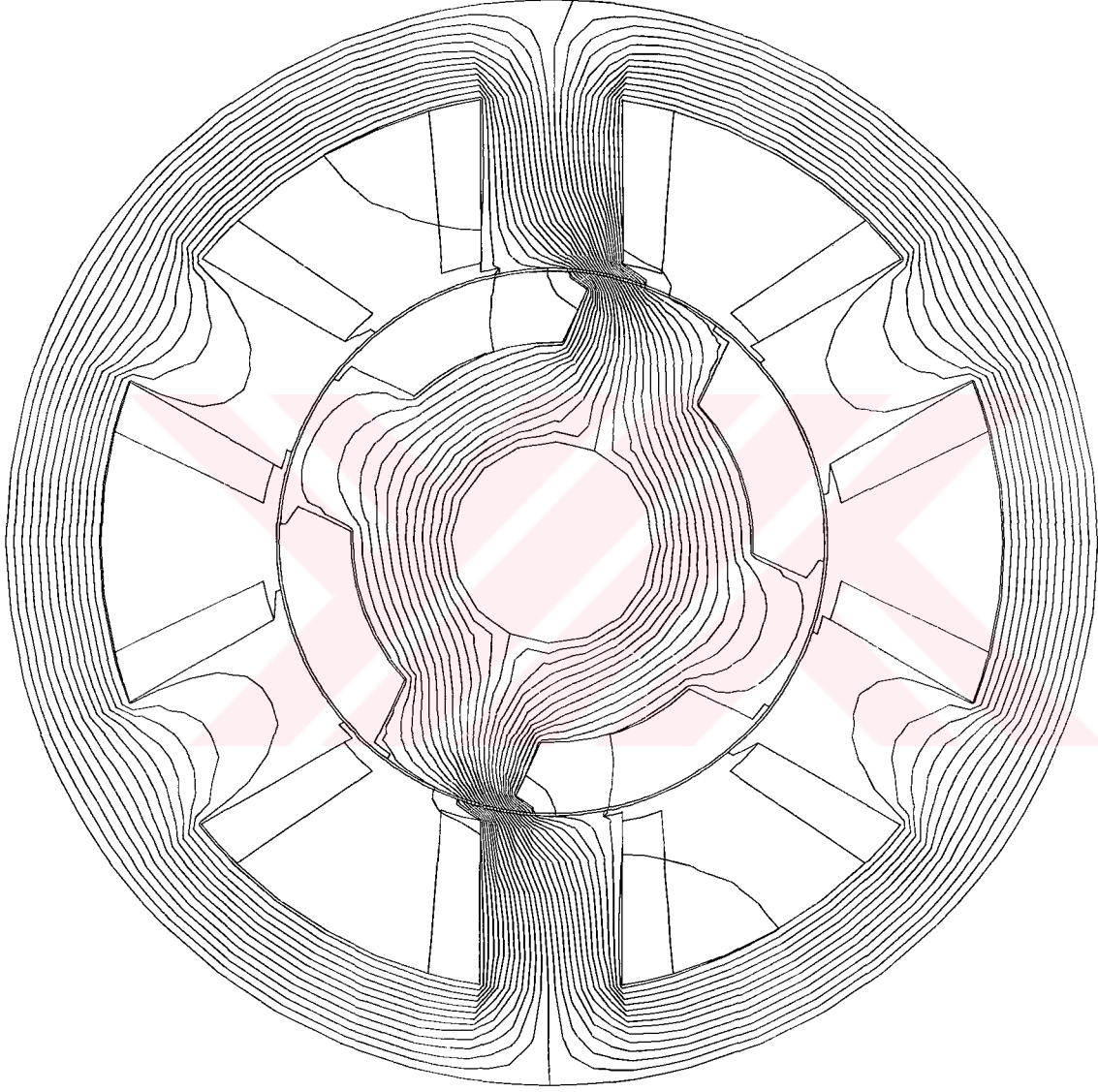
Şekil B.11 Model 6'ya ait 50° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



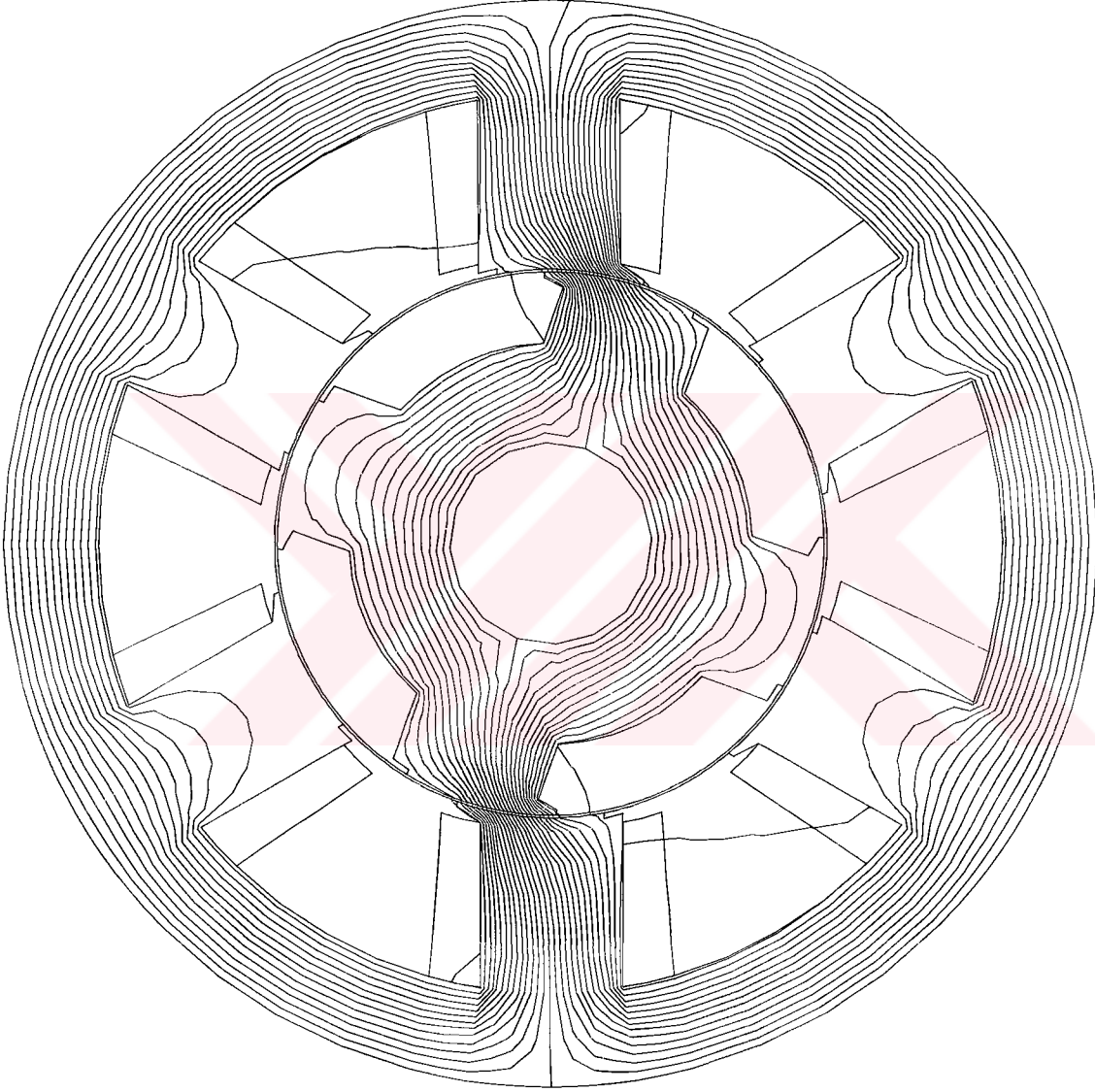
Şekil B.12 Model 6'ya ait 55° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



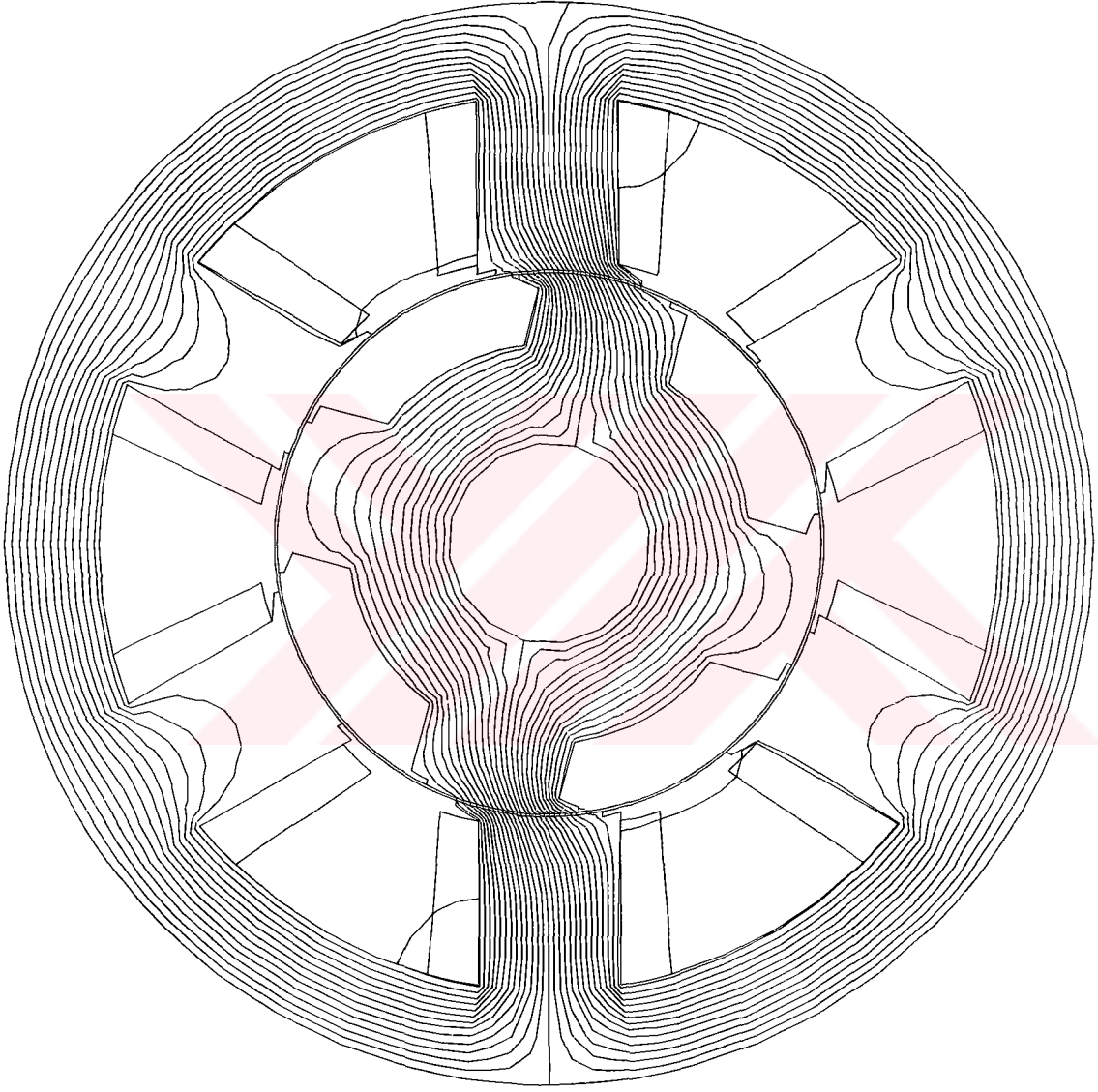
Şekil B.13 Model 6'ya ait 60° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



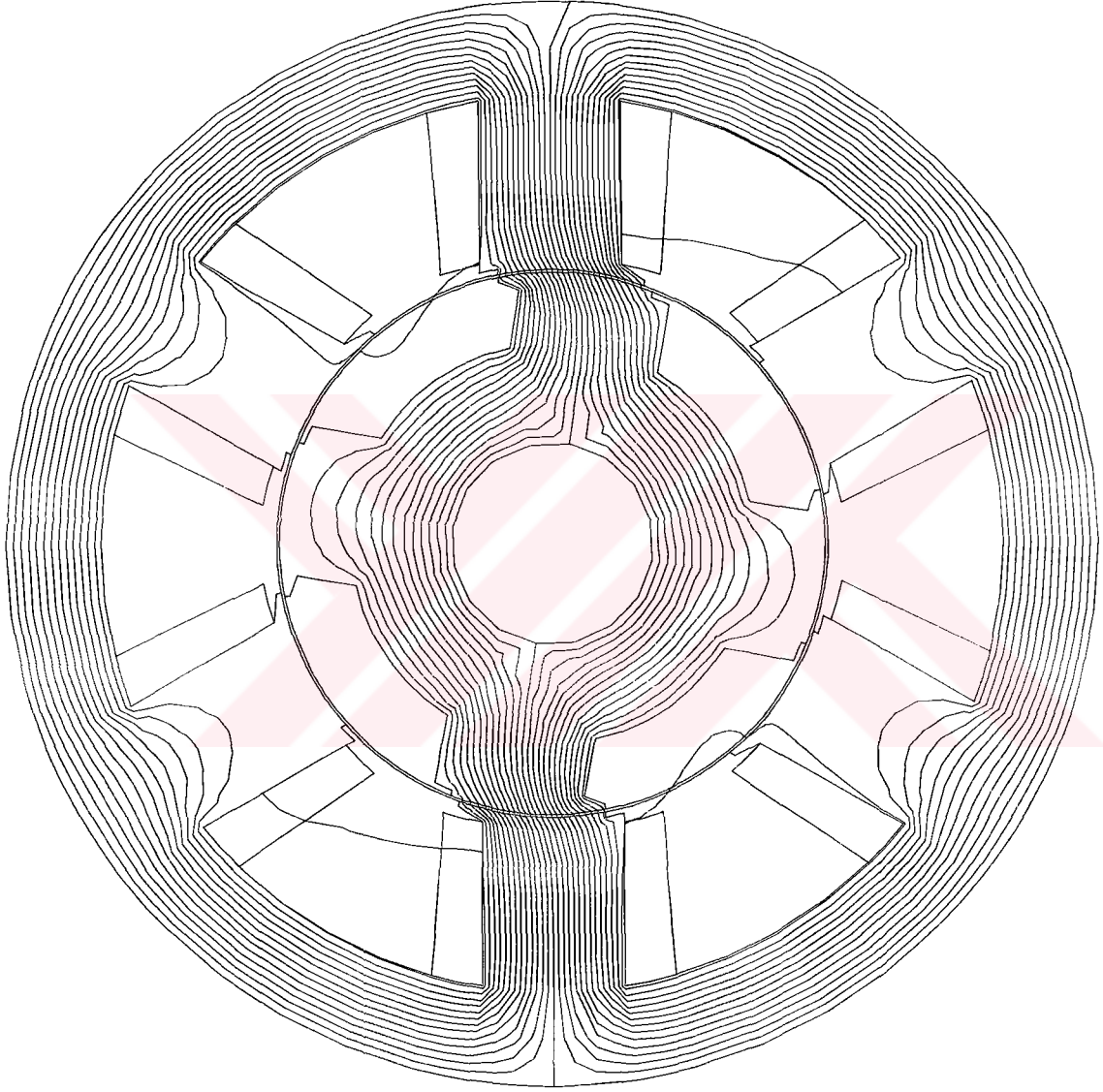
Şekil B.14 Model 6'ya ait 65° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



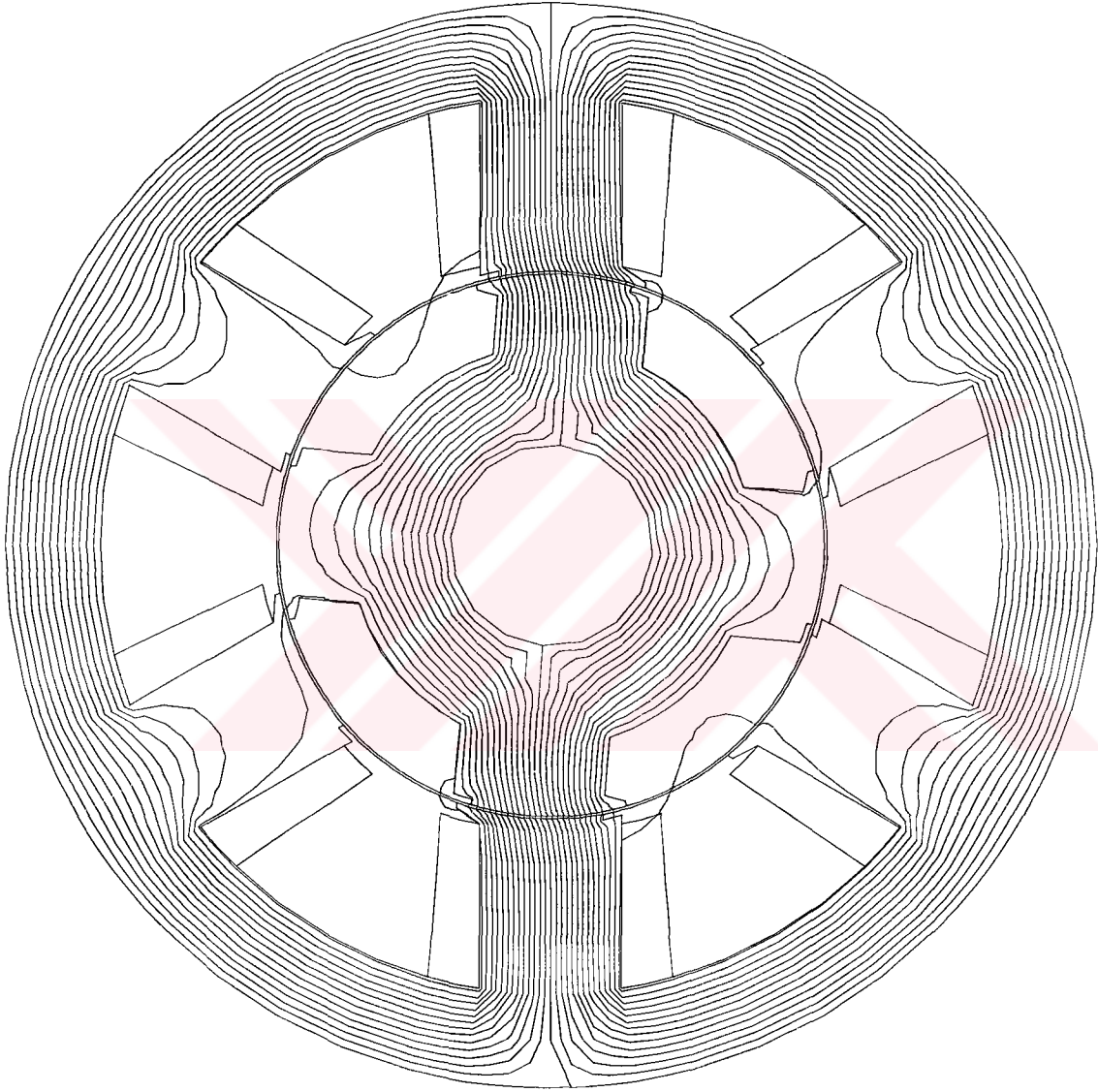
Şekil B.15 Model 6'ya ait 70° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



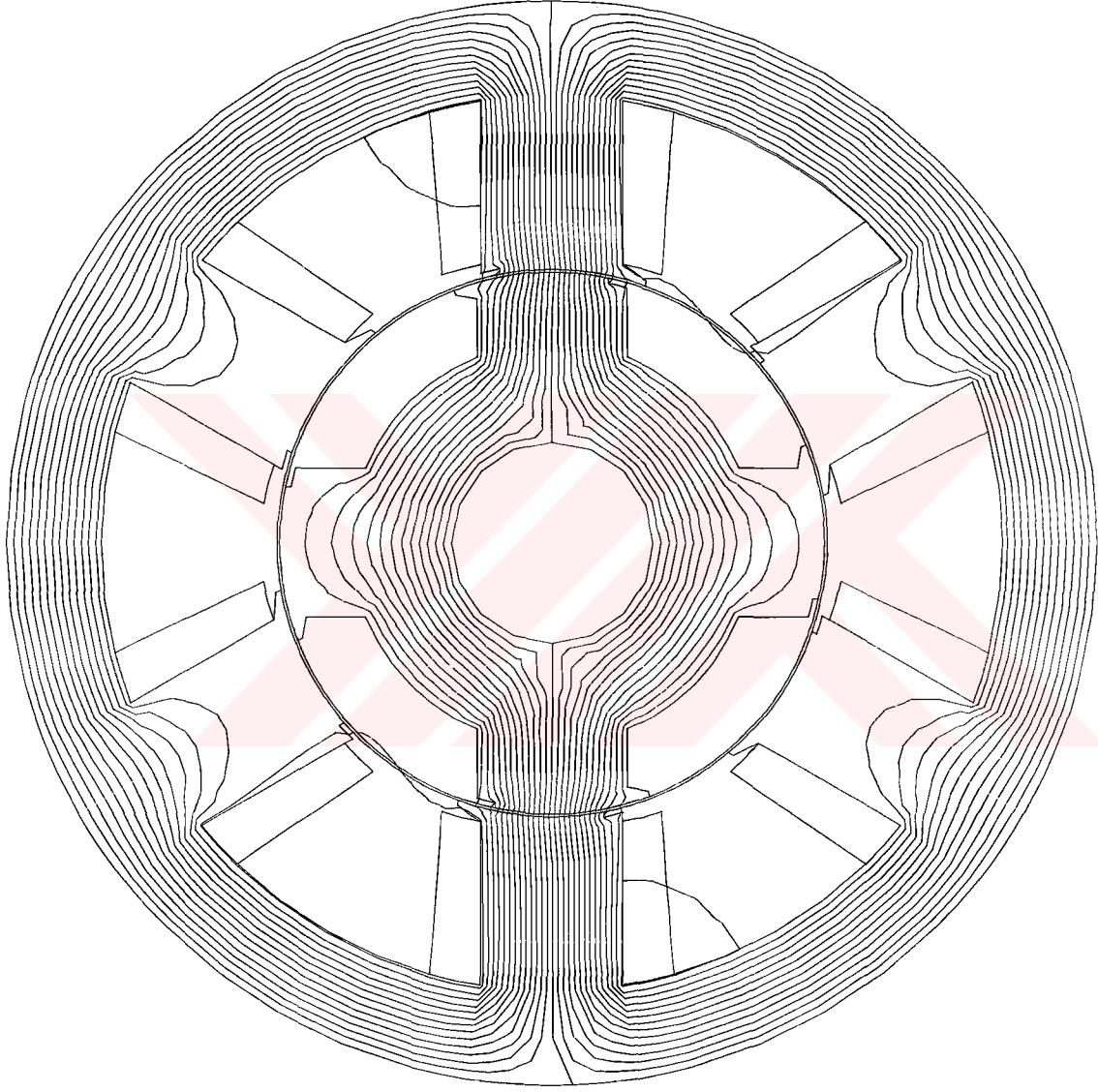
Şekil B.16 Model 6'ya ait 75° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



Şekil B.17 Model 6'ya ait 80° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



Şekil B.18 Model 6'ya ait 85° Rotor Konumunda Akı Çizgileri



Şekil B.19 Model 6'ya ait 90° Rotor Konumunda Akı Çizgileri

ÖZGEÇMİŞ

Yusuf ÖZOĞLU, 1967 yılında ÜRGÜP’te doğdu. İlköğrenimini Atatürk İlkokulunda, orta ve lise öğrenimini Ürgüp Ürgüp Lisesinde tamamladı. 1985 yılında Yıldız Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümüne kaydını yaptırdı. Bir yıl sonra yatay geçişle İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümüne kaydını aldırıldı. Bu bölümden 1989 yılında mezun oldu. 2 yıl özel şirkette çalıştıktan sonra 1991’de İstanbul Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu Kontrol Bölümünde Arş. Gör. kadrosuyla göreve başladı. 1991 yılında İ.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsünde Yüksek Lisansa kaydını yaptırarak 1995 yılında mezun oldu. 1995 yılında aynı Enstitüde Doktora eğitimine başladı. Halen araştırma görevlisi olarak üniversitesinde görevine devam etmektedir.