

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

**GÖMÜLÜ MİKNATISLI SENKRON MAKİNALARIN ANALİTİK
MODELLENMESİ İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM**

HİLMİ GÜRLEYEN

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

**DANIŞMAN
PROF. DR. ERKAN MEŞE**

İSTANBUL, 2018

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÖMÜLÜ MIKNATISLI SENKRON MAKİNALARIN ANALİTİK
MODELLENMESİ İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM**

Hilmi GÜRLEYEN tarafından hazırlanan tez çalışması 29/06/2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Erkan MEŞE
Ege Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Erkan MEŞE
Ege Üniversitesi

Doç. Dr. Ahmet Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Yasemin ÖNER
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Lale TÜKENMEZ ERGENE
İstanbul Teknik Üniversitesi



Bu alışma, Tübitak Bilim İnsanı Destekleme Programı tarafından 2214-A Doktora Sırası Yurt Dışı Araştırma Bursu kapsamında desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Çalışmalarım boyunca, büyük bir özveri ile beni yönlendiren, destekleyen, teşvik eden tez danışmanım ve hocam Prof. Dr. Erkan MEŞE'ye bütün içtenlikle teşekkürlerimi sunuyorum.

ABD'de bulunduğum bir yıllık süre içerisinde bana destek olan ve çalışmalarına katkı sağlayan Doç. Dr. Bülent ŞARLIOĞLU'na ve bu imkânı bana sunan TÜBİTAK'a şükranlarımı sunarım.

Tez izleme komitemde yer alarak bana değerli yorumlarıyla katkılar sağlayan hocalarım Doç. Dr. A. Faruk BAKAN ve Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN'e teşekkür ederim.

Tüm hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini benden esirgemeyen ve beni bu günlere getiren anne ve babama teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışmalarım sırasında her zaman destek olan ve sabrını benden esirgemeyen eşim ve oğluma teşekkür ederim.

Haziran, 2018

Hilmi GÜRLEYEN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xiv
ÖZET	xv
ABSTRACT.....	xvii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti.....	1
1.2 Tezin Amacı.....	12
1.3 Hipotez.....	13
BÖLÜM 2	
KALICI MIKNATISLI SENKRON MAKİNELER	15
2.1 Kalıcı Mıknatıslar	15
2.2 Kalıcı Mıknatıslı Makinaların Sınıflandırılması.....	18
2.3 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinalar (GMSM)	22
2.3.1 GMSM Moment İfadesi	24
2.3.2 GMSM'ların Otomotiv Uygulamalarında kullanılması	26
BÖLÜM 3	
KESİRLİ OLUKLU KONSANTRE SARIM (KOKS) TEKNİĞİ.....	29
3.1 Dağıtılmış ve Konsantre Sargı	29
3.2 Üç Fazlı Makinaların Konsantre Sarımı	31
3.2.1 Konsantre Sargılı Makinalarda Sargı Düzeni.....	32
3.2.2 Sargı Faktörü Hesabı	34

3.2.3	Olukların Yıldızı Yöntemi.....	36
3.2.4	Alt-Harmoniklerin Vektörel Yöntem ile Elde Edilmesi.....	40
3.3	Sargı Fonksiyonu	42
3.4	Spp Değerine Göre MMK Dağılımı	46
 BÖLÜM 4		
ANALİTİK MODELLEME YAKLAŞIMLARI.....		67
4.1	Hava Aralığına Sahip Bir Endüktansın Analitik Modeli	67
4.1.1	Doğrusal Olmayan Endüktans Modeli	69
4.1.2	Benzetim Sonuçları	74
4.1.3	Deneysel Sonuçlar	78
4.2	LambertW Fonksiyonunun GSM Modelinde Uygulanabilirliği	80
 BÖLÜM 5		
12 OLUK 10 KUTUPLU GSM MODELİ.....		82
5.1	Perturbasyon Teorisi	82
5.2	Akı Tüpleri.....	84
5.3	q-ekseni Modeli	85
5.4	Pade Yaklaşımları	97
5.5	Kaçak Endüktans Hesabı	102
5.5.1	Eşdeğer hava aralığı	102
5.5.2	Oluk Kaçak Endüktansı.....	102
5.5.3	Diş Ucu Kaçak Endüktansı.....	103
5.6	D-ekseni Endüktans Hesabı.....	105
5.7	Mıknatıs Halkalanan Akısı	106
5.8	Endüktans Değerlerinin Deneysel Ölçümü.....	107
5.8.1	q-ekseni Endüktans Ölçümü.....	111
5.8.2	d-ekseni Endüktans Ölçümü.....	112
5.9	Kalıcı Mıknatısların q-ekseni Endüktansına Etkisi	115
5.10	Karşıt Doyma Etkisi.....	119
 BÖLÜM 6		
GSM TASARIMI VE PROTOTİP ÜRETİMİ.....		124
6.1	Elektrik Makinalarının Tasarım Süreci.....	124
6.2	GSM'lerin Kontrolü	125
6.3	Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi	129
6.4	Prototip Üretimi	133
6.5	Deneysel Olarak Hız-Moment Grafiğinin Elde Edilmesi.....	135
 BÖLÜM 7		
SONUÇ VE ÖNERİLER.....		139
KAYNAKLAR		142

EK-A

PADE KATSAYILARI 152

EK-B

MOTOR TASARIM PARAMETRELERİ 160

ÖZGEÇMİŞ 162



SİMGE LİSTESİ

T	Moment
W_{en}	Manyetik alanda depo edilen enerji
W_{co}	Manyetik alanda depo edilen koenerji
θ	Rotor konumu
B	Manyetik akı yoğunluğu
H	Manyetik alan şiddeti
μ	Manyetik geçirgenlik
Φ	Manyetik akı
L_d	d-ekseni endüktansı
L_q	q-ekseni endüktansı
λ_d	d-ekseni halkalanan akısı
λ_q	q-ekseni halkalanan akısı
λ_{pm}	Mıknatıs halkalanan akı
S_r	Manyetik çıkıklık oranı
N	Sarım sayısı
g	Hava aralığı uzunluğu
S	Oluk sayısı
p	Kutup sayısı
m	Faz sayısı
q	Faz kutup başına düşen oluk sayısı
k_w	Sargı faktörü
l	Uzunluk
I	Akım
V	Manyeto-motor kuvveti
A	Kesit alanı
I_{ch}	Karakteristik akımı

KISALTMA LİSTESİ

AA	Alternatif Akım
AAKM	Akı Anahtarlamaalı Kalıcı Mıknatıslı Motor
ARM	Anahtarlamaalı Relüktans Motor
DA	Doğru Akım
EAKM	Enine Akılı Kalıcı Mıknatıslı
EBOB	En Büyük Ortak Bölen
EKOK	En Küçük Ortak Kat
EMK	Elektro-motor Kuvveti
GMSM	Gömülü Mıknatıslı Senkron Makine
KM	Kalıcı Mıknatıs
KMAR	Kalıcı Mıknatıslı Anahtarlamaalı Relüktans
KOKS	Kesirli Oluklu Konsantre Sargı
MED	Manyetik Eşdeğer Devre
MMK	Manyeto-motor Kuvveti
SRM	Sinüzoidal Relüktans Motor
SEA	Sonlu Eleman Analizi
SFY	Sonlu Fark Yöntemi
TPY	Toplu Parametre Yöntemi
YMSM	Yüzey Montaj Mıknatıslı Senkron Makina

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1	GMSM kesit gösterimi 2
Şekil 1.2	d ve q-ekseni akı yönleri 3
Şekil 1.3	(a) q-ekseni, (b) d-ekseni akı dağılımı 4
Şekil 1.4	Q ve D-eksenleri manyetik eşdeğer devreleri 5
Şekil 1.5	Toplu parametre yöntemi kullanılarak 12/10 GMSM'nin elde edilmiş manyetik eşdeğer devresi 6
Şekil 2.1	Tipik seramik mıknatıs demanyetizasyon grafiği ... 16
Şekil 2.2	Farklı kalıcı mıknatısların B-H davranışları..... 16
Şekil 2.3	Yıllara göre KM malzemelerin ve enerji yoğunluklarının gelişimi. 17
Şekil 2.4	KM elektrik makinalarının sınıflandırılması 19
Şekil 2.5	Eksenel akılı KM motor yapısı..... 19
Şekil 2.6	Tek fazlı enine akılı KM makinanın yapısı 20
Şekil 2.7	Akı anahtarlama KM makina yapısı 20
Şekil 2.8	KMARM yapısı 21
Şekil 2.9	YMSM rotor yapısı 21
Şekil 2.10	a) in-set, b) teker tipi, c) düz biçim, d) v biçim, e) u biçim f) çok katmalı GMSM rotor görünüşleri 23
Şekil 2.11	Akım vektörünün açıya bağlı değişim yörüngesi..... 25
Şekil 2.12	Akım açısına bağlı mıknatıs ve relüktans moment grafiği..... 25
Şekil 2.13	a) Toyota Prius 2003, b) Prius 2004 ve c) Prius 2010 d) Toyota Camry rotor yapısı 27
Şekil 2.14	a) Honda Accord, b) Ford rotor yapısı 28
Şekil 2.15	a) BMW i3, b) Lexus (2008), c) Ford, d) Nissan Leaf rotor yapıları..... 28
Şekil 3.1	Dağıtılmış sargı ve konsantre sargı çizimi ... 30
Şekil 3.2	12/10 makina için okların çizimi 37
Şekil 3.3	Okların faz sırasına göre sektörlere ayrılması 37
Şekil 3.4	Okların numaralandırılması 38
Şekil 3.5	A fazına ait sargı şekli 38
Şekil 3.6	9/8 bir makina için okların çizimi 39
Şekil 3.7	9/8 makina için okların sektörlere ayrılması ve numaralandırılması 39
Şekil 3.8	9/8 bir makina için A fazına ait sargı seti..... 40
Şekil 3.9	12/10 makinanın EMK dalga şekli 5. harmoniği için okların numaralanması ve bileşke vektörü..... 41
Şekil 3.10	12/10 makinanın EMK dalga şekli 2. harmoniği için okların numaralanması ve bileşke vektörü..... 42

Şekil 3.11	Rotoru ve statoru silindirik sargıları hava aralığına rastgele yerleştirilmiş bir makina	43
Şekil 3.12	Şekil 12’de gösterilen makinanın sargı fonksiyonu	46
Şekil 3.13	12 oluklu makinanın konsantre sarım şekli	47
Şekil 3.14	12/10 makinanın A fazına ait sargı fonksiyonu grafiği	48
Şekil 3.15	Sadece A fazı uyarıldığında oluşan akı yolları.....	48
Şekil 3.16	12/10 makinada sadece A fazı uyarıldığında oluşan hava aralığı boyunca manyetik akı yoğunluğu	49
Şekil 3.17	Sargı fonksiyonunun FFT dönüşümü sonucunda elde edilen harmonik spektrumu	49
Şekil 3.18	$t=0$ anı için 12/10 makinanın MMK dağılımı	50
Şekil 3.19	$t=0$ anı için akı yolları dağılımı	50
Şekil 3.20	$t=0$ anı için hava aralığı akı yoğunluğu	52
Şekil 3.21	MMK dağılımı FFT gösterimi.....	52
Şekil 3.22	$t=0$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri.....	53
Şekil 3.23	$t=\pi/4$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri.....	54
Şekil 3.24	$t=\pi/2$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri.....	55
Şekil 3.25	$t=\pi$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri.....	56
Şekil 3.26	$t=3\pi/2$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri.....	57
Şekil 3.27	$t=\pi/2$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri.....	58
Şekil 3.28	12/10 tek katmanlı sarım şekli	59
Şekil 3.29	(a) Sargı fonksiyonu, (b) FFT dönüşümü.....	59
Şekil 3.30	(a) Sadece A fazı uyarıldığında, (b) 3 faz uyarıldığında oluşan akı yolları. 60	60
Şekil 3.31	(a) MMK dağılımı, (b) FFT dönüşümü	60
Şekil 3.32	6/4 bir makina için (a) sargı dağılımı (b) MMK harmonik genlikleri (c) MMK harmonik dağılımları.....	62
Şekil 3.33	9/8 bir makina için (a) sargı dağılımı (b) MMK harmonik genlikleri (c) MMK harmonik dağılımları	63
Şekil 3.34	9/10 bir makina için (a) sargı dağılımı (b) MMK harmonik genlikleri (c) MMK harmonik dağılımları.....	64
Şekil 3.35	12/14 bir makina için (a) sargı dağılımı (b) MMK harmonik genlikleri (c) MMK harmonik dağılımları.....	65
Şekil 4.1	Üretici tarafından verilen B-H eğrisi ve eğri uydurma yöntemi ile elde edilen fonksiyon	69
Şekil 4.2	Hava aralığına sahip bir endüktans yapısı ve manyetik eşdeğer devresi. ...	70
Şekil 4.3	Nüve relüktansı ayrılmış manyetik eşdeğer devre	71
Şekil 4.4	Farklı hava aralıklarına sahip endüktansların değerleri ile akım arasındaki ilişki.....	73

Şekil 4.5	Farklı hava aralıklarına sahip endüktansların manyetik akı ile MMK arasındaki ilişki	73
Şekil 4.6	Önerilen yöntemin akış şeması	74
Şekil 4.7	Önerilen yöntemin Matlab/Simulink ortamında DA-DA düşürücü devresinde benzetiminin yapılması	75
Şekil 4.8	Önerilen yöntemin benzetimi ile elde edilen zaman akım grafiği	75
Şekil 4.9	Önerilen yöntemin benzetimi ile elde edilen manyetik akı grafiği	76
Şekil 4.10	Önerilen yöntemin benzetimi ile elde edilen manyetik akı yoğunluğu grafiği.	76
Şekil 4.11	Önerilen yöntemin benzetimi ile elde edilen endüktans değişim grafiği. ...	77
Şekil 4.12	Anahtarlama sinyali.....	77
Şekil 4.13	Önerilen ve doğrusal modellerin akım değişimi	78
Şekil 4.14	DA-DA düşürücü devre şeması.....	78
Şekil 4.15	Deney sisteminin fotoğrafı	79
Şekil 4.16	(a) Önerilen ve benzetim endüktans gerilimi (b), (c), (d) farklı yük değerlerinde deneysel, önerilen ve doğrusal modellerin akım dalgası karşılaştırması.....	79
Şekil 4.17	(4.1) denklemindeki exponansiyel ifadenin farklı derecelerden taylor seri açılımı ile grafiği	81
Şekil 5.1	Rastgele bir şekle sahip akı tüpü	85
Şekil 5.2	A, B, C fazı ile d-q eksenlerinin gösterimi.....	86
Şekil 5.3	q-ekseni uyarıldığında oluşan akı yolları	86
Şekil 5.4	q-ekseni akı yolları	87
Şekil 5.5	q-ekseni toplu parametreleri.....	88
Şekil 5.6	1 nolu akı yolu için MED	88
Şekil 5.7	q-ekseni toplu parametreleri.....	89
Şekil 5.8	2 nolu akı yolu MED	89
Şekil 5.9	M470-50A malzemesinin manyetik davranışı ve eğri uydurma yöntemi ile katsayıları elde edilen (5.26)'nın grafiği	90
Şekil 5.10	1 nolu akı-akım grafiğinin SEA ile karşılaştırması	92
Şekil 5.11	2 ve 3 nolu akı-akım grafiğinin SEA ile karşılaştırması	93
Şekil 5.12	Sırasıyla 0'dan 8. dereceye kadar olan çözümler	96
Şekil 5.13	Çözüm ve diğerlerinin grafikleri	97
Şekil 5.14	Farklı derecelerden Pade yaklaşımı ile elde edilmiş akı-akım grafiği	99
Şekil 5.15	1 nolu akının akı-akım grafiği	100
Şekil 5.16	2 ve 3 nolu akının akı-akım grafiği	101
Şekil 5.17	Stator oluk geometri tanımlaması	102
Şekil 5.18	Oluk ve dış ucu kaçak akı yolları (a) açık oluk (b) yarı açık oluk	103
Şekil 5.19	Oluk boyutları	104
Şekil 5.20.	L_q endüktans değerinin önerilen yöntem ve SEA ile karşılaştırması	104
Şekil 5.21	d-ekseni akı dağılımı	105
Şekil 5.22	d-ekseni manyetik akı yoğunluğu dağılımı	105
Şekil 5.23	d-ekseni MED'si	106
Şekil 5.24	Halkalanan akı için MED	107
Şekil 5.25	Endüktans ölçme deneyi elektriksel bağlantı şeması	108
Şekil 5.26	Tek faz ve 3 faz bağlantı şemaları ile deneysel olarak elde edilen halkalanan akı-akım grafiği	108
Şekil 5.27	Tek faz ve 3 faz bağlantı şemaları ile deneysel olarak elde edilen endüktans-akım grafiği	109
Şekil 5.28	Endüktans ölçümü için kurulan deney seti.....	110

Şekil 5.29	Makinaya uygulanan farklı genliklerdeki akım dalga şekilleri	110
Şekil 5.30	q-ekseni endüktans ölçüm deneyi akım ve gerilim dalga şekilleri.....	111
Şekil 5.31	d-ekseni halkalanan akısı	112
Şekil 5.32	Mıknatıs akısı çıkarılmış ve ortalaması alınmış d-ekseni halkalanan akısı.	113
Şekil 5.33	d-ekseni endüktansının akıma bağlı değişimi	113
Şekil 5.34	L_d ve L_q endüktanslarının önerilen yöntem, SEA ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması.....	114
Şekil 5.35	q-ekseni akı dağılımı	115
Şekil 5.36	Rotor içerisinde mıknatıs var iken ve yok iken deneysel olarak elde edilmiş endüktans değerlerin karşılaştırması	116
Şekil 5.37	Rotor içerisinde mıknatıs var iken ve yok iken SEA ile elde edilmiş endüktans değerlerin karşılaştırması	116
Şekil 5.38	Ana akı yolu olarak gösterilen kesit alanından geçen akının akıma bağlı değişimi	117
Şekil 5.39	Kuplaj olarak gösterilen kesit alanından geçen akı değişimi	118
Şekil 5.40	Diş olarak gösterilen kesit alanından geçen akının değişimi	118
Şekil 5.41	ABC ve α - β eksen takımları	119
Şekil 5.42	q-eksenin α -eksenine çakıştırıldığı gösterim.....	120
Şekil 5.43	Karşıt doyma analizi için fazların bağlantı şeması.....	121
Şekil 5.44	d-eksenin α -eksenine çakıştırıldığı gösterim.....	122
Şekil 5.45	d-ekseni akımının q-ekseni endüktansına etkisi.....	122
Şekil 5.46	q-ekseni akımının d-ekseni endüktansına etkisi.....	123
Şekil 6.1	Makine tasarımı iş akış diyagramı.....	125
Şekil 6.2	Akım sınır daireesi ve gerilim sınır elipsi.....	126
Şekil 6.3	Karakteristik akımın evirici akımından küçük olması durumunda oluşan MTPA yörüngesi ve gerilim sınırlı maksimum çıkış yörüngesi	127
Şekil 6.4	Farklı L_d endüktanslarına sahip iki motorun hız-moment eğrilerinin karşılaştırması.....	128
Şekil 6.5	Farklı L_d endüktanslarına sahip iki motorun hız-güç eğrilerinin karşılaştırması.....	128
Şekil 6.6	Mıknatıs açısının gösterimi	131
Şekil 6.7	Prototiplere ait Güç-Hız grafikleri	132
Şekil 6.8	Prototiplere ait Moment-Hız grafikleri.....	132
Şekil 6.9	Saçların lazer kesimi	133
Şekil 6.10	Sıkıştırma aparatları	134
Şekil 6.11	Mıknatısları yerleştirilmesi	134
Şekil 6.12	Stator sargılarının sarımı	135
Şekil 6.13	Motorun toplanmış hali	135
Şekil 6.14	Hız-moment grafiğinin elde edilmesi için kurulan deney seti	136
Şekil 6.15	Deneysel olarak elde edilen hız-moment grafiği.....	136
Şekil 6.16	Deneysel olarak elde edilen hız-güç grafiği.....	137
Şekil 6.17	Zıt-EMK dalga şekli.....	137
Şekil 6.18	Deneysel olarak elde edilen zıt-EMK işaretinin FFT analizi.....	138

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 KM'ların karşılaştırması	18
Çizelge 2.2 Elektrik motor güç, moment ve hız değerleri.....	27
Çizelge 3.1 Oluk/kutup kombinasyonlarına göre sargı faktörü değerleri	66
Çizelge 4.1 B-H eğrisi yaklaşımları	68
Çizelge 4.2 Endüktans parametreleri.....	78
Çizelge 5.1 Perturbasyon serisindeki katsayılar.....	95
Çizelge 6.1 Dört farklı prototipe göre endüktans değerleri	131
Çizelge A.1 N=5 ve M=5 için Pade katsayıları.....	152
Çizelge A.2 N=7 ve M=6 için Pade katsayıları.....	153
Çizelge A.3 N=7 ve M=7 için Pade katsayıları.....	154
Çizelge A.4 N=8 ve M=7 için Pade katsayıları.....	155
Çizelge A.5 N=8 ve M=8 için Pade katsayıları.....	156
Çizelge A.6 N=10 ve M=9 için Pade katsayıları.....	157
Çizelge A.7 N=10 ve M=10 için Pade katsayıları.....	158
Çizelge B.1 Motor tasarım parametreleri.....	160

ÖZET

GÖMÜLÜ MİKNATISLI SENKRON MAKİNALARIN ANALİTİK MODELLENMESİ İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM

Hilmi GÜRLEYEN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Erkan MEŞE

Gömülü mıknatıslı senkron makineler (GMSM) yüksek moment ve güç yoğunluğu, geniş sabit güç hız aralığı, yüksek verime sahip olması gibi avantajları nedeniyle kullanımı yaygınlaşmaktadır. Özellikle geniş hız aralığında çalışabilmesinden dolayı hibrit ve elektrikli araç uygulamalarında kullanımı yaygındır. Ayrıca mıknatısların rotor içerisine gömülü olmasından dolayı relüktans momenti de üretirler ve aynı moment değeri için yüzey montajlı makineler ile karşılaştırıldığında daha az kalıcı mıknatıslara ihtiyaç duyarlar.

Elektrik makinelerinin tasarımı sırasında modellemeye ihtiyaç vardır. Karmaşık geometrik yapısı ve doğrusal olmayan manyetik davranışı nedeniyle analitik modelleme oldukça zordur. Sonlu eleman analizi modelleme için en iyi yöntem olmasına karşın hesaplama süresi uzundur. Bu yüzden tasarım süreci kabaca boyutların belirlendiği ön tasarım ve nihai geometrinin elde edildiği detaylı tasarım olmak üzere ikiye ayrılır. Ön tasarım sürecinde hızlı sonuç alabilmek için analitik yöntemler kullanılır. GMSM'nin L_q değeri manyetik doyma nedeni ile akıma bağlı değişim göstermektedir. Bu yüzden doğrusal olmayan bir analitik manyetik modele ihtiyaç vardır.

Literatürde doğrusal olmayan modelleme için iteratif yöntemler kullanılmaktadır. Tez kapsamında önerilen modelin temelini manyetik malzemenin doğrusal olmayan davranışının matematiksel ifadesi oluşturmaktadır. Bu ifade, akı tüpleri ve toplu parametre yönteminden yararlanıp geometrik bilgiler kullanılarak manyetik eşdeğer devreye dönüştürülür. İlk olarak basit bir endüktansın modellemesi yapılmış ve

LambertW fonksiyonu kullanılarak doğrusal olmayan analitik bir model elde edilmiştir. DA-DA dönüştürücülerde endüktansın akıma bağlı değişimi gözlenerek önerilen yöntemin doğruluğu deneysel olarak gösterilmiştir. Daha sonra bu model GMSM'ye uygulanmak istenmiş ama modeldeki kısıtlamadan dolayı sonuç elde edilememiştir. Bu nedenle yaklaşık analitik yöntemler incelenmiş ve perturbasyon teorisi ile çözümün mümkün olduğu görülmüştür. Perturbasyon teorisi ile çözümü elde edebilmek için malzemenin doğrusal olmayan manyetik davranışı perturbasyon teorisine uygun bir denklem ile modellenmiştir. Manyetik eşdeğer devrenin çözümü perturbasyon serileri ile denenmiş sonucun doğrusal bölgede çalışır iken doğrusal olmayan bölgede ırsadığı görülmüştür. Perturbasyon serileri, Pade Yaklaşımlarına dönüştürülerek L_q endüktansının doğrusal olmayan modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntemin doğruluğunu göstermek için motor tasarımı ve üretimi yapılmıştır.

GMSM'lar sargıları bakımından dağıtılmış ve konsantre olmak üzere iki tiptir. Literatürde konsantre sargılı GMSM'lar üzerine çalışma sayısı azdır. Konsantre sargı makinalarda MMK dağılımı sinüzoidal değildir ve alt-harmonikler oluşur. Oluk kutup kombinasyonu makinanın hem güç yoğunluğuna hem de manyetik davranışına etki eder. Bu yüzden farklı oluk/kutup kombinasyonlarının analizi yapılmıştır. Ayrıca geniş hız aralığında çalışabilmesi için karakteristik akımına göre makina tasarımı ve prototip üretimi gerçekleştirilmiştir. Daha sonra deney seti oluşturularak endüktans ölçümleri ve makinanın çalışma hız-moment eğrisi elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Doğrusal olmayan manyetik modelleme, elektrik makinalarının tasarımı, konsantre sargılı makinalar

ABSTRACT

A NEW APPROACH FOR ANALYTICAL MODELLING OF INTERIOR PERMANENT MAGNET MACHINES

Hilmi GÜRLEYEN

Department of Electrical Engineering

Ph.D. Thesis

Adviser: Prof. Dr. Erkan MEŞE

Interior permanent magnet synchronous machines (IPM) are becoming popular for some advantages such as; high torque and power density, wide constant power speed range (CPSR) and high efficiency. IPM is used in hybrid and electric vehicle applications due to the wide CPSR. IPM has reluctance torque because magnets are buried in the rotor and it needs less amount of magnet for the same torque compared with surface PM synchronous (SPM) machine.

Magnetic model of the machine should be used during design. Analytical modeling is difficult due to the complex geometry and nonlinear magnetic behavior of the core. Even if finite element analysis (FEA) is the best modeling way to electric machines, it takes long computational time. Therefore, the design process is divided into two stages as early design stage that geometry is determined roughly and detailed design stage that final geometry is determined. Analytical methods are used to speed up design process at the early design stage. L_q inductance value of IPM varies depend on current because of the magnetic saturation so a nonlinear analytical method should be used for early design stage.

There are many models which use iterative solutions for nonlinear modeling in literature. In this study, the proposed model is based on a mathematical equation of nonlinear behavior of the magnetic material. This equation is transformed into a magnetic equivalent circuit using geometric dimensions which are obtained from flux tube analysis and lumped parameter method (LPM). Firstly, a simple inductor is modeled and LambertW function is used to obtain the nonlinear magnetic model. The

proposed model is validated by the experimental result which inductance is used in the application of DC-DC converter. After that, this method is examined to apply in IPM model but the limitation of the model does not allow it. Therefore, approximately analytic methods are investigated and perturbation theory is selected. The mathematical equation of the nonlinear magnetic behavior of the material is selected properly for perturbation theory. The solution of the magnetic equivalent circuit is tried with perturbation series but it diverges in saturation region even if it works in the linear region. A nonlinear L_q model is obtained after perturbation series are transformed to Pade approximants. An IPM is designed and manufactured as a prototype to validate the proposed model with experimental results.

There are two type of winding for IPM machines like distributed winding and concentrated winding. There is not enough study for concentrated winding IPM machines in literature. MMF distribution of concentrated winding is not sinusoidal and causes sub-harmonics. Slot/pole combination affects torque density and magnetic features of the machine. So slot/pole combinations are investigated. The machine is designed according to the characteristic current in order to have wide CPSR and prototype is manufactured. Finally, inductance measurements and torque versus speed graph are obtained from experimental results.

Keywords: Nonlinear magnetic modeling, design of electric machines, fractional slot concentrated winding.

1.1 Literatür Özeti

Elektrik enerjisini, manyetik alan yardımıyla mekanik enerjiye veya mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çevirmeye yarayan aletlere elektrik makinası denir. Transformatörler elektrik enerjisini yine elektrik enerjisine çevirmesine rağmen elektromanyetik enerji dönüşüm prensibi benzer olduğu için elektrik makinası olarak kabul edilir. Elektrik makinaların elektromekanik enerji dönüşümü yapabilmesi için kullandıkları iki temel prensip vardır. Bunlardan birincisi, stator akısı ve rotor akısının etkileşiminden kaynaklı momenttir. Asenkron motor, silindirik rotorlu senkron motor ve Yüzey Montaj Mıknatıslı Senkron Motorun (YMSM) moment üretme prensibi bu şekildedir. İkincisi ise relüktanstan kaynaklanan momenttir. Anahtarlama Relüktans Motorun (ARM) moment üretme prensibi buna örnek olarak verilebilir. Ayrıca moment üretiminde iki prensibi de kullanan makinalar mevcuttur. Çıkık kutuplu senkron ve Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinalar (GMSM) örnek olarak verilebilir.

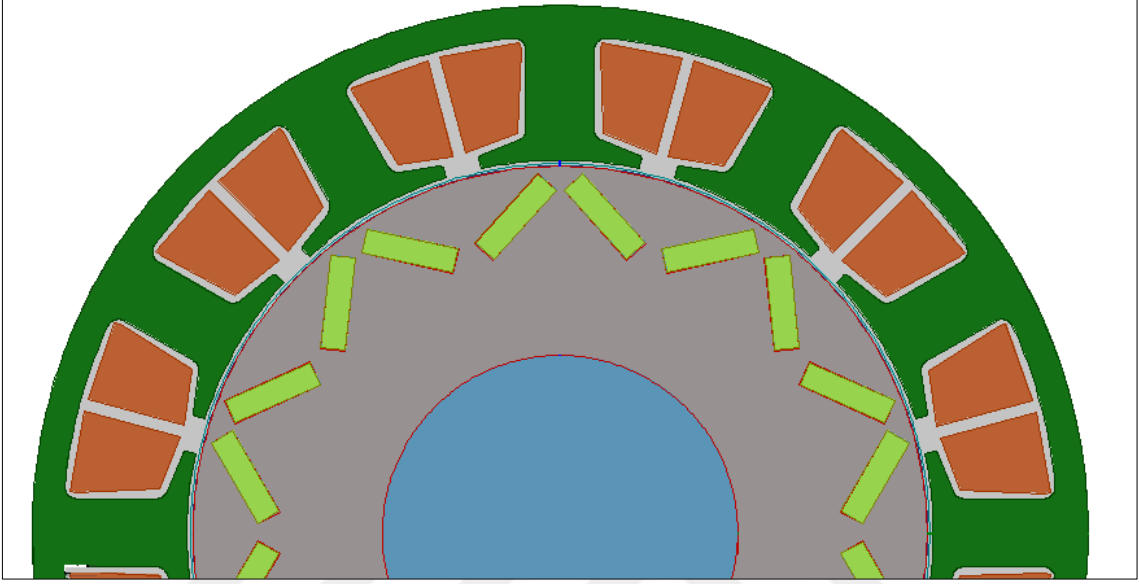
$$T = \frac{dW_{co}}{d\theta} \Big|_{i=sbt} = \frac{dW_{en}}{d\theta} \Big|_{i=sbt} \quad (1.1)$$

$$T_{ort} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} T d\theta \quad (1.2)$$

Bir elektrik motorunun dönme hareketini yapabilmesi için manyetik alanda depo ettiği enerji, doğrusal bir sistem için rotorun konumuna göre değişim göstermeli ve bir elektriksel rotor periyodu için moment ortalaması sıfırdan farklı olmalıdır. Denklem (1.1) ve (1.2) bu ilişkiyi göstermektedir.

Manyetik alanda depo edilen enerji endüktans ile ilişkilendirebilir. Endüktans bir iletkenin geçen akımın akı üretebilme yeteneği olarak tanımlanır. Endüktans,

makinanın akım yoğunluğu göz önüne alındığında moment üretebilme kapasitesi, güç kapasitesi, sabit moment bölgesi ve sabit güç bölgesi gibi önemli performans metriklerinin bağlı olduğu parametredir. Bu yüzden bir elektrik makinasının tasarımını düzgün yapabilmek ve doğruluğu yüksek bir kontrol performansı elde edebilmek için makinanın endüktans bilgisine ihtiyaç duyulur.

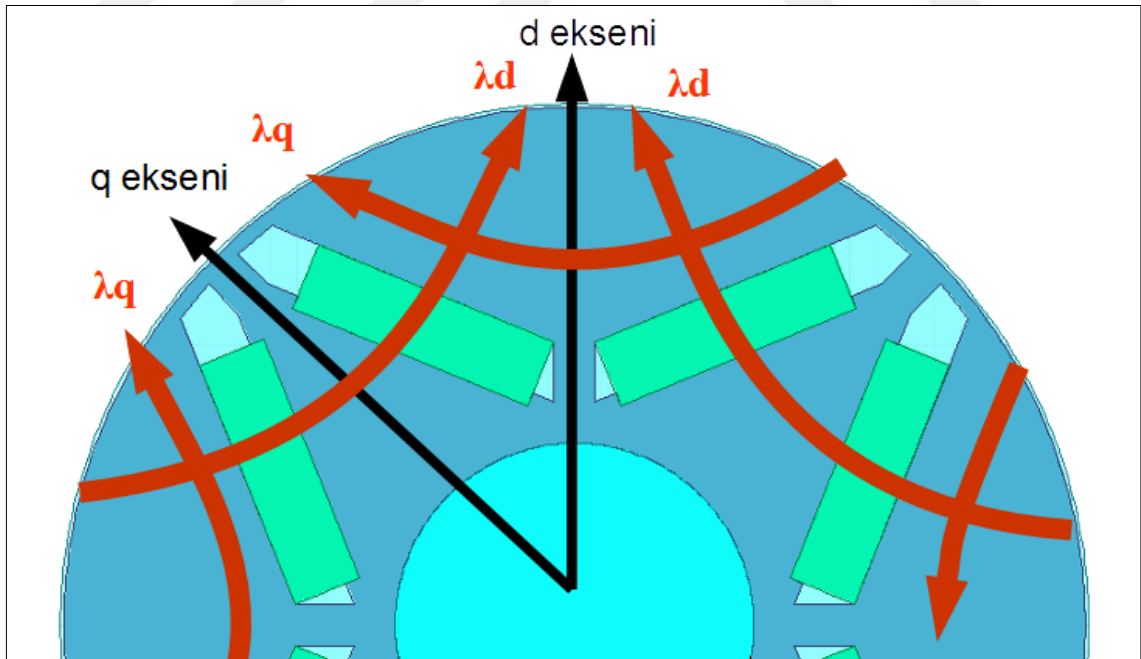


Şekil 1.1 GSM kesit gösterimi

Şekil 1.1, GSM'nin kesitini göstermektedir. GSM tasarımını yapabilmek için stator dış çapı, rotor çapı, hava aralığı genişliği, eksenel nüve uzunluğu, stator oluk yapısı, mıknatısların konumu ve genişliği gibi geometrik bilgilere ihtiyaç vardır. Ayrıca nüveyi oluşturan malzemenin manyetik geçirgenliğinin manyetik alan şiddetiyle doğrusal olmayan bir ilişkiye sahip olması özellikle GSM ve ARM gibi çalışma esnasında manyetik doymaya maruz kalan makinalar için göz önüne alınmalıdır. Bir makina için endüktans yukarıda sayılan geometrik parametreleri ve malzemenin manyetik özelliğini içeren toplu bir parametre olarak elde edilebilirse, makina tasarımında motorun çalışma sınırları elde edilmiş olur. Endüktans için toplu bir parametreyi elde etmek, karmaşık geometri ve doğrusal olmayan manyetik yapısından dolayı oldukça zordur. Makinanın karmaşık geometrisini ve doğrusal olmayan manyetik özelliğini içeren ve doğruluğu yüksek modeller için Sonlu Fark Yöntemi (SFY) ve Sonlu Eleman Analizi (SEA) gibi nümerik yöntemler kullanılmaktadır. SFY örüntüyü dikdörtgen şeklinde yaparken SEA üçgen şeklinde yapar ve motor analizi için daha uygundur. SEA kullanarak elektrik makinalarını modelleyebilmek için Maxwell, Flux, Infolytica, Jmag gibi ticari yazılım paketleri mevcuttur. Ayrıca FEMM gibi ücretsiz programlar da kullanılmaktadır. SEA

kullanan programlar yüksek doğrulukta sonuç vermesine karşın hesaplama süresi oldukça uzundur. Elektrik makinasının tasarımı sırasında karmaşık geometri, malzemenin manyetik özelliği ve akım yoğunluğu gibi giriş parametrelerine karşın, çıkış momenti, çıkış gücü, verim, sabit moment bölgesi, sabit güç bölgesi ve kalıcı mıknatıslı makinalar için vuruuntu momenti, sıcaklık, vibrasyon, gürültü gibi performans istekleri vardır. İstenilen özelliklere sahip bir makina tasarlayabilmek için tasarım parametreleri defalarca değiştirilmelidir. Makina tasarım süreci kabaca ön tasarım süreci ve detaylı tasarım süreci olmak üzere ikiye ayrılabilir. Ön tasarım sürecinde analitik modeller kullanılarak istenilen özelliklere uygun yaklaşık geometri elde edilir. Detaylı tasarım sürecinde ise SEA kullanılarak nihai tasarım elde edilir. Bu yüzden tasarım sürecini hızlandırabilmek amacıyla analitik modellere ihtiyaç duyulmaktadır.

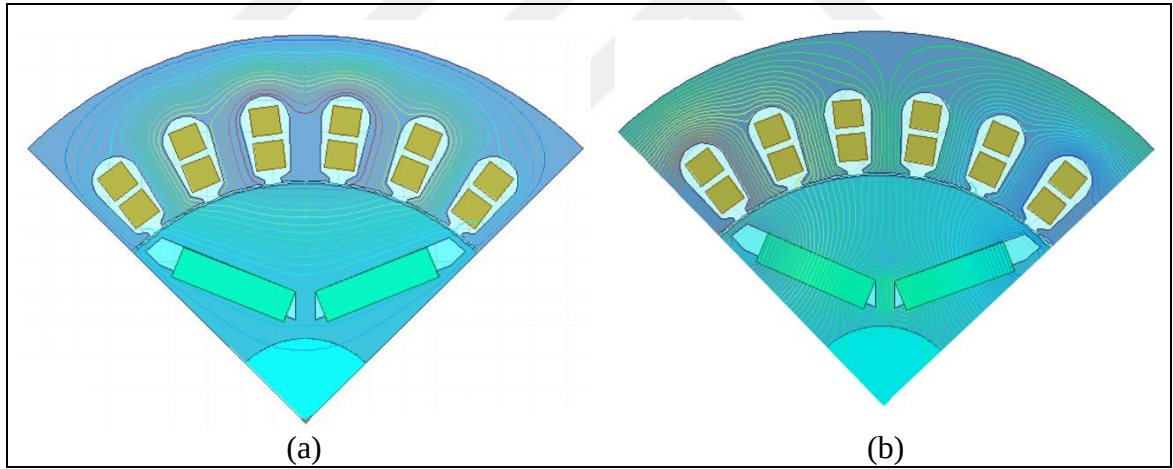
GMSM'lara geniş hız aralığında çalışabilmesi, güç yoğunluğunun yüksek olması, veriminin yüksek olması gibi özelliklerinden dolayı artan bir ilgi vardır. Özellikle elektrikli ve hibrit araçlarda kullanımı yaygındır. YMSM'nın aksine L_d ve L_q endüktanslarının farklı olması, relüktans momenti üretebilmesine de imkân sağlamaktadır. Bu nedenle, akım başına maksimum momenti üretebilmek için L_d ve L_q endüktanslarını temel alan kontrol algoritmaları geliştirilmiştir [1-3].



Şekil 1.2 d ve q-ekseni akı yönleri

GMSM makinaların rotor yapısı Şekil 1.2'deki gibidir. GMSM'ların öz ve karşıt endüktansları rotor konumuna göre değişmektedir. Bu durum tasarımda ve makinanın

dinamik modelini elde etmede zorluk oluşturmaktadır. Bu yüzden endüktans değerleri Clarke ve Park dönüşümleri yapılarak rotor konumundan bağımsız hale getirilmektedir. GSM ve YSM’larda dönüşümler rotor referans alınarak yapılır. Stator uyarılmaksızın sadece mıknatıslardan dolayı oluşan akı yolu eksenini d-ekseni olarak, d-eksenine 90 elektriki derece olan eksen ise q-ekseni olarak tanımlanır. Şekil 1.3’te mıknatısların kaldırıldığı ve sargıların q-ekseni doğrultusunda uyarılması ve statorun uyarılmayıp mıknatısların uyarılması halinde oluşan akı yolları verilmiştir. Nüvenin manyetik geçirgenliği hava ve mıknatıslara nazaran çok yüksek olması, q-ekseni akısının hava aralığından geçmesi, d-ekseni akısının ise hava aralığına ilaveten mıknatıslardan geçmesi d ve q-ekseni endüktansları arasında fark oluşmasına neden olur. Bu özellik GSM’nin manyetik çıkıklığına neden olur ve relüktans momenti üretebilmesini sağlar. Diğer yandan q-ekseni akısının sadece hava aralığından geçmesi manyetik doymaya karşı savunmasız yapar ve q-ekseni endüktansını akıma bağlı olarak doğrusal olmayan etkiye sokar. Bu yüzden düzgün bir tasarım elde edebilmek için L_q endüktansının doğrusal olmayan modeline ihtiyaç duyulmaktadır.

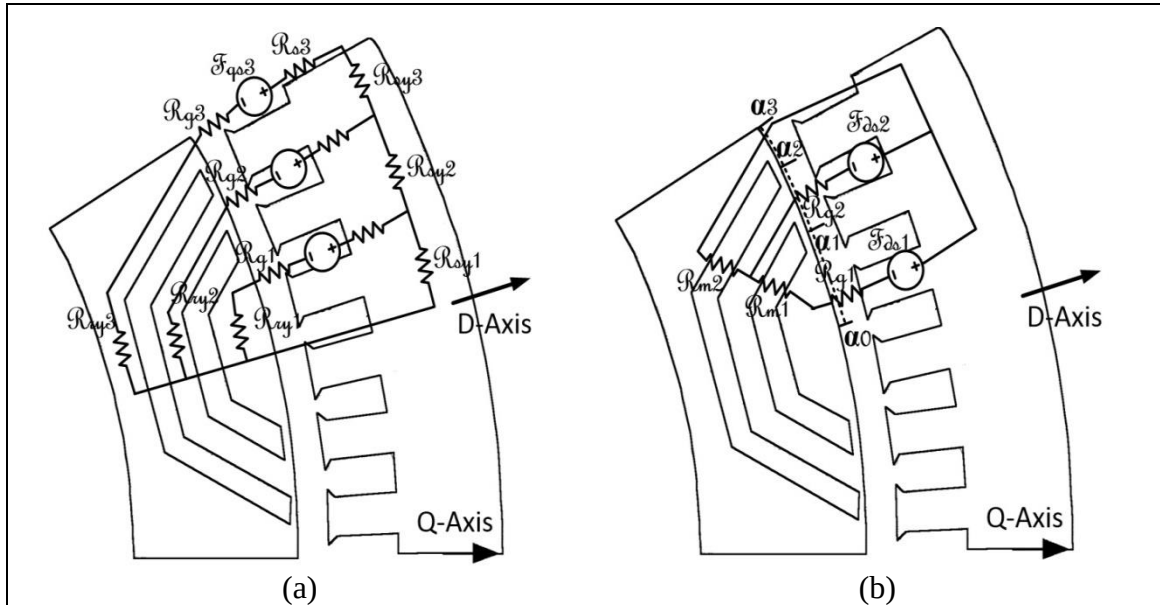


Şekil 1.3 (a) q-ekseni, (b) d-ekseni akı dağılımı

Elektrik makinalarının modellemesinde manyetik akı, manyetik akı yoğunluğu, manyetik alan şiddeti ve manyeto motor kuvveti (MMK) gibi kavramlar ve birbirleriyle olan ilişkilerin iyi özümsemesi gerekmektedir. Bir malzemenin manyetik özelliği manyetik alan şiddeti ile manyetik akı yoğunluğu arasındaki ilişki olarak verilir. Bu ilişkiden malzemenin manyetik geçirgenliği elde edilir. Elektrik devreleri ile manyetik devreler birbirlerine benzemektedir. Elektrik devrelerinde akım manyetik devrede akıya, direnç relüktansa, gerilim ise MMK’ne karşılık gelir.

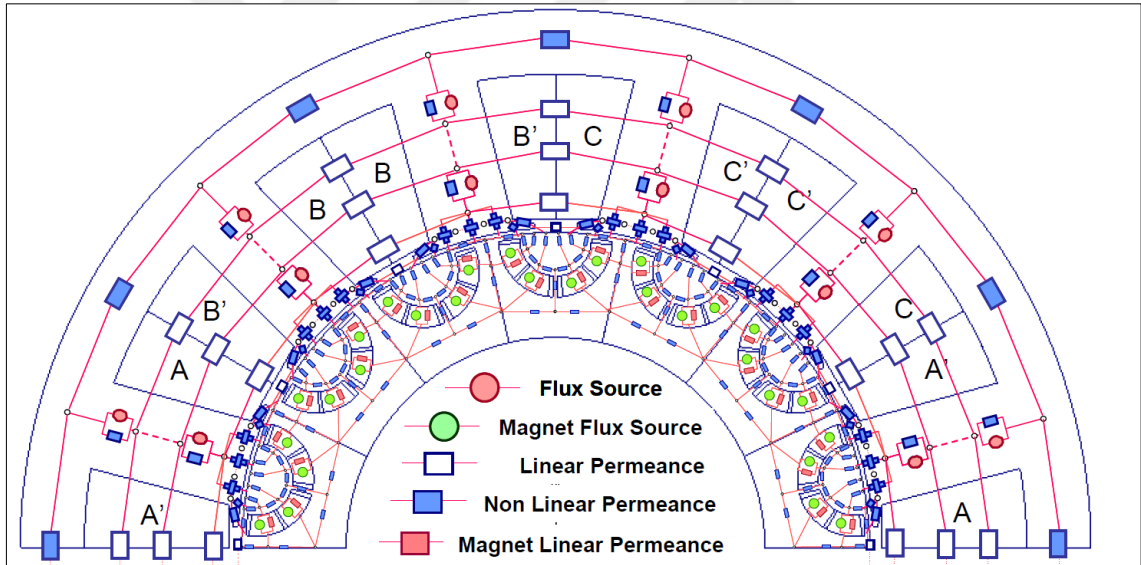
YMSM'nın analitik modeli Laplasian ve quasi-Poissonian alan denklemleri ile elde edilebilir [4, 5]. GSM'de mıknatısların rotor içinde olmasından dolayı sınır şartlarını elde etmek zordur. Ayrıca manyetik doymanın etkili olması da bu yöntemlerin GSM'de çalışmasını zorlaştırır.

Literatürde elektrik makinaları için birçok doğrusal olmayan model geliştirilmiştir. Lovelace ve Jahns GSM'nin L_q endüktansının doğrusal olmayan modelini elde etmişlerdir [6, 7]. Bu modeli elde etmek için önce rotor mıknatıslarının uyarılmadığı düşünülmüş daha sonra ise stator akımı q-ekseni doğrultusunda uyarılmıştır ve geçen akı yolları q-ekseni akı yolları olarak tanımlanmıştır. L_q endüktansının hesaplanabilmesi için manyetik eşdeğer devre (MED) elde edilmiştir. MED modelinde boyunduruk, stator dişleri ve rotorun her biri toplu parametre olarak düşünülmüştür. Bu şekildeki modellere toplu parametre yöntemi (TPY) temelli MED denir. Aynı işlem stator akımı d-ekseninden geçecek şekilde uyarılmıştır. Toplu parametrelerin relüktansı hesaplanırken, manyetik akıdan kesit alanı kullanılarak manyetik akı yoğunluğuna geçilmiş ve manyetik akı yoğunluğuna göre nüvede kullanılan malzemenin $B-H$ eğrisi kullanılarak manyetik geçirgenlik hesaplanmıştır. Malzemenin doğrusal olmayan manyetik özelliği hesaba katılmış ve iteratif yöntemler kullanılmıştır, böylece elde edilen model optimizasyon tekniği kullanımına uygun hale gelmiştir. Daha sonra bu modeli kullanarak doyma etkisinin sürücü maliyetine olan etkisi araştırılmış ve GSM sürücü optimizasyonunu gerçekleştirilmiştir [8].



Şekil 1.4 Q ve D-eksenleri manyetik eşdeğer devreleri [6]

Tangudu ve Jahns [9] da toplu parametre modeli kullanarak Kesirli Oluklu Konsantre Sargılı (KOKS) bir makinanın doğrusal olmayan bir modelini elde etmiştir. Bu modeli oluşturabilmek için makina birçok toplu parametreye bölünmüş ve hava aralığı relüktanslarını rotor konumuna bağlı modelleyerek rotor konumunu da modele eklemişlerdir. Önerilen modelde nüvenin manyetik davranışı göz önüne alınmış ve manyetik doyma modele dâhil edilmiştir. Manyetik geçirgenlikler, doğrusal, doğrusal olmayan ve mıknatıs geçirgenliği olmak üzere üçe ayrılmıştır. Akı kaynağı ise sarım ve mıknatıs olmak üzere ikiye ayrılmıştır. Elde edilen doğrusal olmayan denklemlerin çözümü iteratif yöntemler kullanılarak elde edilmiştir. Model sonucunda hava aralığı manyetik akı yoğunluğu, halkalanan akı, indüklenen gerilim ve moment ifadeleri ile bu ifadelerin rotor konumuna bağlı grafikleri elde edilmiştir. GSM'nin moment üretme prensibi ve mıknatıs momenti ile relüktans momentinin birbirinden ayrıştırılması aynı model kullanılarak [10] da incelenmiştir. Ayrıca bu model kullanılarak makinanın nüve kayıpları da incelenmiştir [11].



Şekil 1.5 Toplu parametre yöntemi kullanılarak 12/10 GSM'nin elde edilmiş manyetik eşdeğer devresi [12]

Han, Jahns ve Soong, [13] te MMK'ya bağlı analitik bir model geliştirmiş ve bu yöntemle moment dalgalılığını tahmin etmişlerdir. Daha sonra yüksek hızlardaki kayıpları minimize edebilmek amacıyla model geliştirilmiş ve bu modele bağlı makina tasarımı gerçekleştirilmiştir [14, 15]. Ayrıca SEA temelli bir model geliştirerek GSM'nin karşıt doyma etkisi incelenmiştir [16].

Tang, Soong ve Jahns, [17] de TPY kullanılarak iki farklı GSM'nin açık devre ve kısa devre manyetik eşdeğer devrelerini elde ederek nüve kayıpları modellemiştir.

Chen, Li ve diğerleri, [18] de hem dağıtılmış sargılı hem de konsantre sargılı GSM için endüktans hesaplama yöntemi önermişlerdir. Önerilen yöntem sargı fonksiyonu teorisini temel alır ve stator sargılarının oluşturduğu MMK dağılımı üzerinden hava aralığı manyetik akı yoğunluğu dağılımı elde edilir ve buradan halkalanan akı hesaplanarak d ve q -ekseni endüktansları elde edilir. Ayrıca sargı sonu kaçak endüktansı, dış-ucu kaçak endüktansı ve oluk kaçak endüktansı da hesaplanmıştır. Önerilen yöntemin en büyük dezavantajı nüveyi oluşturan manyetik malzemenin geçirgenliğinin sonsuz kabul edilmesi, haliyle doymanın ihmal edilmesidir. Bu yüzden bu model, farklı akım çalışma noktalarında hatalar barındırmaktadır.

Lee ve Lee, [19] da GSM modelini iteratif yöntemler kullanarak d ve q -ekseni endüktanslarını modellemiştir. Bu modelde sargı yöntemi hesaba katılmamış ve statorun iki akım tabakasından oluştuğu farz edilmiştir. Sonuçlar SEA ile karşılaştırılmıştır. Bu yöntemin dezavantajı sargının küçük bir akım tabakasından oluştuğu için akı dağılımının nüve içindeki şiddetinin mesafeye bağlı değişmesidir. Bu yüzden mesafe de hesaba katılmalıdır.

Kim ve diğerleri, [20] GSM'nin doğrusal olmayan modelini elde etmek için basit bir TPY kullanmış, d ve q -ekseni endüktanslarını elde etmişlerdir. Modeli basitleştirmek için manyetik geçirgenliğin kosinüzoidal olarak değiştiği varsayılmıştır. Önerilen yöntemin SEA ve deneysel sonuçlar ile karşılaştırılması sadece temel hız ve maksimum hız anındaki çalışmalarında verilmiştir.

Kemmetmüller, Faustner ve Kugi, [21] de GSM'nin doğrusal olmayan modelini makina kontrolü açısından bakarak modellemiştir. Manyetik geçirgenlikleri TPY ile modelleyip hava aralığı geçirgenliğini graf-teori kullanarak elde etmiş ve doğrusal olmayan denklem sayısını azaltmıştır. Böylece çözümü hızlandırmıştır.

Nakamura ve diğerleri, [22] de TPY kullanarak relüktanslara ayırmış ve SEA yardımıyla farklı aç ve rotor konumları için halkalanan akı grafikleri elde edilmiş, sinüzoidal fonksiyonlar ile modellenip makinanın dinamik modeli elde edilmiştir ve dinamik kontrol benzetimleri yapılmıştır.

Farshadnia ve diğerleri, [23] de GSM'nin modelini sargı fonksiyonu temelli olarak elde etmişlerdir. Bu çalışmada q -ekseni doymasına değinilmemiş, rotor içindeki

mıknatısın manyetik kısa devre dolayısıyla oluşturduğu yerel doymalar göz önüne alınmıştır. Akı tüpleri yardımlarıyla farklı seviyedeki doymalar göz önüne alınmış ve eşdeğer hava aralığı fonksiyonu önerilmiş, bu fonksiyon yardımıyla endüktans değeri elde edilmiştir. Önerilen yöntem SEA ve test sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

Farsahnia ve diğerleri, [24] de detaylı bir moment ifadesi elde edebilmek amacıyla yeni bir d-q endüktans ifadesi elde etmişlerdir. d-q dönüşümlerde endüktans ve halkalanan akı ifadelerinin sinüzoidal kabul edildiği fakat KOKS makinalarda ise sinüzoidal olmadığı savunulmuştur. Halkalanan akı ifadeleri sargı fonksiyonu teorisi kullanılarak elde edilmiş ve yeni bir d-q denklem takımı önerilmiştir. Böylece ortalama moment ve moment salınımı hassas tahmin edilebilmiştir.

Pellegrino ve diğerleri, [25] kayıpları sargı fonksiyon temelli bir model ile ifade etmiş ve farklı oluk-kutup kombinasyonlarını kayıplar açısından karşılaştırarak optimum oluk-kutup kombinasyonunu elde etmişlerdir. Makinaların karşılaştırılması yüksek hızlara çıkabilme, moment salınımı ve minimum kayıp açısından değerlendirilmiştir. Ayrıca stator ve rotor MMK'lerin fourier açılım ifadelerinden yola çıkarak moment salınımı içinde matematiksel ifade elde edilmiştir.

Dajaku ve Gerling [26] GSM'lerde hava aralığı manyetik akı yoğunluğunu elde etmek için model geliştirmişlerdir. Makinanın manyetik özelliğini ve geometrisini içeren ve basit bir manyetik devreden oluşan akı yolu geçirgenlik fonksiyonu önerilmiş ve bu fonksiyon sayesinde oluk etkileri modele dâhil edilmiştir. Elde edilen modelin doğruluğu farklı motorlarda denenerek ve SEA ile karşılaştırılarak gösterilmiştir.

Li, Fan ve Wen [27] stator akımı tarafından üretilen akı ve rotor akısının etkileşimini sargı fonksiyonu teorisi ile modellemiş ve hava aralığı manyetik akı yoğunluğu elde edilmiştir. Model doğruluğu SEA ile verilmiş ve manyetik doyma ihmal edilmiştir. Bu yüzden GSM için uygunluğu tartışmalıdır.

Kim ve diğerleri [28] de GSM'nin hava aralığı manyetik akı yoğunluğu dağılımını TPY kullanarak modellemiştir. Bu modele konformal dönüşüm ve akı yoğunlaşmasını dahil ederek oluk etkisini de modele dahil etmişlerdir.

Zhu ve diğerleri [29] da TPY kullanarak hava aralığı akı yoğunluğu modeli geliştirmiştir. Bu yöntemde oluk etkisi görmezden gelinmiş, manyetik doyma ise dâhil edilmiştir. Manyetik eşdeğer devrenin çözümü iteratif yöntemler kullanılarak elde edilmiştir. Model doğruluğu SEA ile karşılaştırılmıştır.

Mi ve diğerleri [30] GSM'nin hava aralığı manyetik akı yoğunluğunu tahmin edebilmek için bir model geliştirmiş ve bu modelde manyetik doyma göz önüne alınmış elde edilen doğrusal olmayan eş değer manyetik devrenin çözümü bilgisayar destekli grafik analiz programı ile hesaplanmıştır.

Seo ve Choi [31] GSM için vurutu momentini modellemiştir. Modelleme için TPY kullanılarak MED elde edilmiştir. Bu modelde toplu parametreler doğrusal olarak modellenmiştir. Çok katmanlı GSM'nin rotor MMK üretme prensipleri incelenmiştir. Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı elde edildikten sonra vurutu moment ifadesi elde edilmiştir.

Seo ve Choi, [32] de GSM vurutu momenti için TPY temelli bir model geliştirmiş ve bu modeli sanal kalıcı mıknatıs kavramı ile birleştirmiştir. Bu kavramda makina yüzey montajlı gibi düşünülüp sanal mıknatıs etkisi dahil edilir. Böylece YMSM için geliştirilen analitik vurutu momenti ifadeleri GSM için kullanabilmektedir.

Meessen ve diğerleri, [33] de TPY ile SEA veya deneysel sonuçları birleştirerek, mıknatısın değişimi veya manyetik doymayı içeren d ve q-ekseni endüktanslarını ve karşıt doyma etkisini göstermişlerdir.

Bianchi ve Bolognani [34] SEA bazlı ve karşıt doymayı içeren bir model geliştirmiştir. Doyma bölgesinde, manyetik koenerjiden yola çıkılmış ve artımlı endüktans kavramı kullanılmıştır. Çünkü doyma bölgesinde manyetik koenerjide sadece artımlı endüktans kadar bir değişim olacağı söylenmiştir.

Dutta ve diğerleri [35] 18 oluk ve 14 kutuplu KOKS-GSM'nin analitik endüktans hesabını yapmışlardır. Endüktansların hesaplaması sargı fonksiyon temelli olarak elde edilmiştir. Kaçak endüktanslar da modellenmiştir. Manyetik doyma için doyma katsayısı modellere ilave edilmiş ve sonuçlar deneysel ve SEA ile karşılaştırılmıştır.

Štumberger ve diğerleri [36, 37] GSM'nin karşıt doyma etkisini deneysel olarak elde etme yöntemi göstermişlerdir. Gerilim kaynaklı bir evirici sayesinde d ve q-ekseni endüktanslarının birbirine etkisi elde edilmiştir. Sonuçlar SEA ile karşılaştırılmıştır.

Barcaro [38] de GSM'nin modelini sargı fonksiyonu temelli yapmış ve rotor MMK'sı üzerine çalışmışlardır. Daha sonra alan zayıflatma bölgesindeki kayıpları minimize etmeye dönük rotor bariyerleri tasarlanmıştır. Kayıplar için analitik fonksiyon elde edilmiş ve rotor bariyer şeklinin etkisi incelenmiştir.

Kuttler ve diğerleri [39] karşıt doyma etkisini SEA temelli model kurarak optimizasyon yapmışlardır. Optimizasyonun uzun sürmesinden dolayı yarı analitik bir yöntem geliştirilmiş, bu sayede optimizasyon süresi kısaltılmıştır.

Legranger ve diğerleri [40] da GSM için çoklu ortam analizi yapılmışlardır. SEA ile TPY temelli termal model birleştirilerek optimizasyon algoritması gerçekleştirmişlerdir.

Kano, Kosaka ve Matsui [41] de YMSM'un stator dişlerindeki yerel doymaları modelleyebilmek için TPY yöntemi kullanılarak MED elde edilmiş ve iteratif yöntemler kullanılarak hava aralığı akı yoğunluğu ve stator dişlerindeki akı yoğunluğunu hesaplanmış daha sonra önerilen yöntemin doğruluğu 3 boyutlu SEA analizi ile ispatlanmıştır.

Hsieh ve Hsu [42] de YMSM'nın doğrusal olmayan modelini TPY kullanarak elde etmişlerdir. Doğrusal olmayan denklemlerin çözümünde iteratif yöntemler kullanılmıştır. İki farklı motor modellenmiş ve zıt-EMK değerleri karşılaştırılarak model doğruluğu gösterilmiştir.

Polinder [43] de, doğrusal kalıcı mıknatıslı makinanın manyetik doymayı içeren doğrusal olmayan bir modeli TPY ile elde edilmiştir. Doğrusal olmayan denklemlerin çözümü için iteratif çözümler kullanılmıştır.

Ostovic doğrusal olmayan modelleme üzerine birçok çalışma yapmıştır. Modellerde genellikle manyetik geçirgenliklerden oluşan doğrusal olmayan MED kurulmakta ve denklem sistemini durum denklemleri haline getirilerek nümerik çözüm yollarıyla sonuç elde edilmektedir [44, 45].

Çalışma sırasında manyetik doymanın baskın olduğu bir diğer makina ise ARM'dır, bu yüzden ARM'nın doğrusal olmayan modeli önemlidir ve literatürde yapılmış çalışmalar mevcuttur. Torrey ve diğerleri [46] ARM için manyetik doymayı ve rotor açısını içeren bir model elde etmişlerdir. Halkalanan akıyı rotor açısına bağlı üç parametre ve akımın bir fonksiyonu olarak yazmış, parametreleri motor geometrisiyle ilişkilendirmişlerdir. Böylece halkalanan akı, akım ve rotor pozisyonuna göre ifade edilmiştir. Elde edilen sonuçlar deneysel sonuçlar ile karşılaştırılmıştır.

Kokernak ve Torrey [47] ARM'yı TPY yöntemi ile modellemişlerdir. Bu modelde hava aralığı için manyetik geçirgenlik ifadesi elde edilmiş, böylece modele rotor konumu da dahil edilmiştir. Doğrusal olmayan denklemlerin çözümü için iteratif yöntemler kullanılmıştır.

Moallem ve Dawson [48] de ARM için TPY kullanarak doğrusal olmayan bir model geliştirmişlerdir. Akı tüpleri sayısını artırarak model doğruluğu artırılmıştır. Sheth ve Rajagopal [49] da ARM'nin doğrusal olmayan modelini rotorun tam hizalı, yarı hizalı ve tam hizasız olduğu durumlar için modelleme yapmışlardır. Bu modellemede akı tüpleri kullanılmıştır. Ding, Liang ve Tang [50] de ARM'nin farklı konumlardaki doğrusal olmayan modelini TPY yardımıyla modellemişlerdir. Doğrusal olmayan denklemler iteratif yöntemlerle çözülmüştür. Mao, Dorrell ve Tsai [51] de ARM'nin modeli TPY ile gerçekleştirilmiştir. Yu, Wang and Cheng [52] de ARM modelini TPY ile elde etmiştir. Hava aralığı manyetik geçirgenliği için eğri uydurma yardımıyla polinom uydurulmuş böylece modele rotor konumu da dahil edilmiştir.

Zhu ve diğerleri [53] de Akı Anahatarlamalı Kalıcı Mıknatıslı (AAKM, FSPM) makinanın doğrusal olmayan modeli adaptif TPY ile elde edilmiştir. Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı, zıt-EMK, öz ve karşıt endüktanslar, d ve q-ekseni endüktansı ve moment ifadesi elde edilmiştir.

Ilhan ve diğerleri [54] de AAKM'nin hibrit modelini doğrusal olmayan TPY ve Fourier serisi ile yapmış, manyetik akı yoğunluğu, vuru moment ve moment ifadesini hassas bir şekilde hesaplamışlardır. Manyetik doymayı kapsamaması için TPY, daha hassas bir model için ise Fourier serisi kullanılmıştır.

Pençe kutup makinaların doğrusal olmayan modellemesi önemlidir çünkü 3 boyutlu SEA analizi gerekmektedir. Ostovic ve diğerleri [55] pençe kutup makinanın 3 boyutlu analizini TPY ile elde etmişlerdir. Ayrıca Elloumi ve diğerleri [56] da pençe kutup makinanın 3 boyutlu TPY modelini kurmuşlardır. Doğrusal olmayan denklemlerin çözümünde Newton-Raphson yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca Chen ve diğerleri, [57] de tek fazlı FSPM analizini 3 boyutlu TPY ile modellemişlerdir.

Hsieh ve diğerleri [58] de fırçasız çift beslemeli asenkron ve relüktans rotor motorların doğrusal olmayan modeli TPY ile kurulmuştur.

Asenkron motorun doğrusal olmayan gerçek zaman modeli Ashgari ve Dinavahi tarafından [59] da elde edilmiş, Tavana ve Dinavahi tarafından [60] da asenkron motorun gerçek zaman modeli döngü içinde donanım sistemine monte edilmiştir.

Doğrusal olmayan sistemler genellikle Gauss-Seidel, Newton-Raphson ve değiştirilmiş Newton-Raphson algoritmaları ile çözülür. [61] de pençe kutup makinanın manyetik eşdeğer modeli çevrim temelli ve düğüm temelli MED kurularak karşılaştırması

yapılmıştır. Karşılaştırma sonucunda çevrim temelli çözümün daha hızlı olduğu gözlenmiştir. Bu durumu Jacobien matris belirlemiştir.

Mahmoud ve Bianchi, [62] de senkron relüktans motorun modellemesini yapmışlardır. TPY kullanılmış ve oluk etkisi konformal dönüşüm yardımıyla modele dahil edilmiştir. Oluk etkisinin hava aralığı akı yoğunluğuna etkisi görülmüştür.

Bracikowski ve diğerleri, [63] de TPY kullanarak YMSM'un çoklu fizik modellemesini yapmışlardır. MED, elektronik, elektrik, manyetik ve termal olarak ayrıştırılarak hesaplanmıştır. Modellerin birbiri ile etkileşimi sağlanarak, elde edilen sonuçlar SEA ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır.

1.2 Tezin Amacı

GMSM'nın manyetik çıkıklık yapısı dolayısı ile q-ekseni endüktansı yüksek akımlarda manyetik doymaya girmektedir. Bu nedenle manyetik doymayı içeren doğrusal olmayan bir modele ihtiyaç vardır. Manyetik modelin kurulabilmesi için TPY temelli MED elde edilmedi. Literatürde bu yöntemle elde edilmiş çeşitli modeller mevcuttur. Doğrusal olmayan denklemlerin çözümünde nümerik yöntemler kullanılmaktadır. Tez kapsamında nümerik yöntemler yerine analitik veya yaklaşık analitik yöntemler kullanılarak hiçbir iterasyona gerek kalmaksızın denklemlerin çözümünü elde edebilmek ve tasarım sürecini hızlandırmak amaçlanmıştır. Bu yöntemin kilit taşı olarak manyetik akı yoğunluğu-manyetik alan şiddeti ($B-H$) eğrisi bulunmaktadır. Uygun bir matematiksel ifade ile elde edilen $B-H$ denklemi motor geometrisi kullanılarak manyetik akı-manyeto motor kuvveti (Φ -MMK) ilişkisine dönüştürülür. Daha sonra MED kurularak eşdeğer denklem elde edilir. Perturbasyon teorisi uygulanarak doğrusal olmayan model çözümü yaklaşık olarak elde edilir. Bu yöntem özellikle son yıllarda kullanımı artan KOKS-GMSM'ye uygulanmıştır. KOKS'un oluşturmuş olduğu MMK dağılımı incelenip senkron altı ve senkron üstü harmoniklerin makinaya etkisinin incelenmesi amaçlanmıştır. Bu doğrultuda KOKS makinaların en büyük özelliği olan evirici gerilim ve akım kapasitesine göre geniş bir hız aralığında çalışabilmesi için gerekli şartlar incelenmiş ve bu doğrultuda makina tasarımı hedeflenmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen motorun prototip üretimi yapılmış ve deneysel olarak elde edilen akım-endüktans karakteristikleri ile SEA ve önerilen yöntem sonuçları karşılaştırılarak model doğruluğunun ispatı amaçlanmıştır. Ayrıca makinanın hız-moment grafiğini elde

edebilmek için deneysel platform oluşturulmuş ve hız-moment ile hız-güç eğrilerinin, önerilen yöntemle elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılması yapılmıştır.

1.3 Hipotez

Manyetik doyma, GSM, ARM ve Sinusoidal Relüktans Motor (SRM) gibi bazı makinalar için kaçınılmazdır ve tasarım sonrası sürprizlere uğramamak için tasarım esnasında, manyetik doymayı içeren doğrusal olmayan modellere ihtiyaç vardır. Literatürde kullanılan doğrusal olmayan modeller nümerik çözüm yöntemlerine dayanmaktadır. Bu çalışmada, olaya farklı bir bakış açısından bakarak geleneksel yöntemlerin dışına çıkıp, matematiğin gücünü kullanabilmek amacıyla TPY ve akı tüpleri analizi yardımıyla MED kurulmuş ve doğrusal olmayan eşdeğer denklem elde edilmiştir. Doğrusal olmayan denklemin çözümünde Perturbasyon teorisi kullanılmıştır. Perturbasyon serisinin doğrusal olmayan bölgede ıraksadığı gözlenmiş, Perturbasyon serileri, Pade yaklaşımlarına dönüştürülerek doğrusal olmayan bölgenin çözümü elde edilmiştir. Böylece analiz süresi önemli ölçüde azaltılmıştır. Bu yöntem manyetik doymanın önemli olduğu diğer makinalara da uygulanabilir.

Bu çalışmada hava aralığına sahip basit bir endüktansın doğrusal olmayan modelinin tam çözümü *LambertW* fonksiyonu kullanılarak elde edilmiştir. Elde edilen modelin, Matlab/Simulink ortamında benzetimi yapılmış ve DA-DA dönüştürücüde kullanılan bir endüktansın modeli önerilen yöntemle elde edilerek modelin doğruluğu deneysel olarak gösterilmiştir.

Makinanın geniş bir hız aralığında çalışabilmesi için karakteristik akımının evirici akım değerine eşit veya daha az olmalıdır. Karakteristik akım L_d endüktansı ile orantılıdır. Dağıtılmış sargılı makinalarda L_d endüktansını büyük tutmak oldukça zordur. KOKS makinalarda ise alt-harmonikler yardımıyla L_d endüktansını büyütmek mümkündür. Farklı oluk/kutup kombinasyonlarına ait makinaların MMK dağılımları incelenmiş ve harmonik analizleri yapılmıştır. Yüksek sargı katsayısına sahip olması, radyal kuvvetlerin dengeli olması, vuru momentinin düşük olması nedeniyle 12 oluk ve 10 kutuplu bir kombinasyonda karar kılınmıştır. Karakteristik akım dikkate alınarak 12 oluk ve 10 kutuplu GSM tasarımı yapılmış ve prototip üretimi gerçekleştirilmiştir. Tasarımı yapılan makinanın hız-moment ve hız-güç eğrileri deneysel olarak elde edilmiştir.

L_q endüktansının doymaya girmesi durumunda, q-ekseni akımı tarafından üretilen akı d-ekseni halkalanan akısını etkiler. Bu etkiye karşıt doyma denir. Geliştirilen yeni bir yöntem ile karşıt doyma ölçümü için rotoru kilitli bir deney modeli elde edilmiştir.



KALICI MIKNATISLI SENKRON MAKİNELER

Kalıcı mıknatıslar (KM) elektrik makinasının ihtiyaç duyduğu manyetik alanı sargı kullanımına gerek kalmaksızın üretirler, böylece sargılardaki bakır kaybını önlemiş olur ve makina verimini artırır. KM kullanılması elektrik makinalarının daha yüksek güç ve moment yoğunluğuna sahip olmasını sağlar. Ayrıca makinanın dinamik performansını artırır. KM'lar statorda veya rotorda bulunabilir. KM'ın bulunduğu konum ve şekle göre makinanın moment üretme prensibi ve zıt-EMK dalga şekli değişir, bu yüzden KM elektrik makinaları farklı isimlerle sınıflandırılır.

2.1 Kalıcı Mıknatıslar

Kalıcı mıknatıslar hiçbir uyarma sargısı olmaksızın ve elektrik gücü harcamaksızın hava aralığında manyetik alan üretebilirler. Dışarıdan uygulanan enerji manyetik alanı korumak için değil enerjisini değiştirmek için kullanılır [64]. Mıknatıslardaki manyetik akı yoğunluğu iki bileşene sahiptir. İlki, mıknatıslanma sırasında uygulanan alan içindeki kristal düzlemin kalıcı hizalanmasına bağlı manyetik karakteristikten kaynaklanan gerçek akı yoğunluğudur. Gerçek akı yoğunluğu olarak bilinen B_i , mıknatısın manyetik doyma noktasıdır ve uygulanan manyetik akı şiddeti ile artış yapılamaz. Mıknatıstaki akı yoğunluğunun diğer bileşeni ise manyetik alan şiddeti uygulandığında sanki malzeme yokmuş gibi düşünülen, yani sargının vakum ortamında üretmiş olduğu B_h 'tır. Böylece mıknatıstaki akı yoğunluğu (2.1)'deki gibidir [65].

$$B_m = B_h + B_i \quad (2.1)$$

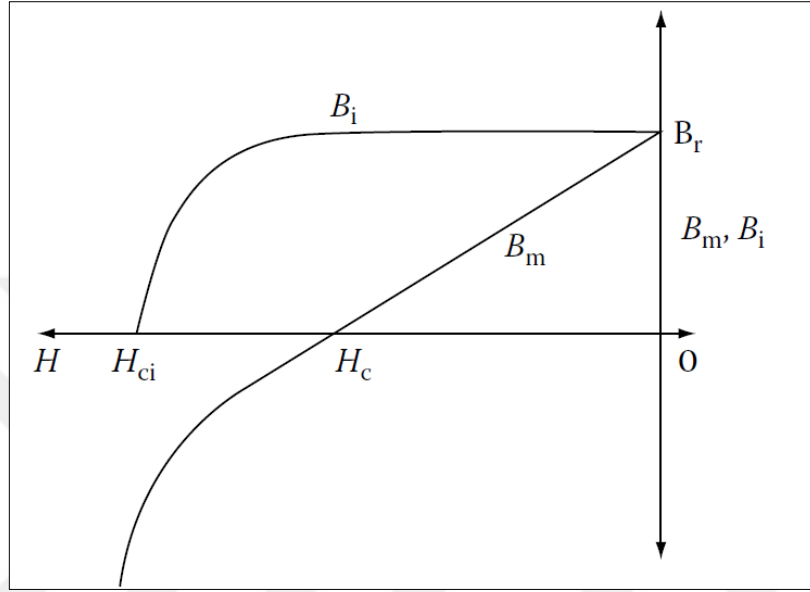
Uyarma bileşeni olan B_h , manyetik alan şiddeti, H ile orantılıdır. Böylece

$$B_h = \mu_0 H \quad (2.2)$$

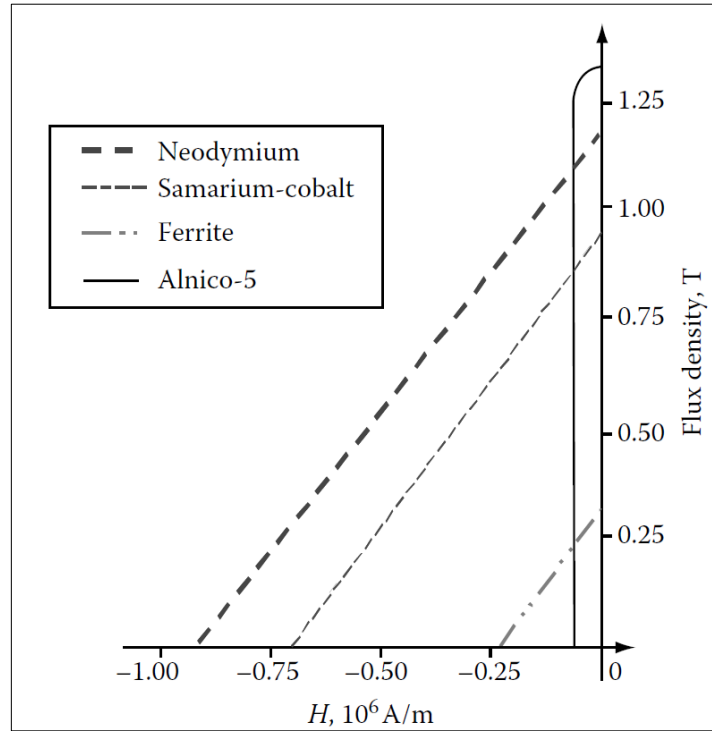
halini alır. (2.1) ve (2.2) birleştirilirse,

$$B_m = B_i + \mu_0 H \quad (2.3)$$

Bu denklemlerde B_i gerçek akı yoğunluğu, H manyetik alan şiddeti ve B_m mıknatısaki akı yoğunluğu veya normal akı yoğunluğu olarak adlandırılır. Şekil 2.1 bu ifadelerin anlaşılmasını kolaylaştırır.



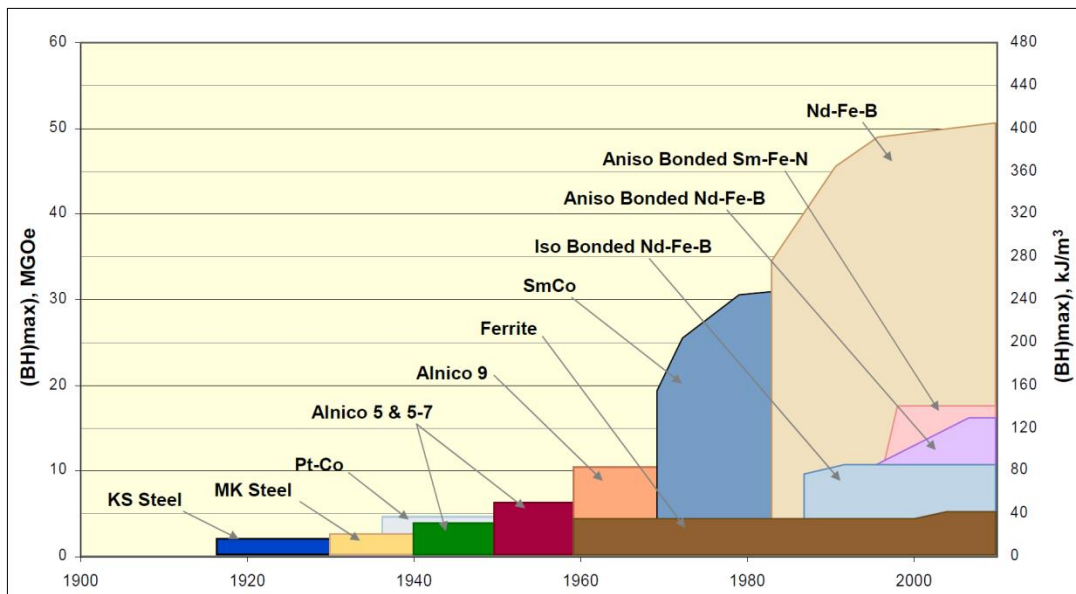
Şekil 2.1 Tipik seramik mıknatıs demanyetizasyon grafiği [65]



Şekil 2.2 Farklı kalıcı mıknatısların B-H davranışları [65]

Şekil 2.1’de gerçek akı yoğunluğunu sıfır yapan manyetik alan şiddetine koersif kuvveti H_{ci} denir, kalıcı mıknatısın normal eğrisini sıfır yapan kuvvete ise koersiviti H_c denir. Kalıcı mıknatıs olarak kullanılan çeşitli malzemeler vardır. Bunlardan bazıları; alnico-5, ferrit (seramik), Samaryum-Kobalt (SmCo) ve Neodim-Demir-Bor’dur (NdFeB). Bu malzemelerin demanyetizasyon grafikleri Şekil 2.2’de verilmiştir. Uyarmanın olmadığı noktadaki akı şiddeti remanans akı yoğunluğu B_r olarak isimlendirilir. Alnico remanansı en yüksek olmasına karşın korsiivitesi en düşüktür. Çizelge 2.1’de farklı KM’ların karşılaştırılması verilmiştir. NdFeB mıknatısların gerek remanans akı yoğunluğunun yüksek olması gerekse koversiviti kuvvetinin yüksek olması nedeni ile kalıcı mıknatıslı makinalarda kullanımı yaygınlaşmıştır.

Şekil 2.3’te KM olarak kullanılan mıknatısların yıllara göre gelişimi ve enerji yoğunlukları verilmiştir. 20. yüzyıl başlarında en iyi mıknatıslar, demir alaşımından elde edilen mıknatıslardır (karbon çelik ve kobalt çelik) ve günümüz mıknatısları ile karşılaştırıldığında manyetik kuvveti oldukça düşüktür. 1930’ların sonlarında alnico icat edilmiştir ve küçük motorların, hoparlörlerin ve sabit disk sürücülerin gelişimine katkıda bulunmuştur. Mıknatıs alanındaki devrim 1950’lerde ferrit (seramik) mıknatısların icadıyla gerçekleşmiştir. NdFeB ve SmCo gibi nadir bulunan elementlerin fiyatlarının yüksek olmasından dolayı ağırlık bazında değerlendirildiğinde ferrit mıknatıslar günümüzdeki tüm kalıcı mıknatısların % 85’ini temsil eder. Nadir bulunan element bileşimleri yüksek manyetik enerjiye sahip olduğu için elektrik motorlarının boyutunu düşürür [66].



Şekil 2.3 Yıllara göre KM malzemelerin ve enerji yoğunluklarının gelişimi [67]

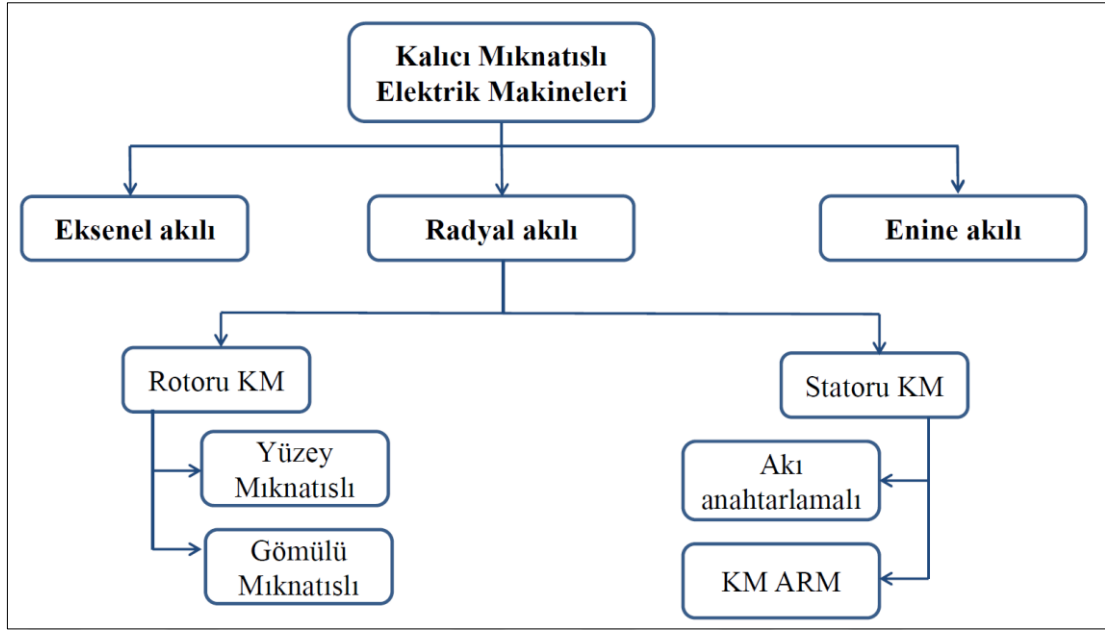
NdFeB mıknatıslar yüksek sıcaklıkta demanyetize olmaları nedeniyle demanyetizasyon sıcaklığını yükseltmek için disprozyum kullanılır. Gerek neodim gerekse disprozyum rezervlerinin çoğunluğunun Çin’de bulunması bu malzemelerin fiyatını Çin politikalarına bağımlı kılar. 2010 ile 2011 yılları arasında neodim fiyatları yaklaşık 25 kat, disprozyum fiyatları ise yaklaşık 22 kat artmıştır, 2012’den itibaren ise fiyatlar düşüş eğilimine girmiştir.

Çizelge 2.1 KM’ların karşılaştırması

	Avantaj	Dezavantaj
Ferrite	Düşük maliyet Yüksek sıcaklıkta çalışabilme	Düşük remanans Yüksek sıcaklıklarda demagnetize olması kolay Düşük enerji
Alnico	Yüksek remanans Yüksek sıcaklıklarda çalışabilme	Kolay demagnetize Düşük enerji
Samaryum Kobalt	Nispeten yüksek remanans Yüksek sıcaklıklarda çalışabilme	Çok kırılgan Düşük sıcaklıklar için yüksek maliyet
Neodim Demir Bor	Yüksek remanans Yüksek enerji	Maksimum sıcaklığı düşük Kolay oksitlenme

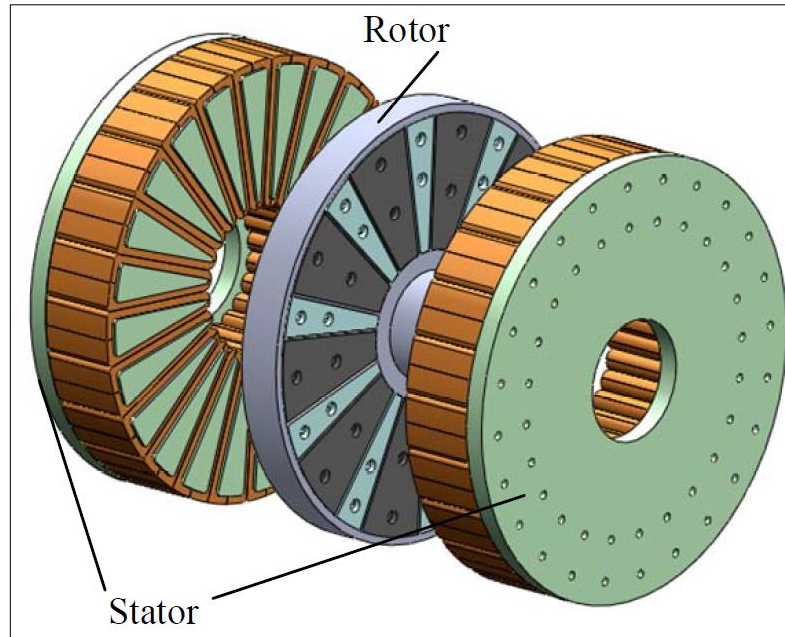
2.2 Kalıcı Mıknatıslı Makinaların Sınıflandırılması

Kalıcı mıknatısların elektrik makinalarındaki konumlarına göre manyetik akı yolları değişmektedir ve elektrik makinasının elektromanyetik davranışını etkilemektedir. Kalıcı mıknatıslı makinalar akı yollarına göre eksenel, radyal ve enine akılı olmak üzere üçe ayrılır. Radyal akılı makinalar kullanımı en yaygın olanlarıdır ve kendi içinde mıknatısların rotorda veya statorda olmasına göre sınıflandırılabilir. Mıknatısları statorunda olan Akı Anahtarlama Kalıcı Mıknatıslı (AAKM) makinalar ve Kalıcı Mıknatıslı Anahtarlama Relüktans (KMAR) makinalar olmak üzere iki farklı makina türü vardır. Mıknatısları rotorunda olan makinalar en popüler kalıcı mıknatıslı motorlardır. Mıknatısın rotor yüzeyinde veya rotor içerisinde olmasına göre sırasıyla YMSM ve GMSM olarak iki farklı makina tipi vardır. Gerek YMSM gerekse GMSM sarım şekillerine göre dağıtılmış sargılı ve KOKS olmak üzere ikiye ayrılır. Bölüm 3’te sargı şekillerinin ayrıntılı analizi yapılmıştır. Şekil 2.4’te KM elektrik makinaların sınıflandırılması verilmiştir.



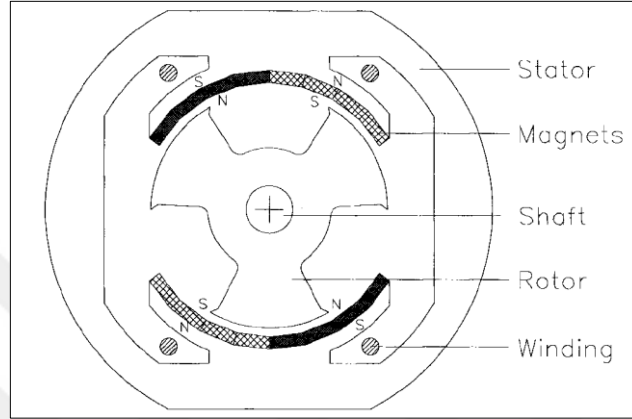
Şekil 2.4 KM elektrik makinalarının sınıflandırılması

Eksenel Akılı KM Makinalar: Elektrik makinalarının çoğunda akı yönü radyal olmasına rağmen, eksenel akılı KM motorda akı yönü ekseneldir yani motor miline paraleldir. Yenilenebilir enerji sistemlerinden taşıt sistemlerine kadar geniş bir aralıkta kullanımı mevcuttur [68]. Tek stator ve tek rotorlu, çift stator ve tek rotorlu, tek stator ve çift rotorlu gibi farklı yapılarda olabilir. Eksenel akılı olarak asenkron motor ve ARM uygulamaları da mevcuttur [69, 70]. Şekil 2.5'te çift stator ve tek rotordan oluşan eksenel akılı KM motor yapısı verilmiştir.



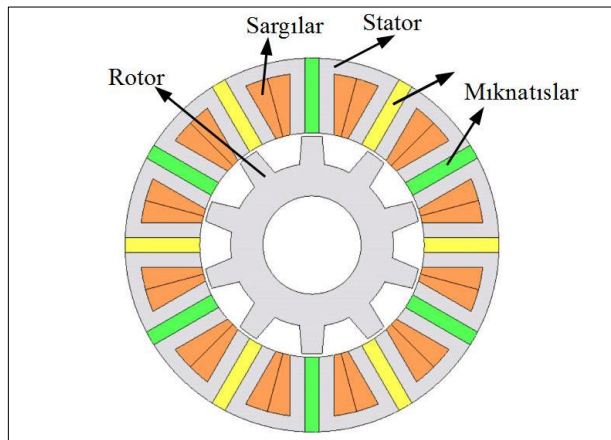
Şekil 2.5 Eksenel akılı KM motor yapısı [71]

Enine Akılı KM Makina: Enine Akılı KM makinada (EAKM) Şekil 2.6’da görüldüğü gibi kalıcı mıknatıslar statoruna takılmıştır ve değişken relüktanslı bir rotordan oluşmaktadır. Hava aralığına ilaveten mıknatısları da içerdiği için endüktansı ve zaman sabiti de düşüktür. Ayrıca rotor yapısından dolayı eylemsizliği de düşüktür. Bu özellikler dolayısıyla yüksek hızlı generatör olarak kullanılır [72]. Şekil 2.6 tek fazlı enine akılı KM bir makinanın yapısını göstermektedir. Ayrıca üç faz uygulamaları da mevcuttur [73].



Şekil 2.6 Tek fazlı enine akılı KM makinasının yapısı [72]

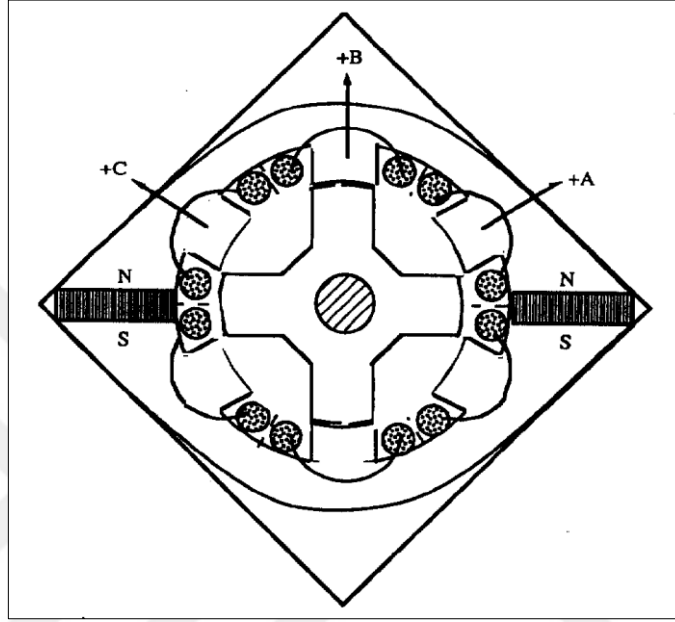
Akı Anahtarlama KM Makinalar: Basit yapısı yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olması nedeniyle artan bir ilgiye sahiptir. Rotor yapısı ARM’ye benzer olmasına rağmen statorunda bulunan kalıcı mıknatıslar sayesinde sinüzoidal uyarıma imkân sağlamıştır, böylece konvansiyonel üç faz evirici kullanılabilir. Mıknatıslar statorda olduğu için soğutması kolaydır. Bu yüzden mıknatıslar için kritik olan sıcaklık seviyesine karşın daha kolay koruma sağlanmaktadır [74,75].



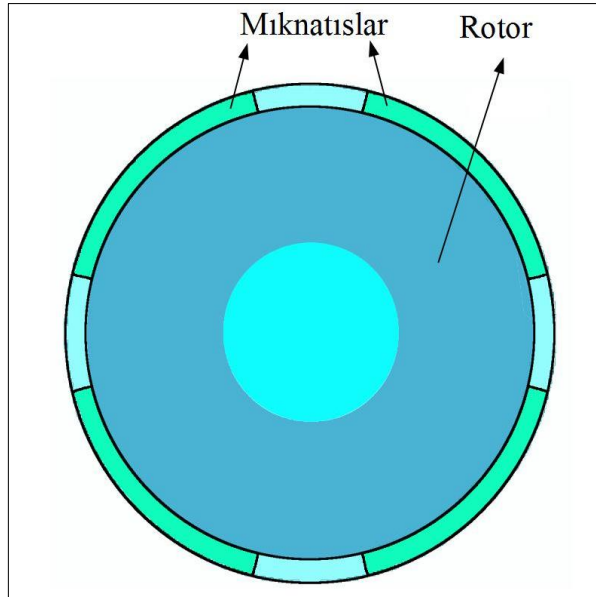
Şekil 2.7 Akı anahtarlama KM makinasının yapısı [76]

Kalıcı Mıknatıslı Anahtarlama Relüktans (KMAR) Makina veya Çift Çıkıklı KM

Makina: Anahtarlama relüktans makina yapısına benzer olmakla birlikte statoruna kalıcı mıknatıslar ilave edilmiştir. Böylelikle ARM'ye göre güç yoğunluğunun arttığı, evirici akım kapasitesinin düştüğü bir makina elde edilmiştir. Ayrıca ARM doymaya girmek zorundadır ve bu da gürültü ve titreşimlere neden olmaktadır. Mıknatısların kullanımı nedeniyle manyetik doyma engellenir ve titreşim azaltılır [77].



Şekil 2.8 KMARM yapısı [77]



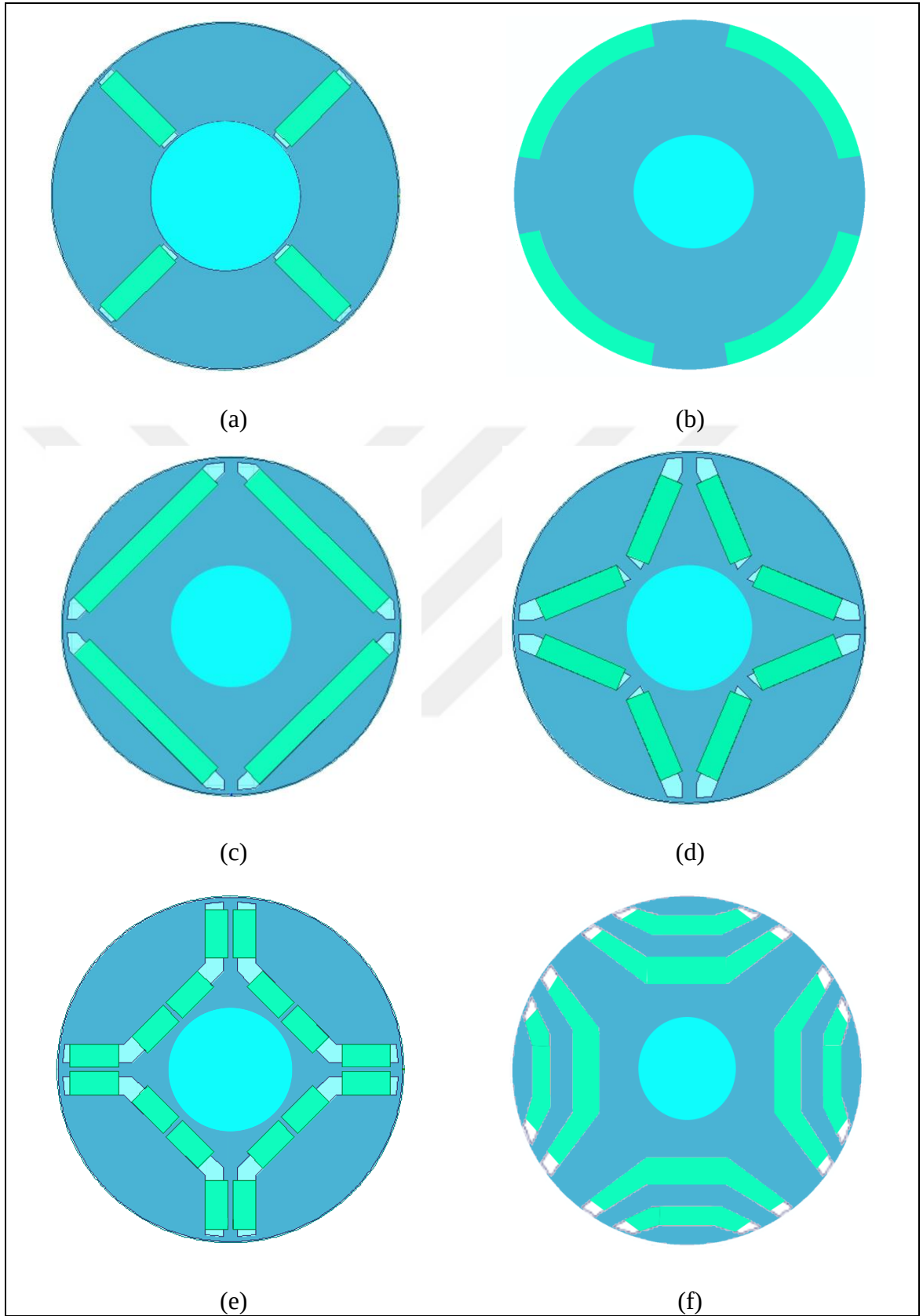
Şekil 2.9 YMSM rotor yapısı

Yüzey Montajlı Senkron Makinalar (YMSM): YMSM’larda KM rotor yüzeyine monte edilir. Moment üretme mekanizması sadece mıknatıs momenti üretme üzerinedir. Merkez kaç kuvvetlerine karşı mıknatısların üzerinin koruyucu malzemeler ile kaplanması durumunda yüksek hızlara çıkabilir. GMSM ile karşılaştırıldığında kontrolü kolaydır. Hava aralığı geniş olduğundan uygun tasarımda doymaya girmez. Şekil 2.9’da YMSM rotor yapısı gösterilmiştir.

2.3 Gömülü Mıknatıslı Senkron Makinalar (GMSM)

GMSM’lerde mıknatıslar rotor içerisine yerleştirilmiştir. Mıknatısların rotor içine gömülmesi merkez-kaç kuvvetine karşı mıknatısları korur ve makinanın mekanik dayanımını artırır ama çok yüksek hızlara çıkıldığında ise köprü olarak adlandırılan mıknatıs ucu ile hava aralığı arasında kalan kısım mekanik zorlama nedeniyle kırılır. Mıknatısların rotor içine gömülmesi makinanın elektromanyetik davranışını etkiler, Şekil 1.2’de gösterildiği üzere d ve q-ekseni endüktansları arasında fark olduğundan dolayı manyetik çıkıklık oluşur ve bu sayede relüktans momenti üretilir. Bu özellik sayesinde aynı moment değeri için YMSM’ya nazaran daha az mıknatıs gerektirir.

GMSM’ların mıknatısları rotora farklı şekillerde gömülebilir. Mıknatısların rotor içindeki şekilleri vurutu momentini ve moment dalgalılığını [78,79], kayıpların minimize edilmesini [38] çok katmanlı makinaların verimi, moment dalgalılığını ve manyetik çıkıklığını etkiler [80,81], [25]. Şekil 2.10-a)’da teker tipi GMSM gösterilmiştir. Teker-tipi GMSM’da, ferrit kullanılabilmesinden dolayı artan bir ilgi vardır. Vurutu momenti, moment dalgalılığı ve zıt-EMK’nın harmonikli olması gibi problemleri yok etmek için son zamanlarda çalışmalar yapılmıştır [82,83]. Şekil 2.10 b)’de yüzeye gömülü tip rotor gösterilmiştir. Bu tip makinalarda mıknatısları yerleştirmek kolay olsa da relüktans momenti düşüktür. Şekil 2.10-b)’den 2.10-f)’ye doğru gittikçe manyetik çıkıklık oranı artar böylece relüktans momenti artmış olur. Manyetik çıkıklığı artırmak için mıknatıs katman sayısı artırılır. Genellikle tek ve çift katmanlı rotor yapılarının kullanılmasına rağmen üç katmanlı yapılar da kullanılabilir. Hatta manyetik çıkıklık oranını daha da artırmak için eksenel laminasyonlu GMSM tasarımları da mevcuttur. V ve U biçim rotor yapılarında düz biçim yapıya göre daha fazla mıknatıs yerleştirilir ve makinanın güç yoğunluğu artar. İstenilen vurutu momenti, zıt-EMK ve verim değerlerini elde edebilmek için optimizasyon teorisi kullanarak mıknatısın nihai şekli elde edilebilir.



Şekil 2.10 a) in-set, b) teker tipi, c) düz biçim, d) v biçim, e) u biçim f) çok katmalı GSM rotor görünüşleri

2.3.1 GSM Moment İfadesi

Ortalama moment ifadesi üç fazlı ve p-kutup çiftine sahip bir makina için (2.4)'de verilmiştir [84].

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (2.4)$$

Bu ifadede λ_d ve λ_q , sırasıyla d ve q-ekseni halkalanan akıları I_d ve I_q ise d ve q eksenini akımlarıdır. d-q eksen takımıındaki ifadeler karşı geldikleri faz büyüklüklerinin etkin değeri veya maksimum değeri olarak alınabilir. Bu denklemdaki ifadeler maksimum değeri olarak alınmıştır ve tez boyunca belirtilen d ve q-ekseni değeri maksimum değeri olarak alınacaktır. Halkalanan akı ifadeleri endüktans, sargılardan geçirilen akım ve mıknatıs tarafından üretilen akı bileşeni olarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$\lambda_d = \lambda_{pm} + L_d I_d \quad (2.5)$$

$$\lambda_q = L_q I_q \quad (2.6)$$

Denklem (2.5) ve (2.6)'yı kullanarak moment denklemi (2.7)'deki gibi elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2}p((\lambda_{pm} + L_d I_d)I_q - (L_q I_q)I_d) \quad (2.7)$$

(2.7) düzenlenirse,

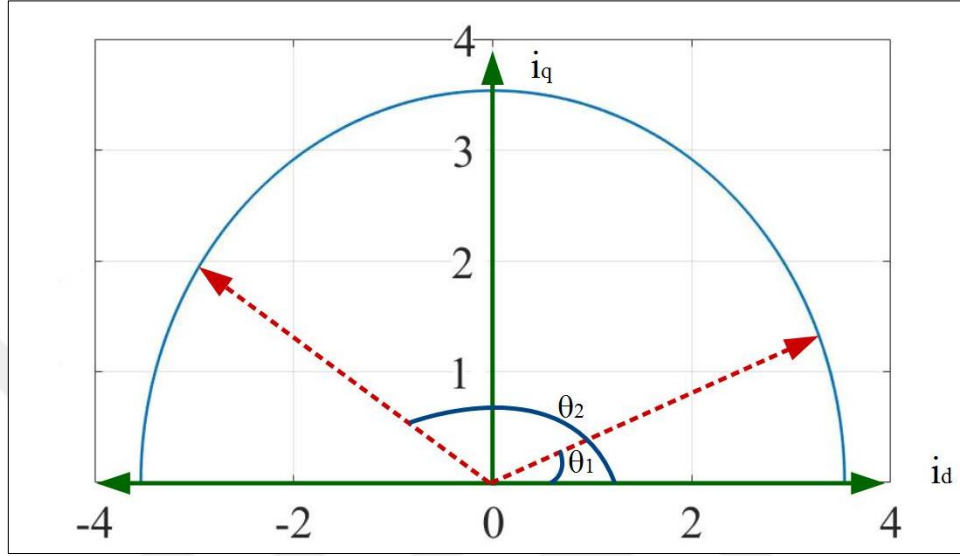
$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_{pm} I_q - (L_q - L_d)I_d I_q) \quad (2.8)$$

halini alır. Denklem (2.8)'in ilk kısmı mıknatıs tarafından üretilen akı ile sargılara uygulanan akımın üretmiş olduğu akı etkileşiminden kaynaklanan moment ifadesi (bu ifade kısaca mıknatıs momenti olarak isimlendirilir), ikinci kısmı ise manyetik çıkıklıktan kaynaklanan relüktans momentini ifade eder. Manyetik çıkıklık oranı (2.9)'da gösterildiği üzere q ve d-ekseni endüktanslarının oranı olarak tanımlanır.

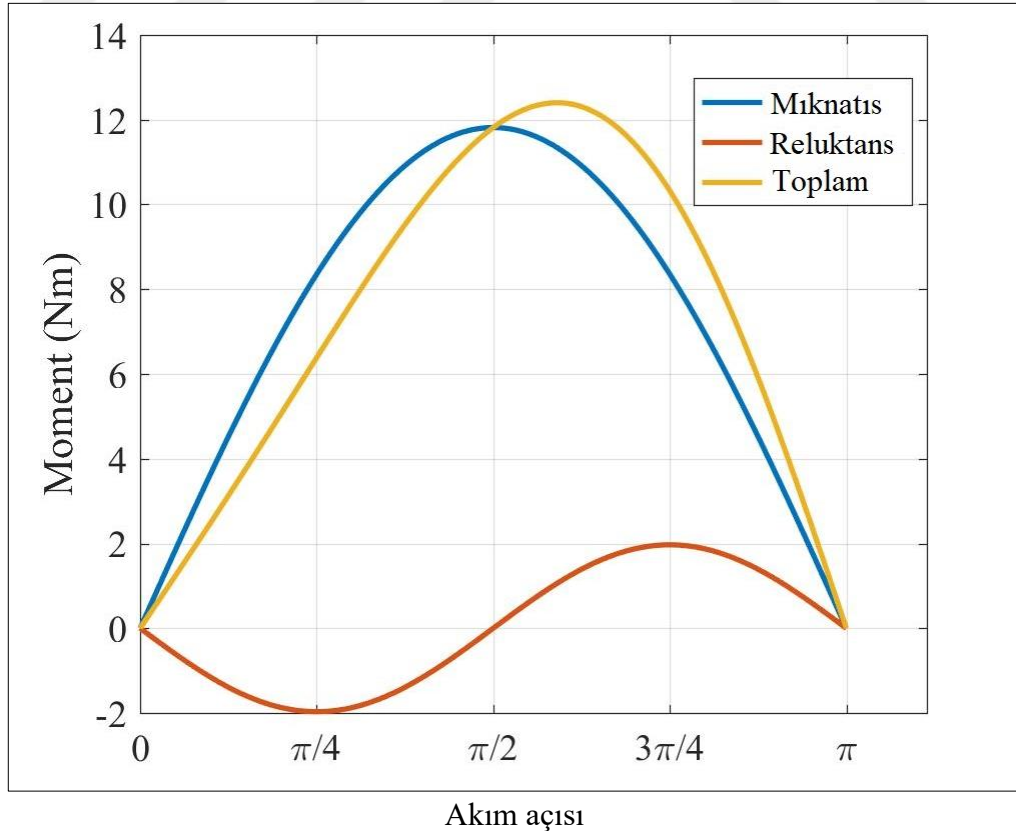
$$S_r = \frac{L_q}{L_d} \quad (2.9)$$

Şekil 2.11'de tasarım detayları daha sonra verilecek olan GSM'nin akım vektörünün açısıya bağlı değişimi ile oluşan yörüngesi d-q düzleminde verilmiştir. Akım vektörünün genlik değeri anma akım değerinde sabit tutularak açısı değiştirilmiştir. Açının sıfır olduğu noktada akım vektörü d-eksenine çakışık, 90 olduğu durumda ise q eksenine çakışık. Şekil 2.12'de ise akım açısının değişimi esnasında mıknatıs momenti, relüktans moment ve toplam momentin değişimi verilmiştir. GSM konsantre sargılı

olduğu için, şekilden de görüleceği üzere relüktans momenti düşüktür. Şekil 2.12’de akım vektörünün genliğinin eşit olmasına karşın açısının değişimi ile toplam momentin değiştiği gözlemlenmiştir, bu nedenle maksimum moment üretebilmek için optimum açının sağlanması gerekmektedir. Optimum akım açısını hesaplayabilmek için çeşitli yöntemler mevcuttur ve ayrıntılarına daha sonra değinilecektir.



Şekil 2.11 Akım vektörünün açıya bağlı değişim yörüngesi



Şekil 2.12 Akım açısına bağlı mıknatıs ve relüktans moment grafiği

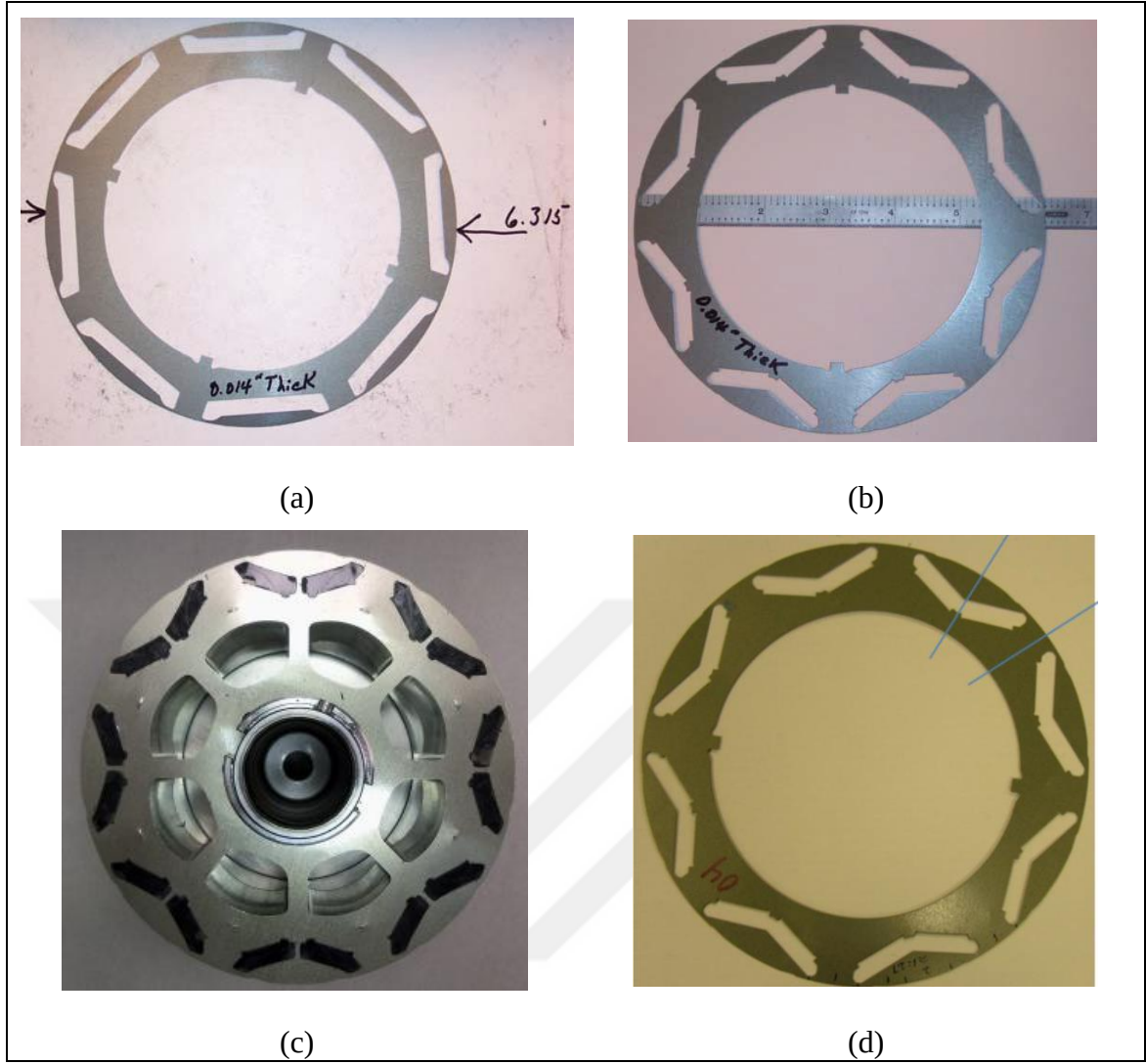
2.3.2 GSM’ların Otomotiv Uygulamalarında kullanılması

Batarya, yarıiletken ve şanzıman teknolojisinin gelişimi elektrik makinalarının taşıt uygulamalarında kullanımını artırmıştır. Otomotiv uygulamalarında kullanılan elektrik makinalarından istekler aşağıdaki gibidir [85].

- Yüksek güç yoğunluğu
- Geniş bir hız aralığında çalışabilme (geniş sabit güç hız oranı)
- Hızlı moment cevabı
- Yüksek verim (özellikle yüksek hızlarda)
- Düşük moment salınımı, titreşim ve gürültü
- Makul maliyet

GSM yukarıda sayılan özellikler bakımından oldukça güçlüdür ve şu an kullanımda olan birçok elektrik ve hibrit aracın tercihi GSM olmuştur. Buna karşın TESLA asenkron motor kullanmaktadır. Honda Civic (2003), 2007 Honda Accord (2007) ve 2012 Hyundai Sonata (2012) gibi bazı araçlarda ise YMSM tercih edilmiştir. En çok hibrit araç satışına ulaşan Toyota araçlarında GSM kullanımını tercih etmiştir. Şekil 2.13-a)’da Toyota Prius (2003) tasarımı gösterilmiştir. Prius (2003) modeli için düz biçim rotor yapısı kullanırken Şekil 2.13-b,c)’de görüldüğü üzere 2004 ve 2010 modellerinde V biçim rotor yapısına geçilmiştir. Ayrıca Camry modeli için de V biçim rotor yapısı seçilmiştir. Camry modellerinde de tek katmanlı V şekli tasarlanmıştır.

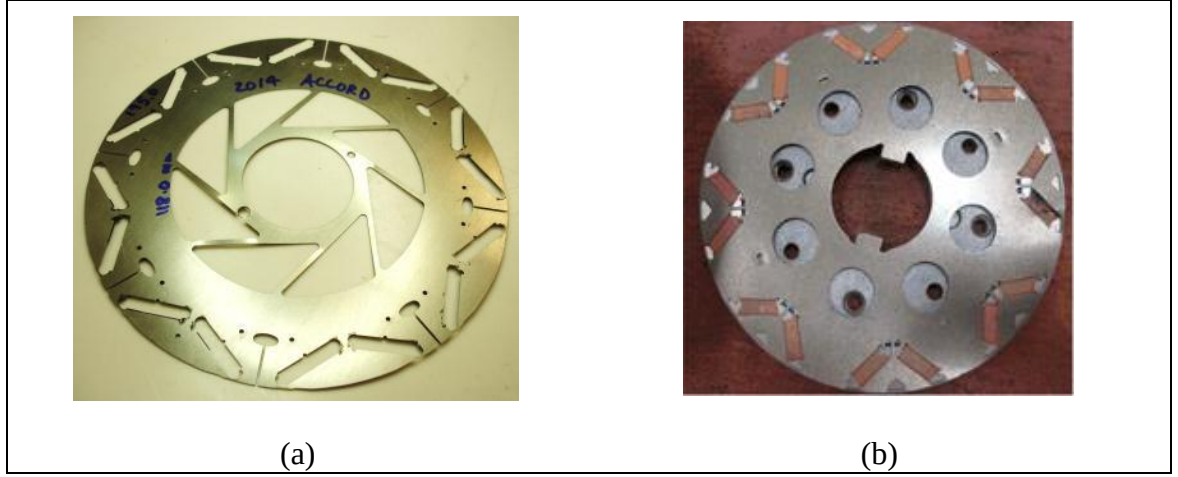
Şekil 2.14’de Honda Accord ve Ford tarafından geliştirilen tek katmanlı V biçim GSM rotor yapıları gösterilmiştir. Lexus ise çift katmanlı tasarım elde etmiştir. Şekil 2.15’te ise BMW i3 (2016), Lexus (2008), Chevy Volts ve Nissan Leaf rotor yapıları gösterilmiştir. Bu firmalar çift katmanlı rotor yapısını seçmiştir. Görüldüğü gibi GSM tasarımının tek bir doğrusu yoktur ve araştırmacılar evirici akım-gerilim kapasitesi, dinamik performans, rejeneratif frenleme kapasitesi, kütle, hacim, sıcaklık, mekanik dayanım, istenilen hız aralığında çalışabilme gibi kısıtlayıcı etkenleri göz önüne alarak, motor verimini geniş bir hız aralığında yüksek tutarken diğer yandan vuruş momenti, moment dalgalılığı, vibrasyon ve gürültü gibi istenmeyen parametreleri düşürmeye dönük optimizasyon teknikleri kullanarak nihai geometriyi elde etmektedirler. Çizelge 2.2’de motor güç, moment ve hız değerleri verilmiştir.



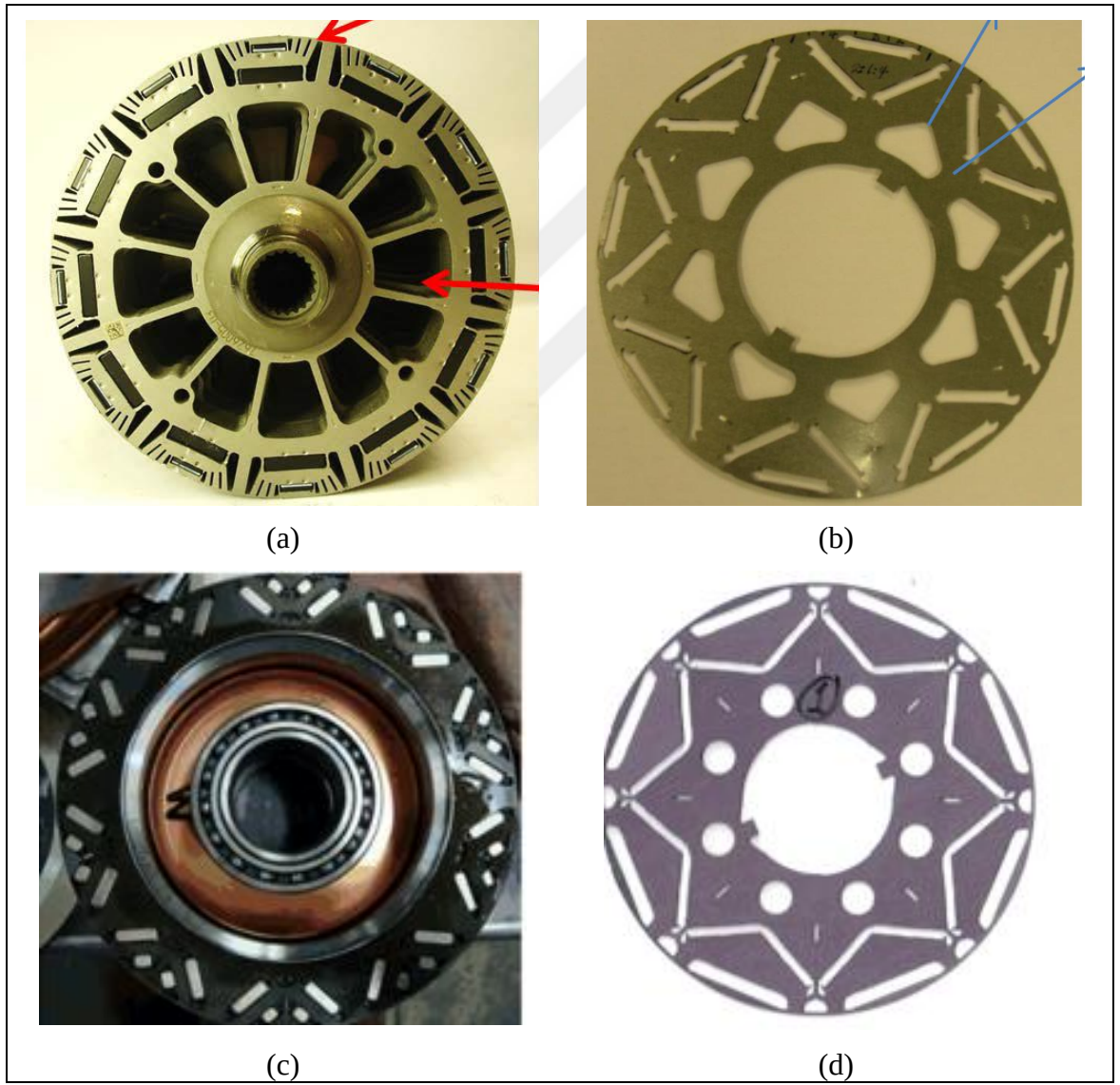
Şekil 2.13 a) Toyota Prius 2003, b) Prius 2004 ve c) Prius 2010 d) Toyota Camry rotor yapısı [85-87]

Çizelge 2.2 Elektrik motor güç, moment ve hız değerleri [88]

Parametre	2004 Prius	2007 Camry	2008 Lexus	2010 Prius	2012 Leaf	2016 BMW i3
Maksimum Güç (kW)	50	70	110	60	80	125
Maksimum Moment (Nm)	400	270	300	207	280	250
Maksimum hız (d/d)	6000	14000	10230	13500	10400	11400



Şekil 2.14 a) Honda Accord, b) Ford rotor yapısı [85], [89]



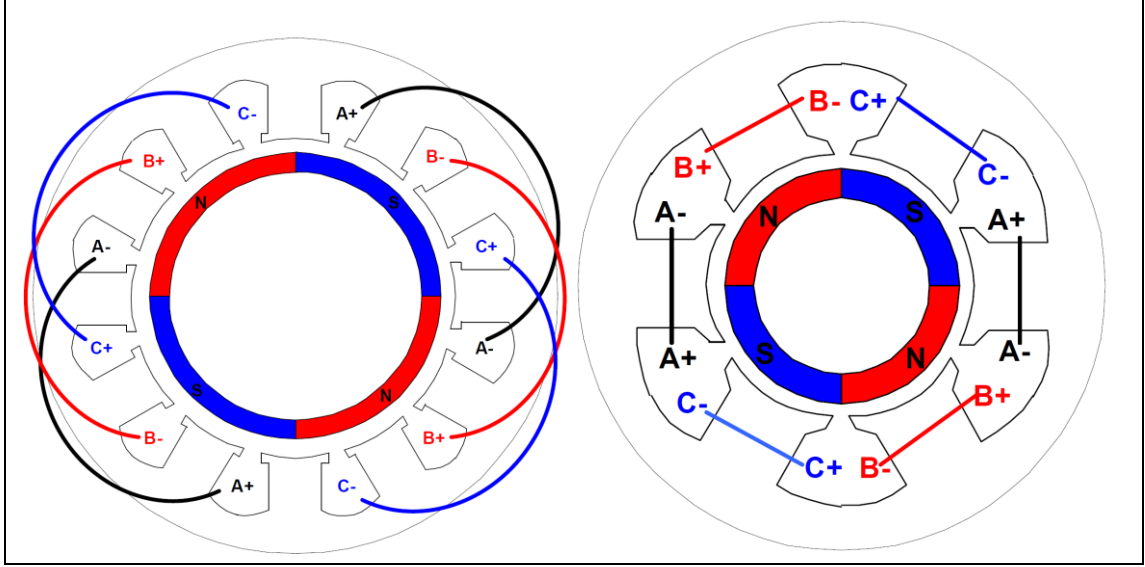
Şekil 2.15 a) BMW i3, b) Lexus (2008), c) Ford, d) Nissan Leaf rotor yapıları [85], [87], [90]

KESİRLİ OLUKLU KONSANTRE SARIM (KOKS) TEKNIĞİ

GMSM'ların sarımı genellikle dağıtılmış veya konsantre sarım olarak yapılır. Sargı yapısı makinanın tasarım parametrelerini doğrudan etkilediği için bu bölümde dağıtılmış ve konsantre sargı tiplerinin tanımlaması yapılacak ve son yıllarda artan bir ilgiye sahip olan konsantre sarım tekniğinin ayrıntılı analizi gerçekleştirilecektir.

3.1 Dağıtılmış ve Konsantre Sargı

Elektrik makinalarında moment üretebilmek için dönen manyetik alana ihtiyaç vardır. Dönen manyetik alanı elde edebilmek için sargıların uzaysal olarak uygun dağıtılması ve uygun akım ile uyarılması gerekmektedir. Sargılar, oluk olarak adlandırılan boşluklardan geçirilen iletkenler ile elde edilir. Olukların sarılma şekli makinanın endüktans değerini, kayıplarını, moment yoğunluğunu, moment dalgalığını ve çalışma hız aralığını etkiler. GMSM'ların sarımları genellikle dağıtılmış veya konsantre olarak sarılır. Sargı tekniklerini analiz edebilmek için kullanılan temel parametre faz-kutup başına düşen oluk sayısıdır ve tez boyunca bu katsayıdan spp (slot/phase/pole) olarak bahsedilecektir. Spp değeri dağıtılmış sargılarda bir veya birden büyüktür. Dağıtılmış sargıda, hava aralığı MMK dağılımının mümkün oldukça sinüzoidal dağılım olması hedeflenir. Böylece hava aralığı harmoniklerini azaltmak dolayısıyla kayıpların azalması hedeflenir ve bunu gerçekleştirmek için de oluk sayısı artırılır. Oluk sayısının artması ise moment yoğunluğunun düşmesine neden olabilir. Konsantre sargıda ise hava aralığı MMK dağılımı sinüzoidal değildir. Bu özellik nedeniyle bir takım avantaj ve dezavantajları ortaya çıkar. Şekil 3.1'de tek katmanlı sarılmış bir dağıtılmış sargı ve çift katmanlı konsantre sargılı makina gösterilmiştir. Dört kutuplu bir makina için spp oranı dağıtılmış sargı için 1, konsantre sargı için ise 0.5'tir.



Şekil 3.1 Dağıtılmış sargı ve konsantre sargı çizimi [91]

Konsantre sargıda spp oranı kesirlidir. Bu yüzden kesirli oluklu konsantre sargı (KOKS) olarak isimlendirilir. Her bir sargı yalnızca bir stator dişini çevreler. Tek katmanlı ve çift katmanlı olarak sarılabilir. MMK dağılımının, dağıtılmış sargının aksine sinüzoidal olmaması nedeniyle bir takım avantaj ve dezavantajlara sahiptir.

Konsantre sargının dağıtılmış sargıya göre çeşitli avantajları vardır. Bunlar şu şekilde sıralanabilir [92-94].

- Şekil 3.1’den de görüleceği üzere, konsantre sargıda her bir sargı yalnızca tek bir dişin etrafını sarmaktadır ve doğal olarak sargı sonu kısadır. Sargı sonunun kısa olması, daha az bakır kullanımına olanak verir. Daha az bakır kullanıldığı için bakır kayıpları azalır ve verimi artır. Ayrıca kütlesi, hacmi ve aktif uzunluğu azaldığı için güç ve moment yoğunluğu artar.
- Konsantre sargıda stator parçalı şekilde üretilebilir ve böylece her bir stator dişi ayrı ayrı sarılır. Bu sayede oluk doluluk oranı artar. Oluk doluluk oranının artması makinanın elektrik yüklenmesini artırır, bu özellik makinanın temel tasarım faktörlerinden olan kayma gerilmesinin (shear stress, birim rotor yüzey alanı başına kuvvet) artmasını sağlar. Böylece makinanın moment ve güç yoğunluğu artar.
- Her sargı yalnızca bir stator dişini çevrelediği için fazlar arası karşıt endüktans oldukça düşüktür. Bu sayede fazlardan birinde hata oluşması diğer fazlara etkisini minimize eder. Ayrıca faz endüktansları dağıtılmış sargıya nazaran yüksek olduğu için kısa devre akımlarını sınırlama kapasitesi daha iyidir.

- Konsantre sarım sayesinde oluk sayısını çok artırmadan kutup sayısını artırabiliriz. Kutup sayısının artması sayesinde milin mekanik hızı azalır. Böylece doğrudan sürüş uygulamalarında kullanılır. Yüksek güçlü modern rüzgâr türbinlerinde kullanımı yaygındır.
- Vuruntu momenti, statorda uyarma akımı yok iken sadece mıknatıslar tarafından üretilen akının en kısa yoldan geçmek istemesi ve stator oluk açıklıklarında manyetik relüktansın yüksek olmasından kaynaklanan bir momenttir. Konsantre sargıda her bir mıknatısın stator oluşuyla çakışması farklı derecededir. Bu yüzden vuruntu momenti daha düşüktür.
- Geniş bir hız aralığında çalışması istenilen makinanın yüksek hızlara çıkabilmesi için d-ekseni endüktansının büyük olması gerekmektedir. Dağıtılmış sargılarda mıknatıslardan dolayı d-ekseni endüktansının yüksek olması zor iken konsantre sargının harmonikli yapısı d-ekseni endüktansını artırır.

Dezavantajları ise aşağıdaki gibidir.

- MMK dağılımı sinüzoidal değildir ve alt-harmonikler oluşur. Alt-harmonikler moment üreten harmonik (senkron bileşen) ile farklı hızlarda dönmektedir. Alt harmonikler yüzünden nüvede ve mıknatıslarda ilave kayıplar meydana gelir.
- Yanlış spp seçiminde sargı faktörü düşüktür.
- Boştaki zıt-EMK dalga şekli sinüzoidal olmasına karşın motor yüklendikçe sargılarda endüklenen gerilimin dalga şekli bozulmaya başlar ve moment dalgalılığı artar. Makinanın kontrolü zorlaşır. Ayrıca akustik gürültüler ve vibrasyon artar.
- GMSM’da manyetik çıkıklık oranı düşük olduğu için relüktans momenti düşüktür.

3.2 Üç Fazlı Makinaların Konsantre Sarımı

Konsantre sargılı makinalarda oluk-kutup kombinasyonu için aşağıdaki konulara dikkat edilmelidir [12].

- Dengeli bir sarım için (3.1) sağlanmalıdır.

$$\frac{S}{EBOB(S,p)} = m * k \quad (3.1)$$

Bu denklemde kullanılan S oluk sayısını, p kutup çiftini, k bir tam sayıyı, m ise faz sayısını ifade eder.

- Radyal kuvvetlerin dengeli ve net radyal kuvvetin küçük olması için makinanın simetrik olması gerekir. EBOB(S,p) ifadesi çift sayı olursa simetri sağlanmış olur.
- Oluk sayısı ile kutup sayısı arasındaki en küçük ortak kat (EKOK) mümkün oldukça yüksek olmalıdır. Bu durumda vuruntu momentinin frekansı artmış genliği ise azalmış olur.

3.2.1 Konsantre Sargılı Makinalarda Sargı Düzeni

Konsantre makinaların sargı düzeni iki farklı yöntem ile elde edilir. Bunlardan bir tanesi oluk yıldızları yöntemi diğeri ise sayısallaştırma yöntemidir. Sayısal yöntem, aşağıdaki gibi uygulanır [95].

$$q = \frac{b}{c} \quad (3.2)$$

q oranı spp değerine eşittir. b ve c ise kendilerinden başka bir tamsayıya bölünemeyen en küçük tam sayılardır. Öncelikle 0 ve 1'lerden oluşan bir dizilim elde edilir. Dizilimde c-b sayısınca 0, b sayısınca ise 1 bulunur. Örnek olarak 12 oluk ve 10 kutuplu bir makinanın dizilimini ele alalım.

$$q = \frac{12}{3 * 10} = \frac{2}{5} \quad (3.3)$$

- İlk dizilim şu şekildedir: 5-2=3 adet '0', 2 adet ise '1' yazılır; 00011
- Sargı katsayısını maksimum yapabilmek için optimum dizilim elde edilir. Optimum dizilimin amacı sargı faktörünü mümkün olan en büyük hale getirmektir. Eğer farklı bir dizilim olursa sargı katsayısı düşer. Bu kombinasyon için optimum dizilim 10010' dir.
- Üç fazlı bir sistem olduğu için aynı sıralama üç kez tekrar edilir: 10010/10010/10010
- Sargı sıralaması A C' B A' C B' şeklinde tanımlanır. A' ile ifade edilen A sargısının dönüş ucudur.

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

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

- 1'e karşılık gelen sargı uçlarından yeni dizilim elde edilir.

A A' B' B C C'

- İkinci katman birinci katmanın bir diş kaydırılıp terslenmesiyle elde edilir.

A A' B' B C C'

A' A B B' C' C

- Yukarıda görüldüğü üzere 6 oluk için sargıların faz ve yönü belirlendi diğer altı oluk ise yukarıdaki dizilimin terslenmesiyle elde edilir. Nihai dizilim aşağıdaki gibidir.

A	A'	A'	A	B'	B	B	B'	C	C'	C'	C	A'	A	A	A'	B	B'	B'	B	C'	C	C'	C
N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S

Sargı faktörü yüksek olan oluk kutup kombinasyonlarından biri de 9 oluk ve 8 kutuplu makinaadır. Aynı işlemleri bu makina için tekrarlırsak;

$$q = \frac{9}{3 * 8} = \frac{3}{8} \quad (3.4)$$

- İlk dizilim şöyledir; 00000111
- Daha sonra optimum dizilim elde edilir; 10010010
- 3 fazlı bir makina olduğu için dizilim 3 kez tekrarlanır; 10010010/10010010/10010010
- Dizilim ile sargı eşleştirmesi yapılır;

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

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

- 1'e karşılık gelen sargı uçlarından yeni dizilim elde edilir.

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

- Yukarıdaki dizilim terslenip bir diş kaydırılarak ikinci katman elde edilir;

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

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

N	S	N	S	N	S	N	S
---	---	---	---	---	---	---	---

Sargı faktörü yüksek olan diğer bir kombinasyon ise 12 oluk ve 14 kutup sayısına sahip olan makinadır. Bu tür bir makinanın sargı dizilimini bulmak için öncelikle spp değerini elde edelim,

$$q = \frac{12}{3 * 14} = \frac{2}{7} \quad (3.5)$$

- Dizilim şu şekilde olur; 0000011
- Optimum dizilim elde edilir; 1001000
- Elde edilen optimum dizilim üç kez tekrarlanır; 1001000/1001000/1001000
- Sayılardan oluşan dizilim ile faz dizilimi eşleştirilir;

1 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0
 A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B

- 1'e karşılık gelen sargı uçları ile yeni dizilim elde edilir;

A A' C' C B B'

- İkinci katmanı oluşturmak için yukarıdaki dizilim terslenir ve bir diş kaydırılır;

A A' C' C B B'

A' A C C' B' A'

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

N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

3.2.2 Sargı Faktörü Hesabı

Sargı faktörü makinanın moment yoğunluğunu doğrudan etkiler, dağıtılmış sargıda çok fazla değişmemesine rağmen konsantre sargıda oluk kutup kombinasyonuna göre

değişim gösterir. Bu yüzden konsantre sargıda, oluk kutup kombinasyonu seçilirken göz önüne alınması gereken önemli parametrelerden biri de sargı faktörüdür. Sargı faktörün hesabında herhangi bir faz ele alınır ve vektörel olarak toplam EMK elde edilir [12].

İlk olarak s vektörü elde edilir. 12/10 makinanın oluk yerleşimine bakarak A fazının sargısının giren ucunun olduğu oluk pozitif, çıkan ucunun olduğu oluk ise negatif olarak alınır. Örneğin A fazı 1 nolu oluktan girmiş, 2 nolu oluktan çıkmıştır. Bu yüzden 1 pozitif, 2 ise negatif olarak alınır.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
A	A' A'	A B'	B B	B' C	C' C'	C A'	A A	A' B	B' B'	B C'	C C'
N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S

$$s = [1 \quad -2 \quad -2 \quad 3 \quad -7 \quad 8 \quad 8 \quad -9] \quad (3.6)$$

$$\vec{E}_i = \pm e^{j(y_i)} \quad (3.7)$$

Bu ifadede s(i) değeri pozitif ise vektör pozitif, negatif ise vektör negatif olarak alınır.

$$y_i = \frac{\pi(2p)}{\text{oluk sayısı}} (|s(i)| - 1) \quad (3.8)$$

Bileşke EMK vektörü ise aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\vec{E}_{faz} = \sum_{i=1}^{\left(\frac{n_l \cdot \text{oluksayısı}}{3}\right)} \vec{E}_i \quad (3.9)$$

n_l , her oluktaki sargı katman sayısıdır. Sargı faktörü bileşke EMK vektörünün faz başına sargı sayısının bölümüyle elde edilir.

$$\vec{E}_{faz} = e^{j\left(\frac{0 \cdot \pi \cdot 10}{12}\right)} - 2e^{j\left(\frac{1 \cdot \pi \cdot 10}{12}\right)} + e^{j\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 10}{12}\right)} - e^{j\left(\frac{5 \cdot \pi \cdot 10}{12}\right)} + 2e^{j\left(\frac{7 \cdot \pi \cdot 10}{12}\right)} - e^{j\left(\frac{8 \cdot \pi \cdot 10}{12}\right)} \quad (3.10)$$

$$k_w = \frac{|\vec{E}_{faz}|}{\left(\frac{n_l \cdot \text{oluksayısı}}{3}\right)} = 0.933 \quad (3.11)$$

12/10 makinanın tek katman için sargı faktörü şöyledir;

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
A	B	B'	C	C'	A	A'	B'	B	C	C'	A'
N	S	N	S	N	S	N	S	N	S	N	S

$$s = [1 \quad 6 \quad -7 \quad -12] \quad (3.12)$$

$$\overrightarrow{E_{faz}} = e^{j(\frac{0 \cdot \pi \cdot 10}{12})} + e^{j(\frac{5 \cdot \pi \cdot 10}{12})} - e^{j(\frac{6 \cdot \pi \cdot 10}{12})} - e^{j(\frac{11 \cdot \pi \cdot 10}{12})} \quad (3.13)$$

$$k_w = \frac{|E_{faz}|}{(\frac{n_{oluksayısı}}{3})} = \frac{3.8637}{\frac{1 \cdot 12}{3}} = 0.9659 \quad (3.14)$$

12/10 bir makinada görüldüğü üzere sargı faktörü tek katmanlı bir sarım için daha yüksektir, fakat alt-harmoniklerin genlikleri daha fazla olduğu için çift katmanlı sarım daha fazla tercih edilir.

9/8 bir makina için sargı faktörü ise aşağıdaki gibidir.

1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	A' A'	A A	A' B	B' B'	B B	B' C	C' C'	C C'
N	S	N	S	N	S	N	S	

$$s = [1 \quad -2 \quad -2 \quad 3 \quad 3 \quad -4] \quad (3.15)$$

$$\overrightarrow{E_{faz}} = e^{j(\frac{0 \cdot \pi \cdot 9}{8})} - 2e^{j(\frac{1 \cdot \pi \cdot 9}{8})} + 2e^{j(\frac{2 \cdot \pi \cdot 9}{8})} - e^{j(\frac{3 \cdot \pi \cdot 9}{8})} \quad (3.16)$$

$$k_w = \frac{|E_{faz}|}{(\frac{n_{oluksayısı}}{3})} = 0.9452 \quad (3.17)$$

3.2.3 Olukların Yıldızı Yöntemi

Sargı diziliminin elde edilmesi ve sargı faktörünün hesaplanması için kullanılan diğer bir yöntem ise olukların yıldızı yöntemidir [96]. Bu yöntemde her oluk bir vektör olarak seçilir ve vektörlerin karşılık geldiği faz belirlenir. Bu yöntemi anlamak için 12 oluk ve 10 kutuplu makina örneği ile devam edelim.

- Dağıtılmış sargılı makinaların bir elektriksel periyot sayısı olarak kutup çifti sayısı verilirken, konsantre sargılı makinalarda durum değişir. Bu makinaların periyodunu belirlemek için aşağıdaki denklem kullanılır [97].

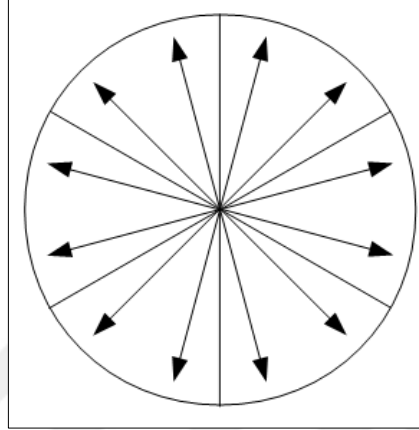
$$t = EBOB(Q, p) \quad (3.18)$$

Denklem (3.18) deki Q oluk sayısını, p ise kutup çifti sayısını belirtir. EBOB ise en büyük ortak bölenlerini verir. 12/10 makinanın periyodu;

$$t = EBOB(12,5) = 1 \quad (3.19)$$

- Q/t tane ok, aralarındaki açı (3.20) yardımıyla elde edilerek çizilir.

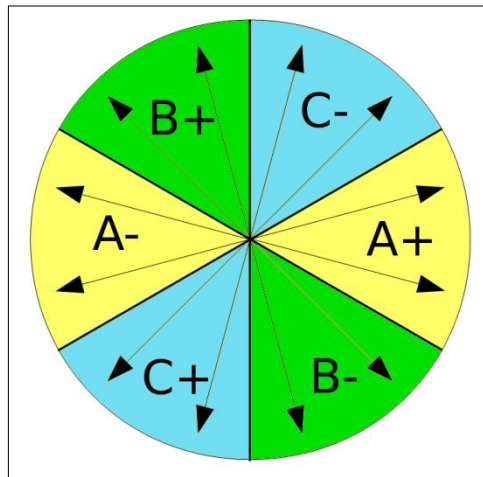
$$\alpha_s = 360 \frac{t}{Q} = 360 \frac{1}{12} = 30^\circ \quad (3.20)$$



Şekil 3.2 12/10 makina için okların çizimi

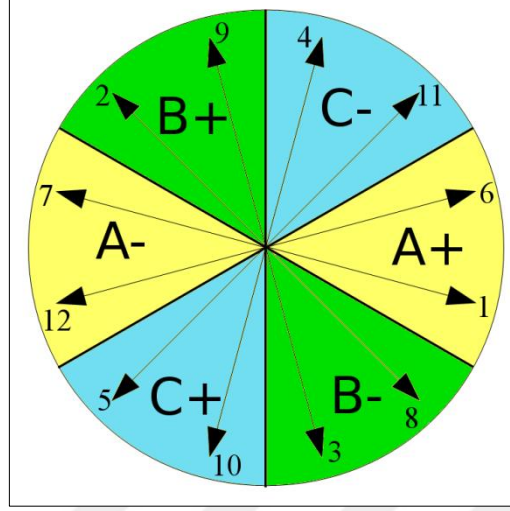
- m faz sayısı olarak tanımlanırsa oklar $2 \cdot m$ sektöre ayrılır. Sektörler faz sırasına göre isimlendirilir.
- Ardışık iki ok arasındaki elektriksel açı (3.21) ile elde edilir.

$$\alpha_s^e = p\alpha_s = 5 \times 30 = 150 \quad (3.21)$$



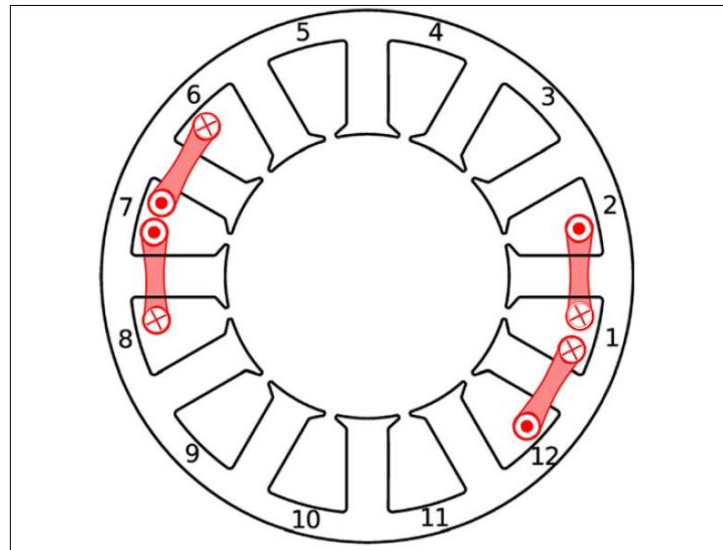
Şekil 3.3 Okların faz sırasına göre sektörlere ayrılması

Denklem (3.21)'den de anlaşılacağı üzere ardışık oklar arasında 150^0 fark olmalıdır. Yani 1 ve 2 nolu oklar arasındaki, 2 ve 3 nolu oklar arasındaki, kısaca ardışık iki ok arasındaki açı 150^0 olur. Böylece okların numaralandırılması aşağıdaki gibi yapılır.



Şekil 3.4 Okların numaralandırılması

Şekil 3.4'te görüldüğü üzere 1 ve 6 numaralı oklar A+ sektöründe, 7 ve 12 numaralı oklar ise A- sektöründe bulunmaktadır. Okların pozitif veya negatif sektörde bulunması sargının yönünü belirler. Konsantre sarımda bobin adımı bir olduğu için sargının pozitif ucu 1 nolu olukta iken negatif ucu 2 nolu olukta olur, yani, 1 nolu oluktan giren sargı 6 nolu oluktan çıkar. Aynı şekilde 6 nolu oluktan giren sargı 7 nolu oluktan çıkar. Negatif sektörde bulunan 7 ve 12 nolu oluktan çıkan sargılar sırasıyla 8 ve 1 nolu oluktan gireceklerdir. Şekil 3.5'te A fazına ait sargı şekli gösterilmiştir.



Şekil 3.5 A fazına ait sargı şekli [98]

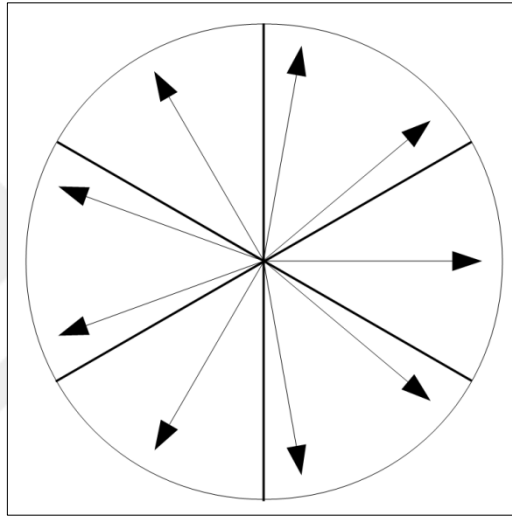
Q/t oranı çift iken sektörlerdeki pozitif ve negatif ok dağılımı eşittir. Eğer Q/t oranı tek ise pozitif sektördeki ok sayısı ile negatif sektördeki ok sayısı farklılık gösterir. Yukarıdaki işlem 9 oluk ve 8 kutuplu bir makina için tekrar edilirse,

Önce oklar arasındaki açı belirlenir ve okların çizimi gerçekleştirilir.

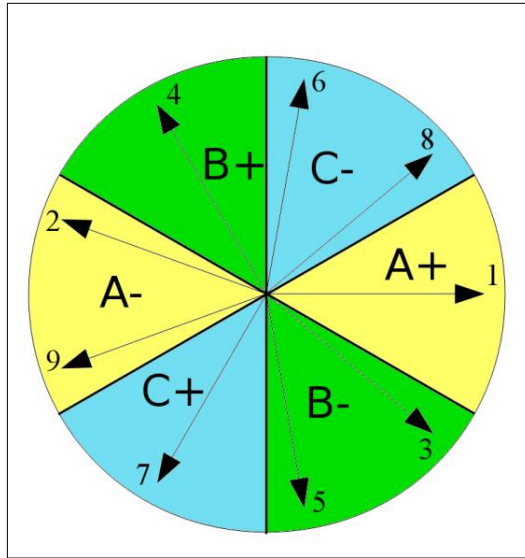
$$\alpha_s = 360 \frac{t}{Q} = 360 \frac{1}{9} = 40^\circ \quad (3.22)$$

$$\alpha_s^e = p\alpha_s = 4 \times 40 = 160 \quad (3.23)$$

Oklar arasında 40 derecelik fark vardır. Ardışık iki ok arasında 160 derece fark olmalıdır. Bu şekil bir dağılım yapıldığında şekildeki gibi yerleşim oluşur.

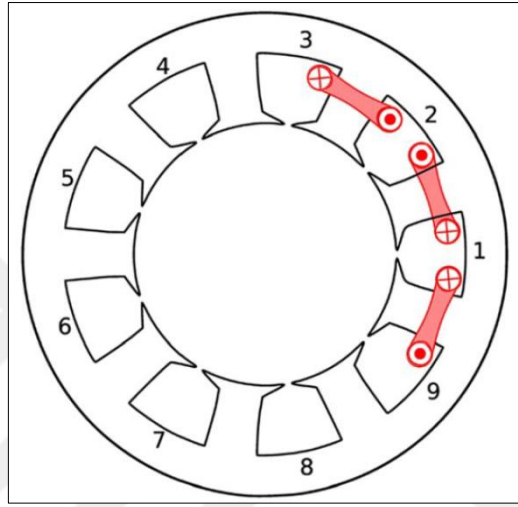


Şekil 3.6 9/8 bir makina için okların çizimi



Şekil 3.7 9/8 makina için okların sektörlere ayrılması ve numaralandırılması

Daha sonra faz sayısının sektöre sırasıyla ayrılıp, oklar arasındaki elektriki açı dikkate alınarak numaralandırma gerçekleştirilir. Q/t oranı tek olduğu için sektörlerdeki dağılım eşit değildir, pozitif sektörlerde bir ok bulunurken negatif sektörlerde ise ikişer ok bulunmaktadır. A fazına ait sargı seti şu şekilde yapılır; A+ sektöründe yalnızca 1 nolu ok vardır o yüzden 1 nolu oluktan giren sargı 2 nolu oluktan çıkar. A- sektöründe ise 2 ve 9 numaralı oklar bulunur. 2 nolu oluktan çıkan sargı 3 nolu oluktan girer, 9 nolu oluktan çıkan sargı ucu ise 1 nolu oluktan girer. A fazına ait sargı seti Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8 9/8 bir makina için A fazına ait sargı seti [98]

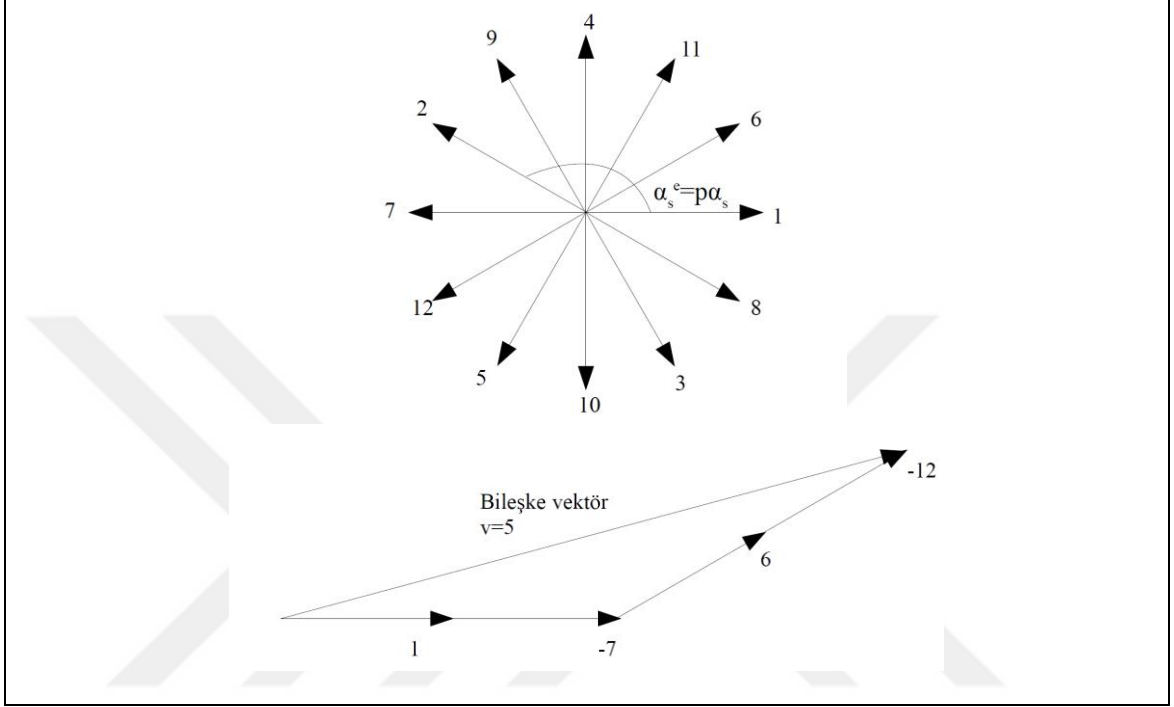
Çift katmanlı sargılar harmonik bileşenlerinin daha az olmasında dolayı kullanımı yaygındır. Bazı oluk-kutup kombinasyonları hem tek katmanlı hem de çift katmanlı olarak sarılabilir. Tek katmanlı sargı elde edebilmek için makinanın aşağıdaki kısıtlamaları sağlaması gerekmektedir.

- Oluk sayısı Q çift sayı olmalıdır.
- Eğer Q/t oranı çift ise, hem tek katmanlı hem de çift katmanlı sarım kullanılabilir ama farklı performans sergilerler, ayrıntılı analizi daha sonra verilecektir.
- Eğer Q/t oranı tek ise, t çift sayı olduğunda tek katmanlı sarılabilir.

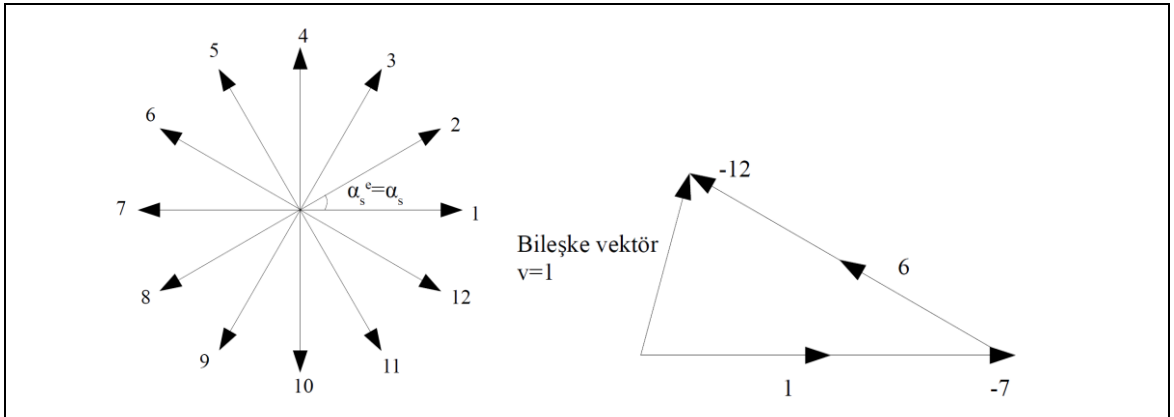
3.2.4 Alt-Harmoniklerin Vektörel Yöntem ile Elde Edilmesi

Daha önce de bahsedildiği gibi konsantre sarımda alt-harmonikler oluşmaktadır. Alt-harmonikler dağıtılmış sargıda bulunmazken, konsantre sargıda bulunurlar ve genlikleri

bazı oluk-kutup kombinasyonlarında senkron harmoniğin genliğini geçmektedir. EMK dalga şeklinin harmoniklerini bulmak için olukların yıldızı yönteminden yararlanılabilir. Daha önce gösterilen ok sıralaması senkron harmonik için gerçekleştirilmişti, 12/10 bir makina için senkron harmoniğin 5. harmoniğe karşılık geldiği daha önce bahsedilmişti. Şekil 3.9’da 5. harmonik için numaralandırma tekrar yapılmıştır.



Şekil 3.9 12/10 makinanın EMK dalga şekli 5. harmoniği için okların numaralanması ve bileşke vektörü

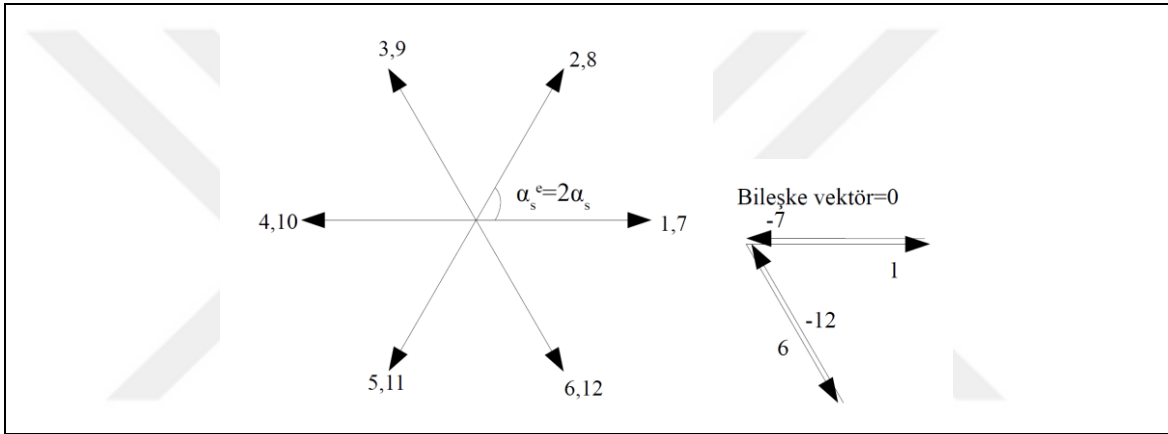


Şekil 3.10 12/10 makinanın EMK dalga şekli 1. harmoniği için okların numaralanması ve bileşke vektörü

12/10 bir makinada 1. harmoniğin bileşke vektörünü bulmak istersek oklar arasındaki elektriksel açı, mekanik açıya eşit olur. Şekilde 3.10’da 1. harmonik için okların numaralandırması tekrar yapılmıştır. Şekilde görüldüğü üzere 1 ve 2 nolu oklar arasındaki açı ikisi arasındaki mekanik açı olan 30^0 ’ye eşittir. Bileşke vektörü bulmak

için temel bileşenin bileşke vektörünü elde etmede kullanılan vektörler kullanılır. Şekil 3.4'ten görüldüğü üzere A+ sektöründe bulunan 1,6 ve A- sektöründe ise 7,12 vektörler kullanılmıştır ve alt-harmoniklerin elde edilmesinde de aynı vektörler kullanılır. Şekil 3.10'da görüldüğü üzere vektörlerin konumları değişmiş ve 1. harmonik için elde edilen bileşke vektör gösterilmiştir.

2. harmonik için ise öncelikle ardışık oklar arasındaki açı bulunur, daha sonra numaralandırma yapılır. Şekil 3.11'de görüldüğü gibi 1-7, 2-8, 3-9, 4-10, 5-11 ve 6-12 numaralı oklar çakışmıştır. Bileşke A fazının 2. harmonik bileşke vektörü için 1, -7, 6 ve -12 nolu vektörler kullanılarak sıfır olduğu görülür. Aynı işlemler tekrar ederek diğer harmonikler de elde edilir.



Şekil 3.10 12/10 makinanın EMK dalga şekli 2. harmoniği için okların numaralanması ve bileşke vektörü

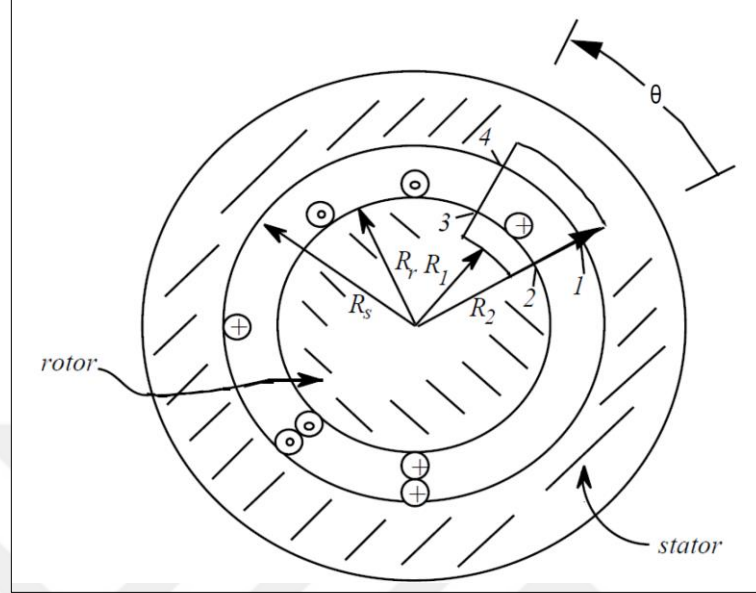
3.3 Sargı Fonksiyonu

Konsantre sarım tekniğinin hava aralığında oluşturduğu MMK dağılımını elde edebilmek amacıyla sargı fonksiyonu geliştirilmiştir [99]. Bu fonksiyon yardımıyla MMK dağılımı açısal olarak elde edilir ve FFT analizi yapılarak senkron ve alt-harmoniklerin genlikleri elde edilir. Ayrıca sargı fonksiyonundan yola çıkarak ideal bir makinanın endüktans değerleri de elde edilir.

Elektrik makinalarında elektromanyetik alan analizi önemlidir. Elektromanyetik alan, akı dağılımının bilgisini, akının nerede yoğunlaştığını, akının nereden aktığını, gücün nerede oluştuğunu ve ısıнын nerede olduğunu yönetir. Bu gibi detay bilgiler makinanın uygun tasarımı için çok önemlidir.

Sargı fonksiyonunun analizine Şekil 3.11'deki statoru ve rotoru silindirik olan makinanın analizi ile başlayalım. Bu analizde hava aralığı uzunluğunun her yerde aynı

olduğu ve rotor çapına nazaran çok küçük olduğu varsayılmıştır. Stator iç yarıçapı R_s , rotor yarıçapı ise R_r olarak alınmıştır. Hava aralığında akım taşıyan iletkenlerden oluşan N_t tane sarım olduğunu farz edelim.



Şekil 3.11 Rotoru ve statoru silindirik sargıları hava aralığına rastgele yerleştirilmiş bir makina [99]

Sargıların kesitinin ihmal edilebilir derecede küçük olduğu kabul edilir. Her hangi bir θ açısının referansı olarak, konum ele alınır. θ saat yönünün tersine, hava aralığı boyunca 0 ile 2π arasında değişir. Şekildeki 1234 yolunu göz önüne alalım. 1 ile 2 arasındaki yol referans noktası kabul ettiğimiz $\theta=0$ olduğu konumdur. Yol θ 'nın 0 ile 2π aralığında herhangi bir noktasından geri döner. Amper kanununu kullanırsak;

$$\oint_{12341} Hdl = \int_S JdS \quad (3.24)$$

manyetik alan ile sargılardan akan akım arasındaki ilişki elde edilir.

Bu ifade 12341 yolu boyunca S yüzeyi tarafından kaplanan toplam akımı verir. Tüm sargıların aynı akımı taşıdığı düşünülürse toplam akım yerine aşağıdaki denklem yazılır.

$$\oint_{12341} Hdl = n(\theta)i \quad (3.25)$$

$n(\theta)$ fonksiyonu sargı fonksiyonu olarak adlandırılır ve makinadaki toplam sargıları değil sadece 12341 yolu tarafından çevrelenen sargı sayısını verir. Bu fonksiyonun toplam iletken sayısı N_t ile karıştırılmaması gerekir çünkü $n(\theta)$ fonksiyonu aynı

zamanda konuma da bağılıdır. (3.25) dört parçaya ayrılabilir ve her bir parça manyetik devredeki MMK düşümü olarak yorumlanır.

$$F_{12} + F_{23} + F_{34} + F_{41} = n(\theta)i \quad (3.26)$$

θ açısı hava aralığının herhangi bir noktasında rastgele bir yer olarak seçilirse,

$$F_{12} = \int_{R_s}^{R_r} H_r(r, 0) dr \quad (3.27)$$

$$F_{23} = - \int_{R_1}^{R_r} H_r(r, 0) dr + \int_0^{\theta} R_1 H_{\Phi}(R_1, u) du + \int_{R_1}^{R_r} H_r(r, \theta) dr \quad (3.28)$$

$$F_{34} = \int_{R_s}^{R_r} H_r(r, \theta) dr \quad (3.29)$$

$$F_{41} = \int_{R_1}^{R_2} H_r(r, \theta) dr - \int_0^{\theta} R_2 H_{\theta}(R_2, u) du - \int_{R_s}^{R_2} H_r(r, 0) dr \quad (3.30)$$

(3.28) ve (3.30)'daki u değişkeni integral alabilmek için denklemde kullanılan basit bir değişkendir. Hava aralığı relüktansının değerinin nüve relüktansına nazaran yüksek olması, ayrıca analitik olarak nüvedeki MMK düşümünün hesabının zor olmasından dolayı, hava aralığı uzunluğu g yerine nüvedeki MMK düşümlerini de içeren sanal bir g_e kullanılır. Böylece MMK düşümünün sadece hava aralığında olduğu ve nüvenin manyetik geçirgenliğinin sonsuz olduğu kabul edilir. Yani F_{23} ve F_{41} sıfır kabul edilir ve

$$F_{12}(0) + F_{34}(\theta) = n(\theta) \cdot i \quad (3.31)$$

halini alır. Amper yasası gereği MMK, H ile l 'nin çarpımına eşit olduğundan,

$$F_{12}(0) = -H_r(R_s, 0)g_e \quad (3.32)$$

$$F_{34}(\theta) = H_r(R_s, \theta)g_e \quad (3.33)$$

şeklini alır.

Maalesef ek bir bilgi olmadan bu denklemleri çözmek imkânsızdır. O yüzden sonuca ulaşmak için Gauss teorisinden yararlanılır.

$$\oint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (3.34)$$

Buradaki A yüzeyi rotoru içeren ama statoru içermeyen silindirik bir parça olarak seçilir. Hava aralığı bir duvar şeklinde düşünüldüğünde ve rotor manyetik geçirgenliği sonsuz olarak alındığında denklem aşağıdaki halini alır.

$$\mu_0 \int_0^l \int_0^{2\pi} r H_r(r, \theta) d\theta dz = 0 \quad R_r \leq r \leq R_s \quad (3.35)$$

l rotorun etkin uzunluğudur. H_r eksenel yönden bağımsız olduğu için

$$\int_0^{2\pi} H_r(r, \theta) d\theta = 0 \quad (3.36)$$

$$\int_0^{2\pi} F_{34}(\theta) d\theta = 0 \quad (3.37)$$

Yukarıdaki denklem gösterir ki, $F_{34}(\theta)$ ifadesinin ortalamasının sıfır olması gerekmektedir (DA bileşen olmamalıdır).

$$\int_0^{2\pi} F_{12}(0) d\theta + \int_0^{2\pi} F_{34}(\theta) d\theta = \int_0^{2\pi} n(\theta) i d\theta \quad (3.38)$$

Denklem 3.38'in ikinci terimi sıfırdır. Böylece (3.39) elde edilir.

$$F_{12} = i \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\theta) d\theta \quad (3.39)$$

Denklem 3.39 bize açıkça $n(\theta)$ nin ortalama değeri gösterir. Şu şekilde tanımlanır;

$$\langle n(\theta) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\theta) d\theta \quad (3.40)$$

öyleyse,

$$F_{12} = \langle n(\theta) \rangle i \quad (3.41)$$

Sonuç olarak hava aralığı boyunca herhangi bir noktadaki MMK,

$$F_{34}(\theta) = (n(\theta) - \langle n(\theta) \rangle) i \quad (3.42)$$

Parantez içindeki terim, sargı fonksiyonunun ortalamasının sıfır olduğu halidir. Aşağıdaki denklem sargı fonksiyonu olarak adlandırılır.

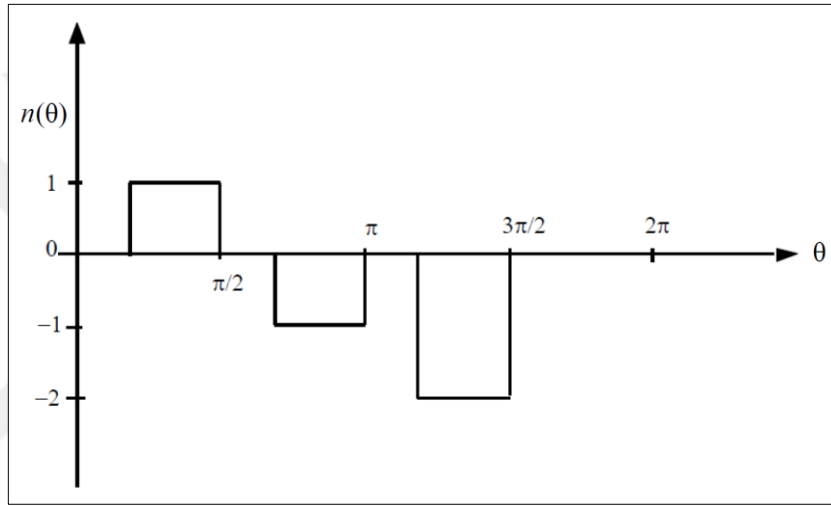
$$N(\theta) = n(\theta) - \langle n(\theta) \rangle \quad (3.43)$$

Böylece hava aralığındaki herhangi bir noktadaki MMK düşümü (3.44) ile elde edilir.

$$F(\theta) = N(\theta)i \quad (3.44)$$

Denklemden de görüleceği üzere MMK doğrudan sargı fonksiyonuna bağlıdır. Açıkça söylenebilir ki; sargı fonksiyonu birim sarım akımının oluşturduğu MMK dağılımıdır.

$n(\theta)$, referans pozisyonuna bağlıdır. θ 'nın sıfır olarak alındığı yer genliği ve fazını belirler. Ayrıca $N(\theta)$ 'nin de fazını belirler. Şekil 3.11'de gösterilen makinanın sargı fonksiyonu Şekil 3.12'te gösterilmiştir.



Şekil 3.12 Şekil 12'de gösterilen makinanın sargı fonksiyonu [99]

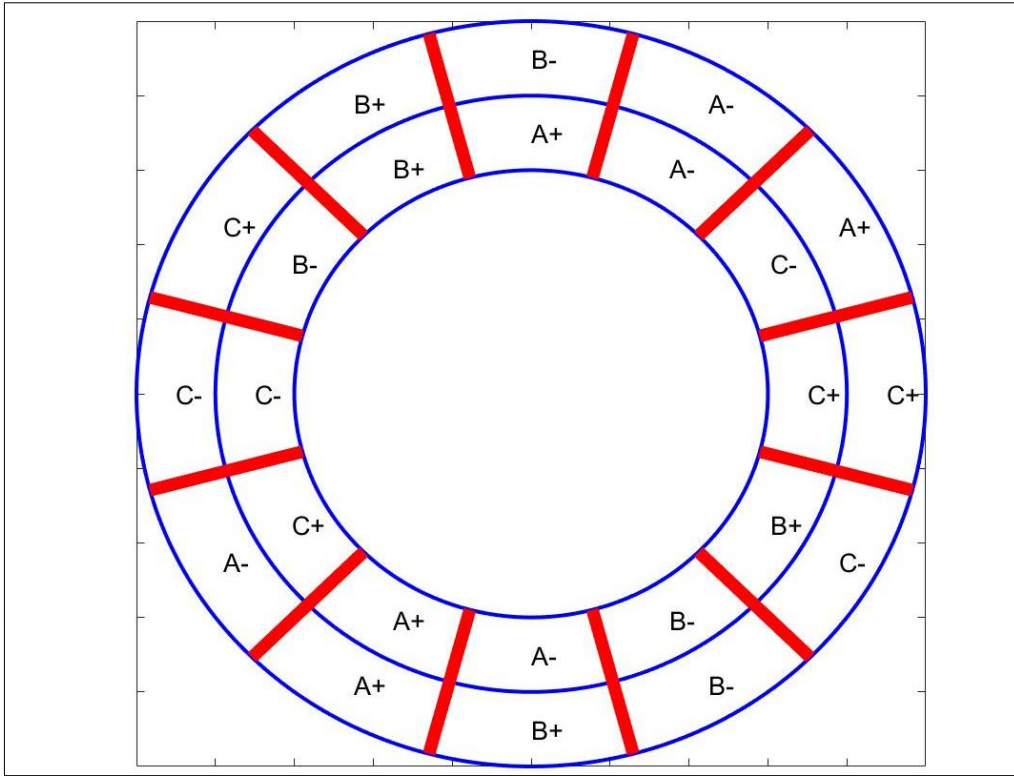
Sargı fonksiyonu üzerinden ideal silindirik bir makinada öz ve karşıt endüktans değerleri de elde edilir [99]. İntegral bir elektrik periyodu boyunca alınmıştır.

$$L_{AA} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_A^2(\theta) d\theta \quad (3.45)$$

$$L_{AB} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_A(\theta) N_B(\theta) d\theta \quad (3.46)$$

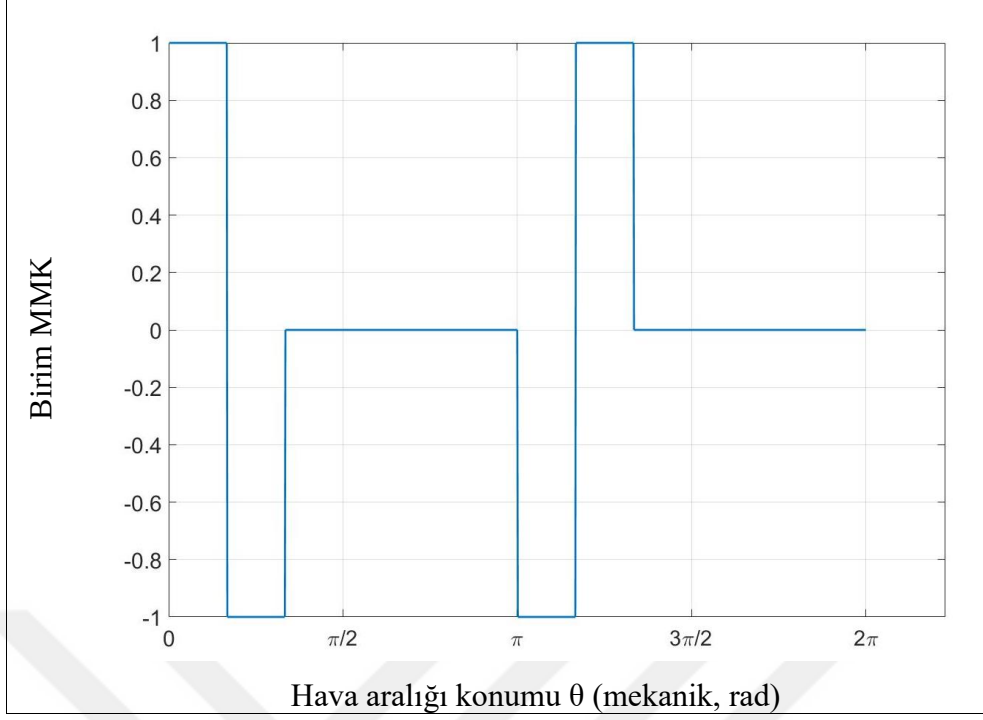
3.4 Spp Değerine Göre MMK Dağılımı

Konsantre sargı makinalarda spp seçimi oldukça önemlidir. Spp seçimine göre MMK dalga şekli oluşur. MMK dağılımı makinanın endüktans değerine, güç yoğunluğuna ve kayıplarına doğrudan etki eder. Şekil 3.13'te 12 oluk/10 kutup ve çift katmanlı olarak sarılmış bir makinanın sargı görünümü verilmiştir.

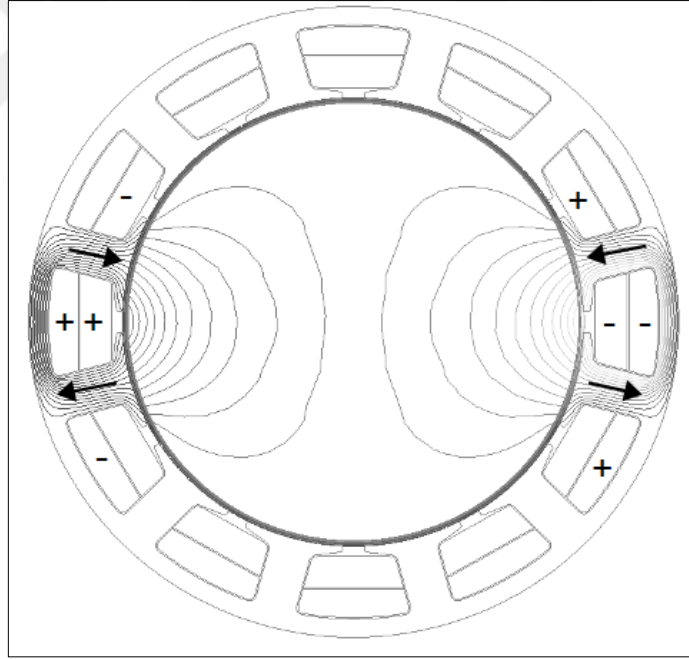


Şekil 3.13 12 oluklu makinanın konsantre sarım şekli

Elektrik makinalarının dönme hareketi yapabilmesi için dönen manyetik alanın oluşması gerekmektedir. Üç fazlı bir makinada dönen manyetik alanın oluşması için sargıların arasında uzaysal olarak 120 derece olması gerekmektedir ve sargıları uyaran akımların arasında da 120 derecelik fark olması gerekmektedir. 12/10 ve çift katmanlı makinenin sargılarının oluklara yerleşimi şeklindeki gibidir. A+ ile belirtilen, A fazı sargısının giren ucunu A- ise çıkan ucunu göstermek için kullanılır. Aynı gösterim B ve C için de geçerlidir. Denklem (3.45)'te gösterildiği gibi ideal ve silindirik bir makinenin endüktans değeri sargı fonksiyonu ile elde edilir. Şekil 3.14'te A fazının sargı fonksiyonu gösterilmiştir. B ve C fazının sargı fonksiyonları da aynı dalga şekline sahip fakat aralarında 120 derecelik farklar vardır. Bu şekilde bahsedilen açı belli bir noktanın referans alınmasıyla hava aralığı boyunca oluşan açıdır. Dağıtılmış sargılı makinalarda periyodu kutup çifti sayısı belirler iken konsantre sargılı makinalarda ise (3.18) de gösterildiği gibi oluk sayısı ve kutup çiftinin EBOB'u periyodunu belirler. 12/10 makinede hava aralığı çevresi boyunca periyodu 1'dir.

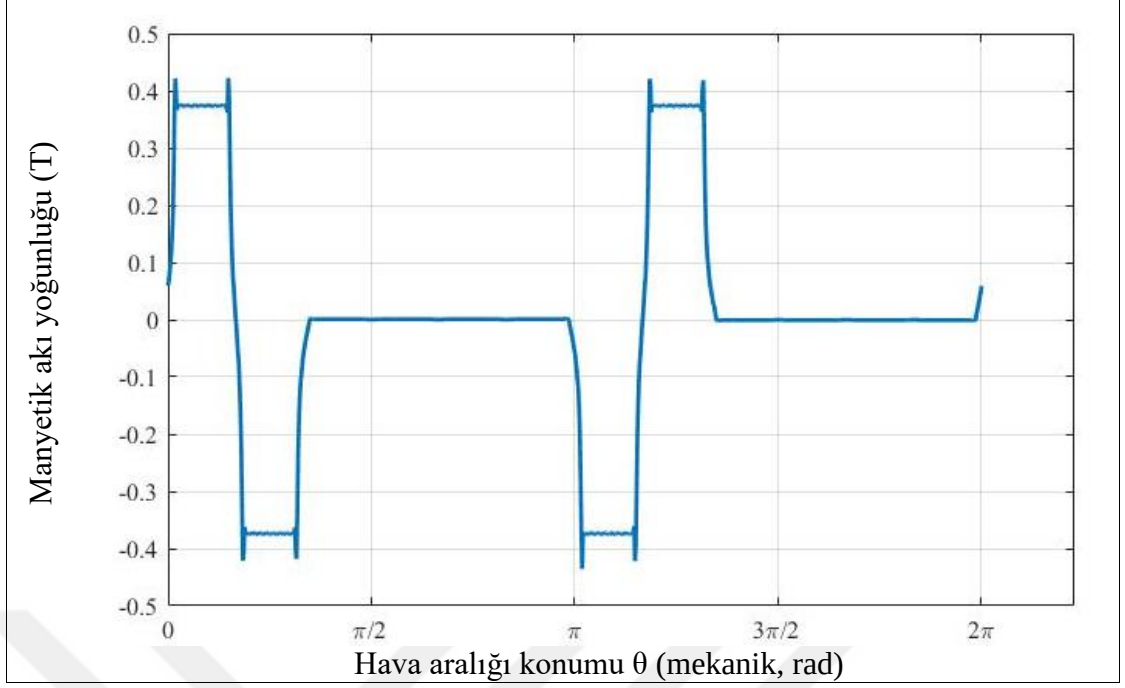


Şekil 3.14 12/10 makinanın A fazına ait sargı fonksiyonu grafiği

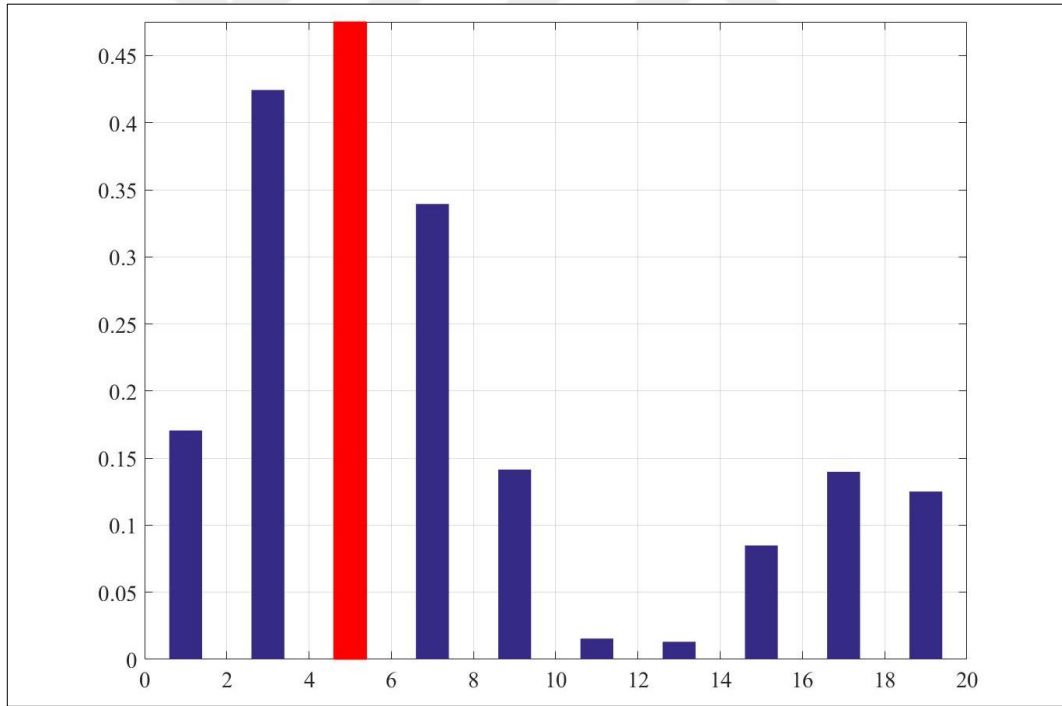


Şekil 3.15 Sadece A fazı uyarıldığında oluşan akı yolları

Sargı fonksiyonunun tasavvuru için sadece A fazı uyarılarak SEA yardımıyla Şekil 3.15'te gösterilen akı yolları çizdirilir. Şekil 3.15'te gösterilen makina çift katmanlı bir sargıya sahip olduğu için akı yolları ardışık iki diş arasında dolanmaktadır. Haliyle dişlerden birinde akı yönü pozitif iken diğerinde negatiftir. B ve C fazı sargılarından da herhangi bir uyarma olmadığı için bu bölgede akı sıfırdır. Böylece Şekil 3.15'e bakarak Şekil 3.14'deki sargı fonksiyonu tasavvur edilir

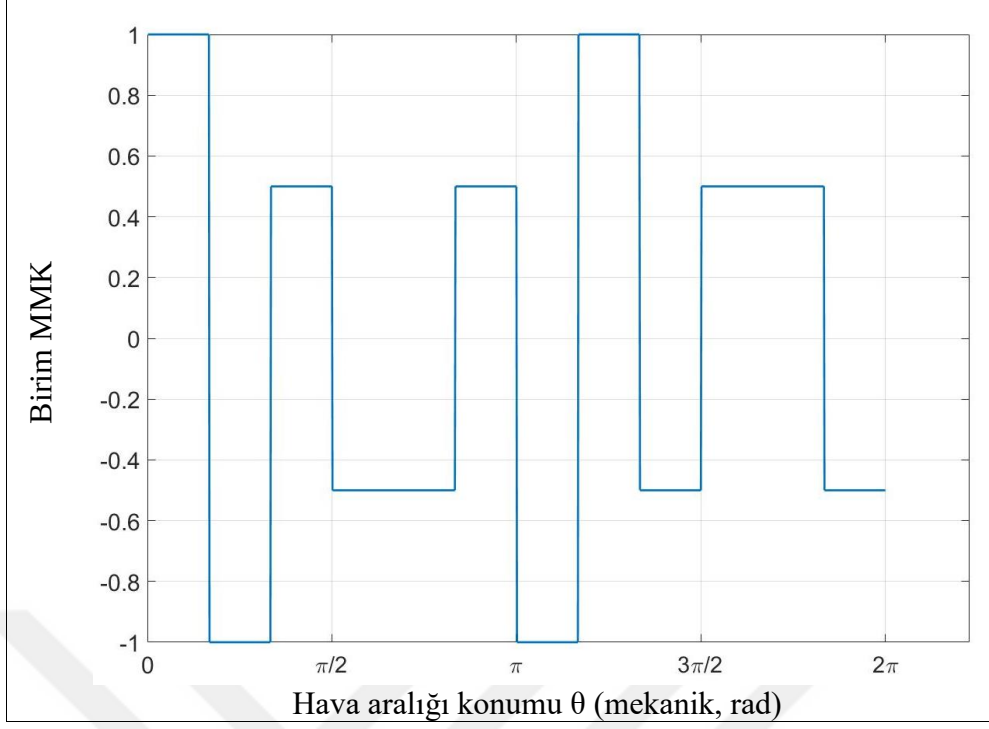


Şekil 3.16 12/10 makinada sadece A fazı uyarıldığında oluşan hava aralığı boyunca manyetik akı yoğunluğu

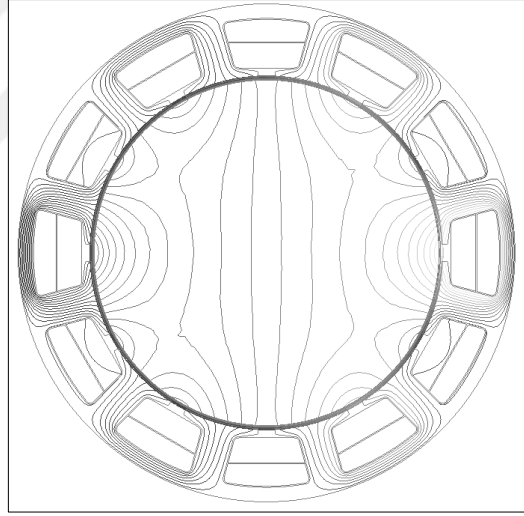


Şekil 3. 17 Sargı fonksiyonunun FFT dönüşümü sonucunda elde edilen harmonik spektrumu

Şekil 3.15'deki makinanın rotorunda manyetik bir çıkıklık olmadığı için hava aralığı MMK dağılımı ile manyetik akı yoğunluğu dalga şekli aynıdır ve genlikleri arasında ise makina geometrisine bağlı bir ilişki vardır. SEA yardımıyla Şekil 3.16'da hava aralığı manyetik akı yoğunluğu çizdirilmiş ve sargı fonksiyonun doğrulaması elde edilmiştir.



Şekil 3.18 $t=0$ anı için 12/10 makinanın MMK dağılımı



Şekil 3.19 $t=0$ anı için akı yolları dağılımı

Şekil 3.17’de, Şekil 3.14’te gösterilen MMK dağılımının FFT analizi gösterilmiştir. Sargı fonksiyonunun FFT analizi ile harmonik bileşenlerine bakıldığında konsantre sargılı makinalara özgü olan alt-harmonik oluşumu görülür. Makinanın moment oluşturan bileşeninin 5. harmonik olmasına karşın 1. ve 3. harmonik değerlerinin de oldukça yüksek olduğu görülür. Alt-harmoniklerin genliklerinin yüksek olması (3.45) gereğince makinanın endüktansının artmasını sağlar. Alan zayıflatma bölgesinde, düşük d-ekseni akımıyla daha yüksek alan zayıflatmaya olanak verir. Böylece makinanın yüksek hızlara çıkmasına imkân sağlar.

Üç fazlı bir makinanın sargı fonksiyonları aşağıdaki gibidir.

$$N_a(\theta) = N(\theta) \quad (3.47)$$

$$N_b(\theta) = N(\theta - 2\pi/3) \quad (3.48)$$

$$N_c(\theta) = N(\theta + 2\pi/3) \quad (3.49)$$

Sargılara uygulanan uyarma akımları ise aşağıdaki gibidir.

$$i_a(t) = I_m \cos(\omega t) \quad (3.50)$$

$$i_b(t) = I_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \quad (3.51)$$

$$i_c(t) = I_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \quad (3.52)$$

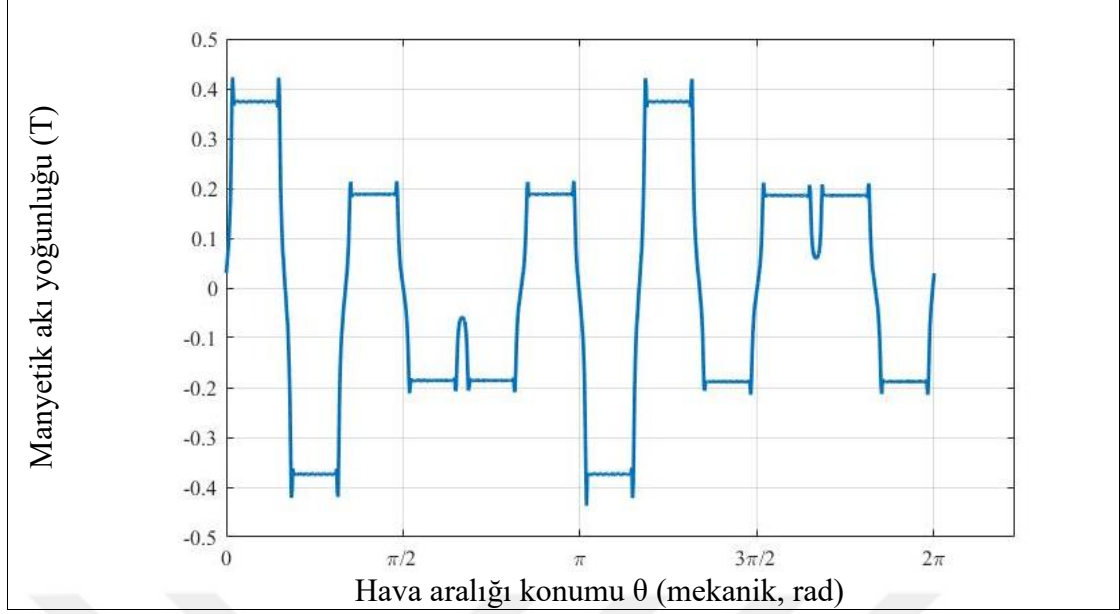
MMK dağılımı ise aşağıdaki gibi olur.

$$MMK(\theta, t) = N_a(\theta)i_a(t) + N_b(\theta)i_b(t) + N_c(\theta)i_c(t) \quad (3.53)$$

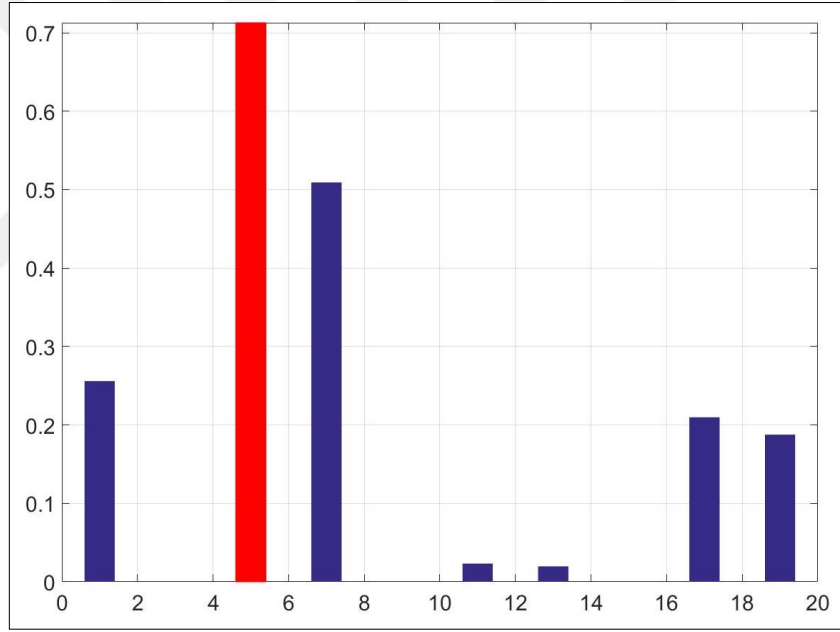
Denklem (3.53)'te görüldüğü gibi MMK dağılımı zamana ve konuma bağlı olarak değişir. Şekil 3.18'de $t=0$ olduğu an için MMK dağılımı elde edilmiştir. $t=0$ anında I_a pozitif maksimum değerinde I_b ve I_c ise maksimum genliğin negatif yarısı değerindedir. Şekil 3.19'da akı yolları dağılımı verilmiştir. MMK dağılımının doğruluğunu göstermek amacıyla, hava aralığı manyetik akı yoğunluğu SEA ile elde edilmiş ve Şekil 3.20'de gösterilmiştir. Manyetik akı yoğunluğu dağılımında oluklardan dolayı oluşan çökmeler gözlenmektedir.

MMK dağılımının FFT gösterimi Şekil 3.21'de gösterilmiştir. Moment üreten bileşenin 5. harmonik olduğu daha önce belirtilmişti. Sargı fonksiyonu yarım dalga simetrisine sahip olduğu için, Fourier açılımı sadece tek bileşenleri içerir. Ayrıca 3 fazlı bir sistem olduğu için 3 ve 3'ün katı olan harmonikler de yoktur. Şekil 3.21'de 7. harmoniğin de oldukça yüksek olduğu görülür. Temel harmonik dışındaki harmoniklerin moment üretimine katkısı yoktur, ayrıca nüve ve mıknatısta ilave kayıplarına yol açar.

Şekil 3.22'de $t=0$ anında üstten alta doğru sırasıyla 1, 5 ve 7. uzay harmoniklerin hava aralığı boyunca dağılımı, daha sonra MMK dağılımı ile 1, 5 ve 7. harmoniklerin toplamının grafiği en altta ise i_a , i_b ve i_c akımlarının $t=0$ anındaki değerleri verilmiştir. Şekil 3.22'den Şekil 3.27'ye kadar olan grafikler sırasıyla $t=0$, $t=\pi/4$, $t=\pi/2$, $t=\pi$, $t=3\pi/2$ ve $t=2\pi$ anları için 1, 5 ve 7. harmoniklerin hava aralığı boyunca dağılımı, bunların toplamı ile MMK dağılımı ve 3 faz akım değerlerinin değişimi verilmiştir.

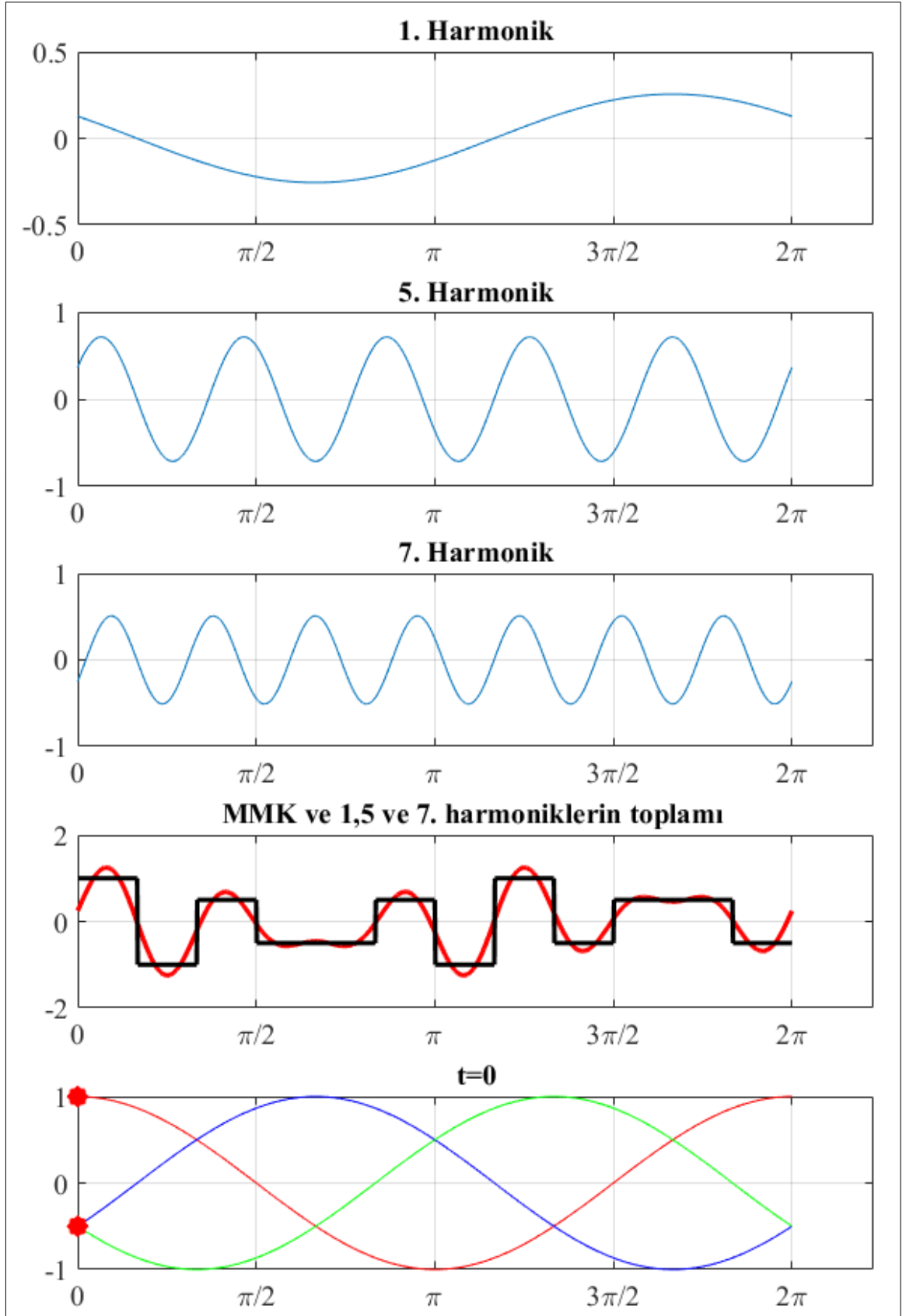


Şekil 3.20 t=0 anı için hava aralığı akı yoğunluğu

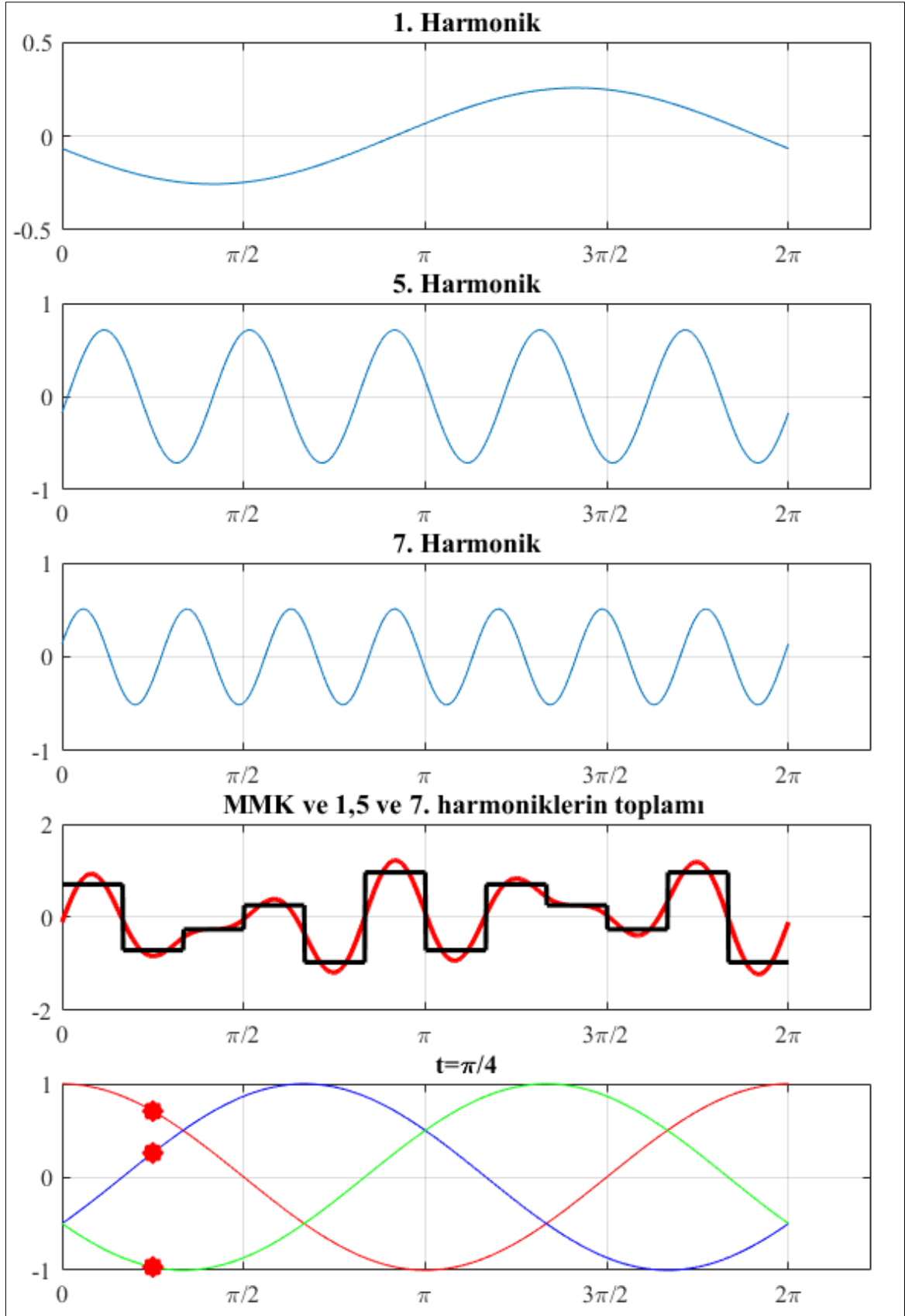


Şekil 3.21 MMK dağılımı FFT gösterimi

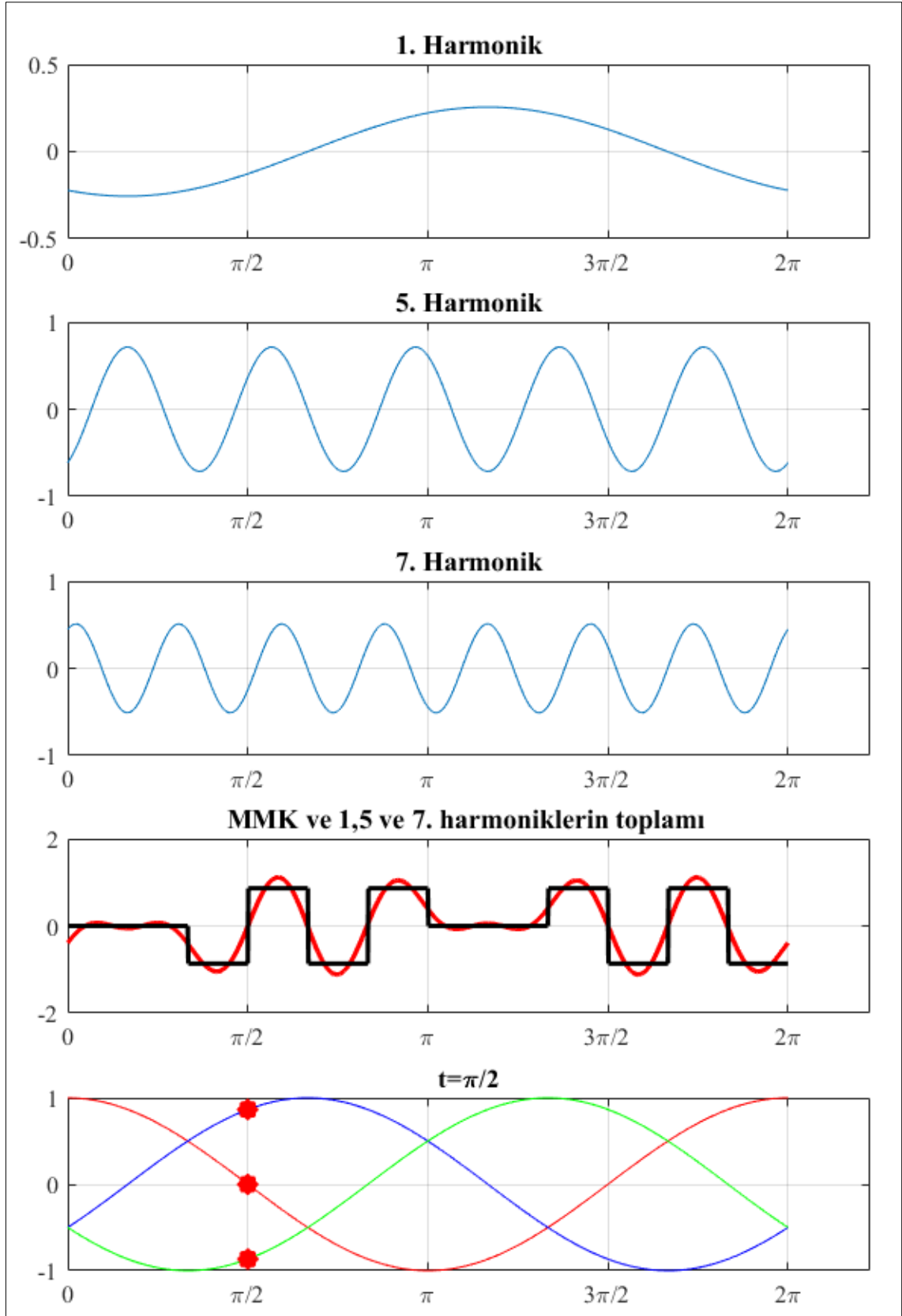
Grafiklerin oluşumu sırasında stator sargılarının uyarıldığı her hangi bir an için hava aralığı boyunca oluşan MMK dağılımları verilmiştir. En alttaki şekillerde 3 faz akımlarının anlık değerleri kırmızı nokta ile gösterilmiştir. Şekillerden görüleceği üzere zamanın değişimi ile MMK dalgasının hava aralığı boyunca hareket ettiği gözlenmektedir. Ayrıca 1, 5 ve 7. harmoniklerin genliklerinin sabit kaldığı sadece fazlarının değiştiği gözlenmektedir. Bu yüzden Şekil 3.22’de gösterilen FFT dönüşümünün zamana bağlı olarak değişmediği görülür.



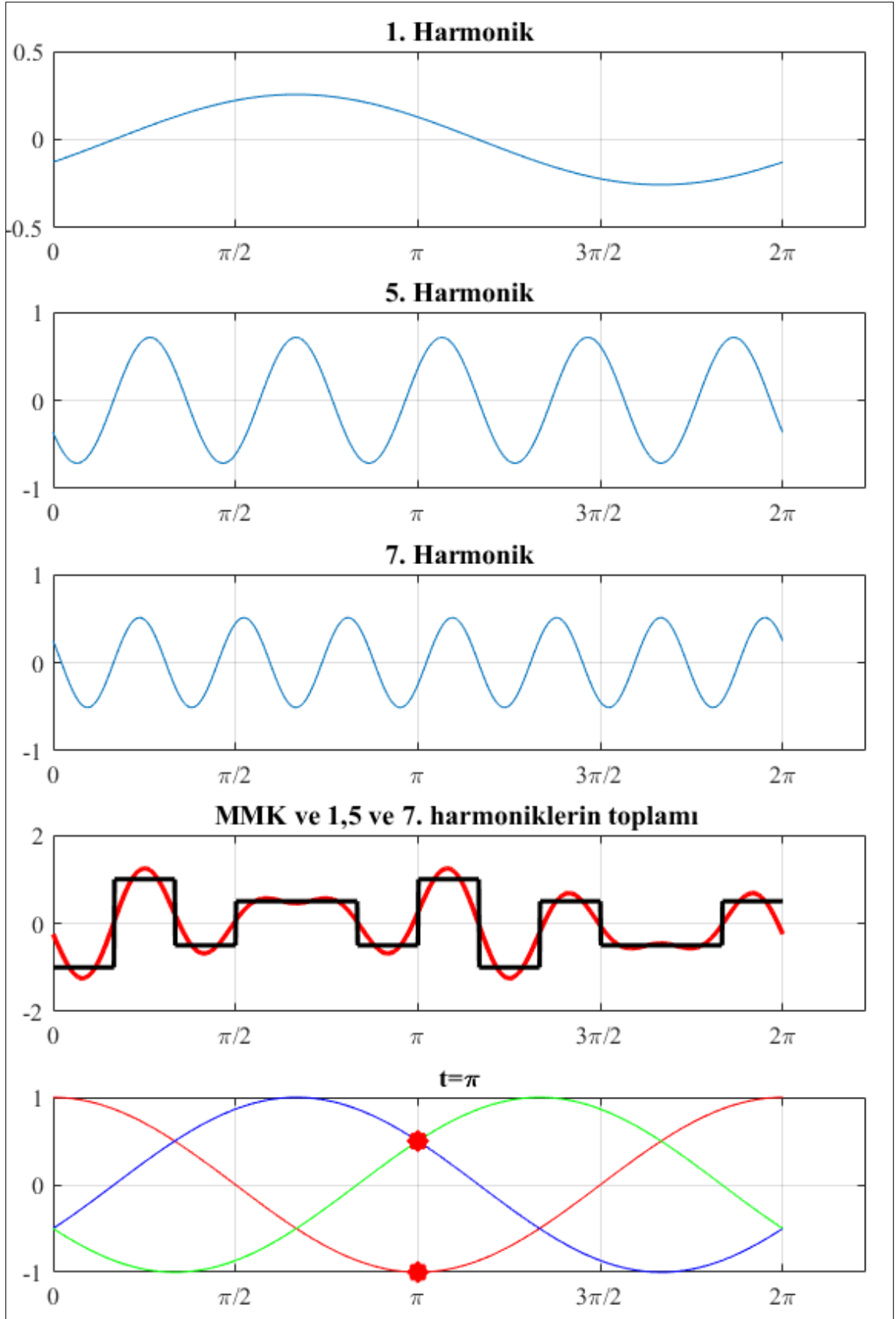
Şekil 3.22 $t=0$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri



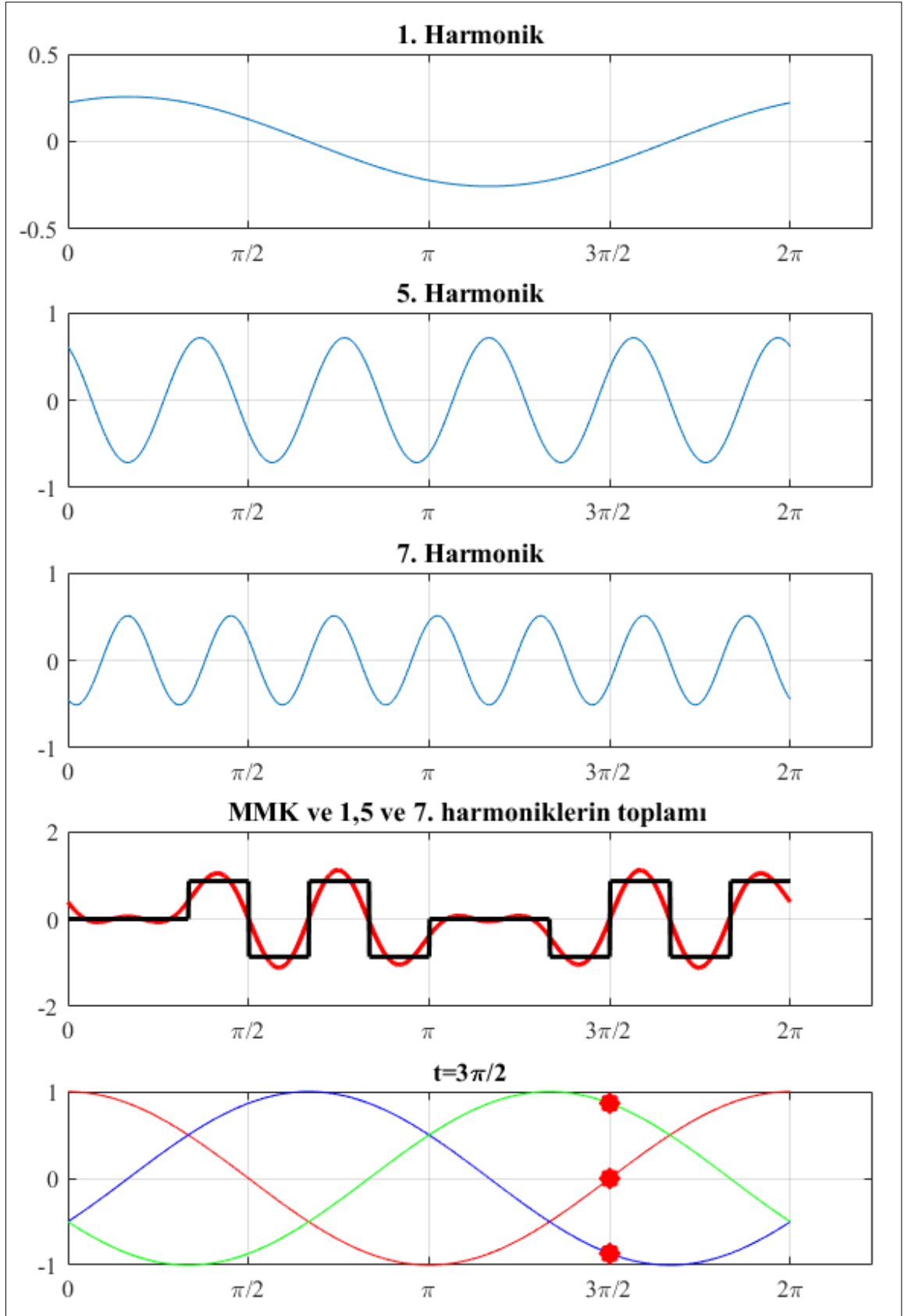
Şekil 3. 23 $t=\pi/4$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri



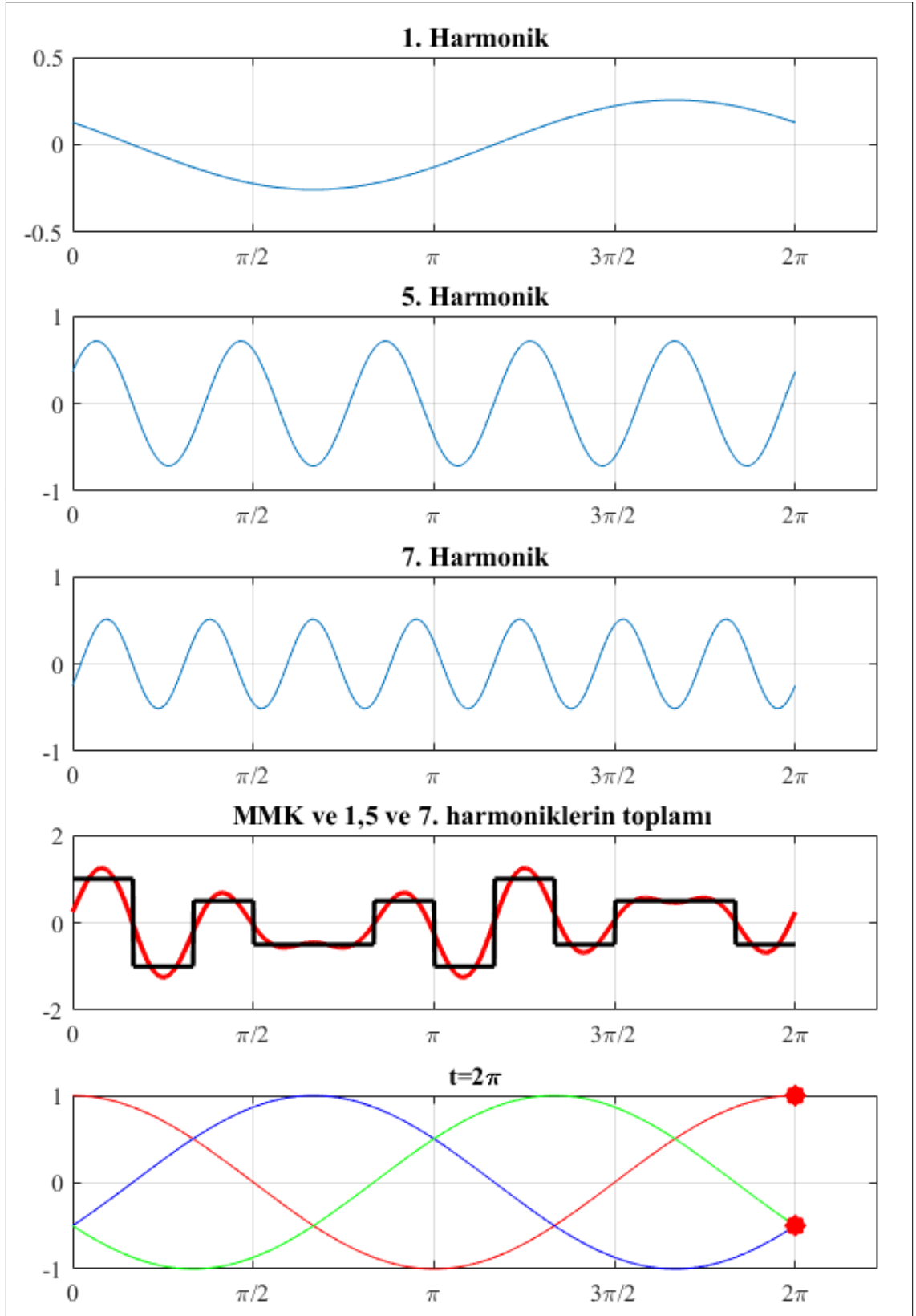
Şekil 3. 24 $t=\pi/2$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri



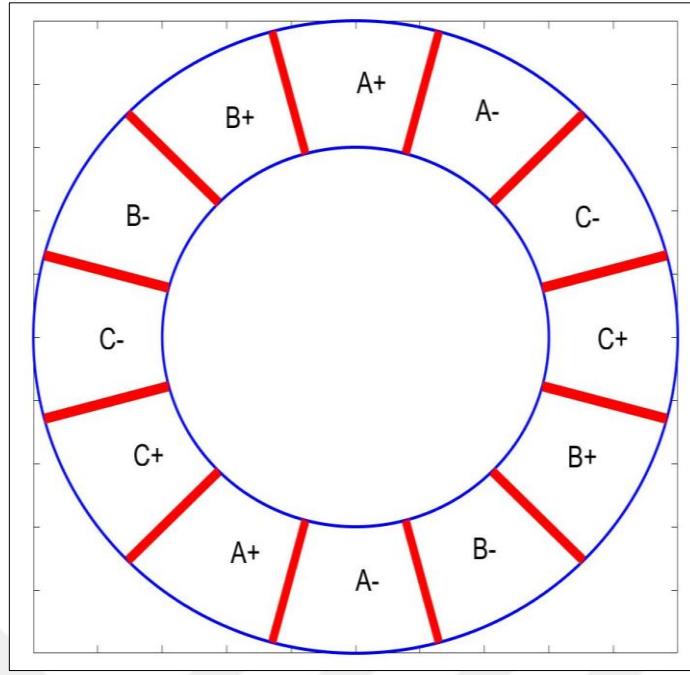
Şekil 3. 25 $t=\pi$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri



Şekil 3. 26 $t=3\pi/2$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri

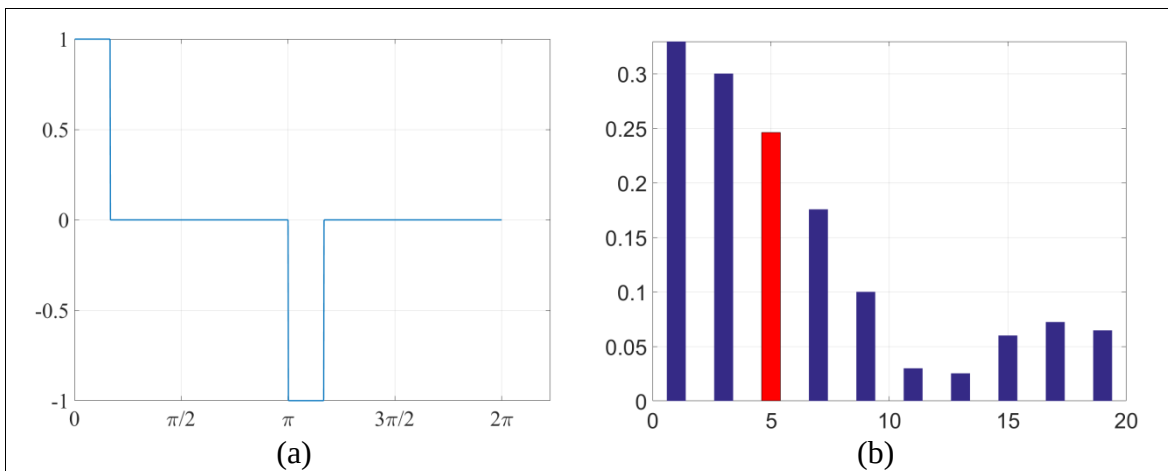


Şekil 3. 27 $t=\pi/2$ anı için hava aralığı boyunca MMK dağılımının 1. harmoniği, 5.harmoniği, 7.harmoniği, bu harmoniklerin toplamı ile MMK dağılımı karşılaştırması ve 3 faz akım değerleri

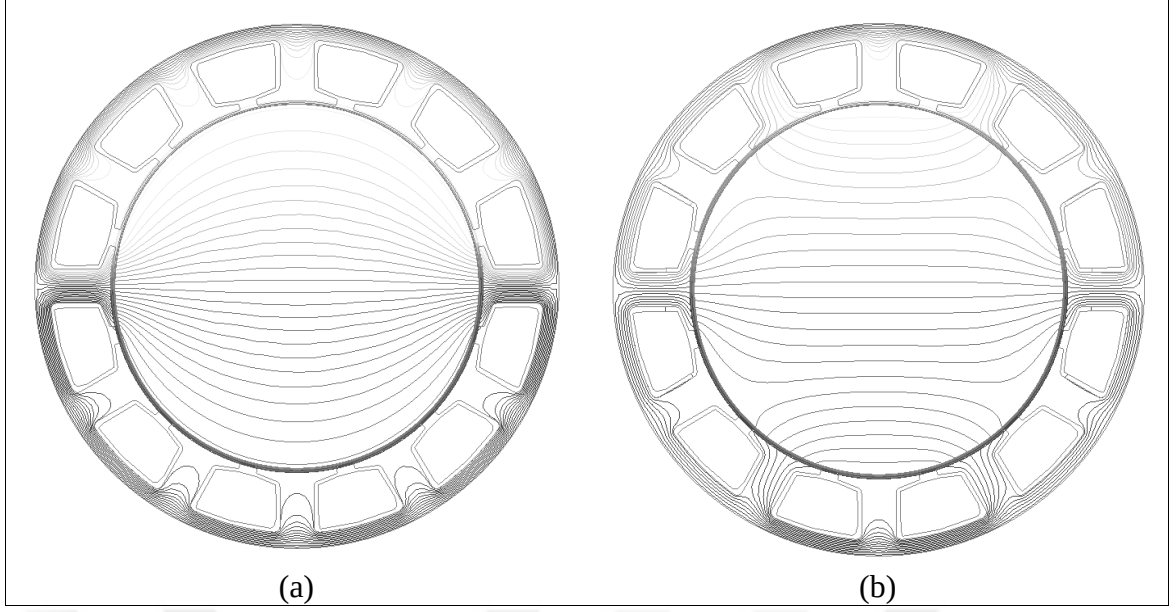


Şekil 3. 28 12/10 tek katmanlı sarım şekli

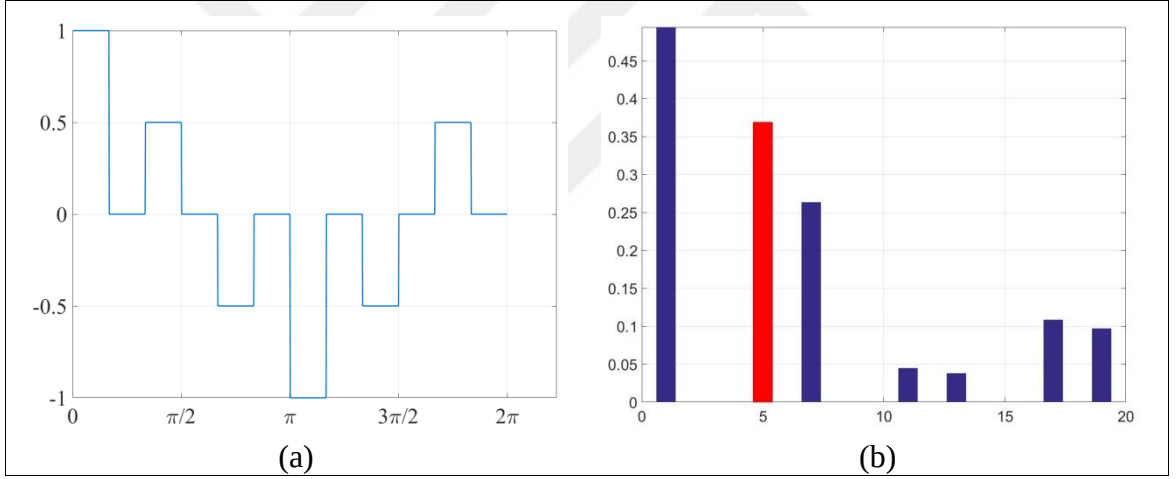
12/10 makina tek katmanlı sarıma uygun bir makinadır. Şekil 3.28’de tek katmanlı sarım şekli gösterilmiştir. Tek katmanlı sargıya ait bir faz sargı fonksiyonu Şekil 3.29 (a)’da gösterilmiştir. Şekil 3.29 (b)’de ise sargı fonksiyonunun FFT grafiği verilmiştir. Çift katmanlı sarım ile karşılaştırıldığında alt harmoniklerin genliklerinin senkron harmonikten daha yüksek olduğu görülmektedir. Harmonik genliklerinin yüksek olması nüve ve mıknatıs kayıplarını artırır, diğer yandan alt harmonik genliklerinin yüksek olması endüktans değerini artırır ve yüksek hızlarda çalışabilmek için daha düşük karakteristik akıma ihtiyaç duyar [92], [100].



Şekil 3.29 (a) Sargı fonksiyonu, (b) FFT dönüşümü



Şekil 3.30 (a) Sadece A fazı uyarıldığında, (b) 3 faz uyarıldığında oluşan akı yolları



Şekil 3.31 (a) MMK dağılımı, (b) FFT dönüşümü

Tek katmanlı sargıda akı ardışık iki diş arasında yolunu tamamlarken, tek katmanda akı yolu Şekil 3.30 (a)'da gösterildiği gibi karşısındaki dişte geçerek yolunu tamamlar. 3 faz uyarıldığında ise oluşan akı yolları dağılımı Şekil 3.30 (b)'de gösterilmiştir. Tek katmanlı sargıda oluşan toplam MMK dağılımı Şekil 3.31 (a)'da verilmiştir. FFT dönüşümü ise Şekil 3.32 (b)'de verilmiştir. Şekil 3.32 (b)'de görüldüğü gibi 1. harmonik temel harmonikten büyüktür.

Çift katmanlı sarımın tek katmanlı sarıma karşı üstünlükleri şu şekilde sıralanabilir [101];

- Harmonik genliklerinin düşük olmasından dolayı nüve ve mıknatıs kayıpları daha düşüktür.
- Çift katmanlıda sargı sonu daha kısa olur, bu sayede makina daha kompakt olur.

Tek katmanlı sarımın üstünlükleri ise;

- Karşıt endüktans değeri daha düşük olduğu için hata durumuna dayanıklılığı yüksektir.
- Endüktans değeri daha yüksek olduğu için karakteristik akım değeri daha düşüktür.
- Çift katmanlı sarımda daha fazla izolasyon malzemesi kullanıldığı için oluk doluluk oranı daha düşüktür.

Çift katmanlı ve tek katmanlı 12/10 makinada akı zayıflatma bölgesindeki kapasitelerini karşılaştırmak için, tek katmanlı sargının N_1 sarımdan ve çift katmanlı sarımın ise N_2 sarımdan oluştuğunu farz edelim. İki sargı içinde hava aralığında üretilen akı yoğunluğunun eşit olduğunu varsayalım. Tek katmanlı sarım için endüktans değeri (3.54), çift katmanlı sargıda ise (3.55) gibidir [100].

$$L_1 = \frac{\mu_0 r_g l_{ef}}{g} N_1^2 \frac{\pi}{3} [H] \quad (3.54)$$

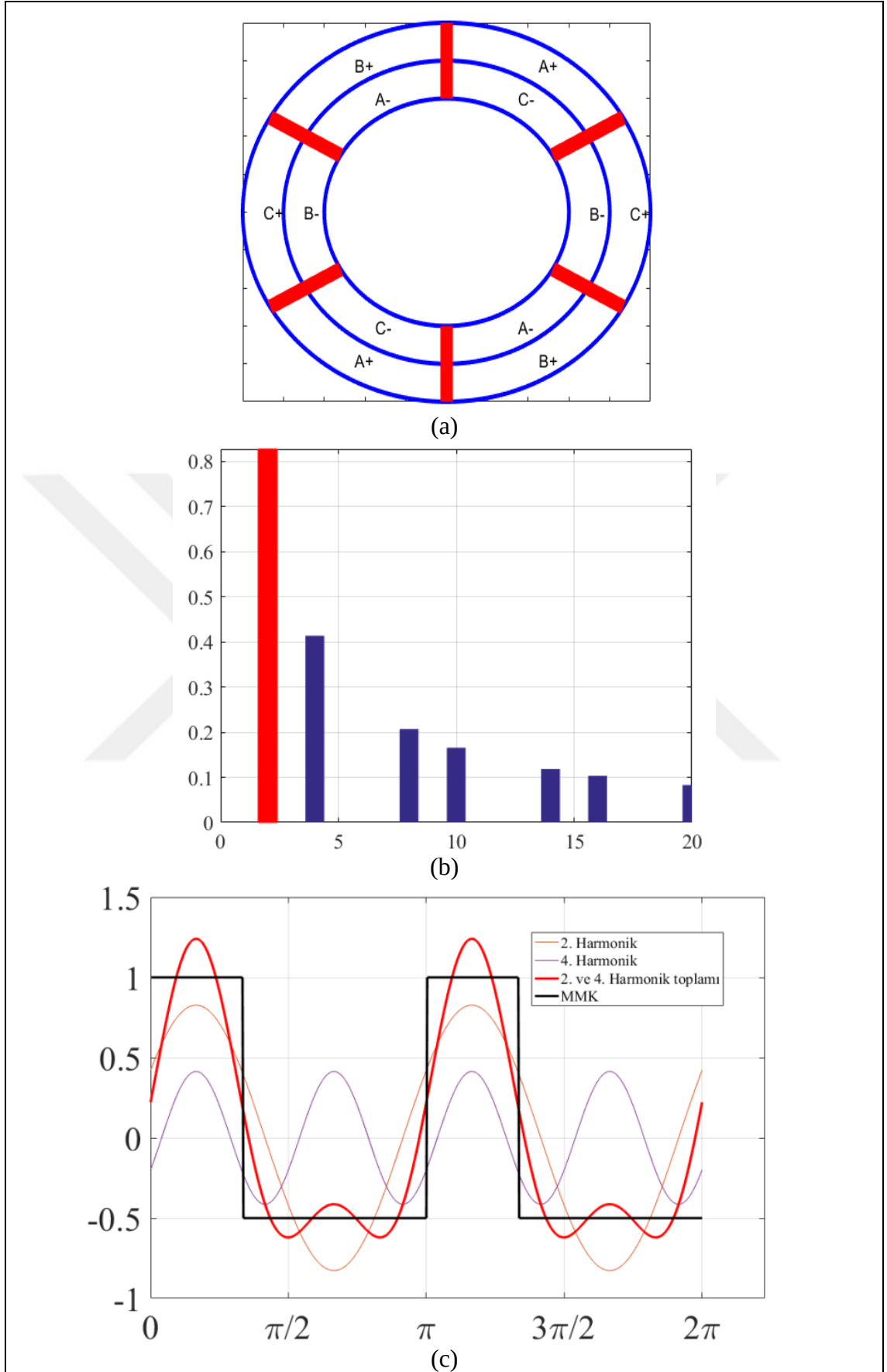
$$L_2 = \frac{\mu_0 r_g l_{ef}}{g} N_2^2 \frac{2\pi}{3} [H] \quad (3.55)$$

Endüktanslar arasındaki oran ise

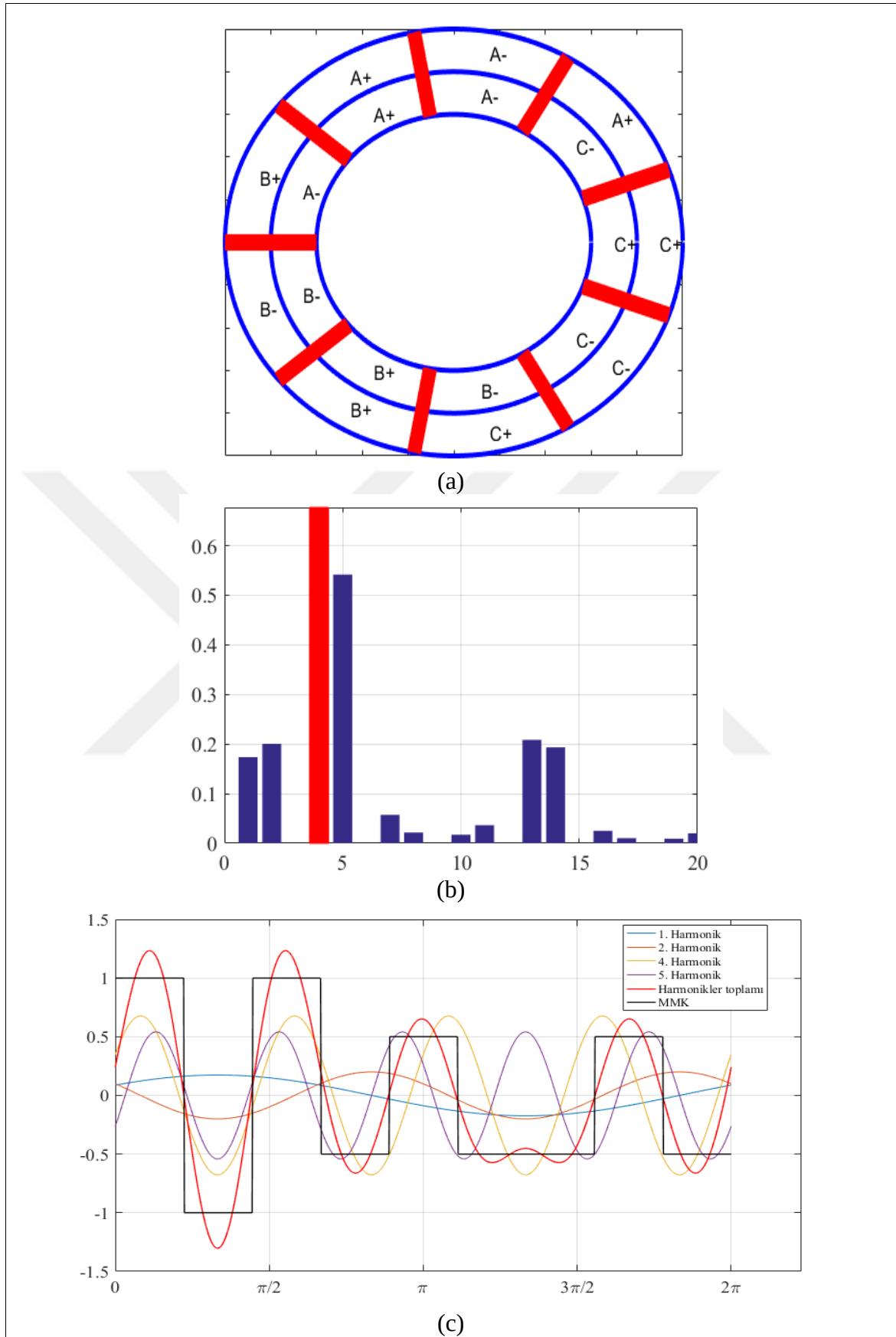
$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{2N_2^2}{N_1^2} = 0.536 \quad (3.56)$$

Denklem (3.56)'ya göre aynı mıknatıs halkalanan akısı için çift katmanlı sarımın endüktans değeri daha düşüktür. Denklem (3.56)'da ki N_1 ve N_2 değerleri halkalanan akının aynı olması için gereken değerlerdir [100]. Bu yüzden daha yüksek karakteristik akıma ihtiyaç duyar. Aynı akım değeri için çalışma hız aralığı daha dardır.

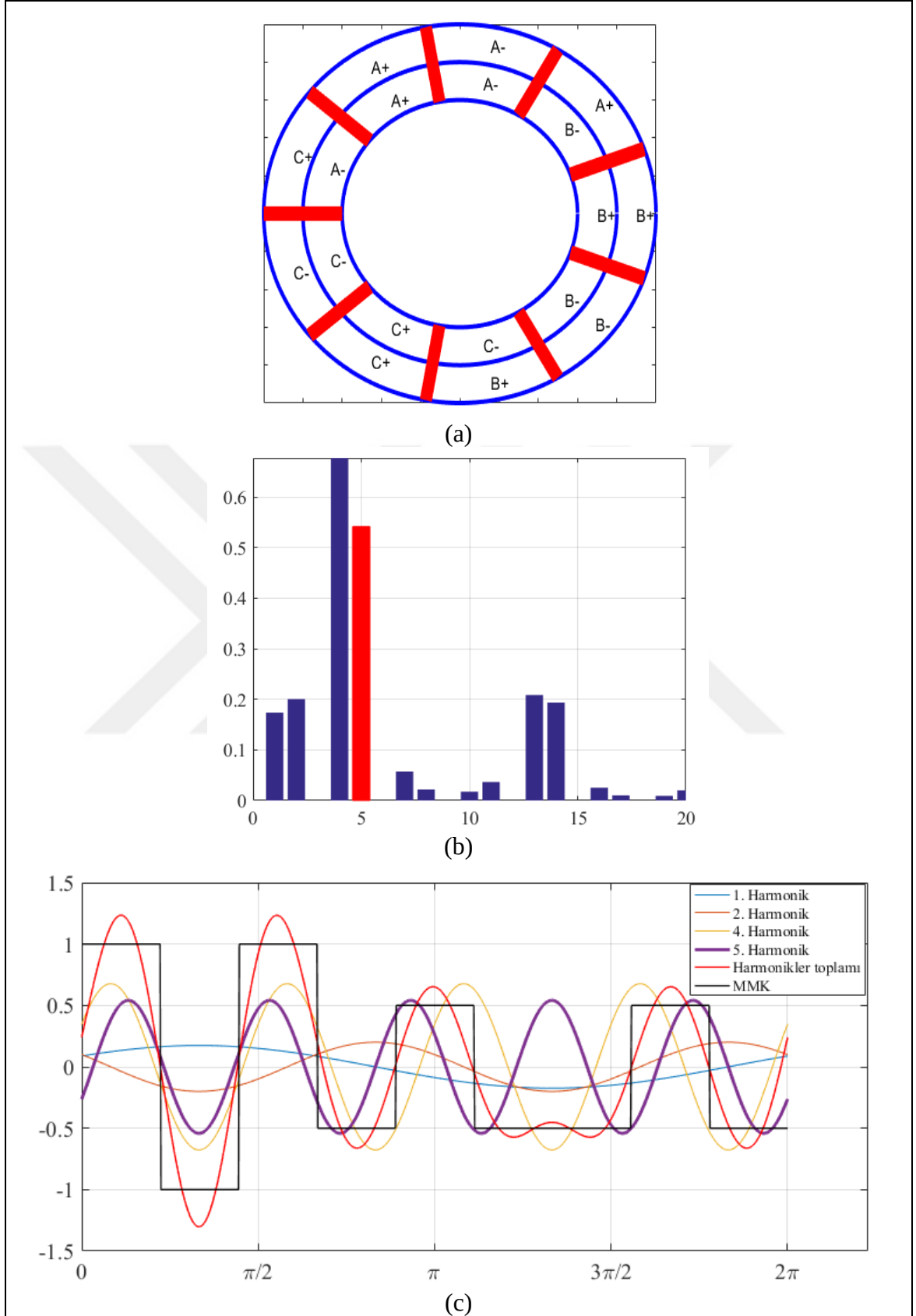
Spp değeri yüksek olan diğer oluk-kutup kombinasyonlarından makinanın sargı seti, MMK dağılımı ve FFT analizini gösteren şekiller sırasıyla 6/4 için Şekil 3.32'de, 9/8 için Şekil 3.33'te, 9/10 için Şekil 3.34'te ve 12/14 için ise Şekil 3.36'da gösterilmiştir. Oluk-kutup kombinasyonlarına göre sargı faktörü değerleri ise Çizelge 3.1'de verilmiştir.



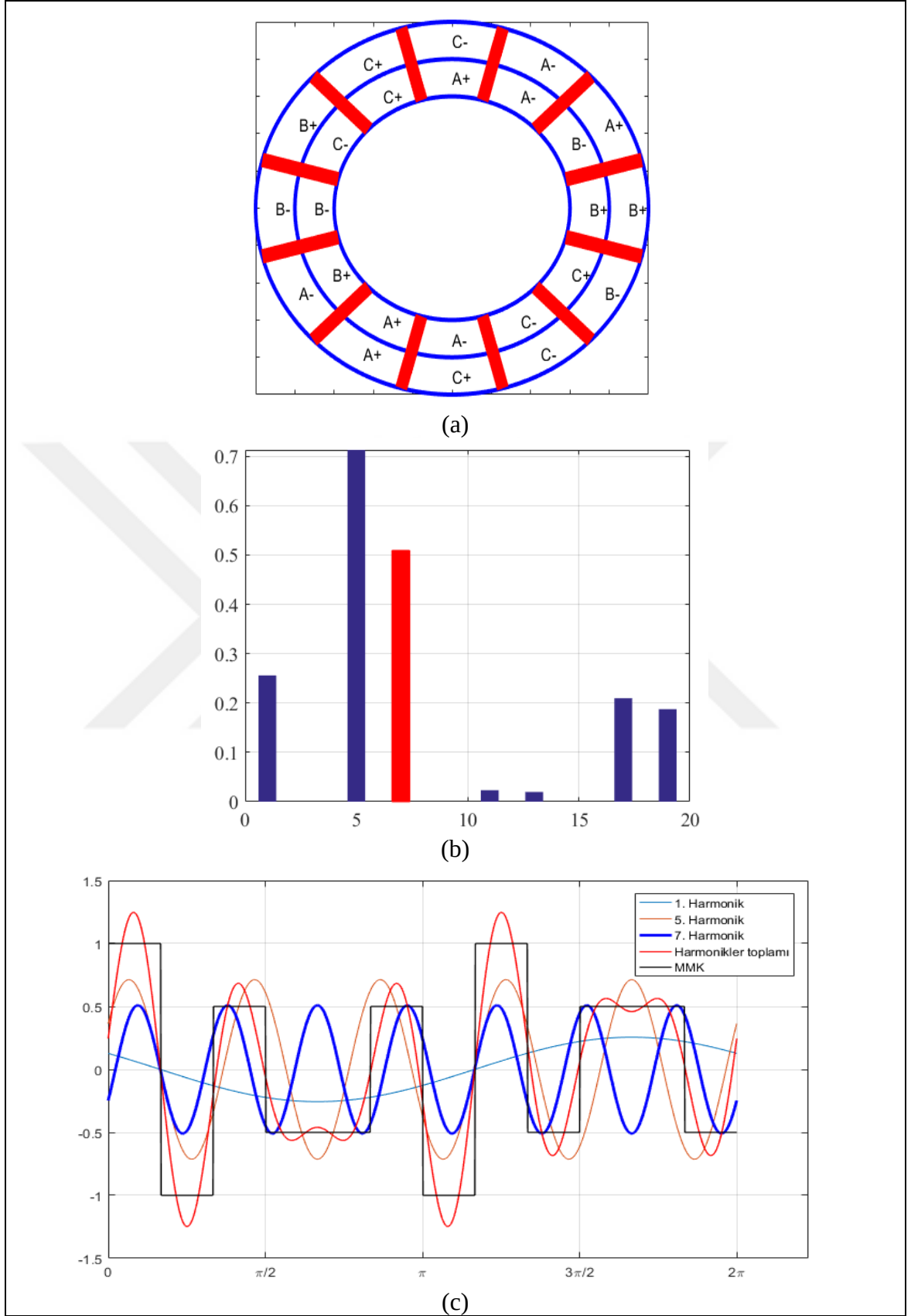
Şekil 3.32 6/4 bir makina için (a) sargı dağılımı (b) MMK harmonik genlikleri (c) MMK harmonik dağılımları



Şekil 3.33 9/8 bir makina için (a) sargı dağılımı (b) MMK harmonik genlikleri (c) MMK harmonik dağılımları



Şekil 3.34 9/10 bir makina için (a) sargı dağılımı (b) MMK harmonik genlikleri (c) MMK harmonik dağılımları



Şekil 3.35 12/14 bir makina için (a) sargı dağılımı (b) MMK harmonik genlikleri (c) MMK harmonik dağılımları

Çizelge 3.1 Oluk/kutup kombinasyonlarına göre sargı faktörü değerleri [91]

$\begin{matrix} 2p \\ s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3	$\frac{1}{2}$.866	$\frac{1}{4}$.866		$\frac{1}{8}$ (.866)	$\frac{1}{10}$ (.866)		$\frac{1}{14}$ (.866)	$\frac{1}{16}$ (.866)		$\frac{1}{20}$ (.866)	$\frac{1}{22}$ (.866)	
6	1 .5	$\frac{1}{2}$.866		$\frac{1}{4}$ (.866)	$\frac{1}{5}$ (.5)		$\frac{1}{7}$ (.5)	$\frac{1}{8}$ (.866)		$\frac{1}{10}$ (.866)	$\frac{1}{11}$ (.5)	
9		$\frac{3}{4}$.617	$\frac{1}{2}$.866	$\frac{3}{8}$.945	$\frac{3}{10}$.945	$\frac{1}{4}$ (.866)	$\frac{3}{14}$ (.617)	$\frac{3}{16}$ (.328)		$\frac{3}{20}$ (.328)	$\frac{3}{22}$ (.617)	$\frac{1}{8}$ (.866)
12	$\frac{2}{3}$.259	1 .5		$\frac{1}{2}$.866	$\frac{2}{5}$.966		$\frac{2}{7}$ (.966)	$\frac{1}{4}$ (.966)		$\frac{1}{5}$ (.5)	$\frac{2}{11}$ (.259)	
15				$\frac{5}{8}$.711	$\frac{1}{2}$.866		$\frac{5}{14}$.951	$\frac{5}{16}$.951		$\frac{1}{4}$ (.866)	$\frac{5}{22}$ (.711)	
18			1 .5	$\frac{3}{4}$.617	$\frac{3}{5}$.735	$\frac{1}{2}$.866	$\frac{3}{7}$.902	$\frac{3}{8}$.945		$\frac{3}{10}$.945	$\frac{3}{11}$ (.902)	$\frac{1}{4}$ (.866)
21				$\frac{7}{8}$.538	$\frac{7}{10}$.650		$\frac{1}{2}$.866	$\frac{7}{16}$.870		$\frac{7}{20}$.953	$\frac{7}{22}$.953	
24		$\frac{2}{3}$.259		1 .5	$\frac{4}{5}$.588		$\frac{4}{7}$.760	$\frac{1}{2}$.866		$\frac{2}{5}$.966	$\frac{4}{11}$.958	

Kutup sayısının oluk sayısına yakın olduğu değerlerde sargı faktörü genellikle yüksektir. Çizelgede alt çizgi ile belirtilen kombinasyonlar tek katmanlı sarım için de uygundur.

ANALİTİK MODELLEME YAKLAŞIMLARI

GMSM'nın mıknatıslarının rotor içine gömülü olması manyetik modelini oldukça karmaşık bir hale getirir. Yeni bir analitik model elde edebilmek için manyetik eşdeğeri daha basit, tek hava aralığına sahip bir endüktans ele alınmıştır. Endüktansın doğrusal olmayan analitik modeli *LambertW* fonksiyonu kullanılarak elde edilmiştir. Modelin doğruluğunu göstermek için DA-DA düşürücü devresi kurularak deneysel sonuçlar elde edilmiştir.

4.1 Hava Aralığına Sahip Bir Endüktansın Analitik Modeli

Endüktans, DA-DA güç dönüştürücülerinin enerji dönüşümü yapabilmesini sağlayan en önemli elemanlardan biridir. DA-DA dönüştürücülerin akım dalgalanması, akım çalışma modu gibi parametreleri endüktans değerine bağlıdır. Endüktans değeri akıma bağlı olarak doğrusal olmayan biçimde değişir. Özellikle manyetik doyma bölgesinde endüktans değeri dramatik bir düşüş yaşar.

Doğrusal olmayan bir modeli elde edebilmek için öncelikle nüvenin doğrusal olmayan manyetik davranışını matematiksel bir ifade ile tanımlamak gerekir. Manyetik akı yoğunluğu (B) ile manyetik alan şiddeti (H) arasındaki doğrusal olmayan ilişki için farklı matematiksel ifadeler bulunmaktadır. Çizelge 4.1'de manyetik malzemelerin $B-H$ eğrisini modellemek için kullanılan çeşitli denklemler verilmiştir [102]. Doğrusal olmayan analitik bir model elde etmek için, doğrusal olmayan manyetik eşdeğer devre elde etmek gerekmektedir. Manyetik eşdeğer devre, toplu parametreler ile kurulduğu için seçilen denklem, endüktansın geometrisi kullanılarak $B-H$ ortamından akı-MMK ortamına taşınabilmeli ve manyetik eşdeğer devrede basitçe kullanılabilmelidir. Ayrıca

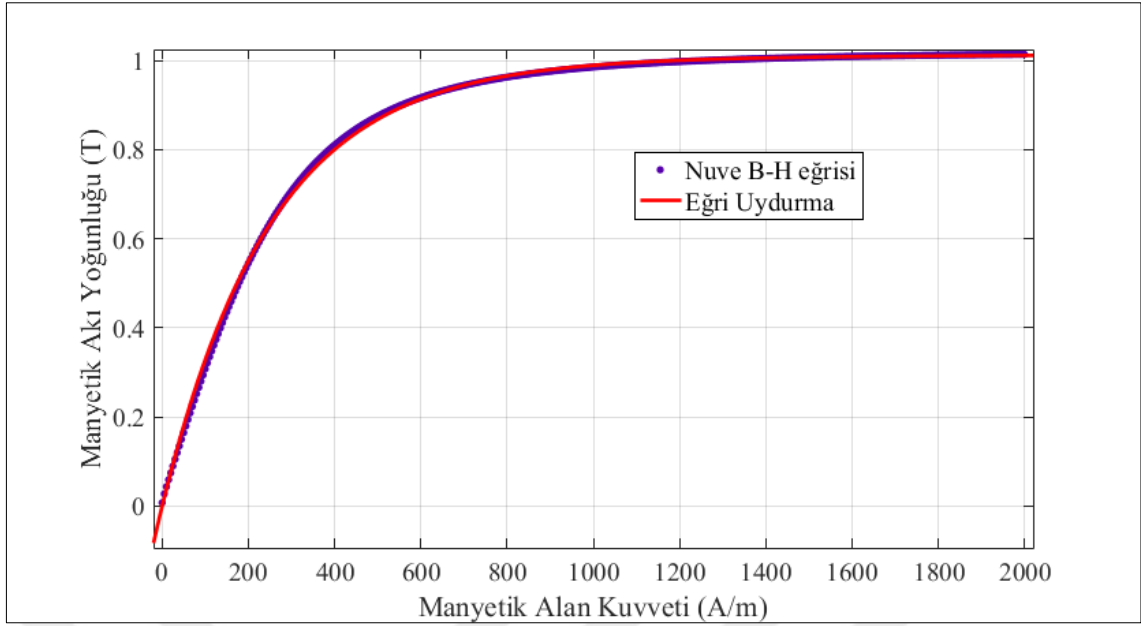
özel bir çözüm olan LambertW fonksiyonunu kullanabilmek amacıyla (4.1)'deki ifade seçilmiştir.

$$B = c_1(1 - e^{c_2 H}) + c_3 H \quad (4.1)$$

Denklem (4.1)'de c_1 , c_2 ve c_3 katsayıları nüve malzemesinin manyetik davranışına bağlıdır. Bu denklemin avantajı basit olmasıdır. Katsayılar Matlab Curve Fitting Toolbox kullanılarak eğri uydurma tekniği ile elde edilir. Şekil 4.1'de eğri uydurma yöntemi ile elde edilen grafik ve nüve üreticisi tarafından verilen B-H eğrisi gösterilmiştir.

Çizelge 4.1 B-H eğrisi yaklaşımları

B-H eğrisi için kullanılan denklemler	Parametre sayısı
$H = a_0 + a_1 B + \dots + a_9 B^9$	10
$H = aB + bB^n$	3
$H = (ae^{bB^2} + c)B$	2
$B = a_1(1 - e^{a_2 H}) + a_3 H$	3
$B = a_0 + a_1 H - a_2 H^{-1}$	3
$B = \frac{a_0 + a_1 H + a_2 H^2}{1 + b_1 H + b_2 H^2} + \mu_o H$	6
$B = a - be^{-cH}$	3
$B = a_0 + a_1 e^{-b_1 H} + L + a_4 e^{-b_4 H}$	9
$B = a \tan^{-1}(bH) + cH$	3
$B = a \left(\coth \frac{H}{b} - \frac{b}{H} \right) + c$	3
$B = \frac{a}{1 + \frac{b}{H} + \frac{c}{H^2}} + d \left(\coth \frac{H}{e} - \frac{e}{H} \right) + fH$	6



Şekil 4.1 Üretici tarafından verilen B-H eğrisi ve eğri uydurma yöntemi ile elde edilen fonksiyon

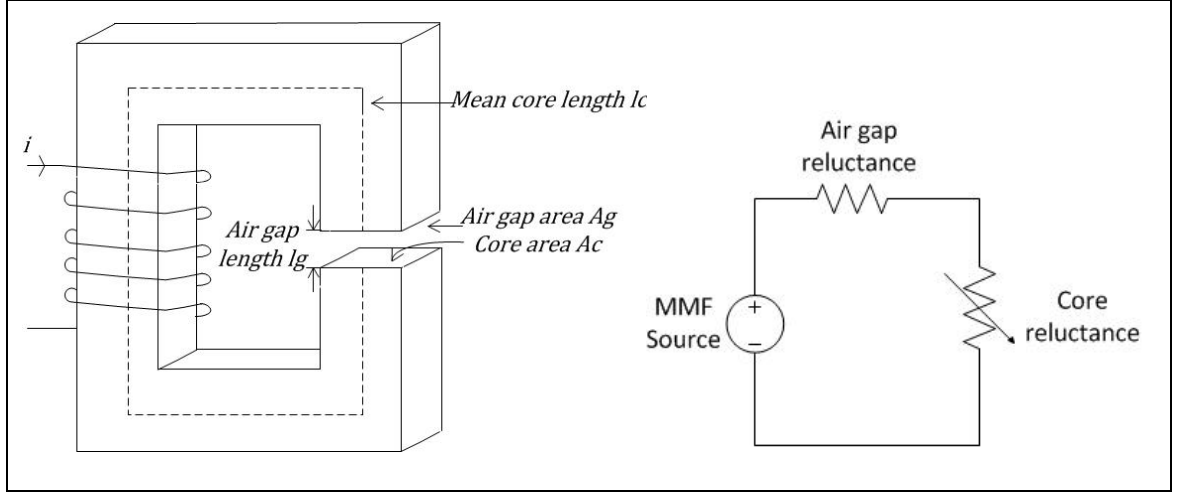
4.1.1 Doğrusal Olmayan Endüktans Modeli

Endüktans modelini elde etmek için önce toplu parametre yöntemi kullanarak manyetik eşdeğer devre elde edilir. Doğrusal olmayan modellerin çözümünde Newton-Raphson gibi nümerik yöntemler kullanılır. Bu çalışmada nümerik çözümlere gerek kalmaksızın tam çözüm elde edebilmek amacıyla *LambertW* fonksiyonu temel alınarak yeni bir çözüm yöntemi önerilmiştir. *LambertW* fonksiyonu (4.2)'nin ters fonksiyonu olarak tanımlanır ve (4.3)'te W ile gösterilir. (4.2)'de ω bilinmeyen x ise bilinen bir parametredir. ω 'yı elde etmek için *LambertW* fonksiyonu kullanılır. *LambertW* fonksiyonu Matlab ve Maple gibi matematiksel hesaplama yapan programlarda mevcuttur.

$$\omega e^{\omega} = x \quad (4.2)$$

$$\omega = W(x) \quad (4.3)$$

Şekil 4.2'de hava aralığına sahip bir endüktansın yapısı verilmiştir. İlk olarak manyetik eşdeğer devreyi elde edebilmek için *B-H* fonksiyonu endüktansın geometrik bilgileri kullanılarak akı-MMK fonksiyonuna dönüştürülür. Amper yasasına göre manyetik alan şiddeti, H ile MMK arasında bir ilişki vardır. Akı yolu uzunluğu kullanılarak H , MMK'ya dönüştürülür. Manyetik akı yoğunluğu ise, akının geçtiği kesit alanına bölünerek manyetik akıya dönüşür.



Şekil 4.2 Hava aralığına sahip bir endüktans yapısı ve manyetik eşdeğer devresi

Amper yasasına göre manyetik alan şiddeti, akı yolu uzunluğu, sarım sayısı ve akım arasındaki ilişki (4.4)'teki gibi yazılır.

$$H_c l_c + H_g l_g = NI \quad (4.4)$$

Sarım sayısı ile akım çarpımı sargılar tarafından manyetik devreye uygulanan MMK değerini verir ve bu değer V ile gösterilir (4.5).

$$NI = V \quad (4.5)$$

Manyetik eşdeğer devre Şekil 4.2'de gösterildiği üzere, nüve ve hava aralığı relüktansı olmak üzere iki farklı relüktans ile modellenir. Hava aralığı relüktansı sabit kabul edilir iken nüve relüktansı ise akıya bağlı değişkendir.

$$V = R_g \phi + R_c(\phi) \phi \quad (4.6)$$

$$\frac{\phi}{A} = c_1 \left(1 - e^{c_2 \frac{U}{l}} \right) + c_3 \frac{U}{l} \quad (4.7)$$

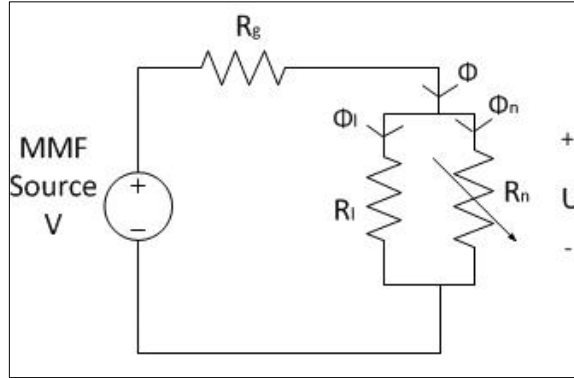
Denklem (4.6), (4.1)'deki B-H ilişkisini veren denklem (4.7)'ye dönüştürülür, dönüşüm esnasında c_1 , c_2 ve c_3 endüktans geometrileri kullanarak a_1 , a_2 ve a_3 halini alır [103].

$$\phi = a_1 (1 - e^{(a_2 U)}) + a_3 U \quad (4.8)$$

Böylece (4.8) elde edilir. (4.8) ifadesi endüktansın hem manyetik özelliklerini hem de geometrik özelliklerini içerir. Denklem (4.8), doğrusal (4.9) ve doğrusal olmayan (4.10) olarak ikiye ayrılır. Burada nüve relüktansı sanal biçimde doğrusal ve doğrusal olmayan olarak iki farklı relüktans olarak modellenip yeni bir manyetik eşdeğer devre elde edilmiştir. Şekil 4.3'te elde edilen yeni manyetik eşdeğer devre gösterilmiştir.

$$\phi_n = a_1(1 - e^{(a_2 U)}) \quad (4.9)$$

$$\phi_l = a_3 U \quad (4.10)$$



Şekil 4.3 Nüve relüktansı ayrılmış manyetik eşdeğer devre

Kirchhoff yasasına göre akı ile MMK ilişkisinden (4.11) elde edilir.

$$\phi = a_1(1 - e^{(a_2 U)}) + a_3 U = \frac{V - U}{R_g} \quad (4.11)$$

Doğrusal olmayan relüktans üzerinden akan akı (4.12) halini alır. Bu denklemden U çekildiğinde (4.13) elde edilir. U nüve üzerinde oluşan MMK, V ise sargılardan uygulanan MMK'dır.

$$\phi_n = \frac{V - U - R_g a_3 U}{R_g} \quad (4.12)$$

$$U = \frac{V - R_g \phi_n}{1 + R_g a_3} \quad (4.13)$$

LambertW fonksiyonunu kullanabilmek için fonksiyon içerisinde değişken terim olmamalıdır, bu yüzden yeni bir değişken tanımlanarak denklemler *LambertW* fonksiyonuna uygun hale getirilir (4.14).

$$\omega = \frac{a_2 R_g}{1 + R_g a_3} (-a_1 + \phi_n) \quad (4.14)$$

Denklem 4.14, (4.2)'ye yazılarak (4.15) elde edilir.

$$\omega e^{\omega} = \frac{a_2 R_g}{1 + R_g a_3} (-a_1 + a_1 - a_1 e^{(a_2 U)}) e^{\left(\frac{a_2 R_g}{1 + R_g a_3} (-a_1 + \phi_n)\right)} \quad (4.15)$$

Bilinmeyen parametrelerden olan U ve ϕ_n 'i yok etmek amacıyla (4.12) ve (4.13) (4.15)'teki yerine yazılırsa, (4.16) elde edilir ve basitleştirme işlemi sonrası (4.17)'ye dönüşür.

$$\omega e^{\omega} = \frac{a_2 R_g}{1 + R_g a_3} \left[-a_1 e^{\left(\frac{a_2 V}{1+R_g a_3}\right)} e^{\left(\frac{-a_2 R_g \phi_n}{1+R_g a_3}\right)} \right] e^{\left(\frac{-a_1 a_2 R_g}{1+R_g a_3}\right)} e^{\frac{a_2 R_g \phi_n}{1+R_g a_3}} \quad (4.16)$$

$$\omega e^{\omega} = \frac{a_2 R_g}{1 + R_g a_3} \left(-a_1 e^{\left(\frac{a_2 (V - a_1 R_g)}{1+R_g a_3}\right)} \right) \quad (4.17)$$

Denklem (4.17)'de görüldüğü üzere U , ϕ , ϕ_n ve ϕ_l gibi tüm değişkenler yok edilmiş sadece sabit parametreler kalmıştır. Sonuç olarak (4.17) *LambertW* fonksiyonuna uygun hale getirilmiştir. *LambertW* fonksiyonunu kullanarak ω elde edilir.

$$\omega = W\left(\frac{a_2 R_g}{1 + R_g a_3} \left(-a_1 e^{\left(\frac{a_2 (V - a_1 R_g)}{1+R_g a_3}\right)} \right)\right) \quad (4.18)$$

ω bulunduktan sonra sırasıyla ϕ_n (4.19) ve U elde edilir (4.20).

$$\phi_n = \frac{\omega(1 + R_g a_3)}{a_2 R_g} + a_1 \quad (4.19)$$

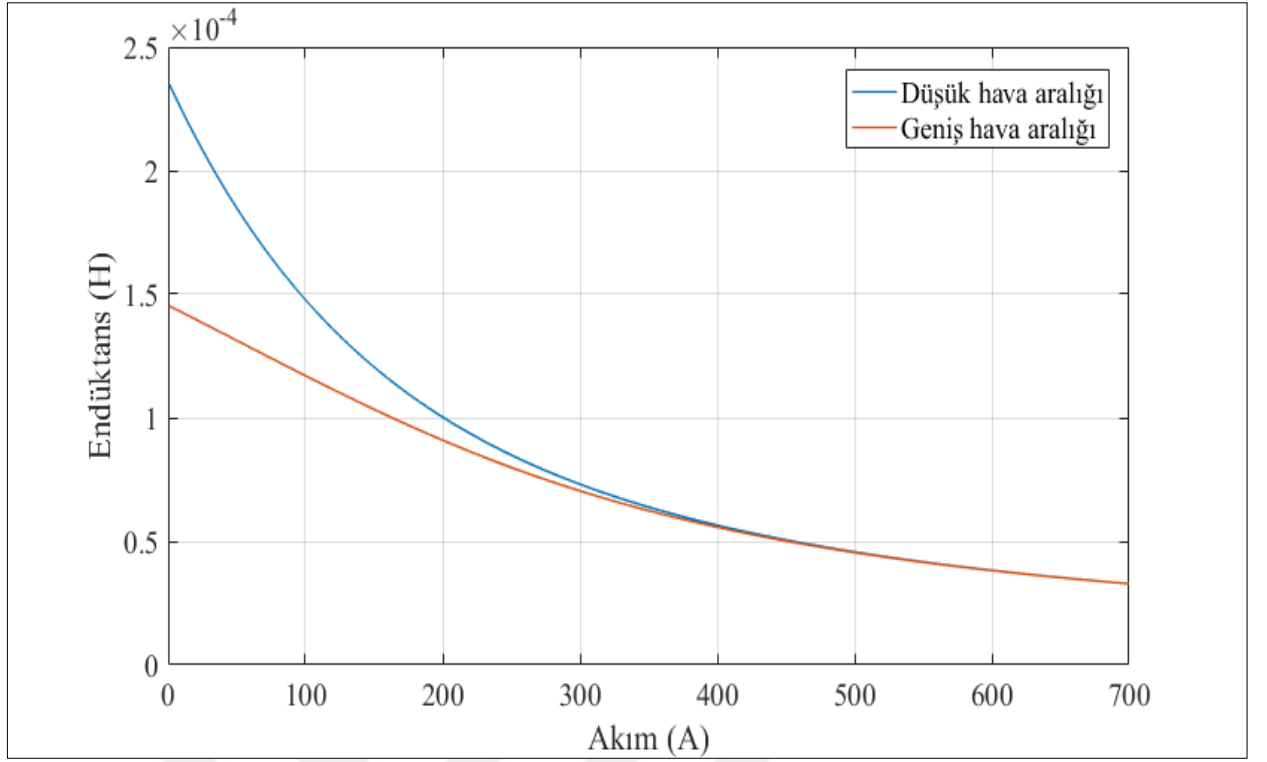
$$U = \frac{1}{a_2} \ln\left(\frac{a_1 - \phi_n}{a_1}\right) \quad (4.20)$$

Böylece ϕ ve L değerleri de bulunur (4.22).

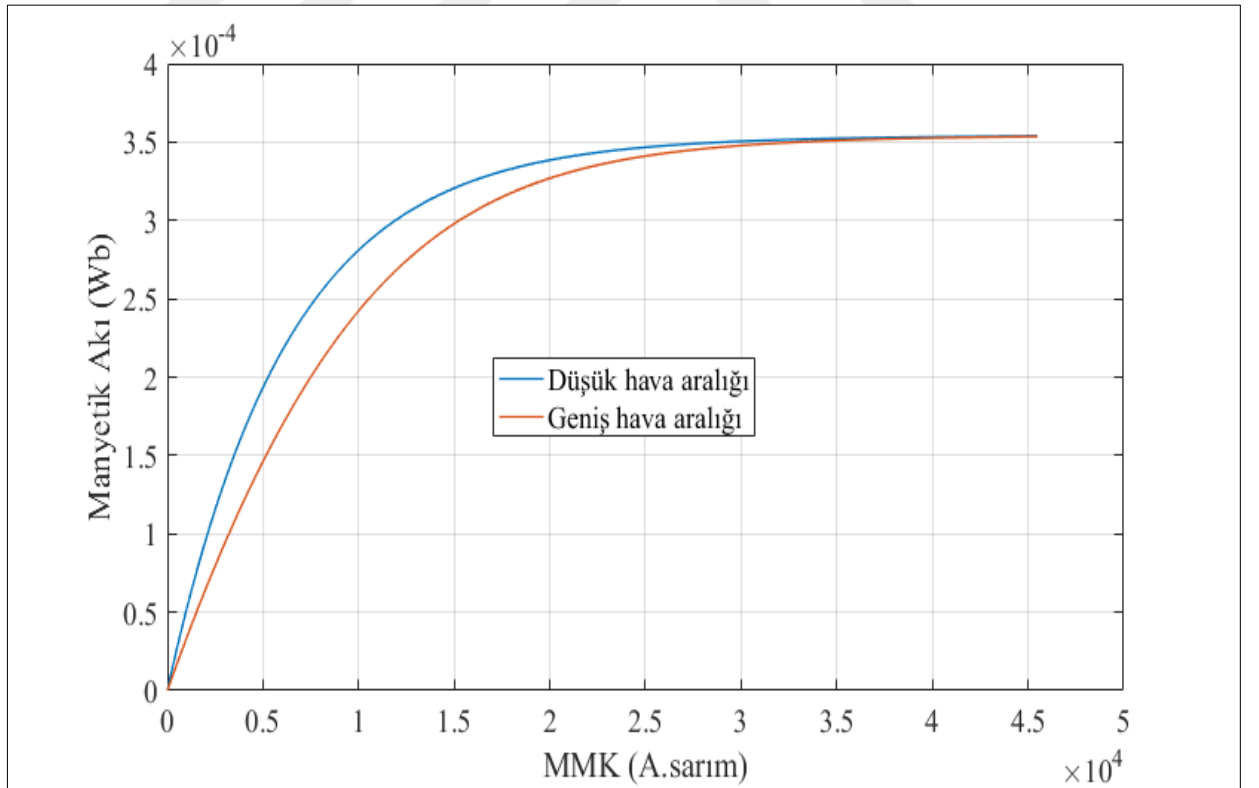
$$U = \frac{1}{a_2} \ln\left(\frac{a_1 - \phi_n}{a_1}\right) \quad (4.21)$$

$$L = \frac{N\phi}{I} \quad (4.22)$$

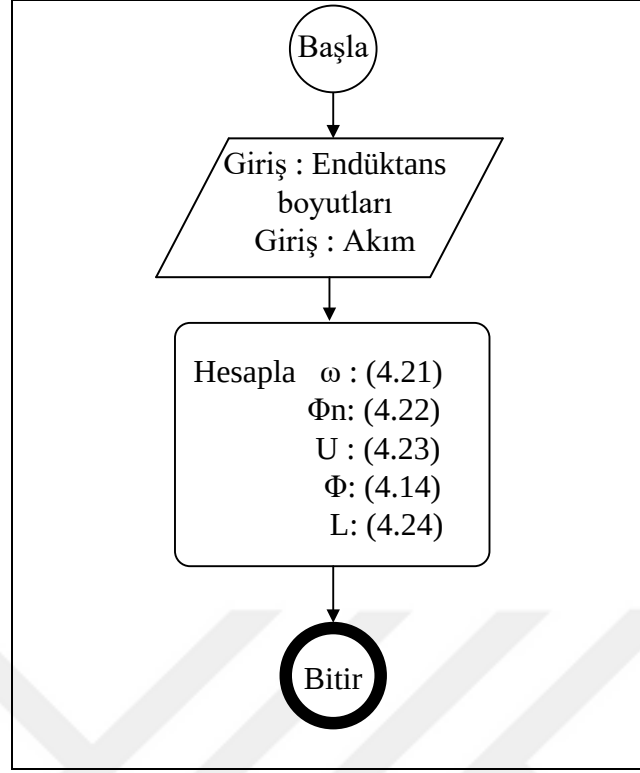
Hava aralığı uzunluğunun artması manyetik akının azalmasına haliyle endüktans değerinin azalmasına neden olur. Önerilen yöntemin en güçlü noktası hava aralığı değişimini algılayabilmesidir. Şekil 4.4'te endüktans değerinin mıknatıslanma akımına göre değişimi verilmiştir. Bu şekilde nüve boyutları ve sarım sayıları aynı, fakat farklı hava aralıklarına sahip endüktansların mıknatıslanma akımına karşı endüktans değerlerinin değişimi verilmiştir. Endüktans değerleri önerilen model ile elde edilmiştir. Şekil 4.5'te ise manyetik akının MMK ile değişimi verilmiştir. Hava aralığı büyüdükçe hava aralığı relüktansı artmakta manyetik akı ve endüktans değerleri ise azalmaktadır. Şekil 4.5'te MMK olarak bahsedilen ifade endüktans sargıları tarafından üretilen MMK değeridir.



Şekil 4.4 Farklı hava aralıklarına sahip endüktansların değerleri ile akım arasındaki ilişki



Şekil 4.5 Farklı hava aralıklarına sahip endüktansların manyetik akı ile MMK arasındaki ilişki



Şekil 4.6 Önerilen yöntemin akış şeması

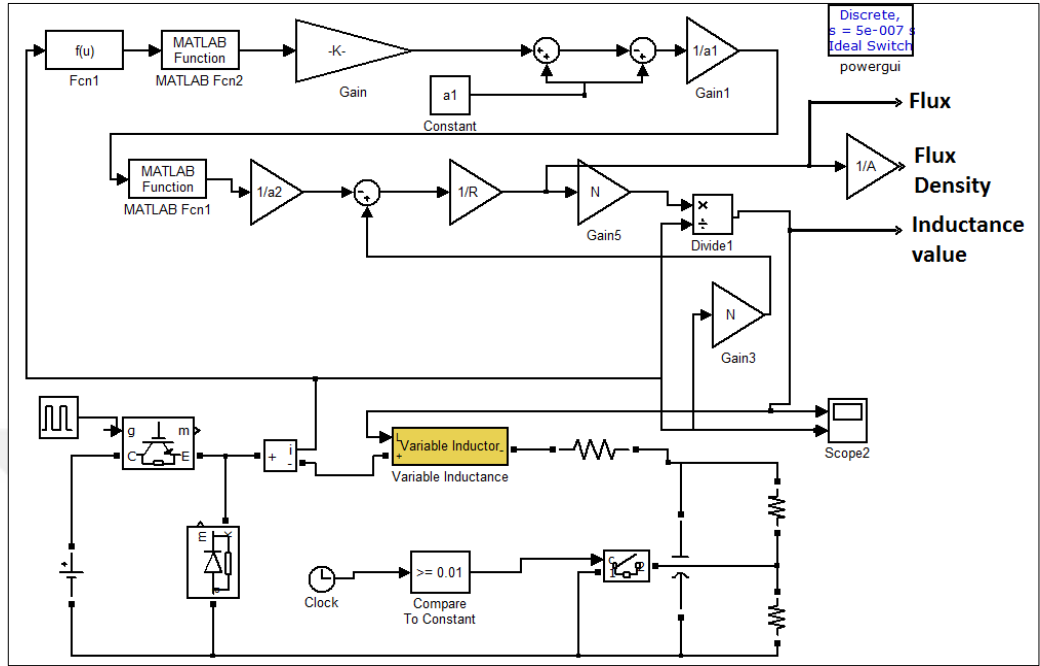
Şekil 4.6’da önerilen yöntemin akış şeması verilmiştir. Şekil 4.6’dan görüldüğü üzere önerilen yöntemde herhangi bir iterasyona gerek kalmaksızın sonuç elde edilmiştir. Sonucu elde etmek için sadece beş denklemin çözümü yeterlidir.

4.1.2 Benzetim Sonuçları

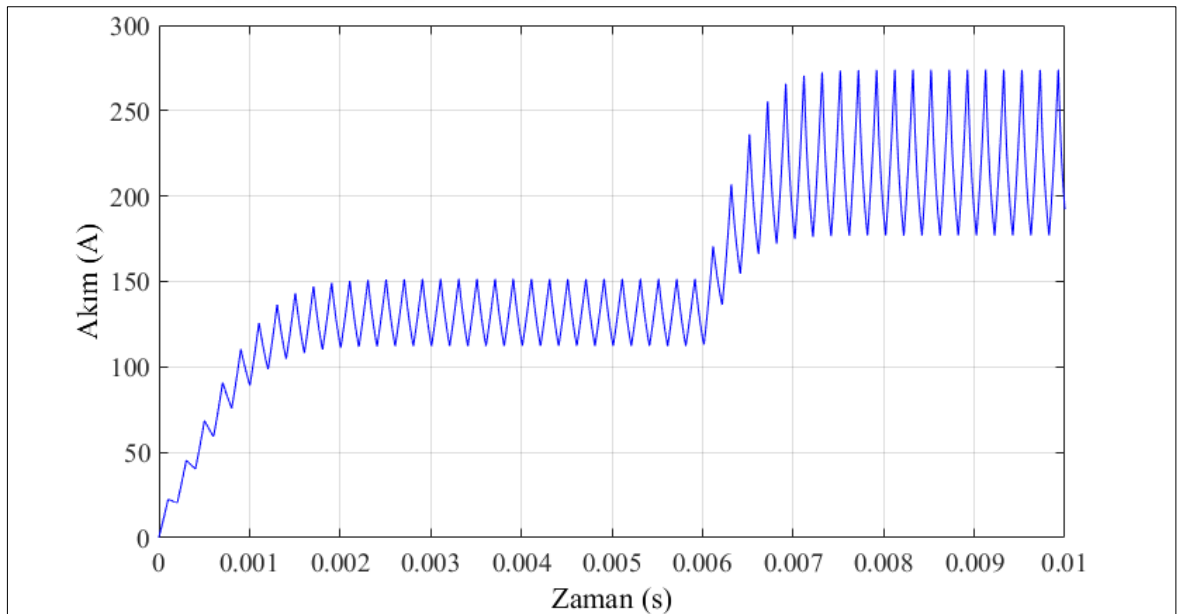
Güç dönüştürücülerinde dinamik benzetim oldukça önemlidir. Önerilen yöntemin bir avantajı da dinamik benzetimde kullanılabilmesidir. Dinamik model sayesinde devrenin geçici hal tepkisi gözlenir. Bu model akım, akı, akı yoğunluğu gibi sistem değişkenleri hakkında bilgileri vermektedir. Anahtarlama elemanlarının seçiminde akım değerini göz önünde bulundurmak gerekir. Manyetik akı yoğunluğu ise nüve kayıplarının tahmininde kullanılır. Eddy ve histerezis kayıplarının modellenmesi Steinmetz denklemi ile elde edilir ve manyetik akı yoğunluğu Steinmetz denkleminde kilit rol oynar [104]. Önerilen yöntemde nüvenin manyetik davranışının sıcaklık ile değişimi dahil edilerek sıcaklığın endüktans değerine etkisi elde edilir [105].

Önerilen model, DA-DA düşürücü bir güç dönüştürücüsünde kullanılarak Şekil 4.7’de gösterildiği üzere Matlab/Simulink ortamında kurulur. DA-DA dönüştürücüde endüktans değişken olarak modellendi ve endüktans değeri Şekil 4.6’daki akış şemasına göre, ilk olarak endüktansın akım değeri okunarak nüve sargılarından manyetik sisteme

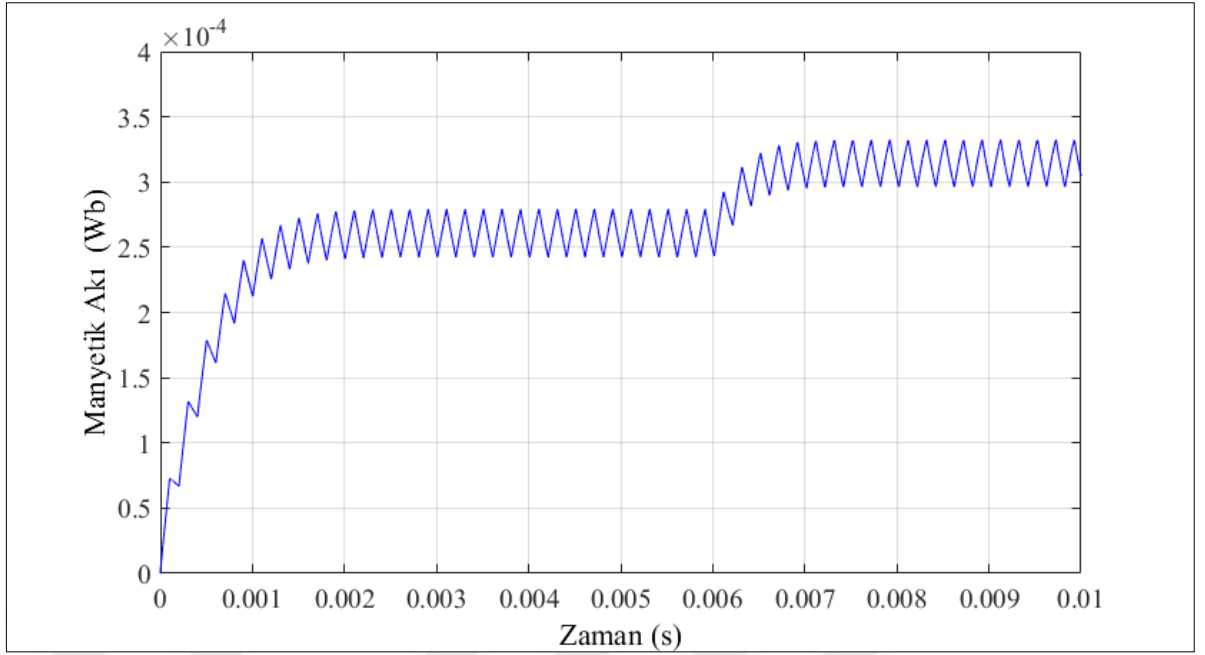
uygulanan MMK değeri hesaplanır, daha sonra malzemenin manyetik davranışını ve geometrik bilgilerini içeren denklemlerin *LambertW* fonksiyonu ile çözüm elde edilir ve endüktans değeri DA-DA dönüştürücüdeki değişken endüktansın değeri olarak atanır.



Şekil 4.7 Önerilen yöntemin Matlab/Simulink ortamında DA-DA düşürücü devresinde benzetiminin yapılması

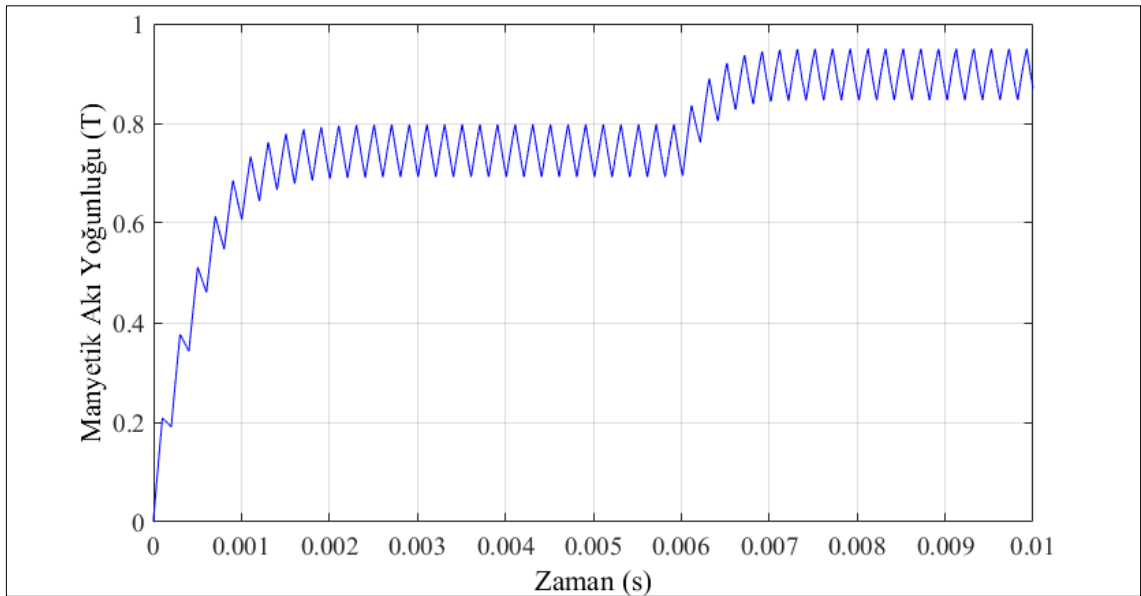


Şekil 4.8 Önerilen yöntemin benzetimi ile elde edilen zaman akım grafiği

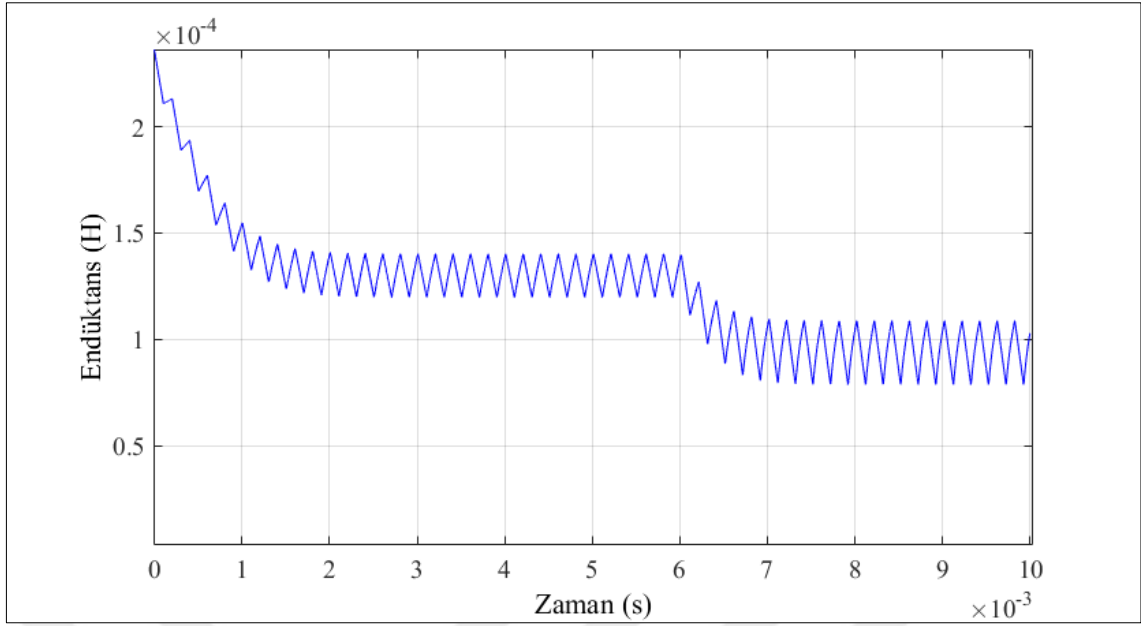


Şekil 4.9 Önerilen yöntemin benzetimi ile elde edilen manyetik akı grafiği

Benzetimin 0.006 saniyesinde yük değişimi yapılmış ve akıma bağlı dinamik değişimler gözlenmiştir. Şekil 4.8’de akım değişimi gözlenmektedir. Akım artışıyla birlikte manyetik akı (Şekil 4.9) ve manyetik akı yoğunluğunun (Şekil 4.10) arttığı görülmektedir. Endüktans değerinin ise azaldığı (Şekil 4.11) görülmektedir. Şekil 4.1 ile Şekil 4.10 karşılaştırıldığında, yük değişiminden sonra manyetik akı yoğunluğunun doyma bölgesinde olduğu görülür. Doyma bölgesinde endüktans değerinin düştüğü ve akım dalgalılığının arttığı Şekil 4.10 ve Şekil 4.8’den görülür.

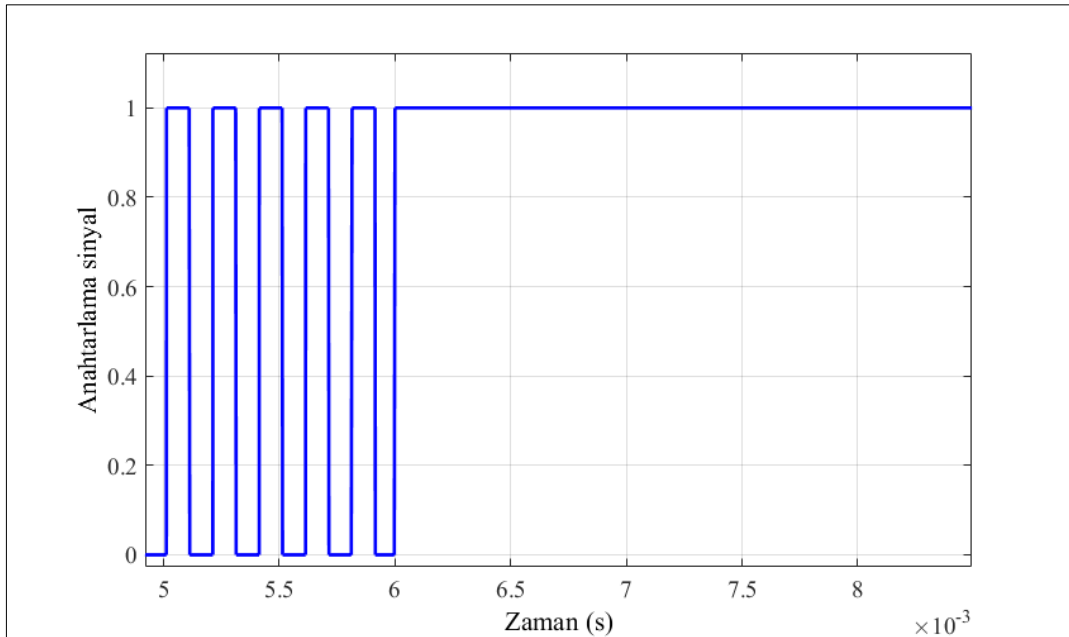


Şekil 4.10 Önerilen yöntemin benzetimi ile elde edilen manyetik akı yoğunluğu grafiği

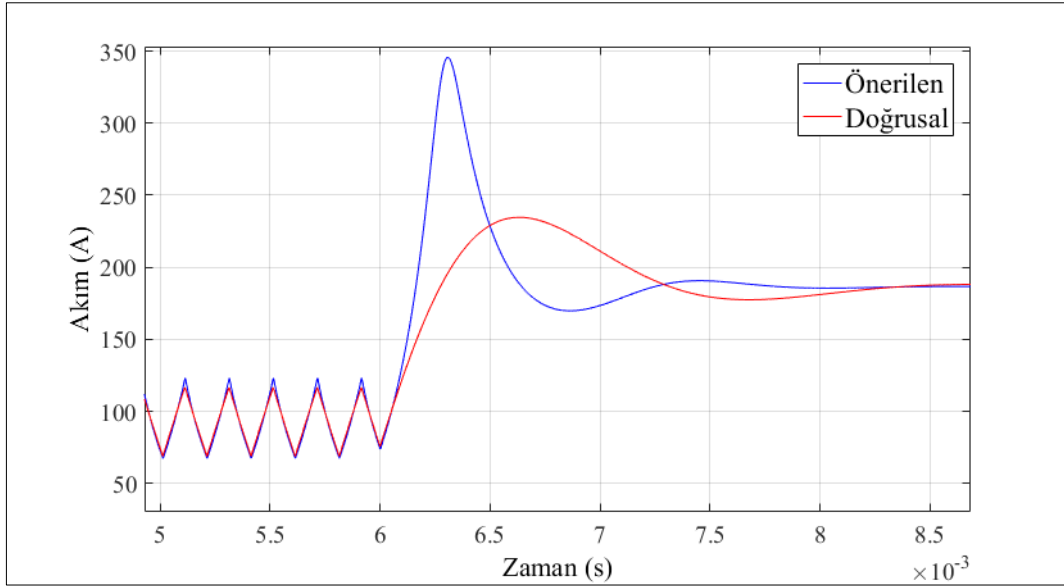


Şekil 4.11 Önerilen yöntemin benzetimi ile elde edilen endüktans değişim grafiği

Önerilen yöntemin geçici hal durumunda doğrusal modele karşı olan üstünlüğünü göstermek için 0.006 saniye sonrası anahtar sürekli olarak iletim modunda tutulmuş (Şekil 4.12) ve akım değişimleri karşılaştırılmıştır (Şekil 4.13). Anahtar iletim moduna geçtikten sonra önerilen yöntemde akım daha fazla artmıştır bunun nedeni manyetik doymayı hesaba katabilmesidir. Nüvenin manyetik doymaya girmesiyle birlikte endüktans değeri dramatik bir şekilde düşer. Bu model endüktansın doyma akımını belirlemek için de kullanılabilir.



Şekil 4.12 Anahtarlama sinyali



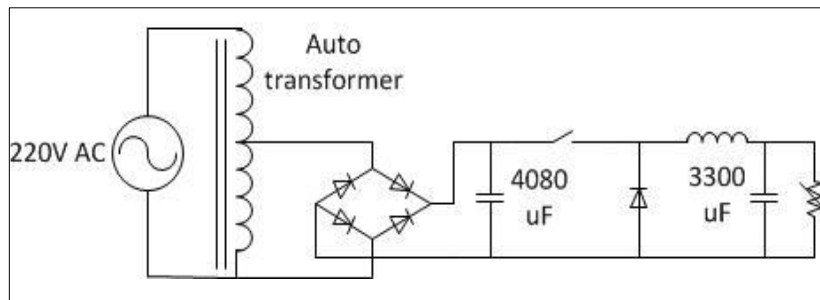
Şekil 4.13 Önerilen ve doğrusal modellerin akım değişimi

4.1.3 Deneysel Sonuçlar

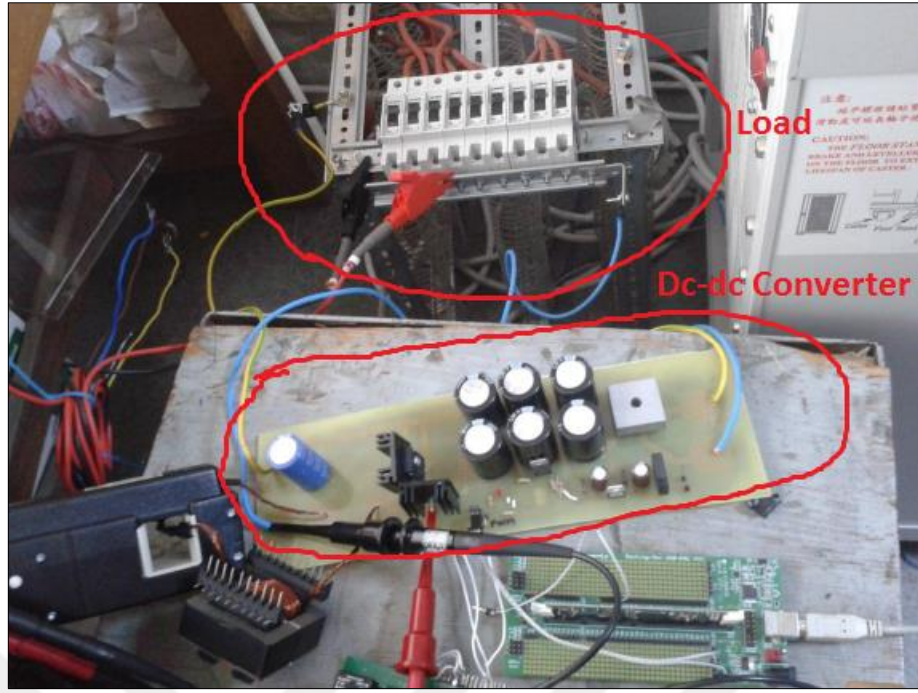
Önerilen yöntemin doğruluğunu gösterebilmek için Şekil 4.14’de şematiği gösterilen bir DA-DA düşürücü güç dönüştürücü devresi tasarlanarak Şekil 4.15’te gösterilen deney seti elde edildi. Nüve olarak Magnetix Inc. firmasının ürettiği Kool Mµ 00K55228E026 kullanılmıştır. Endüktansa ait parametreler Çizelge 4.2’de belirmiştir.

Çizelge 4.2 Endüktans parametreleri

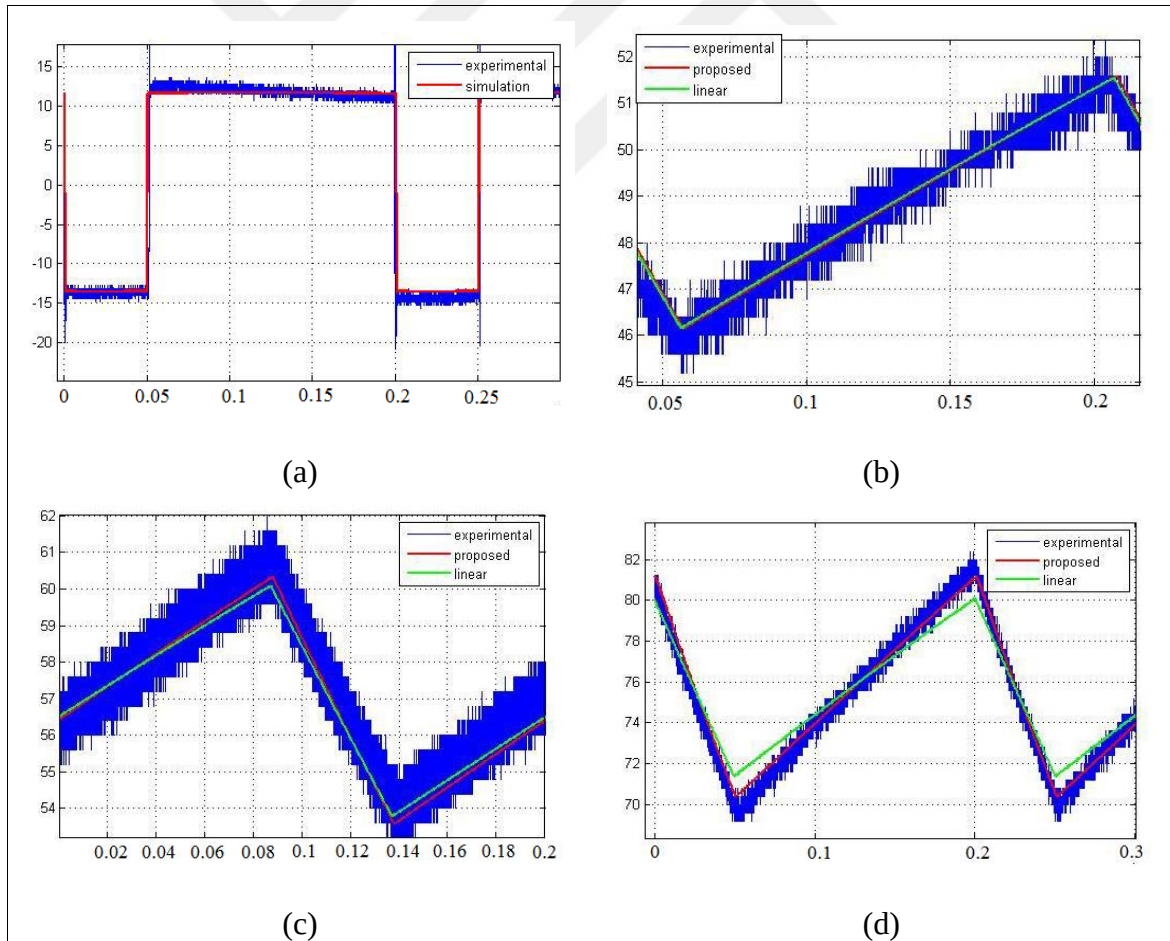
Manyetik yol uzunluğu	246mm
Kesit alanı	350 mm ²
Sarım sayısı	65
Hava aralığı uzunluğu	0.1 mm



Şekil 4.14 DA-DA düşürücü devre şeması



Şekil 4.15 Deney sisteminin fotoğrafı



Şekil 4.16 (a) Önerilen ve benzetim endüktans gerilimi (b), (c), (d) farklı yük değerlerinde deneysel, önerilen ve doğrusal modellerin akım dalgası karşılaştırması

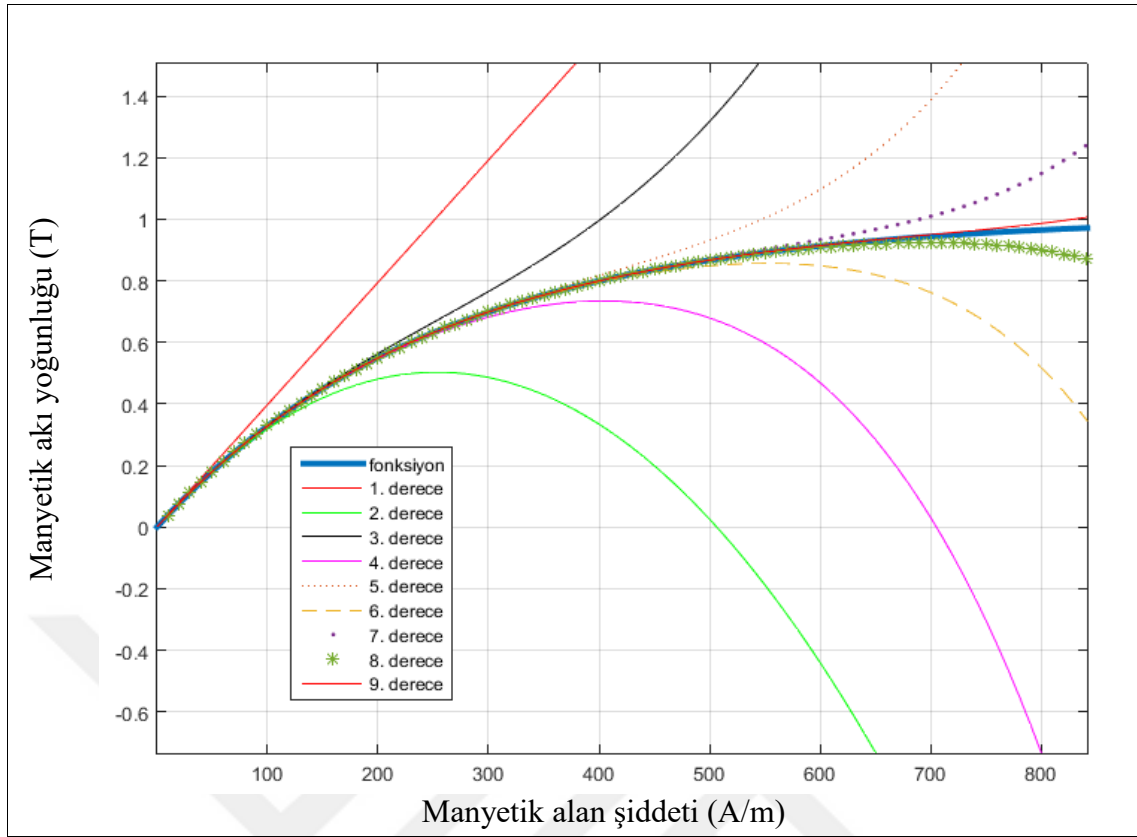
Endüktans değişimini gözlemlemek amacıyla farklı yüklerde testler yapılmıştır. Giriş gerilimi oto-trafo yardımıyla ayarlanmıştır. Tek faz tam dalga AA-DA doğrultucu ile giriş DA gerilimi elde edilmiştir. Benzetim sonuçları ile deneysel sonuçları karşılaştırmak için endüktans üzerindeki gerilim dalgası baz alınmıştır. Şekil 4.16(a) endüktans geriliminin deneysel ve benzetim sonuçlarını göstermektedir. Deneyde elde edilen endüktans geriliminin sabit olmadığı görülmektedir. Bunun nedeni AA-DA doğrultucuda oluşan gerilim dalgalanmasıdır.

Akım dalgalılığı endüktans değişimini algılayabilmek için iyi bir göstergedir. Önerilen yöntemin doğruluğu akım dalga şekillerinin karşılaştırılmasıyla gösterilir. Deneyde ve benzetimde endüktans üzerindeki gerilim dalga şekli ve genliği aynı tutulmaya çalışılır. Şekil 4.16'da farklı yük değerlerinde akım dalgasının doğrusal model, önerilen model ve deneysel sonuç ile elde edilen sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekil 4.16 (b)'de akım dalga şekilleri birbirine oldukça yakındır. Şekil 4.16 (c)'de ise önerilen yöntem ile doğrusal yöntem arasında az bir fark olmasına rağmen şekil 4.16 (d)'de fark açılmaktadır. Akım dalga şekilleri arasında fark oluşmasının nedeni endüktans değerinin azalmasıyla akım dalgalılığının artmasıdır. Önerilen yöntemin manyetik doymayı hesaba katabilmesi sayesinde yüksek akım değerlerinde doğrusal modelin deneysel sonuçlar ile arasındaki fark açılırken önerilen model ile deneysel sonuç arasındaki fark azdır. Önerilen yöntemde nüvenin $B-H$ eğrisinin hesaba katılmasına rağmen sargılardaki direnç değişimi, hava aralığındaki saçaklanma etkisi ve kaçak endüktans ihmal edildiği için deney sonucu ve önerilen yöntem arasında fark bulunmaktadır.

4.2 LambertW Fonksiyonunun GSM Modelinde Uygulanabilirliği

Yukarıda anlatılan yöntemde endüktansın kesit alanının akı yolu boyunca değişmediği kabul edilmiştir. GSM'nin manyetik eşdeğer devresinde akı yolu boyunca kesit alanları değişmektedir. (4.1)'deki c_i katsayıları manyetik yolun geometrilerine göre değiştiği için manyetik eşdeğer devrede farklı katsayılara sahip üstel terimler oluşur. (4.23)'teki gibi bir denklem tek bir üstel denklemdeki x ve y 'ler cinsinden ifade edilememektedir.

$$e^x + e^y = f(x, y) \quad (4.23)$$



Şekil 4.17 (4.1) denklemindeki eksponansiyel ifadenin farklı derecelerden taylor seri açılımı ile grafiği

Üstel bir ifadenin Taylor seri açılımı (4.24)'deki gibidir. Şekil 4.17'de (4.1)'in üstel teriminin Taylor serisi ile açılması sonucu farklı derecelerden elde edilmiş grafik verilmiştir. Bu grafikte 5. derece olarak bahsedilen, üstel terimin taylor seri açılımının 5. dereceye kadar olan kısmının alınması diğerlerinin ise ihmal edilmesidir. (4.24) ve (4.25) denklemlerinin toplamı (4.26)'da elde edilmiştir. (4.26)'dan görüldüğü üzere aynı dereceye ait üstel terimlerin toplanması kolaydır. O zaman malzemenin $B-H$ eğrisini e^y 'ye bağlı terimler ile ifade etmek yerine Çizelge 4.1'deki diğer üstel fonksiyonlarla temsil etmek sistem modellemesini daha kolaylaştırabilir. Fakat böyle bir fonksiyonun analitik çözümü $LambertW$ fonksiyonu ile elde edilememektedir. Bu yüzden doğrusal olmayan denklemlerin çözümüyle ilgili yapılan araştırma sonucu yaklaşık analitik yöntem olan Perturbasyon teorisi ile çözüm elde edilebileceği görülmüştür.

$$e^{a\phi} = 1 + a\phi + \frac{(a\phi)^2}{2!} + \frac{(a\phi)^3}{3!} + \frac{(a\phi)^4}{4!} + \dots \quad (4.24)$$

$$e^{b\phi} = 1 + b\phi + \frac{(b\phi)^2}{2!} + \frac{(b\phi)^3}{3!} + \frac{(b\phi)^4}{4!} + \dots \quad (4.25)$$

$$e^{a\phi} + e^{b\phi} = 2 + \phi(a + b) + \frac{\phi^2(a^2 + b^2)}{2!} + \frac{\phi^3(a^2 + b^3)}{3!} + \dots \quad (4.26)$$

12 OLUK 10 KUTUPLU GSM MODELİ

GSM'nin doğrusal olmayan manyetik modelini elde edebilmek amacıyla malzemenin manyetik davranışı doğrusal olmayan bir fonksiyon ile modellenmiş, daha sonra akı tüpleri kullanılarak q-ekseni manyetik eşdeğer devresi elde edilmiştir. Eşdeğer devrenin çözümünde yaklaşık analitik çözüm olan perturbasyon teorisi kullanılmıştır. Perturbasyon çözümü seri açılımı olduğu için çözüm ıraksayabilmektedir. Çözümün yakınsaması için Pade yaklaşımları kullanılmıştır. Farklı derecelerden Pade yaklaşımları kullanılarak çözümün belli bir bölgede yakınsadığı görülmüştür.

5.1 Perturbasyon Teorisi

Doğrusal olmayan problemlerin tam çözümünü elde etmek oldukça zordur. Bu gibi problemleri yaklaşık analitik yöntemler ile elde etmek mümkün olur. Bu yöntemlerden biri de Perturbasyon teorisidir. Perturbasyon teorisini kullanabilmek için problemde küçük bir parametre olmalı ve çözüm küçük parametrenin güç serilerinden oluşmalıdır. Perturbasyon teorisini anlayabilmek için aşağıdaki örnek ile devam edelim [106].

Örnek: (5.1)'in köklerini bulunuz.

$$x^3 - 4.001x + 0.002 = 0 \quad (5.1)$$

Perturbasyon teorisinin tanımına göre denklem içinde küçük bir parametre olmalıdır. Denklem (5.1), Perturbasyon teorisine uygun olması için (5.2)'ye $\varepsilon=0.001$ kabul edilerek dönüştürülür.

$$x^3 - (4 + \varepsilon)x + 2\varepsilon = 0 \quad (5.2)$$

Çözümü elde etmek için üç basamak vardır.

- Problem küçük parametre belirlenerek perturbasyon denklemine dönüşür.
- Çözümün perturbasyon serilerinden oluştuğu kabul edilir ve çözüm serileri problemdeki yerine yazılır.
- Katsayılar elde edilerek çözüm serisindeki yerine yazılır.

Yukarıdaki adımları (5.2) için tekrar edersek, ilk olarak çözümün perturbasyon serilerinden oluştuğu kabul edilir.

$$x(\varepsilon) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \varepsilon^n \quad (5.3)$$

Denklem (5.3), (5.2)'deki x yerine yazılırsa;

$$x(\varepsilon)^3 - (4 + \varepsilon)x(\varepsilon) + 2\varepsilon = 0 \quad (5.4)$$

$x(\varepsilon)$ 'nin seri açılımı yapıp denklem düzenlenir ve (5.5) halini alır.

$$\begin{aligned} a_0^3 - 4a_0 + (3a_1a_0^2 - a_0 - 4a_1 + 2)\varepsilon \\ + (a_0a_1^2 + 2a_0^2a_2 - 4a_2 - a_1 + 2a_0a_1^2 + a_0^2a_2)\varepsilon^2 \\ + (a_1^3 + 2a_0a_1a_2 - 4a_3 - a_2 + 2a_0^2a_3 + 2a_0a_1a_2 \\ + a_0^2a_3 + 2a_0a_1a_2)\varepsilon^3 + \dots = 0 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Seri açılımı sonsuza kadar gittiği için çözüm belli bir dereceye kadar olan açılım kabul edilir ve bu derecenin üzerindeki katsayılar ihmal edilir. Bu örnekte 3. dereceden sonrası alınmamıştır. Denklem (5.5)'deki eşitliğin sağlanması için ε , ε^2 ve ε^3 ifadelerinin katsayılarının sıfır olması gerekir.

$$a_0^3 - 4a_0 = 0 \quad : \varepsilon^0 \quad (5.6)$$

$$a_0 = -2, 0, 2 \quad (5.7)$$

Denklem (5.7)'de a_0 değerinin üç farklı değeri vardır. Denklem (5.1) 3.dereceden bir denklem olduğu için problemin 3 kökü olması gerekir.

$$3a_1a_0^2 - a_0 - 4a_1 + 2 = 0 \quad : \varepsilon \quad (5.8)$$

Denklem (5.8)'deki yerine a_0 'ın değerleri yazılırsa,

$$a_1 = -\frac{1}{2}, \frac{1}{2}, 0 \quad (5.9)$$

$$a_0a_1^2 + 2a_0^2a_2 - 4a_2 - a_1 + 2a_0a_1^2 + a_0^2a_2 = 0 \quad : \varepsilon^2 \quad (5.10)$$

a_0 ve a_1 değerleri (5.10)'daki yerine yazılırsa;

$$a_2 = \frac{1}{8}, -\frac{1}{8}, 0 \quad (5.11)$$

Aynı şekilde a_3 ise (5.12)'den bulunur,

$$a_1^3 + 2a_0a_1a_2 - 4a_3 - a_2 + 2a_0^2a_3 + 2a_0a_1a_2 + a_0^2a_3 + 2a_0a_1a_2 = 0 : \varepsilon^3 \quad (5.12)$$

$$a_3 = -\frac{1}{16}, \frac{1}{16}, 0 \quad (5.13)$$

Katsayılar (5.3)'deki yerine yazılırsa,

$$x_1 = -2 - \frac{1}{2}\varepsilon + \frac{1}{8}\varepsilon^2 - \frac{1}{16}\varepsilon^3 + \dots \quad (5.14)$$

$$x_2 = 0 + \frac{1}{2}\varepsilon - \frac{1}{8}\varepsilon^2 + \frac{1}{16}\varepsilon^3 + \dots \quad (5.15)$$

$$x_3 = 2 + 0\varepsilon + 0\varepsilon^2 + 0\varepsilon^3 + \dots \quad (5.16)$$

Son olarak ε değerini (5.14), (5.15) ve (5.16)'daki yerine yazarak kökler elde edilir.

$$x_1 = -2.000499875 \quad (5.17)$$

$$x_2 = 4.998750625 \cdot 10^{-4} \quad (5.18)$$

$$x_3 = 2 \quad (5.19)$$

Bulunan kökler (5.1)'deki yerine yazıldığında,

$$x_1^3 - 4.001x_1 + 0.002 = -3.1153 \cdot 10^{-13} \quad (5.20)$$

$$x_2^3 - 4.001x_2 + 0.002 = -1.5618 \cdot 10^{-13} \quad (5.21)$$

$$x_3^3 - 4.001x_3 + 0.002 = -6.6787 \cdot 10^{-16} \quad (5.22)$$

Görüldüğü üzere çözüm 3. dereceden alınmasına rağmen sonuçlar oldukça tatmin edicidir. Perturbasyon teorisini GSM modellemesinde kullanabilmek için akı tüpleri yardımıyla doğrusal olmayan manyetik eşdeğer devre elde edilecektir.

5.2 Akı Tüpleri

Şekil 5.1'deki gibi her hangi bir şekle sahip tüp düşünelim. Tüpün içindeki belirli sayıda akı çizgilerinin homojen şekilde dağıldığını ve tüpün etrafında adeta bir duvar örülü gibi düşünerek akının tüp dışına çıkmadığını farz edelim. Akı yolu boyunca manyetik alan şiddetinin toplamı 1 ve 2 noktaları arasındaki manyetik potansiyel farkı verir.

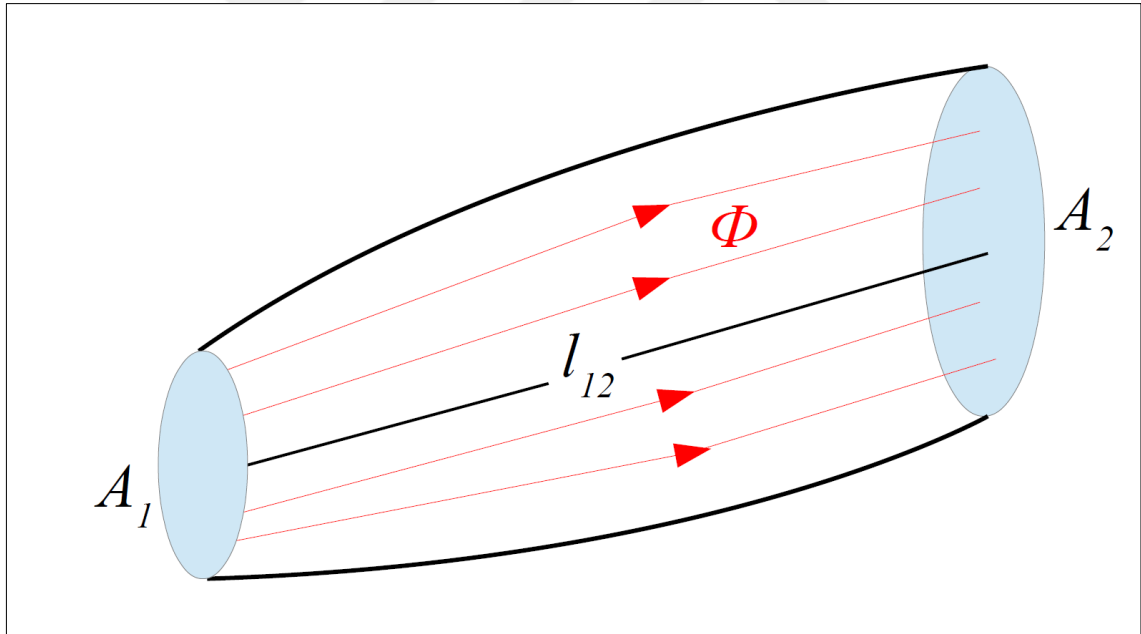
$$\int_{l_{12}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \mathcal{F}_1 - \mathcal{F}_2 \quad (5.23)$$

Tüp içerisinde herhangi bir noktadaki manyetik akı ise (5.24) ile elde edilir.

$$\int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = \phi \quad (5.24)$$

Denklem (5.24)'deki A , tüp içerisindeki herhangi bir noktanın kesit alanıdır. 1 ve 2 noktası arasındaki relüktans ise (5.25)'deki gibidir. Manyetik akı yoğunluğu ile manyetik alan şiddeti arasındaki ilişki ortamın manyetik geçirgenliği olarak tanımlanır. Relüktans ise ortamın manyetik geçirgenliği ile bağlantılıdır. Akı tüpündeki l_{12} yolu boyunca herhangi bir noktadaki manyetik akı yoğunluğu, akının o noktadaki kesit alanına oranı ile elde edilir. Malzemenin B - H eğrisi doğrusal olmadığı için her bir noktadaki manyetik alan şiddeti farklıdır. Makinadaki akı tüpleri kesit alanlarına göre parçalanarak toplu parametreler oluşturulur. Böylece manyetik eşdeğer devrenin elde edilmesi kolaylaşır. Manyetik model elde edilerek çözüme kolayca gidilir.

$$\mathcal{R} = \frac{\int_{l_{12}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}}{\int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A}} \quad (5.25)$$

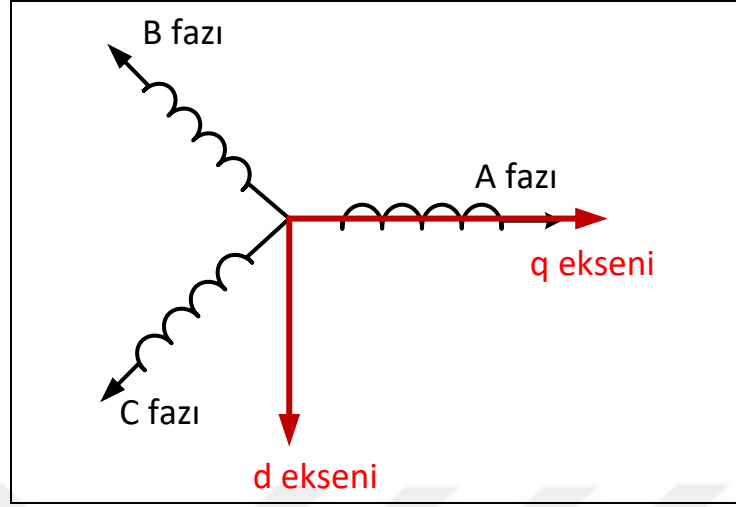


Şekil 5.1 Rastgele bir şekle sahip akı tüpü

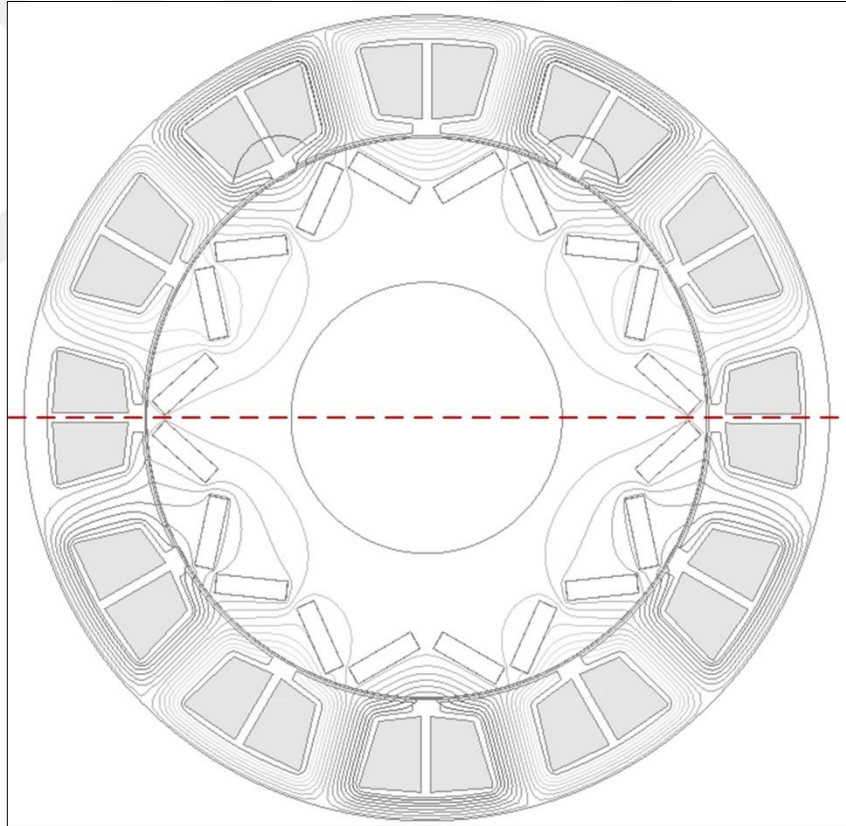
5.3 q-ekseni Modeli

q-ekseni modelini elde edebilmek için öncelikle manyetik eşdeğer devre elde etmek gerekir. q-ekseni eşdeğer devresini elde edebilmek amacıyla rotor q-ekseni ile stator A fazı Şekil 5.2'deki gibi çakıştırılır. SEA kullanarak A fazı Im , B ve C fazı ise $-0.5 \cdot Im$ ile uyarıldığında ve mıknatısların uyarılmadığı düşünüldüğünde oluşan akı yolları Şekil

5.3'teki gibidir. Bu durum faz akımlarının kosinüzoidal olduğu düşünülüğünde $t=0$ anına karşılık gelmektedir.



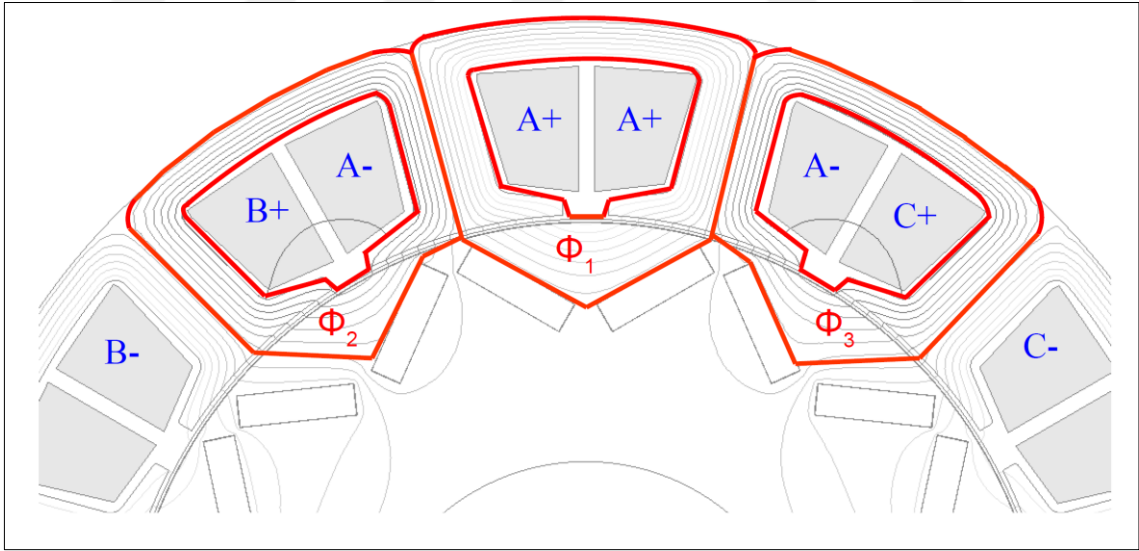
Şekil 5.2 A, B, C fazı ile d-q eksenlerinin gösterimi



Şekil 5.3 q-ekseni uyarıldığında oluşan akı yolları

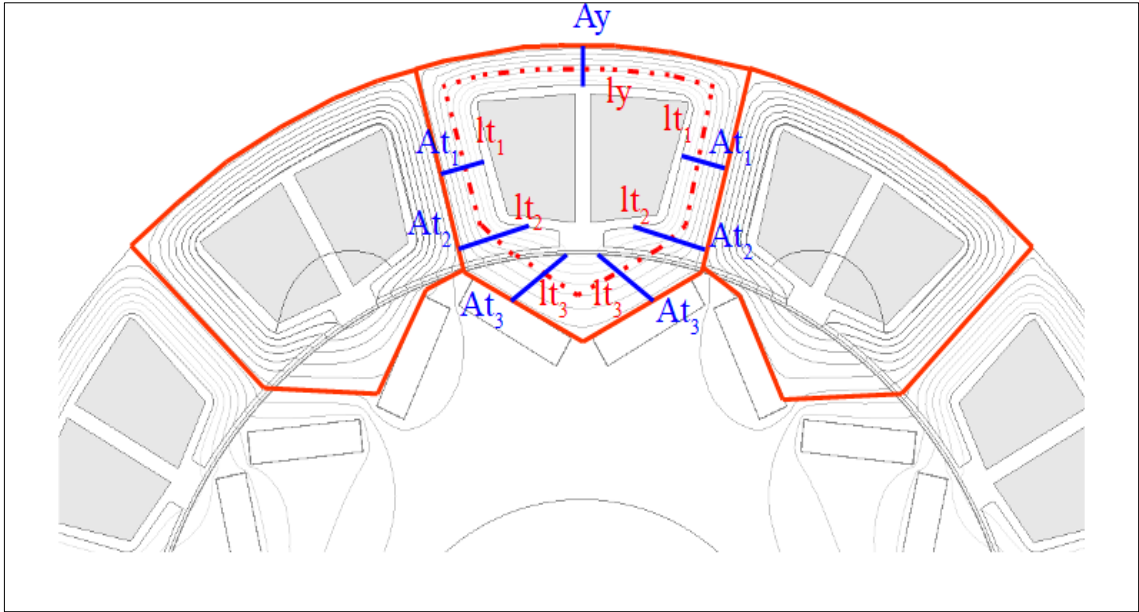
Manyetik eşdeğer devreyi basitleştirmek için Şekil 5.3'teki motor geometrisi iki parçaya bölünebilir. q-ekseni Şekil 5.2'deki gibi A fazına çakıştırılır ve q-ekseni halkalanan akısının q-ekseni akımına oranı ile q-ekseni endüktansı elde edilir. Şekil 5.3'de akı yolları verilmiştir. Dağıtılmış sargı ile konsantre sargı arasındaki önemli farklardan biri

de fazlar arasında oluşan manyetik kuplajdır. Dağıtılmış sargılarda karşıt endüktans değerleri oldukça yüksek iken konsantre sargılarda ise oluk-kutup kombinasyonuna göre çok düşük olabilir. Örneğin 12/10 makina için idealde karşıt endüktans değeri sıfırdır. A fazı manyetik eşdeğer devresini elde edebilmek için 3 farklı akı tüpü tanımlanmıştır. Bunlardan birincisi A-fazı sargılarından akan akımın oluşturduğu MMK sonucu oluşan ve A fazı sargıları tarafından halkalanan akıyı verir. İkincisi ise A fazı ve B fazı sargılarından geçen akım tarafından üretilip A fazı sargıları tarafından halkalanan akıyı, üçüncüsü ise A ve C fazı sargılarından akan akım tarafından üretilip A fazı sargıları tarafından halkalanan akıyı verir. İkinci ve üçüncü akılar B ve C fazı akımlarının eşit olduğu bir an düşünüldüğünde birbirleri ile eşdeğerdir. Manyetik eşdeğer devre (MED) kurulurken mıknatıslar ile rotor mili arasından akı geçmediği farz edilmiştir. Akım değeri arttığında rotor mili ile mıknatısların arasından akı geçişi olabilir ama buradaki şartlarda mıknatısların uyarılmadığı düşünülmüştür. Gerçek motorda ise mıknatıslardan dolayı köprülerde manyetik doyma oluşur ve akı geçişini zorlaştırır. q-ekseni akı dağılımının SEA ile çizdirilebilmesi için mıknatısların uyarılmadığı düşünülür. Ama modellemede mıknatısların etkilerinin göz önünde bulundurulması gerekir.



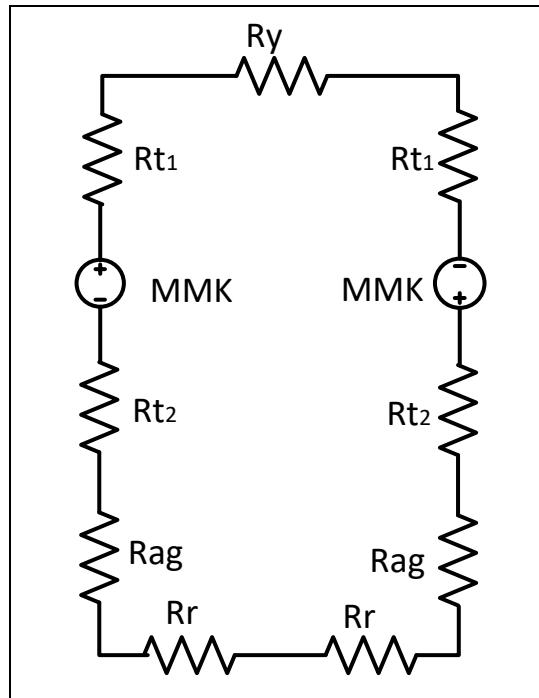
Şekil 5.4 q-ekseni akı yolları

İlk olarak 1 nolu akı tüpü kesit alanına göre parçalara ayrılır ve MED elde edilir. A fazı tarafından halkalanan akımın büyük bir kısmı bu parçada oluşur. MED'i basitleştirmek için kesit alanı boyunduruk ve dış bölgelerinde sabit kaldığı varsayılmış, dış ucunda ve rotorda ise ortalama kesit alanı alınmıştır.

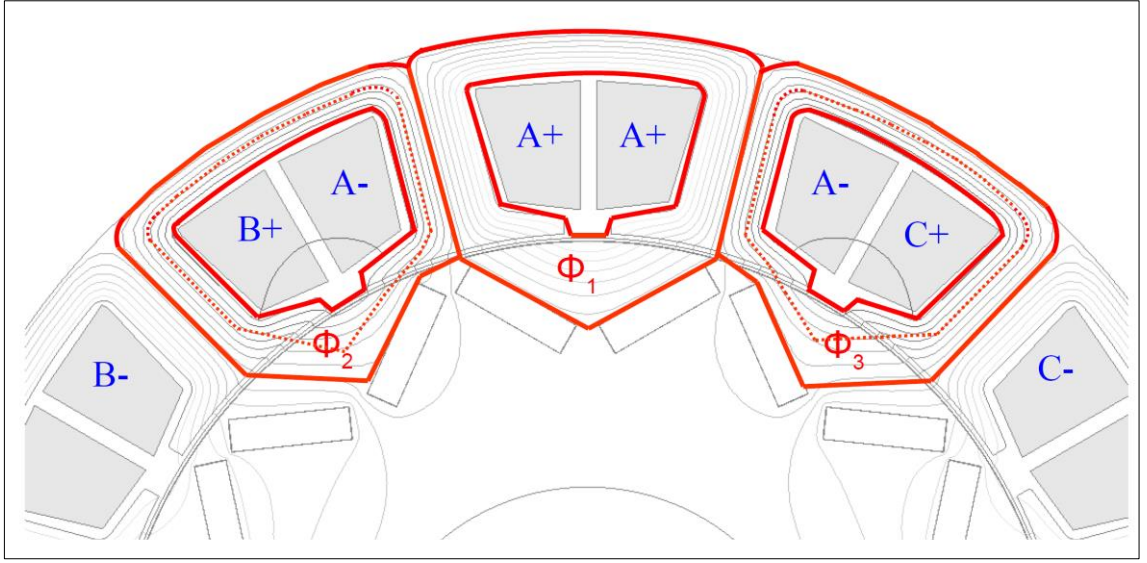


Şekil 5.5 q-ekseni toplu parametreleri

Şekil 5.5'teki geometriye ait MED Şekil 5.6'da gösterilmiştir. Bu devrede MMK kaynağını A fazının sargılarından akan akım oluşturmuştur. Ayrıca akı yolu 2 ve 3 için de manyetik eşdeğer devre kurulur. Şekil 5.6'daki MED'de relüktans olarak modellenen R_y , R_{t1} , R_{t2} ve R_r doğrusal değildir. Hava aralığı relüktansını modelleyen R_{ag} ise doğrusaldır.

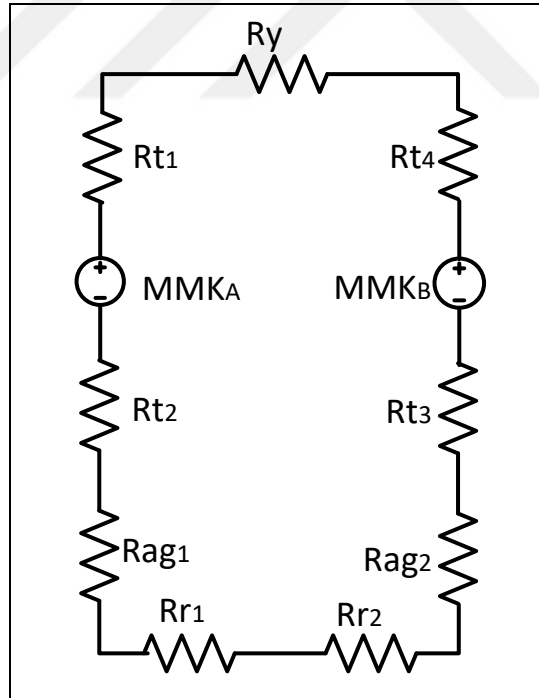


Şekil 5.6 Bir nolu akı yolu için MED



Şekil 5.7 q-ekseni toplu parametreleri

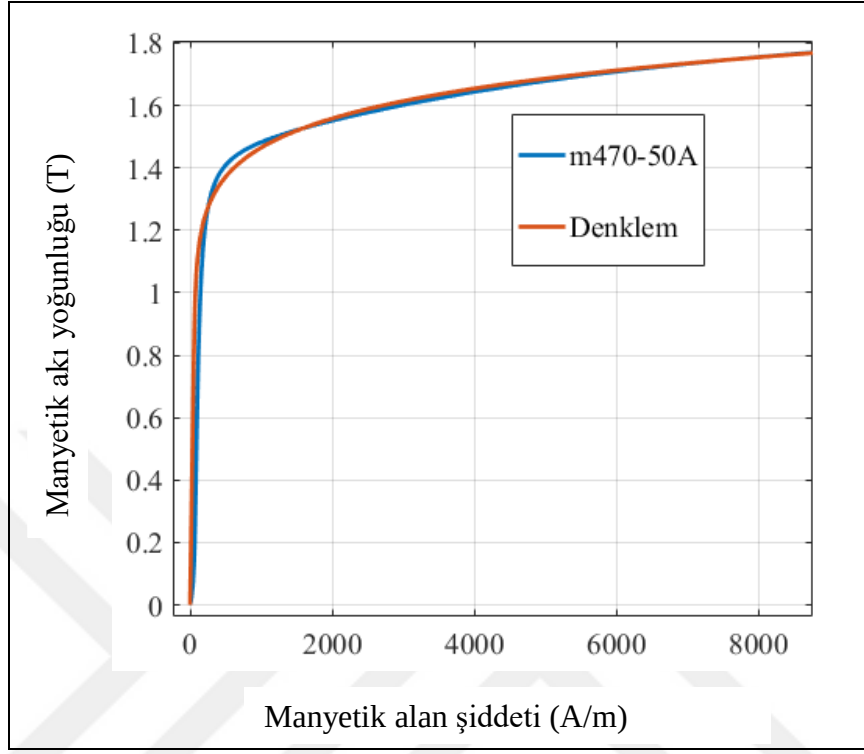
Şekil 5.7’de 2 ve 3 nolu akı yolları gösterilmiştir. 1 nolu akı yolunun modellenmesine benzer bir şekilde 2 ve 3 nolu akı yolu da modellenir. Buradaki modellemede fark MMK kaynağı olarak 2 nolu akı yolu için A ve B fazı sargı akımlarının, 3 nolu akı yolu için ise A ve C fazları tarafından üretilmiş olmasıdır.



Şekil 5.8 İki nolu akı yolu MED

Manyetik modellemenin temelinde $B-H$ eğrisinin matematiksel modeli bulunmaktadır. $B-H$ eğrisi farklı fonksiyonlar ile elde edilebilir. Çizelge 4.1’de $B-H$ eğrisinin farklı matematiksel ifadeler ile modelleri verilmiştir. Bu çalışmada doğrusal olmayan

relüktansları tek bir denklem haline getirebilmek ve perturbasyon teorisini kullanarak çözüme ulaşabilmek amacıyla B - H eğrisi (5.26)'da ki matematiksel ifade ile modellenmiştir.



Şekil 5.9 M470-50A malzemesinin manyetik davranışı ve eğri uydurma yöntemi ile katsayıları elde edilen (5.26)'nın grafiği

Denklem (5.26)'nın katsayıları, M470-50A malzemesinin B - H verileri kullanılarak Matlab curve fitting araç kutusu yardımıyla elde edilmiştir. Böylece (5.26), makinada kullanılan nüvenin manyetik özelliğini karşılamış olur. Malzemenin B - H eğrisi ile (5.26) arasında bazı noktalarda farklar vardır. Tüm manyetik özelliğini karşılayabilmek için çok daha detaylı bir denkleme ihtiyaç vardır. Detaylı bir denklemin kullanılması durumunda ise çözüme ulaşmak zorlaşır, o yüzden (5.26) hem basit olması hem de tatmin edici bir doğruluğa sahip olduğu için tercih edilir.

$$H = a_1 B + e_1 B^{12} \quad (5.26)$$

Amper yasası kullanılarak B - H eğrisi, manyetik akı-manyeto motor kuvveti denklemine dönüştürülür. Dönüşüm için (5.27) ve (5.28) de görüldüğü üzere manyetik yol uzunluğu ve kesiti kullanılır.

$$\int_{l_1}^{l_2} H dl = U \quad (5.27)$$

$$\oint_A B dA = \phi \quad (5.28)$$

Bu işlemler her bir toplu parametre için gerçekleştirilir. Manyetik eşdeğer devreyi elde edebilmek için $B-H$ eğrisi (5.27) ve (5.28) yardımıyla akı-MMK eğrisine dönüşür. Böylece hem makinanın manyetik özelliklerini içeren hem de geometri bilgisini içeren denklem elde edilir.

$$\frac{U}{l} = a_1 \frac{\phi}{A} + e_1 \frac{\phi^{12}}{A^{12}} \quad (5.29)$$

$$U = a\phi + e\phi^{12} \quad (5.30)$$

$$a = \frac{a_1 l}{A} \quad (5.31)$$

$$e = \frac{e_1 l}{A^{12}} \quad (5.32)$$

Denklem (5.30) hem malzemenin manyetik özelliklerini hem de geometrik özelliklerini içermektedir. A fazı tarafından oluşturulan MMK (5.33) ile elde edilir.

$$V_a = N_a i_a \quad (5.33)$$

Böylece eşdeğer devre denklemi aşağıdaki gibi olur.

$$2V_a = a_y \phi_1 + e_y \phi_1^{12} + 2a_{t1} \phi_1 + 2e_{t1} \phi_1^{12} + 2a_{t2} \phi_1 + 2e_{t2} \phi_1^{12} + 2a_g \phi_1 + 2a_r \phi_1 + 2e_r \phi_1^{12} \quad (5.34)$$

$$a_{eq1} = a_y + 2a_{t1} + 2a_{t2} + 2a_g + 2a_r \quad (5.35)$$

$$e_{eq1} = e_y + 2e_{t1} + 2e_{t2} + 2e_r \quad (5.36)$$

$$V_{eq1} = a_{eq1} \phi_1 + e_{eq1} \phi_1^{12} \quad (5.37)$$

Şekil 5.6'daki MED'ye göre eşdeğer denklem (5.37) ile elde edilmiştir. Hava aralığı relüktansı sabit olarak kabul edilmiştir ve a_g ile modellenmiştir. Daha öncede bahsedildiği üzere $B-H$ eğrisi denkleminin seçilmesi, eşdeğer devre denkleminin tek bir denklem ile ifade edilebilmesi ve elde edilen ifadenin perturbasyon denklemi çözülebilmesi içindir. Böylece (5.37)'nin çözümü 1 nolu akının elde edilmesini sağlayacaktır. Aynı işlemleri yaparak 2 ve 3 nolu akılar da elde edilir. 2 nolu akının eşdeğer denklemi,

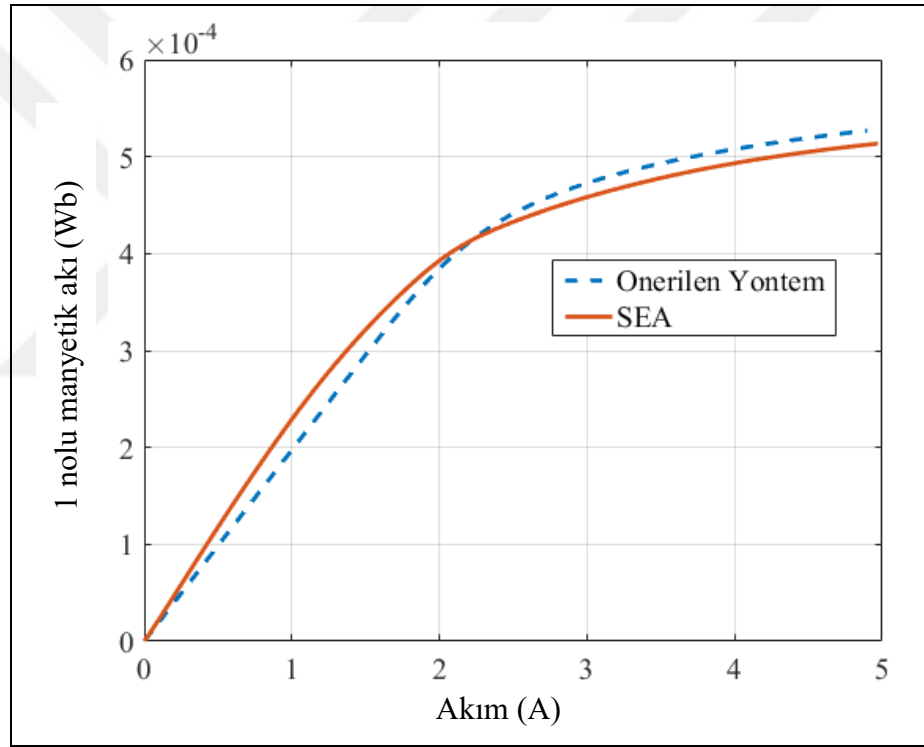
$$\begin{aligned}
V_a - V_b &= a_y \phi_2 + e_y \phi_2^{12} + a_{t1} \phi_2 + e_{t1} \phi_2^{12} + a_{t2} \phi_2 + e_{t2} \phi_2^{12} \\
&\quad + a_{g1} \phi_2 + a_{g2} \phi_2 + a_{r1} \phi_2 + e_{r1} \phi_2^{12} + a_{r2} \phi_2 \\
&\quad + e_{r2} \phi_2^{12}
\end{aligned} \tag{5.38}$$

$$V_{eq2} = a_{eq2} \phi_2 + e_{eq2} \phi_2^{12} \tag{5.39}$$

Aynı işlemler devam ederek 3 nolu akı yolu de elde edilir.

$$\begin{aligned}
V_a - V_c &= a_y \phi_3 + e_y \phi_3^{12} + a_{t1} \phi_3 + e_{t1} \phi_3^{12} + a_{t2} \phi_3 + e_{t2} \phi_3^{12} \\
&\quad + a_{g1} \phi_3 + a_{g2} \phi_3 + a_{r1} \phi_3 + e_{r1} \phi_3^{12} + a_{r2} \phi_3 \\
&\quad + e_{r2} \phi_3^{12}
\end{aligned} \tag{5.40}$$

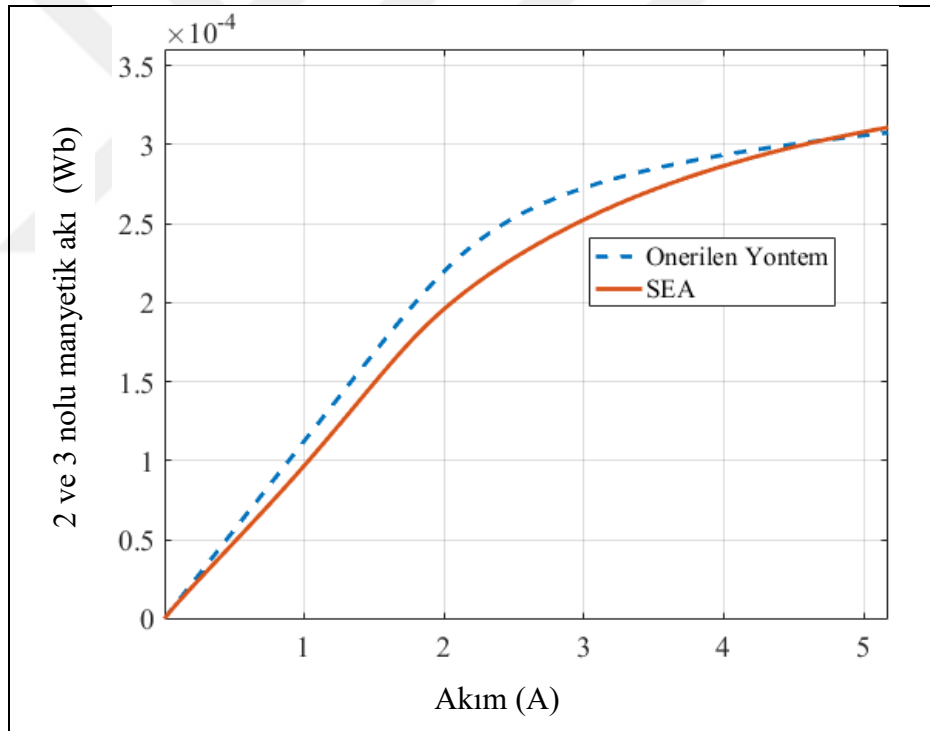
$$V_{eq3} = a_{eq3} \phi_3 + e_{eq3} \phi_3^{12} \tag{5.41}$$



Şekil 5.10 1 nolu akı-akım grafiğinin SEA ile karşılaştırması

(5.37), (5.39) ve (5.41) denklemlerinin doğrulamasını yapabilmek amacıyla önerilen modellerin akı-akım grafikleri SEA ile karşılaştırılmıştır. Grafikler elde edilir iken A faz I_m değerinde iken B ve C fazları $-0.5 \cdot I_m$ değerindedir ve I_m değeri 0 ile 5A arasında değişmektedir. Şekil 5.10'da 1 nolu akı yolunun karşılaştırması verilirken, Şekil 5.11'de ise 2 ve 3 nolu akı yolunun karşılaştırması verilmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere, önerilen yöntem ile SEA sonuçları birbirine yakın olmasına karşın hata da barındırmaktadır. Çünkü önerilen yöntemde mıknatıs ile rotor mili arasında akı akmadığı kabul edilmiştir ve karşıt doyma etkisi de ihmal edilmiştir. Ayrıca kaçak

endüktans değerleri modele dahil edilmemiştir. Kaçak endüktanslar malzemenin doymaya ulaştığı noktalarda artmaktadır. Yapılan varsayımlara rağmen elde edilen sonuçlar tatmin edicidir. Öyleyse sonuca ulaşmak için (5.37), (5.39) ve (5.41) denklemlerinin çözümüne ihtiyaç duyulur. Bu çalışmada yapılan katkılardan biri MED'nin tek bir matematiksel denklem olarak elde edilebilmesidir. Literatürdeki çalışmalar her bir toplu parametreyi ayrı ayrı modellemekte ve iteratif yöntemlerle çözüme ulaşmaktadır. Her bir parametrenin ayrı denklemler halinde yazılması hesaplama zamanını artırmaktadır. Önerilen yöntem ile sadece (5.37), (5.39) ve (5.41)'in nümerik yöntemler ile çözülmesi yeterli olacaktır ve hesaplama zamanını düşürecektir. Nümerik yöntemle çözüm iterasyon gerektirmektedir. İterasyona gerek kalmaksızın çözüm elde edebilmek için (5.37), (5.39) ve (5.41)'in perturbasyon teorisi ile çözümü yapılır. Böylece hiçbir iterasyona gerek kalmaksızın çözüm elde edilir ve hesaplama süresi oldukça düşürülür.



Şekil 5.11 2 ve 3 nolu akı-akım grafiğinin SEA ile karşılaştırması

Denklem (5.37), (5.39) ve (5.41)'in çözümünü perturbasyon serisi ile elde edebilmek amacıyla denklem içerisinde küçük bir parametreye ihtiyaç vardır. Hava aralığı manyetik relüktansı, nüve relüktansı ile karşılaştırıldığında oldukça büyüktür. Denklemlerdeki a_{eq} katsayısı hava aralığı relüktansını barındırmaktadır. Ayrıca $B-H$ eğrisi elde edilirken kullanılan e_1 katsayısı kesit alanının 12. dereceden kuvvetine bölünür ve denklem içinde aradığımız küçük parametreye karşılık gelir. Perturbasyon

çözümünde pek çok parametre olmasından dolayı (5.37), (5.39) ve (5.41) parametrelerin karışmaması için denklemlerinin çözümü sadece (5.42) ile verilecektir. İlgili denklemdaki V_{eq} , a_{eq} ve e_{eq} , sırasıyla V , a ve e yerine yazılarak akılar elde edilir.

$$V = a\phi + e\phi^{12} \quad (5.42)$$

İlk olarak çözümün ϕ 'nin (5.43)'teki gibi bir seri olduğu kabul edilir.

$$\phi(e) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n e^n \quad (5.43)$$

Denklemin açılmış hali yeniden yazılırsa (5.44) elde edilir.

$$\phi(e) = c_0 + c_1 e + c_2 e^2 + \dots \quad (5.44)$$

Denklem (5.44), (5.43)'teki yerine yazılırsa;

$$V = ac_0 + e(c_0^{12} + ac_1) + e^2(12c_1c_0^{11} + ac_2) + \dots \quad (5.45)$$

Seri denkleğinin sağlanması için eşitliğin iki tarafı birbirine eşit olmalıdır. Bu yüzden e sıfır kabul edildiğinde ilk katsayı olan c_0 (5.46)'daki gibi elde edilir.

$$c_0 = \frac{V}{a} \quad (5.46)$$

Eşitliğin sağlanabilmesi için e nin çarpım olarak yer aldığı tüm ifadelerin sıfır olması gerekir. Böylece sırasıyla c_i katsayıları elde edilir. Örneğin c_0 bilindiği için c_1 (5.47) ile elde edilir.

$$c_1 = -\frac{c_0^{12}}{a} \quad (5.47)$$

Aynı şekilde c_2 ve sırasıyla diğer katsayılar elde edilir.

$$c_2 = -\frac{12c_1c_0^{11}}{a} \quad (5.48)$$

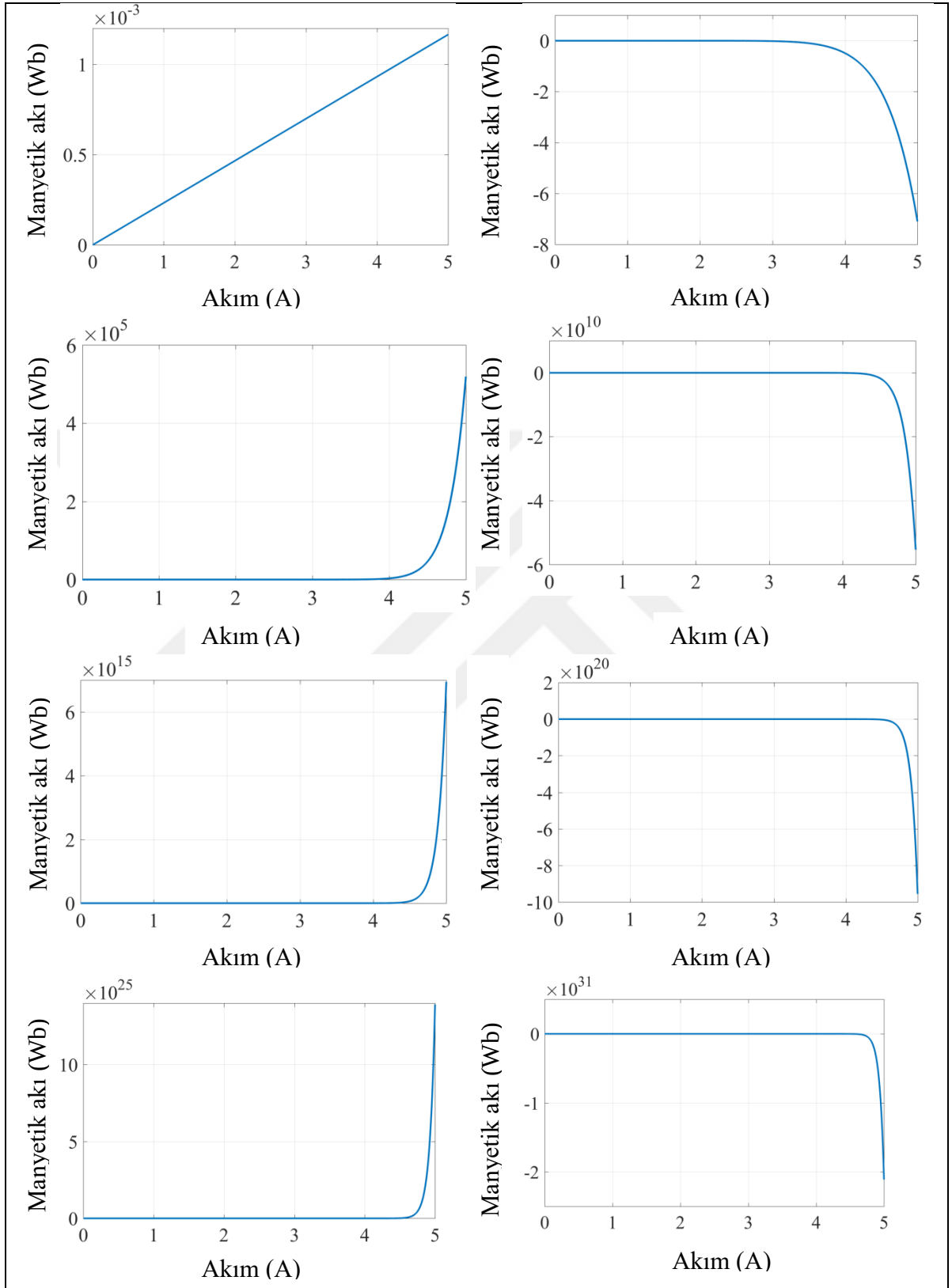
Seri açılımı sonsuz tane parametreden oluştuğu için serinin belli dereceden sonrası ihmal edilir. Her bir c_i katsayısı kendinden önceki katsayılardan elde edilir. c_0 katsayısı ise V ve a ile ifade edilir. Böylece diğer katsayılar da V ve a ile ifade edilir. Çizelge 5.1'de c_0 'dan c_{20} 'ye kadar olan katsayılar verilmiştir. Çözümü elde etmek istediğimiz denklem 12. dereceden bir denklem olduğu için ve 20. dereceye kadar olan seriyi aldığımızda katsayıları elde etmek oldukça uzun süren bir iştir. Bu yüzden Matlab symbolic'ten yardım alınmıştır ve katsayılar Matlab yardımı ile elde edilmiştir. Tüm

katsayılar a ve V ile verildiği için Çizelge 5.1 bu yöntemle elde edilecek çözümlerin genel katsayılarını oluşturur.

Çizelge 5.1 Perturbasyon serisindeki katsayılar

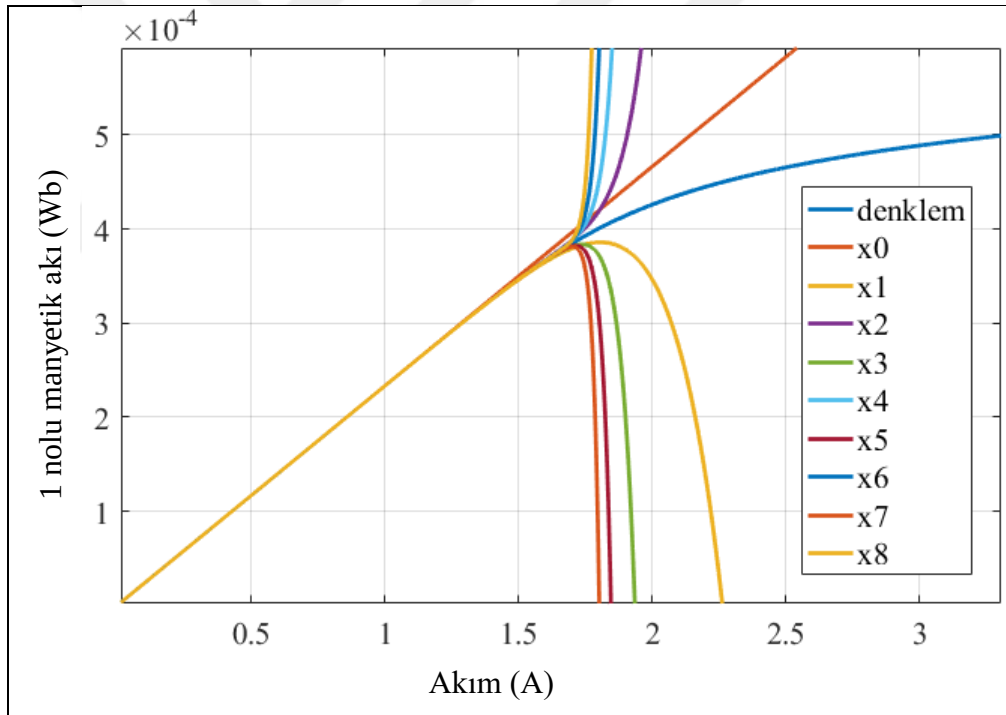
$c_0 = \frac{V}{a}$	$c_{11} = -\frac{28368973183200 \cdot V^{122}}{a^{133}}$
$c_1 = -\frac{V^{12}}{a^{13}}$	$c_{12} = \frac{779092434772236 \cdot V^{133}}{a^{145}}$
$c_2 = \frac{12 \cdot V^{23}}{a^{25}}$	$c_{13} = -\frac{21616536107173175 \cdot V^{144}}{a^{157}}$
$c_3 = -\frac{210 \cdot V^{34}}{a^{37}}$	$c_{14} = \frac{605034613235890512 \cdot V^{155}}{a^{169}}$
$c_4 = \frac{4324 \cdot V^{45}}{a^{49}}$	$c_{15} = -\frac{17062835259261728040 \cdot V^{166}}{a^{181}}$
$c_5 = -\frac{97527 \cdot V^{56}}{a^{61}}$	$c_{16} = \frac{484371910426615567956 \cdot V^{177}}{a^{193}}$
$c_6 = \frac{2331924 \cdot V^{67}}{a^{73}}$	$c_{17} = -\frac{13829909184494555898060 \cdot V^{188}}{a^{205}}$
$c_7 = -\frac{58068792 \cdot V^{78}}{a^{85}}$	$c_{18} = \frac{396905259938381718974700 \cdot V^{199}}{a^{217}}$
$c_8 = \frac{1489899060 \cdot V^{89}}{a^{97}}$	$c_{19} = -\frac{11443057940806438679539860 \cdot V^{210}}{a^{229}}$
$c_9 = -\frac{39113958819 \cdot V^{100}}{a^{109}}$	$c_{20} = \frac{331270126045589034462771480 \cdot V^{221}}{a^{241}}$
$c_{10} = \frac{1045659267016 \cdot V^{111}}{a^{121}}$	

$$\begin{aligned}
\phi(\varepsilon) = & c_0 + c_1 e + c_2 e^2 + c_3 e^3 + c_4 e^4 + c_5 e^5 + c_6 e^6 + c_7 e^7 + c_8 e^8 \\
& + c_9 e^9 + c_{10} e^{10} + c_{11} e^{11} + c_{12} e^{12} + c_{13} e^{13} + c_{14} e^{14} \\
& + c_{15} e^{15} + c_{16} e^{16} + c_{17} e^{17} + c_{18} e^{18} + c_{19} e^{19} + c_{20} e^{20}
\end{aligned} \tag{5.49}$$



Şekil 5.12 Sırasıyla 0'dan 8. dereceye kadar olan çözümler

Şekil 5.12’de (5.37)’in perturbasyon serileriyle sırasıyla 0. dereceden 8. dereceye kadar olan çözümlerinden elde edilen manyetik akı-uyarma akımı grafikleri verilmiştir. Ayrıca grafiklerin aynı ortamdaki hali ise Şekil 5.13’te gösterilmiştir. Şekil 5.13’de denklem olarak gösterilen grafik, olması gereken akı-akım grafiği iken diğerleri ise perturbasyon serileri ile farklı derecelerden elde edilmiş grafiklerdir. Grafiklerden görüldüğü üzere çözümler doğrusal bölgede çalışırken doğrusal olmayan bölgenin başlamasıyla birlikte ıraksamaktadır. Çözüm derecesi arttıkça ıraksama daha erken ve daha fazla olmaktadır. q-ekseni endüktansının doğrusal olmayan modelini perturbasyon serileri ile elde etmeyi imkansız hale getirmektedir, çünkü modellenmek istenen kısım doğrusal olmayan bölgedir. İraksayan perturbasyon serilerini yakınsatmak veya yakınsayan serilerin hızını artırmak için çeşitli yöntemler mevcuttur. Bu yöntemlerden biri de Pade yaklaşımlarıdır. Pade yaklaşımları ile ıraksayan perturbasyon serileri yakınsayabilir.



Şekil 5.13 Çözüm ve diğerlerinin grafikleri

5.4 Pade Yaklaşımları

Pade Yaklaşımları ıraksayan bir serinin yakınsaması veya yakınsayan serinin hızının artması için kullanılır. Akı tüpleri temel alınarak oluşturulan MED’nin doğrusal olmayan denkleminin perturbasyon serileri ile elde edilen çözümü Şekil 5.12 ve Şekil 5.13’de görüldüğü gibi doğrusal olmayan bölgede ıraksamaktadır. Sonucun

yakınsayabilmesi için Taylor serileri Pade yaklaşımın yardımıyla (5.50)'deki gibi rasyonel fonksiyona dönüştürülür.

$$P_M^N(x) = \frac{\sum_{n=0}^N a_n x^n}{\sum_{n=0}^M b_n x^n} \quad (5.50)$$

M değeri paydanın derecesini N değeri ise payın derecesini verir. Taylor serisi ile Pade yaklaşımının birbirine eşit olduğu kabul edilerek Pade yaklaşımında kullanılan katsayılar elde edilir.

$$c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots = \frac{a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots}{1 + b_1 x + b_2 x^2 + \dots} \quad (5.51)$$

Paydanın Taylor serisi ile çarpımı yeni bir katsayı setini verir.

$$\begin{aligned} a_0 &= c_0 \\ a_1 &= c_1 + c_0 b_1 \\ a_2 &= c_2 + c_1 b_1 + c_0 b_2 \\ a_3 &= c_3 + c_2 b_1 + c_1 b_2 + c_0 b_3 \end{aligned} \quad (5.52)$$

a_i ve b_i katsayılarını elde edebilmek için Taylor serisinin derecesi N+M değerine eşit olmalıdır. Örneğin N=2 ve M=3 için katsayı seti (5.53)'teki gibidir. Taylor serisindeki katsayılar bilindiği için (5.53)'teki a_i ve b_i katsayıları elde edilir ve Pade yaklaşımındaki katsayılar bulunur.

$$\begin{aligned} a_0 &= c_0 \\ a_1 &= c_1 + c_0 b_1 \\ a_2 &= c_2 + c_1 b_1 + c_0 b_2 \\ 0 &= c_3 + c_2 b_1 + c_1 b_2 + c_0 b_3 \\ 0 &= c_4 + c_3 b_1 + c_2 b_2 + c_1 b_3 \\ 0 &= c_5 + c_4 b_1 + c_3 b_2 + c_2 b_3 \end{aligned} \quad (5.53)$$

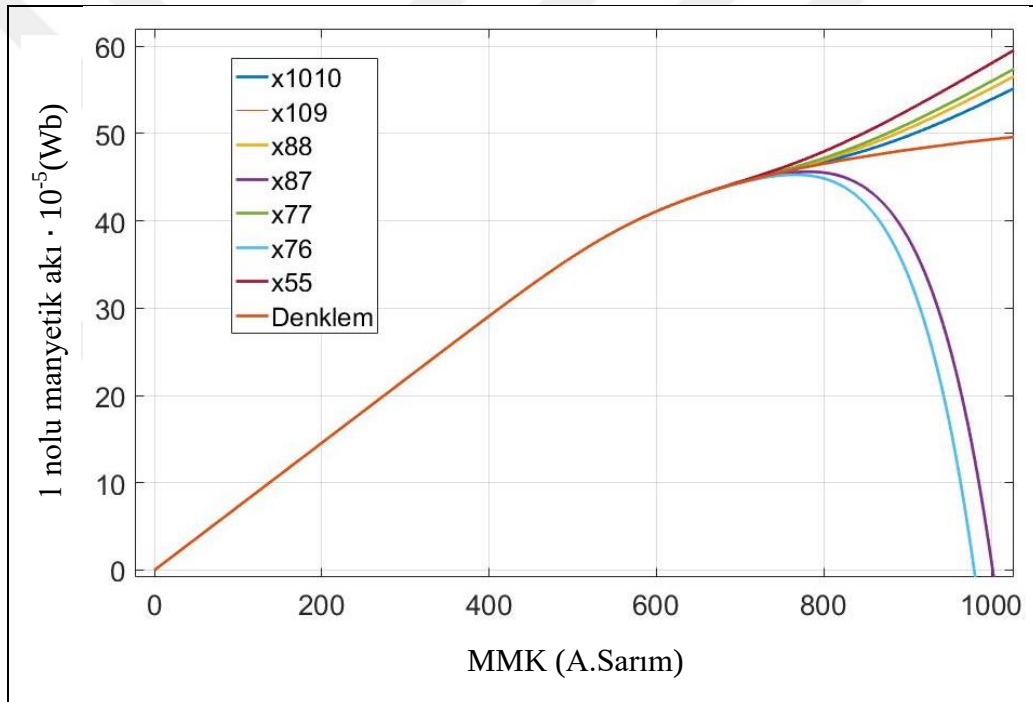
Böylece c_i katsayıları a_i ve b_i katsayılarına dönüşür ve çözüm (5.54)'teki halini alır.

$$\phi(e) = \frac{a_0 + a_1 e + a_2 e^2 + \dots}{b_0 + b_1 e + b_2 e^2 + \dots} \quad (5.54)$$

Pay ve paydanın derecesinin toplamı perturbasyon serisinin derecesine eşit olmalıdır. Şekil 5.14'te farklı dereceden Pade çözümleri verilmiştir. x1010 ifadesi N=10, M=10 anlamına gelmekte x87 ifadesi ise N=8, M=7 anlamına gelmektedir. Aynı şekilde x109, x88, x77, x76 ve x55 ifadelerinde de ilk sayı N, ikinci sayı ise M anlamına gelmektedir. Denklem olarak belirtilen grafik ise çözülmek istenen denklemin grafiğidir. Şekil 5.14'te görüldüğü üzere Pade yaklaşımı ile elde edilen çözüm, perturbasyon serilerinin tersine derecenin artmasıyla birlikte yakınsamaktadır. Çözüm serisi derecesinin artması çözümün yakınsamasını artırırken Pade yaklaşımında kullanılan a_i ve b_i katsayılarının

çok büyük sayılara çıkmasına neden olmaktadır. Bu yüzden serinin çözümünü belli bir derecede nihayete erdirmek gerekmektedir. EK-A’da sırasıyla $N=5-M=5$, $N=7-M=6$, $N=7-M=7$, $N=8-M=7$, $N=8-M=8$, $N=10-M=9$ ve $N=10-M=10$ için katsayılar verilmiştir. Daha önce perturbasyon serilerinin sadece a ve V ifadelerinden oluştuğu gösterilmişti, Pade serileri de perturbasyon serilerinden oluştuğu için sadece a ve V ifadeleri haline getirilir. (5.37)’de $N=10$ ve $M=10$ olan Pade yaklaşımının denklemi gösterilmiştir. Denklemden kullanılan p_i ve q_i katsayıları EK-A’da gösterilmiştir.

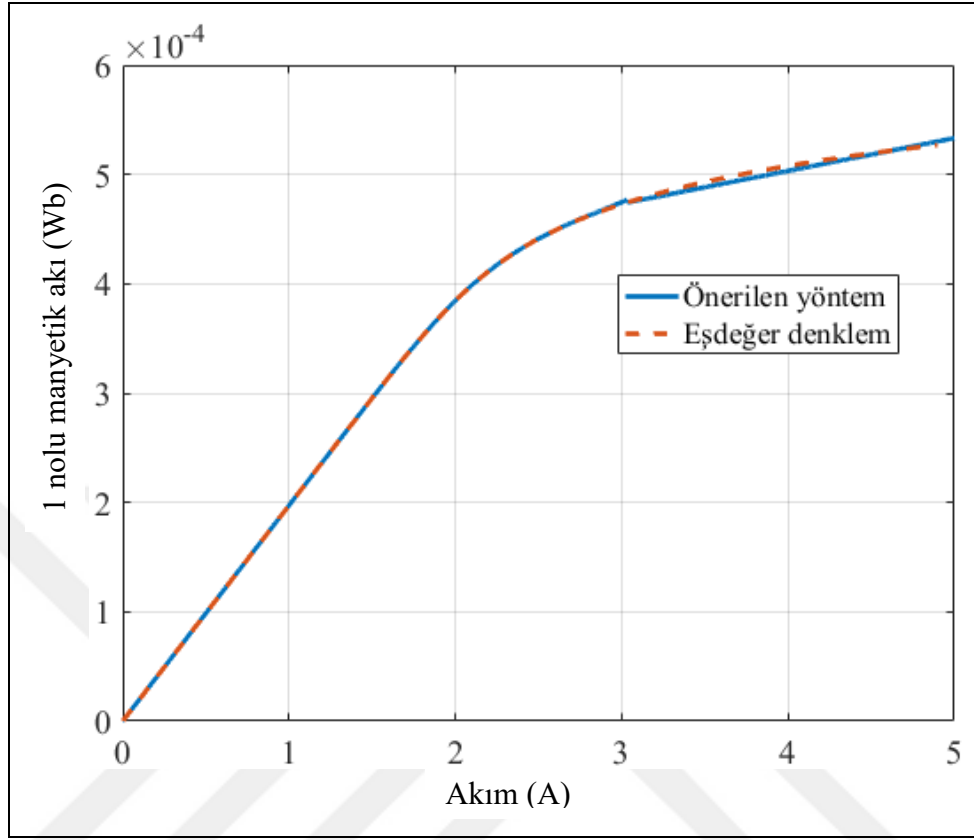
$$\phi_{10-10} = \frac{(V \cdot (p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 + p_6 + p_7 + p_8 + p_9 + p_{10}))}{(a \cdot (q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6 + q_7 + q_8 + q_9 + q_{10}))} \quad (5.55)$$



Şekil 5.14 Farklı derecelerden Pade yaklaşımı ile elde edilmiş akı-akım grafiği

Literatürdeki doğrusal olmayan modelleme üzerine yapılmış çalışmaların bir kısmında endüktansın akıya bağlı değişimi doğrusal bölge, doyma bölgesi ve artımlı endüktans bölgesi olmak üzere üçe ayrılır. Şekil 5.14’ten görüldüğü üzere önerilen yöntem doğrusal ve doyma bölgesini kapsayabilmekte ama artımlı endüktans bölgesinde ise hata büyümektedir. Artımlı endüktans bölgesi ayrıca aşırı doyma bölgesi olarak da adlandırılır ve yaklaşık olarak doğrusal kabul edilir. Çözüm denklemi doğrusal ve doyma bölgesini kapsayan ilk kısım ve aşırı doyma bölgesinin kapsayan ikinci kısım

olmak üzere ikiye ayrılarak modellenenebilir, böylece ilk kısım Pade yaklaşımları ile ikinci kısım ise doğrusal bir denklem ile çözülür.



Şekil 5.15 1 nolu akının akı-akım grafiği

Manyetik eşdeğer devre denklemini ikiye ayırmak için iki farklı yol denenebilir. Birincisi, $B-H$ eğrisinin doyma bölgesinden aşırı doyma bölgesine geçiş noktası olan B_{sat} değeri belirlenir. B_{sat} değeri stator dış kesit alanına bölünerek akı değeri elde edilir. Elde edilen akı değeri (5.37)'deki yerine konularak MMK değeri (V_{sat}) bulunur ve MMK değerinin sarım sayısına bölünmesiyle B_{sat} 'a karşılık gelen akım (I_{sat}) değeri bulunur. B_{sat} değeri 1.1 ile çarpılarak B_{sat2} değeri elde edilir ve aynı işlemler yapılarak B_{sat2} 'ye karşılık gelen MMK değeri (V_{sat2}) ve akım değeri (I_{sat2}) bulunur. Daha sonra aşırı doyma bölgesini modelleyen doğrunun denklemi (5.56), (5.57) ve (5.58) ile elde edilir.

$$m = \frac{\phi_{sat2} - \phi_{sat}}{V_{sat2} - V_{sat}} \quad (5.56)$$

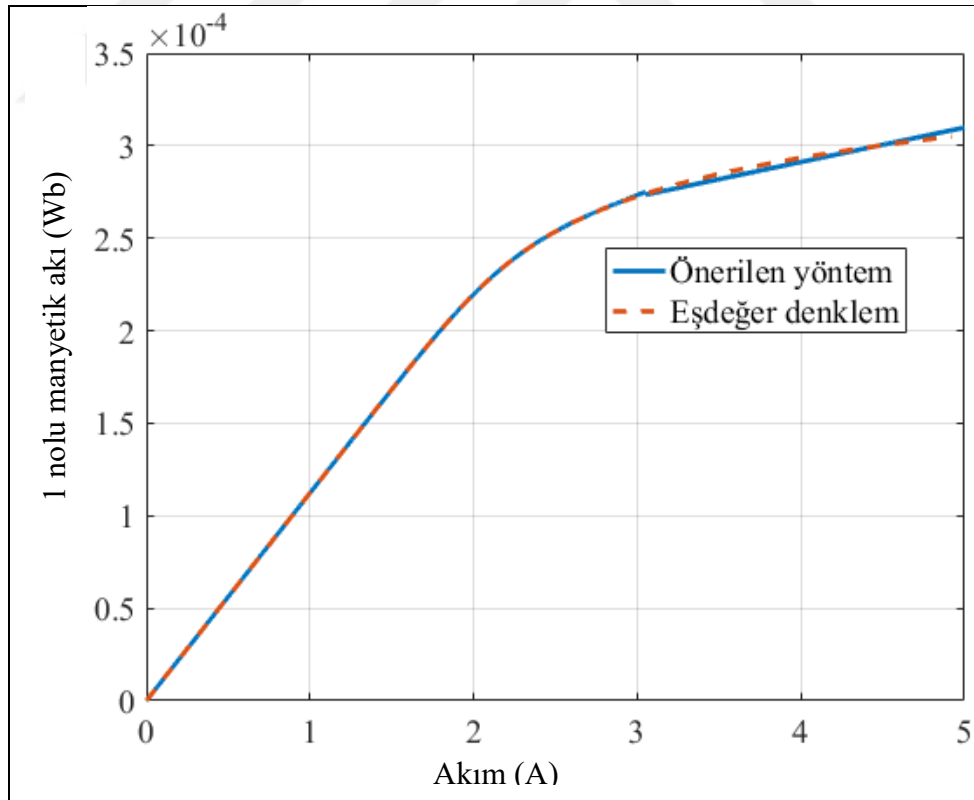
$$b = \phi_{sat} - m \cdot V_{sat} \quad (5.57)$$

$$\phi = m \cdot V + b \quad (5.58)$$

Böylece tüm çalışma aralığını kapsayan denklem (5.59)'daki gibi olur.

$$\begin{aligned}\phi &= (5.55) \quad I \leq I_{sat} \\ \phi &= (5.58) \quad I > I_{sat}\end{aligned}\tag{5.59}$$

Modeli kurulan makinanın anma akımı etkin değeri 2.5A, maksimum değeri ise 3.5355A'dır. Önerilen yöntemin kararlılığını göstermek için akımın maksimum değeri 0 ile 5A arasında değiştirilmiştir. Böylece anma akım değerinin yaklaşık % 40 fazlası uygulanmıştır. Şekil 5.15'te 1 nolu akının akıma bağlı grafiği ve Şekil 5.16'da ise 2 ve 3 nolu akının akıma bağlı grafiği elde edilen eşdeğer denklem ve bu denklemin önerilen yöntem ile elde edilen sonuçlarının karşılaştırması olarak verilmiştir. Daha önce de bahsedildiği gibi denklem iki parçaya bölünmüştü: ilk kısımda çözümlerin birbirine eşit olduğu, ikinci kısımda ise hatanın az olduğu görülmektedir. Elde edilen akı değerleri halkalanan akıya dönüştürülür ve akıma bölünürse endüktans değerleri elde edilir. Önerilen modelde kaçak akılar ihmal edilmiştir. Kaçak akılar analitik hesaplama ile elde edilerek kaçak endüktans değerleri de modele eklendiğinde q-ekseni endüktans değeri elde edilir.



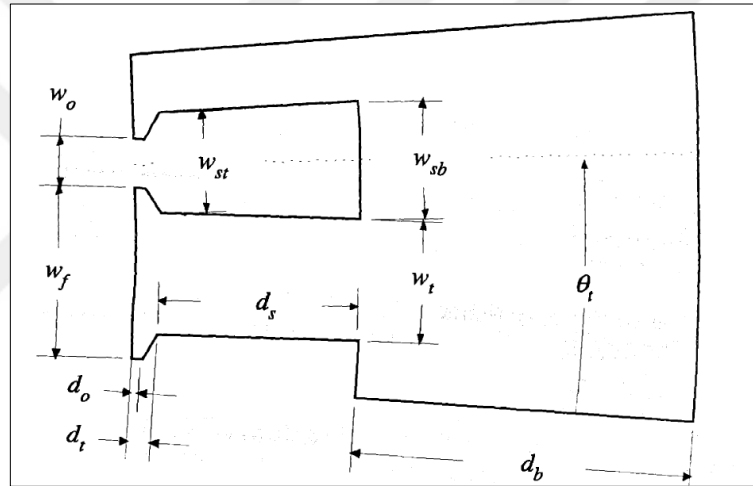
Şekil 5.16 2 ve 3 nolu akının akı-akım grafiği

5.5 Kaçak Endüktans Hesabı

Elektrik makinalarında temel akı yollarının yanı sıra kaçak olarak tanımlanan akılar vardır. Stator oluklarındaki sargılardan geçen akımın neden olduğu MMK sonucu akı oluşur. Akıların statordan hava aralığına oradan da rotora, daha sonra tekrar hava aralığını geçerek statora ulaşması beklenmektedir. Ama akının bir kısmı bir oluktan hava aralığı üzerinden diğer oluğa geçerek yolunu tamamlar. Bir kısmı ise oluk dışının ucundan geçerek yolunu tamamlar bu şekildeki akılara kaçak akı denir.

5.5.1 Eşdeğer hava aralığı

Oluk boşluklarından dolayı hava aralığı değişmektedir. Bu yüzden eşdeğer hava aralığı bulunur. Carter katsayısı kullanılarak eşdeğer hava aralığı elde edilir. Carter katsayısı;



Şekil 5.17 Stator oluk geometri tanımlaması [107]

$$k_{cs} = \frac{w_0}{2g} \tan^{-1} \left(\frac{w_0}{2g} \right) - \log \left(\frac{\sqrt{w_0^2 + (2g)^2}}{2g} \right) \quad (5.60)$$

olarak alınmıştır [107]. Buna göre eşdeğer hava aralığı aşağıdaki denklem ile ifade edilir.

$$g' = g \frac{w_0 + w_f}{w_0 + w_f - k_{cs}g} \quad (5.61)$$

5.5.2 Oluk Kaçak Endüktansı

Oluk içerisindeki iletkenlerin ürettiği akıların bir kısmı hava aralığından rotora ulaşır, rotor üzerinden tekrar statora geçerek yolunu tamamlarken bir kısmı ise bir oluktan diğer oluğa ulaşarak yolunu tamamlar. Oluktan oluğa yolunu tamamlayan akı tarafından

üretileen endüktans L_u ile gösterilir ve oluk kaçak endüktansı olarak isimlendirilir ve (5.62)'deki gibi hesaplanır [108,109].

$$L_u = \frac{4m}{Q_s} \mu_0 N_s^2 l' \lambda_u \quad (5.62)$$

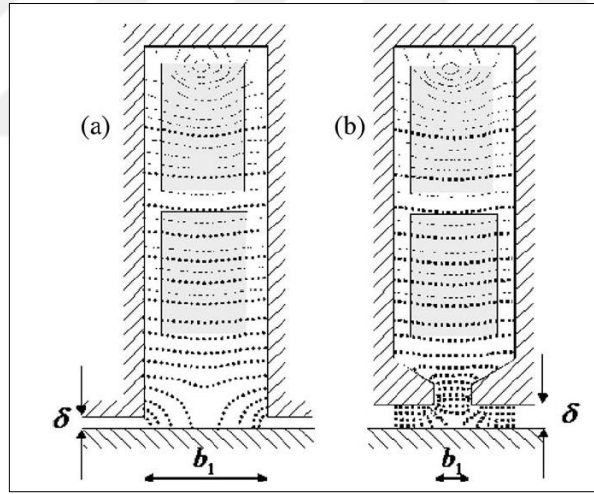
(5.62)'de kullanılan λ_u ifadesi oluk kaçak permeans faktörüdür ve bir oluktan diğerine Şekil 5.18'de gösterilen akı dağılımı baz alınarak oluşturulan akı tüpleri yardımıyla hesaplanır. Şekil 5.19'daki oluk boyutları ile λ_u (5.61)'deki gibi hesaplanır [108,109].

$$\lambda_u = k_1 \frac{h_4 - h'}{3b_4} + k_2 \left(\frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \ln \frac{b_4}{b_1} \right) + \frac{h'}{4b_4} \quad (5.63)$$

Bu denklemdaki k_1 ve k_2 faktörleri farklı fazlara ait sargıların tek bir olukta olması durumunda karşıt endüktansların hesaba katılması için kullanılır ve şöyle hesaplanır.

$$k_1 = \frac{5 + 3g}{8} \quad k_2 = \frac{1 + g}{2} \quad g = \frac{1}{n_{ps}} \sum_{n=1}^{n_{ps}} \cos \gamma_n \quad (5.64)$$

g değeri 12/10 makina için 0.75'tir.



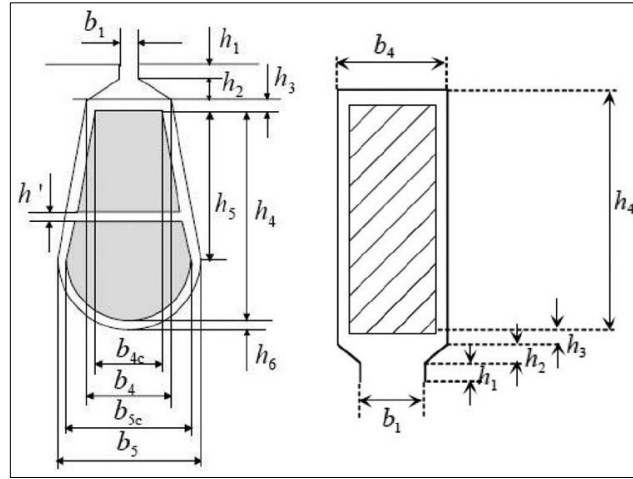
Şekil 5.18 Oluk ve diş ucu kaçak akı yolları (a) açık oluk (b) yarı açık oluk [108]

5.5.3 Diş Ucu Kaçak Endüktansı

Hava aralığının geniş diş ucunun ise dar olması durumunda kaçak endüktans değeri artar. Diş ucu kaçak endüktansı L_{tt} (5.65)'teki gibidir.

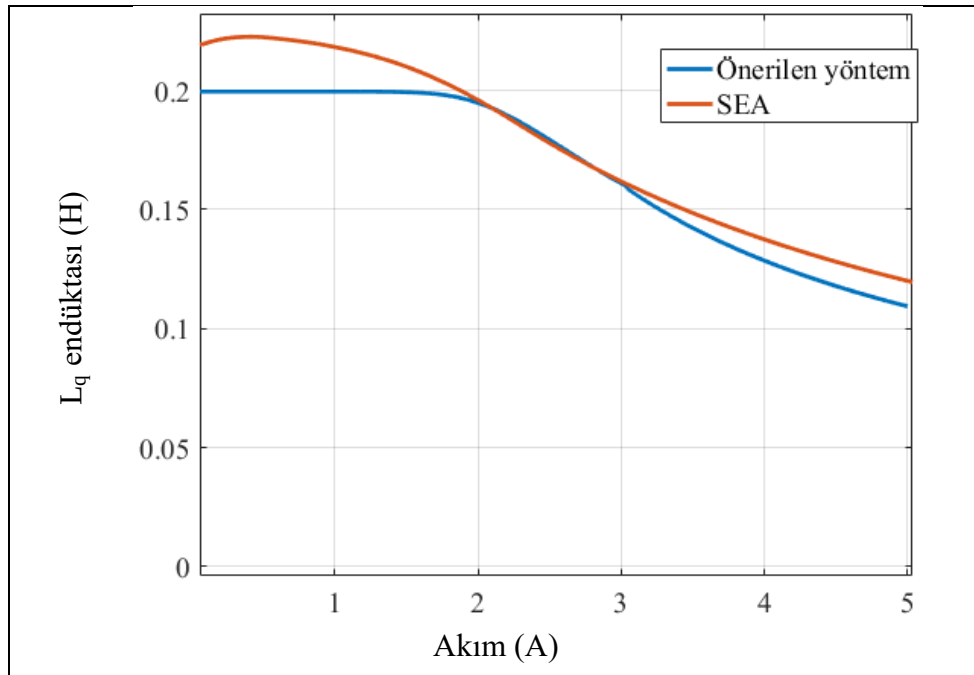
$$L_{tt} = \frac{4m}{Q} \mu_0 N_s^2 l' \lambda_{tt} \quad (5.65)$$

$$\lambda_{tt} = \frac{1}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{\delta^2}{b_1^2} + \frac{1}{4} \right) + 4 \frac{\delta}{b_1} \tan^{-1} \frac{b_1}{2\delta} \right] \quad (5.66)$$



Şekil 5.19 Oluk boyutları [109]

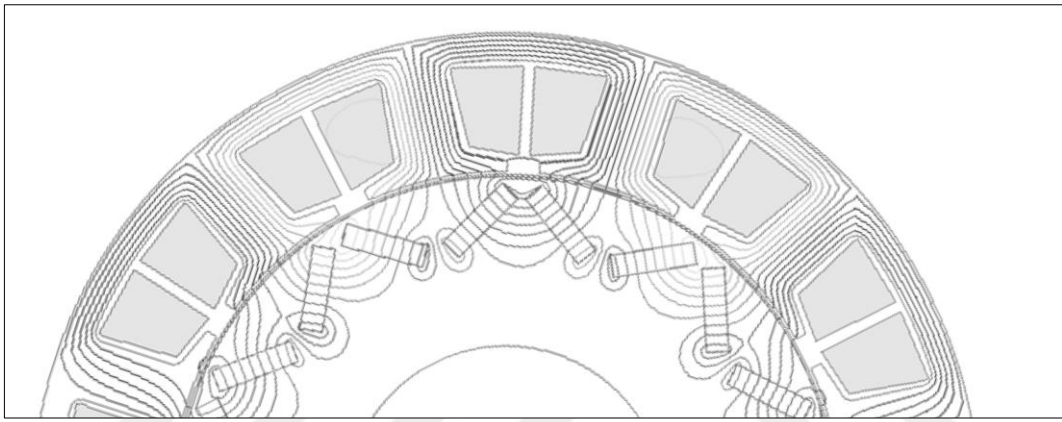
Kaçak endüktansların da modele dahil edilmesiyle L_q endüktansının modellenmesi tamamlanır. Önerilen yöntem ile SEA sonuçlarının endüktans-akım grafiklerinin karşılaştırması Şekil 5.20’de verilmiştir. Akım değerinin az olduğu bölgede önerilen yöntem ile SEA arasında fark bulunmaktadır, bu farkın nedeni, önerilen yöntemde mıknatıs ile rotor mili arasındaki kısımdan akının geçmediğinin kabul edilmesi ayrıca $B-H$ eğrisinin önerilen yöntemde tam olarak modellenememesidir. Makinanın tam yükte çalışma bölgesinde ise önerilen model ile SEA sonuçları birbirine oldukça yakındır. Aşırı doyma bölgesinde ise fark oluşmaktadır. Bunun nedeni de makinanın doyma bölgesinde çalışmaya başlamasıyla birlikte kaçak akı değerinin doğrusal olmayan bir şekilde artmasıdır.



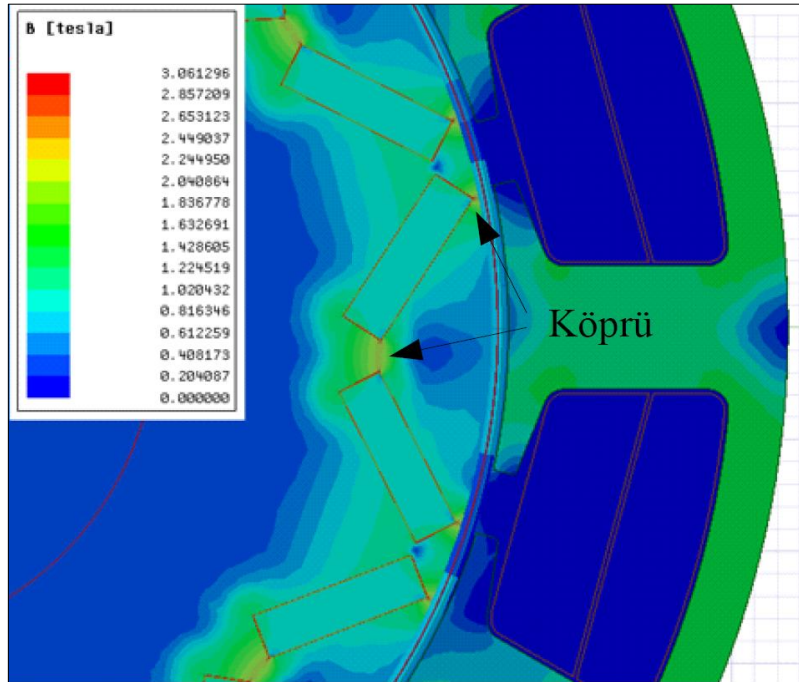
Şekil 5.20. L_q endüktans değerinin önerilen yöntem ve SEA ile karşılaştırması

5.6 D-ekseni Endüktans Hesabı

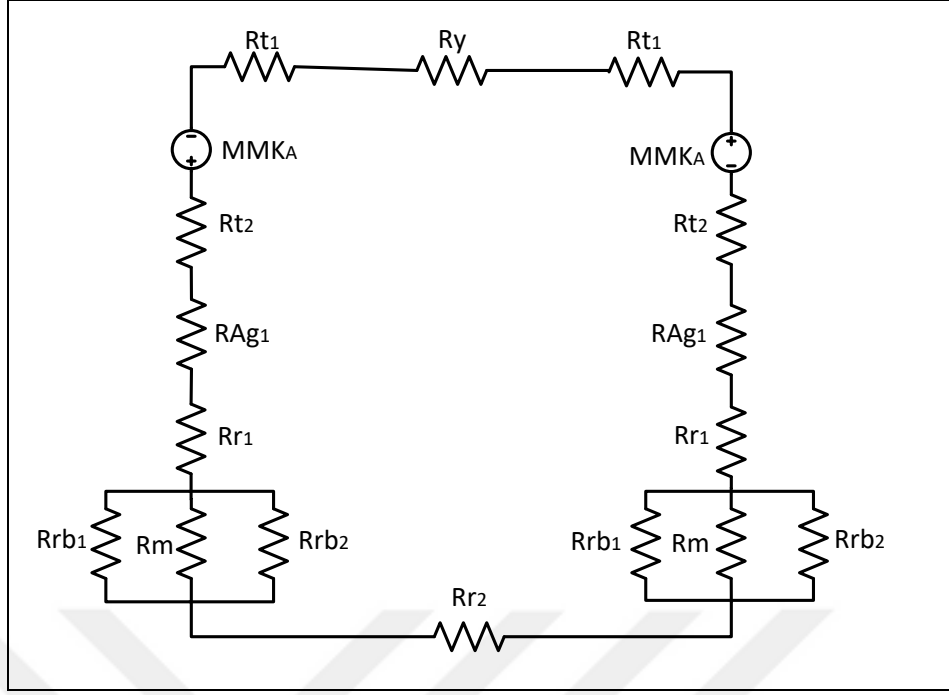
D-ekseni endüktans değeri hesaplanırken akı, hava aralığına ilaveten mıknatıslardan da geçeceği için ve mıknatısların manyetik geçirgenliği yaklaşık olarak hava aralığına yakın olduğu için manyetik relüktansı oldukça yüksektir. Rotor içerisindeki mıknatısların köşelerinde oluşan ve mıknatıs kaçak akılarına neden olan kısımlara köprü denilir. Köprüler, geçen kaçak akılar dolayısı ile aşırı doyma noktasında çalışır. Aşırı doyma noktasında $B-H$ eğrisi yaklaşık olarak doğrusaldır. Bu yüzden d-ekseni modeli için doğrusal bir model kurulabilir. Şekil 5.22’de gösterildiği üzere köprü olarak adlandırılan kesimler manyetik doymadadır.



Şekil 5.21 d-ekseni akı dağılımı



Şekil 5.22 d-ekseni manyetik akı yoğunluğu dağılımı

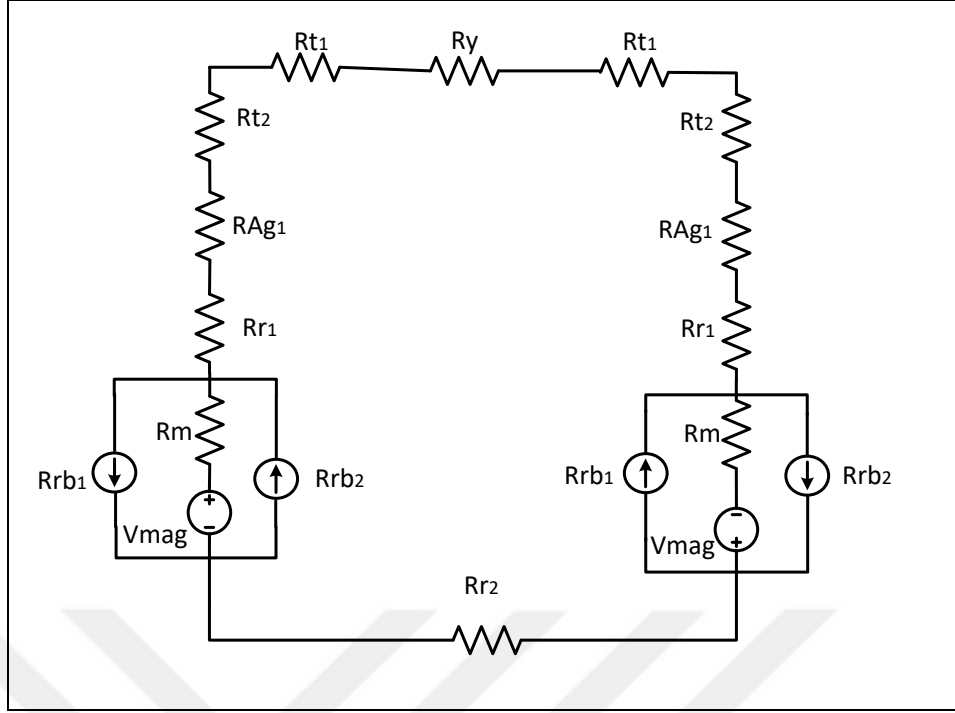


Şekil 5.23 d-ekseni MED'si

d-ekseni manyetik eşdeğer devresi Şekil 5.23'deki doğrusal bir model olarak verilmiştir. Eşdeğer devre Şekil 5.21'de gösterilen akı yoluna göre elde edilmiştir. Konsantre sargıda ardışık stator olukları ile mıknatıs konumlarının periyodik olmamasına rağmen sadece Şekil 5.23'deki MED'nin çözümü iki ile çarpıldığında halkalanan akı yaklaşık olarak elde edilir. Ayrıca daha önce gösterilen kaçak endüktansların da hesaplanmasıyla birlikte d-ekseni endüktansı elde edilir.

5.7 Mıknatıs Halkalanan Akısı

GMSM modelinde diğer bir önemli parametre de mıknatıs tarafından üretilen akının sargılar tarafından halkalanmasıdır. Bu parametre (2.8)'de verilen moment ifadesinde kullanılan λ_{pm} terimidir. Bu ifadeyi elde ederken de halkalanan akının maksimum olduğu nokta seçilir. Halkalanan akı ile endüklenen gerilim arasında 90 derecelik bir açı vardır. Halkalanan akı Şekil 5.21'de gösterildiği gibi d-ekseni yönünde maksimum değerine ulaşır. Bu yüzden d-ekseni endüktansına benzer şekilde, rotor d-ekseni stator A fazı ile çakıştırılarak elde edilen eşdeğer devreden λ_{pm} elde edilir. λ_{pm} 'in elde edilmesiyle birlikte makinanın moment üretimini modelleyen tüm parametreler elde edilmiş. Makinanın moment denklem ifadesi ile ön tasarım sürecinin amacı olan moment-hız ve güç-hız grafiği elde edilir.



Şekil 5.24 Halkalanan akı için MED

Kalıcı mıknatıslar Norton eşdeğeri olarak akım kaynağı ve paralel bağlı bir relüktans veya Thevenin eşdeğeri olarak gerilim kaynağı ve seri relüktans ile modellenir. Şekil 5.24'te gösterildiği üzere kalıcı mıknatıslar bu çalışmada Thevenin eşdeğeri ile modellenmiştir. Ayrıca köprülerdeki kaçak akıları modellemek için akım kaynağı kullanılmıştır. Mıknatıslar tarafından üretilen MMK (5.67), relüktans ise (5.68) ile modellenir. B_r değeri mıknatısın remanans akı yoğunluğu değeridir. Mıknatıs tarafından üretilen halkalanan akının elde edilmesiyle birlikte, moment denkleminde kullanılan tüm parametreler elde edilir. Mıknatısın manyetik geçirgenliğinin havanın manyetik geçirgenliğine eşit olduğu kabul edilmiştir.

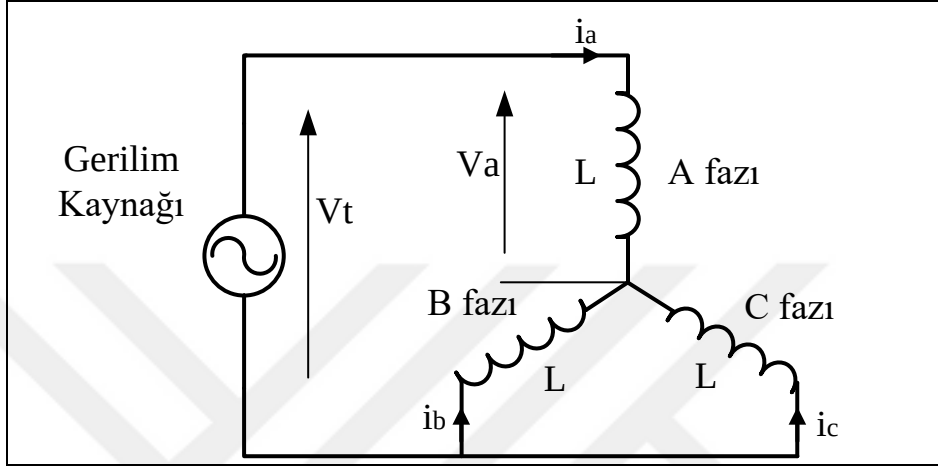
$$V_{mag} = B_r \frac{h_m}{\mu_0} \quad (5.67)$$

$$R_m = \frac{h_m}{\mu_0 A_m} \quad (5.68)$$

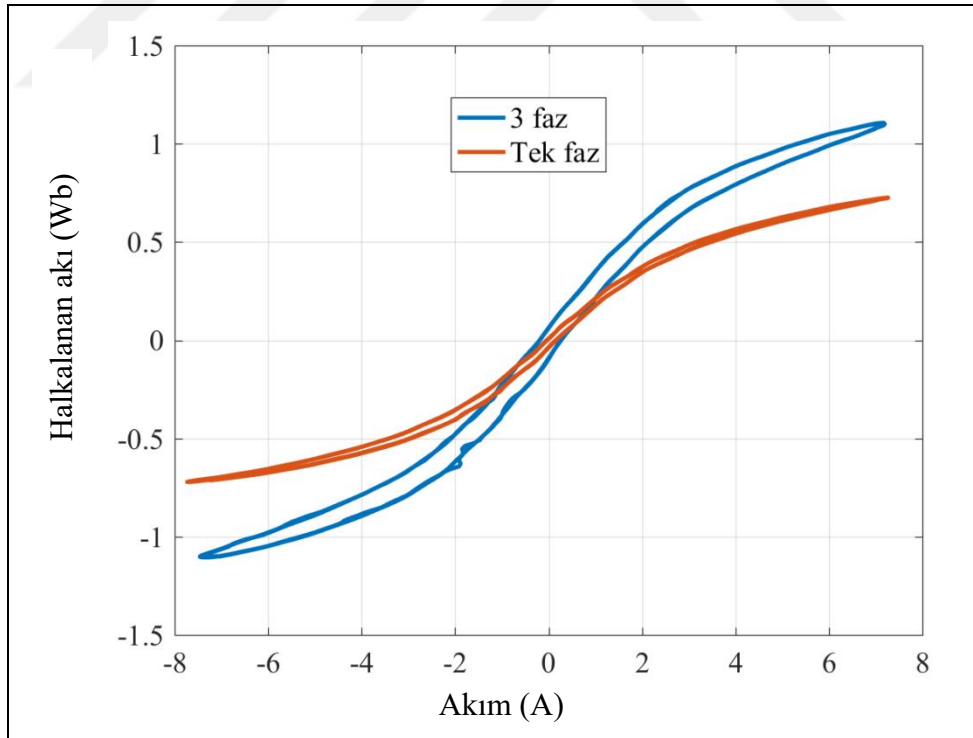
5.8 Endüktans Değerlerinin Deneysel Ölçümü

Endüktans ölçümü için üç farklı yöntem vardır. Birinci yöntemde rotor kilitlenerek sargılara enerji verilir, aktif ve reaktif güç ölçümünden endüktans elde edilir. İkinci yöntemde ise rotor kilitlenir ve sargılara akım uygulanır. Sargılara uygulanan akım ve gerilim kaydedilerek, halkalanan akı ve endüktans değeri elde edilir. Üçüncü yöntem ise öz-endüktansın ve karşıt endüktansın rotor pozisyonuna bağlı olarak ölçülmesiyle elde

edilir. Bu yöntemin doğruluğu yüksek olmasına karşın doymayı ölçmek oldukça zordur. Bu çalışmada, endüktansın akıma bağlı değişiminin elde edilmesinin kolay olması bakımından ikinci yöntem kullanılmıştır. İlk olarak rotor konumunu belirlemek gerekir. Bu nedenle, Şekil 5.25'teki gibi bir faz bağlantı şeması kurularak kaynaktan DA gerilim uygulandığında rotor d-ekseni ile A fazı çakışır ve divizör yardımıyla rotor kilitlenir. Daha sonra endüktans ölçümü için aynı bağlantı şeklinde AA gerilim uygulanır.



Şekil 5.25 Endüktans ölçme deneyi elektriksel bağlantı şeması



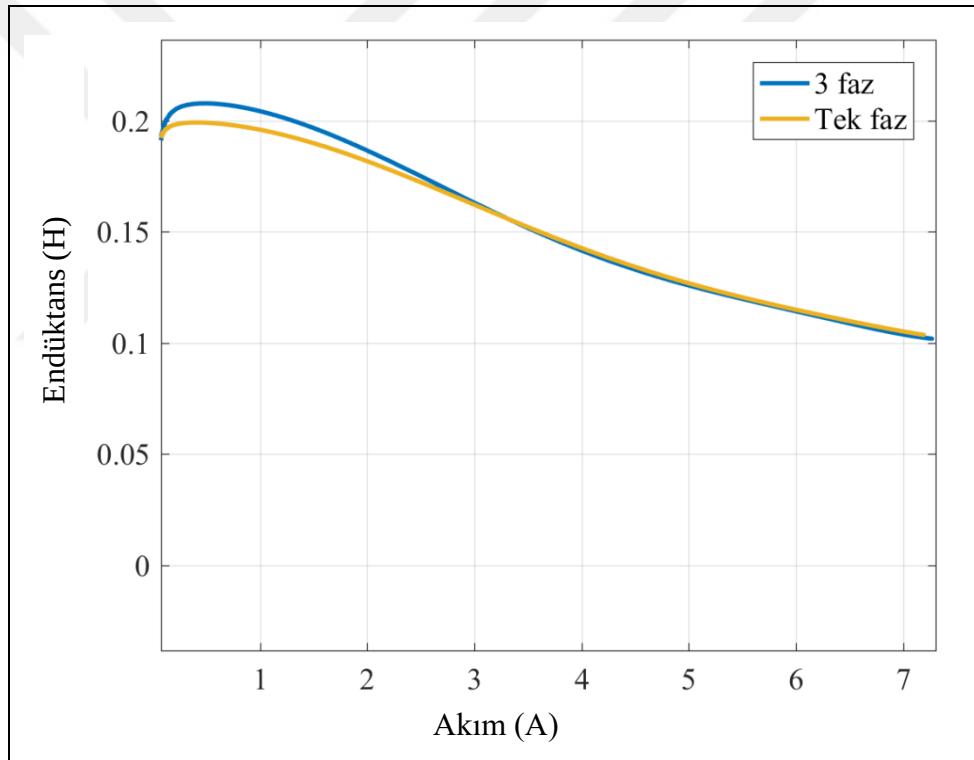
Şekil 5.26 Tek faz ve 3 faz bağlantı şemaları ile deneysel olarak elde edilen halkalanan akı-akım grafiği

Eğer yıldız noktasına erişim var ise gerilimi ölçmek için sadece A fazı kullanılır. Eğer yıldız noktasına erişim yok ise üç fazı da kullanarak terminal gerilimi ölçülür. Ölçüm

için sadece A fazı gerilimi kullanıldığında (5.69), eğer üç faz kullanılırsa (5.70) denkleminde yararlanılır. Şekil 5.26'da tek faz ve 3 faz deneyleri sonucu elde edilen halkalanan akı-akım grafikleri verilmiştir. 3 faz deneyinde halkalanan akı Şekil 5.25'teki bağlantı şemasında A fazına seri bağlı olan ve birbirine paralel bağlı olan B ve C fazlarının terminalinden ölçülen toplam halkalanan akı, tek faz deneyinde ise sadece A fazından ölçülen toplam halkalanan akıdır. Şekil 5.27'den de görüldüğü üzere tek faz ve 3 faz deneyleri L_q endüktansı için aynı sonuçları verir.

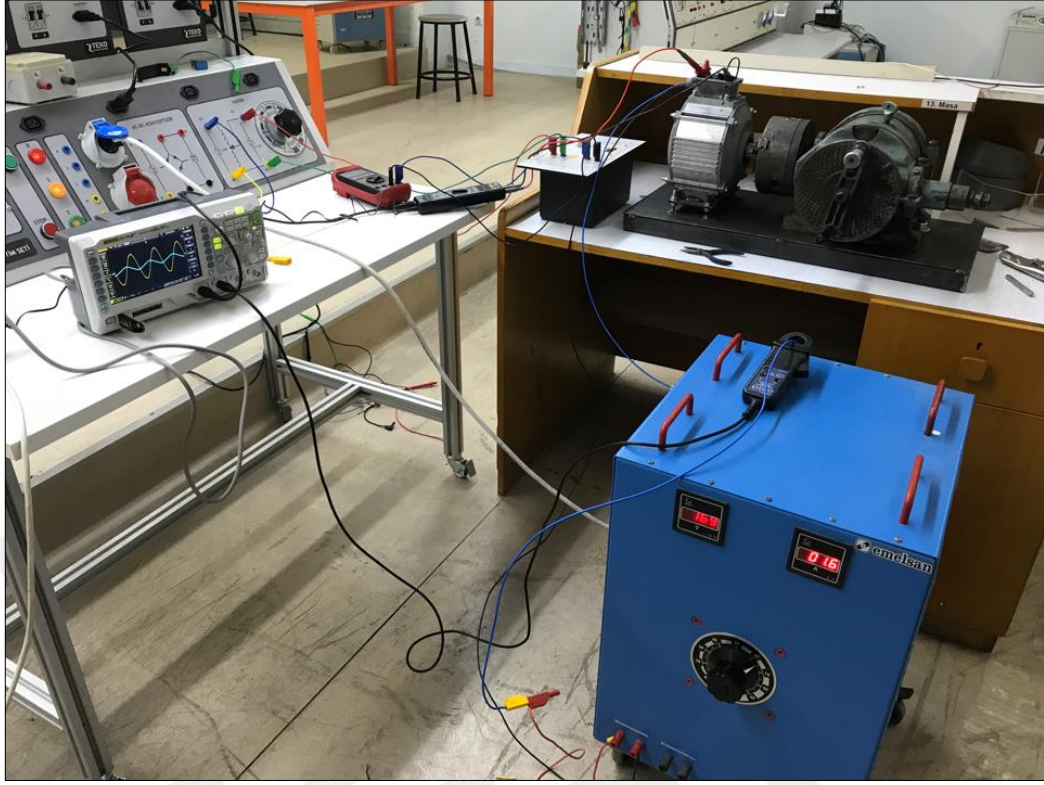
$$L_{dq} = \frac{\lambda_A}{I_A} = \frac{V_A}{\omega I_A} \quad (5.69)$$

$$L_{dq} = \frac{2}{3} \frac{\lambda_T}{I_A} = \frac{V_T}{\omega I_A} \quad (5.70)$$

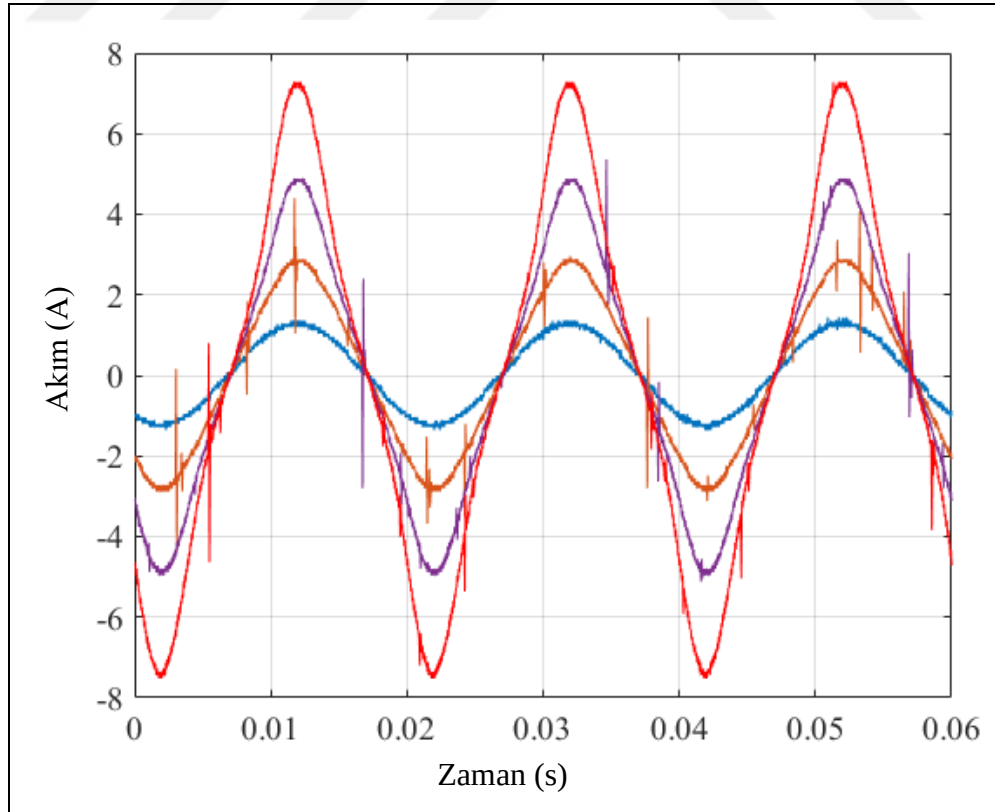


Şekil 5. 27 Tek faz ve 3 faz bağlantı şemaları ile deneysel olarak elde edilen endüktans-akım grafiği

Endüktans ölçümü için kurulan deney seti Şekil 5.28'de gösterilmiştir. Motor divizöre bağlıdır ve divizör sayesinde rotor istenilen pozisyonda kilitlenebilir. Gerilim oto-trafo üzerinden akım, anma akım değerinden daha yüksek değerlerde olacak şekilde verilir. Şekil 5.29'da farklı genliklerdeki akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere akım dalga şekli genliği düşük iken sinüzoidal olmasına karşın akım değeri arttıkça manyetik doyma nedeniyle harmonikli bir sinüs dalga şekline dönüşür.



Şekil 5.28 Endüktans ölçümü için kurulan deney seti



Şekil 5.29 Makinaya uygulanan farklı genliklerdeki akım dalga şekilleri

5.8.1 q-ekseni Endüktans Ölçümü

Şekil 5.25'teki gibi bağlantı yapıldıktan sonra DA gerilim uygulandığında rotor d-ekseni ile A fazı çakışır. Rotor kilitlendikten sonra divizör yardımıyla elektriksel olarak 90 derece döndürülerek q-ekseni A fazı ile çakışır. AA gerilim uygulanarak gerilim ve akım değerleri kaydedilir. Şekil 5.30'da akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Gerilim ifadesinden sargı üzerindeki gerilim düşümü çıkarılarak (5.71)'deki ifade ile halkalanan akı elde edilir.

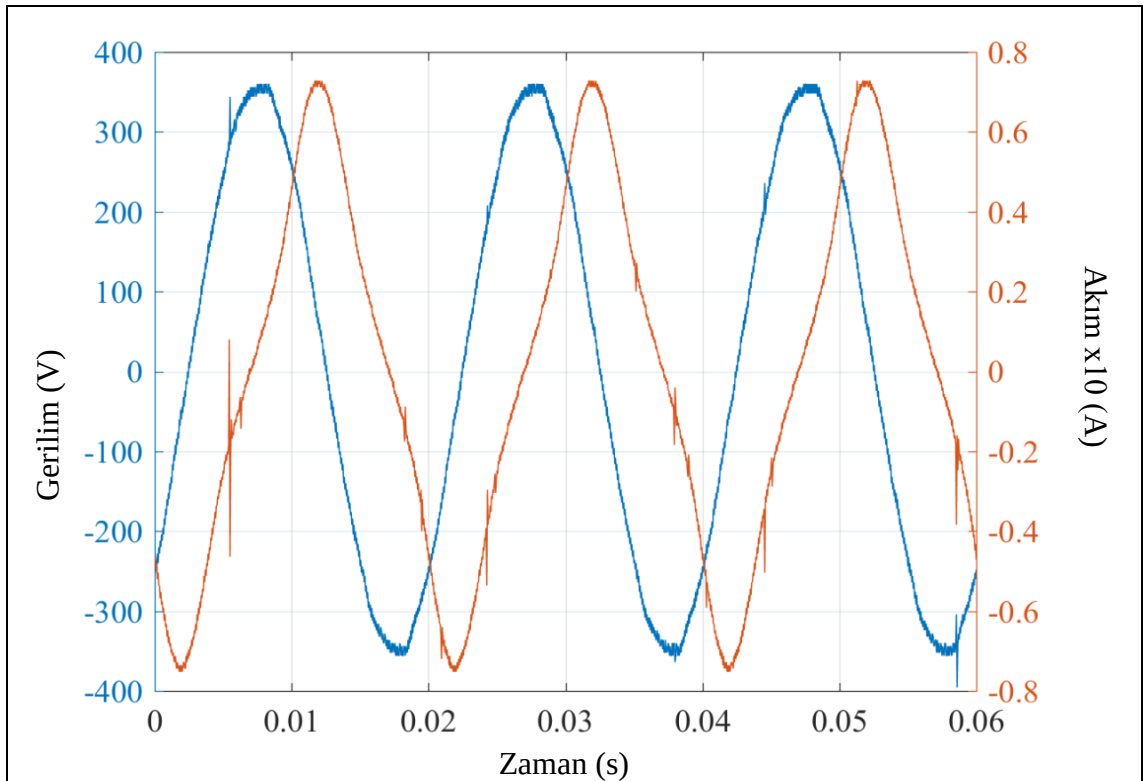
$$\lambda(t) = \int (V(t) - Ri(t))dt \quad (5.71)$$

Akım ve gerilim verileri dijital olarak elde edildiği için (5.71), uygun zaman değişimi kullanılarak (5.72)'deki gibi ayrık denkleme dönüşür.

$$\lambda_{n+1} = \lambda_n + [v_n - Ri_n]\Delta t \quad (5.72)$$

Halkalanan akı, akım değerine bölündüğünde endüktans değeri elde edilir. Eğer gerilim değeri 3 faz kullanılarak elde edildi ise (5.73)'deki gibi 2/3 ile çarpılır, eğer sadece A fazı üzerinden okundu ise herhangi bir katsayı ile çarpmaya gerek yoktur.

$$L(t) = \frac{2\lambda(t)}{3i(t)} \quad (5.73)$$



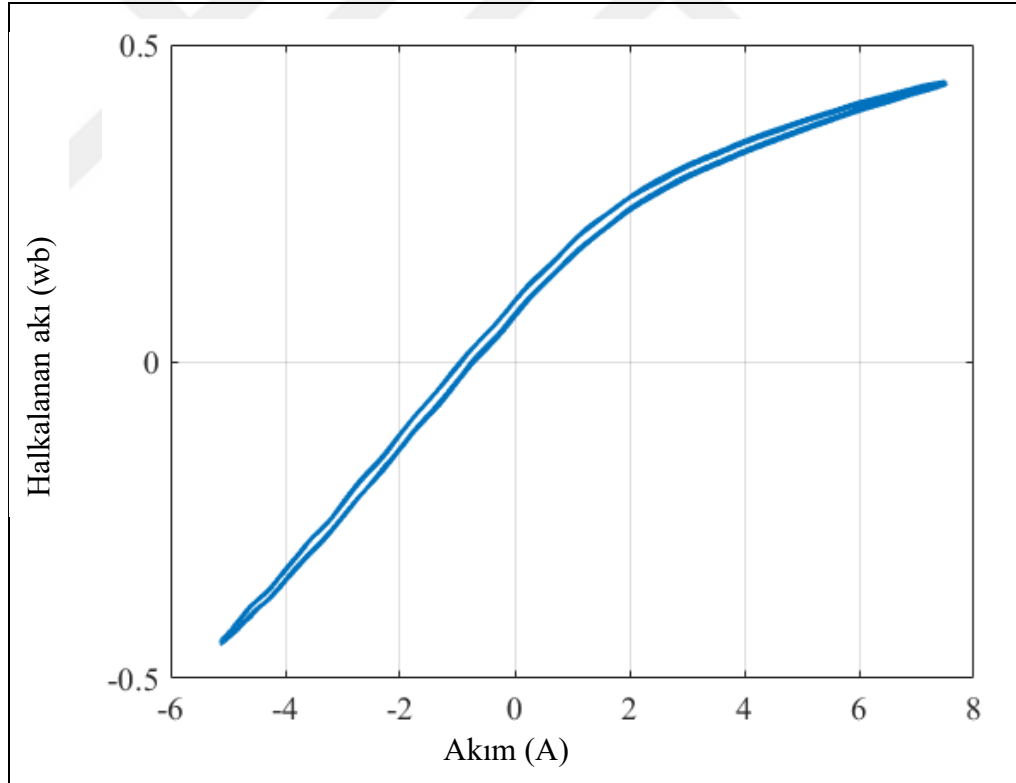
Şekil 5.30 q-ekseni endüktans ölçüm deneyi akım ve gerilim dalga şekilleri

Tek faz ve 3 faz için halkalanan akı-akım grafikleri Şekil 5.26’da verilmiştir. Her bir akım değerine karşılık iki akı değeri gelmektedir. Bunun nedeni motor nüvesini oluşturan manyetik malzemenin histerezis karakteristiğidir.

5.8.2 d-ekseni Endüktans Ölçümü

q-ekseni endüktans ölçümü için kullanılan yöntem d-ekseni endüktansı için de kullanılır. Burada dikkat edilmesi gereken husus mıknatıs tarafından üretilen akının göz önünde bulundurulmasıdır. q-ekseni hesaplamasında mıknatısın üretmiş olduğu akı hesaba alınmamıştır. Çünkü q-ekseni A fazına çakıştırıldığında, A fazı tarafından mıknatıs akısı halkalanmaz ama d-ekseni ile çakıştırıldığında ise A fazı mıknatıs akısını maksimum seviyede halkalar. Bu hesaba katıldığında d eksen endüktans denklemi,

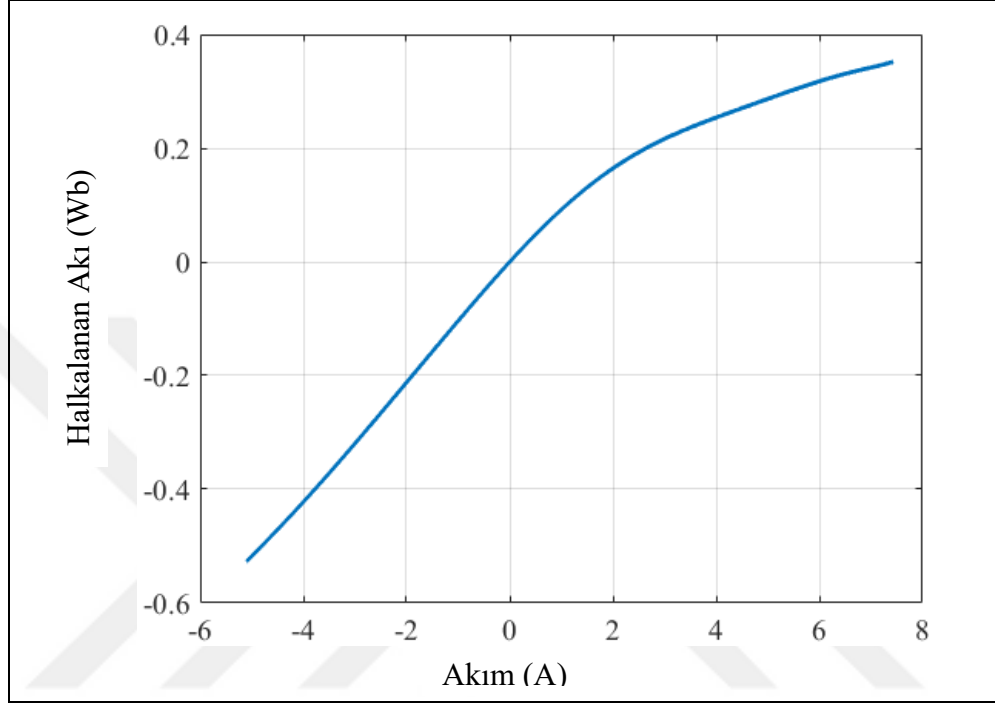
$$L_d = \frac{\lambda_d - \lambda_m}{I_d} \quad (5.74)$$



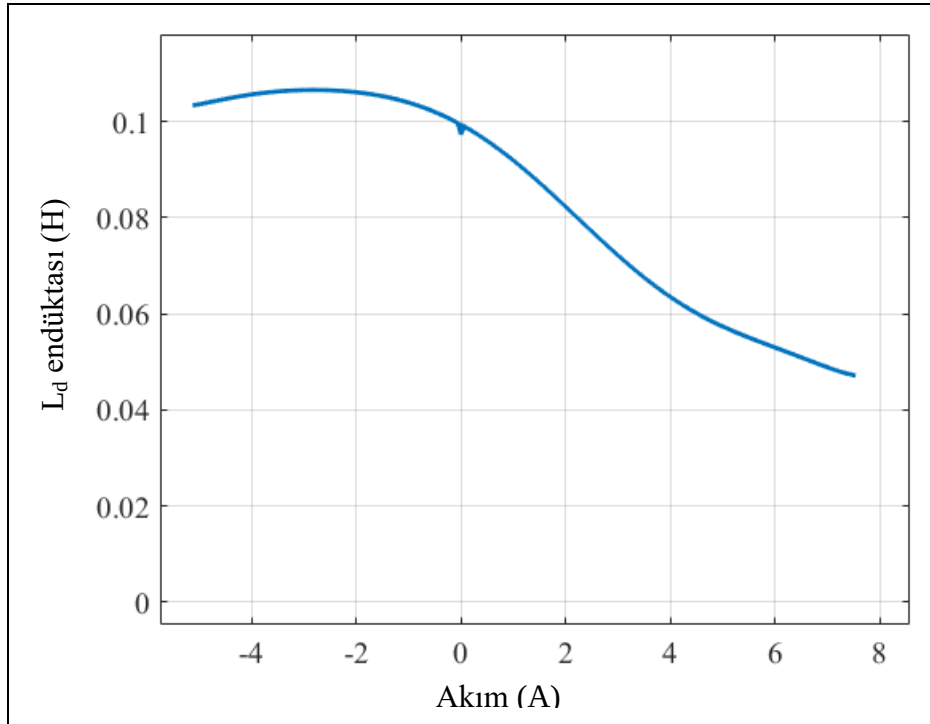
Şekil 5.31 d-ekseni halkalanan akısı

Şekil 5.31’de d-ekseni akı-akım grafiği verilmiştir. d-ekseni akı-akım grafiği, q-eksenine göre farklılık gösterir. Bunun nedeni akımın pozitif olduğu durumda mıknatıs akısına ilaveten akı üreterek malzemenin doymaya girmesidir. Akım negatif değerlerinde iken, mıknatıs akısına zıt bir akı üreteceği için akı zayıflatma yapmaktadır.

Mıknatıslardan dolayı relüktansın yüksek olması da manyetik doymayı engeller. O yüzden bu bölgede akı değişimi yaklaşık olarak doğrusaldır. Şekil 5.32’de mıknatıs akısı çıkarılmış d-ekseni halkalanan akısının akıma bağlı değişimi gösterilmiştir. Burada gösterilen akı değeri sadece sargılar tarafından üretilen akıyı verir ve endüktans hesabında bu akı değeri kullanılır.

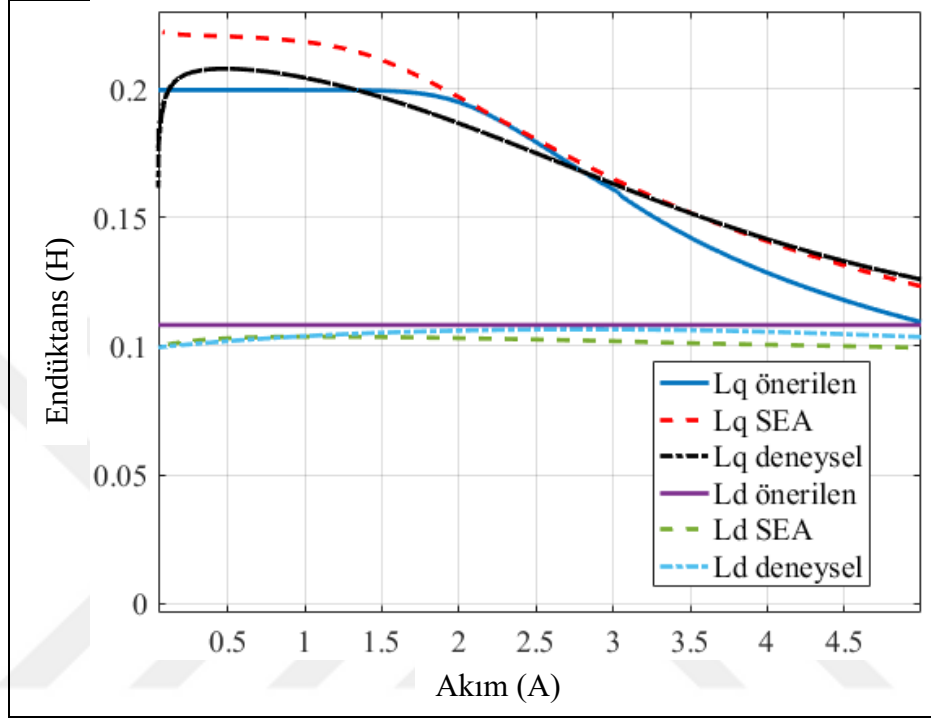


Şekil 5.32 Mıknatıs akısı çıkarılmış ve ortalaması alınmış d-ekseni halkalanan akısı



Şekil 5.33 d-ekseni endüktansının akıma bağlı değişimi

Şekil 5.33’de gösterildiği üzere d-ekseni endüktansı negatif akım bölgesinde yaklaşık olarak doğrusaldır. Akımın pozitif olduğu bölgede ise manyetik doymadan dolayı değişim doğrusal değildir. Makinanın gerek motor gerekse generatör olarak çalışması her zaman I_d akımının negatif olduğu bölgededir. O yüzden d-ekseni endüktansı yaklaşık olarak doğrusal kabul edilir.

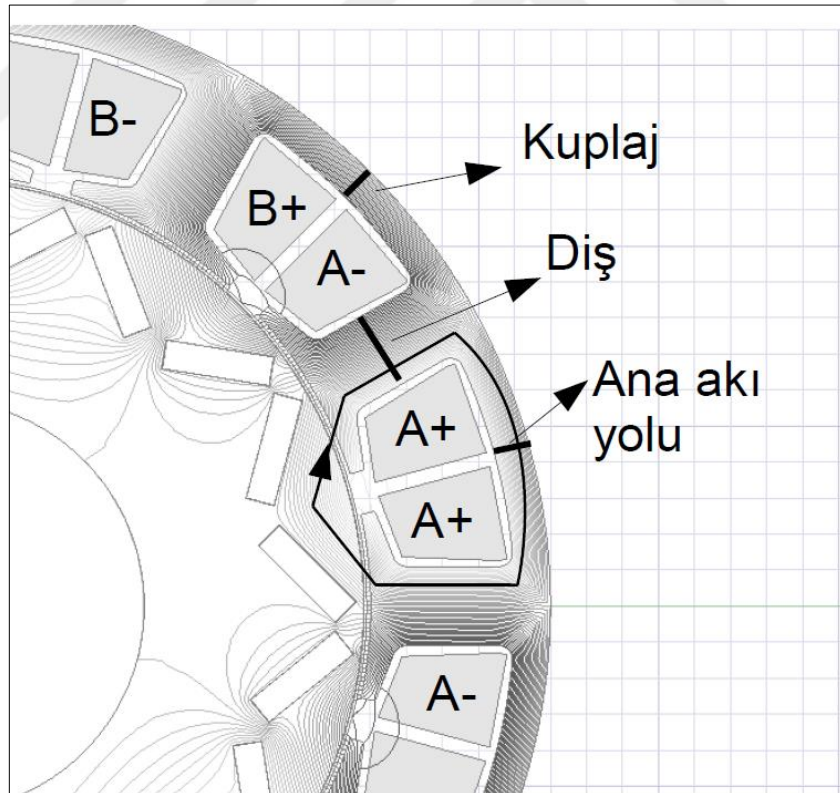


Şekil 5.34 L_d ve L_q endüktanslarının önerilen yöntem, SEA ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması

Şekil 5.34’te L_d ve L_q endüktanslarının önerilen, SEA ve deneysel sonuçları verilmiştir. Burada I_d akımı gerçekte neaktif olmasına rağmen L_d ve L_q endüktanslarını karşılaştırabilmek amacıyla pozitif ekseninde gösterilmiştir. Basit bir manyetik devre kurulmasına karşın elde edilen sonuçlar tatmin edicidir. Ayrıca SEA ile dakikalar süren analiz önerilen yöntem ile yaklaşık **0.5s** sürmüştür. Böylelikle hedeflenen ön tasarım sürecini hızlandırma gayesine tatmin edici bir doğruluk ile erişilmiştir. Deney sonuçlarının SEA ile farklı olduğu görülmektedir. Motor üretim esnasında malzemenin lazer kesim ile şekillendirilmesi ve birleştirme esnasındaki kaynaklar $B-H$ eğrisine etki etmektedir. Ayrıca sargılar SEA de yekpare olarak temsil edilirken gerçek motor içerisinde oluk başına 320 adet iletken barındırmaktadır. Bu da halkalanan kaçak akılara etki etmektedir.

5.9 Kalıcı Mıknatısların q-ekseni Endüktansına Etkisi

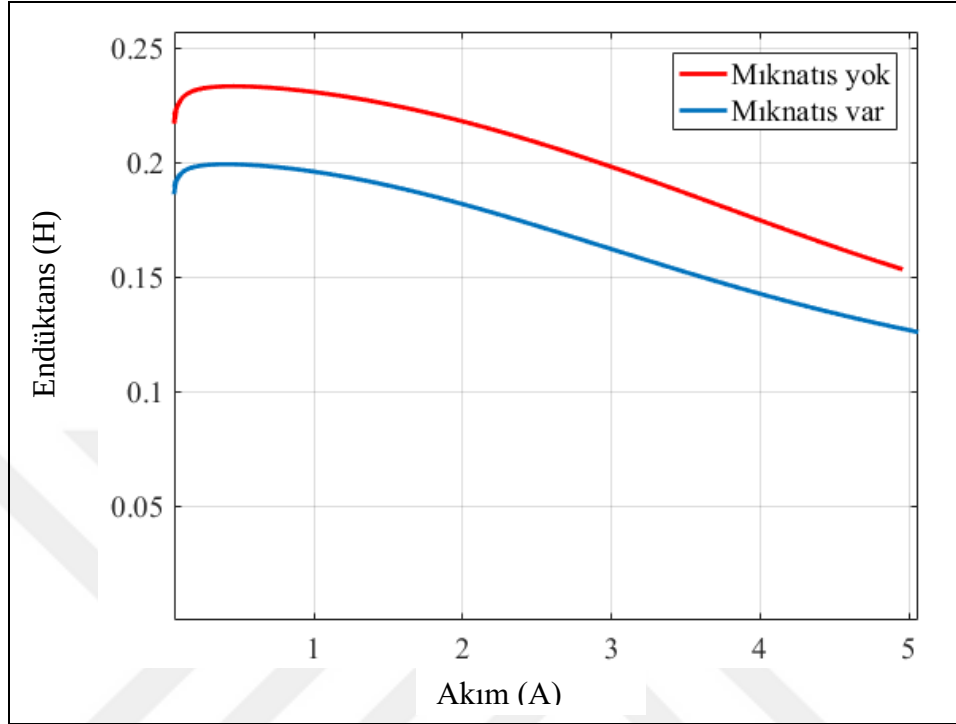
Dağıtılmış sargılı makinaların periyodu kutup sayısına eşit iken konsantre sargılı makinalarda 3. bölümde anlatıldığı üzere periyot, oluk sayısı ile kutup çifti sayısının en büyük ortak bölenine eşittir. Bunun nedeni oluk ile kutupların sayılarının farklı olmasıdır. 12/10 bir makinada 12 adet oluk varken 10 adet kutup bulunmaktadır. Mıknatısların uyarılmadığı düşünüldüğünde ve rotor q-ekseni, A fazı ile çakıştırılıp, q-ekseni akımı uygulandığında oluşan akı dağılımı Şekil 5.35'teki gibidir. Ana akı yolundaki akının tamamına yakını mıknatısların üst kısmındaki rotor nüvesinden geçerken, makinanın periyodonun bir olmasından dolayı diğer kutuplardaki mıknatısların üstündeki aynı bölgelerde oluşan akı dağılımı farklıdır. A fazı akımları tarafından üretilen akının büyük kısmı ana akı yolu olarak gösterilen yoldan geçerken bir kısmı da diğer kutuptaki mıknatısların üzerinden geçerek, şekilde kuplaj olarak gösterilen kesit alanını da kullanarak yolunu tamamlar. Bu yolun kuplaj olarak adlandırılmasının nedeni A ile B fazı arasında kuplaj oluşturmastır. Aynı olay A ile C fazı arasında da oluşmaktadır.



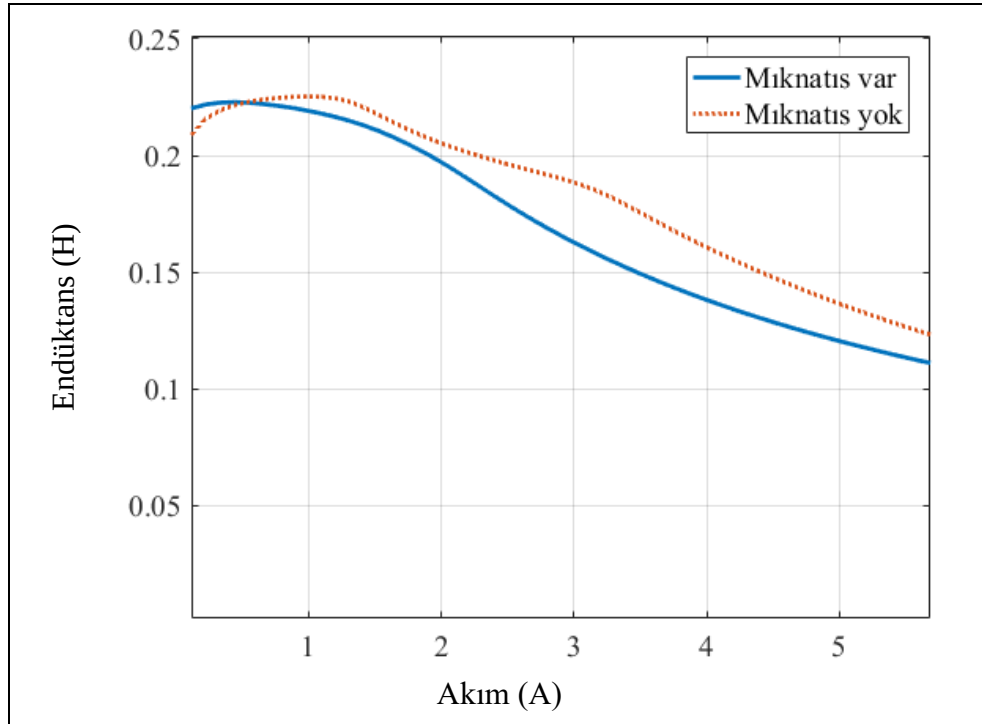
Şekil 5.35 q-ekseni akı dağılımı

Şekil 5.35'teki akı dağılımı mıknatısların uyarılmadığı duruma aittir. Mıknatıslar uyarıldığında ise köprülerde oluşan manyetik doyma akı yollarına etki edecektir.

Şekil 5.36’da deneysel olarak elde edilmiş q-ekseni endüktans grafikleri verilmiştir. Şekil 5.37’de ise q-ekseni endüktans değişimlerinin SEA ile elde edilen grafikleri verilmiştir. Görüldüğü üzere mıknatısların q-ekseni üzerine etkisi vardır.

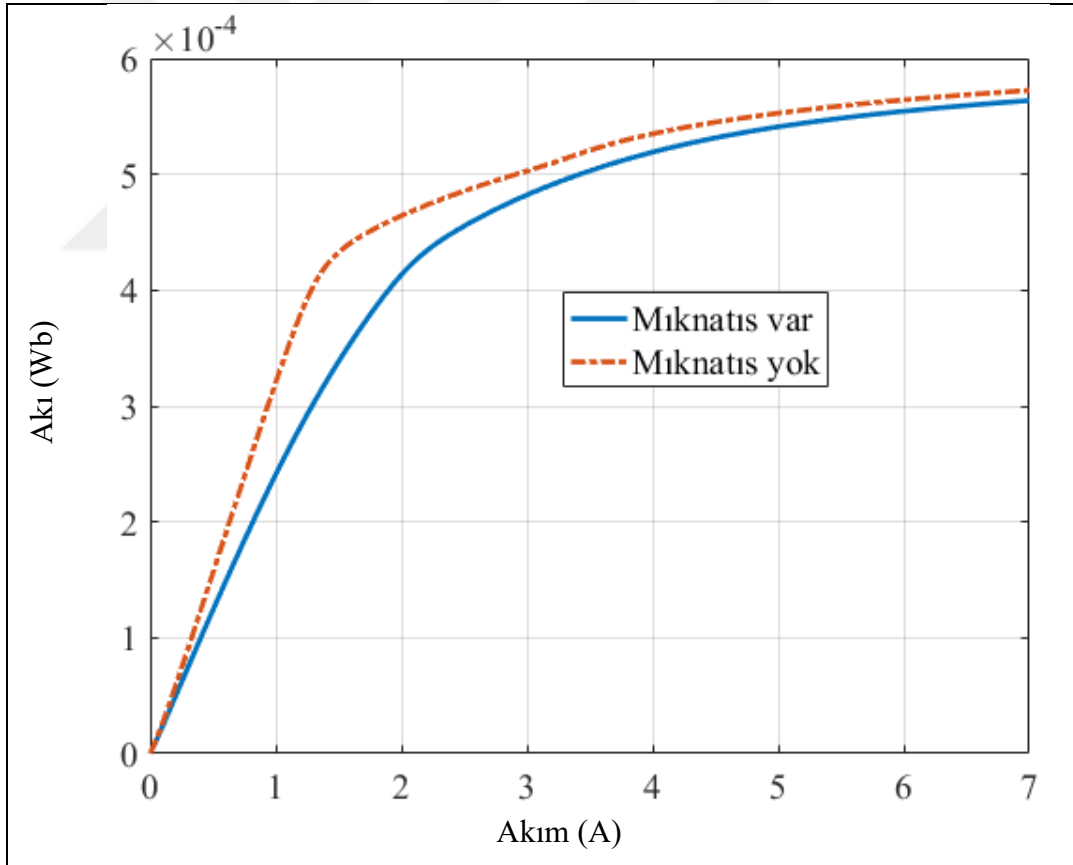


Şekil 5.36 Rotor içerisinde mıknatıs var iken ve yok iken deneysel olarak elde edilmiş endüktans değerlerin karşılaştırması

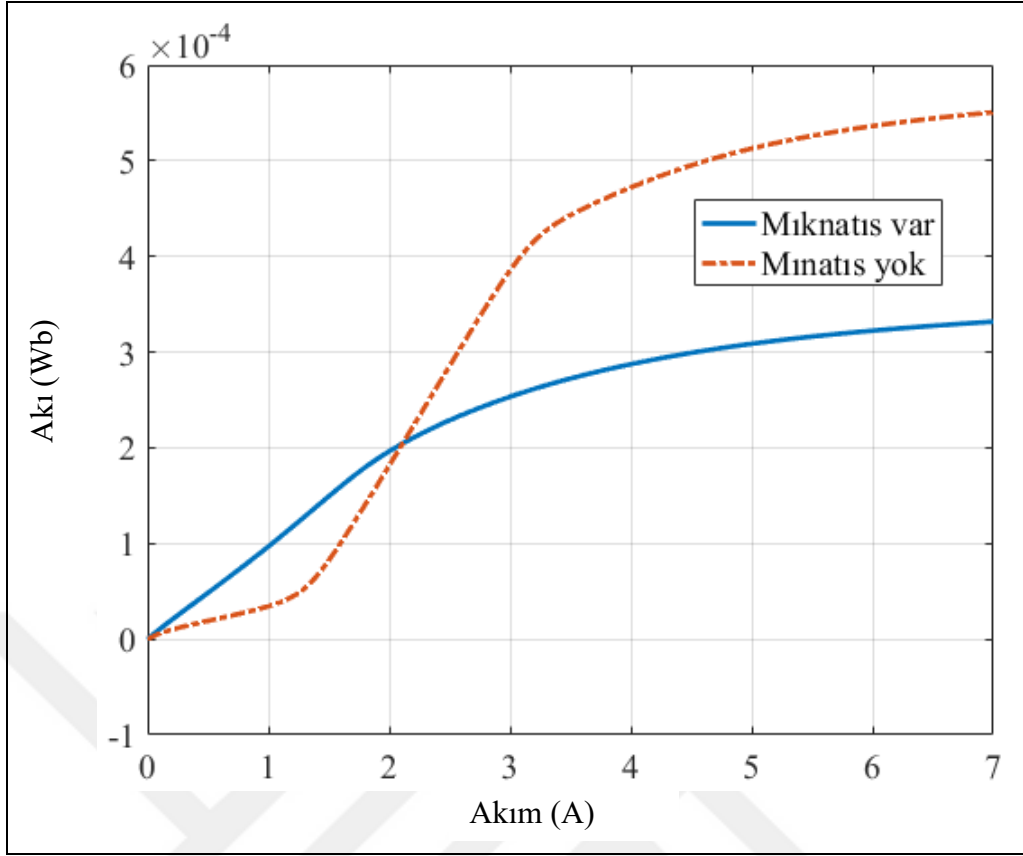


Şekil 5.37 Rotor içerisinde mıknatıs var iken ve yok iken SEA ile elde edilmiş endüktans değerlerin karşılaştırması

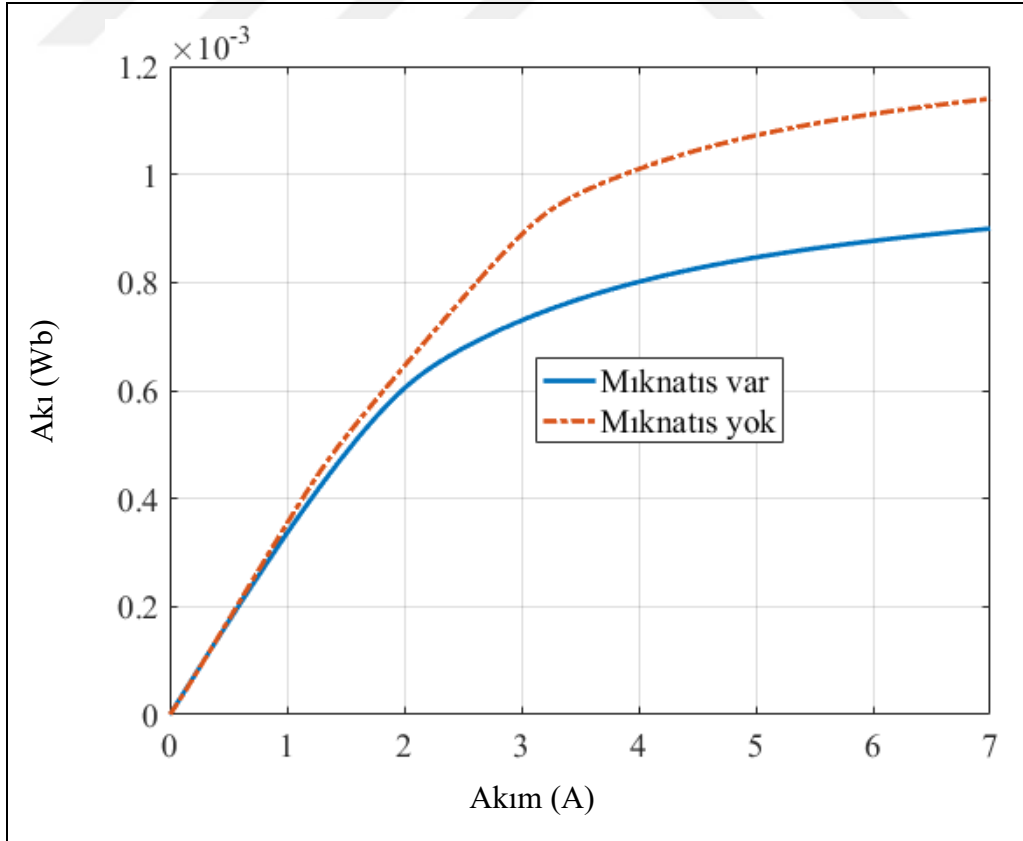
Şekil 5.38’de ana akı yolu olarak belirtilen kesitten geçen akı grafiği, Şekil 5.39’da ise kuplaj olarak belirtilen kesitten geçen akıyı, Şekil 5.40 ise dış olarak belirtilen kesitten geçen akıların kalıcı mıknatıs varken ve yokken değişimi gösterilmiştir. Mıknatıslar yok iken, akının büyük bölümü ana akı yolundan geçmekte, ana akı yolunun doymaya girmesiyle birlikte kuplaj olarak belirtilen kesit alanından geçen akı miktarı akım artışıyla birlikte artmaktadır. Mıknatıslar var iken ise bu yoldan geçen akıda büyük farklar oluşmaktadır. Mıknatıslar ana akı yolunun relüktansını doyma nedeniyle yükselttikleri için ana akı yolundaki akıda düşüş olur. Ayrıca kuplaj olarak belirtilen yola ilave relüktans getirmesiyle birlikte buradaki akı miktarı yüksek akım değerlerinde düşüşe neden olur. Mıknatısların olması ayrıca mıknatıslar ile rotor mili arasında kalan bölümden geçen akı değerlerine de etki etmektedir. Sonuç olarak mıknatısların köprü bölgelerinde oluşturduğu manyetik doymadan dolayı oluşturduğu ilave relüktanslar nedeniyle endüktans değerinde düşüş oluşur.



Şekil 5.38 Ana akı yolu olarak gösterilen kesit alanından geçen akının akıma bağlı değişimi



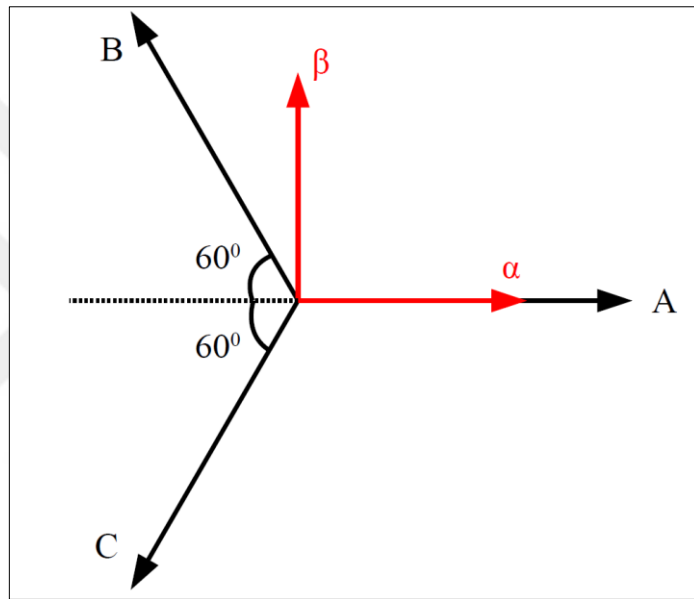
Şekil 5.39 Kuplaj olarak gösterilen kesit alanından geçen akı değişimi



Şekil 5.40 Diş olarak gösterilen kesit alanından geçen akının değişimi

5.10 Karşıt Doyma Etkisi

Kalıcı mıknatıslı makinalar genellikle üç fazlı olmasına rağmen analiz ve kontrol kolaylığı sağlaması bakımından matematiksel olarak iki fazlı sisteme dönüştürülür. Daha önce de bahsedildiği üzere bu eksenler d ve q-eksenleridir. d ve q-ekseni manyetik akıların birbirlerini etkilemediği varsayılmasına rağmen gerçekte GSM’lerin eksenleri arasında bir kuplaj bulunmaktadır ve bu kuplaj karşıt-doyma olarak adlandırılır. Karşıt-doyma eksenlerden birinin akımının artmasıyla birlikte endüktansın doymaya girmesiyle, akının diğer eksene doğru kayması sonucu oluşur. Bu çalışmada karşıt-doyma etkisini basit bir test ile elde edebilmek için yöntem geliştirilmiştir.



Şekil 5.41 ABC ve α - β eksen takımları

Şekil 5.41’te ABC ve α - β eksen takımlarının gösterimi verilmiştir. α - β dönüşümü ile aralarında 120° fark olan üç fazlı sistem, aralarında 90° fark olan iki fazlı sisteme dönüşür. α eksen A fazı ile çakıştırılırken β eksen, α eksenine 90° açı ile elde edilir. Üç faz sistemden α -eksenine dönüşüm için

$$f_\alpha = f_a - f_b \cos(60^\circ) - f_c \cos(60^\circ) \quad (5.75)$$

$$f_\alpha = f_a - \frac{1}{2}(f_b + f_c) \quad (5.76)$$

denklemleri kullanılır. Aralarında faz açısı 120° ve 240° olan iki kosinüs işaretinin toplamı (5.77)’teki gibidir.

$$f_m \cos(\omega t + 120^\circ) + f_m \cos(\omega t + 240^\circ) = f_m \cos(\omega t + 180^\circ) \quad (5.77)$$

Böylece,

$$f_{\alpha} = f_a + \frac{1}{2}(f_a + f_b) = \frac{3}{2}(f_a) \quad (5.78)$$

şekline dönüşür. Kuvvetler arası denklği sağlamak için (2/3) ile çarpılırsa,

$$f_{\alpha} = f_a \quad (5.79)$$

halini alır. Aynı işlem β -ekseni için gerçekleştirilirse,

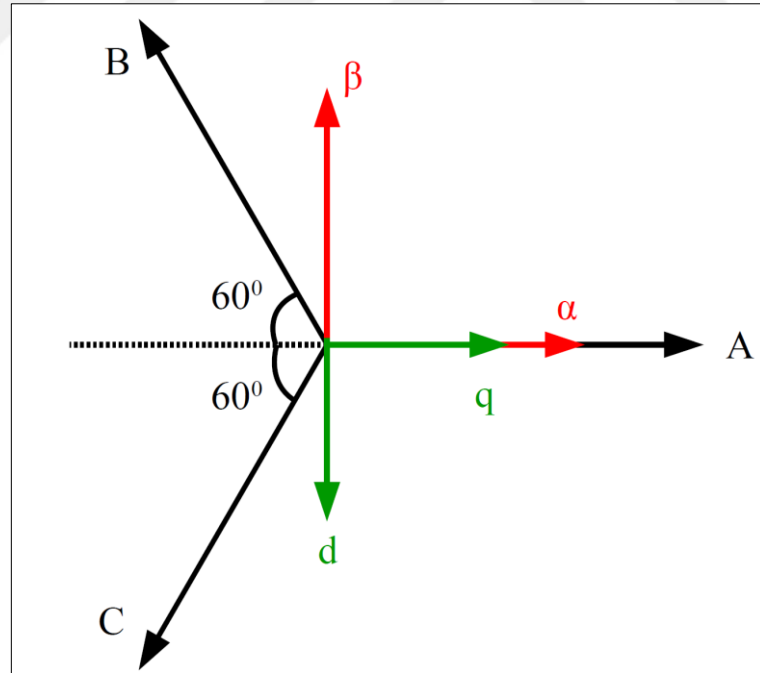
$$f_{\beta} = f_b \cos(30^\circ) - f_c \cos(30^\circ) \quad (5.80)$$

$$f_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2}(f_b - f_c) \quad (5.81)$$

aynı şekilde kuvvet denklği kullanılırsa,

$$f_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \quad (5.82)$$

halini alır. Anlatılan yöntem üç fazlı sinüzoidal sistemler için geçerlidir. Karşıt-doyma etkisini hesaba katabilmek için bu yöntemde bir takım değişiklik yapılarak eksenler arası kuplaj elde edilebilir.



Şekil 5.42 q-eksenin α -eksenine çakıştırıldığı gösterim

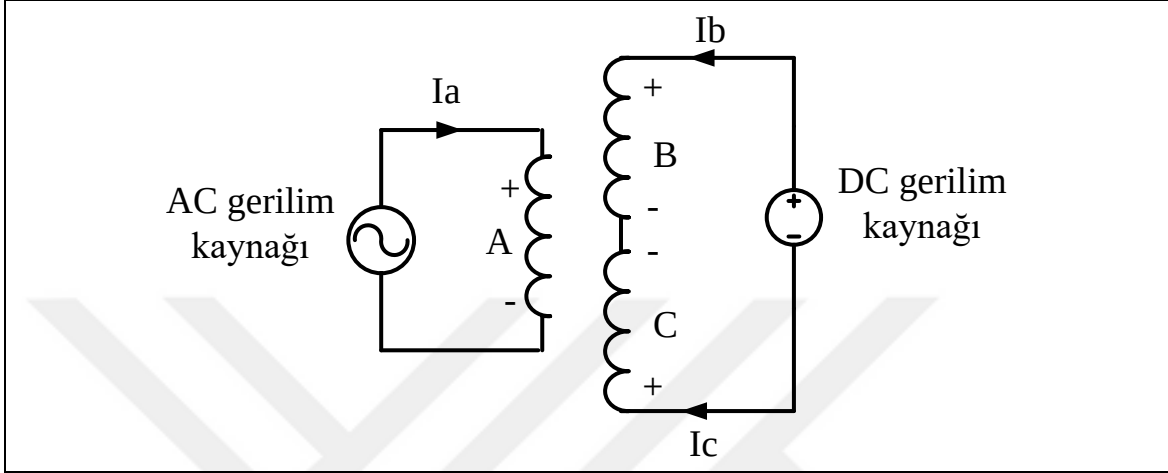
Şekil 5.42’de görüldüğü üzere rotor q-ekseni A fazı ile çakıştırılırsa q-ekseni ile α -ekseni ve d-ekseni ise negatif β -ekseni ile çakışmış olur. Şekil 5.43’de gösterildiği gibi

motorun A fazına AA gerilim verilir, B ve C fazı ise birbirine ters seri olarak bağlanır ve DA gerilim verilirse, α ve β -ekseni (5.86) ve (5.87)'deki gibi olur.

$$i_a = I_m \cos(\omega t) \quad (5.83)$$

$$i_b = I_{dc} \quad (5.84)$$

$$i_c = -I_{dc} \quad (5.85)$$



Şekil 5.43 Karşıt doyma analizi için fazların bağlantı şeması

$$i_\alpha = i_q = I_m \cos(\omega t) + \frac{1}{2}(I_{dc} - I_{dc}) = I_m \cos(\omega t) \quad (5.86)$$

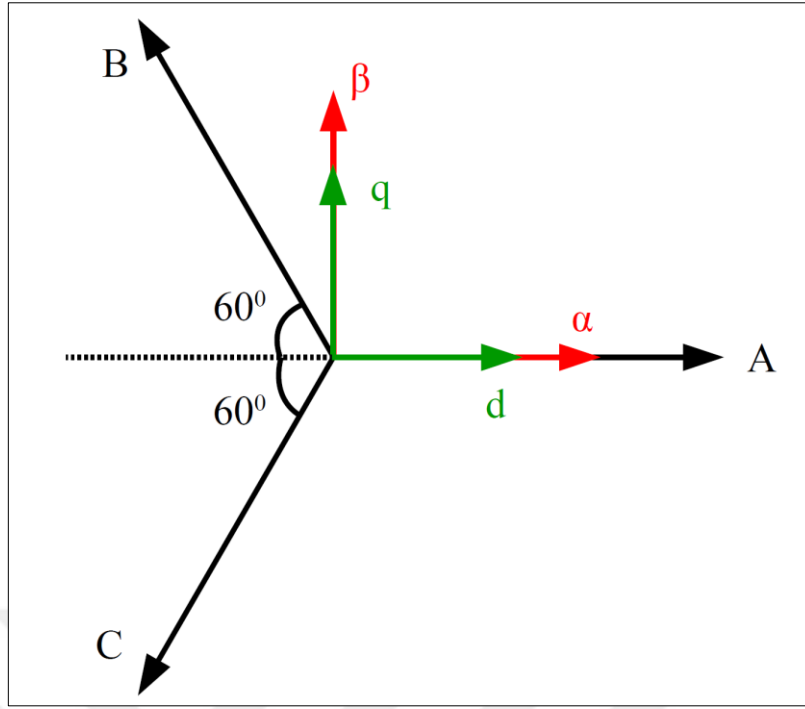
$$i_\beta = -i_d = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{dc} + I_{dc}) = \frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (5.87)$$

Böylelikle DA gerilim değiştirilerek d-ekseninin q-ekseni üzerindeki etkisi elde edilir. q-ekseninin d-ekseni üzerine etkisini elde edebilmek için ise, bu kez d-ekseni A fazı ile çakıştırılır, böylece d-ekseni, α -ekseni ile çakışır iken q-ekseni ise β -ekseni ile çakışır. Motor fazlarının bağlantısı yine Şekil 5.43'deki gibi yapılırsa d ve q-ekseni akım değerleri aşağıdaki gibi olur.

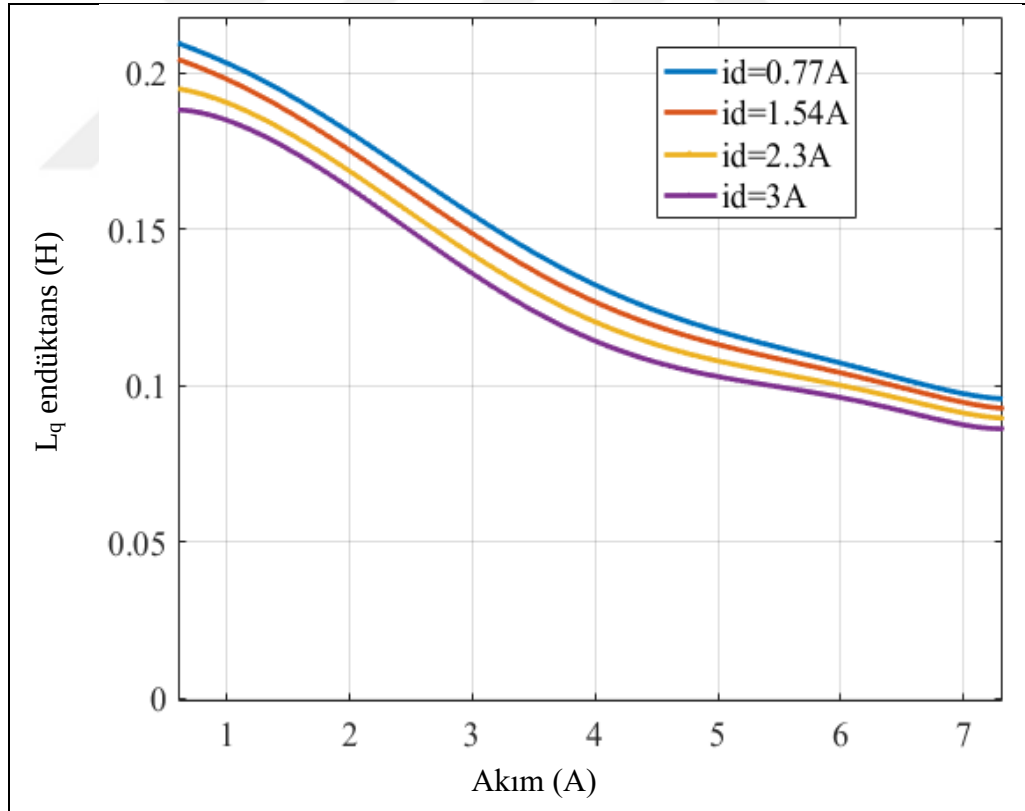
$$i_\alpha = i_d = I_m \cos(\omega t) + \frac{1}{2}(I_{dc} - I_{dc}) = I_m \cos(\omega t) \quad (5.88)$$

$$i_\beta = i_q = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{dc} + I_{dc}) = \frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (5.89)$$

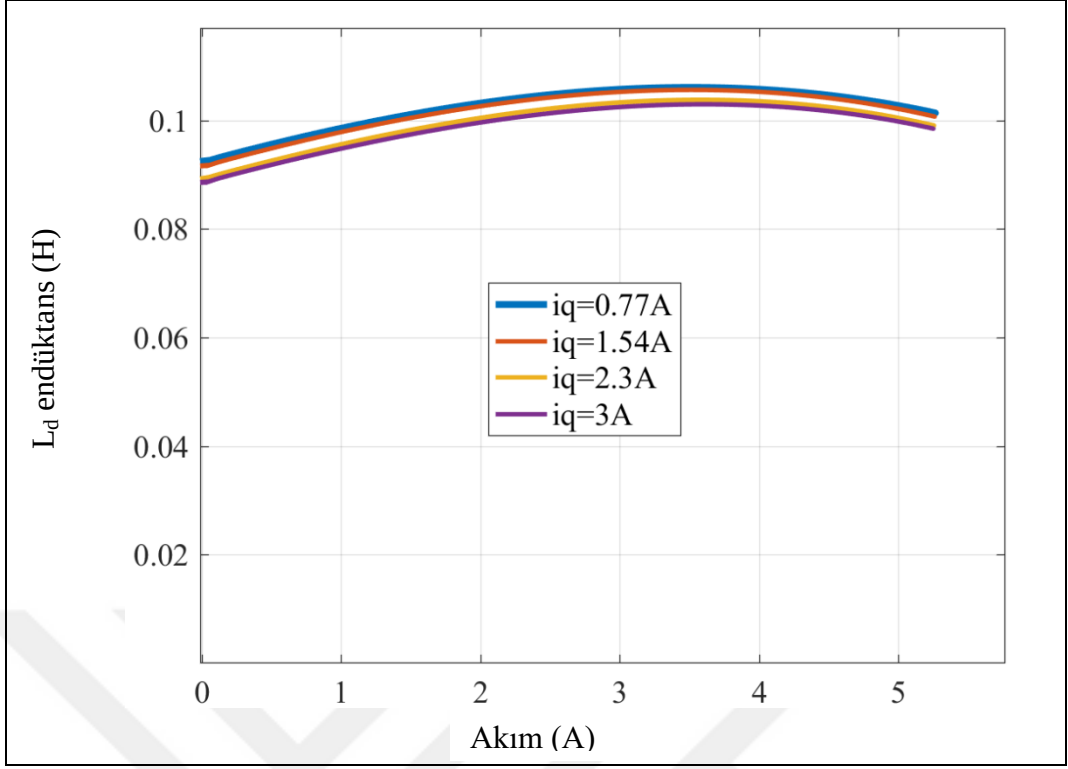
Böylelikle durağan hal için karşıt doyma etkisini elde edebilecek yeni bir yöntem elde edilir. Şekil 5.45'te d-ekseni akım değerinin değişiminin q-ekseni endüktans değişimine etkisi, Şekil 5.46'da ise q-ekseni akım değerinin değişiminin d-ekseni endüktansına etkisi verilmiştir. Endüktans değerlerinin hesaplanması bir önceki bölümde anlatıldığı gibi yapılmıştır.



Şekil 5.44 d-eksenin α -eksenine çakıştırıldığı gösterim



Şekil 5.45 d-ekseni akımının q-ekseni endüktansına etkisi



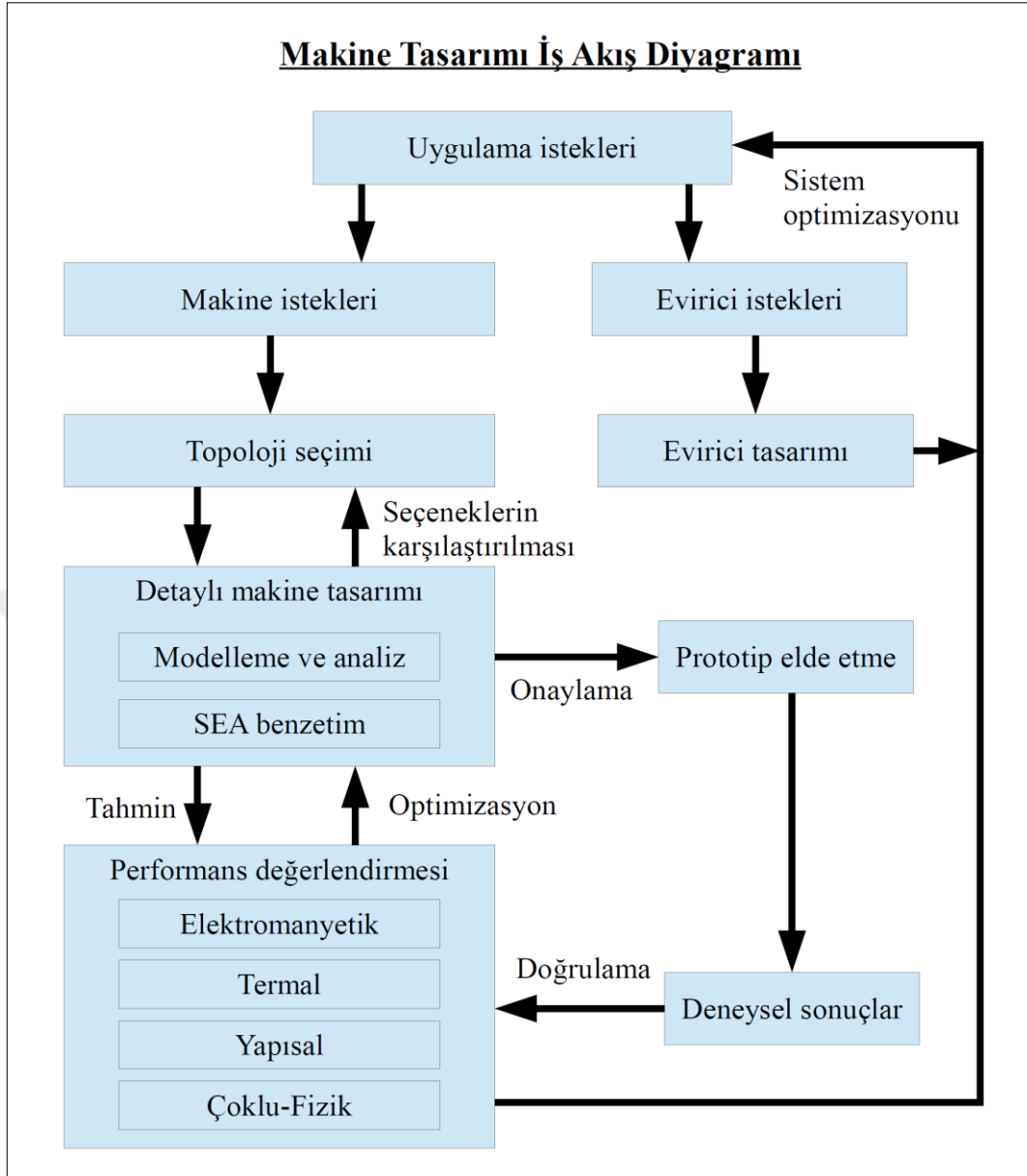
Şekil 5. 46 q-ekseni akımının d-ekseni endüktansına etkisi

GMSM TASARIMI VE PROTOTİP ÜRETİMİ

Elektrik makinalarının tasarımında birçok parametre bulunmaktadır. İstenilen sonuç için tek bir çözüm yoktur ve birden fazla çözüm ile istenilen sonuca ulaşılır. Tasarım, istenilen sonuca ulaşmak için yapılan yinleme kümesidir. Tasarımın hızlanabilmesi için başlangıç şartlarının iyi belirlenmesi gerekmektedir. Tasarıma ekonomik, malzeme sınırları, teorik ve özel faktörler etki eder. Bu kısımda 12 oluk ve 10 kutuplu bir makinanın tasarımı ve prototip üretimi gösterilmiştir.

6.1 Elektrik Makinalarının Tasarım Süreci

Şekil 6.1’de elektrik makinasının tasarımı için bir iş akış şeması verilmiştir. Öncelikle uygulama için gereken, çalışma hız aralığı, moment, verim, boyut gibi istenen özellikler belirlenmelidir. Daha sonra uygulamaya uygun makina ve sürücü tasarımına geçilir. Sürücü ve makina birbirini etkileyen faktörler barındırdığı için birbirinden bağımsız düşünülmez. Makina tasarımında ilk olarak uygulamaya göre asenkron, senkron, GMSM, YMSM gibi makine topolojilerinden biri seçilir. Daha sonra ön tasarım sürecinde analitik modelleme yöntemleri belirlenerek yaklaşık geometri elde edilir ve detaylı tasarım sürecine geçilir. Detaylı tasarım sürecinde SEA kullanarak analiz yapılır. SEA ile elektromanyetik, termal ve yapısal gibi analizler çoklu fiziksel ortamlarda birbirleriyle etkileşimleri göz önüne alınarak yapılır. Analizler sonrası yapılan değerlendirme sonucuna göre prototip elde edilir ve deneysel olarak istenilen özelliklere uygun olup olmadığı gözlenir. Tasarım sırasında istenen özellikleri elde edebilmek için parametreleri değiştirip istenen özellikleri elde etmeye dönük algoritmalar elde edilir. Bu noktada optimizasyon teorisi kullanarak tasarım aşamasını hızlandıran yöntemler son yıllarda popüler olmuştur.



Şekil 6.1 Makine tasarımı iş akış diyagramı

6.2 GSM’ların Kontrolü

GSM’lar doğrudan şebeke gerilimi ile beslenemezler. GSM’ların dönme hareketini yapabilmeleri için bir eviriciye, eviricinin ise kontrol algoritmasına ihtiyacı vardır. Makinanın çalışma hız aralığını belirleyen elektriksel etkenler eviricinin akım ve gerilim kapasitesine bağlıdır. Akım sınırlaması termal bir etken olarak karşımıza çıkar. Bu yüzden tasarım öncesinde makinanın kontrolünü analiz etmek gerekmektedir. GSM moment üretiminde hem relüktans momentinin hem de mıknatıs momentinin olması kontrol algoritmasını karmaşıklaştırır. En çok tercih edilen kontrol yöntemi, akım başına maksimum moment (maximum torque per amper, MTPA) algoritmasıdır.

Algoritmanın anlaşılabilmesi için makinanın d ve q-ekseni sürekli hal gerilim denklemlerinden yola çıkalım.

$$V_d = Ri_d - \omega L_q i_q \quad (6.1)$$

$$V_q = Ri_q + \omega L_d i_d + \omega \lambda_{pm} \quad (6.2)$$

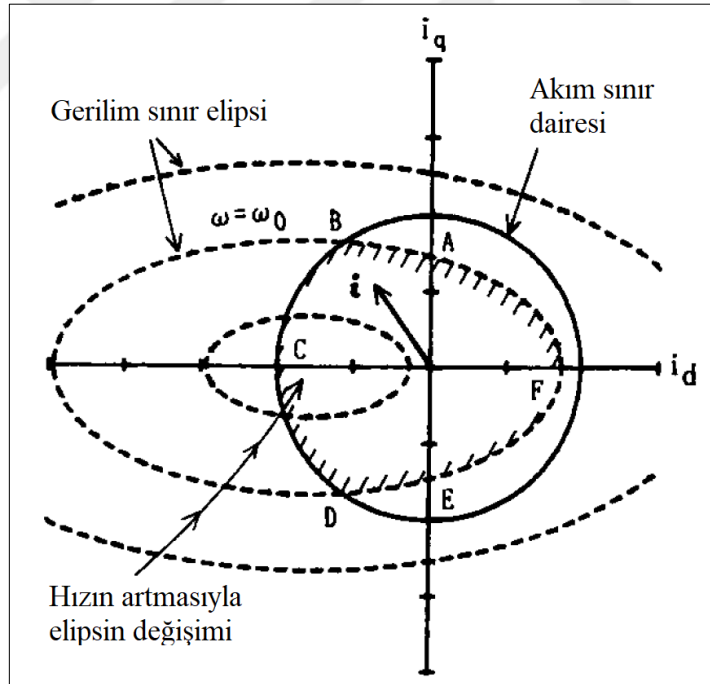
$$V = \sqrt{V_q^2 + V_d^2} \quad (6.3)$$

Direnç üzerinde oluşan gerilim düşümü ihmal edildiğinde ve açısal hız ifadesi çekildiğinde (6.4) elde edilir.

$$\frac{V}{\omega} = \sqrt{(\omega L_d i_d + \omega \lambda_{pm})^2 + (-\omega L_q i_q)^2} \quad (6.4)$$

(6.4) denkleminde kullanılan V, eğer uzay vektör modülasyonu kullanılırsa DA bara gerilimine eşittir. Ayrıca akım sınırı ise (6.5)'te verilir.

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{lim} \quad (6.5)$$

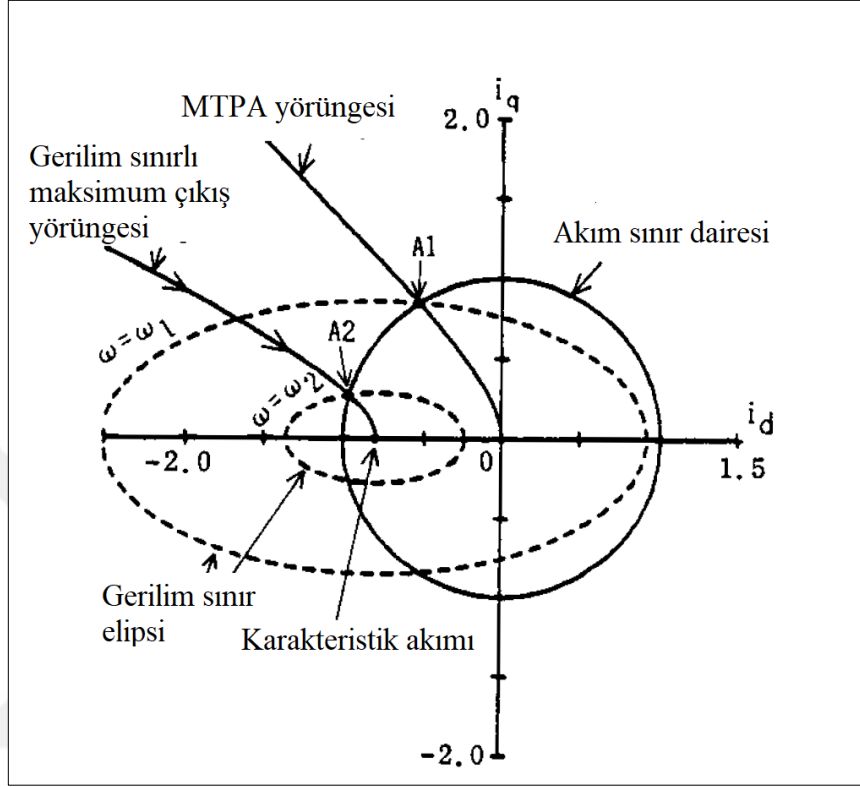


Şekil 6.2 Akım sınır dairesi ve gerilim sınır elipsi [110]

Böylelikle akım ve gerilim sınırlaması olmak üzere iki farklı sınır oluşur. Denklem (6.4) ifadesi bir elips denklemdir ve açısal hız arttıkça elips daralır. (6.5) ifadesi ise bir daire denklemdir. Şekil 6.2'de gerilim elipsi ve akım dairesinin şekilleri id ve iq ortamında verilmiştir. Gerilim elipsinin merkezini (6.6) ifadesi vermektedir. Bu ifade aynı

zamanda karakteristik akımı olarak adlandırılır ve makinanın çalışma hız aralığını belirlemede en önemli parametredir.

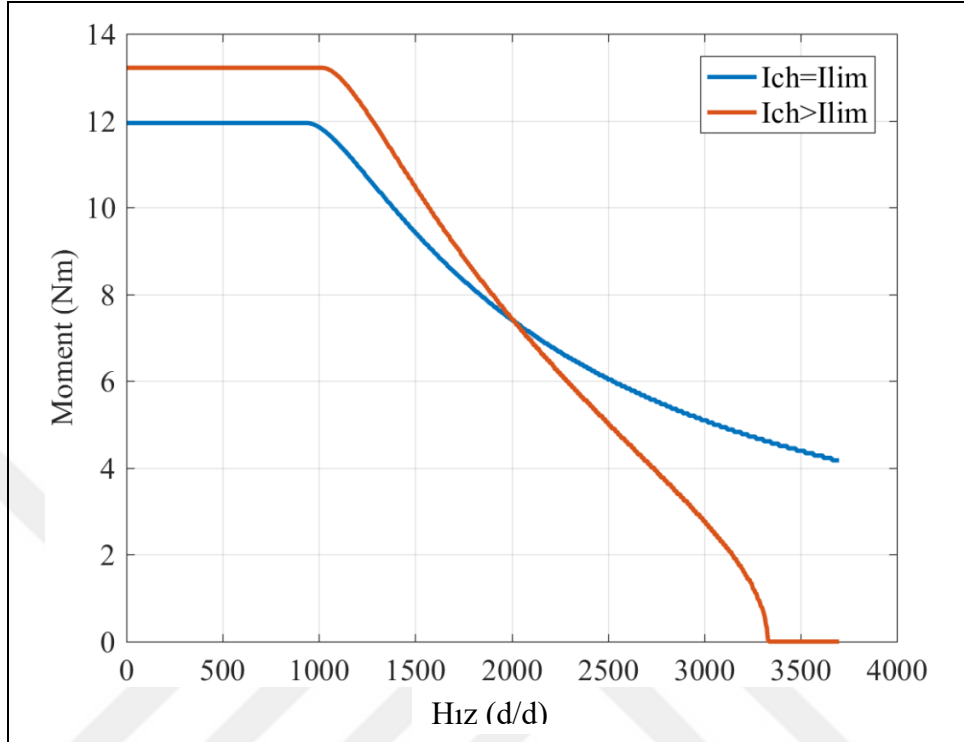
$$I_{ch} = \frac{\lambda_{pm}}{L_d} \quad (6.6)$$



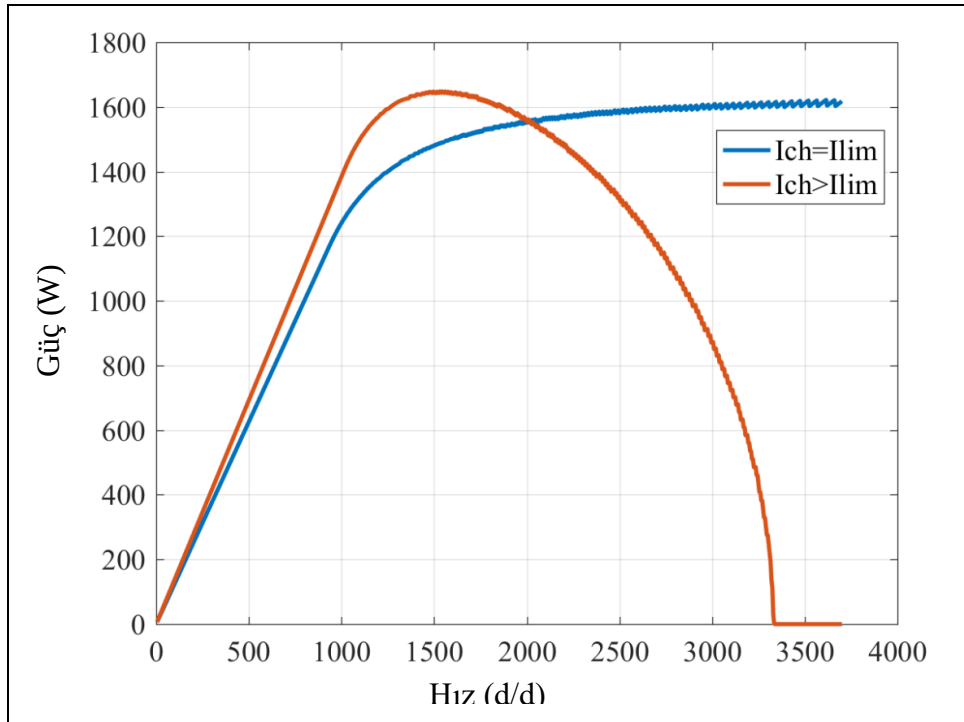
Şekil 6.3 Karakteristik akımın evirici akımından küçük olması durumunda oluşan MTPA yörüngesi ve gerilim sınırlı maksimum çıkış yörüngesi [110]

Şekil 6.3'te karakteristik akımın evirici akım sınırından küçük olması durumunda oluşan MTPA yörüngesi verilmiştir. Açısal hız ω_1 değerinden küçük iken akım genliği ve açısı, elde edilmek istenen momente göre MTPA yörüngesinde değişir. Yüzey montajlı motorlarda d-ekseni akımı sıfır iken, GMSM'da MTPA yörüngesine göre d-ekseni akımı sıfırdan farklıdır. Bunun nedeni relüktans momentinden kaynaklanmaktadır. Eğer relüktans momentinden faydalanmak isteniyorsa d-ekseni akımı sıfırdan farklı bir değerde olmalıdır. MTPA yöntemine göre d-ekseni akımı, minimum akım kullanarak relüktans ve mıknatıs momentlerini optimize ederek maksimum moment noktasını elde eder. Hız ω_1 değerine ulaştığında elde edilebilecek maksimum moment için akım sınırı ve gerilim sınırı A1 noktasında çakışır. Hız ω_1 değerinin üzerine çıktığında zıt-EMK'yı bastırmak için daha fazla d-ekseni akımına ihtiyaç duyulur. Akım vektörü, A1 ile A2 arasında gerilim elipsinin akım dairesi ile çakıştığı noktada oluşur. Hız daha da arttığında, gerilim elipsi, akım dairesinin içine

girmeye başlar ve bu noktadan sonra gerilim sınırlı maksimum çıkış yörüngesini takip eder. Eğer karakteristik akım, akım daire sınırı dışında ise makinada son anlatılan çalışma durumu oluşmaz ve makinanın çalışma hız aralığı sonlu olur.



Şekil 6.4 Farklı L_d endüktanslarına sahip iki motorun hız-moment eğrilerinin karşılaştırması



Şekil 6.5 Farklı L_d endüktanslarına sahip iki motorun hız-güç eğrilerinin karşılaştırması

Şekil 6.4 ve 6.5'te halkalanan mıknatıs akıları, L_q endüktans değerleri, evirici akım ve gerilim değerleri aynı olup sadece L_d endüktansları farklı ve $L_{d2} < L_{d1}$ olan iki makinanın hız-moment ve hız-güç eğrilerinin karşılaştırması verilmiştir. Birinci makinanın karakteristik akımı evirici akımına eşit iken, ikinci makinanın karakteristik akımı evirici akımından büyüktür. İkinci makinanın manyetik çıkıklık oranı daha yüksek olduğu için sabit moment bölgesinde daha fazla moment ve güç üretir. Sabit güç bölgesinde ise L_d endüktansı daha küçük olduğu için artan zıt-EMK'yı bastıramaz ve zıt-EMK değeri büyük olduğu için DA baradan motora doğru güç akışı olamaz, bu yüzden makinanın momenti ve gücü yüksek hızlarda sıfıra iner. Karakteristik akımı evirici akımına eşit veya daha az olduğunda ise makina tüm hız aralığında zıt-EMK'yı bastırır ve geniş bir sabit güç bölgesi elde edilebilir. İdeal olarak makina sonsuz hızda çalışabilmesine karşın, mekanik sınırlamalar, nüve kayıpları ve mekanik kayıplar çok yüksek hızlara çıkmasını engeller. Dağıtılmış sargılı GSM'lerde mıknatısların manyetik geçirgenliği yaklaşık olarak hava aralığına eşit olduğu için d-ekseni relüktansı büyüktür bu yüzden L_d endüktansını karakteristik akıma göre ayarlamak zordur. Konsantre sargılı makinalarda ise L_d endüktansı daha büyüktür ve tasarımda karakteristik akımını yakalamak kolaydır. Bu çalışmada L_d endüktansı karakteristik akıma yakın bir şekilde ve maliyetin düşük olacağı bir konsantre sargılı motor tasarlanmıştır.

6.3 Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi

Tasarım sırasında stator çapı, hava aralığı uzunluğu, rotor çapı, oluk/kutup kombinasyonu, oluk doluluk oranı, mıknatıs kalınlığı, rotor geometrisi, nüve uzunluğu gibi birçok parametrenin belirlenmesi gerekir.

Stator çapının belirlenmesi: Stator çapı belirlenirken gövde maliyetinin düşük olması ön planda tutulmuştur. Hazır gövde bulabilmek amacıyla stator çapı 170 mm olarak seçilmiştir. Hava aralığı uzunluğu ise 1 mm olarak seçilmiştir.

Oluk kutup kombinasyonu: Konsantre sargılı makinalarda en önemli parametrelerden biridir. Uygun oluk kutup kombinasyonu seçilmezse düşük bir sargı faktörü elde edilir ve makinanın moment yoğunluğu düşer.

$$T = \frac{1}{4\pi} K_w n_1 n_t S B_{gmax} A_g I_{max} \cos(\gamma) \quad (6.7)$$

K_w : Sargı faktörü

n_1 : Her bir oluktaki katman sayısı

S : oluk sayısı

B_{gmax} : yüksüz durumdaki hava aralığı maksimum akı yoğunluğu

A_g : hava aralığı alanı

I_{max} : faz açısı maksimum değeri

γ : stator akım vektörü ile q-ekseni arasındaki açı

Denklem (6.7)'de moment denklemi gösterilmiştir [91]. Bu ifadede sargı faktörünün önemi görülmektedir. Daha düşük sargı faktörü kullanarak aynı moment değerini elde etmek için sargı sayısını veya akımı artırmak gerekir. Böyle bir durum ise makina veriminin düşmesine neden olur. Aşağıdaki nedenlerden dolayı 12 oluk ve 10 kutuplu makine seçilmiştir.

- Yüksek sargı faktörüne sahip olması
- Düşük temel uyarma akımı frekansına sahip olması
- Düşük vuruntu momentine sahip olması
- Karşıt endüktans değerinin düşük olması ve hata toleransının yüksek olması
- Radyal kuvvetlerin dengeli olması

Mıknatısların seçimi: Maliyeti düşürmek açısından mıknatısların geometrisi ve sınıfı bulması kolay olan mıknatıslardan seçilmiştir.

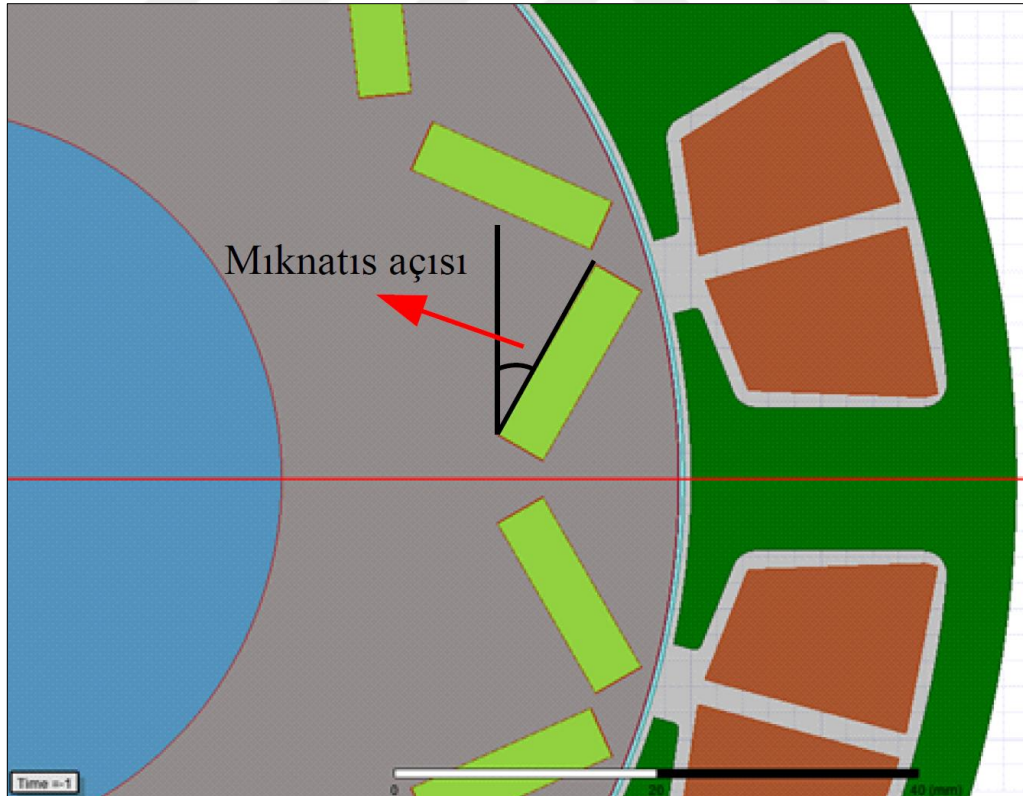
Oluk yapısı ve rotor çapı: rotor çapı mümkün oldukça büyük seçilmiş ve seçilirken de oluk yapısı dikkate alınmıştır. Oluk doluluk oranı %40 seçilerek ve sargı sayısı sabit moment bölgesinin anma hızına göre seçilmesiyle birlikte akım yoğunluğu $5A/mm^2$ 'yi aşmayacak şekilde seçilmiştir.

Rotor geometrisi: Evirici akımı ve karakteristik akımının mümkün olduğunca yakın olacağı şekilde tasarlanmıştır. Aynı statora sahip olan ve mıknatısların arasındaki açı değiştirilerek dört farklı prototip elde edilmiştir. Şekil 6.6'da mıknatıs açısı gösterilmiştir. P1 prototipi Şekil 6.6'da gösterilen mıknatıs açısı 27° iken, P2 30° , 40° , P4 ise 50° durumlarına aittir. Çizelge 6.1'de endüktans değerleri ve halkalanan mıknatıs akı değerleri verilmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere P1 ve P2 prototipi akı zayıflatma bölgesinde güçlerini sabit tutarken P3 ve P4 ise hızın artmasıyla birlikte güçlerini düşürmektedir. Tasarım hedefi olarak akı zayıflatma bölgesinde sabit güç elde etmek

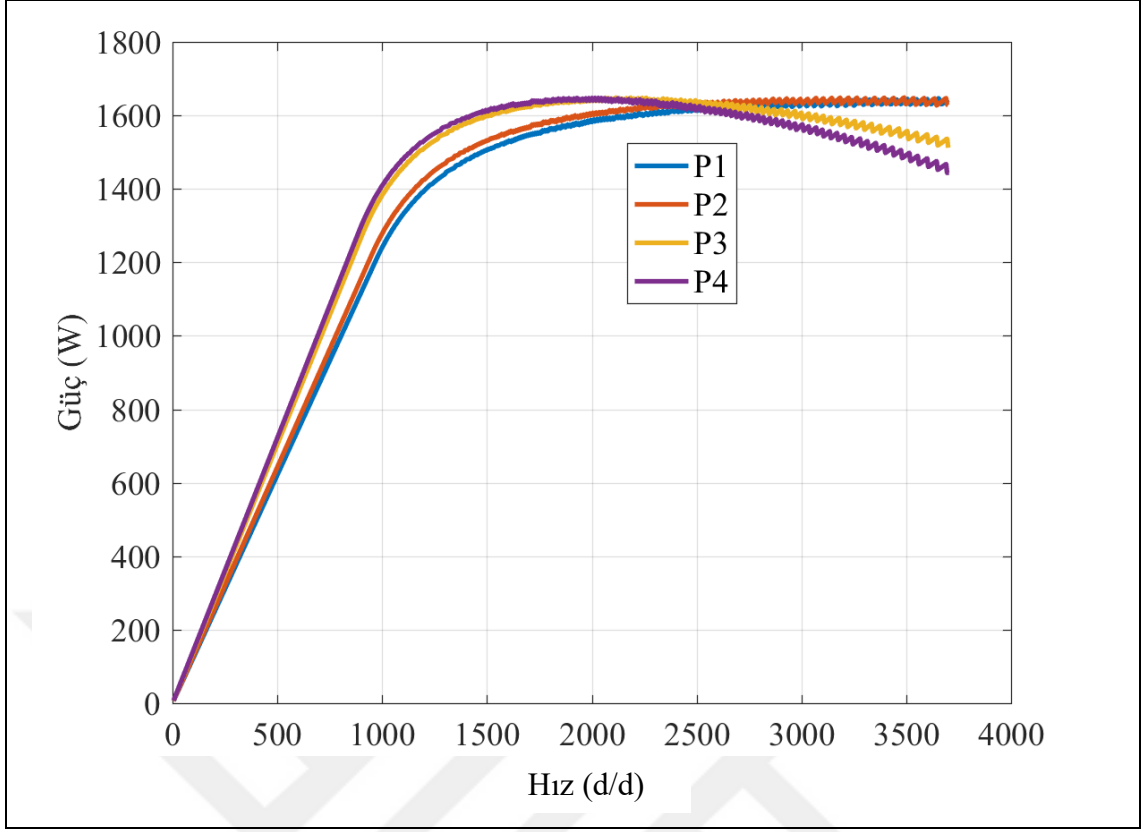
belirlendiği için P3 ve P4 prototipleri elenir. P2 sabit moment bölgesinde P1’den daha yüksek moment ürettiği için P2 prototipi seçilir ve üretimi gerçekleştirilir.

Çizelge 6.1 Dört farklı prototipe göre endüktans değerleri

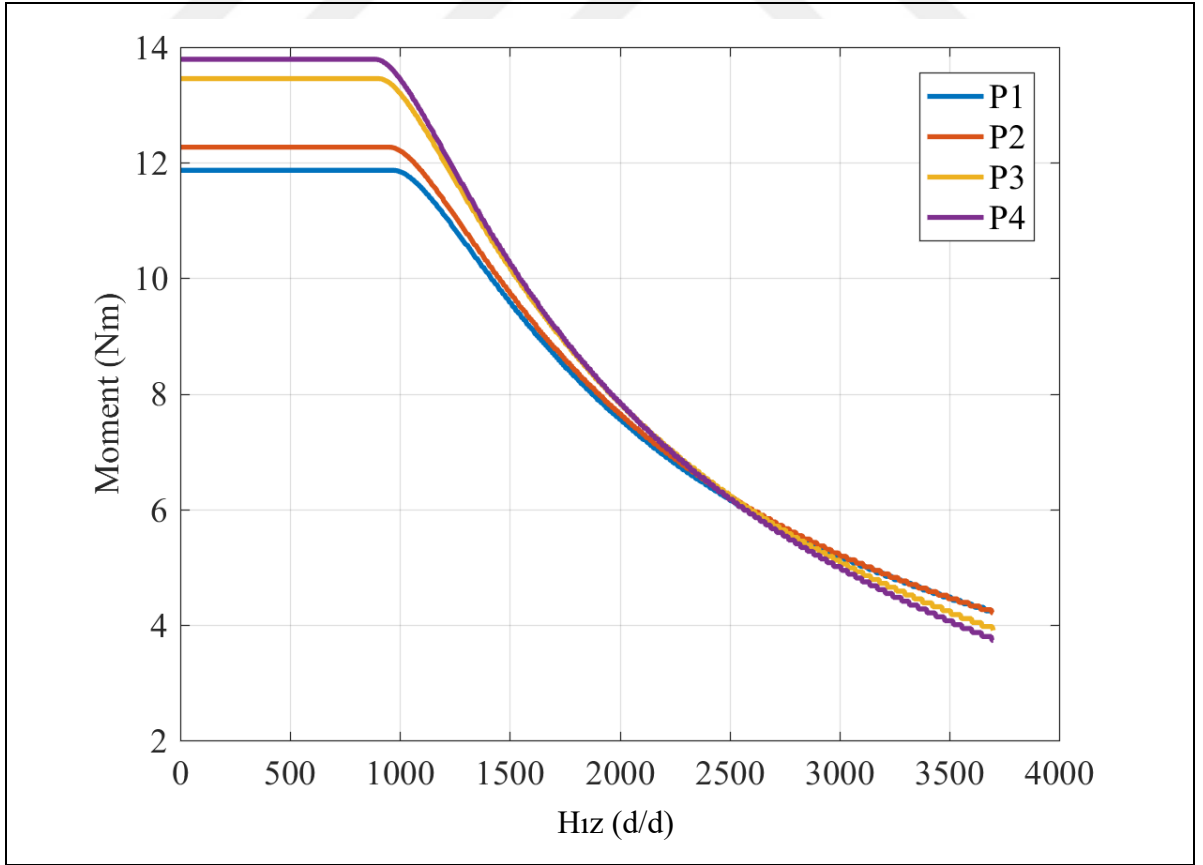
	L_q (mH)	L_d (mH)	λ_{pm} (V·s/rad)
P1=27°	152.4529634	115.2852589	0.4293
P2=30°	154.264514	115.7282604	0.4437
P3=40°	153.4332545	116.1055222	0.4910
P4=50°	147.9757697	117.6517432	0.5093



Şekil 6.6 Mıknatıs açısının gösterimi



Şekil 6.7 Prototiplere ait Güç-Hız grafikleri



Şekil 6.8 Prototiplere ait Moment-Hız grafikleri

6.4 Prototip Üretimi

Üretime makinanın 2 boyutlu nüve geometrisinin AutoCad çizimi ile başlanmıştır. Saç olarak M470-50A kullanılmıştır. Şekil 6.9'da gösterilen saçlar lazer kesim yapılarak istenen şekle getirilmiştir. Lazer kesim sonrası aktif uzunluğu artırabilmek amacıyla saçlarda oluşan çapaklar temizlenmiştir. Kesimi gerçekleştirilen saçları, saç paketi haline getirebilmek için dizme ve sıkıştırma aparatları yapılmıştır. Şekil 6.10'da gösterilen aparatlar sayesinde stator ve rotor saçları tek tek dizilmiş ve vidalar sıkılarak preslenmiş sonuç olarak saç paketleri haline getirilmiştir. Stator saç paketi argon kaynağı ile birleştirilirken rotor saçları ise vidalar ile birleştirilmiştir. Saçlar paket haline getirildikten sonra rotor içine mıknatıslar yerleştirilmiş ve yapıştırıcı kullanılarak dönme esnasında mıknatısların yataklarından fırlaması engellenmiştir. Yerleştirme esnasında mıknatısların kutuplarına dikkat etmek gerekmektedir. Gövde ısıtılarak genişmesi sağlanmış ve stator saç paketi gövdeye sıkı geçme olarak monte edilmiştir. Daha sonra stator sargıları konsante sarım şeklinde ve her oluğa iki katman olacak şekilde sarılmış ve izolasyonu artırmak için verniklenmiştir. Motorun toplanması esnasında ise rulmanlar ısıtılarak genişmesi sağlanmış ve rotor miline geçirilmiştir. Rulmanlar kapak yataklarına oturtularak kapakların geçmesi sağlanmış ve böylece motor toplanmıştır. Motor toplandıktan sonra sargılara yüksek gerilim uygulanarak gövdeye kaçak olup olmadığına bakılmış ve izolasyondan emin olunmuştur.



Şekil 6.9 Saçların lazer kesimi



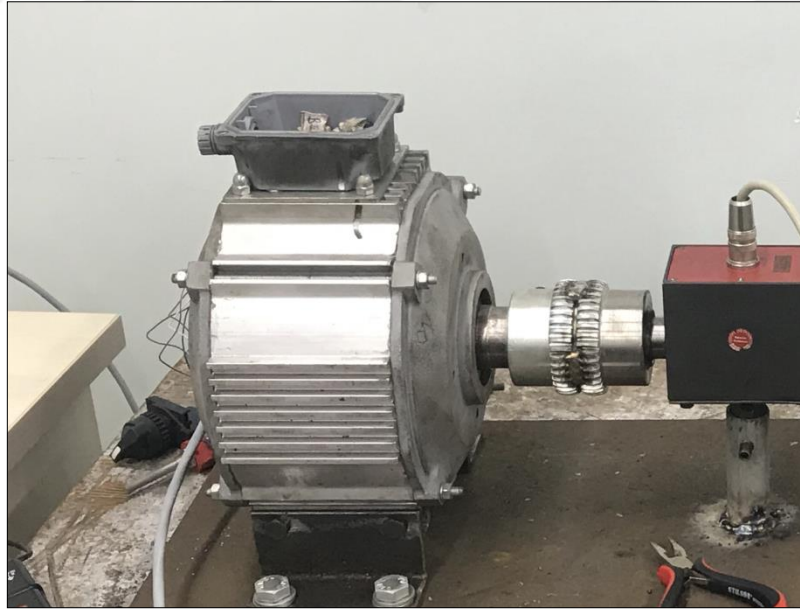
Şekil 6.10 Sıkıştırma aparatları



Şekil 6.11 Mıknatısları yerleştirilmesi



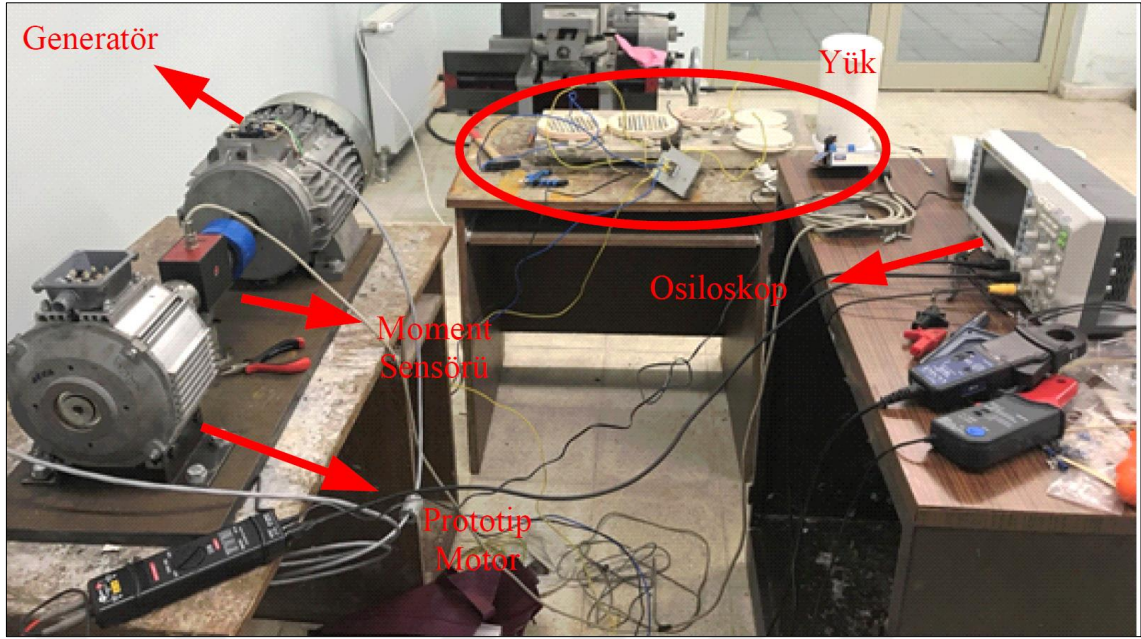
Şekil 6.12 Stator sargılarının sarımı



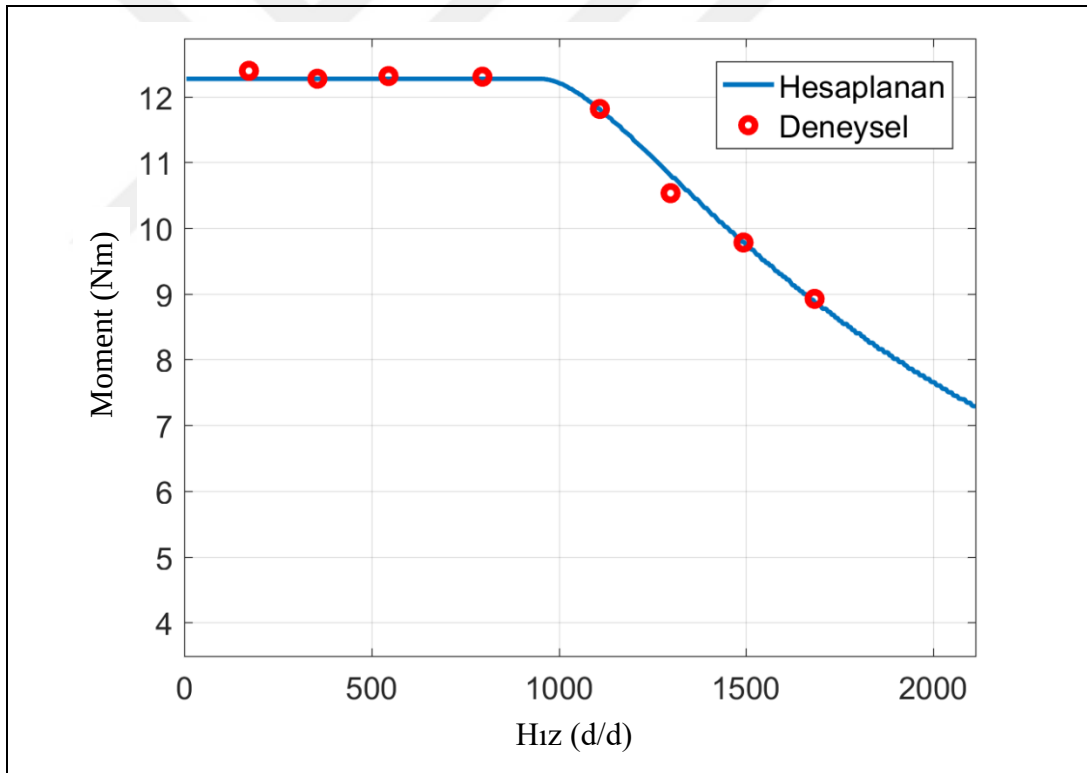
Şekil 6.13 Motorun toplanmış hali

6.5 Deneysel Olarak Hız-Moment Grafiğinin Elde Edilmesi

Makinanın hız-moment grafiğini elde etmek için Şekil 6.14'deki deney seti kurulmuştur. Motor sürücüsü olarak Invertek markasına ait ticari sürücü kullanılmıştır.



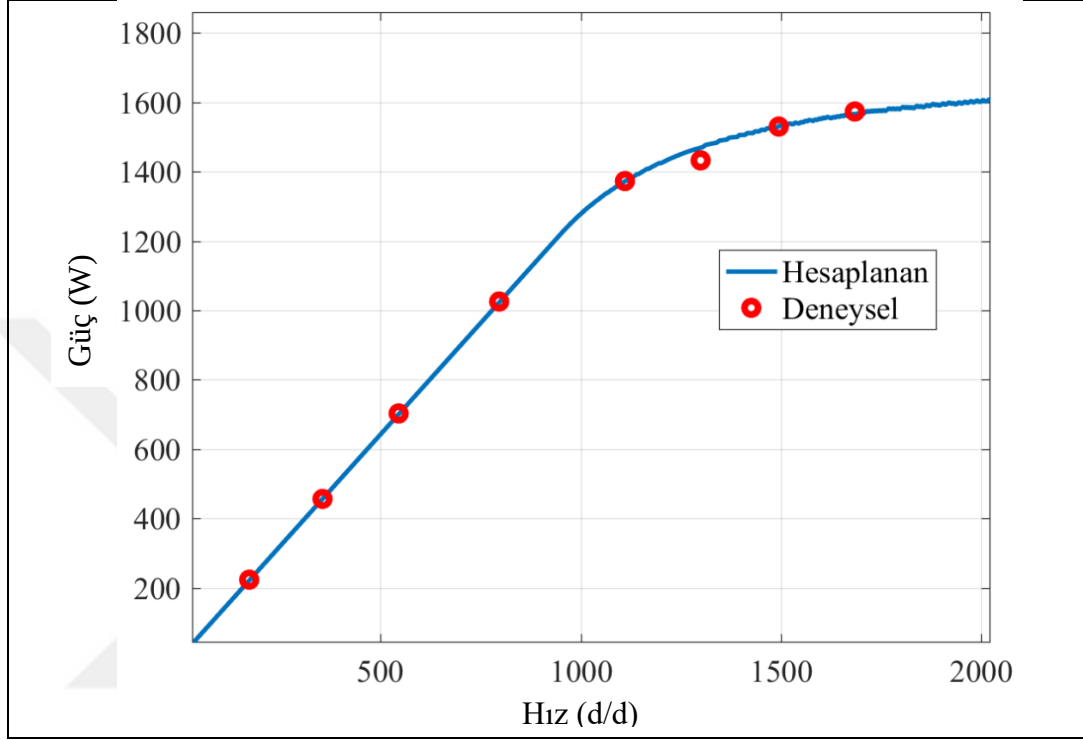
Şekil 6.14 Hız-moment grafiğinin elde edilmesi için kurulan deney seti



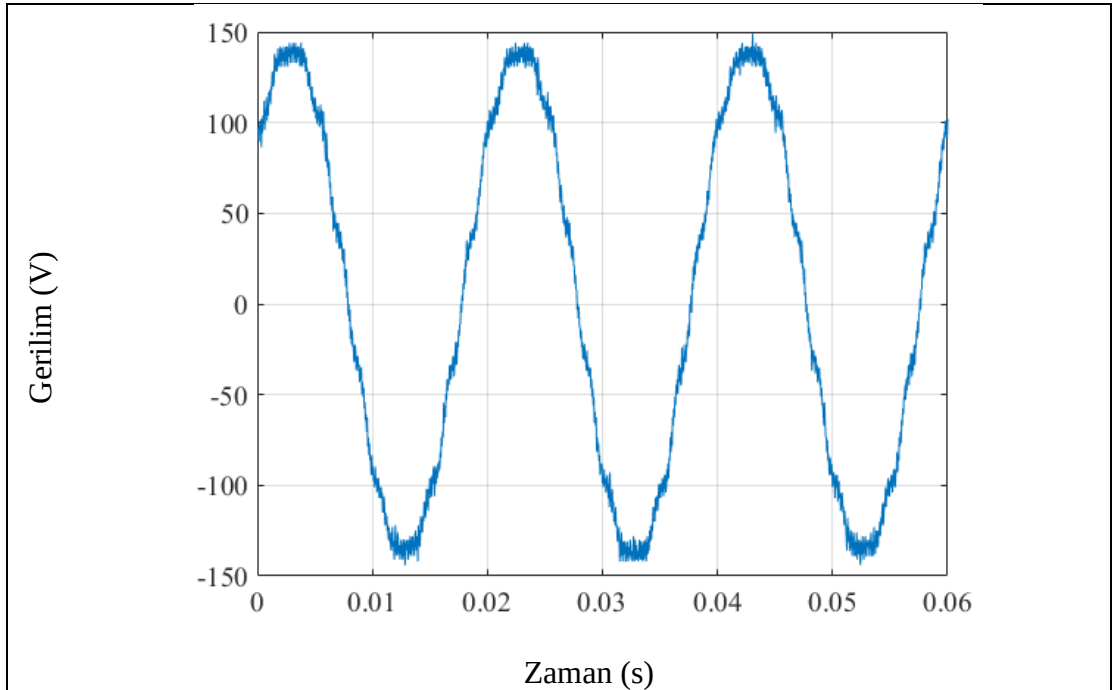
Şekil 6.15 Deneysel olarak elde edilen hız-moment grafiği

Motoru yüklemek için yüzey montaj mıknatıslı bir senkron generatör kullanılmış, generatör uçlarına ise köprü diyotlar üzerinden ısıtıcılar bağlanarak sistemin yüklenmesi sağlanmıştır. Motor ile generatör arasına moment sensörü yerleştirilmiş ve moment büyüklükleri okunmuştur. Moment sensörü, moment bilgisini gerilim olarak verdiği için osiloskop yardımıyla moment işaretleri kaydedilmiştir. Hız bilgisi ise eviriciden

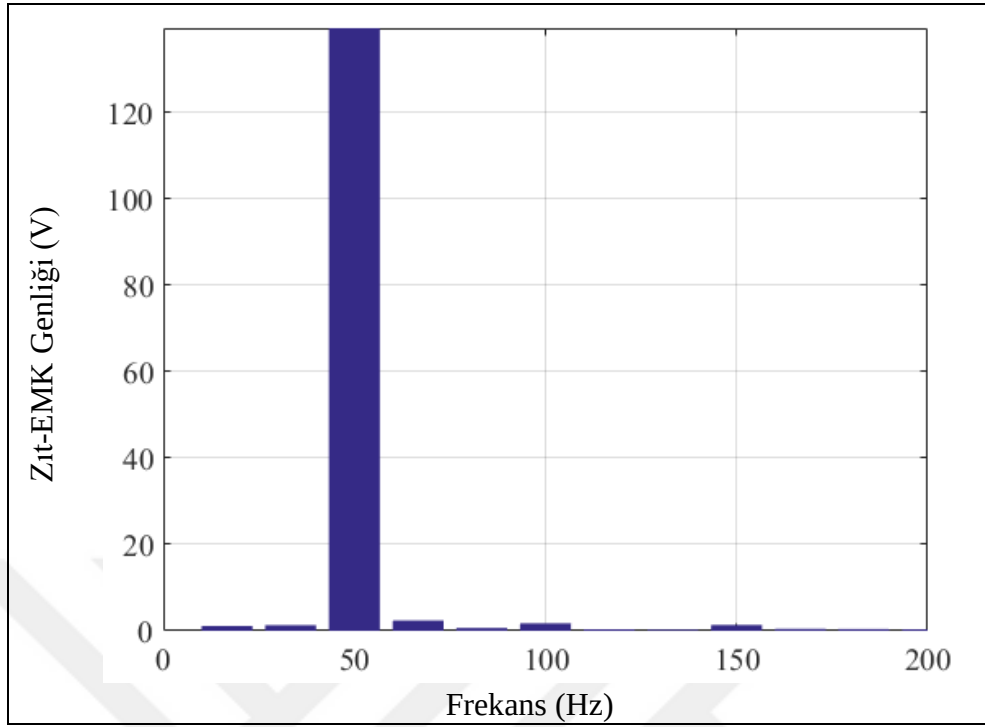
alınarak, hız-moment grafiği elde edilmiştir. Deneysel olarak elde edilen hız-moment karakteristiği Şekil 6.15'te verilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlara göre makinanın tahmin edilen hız-moment bölgesinde çalışabildiği görülmüştür. Makinanın güç-hız grafiği ise Şekil 6.16'da verilmiştir. Kurulan deney düzeneğinin kısıtlayıcı etkilerinden dolayı 1600 d/d'nın üzerine çıkılamamıştır.



Şekil 6.16 Deneysel olarak elde edilen hız-güç grafiği



Şekil 6.17 Zıt-EMK dalga şekli



Şekil 6.18 Deneysel olarak elde edilen zıt-EMK işaretinin FFT analizi

Makinada endüklenen zıt-EMK dalga şekli ise Şekil 6.17’de gösterilmiştir. Şekil 6.18’de ise zıt-EMK’nin FFT analizi verilmiştir. Konsantre sargılı makinalarda zıt-EMK’nin dalga şeklini sinüzoidal olarak elde etmek zor olmasına karşın FFT sonucuna göre elde edilen zıt-EMK dalgasının harmonik bileşenleri oldukça düşüktür.

SONUÇ VE ÖNERİLER

GMSM'lar geniş hız aralığında çalışabilme, yüksek moment ve güç yoğunluğuna sahip olma, hızlı dinamik cevap gibi özellikleri sayesinde uygulama alanı artmaktadır. GMSM'lar mıknatıs momentine ilaveten relüktans momenti de üretebilmeleri dolayısıyla yüzey montajlı makinalardan daha avantajlı hale gelir.

İstenilen özelliklere uygun bir makina tasarımı elde edebilmek amacıyla doğruluğu yüksek bir modele ihtiyaç duyulur. Gerek karmaşık geometriyi gerekse doğrusal olmayan manyetik davranışı modelleyebilmesi dolayısıyla SEA göze çarpan bir yöntemdir. Tasarım sırasında birçok parametrenin değişmesi gerektiğinden ve SEA'nin hesaplama süresinin uzun olması nedeniyle tasarım aşaması ön tasarım ve detaylı tasarım olmak üzere ikiye ayrılır. Ön tasarım sürecinde hızlı çözüm elde edebilmek amacıyla analitik yöntemler kullanılarak yaklaşık bir geometri elde edilir ve detaylı tasarım aşamasına geçilerek SEA ile makinanın nihai geometrisi elde edilir.

GMSM'nın q-ekseni endüktansının manyetik doyma kaynaklı akıma bağlı değişimini elde edebilmek için doğrusal olmayan modele ihtiyaç vardır. Literatürde doğrusal olmayan modeli elde edebilmek amacıyla nümerik yöntemler kullanılmaktadır.

Bu çalışmada doğrusal olmayan analitik bir yöntem elde edebilmek amacıyla manyetik eşdeğer devresi basit olan hava aralığına sahip bir endüktans modellenmiştir. *LambertW* fonksiyonu kullanılarak tam çözüm elde edilmiş, model doğruluğu benzetim ve deneysel sonuçlar ile onaylanmıştır. Bu yöntem GMSM'lara uygulanmak istenmiş ama GMSM'nın karmaşık MED'i nedeniyle başarılı olunamamıştır. Daha sonra yeni yöntemler aranmış ve yaklaşık analitik çözüm olan perturbasyon teorisi çalışılmıştır. *B-H* eğrisi perturbasyon teorisine uygun bir şekilde seçilerek, toplu parametre yöntemi ve akı tüpleri yardımıyla makina geometrisi kullanılarak *B-H* eğrisi akı-MMK eğrisine

dönüştürülmüş ve MED'nin eşdeğer denklemi doğrusal olmayan tek bir denklem haline getirilmiş ve çözümünde perturbasyon teorisi kullanılmıştır. Perturbasyon teorisi ile elde edilen çözümün doğrusal bölgede çalıştığı fakat doğrusal olmayan bölgede ıraksadığı görülmüştür. Perturbasyon serilerinin Pade yaklaşımlarına dönüştürülmesi ile yeni bir çözüm elde edilmiş ve çözümün doğrusal ve doyma bölgesinde çalıştığı, aşırı doyma bölgesinde ise ıraksadığı görülmüştür. Aşırı doyma bölgesi yaklaşık olarak doğrusal olduğu için eşdeğer denklem ikiye bölünmüş doğrusal ve doyma bölgesi Pade yaklaşımları ile aşırı doyma bölgesi ise doğrusal olarak modellenmiştir. Önerilen yöntem doğruluğu için SEA ve deneysel sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Böylece elektrik makinalarının modellenmesinde yeni bir yöntem önerilmiştir.

Endüktans değerlerini deneysel olarak ölçmek için rotor q-ekseni A fazına çakıştırılmış, anma akım değerinin üzerinde bir akım akacak şekilde gerilim oto-trafo yardımıyla artırılıp gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiş, stator sargılarının iç direnci kaynaklı gerilim düşümleri çıkarılarak anlık akı ve akım grafiği elde edilmiş ve halkalanan akımın akım değerine bölünmesiyle birlikte endüktans değeri elde edilmiştir. d-ekseni A fazına çakıştırılarak ve aynı işlemleri tekrar ederek d-ekseni endüktansı elde edilir.

Önerilen yöntemin deneysel ve SEA ile karşılaştırmalarından oldukça tatmin edici doğrulukta çalıştığı ve SEA ile dakikalar süren çözümün önerilen yöntemle saniyenin altında bir sürede yapıldığı görülmüştür. Bu çalışmada MED çok az toplu parametre ile elde edilmiştir. Önerilen yöntemin doğruluğunu artırmak için daha fazla akı tüpü ve toplu parametre kullanılarak MED kurulabilir. Ayrıca önerilen yöntem ile rotor konumuna bağlı MED'ler elde edilerek rotor konumuna bağlı, endüktans değişimleri, halkalanan akı değişimleri, hava aralığı manyetik akı yoğunluğu değişimi ve zıt-EMK değişimleri elde edilebilir.

Bu çalışmada tek katmanlı bir mıknatısa sahip olan konsantre sargılı 12 oluklu ve 10 kutuplu çift katmanlı sargıya sahip bir makinanın modeli elde edilmiştir. Bu model, tek katmanlı veya çift katmanlı oluk kutup kombinasyonlarına uygulanabilir. Ayrıca tek mıknatıs katmanlı veya çok mıknatıs katmanlı dağıtılmış sargılı makinalara da uygulanabilir.

Bu çalışma ayrıca manyetik doymanın önemli olduğu anahtarlama relüktans motor, senkron relüktans motor ve sinüzoidal relüktans motor gibi diğer motor türlerine de uygulanabilir.

Konsantre sargılı makinalarda dağıtılmış sargıların aksine MMK dağılımı sinüzoidal değildir. Genlikleri yüksek olan alt ve üst harmonikler içerir. Oluk kutup kombinasyonlarına göre harmoniklerin genlikleri değişir. Bu çalışmada farklı oluk/kutup kombinasyonlarına ve sargı katmanlarına ait MMK dağılımları ve frekans spektrum analizleri yapılmıştır.

Konsantre sargılı GSM’lerin manyetik çıkıklık oranı 1.2-1.3 civarı iken dağıtılmış sargılı GSM’lerin manyetik çıkıklık oranı 3-7 arası değişir. Manyetik çıkıklık relüktans momentini etkilediği için konsantre sargılı GSM’nin relüktans momenti düşüktür, dolayısıyla L_q endüktansının manyetik doymayı momente daha az etki eder.

Geniş bir hız aralığında çalışan motor tasarımı için karakteristik akımın evirici akımına eşit veya düşük olması gerekir. Konsantre sargılı makinalarda L_d endüktansının daha yüksek olması nedeniyle karakteristik akımı istenilen seviyelere getirmek daha kolaydır. Bu çalışmada geniş bir hız aralığına sahip konsantre sargılı 12 oluk 10 kutuplu ve çift katman sargılı bir GSM tasarlanmıştır. Tasarımı sırasında düşük maliyetli olması öncelik oluşturmuştur. Tasarımı yapılan makinanın prototip üretimi yapılmış ve hız moment grafiği deneysel olarak elde edilmiştir.

Literatürde konsantre sargılı YSM’lar için birçok çalışma varken konsantre sargılı GSM’lar için yapılmış çalışma sayısı azdır. GSM için alt ve üst harmoniklerin her birinin manyetik doymaya etkileri, relüktans momentine etkileri ayrıntılı çalışılmalıdır.

KAYNAKLAR

- [1] Jahns, T. M., Kliman, G. B. ve Neumann, T. W., (1986). "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives" IEEE Transactions on Industry Applications, 22:738-747
- [2] Schiferl, R. F. ve Lipo, T. A., (1990). "Power Capability of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors in Variable Speed Drive Applications", IEEE Transactions on Industry Applications, 26(1):115-123.
- [3] Soong, W., (1994). "Field-Weakening Performance of Brushless Synchronous AC Motor Drives", IEE Proc-Electr. Power Appl., 141(6):331-340.
- [4] Zarko, D., Ban, D. ve Lipo, T. A., (2008). "Analytical Solution For Cogging Torque In Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping", IEEE Trans. Magn., 44(1):52-65.
- [5] Keyhani, A. B. A., El-Antably, A., Lu, W. ve Dai, M., (2003). "Analytical Model For Permanent Magnet Motors With Surface Mounted Magnets", IEEE Trans. Energy Convers., 18(3):386-391.
- [6] Lovelace, E. C., Jahns T. M. ve Lang, J. H., (2002). "A Saturating Lumped Parameter Model For An Interior PM Synchronous Machine", IEEE Transactions on Industry Applications, 38(3):645-650.
- [7] Lovelace, E. C., Jahns, T. M. ve Lang, J. H., (1999). "A Saturating Lumped Parameter Model For An Interior PM Synchronous Machine", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC, 9-12 Mayıs 1999, Seattle, ABD.
- [8] Lovelace, E. C., Jahns, T. M. ve Lang, J. H., (2000). "Impact Of Saturation And Inverter Cost On Interior PM Synchronous Machine Drive Optimization", IEEE Transactions on Industry Applications, 36(3):723-729.
- [9] Tangudu, J., Jahns, T., EL-Refaie, A. ve Zhu, Z., (2009). "Lumped Parameter Magnetic Circuit Model For Fractional-Slot Concentrated-Winding Interior Permanent Magnet Machines", IEEE Energy Conversion Congress and

Exposition, 20-24 Ekim 2009, San Jose, CA, ABD.

- [10] Tangudu, J. K., Jahns, T. M., EL-Refaie, A. ve Zhu, Z. Q., (2009). "Segregation of Torque Components in Fractional-Slot Concentrated-Winding Interior PM Machines Using Frozen Permeability", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 20-24 Ekim 2009, San Jose, CA, ABD.
- [11] Tangudu, J. ve Jahns, T., (2010). "Core Loss Prediction Using Magnetic Circuit Model For Fractional-Slot Concentrated-Winding Interior Permanent Magnet Machines", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, 12-16 Ekim 2010, Atlanta, GA, ABD.
- [12] Tangudu, J., (2011). On Modeling and Design of Fractional Slot Concentrated-Winding Interior Permanent Magnet Machines, Doktora Tezi, University of Wisconsin-Madison, Madison.
- [13] Han, S. H., Jahns, T. ve Soong, W. L., (2007). "Torque Ripple Reduction in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using the Principle of Mutual Harmonics Exclusion", IEEE Industry Applications Conference, 23-27 Ekim 2007, New Orleans, LA, ABD.
- [14] Han, S. H., Soong, W. ve Jahns, T., (2007). "An Analytical Design Approach for Reducing Stator Iron Losses in Interior PM Synchronous Machines During Flux-Weakening Operation", IEEE Industry Applications Annual Meeting, 23-27 Ekim 2007, New Orleans, LA, ABD.
- [15] Han, S. H., Soong, W. L., Jahns, T., Güven, M. K. ve Illindala, M. S., (2010). "Reducing Harmonic Eddy-current Losses In The Stator Teeth of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines During Flux Weakening", IEEE Transactions on Energy Conversion, 25(2):441-449.
- [16] Han, S. H. S., Jahns, T. ve Wen, L. M., (2007). "A Magnetic Circuit Model For An IPM Synchronous Machine Incorporating Moving Airgap and Cross-coupled Saturation Effects" IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC, 3-5 Mayıs 2007, Antalya, Türkiye.
- [17] Tang, C., Soong, W., Gene, L., Liew, S., Ertugrul, N. ve Jahns, T. M., (2013) "Analysis of Stator Iron Loss in Interior PM Machines Under Open and Short-Circuit Conditions", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 15-19 Ekim 2013, Denver, CO, ABD.
- [18] Hong, C., Dawei, L., Ronghai, Q., Zhu, Z. ve Jian, L. (2014). "An Improved Analytical Model for Inductance Calculation of Interior Permanent Magnet Machines", IEEE Transactions on Magnetics, 50(6).
- [19] Lee, K. D., Lee, J. ve Lee, H.W., (2015). "Inductance Calculation of Flux Concentrating Permanent Magnet Motor Through Nonlinear Magnetic Equivalent Circuit", IEEE Transactions on Magnetics, 51(11).

- [20] Kim, W. H., Kim, M. J., Lee, K. D., Lee, J. J., Han, J. H., Jeong, T. C., Cho, S. Y. ve Lee, J., (2014). "Inductance Calculation in IPMSM Considering Magnetic Saturation", IEEE Transactions on Magnetics, 50(1).
- [21] Kemmetmüller, W., Faustner, D. ve Kugi, A., (2014). "Modeling of a Permanent Magnet Synchronous Machine With Internal Magnets Using Magnetic Equivalent Circuits", IEEE Transactions on Magnetics, 50(6).
- [22] Saito, K. K. N., Watanabe, T. ve Ichinokura, O., (2005). "A New Nonlinear Magnetic Circuit Model for Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 291: 1313-1317.
- [23] Farshadnia, M., Ali, M., Cheema, M., Dutta, R. ve Fletcher, J. E., (2017). "Analytical Modeling of Armature Reaction Air-Gap Flux Density Considering the Non-Homogeneously Saturated Rotor" IEEE Transactions on Magnetics, 53(2).
- [24] Farshadnia, M., Ali, M., Cheema, M., Dutta, R., Fletcher, J. ve Rahman, M. F. E., (2017). "Detailed Analytical Modelling of Fractional-Slot Concentrated-Wound Interior Permanent Magnet Machines for Prediction of Torque Ripple", IEEE Transactions on Industry Applications, 53(6):5272-5283.
- [25] Pellegrino, G., Guglielmi, P., Vagati, A. ve Villata, F., (2010). "Core Losses and Torque Ripple in IPM Machines: Dedicated Modeling and Design Tradeoff", IEEE Transactions on Industry Applications, 46(6):2381-2391.
- [26] Dajaku, G. ve Gerling, D., (2010). "Stator Slotting Effect on the Magnetic Field Distribution of Salient Pole Synchronous Permanent-magnet Machines", IEEE Transactions on Magnetics, 46(9):3676-3683.
- [27] Li, Q., Fan, T. ve Wen, X., (2013). "Armature-Reaction Magnetic Field Analysis for Interior Permanent Magnet Motor Based on Winding Function Theory", IEEE Transactions on Magnetics, 49(3):1193-1201.
- [28] Lim, D. K., Yi, K. P., Woo, D. K., Yeo, H. K., Ro, J. S., Lee, C. G. ve Jung, H. K., (2014). "Analysis and Design of a Multi-Layered and Multi-Segmented Interior Permanent Magnet Motor by Using an Analytic Method", IEEE Transactions on Magneticss, 50(6).
- [29] Zhu, L., Jiang, S. Z., Zhu, Z. Q. ve Chan, C. C., (2009). "Analytical Modeling of Open-Circuit Air-Gap Field Distributions in Multisegment and Multilayer Interior Permanent-Magnet Machines", IEEE Transactions on Magnetics, 45(8):3121-3130.
- [30] Mi, C., Filippa, M., Liu, W. ve Ma, R., (2014). "Analytical Method for Predicting the Air-Gap Flux of Interior-Type Permanent-Magnet Machines", IEEE Transactions on Magnetics, 40(1):50-58.

- [31] Seo, J. ve Choi, H. S. H., (2014). "Analytical Modeling for Calculating Cogging Torque in Interior Permanent Magnet Machine", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 24(3): 1313-1317.
- [32] Seo, J. ve Seo, J. H. H., (2014). "Cogging Torque Calculation for IPM Having Single Layer", IEEE Transactions on Magnetics, 50(10).
- [33] Meessen, K. J., Thelin, P., Soulard, J. ve Lomonova, E. A., (2008). "Inductance Calculations of Permanent-Magnet Synchronous Machines Including Flux Change and Self- and Cross-Saturations", IEEE Transactions on Magnetics, 44(10):2324-2331.
- [34] Bianchi, N. ve Bolognani, S., (1998). "Magnetic Models of Saturated Interior Permanent Magnet Motors Based on Finite Element Analysis", Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting, 12-15 Kasım 1998, St. Louis, MO, ABD.
- [35] Dutta, R., Rahman, M. F. ve Chong, L., (2012). "Winding Inductances of an Interior Permanent Magnet (IPM) Machine With Fractional Slot Concentrated Winding", IEEE Transactions on Magnetics, 48(12):4842-4849.
- [36] Štumberger, B., Štumberger, G., Dolinar, D., Hamler, A. ve Trlep, M., (2001). "Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", Industry Applications Conference, 30 Eylül - 4 Ekim 2001, Chicago, IL, ABD.
- [37] Štumberger, B., Štumberger, G., Dolinar, D., Hamler, A. ve Trlep, M., (2001). "Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor" IEEE Transactions on Industry Applications, 39(5): 1264-1271.
- [38] Barcaro, M., Bianchi, N. ve Magnussen, F., (2010). "Rotor Flux-Barrier Geometry Design to Reduce Stator Iron Losses in Synchronous IPM Motors Under FW Operations", IEEE Transactions on Industry Applications, 46(5):1950-1958, 2010.
- [39] Kuttler, S., Benkara, K. E. K., Friedrich, G., Vangraefschep, F. ve Abdelli, A., (2012). "Analytical Model Taking Into Account the Cross Saturation for the Optimal Sizing of IPMSM", 20th International Conference on Electrical Machines, ICEM, 2-5 Eylül 2012, Marseille, France.
- [40] Legranger, J., Friedrich, G., Vivier, S. ve Mipo, J. C., (2010). "Combination of Finite-Element and Analytical Models in the Optimal Multidomain Design of Machines: Application to an Interior Permanent-magnet Starter Generator", IEEE Transactions on Industry Applications, 46(1):232-239.

- [41] Kano, Y., Kosaka, T. ve Matsui, N., (2005). "Simple Nonlinear Magnetic Analysis for Permanent-Magnet Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, 41(5):1205-1214.
- [42] Min, H., Hsu, F. ve Chiuan, Y., (2012). "A Generalized Magnetic Circuit Modeling Approach for Design of Surface Permanent-magnet Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(2):779-792.
- [43] Polinder, H., Slootweg, J. G., Hoeijmakers, M. J. ve Compter, J. C., (2003). "Modelling of a Linear PM Machine Including Magnetic Saturation and End Effects: Maximum Force to Current Ratio", IEEE Transactions on Industry Applications, 39(6): 1681-1688 .
- [44] Ostović, V., (1998). "A Simplified Approach to Magnetic Equivalen-Circuit Modeling of Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, 24(2):308-316.
- [45] Ostovic, V., (1987). "Computation of Saturated Permanent-magnet AC Motor Performance by Means of Magnetic Circuits", IEEE Transactions on Industry Applications, IA-23(5):836-841.
- [46] Torrey, D. A., Niu, X. M., ve Unkauf E. J., (1995). "Analytical Modelling of Variable-Reluctance Machine Magnetisation Characteristics", Electric Power Applications, 142(1):14-22.
- [47] Kokernak, J. ve Torrey, D. A., (2000.) "Magnetic Circuit Model for the Mutually Coupled Switched Reluctance Machine", IEEE Transactions on Magnetics, 36(2):500-507.
- [48] Moallem, M. ve Dawson, G. E., (1998). "An Improved Magnetic Equivalent Circuit Method for Predicting the Characteristics of Highly Saturated Electromagnetic Devices", IEEE Transactions on Magnetics, 34(5):3632-3635.
- [49] Sheth, N. K. ve Rajagopal, K. R., (2005). "Calculation of the Flux-Linkage Characteristics of a Switched Reluctance Motor by Flux Tube Method", IEEE Transactions on Magnetics, 41(10):4069-4071.
- [50] Ding, W. Liang, D. ve Tang, R. (2011)., "A Fast Nonlinear Variable Structure Equivalent Magnetic Circuit Modeling for Dual-channel Switched Reluctance Machine", Energy Conversion and Management, 52(1):308-320.
- [51] Mao, S. H., Dorrell, D. ve Tsai, M. C., (2009). "Fast Analytical Determination of Aligned and Unaligned Flux Linkage in Switched Reluctance Motors Based on a Magnetic Circuit Model", IEEE Transactions on Magnetics, 45(7):2935-2942.
- [52] Yu, Q., Wang, X. ve Cheng, Y., (2016). "Magnetic Modeling of Saliency Effect for Saturated Electrical Machines with a New Calculation Method", IEEE Transactions on Magnetics, 52(6).

- [53] Zhu, Z. Q., Pang, Y., Howe, D., Iwasaki, S., Deodhar, R. ve Pride, A., (2005). "Analysis of Electromagnetic Performance of Flux-Switching Permanent-Magnet Machines by Nonlinear Adaptive Lumped Parameter Magnetic Circuit Model", IEEE Transactions on Magnetics, 41(11):4277-4287.
- [54] Ilhan, E., Gysen, B. L. J., Paulides, J. J. H. ve Lomonova, E. A., (2010). "Analytical Hybrid Model for Flux Switching Permanent Magnet Machines", IEEE Transactions on Magnetics, 46(6):1762-1765.
- [55] Ostovic, V., Miller, J. M., Garg, V. K., Schultz, R. D. ve Swales, S. H., (1999). "A Magnetic-Equivalent-Circuit-Based Performance Computation of a Lundell Alternator", IEEE Transactions on Industry Applications, 35(4):825-830.
- [56] Elloumi, D., Ibala, A., Rebhi, R. ve Masmoudi, A., (2015). "Lumped Circuit Accounting for the Rotor Motion Dedicated to the Investigation of the Time-Varying Features of Claw Pole Topologies", IEEE Transactions on Magnetics, 51(5).
- [57] Chen, Y., Zhu, Z. Q. ve Howe, D., (2008). "Three-dimensional Lumped-Parameter Magnetic Circuit Analysis of Single-Phase Flux-Switching Permanent-Magnet Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, 44(6):1701-1710.
- [58] Hsieh, M. I., Lin, H. F. ve Dorrell, D., (2013). "Magnetic Circuit Modeling of Brushless Doubly-fed Machines with Induction and Reluctance Rotors", IEEE Transactions on Magnetics, 49(5):2359-2362.
- [59] Asghari, B. ve Dinavahi, V., (2012). "Experimental Validation of a Geometrical Induction Machine Model", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(11):4049-4062.
- [60] Tavana, N. ve Dinavahi, V. R., (2016). "Real-Time Nonlinear Magnetic Equivalent Circuit Model of Induction Machine on FPGA for Hardware-in-the-loop Simulation", IEEE Transactions on Energy Conversion, 31(2):520-530.
- [61] Derbas, H., Milliams, J. W., Koenig, A. C. ve Pekarek, S. D., (2009). "A Comparison of Nodal- and Mesh-Based Magnetic Equivalent Circuit Models A Comparison of Nodal- and Mesh-Based Magnetic Equivalent Circuit Models", IEEE Transactions on Energy Conversion, 24(2):388-396.
- [62] Mahmoud, H. ve Bianchi, N., (2017). "Nonlinear Analytical Model of Eccentric Synchronous Reluctance Machines Considering the Iron Saturation and Slotting Effect", IEEE Transactions on Industry Applications, 53(3):2007-2015.
- [63] Bracikowski, N., Hecquet, M., Brochet, P. ve Shirinskii, S. V., (2012). "Multiphysics Modeling of a Permanent Magnet Synchronous Machine by Using Lumped Models", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(6):2426-2437.

- [64] Gieras, J. F., (2010). Permanent Magnet Motor Technology, Taylor and Francis, New York.
- [65] Krishnan, R., (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drive, Taylor and Francis, New York.
- [66] Constantinides, S. ve Gulick, D., (2004). "NdFeB for High Temperature Motor Applications", Arnold Magnetics Technologies.
- [67] Constantinides, S., (2016). "Market Outlook for Ferrite, Rare Earth and other Permanent Magnets" Arnold Magnetics Technologies.
- [68] Capponi, F. D. G., Donato, G. ve Caricchi, F., (2012) "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology", IEEE Transactions on Industry Applications, 48(6): 2190-2205.
- [69] Profumo, F., Zhang Z. ve Tenconi, A., (1997). "Axial Flux Machines Drives: A New Viable Solution For Electric Cars", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 44(1):39-45.
- [70] Madhavan, R., Baylon, G. ve Fernandes, G., (2014). "Performance Improvement in the Axial Flux-Segmented Rotor-Switched Reluctance Motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, 29(3):641-651.
- [71] Chino, S., Ogasawara, S., Miura, T., Chiba, A., Takemoto, M. ve Hoshi, N., (2011). "Fundamental Characteristics Of A Ferrite Permanent Magnet Axial Gap Motor With Segmented Rotor Structure For The Hybrid Electric Vehicle", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE, 17-22 Eylül 2011, Phoenix, AZ, ABD.
- [72] Deodhar, R. P., Andersson, S., Boldea, I. ve Miller, T. J E., (1997). "The Flux-Reversal Machine: A New Brushless Doubly-Salient Permanent-Magnet Machine", IEEE Transactions on Industry Applications, 33(4):925-934.
- [73] Gao, Y., Qu, R., Li, D., Li, J. ve Wu, L., (2016). "Design of Three-Phase Flux-Reversal Machines with Fractional-Slot Windings", IEEE Transactions on Industry Applications, 52(4):2856-2864.
- [74] Wang, Y. ve Deng, Z., (2012). "Comparison of hybrid excitation topologies for flux-switching machines", IEEE Transactions on Magnetics, 48(9):2518-2527.
- [75] Hua, W., Cheng, M., Zhu, Z. Q. ve Howe, D., (2006). "Design Of Flux-Switching Permanent Magnet Machine Considering The Limitation Of Inverter And Flux-Weakening Capability", IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society), 8-12 Ekim 2006, Tampa, FL, ABD.

- [76] Li, S., Li, Y. ve Sarlioglu, B., (2015). "Partial Irreversible Demagnetization Assessment of Flux-Switching Permanent Magnet Machine" IEEE Transactions on Magnetics, 51(7).
- [77] Liao, Y., Liang, F. ve Lipo, T. A., (1995). "A Novel Permanent Magnet Machine With Doubly Salient Structure", IEEE Transactions on Industry Applications, 5:308-314.
- [78] Kioumars, A., Moallem, M. ve Fahimi, B., (2006). "Mitigation of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motors By Optimal Shape Design", IEEE Transactions on Magnetics, 42(11):3706-3711.
- [79] Kang, G. H., Son, Y., Kim, G. D. ve Hur, J. T., (2009). "A Novel Cogging Torque Reduction Method For Interior-Type Permanent-Magnet Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, 45(1):161-167.
- [80] Han, S. H., Jahns, T. M., Soong, W. L., Güven, M. K. ve Illindala, M. S., (2010). "Torque Ripple Reduction In Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Stators With Odd Number Of Slots Per Pole Pair", IEEE Transactions on Energy Conversion, 25(1):118-127.
- [81] Fang, L., Jung, J., Hong, J. W. ve Lee, J. H. P., (2008). "Study on High-Efficiency Performance in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor with Double-Layer PM Design", IEEE Transactions on Magnetics, 11:4393-4396.
- [82] Ge, X., Zhu, Z. Q., Li, J. ve Chen, J., (2016). "A Spoke-Type IPM Machine with Novel Alternate Airspace Barriers and Reduction of Unipolar Leakage Flux by Step-Staggered Rotor", IEEE Transactions on Industry Applications, 52(6):4789-4797.
- [83] Zhao, W., Lipo, T. A. ve Kwon, B. I., (2015). "Torque Pulsation Minimization in Spoke-type Interior Permanent Magnet Motors with Skewing and Sinusoidal Permanent Magnet Configurations", IEEE Transactions on Magnetics, 51(11):10-13.
- [84] Kraus, P. C., (2002). Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, Wiley Inter-Science, Piscataway, NJ, ABD.
- [85] Li, S., (2017). Temperature Effects on IPM Machines: Influence, Modeling, and Compensation Control Method for Automotive Applications, Doktora Tezi, University of Wisconsin-Madison, Madison.
- [86] U.S. Department of Energy & Renewable Energy, (2015). Electric Drive Technologies 2015 Annual Report, Vehicle Technologies Office.
- [87] Olszewski, M., (2011). "Oak Ridge National Laboratory Annual Progress Report for the Power Electronics and Electric Machinery Program" U.S. Department of Energy Vehicle Technologies.

- [88] Burress, T., (2012). "Benchmarking of Competitive Technologies", Oak Ridge National Laboratory.
- [89] U.S. Department of Energy & Renewable Energy, (2014). FY 2014 Annual Progress Report-Electric Drive Technologies, Vehicle Technologies Office.
- [90] U.S. Department of Energy & Renewable Energy, (2016). FY 2016 Annual Progress Report for Electric Drive Technologies, Vehicle Technologies Office..
- [91] EL-Refaie, A. M., (2005). High Speed Operation of Permanent Magnet Machines, Doktora Tezi, University of Wisconsin-Madison, Madison.
- [92] El-Refaie A. ve Jahns, T., (2005). "Optimal Flux Weakening in Surface PM Machines Using Concentrated Windings", IEEE Transactions on Industry Applications, 41(3):790-800.
- [93] Ge, H., (2016). "Fractional Slot Concentrated Winding Interior Permanent Magnet Machines with Reluctance Torque: Inductance-Based Methodology for Comprehensive Analysis, Design and Control", Doktora Tezi, McMaster University, Hamilton.
- [94] El-Refaie, A. M., (2010). "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges", IEEE Transactions On Industrial Electronics, 57(1):107-121.
- [95] Cros J. ve Viarouge, P., (2002). "Synthesis Of High Performance PM Motors With Concentrated Windings", IEEE Transactions On Energy Conversion, 17(2):248-254.
- [96] Bianchi, N., Bolognani, S., Pré, M. D. ve Grezzani, G., (2006). "Design Considerations For Fractional-Slot Winding Configurations of Synchronous Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, 42(4):997-1006.
- [97] Bianchi, N., Bolognani, S. ve Pré, M. D., (2008). "Magnetic Loading of Fractional-Slot Three-Phase PM Motors with Nonoverlapped Coils", IEEE Transactions on Industry Applications, 44(5):1513-1521.
- [98] Alberti, L. ve Bianchi, N., (2013). "Theory and Design of Fractional-Slot Multilayer Windings", IEEE Transactions on Industry Applications, 49(2):841-849.
- [99] Lipo, T., (2012). Analysis of Synchronous Machines, CRC Press, Florida, ABD.
- [100] El-Refaie, A. M. ve Jahns, T. M., (2008). "Impact of Winding Layer Number and Magnet Type on Synchronous Surface PM Machines Designed for Wide Constant-Power Speed Range Operation", IEEE Transactions on Energy Conversion, 23(1):53-60.

- [101] Reddy, P. B., El-Refaie, A. M. ve Huh, K. K., (2015). "Effect of Number of Layers on Performance of Fractional-Slot Concentrated-Windings Interior Permanent Magnet Machines", IEEE Transactions on Power Electronics, 30(4):2205-2218.
- [102] Tang, Q., Wang, Z., Anderson, P. I., Jarman, P. ve Moses, A. J., (2015). "Approximation and Prediction of AC Magnetization Curves for Power Transformer Core Analysis", IEEE Transactions On Magnetics, 51(5).
- [103] Gurleyen, H. ve Mese, E., (2017). "Analytical Modeling Of Inductance Using LambertW", Journal of Magnetics, 22(3):369-377.
- [104] Steinmetz, C. P., (1892). "On the law of Hysterisis", Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 9(1):1-64.
- [105] Gurleyen, H., Mese, E., Kim, J. H. ve Sarlioglu, B., (2017). "Nonlinear Analytical Model of an Inductance Considering Saturation and Temperature Variation", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 1-5 Ekim 2017, Cincinnati, OH, ABD.
- [106] Bender, C. M. ve Orszag, S. A., (1999). Advanced Mathematical Methods for Scientist and Engineers I, Springer, New York, ABD.
- [107] Lovelace, E. C. F., (2000). Optimization of a Magnetically Saturable Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive, Doktora Tezi, Massachuttes Instute of Technology, Boston.
- [108] Ponomarev, P., Alexandrova, Y., Petrov, I., Lindh, P., Lomonova, E. ve Pyrhöyen, J., (2014). "Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines", IEEE Transaction on Industrial Electronics, 61(11):5966-5973.
- [109] Prhöyen, J., Jokinen, T., Hrabovcova, V. ve Niemela, H., (2008). Design of Rotating Electrical Machine, John Willey & Sons, West Sussex, Birleşik Krallık.
- [110] Morimoto, S., Takeda, Y., Hirasu, T. ve Taniguchi, K., (1990). "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capasicity", IEEE Transaction on Industry Applications, 26(5):866-871.

PADE KATSAYILARI

N=5 ve M=5 için Pade denklemi,

$$x_{5,5} = \frac{(V \cdot (p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5))}{(a \cdot (q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5))}$$

Çizelge A.1 N=5 ve M=5 için Pade katsayıları

$p_0 = 7352323258251 \cdot a^{60}$
$p_1 = 536680055173123 \cdot a^{48} \cdot k^{11} \cdot e$
$p_2 = 13761294673599872 \cdot a^{36} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$p_3 = 146163823341176172 \cdot a^{24} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$p_4 = 572591584253984541 \cdot a^{12} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$p_5 = 481414901168132404 \cdot k^{55} \cdot e^5$
$q_0 = 7352323258251 \cdot a^{60}$
$q_1 = 544032378431374 \cdot a^{48} \cdot k^{11} \cdot e$
$q_2 = 14217099172932234 \cdot a^{36} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$q_3 = 155396521857164628 \cdot a^{24} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$q_4 = 639838269737873577 \cdot a^{12} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$p_5 = 606739761005983686 \cdot k^{55} \cdot e^5$

N=7 ve M=6 için Pade denklemi,

$$x_{7_6} = \frac{(V \cdot (p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 + p_6 + p_7))}{(a^{13} \cdot (q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6))}$$

Çizelge A.2 N=7 ve M=6 için Pade katsayıları

$p_0 = 135594463648325608674134279453 \cdot a^{84}$
$p_1 = 12988981389431271846761515285195 \cdot a^{72} \cdot k^{11} \cdot e$
$p_2 = 478058525790492303876730149385008 \cdot a^{60} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$p_3 = 8450415687534741106105123867557058 \cdot a^{48} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$p_4 = 72919087861739538962947910089005907 \cdot a^{36} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$p_5 = 273163049166116026748736970918363050 \cdot a^{24} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$p_6 = 302493139052711915618006428101130024 \cdot a^{12} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$p_7 = -11306625303106791557020187511997398 \cdot k^{77} \cdot e^7$
$q_0 = 135594463648325608674134279453 \cdot a^{72}$
$q_1 = 13124575853079597455435649564648 \cdot a^{60} \cdot k^{11} \cdot e$
$q_2 = 489555968079791994028076187596220 \cdot a^{48} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$q_3 = 8810951582743726308489540459062632 \cdot a^{36} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$q_4 = 78025218295857116876835066081135207 \cdot a^{24} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$q_5 = 304737057033318818909452096040627652 \cdot a^{12} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$q_6 = 368191928109543128965290482017500556 \cdot k^{66} \cdot e^6$

N=7 ve M=7 için Pade denklemi,

$$x_{7,7} = \frac{(V \cdot (p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 + p_6 + p_7))}{(a \cdot (q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6 + q_7))}$$

Çizelge A.3 N=7 ve M=7 için Pade katsayıları

$p_0 = 1884437550517798592836697918666233 \cdot a^{84}$
$p_1 = 196357211664562805235428342421602045 \cdot a^{72} \cdot k^{11} \cdot e$
$p_2 = 8047323116110037778178832007659224638 \cdot a^{60} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$p_3 = 164157833278860081994682816046903313208 \cdot a^{48} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$p_4 = 1735109011050773628091750161127411582577 \cdot a^{36} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$p_5 = 8934539156822293484067585400508215295640 \cdot a^{24} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$p_6 = 18402691667278276997927252797113994793384 \cdot a^{12} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$p_7 = 8478579883176987079500444809747262967632 \cdot k^{77} \cdot e^7$
$q_0 = 1884437550517798592836697918666233 \cdot a^{84}$
$q_1 = 198241649215080603828265040340268278 \cdot a^{72} \cdot k^{11} \cdot e$
$q_2 = 8222951514718904798893056672975498120 \cdot a^{60} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$q_3 = 170397616888606757252132398798715500922 \cdot a^{48} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$q_4 = 1840313648129481493445675656521564652947 \cdot a^{36} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$q_5 = 9783487870162804710665380776252490214442 \cdot a^{24} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$q_6 = 21269421129295677543535833020869418121416 \cdot a^{12} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$q_7 = 11115062181145048465770017600173592390790 \cdot k^{77} \cdot e^7$

N=8 ve M=7 için Pade denklemi,

$$x_{8,7} = \frac{(V \cdot (p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 + p_6 + p_7 + p_8))}{(a^{13} \cdot (q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6 + q_7))}$$

Çizelge A.4 N=8 ve M=7 için Pade katsayıları

$p_0 = 61132841996297766561735096800954758149345 \cdot a^{96}$
$p_1 = 6814817782519471260997591509390300490584427 \cdot a^{84} \cdot k^{11} \cdot e$
$p_2 = 303672371086669145094648967026465360302175800 \cdot a^{72} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$p_3 = 6893685179925813748171095831610092526166813592 \cdot a^{60} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$p_4 = 84009850021850791262880958457283103853242897877 \cdot a^{48} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$p_5 = 529053543862939930231876104816425113593940488338 \cdot a^{36} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$p_6 = 1493103778787976540569466837946228896517835650260 \cdot a^{24} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$p_7 = 1267373268479398708367660426029188881216768890496 \cdot a^{12} \cdot k^{77} \cdot e^7$
$p_8 = -37091077817165630350230114275039603886854490132 \cdot k^{88} \cdot e^8$
$q_0 = 61132841996297766561735096800954758149345 \cdot a^{84}$
$q_1 = 6875950624515769027559326606191255248733772 \cdot a^{72} \cdot k^{11} \cdot e$
$q_2 = 309814727607229340923467472471045158453117432 \cdot a^{60} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$q_3 = 7133826396858076391741815755135043120846488210 \cdot a^{48} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$q_4 = 88605510909778435516715680571498440300648301243 \cdot a^{36} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$q_5 = 573344722988906357645917976085758246722091931468 \cdot a^{24} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$q_6 = 1689680727143852777086575496837110577059236107008 \cdot a^{12} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$q_7 = 1568426212274349869280609350750138222400381055454 \cdot k^{77} \cdot e^7$

N=8 ve M=8 için Pade denklemi,

$$x_{8-8} = \frac{(V \cdot (p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 + p_6 + p_7 + p_8))}{(a \cdot (q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6 + q_7 + q_8))}$$

Çizelge A.5 N=8 ve M=8 için Pade katsayıları

$p_0 = 9272769454291407587557528568759900971713622533 \cdot a^{96}$
$p_1 = 1110969624808810336238776675837522591676736677719 \cdot a^{84} \cdot k^{11} \cdot e$
$p_2 = 54114504395105054278758674305079714771602508463608 \cdot a^{72} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$p_3 = 1375677827965069178629661119853559699718547330561592 \cdot a^{60} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$p_4 = 19475065090607062014300361836062573800664946329583689 \cdot a^{48} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$p_5 = 151406415966378252035552160982395624456809218661739386 \cdot a^{36} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$p_6 = 592890793485627915173858870553398297943692022984253860 \cdot a^{24} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$p_7 = 946948824266132147940333059172397007449105544278558592 \cdot a^{12} \cdot k^{77} \cdot e^7$
$p_8 = 342088038686803669516098543946447615455645975890154780 \cdot k^{88} \cdot e^8$
$q_0 = 9272769454291407587557528568759900971713622533 \cdot a^{96}$
$q_1 = 1120242394263101743826334204406282492648450300252 \cdot a^{84} \cdot k^{11} \cdot e$
$q_2 = 55123473555916659131534318166660878452590395293464 \cdot a^{72} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$q_3 = 1419305674375229812428666508566784767463416182983962 \cdot a^{60} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$q_4 = 20428044529986187236945547956023429538351762628266311 \cdot a^{48} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$q_5 = 162439139124379206108462571639489102624500385472311836 \cdot a^{36} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$q_6 = 657524176561555988387183835469944058193250881016096960 \cdot a^{24} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$q_7 = 1110180347827239272682743921748010687616485270596295958 \cdot a^{12} \cdot k^{77} \cdot e^7$
$q_8 = 455838581120936546173607874658227259186541948975777856 \cdot k^{88} \cdot e^8$

N=10 ve M=9 için Pade denklemi,

$$x_{10_9} = \frac{(V \cdot (p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 + p_6 + p_7 + p_8 + p_9 + p_{10}))}{(a^{13} \cdot (q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6 + q_7 + q_8 + q_9))}$$

Çizelge A.6 N=10 ve M=9 için Pade katsayıları

$p_0 = 4795105460621080642892656429167449272806346570376882712706283164986326036 \cdot a^{120}$
$p_1 = 684773207668435862206174396748290757161317140500176326657555301177833931916 \cdot a^{108} \cdot k^{11} \cdot e$
$p_2 = 41161751644742119391525076311005198021480471491869050431700436554318245103584 \cdot a^{96} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$p_3 = 1353320977490113239038220879916497974298311211572801151524476860262455800402753 \cdot a^{84} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$p_4 = 26468625016073136831036432147891876217319436023936594591779062621440370304361499 \cdot a^{72} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$p_5 = 313640555846804581062007930956667586119014238199793297701031267574739130255823176 \cdot a^{60} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$p_6 = 2194082730981553586885132729764247475064141970673989215543327155594613415166243178 \cdot a^{48} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$p_7 = 8397934594146584555265645091168010420744026995609189238809344783529121712420304703 \cdot a^{36} \cdot k^{77} \cdot e^7$
$p_8 = 14918134715633616551735199920930822955318317863078335800513051556944419439860676994 \cdot a^{24} \cdot k^{88} \cdot e^8$
$p_9 = 8133162467179160252188252686170678227898368030749958418727354250417898336302765064 \cdot a^{12} \cdot k^{99} \cdot e^9$
$p_{10} = -157570414830834426311449557661240782843335723426176323835481659873809037096492526 \cdot k^{110} \cdot e^{10}$
$q_0 = 4795105460621080642892656429167449272806346570376882712706283164986326036 \cdot a^{108}$

Çizelge A.6 N=10 ve M=9 için Pade katsayıları (Devamı)

$q_1 = 689568313129056942849067053177458206434123487070553209370261584342820257952 \cdot a^{96}$ $\cdot k^{11} \cdot e$
$q_2 = 41793778692343723366659431487032646836640918820095081048518222740681229449104 \cdot a^{84}$ $\cdot k^{22} \cdot e^2$
$q_3 = 1387846908571638706025698964615526287005031981327828739430220263455670315223993$ $\cdot a^{72} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$q_4 = 27479021890082027261960654169430556914980328269137788891745077176314457246586500$ $\cdot a^{60} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$q_5 = 330728067223707075669638704328616767966236610249093182902807622952661868527962124$ $\cdot a^{48} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$q_6 = 2361863794627010387447349132423337006920897119197932137579055927499461584736391576$ $\cdot a^{36} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$q_7 = 9307053083456483043885131304465656741655730347654436190588738772064422580282744731$ $\cdot a^{24} \cdot k^{77} \cdot e^7$
$q_8 = 17307231423232899975081213338094763461275066717019009513726119479578139969427819892$ $\cdot a^{12} \cdot k^{88} \cdot e^8$
$q_9 = 10354662297783946012207083543252503228742134626898568586592601558257278734382536668$ $\cdot k^{99} \cdot e^9$

N=10 ve M=10 için Pade denklemi,

$$x_{10,10} = \frac{(V \cdot (p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 + p_6 + p_7 + p_8 + p_9 + p_{10}))}{(a \cdot (q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6 + q_7 + q_8 + q_9 + q_{10}))}$$

Çizelge A.7 N=10 ve M=10 için Pade katsayıları

$p_0 = 157570414830834426311449557661240782843335723426176323835481659873809037096492526 \cdot a^{120}$
$p_1 = 23799343039215108464779790560551051840346639823510157747791744863677012233849257174 \cdot a^{108} \cdot k^{11}$ $\cdot e$
$p_2 = 1528278735516404988915837618731364536552214473941074651506729432732991665150251089180 \cdot a^{96}$ $\cdot k^{22} \cdot e^2$
$p_3 = 54388875164958083883754153730937601383551421921947659714316515563489078303229312888664 \cdot a^{84}$ $\cdot k^{33} \cdot e^3$

Çizelge A.7 N=10 ve M=10 için Pade katsayıları (Devamı)

$p_4 = 1172168233271690637706838752719441476703404207667885053669481115075765727816546933919633 \cdot a^{72} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$p_5 = 15697148357853835510466689254838284538481551191181854387593581013491256103124550114760675 \cdot a^{60} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$p_6 = 128910823972416010889000370314805665257898086210059317922052900015267977683560650867144907 \cdot a^{48} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$p_7 = 616597098591988486545132308215529486474699385255531835496775841132764293696796256599054745 \cdot a^{36} \cdot k^{77} \cdot e^7$
$p_8 = 1541719634880260790998934899573497140465879542142928027475947688232308140053322836310563111 \cdot a^{24} \cdot k^{88} \cdot e^8$
$p_9 = 1609026562148577948432292027339125159486224623816595134162548161858760016106506551670082528 \cdot a^{12} \cdot k^{99} \cdot e^9$
$p_{10} = 385207961407282880565642674119873097493073357330968353010139523142397511226910529273206507 \cdot k^{110} \cdot e^{10}$
$q_0 = 157570414830834426311449557661240782843335723426176323835481659873809037096492526 \cdot a^{120}$
$q_1 = 23956913454045942891091240118212292623189975546936334071627226523550821270945749700 \cdot a^{108} \cdot k^{11} \cdot e$
$q_2 = 1550344803992480918691191464157641939781284420806896869692330879338056777976038928568 \cdot a^{96} \cdot k^{22} \cdot e^2$
$q_3 = 55684826794616488717277654720785556376251527138110817603154770873118025123744266251292 \cdot a^{84} \cdot k^{33} \cdot e^3$
$q_4 = 1213598539770018475347580562407832706108135632953074952567105010269478393795072106782685 \cdot a^{72} \cdot k^{44} \cdot e^4$
$q_5 = 16479879060998789246165886386808673251954426775680679861367205150298989341594999406407538 \cdot a^{60} \cdot k^{55} \cdot e^5$
$q_6 = 137786646916979313502800440229776928139324118185388545039947564990373022748702013471595389 \cdot a^{48} \cdot k^{66} \cdot e^6$
$q_7 = 675184398962492006418175123382373318781223757588231214344333699033302467675369972932414048 \cdot a^{36} \cdot k^{77} \cdot e^7$
$q_8 = 1748511645161112256376890309916234608585418867926227045921412768851488382849892224257772423 \cdot a^{24} \cdot k^{88} \cdot e^8$
$q_9 = 1933834794929753395983108775739213556456066517130763811967640678369877008345337250082852590 \cdot a^{12} \cdot k^{99} \cdot e^9$
$q_{10} = 527889799689527257802390785079805167488049883332193222020665107879338004846632013717115719 \cdot k^{110} \cdot e^{10}$

MOTOR TASARIM PARAMETRELERİ

Çizelge B.1 Motor tasarım parametreleri

Kaynak gerilimi	530	V
Anma akımı	2.5	A
Anma hızı	900	d/d
Stator dış çapı	170	mm
Stator iç çapı	118	mm
Hava aralığı uzunluğu	1	mm
Saç paketi eksenel uzunluğu	60	mm
Rotor iç çapı	57.2	mm
Rotor dış çapı	118	mm
Köprü kalınlığı	1	mm
Mıknatıs açısı	30	°
Mıknatıs kalınlığı	4	mm
Mıknatıs genişliği	15	mm

Çizelge B.1 Motor tasarım parametreleri (Devamı)

Oluk derinliği	20	mm
Oluk açıklığı	5.86	mm
Diş ucu kalınlığı	2	mm
Diş genişliği	11	mm
Sarım sayısı	160	
Manyetik malzeme	M470-50A	
Kalıcı mıknatıs	NdFe30	

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Hilmi GÜRLEYEN
Doğum Tarihi ve Yeri : 17.11.1986, Tavşanlı-Kütahya
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : hilmigurleyen@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2012
Lisans	Elektrik-Elektronik Müh.	Pamukkale Üniversitesi	2009
Lise	Sayısal	Tavşanlı Anadolu Lisesi	2005

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2017-Devam	Uşak Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2015-2016	University of Wisconsin-Madison	Ziyaretçi Araştırmacı
2011-2017	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

Makale

1. **Gurleyen, H.** ve Mese, E., (2017). “Analytical Modeling of Magnetically Saturated Inductance by LambertW Function”, Journal of Magnetism, 22(3): 369-377.

Bildiri

1. **Gurleyen, H.**, Mese, E., Kim, J. H. ve Sarlioglu, B., (2017). “Nonlinear Analytical Model Of An Inductance Considering Saturation And Temperature Variation”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 1-5 Ekim 2017, Cincinnati, OH, ABD.
2. **Gurleyen, H.**, Palavicino, P. C., Mese, E. ve Sarlioglu B., (2017). “D- and q-axis Inductance Calculation of IPMSM Using Approximate Analytical Model. 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 22-24 Haziran 2017, Chicago, IL, ABD.
3. Palavicino, P. C., **Gurleyen, H.**, Wu, Y. ve Sarlioglu, B., (2017) “Internal Short-Circuit Modeling and Analysis Based on a Dynamic Model For Interior Permanent Magnet Synchronous Machines”, 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 27-29 Haziran 2016, Dearborn, MI, ABD.
5. Yasa, Y., Isen, E., Sozer, Y., Mese, E. ve **Gurleyen, H.**, (2013). “Analysis of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine System During One Phase to Ground Fault”, 15th Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2-6 Eylül 2013, Lille, Fransa.
6. **Gurleyen, H.**, Mese, E. ve Yasa, Y., (2013). “Fault Ride Through of DFIG based Wind Turbine with Saturable Transformer Model” 15th Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2-6 Eylül 2013, Lille, Fransa.