

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ**

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARINDA MOMENT  
TİTREŞİMLERİNİN AZALTILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Yasemin DÖNMEZER**

**Anabilim Dalı : Hesaplamalı Bilim ve Mühendislik**

**Programı : Hesaplamalı Bilim ve Mühendislik**

**Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Lale Tükenmez ERGENE**

**ARALIK 2009**



**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ**

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARINDA MOMENT  
TİTREŞİMLERİNİN AZALTILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Yasemin DÖNMEZER  
(702061010)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 25 Aralık 2009**

**Tezin Savunulduğu Tarih: 21 Ocak 2010**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Lale T. ERGENE (İTÜ)  
Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN (İTÜ)  
Doç. Dr. Haluk GÖRGÜN (YTÜ)**

**OCAK 2010**

## ÖNSÖZ

Lisansüstü eğitimim süresince gerek tez danışmanım olarak, gerekse yaşam danışmanım olarak, maddi ve manevi her türlü yardımı esirgemeyen çok değerli danışman hocam Sn. Yrd. Doç. Dr. Lale Tükenmez ERGENE'ye öncelikle teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

Bu tez çalışması, 107e201 referans numaralı “Çamaşır Makinelerinde Kullanılan Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Moment Titreşimlerini Azaltmaya Yönelik Parametrik Bir Çalışma” isimli Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) projesinden üretilmiştir. Desteklerinden dolayı Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu'na (TÜBİTAK),

Tez çalışmalarım süresince sağladığı kaynaklarla yardımlarını esirgemeyen ARÇELİK A.Ş. AR-GE bölümüne; özellikle Sn. Haluk AÇIKGÖZ, Sn. Cihad EKİN ve Sn. Asuman FIRAT'a,

Yüksek lisansım süresince sağladığı kaynaklarla ve çalışma ortamı ile çalışmamı destekleyen Bilişim Enstitüsü Hesaplamalı Bilim ve Mühendislik Programına teşekkür ederim.

Çalışmalarım esnasında bana destek olan sevgili arkadaşlarım, Onan GÜREN, Burcu TUNGA, Birkan TUNÇ, Evrim Korkmaz ÖZAY, Semra BAYAT, Hasret TÜRKERİ ve adını saymadığım tüm arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Bu çalışmamın her anında yanımda bulunan, maddi ve manevi yardımlarını esirgemeyen babam Yılmaz DÖNMEZER, annem Meryem DÖNMEZER, ablam Semiha DÖNMEZER'e ve nişanlım Hakan ERTUĞRUL'a teşekkürlerimi ve sevgilerimi sunarım.

Ocak 2010

Yasemin DÖNMEZER

Elektrik-Elektronik Mühendisi



# İÇİNDEKİLER

## Sayfa

ÖNSÖZ.....	iii
İÇİNDEKİLER .....	v
KISALTMALAR .....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
ÖZET.....	xv
SUMMARY .....	xvii
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
1.1 Çalışmanın Amacı ve Kapsamı .....	1
1.2 Literatürde Yapılan Çalışmalar .....	3
<b>2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU .....</b>	<b>7</b>
2.1 Giriş.....	7
2.2 Fırçasız Doğru Akım Motorları Genel Özellikleri ve Sınıflandırması .....	7
2.3 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Çalışma Prensipleri.....	10
2.4 Manyetik Malzemeler.....	11
2.4.1 Sürekli Miknatıslar.....	11
2.4.2 Ferromanyetik Malzemeler .....	13
2.5 Rotor ve Stator Konfigürasyonları .....	14
2.6 Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Moment Titreşimleri .....	15
2.6.1 Etkileşim (Vuruntu) Momenti.....	16
2.6.2 Sargı ve Oluk Harmonikleri.....	16
2.6.3 Sürücü devreden kaynaklanan harmonikler .....	18
<b>3. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ .....</b>	<b>19</b>
3.1 Sonlu Elemanlar Yöntemi .....	20
3.1.1 Temel Prensipler .....	20
3.1.2 Maxwell Denklemleri .....	21
3.1.3 Ağ Bilgisi .....	23
3.1.4 Matris Eşitliklerinin Elemanları.....	25
3.1.5 Sınır Koşulları .....	27
3.1.6 Denklem Sistemlerinin Çözümünde Kullanılan Yöntemler .....	27
3.1.7 Doğrusal Olmayan Problemler için Yinelemeli Yöntemler.....	28
3.2 Zaman Adımlı Sonlu Elemanlar Yöntemi.....	31
<b>4. TEST MOTORUNUN MODELLENMESİ.....</b>	<b>33</b>
4.1 Test Motorunun Özellikleri.....	33
4.2 Test Motoru Üzerinde Sonlu Elemanlar Yöntemi.....	35
4.3 Test Motoru Analizleri .....	37
4.3.1 Etkileşim Momentine İlişkin Analizler.....	38
4.3.2 Boşta Çalışma .....	41
4.3.3 Yükte Çalışma Analizleri.....	44
<b>5. METODOLOJİ .....</b>	<b>49</b>
5.1.1 Etkileşim Momentini Azaltmak Amacıyla Test Motoru Rotorunda Yapılan Uygulamalar.....	50

5.1.1.1 Farklı Uzunluklarda Mıknatıs Kullanımı .....	50
5.1.1.2 Bölünmüş Mıknatıs Kullanımı .....	53
5.1.1.3 Farklı Tipte Mıknatıs Kullanımı .....	55
5.1.1.4 Farklı Uzunluklarda ve Farklı Tipte Mıknatısların Kullanımı .....	58
5.1.2 Rotorda Delik Konfigürasyonları .....	61
5.1.3 Farklı Şekillerde Mıknatıs Kullanımı .....	65
5.1.3.1 Yüze Gömülü Mıknatıs Kullanımı .....	66
5.1.3.2 Dikey (Spoke) Mıknatıs Kullanımı .....	69
5.1.4 Mıknatısların Farklı Konumlara Yerleşimi .....	73
5.1.5 Farklı Hava Aralığı Genişliği .....	75
5.2 Etkileşim Momentini Azaltmak Amacıyla Statorda Yapılan Uygulamalar .....	77
5.2.1 Farklı Ölçülerde Oluk Ağız Derinlikleri Kullanımı .....	77
5.2.2 Farklı Ölçülerde Oluk Diş Genişliklerinin Kullanımı .....	80
5.2.3 Farklı Ölçülerde Oluk Ağız Genişliklerinin Kullanımı .....	81
5.2.4 Statorda Yardımcı Olukların Kullanımı .....	82
5.2.4.1 Bir Yardımcı Oluk Kullanımı .....	84
5.2.4.2 İki Yardımcı Oluk Kullanımı .....	84
5.3 Stator Sargısında Yapılan Değişiklikler .....	86
5.4 Harmonik Analizleri .....	89
5.4.1 Statorda Yardımcı Oluk Konfigürasyonları için Detaylı Çalışma .....	98
<b>6. KARMA MODELLERİN OLUŞTURULMASI .....</b>	<b>103</b>
6.1 Karma Modeller .....	104
6.1.1 Karma model - 1 .....	104
6.1.2 Karma Model - 2 .....	105
6.1.3 Karma Model - 3 .....	105
6.1.4 Karma Model - 4 .....	106
6.1.5 Karma Model - 5 .....	106
6.2 Karma modeller için etkileşim momenti analizleri .....	107
6.3 Karma modeller için zıt EMK analizleri .....	108
6.4 Karma modeller için hava aralığı akısı harmonik analizi .....	108
6.5 Karma Modeller için Moment Analizi .....	110
6.6 Üretilen Prototip için Test Sonuçları .....	113
<b>7. UÇ SARIMI İÇİN ENDÜKTANS HESABI .....</b>	<b>121</b>
7.1 Uç Sarımı Hesabı için Yaklaşımlar .....	122
7.1.1 Uç Sarımı Hesabında Analitik Yaklaşım .....	123
7.2 Sonlu elemanlar Yöntemi ile Uç Sarımı Endüktans Hesabı .....	124
7.3 Uç Sarımı Hesabının Uygulaması .....	127
7.3.1 Analitik Hesap .....	127
7.3.2 Sonlu Elemanlar Yaklaşımı .....	127
<b>8. STATORDA BÜKME ETKİSİ .....</b>	<b>131</b>
8.1 Statorda Bükme Etkisi için Etkileşim Momenti ve Zıt EMK Analizi .....	131
8.2 Statorda Bükme Etkisi için Moment Titreşimi ve Harmonik Analizi .....	135
<b>9. SONUÇLAR .....</b>	<b>139</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>143</b>

## **KISALTMALAR**

<b>SEY</b>	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
<b>EMK</b>	: Elektro Motor Kuvveti
<b>MMK</b>	: Manyeto Motor Kuvveti
<b>FDAM</b>	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
<b>SM</b>	: Sürekli Mıknatıs
<b>BLDC</b>	: Brushless Direct Current Motor





## ÇİZELGE LİSTESİ

### Sayfa

<b>Çizelge 4.1</b> : Farklı yöntemler için etkileşim momentinin tepeden tepeye değerleri.	40
<b>Çizelge 4.2</b> : Farklı Hızlara karşılık gelen zıt EMK değerleri.	43
<b>Çizelge 4.3</b> : Test modeline ait zıt EMK için SEY ve deneysel sonuçların karşılaştırılması.	43
<b>Çizelge 4.4</b> : Anahtarlama zamanları.	45
<b>Çizelge 4.5</b> : Test motoruna ait ortalama moment değerinin deneysel ve SEY ile alınan sonuçların karşılaştırması.	48
<b>Çizelge 5.1</b> : Farklı açılara sahip mıknatıslı motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	52
<b>Çizelge 5.2</b> : Farklı açılara sahip mıknatıslar için ortalama zıt EMK değerleri.	53
<b>Çizelge 5.3</b> : Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısına sahip motor modeli için ortalama etkileşim momenti değerleri.	54
<b>Çizelge 5.4</b> : Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısına sahip motor modeli için ortalama zıt EMK değerleri.	55
<b>Çizelge 5.5</b> : Farklı mıknatıs tiplerine ait özellikler.	57
<b>Çizelge 5.6</b> : Farklı mıknatıslara sahip motor tipleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	59
<b>Çizelge 5.7</b> : Farklı mıknatıslara sahip motor tipleri için ortalama zıt EMK değerleri.	59
<b>Çizelge 5.8</b> : Farklı mıknatıs açılarında sahip NdFeB mıknatıs için etkileşim momentinin ortalama değerleri.	61
<b>Çizelge 5.9</b> : Farklı mıknatıs açılarında sahip NdFeB mıknatıs için zıt EMK ortalama değerleri.	61
<b>Çizelge 5.10</b> : Delikli laminasyonlara sahip motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	65
<b>Çizelge 5.11</b> : Delikli laminasyonlara sahip motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.	66
<b>Çizelge 5.12</b> : Gömülü mıknatıslı rotora sahip motor için ortalama etkileşim momenti değerleri.	69
<b>Çizelge 5.13</b> : Gömülü mıknatıslı rotora sahip motor için ortalama zıt EMK değerleri.	69
<b>Çizelge 5.14</b> : Dikey mıknatıslı rotora sahip motor tipleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	72
<b>Çizelge 5.15</b> : Dikey mıknatıslı rotora sahip motor tipleri için ortalama zıt EMK değerleri.	72
<b>Çizelge 5.16</b> : Rotorda farklı konumlara sahip mıknatıslı motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	75
<b>Çizelge 5.17</b> : Rotorda farklı konumlara sahip mıknatıslı motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.	75

<b>Çizelge 5.18</b> : Farklı hava aralığı ölçüleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	77
<b>Çizelge 5.19</b> : Farklı hava aralığı ölçüleri için ortalama zıt EMK değerleri.	77
<b>Çizelge 5.20</b> : Farklı oluk ağız derinliklerine sahip motor için ortalama etkileşim momenti değerleri.	79
<b>Çizelge 5.21</b> : Farklı oluk ağız derinliklerine sahip motor için ortalama zıt EMK değerleri.	80
<b>Çizelge 5.22</b> : Farklı stator dış genişliklerine sahip motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	81
<b>Çizelge 5.23</b> : Farklı stator dış genişliklerine sahip motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.	81
<b>Çizelge 5.24</b> : Farklı oluk ağız genişliklerine sahip motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	83
<b>Çizelge 5.25</b> : Farklı oluk ağız genişliklerine sahip motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.	83
<b>Çizelge 5.26</b> : Yardımcı oluklu statora sahip motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.	86
<b>Çizelge 5.27</b> : Yardımcı oluklu statora sahip motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.	86
<b>Çizelge 5.28</b> : Farklı delik konfigürasyonları için hava aralığı akısı harmonikleri	95
<b>Çizelge 5.29</b> : Delik konfigürasyonlarına sahip motor modelleri için ayrıntılı moment değerleri.	96
<b>Çizelge 5.30</b> Çift tabakalı sargılara sahip motor modelleri için harmonik analiz sonuçları.	97
<b>Çizelge 5.31</b> : Farklı sargı konfigürasyonları için yük momenti değerleri.	99
<b>Çizelge 5.32</b> : Yardımcı oluklu modeller için harmonik analizi sonuçları.	101
<b>Çizelge 5.33</b> : Yardımcı oluk konfigürasyonlarının yük momenti için detaylı sonuçlar.	101
<b>Çizelge 6.1</b> : Karma modeller için ortalama etkileşim momenti değerleri.	108
<b>Çizelge 6.2</b> : Karma modeller için elde edilen ortalama zıt EMK değerleri.	109
<b>Çizelge 6.3</b> : Karma modeller için hava aralığı akısı harmonikleri.	113
<b>Çizelge 6.4</b> : Karma model konfigürasyonları için moment değerleri.	114
<b>Çizelge 6.5</b> : Karma model-5 ait zıt EMK değerlerinin SEY ve deneysel sonuçların karşılaştırması	116
<b>Çizelge 6.6</b> : Değişen frekanslar için test motoru ve prototip için örnek bir frekans bandı için titreşim seviyeleri.	119
<b>Çizelge 6.7</b> : Test motoru ve prototipi üretilen motor için belirli etkileşim frekanslarında meydana gelen titreşim seviyeleri.	119
<b>Çizelge 7.1</b> : Tek tabakalı çap sargısı için uç sarımı endüktansı hesabı.	128
<b>Çizelge 7.2</b> : Çift tabakalı kırılenmiş sargı için uç sarımı endüktansı hesabı.	128
<b>Çizelge 8.1</b> : Farklı bükme açıları için etkileşim momentinin ortalama değerleri.	134
<b>Çizelge 8.2</b> : Farklı bükme açıları için zıt EMK'nın ortalama değerleri.	135
<b>Çizelge 8.3</b> : Farklı bükme açıları için etkileşim momentinin ortalama değerleri.	137
<b>Çizelge 8.4</b> : Statorda 15°'lik bükme için hava aralığı harmonik analizi.	138

## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 2.1 : Motorların sınıflandırması ve FDAM'nun sınıflandırmadaki yeri [29]...	9
Şekil 2.2 : Yıldız bağlı fırçasız doğru akım motoru sürücü devresi.....	11
Şekil 2.3 : 3 Fazlı FDAM için ideal akım-endüklenen gerilim ve anahtarlama zamanları [30].....	12
Şekil 2.4 : FDAM Farklı Mıknatıs Tipleri için Demanyetizasyon Eğrileri [31]. ....	14
Şekil 2.5 : FDAM Mıknatısların konumlarına göre FDAM tipleri. a) yüzeyde mıknatıslı motor. b) spoke mıknatıslı motor. c) rotora gömülü mıknatıslı motor. ....	15
Şekil 2.6 : Stator ve rotor arasında etkileşim momenti oluşumu.....	17
Şekil 3.1 : Sonlu elemanlar yöntemi için temel yapıdaki 1D,2D ve 3D elemanlara ait şekiller.....	24
Şekil 3.2 : Manyetik vektör potansiyeli için 2 boyutlu üçgen eleman.....	24
Şekil 4.1 : Test motoru. ....	33
Şekil 4.2 : Ferrite için B-H eğrisi. ....	34
Şekil 4.3 : Rotor ve stator için kullanılan malzemeye ait B-H eğrisi. ....	35
Şekil 4.4 : Fırçasız doğru akım motor ağ yapısı. ....	36
Şekil 4.5 : Hava aralığı üzerinde ve stator dişleri üzerinde ağ yapısı.....	37
Şekil 4.6 : Hava aralığı boyunca etkileşim momenti dağılımı.....	39
Şekil 4.7 : Hava aralığında bir oluk için etkilim momenti dağılımı. ....	40
Şekil 4.8 : Fırçasız doğru akım motorunda 530 min <sup>-1</sup> hızda oluşan zıt EMK. ....	42
Şekil 4.9 : Farklı hızlarda elde edilen zıt EMK değerleri. ....	42
Şekil 4.10 : Test modeline ait 1000 min <sup>-1</sup> için zıt EMK test sonuçları.....	43
Şekil 4.11 : Test modeline ait faz arası gerilimlerinin 1000 min <sup>-1</sup> için deneysel sonuçlarına ait osiloskop çıktıları. ....	44
Şekil 4.12 : Komütasyon işleminde anahtarlama a) S <sub>1</sub> ,b)S <sub>2</sub> , c)S <sub>3</sub> , d)S <sub>4</sub> ,e)S <sub>5</sub> ,f)S <sub>6</sub> .....	45
Şekil 4.13 : Motorun modellenmesinde kullanılan sürücü devre modeli. ....	45
Şekil 4.14 : Yükte çalışmada faz akımları. ....	47
Şekil 4.15 : 1.2 Nm'lik yükte motorun kalkışı. ....	47
Şekil 5.1 : Bir kutup altında mıknatısın kapladığı açı.51	
Şekil 5.2 : Farklı açılara sahip mıknatıslı motor modelleri için bir oluk altındaki etkileşim momenti grafikleri. ....	51
Şekil 5.3 : Farklı açılara sahip mıknatıslı motor modelleri için Zıt EMK grafikleri. 52	
Şekil 5.4 : Bir kutup altında bölünmüş mıknatıslara sahip rotor yapısı.....	53
Şekil 5.5 : Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısına sahip motor modeli için etkileşim momenti grafikleri.....	54
Şekil 5.6 : Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısına sahip motor modeli için zıt EMK grafikleri.....	55
Şekil 5.7 : Yumuşak ve sert sürekli mıknatıslar için histerezis eğrileri.....	56
Şekil 5.8 : Farklı tipte mıknatıslar için etkileşim momenti. ....	58
Şekil 5.9 : Farklı tipte mıknatıslara sahip motorlar için zıt EMK. ....	58
Şekil 5.10 : Farklı mıknatıs açılımlarına sahip NdFEB mıknatıslı motor modeli için etkileşim momenti.....	60

<b>Şekil 5.11</b> : Farklı mıknatıs açıları için NdFeB mıknatıslı motor modeli için 530 min <sup>-1</sup> için zıt EMK grafikleri.....	60
<b>Şekil 5.12</b> : Test modeline ait delik konfigürasyonuna sahip motor laminasyonu. ...	62
<b>Şekil 5.13</b> : Deliksiz rotor konfigürasyonuna sahip motor laminasyonu (1.Model)..	62
<b>Şekil 5.14</b> : Bir kutup altında rotorda 1 mm çapında delikler bulunan motor laminasyonu (2.Model). ....	62
<b>Şekil 5.15</b> : Bir kutup altında rotorda farklı ölçülerde delik bulunan motor laminasyonu (3. Model). ....	63
<b>Şekil 5.16</b> : Bir kutup altında yayılmış 1 mm çaplı delik bulunan motor laminasyonu (4. Model).....	63
<b>Şekil 5.17</b> : Rotorda 1 kutup altında yayılmış 4 delikli 2 mm çaplı motor laminasyonu (5. Model).....	63
<b>Şekil 5.18</b> : Rotorda 1 kutup altında yayılmış 3 mm çaplı 4 delikli motor laminasyonu (6. Model). ....	64
<b>Şekil 5.19</b> : Rotorda 1 kutup altında yayılmış 4 mm çaplı 2 delikli motor laminasyonu (7. Model). ....	64
<b>Şekil 5.20</b> : Rotoru delikli laminasyon konfigürasyonları için etkileşim momenti. ...	64
<b>Şekil 5.21</b> : Rotoru delikli laminasyon konfigürasyonları için 530 min <sup>-1</sup> 'de zıt EMK. .....	65
<b>Şekil 5.22</b> : Yüzeğe gömülü yerleştirilmiş radial akı dağılımlı mıknatıslara sahip motor yapısı (x : Mıknatısın hava aralığına olan uzaklığı, α: Mıknatıs açısı). ....	67
<b>Şekil 5.23</b> : Radyal ve yüzeğe gömülü mıknatıslı rotor tipine sahip motor için akı dağılımı.....	67
<b>Şekil 5.24</b> : Yüzeğe gömülü mıknatıslı rotora sahip motor için etkileşim momenti. ...	68
<b>Şekil 5.25</b> : Yüzeğe gömülü mıknatıslı rotora sahip motor için 530 min <sup>-1</sup> 'de zıt EMK. ....	69
<b>Şekil 5.26</b> : Dikey mıknatıs yerleştirilmiş rotor yapısı. ....	70
<b>Şekil 5.27</b> : Rotorda dikey yerleştirilmiş mıknatıslara sahip motor için eş akı eğrileri. .....	71
<b>Şekil 5.28</b> : Rotorda dikey yerleştirilmiş mıknatıslara sahip motor modelleri için etkileşim momenti grafikleri. ....	71
<b>Şekil 5.29</b> : Rotorda dikey yerleştirilmiş mıknatıslara sahip motor modeli için 530 min <sup>-1</sup> 'de zıt EMK grafikleri.....	72
<b>Şekil 5.30</b> : Mıknatısların rotordaki konumları. ....	73
<b>Şekil 5.31</b> : Rotorda farklı konumlara sahip mıknatıslı motor modelleri için etkileşim momenti. ....	74
<b>Şekil 5.32</b> : Rotorda farklı konumlara sahip mıknatıslı motor modelleri için 530 min <sup>-1</sup> ' de zıt EMK.....	74
<b>Şekil 5.33</b> : Farklı hava aralığı ölçülerine sahip motor modelleri için oluşan etkileşim momenti grafiği. ....	76
<b>Şekil 5.34</b> : Farklı hava aralığı ölçülerine sahip motor modelleri için 530min <sup>-1</sup> 'de zıt EMK grafikleri. ....	76
<b>Şekil 5.35</b> : Statorda değiştirilen konfigürasyon parametreleri.....	78
<b>Şekil 5.36</b> : Farklı ölçülerde oluk ağız derinliklerine sahip motor modelleri için etkileşim momenti. ....	78
<b>Şekil 5.37</b> : Farklı oluk ağız derinliklerine sahip motor modelleri için 530 min <sup>-1</sup> için zıt EMK grafikleri. ....	79
<b>Şekil 5.38</b> : Farklı ölçülerde stator dış genişliklerine sahip motor modelleri için etkileşim momenti. ....	80

<b>Şekil 5.39</b> : Farklı ölçülerde stator dış genişliklerine sahip motor modelleri için 530 min <sup>-1</sup> için zıt EMK grafikleri.....	81
<b>Şekil 5.40</b> : Farklı oluk açıklıklarına sahip motor modelleri için etkileşim momenti.....	82
<b>Şekil 5.41</b> : Farklı oluk açıklıklarına sahip motor modelleri için zıt EMK.....	83
<b>Şekil 5.42</b> : Bir Yardımcı oluklu stator yapısı.....	85
<b>Şekil 5.43</b> : İki Yardımcı oluklu stator yapısı.....	85
<b>Şekil 5.44</b> : Yardımcı oluklu statora sahip motor modelleri için etkileşim momenti.....	86
<b>Şekil 5.45</b> : Yardımcı oluklu statora sahip motor modelleri için etkileşim momenti.....	87
<b>Şekil 5.46</b> : Test modeline ait tek tabakalı çap sargısının oluklara yerleşimi.....	88
<b>Şekil 5.47</b> : Test modeline ait çift tabakalı çap sargısının oluklara yerleşimi.....	89
<b>Şekil 5.48</b> : Test modeline ait çift tabakalı kırılenmiş sargının oluklara yerleşimi.....	90
<b>Şekil 5.49</b> : Test modeli için hava aralığı akısı için harmonik analizi (p = 2).....	91
<b>Şekil 5.50</b> : Deliksiz rotor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (1. Model) (p = 2).....	91
<b>Şekil 5.51</b> : Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (2. Model) (p = 2).....	92
<b>Şekil 5.52</b> : Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (3. Model) (p = 2).....	92
<b>Şekil 5.53</b> : Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (4. Model) (p = 2).....	93
<b>Şekil 5.54</b> : Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (5. Model) (p = 2).....	93
<b>Şekil 5.55</b> : Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (6. Model) (p = 2).....	94
<b>Şekil 5.56</b> : Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (7. Model) (p = 2).....	94
<b>Şekil 5.57</b> : Delik konfigürasyonlarına sahip motor modelleri için yük momenti grafikleri.....	95
<b>Şekil 5.58</b> : Kesirli ve çift tabakalı sargı tipine sahip motor modeli için hava aralığı akısı ve harmonik analizi (p = 2).....	97
<b>Şekil 5.59</b> : Çift tabakalı çap sargısına sahip motor modeli için hava aralığı akısı ve harmonik analizi sonuçları (p = 2).....	98
<b>Şekil 5.60</b> : Farklı sargı konfigürasyonları için yük momenti grafikleri.....	99
<b>Şekil 5.61</b> : Bir yardımcı oluk stator dışlarına sahip motor modeli için hava aralığı akısı harmonikleri (p = 2).....	100
<b>Şekil 5.62</b> : İki yardımcı oluk stator dışlarına sahip motor modeli için hava aralığı akısı harmonikleri (p = 2).....	100
<b>Şekil 5.63</b> : Yardımcı oluk konfigürasyonları için yük momenti sonuçları.....	101
<b>Şekil 6.1</b> : Karma model -1 ve Karma Model-4 e ait motor laminasyonları.....	104
<b>Şekil 6.2</b> : Karma model-2 ve karma model-3 e ait motor laminasyonları.....	105
<b>Şekil 6.3</b> : Karma model-5 e ait motor laminasyonları.....	107
<b>Şekil 6.4</b> : Karma modeller için etkileşim momenti grafikleri.....	107
<b>Şekil 6.5</b> : Karma modeller için 530 min <sup>-1</sup> 'de zıt EMK grafikleri.....	109
<b>Şekil 6.6</b> : Karma Model-1 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi (p = 2).....	110
<b>Şekil 6.7</b> : Karma Model-2 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi (p=2).....	111
<b>Şekil 6.8</b> : Karma Model-3 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi (p = 2).....	111

<b>Şekil 6.9</b> : Karma Model-4 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi ( $p = 2$ ).....	112
<b>Şekil 6.10</b> : Karma Model-5 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi ( $p = 2$ ). .....	112
<b>Şekil 6.11</b> : Karma Modeller için yük momenti grafikleri .....	114
<b>Şekil 6.12</b> : Üretilen Karma Model -5 prototipine ait stator laminasyonu ve çift tabakalı sargı.....	115
<b>Şekil 6.13</b> : Karma Model-5 için elde edilen zıt EMK grafikleri. ....	115
<b>Şekil 6.14</b> : Karma model-5'in prototipine ait ortalama $1000 \text{ min}^{-1}$ hızda zıt EMK osiloskop çıktıları. ....	116
<b>Şekil 6.15</b> : Titreşim ve akustik ölçümlerin yapıldığı test laboratuvarları.....	117
<b>Şekil 6.16</b> : Test motoru ve üretilen prototip için yıkama esnasında yapılan akustik testi sonuçları.....	117
<b>Şekil 6.17</b> : Test motoru ve prototipi üretilen motor için sıkımda yapılan akustik testi sonuçları. ....	118
<b>Şekil 7.1</b> : Akım geçen bir telin etrafında oluşan manyetik alan. ....	122
<b>Şekil 7.2</b> : Analitik yaklaşım için uç sarımı.....	123
<b>Şekil 7.3</b> : 90 M açığına sahip periyodik $\frac{1}{4}$ ve xy eksenine göre simetriklik içeren motor modeli.....	125
<b>Şekil 7.4</b> : Uç sarımı hesabı için ikiye ayrılan sargı kısımları. ....	126
<b>Şekil 7.5</b> : Çift tabakalı kırılenmiş sargı için 3 boyutlu motor modeli.....	128
<b>Şekil 8.1</b> : Statorda bükme yapılmış test motoru. ....	132
<b>Şekil 8.2</b> : Farklı bükme açıları için etkileşim momentindeki değişim. ....	133
<b>Şekil 8.3</b> : Farklı bükme açıları için zıt EMK'da meydana gelen değişim.....	135
<b>Şekil 8.4</b> : Farklı bükme açıları için yük momentindeki değişim.....	136
<b>Şekil 8.5</b> : Statorda $15^\circ$ lik bükme için hava aralığı harmonik analizi ( $p = 2$ ).....	137

## FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARINDA MOMENT TİTREŞİMLERİNİN AZALTILMASI

### ÖZET

Son yıllarda, enerji ihtiyacının artması ve enerji kaynaklarının ise azalması sebebiyle kaynakların tasarruflu kullanımı önem kazanmaya başlamıştır. Kaynak tasarrufunun önem kazanması da yüksek verim sağlayan enerji dönüşüm yollarının araştırma konusu haline gelmesine neden olmaktadır. Bu konu, çalışmaların enerji dönüşümünde kullanılan motorlar ve generatörler üzerinde yoğunlaşması anlamına gelmektedir. Fırçasız doğru akım motorları da günümüzde yüksek enerjiye sahip mıknatısların geliştirilmesiyle, popüler bir araştırma konusu haline gelmiştir. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının, verim-hacim oranının yüksek olması, bakım gerektirmemesi, yüksek hızlarda çalışabilmesi gibi özellikleri diğer motor tiplerinden ayırt edici ve bu motor tipini öne çıkartan özellikleridir. Bu özelliklerinden dolayı çamaşır makinesi, otomotive, klima, pozisyon kontrol uygulamaları vb. uygulama alanlarında tercih edilmektedir. Ancak avantajlı özelliklerinin yanında, dezavantajlara da sahip bir motor tipidir. Özellikle yük momentinde meydana gelen titreşimler, önemli bir dezavantajdır. Bu çalışmada, yük momentinde meydana gelen titreşimler minimize edilmeye çalışılmıştır. Yük momentindeki titreşimlerin en önemli sebepleri; rotor ve stator arasındaki etkileşimden kaynaklanan moment, stator uzay harmonikleri ve sürücü devreden kaynaklanan akım harmonikleri olarak sıralanabilir.

Analizleri yapmak üzere seçilen fırçasız doğru akım motoru, gömülü ve Ferrite tipinde mıknatıslara sahip 24 oluklu ve dört kutuplu bir motordur. İncelenen motor tipinin çıkış gücü 175W olup, çamaşır makinelerinde kullanılmakta olan bir motor tipidir. Çamaşır makinelerinde kullanılmakta olan bu motor için iki farklı devirde incelemeler yapılmalıdır. Yıkama esnasında,  $530 \text{ min}^{-1}$  hızla dönerken, sıkma sırasında mekanik hız  $16000 \text{ min}^{-1}$ 'e kadar çıkmaktadır. Bu çalışmada incelenen sadece yıkama durumu sırasında ve  $530 \text{ min}^{-1}$  civarındaki hızlardaki durumlardır. Sürücü devre ile ilgili herhangi bir çalışma yapılmadığından, yüksek hızlar için modellemesi yapılmamıştır.

Motor modellemesi genellikle zamandan ve bilgisayar belleğinden tasarruf sağlamak amacıyla iki boyutlu yapılmaktadır. Ancak iki boyutlu modelleme ile bazı parametreler ihmal edilmektedir. Üç boyutlu modelleme ile iki boyutta ihmal edilen parametreler ve analizler yapılabilir. Örneğin sargılara ait uç sarımı endüktansı iki boyutlu modellemede sabit bir değer olarak tanımlanırken, üç boyutlu modellemede uç sarımı endüktansı hesaplanabilmektedir. Bunun yanında iki boyutlu analizlerde moment titreşimlerini azaltıcı yöntem olarak kullanılan motorda bükme etkisi görülmemektedir.

Çamaşır makinelerinde kullanılan ve bu çalışmada incelenen motor üzerinde yapılan analizler sonucunda, seri üretimde olan motorda moment titreşimi analizleri yapılmıştır. Bu motor modeli üzerinde sürekli mıknatıslar, motor laminasyonları



üzerinde yapılan değişiklikler ve farklı sargı tiplerinin kullanımı gibi fiziksel parametrelere yönelik analizler gerçekleştirilerek manyetik ve elektriksel büyüklükler üzerinde etkileri gözlemlenmiştir. Yapılan değişiklikler sonucunda en fazla iyileşme sağlayan yöntemler bir araya getirilerek yeni bir motor oluşturulmuş ve analizlerin sonuçları ve farklar ortaya konmuştur.

Bütün bu değişiklikler için analiz yöntemi olarak sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır. Sonlu elemanlar yöntemi, özellikle elektromekanik cihazların manyetik analizlerinde sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. Motor üretim aşaması öncesinde yapılan sonlu elemanlar analizleri ile üretim öncesi performansın test edilmesi, üretimde tasarruf sağlayan bir yöntemdir. Üretilmesi planlanan ve parametreleri belirlenen motorların sonlu elemanlar yöntemi ile modellenerek analiz edilmesi sayesinde zaman ve yapılacak harcamalar kısıtlanmış olmaktadır.

Sonlu elemanlar yöntemi motor üzerinde uygulanırken zamandan ve bilgisayar belleğinden tasarruf sağlamak amacıyla, laminasyonlar üzerinde farklı eleman yoğunluklarına sahip sonlu elemanlar ağı kullanılmıştır. Böylece laminasyon üzerinde sonlu eleman ağı optimizasyonu yapılmıştır. Değişim oranının yüksek olduğu yerlerde yoğun bir ağ kullanılırken, değişimin çok fazla olmadığı alanlarda büyük elemanların kullanımı ile seyrek bir ağ yapısı elde edilmiştir. Böylece her alanda kullanılacak yüksek yoğunluklu ağ yapısı ile meydana gelecek hata yığılmaları da önlenmiş olmaktadır.

Bütün analizler sonucunda elde edilen motor modeli, prototipi üretilerek testleri yapılmış ve performansında düşüş yaşanmadan, moment titreşimlerini azalttığı gözlemlenmiştir.

# **REDUCING TORQUE RIPPLES IN BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTORS**

## **SUMMARY**

Permanent magnet brushless direct current (BLDC) motors have wide usage in areas such as home appliance: washers, dryers, in automotive applications: fans, pumps and blowers, etc. Some benefits of this machine can be listed as their high performance, high ratio of torque/volume, capability in high-speed applications, electronic driven commutation. These motors have also some disadvantages in addition to all these benefits. There is an unwanted effect, which is called cogging (detent) torque. This torque is an oscillatory torque caused by the permeance variation between stator and the rotor. The cogging torque is not the only reason for the torque ripples. While the cogging torque can be observed by a static torque test without any stator current flowing, the other torque ripple sources and their magnitudes can be determined by harmonic analysis. These harmonics can be listed as winding space harmonics and the harmonics produced by magnet interactions, driver circuit current harmonics.

The test motor used in this study is an buried type 175 W, 4-pole, 50 Hz, three phase BLDC motor with 24 stator slots and ferrite type (N40). Since the motor is used in washers, the motor actually has two operating conditions; low speed during washing ( $530 \text{ min}^{-1}$ ) and high speed during spinning ( $16000 \text{ min}^{-1}$ ).

Many methods have been developed to minimize the cogging torque. Some of them are in the literature such as; using different magnet arc, using different magnets, which have different remanence values, different magnet shape and magnet shape optimization using surface mounted or interior type, different pole arc to pole pitch ratio, etc. There are also many methods to minimize the electromagnetic torque ripple while motor is running. Using fractional slot windings could also help to reduce certain harmonics magnitudes.

Finite Element Method (FEM) is used to model the test motor. FEM is preferred especially in magnetic analysis of electromechanical devices. Analyze of the motor by using FEM before the prototyping would decrease the manufacturing cost.

First, a test motor which is already used in the washer is studied using a transient finite element analysis. This study is carried out to validate the model by checking the output in terms of cogging torque, back EMF, phase currents, and output torque. After verification, the magnetic flux and torque harmonic components of the test motor are used as reference for the comparison when the new motor design types are proposed.

Two-dimensional (2D) finite element model would save computation time and memory. However, some parameters are neglected in 2D models. Three-dimensional (3D) solutions will be more efficient in terms of real design since the model will be including the end and fringing effects. 3D model of the motor also makes possible to

analyze the skewing which is one of the effective methods for reducing cogging torque. During the thesis preparation, approximately 600 2D models and 70 3D models of the motor have been created and run. The total CPU time for running only the 2D models is  $43 \times 10^5$  s.

One of the proposed models is chosen for the prototyping by considering the harmonic components and manufacturing limitations without changing the main dimensions of the motor, drive circuit and load torque. With the new motor, the ripples in the torque output have been reduced compared to the original model while the average torque output remains in 1% range. These results also supported with vibration level and acoustic level measurement tests.

## 1. GİRİŞ

Dünyada insan nüfusunun gittikçe artması sebebiyle enerji gereksinimi günden güne artmaktadır. Ancak enerji kaynaklarının sınırlı olması insanların enerji kaynaklarını daha verimli kullanabilmeleri için arayışlara girmesine sebep olmaktadır. Bu amaçla hemen her alanda enerji dönüşümünde kullanılmakta olan elektrik motorları gözardı edilmemesi gereken bir elektrik enerjisi tüketim kaynağıdır. Elektrik motorlarından alınabilecek maksimum enerjiyi elde etmek, verimlerinin yüksek olması ile ilgilidir. Elektrik motorlarının verimlerinin yükseltilmesi amacı ile dünyada yoğun olarak çalışılmaktadır. Fırçasız doğru akım motorları (Brushless DC) da fırça ve mekanik komütasyon sistemi bulunmayan, bu sebeple küçük boyutlarda yüksek güç elde edilebilen verimleri yüksek motorlar olarak karşımıza çıkmaktadır. Fırçasız doğru akım motorlarının boyutlarının küçük olması, kayıpların bir kısmını azalttığından, motorlar sınıfında yüksek verime sahip motorlar arasında yer almasını sağlamaktadır.

Fırçasız Doğru Akım Motorları uyarma sargısı bulunmayan, uyarma işleminin yerleştirilen sürekli mıknatıslar ile sağlandığı ve komütasyon işlemi için fırçaların kullanılmadığı motorlardır. Bu motor tipi, fırçalar ve komütatöre sahip bir doğru akım servo motora benzer performans elde etmek ve komütatör takımının mekanik sınırlamalarını ortadan kaldırmak amacıyla komütasyon işlemi elektronik olarak yerine getirecek şekilde tasarlanmış motor tipidir. Son yıllarda da avantajları sebebiyle tercih edilmekte olan motor tipi bu çalışmada incelenmektedir.

### 1.1 Çalışmanın Amacı ve Kapsamı

Çalışmada son yıllarda sağladığı avantajlar sebebiyle hızla popülerite kazanan motor tipleri arasında yer alan fırçasız doğru akım motoru incelenmiştir.

Başlangıç modeli olarak seçilen motor modelinin iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak tam modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan motor modelinde yapılan analizler sonucunda var olan moment titreşim kaynakları ortaya konulmuş ve

moment titreşimlerini azaltacak yöntemlerin statorda, rotorda ve sargılarda uygulaması yapılarak sonlu elemanlar yöntemi ile analizleri gerçekleştirilmiştir.

Statorda, rotorda ve sargılarda yapılan değişikliklerle moment titreşimlerinde azalmayı sağlayan yöntemlere ilişkin karma konfigürasyonlar bir araya getirilerek, yeni motor modeli oluşturularak titreşimlere ilişkin iyileşme gözlemlenmiştir. Çalışmada yapılan uygulamalar sırasıyla incelenirse;

İki boyutlu modeli oluşturulan seri üretimdeki Fırçasız Doğru Akım Motoru sonlu elemanlar yöntemi ile analiz edilmiştir.

İki boyutlu modelleme ile analizleri yapılan motora ait deneysel sonuçlarla karşılaştırılan test motoru üzerinde moment titreşimlerini azaltmak amacıyla parametrik uygulamaları yapılmıştır. Yapılan uygulamalarda test modelinden farklı olarak oluşturulan modellerle sağlanan titreşim azaltmaları karşılaştırılmıştır.

Test motoru üzerinde uygulanan titreşim azaltma yöntemlerinin bazıları, bir araya getirilerek yeni motor modelleri elde edilmiştir.

İki boyutlu modelleme ile analizleri yapılamayan uç sarımı hesabı için, üç boyutlu modelleme ile sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır.

Üç boyutlu modelleme kullanılarak, motorda bükme etkisi incelenmiştir ve moment titreşimlerinde azalma için en uygun bükme açısı için sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan hesaplamalarla sonuçları ortaya konulmuştur.

Bu amaçla çalışmanın her bir bölümünde değinilen konular incelenirse, Bölüm 2’de, Fırçasız Doğru Akım Motorunun, çalışma prensibi, özellikleri, avantajları ve dezavantajları üzerinde durulmuştur. Ayrıca moment titreşimlerinin temel sebeplerinden bahsedilmiştir. Bölüm 3’de ise nümerik yöntem olarak kullanılacak olan sonlu elemanlar yöntemine kısaca değinilmiş, sonlu elemanlar yönteminin uygulandığı denklemler ve çözüm şekilleri anlatılmıştır. Bölüm 4’te test motoru olarak seçilmiş olan Fırçasız Doğru Akım Motoru modeli üzerinde analitik hesaplamalar yapılmıştır ve sonlu elemanlar yöntemi ile hesaplanan sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Bölüm 5’te ise sonlu elemanlar yöntemi ile hesaplanan moment titreşimleri ortaya konarak azaltmak için kullanılan metodolojiye değinilmiştir. Bölüm 6’da moment titreşimlerini azaltacak ve başarıya ulaşmış yöntemler bir araya getirilerek moment titreşimindeki azalmalar gözlemlenerek karşılaştırılmıştır. Buna göre her bir karma model titreşim parametreleri incelenmiş ve seçilen bir

karma modele ait prototip oluşturulmuştur. Oluşturulan prototip için test sonuçları ve simülasyon sonuçları karşılaştırılarak, test modeli olarak seçilen başlangıç modeli ile arasındaki farklar ortaya konmuştur. Bölüm 7’de iki boyutlu modelleme ile hesaplanamayan uç sarımı hesabı üzerinde, üç boyutlu modelleme ile durulmuştur. Bölüm 8’de motorda bükme etkisi araştırılmış ve moment titreşimlerinin üzerine etkisi ve meydana gelecek titreşim azalması incelenmiştir.

## 1.2 Literatürde Yapılan Çalışmalar

Fırçasız Doğru Akım Motorları, sürekli mıknatısların kullanımının artmasıyla birlikte kullanımı yaygınlaşan bir motor tipidir. Sınıfında yer alan diğer motor tiplerine göre birçok avantaja sahip olan bu motor tipinde, avantajlarının yanında bir takım dezavantajlar da bulunmaktadır. Özellikle moment titreşimleri fırçasız doğru akım motorlarında öne çıkan bir dezavantajdır ve üzerinde yoğun olarak çalışılmaktadır.

Birçok çalışmada, moment titreşimlerine sebep olan nedenler ortaya konularak, bu etmenlerin minimize edilmesi ile moment titreşimlerinin azaltılması hedeflenmektedir. Moment titreşimlerinin sebepleri genel olarak; stator ve rotor arasında meydana gelen etkileşim momenti, uzay harmonikleri ve sürücü devreden motora aktarılan akımın içerdiği harmoniklerden kaynaklanan titreşimlerdir [1,2].

Bu sebepler genel olarak ayrı ayrı olarak incelenmekte ve azaltılması hedeflenmektedir.

Etkileşim momentinin temel kaynağı rotor ve stator arasında, kullanılan sürekli mıknatısların oluşturduğu manyetik akıda meydana gelen saçaklanma akılarıdır [3].

Geometrik anlamda motor laminasyonlarında yapılacak değişikliklerle meydana gelen moment titreşimlerini azaltmak mümkündür [1,4,5,6].

Sürekli mıknatıslardan kaynaklanan ve istenmeyen bu momentin üzerine, sürekli mıknatısların sahip olduğu enerjinin etkisi literatürde incelenen bir parametredir [3]. Ayrıca mıknatısların boyutlarının kutup adımı – kutup açısı arasındaki oranla ifade edilmesi ve bu oranın değişiminin etkileşim momentine etkisi göz önünde bulundurulmuştur [7,8,9,10].

Mıknatısların sahip olduğu enerjinin etkileşim momenti üzerine etkisinin önemli olduğu anlaşılması üzerine aynı ölçülere sahip, ancak bir kutup altında bölünen

mıknatısların akı kapasitesinin azaltılması sebebiyle, etkileşim momentinde önemli azalmalar sağladığı gözlenmiştir. Ancak bölünen ve rotorda gömülü olarak yer alan mıknatıslarla akının önemli bir kısmının yolunu rotor içerisinde tamamlaması sebebiyle meydana gelen etkileşim momenti azalmasının, motor performansında önemli bir düşüşe sebep olacağı ortaya konmuştur [11]. Sürekli mıknatısların geometrisi ile moment titreşimlerin ilişkisi farklı mıknatıs şekilleri ve mıknatıslanmaları değiştirilerek incelenmiştir [12,13].

Yine mıknatıslar üzerine yapılan başka bir çalışmada, mıknatısların rotor üzerindeki eksenlerinin kaydırılması ile moment titreşimlerinin azaldığı gözlemlenmiştir [14,15]. Ayrıca yapılan araştırmalarda, dikey, rotora gömülü mıknatıslı, yüzeye gömülü mıknatıslı gibi farklı mıknatıslı konfigürasyonlarına sahip motor modelleri için moment titreşimleri karşılaştırmaları yapılmış ve kullanım amaçlarına göre kullanılmalılarının gerekliliği vurgulanmıştır [16,17].

Mıknatıslar üzerinde yapılan gerek geometrik, gerekse manyetik değişikliklerin yanı sıra rotor ve stator geometrilerinde yapılacak değişikliklerle moment titreşimlerinde azalmalar meydana gelebileceği kanıtlanmıştır [4,5].

Rotor yüzeyinde hava aralığına yakın yüzeyde açılan deliklerle, manyetik akının yolu değiştirilmiş ve moment titreşimlerdeki azalma gözlemlenmiştir. Ancak bu çalışmada yüzeye yakın konulan deliklerle rotor yüzeyinde meydana gelen doyma ve bu doyma sonucunda oluşacak kırılmalar bu konfigürasyon için dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır [1,18].

Rotordan statora geçen manyetik akıda meydana gelen saçaklanmalar sebebiyle oluşan momenti azaltmak amacıyla stator oluk ağzı genişliklerinin daraltılması başka bir titreşim azaltma yöntemi olarak kullanılmaktadır [3].

Yine geometride yapılacak değişikliklerin üretim ya üretim sonrası aşamada oluşturacağı engeller düşünülerek yapılması önemlidir. Ayrıca stator dişleri üzerinde açılacak yardımcı oluklarla stator dişleri üzerindeki istenmeyen momentin bir kısmı elimine edilmekte ve dolayısıyla bileşke etkileşim momenti azalmaktadır [6,19]. Farklı yapılarda ve sayılarda kullanılan yardımcı oluklarla moment titreşimlerinin azaltılması hedeflenmiştir [6].

Sürekli mıknatıslar, rotor ve stator geometrileri üzerinde yapılacak tüm değişikliklerinin yanı sıra, oluşturulacak farklı sargı dağılımları ile moment titreşimlerinin bileşenlerinden olan uzay harmonikleri azaltılmıştır [20,21,22].

Fırçasız doğru akım motorlarında, uygulanan akımın dalga formunun moment titreşimlerine etkisi de incelenen konular arasında yere almaktadır. Farklı formlarda uygulanan akımın, yüzeye gömülü mıknatıslı motorlarda, moment titreşimleri ve zıt EMK dalga formları incelenmiştir [23].

Ayrıca statorda ya da rotorda bükme, titreşimleri azaltmada kullanılabilen etkin yöntemlerden birisidir [19,24,25,26]. Oluk kutup konfigürasyonlarına uygun şekilde en uygun açıda yapılacak bükme ile etkileşim momentini teorik olarak sıfırlamak mümkün olmaktadır [27]. Yapılan çalışmalarda, bükme etkisi farklı şekillerde rotorda mıknatıslar üzerinde ve statorda uygulanabilmektedir [28].





## **2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU**

### **2.1 Giriş**

Sürekli mıknatısların gelişimine bağlı olarak sürekli mıknatıslı motorlar ortaya çıkmıştır. Sürekli mıknatıslar ilk olarak doğru akım motorlarında ve daha sonra senkron alternatif akımlı motorlarda kullanılmışlardır. 1970'lerde, nadir bulunan mıknatısların üretiminin geliştirilmesiyle, büyük sürekli mıknatıslı motorların üretimi mümkün hale gelmiştir. 1980'lerde ise, Neodyum-Demir-Bor (NdFeB) mıknatıs türünün geliştirilmesiyle, daha ucuz hale gelen ve yüksek enerjiye sahip sürekli mıknatısların üretilebilmesi ile, elektrik makinelerinde kullanımı oldukça artmıştır. İlk küçük boyutlardaki elektrik makinelerinde mıknatıs kullanımı, silindirik rotor yapısına sahip senkron motorda olmuştur. Günden güne gelişmekte olan mıknatıs teknolojisi ile yüksek enerjiye sahip ve maliyeti düşük mıknatısların üretimi mümkün olmaktadır. Buna göre sürekli mıknatısların makinelerde kullanımı her geçen gün artmakta ve yüksek güce sahip sürekli mıknatıslı motorların üretimi mümkün olmaktadır.

Fırçasız Doğru akım motorları (FDAM), senkron motor sınıfı altında yer alan ve sürekli mıknatısların kullanıldığı motorlardır. Uyarma sargısı bulunmamakta, uyarma işleminin yerleştirilen sürekli mıknatıslar ile sağlanmakta ve komütasyon işlemi için fırçalar kullanılmamaktadır.

Fırçasız doğru akım motorları, fırçalar ve komütatöre sahip bir doğru akım servo motora benzer performans elde etmek için ve komütatör takımının mekanik sınırlamalarını ortadan kaldırmak amacıyla komütasyon işlemi elektronik olarak yerine getirecek şekilde tasarlanmış motor tipidir.

### **2.2 Fırçasız Doğru Akım Motorları Genel Özellikleri ve Sınıflandırması**

Fırçasız Doğru Akım Motorları, senkron motorlar sınıfında yer alan, fırça – komütasyon sistemini bulunmayan, yerine mıknatıs ve elektronik komütasyon

sisteminin aldığı bir motor tipidir. FDAM'nin avantajları ve dezavantajları şöyle sıralanabilir:

Avantajları;

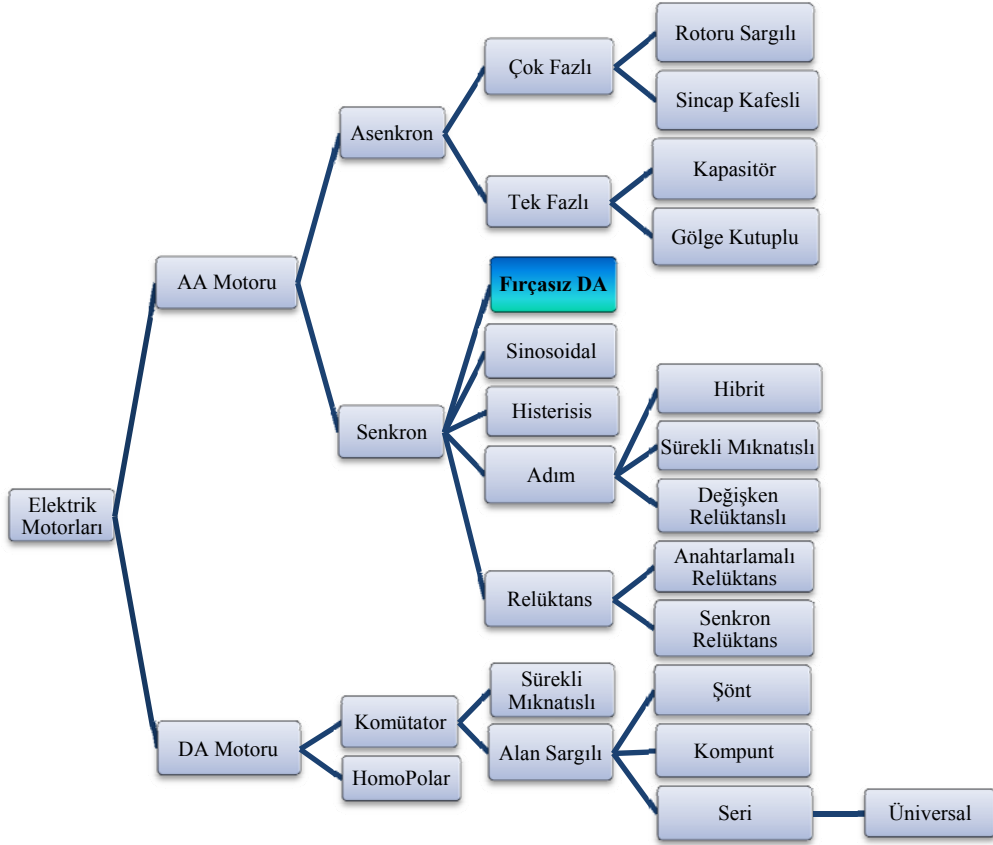
- Yüksek verime sahip olması
- Doğrusal moment hız ilişkisi
- Yüksek moment/hacim oranı
- Yüksek hızlarda çalışabilmesi
- Fırçaların ve komütatörün olmayışı
- Uyarma akımına ihtiyaç duyulmaması
- Yüksek hızlarda çalışma imkânı
- Sessiz çalışma

Dezavantajları;

- Harici güç elektroniği gerektirmesi
- Uygun çalışma için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulması
- Rotor mıknatıslarının motor maliyetini arttırması

Rotorda yer alan mıknatısların oluşturduğu manyetik alan ve statorda yer alan elektromıknatısların oluşturduğu manyetik alan aynı frekansta dönmektedir. Bu nedenle FDAM, senkron motor sınıfında yer almaktadır. Fırçasız Doğru Akım motorunun motor sınıflandırması içindeki yeri Şekil 2.1'de gösterilmektedir. Senkron motorlar sınıfında yer alan, ancak akım ve moment, açısal hız ve gerilim arasındaki doğrusal ilişki sebebiyle Doğru Akım motoru prensiplerine göre çalışan motorlardır. Motor içerisinde sargılar, hareketsiz kısım olan statorda yerleştirilmiştir. Rotorda mıknatıslar yer almakta ve belirli bir hızda dönen rotorda, mıknatıslar manyetik alan üretmektedir.

FDAM, birçok alanda uygulaması mevcut olan motor tipidir. Otomotiv sektöründe, endüstriyel kontrol uygulamalarında, otomasyon uygulamalarında, havacılık endüstrisinde, ev araç gereçlerinde ve daha pek çok alanda boyutlarının küçük olması, bakım gerektirmemesi, yüksek hızlarda çalışabilmesi gibi avantajları nedeniyle tercih edilmektedir.



**Şekil 2.1** : Motorların sınıflandırması ve FDAM'nun sınıflandırmadaki yeri [29].

FDAM'nın kullanım alanları aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir [Url-1]:

-Sabit Yük Uygulamaları: Değişken hızlarda, sabit bir yükün direkt olarak motor miline bağlandığı uygulamalardır. Hızlanma ve yavaşlama oranı dinamik olarak değişmemektedir. Değişken hız, doğru olarak kabul edilen belirli hızlarda çalışmasından daha önemlidir. Örneğin, bilgisayar fanları bu uygulama alanı içerisine girmektedir.

-Değişken Yük Uygulamaları: Bu uygulamalarda, yüksek hız kontrolünde doğruluk ve dinamik cevapların iyi olması önemlidir. Belirli hız aralığında, yük değişmektedir. Çamaşır makinesi, kurutma makinesi gibi ev araçları uygulamaları, robot kol kontrolü, pompa, jiroskop gibi havacılık uygulamaları, elektronik yön kontrol uygulamaları, elektrikli araç kontrolü otomotiv uygulamaları arasında yer almaktadır.

-Pozisyon Tayini Uygulamaları: Hızın dinamik cevabı ve moment bu tip uygulamalarda önem kazanmaktadır. Bu uygulamalar için tipik bir çevrim, hızlanma evresi, sabit hız evresi yavaşlama ve pozisyon tayini evresinden oluşmaktadır. Pozisyon tayinine ilişkin en iyi uygulama örneği Bilgisayar Sayısal Kontrol (CNC-Computer Numerical Control) uygulamasıdır.

### 2.3 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Çalışma Prensibi

FDAM'nin çalışma esası, manyetik malzemelerin zıt kutuplarının birbirlerini çekmesi ya da aynı kutuplarının birbirlerini itmesi esasına dayalıdır. Rotorda yerleştirilmiş sürekli mıknatıslar, rotor ve stator da ferromanyetik malzemeler ve stator sargıları olarak da elektromıknatıslar kullanılmaktadır.

Rotorda bulunan mıknatıslar, stator da enerjilenen elektromıknatısları takip etme eğilimindedirler. Üç fazlı ve yıldız bağlı bir motorda statora, elektronik komütasyon sistemi ile kare dalga uygulandığında her bir konum için iki faz aktif olacaktır. Stator da oluşan akı ile rotor üzerinde sürekli mıknatıslar sayesinde oluşan halkalanma akısı çakışık konuma gelecektir. Stator da aktif olan sargılar anahtarlama sistemiyle değişirken, rotordaki mıknatıslar da stator da oluşan akıyı takip etme eğilimi içinde olduğundan rotor hareket edecektir.

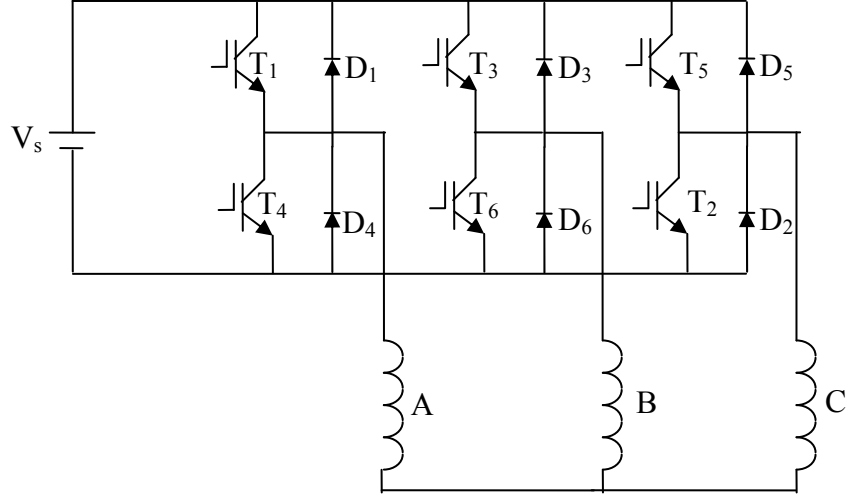
Stator da sargıların enerjilendirilmediği ve rotorun hareket ettiği düşünülürse, hareket eden mıknatısların oluşturduğu halkalanma akısı stator da sargılarda gerilim endüklenmesine sebep olacaktır. Endüklenen gerilim Faraday yasasına göre;

$$e(t) = -N \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.1)$$

$$e(\theta) = -\omega N \frac{d\phi_g}{d\theta_e} \quad (2.2)$$

Eşitlik (2.1)'de, e endüklenen gerilimi, N stator da bir faz için sarım sayısını gösterirken,  $\lambda$  halkalanma akısını, t ise zamanı göstermektedir. Sadeleştirilerek rotor pozisyonundaki değişime bağlı hale getirilen eşitlik (2.1)'de, verilen denklem, eşitlik (2.2)'de, akının hava aralığındaki değişimi konuma bağlı olarak verilmiştir.  $\omega$  açısal hız,  $\theta_e$ , elektriksel açı cinsinden pozisyon değişimini ifade etmektedir.

Zıt EMK'nın üretildiği ve miline bağlı yükünü kaldıran bir fırçasız doğru akım motorunda, sargıları enerjilendirilmesi gereken motor, kare dalga akım ile beslenmektedir. Üç fazlı ve yıldız bağlı bir elektrik motoruna ait sürücü devre Şekil 2.2'de görülmektedir. Her bir faz için belirli zamanlarda açılan transistörler ile aktif hale gelen faz sargılarından akım akmaktadır.



**Şekil 2.2 :** Yıldız bağlı fırçasız doğru akım motoru sürücü devresi.

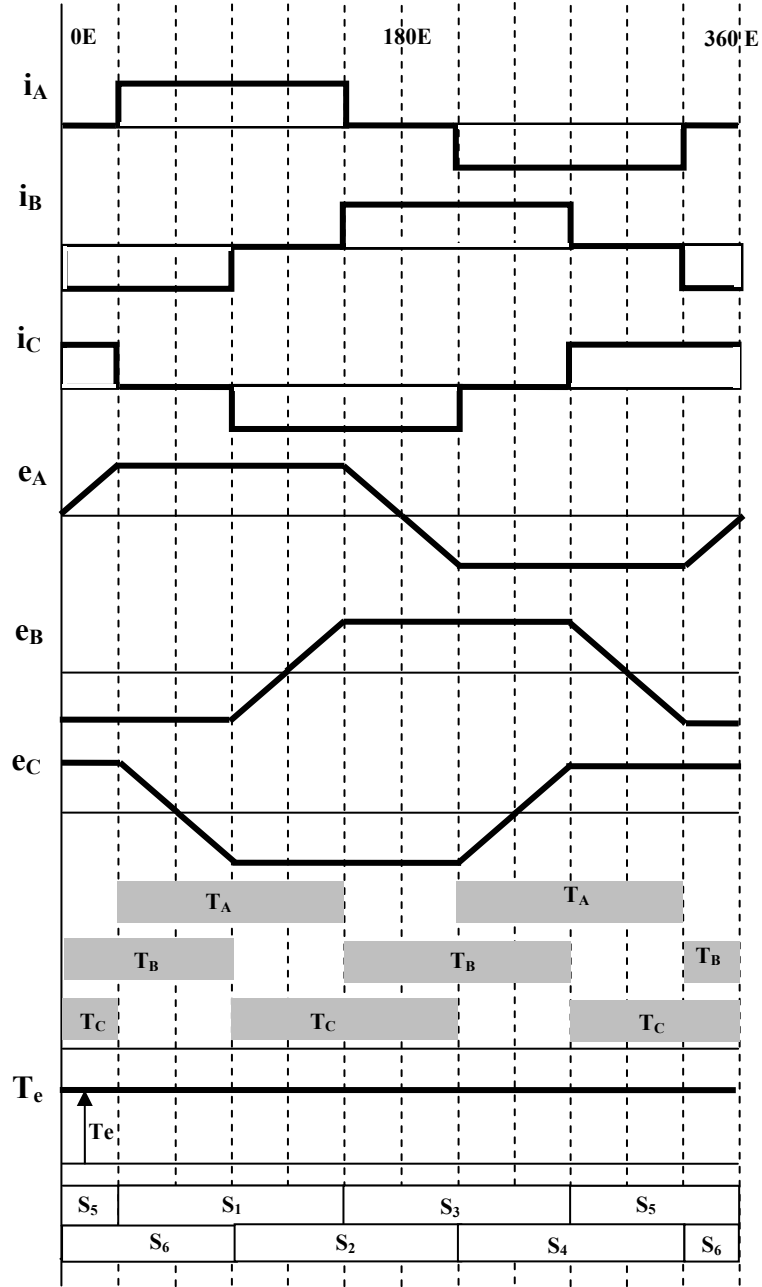
Sırasıyla aktif hale gelen stator sargılarından aynı anda 2 fazın aktif olmasıyla akı değişimine bağlı olarak endüklenen gerilimler, aktif haldeki sargıların oluşturduğu momentler ve her bir fazın aktif hale gelmesi için açılan anahtarlar sırasıyla Şekil 2.3’de gösterilmektedir. Görülen akım, endüklenen gerilim ve elde edilen moment değerleri ideal durum için gösterilmektedir. Grafikte gösterilen parametrelerde, aktif fazların değişimi esnasında, diyotlar üzerinde akan akım sebebiyle oluşan gerilimler dikkate alınmamıştır. Buna göre her bir fazın aktif hale gelmesiyle elde edilen momentler ve bileşke moment grafiği de gösterilmiştir.

## 2.4 Manyetik Malzemeler

FDAM’lerde uyarma sargısı yerine kullanılan sürekli mıknatıslar, rotorda ve statorda kullanılan ferromanyetik malzemelerdir. Motor tasarımında seçilen sürekli mıknatısların ve çeliğin motor performansı ve elde edilebilecek güç miktarı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir.

### 2.4.1 Sürekli Mıknatıslar

Sürekli mıknatıslar (SM), dışarıdan harici bir enerji kaynağına ihtiyaç duymaksızın manyetik alan üretebilen malzemelerdir. Son yıllarda, sürekli mıknatısların enerji yoğunlukları geliştirilmekte ve gelişen sürekli mıknatısların birçok cihazda kullanımı, özellikle motor ve generatör gibi enerji dönüşüm uygulamalarında kullanımı artmaktadır.



**Şekil 2.3 :** 3 Fazlı FDAM için ideal akım-endüklenen gerilim ve anahtarlama zamanları [30].

Sürekli mıknatıslar, üzerlerinde herhangi bir uyartım magneto motor kuvveti (MMK) yok iken manyetik alanı muhafaza etme özelliğine sahiptirler. Sürekli mıknatısların karakteristikleri üç temel özellikle belirlenebilir: kalıcı mıknatısiyet ( $B_r$ ), giderici kuvvet ( $H_c$ ) ve bağıl geçirgenlik ( $\mu_0$ ). Manyetik akısı sürekli mıknatıslarla sağlanan makinelerde, kullanılan kalıcı mıknatısların yüksek kalıcı mıknatısiyete sahip olmaları ( $B_r$ ) ve büyük giderici kuvvete ( $H_c$ ) sahip olması önemlidir.

Manyetik alan giderici kuvvet, bir malzemenin hava aralığında bulunan bir manyetik devrede akı üretebilme yeteneğinin bir ölçüsüdür. Sürekli mıknatısların seçimi için özelliklerinin belirlendiği eğri, histerezis eğrisidir ve sürekli mıknatıslar için histerezis eğrisinin ikinci bölgede kalan kısmı ile ilgilenilmektedir. Histerezis eğrisinde ikinci bölge, giderici kuvvet ile artık mıknatısiyet arasında kalan bölgeyi göstermektedir. Sürekli bir mıknatısın, akı üretme yeteneği için en çok kullanılan ölçü, mıknatısın maksimum enerji üretim noktasıdır. Bu nokta histerezis eğrisinde (BH) çarpımının maksimum olduğu noktaya karşılık gelmektedir. Maksimum enerji üretme noktasında çalışma, hava aralığında istenen akıyı üretmek için gerekli en küçük malzeme hacmini sağlar.

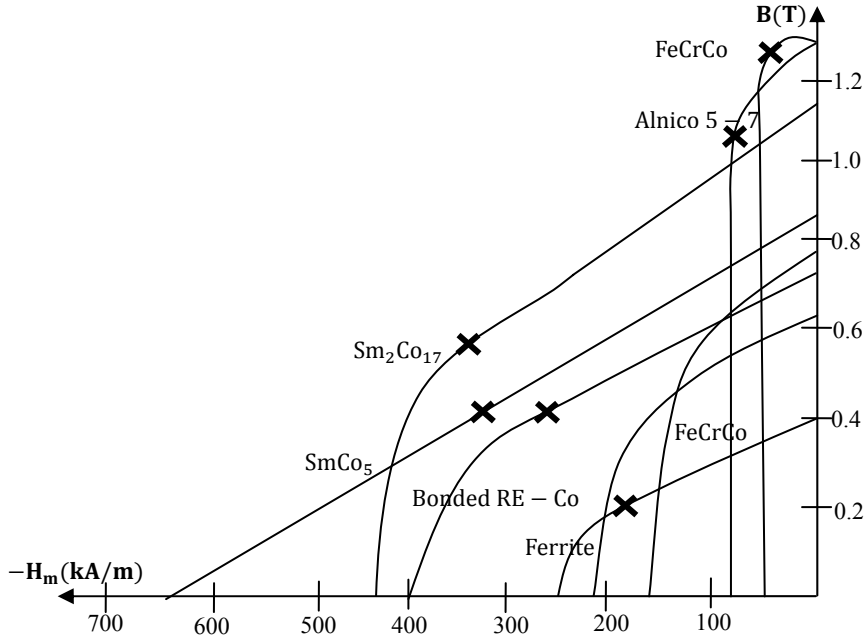
Sürekli mıknatıslar, kullanılacağı motor tipine ve elde edilmesi istenen akı miktarına göre farklı tiplerde seçilebilmektedir. Şekil 2.4'de farklı mıknatıs tipleri için demanyetizasyon eğrileri verilmiştir. Alnico, yüksek kalıcı mıknatısiyete ve düşük giderici kuvvete ve doğrusal olmayan bir demanyetizasyon eğrisine sahiptir. Ferrite mıknatıs kullanımı yaygınlaşmadan önce, fırçalı sürekli mıknatıslı motorlarda Alnico yaygın olarak kullanılmaktaydı.

Ferrite, mıknatısiyetinin giderilmesi için gereken kuvvet, Alnico'ya göre daha yüksektir, ancak kalıcı mıknatısiyeti oldukça düşük olan bir mıknatıs türüdür. Samaryum Kobalt (SmCo) ve Neodyum Demir Bor (NdFeB), yüksek kalıcı mıknatısiyete ve giderici kuvvete sahip doğada bulunan mıknatıslardır. Yüksek performans gerektiren uygulamalarda tercih edilen mıknatıs tipleridir.

#### **2.4.2 Ferromanyetik Malzemeler**

FDAM'de, kullanılan sürekli mıknatısların dışında, rotor ve stator malzemesi olarak ferromanyetik malzemeler kullanılmaktadır. Ferromanyetik malzemeler olarak mıknatıslanma karakteristiğine sahip malzemelerdir. Stator ve rotorda kullanılacak ferromanyetik malzemelerin seçimi yapılırken, mıknatıslanma karakteristikleri oluşturabilecekleri maksimum akı miktarı dikkate alınmalıdır. Ancak stator ve rotorda kullanılan ferromanyetik malzemeler yüzey etkisi ve kaçak akıların oluşturacağı etkileri azaltmak amacıyla ince laminasyonların bir araya getirilmesiyle elde edilmiş malzemelerden üretilmektedir.





Şekil 2.4 : FDAM Farklı Mıknatıs Tipleri için Demanyetizasyon Eğrileri [31].

## 2.5 Rotor ve Stator Konfigürasyonları

FDAM, kullanılacak alana göre farklı özellikte rotor ve stator konfigürasyonlarına sahip olabilir. Kullanılacak mıknatısların seçimi de yine motordan elde edilmek istenen güce ve kullanılacağı alana göre yapılmaktadır.

FDAM'nın rotoruna yerleştirilen mıknatısın şekli ve konumu motorun tipini belirlemektedir. Mıknatısın konumuna ve şekline göre temel olarak FDAM üçe ayrılır;

- Yüzeyde mıknatıslı,
- Dikey mıknatıslı,
- Rotora gömülü mıknatıslı

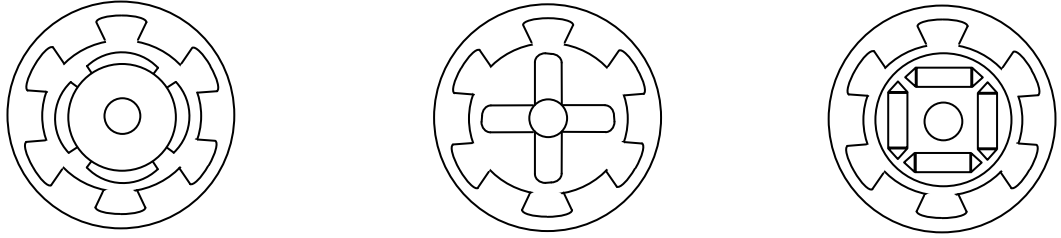
Mıknatısların konumlarına göre 4 kutuplu - 6 oluklu motor tipleri Şekil 2.5'te gösterilmektedir.

Yüzeyde mıknatıslı motorlar, yüksek moment/eylemsizlik momenti oranına sahip motorlardır. Ancak yüksek hızlarda mıknatısların yüzeyde olması sebebiyle savrulma etkisine karşı koymalarının zorlaşması sebebiyle tercih edilmemektedir [32].

Dikey mıknatıslı motorlar, oluşturulacak motor konfigürasyonu için mıknatısların yüzeylerinin geniş olması sebebiyle yüksek performansa sahiptir. Ancak yüzeyde mıknatıslı motor gibi dikey mıknatıslı motorlar da yüksek hızlarda kullanıma uygun

değildir. Etkin hava aralığı ve hava aralığındaki akı yoğunluğu mıknatısların rotor yüzeyinde bulunması sebebiyle oldukça büyüktür [29].

Rotora gömülü mıknatıslı motorlar, yüksek hızlarda çalışabilen motorlardır. Hava aralığı minimumdur. Ancak rotora gömülü mıknatıslı motorlarda, d ve q eksenleri üzerindeki endüktanslarının eşit olmaması, elde edilecek momenti etkilemekte ve relüktans momentini oluşturarak yük momentini negatif yönde etkilemektedir.



**Şekil 2.5 :** FDAM Mıknatısların konumlarına göre FDAM tipleri. a) yüzeyde mıknatıslı motor. b) spoke mıknatıslı motor. c) rotora gömülü mıknatıslı motor.

## 2.6 Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Moment Titreşimleri

Fırçasız Doğru Akım Motorlarının diğer motor tiplerine göre birçok avantajının olması yanı sıra yük momentinde meydana gelen titreşimler gibi istenmeyen bir özelliği de mevcuttur. Yük momentine katkısı olan iki farklı moment bulunmaktadır. Birincisi faydalı moment iken bir diğeri titreşim momentidir. FDAM'de moment titreşimlerine sebep olan titreşim momenti, bu motor tipine ait bir dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Meydana gelen titreşimler yük momentinin ortalama değerini düşürmektedir.

Fırçasız Doğru Akım Motorlarında moment titreşimlerinin sebepleri şöyle sıralanabilir:

- Kullanılan mıknatıslar sebebiyle meydana gelen etkileşim momenti
- Sargı-uzay harmonikleri,
- Sürücü devre akım harmonikleri

Hava aralığındaki akı yoğunluğunda harmoniklere sebep olan bu etmenlerin her biri, yük momentine titreşim şeklinde katkıda bulunmaktadır. Bu etmenlerin her birisi ayrı ayrı incelenerek etkileri bastırılmaya çalışılmalıdır.

### 2.6.1 Etkileşim (Vuruntu) Momenti

Etkileşim momenti, fırçasız doğru akım motorlarında, motorun performansını etkileyen, çıkış momentine faydalı bir katkısı bulunmayan ayrıca çıkış momentinde titreşimlere sebep olan, rotordaki mıknatıslar ile stator dişlerinin etkileşimi sonucu ortaya çıkan, istenmeyen bir etkidir.

Oluklu stator yapısına sahip olan FDAM'de, rotorda mıknatısların kullanımı sebebiyle oluşmaktadır. Rotordan statora geçmekte olan manyetik akı, rotor ve stator arasındaki hava aralığında manyetik direnç (relüktans) değişimi sebebiyle saçaklanma akısına sebep olmaktadır. Meydana gelen saçaklanma akısı da motorun dönüş yönünün tersi yönünde bir momente sebep olmaktadır.

Motorda, rotorun dönüşü ile meydana gelen konum değişikliği sebebiyle manyetik akının yolu değişmekte ve buna bağlı olarak da etkileşim momenti oluşmaktadır.

Şekil 2.6'de görüldüğü gibi A konumunda iken mıknatısın ürettiği akı yolunu stator dişleri üzerinden tamamlar ve bileşke etkileşim momenti sıfır olmaktadır [11]. Ancak A konumunda B konumuna geçen rotorda, akının takip ettiği yol değişmekte ve stator dişleri üzerinde kaçak akılar meydana gelmektedir. Meydana gelen kaçak akılar bileşke bir etkileşim momentinin oluşumuna sebep olmaktadır.

Etkileşim momenti, matematiksel olarak ifade edilmek istenirse, hava aralığında, rotor pozisyonuna bağlı olarak manyetik direnç değişimi ile açıklanabilir [3,11].

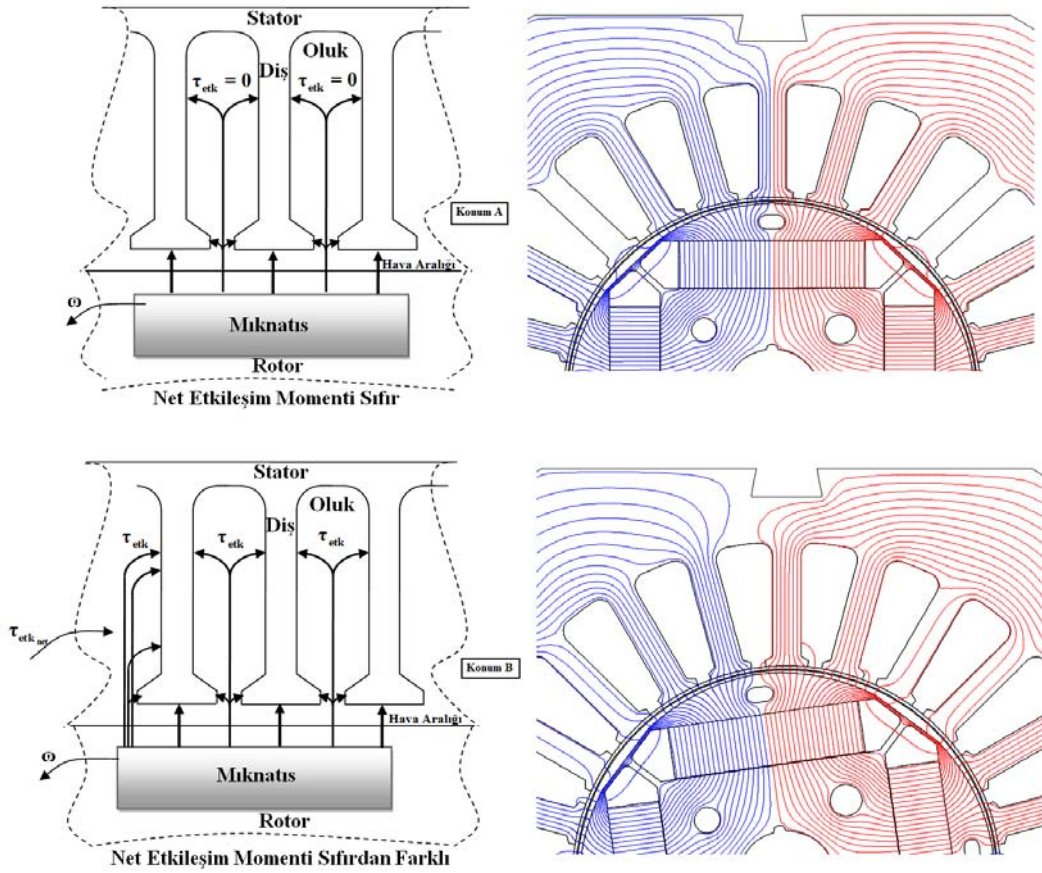
$$T_{\text{etk}} = \sum_1^{2p} \left( -\frac{1}{2} \phi_h \frac{d\mathcal{R}}{d\theta} \right) \quad (2.3)$$

$T_{\text{etk}}$ , etkileşim momenti,  $p$  kutup çifti sayısı,  $\phi_h$  hava aralığındaki manyetik akıyı,  $\mathcal{R}$  akı yolundaki manyetik direnci,  $\theta$  ise mekanik açı olarak rotor pozisyonunu göstermektedir.

### 2.6.2 Sargı ve Oluk Harmonikleri

Motorlarda genellikle hava aralığındaki akı yoğunluğu motorun tipine göre, saf sinuzoidal ya da saf üçgen dalga şeklinde olmamaktadır. İstenildiği gibi saf bir dalgadan oluşan hava aralığı akısı elde edilememesinin nedenleri arasında hem sürücü devreden kaynaklanan zaman harmonikleri hem de uzay harmonikleri yer almaktadır. Hava aralığındaki akı yoğunluğunun istenen şekilde saf olmaması, temel

bileşenleri dışında, harmonik bileşenleri içermesi sebebiyle yük momentinde titreşimlere sebep olmaktadır.



**Şekil 2.6 :** Stator ve rotor arasında etkileşim momenti oluşumu.

Hava aralığında B akı yoğunluğuna sahip bir motor için hava aralığı akısına ait uzay harmoniklerinin bileşenleri, temek harmonik, faz kemeri harmonikleri ile rotor ve stator oluk harmoniklerinden oluşmaktadır. Ancak fırçasız doğru akım motorunda sadece stator oluklar bulunduğu için, rotor oluk harmonikleri bulunmamaktadır [33,34].

$$B_h = A_1 \cos(p\theta - \omega t) + A_2 \cos((2q-1)p\theta + \omega t) + A_3 \cos((2q+1)p\theta - \omega t) + A_4 \cos((N_s - p)\theta + \omega t) + A_5 \cos((N_s + p)\theta - \omega t) + \dots \quad (2.4)$$

Eşitlik (2.4)'de,  $B_h$  zamana bağlı akı yoğunluğu iken,  $q$  faz kemerini,  $p$  kutup çifti sayısını,  $N_s$  ise stator oluk sayısını göstermektedir. Fourier analizi yapılan hava aralığı akısı için  $A_1$  temel harmoniğin katsayısı iken,  $A_2$  ve  $A_3$  faz kemeri harmonikleri,  $A_4$  ve  $A_5$  ise stator oluk harmoniklerinin katsayısını temsil etmektedir.

Uzay harmonikleri, statorda kullanılacak farklı sargı tipleri ile bastırmak mümkündür. Bu harmonikleri, incelenen hava aralığı akı yoğunluğunda ortaya çıkan baskın bileşenler üzerinde ayrı ayrı durularak farklı yöntemler ile bastırmak mümkündür. Bu yöntemlerden ikisi, farklı sargı tiplerinin kullanımı, statorda ya da rotorda bükme yapmaktır.

### **2.6.3 Sürücü devreden kaynaklanan harmonikler**

FDAM'de sürücü devreden motorun sargılarını enrijilendiren akımdan kaynaklanan harmonikler de motor yük momentinde titreşimlere sebep olmaktadır. Sürücü devrede anahtarlama esnasında faz geçişleri sırasında hala devrede kalan fazlar sebebiyle akımda sıçramalar meydana gelmektedir. Bu durumda yük momentinde titreşim kaynağı olmasına sebep olmaktadır. Ancak yapılan bu çalışmada sürücü devreden kaynaklanan moment titreşimleri üzerine çalışılmamıştır.

### 3. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ

Sonlu elemanlar yöntemi (SEY), elektrik mühendisliğinde; manyetik alanların analizinde, elektrik makinelerinin performans hesaplarında, makine mühendisliğinde; termik ve hidrolik problemlerin çözümünde, eğilme, burulma ve kırılma analizlerinde, inşaat mühendisliğinde; mekanik dayanım ve kuvvet hesaplamalarında çok kullanılan bir yöntemdir.

Elektrik makinelerinin temelleri, elektromanyetik alanla bir etkileşim içinde yer almaktadır. Başka bir deyişle, elektromanyetik olaylar Maxwell'in elektromanyetik denklemlerinin matematiksel formu ile ifade edilebilir. Maxwell denklemleri, analitik veya sayısal yöntemlerle çözülebilmektedir. Analitik yöntemlere örnek olarak eşdeğer devre modeli verilebilirken, sonlu elemanlar ve sonlu farklar yöntemleri de sayısal yöntemlere örnek olarak gösterilebilir. Analitik yöntemler genellikle manyetik doymanın meydana geldiği durumlarda ve karmaşık geometrilerde, yetersiz kalmaktadır. Sayısal yöntemler, bu tip problemlerin çözümünde etkin olarak kullanılabilir. Özellikle sonlu elemanlar yöntemi, elektrik makineleri modellemesinde, karmaşık geometrileri modellemeye elverişliliği nedeniyle tercih edilmektedir.

Sonlu elemanlar yönteminden seri imalat öncesi prototip imalat öncesi tasarımlarında faydalanılmaktadır. Aynı şekilde bir motorun boşta veya yükte üretebileceği moment ve akı dağılımları, motorun fiziksel boyutları ve kullanılacak malzemelerin özellikleri değiştirilerek yapılan analizlerin sonuçlarına göre en uygun ve en iyi performans sağlayan motor tasarımları belirlenebilir. Böylece imalat öncesinde, model üretimi için yapılacak harcamalar engellenmiş olur.

Bu yöntemin kullanımıyla, endüvi reaksiyonu, sargı endüktansı, demir kayıpları, FDAM'deki etkileşim momenti, oldukça hızlı ve yaklaşık sonuçlarla hesaplanabilmektedir. Ayrıca sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak, hava aralığında manyetik alanın değişimi zaman boyutunda yapılan hesaplar ile incelenebilir. Değişik hızlarda moment ve güç değerleri kolayca hesaplanabilir.

### 3.1 Sonlu Elemanlar Yöntemi

Sonlu elemanlar yönteminde, karmaşık bir geometrik şekle sahip olan modellerin küçük ve basit sonlu elemanlara bölünerek problemin karmaşıklığı giderilmekte ve daha sonra da kısmi diferansiyel denklemlerle ilişkilendirilen bu sonlu elemanlar sayısal yöntemlerle çözülmektedir. Bir fiziksel olayın sonlu elemanlar analizi şu adımları içermektedir:

- Fiziksel olayın matematiksel modeli
- Geometri üzerinde sonlu elemanların yerleştirilmesi
- Her bölge için malzeme özelliklerin belirlenmesi
- Kaynak belirlenmesi
- Sınır koşullarının belirlenmesi
- Sonlu elemanlara göre eşitliklerin elemanlarının belirlenmesi ve matris formuna getirilmesi
- Bilinmeyen değişkenler için eşitliklerin çözümü
- Sonuçların analiz edilmesi

#### 3.1.1 Temel Prensip

Sonlu elemanlar yönteminde bilinmeyen parametreler, sistemin enerji fonksiyonlarının sisteme ait enerji işlevselini minimize eden değerlerden hesaplanır. Enerji fonksiyonları, değişken fiziksel enerjinin kısmi olaylarla ilişkisini içermektedir. Enerjinin korunumu yasasına göre, atomik enerji yükselmediği takdirde, bir sistemin toplam enerjisi sıfırdır. Genel yasaya göre, sonlu elemanlar modelinin enerji işlevseli sıfır olması için minimize edilebilir. Minimum enerji işlevseli, bilinmeyen ızgara potansiyeline göre, işlevsellerinin türev eşitliklerinden bulunur. Eğer  $F$  işlevsel ise,  $p$  bilinmeyen ızgara potansiyeli ise,  $\frac{\partial F}{\partial p} = 0$  eşitliğinden bulunabilir. Farklı elektromanyetik sistemler içeren fiziksel modellerin farklı diferansiyel denklemlerinin çözümleri bu temel prensipler kullanılarak elde edilmektedir.

### 3.1.2 Maxwell Denklemleri

Elektromanyetik alan problemlerine ait yasalar, bilinen Maxwell denklemlerinin diferansiyel formudur.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.2)$$

Burada  $\vec{H}$ , manyetik alan şiddeti (A/m),  $\vec{B}$  manyetik akı yoğunluğu (T),  $\vec{D}$  elektriksel akı yoğunluğu (C/m<sup>2</sup>),  $\vec{J}$  ise elektriksel akım şiddetini ifade etmektedir.

Del operatörü ise;

$$\nabla = I_x \frac{\partial}{\partial x} + I_y \frac{\partial}{\partial y} + I_z \frac{\partial}{\partial z} \quad (3.3)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Her bir elektromanyetik büyüklük belirli bir koordinat sisteminin (x,y,z)'nin fonksiyonudur. Kararlı halde zaman değişkeni t için  $\frac{\partial}{\partial t}$  sıfır olduğundan manyetik alan şiddetinin vektörel ifadesi eşitlik 3.4'deki gibidir.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (3.4)$$

Bir alan problemi, alanın kendisi yerine alan potansiyeli için çözüldüğünde oldukça basitleşmektedir. Bu avantajdan faydalanmak için, elektromanyetik vektör özdeşliklerinden, manyetik potansiyel A'ya geçilir.

$$\nabla \cdot \nabla \times \vec{A} = 0 \quad (3.5)$$

Her  $\vec{A}$  manyetik vektör potansiyeli ile,  $\vec{B}$  akı yoğunluğu ifade edilebilir.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (3.6)$$

Manyetik malzemelerin  $\vec{B}$  ve  $\vec{H}$  ilişkisi ise şöyledir.

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.7)$$

$$\vec{H} = \nu \vec{B} \quad (3.8)$$

$\mu$  ve  $\nu$ , sırasıyla malzemenin manyetik geçirgenliği, ve manyetik direncini ifade etmektedir. Ferromanyetik malzeme olduğu takdirde B-H ilişkisi doğrusal değildir.



Ancak kalıcı mıknatıslar için B-H ilişkisi Eşitlik (3.9)'daki gibi ifade edilir ve doğrusaldır.

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (3.9)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + B_r \quad (3.10)$$

$$\vec{H} = \nu_0 \nu_r \vec{B} \quad (3.11)$$

$$\vec{H} = \nu_0 \nu_r \vec{B} - H_c \quad (3.12)$$

B ve H ifadeleri Maxwell denklemlerinde yerleştirildiğinde elde edilen ifade;

$$\nabla \times \left[ \nu_0 \nu_r (\nabla \times \vec{A}) - H_c \right] = \vec{J} \quad (3.13)$$

iken Kartezyen koordinatlarda üç bileşen şöyledir;

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \quad (3.14)$$

$$B_y = \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \quad (3.15)$$

$$B_z = \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (3.16)$$

Elektrik makinelerinde, stator ve rotor arasındaki hava aralığı, aksenal uzunluğu boyunca uç sarımı bölgesi haricinde oldukça küçülür. Başka bir deyişle manyetik alan, uç sarımı bölgesinin etkileri ihmal edilerek, iki boyutta çalışılarak durum özelden genele götürülebilir. Yani, elektrik makineleri için iki boyutlu sonlu elemanlar analizi kullanılabilir. İki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi, üç boyutlu sonlu elemanlar yöntemine göre daha küçük hesaplama belleği, güç ve zamana ihtiyaç duyar.

İki boyutlu problemlerde, z ekseni için bileşenler sıfır kabul edildiğinde manyetik vektör potansiyeli  $\vec{A}$  için iki boyut kullanılabilir. Manyetik akı yoğunluğu bu durumda, iki boyutlu düzlemde

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} \quad (3.17)$$

$$B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x} \quad (3.18)$$

$$B_z = 0 \quad (3.19)$$

Sürekli mıknatıslı makine için manyetik alan şiddeti eşitlikleri ise iki boyutlu model için

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) = -J_z + J_m \quad (3.20)$$

Eşitlik  $J_m = \nabla \times H_c$ , sürekli mıknatıslar, için akım yoğunluğu,  $J_z$  ise uyarma akımı, kaynağını ifade eder.

### 3.1.3 Ağ Bilgisi

Fiziksel modellerin matematiksel formülasyonundan sonra, ikinci adım sonlu elemanlar metodu ayrıklaştırmasıdır. Çalışma bölgesinin ayrıklaştırma işlemi ağ yapısı olarak bilinir. Çözümün hızlı olması ağın iyi tanımlanmış olmasına bağlıdır. Başka bir deyişle iyi bir ağ yapısı için hesaplama zamanına ve bilgisayar belleğine ihtiyaç vardır. Bu nedenle çok yoğun bir ağ yapısı kullanmak yerine, gerekli bölgelere en uygun ağ yoğunluğu kullanılmasıyla optimizasyon yapılabilir. Örneğin, alan değişimlerinin hızlı olduğu bölgelerde kullanılacak ağ yapısı olabildiğince iyi kullanılmalıdır.

Sonlu elemanlar yöntemi için kullanılacak elemanlar, bir, iki ve üç boyutlu olabilir. Bu elemanlardan en çok kullanılanı, üçgen elemanlardır. İki boyutlu sonlu elemanlar yönteminde, üçgen elemanlar üç boyutlu sonlu elemanlar yönteminde ise üçgen prizma elemanlar yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.1'de temel eleman şekilleri görülmektedir.

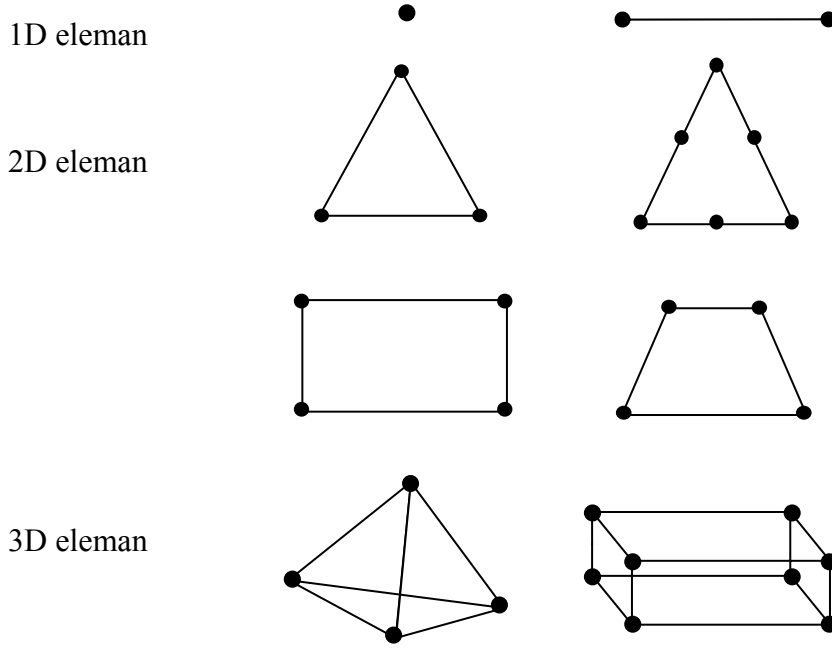
Şekil 3.2'de gösterilen, iki boyutlu ve üçgen elemanın düğümlerine ilişkin denklemler elde edilebilir. İki boyutlu bu elemana ait her bir düğüm için potansiyel denklemleri yazılabilir.

$$a + bx_i + cy_i = A_i \quad (3.21)$$

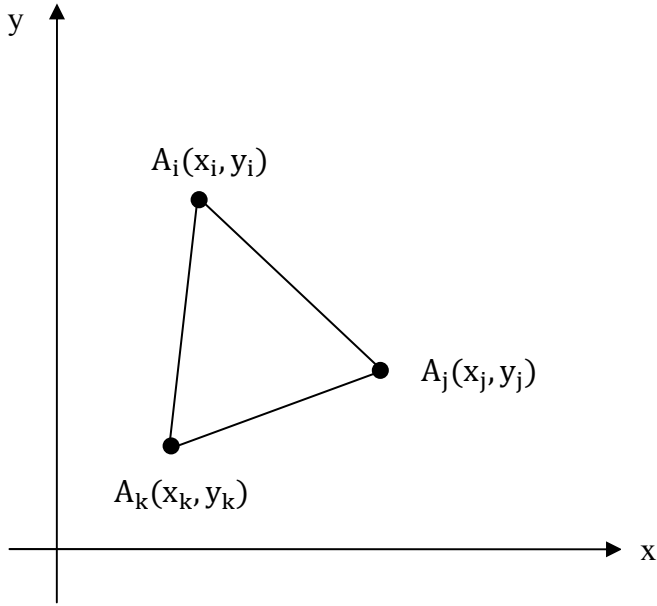
$$a + bx_j + cy_j = A_j \quad (3.22)$$

$$a + bx_k + cy_k = A_k \quad (3.23)$$

Birbirinden bağımsız a, b ve c katsayılarına sahip bu denklemlerin katsayıları matris formuna yazılarak hesaplanabilir.



**Şekil 3.1 :** Sonlu elemanlar yöntemi için temel yapıdaki 1D,2D ve 3D elemanlara ait şekiller.



**Şekil 3.2 :** Manyetik vektör potansiyeli için 2 boyutlu üçgen eleman.

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_k & y_k \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Buna göre genel formda yazılan vektör potansiyeli  $A$ ,

$$A = \sum_{i=1}^m A_i \alpha_i(x, y) \quad (3.25)$$

Burada  $m$  düğüm sayısını ifade ederken,  $\alpha_i(x, y)$  şekil fonksiyonudur. Şekil fonksiyonu  $\alpha(x, y)$ , her bir eleman için  $i, j, k$  bileşenlerine ait eşitlikler şöyledir;

$$\alpha_i = \frac{1}{2\Delta} \left\{ (x_j y_k - x_k y_j) + (y_j - y_k)x + (x_k - x_j)y \right\} \quad (3.26)$$

$$\alpha_j = \frac{1}{2\Delta} \left\{ (x_k y_i - x_i y_k) + (y_k - y_i)x + (x_i - x_k)y \right\} \quad (3.27)$$

$$\alpha_k = \frac{1}{2\Delta} \left\{ (x_i y_j - x_j y_i) + (y_i - y_j)x + (x_j - x_i)y \right\} \quad (3.28)$$

$$A = \alpha_i(x, y)A_i + \alpha_j(x, y)A_j + \alpha_k(x, y)A_k \quad (3.29)$$

$\Delta$ , üçgen elemanın alanını temsil etmektedir. Şekil fonksiyonu için  $i, j, k$  bileşenleri arasında ilişki vardır.

$$\alpha_i(x_i, y_i) = 0 \quad i \neq j \quad (3.30)$$

$$\alpha_i(x_i, y_i) = 1 \quad i = j \quad (3.31)$$

Problemin karmaşıklığına göre, yüksek mertebeden elemanlar ve polinomlar, şekil fonksiyonlarının tanımlanmasında kullanılabilir.

### 3.1.4 Matris Eşitliklerinin Elemanları

Alan problemini çözebilmek için matris eşitliklerine ait elemanların türetilmesi ve tanımlanması gerekir. Matris elemanlarının oluşturulmasında iki farklı yöntem kullanılmaktadır.

-ağırlıklı kalan yöntemi (Weighted Residual Method)

-varyasyonel yöntem (Variational Method)

Her iki yöntemde de gerçek ve yaklaşık çözüm arasındaki hata minimize edilmektedir. En çok kullanılan hata minimizasyon metodu Galerkin metodudur. Bu metod varyasyonel formülasyonla ve ağırlık kalan yaklaşımı ile ilgilidir. Galerkin metodunda, kalan ağırlıklar ve şekil fonksiyonları aynıdır

Galerkin metodunun formülasyonu, sürekli miktatsız bir makine için eşitlik (3.21)'den faydalanılarak yazılabilir.

$$\iint_{\Omega} W \left( v \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + v \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) dx dy - j \omega \sigma \iint_{\Omega} W A dx dy - \iint_{\Omega} W A J_0 dx dy = \iint_{\Omega} W J_m dx dy \quad (3.32)$$

Eşitlik (3.33) matris formunda yazılırsa,

$$[S][A] = [I] + [PM] \quad (3.33)$$

Matris formunda yazılan bu ifadede [S] global katsayı matrisini temsil etmektedir ve bu katsayı matrisi manyetik özelliklere ait terimler, b ve c katsayılarını içermektedir.

$$[S] = \frac{v}{4\Delta} \begin{bmatrix} b_i^2 + c_i^2 & b_i b_j + c_i c_j & b_i b_k + c_i c_k \\ b_i b_j + c_i c_j & b_j^2 + c_j^2 & b_i b_k + c_i c_k \\ b_i b_k + c_i c_k & b_i b_k + c_i c_k & b_k^2 + c_k^2 \end{bmatrix} + j \frac{\omega \sigma}{12} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Her bir düğüm için vektör potansiyeli

$$[A] = \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Düğüm noktaları için akımlar

$$[I] = J_0 \frac{\Delta}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Eşitlik (3.34)'de matris formu ifadesinde bulunan [PM], mıknatıslanma özelliği ile ifadeye katkıda bulunmaktadır.

$$[PM] = \frac{v \mu_0}{2\Delta} \left( M_x \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix} - M_y \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} \right) \quad (3.37)$$

Eşitlik (3.34)'te matris formunda verilen ifadeden A, vektör potansiyeli i, j, k düğümlerine sahip üçgen elemanlar içeren,  $\Omega$  bölgesinde hesaplanmaktadır. Matris eşitliğinin büyüklüğü çalışılan bölgedeki sonlu eleman sayısına bağlıdır. Ancak bir bölgede, düğümler ortak elemanlara ait olabilir. Bu durum matriste değeri 0 olan elemanlar olarak yer almaktadır. Sonuç olarak çözülmesi gereken matris simetrik, pozitif tanımlı ve seyrek matristir.

### 3.1.5 Sınır Koşulları

Sınır koşulları, çalışma bölgesinde elektromanyetik alan problemlerine uygulanır. Sonlu elemanlar yönteminde hızlı çözüm ve verim uygun sınır koşulları verilmesine bağlıdır. Örneğin simetri kullanımı matris boyutunu büyük oranda azaltır. Dönen bir motorda bir ya da yarım kutup adımı modellenmesi problemin çözümü için yeterli alan sağlamaktadır. Bu durum matris boyutunda önemli bir iyileşme sağlamaktadır.

Genel olarak sınır koşulları üç kategoriye ayrılır:

-Dirichlet sınır koşulları

-Neumann sınır koşulları

-Karma sınır koşulları

Dirichlet sınır koşullarında, belirli noktalara belirlenmiş manyetik veya elektrik vektör potansiyeli değerleri atanır. Atanan değerler sabittir. Sınırlarda akı çizgilerinin paralel olmasını zorlar. Dönen makinada dış stator sınır koşulları  $\vec{A} = 0$  olabilir. Sınır koşulu sıfır ise homojen Dirichlet sınır koşulu denir. Stator boyunduruğu boyunca kaçak akılar ihmal edilirse, bu sınır koşulları geçerli olur.

Neumann sınır koşulunda manyetik vektör potansiyelinin türevi sınırlarda sıfır olmalıdır. Neumann sınır koşulları, sonlu elemanlar domaininde sıfır ise homojen sınır koşulları olarak bilinir. Akı çizgileri Neumann sınırlarına dik olarak geçmektedir.

Karma sınır koşulları, periyodik sınır koşulu ya da dairesel sınır koşulu olarak bilinir. Geometrik olarak bağımlı elemanları ya da iki düğüm arasındaki yoğunluğu verir. Dönen elektrik makinelerinde, birleşik sınır koşulu bir ya da çoklu kutup adımı için kullanılabilir.

### 3.1.6 Denklem Sistemlerin Çözümünde Kullanılan Yöntemler

Doğrusal cebirsel eşitlikler genellikle doğrudan ya da yinelemeli (Iterative) metotlarla çözülmektedirler. Teorik açıdan, doğrudan yöntem doğrusal denklemler için tam çözüm verebilme kapasitesinde olmalıdır. Ancak gerçekte yuvarlatma hataları sebebiyle, çözüm yaklaşık bir çözümdür. Başka bir deyişle, yinelemeli yöntemler, yuvarlatma hatalarından etkilenmez. Yinelemeli yöntemler doğrusal eşitliklerin seyrek katsayı matrisinin avantajlarından faydalanır.

Öncelikle belirtmelidir ki, sonlu elemanlar modeline ait global matris oldukça büyüktür. Ancak pozitif tanımlı ve seyrek matristir. Global matris eşitliği verimli bir şekilde yinelemeli yöntemlerle çözülebilir. Bunlardan en verimli olanı ICCG (Incomplete Cholesky Conjugate Gradient) yinelemeli yöntemidir.

$$[A]\bar{x} = \bar{b} \quad (3.38)$$

Eşitlik (3.38) için çözüm yapılır. Bu yöntemde ilk başlangıç değeri  $x$  için çözüm yapılır daha sonra kalan hesaplanır. Final çözümü için başlangıç arama yolu çizilir.

$$r_0 = Ax_0 - b \quad (3.39)$$

$$p_0 = r_0 \quad (3.40)$$

Kalan değer atandıktan sonra, arama yönü, özyinelemeli (Recursive) olarak hesaplanır.

$$x_{k-1} = x_k + \alpha_k p_k \quad (3.41)$$

$$r_{k-1} = r_k + \alpha_k A p_k \quad (3.42)$$

$$\alpha_k = \frac{p_k^T r_k}{r_k^T A p_k} \quad (3.43)$$

Ön koşullu Gradyen (Preconditioned Conjugate Gradient) Yöntemine göre hesaplama için, A matrisi pozitif ve simetrik B matrisi tarafından değiştirilebilir.

$$(BAB^T)(B^T x) = Bb \quad (3.44)$$

Eşitlik (3.44)'de  $y = B^T x$  'e karşılık gelmektedir.

$$p_{k+1} = B r_{k+1} + \beta_k p_k \quad (3.45)$$

$$\beta_k = -\frac{p_k^T A B r_{k+1}}{p_k^T A p_k} \quad (3.46)$$

Simetrik ve pozitif tanımlı A matrisi

$$A = LL^T \quad (3.47)$$

ile ifade edilebilir. L alt üçgen matris iken, L'nin devriği olan  $L^T$  üst üçgen matristir.

### 3.1.7 Doğrusal Olmayan Problemler için Yinelemeli Yöntemler

Birçok elektromanyetik problem, doğrusal olmayan karakteristiklere sahiptir. Sürekli mıknatıslı makinelerinde, stator ve rotorda kullanılan ferromanyetik malzemelerin

özellikleri, bazı sürekli mıknatısların demanyetizasyon karakteristikleri ile gerilim ve akı arasında lineer olmayan bir ilişki vardır. Bu nedenle elektrik makinelerinin matematiksel modelleri, kapalı formda doğrudan çözülemeyen doğrusal olmayan denklemler içerir. Bu tip denklemler, sayısal yinelemeli yöntemlerle çözülmektedir. Newton-Raphson, yinelemeli yöntemler arasında en çok kullanılan yöntemlerden birisidir. Bu yöntemin en çok kullanılan yöntemler arasında yer almasının sebebi ise hızlı yakınsaması ve koşulsuz kararlılığa sahip olmasıdır. Hata değeri o anki adımda, bir önceki adımın hata değerinin karesiyle orantılı olarak azalır.

Vektör potansiyeli  $\vec{A}$ 'yı hesaplamak üzere Newton-Raphson yöntemi kullanılarak yöntem anlatılmaktadır.

$$A = a + bx + cy \quad (3.48)$$

A vektör potansiyeline ait eşitlik (3.48)'da verilmiştir. A vektör potansiyeli için, A gerçek çözümü ifade ederken, A' yaklaşık çözümü ifade etmektedir.

$$A' = A - \partial A' \quad (3.49)$$

Çok boyutlu Taylor serisi,  $F(A')$ 'nin gradyenini vermektedir.

$$\frac{\partial F}{\partial A'_m} = \frac{\partial F}{\partial A'_m} \Big|_{A'} + \sum_n \frac{\partial F}{\partial A'_m \partial A'_n} \Big|_{A'} \partial A'_n + \dots \quad (3.50)$$

$A = A'$ , için gradyenin bütün elemanları yok olur. Bu durumda, Taylor serisinin, yüksek mertebeden terimleri ihmal edilirse

$$\partial A' = -P^{-1} \frac{\partial F}{\partial A'_m} \Big|_{A'} \quad (3.51)$$

P, Newton Raphson iterasyonu için Jakobyen matrisini temsil etmektedir. Elemanlar için mn elemanı için

$$P_{mn} = \frac{\partial^2 F}{\partial A'_m \partial A'_n} \Big|_{A'} \quad (3.52)$$

$\partial A'$  farkı A değerine yaklaşıncaya kadar, başlangıçta kullanılan A' değerine eklenecektir. Bu yinelemeli işlem (3.49)'daki eşitlik, k. adımda eşitlik (3.53)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$A'^{(k+1)} = A'^{(k)} - (P^{(k)})^{-1} \frac{\partial F}{\partial A'} \Big|_{A'}^{(k)} \quad (3.53)$$



Newton-Raphson metodunun hassasiyeti  $\frac{\partial F}{\partial A'_m}$  ve  $\frac{\partial F}{\partial A'_m \partial A'_n}$  ifadelerine bağlıdır.

Newton-Raphson metodu, sürekli mıknatıslı motorda, lineer olmayan elemanlara uygulanabilir. Eşitlik (3.54) deki ifade kullanılmaktadır. Bu ifade açık olarak şöyle yazılabilir.

$$\frac{V}{4\Delta} \begin{bmatrix} S_{ii} & S_{ij} & S_{ik} \\ S_{ji} & S_{jj} & S_{jk} \\ S_{ki} & S_{kj} & S_{kk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix} = \frac{\Delta}{3} J \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Sürekli mıknatıslı makinelerde, stator ve rotor malzemesine ait B-H karakteristikleri doğrusal değildir. Bu sebeple, (3.54)'deki ifadenin tek bir yineleme ile çözülmesi mümkün değildir. Eşitlik (3.54)'deki ifadeyi basitleştirmek için ilk satırın ifadesi yazılabilir. Bu işlem her biri sıra için tekrar edecektir.

$$F = \frac{V}{4\Delta} \begin{bmatrix} S_{ii} & S_{ij} & S_{ik} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{bmatrix} - \frac{J\Delta}{3} \quad (3.55)$$

A'ya göre türevleri alınan ifadeler,

$$\frac{\partial F}{\partial A_i} = \frac{v}{4\Delta} S_{ii} + \frac{v}{4\Delta} [S_{ii}A_i + S_{ij}A_j + S_{ik}A_k] \frac{\partial v}{\partial A_i} \quad (3.56)$$

$$\frac{\partial F}{\partial A_j} = \frac{v}{4\Delta} S_{ij} + \frac{v}{4\Delta} [S_{ii}A_i + S_{ij}A_j + S_{ik}A_k] \frac{\partial v}{\partial A_j} \quad (3.57)$$

$$\frac{\partial F}{\partial A_k} = \frac{v}{4\Delta} S_{ik} + \frac{v}{4\Delta} [S_{ii}A_i + S_{ij}A_j + S_{ik}A_k] \frac{\partial v}{\partial A_k} \quad (3.58)$$

Burada  $\frac{\partial v}{\partial A_k}$ , zincir kuralına göre ifadesi

$$\frac{\partial v}{\partial A} = \frac{\partial v}{\partial B^2} \frac{\partial B^2}{\partial A} \quad (3.59)$$

$\frac{\partial B^2}{\partial A}$  ifadesi analiz edilebilir bir ifadedir. Bu akı ifadesini analiz etmek için A

potansiyeline ait ifadeler üçgen bir eleman için yazılmalıdır.

$$A = \frac{a_i + b_i x + c_i y}{2\Delta} A_i + \frac{a_j + b_j x + c_j y}{2\Delta} A_j + \frac{a_k + b_k x + c_k y}{2\Delta} A_k \quad (3.60)$$

$$B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} \quad (3.61)$$

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial x} = \frac{A_i b_i + A_j b_j + A_k b_k}{2\Delta} \quad (3.62)$$

$$B_y = \frac{\partial A}{\partial y} = \frac{A_i c_i + A_j c_j + A_k c_k}{2\Delta} \quad (3.63)$$

$$B^2 = \left( \frac{\partial A}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial A}{\partial y} \right)^2 = \frac{(A_i b_i + A_j b_j + A_k b_k)^2 + (A_i c_i + A_j c_j + A_k c_k)^2}{4\Delta^2} \quad (3.64)$$

$$\frac{\partial B^2}{\partial A_i} = \frac{2b_i (A_i b_i + A_j b_j + A_k b_k) + 2c_i (A_i c_i + A_j c_j + A_k c_k)}{4\Delta^2} \quad (3.65)$$

$\frac{\partial B^2}{\partial A_i}$ , eşitlik (3.66)'deki gibi hesaplanmaktadır. j ve k bileşenleri içinde aynı şekilde

$\frac{\partial B^2}{\partial A_j}$  ve  $\frac{\partial B^2}{\partial A_k}$  hesaplanabilir. Eşitlik (3.59) daki diğer ifade  $\frac{\partial v}{\partial B^2}$  stator ve rotorda

kullanılan malzemelerin, doğrusal olmayan mıknatıslanma eğrilerinden gelmektedir.

### 3.2 Zaman Adımlı Sonlu Elemanlar Yöntemi

Zaman adımlı sonlu elemanlar yöntemi, zamana bağlı değişen manyetik alanların oluşturulmasında kullanılmaktadır. Zamanla değişen alanlar, gerilim ve akım endüklerler. Endüklenen girdap akımları alan değişimi sebebiyle sisteminin performansını önemli ölçüde etkiler. Zamanla değişen manyetik alanlar hem zaman uzayında hem de frekans uzayında modellenebilir. Sinüzoidal olarak değişen bir alan, frekans uzayındaki modeller, geçici davranışlı elektromanyetik cihazların zamanla değişen akım ve gerilim kaynaklarıyla uyarıldığı zaman uzayındaki sonlu elemanlar modeli ile modellenir.

Zaman uzayında Maxwell denklemlerinin ifadesi eşitlik (3.66)'da verilmektedir.

$$\nabla \times (\nu \nabla \times A_z) = -J_z + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} \quad (3.66)$$

Zamanla değişen manyetik alan sebebiyle kaynak uygulandığı için akım yoğunluğu

$J_z$  ve  $\frac{\partial A_z}{\partial t}$  endüklenen girdap akımı sebebiyle oluşmaktadır.

Dar kesit alanına sahip stator sargılarında yüzey etkisi oldukça küçüktür. Bu sebeple eşitlik (3.66), eşitlik (3.67) deki forma dönüşmektedir.

$$\nabla \times (\mathbf{v} \nabla \times \mathbf{A}_z) = -\mathbf{J}_z = -\frac{\dot{i}_s}{S} \quad (3.67)$$

$\dot{i}_s$ , uygulanan stator akımı iken, S 1 sarım için kesit alanını ifade etmektedir. Yüzey etkisinin ihmal edildiği durumlarda eşitlik (3.68)'deki formuna dönüşmektedir

$$\nabla \times (\mathbf{v} \nabla \times \mathbf{A}_z) = \sigma \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial t} \quad (3.68)$$

Sürekli mıknatıs için alan eşitliğine kalıcı mıknatısiyet özelliği eklenmektedir.

$$\nabla \times (\mathbf{v} \nabla \times \mathbf{A}_z) = \nabla \times (\mathbf{v} \mathbf{B}_r) \quad (3.69)$$

Elektrik makinelerinde, hava aralığında ise  $\mathbf{J}_z$  ve  $\frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial t}$  değerleri 0 olmaktadır. Bu durumda manyetik alan denklemini eşitlik (3.70)'deki durumu alır.

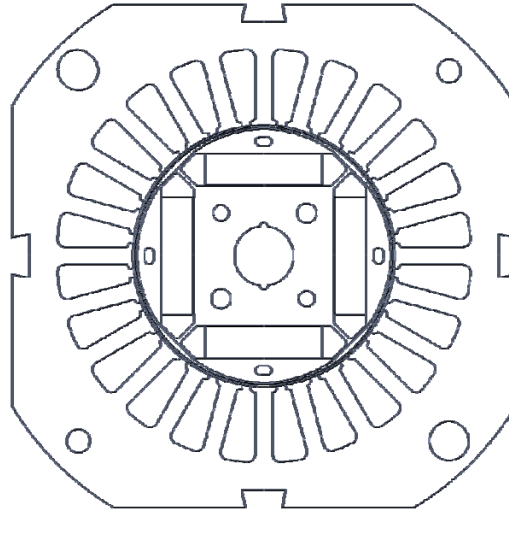
$$\nabla \times (\mathbf{v} \nabla \times \mathbf{A}_z) = 0 \quad (3.70)$$

## 4. TEST MOTORUNUN MODELLENMESİ

### 4.1 Test Motorunun Özellikleri

Bu çalışmada, üzerinde çalışılan motor tipi fırçasız doğru akım motorudur. Çamaşır makinelerinde kayıpların az olması, bakım gerektirmemesi, aynı güçteki diğer motor tiplerine göre daha küçük boyutlarda üretilebilmesi gibi sebeplerle tercih edilen ve üretimde kullanılmakta olan motor tipidir. Ele alınan motor modelinin üretilmekte olan bir motor olması sebebiyle benzetim sonuçlarının karşılaştırılması mümkün olmaktadır.

Test motoru olarak belirlenen bu motorda yapılacak analizler için sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır. Test motoru için sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan analiz sonuçları ile laboratuvar ortamında yapılmış test sonuçları karşılaştırılmıştır.

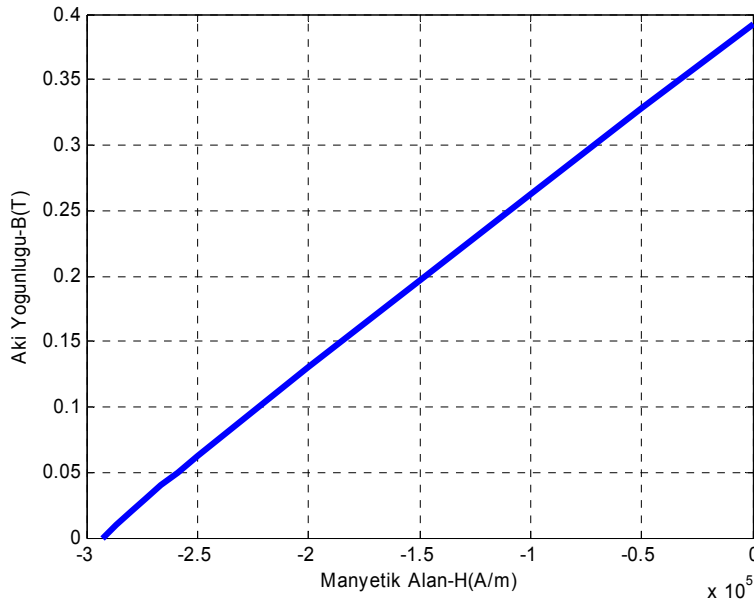


**Şekil 4.1** : Test motoru.

İncelenen fırçasız doğru akım motoru; 3 fazlı, 24 oluklu, 4 kutuplu, 175/550W, 530/16000 min<sup>-1</sup> plaka değerlerine sahip, sürücü devre gerilimi 220V, 50Hz olan ve rotorda gömülü kalıcı mıknatıslar yerleştirilmiş olan bir motordur. Motorun kesiti Şekil 4.1’de gösterilmiştir. Sürekli mıknatıslar rotorda gömülü olduğundan, test motoru gömülü mıknatıslı fırçasız doğru akım motoru olarak adlandırılmaktadır. Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıslı motor tipinde mıknatısların hava aralığında

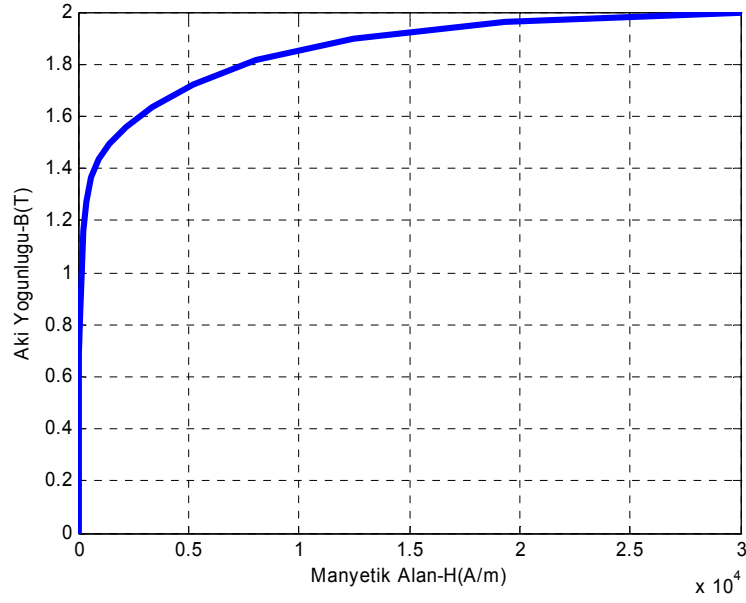
ya da daha yakın olması sebebiyle elde edilecek akı miktarı daha yüksek olsa da, bu çalışmadaki kullanım amacına uygun değildir. Çünkü test motoru çamaşır makinelerinde kullanılmakta olup, çamaşır makineleri değişken hızlarda çalışması gereken bir motor tipidir. Özellikle makinede sıkma esasında çıkılan  $16000 \text{ min}^{-1}$  gibi yüksek hızlarda yüzeye gömülü yerleştirilmiş mıknatıslar ile meydana gelebilecek savrulma ve kırılma etkilerinden korunmuş olmaktadır. İncelenen motorda kullanılan kalıcı mıknatıs olarak istenilen boyutlarda elde edilmesi gereken akı miktarını sağlaması ve maliyetin düşük tutmak amacıyla Ferrite kullanılmıştır. Ferrite son yıllarda geliştirilen NdFeB ve SmCo gibi yüksek enerjili mıknatıslardan farklı olarak düşük enerjili bir mıknatıstır. Bu yeni teknoloji mıknatıslara göre, kalıcı mıknatısiyeti ve mıknatıslanma giderici kuvveti düşüktür. Ancak çalışılan motor için istenen gücü sağlayacak olan yeterli enerjiye sahip bir mıknatıstır.

Kullanılan mıknatıs için B-H demanyetizasyon eğrisi Şekil 4.2’de gösterilmektedir. Bu eğride Ferrite ait  $B_r$  kalıcı mıknatısiyet değeri ve mıknatısiyet giderici kuvvet  $H_c$  değerleri görülmektedir.



**Şekil 4.2** : Ferrite için B-H eğrisi.

Fırçasız doğru akım motorlarında stator ve rotor laminasyonlarında, alaşım bir malzeme kullanılmaktadır. Kullanılan manyetik malzeme için B-H eğrisi ve doyma akı değeri Şekil 4.3’de görülmektedir. Kullanılan manyetik malzeme için doyma akısı 2 T civarındadır. Test motoru, doymaya yakın bölgede çalıştırılmaktadır. Doymaya yakın bölgede çalıştırılan motordan yüksek akı miktarı elde edilmektedir.



**Şekil 4.3** : Rotor ve stator için kullanılan malzemeye ait B-H eğrisi.

#### 4.2 Test Motoru Üzerinde Sonlu Elemanlar Yöntemi

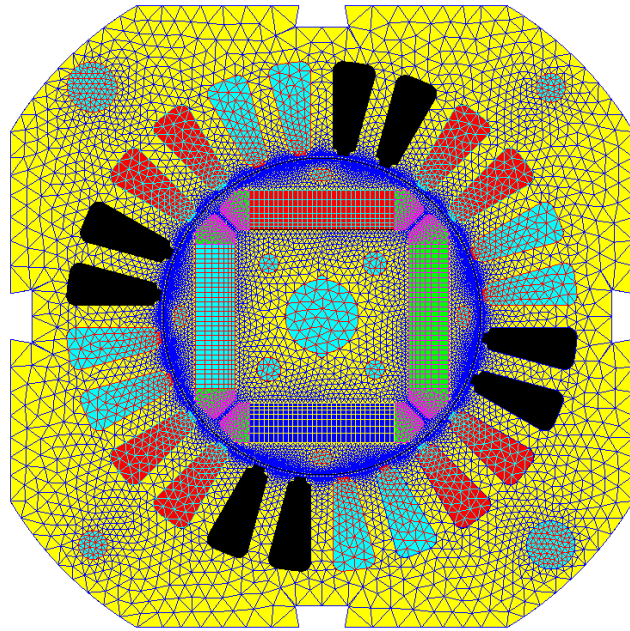
Elektrik makinalarının özellikle elektromanyetik analizlerinde, sayısal yöntemlerin kullanılmasının laminasyonlar üzerinde, meydana gelen doymaların ifade edilebilmesinde ve karmaşık geometrilerin modellenmesinde sorun oluşturmaması sebebiyle, analitik yöntemlere göre daha uygun olduğu Bölüm 3'te belirtilmiştir.

Fırçasız doğru akım motorunun analizinde sonlu elemanlar yöntemi ya da sonlu farklar yöntemi kullanılabilir sayısal yöntemlerdir. Sonlu farklar yönteminde kullanılması gereken geometrinin dörtgen yapıda olması ve motor geometrisinin silindirik yapısı bu uygulamada kullanılması sonuçların güvenilirliği açısından uygun değildir. Bu sebeple kullanılan yöntem sonlu elemanlar yöntemidir.

Fırçasız doğru akım motoru modelini oluştururken, motor laminasyonu üzerine sonlu elemanlar metoduna göre değişik geometrilerde elemanlar kullanılabilir. İncelenen motorda kullanılan elemanlar üçgensel ve dörtgensel elemanlardır. Motorun geometrisine göre, hatayı en aza indirmek ve bellek kullanımını iyileştirmek amacıyla, düzgün dikdörtgen yapıya sahip mıknatıslar üzerine dörtgen elemanlar yerleştirilirken, düzgün olmayan geometri üzerine ise üçgen elemanlar yerleştirilmiştir. Mıknatıslar üzerinde kullanılan dörtgen elemanlar sayesinde çizgisel eleman sayısı azaltılmaktadır.

Hesaplamlarda kullanılacak sonlu eleman sayısı uygun sayıda seçilmelidir. Oldukça küçük seçilen elemanlarla oluşturan fazla elemanlı bir ağ yapısı hata birikmelerine sebep olurken aynı zamanda hesaplama zamanını da çok arttıracaktır. Büyük seçilen elemanlarla oluşturan ağ yapısında ise motor laminasyonu üzerinde meydana gelen değişimler yeterince gözlemlenemeyecektir. Seçilen sonlu elemanlar yoğunlukları değişim miktarının oranına göre değişiklik göstermektedir. Bu nedenle farklı büyüklüklerde seçilen elemanlar ile geometri üzerinde farklı bölgelerde, farklı yoğunluklara sahip bir ağ yapısı elde edilmiştir.

İncelenen fırçasız doğru akım motorunda iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi kullanıldığında, seçilen elemanlar noktasal, çizgisel ve yüzeyseldir. Seçilen elemanlara göre nokta eleman sayısı 49000, çizgi eleman sayısı 3800 ve yüzey elemanı sayısı 24100 civarındadır. Motor laminasyonu üzerindeki ağ yapısı Şekil 4.4'de görülmektedir.

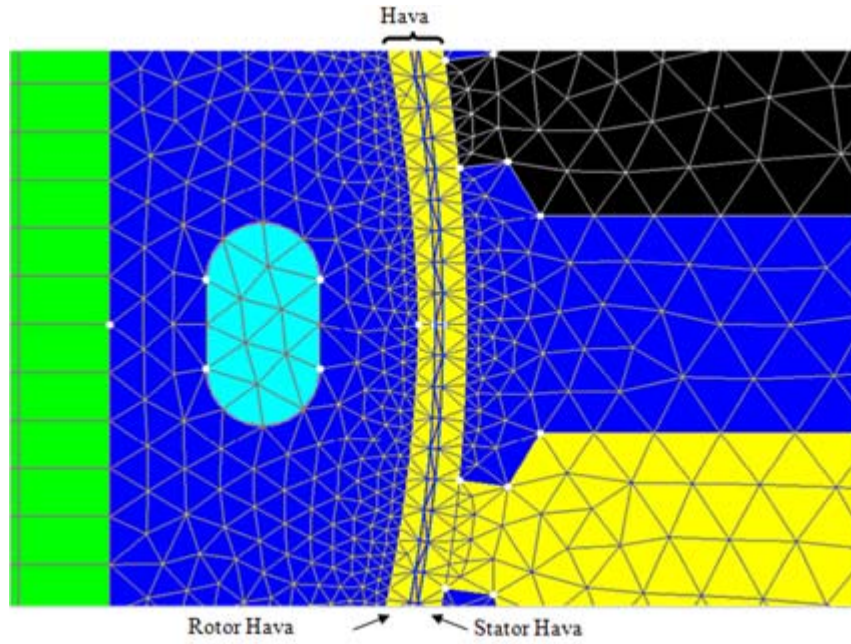


**Şekil 4.4 :** Fırçasız doğru akım motor ağ yapısı.

Motor modeli üzerinde kullanılması gereken sonlu elemanların boyutları geometriye uygun şekilde seçilmedi. Bu nedenle statorun dış çevresi etrafında büyük boyutlu, rotor içinde büyük boyutlu, stator oluklarında ve stator ayaklarında küçük boyutlu, rotor dış çevresinde küçük boyutlu, stator ve rotor arasındaki hava aralığında ise yine küçük boyutlu elemanlar kullanılmaktadır. Stator dış çevresinde kullanılan elemanların büyük boyutlu olmasına motor geometrisi elverişlidir. Ayrıca dış

çevresindeki sınır şartlarına göre manyetik alan sıfır olarak tanımlanmıştır. Bu sebeple de büyük elemanların tanımlanmasında herhangi bir sakınca yoktur. Dış çevreye yaklaştıkça manyetik alan sıfıra yaklaşmakta ve verilen sınır şartlarına göre stator dışına çıktığında sıfır olmaktadır.

Stator oluklarının iç kısımları ve stator ayaklarında ise kullanılan eleman boyutu, bu kısımların geometrisi ve değişim miktarının büyük olması sebebiyle küçük olmalıdır. Çünkü manyetik akı, rotordan stator oluklarına ve stator dışlarına geçerken hava aralığı manyetik direnci sebebiyle değişmektedir. Bu değişim sebebiyle bu kısımlarda yapılması gereken analiz daha hassas olmalıdır. Dolayısı ile hem geometri, hem de yüzeyde olan değişim miktarının yüksek olması sebebiyle kullanılacak elemanlar hava aralığında, stator dışlarında, stator oluklarının iç kısımlarında küçük boyutlu olmalıdır. Stator dişleri üzerinde ve hava aralığındaki ağ yapısı Şekil 4.5’de görülmektedir.



**Şekil 4.5 :** Hava aralığı üzerinde ve stator dişleri üzerinde ağ yapısı.

### 4.3 Test Motoru Analizleri

Test motoru üzerinde sonlu elemanlar yöntemi (SEY) ile karakteristik analizler yapılmıştır. Yapılan bu sayısal yöntemeye dayalı analizlere karşılık, deney sonuçları ile karşılaştırmalarla desteklenmiştir. Bu karşılaştırmalar test motorunda doğru bir benzetim için doğru bir model kurulduğu ispatlanmıştır.



### 4.3.1 Etkileşim Momentine İlişkin Analizler

Moment titreşimlerinin en önemli sebebi, hava aralığındaki manyetik manyetik direnç değerinin sabit olmamasıdır. Rotor mıknatıslarının hareketi sonucu stator dişleri üzerinde akımdan bağımsız olarak meydana gelmektedir. Manyetik manyetik direnç periyodik olarak stator dişlerinin rotor mıknatıslarından her geçişinde değişmektedir ve bu değişim moment titreşimlerine sebep olmaktadır.

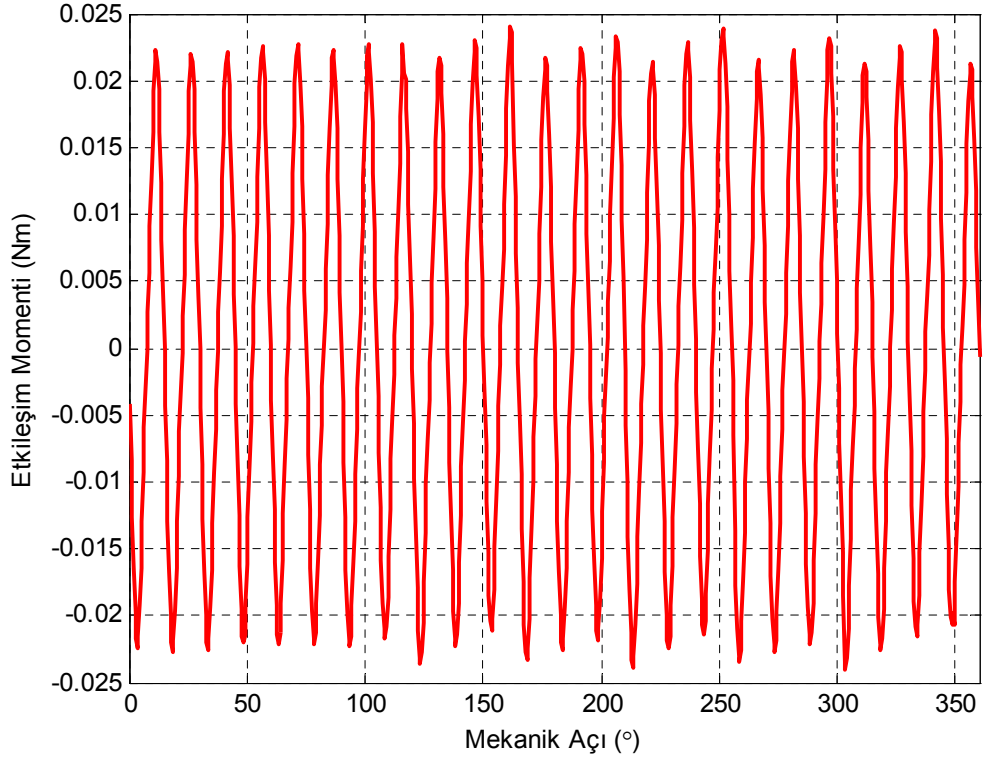
Moment titreşimi, sürekli mıknatıslar tarafından stator oluklarından geçerken oluşturulduğu için, moment titreşimi ile mıknatıs kutupları ve stator oluk sayısı arasında bir ilişki vardır.

Moment titreşimi, rotor her bir oluk önünden geçerken periyodunu tamamlar. Buna göre motorun bir tam devrinde, 24 oluk için 24 kez tekrarlayan moment titreşimi görülebilir. Şekil 4.6'da hava aralığı boyunca etkileşim momentine ait grafik görülmektedir.

$$N_{\text{periyod}} = \frac{N_p}{\text{OBEB}(N_s, N_p)} \quad (4.1)$$

Burada  $N_{\text{periyod}}$ , bir oluk altındaki etkileşim momenti periyodunu göstermektedir.  $N_s$  oluk sayısını gösterirken,  $N_p$  de kutup sayısını ifade etmektedir. Eşitlik 4.1'de etkileşim moment için bir oluk altında meydana gelecek etkileşim momentine ait periyod sayısına ilişkin ifade verilmiştir. Buna göre Şekil 4.6'daki 24 periyotluk etkileşim momenti doğrulanmaktadır.

Motorda hava aralığında rotorun pozisyonuna bağlı olarak depolanan enerjideki değişim hava aralığında akı miktarındaki değişimden kaynaklanmaktadır.



**Şekil 4.6 :** Hava aralığı boyunca etkileşim momenti dağılımı.

Eşitlik 4.2’de meydana gelen elektromanyetik momentin ifadesi verilmiştir.

$$T_{\text{etk}}(\theta) = -\frac{dW}{d\theta} \quad (4.2)$$

Eşitlik 4.2’de  $T_{\text{etk}}$  etkileşim momentini,  $dW$  koenerjideki değişimi,  $d\theta$  ise konumda meydana gelen açısal değişimi ifade etmektedir.

Mekanik olarak rotor pozisyonuna bağlı olarak sürekli mıknatısın akı miktarındaki değişimler etkileşim momentine sebep olmaktadır.

Depolanan enerji, mıknatısın enerjisinden Eşitlik (4.3)’deki gibi yazılabilir.

$$W = \frac{1}{2}(Hl_m)(B_r A_m) \quad (4.3)$$

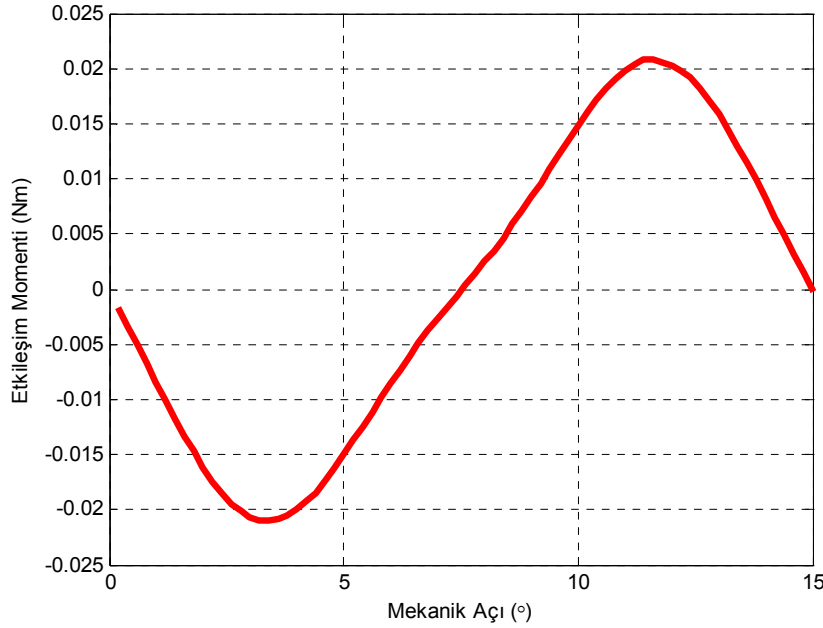
Depolanan enerji etkileşim momentini formülünde yerine yazıldığında elde edilen form aşağıdaki gibidir.

$$T_{\text{etk}}(\theta_e) = \frac{1}{2} B_r \frac{l_m}{\mu_0 \mu_r} \frac{d\phi_r}{d\theta_e} \quad (4.4)$$

$H$  manyetik alan,  $B_r$  artık mıknatısiyet,  $A_m$  mıknatıslanma alanı  $l_m$  mıknatıslanma

alanı boyunca mıknatıs uzunluğudur.  $F_m$  manyeto motor kuvveti (MMK) ve  $\phi_r$  mıknatısın akısıdır.  $\theta_e$  ise açılal değişimin elektriksel açıl cinsinden ifadesidir.

Mıknatısın akısında konuma bağlı olarak meydana gelen değişim hava aralığında titreşim momentini oluşturmaktadır. Hava aralığında akının değişim sebebi ise hava stator dişlerinde ve olukların içinde manyetik direnç değerlerinin ferromanyetik manyetik malzemeye ve mıknatısa göre farklı olması ve buna bağlı olarak da akı değerinin değişmesidir. Bir oluk altında meydana gelen etkileşim momenti grafiği Şekil 4.7’de gösterilmiştir.



**Şekil 4.7 :** Hava aralığında bir oluk için etkilim momenti dağılımı.

Hava aralığında meydana gelen akı değişimine bağlı olarak meydana gelen etkileşim momenti için sonlu elemanlar yöntemi ile analitik yöntem kullanarak zm yapan SPEED programından alınan sonuçlar ve deneysel sonuçlar için tepeden tepeye moment değerleri izelge 4.1’de verilmiştir. Etkileşim momenti için test modeli için yapılan benzetimler ve analitik sonuçlar birbirleriyle tutarlıdır.

**Çizelge 4.1 :** Farklı yöntemler için etkileşim momentinin tepeden tepeye değerleri.

Yöntem	$T_{etk_{it}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
SEY	45	0.0
Analitik	47	4.4

### 4.3.2 Boşta Çalışma

Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorunda rotor, stator sargılarına bağlı olarak hava aralığı manyetik akısını üretir. Rotor hareket ettiğinde, stator sargılarında, halkalanma akısındaki değişime göre değişen zıt EMK endüklenir.

Halkalanma akısı hesabında, stator sargıları açık devre iken yani iletkenlikleri sıfır iken, sadece sürekli mıknatısların kalıcı mıknatısiyetleri hesaba katılır.

Stator ve rotor laminasyonlarının, B-H eğrisine göre karakteristikleri tanımlanmıştır. Stator sargıları iletkenlik sıfır iken, sıfır manyetik vektör potansiyeline sahiptir. Açık devre iken yani devreden akım akmıyor iken devrede oluşacak zıt EMK ölçülür.

Faraday yasasına göre halkalanma akısında zamana göre meydana gelen değişimden dolayı bir gerilim endüklenir. Endüklenen bu gerilim, halkalanma akısına ters yöndedir Eşitlik (4.5)'deki gibidir

$$e(\theta_e) = -\frac{d\lambda(\theta_e)}{dt} \quad (4.5)$$

$$e(\theta_e) = -\frac{P}{2} \omega_m \frac{d\lambda(\theta_e)}{d\theta_e} \quad (4.6)$$

$$e = \frac{P}{2} \omega_m 2N \frac{\phi_h}{\pi} \quad (4.7)$$

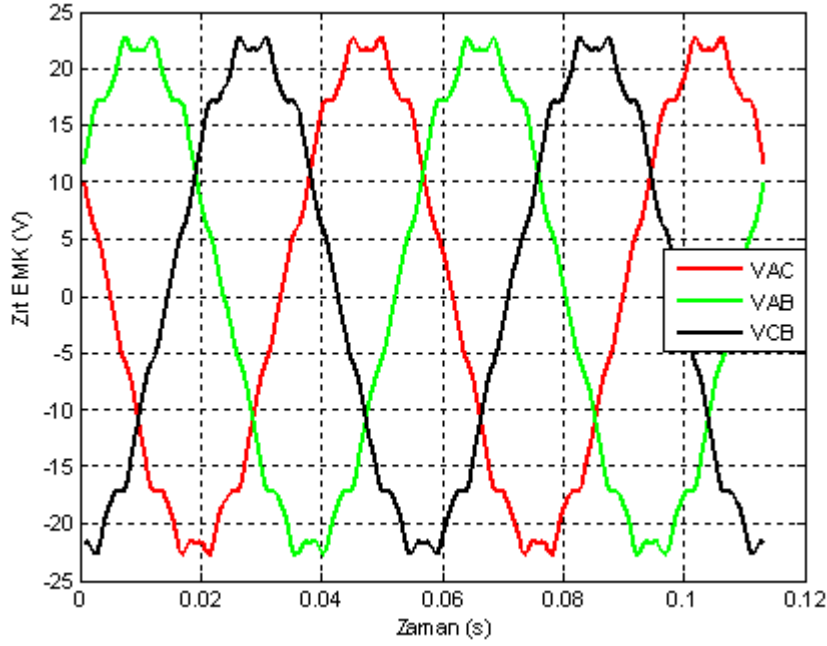
Eşitlik (4.7)'de endüklenen gerilim formülünde yer alan, P kutup sayısı,  $\omega_m$  mekanik hız, N faz başına düşen sarım sayısı,  $\phi_h$  ise hava aralığındaki akı miktarını göstermektedir. Buna göre, oluşan zıt EMK ile motor geometrisi ve motorun açısal hızı doğrudan ilişkilidir.

Motor bir tam devir döndüğünde oluşacak zıt EMK kutup sayısı sebebiyle iki periyot tekrarlamıştır. Çünkü oluşacak EMK elektriksel olarak iki tam devir tamamlamıştır ve buradan 120° E faz farkı ile birbirlerini takip ettiklerini Şekil 4.8'de görülebilir.

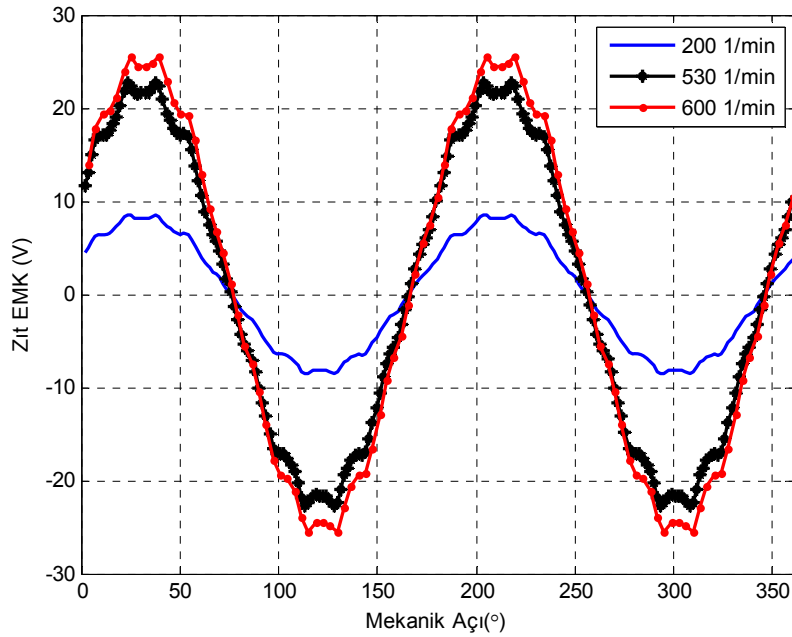
Zıt EMK'yı oluşturan ifadede açısal hız ile zıt EMK'nın doğru orantılı olduğu Eşitlik (4.7)'de görülmektedir. Farklı hızlar için zıt EMK değerleri görülmektedir. 200min<sup>-1</sup>, 530min<sup>-1</sup> ve 600min<sup>-1</sup> için oluşan zıt EMK'lara ait grafikler Şekil 4.9'da gösterilmiştir.

Farklı açısız hızlar için Test motorundan elde edilen zıt EMKların ortalama değeri Çizelge 4.2’de verilmiştir.

Yapılan simülasyonlar sonucunda boşta çalışmada Test motorundan elde edilebilecek zıt EMK değeri ile gerçek motor üzerinde yapılan test sonuçları için yapılan karşılaştırmalarla sonlu elemanlar modeline ait sonuçların uyumluluğu ortaya konmuştur.



Şekil 4.8 : Fırçasız doğru akım motorunda  $530 \text{ min}^{-1}$  hızda oluşan zıt EMK.

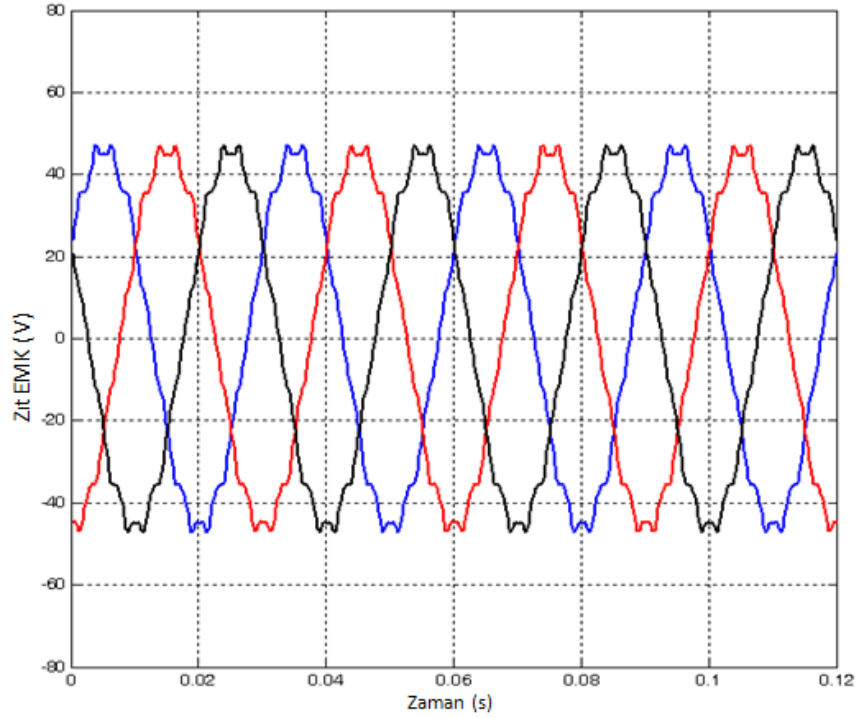


Şekil 4.9 : Farklı hızlarda elde edilen zıt EMK değeri.

**Çizelge 4.2 :** Farklı Hızlara karşılık gelen zıt EMK değerleri.

Mekanik Hız ( $\text{min}^{-1}$ )	$E_{\text{ort}}$ (V)
200	5.9313
530	15.7155
600	17.7825

1000  $\text{min}^{-1}$  açısal hızında, elde edilen benzetim sonuçlarına karşılık, test sonuçları da karşılaştırmalı olarak Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de verilmiştir.

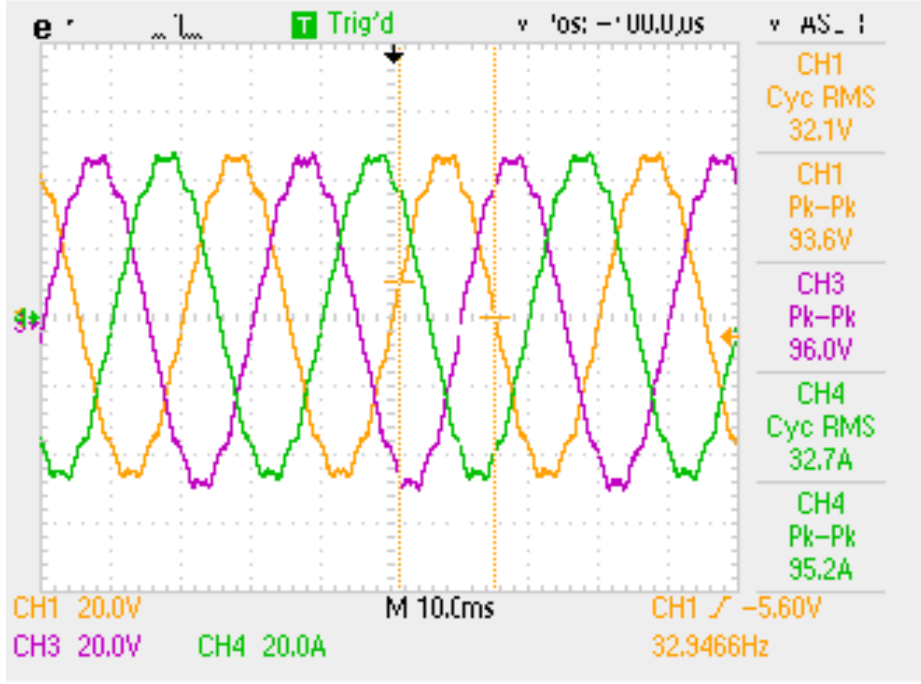


**Şekil 4.10 :** Test modeline ait 1000  $\text{min}^{-1}$  için zıt EMK test sonuçları.

Test modeli için deneysel ve simülasyon sonuçlarına ait karşılaştırmalar Çizelge 4.3’de verilmiştir. Deneysel sonuçlar ile simülasyon sonuçları arasında 1000  $\text{min}^{-1}$ ’da %2 lik bir bağıl fark bulunmaktadır. Simülasyon ve deney sonuçlarının kendi içinde tutarlı olduğu görülmektedir.

**Çizelge 4.3 :** Test modeline ait zıt EMK için SEY ve deneysel sonuçların karşılaştırılması.

	$E_{\text{tt}}$ (V)	Bağıl Fark (%)
Deneysel	96	0.0
SEY	94	2.08



**Şekil 4.11 :** Test modeline ait faz arası gerilimlerinin  $1000 \text{ min}^{-1}$  için deneysel sonuçlarına ait osiloskop çıktıları.

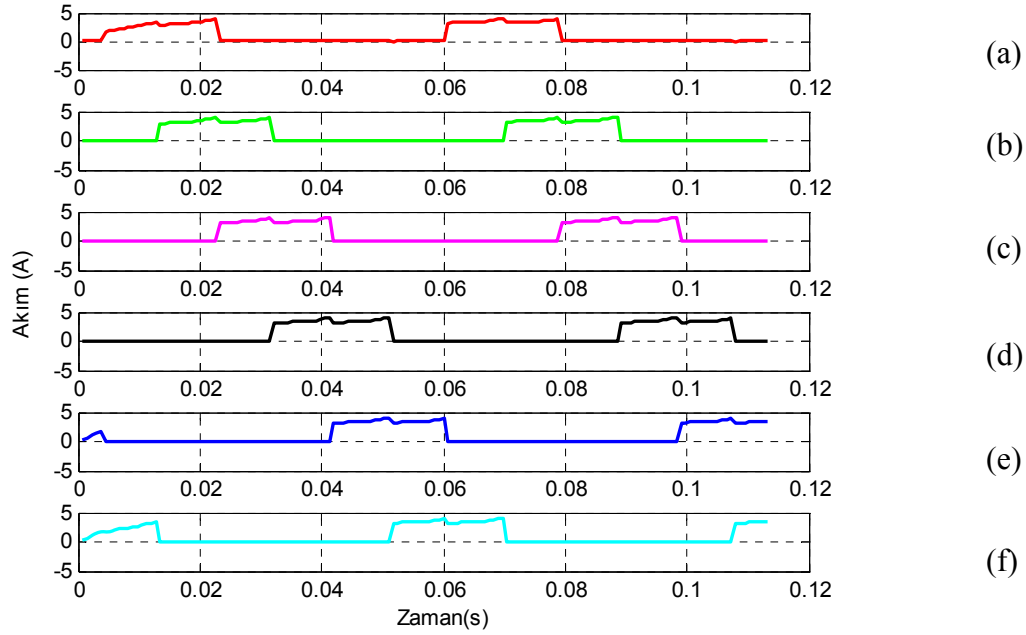
### 4.3.3 Yükte Çalışma Analizleri

Motorun incelenen karakteristikleri arasında etkileşim momenti, boşa çalışma ve yükte çalışma analizleri bulunmaktadır. Etkileşim momenti için ve elde edilen EMK değeri için yapılan analizler sonucunda deneysel sonuçlarla karşılaştırmalar yapılmıştır. Bu aşamadan sonra motor modeli üzerinde yapılan analizler yükte çalışma için ve yük momentindeki titreşimlerin ortaya konmasına yönelik olmaktadır. Sürücü devrede komutasyon işlemi sonucu çekilen akımın anahtarlama sırası ile birlikte Şekil 4.12’de verilmiştir.

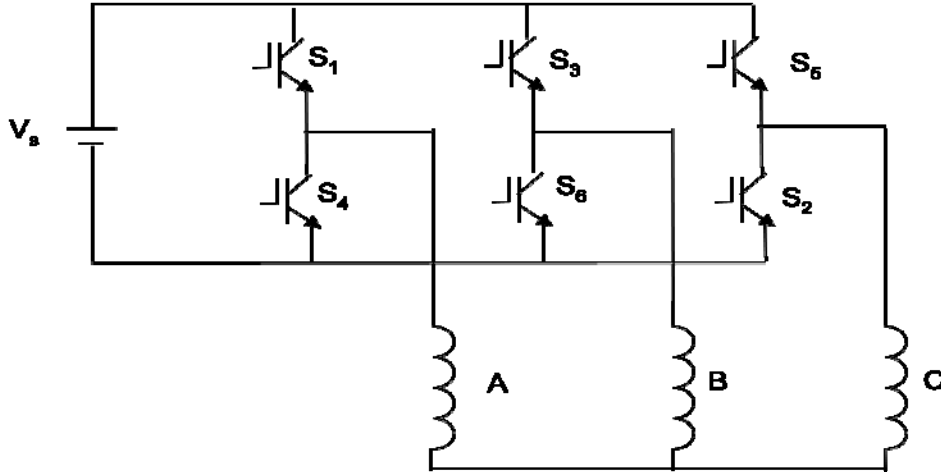
FDAM için kullanılan Bölüm 3’te de bahsedildiği gibi altı anahtarlı bir sürücü devredir. Bu sürücü devreden motorun çektiği akımın dalga formu kare dalga formu yapılan anahtarlama ile kare dalga formunda olması sağlanmıştır. Analizlerde kullanılan sürücü devrede, anahtarlama ile bir fazdan diğer bir faza geçiş esnasında meydana gelen akım sıçramaları da Şekil 4.12’de görülmektedir. Elektronik olarak komütasyon işleminin gerçekleştiği FDAM için yapılan anahtarlama sırası gerçekleşmekte ve uygulanan anahtarlama ile uygun zamanlarda açılan anahtarlar yolu ile iki faz sargısı üzerinde akım akması sağlanmaktadır.

Motorun modellenmesinde kullanılan ve komütasyon işleminin elektronik olarak yapıldığı devre modeli Şekil 4.13’te görülmektedir. Motorun komütasyon

devresinde, kapanan anahtarlar ve kapanan anahtarlara karşılık oluşan hat gerilimleri Çizelge 4.4’de görülmektedir.



Şekil 4.12 : Komütasyon işleminde anahtarlama a) S<sub>1</sub>,b)S<sub>2</sub>, c)S<sub>3</sub>, d)S<sub>4</sub>,e)S<sub>5</sub>,f)S<sub>6</sub>.



Şekil 4.13 : Motorun modellenmesinde kullanılan sürücü devre modeli.

Çizelge 4.4 : Anahtarlama zamanları.

Faz gerilimleri	V <sub>ac</sub>	V <sub>bc</sub>	V <sub>ba</sub>	V <sub>ca</sub>	V <sub>cb</sub>	V <sub>ab</sub>
Anahtar No	S1	S2	S3	S4	S5	S6
Anahtar No	S2	S3	S4	S5	S6	S1

Motorun eş değer devresinden hareketle, elektriksel ve mekanik karakteristikleri yazılabilir. Test motorunda üç faz için motorun elektriksel ifadesi Eşitlik (4.8)’de gösterilmektedir.



$$V_a = V_{Ra} + V_{La} + E_a \quad (4.8)$$

$$V_b = V_{Rb} + V_{Lb} + E_b \quad (4.9)$$

$$V_c = V_{Rc} + V_{Lc} + E_c \quad (4.10)$$

Elektriksel ifadelerin her biri üç faz için ayrı ayrı yazılmıştır. Buna göre  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  faz gerilimleri iken,  $V_{Ra}$ ,  $V_{Rb}$ ,  $V_{Rc}$  ise faz dirençleri üzerindeki gerilim düşümlerini,  $V_{La}$ ,  $V_{Lb}$ ,  $V_{Lc}$  ise endüvi sargılarına ait endüktanslar için gerilim düşümlerini ve  $E_a$ ,  $E_b$ ,  $E_c$  ise endüklenen gerilimlerdir.

Motorda mekanik denklemlerin ifadesi ise şöyledir;

$$T_e = T_{\omega'} + T_{\omega} + T_L \quad (4.11)$$

Eşitlik 4.11'de  $T_e$  elektromanyetik momenti,  $T_L$  yük momenti,  $T_{\omega}$  atalet momenti,  $T_{\omega'}$  ise sürtünme momentini ifade etmektedir. Yapılan uygulamalarda, sürtünme katsayısı sıfır olarak alındığından, sürtünme momentinden kaynaklanan kayıplar ihmal edilmiştir.

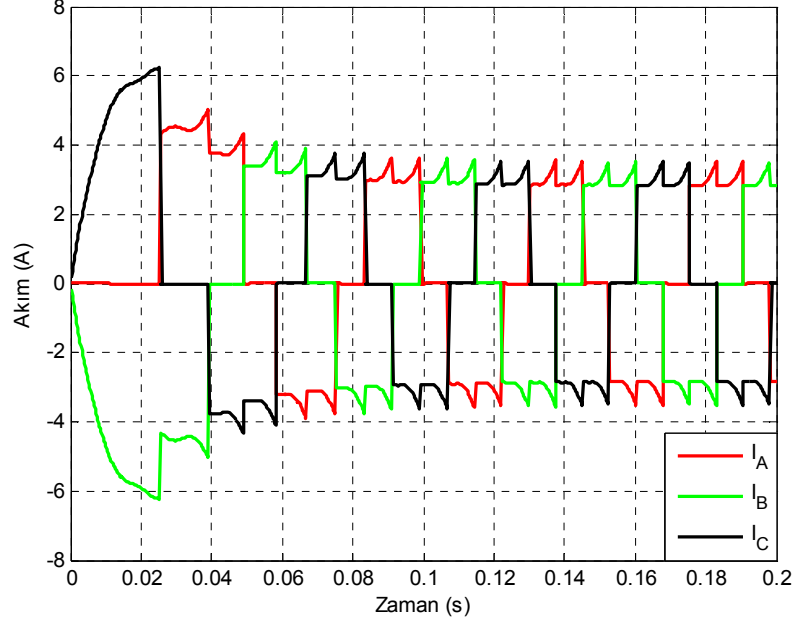
Yükte çalışan motorda, motor miline bağlanan yük 1.2 Nm'dir. 1.2 Nm 'lik yükü kaldıran test motoruna ait yük momenti grafiği Şekil 4.15'de görülmektedir.

Eşitlik 4.11'de  $T_e$  elektromanyetik momenti, ifade yükte çalışma için de kullanılmaktadır. Üretilen elektromanyetik momente karşılık olarak 1.2 Nm büyüklüğündeki yükü kaldırması istenmektedir. Buna göre motorun ilk kalkış anında yüksek akım çekerken, sonrasında çekilen akımın ortalama değeri, 2A civarındadır. Her bir faz sargısından sırası ile çekilen akımlara ait grafik Şekil 4.14'de görülmektedir.

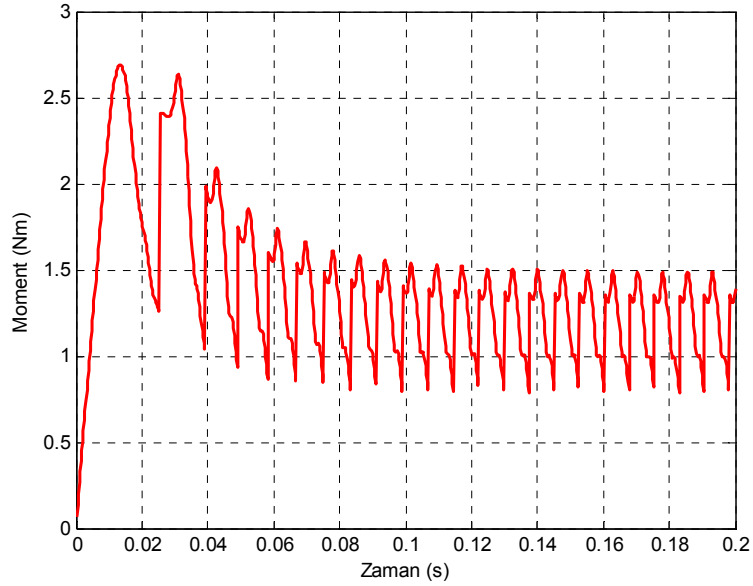
Şekil 4.15'de motor miline bağlanan yük için motor milinden elde edilen yük momenti grafiği verilmiştir. Fırçasız doğru akım motorlarında rastlanan moment titreşimi probleminin ifadesi burada görülmektedir. Test motorunda moment titreşimlerinin oranı %58 civarındadır.

Test motorunda, elde edilmesi istenen moment değeri 1.2 Nm'dir. Deneysel sonuçlarla motor milinden elde edilen 1.2 Nm'lik moment için sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan analizlerin sonuçlarında 1.2 Nm civarında moment motor milinden elde edilmiştir. %5.9 gibi bir farkla elde edilen moment değeri ve deneysel

sonuçların karşılaştırması Çizelge 4.5’de verilmiştir. Deneysel sonuçlara göre sonlu elemanlar yöntemi ile alınan sonuçlarda yük momentinin daha yüksek değerlerde olmasının sebebi sürtünme, demir bakır kayıpları gibi kayıpların ihmal edilmesindedir.



Şekil 4.14 : Yükte çalışmada faz akımları.



Şekil 4.15 : 1.2 Nm’lik yükte motorun kalkışı.

Başlangıçta, test motoru olarak ele alınan fırçasız doğru akım motorunda kullanılan sonlu elemanlar yönteminin güvenilirliği test ve deney sonuçlarıyla ispatlanmıştır. Tam olarak güvenilirliği ispatlanan sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan testlerle temel karakteristikleri çıkartılan test motoru için bir sonraki aşamada yapılan

parametrik analizlerle moment titreşimi analizleri yapılmış ve test motoruna ait sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

**Çizelge 4.5** : Test motoruna ait ortalama moment değerinin deneysel ve SEY ile alınan sonuçların karşılaştırması

Yöntem	T <sub>ort</sub> (Nm)	Bağlı Fark (%)
Deneysel Sonuçlar	1.2	0.0
SEY	1.271	5.9

## 5. METODOLOJİ

Test motoru olarak seçilen Fırçasız Doğru Akım Motoru üzerinde, analizler gerek sonlu elemanlar yöntemi ile gerekse deneysel sonuçlarla gerçek motor üzerinde yapılan testlerle elde edilen sonuçlarla bir önceki bölümde karşılaştırılmıştır. Ayrıca test motorunda, yük momentindeki titreşimler ortaya konarak, sebepleri analiz edilmiştir. Bu bölümde moment titreşimlerini sebepleri arasında yer alan etkileşim momenti ve hava aralığında meydana gelen harmoniklerini azaltmaya yönelik olarak çalışmalar yapılmıştır. Etkileşim momenti, rotorda ve statorda ayrı ayrı yapılacak değişikliklerle azaltılmaya çalışılmıştır. Rotorda etkileşim momentinin kaynağı olan mıknatısların; formu, sahip oldukları enerji, rotordaki konumu değiştirilerek analizler tekrarlanmıştır.

Statorda ise rotor ve stator dişleri arasındaki etkileşimi minimize etmek amacıyla diş yapılarında bazı değişiklikler yapılmış, bunun yanında farklı oluk sayıları da denenmiştir.

Fırçasız doğru akım motorunda sargılar da ayrı bir titreşim kaynağı olarak sayılabilir. Bu amaçla farklı sargı tipleri ile var olan harmonikler bastırılmaya çalışılmıştır.

Farklı metotlar denenerek, motor milinden elde edilen yük momentindeki titreşimlerin azaltılması istenirken, elde edilecek ortalama momentin de sabit kalması hedeflenmiştir. Moment titreşimlerinin sebepleri üzerine yöntemler uygulanırken, tüm uygulamalar için elde edilecek zıt EMK da gözlemlenmiştir.

Ayrıca test motoru ile farklı konfigürasyonların uygulandığı motor modelleri için karşılaştırma yapmak amacıyla ‘Bağlı Fark’ ifadesi kullanılmıştır.

$$\% \text{ Bağlı Fark} = 100 \times \left| \frac{\text{Test Modeli} - \text{Yeni Model}}{\text{Test Modeli}} \right| \quad (5.1)$$

Test motoru üzerinde yapılan uygulamalar rotorda ve statorda uygulanan yöntemler olarak ayrılmıştır.

### 5.1.1 Etkileşim Momentini Azaltmak Amacıyla Test Motoru Rotorunda Yapılan Uygulamalar

Moment titreşimlerinin kaynaklarından birisi olarak ortaya çıkan etkileşim momenti, mıknatıslar ve mıknatısların oluşturduğu manyetik alanın rotor ve stator dişleri arasındaki etkileşimidir. Bu etkileşimin temel kaynağı hava aralığında meydana gelen manyetik direnç (relüktans) farklarıdır. Düşük manyetik dirence sahip rotordan çıkan manyetik akı, statora geçişi esnasında yüksek manyetik dirence sahip hava aralığından geçmektedir. Bu esnada meydana gelen kaçak manyetik akılar sebebiyle stator ve rotor arasında etkileşim momenti meydana gelmektedir. Meydana gelen etkileşim momentinin kaynağı sürekli mıknatıslar olsa da, rotor ya da statorda yapılacak laminasyon değişiklikleri ile kaçak akıların minimize edilmesiyle azaltılabilir.

Bu amaçla rotorda yapılacak laminasyon değişikliklerinin yanında sürekli mıknatıslar üzerinde de gerek geometrisi gerekse sahip olduğu manyetik enerji gibi manyetik özellikleri de değiştirilerek etkileşim momenti azaltılabilir. Test modeli üzerinde yapılan konfigürasyon değişiklikleri rotordan başlanarak sırasıyla incelenmiştir. Rotorda uygulanan etkileşim momentini azaltma yöntemleri ve bu yöntemlere ilişkin sonuçlar şöyle sıralanabilir.

#### 5.1.1.1 Farklı Uzunluklarda Mıknatıs Kullanımı

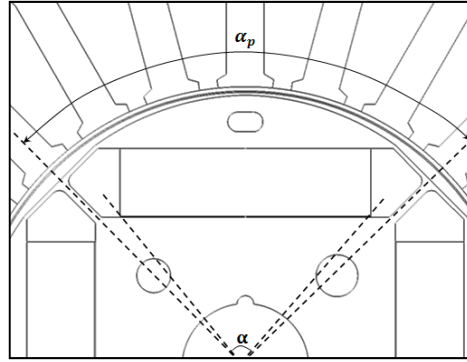
Fırçasız doğru akım motorlarında, kullanılan mıknatısların geometrisi ve büyüklükleri motorun milinden elde edilecek moment üzerine etkisi olmasının yanında, ortaya çıkacak etkileşim momenti ve dolayısıyla da moment titreşimleri üzerine de etkisi bulunmaktadır. Test modeli olarak seçilen başlangıç modelinde, bir kutup altında mıknatısların her biri rotordaki konumuna göre  $\alpha$  açısını kaplamaktadır. 4 kutuplu bir motor olduğu için, bir kutup adımı  $\alpha_p = 90^\circ$  açı iken, her bir mıknatısın kutup adımına oranı 0.886 dır.

$$k_p = \frac{\alpha}{\alpha_p} = \frac{79.7679^\circ}{90^\circ} = 0.886 \quad (5.2)$$

Eşitlik (5.2)'de  $k_p$  kutup adımının – kutup açısına oranını,  $\alpha_p$  kutup adımı,  $\alpha$  kutup açısını ifade etmektedir. Şekil 5.1'de kutup  $\alpha_p$  ve  $\alpha$  gösterilmiştir.

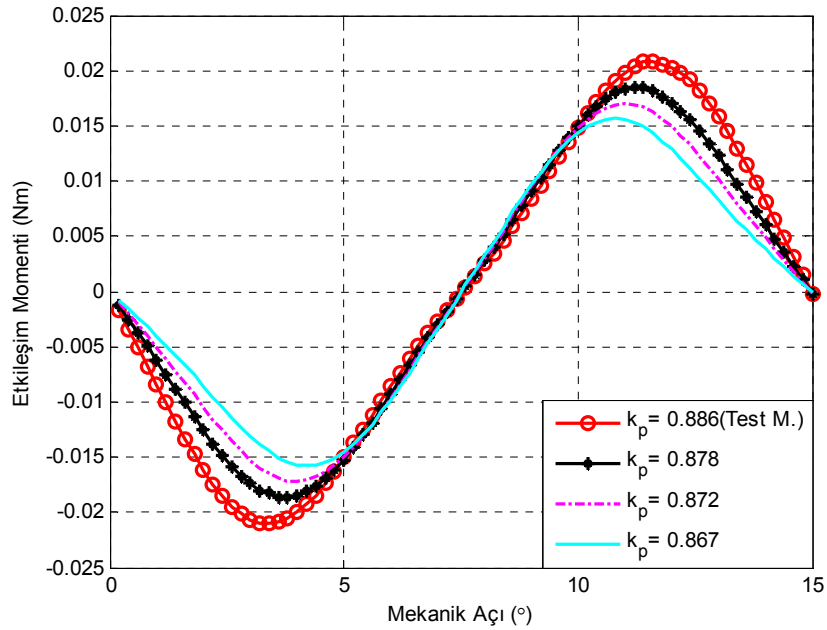
Fırçasız Doğru Akım Motorunda, kutup adımı ile mıknatısın bir kutup altında kapladığı açı arasında elde edilecek orandaki değişim, etkileşim momentinin değerini değiştirmektedir. Bir kutup adımı altında azalan mıknatıs ölçüleri ile  $k_p$  oranı azalmaktadır. Ölçüleri küçülen mıknatıslar ile mıknatıslardan elde edilebilecek akı miktarı azalacaktır. Azalan akı miktarı da hava aralığı akısını düşürdüğünden, küçülen  $k_p$  oranı ile birlikte etkileşim momenti azalmaktadır.

Bu oranının küçülmesi mıknatısların boyutunun küçülmesine bağlı olarak, etkileşim momentini azaltmaktadır.



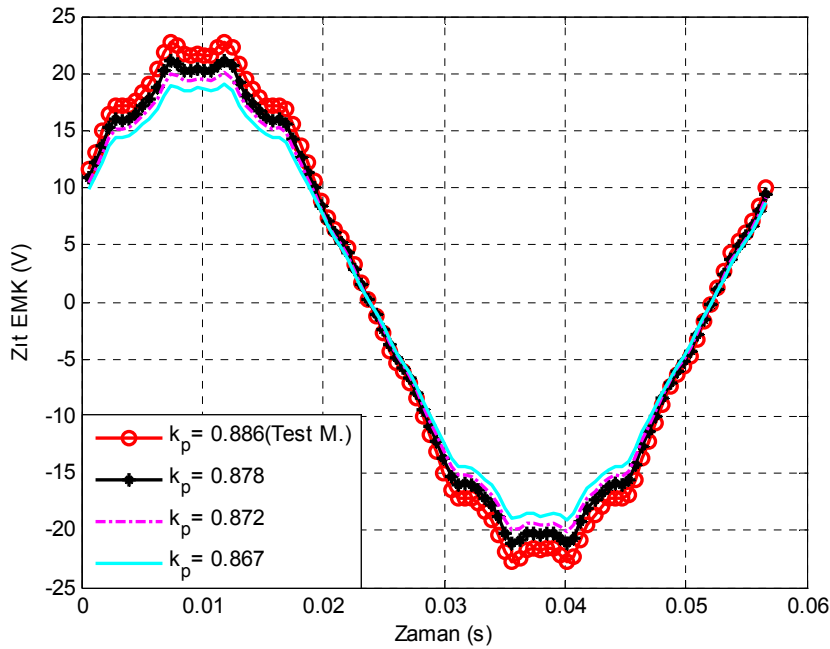
Şekil 5.1 : Bir kutup altında mıknatısın kapladığı açı.

Farklı uzunluklarda kullanılan mıknatıslarla, bir kutup altında kapladığı açı değiştirilerek etkileşim momentindeki değişim Şekil 5.2’de verilmektedir.



Şekil 5.2 : Farklı açılara sahip mıknatıslı motor modelleri için bir oluk altındaki etkileşim momenti grafikleri.

Şekil 5.2’de görüldüğü gibi bir kutup altındaki mıknatısın kapladığı açının azaltılmasıyla sabit kutup adımı altında, oranı düşmekte ve buna bağlı olarak da etkileşim momenti azalmaktadır. Ancak mıknatıs açısının azaltılması ile ortaya çıkan problem mıknatıs büyüklüğünün azalması ve bununla birlikte elde edilecek manyetik enerjinin düşmesidir. Boyutlarına bağlı olarak, kullanılan aynı türdeki mıknatıstan elde edilecek manyetik akı düşmekte ve zıt EMK’nın tepe değerinde de azalma meydana gelmektedir. Etkileşim momenti ile birlikte zıt EMK’da meydana gelen azalma Şekil 5.3’de görülmektedir. Farklı mıknatıs açısı – kutup adımı oranına sahip motor modelleri için etkileşim momentinin ve zıt EMK’ın ortalama değerleri sırasıyla Çizelge 5.1’de ve Çizelge 5.2’de verilmiştir.



**Şekil 5.3 :** Farklı açılara sahip mıknatıslı motor modelleri için Zıt EMK grafikleri.

**Çizelge 5.1 :** Farklı açılara sahip mıknatıslı motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

$k_p$ Oranı ve Mıknatıs Açısı	$T_{\text{etk,ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark(%)
$k_p = 0.886$ ( $\alpha = 79.76^\circ$ )	0.0139	0.0
$k_p = 0.877$ ( $\alpha = 79^\circ$ )	0.0124	10.7764
$k_p = 0.872$ ( $\alpha = 79.5^\circ$ )	0.0114	17.8134
$k_p = 0.866$ ( $\alpha = 78^\circ$ )	0.0104	24.8137

Test motorunda kullanılan Ferrite mıknatıs için  $k_p$  oranı azaltılarak, etkileşim momenti üzerine etkisi incelenmiştir. Ancak yapılan incelemelerde aynı tipte

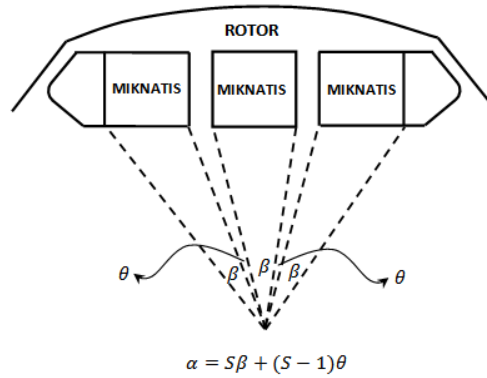
mıknatıs kullanılmasıyla birlikte, azalan  $k_p$  oranı, rotordan statora geçecek manyetik akı miktarını azaltmıştır. Azalan akı miktarı ile birlikte statorda sargılardan elde edilebilecek zıt EMK da azalmaktadır. Azalan zıt EMK, moment titreşimleri azalmasına rağmen, motor milinden elde edilecek gücü düşürdüğünden etkin olarak Test motoru üzerinde kullanılabilir bir yöntem olmamaktadır.

**Çizelge 5.2 :** Farklı açılara sahip mıknatıslar için ortalama zıt EMK değerleri.

$k_p$ Oranı ve Mıknatıs Açısı	$E_{II_{ort}}$ (V)	Bağıl Fark(%)
$k_p = 0.886$ ( $\alpha = 79.76^\circ$ )	15.7206	0.0
$k_p = 0.877$ ( $\alpha = 79^\circ$ )	14.6305	6.9344
$k_p = 0.872$ ( $\alpha = 79.5^\circ$ )	13.9314	11.3813
$k_p = 0.866$ ( $\alpha = 78^\circ$ )	13.2413	15.7709

### 5.1.1.2 Bölünmüş Mıknatıs Kullanımı

Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısında, her bir mıknatıs üç parçaya bölünmüş ve aralarında rotor malzemesi olan çelik köprüler oluşturulmuştur. Toplamda aynı uzunluktaki mıknatıslar kullanılarak üçe bölünmüş parçalar arasına belirli açılarla uzaklıkları değiştirilmiştir. Rotorda bölünmüş mıknatıslı yapı kullanılarak, her bir mıknatıs için rotorun akı kapasitesinin küçültülerek, etkileşim momentinin azaltılması amaçlanmaktadır. Şekil 5.4’de bölünmüş mıknatıs yapısı gösterilmiştir.

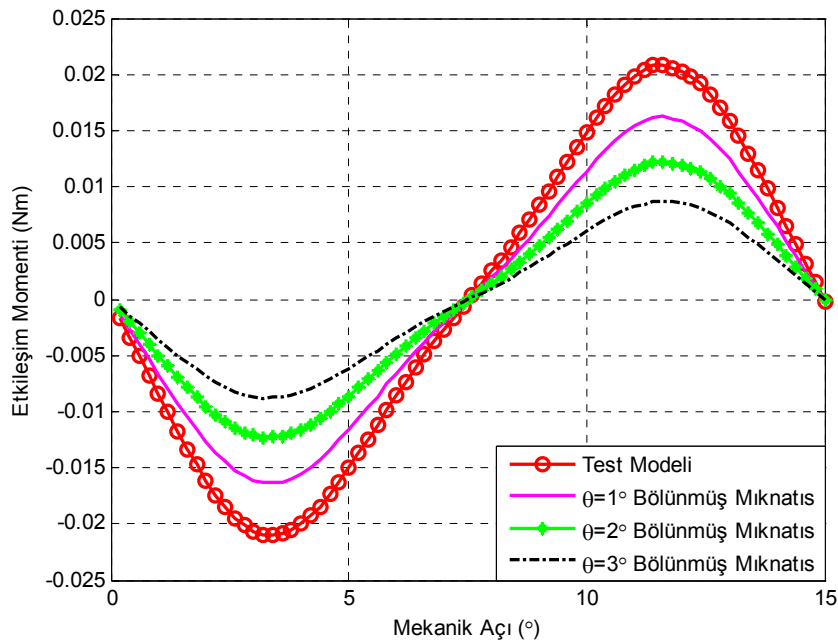


**Şekil 5.4 :** Bir kutup altıda bölünmüş mıknatıslara sahip rotor yapısı.

Bölünmüş mıknatısların aralarına  $\theta$  açısı kadar demir köprüler yerleştirilmiştir. Mıknatıslar arasındaki demir köprüler sebebiyle mıknatısların oluşturduğu akınının bir kısmı yolunu demir köprüler üzerinden tamamlamaktadır. Akının demir köprüler üzerinden yolunu tamamlaması sebebiyle rotordan statora geçecek akı miktarı



azalmakta ve dolayısı ile her bir mıknatıs parçası için akı kapasitesi de düşmektedir [11]. Bu sebeple etkileşim momenti azalırken, zıt EMK'nın değeri de çok düşmektedir. Yüksek enerjiye sahip farklı bir mıknatıs kullanarak bölünmüş mıknatıslı yapı için etkileşim momenti Şekil 5.5'de görüldüğü gibi azaltılmıştır. Ayrıca yüksek enerjili mıknatıs ile akı kapasitesi bölünerek düşürüldüğünden, Ferrite'ten elde edilebilecek zıt EMK değerine yaklaşık bir EMK elde edildiği Şekil 5.6'de görülmektedir. Çünkü Ferrite mıknatıs için Çizelge 5.4 ve Çizelge 5.4'te bakıldığında, bölünmüş mıknatıslarla etkileşim momentinde % 58 bir azalma elde edilebilirken, zıt EMK değerlerindeki azalma aynı model için %35 leredir.

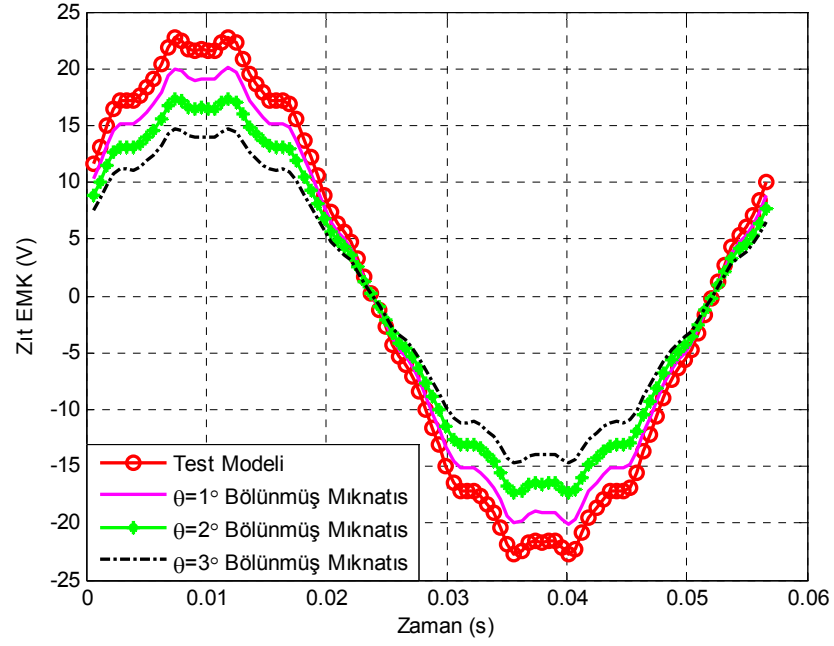


**Şekil 5.5 :** Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısına sahip motor modeli için etkileşim momenti grafikleri.

**Çizelge 5.3 :** Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısına sahip motor modeli için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Mıknatıs Açısı	$T_{\text{etk.ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark %
Test Modeli	0.0139	0.0
3'e Bölünmüş, 1° Aralıklı	0.0108	22.2079
3'e Bölünmüş, 2° Aralıklı	0.0081	41.6483
3'e Bölünmüş, 3° Aralıklı	0.0058	58.2348

Bölünmüş mıknatıs yapısı ile mıknatısların oluşturduğu etkileşim momenti azaltılabilmektedir. Ancak akı miktarı ile orantılı olan zıt EMK değeri düşmektedir. Azalan zıt EMK değeri, motor milinden elde edilebilecek gücün azalması anlamına gelmektedir.



**Şekil 5.6 :** Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısına sahip motor modeli için zıt EMK grafikleri.

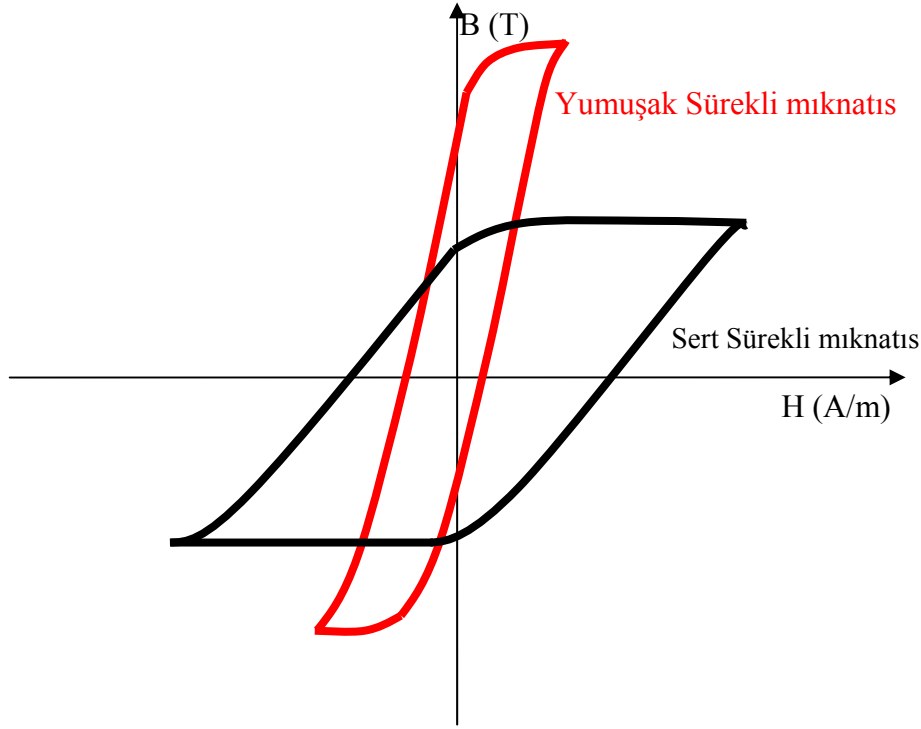
**Çizelge 5.4 :** Bölünmüş mıknatıslı rotor yapısına sahip motor modeli için ortalama zıt EMK değerleri.

Mıknatıs Açısı	$E_{II,ort}$ (V)	Bağlı Fark %
Test Modeli	15.7206	0
3'e Bölünmüş, 1° Aralıklı	13.8607	11.8313
3'e Bölünmüş, 2° Aralıklı	12.0053	23.6336
3'e Bölünmüş, 3° Aralıklı	10.1783	35.2546

### 5.1.1.3 Farklı Tipte Mıknatıs Kullanımı

Günümüzde FDAM'de kullanılabilecek farklı miktarda enerjilere sahip mıknatıslar üretilmektedir. İstenilen performansta motor üretimi için seçilecek mıknatıs çalışma noktasına sahip olduğu enerji önemlidir. Elde edilebilecek akı miktarı performansını ve makinenin gücünü belirleyecektir.

Mıknatıslar üretiliş biçimlerine göre sert ve yumuşak mıknatıslar olarak ayrılmaktadır. Yumuşak mıknatıslar daha yüksek kalıcı mıknatısiyete sahip olmalarına rağmen, mıknatısiyet giderici kuvvetleri düşüktür. Histerezis eğrileri dar bir alana sahiptir. Sert mıknatıslar ise düşük kalıcı mıknatısiyete sahip olup, mıknatısiyet giderici kuvvetleri yumuşak mıknatıslardan daha yüksektir [35]. Sert ve yumuşak sürekli mıknatıslar için histerezis eğrileri Şekil 5.7'de gösterilmiştir.



**Şekil 5.7 :** Yumuşak ve sert sürekli mıknatıslar için histerezis eğrileri.

Referans olarak alınan motor modelinde mıknatıs tipi olarak sert Ferrite kullanılmıştır. Kullanılan malzeme çok yüksek kalıcı mıknatısıyete sahip olmamasına rağmen, doğrusala yakın bir demanyetizasyon eğrisine sahiptir.

Kullanılacak malzemelerin tipi değiştirilerek elde edilebilecek zıt EMK ve etkileşim momenti değerleri incelenebilir. Ancak göz ardı edilmemesi gereken durum, yüksek enerjiye sahip mıknatısların sebep olacağı etkileşim momenti ve zıt EMK da büyük olacaktır. Buna göre amaçlanan durum motorun performansını sabit tutarken, etkileşim momentini azaltmaktır. Bu amaçla yüksek enerjiye sahip mıknatısların kullanımı yerinde bir durum olmayacaktır. Ferrite dışında kullanılan malzemelerin özellikleri Çizelge 5.5’de görülmektedir;

Sıkıştırılmış (bonded) mıknatıs tipi, kullanılan malzemelerin toz halinde alınıp yüksek basınçta manyetik olmayan reçine malzemesinin de katılıp sıkıştırılmasıyla elde edilmektedir. Sıkıştırarak üretim şekli ile üretilmiş mıknatısların manyetik akı kapasitesi çok yüksek değildir [29].

Sinterlenmiş mıknatıslar ise ergime sıcaklığına getirilmiş malzemenin bu sıcaklıkta içerisine manyetik olmayan başka malzeme katılmaksızın elde edilmektedir.

Sinterlenmiş mıknatısların manyetik akı kapasitesi daha yüksek olduğundan yüksek performans gerektiren uygulamalarda kullanım için daha uygundur [29].

**Çizelge 5.5 :** Farklı mıknatıs tiplerine ait özellikler.

Mıknatıs Tipi	$B_r$ (T)	$H_c$ (At / m)	$\mu_r$
Sert Ferrite	0.4	292900	1.06
Alnico	1.07	119365.5	7.1334
Seramik	1.06	803727.7	1.0495
SmCo(Sinterlenmiş)	0.63	445631.2	1.125
SmCo (Sıkıştırılmış)	1.032	986754.8	1.032
NdFeB (Sıkıştırılmış)	0.6	397885	1.2
NdFeB (Sinterlenmiş)	0.4	292900	1.06
Seramik	0.385	234752	1.305

Yüksek enerjiye sahip mıknatısların kullanımı ile motorun performansı artarken, etkileşim momenti de aynı oranda artmaktadır. Şekil 5.8’de farklı tipte mıknatısların kullanıldığı motor modelleri için etkileşim momentine ait grafikler verilmiştir.

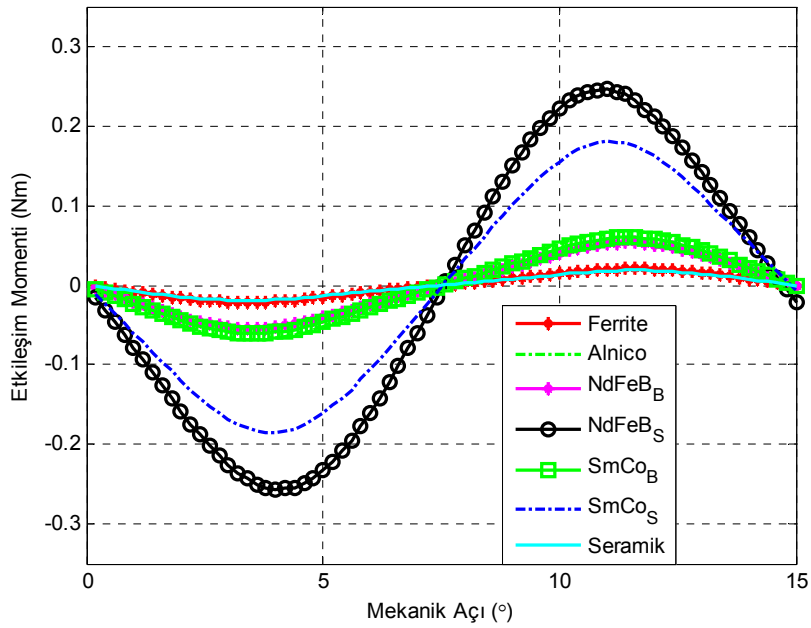
Yüksek enerjiye sahip mıknatısların kullanımı, moment titreşimlerini arttırmasının yanında yüksek maliyete sahip olmaları sebebiyle, özellikle seri üretime giren ve maliyetin önemli olduğu uygulamalarda tercih edilmemektedir.

Yüksek enerjiye sahip mıknatıslar için histerezis eğrileri farklıdır. Buna göre, elde edilen akı yoğunluğu da değişmektedir. Bu sebeple elde edilen zıt EMK’nın dalga formu da kullanılan malzemeye göre farklılık göstermektedir. Şekil 5.9’de kullanılan farklı tipteki mıknatıslara ait motor modelleri için zıt EMK grafikleri görülmektedir.

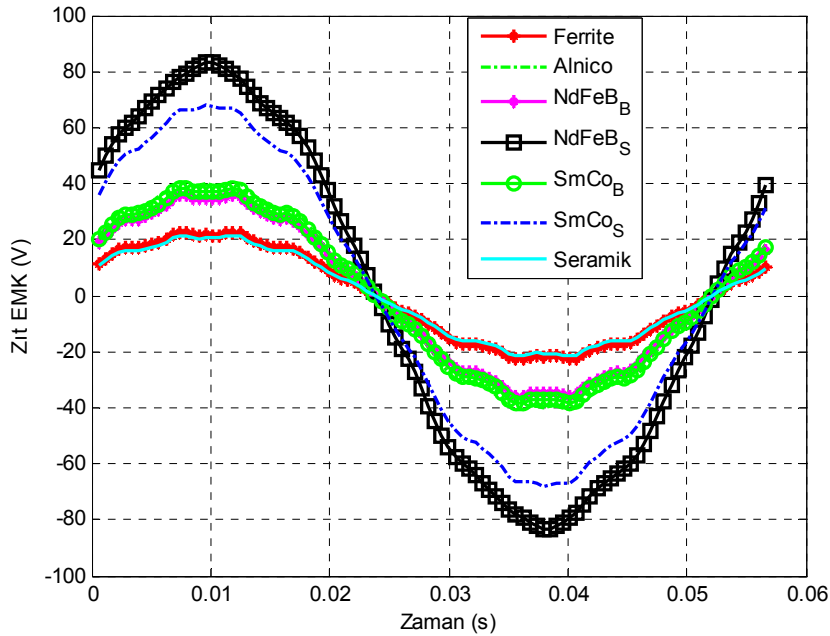
Farklı tipteki mıknatısların kullanımı ile farklı enerjilere ve histerezis davranışlarına sahip olmaları sebebiyle elde edilen etkileşim momenti ve zıt EMK değerleri farklıdır. Farklı tipteki bu mıknatıslar için etkileşim momenti ve zıt EMK için ortalama değerleri sırası ile Çizelge 5.6 ve Çizelge 5.7’de görülmektedir.

Aynı mıknatıs tipleri için sinterlenmiş mıknatıslar daha yüksek enerjiye sahip olduklarından, yüksek performans elde edilmesini sağlamaktadır. Ancak bu çalışmadaki hedeflerin dışında kalan bir yöntem olarak verimsiz bir sonuç vermektedir. Fakat bölünmüş mıknatıs kullanımı gibi mıknatısların akı kapasitesini düşürecek bir yöntem kullanılarak yüksek enerjili mıknatıslar kullanılırsa, maliyeti

yükselmiş ancak moment titreşimlerinin belirli bir oranda azaltıldığı motor modelleri elde edilebilir.



Şekil 5.8 : Farklı tipte mıknatıslar için etkileşim momenti.



Şekil 5.9 : Farklı tipte mıknatıslara sahip motorlar için zıt EMK.

#### 5.1.1.4 Farklı Uzunluklarda ve Farklı Tipte Mıknatısların Kullanımı

Test Modelinde sürekli mıknatıs olarak Ferrite kullanılmıştır. Ancak kullanılan mıknatıs çok yüksek enerji ve kalıcı mıknatıslanma değerlerine sahip değildir. Bu amaçla daha yüksek kalıcı mıknatıslanma ve yüksek enerji noktasına sahip mıknatıs

kullanılarak en iyi sonuç aranabilir. Buna göre kullanılan farklı açılarda kullanılan mıknatıs NdFeB'dir.

**Çizelge 5.6 :** Farklı mıknatıslara sahip motor tipleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

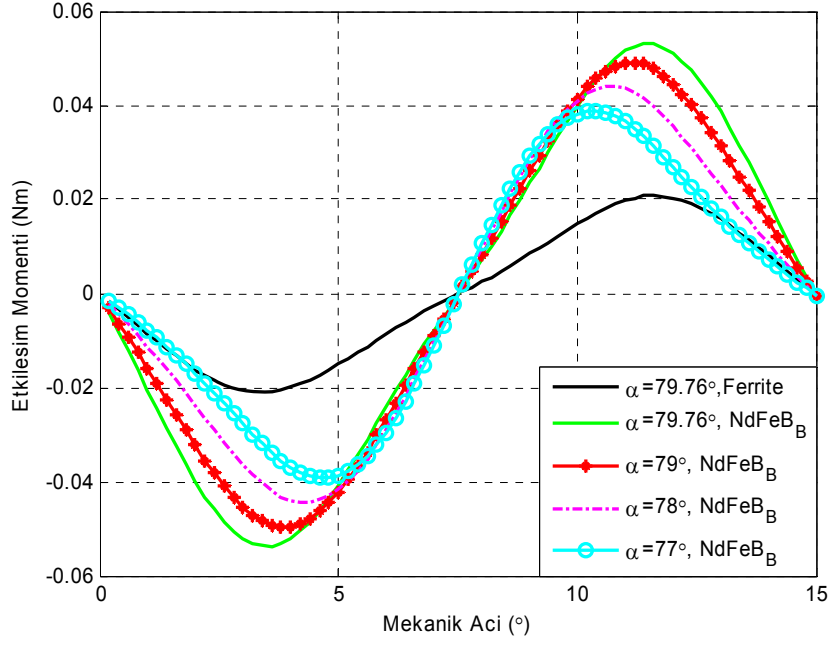
Mıknatıs Tipi	$T_{\text{etk}_{\text{ort}}}$ (Nm)	Bağıl Fark %
Ferrite	0.01387	0
Alnico	0.0457	229.5
NdFeB_B	0.0357	157.2
NdFeB_S	0.1701	1126.3
SmCo_B	0.0405	191.8
SmCo_S	0.1237	791.7
Seramik	0.0124	10.3

**Çizelge 5.7 :** Farklı mıknatıslara sahip motor tipleri için ortalama zıt EMK değerleri.

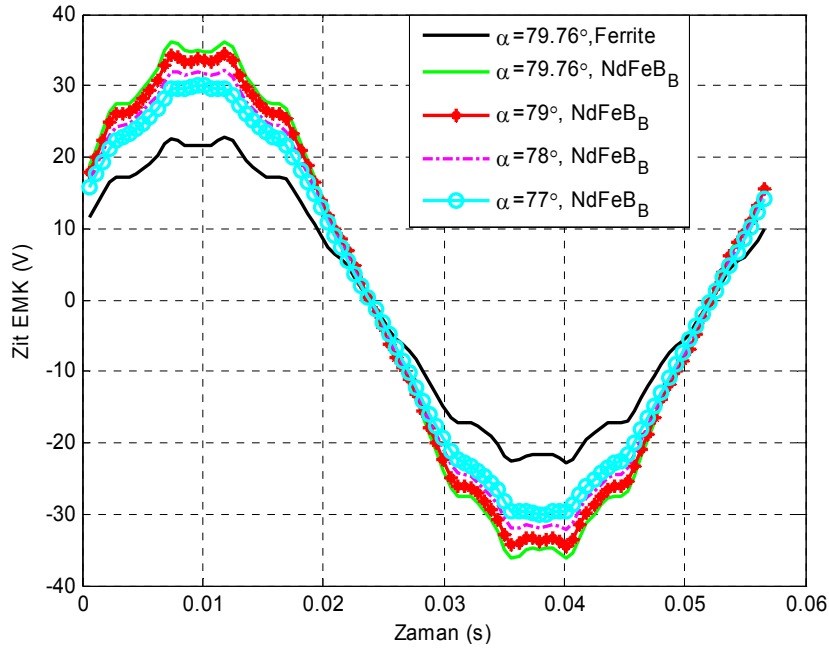
Mıknatıs Tipi	$E_{\text{ort}}$ (V)	Bağıl Hata %
Ferrite	15.7206	0
Alnico	28.5544	81.6364
NdFeB_B	25.1793	60.1671
NdFeB_S	57.9164	268.4100
SmCo_B	26.8169	70.5838
SmCo_S	47.7020	203.4459
Seramik	14.8956	5.2479

Kullanılan yüksek enerjili mıknatıs ile motora ait etkileşim momenti değeri artmaktadır. Şekil 5.10'da görülmektedir. Aynı zamanda motorda sargılarda elde edilebilecek zıt EMK değeri arttığı Şekil 5.11'de görülmektedir. Zıt EMK artışı ile milden alınan moment değeri artmaktadır. Test modelinde bir kutup altında aynı mıknatıs açısını kaplayan NdFeB tipindeki mıknatıs Ferrite mıknatısdan çok daha yüksek tepe değerine sahiptir. Ancak azalan mıknatıs açısı ile birlikte mıknatısın formu değişmektedir. Bu nedenle kapladığı her bir açı miktarı için etkileşim momentin formu değişmektedir.

Farklı açılarda kullanılan farklı tipte mıknatıs konfigürasyonuna ek olarak, motorda bölünmüş mıknatıslı model ile farklı tipte mıknatıs konfigürasyonunun birleştirilmesi etkileşim momentinin azaltacaktır. Ancak azalan manyetik akı ile birlikte Test modeli ile hemen hemen aynı değerlerde zıt EMK elde edilecektir. Bu nedenle yüksek enerjili mıknatısın kullanımı etkin bir çözüm olarak kullanılmayacaktır.



**Şekil 5.10 :** Farklı mıknatis açlarına sahip NdFeB mıknatıslı motor modeli için etkileşim momenti.



**Şekil 5.11 :** Farklı mıknatis açıları için NdFeB mıknatıslı motor modeli için  $530 \text{ min}^{-1}$  için zıt EMK grafikleri.

Ferrite'ten farklı olarak NdFeB gibi yüksek enerjili bir mıknatis tipinin farklı kutup açıları ile kullanımı sonucu hava aralığında oluşan etkileşim momentinin ortalama değerleri Çizelge 5.8'de görülmektedir. Ayrıca sargılardan elde edilecek zıt EMK'nın ortalama değerleri de Çizelge 5.9'de verilmiştir.

**Çizelge 5.8 :** Farklı mıknatıs açılarına sahip NdFeB mıknatıs için etkileşim momentinin ortalama değerleri.

Mıknatıs Açısı	$T_{\text{etk,ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
79.76° (Ferrite)	0.0139	0
79.76° (NdFeB)	0.0357	157.1551
79° (NdFeB)	0.0331	138.6427
78° (NdFeB)	0.0295	112.4368
77° (NdFeB)	0.0255	83.7615

**Çizelge 5.9 :** Farklı mıknatıs açılarına sahip NdFeB mıknatıs için zıt EMK ortalama değerleri.

Mıknatıs Açısı	$E_{\text{il,ort}}$ (V)	Bağıl Fark (%)
79.76° (Ferrite)	15.7206	0
79.76° (NdFeB)	25.1793	60.1671
79° (NdFeB)	23.9969	52.6461
78° (NdFeB)	22.4866	43.0387
77° (NdFeB)	21.0068	33.6259

Kullanılan yüksek enerjili mıknatıs ile yüksek zıt EMK'ya karşılık yüksek etkileşim momenti elde edilmektedir. Mıknatısların boyutunun küçültülmesi de mıknatısların oluşturacağı etkileşim momentini azaltmamaktadır ve bu nedenle istenilen kriterlere uygun bir performans göstermemektedir.

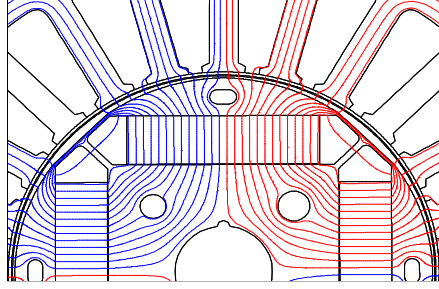
### 5.1.2 Rotorda Delik Konfigürasyonları

Fırçasız Doğru akım motorlarından mıknatısları içeriye gömülü tipte mıknatıslara sahip motorlarda, q ve d eksenlerine ait endüktansların eşit olmaması en çok karşılaşılan problemlerdendir. d ve q eksenlerindeki endüktansların eşit olmaması da titreşimlere sebep olmaktadır. Bu amaçla test modelinde d ve q eksenlerine rotorda ve statorda olmak üzere delikler açılarak, etkileşim momenti ve zıt EMK üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir. Rotorda açılan delikler, rotorda statora geçecek olan akının yolunu değiştirmektedir.

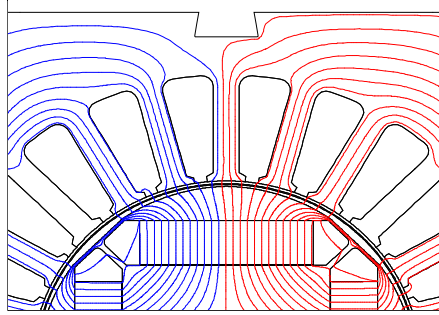
Etkileşim momenti, rotordaki mıknatısların ve statordaki oluklar arasındaki etkileşimden kaynaklandığına göre rotorda ve statorda açılan test modele ait deliklerin etkileşim momentini azaltıcı ya da arttırıcı bir etkisi bulunmamaktadır. Bu durum delikli Test model ve deliksiz model için etkileşim momenti incelendiğinde görülebilir. Ancak rotordaki manyetik akı eğrilerinin rotordan stator oluklarına geçerken yolları değiştirilerek rotora konulacak deliklerin etkisi görülebilir.



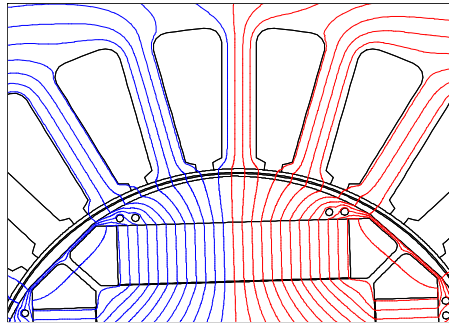
Ayrıca delik konfigürasyonları motor yapısına eklenirken, rotorda meydana gelecek doymalar da göz önünde bulundurulmalı açılacak deliklerin büyüklükleri ve konumu bu kriterlere göre belirlenmelidir [1,18]. Motorda açılan farklı delik konfigürasyonları ve motorlar üzerindeki eş akı eğrileri, Şekil 5.12, Şekil 5.13, Şekil 5.14, Şekil 5.15, Şekil 5.16, Şekil 5.17, Şekil 5.18, Şekil 5.19'de gösterilmektedir.



**Şekil 5.12** : Test modeline ait delik konfigürasyonuna sahip motor laminasyonu.



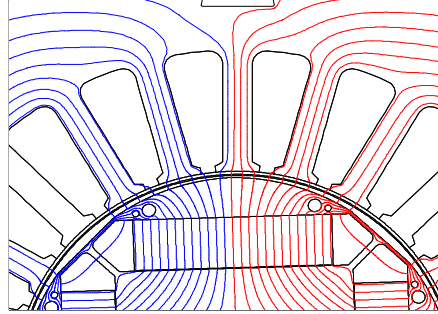
**Şekil 5.13** : Deliksiz rotor konfigürasyonuna sahip motor laminasyonu (1.Model).



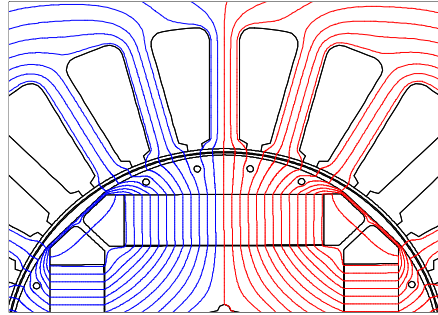
**Şekil 5.14** : Bir kutup altında rotorda 1 mm çapında delikler bulunan motor laminasyonu (2.Model).

Oluşturulan rotorda delik konfigürasyonları ile, rotordan statora akı geçişinde, akının rotor üzerindeki yolu değiştirilmektedir. Mıknatıslar üzerinde herhangi bir değişiklik yapılmaksızın sadece stator dişleri üzerine geçişlerdeki akı yolu değiştirilerek saçaklanan akı miktarı azaltılmaktadır. Bu değişim, rotor üzerinde açılan deliklerin malzemesinin hava olması sebebiyle, akının düşük manyetik dirence sahip manyetik

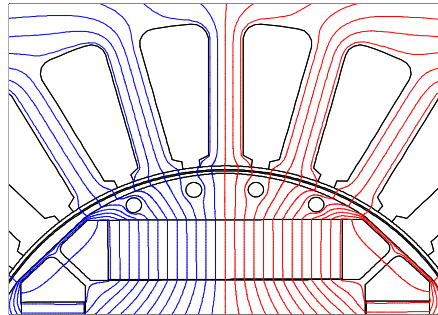
malzemeyi tercih ederek yoluna rotor üzerinden devam etmesi sebebiyle meydana gelmektedir. Ancak etkileşim momenti ve zıt EMK grafiklerine bakıldığında delik konfigürasyonları ile %0-2 arasında bir değişim olduğu gözlemlenmektedir.



**Şekil 5.15 :** Bir kutup altında rotorda farklı ölçülerde delik bulunan motor laminasyonu (3. Model).

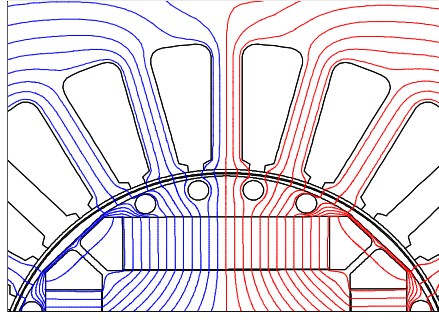


**Şekil 5.16 :** Bir kutup altında yayılmış 1 mm çaplı delik bulunan motor laminasyonu (4. Model).

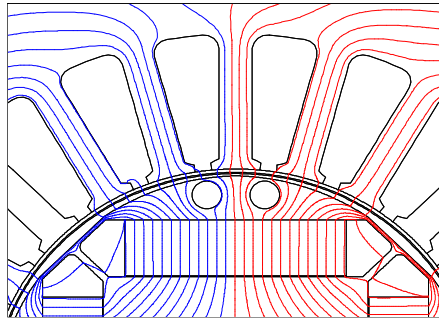


**Şekil 5.17 :** Rotorda 1 kutup altında yayılmış 4 delikli 2 mm çaplı motor laminasyonu (5. Model).

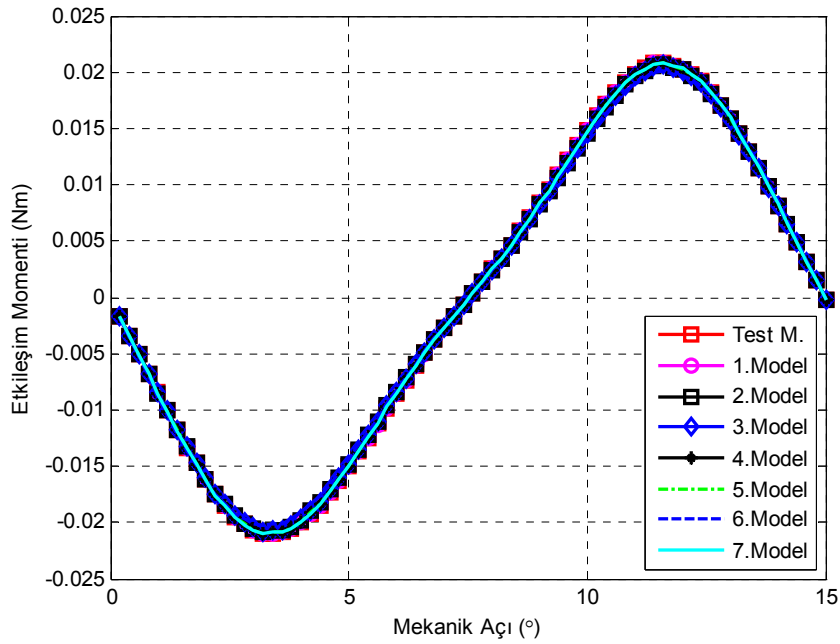
Şekil 5.20 ve Şekil 5.21’de sırasıyla delik konfigürasyonları için etkileşim momenti ve zıt EMK’ya ait grafikleri verilmiştir. Ancak akı yolunun değişimi ve saçaklanma akısının azalması sebebiyle de moment titreşimlerinde iyileşme sağlayabilecek bir konfigürasyon olarak göz önünde bulundurulmalıdır.



**Şekil 5.18 :** Rotorda 1 kutup altında yayılmış 3 mm çaplı 4 delikli motor laminasyonu (6. Model).

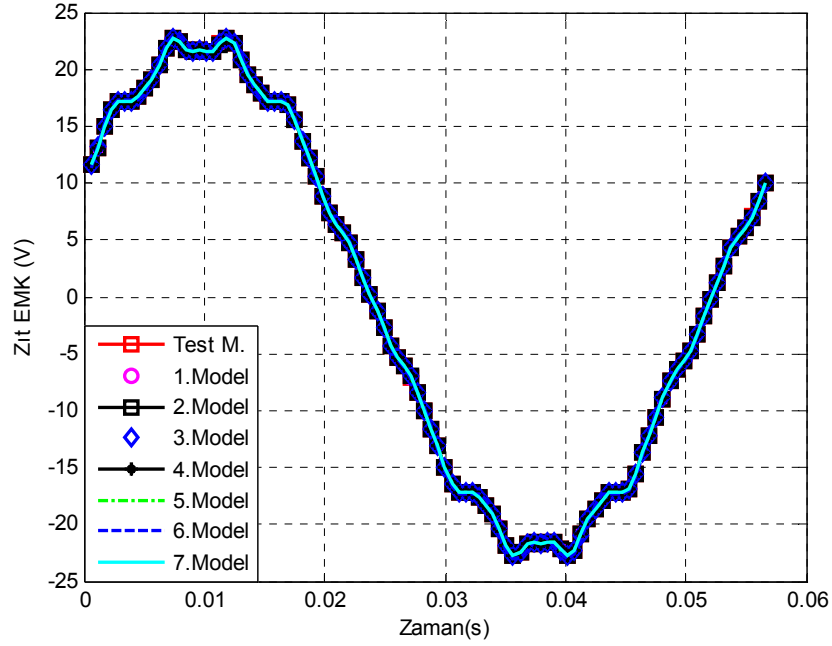


**Şekil 5.19 :** Rotorda 1 kutup altında yayılmış 4 mm çaplı 2 delikli motor laminasyonu (7. Model).



**Şekil 5.20 :** Rotoru delikli laminasyon konfigürasyonları için etkileşim momenti.

Etkileşim momenti ve zıt EMK sonuçları elde edilen delikli motor konfigürasyonları için Çizelge 5.10'de ortalama etkileşim momenti değerleri, Çizelge 5.11'de ise ortalama zıt EMK değerleri verilmiştir.



Şekil 5.21 : Rotoru delikli laminasyon konfigürasyonları için 530 min<sup>-1</sup>'de zıt EMK.

Çizelge 5.10 : Delikli laminasyonlara sahip motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Delikli laminasyon modelleri	$T_{\text{etk.ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	0.013870	0
1. Model (Deliksiz lam.)	0.013869	0.006
2. Model (r =0.5 mm 4 delikli lam.)	0.013742	0.923
3. Model (r =0.5mm & r =1mm 4 delikli lam.)	0.013720	1.082
4. Model (r =0.5mm 4 delikli lam.)	0.013835	0.246
5. Model (r =1 mm 4 delikli lam.)	0.013844	0.183
6. Model (r =1.5 mm 4 delikli lam.)	0.013526	2.474
7. Model (r =2 mm 2delikli lam.)	0.013860	0.069
5. Model (r =1 mm 4 delikli lam.)	15.7195	0.0069
6. Model (r =1.5 mm 4 delikli lam.)	15.8152	0.6013
7. Model (r =2 mm 2 delikli lam.)	15.7180	0.0167

### 5.1.3 Farklı Şekillerde Mıknatıs Kullanımı

Fırçasız doğru akım motorlarında, mıknatısların rotordaki konumları çok çeşitlilik göstermektedir. Bu çeşitlilik motordan istenilen performansa göre seçim yapmayı sağlamaktadır. Örneğin test modelinde mıknatısların gömülü olması, geniş bir hız aralığında çalışacak olması sebebiyle, mıknatısların savrulma riskini yok etmektedir. Ancak gömülü mıknatıs kullanılan motor tiplerinde moment titreşimleri yüksektir [29].

**Çizelge 5.11** : Delikli laminasyonlara sahip motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.

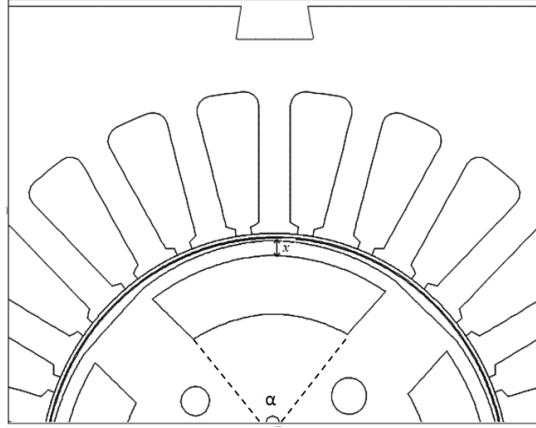
Delikli laminasyon modelleri	$E_{ll_{ort}}$ (V)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	15.7206	0
1. Model (Deliksiz lam.)	15.7162	0.0285
2. Model (r =0.5 mm 4 delikli lam.)	15.7222	0.0101
3. Model (r =0.5mm & r =1mm 4 delikli lam.)	15.7238	0.0200
4. Model (r =0.5mm 4 delikli lam.)	15.7187	0.0121

Farklı mıknatıs konfigürasyonlarının denenmesi ile elde edilebilecek performans ve dezavantajları gözlemlenmiştir. Bu amaçla da yüzeye gömülü ancak radyal akı dağılımlı mıknatıslar ile rotorda dikey yerleştirilmiş mıknatısların kullanımı için var olan test modeliyle karşılaştırmalar yapılmıştır

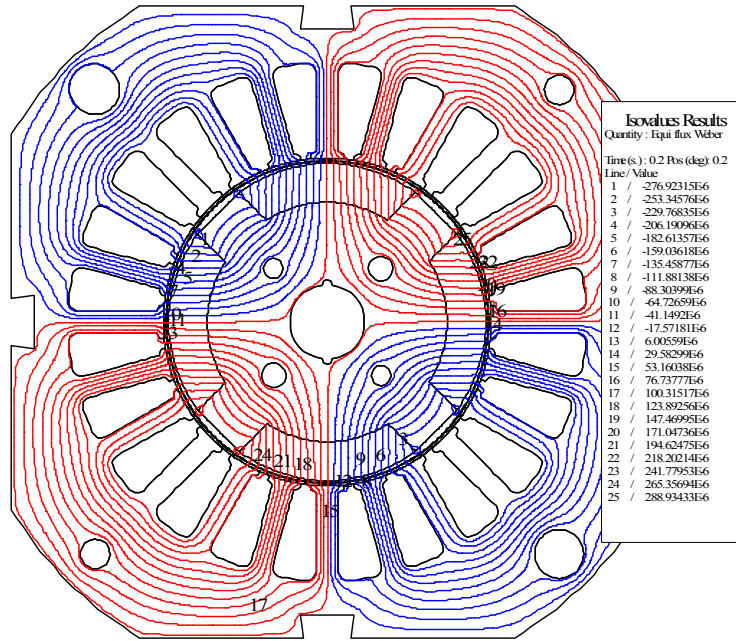
### 5.1.3.1 Yüzeye Gömülü Mıknatıs Kullanımı

Yüzeye gömülü ve açılı olarak yerleştirilmiş mıknatıs tipi kullanımı, rotor ve stator arasındaki uyum bakımından etkileşim momentini azaltıcı yönde etkisi olabilecek bir yöntemdir. Ancak motorun kullanım alanı sebebiyle bir takım sınırlandırıcı yönleri mevcuttur. Ele alınan test motoru, çamaşır makinelerinde kullanılan bir motor olduğundan  $15000 \text{ min}^{-1}$  hızlarına kadar çıkabilmektedir. Buna göre kullanılan mıknatıs rotor yüzeyinde ya da yüzeye çok yakın kullanıldığında, mekanik açıdan maruz kaldığı kuvvetler mıknatısın rotordan ayrılmasına sebep olabilmektedir. Rotor yüzeyinde kullanıldığında, mıknatısların savrulmasına ya da yüzeye çok yakın kullanıldığında ise rotorun çelik malzemesinde kırılmalara sebep olabilecektir. Ayrıca kullanılan mıknatıs malzemesi sert Ferrite'tir. Bu amaçla incelenen model mekanik limitler ve üretime uygun olmaması sebebiyle test modeline uygulanabilecek yapıda değildir. Buna rağmen yüzeye gömülü mıknatıs kullanımı ile test modelinde etkileşim momenti ve zıt EMK ölçümleri yapılmıştır. Kullanılacak farklı tipteki mıknatısların, test motorunda kullanılan hacimde mıknatıslar olması, aynı enerji miktarının elde edilmesi amacıyla önemlidir. Şekil 5.22'de radyal akılı mıknatıslara sahip motor modeli görülmektedir. Şekil 5.23'te radyal akılı mıknatıslara sahip motor modeli için eş akı eğrileri görülmektedir.

Yüzeye gömülü ve radyal yerleştirilmiş mıknatıslı motor tipinde test motoru ile aynı mıknatıs hacmine sahip motor tipi için yüzeye uzaklığı değiştirilerek ölçümler yapılmıştır.



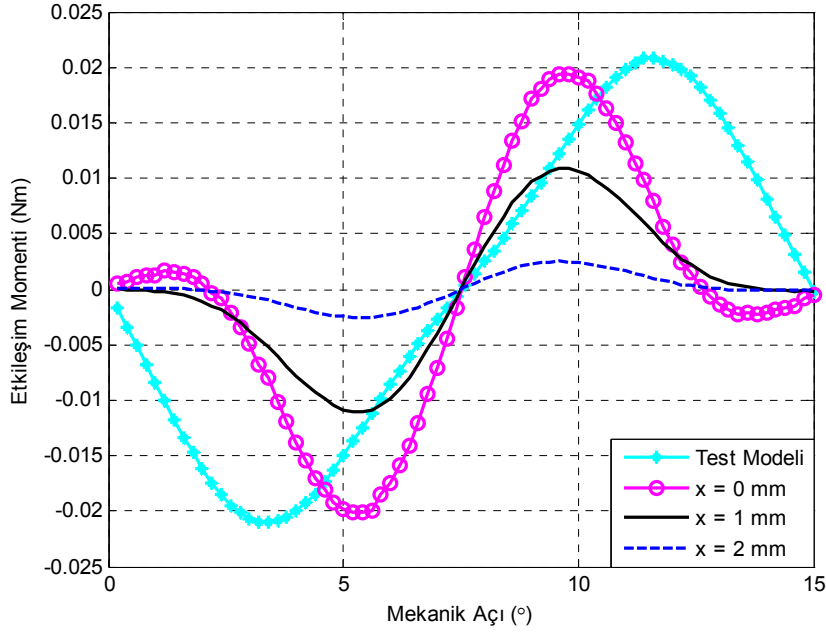
**Şekil 5.22 :** Yüzeğe gömülü yerleştirilmiş radial akı dağılımlı mıknatıslara sahip motor yapısı (x : Mıknatısın hava aralığına olan uzaklığı,  $\alpha$ : Mıknatıs açısı).



**Şekil 5.23 :** Radyal ve yüzeğe gömülü mıknatıslı rotor tipine sahip motor için akı dağılımı.

0-2 mm arasında farklı uzaklıklara yerleştirilen mıknatıslar ile yüzeyden uzaklaştıkça etkileşim momentinin azaldığı gözlemlenmektedir. Çünkü yüzeyden içeriye çekilen mıknatıslar ile hava aralığı arasına manyetik köprü girmekte ve bu sebeple akının bir kısmı yolunu bu manyetik köprü üzerinden tamamlamaktadır. Bu durum da hem etkileşim momentinin ve statora geçen akı miktarının azalması sebebiyle zıt EMK'yı azaltmaktadır. Şekil 5.24 ve Şekil 5.25'de görülmektedir. Hava aralığına 0 mm uzaklıkta yani yüzeyde yerleştirilen mıknatıslar elde edilen modellerde düşük etkileşim momenti ve yüksek zıt EMK ya rağmen, yüksek hızlarda savrulma etkisi sebebiyle kullanılabilir değildir. Kullanılan mıknatısın geometrisinin farklı olması

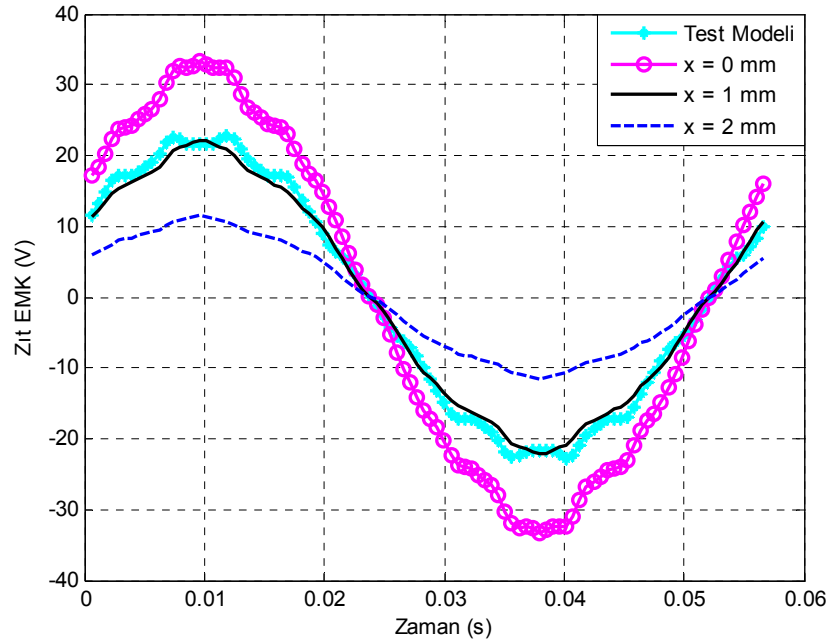
sebebiyle test modele göre etkileşim momentinin değeri düşüktür. Ancak yüzeye gömülü ve açılı olarak yerleştirilen mıknatıs tipi için yüzeyde uzaklık arttıkça hem etkileşim momenti hem de zıt EMK azalmaktadır. Bunun yanında, demir köprüler üzerinde yüksek akı sebebiyle meydana gelecek doymadan dolayı kırılmalara sebep olabilecek bir motor konfigürasyonudur.



**Şekil 5.24 :** Yüzeye gömülü mıknatıslı rotora sahip motor için etkileşim momentini.

Şekil 5.24'de Test modeline karşılık yüzeye gömülü radyal mıknatıslı konfigürasyonu için etkileşim momentini grafikleri görülmektedir. Etkileşim momentinin dalga formu, kullanılan mıknatısın formunun farklı olması ve Test modelinden farklı olarak radyal mıknatıslanmaya sahip olmasından kaynaklı olarak Test modelinin sahip olduğu etkileşim momentinin dalga formundan farklıdır. Ayrıca radyal mıknatıslı motor modellerinde rotor yüzeyine yerleştirilen mıknatıslar rotor yüzeyinden 1 ve 2 mm içeriye taşındığı modeller için etkileşim momentinin azaldığı görülmektedir. Ancak kullanılan mıknatıslar rotor yüzeyinden içeriye doğru taşındığında, mıknatısların bir kutup altında kapladığı açı azalmaktadır. Değişen açı sebebiyle de radyal akılı mıknatısların oluşturduğu hava aralığı akısı değişmektedir. Bu nedenle etkileşim momentinin eksenleri radyal akılı mıknatıslar için kaymaktadır. Şekil 5.25'te Test modeline karşılık radyal akılı yüzeye gömülü mıknatıslara sahip motor modelleri için zıt EMK grafikleri görülmektedir. Radyal akılı mıknatıslara sahip motor konfigürasyonlarında, Test modeli ile aynı sargı tipine sahip motor konfigürasyonları için hava aralığı akısının dalga formu değiştiğinden, zıt EMK'nın

tepe formu da değişmiştir. Radyal akılı motor konfigürasyonu için ortalama değerlere ait sonuçlar ise sırasıyla Çizelge 5.12 ve Çizelge 5.13’de verilmiştir.



**Şekil 5.25 :** Yüzeye gömülü mıknatıslı rotora sahip motor için 530 min<sup>-1</sup>’de zıt EMK.

**Çizelge 5.12 :** Gömülü mıknatıslı rotora sahip motor için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Mıknatıs Şekli	$T_{\text{etk}_{\text{ort}}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	0.0139	0
Gömülü Mıknatıs-1 (x=0 mm)	0.0111	19.6946
Gömülü Mıknatıs-2 (x=1 mm)	0.0063	54.5056
Gömülü Mıknatıs-3 (x=2 mm)	0.0014	89.7437

**Çizelge 5.13 :** Gömülü mıknatıslı rotora sahip motor için ortalama zıt EMK değerleri.

Mıknatıs Şekli	$E_{\text{il}_{\text{ort}}}$ (V)	Bağıl Fark(%)
Test Modeli	15.7206	0
Gömülü Mıknatıs-1 (x=0 mm)	22.5499	43.441
Gömülü Mıknatıs-2 (x=1 mm)	14.8608	5.470
Gömülü Mıknatıs-3 (x=2 mm)	7.6935	51.0611

### 5.1.3.2 Dikey (Spoke) Mıknatıs Kullanımı

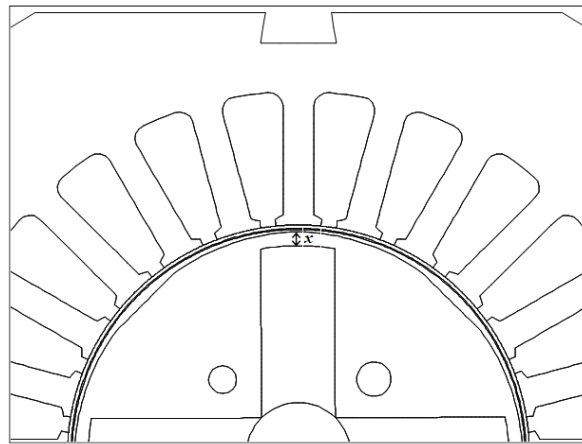
Dikey mıknatıs kullanım şekli Fırçasız Doğru Akım Motorlarında son yıllarda oldukça artış olan mıknatıs kullanım şeklidir. Kullanılan mıknatısın kullanım şekli itibariyle maksimum hacimde mıknatıs kullanımına imkân vermekte olması,



maksimum miktarda akı elde edilebilmesi anlamına gelmektedir. Mıknatıslardan elde edilecek manyetik akı ve Zıt EMK artmaktadır. Ancak dikey mıknatıs kullanımının, kullanım alanlarına göre sınırlandırmaları mevcuttur. Özellikle yüksek hızlarda çalışan fırçasız motorlar için savrulma etkileri sebebiyle kullanımı uygun değildir. Yüksek yük moment değeri elde edilmesi istenen yüksek performans gerektiren durumlar için uygun bir mıknatıs yerleşim biçimi olabilir [36]

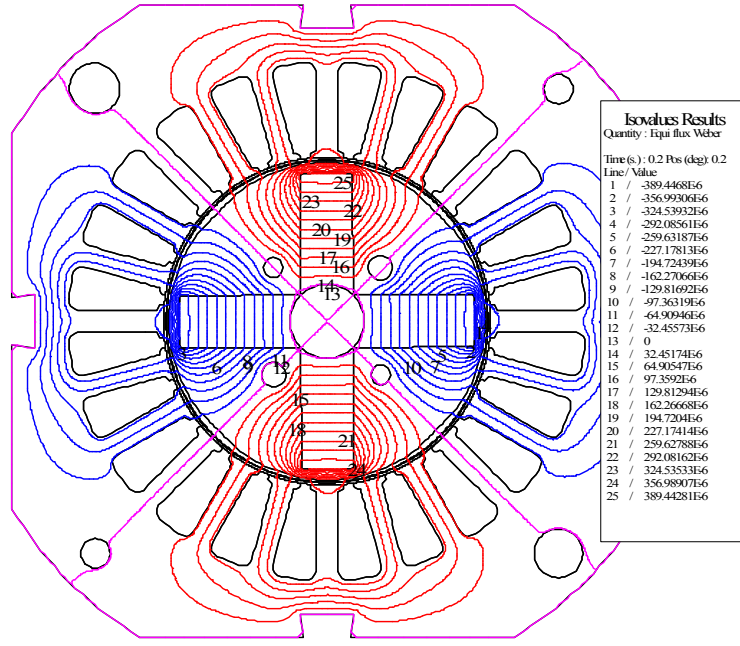
Büyük hacimlerde mıknatıs kullanımı, manyetik akıyı arttırmaktadır ve bununla birlikte rotor - stator arasındaki manyetik akı etkileşimini de arttıracığından etkileşim momenti de yüksek değerlerde olacaktır [6,37].

Dikey mıknatısa sahip motorlarda rotorun dış yüzeyine yaklaşan mıknatıs da önemli bir seçim kriteri oluşturmaktadır.Şekil 5.26'da dikey mıknatıs formuna sahip motor laminasyonu görülmektedir. Rotor yüzeyine çok yaklaşan mıknatıs (x uzaklığı) rotorun çelik malzemesinde doymaya ve aynı zamanda kırılmalara sebep olabilecektir. Ancak daha iç yüzeye taşınan mıknatısların akı yollarının bir kısmı değişerek yolunu rotor iç yüzeyinde rotor üzerinde tamamlamasına sebep olmaktadır. Dikey mıknatıslı motor yapısı için eş akı eğrileri Şekil 5.27'de gösterilmiştir. Rotor iç yüzeyinde yolunu tamamlayan akı stator yüzeyine geçmediği için oluşan etkileşim momenti küçük değerlerde gözükülecektir ancak statora geçmeyen akı aynı zamanda statorda daha küçük miktarlarda zıt EMK oluşumuna sebep olacaktır.

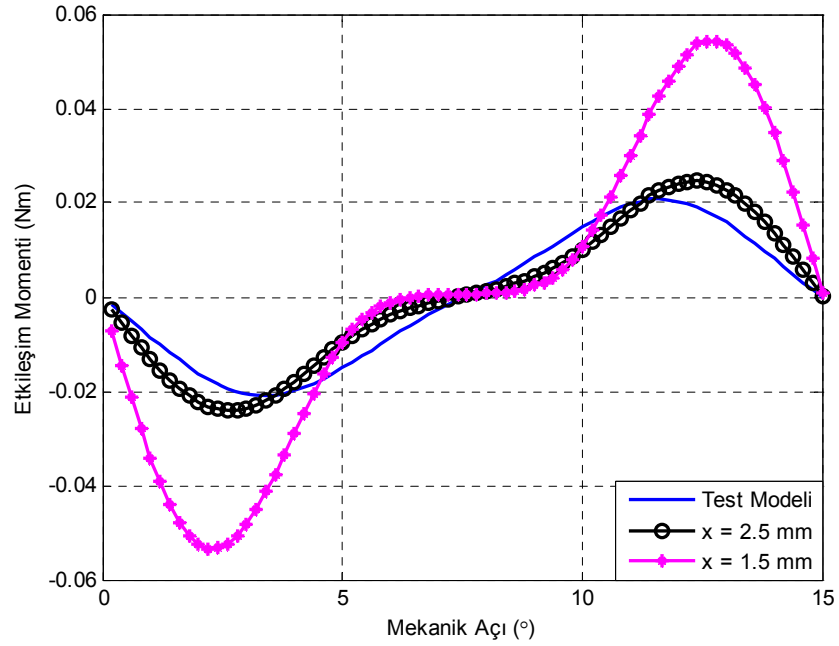


**Şekil 5.26 :** Dikey mıknatıs yerleştirilmiş rotor yapısı.

Rotor dış yüzeyinden uzaklığı artan mıknatısların, oluşturduğu etkileşim momenti, akının yolunu içeride tamamlaması sebebiyle küçüktür.Şekil 5.28'de görülmektedir. Ancak Zıt EMK da Test modelinden daha küçük değerlere sahip olduğu Şekil 5.29'da görülmektedir.



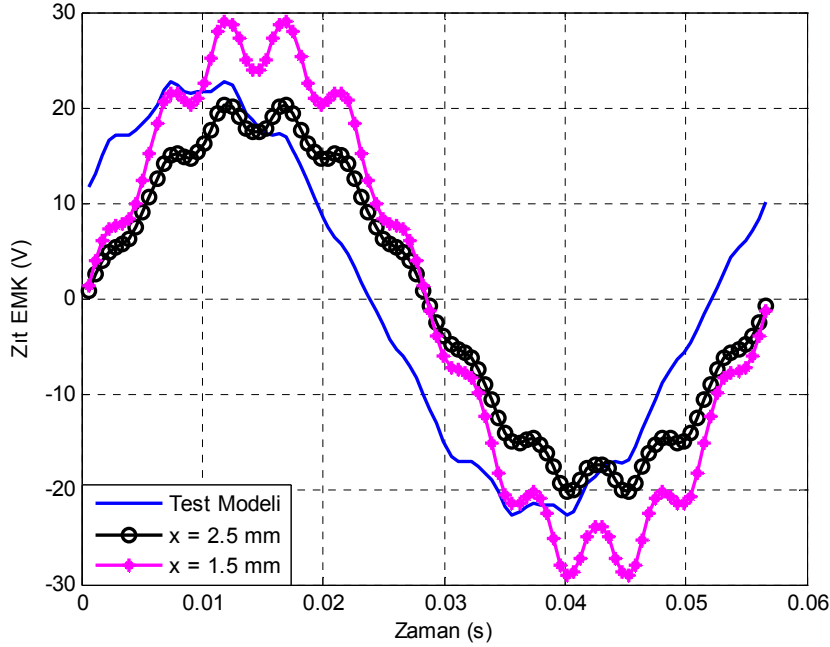
Şekil 5.27 : Rotorda dikey yerleştirilmiş mıknatıslara sahip motor için eş akı eğrileri.



Şekil 5.28 : Rotorda dikey yerleştirilmiş mıknatıslara sahip motor modelleri için etkileşim momenti grafikleri.

Dikey mıknatıslı motor modelleri için etkileşim momenti ve zıt EMK ortalama değerleri sırasıyla Çizelge 5.14 ve Çizelge 5.15’de görüldüğü gibi yüzeye yakın kullanılan mıknatıslarla, yüksek etkileşim momenti ve zıt EMK elde edilmiş, yüzeye daha uzak yerleştirilen mıknatıslar ile de etkileşim momenti ve zıt EMK elde

edilmiştir. Ancak düşük etkileşim momenti elde edilen dikey mıknatıslı modelde yine de elde edilen etkileşim momenti daha yüksektir.



**Şekil 5.29 :** Rotorda dikey yerleştirilmiş mıknatıslara sahip motor modeli için 530 min<sup>-1</sup>'de zıt EMK grafikleri.

**Çizelge 5.14 :** Dikey mıknatıslı rotora sahip motor tipleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Mıknatıs tipleri	$T_{\text{etk.ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	0.0139	0
Dikey Mıknatıs-1 (x=2.5 mm)	0.0151	8.7877
Dikey Mıknatıs-1 (x=1.5 mm)	0.0313	125.7749

**Çizelge 5.15 :** Dikey mıknatıslı rotora sahip motor tipleri için ortalama zıt EMK değerleri.

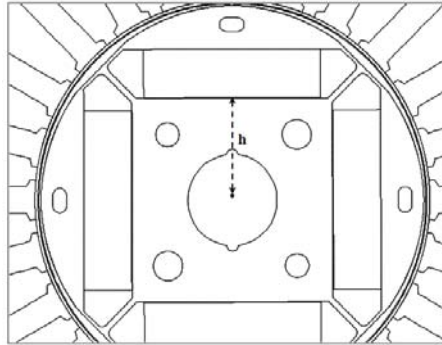
Mıknatıs Açısı	$E_{\text{ll.ort}}$ (V)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	15.7206	0
Dikey Mıknatıs-1 (x=2.5 mm)	13.5936	13.5304
Dikey Mıknatıs-1 (x=1.5 mm)	19.2656	22.5496

Dikey mıknatıs kullanımı ile elde edilecek performansın uygun olmaması ve mekanik sınırlandırmalar sebebiyle, test motoru üzerinde uygulanması bir avantaj getirmemektedir.

#### 5.1.4 Mıknatısların Farklı Konumlara Yerleşimi

Test modeli olan fırçasız doğru akım motorunda, mıknatıslar rotora gömülü olarak kartezyen koordinatlarda orijin noktasına dik olarak yerleştirilmiştir. Mıknatıslar, motorun kullanım alanı sebebiyle rotor dış yüzeyine yerleştirilemediğinden daha önce bahsedilmiştir. Ancak mıknatıslar rotor içerisindeki konumları değiştirilerek, etkileşim momenti ve zıt EMK değerleri incelenerek rotordaki en uygun konumu belirlemek mümkündür. Mıknatısların rotordaki konumları Şekil 5.30'da gösterilmiştir. Mıknatısların rotor dış çapına yaklaştırıldığında, rotordan statora geçen manyetik akı miktarı manyetik dirençlerin değişimi sebebiyle artmaktadır. Manyetik akının artışı ile zıt EMK artarken, aynı zamanda etkileşim momenti de artmaktadır. Mıknatis rotor dış yarıçapından uzaklaştırıldığında ise, manyetik akının rotordan statora geçtiği yol boyunca rotor malzemesinin manyetik direnci arttığında manyetik akı azalmaktadır. Buna bağlı olarak da zıt EMK'nın ve etkileşim momentinin değerleri de düşmektedir.

Mıknatısları rotor dış çapına yaklaştırmanın başka bir dezavantajı da, daha yüksek manyetik akı geçen çelik malzemenin, doymaya yaklaşmasıdır.

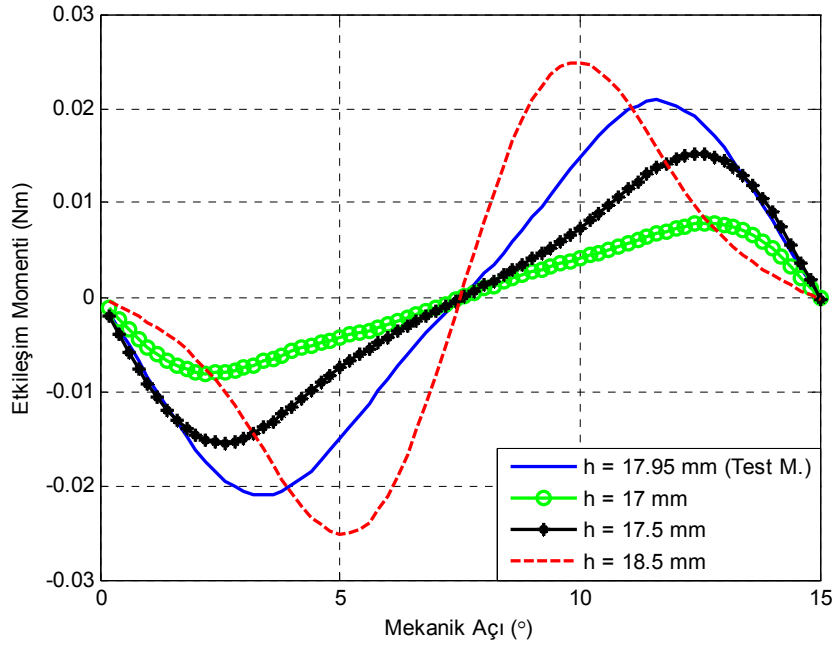


**Şekil 5.30 :** Mıknatısların rotordaki konumları.

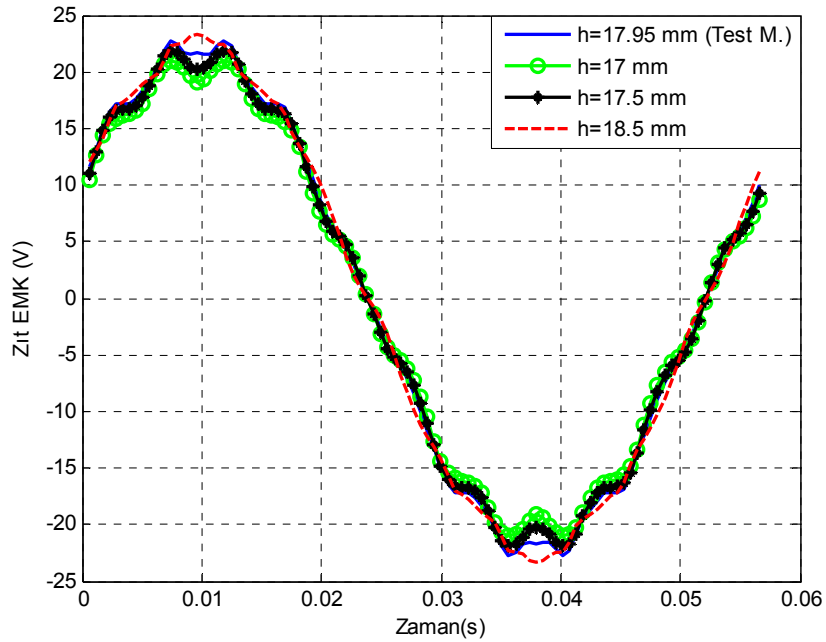
Mıknatısların  $h$  uzaklığına sahip Test Modeli üzerinde yapılan değişikliklerle farklı  $h$  uzaklıkları için etkileşim momenti ve sabit sarım sayısında zıt EMK grafikleri Şekil 5.31, Şekil 5.32'de gösterilmektedir.

$h$  miktarının artışı ile birlikte, mıknatıslar daha yüzeye yaklaşmakta ve rotordan statora geçen akı miktarı da artmaktadır. Rotordan statora geçen akı miktarının artışı ile artan saçaklanma akısı sebebiyle de etkileşim momentinin değeri büyümektedir. Saçaklanma akısı artarken, statorunda artan akı miktarı sebebiyle elde edilebilecek zıt

EMK değerlerinde büyük bir değişim meydana gelmemektedir. Ortalama değerlerinde belirli bir oranda değişim gözlemlenmektedir.



**Şekil 5.31 :** Rotorda farklı konumlara sahip mıknatıslı motor modelleri için etkileşim momenti.



**Şekil 5.32 :** Rotorda farklı konumlara sahip mıknatıslı motor modelleri için  $530 \text{ min}^{-1}$ 'de zıt EMK.

Rotordaki konumları h uzaklığı parametre olarak alınan ve değiştirilen motor modelleri için etkileşim momentinin ve zıt EMK'nın ortalama değerleri Test modeli ile karşılaştırmalı olarak Çizelge 5.16 ve Çizelge 5.17'de verilmiştir.

**Çizelge 5.16 :** Rotorda farklı konumlara sahip mıknatıslı motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Mıknatısların Konumu	$T_{\text{etk.ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
h=17.95 mm (Test M.)	0.0139	0
h=17 mm	0.0052	62.5723
h=17.5 mm	0.0098	29.2755
h=18.5 mm	0.0154	10.7934

**Çizelge 5.17 :** Rotorda farklı konumlara sahip mıknatıslı motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.

Mıknatısların Konumu	$E_{\text{il.ort}}$ (V)	Bağıl Fark (%)
h=17.95 mm (Test M.)	15.7206	0
h=17 mm	14.6901	6.5551
h=17.5 mm	15.2213	3.1766
h=18.5 mm	15.9630	1.5415

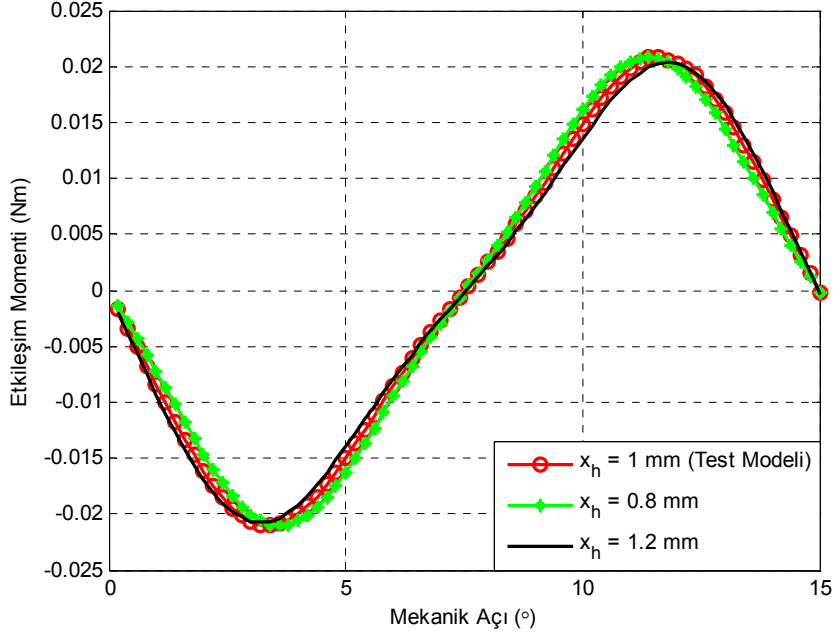
Test modelinden farklı olarak seçilen h uzaklıkları için artan h uzaklığında yani yüzeye yaklaşan mıknatıslar için ortalama etkileşim momenti değeri artarken, zıt EMK değeri de artmaktadır. Tam tersi h'ın azaltılması durumunda ise hem etkileşim momenti hem de zıt EMK değerleri düşmektedir.

### 5.1.5 Farklı Hava Aralığı Genişliği

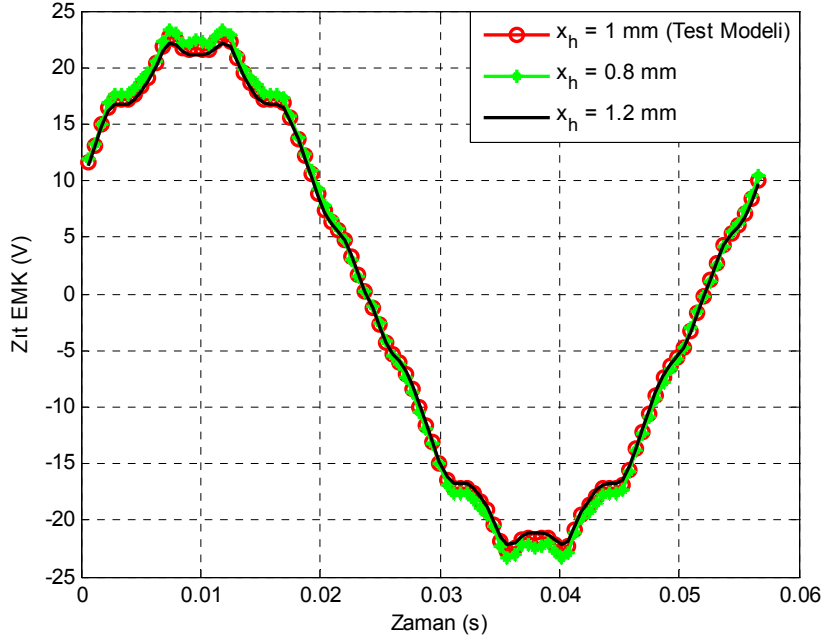
Fırçasız Doğru Akım Motorunda hava aralığı önemli bir parametredir. Hava aralığının genişliğinin seçimi elde edilecek büyüklükler ya da istenmeyen etkiler üzerinde önemli bir rol oynamaktadır [7].

Eğer hava aralığı çok büyük seçilirse elde edilecek zıt EMK değeri, rotordan statora geçecek olan manyetik akının değeri düşeceğinden, azalacaktır. Hava aralığı büyüklüğü etkileşim momenti ve zıt EMK üzerine etkisini görmek amacıyla, hava aralığı genişliği %20 arttırılıp, azaltılarak elde edilen sonuçlar test modeli sonuçlarıyla kıyaslanmıştır.

Hava aralığı arttırıldığında, hava aralığı manyetik direnci artmaktadır. Artan hava aralığı manyetik direnci sebebi ile rotordan statora geçen akı miktarı belirli bir oranda azalmaktadır. Azalan manyetik akı sebebiyle de hem stator dışlarındaki manyetik akının geçişi sırasında meydana gelen etkileşim momentinin tepeden tepeye değeri azalmaktadır ve Şekil 5.33'de görülmektedir. Ayrıca statorda oluşan zıt EMK'nın değeri sabit sarım sayısında değişen akı miktarı sebebiyle azaldığı Şekil 5.34'de görülmektedir.



**Şekil 5.33 :** Farklı hava aralığı ölçülerine sahip motor modelleri için oluşan etkileşim momenti grafiği.



**Şekil 5.34 :** Farklı hava aralığı ölçülerine sahip motor modelleri için  $530\text{min}^{-1}$ 'de zıt EMK grafikleri.

0.8 mm hava aralığı için etkileşim momentinin ve zıt EMK'nın tepeden tepeye değeri en yüksek değerdedir. 1.2 mm için ise tepeden tepeye değerleri artan hava aralığı ve statora geçen akı miktarındaki azalma sebebiyle azalmıştır. Ancak hava aralığını tüm rotorun etrafı boyunca aynı oranda değiştirmek, saçaklanma akısının oranı üzerinde bir etkisi olmamakta ancak bunun yanında akı miktarındaki küçük değişim sebebiyle etkileşim momentinin tepe değerlerinde de küçük bir artış gözlemlenmektedir.

Ortalama değerleri ise izelge 5.18’de görülmektedir. Çizelge 5.19’da ise etkileşim momentinin farklı hava aralığı ölçülerinde ortalama zıt EMK değerleri görülmektedir.

**Çizelge 5.18 :** Farklı hava aralığı ölçüleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Farklı Hava Aralığı K.	$T_{\text{etk}_{\text{ort}}}$ (Nm)	Bağıl Fark(%)
Hava Aralığı 1 mm (Test M.)	0.013871	0
Hava Aralığı 0.8 mm	0.013855	0.10329
Hava Aralığı 1.2 mm	0.013637	1.68178

**Çizelge 5.19 :** Farklı hava aralığı ölçüleri için ortalama zıt EMK değerleri.

Farklı Hava Aralığı K.	$E_{\text{ll}_{\text{ort}}}$ (V)	Bağıl Fark (%)
g = 1mm (Test Modeli)	15.7206	0
g = 0.8 mm	16.08626	2.32574
g = 1.2 mm	15.3888	2.11538

## 5.2 Etkileşim Momentini Azaltmak Amacıyla Statorda Yapılan Uygulamalar

Fırçasız Doğru Akım Motorunda, rotordaki mıknatıslar ile stator olukları arasındaki etkileşim sebebiyle, hava aralığında etkileşim momentine ve buna bağlı olarak da yük momentinde titreşimlere sebep olmaktadır. Buna göre rotorda yapılabilecek konfigürasyon değişiklerinin yanında stator da konfigürasyon değişiklikleri ile etkileşim momenti azaltılabilir.

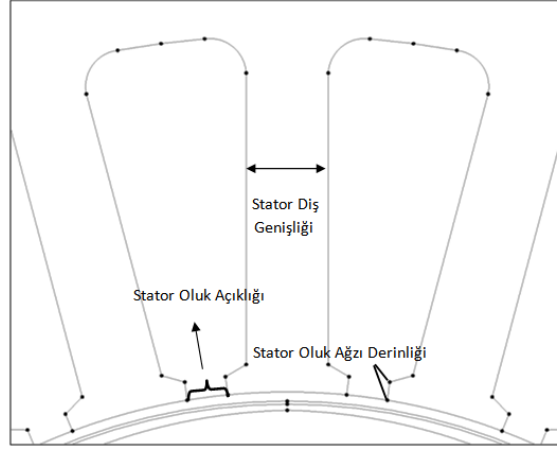
Stator yapısında yapılan değişiklikler stator diş genişliğinde, stator oluk açıklığında ve stator ağzı derinliğindedir. Şekil 5.35’de bu yapılar görülmektedir.

### 5.2.1 Farklı Ölçülerde Oluk Ağzı Derinlikleri Kullanımı

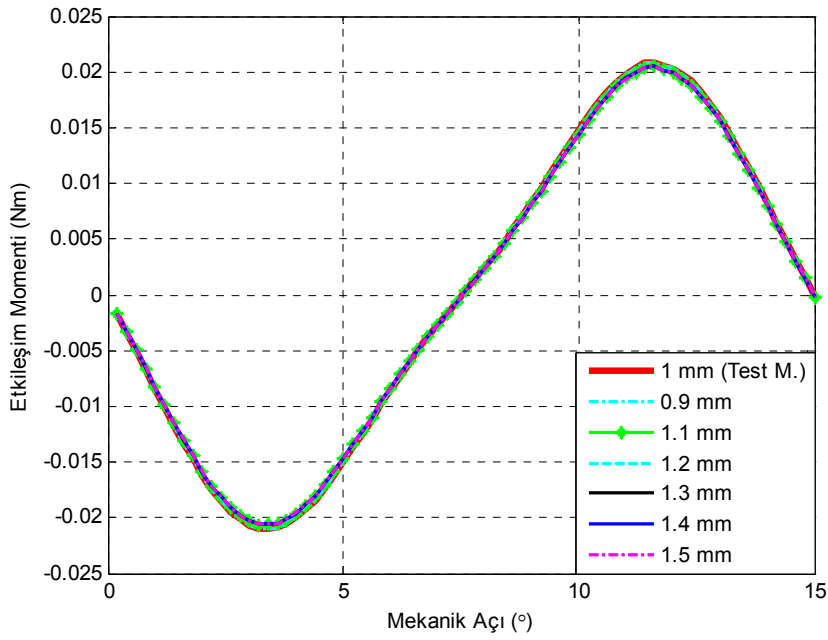
Mıknatısların rotordan statora geçişleri sırasında stator dişlerinin yapısı önemli bir etkiye sahiptir [3]. Ancak Test modelindeki stator oluk ağzı derinlikleri 1mm’dir. 1 mm ile 1.5mm arasında değiştirilen oluk ağzı derinliğinin 1.3 mm üzerinde büyük oranda bir azalma göstermemektedir. Bu nedenle en etkin oluk ağzı derinliği olarak 1.3 mm seçilebilir. Arttırılan oluk ağzı derinliği zıt EMK’nın da hemen hemen sabit kalmasına sebep olmaktadır. Çünkü rotordan statora geçen akı miktarı deęiőmezken, azalan bileşke etkileşim momentidir. Ancak kullanılan ve motor geometrisinin elverdiği ölçüde arttırılan oluk ağzı derinliği ile etkileşim momentinde kayda değer



bir değişim göstermemiştir. Şekil 5.36’da farklı oluk ağzı derinlikleri için etkileşim momenti değişimi görölmektedir.

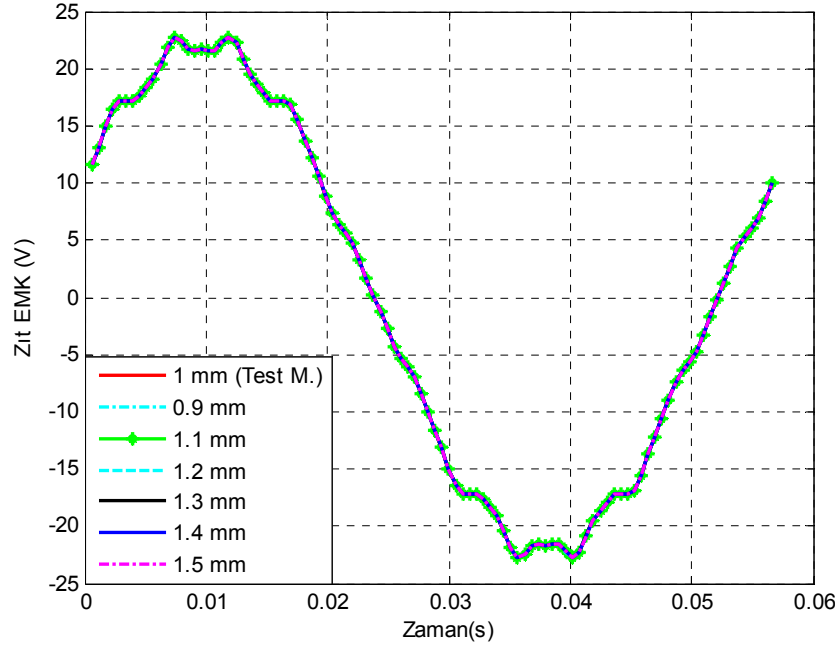


Şekil 5.35 : Statorda değiştirilen konfigürasyon parametreleri.



Şekil 5.36 : Farklı ölçülerde oluk ağzı derinliklerine sahip motor modelleri için etkileşim momenti.

Hava aralığı akısının miktarında değişim meydana getirecek bir değişiklik yapılmadığından, motorun sargılarından elde edilecek zıt EMK değeri, değişen oluk ağzı derinliğine karşılık olarak sabit kalmaktadır. Şekil 5.37’de farklı oluk ağzı derinlikleri için elde edilen zıt EMK grafikleri görölmektedir.



**Şekil 5.37** : Farklı oluk ağız derinliklerine sahip motor modelleri için  $530 \text{ min}^{-1}$  için zıt EMK grafikleri.

Oluk ağız derinliğindeki değişim ile oluk dişleri üzerinde meydana gelen bileşke kuvvetler değişmektedir. Bu nedenle etkileşim momentinin ortalama değeri artan oluk ağız derinliklerine karşılık olarak azalmaktadır. Çizelge 5.20’de ortalama değerler için meydana gelen azalma görülmektedir. Şekil 5.37’de ise elde edilen zıt EMK’nın hava aralığı akısında değişen oluk ağız derinliği ile herhangi bir değişim olmamasına bağlı olarak hemen hemen sabit kaldığı görülmektedir.

**Çizelge 5.20** : Farklı oluk ağız derinliklerine sahip motor için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Oluk Ağız Derinliği	$T_{\text{etk.ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
0.9 mm	0.013870	0.0145
1 mm (Test Modeli)	0.013871	0
1.1 mm	0.013611	1.8679
1.2 mm	0.013597	1.9683
1.3 mm	0.013585	2.0552
1.4 mm	0.013578	2.1007
1.5 mm	0.013571	2.1544

Farklı oluk ağız derinlikleri için etkileşim momenti ve zıt EMK ortalama değerleri görülmektedir. Her bir stator dişi üzerinde bileşke kuvvet değiştiğinden artan oluk ağız derinlikleri için etkileşim momentinin ortalama değeri %1-2 arasında bir azalma göstermektedir. Bunun yanında sadece akı yolunda bir değişim meydana geldiğinden zıt EMK’nın ortalama değerleri hemen hemen aynı kalmıştır.

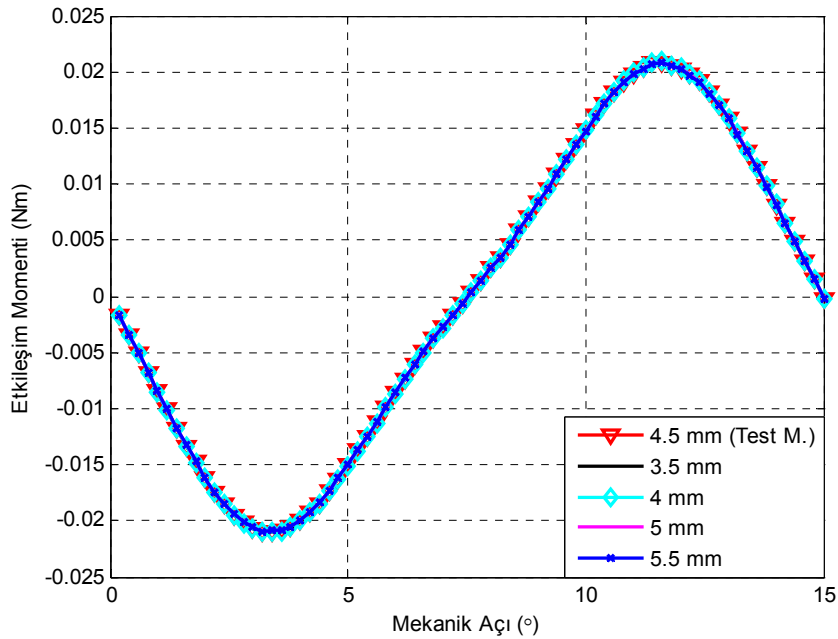
**Çizelge 5.21** : Farklı oluk ağız derinliklerine sahip motor için ortalama zıt EMK değerleri.

Oluk Ağız Derinliği	$E_{ll_{ort}}$ (V)	Bağıl Fark (%)
0.9 mm	15.72075	0.00073
1 mm (Test Modeli)	15.72063	0
1.1 mm	15.72458	0.02510
1.2 mm	15.72467	0.02567
1.3 mm	15.72475	0.02622
1.4 mm	15.72476	0.02630
1.5 mm	15.72478	0.02638

### 5.2.2 Farklı Ölçülerde Oluk Dış Genişliklerinin Kullanımı

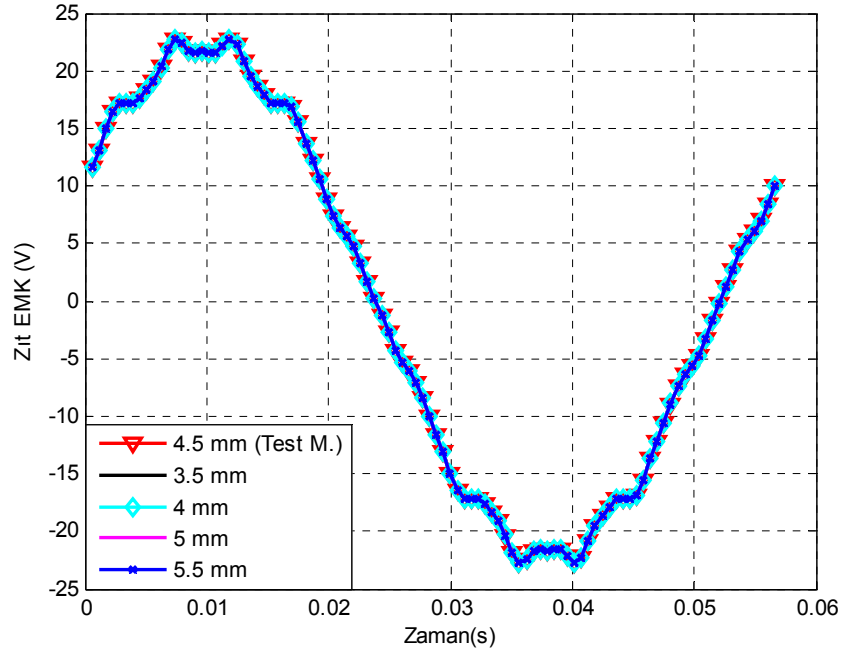
Etkileşim momenti stator dişleri ile rotor arasındaki manyetik direncin değişiminden kaynaklanmaktadır. Buna rağmen etkileşim momentine oluk dişlerinin üst kısımların etkisi yoktur. Ancak uygun seçilmeyen diş genişlikleri, çelik malzemede doymaya sebep olabilecektir.

Oluk dış genişliklerinin etkileşim momenti ve zıt EMK üzerine etkisi gözlemlenmiştir.



**Şekil 5.38** : Farklı ölçülerde stator dış genişliklerine sahip motor modelleri için etkileşim momenti.

Farklı ölçülerde stator dış genişliğinin kullanımı, statora geçen akı miktarına hemen hemen bir etkisi olmadığından, hem etkileşim momentinde hem de zıt EMK'da bir değişim meydana gelmemektedir.



**Şekil 5.39 :** Farklı ölçülerde stator dış genişliklerine sahip motor modelleri için  $530 \text{ min}^{-1}$  için zıt EMK grafikleri.

**Çizelge 5.22 :** Farklı stator dış genişliklerine sahip motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Stator Dış Genişliği	$T_{\text{etk,ort}}$ (Nm)	Bağlı Fark (%)
3.5 mm	0.01391	0.26932
4.0 mm	0.01390	0.19852
4.5 mm (Test Modeli)	0.01387	0
5.0 mm	0.01385	0.16136
5.5 mm	0.01384	0.20636

**Çizelge 5.23 :** Farklı stator dış genişliklerine sahip motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.

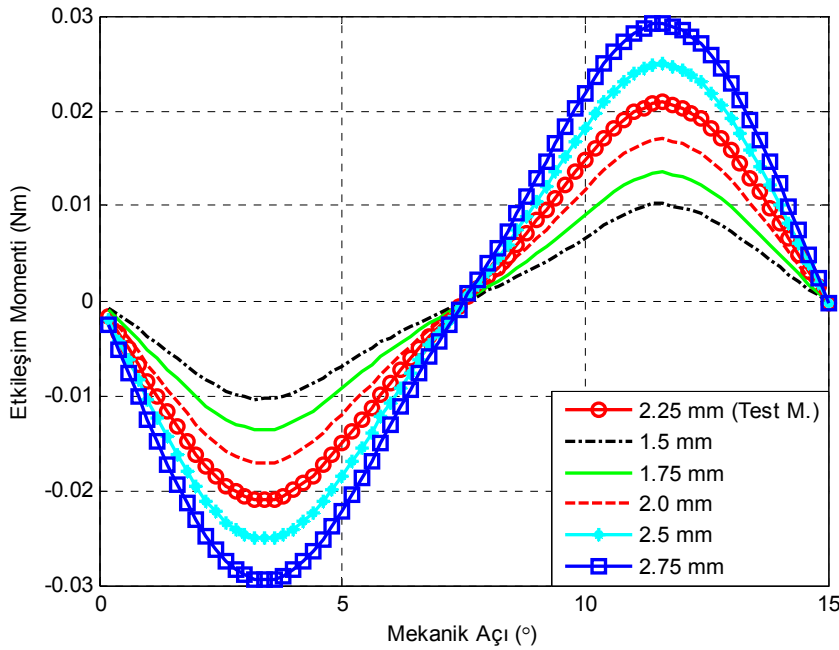
Stator Dış Genişliği	$E_{\text{H}}$ (V)	Bağlı Hata(%)
3.5 mm	15.7100	0.0676
4.0 mm	15.7130	0.0483
4.5 mm (Test Modeli)	15.7206	0
5.0 mm	15.7170	0.0228
5.5 mm	15.7180	0.0167

### 5.2.3 Farklı Ölçülerde Oluk Ağı Genişliklerinin Kullanımı

Oluk ağı genişlikleri etkileşim momentinin meydana geldiği yer olarak önemli bir parametredir. Azaltılan oluk ağı derinliği saçak akıları azaltacaktır. Azalan saçak akıları sebebiyle oluşacak net etkileşim momenti azalabilecektir. Şekil 5.40'de etkileşim momentindeki azalma görülmektedir. Saçak akılarının azalması ile artan

hava aralığı akısı zıt EMK'nın da artmasına sebep olmaktadır. Artan zıt EMK grafiği Şekil 5.41'de görülmektedir. Çizelge 5.24 ve Çizelge 5.25'de görüldüğü gibi azalan oluk ağız genişlikleri ile motorda etkileşim momenti %55 lere kadar azaldığı, zıt EMK da yükseldiği görülmektedir. Ancak üretici tarafından üretim teknikleri sebebiyle test motorundan kullanılan ölçülerden daha küçük değerlerde oluk ağız genişliğine sahip bir motor üretilememektedir.

Saçaklanma akısındaki azalma sebebiyle etkileşim momentinde oluk ağız genişliğinin azalması oranında bir azalma meydana gelirken, statora geçen net akıda hemen hemen herhangi bir değişim gözlemlenmemekte ve zıt EMK da değişmemektedir. Olabildiğince küçük ölçülerde oluk ağız genişliği ile olabildiğince küçük etkileşim momenti elde edilebilmektedir. Ancak bahsedilen mekanik olanaksızlıklar sebebiyle bu konfigürasyonun da test motor üzerinde uygulanması mümkün olmamaktadır.

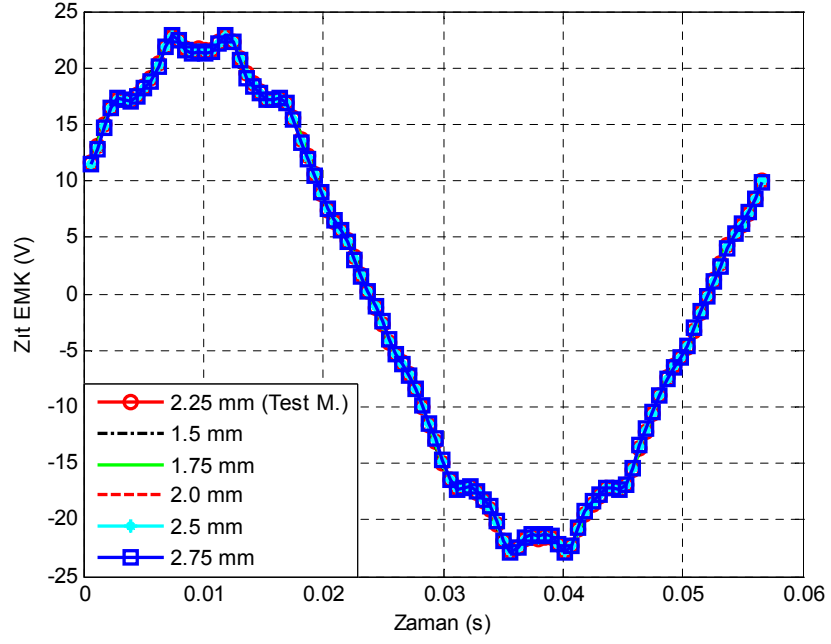


**Şekil 5.40 :** Farklı oluk açıklıklarına sahip motor modelleri için etkileşim momenti.

#### 5.2.4 Statorda Yardımcı Olukların Kullanımı

Yardımcı oluklu stator modeli son zamanlarda oldukça sık kullanılmakta olan bir yaklaşımdır. Stator dişleri üzerine boş oluklar açılmasıyla elde edilmektedir [7].

Motorun bir mekanik devri boyunca oluşan etkileşim momentinin bir oluk adımı altındaki periyot sayısı eşitlik (5.3)'teki ifadeyle elde edilir.



**Şekil 5.41** : Farklı oluk açıklıklarına sahip motor modelleri için zıt EMK.

**Çizelge 5.24** : Farklı oluk ağız genişliklerine sahip motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Oluk Ağız Genişliği	$T_{\text{etk.ort}}$ (Nm)	Bağıl Hata(%)
1.50 mm	0.0066	52.7217
1.75 mm	0.0087	36.9834
2.00 mm	0.0112	19.3878
2.25 mm(Test Model)	0.0139	0
2.50 mm	0.0168	21.1191
2.75 mm	0.0199	43.6810

**Çizelge 5.25** : Farklı oluk ağız genişliklerine sahip motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.

Oluk Ağız Genişliği	$E_{\text{il.ort}}$ (V)	Bağıl Hata(%)
1.50 mm	15.8193	0.6275
1.75 mm	15.7886	0.4321
2.00 mm	15.7539	0.2116
2.25 mm(Test Model)	15.7206	0
2.50 mm	15.6730	0.3031
2.75 mm	15.6272	0.5941

$$N_{\text{periyot}} = \frac{N_p}{\text{OBEB}(N_s, N_p)} \quad (5.3)$$

Oluşturulacak yardımcı oluklar, temel olukların genişliğinde ya da o genişliğe yakın olması durumu ideal olan durumdur. Örneğin her bir oluk dişi üzerinde birer yardımcı oluk açıldığı takdirde, motor üzerinde bir mekanik devri boyunca, yardımcı

oluksuz motorun oluk adımı altındaki oluk sayısı yardımcı olukla birlikte ikiye katlanacaktır. Bu durumda ise aynı oluk adımı altındaki etkileşim momenti devir sayısı iki katı olacaktır [39].

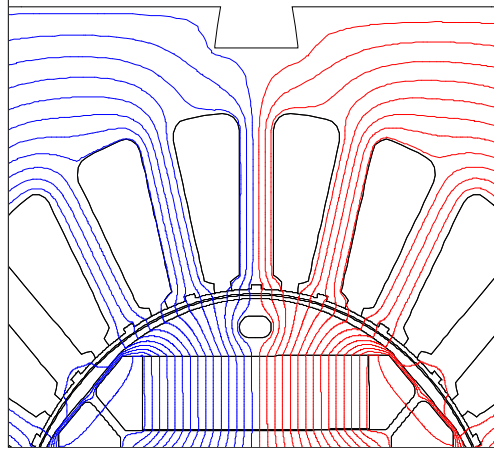
#### **5.2.4.1 Bir Yardımcı Oluk Kullanımı**

Test modeline sahip motorda oluk açıklığı 2.25 mm'dir. Statorda ise 24 adet oluk açıklığı ve diş bulunmaktadır. Statorda yardımcı olukların kullanılması, hava aralığındaki manyetik direnç değerlerini değiştirmektedir. Bir yardımcı oluk oluşturulan modelde, yardımcı oluklar stator dişlerinin ortasında ve stator dişlerini silindirik koordinatlarda, eşit  $\theta$  açısına bölecek şekilde ve stator diş yüksekliğinin yarısı ölçüsünde açılmıştır. Bu nedenle yardımcı oluklar tam bir oluk gibi görev yapamayarak, etkileşim momentinin frekansı iki katına çıkmamakta ve tepe değeri de yarıya düşmemektedir. Ancak stator dişlerinde bileşke kuvvetlerin değişimi sebebiyle etkileşim momentinde bir miktar düşüş gözlemlenmektedir. Şekil 5.42'de bir yardımcı oluklu stator dişlerine sahip motor için laminasyon şekli ve bu motor modeli üzerindeki eş akı çizgileri görülmektedir.

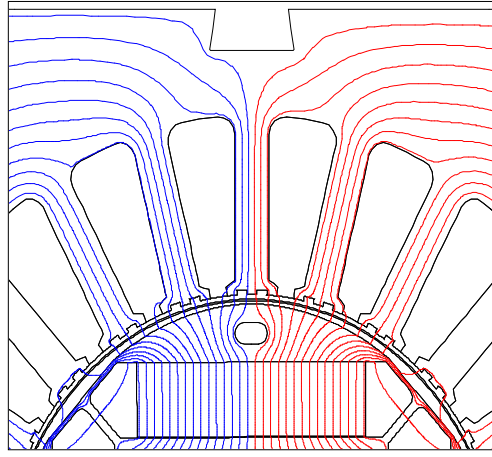
#### **5.2.4.2 İki Yardımcı Oluk Kullanımı**

İki yardımcı oluklu motor modelinde kullanılan yardımcı olukların boyutları bir yardımcı oluklu modeldeki ile aynı seçilmiş ancak sayısı ikiye çıkartılmıştır. Mekanik olarak oluk ağzı genişliğinin ölçülerinde kısıtlamalar olduğundan ve en az oluk ağzı genişliği minimum test motorundaki gibi yapılabildiğinden bahsedilmiştir. Bu nedenle hem stator oluk ağzı genişliği yardımcı oluklar kadar azaltılamamakta, hem de yardımcı olukların ölçüleri stator oluk ağzı genişliği kadar arttırılamamaktadır. İki yardımcı oluklu motor konfigürasyonuna ait motor laminasyonu ve eş akı çizgileri Şekil 5.43'de görülmektedir.

Oluşturulan iki yardımcı oluklu modelde yardımcı olukların ortasında bulunan yardımcı diş üzerindeki etkileşim momenti iki taraftan eşit miktarda kuvvet uyguladığından, bileşke etkileşim momenti sifıra yakın olmaktadır. Bir yardımcı oluklu modelde, etkileşim momentinin tepeden tepeye değeri azalırken, iki yardımcı oluklu modelde stator dişlerinin üzerinde bulunan dişler sebebiyle etkileşim momentinin bir periyodunun ortasında sifıra yakın değerler almaktadır. Şekil 5.44'de yardımcı oluklu motor konfigürasyonlarına ait etkileşim momenti grafikleri görülmektedir.



**Şekil 5.42** : Bir Yardımcı oluklu stator yapısı.



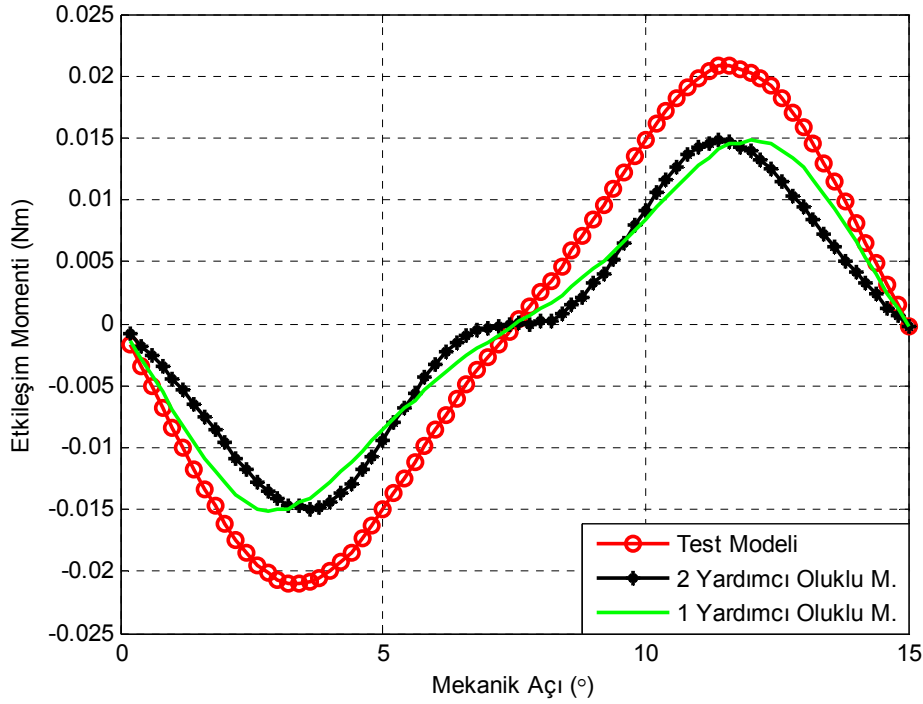
**Şekil 5.43** : İki Yardımcı oluklu stator yapısı.

Yardımcı oluklu modellerde, mekanik olarak kısıtlamaların olduğundan bahsedilmiştir. İki yardımcı oluklu modelde stator dişleri üzerindeki dişlerin kalınlığı azaldığından, stator dişleri doymaya yaklaşmaktadır. Doymaya yaklaşan stator dişlerinin akı kapasitesi azalmaktadır. Akı kapasitesi azalan statorun oluklarındaki sargıların etrafında oluşacak zıt EMK'nın değeri belirli bir oranda azalmaktadır. Şekil 5.45'de zıt EMK sonuçlarına ait grafikler görülmektedir.

Yardımcı oluklu konfigürasyonlar için etkileşim momenti azalırken, zıt EMK değerleri hava aralığı akısında değişim meydana gelmemesinden dolayı hemen hemen Test modeli ile aynı kalmaktadır.

Etkileşim momenti ve zıt EMK için ortalama değerler sırasıyla Çizelge 5.26 ve Çizelge 5.27'de görülmektedir.





**Şekil 5.44** : Yardımcı oluklu statora sahip motor modelleri için etkileşim momenti.

**Çizelge 5.26** : Yardımcı oluklu statora sahip motor modelleri için ortalama etkileşim momenti değerleri.

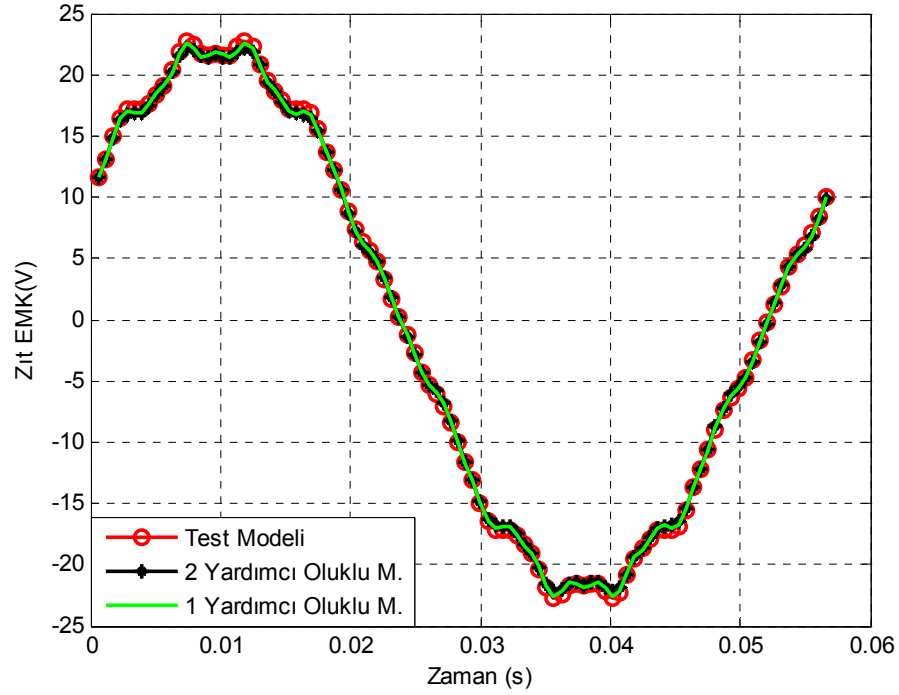
Yardımcı Oluklu Konf.	$T_{\text{etk ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	0.0139	0
2 Yardımcı Oluklu Model	0.0090	35.0856
1 Yardımcı Oluklu Model	0.0096	30.9121

**Çizelge 5.27** : Yardımcı oluklu statora sahip motor modelleri için ortalama zıt EMK değerleri.

Yardımcı Oluklu Konf.	$E_{\text{II ort}}$ (V)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	15.7206	0
2 Yardımcı Oluklu Model	15.5524	1.0699
1 Yardımcı Oluklu Model	15.6358	0.5396

### 5.3 Stator Sargısında Yapılan Değişiklikler

Moment titreşimlerinin, etkileşim momenti dışındaki bir diğer bileşeni zaman ve uzay harmonikleridir. Zaman harmoniklerini sürücü devreden gelen akım sebep olurken, uzay harmoniklerini oluk, sargı yapısından kaynaklanmaktadır. Uzay harmonikleri hava aralığındaki akının harmonik bileşenleri olarak ortaya çıkmaktadır.



**Şekil 5.45 :** Yardımcı oluklu statora sahip motor modelleri için etkileşim momenti.

Hava aralığı akısında meydana gelen harmonikler elde edilecek zıt EMK'da harmonik bileşenlerin ortaya çıkmasına sebep olmaktadır. Motor harmonikleri hava aralığı akısı için analiz edilirse,

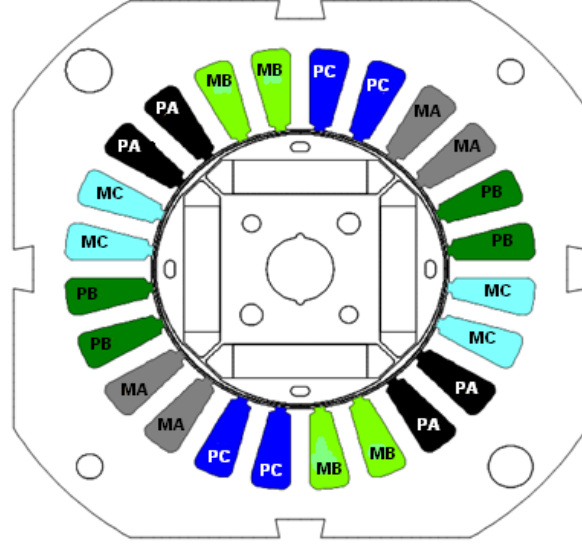
$$B_h = A_1 \cos(p\theta - \omega t) + A_2 \cos((2q-1)p\theta + \omega t) + A_3 \cos((2q+1)p\theta - \omega t) + A_4 \cos((N_s - p)\theta + \omega t) + A_5 \cos((N_s + p)\theta - \omega t) + \dots \quad (5.4)$$

Akı yoğunluğuna ait harmonik bileşenleri eşitlik (5.4)'de görülmektedir. Hava aralığı akısı için 24 oluklu ve 4 kutuplu test motoru için uzay harmonikleri bileşenleri Eşitlik (5.5)'te görülmektedir. Test motoru için bu harmonik bileşenleri şöyledir;

$$B_h = A_1 \cos(2\theta - \omega t) + A_2 \cos(10\theta + \omega t) + A_3 \cos(14\theta - \omega t) + A_4 \cos(22\theta + \omega t) + A_5 \cos(26\theta - \omega t) + \dots \quad (5.5)$$

Burada,  $B_h$  hava aralığı akısını, harmonik bileşenlerine ait katsayılar  $A_1$  temel harmoniğe ait katsayı iken,  $A_2$  ve  $A_3$  faz kemeri harmoniklerine ait katsayılar,  $A_4$  ve  $A_5$  ise oluk harmoniklerine ait katsayıları oluşturmaktadır.

Test motorunda tek tabakalı ve çap sargısı kullanılmaktadır. Kullanılan sargı tipine ait oluklardaki yerleşim Şekil 5.46'de görülmektedir.



**Şekil 5.46 :** Test modeline ait tek tabakalı çap sargısının oluklara yerleşimi.

Uzay harmoniklerini bastırmak amacıyla uygulanabilecek pek yöntemler bulunmaktadır. Bu yöntemler oluk yapısını değiştirmekle ilgili olabileceği gibi sargı konfigürasyonlarını değiştirmekle de sağlanabilir. Bu amaçla test modeli üzerinde hep çap sargısı hep de kırılenmiş sargı tipi kullanılmıştır.

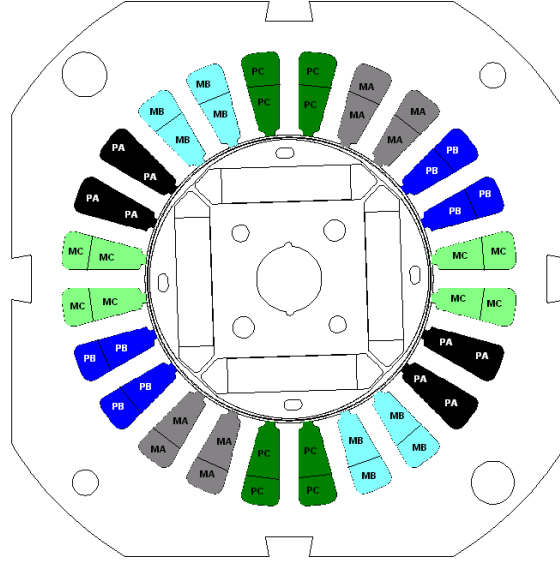
İlk olarak tek tabakalı olan çap sargısı çift tabakalı hale getirilmiştir. Değiştirilen ve çift tabakalı çap sargısı yerleştirilen motor için sargıların oluklardaki yerleşimi Şekil 5.47’de görülmektedir.

Çift tabakalı ve kırılenmiş sargı 5/6 oranında kırılenmiştir. Test motorunun sahip olduğu oluk-kutup kombinasyonu, daha fazla yapılabilecek kırılemelere engel olmaktadır. Bu nedenle 24 oluklu ve 4 kutuplu ve 3 fazlı motor modeli için yapılacak kırıleme 5/6 oranında tutulmuştur.

Kırılenmiş sargılar, hava aralığı akısında harmoniklerin azalmasını sağlarken, sargılardan elde edilecek toplam EMK’nın bileşke değerinin azalmasına neden olmaktadır. Zıt EMK’nın efektif değeri,  $k_p$  kırıleme faktörü  $k_d$ , dağılım faktörü ve  $k_s$  bükme faktörüne bağlı olarak değişmektedir.

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} N_s k_p k_d k_s f \phi_g \quad (5.6)$$

Endüklenen EMK’nın kırılenme ve dağılıma faktörlerine bağlı olarak değişimi Eşitlik (5.6)’da görülmektedir.



**Şekil 5.47 :** Test modeline ait çift tabakalı çap sargısının oluklara yerleşimi.

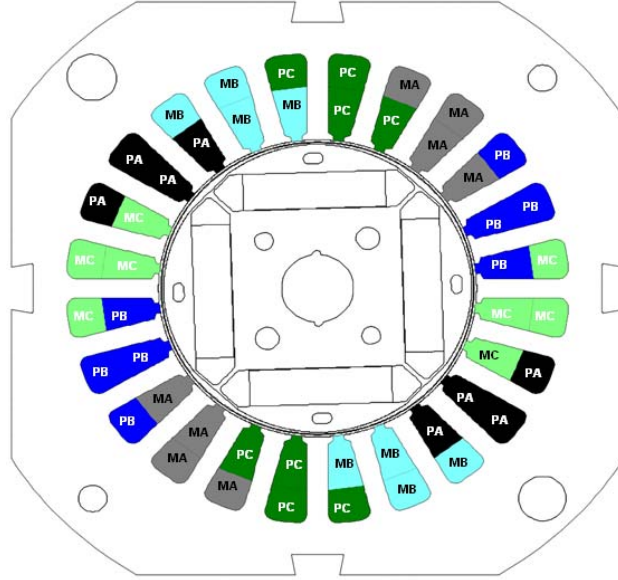
Buna göre kırılganlaşmış sargı konfigürasyonları ile zıt EMK'nın da değeri çap sargısına göre azalmaktadır. Kırılganlaşmış motor sargıları için oluklara yerleşim Şekil 5.48'de görülmektedir.

#### 5.4 Harmonik Analizleri

Moment titreşimlerini azaltmak için rotorda ve statorda, laminasyonlar üzerinde yapılan parametrik çalışmalarla, mıknatıslar üzerinde yapılan parametrik ve manyetik analizlerle, uygulanabilecek tüm yöntemler denenmiştir. Ayrıca stator sargılarında yapılan değişikliklerle moment titreşimlerine sebep olan harmoniklerin azaltılması için çalışmalar yapılmıştır. Bütün bu yapılan çalışmalarda moment titreşimlerinde iyileşme sağlayacak yöntemlerin titreşimleri azaltırken, aynı zamanda da motor performansını düşürmeyecek nitelikte olmasına önem verilmiştir. Bu amaçla titreşimleri azaltacak ve motor performansını düşürmeyecek nitelikte olan yöntemler bu bölümde motor üzerinde detaylı olarak incelenecektir.

Test motoru için detaylı bir inceleme yapılacak olursa, test motoru üzerinden yola çıkarak iyileşme sağlayacak yöntem ya da yöntemler ortaya konabilir. Test motoru için hava aralığında manyetik akı yoğunluğunun normal bileşeni ve harmonik bileşenleri Şekil 5.49'da verilmiştir. Harmonik analizleri Şekil 5.49'da görüldüğü gibi 2 periyotluk zaman dilimi için hesaplanmıştır. Bu nedenle grafikte görülen 2., 6., 10., 14., 18. ve 30. numaralı çift harmonikler, 1., 3., 5., 7., 9. ve 15. harmoniklerini ifade etmektedir. 22 ve 26. harmonikler ise oluk harmoniklerini göstermektedir. Test

modelinde var olan harmonikler, motorda moment titreşimlerine sebep olmaktadır. Hava aralığı akı yoğunluğundaki harmonikler, yük momentindeki titreşimlerin sebeplerinden birisidir. Buna göre hava aralığındaki akının mümkün mertebe düzgün dağılımı ile harmoniklerin azaltılması, moment titreşimlerinin azalmasında etkilidir. Rotorda açılan delikler de akı yollarının değişimi ile akının optimum şekilde rotordan statora geçmesi amaçlanmaktadır.

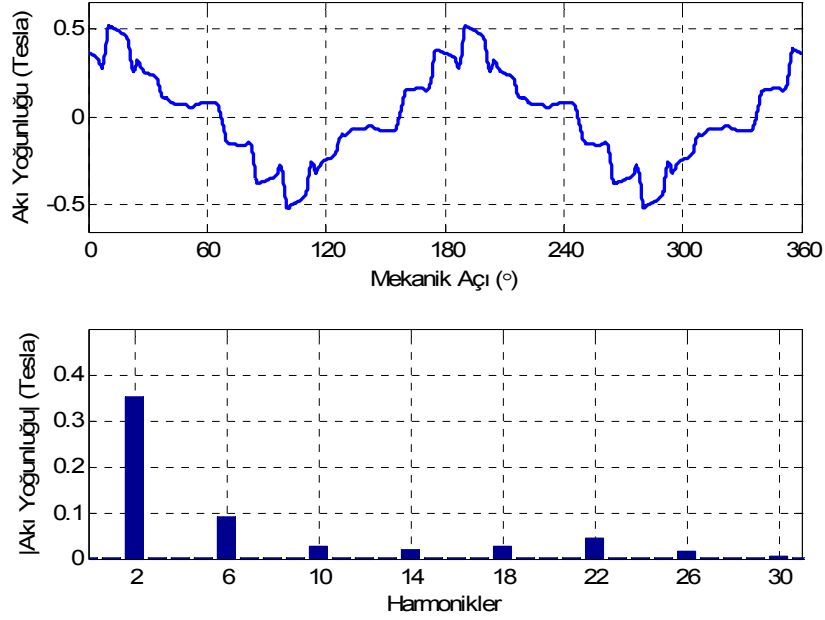


**Şekil 5.48 :** Test modeline ait çift tabakalı kirislenmiş sargının oluklara yerleşimi.

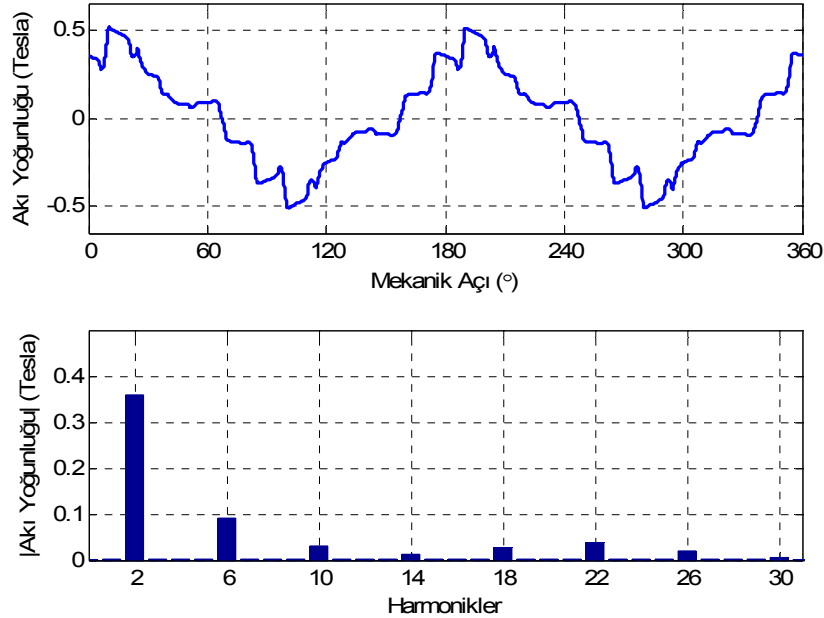
Buna göre kurulan delik konfigürasyonlarının her birisi ayrı ayrı analizler yapılmış ve bu delik konfigürasyonlarına sahip modeller için hava aralığı akısı incelenmiştir. Hava aralığı akısında meydana gelecek harmonik azalması, elde edilecek zıt EMK harmoniklerini azaltacak ve buna bağlı olarak yük momentindeki titreşimler azalacaktır. Deliksiz ve test modelinden farklı olarak delik konfigürasyonuna sahip motor modelleri için hava aralığı akısı ve hava aralığı akısına ait harmonikler Şekil 5.50 ve Şekil 5.51’de ikişer periyotluk zaman dilim için görülmektedir.

Hava aralığı akısı incelenen delikli konfigürasyona sahip motor modellerinde, hava aralığı akısının rotordan statora geçişi esnasında açılan deliklerle akı yolunu değiştirmesi sebebiyle saçaklanma akıları azalmakta ve genel olarak hava aralığı akısında temel bileşen yükselirken, diğer harmoniklerde azalma görülmektedir. Şekil 5.52, Şekil 5.53, Şekil 5.54, Şekil 5.55 ve Şekil 5.56’de sırasıyla delikli modellere ait harmonik analizleri görülmektedir.

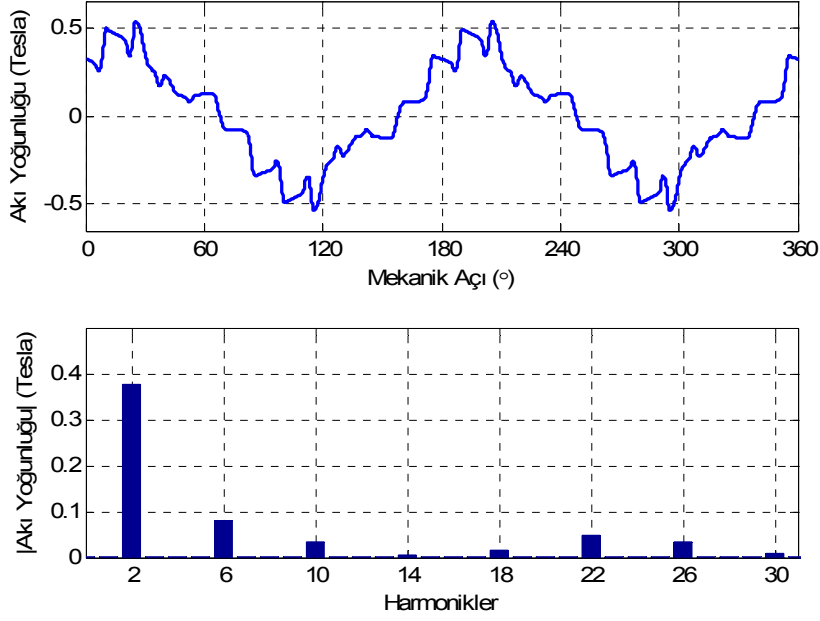
Rotorda açılan ve konum olarak, stator olukları önlerine açılan deliklerle hava aralığı akısında yükselme meydana gelmişti. Rotorda açılan bu deliklerle rotorda doyma gerçekleşmeden oluşturulan konfigürasyonla model 6 da en iyi sonuçlar alınmıştır. Çizelge 5.28’de her bir model için hava aralığı akısına ait bileşenler gösterilmiştir.



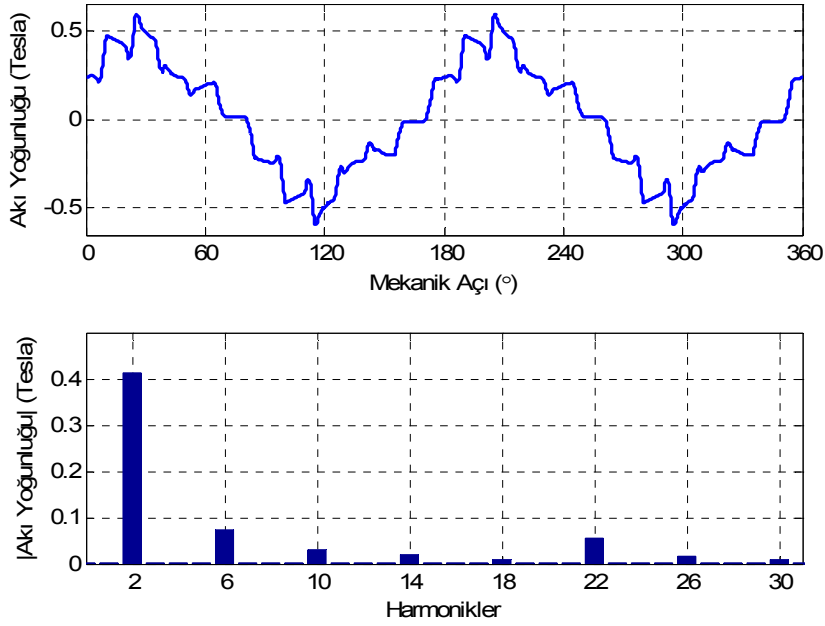
**Şekil 5.49 :** Test modeli için hava aralığı akısı için harmonik analizi ( $p = 2$ ).



**Şekil 5.50 :** Deliksiz rotor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (1. Model) ( $p = 2$ ).

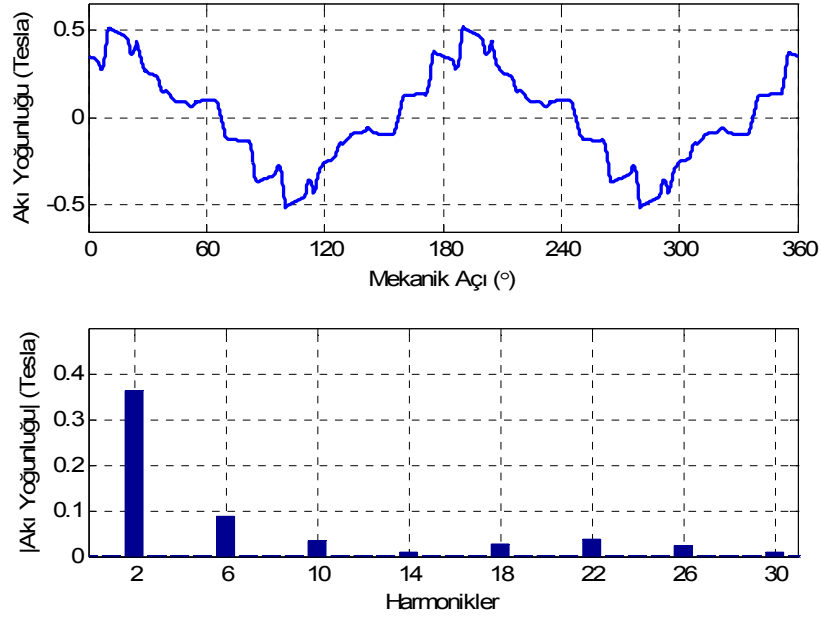


**Şekil 5.51 :** Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (2. Model) ( $p = 2$ ).

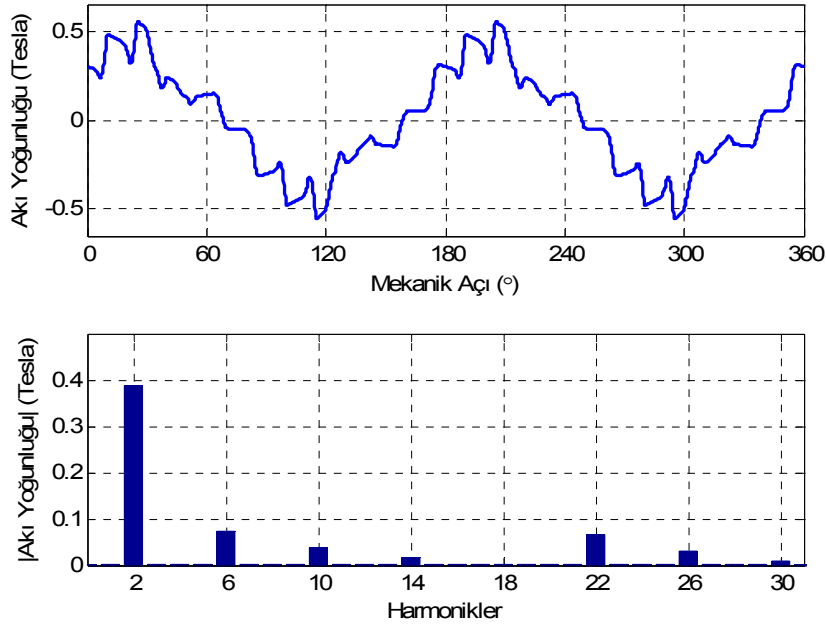


**Şekil 5.52 :** Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (3. Model) ( $p = 2$ ).

Rotorda açılan delikler model-1 ve model-2'de köşelerde ve küçük boyutlarda olduğunda, manyetik direnç değişimi sadece köşelerde yani akı bariyerlerine yakın bölgede olduğundan akı yolunu çok fazla etkilememektedir. Dolayısıyla hava aralığı akısındaki harmonikler yeterince azalmamaktadır.



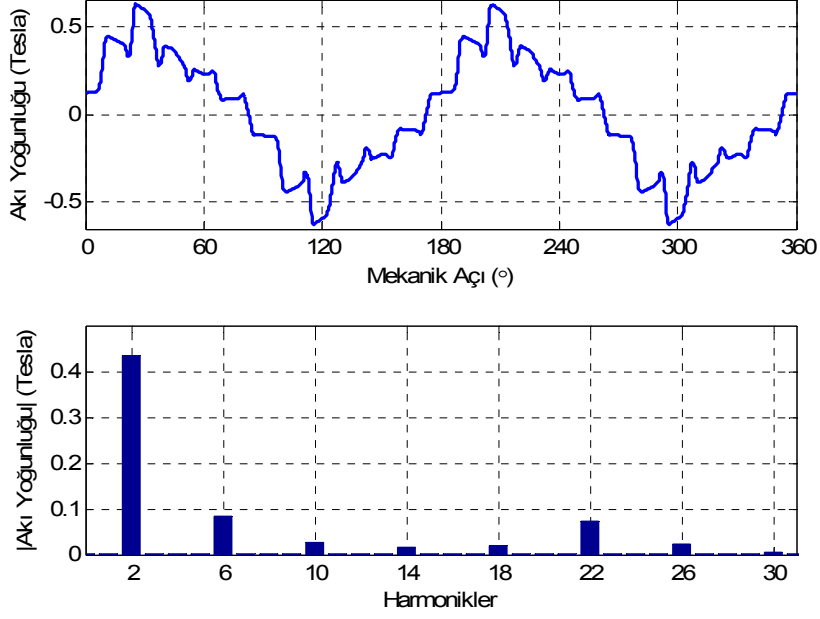
**Şekil 5.53** : Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (4. Model) ( $p = 2$ ).



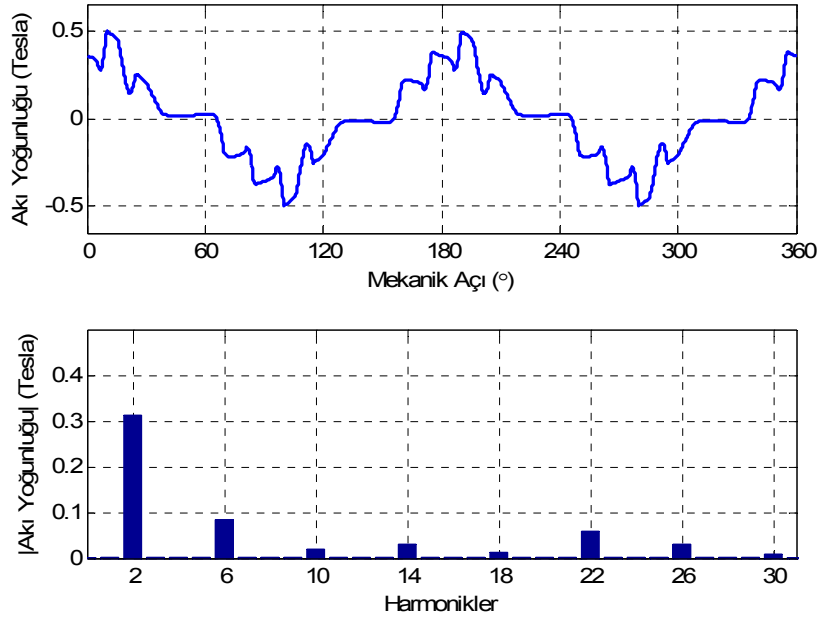
**Şekil 5.54** : Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (5. Model) ( $p = 2$ ).

Rotorda açılan delikler, kutup adımı altında eşit aralıklara ve bütün kutup adımı boyunca dağıtıldığında, manyetik akı dağılımı değişen manyetik dirençler sebebiyle artmaktadır. Her bir delikli model için, harmonik analizleri incelendiğinde 6. modele ait temel harmoniğin test modele göre arttığı görülmektedir. Burada diğer istenmeyen harmonikleri ise temel harmonikte meydana gelen artışa oranla azalışı görülmektedir.





**Şekil 5.55 :** Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (6. Model) ( $p = 2$ ).

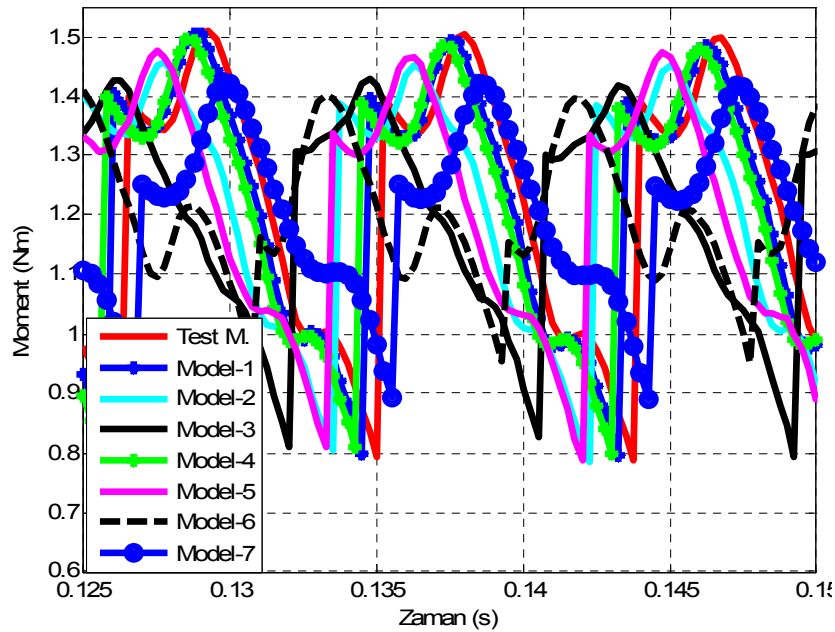


**Şekil 5.56 :** Rotoru delikli motor modeli için hava aralığı akısına ait harmonik analizi (7. Model) ( $p = 2$ ).

Yapılan bu çalışmanın ardından detaylı inceleme yapılan motor modelleri için daha önce elde edilecek zıt EMK ve etkileşim momenti sonuçları alınmıştır. Yapılan bu çalışmalar doğrultusunda yük momentleri incelenen motor modellerinin yük momenti grafikleri Şekil 5.57’de görülmektedir.

**Çizelge 5.28** : Farklı delik konfigürasyonları için hava aralığı akışı harmonikleri

Harmonikler	Test Modeli (T)	Model 1 (T)	Model 2 (T)	Model 3 (T)	Model 4 (T)	Model 5 (T)	Model 6 (T)	Model 7 (T)
1	0.3512	0.3603	0.3783	0.4124	0.3636	0.3879	0.4345	0.3110
3	0.0914	0.0894	0.0790	0.0716	0.0885	0.0727	0.0829	0.0854
5	0.0284	0.0312	0.0338	0.0302	0.0322	0.0365	0.0251	0.0198
7	0.0189	0.0130	0.0049	0.0186	0.0105	0.0161	0.0156	0.0302
9	0.0281	0.0283	0.0152	0.0082	0.0276	0.0019	0.0190	0.0139
15	0.0056	0.0067	0.0092	0.0093	0.0072	0.0092	0.0059	0.0072
22	0.0463	0.0379	0.0500	0.0565	0.0359	0.0649	0.0740	0.0576
26	0.0144	0.0206	0.0335	0.0167	0.0236	0.0311	0.0233	0.0308



**Şekil 5.57** : Delik konfigürasyonlarına sahip motor modelleri için yük momenti grafikleri.

Şekil 5.57’de görülen yük momenti için titreşim analizinde titreşim miktarı ve ortalama moment değeri belirleyici etken olmuştur. Moment titreşimlerinin oranı Eşitlik 5.7’deki gibi hesaplanmıştır.

$$\% \text{Titreşim} = \frac{T_{\text{maks}} - T_{\text{min}}}{T_{\text{ort}}} \times 100 \quad (5.7)$$

Burada % Titreşim, yük momenti meydana gelen titreşimin yüzde ifadesi iken,  $T_{\text{maks}}$ , salınım gerçekleşen yük momentinde, kararlı halde iken, yaptığı tepe değerini,  $T_{\text{min}}$  ise minimum değerini ifade etmektedir.  $T_{\text{ort}}$  ise salınım yapan yük momentinin ortalama değerini ifade etmektedir.

Delik konfigürasyonları için Test modeli ile karşılaştırmalı olarak  $T_{min}$ ,  $T_{maks}$ ,  $T_{ort}$  ve % titreşim değerleri Çizelge 5.29’da verilmiştir. Rotorda bir kutup altında 4 adet delik bulunduran model-6 delik konfigürasyonları arasında en az titreşim sağlayan motor modeli olarak ortaya çıkmaktadır.

**Çizelge 5.29 :** Delik konfigürasyonlarına sahip motor modelleri için ayrıntılı moment değerleri.

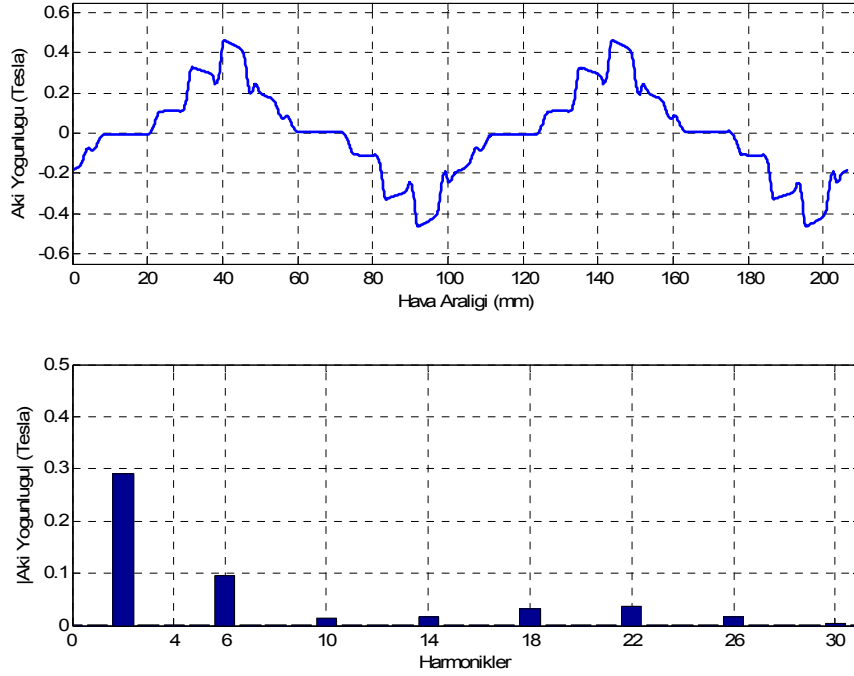
Delikli Modeller	Moment Titreşim (%)	$T_{ort}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	59.80	1.2154	0
Model-1	60.50	1.2132	0.2222
Model-2	55.84	1.2134	0.2035
Model-3	53.57	1.1975	1.5183
Model-4	59.01	1.2130	0.2430
Model-5	56.93	1.2090	0.5710
Model-6	38.35	1.1961	1.6277
Model-7	48.80	1.2014	1.1913

Hava aralığı boyunca oluşan akıda yer alan harmoniklerin etkisinin yük momentindeki titreşimlere sebep olduğundan daha önce bahsedilmişti. Buna göre sargıların oluşturduğu harmoniklerde azalma sağlamak amacıyla kullanılan çift tabakalı kırılenmiş sargı ve çift tabakalı çap sargısı için hava aralığındaki akının harmonik analizleri yapılmıştır. Harmonik analizleri yapılan çift tabakalı sargılarda, 5/6 oranında yapılan kırıleme ile 5. ve 7. harmoniklerde azalma gözlemlenmiştir. Aynı akıyı elde etmek amacıyla çift katlı sargılarda sarım sayıları artırılmasına rağmen, kırıleme ile değişen bileşke manyetik alanın vektörel toplamının azalması sebebiyle hava aralığı akısına ait temel harmonik azalmaktadır. Kesirli sargılara sahip motor modeli için hava aralığında meydana gelen akı değişimi ve buna ait harmonik analizi Şekil 5.58’de verilmiştir.

Çift tabakalı ve çap sargısına sahip motor modeli için ise hava aralığı akısına ait harmonik analizi Şekil 5.59’da görülmektedir.

Çift tabakalı sargılarda, kullanılan sargıların her bir tabaka için azalması sebebiyle temel harmoniklerde azalma görülmektedir. Özellikle kırılenmiş sargı kullanıldığında, temel harmonikler her bir oluk yanı için elde edilen akıdan elde edilen bileşke kuvvetin küçülmesi sebebiyle azalmaktadır. Ancak azalan temel harmoniğin yanında 5. ve 7. harmoniklerde de azalma gözlemlenmektedir. Harmonik analizleri için bileşenler, karşılaştırmalı olarak Çizelge 5.305.4.1 ’da verilmiştir.

Azalan harmoniklerin yük momenti üzerinde etkisi Şekil 5.60'da görülmektedir. Azalma sağlanan harmonikler sebebiyle yük momentindeki titreşimlerin azaldığı görülmektedir.

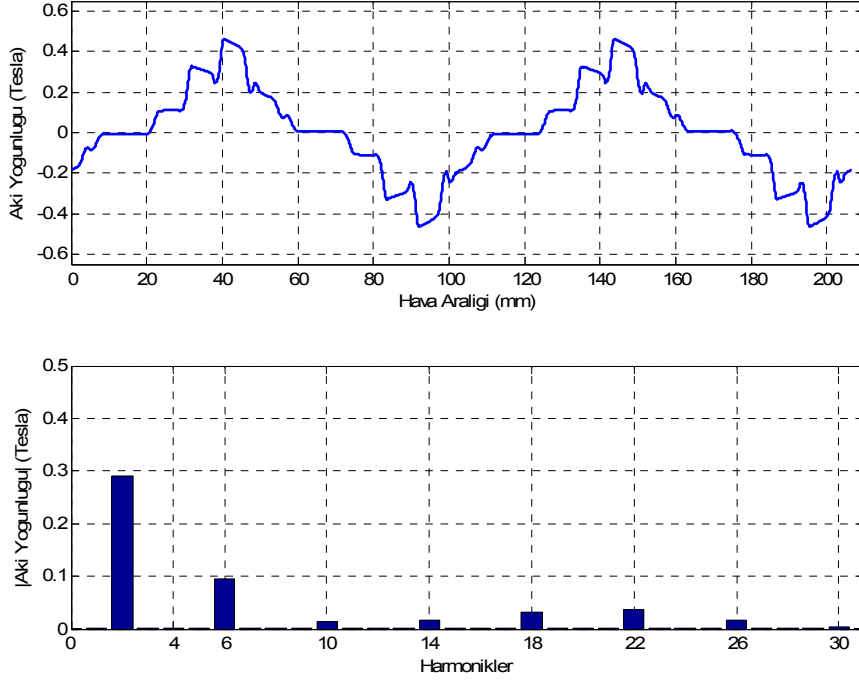


**Şekil 5.58** : Kesirli ve çift tabakalı sargı tipine sahip motor modeli için hava aralığı akısı ve harmonik analizi ( $p = 2$ ).

Her bir sargı konfigürasyonu için yük momentindeki değişimler Çizelge 5.31'de verilmiştir. Akı harmoniklerindeki azalma sebebiyle meydana gelen titreşimlerde azalma mevcuttur. Ancak elde edilen ortalama yük momentinde hava aralığı akısında meydana gelen düşüş sebebiyle, azalma söz konusudur.

**Çizelge 5.30** Çift tabakalı sargılara sahip motor modelleri için harmonik analiz sonuçları.

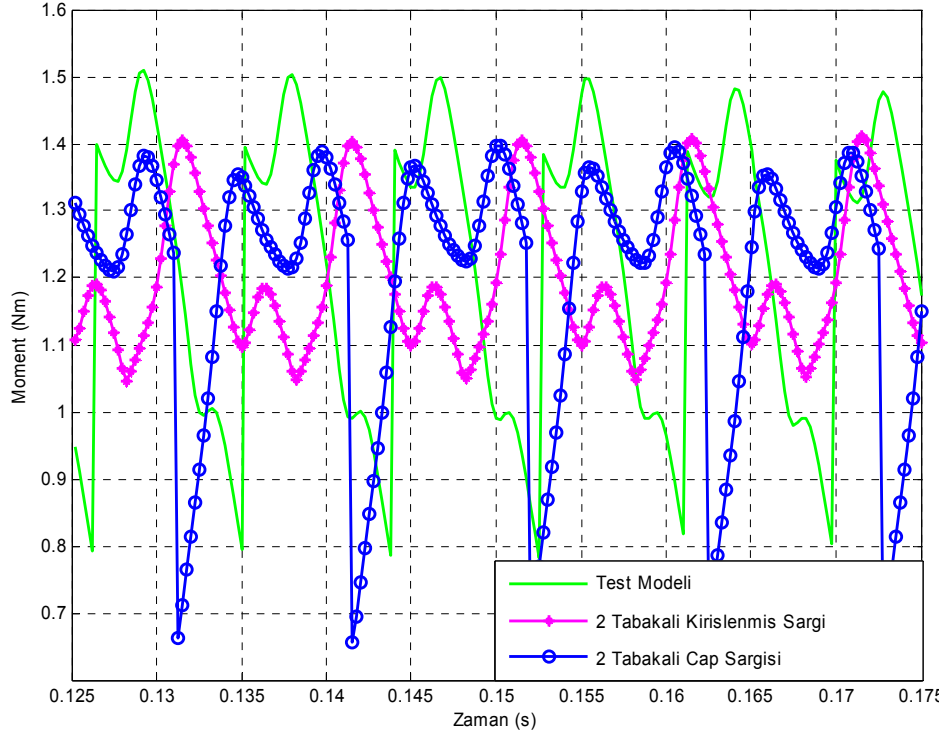
Harmonikler	Test Modeli (T)	Çift Tabakalı Kesirli S. (T)	Çift Tabakalı Çap S. (T)
1	0.3512	0.2918	0.3129
3	0.0914	0.0944	0.0915
5	0.0284	0.0143	0.0164
7	0.0189	0.0162	0.0291
9	0.0281	0.0315	0.0141
15	0.0056	0.0047	0.0080
22	0.0463	0.0369	0.0588
26	0.0144	0.0166	0.0323



**Şekil 5.59 :** Çift tabakalı çap sargısına sahip motor modeli için hava aralığı akısı ve harmonik analizi sonuçları ( $p = 2$ ).

#### 5.4.1 Statorda Yardımcı Oluk Konfigürasyonları için Detaylı Çalışma

Yardımcı oluk konfigürasyonlarına sahip motor modelleri için etkileşim momenti analizleri önceki bölümde yapılmıştı. Etkileşim momentini azaltmada etkin bir yöntem olan yardımcı oluk kullanımı uygulanan motor modellerinde, zıt EMK değerleri de incelendiğinde akının stator dişleri üzerinde yollarının değişimi ile %1 civarında bir azalma söz konusu olmuştur. İkinci aşamada, etkileşim momentinde azalmayı sağlayan bu yöntemler için detaylı çalışmalar yapılmaktadır. Hava aralığı akısının izlediği yol üzerinde meydana gelen manyetik geçirgenliğin değişimi ile akı yolu değişimi ile etkileşim momenti azalan motor modellerine ait hava aralığı akısı ve harmonik analizleri aşağıdaki gibidir. İki yardımcı oluk kullanımı ile birlikte oluk harmoniklerinde artış meydana gelmiştir. Ancak akının hava aralığından, statora geçişi esnasında yolunun değişimi ile hava aralığı akısına ait temel harmonikler her iki yardımcı oluklu motor konfigürasyonları için de artmıştır. Şekil 5.61 ve Şekil 5.62’de sırasıyla bir ve iki yardımcı oluklu motor modelleri için harmonik analizleri verilmiştir. Bu sonuçlar için bileşenler ise Çizelge 5.32’de verilmiştir.



**Şekil 5.60** : Farklı sargı konfigürasyonları için yük momenti grafikleri.

**Çizelge 5.31** : Farklı sargı konfigürasyonları için yük momenti değerleri.

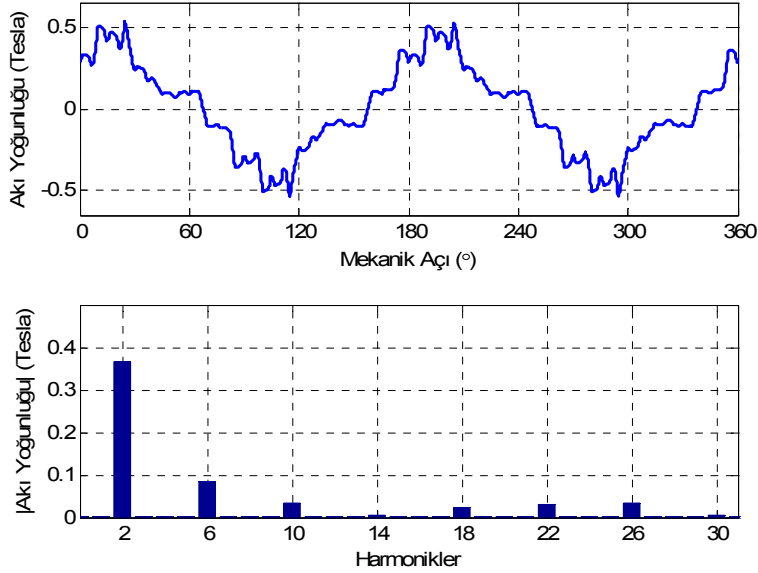
Farklı Sargılar	Titreşim (%)	$T_{ort}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	59.8	1.2171	0
Kesirli Sargı	31.48	1.2050	0.9838
Çap Sargısı	61.84	1.1945	1.8570

Harmonik analizleri yapılan yardımcı oluklu stator laminasyonlarına sahip motor modellerinde, hava aralığı akısındaki artış gözlemlenmiştir. Buna göre yük momenti için yapılan analiz sonuçları ve detayları da verilmiştir. Stator dişleri üzerinde açılan yardımcı oluklar sebebiyle, değişen manyetik dirençler hava aralığı akısının her bir model için değişmesine sebep olmuştur. Bu değişim sebebiyle de her bir t anındaki moment değerinde farklılık meydana gelmiş ve periyotlarında kayma meydana gelmiştir. Şekil 5.63'der yardımcı oluklu motor modelleri için momentlere ilişkin grafik görülmektedir.

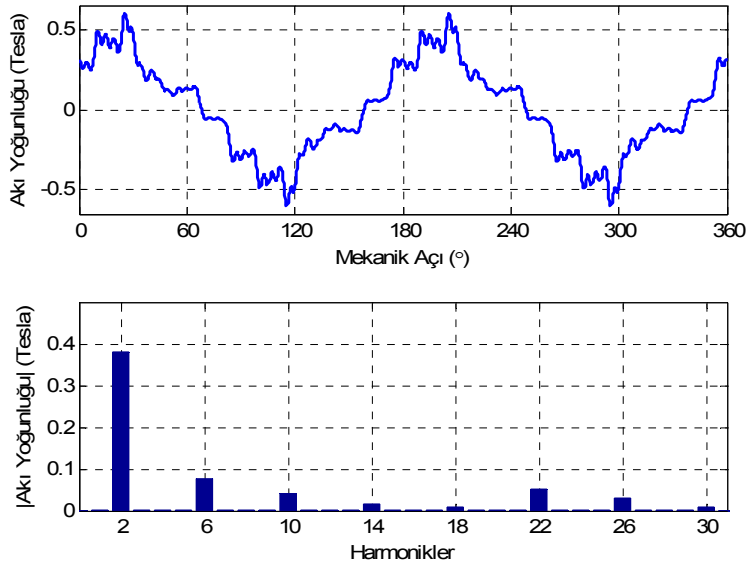
Yardımcı oluklu konfigürasyonlarına sahip motor modellerinde, manyetik direnç değişimlerinin miktarının azalması sebebiyle etkileşim momentinde azalma söz konusudur.

Etkileşim momenti de yük momentinde titreşim temel sebeplerinden birisi olduğundan, moment titreşimlerinde %1 civarında bir azalma meydana gelmiştir.

Ayrıca meydana gelen akının stator dişleri üzerinden geçerken manyetik dirençlerin değişiminin azalması ile akı yolunun değişimi sebebiyle temel harmoniklerde artış söz konusudur. Yardımcı oluk konfigürasyonu için ortalama yük momenti ve titreşim değerleri Çizelge 5.33’de verilmiştir.



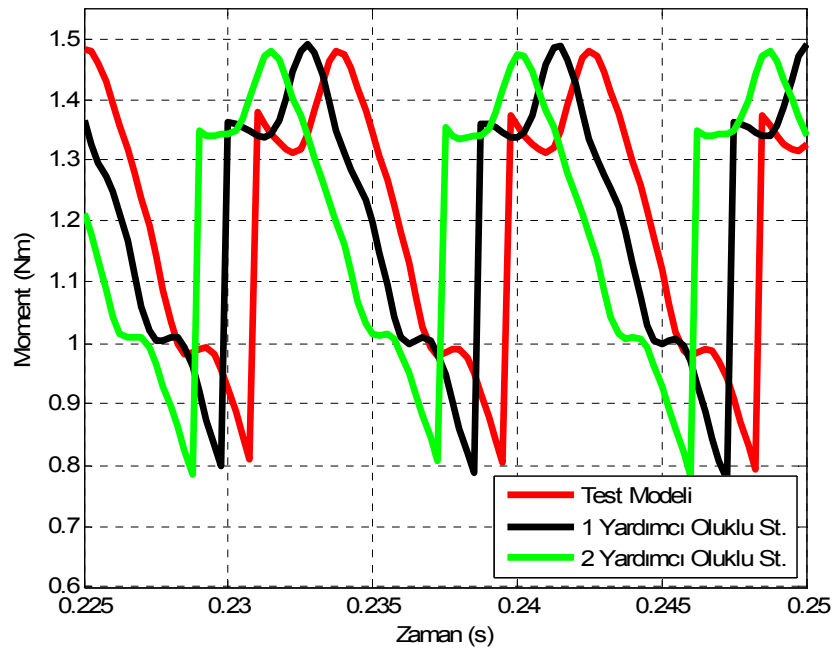
**Şekil 5.61** : Bir yardımcı oluk stator dişlerine sahip motor modeli için hava aralığı akısı harmonikleri ( $p = 2$ ).



**Şekil 5.62** : İki yardımcı oluk stator dişlerine sahip motor modeli için hava aralığı akısı harmonikleri ( $p = 2$ ).

**Çizelge 5.32 :** Yardımcı oluklu modeller için harmonik analizi sonuçları.

Harmonikler	Test Modeli (T)	1 Yardımcı Oluklu M. (T)	2 Yardımcı Oluklu M. (T)
1	0.3512	0.3667	0.3816
3	0.0914	0.0840	0.0750
5	0.0284	0.0346	0.0406
7	0.0189	0.0044	0.0147
9	0.0281	0.0224	0.0095
15	0.0056	0.0070	0.0089
22	0.0463	0.0305	0.0528
26	0.0144	0.0326	0.0316



**Şekil 5.63 :** Yardımcı oluk konfigürasyonları için yük momenti sonuçları.

**Çizelge 5.33 :** Yardımcı oluk konfigürasyonlarının yük momenti için detaylı sonuçlar.

Yardımcı Oluklu Modeller	Titreşim (%)	$T_{ort}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test Modeli	59.8	1.2158	0
1 Y. Oluklu	59.8	1.2144	0.1193
2 Y. Oluklu	58.7	1.2154	0.0317





## 6. KARMA MODELLERİN OLUŞTURULMASI

Test modeli olarak belirlenen başlangıç modeline sahip FDAM’de, var olan moment titreşimleri ve moment titreşimlerinin sebepleri daha önceki bölümlerde ortaya konmuştur. Literatürde moment titreşimlerini azaltmaya yönelik olarak kullanılan yöntemlerin hemen hepsi test modeli üzerinde etkileşim momentini, sargı harmoniklerini ve oluk harmoniklerini azaltmaya yönelik olarak ayrı ayrı uygulanmış olan yöntemlerdir.

Bu aşamadan sonra uygulanan yöntemlerin sonuçları, moment titreşimlerinin bileşenlerine etkisi ve motor performansı için ayrı ayrı değerlendirilecektir. Uygulanan yöntemlerin hem moment titreşimlerinin bileşenlerini azaltması, hem de motor performansını düşürmemesi amaçlanmaktadır. Motor üzerinde uygulanan titreşim azaltma yöntemleri Bölüm 5’de tek tek incelenmiştir.

Moment titreşimlerini azaltacak yöntemlerin test motoru üzerinde uygulanabilmesi için, yöntemler motor performansının düşmesine sebep olacak akı miktarında azalmaya sebep olmamalıdır. Ancak meydana gelen titreşimlerin sebeplerinden olan etkileşim momentini, hava aralığından geçen akı miktarıyla orantılıdır. Akı miktarı arttıkça hava aralığı ile oluk dişleri arasında meydana gelecek kaçak akı miktarı artarak, etkileşim momentinin artmasına sebep olmaktadır. Tam tersi durumda ise yani, elde edilecek akı miktarındaki düşüş hava aralığında rotor ve stator dişleri arasındaki kaçak akı miktarının azalmasını sağlamakta bunun yanında elde edilen emk miktarındaki düşüş ile motor performansında düşüşe sebep olmaktadır. Bunun yerine akı miktarında azaltmadan akı yolunu değiştirme, dolayısıyla akı yolu üzerindeki manyetik direnç değişimi etkileşim momentini azaltmada etkili bir yöntem olduğu oluşturulan farklı konfigürasyonlarla ortaya konmuştur.

Bölüm 5’de titreşimleri azaltmak amacıyla hem rotorda hem statorda laminasyonlarında hem de stator sargılarında değişimler yapılmış, mıknatısların değişimi ile motorun performansı ve etkileşim momentine etkileri dolayısıyla da moment titreşimlerine etkileri incelenmiştir.

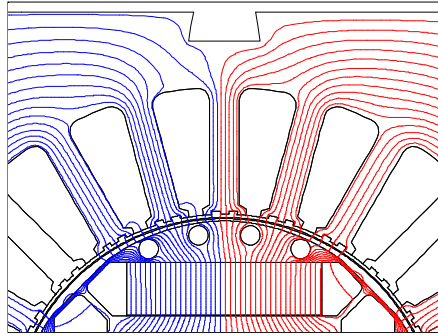
Bu bölümde, en uygun yöntemler, hem stator, hem rotor laminasyonları için, hem de mıknatıslar ve sargılar için olan konfigürasyonlar bir araya getirilerek, moment titreşimlerinde farklı konfigürasyonların etkisi incelenmiştir. İncelenen bu yöntemler, karma modeller olarak adlandırılmıştır.

## 6.1 Karma Modeller

### 6.1.1 Karma model - 1

Farklı konfigürasyonlar kullanılarak oluşturulan motor modellerinden ilki Karma Model-1 olarak adlandırılmıştır. Karma Model 1’de motor laminasyonları üzerinde değişiklikler yapılmıştır. Rotorda hava aralığına yakın bölgede delikler açılmış, statorda ise her bir stator dişi üzerinde iki adet yardımcı oluk yerleştirilmiştir. Rotorda yüzeye yakın olarak açılan delikler, havanın düşük magnetik geçirgenliği sebebiyle akı yolunun değişmesine sebep olmaktadır. Meydana gelen manyetik direnç farkı sebebiyle akı yolu değişen mıknatıs akısı, statorda da yapılan konfigürasyon değişikliği ile yine farklı yoldan yolunu tamamlamaktadır. Bölüm 5’de incelendiği gibi yardımcı oluklu motor konfigürasyonu için, etkileşim momentinin bileşke kuvveti stator dişleri için değişmektedir. Karma model – 1 için rotor ve stator laminasyonları üzerinde eş akı çizgileri Şekil 6.1’de görülmektedir. Karma model -1 için kullanılan farklı konfigürasyonlar sırası ile;

- Rotorda 4 adet aynı yarıçapa sahip delik
- Stator dişleri üzerinde ikişer yardımcı oluk
- Tek tabakalı çap sargısı



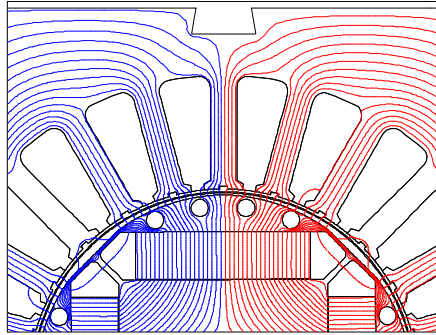
Şekil 6.1 : Karma model -1 ve Karma Model-4 e ait motor laminasyonları.

Rotorda açılan deliklerle akının stator dişleri üzerinde toplanması sağlanmıştır. Ayrıca yardımcı oluklarla bileşke etkileşim momenti azaltılarak, moment titreşimlerinin azalması sağlanmıştır.

### 6.1.2 Karma Model - 2

İkinci olarak oluşturulan model, Karma Model-2 olarak isimlendirilmiştir. Karma Model-2, yine üç farklı yöntemin bir araya getirilmesiyle oluşturulmuştur. Karma model 1’de stator dişlerinde iki yardımcı oluk kullanılmıştı. Ancak iki yardımcı oluk kullanımı ile stator dişlerinde doymanın meydana gelebileceği düşüncesiyle bir yardımcı oluk kullanılarak karma model-2 oluşturulmuştur. Karma model-2 için laminasyon üzerinde meydana gelen akı dağılımlar Şekil 6.2’de görülmektedir. Rotorda kullanılan delikler ise Karma model-1 deki ile aynı ölçülere sayıya sahiptir.

- Rotorda 4 adet aynı yarıçapta delik
- Stator dişleri üzerinde birer yardımcı oluk
- Tek tabakalı çap sargısı



Şekil 6.2 : Karma model-2 ve karma model-3 e ait motor laminasyonları.

### 6.1.3 Karma Model - 3

Üçüncü olarak, farklı modellerin kombinasyonu olan model, Karma Model-3 olarak adlandırılmıştır. Karma model-1 ve 2’de kullanılan sargı tipi tek tabakalı çap sargısı iken, oluşturulan bu modelde farklı olarak çift tabakalı ve 5/6 oranında kırılenmiş sargı kullanılmıştır. Karma Model – 3’de kullanılan konfigürasyonlar

- Rotorda 4 adet aynı yarıçapta delik
- Stator dişleri üzerinde birer yardımcı oluk
- Statorda 5/6 oranında kırılenmiş çift tabakalı sargılı model

Karma model-3'te, karma model-2'den farklı olarak çift tabakalı sargı kullanılmıştır. Dolayısıyla laminasyon şekilleri ve mıknatısların oluşturduğu akı miktarı ile eş akı çizgileri karma model - 2 ile aynıdır.

#### **6.1.4 Karma Model - 4**

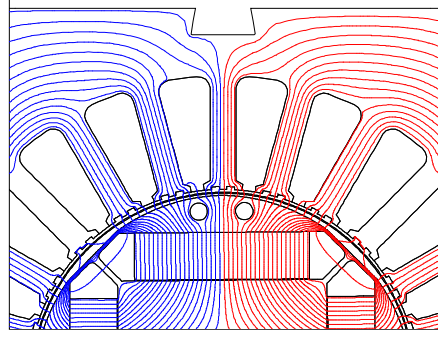
Karma Model - 4, yine üç farklı yöntemin bir araya getirilmesiyle oluşturulmuştur. Karma model-3'de kullanılan stator laminasyonunda bir yardımcı oluk kullanılırken, bu modelde iki yardımcı oluk delik konfigürasyonu ve çift tabakalı sargı konfigürasyonu ile bir arada kullanılmıştır. Karma model-4 için laminasyon şekli Şekil 6.1'dek ile aynıdır. Karma model – 4'e ait model detayları sırası ile;

- Stator dişleri üzerinde ikişer yardımcı oluk
- Statorda 5/6 oranında kırılenmiş çift tabakalı sargılı model
- Rotorda dört adet aynı yarıçapta delik

#### **6.1.5 Karma Model - 5**

Oluşturulan karma modeller için rotorda dörder adet delik, rotor yüzeyinden 0.5 mm içeriye yerleştirilmişti. Bu sebeple kullanılan yöntemlerin titreşimleri azaltan yöntemler olarak karşımıza çıksa da, rotorda yüzeye yakın konulan delikler sebebiyle rotor yüzeyinde meydana gelecek doyma kaçınılmazdır. Hatta oluşturulacak motorda meydana gelecek doyma sebebiyle kırılmalar meydana gelebilecektir. Bu amaçla rotorda meydana gelebilecek doymayı minimize edebilmek için, Karma Model -5'te, rotordaki delik sayısı ikiye düşürülmüş ve ikiye düşürülmesi ile yerleşim sorunu ortadan kalkan delikler, birlikte rotor yüzeyinden 1 mm içeriye taşınabilmektedir. Karma model-5 için motor laminasyonu ve eş akı çizgileri Şekil 6.3'de verilmiştir. Karma model-5'te kullanılan üç farklı model detayları sırasıyla şöyledir;

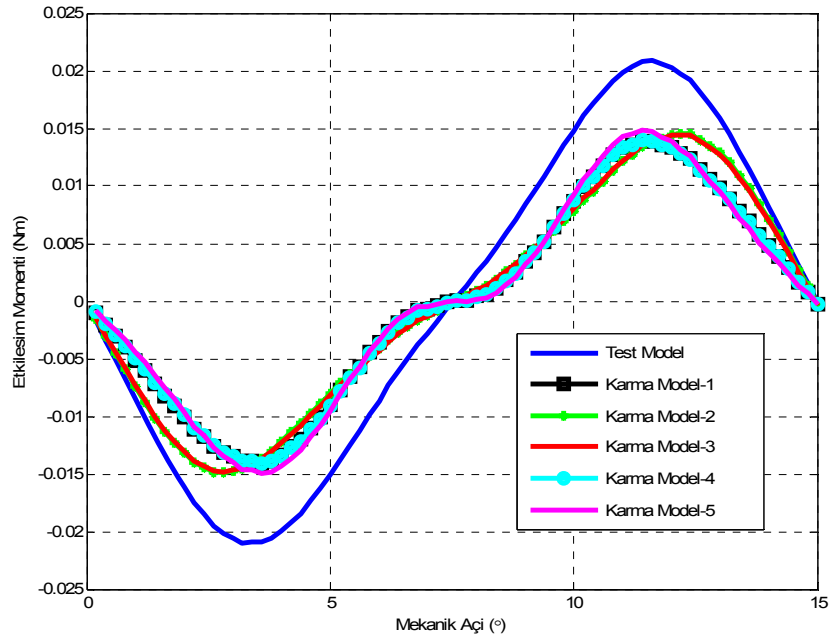
- Stator dişleri üzerinde ikişer yardımcı oluk
- Statorda 5/6 oranında kırılenmiş çift tabakalı sargılı model
- Rotorda iki adet aynı yarıçapta



Şekil 6.3 : Karma model-5 e ait motor laminasyonları.

## 6.2 Karma modeller için etkileşim momenti analizleri

FDAM için moment titreşimlerinin bileşenlerinden birinin etkileşim momenti olduğunu daha önceki bölümlerde belirtmiştik. Ayrı ayrı denenmiş olan yöntemler zaten etkileşim momentini azaltmak için literatürde tanımlanmış ve kullanılan yöntemler karma modellerde de uygulanmıştır. Bu konfigürasyonlar bir araya geldiklerinde oluşturulan karma modellerde etkileşim momentinde meydana gelecek iyileşmeler de incelenmelidir. Tek başlarına kullanılan konfigürasyonların bir araya geldiklerinde elde edilen etkileşim momentleri bir oluk altında Şekil 6.4’de incelenmiştir.



Şekil 6.4 : Karma modeller için etkileşim momenti grafikleri.

Karma model konfigürasyonları için elde edilen etkileşim momentlerine ait ortalama değerler Çizelge 6.1’de verilmiştir.

**Çizelge 6.1** : Karma modeller için ortalama etkileşim momenti değerleri.

Karma Modeller	$T_{\text{etk\_ort}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test Model	0.0139	0
Karma Model-1	0.0087	37.1721
Karma Model-2	0.0094	32.2165
Karma Model-3	0.0094	32.2165
Karma Model-4	0.0087	37.1721
Karma Model-5	0.0090	35.2210

Etkileşim momentini etkileyecek yöntemler motor laminasyonlarında yapılacak değişiklikler ya da mıknatıslar üzerinde yapılacak değişikliklerle sağlanmaktadır. Bu nedenle Karma model -1 ve Karma model -2 diğer karma modellerden farklı olarak tek tabakalı sargı kullanılmıştır. Bu sebeple de karma modellerde aynı laminasyon yapısına sahip ancak sargı tipleri farklı olan modeller için etkileşim momenti ortalama değerleri ve bir oluk altındaki değişimleri aynıdır.

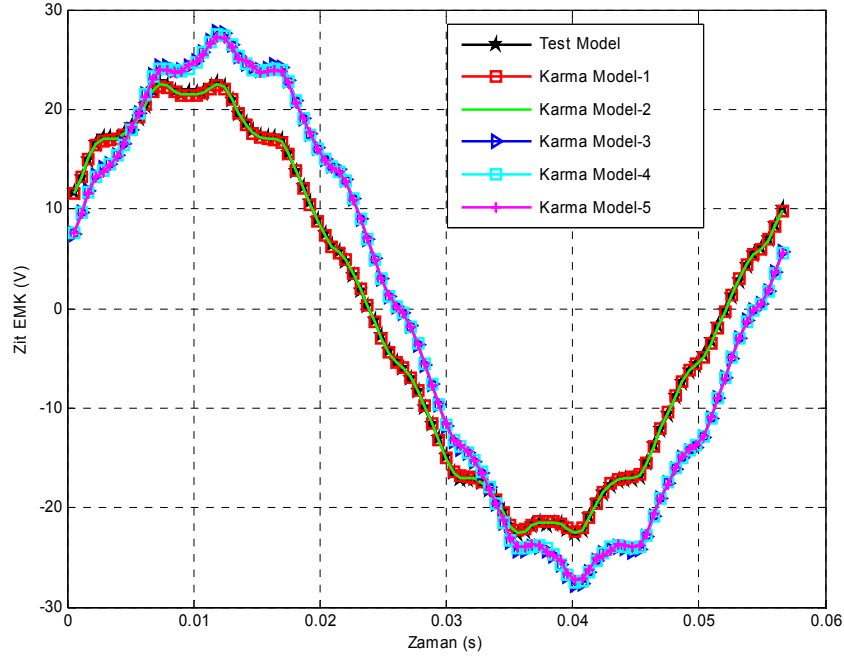
### 6.3 Karma modeller için zıt EMK analizleri

Karma modeller kullanılan sargı tiplerinin Karma model-1 ve 2 de tek tabakalı iken Karma model-3,4 ve 5’te çift tabakalı sargı kullanılmıştır. Ancak tek tabakalı sargıda elde edilecek EMK’nın tepe değeri maksimum iken, aynı sarım sayısı için çift tabakalı ve kırılenmiş sargı için elde edilen EMK’nın değeri düşmektedir. Test motoru üzerinde moment titreşimlerinin azaltılması hedeflenirken, elde edilecek çıkış gücünün azalmaması bahsedilen hedefler arasında yer almaktaydı. Bu sebeple kullanılan çift tabaklı kırılenmiş sargı için sarım sayısı %20 kadar arttırılmış ve bu artışla birlikte zıt EMK’nın ortalama değerlerinde %15’lik bir artış ile daha yüksek tepe değerine sahip zıt EMK elde edilmiştir. Karma modeller için zıt EMK grafikleri Şekil 6.5’de gösterilmiştir. Bu sonuçlara ait ortalama değerler ise Çizelge 6.2’de verilmiştir.

### 6.4 Karma modeller için hava aralığı akısı harmonik analizi

FDAM’de, sargıların düzleminden geçecek akı miktarı, motorda elde edilecek EMK değerini etkilemektedir. Sargılardan elde edilecek akıda meydana gelen harmonikler, dolayısıyla elde edilen EMK işaretinde de bileşenler olarak ortaya çıkmaktadır.

Bölüm 6’da da bahsedildiği gibi, motorun hava aralığı akısı ile moment titreşimlerinin doğrudan ilgisi vardır. Buna göre, Test motoru ve diğer bazı konfigürasyonlar için yapılan harmonik analizleri karma modeller için de tekrarlanmalıdır. Çünkü etkileşim momenti, elde edilecek EMK ve hava aralığı harmonikleri, model seçiminde parametre olarak karşımıza çıkmaktadır.



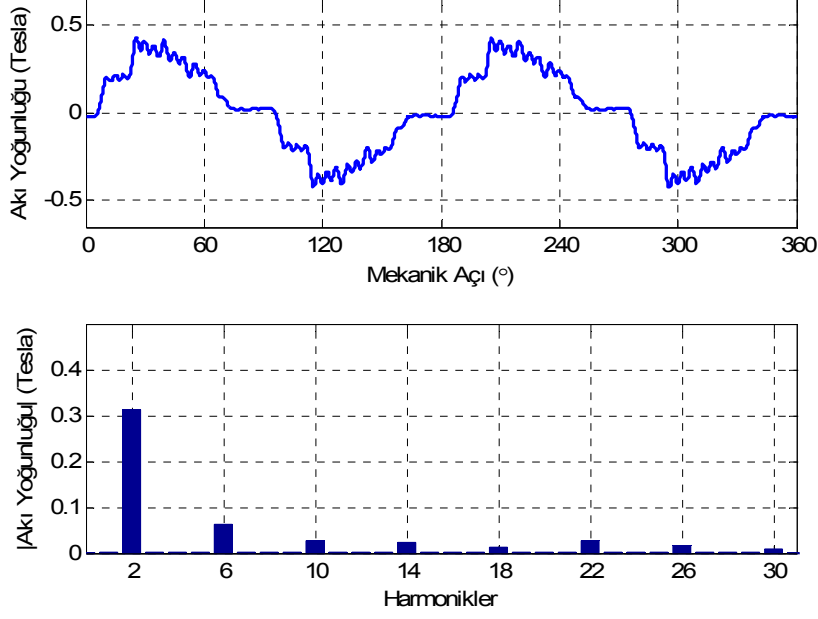
Şekil 6.5 : Karma modeller için 530 min<sup>-1</sup>’de zıt EMK grafikleri.

Çizelge 6.2 : Karma modeller için elde edilen ortalama zıt EMK değerleri.

Karma Modeller	Zıt EMK (Volt)	Bağıl Fark (%)
Test Model	15.7206	0
Karma Model-1	15.6523	0.4344
Karma Model-2	15.7335	0.0819
Karma Model-3	18.6816	18.8346
Karma Model-4	18.6272	18.4888
Karma Model-5	18.5106	17.7471

Karma model-1 ve karma model-2’de rotorlarında aynı konfigürasyonlara sahiplerken, statorunda karma model 1’de iki yardımcı oluk, karma model-2 de ise bir yardımcı oluk bulunduğundan bahsedilmiştir. Karma model 3’ten itibaren oluşturulan modellerde ise bir ve ikinci karma modellere ek olarak çift tabakalı sargı kullanılmıştır. Sırasıyla karma modeller için harmonik analizleri Şekil 6.6, Şekil 6.7, Şekil 6.8, Şekil 6.9, Şekil 6.10’de verilmiştir.



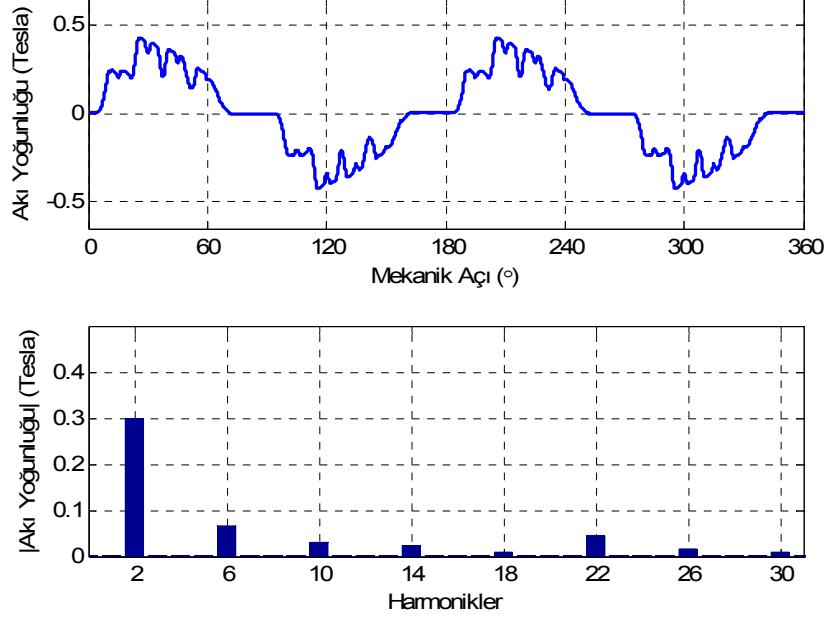


**Şekil 6.6 :** Karma Model-1 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi ( $p = 2$ ).

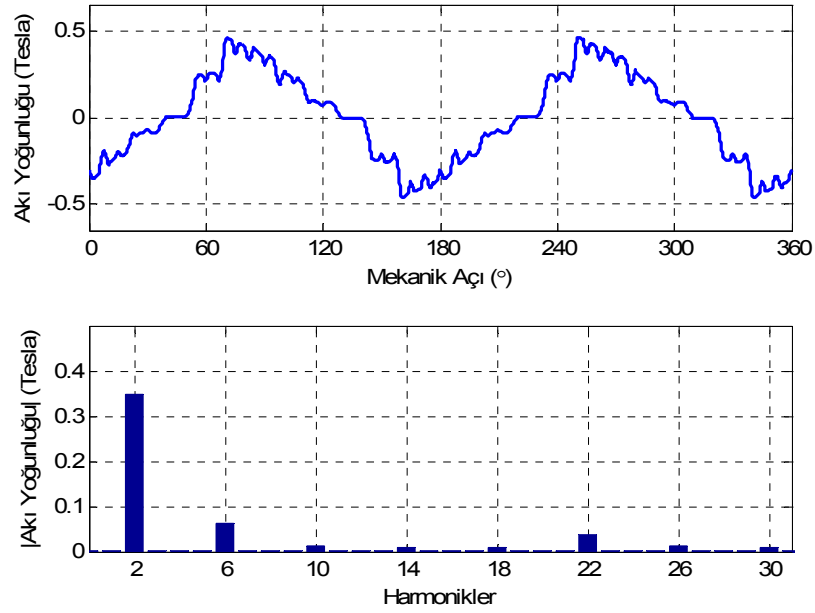
Test modeli için ve karma modeller için harmonik analizleri Çizelge 6.3’de gösterilmiştir. Her bir model için temel harmoniklere bakıldığında, yardımcı oluk sayısı iki olan modellerde yardımcı oluk sayısı bir olanlara göre temel harmoniklerin daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir. Çift tabakalı sargı kullanılan karma modeller için ise 5. ve 7. harmoniklerin azaldığı görülmektedir. Ayrıca delik konfigürasyonlarının kullanıldığı karma modellerde 3 ve 9. harmoniklere etkisi olmuş ve azalmasına sebep olmuştur. Yapılan konfigürasyonlarda delik konfigürasyonlarının imalata uygun olarak kullanılabilirliği sebebiyle, 2 ye düşürülen ve yüzeyden daha içeriye çekilen deliklerin kullanıldığı karma model-5’te, karma model-2’ye göre 3. ve 9. harmoniklerde bir miktar artış gözlemlenmektedir.

### 6.5 Karma Modeller için Moment Analizi

Yük momentinde meydana gelen titreşimler, fırçasız doğru akım motorlarındaki dezavantajlardan bir tanesidir. Yük momentindeki titreşimlerin bir takım sebepleri olduğundan bahsedilmiştir. Bunlardan bir tanesi, hava aralığında meydana gelen yüksek etkileşim momenti, ikincisi mıknatıslar tarafından oluşturulan akı yoğunluğunun düzgün dağılmamasından kaynaklanan hava aralığı harmonikleridir. Oluşturulan karma modellerde, hava aralığındaki akının harmonik analizi yapılmıştır.



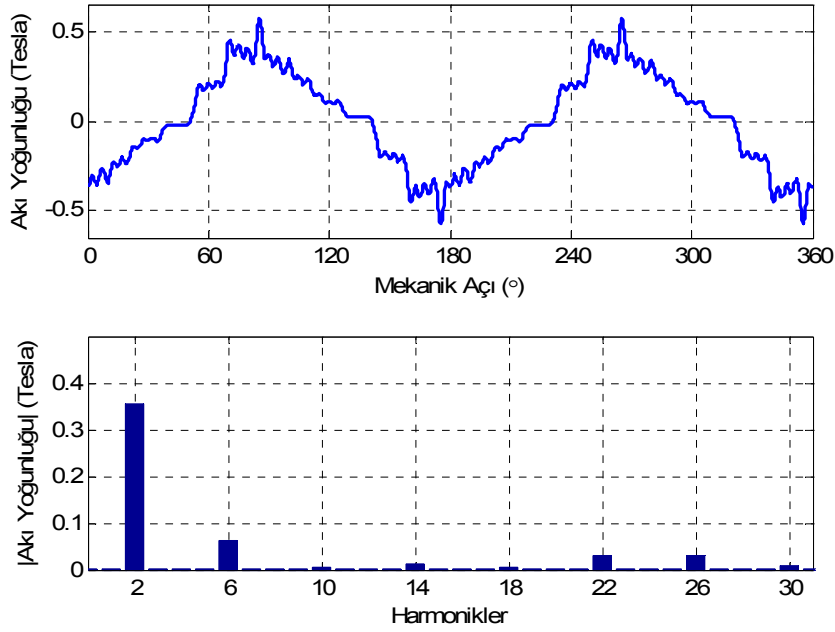
**Şekil 6.7 :** Karma Model-2 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi ( $p=2$ ).



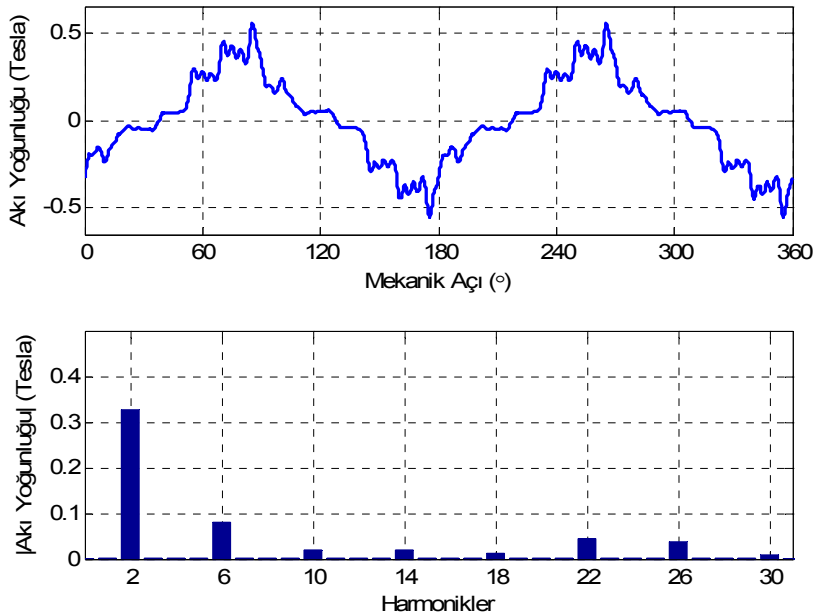
**Şekil 6.8 :** Karma Model-3 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi ( $p = 2$ ).

Manyetik akıda bulunan harmonikler, yük momentinde titreşimlere sebep olmaktadır. Karma modellerle birlikte yapılan iyileştirmelerle yük momentindeki titreşimler azalmaktadır. Karma modellerin amacı, moment titreşimlerine sebep olan ve yukarıda bahsedilmeye çalışılan titreşim sebebi olan momentlerini ortadan kaldırmaktır. Özellikle delikli konfigürasyonlarla etkileşim momentinde belirgin bir

azalma gözlemlenmez iken, stator oluklarının önlerine rotorda açılan deliklerle akı düzgün dağıtılmaya çalışılmıştır. Bunun yanında etkileşim momentinde azalma sağlayan yöntemler de model üzerine eklendiğinde, titreşimlere sebep olan dezavantajların minimize edilmesi sağlanmış olmaktadır.



**Şekil 6.9 :** Karma Model-4 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi ( $p = 2$ ).



**Şekil 6.10 :** Karma Model-5 için hava aralığındaki akı yoğunluğunun harmonik analizi ( $p = 2$ ).

**Çizelge 6.3 :** Karma modeller için hava aralığı akısı harmonikleri.

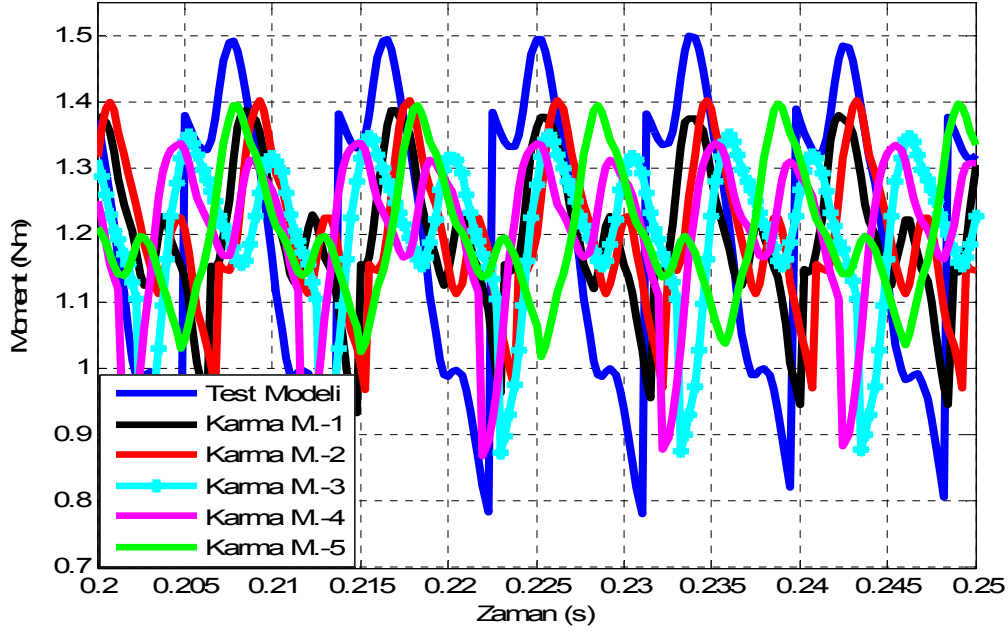
Harmonikler	Test Modeli(T)	Model 1 (T)	Model 2 (T)	Model 3 (T)	Model 4 (T)	Model 5 (T)
1	0.3513	0.3139	0.2991	0.3469	0.3568	0.3252
3	0.0913	0.0621	0.0643	0.0628	0.0626	0.0814
5	0.0285	0.0279	0.0316	0.0115	0.0060	0.0186
7	0.0188	0.0225	0.0221	0.0103	0.0110	0.0180
9	0.0283	0.0125	0.0103	0.0104	0.0043	0.0139
15	0.0055	0.0102	0.0092	0.0094	0.0106	0.0082
22	0.0463	0.0262	0.0445	0.0374	0.0296	0.0431
26	0.0143	0.0161	0.0177	0.0134	0.0310	0.0359

Her bir karma model için hava aralığı akısı ayrı ayrı incelenmiş ve harmonik analizleri yapılmıştır. Hava aralığı akısında meydana gelen harmonikler, elde edilecek yük momentinde titreşim olarak ortaya çıkmaktadır. Şekil 6.11’de yük momentlerine ait grafikler görülmektedir. Çizelge 6.4’de ortalama moment ve yüzde titreşim oranları karma modeller için verilmiştir.

Karma modellerin hava aralığı akısı analizi sonuçlarına bakıldığında, en iyi sonuçları sağlayan model Karma model-4 olduğu görülmektedir. Karma model-4 de, temel harmonik bileşeni Test modele göre yükselirken, oluk harmonikleri, sargı harmonikleri ve faz kemeri harmonikleri gibi istenmeyen harmonikler azalma eğilimindedir. Buna göre Karma model-4 üretimi yapıлып, testleri yapılabilecek motor olarak düşünülebilir. Ancak üretim olanakları düşünüldüğünde rotorda yüzeye bu kadar yakın deliklerin bulunması motor ömrü bakımından uygun değildir. Bu sebeple üretimin yapılabilmesi için rotorda mıknatıslara yakın olarak yerleştirilen deliklerin kaldırılıp, ortada yer alan deliklerin ise biraz daha içeriye çekilmesi üretim ve motor ömrü bakımından uygun görülerek Karma model-5 tasarlanmıştır. Karma model 5’de çok az da olsa temel harmonikte düşüş yaşansa da üretim ve titreşimleri azaltma bakımından uygun bulunmuş ve prototip olarak üretimi yapılmıştır.

## 6.6 Üretilen Prototip için Test Sonuçları

Deliklerin içeriye çekildiği ve sayısı iki adet olarak belirlenen motor modeli olan Karma Model -5 için analizler yapılmış ve hem en iyi sonuç veren hem de üretimi mümkün hale gelmiş model olarak, prototipi üretilmiştir. Üretilen Karma Model-5 için motor prototipine ait fotoğraf Şekil 6.12’de görülmektedir. Stator sargıları ve laminasyonu görülmektedir.



Şekil 6.11 : Karma Modeller için yük momenti grafikleri

Çizelge 6.4 : Karma model konfügrasyonları için moment değerleri.

Karma M.	Titreşim (%)	$T_{ort}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
Test M.	59.8	1.2154	0
Model-1	37.78	1.1999	1.3108
Model-2	39.75	1.1996	1.3349
Model-3	39.99	1.1969	1.5573
Model-4	39.58	1.1999	1.3103
Model-5	30.34	1.2003	1.2772

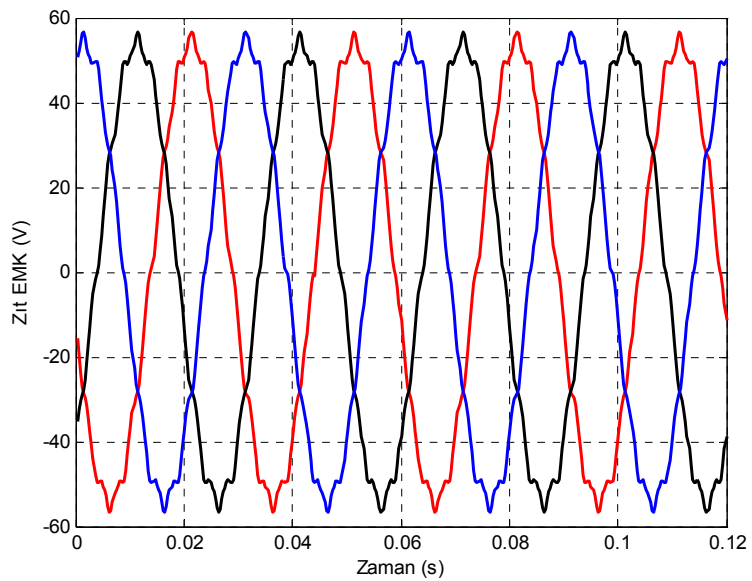
Üretilen karma modelde, çift tabakalı sargı kullanılmış ve stator dişleri üzerinde yardımcı oluklar açılmıştır. Rotor üzerinde ise mıknatısların önüne açılmış delikler bulunmaktadır. Üretilen test motoru için laboratuvar ortamında bir takım testler yapılmıştır. Yapılan testlerle sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları ve prototipe ait deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar 0 ve Şekil 6.14'de görülmektedir. Yapılan bu testler sonucunda sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan benzetimin güvenilir olduğu ve test sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür. Prototip için boşa çalışmada zıt EMK sonuçları elde edilmiştir. Tepe değerleri için karşılaştırmalar da Çizelge 6.5'de verilmiştir.

Boşa çalışma testleri, prototip için  $1000 \text{ min}^{-1}$ 'de yapılmıştır. Sonlu elemanlar yöntemi yapılan boşa çalışma testleri sonucunda elde edilen zıt EMK değerleri ile prototip için yapılan boşa çalışma test sonuçları %0.8 yaklaşıklık ile uyumlu olduğu görülmektedir.

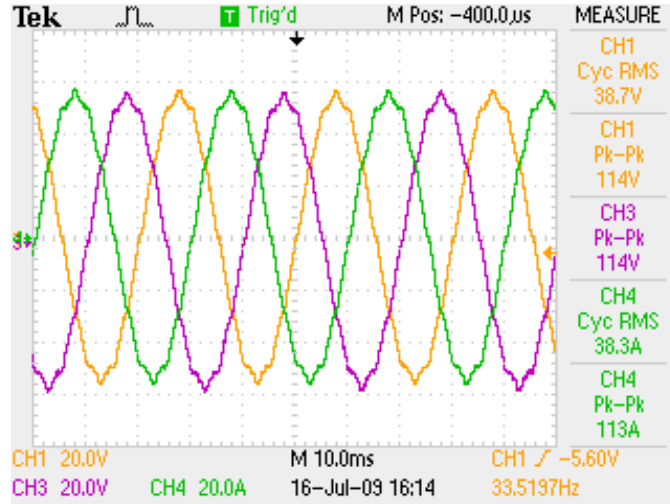


**Şekil 6.12 :** Üretilen Karma Model -5 prototipine ait stator laminasyonu ve çift tabakalı sargı.

Üretilen prototip için titreşim analizleri de yapılarak, üretimde olan test motoru ile karşılaştırılmıştır. Ses ve titreşim analizleri için ISO 1680/1, IEC 704-2-4, IEC 704-2-1 standartları kullanılmıştır. Deney düzeneğinin yapıldığı titreşim ve akustik ölçüm laboratuvarlarına ait fotoğraf Şekil 6.15’de görülmektedir. Üretimi yapılan prototip için akustik ve titreşim testleri bu laboratuvarlarda yapılmıştır. Test motoru üzerinde ve prototip üzerinde yapılan akustik testleri çamaşır makinelerinde kullanılan test motoru için yıkama ve sıkma için ayrı ayrı yapılmıştır.



**Şekil 6.13 :** Karma Model-5 için elde edilen zıt EMK grafikleri.



**Şekil 6.14 :** Karma model-5'in prototipine ait ortalama  $1000 \text{ min}^{-1}$  hızda zıt EMK osiloskop çıktıları.

Şekil 6.16'de görüldüğü gibi yıkama esnasında, test motoru ve üretilen prototip için yapılan akustik testi sonuçları arasında fark bulunmamaktadır.

Sıkma sırasında ise test motorunda ortaya çıkan gürültü, test motoru için azaltılması istenen bir dezavantajdır. Sıkma için test motoru ve prototipi üretilen motor için yapılan akustik testi sonuçları Şekil 6.17'da görülmektedir. Test motorunda sıkımda  $16000 \text{ min}^{-1}$  kadar olan hızlara çıkılmaktadır. Bu durumda yüksek hızlarda çalışan motorda prototip için meydana gelen gürültüde azalma meydana gelmektedir.

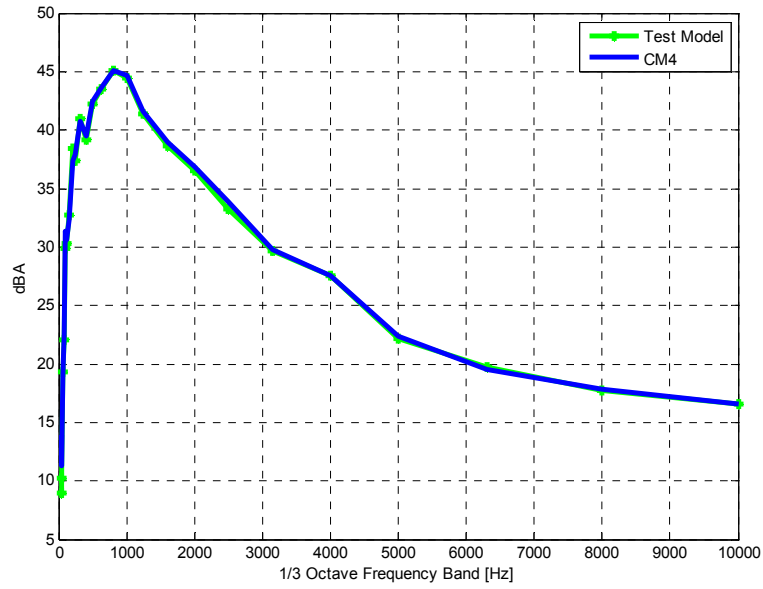
**Çizelge 6.5 :** Karma model-5 ait zıt EMK değerlerinin SEY ve deneysel sonuçların karşılaştırması

	$E_{tt}$ (V)	Bağlı Fark (%)
Test Modeli (Deneysel Sonuçlar)	114	0.0
Test Modeli (SEY'ye ait Sonuçlar)	113	0.8



Titreşim – Akustik Ölçüm

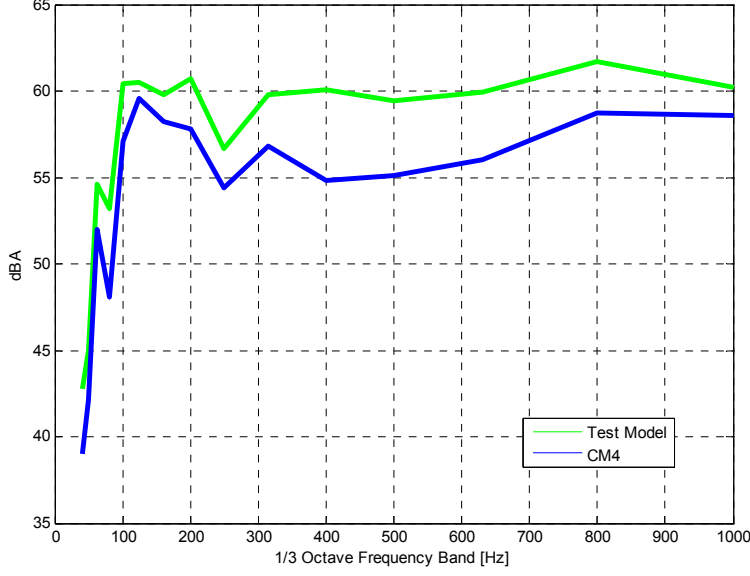
Şekil 6.15 : Titreşim ve akustik ölçümlerin yapıldığı test laboratuvarları.



Şekil 6.16 : Test motoru ve üretilen prototip için yıkama esnasında yapılan akustik testi sonuçları.

Üretilen prototip için titreşim analizleri de yapılarak test motoru ile karşılaştırılmıştır. Titreşim analizlerinde etkileşim frekansları için titreşimlerin tepe değerleri görülmektedir. Belirli frekanslarda artan titreşim değerleri Çizelge 6.6'da verilmiştir.





**Şekil 6.17** : Test motoru ve prototipi üretilen motor için sıklıkta yapılan akustik testi sonuçları.

$$n_{\text{etkileşim}} = \text{OKEK}(N_s, p) \quad (6.1)$$

Burada,  $n_{\text{etkileşim}}$ , etkileşim frekansına karşılık gelirken, belirli etkileşim frekanslarında meydana gelen sıçramalar hem test motorunda hem de karma model-5 de mevcuttur. Ancak prototipi üretilen karma model için meydana gelen titreşimlerdeki sıçramalar önemli ölçüde azaltılmıştır. 268, 534 Hz, 1068 Hz, 2136 Hz, vb. değerlerde etkileşim frekansı vardır ve bant dağılımına bakıldığında bu değerlere yaklaştıkça beklenildiği üzere titreşimin ivmesinin arttığı gözlenmektedir.

Ancak prototipi üretilen karma model için meydana gelen titreşimlerdeki sıçramalar önemli ölçüde azaltılmıştır. Belirli bir frekans bandı içerisinde yapılan ölçümler sonucunda motorda meydana gelen titreşimleri karşılaştırılmalı olarak verilmiştir. Belirli frekans bandı için meydana gelen titreşimlerdeki azalmalar Çizelge 6.6'da görülmektedir.

Yapılan zıt EMK, titreşim ve akustik testleri sonucunda üretilen prototip ve test motoru üzerinde yapılan karşılaştırmalarda bu çalışmada hedeflenen titreşimleri azaltılması prototipi üretilen motor üzerinde gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 6.7'de ise tekrar eden titreşimler için 268 Hz frekans bandındaki sonuçları görülmektedir.

**Çizelge 6.6 :** Değişen frekanslar için test motoru ve prototip için örnek bir frekans bandı için titreşim seviyeleri.

Frekans [Hz]	Test Motor İvme[m/s <sup>2</sup> ]	CM4 İvme[m/s <sup>2</sup> ]
220	0.00	0.00
224	0.00	0.00
228	0.00	0.00
232	0.00	0.00
236	0.00	0.00
240	0.00	0.00
244	0.00	0.01
248	0.01	0.01
252	0.01	0.00
256	0.02	0.01
260	0.11	0.04
264	1.47	0.64
268	2.23	1.01
272	0.82	0.40
276	0.05	0.02
280	0.01	0.01
284	0.01	0.00
288	0.01	0.01
292	0.01	0.01
296	0.00	0.00
300	0.00	0.00
304	0.00	0.00
308	0.01	0.00
312	0.00	0.01
316	0.00	0.00

**Çizelge 6.7 :** Test motoru ve protopi üretilen motor için belirli etkileşim frekanslarında meydana gelen titreşim seviyeleri.

Frekans [Hz]	Test Motor İvme [m/s <sup>2</sup> ]	CM4 İvme[m/s <sup>2</sup> ]
268	2.22	1.01
534.7	0.45	0.04
1068	0.23	0.4
2136	0.20	0.14



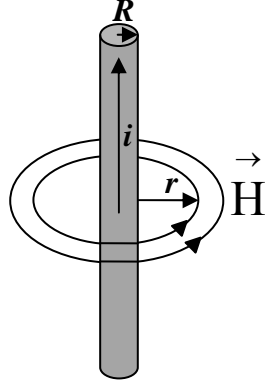
## 7. UÇ SARIMI İÇİN ENDÜKTANS HESABI

Endüktans, alternatif akım makinalarında tasarım aşamasında makine performansını belirleyen en önemli parametrelerden biridir. Sargılara ait endüktans üç ayrı bileşene sahiptir. Bu üç bileşen, hava aralığı endüktansı, oluk endüktansı ve uç sarımı endüktansıdır. Stator ve rotor malzemeleri olan ferromanyetik malzemelerin manyetik geçirgenliği yüksek olduğundan, sargı endüktansına katkısı yoktur. Ayrıca rotorda bulunan sürekli mıknatısların da sargı endüktasına katkısı olmadığı kabul edilmektedir. Çünkü sargı endüktansının sebebi sargılardan geçen akımın oluşturduğu halkalanma akısıdır. Sargılar için mıknatıslar,  $\mu_R \mu_0$  manyetik geçirgenliğine sahip malzemelerdir.

Hava aralığı endüktansı, hava aralığından geçen akı sebebiyle oluşmaktadır. Hava aralığı endüktansı, sargıların oluşturduğu manyeto motor kuvvetinin (MMK) manyetik devre analizi ile hesaplanmaktadır. Mıknatısların oluşturduğu akı ihmal edilmektedir.

Oluk akı endüktansı, sargı akımının oluşturduğu akımın bir oluktan diğerine geçişi esnasında oluşmaktadır. Hava aralığı endüktansı hesabından daha karmaşık bir hesap gerektirmektedir. Çünkü sargıların kesit alanı boyunca geçen akı miktarı sabit değildir, sürekli değişmektedir.

Uç sarımı endüktansı sargılar bir oluktan diğer bir oluğa geçişi esnasında sargıların etrafındaki manyetik alan sebebiyle oluşmaktadır. Çünkü sargının şekil değiştirmesi, etrafındaki manyetik alanın düzgün tanımlanamamasına sebep olmaktadır. Bu nedenle uç sarımı endüktansı hesabı için analitik ve sayısal olmak üzere iki farklı yaklaşım kullanılmaktadır. Analitik hesaplar için düzgün ve akım akan bir sargının etrafında oluşan manyetik alandan yola çıkılmaktadır. Sonsuz uzun akım geçen bir telin etrafında  $\vec{H}$  manyetik alanı oluşmaktadır. Sonsuz uzun bir tel ve etrafında oluşan manyetik alan için gösterim Şekil 7.1’de verilmiştir.



**Şekil 7.1 :** Akım geçen bir telin etrafında oluşan manyetik alan.

$$\vec{H} = \frac{i}{2\pi r} \quad (7.1)$$

Oluşan manyetik alanın ifadesi Eşitlik (7.1)'de görülmektedir. Bu ifadeye göre manyetik alanın oluşturacağı koenerjiden L endüktansı hesaplanabilmektedir. Ancak hesaplanan endüktans düz ve l uzunluğuna sahip bir tel içindir. Bir sargının endüktansı oluşan koenerjiden yola çıkarak Eşitlik (7.2)'deki gibi hesaplanmaktadır.

$$L = \frac{\mu_0 l N^2}{2\pi} \ln\left(\frac{r}{R}\right) \quad (7.2)$$

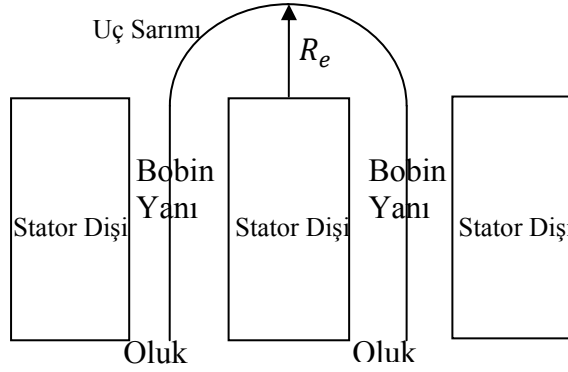
Eşitlik (7.2)'de l iletkenin uzunluğu, R iletkenin yarıçapı, r oluşan manyetik alanın iletkene uzaklığı, N sarım sayısı, L ise iletkenin endüktansını ifade etmektedir.

Uç sarımı ise bir oluktan bir diğer oluğa giren sargıyı temsil ettiğinden bu endüktans ifadesi uç sarımı endüktansına karşılık gelmemektedir. Uç sarımı endüktansı hesabı için düz ve sonsuz uzun bir telin etrafındaki manyetik alandan yola çıkarak yaklaşım yapmak yerine farklı yaklaşımlarla hesaplama yapmak gerekmektedir.

### 7.1 Uç Sarımı Hesabı için Yaklaşımlar

Uç sarımı endüktansı bir oluktan çıkıp diğer bir oluğa giren stator sargısının oluşturduğu şekil sebebiyle, oluk içerisinde düz bir sargının oluşturduğu endüktanstan farklı ele alınması gerekmektedir. Çünkü uç sarımı olarak adlandırılan stator dışındaki bölgelerde, meydana gelen sargı şekli sebebiyle manyetik alan dağılımı düzensizleşmekte ve bu durumu tanımlamak zorlaşmaktadır. Bu nedenle uç

sarımı endüktansını tam olarak analitik olarak hesaplamak mümkün değildir. Uç sarımı hesabında, hem analitik hem de sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak yapılan farklı yaklaşımlar mevcuttur. Bu yaklaşımlardan analitik bir yaklaşıma ait stator dişi bobin yanı ve uç sarımı gösterimi Şekil 7.2’de görülmektedir.



**Şekil 7.2 :** Analitik yaklaşım için uç sarımı.

### 7.1.1 Uç Sarımı Hesabında Analitik Yaklaşım

Uç sarımı endüktansı için yapılan analitik yaklaşımlarda, uçlarda bir oluktan diğer bir oluğa giren sargıları, belirli bir şekil çerçevesinde düşünüp ona göre endüktans hesabı yapmak gerekmektedir. Buna göre her iki uç bölgesi için sargılar bir oluktan çıkıp belirli bir bobin adımından sonra başka bir oluğa girerken oluşturduğu şeklin yarım çember olarak düşünülmesi, yapılacak analitik yaklaşım ifadesini basitleştirmektedir [29].

Her iki uçta oluşan şekiller birer yarım çemberdir. Bu iki yarım çemberin bir tam çember oluşturduğu düşünülmekte ve buna göre bir çember şeklindeki akım geçen bir sargının endüktansı hesabından yola çıkılmaktadır [Url-2].

Buna göre N sarımlı bir motor sargısının bir fazına ait sargıların uç sarımı endüktansı için yapılan analitik yaklaşımlarda, geometrisi çember olarak kabul edilmiştir ve Eşitlik (7.3)’deki gibi bir ifade ortaya çıkmıştır.

$$L_{\text{uç sarım}} = \frac{p\mu_0\tau_{\text{ba}}N^2}{2} \ln\left(\frac{\tau_{\text{ba}}\sqrt{\pi}}{\sqrt{2A}}\right) \quad (7.3)$$

Uç sarımı endüktansı eşitliğinde, p kutup sayısı,  $\tau_{\text{ba}}$  sargının bobin adımını, N sarım sayısı, A bir sargının kesit alanını ifade etmektedir.

Eşitlik (7.3)'te, uç sarımına ait yarıçap ifadesi bulunmamaktadır. Ancak uç sarımı için yarıçap maksimum bobin adımının yarısı kadar olabilmektedir. Bu kabulden yola çıkarak şeklin ifadesinde yarıçap Eşitlik (7.4)'deki gibi kullanılmaktadır.

$$R_e = \frac{\tau_{ba}}{2}$$

(7.4)

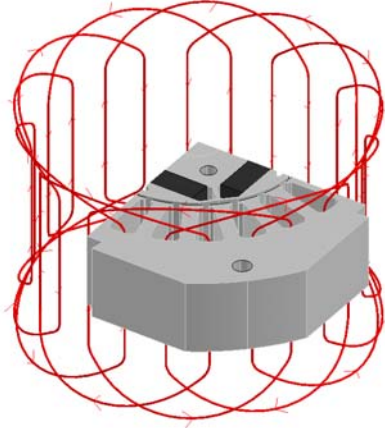
Uç sarımı endüktansında, çok fazlı motorlarda analitik hesap kullanıldığında öz ve bağlı endüktans ayrı ayrı hesap edilememektedir. Bağlı endüktans hesabı için analitik yöntemler kullanıldığında daha karmaşık hesaplamalar yapılması gerekmektedir. Bu nedenle, analitik hesaplarda ihmal edilmiştir.

## 7.2 Sonlu elemanlar Yöntemi ile Uç Sarımı Endüktans Hesabı

Analitik yöntemlerle hesaplanan uç sarımı endüktansı, sargıların etrafında dönüş sırasında meydana gelen kaçak akılar ihmal edildiğinden yaklaşık sonuçlar vermektedir. Oysaki sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak, sargıların etrafında oluşan enerjiden endüktans hesaplanabilir. Ancak iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi kullanıldığında, uç sarımı endüktansı hesaplamak mümkün değildir. Bu nedenle, üç boyutlu sonlu elemanlar yöntemi kullanılmalı ve oluklar içinde yer alan sargılar modellenmelidir.

Yapılan yaklaşımlarda, sonlu elemanlar yöntemi ile enerji hesabı için Şekil 7.3'deki motor modeli kullanılmıştır. Tek tabakalı sargılar için uç sarımı ifadesinde kullanılan bu motor modelinde, motorun bir kutup adımı olan  $\frac{1}{4}$  modeli kullanılmıştır. Ayrıca motor xy eksenine göre simetrik olarak modellenmiştir.

Sonlu elemanlar yönteminde, rotor ve stator malzemelerinin sargı endüktansına katkısı olmadığı varsayılmaktadır [29]. Akım akan sargıların etrafında oluşan koenerjiden yola çıkarak üç faz için toplam akımın oluşturduğu koenerji sonlu elemanlar yöntemi ile hesaplanabilir ve buradan uç sarımı endüktansı değerine ulaşılabilir. Ancak yapılacak hesaplar üç faz için düşünüldüğünde öz ve bağlı endüktanın toplamıdır. Uç sarımı endüktansı hesabında farklı yaklaşımlar ile hesaplama yapmak mümkündür. Motorun statoru ferromanyetik malzeme olarak düşünülerek yapılacak olan hesaplamada stator etrafındaki enerji hesaba katılmaktadır.



**Şekil 7.3 :** 90 M açıya sahip periyodik ¼ ve xy eksenine göre simetriklik içeren motor modeli.

İlk yaklaşıma göre yapılan hesap için enerji ifadesi için Eşitlik (7.5) kullanılmalıdır.

$$W = W_{\text{hava}} \quad (7.5)$$

$$(L - M) = 2 \frac{4}{3} \frac{W_{\text{hava}}}{I_{\text{mak}}^2} \quad (7.6)$$

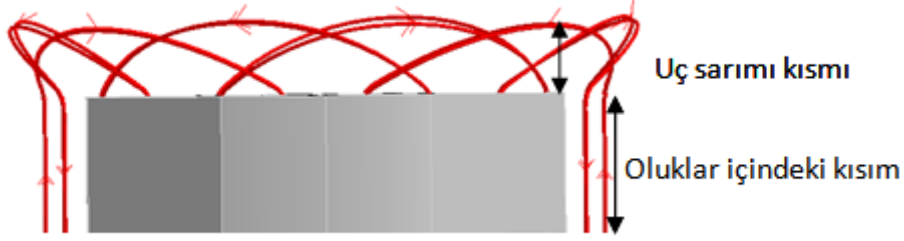
Eşitlik (7.6)'da,  $W_{\text{hava}}$  motorun dışında kalan alanda meydana gelen enerjiyi,  $I_{\text{maks}}$  sargıların çektiği akımın maksimum değerini,  $L$  uç sarımı öz endüktansını,  $M$  ise uç sarımına ait bağıl endüktansı ifade etmektedir.

Sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan ilk yaklaşımda, üç faz da devrede iken enerji hesabından yola çıkarak  $(L-M)$  değeri hesaplanmıştır. Aynı yaklaşım için sadece bir faz devrede iken yapılan hesapta ise sadece öz endüktans hesaplanmaktadır. Buna göre  $M$ , bağıl endüktansı da Eşitlik (7.7)'deki gibi hesaplanabilmektedir.

$$L = 2 \times 2 \frac{W_{\text{hava}}}{I_{\text{mak}}^2} \quad (7.7)$$

İkinci yaklaşımda ise stator olukları içerisinde kalan bobin yanları için koenerji iki boyutlu analiz ile stator dışında kalan kısım için ise üç boyutlu analiz ile hesaplama yapılmaktadır. İki boyutlu yapılan analizler sadece olukların içindeki sargıların sahip olduğu koenerjiyi kapsarken, üç boyutlu analizle yapılan hesaplamalar sonucunda ise toplam enerji hesaplanmıştır. Bu yaklaşım için sargıların sınıflandırması Şekil 7.4'deki gibi yapılmıştır. Toplam enerji ile olukların içerisinde yer alan enerji arasındaki fark ile uç sarımı bölgesine ait enerji elde edilmektedir [41].





**Şekil 7.4 :** Uç sarımı hesabı için ikiye ayrılan sargı kısımları.

Üç faz için yapılan hesap sebebiyle farklı fazlara ait sargıların birbirleri üzerine olan etkisi de hesaba katılması gerektiğın, uç sarımı için öz endüktans ve bağıl endüktans, enerjiden yola çıkarak aşağıdaki gibi hesaplanacaktır.

$$W_{\text{uç sarımı}} = W_{\text{toplam}} - W_{\text{stator enerji}} \quad (7.8)$$

Üç faz için ikinci yaklaşımda yapılan hesaplamalar bir faz için yapıldığında, yine eşitlik (6.9)'dakine benzer bir ifadeyle öz endüktans hesaplanmaktadır.

$$L = 2 \times 2 \frac{W_{\text{uç sarımı}}}{I_{\text{mak}}^2} \quad (7.9)$$

Üçüncü sonlu elemanlar yaklaşımında ise akım geçen sargıların oluşturduğu akı miktarından yola çıkarak (L-M) endüktans değeri hesaplanmaktadır. Akım akan sargı tarafından oluşturulan akı, bir motorun tüm sargıları boyuncadır. Bu nedenle üçüncü yaklaşımda, oluşan akı miktarı oluk içerisinde yer alan bobin yanları ve oluk dışında kalan uç sarımının oluşturduğu akı miktarından yola çıkarak endüktans hesaplanmaktadır.

$$\phi_{\text{uç sarımı}} = \phi_{\text{toplam}} - \phi_{\text{stator}} \quad (7.10)$$

$$(L - M) = 2 \frac{\phi_{\text{uç sarımı}}}{I_{\text{maks}}} \quad (7.11)$$

Üçüncü sonlu elemanlar yaklaşımı için de yine üç faz da hesaba katılarak akı hesaplandığında elde edilen endüktans öz ve bağıl endüktansı birlikte içermektedir. Sadece bir faz etkin olduğunda ise elde edilen akı miktarı bir faz için olduğundan bağıl endüktans sıfırdır.

## 7.3 Uç Sarımı Hesabının Uygulaması

### 7.3.1 Analitik Hesap

Analitik olarak uç sarımı endüktansı hesaplanacak olan test modeline ait iki farklı sargı tipi mevcuttur.

Tek tabakalı ve çift tabakalı olarak hesaplamaları yapılacak motor modellerinde, sargıların stator olukları içerisindeki yerleşimleri belirli bir koordinat üzerinde olduğu varsayılarak, çember şeklindeki bir sargının endüktansından yaklaşık endüktans hesabı için yarıçapı kabul edilmiştir [30].

Tek tabakalı sargı için uç sarımlarının yarıçapı, yerleştirilen sargıların oluk merkez noktasından stator içerisindeki yerleştirildiği 32 mm olarak alınmış ve buna göre uç sarımı endüktansı hesaplanmıştır. Yapılan analitik hesaplarda, sargıların dönüşü sebebiyle meydana gelen manyetik alan düzensizlikleri ve bağıl endüktansı ihmal edilmektedir.

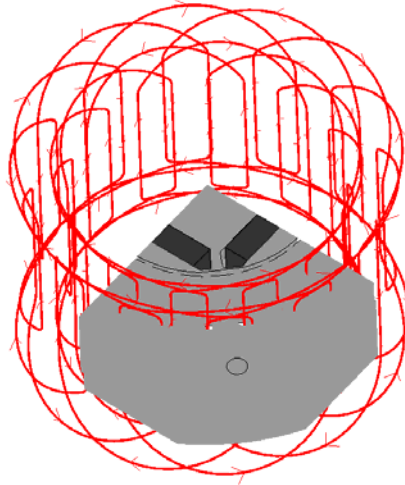
Çift tabakalı sargıda sargılar her olukta üst üste yerleştirildiğinden, oluk içerisindeki konumları farklıdır. Bu nedenle iki farklı konuma ve yarıçapa sahip uç sarımları için yapılan hesaplamalar ayrı tutulmuştur. Bu nedenle analitik hesaplamalarda, sargıların birbirlerine olan etkisi yani bağıl endüktansları göz önünde bulundurulmamıştır.

### 7.3.2 Sonlu Elemanlar Yaklaşımı

Uç sarımı endüktansını, iki boyutlu sonlu elemanlar modeli ile hesaplamak mümkün olmadığını ve bu amaçla oluşturulacak üç boyutlu motor modelinin ve sargılarının kullanılması gerektiğinden bahsedilmiştir. Bu amaçla uç sarımı endüktansı hesaplanacak motor modelleri tek tabakalı ve çift tabakalı sargılar olmak üzere iki farklı sargı tipine sahiptir. Tek tabakalı sargı için sonlu elemanlar modeli, Şekil 7.3 ve çift tabakalı sargılar için Şekil 7.5’de görülmektedir.

İki tabakalı sargılar için analitik hesaplamalar yapılırken, iki farklı yarıçapa sahip olan sargılar olarak ayrı ayrı hesaplama yapılmıştır. Yine sonlu elemanlar yöntemiyle hesaplama için sargıların konumları farklıdır. Yarıçapları 32 mm ve 26 mm olarak alınan sargıların oluşturduğu koenerjiden yola çıkarak sonlu elemanlar yöntemiyle yapılan farklı yaklaşımlar için endüktans hesabı yapılmıştır. Yapılan hesaplamalar

sonucu tek tabakalı ve çift tabakalı sargılar için endüktans hesabı yapılmış, sırasıyla Çizelge 7.1 ve Çizelge 7.2’de ayrı ayrı gösterilmiştir.



**Şekil 7.5** : Çift tabakalı kirislenmiş sargı için 3 boyutlu motor modeli.

**Çizelge 7.1** : Tek tabakalı çap sargısı için uç sarımı endüktansı hesabı.

Yaklaşımlar	L (mH)	M (mH)	(L-M) (mH)	Bağıl Fark (%)
Analitik Metot	1.67856	x	x	x
SEY (1. Yaklaşım)	1.66404	-0.368217	2.03226	0.9
SEY (2. Yaklaşım)	1.68238	-0.386925	2.06930	0.2
SEY (3. Yaklaşım)	1.60236	-0.355790	1.95815	4.5

**Çizelge 7.2** : Çift tabakalı kirislenmiş sargı için uç sarımı endüktansı hesabı.

Yaklaşımlar	L (mH)	M (mH)	(L-M) (mH)	Bağıl Fark (%)
Analitik Metot	1.10115	x	x	x
SEY (1. Yaklaşım)	1.10137	-0.23727	1.35558	1.5
SEY (2. Yaklaşım)	1.13455	-0.24360	1.37816	3.0
SEY (3. Yaklaşım)	1.08754	-0.23087	1.31842	1.3

Analitik yöntemlerle, yaklaşım yapmadan hesaplamanın karmaşık olduğu uç sarımı endüktansını iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi ile de hesaplamak mümkün değildir. Bu amaçla üç boyutlu sonlu elemanlar yönteminin kullanılmasının gerekliliği kaçınılmazdır. Genellikle zamandan ve bilgisayar belleğinden tasarruf amaçlı olarak iki boyutlu sonlu elemanlar kullanılarak analizler yapılmaktadır. Analitik yöntemlerle uç sarımının belirli bir formda olduğu kabulü ile yapılan analizlerle, sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak yapılan analizlerin sonuçları küçük farklarla birbirine yaklaşmaktadır. Hem tek tabakalı, hem de çift tabakalı sargı sonlu

elemanlar yöntemi ile yapılan hesaplamalarda, öz endüktans ve bağıl endüktans ayrı ayrı hesaplanabilmiştir.



## 8. STATORDA BÜKME ETKİSİ

Fırçasız doğru akım motorlarında, etkileşim momentini minimize etmek ve dolayısı ile yük momentindeki titreşimleri azaltmak amacıyla kullanılacak en iyi yöntemlerden birisi motorun rotorunda ya da statorunda bükme yapmaktır. Rotor ya da stator üzerinde yapılabilecek bükme, farklı şekillerde olabilmektedir. Örneğin rotorda yüzeye gömülü ve radyal akılı mıknatıslar kullanıldığında, mıknatısların küçük bloklar halinde belirli bir açı ile yerleştirilmesi ile bükme yapılabilir. Ancak mıknatısların bloklar halinde bükülmesi, rotora gömülü mıknatıslara sahip test motoru için uygun değildir. Yapılacak bükme, uygun şekilde yapılmadığında motorda moment titreşimlerini azaltmak yerine artmasına sebep olmaktadır [27]. Ayrıca mıknatısların motorun uzunluğu boyunca bükülmesi mümkün değildir. Bu sebeple rotorda bloklar halinde mıknatıslar üzerinde bükme yapmak yerine stator laminasyonlar belirli bir açı ile yerleştirilen laminasyonlar ile de bükme yapmak daha uygun olmaktadır.

Test motoru, gömülü mıknatısların uç kısımlarında akı bariyerlerine ve düzensiz bir hava aralığına sahiptir. Rotorda akı bariyerleri üzerinde bulunan hava aralığının artışı akı köprülerinin alanını küçülterek üzerinden geçecek akı miktarını azaltmaktadır. Rotorda kullanılacak adım mıknatıslar ile hava aralığı düzensizliği artarak, bu durumda meydana gelen manyetik direnç değişiminin artmasıyla moment titreşimlerinin artmasına sebep olmaktadır. Bu sebeple test motoru üzerinde stator üzerinde bükme yapılmıştır.

### 8.1 Statorda Bükme Etkisi için Etkileşim Momenti ve Zıt EMK Analizi

Bükme statorda ve rotorda ayrı ayrı uygulanabilen titreşim azaltma yöntemidir. Test motoru üzerinde ise geometrisinin sınırlandırmaları sebebiyle rotorda bükme etkisi fayda sağlamamaktadır. Bu sebeple test motoru üzerinde uygulanacak olan bükme stator bükmesidir. Ancak bükme yapılırken uygulanacak bükme açısı uygun

seçilmelidir. Uygun seçilmeyen bükme açısı ile oluşan manyetik direnç değişimleri etkileşim momenti yeterince bastırılamayacaktır. Uygun bükme açısı altında ise etkileşim momentini teorik olarak sıfırlamak mümkündür.

Uygun bükme açısının seçimi, etkileşim momentinin periyoduna ve oluk sayısına göre değişmektedir [27].

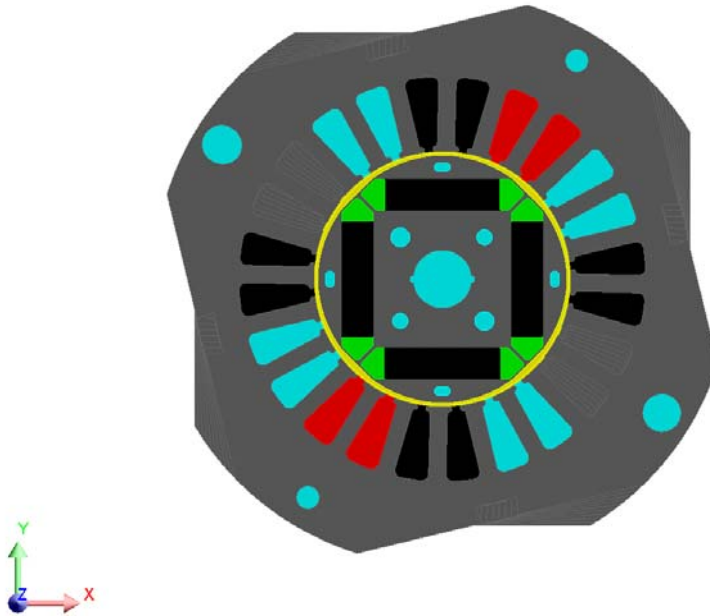
$$N_{\text{periyod}} = \frac{N_p}{\text{OBEB}(N_s, N_p)} \quad (8.1)$$

$$\alpha_{\text{bükme}} = \frac{360^\circ}{N_s \cdot N_{\text{periyod}}} \quad (8.2)$$

Eşitlik (8.1)'de,  $N_s$  oluk sayısını,  $N_p$  kutup sayısını göstermektedir.  $N_{\text{periyod}}$  ise motorda bir oluk altındaki etkileşim momenti periyodunu göstermektedir. Eşitlik (8.2)'deki  $\alpha_{\text{bükme}}$  açısı ise oluk sayısına ve etkileşim momentinin bir oluk altındaki periyoduna bağlıdır.

Bu eşitliklere göre bir oluk altında bir periyoda sahip olan etkileşim momentini minimize etmek için gerekli olan en uygun bükme açısı  $15^\circ$ 'dir.

Statorunda yapılan bükme sonucu benzetimi yapılan Test motoru Şekil 8.1'de görülmektedir.



**Şekil 8.1** : Statorda bükme yapılmış test motoru.

Bir oluk altında meydana gelen etkileşim momenti periyodunun makine dört kutuplu ve 24 oluklu olduğundan, birdir. Buna göre bir periyot boyunca yapılacak bükme ile etkileşim momenti sıfıra yakın değerlere indirilebilir. Eşitlik (8.2)'de belirtildiği gibi, etkileşim momentinin bir periyodunun kapladığı açı en uygun bükme açısı olacaktır. Etkileşim momenti üzerinde bükmenin etkisi Eşitlik (8.3) de görülebilir.

$$T_{\text{etk}}(\theta) = \sum_{i=1}^{\infty} K_b T_i \sin(iC_p \theta_m + \theta_i) \quad (8.3)$$

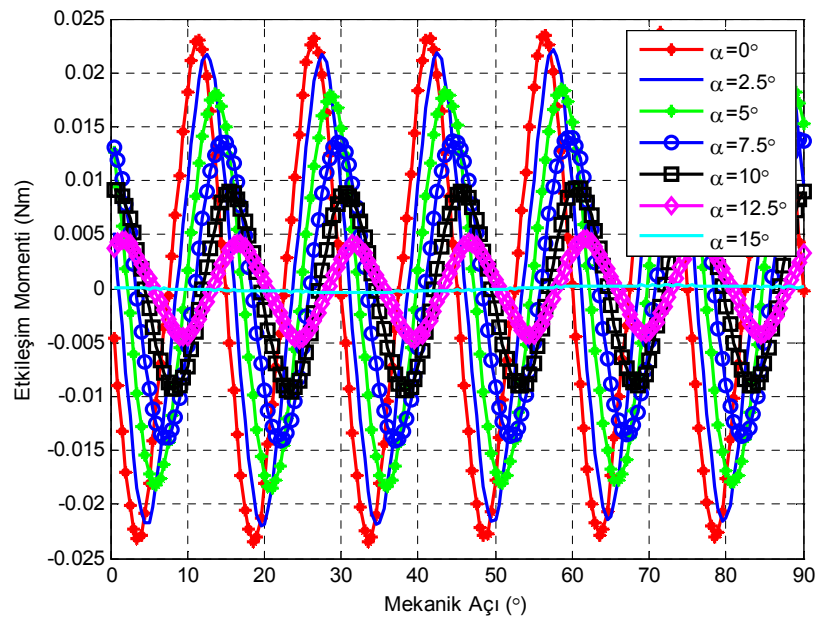
Eşitlik (8.3)'te etkileşim momenti ifadesinde,  $K_b$  bükme faktörü,  $T_i$  etkileşim momentine ait harmonik bileşenleri,  $\theta_i$  faz açısı,  $C_p$ , oluk sayısı  $Q$  ile kutup sayısı  $p$ 'nin ortak katlarının en küçüğü,  $\theta_m$  ise rotor eksenini ile stator eksenini arasındaki mekanik açıdır.

$K_b$  bükme faktörü ise Eşitlik (8.4) deki ifade edilmektedir.

$$K_b = \frac{\sin(iC_p \pi \alpha_{\text{bükme}} / Q)}{iC_p \pi \alpha_{\text{bükme}} / Q} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (8.4)$$

$\alpha_b$  ise bükme oranını ifade etmektedir.

Farklı bükme açıları altında etkileşim momentinin tepe değerlerinin değişimi Şekil 8.2'de görülmektedir.  $15^\circ$ 'lik bükme açısı etkileşim momentini minimize edecek bükme açısıdır [42].



**Şekil 8.2 :** Farklı bükme açıları için etkileşim momentindeki değişim.



Farklı bükme açıları için etkileşim momentinin ortalama değerleri ise Şekil 8.1’de verilmiştir. Buna göre Test motorunda bükme yapılmamış ve üç boyutlu analizlerle elde edilen sonuçları karşılaştırılmıştır.

**Çizelge 8.1** : Farklı bükme açıları için etkileşim momentinin ortalama değerleri.

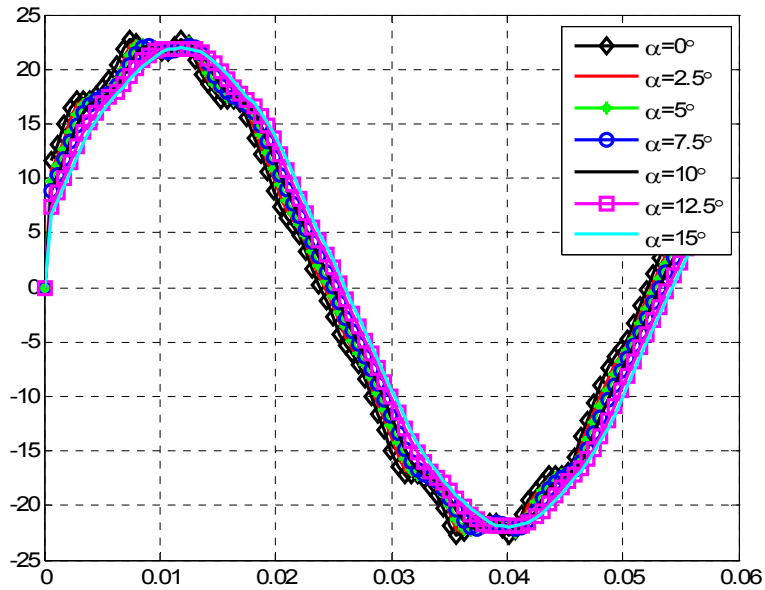
Bükme Açısı	$T_{\text{etk}_{\text{ort}}}$ (Nm)	Bağıl Fark (%)
$\alpha_{\text{ba}} = 0^\circ$	0.0156	0
$\alpha_{\text{ba}} = 2.5^\circ$	0.0149	4.5814
$\alpha_{\text{ba}} = 5^\circ$	0.0129	17.3690
$\alpha_{\text{ba}} = 7.5^\circ$	0.0100	36.2511
$\alpha_{\text{ba}} = 10^\circ$	0.0065	58.4376
$\alpha_{\text{ba}} = 12.5^\circ$	0.0030	80.6503
$\alpha_{\text{ba}} = 15^\circ$	0.0002	98.6019

Statorda bükme etkisi üç boyutlu analizlerle ortaya konmuştur. Alınan N tane laminasyon ile her bir laminasyonun belirli bir açı ile yer değiştirmesi sonucu bükme yapılmıştır. İki boyutlu modellerden farklı olarak kartezyen koordinatlarda z bileşeninin de hesaba katıldığı bu analizlerde, ilk olarak hiç bükme yapılmaksızın yani  $0^\circ$  için model oluşturulmuş ve bu aşamadan sonra belirli açılarda bükme için sonuçlar ortaya konmuştur.  $0^\circ$  için yapılan analizlerde etkileşim momentinin tepe değerinde ve ortalama değerinde bir artış sözkonusudur. İki boyutlu analizlerde, z eksenini boyunca manyetik direnç değişimi sabit kabul edilirken, üç boyutlu analizde manyetik direnç değişimi z eksenini boyunca hesaba katılmıştır. Etkileşim momentinin farklı bükme açıları için ortalama değerleri Çizelge 8.2’de verilmiştir. Buna göre en uygun bükme açısı olan  $15^\circ$  için etkileşim momentinin hemen hemen sıfırlandığı görülmektedir. Hava aralığındaki manyetik direnç değişiminin azalması sebebiyle bükme açısına bağlı olarak etkileşim momentinin azaldığı görülmektedir.

Statorda yapılan bükme için etkileşim momenti analizlerinden farklı olarak, moment titreşimlerine katkısı bulunan ve sargılardan elde edilen zıt EMK’yı da incelemek gerekmektedir. Zıt EMK’nın içerdiği harmonikler, yük momentinde titreşimlerin ortaya çıkmasına sebep olmaktadır. Zıt EMK’da ortaya çıkan harmoniklerin kaynağı ise rotorda mıknatıslar ile elde edilen akıdır.

Farklı bükme açıları için oluşturulan modellerde yapılan etkileşim momenti analizlerinden de görüldüğü gibi hava aralığında manyetik direnç değişimi

azalmaktadır. Buna göre hava aralığı dalga formunda meydana gelen değişim sebebiyle değişen zıt EMK'nın dalga formu da Şekil 8.3'de görülmektedir.



**Şekil 8.3** : Farklı bükme açıları için zıt EMK'da meydana gelen değişim.

Hava aralığında meydana gelen manyetik direnç değişimi ile akının dalga formu değişmekte ve buna bağlı olarak da zıt EMK değişmektedir. Zıt EMK için Test motoru ile statorunda bükme yapılmış motor modelleri için karşılaştırılmalı ortalama değerleri Çizelge 8.2'de verilmiştir.

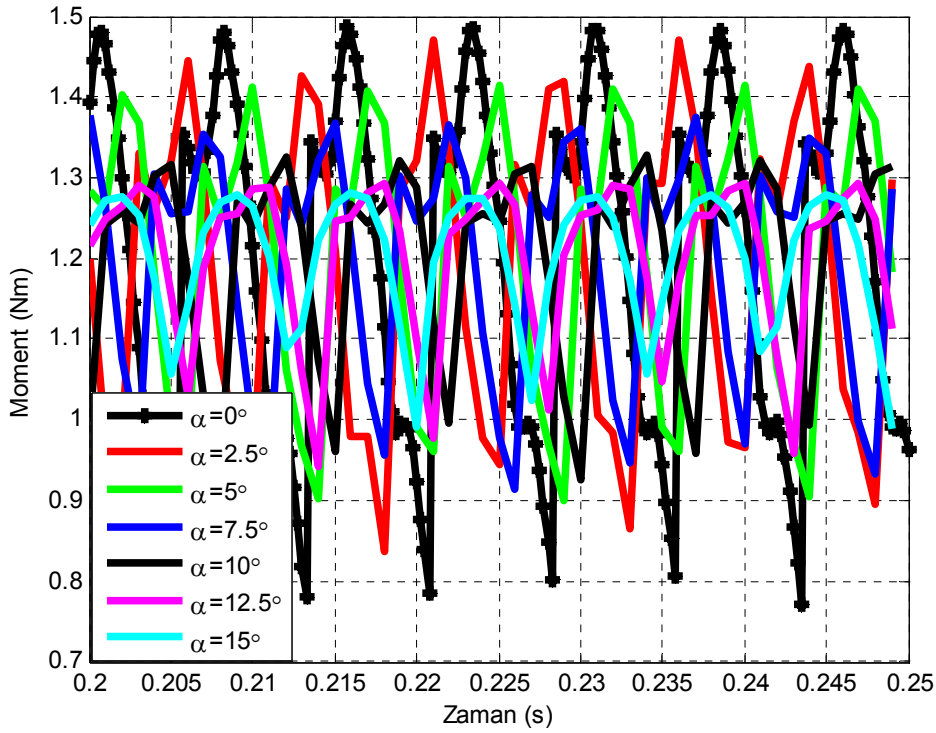
**Çizelge 8.2** : Farklı bükme açıları için zıt EMK'nın ortalama değerleri.

Bükme Açısı	$E_{ort}$ (V)	Bağlı Fark (%)
$\alpha_{ba} = 0^\circ$	15.7155	0
$\alpha_{ba} = 2.5^\circ$	15.5704	0.9231
$\alpha_{ba} = 5^\circ$	15.5524	1.0376
$\alpha_{ba} = 7.5^\circ$	15.5244	1.2160
$\alpha_{ba} = 10^\circ$	15.4872	1.4529
$\alpha_{ba} = 12.5^\circ$	15.4411	1.7457
$\alpha_{ba} = 15^\circ$	15.3866	2.0930

## 8.2 Statorda Bükme Etkisi için Moment Titreşimi ve Harmonik Analizi

Hava aralığındaki akı yoğunluğunun dalga formunda meydana gelen değişim, yük momentine de yansımaktadır. Şekil 8.4'de görüldüğü gibi 0-15 derecelik bükme

açıları için moment titreşimleri gittikçe azalmakta ancak bunun yanında momentin tepe değeri de düşmektedir.



**Şekil 8.4 :** Farklı bükme açıları için yük momentindeki değişim.

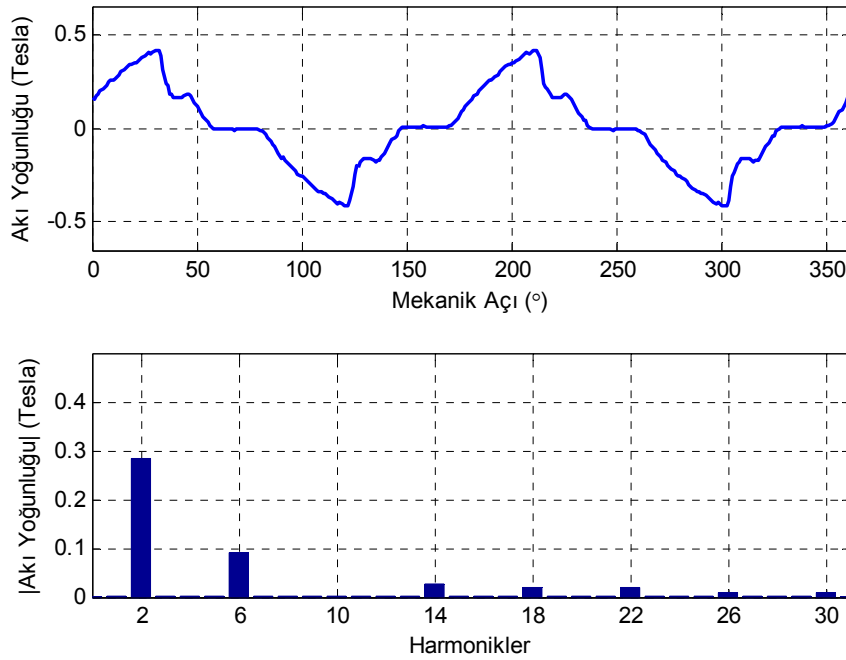
Farklı bükme açıları için sonuç olarak yapılan moment titreşimleri ve ortalama değer karşılaştırmaları Çizelge 8.3'de görülmektedir. Optimum bükme açısı altında statorda bükme etkisi en iyi sonucu vermektedir.

Yaklaşık olarak sıfıra yakın değerlerde elde edilen etkileşim momenti sebebiyle yük momentinde meydana gelen titreşimler yapılan 15° lik bükme için en çok azalmıştır.

Statorda yapılacak uygun açılı bükme ile etkileşim momentindeki azalma hatta sıfıra yakın değerlere inmesi moment titreşimlerinin azalmasında önemli bir kriter olmaktadır. Ancak motorlarda dış harmoniklerini de yok etmek için en çok uygulanan yöntemlerden birisi olan bükme, etkileşim momentini azaltmasının yanında stator dış harmoniklerinin de azalmasını sağlamaktadır. Hava aralığı akısı incelenirken sözü geçen bu harmonikler 24 oluklu test motoru için 22 ve 26 numaralı harmoniklerdir. Şekil 8.5'de 15° lik bükme için harmonik analizleri görülmektedir. Manyetik direnç değişimini azaltarak etkileşim momentinde azalma sağlayan yardımcı oluk kullanımı gibi yöntemlerde etkileşim momenti azaltılabilirken stator ya da rotorda yapılacak bükme ile yine bu harmonikler elimine edilebilir [43].

**Çizelge 8.3 :** Farklı bükme açıları için etkileşim momentinin ortalama değerleri.

Bükme Açısı	Moment Titreşim (%)	T <sub>ort</sub> (Nm)	Bağlı Fark (%)
$\alpha_{ba} = 0^\circ$	59.8	1.2021	0
$\alpha_{ba} = 2.5^\circ$	53.16	1.1937	0.7026
$\alpha_{ba} = 5^\circ$	42.79	1.2025	0.0362
$\alpha_{ba} = 7.5^\circ$	38.60	1.2023	0.0149
$\alpha_{ba} = 10^\circ$	33.38	1.2013	0.0651
$\alpha_{ba} = 12.5^\circ$	29.32	1.2003	0.1528
$\alpha_{ba} = 15^\circ$	24.30	1.2000	0.1761



**Şekil 8.5 :** Statorda 15°'lik bükme için hava aralığı harmonik analizi (p = 2).

Çizelge 8.4'de görüldüğü gibi statorda yapılan uygun bükme açısı ile bükme yapıldığında test motorunda oluk-dış harmonikleri olan 22. ve 26. harmoniklerde azalma meydana gelmiştir. Ancak harmoniklerin azalmasının yanında stator laminasyonlarının döndürülmesiyle hava aralığı manyetik direncinde meydana gelen değişimler hava aralığı akısının temel harmoniğinin azalmasına neden olmuştur.

**Çizelge 8.4 :** Statorda 15°'lik bükme için hava aralığı harmonik analizi.

Harmonikler	Test Modeli (T)	Statorda Bükme Yapılmış Model (T)
1	0.3513	0.2845
3	0.0913	0.0905
5	0.0285	0.0035
7	0.0188	0.0259
9	0.0283	0.0194
15	0.0055	0.0073
22	0.0463	0.0207
26	0.0143	0.0098

Statorda yapılan bükme işlemi ile etkileşim momentinde teorik olarak sıfırlandığından ve dış-oluk harmonikleri de azaltıldığından moment titreşimleri büyük oranda azalmıştır. Ancak bükme işlemi ile yapılacak üretimin maliyetleri arttırması sebebiyle prototopi üretilmemiş, SEY yöntemi ile yapılan analizlerle bükme etkisi gözlemlenmiştir.

## 9. SONUÇLAR

Çalışmada, son yıllarda kullanımı ve üzerindeki çalışmaların artışta olduğu bir elektrik makinesi olan fırçasız doğru akım motoru ele alınmıştır. Fırçasız doğru akım motorları genel olarak bakıldığında, uyarma sargısı bulunmayan, yerine mıknatısların kullanımı ile küçük boyutlarda üretimi mümkün olan elektrik motorlarıdır. Küçük boyutlarda kullanımı ile demir kayıpları, ısınma gibi sorunların diğer motor tiplerine göre azalması avantaj olarak görülmektedir. Ayrıca kullanılacak mıknatısın sahip olduğu enerji ile elde edilmesi istenilen gücün ilişkisi de diğer motor tiplerine göre öne çıkartan bir özelliktir.

Bu çalışmada, hâlihazırda seri üretimi yapılmakta olan fırçasız doğru akım motoru ile ilgili ilk olarak yapılan çalışmalar var olan motor üzerinde deneysel sonuçlar ile model oluşturularak üzerinde sonlu elemanlar yöntemi kullanılan sonuçlarının karşılaştırılmasıdır. Ele alınan motorun üzerinde sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak yapılan analizlerde malzemelerin doğrusal olmayan davranışları da göz önünde bulundurularak analitik çözümden daha hassas yaklaşımlar yapılmıştır. Gerçek sonuçlarla, benzetim sonuçları tutarlı olan motorun var olan moment titreşimleri ortaya konmuştur. Moment titreşimlerini azaltmak, bu çalışmada deneysel sonuçları ile tutarlı hale gelen motor modeli için ikinci aşama olarak seçilmiştir. Moment titreşimlerinin sebepleri olan etkileşim momenti ve uzay harmonikleri üzerinde durulmuştur. Güç elektroniği devresinde kaynaklanan akım harmonikleri üzerinde durulmamıştır.

Deneysel sonuçlarla uyum sağlayan motor modeli üzerinde daha sonra gerek mıknatısların manyetik özellikleri, gerek mıknatıs şekilleri, gerekse motor laminasyonları üzerinde ve motor sargılarında yapılan değişikliklerle var olan moment titreşimleri azaltılmaya çalışılmıştır.

Motor üzerinde manyetik analizlerin yapılabilmesi için iki ve üç boyutlu modellerle çalışılmıştır. İki boyutlu analizlerde hesaba katılmayan uç sarımı endüktansı hesabı için üç boyutlu modeller kullanılmıştır. İki boyutlu analizlerde sabit olduğu

düşünülen uç sarımı endüktansı üç boyutlu modellerde tam olarak ifade edilebilmektedir. Ayrıca moment titreşimlerinin azaltılmasında önemli bir etkisi olan laminasyonlarda bükme de iki boyutlu modellerle gözlemlenemediğinden, oluşturulan üç boyutlu modellerle gözlemlenmiş ve moment titreşimleri azaltma üzerine etkisi çıkartılmıştır.

Test motoru üzerinde moment titreşimlerini azaltmak amacıyla yapılan çalışmalar sonucu etkileşim momentinde ve hava aralığı akısının harmoniklerinde iyileşme sağlayan çalışmalar bir araya getirilerek karma modeller oluşturulmuştur. Oluşturulan her bir model, motorun milinden elde edilecek moment değerinde minimum düşüş, üretim aşamalarında yaşanabilecek zorluklar, laminasyonlar üzerinde meydana gelebilecek doymalar göz önüne alınarak incelenmiştir. Karma model olarak seçilen modellerin her birisi için test modele göre moment titreşimlerinde iyileşme mevcuttur. Ancak üretime uygunluk, moment titreşimleri, hava aralığında meydana gelen akı dağılımı ve akının temel harmonikleri göz önüne alındığında karma model -5 olarak oluşturulan karma model üretime uygun olarak seçilmiş ve prototipi üretilmiştir.

Karma model için üretilen prototip üzerinde yapılan deneysel sonuçlar, sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan analizleri ile uyumluluk göstermektedir. Test motorundan farklı bir konfigürasyona sahip olarak seçilen ve prototipi üretilen motor için test motoru ile karşılaştırmalı olarak titreşim analizleri yapılmıştır. Analiz sonuçlarında titreşimde ve sıkma esnasında meydana gelen seste azalma mevcuttur. Belirli etkileşim frekanslarında test motorunda var olan titreşim sıçramaları test motorunda büyük oranda azalmıştır.

Seçilen ve üretimi yapılan karma modelden farklı olarak statorunda bükme yapılan motor modelinde de, sonlu elemanlar analizleri sonucunda titreşimlerin büyük oranda azaldığı gözlemlenmiştir. Etkileşim momenti hemen hemen sıfırlanan ve oluk-diş harmoniklerinde düşüş yaşanan motor modeli için hava aralığı akısına bakıldığında elde edilen temel harmonik de düşmüştür. Buna göre hem üretim maliyetlerinin yüksek olması hem de hava aralığı akısında büyük oranda düşüş yaşanması sebebiyle statorunda bükme yapılan motor modeli için prototip üretimi yapılmamıştır.

Bilgisayar ortamında, motor üretilmeden ön çalışma yapılmasını sağlayan analiz yöntemi olarak sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır. Sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan analizlerde hesaplama zamanından tasarruf için ihtiyaç duyulmadığı sürece iki boyutlu modeller kullanılmıştır. Test motoru için iki boyutlu modellerde, her bir zaman adımında çözülmesi gereken düğüm sayısı, ortalama 49000'dir. Buna göre her bir zaman adımı için çözülecek seyrek matrisin boyutu 49000x49000 kadar olmaktadır. Dolayısıyla iki boyutlu motor modeli için bile düğümlerde hesaplanması gereken manyetik potansiyel oldukça büyük bir hesap yükü getirmektedir. Örneğin 1000 zaman adımı için çalıştırılması gereken iki boyutlu bir modelde işlem zamanı 7200 saniye civarındadır. Bu çalışmalar esnasında, test motorunda gerek motor laminasyonları ve mıknatıslar üzerinde gerekse motor sargıları ile ilgili olarak birçok çalışma yapılmış ve bu çalışmalar için çok sayıda motor modeli üzerinde sonlu elemanlar yöntemi analizleri yapılmıştır. Çalıştırılan iki boyutlu modellerin sayısı yaklaşık olarak 600 modeldir. Bu nedenle sadece iki boyutlu modellerde kullanılan Merkezi İşlem Birimi (Central Processing Unit) zamanı yaklaşık  $43 \times 10^5$ 's'dir. Modeller 4 işlemcili bilgisayarda, her bir işlemcide bir modelin çalışması sağlanacak şekilde dağıtılmış ve zaman zaman 4 işlemci üzerinde eş zamanlı olarak modeller çalıştırılmıştır. Böylece aynı anda birden fazla motor modelinin çalıştırılması ve analiz sonuçlarının elde edilmesi sağlanmıştır. Bu da bu tarz hesaplarda kullanılacak bilgisayarları çok çekirdekli olup dağıtık hesaplama için uygun yapıda olmasının avantaj sağladığını göstermektedir.





## KAYNAKLAR

- [1] **Kiyoumarsı, A., Moallem, M.,** 2005. Optimal Shape Design of Interior Permanent–Magnet Synchronous Motor, Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference, 642 – 648.
- [2] **Aydin, M., Ronghai, Q., Lipo, T. A.,** 2003. Cogging Torque Minimization Technique for Multiple-Rotor, Axial Flux Surface Mounted PM Motors: Alternating Magnet Pole in Facing Rotors, Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting.
- [3] **Studer, C., Keyhani, A., Sebastian, T., Murthy, S. K.,** 1997. Study of Cogging Torque in Permanent Magnet Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1, 42 - 49.
- [4] **Kang, Gyu-Hang, Son, Young-Dae, Kim, Gyu-Tak,** 2007. A Novel Cogging Torque Reduction Method for Interior Type Permanent Magnet Motor, Industry Applications Conference, 42nd IAS Annual Meeting, 119 – 125.
- [5] **Güemes, J.A., Garcia, P. M., Iraolagoitia, A. M., Ugartemendia, J., J.,** 2009. Influence of slot opening width and rotor pole radius on the torque of PMSM. International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPO'09)
- [6] **Hwang, K., Rhee, S., Yang B., Byung, K.,** 2007. Rotor pole design in spoke type brushless DC motor by response surface method, Magnetics, IEEE Transactions on Vol. 43, Issue 4, 1833 – 1836.
- [7] **Islam, M., S., Mir, S., Sebastian, T.,** 2004. Issues in reducing the cogging torque of mass-produced permanent magnet brushless DC motor, Industry Applications, IEEE Transactions on Vol. 40, Issue 3, 813 – 820.

- [8] **Zhu, Z., Q., Howe, D.**, 2000. Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines, *Energy Conversion, IEEE Transactions on* Vol. 15, Issue 4, 407 – 412.
- [9] **Zhu, Z. Q., Ruangsinchaiwanich, S., Schofield, N., Howe, D.**, 2003. Reduction of cogging torque interior-magnet brushless machines, *Magnetics, IEEE Transactions on* Vol. 39, Issue 5, 3238 – 3240.
- [10] **Wang, K., Shen, J. X., Zhou, F. Z. Qui, R. H., Lin, R. G.**, 2007. Optimal design of magnet pole arc considering utility of third – harmonic back-EMF in high speed sensorless brushless DC motors., *Electrical Machines and Systems, ICEMS. International Conference on*.
- [11] **Dutta, R., Sayeef, S., Rahman, M. F.**, 2007. Cogging torque analysis of a segmented interior permanent magnet machine, *Electric Machines & Drives Conference. IEEE International Publication Vol.:* 1, 781-786.
- [12] **Ruangsinchaiwanich S., Zhu Z. Q., Howe D.**, 2005. Influence of magnet shape on cogging torque and back EMF waveform in permanent magnet machines, *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on* Vol. 1, 284 – 289.
- [13] **Kim, K., Lim, S., Koo, D., Lee, J.**, 2006. The shape design of permanent magnet for permanent magnet synchronous motor considering partial demagnetization, *Magnetics, IEEE Transactions on* Vol. 42, Issue 10, 3485 - 3487
- [14] **Breton, C., Bartolome, J., Benito, J. A., Tassinario, G., Flotats, I, Lu, C. W., Chalmers, B. J.**, 2000. Influence of machine symmetry on reduction of cogging torque in permanent magnet brushless motors. *Magnetics, IEEE Transactions on*, Vol. 36, Issue 5, 3819 – 3823.
- [15] **Hwang, C. C., Chang, C. M., Cheng, S. P., Chan, C. K., Pan, C. T., Chang, T. Y.**, 2004. Comparison of performance between IPM and SPM motors with rotor eccentricity, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* Vol. 282, 360-363.

- [16] **Jabbar, M. A., Khamboadkone A. M., Qinghua L.,** 2002. Design and analysis of exterior and interior type high speed permanent magnet motors.
- [17] **Yeop, Seong, Lim, Lee, Ju,** 2006. A design for improved performance of interior permanent magnet synchronous motor for hybrid electric vehicle, *Journal of Applied Physics* 99.
- [18] **Zadeh, M. H., Kiyoumars, A.,** 2007. Torque optimization of the interior permanent magnets synchronous motors using design sensitivity analysis.
- [19] **Bianchi, N., Bolognani, S.,** 2002. Design techniques for Reducing the cogging torque in surface mounted PM motors, *Industry Applications, IEEE Transactions on* Vol. 38, Issue 5, 1259 – 1265.
- [20] **Chong, L, Dutta, R., Rahman, M. F,** 2008. Parameter Analysis of an IPM machine with fractional-slot concentrated windings, part I: Open circuit analysis, *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities* , 1-6.
- [21] **Salminen, P., Pyrhönen, J., Niemela, M., Mantere, J,** 2004. Performance Analysis of fractional slot wound PM motors, *Proceeding of the International Conference on Electrical Machines (ICEM)*.
- [22] **Bianchi, N, Bolognani, S., Pre, M. D., Grezzani, G.,** 2005. Design Consideration for fractional slot winding configuration of synchronous machines, *Industry Applications, IEEE Transactions on* Vol. 42, Issue 4, 997 – 1006.
- [23] **Bianchi, N., Cervaro, S.,** 2004. Optimum Current Waveform for Minimizing Torque ripple of SMP motors, *Electric Power Components and Systems, Vol. 32, Issue 5,* 435 – 451.
- [24] **Kefalas, T., Kalokiris, G., Kladas, A., Tegopoulos, J.,** 2005. Design of skewed mounted permanent magnet synchronous generators based on 2D ve 3D finite element techniques, *Journal of Material Processing Technology, Vol. 161, Issues 1-2,* 288-293.

- [25] **Parsa, L., Hao, L.** 2008. Interior permanent magnet motors with reduced torque pulsation, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* Vol. 55, Issue 2, 602 – 609.
- [26] **Hanselman, D.C.** 1997. Effect of skew, pole count and slot count on brushless motor radial force, cogging torque and back EMF, *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, Vol. 144, Issue 5, 325 - 330
- [27] **Islam, R., Husain, I., Fardoun, A.** 2009. Permanent magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction, *Industry Applications, IEEE Transactions on Publication* Vol.: 45, Issue: 1, 152-160.
- [28] **Saied S. A., Abbaszadeh K.,** 2009. Cogging torque reduction in brushless DC motors using slot-opening shaft, *Advances in Electrical and Computer Engineering* Vol.: 9, Issue: 2, 75 – 81.
- [29] **Hanselman D.,** 2003, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, The Writers' Collective, Rhode Island.
- [30] **Hendershot, J. R., Miller T.J. E.,**1994, *Design of brushless permanent-magnet motors Permanent Magnet Brushless DC Motor*, Hillsboro, OH Magna Physics Pub
- [31] **Bal, Güngör,** 2001. *Doğru Akım Makineleri ve Sürücüler*, Seçkin Yayınevi
- [32] **Singth Bhim, Dwivedi S.,** 2006. A State of art on different configuration of permanent magnet brushless machines, Vol 87 , 63-73.
- [33] **Ergene, L. T., Salon, S., J.,** 2004. One-slot AC steady-state model of a canned-solid rotor induction motor”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.: 40, Issue: 4, Part 1, 1892- 1896, July.
- [34] **Salon, S., Sivasubramaniam, K., Ergene, L.T.,** 2001 , “The effect of asymmetry on torque in permanent magnet motors”. IEMDC 2001. IEEE International, Electric Machines and Drives Conference, 208-217.
- [35] **Edward P. Furlani,** 2001. *Permanent Magnet and Electromechanical Devices Materials, Analysis, and Applications*, Academic Press Series in Electromagnetism, USA

- [36] **Jabbar, M. A., Khambadkone A. M. and Qinghua Liu**, Design and Analysis of Exterior and Interior Type High-Speed Permanent Magnet Motors
- [37] **Yang, Byoung-yull, Park, Hyun-kag, Kwon, Byung-il**, 2006. Design of Flux Barrier for Reducing Torque Ripple and Cogging Torque in IPM type BLDC motor, 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation.
- [38] **Kang, Gyu-Hong, Son, Young-Dae, Kim Gyu-Tak**, 2009. A Novel Cogging Torque Reduction Method for Interior Type Permanent Magnet Motors, Industry Applications, IEEE Transactions on Publication Date: Jan.-feb. 2009 Vol.: 45, Issue: 1, 161-167.
- [39] **Kang Gyu-Hong, Hur Jin**, 2005. Analytical Prediction and Reduction of the Cogging Torque in Interior PM Magnet Motor, IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 1620 – 1624, 15-15 May.
- [40] **Cros, Jérôme, Viarouge, Philippe**, 2002. Synthesis of High Performance PM Motors With Concentrated Windings, IEEE Transaction on Energy Conversation, VOL. 17, NO. 2, 248-253.
- [41] **Chiver, O., Micu, E., Barz. C.**, 2008. Stator winding leakage inductances determination using finite elements method”, 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment.
- [42] **Wang A., Li H., Lu W., Zhao H.**, 2009. Influence of skewed and segmented magnet rotor on IPM machine performance and ripple torque for electric tranction, IEEE International Conference in Electric Machines and Drives Conference.
- [43] **Wendling, P., LeFloch, Y., Lombard, P., Akabar, A., Sabi-haddad, L.**, 2005. Two Techniques for Modeling an Induction Motor with Skewed Slots with a Time-Stepping 2D-3D Finite Element Method, IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 1006-1010, 15-15 May 2005.

Url-1 < <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00885a.pdf> > ,

alındığı tarih 30.06.2008

Url-2 < <http://www.thompsonrd.com/induct2.pdf> >, alındığı tarih 15.06.2009



## ÖZGEÇMİŞ

**Ad Soyad:** Yasemin Dönmezer

**Doğum Yeri ve Tarihi:** İstanbul-14.03.1983

**Lisans Üniversitesi:** Sakarya Üniversitesi

### **Yayın Listesi:**

- **Donmezer,Y.**, Ergene, L.T.,'Cogging torque analysis of interior-type PM BLDC motor used in washers', ELECTROMOTION 2009 - EPE Chapter 'Electric Drives', Joint Symposium, France, July 2009.
- Ergene, L.T., **Donmezer Y.**, 'A Study of End Turn Inductance Calculation in BLDC Motors', SPEEDAM 2010 - 20th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Italy, June 2010 (Kabul edildi).