152067

T.C.
ERCİYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORLARDA TORKUN KONTROLÜ VE İYİLEŞTİRİLMESİ

Tezi Hazırlayan
Nurettin ÜSTKOYUNCU

152069

Tezi Yöneten
Yrd. Doç. Dr. Ferhat DALDABAN

Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Temmuz 2004
KAYSERİ

Bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

...../...../2004

JÜRİ:

Üye : Doç. Dr. Sadık KARA

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ferhat DALDABAN

Üye : Yrd. Doç. Dr. Şaban ÖZER

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun .....28-07-2004..... tarih ve .....09..... sayılı kararı ile onaylanmıştır.

03 AĞUSTOS 2004
...../...../2004

Prof. Dr. İlhan ÖZTÜRK
Enstitü Müdürü
Mühür ve İmza

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tezimin gerçekleşmesinde bilgi ve yardımlarını esirgemeyen ve uyarıları ile yol gösteren tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Ferhat DALDABAN' a, her türlü yardım ve desteği benden esirgemeyerek değerli katkılarda bulunan Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü' nün saygıdeğer öğretim üyelerine ve benim her zaman yanımda olan tüm aileme teşekkürü bir borç bilirim.

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORLARDA TORKUN KONTROLÜ VE İYİLEŞTİRİLMESİ

ÖZET

Bu çalışmada, Anahtarlamalı Relüktans Motorların (ARM) kontrol edilmesinde gereksinim duyulan motora ait önemli parametrelerin yapay sinir ağları ve bulanık sonuç çıkarım sistemleri ile kestirimi ve motorun magnetik devresinde birtakım değişiklikler yapılarak motora ait tork dalgalanmasının iyileştirilmesi gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları beklenen değerlerle karşılaştırılmış ve grafiksel olarak gösterilmiştir. Tork dalgalanmasının azaltılması için gerçeklenen motor yapıları sonlu elemanlar yöntemi ile analiz edilmiş ve klasik 6/4 motor ile gerçeklenen yapılar arasındaki tork dalgalanması oranları karşılaştırılmıştır.

Anahtarlamalı Relüktans Motorlar, yapılarının basitliği, kullanım kolaylıkları ve maliyetlerinin düşük olması sebebiyle gün geçtikçe kullanım alanları artmakta olan basit elektrik makinalarıdır. Motorun çalışma prensibi relüktans kuvvetine dayanmakta ve serbest hareketli, çıkık yapılı rotorun, bulunduğu magnetik devre içerisindeki akının, en kolay yol bulabileceği en küçük relüktans konumuna kadar kuvvet uygulanarak çekilmesi şeklinde gerçekleşmektedir.

Birçok avantaja sahip olmalarına karşın, konum sensörü gerektirmeleri ve tork dalgalanmalarının yüksek olması, ARM' nin kullanım alanlarını kısıtlayan en önemli sebeplerdendir. Literatürde bu amaçla birçok çalışma gerçekleştirilmiş ve bu kısıtlamalar aşılmaya çalışılmıştır. Özellikle bilgisayar teknolojisindeki gelişmeler, yapılan bu çalışmaların yapay zeka tekniklerini de içermesine olanak sağlamıştır. Bunun yanında motor performansının analiz edilmesinde gerçek değerlere yakın değerler verebilen sonlu elemanlar analizi de günümüzde sıkça bu amaçla bu alanda kullanılmaktadır. Dolayısıyla sunulan bu çalışmada, sözü edilen iki dezavantajın

elimine edilmesine çalışılmış ve bunun için yapay sinir ağları, bulanık sistemler ve sonlu elemanlar metodlarından yararlanılmıştır.

Çalışmada, Bölüm I ve Bölüm II' de, anahtarlamalı relüktans motorun temel özellikleri ve çalışma prensiplerinden bahsedilmiş ve enerji dönüşümü üzerinde durulmuştur. Bölüm III' de, motora ait elektromagnetik karakteristiklerin elde edilmesinde kullanılan yöntemlerden bahsedilmiştir. Bölüm IV' de, yapay sinir ağları ve bulanık sistemler temel olarak tanımlanırken Bölüm V' de elde edilen simülasyon sonuçlarına yer verilmiştir. Son bölüm olan Bölüm VI' da ise elde edilen sonuçlar kısaca özetlenmiş ve sonuçlara ilişkin bir değerlendirme yapılmıştır.

Anahtar Sözcükler : Anahtarlamalı relüktans motor, yapay sinir ağları, bulanık sistemler, sonlu elemanlar analizi, tork dalgalanması.

CONTROLLING AND OPTIMIZING OF TORQUE OF THE SWITCHED RELUCTANCE MOTORS

ABSTRACT

In this study, predicting parameters which are needed to control of the switched reluctance motor with the use neural networks and fuzzy inference systems and optimizing the torque ripple of the motor by changing magnetic circuit of the motor are realized. The obtained simulation results and real values are compared and shown graphically. Realized motor structures to reduce torque ripple of the motor are analyzed by using finite element analysis and torque ripple rates which are between the classical 6/4 motor and realized models are compared.

Switched reluctance motors are simple electrical machines which have application areas increasingly from day to day because of their inexpensiveness and usage easiness. The principle of working of the motor is based on reluctance force and realizes by pulling the rotor which has doubly-salient structure to the least reluctance position where is the easiest and most suitable way to flow flux-linkages.

Although switched reluctance motors have many advantages, high torque ripple rate and position sensor needing of the motor limit the application area of the motor. Consequently, many studies are made for this purpose and tried to eliminate these limitations in literature. Especially, developments of the computer technologies allow the use of artificial intelligence techniques in these studies. In addition, finite element analysis which can give very close results to real values is used widely in recent. Consequently, these two disadvantages of the motor are tried to eliminate in this presented study and neural networks, fuzzy systems and finite element analysis methods are used for this purpose.

In this study, basic features and operating prenciples of the switched reluctance motor are discussed and energy conversion is presented in Chapter I and Chapter II. The methods which are used to obtain electromagnetic characteristics of the motor are presented in Chapter III. While neural networks and fuzzy systems are described in Chapter IV, obtained results are given in Chapter V. In the Chapter VI which is the last section, obtained results are summarized and an evaluation is done about the results.

Key Words : Switched Reluctance Motor, artificial neural networks, fuzzy systems, finite element analysis, torque ripple.

İÇİNDEKİLER

KABUL VE ONAY SAYFASI	**I**
TEŞEKKÜR	**II**
ÖZET	**III**
ABSTRACT	**V**
İÇİNDEKİLER	**VII**
KISALTMALAR	**XI**
TABLOLAR LİSTESİ	**XII**
ŞEKİLLER LİSTESİ	**XIV**
BÖLÜM 1	
1. GİRİŞ	**1**
1.1. Tezin Literatürdeki Yeri	**1**
1.2. Çalışmanın Amacı	**3**
BÖLÜM 2	
2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN TEMELLERİ	**5**
2.1. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Yapısı ve Çalışma Prensipleri	**5**
2.1.1. Temel Özellikler	**5**
2.1.2. Değişken Relüktans	**8**
2.1.3. Eşdeğer Devre	**9**
2.1.4. Enerji Dönüşümü	**11**
2.1.5. Çalışma Prensipleri	**14**
2.1.6. Temel Parametreler	**16**
2.2. Motorun Kontrol Edilmesi ve Sürücü Devreleri	**19**
2.2.2. Çevirici Devrelerin Avantaj ve Dezavantajları	**25**
2.3. Uygulamalar	**25**

BÖLÜM 3

3.ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORLARA AİT TEMEL KARAKTERİSTİKLERİN ELDE EDİLMESİ 28

3.1. Deneysel Yöntemler 28
3.2. Analitik Yöntemler 32
3.2.1. ARM' lerin Matematiksel Olarak Modellenmesi 32
3.2.2. Sonlu Elemanlar Analizi 37
3.2.2.1. Sonlu Elemanlar Metodunun Temelleri 37
3.2.2.2. SEA Yöntemi ile ARM' ye Ait Karakteristiklerin Elde Edilmesi 42

BÖLÜM 4

4. YAPAY SİNİR AĞLARI VE BULANIK SİSTEMLER 47

4.1. Yapay Sinir Ağları 47
4.1.2. İşlemci Eleman (Yapay Nöron) 48
4.1.3. Aktivasyon (Transfer) Fonksiyonları 50
4.1.4. YSA'ların Özellikleri ve Yetenekleri 50
4.1.4.1. Doğrusal Olmama 50
4.1.4.2. Öğrenme 51
4.1.4.3. Genelleme 51
4.1.4.4. Uyarlanabilirlik 51
4.1.4.5. Dağıtılmış Birleşik Hafıza 51
4.1.4.6. Hata Toleransı 51
4.1.4.7. Paralel İşlem Yapma 52
4.1.5. Yapay Sinir Ağlarının Sınıflandırılması 52
4.1.5.1. YSA' ların Yapılarına Göre Sınıflandırılması 52
4.1.5.1.1. Tek Katmanlı İleri Beslemeli Ağlar 52
4.1.5.1.2 Çok Katmanlı İleri Beslemeli Ağlar 53
4.1.5.2. YSA' ların Öğrenme Algoritmalarına Göre Sınıflandırılması 54
4.1.5.2.1. Danışmanlı Öğrenme 54
4.1.5.2.2.Danışmasız Öğrenme 54
4.1.5.2.3. Takviyeli Öğrenme 55
4.1.6. Ağ Modelleri 55

4.1.6.1. Çok Katlı Perseptronlar 55
4.1.7. Öğrenme Algoritmaları 55
4.1.7.1. Geri Yayılım 56
4.1.7.2. Levenberg-Marquardt 57
4.2. Bulanık Sistemler 58
4.2.1. Bulanık ve Klasik Mantıkta Küme Kavramı 60
4.2.1.2. Bulanık Kümeler ve Üyelik Fonksiyonları 60
4.2.1.2.1. Doğrusal Üyelik Fonksiyonu 61
4.2.1.2.2. Üçgensel (Parçalı Doğrusal) Üyelik Fonksiyonu 62
4.2.1.2.3. Yamuk Üyelik Fonksiyonu 63
4.2.1.2.4. Gauss Üyelik Fonksiyonu 63
4.2.1.2.5. Genelleştirilmiş Çan Tipi Üyelik Fonksiyonu 64
4.2.2. Bulanık Sistemde Temel Basamaklar 64
4.2.2.1. Bulanıklaştırma 65
4.2.2.2. Bulanık Mantık Operatörlerinin Uygulanması 65
4.2.2.3. Çıkışların Oluşturulması 66
4.2.2.4. Çıkışların Birleştirilmesi 67
4.2.2.5. Netleştirme 68
4.3. Bulanık Sinir Ağları 69
4.3.1. BSA Temelleri 69
4.3.2. Takagi-Sugeno Tipi Bulanık Sinir Ağı 70

BÖLÜM 5

5. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI 72

5.1. ARM' lerin Kontrol Edilmesi ve Parametrelerinin Kestirimi 72
5.1.1. Yapay Sinir Ağları ile ARM' lerin Rotor Konumunun Kestirilmesi 72
5.1.1.2. Rotor Konumunun Kestirimi için Gerçeklenen YSA Yapısı 73
5.1.2. Halkalanma Akısı Değerlerinin YSA ve BSA ile Kestirimi 74
5.1.2.1. Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen YSA Yapısı 75
5.1.2.2. Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen BSA Yapısı 76
5.1.3. Faz Torkunun YSA ve BSA ile Kestirimi 80
5.1.3.1. Sonlu Elemanlar Metodu ile Gerekli Verilerin Elde Edilmesi 80

5.1.3.2. Faz Torkunun Kestirimi için Gerçeklenen YSA Yapısı **80**
5.1.3.3. Faz Torkunun Kestirimi için Gerçeklenen BSA Yapısı **81**
5.1.4. Faz İndüktansı Değerinin YSA ve BSA ile Kestirimi **84**
5.1.4.1. Faz İndüktansının Kestirimi için Gerçeklenen YSA Yapısı **84**
5.1.4.2. Faz İndüktansının Kestirimi için Gerçeklenen BSA Yapısı **84**
5.2. ARM' lerde Kutup Başlarına Şekil Verilerek Torkun İyileştirilmesi **87**
5.2.1. Klasik 6/4 ARM' de Tork Dalgalanması **87**
5.2.2. Farklı Kutup Başı Şekillerine Sahip Motorlar **89**
5.2.2.1. ARM-A Modelinin İncelenmesi **90**
5.2.2.2. ARM-B Modelinin İncelenmesi **91**
5.2.2.3. ARM-C Modelinin İncelenmesi **93**
5.2.2.4. ARM-D Modelinin İncelenmesi **94**

BÖLÜM 6

6. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME **97**

REFERANSLAR **99**
EKLER **106**
ÖZGEÇMİŞ **120**

KISALTMALAR

ARM	Anahtarlamalı Relüktans Motor
YSA	Yapay Sinir Ağı
PWM	Pulse Width Modulation
SRM	Switched Reluctance Motor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
BS	Bulanık Sistem
BSA	Bulanık Sinir Ağı
MLP	Multi Layered Perceptron
LVQ	Learning Vector Quantization
SOM	Self Organising Map
BP	Back Propagation
LM	Levenberg-Marquardt

TABLOLAR LİSTESİ

		Sayfa No
Tablo 3.1	a_1, a_2 ve a_3 Katsayılarının Hesaplanmasında Kullanılan Fourier Katsayıları.	35
Tablo 5.1	Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen Sistemlerin Test İşlemleri Sonunda Elde Edilen Korelasyon ve MSE Değerleri.	79
Tablo 5.2	Verilerin Elde Edilmesinde Modellenen 6/4 ARM' nin Temel Boyutları.	80
Tablo 5.3	Tork Kestirimi için Gerçeklenen Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Korelasyon ve MSE Değerleri	83
Tablo 5.4	Beklenen Tork Değerleri ile Sistemlerin Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerlerin Karşılaştırılması	83
Tablo 5.5	İndüktans Kestirimi için Gerçeklenen Sistemlerin Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Korelasyon ve MSE Değerleri	85
Tablo 5.6	Beklenen İndüktans Değerleri ile Sistemlerin Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerlerin Karşılaştırılması	86
Tablo 5.7	Çeşitli Akım Değerlerinde 6/4 ARM' nin Tork Dalgalılık Oranları.	88
Tablo 5.8	ARM-A' ya ait Kutup Başları ile İlgili Çıkıntı Bilgileri	90
Tablo 5.9	Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-A' ya ait Tork Dalgalılık Oranları	91
Tablo 5.10	ARM-B' ye ait Kutup Başları ile İlgili Çıkıntı Bilgileri.	91
Tablo 5.11	Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-B' ye ait Tork Dalgalılık Oranları.	93
Tablo 5.12	ARM-B' ye ait Kutup Başları ile İlgili Çıkıntı Bilgileri.	93

Tablo 5.13	Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-C' ye ait Tork Dalgalılık Oranları.	94
Tablo 5.14	ARM-B' ye ait Kutup Başları ile İlgili Çıkıntı Bilgileri	94
Tablo 5.15	Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-D' ye ait Tork Dalgalılık Oranları	96

ŞEKİLLER LİSTESİ

		Sayfa No
Şekil 2.1	6/4 ARM Kesit Şekli	6
Şekil 2.2	ARM' de Doğrusal Çalışma için Rotor Konumuna Göre İndüktansın Değişimi	7
Şekil 2.3	Akım ve Halkalanma Akısı Arasındaki Doğrusal Olmayan İlişki	7
Şekil 2.4	ARM'nin Tek Fazına Ait Elektriksel Eşdeğer Devre	9
Şekil 2.5	Magnetizasyon Eğrisi ve Enerji İlişkisi	11
Şekil 2.6	Alan Enerjisi, Ko-Enerji ve Mekanik İş	12
Şekil 2.7	Çeşitli Konumlar için Halkalanma Akılarının Durumları	14
Şekil 2.8	Çeşitli Akım Değerlerinde Rotor Konumuna Göre Elde Edilen İnduktans Değişimi	15
Şekil 2.9	Çeşitli Akım Değerlerinde Rotor Konumuna Göre Elde Edilen Akı Halkalarının Değişimi	15
Şekil 2.10	Çeşitli Akım Değerlerinde Rotor Konumuna Göre Elde Edilen Tork Değişimi	16
Şekil 2.11	ARM Çevirici Sınıflandırması	19
Şekil 2.12	Üç Fazlı Bir ARM için 2n Tipi Klasik Köprü Çevirici Devresi	20
Şekil 2.13	n+1 Topolojisindeki ARM Çevirici Devresi	21
Şekil 2.14	Split DC Çevirici Devresi	22
Şekil 2.15	Üç Faz ARM için Bifilar Sargılı Çevirici Devresi	23
Şekil 2.16	Üç Faz ARM için C-Vuruş Tipi Çevirici Devresi	23
Şekil 2.17	Üç Fazlı ARM için Söndürme Dirençli Çevirici Devresi	24
Şekil 2.18	Üç Faz ARM için Çift Eğimli Çevirici Devresi	24
Şekil 3.1	Cossar Tarafından Kullanılan Halkalanma Akısı Değerlerini Ölçme Devresi	29

Şekil 3.2	Diril Tarafından Gerçekleştirilen Deney Düzeneği	30
Şekil 3.3	a_1 Katsayısının Almış Olduğu Değerlerin Grafiksel Gösterimi a) 6/4 ARM için, b) 8/6 ARM için	34
Şekil 3.4	a_2 Katsayısının Almış Olduğu Değerlerin Grafiksel Gösterimi a) 6/4 ARM için, b) 8/6 ARM için	34
Şekil 3.5	a_3 Katsayısının Almış Olduğu Değerlerin Grafiksel Gösterimi a) 6/4 ARM için, b) 8/6 ARM için	35
Şekil 3.6	6/4 ARM için Eşitlik 3.9 ile elde edilen $\lambda - i$ Eğrisi	36
Şekil 3.7	8/6 ARM için Eşitlik 3.9 ile Elde Edilen $\lambda - i$ Eğrisi	36
Şekil 3.8	Tüm Düğümlerin Üçgen Elemanların Köşeleri ile Kesiştiği Doğru Ağ Yapısı	38
Şekil 3.9	Bir Düğümü Paylaşan Dört Eleman	40
Şekil 3.10	SEA için Oluşturulan Motor Blok Şekli	42
Şekil 3.11	Ağ Yapısı Oluşturulmuş ARM	43
Şekil 3.12	SEA İşlemi Sonunda Elde Edilen Halkalanma Akısı Dağılımı	44
Şekil 3.13	6/4 ARM için SEA ile Elde Edilen $\lambda - \theta$ Değişimi	44
Şekil 3.14	SEA İşlemi ile Elde Edilen $\lambda - i$ Değişimi	45
Şekil 3.15	SEA İşlemi ile Elde Edilen $L - \theta$ Değişimi	45
Şekil 3.16	SEA İşlemi ile Elde Edilen $T - \theta$ Değişimi	46
Şekil 4.1	Bir işlemci Elemanının (Nöron) Temel Modeli	48
Şekil 4.2	YSA' larda En Çok Tercih Edilen Aktivasyon Fonksiyonları. (a) Sigmoid, (b)Doğrusal, (c) Hiperbolik Tanjant (d) Keskin Sınırlayıcı	49
Şekil 4.3	Tek Katmanlı İleri Beslemeli Bir Ağ Yapısı	53
Şekil 4.4	Tek Gizli Katmana Sahip Çok Katmanlı İleri Beslemeli Bir Ağ Gösterimi	54
Şekil 4.5	Bulanık Sistemin Blok Şekli	59
Şekil 4.6	Klasik ve Bulanık Küme Teorisinde Elemanların Birbirlerine Olan Geçişleri a) Klasik Küme Teorisi için b) Bulanık Küme Teorisi için	60
Şekil 4.7	Doğrusal Üyelik Fonksiyonu	62
Şekil 4.8	Üçgensel Üyelik Fonksiyonu	62

Şekil 4.9	Yamuk Üyelik Fonksiyonu	63
Şekil 4.10	Gauss Üyelik Fonksiyonu	64
Şekil 4.11	Genelleştirilmiş Çan Tipi Üyelik Fonksiyonu	64
Şekil 4.12	Bulanık Sistemde Girişlerin Bulanıklaştırılması	65
Şekil 4.13	Bulanık Operatörlerin Uygulanması	66
Şekil 4.14	Bulanık Çıkışların Elde Edilmesi	67
Şekil 4.15	Bulanık Sistemde Çıkışların Birleştirilmesi	68
Şekil 4.16	Birinci Dereceden Takagi-Sugeno Tipi Bulanık Sonuç Çıkarım Sisteminin Temel Kural Yapısı	70
Şekil 4.17	Takagi-Sugeno Tipi BSA' nın Temel Yapısı	71
Şekil 5.1	Konum Kestirimi için Gerçekleştirilen YSA Yapısı	73
Şekil 5.2	Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler	74
Şekil 5.3	6/4 ARM' nin Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler	75
Şekil 5.4	8/6 ARM' nin Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler	76
Şekil 5.5	Giriş Değişkenlerine ait Üyelik Fonksiyonları. a) Normalize Edilmiş Rotor Konumu Değişkeni için, b) Normalize Edilmiş Akım Değişkeni için	77
Şekil 5.6	Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçekleştirilen Bulanık Sistemin Kural Tabanı	78
Şekil 5.7	6/4 ARM' nin Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen BSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler	78
Şekil 5.8	8/6 ARM' nin Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler	79
Şekil 5.9	6/4 ARM' nin Tork Değerinin Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.	81
Şekil 5.10	Tork Kestirimi için Gerçekleştirilen Bulanık Sistemin Kural Tabanı	82

Şekil 5.11	6/4 ARM' nin Tork Değerinin Kestirimi için Gerçeklenen BSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.	82
Şekil 5.12	6/4 ARM' nin İnduktans Değerinin Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler	84
Şekil 5.13	6/4 ARM' nin İnduktans Değerinin Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler	85
Şekil 5.14	6/4 ARM için Değişik Rotor Konumlarında 2A'lik Aralıklarla Elde Edilen Statik Tork	87
Şekil 5.15	Çeşitli Akım Değerleri için Elde Edilen Tork Dalgalanmaları	88
Şekil 5.16	Simülasyonları Gerçekleştirilen Yeni ARM Yapılarının Temel Parametreleri	89
Şekil 5.17	ARM-A' ya ait Kutup Başlarının Kesit Şekli	90
Şekil 5.18	Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-A' ya ait Tork Dalgalanması	91
Şekil 5.19	ARM-B' ye ait Kutup Başlarının Kesit Şekli	92
Şekil 5.20	Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-B' ye ait Tork Dalgalanması	92
Şekil 5.21	ARM-C' ye ait Kutup Başlarının Kesit Şekli	93
Şekil 5.22	Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-C' ye ait Tork Dalgalanması	94
Şekil 5.23	ARM-D' ye ait Kutup Başlarının Kesit Şekli	95
Şekil 5.24	Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-D' ye ait Tork Dalgalanması	95

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1. Tezin Literatürdeki Yeri

Anahtarlamalı relüktans motorlar (ARM), günümüzde kullanımı giderek yaygınlaşan bir elektrik makinası olup yapı olarak karşılaştırıldığında diğer elektrik makinalarına göre daha basit bir yapaya sahiptir [1]. Hava aralığındaki relüktans değişimi prensibini temel aldıklarından ve faz indüktanslarının değişken olmasından dolayı önceleri değişken relüktanslı motorlar olarak isimlendirilen ARM'ler, daha sonraları çalışma prensipleri göz önünde bulundurularak anahtarlamalı relüktans motorlar olarak isimlendirilmişlerdir.

ARM' lerin çalışma prensipleri 1840 yılında Wheatsone ve Davidson tarafından tanımlanmasına rağmen motorun kontrolünde karşılaşılan güçlüklerden dolayı 1960' lı yıllara kadar çok önemli bir gelişme sağlanamamıştır. Bu bağlamda ilk önemli adım 1969 yılında Nasar ve Ofsenani tarafından atılmıştır [1,2]. Bunu takip eden yıllarda yarı iletken ve kontrol tekniklerinin de gelişimiyle paralel olarak ARM' ler literatürde sıkça yer almıştır.

Gerçekte bir senkron makinanın yapısına sahip olan ARM' ler, hem stator hem de rotorlarının çıkık yapıya sahip olmaları ve statorlarında dc makinaların sargılarına benzer sargılar bulundurmalarına karşın rotorlarında herhangi bir sargı ve mıknatıs bulunmaması gibi bir takım özelliklere sahip olmaları yönünden diğer elektrik makinalarından ayrılmakta ve çalışma prensipleri de bu açıdan diğer makinalara göre değişiklik arz etmektedir.

Motorun çalışma prensibi relüktans kuvvetine dayanmakta ve serbest hareketli, çıkık yapılı rotorun, bulunduğu magnetik devre içerisindeki akının, en kolay yol bulabileceği en küçük relüktans konumuna kadar kuvvet uygulanarak çekilmesi şeklinde

gerçekleşmektedir. Dolayısıyla ARM' lerde elektrik enerjisinin mekanik enerji olarak kullanımı relüktans kuvveti ile gerçekleşmektedir. Relüktans kuvveti, dönme hareketini sağlayan döndürme momentini oluşturmakta ve rotor kutbunun stator kutbuna göre konumu izlenerek faz sargılarının sırasıyla uyarılması ile sürekli döndürme momenti sağlanmaktadır [3].

ARM' lerin sahip oldukları avantajlardan önemli olanları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Rotorlarında herhangi bir sargı ve mıknatıs bulunmadığı için maliyetlerinin düşük olması,
- Statorlarında yer alan sargıların basit yapıda olması,
- Rotorun sargısız ve fırçasız yapıya sahip olması sebebiyle çok yüksek hızlarda çalışmaya uygun olması,
- Stator sargılarının yarı iletken anahtarlara seri bağlı olması sebebiyle herhangi bir kısa devre tehlikesinin olmaması,
- Motora ait stator fazlarının birbirinden bağımsız çalışabilmelerinden dolayı herhangi bir fazın arızalanması durumunda motorun dönebilmesi ve dolayısıyla da hata toleranslarının fazla olması,

Birçok avantaja sahip olmalarına rağmen, ARM' ler yakın zamana kadar çok fazla kullanım alanı bulamamışlardır. Bunun en önemli nedenleri arasında; rotor konumunun bilinmesinin gerekliliği ve dolayısıyla bir pozisyon sensörüne gereksinim duyulması, torkta meydana gelen ani çökmeler ve dolayısıyla oluşan tork dalgalılığı ile akustik gürültü gösterilebilir. Bununla birlikte ARM' lerin kullanıldığı uygulama alanlarından başlıcaları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Elektrikli otomobil ve motosikletler,
- Raylı ulaşım araçları,
- Çamaşır makineleri, elektrikli süpürgeler gibi elektrikli ev cihazları,
- Yazıcılar.

Literatürde yakın zamanda ARM' lerin sahip olduğu bu dezavantajları azaltmak için birçok çalışma yapılmıştır [4-37]. Özellikle yapay zeka tekniklerinin de otomatik

kontrol alanında kullanım alanı bulması son zamanlarda yapılan çalışmaların bir kısmının bu yönde olmasını sağlamıştır.

Sunulan tezde, ARM' lerin kullanımını sınırlayan tork dalgalılığının iyileştirilebilmesi için hangi kriterlerin önem taşıdığı ve bu kriterlerin tork dalgalanmasına olan etkilerinin incelenmesi ile yapay sinir ağları ve bulanık sistemlerin motorun kontrolünde ne şekilde kullanılabileceğinin araştırılması hedeflenmiştir.

1.2. Çalışmanın Amacı

Basit yapıları ve kullanılan çevirici yapısının basitliği nedeniyle endüstride kendine yer bulmaya başlayan ARM' ler hakkında yakın zamanda oldukça çalışma yapılmıştır. Ancak ARM' ler basit tasarım, düşük atalet, geniş hız aralığı, yüksek verim ve düşük maliyet gibi birçok avantaja sahip olmasına karşın faz geçiş anlarında torkta meydana gelen çökmeler, yüksek akustik gürültü ve konum tespitinin yapılmasının zorunluluğu gibi bir takım sıkıntılara da sahiptirler [38].

ARM' lerin birçok üstünlüklerine karşın endüstriyel alanlarda günümüze değin yeterince yer alamayışlarının en önemli sebeplerinden birisi sahip oldukları tork dalgalanması gösterilebilir. Tork dalgalanmasının iyileştirilebilmesi için gerçekleştirilen çalışmalar genelde iki ana grup halinde toplanmaktadır:

- ARM' nin magnetik yapısında yapılacak değişiklikler vasıtasıyla torkun iyileştirilmesi,
- ARM' nin kontrol devresi ve kontrol tekniğinde yapılacak değişiklikler vasıtasıyla torkun iyileştirilmesi,

Literatürde bu konu ile ilgili olarak gerçekleştirilen çalışmalardan birçoğu sözü edilen ikinci gruba girmektedir. Özellikle maliyet giderlerinin fazla oluşu ve fazla zaman alması gibi nedenlerden dolayı ilk grupta yapılan çalışmalar sınırlı sayıda kalmaktadır.

Sunulan tezde, motorun magnetik yapısında gerçekleştirilecek değişiklikler ile tork dalgalanmasında elde edilebilecek iyileştirmelerin incelenmesi temel alınmıştır. Aynı zamanda günümüzde otomatik kontrol alanında kullanımı giderek yaygınlaşan yapay

zeka tekniklerinden yapay sinir ağları ve bulanık sinir ağlarının kullanılması ile motora ait parametrelerin kestirimi hususunda gerçekleştirilen uygulamalara yer verilecektir.

Öncelikle daha sonraki bölümlerin daha iyi bir şekilde anlaşılabilmesi için ARM' lerin temel prensipleri üzerinde durulacak ve matematiksel modeli verilmektedir. Bunu takiben motorun kontrolü için kullanılan devre yapılarına yer verilmektedir. Ardından ARM' ye ait elektromagnetik karakteristiklerin elde edilmesinde uygulanabilecek yöntem ve teknikler sunulacaktır. Çalışmada kullanılan yapay zeka tekniklerinden yapay sinir ağları ve bulanık sistemler hakkında gerekli tanımlamalar yapıldıktan sonra gerçeklenen simülasyon çalışmaları ve sonuçları verilecektir. Gerçekleştirilen çalışmalarda motora ait tork değerinin elde edilmesi ve kontrolünde kullanılabilecek motora ait temel parametrelerin sözü edilen yapay zeka teknikleri ile kestirimi ve motorun magnetik devresinde ve özellikle de rotor ve statora ait kutup başlarının şekillerinde değişikliğe gidilerek motora ait tork dalgalanmasının iyileştirilmesi yer almaktadır.

BÖLÜM 2

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN TEMELLERİ

Bu bölümde anahtarlamalı relüktans motorların çalışma prensipleri ve matematiksel modelleri üzerinde durulmuştur. ARM' lerin çift çıkıntılı yapıya sahip olmaları ve çalışma prensipleri gereği, normal çalışma modunda stator ve rotor malzemeleri doyumda olmak zorundadır. Aksi takdirde üretilen tork çok küçük olacaktır. Dolayısıyla da motora ait modeller doğrusal yapıya sahip değildir [39].

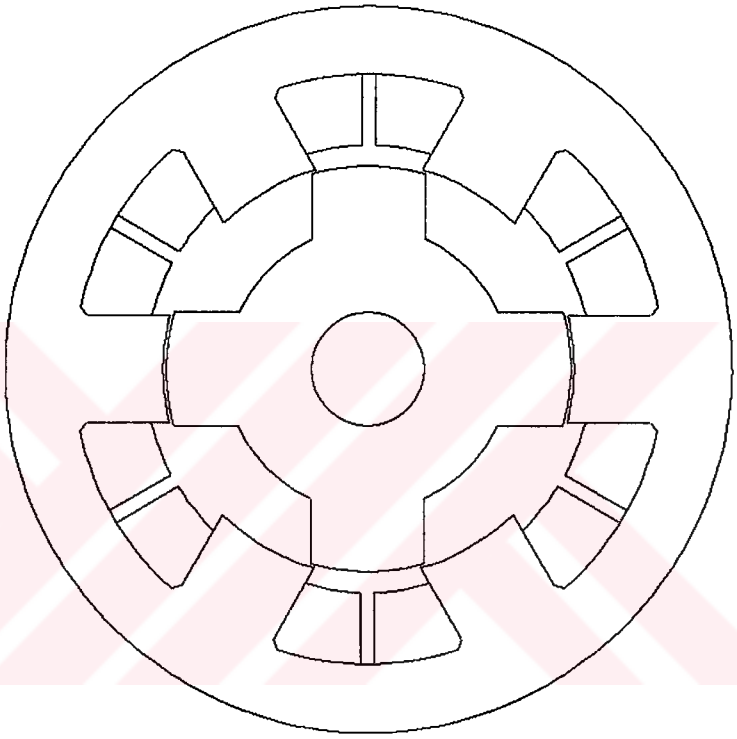
2.1. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Yapısı ve Çalışma Prensipleri

2.1.1. Temel Özellikler

ARM, hem stator hem de rotorlarında çıkıntılar bulundurduklarından çift çıkıntılı bir yapıya sahiptir. Gerçekte bir çeşit senkron motor olan ARM' lerin rotorlarında herhangi bir mıknatıs, sargı yada kısa devre halkası bulunmayıp sadece masif demir veya saç paketi içermektedir [38]. Stator da ise DC motorların sargılarına benzer şekilde basit yapılı ve ince telli sarımlardan oluşan yoğun sargılar bulunmaktadır. Bunun nedeni faz uyarıldığında ortaya çıkan magnetik akıdan daha çok faydalanmaktır. Adım motorundakine benzer şekilde ARM' lerde de karşılıklı iki stator kutbu bir faz oluşturmaktadır. Stator ve rotor nüvelerinin her biri, demir kayıplarını azaltmak açısından ince yaprak halinde lamine saçlardan imal edilmektedir. Genelde stator ve rotor kutup sayılarına göre isimlendirilen ARM' lerde, yüksek hız gerektiren uygulamalarda genelde rotor kutup sayısı stator kutup sayısına göre küçük seçilirken, yüksek tork gerektiren uygulamalarda ise rotor kutup sayısı stator kutup sayısına oldukça yakın seçilmektedir.

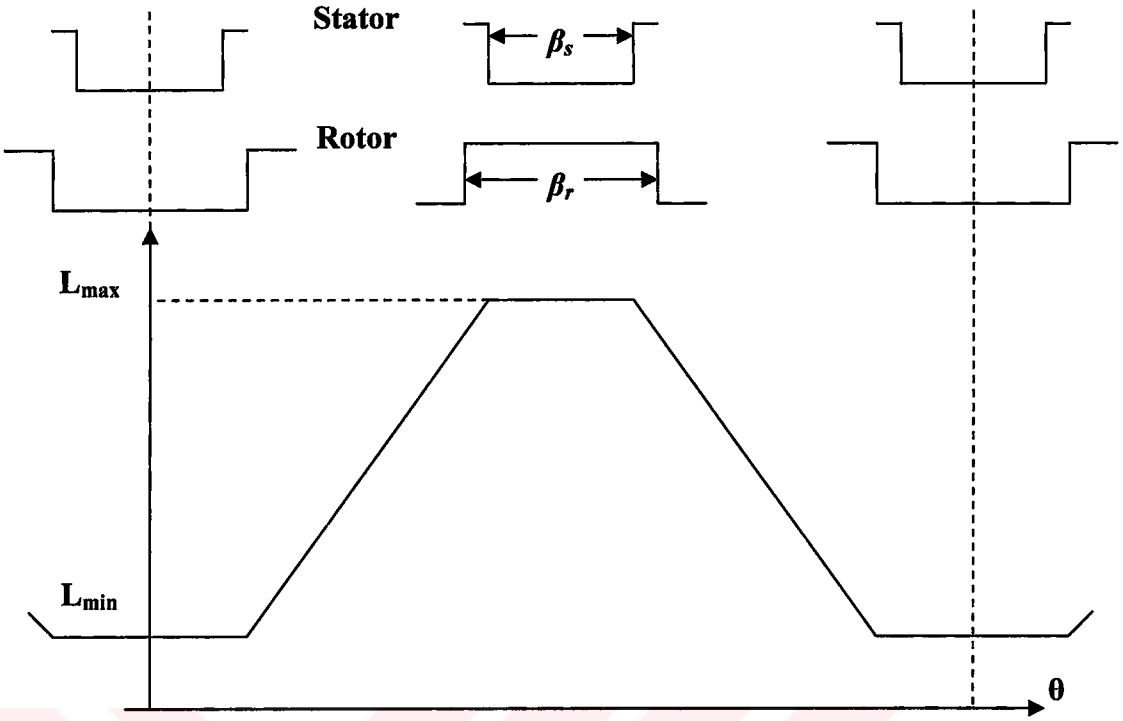
ARM' lerde genellikle stator kutupları rotor kutuplarına göre daha dar tutulmaktadır. Bunun nedeni, statordaki herhangi bir faz uyarıldığında oluşan magnetik alandan daha fazla yararlanabilmek ve sargılara daha geniş yer sağlamaktır [38].

Stator ve rotor kutup genişliklerinin seçimi tahrik sisteminin özelliklerine bağlıdır. Ancak bunun yanında negatif moment üretiminden kurtulmak ve her fazın pozitif ve negatif moment üretme bölgelerini ayırabilmek için rotor kutuplarının genişliği, stator kutuplarının genişliğinden daha büyük seçilmektedir. Şekil 2.1' de 6/4 yapıdaki bir ARM' ye ait kesit şekil görülmektedir.



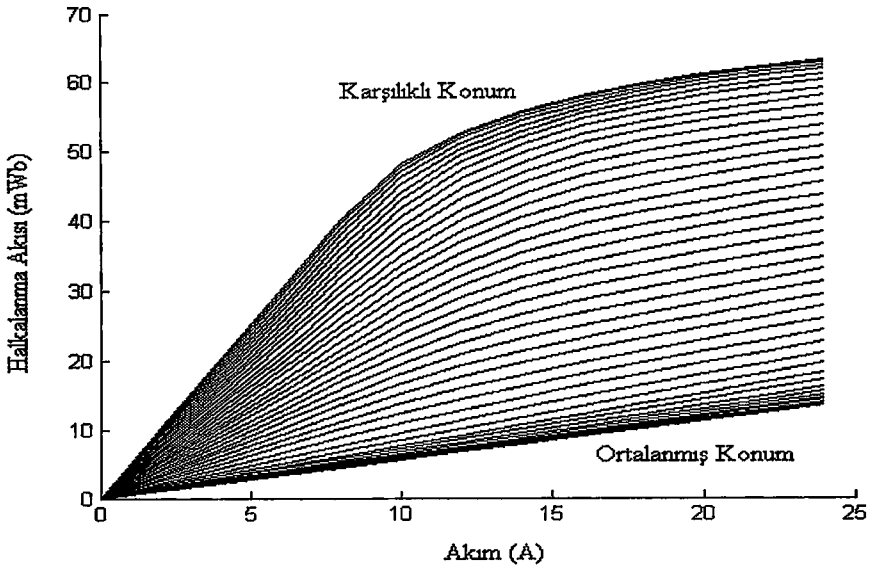
Şekil 2.1. 6/4 ARM Kesit Şekli.

ARM' lerin döndürme momenti akımın yönüne değil sadece genliğine bağlıdır. Dolayısıyla motorun kontrol devresinde kullanılacak yarı iletken sayısı yarıya indirilebilir. Bunun yanında tork değeri indüktansın değişimine bağlı olduğundan, eğer akım indüktansın artma yönünde uygulanırsa döndürme momenti pozitif olurken, akımın indüktansı azaltma yönünde olması durumunda ise negatif olacaktır. Dolayısıyla akım darbelerinin, indüktans değişiminin hangi bölgelerinde uygulanacağının tespit edilmesi ve dolayısıyla da bu bölgelere ait rotor konumunun bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle ilgili rotor pozisyonu bilgisinin elde edilebilmesi için optik yada alan etkili sensörlerin kullanımı gerekmektedir. Şekil 2.2' de doğrusal çalışma için rotorun statora göre olan konumuna göre indüktans değişimi gösterilmiştir.



Şekil 2.2. ARM' de Doğrusal Çalışma için Rotor Konumuna Göre İndüktansın Değişimi.

Şekil 2.2' de verilen indüktans değişimi doyumsuz durum için verilmiştir. Normal Çalışmada ise motorun doğrusal olmayan yapısından dolayı doğrusal olmayan bir indüktans değişimi gözlenecektir. Şekil 2.3' de motora ait akım ve halkalanma akıları arasındaki doğrusal olmayan ilişki gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Akım ve Halkalanma Akısı Arasındaki Doğrusal Olmayan İlişki.

2.1.2. Değişken Relüktans

ARM' lerde rotor konumuna göre halkalanma akılarının izlediği yol değişmekte ve bu da magnetik devredeki relüktansın değişimine neden olmaktadır. Herhangi bir magnetik devrenin relüktans ifadesi Eşitlik 2.1 ile verilebilir.

$$\Re = \frac{F}{\phi} = \frac{Hl}{BS} = \frac{l}{\mu S} \tag{2.1}$$

Eşitlik 2.1 ifadesinde yer alan $\Re$ gösterimi relüktansı, F magneto motor kuvvetini, ϕ akıyı, H hava aralığındaki magnetik alan şiddetini, l magnetik yolun uzunluğunu, B akı yoğunluğunu, S magnetik yolun kesit alanını ve μ ise magnetik malzemenin magnetik geçirgenliğini ifade etmektedir.

ARM' de özellikle l, μ ve S parametreleri rotorun açısal değişimi ile birlikte magnetik devre relüktansının değişimine neden olmaktadır. Öyle ki stator ve rotor kutupları karşılıklı pozisyona gelmeden önceki ortalanmış pozisyonda magnetik geçirgenlik değeri μ, boş uzayın geçirgenliği olan μ_0 değerine eşittir ve bu değer de malzemenin geçirgenliği ile karşılaştırıldığında çok küçük bir değerde olmaktadır. Dolayısıyla ortalanmış konumda relüktans değeri maksimum değerini almaktadır. Ancak rotor ve stator kutuplarının karşılıklı pozisyon konumuna yaklaşmaları durumunda artan örtüşüm alanıyla birlikte geçirgenlik değeri de hızlı bir şekilde artacak ve dolayısıyla da relüktans değeri azalacaktır. Rotor ve stator kutupları tamamen karşılıklı konuma geldiklerinde ise örtüşüm alanı maksimum olacak ve dolayısıyla da magnetik geçirgenlik maksimum değerine ulaşacaktır. Bir başka deyişle magnetik devrenin relüktansı minimum değerini alacaktır [39].

Ortalanmış konumda relüktans değerinin maksimum olması nedeniyle akı doyumda olmayacak ve ortalanmış konumdan karşılıklı konuma geçiş sırasında azalan relüktans değeri ile birlikte doyuma geçmeye başlayacak ve karşılıklı konumda en yüksek doyuma ulaşacaktır.

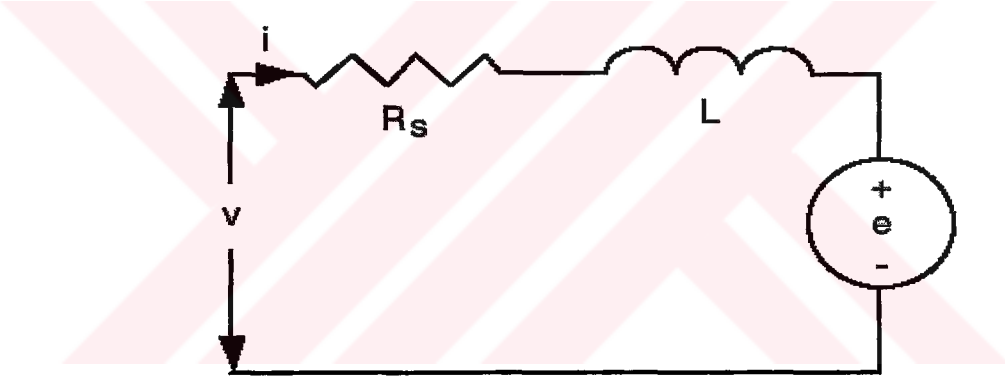
Genellikle ARM' lerde relüktans yerine daha çok kullanılan kriter indüktans değeri olup bu iki değer arasındaki ilişki Eşitlik 2.2' deki gibi ifade edilebilir.

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N\phi}{i} = \frac{N^2}{\Re} \tag{2.2}$$

Eşitlik 2.2' de λ ifadesi halkalanma akısı değerini, i ifadesi faz akımını ve N ifadesi ise faza ilişkin sarım sayısını göstermektedir.

2.1.3. Eşdeğer Devre

Daha önce de sözü edildiği gibi ARM' lerin çalışma prensibi relüktans kuvvetine dayanmakta ve serbest hareketli, çıkık yapılı rotorun, bulunduğu magnetik devre içerisindeki akının, en kolay yol bulabileceği en küçük relüktans konumuna kadar kuvvet uygulanarak çekilmesi şeklinde gerçekleşmektedir. Şekil 2.4'de ARM'nin tek fazına ait eşdeğer devre gösterilmiştir.



Şekil 2.4. ARM'nin Tek Fazına Ait Elektriksel Eşdeğer Devre.

Şekil 2.4'de verilen devrede R_s, Her bir faz için stator sargılarına ait direnci ve L indüktans değerini temsil etmektedir. Burada her bir faza uygulanmakta olan gerilim miktarı Eşitlik 2.3'deki gibi verilebilir.

$$V = R_s i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \tag{2.3}$$

ve

$$\lambda = L(\theta, i)i \tag{2.4}$$

şeklinde ifade edilebilir. Giriş gücü ise Eşitlik 2.5' de verildiği gibi ifade edilebilir.

$$p_i = vi = R_s i^2 + i^2 \frac{dL(\theta,i)}{dt} + L(\theta,i) i \frac{di}{dt} \tag{2.5}$$

Burada,

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2} L(\theta,i) i^2\right) = L(\theta,i) i \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta,i)}{dt} \tag{2.6}$$

eşitliği yazılabilir ve dolayısıyla da giriş gücü,

$$p_i = R_s i^2 + \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2} L(\theta,i) i^2\right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta,i)}{dt} \tag{2.7}$$

şeklinde ifade edilebilir.

Eşitlik 2.7' den de açıkça görüleceği üzere giriş gücü, $R_s i^2$ ifadesi ile verilen sargı kayıp gücü, $p[L(\theta,i) i^2 / 2]$ ifadesi ile verilen alan enerjisinin değişim oranı ve $[i^2 pL(\theta,i)]/2$ ifadesi ile verilen hava aralığı gücünün toplamından oluşmaktadır

Hava aralığı gücü için zaman ifadesinde rotor pozisyonu ve hız terimleri yerine konulacak olursa,

$$t = \frac{\theta}{w_m} \tag{2.8}$$

ve dolayısıyla da,

$$\begin{aligned} p_{ag} &= \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta,i)}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \\ p_{ag} &= \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} w_m \end{aligned} \tag{2.9}$$

ifadesi elde edilir.

Hava aralığı gücü elektromagnetik tork ve hıza bağlı olarak,

$$p_{ag} = Tw_m \tag{2.10}$$

olduğundan motora ait tork,

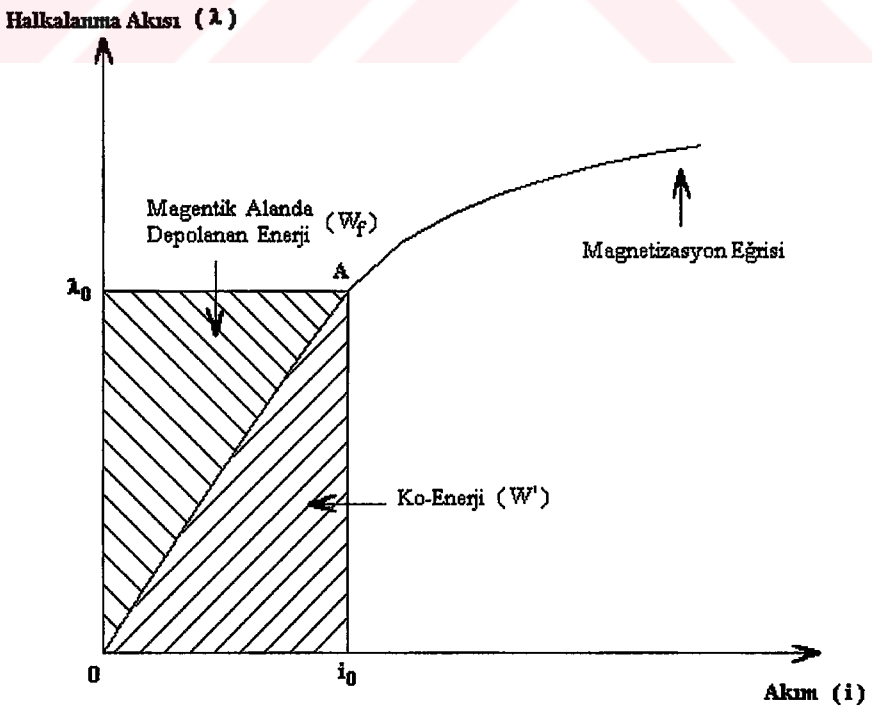
$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \tag{2.11}$$

şeklinde elde edilir [1]. Bir sonraki bölümde aynı ifade enerji dönüşümü ile de elde edilecektir.

2.1.4. Enerji Dönüşümü

ARM' lerin normal çalışmaları esnasında relüktansın rotor konumu ve doyum sebebi ile değişiminden dolayı statora ait faz sargıları tarafından üretilen magnetik alanın basit bir matematiksel eşitliği yoktur. Dolayısı ile burada ARM' lere ait enerji dönüşümü, [40]' da sunulan genel enerji dönüşümü vasıtasıyla incelenecektir.

Şekil 2.5' de karşılıklı ve ortalanmış konum arasındaki herhangi bir rotor açısında kilitlenmiş olan ARM' ye ait magnetizasyon eğrisi gösterilmiştir.



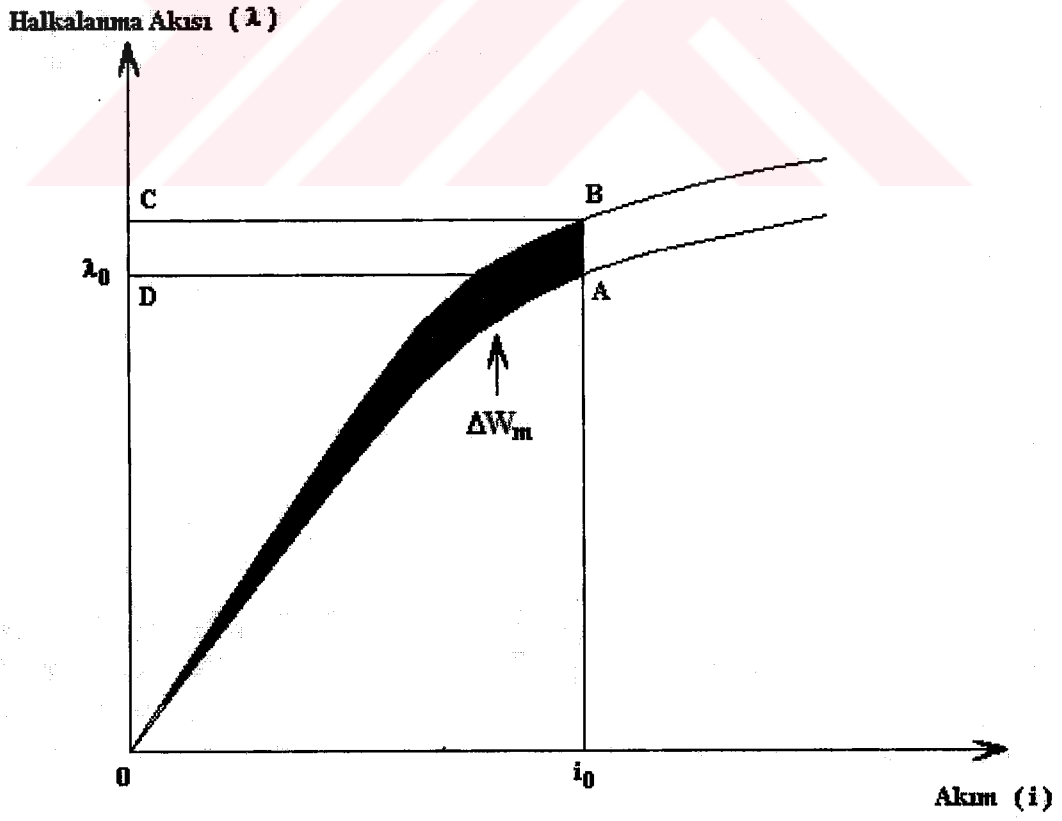
Şekil 2.5. Magnetizasyon Eğrisi ve Enerji İlişkisi.

Şekil 2.5' ten de açıkça görüleceği üzere magnetizasyon eğrisi üzerindeki herhangi bir A noktası için depolanan magnetik alan enerji ve ko-enerji ifadeleri sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$W_f = \int_0^{\lambda_0} id\lambda(\theta,i) \tag{2.12}$$

$$W' = \int_0^{i_0} \lambda(\theta,i)di \tag{2.13}$$

Burada halkalanma akısı, rotor pozisyonu ve akıma bağlı bir değişken olup alan enerjisi, hava aralığı ile stator ve rotor malzemesinde depolanan magnetik enerjiyi ifade etmektedir. Eğer rotor serbest bırakılırsa karşılıklı pozisyona doğru hareket etmeye başlayacaktır. $\Delta\theta$ kadarlık bir rotor pozisyonu değişiminde faz akımının sabit tutulduğu varsayılırsa akı yörüngesi Şekil 2.6' da da gösterildiği üzere A noktasından B noktasına kayacaktır.



Şekil 2.6. Alan Enerjisi, Ko-Enerji ve Mekanik İş.

Bakır ve Çekirdek kayıpları ihmal edilecek olursa, enerjinin korunumu prensibi sebebiyle rotorun $\Delta\theta$ kadarlık konum değişimi esnasında alan enerjisinde meydana gelen değişim Şekil 2.6' dan da görüleceği üzere ΔW_m mekanik işine eşit olacaktır. Dolayısıyla;

$$\Delta W_m = \Delta W' = \int_0^{i_0} \lambda(\theta_B, i)di - \int_0^{i_0} \lambda(\theta_A, i)di \tag{2.14}$$

eşitliği elde edilmiş olur. Mekanik iş;

$$\Delta W_m = T\Delta\theta \tag{2.15}$$

eşitliği ile verilebileceğinden, Eşitlik 2.15' den ani tork ifadesi çekilecek olursa;

$$T = \frac{\Delta W_m}{\Delta\theta} = \frac{\int_0^{i_0} \lambda(\theta_B, i)di - \int_0^{i_0} \lambda(\theta_A, i)di}{\Delta\theta} \tag{2.16}$$

ifadesi elde edilir. Herhangi bir i akımı için $\Delta\theta \to 0$ ile limit alınacak olursa ARM' ye ait anlık tork;

$$T = \frac{\partial}{\partial\theta} \int_0^{i} \lambda(\theta, i')di' \tag{2.17}$$

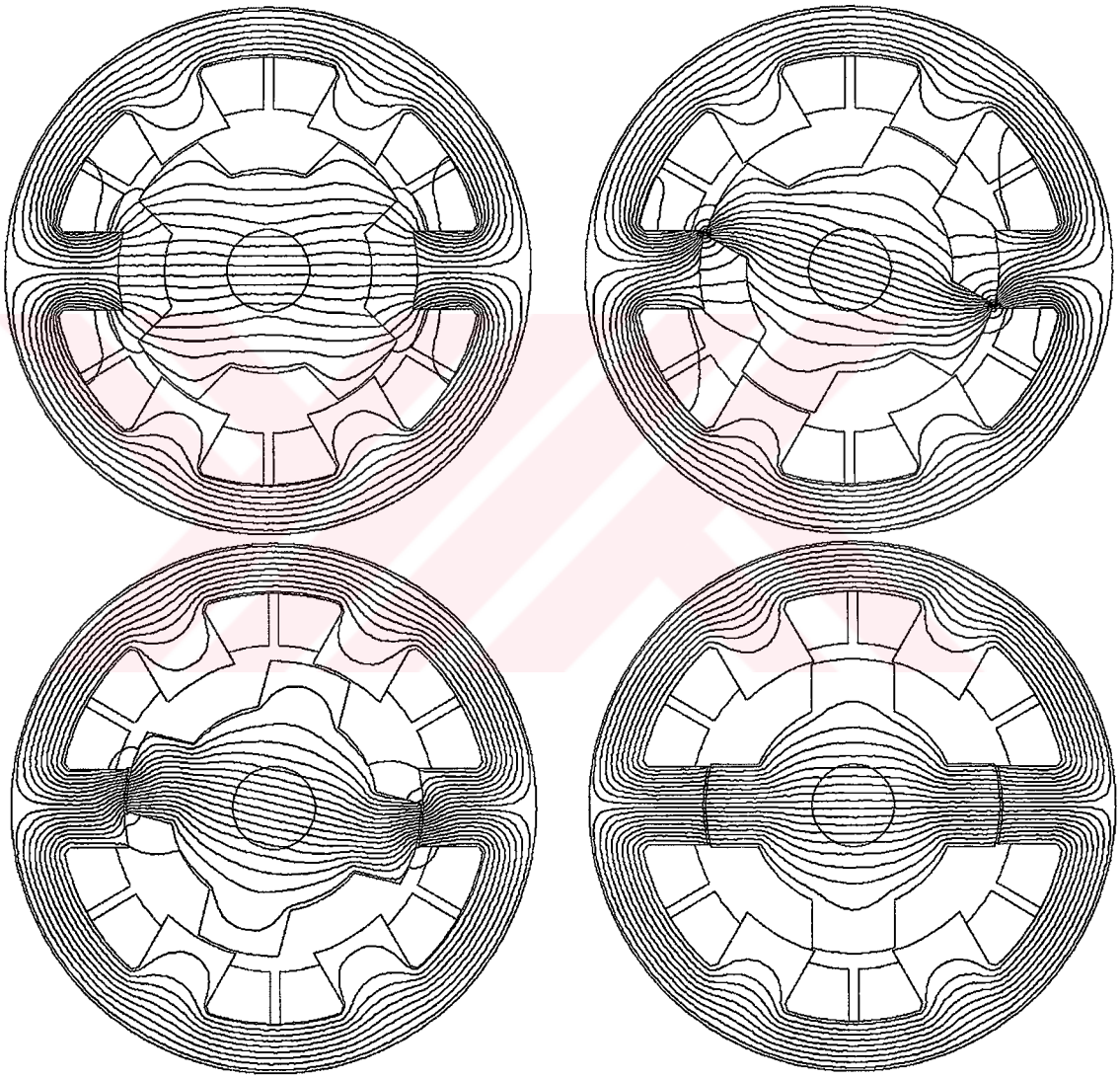
ifadesi ile tanımlanabilir. Doğrusal akı modeli için $\lambda(\theta, i) = L(\theta)i$ yazılabileceğinden;

$$T = \int_0^{i} \frac{\partial\lambda(\theta, i')}{\partial\theta} di' = \int_0^{i} \frac{dL}{d\theta} i' di' = \frac{dL}{d\theta} \int_0^{i} i' di' = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \tag{2.18}$$

eşitliği elde edilir ki bu ifade Eşitlik 2.11 ifadesine eşittir. Daha önce de sözü edildiği gibi Eşitlik 2.11 ve Eşitlik 2.18, ARM' ye ait torkun faz akımının yönünden bağımsız ancak rotor konumuna göre motora ait indüktans ($\frac{dL}{d\theta}$) değişiminin yönüne bağımlı olduğunu ortaya koymaktadır.

2.1.5. Çalışma Prensipleri

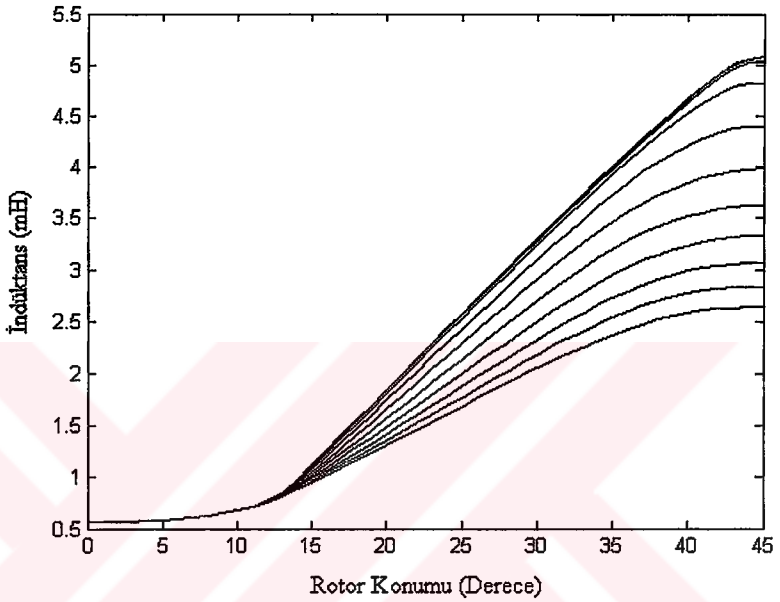
Bölüm 2.1.3' de de bahsedildiği üzere anahtarlamalı relüktans motorun çalışma prensibi relüktans kuvveti ile olmakta ve rotorun bulunduğu magnetik devre içerisinde akan akının, en kolay yol bulabileceği en küçük relüktans konumuna kadar çekilmesi suretiyle gerçekleşmektedir. Bu durum Şekil 2.7' de gösterilmiştir.



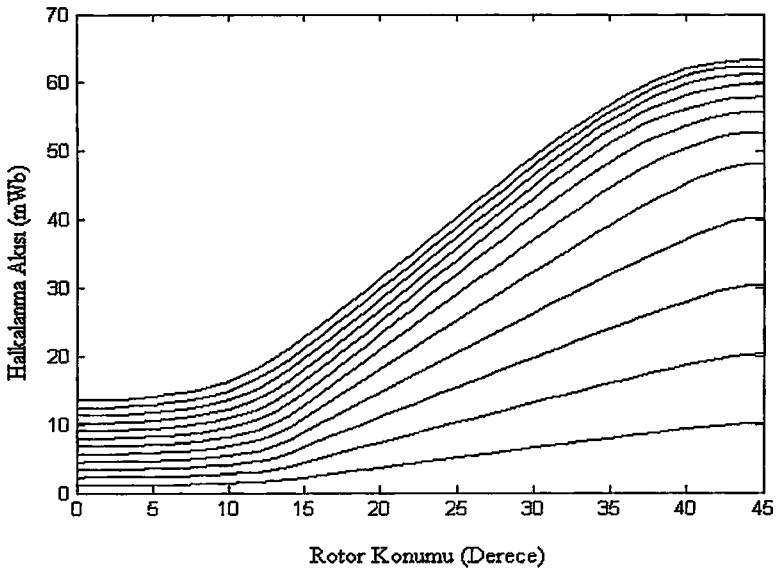
Şekil 2.7. Çeşitli Konumlar için Halkalanma Akılarının Durumları.

Şekil 2.7' de de görüleceği üzere 15' er derecelik aralıklarla verilmiş olan ve ortalanmış konumdan karşılıklı konuma kadar olan rotor konumu pozisyonlarında halkalanma akılarının bulabildikleri en kolay yol üzerinden dönüşlerini tamamlamak istemekte ve dolayısıyla da oluşan kuvvet ile rotoru da dönüş yönleri doğrultusunda

döndürmektedirler. Dolayısıyla bu esnada relüktans değişimi maksimum değerden minimum değere doğru giderken indüktans değişimi bunun tersi olarak minimum değerden maksimuma doğru gerçekleşmektedir. Şekil 2.8 ve 2.9' da çeşitli rotor konumlarında değişik akım değerlerinde elde edilen indüktans ve halkalanma akısı değerlerinin değişimi verilmiştir.

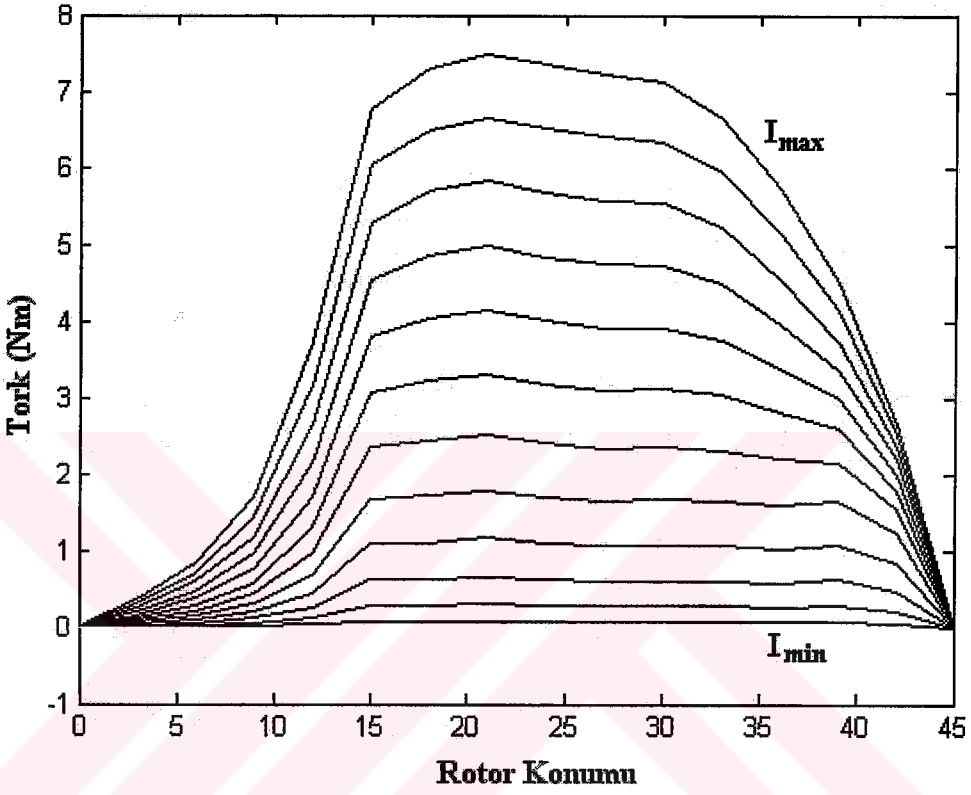


Şekil 2.8. Çeşitli Akım Değerlerinde Rotor Konumuna Göre Elde Edilen İnduktans Değişimi.



Şekil 2.9. Çeşitli Akım Değerlerinde Rotor Konumuna Göre Elde Edilen Akı Halkalarının Değişimi.

Eşitlik 2.11' de de görüleceği üzere motor tarafından üretilen tork değeri o andaki akım değerine ve indüktans değişimine bağlı olduğundan tork değişimi de Şekil 2.10' da gösterilmiştir.



Şekil 2.10. Çeşitli Akım Değerlerinde Rotor Konumuna Göre Elde Edilen Tork Değişimi.

2.1.6. Temel Parametreler

Anahtarlamalı relüktans motorlardan istenildiği gibi faydalanılabilmesi için birtakım önemli parametrelerin göz önünde bulundurulması gerekmektedir. Bunlardan bazılarını açıklamak ileriki bölümler açısından fayda sağlayacaktır.

Anahtarlamalı relüktans motora ait faz sayısı, stator ve rotor kutup sayıları motora ait başlıca parametrelerin en önemlilerindendir. Stator ve rotor kutup sayıları arasındaki oran tasarımcıya çok geniş bir seçim yelpazesi sunmaktadır. ARM' lerin en çok kullanılanları 2,3 ve 4 fazlı olup iki fazlı olanlarda kalkış problemi yaşanabilmektedir. Dolayısıyla da bu tür ARM' lerde motorun herhangi bir konumdan kalkış yapmasını sağlayacak şekilde rotor kutup geometrisinin seçilmesi gerekmektedir. Faz sayılarının

büyük değerlikli olduğu motorlarda tork dalgalılığı azalmakla birlikte bu motorların maliyeti artmaktadır [41].

ARM' de statora ait herhangi bir faz uyarıldığında rotor ekseninin stator üzerindeki belirli bir eksene göre hareket ettiği mesafeye rotor konum açısı denmektedir [41]. N_r, rotor kutup sayısını ve q faz sayısını belirtmek üzere rotor konum açısı Eşitlik 2.19 ile verilebilir:

$$\theta = \frac{360°}{qN_r} \tag{2.19}$$

Sırası ile rotor ve stator kutup konum açıları olan γ_r ve γ_s ise rotor ve statora ait çevre açılarının rotor ve statora ait olan kutup sayılarına bölümü ile elde edilebilir:

$$\lambda_r = \frac{360°}{N_r} \tag{2.20}$$

$$\lambda_s = \frac{360°}{N_s} \tag{2.21}$$

Rotor kutup uzunluğu l_r, d_i rotor iç yarıçapını göstermek üzere, rotor iç çevre uzunluğunun rotor kutup sayısına oranı ile elde edilebilir. Aynı durum stator için de geçerlidir:

$$l_r = \frac{d_i \pi}{N_r} \tag{2.22}$$

$$l_s = \frac{D_i \pi}{N_s} \tag{2.23}$$

Rotor iç yarıçapı ile dış yarıçapı arasındaki fark rotor kutbunun derinliğini verirken ilgili fark değerinin ikiye bölünmesi ile rotor derinliği y_r hesaplanabilir:

$$y_r = \frac{d_d - d_i}{2} \tag{2.24}$$

D_i, stator iç çapını ve $g_{\min}$ minimum hava aralığının göstermek üzere stator kutup derinliği ise Eşitlik 2.25' teki gibi verilebilir [41]:

$$y_s = \frac{D_i - d_d - 2g_{\min}}{2} \tag{2.25}$$

Rotor kutup açısı θ_r ile verilirse d_r rotor eni;

$$\sin(\frac{\theta_r}{2}) = \frac{\frac{d_r}{2}}{\frac{d_d}{2}} \tag{2.26}$$

olmak üzere,

$$d_r = d_d \sin(\frac{\theta_r}{2}) \tag{2.27}$$

ile verilebilir. Stator kutup eni ise;

$$\sin(\frac{\theta_s}{2}) = \frac{\frac{d_s}{2}}{g_{\min} + \frac{d_d}{2}} \tag{2.28}$$

olmak üzere,

$$d_s = (2g_{\min} + d_d)\sin(\frac{\theta_s}{2}) \tag{2.29}$$

şeklinde ifade edilebilir.

Anahtarlamalı relüktans motorlar normalde yüksek hızlarda çalıştırılmasına karşın temel bir hız karakteristiğine sahiptir. Dolayısıyla temel hıza sahip bir motor oranlanmış bir moment ve çıkış gücü göstermektedir. k sabit bir değer olmak üzere l_b motor saç paketinin uzunluğu Eşitlik 2.30' da verilmiştir:

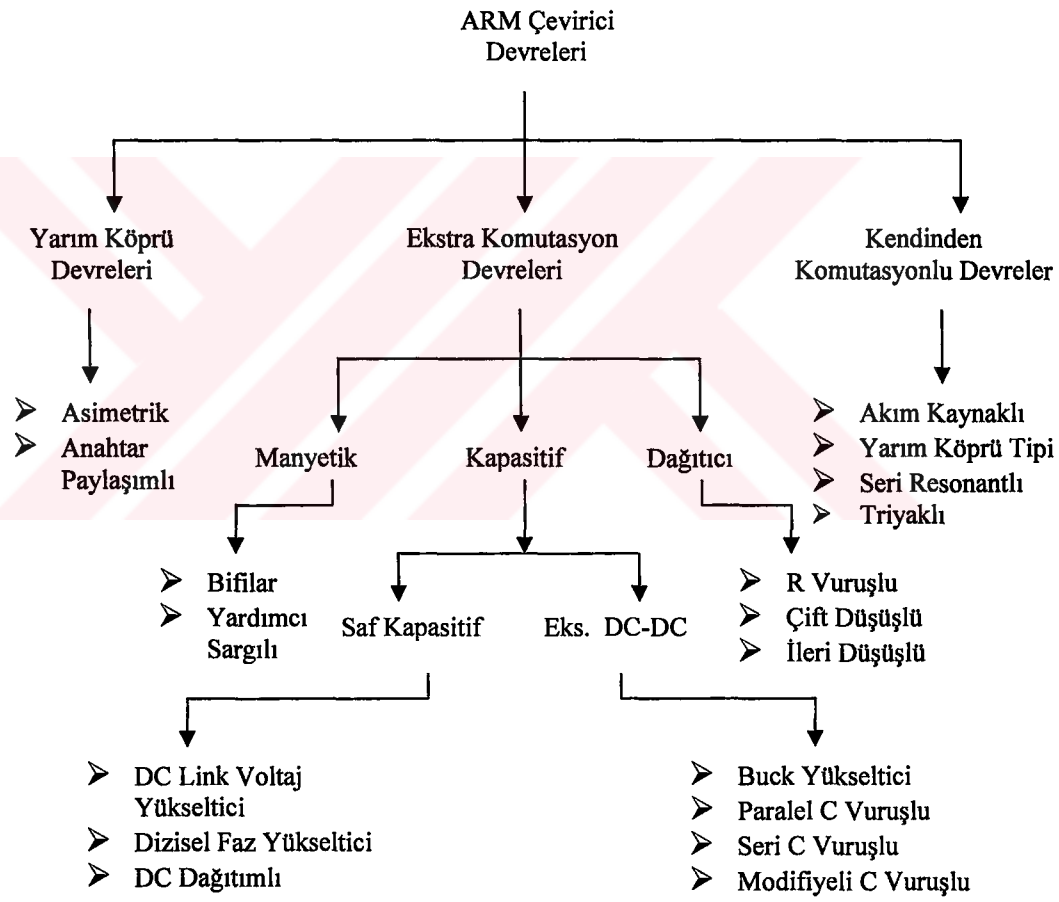
$$l_b = d_d k \tag{2.30}$$

Eşitlik 2.30' da yer alan k sabitinin değeri ilgili uygulama alanına göre değişiklik göstermesine karşılık, servo uygulamalar için 1 ile 3 arasında olurken servo olmayan uygulamalarda 0.25 ile 0.75 arasında olmaktadır [41].

2.2. Motorun Kontrol Edilmesi ve Sürücü Devreleri

2.2.1. Çevirici Devreleri

ARM' ler için uygulama alanlarına ve yüke bağlı olarak çok sayıda güç elektroniği çevirici devreleri vardır. Bu devreler Şekil 2.11' deki gibi verilebilir [42].



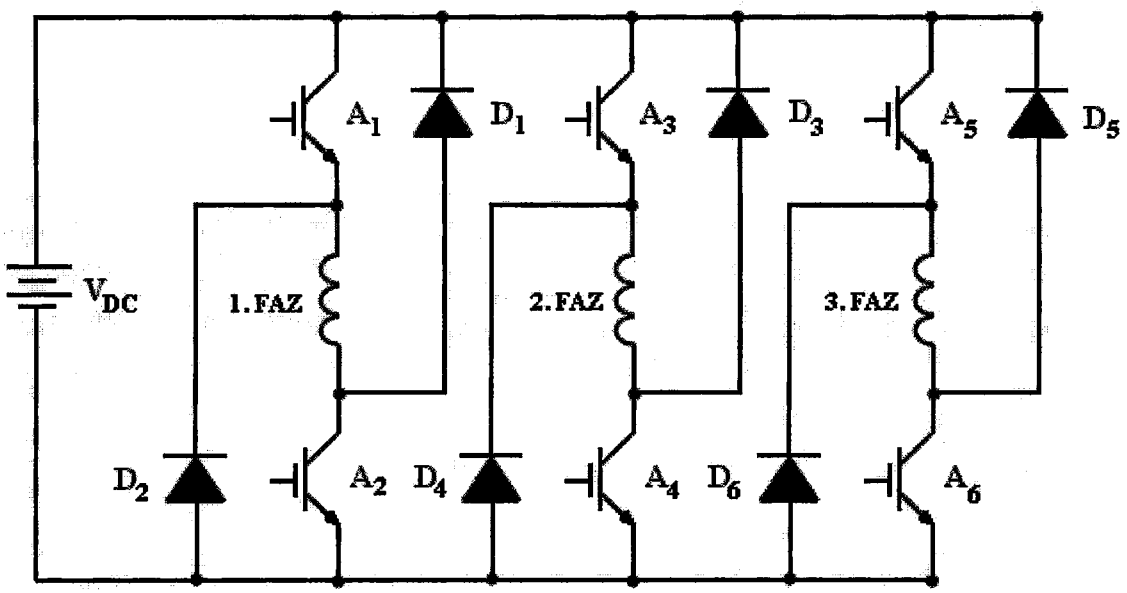
Şekil 2.11. ARM Çevirici Sınıflandırması.

ARM' lerde üretilen tork, akımın yönünden bağımsız olduğundan ARM çeviriciler diğer motorlar için kullanılan çeviricilere göre birtakım avantajlara sahiptir. Bunlardan birkaçı şu şekilde sıralanabilir [43]:

- Her bir faz için sadece tekbir anahtar elemanını kullanılmasının yeterli olması,
- Motorda yer alan fazlar birbirlerinden bağımsız olduklarından herhangi bir fazın devre dışı kalması durumunda bile diğer fazların bu durumdan bağımsız olarak çalışmalarına devam edebilmesi,
- ARM' nin sıfır kısa devre akımı ve sıfır açık devre voltajına sahip olması sebebiyle herhangi bir hata karşısında minimum aşırı voltaj ve ısınma problemlerine sahip olunmaması.

ARM' ler için kullanılan çevirici devreler, genelde ARM' nin sahip olduğu faz sayısına karşılık içerdikleri anahtarlama elemanları ve serbest diyot elemanlarının sayılarına göre çeşitli yapı topolojilerine ayrılmaktadır. İleriki kısımlarda bu amaçla sıkça kullanılmakta olan devre yapıları verilecektir.

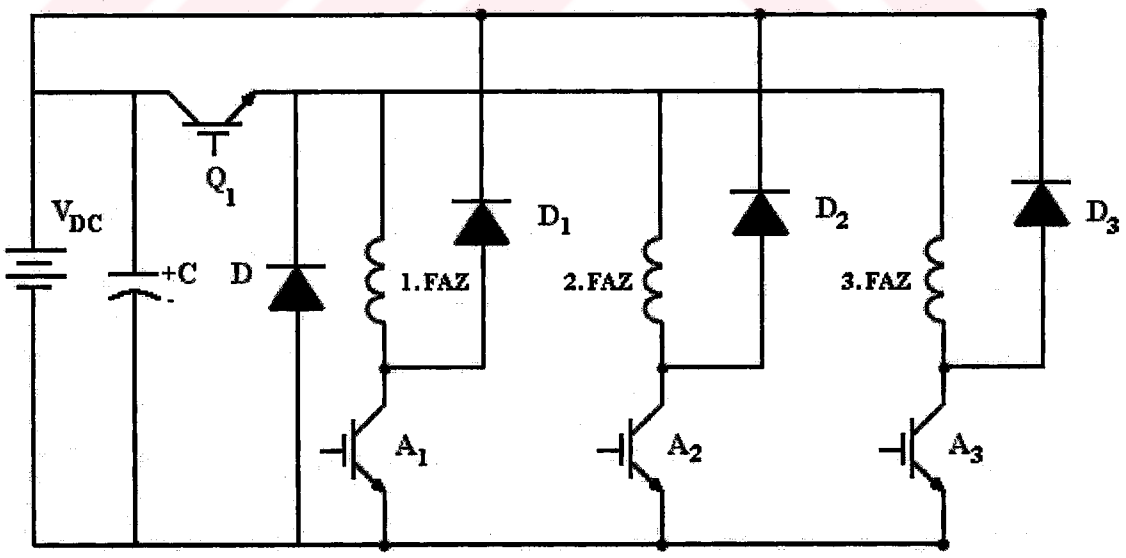
ARM' nin sahip olduğu faz sayısının iki katı kadar anahtar elemanı içeren (2n tipi) klasik köprü tipi çevirici devrelerinde fazlar birbirlerinden bağımsız olduğundan her fazın ayrı ayrı kontrol edilebilmesi mümkün olmakta ve kullanılan anahtarlar düşük gerilime maruz kalmaktadır [44]. Bu özelliklerinin yanında bu çevirici topolojisi, minimum pasif eleman kullanarak maksimum kontrol esnekliği ve verim sağlamaktadır [40]. Şekil 2.12' de üç fazlı bir ARM için 2n tipi köprü çevirici devresi gösterilmiştir.



Şekil 2.12. Üç Fazlı Bir ARM için 2n Tipi Klasik Köprü Çevirici Devresi.

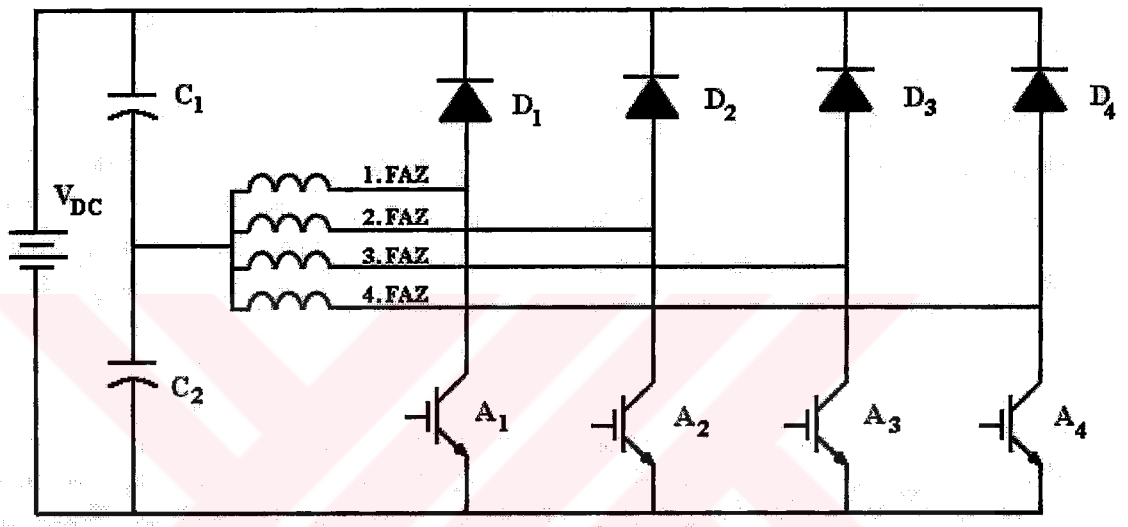
AC sürücülerde faz sargıları evirici ayaklarının ortasından beslendiği için sargıların alt ve üst uçlarındaki anahtarların aynı anda açılmasından sakınılmalıdır. Aksi takdirde DC kaynak kısa devre olmaktadır. Bu durumu önlemek için ek kontrol devrelerinin kullanılmasına ihtiyaç duyulabilmektedir. ARM sürücülerinde ise sargılar güç anahtarları ile seri bağlı olduğundan kısa devre ihtimali ortadan kalkmaktadır. Sargıların alt ve üst kısımlarındaki güç anahtarları her iletim periyodu yada tork vuruşu başlangıcında birlikte çalışmakta ve komutasyon noktasında birlikte kesime gitmektedir. Mantıksal olarak tasarımda, bir anahtarı komutasyon diğerini ise regülasyon için kullanmak uygun olmaktadır. İletim periyodu sonunda her iki anahtar da birden kesime getirildiğinde, mekanik enerjiye dönüştürülmemiş olan ve sargıda depo edilen magnetik enerji hızlı diyotlar üzerinden kaynağa döndürülmektedir.

Düşük hızlı sürücülerde bütün hız aralığı boyunca darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation : PWM) kontrolü kullanılmaktadır. Bu durumda ARM çevirici devresindeki anahtar elemanlarının sayısının azaltılabilmesi mümkün olmaktadır. Böylece bütün fazlar için kıyıcı olarak ortak tek güç anahtarı kullanılabilmektedir. N fazlı bir sistem için faz sayısının bir fazlası kadar anahtar ve diyot elemanı gerektiren n+1 topolojisindeki çevirici devresi Şekil 2.13' de gösterilmiştir.



Şekil 2.13. n+1 Topolojisindeki ARM Çevirici Devresi.

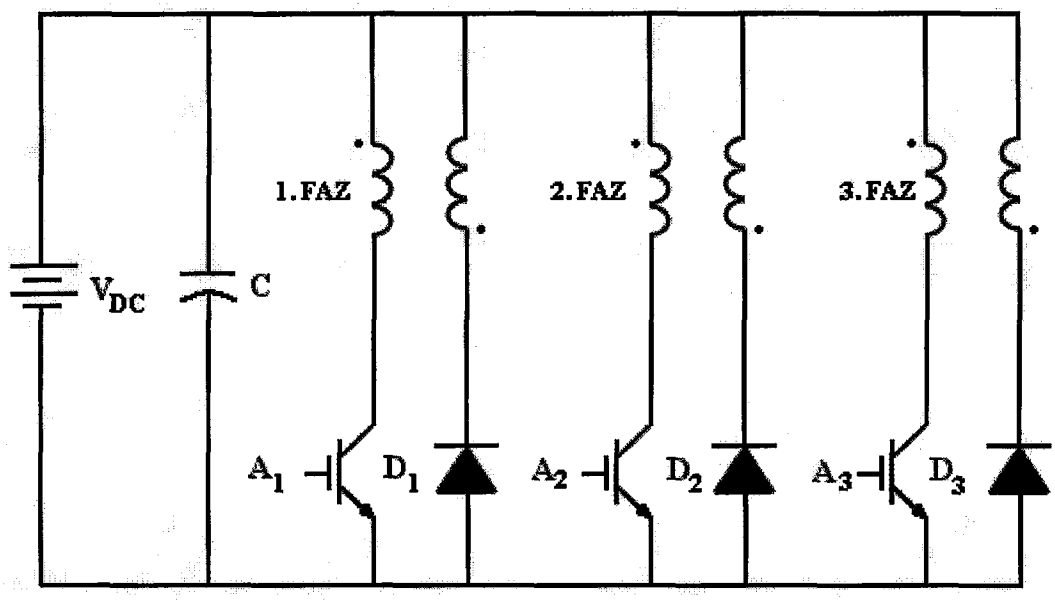
Tek kutuplu sürme devresi kullanmanın bütün avantajlarından faydalanmak için anahtar sayısını faz sayısına indirmeye yönelik başka devreler de geliştirilmiştir. Ancak eleman sayısı faz başına indirildiğinde fazladan pasif elemanlar gerekmekte yada kontrol sınırlamalarından dolayı bazı problemler ortaya çıkmaktadır. Şekil 2.18' de Tasc Drives Ltd. tarafından GTO (Gate Turn-Off) Thyristor elemanları kullanılarak gerçekleştirilen split-link devresi gösterilmiştir [44].



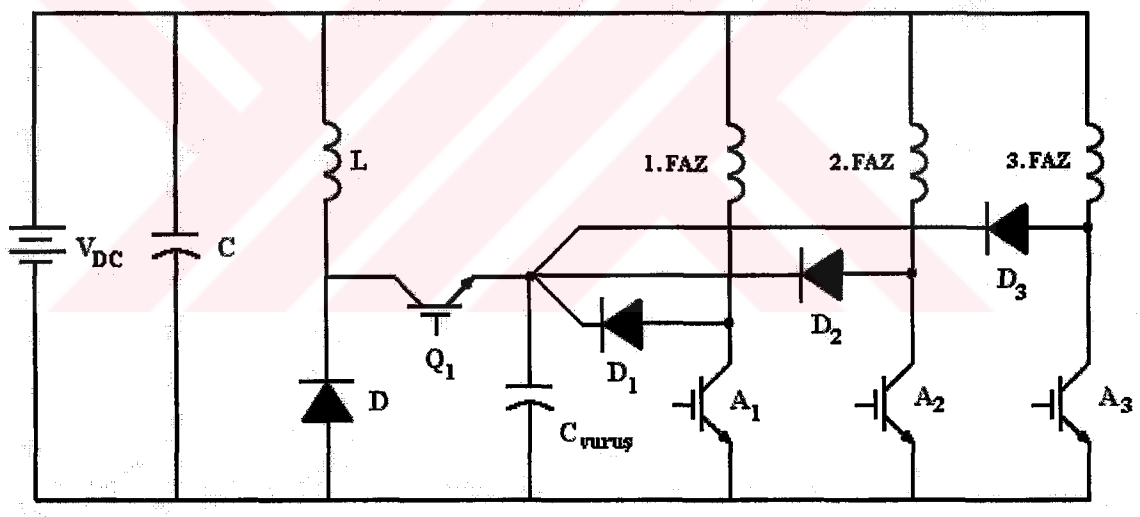
Şekil 2.14. Split DC Çevirici Devresi.

Bunun yanında yine faz başına tek bir anahtarlama elemanının yeterli olduğu bifilar (çift tel) sargılı çevirici devrelerinde, bifilar sargı bağlantı sayısını ikiye katlamakta ve bakırın verimsiz biçimde kullanılmasına neden olmaktadır. Ayrıca, sargılar arasında eşit olmayan etkileşimden doğan gerilim sıçramaları sebebiyle problemler ortaya çıkabilmektedir. Şekil 2.15' de sözü edilen bifilar sargılı çevirici devresi gösterilmiştir.

Şekil 2.16' da gösterilen C-Vuruşlu çevirici devresinde, depolanmış enerjiyi boşaltma kapasitörü C' den kaynağa azaltıcı (step down) kıyıcı devresi ile iletecek eleman dahil eleman sayısı n+1 olmaktadır. Ortalama kapasitör gerilimi, komutasyondan sonra hızlı boşalmaya izin vermek için kaynak geriliminden yüksek tutulmaktadır. Bu devrenin verimi yüksek olmasına karşın, kontrolü karmaşıktır ve ilave elemanlar gerektirir. Enerji deşarj devresindeki bir kontrol hatası boşalma kapasitöründe hızlı bir şarj oluşumuna yol açmakta ve eğer koruyucu tedbirler alınmaz ise bütün çevirici devre elemanları yüksek gerilime maruz kalıp zarar görebilmektedir.

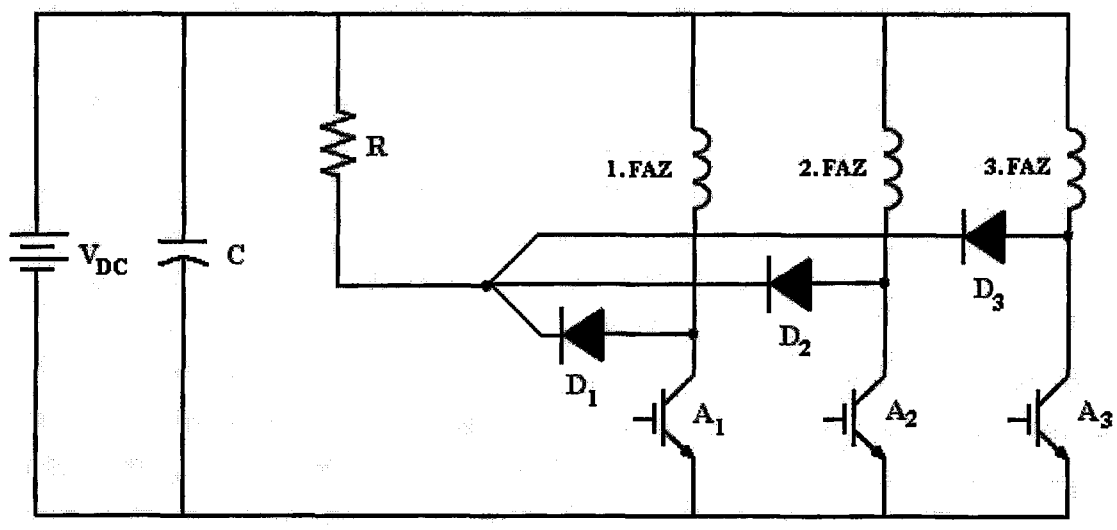


Şekil 2.15. Üç Faz ARM için Bifilar Sargılı Çevirici Devresi.



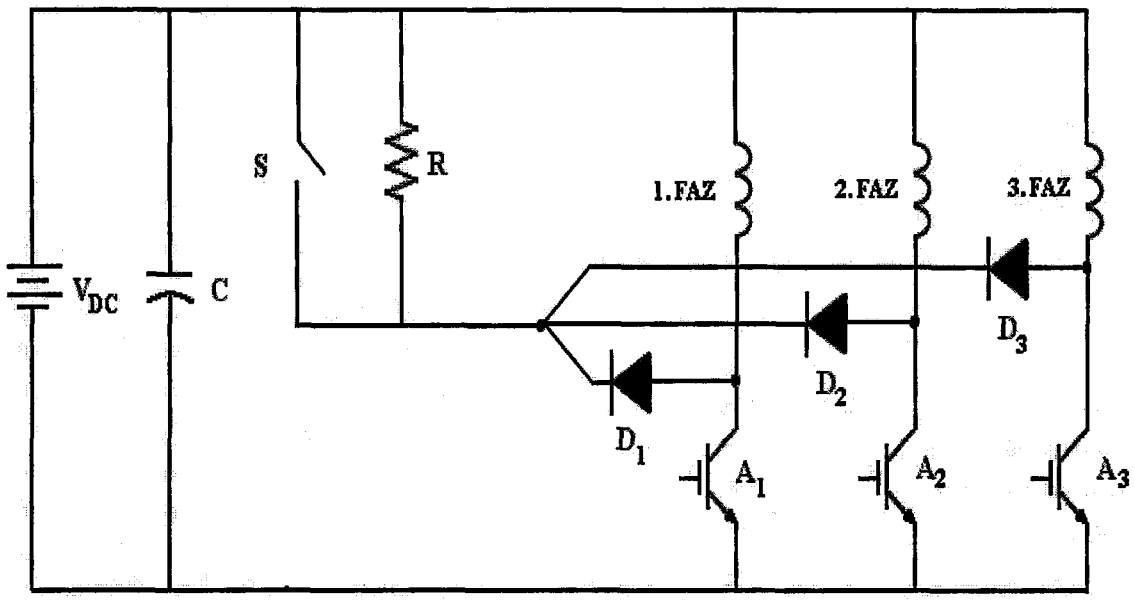
Şekil 2.16. Üç Faz ARM için C-Vuruş Tipi Çevirici Devresi.

Çevirici düzenekleri içerisinde en ekonomik olan devre söndürme dirençli çevirici devresidir. Bu devre düşük performans ve maliyet istenilen uygulamalar için iyi bir seçenek olup kontrol edilmesi de oldukça basittir [44]. Bu çeviricide her bir faz için bir diyot ve bir anahtar yeterlidir. Depolanan enerji serbest dönüşüm esnasında R direnci üzerinde harcanmaktadır. Şekil 2.17' de üç fazlı bir sistem için söndürme dirençli çevirici devresi gösterilmiştir.



Şekil 2.17. Üç Fazlı ARM için Söndürme Dirençli Çevirici Devresi.

Şekil 2.17' de gösterilen söndürme dirençli çevirici devresinde R direncinin değeri büyük önem arz etmektedir. Direncin küçük değerde olması durumunda, hız yüksek iken bozucu tork üretimine sebep olur ve dolayısıyla da verim düşer. Direncin büyük değerlikli olması durumunda ise komutasyondaki faza bağlı anahtarda yarı iletken elemanlar için tehlikeli olan büyük değerlikli gerilim sıçramaları oluşur. Söndürme dirençli çevirici devresinin bu dezavantajlarından dolayı Şekil 2.18' de gösterilen çift eğimli çevirici devresi tasarlanmıştır [44].



Şekil 2.18. Üç Faz ARM için Çift Eğimli Çevirici Devresi.

Söndürme dirençli çevirici devresine paralel bir anahtar eklenerek elde edilen bu devre, düşük gerilimli uygulamalar için çok elverişlidir. Sürücü boyutlarının küçük ve faz başına eleman sayısının az olması bu çeviricinin avantajları arasındadır. Düşük hızlı çalışmalarda istenilen torku elde edebilmek için faz akımı sabit tutulmaktadır. Serbest dönüşüm anahtarı, kıyıcı işlem aralığında enerjiyi sönüm direncinde tutmak yerine sargıda tutar. Serbest dönüşüm anahtarının uygun kontrol edilmesi vasıtasıyla faz komutasyonundan sonra enerji depolamak mümkün olmaktadır [44, 45].

2.2.2. Çevirici Devrelerin Avantaj ve Dezavantajları

Anahtarlamalı relüktans motorlar yapıları sebebiyle diğer makinalar ile karşılaştırıldığında kendilerine ait çevirici devrelerine de birtakım avantajlar kazandırmaktadır. Bu avantajlardan bir kısmını şöyle sıralamak mümkündür:

- Dört bölgeli çalışma için ARM' lerde akımın çift yönlü olmasına gerek olmadığından çoğu çevirici topolojisinde ARM' nin uygun olarak çalıştırılabilmesinde her bir faz için ikiden daha az anahtara gereksinim vardır.
- Güç anahtarları faz sargılarına seri bağlı olduklarından ve her biri DC kaynağa paralel olduğundan shoot-through hatası oluşmaz.
- Herhangi bir anahtarın gerektiği gibi çalışmaması durumunda ARM' nin çalışması aksamaz.
- Güç anahtarlarının sayılarının azaltılabilmesi vasıtasıyla ihtiyaç duyulan lojik devre ve bunlara ait güç kaynakları ile kapı sürücülerinin de sayısı azalacak ve dolayısıyla da çevirici hacmi ve maliyeti azalacaktır.

Sayılan bu avantajları yanında, ARM çeviricilerinin sahip olduğu dezavantajların başında her bir anahtar elemanı için ayrı bir serbest geri dönüşüm diyoduna gereksinim duyulması yer almaktadır. Bu durum tüm çevirici topolojileri için geçerlidir ve dolayısıyla da bu durum çeviricilere ait maliyeti artırmaktadır [1].

2.3. Uygulamalar

Döner motorlar için uygulamaların büyük bir çoğunluğunu düşük güç, orta güç, yüksek güç ve yüksek hızlı uygulamalar olarak sınıflandırmak mümkündür.

Düşük güç uygulamaları 3 hp' den daha düşük sürücüleri içermektedir. ARM' lerin bu alanda kullanıldıkları birçok uygulama yer almaktadır. Bunlardan bir kısmı şu şekilde sıralanabilir:

- Çizici Sürücüleri: Hewlett-Packart firması maksimum güç tüketimi 53 W olan ve 4000 dev/dak hızda 0.1275 Nm tork üretebilen bir ARM geliştirmiş ve bunu çizici cihazlarında kullanmıştır. Geliştirilen ARM üç fazlı olup altı adet stator ve dört adet rotor kutbuna sahiptir.
- İklimlendirme Sistemleri: A.O. Smith firması marketler için bu amaçla 0.5 hp gücünde bir motor geliştirmiştir.
- Paletli Araç Sürücüleri: Bir Fransız firması olan Radio Energie, bu amaçla 1.8 kW' lık bir sürücü geliştirmiş ve bu sürücünün verimi 3200 dev/dak değerinde % 82 olarak ölçülmüştür.
- Otomatik Kapı Sistemleri: Besam firması 300 dev/dak' da 5 Nm tork sağlayan 12 adet stator ve 8 adet rotor kutbuna sahip üç fazlı motor üretmektedir.

Orta güç uygulamaları genelde 300 kW değerinden daha düşük güçlere sahip olan sürücüleri içermektedir. ARM' lerin bu alanda endüstride çeşitli nedenlerden dolayı genel amaçlı sürücülerden ziyade özel uygulamalar için kullanılmakta olduğunu görmekteyiz. Düşük güç alanında ARM' lerin kullanıldığı uygulamalardan bazıları şu şekilde sıralanabilir:

- Endüstride Genel Amaçlı Sürücüler: Çok sayıda üretici firma 140 hp güçlerine ulaşan genel amaçlı sürücüler üretmektedir.
- Tren İklimlendirme Sistemleri: Normalair Garrett firması trenlerdeki iklimlendirme sistemlerinde kullanılmak üzere 30000 dev/dak' da 40 kW güç değerine sahip üç fazlı altı adet stator ve dört adet rotor kutup sayısına sahip bir sürücü sunmaktadır.
- Madencilik Sistemleri: British Jeffrey Diamond firması 150 ve 300 kW güçlerine sahip sürücüler sunmaktadır. Her iki sürücü de on iki adet stator ve sekiz adet rotor kutup sayısına sahiptir.

Günümüzde yüksek güç uygulamaları için yeni yeni geliştirilen ve 1000 hp değerlerine ulaşan ARM' ler mevcuttur. Ancak henüz yeterince kullanım alanı bulamamıştır. Ancak yüksek güçlerde özellikle çeviriciler için maliyet bir hayli arttığından dolayı, ARM'lerin ucuz üretim maliyetlerinin, kendilerine uygulamalar için avantaj sağladığı söylenilebilir.

ARM' lerin yapısı gereği dayanıklılıklarının yüksek olması sebebiyle yüksek hızlı sistemler için çok uygun bir seçim olacağı ortada olan bir gerçektir. Kalıcı mıknatıslı motor sürücülerinin yapıları gereğince artan hız ile, eddy akımı kayıpları artmakta ve mıknatıslar ısınma eğiliminde olmaktadır. Bunun sonucu olarak işletim esnasında akı yoğunluğu ve dolayısıyla da çıkış gücü ile tork bundan etkilenmektedir. İndüksiyon makinalarında da rotorun yapısı yüksek hızlarda sorun olmakta ve bu da uygulamalar için çok olumsuz bir durum oluşturmaktadır. Dolayısıyla ARM, hem kalıcı mıknatıslı hem de indüksiyon makinaları ile karşılaştırıldığında hassasiyete neden olan mıknatıs ve rotor sargısı bulundurmadığından yüksek sıcaklığa karşı hassasiyeti minimumdur. ARM' nin kullanıldığı bazı yüksek hız uygulamaları şu şekilde verilebilir:

- Tıbbi Uygulamalarda Santrifüj: Beckman Instruments şirketi 30000 dev/dak hıza ulaşabilen, 2.5kW' lık altı adet stator ve dört adet rotor kutbuna sahip bir santrifüj sürücü sistemi satışa sunmuştur.
- Uzay Uygulamaları: ARM' ler hava cihazları için oldukça uygundurlar. Motor haricinde bu alanda jeneratör olarak da kullanılabilirler. Örneğin ARM' ler jet motorları çalıştırıldıktan sonra jeneratör olarak devreye alındıklarında hava cihazına elektriksel bir geri dönüşüm sağlarlar ve 27000 ile 50000 devir arasında işletilebilirler. Bunun yanında yine uzay çalışmalarında gaz tribünü motoru olarak da kullanılabilmektedirler [1].

Verilen örneklerden de anlaşılacağı üzere sahip oldukları avantajlardan dolayı anahtarlamalı relüktans motorların kullanım alanları oldukça geniştir. Henüz endüstride her alanda uygulama alanı bulamamış olsalar da birtakım problemler ortadan kaldırıldıktan sonra gelecekte birçok alanda karşımıza çıkacakları kesin olan bir gerçektir.

BÖLÜM 3

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORLARA AİT ELEKTROMAGNETİK KARAKTERİSTİKLERİN ELDE EDİLMESİ

Anahtarlamalı relüktans motorların lineer olmayan bir yapıya sahip olduğu daha önceki bölümlerde sunulmuştu. Bu lineer olmayan yapı nedeniyle ARM' lerin matematiksel modellerinin elde edilmesi gerçekten çok güçtür. Dolayısı ile yapılan çalışmaların bir çoğunda deneysel veriler kullanılmaktadır. Bununla birlikte motora ait elektromagnetik karakteristiklerin elde edilebilmesinde gerçek değerlere yaklaşık değerler verebilen sonlu elemanlar analizi de literatürde uzun süredir sıkça kullanılan bir yöntemdir [46-52].

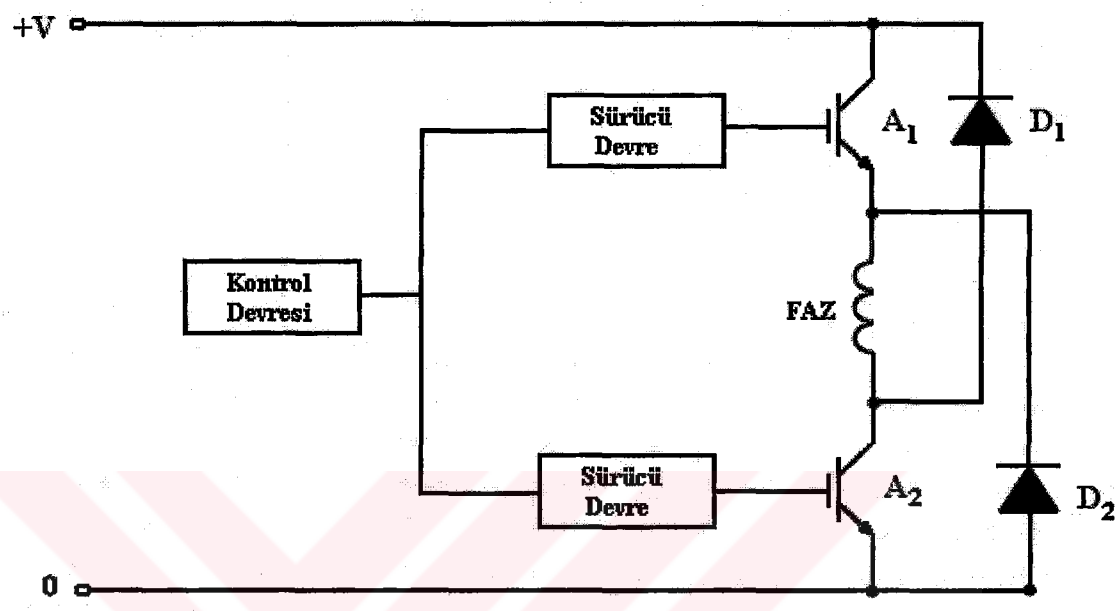
Bu bölümde ARM' lere ait elektromagnetik karakteristiklerin elde edilmesinde kullanılabilecek deneysel ve analitiksel yöntemlerden bahsedilecektir.

3.1. Deneysel Yöntemler

ARM' lerin temel karakteristiği halkalanma akısı $\lambda(\theta,i)$ karakteristiğidir ve ko-enerji ile moment bu karakteristikten faydalanarak hesaplanabilmektedir. Dolayısıyla kullanılmakta olan deneysel yöntemler, bu karakteristiğin belirlenmesini hedef almaktadır. Ferrero, deneysel olarak stator kutbu üzerine yerleştirilmiş olan ölçme bobininde indüklenen gerilimi ölçerek halkalanma akısını ölçmektedir [3, 53]. Cossar ise halkalanma akısının karakteristiğinin elde edilmesinde doğrudan ve dolaylı olmak üzere iki farklı yöntem önermektedir [3, 54]. Doğrudan yöntemde ölçülen akım ve gerilim ile, dolaylı yöntemde ise sabit rotor konumunda ölçülen moment ile halkalanma akısı hesaplanmaktadır.

Cossar' ın kullanmış olduğu dolaylı yöntemde, sabit akımda rotor konumuna göre ölçülmüş moment değerinin rotor konumuna göre integre edilmesi suretiyle halkalanma akısı hesaplanmış ve çakışık olmayan rotor konumundaki indüktans ayrıca ölçülerek

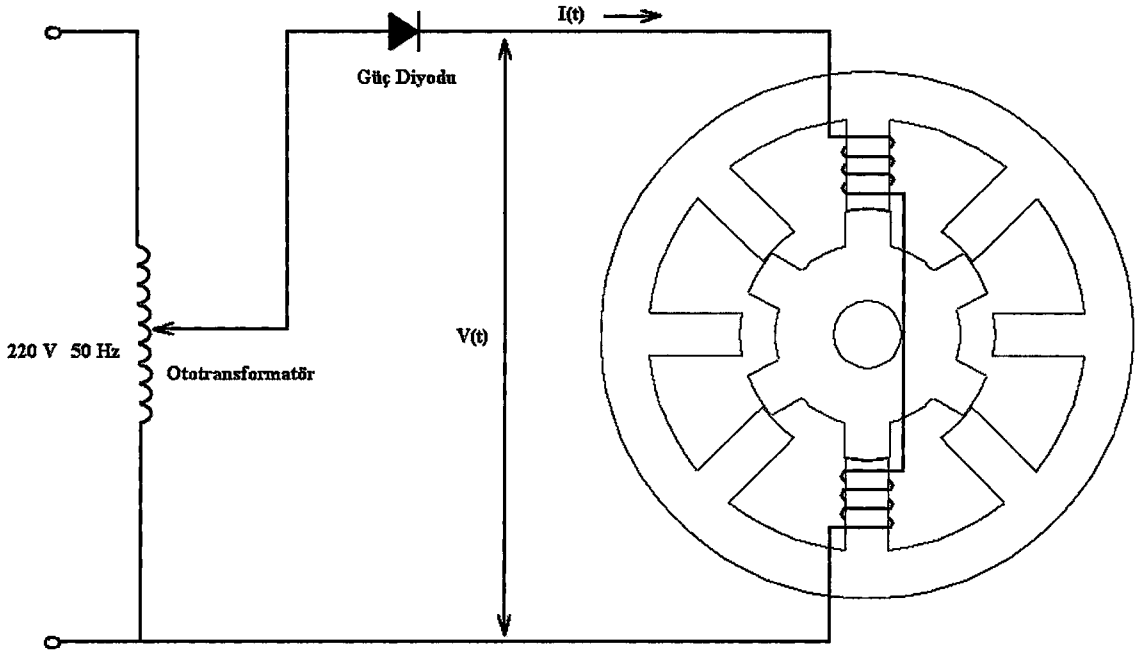
sonradan hesaba katılmıştır. Doğrudan yöntemde ise, Şekil 3.1' de gösterildiği üzere bir faz iki güç anahtarı ve iki diyottan oluşan bir güç elektroniği devresi, iki adet sürücü devre ve PWM işareti üreten bir elektronik kontrol devresi kullanılmaktadır.



Şekil 3.1. Cossar Tarafından Kullanılan Halkalanma Akısı Değerlerini Ölçme Devresi.

Ferrero ise, stator kutbu üzerine ek bir ölçme bobinini yerleştirmekte ve farklı rotor pozisyonlarında faz sargısını sinüzoidal gerilimle beslemektedir. Ölçme bobininde indüklenen gerilimin integre edilmesi ile histerisiz çevrimini çıkarmaktadır. Ancak integrasyon sonucunda sabit olarak ortaya çıkan kalıcı mıknatıslanma değerini belirlemek için sargı akımının iki sıfır geçiş noktasını yakalamak zorunda kalmaktadır.

Diril' in, insan hatasını en aza indiren ve deney sırasında ısınma ile değişen sargı direncini belirleyebilme olanaklarına sahip olan Cossar' ın doğrudan hesap yöntemini kullanmak için hazırlamış olduğu deney düzeneği basit yapılı olup akım ile gerilim değerlerinin doğrudan hesaplanabilir olması avantajına sahiptir. Diril' in Şekil 3.2' de verilen deney düzeneğinde güç devresi, kontrolsüz güç anahtarı olarak bir diyod ve bir oto transformatörden oluşmakta ve buna ek olarak herhangi bir elektronik devreye gereksinim duymamaktadır [3].



Şekil 3.2. Diril Tarafından Gerçekleştirilen Deney Düzeneği.

Şekil 3.2.' de gösterilen devrede oto transformatör, 220V ve 50 Hz' lik akım şebekesinden beslenmekte ve sargı gerilimini ayarlamak için kullanılmaktadır. Kullanılan güç diyodu ile oluşturulan yarım dalga doğrultucu, oto transformatör çıkışındaki gerilimi doğrultarak motor sargısını beslemektedir.

Bu deney düzeneğinde sargı akımının kesintili olması halinde, ek bir önlem alınmadan gerilim ve akım değerleri ile halkalanma akısı doğrudan hesaplanabilmektedir. Akımın kesintili olup olmamasını sargı direnci R_s ve sargı indüktansı L belirlemektedir. Oto transformatör çıkış gerilimi $V_m \sin(wt)$ olmak üzere, eğer diyot gerilim düşümü ihmal edilecek olursa;

$$V_m \sin(wt) = R_s i(t) + L\frac{di(t)}{dt} \tag{3.1}$$

eşitliği elde edilir. Sargı empedansı;

$$Z = \sqrt{R_s{}^2 + (wL)^2} \tag{3.2}$$

faz açısı;

$$\phi = \arctan(\frac{wL}{R_s}) \tag{3.3}$$

ve açısal frekans;

$$w = 2\pi f \tag{3.4}$$

olmak üzere, ilgili faza ait sargı akımı;

$$i(t) = \frac{V_m}{Z\sin(wt)} e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_m}{Z}\sin(wt - \phi) \tag{3.5}$$

ifadesi ile verilebilir. İdeal olarak sargı direncinin sıfır olduğu kabul edilirse;

$$i(t) = \frac{V_m}{wL}[1 - \cos(wt)] \tag{3.6}$$

eşitliliği elde edilir. Bu eşitliğe göre herhangi bir t anında akım sıfır yada pozitif olabilirken asla negatif değer alamaz. Akımın kesintili olma koşulu ise ancak sargı direncinin sıfırdan farklı olması koşulunda gerçekleşmekte ve gerçekte motorun sargı direnci sıfır olmadığından her durumda akım kesintili olacaktır.

Deneyde elde edilen akım ve gerilim değerleri ile halkalanma akısının doğrudan hesaplanması, Eşitlik 2.3 ile açıklanabilir. Sabit rotor pozisyonunda halkalanma akısını hesaplamak için Eşitlik 2.3 ifadesinden yararlanarak Eşitlik 3.7 ifadesi yazılabilir.

$$\lambda(t) = \int_0^t [v(t) - R_s i(t)]dt \tag{3.7}$$

$$e(t) = v(t) - R_s i(t) \tag{3.8}$$

ifadesi gereğince halkalanma akısı,

$$\lambda(t_j) = \lambda(t_{j-1}) + \frac{1}{2}[e(t_{j+1}) + e(t_j)][t_{j+1} - t_j], \qquad j = 1,2,...,N-1 \tag{3.9}$$

sayısal integral eşitliği ile verilebilir. Sayısal integralin doğru sonuç verebilmesi veri sayısı N ile yakından ilişkili ve örnekleme frekansının seçimine bağlı olduğundan bu kriterlere dikkat edilmelidir. Bunun yanında integral ifadesi, direnç değerine bağlı olduğundan deney sırasındaki ısınmadan dolayı sargı direncindeki değişim mutlaka göz önünde bulundurulmalı ve her ölçüm sonunda sargı direnci de tekrar ölçülmelidir.

Deneyin yapılışı esnasında motorun konumu, mekanik konum ayarlayıcı ile çakışık olmayan konumdan çakışık konuma kadar sabit konumlarda kilitlenir. Akımın en büyük değeri motorun anma akımına ulaşıncaya kadar 50 Hz' lik besleme gerilimi oto transformatörle artırılır. Ölçülen akım ve gerilim değerleri her bir rotor konumu için kaydedilir ve daha sonra bu değerler ile Eşitlik 3.9 ifadesinde yer alan sayısal integral kullanılarak halkalanma akısı $\lambda(t)$ hesaplanır. Bunun ardından $i(t)$ akımı, $\lambda(t)$ ile zaman bazında eşleştirilerek halkalanma akısının akıma göre değişimi olan $\lambda(i)$ değeri hesaplanır. Bu hesaplamalar her bir rotor pozisyonu için tekrarlanarak motorun $\lambda(\theta,i)$ karakteristiği elde edilmiş olur [3].

3.2. Analitik Yöntemler

Daha önce de sözü edildiği üzere, ARM' lerin lineer olmayan doğal karakteristiği nedeniyle matematiksel olarak modellenebilmelerinin güç olmasına rağmen literatürde bu konuda yapılan çalışmalara rastlamak mümkündür [55-58]. Bunun yanında genelde teorik olarak yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğunda gerçek sonuçlara verdiği yakın sonuçlar ve yapıları başarıyla modelleyebilme kapasitesi nedeniyle SEA tercih edilmektedir. Çalışmanın bu bölümünde ARM' lere ait elektromagnetik karakteristiklerin elde edilmesinde kullanılan bu iki yöntemden bahsedilecektir.

3.2.1. ARM' lerin Matematiksel Olarak Modellenmesi

ARM' lerin gerek yeterliliklerinin test edilmesinde gerekse de parametrelerinin elde edilmesinde ya deneysel veriler ya da analitiksel yöntemlerle elde edilen veriler kullanılmaktadır. Bunun yanında elde edilen sonuçların doğruluğunun değerlendirilmesinde her iki yöntemle elde edilen verilerin karşılaştırılmasına da gereksinim duyulabilmektedir.

Magnetik doyum, ARM' lerin yüksek performanslı olarak çalışmalarında çok önemli bir kriter olmakla birlikte analitiksel olarak modellenebilmesi zordur. Lineer modellerin kullanılması durumunda ortalama torkun kestiriminde iyi sonuçlar alınsa da halkalanma akısı, akım ve ani tork değerlerinin kestiriminde yeterli doğruluğa ulaşılamaz [55].

ARM' lerin modellenmesinde kullanılan analitiksel ifadelerin elde edilmesindeki temel hedef, her bir rotor konumu için halkalanma akısı ile akım arasındaki ilişkiyi verebilecek basit bir eşitlik ortaya koymaktır. Bu eşitlikler bir takım üstel fonksiyonlarla verilebilmektedir. Bu kısımda ilk önce [56] Byrne ve O'Dwyer, ardından Taylor ve arkadaşları [57] ve daha sonra da Torrey ve Lang [55] tarafından küçük değişikler yapılarak önerilen ve birçok çalışmada da kullanılan model ele alınacak ve elde edilen sonuçlara yer verilecektir.

Sözü edilen ve rotor konumu, akım ve halkalanma akısı arasındaki ilişkiyi verecek şekilde önerilen model, Eşitlik 3.10' da verilmiştir.

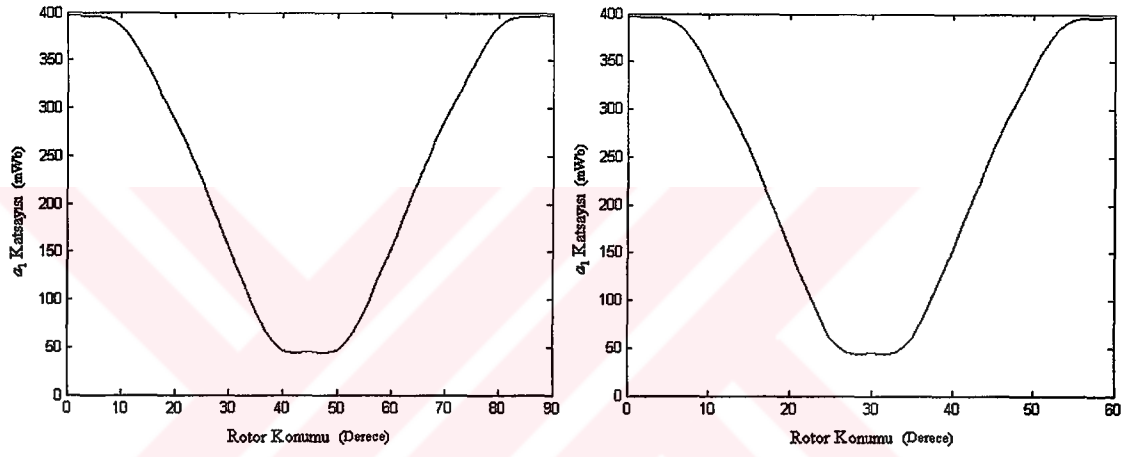
$$\lambda(\theta,i) = a_1(\theta)(1-e^{a_2(\theta)i}) + a_3(\theta)i \tag{3.10}$$

Eşitlik 3.10' dan da açıkça görüleceği üzere a_1, a_2 ve a_3 katsayıları, rotor konumuna göre değişmektedirler. Burada a_3 katsayısı, fiziksel olarak yüksek akım değerlerinde artan indüktans değerini ifade etmektedir. a_2 katsayısı, oluşan doyum miktarını kontrol ederken a_1 katsayısı ise motorun doyuma girmeye başladığı anda oluşan halkalanma akısı değerini ifade etmektedir. İyi bir veri uydurumunun gerçekleştirilebilmesi için a_1 ve a_3 katsayıları rotor konumunun bir fonksiyonu olmalıdırlar, aksi taktirde yanlış bir $\lambda - i$ karakteristiği elde edilecek ve bu da yanlış tork kestirimine sebep olacaktır [55].

Motorun her bir fazı için halkalanma akısı ve akım arasındaki ilişki, açısal bağımlılık haricinde aynı olacaktır. Örnek olarak üç fazlı bir ARM için ilk fazın 0°' de çakışık pozisyonda olduğu varsayılırsa diğer iki faz için $\theta \pm 120$ yazılarak halkalanma akısı ile akım arasındaki ilişki elde edilebilir. Dolayısıyla ARM' lerin doğal periyodik yapısı a_1, a_2 ve a_3 katsayılarının değişimi ile verilebilmektedir. Sözü edilen bu katsayılar, Eşitlik 3.11' de verilen Fourier serileri ile ifade edilebilmektedir.

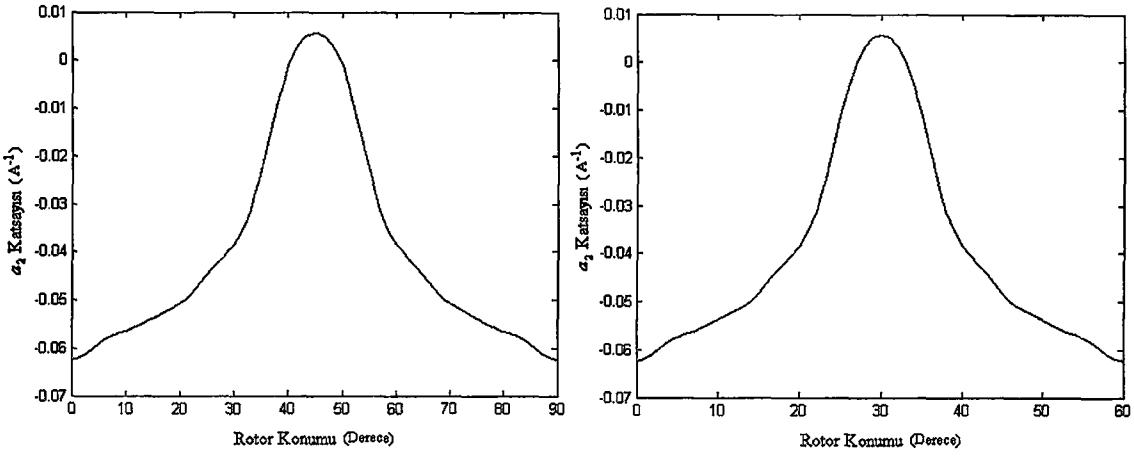
$$a_m = \sum_{k=0}^{\infty} A_{mk} \cos(k\alpha\theta) \tag{3.11}$$

Eşitlik 3.11 ifadesinde A_{mk} terimi m' inci uydurma katsayısının k' ıncı Fourier katsayısını göstermektedir. Fourier serilerinin periyodikliği α değişkenine bağlı olup bu değişken elektriksel döngü sayısını ifade etmektedir. Şekil 3.3, 3.4 ve 3.5' de a_1, a_2 ve a_3 katsayılarının 6/4 ve 8/6 yapıya sahip ARM' ler için aldıkları değerler grafiksel olarak gösterilmiştir.



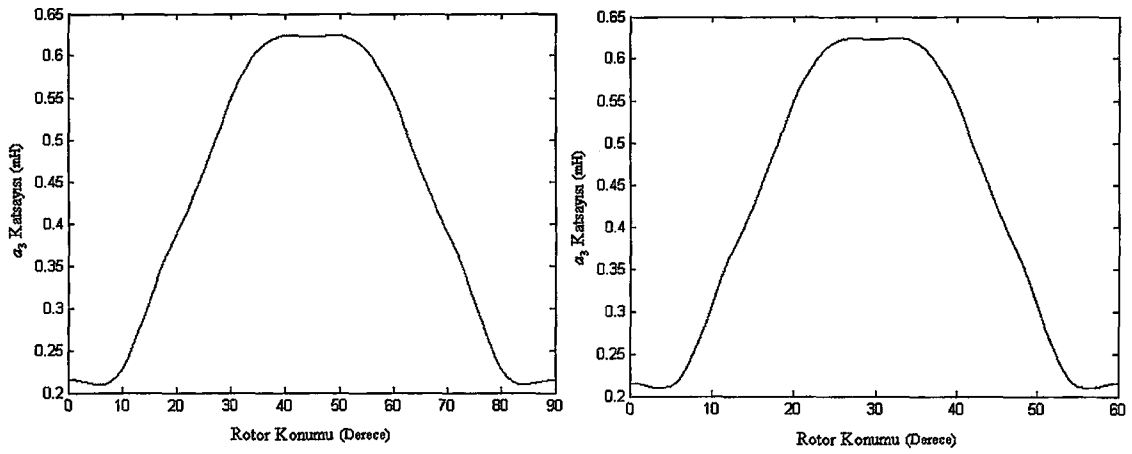
(a) (b)

Şekil 3.3. a_1 Katsayısının Almış Olduğu Değerlerin Grafiksel Gösterimi.
a) 6/4 ARM için, b) 8/6 ARM için



(a) (b)

Şekil 3.4. a_2 Katsayısının Almış Olduğu Değerlerin Grafiksel Gösterimi.
a) 6/4 ARM için, b) 8/6 ARM için



(a) (b)

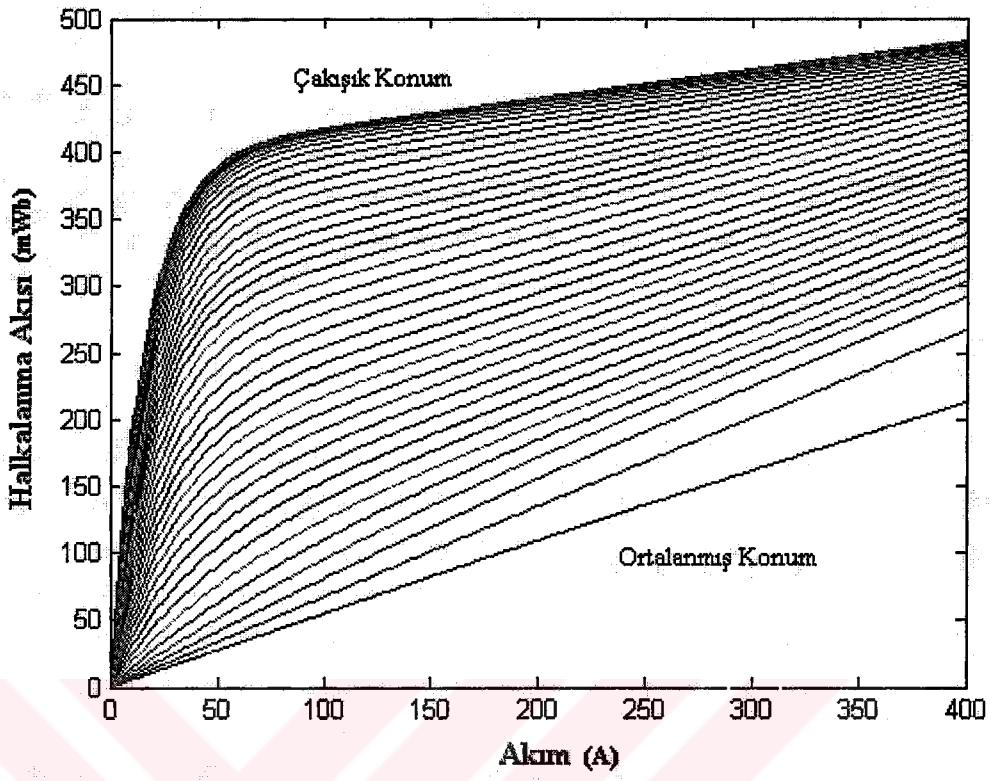
Şekil 3.5. a_3 Katsayısının Almış Olduğu Değerlerin Grafiksel Gösterimi. a) 6/4 ARM için, b) 8/6 ARM için

a_1, a_2 ve a_3 katsayılarının hesaplanmasında kullanılan Fourier katsayıları Tablo 3.1' de verilmiştir.

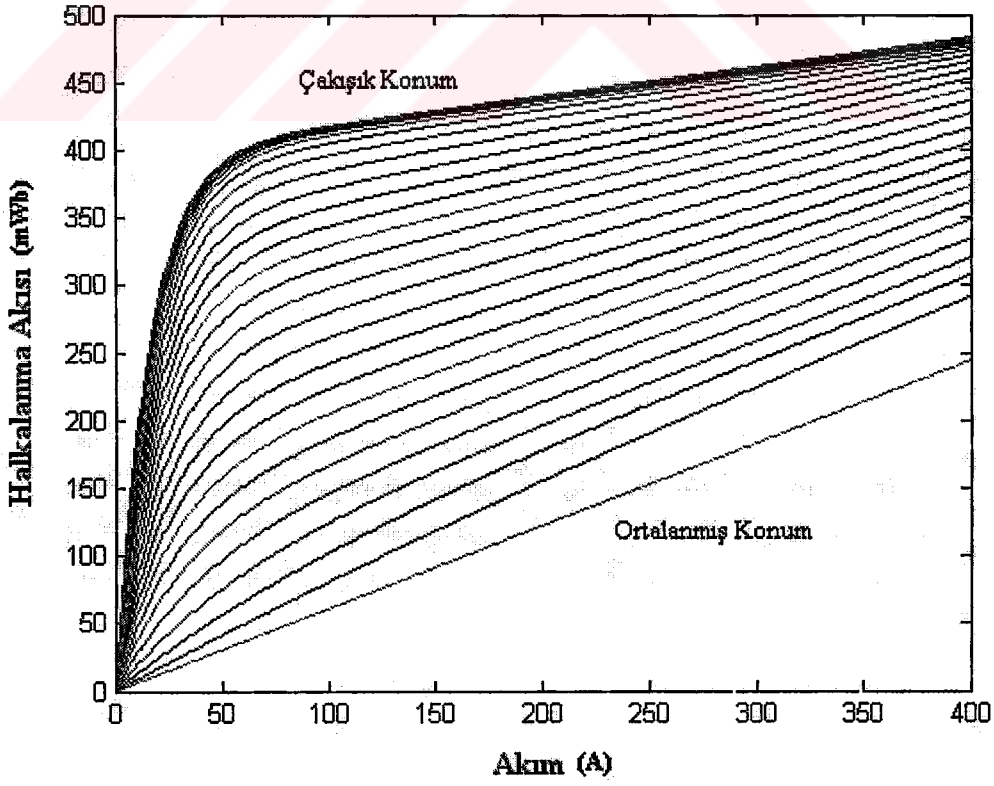
Tablo 3.1. a_1, a_2 ve a_3 Katsayılarının Hesaplanmasında Kullanılan Fourier Katsayıları.

Fourier Katsayıları	$a_{m=1}$ (mWb)	$a_{m=2}$ (A^{-1})	$a_{m=3}$ (mH)
A_{m0}	2.3820e+002	-3.9590e-002	4.2160e-001
A_{m1}	1.8630e+002	-2.7300e-002	-2.2570e-001
A_{m2}	-1.9210e+001	1.0550e-002	-5.6070e-003
A_{m3}	-4.1720e+000	-6.2140e-003	1.2550e-002
A_{m4}	-7.7540e-001	1.9520e-003	9.0420e-004
A_{m5}	-4.9330e+000	-1.0720e-003	1.0230e-002
A_{m6}	7.3440e-001	-6.2840e-004	3.5730e-003
A_{m7}	-1.1920e+000	5.6540e-004	-5.4950e-004
A_{m8}	1.7740e+000	-7.0940e-004	-1.2650e-003

Eşitlik 3.10 ile verilen ifade ile, Eşitlik 3.11 yardımıyla ve Tablo 1' de verilen veriler kullanılarak 6/4 ve 8/6 yapıdaki ARM' lere ait elde edilen ve motorlara ait en önemli parametrelerden biri olan halkalanma akısı ile akım arasındaki ilişki Şekil 3.6 ve 3.7' de gösterilmiştir.



Şekil 3.6. 6/4 ARM için Eşitlik 3.9 ile Elde Edilen $\lambda - i$ Eğrisi.



Şekil 3.7. 8/6 ARM için Eşitlik 3.9 ile Elde Edilen $\lambda - i$ Eğrisi.

3.2.2. Sonlu Elemanlar Analizi

3.2.2.1. Sonlu Elemanlar Metodunun Temelleri

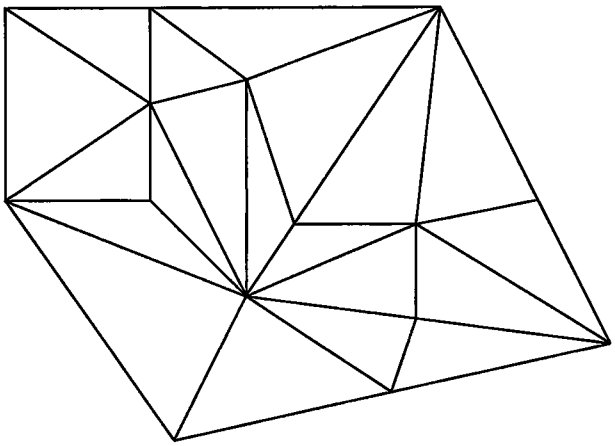
Sonlu elemanlar analizi (SEA), 1950' li yıllarda kullanılmaya başlanmış olan bir yöntem olup öncelikle akışkanların akışı ve ısı iletimi gibi mühendislik alanlarında kullanılma imkanı bulmuştur. SEA' nın günümüzde birçok uygulama alanında kullanım imkanı bulmasını sağlayan çalışmaların başında 1970 yılında Silvester ve Chari' nin yapmış oldukları çalışma gelmektedir [59]. Doyumlu magnetik alan problemlerine sonlu eleman çözümü sunan bu çalışma elektromagnetizma alanında yeni bir çığır açmıştır. Silvester ve arkadaşları metodun gelişimine çok büyük katkılar sağlayarak, yöntemin günümüzde birçok elektrik problemine uygulanabilmesine olanak sağlamışlardır.

Sonlu elemanlar metodu, temel olarak orijinal problem alanı domeninin sınırlı sayıda alt domenlere yada elemanlara bölünmesini ve ardından her bir elemandaki potansiyel dağılımın bir polinom ile yakınlaştırılmasını ve uygun kriterlere göre alan probleminin çözümünün elde edilmesini içermektedir. Sayısal metotlarda başta üçgensel tip olarak dört kenarlı ve eğrisel biçimli elemanlar kullanılmakta ve elemanların tipi elemanın biçimi ve deneme fonksiyonunun polinomsal ara değer kestirim (interpolasyon) derecesi ile tanımlanmaktadır.

Elektromagnetik alan problemlerinin analizi çoğu kez alan vektörlerinden daha çok potansiyeller ile yapılmaktadır. Poisson ve Laplace eşitlikleri Maxwell eşitliklerinden elde edilebilmekte ve potansiyeller ile ifade edilen belirli sınır şartları altında çözülebilmektedir.

Sonlu eleman tekniğinin uygulanması için problem bölgesinin sonlu elemanlar olarak adlandırılan alt bölgelere bölünmesi gerekmektedir. Bu alt bölümleme işleminin, her hangi bir eleman farklı iki ortamı içermeyecek şekilde yapılması gerekmektedir. Elemanlar grubu ağ (mesh) olarak adlandırılır ve prensip olarak elemanların boyutu ve yönü sınırlandırılmamıştır. Birinci derece üçgen eleman olarak isimlendirilen ve basit olarak üç köşegene sahip olan üçgen elemanlar olarak tanımlanan elemanların kullanımı, elektrik ve elektronik mühendisliği alanlarında daha uygundur. Bu elemanlar

kullanıldığında, Şekil 3.8' de de gösterildiği gibi bütün düğümler üçgenlerin köşeleri ile çakışmalıdır. Bu şekilde bir çakışma olmazsa kurulan ağ yanlış olacaktır.



Şekil 3.8. Tüm Düğümlerin Üçgen Elemanların Köşeleri ile Kesiştiği Doğru Ağ Yapısı.

Bunun yanında köşeleriyle çakışan üç düğümlü ve kenarların ortasında fazladan üç düğüm içeren altı düğümlü veya ikinci derece üçgen gibi diğer üçgensel elemanlar da kullanılmaktadır. Üç düğümlü üçgenler ağ oluşturulmasında kullanılmakta ve daha yüksek dereceli üçgensel elemanlarda bulunan ek düğümler problem tanımının bir parçası olarak konulmaktadır. Bu elemanlarla ilişkili düğüm sayısının muhtemel artışı yerel çözüm değişkeninin derecesinin artırılmasının bir metodu olarak gözükmektedir. Yüksek dereceli sonlu elemanlar bazen daha doğru çözümlerin elde edilmesi için gerekmektedir. Bununla beraber birinci derece elemanlar uygun bir biçimde uygulandığında mükemmel sonuçlar verebilir ve bilgisayarla hesaplama karmaşıklığını avantajlı hale getirebilir.

Çoğu sonlu eleman formülasyonları potansiyellere dayalıdır. Birinci derece üçgensel elemanlar için potansiyelin Eşitlik 3.12' de ifade edildiği gibi elemanın içinde doğrusal olarak değiştiği varsayılır.

$$\phi(x,y) = a_1 + a_2 x + a_3 y \tag{3.12}$$

Köşeleri sırasıyla 1, 2 ve 3 sayıları ile numaralandırılmış olan x-y düzlemindeki bir üçgen göz önüne alınıp, bu köşelerdeki potansiyeller de sırasıyla ϕ_1, ϕ_2 ve ϕ_3 ile

sembolüze edilecek olursa Eşitlik 3.12, aşağıda Eşitlik 3.13' de verildiği üzere tüm bu köşelere uygulanabilir:

$$\begin{aligned}\phi_1 &= a_1 + a_2 x_1 + a3 y_1 \\ \phi_2 &= a_1 + a_2 x_2 + a3 y_2 \\ \phi_3 &= a_1 + a_2 x_3 + a3 y_3\end{aligned} \tag{3.13}$$

Üçgen içinde genel bir (x-y) konumundaki ϕ potansiyel ifadesinin elde edilmesinde a_1, a_2 ve a_3 katsayıları Eşitlik 3.12' de yerine konulursa, yerel potansiyel için Eşitlik 3.14 ifadesi elde edilir.

$$\phi(x,y) = \frac{1}{D}\sum_{i=1}^{3}(p_i + q_i x + r_i y)\phi_i \tag{3.14}$$

Eşitlik 3.14 ifadesinde yer alan D, ilgili üçgen elemanın iki katı alanı ifade ederken, p_i, q_i ve r_i sembolleri, aşağıda verildiği üzere üçgen elemanın köşelerine ait koordinatları ifade etmektedir.

$$p_1 = x_2 y_3 - y_2 x_3 \qquad q_1 = y_2 - y_3 \qquad r_1 = x_3 - x_2 \tag{3.15}$$

$$p_2 = x_3 y_1 - y_3 x_1 \qquad q_2 = y_3 - y_1 \qquad r_2 = x_1 - x_3 \tag{3.16}$$

$$p_3 = x_1 y_2 - y_1 x_2 \qquad q_3 = y_1 - y_2 \qquad r_3 = x_2 - x_1 \tag{3.17}$$

Eşitlik 3.14' de yer alan $p_i = q_i x + r_i y$ ifadesi, bir düzlemsel fonksiyonu ifade etmekte olup;

$$\alpha_i(x,y) = \frac{1}{D}(p_i + q_i x + r_i y) \tag{3.18}$$

ifadesi gereğince Eşitlik 3.14 ifadesi, Eşitlik 3.19' da verildiği gibi sadeleştirilebilir:

$$\phi(x,y) = \sum_{i=1}^{3}\alpha_i(x,y)\phi_i \tag{3.19}$$

Eşitlik 3.19 ifadesi, bir üçgensel elemanın içindeki potansiyeli vermekte olup bu ifade, ağ içerisinde yer alan tüm üçgen elemanları için geçerlidir. Yerel eleman potansiyelleri

Eşitlik 3.19 ile verilirken, problemin genel davranışı varyasyonel metodun uygulanması ile gerçekleştirilebilir. Bu yaklaşımda F probleminin fonksiyonu, ayrı elemanın enerji fonksiyonunun toplamı olarak yakınlaştırılır.

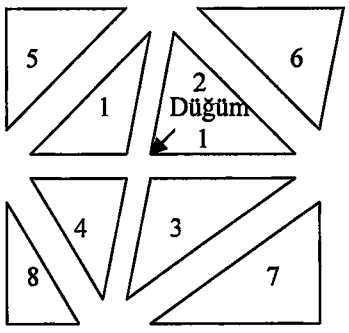
$$F = \sum_{i=1}^{n_e} F_i \tag{3.20}$$

Burada n_e ifadesi, alt bölgelere bölünmüş problem bölgesindeki eleman sayısını sembolize etmektedir. Problemin yaklaşık çözümünün yapılabilmesi için, fonksiyonun zorlanarak sınırlanmamış potansiyeller ile minimize edilmesi gerekmektedir. Genel potansiyele ait ifade Eşitlik 3.21' de verilmiştir.

$$\frac{\delta F}{\delta \phi_k} = \sum_{i=1}^{n_e} \frac{\delta F_i}{\delta \phi_k} = 0 \tag{3.21}$$

Burada k, zorlanarak sınırlandırılmamış potansiyellerin bütün düğümleri üzerindeki aralıktır. Eşitlik 3.21' in toplamı modeldeki bütün elemanlara genişletilmiş olmasına rağmen, her ayrı F_i fonksiyonu, *i.* eleman için sıfırdan farklı ve diğerleri için sıfırdır. Zorlanarak sınırlandırılmamış verilen bir düğüm'ün katkısı sadece bu düğümü paylaşan elemanlarla ilişkili ayrı fonksiyondan dolayıdır. Şekil 3.9' da görülen basit durumda ağ'ın ortasında zorlanarak sınırlandırılmamış 1 düğümünün toplama katkısı Eşitlik 3.22'deki gibi verilir:

$$\frac{\delta F}{\delta \phi_{k|k=1|}} = \sum_{j=1}^{4} \frac{\delta F_j}{\delta \phi_1} \tag{3.22}$$



Şekil 3.9. Bir Düğümü Paylaşan
Dört Eleman.

Elemanlara ait fonksiyonların minimizasyonu eş zamanlı bir eşitlik setine öncülük eder ve bu matris biçiminde kolaylıkla ifade edilebilir. Dolayısıyla örnek olarak herhangi bir j elemanının toplama katkısı, Eşitlik 3.23' de verildiği gibidir.

$$\begin{bmatrix} \frac{\delta F_j}{\delta \phi_1} \\ \frac{\delta F_j}{\delta \phi_2} \\ \frac{\delta F_j}{\delta \phi_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Eşitlik 3.23 ifadesinde 1, 2 ve 3 sayıları sırasıyla ilgili düğüm numaralarını göstermektedir. Yine Eşitlik 3.23' de yer alan ve S_{mn} terimlerinden oluşan matris ise bükülmezlik matrisi olarak bilinir ve S_{mn} terimi, Eşitlik 3.24' de verildiği üzere elemanın alanı, geometri katsayıları ve ortam karakteristiğini içeren bir katsayıyı içermektedir.

$$S_{mn} = \frac{\kappa}{2D}(q_m q_n + r_m r_n) \quad m = 1,2,3 \quad n = 1,2,3 \tag{3.24}$$

κ parametresi, örneğin elektrostatik problemler için dielektrik geçirgenliği, magnetostatik problemler için ise magnetik geçirgenliği temsil etmektedir. Ayrı elemanların katkısını hesaba katan bükülmezlik matrisleri hemen hemen her zaman simetriktir. Eşitlik 3.24 ile verilen genel terim, şayet problem durağan ise simetriliğin garantilendiğini göstermektedir. Sadece bir aygıtın bazı kısımlarının hareketini içeren belirli problemler sınıfı için bu simetri kaybolur. Q dizisi ise, elektrik yükleri, elektrik akımı ve sabit mıknatıslamanın etkisi gibi kaynakları temsil etmektedir. Ayrılmış bölgenin bütün n düğümlerinin katkısını hesaba katan genel sistem Eşitlik 3.25 matris eşitliği ile ifade edilmektedir:

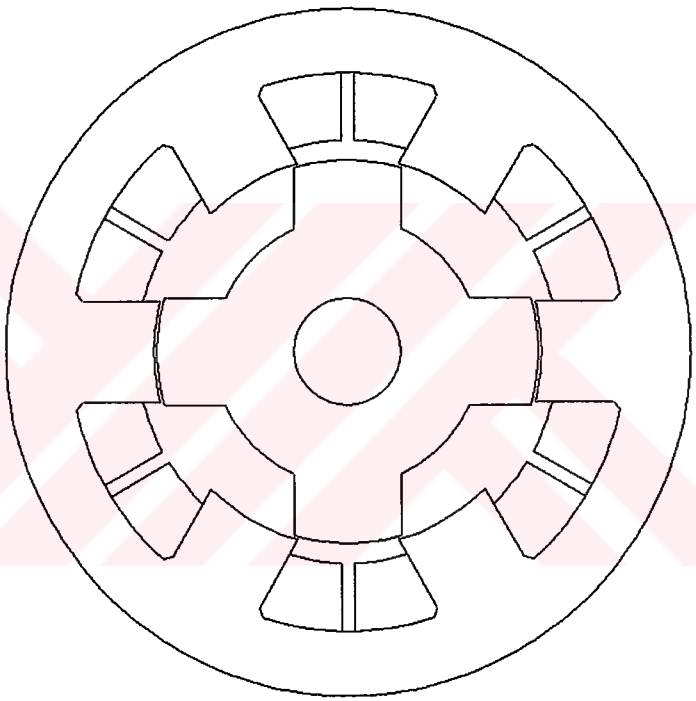
$$SS_{(nxn)}\phi_n = Q_n \tag{3.25}$$

Eşitlik 3.25' de SS matrisi genel katsayı matrisidir. Tüm bu işlemlerin ardından yapılması gereken elde edilen doğrusal eşitlik setinin çözülmesi olacaktır [60].

3.2.2.2. SEA Yöntemi ile ARM' ye Ait Karakteristiklerin Elde Edilmesi

Bu kısımda, ARM' lerin SEA yöntemi ile analizinde izlenilen yola kısaca yer verilecek ve elde edilen sonuçlara değinilecektir. Sunulan çalışmada, gerçekleştirilen ARM modellerine ait çeşitli parametre ve karakteristiklerin SEA ile elde edilmesi için FEMM yazılımı kullanılmıştır.

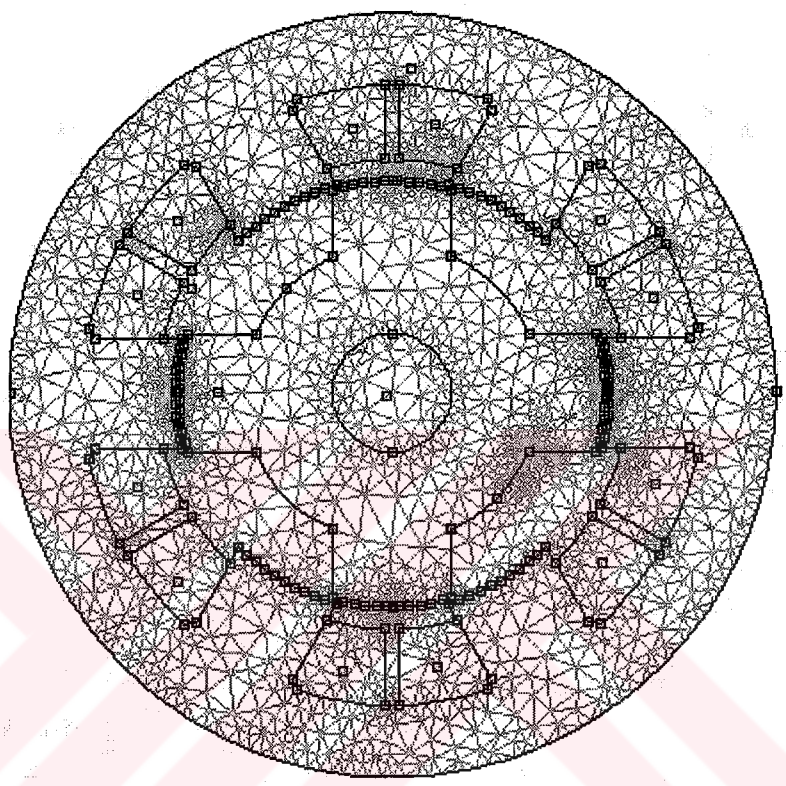
ARM' lerin SEA ile analizi işleminde öncelikle Şekil 3.10' da da gösterildiği üzere motora ait blok modelin gerçekleştirilmesi gerekmektedir.



Şekil 3.10. SEA için Oluşturulan Motor Blok Şekli.

Motora ait blok şekil elde edildikten sonra, analiz işleminde kullanılacak olan materyal ve malzemelerin ilgili çalışmaya eklenmesi gerekmektedir. Bu malzeme ve materyaller program içerisinde verilen standart malzeme ve materyallerden seçilebileceği gibi programı kullanan kullanıcı tarafından da oluşturulabilmektedir. Bu işleme benzer şekilde analiz işleminde kullanılacak devre elemanları ve özelliklerinin de eklenmesi gerekmektedir. Bu eklentiler de yapıldıktan sonra daha önceden gerçekleştirilen blok şekil üzerinde ilgili malzemelerin konumlandırılması ve şekil üzerinde yer alan grup ve blokların sınıflandırılması gerekmektedir. Bu işlemler gerçekleştirildikten sonra analiz

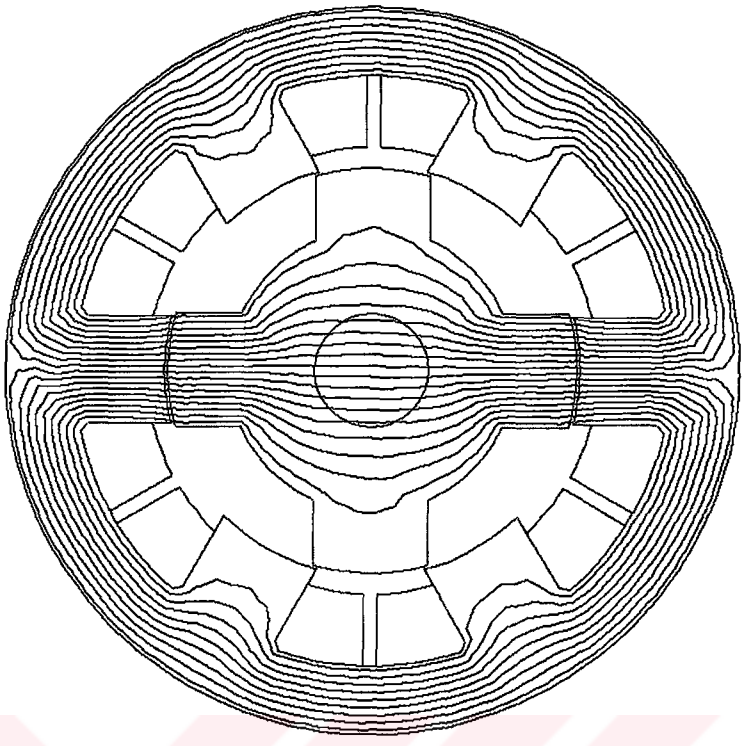
işleminde kullanılacak ağ elemanlarına ait bilgilerin programa verilmesine gereksinim duyulmaktadır. Tüm bu işlemler gerçekleştirildikten sonra artık ARM modeli üzerinde ağ yapısı oluşturulabilmektedir. Şekil 3.11' de ağ yapısı oluşturulmuş ARM blok şekli gösterilmiştir.



Şekil 3.11. Ağ Yapısı Oluşturulmuş ARM.

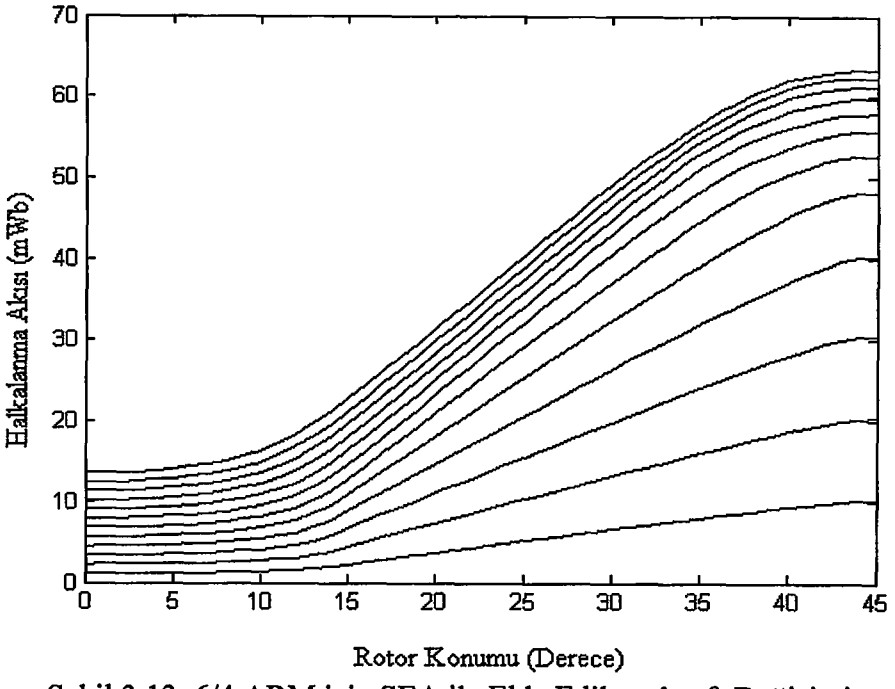
Ağ yapısı da oluşturulan ARM artık SEA için hazır hale gelmiştir. Bunun ardından ilgili program metni hazırlanarak analiz işleminde dikkate alınması gereken hususlar, yapılan analiz işleminde izlenilmesi gereken yol ve analiz işlemi sonunda alınması istenilen bilgiler ile bu bilgilerin hangi dosyalara kaydedileceği belirtilir. Sunulan çalışmada, ARM' ye ait elektromagnetik karakteristiklerin elde edilmesinde akım ve rotor konumunun değişimi söz konusu olduğundan bu kriterler program metninde yer almıştır. Analiz işlemi sonrasında kaydedilen veriler kullanılacak diğer programlar için uygun hale getirilmiş ve gerekli düzenlemeler yapılmıştır.

Yapılan analiz işlemi sonunda ilgili rotor konumu ve akım değerlerinde halkalanma akılarının motor üzerinde izlediği yol Şekil 3.12' de gösterilmiştir.

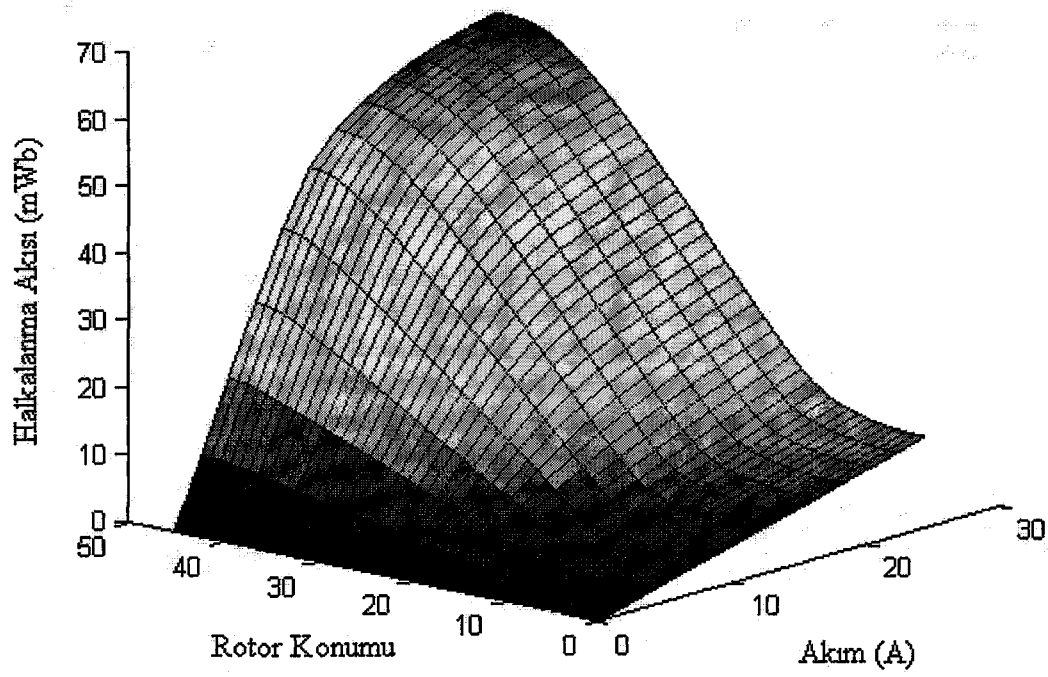


Şekil 3.12. SEA İşlemi Sonunda Elde Edilen
Halkalanma Akısı Dağılımı.

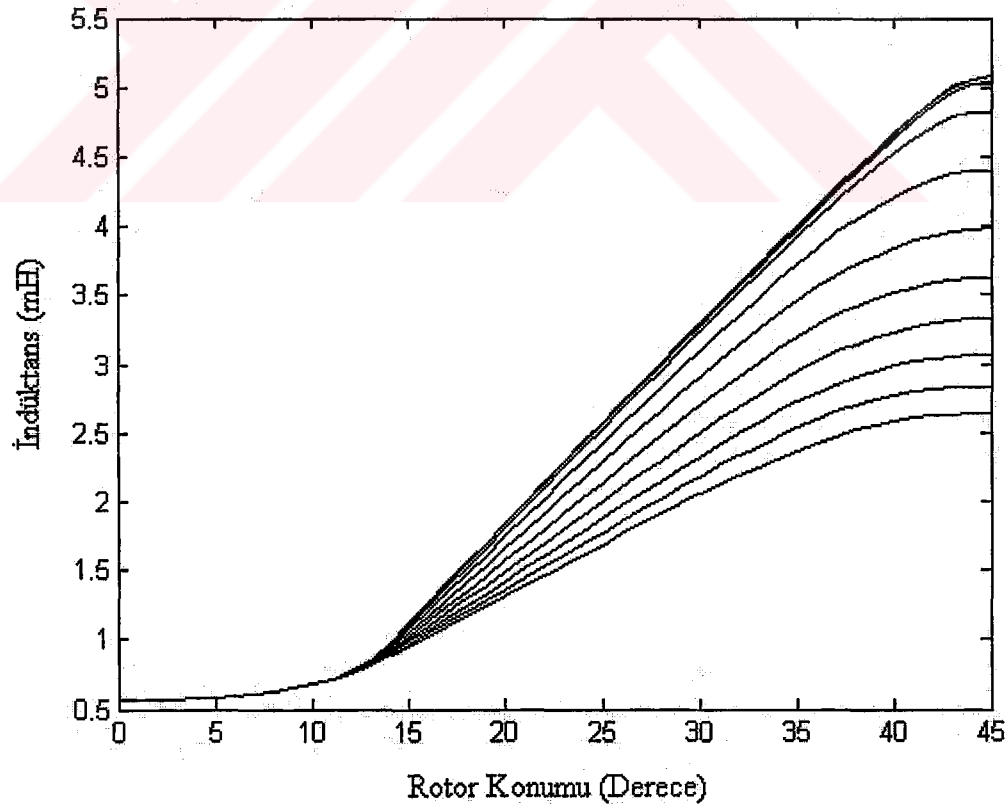
Gerçekleştirilen analiz işlemi sonunda akım ve rotor konumumun değişimi ile motor parametrelerine ait değişim grafikleri de Şekil 3.13, 14 ve 15' de gösterilmiştir.



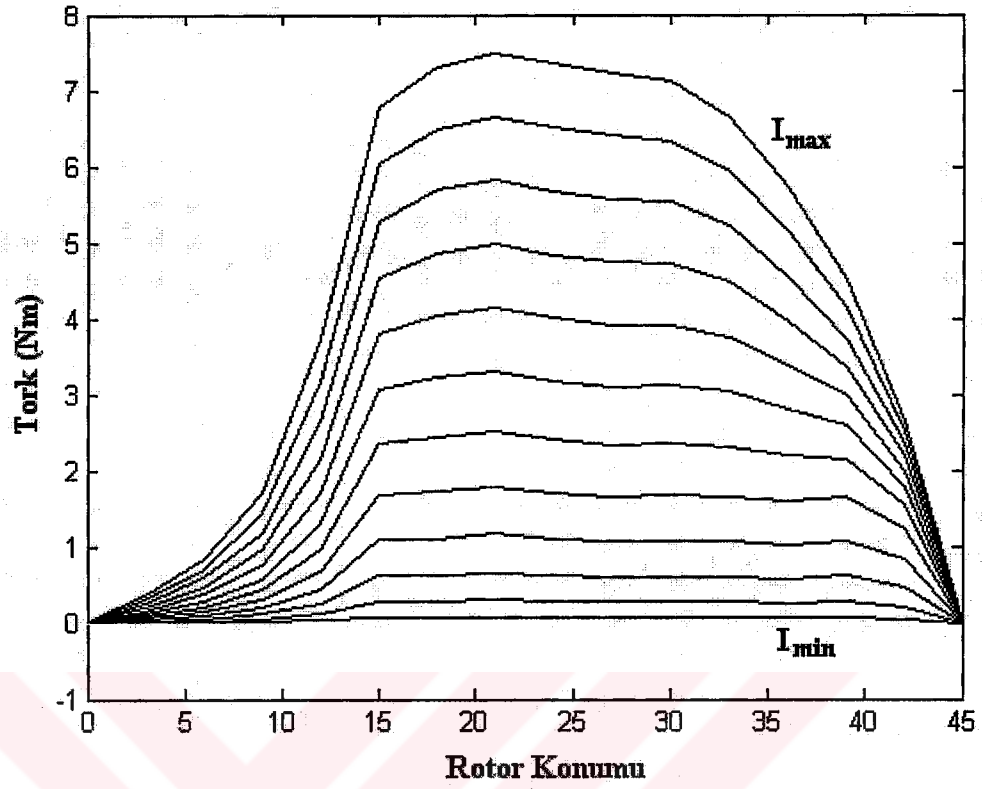
Şekil 3.13. 6/4 ARM için SEA ile Elde Edilen $\lambda - \theta$ Değişimi.



Şekil 3.14. SEA İşlemi ile Elde Edilen $\lambda - i$ Değişimi.



Şekil 3.15. SEA İşlemi ile Elde Edilen $L - \theta$ Değişimi.



Şekil 3.16. SEA İşlemi ile Elde Edilen $T-\theta$ Değişimi.

BÖLÜM 4

YAPAY SİNİR AĞLARI VE BULANIK SİSTEMLER

Teknoloji ve bilgisayar alanlarında gerçekleşen hızlı gelişim, birçok yeni kavramı da literatüre katmıştır. Bunlardan ikisi olan Yapay Sinir Ağları (YSA) ve Bulanık Sistemler (BS), günümüzde bilimsel alanlarda olduğu gibi sosyal yaşamda da giderek artan bir kullanım alanı bulmuştur. Özellikle öğrenme, genelleme yapabilme, matematiksel bir modele ihtiyaç duymama ve lineer olmayan sistemleri başarıyla modelleyebilme kapasiteleri ve hızlı olmaları sebebiyle YSA ile BS' ler oldukça popüler hale gelmişlerdir. Bu bölümde yapay sinir ağları, bulanık sistemler ve bu iki sistemin birleşimiyle elde edilen Bulanık Sinir Ağlarının (BSA) temel kavramları üzerinde durulacak ve gerekli bilgiler verilecektir.

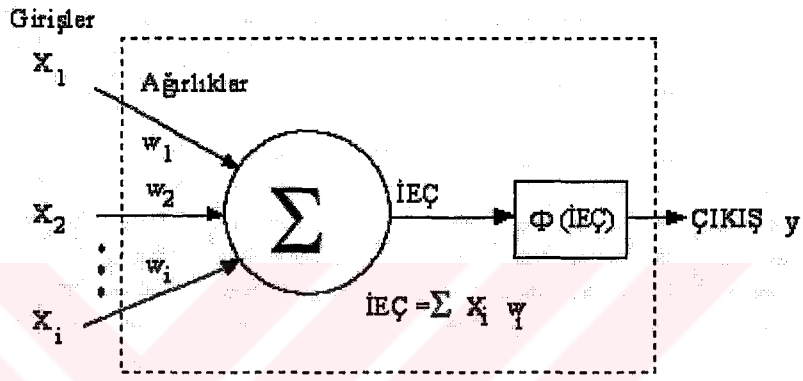
4.1. Yapay Sinir Ağları

Yapay Sinir Ağları (YSA), beynin fizyolojisinden yararlanılarak oluşturulan bilgi işleme modelleridir. YSA' lar, matematiksel olarak modellenemeyen veya kompleks matematiksel modellere sahip problemlerin çözümünde kullanılmaktadır [61]. Günümüzde literatürde yapılan çalışmalarda 100' den fazla yapay sinir ağı modeli kullanılmaktadır [62-64]. Bazı bilim adamları, beynin güçlü düşünme, hatırlama ve problem çözme yeteneklerini bilgisayara aktarmaya çalışmışlardır. Bazı araştırmacılar ise, beynin fonksiyonlarını kısmen yerine getiren modelleri oluşturmaya çalışmışlardır.

YSA' ların öğrenme özelliği, araştırmacıların dikkatini çeken en önemli özelliklerinden birisidir. Çünkü herhangi bir olay hakkında girdi ve çıktılar arasındaki ilişkiyi, doğrusal olsun veya olmasın, elde bulunan mevcut örneklerden öğrenerek daha önce hiç görülmemiş olaylara, önceki örneklerden çağrışım yaparak çözümler üretebilme özelliği YSA' lardaki zeki davranışın temelini teşkil etmektedir [63].

4.1.2. İşlemci Eleman (Yapay Nöron)

Bir yapay sinir ağı, belirli bir problemin çözümüne yönelik, birbiri ile uyum içerisinde çalışan çok sayıda işlemci elemandan (nöron) meydana gelir [61]. Şekil 4.1' de bir YSA modelinin temel birimi olan bu işlemci eleman (nöron) gösterilmektedir. Burada girişler, dış kaynaklardan veya diğer işlem elemanlarından gelen işaretlerdir. Bu işaretler, kaynağına göre kuvvetli veya zayıf olabileceğinden ağırlıkları da farklıdır.



Şekil 4.1 Bir işlemci Elemanının (Nöron) Temel Modeli.

YSA' da girilen giriş değerlerine önce toplama fonksiyonu uygulanır ve her bir işlem elemanının çıkışı (EÇ) değeri;

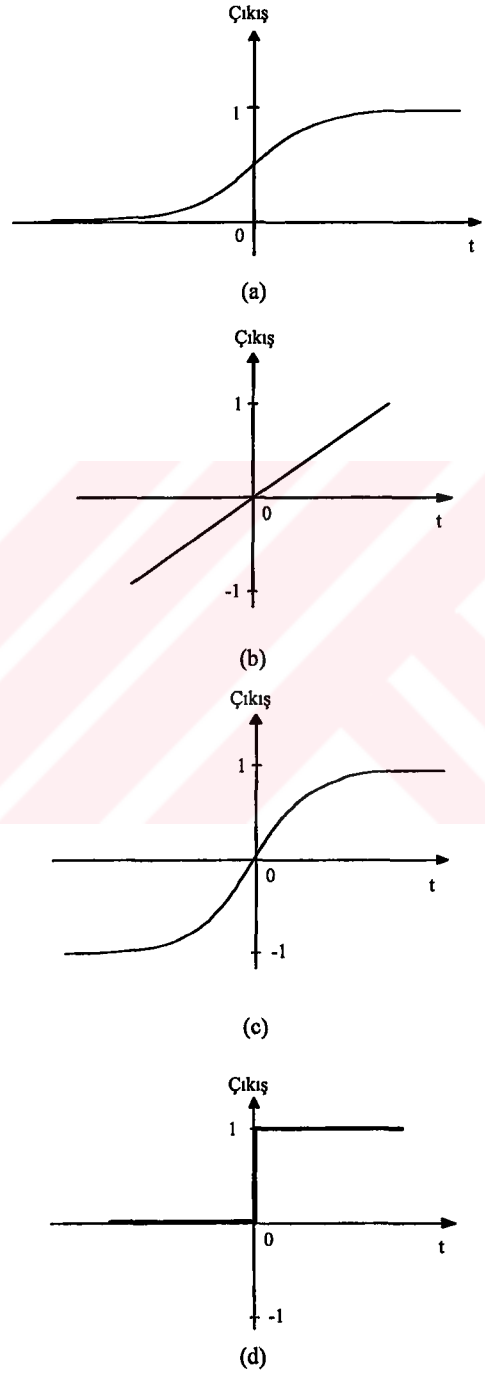
$$İEÇ = \sum_{i=0}^{N} X_i w_{iJ} - \theta_i \tag{4.1}$$

elde edilir.

Burada X_i, i' inci girişi,w_{ij} j' inci elemandan i' inci elemana bağlantı ağırlığını ve θ_i eşik değerini göstermektedir. Daha sonra bu çıkış değerleri, transfer (aktivasyon) fonksiyonuna yani öğrenme eğrisine uygulanır. Bu fonksiyon; bir işlemci elemanın, aldığı girişlerden hangi miktarda etkilendirileceğini tanımlar. Diğer bir ifadeyle adı geçen fonksiyon, bazı algoritmalar yardımıyla giriş sayılarını gerçek bir çıkışa çevirir.

$$y = \phi\left[\sum_{i=0}^{N} x_i w_{ij} - \theta_i\right] \tag{4.2}$$

Yukarıda verilen y çıkışı; transfer fonksiyonuna bağlı değerler alabilir. Transfer fonksiyonları olarak çoğunlukla Şekil 4.2' de verilen fonksiyonlardan birisi kullanılabilir. Uygulamalarda, en çok hiperbolik tanjant veya sigmoid fonksiyonu kullanılmaktadır.



Şekil 4.2. YSA' larda En Çok Tercih Edilen Aktivasyon Fonksiyonları. (a) Sigmoid, (b)Doğrusal, (c) Hiperbolik Tanjant (d) Keskin Sınırlayıcı

Sonuç olarak işlemci eleman, transfer fonksiyonuna bağlı sonucu çıkışa aktarmaya hazırdır. Şekil 4.1' deki işlemci elemanın çıkış değeri diğer işlemci elemanlarına giriş veya ağın çıkış değeri olabilir.

4.1.3. Aktivasyon (Transfer Fonksiyonları)

Şekil 4.2' de bir nöronun girişine göre, nöron çıkışını tanımlayan aktivasyon fonksiyonlarından 4 tanesi verilmiştir.

YSA' larda en çok kullanılan aktivasyon fonksiyonundan sigmoid fonksiyonu Şekil 4.2 (a)' da gösterilmektedir. Doğrusal YSA' larda ve katmanlı YSA' ların çıkış katmanında kullanılan doğrusal fonksiyon Şekil 4.2 (b)' de gösterilmiş olup, bu fonksiyon işlemci elemanın girişini, doğrudan işlemci elemanın çıkışı olarak vermektedir. Bipolar özelliğe sahip olup, giriş uzayının genişletilmesinde etkili bir aktivasyon fonksiyonu olan tanjant hiperbolik fonksiyonu Şekil 4.2 (c)' de verilmiştir. Şekil 4.2 (d)' de görülen keskin sınırlayıcı aktivasyon fonksiyonu, mantıksal çıkış vermekte ve sınıflandırıcı ağlarda tercih edilmektedir.

4.1.4. YSA' ların Özellikleri ve Yetenekleri

Paralel dağılmış yapısı ile hızlı işleme yeteneğine sahip olması; öğrenme yeteneği ve bu yeteneğe bağlı olarak genelleme yapabilme özelliği YSA' ların temel özellikleridir [61, 62]. YSA için genelleme, eğitim ya da öğrenme süresince rastlanmayan girişler için uygun çıkışların üretilebilmesi olarak tarif edilir. Bu özellikleri ile YSA' lar karmaşık ve çözümlenmesi güç problemleri de çözebilme yeteneğine sahiptir. Nesne tanıma, işaret işleme, sistem tanımlama ve denetimi gibi birçok mühendislik alanında YSA' lar aşağıda belirtilen özellikleri nedeniyle başarılı olmuşlardır [62-63].

4.1.4.1. Doğrusal Olmama

YSA' nın temel işlemci elemanı doğrusal değildir. Dolayısıyla bu işlemci elemanların birleşmesinden meydana gelen YSA da doğrusal değildir ve bu özellik tüm ağa yayılmış durumdadır. Bu özelliği ile YSA, doğrusal olmayan karmaşık problemlere çözüm getirmektedir.

4.1.4.2. Öğrenme

Öğrenmeden kasıt, ilgili problemdeki girdi-çıktı ilişkisini en iyi şekilde tanımlayarak optimum ağırlıkların bulunmasıdır. YSA, problemden alınan örneklerden faydalanarak ilgili problemi, kendisine uygulanan örneklerden öğrenmeye çalışır.

4.1.4.3. Genelleme

YSA, ilgilendiği problemi öğrendikten sonra eğitim sırasında karşılaşmadığı test örnekleri için de belirtilen tepkiyi üretme kabiliyetine sahiptir. Nöral hesaplamada hafızalar birleşiktir. Yani eğitilmiş ağa, girişin sadece bir kısmı verilse bile, ağ hafızadan bu girişe en yakınını seçerek, tam bir giriş verisi alıyormuş gibi kabul eder ve buna uygun bir çıkış değeri üretir. Veri, YSA' ya eksik, bozuk veya daha önce hiç karşılaşmadığı şekilde verilse bile, ağ kabul edilebilir en uygun çıkış üretecektir. Bu özellik ağın genelleme özelliğidir.

4.1.4.4. Uyarlanabilirlik

YSA, uygulanan probleme ait değişikliklere göre ağırlıkları uyarlama yeteneğine sahiptir. Herhangi bir özel problemin çözümü için eğitilmiş bir ağ, problemde gerçekleşebilecek ufak değişimlerin algılanması yönüne kolayca yeniden eğitilebilir. Bu özelliği ile YSA, uyarlamalı örnek tanıma, uyarlanır işaret işleme, uyarlanır sistem tanımlama gibi alanlarda etkin olarak kullanılmaktadır.

4.1.4.5. Dağıtılmış Birleşik Hafıza

YSA' ların en önemli özelliklerinden biri de bilgiyi depolamalarıdır. Nöral hesaplamalarda bilgi, ağırlıklar üzerine dağıtılmıştır. Bağlantıların ağırlıkları, nöral ağın hafıza birimidir. Bu ağırlıklar, ağın o andaki sahip olduğu bilgiyi veya uygulanan örneklerden öğrenmiş olduğu davranışı vermekte ve bu bilgiler, ağdaki birçok ağırlık (hafıza birimi) üzerine dağıtılmaktadır.

4.1.4.6. Hata Toleransı

Donanım biçiminde gerçekleştirilmiş bir sinir ağı, zıt çalışma şartları altında başarımı hafif şekilde düşüren bir doğal hata toleransına sahiptir. Örneğin, bir işlemci eleman

veya bu elemana ait bağlantı hatları hasar görürse, depolanmış bir bilginin geri çağrılması mümkün olmaz. Ancak, ağ içerisindeki bilginin dağınık tabiatı nedeniyle bu hasar, ağın toplam cevabının ciddi olarak etkilenmesine fırsat vermeden, hemen diğer bağlantılar üzerine yayılır. Bu sebepten dolayı YSA' ların, geleneksel yöntemlere göre hatayı tolere etme yetenekleri daha fazladır.

4.1.4.7. Paralel İşlem Yapma

YSA, paralel yapısı nedeniyle büyük ölçekli entegre devre (VLSI) teknolojisi ile gerçeklenebilir. Bu özellik, YSA' nın hızlı bilgi işleme yeteneğini ve örnek tanıma, işaret işleme, sistem kimliklendirme ve denetimi gibi gerçek zaman uygulamalarında kullanımını artırmaktadır.

4.1.5. Yapay Sinir Ağlarının Sınıflandırılması

YSA' lar genel olarak birbirleri ile bağlantılı işlemci elemanlardan oluşurlar. Her bir sinir hücresi arasındaki bağlantıların yapısı, ağın yapısını belirler. İstenilen hedefe ulaşmak için bağlantıların nasıl değiştirileceği öğrenme algoritması tarafından belirlenir. Kullanılan bir öğrenme kuralına göre, hatayı sıfıra indirecek şekilde, ağın ağırlıkları değiştirilebilir. YSA' lar yapılarına ve öğrenme algoritmalarına göre sınıflandırılırlar.

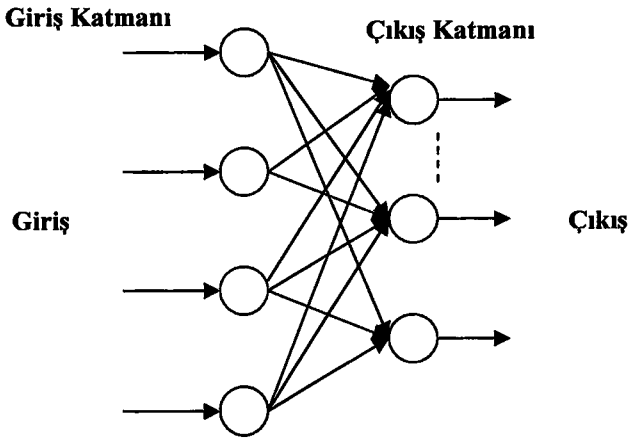
4.1.5.1 YSA' ların Yapılarına Göre Gruplandırılması

Literatürde temel olarak ileri ve geri beslemeli ağlar şeklinde isimlendirilen iki farklı ağ yapısı bulunmaktadır. Bunların dışında tek katmanlı ileri beslemeli çok katmanlı ileri beslemeli, çoklu tekrarlamalı, basit tekrarlamalı başta olmak üzere birçok ağ mimarisi mevcuttur [65]. Burada, en çok kullanılan ilk iki yapı açıklanacaktır.

4.1.5.1.1. Tek Katmanlı İleri Beslemeli Ağlar

Bir sinir ağı, katmanlar şeklinde organize olmuş işlemci elemanlardan meydana gelir. Katmanlı bir ağın en basit düzenlemesinde, işlemci elemanlara ait bir çıkış katmanına yansıyan ve kaynak düğümlerine hizmet eden bir giriş katmanı vardır. Giriş katmanında herhangi bir bilgi işlemesi yapılmaz. Bu katmandaki işlemci eleman sayısı, probleme ait giriş sayısına bağlıdır. Bilgi akış yönü sadece girişten çıkışa doğru olduğundan bu ağ mimarisi ileri beslemeli olarak adlandırılır. Giriş katmanında dört ve çıkış katmanında

ise üç adet işlemci elemanın yer aldığı durum için örnek bir ağ yapısı Şekil 4.3' de verilmektedir. Bu tip bir ağ, tek katmanlı ağ olarak isimlendirilir [61].



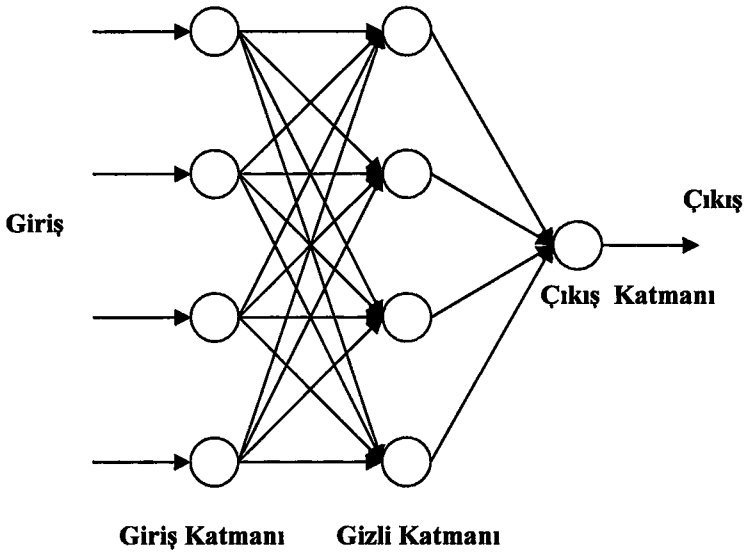
Şekil 4.3. Tek Katmanlı İleri Beslemeli Bir Ağ Yapısı.

4.1.5.1.2 Çok Katmanlı İleri Beslemeli Ağlar

İleri beslemeli sinir ağlarının diğer bir sınıfı, içeriğindeki işlemci elemanların gizli elemanlar olarak adlandırıldığı, bir veya daha fazla gizli katman içeren mimaridir. Tek gizli katmana sahip bu tür bir ağ mimarisi Şekil 4.4' de gösterilmektedir. Gizli katmandaki işlemci eleman sayısı, modellenmeye çalışılan sistemin karmaşıklığına bağlıdır. Bir ağa gizli katman veya katmanların eklenmesi, yüksek dereceli istatistiklerin elde edilmesine imkan sağlar [61].

Şekil 4.4' de gösterildiği gibi ağ içerisindeki ara bağlantılar; giriş, gizli ve çıkış katmanlarındaki her işlemci elemanın, komşu katmanlardaki tüm işlemci elemanlarla bağlantı yapması üzerine kuruludur. Ara bağlantıların her biri, eğitim boyunca sürekli olarak ayarlanan bir ağırlık değerine sahiptir.

Gizli katmandaki işlemci elemanlar tipik olarak sigmoidal aktivasyon fonksiyonlarına sahiptir. Genel olarak iki katmanlı ileri beslemeli bir ağ, gizli katmanda yeterli işlemci elemanın bulunması şartı ile herhangi bir lineer olmayan sürekli fonksiyona yaklaşık bir çözüm üretme yeteneğine sahiptir. Ağ ağırlıklarının belirlenmesi problemi, esasen lineer olmayan bir optimizasyon işlemidir [61].



Şekil 4.4. Tek Gizli Katmana Sahip Çok Katmanlı İleri Beslemeli Bir Ağ Gösterimi.

4.1.5.2. YSA' ların Öğrenme Algoritmalarına Göre Sınıflandırılması

Herhangi bir probleme ait giriş-çıkış verileri kullanılarak ağın ağırlıkları değiştirilebilir. Öğrenme süreci tamamlandıktan sonra test edilen ağın, ürettiği sonuçların değerlendirilmesinde izlenecek yola göre üç farklı öğrenme algoritmasından söz edilebilir.

4.1.5.2.1. Danışmanlı Öğrenme

Bu tip öğrenmede, yapay sinir ağına uygulanan bir girişe karşılık ağın ürettiği çıkış ile üretmesi gereken çıkış arasındaki hataya bağlı olarak ağın ağırlıkları en uygun çıkışı elde etmek için sonradan düzenlenebilir. Bu noktada hatanın istenilen değerde olup olmadığını değerlendirmek için bir danışmana veya öğretmene ihtiyaç vardır [65].

4.1.5.2.2.Danışmasız Öğrenme

Girişine verilen değerlerden ürettiği çıkışlara göre ağ, ağırlıklarını kendisi değiştirmektedir. Bu öğrenme algoritmasında üretilmesi gereken çıkış değerlerinin bilinmesine gerek yoktur. Sadece giriş verilerinin bilinmesi yeterlidir. Daha sonra ağ, ağırlıklarını, aynı özellikleri gösteren desenler oluşturmak üzere ayarlar [65].

4.1.5.2.3. Takviyeli Öğrenme

Danışmanlı öğrenmeye benzer olan bu algoritmada; verilen girişe karşılık üretilen çıkış ile üretilmesi gereken çıkış arasındaki hata miktarı, bir danışman yerine bir kriter ile değerlendirilmekte ve bu değerlendirme sonucunda ağırlıkların değiştirilmesi gündeme gelmektedir [65].

4.1.6. Ağ Modelleri

Çok Katlı Perseptronlar (Multi Layer Preceptron, MLP), Radyal Tabanlı Fonksiyon Ağları, Learning Vector Quantization (LVQ) Ağları, Self Organising Map (SOM) Ağları, Hopfield Ağları, Elman ve Jordan Ağları literatürde sıkça karşılaşılan modellerdir. Bunlar içerisinde Çok Katlı Perseptron yapısı, eğitim aşamasında pek çok öğrenme algoritmasının uygulanabilmesi nedeniyle uygulamalarda yaygın şekilde tercih edilmektedir [66].

4.1.6.1. Çok Katlı Perseptronlar

Giriş ve çıkış katları arasında bir yada daha fazla ara katın bulunduğu MLP' ler, çok sayıda öğrenme algoritması kullanılarak eğitilir. Giriş, çıkış ve ara katlarda bulunan nöron sayısı problemin karmaşıklığı ile ilgili olup bu sayı deneme yanılma yolu ile belirlenir.

Danışmanlı öğrenme algoritmaları kullanılarak eğitilen MLP ağlarında, uygulanan girişe karşılık üretilen çıkış ile hedef çıkış arasındaki hata, kullanılan öğrenme algoritmasına göre tekrar değerlendirilerek; hata değeri en aza düşürülünceye kadar ağın ağırlıkları değiştirilir. Ayrıca ağ içerisinde ara bağlantılar girişten çıkışa doğru olduğu için herhangi bir andaki çıkış sadece o andaki girişin bir fonksiyonu olarak ifade edilir. Bundan dolayı bu tür ağlar statik ağlar olarak da bilinmektedir [67].

4.1.7. Öğrenme Algoritmaları

Bu bölümde, yapay sinir ağlarının eğitiminde sıklıkla kullanılan öğrenme algoritmalarından geri yayılım (Back Propagation, BP), Levenberg-Marquardt (LM) algoritmaları kısaca anlatılacaktır.

4.1.7.1. Geri Yayılım

Ağ çıkışındaki hatayı geriye doğru ağın üzerine dağıtan geri yayılım algoritması, matematiksel ispatı kolay olan öğrenme algoritmalarından biridir. Giriş katındaki nöronlar, giriş işareti x_i üzerinde hiçbir işlem yapmayıp sadece, giriş ile ara katmanlar arasında tampon görevi yaparlar. Ara katmandaki j indisli nöronların girişine aktarılan giriş değerleri w_{ji} ağırlıkları ile çarpıldıktan sonra toplanır ve toplamın bir f fonksiyonu olarak y_i çıkışını aşağıdaki gibi hesaplar:

$$y_i = f\left(\sum w_{ji} x_i\right) \tag{4.3}$$

Hesaplanan çıkışa göre i ve j katlar arasındaki ağırlık değişimi $\Delta w_{ij}(t)$ geri yayılım algoritmasına göre aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\Delta w_{ij}(t) = \eta \delta_j x_i + \beta \Delta w_{ji}(t-1) \tag{4.4}$$

Burada, η öğrenme katsayısı, β momentum katsayısı ve δ_j, j indisli nöronun çıkış nöronu veya gizli kat nöronu olup olmamasına bağlı olan bir faktördür. Çıkış nöronları için:

$$\delta_j = \left(\frac{\partial f}{\partial net_j}\right)\left(y_j^{(t)} - y_j\right) \tag{4.5}$$

Ara birim nöronları için ise:

$$\delta_j = \left(\frac{\partial f}{\partial net_j}\right)\sum_q w_{qj}\delta_q \tag{4.6}$$

ile verilir. İfadelerde $net_j = \sum x_j w_{ji}$ ve $y_j^{(t)}$, j indisli işlem elemanı için arzulanan hedef çıkışıdır.

Ara birimdeki nöronlar için herhangi bir hedef olarak Eşitlik 4.5 yerine Eşitlik 4.6 kullanılır. Buna bağlı çıkış katmanından başlayıp, δ_j bütün nöronlar için hesaplanarak ağırlıkların güncellenmesi bütün bağlantılar için Eşitlik 4.4' e göre gerçekleştirilir [66].

4.1.7.2. Levenberg-Marquardt

Oldukça başarılı bir optimizasyon metodu olan Levenberg-Marquardt (LM) öğrenme algoritması Hessian matrisinin hesaplanmasına gerek olmayan Quasi-Newton algoritmalarından biridir. Bu matris her bir iterasyondaki ağ parametre performanslarının ikinci dereceden türevlerini belirtir.

Bu algoritmaların geliştirme ifadesi Eşitlik 4.7 ile verilebilir:

$$X_{k+1} = X_k + \beta.p_k \tag{4.7}$$

Burada p_k, arama doğrultusu ve β, arama doğrultusu boyunca performansı azaltacak şekilde seçilen bir faktördür.

Newton yöntemli eşleştirmeli türev yöntemleri daha hızlı yakınsamasına rağmen Hessian matrisinin hesaplanmasındaki zorluklar nedeniyle tercih edilmemektedir. Bir çok ileri beslemeli sinir ağında olduğu gibi, performans fonksiyonunun karelerin toplamı şeklinde yazılabildiği durumlarda Hessian matrisi:

$$H = J^T J \tag{4.8}$$

ile tahmin edilir ve türevde ise:

$$g = J^T e \tag{4.9}$$

yaklaşımı kullanılır. Burada J, jakobian matrisi, e ise hata değeridir. Jakobian matrisi standart geri yayılım algoritmasına göre hesaplandığından Hessian matris hesabından daha kolaydır. Yöntem, parametrelerin yakınsamasında:

$$x_{k+1} = x_k - [J^T J + \mu I]^{-1} J^T e \tag{4.10}$$

yaklaşımını kullanır. Eğer μ, büyükse, minimuma yaklaşım adımı küçük olur. Bundan dolayı başarılı adımlarda μ, değeri azaltılmalı, performans fonksiyonu artıyorsa μ, artırılmalıdır.

Bu yöntem, ileri beslemeli ağlardaki kullanılan en hızlı öğrenme metodudur. Fakat Jakobian matrisinin çok büyük olması, hesaplama zamanının ve kaydetme alanındaki artışlar bu yöntemin en büyük dezavantajıdır [68-69].

4.2. Bulanık Sistemler

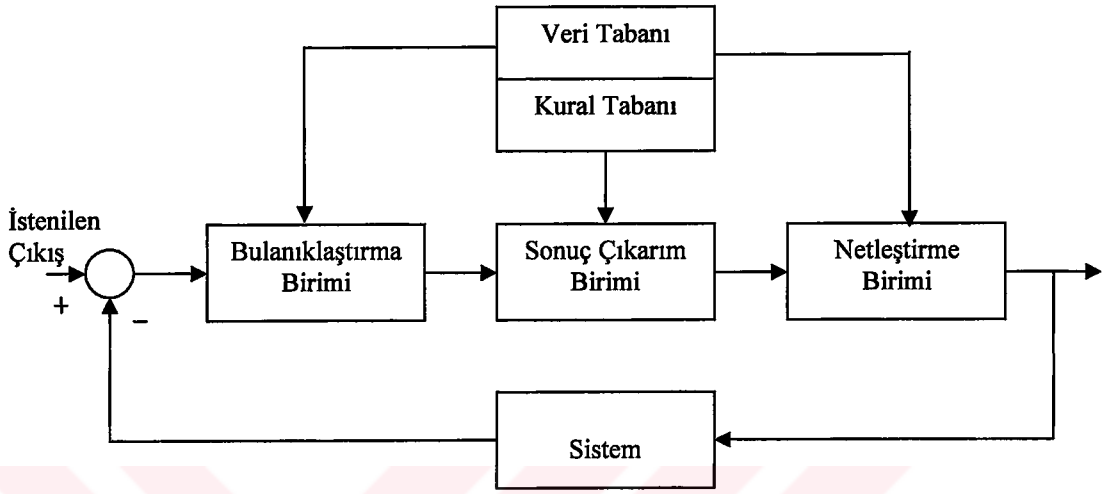
Klasik mantıkta her bir önerme için doğrudur yada yanlıştır şeklinde bir varsayım yapılmasına karşın, dünyada meydana gelen fiziksel yada sosyal olaylar sadece doğru yada yanlıştır şeklinde yorumlanamaz. Bu iki değer arasında da bir durum söz konusu olabilir. Dolayısıyla da olayların doğruluk ve yanlışlık oranlarının belirlenmesi gereklidir.

Örneğin hava sıcaklığı olarak 45 °C sıcak olarak tanımlanırken 43 °C' ye sıcak değildir demek ne tam olarak yanlış ne de tam olarak doğrudur. Bu nedenle önermelerin doğruluk (1) ve yanlışlık (0) değerleri arasındaki değerler kullanılarak bulanık küme kavramı ortaya atılmıştır [70].

Matematiksel modeli kurulamayan karmaşık sistemler, 1960' lı yılların ortalarından itibaren araştırma konusu olmaya başlanmıştır. 1965 yılında Kaliforniya Üniversitesi'nden Prof. Dr. Lotfi A. Zadeh ilk defa bulanık mantığın temeli olan "yumuşak" yaklaşım ile sistem tanıma ve tasarımını gerçekleştirmiştir. Bulanık sistem teorisi, çok az, az , orta, düşük, çok ve çok fazla gibi dil yapıları aracılığıyla oluşturulmuştur.

Bulanık sistemin ana ilkesi, insanlara özdeş olan düşünme ve karar verme yeteneğine sahip yapılar gerçekleştirmektir. Oysa ki, klasik mantıkta sadece doğru ve yanlış değerleri kullanılarak karar verme işlemi gerçekleştirilmektedir. Dolayısıyla klasik mantık, bir olayın meydana gelip gelmeyeceğini, olaylarda meydana gelen değişimleri olasılık teorisi yardımıyla açıklar. Bulanık mantık ise, insanın düşünme ve karar verme mekanizmasına benzer şekilde dereceli üyelikler yardımıyla karar verir. Bunun sonunda da olayların modellenmesinde daha gerçekçi ve yakın sonuçların elde edilmesini sağlar [70].

Genelde iç yapısı değil de yaptığı işlevlerin önem taşıdığı sistemlerin modellenmesinde kullanılan bulanık sonuç çıkarım sistemleri bulanık küme (set) teorisine dayanan sistemlerdir. Genel haliyle bir bulanık sistem Şekil 4.5' de gösterilmiştir.



Şekil 4.5. Bulanık Sistemin Blok Şekli.

Bulanık sistemlerin gerçeklenmesinde öncelikle giriş çıkış değişkenlerinin belirlenmesi gerekir. Bu işlemin ardından değişkenlere ait ölçeklendirme işlemleri gerçekleştirilir. Bunun ardından üyelik fonksiyonları seçilir. Kurallar elde edilip uygun sonuç çıkarım mekanizması belirlendikten sonra netleştirme işlemi için uygun metod seçilir. Bulanık küme teorisine dayanan bulanık mantığın temel avantajları da şu şekilde sıralanabilir [71]:

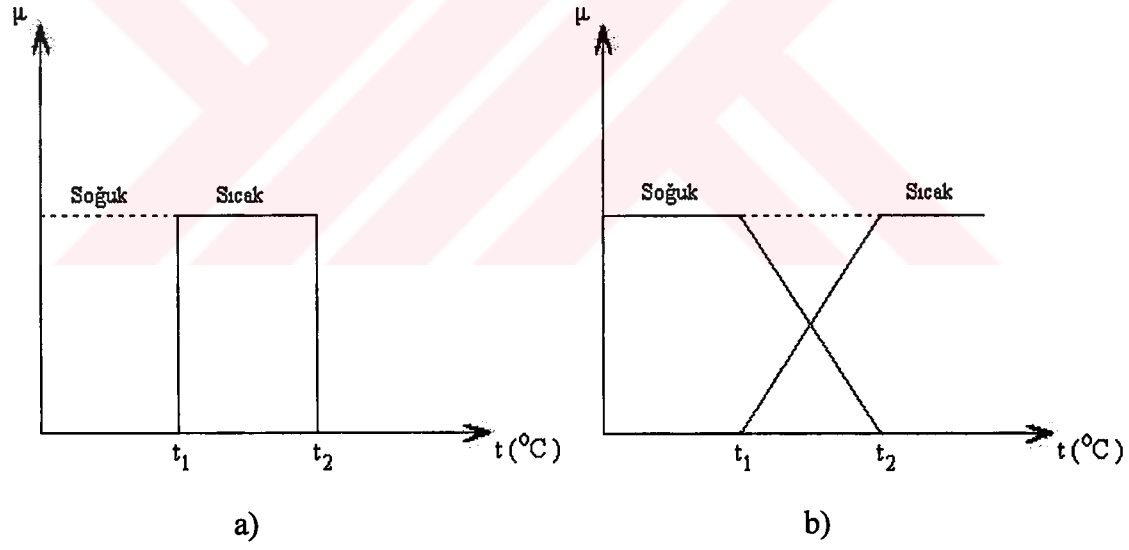
- Anlaşılması kolaydır,
- Esnek bir yapıya sahiptir,
- Kesin olmayan verileri kullanabilir,
- Lineer olmayan fonksiyonları modelleyebilir,
- Sistemin matematiksel modeline gereksinim duymaz.

Bulanık sonuç çıkarım, bulanık mantık kullanılarak girişin çıkışa eşleştirilmesi işleminin formülize edilmesi olarak tanımlanabilir. Bu bölümde literatürde sıkça kullanılan bulanık sistem yapıları, temel üyelik fonksiyonları ve temel çalışma prensipleri üzerinde durulacaktır.

4.2.1. Bulanık ve Klasik Mantıkta Küme Kavramı

Bulanık mantığın temelinde insanın düşünme ve karar verme mekanizması yatmaktadır. Dolayısıyla bu mantığın küme elemanları da insan mantığına çok yakın yada onunla aynı olan elemanlardır. Örneğin kışın soba yanan bir odada arzu edilen sıcaklık için soba gerekli önlemler alınarak yakılır. Yani çok sıcak, sıcak, ılık, soğuk gibi dile ait niceliklerden faydalanılarak oda sıcaklığı ayarlanır. Burada kullanılmakta olan nicelikler ifade şekli ve sayısı ne olursa olsun bulanık küme elemanlarını meydana getirir. Bunun yanında klasik mantıkta aynı örnek için ya soba hiç yakılmayarak (0) üşüme yada çok fazla yakılarak (1) aşırı bir bunalma söz konusu olacaktır.

Klasik mantıkta önemli olan, küme elemanlarının birbirlerine olan geçişlerinin ne kadar kısa sürede ve keskin olduğudur. Oysa ki, bulanık mantıkta bulanık küme elemanlarının birbirine geçişi yumuşaktır. Bu durum Şekil 4.6' da gösterilmiştir.



Şekil 4.6. Klasik ve Bulanık Küme Teorisinde Elemanların Birbirlerine Olan Geçişleri. a) Klasik Küme Teorisi için b) Bulanık Küme Teorisi için

4.2.1.2. Bulanık Kümeler ve Üyelik Fonksiyonları

Herhangi bir elemanın bir kümeye ait olup olmadığını sırasıyla 1 ve 0 ile gösterebilmek mümkündür. Dolayısıyla bu tanımlama ile elemanın kümeye üye olup olmadığı ifade edilmektedir. Bu, klasik kümenin özelliğini verir. X evrensel kümesine ait her bir elemanın üye olup olmadığının belirlenmesi, bu kümenin karakteristiği yada ayırma

fonksiyonu ile verilmektedir. Herhangi bir A kümesi için bu fonksiyon $x \in X$ olmak üzere $\mu_A(x)$ değeri Eşitlik 4.11' deki gibi verilebilir.

$$\mu_A(x) = \{ 1 \text{ eğer ve sadece } x \in A, 0 \text{ eğer ve sadece } x \notin A \} \quad (4.11)$$

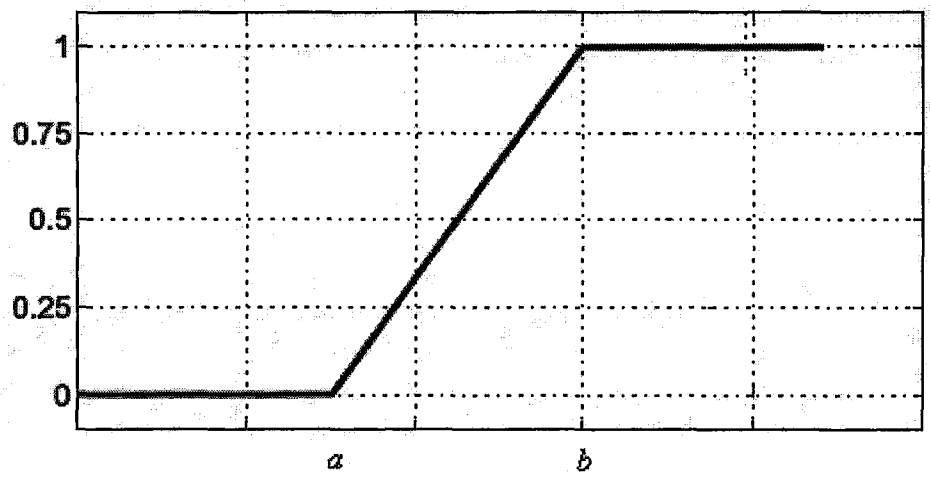
Böylece $\mu_A(x)$ fonksiyonu, X evrensel kümesinin elemanlarını 0 ve 1' lerden oluşan bir küme ile çevreler. Bulanık küme ise, üyelik fonksiyonunun olasılıklarını mümkün kılar. Bu üyeliklerin 0 ile 1 arasında değişmesine izin verir. Örnek olarak hava sıcaklığının bulanık kümesi sıcak ise bu kümenin üyeliği de μ_A(sıcak)=0.65 olabilir. Çünkü hava sıcak olabilir ama en yüksek sıcaklığa sahip değildir. Bulanık mantıkta üyelik fonksiyonları dış dünya ile bulanık sistem arasında bir ara yüzdür ve ilgili herhangi bir değişkenin alabileceği değerler bütününü ifade etmektedir.

Bir üyelik fonksiyonunun değer aralığı yada mümkün olan çıkış değerleri [0,1] aralığındadır. Dolayısıyla üyelik fonksiyonları, giriş uzayındaki herhangi bir noktanın bulanık sistem için gerekli olan 0 ile 1 arasındaki değere indirgenmesini sağlayan fonksiyonlar olarak tanımlanabilir. Üyelik fonksiyonlarının seçimi, gerçek dünyada temsil ettikleri değişkenlerin özelliklerini karşılamalıdır. Ancak pratikte bunu tam olarak sağlamak mümkün olmayabilir ve dolayısıyla da üyelik fonksiyonları geçmişteki tecrübelerden yararlanarak hazırlanan bilgi kümeleri ile değişimi belirli olan birtakım dalga şekillerinden oluşmaktadır. Bundan sonraki kısımda bulanık sistemlerde kullanılmakta olan birtakım üyelik fonksiyonları tanımlanacaktır.

4.2.1.2.1. Doğrusal Üyelik Fonksiyonu

En basit yapıya sahip üyelik fonksiyonu olan doğrusal üyelik fonksiyonu, klasik küme teorisine yakın bir fonksiyonu ifade etmektedir. Doğrusal üyelik fonksiyonunun ifadesi Eşitlik 4.12' de verilmiş ve dalga şekli de Şekil 4.7' de gösterilmiştir.

$$\mu_d(x) = \begin{Bmatrix} 0, & x \le a \\ \dfrac{x-a}{b-a}, & a \le x \le b \\ 1, & x \ge 1 \end{Bmatrix} \quad (4.12)$$

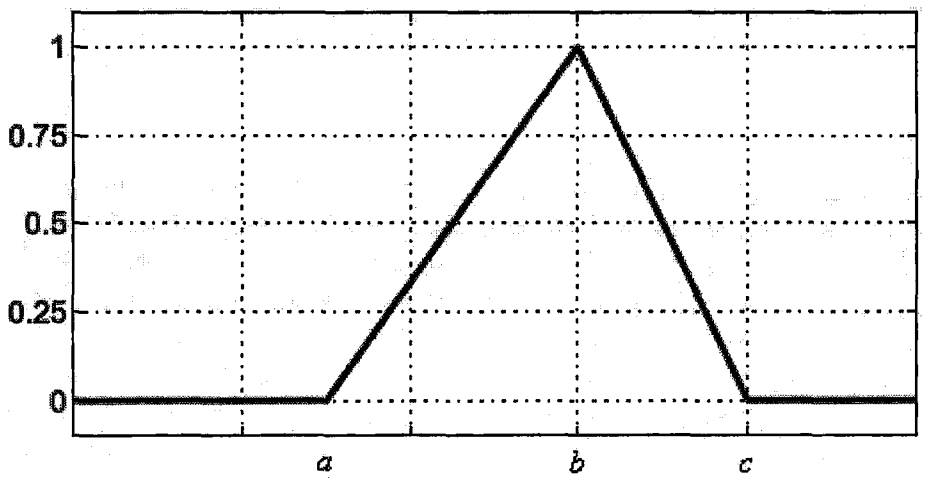


Şekil 4.7. Doğrusal Üyelik Fonksiyonu.

4.2.1.2.2. Üçgensel (Parçalı Doğrusal) Üyelik Fonksiyonu

Parçalı doğrusal üyelik fonksiyonu olarak da isimlendirilen üçgensel üyelik fonksiyonu, birçok problemde oldukça iyi sonuçlar verebilen bir üyelik fonksiyonudur. Üçgensel üyelik fonksiyonunun ifadesi Eşitlik 4.13' de verilmiş ve dalga şekli de Şekil 4.8' de gösterilmiştir.

$$\mu_p(x) = \begin{cases} 0, & x \le a \\ \dfrac{x-a}{b-a}, & a \le x \le b \\ \dfrac{c-x}{c-b}, & b \le x \le c \\ 1, & x \ge 1 \end{cases} \qquad (4.13)$$

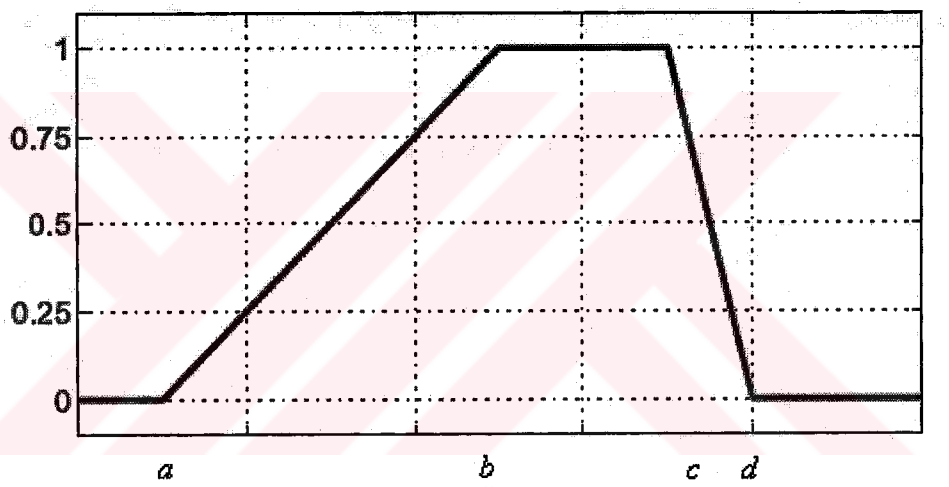


Şekil 4.8. Üçgensel Üyelik Fonksiyonu.

4.2.1.2.3. Yamuk Üyelik Fonksiyonu

Yamuk üyelik fonksiyonunun ifadesi Eşitlik 4.14' de verilmiş ve dalga şekli de Şekil 4.9' da gösterilmiştir.

$$\mu_p(x) = \begin{Bmatrix} 0, & x \le a \\ \dfrac{x-a}{b-a}, & a \le x \le b \\ 1, & b \le x \le c \\ \dfrac{d-x}{d-c}, & c \le x \le d \\ 0, & x \ge d \end{Bmatrix} \tag{4.14}$$

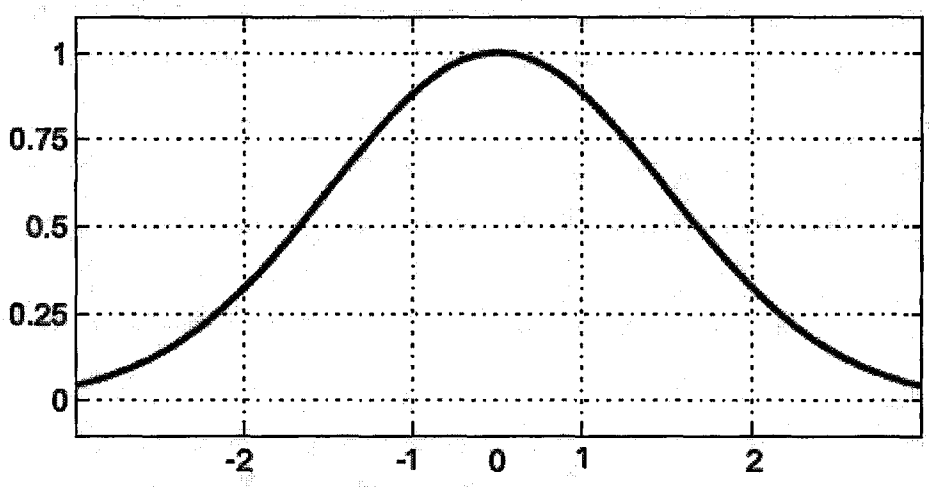


Şekil 4.9. Yamuk Üyelik Fonksiyonu.

4.2.1.2.4. Gauss Üyelik Fonksiyonu

Gauss üyelik fonksiyonu, Gauss dağılımını temel alan bir üyelik fonksiyonudur. Bu üyelik fonksiyonu kolay bir notasyona sahip olmasına karşın hesap zamanını oldukça uzatmaktadır. Gauss üyelik fonksiyonunun ifadesi Eşitlik 4.15' de verilmiş ve dalga şekli de Şekil 4.10' da gösterilmiştir.

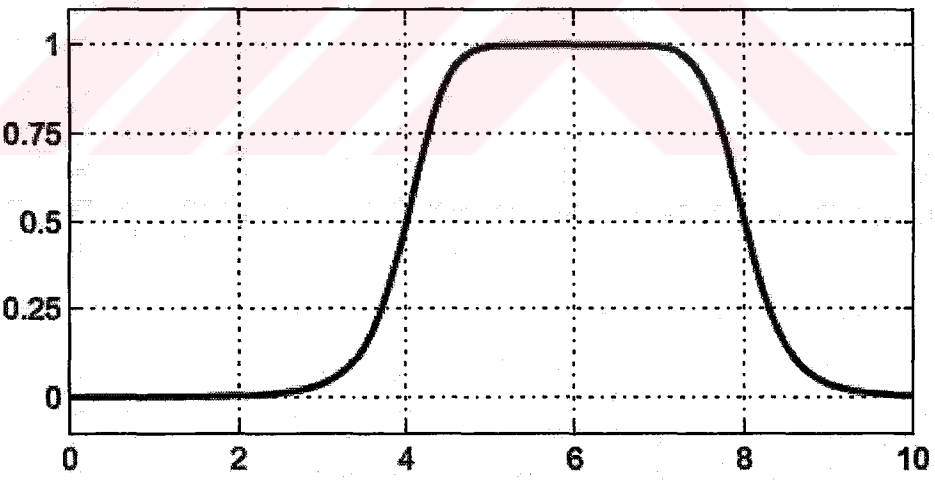
$$\mu_G(x) = \frac{1}{1+10x^2} \tag{4.15}$$



Şekil 4.10. Gauss Üyelik Fonksiyonu.

4.2.1.2.5. Genelleştirilmiş Çan Tipi Üyelik Fonksiyonu

Gauss üyelik fonksiyonuna benzer bir üyelik fonksiyonu olup bir çok problemde çok iyi sonuçlar verebilmektedir. Üyelik Fonksiyonunun dalga şekli Şekil 4.11' de gösterilmiştir.



Şekil 4.11. Genelleştirilmiş Çan Tipi Üyelik Fonksiyonu.

4.2.2. Bulanık Sistemde Temel Basamaklar

Bulanık sonuç çıkarım yöntemlerinde öncelikle giriş değişkenlerinin bulanıklaştırılma işlemi gerçekleştirilir. Bunun ardından kural yapısı tanımlanarak ilgili operatörler uygulanır ve her bir kural yapısına ait çıkışlar elde edilir. Bu işlemlerin takibinde tüm

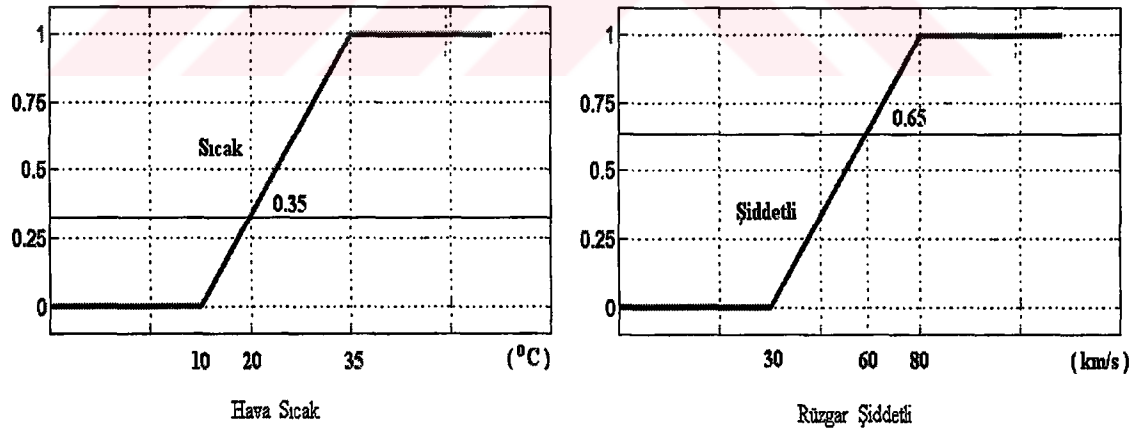
çıkışlar değerlendirilerek tek bir çıkış dalga formu elde edilir. Son işlem olarak ise netleştirme işlemi yapılarak sonuç elde edilmiş olur. Kısaca ;

$$\text{“Eğer } (x \rightarrow A \text{ ve } y \rightarrow B) \text{ ise } z \rightarrow C \text{ ”}$$

kural yapısı gerçeklenir.Bu kısımda, bulanık sistemlerde uygulanan bu temel adımların kısaca açıklamaları verilecektir.

4.2.2.1. Bulanıklaştırma

Bulanıklaştırma, fiziksel giriş bilgilerini bulanık mantık bilgileri haline getirme işlemi olarak tanımlanabilir. Bulanıklaştırma işlemi için öncelikle her bir giriş için en uygun üyelik fonksiyonunun belirlenmesi gerekmektedir. Dolayısıyla bulanıklaştırma işlemi aslında kolay bir işlem gibi görünse de bu konuda deneyime sahip uzman sistemler gerektirir. Burada asıl önemli olan husus, sistemin matematiksel modelinin değil sistem davranışının önemli olduğu ve buna uygun fonksiyonların seçilmesinin gerekli olduğudur. Şekil 4.12 ‘ de doğrusal üyelik fonksiyonu kullanılarak bir sisteme ait iki giriş değişkeninin bulanıklaştırılması gösterilmiştir.

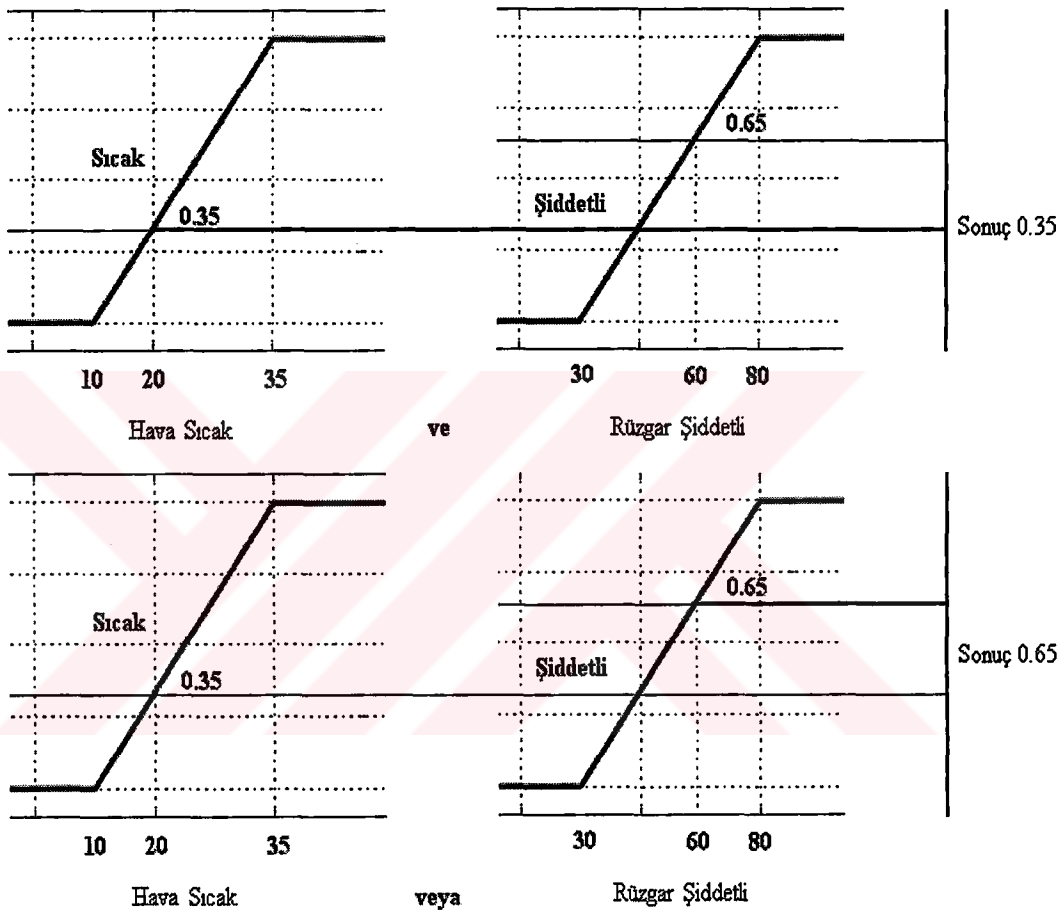


Şekil 4.12. Bulanık Sistemde Girişlerin Bulanıklaştırılması.

4.2.2.2. Bulanık Mantık Operatörlerinin Uygulanması

Sistem girişleri bulanıklaştırıldıktan sonra belirlenen kural tabanına göre bulanıklaştırılan giriş değişkenlerine bulanık mantık operatörlerinin uygulanması gerekir. Genelde kullanılan operatörler ve, veya ile değil operatörleri olup bu

operatörlerin yapacağı işlemler duruma göre değiştirilebilir. Örneğin genelde ve operatörü yapılan karşılaştırma işleminde minimum değeri almayı ifade ederken bir başka yerde bir başka işlem için farklı bir operatör olarak tanımlanabilir. Şekil 4.13' de, ve ile veya operatörlerinin sırasıyla minimum ve maksimum alma olarak tanımlandığı bir sistemde Şekil 4.12' için bu operatörlerin uygulanması gösterilmiştir.

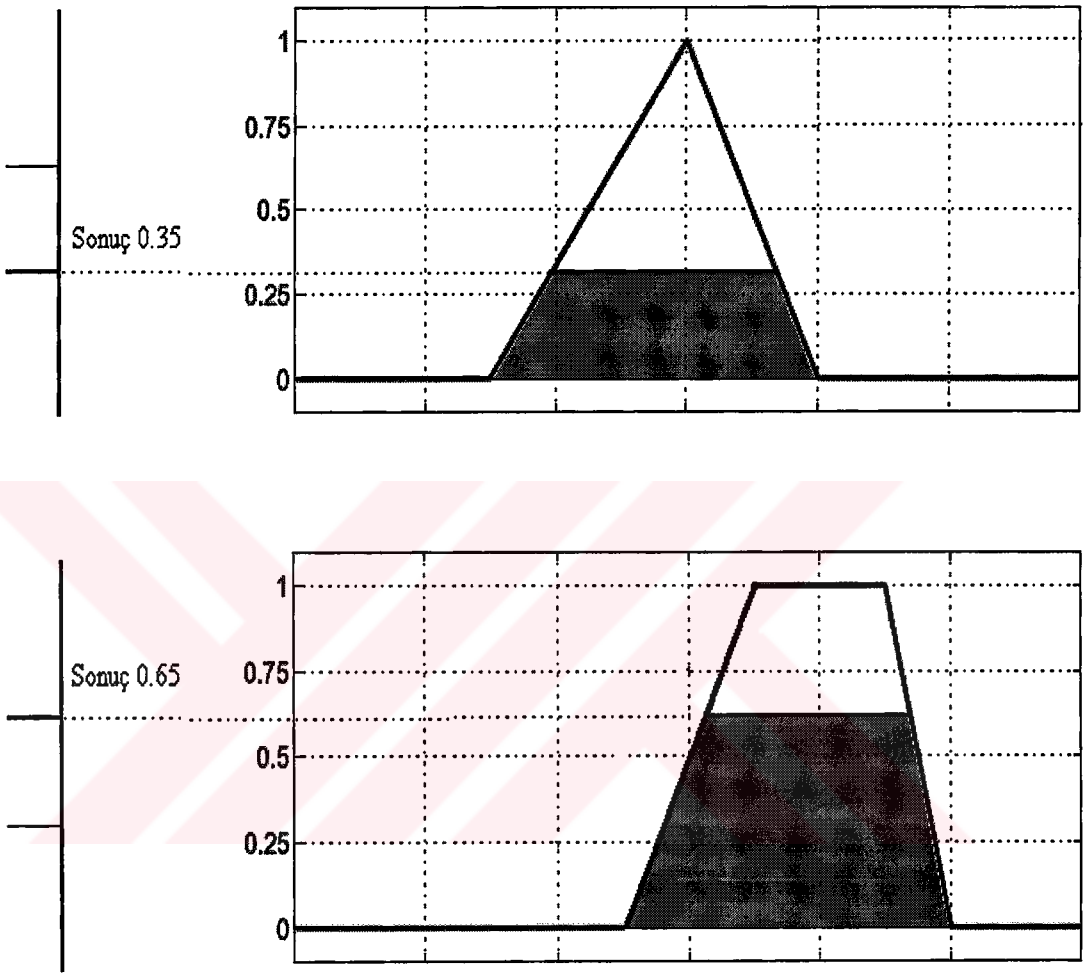


Şekil 4.13. Bulanık Operatörlerin Uygulanması.

4.2.2.3. Çıkışların Oluşturulması

İlgili operatör işlemlerinin ardından herhangi bir kuralın son işlemi olan bulanık çıkışın elde edilmesi işlemi gerçekleştirilir. Bunun için çıkışta kullanılan üyelik fonksiyonu, bulanıklaştırma işlemine benzer bir işleme tabi tutulur. Ancak bu işlem çeşitli yöntemlerde farklılık gösterir. Örnek olarak bir yöntemde çıkış üyelik fonksiyonu kesişim noktasından itibaren kesilirken, diğer bir yöntemde bulanık değer oranında ölçeklenir. Ayrıca netleştirme işlemine gerek duyulmaksızın çıkışın istenilen değerde

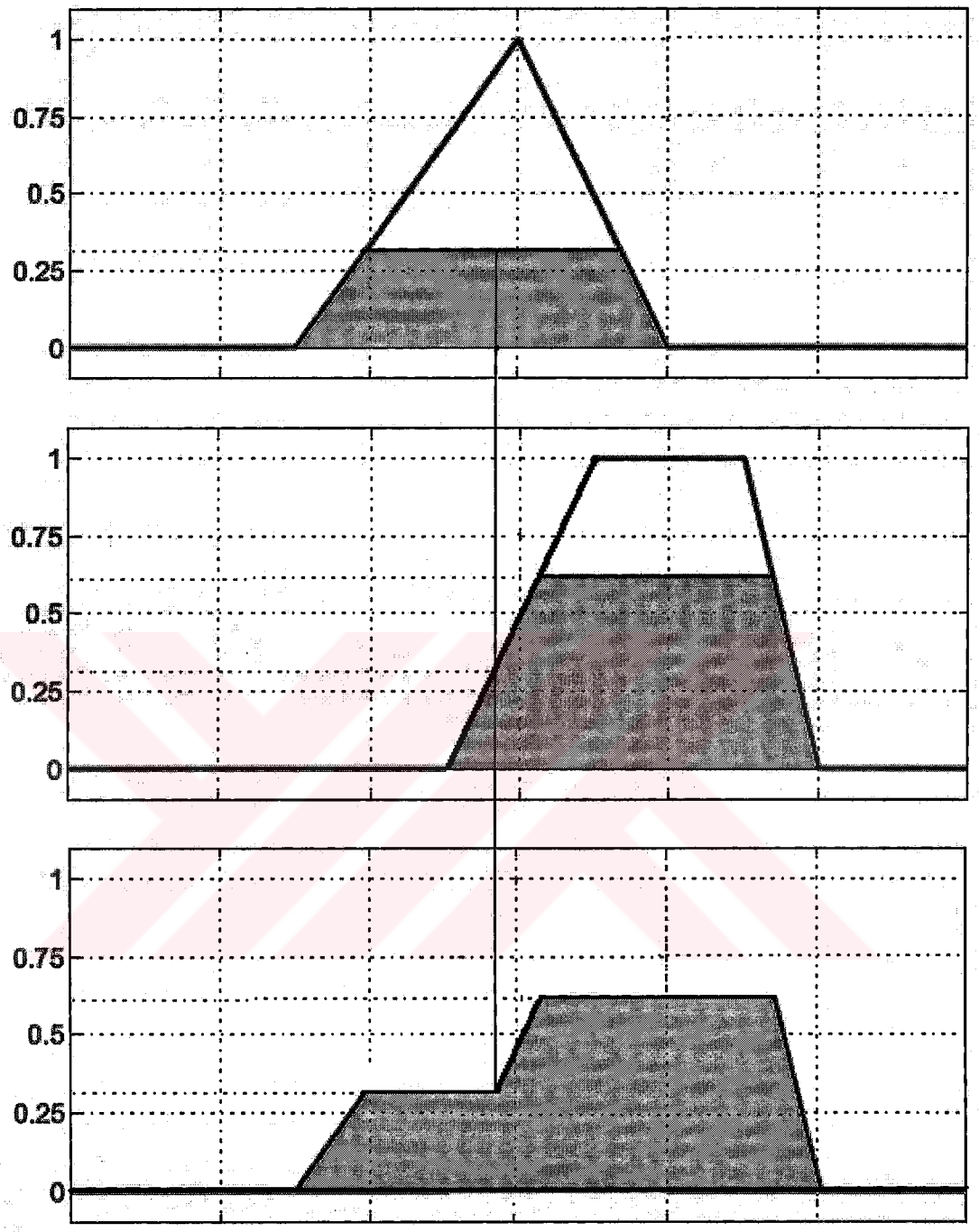
elde edilebildiği yöntemlerde mevcuttur. Şekil 4.14' de Mamdani tipi sistemde Şekil 4.13 için çıkışların elde edilmesi gösterilmiştir.



Şekil 4.14. Bulanık Çıkışların Elde Edilmesi.

4.2.2.4. Çıkışların Birleştirilmesi

Bulanık sonuç çıkarım sistemlerinde netleştirme işleminden önceki son basamak daha önceden elde edilmiş olan bulanık çıkışların birleştirilmesi ve sisteme ait olan tek bir bulanık çıkışın elde edilmesi işlemidir. Şekil 4.15' de netleştirme işleminin yapılabilmesi amacıyla Şekil 4.14' de verilen bulanık çıkışların birleştirilmesi gösterilmiştir.



Şekil 4.15. Bulanık Sistemde Çıkışların Birleştirilmesi.

4.2.2.5. Netleştirme

Netleştirme işlemi, sistem çıkışında elde edildikten sonra elde edilen bulanık değerin gerçek hayatta anlaşılabilir bir değer haline dönüştürülmesi işlemi yani bulanıklaştırma işleminin tersi olarak tanımlanabilir. Netleştirme işlemi için birden fazla yöntem olup bazı bulanık sistem yapılarında netleştirme işlemi olmaksızın istenilen değerler elde

edilebilmektedir. Netleştirme için en sık kullanılan yöntem ağırlık merkezi metodu olup bu metotta elde edilen bulanık çıkışın ağırlık merkezinin bulunması esas alınmaktadır. Aynı zamanda maksimumların alınma yöntemi de sıkça kullanılan diğer bir yöntemdir.

4.3. Bulanık Sinir Ağları

Bulanık sinir ağları, yapay sinir ağları ile bulanık sistemlerin avantajlarını üzerlerinde barındıran sistemler olup bu iki yapının birleştirilmesi ile elde edilirler. Özellikle YSA'ların genelleme yapabilme ve BS' lerin matematiksel modeli bilinmeyen sistemleri modelleyebilme özelliklerini üzerlerinde barındırdıklarından bu iki sisteme göre daha iyi sonuçlar verebilmektedirler.

4.3.1. BSA Temelleri

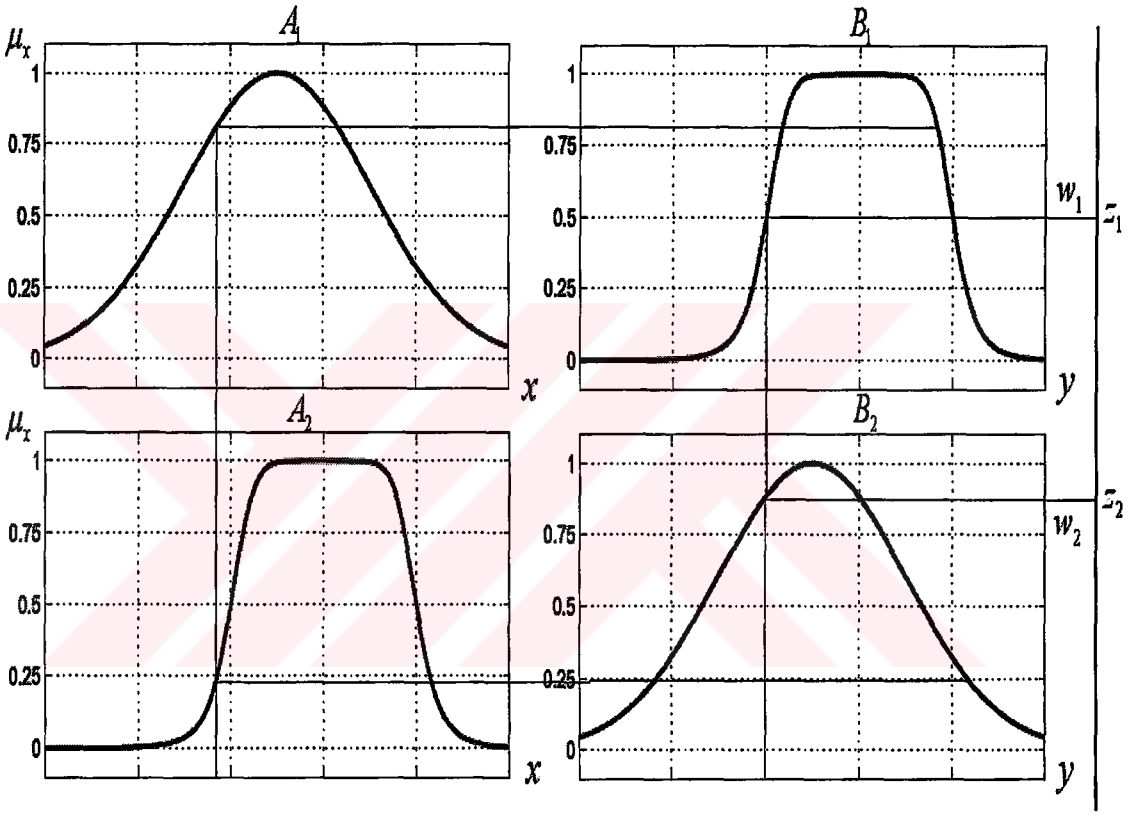
Günümüzde gerek endüstriyel gerekse de ticari alanlardaki uygulamalarda kesinlik içermeyen bilgi ve teknoloji kullanımının artışı ve teknolojinin gelişimiyle paralel olarak BSA' ların uygulama alanlarında da bir artış söz konusudur [72]. Özellikle doğrusal olmayan sistemlere duyulan gereksinim ve bu sistemlerin doğru olarak modellenebilme ihtiyacı bunun en önemli sebeplerindendir.

Literatürde uygulanmakta olan BSA sistemleri genelde Mamdani yada Takagi-Sugeno tipinde sistemler olup özellikle Takagi-Sugeno tipindeki sistemler, model tabanlı uygulamalarda sıkça uygulanmaktadır [72-74]. Takagi-Sugeno tipindeki sistemler, Mamdani tipindeki sistemler ile karşılaştırıldıklarında daha iyi bir performans göstermelerine karşın daha karmaşık öğrenme prosedürlerine sahip oldukları ve dolayısıyla da yüksek sistemlere gereksinim duydukları görülebilir [72].

Sunulan çalışmada gösterdikleri yüksek performans nedeniyle Takagi-Sugeno tipinde sistemler kullanılmıştır. Kullanılan BSA yapıları, geriyayılım ve en küçük kareler yöntemlerini birleştiren hibrid öğrenme algoritmaları kullanmaktadır. Bu öğrenme algoritmasında bulanık sonuç çıkarım sistemi oluşturulduktan sonra sisteme ait üyelik fonksiyonları verilen giriş ve çıkış eğitim veri setleri ile ilişkili olarak iteratif şekilde ayarlanmaktadır.

4.3.2. Takagi-Sugeno Tipi Bulanık Sinir Ağı

Sunulan çalışmada kullanılan Takagi-Sugeno tipi sistem, bulanık sonuç çıkarım olarak tipik if-then kurallarına sahiptir ve genelde sistemin çıkışı birinci dereceden crisp bir fonksiyondur. Dolayısıyla ek bir netleştirme işlemine gereksinim duyulmamaktadır. Şekil 4.16' da birinci dereceden bir Takagi-Sugeno tipi bir bulanık sonuç çıkarım sisteminin temel kural yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.16. Birinci Dereceden Takagi-Sugeno Tipi Bulanık Sonuç Çıkarım Sisteminin Temel Kural Yapısı.

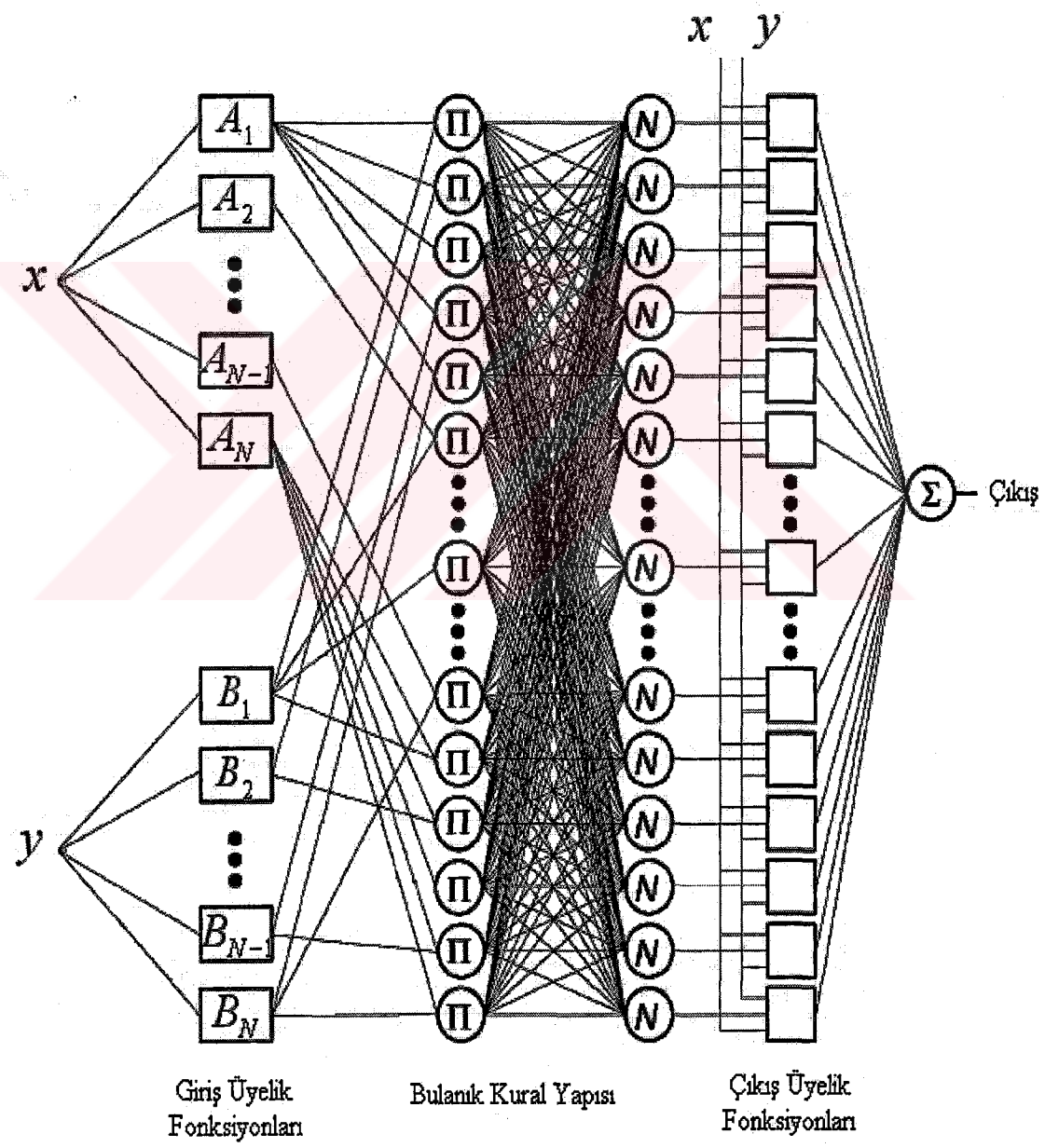
Şekil 4.16' da gösterilen kural yapısında yer alan z_1 ve z_2 terimleri Eşitlik 4.16 ile ifade edilebilir.

$$z_1 = f_1(x,y) = p_1x + q_1y + r_1$$
$$z_2 = f_2(x,y) = p_2x + q_2y + r_2 \qquad (4.16)$$

Burada yer alan p_i, q_i ve r_i ifadeleri sisteme ait parametreler olup, ilgili sistemin çıkışı ise Eşitlik 4.17' de verildiği gibidir:

$$z = \frac{w_1 z_1 + w_2 z_2}{w_2 z_2} \tag{4.17}$$

Takagi-Sugeno tipi BSA' da beş adet katman bulunmaktadır. Bu katmanlardan ilki giriş üyelik fonksiyonları ile ilgili iken bundan sonra gelen üç katman sisteme ait bulanık kural yapısını içermektedir. Son katman ise çıkış üyelik fonksiyonları ile ilgilidir. İlgili BSA' nın yapısı Şekil 4.17' de gösterilmiştir.



Şekil 4.17. Takagi-Sugeno Tipi BSA' nın Temel Yapısı.

BÖLÜM 5

SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu bölümde, öncelikle anahtarlamalı relüktans motorların kontrol edilmesi ve parametrelerinin kestirimi hususunda gerçekleştirilmiş olan ve yapay sinir ağları ile bulanık sinir ağı sistemlerini temel alan çalışmalar ve elde edilmiş olan sonuçlar verilecek, ardından motorun magnetik devresinde yapılabilecek değişiklikler ile ilgili motora ait tork dalgalanmasının iyileştirilmesinin hedef alındığı çalışmalar, sonuçları ile birlikte sunulacaktır.

5.1. ARM' lerin Kontrol Edilmesi ve Parametrelerinin Kestirimi

Birçok alanda olduğu gibi kontrol sistemlerini içeren uygulamalarda da yapay zeka tekniklerinin kullanımı, gün geçtikçe etkisini daha fazla hissettirmektedir. Tezin bu kısmında yapay zeka teknikleri arasında sıkça kullanılmakta olan yapay sinir ağları ve bulanık sistemler ile gerçekleştirilmiş olan simülasyon sonuçlarına yer verilecektir.

5.1.1. Yapay Sinir Ağları ile ARM' lerin Rotor Konumunun Kestirilmesi

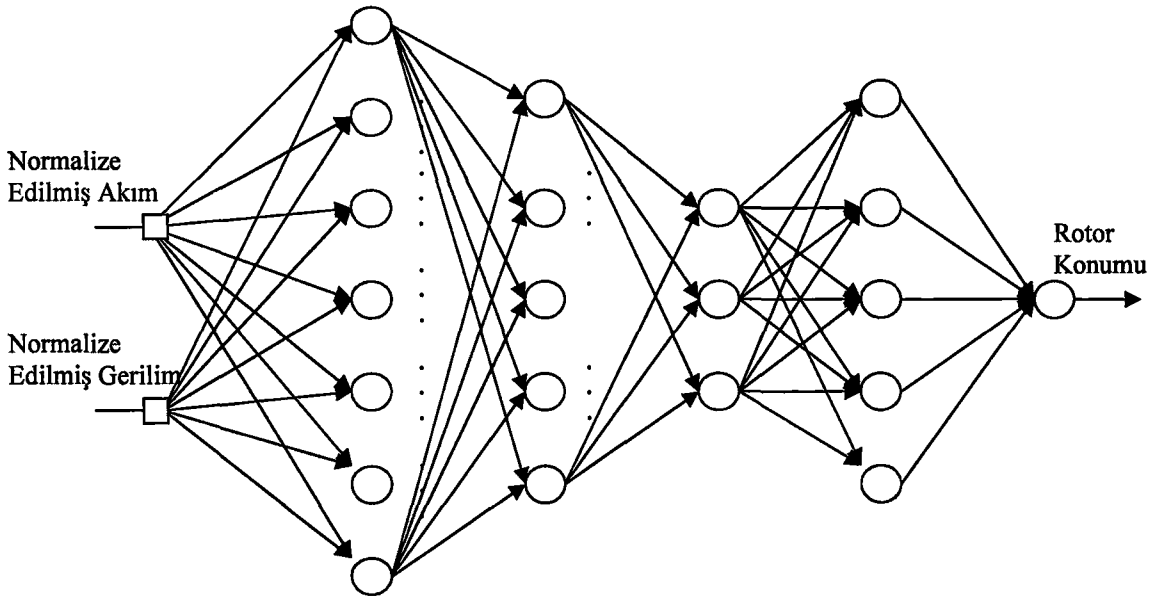
ARM' ler birçok avantajı üzerlerinde barındırmalarına rağmen günümüzde yeterince kullanım alanı bulamamıştır. Bunun en önemli sebeplerinden birisi de motorun istenilen verimde çalıştırılabilmesi için motora ait rotorun statora göre konumunu verebilecek bir konum sensörüne gereksinim duyulmasıdır. Bu amaçla genelde iki tür konum sensörü kullanılmaktadır. Bunlardan ilki optik sensörler olup hassas bir şekilde konum bilgisini verebilmekte olup maliyet açısından pahalıdır. Alan etkili sensörler ise maliyet açısından ucuz olmalarına karşın hassasiyetleri yüksek olmayan sensörlerdir. Genel olarak ARM' lerde konum sensörlerinin kullanımının getirdiği dezavantajlar şu şekilde sıralanabilir.

- Maliyeti artırması,
- Sıcaklık artışı ile birlikte hassaslıklarında meydana gelen değişmeler,
- Ek ara bağlantılara gereksinim duyulması,
- Dahili olarak kullanıldığında motor boyutlarını artırması.

Konum sensörlerinin getirmiş olduğu bu kısıtlamalardan dolayı, bu elemanların elimine edilmesi için literatürde birçok çalışma yapılmıştır [24-37]. Bunlardan bir kısmı motordan alınan çeşitli veriler ışığında konum kestirimine dayanırken, özellikle yakın zamanda yapılan çalışmalarda yapay zeka tekniklerinin kullanımı söz konusudur [30, 31, 33, 36, 37].

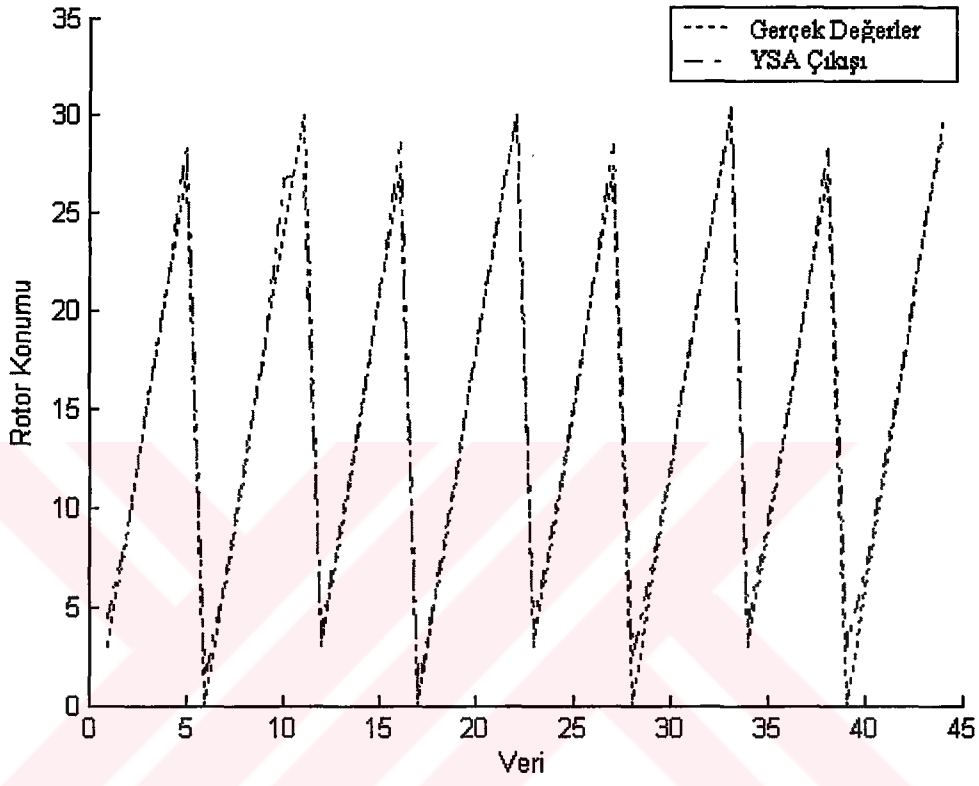
5.1.1.2. Rotor Konumunun Kestirimi için Gerçeklenen YSA Yapısı

Sunulan çalışmada konum kestirimi için gerçekleştirilen YSA yapısı bir giriş katmanı, dört adet ara katman ve bir çıkış katmanından oluşmaktadır. Ara katmanlardaki nöron sayısı sırasıyla yedi, beş, üç ve beş olup katmanlarda kullanılan transfer fonksiyonları da sırasıyla tanjant sigmoid, purelin, purelin, tanjant sigmoid ve purelin fonksiyonlarıdır. Sistem, iki adet giriş ve bir adet çıkışa sahiptir. Sisteme giriş verisi olarak belirli rotor konumlarında motordan alınmış alan akım ve gerilim verileri verilmiş ve çıkışta ise ilgili rotor konumunun kestiriminin gerçekleştirilmesine çalışılmıştır. Kullanılan veriler, [75]' den alınmış olup deneysel verilerdir. Sistemin yapısı Şekil 5.1' de gösterilmiştir.



Şekil 5.1. Konum Kestirimi için Gerçekleştirilen YSA Yapısı.

YSA' nın eğitim ve test işlemi için birbirinden farklı 44' er adet akım, gerilim ve konum verisi kullanılmıştır. YSA' nın eğitimi Levenberg-Marquardt algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Test işlemi sonunda elde edilen sonuçlar Şekil 5.2' de verilmiştir.



Şekil 5.2. Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.

Şekil 5.2' den açıkça görüleceği test işlemi sonunda elde edilen değerler ile gerçek değerler arasındaki hata miktarı kabul edilebilir sevilerdedir.

5.1.2. Halkalanma Akısı Değerlerinin YSA ve BSA ile Kestirimi

Daha önceki bölümlerde de açıkça söz edildiği gibi ARM' lerin en temel karakteristiği, akım ile halkalanma akısı arasındaki konuma bağlı olarak değişen ve lineer olmayan karakteristiktir. Bu kısımda ilgili halkalanma akısı değerlerinin YSA ve BSA ile kestirimi üzerinde durulacaktır.

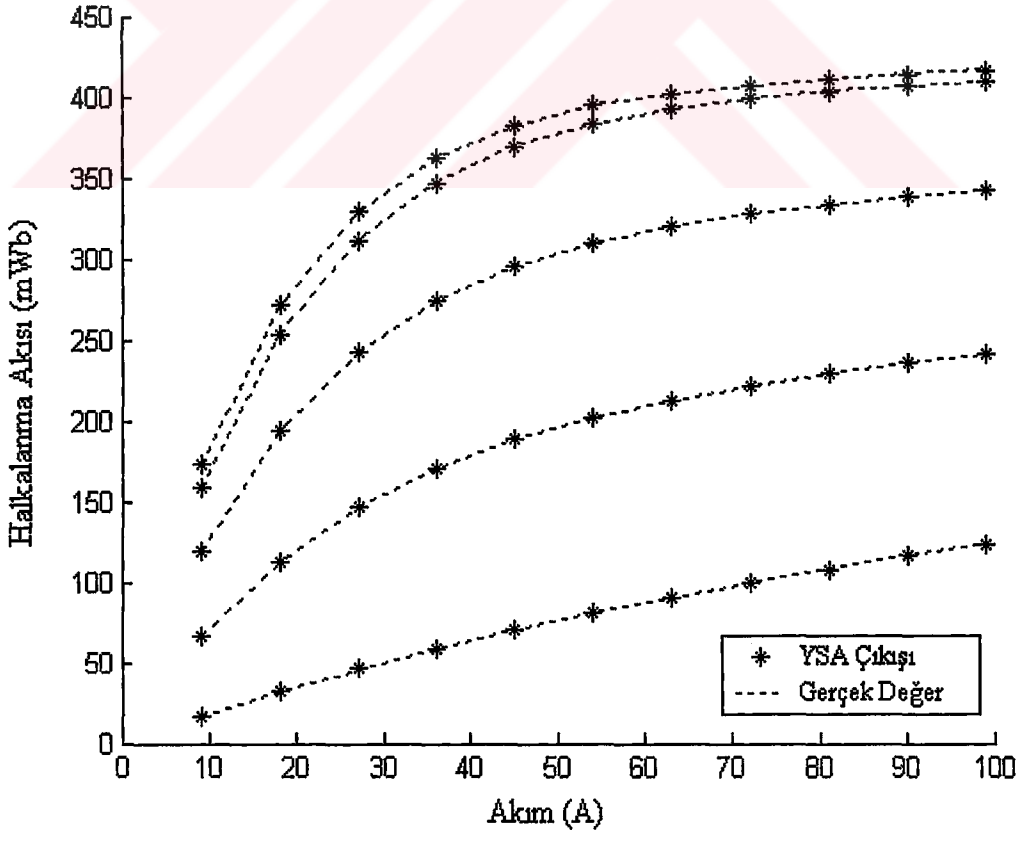
Gerçekleştirilen çalışmada, 6/4 ve 8/6 ARM için Bölüm III' de açıklanan matematiksel yöntem ile gerekli veriler üretilmiş, ardından YSA ile BSA' nın eğitimi tamamlanmış ve test verileriyle sistemlerin test işlemleri gerçekleştirilmiştir.

5.1.2.1. Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen YSA Yapısı

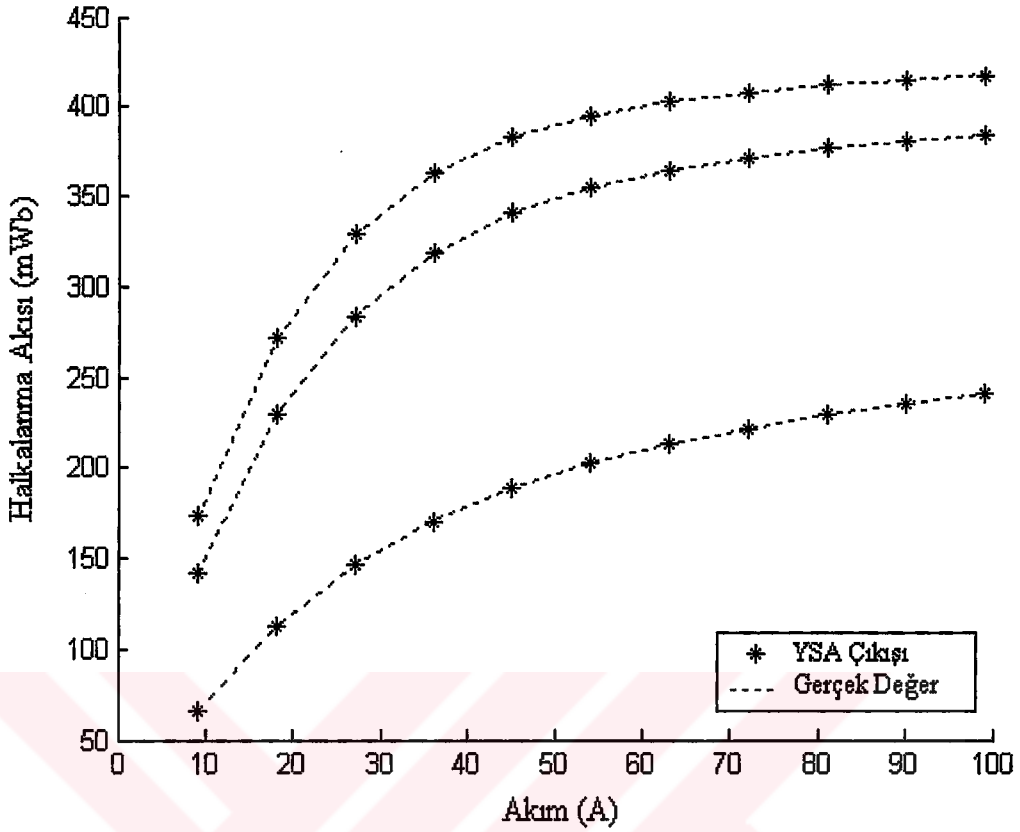
Sunulan çalışmada 6/4 ve 8/6 ARM için gerçekleştirilen YSA aynı yapıya sahiptir. YSA bir giriş katmanı, iki adet ara katman ve bir çıkış katmanından oluşmaktadır. Ara katmanda sırasıyla on ve beş nöron bulunmakta olup ara katmanlar ve çıkış katmanında kullanılan transfer fonksiyonları sırasıyla tanjant sigmoid, logaritmik sigmoid ve purelin fonksiyonlarıdır.

Sisteme giriş olarak normalize edilmiş rotor konumu ve akım verileri verilerek çıkış olarak halkalanma akısı değerlerinin kestirimine çalışılmıştır. YSA' nın eğitimi için LM, Quasi-Newton BFGS, Geri yayılım (BP), Scaled Conjugate Gradient (SCG) ve Conjugate Gradient Descent with Fletcher (CGF) algoritmaları kullanılmıştır.

6/4 ve 8/6 ARM için test işlemi sonunda elde edilen sonuçlar Şekil 5.3 ve 5.4' de verilmiştir. YSA için en iyi değerler LM algoritmasından elde edildiğinden grafikte yer alan değerler LM algoritması ile elde edilen değerlerdir.



Şekil 5.3. 6/4 ARM' nin Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.



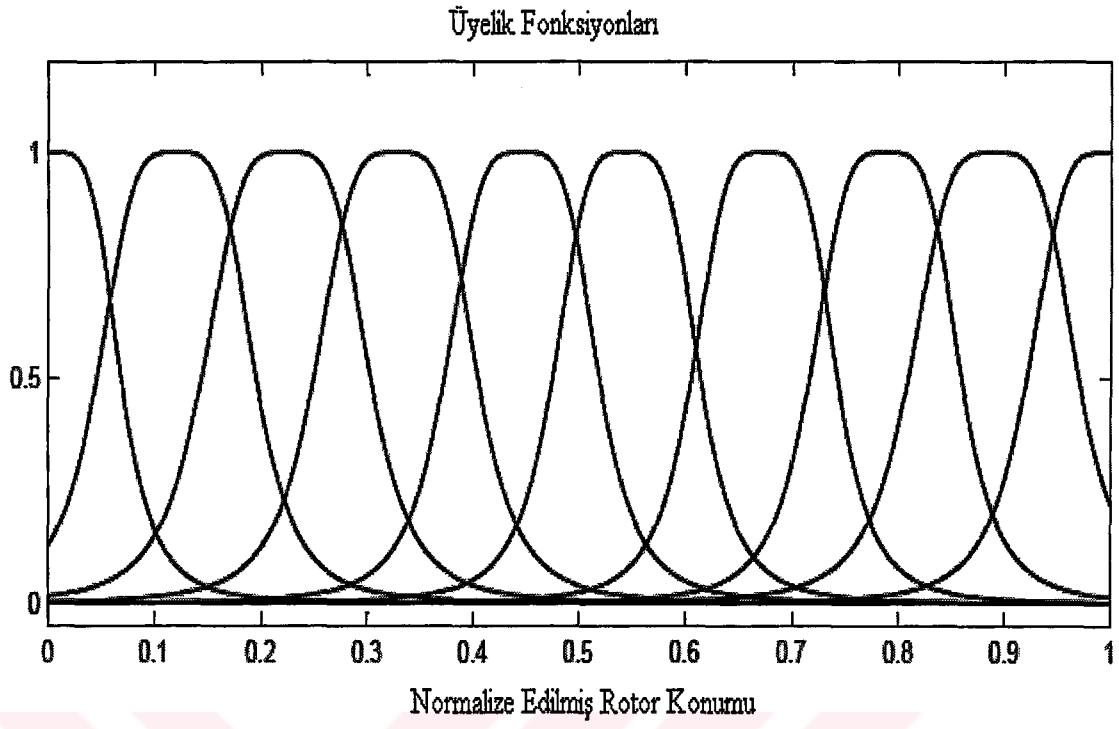
Şekil 5.4. 8/6 ARM' nin Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.

5.1.2.2. Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen BSA Yapısı

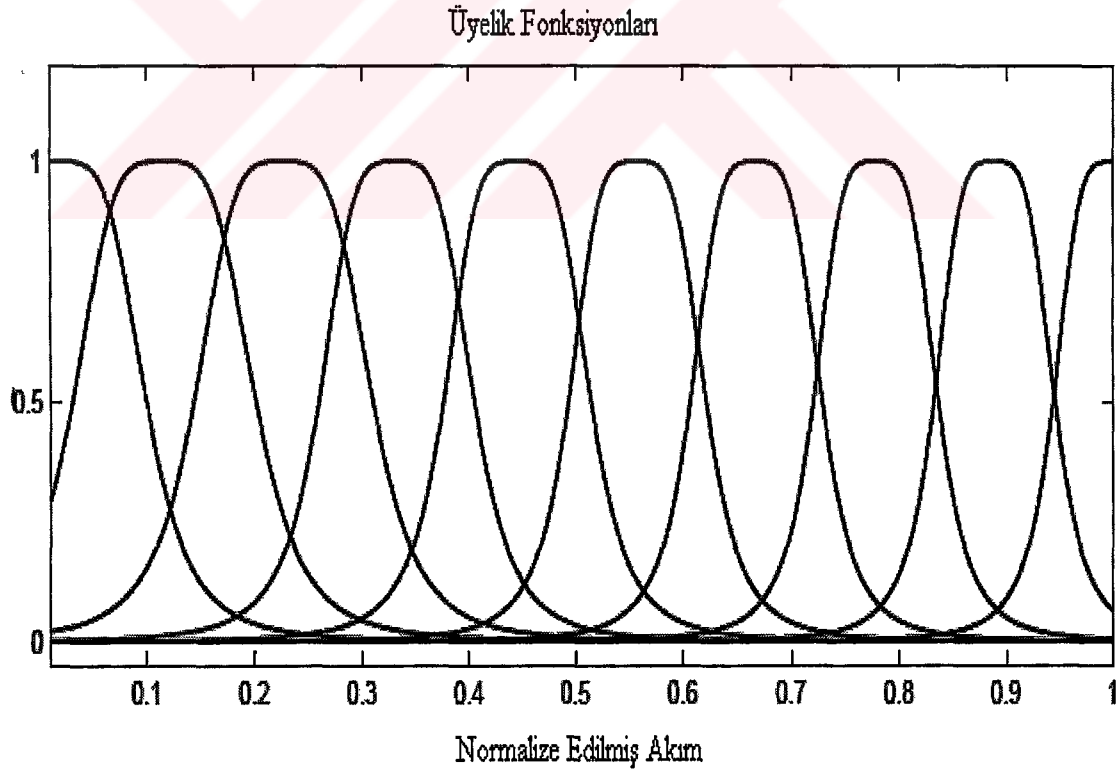
Sunulan çalışmada 6/4 ve 8/6 ARM için gerçekleştirilen BSA aynı yapıya sahip olup sistemde her bir giriş için on adet üyelik fonksiyonu kullanılmış ve çalışmada en iyi sonuçların alınmış olduğu üyelik fonksiyonu olan genelleştirilmiş çan tipi üyelik fonksiyonu seçilmiştir.

Sistem Sugeno tipinde olup geri-yayılım ve en küçük kareler metodlarının hibrid bir karışımı ile eğitilmiştir. YSA' da olduğu gibi sistemin giriş değişkenleri sırasıyla normalize edilmiş rotor konumu ve akım değerleri olup çıkış değişkeni ise normalize edilmiş halkalanma akısı değeridir.

Şekil 5.5' de girişlere ait üyelik fonksiyonları, Şekil 5.6' da sistemin kural tabanı, Şekil 5.7 ve 5.8' de ise elde edilen sonuçlar gösterilmiştir.

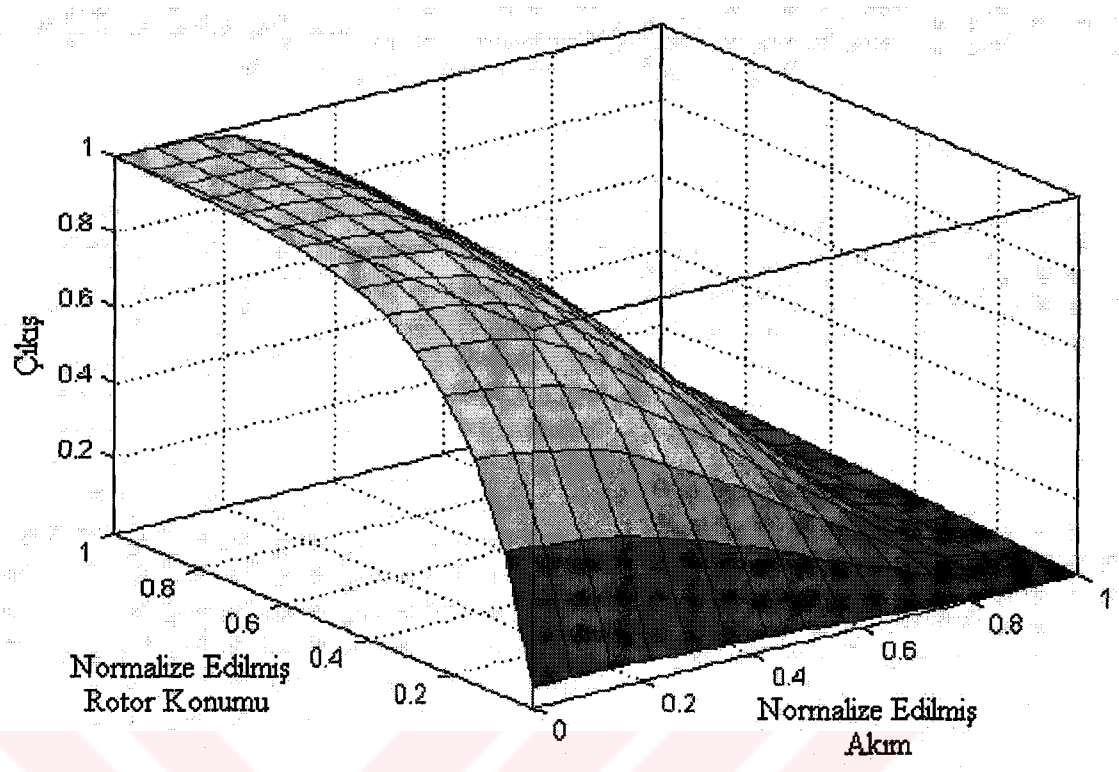


(a)

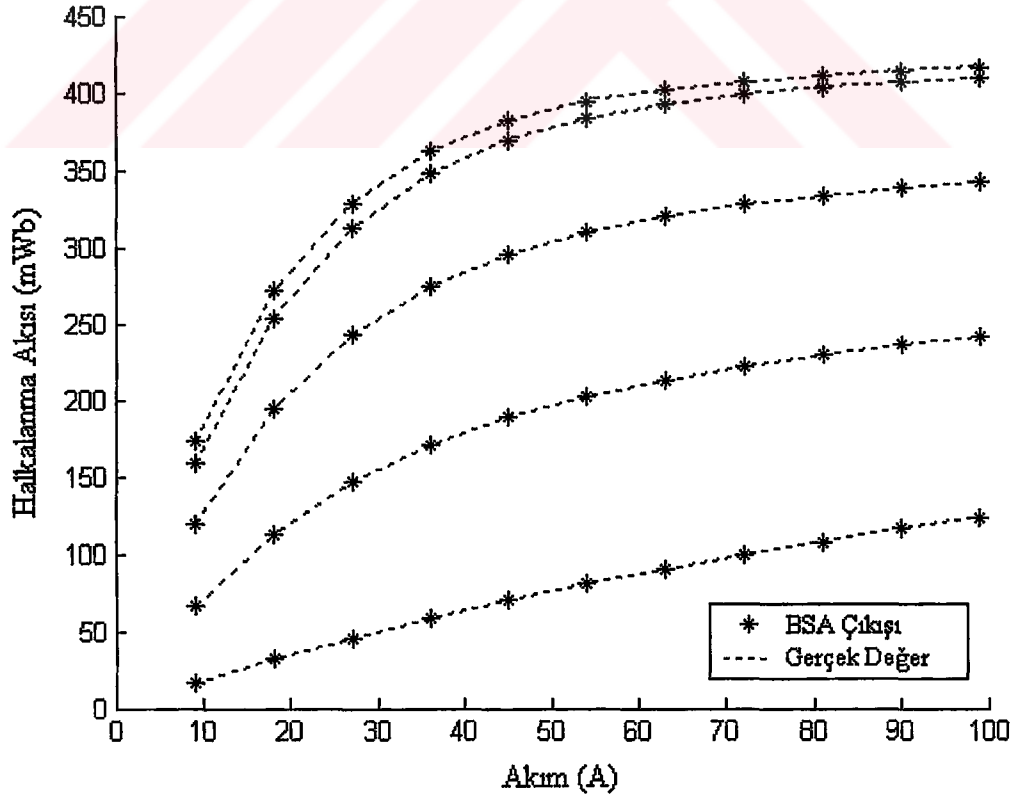


(b)

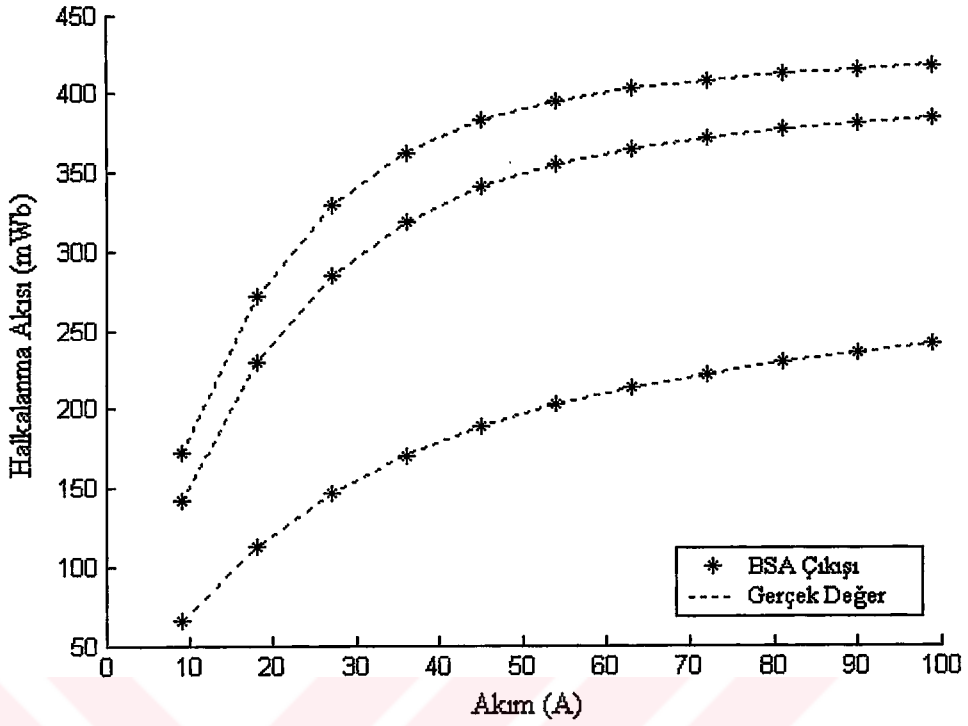
Şekil 5.5. Giriş Değişkenlerine ait Üyelik Fonksiyonları. a) Normalize Edilmiş Rotor Konumu Değişkeni için, b) Normalize Edilmiş Akım Değişkeni için



Şekil 5.6. Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçekleştirilen Bulanık Sistemin Kural Tabanı.



Şekil 5.7. 6/4 ARM' nin Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen BSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.



Şekil 5.8. 8/6 ARM' nin Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen BSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.

Yapılan çalışmada YSA ve BSA' nın eğitim ve test işleminde 6/4 ARM için toplam 4100'er veri kullanılırken 8/6 ARM için bu değer 3400' dür. Sistemlerin test işlemleri sonunda elde edilen sonuçlar yeterince tatmin edici olup, bu işlem sonunda elde edilen korelasyon ve MSE (Mean-Squared-Error) değerleri Tablo 5.1' de verilmiştir. Tablo 5.1' den de rahatlıkla görüleceği üzere test işlemi sonunda elde edilen denormalize edilmiş sistem çıkışı değerleri gerçek değerlere oldukça yakındır.

Tablo 5.1. Halkalanma Akısının Kestirimi için Gerçeklenen Sistemlerin Test İşlemleri Sonunda Elde Edilen Korelasyon ve MSE Değerleri.

	YSA (LM)	YSA (BFGS)	YSA (CGF)	YSA (BP)	YSA (SCG)	BSA
Korelasyon						
6/4 ARM	0,9999994	0,9999815	0,9998621	0,9967292	0,9998138	0,9999998
8/6 ARM	0,9999996	0,9999914	0,9996297	0,9892488	0,9999378	0,9999997
MSE						
6/4 ARM	$2,692.10^{-7}$	$4,156.10^{-6}$	$3,006.10^{-5}$	$7,062.10^{-4}$	$4,035.10^{-5}$	$1,960.10^{-7}$
8/6 ARM	$2,287.10^{-7}$	$2,007.10^{-6}$	$8,082.10^{-5}$	$2,330.10^{-3}$	$1.372.10^{-5}$	$2,168.10^{-7}$

LM: Levenberg-Marquardt, BFGS: Broyden, Fletcher, Goldfarb, and Shanno, CGF: Conjugate Gradient with Fletcher,BP: Back Propagation, SCG: Scaled Conjugate Gradient

5.1.3. Faz Torkunun YSA ve BSA ile Kestirimi

Sunulan çalışmanın bu kısmında ARM' nin tek bir fazına ait statik tork değerinin YSA ve BSA tabanlı kestiriminin gerçekleştirilmesine çalışılmıştır. Bu kısımda kullanılan veriler Bölüm III' de de söylendiği üzere femm yazılımı vasıtasıyla, sonlu elemanlar metodu kullanılarak elde edilmiştir.

5.1.3.1. Sonlu Elemanlar Metodu ile Gerekli Verilerin Elde Edilmesi

Önceki bölümlerde de sözü edildiği üzere, ARM' lerin sahip olduğu lineer olmayan karakteristik nedeniyle motorun matematiksel olarak modellenebilmesi oldukça güç olmakta ve bununla birlikte birtakım varsayımları içermektedir. Dolayısıyla bu kısımda ihtiyaç duyulan verilerin elde edilmesinde gerçeğe daha yakın sonuçlar verebilen sonlu elemanlar metodu kullanılmıştır.

Sonlu elemanlar metodu için modellenen motorun temel boyutları Tablo 5.2' de verilmiştir.

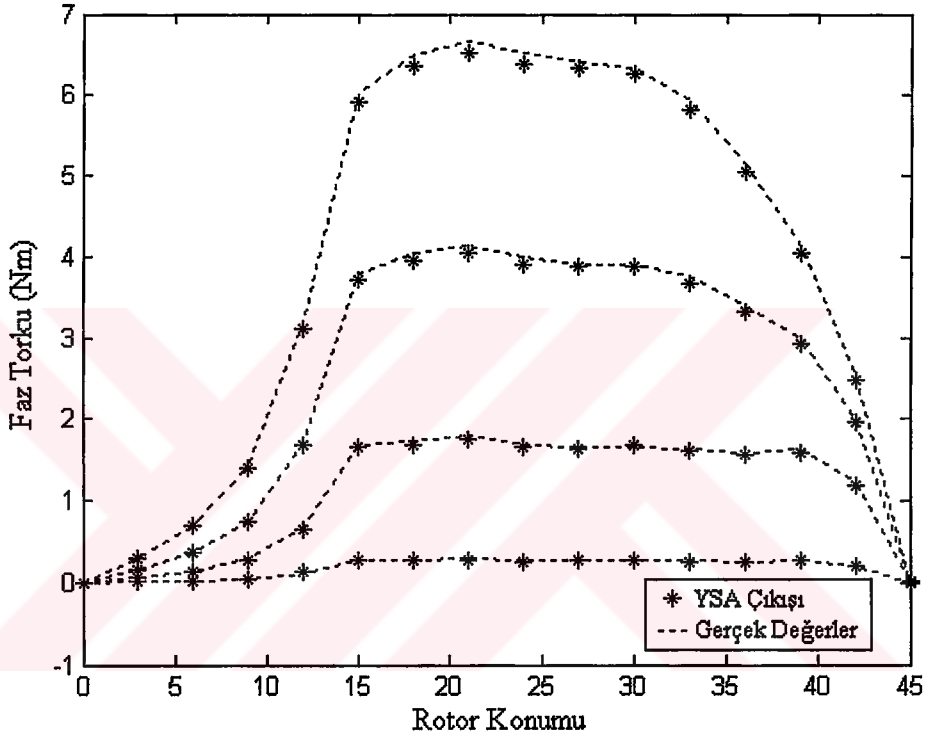
Tablo 5.2. Verilerin Elde Edilmesinde Modellenen 6/4 ARM' nin Temel Boyutları.

Parametreler	Değerler
Faz Sayısı	3
Stator Kutupları	6
Rotor Kutupları	4
Şaft Yarıçapı (mm)	8.5
Rotor İç Yarıçapı (mm)	21.5
Rotor Dış Yarıçapı (mm)	30.7
Stator Dış Yarıçapı (mm)	55
Hava Aralığı (mm)	0.5
Rotor Kutup Yayı (°)	30
Stator Kutup Yayı (°)	29
Motor Derinliği (mm)	64

5.1.3.2. Faz Torkunun Kestirimi için Gerçeklenen YSA Yapısı

Faz torkunun kestirimi amacıyla gerçeklenen YSA yapısı bir giriş, üç ara ve bir çıkış katmanından oluşmaktadır. Ara katmanlarda yer alan nöron sayısı sırasıyla yirmi, on ve beş şeklinde olup ara ve çıkış katmanlarında kullanılan aktivasyon fonksiyonları sırası ile logaritmik sigmoid, logaritmik sigmoid, logaritmik sigmoid ve purelin

fonksiyonlarıdır. Sistemin girişine normalize edilmiş rotor konumu ve akım bilgileri verilerek o andaki tork değerinin kestirimi yapılmaya çalışılmıştır. Eğitim için halkalanma akılarının kestiriminde kullanılan öğrenme algoritmaları kullanılmıştır. Test işlemi sonunda elde edilen değerler Şekil 5.9' da gösterilmiştir. En iyi sonuçlar LM algoritması ile elde edildiği için Şekil 5.9' da bu algoritma ile elde edilen sonuçlar gösterilmiştir.



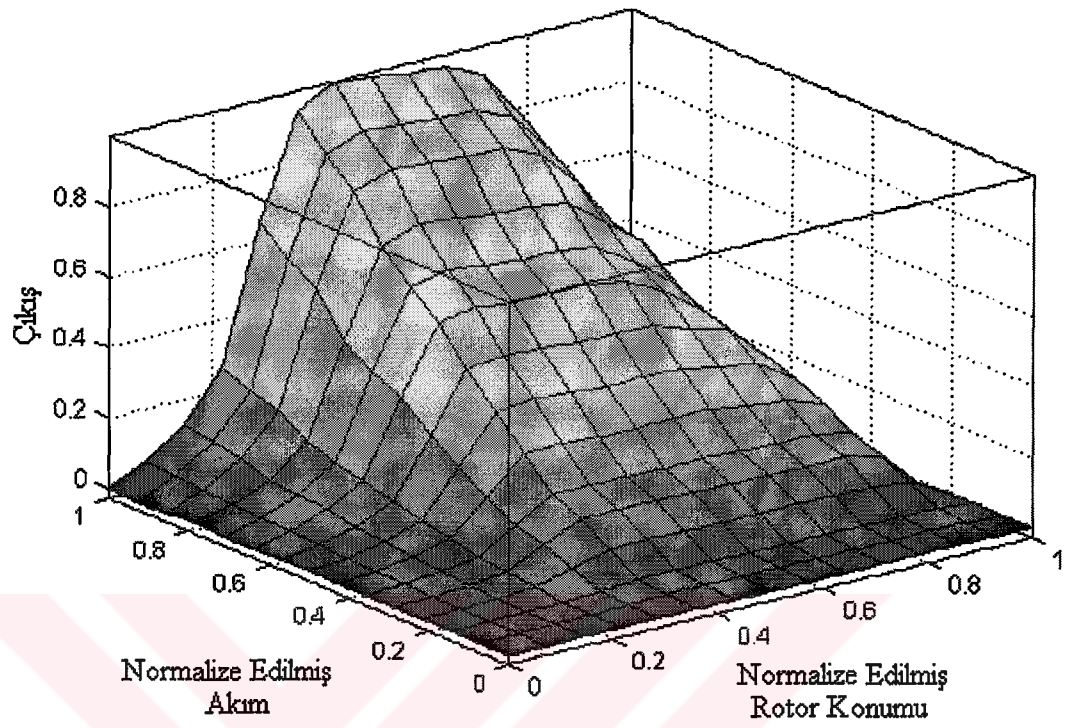
Şekil 5.9. 6/4 ARM' nin Tork Değerinin Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.

5.1.3.3. Faz Torkunun Kestirimi için Gerçeklenen BSA Yapısı

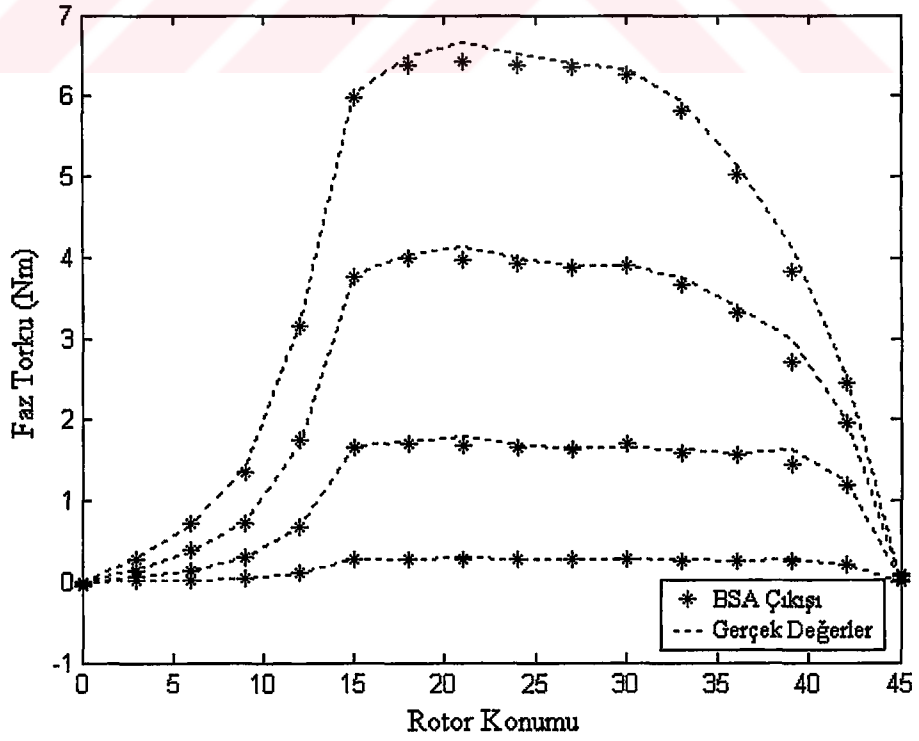
Faz torkunun kestirimi için gerçekleştirilen BSA' da her bir giriş için on adet üyelik fonksiyonu kullanılmış ve bu çalışmada en iyi sonuçların alınmış olduğu üyelik fonksiyonu olan üçgen tipi üyelik fonksiyonu seçilmiştir.

Sistem Sugeno tipinde olup geri-yayılım ve en küçük kareler metodlarının hibrid bir karışımı ile eğitilmiştir. YSA' da olduğu gibi sistemin giriş değişkenleri sırasıyla normalize edilmiş rotor konumu ve akım değerleri olup çıkış değişkeni ise normalize

edilmiş faz torku değeridir. Şekil 5.10' da gerçeklenen sistemin kural tabanı, Şekil 5.11' de ise elde edilen sonuçlar gösterilmiştir.



Şekil 5.10. Tork Kestirimi için Gerçekleştirilen Bulanık Sistemin Kural Tabanı.



Şekil 5.11. 6/4 ARM' nin Tork Değerinin Kestirimi için Gerçeklenen BSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.

Sistemlerin test işlemleri sonunda elde edilen korelasyon ve MSE değerleri ile elde edilen sonuçlara ait karşılaştırma sırasıyla Tablo 5.3' ve Tablo 5.4' de gösterilmiştir.

Tablo 5.3. Tork Kestirimi için Gerçeklenen Sistemlerin Test İşlemleri Sonunda Elde Edilen Korelasyon ve MSE Değerleri.

	YSA (LM)	YSA (BFGS)	YSA (CGF)	YSA (BP)	YSA (LM)	BSA
Korelasyon						
6/4 ARM	0,9999689	0,9996728	0,9991200	0,9999994	0,9992086	0,9997244
MSE						
6/4 ARM	$7{,}960.10^{-5}$	$1{,}255.10^{-4}$	$2{,}166.10^{-4}$	$2{,}940.10^{-3}$	$1{,}993.10^{-4}$	$1{,}130.10^{-4}$

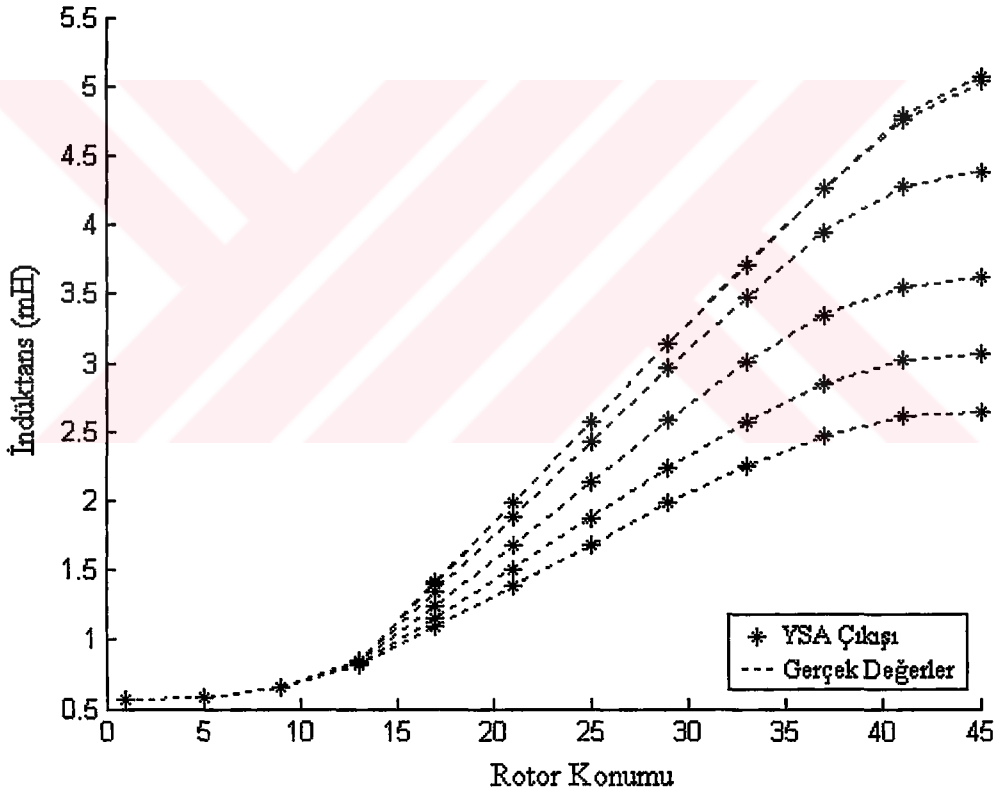
Tablo 5.4. Beklenen Tork Değerleri ile Sistemlerin Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerlerin Karşılaştırılması.

FEA	LM	BFGS	CGF	BP	SCG	BSA
-0,0183	-0,0174	-0,0932	-0,1007	0,4847	-0,0817	0,0231
0,2416	0,2297	0,2203	0,2285	0,7791	0,1387	0,2300
0,6235	0,6080	0,6243	0,5889	0,9097	0,6248	0,6686
0,6590	0,6397	0,7669	0,7860	1,0659	0,7695	0,6718
1,3207	1,2975	1,3025	1,2992	1,1361	1,2986	1,2153
2,5117	2,4750	2,2970	2,2681	1,6937	2,2183	2,4438
2,9226	2,8475	2,6484	2,7969	1,7955	2,7250	2,7843
3,2499	3,1497	3,2156	3,2399	2,8447	3,1714	3,1845
4,1358	4,0516	3,8861	3,8415	4,0234	3,9564	3,8200
4,8715	4,7544	4,7699	4,8126	4,7234	4,8575	4,8480
5,1404	5,0401	4,9879	4,9073	5,2966	5,0350	5,0133
5,9354	5,8075	5,8230	5,8180	5,6156	5,8272	5,8168
6,0549	5,9105	5,9241	5,9124	5,7907	5,8355	5,8669
6,3283	6,1521	6,1406	6,0120	5,7969	6,1022	6,2486
6,8751	6,7410	6,7120	6,6894	6,0361	6,7089	6,7755
7,1538	6,9710	7,0573	7,0936	6,2139	7,0961	6,9855
7,2934	7,0744	7,0975	7,1260	6,2266	7,1249	7,0797
7,3369	7,1498	7,1619	7,2065	6,2847	7,1480	7,1170
7,3374	7,1655	7,2306	7,2396	6,3975	7,1586	7,2402
7,3449	7,2029	7,3275	7,2426	6,4701	7,2182	7,3380

5.1.4. Faz İndüktansı Değerinin YSA ve BSA ile Kestirimi

5.1.4.1. Faz İndüktansının Kestirimi için Gerçeklenen YSA Yapısı

Faz indüktansının kestirimi amacıyla gerçeklenen YSA yapısı bir giriş, üç ara ve bir çıkış katmanından oluşmaktadır. Ara katmanlarda yer alan nöron sayısı sırasıyla yirmi, on ve beş şeklinde olup ara ve çıkış katmanlarında kullanılan aktivasyon fonksiyonları sırası ile logaritmik sigmoid, logaritmik sigmoid, logaritmik sigmoid ve purelin fonksiyonlarıdır. Sistemin girişine normalize edilmiş rotor konumu ve akım bilgileri verilerek o andaki indüktans değerinin kestirimi yapılmaya çalışılmıştır. Test işlemi sonunda elde edilen değerler Şekil 5.12' de gösterilmiştir.

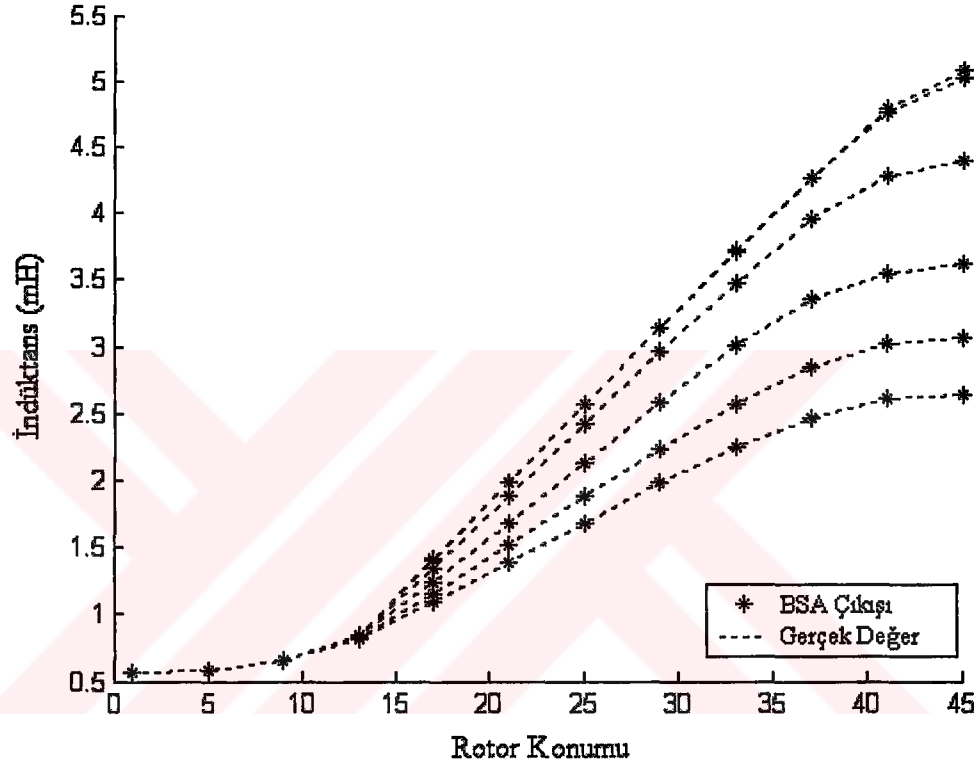


Şekil 5.12. 6/4 ARM' nin İnduktans Değerinin Kestirimi için Gerçeklenen YSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler.

5.1.4.2. Faz İndüktansının Kestirimi için Gerçeklenen BSA Yapısı

Faz torkunun kestirimi için gerçekleştirilen BSA' da her bir giriş için dokuz adet üyelik fonksiyonu kullanılmış ve çalışmada en iyi sonuçların alınmış olduğu üyelik fonksiyonu olan üçgen tipi üyelik fonksiyonu seçilmiştir.

Sistem Sugeno tipinde daha önceki kısımlarda BSA için kullanılan eğitim algoritması ile eğitilmiştir. YSA' da olduğu gibi sistemin giriş değişkenleri sırasıyla normalize edilmiş rotor konumu ve akım değerleri olup çıkış değişkeni ise normalize edilmiş faz indüktansı değeridir. Test İşlemi sonunda elde edilen sonuçlar Şekil 5.13' de gösterilmiştir.



Şekil 5.13. 6/4 ARM' nin İnduktans Değerinin Kestirimi için Gerçeklenen BSA' nın Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerler

Test işlemlerinde her iki sistemin sahip olduğu korelasyon ve MSE değerleri Tablo 5.5' de verilmiştir.

Tablo 5.5. İndüktans Kestirimi için Gerçeklenen Sistemlerin Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Korelasyon ve MSE Değerleri.

	YSA (LM)	**YSA (BFGS)**	**YSA (CGF)**	**YSA (BP)**	**YSA (LM)**	**BSA**
Korelasyon						
6/4 ARM	0,9999990	0,9999827	0,9998124	0,9964558	0,9999699	0,9999993
MSE						
6/4 ARM	$1{,}566.10^{-7}$	$2{,}436.10^{-6}$	$2{,}651.10^{-5}$	$2{,}078.10^{-4}$	$4{,}262.10^{-6}$	$1{,}162.10^{-7}$

Test işlemlerinde sistemlerin vermiş olduğu değerlerle beklenen değerler arasında bir değerlendirme yapılabilmesi amacıyla Tablo 5.6' da bu değerlerin karşılaştırılması gerçekleştirilmiştir.

Tablo 5.6. Beklenen İndüktans Değerleri ile Sistemlerin Test İşlemi Sonunda Elde Edilen Değerlerin Karşılaştırılması.

FEA	LM	BFGS	CGF	BP	SCG	BSA
0,5637	0,5637	0,5649	0,5753	0,5662	0,5613	0,5627
0,5707	0,5711	0,5668	0,5791	0,5840	0,5782	0,5714
0,5857	0,5856	0,5855	0,5856	0,5868	0,5823	0,5853
0,6107	0,6104	0,6121	0,6038	0,6069	0,6153	0,6095
0,6504	0,6497	0,6493	0,6281	0,6273	0,6381	0,6525
0,7168	0,7154	0,7146	0,7227	0,7223	0,7128	0,7116
0,8504	0,8491	0,8554	0,8900	0,8620	0,8746	0,8529
1,1174	1,1131	1,1026	1,0719	1,0950	1,1046	1,1116
1,4078	1,4105	1,4010	1,4199	1,3740	1,3986	1,4106
1,6932	1,6950	1,6955	1,7518	1,6867	1,6876	1,6943
1,9888	1,9881	1,9908	1,9472	1,9913	1,9883	1,9879
2,2777	2,2793	2,2837	2,2578	2,2974	2,2869	2,2786
2,5718	2,5687	2,5634	2,5641	2,5790	2,5746	2,5692
2,8498	2,8475	2,8434	2,8649	2,8658	2,8460	2,8489
3,1411	3,1418	3,1477	3,1765	3,1519	3,1357	3,1409
3,4194	3,4180	3,4227	3,3846	3,4204	3,4121	3,4191
3,7172	3,7152	3,7127	3,6794	3,7199	3,7278	3,7152
3,9779	3,9776	3,9794	3,9925	3,9599	3,9809	3,9757
4,2706	4,2684	4,2609	4,3072	4,2615	4,2604	4,2705
4,5081	4,5071	4,5099	4,5322	4,4663	4,5076	4,5062
4,7867	4,7887	4,8046	4,8218	4,7576	4,8043	4,7887
4,9682	4,9698	4,9506	4,9197	4,9300	4,9539	4,9695
5,0774	5,0746	5,0928	5,1311	5,1988	5,0706	5,0781

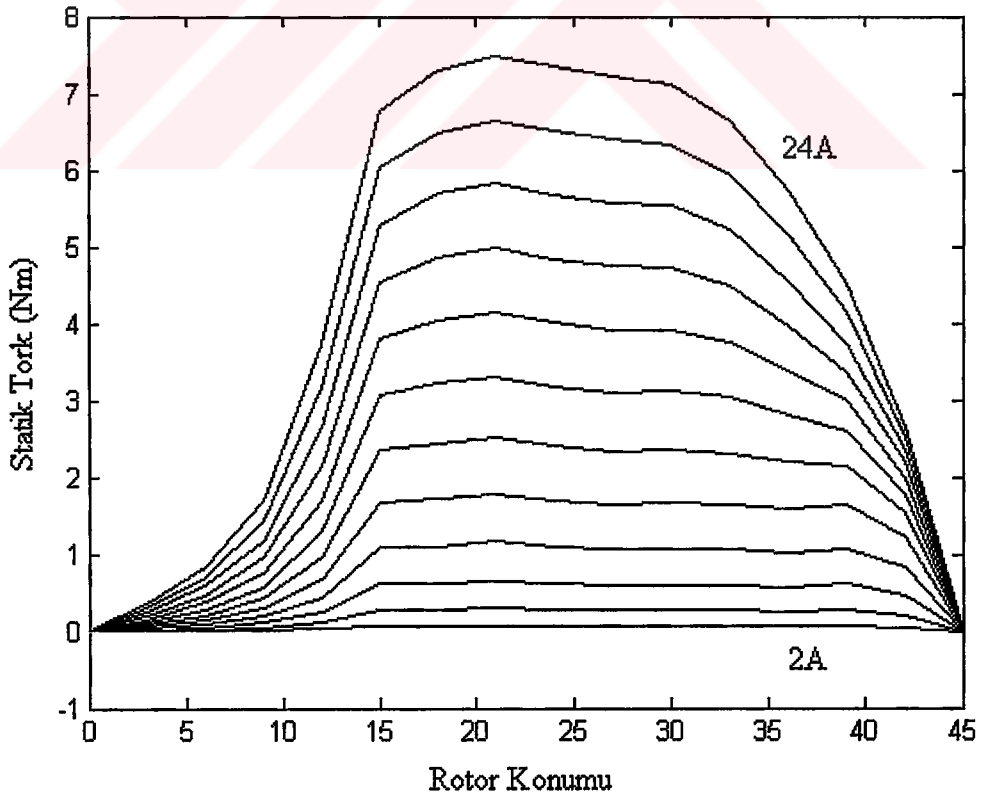
Sonuçlara bakıldığında, test işlemi sonunda BSA' nın gerçeğe en yakın sonuçları ve YSA için LM algoritmasının en uygun sonuçları verdiği görülmektedir. Ancak her iki sisteminde genelde göstermiş olduğu performans gayet iyidir.

5.2. ARM' lerde Kutup Başlarına Şekil Verilerek Torkun İyileştirilmesi

Bu kısımda, ARM' lerin stator ve rotor kutup başlarında yapılabilecek değişiklikler ile tork dalgalanmasında elde edilebilecek iyileştirmeler incelenecek ve elde edilen simülasyon sonuçları sunulacaktır.

5.2.1. Klasik 6/4 ARM' de Tork Dalgalanması

Sunulan çalışmanın daha önceki bölümlerinde de belirtildiği üzere ARM' lerin en büyük dezavantajlarından birisi sahip oldukları tork dalgalanmasıdır. Bu durum, uygun olmayan bir çalışma şartı oluşturduğu gibi akustik gürültünün de artmasına neden olmaktadır. Bu kısımda karşılaştırma yapılabilmesi açısından klasik 6/4 yapısındaki ARM' nin tork dalga şekilleri ve dalgalanma değeri verilecektir. İncelemesi yapılan motor Bölüm 5.3.1.1' de özellikleri verilen motor olup gerekli verilerin elde edilmesinde SEA kullanılmıştır. Şekil 5.14' de 2A' lik akım aralıklarıyla 24A değerine kadar motordan elde edilen statik tork değerleri gösterilmiştir.

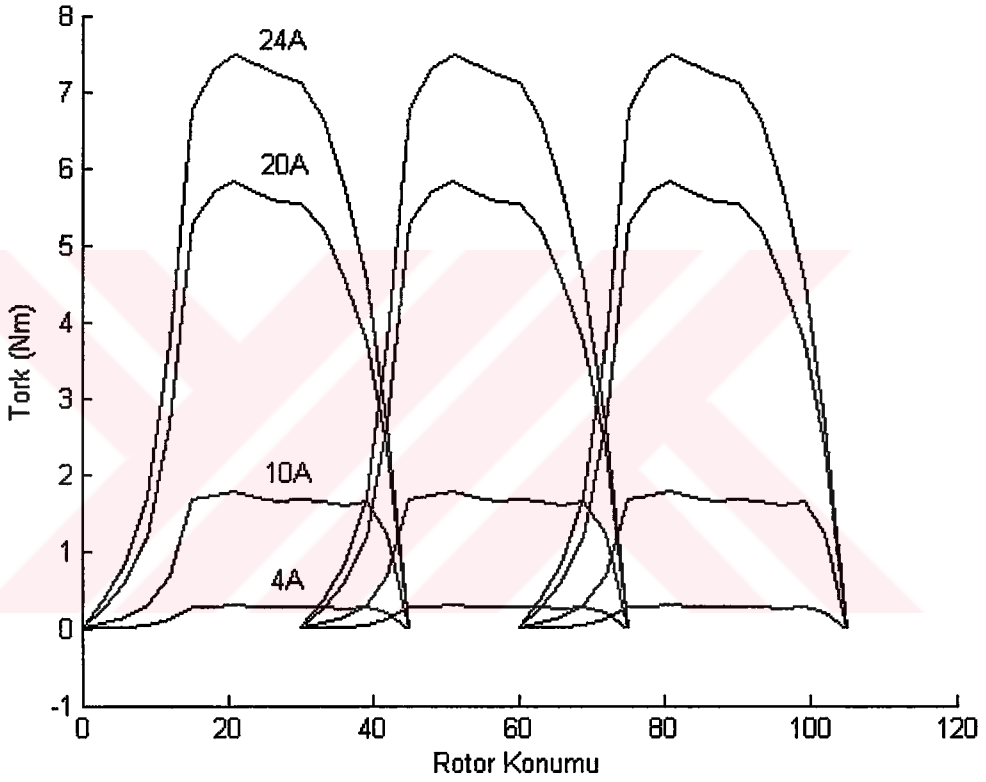


Şekil 5.14. 6/4 ARM için Değişik Rotor Konumlarında 2A'lik Aralıklarla Elde Edilen Statik Tork.

Bir ARM için tork dalgalılığı Eşitlik 5.1' de verildiği gibi ifade edilebilir [38].

$$\%\wp = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{max} + T_{min}} \tag{5.1}$$

Magnetik doyumun olmadığı durumda tork dalgalanması daha az olmasına karşın bu durumda elde edilebilecek tork çok küçük değerlerde olmaktadır. Bu durum Şekil 5.15' de gösterilmiştir.



Şekil 5.15. Çeşitli Akım Değerleri için Elde Edilen Tork Dalgalanmaları.

Şekil 5.15' den de açıkça görüleceği üzere motor doyum bölgesinde çalıştırılırsa motorun sahip olduğu tork dalgalanması artmaktadır. Şekil 5.15' de yer alan akım değerlerinde Eşitlik 5.1' den yararlanılarak elde edilmiş olan 6/4 motora ait olan tork dalgalılık oranları Tablo 5.7' de verilmiştir.

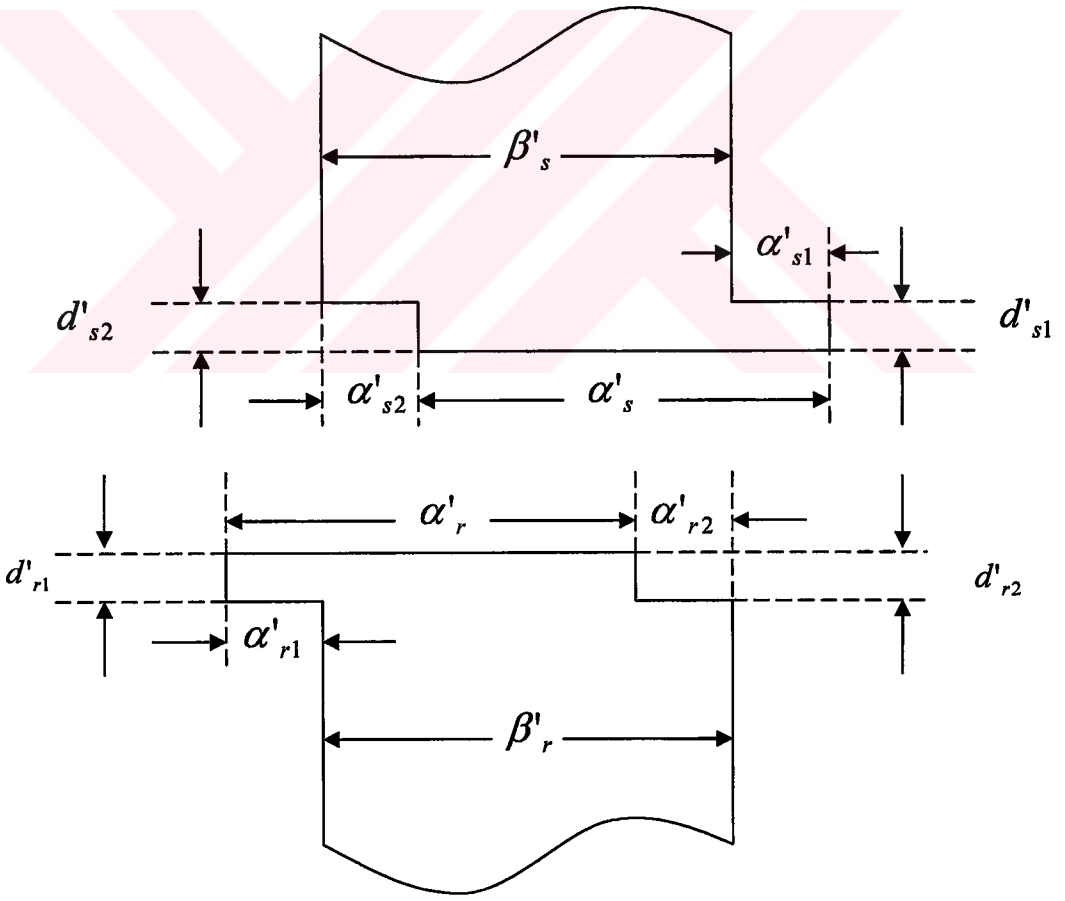
Tablo 5.7. Çeşitli Akım Değerlerinde 6/4 ARM' nin Tork Dalgalılık Oranları.

Akım Değeri	4A	10A	20A	24A
Dalgalılık Oranı (%)	31.2	32.3	40.01	40.77

5.2.2. Farklı Kutup Başı Şekillerine Sahip Motorlar

Bu bölümde motorun saat yönünün tersi yönünde hareketi halinde klasik 6/4 ARM' nin tork dalgalılığın azaltılabileceği ve ileriki kısımlarda ARM-A, ARM-B, ARM-C ve ARM-D olarak isimlendirilecek dört faklı motor yapısı incelenecektir. SEA yöntemi kullanılarak ilgili tüm motorların simülasyonu gerçekleştirilerek elde edilen sonuçlar verilecektir.

Yeni motor yapılarının oluşturulması esnasında ARM' ye ait stator ve rotor kutup başlarında değişikliğe gidilmiştir. İleriki kısımlarda kolaylık sağlaması ve yapılan değişikliklerin daha iyi bir şekilde anlaşılabilmesi açısından Şekil 5.16' da kutup başlarının değiştirilmesinde kullanılan parametreler gösterilmiştir.



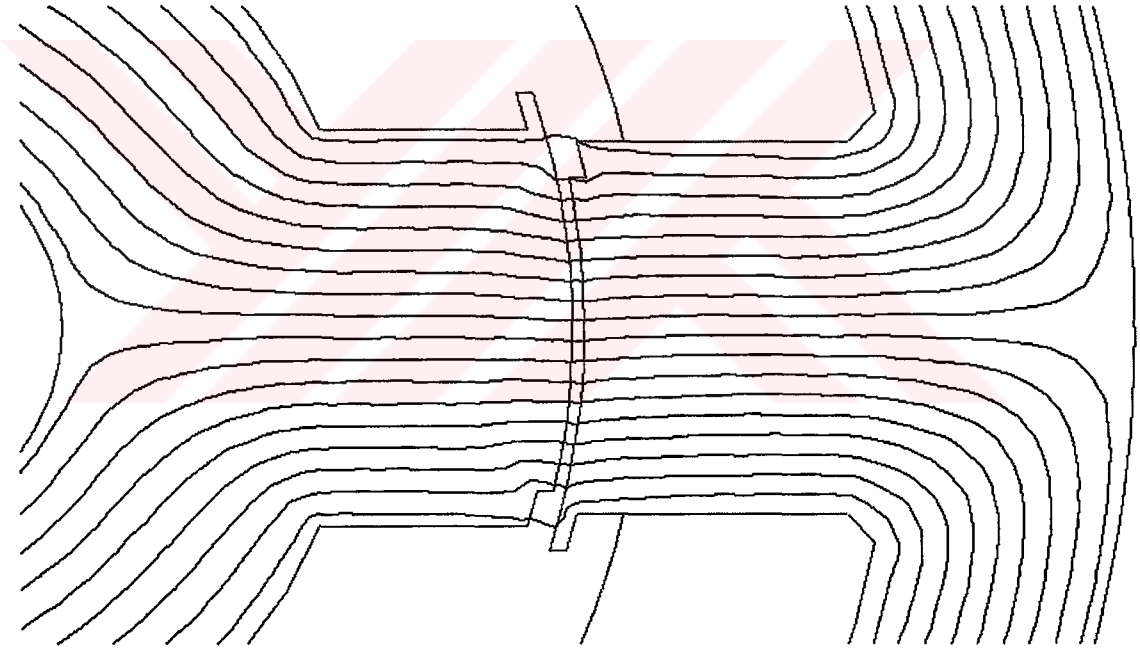
Şekil 5.16. Simülasyonları Gerçekleştirilen Yeni ARM Yapılarının Temel Parametreleri.

5.2.2.1. ARM-A Modelinin İncelenmesi

ARM-A olarak isimlendirilen motor modelinde rotor ve stator kutup başları üçer derecelik açılarla kaydırılmıştır. İlgili motorun kutup başları ile ilgili bilgiler Tablo 5.8' de kesit şekli ise Şekil 5.17' de gösterilmiştir.

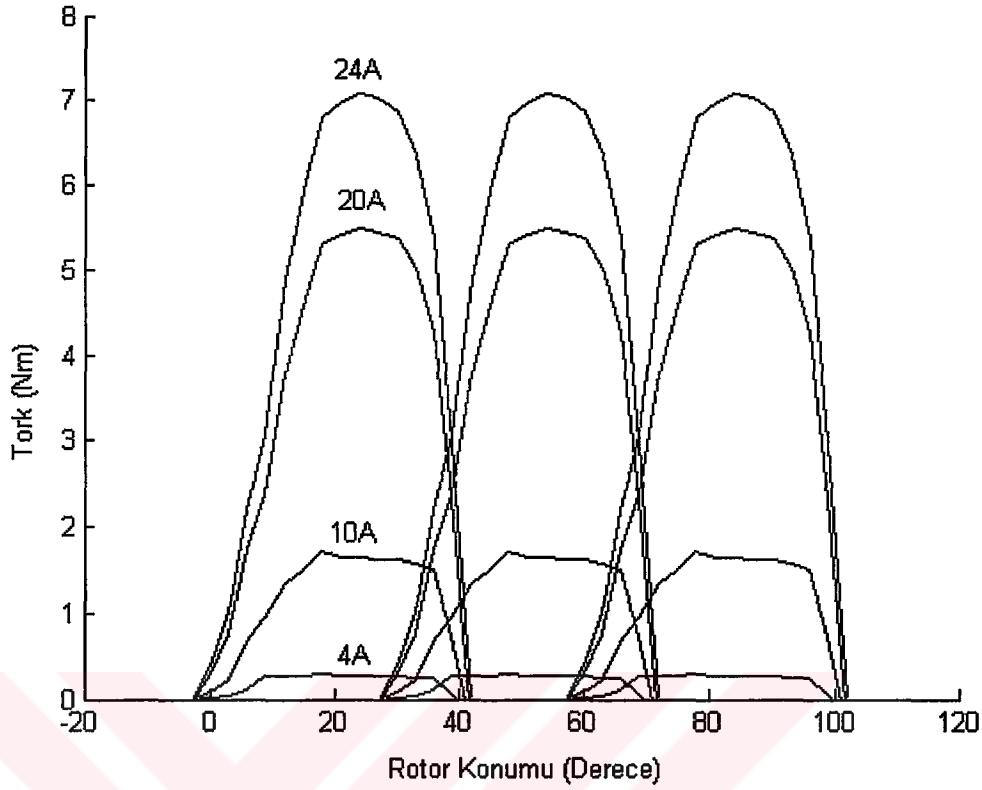
Tablo 5.8. ARM-A' ya ait Kutup Başları ile İlgili Çıkıntı Bilgileri.

α'_s	α'_r	β'_s	β'_r	α'_{s1}	α'_{r1}	α'_{s2}	α'_{r2}	d'_{s1}	d'_{r1}	d'_{s2}	d'_{r2}
(°)	(°)	(mm)	(mm)	(°)	(°)	(°)	(°)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)
29	30	16,2	17,2	3	3	3	3	0,75	0,75	0,75	0,75



Şekil 5.17. ARM-A' ya ait Kutup Başlarının Kesit Şekli.

ARM-A modelinin SEA ile analizi sonunda elde edilen tork dalgalanma şekli ve tork dalgalılığı oranları sırasıyla Şekil 5.18 ve Tablo 5.9' da gösterilmiştir.



Şekil 5.18. Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-A' ya ait Tork Dalgalanması.

Tablo 5.9. Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-A' ya ait Tork Dalgalılık Oranları.

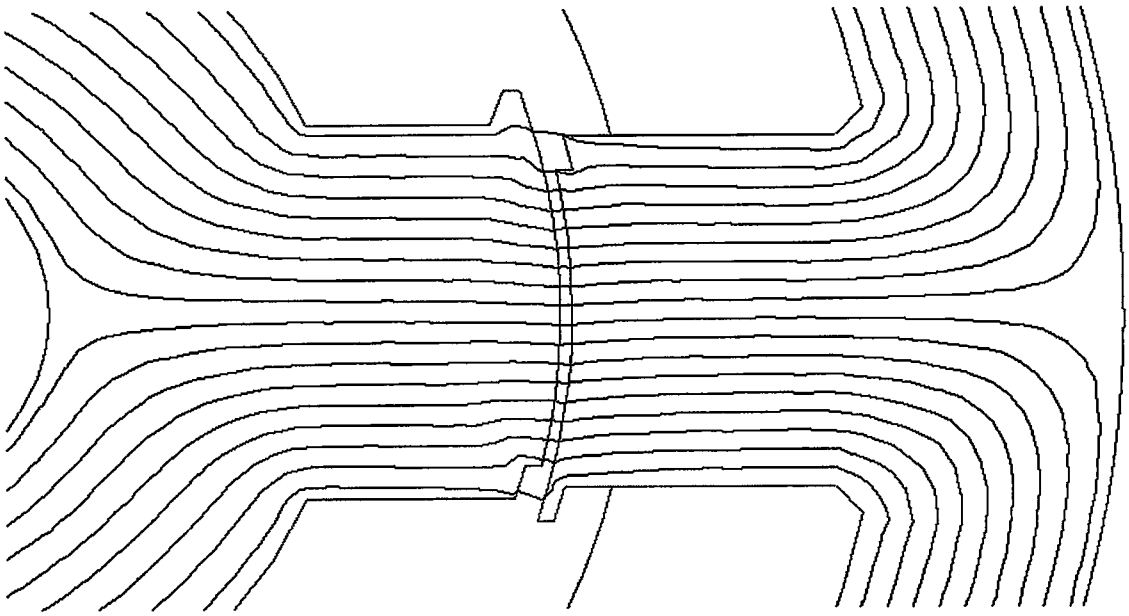
Akım Değeri	4A	10A	20A	24A
Dalgalılık Oranı (%)	25.87	31.7	40.03	40.14

5.2.2.2. ARM-B Modelinin İncelenmesi

ARM-B olarak isimlendirilen motor modelinde rotor ve stator kutup başları üçer derecelik açılarla kaydırılmıştır. ARM-A' ya göre rotor kutup başında ek düzenlemeler yapılmış stator ise aynı şekilde bırakılmıştır. İlgili motorun kutup başları ile ilgili bilgiler Tablo 5.10' da kesit şekli ise Şekil 5.19' da gösterilmiştir.

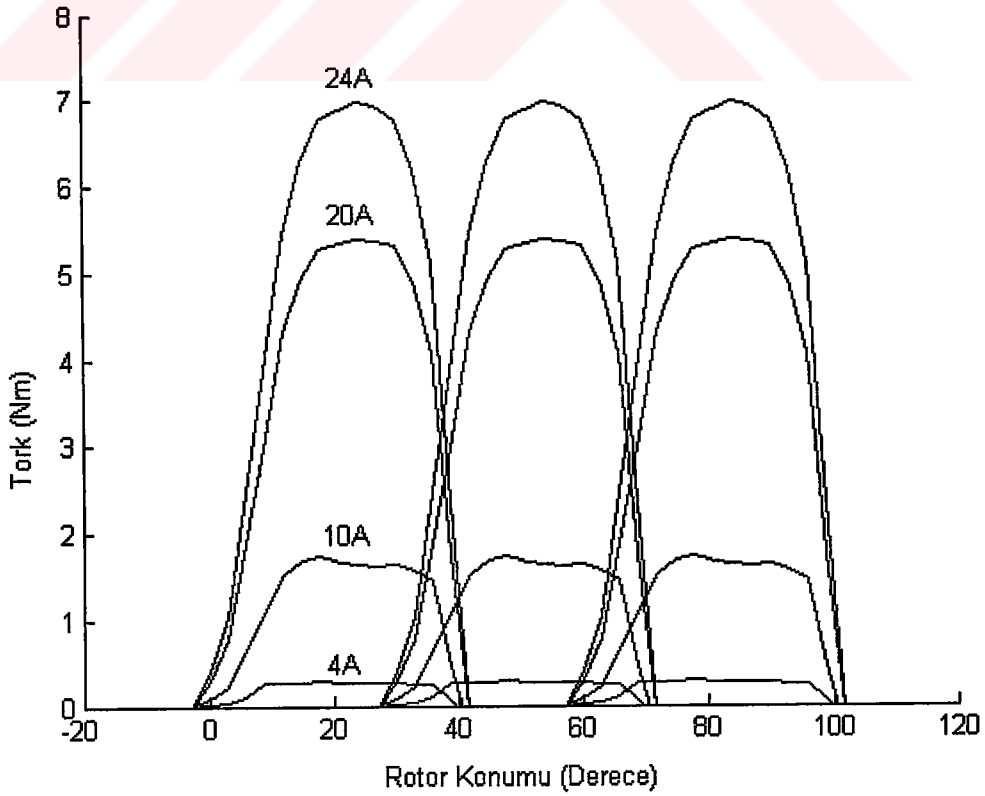
Tablo 5.10. ARM-B' ye ait Kutup Başları ile İlgili Çıkıntı Bilgileri.

α'_s	α'_r	β'_s	β'_r	α'_{s1}	α'_{r1}	α'_{s2}	α'_{r2}	d'_{s1}	d'_{r1}	d'_{s2}	d'_{r2}
(°)	(°)	(mm)	(mm)	(°)	(°)	(°)	(°)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)
29	30	16,2	17,2	3	3	3	3	0,75	1,75	0,75	0,75



Şekil 5.19. ARM-B' ye ait Kutup Başlarının Kesit Şekli.

ARM-B modelinin SEA ile analizi sonunda elde edilen tork dalgalanma şekli ve tork dalgalılığı oranları sırasıyla Şekil 5.20 ve Tablo 5.11' de gösterilmiştir.



Şekil 5.20. Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-B' ye ait Tork Dalgalanması.

Tablo 5.11. Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-B' ye ait Tork Dalgalılık Oranları.

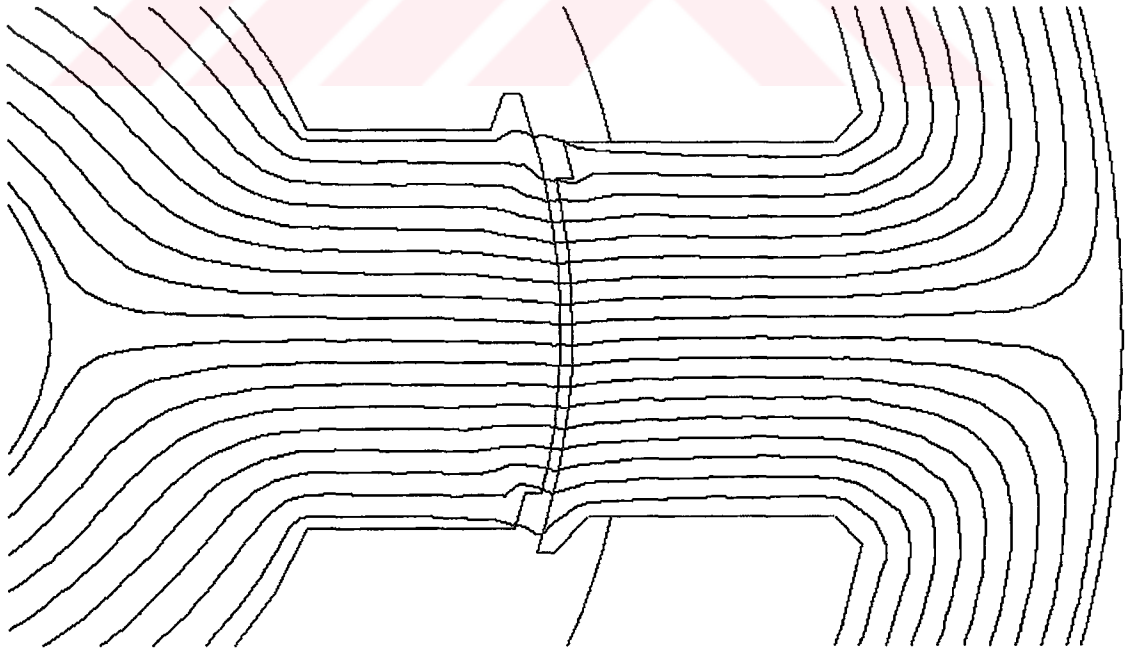
Akım Değeri	4A	10A	20A	24A
Dalgalılık Oranı (%)	26.6	33.48	36.56	36.22

5.2.2.3. ARM-C Modelinin İncelenmesi

ARM-C olarak isimlendirilen motor modelinde rotor ve stator kutup başları üçer derecelik açılarla kaydırılmıştır. ARM-B' ye göre stator kutup başında da rotor kutup başlarında olduğu gibi ek düzenlemeler yapılmıştır. İlgili motorun kutup başları ile ilgili bilgiler Tablo 5.12' de kesit şekli ise Şekil 5.21' de gösterilmiştir.

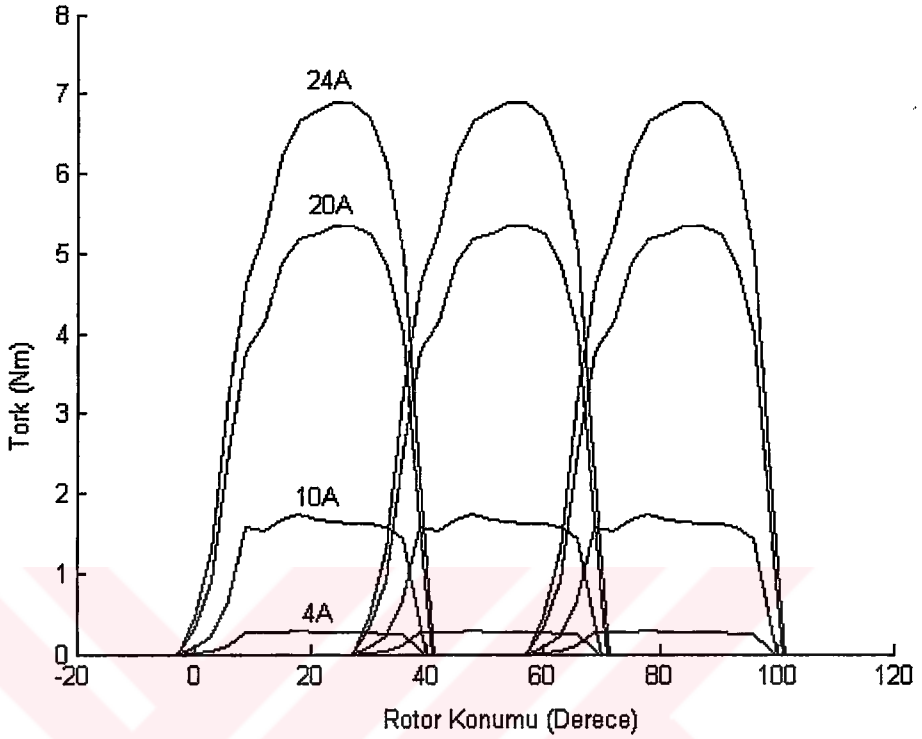
Tablo 5.12. ARM-C' ye ait Kutup Başları ile İlgili Çıkıntı Bilgileri.

α'_s	α'_r	β'_s	β'_r	α'_{s1}	α'_{r1}	α'_{s2}	α'_{r2}	d'_{s1}	d'_{r1}	d'_{s2}	d'_{r2}
(°)	(°)	(mm)	(mm)	(°)	(°)	(°)	(°)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)
29	30	16,2	17,2	3	3	3	3	1,75	1,75	0,75	0,75



Şekil 5.21. ARM-C' ye ait Kutup Başlarının Kesit Şekli.

ARM-C modelinin SEA ile analizi sonunda elde edilen tork dalgalanma şekli ve tork dalgalılığı oranları sırasıyla Şekil 5.22 ve Tablo 5.13' de gösterilmiştir.



Şekil 5.22. Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-C' ye ait Tork Dalgalanması.

Tablo 5.13. Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-C' ye ait Tork Dalgalılık Oranları.

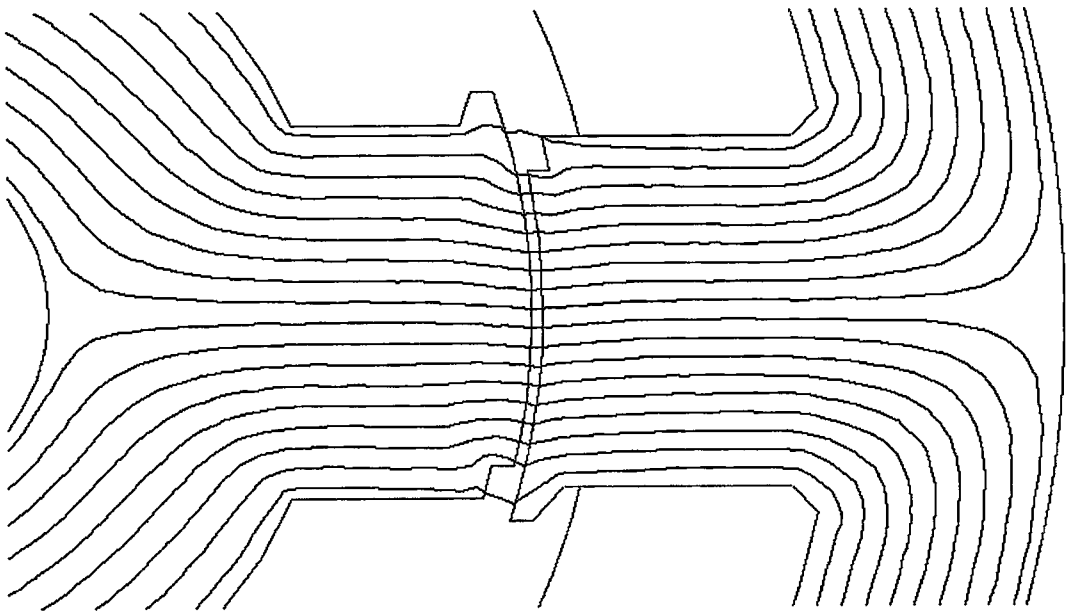
Akım Değeri	4A	10A	20A	24A
Dalgalılık Oranı (%)	26.49	26.42	29.18	29.99

5.2.2.4. ARM-D Modelinin İncelenmesi

ARM-D olarak isimlendirilen motor modelinde rotor ve stator kutup başları üçer derecelik açılarla kaydırılmıştır. ARM-C' ye göre stator kutup ve rotor kutup başlarında gerçekleştirilen çıkıntı derinliği artırılmıştır. İlgili motorun kutup başları ile ilgili bilgiler Tablo 5.14' de kesit şekli ise Şekil 5.23' de gösterilmiştir.

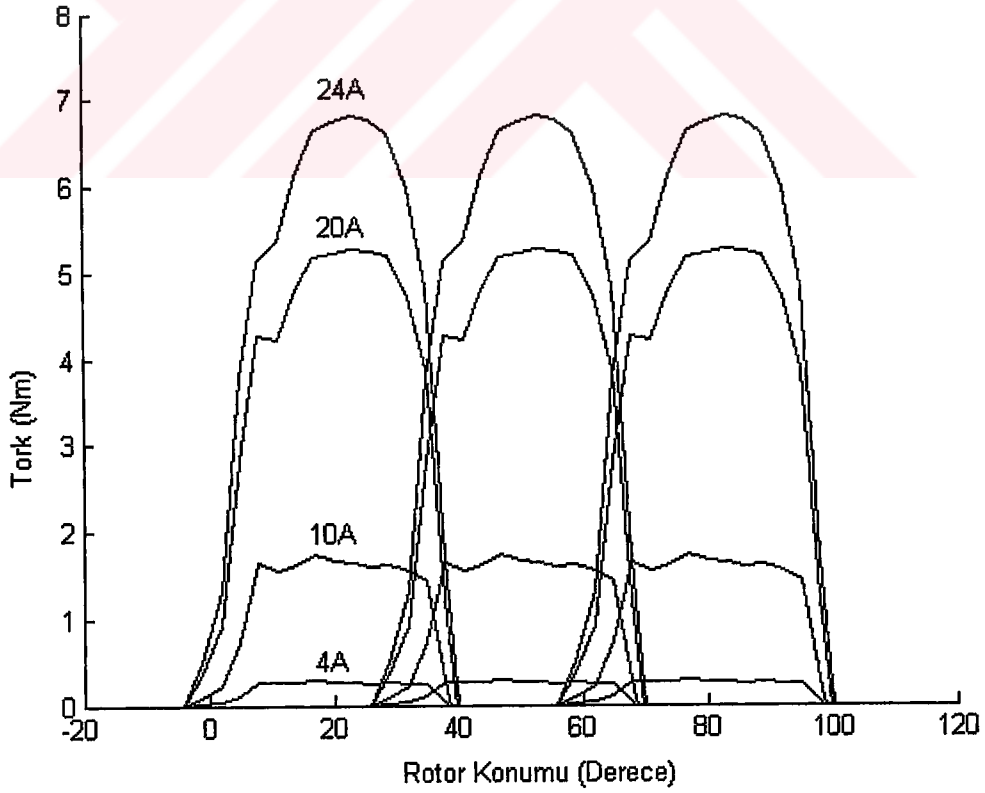
Tablo 5.14. ARM-D' ye ait Kutup Başları ile İlgili Çıkıntı Bilgileri.

α'_s	α'_r	β'_s	β'_r	α'_{s1}	α'_{r1}	α'_{s2}	α'_{r2}	d'_{s1}	d'_{r1}	d'_{s2}	d'_{r2}
(°)	(°)	(mm)	(mm)	(°)	(°)	(°)	(°)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)
29	30	16,2	17,2	3	3	3	3	2,0	2,0	1,0	1,0



Şekil 5.23. ARM-D' ye ait Kutup Başlarının Kesit Şekli.

ARM-D modelinin SEA ile analizi sonunda elde edilen tork dalgalanma şekli ve tork dalgalılığı oranları sırasıyla Şekil 5.24 ve Tablo 5.15' de gösterilmiştir.



Şekil 5.24. Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-D' ye ait Tork Dalgalanması.

Tablo 5.15. Çeşitli Akım Değerlerinde ARM-D' ye ait Tork Dalgalılık Oranları.

Akım Değeri	4A	10A	20A	24A
Dalgalılık Oranı (%)	25.85	25.0	26.0	26.13

BÖLÜM 6

SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Yapılan çalışmada, kullanımı giderek yaygınlaşan anahtarlamalı relüktans motorların modellenmesi ve kontrol edilmesi için önem taşıyan, bunun yanında tork değerine de doğrudan etkisi olan, motora ait temel parametrelerin yapay sinir ağları ve bulanık sistemler ile kestiriminin gerçekleştirilmesi ile motora ait tork dalgalılığının iyileştirilmesinde motorun kutup başlarında yapılabilecek değişliklerin incelenmesi amaçlanmıştır.

Bu maksatla, motora ait gereksinim duyulan elektromagnetik verilerin elde edilmesi için kullanılabilecek yöntemler verilmiş ve bu yöntemler kısaca açıklanmıştır.

İlgili yöntemlerden söz edildikten sonra bu yöntemler ile elde edilen veriler kullanılarak istenilen kestirimler gerçekleştirilmiş ve aynı zamanda motorun kutup başlarında değişikliğe gidilerek bu tür bir magnetik yapı değişikliğinin tork dalgalılığında nasıl bir değişim sağladığı incelenmiştir. Tork dalgalılığının incelenmesinde gerçeğe oldukça yakın sonuçlar vermesi nedeniyle sonlu elemanlar analizi kullanılmıştır.

Yapay zeka teknikleri ile yapılan kestirimlerden elde edilen veriler incelendiğinde bu verilerin gerçek değerlere olan yakınlığı görülmüş ve dolayısıyla gerçekleştirilen yapıların motorun lineer olmayan yapısını büyük bir doğrulukla modelleyebildikleri sonucuna varılmıştır.

Anahtarlamalı relüktans motorun tork dalgalanmasının iyileştirilmesi amacıyla klasik 6/4 motora göre kutup başları çeşitli şekillerde değiştirilmiş olan dört faklı motor yapısı incelenmiş ve bu motorlara ait tork dalgalılığı oranları ile klasik motora ait tork dalgalılığı oranının karşılaştırılması sağlanmıştır. Elde edilen veriler incelendiğinde, doyumda çalışan yeni motor modellerinin daha az tork dalgalılığına sahip oldukları

görülmüş ve tork dalgalılığında klasik 6/4 motora göre yaklaşık % 15' lere varan bir iyileşmenin olduğu gözlemlenmiştir.

Gelecekte yapılacak çalışmalarda elde edilen simülasyon sonuçlarının deneysel olarak gerçekleştirilmesine çalışılacaktır. Bu nedenle motorun yapay zeka teknikleri ile kontrolü ve modellenen motor prototiplerinin üretilmesi hedeflenmektedir.

İleride yapılacak çalışmalarda, anahtarlamalı relüktans motorların dinamik modellerinin gerçekleştirilmesi ve simülasyonlarının yapılması, motorun magnetik devresinde yapılacak değişikliklerin gerek bilgisayar ortamında gerekse de deneysel olarak incelenmesi, motorun endüstride kullanımının artırılması bakımından büyük önem arz edecektir.

KAYNAKLAR

1. Krishnan, R., Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications, London, CRC Press, 2001.
2. Nasar, S.A., Ofsenani R., D.C. Switched Reluctance Motor, In Proceedings Of The Institution Electrical Engineers, 116(6),1048, 1969.
3. Diril, O., Anahtarlamalı Relüktans Motorda Moment Dalgalılığını Enazlama Üzerine Bir Çalışma, Doktora Tezi, İTÜ, İstanbul, 1999.
4. Hsu, J.S., Liou , P.S., Woodson, H.H., Peaked-MMF Smooth-Torque Reluctance Motors, IEEE Transactions on Energy Conversion, 5(1), 104-109, 1990.
5. Moallem, M., Ong, C.M., Unnewehr, L.E., Effect of Rotor Profiles on the Torque of a Switched-Reluctance Motor, IEEE Transactions on Industry Application, 28(2), 364-369, 1992.
6. Wallace, R.S., Taylor, D.G., A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple, IEEE Transactions on Power Electronics, 7(4), 617-626, 1992.
7. Davis, R.M., Variable Reluctance Rotor Structures-Their Influence on Torque Production, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 39(2), 168-174, 1992.
8. Goldenberg, A.A., Laniado, I, Kuzan, P., Zhou, C., Control of Switched Reluctance Motor Torque for Force Control Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41(4), 168-174, 1994.
9. Staton, D.A., Soong, W.L., Miller, T.J.E., Unified Theory of Torque Production in Switched Reluctance and Synchronous Reluctance Motors, IEEE Transactions on Industry Application, 31(2), 329-337, 1995.
10. Husain, I., Ehsani, M., Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control, IEEE Transactions on Power Electronics, 11(1), 83-88, 1996.
11. Staton, D.A., Deodhar, R.P., Soong, W.L., Miller, T.J.E., Torque Prediction Using the Flux-MMF Diagram in AC, DC and Reluctance Motors, IEEE Transactions on Industry Application, 32(1), 180-188, 1996.

12. Russa, K., Husain, I., Elbuluk, M.E., Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range, IEEE Transactions on Industry Application, 34(5), 1105-1112, 1998.
13. Mir, S., Elbuluk, M.E., Husain, I., Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Using Adaptive Fuzzy Control, IEEE Transactions on Industry Application, 35(2), 461-468, 1999.
14. Şahin, F., Ertan, H.B., Lebelebicioğlu, K., Optimum Geometry for Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motors, IEEE Transactions on Energy Conversion, 15(1), 30-39, 2000.
15. Islam, M.S., Husain, I., Torque Ripple Minimization with Indirect Position and Speed Sensing for Switched Reluctance Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47(5), 1126-1133, 2000.
16. Rahman, K.M., Gopalakrishnan, S., Fahimi, B., Rajarathnam, A.V., Ehsani, M., Optimized Torque Control of Switched Reluctance Motor at All Operational Regimes Using Neural Network, IEEE Transactions on Industry Application, 37(3), 904-913, 2001.
17. Ağırman, I., Stankovic, A.M., Tadmor, G., Lev-Ari, H., IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48(3), 664-672, 2001.
18. Rodrigues, M., Branco, P.J.C., Suemitsu, W., Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction by Turn-Off Angle Compensation for Switched Reluctance Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48(3), 711-714, 2001.
19. Sahoo, N.C., Xu, J.X., Panda, S.K., Low Torque Ripple Control Of Switched Reluctance Motors Using Iterative Learning, IEEE Transactions on Energy Conversion, 16(4), 318-326, 2001.
20. Husain, I., Minimization of Torque Ripple in SRM Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(1), 28-39, 2002.
21. Henriques, L.O.D.A.P, Branco, P.J.C., Rolim, L.G.B., Suemitsu, W.I., Proposition of an Offline Learning Current Modulation for Torque-Ripple Reduction in Switched Reluctance Motors: Design and Experimental Evaluation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(3), 665-676, 2002.
22. Cheok, A.D., Fukuda, Y., A New Torque and Flux Control Method for Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Transactions on Power Electronics, 17(4), 543-557, 2002.

23. Rahman, K.M., Schuls, S.E., Design of High-Efficiency and High-Torque-Density Switched Reluctance Motor for Vehicle Propulsion, IEEE Transactions on Industry Applications, 38(6), 1500-1507, 2002.

24. Ehsani, M., Husain, I., Mahajan, S., Ramani, K.R., New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, 30(1), 85-91, 1994.

25. Husain, I., Ehasi, M., Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages, IEEE Transactions on Industry Applications, 30(3), 665-672, 1994.

26. Husain, I., Ehsani, M., Error Analysis in Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41(3), 301-307, 1994.

27. Gallegos-Lopez, G., Kjaer, P.C., Miller, T.J.E., A New Sensorless Method For Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 34(4), 832-840, 1998.

28. Zhan, Y.J., Chan, C.C., Chau, K.T., A Novel Sliding-Mode Observer for Indirect Position Sensing of Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 46(2), 390-397, 1999.

29. Gallegos-Lopez, G., Kjaer, P.C., Miller, T.J.E., High-Grade Position Estimation for SRM Drives Using Flux Linkage/Current Correction Model, IEEE Transactions on Industry Applications, 35(4), 859-869, 1999.

30. Cheok, A.D., Ertugrul, N., High Robustness and Reliability of Fuzzy Logic Based Position Estimation for Sensorless Switched Reluctance Motor Drive, IEEE Transactions on Power Electronics, 15(2), 319-334, 2002.

31. Cheok, A.D., Ertugrul, N., Use of Fuzzy Logic for Modeling, Estimation and Prediction in Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 46(6), 1207-1224, 1999.

32. Thompson, K.R., Acernley, P.P., French, C., Rotor Position Estimation in Switched Reluctance Drive Using Recursive Least Squares, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47(2), 368-379, 2000.

33. Cheok, A.D., Ertugrul, N., Indirect Angle Estimation in Switched Reluctance Motor Drives Using Fuzzy Logic Based Motor Model, IEEE Transactions on Power Electronics, 15(6), 1029-1044, 2000.

34. McCann, R.A., Islam, M.S., Husain, I., Application of a Sliding-Mode Observer for Position and Speed Estimation in Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 37(1), 51-58, 2001.

35. Ehsani, M., Fahimi, B., Elimination of Position Sensors in Switched Reluctance Motor Drives: State of the Art and Future Trends, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(1), 40-47, 2002.

36. Meşe, E., Torrey, D.A., An Approach for Sensorless Position Estimation for Switched Reluctance Motors Using Artifical Neural Networks, IEEE Transactions on Power Electronics, 17(1), 66-75, 2002.

37. Xu, L., Wang, C., Accurate Rotor Position Detection and Sensorless Control of SRM for Super-High Speed Operation, IEEE Transactions on Power Electronics, 17(5), 757-763, 2002.

38. Özoğlu, Y., Anahtarlamalı Relüktans Motorunda Kutup Başlarına Şekil Vererek Moment Dalgalanmasının Azaltılması, Doktora Tezi, İTÜ, İstanbul, 1999.

39. Lu, Y., Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Motors, Master of Science Thesis, The University of Tennesse, 2002.

40. Miller, T.J.E., Switched Reluctance Motors and Their Control, New York, Magna Physics Publishing & Clarendon Press, 1993.

41. Gizlier, E., Anahtarlı Relüktans Motorunun Manyetik Analizi ve Simülasyonu, Mastır Tezi, İTÜ, İstanbul, 2001.

42. Barnes, M., Pollock, C., Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 13, No. 6, November 1998.

43. Yadlapalli, N., Implementation of a Novel Soft-Switching Inverter for Switched Reluctance Motor Drives, Ms. Thesis, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 1999.

44. Sefa, İ., Sliding Mode Yaklaşımı ile Anahtarlamalı Relüktans Motorun Hız Kontrolü, Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi, Kayseri, 1997.

45. Ehsani, M., Husain, I. Ramani, KR Galloway, Dual-Decay Converter for Switched Reluctance Motor Drives in Low-Voltage Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, 8(2), 224-230, 1993.

46. Jack, A.G., Finch, J.W., Wright, P., Adaptive Mesh Generation Applied to Switched-Reluctance Motor Design, IEEE Transactions on Industry Applications, 28(2), 370-375, 1992.

47. Omekanda, A.M., Broche, C., Renglet, M., Calculation of the Electromagnetic Parameters of a Switched Reluctance Motor Using an Improved FEM-BIEM-Application to Different Models for the Torque Calculation, IEEE Transactions on Industry Applications, 33(4), 914-918, 1997.

48. Deshpande, U., Two-Dimensional Finite-Element Analysis of a High-Force-Density Linear Switched Reluctance Machine Including Three-Dimensional Effects, IEEE Transactions on Industry Applications, 36(4), 1047-1052, 2000.

49. Miller, T.J.E., Optimal Design of Switched Reluctance Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(1), 15-27, 2002.

50. Hall, E.M., Ramamurthy, S.S., Analysis, Dimensional Sizing and Configuration Comparison of Switched Reluctance Motors Operating Under Multiphase Excitation, IEEE Transactions on Power Conversion, 17(3), 325-331, 2002.

51. Dawson, G.E., Eastham, A.R., Mizia, J., Switched Reluctance Motor Torque Characteristics: Finite Element Analysis and Test Results, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-23(3), 532-537, 1987.

52. Lindsay, J.F., Arumugam, R., Krishnan, R., Finite-Element Analysis Characterization of a Switched Reluctance Motor with Multi-Tooth per Stator Pole, IEE Poeceedings, 133, 347-353, 1986.

53. Ferrero, A., Raciti, A., Urzi, C., An indirect Test Method for the Characterization of Variable Reluctance Motors, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 42(6), 1020-1025, 1993.

54. Cossar, C., Miller, T.J.E., Electromagnetic Testing Of Switched Reluctance Motors, International Conference On Electrical Machines, 470-474, Manchester, 1992.

55. Torrey, D.A., Lang, J.H., Modelling a Nonlinear Variable-Reluctance Motor Drive, IEE Proceedings, 137(5), 314-326, 1990.

56. Byrne, J.V., O'Dwyer J.B., Saturable Variable Reluctance Machine Simulation Using Exponential Functions, Proceedings of the International Conference on Stepping Motor and Systems, University of Leeds, 11-16, 1976.

57. Taylor, D.G., Ilic-Spong, M., Peresada, S., Nonlinear Composite Control of Switched Reluctance Motors, IEE Industrial Electronics Conference, 739-749, 1986.

58. O'Dwyer J.B., Vonhof, E., Saturable Variable Reluctance Motor Simulation Using Spline Functions, Proc. ICEM-94, 1994.

59. Silvester, P., Chari, M.V.K., Finite Element Solution of Saturable Magnetic Field Problems, IEEE Transaction on Power Applications and Systems, 89, 1642-1651, 1970.

60. Gürdal, O., Elektrik Makinalarının Tasarımı, Nobel Yayın, İstanbul, 2003.

61. Haykin, S., Neural Networks: A Comprehensive Foundation, Macmillan Publishing, New York, 1994.

62. Hagan, M.T., Demuth, H.B., Beale, M., Neural Network Design, PWS Publishing Company, Boston, 1995.

63. J.M. Zurada, Introduction to Artificial Neural Networks, West Publishing Company, 1992.

64. Demuth, H., Beale, M., Neural Toolbox for Use with Matlab, The Math Works, M.A., 2001.

65. Vas, P., Artificial Intelligence Based Electrical Machines and Drivers, Oxford University Press, New York, 1999.

66. Hagan, M. T., Demuth, H. B. and Beale, M., Neural Network Design, PWS Publishing Company, Boston, 1995.

67. Zurada, J.M., Introduction To Artificial Neural Networks, West Publishing Company, 1992.

68. Marquardt, D. W., An Algorithm For Least-Squares Estimation Of Nonlinear Parameters, J. Soc. Ind. Appl. Math., 11, 431-441, 1963.

69. Hagan, M.T., Menhaj, M., Training Feedforward Networks With The Marquart Algorithm, IEEE Transactions On Neural Networks, 5(6), 989-993, 1994.

70. Karal, H., Renkli Gören Bulanık Araba, Doktora Tezi, KTÜ, Trabzon, 1998.

71. Fuzzy Logic Toolbox User's Guide, MathWorks, 1999.

72. Akcayol, M.A., Application of Adaptive Neuro-Fuzzy Controller for SRM, Advances in Engineering Software, 35, 129-137, 2004.

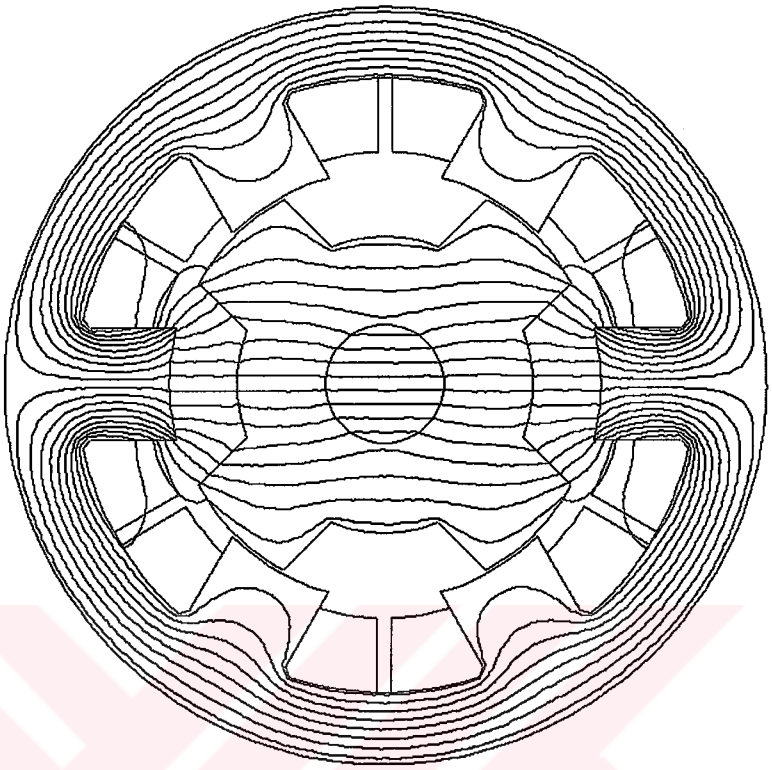
73. Takagi, T., Sugeno, M., Fuzzy Identification of Systems and Its Application to Modeling and Control, IEEE Transactions on Sys. Man. Cybern., 15(1), 116-132, 1985.

74. Sugeno, M., Kang, G., Fuzzy Modeling and Control of Multilayer Incinerator, Fuzzy Sets Sys., 18, 329-346, 1986.

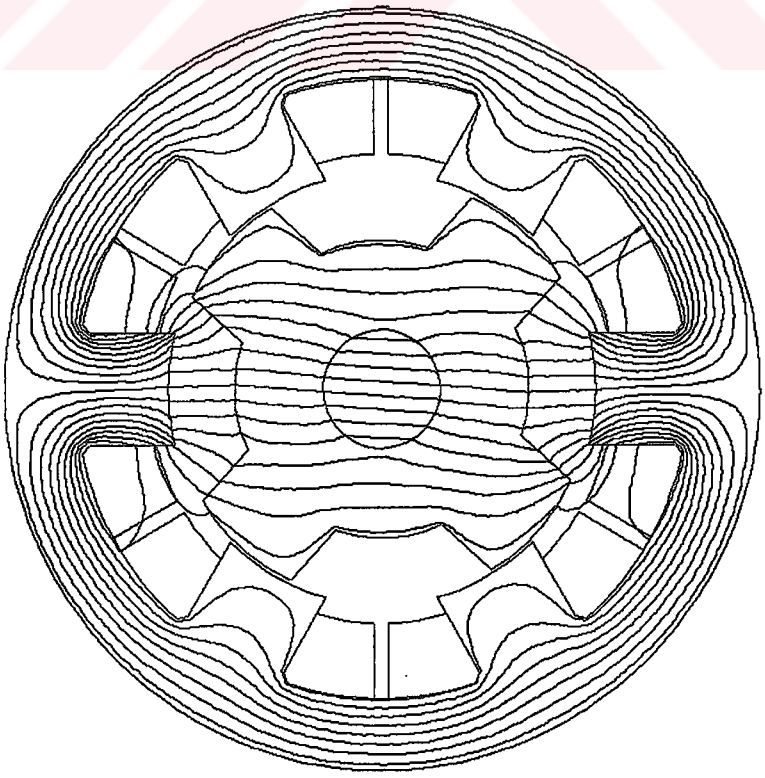
75. Bay, O.F., Anahtarlamalı Relüktans Motorun Bulanık Mantık Tabanlı Modellenmesi ve Kontrolü, Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi, Kayseri, 1996.

EKLER

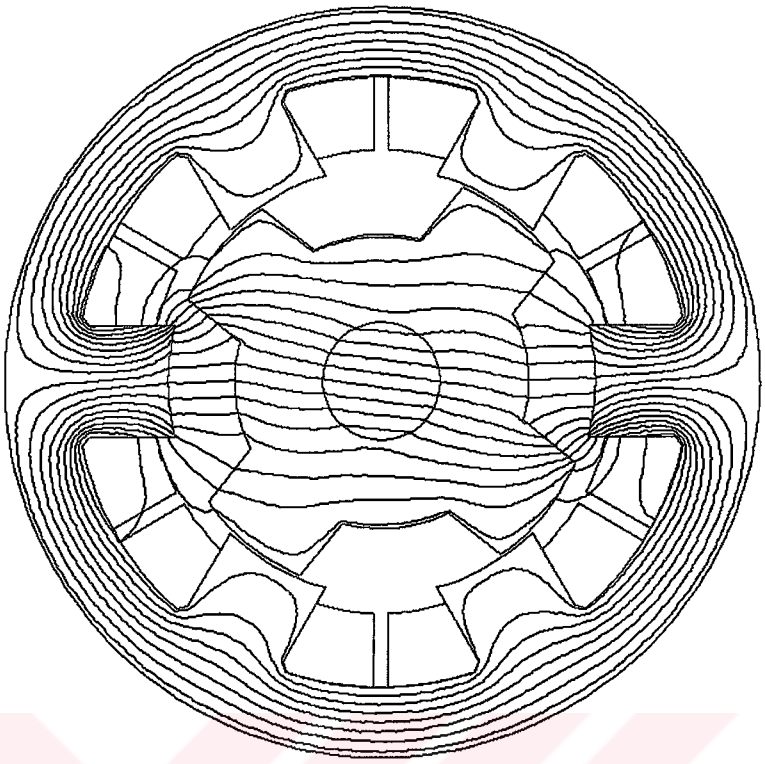
EK1 Çeşitli Rotor Konumlarında Halkalanma Akıları



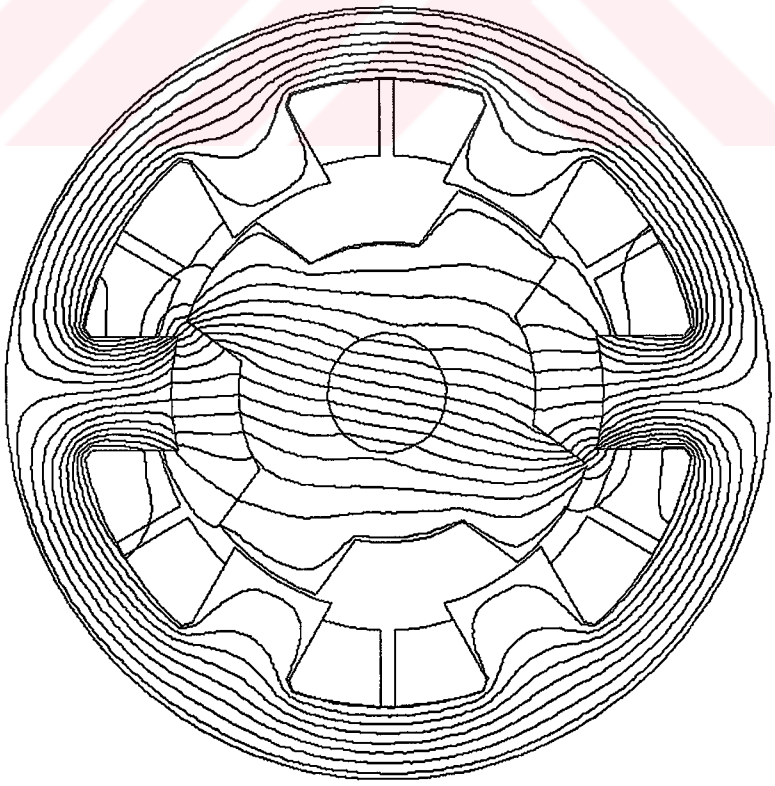
Şekil 1. Rotor Konumu 0° iken Halkalanma Akıları.



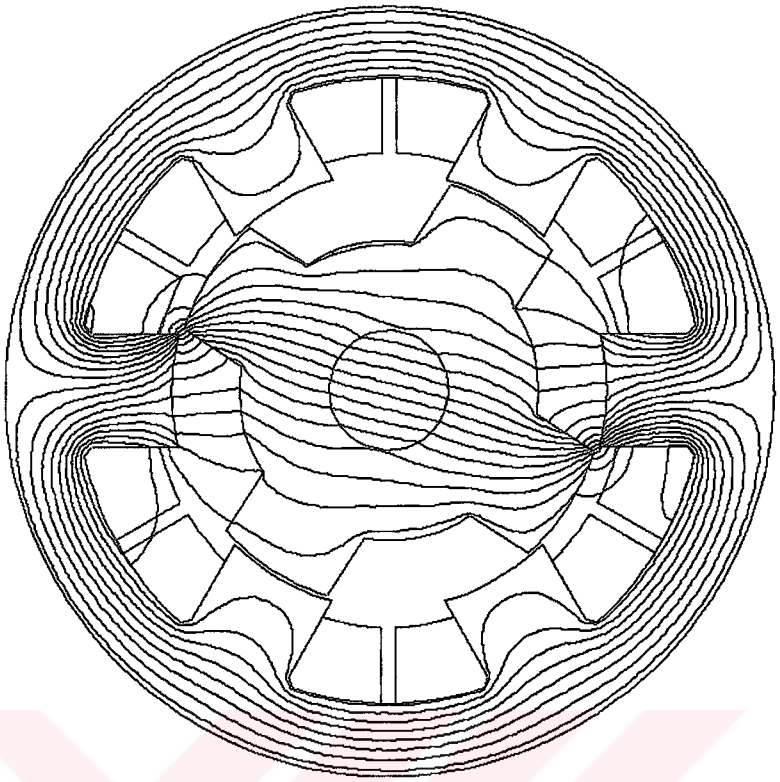
Şekil 2. Rotor Konumu 3°‘ de iken Halkalanma Akıları.



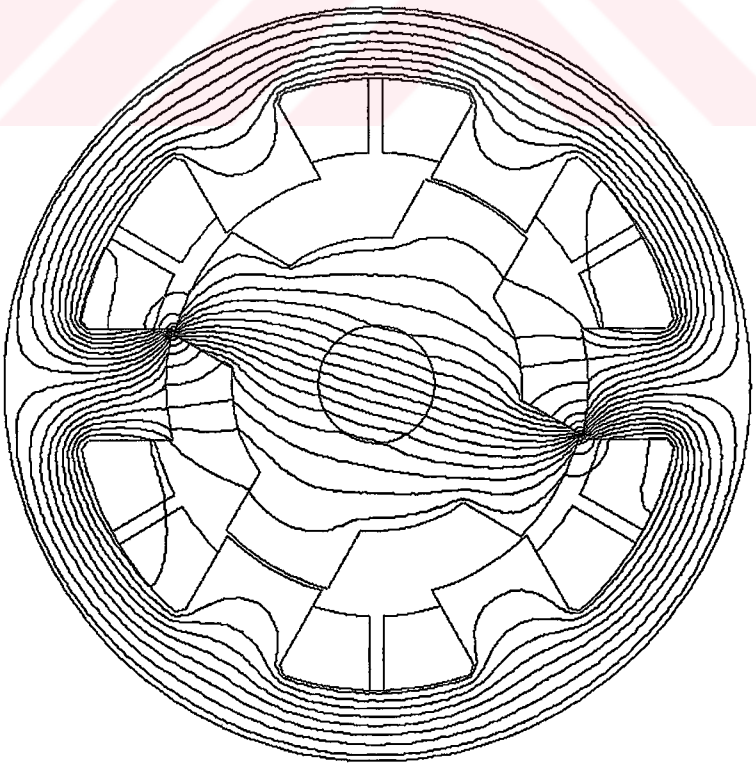
Şekil 3. Rotor Konumu 6° iken Halkalanma Akıları.



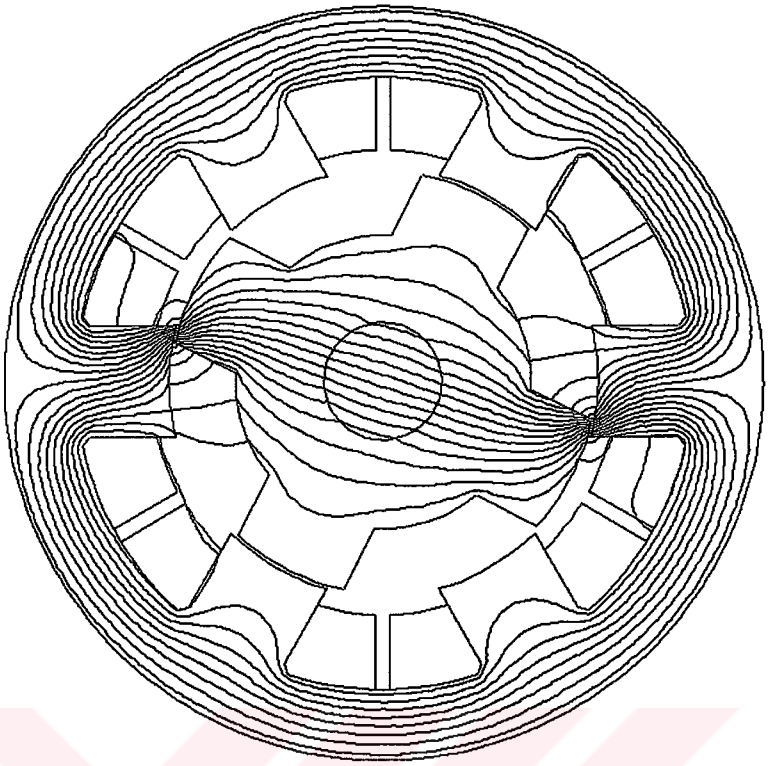
Şekil 4. Rotor Konumu 9° iken Halkalanma Akıları.



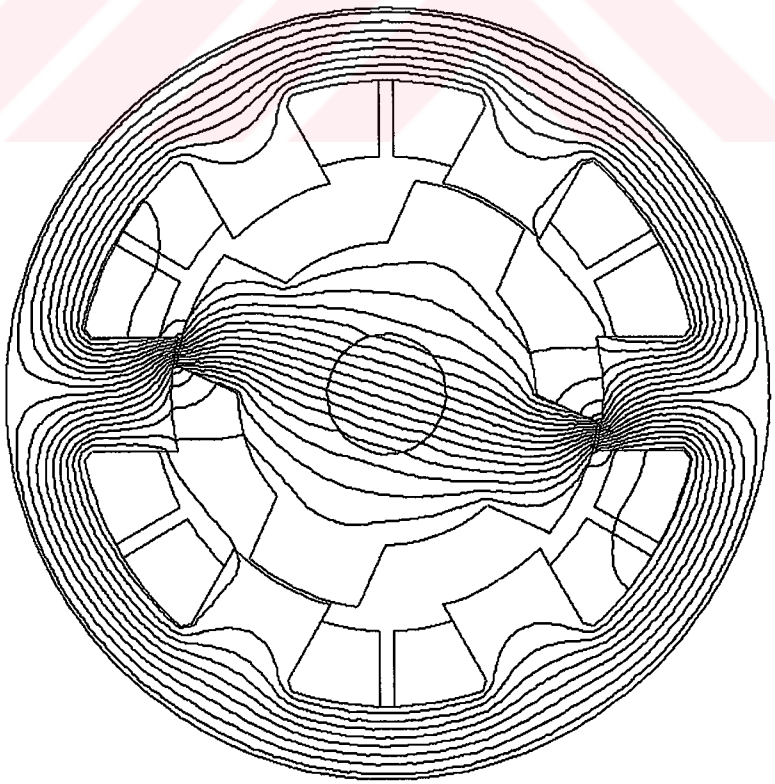
Şekil 5. Rotor Konumu 12° iken Halkalanma Akıları.



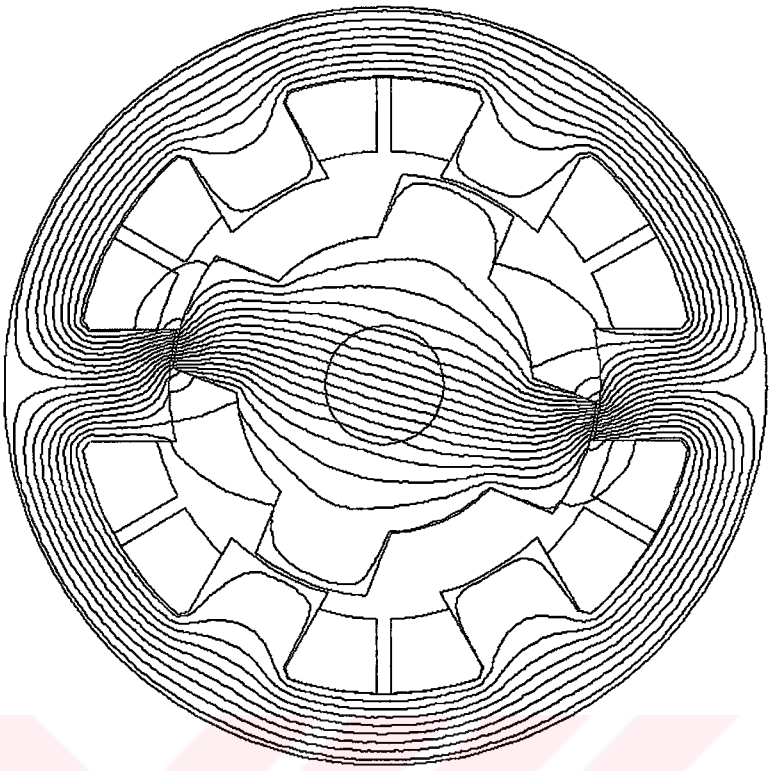
Şekil 6. Rotor Konumu 15° iken Halkalanma Akıları.



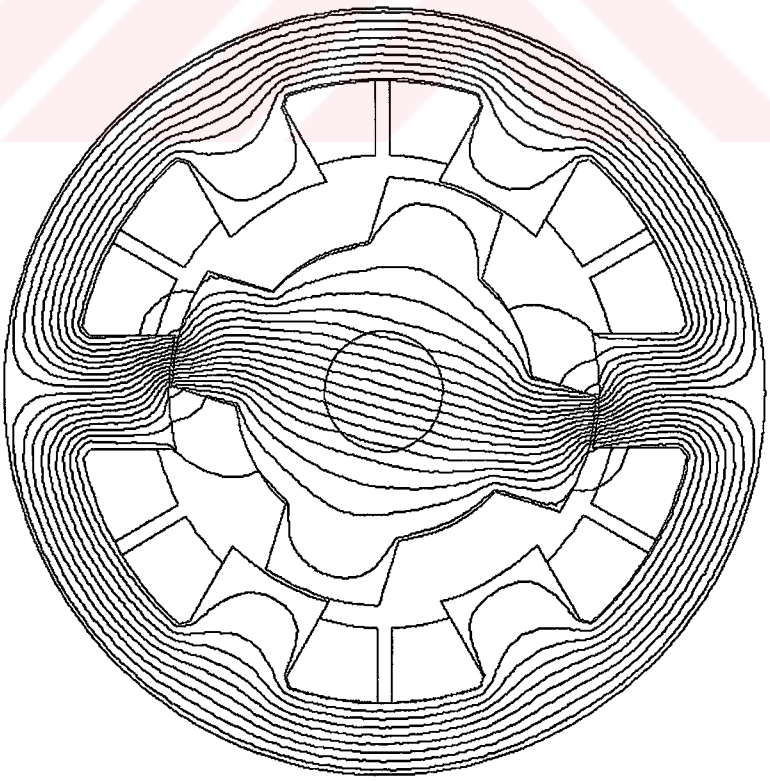
Şekil 7. Rotor Konumu 18° iken Halkalanma Akıları.



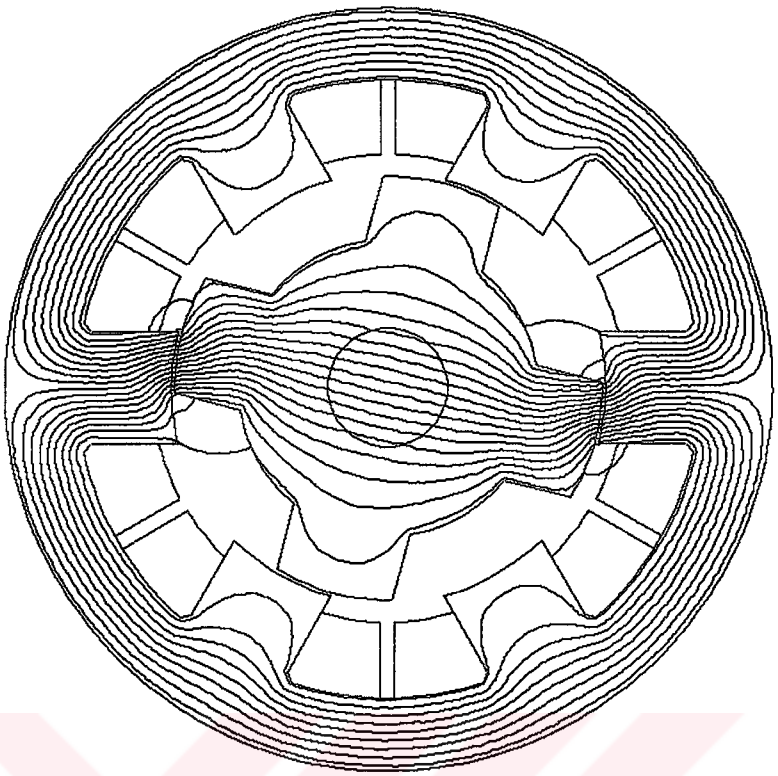
Şekil 8. Rotor Konumu 21° iken Halkalanma Akıları.



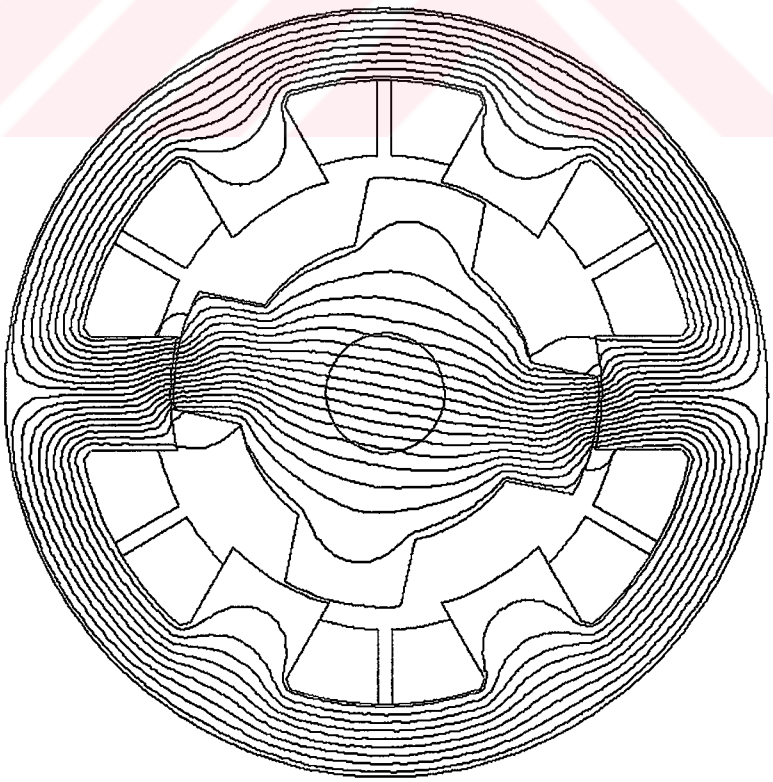
Şekil 9. Rotor Konumu 24° iken Halkalanma Akıları.



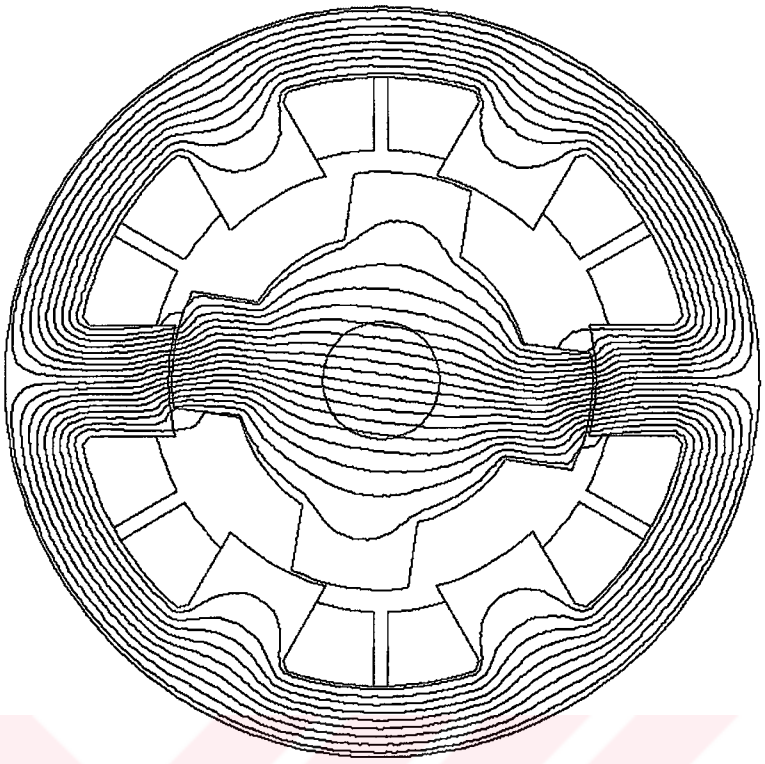
Şekil 10. Rotor Konumu 27° iken Halkalanma Akıları.



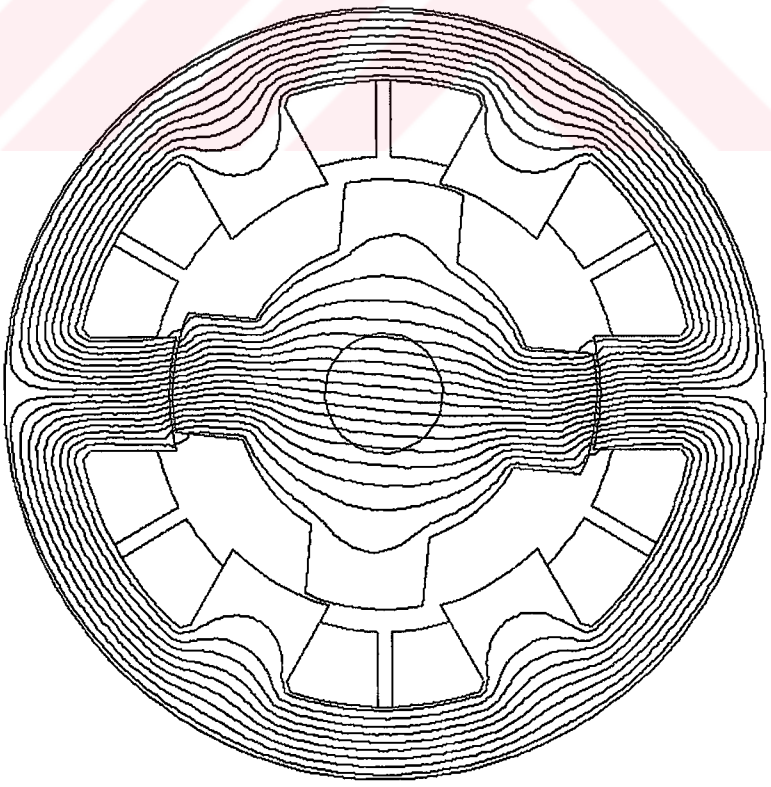
Şekil 11. Rotor Konumu 30° iken Halkalanma Akıları.



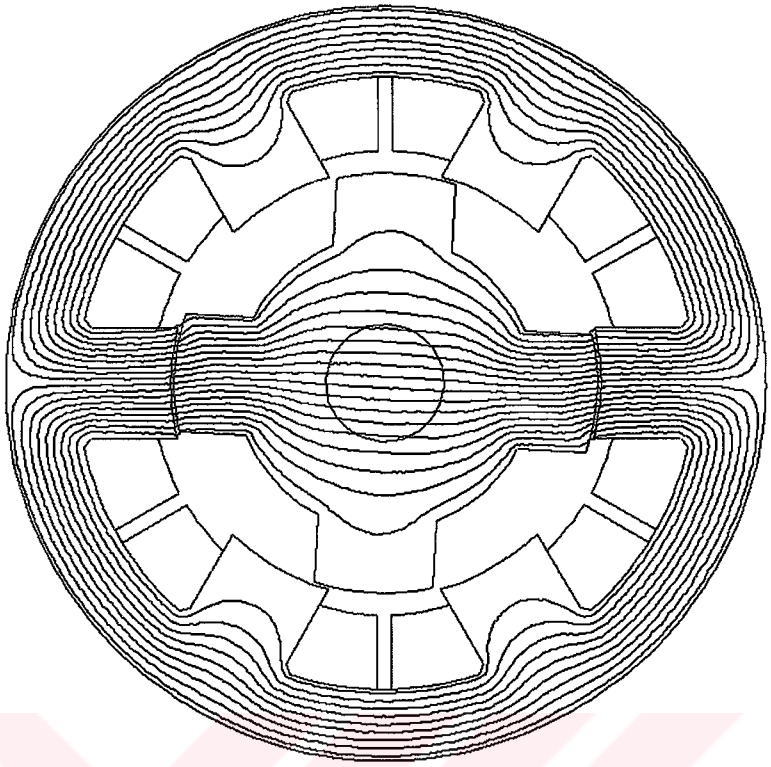
Şekil 12. Rotor Konumu 33° iken Halkalanma Akıları.



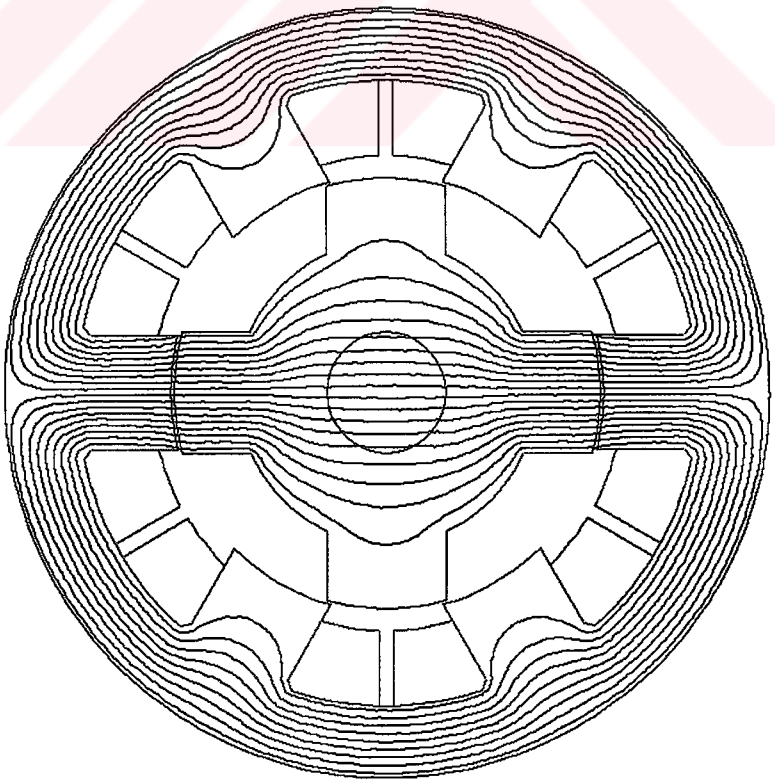
Şekil 13. Rotor Konumu 36° iken Halkalanma Akıları.



Şekil 14. Rotor Konumu 39° iken Halkalanma Akıları.



Şekil 15. Rotor Konumu 42° iken Halkalanma Akıları.



Şekil 16. Rotor Konumu 45° iken Halkalanma Akıları.

EK2 Klasik 6/4 ARM' ye Ait SEA ile Elde Edilen Tork Değerleri

Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)	Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)
0	2	0.0000	0	4	0.0000
1	2	0.0008	1	4	0.0032
2	2	0.0017	2	4	0.0067
3	2	0.0025	3	4	0.0098
4	2	0.0035	4	4	0.0139
5	2	0.0046	5	4	0.0183
6	2	0.0058	6	4	0.0232
7	2	0.0073	7	4	0.0292
8	2	0.0092	8	4	0.0366
9	2	0.0117	9	4	0.0469
10	2	0.0147	10	4	0.0588
11	2	0.0204	11	4	0.0816
12	2	0.0266	12	4	0.1065
13	2	0.0439	13	4	0.1757
14	2	0.0629	14	4	0.2516
15	2	0.0682	15	4	0.2728
16	2	0.0701	16	4	0.2806
17	2	0.0676	17	4	0.2709
18	2	0.0687	18	4	0.2750
19	2	0.0718	19	4	0.2875
20	2	0.0671	20	4	0.2687
21	2	0.0723	21	4	0.2897
22	2	0.0688	22	4	0.2760
23	2	0.0668	23	4	0.2678
24	2	0.0672	24	4	0.2694
25	2	0.0675	25	4	0.2710
26	2	0.0673	26	4	0.2700
27	2	0.0660	27	4	0.2649
28	2	0.0678	28	4	0.2723
29	2	0.0679	29	4	0.2729
30	2	0.0659	30	4	0.2652
31	2	0.0711	31	4	0.2860
32	2	0.0663	32	4	0.2670
33	2	0.0654	33	4	0.2635
34	2	0.0635	34	4	0.2560
35	2	0.0627	35	4	0.2527
36	2	0.0631	36	4	0.2547
37	2	0.0633	37	4	0.2555
38	2	0.0622	38	4	0.2512
39	2	0.0666	39	4	0.2693
40	2	0.0570	40	4	0.2304
41	2	0.0578	41	4	0.2340
42	2	0.0517	42	4	0.2095
43	2	0.0341	43	4	0.1381
44	2	0.0141	44	4	0.0568
45	2	-0.0005	45	4	-0.0019

Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)	Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)
0	6	0.0001	0	8	0.0002
1	6	0.0071	1	8	0.0127
2	6	0.0151	2	8	0.0268
3	6	0.0221	3	8	0.0392
4	6	0.0313	4	8	0.0557
5	6	0.0411	5	8	0.0731
6	6	0.0521	6	8	0.0927
7	6	0.0657	7	8	0.1167
8	6	0.0824	8	8	0.1465
9	6	0.1056	9	8	0.1877
10	6	0.1323	10	8	0.2353
11	6	0.1836	11	8	0.3265
12	6	0.2397	12	8	0.4263
13	6	0.3954	13	8	0.7031
14	6	0.5662	14	8	1.0036
15	6	0.6141	15	8	1.0885
16	6	0.6319	16	8	1.1224
17	6	0.6101	17	8	1.0853
18	6	0.6197	18	8	1.1025
19	6	0.6479	19	8	1.1528
20	6	0.6056	20	8	1.0785
21	6	0.6532	21	8	1.1604
22	6	0.6224	22	8	1.1067
23	6	0.6041	23	8	1.0742
24	6	0.6079	24	8	1.0819
25	6	0.6117	25	8	1.0880
26	6	0.6097	26	8	1.0852
27	6	0.5983	27	8	1.0650
28	6	0.6152	28	8	1.0951
29	6	0.6168	29	8	1.0990
30	6	0.5995	30	8	1.0676
31	6	0.6467	31	8	1.1489
32	6	0.6037	32	8	1.0739
33	6	0.5958	33	8	1.0583
34	6	0.5786	34	8	1.0289
35	6	0.5717	35	8	1.0223
36	6	0.5759	36	8	1.0220
37	6	0.5776	37	8	1.0228
38	6	0.5679	38	8	1.0051
39	6	0.6084	39	8	1.0747
40	6	0.5204	40	8	0.9188
41	6	0.5282	41	8	0.9297
42	6	0.4726	42	8	0.8303
43	6	0.3114	43	8	0.5473
44	6	0.1279	44	8	0.2212
45	6	-0.0043	45	8	-0.0079

Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)	Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)
0	10	0.0003	0	12	0.0004
1	10	0.0198	1	12	0.0285
2	10	0.0419	2	12	0.0604
3	10	0.0613	3	12	0.0883
4	10	0.0871	4	12	0.1254
5	10	0.1143	5	12	0.1646
6	10	0.1448	6	12	0.2086
7	10	0.1824	7	12	0.2627
8	10	0.2290	8	12	0.3298
9	10	0.2933	9	12	0.4225
10	10	0.3678	10	12	0.5297
11	10	0.5103	11	12	0.7350
12	10	0.6663	12	12	0.9597
13	10	1.0966	13	12	1.5645
14	10	1.5377	14	12	2.1458
15	10	1.6790	15	12	2.3506
16	10	1.7348	16	12	2.4466
17	10	1.6888	17	12	2.3951
18	10	1.7174	18	12	2.4412
19	10	1.7948	19	12	2.5382
20	10	1.6852	20	12	2.3993
21	10	1.7882	21	12	2.5114
22	10	1.7219	22	12	2.4446
23	10	1.6764	23	12	2.3875
24	10	1.6873	24	12	2.3972
25	10	1.6921	25	12	2.4011
26	10	1.6843	26	12	2.3928
27	10	1.6551	27	12	2.3411
28	10	1.7040	28	12	2.4135
29	10	1.7143	29	12	2.4262
30	10	1.6636	30	12	2.3583
31	10	1.7643	31	12	2.4583
32	10	1.6683	32	12	2.3591
33	10	1.6395	33	12	2.3129
34	10	1.5965	34	12	2.2507
35	10	1.5894	35	12	2.2326
36	10	1.5825	36	12	2.2066
37	10	1.5705	37	12	2.1601
38	10	1.5388	38	12	2.0937
39	10	1.6337	39	12	2.1551
40	10	1.3957	40	12	1.8342
41	10	1.3859	41	12	1.7637
42	10	1.2267	42	12	1.5353
43	10	0.8061	43	12	0.9939
44	10	0.3087	44	12	0.3719
45	10	-0.0117	45	12	-0.0139

Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)	Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)
0	14	0.0005	0	16	0.0007
1	14	0.0388	1	16	0.0507
2	14	0.0822	2	16	0.1073
3	14	0.1202	3	16	0.1570
4	14	0.1707	4	16	0.2229
5	14	0.2241	5	16	0.2927
6	14	0.2840	6	16	0.3709
7	14	0.3577	7	16	0.4673
8	14	0.4490	8	16	0.5866
9	14	0.5752	9	16	0.7514
10	14	0.7212	10	16	0.9421
11	14	1.0006	11	16	1.3072
12	14	1.3066	12	16	1.7062
13	14	2.0776	13	16	2.6462
14	14	2.7906	14	16	3.4698
15	14	3.0632	15	16	3.7947
16	14	3.2079	16	16	3.9928
17	14	3.1685	17	16	3.9594
18	14	3.2322	18	16	4.0479
19	14	3.3463	19	16	4.1791
20	14	3.1887	20	16	4.0154
21	14	3.3081	21	16	4.1418
22	14	3.2348	22	16	4.0661
23	14	3.1705	23	16	3.9982
24	14	3.1754	24	16	4.0009
25	14	3.1779	25	16	4.0022
26	14	3.1660	26	16	3.9863
27	14	3.0985	27	16	3.9095
28	14	3.1799	28	16	3.9918
29	14	3.1925	29	16	3.9997
30	14	3.1067	30	16	3.8984
31	14	3.2034	31	16	3.9836
32	14	3.0937	32	16	3.8561
33	14	3.0264	33	16	3.7547
34	14	2.9370	34	16	3.6158
35	14	2.8852	35	16	3.5118
36	14	2.8130	36	16	3.3850
37	14	2.7063	37	16	3.2169
38	14	2.5861	38	16	3.0353
39	14	2.5932	39	16	2.9837
40	14	2.2035	40	16	2.5280
41	14	2.0715	41	16	2.3397
42	14	1.7813	42	16	1.9928
43	14	1.1443	43	16	1.2750
44	14	0.4253	44	16	0.4735
45	14	-0.0154	45	16	-0.0164

Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)	Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)
0	18	0.0009	0	20	0.0011
1	18	0.0642	1	20	0.0793
2	18	0.1358	2	20	0.1677
3	18	0.1987	3	20	0.2453
4	18	0.2822	4	20	0.3485
5	18	0.3705	5	20	0.4575
6	18	0.4695	6	20	0.5798
7	18	0.5915	7	20	0.7304
8	18	0.7425	8	20	0.9169
9	18	0.9512	9	20	1.1746
10	18	1.1926	10	20	1.4726
11	18	1.6544	11	20	2.0406
12	18	2.1558	12	20	2.6519
13	18	3.2433	13	20	3.8729
14	18	4.1632	14	20	4.8679
15	18	4.5364	15	20	5.2851
16	18	4.7810	16	20	5.5664
17	18	4.7564	17	20	5.5612
18	18	4.8669	18	20	5.6851
19	18	5.0166	19	20	5.8531
20	18	4.8499	20	20	5.6833
21	18	4.9832	21	20	5.8217
22	18	4.9084	22	20	5.7522
23	18	4.8382	23	20	5.6776
24	18	4.8397	24	20	5.6786
25	18	4.8436	25	20	5.6860
26	18	4.8261	26	20	5.6675
27	18	4.7430	27	20	5.5788
28	18	4.8283	28	20	5.6667
29	18	4.8292	29	20	5.6601
30	18	4.7143	30	20	5.5301
31	18	4.7834	31	20	5.5779
32	18	4.6284	32	20	5.3920
33	18	4.4869	33	20	5.2174
34	18	4.3028	34	20	4.9934
35	18	4.1510	35	20	4.7958
36	18	3.9632	36	20	4.5506
37	18	3.7215	37	20	4.2437
38	18	3.4671	38	20	3.9218
39	18	3.3514	39	20	3.7365
40	18	2.8314	40	20	3.1384
41	18	2.5908	41	20	2.8277
42	18	2.1892	42	20	2.3641
43	18	1.3993	43	20	1.5077
44	18	0.5224	44	20	0.5642
45	18	-0.0172	45	20	-0.0179

Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)	Açı (°)	Akım (A)	Tork (Nm)
0	22	0.0013	0	24	0.0016
1	22	0.0959	1	24	0.1142
2	22	0.2030	2	24	0.2416
3	22	0.2969	3	24	0.3534
4	22	0.4217	4	24	0.5019
5	22	0.5536	5	24	0.6590
6	22	0.7017	6	24	0.8352
7	22	0.8839	7	24	1.0521
8	22	1.1096	8	24	1.3207
9	22	1.4214	9	24	1.6917
10	22	1.7817	10	24	2.1190
11	22	2.4640	11	24	2.9226
12	22	3.1798	12	24	3.7192
13	22	4.5263	13	24	5.1808
14	22	5.5967	14	24	6.3283
15	22	6.0337	15	24	6.7863
16	22	6.3529	16	24	7.1439
17	22	6.3612	17	24	7.1538
18	22	6.4965	18	24	7.3061
19	22	6.6886	19	24	7.5144
20	22	6.5119	20	24	7.3374
21	22	6.6566	21	24	7.4908
22	22	6.5950	22	24	7.4327
23	22	6.5139	23	24	7.3449
24	22	6.5137	24	24	7.3440
25	22	6.5247	25	24	7.3588
26	22	6.5056	26	24	7.3369
27	22	6.4095	27	24	7.2321
28	22	6.5002	28	24	7.3250
29	22	6.4836	29	24	7.2934
30	22	6.3328	30	24	7.1162
31	22	6.3544	31	24	7.1131
32	22	6.1418	32	24	6.8751
33	22	5.9354	33	24	6.6348
34	22	5.6730	34	24	6.3338
35	22	5.4321	35	24	6.0549
36	22	5.1404	36	24	5.7248
37	22	4.7817	37	24	5.3197
38	22	4.3990	38	24	4.8715
39	22	4.1358	39	24	4.5224
40	22	3.4431	40	24	3.7342
41	22	3.0452	41	24	3.2499
42	22	2.5117	42	24	2.6453
43	22	1.5939	43	24	1.6654
44	22	0.5954	44	24	0.6235
45	22	-0.0183	45	24	-0.0186

ÖZGEÇMİŞ

Balıkesir' in Gönen ilçesinde 1979 yılında doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini aynı ilçede tamamladıktan sonra 1996 yılında Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Bölümünde okumaya hak kazandı. Bir yıllık hazırlık eğitiminin ardından lisans eğitimine başladı. 2001 yılında elektronik mühendisi ünvanını alarak ilgili bölümden mezun oldu ve aynı yıl içerisinde Elektronik Mühendisliği Bölümünde Devreler ve Sistemler Anabilim dalında araştırma görevlisi olarak göreve başladı. 2002 yılında Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başlayan Nurettin Üstkoyuncu halen Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.

İletişim

Adres: Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü 38039
Melikgazi/KAYSERİ

Tel: (0 352) 437 49 01 – 32 252