

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORDA
ALGILAYICISIZ KONUM KONTROLÜ VE MOMENT
DALGALILIĞININ AZALTILMASI**

DOKTORA TEZİ

Mehmet POLAT

Enstitü No: 02113206

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Makinaları

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM

NİSAN-2010

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORDA
ALGILAYICISIZ KONUM KONTROLÜ VE MOMENT
DALGALILIĞININ AZALTILMASI**

DOKTORA TEZİ

Mehmet POLAT

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Makinaları

Bu tez, 22.-04.-2010 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği /oyçokluğu ile başarılı / ~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM

Üye: Prof.Dr. Sefa AKPINAR

Üye: Prof. Dr. Sedat SÜNTER

Üye: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR

Üye: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun/...../..... tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

ÖNSÖZ

Doktora tez çalışmam süresince tezin her aşamasında bilgi birikimi ve tecrübeleri ile her zaman bana yardımcı olan, Danışmanım Prof. Dr. Sayın Hasan KÜRÜM 'e teşekkür ederim. Hayatımın her safhasında maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman hiçbir koşulda esirgemeyen, benim bu yerlere gelmemdeki en büyük emeği harcayan başta Annem ve Babam olmak üzere Aile fertlerine ve sevgili eşime teşekkürlerimi sunarım.

Motor imalatı konusunda bize fabrikasının kapısını tamamen açan, EMSAŞ Elektrik Motorları ve Pompa Limited Şirketi adına Sayın Hayrettin DÜŞKÜN'e ve motor parçalarının birleştirilmesinde hususunda sonsuz katkılarından dolayı Sayın Mehmet DÜŞKÜN'e teşekkür ederim

Motor'un stator sargılarının sarılmasında bize yardımcı olan Gazi Anadolu Teknik Lisesi Bobinaj Atölyesi Şefi Sayın Veysel ÖKSÜZTEPE hocamıza teşekkür ederim. Çalışma süresince yardımlarını gördüğüm Yrd. Doç. Dr. Sayın Eyyüp ÖKSÜZTEPE'ye, Yrd. Doç. Dr. Sayın Zeki OMAÇ'a, Yrd. Doç. Dr. Sayın Ayşegül UÇAR'a, Arş. Gör. Dr. Sayın Sencer ÜNAL'a, Yük. Elk-Eln. Müh. Sayın Hakan ÇELİK' e, Arş. Gör. Sayın Mahmut Temel ÖZDEMİR'e, Arş. Gör. Sayın Ayşe Kocalmış BİLHAN ile diğer mesai arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Ayrıca Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim Birimi'ne (FÜBAP-1467) proje dâhilinde yaptığı desteklerden dolayı teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER	II
ÖZET	VI
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER LİSTESİ	X
TABLolar LİSTESİ	XVIII
SEMBOLLER LİSTESİ	XIX
KISALTMALAR LİSTESİ	XXII
1. GİRİŞ	1
1.1. Genel Bilgi	1
1.2. ARM Üzerinde Yapılan Çalışmalar	3
1.3. Çalışmanın İçeriği	8
2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORLARA GENEL BAKIŞ...	9
2.1. Giriş	9
2.2. Anahtarlamaalı Relüktans Motorun Yapısı	9
2.3. Anahtarlamaalı Relüktans Motorun Olumlu Ve Olumsuz Özellikleri	11
2.3.1. Motor Çalışma Bakımından Olumlu ve Olumsuz Yönleri	11
2.3.2. Sürücü Devresi Bakımından Olumlu Ve Olumsuz Yönler	13
2.3.3. Denetleyici Bakımından Olumlu Ve Olumsuz Yönler	14
2.4. Anahtarlamaalı Relüktans Motorun Çalışma Esası	15
2.5. Anahtarlamaalı Relüktans Motorda Endüktans Değişimi	16
2.6. Anahtarlamaalı Relüktans Motorda Moment Üretimi	21
2.7. ARM'nin Eşdeğer Devresinin Çıkartılması	22
2.8. Anahtarlamaalı Relüktans Motorun Moment – Hız Karakteristiği	24
2.9. Anahtarlamaalı Relüktans Motorlarda Gürültü	26
2.10. Anahtarlamaalı Relüktans Motorların SürücüDevreleri.....	28
2.10.1. Klasik İki Anahtarlı Besleme Devresi	30
2.10.2. Söndürme Dirençli Besleme Devresi	31
2.10.3. İki Sargılı Besleme Devresi	32
2.10.4. Orta Nokta Bağlantılı İki DA Kaynaklı Besleme Devresi.....	33
2.10.5. Kondansatör Boşalmalı Besleme Devresi.....	33
2.10.6. Miller Besleme Devresi	34
3. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN TASARIMI.....	35
3.1. Giriş	35
3.2. Çıkış Denkleminin Çıkarılması.....	35
3.3. Boyutların Seçimi.....	39
3.3.1. Çap ve Uzunluk.....	39
3.3.2. Sarım Sayısı	40
3.3.3. Isı Faktörü	41
3.3.3.1 Stator Bakır Kayıpları.....	41
3.3.3.2 Tr'nin Yaklaşık Olarak Hesaplanması	44

3.3.3.3	Tf in Yaklaşık Olarak Hesaplanması	44
3.3.4.	Stator Dış Demir Kalınlığı.....	45
3.3.5	Stator Bobin Boyutları.....	46
3.3.6	Stator Kutup Uzunluğu	47
3.3.7.	Stator Dış Çapı	47
3.3.8.	Rotor Dış Demir Kalınlığı	47
3.3.9.	Rotor Kutup Yüksekliği.....	48
3.3.10.	Nüve Kayıplarının Tahmini	48
3.3.11	Akı Yoğunluğu Dalga Şekilleri.....	49
3.3.11.1	Stator.....	49
3.3.11.2	Rotor	52
3.3.11.3.	Nüve Kayıpları	54
3.3.11.4.	Hesaplama İşlemi	54
3.4.	Tasarımın Denetimi	54
3.5.	İşlemsel Sınırlama	55
3.6	Faz Sayısının Belirlenmesi	56
3.7.	Kutupların Seçimi.....	57
3.8.	Kutup yayı/kutup aralığı oranı	58
3.9.	Kutup yaylarının seçimi.....	59
3.9.1	Kendinden Başlamayı Başarmak İçin Minimum Stator Ve Rotor Kutup Yayı Oranı.....	59
3.9.2	Çakışma Açısının (θ_0) Sınırlanması.....	61
3.9.3.	β_r 'nin Üst Sınırı.....	62
3.9.4.	Kutup Tabanının Seçimi	68
3.10.	Hava Aralığının Moment Üzerindeki Etkisi	70
3.11.	8/6 ARM'nin Tasarımının Gerçekleştirilmesi	72
3.11.1	Dört Fazlı ARM'nin Seçilmesinin Sebebi	72
3.11.2	Çıkış Momentinin Belirlenmesi	73
3.11.3	Çerçeve Numarasının Seçimi.....	73
3.11.4.	Stator ve Rotor Kutup Açılarının Seçimi.....	74
3.11.5.	Diğer Boyutların ve Parametrelerin Hesabı.....	79
4.	ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİYLE TASARIMI.....	86
4.1.	Giriş	86
4.2	Sonlu Elemanlar Yöntemi	86
4.3.	Varyasyon Hesabı.....	87
4.4.	Fonksiyonelin Extremum Olma Koşulu	87
4.5.	Sınır Koşulları	89
4.6.	Rayleigh – Ritz Yöntemi	90
4.7.	Sonlu Elemanlar ve Ragleigh – Ritz Yöntemi	92
4.8.	Galerkin Yöntemi	96
4.9.	Elemanların Birleştirilmesi	101
4.10.	ANSYS Paket Programı	103
4.10.1	Newton – Raphson Yöntemi	105
4.10.2.	Maxwell Stress Tensor Yöntemi	106
4.11.	Tasarlanan Modellerin SEY Analizleri	107
4.11.1.	Model 1'in SEY Analizi	109

4.11.2.	Model 2'in SEY Analizi	112
4.11.3.	Model 3'ün SEY Analizi	114
4.11.4.	Model 4'ün SEY Analizi	117
4.12.	Genel Değerlendirme.....	119
4.13	Model 4'ün Ayrıntılı Analizi	122
4.13.1	Model 4'ün Doymasız Durumdaki Çalışma Karakteristiği	122
4.13.2	Model 4'ün Doymalı Durumdaki Çalışma Karakteristiği	124
4.13.3.	Model 4'ün Manyetik Akı ve İndüksiyon Dağılımları	127
5.	ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN MODELLENMESİ VE HIZ-MOMENT KONTROLÜ.....	131
5.1.	Giriş	131
5.2.	ARM'nin Doymasız Modeli	131
5.3.	ARM'nin Doymalı Modeli	136
5.4.	ARM'nin Kapalı Çevrim Hız Kontrolü	137
5.5.	ARM'nin Kapalı Çevrim Akım Kontrolü.....	138
5.6.	ARM'nin MATLAB/Simulink Ortamında Benzetimi	141
5.7.	Anahtarlamalı Relüktans Motorun Sürücü Düzeneginin Tasarımı	147
5.7.1.	Denetleyici Kart (DS1103)	148
5.7.2.	İzolasyon ve Ölü Zaman Devresi	149
5.7.3.	IGBT Sürücü Devresi	151
5.7.4.	Güç Devresi	152
5.7.5.	Koruma Devresi	154
5.7.6.	Akım ve Gerilim Algılayıcıları	155
5.7.7.	Artımsal Konum ve Hız Algılayıcısı	157
5.7.8.	ARM'nin Rotorunu Başlangıç Konuma Getirme	158
5.8.	Benzetim ve Deneysel Sonuçlar.....	158
5.8.1.	Yüksüz Durum için Kapalı Çevrim Gerilim ve Histeresiz Akım Kontrolü ile Hız Kontrolü Sonuçları.....	158
5.8.2.	Yüklü Durum için Kapalı Çevrim Akım Kontrolü ve Hız Kontrolü Sonuçları	168
5.9.	Genel Değerlendirme	177
5.10.	Tetikleme Açılarının Moment ve Moment Dalgalılığı Üzerindeki Etkisi.....	177
6.	ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN KONUM ALGILAYICISIZ KONTROLÜ.....	181
6.1.	Giriş	181
6.2.	Algılayıcısız Kontrole Genel Bakış.....	181
6.3.	YSA Kullanarak Rotor Konumunun Tahmini	184
6.3.1.	YSA Hakkında Genel Bilgiler	184
6.3.1.1.	YSA'nın Sınıflandırılması	186
6.3.1.2.	YSA'nın Tasarımı	189
6.3.2.	Rotor Konumunun Tahmini.....	192
6.4	Kullanılan Yöntem	194
6.5	Algılayıcısız Akım ve Hız Kontrolünün Benzetim ve Deneysel Sonuçlar	196
6.5.1	Yüksüz Çalışma	197
6.5.2	Yükte Çalışma.....	201
7.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	203
7.1.	Sonuçlar	203

	<u>Sayfa No</u>
7.2. Öneriler	204
KAYNAKLAR	206
EKLER	213
ÖZGEÇMİŞ	229

ÖZET

Doktora Tezi

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORDA ALGILAYICISIZ KONUM KONTROLÜ VE MOMENT DALGALILIĞININ AZALTILMASI

Mehmet POLAT

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2010, Sayfa: 229

Anahtarlamalı Relüktans Motorlar (ARM), gürültülü çalışmaları ve konum algılayıcılarına duydukları ihtiyaçtan dolayı endüstriyel uygulamalarda çok yaygın olarak kullanılamamaktadır. Ancak, eğer bu iki olumsuzluk önemli derecede giderilirse ARM'ler günümüz piyasasında bulunan birçok motor yerine kullanılabilecek düzeye gelebilir.

Literatürde akustik gürültünün birincil sebebi olarak radyal kuvvetler gösterilmektedir. Eğer biz radyal kuvvetlerin etkisini azaltabilirsek, akustik gürültüyü de azaltmış oluruz. Bu tezin amaçlarından biri gürültüye sebep olan radyal kuvvetlerin azaltılmasıdır. Bunun için de, motorun ya kontrol ya da manyetik devresinde iyileştirmeler yapılabilir.

Bu amaçla ilk etapta, tasarlanacak 8/6 ARM'nin boyutları belirlendikten sonra, motorun manyetik devresi esas alınarak yapılan geliştirmelerle (örneğin rotor ve stator kutuplarına şekil verme yöntemi) dört tip ARM tasarlanıp bir birleriyle karşılaştırılmıştır. Endüstride kullanılan motorlarla karşılaştırmak için dalgıç pompa tipi 8/6 kutuplu dört fazlı ARM üretilmiştir. Tasarlanan modellerin manyetik analizini yapmak için Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) kullanılmıştır. Bunun için de

ANSYS 10.0 paket programı kullanılmıştır. İncelemelerin sonucunda radyal kuvvetin etkisi standart tip bir ARM'ye göre %19.03 seviyesinde azaltılmıştır.

Bu çalışmanın ikinci etabını ise ARM'nin algılayıcı ve algılayıcı olmayan kapalı çevrim hız ve akım kontrolü oluşturmaktadır. Bu kontrol algoritmaları hız ve akım kontrolünün dışında iki önemli problemin çözümünün de sağlanması planlanmıştır. Bunlardan biri tetikleme açılarını değiştirerek moment dalgalılığının azaltılması ile birlikte akustik gürültünün azaltılması diğeri ise ARM konumunun algılayıcı olmadan tespit edilmesidir. ARM'nin algılayıcı olmayan konum tahmini için ise SEY yönteminden elde edilen ARM'nin manyetik karakteristikleri kullanılmıştır. Akı ve akım büyüklükleri yapay sinir ağlarına (YSA) giriş olarak verilip çıkışta ise konum elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Anahtarlamalı Relüktans Motor tasarımı, akustik gürültü, kapalı çevrim hız ve akım kontrolü, algılayıcı olmayan konum tahmini, yapay sinir ağları,

SUMMARY

PhD Thesis

SENSORLESS POSITION CONTROL AND TORQUE RIPPLE MINIMIZATION OF SWITCHED RELUCTANCE MACHINE

Mehmet POLAT

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering

2010, Page: 229

Because of need for a position sensor and producing acoustic noise the Switched Reluctance Machines (SRM) are not widely used in industrial applications. However, if these two drawbacks are solved in an important degree, SRMs can be used instead of many machines in today's industry.

In the literature, the primary cause of acoustic noise is given as radial forces. If the effect of the radial force is reduced then the acoustic noise will also reduced. One of the aims of this thesis is that reducing radial forces which is a cause of acoustic noise. Hence, some improvements can be made on control and/or magnetic circuits.

For this purpose, after determining the size of which 8/6 SRM is designed and based on improving motor magnetic circuit, four types of SRM are designed and are compared. In order to compare with machines used in industry, submersible pump type of 8/6 SRM was produced. Finite Elements Method (FEM) was also used to perform magnetic analysis of the designed models. ANSYS 10.0 package program was used in the analysis. The result of the investigation showed 19.03% reduction in radial force compared with the standard SRM.

The closed-loop speed and current controls with and without sensors of SRMs constitute the second stage of this study. It is planned to find a solution for two important problems with this control circuit. One of them is to reduce the acoustic noise and the other is to achieve sensorless operation of SRM. SRM's magnetic characteristics which are attained by FEM have been used for predicting SRM's sensorless position. Flux and current are input to artificial neural networks and position is attained as an output.

Keywords: Switched reluctance machine design, acoustic noise, the closed-loop speed and current control, sensorless position control, artificial neural networks.

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1	Stator kutup ve rotor kutup sayısına göre ARM çeşitleri	
	a) Bir fazlı 4/4 kutuplu ARM	
	b) İki fazlı 4/2 kutuplu ARM	
	c) Üç fazlı 6/4 kutuplu ARM	
	d) Dört fazlı 8/6 kutuplu ARM.....	10
Şekil 2.2	8/6 kutuplu bir ARM'nin bir faz sargısının gösterilişi	16
Şekil 2.3	ARM'nin bir faz endüktansının rotor konumuna bağlı değişim grafiği.	17
Şekil 2.4	8/6 kutuplu bir ARM'de lineer şartlarda dört faz endüktansının konuma bağlı değişim grafiği.....	19
Şekil 2.5	8/6 kutuplu bir ARM'nin kosinüs bağıntısından elde edilen dört faz endüktansının rotor konuma bağlı değişim grafiği.....	20
Şekil 2.6	ARM'de bir fazın endüktansına bağlı olarak üretilen momentin değişim grafiği.....	21
Şekil 2.7	ARM'nin tek faz eşdeğer devresi.....	23
Şekil 2.8	ARM'nin moment-hız karakteristiği.....	25
Şekil 2.9	Elektrik makinalarındaki gürültü kaynakları	26
Şekil 2.10	Çakışık konumdan önce ve çakışık konumda yarıçap yönünde oluşan kuvvetin büyüklüğü	27
Şekil 2.11	Faz başına iki anahtarlı klasik ARM sürücü devresi.	30
Şekil 2.12	ARM'nin bir fazın iletimi ile kesimi arasında akımın akış yolu.....	31
Şekil 2.13	Boşalma dirençli ARM sürücü devresi.	32
Şekil 2.14	Faz başına tek anahtarlı ve iki sargılı (bifilar) ARM sürücü devresi.	32
Şekil 2.15	Orta nokta bağlantılı iki DC kaynaklı ARM sürücü devresi.....	33
Şekil 2.16	Kondansatör boşalmalı (C- dump) ARM sürücü devresi.	33
Şekil 2.17	Dört fazlı ARM için Miller besleme devresi.....	34
Şekil 3.1	6/4 Üç fazlı ARM'nin görünümü	35
Şekil 3.2	ARM'nin stator akımına karşılık akı değişimi.....	36
Şekil 3.3	Üç fazlı ARM'nin overlaplı durumdaki faz akımları	43
Şekil 3.4	6/4 ARM'nin akımın geçtiği demir bölgeleri.....	49
Şekil 3.5	Şekil 3.4'te verilen ARM için stator akı yoğunluğu dalga şekilleri.....	50
Şekil 3.6	6/4 ARM'nin rotor akı yoğunluğu dalga şekilleri	53
Şekil 3.7	Üç Fazlı ARM'nin k_2B – stator akımı grafiği	55
Şekil 3.8	Ard arda gelen stator fazları için stator indüktansının rotor pozisyonuna göre değişimi.....	60
Şekil 3.9	Moment üretimi üzerinde eşit stator ve rotor kutup yaylarının etkisi	63
Şekil 3.10	Moment üretimi üzerinde rotor kutup yayının stator kutup yayından büyük olma durumunu etkisi.....	65
Şekil 3.11	Aynı tepe akımlarında kutup yaylarının moment üretimi üzerindeki etkileri	66
Şekil 3.12	Değişik makine empedans açısı γ için Nominal hızdaki akımın düşme açısının $R_{sn} I_{pn} / V_{dcn}$ 'e göre değişimi	67
Şekil 3.13	ARM'nin kutup taban ve yay şekli.....	68

Şekil 3.14	ARM'nin yarım simetri manyetik eşdeğer devresi	69
Şekil 3.15	Stator kutup tabanının ucu kutup yayının 1 katından 3.5 katına kadar değiştirilmesiyle elde edilen makine karakteristikleri.....	69
Şekil 3.16	8/6 makine için uygulanabilir üçgen diyagramı.....	75
Şekil 3.17	Değişik stator kutup açıları (150-300) için geliştirilen momentin rotor kutup açısına göre değişimi verilmiştir.....	76
Şekil 3.18	Değişik stator kutup açıları (150-300) için birim demir hacmi başına üretilen momentin rotor kutup açısına göre değişimi verilmiştir.....	76
Şekil 3.19	Değişik stator kutup açıları (150-290) için kalan açıklık yerinin rotor kutup açılarına göre değişimi	77
Şekil 3.20	Değişik stator kutup açıları (180-260) için geliştirilen momentin rotor kutup açısına göre değişimi verilmiştir.....	78
Şekil 3.21	Birim demir hacmi başına üretilen momentin rotor kutup açısına göre değişimi.....	78
Şekil 3.22	M530-50A Silisyumlu Sacın B-H karakteristiği.....	79
Şekil 4.1	Bir fonksiyonun varyasyonu	88
Şekil 4.2	Bir üçgen elemanı.....	93
Şekil 4.3	Bir üçgen elemanın potansiyeli	99
Şekil 4.4	Üçgen elemanların birleştirilmesi.....	102
Şekil 4.5	ANSYS 10.0 program penceresi.	104
Şekil 4.6	Newton Raphson Yönteminin geometrik çizimi.....	106
Şekil 4.7	Maxwell Stress Tensor Yönteminde kapalı bir çizginin seçilmesi.	106
Şekil 4.8	Manyetik alan diyagramı, yerel stress ve diğer bileşenleri.....	107
Şekil 4.9	8/6 kutuplu ARM'nin ön görünüşü	108
Şekil 4.10	Model 1'in stator ve rotor kutup şekilleri	110
Şekil 4.11	Model 1'in üç boyutlu çeşitli açılardan görünüşü	110
Şekil 4.12	Model 1'in Moment-Rotor açısı eğrisi	111
Şekil 4.13	Model 1'in Radyal Kuvvet-Rotor açısı eğrisi	111
Şekil 4.14	Model 1'in Endüktans-Rotor açısı eğrisi	112
Şekil 4.15	Model 2'in stator ve rotor kutup şekilleri	112
Şekil 4.16	Model 2'in üç boyutlu çeşitli açılardan görünüşü	112
Şekil 4.17	Model 2'in Moment-Rotor açısı eğrisi	113
Şekil 4.18	Model 2'in Radyal Kuvvet-Rotor açısı eğrisi	113
Şekil 4.19	Model 2'in Endüktans-Rotor açısı eğrisi	114
Şekil 4.20	Referans Alınan stator ve rotor kutup şekilleri	115
Şekil 4.21	Model 3'ün stator ve rotor kutup şekilleri	115
Şekil 4.22	Model 3'ün üç boyutlu çeşitli açılardan görünüşü	115
Şekil 4.23	Model 3'ün Moment-Rotor açısı eğrisi	116
Şekil 4.24	Model 3'ün Radyal Kuvvet-Rotor açısı eğrisi	116
Şekil 4.25	Model 3'ün Endüktans-Rotor açısı eğrisi	117
Şekil 4.26	Model 4'ün stator ve rotor kutup şekilleri	117
Şekil 4.27	Model 4'ün üç boyutlu çeşitli açılardan görünüşü	118
Şekil 4.28	Model 4'ün Moment-Rotor açısı eğrisi	118
Şekil 4.29	Model 4'ün Radyal Kuvvet-Rotor açısı eğrisi	119
Şekil 4.30	Model 4'ün Endüktans-Rotor açısı eğrisi	119
Şekil 4.31	Modellerin Endüktans-Rotor açısı eğrisi	120

Şekil 4.32	Modellerin Moment-Rotor açısı eğrisi	121
Şekil 4.33	Modellerin Radyal kuvvet-Rotor açısı eğrisi	121
Şekil 4.34	Endüktans-Rotor açısı eğrileri.....	122
Şekil 4.35	Moment-Rotor açısı eğrileri.....	123
Şekil 4.36	Modellerin Radyal kuvvet-Rotor açısı eğrileri.....	124
Şekil 4.37	Endüktans-Rotor açısı eğrileri.....	125
Şekil 4.38	Moment-Rotor açısı eğrileri.....	126
Şekil 4.39	Radyal kuvvet-Rotor açısı eğrileri.....	126
Şekil 4.40	Çözüm bölgesinin ¼'lük çözüm ağı	127
Şekil 4.41	0° Sabit akımlarda yapılan anlık statik çözüm a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	128
Şekil 4.42	15° Sabit akımlarda yapılan anlık statik çözüm a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	129
Şekil 4.43	30° Sabit akımlarda yapılan anlık statik çözüm a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	130
Şekil 5.1	ARM'nin doğrusal durumdaki akı-akım değişimi	131
Şekil 5.2	ARM'nin bir fazının eşdeğer devresi.	134
Şekil 5.3	ARM'nin doyma bölgesindeki akı-akım değişimi	136
Şekil 5.4	ARM'nin kapalı çevrim hız kontrol şeması.	138
Şekil 5.5	ARM'de kullanılan histeresiz akım kontrolünün blok diyagramı.....	139
Şekil 5.6	ARM'de kullanılan gerilim kontrolünün blok diyagramı.....	139
Şekil 5.7	ARM sürücünün kapalı çevrim akım kontrol blok diyagramı.	140
Şekil 5.8	PWM işaretin elde edilişi.....	141
Şekil 5.9	MATLAB/Smulink ortamında hazırlanan 8/6 ARM'nin kapalı çevrim hız ve akım kontrolünün benzetim şeması	142
Şekil 5.10	İletim ve kesim açılarının hesaplandığı bloğun ayrıntıları	143
Şekil 5.11	Gerilim kontrolü ile yapılan kapalı çevrim akım kontrolü bloğu.....	144
Şekil 5.12	Histeresiz kapalı çevrim akım kontrolü	145
Şekil 5.13	SEY ile hesaplanan endüktansların sisteme dâhil edilmesi	145
Şekil 5.14	8/6 ARM'nin Motor modeli.....	146
Şekil 5.15	Deney düzeneğinin blok diyagramı.....	147
Şekil 5.16	Deney setinin fotoğrafları a) Tüm deney seti b)Sürücü devre	148
Şekil 5.17	DSP denetleyici kart (DS1103).....	149
Şekil 5.18	İzolasyon ve ölü zaman devresinin tek anahtar devre şekli.....	150
Şekil 5.19	İzolasyon ve ölü zaman devresinin fotoğrafı	150
Şekil 5.20	VLA531-01R hibrit IGBT sürücüentegresinin blok şeması	151
Şekil 5.21	Tek bit IGBT için uygulama devresi	151
Şekil 5.22	Sürücüdevresinin fotoğrafı.....	152
Şekil 5.23	Tek fazlı köprü doğrultucu devresi.....	152
Şekil 5.24	8/6 ARM'nin güç devresi.....	153
Şekil 5.25	8/6 ARM'nin tek bacağındaki RCD snubber devreleri	153
Şekil 5.26	Güç devresinin fotoğrafı	154
Şekil 5.27	Koruma devresi	155
Şekil 5.28	Koruma devresinin fotoğrafı.....	155

Şekil 5.29 Akım algılayıcı devre şeması.....	156
Şekil 5.30 Akım algılayıcı devrenin fotoğrafı.....	156
Şekil 5.31 Gerilim algılayıcı devre şeması.....	156
Şekil 5.32 Gerilim algılayıcı devrenin fotoğrafı.....	157
Şekil 5.33 Artımsal konum ve hız algılayıcısının çalışma prensibi.....	157
Şekil 5.34 115 V'luk besleme geriliminde 150 rad/sn'lik referans hız için ARM'nin benzetim sonuçları, a) Hız-Zaman grafiği b) A fazının akım, gerilim ve endüktans dalga şekilleri ile tetikleme üçgeni c) A faz geriliminin genel görünümü d) Dört faz PWM gerilimi.....	159
Şekil 5.35 115 V'luk besleme geriliminde 150 rad/sn'lik referans hız için ARM'nin benzetim sonuçları, a) A Fazı akımının genel görünümü b) Dört faz akımı c) Geliştirilen toplam momentlerin genel görünümü d) Dört faz momentinin toplamı.....	160
Şekil 5.36 115 V'luk besleme geriliminde 150 rad/sn'lik referans hız için ARM'nin Hız- Zaman grafiğine ait deneysel sonuç.....	161
Şekil 5.37 115 V'luk besleme geriliminde 150 rad/sn'lik referans hız için ARM'nin deneysel sonuçları, a) Faz geriliminin genel görünümü b) Faz gerilimin açık şekli c) Faz akımının genel görünümü d) Faz akımının açık şekli	161
Şekil 5.38 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin benzetim sonuçları, a) Hız-Zaman grafiği b) A fazının akım, gerilim ve endüktans dalga şekilleri ile tetikleme üçgeni c) A faz geriliminin genel görünümü d) Dört faz PWM gerilimi.....	163
Şekil 5.39 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin benzetim sonuçları, a) A fazı akımının genel görünümü b) Dört faz akımı c) Geliştirilen toplam momentlerin genel görünümü d) Dört faz momentinin toplamı.....	164
Şekil 5.40 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin Hız- Zaman grafiğinin deneysel sonucu.....	165
Şekil 5.41 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin deneysel sonuçları, a) Faz geriliminin genel görünümü b) Faz gerilimin açık şekli c) Faz akımının genel görünümü d) Faz akımının açık şekli	165

Şekil 5.42	200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin benzetim sonuçları, a) Hız-Zaman grafiği b) A fazının akım, gerilim ve endüktans dalga şekilleri ile tetikleme üçgeni c) A faz geriliminin genel görünümü d) Dört faz PWM gerilimi.....	166
Şekil 5.43	200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin benzetim sonuçları, a) A Fazı akımının genel görünümü b) Dört faz akımı c) Geliştirilen toplam momentlerin genel görünümü d) Dört faz momentinin toplamı.....	167
Şekil 5.44	200 V'luk besleme geriliminde ve 100 rad/sn'de dönen ARM'nin yükünün 1Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkarılması durumundaki benzetim sonuçları; a) Hız-Zaman grafiği b) Hız-Zaman grafiğinin büyütülmesi c) A faz geriliminin genel görünümü d) Faz geriliminin açık şekli.....	169
Şekil 5.45	200 V'luk besleme geriliminde ve 100 rad/sn'de dönen ARM'nin yükünün 1Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkarılması durumundaki benzetim sonuçları; a) A Fazı akımının genel görünümü b) Faz akımının açık şekli c) Geliştirilen toplam momentlerin genel görünümü d) Faz momentinin açık şekli	170
Şekil 5.46	200 V'luk besleme geriliminde ve 100 rad/sn'de dönen ARM'nin yükünün 1Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkarılması durumundaki deneysel sonuçları; a) Hız-Zaman grafiği b) Hız-Zaman grafiğinin büyütülmesi c) A faz geriliminin genel görünümü d) Faz geriliminin açık şekli.....	171
Şekil 5.47	200 V'luk besleme geriliminde ve 100 rad/sn'de dönen ARM'nin yükünün 1Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkarılması durumundaki deneysel sonuçları; a) A faz akımının genel görünümü b) Faz akımının açık şekli	171
Şekil 5.48	150 V'luk besleme geriliminde ve 3.5 Ntm'lik yükte olan ARM'nin hız değişimindeki davranışının benzetim sonuçları; a) Hız-Zaman grafiği b) Hız-Zaman grafiğinin büyütülmesi c) A faz geriliminin genel görünümü d) Faz geriliminin açık şekli.....	172

Şekil 5.49	150 V'luk besleme geriliminde ve 3.5 Ntm'lik yükte olan ARM'nin hız değişimindeki davranışının benzetim sonuçları; a) A Fazı akımının genel görünümü b) Faz akımının açık şekli c) Üretilen toplam momentlerin genel görünümü d) Faz momentinin açık şekli	173
Şekil 5.50	150 V'luk besleme geriliminde ve 3.5 Ntm'lik yükte olan ARM'nin hız değişimindeki davranışının deneysel sonuçları; a) Hız-Zaman grafiği b) Hız-Zaman grafiğinin büyütülmesi c) A faz geriliminin genel görünümü d) Faz geriliminin açık şekli.....	174
Şekil 5.51	150 V'luk besleme geriliminde ve 3.5 Ntm'lik yükte olan ARM'nin hız değişimindeki davranışının deneysel sonuçları; a) A faz akımının genel görünümü b) Faz akımının açık şekli	174
Şekil 5.52	200 V'luk besleme geriliminde ve 200 rad/sn'de dönen ARM'nin pompa tipi yükteki benzetim sonuçları; a) Hız-Zaman grafiği b) Yük ve Motor momentinin zamana göre değişimi c) A faz geriliminin genel görünümü d) Faz geriliminin açık şekli.....	175
Şekil 5.53	200 V'luk besleme geriliminde ve 200 rad/sn'de dönen ARM'nin pompa tipi yükteki benzetim sonuçları; a) A Fazı akımının genel görünümü b) Faz akımının açık şekli, c) Üretilen toplam momentlerin genel görünümü d) Toplam momentin açık şekli.....	176
Şekil 5.54	Farklı akımlardaki Endüktans-Rotor Açısı değişimi	178
Şekil 5.55	200 V'luk besleme geriliminde 100 rad/sn'de dönen ARM'nin değişik tetikleme açılarındaki benzetim sonuçları; a) Endüktans eğrisinin 12 ⁰ 'sinde tetiklendiği andaki, b)Endüktans eğrisinin 10 ⁰ 'sinde tetiklendiği andaki, c)Endüktans eğrisinin 8 ⁰ 'sinde tetiklendiği andaki moment değişim grafikleri ile o bölgeye ait endüktans ve tetikleme aralığı eğrileri.....	179
Şekil 5.56	200 V'luk besleme geriliminde 300 rad/sn'de dönen ARM'nin değişik tetikleme açılarındaki benzetim sonuçları; a) Endüktans eğrisinin 12 ⁰ 'sinde tetiklendiği andaki, b) Endüktans eğrisinin 10 ⁰ 'sinde tetiklendiği andaki, c) Endüktans eğrisinin 8 ⁰ 'sinde tetiklendiği andaki moment değişim grafikleri ile o bölgeye ait endüktans ve tetikleme aralığı eğrileri.....	180
Şekil 6.1	Açık döngü denetimde faz akımı-endüktans ve iletim açısı ilişkileri	183
Şekil 6.2.	Temel YSA hücresi	185
Şekil 6.3	YSA'nın genel yapısı.....	186
Şekil 6.4	İleri beslemeli ağ yapısı	187
Şekil 6.5	Geri beslemeli ağ yapısı	188
Şekil 6.6	Tek gizli katmana sahip geleneksel YSA yapısı	192

Şekil 6.7	Çift YSA'lı konum tahmini.....	193
Şekil 6.8	Konum tahmini blok diyagramı	194
Şekil 6.9	YSA kullanarak rotor konumunun tespitinin blok diyagramı	194
Şekil 6.10	YSA'nın eğitim sonucu	196
Şekil 6.11	YSA'nın test sonuçları	196
Şekil 6.12	YSA kullanarak rotor konumunun tespitinin MATLAB/Simulink modeli..	197
Şekil 6.13	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 200 rad/sn' deki	
	benzetim sonuçları;	
	a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini	
	b) Hız tahmin hatası.....	198
Şekil 6.14	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 200 rad/sn' deki	
	benzetim sonuçları;	
	a) Konum açısı-konum açısı tahmini	
	b) Konum açısı tahmin hatası	198
Şekil 6.15	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 200 rad/sn' deki	
	deneysel sonuçlar;	
	a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini	
	b) Hız tahmin hatası.....	198
Şekil 6.16	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 200 rad/sn' deki	
	deneysel sonuçlar;	
	a) Konum açısı-konum açısı tahmini	
	b) Konum açısı tahmin hatası	199
Şekil 6.17	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 50 rad/sn' deki benzetim .	
	sonuçları;	
	a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini	
	b) Hız tahmin hatası.....	199
Şekil 6.18	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 50 rad/sn' deki benzetim .	
	sonuçları;	
	a) Konum açısı-konum açısı tahmini	
	b) Konum açısı tahmin hatası	200
Şekil 6.19	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 50 rad/sn' deki deneysel .	
	sonuçlar;	
	a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini	
	b) Hız tahmin hatası.....	200
Şekil 6.20	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 50 rad/sn' deki deneysel .	
	sonuçlar;	
	a) Konum açısı-konum açısı tahmini	
	b) Konum açısı tahmin hatası	200
Şekil 6.21	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 2 Ntm yükte ve 200	
	rad/sn' deki benzetim sonuçları;	
	a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini	
	b) Hız tahmin hatası	201
Şekil 6.22	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 2 Ntm yükte ve 200	
	rad/sn' deki benzetim sonuçları;	
	a) Konum açısı-konum açısı tahmini	
	b) Konum açısı tahmin hatası	201

Şekil 6.23	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 2 Ntm yükte ve 50 rad/sn'deki benzetim sonuçları;	
a)	Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini	
b)	Hız tahmin hatası.....	202
Şekil 6.24	ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 2 Ntm yükte ve 50 rad/sn'deki benzetim sonuçları;	
a)	Konum açısı-konum açısı tahmini	
b)	Konum açısı tahmin hatası	202

TABLolar LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1 ARM'nin diğ er motorlarla karşı laştırılması.....	15
Tablo 3.1 Stator-Rotor kombinasyonları.....	57
Tablo 3.2 Kalan kombinasyonlar	78
Tablo 3.3 Hesaplamalar sonucunda elde edilen motor parametreleri	85
Tablo 4.1 İncelenecek ARM'lerin büyüklükleri	108
Tablo 4.2 Model 3'ün kutup şekillerine ilişkin Parametreler	114
Tablo 4.3 Model 4'ün kutup şekillerine ilişkin Parametreler	117
Tablo 4.4 Tasarlanan Modellerin dalgalılık oranı, radyal kuvvet, maksimum moment ve endüktans değ erleri.....	121
Tablo 4.5 Model 1 ve Model 4'ün radyal kuvvetler bakımından karşı laştırılması.....	124
Tablo 4.6 Model 1 ve Model 4'ün radyal kuvvetler bakımından karşı laştırılması.....	127
Tablo 6.1 Ağ türleri ve kullanıldıkları alanlar	190

SEMBOLLER LİSTESİ

λ	:Halkalanma akısı
θ_i	:Yükselen endüktans profili için akım iletim açısıdır
ℓ	:Sargının toplam uzunluğu
ρ	:Spesifik iletkenlik
ΔW_m	:Mekaniksel enerji
Δi	:Stator akımının artım miktarını gösterir.
ϕ_y	:Boyunduruk içindeki akı
ϕ	:Çakışık pozisyondaki akı
L_a^u	:Çakışık pozisyondaki doymamış endüktans
T_{ph}	:Faz başı sarım sayısı
ℓ_g	:Hava aralığı uzunluğu
L_u	:Çakışık olmayan endüktans
L_a^s	:Çakışık pozisyondaki doymuş endüktansı
β_s	:Stator kutup yayı
ω_m	:Rotor hızı (rad/sn)
ϕ	:Stator kutbu içindeki akı
A_{sp}	:Stator kutup alanı
γ	:Çakışık pozisyondaki empedansın açısı
θ_0	:Çakışma Açısı
θ_f	:Düşme açısı
θ_{rf}	:Nominal çalışma durumundaki akımın düşme oranı
θ_{rp}	:Rotor kutup eğimi
θ_{sp}	:Stator kutup yayı
μ_0	:Manyetik geçirgenliği
a	:Faktör (çarpan)
a_c	:İletkenin kesit alanı
a_c	:Belirlenen iletken kesit alanı
A_r	:Rotor kutup alanı
A_{rc}	:Rotor nüvesinin alanı
B	:Çakışık pozisyondaki stator kutup akı yoğunluğu
B_{10}, B_{11}	:Rotor akı yoğunlukları
B_{12}	:Rotor dış demir akı yoğunluğu
B_n	:Manyetik alanın normal bileşeni
B_r	:Rotor kutup akı yoğunluğu
b_{ry}	:Rotor dış demir kalınlığı
b_{sy}	:Stator dış demir kalınlığı
B_t	:Manyetik alanın teğet bileşeni

C	:Dış demir kalınlığı
c	:Rotor kutup nüve kesiti
D	:Stator çapı
D_{sh}	:Rotor mil çapı
f_k	:Akı yoğunluklarının frekansı
F_n	:Normal yöndeki kuvvet bileşeni
F_t	:Teğet kuvvet bileşenini
g_{mi}	:Zaman artımsal kazancı
h_c	:Bobin uzunluğu
H_g	:Hava aralığındaki manyetik alan şiddeti
h_r	:Rotor kutbunun uzunluğu
h_s	:Stator kutup uzunluğu
I_p	:Faz akımının tepe değeri
i_{s0}	:Yükselen değerlerde hesaplanan operasyonel stator akımıdır.
J	:Eylemsizlik momentidir.
K	:Endüktansın arttığı bölgedeki eğimi
k_e	:Verimlilik katsayısıdır
L(θ)	:Rotor konumunun fonksiyonu olan sargı endüktansı
L	:Paket uzunluğu
L_{max}	:Çakışık konum faz endüktansı
L_{min}	:Çakışık olmayan konum faz endüktansı
m	:Aynı zamanda iletimde olan faz sayısı
mmk	:Mağneto motor kuvvet
n	:Normal yöndeki birim vektörü
N_r	:Rotor kutup sayısıdır.
N_s	:Stator kutup sayısını göstermektedir.
p.u.	:Per unit
P_{ck}	:Kayıp katsayısı
P_{hub}	:Çıkış gücü
P_g	:Hava Aralığı Gücü
q	:Faz sayısını ($q=N_s/2$),
r	:Yer değişim mesafesi
R	:Faz direnci
R_g	:Hava aralığı relüktansı
R_{rp}	:Rotor kutup relüktansı
R_{ry}	:Her kenar için rotor nüve relüktansı
R_{sp}	:Stator kutup relüktansı
R_{sy}	:Her kenar için dış demir relüktansı
T_{ort}	:Stator fazı başına üretilen ortalama moment
T_e	:ARM'nin üretilen moment,
T_L	:Yük momenti,
T_{ph}	:Her faz için sarım sayısı
V	:Uygulanan gerilim
W_{cs}	: Oyulmuş slot hatlarında bir slot içindeki bitişik iki sargı arasındaki boşluk
W_k	:Demir parçalarının genişlikleri
w_{sp}	:Eğer kutup genişliği
Z_b	:Temel empedans
α_r	:Rotor kutup adımını,

β_r	:Rotor kutup yayı uzunluğu,
β_s	:Stator kutup yayı uzunluğu,
θ	:Rotor konumu
ω_n	:Nominal hız

KISALTMALAR LİSTESİ

PWM	:Darbe genişlik modülasyonu
ARM	:Anahtarlamaalı Relüktans Motor
SEY	:Sonlu Elemanlar Yöntemi
AA	:Alternatif Akım
DA	:Doğru Akım
IEC	:Uluslar arası Elektroteknik Komisyonu

1. GİRİŞ

1.1 Genel Bilgi

Anahtarlama Relüktans Motor (ARM), stator ve rotoru çıkık kutuptan oluşmuş ve rotorunda sargı olmayan basit yapılı bir elektrik makinasıdır. ARM 1960'lı yılların öncesinde “Değişken Relüktanslı Motor” olarak isimlendirilmiştir. Ancak daha sonraları dönme hareketi oluşturmak için fazların anahtarlama suretiyle uyarılmasından dolayı ARM adını almıştır. Bu motorla ilgili ilk patenti, 1840 yıllarda ilk çalışmaları gerçekleştiren W.H.Taylor almıştır.

ARM'ler *relüktans kuvveti* ile elektriksel enerjiyi mekanik enerjiye çevirirler. Bu kuvvet dönme hareketini gerçekleştiren döndürme momentini oluşturmaktadır. Sürekli bir momentin üretilebilmesi, rotor kutbunun stator kutbuna göre konumu izlenip uygun faz sargılarının sırasıyla beslenmesine bağlıdır. Bunu sağlamak için de bir güç elektroniği devresi ve denetim mekanizmasına da gereksinim duyulur.

ARM'ler ilke olarak 1800'lü yıllarda ortaya atılmasına rağmen, ancak 1960'lı yılların başında güç elektroniğindeki gelişmelere bağlı olarak motorun sürülmesi mümkün olmuştur. Geçmişe eskiye dayanan bir motor olmasına rağmen bu motorların incelenmesi ve araştırılması yenidir. Özellikle bu motor üzerinde yapılan çalışmalar 1980 yılından sonra iyice yoğunlaşmıştır.

Son yıllarda ARM'ye yönelmenin sebebi, yazılım, tasarım ve teknolojiadaki gelişmelere paralel olarak, bu motorların yapısının basit, güvenilir ve kararlı olması, çalışma ortamından hemen hemen bağımsız olması, düşük ve yüksek hızlarda çalıştırılabilmesi, üretim maliyetinin düşük ve bakım-onarım masrafının az olması sıralanabilir. ARM üzerine yapılan ilk çalışmalar İngiltere'de başlamıştır. Takip eden yıllarda diğer Avrupa ülkelerinde, Amerika Birleşik Devletlerinde ve Uzakdoğu ülkelerinde bu motorlar incelenmeye, araştırılmaya ve geliştirilmeye başlanmıştır. Günümüzde yukarıda adı geçen ülkelerde bazı şirketler ARM'yi ticari olarak imal etmekte ve dünya çapında pazarlamaktadır[1]. Ticari Amaçla ARM'ler ilk olarak Oulton Switched Reluctance Drives Ltd. lisansı ile İngiliz Tasc Drives Ltd. UK tarafından 4-22 kW değerlerinde imal edildi. 100-1000 W gibi küçük güç değerlerinde de üretilen ARM'ler 200 kW'a kadar da özel imalatları mevcuttur [2]. ARM'lerin kullanımları; otomobil,

demiryolu, havacılık ve denizcilik sanayisinde, ev aletlerinde, fanlar, pompalar ve asansörler gibi değişken hız uygulamalarında yaygınlaşmaya başlamıştır.

ARM'lerde temel olarak iki sorun vardır. İlki ARM çalışırken momentteki dalgalanmalar ve radyal kuvvetlerden dolayı oluşan gürültüdür. Diğeri ise motor konumunun tespiti. Gürültünün nedenini biraz açacak olursak; ARM'nin statoru ve rotoru çıkık kutuplu yapıya sahiptir. Stator kutupları üzerindeki sargılardan akım akıtılınca elektromıknatıs prensibine göre stator kutbu rotor kutbunu kendine doğru çekecektir. Rotor kutupları arasındaki boşluk, stator ile rotor arasındaki hava aralığı mesafesinin değişken olmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle rotor dönerken rotor kutbuna etki edecek olan radyal ve eksenel kuvvetler sürekli değişir. Gürültüyü oluşturan manyetik sebeplerin başında rotora etki eden radyal kuvvetler gelir. Yarıçap yönünde oluşan ve rotor kutuplarına etki eden kuvvetler rulmanlarda titreşimlere neden olmaktadır. Bu titreşimler statorda akustik gürültü olarak algılanır. Rulmanlara gelen bu titreşimler belli bir süre sonra rulmanlarda arıza meydana getirebilmektedir [1]. Motorun tasarımında ve kontrol sistemlerinde yapılacak yenilikler ile titreşimi ve gürültüyü azaltmak mümkündür.

Eğer ARM'yi bir tahrik sisteminde kullanacaksak, ARM'nin tahrik sisteminin gereksinimlerini karşılaması gerekmektedir. Bunun için veriminin büyük, yüksek güç/ağırlık oranı, iyi ve hassas bir hareket yeteneği, titreşimsiz yüksek moment, düşük akustik gürültü ve düşük maliyet gibi ölçütleri sağlaması gerekmektedir. Bazı hassas uygulamalar için ARM'lerde ki en temel sorun akustik gürültü ve momentteki dalgalılıktır. Akustik gürültünün kaynaklarından biri momentteki dalgalılıktır. Eğer biz momentteki dalgalılığı azaltabilirsek akustik gürültünün de seviyesini düşürebiliriz. Titreşimsiz moment, hassas hız/moment gereksinimi olan uygulamalarda önem kazanmaktadır. ARM böyle bir uygulamada kullanılacak ise moment dalgalılığının azaltılması gerekmektedir.

Momentteki dalgalılık hem tasarım aşamasında hemde ARM üzerinde yapılacak kontrol yöntemleriyle azaltılabilmektedir. Literatürde her ikisi üzerinde yapılan çalışmalar mevcuttur. Tasarım aşamasında, farklı kutup/faz sayısındaki motor konfigürasyonları, farklı stator ve rotor kutup yapıları gibi birçok çalışma yapılmıştır. Bunların yetersiz kaldığı hassas hız/moment kontrolü gerektiren çalışmalar da ise elektronik kontrol devresinin donanımı ve yazılımı geliştirilip yeni kontrol tekniklerinin kullanılmasıyla moment dalgalılığı daha da azaltılabilir.

Bu çalışmada ARM'deki moment dalgalılığının oluşum nedenleri incelenmiştir. Daha sonra bu sebeplerin etkisini azaltmak için hem tasarım aşamasında hemde kontrol

aşamasında önlemler alınmıştır. Tasarlanan ARM modelleri Sonlu Elemanlar Yönteminde (SEY) incelenmiştir. Bunun içinde ANSYS 10.0 paket programı kullanılmıştır. Tasarlanan ARM modellerinin alan dağılımları elde edilip, endüktans ve üretebileceği moment değerleri hesaplanmıştır. Bununla birlikte ARM sürücüsü üzerinde de düzgün moment üretimi sağlanmaya çalışılmıştır. Bunun için tasarlanan ARM sürücüsüne ise DS1103 sayısal sinyal işlemcisi ile kapalı çevrim hız ve akım kontrolü uygulanmıştır. Son olarak ta SEY'den alınan akm-akı ve konum sonuçlarıyla, YSA tabanlı algılayıcısız konum kontrolü gerçekleştirilmiştir.

1.2. ARM Üzerinde Yapılan Çalışmalar

Bu ayrıtta ARM üzerine yapılan çalışmalar incelenmiştir. Bu motorlar hakkındaki çalışmalar 1980 yıllardan sonra önemli bir derecede artış göstermiştir. Aşağıda verilen literatür taramasında özellikle tez konusuna yönelik yapılan çalışmalar temel alınmıştır.

1988 yılında Krishnan ve arkadaşları, ARM'nin tasarım yöntemini göstermişlerdir. 3 fazlı 6/4 bir ARM nin boyutlarının, sarım sayısının, kayıpların matematiksel olarak nasıl hesaplanacağını ve tasarım parametrelerini incelemişlerdir [3].

1989 ve 1992 yılında Cameron D.E. ve arkadaşlarının yaptıkları çalışmalarda, gürültü kaynaklarını ortaya atıp hangi gürültü kaynağının ne kadar etkili olduğunu incelemişlerdir. Başlıca gürültü kaynakları olarak, akımın karesinin harmonikleri ile stator rezonans frekansının harmoniklerinin çakıştığı besleme durumu, radyal kuvvetler, moment dalgalılığını söylemişlerdir. Ancak asıl gürültü kaynağının radyal kuvvetler olduğunu söyleyip bu kuvvetlerle statordaki ovalleşmenin özellikle stator rezonans frekansında büyük değerlerde olduğunu deneylerle göstermişlerdir [4-5].

1992 yılında Ehsani, M. ve Husain, I., rotor konumunun tahmininde fazda endüklenen gerilimin rotor konuma göre değiştiğini ileri sürdükten sonra bu gerilimin ölçülmesiyle de rotor konumunun tahmin edilebileceğini göstermişlerdir [6].

1994 yılında Michaelides ve Pollock, dört fazlı, 8/6 kutuplu bir ARM'nin akıma bağlı akımın değişimini ve konuma bağlı momentin değişimini, ARM'nin iki ve üç boyutlu modellerini kullanarak SEY ile hesaplamışlardır. Üç boyutlu modelin sonuçlarının deneysel sonuçlara daha uyumlu görülmüştür [7].

Aynı yıl Iqbal ve Ehsani, ARM'nin rotor pozisyonun tahmini için yeni bir yöntem ortaya atmıştır. Bu yöntem, enerjilenen bir ARM fazının komşu veya karşısında duran aktif olmayan bir fazda ortak endüktans gerilimini ölçmeye dayanmaktadır [8].

1996 yılında Tang, Y., kullanılan materyalin verimliliğini arttırmak ve gürültüyü azaltmak için 3 fazlı 12/8 kutuplu bir ARM tasarlamıştır. Tasarladığı ARM'nin manyetik analizlerini doğrusal olmayan yapıyı da hesaba katarak sonlu elemanlar ve sınır elemanlar yöntemiyle ayrı ayrı gerçekleştirmiştir. Kutuplara etki eden radyal kuvvetleri değişik akım değerlerinde elde etmiştir. Ayrıca farklı frekanslarda motor şekillerinin değişimi elde edilmiştir [9].

Iqbal ve Ehsani, ARM'nin moment dalgalılığının azaltılması üzerinde yaptıkları çalışmada özellikle düşük hızlarda iyi bir sonuç veren yeni bir PWM akım kontrol tekniğini ortaya attılar [10].

Kjaer ve arkadaşları ARM'nin yüksek derecede kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmada, dört fazlı 8/6 kutuplu 3 Hp gücünde bir ARM kullanılmıştır. Yaptıkları moment kontrolüyle ARM'nin dört çalışma bölgesinde de, geniş bir hız aralığında yüksek verim ve momentte düşük dalgalanma sağlamışlardır [11].

1997 yılında Matwally ve arkadaşları, ARM'leri fotovoltaiik sistemle beslenen pompa sistemlerinde kullanılma olayını incelemişlerdir. Geliştirdikleri ARM sürücüsünün diğer motor sürücülerine göre performans analizlerini yapmışlar. Bunun için motor, sürücü devresi ve pompanın da dâhil olduğu bir analiz gerçekleştirmiştir. Yeni sürücü devresinin geleneksek AA ve DA sürücü devrelerine göre birçok avantajı olduğunu söylemişlerdir. Bunlardan bir kaçını, yüksek frekans, düşük bakım gereksinimi ve maliyet olarak sıralamışlardır [12].

Ohdachi, Y., dinamik SEY'i kullanarak ARM'nin optimum tasarımını yapmıştır. Çalışmada 3 fazlı 6/8 ARM kullanmıştır. Çalışmada kutup şekilleri optimize ederek (stator ve rotor kutup genişlikleri) moment dalgalanması minimize edilmiştir [13].

Koibuchi K. ve arkadaşları, iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi kullanarak ARM'nin temel tasarımını gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmada 6/4 ARM'nin hem nümerik hemde SEY ile analizi gerçekleştirilmiştir. Çalışmada klasik iki anahtarlı sürme devresi kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlardan biri stator kutup yayının genişlemesi ile, moment dalgalılığının azalması ve moment değerinin artmasıdır [14].

Meşe, E. ve Torrey D.A., 20kW'lık, 6/4 ve 3 fazlı bir ARM'nin konum tahminini YSA kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmada konumu tahmin edebilmek için

ARM'nin akı-akım eğrisini kullanmışlardır. Ölçülen gerilim ve akımdan, akı hesaplanmıştır. Hesaplanan akı ve ölçülen akım YSA'nın girişi olarak verilip çıkışta ise konum elde edilmiştir [15].

1998 yılında, Bellini A. ve arkadaşları ARM'nin yüksek nonlinerliliğinden dolayı YSA'da tanımlama ve kontrolde çok ideal bir aday olduğunu söyleyip, radyal tabanlı fonksiyona sahip YSA kullanarak ARM nin konum ve hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [16].

1999 yılında Pillay ve arkadaşı, ARM'deki titreşimi incelemişlerdir. Bu incelemeyi stator yüzeyinin yuvarlak ve çıkıntılı olması durumu için gerçekleştirdiler. Çıkıntılı statorda titreşimlerin daha fazla olduğunu gösterdiler [17].

Sahoo, N.C. ve arkadaşları, ARM'de momentte dalgalanmayı azaltmak amacıyla bulanık mantık tabanlı bir akım modülatörü tasarladılar. Bulanık mantık faz akımları üzerinden gerçekleştirildiği için sistemin doğrusal olmayan yapısını dengeleyip moment dalgalılığı azaltılmasını mümkün kılmaktadır [18].

Mir Ş. ve arkadaşları., yine ARM'deki moment dalgalılığını azaltmak için adaptif bulanık kontrol yöntemi uygulamışlardır. Çalışmada, bulanık kontrol parametreleri başlangıçta rasgele seçilip, daha sonra bu parametreler ayarlanarak en iyi değere getirilmiştir [19].

Reay D.S., ve Williams B.W., konum kontrolünü yaparken, motorun manyetik karakteristiklerinin tam olarak bilinmesine gerek olmadığını söylemişlerdir. Ortaya attıkları yöntemde; dört fazlı bir ARM'nin herhangi bir anında iki fazın enerjisiz olduğunu, bu durumda enerjisiz fazlara kısa süreli gerilim darbeleri göndererek yapılan endüktans tahminlerinden konum tespiti yapmışlardır[20].

2000 yılında Choi C., ve arkadaşları, ARM'nin moment şeklinin optimizasyonu için bulanık mantık optimizasyon tekniğini kullanıp, yüksek hız uygulamalarında ARM'nin moment davranışını iyileştiren yeni bir tasarım yöntemi ortaya atmışlar. Bu yöntemde yüksek hızlarda moment eğrisi birkaç bölgeye bölünmüş ve sonlu elemanlar yöntemi ile birlikte bulanık mantık optimizasyon algoritması kullanılarak motor tasarlanmıştır [21].

Sanada, M., ve arkadaşları, ARM'deki akustik gürültüyü azaltmak için yeni rotor kutup şekilleri üzerinde çalışma yapmışlardır. Çalışmada öncelikle değişik stator rotor kutup oranlarının akustik gürültüye karşı etkisi incelenmiş bu inceleme radyal kuvvetler üzerinden yapılmıştır. Kutup sayısı arttıkça radyal kuvvetin azalmasıyla birlikte akustik gürültüde azalmıştır. Daha sonra 3 fazlı 6/4 ARM'de rotor kutup yüksekliği ve genişliği

parametreleri kullanılarak 6 tip rotor kutbu tanımlanmış ve radyal kuvvetler incelenmiştir [22].

Kosaka, T., ve arkadaşları ARM'nin moment dalgalılığı üzerinde durmuşlardır. Çalışmada 3 fazlı 6/8 ARM kullanılmıştır. İlk etapta ARM'nin d-q modeli elde edilip endüktans ve ortak endüktans değerlerinin deneysel sonuçları verilmiştir. Moment dalgalılığının azaltılmasında ise iki yöntem kullanmıştır. Bunlar akım kontrolü diğeri ise dışbükey rotor şeklidir. Her iki yöntemde de endüktans ve moment eğrilerinde ki değişimler incelenmiştir [23].

Anwar, M. N., ve Iqbal, H., ARM' deki akustik gürültünün şiddetini belirlemek ve radyal kuvveti hesaplanmak için analitik bir yöntem sunmuşlardır. Analitik model kullanarak hesaplanan radyal kuvvetin doğruluğu, sonlu elemanlar yönteminde hesaplanan sonuçlar ile desteklenmiştir [24].

2001'deki çalışmada Bu, J. ve Xu, L., ARM'nin algılayıcısız konum kontrolü üzerinde çalışmışlardır. Çalışmada ARM dururken ve dönerken rotor konumunu doğru belirleyen yeni bir yöntem sunmuştur. Geliştirilen algoritmada, kısa bir süre (0.5 ms) stator faz sargılarına bir DA darbe gerilim uygulayarak rotor başlangıç konumu tespit edilmiştir [25].

2002 yılında Miller, T.J.E., ideal bir ARM tasarımı üzerinde kapsamlı bir çalışma yayınlamıştır. Çalışma da ARM'nin genel karakteristiklerinden bahsedildikten sonra moment tahmini için analitik bir yöntem sunulmuştur. PC-SRD programı ile manyetik simülasyon gerçekleştirilip elde edilen sonuçlardan yola çıkarak moment ve enerji denklemleri tanımlanmıştır. Son olarak ARM'lerin faz ve kutup sayılarının akustik gürültüye etkisini incelemiştir [26].

Mirzaeian, B., ve arkadaşları ARM'nin tasarımında genetik algoritmayı kullanmışlardır. Genetik algoritmada çoklu nesnel metodu kullanılmıştır. Genetik algoritma ile motor boyutları elde edilip, klasik ve bulanık mantık yöntemleriyle karşılaştırılmıştır. Genetik algoritma ile tasarlanan ARM'nin verimin yüksek ve moment dalgalılığının daha düşük olduğu gösterilmiştir [27].

Mecrow, B.C., ve arkadaşları parçalardan oluşan rotora sahip ARM'nin, geleneksel tip ARM'ye göre avantajlarını ve dezavantajlarını göstermişlerdir. Kesitsel rotor yapılarının ARM'nin performansını arttırabileceğini ortaya çıkarmışlardır [28].

Erkan, M. ve Torrey D.A., Çift YSA kullanarak ARM'nin rotor konumunu tahmin etmişleridir. Ana YSA akı ve akımdan konumu tahmin etmektedir, ancak bu işlemde

komutasyon sırasında veya akı hesabında meydana gelebilecek hataları minimize etmek için ikinci yardımcı bir YSA kullanılmıştır. Burada ise ilk YSA'nın sonucu konum ile ölçülen akım yardımcı YSA'nın girişi olarak verilmiş ve çıkışta ise akı elde edilmiştir. Hesaplanan akı ile YSA çıkışındaki akı karşılaştırılıp hata miktarına göre konum düzeltme elde edilmiştir. Bu da ana YSA çıkışındaki konum ile konum düzeltme toplanarak istenilen konum tahmini elde edilmiştir. Ayrıca YSA ile bulanık mantık metotlarını karşılaştırmışlardır [29].

2004 yılında Rafajdus, P., ve arkadaşları , ARM'nin parametrelerini analiz etmişlerdir. Çalışmada 3 fazlı 12/8 bir ARM kullanılmıştır. Boyutlardan ve B-H eğrisinden yola çıkarak endüktans, toplam akı ve moment hesaplanıp deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır [30].

Lee, Y.-J., ve arkadaşları, ARM için bir konum algılayıcı önermişlerdir. Bunun için geleneksel konum algılayıcıları anlatıldıktan sonra kendi konum algılayıcılarını önerip birbirleriyle karşılaştırmışlar. Son olarak deneysel sonuçlar alınıp önerilen konum algılayıcının üstünlükleri gösterilmiştir [31].

Oregon State University, Chinook Power Technologies ve Emerson Motor Company 'nin ortaklaşa yaptıkları çalışmada, mantıksal sürücülü yüksek performanslı bir ARM tasarlanarak hava yastıklı çıkarma aracında kullanmışlardır. Bu çalışmada 8/6 kutuplu 4 fazlı ARM kullanılıp konum algılayıcısız çalışması yapılmıştır [32].

2005 yılında, Grbo, Z. ve arkadaşları, ARM sürücüleri için yeni bir tip güç inverteri tasarlamışlardır. Öncelikle konvertörlerden beklentiler incelendikten sonra geleneksel birkaç tip konvertörden bahsedilip önerilen konvertöre geçilmiştir. Model üç fazlı olarak incelendikten sonra diğer konvertörlere karşı avantaj ve dezavantajlarının yanında maliyet bakımından da ele alınmıştır [33].

Vasquez, H.ve arkadaşları, Pompa tipi bir yük için değişken hız kontrolü çalışması yapmışlardır. Pompa türü bir ARM'nin hız kontrol stratejisinin iki eş zamanlı eylemden meydana geldiği söylenmiştir. Birinci eylem, darbe genişlik modülasyonuna göre görev periyodunu ayarlayarak motor hızını dengelemek için sayısal denetleyici tarafından yerine getirmek ve ikinci eylemin ise motor performansını ve verimini arttırmak için tetikleme açısını motor hızının bir fonksiyonu olarak ayarlamaktır. Bu durumu gerçekleştirmek için deneysel sonuçlara ihtiyaç duyulduğunu ortaya atmışlardır [34].

2007 yılında, Srinivas, P ve Prasad , P.V.N, 8/6 ARM'nin gerilim ve histeresiz akım kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Değişik hızlardaki gerilim ve histeresiz akım kontrolünün

avantajları ve dezavantajları üzerinde durulmuş ve düşük hızlarda histeresiz akım kontrolünün yüksek hızlarda ise gerilim kontrolünün kullanılmasının daha avantajlı olduğu belirtilmiştir [35].

2008, yılında Faiz, J. ve Pakdelian, S., karşılıklı gerilim endüklenmesi prensibinden yararlanarak ARM'nin statik eksantrigini teşhis etmişlerdir. 8/6 ARM'de ortak akıyı ve ortak gerilimi hesaplamak için iki boyutlu SEY kullanılmıştır[36].

1.3.Çalışmanın İçeriği

Birinci bölümde ARM'nin geçmişten günümüze kadarki değişimleri incelendi. Tezin hedefleri üzerinde kısaca değinilip son olarak ARM üzerine yapılmış çalışmalar özetlendi.

İkinci bölümde ARM'ye genel bakış başlığı altında, ARM'nin yapısı, çalışma prensibi, diğer makinalara göre, motor çalışma, sürücü devresi ve denetleyici bakımından olumlu ve olumsuz yönleri, endüktans değişimi, moment üretimi, eşdeğer devresi, gürültü ve besleme devreleri ele alındı.

Üçüncü bölümde ARM'nin analitiksel olarak tasarımı yapılmıştır. Bu bölümde öncelikle ARM tasarımı hakkında bilinmesi gereken konular verildikten sonra 8/6 dört fazlı ARM'nin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü bölümde, üçüncü bölümde analitiksel olarak tasarlanıp boyutları, sarım sayısı, kullanılacak iletken kesiti, uygulanacak gerilim ve nominal akım gibi değerleri belirlenmiş ARM'nin SEY yöntemi kullanılarak manyetik analizleri yapıp tasarım daha da geliştirildi. Bu bölümde ayrıca kutup başlarına şekil vererek gürültüye neden olan radyal kuvvetlerin etkisi incelenmiştir.

Beşinci bölümde ARM'nin matematiksel modeli tam olarak elde edilip, algılayıcı kapalı çevrim hız ve akım kontrolünün MATLAB/Simulink benzetim ve deneysel sonuçları verilmiştir.

Altıncı bölümde, algılayıcısız konum kontrolü üzerinde çalışmalar yapıp, algılayıcısız kapalı çevrim hız ve akım kontrolünün MATLAB/Simulink ve deneysel sonuçları verilmiştir.

Yedinci bölümde, deneysel sonuçların alınması için oluşturulan deney setinde kullanılan devreler ve yapılışı ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır.

Sekizinci ve son bölümde ise, yapılan çalışmalar hakkında genel değerlendirmeler yapıp ileriki çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORLARA GENEL BAKIŞ

2.1. Giriş

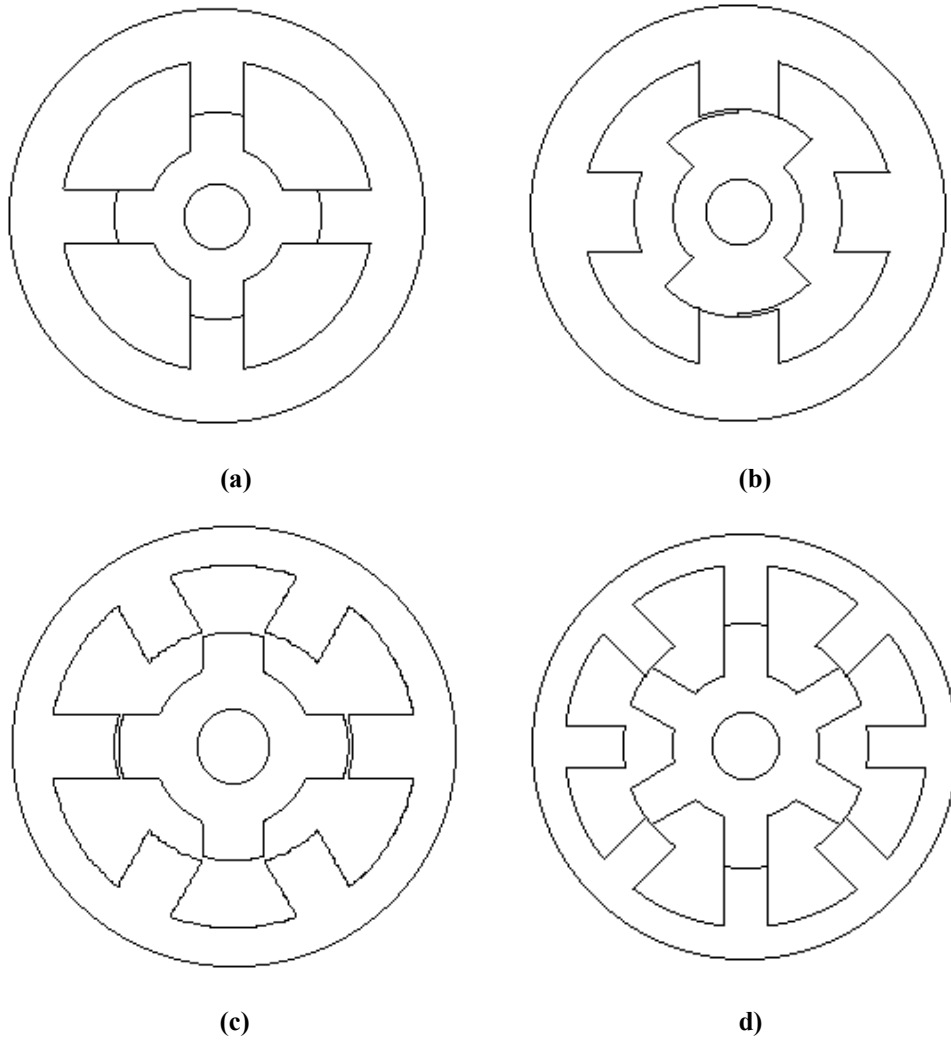
Bu bölümde ARM'nin yapısı, çalışması, enerji dönüşüm prensibi, eşdeğer devresi, diğer elektrik makinalarına göre üstün yanları ve olumsuzlukları ve son olarak besleme devreleri hakkında temel bilgiler mevcuttur.

2.2. Anahtarlama Relüktans Motorun Yapısı

ARM'ler, statorunda ve rotorunda çıkık kutbu bulunan çift çıkık kutuplu bir çeşit senkron makinadır. Stator ve rotor paketleri değişik özelliklerde olan silisyumlu saçlardan yapılır. Demir kayıplarını azaltmak için, stator ve rotor çekirdekleri bir tarafı yalıtılmış belirli kalınlıktaki (0.3-0,5 mm gibi) lamine saçların paketlenmesi ile oluşturulur. ARM'nin statorunda basit yapılı sargılardan mevcut olup rotoru ise üzerinde sargı ve fırça bulunmayan bir saç paketidir. Stator sargıları, stator kutupları etrafına manyetik alan şiddetinden daha fazla faydalanmak üzere genelde ince telli sarımlardan oluşan sarımlar şeklinde sarılır. Sargılar, aynı ekseninde, karşılıklı kutuplarda ve aynı yönde sarılmış seri bağlı sargılardır. Bundan dolayı statorun her bir zıt kutup çifti bir fazı oluşturur. ARM'nin dönebilmesi için stator ve rotor kutup sayıları farklı yapılır (örneğin 8/6, 6/4, 6/2 gibi). Eğer motordan yüksek hız isteniyorsa rotor kutup sayısının stator kutup sayısından çok küçük, yüksek moment isteniyorsa rotor kutup sayısının stator kutup sayısından küçük olması gerekir. Motorun dönüş yönü fazların enerjilenme sırasına bağlıdır. Örneğin saat yönünde fazlardan sırayla akımlar akıtılırsa rotor saat yönünün tam tersine döner. Eğer saat yönünün tam tersine bir sırayla fazlardan akım akıtılırsa motor saat yönünde dönecektir. Faz sargısından geçen akımın yönü, motorun dönüş yönünden bağımsızdır.

ARM'ler bir fazdan başlayıp değişik faz sayılarında üretilebilirler. Ancak ticari amaçla yaygın olarak 3 ve 4 fazlı ARM'ler üretilmektedir. Şekil 2.1.'de bir, iki, üç ve dört fazlı ARM çeşitleri gösterilmiştir. Bir fazlı ARM'lerin yapısı çok basittir, sürücü devresi ile motor arasında en az bağlantısı olan makinadır. Çok yüksek hızlı uygulamalar için cazip olmasına karşın bu motorlar kendiliğinden yol alamazlar, ayrıca girdap kayıpları fazladır. Bu tip motorlar 2/2 ve 4/4 kutuplu da yapılabilmektedir. Fakat bu durumda ürettikleri

moment çok dalgalıdır [37]. İki fazlı ARM'lerde yol alma problemi rotor kutuplarındaki asimetrik bir yapı ile aşılmıştır. Fakat momentteki dalgalanma hala yüksektir. Üç fazlı ARM'ler genel olarak 6/4 ve 12/8 kutuplu yapılıdır. Bunlar yüksek yol alma momentine sahiptir. Bu motorlarda momentteki dalgalanma azalmakla beraber devam etmektedir. Dört fazlı ARM'ler 8/6 kutuplu ve beş fazlı ARM'ler 10/8 kutuplu yapılıdır, moment dalgalanmasını azaltmak için önerilen tipteki motorlardır. Ancak sürücü devresi ile makina arasındaki bağlantı sayısı, fazla güç elektroniği elemanı kullanıldığı için artmaktadır [3,7,23].



Şekil 2.1 Stator kutup ve rotor kutup sayısına göre ARM çeşitleri:

- a) Bir fazlı 4/4 kutuplu ARM, b) İki fazlı 4/2 kutuplu ARM,
c) Üç fazlı 6/4 kutuplu ARM, d) Dört fazlı 8/6 kutuplu ARM.

ARM'lerin çalışabilmesi için rotor konumunun iyi bir şekilde tespit edilip buna göre uygun faz enerjilendirilmelidir. Bunun için rotor konumu algılayıcı ile tespit edilir. Bu optik kodlayıcılar rotorun mili üzerine monte edilir. Buradan ARM'nin rotor konum bilgisi alınır ve ona göre enerjilendirilecek faz belirlenir. Bu durum ARM'ler için ekstra bir maliyet getirdiğinden dolayı bir olumsuzluktur. Günümüzde bu olumsuzluğu ortadan kaldırabilmek için konum algılayıcı olmadan ARM'nin sürülmesi ile ilgili çalışmalar yapılmaktadır [8,25,31].

Günümüzde ARM'ler birkaç wattan başlayan çok küçük güçlerden 300 kW gibi çok büyük güçlere kadar imal edilebilmektedir. Düşük hızlardan çok yüksek hızlara (90.000 d/dk) kadar çalıştırılabilmektedirler.

2.3. Anahtarlama Relüktans Motorun Olumlu ve Olumsuz Özellikleri

Alt bölümlerde ARM'nin motor , sürücü devresi ve denetleyici bakımından olumlu ve olumsuz yönleri ele alınacaktır.

2.3.1. Motor Çalışma Bakımından Olumlu ve Olumsuz Yönleri

Olumlu Yönler

- Mekaniksel olarak ARM çok basit bir yapıya sahiptir. Rotorda mıknatıs veya iletken yoktur. Sadece statorunda sargı mevcuttur. Sarılması son derece kolaydır, sargılar önceden bir kalıp üzerinde tasarlanan sarım sayısında sarılarak stator kutuplarına yerleştirilebilir. Bütün bu özelliklerden dolayı üretim maliyeti oldukça düşüktür [38].
- ARM'nin rotorunda iletken bulunmamasının anlamı rotor bakır kayıplarının olmaması ve bundan dolayı rotor sıcaklığının diğer motorlara göre düşük olmasıdır. Motorlarda özellikle rotordaki sıcaklığı ortadan kaldırmak güç olduğundan dolayı bu iyi bir özelliktir. Ayrıca rotorda iletkenin yanı sıra mıknatıs da olmadığından dolayı yüksek hızlara çıkmak mümkündür.
- Hız kontrollü uygulamalarda özellikle başlatma ve durdurma anlarında referans hız çok değişir. Bu anlarda referans hızları yakalamak için düşük atalet çok önemlidir. Verim açısından hızlanma ve büyük atalet her zaman kötü bir durumdur. Aynı güç

aralığındaki ARM'lerin rotoru diğer elektrik makinalarıyla karşılaştırıldığında düşük bir ataletle sahiptirler.

- ARM fırçasız bir makinadır. Fırçalı tip motorlarla karşılaştırıldığı zaman bakım gereksinimlerinin çok düşük olduğu söylenebilir.
- Motorun moment üretmesinde etkili olan sargılar rotora paralel olan sargılardır. Sargıların uç kısımları ile sargılar arası bağlantıların geliştirilen moment üzerinde düşük bir etkisi mevcuttur. Ayrıca iletkenin boyunun artmasından dolayı da kayıplar da artmaktadır. Bu sebeplerden dolayı da verim düşmektedir. Ancak ARM diğer motorlara göre kısa sargı uçlarına sahiptir. Sargılarda çapraz bağlantı ve toplam sargı boyunun da kısa olmasından dolayı sargı ucu kayıpları düşüktür [38].
- Şu ana kadar diğer faktörlere de bağlı olarak tam bir genelleme yapılmasa da ARM'lerin verimlerinin diğer tipteki motorlara göre yüksek olduğu eğilimi mevcuttur [12]. Genel olarak karşılaştırmalar asenkron motor üzerinden yapılmıştır.
- ARM'de fazlar arasında herhangi bir bağlantı olmadığından dolayı fazlar birbirinden bağımsız olarak çalışır. Bu nedenle motordaki fazlardan herhangi birinde arıza meydana gelse bile, motor çalışmaya devam eder.

Olumsuz Yönler

- ARM'nin hem statoru hemde rotoru çıkıntılıdır. Kare dalga şeklindeki uyartım ile yüksek gürültü, titreşimler ve moment dalgalanması meydana gelmektedir.
- Yine çıkıntılı kutuplardan dolayı yüksek hızlarda rüzgâr kayıpları oluşur. Özellikle 3000 dev/dk'nın üzerindeki hızlarda rüzgâr kayıplarının etkisi dikkate alınır.
- ARM'de rotorun başlangıç konumunun tespit edilmesinden dolayı yol alma problemi vardır. Genelde ilk başlatma için rampa frekanslı açık çevrimli yöntem kullanılır.
- ARM'lerde verim de dikkate alınarak, elektrik enerjisi mekanik enerjiye dönüştürülür. Bunun için komutasyon açısının rotor konumuyla senkronize olması gerekmektedir. Bu nedenle denetleyici rotor konum bilgisine gerek duymaktadır. Bu bilgi ya konum algılayıcılarından ya da son zamanlarda üzerinde çalışmaların yoğunlaştığı algılayıcısız metodla elde edilebilir.

- ARM'yi direk bir AA veya DA şebekeye bağlayıp çalıştıramayız. ARM'yi çalıştırmak için bir sürücü devresi gerekmektedir. Bu durum motorların kullanım alanlarına göre karşılaştırıldığı zaman bazı kullanım alanlarında (özellikle denetleyicinin yapılmadığı alanlar) ve bazı tip motorlara (asenكرون motor vb.) göre ek maliyetten dolayı bir olumsuzluk getirir.
- Deneyim her alanda olduğu gibi elektrik makinalarının tasarımında da önemli bir etkidir. ARM'yi tasarım açısından asenكرون motorlarıyla karşılaştırdığımız zaman asenكرون motorlarının tasarımı adeta ezberlenmiş gibi bilinmektedir. Ancak ARM'nin tasarımı farklı olduğu için asenكرون makinanın üzerindeki tecrübelerden kısmen yararlanılabilmektedir. ARM tasarımının karmaşıklığının nedenleri arasında örtüşmeyen konumdaki düzensiz akı dağılımları, doyum, unipolar akı yoğunluğu dalga formları, sürücü devre topolojileri ve kontrol yöntemleri sıralanabilir.

2.3.2. Sürücü Devresi Bakımından Olumlu ve Olumsuz Yönler

Olumlu Yönler

- ARM'ye ait literatürde bir çok sürücü devresi topolojisi mevcuttur ve bunların çoğunda ARM'de unipolar akımlardan dolayı faz başına ikiden daha az anahtara ihtiyaç duyulur.
- Önceden diğer motorlar için geliştirilen inverter modüllerine benzer modüller ARM için geliştirilmediği için sürücü devresini oluşturmak çok zahmetli ve maliyetli bir durumdur. Ancak günümüzde ARM'nin kullanımının artması ile birlikte Fairchild Semiconductor şirketi tarafından 600V-20A 2 fazlı asimetrik köprü IGBT konvertörler üretilmektedir [39]. Bu, günümüzde ARM'nin hangi konuma geldiği konusunda önemli bir ayrıntıdır.

Olumsuz Yönler

- ARM sürücüleri diğer sürücülerle karşılaştırıldığında elemanların yüksek VA oranı hakkında tartışmalar mevcuttur. Bu durum küçük güç faktörü olarak nitelendirilir (Genelde 0.4'ten daha küçük). Manyetize ve demanyetize periyodunun eşit olduğu tek darbe kontrolünde ARM için maksimum gerilim oluşur. Eğer 3 fazlı bir ARM

zaman aralığının $1/3$ 'de bir manyetize periyod ile varsayılırsa etkin gerilimi doğru akım (DA) geriliminin $2/3$ katının kareköküne eşittir. Bu da DA hat geriliminin %82'sidir. ARM'de güç faktörü asenkron motorlarının yarısı kadardır. ARM'de DA kullanılır ve asenkron motorları kadar verimlidirler [40].

2.3.3. Denetleyici Bakımından Olumlu ve Olumsuz Yönler

Olumlu yönler

- ARM'ler için oldukça geniş kontrol algoritmaları mevcuttur. Uygulamaların farklılığına göre kontrol algoritması geliştirilmiştir. Genelde sabit moment, algılayıcısız konum tahmini, enerji optimizasyonu ve gürültü azaltma üzerinde kontrol algoritmaları geliştirilmiştir [10,18,19,21].
- Bilindiği gibi kontrol sistemleri tam bir motor modeline ve makina parametrelerine ihtiyaç duyar. ARM parameterlerinin değişiminin düşük olması bir avantaj olarak ortaya çıkmaktadır.
- ARM'nin fazları arasında düşük kuplaj vardır. Bu nedenle her faz tek başına kontrol edilebilir.
- Klasik bir H-köprü sürücü devresinde ölü zaman yoktur. Kontrol algoritmasında ölü zaman oluşturulmayacağı için kontrol algoritması sadeleşir.

Olumsuz Yönler

- ARM'de moment ile akım arasında doğrusal olmayan bir ilişki olduğu için sabit moment üretmek karmaşıktır. Hâlbuki birçok motor sürücülerinde akımla moment arasında basit bir ilişki vardır.
- ARM'de diğer motorlara kıyasla daha fazla sayıda kontrol parametresi vardır. Bunlar açma (On), kapama (Off) ve kıyılmış gerilimdir. Bunun yanında doğru akım motoru kıyılmış gerilimle ve alternatif akım motoru ise kıyılmış gerilim ve frekans arasındaki ilişki ile kontrol edilir [10,11].
- Tek bir denetleyici ile her sorunu çözmek çok zordur. Bunun için sistemden birden çok özellik isteniyorsa (örneğin hem yüksek verim hem de düşük akustik gürültü) birden fazla denetleyici tasarlanarak sistem kontrol edilmelidir.

Tablo 2.1’de ARM’nin diğer motorlarla karşılaştırılması yapılmıştır.

Tablo 2.1 ARM’nin diğer motorlarla karşılaştırılması

	Sincap Kafesli Asenkron Motor	Senkron Motor	Doğru Akım Motoru	Fırçasız D.A. Motoru	Adım Motoru	ARM
Besleme Şekli	Alternatif gerilim	Alternatif gerilim	Doğru gerilim	Doğru gerilim	Doğru gerilim	Doğru gerilim
Uyarma Durumu	Uyarma gerekmez	Doğru gerilimle uyarılır	Doğru gerilimle uyarılır	Uyarma gerekmez	Uyarma gerekmez	Uyarma gerekmez
Sürücü	Değişken hız uygulamasında gerekir	Değişken hız uygulamasında gerekir	Değişken hız uygulamasında gerekir	Daima gerekir	Daima gerekir	Daima gerekir
İşletme ve Bakım Masrafı	Yok denebilir	Kısmen bakım gerekir	Bakım gerekir	Yok denebilir	Yok denebilir	Yok denebilir
Motor Maliyeti	Ucuz	Pahalı	Pahalı	Orta	Orta	Ucuz
Sürücü Maliyeti	Pahalı	Pahalı	Orta	Orta	Orta	Orta
Verim	İyi	İyi	Orta	Orta	Orta	İyi
Çalışma Ortamı	Her ortamda çalışır	Her ortamda çalışır	Patlayıcı ortamda kullanılmaz	Her ortamda çalışır	Her ortamda çalışır	Her ortamda çalışır
Kararlılık	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi

2.4. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Çalışma Esası

ARM’ler stator sargılarına verilen DA gerilimin anahtarlanması suretiyle çalıştırılırlar. ARM’nin bir faz sargısının oluşturulması Şekil 2.2’ de gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere bir faz sargısı karşılıklı iki stator kutbu üzerine sarılan sargıların seri bağlanmasıyla oluşturulur. Benzer şekilde diğer kutuplarda da diğer fazların sargıları mevcuttur.

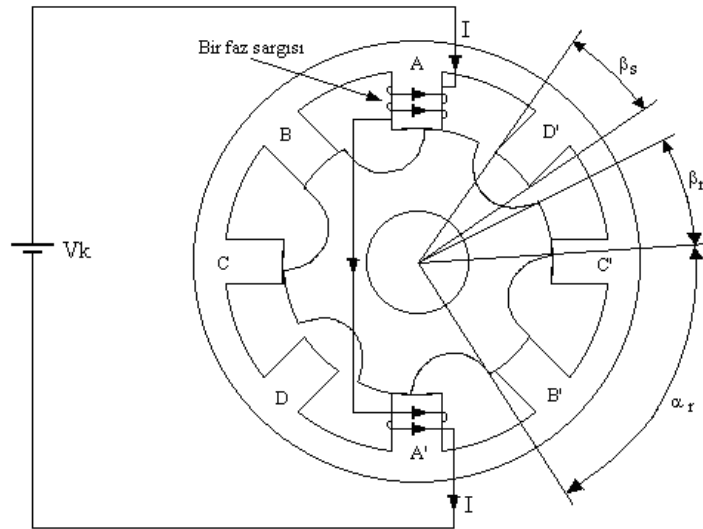
Şekil 2.2'ye dikkatli bakıldığı zaman motorun saat yönünün tersi yönde dönebilmesi için uyarılması gereken faz A fazıdır. Bu durumda A fazından bir I akımı akıtılırsa stator kutupları bir mıknatıslık özelliği kazanır ve stator kutupları bir elektromıknatıs gibi kendine en yakın rotor kutbunu çekerek rotor ve stator kutuplarının çakışması sağlanır. Bu konumda relüktans en düşük, endüktans en yüksek değerdedir. Rotor çakışık olmayan konumda iken relüktans en büyük, endüktans en düşük değerdedir. Bundan sonra D, C ve B faz sırası takip edilirse motor saat yönünün tersine dönüşünü devam ettirecektir. Saat yönü dönüş için ise C,D,B ve A fazları sırasıyla enerjilendirilir. Şekil 2.2'de kullanılan sembollerden,

β_s :Stator kutup yayı uzunluğu,

β_r :Rotor kutup yayı uzunluğu,

α_r :Rotor kutup adımını,

ifade etmektedir.



Şekil 2.2 8/6 kutuplu bir ARM'nin bir faz sargısının gösterilişi.

2.5. Anahtarlama Relüktans Motorda Endüktans Değişimi

ARM'lerde üretilen moment endüktansa bağlı olduğu için endüktans değişimi önemli bir konudur. Akım sabit kabul edilip ve manyetik doyumun olmadığı durumda ARM'nin bir faz endüktansı sadece rotor konumuna bağlı olarak değişir. Endüktans çakışık olmayan konumda en küçük değerdedir. Çakışık konumda ise en büyük değeri alır.

Şekil 2.3'te sabit faz akımına göre bir faz endüktansının rotor konumu ile değişimi verilmiştir. Endüktans eğrisindeki değişiklikler, stator ve rotor kutup yayları ve rotor kutup sayısı ile ifade edilir. Şekil 2.3'te görüldüğü gibi rotor kutup yayı stator kutup yayından daha geniştir.

Şekil 2.3'deki θ açıları aşağıdaki denklemler ile tanımlanır [40],

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi}{N_r} - (\beta_s + \beta_r) \right] \quad (2.1)$$

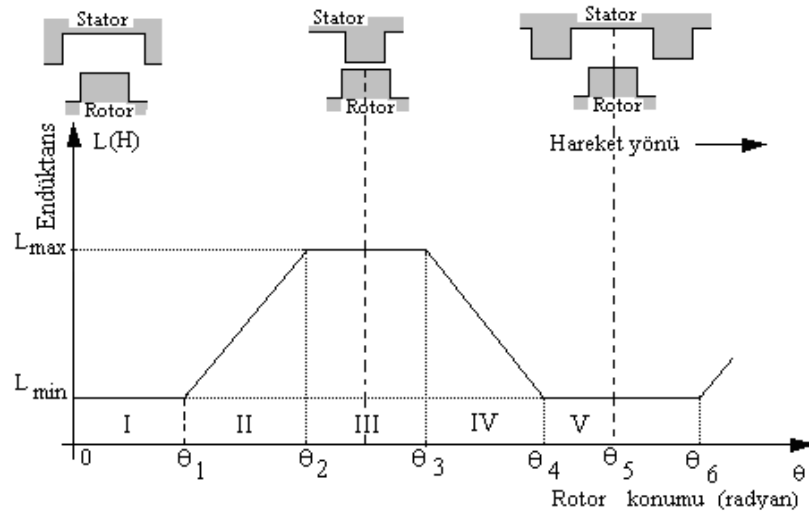
$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_r$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s)$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{N_r}$$

N_r :Rotor kutup sayısıdır.



Şekil 2.3 ARM'nin bir faz endüktansının rotor konumuna bağlı değişim grafiği.

θ :Rotor konumu(radyan),

$L_{\max}$:Çakışık konum faz endüktansı

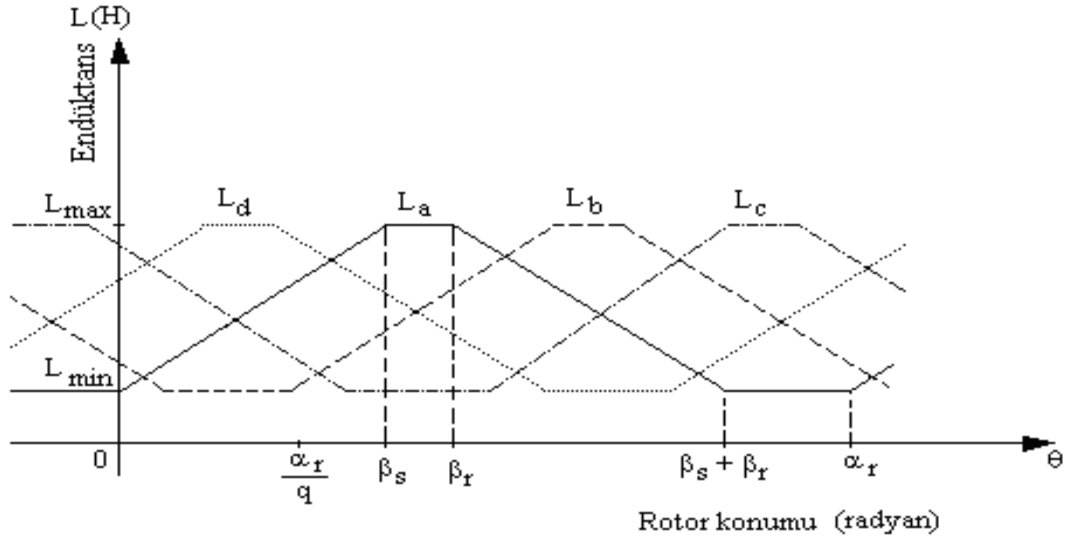
$L_{\min}$:Çakışık olmayan konum faz endüktansıdır.

Şekil 2.3’e dikkatli bakacak olursak, endüktans dört bölgede farklılık göstermektedir.

- I. ve V. Bölge: Stator ve rotor kutuplarının örtüşmediği ve akının tamamen hava aralığınca belirlendiği yerdir. Bu durumdan dolayı endüktans en düşük seviyede ($L_{\min}$) ve sabittir. Bu bölgeler moment üretimine katkı sağlamaz.
- II. Bölge: Kutupların örtüşmeye başladığı bölgedir. Akı yolunun büyük bölümünü stator ve rotor çekirdekleri içinden tamamlar. Rotorun hareketiyle birlikte endüktansın pozitif yükselme eğimiyle arttığı bölgedir. Bu bölge boyunca faz sargısına bir akım uygulanırsa pozitif bir moment üretilir (Motor çalışma). Kutuplar tamamen örtüşünceye kadar devam eder.
- III. Bölge : Rotor kutup yayı stator kutup yayından büyük olduğu için bu bölgede rotor kutbunun hareketi stator kutbunun tamamen çakışmasını değiştirmez ve bu nedenle egemen olan akı yolu değişmez. Endüktans en yüksek değerinde ($L_{\max}$) sabit kalır. Bu bölgede ilgili fazda akım bulunsa bile endüktans değişimi olmadığından dolayı moment üretimi yoktur. Ancak bu bölge süresince stator sargı anahtarı açıldığında stator akımının sıfıra indirilmesi için istenilen süre ayarlayabilir ve böylece negatif moment üretimi önlenmiş olunur.
- IV. Bölge: Rotor kutbunun örtüştüğü stator kutbundan ayrıldığı bölgedir. Rotor konumunun hareketiyle endüktans negatif bir eğimle azaldığı için negatif bir moment üretilir (Generatör çalışma). Eğer makina motor olarak çalıştırılacak ise faz endüktansının azalan eğiminde ilgili faza akım uygulanmamalıdır. Eğer uygulanırsa geliştirilen momentin ortalama değeri sıfır olur ve bu durumda motor dönmeyecektir.

Şekil 2.4’de 8/6 kutuplu bir ARM’de doğrusal manyetik şartlarda dört faz endüktansın konuma bağlı değişim grafiği verilmiştir. Endüktansın arttığı bölgedeki eğimine K dersek, K aşağıdaki denklemle elde edilebilir;

$$K = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\beta_s} \quad (2.2)$$



Şekil 2.4 8/6 kutuplu bir ARM’de doğrusal şartlarda dört faz endüktansının konuma bağlı değişim grafiği

Magnetik doyum ve doğrusal olmayan yapısı dikkate alındığında ARM’nin endüktans bağıntısı için denklem (2.3)’ten elde edilen kosinüs formülü kullanılır [41];

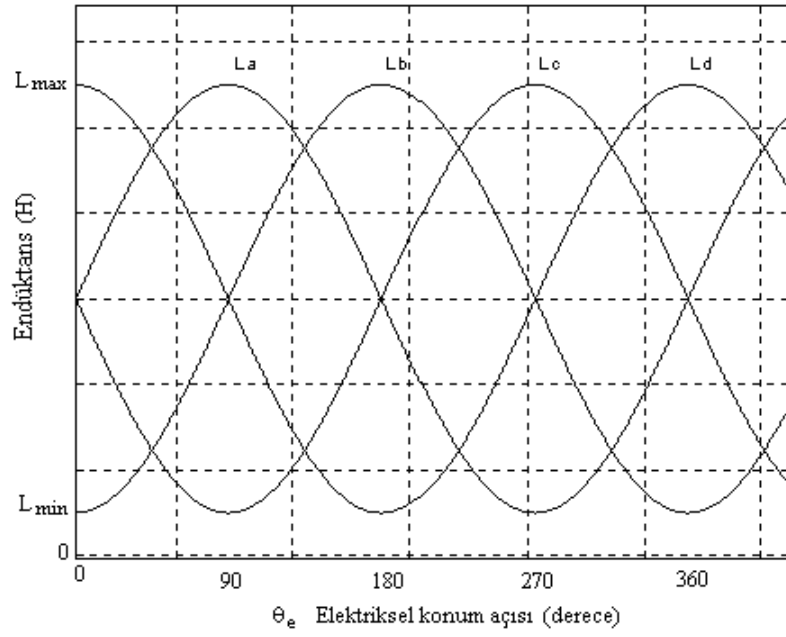
$$L_i = L_1 + L_2 \sum_{i=1}^n \cos \left[N_r \theta - (i-1) \frac{2\pi}{q} \right] \quad (2.3)$$

Bu bağıntıda L_1 ve L_2 için,

$$L_1 = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} \quad (2.4)$$

$$L_2 = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \quad (2.5)$$

eşitlikleri geçerlidir.



Şekil 2.5 8/6 kutuplu bir ARM'nin kosinüs bağıntısından elde edilen dört faz endüktansının rotor konuma bağlı değişim grafiği.

i :Sırasıyla fazları,

q :Faz sayısını ($q=N_s/2$),

N_r :Rotor kutup sayısını göstermektedir.

Denklem (2.3) dört fazlı 8/6 kutuplu bir ARM için ayrı ayrı yazılırsa;

$$L_a = L_1 + L_2 \cos\left(6\theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.6)$$

$$L_b = L_1 + L_2 \cos(6\theta + \pi) \quad (2.7)$$

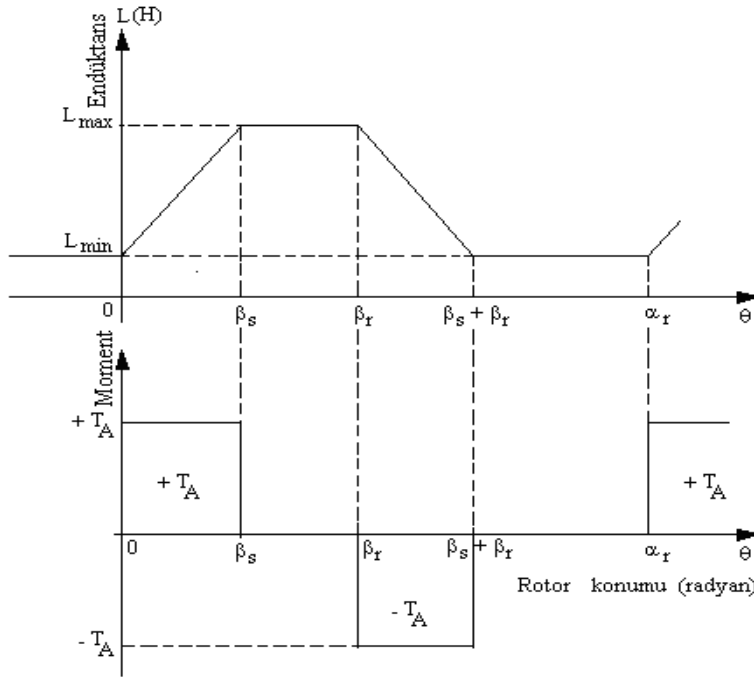
$$L_c = L_1 + L_2 \cos\left(6\theta + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.8)$$

$$L_d = L_1 + L_2 \cos(6\theta) \quad (2.9)$$

elde edilir.

2.6. Anahtarlama Relüktans Motorda Moment Üretimi

ARM’de moment oluşumu çakışık olmayan konum ile çakışık konum arasındaki relüktans değişiminden yararlanarak manyetik enerjinin mekanik enerjiye dönüşüm esasına dayanır. Şekil 2.6’ta da görüldüğü üzere, ARM’ de herhangi bir faz uyarıldığında endüktans eğiminin pozitif olduğu bölgede pozitif, sabit olduğu bölgede sıfır ve son olarak da eğimin negatif olduğu bölgede ise negatif bir moment üretilir.



Şekil 2.6 ARM’de bir fazın endüktansına bağlı olarak üretilen momentin değişim grafiği.

Endüktansın sadece konumla değiştiği doğrusal bölgede, herhangi bir i fazında geliştirilen ani moment

$$T_i = \frac{1}{2} i_i^2 \frac{\partial L_i(\theta)}{\partial \theta} \quad (2.10)$$

bağıntısı ile hesaplanabilir. Denklem (2.2)’deki ifade ile Şekil 2.6’daki endüktans eğrisi kullanılarak A fazı için (2.11)’deki matematiksel moment bağıntıları çıkarılabilir:

$$T_a = \begin{cases} \frac{1}{2} K i_a^2 & 0 \leq \theta \leq \beta_s \\ 0 & \beta_s \leq \theta \leq \beta_r \\ -\frac{1}{2} K i_a^2 & \beta_r \leq \theta \leq \beta_s + \beta_r \\ 0 & \beta_s + \beta_r \leq \theta \leq \alpha_r \end{cases} \quad (2.11)$$

Motor tarafından geliştirilen toplam ani moment fazların bireysel olarak ürettiği ani momentlerin toplamına eşittir.

$$T_e(\theta, i_a, \dots, i_d) = \sum_{i=1}^q T_i = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q i_i^2 \frac{\partial L_i}{\partial \theta} \quad (2.12)$$

Herhangi bir rotor konumunda ani motor momentinin sıfır olmamasını sağlamak için β_s 'in α_r/q 'den daha büyük olması gerekir.

2.7. ARM'nin Eşdeğer Devresinin Çıkartılması

Benzetim çalışması, motor performansının incelenmesi ve güç elektroniği devresinin oluşturulması için önemli bir adımdır. Bu nedenle motora ilişkin uygun bir matematiksel modelin oluşturulması gerekmektedir. Eşdeğer devreyi çıkartırken fazlar arasındaki ortak endüktans ihmal edilmiştir.

Bir faza uygulanan gerilim sargı direncinde düşen gerilim ile sargıda endüklenen gerilimin toplamına eşittir.

$$v = R.i + \frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial t} \quad (2.13)$$

R :Faz direnci

λ :Halkalanma akısı olup aşağıdaki denklem ile ifade edilir;

$$\lambda = L(\theta, i)i \quad (2.14)$$

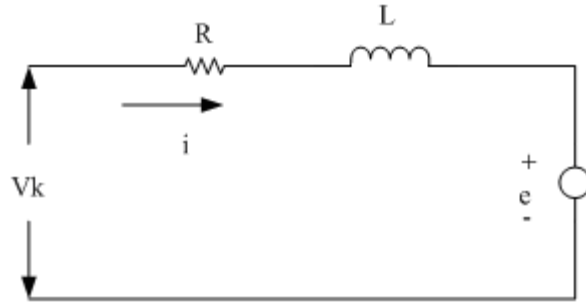
Buradaki L endüktansı konuma ve faz akımına bağlıdır. Faz gerilim denklemini tekrar düzenleyecek olursak;

$$v = R.i + L(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \omega_m i \quad (2.15)$$

Denklem 2.15'in sağ tarafındaki terimler sırasıyla omik gerilim düşümü, endüktif gerilim düşümü ve endüklenen emk'yı temsil eder. Endüklenen emk;

$$e = \underbrace{\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta}}_{K_b} \omega_m i = K_b \omega_m i \quad (2.16)$$

şeklinde ifade edilir. Burada K_b , seri uyarımlı doğru akım makinasının emk sabitine benzetilebilir. Emk sabiti çalışma noktasına bağlı olduğu için çalışma noktasına bağlı olarak sabit akım elde edilebilir. ARM'nin bir faz eşdeğer devresi Şekil 2.7'de gösterilmiştir.



Şekil 2.7 ARM'nin tek faz eşdeğer devresi

Ani giriş gücünü hesaplamak için sargı akısı gerilim denkleminde yerine konur ve akım ile çarpılır. Yani;

$$P_i = vi = R.i^2 + i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} + L(\theta, i) i \frac{\partial i}{\partial t} \quad (2.17)$$

olarak elde edilir.

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) = L(\theta, i) i \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \quad (2.18)$$

Denklem 2.18, 2.17’de yerine konulursa ani giriş gücü;

$$P_i = vi = Ri^2 + \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \quad (2.19)$$

olarak elde edilir. Burada yer alan Ri^2 ; sargı direnci kayıpları, $\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right)$ alan enerjisindeki değişim oranı, $\frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t}$ ise hava aralığı gücüdür (P_g).

Hava aralığı gücündeki t yerine, $\frac{\theta}{w_m}$ yazarsak aşağıdaki denklemi elde ederiz.

$$P_g = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} w_m \quad (2.20)$$

Hava aralığı gücü, elektromanyetik moment ile rotor hızının çarpımına eşittir. Dolayısıyla;

$$P_g = w_m T_e \quad (2.21)$$

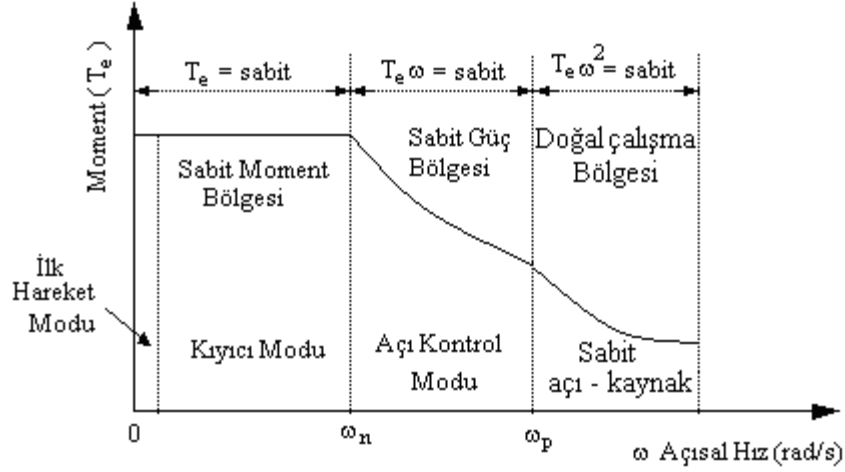
$$T_e = \frac{P_g}{w_m} = \frac{\frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} w_m}{w_m} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (2.22)$$

Yukarıdaki denklemler ile eşdeğer devre tamamlanmış olur.

2.8. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Moment – Hız Karakteristiği

ARM’nin moment–hız grafiği Şekil 2.8’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi ARM’nin çalışma şartları makinanın hızına göre üç bölgeye ayrılmaktadır. Bunlar;

nominal hızın (ω_n) altındaki sabit moment bölgesi, yüksek hızda oluşan sabit güç bölgesi ve çok yüksek hızlarda oluşan sabit $T_e \omega^2$ bölgeleridir [1].

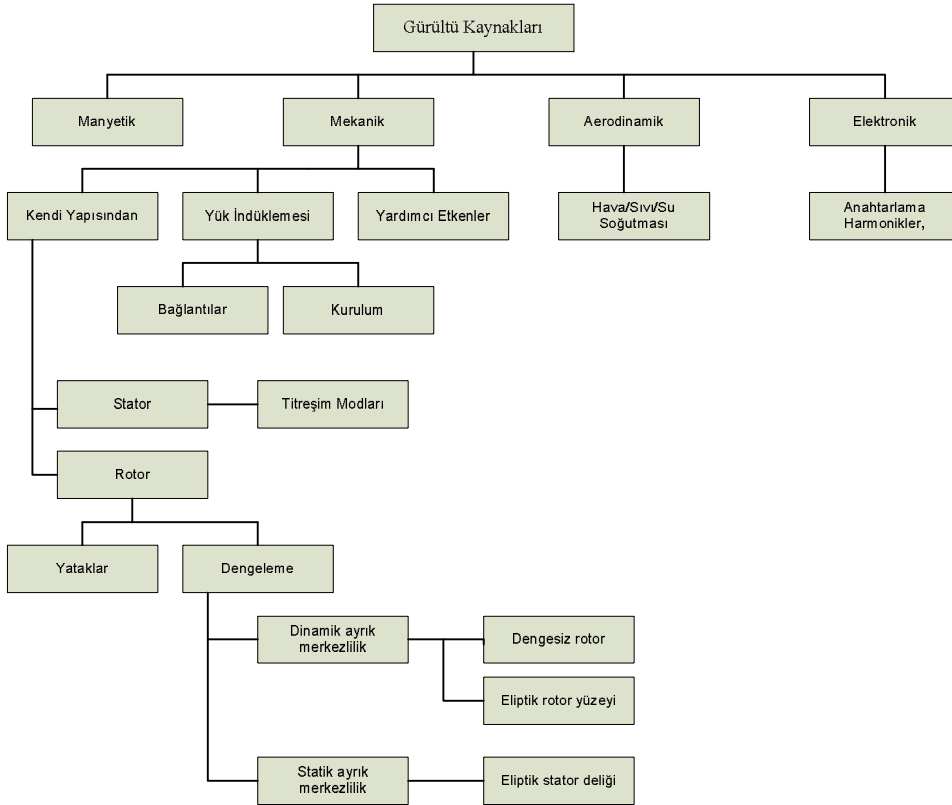


Şekil 2.8 ARM'nin moment-hız karakteristiği.

- **Sabit moment bölgesinde çalışma:** Nominal hız ω_n 'nin altındaki hızlarda, sürücü ateşleme açısı sabit değerde tutulup motor momenti en az dalgalanma ile en büyük değere çıkartılır. Nominal hız nominal gerilimde sabit ateşleme açısıyla motora uygulanabilen en büyük akımda ulaşılan en yüksek hız olarak tanımlanır. Faz akımları ayarlanarak motorun ürettiği ortalama moment ayarlanabilir.
- **Sabit güç bölgesinde çalışma:** Bu bölgede zıt emk'nın yükselmesinden dolayı kaynak gerilimi sabit akım sağlamak için yeterli olamamaktadır. Bu nedenle nominal hızın üzerindeki hızlarda akım sabitleyiciler etkili olamamaktadır. Sabit güç bölgesinde konvertör iletim açısının hızın bir fonksiyonu ile arttırılarak motor hızı arttırılır ve böylece $T_e \omega$ değeri sabit hale gelir.
- **Doğal çalışma bölgesinde çalışma:** Bu bölgede motorun çalışma hızı ω_p 'nin üzerine çıktığı için konvertör iletim açısı en yüksek değerine gelir. Bu nedenle ARM doğal moment-hız karakteristiği ile çalışır. $T_e \omega^2$ değeri doğru akım seri motorda olduğu gibi yaklaşık olarak sabit olur.

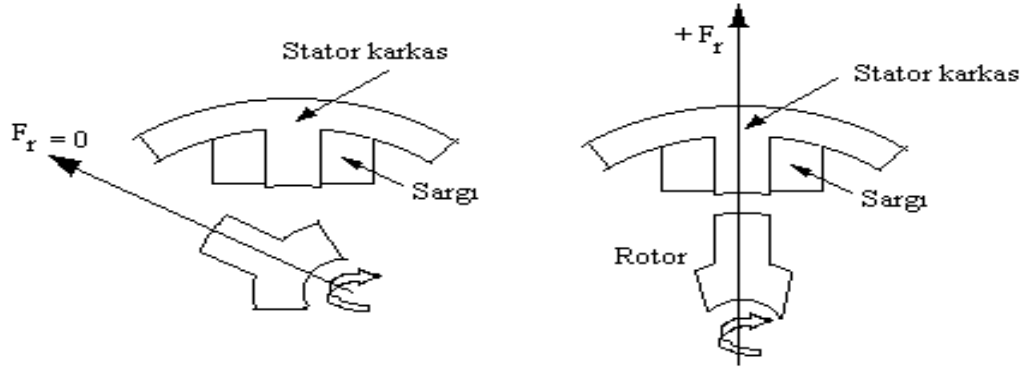
2.9. Anahtarlama Relüktans Motorlarda Gürültü

Temel olarak elektrik makinalarındaki gürültü kaynaklarını dört sınıfta toplayabiliriz. Bunlar, manyetik, mekanik, aerodinamik ve elektronik gürültüdür. Şekil 2.9’da elektrik makinalarındaki gürültü kaynaklarının genel sınıflandırılması yapılmıştır [38].



Şekil 2.9 Elektrik makinalarındaki gürültü kaynakları

Önceki kısımlarda da belirtildiği gibi ARM’lerin en önemli olumsuzluklarının başında motorun ürettiği düzensiz moment ve yüksek akustik gürültüdür. Bu olumsuzluklar motorun kullanım alanını sınırlamaktadır (özellikle ev içi elektrikli aletlerde). ARM’nin akustik gürültüsü Şekil 2.10’da da görüldüğü gibi tetikleme ile üretilen yarıçap kuvvetlerinin stator yapısını aşındırması ile oluşur. ARM’lerdeki akustik gürültü konusunun çok fazla bir geçmişi yoktur. ARM’lerin ticari olarak DA ve AA makinalarıyla yarışır duruma gelmesiyle birlikte yoğun ilgi görmüştür [4,9,13,18].



Şekil 2.10 Çakışık konumdan önce ve çakışık konumda yarıçap yönünde oluşan kuvvetin büyüklüğü

ARM'lerde gürültüye sebep olan çok sayıda etken vardır. Bu etkenler motorun gürültü üretimine meyilli olduğunu göstermiştir. Bu etkenlerden bazılarını şöyle sıralayabiliriz;

- Geliştirilen moment ve gücü yüksek yapmak için küçük hava aralığına olan gereksinim.
- Negatif kutuplu DA kaynak gerilimi uygulayarak makina fazlarındaki akımın azalma oranındaki değişimler.
- Tetikleme devresi
- ARM çift çıkıntılı yapıya sahiptir. Rotor kutuplarının dönerken oluşturduğu rüzgâr akustik gürültüye neden olur.
- Malzemelerin özelliklerinin tek biçimli (uniform) olmayışı sonucu rotorun mekanik dinamik balansı, akı dağılımının düzgün olmayışı rotorda manyetik ve mekanik kuvvetlere sebep olur ve akustik gürültü meydana getirir.
- Rotor ve statorun simetrik olmayan yapıları, özellikle düzgün olmayan hava aralığı rotorda simetrik olmayan kuvvetler meydana getirir.
- Stator sargıları iyi düzenlenmemişse veya iyi yapılmamışsa motor çalışırken aktif veya pasif hareket edebilir. Bunun sonucu gürültü oluşur.
- Stator sargılarından akan akımlar ile yerel manyetik alanlar sargılarda kuvvetler oluşacak şekilde birbirini etkiler ve sargı titreşimlerine sebep olur.
- Stator ve rotor kutuplarına etki eden ve moment üreten teğet kuvvetler, komutasyon esnasında stator ve rotorda titreşimlere neden olur.

- Özellikle ARM’de çift çıkıntılı yapı nedeniyle stator ve rotor kutupları arasında güçlü bir radyal manyetik çekim mevcuttur. Bu çekim kuvveti stator titreşimlerine tesir eder.

ARM’lerdeki yarıçap gücü sonuç analizinde simetrik ve değersiz gibi görünmesine rağmen bu kuvvetler stator titreşimlerine sebep olacak ve sadece stator ve rotor yapıları arasında birbirlerini yok edeceği için büyük bir önem kazanmaktadır. Bu nedenle, vektörel olarak bileşke kuvvet sıfır olsa bile fiziki olarak titreşime neden olur. Bu durum ARM’deki gürültü üretiminin en etkin kaynağıdır [42].

ARM’deki diğer bir gürültü kaynağı da stator yapısıdır. ARM’nin statoru doğal bir frekansa sahiptir. Tahrik kuvvetlerinin frekanslarından birisi stator doğal frekansı ile denkleşirse akustik gürültüye neden olan rezonans meydana getirir. Bu nedenle stator doğal frekansı tam olarak hesaplanmalıdır [4, 26, 38, 42].

ARM’lerdeki elektronik gürültü, uygulanan gerilim ve akım içerisinde bulunan harmonikler sebebiyle meydana gelir. ARM’deki sargı akımı makinanın çalışması esnasında düzenli değildir. Bu nedenle endüktans sürekli olarak harmonik akı kaçakları üretecek şekilde değişir. Bu ARM’ye has bir özelliktir [18,21].

ARM’nin gürültüsün azaltılması için ağırlıklı olarak anahtarlama harmoniklerinin azaltılması ya da sürücü devresi üzerinde durulmuştur. Fakat motor yapısı sürekli değişkenlik gösterdiğinden tetikleme devre yapısı da değişiklik göstermiştir. Bu sebeple düzenli bir akustik gürültü iyileşmesine ulaşılamamıştır. Daha etkin gürültü azaltımı için bunlara ek olarak motorun yapısında değişikliklere gidilmektedir. Eğer hem tasarımda hem de sürücü devresinde uyumlu bir çalışma yapılırsa akustik gürültünün önüne geçilebilmesi açısından daha iyi çözümler ortaya atılabilir. Tasarım aşamasında genelde stator ve rotor kutup başlarının şekilleri ile oynanmakla birlikte aynı zamanda rotor çıkıklarına delik delerek yarıçap kuvvetini azaltma yoluna gidilmiştir.

2.10. Anahtarlama Relüktans Motorların Sürücü Devreleri

Denklem 2.23’tede görüldüğü gibi ARM’lerdeki moment faz akımının yönüne bağlı değildir. Buda tek kutuplu denetim devrelerinin kullanımına imkân tanımaktadır. Bundan dolayı alternatif akımla çalışan aynı sürücü devrelere göre bazı üstünlüklere sahiptir.

Akımın tek yönlü olmasının diğer bir avantajı da histeresiz kayıplarının azalmasına olan etkisidir [38,43].

ARM sürücü devre tasarımında, motor faz endüktansının büyük ve rotor konumu ile geniş bir aralıkta değişmesinden dolayı temel olarak iki sorunla karşılaşılır. İlki faz akımlarının komutasyonunda gerekli olan yüksek enerji, diğeri ise faz akımlarının denetimindeki zorluklardır.

ARM'lerde düşük dalgalanmalı bir moment üretmek için sürücünün, motor sargılarına hemen hemen kare dalga akım sağlaması gerekmektedir. Bu durum, sargılar arasındaki komutasyonun hızlı olmasını ve akımın iletim süresince sabitlenmesini zorunlu bir hale getirmektedir. Motor sargılarında depo edilen enerji yüksek iken, komutasyon zamanını düşürmek için güç anahtarları üzerindeki gerilim baskısı artırılır. Sonuç olarak, yüksek değerli ve değişken endüktanstan dolayı motor sargılarındaki akımın regülasyonunda bazı problemler ortaya çıkmaktadır. Akım regülatörlerinin yüksek hızlarda motor sargı endüktasındaki hızlı değişime cevap verebilmesi için yeterince hızlı olması gerekmektedir. Bunun dışında, sistem parametrelerinin değişiminden dolayı sabit parametrelili denetleyiciler uygun olmayabilir. Bundan dolayı motor faz akımlarının uyumlu bir şekilde uygun bir denetleyici ile denetlenmesi gerekmektedir [43].

ARM sürücü devreleri klasik AA ve fırçasız DA sürücü (sürekli mıknatıslı motor sürücüler) devrelerine göre bazı üstünlüklere sahiptir. İlki, ARM'de her bir faz sargısı bulunduğu koldaki ana anahtara seri bağlı olduğu için ARM'nin sürücü devresindeki yarı iletken anahtarların kısa devre tehlikesi hemen hemen yoktur. Klasik AA veya fırçasız DA sürücülerden daha büyük ölçüde fazlar arasında bağımsızlık vardır. Dolayısıyla bir fazdaki arıza (motor ya da konverterde) genelde yalnızca o fazı etkiler, diğer fazları etkilemez, diğer fazlar bağımsız çalışmaya devam eder. AA sürücülerde bir fazdaki bir arıza sadece diğer iki fazı zayıflatır [44].

Literatürde ARM'yi beslemek için birçok konvertör yapısı önerilmiştir. Bunlar bir fazdan diğerine komutasyon boyunca kullanılan besleme devreleri ve enerjiyi geri toplama teknikleri bakımından birbirinden farklılık göstermektedir.

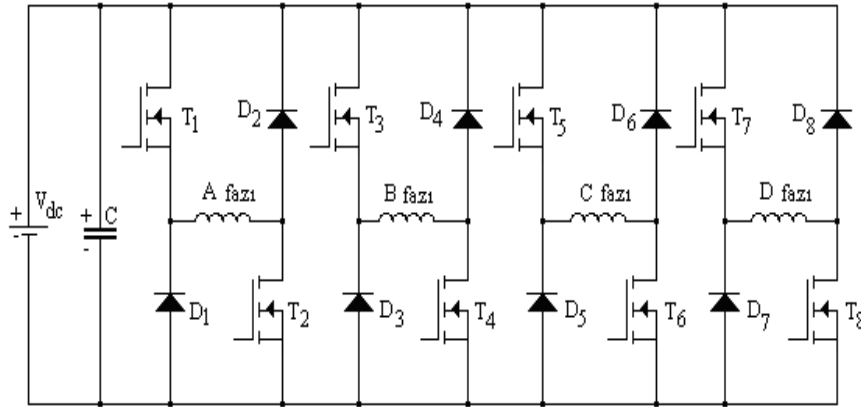
ARM'ler için temelde iki çeşit besleme devresi tasarlanır. Bunlar gerilim ve akım kontrollü besleme devreleridir. Her devrenin kendine özgü olumlu ve olumsuz özellikleri vardır.

Düşük hızlı çalışmalarda genellikle akım kontrollü besleme devreleri kullanılmaktadır. Bu şekilde sabit moment bölgesinde minimum dalgalanma ile denetim yapılabilir. Yüksek hızlarda zıt emk'nın yüksek olmasından dolayı sabit akım sağlanması zor olduğu için gerilim kontrollü denetim yapılır.

Alt bölümlerde ARM'ler için kullanılan temel besleme devreleri verilmiştir.

2.10.1 Klasik İki Anahtarlı Besleme Devresi

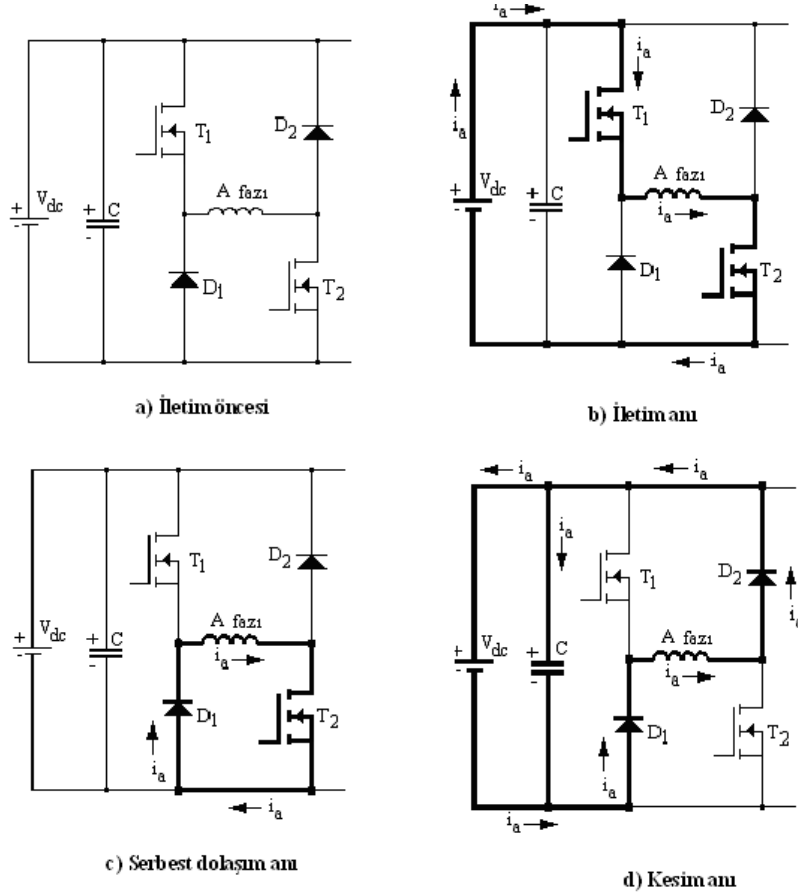
Şekil 2.11'de klasik iki anahtarlı besleme devresi görülmektedir. Motor sargılarının faz anahtarları ile seri olmaları hariç klasik altı-adımlı AA eviriciye benzerdir. Fazlar birbirinden bağımsız olduğu için her faz ayrı kontrol edilebilmekle birlikte kullanılan anahtarlar düşük gerilime maruz kalmaktadırlar [45]. Sargıların alt ve üst kısımlarındaki güç anahtarları her iletim periyodu başlangıcında birlikte çalışmakta ve komütsasyon sırasında ise birlikte kesime girmektedirler. İstenilen kontrol yöntemine göre anahtarlardan biri veya ikisi birden kıyıcı olarak çalışabilir. Böylece akım tanımlanan histerisiz bandı içinde kalır. Bu tür çalışma, motorun zıt emk'sının kaynak gerilimine göre oldukça düşük olduğu durumlarda kullanılır. Yüksek hızlarda ise her iki anahtar iletimde olduğundan dolayı akımın dalga şekli hıza bağlı olarak doğal şeklini almaktadır.



Şekil 2.11 Faz başına iki anahtarlı klasik ARM sürücü devresi.

Mantıksal tasarımda, bir anahtar komutasyon diğeri de regülasyon için kullanılır [43]. İletim periyodu sonunda eğer her iki anahtar da birden kesime getirilirse, mekanik enerjiye dönüştürülmemiş sargıda depo edilen manyetik enerji hızlı diyotlar üzerinde kaynağa geri verilir. Hızlı diyotlar ileri yönlü polardığından, sargı uçlarına kaynak gerilimin tersi uygulanır. Enerji kesildiğinde sargıdaki polarite ters yönlü olup enerji ne kadar kısa sürede

kaynağa aktarılırsa kesilmesi istenen manyetik akı da o kadar kısa sürede sıfıra düşer. Şekil 2.12’de ARM’nin bir fazının kesim anında anahtarlar arasında serbest dolaşımı sağlamak içinde bir süre konularak yapılan kontrollü devredeki akımın akış yolu gösterilmiştir.

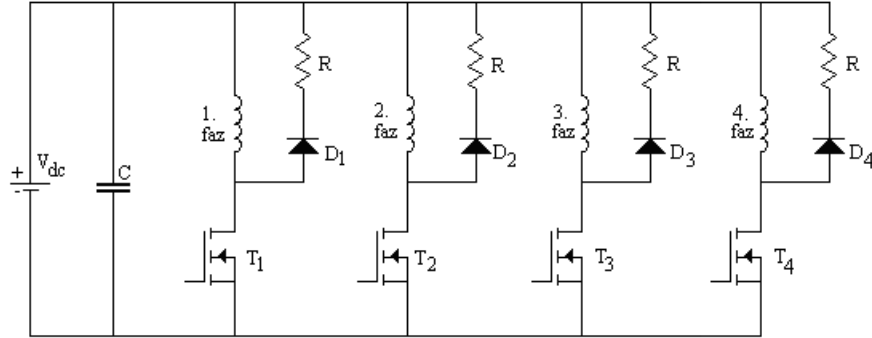


Şekil 2.12 ARM’nin bir fazın iletimi ile kesimi arasında akımın akış yolu.

2.10.2. Söndürme Dirençli Besleme Devresi

Şekil 2.13’te besleme devreleri içinde en ekonomik olan söndürme dirençli konvertör devresi yer almaktadır. Fazlar bağımsız olduğu için fazlara ayrı ayrı dirençler bağlamakla birlikte tek bir direnç üzerinden de bu olay gerçekleştirilebilir. Bu devrede R direncinin değeri oldukça önemlidir. Direnç küçük seçilirse, hız yüksek iken kuyruk akımının uzun olmasına ve dolayısıyla düzensiz moment üretimine neden olup verimi de düşük olur. Eğer direnç büyük seçilirse, komutasyondaki faza bağlı anahtarda yarı iletken elemanlar için

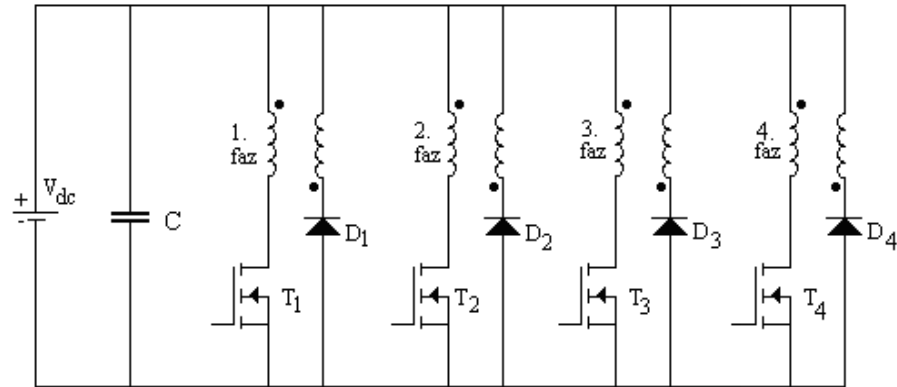
tehlikeli büyük değerli gerilim sıçramaları olabilir. Bu devre genelde düşük maliyet ve performans istenen uygulamalar için uygun olup kontrolü basittir.



Şekil 2.13 Söndürme dirençli ARM sürücü devresi.

2.10.3. İki Sargılı Besleme Devresi

Şekil 2.14’de iki sargılı besleme devresi görülmektedir. Bu devrenin problemlerinden biri kesim esnasında birinci sargıda biriken enerjinin ikinci sargı üzerinden kaynağa döndürülmesidir. Ayrıca kuplaj hatalarından dolayı sargılar arasında gerilim atlaması oluşmaktadır. Motor sargıları iki telli sarıldığı için kullanılan bakır tel miktarı artmaktadır ve motor ile konverter arasında bağlantı sayısı iki kat artmaktadır.

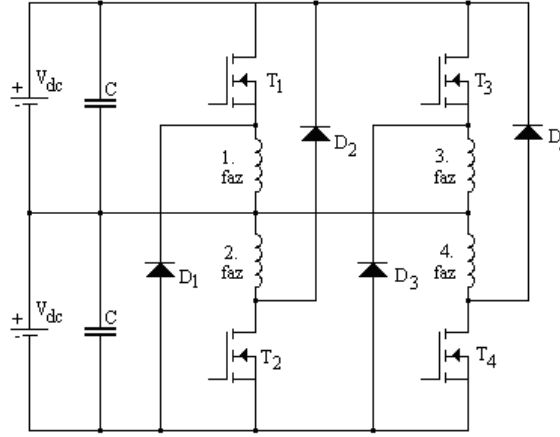


Şekil 2.14 Faz başına tek anahtarlı ve iki sargılı (bifilar) ARM sürücü devresi.

2.10.4. Orta Nokta Bağlantılı İki DA Kaynaklı Besleme Devresi

Şekil 2.15’deki devrede orta nokta bağlantılı iki adet DA kaynağı kullanılmıştır. Devre dört anahtar ve dört diyota sahiptir. Yukarıdaki fazlar alttaki DA kaynağına serbest bağlanmıştır. Bu devrede fazların herhangi birinde bir arıza meydana geldiği zaman diğer

fazda (Alt- üst fazlar) etkileneceği için bu devrede fazlar kendi aralarında tamamen bağımsız olmamaktadır.



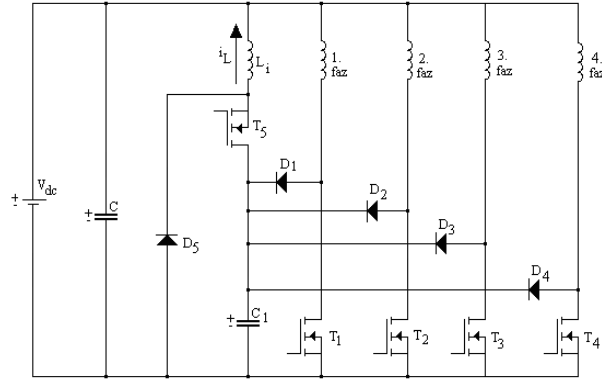
Şekil 2.15 Orta nokta bağlantılı iki DA kaynaklı ARM sürücü devresi.

2.10.5. Kondansatör Boşalmalı Besleme Devresi

Şekil 2.16’da Kondansatör-boşalmalı (C-Dump) devre gösterilmektedir. Bu devredeki anahtar ihtiyacı faz sayısından bir fazladır. Besleme devresinde, kesimdeki fazın enerjisini harcamak için bir kondansatör kullanılır ve bu devre kondansatörü boşaltmak için düşürücü ilkeli kıyıcı gibi çalışır [2]. Bu da kayıplara neden olur.

Bu devrede sargı akımları bağımsız şekilde hem iletim hemde kesim süresi boyunca kontrol edilebilir. Kesimdeki fazlarda toplanan enerji boşalma kondansatörüne aktarılır. Geri alınan enerji, makul değerde kondansatör gerilimi içeren yardımcı bir kıyıcı kullanarak güç kaynağına geri aktarılır. Bu durum konvertör verimini artırır ve kesim süresini azaltır. Fakat, kondansatör gerilimi yüksek bir değerde tutulmalıdır.

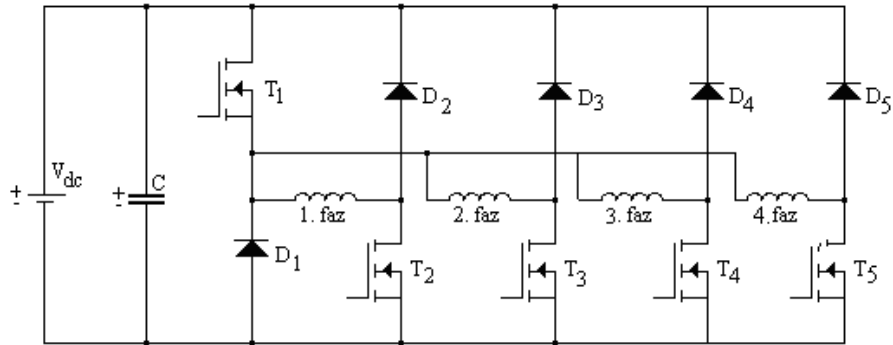
Bu besleme devreleri yüksek verimli çalışırlar. Ancak birkaç olumsuzluğa sahiptirler. Bunlar; anahtarların yüksek gerilim oranları, ek anahtar ve sönümlenme kondansatörüdür.



Şekil 2.16 Kondansatör boşalmalı (C- dump) ARM sürücü devresi.

2.10.6. Miller Besleme Devresi

Şekil 2.17’de gösterildiği gibi Miller besleme devresinde minimum anahtar ihtiyacından sadece bir adet fazla anahtara gereksinim duyulur. Yani dört fazlı ARM için sadece beş anahtar ve beş diyot gereklidir. Fakat ana anahtar (T_1) ve ana diyotun (D_1) gücünün faz anahtarı veya faz diyotlarından çok daha yüksek olması gerektiğinden dolayı bu anahtar ve diyot pahalıdır. Faz akımları tek transistörle denetlenebileceği gibi iki transistörle de denetlenebilir. Miller devresinin kötü yanı, fazlar birbirinden tamamen bağımsız değildir.



Şekil 2.17 Dört fazlı ARM için Miller besleme devresi.

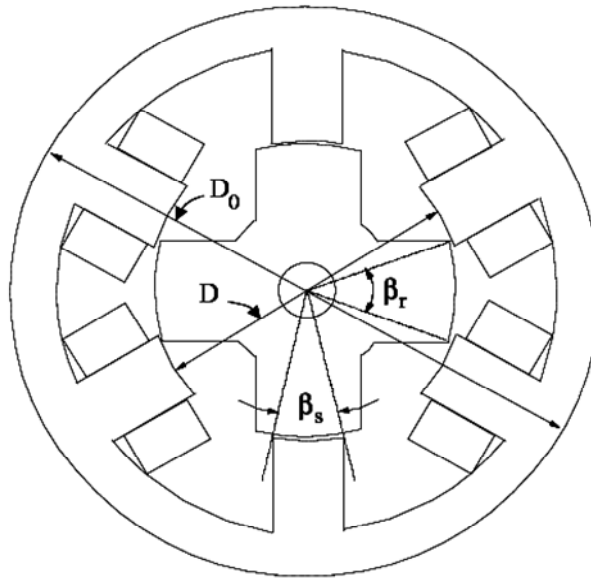
3. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN TASARIMI

3.1.Giriş

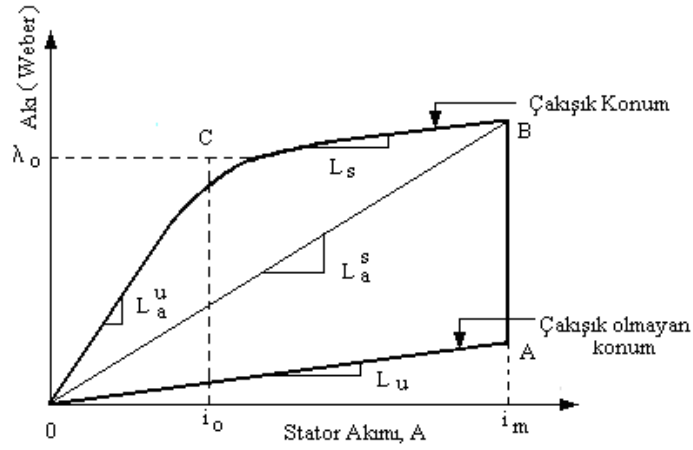
ARM'nin performans analizi, stator ve rotor saçlarının boyutlarına, sargı detaylarına, kutup sayısına ve kutup yaylarının genişliğine ihtiyaç duyar. ARM'nin yaklaşık boyutu makina tasarımcıları tarafından iyi bilinen çıkış güç denklemleri kullanılarak elde edilir. Makina boyutları sonuçları tasarım için başlangıç noktasıdır [38].

3.2. Çıkış Denkleminin Çıkarılması

Çıkış denklemi, mil çapı, uzunluk, hız ve bir makinanın çıkışındaki manyetik ve elektrik yüklerini gösterir. Genelde geleneksel makinalar çıkış denkleminde başlanarak tasarlanır. ARM için temel bir çıkış denkleminin geliştirilmesi tasarımı sistematik bir hale getirebilir. Ayrıca, makina tasarımcılarının deneyimlerini bu makinalar ile geleneksel makinalar arasındaki ortak noktaları kullanabildikleri için yeni bir makinanın tasarımında oldukça etkili bir yararı olabilir. ARM'nin çıkış denklemi kayda değer bir şekilde geleneksel makinadan farklı olduğu için burada onların benzerlikleri vurgulanmıştır.



Şekil 3.1 6/4 Üç fazlı ARM'nin görünümü



Şekil 3. 2 ARM'nin stator akımına karşılık akı değişimi

Şekil 3.1'de 4 rotor kutbuna ve 6 stator kutbuna sahip ARM gösterilmiştir. Şekil 3.2'de de stator ve rotor kutuplarının çakışık olmayan ve tam çakışık konumdaki akı yollarına karşı akım karakteristikleri verilmiştir. Stator ve rotor kutuplarının çakışık konumda olmaması, stator kutup merkezinin iki rotor kutbu arasında olması anlamına gelmektedir. Bir darbelik motorun mekaniksel çıkış enerjisi O,A,B,C ve O noktalarıyla kapatılan alanla gösterilir. Makina sargıları içindeki direncin gerilim düşümü ihmal edilirse, o zaman uygulanan gerilim akı yollarının değişim oranına eşittir. Bu nedenle, sabit faz akımı için akı yolu ve gerilim arasındaki komşuluk direnç üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilirse aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$V \cong \frac{\partial \lambda}{\partial t} = \frac{(\lambda_a - \lambda_u)}{\lambda_u} = \frac{(L_a^s - L_u)}{t} i \quad (3.1)$$

L_a^s :Her bir fazın çakışık konumdaki doymuş endüktansı

L_u :Her bir fazın çakışık olmayan endüktansı

V :Uygulanan gerilim

t :Rotorun çakışık olmayan konumdan çakışık olan konuma gelene kadar ki geçen süre.

λ :Faz akısı

t süresi ise stator kutup yayı ve rotor hızıyla tanımlanabilir,

$$t = \frac{\beta_s}{\omega_m} \quad (3.2)$$

β_s :Radyan olarak stator kutup yayı

ω_m :Rotor hızı (rad/sn)

Diğer tanımlar;

$$\sigma_s = \frac{L_a^s}{L_a^u} \quad (3.3)$$

$$\sigma_u = \frac{L_a^u}{L_u} \quad (3.4)$$

L_a^u :Çakışık konumdaki doymamış endüktans

Denklem 3.3 ve 3.4, denklem 3.1’de yerine konulursa uygulanan gerilim,

$$V = \frac{\omega_m}{\beta_s} L_a^s i \left(1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u} \right) \quad (3.5)$$

olarak elde edilir. Çakışık konumdaki akı çizgileri, akı ve sarım sayısına göre yazıldıktan sonra akı yoğunluğu ve makina boyutları aşağıdaki gibi elde edilir;

$$L_a^s i = \phi T_{ph} = B \times A_{sp} \times T_{ph} = B \times D \times L \times \beta_s \times T_{ph} / 2 \quad (3.6)$$

ϕ :Çakışık konumdaki akı

A_{sp} :Stator kutup alanı

D :İç çap

L :Stator kutbunun eksensel uzunluğu

B :Çakışık konumdaki stator kutup akı yoğunluğu

T_{ph} :Faz başı sarım sayısı

Spesifik elektrik yükü A_s , stator akımı cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$A_s = \frac{2T_{ph}im}{\pi D} \quad (3.7)$$

m : Aynı zamanda iletimde olan faz sayısıdır. 6/4 yapısına sahip motorun başlangıç anı düşünülürse aynı zamanda sadece bir faz iletimdedir. O zaman geliştirilen güç;

$$P_d = k_e k_d V_{im} \quad (3.8)$$

V ve i fazın tepe değerleridir.

k_d : Denklem 3.9'da tanımlanan görev periyodudur.

k_e : Verimlilik katsayısıdır.

Görev Periyodu;

$$k_d = \frac{\theta_i \cdot q P_r}{360} \quad (3.9)$$

θ_i : Her bir yükselen endüktans profili için akım iletim açısıdır.

q : $P_s/2$ olarak verilen stator faz sayısı, P_s , stator kutup sayısıdır.

P_r : Rotor kutup sayısıdır.

Denklem 3.5 ve 3.6, denklem 3.8'de yerine konursa geliştirilen güç;

$$P_d = k_e \cdot k_d \left(\frac{\pi^2}{120} \right) \left(1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u} \right) B A_s D^2 L n_r \quad (3.10)$$

n_r : Rotor hızı

Denklem 3.10 tekrar düzenlenerek geleneksel AA makinaların çıkış denklemi şeklinde ifade edilebilir.

$$P_d = k_e k_d k_1 k_2 B A_s D^2 L n_r \quad (3.11)$$

$$k_1 = \frac{\pi^2}{120} \quad (3.12)$$

$$k_2 = 1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u} \quad (3.13)$$

Denklem 3.10'dan momenti elde edebiliriz,

$$T = k_d k_e k_3 k_2 \cdot (BA_s) D^2 L \quad (3.14)$$

$$k_3 = \frac{\pi}{4} \quad (3.15)$$

Moment ve çıkış gücü, spesifik elektrik ve manyetik yüklerinin çarpımıyla orantılıdır ve burada $(\pi D^2 L)/4 \cdot k_2$ olarak verilen çap hacmi sadece motorun çalışma noktasına bağımlılık gösteren bir değişkendir ve stator faz akımı, nüvenin manyetik karakteristiği ve motorun boyutlarıyla tanımlanır. Verilen çalışma noktası için k_2 bir sabittir. Bu nedenle, ARM'den maksimum çıkış gücünü elde etmek için, k_2 'nin maksimum stator akımından hesaplanması gerekir. Hatta, çakışık ve çakışık olmayan konumlar için akı yollarına karşı akım eğrisinin değişik stator akım değerleri için tahmin edilmesi gerekir. $K_d=1$ 'de verilen bir stator akımında geliştirilen güç maksimumdur. Genelde 1'den küçük olan maksimum görev periyodunu bulma yoluna gidilir. Ayrıca, moment ve güç kontrolü, kısıyıcı kontrollü DA motora benzer şekilde görev periyodu tarafından denetlenir. Hız, fazların anahtarlama frekansı tarafından senkron motora benzer şekilde kontrol edilir [3,14,38].

3.3. Boyutların Seçimi

3.3.1 Çap ve Uzunluk

Genelde ARM değişken hız uygulamalarında kullanıldığı için, temel hız ayarlarına sahip olarak imal edilir. Temel hızda motor, anma momentini ve buradan anma çıkış gücünü vermelidir. Nominal çıkış gücüne tekabül eden denklem 3.11 kullanılarak ve paket boyu bir çarpım veya rotorun yerleştirildiği iç çapın alt çarpımları olarak alınırsa,

$$L = k \cdot D \quad (3.16)$$

L'yi çıkış gücü denkleminde yerine yazarsak;

$$P_d \propto k_2 \cdot D^3 \quad (3.17)$$

Eğer nominal hızda B , A_{sp} , k_2 , k_d ve k biliniyorsa, D denklem 3.17'den değerlendirilir. Tasarımın iterasyon işlemini makul değerlerle başlatmak mümkündür. Genelde nominal çalışma noktasında, k_2 'nin çalışma aralığı denklem 3.18'deki gibi alınabilir.

$$0.65 < k_2 < 0.75 \quad (3.18)$$

Çakışık konum için B 'nin değerleri çekirdek materyali için mümkün olan maksimum değerde alınabilir. Spesifik elektrik yükü metre başına iletken-akım genellikle aşağıda verilen değerler arasında alınır,

$$25000 < A_s < 90000 \quad (3.19)$$

Görev periyodu k_d başlangıçta 1 olarak alınabilir. Üst başlangıç değerleri kullanılarak çekirdek çapı D hesaplanır. Hava aralığı imal tekniklerinin uygulamaları tarafından belirlenen sınırlamalardan belirlenir. Küçük makinalardaki hava aralığı 0.18 mm ile 0.25 mm arasındadır. Büyük güçlü makinalarda 0.3 mm ile 0.5 mm arasında alınabilir. Çap için uzunluk oranı k rasgele alınmamalıdır. k için doğal çalışma koşulları ve boşluk sınırlamalarına göre karar vermek gerekir. Servo uygulamalar dışında bu aralık aşağıdaki gibi alınabilir;

$$0.25 < k < 0.70 \quad (3.20)$$

Servo uygulamalar için k genellikle aşağıdaki aralıkta seçilir;

$$1 < k < 3 \quad (3.21)$$

3.3.2. Sarım Sayısı

Her faz için sarım sayısı, T_{ph} , denklem 3.7 kullanılarak verilen akım için hesaplanır. İletken boyu sargı boşluğunu doldurabilecek şekilde seçilir. Motor içerisinde uygulanan soğutma metoduna bağlı olarak meydana gelen akım yoğunluğu hesaplanıp izin verilen maksimum değerle karşılaştırılır. Eğer dış çap üzerinde kısıtlamalar yoksa sargı boşluğu,

sarım sayısından, iletkenin kesit alanından ve yalıtım kalınlığından hesaplanabilir. O zaman stator kutbunun yüksekliği sargı boşluğundan elde edilir [46].

Denklem 3.7'den verilen özel elektriksel yük ve mil çapı için , T_{ph} ve i 'nin çarpımı bir sabit olarak görülebilir. Bu durumda en iyi değerler aşağıda verilen karşılıklı zıt taleplerden elde edilebilir;

1. Küçük akım büyük sarım sayısını gösterir.
2. Sargının küçük endüktans ve direnç değerleri küçük sarım sayısını gösterir.

Mühendisler ortaya çıkan ısı etkisini, ticaretin dışında bir perspektif ile göz önüne almak zorundadır. Ayrıca i ve T_{ph} 'ın seçimi doğrultucu ve sonraki ARM'nin kontrolü için kullanılan konverter için AA kaynağa bağımlıdır.

3.3.3. Isı Faktörü

Motorun ısı kabiliyeti önemli bir karakteristiktir. Isı kabiliyeti makina içindeki kayıplardan, soğutmak için kullanılabilecek yüzey alanından ve sağlanabilecek ek soğutucu tertibattan (fan, vantilatör, su veya sıvı dolaştırmak gibi) belirlenir. Bu nedenlerden dolayı makinanın ısı analizi motor tasarımında önemli bir yer tutmaktadır [9,38]. Bakır ve çekirdek kayıplarının değerlendirilmesi ileriki kısımlarda verilecektir.

3.3.3.1 Stator Bakır Kayıpları

Eğer stator sargısının her bir fazının direnci R_s ise, statorda çakışım akımlarının olmadığı durum için bakır kayıpları [3];

$$P_{cu} = q \cdot I^2 \cdot R_s \quad (3.22)$$

q = stator faz sayısı

I = aşağıdaki denklemle verilen akımın etkin değeridir.

$$I = \frac{I_p}{\sqrt{q}} \quad (3.23)$$

I_p :Faz akımının tepe değeridir. Bu nedenle bakır kayıpları;

$$P_{cu} = I_p^2 \cdot R_s \quad (3.24)$$

Direnci iletkenin kesit alanı ve sarım sayısı terimleriyle ifade edersek;

$$R_s = \rho \cdot \frac{\ell}{a_c} = K_r \cdot \frac{T_{ph}}{a_c} \quad (3.25)$$

a_c :İletkenin kesit alanı

ρ :Spesifik iletkenlik

ℓ :Sargının toplam uzunluğu

K_r :İletkenliğin ve sarım uzunluğu anlamına gelen ℓ_m 'nin çarpımıdır.

Denklem 3.25'i denklem 3.24'te yerine yazarsak;

$$P_{cu} = K_r \left(\frac{I_p}{a_c} \right) (T_{ph} I_p) \quad (3.26)$$

Akım yoğunluğu aşağıdaki gibi verilir;

$$J_c = \frac{I_p}{a_c} \quad (3.27)$$

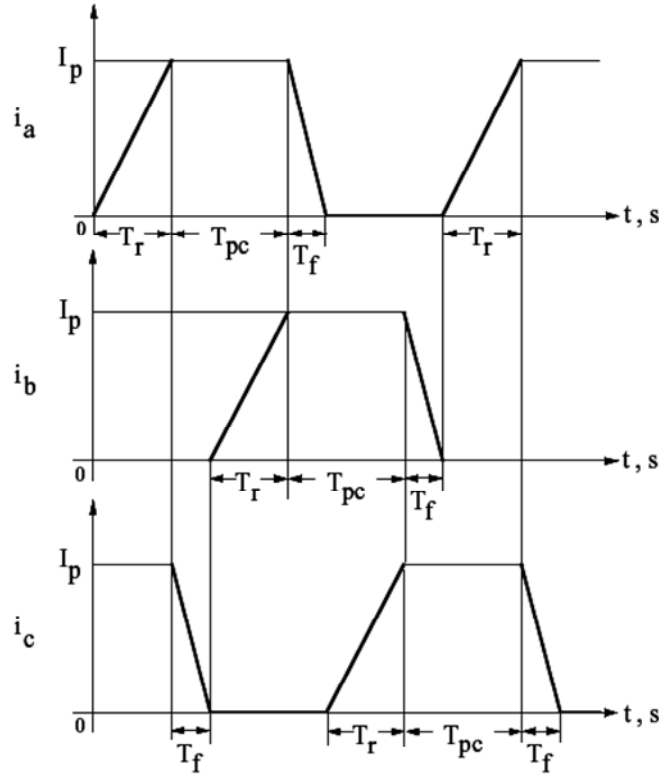
Bakır kayıpları aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$P_{cu} \propto (J_c) (T_{ph} I_p) \quad (3.28)$$

Bir tasarım için maksimum ($T_{ph} \cdot I_p$) sabit olduğu için bakır kayıpları akım yoğunluğuyla doğru orantılıdır. Bu nedenle minimum bakır kaybı için akım yoğunluğu azaltılmak zorundadır.

Faz akımlarının hem önceki hemde sonraki fazla çakışımında olduğu durumu göz önüne alınır. Bu durum bir ARM sürücüsü için oldukça gerçekçidir. Şekil 3.3'te anahtarlama geçici rejimleri ihmal edilmiş, düşme ve yükselme eğimleri doğrusal kabul edilmiş bir üç fazlı ARM'in faz akımları görülmektedir. Bu nedenle her hangi bir zamandaki stator bakır kayıpları sürekli faz akımları tarafından sağlanan bakır kayıplarının

toplamıdır. Bu faz endüktansı değişiyorken ve o sürede sadece sabit bir akım istenilirken T_{pc} zamanı süresince bir faz akımının etkin değerine eşit yapmak anlamına gelir. Bu süre 3.29 denklemi ile verilir;



Şekil 3.3 Üç fazlı ARM'nin overlappı durumdaki faz akımları

$$T_{pc} = \frac{\theta_{pc}}{\omega_m} = \frac{2\pi}{\left(\frac{P_s P_r}{2}\right) \omega_m} = \frac{4\pi}{\omega_m P_s P_r}, s \quad (3.29)$$

Bu süre boyunca, bir faz akımı istenilen maksimum sabit akım değerindedir, bir önceki fazın akımı azalmaktadır ve takip eden faz ise yükselen bir akıma sahiptir. Direnç kayıpları aşağıdaki gibi hesaplanan bütün bu üç akımın kümülatif etkisinin bir sonucudur.

$$P_{cu} = I^2 \cdot R_s = \frac{R_s}{T_{pc}} \left[I_p^2 T_{pc} + \frac{1}{3} I_p^2 T_r + \frac{1}{3} I_p^2 T_f \right] = I_p^2 R_s \left[1 + \frac{(T_r + T_f)}{3T_{pc}} \right], W \quad (3.30)$$

T_r ve T_f sırasıyla akımın yükselme ve düşme zamanlarıdır. T_r ve T_f süreleri ARM'nin eşdeğer devresi kullanılarak yaklaşık olarak hesaplanabilir. Hız ile stator ve rotor

kutupları terimleri cinsinden ifade edilen T_{pc} denklem 3.30'un içine eklenmiştir. Bakır kayıpları hıza bağımlıdır. Bu nedenle, bakır kaybı sadece yüksek hızlı makinada göz önüne alınmaktadır. Bu makinanın ısı tasarımı için önemlidir.

3.3.3.2. T_r 'nin Yaklaşık Olarak Hesaplanması

Makina çakışık olmayan konumu geçerken faz akımı, istenilen akım büyüklüğü I_p 'ye sahip olacak şekilde endüktans eğimi başladığı zamanda başlatılır. Bu yükselme zamanı süresince, faz endüktansının çakışık olmayan durumdaki değeri ve onun değişimini rotor konumu sıfır oluncaya kadar dikkate alınmalıdır. Ayrıca sabit V_{da} geriliminin, akımın yükselme süresince uygulandığı farz edilir. O zaman, faz gerilim denklemi yaklaşık olarak,

$$V_{da} \cong R_s i + L_u \frac{\partial i}{\partial t} \quad (3.31)$$

Başlangıçta emk terimi sıfır olmaktadır. Akım T_r süresince sıfırdan belirlenen I_p değerine kadar yükselir. Denklem 3.31'den akım için çözüm, içindeki başlangıç ve son değerleri kullanılarak, yükselme zamanı aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$T_r = \tau_u \ln \left[\frac{1}{1 - \frac{R_s I_p}{V_{da}}} \right] \quad (3.32)$$

Çakışık olmayan konumdaki zaman sabiti;

$$\tau_u = \frac{L_u}{R_s} \quad (3.33)$$

3.3.3.3 T_f 'in Yaklaşık Olarak Hesaplanması

Akımın kesim (turn-off) süresince, makina faz sargısına genellikle negatif bir gerilim uygulanır. Birçok konverter topolojisinde bu gerilim DA kaynak geriliminin negatifine

kendiliğinden eşittir. Kesim süresince, makina fazı, akımın azalışı süresince onun çakışık konumuna eşit olan bir endüktansa sahiptir. Bu noktada bilinmesi gereken, oluşabilecek zıt emk'nın bu varsayımlarla sıfıra gitmekte olduğudur. Makinanın faz denklemi;

$$R_s i + L_a \frac{\partial i}{\partial t} = -V_{da} \quad (3.34)$$

Başlangıç ve son durumdaki akım değerleri;

$$i(0) = I_p \quad (3.35)$$

$$i(T_f) = 0 \quad (3.36)$$

Faz akımının düşme zamanı aşağıdaki gibi hesaplanır;

$$T_f = \tau_a \ln \left[1 + \frac{R_s I_p}{V_{da}} \right] \quad (3.37)$$

Çakışık konumdaki makina fazlarının elektriksel zaman sabiti;

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_s} \quad (3.38)$$

3.3.4. Stator Dış Demir Kalınlığı

Stator dış demir kalınlığı, b_{sy} , içindeki maksimum akı yoğunluğu temel alınarak ve akustik gürültüyü azaltmak için titreşim minimizasyon faktörünü de eklenerek belirlenir. Stator çekirdek kesitindeki akı yoğunluğu yaklaşık olarak stator kutuplarının yarısıdır. Stator kutup yayları, kutup akı yoğunluğunu sağlayacak şekilde seçilmek zorundadır. Eğer kutup genişliği w_{sp} kutup yayı terimi ile ifade edilecek olunursa aşağıdaki denklem elde edilir;

$$w_{sp} = D \sin \left(\frac{\beta_s}{2} \right) \quad (3.39)$$

Bu durumda çekirdek kalınlığı minimum $0.5 w_{sp}$ olmak zorundadır. Mekaniksel sağlamlığı ve titreşimin minimizasyonu da göz önüne alındığından dolayı, b_{sy} aşağıda gösterilen belli bir aralığa sahip olacaktır;

$$w_{sp} > b_{sy} \geq 0.5 w_{sp} \quad (3.40)$$

Burada tavsiye edilen b_{sy} 'nin minimum değerinden çok yüksek değerlerinin seçilmesidir.

3.3.5 Stator Bobin Boyutları

Stator bobin boyutları, genişliği, w_c ve uzunluğu h_c tarafından belirlenir. Bunlar akım yoğunluğu tarafından belirlenen iletken kesit alanı, a_c ve faz başına sarım sayısı, T_{ph} , tarafından belirlenir. w_{cs} oyulmuş slot hatlarında bir slot içindeki bitişik iki sargı arasındaki boşluk veya genişliktir. Stator sargı alanı, sarım sayısı ve iletkenin kesit alanı terimleriyle aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$h_c w_c = \frac{a_c T_{ph}}{2} \quad (3.41)$$

Maksimum w_c , stator oyuğunun dış sınırını, motor kutup yayları ve sargılar arasındaki hava aralığından çıkartıp kalanın $2P_s$ sayısına bölümünden elde edilir. O zaman;

$$w_c = \frac{\pi D - P_s \left[\beta_s \cdot \frac{D}{2} + w_{cs} \right]}{2P_s} = \frac{\pi D}{2P_s} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{D}{2} \beta_s + w_{cs} \right\} \quad (3.42)$$

Denklem 3.41 ve 42 birleştirilirse sargı uzunluğu, denklem 3.43'ten bulunur.

$$h_c = \frac{a_c T_{ph}}{2w_c} = a_c T_{ph} \left[\frac{P_s}{\pi D - P_s \left\{ \frac{D}{2} \beta_s + w_{cs} \right\}} \right] \quad (3.43)$$

3.3.6 Stator Kutup Uzunluğu

Minimum stator kutup uzunluğu yaklaşık olarak bobin uzunluğuna eşittir, fakat bobin oluk içinde tutulmak zorunda olduğundan bunun için kutup yüzeyine yakın küçük bir boşluğa ihtiyaç duyulur. Genellikle kutbun dibine oturtulan sargı sıkı sıkıya bağlı değildir. Bu nedenle bazı ilave boşluklar kaybolacaktır. Stator kutup yüksekliğini hesaplariken bu durum izah edilmek zorundadır. Göz önüne alınan bütün bu faktörleri ve ihtiyaç duyulan kutbun uzunluğundan küçük uzunluk için bobin uzunluğu h_c kutup uzunluğu terimi cinsinden aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$h_c < h_s < 1.4h_c \quad (3.44)$$

3.3.7. Stator Dış Çapı

Eğer dış çap önceden belirlenirse, tasarım dış boyuttan iç boyuta taşınır. Makinalar belirli ayarlanabilir hız uygulamaları içinde kullanılırlar ve kamu kuruluşu veya özel bir organizatör tarafından sınıflandırılan çerçeve numaralarının altında olabilir. Bu durumda, tasarım detayları stator iç çapıyla başlar ve sonra bu yolda hareket ederek stator saçlarının dış çapını, onun kutup yüksekliğini ve dış demir kalınlığını ekleyerek belirlenir. O zaman aşağıdaki sonuç elde edilir;

$$D_0 = D + 2b_{sy} + 2h_s \quad (3.45)$$

3.3.8. Rotor Dış Demir Kalınlığı

Rotor dış demir kalınlığı, b_{ry} , yapısal bütünlüğü ve çalışma akı yoğunluğunu temel alır. Stator dış demir kalınlığı kadar olmasına gerek yoktur ve stator kutup genişliğinin yarısına eşit olan minimum değere eşit olmak zorunda değildir. Değer aralıkları çakışık ve çakışık olmayan durumdaki endüktanslar arasında yüksek oranı sağlamak için geniş iç kutup hava aralığını izah ederek seçilmek zorundadırlar, fakat aynı zamanda rotor içerisinde minimum titreşim sağlamak için küçük rotor kutuplarına sahip olması istenir. Bu durumlar temel alınarak, rotor dış demir kalınlığı stator kutup genişliği cinsinden aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$0.5w_{sp} < b_{ry} < 0.75w_{sp} \quad (3.46)$$

3.3.9. Rotor Kutup Yüksekliği

Verilen iç çap, hava aralığı uzunluğu, ℓ_g , rotor dış demir kalınlığı ve rotor mil çapından rotor kutup yüksekliği aşağıdaki gibi formülize edilir;

$$h_r = \left[\frac{D - 2\ell_g - D_{sh} - 2b_{ry}}{2} \right] \quad (3.47)$$

D_{sh} :Rotor mil çapı

3.3.10. Çekirdek Kayıplarının Tahmini

Çekirdek kaybı tahmini makinanın tasarımında ve onun ısı sınıfının belirlenmesinde önemli bir rol oynar. Makinanın optimizasyonun verimliliği, makina içindeki kayıpların kaynaklarına ve onun komşulukları saç materyal karakteristiği, makina boyutları, uyartım durumları ve kayıplara ihtiyaç duyar. Bu durum bir ARM'nin stator öz direnç kayıplarını değerlendirmek için açık şekilde ortaya konulmalıdır. Fakat ARM içindeki çekirdek kayıplarının tahmini, stator parçaları içinde değişik frekanslara sahip akı yoğunluğu varlığından dolayı zordur. İlave olarak bu akı yoğunlukları ne saf sinüsoidal, nede sabittir.

Bir ARM içindeki çekirdek kayıpları histerezis ve eddy akım kayıplarından oluşur. Eddy akım kayıplarını azaltmak için stator ve rotor nüveleri ince tabakalara ayrılır. Histerezis kayıpları konusuna gelince; akının frekansa göre etkisi, akının yolu ve büyüklüğü ile belirlenir. Makina çekirdek kayıplarının hesaplanmasındaki ilk adım, makinanın değişik yolları içindeki akı yoğunluklarının elde edilmesidir. Statordaki akı yolu parçaları dış demir kesitte ve kutuplardaki P_s parçalarından oluşur. Rotor tabakaları için bu parçalar kutuplardan ve demir kesitinden meydana gelir. Tek faz uyartımda, sadece iki stator ve iki rotor kutbu akıyı stator demir kesitinin tamamında taşıırken akı taşımayan kutupların rotor içindeki demir kesiti akı yoluna yardımcı olur.

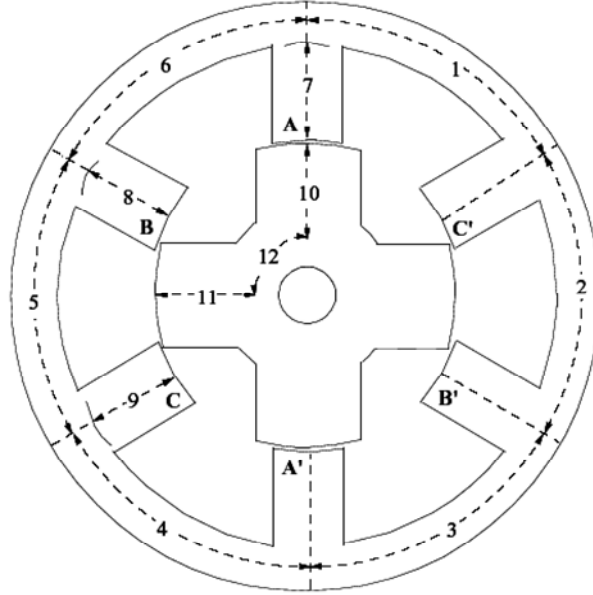
Bir q- fazlı ARM için belli demir parçalarının sayısı aşağıdaki gibidir;

$$j = q + 2 \quad (3.48)$$

Stator akımlarının çakışmasız zamanı için kullanılan toplam demir parçacıklarının sayısı;

$$k = 2q + 6 = 2(j + 1) \quad (3.49)$$

Demirin j parçasının içindeki akı yoğunluğu B_j ise, o zaman k bölgesindeki akı yoğunluğu, B_k ve B_j terimleri olarak değerlendirilebilir. Böyle bir adım ARM'nin değişik parçaları için akı yoğunlu dalga şeklinin grafiksel bir türetime yol açacaktır. Şekil 3.4'te 6 stator ve 4 rotor kutbuna sahip bir ARM için makinanın değişik parçaları (bölgeleri) gösterilmektedir.



Şekil 3.4 6/4 ARM akısının geçtiği demir bölgeler

3.3.11 Akı Yoğunluğu Dalga Şekilleri

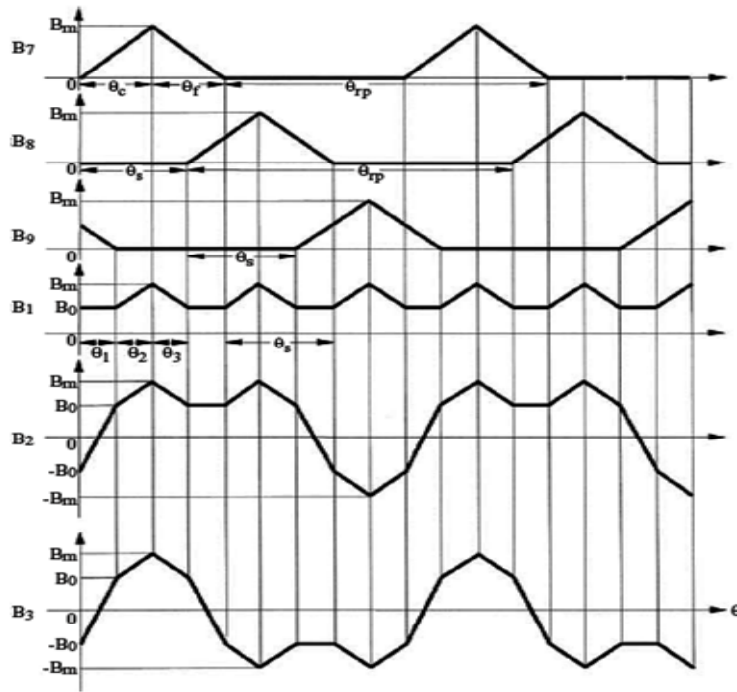
3.3.11.1 Stator

Demir parçaları içindeki akı yoğunlukları stator kutuplarından başlanarak bölümlendirilir. A stator kutbunun akı yoğunluğu B_7 'ye karşı rotor konumu Şekil 3.5'te verilmiştir. Diğer kutupların akı yoğunlukları aynıdır fakat faz θ_s kadar kayıktır (yani,

aynı faz sargıları enerjilendiği zaman fazlar arası gecikme açısıdır). Her bir faz akımı θ_c (iletim açısı) açısı kadar iletimdedir ve sıfıra θ_f (düşme açısı) açısı süresinde düşer.

İletim ve kesim açıları genelde eşit değildir. Fakat takip eden bölümlerde örneklerde anlaşılın diye eşit olduğu farz edilmiştir. Stator arka demir parçası içerisindeki akı yoğunluğu, B_1 , stator kutup akı yoğunluklarının toplamıyla oransaldır (yani, $B_7+B_8+B_9$). Rotor kutup eğimi θ_{rp} ;

$$\theta_{rp} = \frac{2\pi}{P_r} \quad (3.50)$$



Şekil 3.5 Şekil 3.4'te verilen ARM için stator akı yoğunluğu dalga şekilleri

Faz akımında θ_{rp} terimi yerine θ_s yer değiştirirse,

$$\theta_s = \frac{\theta_{rp}}{(P_s/2)} = \frac{\theta_{rp}}{q} \quad (3.51)$$

Stator kutbunun B_7 parçasındaki akı yoğunluğu;

$$B_7 = \begin{cases} B_m \frac{\theta}{\theta_c}, & 0 \leq \theta \leq \theta_c \\ B_m \left[1 - \frac{(\theta - \theta_c)}{\theta_f} \right], & \theta_c \leq \theta \leq (\theta_c + \theta_f) \end{cases} \quad (3.52)$$

Stator kutbunun bitişiğindeki B_1 akı yoğunluğu her bir θ_s radyanı için tekrarlamalıdır ve kısaca aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$B_1 = \begin{cases} aB_m \left[\frac{\theta}{\theta_c} + \frac{\theta_f - (\theta + \theta_s - \theta_c)}{\theta_f} \right], & 0 \leq \theta \leq \theta_1 \\ aB_m \frac{\theta}{\theta_c}, & \theta_1 \leq \theta \leq \theta_c \\ aB_m \left[\frac{\theta_f - (\theta - \theta_c)}{\theta_f} \right], & \theta_c \leq \theta \leq \theta_s \end{cases} \quad (3.53)$$

Burada a sabit bir sayıdır. ARM içindeki gürültüyü azaltmak için stator nüvesindeki akı yoğunluğunun stator kutuplarındaki akı yoğunluğundan düşük olacak şekildeki diferansiyel kesit alanı tarif edilir.

Bu durum aşağıdaki gibi izah edilebilir;

$$\theta_1 = \theta_c + \theta_f - \theta_s \quad (3.54)$$

$$\theta_2 = \theta_c - \theta_1 \quad (3.55)$$

$$\theta_3 = \theta_s - \theta_c \quad (3.56)$$

$$\theta_s = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3 \quad (3.57)$$

$$B_0 = aB_m \left[\frac{\theta_c + \theta_f - \theta_s}{\theta_c} \right] \quad (3.58)$$

Stator arka demir kesitinin 2 ve 3 nolu bölümlerindeki akı yoğunlukları;

$$B_2 = a(B_7 + B_8 - B_9) \quad (3.59)$$

$$B_3 = a(B_7 - B_8 - B_9) \quad (3.60)$$

Simetriden dolayı;

$$B_4 = B_1 \quad (3.61)$$

$$B_5 = B_2 \quad (3.62)$$

$$B_6 = B_3 \quad (3.63)$$

B_2 ve B_3 benzer oldukları halde aynı değildir. Aşağıda verildiği gibi aynı frekansa sahiptirler,

$$f_2 = f_3 = \frac{w_m}{\theta_{rp}} = \frac{2\pi n_r}{(2\pi/P_r)} = n_r P_r \quad (3.64)$$

n_r :Devir sayısı

B_1 'in frekansı;

$$f_1 = \frac{w_m}{\theta_s} = \frac{2\pi n_r}{2\pi/(qP_r)} = qP_r n_r = qf_2 \quad (3.65)$$

Stator kutup akı yoğunluğunun frekansı;

$$f_7 = \frac{w_m}{\theta_{rp}} = n_r P_r = f_2 \quad (3.66)$$

Genelde 3 veya daha fazla faza sahip bir makina için, statorda m tane farklı akı yoğunlukları vardır. Bunlar kutuplarda ve arka demir kesitlerde yer alırlar. B_1 , B_7 , B_8 ve B_9 tek yönlü akı yoğunluklarına ve çekirdek kayıplarını artmasına sebep olan dalgacıklara sahipken, B_2 ve B_3 hem çift yönlü hem de daha fazla demir kayıplarına neden olur.

3.3.11.2 Rotor

P_r kutbuna sahip q fazlı bir ARM için, her bir rotor kutbu çifti stator kutup çifti ile periyodik aralıklarla aynı hizaya gelir;

$$\theta_{r1} = \frac{(q-1)}{q} \cdot \theta_{sp} = (q-1)\theta_s \quad (3.67)$$

Stator kutup yayı θ_{sp} aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

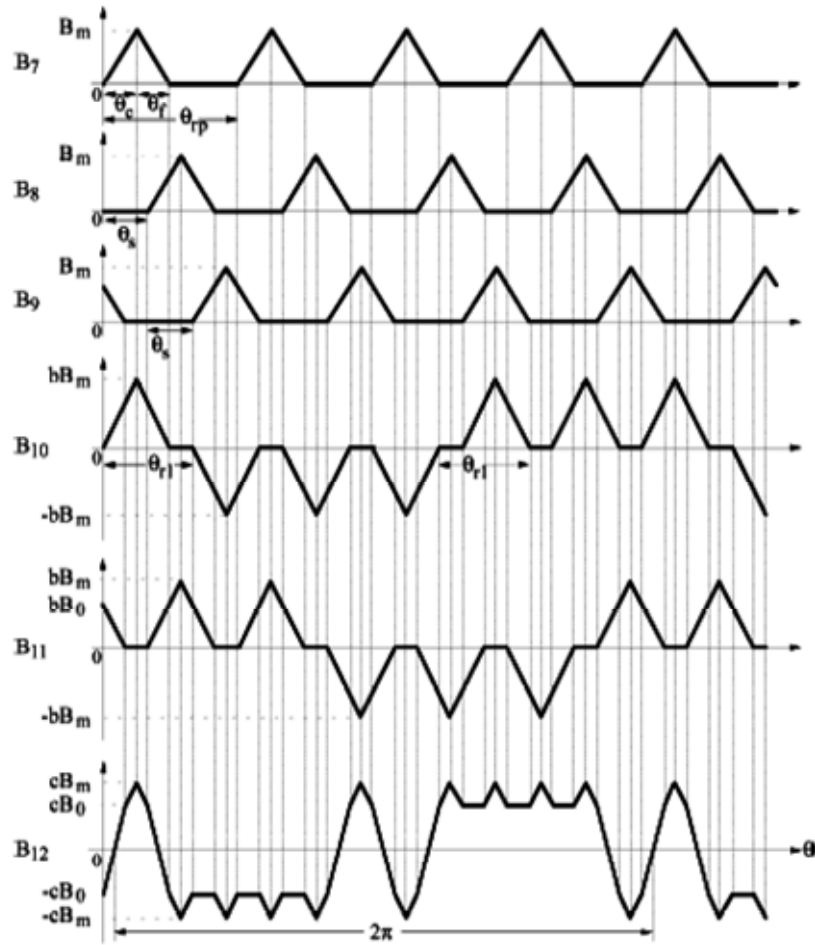
$$\theta_{sp} = \frac{2\pi}{P_s} = \frac{\theta_s \cdot P_r}{2} \quad (3.68)$$

Rotor kutup akısı rotorun her yarım turunda tersine dönmektedir. Şekil 3.6'daki tam turda rotor akı yoğunluğu dalga şekli ,B₁₀, bir frekansa sahip çift yönlü bir zarftır:

$$f_{10} = \frac{\omega_r}{2\pi} = n_r \quad (3.69)$$

Fakat rotor akı yoğunluğu belli bir frekansa sahip dalgacığa sahiptir;

$$f_{10r} = 2qn_r = n_r P_s \quad (3.70)$$



Şekil 3.6 6/4 ARM'nin rotor akı yoğunluğu dalga şekilleri

Rotor kutup akı yoğunluğunun tepe değeri bB_m 'dir. Bu stator ve rotor kutup kesit alanları arasındaki farkı izah eder. Benzer olarak, a faktör (çarpan) c rotor kutup çekirdek kesitini belirtir/tanımlar.

Rotor dış demir akı yoğunluğu B_{12} , rotor akı yoğunlukları B_{10} ve B_{11} in birbirinden çıkarılıp c katsayısı ile çarpımından elde edilir. B_{11} , B_{10} 'dan θ_{rp} kadar geridedir.

3.3.11.3. Çekirdek Kayıpları

Çekirdek kaybının hesabı için çok az yöntem ortaya atılmıştır ve onları pratikte uygulamak çok zordur. Fakat eddy akım kayıpları için Steimetz'in denklemlerini ve histerezis kayıpları için Preisach denklemleri kullanılabilir. Bu yöntem kayıplar için fiziksel bir kavrama gücü kullanarak makina parametreleri ve değişkenler arasında bir ilişki kurar. Çekirdek kayıplarının hesabı için temel yöntem aşağıda verilmiştir. Bu yöntem yaklaşık tahmin için kullanılabilir fakat uygulamalar için uygun değildir (burada hassas bir şekilde ısı artışının veya verimin önceden tahmin edilmesine ihtiyaç duyulur). Bu durumda sonlu elemanlar yöntemine başvurmak yerinde olacaktır.

3.3.11.4. Hesaplama İşlemi

Akı yoğunluğu dalga şekilleri yukarıda da verildiği gibi ARM'nin her bir demir parçasından elde edilmektedir. Onların frekansı değerlendirilir. Demir parçalarının genişlikleri, W_k , değerlendirilir. Akı yoğunluklarının etkin değerleri, B_k , her bir k bölümü için değerlendirilir. Materyalin kayıp karakteristiğinden, kayıp katsayısı, P_{ck} , akı yoğunluklarının frekansı, f_k , göz önüne alınarak değerlendirilir. O zaman toplam çekirdek kaybı aşağıdaki gibi elde edilir;

$$P_c = \sum_{n=1}^k P_{cn} W_n \quad (3.71)$$

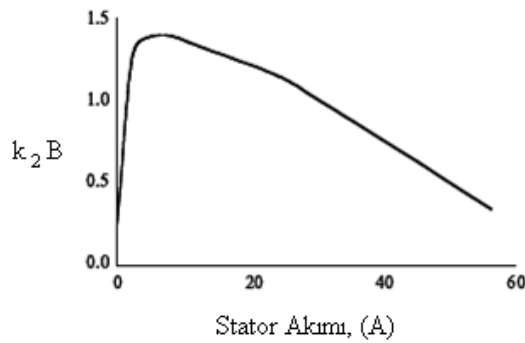
3.4. Tasarımın Denetimi

Bir ARM'nin tasarımında kullanılan çıkış denklemi hem çakışık hemde çakışık olmayan konuma göre akı yoluna karşı akım karakteristiğinden teyit edilir. Bu akı yolları

ve buradan endüktanslar, analitiksel olarak hesaplanabilir. Çakışık konumdaki akı yollarını belirleme işlemi oldukça doğru yapılabilir fakat çakışık olmayan konum için aynı şeyi söyleyemeyiz. Kaçak akılar ve ortak akı yolu, çakışık olmayan akı yollarını ve çakışık olmayan endüktansın doğru tahminini karmaşık hale sokar. Sonlu eleman analiz tekniklerini kullanarak çakışık olmayan akı yollarını ve endüktansları doğru bir şekilde tahmin edebiliriz. Çakışık olmayan konumdaki endüktans hatası hesap edilen k_2 ye ve çıkış denkleminde bir hata ekler. Yani;

$$k_2 = 1 - \frac{L_u}{L_a} \quad (3.72)$$

Analitik teknik ile çakışık olmayan konumdaki endüktans hesaplanırsa gerçek değere göre %50 ila %100 arasında bir hata yapılabilir. Buda motor çıkış tahmininde %10 ile %15 arasında bir hataya sebep olur [38]. Şekil 3.7’de 6/4 makinanın diğer bütün değişkenleri sabitlenip, k_2 geniş aralıkta değiştirilirse amper başına geliştirilen güce etkisini göstermektedir. Çıkış denkleminde, amper başına geliştirilen güç akı yoğunluğuyla k_2 ’nin çarpımıyla orantılı diyebiliriz.



Şekil 3.7 Üç Fazlı ARM'nin k_2B – stator akımı grafiği

3.5. İşlemsel Sınırlama

Stator akımındaki artış, ARM'nin mekaniksel çıkış gücünün yükselmesine neden olacak fakat mekaniksel enerjinin artması bütün çalışma noktaları için düzenli değildir, özellikle doymuş bölge içerisinde. Bu noktalarda verim azalmaktadır bu durum işlemsel

sınırlamanın maksimum uyartım akımı üzerinden yapılmasını zorunlu kılar. Birim giriş akımı başına artan mekaniksel enerji;

$$g_{mi} = \frac{\Delta W_m}{\Delta i} = \lambda_0 + i_{so}(L_s - L_u) + \frac{\Delta i}{2}(L_s - L_u) \quad (3.73)$$

λ_0 : Şekil 3.1’de de gösterildiği gibi çakışık konum eğrisinin doymuş parçasındaki akı yollarının eksenlerinin kesiştiği yerdir.

i_{so} : yükselen değerlerde hesaplanan operasyonel stator akımıdır.

Δi : stator akımının artım miktarını gösterir.

ΔW_m : darbe başına geliştirilen mekaniksel enerji

Eğer tasarımda $L_u > L_s$ ‘ten büyük olduğu zaman artımsal kazanç g_{mi} stator akımı arttıkça azalmaktadır. g_{mi} ’nin maksimum değerine $L_s=L_u$ olduğu zaman ulaşılır, bu durum aşağıdaki gibidir;

$$\hat{g}_{mi} = \lambda_0 \quad (3.74)$$

3.6 Faz Sayısının Belirlenmesi

Faz sayısı aşağıdaki faktörler dikkate alınarak belirlenir;

1. **Başlama kabiliyeti:** Tek fazlı makinanın eğer rotor ve stator kutupları çakışık ise dönme olmaz. Bu makinalar orta konumda, stator kutupları ile rotor kutuplarını çakışık olmayan konuma almak için stator üzerinde sürekli mıknatıslığa ihtiyaç duyar.

2. **Yön kabiliyeti:** Gerekli olan minimum stator fazı ne olursa olsun makina bir veya iki yönde çalışmaya ihtiyaç duyar. Örneğin, bir 4/6 kutuplu bir makina sadece tek yönde dönme kabiliyetine sahiptir, oysa 6/4 kutuplu bir makina iki yönde dönme kabiliyetine sahiptir. Birinci söylenen durum iki fazlı ikinci söylenen durum ise üç fazlı ARM’dir.

3. **Güvenirlilik:** Yüksek faz sayısı, arızalı bir veya birden fazla faz makinanın geriye kalan sağlıklı fazlarıyla birlikte halen çalışmasına izin verdiğinden dolayı yüksek güvenirlilik anlamına gelir. Bu durum kritik uygulamalarda yararlı olabilir.

4. **Maliyet:** Yüksek sayıdaki fazlar aynı faz sayısında konvertör faz ünitelerine, onların sürücülerine, lojik güç kaynaklarına ve kontrol ünitelerine ihtiyaç duyarlar. Bunların hepsi muhtemelen maliyeti ve paketleme boyutunu etkileyecektir ve bu nedenle bu durumun makinanın tasarımıyla birlikte düşünülmesi gerekmektedir.

5. **Güç Yoğunluğu:** Birçok uygulamada yüksek sayıdaki fazın yüksek güç yoğunluğu verme eğiliminde olduğu gözlenmiştir (üç faz iki faz ile karşılaştırılmıştır).

6. **Yüksek Hızda Çalışma Verimi:** Yüksek hızda verimli çalışma çekirdek kayıplarının azaltılmasıyla elde edilir. Bu da stator faz sayısının azaltılması ve her bir turda faz anahtarlama sayısının düşürülmesi ile olur. Üç faz, dört faz ve üstündekilere karşı uçak marş/dinamo ARM'sinde yüksek hızda çalışma durumu ve küçük boyutta olması gerektiği için tercih edilir.

3.7 Kutupların Seçimi

Stator ve rotor kutupları arasında bir oran olması tercih edilir. Bu oranlarda tam sayı değerler denenmesine rağmen tam sayı olmaması istenir [20]. Bugün temel alarak, endüstriyel tasarımda kullanılan stator ve rotor kutup kombinasyonları aşağıdaki tablo 3.1'de verilmiştir [38];

Tablo 3.1 Stator - rotor kombinasyonları

	Kutuplar			
Stator	6	12	8	12
Rotor	4	8	6	10

Kutup seçimini sınırlayan faktörler, konvertör güç anahtarlarının sayısı, güç anahtarlarının sürme devre maliyetleri, lojik güç kaynakları ve faz akımlarının kısa yükselme ve düşme zamanları açısından kontrol gereksinimleri olarak sayılabilir. Bir 12/8 ARM her faza 4 stator kutbu gelecek şekilde sarılırsa üç fazlı makinadır. Eğer makinanın maksimum hızı w_{rm} rad/saniye ise, o zaman bir fazın stator frekansı;

$$f_s = \left(\frac{w_{rm}}{2\pi} \right) P_r \quad (3.75)$$

Bu nedenle, artan rotor kutup sayısı ile birlikte orantılı olarak stator frekansı da artar. Daha az rotor kutup sayısına sahip olan bir ARM sürücüsüne göre, çekirdek kayıplarının artması ve oldukça önemli olan iletim zamanının yükselmesi (akımın yükselme ve düşme zamanları) sonuçlarını ortaya çıkarır. Buda yüksek kıyıcı kayıplarına ve geniş faz iletim çakışmasına neden olur. Anahtarlama frekansının artmasından dolayı, komutasyondaki moment dalgalanma frekansı da artar böylece kolay bir şekilde filtreleme yapılır. İlâveten overlaptaki faz iletimleri ve onun etkin kontrolü, komutasyondaki moment dalgalanma büyüklüğünün değerini kayda değer bir şekilde düşürebilir, yumuşak çalışmaya yol açar. Fan, pompa ve hata kapa-ve-aç anayol itici güç aygıtı gibi birçok uygulamalarda yüksek komutasyon dalgalanması olabildiği için bu belki gerekli olmayabilir.

Artan kutup sayısı yanı zamanda, motor üretim maliyetini ve konvertör maliyetini arttırır.

3.8. Kutup Yayı/Kutup Aralığı Oranı

Anahtarlamalı Relüktans Motor tasarımında stator ve rotor kutup yayları önemli bir değişkendir.

Stator ve rotor kutup yayları oranları istenilen akıma göre değiştirilip makinada geliştirilen ortalama moment üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Bunun için kutup yayı / kutup aralığı (kutup aralığı iki stator kutbu arasındaki mesafe/açıdır bu aynı zamanda rotor kutbu içinde yapılabilir) oranı gibi kutup çevreleri tanımlanmıştır.

Yapılan çalışmalarda stator kutup yayındaki değişimlerin ortalama momenti rotor kutup yayındaki değişimlerden daha fazla etkilediği gösterilmiştir [47]. Yine aynı çalışmada bütün uyartım akımlarında, ortalama moment değeri rotor kutup yayının artmasıyla birlikte arttığı ve bir tepe değere ulaştıktan sonra stator kutup yayı sabit olduğunda azaldığı gözlenmiştir. Çalışmanın sonucunda ARM'nin, stator ve rotorun kutup yayı/kutup aralığı oranlarının aynı olma zorunluluğu olmadığı ve bu nedenle, rotor için kutup yayı/kutup aralığı oranı 0.3-0.45, stator içinde 0.35-0.5 aralığı tavsiye edilmiştir [47]. Rotor oranındaki ilave artışlar daha çok demir yoğunluğuna ve yüksek ataletle neden olacaktır. Stator oranındaki ilave artışlar ise stator sargı alanları azalacak ve stator genişliği de artacaktır bunun sonucu olarak ta materyalden yararlanma azalacaktır [38,48].

3.9. Kutup Yaylarının Seçimi

Rotor ve stator kutup yaylarının seçim öncelikleri;

1. Kendinden başlama gereksinimleri
2. Statik momente karşı rotor konumu karakteristiğinin şeklidir [38,49].

Bunlar analitiksel olarak elde edilebilir. Bu tasarım faktörlerinin elde edilmesi aşağıda anlatılmıştır.

3.9.1 Kendinden başlamayı başarmak için minimum stator ve rotor kutup yayı oranı

Mekaniksel rotor kutup yayı aralığı aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$\theta_{rp} = \frac{2\pi}{P_r} \quad (3.76)$$

Arka arkaya gelen stator faz endüktansları veya akı yolları arasındaki faz kayması;

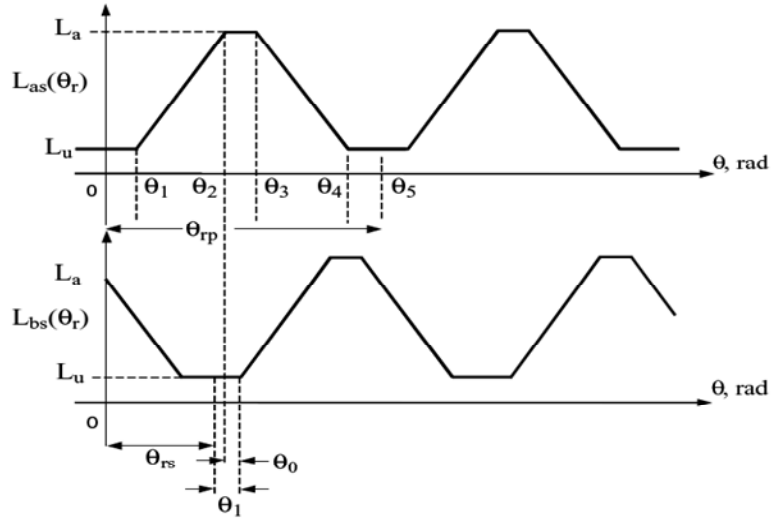
$$\theta_{rs} = \left(\frac{2\pi}{P_r} \right) \cdot \frac{1}{q} = \frac{\theta_{rp}}{q} \quad (3.77)$$

Burada temel yapı içerisinde yani her kutba bir diş gelecek şekilde q;

$$q = \frac{P_s}{2} \quad (3.78)$$

Şekil 3.8 arka arkaya gelen fazlar arasındaki endüktans şekillerini gösterir. Bu şekilden de görüleceği üzere sürekli başlama momenti için ihtiyaç duyulan çakışma açısı θ_0 olarak gösterilir ve bunun sıfırdan küçük veya sıfıra eşit olması gerekir, yani;

$$\theta_0 \leq 0 \quad (3.79)$$



Şekil 3.8 Ard Arda gelen stator fazları için stator endüktansının rotor konumuna göre değişimi

θ_0 'ın minimum durumunun sıfıra eşit olduğu göz önüne alınıp θ_0 diğer açılar cinsinden yazılırsa;

$$\theta_0 = \theta_{rs} + \theta_1 - \theta_2 = \theta_{rs} - (\theta_2 - \theta_1) = 0 \quad (3.80)$$

Buradan minimum $(\theta_2 - \theta_1)$ aşağıdaki gibi elde edilir,

$$(\theta_2 - \theta_1) = \theta_{rs} = \frac{\theta_{rp}}{q} = \frac{2\pi}{qP_r} = \frac{4\pi}{P_s P_r} \quad (3.81)$$

P_s ve P_r sırasıyla stator ve rotor kutup sayılarıdır. Denklem 3.81'in sol tarafındaki açılar stator ve rotor kutup yayları cinsinden yazılabilir;

$$\theta_1 = \frac{1}{2}[\theta_{rp} - (\beta_s + \beta_r)] \quad (3.82)$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \quad (3.83)$$

Buradan $(\theta_2 - \theta_1)$ aşağıdaki gibi elde edilir,

$$(\theta_2 - \theta_1) = \beta_s \quad (3.84)$$

Denklem 3.81 ve 3.84'ü birleştirirsek minimum kutup yayı;

$$\min[\beta_s] = \frac{4\pi}{P_s P_r} \quad (3.85)$$

3.9.2 Çakışma Açısının (θ_0) Sınırlanması

Motorun kendiliğinden başlaması için çakışma açısının sınırlanması;

$$\begin{aligned} \min[\theta_0] &= 0 \\ \max[\theta_0] &= -\frac{2\pi}{P_r} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{q} \right) \end{aligned} \quad (3.86)$$

Buradan,

$$\frac{2\pi}{P_r} \left(\frac{1}{q} - \frac{1}{2} \right) \leq \theta_0 \leq 0 \quad (3.87)$$

θ_0 aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\begin{aligned} \theta_0 &= \theta_{rs} - (\theta_2 - \theta_1) = \frac{\theta_{rp}}{q} - (\theta_2 - \theta_1)_{\max} = \frac{2\pi}{qP_r} - \frac{2\pi}{2P_r} \\ &= \frac{2\pi}{qP_r} \left(1 - \frac{q}{2} \right) = \theta_{rs} \left(1 - \frac{q}{2} \right); \quad q > 2 \text{ için} \end{aligned} \quad (3.88)$$

Burada negatif θ_0 çakışmanın olduğu anlamına gelirken pozitif değerler ise çakışmanın olmadığını gösterir.

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \quad (3.89)$$

Buradan,

$$(\beta_r - \beta_s) = (\theta_3 - \theta_2) \quad (3.90)$$

Şekilden de görüldüğü gibi $(\theta_3 - \theta_2)$ 'nin sifıra eşit veya sıfırdan büyük olma zorunluluğu vardır. Böylece denklem 3.90;

$$(\beta_r - \beta_s) \geq 0 \quad (3.91)$$

olur. Bu denklemden de anlaşılacağı üzere rotor kutup yayı ya stator kutup yayına eşit yada büyük olmak zorundadır. Denklemini tekrar yazacak olursak;

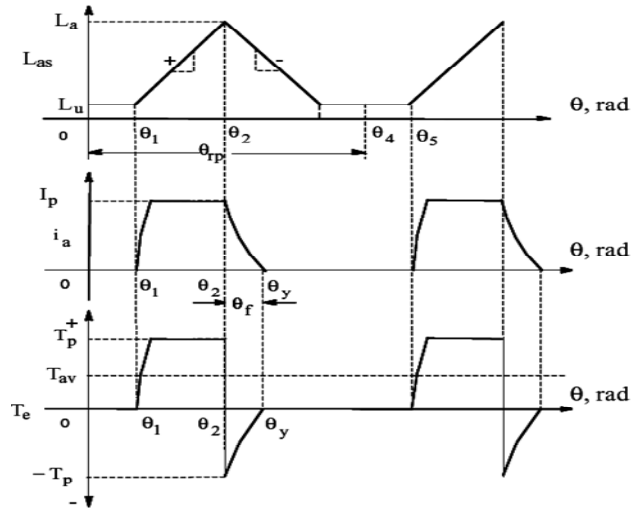
$$\beta_r \geq \beta_s \quad (3.92)$$

Denklem 3.85 ve 3.90 kendinden çalışabilme durumu için sırasıyla minimum stator ve rotor kutup yaylarını vermektedir. Denklem 3.87 minimum stator kutup çiftini verir ve bu nedenle faz sayısının iki ye eşit ya da ikiden büyük olması lazım.

3.9.3. β_r 'nin Üst Sınırı

Rotor kutup yayı stator kutup yayından büyük olduğu zaman, eğer ideal kapama (turn-off) akımı olduğu farz edilirse ARM deki moment üretimi bakımından somut bir yararı yoktur. Ayrıca, tabaka demir hacmi ve ağırlığı artar. Bu nedenle, birçok pratik tasarımda rotor kutup yayları stator kutup yaylarından çok az büyük yapılır ya da eşit yapılır.

ARM'lerde ideal akım kapama zamanı (yani akımın sıfırdan çalışma akımına gitme süresi olan sıfır zamandır) kayda değer endüktans olduğu için imkânsızdır. Aslında kesimde (turn-off) yüksek endüktansla karşı karşıya kalınır. Bu noktada stator ve rotor kutupları tamamıyla çakışık konumda ve endüktans maksimum değerdedir. Bu nedenle endüktans kutuplar tamamıyla çakışmadan önce bile kapama akımları için gerekli olmaktadır. Dolayısıyla pozitif endüktans eğim bölgesinden tamamıyla moment üretiminden istifade etmek için, akımın o bölgede sürdürülebilir olması gerektirir. Eğer akım pozitif eğim bölgesinden sonrada devam ederse, o zaman eşit stator ve rotor kutup yaylarına sahip ARM'de negatif moment üretilir çünkü orada sıfır eğim endüktans bölgesi şekil 3.9'dan da görüldüğü gibi yoktur.



Şekil 3.9 Moment üretimi üzerinde eşit stator ve rotor kutup yaylarının etkisi

Negatif moment üretiminden dolayı, stator fazı başına üretilen ortalama moment T_{ort} , azalır. Negatif moment üretimini elimine etmek için, faz akımı θ_2 'den sonra sıfır yapılmak zorunda. Bunun için akımın düşme açısının hesaplanmasına ihtiyaç vardır ve bu bilgi akım komutasyonuna yardım etmek için kullanılacaktır. Bunun için ilk adım on-line düşme açısının (θ_f) hesaplanmasıdır. Bu akım, gerilim ve hız gibi motor parametrelerine ihtiyaç duyar ve bundan dolayı açının büyük bir yaklaşımla hassas hesaplanması zorlaşır. Hatta hassas olarak hesaplanıp kullanılsa bile ileri turn-off, pozitif endüktans eğim bölgesinde sabit bir tepe akımının sürdürülebilir olması mümkün olmadığından dolayı ortalama momenti azaltacak kuvvetler oluşturacaktır. Bütün bu faktörler makinanın nominal kapasitesine göre üretilen ortalama momentin azalmasına etki etmektedir. Hatta tepe akımı sürekli olmasına rağmen.

Rotor kutup yayının stator kutup yayından büyük olduğu durumu düşünerek, eşit rotor ve stator kutup yaylarından dolayı oluşan bütün dezavantajların üstesinden gelmeyi tartışalım. Şekil 3.10 önceki durumdaki gibi ARM'nin doğrusal manyetik karakteristiği ele alınıp, $\beta_r \geq \beta_s$ durumu için moment üretimini ön plana çıkartan grafiği göstermektedir. Bu şekilden birden fazla gözlem sonucu ortaya çıkarılabilir;

1. Negatif moment üretimi, $(\beta_r - \beta_s)$ farkından yararlanarak bir ölü zaman oluşturulup (yani θ_3 ile θ_2 arası) önlenilebilir. Bu bölgede akım olsa bile moment üretilemez. Bu durum ortalama momenti bir önceki durumun ($\beta_r = \beta_s$) aksine faz sargısının desteğinden dolayı arttıracaktır.

2. Düşme açısı θ_f 'nin tam olarak hesaplanması makina kontrolündeki her çalışma durumu için gerekli değildir. Bir defa β_r , maksimum çalışma durumunu sağlayacak şekilde tasarlanır. Çünkü düşme açısının tam olarak hesaplanmasına bu tür tasarımlarda ihtiyaç yoktur. Yani kontrol için hesaplama yükü oldukça azalmış olacak. Bu sürücünün operasyonel sıradanlığını arttırır.

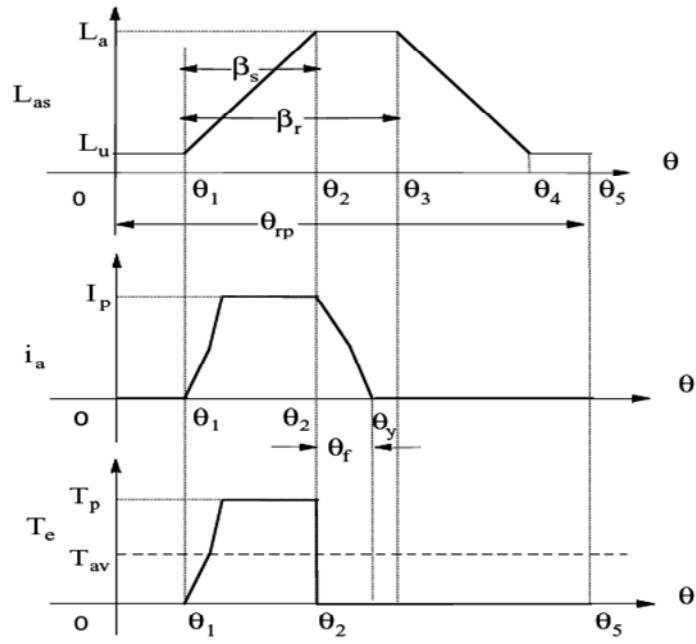
3. Akımın turn-on açısının ilerletilmesiyle, tepe akımı $\beta_r > \beta_s$ ile bütün pozitif moment üretimi bölgesi süresince korunabilir. Bu ortalama moment üretimini stator ve rotor kutup yayları eşit alınan ARM'ye göre daha çok arttıracak. Bu hem sürekli durum hem de geçici rejim çalışmada büyük bir avantajdır. Bu etki şekil 3.11'de örneklenmiştir, moment üretim bölgeleri ve faz tepe akımları her bir durum için eşit olarak alınmıştır. Turn-on ve turn-off her iki durumda da negatif moment üretmeyecek şekilde arttırılmıştır. İkinci durumda ($\beta_r > \beta_s$) üretilen moment birinci durumdan ($\beta_r = \beta_s$) büyük olmasına rağmen etkin akımları farklıdır. İkinci durumdaki etkin akım birinci durumdan daha büyüktür. Eğer akım başına maksimum moment gibi farklı bir kriterle karşılaşma ihtiyacı olursa, o zaman ikinci durumda ileri kesim açısı, akımın moment üretmeyen bileşeninin minimizasyonu için başlatılmış olmak zorundadır.

4. Negatif moment üretiminin yok edilmesi momentteki dalgalanmaları ve bundan dolayı da işitilebilir sesi de azaltılır.

Bütün bu faktörler ele alınırsa, şunu söyleyebiliriz ki rotor kutup yayının stator kutup yayından büyük olması durumunun birçok avantajı vardır. O zaman şu sorunun cevabını aramalıyız, rotor kutup yayının stator kutup yayından ne kadar büyük olmak zorundadır.

Rotor kutup yayının üst limiti;

$$\beta_r = \beta_s + \theta_{fr}$$



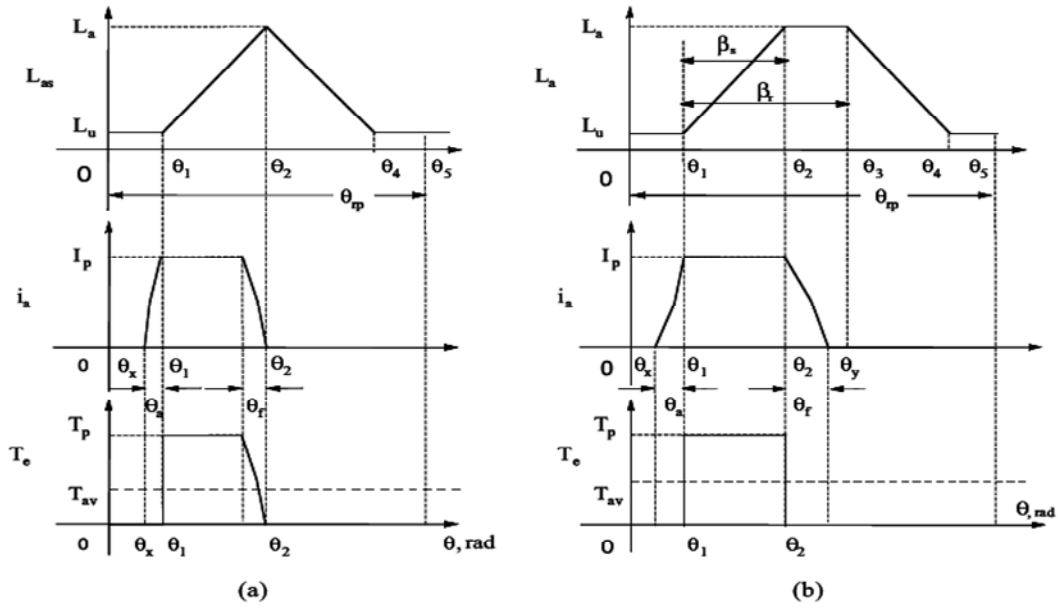
Şekil 3.10 Moment üretimi üzerinde rotor kutup yayının stator kutup yayından büyük olma durumunu etkisi

Burada θ_{rf} nominal çalışma durumundaki akımın düşme oranıdır. Öyle ki bir durumda maksimum moment üretimine izin verirken, verim ve etkin akım başına düşen maksimum momenti iyi şekilde optimize edilmeyebilir. Akımın düşme açısı nominal durum için olmak zorundadır. Çünkü nominal durumdaki stator faz tepe akımını, hızını ve uygulanan gerilimi içermektedir. Doğrusal manyetik karakteristik temel alınırsa, nominal çalışma noktasındaki akımın düşme açısı aşağıdaki gibi hesaplanır. Farz edelim ki, akım komutasyona girmek zorunda kaldığı zaman, komutasyonun başında V_{da} büyüklüğünde bir negatif gerilim uygulansın ve burada akım I_p 'ye ve bu komutasyon boyunca endüktans çakışık konumdaki endüktansa L_a , eşit olsun. Bu zaman, T_f , akımın sıfır oluncaya kadar geçen süredir. Bu denklem 3.37'den elde edilir.

$$T_f = \tau_a \ln \left[1 + \frac{R_s I_p}{V_{dc}} \right] \quad (3.93)$$

Nominal hızdaki ω_{rm} , düşme açısı;

$$\theta_{fr} = \omega_{mr} T_f = [\omega_{mr} \tau_a] \ln \left\{ 1 + \frac{R_s I_p}{V_{dc}} \right\} \quad (3.94)$$



Şekil 3.11 Aynı tepe akımlarında kutup yaylarının moment üretimi üzerindeki etkileri.
(a) $\beta_r = \beta_s$; (b) $\beta_r > \beta_s$.

$(w_{mr}\tau_a)$ 'nın çarpımı, I_p akımı için çakışık konumdaki makinanın empedans açısının tanjantıdır. Bu nedenle aşağıdaki gibi gösterilebilir;

$$\tan(\gamma) = w_{mr}\tau_a = \frac{w_{mr}L_a}{R_s} = \frac{x_a}{R_s} \quad (3.95)$$

Burada γ çakışık konumdaki empedansın açısıdır. Eğer I_p ve V_p sırasıyla anma akım ve gerilimleriye, o zaman normalize edilmiş endüvi direnci;

$$R_{sn} = \frac{R_s I_b}{V_b} = \frac{R_s}{Z_b} \quad (3.96)$$

Burada temel empedans Z_b ,

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (3.97)$$

Yukarıda ki iki ifadeyi akımın düşme açısı içine yerleştirirsek;

$$\theta_{fr} = [\tan \gamma] \ln \left[1 + \frac{R_{sn} I_{pn}}{V_{dcn}} \right] \quad (3.98)$$

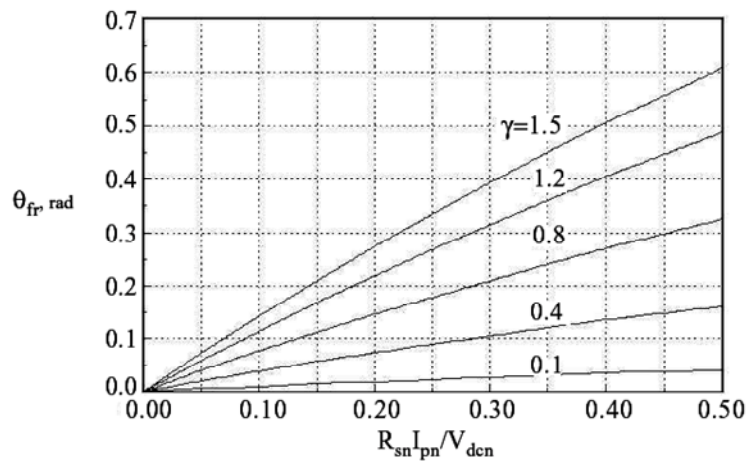
Burada alt indis n değişkenlerin ve parametrelerin normalize edilmiş değerlerini gösterir. Şekil 3.12 tasarımda kullanılmak amacıyla, değişik empedans açıları , γ , için normalize edilmiş θ_{fr} 'ye karşı $(R_{sn} I_{pn} / V_{dcn})$ eğrileri verilmiştir.

O zaman nominal rotor kutup yayı;

$$\beta_s \leq \beta_r \leq (\beta_s + \theta_{fr}) \quad (3.99)$$

Burada θ_{fr} makina sabitleri açısından denklem 3.98'de ifade edilmiştir.

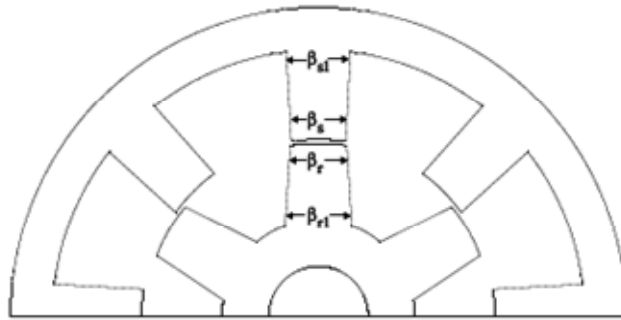
θ_{fr} 'nin stator kutup yayından %50 veya daha büyük olma durumları ortaya çıkabilir. Bu gibi durumlar, rotor kutup yayını negatif moment üretiminin engellenmesi için arttıracğından (bu rotorun ağırlığını ve demir hacmini arttıracaktır) avantajlı bir durum değildir. Diğer alternatif muhtemelen ortalama momenti azaltmasına rağmen makina fazları içerisindeki ileri komutasyonunun kontrolü ile yapabilmektedir. O zaman ileri kesim açısı , θ_f , makina fazlarındaki akım komutasyonunu başlatmak için her çalışma noktası için hesaplanmak zorundadır.



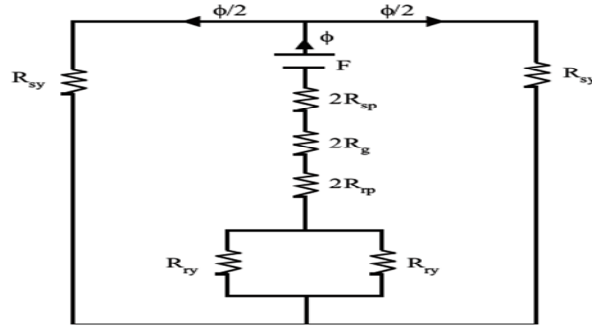
Şekil 3.12 Değişik makina empedans açısı γ için Nominal hızdaki akımın düşme açısının $R_{sn} I_{pn} / V_{dcn}$ 'e göre değişimi

3.9.4. Kutup Tabanının Seçimi

Şekil 3.13'te gösterildiği gibi, stator kutupları değişik uç ve taban genişliklerine sahip olan bir ARM'nin momente karşı rotor konum karakteristikleri çıkarılabilir. Şunu söyleyebiliriz ki, tasarımda rotor kutuplarının genişliğinin değiştirilmesi moment şekil karakteristikleri üzerinde oldukça küçük etkiye sahiptir [47,48]. Tabandaki stator kutup genişliğinin arttırılması, baştanbaşa kesit alanının artmasına sebep olacak ve buda stator kutup bölgesinin relüktansının azalmasına neden olur. Şekil 3.14'de gösterilen yarım simetri olan manyetik eşdeğer devreyi göz önüne alırsak, bu etki aşağıdaki sonuçları çıkartabilir. F mmk'tir, R_{sp} stator kutup relüktansı, R_g hava aralığı relüktansı, R_{rp} rotor kutup relüktansı, R_{ry} her kenar için rotor çekirdek relüktansı ve R_{sy} her kenar için dış demir (back-iron) relüktansı. Stator kutuplarının taban genişliği arttırıldığından dolayı R_{sp} azaldığı için, eşdeğer devre relüktansı azalır ve devre içerisinde akan akının yükselmesine izin verir. Bu momenti arttırır aynı zamanda faz endüktansını arttırır. Bu etkiler özellikle çakışık konuma yakın bölgede oldukça belirgindir. Bu bölgede stator kutbu çakışık olmayan konuma göre doyum eğiliminde olmaktadır. Buradaki manyetik devre doğrusal bölgede çalışmayı temsil eder. Akı artmasına rağmen stator kutup tabanının kesit alanı arttığından dolayı akı yoğunluğu azalmaktadır. Bu sırasıyla çelik tabakalarının geçirgenliğini arttırıp relüktansını azaltır ve akıyı arttırır sonuç olarak üretilen momenti artar [38].

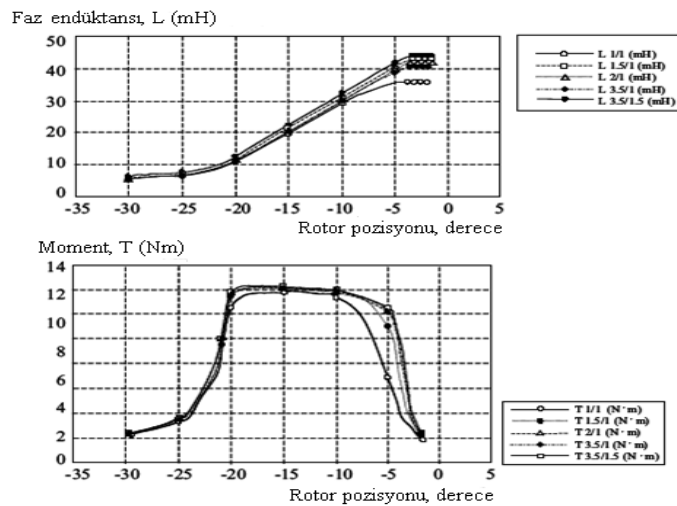


Şekil 3.13 ARM'nin kutup taban ve yay şekli



Şekil 3.14 ARM'nin yarım simetri manyetik eşdeğer devresi

Değişen kutup tabanının etkisini incelemek için sabit kutup genişliğine sahip ARM ile karşılaştırılır. Stator kutup tabanının ucu kutup yayının 1 katından 3.5 katına kadar değiştiriliyor. Sonuçlar şekil 3.15'te faz endüktansı ve momente karşı rotor konumu olarak gösterildiği gibi sonlu elemanlar yazılımı kullanılarak elde edilmiştir. Dikkat edilirse endüktansın artmasından dolayı çakışık konuma yakın bölgedeki moment geliştirilmiştir. Simulasyon süresince sürdürülebilir akım 1 p.u.'dur (yani nominal akımdır). Momente karşı rotor konumu şekli hemen hemen dikdörtgen olmuştur bu komutasyon sırasındaki moment dalgacıklarının etkisinin azalması yönünde fayda sağlar. Bundan dolayı diğer makinalarda olduğu gibi ideal ve sürekli bir moment sağlanabilir. Moment yumuşatma kontrolü ve dolayısıyla akım denetleyicileri istenildiği zaman bu moment şeklinden dolayı minimize edilmiş olur.



Şekil 3.15 Stator kutup tabanının ucu kutup yayının 1 katından 3.5 katına kadar değiştirilmesiyle elde edilen makina karakteristikleri

Bunun dışında rotor kutuplarına belirli bir derece eğim verme, testere dişi rotor kutbu kullanma, rotor kutbunun yüzeyini genişletme ve rotor kutbunun kenarlarına eğimi verme gibi geometriksel çalışmalar yapılmıştır [26,28,47,48,50]. Rotor kutbu ile yapılan çalışmaların sonucunda; hem geniş rotor genişliği hem de küçük bir rotor eğimi (bükümü), çakışık konumdan uzaklaşırken endüktans eğrisinin pozitif eğiminde faydalı bir kayma ortaya çıkardığı gözlenmiştir. Pozitif eğimin çakışık olmayan konuma doğru kayması iki avantajı beraberinde getirir. Birincisi, faz enerjilendiği zaman faz endüktansı maksimum pozitif eğiminde olduğundan dolayı momentte maksimumdur. İkincisi, yassı endüktans profili çakışık konuma yakın olduğu zaman faz akımına komutasyonda, komutasyon akımından daha hızlı bir düşüşe izin verir. Böylece küçük bir negatif moment oluşur. Büyük rotor kutup genişliğinde, stator ve rotor kutupları arasındaki çakışmanın başlangıcı erken olacak ve rotor ve stator kutuplarının eksenleri çakışık konuma gelmeden önce çakışma tamamlanmış olacak. Düşük uyartım akımında moment, çakışma tamamlanana kadar göreceli olarak sabit kalır ve bu durumda stator kutuplarında hacim doyumu meydana gelir. Fakat yüksek uyartım akımlarında, hacim doyumu erkenden olur ve o zaman moment tepe değerindedir. Dönme yönüne göre rotorun küçük kaydırılması da benzer etkilere sahiptir. Fakat kaydırmada, nötr moment konumu geometriksel çakışık konuma doğru kaymaktadır, bir de maksimum statik moment daha düşük endüktans oranından ($L_{\min}/L_{\max}$) dolayı küçük olabilir. Teorik olarak, dar üçgen şekilli veya testere dişli kutup yüzeyleri, akı yoğunluğunun teğetsel bileşeninin artmasından dolayı momentin artmasına neden olabilir. Fakat eşit mekaniksel boşluğun temeli gereği, ortalama momentin artması radyal bileşenin azalmasının eşlik etmesinden dolayı önemli olmayacaktır [48].

3.10. Hava Aralığının Moment Üzerindeki Etkisi

Hava aralığı uzunluğunun elektromanyetik moment üzerindeki etkisi, onun önemini ve moment üretimi üzerindeki diğer değişkenlerin etkisinin araştırması ve değerlendirmesi üzerinde durulacaktır.

Makinanın doğrusal manyetik karakteristiğini ele alalım. Bir kutup çiftinin ürettiği moment;

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} = \frac{1}{2} i^2 \frac{L_a - L_u}{\beta_s} = \frac{1}{2} i^2 \frac{L_a}{\beta_s} \left(1 - \frac{L_u}{L_a} \right) \quad (3.100)$$

Genelde çakışık olmayan ve çakışık olan endüktanslar arasındaki oran;

$$0.07 < \frac{L_u}{L_a} < 0.18 \quad (3.101)$$

Bundan dolayı, bu faktörü bir sabit , k_1 , olarak ele alıp moment ifadesini tekrar yazarsak,

$$T_e = \frac{1}{2} k_1 i^2 \frac{L_a}{\beta_s} \quad (3.102)$$

Burada çakışık endüktansı, makina boyutları ve faz başı sarım sayısı terimleri cinsinden tanımlarsak;

$$L_a = \frac{T_{ph}^2}{R_g} \quad (3.103)$$

T_{ph} faz başı sarım sayısıdır ve R_g hava aralığındaki relüktanstır ve aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$R_g = \frac{2\ell_g}{\frac{D}{2} \times L \times \beta_s \times \mu_0} \quad (3.104)$$

ℓ_g :Hava aralığı uzunluğu

D :Stator çapı

L :Paket uzunluğu

Denklem 3.102-103 ve 104 birleştirilerek elektromanyetik momenti yeniden yazacak olursak,

$$T_e = \left[\frac{1}{8} k_1 \mu_0 \right] \left[\frac{T_{ph}^2 D L}{\ell_g} \right] i^2 \quad (3.105)$$

Denklem 3.105'i incelersek, diğer değişkenlerin sabit kalması şartı ile hava aralığı küçültülürse üretilen momentinde arttığını söyleyebiliriz. Zira çakışık konum endüktansı hava aralığı uzunluğuyla ters orantılıdır, bundan dolayı hava aralığındaki herhangi bir azalma çakışık endüktansın artmasıyla sonuçlanacaktır. Bu kabul edilebilir bir durum olmayabilir, çünkü burada elde edilebilir DA hat gerilimi, moment ve makina içindeki arzu edilen akım sürdürebilecek düzeyde değildir. Bu duruma yardımcı olabilmek için sadece stator iç çapı veya paket uzunluğu veya faz sargısının sarım sayısı azaltılabilir. Tasarım kriterine bağlı olarak onlardan sadece biri azaltılır veya bütün değişkenler aynı zamanda azaltılıp çakışık konum endüktansının istenilen seviye içerisinde kalması sağlanır.

Yapım toleransları ve çevre faktörlerle desteklenen minimum hava aralığı, belirlenen minimum hava aralığı uzunluğunda sürülmesi için önemli iki faktördür. Dönme etkilerinin toleransı ile hava aralığındaki maksimum eksantrik taban tabana zıt kutuplar arasında meydana gelmektedir. Bu saptamalar sonucunda rotor üzerinde eşit olmayan büyüklüklerde çekme olur. Bundan dolayı rotor mil yataklarında eskime ve çatlaklar oluşur ve onların uzun ömürlülükleri ortadan kalkar. İlaveten ısıtılabilir gürültülere neden olur. Bu problemlerin üstesinden gelmek için sabit bir hava aralığını korumak gerekiyor. Bunun için, stator ve rotor'un sırasıyla iç ve dış yüzeyleri zemin üzerinde oturturulur. Bu tabakalar içinde manyetik hizalama da karışıklığa yol açar, bunun sonucu olarak yüksek çekirdek kaybına yol açar. Bu eşit olmayan hava aralığındaki problemlerle karşılaştırıldığı zaman oldukça kabul edilebilir bir durum ortaya çıkar.

3.11. 8/6 ARM'nin Tasarımının Gerçekleştirilmesi

Bu kısımda üretimini yaptığımız 8/6 dört fazlı ARM'nin adım adım tasarımı anlatılmış, bir sonraki bölümde de sonlu elemanlar yöntemi (SEY) ile analizi yapılmıştır. Alt kısımların hesaplamaları için MATLAB 7.04 programında m-file dosyası hazırlanmıştır.

3.11.1 Dört Fazlı ARM'nin Seçilmesinin Sebebi

Üç fazlı bir ARM'de, akım bir fazdan diğer faza geçerken komutasyon sırasında momentte iniş çıkış görülür. Tam faz akımının en azından bir fazda hemen hemen bütün zaman için akmakta olduğu gerçeğine rağmen moment dalga biçiminde hala bir iniş çıkış

vardır. Moment eksikliği yeni başlayan fazla ilişkilidir. Genel çalışma momentinin yüksek değerleri için bu olay sadece stator ve rotor kutuplarının genişletilmesi ile azaltılabilir fakat bu oyuk alanını azaltır ve bakır kayıplarını artırır. Bu uyuşmazlık veya zıtlığın üç fazlı anahtarlama relüktans motorlarda çözülmesi zordur. Düzgün moment için dört fazlı motorlar tercih edilir. Daha yüksek faz sayısının dikkate alınmasının bir nedeni de $\varepsilon = 2\pi / mN_r$ eşitliğinde görüldüğü gibi kutup sayısını (N_r) artırmadan dönüş başına adım sayısının artırılabilmesidir. Bunun anlamı moment iniş çıkışları probleminin yüksek kutup sayılarında ortaya çıkan endüktans oranı kaybı olmadan yatıştırılabilmesidir. Moment dalgalanmalarının yatıştırmanın yanı sıra 4 ve 5 fazlı motorların diğer avantajı aynı zamanda iki faz iletimde iken çalıştırılabilmesidir.

3.11.2 Çıkış Momentinin Belirlenmesi

Bir ARM'nin tasarımı başlangıçta; çıkış gücüne (P_{hb}), hıza (n), oluşabilecek tepe akımına (i_p) ihtiyaç duyar. Bu ihtiyaçlar motorda kullanılacak olan yükün durumuna göre tespit edilir.

P_{hp} :3 Hp

n :3000 dev/dak.

i_p :12 A

Bu durumda ARM tarafından geliştirilecek moment;

$$T_{ort} = \frac{P_{hp} * 746}{2\pi \left(\frac{n}{60} \right)} = \frac{3 * 746}{2\pi \left(\frac{3000}{60} \right)} = 7.12 Nm. \text{ dir.}$$

3.11.3 Çerçeve Numarasının Seçimi

İyi bir başlangıç noktası için makinanın fiziksel boyutlarına dikkat etmek gerekir. IEC71 standartlarından seçilecek bir indüksiyon motora eşit boyutlarda yapılarak karşılaştırılabilir. Birçok uygulama için bu bir avantajdır. Çünkü yapacağımız ARM belki de diğer yapılmış makinaların yerine kullanılabilecektir. IEC standartları bütün elektrik makinaları için boyutu belirler. Bu da uluslararası standart kuruluşuna göre yapılır.

Tasarımın bu aşaması süresince eğer makina boyutu çok büyük veya çok küçük çıkarsa, o zaman değişik bir çerçeve numarası kullanılabilir [49].

Pratik olarak stator dış çapı aşağıdaki denklemlerle sabitlenebilir;

$$D_o = (\text{Çerçeve Numarası} - 3) * 2$$

IEC standartlarında çerçeve boyutunu 50 seçersek;

$$D_o = (50 - 3) * 2 = 94 \text{ mm olur.}$$

3 mm'lik çıkarma işlemi endüstride makinanın montaj işlemi için kullanılır.

Boyut 50 için mümkün olan paket uzunluğu başlangıçta 100 mm ile sınırlanabilir. Bu sonuçlara göre değiştirilebilir.

$$L = 100 \text{ mm (Başlangıç değeri)}$$

IEC standartlarına göre, eğer sürekli moment 18 Nm'den büyük 31.5 Nm 'den küçük ise minimum mil çapının 28 mm olması uygundur [49]. Ancak bizim motorun geliştireceği moment 7.12 Nm olduğu için, diğer mil çapı 22 mm olarak seçilebilir.

$$D_{sh} = 22 \text{ mm seçilir.}$$

Bu boyuttaki bir makina için hava aralığı $g = 0.5 \text{ mm}$ seçilebilir. İmalat yapımında bu değer birçok avantaj sağlaması için yaklaşık olarak 0.3 mm 'ye kadar indirilebilir.

Başlangıçta iç çap (D) çerçeve boyutuna eşit alınabilir. Yani $D = 50 \text{ mm}$, ancak tasarımın diğer adımlarında bu değer optimize edilebilir.

3.11.4. Stator ve Rotor Kutup Açılarının Seçimi

a) Stator kutup açısı genellikle rotor kutup açısından küçük seçilir.

$$\beta_s < \beta_r$$

b) Etkili moment bölgesi stator kutup açısından β_s 'ten küçük fakat darbe açısından ε büyüktür.

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{\frac{N_s}{2} * N_r}$$

$$8/6 \text{ ARM için darbe açısı; } \varepsilon = \frac{2\pi}{\frac{8}{2} * 6} = 0.2618 \text{ rads} = 15^0, \text{ Eğer } \beta_s < \varepsilon \text{ seçilirse o zaman}$$

makinanın bazı konumlarda başlangıç yapamayabilir (yani o anda hiçbir faz yükselen endüktans eğimine sahip olmayabilir).

c) Komşu rotor kutuplarının köşeleri arasındaki açı stator kutup açısından büyük olmalıdır veya çakışık olmayan durumda stator ve rotor kutupları arasında bir çakışma olacak.

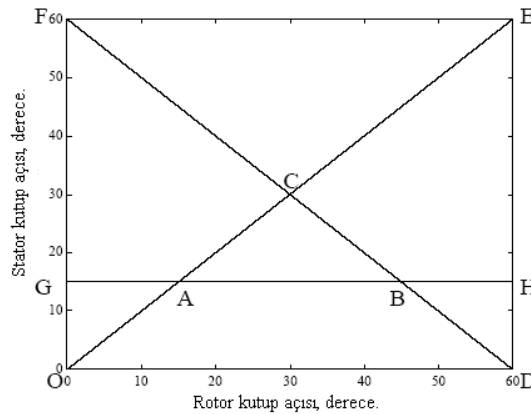
Bu durumu sağlamak için;

$$\frac{2\pi}{N_r} - \beta_r > \beta_s$$

Bu durum, makinaya yol verileceği zaman minimum endüktansa ulaşmadan önce bir pozitif endüktans değerine sahip olması anlamına gelmez. Bu çakışık olmayan endüktans değerinin büyük olmasına neden olur ve düşük bir moment üretimine yol açar. 8/6 bir makina için;

$$\frac{2\pi}{6} > \beta_s + \beta_r$$

Yukarıda bahsedilen üç durum için uygulanabilir bir üçgenle aşağıdaki gibi gösterilebilir. Gerekli olan şart stator ve rotor kutup açılarının bu üçgen içerisinde yer almasıdır. Şekil 3.16 8/6 bir makina için uygulanabilir bir üçgendir.

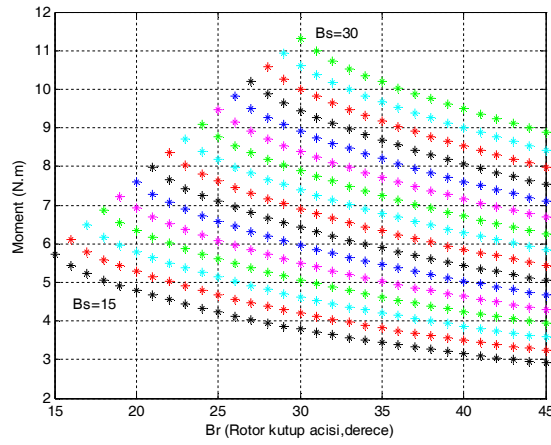


Şekil 3.16 8/6 makina için uygulanabilir üçgen diyagramı

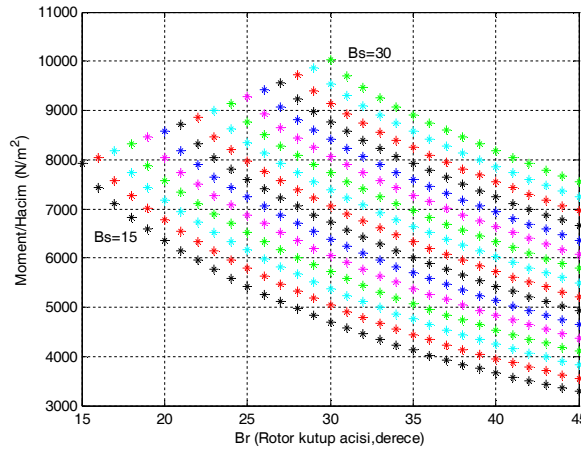
OE bölgesi 1. şartı göstermektedir. GH ikinci şartı ve DF de üçüncü şartı temsil etmektedir. Örneğin, $\beta_s = 20^0$ alınırsa o zaman $20^0 < \beta_r < 40^0$ olmalıdır.

Bu üçgen sadece stator ve rotor kutup açıları üzerindeki kısıtlamaları verir, optimum kutup açılarının tahmininde kullanılan bir yol değildir.

Tasarımın başlangıcında β_s ve β_r henüz bilinmediği için mümkün olan bütün tamsayıli kombinasyonları göz önünde tutmamız gerekecek ve ondan sonra değişik kriterler kullanılarak birçok olasılık elimine edilecektir. 376 olasılıktan dolayı bu işlem uzun ve karmaşık görünmesine rağmen, bazı ana hatlar üzerinden olasılıklar azaltıldığı için bu çalışma biraz çabayla çok yararlı olabilir. Şekil 3.17’de değişik stator kutup açıları için geliştirilen moment ve rotor kutup açısı verilmiştir. Şekil 3.18’de değişik stator kutup açıları için birim demir hacmi başına üretilen momentin rotor kutup açılarına göre değişimi verilmiştir.



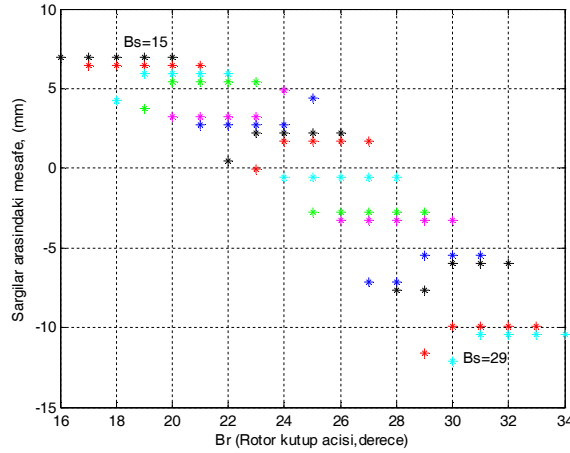
Şekil 3.17 Değişik stator kutup açıları (15°-30°) için geliştirilen momentin rotor kutup açısına göre değişimi verilmiştir.



Şekil 3.18 Değişik stator kutup açıları (15°-30°) için birim demir hacmi başına üretilen momentin rotor kutup açısına göre değişimi verilmiştir.

$\beta_s = \beta_r$ ’ye indirgendiği zaman olasılık sayısı 360’a indirgenmiş olur. Dikkat etmek gerekir ki $\beta_r - \beta_s > 5^\circ$ olduğu zaman moment/birim demir hacmi oranında sert bir düşüş vardır, bu yüzden bunun ötesindeki bütün kombinasyonlar elimine edilir. Bu durum

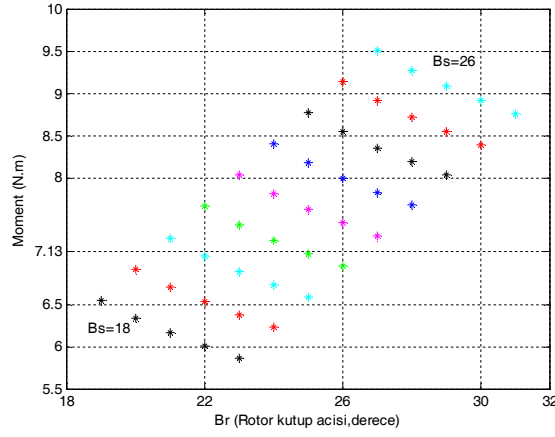
uygulanabilir olasılıkları 75'e düşürür. Geriye kalan olasılıklar için, komşu kutuplara sarılan sargılar arasında kalan açıklığın rotor kutup açısına göre değişimi şekil 3.19'da verilmiştir. Burada sargı tasarımı, maksimum akım 12 A göre yapılmıştır (sabittir). Bu açıklık sıfırdan küçük olamaz ve 5 mm'den büyük seçilmelidir. Bu sayede olasılığımız 21'e düşüyor.



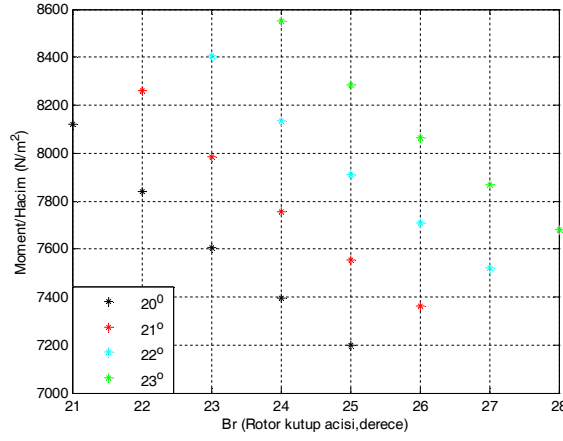
Şekil 3.19 Değişik stator kutup açıları (15°-29°) için kalan açıklık yerinin rotor kutup açısına göre değişimi.

Varsayalım başlangıçtaki minimum endüktansın hesaplanmasında bazı hatalar oldu, bu durumda bütün kombinasyonlar içinde üretilen moment 7.13'ten küçük olanlar elimine edilir. Şekil 3.20 dikkatli bir şekilde gözden geçirilirse kalan olasılık sayısının 10'e indiği görülür.

Kalan kombinasyonlar için moment/birim demir hacim oranı tekrar gözden geçirilirse (Şekil 3.21), net bir şekilde görülür ki bu prototip için 5 adet uygulanabilir olasılık vardır. Bu beş kombinasyon farklı çıkış momentleri ürettiği için, paket uzunluğu isteğe bağlı moment için azaltılabilir. Tablo 3.2'den bu kombinasyonları açık bir şekilde inceleyebiliriz. 1., 2. ve 5. kombinasyonların mümkün olduğu görülebilir. 2. kombinasyon düşük moment/demir hacmine sahip olduğundan dolayı, bu tasarım için 5. kombinasyon seçilmiştir. Bu kombinasyonda stator kutup açısı 22° ve rotor kutup açısı da 24° dir.



Şekil 3.20 Değişik stator kutup açıları (18^0 - 26^0) için geliştirilen momentin rotor kutup açısına göre değişimi verilmiştir.



Şekil 3.21 Birim demir hacmi başına üretilen momentin rotor kutup açısına göre değişimi

Tablo 3.2 Kalan kombinasyonlar

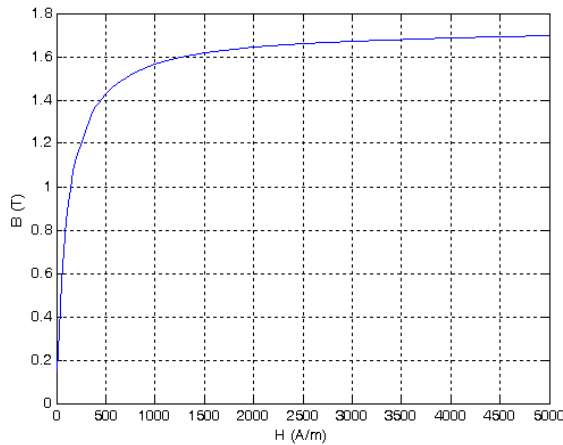
	1	2	3	4	5
Stator Kutup Açısı (Derece)	20	20	21	21	22
Rotor Kutup Açısı (Derece)	21	22	22	23	24
Çıkış Momenti (N.m)	7.28	7.2	7.2	7.06	7.16
Sargılar arasındaki boşluk (mm)	2.7	3	0.57	2.3	2.4
Paket Boyu (mm)	200	200	188	190	180
Demir Hacmi (m^3)	0.000897	0.000912	0.000871	0.000885	0.000873
Geliştirilen Moment/Demir Hacmi (N/m^2)	8118.8	7890.1	8262	7986.7	8195.4
Bakır Kaybı (W)	113.85	101.64	113.87	97.44	96.97

Stator ve rotor kutup açılarının seçim işleminin özeti;

- Rotor kutup açısının stator kutup açısından en fazla 2^0 büyük olacak şekilde sınırlanır. Bu durum başlangıç kombinasyonlarını azaltır .
- Bu kombinasyonlar için sargılar arasındaki açıklık kontrol edilir ve çok düşük veya negatif açıklıklar elimine edilir. İstenen minimum değer çerçeve boyutu ile birlikte değişir. Yeterli miktardaki açıklık sargılar arasındaki ortak endüktansı da azaltır.
- Kalan kombinasyonlarda üretilen moment kontrol edilir ve ihtiyaç duyulan momentten daha düşük momente sahip olanlar elimine edilir.
- Birim demir hacmi başına ortalama moment kontrol edilir ve bu kombinasyonlardan en yüksek değere sahip olanları seçilir.
- Değişik paket uzunluğu için moment çıkışı normalleştirilir ve geriye kalan kombinasyonlar içinden dikkatli bir seçim yapılır.

3.11.5. Diğer Boyutların ve Parametrelerin Hesabı

İlk adımda, dış çap, kutup sayıları, paket uzunluğu ve başlangıç kutup yayları sabitlenir. İç çap D başlangıçta çerçeve numarasıyla eşit kabul edilir ve paket uzunluğu L, 200 mm'ye ayarlanır. Bu aşamada B-H karakteristiği dikkatli bir şekilde incelenir. Şekil 3.22'deki B-H karakteristiğinin doyuma geçiş noktası not edilir. Aşağıdaki sonuçlar bir çok denemenin sonucunda elde edilen optimum data'lara göre verilmiştir.



Şekil 3.22 M530-50A Silisyumlu Sacın B-H karakteristiği

$$B_{\max}=1.6 \text{ T.}$$

Stator kutup akı yoğunluğu B_s , $B_{\max}$ ile eşit olduğu kabul edilir. Kaçak akı ve paketleme faktörü ihmal edilirse stator kutup alanı A_s aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$A_s = \frac{D}{2} L \beta_s = \frac{52}{2} * 180 * 22 * \frac{\pi}{180} 10^{-6} = 1.796 * 10^{-3} m^2$$

Stator kutbu içindeki akı ϕ ;

$$\phi = B_s * A_s = 1.6 * 1.796 * 10^{-3} = 2.874 mWb$$

Boyunduruk içindeki akı ϕ_y ;

$$\phi_y = \frac{\phi}{2} = \frac{B_s * A_s}{2} = \frac{2.874}{2} = 1.437 mWb$$

Boyunduruğun alanı;

$$A_y = A_s = 1.796 * 10^{-3} m^2$$

Dış demir kalınlığı C ;

$$C = \frac{A_y}{L} = \frac{1.796 * 10^{-3}}{180 * 10^{-3}} \approx 10 mm$$

Stator kutup uzunluğu h_s ;

$$h_s = \frac{D_0}{2} - C - \frac{D}{2} = \frac{92.2}{2} - 10 - \frac{52}{2} = 10.1 mm$$

Rotor kutup alanı A_r ;

$$A_r = \left(\frac{D}{2} - g \right) L \beta_r = \left(\frac{52}{2} - 0.5 \right) * 180 * 24 * \frac{\pi}{180} * 10^{-6} = 1.922 * 10^{-3} m^2$$

Rotor kutup akı yoğunluğu B_r ;

$$B_r = \frac{B_s A_s}{A_r} = \frac{1.6 * 1.796 * 10^{-3}}{1.922 * 10^{-3}} = 1.495 \text{ T}$$

Rotor nüvesinin alanı A_{rc} ;

$$A_{rc} = \frac{A_s}{1.6} = \frac{1.796 * 10^{-3}}{1.6} = 1.122 * 10^{-3} \text{ m}^2$$

Rotor nüvesindeki akı yoğunluğu;

$$B_{rc} = 0.8 * B_s = 1.28 \text{ T}$$

Rotor kutbunun uzunluğu h_r ;

$$h_r = \frac{D}{2} - g - \frac{D_{sh}}{2} - \frac{A_{rc}}{L} = \left(\frac{52}{2} - 0.5 - \frac{22}{2} \right) * 10^{-3} - \frac{1.122}{180 * 10^{-3}} \approx 8.3 \text{ mm}$$

Sızıntı ve saçaklar ihmal edilirse, hava aralığı alanı yaklaşık olarak;

$$A_g = \left(\frac{D}{2} - \frac{g}{2} \right) \left(\frac{\beta_r + \beta_s}{2} \right) L = \left(\frac{52}{2} - \frac{0.5}{2} \right) \left(\frac{22 + 24}{2} \right) \frac{\pi}{180} 180 * 10^{-6} = 1.86 * 10^{-3} \text{ m}^2$$

Hava aralığı akı yoğunluğu

$$B_g = \frac{(A_s * B_s)}{A} = \frac{1.796 * 10^{-3} * 1.6}{1.86 * 10^{-3}} = 1.545 \text{ T}$$

Hava aralığındaki manyetik alan şiddeti H_g

$$H_g = \frac{B_g}{4 * \pi * 10^{-7}} = 1.23 * 10^6 \text{ A/m}$$

Şekil 3.22’de verilen B-H eğrisi MATLAB’ta matematiksel olarak modellenip, bilinen B_s , B_g , B_r ve B_{rc} akı yoğunluklarına karşılık gelen manyetik alan şiddetleri sırasıyla;

$$H_s = 1490 \text{ A/m}$$

$$H_y = 159.13 \text{ A/m}$$

$$H_r = 550.11 \text{ A/m}$$

$$H_{rc} = 188.07 \text{ A/m}$$

Bölgelerin yol uzunlukları;

Stator bölgesinin yol uzunluğu;

$$l_s = h_s + \frac{C}{2} = 10.1 + \frac{10}{2} = 15.1 \text{ mm}$$

Hava aralığı bölgesinin yol uzunluğu;

$$l_g = g = 0.5 \text{ mm}$$

Rotor bölgesinin yol uzunluğu;

$$l_r = (0.25 * D - 0.5 * g + 0.5 * h_r - 0.25 * D_{sh}) \cong 11.4 \text{ mm}$$

Rotor nüvesinin yol uzunluğu;

$$l_{rc} = \pi * (0.25 * D - 0.5 * g - 0.5 * h_r + 0.25 * D_{sh}) \cong 44.4 \text{ mm}$$

Stator boyunduruğunun yol uzunluğu;

$$l_y = 0.5 * \pi * (D_0 - C) = 129.1 \text{ mm}$$

Toplam Amper-Sarım;

$$TAS = 2 * (H_s * l_s + H_g * l_g + H_r * l_r) + 0.5 * (H_{rc} * l_{rc} + H_y * l_y) \cong 1.3 * 10^3 \text{ A.S}$$

Faz başına tur;

$$T_{ph} = \frac{TAS}{I_p} \cong 108$$

Akım oranı

$$i_p = \frac{TAS}{T_{ph}} \cong 12.04 \text{ A}$$

Sızıntı ihmal edilerek çakışık konumdaki doymuş endüktans

$$L_{\text{çakışık}} = \frac{TAS * B_s * A_s}{i_p^2} \cong 25.7 \text{ mH}$$

Takoz kalınlığını, h_{tk} , 4 mm seçersek stator kutup yayı uzunluğu;

$$t_s = (0.5 * D + h_{tk}) * \left(\frac{\pi * \beta_s}{180} \right) \cong 11.4 \text{ mm}$$

Stator kutup eğimi;

$$S_{ke} = \frac{\pi * (D + 2 * h_{tk})}{8} \cong 23.7 \text{ mm}$$

Sargının maksimum yüksekliği;

$$h_w = h_s - h_{tk} = 6.1 \text{ mm}$$

Akım değerine göre 0.75 mm çapında iletken seçilmiştir. Bunun yalıtım kalınlığı da hesaba katılırsa tel çapı, d_w , 0.80 mm alınabilir. Bu durumda, Mümkün olan sargı yüksekliğini de içeren katman sayısı;

$$KS \cong \frac{h_w}{d_w} \cong 7.7$$

elde edilir. Bu değeri önce 8'e tamamlayalım. Yatay katman sayısı sargılar arasındaki mesafe bakımından önemli olup çok fazla büyük olmaması gerekir. Bunun içinde KS sayısını yuvarlatılmış değer bir fazlasını seçildi yani KS=9 olarak alındı. Aslında bunların hepsi bir en uygun şekle sokma problemidir. Burada dikkat edilmesi gereken faktörlerden biri de sargılar arasındaki boşluk olduğundan dolayı bu tercih yapılmıştır.

Sargılar için ihtiyaç duyulan yatay katman sayısı;

$$YKS = \frac{T_{ph}}{2 * KS} \cong 6$$

Sargı genişliği;

$$SG = d_w * YKS \cong 4.8 \text{ mm}$$

Bu değerler temel alındığında iki stator ucu arasında kalan boşluk;

$$Z = S_{ke} - t_s = 12 \text{ mm}$$

$$Cl = Z - 2 * SG \cong 2.4 \text{ mm}$$

Elde edilen sonuçlara göre momentin yaklaşık olarak hesabı

$$W = \frac{1}{2} * L_{\zeta a k a k i} * i_p^2 = 1.8729 \text{ J}$$

$$T_{ort} = \frac{W * N_r * N_s}{4 * \pi} \cong 7.16 \text{ Ntm}$$

Demir hacminin bulunması için motor geometrisinden genel bir denklem elde edildi;

$$D_{hacmi} = [(A_s * h_s * N_s) + (A_r * h_r * N_r)] + \pi * L * [(0.5 * D - g - h_r)^2 + (0.5 * D_o)^2 - (0.5 * D_o - C)^2] \cong 8.73 * 10^{-4} \text{ m}^3$$

Elde edilen bu sonuçlar sadece bir ön fikir anlamı taşımaktadır. Çünkü yapılan hesaplamalarda hata oranı azımsanmayacak kadar büyük çıkabilir [39,45]. Özellikle önceki bölümde de bahsedildiği gibi endüktans hesabı, bu durumda diğer parametreleri doğal olarak etkileyecektir. Bu sonuçları iyileştirmek ve ARM'yi imalat noktasına getirebilmek için bir sonraki bölümde ARM, SEY yönteminde tekrar ele alınmıştır. Bu bölümde elde edilen boyutlar kullanılarak tekrar sonuçlar elde edilip ve gerekli düzenlemeler yapılmıştır. Buna ilaveten motorun önemli sorunlarından biri olan gürültünün giderilmesi üzerinde de durulmuştur. Tablo 3.2'de elde edilen sonuçlar toplu halde gösterilmiştir.

Tablo 3.3. Hesaplamalar sonucunda elde edilen motor parametreleri

Stator kutup sayısı (N_s)	8
Rotor kutup sayısı (N_r)	6
Stator kutup yayı uzunluğu (β_s)	22 ⁰ derece
Rotor kutup yayı uzunluğu (β_r)	24 ⁰ derece
Stator kutup adımı (β_s)	45 ⁰ derece
Rotor kutup adımı (β_r)	60 ⁰ derece
Stator kutup genişliği	9.98 mm
Rotor kutup genişliği	10.9 mm
Stator kutup uzunluğu	10.1 mm
Rotor kutup uzunluğu	8.3 mm
Stator dış çapı	92.2 mm
Stator iç çapı	52 mm
Rotor dış çapı	51 mm
Hava aralığı	0.5 mm
Mil çapı	22 mm
Stator paket uzunluğu	180 mm
Bir fazın sarım sayısı	108
Demir Hacmi	8.73 10 ⁻⁴ m ³
İletken çapı	0.75 mm
Katman Sayısı	9
Yatay Katman Sayısı	6
Sargılar Arasındaki Boşluk	2.4 mm
Çakışık Konumdaki Endüktans	25.7 mH
Nominal Gerilim	200 V
Nominal akım	12 A

4. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİYLE TASARIMI

4.1.Giriş

Bu bölümde sonlu elemanların genel teorisinden, kullanılan SEY paket programından (ANSYS 10.0), rotor ve stator kutup şekillerinden ve ayrıca bu kutup şekillerine göre yapılan analizlerden bahsedilecektir.

4.2 Sonlu Elemanlar Yöntemi

Sonlu elemanlar yöntemi Laplace (Denklem 4.1) ve Poission (Denklem 4.2) tipi kısmi türevli diferansiyel denklemlerin çözümlerinde kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemde, elemanlar içinde tanımlanan potansiyel fonksiyonu sonsuz terimler içermeyeceği için bir kesme hatası meydana gelir. Sonlu elemanlar yönteminde Laplace denklemini direk çözmek yerine, enerji denklemini minimum yapan potansiyel çözümü bulmak yoluna gidilir. Bölge içinde enerjiyi minimum yapan potansiyel çözüm aynı zamanda Laplace denklemini sağlayan potansiyel çözümdür. Sonlu elemanlar yöntemini eğrisel sınırlara uydurmak kolaydır. Çözüm bölgesinde istediğimiz kısımda, eleman sayısını bazı gelişmiş algoritmalar kullanarak istediğimiz kadar arttırabiliriz [51].

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} = 0 \quad (4.1)$$

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} = f(x, y) \quad (4.2)$$

Bu yöntemde, deneme fonksiyonu aramada temel olarak dört yöntem kullanılmaktadır. Bunlar;

1. Rayleigh – Ritz yöntemi
2. Galarkin yöntemi
3. En Küçük Kareler yöntemi
4. Ağırlık artıkları yöntemi

Bunlardan en yaygın olarak kullanılanı, Reigleih – Ritz ve Galerkin yöntemidir. Bu yöntemlerin anlatımına geçmeden önce, Varyasyon hesabına ve fonksiyonelin extremum olma koşullarına bakalım.

4.3. Varyasyon Hesabı

Varyasyonel yöntem Laplace ve Poisson tipi kısmi türevli diferansiyel denklemlerin çözümü yerine, bu çözümü sağlayan potansiyel fonksiyonunun ele alınan sisteme ilişkin enerji fonksiyoneli minimize edip etmediği ile ilgilenir. Enerji fonksiyoneli minimize eden potansiyel fonksiyonu aynı zamanda Laplace ve Poisson diferansiyel denklemini de sağlar.

Bir başka deyişle, verilen sınır koşulları altında diferansiyel denklemin varyasyonel ilkesine göre çözümü, varyasyonel bir bağıntının değişkenlere göre en küçük değere indirgenmesi ile elde edilir.

$$f(x, y(x), y'(x), \dots) \quad (4.3)$$

Denklem 4.3.'deki fonksiyonlar kümesindeki her bir fonksiyona karşılık gelerek belli bir sayısal değer alan fonksiyona, bu kümenin fonksiyoneli denir. Fonksiyonun x değerindeki Δx kadar bir değişiklik olması durumu için, y deki değişiklik durumu

$$\Delta y = y(x + \Delta x) - y(x) \quad (4.4)$$

kadar bir değişiklik olur. Benzer şekilde $F(y(x))$ fonksiyonelinin

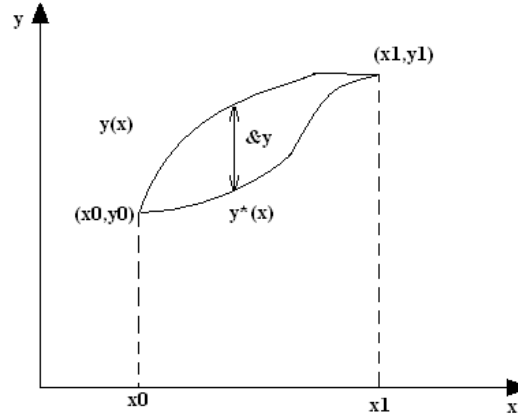
$$\delta y = y(x) - y_1(x) \quad (4.5)$$

farkına $y_1(x)$ 'in varyasyonu denir.

4.4. Fonksiyonelin Extremum Olma Koşulu

$y(x_0) = y_0$ ve $y(x_1) = y_1$ şartlarını sağlayan birinci ve ikinci dereceden türevlere sahip bir $y = y(x)$ fonksiyonu arayalım. Bu koşulları sağlayan $y(x)$ eğrisine komşu bir eğri $y^*(x)$

eğrisi olsun. Bu durumda $y(x)$ 'e ilişkin varyasyon



Şekil 4.1 Bir fonksiyonun varyasyonu

$$\delta y = y(x) - y^*(x) \quad (4.6)$$

olacaktır. Bu varyasyon Şekil 4.1'de gösterilen uç noktalarında sıfır değerindedir. α herhangi bir sabiti göstermek üzere

$$y(x, \alpha) = y(x) - \alpha \Delta y \quad (4.7)$$

olsun. Bu ifade de $\alpha = 0$ alındığında fonksiyoneli, ekstremum yapan eğri

$$y(x) = y(x, \alpha = 0) \quad (4.8)$$

olarak elde edilir. $\alpha = 1$ alındığında komşu eğri

$$y^*(x) = y(x, \alpha = 1) = y(x) + \alpha \Delta y \quad (4.9)$$

olarak elde edilir. Yani $y(x, \alpha)$ fonksiyonu $y(x)$ ve buna komşu eğri ailesini vermektedir. Fonksiyonel ifadesinde $y(x)$ yerine $y(x, \alpha)$ ifadesi yazılırsa

$$f[y(x, \alpha)] = \varphi(\alpha) \quad (4.10)$$

olur. $A(\alpha)$, $\alpha = 0$ değeri için bir extremuma sahiptir. Yani

$$\varphi'(\alpha = 0) = 0 \quad (4.11)$$

dır. Gerekli matematiksel işlem den sonra

$$\frac{\delta f}{\delta y} - \frac{d}{dx} \left(\frac{\delta f}{\delta y} \right) = 0 \quad (4.12)$$

denklemini elde edilir. Elde edilen bu diferansiyel denkleme verilen fonksiyonelin Euler Diferansiyel Denklemi denir. Bir fonksiyonelin extremum koşulu Euler Diferansiyel Denklemi sağlamasıdır.

Varyasyonel yöntemlerle herhangi bir problemi çözmek ve ek fonksiyonlar kullanmak için gerekli koşul, o diferansiyel denkleme özdeş Euler eşitliği veren bir fonksiyonel elde etmektir.

4.5. Sınır Koşulları

Sınır koşulları üç grupta toplanır:

a) Dirichlet Sınır Koşulu

Bu koşulda potansiyel fonksiyonu ϕ_s sınırın belirli bir kısmında veya bütün sınır boyunca belirli bir değerdedir. Eğer sınır koşulu sıfır ise, buna homojen Dirichlet sınır koşulu denir.

b) Neumann Sınır Koşulu

Sınıra dik doğrultuda gelen akı yoğunluğu ile ilgili bir sınır koşuludur. Eğer ortam izotropik ise sınıra dik doğrultuda gelen akı genel olarak,

$$K(s) \frac{\partial \phi}{\partial n} = h(s) \quad (4.13)$$

bağıntısı ile ifade edilir. Burada n , sınırın dışına doğru birim vektörü göstermektedir. Bu ifade çözüm bölgesindeki alandan bağımsızdır. $h(s) = 0$ olması durumuna, homojen Neumann sınır koşulu denir.

c) Karışık Sınır Koşulu

Sınırdaki bulunan iletken bir malzeme sınıra normal doğrultuda gelen akıyı etkiler. Sınırdaki bu değişimler doğrusal değişimler ise bu sınır koşulu genel olarak

$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} = \sigma(s) (\phi_{0(s)} - \phi_{(s)}) \quad (4.14)$$

ile ifade edilir. Burada $\sigma(s)$ sınırdaki elektriksel iletkenlik fonksiyonunu göstermektedir. Bu sınır koşulu yeniden düzenlenerek

$$\begin{aligned} K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s) \phi_{(s)} &= \sigma(s) \phi_{0(s)} \\ K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s) \phi_{(s)} &= h(s) \end{aligned} \quad (4.15)$$

yazıldığında daha önceki koşulları da içeren bir bağıntı elde edilir.

4.6. Rayleigh – Ritz Yöntemi

Verilen sınır koşulları altında temel diferansiyel denklemi minimum yapan, sınır değer problemlerinin işlevsel olarak adlandırılan varyasyonel bir yöntemdir.

$$-\nabla^2 \phi = f \quad (4.16)$$

$$L = -\nabla^2 \quad (4.17)$$

$$F = \langle L\phi, \phi \rangle - 2\langle \phi, f \rangle \quad (4.18)$$

$$F = \iint \left[\left(\frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 - 2\phi f \right] dx dy \quad (4.19)$$

Bu fonksiyonel $\phi(x, y)$ deneme fonksiyonu ile yaklaşık olarak ifade edilir.

$$\phi = \sum_{j=1}^n a_j \psi_j \quad (4.20)$$

Bu ifadelerde a_j bilinmeyen katsayıları öyle belirlenmeli ki fonksiyonel minimum olsun. Yönteme göre deneme fonksiyonu, koordinat fonksiyonları denilen fonksiyonların toplamı şeklinde ifade edilecek olursa ϕ , F de yerine konularak, fonksiyonel ψ_j ve a_j ler cinsinde yazılmış olur. Burada kullanılan a_j bilinmeyen katsayılarıdır. Bu katsayılar, F minimum olacak şekilde

$$\frac{\partial f}{\partial a_j} = 0 \quad (4.21)$$

ifadesinden belirlenir. Bu işlemle bir doğrusal cebirsel denklem takımı elde edilir. Bu denklemlerin çözümü ile a_j ler belirlenerek, ϕ deneme fonksiyonu bulunur. Böylece elde edilen ϕ , fonksiyoneli minimum yaparken ilgili poisson denklemini gerçekleştirmiş olur.

$$F = \iint \left[\left(\sum a_j \frac{\partial \psi_j}{\partial x} \right)^2 + \left(\sum a_j \frac{\partial \psi_j}{\partial y} \right)^2 - 2 \sum a_j \psi_j f \right] dx dy \quad (4.22)$$

Bu ifade a_i inci katsayıya göre yeniden düzenlenecek olursa

$$F = a_i^2 \iint \left[\left(\frac{\partial \psi_j}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \psi_j}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy - 2 \sum_{j=1}^n a_i a_j \iint \left(\frac{\partial \psi_i}{\partial x} \frac{\partial \psi_j}{\partial x} + \frac{\partial \psi_i}{\partial y} \frac{\partial \psi_j}{\partial y} \right) dx dy - 2 \quad (4.23)$$

$a_i \iint \psi_i f dx dy + a_i$ 'yi içermeyen terimler. Bu ifadede kısaltılarak yazılırsa

$F = K_{ii} a_i^2 + 2K_{ij} a_i - 2a_i b_i + a_i$ 'yi içermeyen terimler F nin minimum olması için

$$\frac{\partial F}{\partial a_j} = 0 \quad (4.24)$$

olmalıdır. Buradan

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial a_j} &= 2A_{ji} \cdot a_i + 2A_{ij} - 2b_i = 0 \\ A_{ji} \cdot a_i + A_{ij} &= b_i \end{aligned} \quad (4.25)$$

ve genel olarak ifade edilecek olursa

$$\sum_{j=1}^n A_{ji} a_i = b_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.26)$$

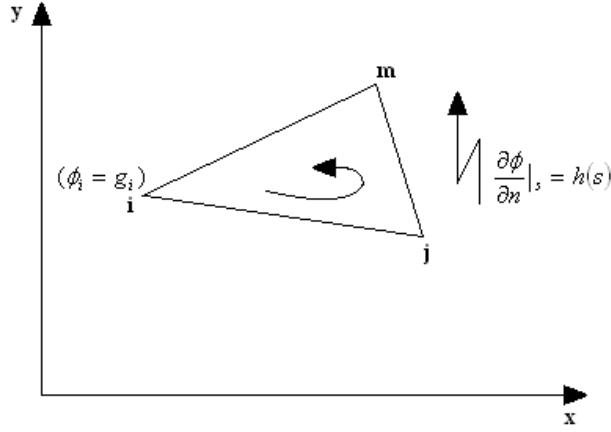
elde edilir. Buradaki katsayılar açık olarak ifade edilirse

$$\begin{aligned} A_{ij} &= \iint \left(\frac{\partial \psi_i}{\partial x} \frac{\partial \psi_j}{\partial x} - \frac{\partial \psi_i}{\partial y} \frac{\partial \psi_j}{\partial y} \right) dx dy \\ b_{ij} &= \iint \psi_i f dx dy \end{aligned} \quad (4.27)$$

şeklindedir.

4.7. Sonlu Elemanlar ve Ragleigh – Ritz Yöntemi

Sonlu elemanlar yönteminin esası, karmaşık sınır koşulları nedeniyle tüm çözüm bölgesi için bir potansiyel fonksiyonu bulmanın mümkün olmadığı durumlarda, çözümün sonlu küçük elemanlar içinde aranmasına dayanır. Çözüm için elemanların geometrik yapısı aynı kalmak koşulu ile tüm çözüm bölgesi aynı geometrik elemanlara bölünür. Bu geometrik elemanlar üçgen, dörtgen ve benzeri şekiller olabilir. Düzensiz şekillerde ve gelişigüzel bölmelendirme de üçgen elemanlar kolaylık sağlar. Böyle elemanlar sınır yüzeylere kolayca uyum sağlar. Bu üstünlüklerinden dolayı bu çalışmamızda üçgen elemanlar kullandık.



Şekil 4.2 Bir üçgen elemanı

Şekil 4.2'deki bir tek üçgen eleman için deneme fonksiyonu

$$\phi_{(x,y)} = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 y \quad (4.28)$$

olarak birinci dereceden bir polinomla ifade edilir. Bu deneme fonksiyonunda ϕ , x ve y ' ye göre doğrusal bir şekilde değişmektedir. Eğer üçgenin köşelerinde potansiyeller ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m ise, deneme fonksiyonu bu köşe noktalarında bu değerleri sağlamak zorundadır. Bu nedenle aşağıdaki ifadeler yazılabilir:

$$\begin{aligned} \alpha_0 + \alpha_1 x_i + \alpha_2 y_i &= \phi_i \\ \alpha_0 + \alpha_1 x_j + \alpha_2 y_j &= \phi_j \\ \alpha_0 + \alpha_1 x_m + \alpha_2 y_m &= \phi_m \end{aligned} \quad (4.29)$$

Ele alınan deneme fonksiyonunu üçgenlerin köşe (ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m) değerleri ile, Denklem 4.30'da verildiği şekilde ifade etmek için N_i, N_j, N_m şekil veya enterpolasyon fonksiyonları kullanılır.

$$\phi(x, y) = N_i(x, y) \cdot \phi_i + N_j(x, y) \cdot \phi_j + N_m(x, y) \cdot \phi_m \quad (4.30)$$

Denklem 4.30'daki deneme fonksiyonun da N_i, N_j, N_m şekil fonksiyonları, i, j, m köşe koordinatlarının deneme fonksiyonunda yerine yazılması durumunda, ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m değerlerini verecek şekilde fonksiyonlar olmalıdır. Yani üçgenin i köşesinde şekil fonksiyonlarının değerleri $N_i = 1, N_j = 0, N_m = 0$ olmalıdır. Bu şarta göre üçgenin alan matrisinden enterpolasyon fonksiyonları bulunur.

Şekil-4.2'deki üçgenin alanı, köşe koordinatları cinsinden

$$\Delta = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_m & y_m \end{vmatrix} \quad (4.31)$$

dir. Denklem 4.29'daki ifadelerinden α_0, α_1 ve α_2 değerleri bulunarak deneme fonksiyonunda yerine yazmak üzere aşağıdaki kısaltmalar yapılırsa

$$\begin{aligned} a_i &= x_j y_m - x_m y_j & b_i &= y_j - y_m & c_i &= x_m - x_j \\ a_j &= x_m y_i - x_i y_m & b_j &= y_m - y_i & c_j &= x_i - x_m \\ a_m &= x_i y_j - x_j y_i & b_m &= y_i - y_j & c_m &= x_j - x_i \end{aligned} \quad (4.32)$$

her bir üçgen eleman içinde, potansiyel fonksiyonunun Laplace diferansiyel denklemini sağladığı varsayıldığından, homojen sınır koşullarında Laplace denkleminin karşı düşen fonksiyonel

$$F = \iint \left[\left(\frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy$$

dir. Potansiyel fonksiyonları yerine Denklem 4.30'da elde edilen deneme fonksiyonu kullanılırsa

$$\begin{aligned} \frac{\partial \phi}{\partial x} &= \phi_i \frac{\partial N_i}{\partial x} + \phi_j \frac{\partial N_j}{\partial x} + \phi_m \frac{\partial N_m}{\partial x} = (b_i \phi_i + b_j \phi_j + b_m \phi_m) / 2\Delta \\ \frac{\partial \phi}{\partial y} &= \phi_i \frac{\partial N_i}{\partial y} + \phi_j \frac{\partial N_j}{\partial y} + \phi_m \frac{\partial N_m}{\partial y} = (c_i \phi_i + c_j \phi_j + c_m \phi_m) / 2\Delta \end{aligned}$$

$$F = \left[\frac{(b_i \phi_i + b_j \phi_j + b_m \phi_m)}{2\Delta} \right]^2 \iint dx dy + \left[\frac{(c_i \phi_i + c_j \phi_j + c_m \phi_m)}{2\Delta} \right]^2 \iint dx dy \quad (4.33)$$

bulunur. Buradan $\Delta = \iint dx dy$ olmak üzere

$$F = \frac{1}{4\Delta} \left[(b_i \phi_i + b_j \phi_j + b_m \phi_m)^2 + (c_i \phi_i + c_j \phi_j + c_m \phi_m)^2 \right] \quad (4.34)$$

elde edilir. $F = f(\phi_i, \phi_j, \phi_m)$ de F yi minimum yapan ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m değerlerini bulmak için, değişkenlere göre kimsi türevler alınır,

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_i} = 2 \left[\frac{(b_i^2 + c_i^2)}{4\Delta} \phi_i + \frac{(b_i b_j + c_i c_j)}{4\Delta} \phi_j + \frac{(b_i b_m + c_i c_m)}{4\Delta} \phi_m \right] \quad (4.35)$$

olup, burada

$$S_{ii} = \frac{(b_i^2 + c_i^2)}{4\Delta}$$

$$S_{ij} = \frac{(b_i b_j + c_i c_j)}{4\Delta}$$

$$S_{im} = \frac{(b_i b_m + c_i c_m)}{4\Delta}$$

ve benzer şekilde

$$S_{jm} = \frac{(b_j b_m + c_j c_m)}{4\Delta}$$

$$S_{jj} = \frac{(b_j^2 + c_j^2)}{4\Delta}$$

$$S_{ji} = S_{ij}$$

$$S_{mi} = S_{im}$$

$$S_{jm} = S_{mj} \quad (4.36)$$

kısaltmalarıyla

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_i} = 2(S_{ii}\phi_i + S_{ij}\phi_j + S_{im}\phi_m)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_j} = 2(S_{ji}\phi_i + S_{jj}\phi_j + S_{jm}\phi_m)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_m} = 2(S_{mi}\phi_i + S_{mj}\phi_j + S_{mm}\phi_m)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \phi} = \frac{\partial F}{\partial \phi_i} + \frac{\partial F}{\partial \phi_j} + \frac{\partial F}{\partial \phi_m} = 0$$

$$2 \begin{bmatrix} S_{ii} & S_{ij} & S_{im} \\ S_{ji} & S_{jj} & S_{jm} \\ S_{mi} & S_{mj} & S_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

elde edilir. Şekilde verildiği haliyle $\phi_i = g_i$ sınır koşulu matrisin ilk satırına yerleştirilirse

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ S_{ji} & S_{jj} & S_{jm} \\ S_{mi} & S_{mj} & S_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ve bu matrisi düzenlersek

$$\begin{bmatrix} S_{jj} & S_{jm} \\ S_{mj} & S_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_i S_{ji} \\ -g_i S_{mi} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

elde edilir.

4.8. Galerkin Yöntemi

Fonksiyonelin bilinmediği durumlarda Varyasyonel hesap yönteminden faydalanamayız. Galerkin yönteminde fonksiyonele ihtiyaç yoktur; bu yöntemde doğrudan diferansiyel denklemden çözüme gidilir.

$$\Delta\phi = -g$$

ifadesinin tam çözümü ϕ_0 olsun. Asıl diferansiyel denklem, Denklem 2.39’da görüldüğü gibi tam çözüm için sıfıra eşittir.

$$\varepsilon = \Delta\phi_0 + g = 0 \quad (4.39)$$

Sonuç olmayan bir deneme fonksiyonu ϕ_d için diferansiyel denklem mutlaka sıfırdan farklıdır.

$$\varepsilon = \Delta\phi_d + g \neq 0 \quad (4.40)$$

ε ile gösterilen fark ifadesinde dik öyle bir W ağırlık fonksiyonu vardır ki, ε ile çarpımının integrali sıfırdır.

$$\int \varepsilon W \, dx \, dy = 0 \quad (4.41)$$

W ağırlık fonksiyonlarına N şekil fonksiyonları da denebilir.

ε fark fonksiyonu

$$\varepsilon = \Delta\phi^e + g \quad (4.42)$$

dır. W ağırlık fonksiyonu ise

$$W = \begin{bmatrix} N_1^e \\ N_2^e \\ N_3^e \end{bmatrix} \text{ dir.} \quad (4.43)$$

$$\int_{R^e} \left(\Delta\phi^e + g \right) \begin{bmatrix} N_1^e \\ N_2^e \\ N_3^e \end{bmatrix} dx \, dy = 0 \quad (4.44)$$

Denklem 4.44’deki üç denklemden birincisi ele alındığında,

$$\int_{R^e} (\Delta \phi^e + g) N_1^e dx dy = 0 \quad (4.45)$$

ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\int_{R^e} \Delta \phi^e N_1^e dx dy = - \int_{R^e} g N_1^e dx dy \quad (4.46)$$

bu ifade Gren teoreminden faydalanılarak,

$$\int_{R^e} \Delta \phi^e N_1^e dx dy = - \int_{R^e} \nabla \phi^e \nabla N_1^e dx dy + \oint_c N_1^e \frac{\partial \phi}{\partial n} ds \quad (4.47)$$

şeklinde ifade edilir.

$$\frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma \phi = h \quad (4.48)$$

karışık sınır şartını kullanarak

$$\oint_c N_1^e \frac{\partial \phi}{\partial n} ds = \int_c (h - \sigma \phi) N_1^e ds \quad (4.49)$$

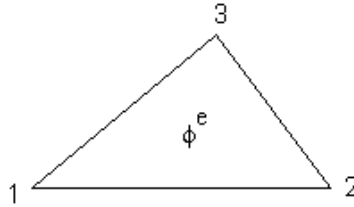
yazılabilir.

$$\begin{aligned} \int_{R^e} \Delta \phi^e N_1^e dx dy &= - \int_{R^e} \nabla \phi^e \nabla N_1^e dx dy + \int_c (h - \sigma \phi) N_1^e ds \\ \int_{R^e} \Delta \phi^e N_1^e dx dy &= - \int_{R^e} \nabla \phi^e \nabla N_1^e dx dy + \int_c (h - \sigma \phi) N_1^e ds \\ &- \int_{R'} \nabla \phi^e \nabla N_1^e dx dy + \int_c (h - \sigma \phi) N_1^e ds = - \int g N_1^e dx dy \\ &- \int_{R'} \nabla \phi^e \nabla N_1^e dx dy + \int_c \sigma \phi^e N_1^e ds = \int g N_1^e dx dy + \int h N_1^e ds \end{aligned} \quad (4.50)$$

Bu ifadede

$$r = \int g N_1^e dx dy + \int h N_1^e ds \quad (4.51)$$

olsun. Şekil 4.3'deki gibi bir üçgen elemanların köşe potansiyelleri bilindiğinde, üçgen elemanın içinde her noktadaki potansiyel Denklem 4.52'den hesaplanabilir.



Şekil 4.3 Bir üçgen elemanın potansiyeli

$$\phi^e = N_1^e \phi_1 + N_2^e \phi_2 + N_3^e \phi_3 \quad (4.52)$$

Denklem 4.50'deki ikinci terimde potansiyel fonksiyonu yerine bunun eşitliği olan Denklem 4.52'deki ifadesi yazıldığında,

$$\int_c \sigma \phi^e N_1^e ds = \int_c \sigma (N_1 \phi_1 + N_2 \phi_2 + N_3 \phi_3) N_1 ds \quad (4.53)$$

elde edilir. Köşe potansiyellerinin değeri sabit olduğundan entegral dışına alınabilir;

$$\int_c \sigma \phi^e N_1^e ds = \phi_1 \left(\int_c \sigma N_1 N_1 ds \right) + \phi_2 \left(\int_c \sigma N_1 N_2 ds \right) + \phi_3 \left(\int_c \sigma N_1 N_3 ds \right) \quad (4.54)$$

Denklem 4.53 ifadesindeki ilk terim yerine, bu ifadelerin çarpımını yazabilmek için;

$$\begin{aligned} \nabla \phi^e &= i \frac{\partial \phi^e}{\partial x} + j \frac{\partial \phi^e}{\partial y} \\ \nabla N_1^e &= i \frac{\partial N_1^e}{\partial x} + j \frac{\partial N_1^e}{\partial y} \end{aligned} \quad (4.55)$$

ifadelerinin çarpımından; sadece $i \cdot i = 1$ 'li terimlerle $j \cdot j = 1$ 'li terimlerin katsayıları gelip, diğer katsayılar dik iki vektörün skaler çarpımının sıfır olması nedeni ile sıfır gelecektir.

Bu çarpım

$$\begin{aligned}\nabla \phi^e \nabla N_1^e &= \frac{\partial \phi^e}{\partial x} \frac{\partial N_1^e}{\partial x} + \frac{\partial \phi^e}{\partial y} \frac{\partial N_1^e}{\partial y} \\ \nabla \phi^e \nabla N_1^e &= \left(\phi_1 \frac{\partial N_1}{\partial x} + \phi_2 \frac{\partial N_2}{\partial x} + \phi_3 \frac{\partial N_3}{\partial x} \right) \frac{\partial N_1}{\partial x} + \left(\phi_1 \frac{\partial N_1}{\partial y} + \phi_2 \frac{\partial N_2}{\partial y} + \phi_3 \frac{\partial N_3}{\partial y} \right) \frac{\partial N_1}{\partial y}\end{aligned}\quad (4.56)$$

olarak bulunur. Aşağıdaki kısaltmalar yapılarak,

$$\begin{aligned}k_1 &= \frac{\partial N_1}{\partial x} \frac{\partial N_1}{\partial x} + \frac{\partial N_1}{\partial y} \frac{\partial N_1}{\partial y} \\ k_2 &= \frac{\partial N_2}{\partial x} \frac{\partial N_1}{\partial x} + \frac{\partial N_2}{\partial y} \frac{\partial N_1}{\partial y} \\ k_3 &= \frac{\partial N_3}{\partial x} \frac{\partial N_1}{\partial x} + \frac{\partial N_3}{\partial y} \frac{\partial N_1}{\partial y}\end{aligned}\quad (4.57)$$

bu ifadeler Denklem 4.50'de yerine konur ϕ parantezine alınır

$$\phi_1 \left(\iint_R k_1 \, dx \, dy + \int_C \sigma N_1 N_1 \, ds \right) + \phi_2 \left(\iint_R k_2 \, dx \, dy + \int_C \sigma N_1 N_2 \, ds \right) + \phi_3 \left(\iint_R k_3 \, dx \, dy + \int_C \sigma N_1 N_3 \, ds \right) = r \quad (4.58)$$

elde edilir. Bu ifadede aşağıdaki kısaltmalar yapılır

$$\begin{aligned}S_{11} &= \iint_R \left(\frac{\partial N_1}{\partial x} \frac{\partial N_1}{\partial x} + \frac{\partial N_1}{\partial y} \frac{\partial N_1}{\partial y} \right) dx \, dy + \int_C N_1 N_1 \, ds \\ S_{12} &= \iint_R \left(\frac{\partial N_1}{\partial x} \frac{\partial N_2}{\partial x} + \frac{\partial N_1}{\partial y} \frac{\partial N_2}{\partial y} \right) dx \, dy + \int_C N_1 N_2 \, ds \\ S_{13} &= \iint_R \left(\frac{\partial N_1}{\partial x} \frac{\partial N_3}{\partial x} + \frac{\partial N_1}{\partial y} \frac{\partial N_3}{\partial y} \right) dx \, dy + \int_C N_1 N_3 \, ds\end{aligned}\quad (4.59)$$

bu ifadeler bir önceki kısımdaki Rayleigh – Ritz yönteminden faydalanılarak bir üçgen elemanı için bulunan matris katsayı ifadeleri ile aynıdır. Galerkin yönteminin tercih edilmesinin sebebi, çözüme fonksiyonel yerine asıl diferansiyel denklemin kullanılmasıdır.

4.9. Elemanların Birleştirilmesi

Çözüm bölgesinin tamamı için enerji fonksiyoneli her bir üçgen eleman için elde edilen fonksiyonellerin toplamıdır.

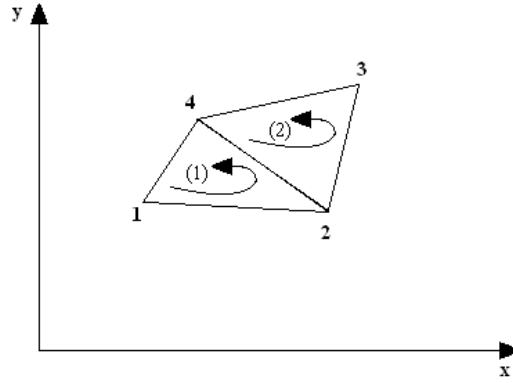
$$F = \sum_{n=1}^{\bar{U}_S} F^n$$

F’yi minimum yapan ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m değerlerini bulmak için bu değişkenlere göre kısmi türevler alınıp sıfıra eşitlenir.

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial \phi_i} &= 2 \left(S_{ii}^{(n)} \cdot \phi_i + S_{ij}^{(n)} \cdot \phi_j + S_{im}^{(n)} \cdot \phi_m \right) \\ \frac{\partial F}{\partial \phi_j} &= 2 \left(S_{ji}^{(n)} \cdot \phi_j + S_{ji}^{(n)} \cdot \phi_i + S_{jm}^{(n)} \cdot \phi_m \right) \\ \frac{\partial F}{\partial \phi_m} &= 2 \left(S_{mm}^{(n)} \cdot \phi_m + S_{im}^{(n)} \cdot \phi_i + S_{jm}^{(n)} \cdot \phi_j \right) \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} S_{ii}^{(n)} & S_{ij}^{(n)} & S_{im}^{(n)} \\ S_{ji}^{(n)} & S_{jj}^{(n)} & S_{jm}^{(n)} \\ S_{mi}^{(n)} & S_{mj}^{(n)} & S_{mm}^{(n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Şekil 4.4’de iki üçgenden oluşan bir çözüm bölgesinde 4 düğüm mevcut olup enerji fonksiyoneli her bir düğüm için kısmi türev alındığında 4.61’deki denklemler oluşur. Bu denklemlerde S’nin üzerindeki indis hangi üçgene ait olduğunu gösterir.



Şekil 4.4 Üçgen elemanların birleştirilmesi

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial F}{\partial \phi_1} &= \frac{\partial F^{(1)}}{\partial \phi_1} + \frac{\partial F^{(2)}}{\partial \phi_1} = S_{11}^{(1)} \cdot \phi_1 + S_{12}^{(1)} \cdot \phi_2 + 0 \cdot \phi_3 + S_{41}^{(1)} \cdot \phi_4 \\
 \frac{\partial F}{\partial \phi_2} &= \frac{\partial F^{(1)}}{\partial \phi_2} + \frac{\partial F^{(2)}}{\partial \phi_2} = S_{12}^{(1)} \cdot \phi_1 + (S_{22}^{(1)} + S_{22}^{(2)}) \phi_2 + S_{23}^{(2)} \cdot \phi_3 + (S_{24}^{(1)} + S_{42}^{(2)}) \phi_4 \\
 \frac{\partial F}{\partial \phi_3} &= \frac{\partial F^{(1)}}{\partial \phi_3} + \frac{\partial F^{(2)}}{\partial \phi_3} = 0 \cdot \phi_1 + S_{23}^{(2)} \cdot \phi_2 + S_{33}^{(2)} \cdot \phi_3 + S_{34}^{(2)} \cdot \phi_4 \\
 \frac{\partial F}{\partial \phi_4} &= \frac{\partial F^{(1)}}{\partial \phi_4} + \frac{\partial F^{(2)}}{\partial \phi_4} = S_{41}^{(1)} \cdot \phi_1 + (S_{24}^{(1)} + S_{42}^{(2)}) \phi_2 + S_{34}^{(2)} \cdot \phi_3 + (S_{44}^{(1)} + S_{44}^{(2)}) \phi_4
 \end{aligned} \tag{4.61}$$

Şekil 4.4’de 2 ve 4 nolu düğümler hem 1, hemde 2 numaralı üçgenin düğümleri olduğundan dolayı her iki üçgeninde fonksiyoneline yer alırlar. Bundan dolayı ikinci ve dördüncü denklemde hem bir hemde iki numaralı üçgenden gelen S’ler mevcuttur. Bunun dışında 1 ve 3 nolu düğümler sadece tek bir üçgenin köşe düğümleri olduklarından dolayı hangi üçgenin köşe düğümleri ise sadece o üçgenden gelen S’ler mevcuttur. Denklem 4.61’deki denklemler sıfıra eşitlenir. Bu denklemler matrissel formda aşağıdaki şekilde yazılır.

$$\begin{bmatrix}
 S_{11}^{(1)} & S_{12}^{(1)} & 0 & S_{41}^{(1)} \\
 S_{12}^{(1)} & \begin{pmatrix} S_{22}^{(1)} & S_{22}^{(2)} \end{pmatrix} & S_{23}^{(2)} & \begin{pmatrix} S_{24}^{(1)} & S_{42}^{(2)} \end{pmatrix} \\
 0 & S_{23}^{(2)} & S_{33}^{(2)} & S_{34}^{(2)} \\
 S_{41}^{(1)} & \begin{pmatrix} S_{24}^{(1)} & S_{42}^{(2)} \end{pmatrix} & S_{34}^{(2)} & \begin{pmatrix} S_{44}^{(1)} & S_{44}^{(2)} \end{pmatrix}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.62}$$

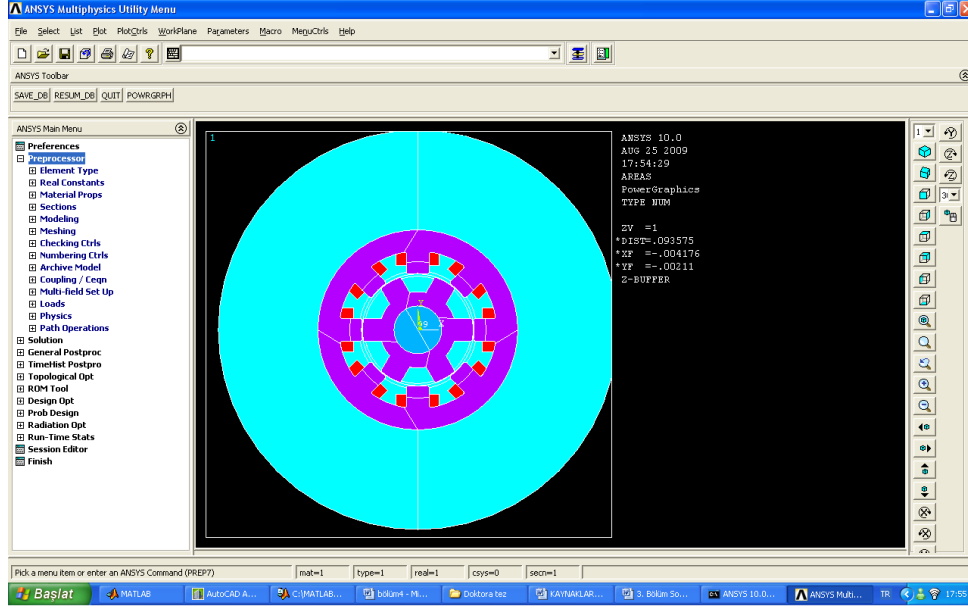
Uygulamada çözüm bölgesinin fonksiyonelinin bir düğüme göre kısmi türevi alınırken, o düğümü çevreleyen üçgen elemanlar tespit edilip o düğümün üçgeninin i,j,m isimli düğüm olmasına göre S matrisi oluşturulur.

Bu işlem sonunda çözüm bölgesinde yer alan düğüm sayısı kadar denklem elde edilip, sınır düğümlerinin değerleri verilmek suretiyle çözüm yapılır. Örnek olarak üçüncü düğümün değeri g olarak verirse, S matrisi denklem 4.63 ‘deki gibi değiştirilerek çözüm yapılır.

$$\begin{bmatrix} S_{11}^{(1)} & S_{12}^{(1)} & 0 & S_{41}^{(1)} \\ S_{12}^{(1)} & \begin{pmatrix} S_{22}^{(1)} & S_{22}^{(2)} \end{pmatrix} & S_{23}^{(2)} & \begin{pmatrix} S_{24}^{(1)} & S_{42}^{(2)} \end{pmatrix} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ S_{41}^{(1)} & \begin{pmatrix} S_{24}^{(1)} & S_{42}^{(2)} \end{pmatrix} & S_{24}^{(2)} & \begin{pmatrix} S_{44}^{(1)} & S_{44}^{(2)} \end{pmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

4.10. ANSYS Paket Programı

ANSYS programı, Sonlu Elemanlar Yöntemini kullanan bir analiz ve tasarım programıdır. ANSYS genel amaçlı bir paket program olup, bu program ile elde edilmek istenen bir modelin çalışma şartları altında hangi tür tepkiler vereceği bulunabilir. Şekil 4.5 ‘de ANSYS 10.0 sürümünün program penceresi gösterilmiştir. ANSYS programı elektrik, inşaat ve makine mühendisliği başta olmak üzere birçok mühendislik dalına hitap eden bir programdır. Elektrik mühendisliği dalında, SEY ile iki ve üç boyutlu manyetik ve elektrik alan problemlerinin, inşaat mühendisliğinde yapı ve makine mühendisliğinde de ısı ve akışkan problemlerinin çözümleri mümkündür.



Şekil 4.5 ANSYS 10.0 program penceresi.

ANSYS programına başlamadan önce hangi tür bir problemin çözümünde kullanılacak ise ona göre gerekli seçimleri yapmak gerekir. ANSYS’de bir problemin çözümünü dört aşamada gerçekleştirebiliriz. Bunlar;

- Hangi disipline göre hangi tür SEY çözümü yapılacağının seçimi, bu kısmı “Preferences” kısmından yapılmaktadır.
- İncelenek geometrinin ölçülere uygun olarak ANSYS ortamına aktarılması, geometriyi oluşturan malzemelere ait özelliklerin modelde tanımlanması, bölmelendirme ikinci kısmı oluşturmaktadır. Bu kısımda elaman tipi, meteryal tipi tanımlanıp, malzeme sabitleri ve doğrusal olmayan yapı (B-H eğrisi gibi) varsa verilir. Bu tür işlemleri “Preprocessor” bölümünde gerçekleştirilir.
- Üçüncü aşama, analiz tipinin tanımlanması ve yüklerin verilmesi kısımlarının bulunduğu çözüm “Solution” kısmıdır.
- Alan dağılımının gösterilmesi, elektromanyetik moment, manyetik kuvvet, akı, endüktans ve enerji gibi bilgilerin hesaplanması “General Postproc >”menüsünden yapılır ve bu bölümde temel bir çözüm için son aşamayı oluşturur.

Bunların dışında yer alan menülerden biri “File” menüsüdür. Bu menüden, yapılan çalışmanın kaydedilmesi veya kayıtlı çalışmanın tekrar ekrana getirilmesi gibi dosya işlemleri gerçekleştirilir. “Plot” menüsünden geometrik şekle ait düğüm, çizgi, alan ve bölmelendirmelerin ekranda görüntülenmesi sağlanır. “PlotCtrls” menüsünden düğüm,

çizgi ve alanların numaralarının görüntülenmesi sağlanabilir. Ayrıca şeklin görünüşünün büyütülmesi veya küçültülmesi, sağa veya sola kaydırılması gibi işlemleri gerçekleştirilir. “WorkPlane” menüsü geometrik şekli çizerken kartezyen veya silindirik koordinat sisteminden birini seçme, eksen kaydırma imkânı sağlar. “Help” menüsünden ANSYS programının teorisi ve kullanımı ile ilgili örnekleriyle birlikte her türlü yardım desteği almak mümkündür.

Bu çalışmada iki boyutlu bir elektromagnetik problemin çözümü yapıldığından ANSYS programında iki boyutlu alan çözümü anlamına gelen “Emag 2D” seçimi yapılmıştır. Elaman tipi ise PLANE53 seçilmiştir. Bu eleman 2-boyutlu manyetik analizler için kullanılan 8 düğümlü bir elemandır. Bu elemanın düğüm noktaları için çeşitli serbestlik dereceleri tanımlanır. Ayrıca stator ve rotoru oluşturan saç malzemenin mıknatıslanma eğrisi de modele uygulanmıştır.

ANSYS programında, SEY çözümünde ortaya çıkan doğrusal olmayan cebrik denklemlerin sayısal çözümünde Newton Raphson yöntemi, kuvvet ve momentlerin hesabında ise Maxwell Stress Tensor yöntemi kullanılmıştır. Sınır koşulu olarak homojen Dirichlet sınır koşulu alınmıştır.

4.10.1 Newton-Raphson Yöntemi

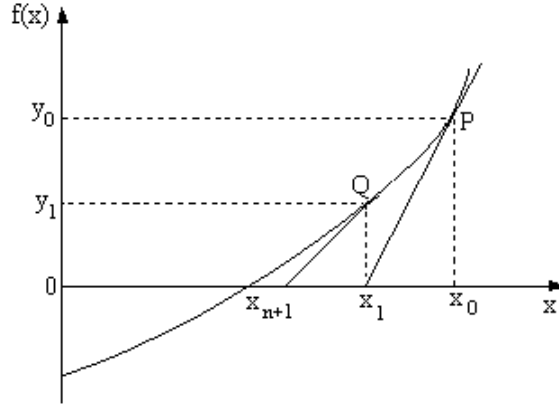
Sayısal çözümleme ile $f(x)=0$ şeklinde bir denklemin köklerinin bulunmasında kullanılan en yaygın yöntemlerden birisi de Newton-Raphson yöntemidir. Bu yöntemde, problemin çözümüne, söz konusu denklem için yaklaşık bir kök seçilerek başlanır. Eğer x_0 yaklaşma için başlangıç değeri olarak seçilmiş ise, Şekil 4.6’den görüldüğü gibi (x_0, y_0) noktasından $y=f(x)$ eğrisine çizilen teğetin x eksenini kestiği x_1 noktasının değeri gerçek kök x_{n+1} ’e daha yakındır [52]. $y=f(x)$ eğrisine çizilen teğetin eğimi için

$$f'(x_n) = \frac{f(x_n)}{x_n - x_{n+1}} \quad (4.64)$$

yazılabilir. Burada x_n , n. adımdaki x değeri ve $f'(x_n)$ ise teğetin eğimidir. Gerçek değere yakın kök için

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (4.65)$$

formülünden elde edilir.



Şekil 4.6 Newton - Raphson Yönteminin geometrik çizimi

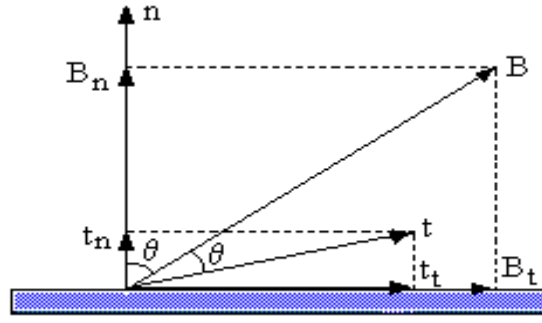
4.10.2. Maxwell Stress Tensor Yöntemi

Maxwell Stress Tensor yöntemi, manyetik kuvvetlerin veya hareketli kısımlardaki momentini hesaplamada kullanılan yöntemlerden biridir. Bu yöntemde hesaplamalar için model içinde kapalı bir çizgi belirtilmelidir. Bir kapalı çizginin seçimi sonuçların doğruluğunu oldukça etkiler. Tanımlanan kapalı çizgi hava aralığı bölgesinden geçmeli ve mümkün olduğu kadar manyetik araçlardan uzak olmalıdır. Şekil 4.7’de kapalı bir çizginin seçimi gösterilmiştir.



Şekil 4.7 Maxwell Stress Tensor Yönteminde kapalı bir çizginin seçilmesi.

Maxwell Stress Yönteminde, yerel stress, yüzeyde tüm sınır noktalarda hesaplanır, toplam normal ve teğet kuvvet bileşenlerini bulmak için yüzey integrali (veya iki boyutlu çizgisel integral) alınır [53].



Şekil 4.8 Manyetik alan diyagramı, yerel stress ve diğer bileşenleri.

Maxwell Stress Yönteminde tek bir alan çözümü gerektirdiğinden Sonlu Elemanlar Yönteminde manyetik kuvvet bileşenleri ve momentin hesaplanmasında tercih edilmektedir. İki boyutlu problemlerde Maxwell Stress Tensor Yönteminde, kapalı çizgi boyunca tüm noktalarda akı yoğunluğu değerlerinin normal (radyal) ve teğet değerlerinin bilinmesi gerekir [48]. Manyetik alan B , yerel stress t , ve diğer bileşenler Şekil 4.8’de gösterilmiştir. Stress bileşenleri alan bileşenlerine bağlıdır, normal ve teğet kuvvet değerleri tanımlanan çevre çizgisi boyunca normal ve teğet kuvvet ile moment değerleri 4.66, 4.67 ve 4.68 denklemlerinden hesaplanabilir [54,59].

$$F_n = \frac{1}{2\pi\mu_0} \int_s (B_n^2 - B_t^2) ds \quad (4.66)$$

$$F_t = \frac{1}{\mu_0} \int_s B_n B_t ds \quad (4.67)$$

$$T = \int_s \left[\frac{1}{\mu_0} (r \times B)(B \cdot n) - \frac{1}{2\mu_0} B^2 (r \times n) \right] ds \quad (4.68)$$

Burada μ_0 magnetik geçirgenliği, s yüzeyi, r yer değişim mesafesi, B_n magnetik alanın normal bileşeni, B_t magnetik alanın teğet bileşeni, $\mathbf{n}$ normal yöndeki birim vektörü, F_n normal yöndeki kuvvet bileşeni, F_t teğet kuvvet bileşenini ve T üretilen toplam momenti göstermektedir [55-56,58].

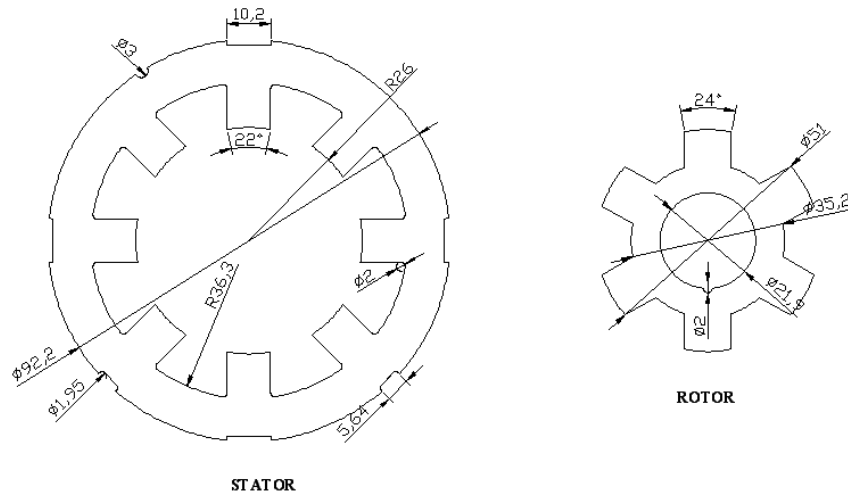
4.11. Tasarlanan Modellerin SEY Analizleri

Bu bölümde temel boyutları Tablo 4.1’deki gibi verilen ancak rotor ve stator kutupları geometrik olarak değiştirilen dört adet ARM’nin manyetik analizleri incelenip

gürültü bakımından karşılaştırılmaları yapılmıştır. Şekil 4.9’da standart tip bir ARM’nin hesaplanan ölçülerle birlikte çizimi gösterilmektedir.

Tablo 4.1 İncelenecek ARM’lerin büyüklükleri.

Stator kutup sayısı (N_s)	8
Rotor kutup sayısı (N_r)	6
Stator kutup yayı uzunluğu (β_s)	22° derece
Rotor kutup yayı uzunluğu (β_r)	24° derece
Stator kutup genişliği	9.98 mm
Rotor kutup genişliği	10.9 mm
Stator kutup adımı (α_s)	45° derece
Rotor kutup adımı (α_r)	60° derece
Hava aralığı	0.5 mm
Stator dış çapı	92.2 mm
Stator iç çapı	52 mm
Stator paket uzunluğu	180 mm
Mil çapı	22 mm
Rotor dış çapı	51 mm
Stator kutup uzunluğu	10.1 mm
Rotor kutup uzunluğu	7.9 mm
Bir fazın sarım sayısı	108
İletken çapı	0.75 mm
Nominal akım	12 A



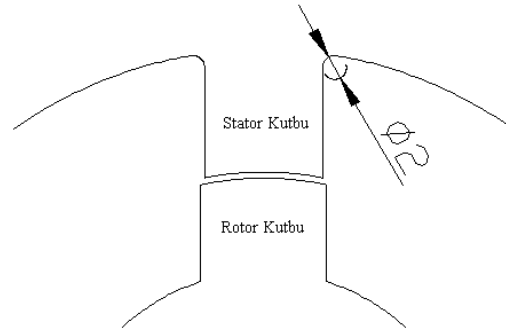
Şekil 4.9 8/6 kutuplu ARM’nin ön görünüşü (Ölçüler mm cinsindendir)

Önceki bölümlerde de değinildiği gibi ARM'nin en önemli problemlerinden bazıları, döndürme momenti her bir faz momentinin toplamından oluştuğu için bu momentteki dalgalılık ve motorda oluşan akustik gürültüdür. Bu gürültü odaklarının azaltılması ve gürültüye en çok hangi sebebin neden olduğunu açıklamak için literatürde birçok çalışmaya rastlamak mümkündür. Bu çalışmalardan bir kaçını Cameron ve arkadaşları gerçekleştirmişler [4]. Yaptıkları çalışmalarda gürültü kaynaklarını belirtmiş ve hangi gürültü kaynağının ne kadar etkili olduğunu incelemişlerdir. Gürültü kaynaklarından biri akımın karesinin harmonikleri ile stator rezonans frekansının harmoniklerinin çakıştığı durumda akustik gürültünün arttığını bununla birlikte besleme akımının frekansı ve darbe genişlik oranının da akustik gürültü üzerinde etkili olduğu belirtilmiştir. Diğer bir çalışmada, rotor çakışık konumdayken sadece tek faz beslenerek yapılan deneysel sonuçlar ile rotor dönerken yapılan deneysel sonuçlar karşılaştırarak, çakışık rotor konumunda akustik gürültünün daha fazla olduğu ve bunun sonucunda en önemli gürültü kaynağının radyal kuvvetler olduğu sonucunu ortaya atmışlardır. Bunun sonucunda asıl gürültü kaynağının radyal kuvvetlerle statordaki ovalleşmenin özellikle stator rezonans frekansında büyük değerlerde olduğunu deneylerle göstermişlerdir. Bunun yanında diğer gürültü kaynakları olarak gösterilen moment dalgalılığının, stator sargısına gelen kuvvetlerin ve üretimden gelen mekanik simetrisizlik gibi etkenlerin gürültüye etkisinin var olduğu ancak radyal kuvvetlere göre daha az olduğu deneysel sonuçlarla gösterilmiştir [4,5,22].

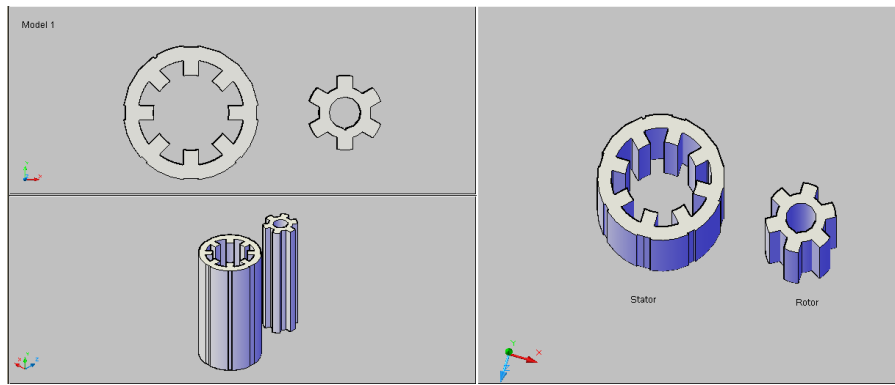
Çalışmanın bu kısmı temel olarak radyal kuvvetlerin azaltılmasına yönelik olmuştur. Bununla birlikte endüktans eğrisi ve moment dalgalılığı da incelenmiştir. ARM dört fazlı olarak tasarlandığından dolayı üç fazlı motorlara göre moment dalgalılığı doğal olarak düşük orandan başlamaktadır. Bu yüzden üç fazlı ARM'lerde ki gibi iyileştirme daha güç olmaktadır.

4.11.1. Model 1'in SEY Analizi

Model 1. standart tip 8/6 bir ARM seçilmiş olup sadece stator sargı oluğu, sargı yerleşiminden maksimum seviyede yararlanmak ve o bölgede boşluk kalmaması için ovalleştirilmiştir. Bu durum Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Şekil 4.11'de model 1'in çeşitli yönlerden üç boyutlu görünüşleri verilmiştir.



Şekil 4.10 Model 1'in stator ve rotor kutup şekilleri

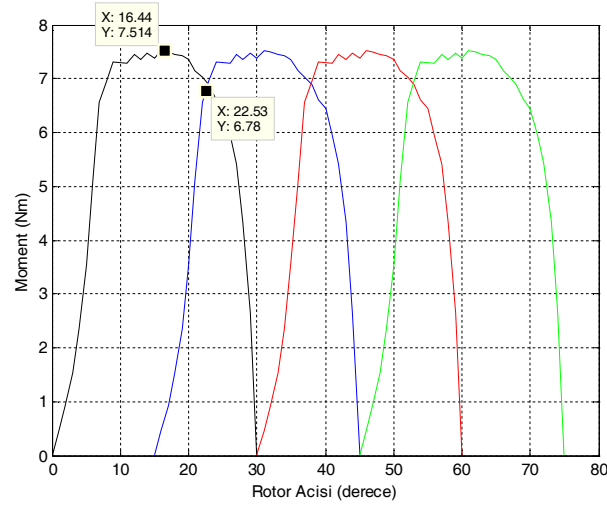


Şekil 4.11 Model 1'in üç boyutlu çeşitli açılardan görünüşü

Şekil 4.12'de model 1'in moment- rotor açısı eğrisi görülmektedir. Bu eğri çakışık olmayan konumdan çakışık konuma kadar rotor 1^0 'lik açılarla kaydırılarak elde edilmiştir. Bu eğriden moment dalgalılığını tespit edebilmek için, herhangi bir faza ait moment eğrisinin almış olduğu en büyük değer ($T_{\max}$) ile bir fazdan diğer faza geçerken moment eğrilerinin kesiştiği değer ($T_{\min}$) elde edilir. $T_{\max}$ ve $T_{\min}$ değerleri Denklem 4.69'da yerine konularak momentteki dalgalılık hesaplanabilir [57].

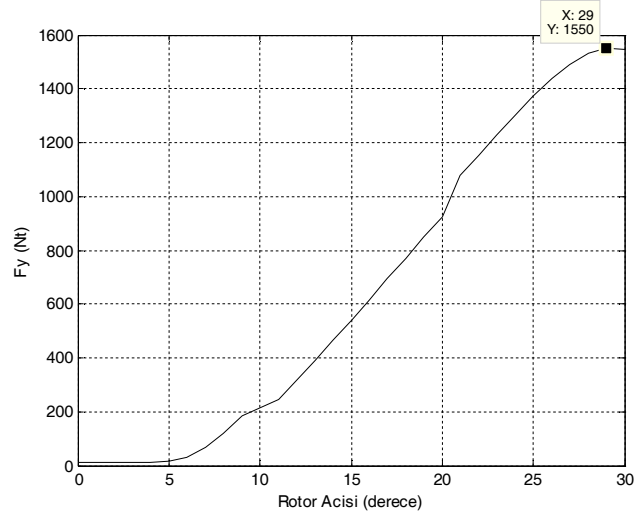
$$\%T_d = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\max} + T_{\min}} * 100 \quad (4.69)$$

Denklem 4.69' u Şekil 4.12'ye uygularsak dalgalılık oranı yaklaşık olarak %5.13 olarak hesaplanmaktadır. Standart tip üç fazlı bir ARM'de bu oran %36 'lar civarında bulunmuştur [57].



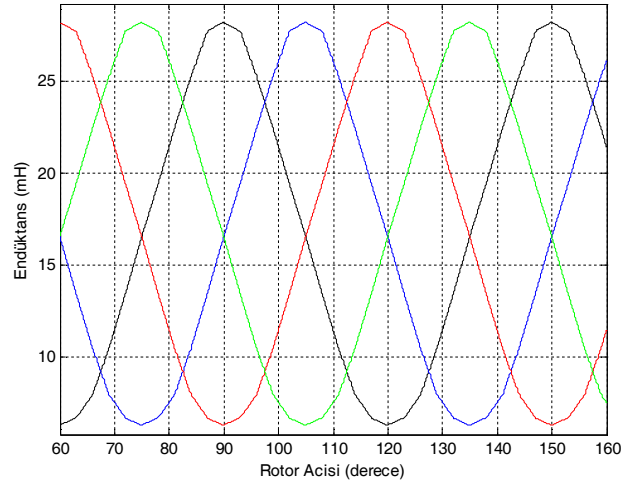
Şekil 4.12 Model 1'in Moment-Rotor açısı eğrisi

Şekil 4.13'te akustik gürültünün en büyük etkisi olarak gösterilen radyal kuvvetin rotor açısına bağlı değişimi verilmiştir. Bu eğriyi oluşturmak için rotor, çakışık olmayan durumundan çakışık konuma gelene kadar hareket ettirilmiştir. Görüldüğü gibi en yüksek radyal kuvvet çakışık konumda meydana gelmektedir ve değeri 1550 Nt'dur.



Şekil 4.13 Model 1'in Radyal Kuvvet-Rotor açısı eğrisi

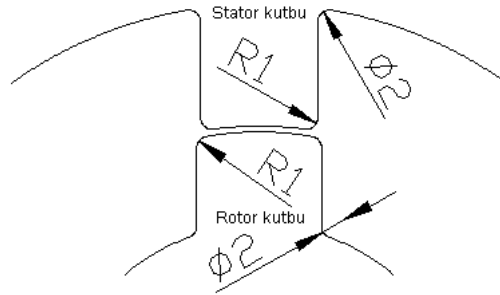
Şekil 4.14'de model 1'in endüktans-rotor açısı eğrisi verilmiştir. Bu eğriden $L_{\min}=6.333\text{mH}$ ve $L_{\max}=28.17\text{ mH}$ olarak hesaplanmıştır.



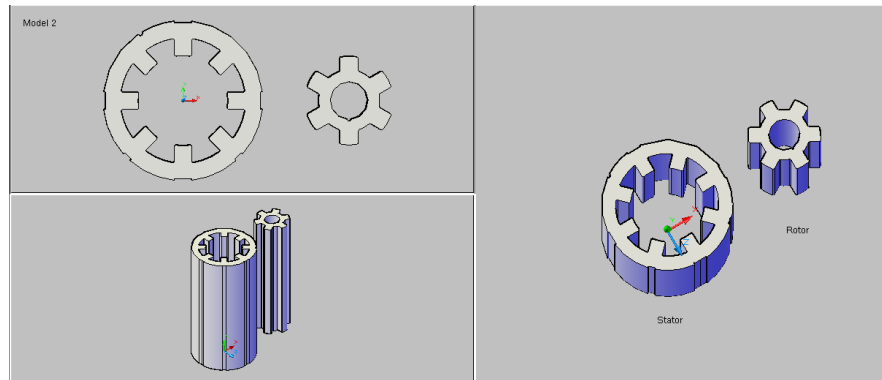
Şekil 4.14 Model 1'in Endüktans-Rotor açısı eğrisi

4.11.2. Model 2'in SEY Analizi

Model 2'nin stator ve rotor kutupları Şekil 4.15'te de görüldüğü gibi kutupların keskin kısımları belirli açılarla ovalleştirilip etkisi incelenmek istenmiştir. Şekil 4.16'da da model 2'in çeşitli yönlerden üç boyutlu görünüşleri verilmiştir.

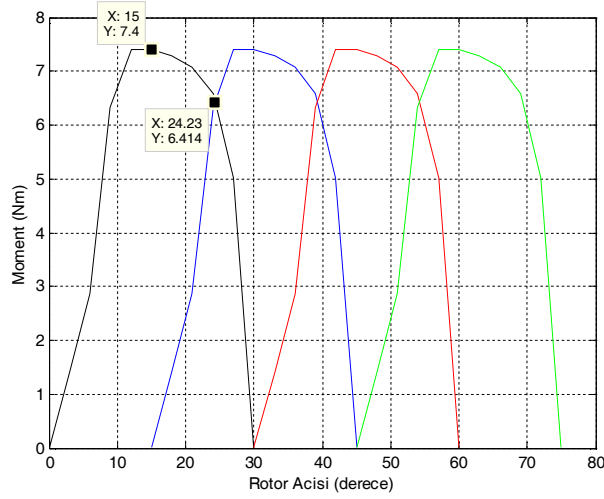


Şekil 4.15 Model 2'in stator ve rotor kutup şekilleri

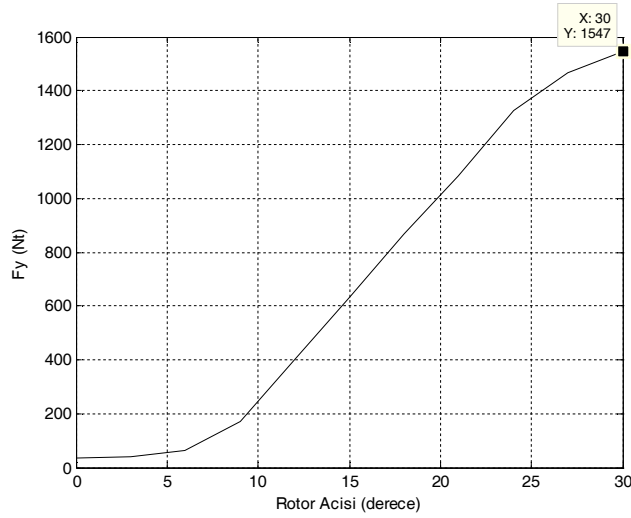


Şekil 4.16 Model 2'in üç boyutlu çeşitli açılardan görünüşü

Şekil 4.17’den model 2’ye ait dalgalılık oranı hesaplanırsa %7.13 çıkar. Model 1’e göre dalgalılık oranı %2 civarında artmıştır. Ancak Şekil 4.18’e bakılırsa kayda değer olmasa da çok az miktarda da olsa radyal kuvvet azalmıştır. Bu stator ve rotor şekilleriyle istenilen iyileşme sağlanamamıştır.

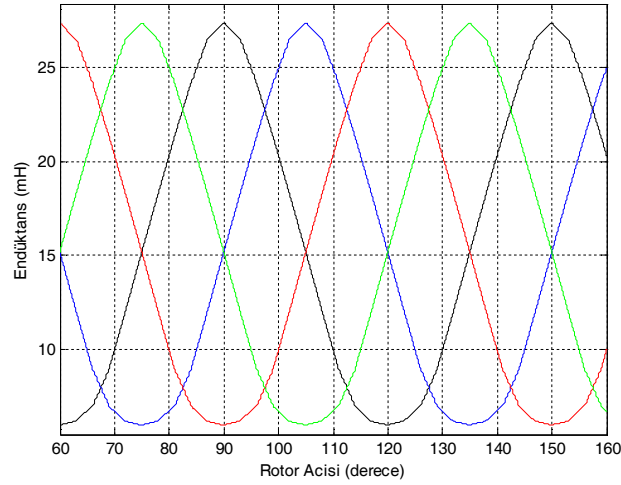


Şekil 4.17 Model 2'in Moment-Rotor açısı eğrisi



Şekil 4.18 Model 2'in Radyal Kuvvet-Rotor açısı eğrisi

Şekil 4.19’da model 2’in endüktans-rotor açısı eğrisi verilmiştir. Bu eğriden $L_{\min}=5.945\text{mH}$ ve $L_{\max}=27.394\text{ mH}$ olarak hesaplanmıştır.



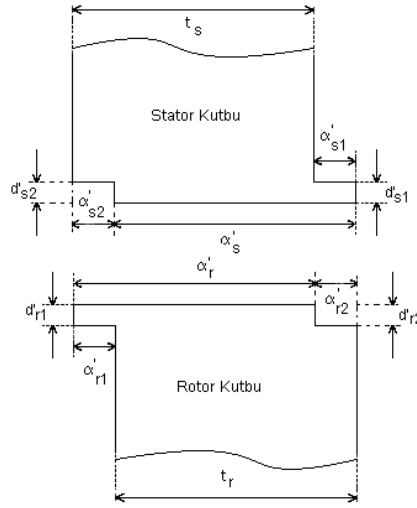
Şekil 4.19 Model 2'in Endüktans-Rotor açısı eğrisi

4.11.3. Model 3'ün SEY Analizi

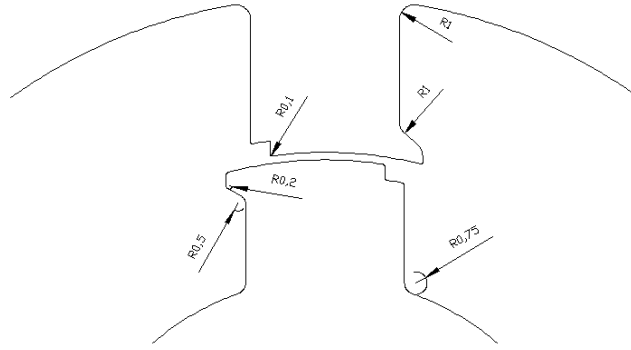
Model 3 ve Model 4'ün stator ve rotor kutup başları şekilleri için Yusuf ÖZOĞLU'nun doktora tezi referans alınıp, üzerine ovalleştirme gibi ekler yapılarak gerçekleştirilmiştir [57]. Şekil 4.20'de referans alınan stator ve rotor şekilleri yer almaktadır. Tablo 4.2'de de bu geometriye göre seçilen parametreler verilmiştir. Buradaki g indisi hava aralığını temsil etmektedir. Şekil 4.21'de model 3'ün stator ve rotor kutuplarının son hali yer almaktadır. Son olarak Şekil 4.22'de de model 3'ün çeşitli yönlerden üç boyutlu görünüşleri verilmiştir.

Tablo 4.2 Model 3'ün kutup şekillerine ilişkin Parametreler

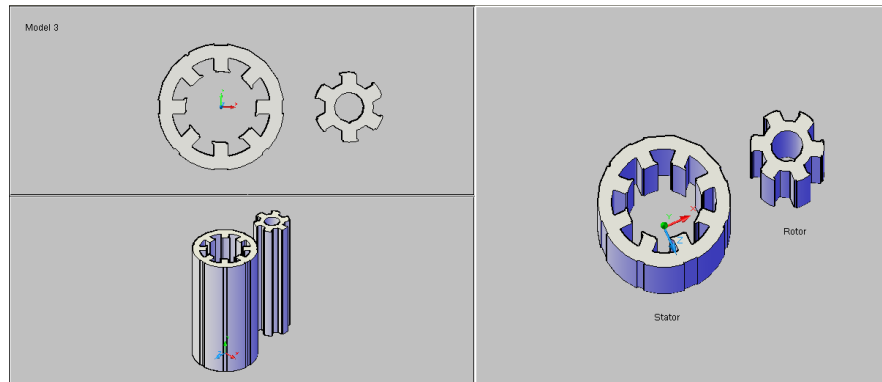
	d_{s1}	d_{r1}	d_{s2}	d_{r2}	α_s	α_r	α_{s1}	α_{r1}	α_{s2}	α_{r2}
Model 3	4g	4g	2g	2g	22°	24°	3.5°	3°	3.5°	3°



Şekil 4.20 Referans Alınan stator ve rotor kutup şekilleri



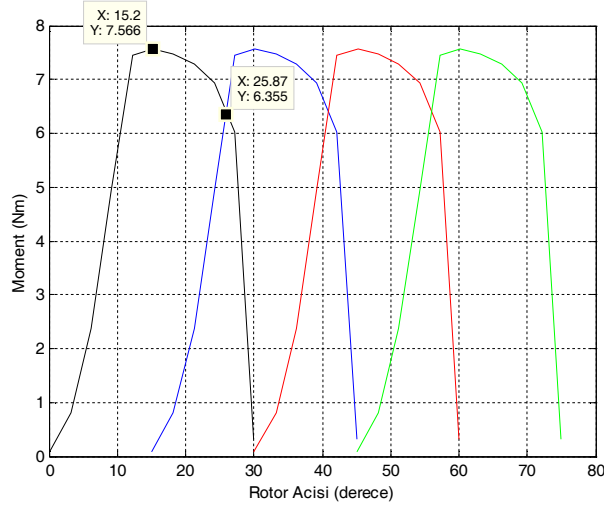
Şekil 4.21 Model 3'ün stator ve rotor kutup şekilleri



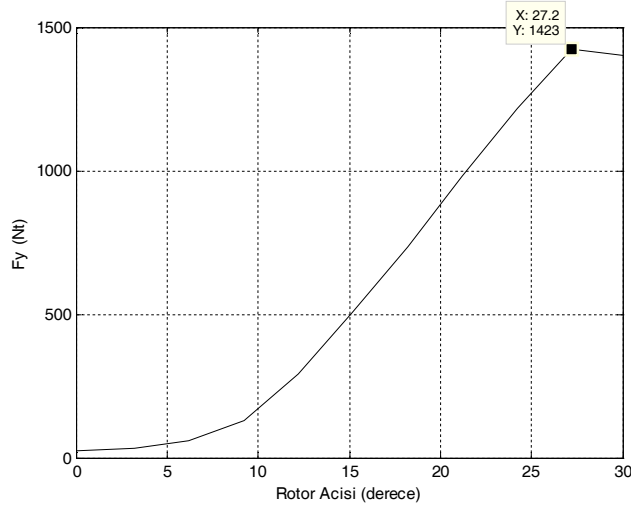
Şekil 4.22. Model 3'ün üç boyutlu çeşitli açılardan görünüşü

Model 3'ün dalgalılık oranı Şekil 4.23'ten hesaplanırsa %8.7 çıkar. Model 1'e göre dalgalılık oranı %3.57, Model 2'ye göre ise 1.57 civarında artmıştır. Ancak Şekil 4.24'e bakılırsa radyal kuvvette önemli bir azalma mevcuttur. Maksimum radyal kuvvet 1423

Nt'a düşmüştür. Bu sonuca göre radyal kuvvet Model 1'e göre %8.19 ve Model 2'ye göre ise de %8.01 azalmıştır. Bu sonuçlar kayda değerdir.

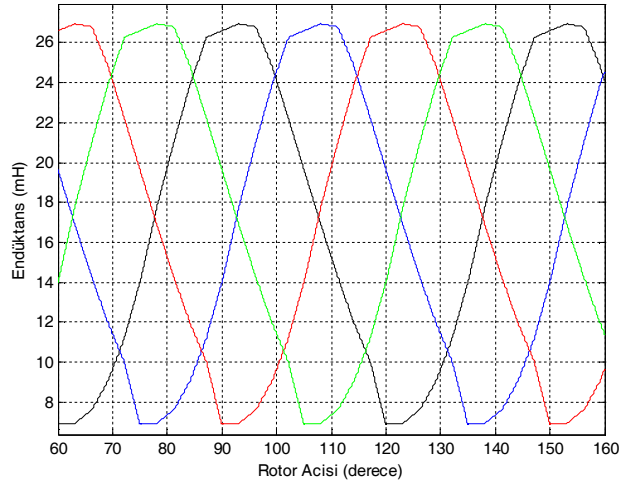


Şekil 4.23 Model 3'ün Moment-Rotor açısı eğrisi



Şekil 4.24 Model 3'ün Radyal Kuvvet-Rotor açısı eğrisi

Şekil 4.25'de model 3'ün endüktans-rotor açısı eğrisi verilmiştir. Bu eğriden $L_{\min}=6.948\text{mH}$ ve $L_{\max}=26.92\text{ mH}$ olarak bulunur. Şekil 4.25'e dikkat edilirse endüktans eğrilerindeki simetrilik ortadan kaybolmuştur. Rotor kutbunun stator kutbuna yaklaşım yönüne (yani motorun saat yönüne veya tersi yöndeki dönüş istikameti olarakta söylenebilir) göre endüktans ergisindeki eğim değişmektedir. Bu değişikliklerin sebebi stator-rotor kutup şekillerinin simetri olmamasından kaynaklanmaktadır.



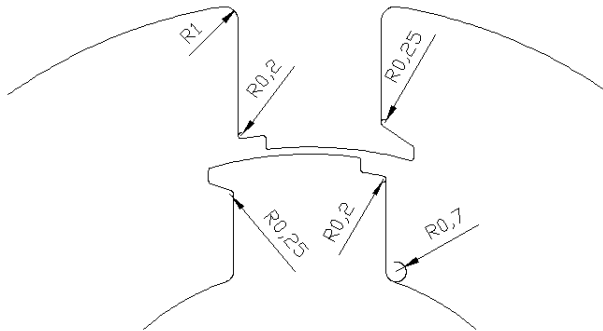
Şekil 4.25 Model 3'ün Endüktans-Rotor açısı eğrisi

4.11.4. Model 4'ün SEY Analizi

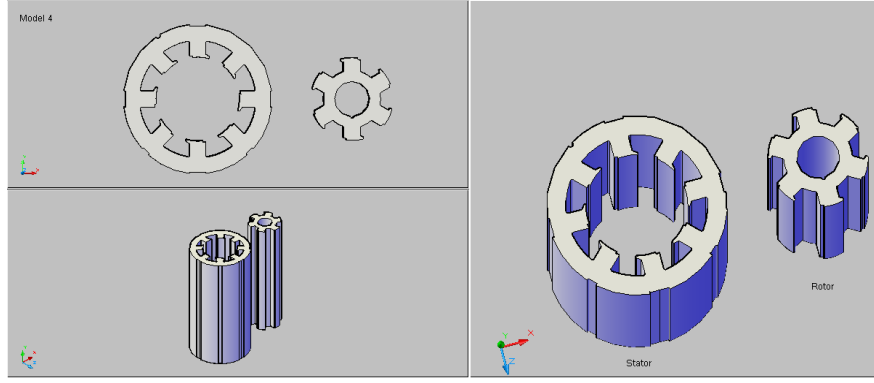
Tablo 4.3'de Model 4'ün geometrisini oluşturan parametreler mevcuttur. Şekil 4.26'da model 4'ün stator ve rotor kutuplarının son hali yer almaktadır. Son olarak Şekil 4.27'de de model 4'ün çeşitli yönlerden üç boyutlu görünüşleri verilmiştir.

Tablo 4.3. Model 4'ün kutup şekillerine ilişkin Parametreler

	d_{s1}	d_{r1}	d_{s2}	d_{r2}	α_s	α_r	α_{s1}	α_{r1}	α_{s2}	α_{r2}
Model 4	4g	4g	2g	2g	22°	24°	4.5°	4°	4.5°	4°

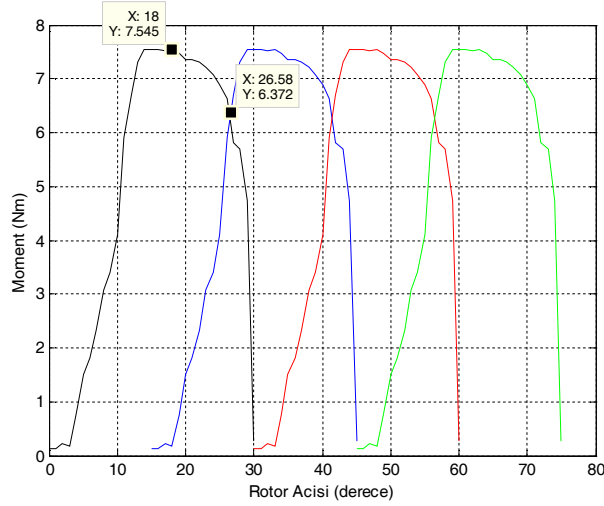


Şekil 4.26 Model 4'ün stator ve rotor kutup şekilleri

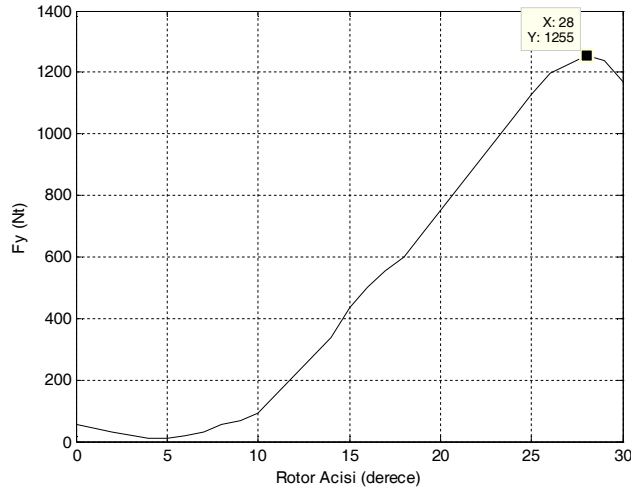


Şekil 4.27 Model 4'ün üç boyutlu çeşitli açılardan görünüşü

Şekil 4.28'den Model 4'ün dalgalılık oranı hesaplanırsa %8.42 çıkar. Model 1'e göre dalgalılık oranı %3.29, Model 2'ye göre %1.29 civarında artmıştır, Model 3'e göre ise %0.28 azalmıştır. Bununla birlikte Şekil 4.29'a bakılırsa radyal kuvvetin değeri dolayısıyla etkisi daha da azaltılmıştır. Maksimum radyal kuvvet 1255 N't'a düşmüştür. Bu sonuca göre radyal kuvvet Model 1'e göre %19.03, Model 2'ye göre %18.87 ve Model 3'e göre ise de %11.8 azalmıştır. Standart tip olan Model 1'e göre radyal kuvvetin, moment dalgalılığının %3.29 artmasına rağmen %19.03 oranında azaltılması gürültü açısından iyi bir sonuçtur. Çünkü gürültünün öncelikli sebebi önceden de belirtildiği gibi radyal kuvvetlerdir.

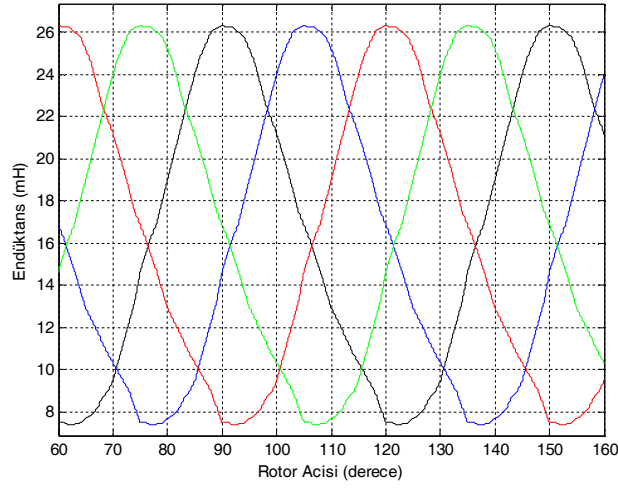


Şekil 4.28 Model 4'ün Moment-Rotor açısı eğrisi



Şekil 4.29 Model 4'ün Radyal Kuvvet-Rotor açısı eğrisi

Şekil 4.30'da Model 4'ün endüktans-rotor açısı eğrisi verilmiştir. Bu eğriden $L_{\min}=7.403\text{mH}$ ve $L_{\max}=26.31\text{ mH}$ olarak bulunur. Model 3'te de olduğu gibi, stator ve rotor kutuplarının simetrisizliğinden dolayı endüktans eğrilerindeki simetrililik durumu ortadan kalkmıştır.

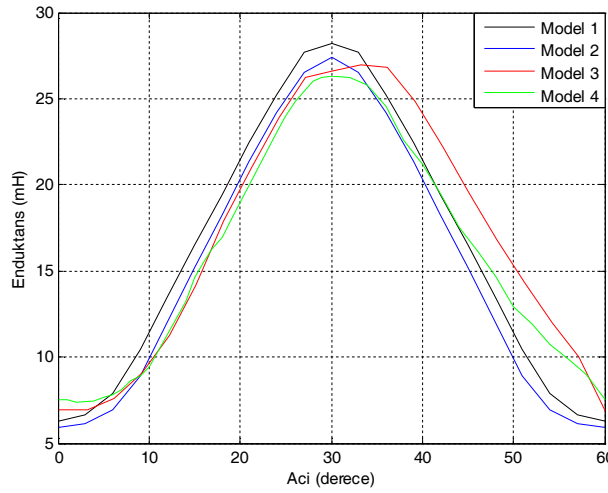


Şekil 4.30 Model 4'ün Endüktans-Rotor açısı eğrisi

4.12. Genel Değerlendirme

Yukarıda elde ettiğimiz sonuçları bir arada değerlendirmek için Şekil 4.31-33 ve Tablo 4.4'ü inceleyelim.

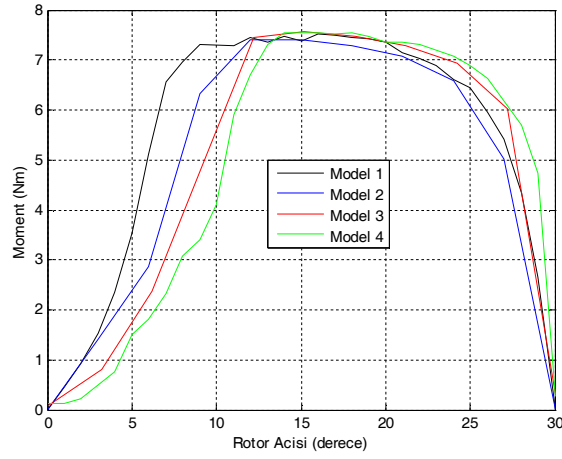
Şekil 4.31’de modellerin endüktans- rotor açısı eğrileri birlikte gösterilmiştir. Farklı rotor ve stator kutup şekillerine göre endüktans eğimlerinin değiştiği gözlenmiştir. Bununla birlikte çakışık konumdaki endüktans ile çakışık olmayan konumdaki endüktans değerlerinin farklılıklar gösterdiği ve buna bağlı olarak ta L_{min} - L_{max} değerlerinin değiştiği gözlenmiştir. Bu endüktans değişimlerinin doğal olarak üretilen moment üzerinde de etkisi mevcut olacaktır. Bununla birlikte endüktansların yükselişe geçtikleri noktalarda değişmektedir. Çok iyi bir performans sağlamak için motorların tetikleme açıları hesaplanırken bu duruma dikkat edilmelidir.



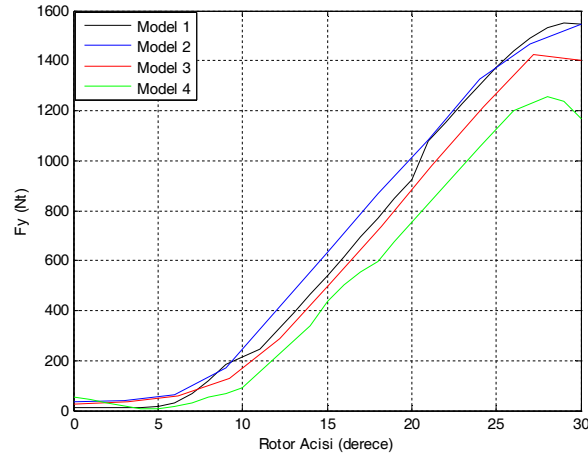
Şekil 4.31 Modellerin Endüktans-Rotor açısı eğrisi

Modellerin Moment-Rotor açısı eğrileri Şekil 4.32’de verilmektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi farklı kutup şekillerine ve buna bağlı endüktans eğrilerine göre momentlerin yükselme ve düşme eğimleri değişmiş ve eğrileri kaymıştır. Bununla birlikte geliştirilen maksimum moment değerlerinde de hafif değişimler meydana gelmiştir.

ARM’de gürültünün birincil sebebi olarak gösterilen radyal kuvvetlerin rotor açısına göre değişimi Şekil 4.33’de verilmiştir. Radyal kuvvetin en etkili olduğu bölge bilindiği gibi çakışık bölgedir. Bu bölgede radyal kuvvet değişimlerine bakacak olursak standart tip ARM olan Model 1’e göre Model 4’te iyi bir iyileşme sağlandığı gözlenmiştir.



Şekil 4.32 Modellerin Moment-Rotor açısı eğrisi



Şekil 4.33 Modellerin Radyal kuvvet-Rotor açısı eğrisi

Elde edilen sonuçları bir tablo haline getirirsek Tablo 4.4'ü elde etmiş oluruz. Tablodan da görüldüğü üzere Model 4'ün dalgalılık oranında düşük bir artış olmasına rağmen, radyal kuvvet %19.03 oranında azaltılmıştır. Buda gürültünün standart tip bir ARM'ye göre azalması anlamına gelmektedir.

Tablo 4.4 Tasarlanan Modellerin dalgalılık oranı, radyal kuvvet, maksimum moment ve endüktans değerleri

	Dalgalılık Oranı (%)	Radyal kuvvet (Nt)	Model 1'e göre radyal kuvvetteki değişim (%)	Maksimum Moment (Nm)	Endüktans (mH)	
					L_{min}	L_{max}
Model 1	5.13	1550	0	7.552	6.333	28.17
Model 2	7.13	1547	0.193	7.4	5.945	27.394
Model 3	8.7	1423	8.193	7.556	6.948	26.92
Model 4	8.42	1255	19.03	7.545	7.403	26.31

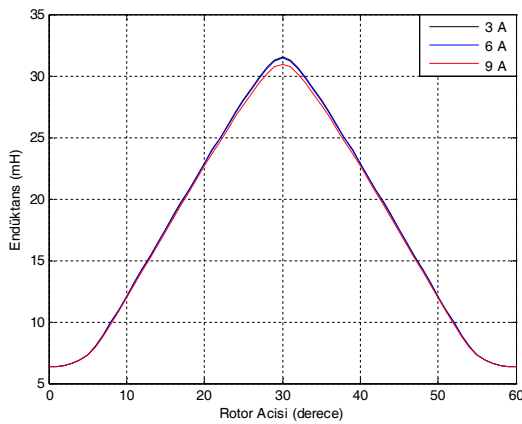
4.13 Model 4'ün Ayrıntılı Analizi

Aşağıda radyal kuvvetin azaltılmasıyla gürültüsü azaltılan Model 4'ün, doymalı ve doymasız durumdaki çalışma karakteristikleri yer almaktadır. Değişiklerin daha net görünmesi için Model 1 ile karşılaştırılmalı olarak verilmiştir.

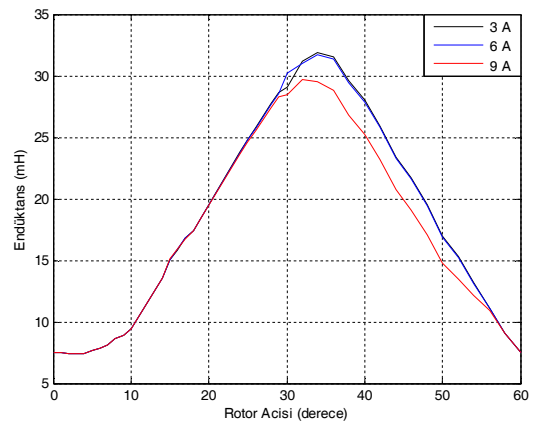
4.13.1 Model 4'ün Doymasız Durumdaki Çalışma Karakteristiği

Doymasız çalışmada ARM'nin mıknatıslanma eğrisinin doğrusal kısmı kullanılır. Bunun içinde motor, nominal akımının altındaki değerlerde çalıştırılır. Aşağıdaki sonuçlarda rotor, çakışık olmayan konumdan çakışık konuma kadar 1° 'er derece aralıklı sabit akım uyarımları altında kaydırılmıştır. Akım 3, 6 ve 9 A olarak alınmıştır.

Şekil 4.34'te ARM endüktansının, doymasız durumdaki akımlara ve rotor konumuna göre değişimleri verilmiştir. Model 1 'in endüktans eğrileri hemen hemen aynı eğimde yükselip ve düşerken, model 4'ün simetrik olmayan yapısından dolayı endüktans eğrilerinin yükselişleri benzer olmasına rağmen düşüşlerinde özellikle 9 A'e dikkat edilirse farklı eğim takip ettiği gözlenmiştir. Buna ilaveten yükselişe başlama noktaları değişmiştir. Model 1'deki endüktans eğrileri doğrusal yükselişe 6° civarında başlarken Model 4 ise 9° civarında olduğu gözlenmiştir. Bu sonuçlar ARM'nin verimli çalışması ve istenilen momenti geliştirmesi için sürme devresinin işaretleri oluşturulurken dikkate alınmalıdır. Son olarakta ARM'ler doymasız çalışma durumunda olmasına rağmen Model 4'ün 9 A'lik endüktans eğrisinin nominal değerinde Model 1'e göre daha fazla bir düşme olduğu gözlenmiştir.



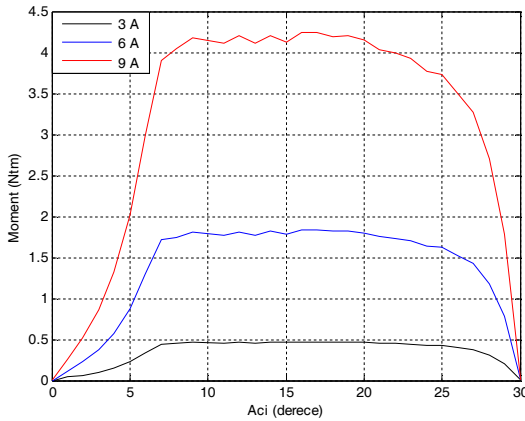
a) Model 1



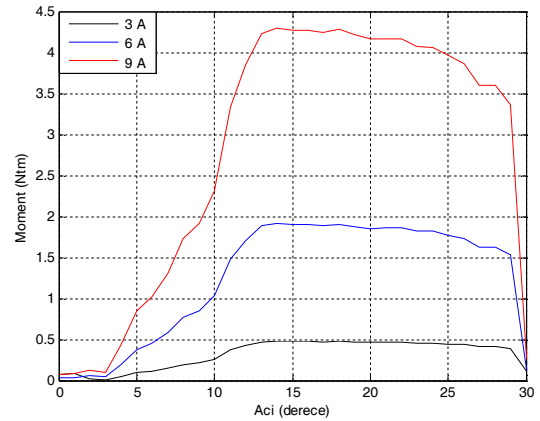
b) Model 4

Şekil 4.34 Endüktans-Rotor açısı eğrileri

Şekil 4.35’de Model 1 ve Model 4’ün geliştirilen momentlerin, doymasız durumdaki akımlara ve rotor konumuna göre değişimleri verilmiştir. Faz geçişleri sırasında momentte oluşan dalgalanmaların azalması için, moment eğrisi bir sonraki faz momenti devreye girinceye kadar değerini korursa ve/veya bir sonraki moment eğrisi bir önceki moment eğrisi yüksek değerinde iken hızlı olarak yükselmesi gerekir. Bu durumlar sağlanırsa faz geçişleri arasındaki moment düşüşü fazla olmayacaktır. Şekiller dikkatli incelenirse bilindiği gibi ARM’lerde moment, akımın karesine bağlı olarak değiştiği için akım arttırıldıkça momentin de buna bağlı olarak arttığı görülmüştür. Model 1 deki moment eğrileri incelenirse moment eğrilerinin 0^0 ’den yükselmeye başladığını 7^0 ’ye kadar yükselişin hızlı bir şekilde devam ettiği, bu dereceden sonrada dalgalanmalarla tepe değerlerinde dolaştığı ve düşüşün ise akıma göre çok fazla değişmeyip 25^0 - 26^0 ’den başlayıp 30^0 ’de sonlandığı görülmüştür. Buna karşın Model 4’te ise yükselişin hafif dalgalanmalardan sonra 3^0 ’den başladığını 13^0 ’ye kadar devam ettiği, bu noktadan sonra tepe momentte dalgalanma yaptığı ve düşüşün ise akım değerlerine göre çok fazla değişmeyip 28^0 - 29^0 ’den başlayıp 30^0 ’derecede sonlandığı görülmüştür. Model 4’deki düşüşlerin daha sert olmasına rağmen yükselişlerin uzun olmasından dolayı dalgalılık oranı önceden belirtildiği gibi Model’1 göre biraz yüksek çıkmıştır.



a) Model 1

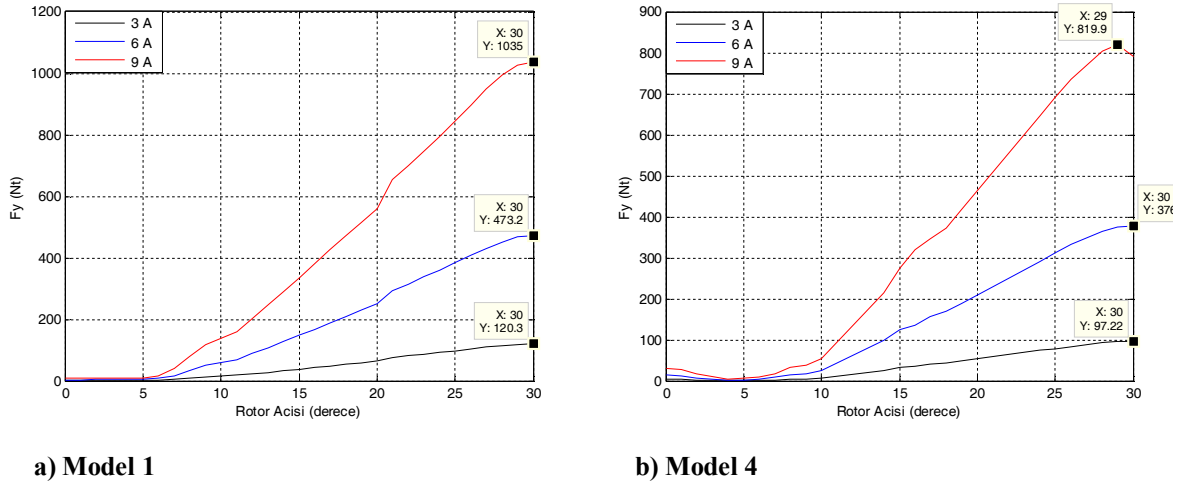


b) Model 4

Şekil 4.35 Moment-Rotor açısı eğrileri

Şekil 4.36’de Model 1 ve Model 4’deki radyal kuvvetlerin, doymasız durumdaki akımlara ve rotor konumuna göre değişimleri gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi radyal kuvvetler en büyük değerini çakışık konumda almaktadır. Doymasız durumdaki radyal kuvvetin değişimi yaklaşık olarak akımın karesiyle orantılı olarak değiştiği

saptanmıştır. Ayrıca Model 4’deki radyal kuvvetlerin değeri Model 1’e göre kayda değer bir şekilde azaltılmıştır. Model 4 ‘ün dalgalılık oranı Model 1’e % 3-4 oranında artmasına rağmen radyal kuvvetlerin %19-21 oranında azaldığı gözlenmiştir. Bu sonuçlar ayrıntılı bir şekilde Tablo 4.5’de verilmiştir.



Şekil 4.36 Modellerin Radyal kuvvet-Rötor açısı eğrileri

Tablo 4.5 Model 1 ve Model 4’ün çakışık konumda oluşan radyal kuvvetler bakımından karşılaştırılması

Akım (Amper)	Radyal Kuvvetler (Nt)		
	3	6	9
Model 1	120.3	473	1034
Model 4	97.22	376.5	819.9
Model 1’e göre radyal kuvvetteki azalma (%)	19.18	20.40	20.70

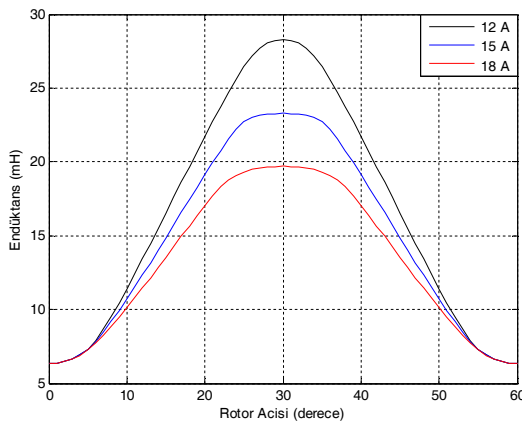
4.13.2 Model 4’ün Doymalı Durumdaki Çalışma Karakteristiği

Çalışmamızın amaçlarından biri olan doymalı çalışmayı gerçekleştirmek için modeller nominal akım ve üstündeki değerlerde çalıştırılarak doyma bölgesine geçilmiştir. Yine doymasız çalışmada olduğu gibi aşağıdaki sonuçlarda rotor, çakışık olmayan konumdan çakışık konuma kadar 1’er derece aralıkla sabit akım uyarımları altında kaydırılmıştır. Akımlar anma akım ve üstündeki 12, 15 ve 18 A olarak alınmıştır.

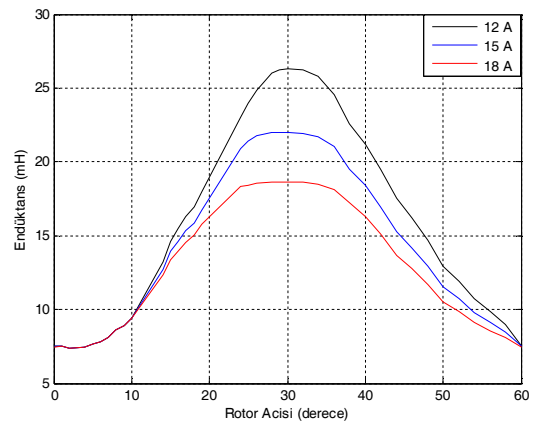
Şekil 4.37 incelenirse doğrusal bölgenin aksine doymanın olduğu çalışma bölgesinde, endüktans hem faz hemde rotor akımına bağlı değiştiği için , akım arttıkça azalan bir

eğilim göstermektedir. Bu durum doyma bölgesinde endüktansın, hem sargı akımının hemde rotor açısının bir fonksiyonu olduğunu göstermektedir. Diğer bir sonuçta, Model 1 ve Model 4'ün endüktans eğrileri akıma göre farklı eğimde yükselip düşmüştür. Ancak Model 1'in aynı akım değeri için endüktans eğrisinin yükselme ve düşme eğimleri aynı iken Model 4'ün simetrik olmayan yapısından dolayı farklı bir eğim izlemiştir. Doymasız çalışmada olduğu gibi Model 1 ve 4'ün endüktanslarının yaklaşık doğrusal yükselişe başlama noktaları farklıdır. Bu farklılık doymasız bölgedeki ile hemen hemen aynıdır.

Şekil 4.38'de Model 1 ve 4'ün geliştirilen momentlerin, doymalı durumdaki akımlara ve rotor konumuna göre değişimleri verilmiştir. Şekiller incelendiğinde doğrusal bölgede olduğu gibi akım değeri arttıkça momentinde buna bağlı olarak arttığı görülmüştür. Model 1 deki moment eğrileri incelenirse moment eğrilerinin 0^0 'den yükselmeye başladığını 9^0 'ye kadar yükselişin hızlı bir şekilde devam ettiği, bu dereceden sonrada dalgalanmalarla tepe değerlerinde dolaştığı ve düşüşün ise 12, 15 ve 18 A akım değerlerine göre sırasıyla 25^0 , 23^0 ve 20^0 'lerde başlayıp 30^0 'de sonlandığı görülmüştür. Buna karşın Model 4'te yükselişin hafif dalgalanmalardan sonra 3^0 'den başlayıp 14^0 'ye kadar devam ettiği, bu noktadan sonra tepe momentte dalgalanma yaptığı ve düşüşün ise 12, 15 ve 18 A akım değerlerine göre sırasıyla 26^0 , 24^0 ve 22^0 'lerde başlayıp 30^0 'de sonlandığı görülmüştür. Bu sonuçlara bakılırsa moment dalga şekillerinin tepe değerlerde salınım süresi azalmış ve hemen hemen aynı yükselme zamanlarına karşı düşme zamanlarıda akım değerlerine göre farklılıklar göstermiştir.

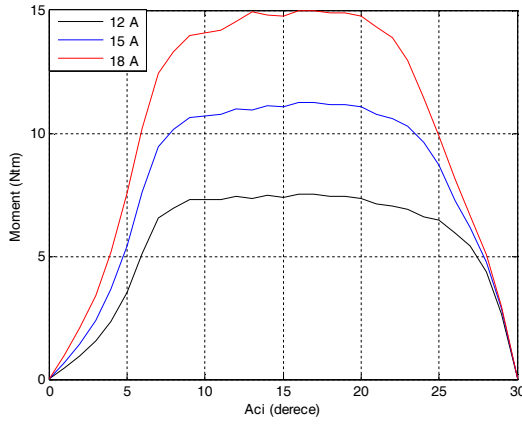


a) Model 1

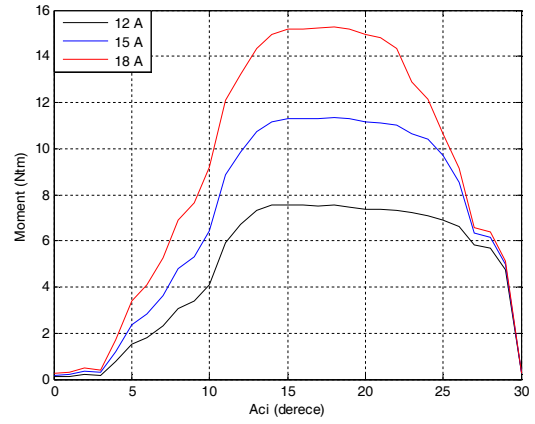


b) Model 4

Şekil 4.37 Endüktans-Rotor açısı eğrileri



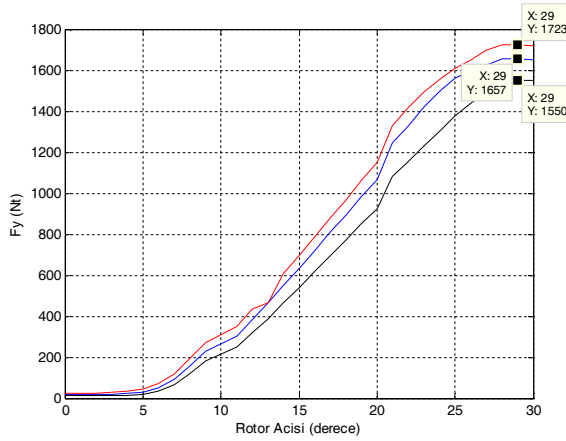
a) Model 1



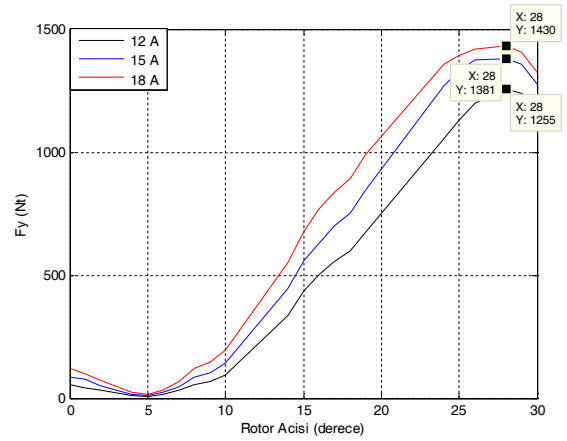
b) Model 4

Şekil 4.38 Moment-Rotor açısı eğrileri

Şekil 4.39’da Model 1 ve 4’ün radyal kuvvetlerinin, doymalı durumdaki akımlara ve rotor konumuna göre değişimleri gösterilmiştir. Bilindiği gibi radyal kuvvetler en büyük değerini çakışık konumda almaktadır. Doymasız durumdaki radyal kuvvetin değişimi yaklaşık olarak akımın karesiyle orantılı olarak saptanmasına rağmen bu değişimin doymalı durumda mevcut olmadığı görülmüştür. Doymasız bölgeye karşın buradaki değişimin çok büyük olmadığı söylenebilir. Yine doymasız bölgede olduğu gibi Model 4’deki radyal kuvvetlerin değeri Model 1’e göre kayda değer bir şekilde azaltılmıştır. Bu sonuçlar ayrıntılı bir şekilde tablo 4.6’da verilmiştir.



a) Model 1



b) Model 4

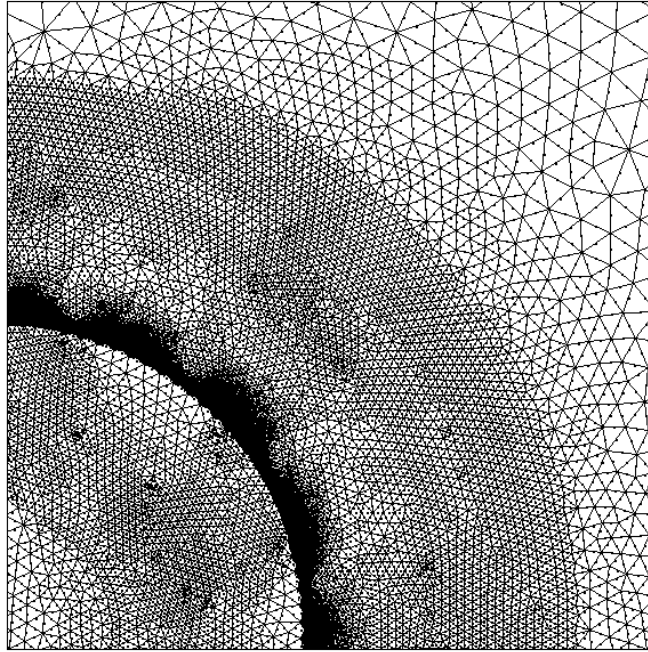
Şekil 4.39 Radyal kuvvet-Rotor açısı eğrileri

Tablo 4.6 Model 1 ve Model 4'ün radyal kuvvetler bakımından karşılaştırılması

	Radyal Kuvvetler (Nt)		
Akım (Amper)	12	15	18
Model 1	1550	1657	1723
Model 4	1255	1381	1430
Model 1'e göre radyal kuvvetteki azalma (%)	19.03	16.65	17.00

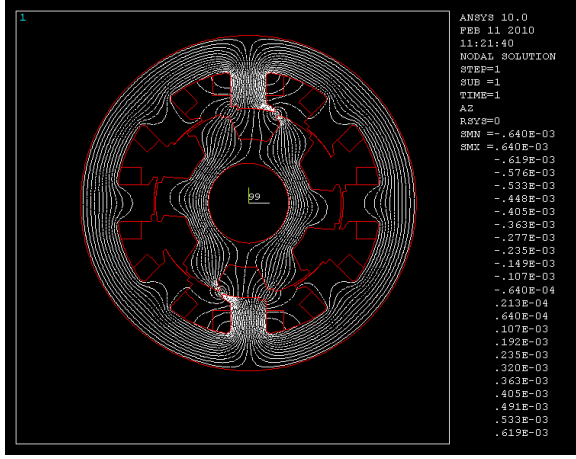
4.13.3. Model 4'ün Manyetik Akı ve İndüksiyon Dağılımları

Bu kısımda Model 4'ün ANSYS 10.0 paket programı kullanılarak yapılmış olan SEY sonuçlarından manyetik akı ve indüksiyon dağılımları incelenmiştir. Şekil 4.40'ta çözüm bölgesinin ¼'lük çözüm ağı gösterilmektedir. Çözüm ağında 122821 düğümle birlikte 61360 üçgen eleman bulunmaktadır.

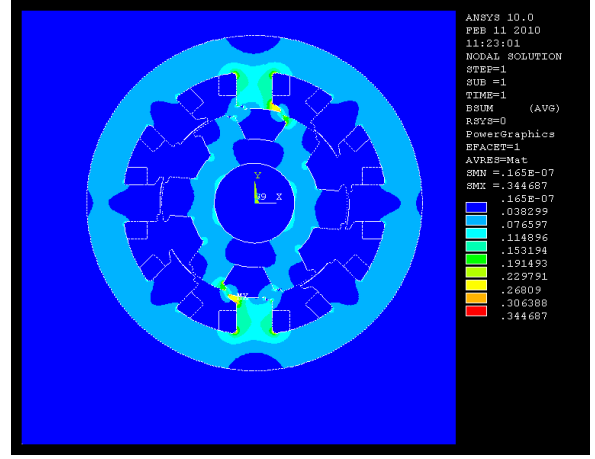


Şekil 4.40 Çözüm bölgesinin ¼'lük çözüm ağı

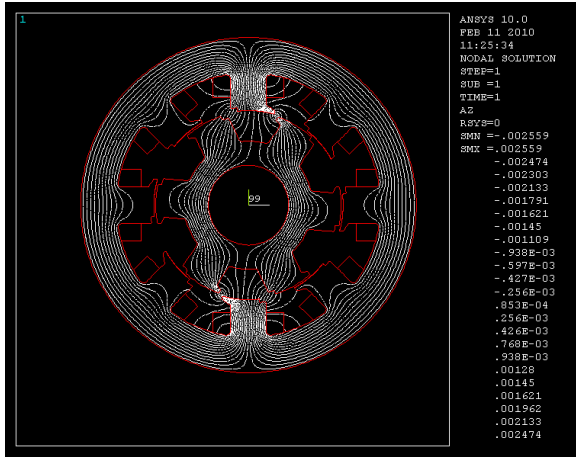
Şekil 4.41'den 4.43'e kadar, doymasız ve doymalı bölgeler (3-12-18 A) ve değişik rotor konumları (0^0 - 15^0 ve 30^0) için ANSYS 10.0'da yapılan statik analizler sonucunda elde edilen manyetik akı çizgileri ve manyetik indüksiyon dağılımları verilmiştir.



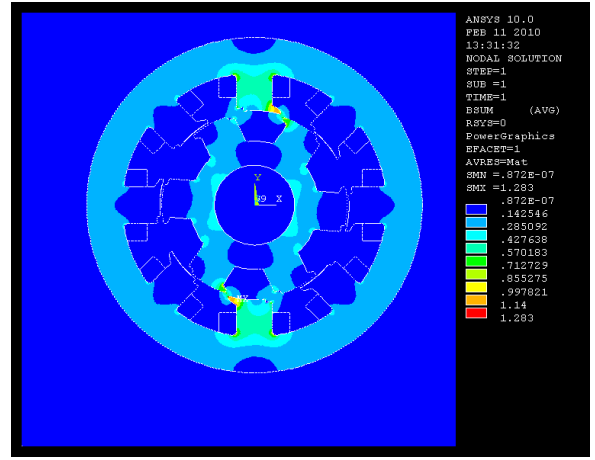
a) 3A



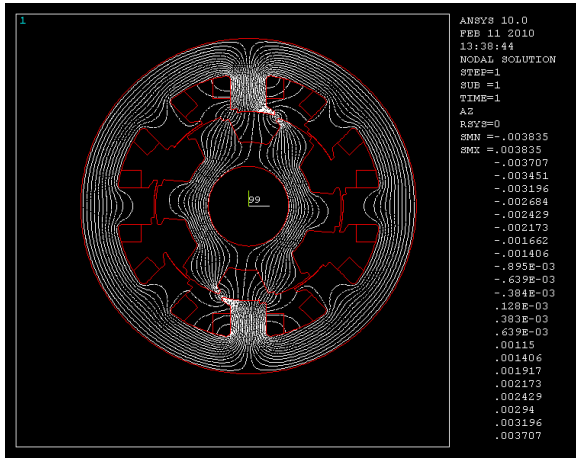
b) 3A



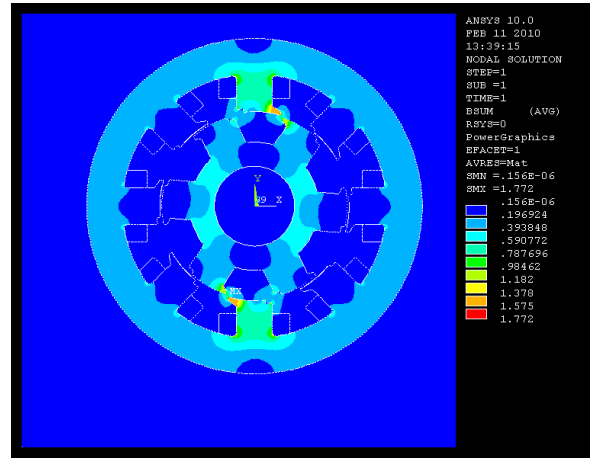
a) 12A



b) 12A



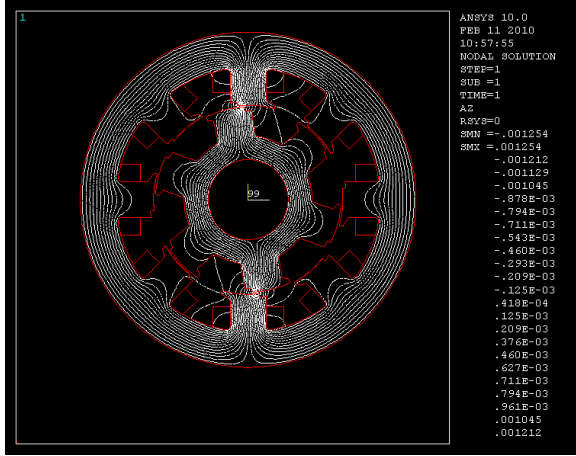
a) 18A



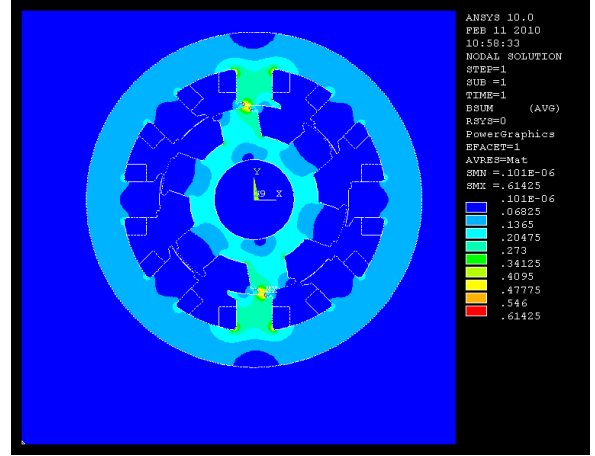
b) 18A

Şekil 4.41 0° Sabit akımlarda yapılan anlık statik çözüm

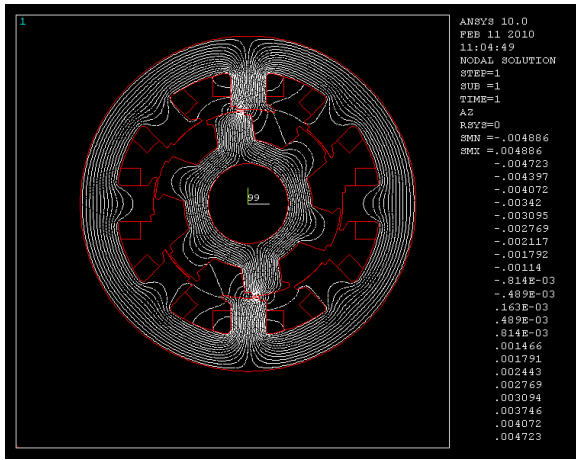
- a) Manyetik akı çizgileri
- b) Manyetik indüksiyon dağılımı



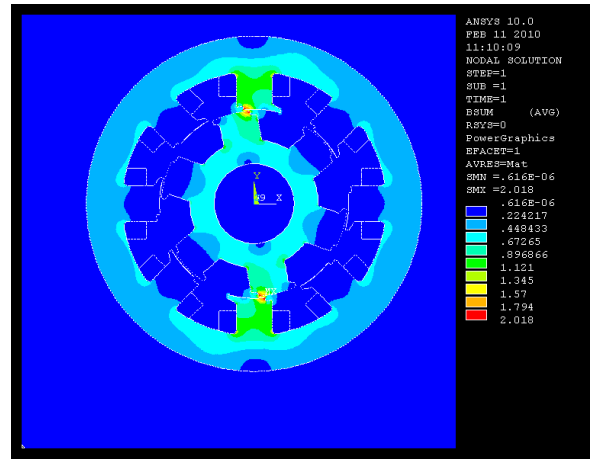
a) 3 A



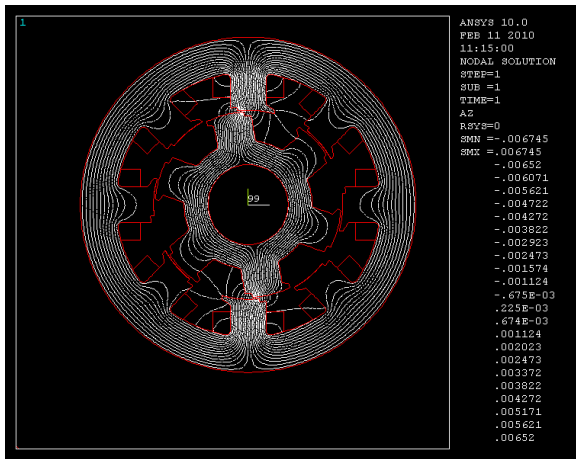
a) 3 A



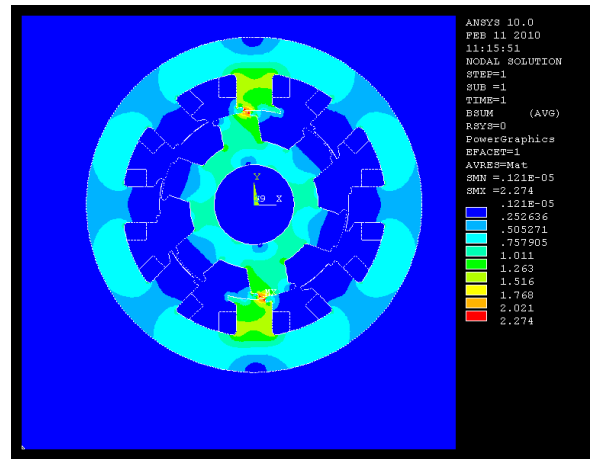
a) 12 A



a) 12 A

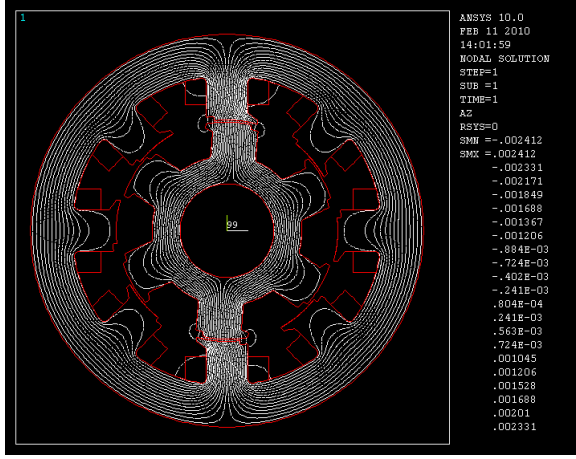


a) 18 A

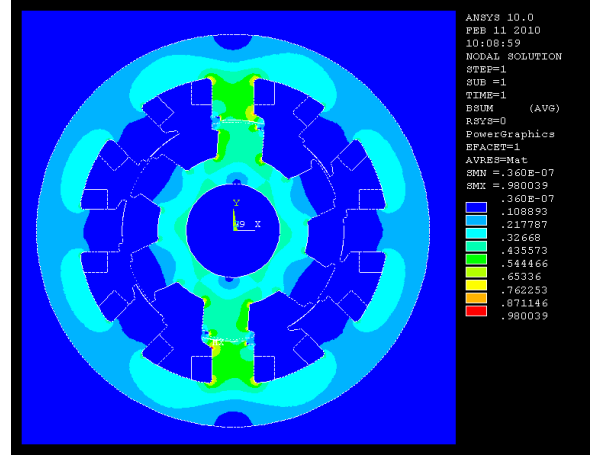


a) 18 A

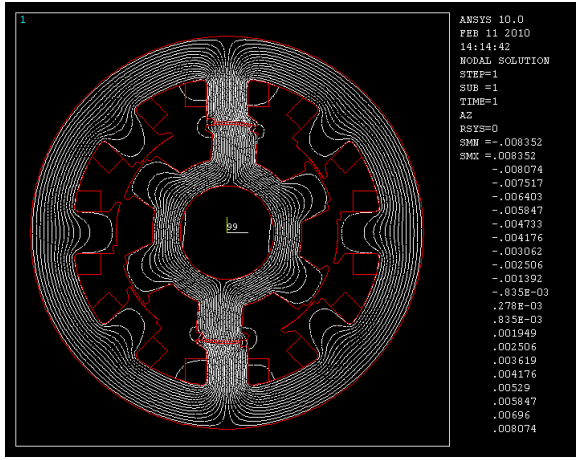
Şekil 4.42 15° Sabit akımlarda yapılan anlık statik çözüm
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı



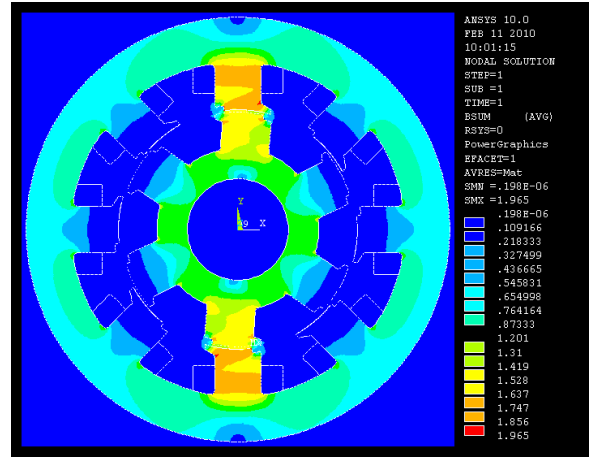
a) 3 A



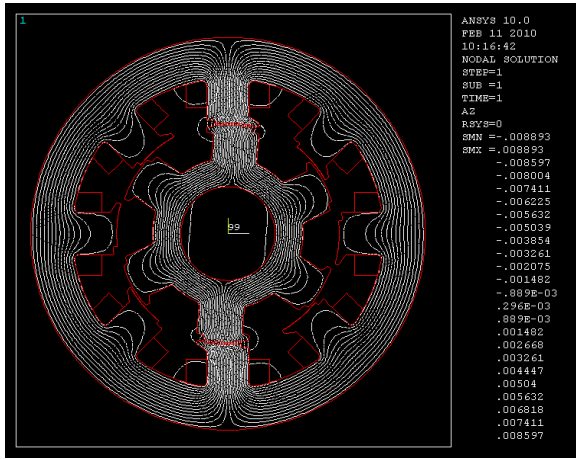
b) 3 A



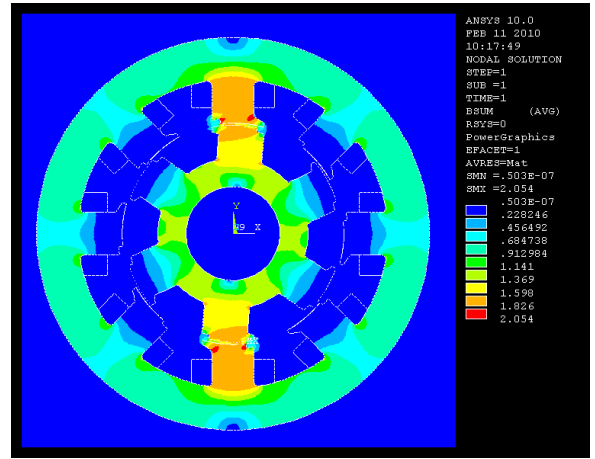
a) 12 A



b) 12 A



a) 18 A



a) 18 A

Şekil 4.43 30° Sabit akımlarda yapılan anlık statik çözüm

- a) Manyetik akı çizgileri
- b) Manyetik indüksiyon dağılımı

5. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN MODELLENMESİ VE HIZ-MOMENT KONTROLÜ

5.1.Giriş

Bu bölümde ARM'nin doğrusal ve doğrusal olmayan durumdaki modelleri ele alınıp algılayıcı hız ve akım kontrolünün teorik ve deneysel sonuçları irdelenecektir.

5.2. ARM'nin Doymasız Modeli

Doymasız çalışmadaki kabuller; endüktansın akımla değişmediği, manyetik doyumun olmadığı ve ayrıca fazlar arasındaki ortak endüktans çok küçük olduğu için ihmal edilmiştir.

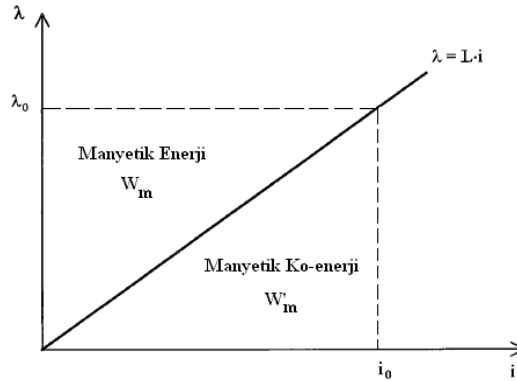
Şekil 5.1'de ARM'de doymanın göz önüne alınmadığı durumdaki akı ile akım arasındaki ilişki yer almıştır. Bu şekil temel alınarak faz sargısından geçen akım ile faz kutbunda oluşan akı arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\lambda = L(\theta).i \quad (5.1)$$

λ : Motor akısı

$L(\theta)$: Rotor konumunun fonksiyonu olan sargı endüktansı

i : Faz akımı



Şekil 5.1 ARM'nin doğrusal durumdaki akı-akım değişimi

Şekil 5.1'in eğimi endüktans değerini verir. Doğrusal çalışma bölgesinde L sargı endüktansı, θ rotor konumunun veya zamanın bir fonksiyonudur ancak akımın fonksiyonu değildir. Şekil 5.1'deki doğrusal değişimden dolayı, manyetik alanda depo edilen enerji ile mekanik güce dönüşen manyetik Ko-enerji birbirine eşittir. Sisteme verilen enerji ise bu enerjilerin toplamıdır. Enerjilerin denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} L(\theta) i^2 \quad (5.2)$$

Denklem 5.2'den hareket ederek ARM'nin moment ifadesi;

$$T = \frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i^2 \quad (5.3)$$

olarak elde edilir. ARM doğrusal bölgede iken $dL/d\theta$ sabittir. Bu bölgede akımın değeri de sabit tutulursa üretilen momentte sabit olur. Eğer bu şartlar oluşturulursa motorun akustik gürültüsü de azaltılmış olunur.

Fazlar için ayrı ayrı moment ifadeleri yazılırsa,

$$T_a(\theta, i_a) = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a(\theta)}{\partial \theta} \quad (5.4)$$

$$T_b(\theta, i_b) = \frac{1}{2} i_b^2 \frac{\partial L_b(\theta)}{\partial \theta} \quad (5.5)$$

$$T_c(\theta, i_c) = \frac{1}{2} i_c^2 \frac{\partial L_c(\theta)}{\partial \theta} \quad (5.6)$$

$$T_d(\theta, i_d) = \frac{1}{2} i_d^2 \frac{\partial L_d(\theta)}{\partial \theta} \quad (5.7)$$

bağıntıları elde edilir. Toplam üretilen moment ise fazların bağımsız ürettiği momentlerin toplamına eşittir:

$$T_e(\theta, i_a, i_b, i_c, i_d) = T_a(\theta, i_a) + T_b(\theta, i_b) + T_c(\theta, i_c) + T_d(\theta, i_d) \quad (5.8)$$

ARM'nin mekanik hareket denklemi,

$$T_e = J \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} + B \frac{\partial \theta}{\partial t} + T_L \quad (5.9)$$

şeklindedir. Burada;

T_e :ARM'nin üretilen moment,

T_L :Yük momenti,

B :Sürtünme katsayısı

J :Eylemsizlik momentidir.

Açısal hız ω ile konum θ arasındaki ilişki,

$$\omega = \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (5.10)$$

Denklem 5.10 , Denklem 5.9'de yerine yazılırsa,

$$T_e = J \frac{\partial \omega}{\partial t} + B\omega + T_L \quad (5.11)$$

elde edilir. ARM sisteminin durum değişkenlerini i faz akımı ve ω rotor hızı oluşturur. Gerilim ve moment denklemleri düzenlendiğinde durum değişkenleri denklemleri elde edilir.

ARM'nin elektriksel bağıntılarını elde etmek için Şekil 5.2'deki eşdeğer devre kullanılır. Buradan gerilim ifadesi;

$$V = Ri + \frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial t} \quad (5.12)$$

yazılabilir. Burada;

V :Faz gerilimi,

i :Faz akımı,

R :Faz direnci

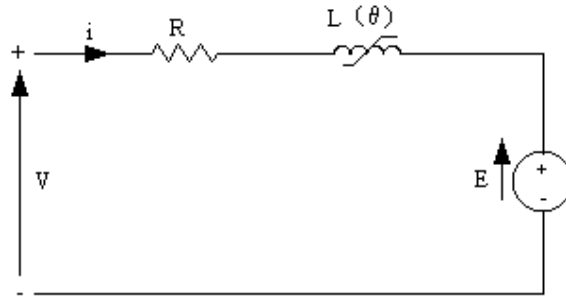
λ :Faz akısı

θ :Rotor konumudur

ARM'nin faz akısı, θ rotor konumu ve faz akımının bir fonksiyonudur. Akım ve konuma göre kısmi türevi alınır;

$$V = Ri + \frac{\partial \lambda}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (5.13)$$

denklemleri elde edilir.



Şekil 5.2 ARM'nin bir fazının eşdeğer devresi.

endüktans bağıntısı için

$$L = \frac{\partial \lambda}{\partial i} \quad (5.14)$$

yazılabilir. Akı ile endüktans arasında doğrusal ilişki kullanılırsa

$$\lambda = iL \quad (5.15)$$

yazılabilir. Buradan Denklem 5.10-14 ve 15 ifadeleri Denklem 5.13'de yerine yazılırsa

$$V = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} + i \frac{\partial L}{\partial \theta} \omega \quad (5.16)$$

elde edilir. Denklem 5.16 eşitliğinde eşitliğin sağ tarafındaki üçüncü terim sargıda endüklenen zıt elektromotor kuvveti (emk) verir.

$$e = i \frac{\partial L}{\partial \theta} \omega \quad (5.17)$$

e bir faz sargısında endüklenen zıt emk'yi verir. Dört fazlı ARM'nin her bir fazı için gerilim bağıntıları Denklem 5.18-21 ile ifade edilir.

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \omega \quad (5.18)$$

$$V_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \omega \quad (5.19)$$

$$V_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \omega \quad (5.20)$$

$$V_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + i_d \frac{\partial L_d}{\partial \theta} \omega \quad (5.21)$$

olur. Buradaki indisler fazları göstermektedir.

ARM'nin durum denklemleri,

$$\frac{\partial i_a}{\partial t} = \frac{1}{L_a} \left[V_a - \left(R_a i_a + i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \omega \right) \right] \quad (5.22)$$

$$\frac{\partial i_b}{\partial t} = \frac{1}{L_b} \left[V_b - \left(R_b i_b + i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} \omega \right) \right] \quad (5.23)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial t} = \frac{1}{L_c} \left[V_c - \left(R_c i_c + i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \omega \right) \right] \quad (5.24)$$

$$\frac{\partial i_d}{\partial t} = \frac{1}{L_d} \left[V_d - \left(R_d i_d + i_d \frac{\partial L_d}{\partial \theta} \omega \right) \right] \quad (5.25)$$

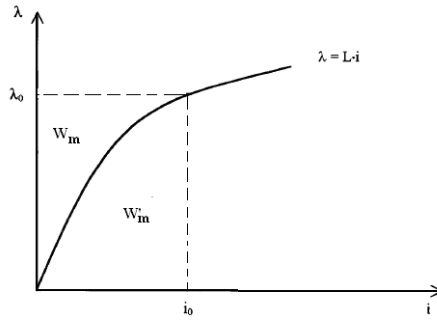
$$\frac{\partial w}{\partial t} = \frac{1}{J} [T_e - (B\omega + T_L)] \quad (5.26)$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \omega \quad (5.27)$$

olur.

5.3. ARM'nin Doymalı Modeli

Şekil 5.3'te görüldüğü gibi, doyma bölgesinde çalışan ARM'nin manyetik devrede depolanan enerji (W_m), Ko- enerjiden daha küçüktür. Buda gösteriyor ki doyma bölgesinde çalışan bir ARM'nin kaynaktan aldığı enerjinin çoğunu mekanik enerji olarak milinden verebilir. Bunun aksine doymasız bölgede çalışan ARM ise kaynaktan aldığı enerjinin sadece yarısını mekanik enerjiye dönüştürebiliyordu.



Şekil 5.3 ARM'nin doyma bölgesindeki akı-akım değişimi

Şekil 5.2'deki eşdeğer devreyi baz alarak ARM'nin doymada çalışması durumundaki motor denklemlerini aşağıdaki eşitliklerle ifade edebiliriz.

$$V = R \cdot i + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \quad (5.28)$$

$$V = R \cdot i + \frac{\partial}{\partial t} [L(\theta, i) \cdot i] \quad (5.29)$$

$$V = R \cdot i + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \cdot i + L(\theta, i) \cdot \frac{\partial i}{\partial t} \quad (5.30)$$

$$V = R \cdot i + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \cdot i + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial t} \cdot i + L(\theta, i) \cdot \frac{\partial i}{\partial t} \quad (5.31)$$

$$V = R \cdot i + \left[L(\theta, i) + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \cdot i \right] \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \cdot i \quad (5.32)$$

$$V = R \cdot i + l_{art}(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + emk(\theta, i) \quad (5.33)$$

Denklem 5.33'deki $l_{art}(\theta, i)$ artımsal endüktansı ve $emk(\theta, i)$ zıt elektromotor kuvvettir. Denklem 5.33'ün birinci terimi sargı direncindeki gerilim düşümünü, ikinci

terim akım değişimlerine karşı oluşan gerilimi, son terim ise hızla orantılı olarak endüklenen gerilimi ifade eder.

Doymalı durumda depolanan manyetik enerji ve manyetik Ko-enerji denklem 5.34 ve 35 ile ifade edilir.

$$W_m = \int_0^{\lambda} i(\lambda, \theta) d\lambda \quad (5.34)$$

$$W'_m = \int_0^i (\lambda, \theta) di \quad (5.35)$$

Denklem 5.35'ten doyma çalışma bölgesindeki ARM'nin moment ifadesi aşağıdaki gibi yazılır;

$$T = \frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \quad (5.36)$$

Denklem 5.36 ARM'nin en temel moment ifadesidir. Burada eğer sargı akımı sabit tutulur ve rotor $\Delta\theta$ kadar yer değiştirirse ΔW_m miktarda enerji değişimi ortaya çıkar. Bu noktadan hareketle moment aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$T = \frac{\Delta W_m}{\Delta \theta} \quad (5.37)$$

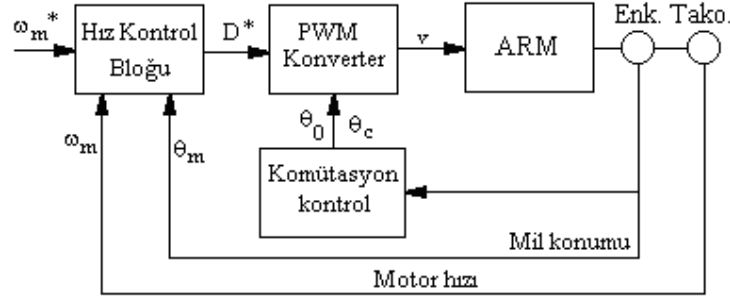
5.4. ARM'nin Kapalı Çevrim Hız Kontrolü

Pompa türü bir ARM'nin hız kontrol stratejisi iki eş zamanlı eylemden meydana gelir [58]. Birinci eylem, darbe genişlik modülasyonuna göre görev periyodunu ayarlayarak motor hızını dengelemek için sayısal denetleyici tarafından yerine getirilir. Bunun için PI ve faz-lead düzenleyici seri bir şekilde kullanılır. Burada PI düzenleyicisine sürekli durum hız hatasını elimine etmek için ihtiyaç duyulur. Faz-lead düzenleyicisi ise hem taşmayı hemde yükselme zamanını azaltmak için seçilir. İkinci eylem ise motor performansını ve verimini arttırmak için tetikleme açısını motor hızının bir fonksiyonu olarak ayarlamaktır. Bu durumu gerçekleştirmek için deneysel sonuçlara ihtiyaç duyulur [58].

ARM'nin kapalı çevrim hız kontrolü, ARM sürücüsünün bir fazında yer alan anahtarların hız kontrol bloğundan elde edilen D görev periyodu içinde açma-kapama yaptırılması suretiyle gerçekleştirilir. D görev periyodu denklem 5.38'deki gibi tanımlanır.

$$D = t_{on} \cdot f_{kayıcı} = \frac{t_{on}}{T_{kayıcı}} \quad (5.38)$$

Denklem 5.38'de verilen $f_{kayıcı}$ ve $T_{kayıcı}$ sırasıyla kıyıcının frekansı ve periyodudur. Kaynak gerilimi $D \times U_{da}$ kadar kıyılır [1]. Şekil 5.4'de ARM'nin kapalı çevrim hız kontrol şeması verilmiştir.



Şekil 5.4 ARM'nin kapalı çevrim hız kontrol şeması.

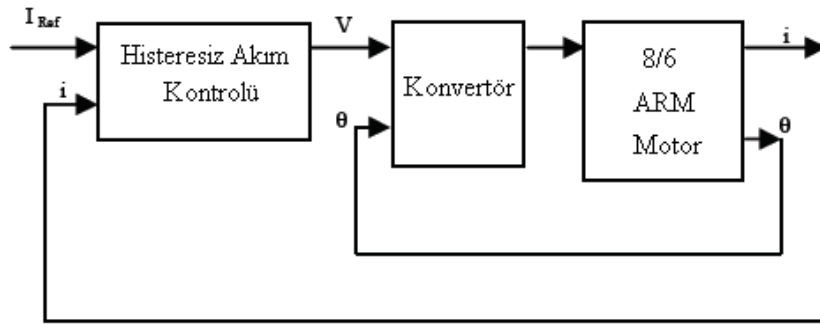
5.5. ARM'nin Kapalı Çevrim Akım Kontrolü

ARM, geçmiş konularda da belirtildiği gibi doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir. Bu durum denetleyici tasarımını zorlaştırır. Eğer sistem doğrusallaştırılırsa doğrusal kontrol sistem teorisi denetleyici tasarımına uygulanabilir. Değişken hızlı bir ARM sürücünde çalışma noktası sürekli değişir. Belli bir çalışma noktası için tasarlanmış doğrusal olmayan bir denetleyici, akım çevriminde doğrusal çalışma koşulları ile beraber ortak endüktansın etkilerini de karşılar ve bunun sonucu olarak da daha iyi bir performans sağlar. Akım denetleyici tasarımında üç farklı yaklaşım vardır [1]:

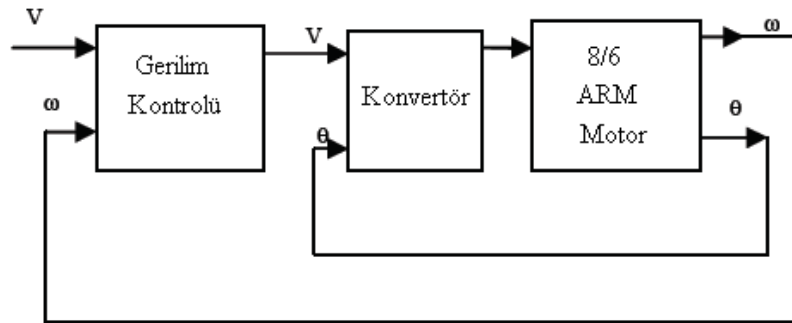
- 1- Doğrusallaştırılmış akım denetleyici tasarımı,
- 2- Doğrusallaştırılmış geri beslemeli doğrusal olmayan akım denetleyici tasarımı,

3- Ortak endüktansın etkilerini içeren doğrusal olmayan akım denetleyici tasarımı.

Bütün bu yöntemler istenilen akımı üretmek için gerilim ve histeresiz akım denetleyici kullanılır. Histeresiz denetleyicinin gerçekleştirilmesi PI akım denetleyicilere gerek duymadığından daha pratik görülebilir ancak yüksek hızlarda istenilen sonuçlar elde edilemez. Gerilim denetleyicide, gerilim endüktansın eğiminin yükseldiği sürece PWM şeklinde uygulanıp endüktans eğiminin azaldığı noktadan önce negatif moment oluşturmaz diye sonlandırılır. Bu yöntem yüksek hız uygulamalarında uygulanabilir çünkü burada faz akımını sınırlayan önemli derecede zıt emk mevcuttur. Histeresiz akım denetleyicide, akımın tanımlanan bir bandın içerisinde hareket etmesi yöntemine dayanır. Akım hatasına bağlı olarak, gerilim konvertöre uygulanır. Düşük hız uygulamalarında, zıt emk kaynak geriliminden oldukça küçüktür ve stator sargısından geçen akım, akım kısıyıcısı tarafından düzenlenebilir. Bu yüzden akım kontrol metodu düşük ve orta hızda uygulanır [59]. Şekil 5.5’de histeresiz akım kontrolünün Şekil 5.6’da ise gerilim denetleyicinin blok diyagramları verilmiştir.

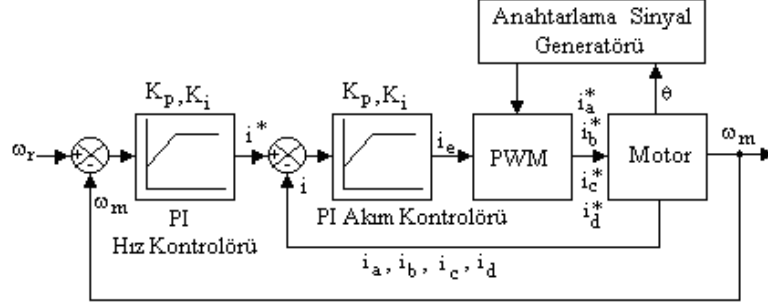


Şekil 5.5 ARM’de kullanılan histeresiz akım kontrolünün blok diyagramı



Şekil 5.6 ARM’de kullanılan gerilim kontrolünün blok diyagramı

Şekil 5.7’de Darbe genişlik modülasyonu ile yapılan kapalı çevrim akım kontrolünün açık blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 5.7 ARM sürücünün kapalı çevrim akım kontrol blok diyagramı.

Şekil 5.7’de görüldüğü gibi, motor hızının referans hızdan çıkarılmasıyla bir hız hatası üretilir. Çıkan hız hatası bir PI denetleyiciden geçirilir. PI denetleyici çıkışı da denklem 5.39’dan elde edilen akım işaretini verir:

$$i^* = K_p (w_r - w_m) + K_i \int (w_r - w_m) dt \quad (5.39)$$

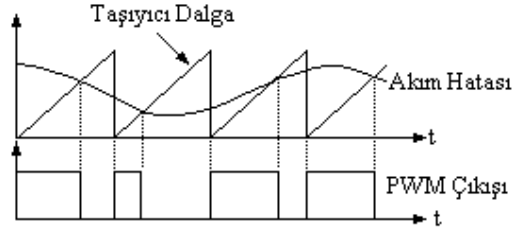
Burada w_r ve w_m sırasıyla referans hız ve rotor hızıdır. Dört fazlı bir ARM için dört bağımsız akım çevrimi mevcuttur. i_a^* , i_b^* , i_c^* , i_d^* faz akımlarını komutu üretmek için dört akım çevrimine yani PI denetleyiciye ihtiyaç duyar.

PI Akım denetleyici ile,

$$i_e = K_p (i^* - i) + K_i \int (i^* - i) dt \quad (5.40)$$

i_e çıkışı elde edilir. Burada, i^* kumanda akımı ve i faz akımıdır.

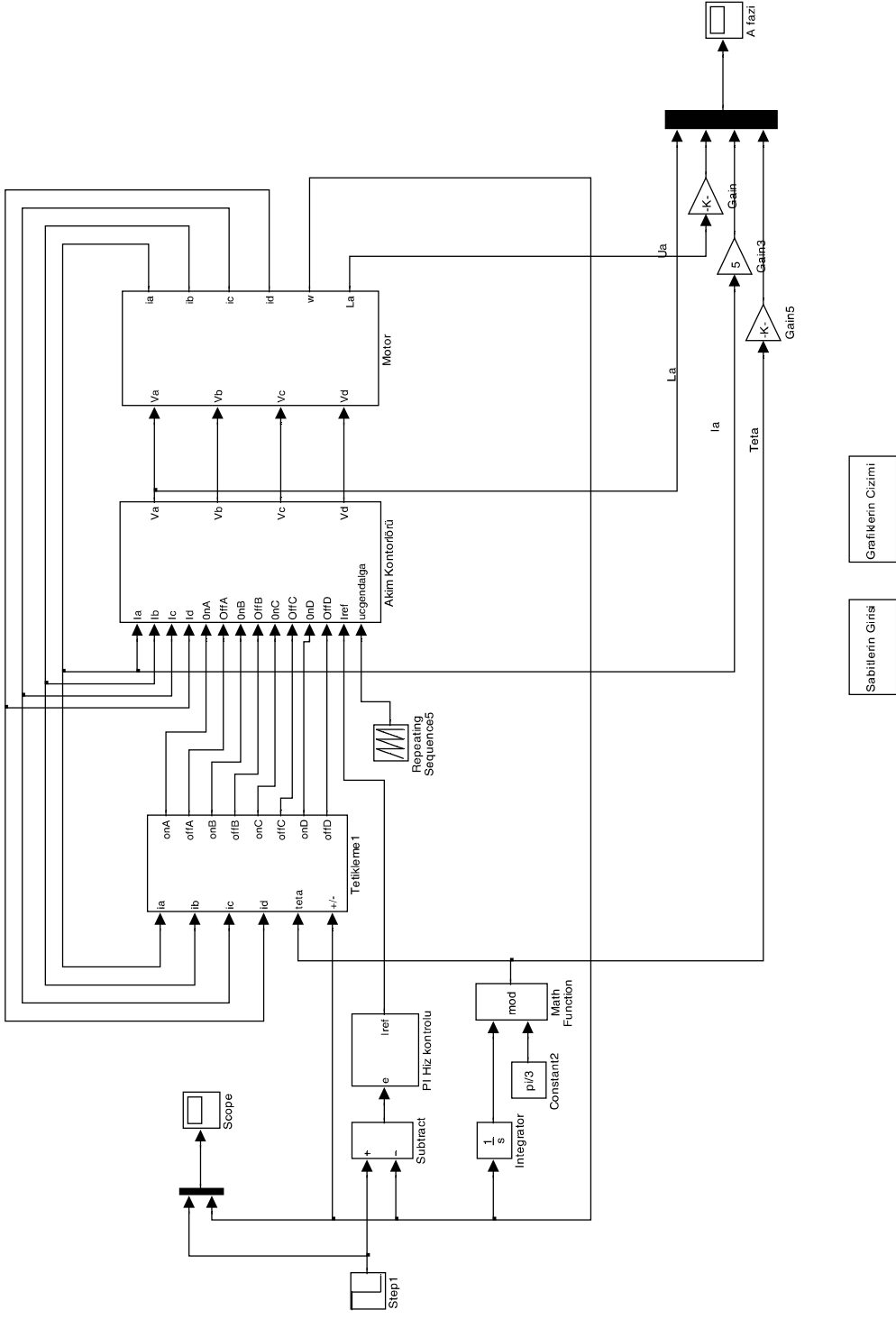
İstenilen PWM kontrol işaretini üretmek için Şekil 5.8’de de gösterildiği gibi akım hatası genliği, anahtarlama frekanslı taşıyıcı üçgen dalga işaret ile karşılaştırılır. Eğer taşıyıcı genlik akım hatasından daha büyükse çıkış sıfır olur ve anahtar açılır. Eğer akım hatası taşıyıcı işaretten küçük ise çıkış bir yapılır ve anahtar kapatılır.



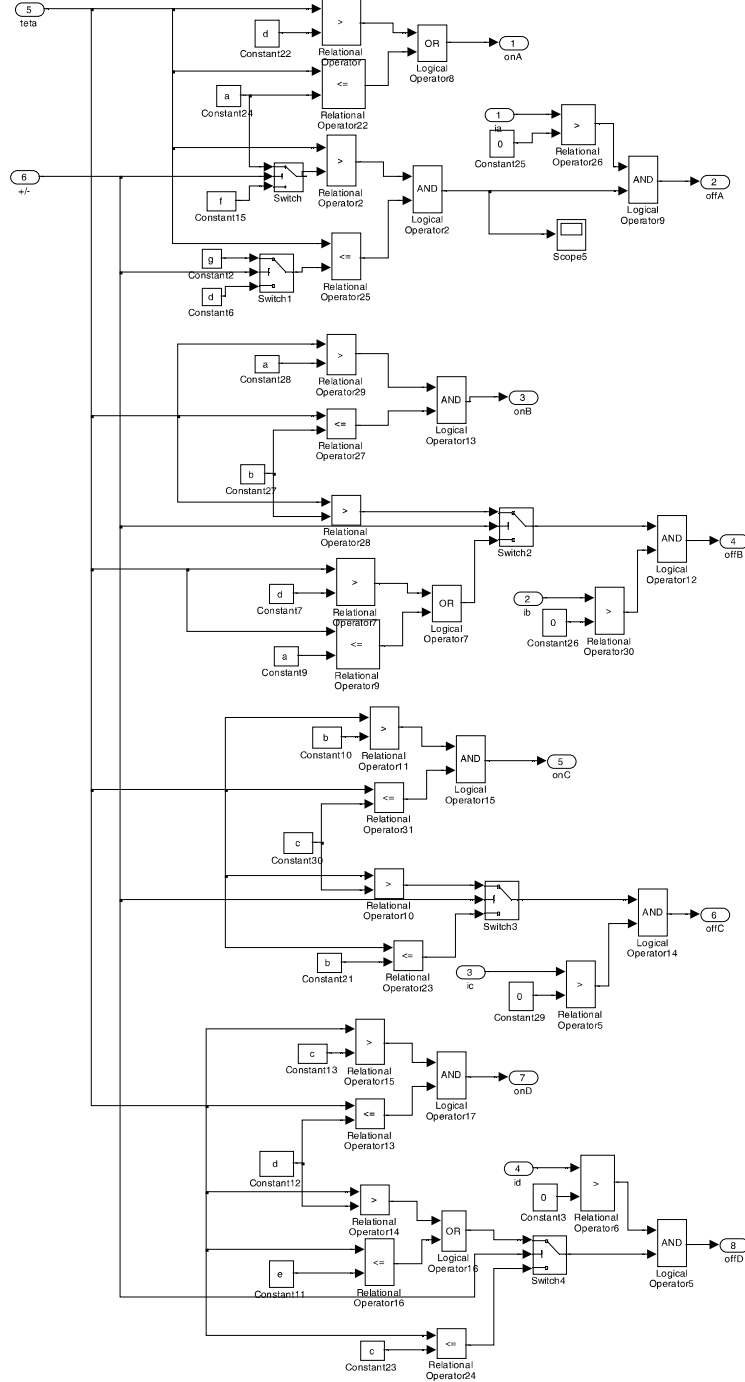
Şekil 5.8 PWM işaretinin elde edilmesi.

5.6. ARM'nin MATLAB/Simulink Ortamında Benzetimi

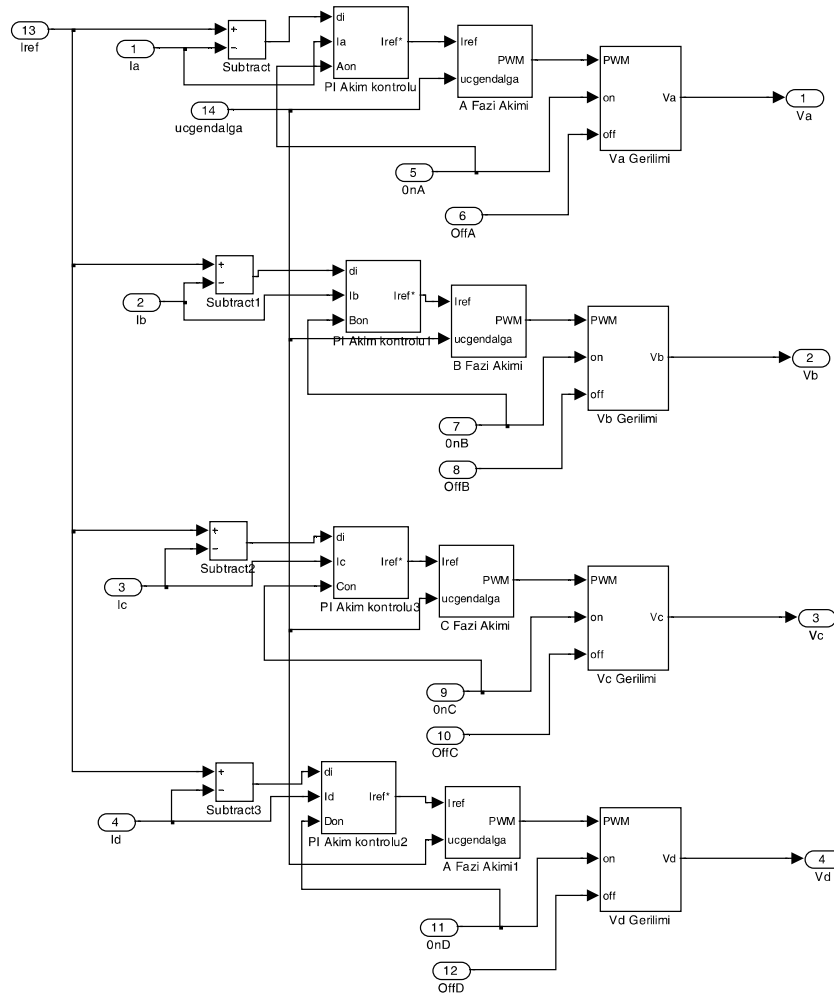
ARM'nin benzetim çalışmaları MATLAB 7.04 kullanılarak yapılmıştır. Şekil 5.9'da ARM'nin kapalı çevrim hız ve akım kontrolünün genel blok şekilleri görülmektedir. Alt bloklar ayrıntılı bir şekilde Şekil 5.10-14'de gösterilmiştir. Şekil 5.10'da ARM'nin dört bölgede de çalışabilmesi için tetikleme açılarının hesap bloğu gösterilmiştir. Şekil 5.11'de gerilim kontrolü ile yapılan kapalı çevrim akım kontrolünün blok şeması yer almaktadır. Şekil 5.12 ise kapalı çevrim akım kontrolünün histeresiz akım kontrolü şeklinde yapılışını göstermektedir. Şekil 5.13'de sisteme doğrusal olmayan yapının dâhil edilmesi için SEY yönteminde çeşitli akım değerlerine göre hesaplanmış olan endüktans eğrilerinin bloğu gösterilmiştir. Son olarak Şekil 5.14 ise 8/6 ARM'nin motor modeli ayrıntılı bir şekilde verilmiştir.



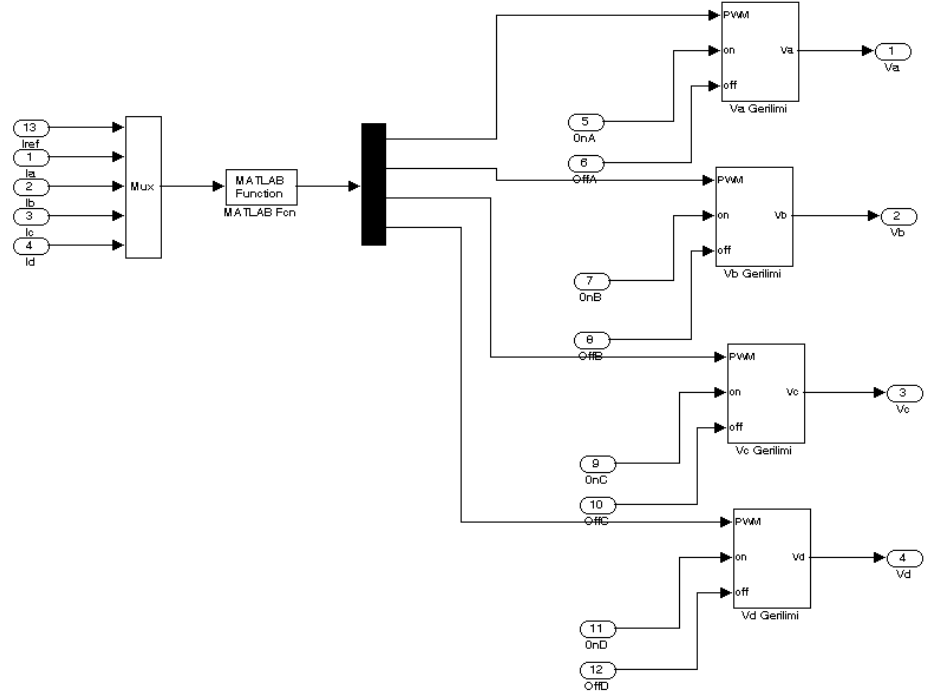
Şekil 5.9. MATLAB/Smulink ortamında hazırlanan 8/6 ARM'nin kapalı çevrim hız ve akım kontrolünün benzetim şeması



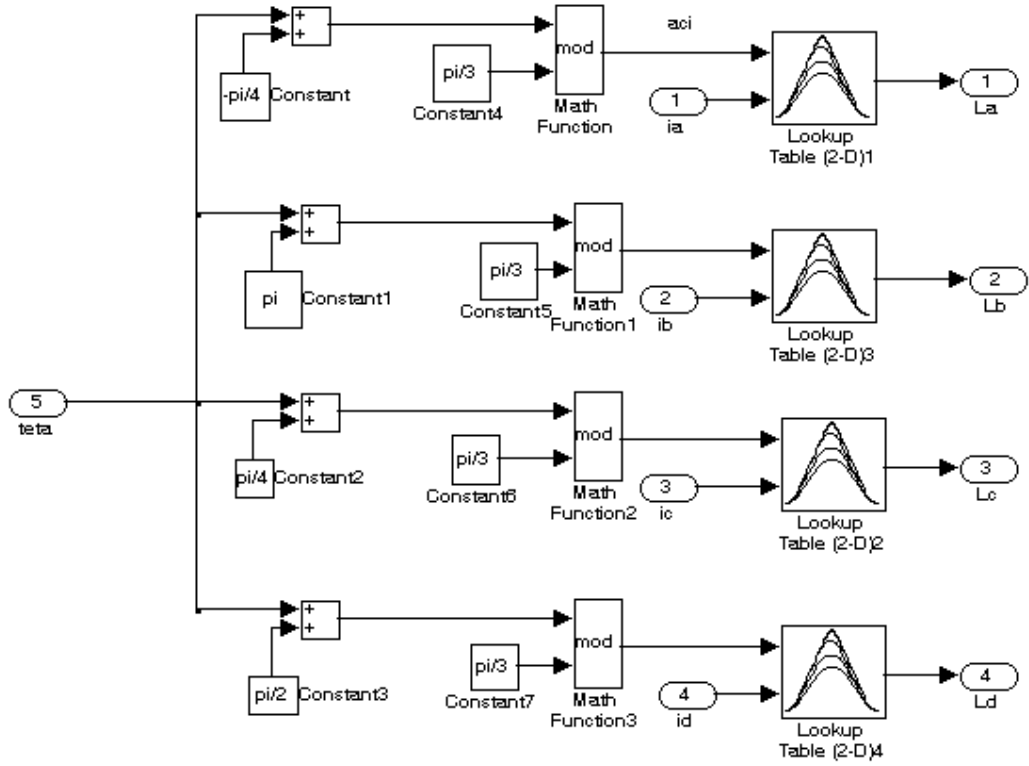
Şekil 5.10 İletim ve kesim açılarının hesaplandığı bloğun ayrıntıları



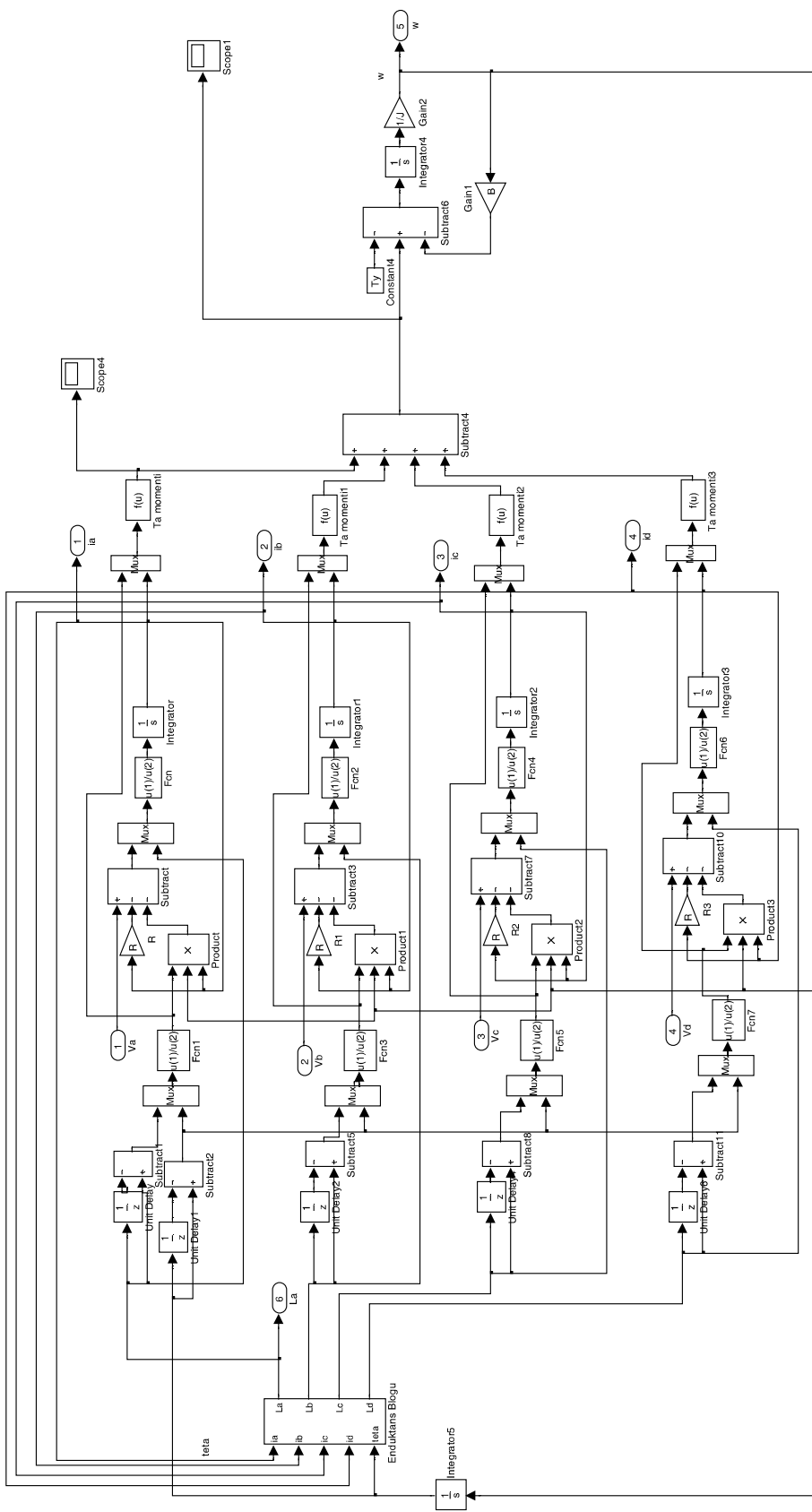
Şekil 5.11 Gerilim kontrolü ile yapılan kapalı çevrim akım kontrolü bloğu



Şekil 5.12 Histeresiz kapalı çevrim akım kontrolü



Şekil 5.13 SEY ile hesaplanan endüktansların sisteme dâhil edilmesi

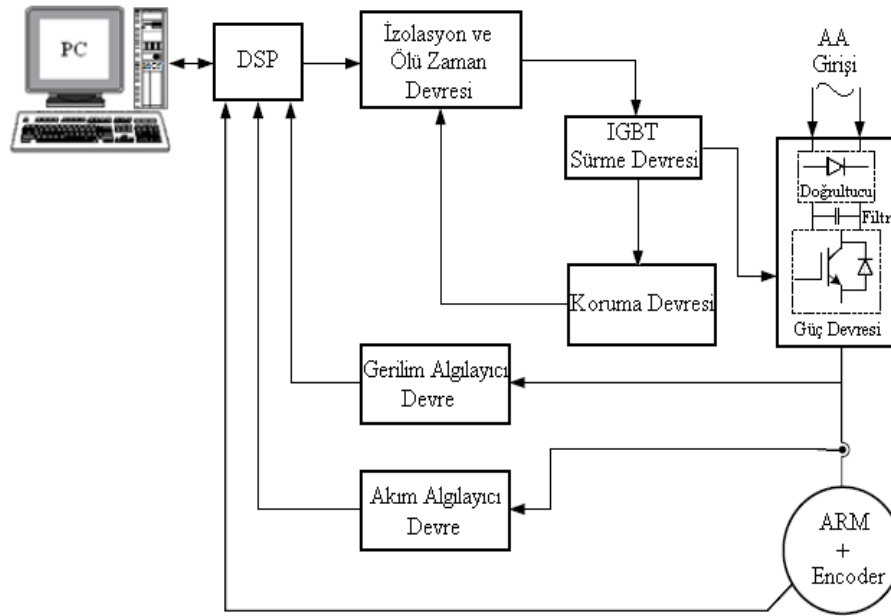


Şekil 5.14 8/6 ARM'nin Motor modeli

5.7. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Sürücü Düzeneginin Tasarımı

Zayıf ve kuvvetli akım devrelerinde kullanılan yarı iletkenlerdeki gelişmelere paralel olarak mikro denetleyici ve mikroişlemciler de daha ileri düzeylere gelmeye başlamıştır. Bu gelişmelerle birlikte günümüz elektrik motorlarında sayısal denetim teknikleri kullanımı yaygınlaşmıştır. Çalışmamızda sayısal denetim teknik yöntemlerini gerçekleştirmek için dSPACE firmasının üretmiş olduğu DS1103 Ace Kit kullanılmıştır.

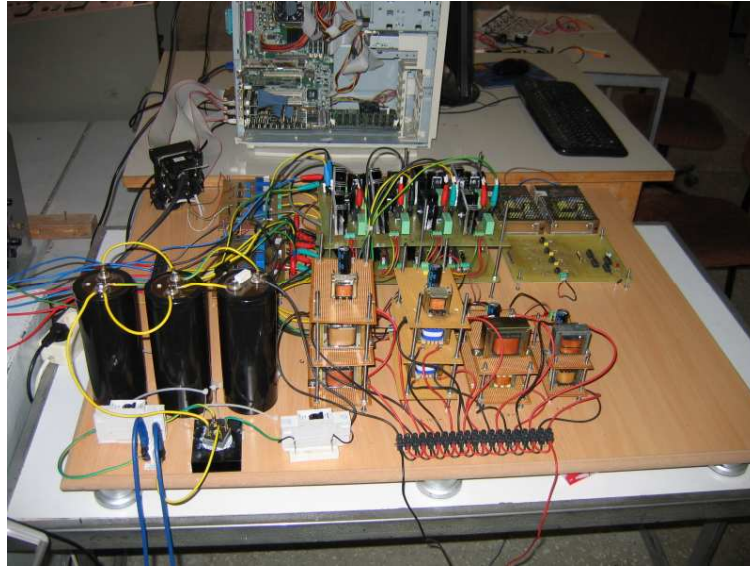
Bu bölümde, 8/6 ARM'nin kontrolü için tasarımı yapıp gerçekleştirilen sürücü devre düzenegi açıklanmıştır. Şekil 5.15'de sürücü devrenin blok diyagramı verilmiştir. Şekil 5.16'da ise gerçekleştirilmiş devrenin fotoğrafları yer almaktadır.



Şekil 5.15 Deney düzeneğinin blok diyagramı



(a)



(b)

Şekil 5.16 Deney setinin fotoğrafları a) Tüm deney seti b) Sürücü devre

5.7.1. Denetleyici Kart (DS1103)

Karmaşık kontrol algoritmalarının çözümü, mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle birlikte olanaklı bir hal almıştır. Özellikle mikroişlemcilerin hızının ve aynı karttaki işlemci sayısının artmasıyla birlikte önceden olanaksız gibi görünen birçok karmaşık algoritma günümüzde rahat bir şekilde çözülmeye başlamıştır. DSP'ler karmaşık

matematiksel işlemleri hızlarından ve ek donanımlarından dolayı kısa sürede yapabilmektedir. Ayrıca DSP'ler yapay sinir ağları, genetik algoritma ve bulanık mantık gibi akıllı sistemlerin gerçek zamanlı uygulamalarına müsaade etmektedir.

Tez çalışmasında denetleyici olarak Şekil 5.17'de verilen DS1103 dSPACE kartı kullanılmıştır. Kart üzerinde, PowerPC604e (400MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci mevcuttur. DS1103 denetleyici kart ISA kartı bulunan ve bazı istenen şartı (örneğin işlemci ve hafıza gibi) sağlayan her türlü bilgisayara takılabilir. Ayrıca diz üstü bilgisayarlar ile çalıştırmak için harici donanımları da mevcuttur. DSP modülde 32 bit giriş/çıkış (I/O) portları ile 16 bit analog dijital dönüştürücü bulunmaktadır. Kullanılan DS1103 denetleyici kartın teknik özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri EK-2'de verilmiştir.



Şekil 5.17 DSP denetleyici kart (DS1103)

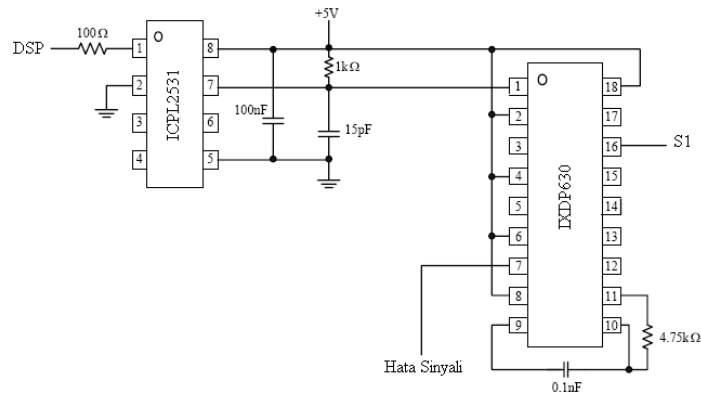
DSP kartı bilgisayara takılıp yüklendikten sonra gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink' de benzetimi yapılır sonra "Simulink Real-Time Workshop" yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. "Real-Time Interface" yazılımı ile dönüştürülen kodlar denetleyici karta yüklenir. Bununla birlikte Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilir ve kaydedilebilir.

5.7.2. İzolasyon ve Ölü Zaman Devresi

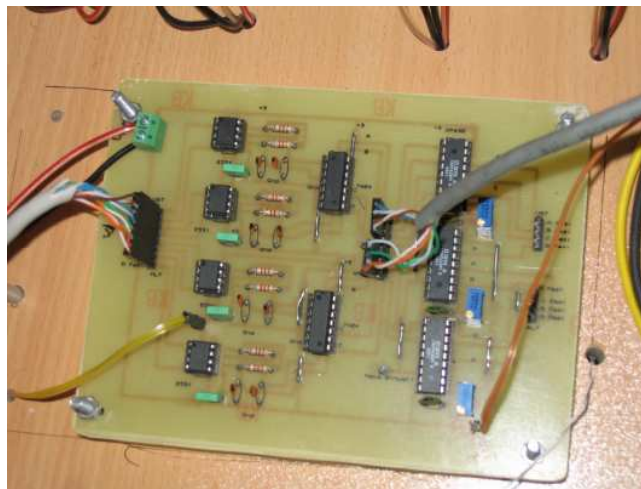
ARM'nin kontrol algoritmaları kullanılarak üretilen tetikleme sinyalleri DSP kartının 8 I/O çıkışı kullanılarak devreye aktarılmıştır. Herhangi bir problemde DSP kartını korumak için DSP ile güç devresinin elektriksel olarak yalıtılması gerekmektedir. Bu amaçla teknik özellikleri EK-2'de verilen çift giriş ve çıkışlı ICPL2531 yüksek hızlı optik

izolatör entegresi ile 7404 değil kapısı kullanılmıştır. Bu kapının kullanılmasının sebebi, optik izolatör girişine uygulanan sinyalin tersini çıkış olarak vermesidir.

ARM'nin sürme devresindeki fazlar birbirinden bağımsız olup her bir faz üzerinde seri şekilde iki anahtar bulunmaktadır. Bu anahtarlar aynı anda iletme girmekte ve aynı anda kesime veya alt anahtarlar biraz daha geç kesime sokulmaktadır. Bu nedenlerden dolayı aslında kullandığımız devrede ölü zaman ekleme devresine pek ihtiyaç duyulmamaktadır. Ancak bu devreyi koruma devresinden gelecek sinyal ile bütün anahtarların sinyallerini sıfırlamak için kullanmak devrenin korunması açısından son derece mantıklıdır. Bunun için EK-2'de teknik özellikleri verilen IXYS firmasının IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresi kullanılmıştır. İzolasyon ve ölü zaman devresinin tek anahtar devre şeması Şekil 5.18'de ve devrenin fotoğrafı ise Şekil 5.19'de verilmiştir.



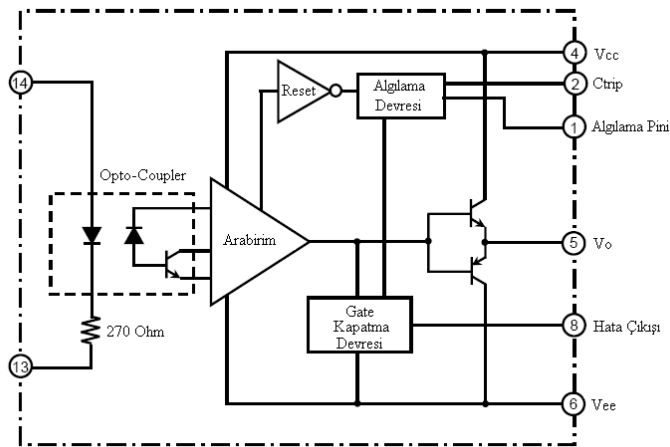
Şekil 5.18 İzolasyon ve ölü zaman devresinin tek anahtar devre şekli



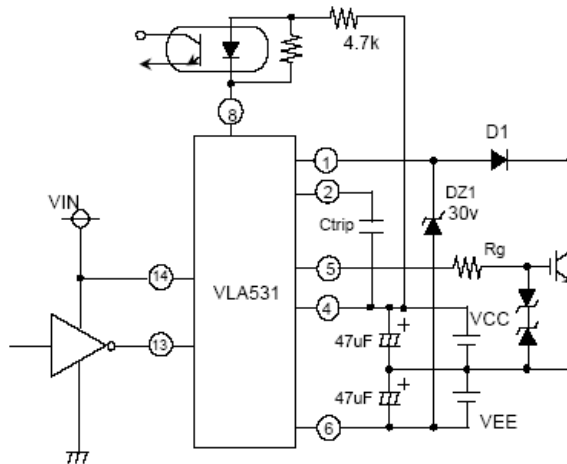
Şekil 5.19 İzolasyon ve ölü zaman devresinin fotoğrafı

5.7.3. IGBT Sürme Devresi

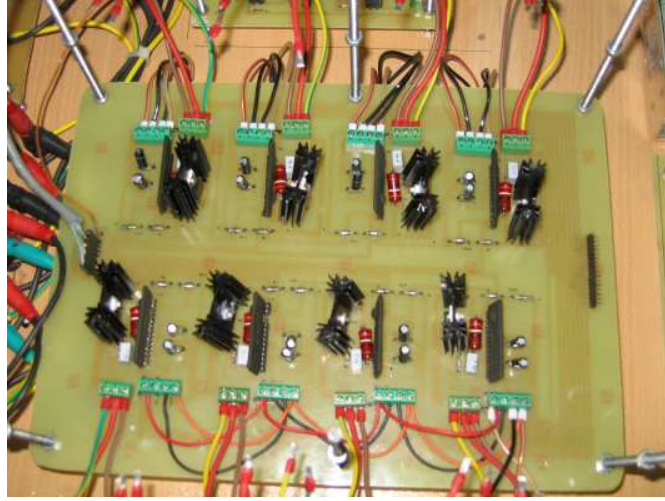
8/6 ARM'nin güç devresinde, bölüm 2'de anlatılan klasik iki anahtarlı besleme devresi kullanılmıştır. 4 fazlı ARM için bu devrede toplam 8 adet IGBT anahtarına ihtiyaç vardır. Her bir IGBT içinde bir sürme devresi kullanılmıştır. IGBT'leri sürmek için VLA531-01 hibrit IGBT sürme entegresi kullanılmıştır. Bu entegre, -10 ve +15 V'luk (sırasıyla V_{ee} ve V_{cc} gerilimleri) DC gerilimle beslenmekte ve çıkışta IGBT sürücüsünün çalışması için gerekli gerilimi sağlamaktadır. Teknik özellikleri EK-2'de verilen VLA531-01R hibrit IGBT sürme entegresinin blok şeması Şekil 5.20'de verilmiştir. Şekil 5.21'de ise tek bir IGBT için oluşturulmuş uygulama devresi ve Şekil 5.22'de ise genel devre fotoğrafı yer almaktadır.



Şekil 5.20 VLA531-01R hibrit IGBT sürme entegresinin blok şeması



Şekil 5.21 Tek bit IGBT için uygulama devresi

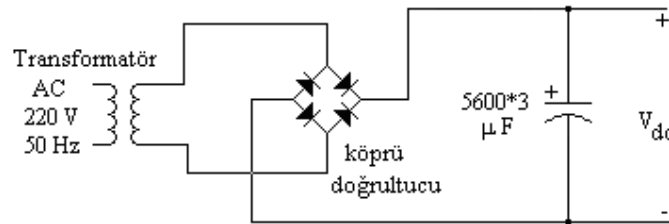


Şekil 5.22 Sürme devresinin fotoğrafı

5.7.4. Güç Devresi

Güç devresi iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısmı güç devresinin DC hat beslemesini sağlayan tek fazlı köprü doğrultucu devresi oluştururken ikinci kısmı IGBT güç anahtarlarıyla snubber devrelerinin bulunduğu güç kartından oluşmaktadır.

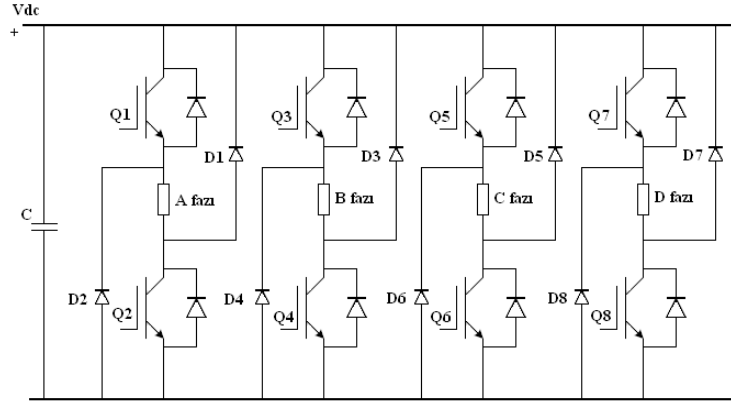
Şekil 5.23’de tek fazlı tam dalga doğrultucu devresinin blok şekli yer almaktadır. Şekilden de görüldüğü gibi tek fazlı ayarlı bir oto-transformatörden alınan gerilim köprü doğrultucunun AC girişine uygulanmaktadır. Köprü doğrultucunun çıkışındaki dalgalı DC gerilimi filtre etmek amacıyla $5600 \times 3 \mu\text{F}$ ’lık kapasite paralel olarak bağlanmıştır.



Şekil 5.23 Tek fazlı köprü doğrultucu devresi

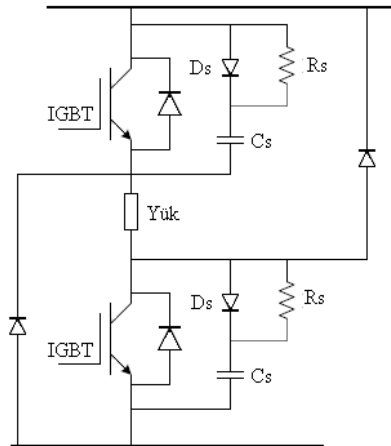
Şekil 5.24’te 8/6 ARM’nin güç devresi görülmektedir. Anahtarlama hızları yüksek, sürülmesi kolay ve anahtarlama kayıpları düşük olduğu için güç devresinde yarıiletken anahtar olarak IGBT kullanılmıştır. Seçilen IGBT IXYS firmasının üretmiş olduğu IXGK60N60C2D1 seri numaralı 600 V, 60A’lık ve ters paralel diyot bağlı olan hızlı bir güç anahtarıdır. Bu IGBT’in teknik özellikleri EK-2’de verilmiştir. Toparlama devresinde

hızlı diyot olarak teknik özellikleri EK-2’de verilen IXYS firmasının üretmiş olduğu DSEI30–06 seri numaralı 37 A, 600V’luk diyot kullanılmıştır. DC hattın hemen girişine doğrultucu çıkışındaki kapasiteden hariç tetikleme sırasında DC hatta oluşabilecek küçük dalgalanmaları filtre edebilmek için polaritesiz kapasite konulmuştur.



Şekil 5.24 8/6 ARM'nin güç devresi

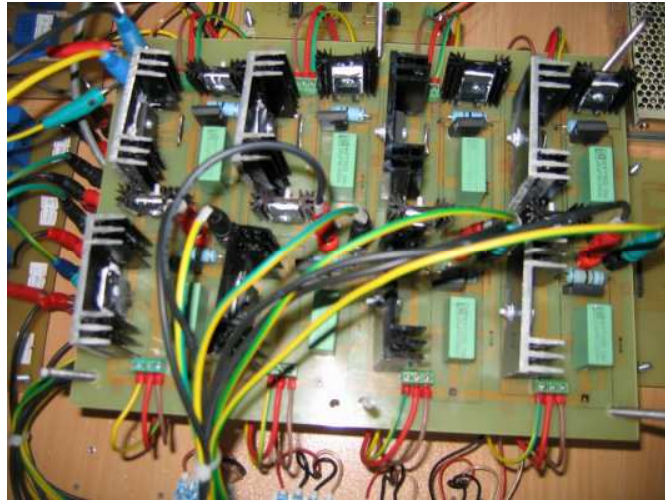
Şekil 5.25’de IGBT’ler için kullandığımız snubber devre şekli verilmiştir. Bilindiği gibi snubber devreleri, iletim ve kesim esnasında meydana gelen geçici durumdaki akım ve gerilim sıçramalarına karşı güç anahtarlarını koruyan devrelerdir. Turn-on ve turn-off olmak üzere iki çeşit snubber devresi mevcuttur. Kullanılan snubber devresi turn-off tipidir.



Şekil 5.25 8/6 ARM'nin tek bacağındaki RCD snubber devreleri

Snubber devresinde bulunan R_s ve C_s elemanlarının seçimi çok önemlidir. R_s elemanı, güç anahtarı iletimde olduğu süre zarfında, snubber kondansatörünü uygun

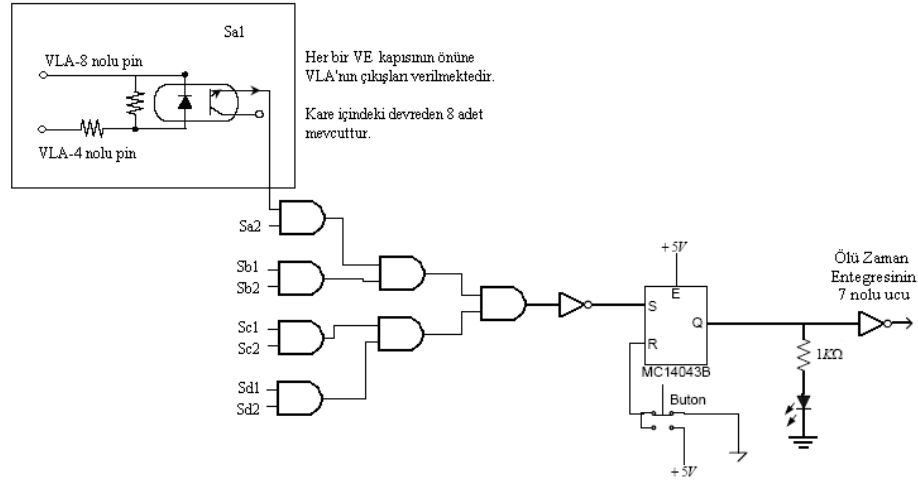
seviyeye boşaltabilecek bir zaman sabiti oluşturmalıdır. Boşalma süresinin, anahtarı tetikleyen en küçük darbe süresinden daha küçük olmalıdır. R_s direnci seçilirken de, bu direncin kondansatör boşalma akımının tepe değerini etkilediği ve snubber devresinden geçen akımın bu direncin ısınmasına sebep olarak bir güç kaybı oluşturacağı göz önünde tutulmalıdır. Güç anahtarı kesimde olduğu sürece, snubber devresinden geçen akım snubber kapasitesini doldurur. Bu süre zarfı boyunca kondansatör geriliminin yükseleceği değerin anahtarın ileri yönde dayanma geriliminden küçük olmasına dikkat edilmelidir. Bütün bu durumlar dikkate alınarak tasarlanan snubber devresindeki R_c ve C_s değerleri sırasıyla 45Ω ve $220nF$ olarak seçilmiştir. Buna ilaveten IXYS firmasına ait DSEI30-06 hızlı diyotu snubber diyotu olarak kullanılmıştır. Şekil 5.26’da güç devresinin fotoğrafı yer almaktadır.



Şekil 5.26 Güç devresinin fotoğrafı

5.7.5. Koruma Devresi

IXDP630PI ölü zaman entegresinin çıkış uçları, entegrenin 7 nolu bacağı tarafından kontrol edilebilir. Bu uca lojik 1 uygulanırsa, entegrenin girişine uygulanan işarete ölü zaman ekleyerek çıkışa aktarır. Fakat lojik 0 uygulanırsa, entegrenin çıkışlarının kesime götürülmesi sağlanır. Bu yüzden bu bacak hata durumları için kullanılabilir. Devredeki anahtarların herhangi birinde bir arıza olması durumunda Şekil 5.27’de gösterilen devrede RS flip flop’unun çıkışı lojik 0 konumundan lojik 1 konumuna gelir. Bu işaretin tersi alınarak ölü zaman entegresinin 7 nolu ucuna bağlanır ve anahtarların tetikleme sinyalleri kesilmiş olur. Şekil 5.28’de koruma devresinin fotoğrafı yer almaktadır.



Şekil 5.27 Koruma devresi

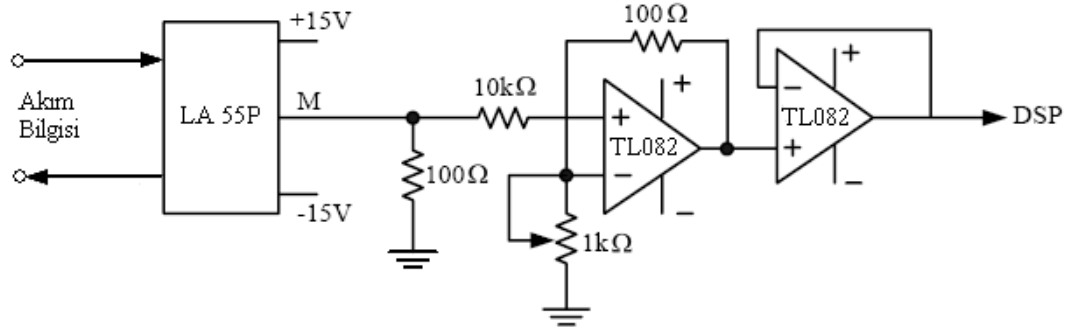


Şekil 5.28 Koruma devresinin fotoğrafı

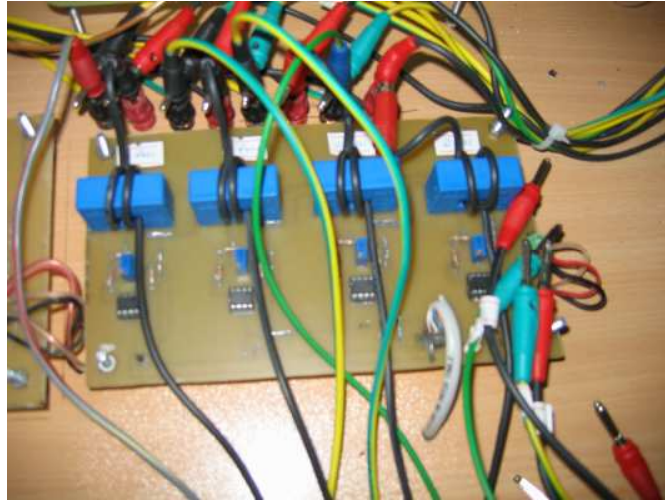
5.7.6. Akım ve Gerilim Algılayıcıları

Motor kontrol uygulamalarında genellikle akım ve gerilim bilgilerine ihtiyaç duyulur. Bu akım ve gerilimler algılayıcılar tarafından ölçülür. Akım ve gerilim algılayıcılarından alınan analog değerler, denetleyici kartın analog dijital çevirme (ADC) modülünün girişine verilerek denetleyici karta bilgiler aktarılır. Akım ve gerilim algılayıcıları olarak LEM firması tarafından üretilen sırasıyla LA55-P ve LV28-P kullanılmıştır. Akım algılayıcısının ölçme aralığı 0-50A, gerilim algılayıcısının ölçme aralığı ise 0-500V tur. Şekil 5.29 ve

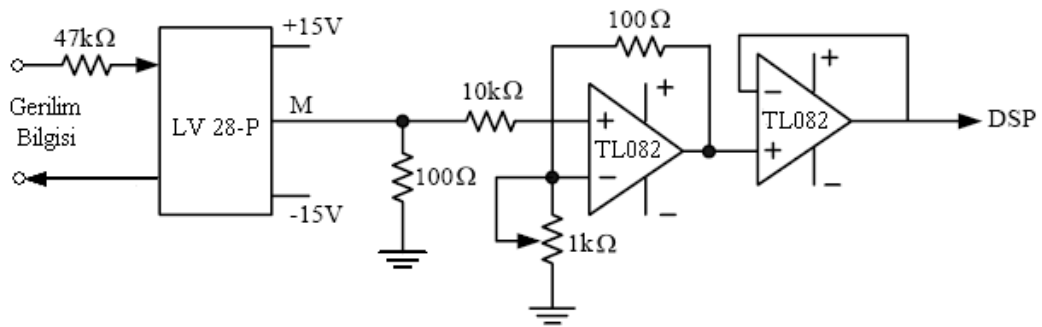
31’de devre şemaları verilirken, Şekil 5.30 ve 32’de ise devrelerin fotoğrafları verilmiştir. Devrede kullanılan elamanların teknik özellikleri EK-2’de verilmiştir.



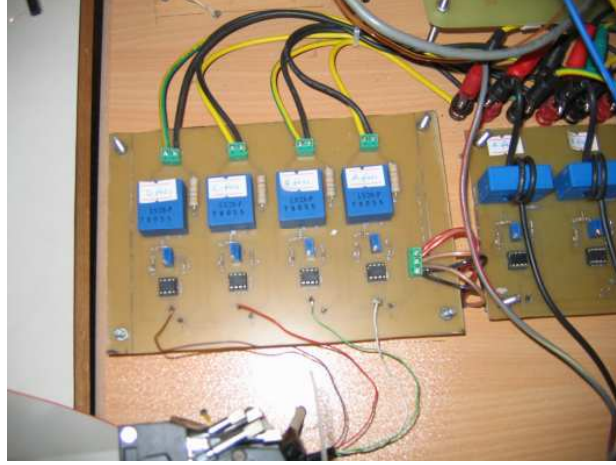
Şekil 5.29 Akım algılayıcı devre şeması



Şekil 5.30 Akım algılayıcı devrenin fotoğrafı



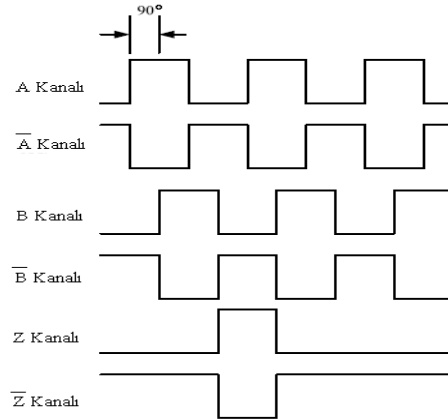
Şekil 5.31 Gerilim algılayıcı devre şeması



Şekil 5.32 Gerilim algılayıcı devrenin fotoğrafı

5.7.7. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcısı

Geleneksel elektrik makinalarının aksine ARM'nin çalışması için konum bilgisine ihtiyaç duyar. ARM'lerin rotor hızı ile konumunu ölçmek için artımsal konum ve hız algılayıcısı kullanılır. Şekil 5.33'de görüldüğü gibi artımsal konum ve hız algılayıcısı döndüğü zaman, aralarında 90° faz farkı olan iki sinyal üretilir. Buna ilaveten indeks denilen üçüncü bir sinyal, bir tur tamamlandığı anda üretilir. Bu sinyallerin tersleri de gürültü duyarlılığını arttırmak için oluşturulur. Burada A ve B sinyalleri birbirini düzenli takip edip Z sinyalini oluşturarak konum ve hız algılayıcısından bir turun tamamlandığı belirlenir. A ve B sinyallerinin gelme sırasına göre dönüş yönü belirlenir. Bu tezde kullanılan konum ve hız algılayıcısı bir turda 4096 darbe üretmektedir. DSP kartının konum ve hız algılayıcısı girişlerine konum ve hız algılayıcısı sinyal uçları bağlanarak, konum ve hız bilgisi ölçülür.



Şekil 5.33 Artımsal konum ve hız algılayıcısının çalışma prensibi

5.7.8. ARM'nin Rotorunu Başlangıç Konuma Getirme

ARM'nin ilk rotor konumu motorun başlatılması açısından çok önemlidir. 8/6 ARM'de rotoru A fazının altına getirmek için, önce A ve B fazlarına belli bir süre birlikte enerji verilip daha sonra tek A fazına enerji verilir. Bu durumda rotor A fazı kutbunun altına gelmiş olur. Bundan sonra motoru döndürmek için B fazı tetiklenir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, mekanik nedenlerden dolayı konum kaçırma ihtimalini yok etmek için uygulanan gerilimin uygun değerde verilmesi gereklidir.

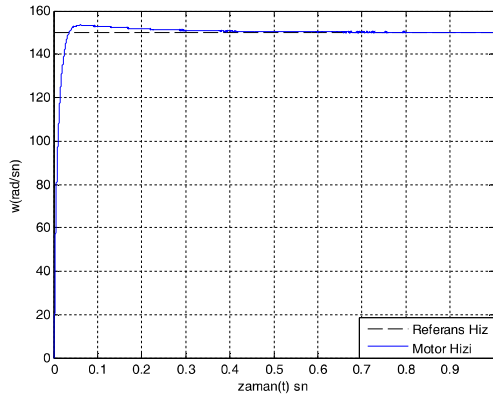
5.8. Benzetim ve Deneysel Sonuçlar

Tasarımı gerçekleştirilen 8/6 ARM'nin benzetim sonuçları yüklü- yüksüz ve kapalı çevrim hız ve akım kontrolü yapılarak elde edilmiştir. Kapalı çevrim akım kontrolünde hem gerilim kontrolü modeli hemde histeresiz kontrolü yöntemleri ayrı ayrı kullanılmıştır. Bu benzetimlerde ARM'nin nonlinneerliliğini ortaya koymak için değişik akımlarda, ANSYS 10.0'da SEY çözümü yapılarak elde edilen endüktansların konuma karşı değişimleri kullanılmıştır.

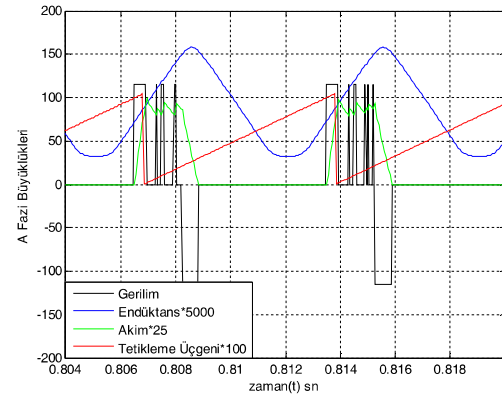
5.8.1. Yüksüz Durum için Kapalı Çevrim Gerilim ve Histeresiz Akım Kontrolü ile Hız Kontrolü Sonuçları

a) Kapalı Çevrim Gerilim ve Hız Kontrolü

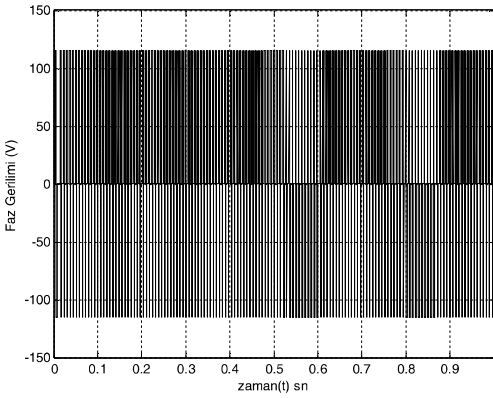
İlk olarak 115 V'luk gerilimde ARM'ye 150 rad/sn'lik referans hız verilip hız ve akım kontrolünün tepkisine bakılmıştır. Buna ait benzetim sonuçları Şekil 5.34 ve 35'de deneysel sonuçlar ise Şekil 5.36 ve 37'de verilmiştir. Şekil 5.34'teki grafikleri irdelenecek olursak; verilen referans hıza karşın hız kontrolünün tepkisinin iyi olduğu gözlenmiştir. Motor ataletine bağlı olarak çok kısa sürede referans hızı yakalayıp takip etmiştir. Şekil 5.34-b'de A fazının akım, gerilim ve endüktansı ile tetikleme üçgeninin grafikleri



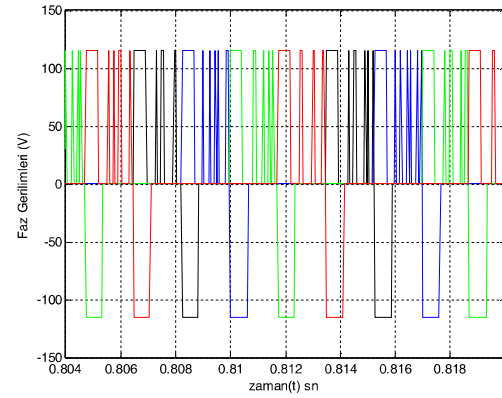
(a)



(b)



(c)



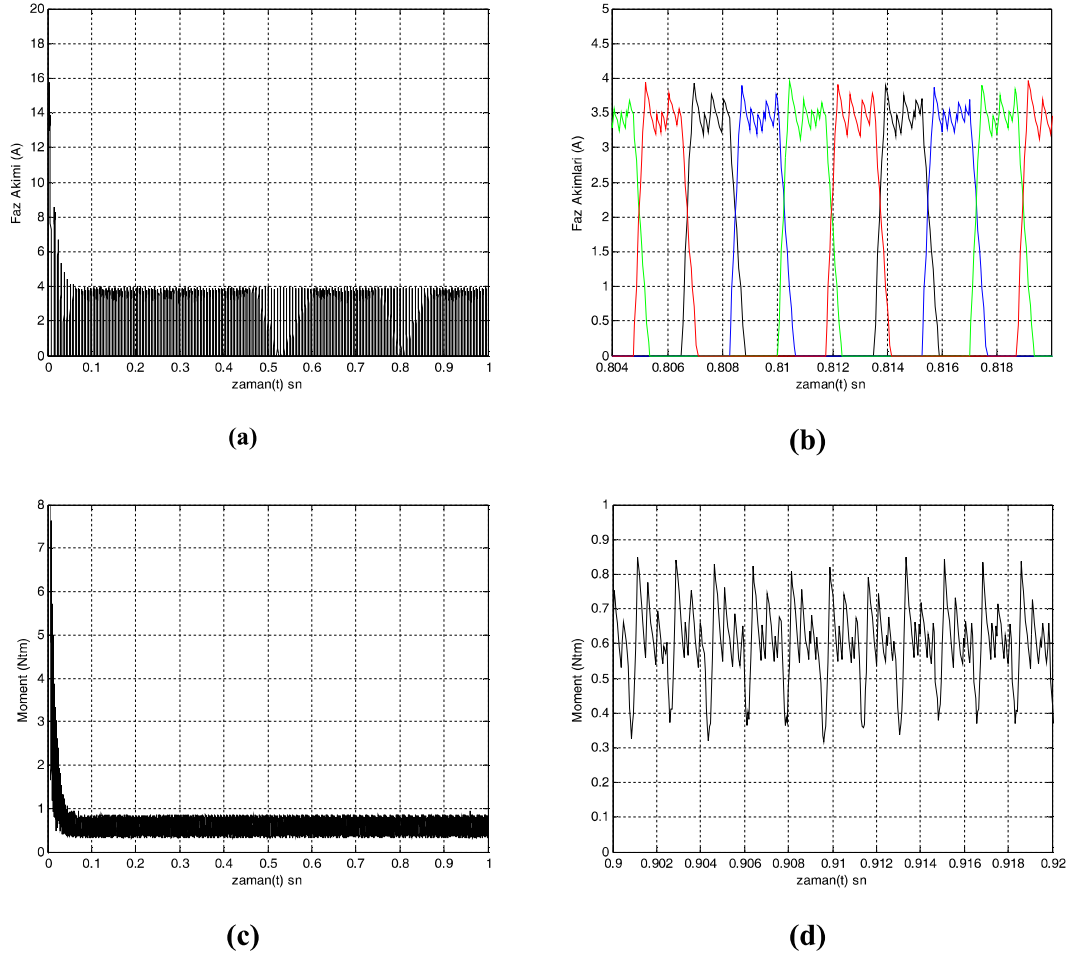
(d)

Şekil 5.34. 115 V'luk besleme geriliminde 150 rad/sn'lik referans hız için ARM'nin benzetim sonuçları,
a) Hız-Zaman grafiği
b) A fazının akım, gerilim ve endüktans dalga şekilleri ile tetikleme üçgeni
c) A faz geriliminin genel görünümü
d) Dört faz PWM gerilimi

verilmiştir. A fazı, tetikleme üçgeninin $\pi/15$ 'i ile $27\pi/180$ arasında tetiklenmektedir. Son olarak Şekil 5.34-c'de A faz geriliminin genel görünümü ve Şekil 5.34-d'de dört faz gerilimlerinin PWM dalga şekilleri yer almaktadır.

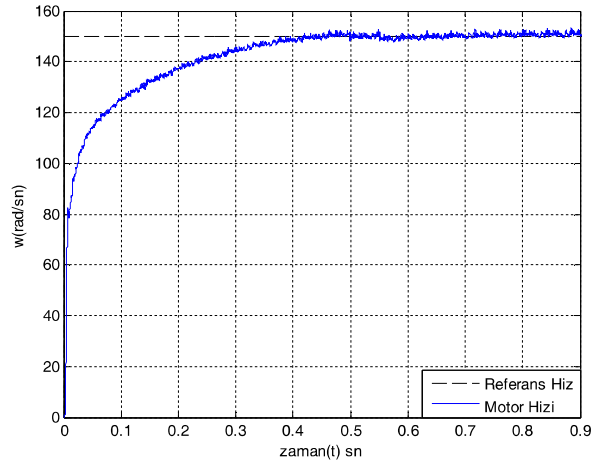
Şekil 5.35-a'da A faz akımının kapalı çevrim kontrollü genel görünümü verilirken Şekil 5.35-b'de ise dört faz akımının dalga şekilleri yer almaktadır. Motor boşta çalıştığı için sadece kendi kayıplarını ve ataletini yenebilecek momenti oluşturacak kadar akım çekmektedir. Şekil 5.35-c ve d'ye bakılırsa akım için söylediklerimiz daha iyi anlaşılmaktadır. Şekil 5.35-c'de üretilen toplam momentin genel görünümü verilirken d'de ise toplam momentlerin açık dalga şekilleri yer almaktadır. Şekil 5.35-c'de motorun boşta çalışmada çektiği akım 3.5 A civarında iken bu durumda geliştirdiği moment ise yaklaşık

olarak 0.6 Ntm'dir. Ancak bu tetikleme açılarında momentteki dalgalanmalar önemli derecede kötüdür. İyileştirme ileriki kısımda verilmiştir.

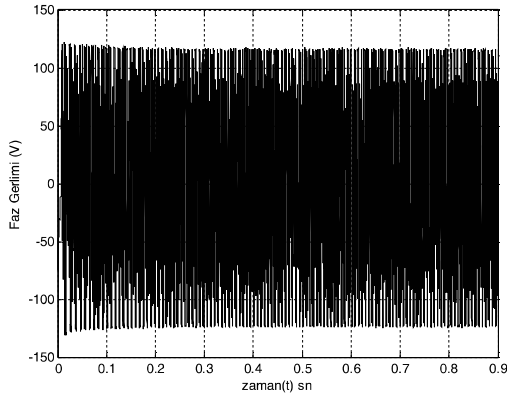


Şekil 5.35 115 V'luk besleme geriliminde 150 rad/sn'lik referans hız için ARM'nin benzetim sonuçları
 a) A Fazı akımının genel görünümü b) Dört faz akımı
 c) Üretilen toplam momentlerin genel görünümü d) Dört faz momentinin toplamı

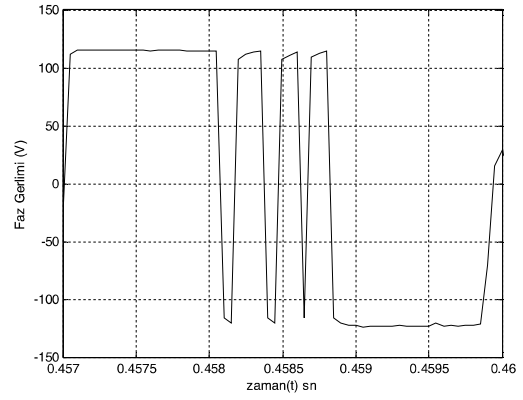
Şekil 5.36'daki grafiği irdeleyecek olursak; verilen referans hıza karşın hız kontrolünün tepkisinin iyi olduğu gözlenmiştir. Benzetimle aynı PI katsayıları kullanılmıştır. Benzetimde aynı çalışmada referans hızı aşıp daha sonra hızı yakalamakla birlikte deneysel düzenden alınan sonuçta benzer zamanlarda toparlanmalarına karşın referans hızda taşma olmamıştır. Ancak bir sonraki deneysel sonuçta ta görüleceği üzere ilk tepki hariç deneysel ve benzetim sonuçların tepkisi hemen hemen aynıdır.



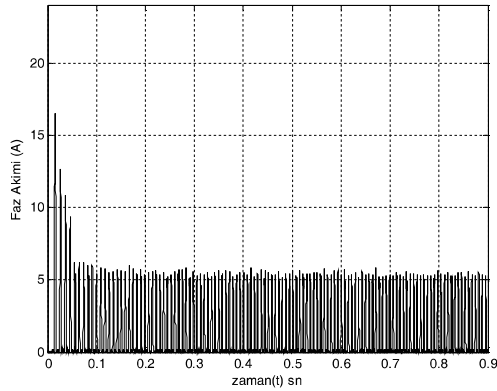
Şekil 5.36 115 V'luk besleme geriliminde 150 rad/sn'lik referans hız için ARM'nin Hız- Zaman grafiğine ait deneysel sonuç



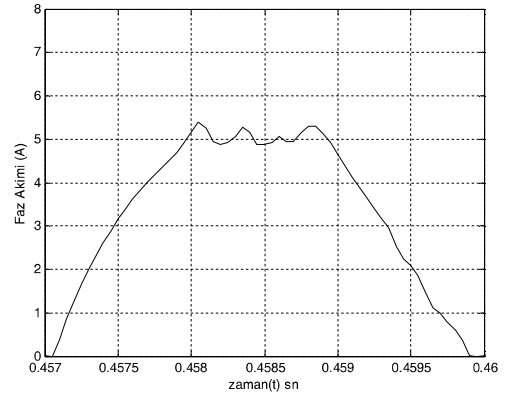
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.37 115 V'luk besleme geriliminde 150 rad/sn'lik referans hız için ARM'nin deneysel sonuçları

a) Faz geriliminin genel görünümü

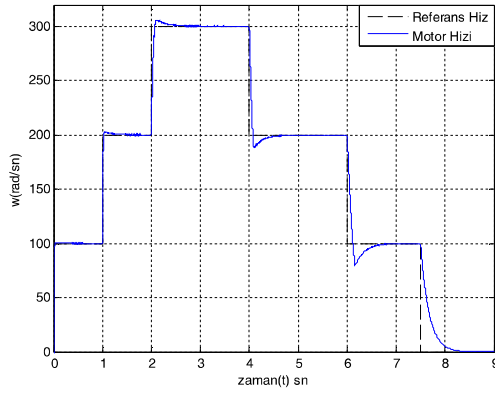
b) Faz gerilimin açık şekli

c) Faz akımının genel görünümü

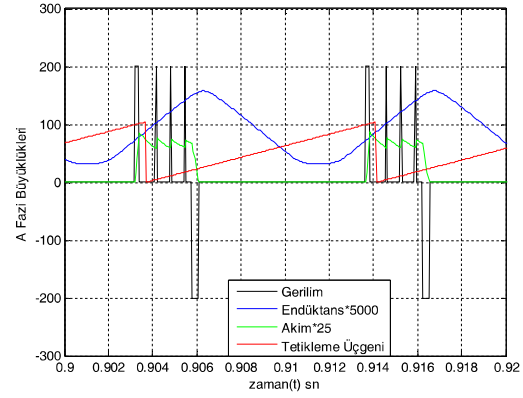
d) Faz akımının açık şekli

Şekil 5.37-a'da faz geriliminin genel görünümü ve b'de tetikleme anındaki açık şekli verilmiştir. Gerilimde, motor boşta çalışıyor olmasına rağmen çok hafif bir dalgalanma mevcuttur. Şekil 5.37-c ve d'ye faz akımının genel görünümü ve tetikleme anındaki açık şekli mevcuttur. Benzetim sonuçlarında da değinildiği gibi ilk anda hız farkı büyük olduğu ve bu hız farkını en kısa sürede sıfıra çekmek için motor belirlenen referans akım sınırlarında akım çeker. Bu durum Şekil 5.37-c'nin ilk anlarında görülmektedir. Referans hızı yakaladıktan sonra, sadece kendi iç dinamiklerini yenecek moment üretecek kadar akım çeker. Benzetim sonuçlarına göre 1A kadar fazla akım çekmektedir. Bu sonuçların değerlendirilmesi genel değerlendirme kısmında verilecektir.

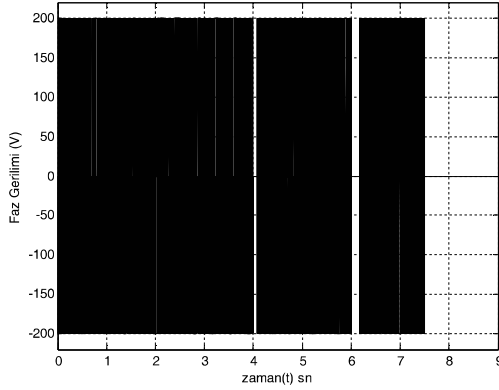
Boşta çalışmadaki ikinci çalışma ise nominal gerilimde (200 V) değişik hızlarda kapalı çevrim hız ve akım denetleyicilerinin tepkilerine bakılmıştır. Buna ait benzetim sonuçları Şekil 5.38 ve 39'da deneysel sonuçları da Şekil 5.40 ve 41'de verilmiştir. Şekil 5.38-a'da; verilen referans hızlara karşın kapalı çevrim hız kontrolünün iyi tepki verip her hızı istenilen seviyelerde yakaladığı görülmektedir. Şekil 5.38-b'de A fazının akım, gerilim ve endüktansı ile tetikleme üçgeninin grafikleri verilmiştir. Bir önceki çalışmada olduğu gibi A fazı tetikleme üçgeninin $\pi/15$ 'i ile $27\pi/180$ arasında tetiklenmektedir. Şekil 5.38-c'de A faz geriliminin genel görünümü ve Şekil 5.38-d'de dört faz gerilimlerinin PWM dalga şekilleri yer almaktadır. Şekil 5.38-c dikkatli incelenirse yavaşlama bölgelerinde motor referans hızı yakalayana kadar tetikleme yapılmamaktadır. Referans hıza geldiği noktadan itibaren bu tetikleme tekrar başlamaktadır.



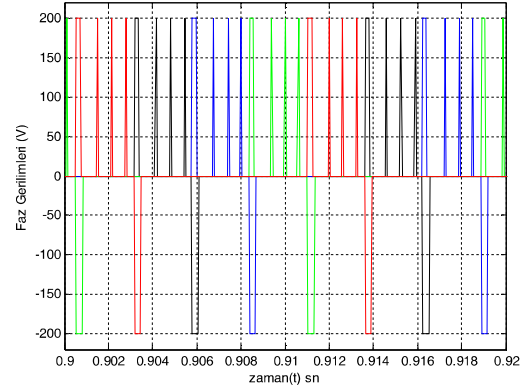
(a)



(b)



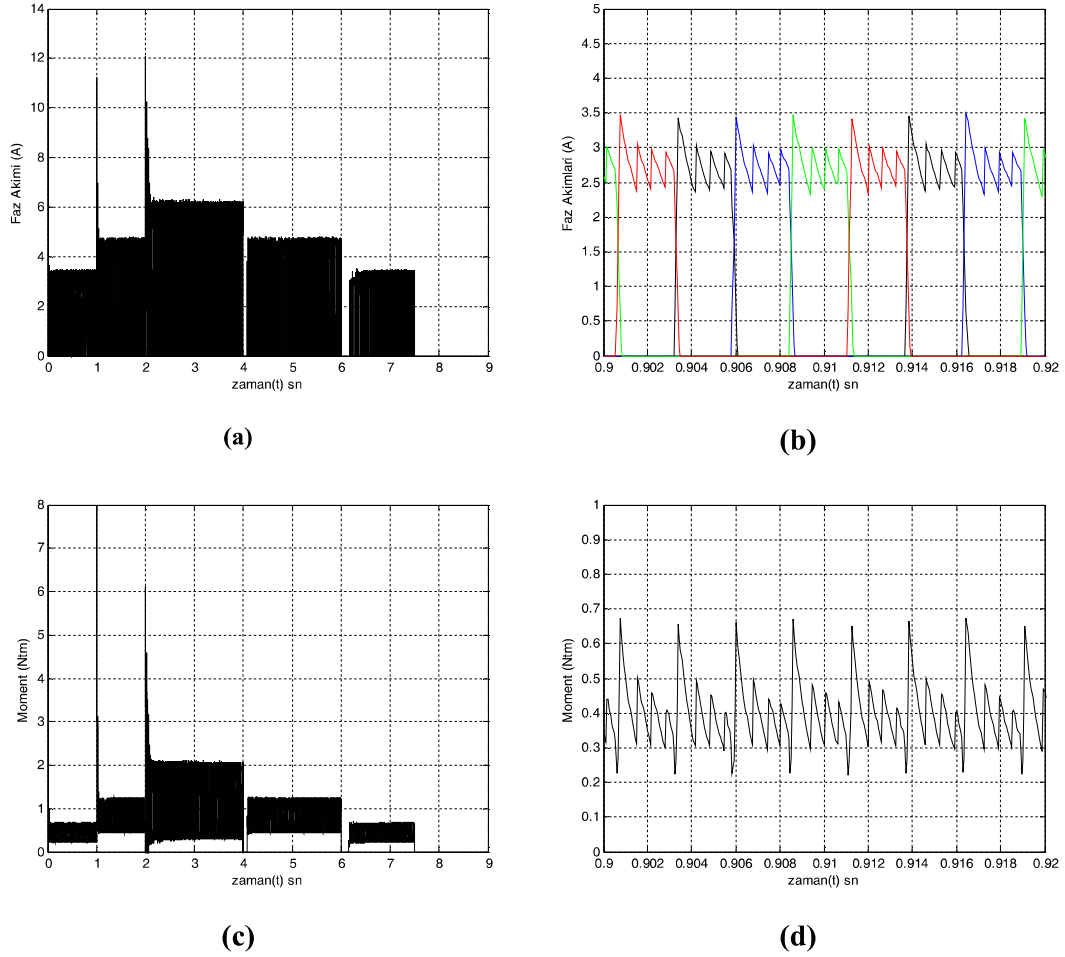
(c)



(d)

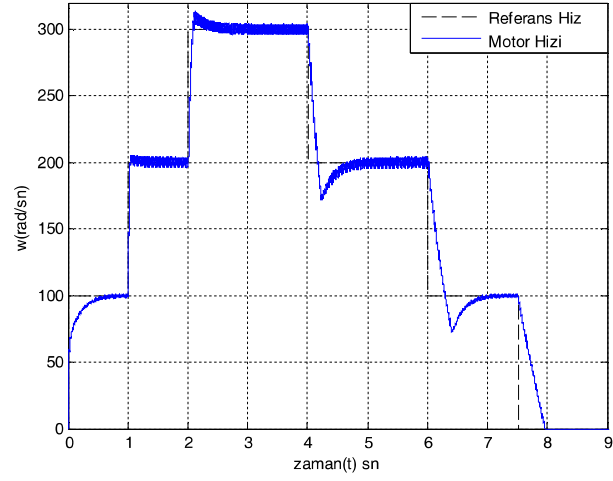
Şekil 5.38 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin benzetim sonuçları,
a) Hız-Zaman grafiği
b) A fazının akım, gerilim ve endüktans dalga şekilleri ile tetikleme üçgeni
c) A faz geriliminin genel görünümü
d) Dört faz PWM gerilimi

Şekil 5.39-a'da A faz akımının genel görünümü verilirken Şekil 5.39-b'de ise nominal gerilim ve 100 rad/sn'lik hızdaki dört faz akımının dalga şekilleri yer almaktadır. Şekil 5.39-a'ya dikkat edecek olursak, değişik hızlardaki kayıplar hıza bağlı olarak ($B \cdot \omega$) farklı olduğundan motor sargısından geçen akımlar da buna bağlı olarak değişmektedir. Şekil 5.39-c'de akıma bağlı olarak momentte de aynı tepkileri görmek mümkündür. Şekil 5.39-d'de motorun geliştirmiş olduğu toplam moment gösterilmiştir. Dalgalanmalar düşük hızda bile yüksektir.

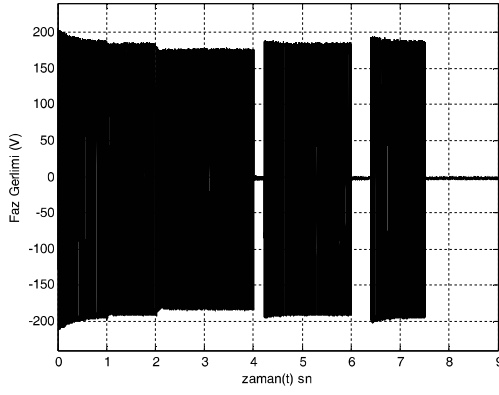


Şekil 5.39 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin benzetim sonuçları,
 a) A Fazı akımının genel görünümü b) Dört faz akımı
 c) Üretilen toplam momentlerin genel görünümü d) Dört faz momentinin toplamı

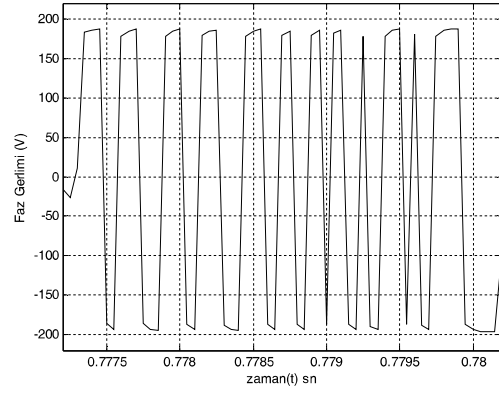
Şekil 5.40'da; verilen referans hızlara karşın kapalı çevrim hız kontrolünün aynı benzetimde olduğu gibi kararlı ve iyi tepki verdiği görülmektedir. İlk referans hız hariç diğer referans hızların hemen hemen hepsinde aynı tepkiyi vermiştir. Şekil 5.41-a'da faz geriliminin genel görünümü ve b'de tetikleme anındaki açık şekli verilmiştir. Gerilimde, motor boşta çalışıyor olmasına rağmen çok hafif bir dalgalanma mevcuttur. Şekil 5.41-c ve d'de faz akımının genel görünümü ve tetikleme anındaki açık şekli mevcuttur. Benzetim sonuçlarında da değinildiği gibi ilk anda hız farkı büyük olduğu ve bu hız farkını en kısa sürede sıfıra çekmek için motor belirlenen referans akım sınırlarında akım çeker. Bu durum Şekil 5.41-c'nin ilk anlarında görülmektedir. Referans hızı yakaladıktan sonra, sadece kendi iç dinamiklerini yenecek moment üretecek kadar akım çeker. Benzetim sonuçlarına göre 1A kadar fazla akım çekmektedir. Bu sonuçların değerlendirilmesi genel



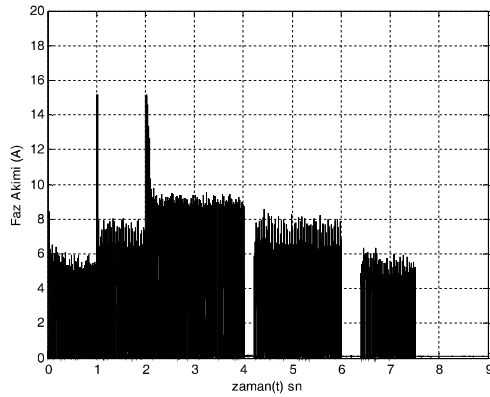
Şekil 5.40 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin Hız- Zaman grafiğine ait deneysel sonuç



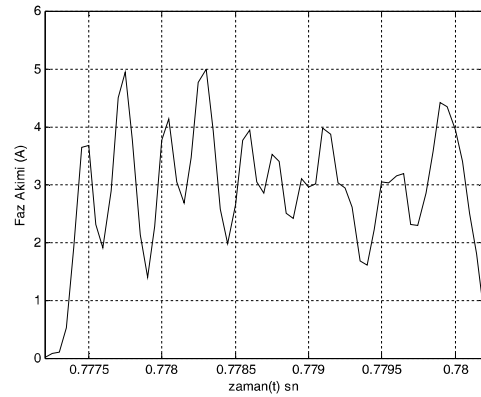
(a)



(b)



(c)



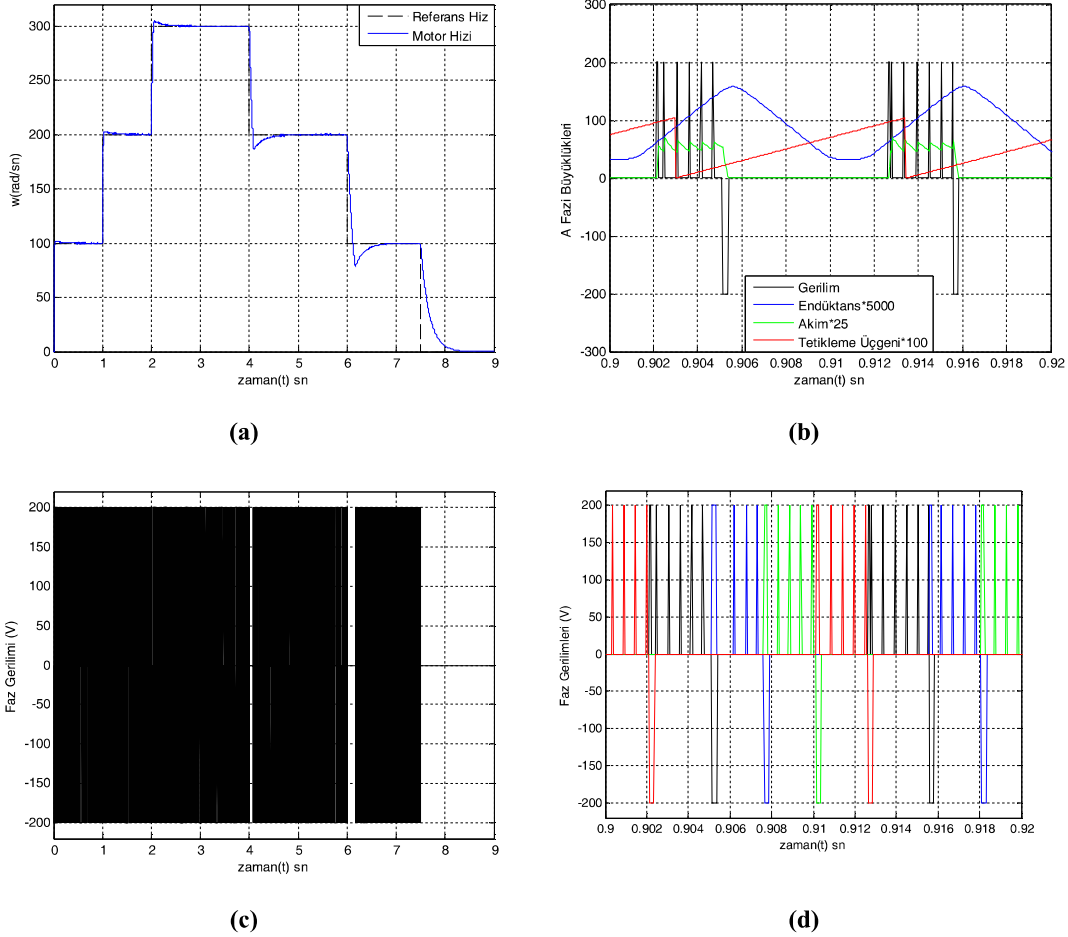
(d)

Şekil 5.41 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için 8/6 ARM'nin,
a) Faz geriliminin genel görünümü b) Faz gerilimin açık şekli
c) Faz akımının genel görünümü d) Faz akımının açık şekli

değerlendirme kısmında verilecektir. Şekil 5.41-a incelenirse motor referans hızları yakalarken gerilimde ki dalgalanmalar dikkat çekmektedir. Bu durum motor hızlanırken ihtiyaç duyduğu akım DA hattının ön tarafında bulunan transformatöre yükleme yaptığından dolayı transformatör gerilimi düşmekte buda DA hat gerilimine yansımaktadır. Şekil 5.41-b ve d sırasıyla motor gerilim ve akımının açık şekillerini göstermektedir.

b) Kapalı Çevrim Histersiz Akım Kontrolü ve Hız Kontrolü

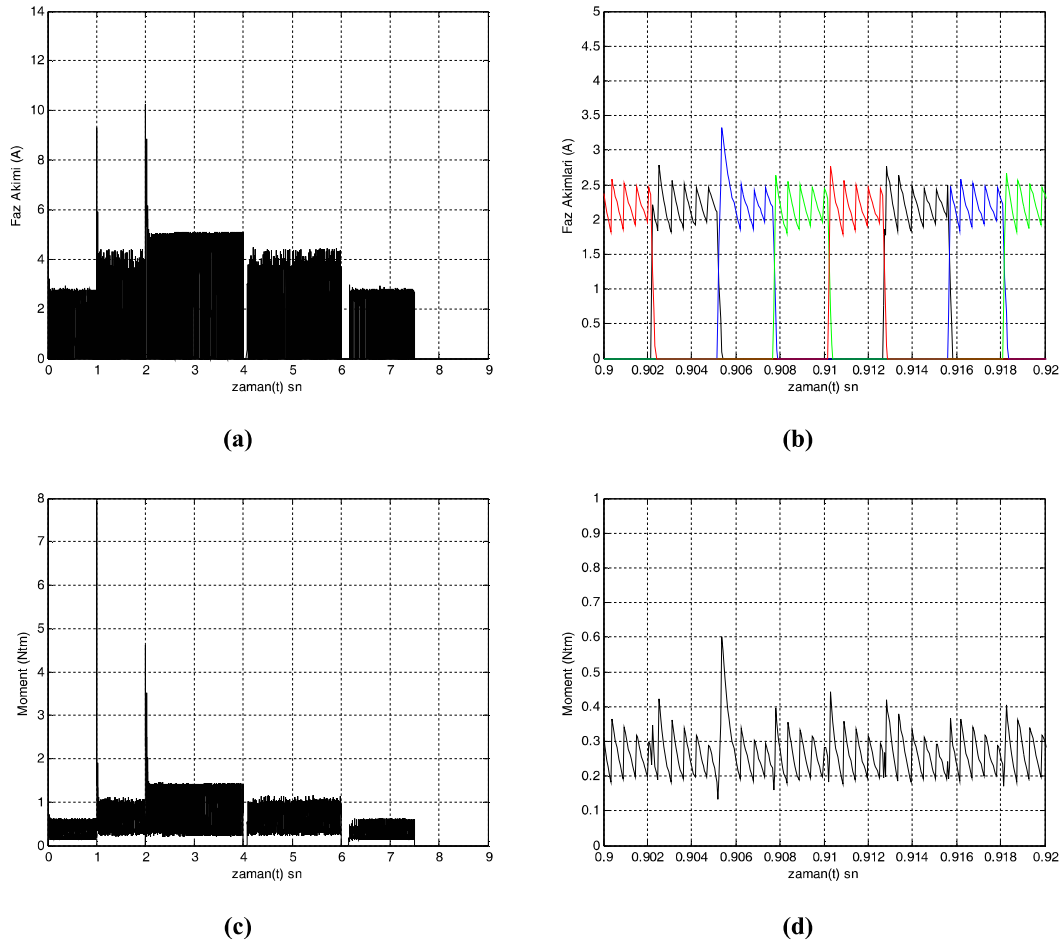
Gerilim kontrolü üzerinden yapılan akım kontrolü yerine Histeresiz akım kontrolü kullanıp ikinci çalışmanın tekrarı aynı koşullarda gerçekleştirilip histeresiz akım kontrolünün tepkisine bakılmıştır. Buna ait benzetim sonuçları Şekil 5.42 ve 43'de verilmiştir.



Şekil 5.42 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin benzetim sonuçları,

- a) Hız-Zaman grafiği
- b) A fazının akım, gerilim ve endüktans dalga şekilleri ile tetikleme üçgeni
- c) A faz geriliminin genel görünümü
- d) Dört faz PWM gerilimi

Şekil 5.42-a'da, kapalı çevrim hız kontrolünün verilen referansı iyi bir şekilde yakaladığı görülmektedir. Şekil 5.42-b'de A fazının akım, gerilim ve endüktansı ile tetikleme üçgeninin grafikleri verilmiştir. Aynı açılarda tetiklenmelerine karşın akım üzerinden direk kontrol yapıldığı için akım dalga şeklinin burada daha düzgün çıktığı gözlenmiştir. Şekil 5.42-c'de A faz geriliminin genel görünümü ve Şekil 5.42-d'de dört faz gerilimlerini akım kontrolü üzerinden elde edilen gerilim dalga şekilleri yer almaktadır. Şekil 5.42-c dikkatli incelenirse bir önceki çalışmada da olduğu gibi yavaşlama bölgelerinde motor referans hızı yakalayana kadar tetikleme yapılmamaktadır. Referans hızı geldiği noktadan itibaren bu tetikleme tekrar başlamaktadır. Buradaki tek fark bu zamanların çok azda olsa değişmesidir.



Şekil 5.43 200 V'luk besleme geriliminde değişik referans hızlar için ARM'nin benzetim sonuçları,
a) A Fazı akımının genel görünümü b) Dört faz akımı
c) Üretilen toplam momentlerin genel görünümü d) Dört faz momentinin toplamı

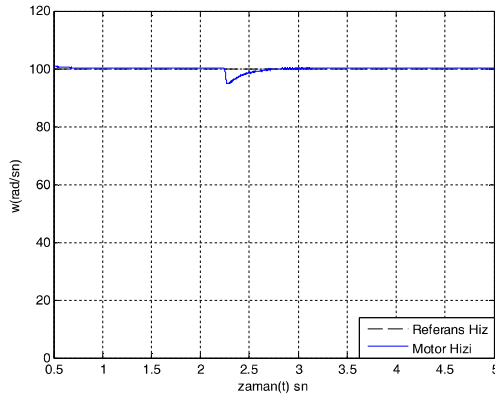
Şekil 5.43-a'da A faz akımının genel görünümü verilirken Şekil 5.43-b'de ise nominal gerilim ve 100 rad/sn'lik hızdaki dört faz akımının dalga şekilleri yer almaktadır.

Şekil 5.43-a'daki tepki gerilim kontrolüyle yapılmış olan çalışmayla hemen hemen aynıdır. Şekil 5.43-b'deki akım dalga şekilleri bir önceki sonuçların akım dalga şekilleriyle karşılaştırıldığında daha düzgün akım işaretlerinin elde edildiği açıkça görülmektedir. Ancak önceki bölümde de belirtildiği gibi bu yöntem düşük ve orta hızlarda iyi tepki vermektedir. Şekil 5.43-c'de A fazında üretilen momentin genel görünümü verilirken Şekil 5.43-d'de ise motorun üretmiş olduğu toplam moment gösterilmiştir.

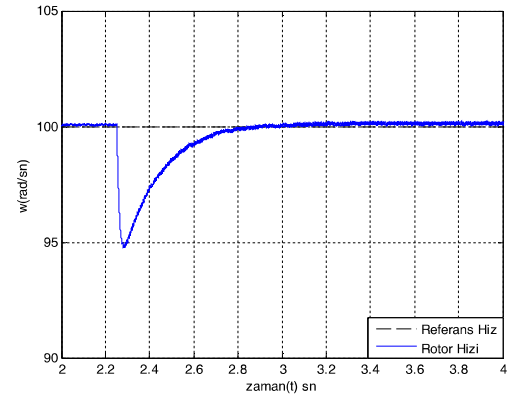
5.8.2. Yüklü Durum için Kapalı Çevrim Akım Kontrolü ve Hız Kontrolü Sonuçları

Yüklü durumu tam olarak incelemek için üç farklı çalışma yapılmıştır. Aynı zamanda gerilim kontrolü ve histeresiz akım kontrolüyle yapılan çalışmalar benzer sonuçları içerdiği için aşağıda sadece deneysel sonuçlar ile gerilim kontrolünün uygulandığı modelin sonuçları verilmiştir.

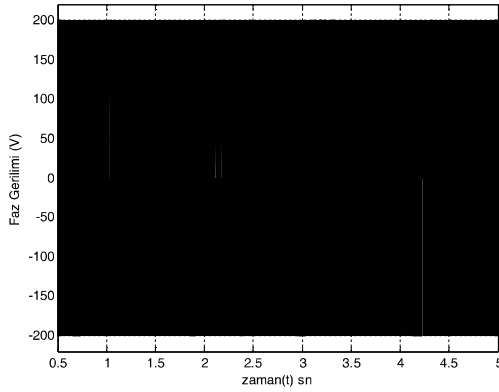
Birinci çalışmada nominal gerilimde, 1 Ntm'lik yük altında ve 100 rad/sn'de dönen ARM'ye 2.25 sn sonra aniden 2.5 Ntm'lik bir yük daha ilave edilip toplam yük 3.5 Ntm'ye çıkartılıyor. Bu şartlardaki akım ve hız denetleyicilerinin tepkisine bakılmıştır. Tetikleme açıları boşa çalışmadaki tetikleme açıları ile aynı tutulmuştur. Buna ait benzetim sonuçları Şekil 5.44 ve 45'de deneysel sonuçlar ise Şekil 5.46 ve 47'de verilmiştir. Şekil 5.44-a ve b'de referans hıza karşın motor hızı görülmektedir. Motor referans hızı takip ederken 2.5 Ntm'lik ek bir yük ile yüklenmesi sonucunda motor hızı referans hızdan kısa bir süreliğine aşağı yönde kaymış ancak sistem hemen kendini toparlamıştır. Şekil 5.44-b'de ek yüklenme durumunun olduğu zaman bölgesi açılarak hız değişimleri daha net gösterilmiştir. Şekil 5.44-c ve d'de sırasıyla faz gerilimi ve faz geriliminin açık haline yer verilmiştir.



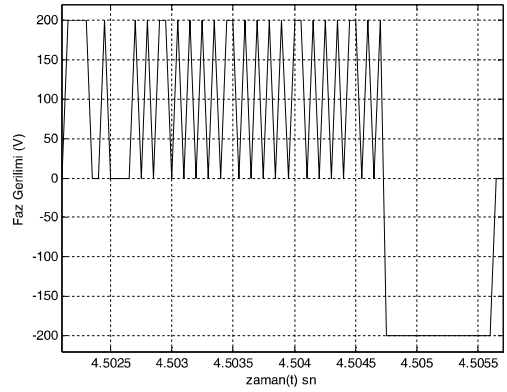
(a)



(b)



(c)

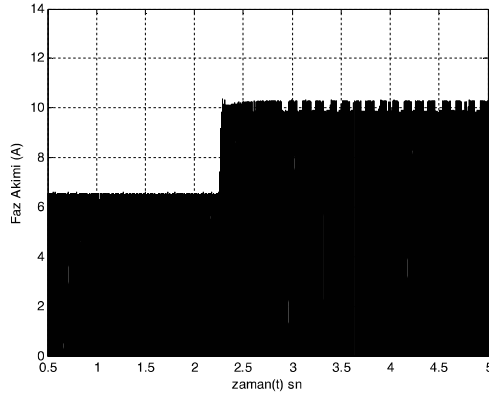


(d)

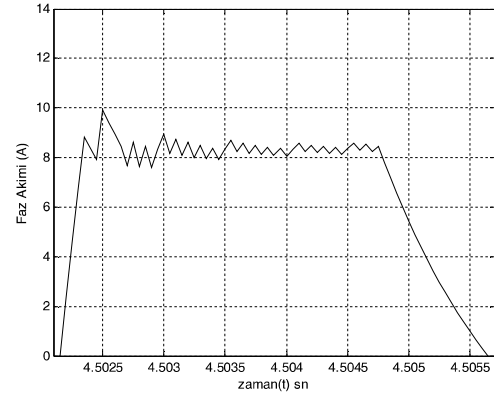
Şekil 5.44 200 V'luk besleme geriliminde ve 100 rad/s'de dönen ARM'nin, yükünün 1Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkartılması durumundaki benzetim sonuçları;

- a) Hız-Zaman grafiği b) Hız-Zaman grafiğinin büyültülmesi
c) A faz geriliminin genel görünümü d) Faz geriliminin açık şekli

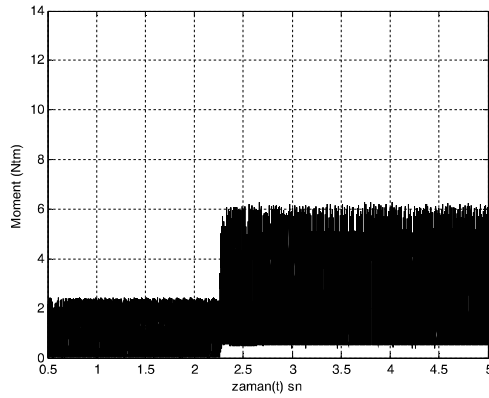
1 Ntm'lik yükte çalışırken kendi iç dinamikleri ve yükü karşılamak için moment üreten ARM, 2.25 sn sonra ek yüke bindiğinde buna ilaveten ek yük momentini karşılayacak momenti de üretmeye başlamıştır. Şekil 5.45-a ve c grafikleri yüklenme durumundaki sırasıyla akım ve moment değişimleri gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi istenilen ek momenti sağlamak için akım, momenti oluşturacak seviyeye yükseltilmiştir. Sekil 5.45-b ve d'de sırasıyla bir fazın çekmiş olduğu akımla o fazın üretmiş olduğu momentin açık şekli verilmiştir.



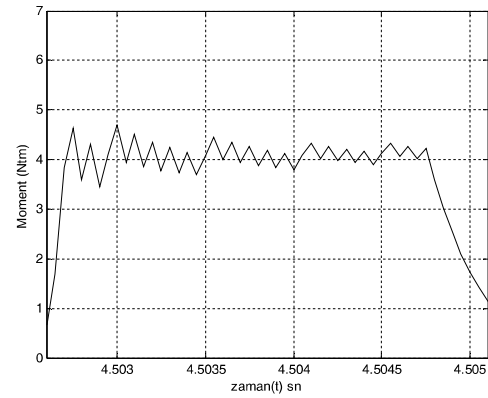
(a)



(b)



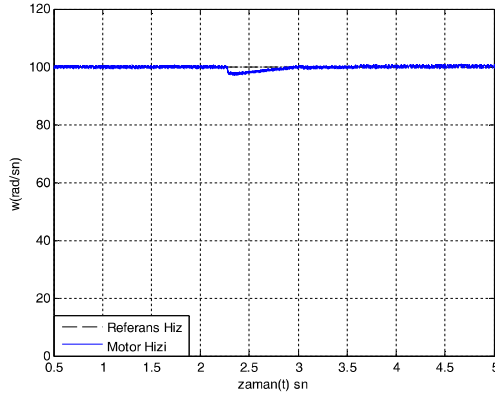
(c)



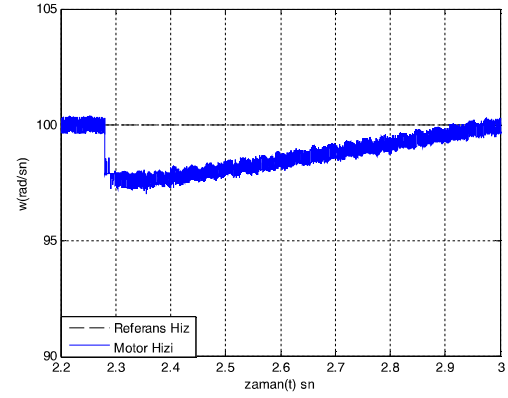
(d)

Şekil 5.45 200 V'luk besleme geriliminde ve 100 rad/sn'de dönen ARM'nin, yükünün 1Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkartılması durumundaki benzetim sonuçları;
a) A Fazı akımının genel görünümü b) Faz akımının açık şekli
c) Üretilen toplam momentlerin genel görünümü d) Faz momentinin açık şekli

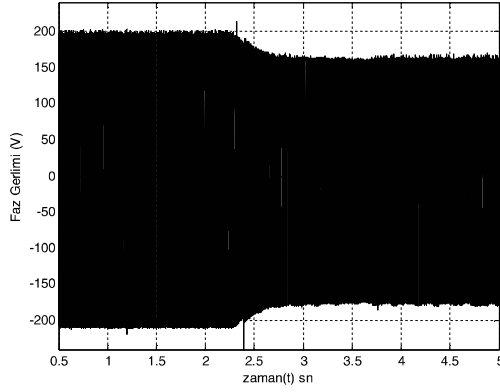
Şekil 5.46-a ve b'de referans hızı karşın motor hızı görülmektedir. Motor referans hızı takip ederken 2.5 Ntm'lik ek bir yük ile yüklenmesi sonucunda motor hızı referans hızdan kısa bir süreliğine aşağı yönde kaymış ancak sistem hemen kendini toparlamıştır. Şekil 5.46-b'de ek yüklenme durumunun olduğu zaman bölgesi açılarak hız değişimleri daha net gösterilmiştir. Benzetim sonuçlarıyla karşılaştırıldığında göze çarpan fark deneysel sonuçta motor hızı yaklaşık 2.5 rad/sn daha az düşüyor fakat toparlanma yaklaşık 0.2 sn daha geç oluyor. Bu durum için birkaç neden söylenebilir. Örneğin Şekil 5.46-c'deki gerilim dalgalanması gibi. Yüklenme sırasında gerilim 200 V'tan daha önceden bahsedilen nedenlerden dolayı 165 V'lara düşmektedir. Şekil 5.46-d'de faz geriliminin açık şekli gösterilmektedir.



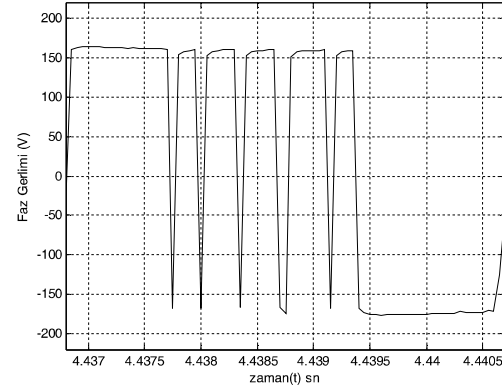
(a)



(b)



(c)



(d)

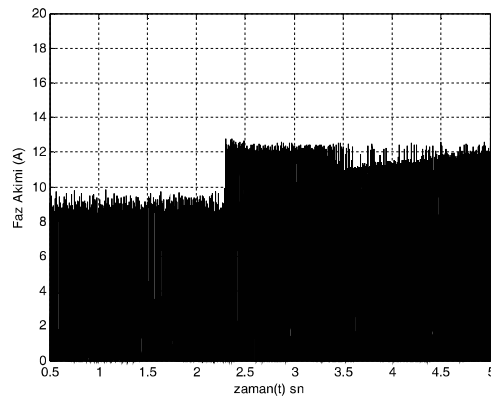
Şekil 5.46 200 V'luk besleme geriliminde ve 100 rad/sn'de dönen ARM'nin, yükünün 1Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkartılması durumundaki deneysel sonuçlar;

a) Hız-Zaman grafiği

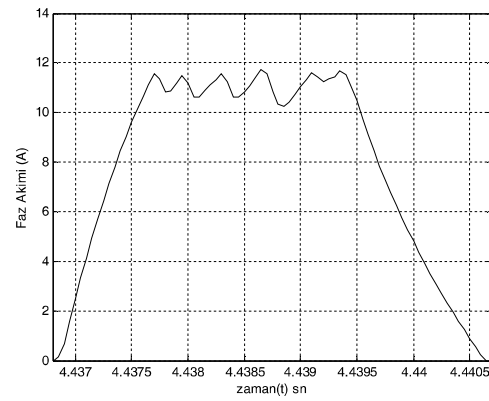
b) Hız-Zaman grafiğinin büyültülmesi

c) A faz geriliminin genel görünümü

d) Faz geriliminin açık şekli



(a)



(b)

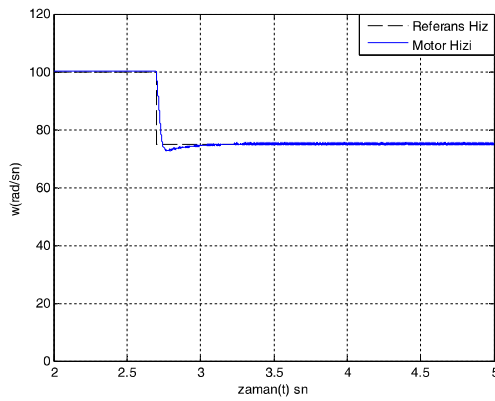
Şekil 5.47 200 V'luk besleme geriliminde ve 100 rad/sn'de dönen ARM'nin, yükünün 1Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkartılması durumundaki benzetim sonuçları

a) A faz akımının genel görünümü

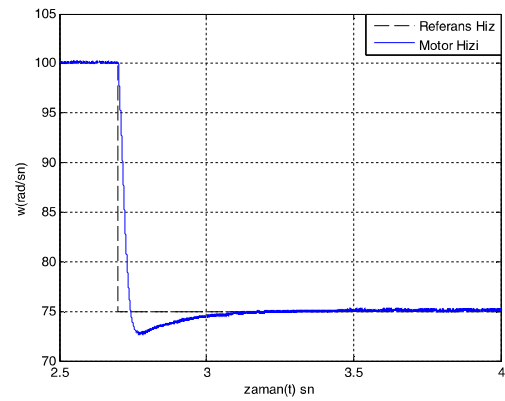
b) Faz akımının açık şekli

Bu çalışma koşulundaki faz akımı Şekil 5.47-a ve b verilmiştir. Motorun yükü 1 Ntm'den 3.5 Ntm'ye çıkartıldığında akım bu yükü karşılayacak momenti de üretmek için artmıştır. Benzetim sonuçlarıyla karşılaştırıldığında önceki sonuçlarda da olduğu gibi akımın yaklaşık 2.5 A kadar yüksek olduğu gözlenmiştir. Bunun dışındaki genel tepkiler aynıdır.

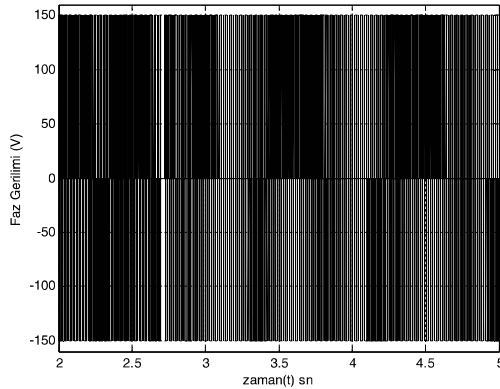
İkinci çalışmada 150 V'luk gerilimde, 3.5 Ntm'lik yük altında ve 100 rad/sn'de dönen ARM'nin referans hızı 2.7 sn sonra 75 rad/sn'ye ye düşürülmüştür. Bu durumdaki akım ve hız denetleyicilerinin tepkisine bakılmıştır. Buna ait benzetim sonuçları Şekil 5.48 ve 49'da deneysel sonuçlar ise Şekil 5.50 ve 51'de verilmiştir. Şekil 5.48-a ve b'de referans hıza karşın motor hızı görülmektedir. Yük altında motor referans hızı takip ederken 2.7 sn sonra verilen yeni referans hızı da kısa bir süre sonra tekrar takip etmeye başlamıştır. Şekil 5.48-b'de geçici durum bölgesi açılarak hız değişimleri daha net



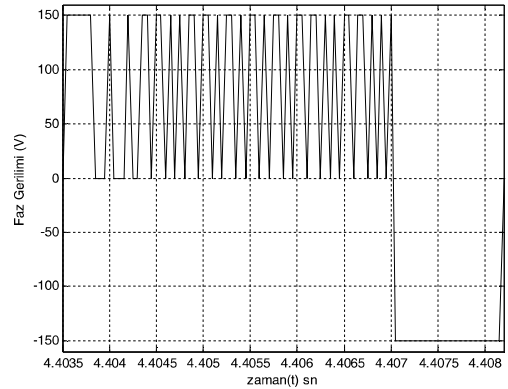
(a)



(b)



(c)



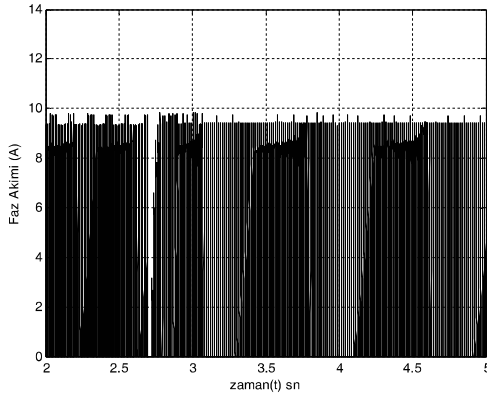
(d)

Şekil 5.48 150 V'luk besleme geriliminde ve 3.5 Ntm'lik yükte olan ARM'nin hız değişimindeki davranışının benzetim sonuçları;

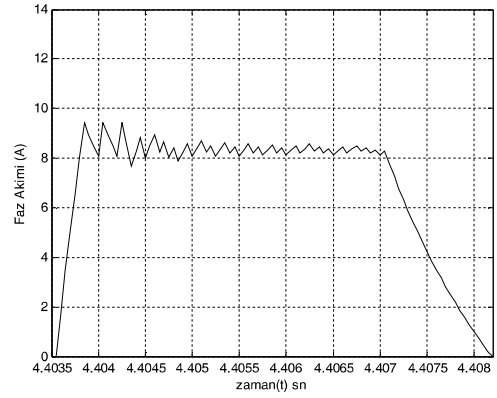
- | | |
|-------------------------------------|-------------------------------------|
| a) Hız-Zaman grafiği | b) Hız-Zaman grafiğinin büyütülmesi |
| c) A faz geriliminin genel görünümü | d) Faz geriliminin açık şekli |

gösterilmiştir. Şekil 5.48-c ve d’de sırasıyla faz gerilimi ve faz geriliminin açık haline yer verilmiştir

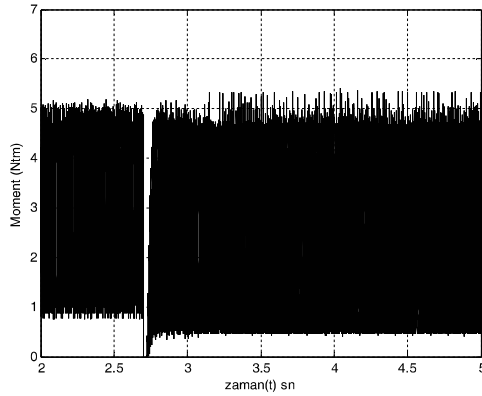
3.5 Ntm yükte çalışan ARM’nin hız değişimi sırasındaki akım ve moment değişimleri sırasıyla Şekil 5.49-a ve c verilmiştir. Hız aşağı doğru çekildiği için, referans hıza gelene kadar motora akım verilmemektedir bu durumu gerilim, akım ve moment dalga şekillerinden de görebilmekteyiz. Şekil 5.49 b ve d’de sırasıyla bir fazın çekmiş olduğu akımla o fazın üretmiş olduğu momentin açık şekli verilmiştir.



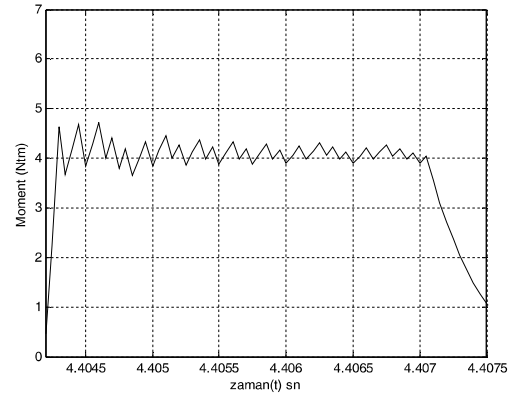
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.49 150 V’luk besleme geriliminde ve 3.5 Ntm’lik yükte olan ARM’nin hız değişimindeki davranışının benzetim sonuçları;

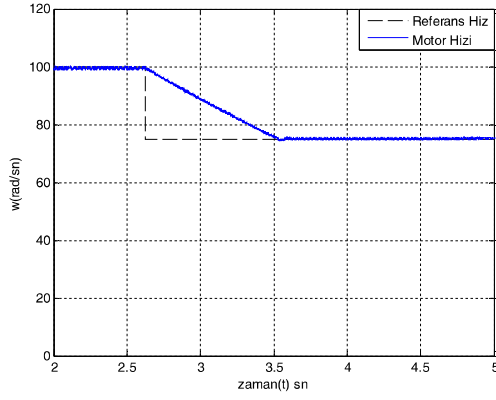
a) A Fazı akımının genel görünümü

b) Faz akımının açık şekli

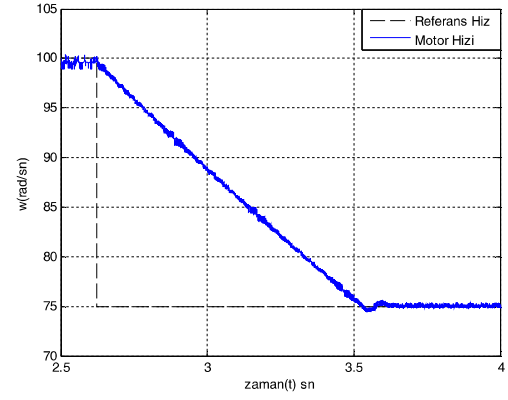
c) Üretilen toplam momentlerin genel görünümü

d) Faz momentinin açık şekli

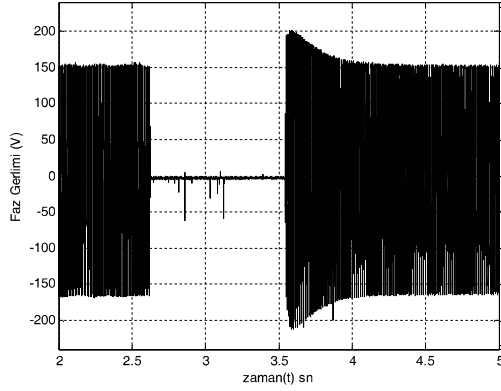
Deneysel sonuçlarda referans hıza karşı motor hızı Şekil 5.50-a ve b’de verilmiştir. Yük altında motor referans hızı takip ederken 2.7 sn sonra verilen yeni referans hızı da yaklaşık 1sn sonra tekrar takip ettiği gözlenmiştir. Şekil 5.50-b’de geçici durum bölgesi



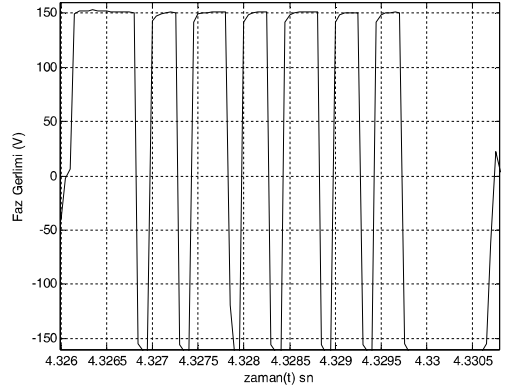
(a)



(b)



(c)



(d)

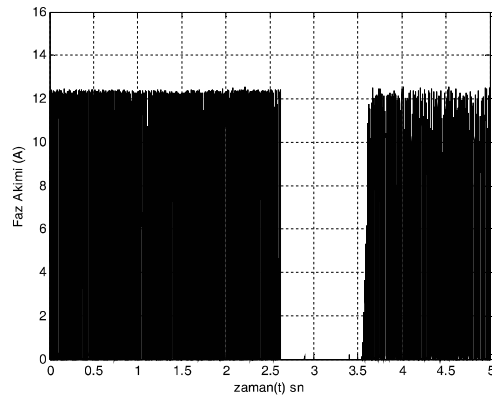
Şekil 5.50 150 V'luk besleme geriliminde ve 3.5 Ntm'lik yükte olan ARM'nin hız değişimindeki davranışının deneysel sonuçları;

a) Hız-Zaman grafiği

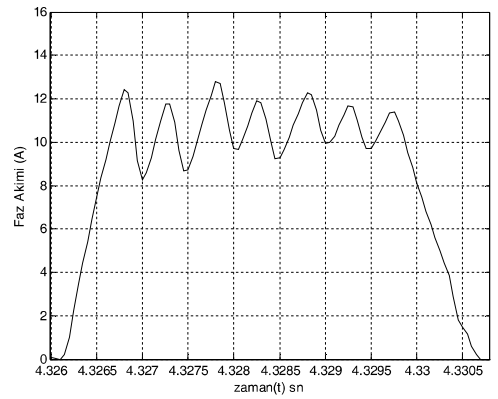
b) Hız-Zaman grafiğinin büyütülmesi

c) A faz geriliminin genel görünümü

d) Faz geriliminin açık şekli



(a)



(b)

Şekil 5.51 150 V'luk besleme geriliminde ve 3.5 Ntm'lik yükte olan ARM'nin hız değişimindeki davranışının deneysel sonuçları;

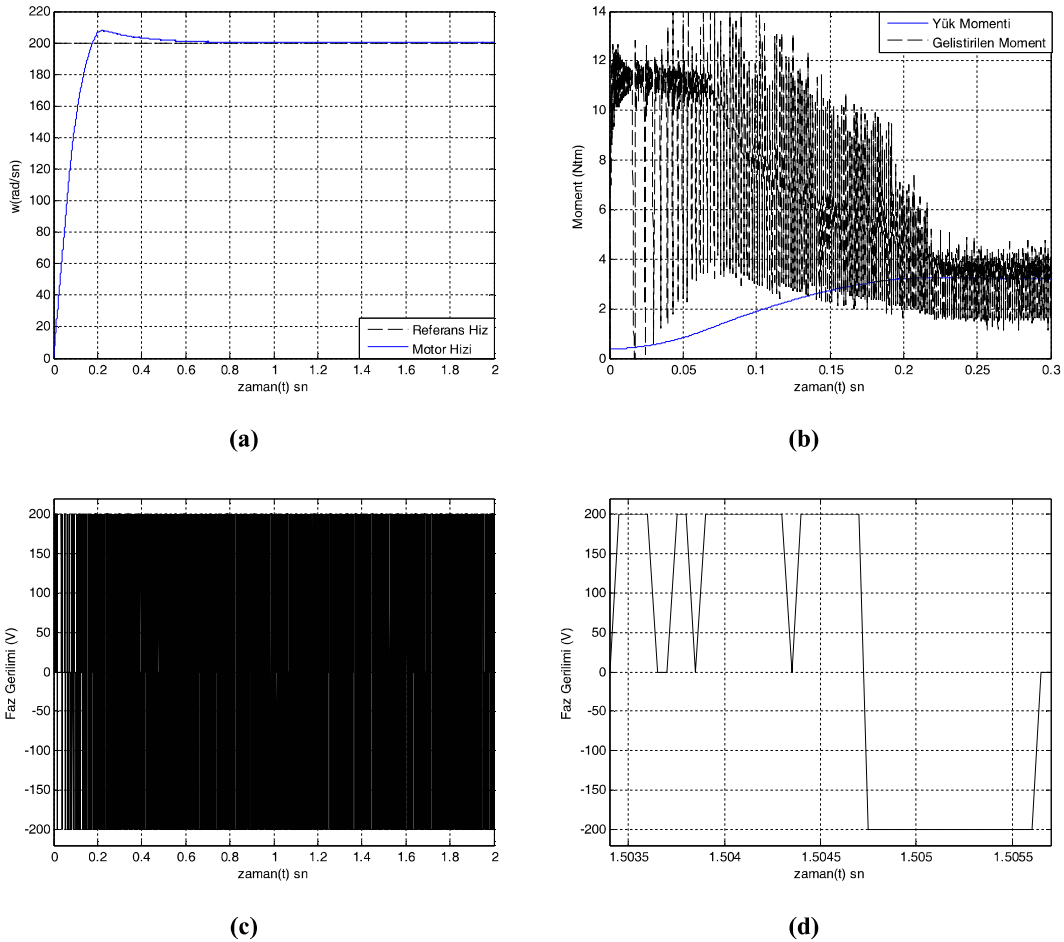
a) A faz akımının genel görünümü

b) Faz akımının açık şekli

açılarak hız değişimleri daha net gösterilmiştir. Şekil 5.50-c ve d’de sırasıyla faz gerilimi ve faz geriliminin açık haline yer verilmiştir.

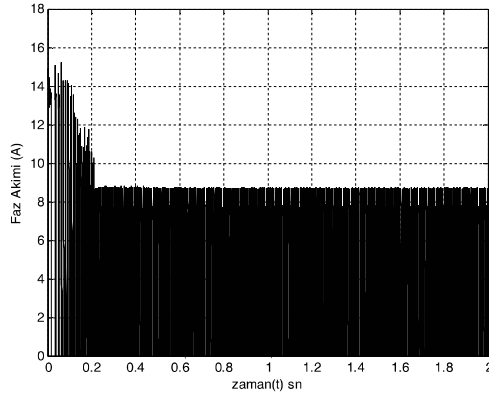
Şekil 5.51-a ve b’de de sırasıyla faz akımı ve faz akımının açık şekli görülmektedir. Bu sonuçlar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırıldığında, genel tepkilerin aynı olduğu ancak deneysel sonuçta çekilen akımın biraz fazla olduğu gözlenmiştir.

ARM dalgıç pompa motoru olarak tasarlanmıştır. Bu tür motorların yükleri hızın karesiyle değişen pompa tipi yüklerdir. Bunun için de son çalışmamızda $A*\omega^2+B$ denklemine sahip pompa tipi bir yük kullanıldı. Bu çalışma 200 V’luk gerilimde 200 rad/sn’lik hızda gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 5.52 ve 53’de verilmiştir. Şekil 5.52-a’da referans hızı karşı motor hızı gösterilmiştir.

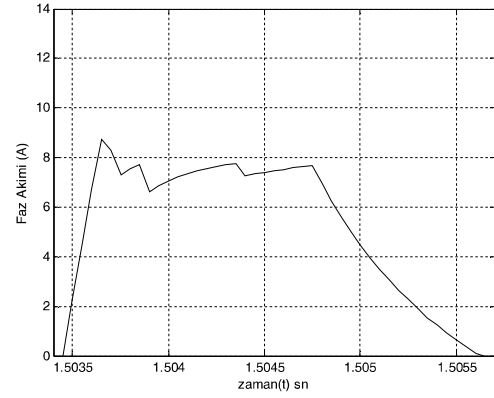


Şekil 5.52 200 V’luk besleme geriliminde ve 200 rad/sn’de dönen ARM’nin pompa tipi yükteki benzetim sonuçları;

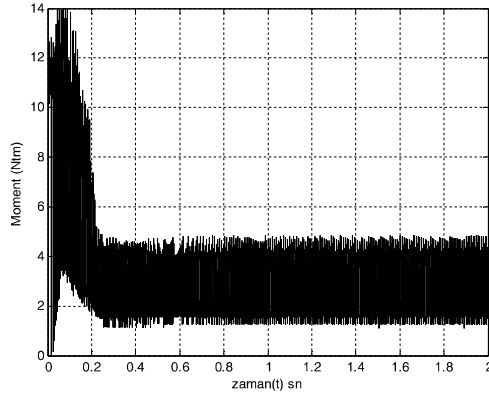
- | | |
|-------------------------------------|---|
| a) Hız-Zaman grafiği | b) Yük ve Motor momentinin zamana göre değişimi |
| c) A faz geriliminin genel görünümü | d) Faz geriliminin açık şekli |



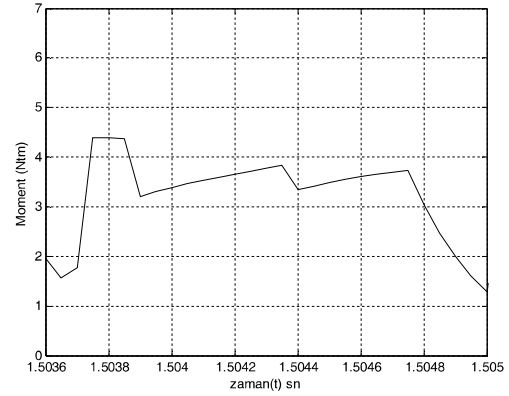
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.53 200 V'luk besleme geriliminde ve 200 rad/sn'de dönen ARM'nin pompa tipi yükteki benzetim sonuçları;

- a) A Fazı akımının genel görünümü b) Faz akımının açık şekli,
c) Üretilen toplam momentlerin genel görünümü d) Toplam momentin açık şekli

Şekil 5.52-b'de yüke karşı motorun üretmiş olduğu moment gösterilmiştir. Başlangıç anında hız hatası yüksek olduğu için motor referans hızı kısa sürede yakalayabilmek için akım kontrolünün kısa süreliğine yüksek akım çeker. Dolayısıyla da akıma bağlı olarak ta yüksek moment üretilir referans hızı daha kısa sürede yakalanması sağlanır. Motor referans hıza ulaştığında motor sadece iç dinamiklerini ve yük momentini karşılayacak moment üretir. Bu durumlar, Şekil 5.52-b, Şekil 5.53-a ve c'de açık bir şekilde görülmektedir. Şekil 5.52-c ve d'de sırasıyla faz gerilimi ve faz geriliminin açık haline yer verilmiştir. Aynı zamanda Şekil 5.53 b ve d'de sırasıyla bir fazın çekmiş olduğu akımla o fazın üretmiş olduğu momentin açık şekli verilmiştir

5.9. Genel Değerlendirme

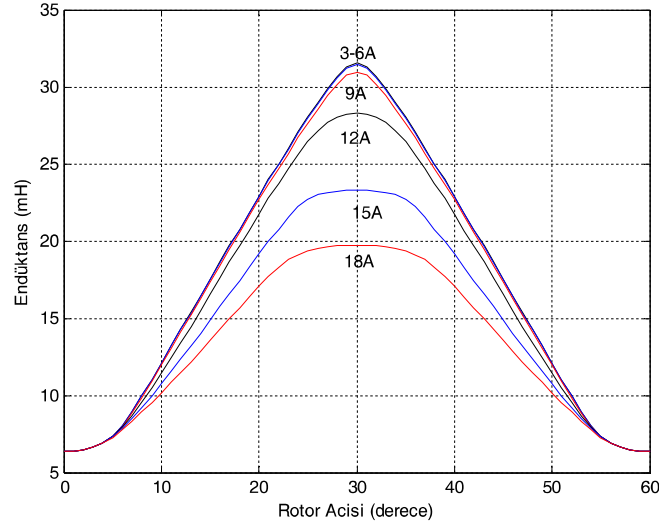
Deneyisel sonuçlarla teorik sonuçlar incelendiği zaman genelde büyük benzerlikler gösterdiği gözlemlenebilir. Aradaki farkların oluşması da son derece doğaldır. Bunların sebeplerinden bazılarını maddeler halinde sıralayacak olursak;

- Benzetimde tetikleme sırasındaki negatif gerilimin sisteme dâhil edilememesi;
- Her ne kadar SEY yönteminden elde edilen endüktans değerleri kullanılmış da olsa benzetimde ortak endüktans etkisinin hesaba katılmamıştır.
- İmalat sırasında maliyetten dolayı motor stator ve rotor sacları, tel erozyon yada kalıp kesim ile kesilmediğinden dolayı hava aralığının tam olarak tutturulamaması,
- Deney sırasındaki gerilimdeki dalgalanmalar,
- Deney sırasında motor sıcaklığından dolayı motor parametrelerinin değişmesi. Bilindiği gibi PI katsayıları motor parametrelerine bağımlılık gösterir.

Sayılan bu tür olumsuzluklara rağmen deneyisel sonuçlarla teorik sonuçlar arasındaki fark kabul edilebilir ölçüdedir.

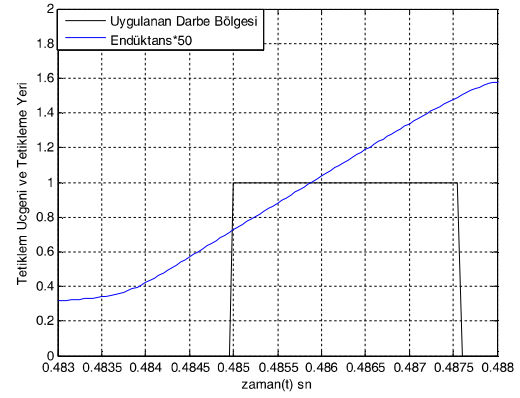
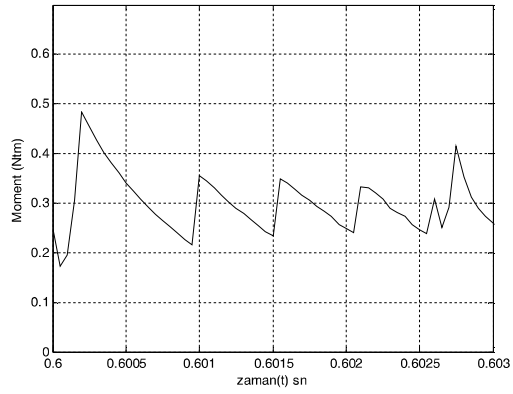
5.10. Tetikleme Açılarının Moment ve Moment Dalgalılığı Üzerindeki Etkisi

ARM'nin faz endüktans eğrisinin hangi noktaları arasında tetikleme yapılması gerektiğini tespit etmek önemli bir problemdir. Çünkü seçilecek olan bu tetikleme noktalarının hem üretilen moment hem de moment dalgalılığı üzerinde etkisi mevcuttur. Bilindiği gibi ve Şekil 5.54'te de gösterildiği gibi, ARM'lerin endüktans eğrileri doğrusal bölgede hemen hemen aynı eğimi takip ederken doğrusal olmayan bölgede ise farklı eğimleri takip etmektedirler. Doğrusal bölgeye göre seçilen bir tetikleme açısı doğrusal olmayan bölgede aynı tepkileri veremeyecektir. Bunun için tetikleme noktası seçilirken her iki bölgenin de dikkate alınması gerekmektedir. Buna ilaveten motorun çalışma hızı da göz önünde bulundurularak optimum tetikleme açısının tespit edilmesi gerekmektedir.

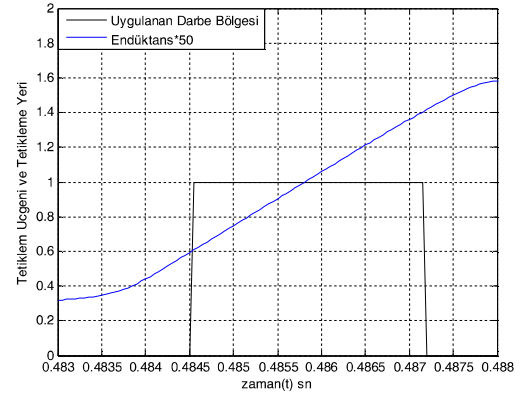
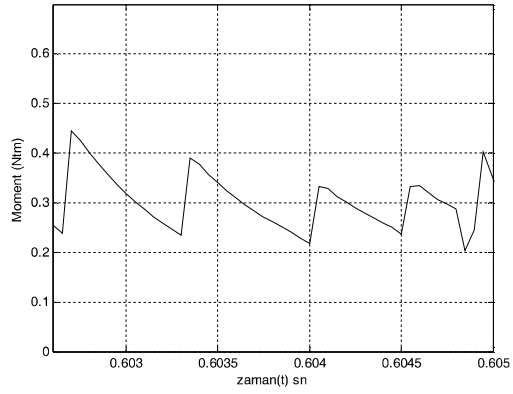


Şekil 5.54 Farklı akımlardaki Endüktans-Rotor Açısı değişimi

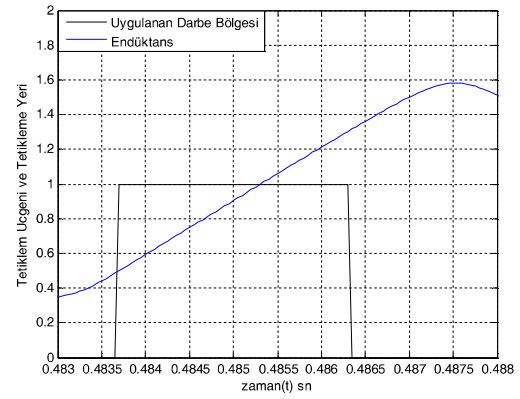
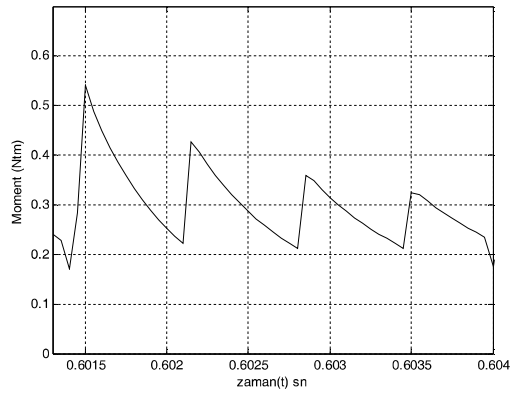
Şekil 5.55 ve 56'da değişik hızlarda ve tetikleme açılarında moment dalga değişimleri verilmiştir. Tetikleme açıları endüktans eğrisinin 12-10 ve 8 dereceleri olarak seçilmiş. Hız ise 100 ve 300 rad/sn olarak alınmıştır. Şekil 5.55 100 rad/sn'deki moment eğrilerinin tetikleme açılarına göre değişimi gösterilirken, Şekil 5.56'da ise aynı tetikleme açılarına karşı 300 rad/sn'deki moment dalga değişimleri verilmiştir. Şekil 5.55 ve 56 dikkatli bir şekilde incelenirse tetikleme açılarına bağlı olarak hem momentin genliğinin hem de dalga şeklinin değiştiğini söylemek mümkündür. Bu değişimler düşük hızda özellikle dalgalılık konusunda çok belirgin olmasa da yüksek hızlarda kayda değer değişiklikler mevcuttur. Bu sonuçlardan da görüldüğü üzere endüktans eğrilerine göre tetikleme açılarının seçimi önem arz etmektedir.



(a)



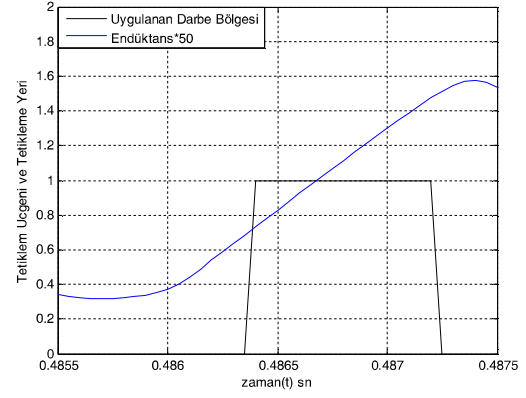
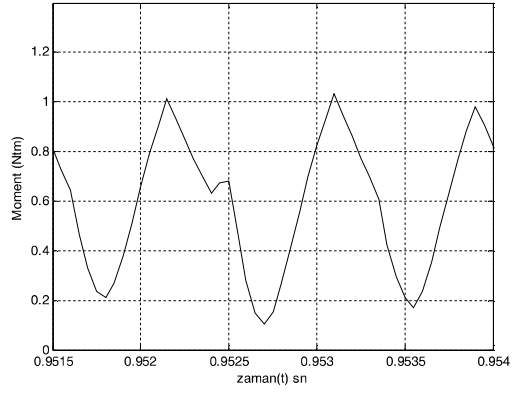
(b)



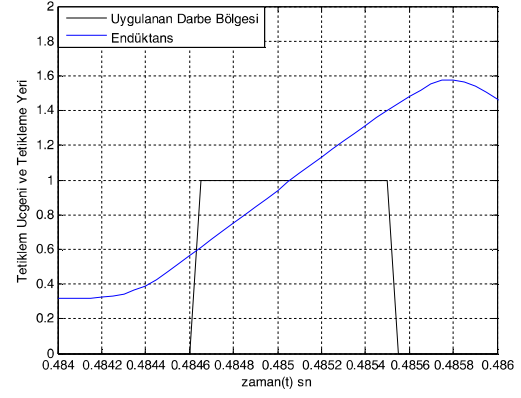
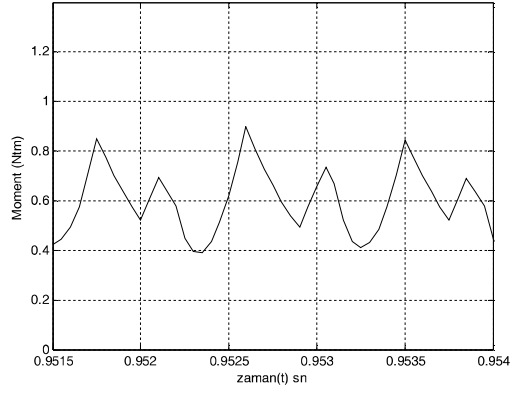
(c)

Şekil 5.55 200 V'luk besleme geriliminde 100 rad/sn'de dönen ARM'nin değişik tetikleme açılarındaki benzetim sonuçları

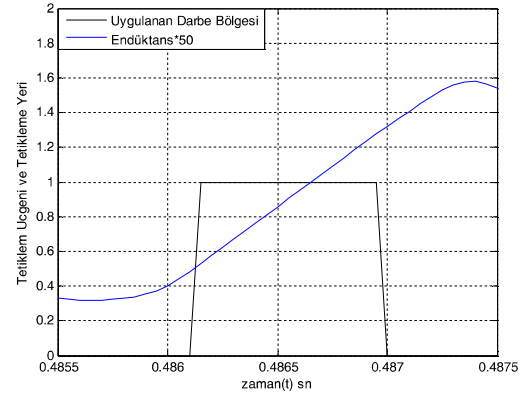
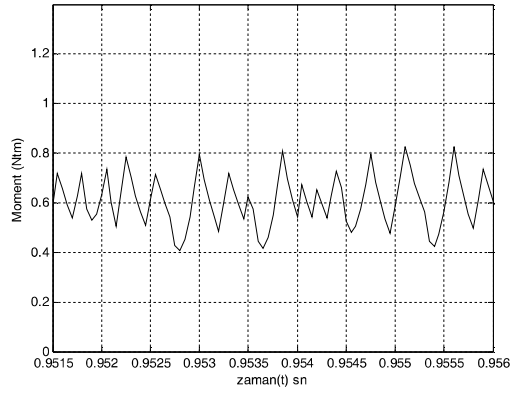
- Endüktans eğrisinin 12° 'sinde tetiklendiği andaki,
- Endüktans eğrisinin 10° 'sinde tetiklendiği andaki,
- Endüktans eğrisinin 8° 'sinde tetiklendiği andaki moment değişim grafikleri ile o bölgeye ait endüktans ve tetikleme aralığı eğrileri



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.56 200 V'luk besleme geriliminde 300 rad/sn'de dönen ARM'nin değişik tetikleme açılarındaki benzetim sonuçları

- Endüktans eğrisinin 12° 'sinde tetiklendiği andaki,
- Endüktans eğrisinin 10° 'sinde tetiklendiği andaki,
- Endüktans eğrisinin 8° 'sinde tetiklendiği andaki moment değişim grafikleri ile o bölgeye ait endüktans ve tetikleme aralığı eğrileri

6. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN KONUM ALGILAYICISIZ KONTROLÜ

6.1. Giriş

ARM'ler kararlı ve düzgün bir şekilde çalışmada ve özellikle faz akımlarının komutasyonunda hassas rotor bilgisine gereksinim duyarlar. Bu bilgi genelde statora yerleştirilen veya rotora bağlanan bir konum algılayıcısından elde edilir. Ancak bu algılayıcılar sisteme, maliyet, güvenlik, karmaşıklık ve hacim konusunda olumsuzluklar eklerler. Bu dezavantajları ortadan kaldırmak için son yıllarda ARM'lerin konum algılayıcısız çalışması hakkında yoğunlaşmıştır. Bu bölümde ARM'lerin konum algılayıcısız çalıştırılma ve denetlenme yöntemleri inceleyip, uyguladığımız yöntem detaylı bir şekilde sunulacaktır.

6.2. Algılayıcısız Kontrole Genel Bakış

Bu ayrıtta algılayıcısız konum kontrolleri sınıflandırılıp, bu yöntemler kısa kısa açıklanmıştır. Tezde kullanılan yöntem ise başka bir alt başlık altında detaylı bir şekilde verilmiştir. Algılayıcısız konum kontrolünü aşağıdaki gibi sınıflandırabiliriz [60].

1. Aktif Ölçüm Yöntemleri
 - a. Dalga şekli algılama
 - b. Manyetik akı algılama
 - c. Modülasyon tabanlı yöntemler
 - i. Frekans modülasyonu
 - ii. Genlik modülasyonu
 - iii. Genlik/faz modülasyonu
2. Motor karakteristiklerine dayalı yöntemler
 - a. Açık döngü denetim
 - b. Ortak gerilim yöntemi
 - c. Manyetik akı/akım yöntemi
 - d. Bulanık mantık ve yapay zeka yöntemleri

e. Model tabanlı (gözlemci) yöntemler

- i. Durum gözlemci
- ii. Kalman filtre
- iii. Luenberger gözlemci
- iv. Kayma kipli gözlemci

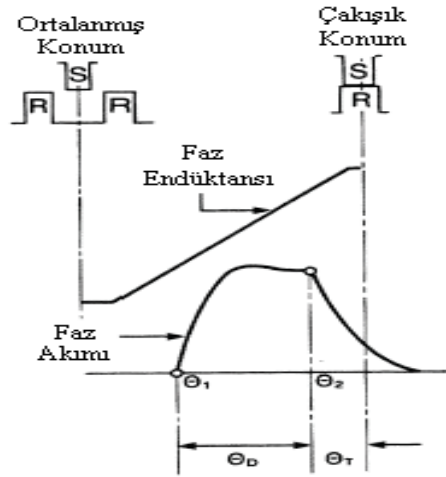
Aktif ölçüm yöntemlerinde, faz endüktans değişimini elde etmek amacıyla, uyarılmış bir faza yüksek frekanslı sinyaller uygulanır. Böylece elde edilen faz endüktans değişiminden rotor konum bilgisi elde edilir.

Dalga şekli algılama yöntemi iki kısma ayrılır. Bunlar aktif ve pasif dalga şekli algılama yöntemidir. Bu yöntemlerin her ikisi de zıt emk, fazlar arası etkileşim, sürekli olarak algılama açısının yüke göre ayarlanması gibi dezavantajlardan dolayı yüksek hızlarda kullanılamamaktadır [61-62].

Manyetik akı algılama yönteminde, uyarılmamış bir faza kısa süreli gerilim uygulanıp, sargı üzerindeki gerilim ölçülür. Uygulanan darbe süresince ölçülen gerilimin integrali alınarak akı bulunur. Manyetik akı hesaplandıktan sonra motorun akı-konum-akım karakteristiğinden rotor konumu elde edilir. Bu yöntem yüksek hız uygulamaları için uygundur. Ancak bu yöntemde rotor konum bilgisinin hassasiyeti ölçülen gerilimin hassasiyeti ile ilişkili olmakla birlikte uygulama için motorun karakteristik bilgilerinin doğru tespit edilmesi gereklidir [63-64].

Modülasyon tabanlı yöntemler genel olarak yüksek frekanslı bir taşıyıcı sinyal uygulayarak kodlanmış bir şekilde değişen faz endüktansı elde etme prensibine dayanır. Faz endüktans bilgisini bulunduran sinyal frekansı taşıyıcı sinyal frekansına göre oldukça küçüktür. Modülasyon tabanlı yöntemler temel olarak üç kısma ayrılır bunlar; frekans, genlik ve genlik/faz modülasyonudur [65].

Şekil 6.1’de açık çevrim denetimin faz akımı-endüktans ve iletim açısı ilişkileri verilmektedir. Açık çevrim denetiminde yerleşme açısı veya periyodu $\theta_D = \theta_2 - \theta_1$ denetlenmektedir. Burada rotor konumu ile θ_1 veya θ_2 ’yi eş zamanlı yapmak için herhangi bir konum algılayıcısı kullanılmaz. Bu sistemde komutasyon frekansı denetlenmektedir [66]. Açık döngü kontrolün temelinde iki sorunu göze çarpmaktadır. İlki eğer yük momentini nominal momentini aşarsa, konum algılayıcısı olmadığından dolayı motor senkronize olmaktan çıkar ve durur. İkincisi ise bu yöntemin kullanılacağı her bir motor için ayrı ayrı ayarlamaların yapılmasıdır.



Şekil 6.1 Açık döngü denetimde faz akımı-endüktans ve iletim açısı ilişkileri

ARM'ler kıyıcı veya PWM modunda çalışırken uyartılmış faza yakın olan diğer iki fazda endüklenen gerilimin değeri rotor konumunun bir fonksiyonu olarak değişir. Eğer biz ortak gerilimi ölçebilirsek rotor konumunu da tahmin edebiliriz. Bu yöntemde 6/4 ARM'lerde iki faza yakın olan herhangi bir fazın ortak gerilimi rotor konumunun hesabı için kullanılabilirken, 8/6 ARM'lerde ise aktif fazın karşısındaki fazın ortak gerilim değerinin ölçülmesi uygundur. Bu uygulamada örnekleme sinyali ile PWM sinyali senkronize olmalıdır. Bu durum böyle bir devrenin uygulamasını zorlaştırır [6].

Manyetik akı/akım yönteminin temeli manyetik akının hesaplanarak ölçülen akım değeri ile birlikte, bir gözlem tablosunda bulunan ARM'ye ait manyetik akı-akım ve rotor konum değerlerinden, rotor konumunun elde edilmesine dayanır. Buradan elde edilen akı değeri referans akı değeri ile karşılaştırarak komutasyon için kullanılır. Bu yöntemin uygulanması için yani gözlem tablosunun ve hesaplamaların yapılması için bir mikro denetleyiciye ihtiyaç vardır. Literatürde bu tür birçok çalışma mevcuttur [67-69]. Yöntemin sakıncalarından biri faz direnci üzerinde düşen gerilimdir. Özellikle kıyıcı çalışma modunda faz sargı direnci etkin hale gelmektedir. Diğer bir sakınca ise ısı ile direncin değişmesi ve ölçme hatalarından dolayı manyetik akı hesaplamalarında meydana gelebilecek büyük hatalardır. Bu hataları gidermek için manyetik akı/akım düzeltme adı altında yeni yöntemler geliştirilmiştir [70].

Bulanık mantık ve yapay sinir ağları (YSA), ARM'nin manyetik akı-akım-konum karakteristiklerini kullanarak rotor konum tahminini gerçekleştirmektedirler. Çalışmamızda YSA yöntemi kullanılarak rotor konum tahmini yapıldığı için YSA bir

sonraki ayrıtta ayrıntılı bir şekilde ele alınmıştır. Bulanık mantık ve YSA yöntemleri motor için matematiksel bir modele gerek duymaz.

Bulanık mantık yöntemi kullanılarak rotor konumunun algılayıcısız olarak elde edilmesi üzerine literatürde birçok çalışmaya rastlamak mümkündür [71-73]. Bu yöntemde rotor konumu bulabilmek için bulanık kural tabanlı ARM modeli ile birlikte giriş akımlarının ve manyetik akının ölçülmesi gerekir. Manyetik akı doğrudan ölçülemeyip integrasyon yoluyla elde edilir. Ancak sistemdeki gürültü ve ölçme hataları, direk manyetik akı hesabına yansıtacağı için rotor konumunun tahminini önemli bir ölçüde etkilemektedir. Bu hataları azaltmak için süzgeç devreler kullanılmasına ihtiyaç vardır ancak buda uygulamayı güçleştirir. Bu yöntemin diğer bir problemi de ARM'nin ayrıntılı bir mıknatıslanma eğrilerine ihtiyaç duymasıdır.

Model tabanlı yöntemlerde, ARM'ye ait bilgiler ve üzerinden yapılan ölçümler kullanılarak ARM'ye ait durum değişkenlerinin tahminine dayanır. Bu nedenle fiziki sisteme paralel olarak sistemi temsil eden bir gözlemleyici kullanılmaktadır [60]. Gözlemleyicileri doğrusal ve doğrusal olmayan gözlemleyici yapısı olarak iki sınıfa ayrılır. Doğrusal gözlemci yapısı iyi geliştirilmiş olmasına karşın, doğrusal olmayan gözlemci yapısında ise halen zorluklar devam etmektedir. ARM'lerin doğrusal olmayan yapısı nedeniyle başlangıçta araştırmacılar algılayıcısız kontrolde doğrusal olmayan gözlemciyi kullanmaya pek rağbet etmemişlerdir. Ancak son zamanlarda temelde dört gözlemci konusu üzerinde birçok çalışmayı görmek mümkündür. Bunlar sırasıyla, durum gözlemleyici, Kalman filtre, Luenberger gözlemci ve kayma kipli gözlemcidir. Buna ilaveten artık birçok çalışmada da bu gözlemcilerin hibrit (karışık) şekilde kullanıldığını da görmek mümkündür [60-74-75].

6.3. YSA Kullanarak Rotor Konumunun Tahmini

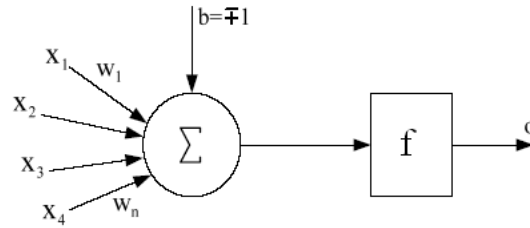
Bu ayrıtta öncelikle YSA hakkında genel bilgiler verilip, daha sonra rotor konum tahminin nasıl yapılacağına değinilecektir.

6.3.1. YSA Hakkında Genel Bilgiler

Yapay sinir ağları, insan beyninin özelliklerinden olan öğrenme yolu ile yeni bilgiler türetebilme, yeni bilgiler oluşturabilme ve keşfedebilme gibi yetenekleri gerçekleştirmek

amacı ile geliştirilen bilgi işleme sistemleridir. YSA'lar, matematiksel olarak modellenemeyen veya karmaşık matematiksel modellere sahip problemlerin çözümünde kullanılır. Bu tanımdan yola çıkarak son zamanlarda YSA'lar bu tür problemlerin çözümünde kullanılmış ve birçoğunda başarılı sonuçlar alınmıştır. YSA'lar günümüzde birçok alanda uygulama şansı bulmuştur. Bunların başında, endüstriyel, finans, savunma, tıp, sağlık, mühendislik uygulamaları yer almaktadır.

Temel bir yapay sinir ağının en temel hücre modeli Şekil 6.2' de görülmektedir. Yapay sinir ağı hücresinde girişler, ağırlıklar, toplama fonksiyonu, aktivasyon fonksiyonu ve son olarak da çıkıştan oluşmaktadır. Girişler dış ortamdan ya da diğer nöronlardan alınabilir. Dış ortamdan alınan veri ağırlıklar aracılığıyla nörona bağlanır ve bu ağırlıklar ilgili girişin etkisini belirler. Toplam fonksiyonunda net giriş hesaplanır. Net giriş, girişler ile bu girişlerin ilgili ağırlıkların çarpımının bir sonucudur. Aktivasyon fonksiyonu işlem süresince net çıkışı hesaplar ve bu işlem aynı zamanda nöron çıkışını verir. Genelde aktivasyon fonksiyonu doğrusal olmayan (nonlinear) bir fonksiyondur. Burada ,b, bias veya aktivasyon fonksiyonunun eşik değeri olup sabit bir değere sahiptir.



Şekil 6.2. Temel YSA hücresi

Nöronun matematiksel modeli

$$o = f(W.X + b) \quad (6.1)$$

ile ifade edilir. Burada W ağırlıklar matrisi ve X giriş matrisidir. N giriş sayısı olmak üzere;

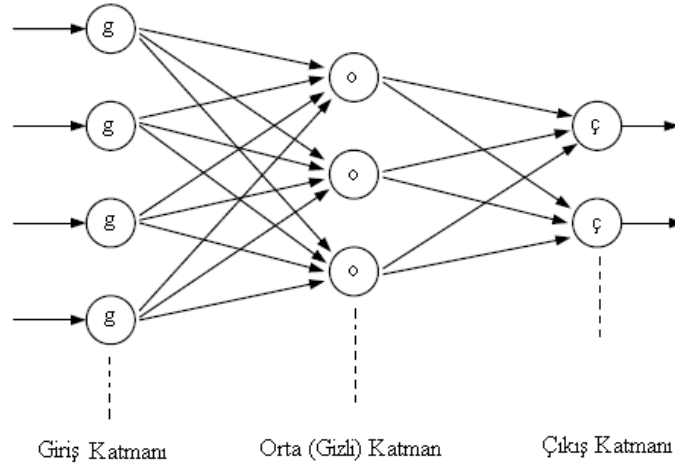
$$\begin{aligned} W &= w_1, w_2, \dots, w_n \\ X &= x_1, x_2, \dots, x_n \end{aligned} \quad (6.2)$$

şeklinde yazıldıktan sonra çıkış ifadesi,

$$o = f\left(\sum_{i=1}^n w_i x_i + b\right) \quad (6.3)$$

olur. Burda f aktivasyon fonksiyonudur. Aktivasyon fonksiyonlarının doğrusal, doyumlu doğrusal, sigmoid, logsigmoid ve eşik fonksiyonu gibi çeşitli tipleri vardır.

YSA yapay nöronların birbirleriyle bağlantılar aracılığıyla bir araya gelmeleri ile oluşturulmaktadır. Nöronların aynı doğrultu üzerinde bir araya gelmeleriyle katmanlar oluşmaktadır. Katmanların değişik şekillerde birbirleriyle bağlanmaları değişik ağ mimarilerini meydana getirir. YSA'nın genel yapısı Şekil 6.3'te verilmiştir. YSA giriş, orta ve çıkış katmanı olmak üzere üç temel katmandan oluşur. Giriş katmanında, dış dünyadan alınan bilgiler ara katmanlara transfer edilir. Orta katmanda (gizli katman), giriş katmanından gelen bilgiler işlenerek çıkış katmanına gönderilir. Bir ağ içinde birden fazla orta katman olabilir. Çıkış katmanında ise, orta katmandan gelen bilgiler işlenerek ağın çıktısı üretilir ve dış dünyaya gönderilir.



Şekil 6.3 YSA'nın genel yapısı

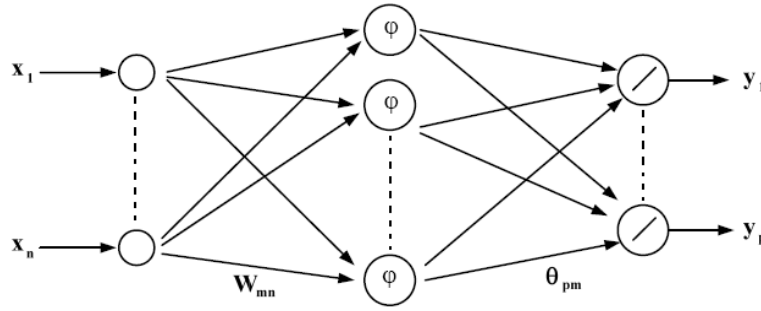
6.3.1.1. YSA'nın Sınıflandırılması

YSA, birbirleri ile bağlantılı sinir hücrelerinden (işlemci birimleri) oluşur. Her bir sinir hücresi arasındaki bağlantıların yapısı ağın yapısını belirler. Bağlantıların nasıl değiştirileceği öğrenme algoritması tarafından belirlenir. Kullanılan öğrenme algoritmasına göre, hatayı sıfıra indirecek şekilde ağın ağırlıkları belirlenir. YSA, yapılarına ve öğrenme algoritmalarına göre sınıflandırılırlar.

YSA yapılarına göre ileri ve geri beslemeli ağlar olmak üzere iki sınıfa ayrılır.

a) İleri Beslemeli Ağlar

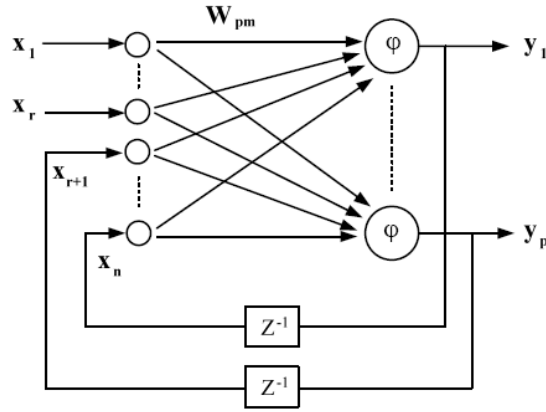
Şekil 6.4'te de verildiği gibi ileri beslemeli YSA' da, hücreler katmanlar şeklinde düzenlenir. Bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana ağırlıklar üzerinden giriş olarak verilir. Giriş katmanı, dış ortamlardan aldığı bilgileri hiçbir değişikliğe uğratmadan orta katmandaki hücelere iletir. Bilgi, orta ve çıkış katmanında işlenerek ağ çıkışı belirlenir. Bu yapısı ile ileri beslemeli ağlar, doğrusal olmayan statik bir işlevi gerçekleştirir. En çok bilinen geriye yayılım öğrenme algoritması bu tip YSA'nın eğitiminde etkin olarak kullanılmakta ve bazen bu ağlara geriye yayılım ağları da denilmektedir [76].



Şekil 6.4 İleri beslemeli ağ yapısı

b) Geri Beslemeli Ağlar

Geri beslemeli YSA' da, en az bir hücrenin çıkışı kendisine ya da diğer hücelere giriş olarak verilir ve genellikle geri besleme bir geciktirme elemanı üzerinden yapılır. Geri besleme, bir katmandaki hücreler arasında olduğu gibi katmanlar arasındaki hücelere arasında da olabilir. Bu yapısı ile geri beslemeli YSA, doğrusal olmayan dinamik bir davranış gösterir. Dolayısıyla, geri beslemenin yapılış şekline göre farklı yapıda ve davranışta geri beslemeli YSA yapıları elde edilebilir [76]. Şekil 6.5'te iki katmanlı ve çıkışlarından giriş katmanına geri beslemeli bir YSA yapısı görülmektedir.



Şekil 6.5 Geri beslemeli ağ yapısı

YSA’ da genel olarak eğitici, eğitici ve destekleyici öğrenme olarak üç öğrenme metodu ve bununla birlikte bunların uygulandığı değişik öğrenme algoritmaları bulunmaktadır.

a) Eğitici Öğrenme

Eğitici tip öğrenmede, YSA’ ya örnek olarak bir doğru çıkış verilir. Bu öğrenmede ağın ürettiği çıktılar ile hedef çıktılar arasındaki fark hata olarak ele alınır ve bu hata minimize edilmeye çalışılır. Bunun için de bağlantıların ağırlıkları en uygun çıkışı verecek şekilde değiştirilir. Bu sebeple eğitici öğrenme algoritmasının bir “öğretmene” veya “eğiticiye” ihtiyacı vardır.

b) Eğitici Öğrenme

Eğitici öğrenme tipinde ağ sadece girdiler verilir. Ağın ulaşması gereken hedef çıktılar verilmez. Girişe verilen örnekten elde edilen çıkış bilgisine göre ağ, sınıflandırma kurallarını kendi kendine geliştirir. Ağ daha sonra bağlantı ağırlıklarını aynı özellikleri gösteren örnekler oluşturmak üzere ayarlar.

c) Destekleyici Öğrenme

Destekleyici öğrenme algoritması, istenilen çıkışın bilinmesine gerek duymaz. Bu yöntem eğitici öğrenme yöntemine benzemekle birlikte, ağa hedef çıktılar yerine, ağın

çıktılarının ne ölçüde doğru olduğunu belirten bir referans bilgisine göre ağırlıklar değiştirilir.

YSA’nda öğrenme işlemi çevrim içi (on-line) ve çevrim dışı öğrenme olarak iki şekilde gerçekleştirilebilir. Çevrim içi öğrenme kuralına göre eğitilen sistemler, gerçek zamanda çalışırken bir taraftan fonksiyonlarını yerine getirirken, bir taraftan da öğrenmeye devam etmektedirler. Çevrim dışı (off-line) öğrenme de ise, YSA kullanıma alınmadan önce deneysel veya benzetimden alınan örnekler üzerinde eğitilirler. Buna göre eğitilen sistemler eğitildikten sonra gerçek hayatta kullanıma alındığında artık öğrenme olmamaktadır.

YSA öğrenme algoritmaları ile öğrenme sürecinden geçtikten sonra, bilgiyi toplama, hücreler arasındaki bağlantı ağırlıkları ile bu bilgiyi saklama ve genelleme yeteneğine sahip olurlar. YSA yapılarına göre farklı öğrenme yaklaşımları kullanırlar. Literatürde kullanılan çok sayıda öğrenme algoritması bulunmaktadır. Bu algoritmaların çoğunluğu matematiksel tabanlı olup ağırlıkların güncelleştirilmesi için kullanılırlar. Yapay sinir ağının mimarisinde, karşılaşılan sorunun niteliğine göre farklılık gösteren bu öğrenme algoritmalarının en çok kullanılanı geriye yayılım algoritmasıdır. Bu algoritma eğiticili öğrenmede kullanılan en genel algoritma olup, basit ve iyi bir öğrenme kapasitesine sahip olması sebebiyle birçok alanda uygulanmaktadır [77].

6.3.1.2. YSA’nın Tasarımı

YSA uygulamalarının başarısı, kullanılacak olan yaklaşımlar ile deneyimlerle ilişkilidir. Üzerinde çalışılan uygulamanın başarısında uygun yöntemi belirlemek büyük önem taşır. Yapay sinir ağının geliştirilmesi sürecinde ağın yapısına ve işleyişine ilişkin şu temel kararların verilmesi ve uygulanması gerekir.

- Ağ mimarisinin seçilmesi ve yapı özelliklerinin belirlenmesi (katman sayısı, katmandaki nöron sayısı gibi)
- Nörondaki fonksiyonların karakteristik özelliklerinin belirlenmesi,
- Öğrenme algoritmasının seçilmesi ve parametrelerinin belirlenmesi,
- Eğitim ve test verisinin oluşturulması

Bu kararların doğruluğu çok önemlidir aksi durumunda, YSA'daki sistem karmaşıklığı artabilir. YSA' nın uygun parametrelerle tasarlanması durumunda, YSA sürekli olarak kararlı ve istikrarlı sonuçlar üretir. Ayrıca sistemin tepki süresi ağ büyüklüğüyle ilişkili olduğundan bu sürenin yeterince kısa olabilmesi için de ağ büyüklüğünün yeterince küçük olması gerekir.

a) Ağ Yapısının Seçimi

YSA' nın tasarımı sürecinde ağ yapısının seçilmesi, uygulama problemine bağlıdır. Hangi problem için hangi ağın daha uygun olduğunun bilinmesi önemlidir. Kullanım amacı ve o alanda başarılı olan ağ türleri Tablo 6.1' de verilmiştir [77].

Tablo 6.1 Ağ türleri ve kullanıldıkları alanlar

Kullanım Amacı	Ağ Türü	Ağ Kullanımı
Tahmin	Çok katmanlı ağ	Ağın girdilerinden bir çıktı değerinin tahmin edilmesi
Sınıflandırma	LVQ ART Olasılıklı Sinir Ağları	Girdilerin hangi sınıfa ait olduğunun belirlenmesi
Veri ilişkilendirme	Hopfield Boltzman Ağı Bellek Hücreli Sinir Ağı	Girdilerin içindeki hatalı bilgilerin bulunması ve eksik bilgilerin tamamlanması

Ağda kullanılması düşünülen öğrenme algoritması uygun YSA seçimi için çok önemlidir. Algoritma seçildiği zaman algoritmanın gerektirdiği mimari de zorunlu olarak seçilmiş olmaktadır. Örnek verecek olursak, geriye yayılım algoritması ileri beslemeli ağ mimarisi gerektirir. YSA' nın karmaşıklığının azaltılmasında en etkin yolu, ağ yapısını değiştirmeden geçer. Gereğinden fazla sayıda işlemci eleman içeren ağ yapılarında, daha düşük genelleme ortaya çıkabilir.

b) Öğrenme Algoritmasının Seçimi

Öğrenme algoritması, YSA' nın yapısının seçiminden sonra uygulama başarısını belirleyen en önemli faktördür. Genel olarak ağ yapısı öğrenme algoritmasının seçiminde belirleyici faktördür.

YSA'nın geliştirilmesinde kullanılacak çok sayıda öğrenme algoritması bulunmaktadır. Uygulama tipine göre bu öğrenme algoritmalarından uygun olanları seçilir.

c) Ara Katman Sayısını Belirleme

YSA' nın tasarımındaki diğer bir işlem, ağdaki katman sayısına karar vermektir. Problemlerin çoğunda 2 veya 3 katmanlı bir ağ, tatmin edici doğru sonuçlar üretebilmektedir. Giriş ve çıkış katmanlarının sayısı, problemin yapısına göre değişir. Katman sayısını belirlemenin en iyi yolu, birkaç deneme yaparak en uygun yapının ne olduğuna karar vermektir. Dikkat edilmesi gereken bir diğer husus da ara katman sayısının artmasından dolayı işlemler artacağı için çalışma hızı da düşer. Bunun için uygun değerli bir çözüm üretilme yoluna gidilmektedir.

d) Nöron Sayısının Belirlenmesi

Ağın yapısal özelliklerinden birisi de her bir katmandaki nöron sayısıdır. Katmandaki nöron sayısının tespitinde genellikle deneme-yanılma yöntemi kullanılır. Bunun için izlenecek yol, başlangıçtaki nöron sayısını istenilen performansa ulaşıncaya kadar arttırmak veya tersi şekilde istenen performansın altına inmeden azaltmaktır. Bir katmanda kullanılacak nöron sayısı olabildiğince az olmalıdır. Nöron sayısının az olması yapay sinir ağının genelleme yeteneğini arttırırken, gereğinden fazla olması ağın verileri ezberlemesine neden olur. Ancak gereğinden az nöron kullanılması verilerdeki örüntünün ağ tarafından öğrenilememesi gibi bir sorun yaratabilir [77].

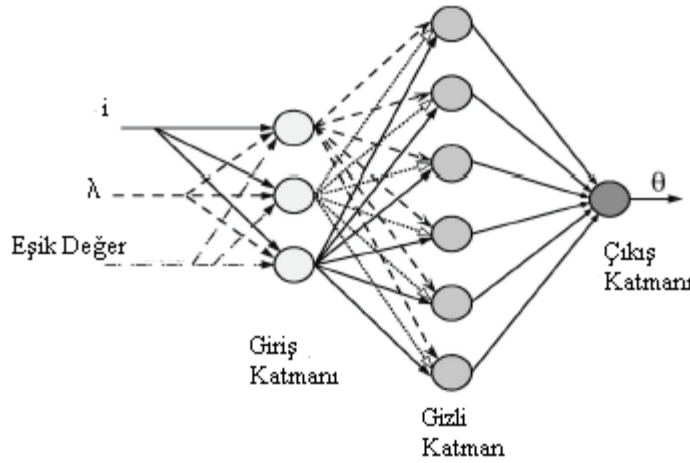
e) Eğitim Kümesinin Normalizasyonu

Giriş ve çıkış verilerinin normalizasyonu, yakınsama ve öğrenme işlemi açısından önemlidir. Bu durumu sigmoid fonksiyonu üzerinden açıklamak gerekirse; sigmoid fonksiyonunun özelliğinden dolayı, ağın çıkışı 0-1 arasında olmalıdır. Buna ilaveten, giriş değişkenleri, sigmoid fonksiyonunun doymaya girmemesi için yeterince küçük tutulmalıdır. Dolayısıyla, giriş ve çıkış verilerinin, ağ eğitilmeden önce normalize edilmesi gerekir. Uygulamada çeşitli normalizasyon teknikleri vardır. En temel normalizasyon

işlemi, giriş ve çıkış nöronların tek tek, o nörondaki en büyük değere bölünmesidir. Normalizasyon işlemi sonunda, giriş ve çıkış vektörleri 0-1 arasında değer alır.

6.3.2. Rotor Konumunun Tahmini

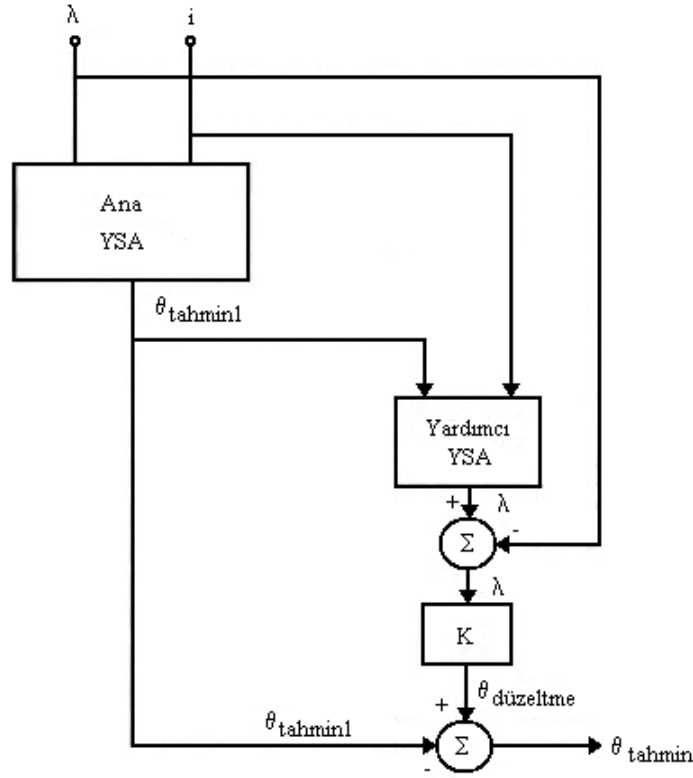
YSA non-liner sistem yaklaşımında ve hareket kontrolü gerektiren birçok uygulamada fayda sağlar. Literatürde bu konu hakkında birçok yayına rastlamak mümkündür. Hudson, C.A. ve arkadaşları, sadece akım ve/veya gerilim sinyallerini ve Şekil 6.6’da ki YSA yapısını kullanarak ARM’nin algılayıcısız konum ve hız kontrolünü gerçekleştirmiştir. Kullandıkları YSA yapısının minimum yapılandırmaya sahip olmasına dikkat edilmiş ve YSA ‘nın eğitim verileri, akım ve akıyı sistem çalışma süresince elde edilmiştir [78].



Şekil 6.6 Tek gizli katmana sahip geleneksel YSA yapısı

Meşe, E. ve Torrey D.A., 20kW’lık, 6/4 ve 3 fazlı bir ARM’nin konum tahminini YSA kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmada konumu tahmin edebilmek için ARM’nin akı-akım eğrisini kullanmışlardır [15]. Ölçülen gerilim ve akımdan, akı hesaplanmıştır. Hesaplanan akı ve ölçülen akı YSA’nın girişi olarak verilir ve çıkışta ise konum elde edilmiştir. Bir diğer çalışmalarında ise Şekil 6.7’de blok diyagramı verilen çift YSA yapısı kullanarak çok ayrıntılı konum tahmini çalışması yapmışlardır. Blok şeması dikkatli incelenirse, ana YSA bloğu akı ve akımdan konumu tahmin etmektedir, ancak bu işlemde komutasyon sırasında veya akı hesabında meydana gelebilecek hataları minimize etmek için ikinci yardımcı bir YSA kullanılmıştır. Bu duruma, ilk YSA’nın sonucu olan konum ile, ölçülen akım yardımcı YSA’nın girişi olarak verilir ve çıkışta akı elde edilir. Hesaplanan akı ile YSA çıkışındaki akı karşılaştırılıp hata miktarına göre konum düzeltme

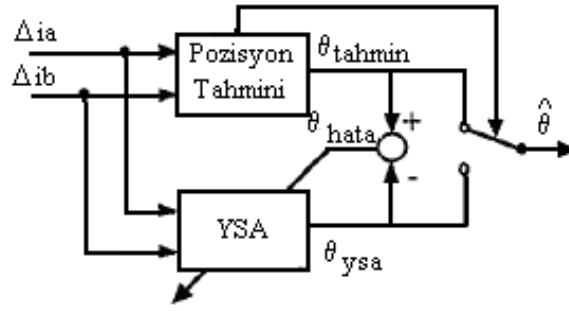
elde edilmiştir. Bu da ana YSA çıkışındaki konum ile konum düzeltme toplanarak istenilen konum tahmini elde edilmiştir. Ayrıca YSA ile bulanık mantık metotlarını karşılaştırmışlardır [29].



Şekil 6.7 Çift YSA'lı konum tahmini

Reay D.S., ve Williams B.W., konum kontrolünü yaparken, yapılan çalışmalardan farklı olarak motorun manyetik karakteristiklerinin tam olarak bilinmesine gerek olmadığını söylemişlerdir. Ortaya attıkları yöntemde; Dört fazlı bir ARM'nin herhangi bir anında iki fazın enerjisiz olduğunu söyleyip, bu durumda enerjisiz fazlara kısa süreli gerilim darbeleri göndererek yapılan endüktans tahminlerinden konum tespiti yapmışlardır. Şekil 6.8'de blok şeması verilmiştir. Endüktansın tahmini için hesaplanıp depolanan, endüktans, rotor konumu ve akım ilişkisi kullanılmıştır [20]. Ayrıca konum tahmini için gerilimin ölçülmesine gerek yoktur. Konum denklem 6.4'ten bulunur.

$$\hat{\theta} = \frac{1}{N_r} \tan^{-1} \left(\frac{\frac{1}{\Delta i_a(k)} - \frac{1}{\Delta i_a(k-1)}}{\frac{1}{\Delta i_b(k)} - \frac{1}{\Delta i_b(k-1)}} \right) \quad (6.4)$$

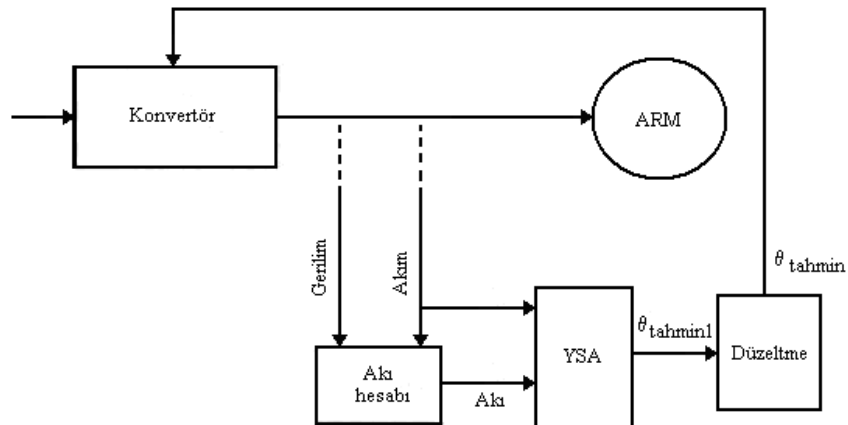


Şekil 6.8 Konum tahmini blok diyagramı

Bellini A. ve arkadaşları ARM'nin yüksek doğrusal olmayan yapısından dolayı YSA'da tanımlama ve kontrolde çok ideal bir aday olduğunu belirtip, radyal tabanlı fonksiyona sahip YSA kullanarak ARM nin konum ve hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [16].

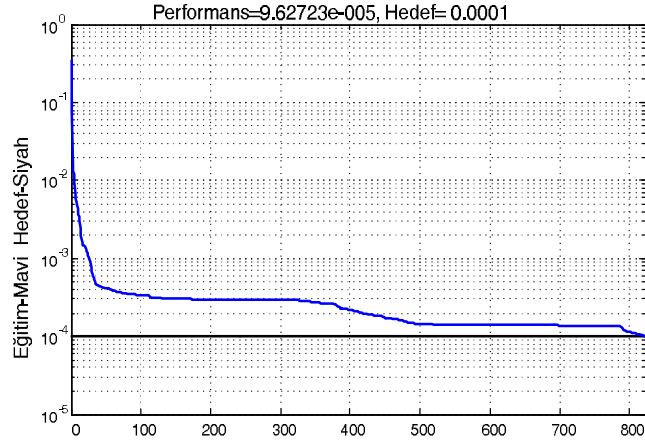
6.4. Kullanılan Yöntem

Uygulanan algılayıcısız konum tespitinin blok diyagramı Şekil 6.9'da verilmiştir. Konvertörden ölçülen gerilim ve akım bilgisi kullanılarak akı hesabı yapılmaktadır. Akı ve akım YSA'nın girişi olarak verilmektedir. YSA'nın çıkışında ise rotor konumu elde edilmektedir. Ancak bu rotor konumu fazlar arasındaki komutasyon ve akı hesabındaki integratörlerden dolayı bir hataya sahip olacaktır. Bu hatayı gidermek için bir düzeltme bloğuna ihtiyaç duyulmuştur. Diğer yöntemlerden farklı olarak YSA'nın eğitim ve test verileri benzetim veya deneysel sonuçlardan değil ANSYS 10'da yapılan manyetik analizler sonucunda elde edilmiştir.

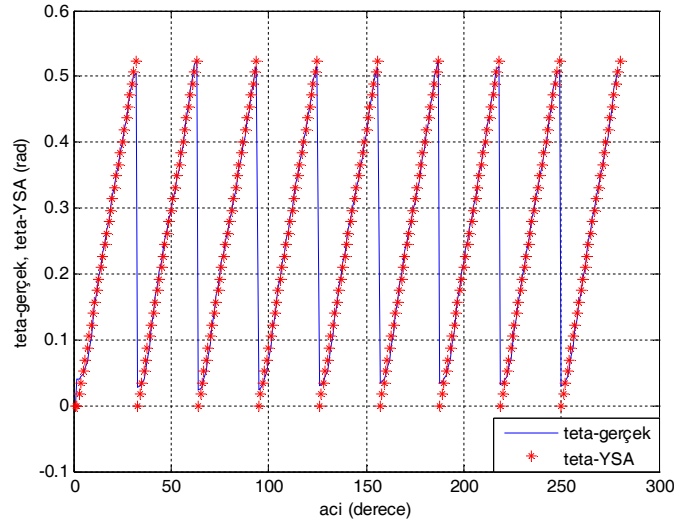


Şekil 6.9 YSA kullanarak rotor konumunun tespitinin blok diyagramı

Bu çalışmada ileri beslemeli çok katmanlı ağ yapısı kullanılmıştır. Çalışma zamanını ve kullanılan hafızayı azaltmak için ağ yapısı üç katmanlı olarak seçilmiştir. YSA' da iki giriş, 7 gizli nöron ve tek bir çıkış bulunmaktadır. Gizli katmandaki nöronların sayısı denemeler sonucu ortaya çıkartılmıştır. 3-14 arasında farklı nöron sayıları denenerek 7 gizli nöron kullanımı ile daha hızlı öğrenme ve daha iyi modelleme elde edildiği saptanmıştır. Gizli ve çıkış katman nöronlarında sırasıyla logsigmoid ve doğrusal transfer fonksiyonları kullanılmıştır. Ağ yapısı olarak çok katmanlı ağlarda kullanılan geriye yayılım öğrenme algoritması ağın eğitiminde kullanılmıştır. Bilindiği gibi öğrenme işleminin amacı, çıkış hatası terimlerinde bulunan performans indeksi terimlerini minimize etmektir. Yapay sinir ağı geliştirme sürecinde eğitim için kullanılan veriler ikiye ayrılır. Bu verilerin bir bölümü ağın eğitilmesi için kullanılır ve eğitim seti adını alırken diğer bölümü ise ağın eğitim verileri dışındaki performansını ölçmede kullanılır ve test seti olarak adlandırılır. Eğitim ve test setleriyle ilgili temel sorun, eğitim ve test veri sayısının yeterli olup olmadığıdır. Sınırsız sayıda verinin bulunabildiği durumlarda, yapay sinir ağı mümkün olan en çok veriyle eğitilmelidir. Eğitim verisinin yeterli olup olmadığı konusunda emin olmak için; eğitim verisinin miktarı, ağın performansında bir değişiklik yaratmadığı noktaya kadar arttırılır. Ancak bunun mümkün olmadığı durumlarda yapay sinir ağının eğitim ve test verileri üzerindeki performansının yakın olması da verilerin sayıca yeterli olduğuna ilişkin bir gösterge olarak kabul edilebilir. Bununla birlikte eğitim setinin içerdiği veri miktarı değişik yapay sinir ağı modellerine göre ve özellikle problemin gösterdiği karmaşıklığa göre farklılık gösterebilmektedir [77]. YSA' nın eğitimi için kullanılacak örnekler, farklı akımlar ve farklı konumlar için yukarıda da belirtildiği gibi ANSYS 10.0 dan hesaplanan akılardan oluşmuştur. Eğitim işlemini sonlandırmak için kullanılan öğrenme toleransı $1e-4$ olarak seçilerek istenilen performans sonucuna 623 adım sonra ulaşılmıştır. Bu duruma ilişkin eğitimin sonucu Şekil 6.10' de verilmiştir. Şekil 6.11'de ise YSA'nın test sonuçları verilmiştir.



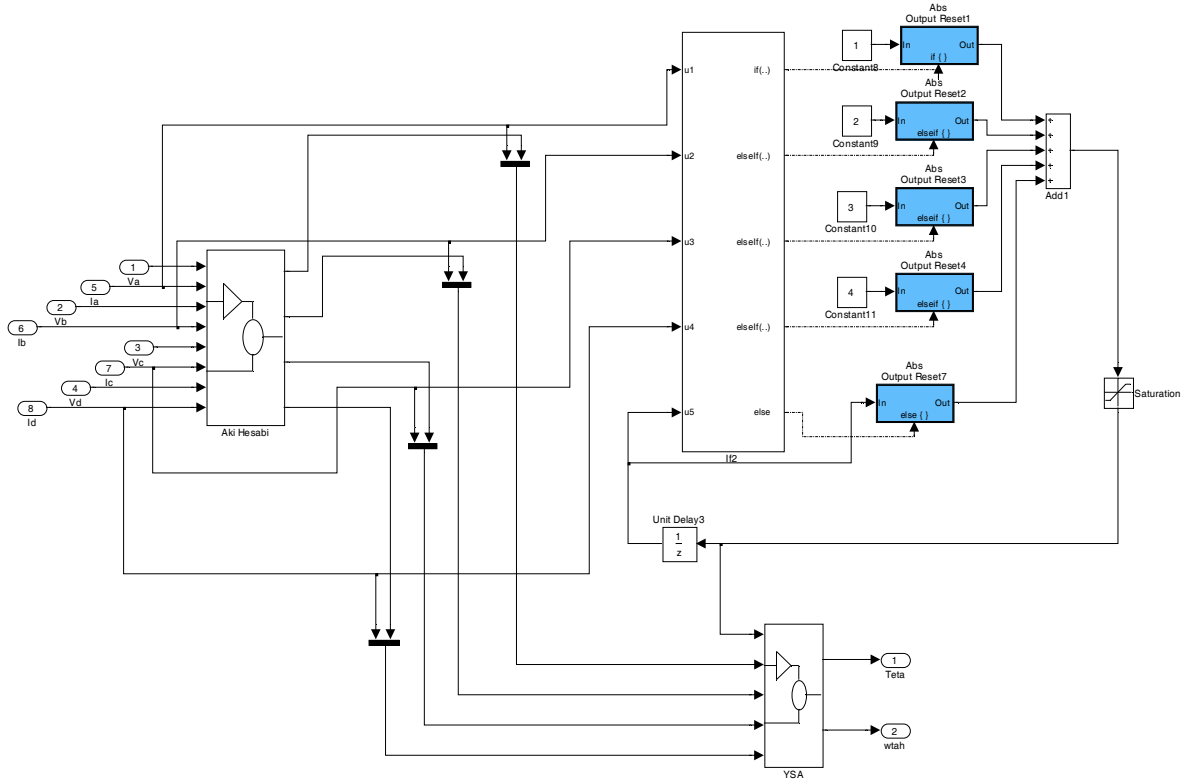
Şekil 6.10 YSA'nın eğitim sonucu



Şekil 6.11 YSA'nın test sonuçları

6.5. Algılayıcısız Akım ve Hız Kontrolünün Benzetim ve Deneysel Sonuçları

Algılayıcısız çalışmada rotor konumunun tespit edilmesi gerekmektedir. Şekil 6.9'da verilen rotor konum blok diyagramı tespitinin Matlab/Simulink ortamında modellenmesi Şekil 6.12 'de verilmiştir. Bir önceki bölümde verilen Matlab/simulink modellerine algılayıcı yerine alttaki model eklenerek algılayıcısız olarak çalıştırılmıştır.

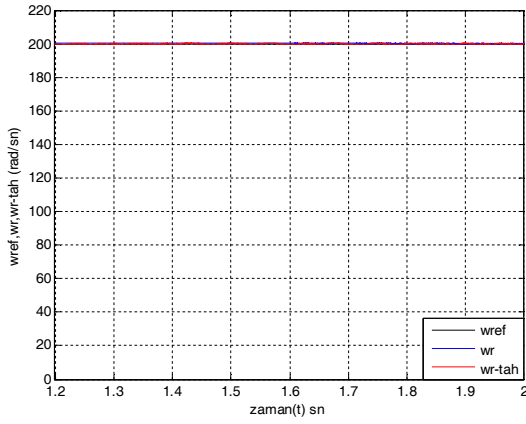


Şekil 6.12 YSA kullanarak rotor konumunun tespiti MATLAB/Simulink modeli

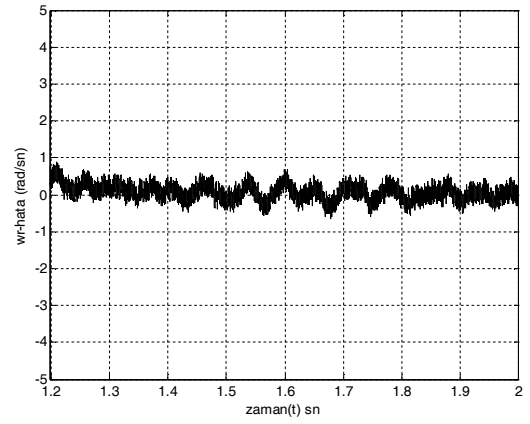
6.5.1 Yüksüz Çalışma

ARM'nin YSA tabanlı algılayıcısız akım ve hız kontrolü için oluşturulan MATLAB/Simulink benzetim modeli farklı referans hız değerlerindeki tahmin doğruluğunu görmek için öncelikle motor yüksüz iken çalıştırılarak konum açısı, açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız, hız tahmini ve hız tahmin hatasına ilişkin sonuçlar alınmıştır. Yüksek ve düşük hızlar için iki temel çalışma yapılmıştır. Sonuçlar sürekli durum için verilmiştir.

İlk çalışma 200 rad/sn'de yapılmış olup sürekli duruma ait benzetim sonuçları Şekil 13 ve 14'te deneysel sonuçlar ise Şekil 15 ve 16'da verilmiştir. Algılayıcısız çalışmada sonuçlardan da görüldüğü gibi, hem benzetimde hem de deneysel çalışmada konum iyi bir şekilde tespit edilip, referans hız düzgün bir şekilde yakalanmıştır.

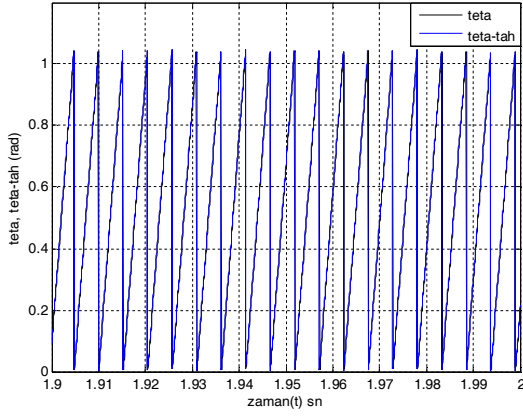


(a)

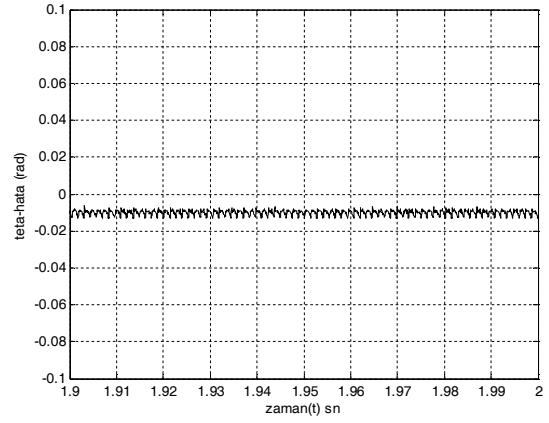


(b)

Şekil 6.13 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 200 rad/sn' deki benzetim sonuçları
a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini b) Hız tahmin hatası

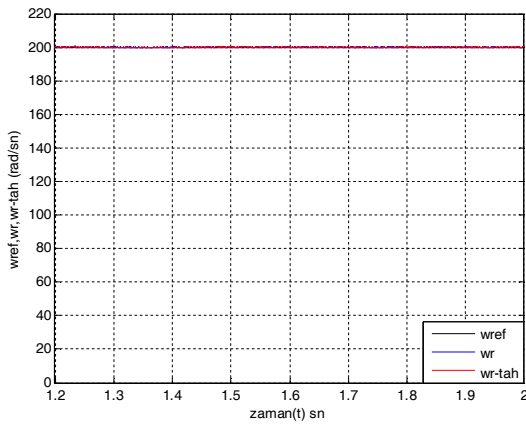


(a)

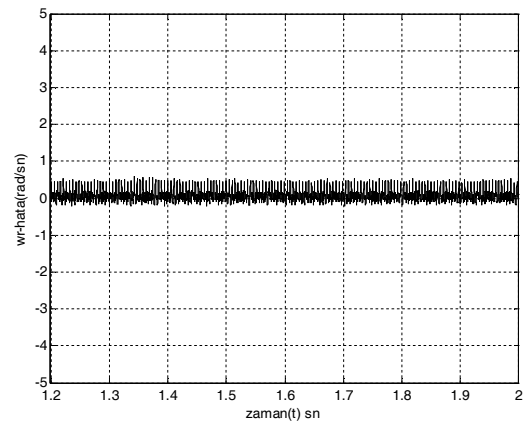


(b)

Şekil 6.14 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 200 rad/sn' deki benzetim sonuçları
a) Konum açısı-konum açısı tahmini b) Konum açısı tahmin hatası

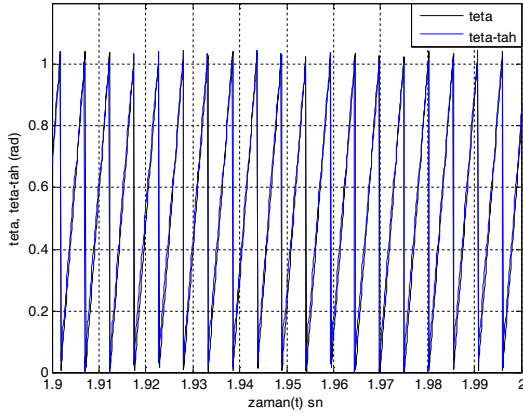


(a)

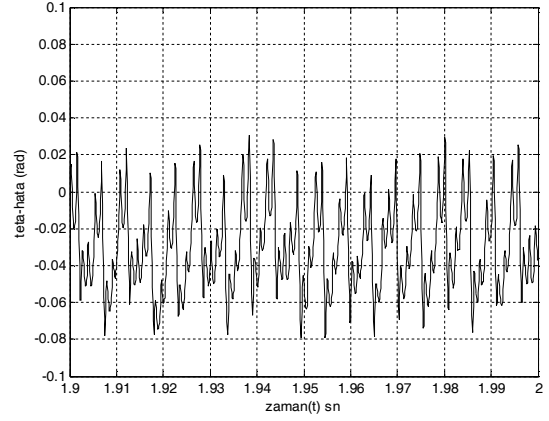


(b)

Şekil 6.15 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 200 rad/sn' deki deneysel sonuçları
a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini b) Hız tahmin hatası



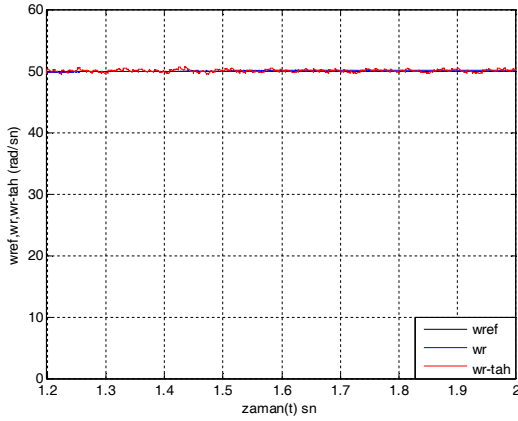
(a)



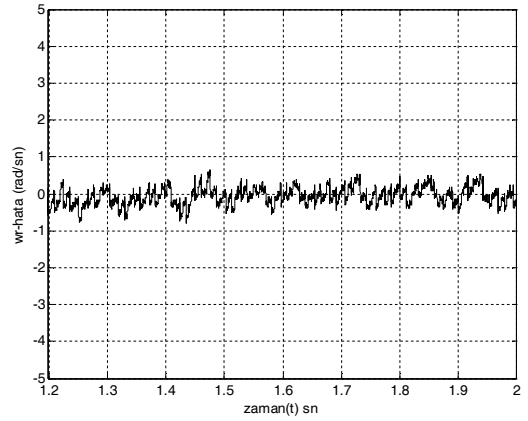
(b)

Şekil 6.16 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 200 rad/sn' deki deneysel sonuçları
a) Konum açısı-konum açısı tahmini b) Konum açısı tahmin hatası

Düşük hız çalışması 50 rad/sn'de yapılmış olup sürekli duruma ait benzetim sonuçları Şekil 17 ve 18'de deneysel sonuçlar ise Şekil 19 ve 20'de verilmiştir. Yüksek hızda olduğu gibi düşük hızda da konum tespiti iyi bir şekilde gerçekleştirilip, referans hız deneysel sonuçta hafif dalgalanmalara rağmen düzgün bir şekilde takip edilmiştir.

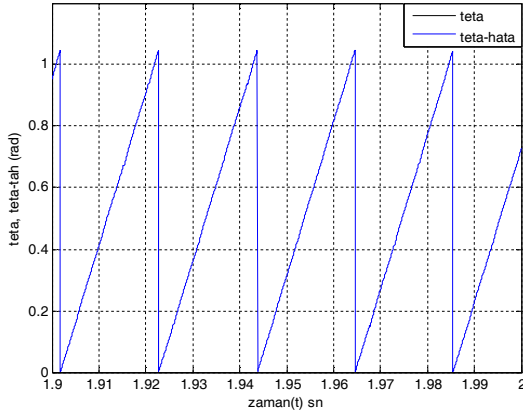


(a)

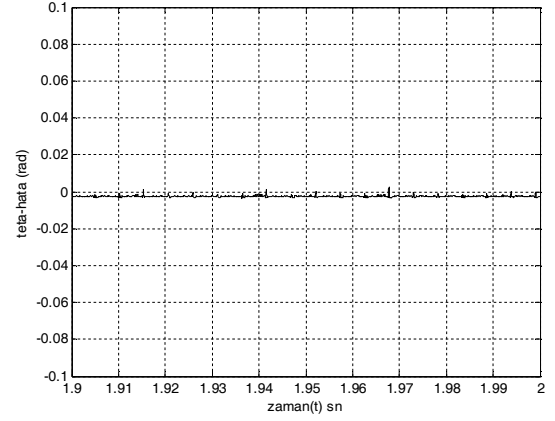


(b)

Şekil 6.17 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 50 rad/sn' deki benzetim sonuçları
a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini b) Hız tahmin hatası

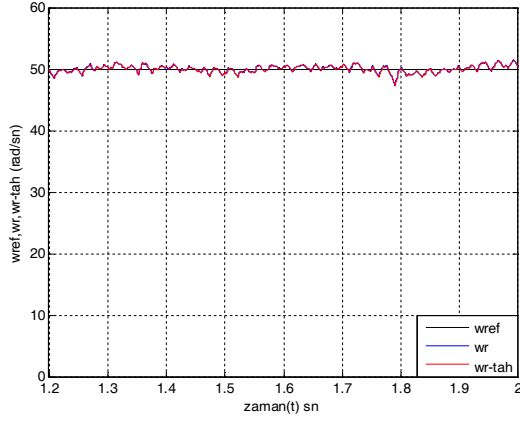


(a)

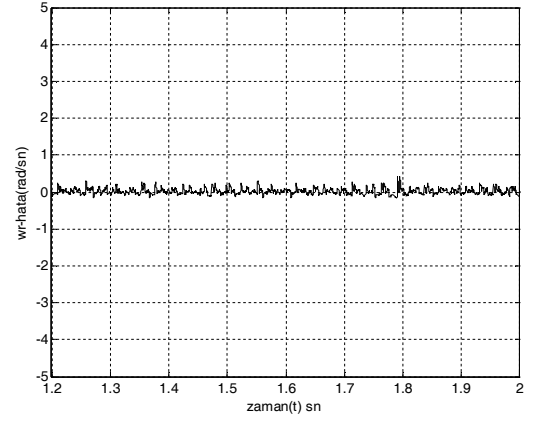


(b)

Şekil 6.18 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 50 rad/sn' deki benzetim sonuçları
a) Konum açısı-konum açısı tahmini b) Konum açısı tahmin hatası

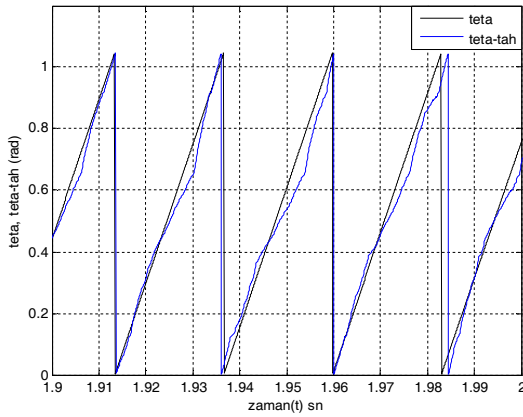


(a)

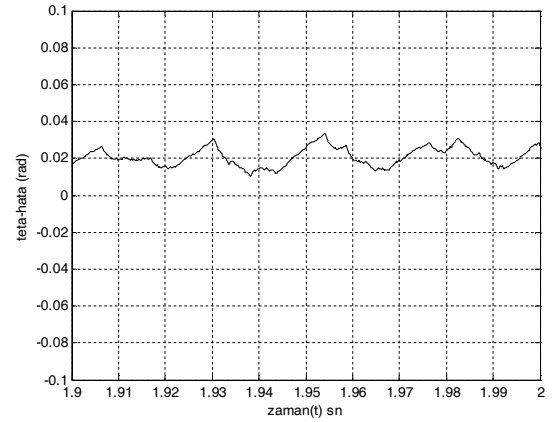


(b)

Şekil 6.19 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 50 rad/sn' deki deneysel sonuçları
a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini b) Hız tahmin hatası



(a)

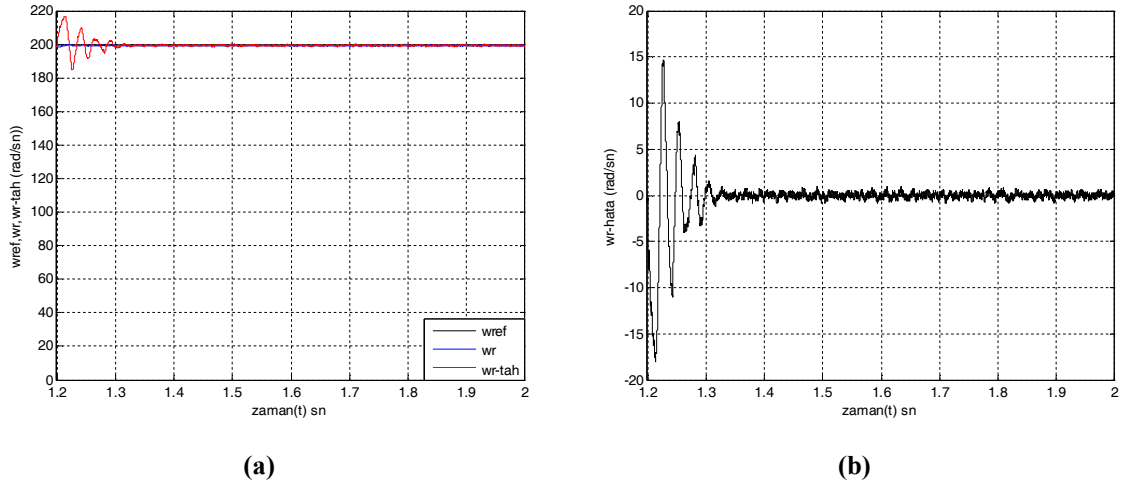


(b)

Şekil 6.20 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 50 rad/sn' deki deneysel sonuçları
a) Konum açısı-konum açısı tahmini b) Konum açısı tahmin hatası

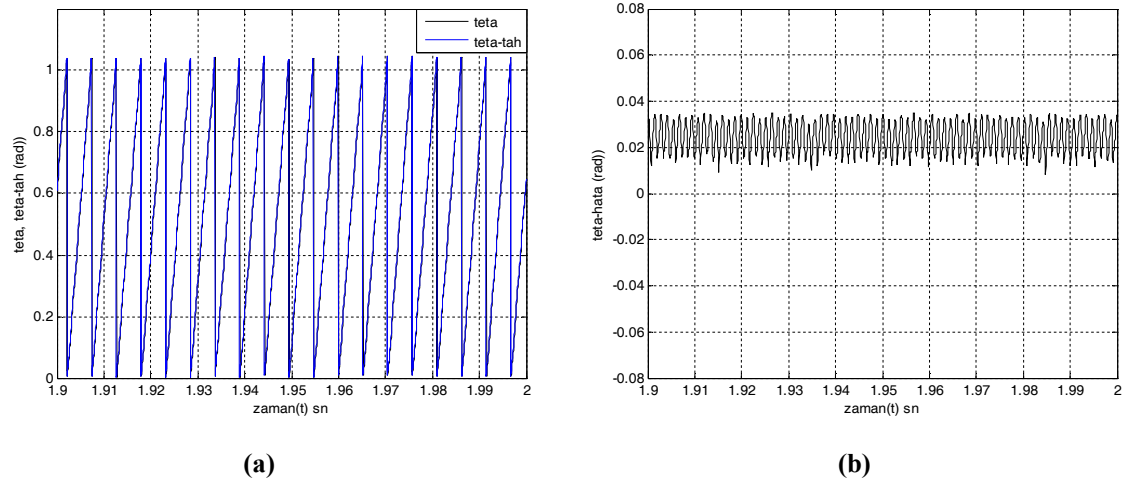
6.5.2 Yükte Çalışma

Yüklü durumdaki tahmin doğruluğunu görmek için 2 Ntm'lik yük altında ARM 200 rad/sn ve 50 rad/sn'lik bir hızda çalıştırılmıştır. Bu durum için alınan benzetim sonuçları Şekil 6.21-24' de gösterilmiştir.



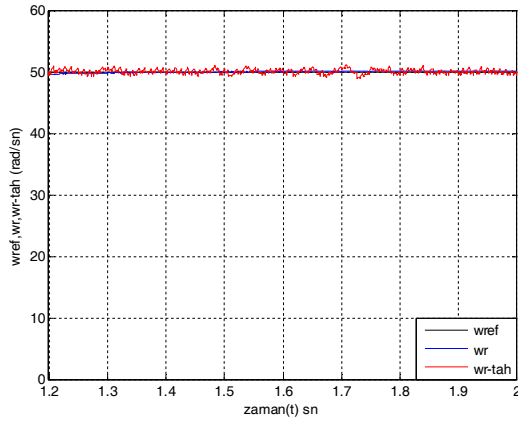
Şekil 6.21 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 2 Nm yükte ve 200 rad/sn' deki benzetim sonuçları;

a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini b) Hız tahmin hatası

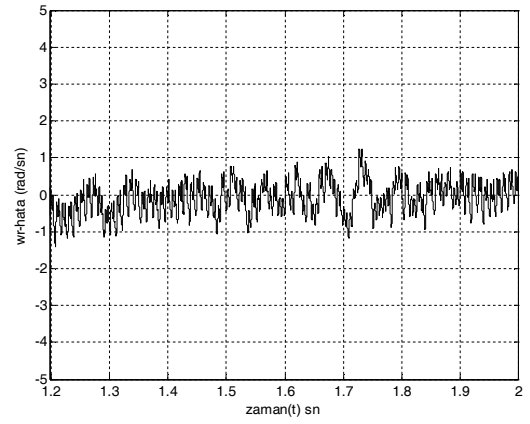


Şekil 6.22 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 2 Nm yükte ve 200 rad/sn' deki benzetim sonuçları;

a) Konum açısı-konum açısı tahmini b) Konum açısı tahmin hatası



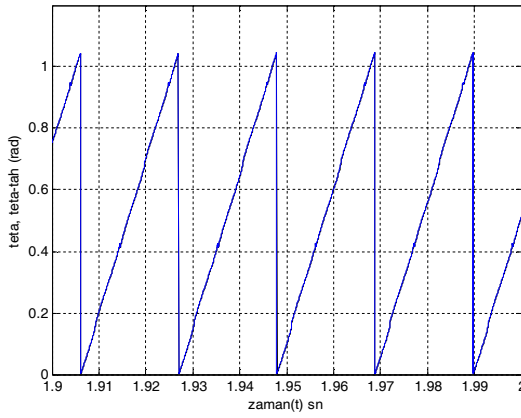
(a)



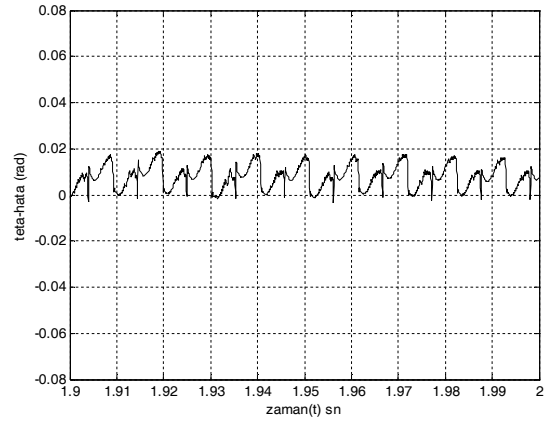
(b)

Şekil 6.23 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 2 Nm yükte ve 50 rad/sn' deki benzetim sonuçları;

a) Referans hız-rotor hızı ve rotor hızı tahmini b) Hız tahmin hatası



(a)



(b)

Şekil 6.24 ARM'nin algılayıcısız hız ve akım kontrolünün 2 Nm yükte ve 50 rad/sn' deki benzetim sonuçları;

a) Konum açısı-konum tahmini b) Konum açısı tahmin hatası

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu bölümde, tezde yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen sonuçlar ile ileriki çalışmalara yardımcı olabilecek öneriler verilmiştir.

7.1. Sonuçlar

Bu tezde, öncelikle gerekli literatür çalışması yapıldıktan sonra 8/6 dört fazlı dalgıç tipi bir ARM'nin analitik ve manyetik tasarımı yapıp imalatı gerçekleştirilmiştir. Bu tasarım süresince akustik gürültüye sebep olan radyal kuvvetlerin azaltılması yönünde çalışmalar yapılmıştır. Radyal kuvvetin azaltılması için rotor ve stator kutup başlarına şekiller verilmiştir. Bu çalışma sonucunda standart tip bir ARM'ye göre akustik gürültüye sebep olan radyal kuvvet % 19.03 oranında azaltılması başarılmıştır.

Çalışmadaki diğer nokta ise SEY ile elde edilen ARM'nin manyetik karakteristiklerinden faydalanarak algılayıcı ve algılayıcısız kapalı çevrim hız ve akım kontrolü yapılmıştır. Bu sayede yapılan akım ve hız kontrolünde motorun doğrusal olmayan yapısı da modellenmektedir. Bunun için ANSYS 10.0'dan, ARM'nin doymasız ve doymalı durumu için değişik akımlarda, konuma göre manyetik büyüklükleri elde edilip faz endüktansları hesaplanmıştır. Hesaplanan endüktanslar motor modelinde kullanılarak ARM'nin algılayıcı hız ve akım kontrolü gerçekleştirilmiştir. Akım kontrolünde iki yöntem uygulanmıştır. Bunlardan birincisi gerilim kontrolü, diğeri ise histeresiz akım kontrolüdür. Histeresiz akım kontrolde, akımın tanımlanan bir bandın içerisinde hareket etmesinden dolayı daha iyi sonuçlar elde edilebilmektedir. Ancak yüksek hız uygulamalarında, zıt emk büyümektedir ve stator sargısından geçen akım, akım kıyıcısı tarafından düzenlenememektedir. Bu yüzden histeresiz akım kontrol metodu düşük ve orta hızda uygulanmaktadır. Histeresiz akım kontrolünü sınırlandıran bir diğer durum ise anahtarlama frekansıdır. Diğer bir deyişle elde edilen anahtarlama frekanslarını hem güç anahtarları hem de DSP'nin karşılaması gerekmektedir. DSP'nin I/O portlarının hızı yeterince yüksek olmadığı için yüksek hız uygulamalarında istenilen anahtarlama frekansı anahtarlara yollanamamaktadır.

Bu tezde motorun moment dalgalılığını azaltmak için, ARM'nin faz endüktans eğrisinin değişik noktalarda tetiklenme durumları incelenmiştir. Çünkü seçilecek olan bu tetikleme noktalarının hem geliştirilen moment hem de moment dalgalılığı üzerinde etkisi mevcuttur. Bilindiği gibi ARM'lerin endüktans eğrileri doğrusal bölgede hemen hemen aynı eğimi takip ederken, doğrusal olmayan bölgede ise farklı eğimleri takip etmektedirler. Doğrusal bölgeye göre seçilen bir tetikleme açısı doğrusal olmayan bölgede aynı tepkileri vermez. Bunun için tetikleme noktası seçilirken her iki bölgenin de dikkate alınması gerekmektedir. Buna ilaveten motorun çalışma hızı da göz önünde bulundurularak optimum tetikleme açısının tespit edilmesi gerekmektedir. Yapılan çalışma sonucunda uygun tetikleme açısıyla moment dalgalılığının önemli derecede düşürülebileceği gösterilmiştir.

Bu çalışmada algılayıcısız konum tahmini gerçekleştirmek için ARM'nin SEY çözümünde elde edilen manyetik karakteristikleri kullanılmıştır. ARM'nin akısını hesaplamak için konvertörden gerilim ve akım bilgisi alınmıştır. Hesaplanan akı ve ölçülen akım, SEY'den alınan sonuçlara göre eğitilen YSA'nın girişi olarak verilmektedir. YSA'nın çıkışında ise rotor konumu elde edilmektedir. Ancak bu rotor konumu fazlar arasındaki komütasyon ve akı hesabındaki integratörlerden dolayı bir hata taşımaktadır. Bu hatayı gidermek için bir düzeltme bloğu yapılmıştır. Düşük ve yüksek hızlarda benzetim sonuçları elde edilmiştir. Aynı zamanda yük altında da değişik hızlarda sonuçlar elde edilmiştir. SEY alınan sonuçlarla YSA yöntemi kullanılarak yapılan rotor konumu tahmini düşük ve yüksek hızlarda iyi sonuçlar vermiştir.

7.2. Öneriler

ARM'nin boyutlarının belirlenmesinde optimizasyon teknikleri kullanılarak yapılması fayda sağlayabilir. Bu durumda kutupların yay uzunlukları, kutup boyları, sarım sayıları, sargılar arasındaki mesafe, hava aralığı, paket boyu gibi terimlerde tam bir uyumluluk sağlanabilir.

Değişik devre topolojileri kullanılıp çalışma durumu ve istenilen performansa göre maliyette işin içine konularak uygun devreler geliştirilebilir.

Değişik yöntemlerle, örneğin endüktans hesabı, sadece akım ölçme yöntemi ve bulanık mantık gibi yöntemlerle algılayıcısız kontroller gerçekleştirilip, performans ve maliyet yönünden karşılaştırılabilir.

İki boyutlu SEY yerine üç boyutlu SEY çözümü yapıp motorun manyetik karakteristikleri daha iyi bir şekilde elde edilebilir. Bu sonuçlar hem tasarımda hemde algılayıcılı ve algılayıcısız denetleyicide kullanılıp performans analizi yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Omaç, Z.**, 2006, Yeni Bir Anahtarlı Relüktans Motorun Tasarımı ve Akım Kontrolü,Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [2] **İnanç, N.**, 1996, Anahtarlımalı Relüktans Motorun Modellenmesi ve yeni Kontrol Teknikleri ile Denetimi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- [3] **Krishnan, R., Arumugam, R., Lindsay, J. F.**, 1988, Design Procedure For Switched- Reluctance Motors, IEEE Transactions On Industry Application, Vol. 24, No. 3, p.456-461, May/June.
- [4] **Cameron D.E, Lang J.H., Umans S.D.**,1989, The Origin Of Acoustic Noise In Variable-Reluctance Motors , Proc. IEEE IAS Annual Meeting, 108-115, October.
- [5] **Cameron D.E, Lang J.H., Umans S.D.**,1989, The Origin And Reduction Of Acoustic Noise In Doubly Salient Variable-Reluctance Motors , Proc. IEEE IAS Annual Meeting, p. 108-115, October.
- [6] **Ehsani, M., Husain, I.**, 1992, Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages, Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1,p. 422-429.
- [7] **Michaelides, A. M., Pollock, C.**, 1994, Effect Of End Core Flux On The Performance Of The Switched Reluctance Motor, IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 141, No. 6,p.308– 316, November.
- [8] **Iqbal, H., Ehsani, M.**, 1994, Rotor Position Sensing In Switched Reluctance Motor Drives By Measuring Mutually Induced Voltages, IEEE Transaction On Industry Applications, Vol. 30, No. 3,p. 665– 671, May/June.
- [9] **Tang, Y.**, 1996, Characterization, Numerical Analysis And Design Of Switched Reluctance Motor For Improved Material Productivity And Reduced Noise, IEEE, p. 715-722.
- [10] **Iqbal, H., Ehsani, M.**, 1996, Torque Ripple Minimization In Switched Reluctance Motor Drives By PWM Current Control, IEEE Transaction On Power Electronics, Vol. 11, No. 1, p. 83– 88, January.
- [11] **Kjaer, P. C., Gribble, J. J., Miller, T. J. E.**, 1996, High- Grade Control Of Switched Reluctance Machines, IEEE Transaction On Industry Applications, Vol. 33, No. 6, p.1585–1593, November/December.

- [12] **Metwally, H.M.B., Anis, W.R.,** 1997, Performance Analysis Of PV Pumping System Using Switched Reluctance Drives, Pergamon Energy Convers. Mgmt, Vol. 38, No. 1,p.1-11.
- [13] **Ohdachi, Y.,** 1997, Optimum Design Of Switched Reluctance Motors Using Dynamic Finite Element Analysis, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 33, No. 2, p. 2033–2036, March.
- [14] **Koibuchi, K., Onho, T., Sawa K.,** 1997, A Basic Study For Optimal Design Of Switched Reluctance Motor By Finite Element Method , IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 33, No. 2 ,p. 2077–2080, March.
- [15] **Mese, E., Torrey, D.A.,** 1997, Sensorless Position Estimation for Variable Reluctance Machines Using Artifical Neural Networks, *Proc. IEEE IAS Annu. Meeting*, p. 540-547.
- [16] **Bellini, A., Filippetti, F., Franceschini, G.,Tassoni, C., Vas, P.,** 1998, Position Sensorless Control of a SRM Drive using ANN-Techniques, IEEE Industry Applications Conference, Vol.1, p. 709-714
- [17] **Pillay, P., Cai, W.,** 1999, A Investigation into Vibration in Switched Reluctance Motors, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 35, No. 3,p.589– 596, May/June.
- [18] **Sahoo, N.C., Panda, S.K., Dash, P.K,** 1999, A Fuzzy Logic Based Current Modulator for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors, Electric Machines and Power Systems, p. 181-194.
- [19] **Mir, Ş., Elbuluk, M. E., Iqbal, H.,** 1999, Torque–Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Using Adaptive Fuzzy Control, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 35, No. 2, p. 461–468, March/April.
- [20] **Reay, D.S., Williams, B.W.,** 1999, Sensorless Position Detection using Neural Networks fort he Control of Switched Reluctance Motors, IEEE International Conference on Control Applications, Vol. 2,p. 1073-1077.
- [21] **Choi, C., B., Lee, D., Park, K.,** 2000, Fuzzy Design of a Switched Reluctance Motor Based on the Torque Profile Optimization, IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 36, No. 5, p. 3548-3550, September.
- [22] **Sanada, M., Morimoto, S., Takeda Y.,Matsui, N.,** 2000, Novel Rotor Pole Design of Switched Reluctance Motors to Reduce the Acoustic Noise, IEEE, 107-113.
- [23] **Kosaka, T., Matsui, N., Taniguchi, Y., Do-Meki, H.,** 2000, Some Considerations on Torque Ripple Suppression in Reluctance Motors, Electrical Engineering in Japan, Vol. 130, No.1,p. 118-128.

- [24] **Anwar, M. N., Iqbal, H.,** 2000, Radial Force Calculation and Acoustic Noise Prediction in Switched Reluctance Machines, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, p. 1589– 1597, November/December.
- [25] **Bu, J., Xu, L.,** 2001, Eliminating Starting Hesitation for Reliable Sensorless Control of Switched Reluctance Motors, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 37, No. 1, p. 59–66, January/February.
- [26] **Miller, T.J.E.,** 2002, Optimal Design of Switched Reluctance Motors, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, p.15– 27, February.
- [27] **Mirzaeian, B., Moallem, M., Tahani, V., Lucas, C.,** 2002, Multiobjective Optimization Method Based on a Genetic Algorithm for Switched Reluctance Motor Design, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 38, No. 3, p. 1524–1527, May.
- [28] **Mecrow, B.C., Finch, J.W., El-Kharashi, E.A., Jack, A.G.,** 2002, Switched Reluctance Motors with Segmental Rotors, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 149, no. 4, p. 245-254.
- [29] **Mese, E., Torrey, D.A.,** 2002, An Approach for Sensorless Position Estimation for Switched Reluctance Motors Using Artificial Neural Networks, Power Electronics, IEEE Transactions On, Vol. 17, p. 66-75.
- [30] **Rafajdus, P., Zrak, I., Hrabovcova, V.,** 2004, Analysis of The Switched Reluctance Motor (SRM) Parameters, Journal of Electrical Engineering, Vol. 55, No. 7-8, p. 195- 200.
- [31] **Lee, Y.-J., Yoon Y.-J, Lee, M.-G.,** 2004, The encoder of a Switched Reluctance Motor for The Breech Automation of a Tank, 7th International Symposium on Artificial Life and Robotics, p. 205-209.
- [32] **Han, J., Zhou, X., Jouanne, A. v., Wallace, A., Marckx, D., Hjelmeland, G., Lloyd, J., Wung, P.,** 2004, Design of an SRM-Based Actuator for High-Performance Steering Vane Control on the Landing Craft Air Cushion (LCAC) Hovercraft, IEEE, p.1598- 1601.
- [33] **Grbo, Z., Vukosavic, S., Levi, E.,** 2005, A Novel Power Inverter for Switched Reluctance Drives, Facta Universitatis, Elec. Energ. Vol.18, No. 3, December, p. 453- 465.
- [34] **Vasquez, H., Parker, J., Hakew, T.,** 2005, Control of A 6/4 Switched Reluctance Motor in A Variable Speed Pumping Application, Science Direct, Mechatronics 15, p. 1061-1071.
- [35] **Srinivas, P., Prasad, P.V.N.,** 2007, Voltage Control And Hysteresis Current Control of A 8/6 Switched Reluctance Motor, IEEE International Conference On Electrical Machines And Systems, Oct. 8-11, P. 1557-1562, Seoul, Korea.

- [36] **Faiz, J., Pakdelian, S.,** 2008, Diagnosis Of Static Eccentricity in Switched Reluctance Motors Based On Mutually Induced Voltages, *Magnetics, IEEE Transactions On*, Vol. 44, p. 2029-2034.
- [37] **Ray, W. F., Lawrenson, P. J., Davis, R. M., Stephenson, J. M.,Fulton, N. N., Blake, R. J.,** 1986, High Performance Switched Reluctance Brushless Drives , *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 4, p. 722–730, July/August.
- [38] **Krishnan, R.,** 2001, Switched Reluctance Motor Drives Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications, CRC Press.
- [39] <http://www.fairchildsemi.com/>
- [40] **Fenercioğlu, A.,** 2006, Helisel Yapılı Anahtarlamaalı Relüktans Motorun (HY-ARM) Tasarımı ve Analizi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [41] **Wallace, S. R., Taylor, D. G.,** 1992, A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 7, No. 4, p. 617–626, October.
- [42] **Diril, O.,** 2000, Anahtarlamaalı Relüktans Motorda Moment Dalgallılığının En Azlama üzerinde Bir Çalışma, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [43] **Dursun, M.,** 2002, Anahtarlamaalı Relüktans Motorla Su Pompası Tahriki, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [44] **Ehsani, M., Miller, Bass, J. T., Miller, T. J. E., Steigerwald, R. L.,** 1987, Development of a Unipolar Converter for Variable Reluctance Motor Drives, *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA-23, No. 3, p. 545– 553, May/June.
- [45] **Sefa, İ.,** 1997, Sliding Mode Yaklaşımı ile Anahtarlamaalı Relüktans Motorun Hız Kontrolü, Doktora Tezi, Erciye Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri.
- [46] **Corda, J.,** 1996, Search for Optimum Number of Turns of Switched Reluctance Motor, *IEEE Cuernavaca, Mexico*, Octaber, p. 241-245.
- [47] **Arumugam, R., Lindsay, J.F., Krishnan R.,** 1988, Sensitivity of Pole Arc/Pole Pitch Ratio on Switched Reluctance Motor Performance, *Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol. 1, Oct., p.50-54.
- [48] **Moallem, M., Ong, C. M., Unnewehr, L.E.,** 1990, Effect of Rotor Profiles on The Torque of a Switched Reluctance Motor, *IEEE Transactions On Industry Application*, Vol.28, No.2,p. 247-253.

- [49] **Vijayraghavan, P.**, 2001, Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal Controller for Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives, Helisel, Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Blacksburg, Virginia.
- [50] **Rasmussen, P.O, Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Jensen, F.**, 2000, Switched Reluctance-Shark Machines- More Torque and Less Acoustik Noise, IEEE, p.93-98.
- [51] **Polat, M.**, 2005, Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizin Nesnel Tabanlı Bir Programlama Dili ile Gerçekleştirilmesi ve bir Transformatörün Manyetik Büyüklüklerinin Hesabı, Doktora Semineri, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [52] **Akpınar, S., Kürüm, H.**, 2005, Sayısal Çözümleme, Üniversite Kitabevi, Ankara.
- [53] **İmal, E.**, 1993, Suspension and Propulsion Forces On Thin - Plate Secondaries of Linear Reluctance Motors, D. Phil. thesis, University of Sussex, U.K.
- [54] **Coulomb, J., L.**, 1983, A Methodogy For The Determination of Global Electromechanical Quantities From a Finite Element Analysis and Its Application to The evaluation of magnetic Forces, Torques and Stiffness, IEEE Transactions On Magnetism, Vol. MAG-19, No. 6, p. 2514-2519, November.
- [55] **Faucheux, M. B.**, 1988, Magnetic Analysis of a Switched Reluctance Motor Using a Boundary Element-Finite Element Coupling Method, IEEE Transactions On Magnetism, Vol. 24, No. 1,p. 475-478, January.
- [56] **Mizia, J., Adamiak, K., Eastham, A. R., Dawson, G. E.**, 1988, Finite Element Force Calculation: Comparison of Methods for Electric Machines, IEEE Transactions On Magnetism, Vol. 24, No. 1,p. 447-449, January.
- [57] **Özoğlu, Y.**, 1999, Anahtarlmalı Relüktans Motorunda Kutup Başlarına Şekil Vererek Moment Dalgalanmasının Azaltılması, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [58] **Miller, T. J. E.**, 1989, Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor drives, Oxford University Science Publications, New York.
- [59] **Moallem, M., Ong, C.-M.**,1990, Predicting the torque of a switched reluctance machine from its finite element field solution, Energy Conversion, IEEE Transactions on Vol. 5, p. 733-739
- [60] **Aydın, Ç.**, 2001, Bir Anahtarlmalı Relüktans Motorun Hibrit Gözlemci ile Pozisyon Algılayıcısız Çalıştırılması, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [61] **Haris, W .D., Lang, J. H.**, 1990, A Simple Motion Estimator for Variable-Reluctance Motors, IEEE Transactions On Industry Application, Vol. 26, No. 2, p 237-243, March/April.

- [62] **Panda, S.K.,Amaratunga, G.A.J.,** 1993, Waveform Detection Technique for Indirect Rotor-Position Sensing of Switched-Reluctance Motor Drives. II. Expermental Result, IEEE Electric Power Applications, Vol. 140, Issue:1, p. 89-96.
- [63] **Panda, D., Ramanarayanan, V.,** 2000, Sensorless Control of Switched Reluctance Motor Drive With Self-Measured Flux-Linkage Characteristics, IEEE Power Electronics Specialist Conference, Vol. 3, p. 1569-1574.
- [64] **Mvungi, N.H., Lahoud, M.A.,** 1991, A New Sensorless Position Detector for SR Drives, IEEE Power Electronics And Variable-Speed Drives, p. 249-252.
- [65] **Brosse, A., Henneberger, G., Schniedermeyer, M., Lorenz, R.D., Nagel, N.,** 1998, Sensorless Control of a SRM at Low Speeds and Standstill Based on Signal Power Evaluation, IEEE IECON'98, vol. 3, p. 1538-1543.
- [66] **Bass, J. T., Ehsani, M., Miller, Timothy J. E.,**1986, Robust Torque Control of Switched-Reluctance Motors Without a Shaft-Position Sensor, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol. IE-33, p. 212-216.
- [67] **Direnzo, M.T., Khan, W.,**1997, Self-Trained Commutation Algorithm for An SR Motor Drive System Without Position Sensing, IEEE Industry Applications Conference, Vol. 1, p. 341-348.
- [68] **Gallegos-Lopez, G., Kjaer, P.C., Miller, T.J.E.,** 1999, High-Grade Position Estimation for SRM Drives Using Flux Linkage/Current Correction Model, Industry Applications, IEEE Transactions On, Vol. 35, p. 859-869.
- [69] **Bin-Yen Ma, Wu-Shiung Feng, Tian-Hua Liu, Ching-Guo Chen,** 1998, Design And Implementation of A Sensorless Switched Reluctance Drive System, Aerospace And Electronic Systems, IEEE Transactions On, Vol.34, p. 1193-1207.
- [70] **Gallegos-Lopez, G., Kjaer, P.C., Miller, T.J.E.,** 1998, A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives , Industry Applications, IEEE Transactions On, Vol. 34, P. 832-840.
- [71] **Ertugrul, N., Cheok, A.D.,** 2000, Indirect Angle Estimation in Switched Reluctance Motor Drive Using Fuzzy Logic Based Motor Model, Power Electronics, IEEE Transactions On, Vol. 15, p. 1029 – 1044.
- [72] **Cheok, A.D., Zhongfang W.,** 2005, Fuzzy Logic Rotor Position Estimation Based S Witched Reluctance Motor DSP Drive With Accuracy Enhancement, Power Electronics,IEEE Transactions On,Vol. 20, p. 908-921.
- [73] **Kosaka, T., Ochial K., Matsui, N.,** 2001, Sensorless Control of SRM Using Magnetizing Curves, Electrical Engineering in Japan, vol. 135, No.2, p. 60-68

- [74] **Brosse, A., Henneberger, G.,**1998, Different models of the SRM in state space format for the sensorless control using a Kalman filter, IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives,p. 269-274
- [75] **Falahi, M., Salmasi, F.R., Lucas, C.,**2006, Modified Passivity-Based Control of Switched-Reluctance Motor with Speed and Load Torque Observers, IEEE Industrial Electronics, IECON 2006, p. 1077-1081
- [76] <http://cc.domaindlx.com/hyuces/ysa/index.htm>
- [77] **Ünal, S.,** 2009, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanarak Algılayıcısız Konum Tahmini, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [78] **Hudson, C.A., Lobo, N.S., Krishnan, R.,** 2008, Sensorless Control of Single Switch- Based Switched Reluctance Motor Drive Using Neural Network, Industrial Electronics, IEEE Transactions On, Vol. 55, p. 321-329.
- [79] **Ustun, O.,** 2009, Measurement And Real-Time Modeling Of Inductance And Flux Linkage İn Switched Reluctance Motors, Magnetics, IEEE Transactions On, Vol. 45, p. 5376-5382.
- [80] **Torrey, D.A., Niu, X.M., Unkauf E.J.,** 1995, Analytical Modelling of Variable-Reluctance Machine Magnetisation Characteristics, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 142, No. 1, January, p.14-22.
- [81] **Panda, S.K., Chong, K.Y., Lock, K.S.,** 1994, Indirect Rotor Position Sensing for Variable Reluctance Motors, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, P 644-648.
- [82] **Panda, S.K.,Amaratunga, G.A.J.,** 1993, Waveform Detection Technique for Indirect Rotor-Position Sensing of Switched-Reluctance Motor Drives. I. Analysis, IEEE Electric Power Applications, Vol. 140, Issue:1, p. 80-88.

EK-1

Aşağıdaki fotoğraflar 8/6 ARM'nin imalat sürecini yansıtmaktadır.



Ek Şekil 1. Stator sacları



Ek Şekil 2. Stator saclarının sıkıştırılması ve birleştirilmesi



Ek Şekil 3. Paketlenmiş stator



Ek Şekil 4. Stator sargılarının yerleştirilmesi



Ek Şekil 5. Tamamlanmış stator



(1)

Ek Şekil 6. Rotor milinin hazırlanışı



(2)



Ek Şekil 7. Rotor saclarının mile yerleştirilmesi



Ek Şekil 8. Rotor saclarının sıkıştırılması



(1)



(2)

Ek Şekil 9. Rotorun balans ve hava aralığı ayarı



(1)



(2)



(3)



(4)

Ek Şekil 8. 8/6 dalgıç pompa tipi ARM'nin toplanması

EK-2

EK-2.1 DS1103 Denetleyici Kartın Özellikleri

Motorola PowerPC 604e/400 Mhz

Slave DSP Texas Instrument TMS320F240

2 general purpose timers

2 MB local SDRAM

32 MB global DRAM

4 ADC units 16 bit, multiplexed (4 channels each) 4 μ s sampling time

4 ADC channels 12 bit, 800 ns sampling time

8 DA channels, 14 bit, 5 μ s settling time

Incremental encoder interface (6 digital inputs and 1 analog input)

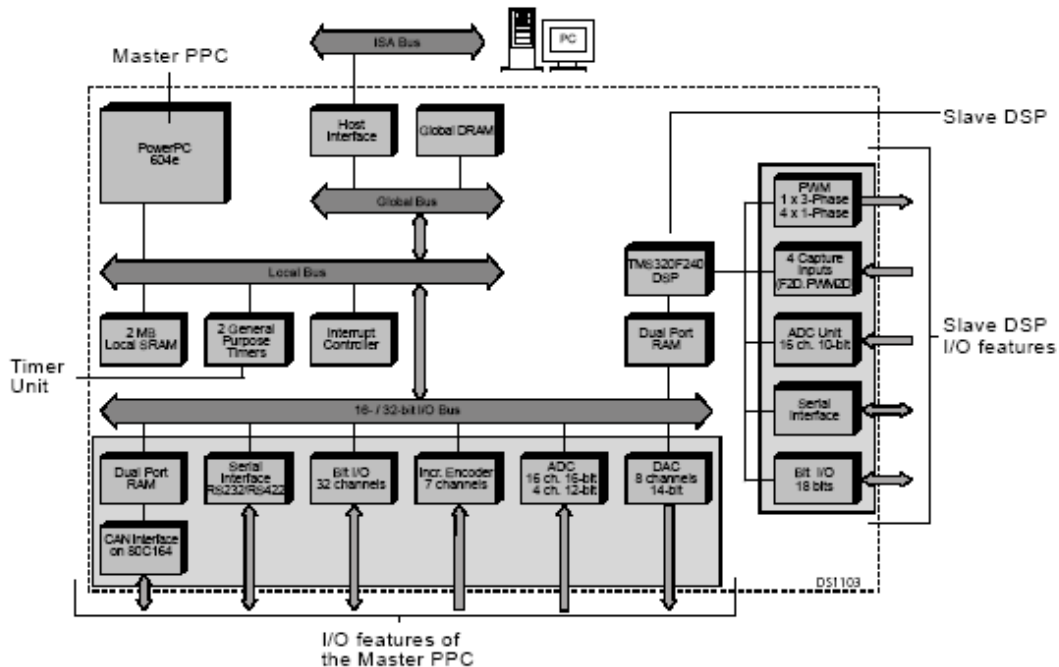
4 channels with 8 bits of digital I/O

Serial interface

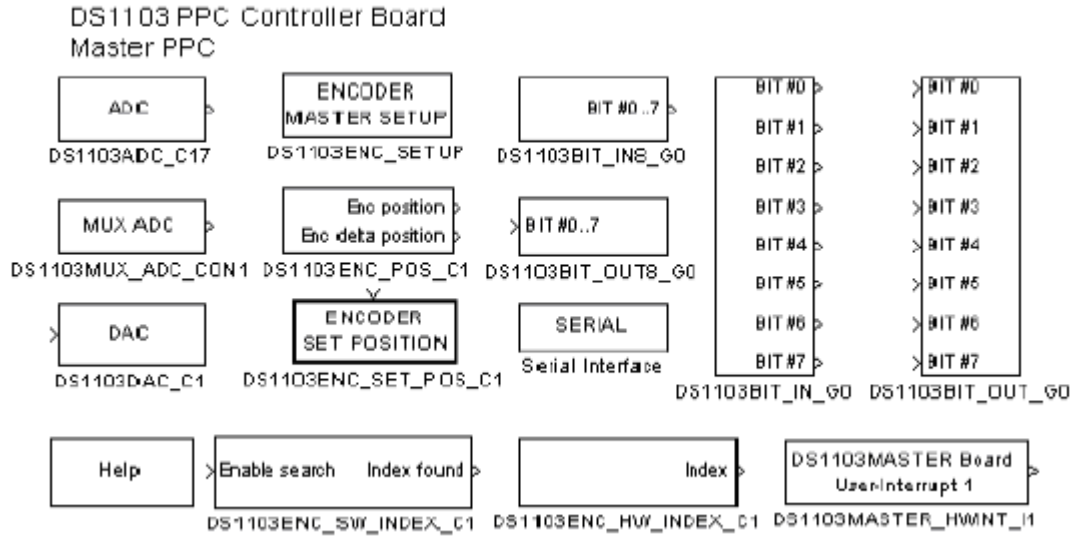
CAN interface

Tree-phase PWM outputs plus 4 single PWM outputs

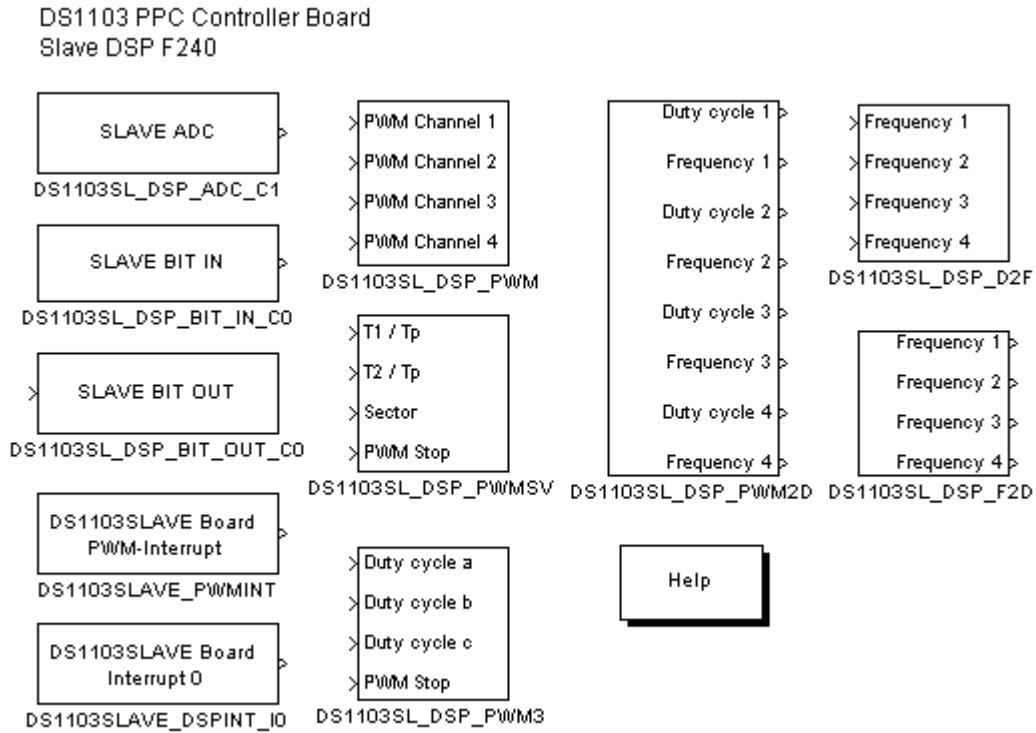
EK-2.2. DS1103'ün Mimarisi ve Fonksiyonel Birimleri



EK-2.3 DS1103'ün Master PPC'si için RTI blokları



EK-2.4 DS1103'ün Slave DSP'si için RTI blokları



EK-2.5 HCPL-2531'in Teknik Özellikleri



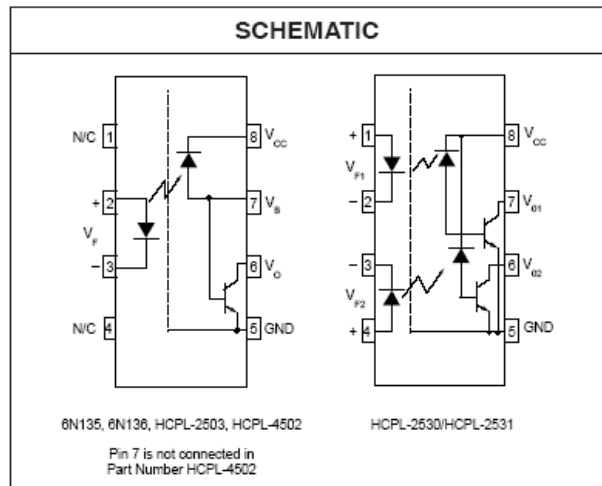
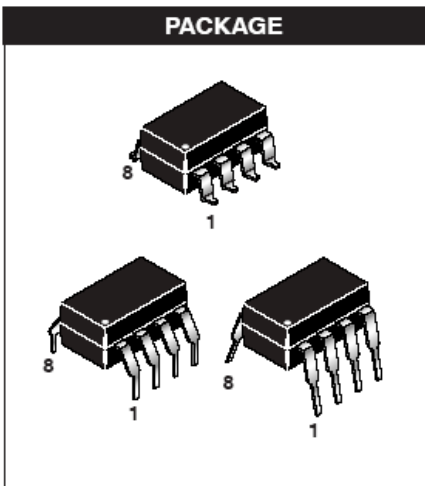
HIGH SPEED TRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL: 6N135
DUAL-CHANNEL: HCPL-2530

6N136
HCPL-2531

HCPL-2503

HCPL-4502



DESCRIPTION

The HCPL-4502/HCPL-2503, 6N135/6 and HCPL-2530/HCPL-2531 optocouplers consist of an AlGaAs LED optically coupled to a high speed photodetector transistor.

A separate connection for the bias of the photodiode improves the speed by several orders of magnitude over conventional phototransistor optocouplers by reducing the base-collector capacitance of the input transistor.

An internal noise shield provides superior common mode rejection of 10kV/ μ s. An improved package allows superior insulation permitting a 480 V working voltage compared to industry standard of 220 V.

FEATURES

- High speed-1 MBit/s
- Superior CMR-10 kV/ μ s
- Dual-Channel HCPL-2530/HCPL-2531
- Double working voltage-480V RMS
- CTR guaranteed 0-70°C
- U.L. recognized (File # E90700)

APPLICATIONS

- Line receivers
- Pulse transformer replacement
- Output interface to CMOS-LSTTL-TTL
- Wide bandwidth analog coupling

EK-2.6 IXDP630'un Teknik Özellikleri



Inverter Interface and Digital Deadtime Generator for 3-Phase PWM Controls

Type	Package	Configuration	Temp. Range
IXDP630 PI	18-Pin Plastic DIP	RC Oscillator	-40°C to +85°C
IXDP631 PI	18-Pin Plastic DIP	Crystal Oscillator	-40°C to +85°C

This 5 V HCMOS integrated circuit is intended primarily for application in three-phase, sinusoidally commutated brushless motor, induction motor, AC servomotor or UPS PWM modulator control systems. It injects the required deadtime to convert a single phase leg PWM command into the two separate logic signals required to drive the upper and lower semiconductor switches in a PWM inverter. It also provides facilities for output disable and fast overcurrent and fault condition shutdown.

In the IXDP630, deadtime programming is achieved by an internal RC oscillator. In the IXDP631, programming is achieved by use of a crystal oscillator. An alternative for both the IXDP630/631 is with an external clock signal. Because of its flexibility, the IXDP630/631 is easily utilized in a variety of brushed DC, trapezoidally commutated brushless DC, hybrid and variable reluctance step and other more exotic PWM motor drive power and control circuit designs.

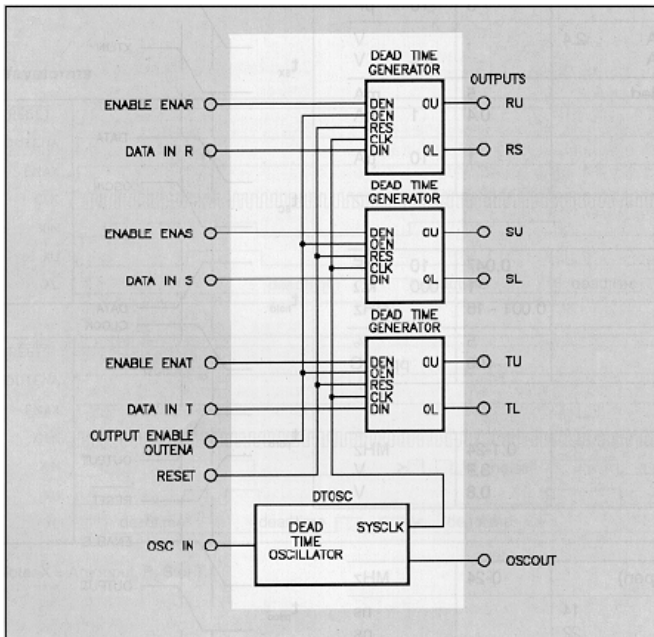
Features

- 5 V HCMOS logic implementation maintains low power at high speed
- Schmitt trigger inputs and CMOS logic levels improve noise immunity
- Simultaneously injects equal deadtime in up to three output phases
- Replaces 10-12 standard SSI/MSI logic devices
- Allows a wide range of PWM modulation strategies
- Directly drives high speed optocouplers

Applications

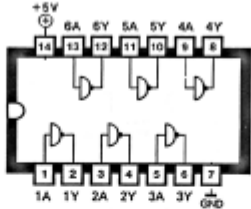
- 1- and 3- Phase Motion Controls
- 1- and 3- Phase UPS Systems
- General Power Conversion Circuits
- Pulse Timing and Waveform Generation
- General Purpose Delay and Filter
- General Purpose Three Channel "One Shot"

Block Diagram IXDP 630/IXDP 631



IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

EK-2.7 7404 AND Kapısının Teknik Özellikleri

									
Description: This package contains six inverters.									
Mode of operation: All six inverters can be used independently of one another. For each inverter, a low input gives a high output and vice versa. The 7414 contains six inverters with Schmitt-trigger inputs and has the same pinout.									
Application: Logical inversion, pulse shaping, oscillators									
Data:									
Propagation delay	ns	10	6	2.75	3.5	6	33	9.5	3
Supply current	mA	12	2	8	6.9	26	1.2	3	23
Families:		Std	ALS	AS	F	H	L	LS	S
		●	●	●	●	●	●	●	●
Hex INVERTER									
7404									

EK-2.8 DSEI30'un Teknik Özellikleri

IXYS

Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

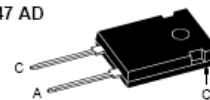
DSEI 30

$I_{FAVM} = 37 \text{ A}$
 $V_{RRM} = 600 \text{ V}$
 $t_{rr} = 35 \text{ ns}$

V_{RSM}	V_{RRM}	Type
V	V	
640	600	DSEI 30-06A



TO-247 AD



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS} I_{FAVM} ① I_{FRM}	$T_{vj} = T_{vjM}$ $T_c = 85^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$ $t_p < 10 \mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{vjM}	70 37 375	A A A
I_{FSM}	$T_{vj} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	300 320 260 280	A A A A
P_t	$T_{vj} = 45^\circ\text{C}$ $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	450 420 340 320	A ² s A ² s A ² s A ² s
T_{vj} T_{vjM} T_{stg}		-40...+150 150 -40...+150	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$
P_{tot}	$T_c = 25^\circ\text{C}$	125	W
M_d	Mounting torque	0.8...1.2	Nm
Weight		6	g

Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low I_{RM} -values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Anti saturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating and melting
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values	
		typ.	max.
I_R	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$		100 50 7 μA μA mA
V_F	$I_F = 37 \text{ A}$; $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$		1.4 1.6 V V
V_{T0}	For power-loss calculations only		1.01 V
r_T	$T_{vj} = T_{vjM}$		7.1 $\text{m}\Omega$
R_{thJC} R_{thCK} R_{thJA}		0.25	1 35 K/W K/W K/W
t_{rr}	$I_F = 1 \text{ A}$; $-di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30 \text{ V}$; $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	35	50 ns
I_{RM}	$V_R = 350 \text{ V}$; $I_F = 30 \text{ A}$; $-di/dt = 240 \text{ A}/\mu\text{s}$ $L \leq 0.05 \mu\text{H}$; $T_{vj} = 100^\circ\text{C}$	10	11 A

① I_{FAVM} rating includes reverse blocking losses at T_{vjM} , $V_R = 0.8 V_{RRM}$, duty cycle $d = 0.5$

Data according to IEC 60747

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

© 2000 IXYS All rights reserved

EK-2.9 MC14043B'nin Teknik Özellikleri

MC14043B, MC14044B

CMOS MSI

Quad R-S Latches

The MC14043B and MC14044B quad R-S latches are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. Each latch has an independent Q output and set and reset inputs. The Q outputs are gated through three-state buffers having a common enable input. The outputs are enabled with a logical "1" or high on the enable input; a logical "0" or low disconnects the latch from the Q outputs, resulting in an open circuit at the Q outputs.

- Double Diode Input Protection
- Three-State Outputs with Common Enable
- Outputs Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS}) (Note 2.)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	-0.5 to +18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}, I_{out}	Input or Output Current (DC or Transient) per Pin	± 10	mA
P_D	Power Dissipation, per Package (Note 3.)	500	mW
T_A	Ambient Temperature Range	-55 to +125	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	°C
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

2. Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

3. Temperature Derating:
Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$.

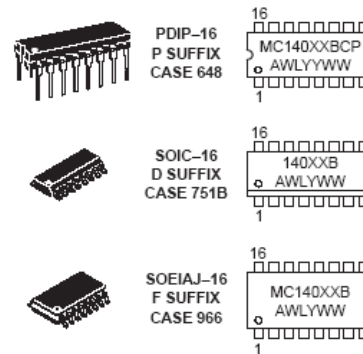
Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.



ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



XX = Specific Device Code
A = Assembly Location
WL or L = Wafer Lot
YY or Y = Year
WW or W = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC14043BCP	PDIP-16	2000/Box
MC14043BD	SOIC-16	2400/Box
MC14043BDR2	SOIC-16	2500/Tape & Reel
MC14043BF	SOEIAJ-16	See Note 1.
MC14043BFEL	SOEIAJ-16	See Note 1.
MC14044BCP	PDIP-16	2000/Box
MC14044BD	SOIC-16	2400/Box
MC14044BDR2	SOIC-16	2500/Tape & Reel

1. For ordering information on the EIAJ version of the SOIC packages, please contact your local ON Semiconductor representative.



August 2000

TL082

Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

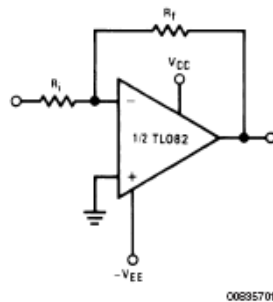
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

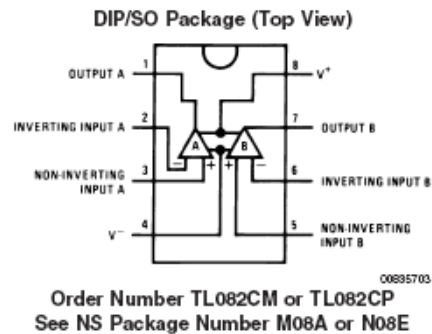
Features

■ Internally trimmed offset voltage:	15 mV
■ Low input bias current:	50 pA
■ Low input noise voltage:	16nV/√Hz
■ Low input noise current:	0.01 pA/√Hz
■ Wide gain bandwidth:	4 MHz
■ High slew rate:	13 V/μs
■ Low supply current:	3.6 mA
■ High input impedance:	10 ¹² Ω
■ Low total harmonic distortion:	≤0.02%
■ Low 1/f noise corner:	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%:	2 μs

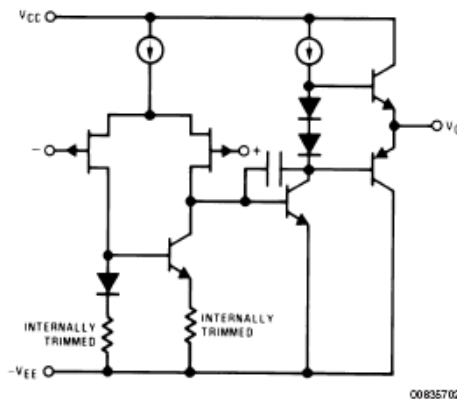
Typical Connection



Connection Diagram



Simplified Schematic



BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corp.

EK-2.11 VLA531-01R'nin Teknik Özellikleri

	HYBRID IC
	VLA531-01R
	Hybrid IC for driving IGBT modules

DESCRIPTION

VLA531 is a hybrid integrated circuit designed for driving n-channel IGBT modules in any gate-amplifier application. This device operates as an isolation amplifier for these modules and provides the required electrical isolation between the input and output with an opto-coupler.

Recommended IGBT modules:

$V_{CES} = 600V$ series up to 200A class

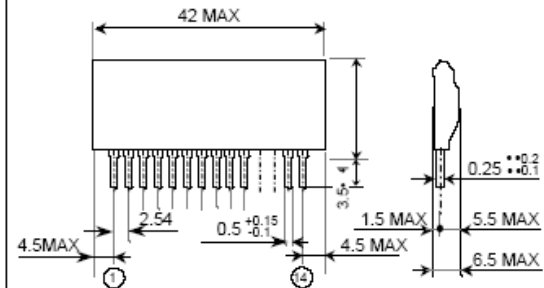
$V_{CES} = 1200V$ series up to 150A class

FEATURES

- Electrical isolation between input and output with opto-coupler ($V_{iso} = 2500V/rms$ for 1minute)
- Two supply driver topology
- Built-in short circuit protection circuit (Soft shut down)
- CMOS compatible input interface

OUTLINE DRAWING

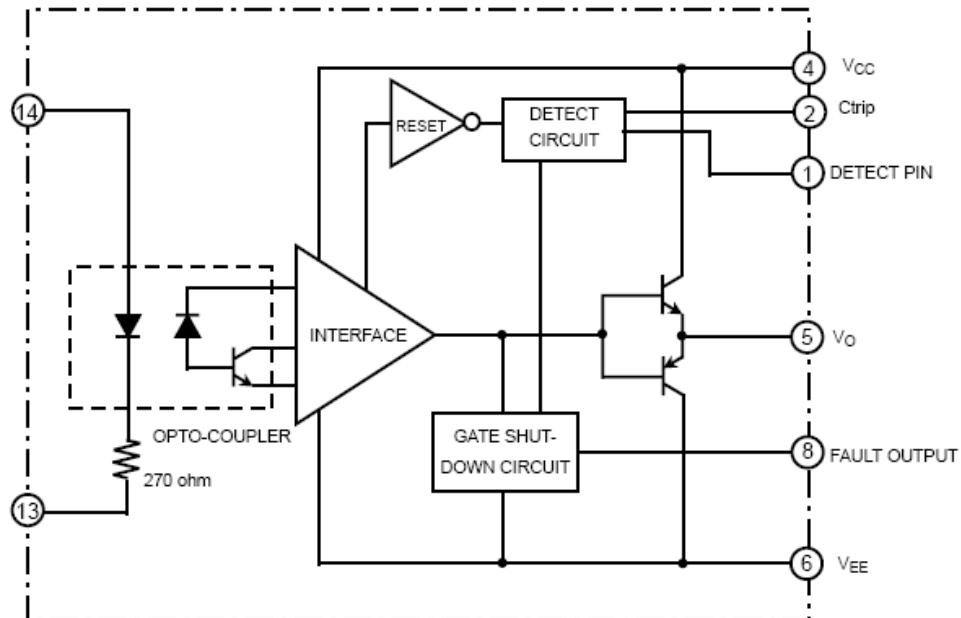
Dimensions: mm



APPLICATIONS

To drive IGBT modules for inverter or AC servo systems application

BLOCK DIAGRAM



EK-2.12 LA 55-P'nin Teknik Özellikleri

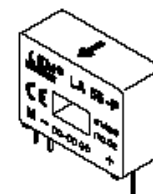


Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$ R_{Mmin} R_{Mmax} R_{Mmin} R_{Mmax}	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10 100 60 95 Ω
		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10 50 60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50 160 135 155 Ω
		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50 90 135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA
K_N	Conversion ratio	1 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ($\pm 5\%$)	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ($\pm 5\%$)	± 0.90	%
ϵ_L	Linearity		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.2	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0 $^\circ\text{C}$.. +70 $^\circ\text{C}$	± 0.1	mA
		-25 $^\circ\text{C}$.. +85 $^\circ\text{C}$	± 0.1	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{Pmax}		< 500	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{Pmax}		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 Ω
m	Mass	18	g
	Standards ⁴⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{max}$
²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{max}$
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

980706/8

EK-2.13 LV 25-P'nin Teknik Özellikleri



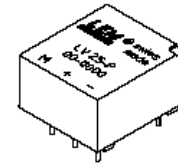
Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA
R_M	Measuring resistance	$R_{M \min}$ $R_{M \max}$	
	with ± 12 V	@ ± 10 mA _{max}	30 190 Ω
		@ ± 14 mA _{max}	30 100 Ω
	with ± 15 V	@ ± 10 mA _{max}	100 350 Ω
		@ ± 14 mA _{max}	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V
I_C	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06 ± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{p \max}$	40		µs

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
R_p	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_i = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_i which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

981125/14

EK-2.14 IXGK60N60C2D1'in Teknik Özellikleri



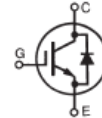
Advance Technical Data

HiPerFAST™ IGBT with Diode

C2-Class High Speed IGBTs

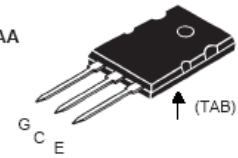
IXGK 60N60C2D1
IXGX 60N60C2D1

V_{CES} = 600 V
 I_{C25} = 75 A
 $V_{CE(sat)}$ = 2.5 V
 $t_{fi(typ)}$ = 35 ns

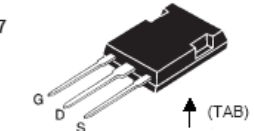


Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	600 V
V_{GSR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GE} = 1\text{ M}\Omega$	600 V
V_{GES}	Continuous	± 20 V
V_{GEM}	Transient	± 30 V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$ (limited by leads)	75 A
I_{C110}	$T_C = 110^\circ\text{C}$	60 A
I_{CM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, 1 ms	300 A
SSOA (RBSOA)	$V_{GE} = 15\text{ V}$, $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 10\ \Omega$ Clamped inductive load @ $V_{CE} \leq 600\text{ V}$	$I_{CM} = 100$ A
P_C	$T_C = 25^\circ\text{C}$	480 W
T_J		$-55 \dots +150^\circ\text{C}$
T_{JM}		150 $^\circ\text{C}$
T_{stg}		$-55 \dots +150^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque, TO-264	1.13/10 Nm/lb.in.
Weight	TO-264	10 g
	PLUS247	6 g
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300 $^\circ\text{C}$

TO-264 AA
(IXGK)



PLUS247
(IXGX)



G = Gate
E = Emitter
C = Collector
Tab = Collector

Features

- Very high frequency IGBT and anti-parallel FRED in one package
- Square RBSOA
- High current handling capability
- MOS Gate turn-on for drive simplicity
- Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED) with soft recovery and low I_{RM}

Applications

- Switch-mode and resonant-mode power supplies
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- DC choppers
- AC motor speed control
- DC servo and robot drives

Advantages

- Space savings (two devices in one package)
- Easy to mount with 1 screw

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		Min.	Typ.	Max.
$V_{GE(th)}$	$I_C = 250\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$	3.0		5.0 V
I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$			$T_J = 25^\circ\text{C}$: 650 μA $T_J = 125^\circ\text{C}$: 5 mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0\text{ V}$, $V_{GE} = \pm 20\text{ V}$			± 100 nA
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 50\text{ A}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$ Note 1	$T_J = 25^\circ\text{C}$: 2.1 V $T_J = 125^\circ\text{C}$: 1.8 V		2.5 V

ÖZGEÇMİŞ

1. KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Mehmet POLAT
Doğum Tarihi : 15/02/1978
Doğum Yeri : ADANA/Yumurtalık
Elektronik Posta : mpolat@firat.edu.tr

2. EĞİTİM BİLGİLERİ

İlkokul :Sakıp Sabancı İlköğretim Okulu;
Adana(1983– 1991)
Lise :Atatürk Lisesi; Adana (1991-1994)
Lisans :Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-
Elektronik Bölümü Elektrik Makinaları Opsiyonu
(1995-1999)
Yüksek Lisans :Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-
Elektronik Bölümü Elektrik Makinaları Anabilim
Dalı (1999-2002)
Doktora :Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-
Elektronik Bölümü Elektrik Makinaları Anabilim
Dalı (2002-..)

3. İLGİ ALANLARI

Anahtarlamaalı Relüktans Motor, Adım Motorları, Asenkron Motorlar,
Vektör Kontrol, Sonlu Elemanlar Yöntemi, ANSYS, Maxwell,
Matlab, TC, PROTEUS, AutoCAD.