

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

**ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN ÜÇ BOYUTLU SONLU ELEMANLAR  
YÖNTEMİNDE İNCELENMESİ VE BULANIK MANTIK HIZ DENETİMİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Burhan CİVELEK**

**Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği**

**DANIŞMAN  
Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ**

**TEMMUZ-2012**

T.C  
TUNCELİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN ÜÇ BOYUTLU SONLU ELEMANLAR  
YÖNTEMİNDE İNCELENMESİ VE BULANIK MANTIK HIZ DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Burhan CİVELEK

(091103103)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 02.07.2012  
Tezin Savunulduğu Tarih : 16.07.2012

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ (T.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE (T.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Hüseyin ERİŞTİ (T.Ü)

TEMMUZ-2012

Burhan CİVELEK tarafından hazırlanan ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN ÜÇ BOYUTLU SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİNDE İNCELENMESİ VE BULANIK MANTIK HIZ DENETİMİ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ

Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği/oy çokluğu ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. Bu tez, Tunceli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

Başkan : Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE (T.Ü)

Üye : Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ (T.Ü)

Üye : Yrd. Doç. Dr. Hüseyin ERİŞTİ (T.Ü)

Tarih : 16.07.2012

## ÖNSÖZ

Yüksek lisans tez çalışmamda tezin her aşamasında derin bilgi birikimi ve engin tecrübeleri ile her zaman bana yardımcı olan, tezin tamamlanmasında büyük katkıda bulunan danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ'a, bilgi ve deneyimleri ile bana yol gösteren, tezin tamamlanması için her konuda yardımcı olan Sayın Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE'ye ve en karamsar anımda yol gösteren Sayın Yrd. Doç. Dr. Ahmet FENERCİOĞLU'na ve katkıların dolayı Tunceli Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (TUNİBAP) en içten teşekkür ederim.

Tezin hazırlanması sırasında sabrı ve her türlü yardımını esirgemeyen sevgili eşim Deniz'e teşekkürü borç bilirim.

Burhan CİVELEK

TUNCELİ 2012

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ .....	I
İÇİNDEKİLER .....	II
ÖZET .....	V
SUMMARY .....	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ .....	VII
TABLolar LİSTESİ .....	XII
SEMBOLLER LİSTESİ .....	XIII
1. GİRİŞ .....	1
1.1. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Tarihi Gelişmesi .....	2
1.2. Tezin Amacı.....	2
1.3. Tez İçeriği.....	3
2. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Özellikleri, Yapısı Ve Çalışma İlkesi.....	4
2.1. Giriş .....	4
2.2. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Temel Özellikleri.....	4
2.2.1. Değişken Relüktans .....	9
2.2.2. Eşdeğer Devre .....	10
2.2.3. Enerji Dönüşümü .....	11
2.2.4. Moment .....	14
2.3. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Çalışma İlkesi.....	17
2.4. ARM'de Komitasyon İşlemi.....	20
2.5. Güç Anahtarı Seçimi .....	21
2.6. ARM'nin Avantaj ve Dezavantajları.....	22
2.6.1. ARM'nin Avantajları .....	22
2.6.2. ARM'nin Dezavantajları .....	23
2.7. Anahtarlamalı Relüktans Motorlarda Gürültü .....	25
3. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Üç Boyutlu Sonlu Elemanlar Yönteminde İncelenmesi .....	29
3.1. Giriş .....	29
3.2. Sonlu Elemanlar Yöntemi'nin Kısa Tarihçesi.....	29
3.3. Sonlu Elemanlar Yöntemi'nin İlkesi.....	30

3.4.	Sonlu Elemanlar Yöntemi'nin Elektrik-Manyetik Alan Analizine Uygulanması.....	32
3.4.1.	Sınır Koşullarının Belirlenmesi.....	33
3.4.1.1.	Dirichlet Türü (Birinci Tür) .....	33
3.4.1.2.	Neumann Türü (İkinci Tür) .....	33
3.4.1.3.	Robbins Türü (Karma) .....	34
3.4.2.	Sonlu elemanın belirlenmesi.....	34
3.4.3.	Eleman içindeki temel denklemin yazılması.....	35
3.5.	ARM'nin Sonlu Elemanlar Analizi .....	37
3.6.	Dörtüzlü Eleman (tetrahedra) .....	39
3.7.	Ansoft Maxwell 3D Alan Simülatörü.....	40
3.7.1.	İletim Akımı Çözümü .....	41
3.7.2.	Statik Manyetik Alan Çözümü .....	41
3.7.3.	Çözüm Süreci .....	42
3.7.4.	Manyetik Alan Enerjisi .....	43
3.7.5.	Endüktans Matrisi.....	43
3.7.6.	Bağ Akısı Ve Akımla Endüktans.....	44
3.7.7.	Gerilim Ve Zamanla Değişen Akımla Endüktans .....	44
3.8.	ARM'nin Boyut Ölçüleri ve Değişkenleri .....	44
3.9.	ARM'nin Alan Dağılımının Elde Edilmesi.....	46
3.10.	Çözüm Süreci .....	50
3.11.	Manyetik Alan Dağılımının Elde Edilmesi, Moment ve Endüktans Hesaplanması .....	50
4.	Bulanık Mantık Hız Denetimi .....	60
4.1.	Giriş .....	60
4.2.	Bulanık Kümeler.....	60
4.3.	Klasik Mantık İle Bulanık Mantığın Karşılaştırılması .....	61
4.4.	Üyelik Fonksiyonu.....	62
4.4.1.	Üyelik Fonksiyon Çeşitleri .....	62
4.5.	Bulanıklaştırma ve Durulaştırma.....	63
4.5.1.	Bulanıklaştırma.....	63
4.5.2.	Durulaştırma.....	64
4.6.	Bulanık denetleyicinin yapısı .....	66

4.7.	Bulanık Mantık Denetleyici Sistem Özellikleri .....	68
4.8.	Matlab İle Bulanık Mantık Kontrol .....	68
4.9.	Sayısal İşaret İşlemci (DSP) ile ARM Denetimi .....	74
4.10.	Denetleyici Kart (DS1103) .....	74
4.11.	Deney Seti ve Tanıtımı .....	75
4.12.	Yazılım Kısmı .....	78
4.13.	Simülasyon ve Deneysel Sonuçlar .....	80
5.	Sonuç ve Değerlendirme .....	91
KAYNAKLAR .....		93
EKLER .....		100
ÖZGEÇMİŞ .....		104

## ÖZET

Bu çalışmada statorunda 18 kutup, rotorunda ise 12 kutup olan bir Anahtarlamalı Relüktans Motor (ARM) Ansoft firmasının geliştirmiş olduğu Maxwell 3D yazılımı kullanılarak Üç Boyutlu Sonlu Elemanlar Yönteminde incelenmiştir. Bu incelemenin sonucunda ARM'nin üç boyutlu akı dağılımı elde edilmiş, ARM'nin rotor konumuna bağlı olarak indüktans ve moment değişimi hesaplanmıştır. Üç Boyutlu Sonlu Elemanlar Yönteminden hesaplanan indüktans değerleri ARM'nin Bulanık Mantık hız denetimi benzetiminde kullanılmıştır.

İncelenen ARM'nin Bulanık Mantık hız denetimi modeli Matlab/Simulink programında oluşturulmuş ve benzetim sonuçları elde edilmiştir. ARM'nin Bulanık Mantık hız denetimi deneysel sonuçları DS1103 ACE kiti kullanılarak alınmıştır. Sonuç olarak ARM'nin benzetim sonuçları deneysel sonuçlar ile karşılaştırılmış, benzetim sonuçlarının deneysel sonuçlar ile örtüştüğü gözlemlenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Anahtarlamalı Relüktans Motor, Üç Boyutlu Sonlu Elemanlar Yöntemi, Bulanık Mantık Hız Denetimi, Sayısal İşaret İşlemci.



## SUMMARY

In this study switched reluctance motor (SRM) with 18 poles in its stator and 12 poles in its rotor (18/12) has been examined by using Maxwell 3D software developed by Ansoft company in 3D finite elements method. At the end of this study, flux distribution of SRM has been obtained, inductance and torque's change depending on SRM rotor position have been calculated and inductance values which were calculated in the finite elements method have been used in SRM's fuzzy logic speed control simulation.

Fuzzy logic speed control simulation for SRM which was studied has been made in Matlab/Simulink programme and simulation results have been obtained. Experimental results of SRM's fuzzy logic speed control have been obtained by using DS1103 kit. Consequently simulation results of SRM and experimental data results have been compared and that experimental and simulation results are approximately same has been observed.

**Key Words:** Switched Reluctance Motor, 3 Dimensional Finite Elements Method, Fuzzy Logic Speed Control, Digital Signal Processor.

## ŞEKİLLER LİSTESİ

### Sayfa No

Şekil 2.1. 6/4 ARM kesiti.....	5
Şekil 2.2. Farklı dizilimlere sahip ARM'ler.....	6
Şekil 2.3. En çok bilinen ve kullanılan ARM dizilimleri.....	7
Şekil 2.4. ARM'de doğrusal çalışma için rotor konumuna göre indüktans değişimi.....	8
Şekil 2.5. Akım ve halkalanma akısı arasındaki doğrusal olmayan ilişki.....	8
Şekil 2.6. ARM'nin tek fazına ait elektriksel eşdeğer devre.....	10
Şekil 2.7. Mıknatıslanma eğrisi ve enerji ilişkisi.....	12
Şekil 2.8. Alan enerjisi, ko-enerji ve mekanik iş.....	13
Şekil 2.9. Sabit stator sargı akımında momentin indüktans ile değişimi.....	15
Şekil 2.10. ARM'nin elektromanyetik alan dağılımı.....	16
Şekil 2.11 8/6 kutuplu bir ARM'ye ilişkin bazı büyüklükler, bir faz sargısının gösterilişi	18
Şekil 2.12 8/6 kutuplu dört fazlı ARM'nin besleme devresi.....	19
Şekil 2.13 8/6 kutuplu dört fazlı bir ARM'de bir fazın iletimi, kesimi arasında akış yolu.	19
Şekil 2.14. ARM'de komitasyon işlemi.....	21
Şekil 2.15. Elektrik makinelerindeki gürültü kaynakları.....	26
Şekil 2.16. Çakışık konumdan önce ve çakışık konumda yarıçap yönünde oluşan kuvvetin büyüklüğü.....	26
Şekil 3.1. SEY'in uygulanacağı alan.....	30
Şekil 3.2. Çözüm alanında tanımlanan üçgen sonlu eleman.....	31
Şekil 3.3. Çözüm alanının bir kısmının üçgen sonlu elemana bölünmüş hali.....	32
Şekil 3.4. İki boyutlu sonlu eleman örnekleri.....	35
Şekil 3.5. Üç boyutlu sonlu eleman örnekleri.....	35
Şekil 3.6. Pascal üçgeni.....	36

Şekil 3.7. Pascal piramidi.....	36
Şekil 3.8. Sonlu eleman ağının detaylı görünüşü .....	37
Şekil 3.9. Sonlu elemanlar yöntemiyle çözülmüş bir 18/12 ARM ağ görünüşü .....	39
Şekil 3.10. Dört yüzlü eleman (tetrahedra) .....	39
Şekil 3.11. Akış diyagramı çözüm süreçleri.....	42
Şekil 3.12. B-H eğrileri .....	43
Şekil 3.13. Üç iletim hattı için $\Delta V$ ile $di/dt$ arasındaki ilişkisi.....	44
Şekil 3.14. İncelenen 18/12 motorun ön kesit görünüşü.....	45
Şekil 3.15. Analizleri yapılan 18/12 ARM'nin 3 boyutlu görünüşü.....	46
Şekil 3.16. 18/12 kutuplu ARM'nin $\theta=0^0$ için bölmelenmiş hali .....	47
Şekil 3.17. Modelin Dirichlet sınır koşulu .....	48
Şekil 3.18. Tanımlanan ARM sac malzemesinin B-H grafiği.....	49
Şekil 3.19. ARM terminalleri ve akım yönleri .....	49
Şekil 3.20. B_ vektör değerlerinin z ekseninden gösterimi ( $\theta=0^0$ ).....	51
Şekil 3.21. B_ vektör değerlerinin xy ekseninden gösterimi ( $\theta=0^0$ ).....	51
Şekil 3.22. B yoğunluğunun z ekseninden gösterimi( $\theta=0^0$ ).....	52
Şekil 3.23. B yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi( $\theta=0^0$ ).....	52
Şekil 3.24. B_ vektör değerlerinin z ekseninden gösterimi ( $\theta=5^0$ ).....	53
Şekil 3.25. B_ vektör değerlerinin xy ekseninden gösterimi ( $\theta=5^0$ ).....	53
Şekil 3.26. B yoğunluğunun z ekseninden gösterimi( $\theta=5^0$ ).....	54
Şekil 3.27. B yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi( $\theta=5^0$ ).....	54
Şekil 3.28. B_ vektör değerlerinin z ekseninden gösterimi ( $\theta=10^0$ ).....	55
Şekil 3.29. B_ vektör değerlerinin xy ekseninden gösterimi ( $\theta=10^0$ ).....	55
Şekil 3.30. B yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi( $\theta=10^0$ ).....	56

Şekil 3.31. B yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi( $\theta=10^\circ$ ).....	56
Şekil 3.32. J akım yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi.....	57
Şekil 3.33. J akım yoğunluğunun genel gösterimi.....	57
Şekil 3.34. Rotor konumuna göre endüktans değişimi( $I=6,5A$ ).....	58
Şekil 3.35. SEM 3D sonucu hesaplanan momentin konuma bağlı değişim grafiği .....	59
Şekil 4.1. Üyelik fonksiyonlarının karşılaştırılması .....	62
Şekil 4.2. Klasik bulanık kontrol üyelik fonksiyon çeşitleri. ....	63
Şekil 4.3. Giriş için kullanılan veri üyelik işlevleri.....	64
Şekil 4.4. Durulaştırma .....	65
Şekil 4.5. Klasik küme ile bulanık küme arasındaki fark .....	66
Şekil 4.6. Bulanık mantık denetleyici yapısı .....	66
Şekil 4.7. Bulanık mantık denetleyici fis editörü .....	69
Şekil 4.8. Giriş hata fonksiyon (e) üyeliği .....	69
Şekil 4.9. Hata değişimi fonksiyon ( $C_e$ ) üyeliği .....	69
Şekil 4.10. Çıkış fonksiyon ( $du$ ) üyeliği .....	70
Şekil 4.11. ARM'nin bulanık mantık hız denetimi blok şeması .....	71
Şekil 4.12. Bulanık hız denetleyici bloğunun içyapısı .....	71
Şekil 4.13. A fazı bloğunun içyapısı .....	72
Şekil 4.14. Anahtarlama bloğu iç yapısı .....	72
Şekil 4.15. İletim kesim açılarının tespiti bloğu içyapısı. ....	73
Şekil 4.16. DSP denetleyici kart(DS1103) .....	75
Şekil 4.17. Tüm sistemin fotoğrafı .....	76
Şekil 4.18. Besleme, doğrultma ve sürücü devreleri .....	76
Şekil 4.19. 40N120C3D1 IGBT farklı $V_{GE}$ gerilimleri için $V_{CE}-I_C$ grafiği .....	77

Şekil 4.20. TD351 sürme entegresinin iç yapısı .....	77
Şekil 4.21. Optocoupler karakteristiği .....	78
Şekil 4.22. Simulink yazılımında hazırlanan ARM bulanık hız kontrol blok şeması .....	79
Şekil 4.23. $n=60$ rad/s referans hızı için yüksüz durumda simülasyon sonucunda elde edilen momentin zamana bağlı değişim grafiği .....	81
Şekil 4.24. Simülasyon sonucunda faz indüktanslarının zamana bağlı değişim grafiği .....	81
Şekil 4.25. $n=60$ rad/s referans hızı için yüksüz durumda simülasyon sonucunda elde edilen hızın zamana bağlı değişim grafiği.....	82
Şekil 4.26. $n=60$ rad/s referans hızı için yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen hızın zamana bağlı değişim grafiği .....	82
Şekil 4.27. 100V yüksüz durumda simülasyon sonucunda elde edilen $I_a$ , $I_b$ ve $I_c$ faz akımlarının zamana bağlı değişim grafiği.....	83
Şekil 4.28. 100V yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen $I_a$ , $I_b$ ve $I_c$ faz akımlarının zamana bağlı değişim grafiği .....	83
Şekil 4.29. Simülasyon sonucunda elde edilen $V_a$ 'nın zamana bağlı değişim grafiği.....	84
Şekil 4.30. Deneysel olarak ölçülen $V_a$ 'nın zamana bağlı değişim grafiği.....	84
Şekil 4.31. Sürme Sinyali .....	84
Şekil 4.32. 100V yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen motorun 60-80 rad/s hıza ulaşım cevabı.....	85
Şekil 4.33. 100V yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen motorun 60-100 rad/s hıza ulaşım cevabı.....	85
Şekil 4.34. 100V yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen motorun yavaşlama cevabı. ..	86
Şekil 4.35. 100V 0.45 Nm yük altında simülasyon sonucunda elde edilen $I_a$ , $I_b$ ve $I_c$ faz akımlarının zamana bağlı değişim grafiği.....	87
Şekil 4.36. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen $I_a$ , $I_b$ ve $I_c$ faz akımlarının zamana bağlı değişim grafiği .....	87
Şekil 4.37. 100V 0.45 Nm yük altında simülasyon sonucunda elde edilen motorun 0-60 rad/s hıza ulaşım cevabı .....	88

Şekil 4.38. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen motorun 0-60 rad/s hızı ulaşım cevabı .....	88
Şekil 4.39. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen motorun 40-60 rad/s hızı ulaşım cevabı .....	88
Şekil 4.40. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen motorun 20-60 rad/s hızı ulaşım cevabı .....	89
Şekil 4.41. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen motorun 60-20 rad/s yavaşlama cevabı .....	89

## TABLolar LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. ARM'nin diğler motorlar ile karşılaştırılması .....	25
Tablo 2. Deneysel ve 3D SEM sonuçları endüktans değışim tablosu .....	58
Tablo 3. Kurallar tablosu.....	70
Tablo 4. Programda kullanılan veriler .....	73

## SEMBOLLER LİSTESİ

$A_r$	: Rotor kutup adımını
$B_s$	: Stator kutup yayı uzunluğu
$B_r$	: Rotor kutup yayı uzunluğu
$B_m$	: Akı yoğunluğunun maksimum değeri
$F$	: Uyarma akımı frekansı
$F_s$	: Anahtarlama frekansı
$I$	: Faz akımı
$K$	: İndüktansın arttığı bölgede indüktansın eğimi
$L_{max}$	: Çakışık konum faz indüktansı
$L_{min}$	: Çakışık olmayan konum faz indüktansı
$N_r$	: Rotor kutup sayısını
$N_s$	: Stator kutup sayısı
$Q$	: Faz sayısı
$\Theta$	: Rotor konumu(radyan)
$R$	: Faz direnci
$\Psi$	: Faz akısı
$T_e$	: Üretilen toplam moment
$V$	: Şebeke gerilimi
$W_{mek}$	: Motorun milinden alınan mekanik enerji
$W_{elek}$	: Sargıya uygulanan elektriksel enerji
$W_f$	: Depolanan magnetik enerji
$J$	: Eylemsizlik momenti
$B$	: Sürtünme katsayısı
$\omega$	: Açısal hız
$T_y$	: Yük momenti.

## KISALTMALAR LİSTESİ

<b>3D</b>	: Üç boyutlu
<b>AA</b>	: Alternatif Akım
<b>ARM</b>	: Anahtarlama Relüktans Motor
<b>DA</b>	: Doğru Akım
<b>DSP</b>	: Sayısal İşaret İşlemci (Digital Signal Processor)
<b>emk</b>	: Elektromotor kuvvet
<b>mmk</b>	: Manyetomotor kuvvet
<b>MST</b>	: Maxwell Stress Tensor
<b>SEY</b>	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
<b>IGBT</b>	: Yalıtılmış kapılı çift kutuplu transistor (Isulated Gate Bipolar Transistor),
<b>MCT</b>	: MOS kontrollü tristör ( MOS Controlled Thyristor)
<b>MOSFET</b>	: Metal oksit yarıiletken alan etkili transistor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)



## 1. GİRİŞ

Geçmiş 1824 yılına dayanan anahtarlamalı relüktans motor (ARM) ilk olarak 1838 yılında İskoçya'da Davidson tarafından bir lokomotifin tahrikinde kullanılırken 1972 yılında patenti alınmış olmasına rağmen araştırma ve geliştirme ortamına 1980 yılından sonra girmiş ve şimdilerde endüksiyon motoru kadar yoğun olmasa da ticari alanda gittikçe artan uygulamaları bulmaktadır. Daha önceleri teknolojisi yeteri kadar bilinmiyordu. ARM'lerin performansı ve çalışma karakteristikleri hakkında ileri sürülen iddialara o zamanlarda inanılması oldukça zordu. Tasarım işlemlerini gerçekleştirmek zor olduğundan dolayı firmalar bu motoru geliştirme fırsatına sahip değildiler. Bundan dolayı prototiplerinin satın alınabilmesi veya testler sonucu imalatlarının yapılabilmesi yavaş ilerleme kaydetmiştir.

Teknolojideki gelişmeler bu motorun önünü açmıştır. Anahtarlamalı relüktans motorun yapısının basit olması, üretim maliyetinin düşük olması ve bakım-onarım masrafının az olması kendisine olan ilginin diğer bir kaynağıdır. Kolay hız ayarı ve çok yüksek hızlarda dönebilme, bu motorların diğer üstünlüklerindedir.

Günümüzde en çok kullanılan başlıca elektrik motorları; asenkron motor, senkron motor ve doğru akım motorlarıdır. Bu motorların hepsinin elektronik devrelerle kontrol edilerek mekanik çıkışları iyileştirilebilir. Doğru akım motoru, kontrolü en kolay motor olmasına rağmen fırça ve kollektörlerinin zamanla aşınması, bakım gerektirmesi ve boyutunun diğer motorlardan büyük olması, yüksek maliyeti ve patlayıcı ortamlarda kullanılamaması nedeniyle yavaş yavaş yerini asenkron ve senkron motorlara bırakmaktadır. Bu iki motor türüne, genel olarak alternatif akım motorları denir. Elektronik kontrol devreleriyle alternatif akım motorlarının çalışmaları iyileştirilebilmesine karşın, bunların karmaşık yapıda ve pahalı olması nedeniyle birçok elektrik motoru uygulamalarında kullanılmamaktadır.

Anahtarlamalı relüktans motorda üretilen toplam moment, fazların bağımsız ürettiği momentlerin toplamına eşittir. Her bir fazın ürettiği moment akımın karesi ve indüktansın değişimine bağlıdır. Doymanın olmadığı, akıma bağlı akımın değişiminin doğrusal kabul edildiği doğrusal çalışma durumunda akım sabit tutulursa üretilen moment de düzgün olacaktır. Ancak akımın bir fazdan diğer faza geçtiği komütasyon aralığında akımı sabit

tutmak mümkün olmamaktadır. Moment eğrilerindeki çökmeler çoğunlukla komütasyon aralığında meydana gelir.

### **1.1. Anahtarlamalı Relüktans Motorun Tarihi Gelişmesi**

Anahtarlamalı relüktans motorlarla ilgili ayrıntılı çalışmalar İngiltere’de 1967 yılında Leeds Üniversitesinde ve daha sonra 1973 yılında Nottingham Üniversitesinde başlamıştır. 1976 yılına kadar ARM’lerle ilgili dünya çapında 67 patent, 1976 ile 1999 yılları arasında ise 1755 patent alınmıştır. Yine 1976 yılına kadar ARM ile ilgili 11 makalenin, 1976 ile 1999 yılları arasında 1847 makalenin yayımlandığı tespit edilmiştir. Cruickshank, Anderson ve Menzies 1966 ile 1968 yılları arasında geliştirdikleri alan anahtarlamalı relüktans motor, ARM’lerle ilgili önemli bir örnek olmuştur. Modern relüktans motorların ve sürücülerinin bazı özelliklerini bu çalışmada bulmak mümkündür. General Elektrik şirketinde 1972 yılında Bedford, modern anahtarlamalı relüktans motorun tüm özelliklerini tanımlayan iki patent almıştır. General elektrik anahtarlamalı relüktans motor ve adım motorlarla beraber birçok özel motor üretmiştir. Lawrenson ve Stephenson Leeds Üniversitesinde anahtarlamalı relüktans motorlar üzerine birlikte çalışmaya başlamış, kurdukları Switched Reluctance Drivers Ltd. şirketi ile ARM’leri ticari noktaya taşımıştır ve sonra bu şirket 1994 yılında Emerson şirketi ile birleşmiştir. ARM sürücünün volt-amper ihtiyacı, kontrolü, konum okuyucu ihtiyacı ve gürültü seviyesi gibi konular üzerinde durulmuştur. 1970’lı yılların başından itibaren teknolojiye paralel olarak anahtarlamalı relüktans motorlarda yeni gelişmeler meydana gelmiştir. Örneğin güç transistörü, güç MOSFETi ve IGBT anahtarlama elemanları tristörden sonra icat edilmiştir ve tristörden farklı olarak çok yüksek frekanslarda anahtarlama imkânı vermiştir. Bu hızlı anahtarlama elemanları ARM sürücü devrelerinde kullanılmaya başlanmıştır (Omaç, 2006).

### **1.2. Tezin Amacı**

Bu tezde kutup sayıları artırılarak akustik gürültü ve radyal kuvvetlerin etkilerinin azaltılması amacıyla tasarlanmış olan 18/12 kutuplu ARM incelenmiştir. Öncelikle motorun 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi ile manyetik büyüklükleri incelenmiş elde edilen veriler ile deneysel veriler karşılaştırılmıştır. Daha sonra motor için sürücü devre tasarlanmıştır. Matlab programında simülasyon oluşturulmuş ve bulanık mantık hız

denetim uygulanarak elde edilen veriler ışığında sürücü devre yazılım kısmı oluşturulmuştur. Sonuç olarak simülasyon sonuçları ile deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Motorun manyetik büyüklüklerinin incelenmesi, bulanık mantık hız kontrolüne karşı motorun cevabı, simülasyon sonuçları ile deneysel çalışmaların kıyaslanması hedef alınmıştır.

### **1.3. Tez İçeriği**

1. Bölümde ARM'nin kısa bir tarihi geçmişi özetlenmiş tezin amacı verilmiştir,
2. Bölümde anahtarlamalı relüktans motorların (ARM) avantajları, dezavantajları, yapısı, çalışma ilkesi, kontrolü, sürücü seçim ve tasarım kriterleri incelenmiştir.
3. Bölümde ARM'nin bilgisayar destekli modellenmesi ve tasarımı incelenmiştir. Kullanılan simülatör programının özellikleri, analiz ettiği büyüklükler ve bunlar için kullanılan eşitlikler verilerek çözüm aşamaları konu edilmiştir. Endüktansın ve momentin konuma bağlı değişimi hesaplanmış, manyetik alan çizgilerinin ve akım yoğunluklarının farklı rotor konumlarındaki değerleri bulunmuştur.
4. Bölümde bulanık mantık hız kontrol yönteminin temelleri, uygulanması ve bulanık mantık hız denetiminin sonuçları ele alınmıştır.
5. Bölümde tez sonuçları açıklanarak ileride yapılacak çalışmalara ilişkin öneriler sunulmuştur.

## **2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN ÖZELLİKLERİ, YAPISI VE ÇALIŞMA İLKESİ**

### **2.1. Giriş**

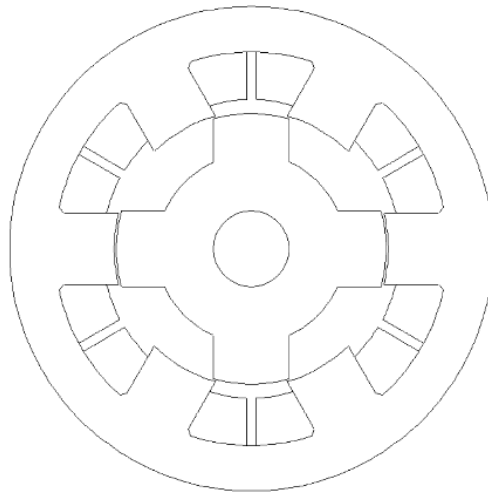
Anahtarlamaalı relüktans motorlar, adını rotor konumuna göre hava aralıının değişmesi dolayısıyla relüktansın değişmesinden almaktadır. Doğrudan bir kaynağa bağlanarak çalışamadıkları için bu motorlarda bir sürme (anahtarlama) devresinin kullanılması gerekmektedir. Hem değişken relüktanslı motoru hem de sürme devresini birlikte ifade etmek için anahtarlamaalı relüktans motor (ARM) adı kullanılmaktadır.

ARM'ler stator ve rotor yapısı bakımından doğru akım motorları ve asenkron motorlara göre daha basit ve dayanıklı, üretim maliyeti daha düşüktür. Ayrıca sadece stator kutuplar üzerinde sargılar vardır ve bu sargılar oldukça basit sarılmış sargılardır. ARM, stator ve rotordaki çıkık kutup yapısı ve manyetik devresi ile klasik motorlardan oldukça farklıdır. Örneğin asenkron motorda stator ile rotor arasındaki hava aralığı sabittir. Fakat ARM'de stator ile rotor arasındaki hava aralığı sabit değildir ve bundan dolayı rotor kutbu, rotor adımı kadar yol alırken stator kutbu ile oluşturduğu manyetik direnç sürekli değişir. Sadece stator kutupları üzerinde sargı olduğu ve rotorunda sargı olmadığı için ARM'lerde, fırça ve kollektör düzeneği kullanmaya gerek olmamaktadır. Halbuki yapısında yer alan fırça ve kollektör düzeneğinden dolayı doğru akım motorları çalışırken kıvılcım meydana getirir. Fırça ve kollektör düzeneğinden dolayı doğru akım motorlarında bakım ve onarım masrafı daha fazladır. Buna karşılık ARM'ler de bakım ve onarım masrafı daha azdır ve ARM'ler bundan dolayı daha uzun ömürlüdür ( Fenercioğlu, 2008).

### **2.2 Anahtarlamaalı Relüktans Motorun Temel Özellikleri**

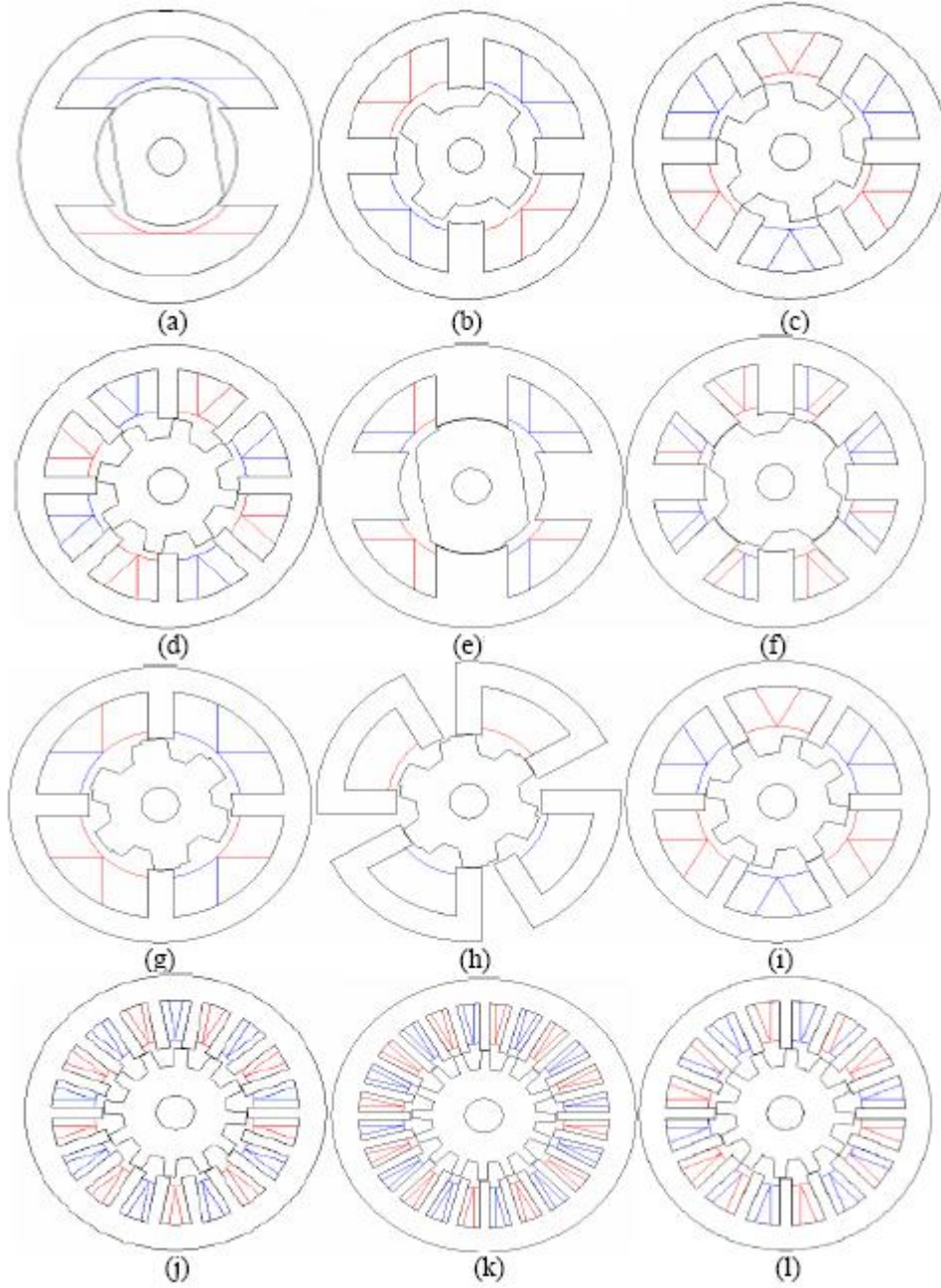
Anahtarlamaalı relüktans motorlar, hem stator hem de rotorlarında çıkıntılar bulundurduklarından çift çıkıntılı bir yapıya sahiptir. Bu sebeple, çıkıklı ya da çift çıkıklı motorlar olarak bilinmektedirler. Gerçekte bir çeşit senkron motor olan ARM'lerin rotorlarında herhangi bir mıknatıs, sargı ya da kısa devre halkası bulunmayıp sadece masif demir veya saç paketi içermektedir. Stator ise DC motorların sargılarına benzer şekilde basit yapılı ve ince telli sarımlardan oluşan yoğun sargılar bulunmaktadır. 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 silisli saçlardan imal edilmektedir. Genelde stator ve rotor kutup sayılarına göre isimlendirilen ARM'lerde, yüksek hız gerektiren uygulamalarda rotor kutup sayısı stator kutup sayısına göre küçük seçilirken, yüksek moment 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 manyetik alandan daha fazla yararlanabilmek için sargılara daha geniş yer sağlamaktır. 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. Rotor ve stator çıkık sayıları çift sayıda olmak üzere sayıca birbirinden az, fazla ya da birbirine eşit olabilir. Çoğunlukla stator çıkık sayısı rotor çıkık sayısından daha fazladır. Stator ve rotor çıkık sayıları ya da ARM'nin tipi stator kutup sayısı/ rotor kutup sayısı şeklinde ifade edilmektedir. Örneğin 8/6, 8 stator çıkığına, 6 rotor çıkığına sahip bir ARM'yi temsil ederken, 6/4, 6 stator çıkığına ve 4 rotor çıkığına sahip bir ARM'yi temsil etmektedir. Şekil 2.1' de 6/4 yapıdaki bir ARM'ye ait kesit görülmektedir. Karşılıklı olarak birbirine seri şekilde bağlantısı yapılmış olan 2 stator kutup sargısı ARM'nin bir fazını oluşturmaktadır. ARM'lerin tek fazlı olarak 2/2, 4/4, 6/6, 8/8; çift fazlı olarak 4/2, 8/4, 4/6, 8/6; üç fazlı olarak 6/4, 6/8, 12/8, 18/12, 24/16, dört fazlı olarak 8/6, 16/12 gibi birçok değişik dizilimleri oluşturulabilir (Kakilli,2011; Fenercioğlu, 2008).



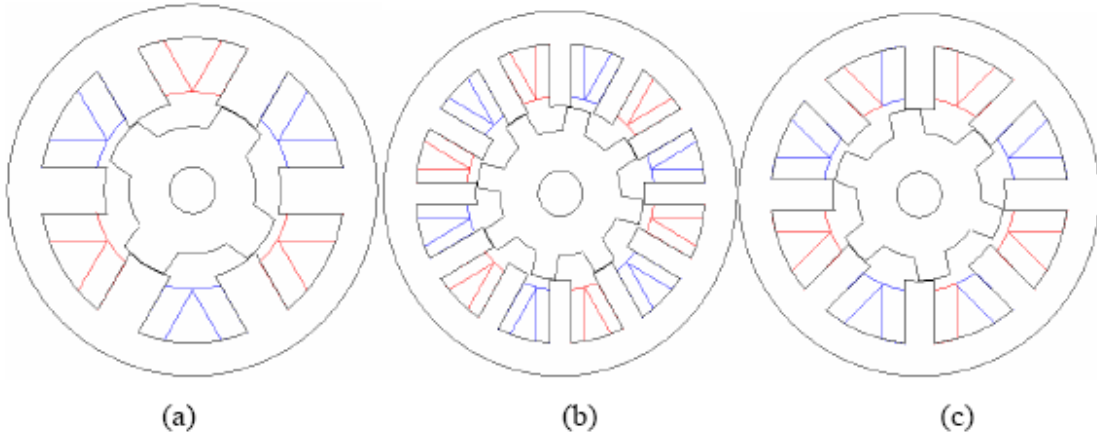
Şekil 2.1. 6/4 ARM kesiti

Şekil 2.2’de çeşitli dizilimlere sahip ARM’ler, Şekil 2.3’de ise en çok bilinen ve kullanılan dizilimler görülmektedir.



**Şekil 2.2.** Farklı dizilimlere sahip ARM’ler

- (a) Tek faz 2/2, (b) Tek faz 4/4, (c) Tek faz 6/6, (d) Tek faz 8/8,  
(e) İki faz 4/2, (f) İki faz 8/4, (g) İki faz 4/6, (h) İki faz 8/6,  
(i) Üç faz 6/8, (j) Üç faz 18/12, (k) Üç faz 24/16, (l) Dört faz 16/12.

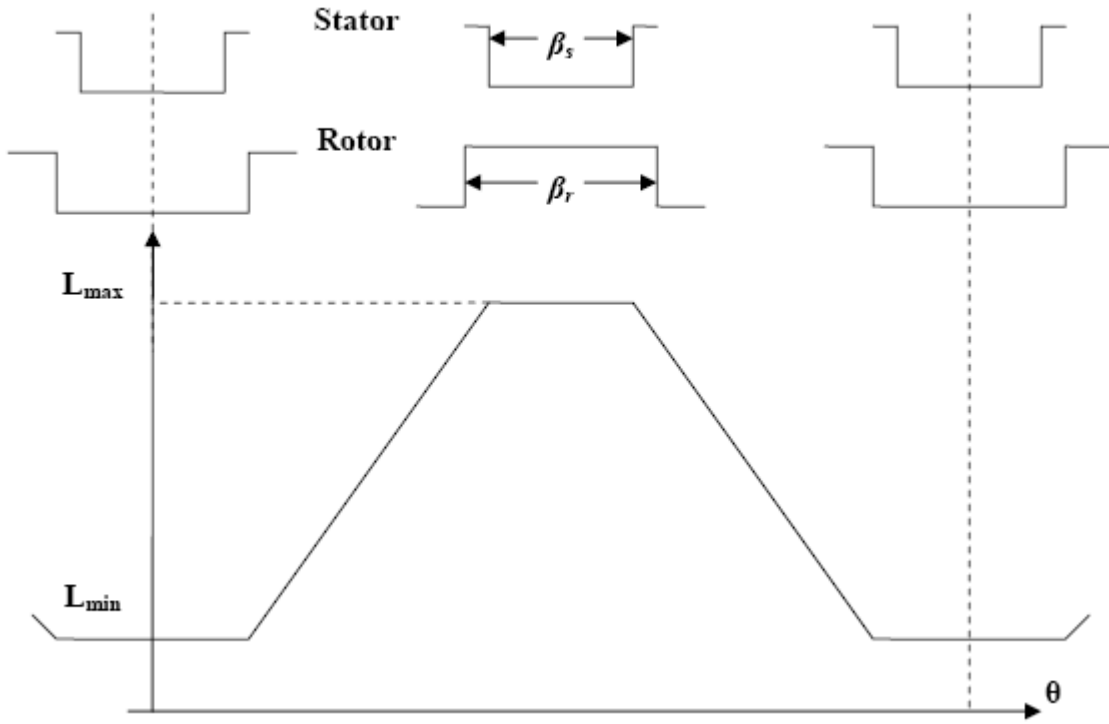


**Şekil 2.3.** En çok bilinen ve kullanılan ARM dizilimleri

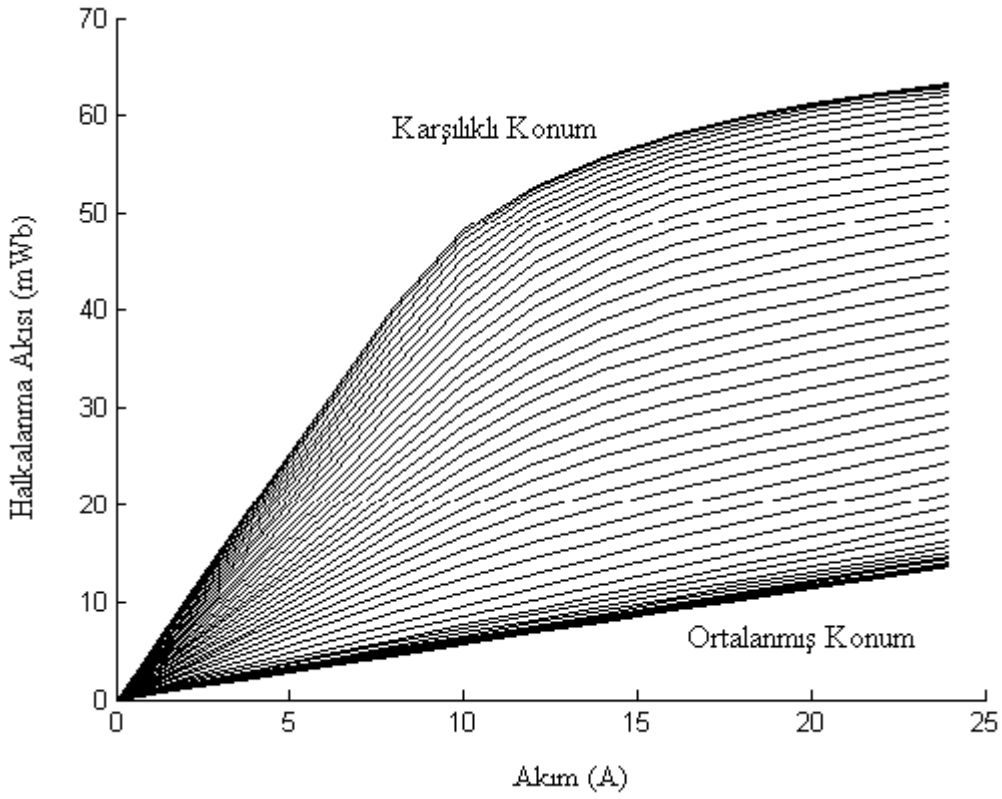
(a) Üç faz 6/4, (b) Üç faz 12/8, (c) Dört faz 8/6.

ARM'nin indüksiyon motorundan en önemli farkı ise uygulanan gerilimin yapısı itibarı iledir. İndüksiyon motorlarında hem rotor hem de statorda alternatif akım varken ARM'lerde yalnızca stator sargılarına, sırasıyla akım darbe şeklinde verilir. Çalışma prensibi temel olarak stator sargılarına akım uygulayarak hava aralığında oluşan relüktansın değiştirilmesi aracılığı ile rotorun hareketinin sağlanması ve moment elde edilmesi şeklindedir (Yuelun vd., 2010).

ARM'lerde rotor hiçbir iletken, sargı vs. içermez ve çok sade bir yapıdadır. ARM'lerin döndürme momenti akımın yönüne değil sadece genliğine bağlıdır. Dolayısıyla motorun sürücü devresinde kullanılacak yarı iletken sayısı diğer sürücülere nazaran daha azdır. Bunun yanında moment değeri endüktansın değişimine bağlı olduğundan, eğer akım endüktansın artma yönünde uygulanırsa döndürme momenti pozitif olurken, akımın endüktansı azaltma yönünde olması durumunda ise negatif olacaktır. Akım darbelerinin, endüktans değişiminin hangi bölgelerinde uygulanacağını tespit edilmesi ve bu bölgelere ait rotor konumunun bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle ilgili rotor pozisyonu bilgisinin elde edilebilmesi için optik ya da alan etkili sensörlerin kullanımı gerekmektedir. Şekil 2.4' de doğrusal çalışma için rotorun statora göre olan konumuna göre endüktans değişimi, Şekil 2.5'de ise motora ait akım ve halkalanma akıları arasındaki doğrusal olmayan ilişki gösterilmiştir (Mutlu, 2006; Gücüyetmez, 2005).



Şekil 2.4. ARM’ de doğrusal çalışma için rotor konumuna göre indüktans değişimi



Şekil 2.5. Akım ve halkalanma akısı arasındaki doğrusal olmayan ilişki



### 2.2.1. Değişken Relüktans

Relüktans, elektrik devresindeki direncin manyetik devredeki karşılığı şeklinde düşünülebilir. Bir manyetik devrede relüktans, rotor ve stator arasındaki hava aralığının manyetik direncidir. Elektrik devresinde rezistans elektrik akımına karşı zorluk gösterirken, manyetik devredeki relüktans manyetik akının dolaşımına zorluk gösterir. Ancak relüktans manyetik devre içerisinde sürekli değişkendir ve her noktada aynı değerde değildir. ARM'lerde rotor konumuna göre halkalanma akılarının izlediği yol değişmekte ve bu da manyetik devredeki relüktansın değişimine neden olmaktadır. Herhangi bir manyetik devrenin relüktans ifadesi eşitlik 2.1 ile verilebilir.

$$R = \frac{F}{\Phi} = \frac{Hl}{BS} = \frac{l}{\mu S} \quad (2.1)$$

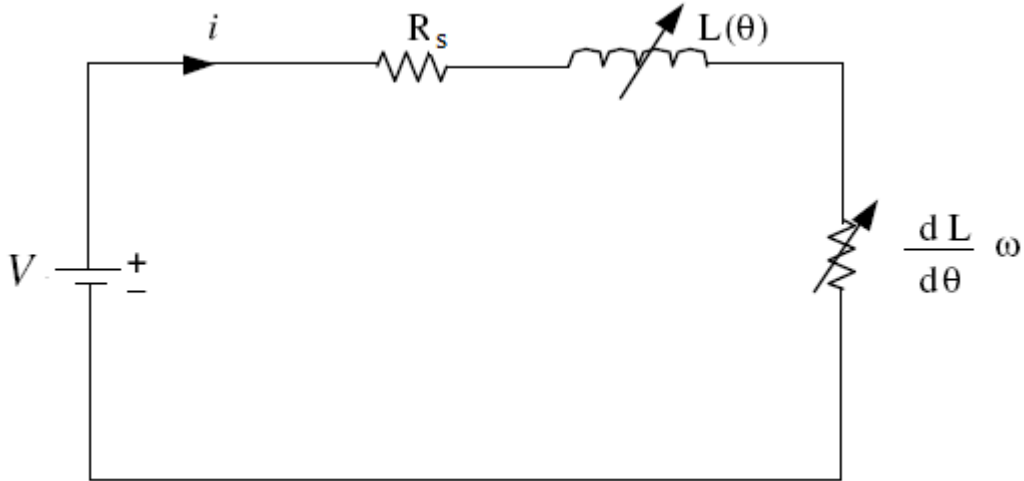
Eşitlik 2.1 ifadesinde yer alan  $R$  gösterimi relüktansı,  $F$  magnetomotor kuvvetini,  $\Phi$  akıyı,  $H$  hava aralığındaki manyetik alan şiddetini,  $l$  manyetik yolun uzunluğunu,  $B$  akı yoğunluğunu,  $S$  manyetik yolun kesit alanını ve  $\mu$  ise manyetik malzemenin manyetik geçirgenliğini ifade etmektedir. ARM'de özellikle  $l$ ,  $\mu$  ve  $S$  parametreleri rotorun açılma değişimi ile birlikte manyetik devre relüktansının değişimine neden olmaktadır. Öyle ki stator ve rotor kutupları karşılıklı pozisyona gelmeden önceki ortalanmış pozisyonda manyetik geçirgenlik değeri  $\mu$ , boş uzayın geçirgenliği olan  $\mu_0$  değerine eşittir ve bu değer de malzemenin geçirgenliği ile karşılaştırıldığında çok küçük bir değerdedir. Dolayısıyla ortalanmış konumda relüktans değeri maksimum değerini almaktadır. Ancak rotor ve stator kutuplarının karşılıklı pozisyon konumuna yaklaşımları 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 manyetik geçirgenlik maksimum değerine ulaşacaktır. Bir başka deyişle manyetik devrenin relüktansı minimum değerini alacaktır. Ortalanmış konumda relüktans değerinin maksimum olması nedeniyle akı doyuma 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 endüktans değeri olup bu iki değer arasındaki ilişki Eşitlik 2.2' deki gibi ifade edilebilir (Omaç, 2006; Fenercioğlu, 2008; Aşan, 2008).

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N\phi}{i} = \frac{N^2}{R} \quad (2.2)$$

Eşitlik 2.2' de  $\lambda$  ifadesi halkalanma akısı değerini,  $i$  ifadesi faz akımını ve  $N$  ifadesi ise faza ilişkin sarım sayısını göstermektedir (Zhangjun, 2003).

### 2.2.2. Eşdeğer Devre

ARM'lerin çalışma prensibi relüktans kuvvetine dayanmakta ve serbest hareketli, çıkık yapılı rotorun, bulunduğu manyetik devre içerisindeki akının, en kolay yol bulabileceği en küçük relüktans konumuna kadar kuvvet uygulanarak çekilmesi şeklinde gerçekleşmektedir. Şekil 2.6'da ARM'nin tek fazına ait eşdeğer devre gösterilmiştir.



Şekil 2.6. ARM'nin tek fazına ait elektriksel eşdeğer devre

Şekil 2.6'da verilen devrede R<sub>s</sub>, her bir faz için stator sargılarına ait direnci ve L endüktans değerini temsil etmektedir.

Burada, her bir faza uygulanmakta olan gerilim değeri eşitlik 2.3'deki gibi verilebilir.

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

ve

$$\lambda = L(\theta, i) i \quad (2.4)$$

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

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

Burada;

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

eşitliği yazılabilir ve dolayısıyla da giriş gücü,

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

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  $[i^2 p L(\theta, i)] / 2$  ifadesi ile verilen hava aralığı gücünün toplamından oluşmaktadır. Hava aralığı gücü için zaman ifadesinde rotor pozisyonu ve hız terimleri yerine konulacak olursa,

$$T_e = \frac{\theta}{\omega_m} \quad (2.8)$$

ve dolayısıyla da,

$$P_{ag} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.9)$$

$$P_{ag} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m \quad (2.10)$$

ifadesi elde edilir.

Hava aralığı gücü elektromanyetik moment ve hıza bağlı olarak,

$$P_{ag} = T_e \omega_m \quad (2.11)$$

olduğundan motora ait moment,

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2.12)$$

şeklinde elde edilir. Bir sonraki bölümde aynı ifade enerji dönüşümü ile de elde edilecektir (Miller, 2001; Sefa, 1997).

### 2.2.3. Enerji Dönüşümü

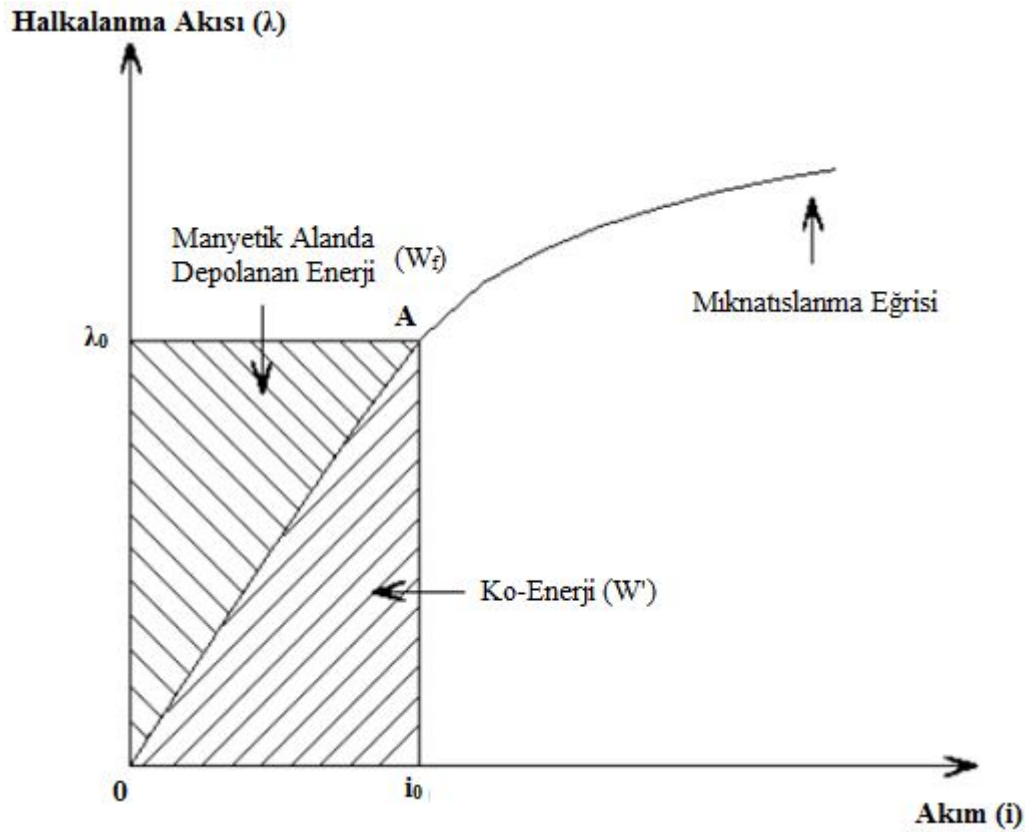
ARM'lerin normal çalışmaları esnasında, relüktansın, rotor konumu ve doyum sebebi ile değişiminden dolayı, statora ait faz sargıları tarafından üretilen manyetik alanın basit bir matematiksel eşitliği yoktur. Dolayısıyla burada ARM'lere ait enerji dönüşümü, genel

enerji dönüşümü vasıtasıyla incelenecektir. Şekil 2.7’de karşılıklı ve ortalanan konum arasındaki herhangi bir rotor açısında kilitlemiş olan ARM’ ye ait mıknatıslanma eğrisi gösterilmiştir. Şekil 2.7’ den de açıkça görüleceği üzere manyetizasyon eğrisi üzerindeki herhangi bir A noktası için depolanan manyetik alan enerji ve ko-enerji ifadeleri sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$W_f = \int_0^{\lambda_0} i d\lambda(\theta, i) \quad (2.13)$$

$$W^1 = \int_0^{i_0} \lambda(\theta, i) di \quad (2.14)$$

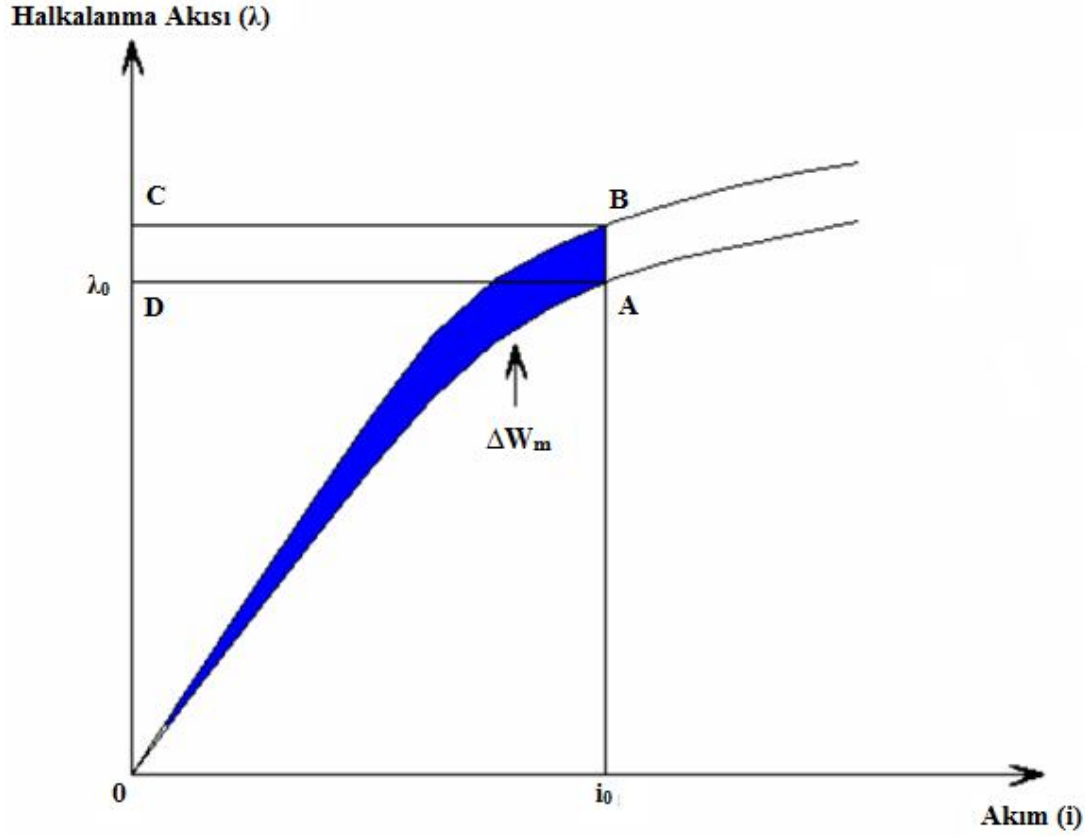
Burada halkalanma akısı, rotor konumuna ve akıma bağlı bir değişken olup alan enerjisi, hava aralığı ile stator ve rotor malzemesinde depolanan manyetik enerjiyi ifade etmektedir.  $W^1$  koenerjiyi,  $W_f$  manyetik enerjiyi ifade etmektedir (Polat, 2008).



Şekil 2.7. Mıknatıslanma eğrisi ve enerji ilişkisi

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 2.8’de gösterildiği üzere A noktasından B noktasına kayacaktır. Bakır ve

çekirdek kayıpları ihmal edilecek olursa, enerjinin korunumu prensibi sebebiyle rotorun  $\Delta\theta$  kadarlık konum değişimi esnasında alan enerjisinde meydana gelen değişim şekil 2.8'den de görüleceği üzere  $\Delta W_m$  mekanik işine eşit olacaktır (Gürdal, 2001; Fenercioğlu, 2006).



Şekil 2.8. Alan enerjisi, ko-enerji ve mekanik iş

Dolayısı ile,

$$\Delta W_m = \int_0^{i_0} \lambda(\theta_b, i) di - \int_0^{i_0} \lambda(\theta_A, i) di \quad (2.15)$$

eşitliği elde edilmiş olur. Mekanik iş;

$$\Delta W_m = T_e \Delta\theta \quad (2.16)$$

eşitliği ile verilebileceğinden, eşitlik 2.15' den ani moment ifadesi çekilecek olursa;

$$T_e = \frac{\theta}{\omega_m} = \frac{\int_0^{i_0} \lambda(\theta_b, i) di - \int_0^{i_0} \lambda(\theta_A, i) di}{\Delta\theta} \quad (2.17)$$

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

$$T_e = \frac{d}{d\theta} \int_0^i \lambda(\theta, i) di \quad (2.18)$$

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

$$T_e = \int_0^i \frac{d\lambda(\theta, i^l)}{d\theta} di^l = \int_0^i \frac{dL}{d\theta} i^l di^l = \frac{dL}{d\theta} \int_0^i i^l di^l = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (2.19)$$

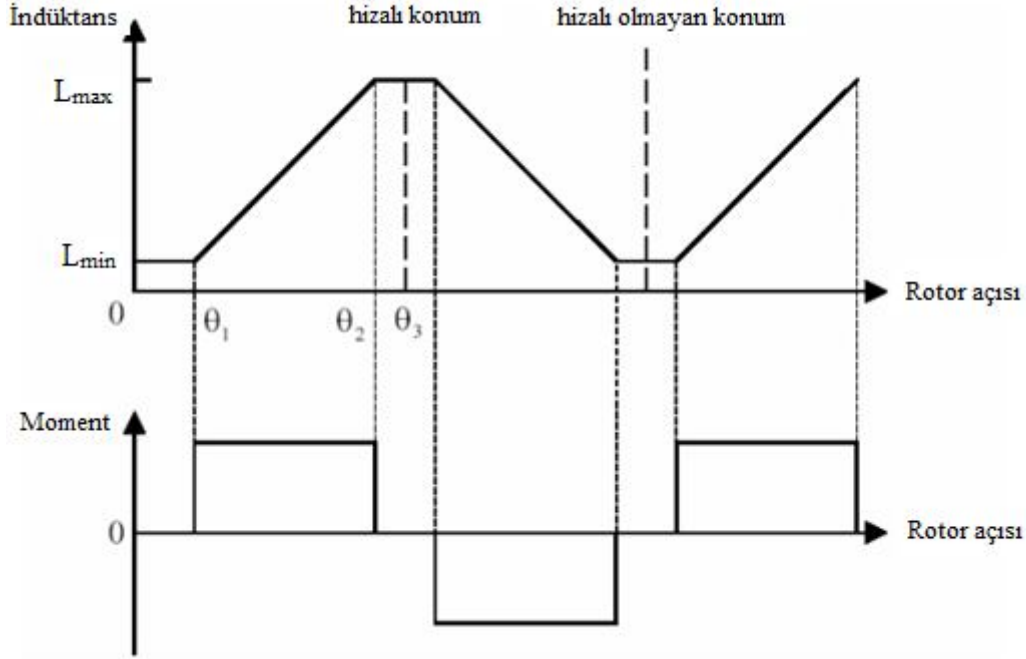
eşitliği elde edilir ki bu ifade eşitlik 2.12 ifadesine eşittir. Daha önce de sözü edildiği gibi eşitlik 2.12 ve eşitlik 2.19'da ARM' ye ait momentin faz akımının yönünden bağımsız ancak rotor konumuna göre motora ait endüktans ( $d\theta/dL$ ) değişiminin yönüne bağımlı olduğunu ortaya koymaktadır (Rasmussen, 2002; Dursun, 2002; Bal, 2004).

#### 2.2.4. Moment

Anahtarlamalı relüktans motorda moment, üç değişkene bağlı olarak değişir. Bunlar endüktans, stator sargı akımı ve rotorun açısasal konumudur. Eğer verilen bir akım değeri için değişen rotor konumuyla birlikte endüktans lineer olarak değişiyorsa, hem ARM'nin bir fazına ait eşdeğer devresinden hem de enerji dönüşümü ilkesinden elde edilen moment ifadesi, eşitlik 2.12 ve eşitlik 2.19'da belirtildiği gibi  $T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}$  dir. Burada  $\theta$ , rotor konumunu belirtmektedir. Buradan momentin akımın karesi ile doğru orantılı olduğu ve moment üretiminin endüktans değişimine bağlı olduğu görülmektedir. Şekil 2.9'da, momentin stator sargı akımı sabit iken endüktans ve rotor konumu ile değişimi verilmektedir.

Şekil 2.9'da endüktans değişimi ideal olarak alınmıştır. Bu sebeple moment lineer endüktansla sabit olarak değişim göstermektedir. Ancak pratikte, ARM'lerin endüktans değişimi lineer değildir ve bunun sonucu olarak moment titreşimli olarak elde edilir. Moment titreşimini en aza indirmek için endüktansın rotor açısı ile olan değişiminin ( $dL/d\theta$ ) olabildiğince düzgün olması istenir. Bu amaçla rotor dişlerinde değişiklikler yapılarak endüktans değişimi olabildiğince lineer hale getirilmeye çalışılmaktadır. Moment değeri endüktansın değişimine bağlı olduğundan, eğer akım endüktansın artma yönünde uygulanırsa döndürme momenti pozitif olurken, akımın endüktansın azaldığı bölgede ise negatif olacaktır. Dolayısıyla akım darbelerinin, endüktans değişiminin hangi bölgelerinde uygulanacağını tespit edilmesi ve dolayısıyla da bu bölgelere ait rotor konumunun

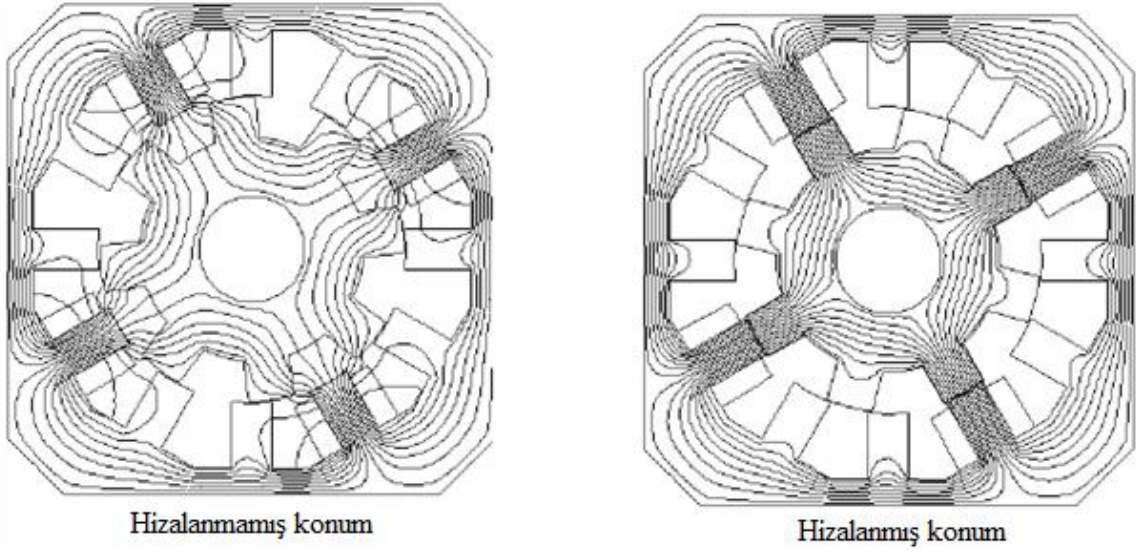
bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle ilgili rotor pozisyonu bilgisinin elde edilebilmesi için optik ya da alan etkili sensörlerin kullanımı gerekmektedir (Direnzo, 2000).



Şekil 2.9. Sabit stator sargı akımında momentin indüktans ile değişimi

Anahtarlamalı relüktans motorda, rotor yüksek relüktans noktasından düşük relüktans noktasına hareket etmektedir. Relüktansın en düşük olduğu bölge stator ve rotor kutuplarının tam olarak karşı karşıya geldiği hizalanmış konumdur. Relüktansın bu en düşük olduğu durumda endüktans da, relüktans ile ters orantılı olarak en yüksek değerine ulaşacaktır (Miller, 2000; Schlensok, 2003).

Şekil 2.10'da gösterildiği gibi tam hizalı konumda elektromanyetik alan çizgileri tam olarak karşı karşıyadır ve dolayısıyla endüktans da bu hizalı konum boyunca maksimum değerinde sabit kalır. Şekil 2.9'daki moment grafiğinden de anlaşılacağı gibi endüktans da değişimin olmamasına bağlı olarak, hizalanmış konumda herhangi bir moment üretilmez (Krishnan, 2001).



Şekil 2.10. ARM'nin elektromanyetik alan dağılımı

Eşitlik 2.12 ve eşitlik 2.19'dan şu sonuçlar çıkarılabilir:

1. Moment, akımın karesi ile orantılıdır, bundan dolayı doğrusal olmayan momenti üretmek amacı ile akım da farklı şekillerde uygulanabilir. Bu durum AC makineler için çok ters bir durumdur. Faz sargısı içerisindeki akımın değişik şekiller alabilmesi, ARM kontrol devrelerinin çeşitliliğini artırırken sürücü devrelerdeki güç anahtarlarının sayısını azaltabilir ve sürücüyü daha ekonomik hale getirir.

2. Moment sabiti, endüktansın rotor konumu ile değişimi karakteristiği eğrisinin eğimi ile verilir. Buradan stator sargısının endüktansının hem rotor konumunun hem de akımın fonksiyonu olduğu görülmektedir. Endüktansın değişimi motorun çıkıntılı yapısından dolayı lineer değildir. Motorun lineer olmayan bu yapısından dolayı, bu motor için basit bir eşdeğer devre geliştirmek mümkün değildir.

3. Momentin akımın karesi ile doğru orantılı olmasından dolayı, motor DC motorlara benzer. Dolayısıyla, iyi bir başlangıç momentine sahiptir.

4. Endüktans eğrisinin negatif kısmında akımın değişimi ile negatif moment üretimi mümkündür.

5. Dönme yönü basit bir işlemle stator faz sargılarının enerjilenme sırası değiştirilerek ters çevrilebilir.

6. 1, 4 ve 5 nolu özelliklerinden dolayı bu makine sürücülerle birlikte dört bölgede çalışmak için uygundur.



7. Moment ve hız kontrolü sürücü kontrolü ile yapılabilmektedir.

8. Makine, çalışması için kontrol devrelerine ihtiyaç duymaktadır. Dolayısıyla, sabit hızlı uygulamalarda motor sürücüsü indüksiyon ve senkron motorlara kıyasla daha pahalıdır.

9. Çalışması için sürücü devreye bağımlı olmasından dolayı, motorun sürücüsü kendi yapısından gelen, değişken hızlı sürücü sistemine sahiptir.

10. ARM'de makine faz sarımları arasında çok küçük bir ortak endüktans vardır ve neredeyse tüm pratik uygulamalarda bu etki ihmal edilmektedir. Ortak kuplaj olmamasından dolayı, her bir faz diğer fazlardan elektriksel olarak bağımsızdır. Bu özellik sadece anahtarlamalı relüktans motorlara has bir özelliktir. Bu özellik sayesinde herhangi bir fazdaki kısa devre hatasından diğer fazlar etkilenmez. Bir fazda oluşabilecek hatalardan diğer fazların etkilenmemesi özelliği özellikle havacılık uygulamaları, soğutucu pompaları, elektrik cihazlarında önemlidir (Gizaw, 2001; Rosses, 2000; Vijayraghavan, 2001).

### 2.3 Anahtarlamalı Relüktans Motorun Çalışma İlkesi

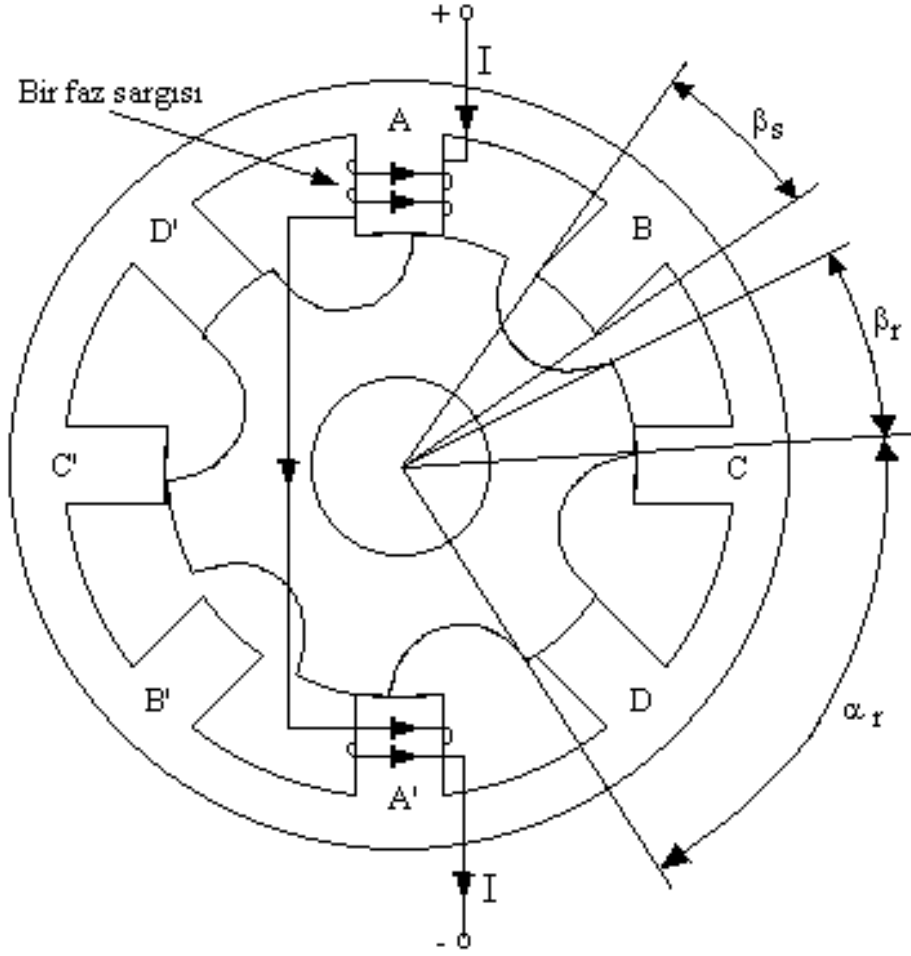
Karşılıklı iki stator kutbu üzerine sarılan sargıların seri bağlanmasıyla ARM'nin bir faz sargısının oluşturulması şekil 2.11'de gösterilmiştir. Diğer kutuplar üzerinde benzer şekilde oluşturulmuş sargılar vardır. Örneğin A fazından bir I akımı akıtıldığında stator kutupları bir mıknatıslık özelliği kazanır ve stator kutupları bir elektromıknatıs gibi karşısındaki rotor kutuplarını çeker ve rotor hareket etmeye başlar. Rotor kutbu başlangıçta iki stator kutbu arasına denk gelen konumda bulunur. Buna çakışık olmayan konum denir. Stator kutbunun rotor kutbunu çekmesiyle birlikte rotor kutbu hareket ederek bir stator kutbu yayı uzunluğu kadar yol aldıktan sonra stator kutbu ile aynı hizaya gelir. Buna çakışık konum adı verilir. Rotor çakışık olmayan konumda iken relüktans en büyük değerdedir. Ancak rotor dönüp stator ve rotor kutupları çakışık konuma gelince relüktans en küçük değere düşer. Diğer bir ifadeyle rotor kutbu, enerjilenen stator kutbu ile relüktansı minimum yapmak üzere döner. Buna relüktans prensibi denir. ARM, bu relüktans prensibine göre çalışır.

$\beta_s$  = Stator kutup yayı uzunluğu,

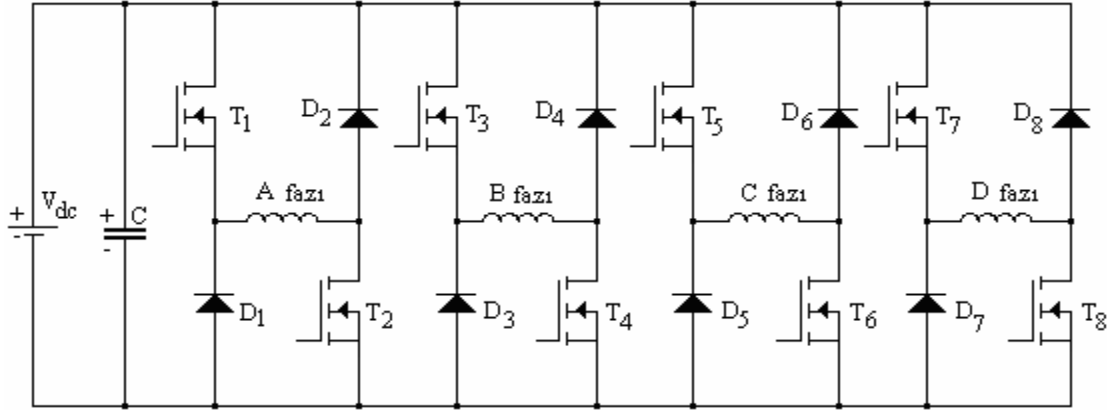
$\beta_r$  = Rotor kutup yayı uzunluğu,

$\alpha_r$  = Rotor kutup adımını,

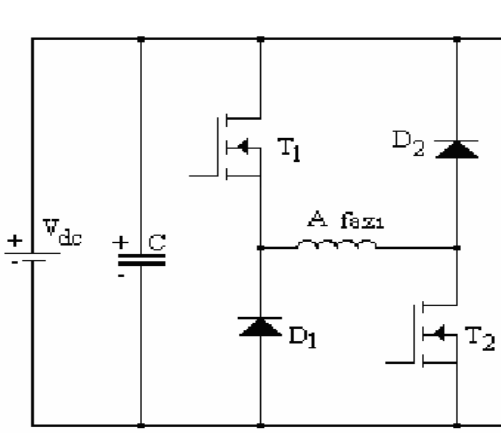
ifade etmektedir. ARM'de sürekli bir hareket elde etmek için rotor konumuna bağlı olarak fazlardan sırayla akım akıtılması gerekir. Şekil 2.11'deki ARM'nin besleme devresi şekil 2.12'de verilmiştir. A faz sargısından akımın akıtılması ve akımın kesilmesi şekil 2.13'de ayrıntılı verilmiştir. Aynı işlemler sırayla diğer fazlarda da gerçekleşir. Şekil 2.13 b şikkında A faz sargısından akımın akıtılması gösterilmiştir (Vujicic, 2001; Vasquez, Parker, 2004).



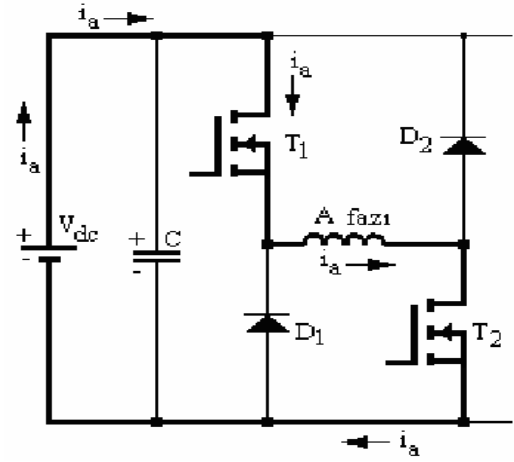
Şekil 2.11. 8/6 kutuplu bir ARM'ye ilişkin bazı büyüklükler ve bir faz sargısının gösterilişi



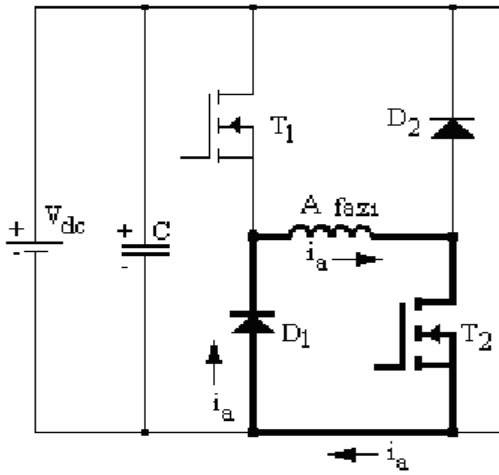
Şekil 2.12 8/6 kutuplu dört fazlı ARM'nin besleme devresi



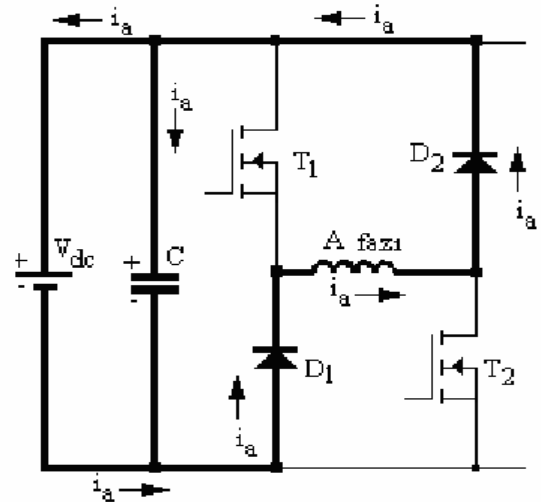
a) İletim öncesi



b) İletim anı



c) Serbest dolaşım anı



d) Kesim anı

Şekil 2.13 8/6 kutuplu dört fazlı bir ARM'de bir fazın iletimi ile kesimi arasında akımın akış yolu

Bu durumda kaynaktan  $T_1$  ve  $T_2$  MOSFET'leri üzerinden sargıdan bir  $I_a$  akımı akıtılır. C çıkışında ise  $T_1$  anahtarı kesime girdiğinde,  $T_2$  ve  $D_1$  üzerinde akan serbest dolaşım akımı

gösterilmiştir. D şıkında ise anahtarların ikisinin de kesime girmesiyle birlikte sargıda biriken enerjinin kaynağa ve kondansatöre geri dönüşü gösterilmiştir (Omaç, 2006; Rafajdus, 2004).

#### 2.4. ARM'de komitasyon işlemi

Kullanılan besleme devresinden bağımsız olarak, bir sargıdan diğerine komütasyon, depo edilmiş ve boşaltılması gereken yüksek seviye enerjili bir akım komütasyonudur. Bu durum komütasyon işleminde yüksek değerli motor endüktansından kaynaklanmaktadır. ARM'lerde bir fazdan diğerine komütasyon Şekil 2.14'de görülen devre ve dalga şekilleri ile açıklanabilir. Burada A fazından B fazına komütasyon dikkate alınmaktadır. Pozitif moment üretmek amacıyla A sargısı, endüktansının yükselmeye başladığı anda enerjilendirilmektedir.  $S_1$  anahtarı  $t_a$  anında ilettime geçmekte ve  $t_b$  anında kesime gitmektedir. Bu anda  $S_2$  anahtarı B sargısına enerji sağlamak için ilettime geçirilmektedir.  $t_b$  anında  $S_1$  anahtarı kesime getirildiği zaman, A sargısındaki akım I ve endüktansı ise tam örtüşen pozisyondaki endüktansa yakın olmaktadır (Gürdal, 2006; Fenercioglu, 2006).

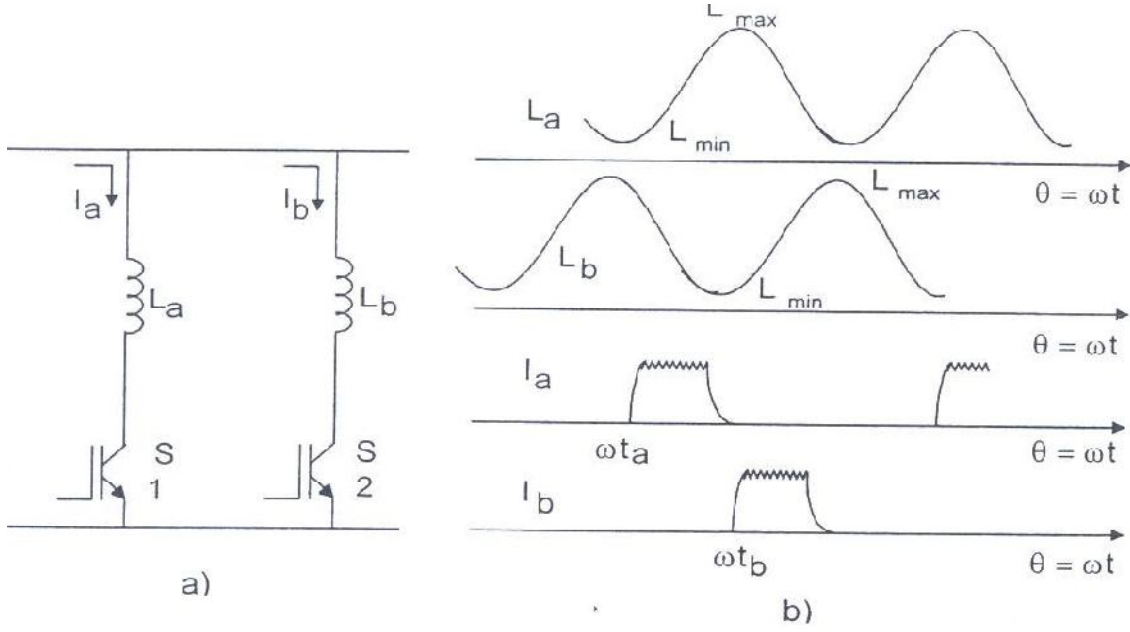
$$W_a = \frac{1}{2} L_a I^2 \quad (2.20)$$

Negatif moment darbeleri üretmekten kaçınmak için akım düşme zamanını azaltmak gerekmektedir. Bunun içinde depo edilen bu enerjinin hızlı bir şekilde tahliye edilmesi veya yok edilmesi gerekir. Bu problem için değişik çözüm şekilleri vardır. Bunlar ;

1. Pasif toparlamada depolanmış enerji bir direnç veya bir zener diyot vasıtasıyla yok edilmektedir.

2. Aktif toparlamada, depolanmış enerji güç kaynağına döndürülmekte veya yüksek gerilim kaynağı devresinde saklanmaktadır.

3. Gerilim beslemeli konvertörde, depolanmış enerji geçici olarak bir filtre kondansatöründe saklanmakta ve takip eden faz sargısına gönderilmektedir. Akım beslemeli konvertörde ise depolanmış enerji komütasyon kondansatöründe saklanmaktadır.



**Sekil 2.14.** ARM’de komütasyon işlemi, (a) Basitleştirilmiş devre, (b) Dalga şekilleri

Akım veya gerilim kaynaklı beslemenin her ikisinde de komütasyon zamanları arasındaki birbirine geçiş ve güç anahtarları üzerine düşen yüksek gerilim dikkate alınmak zorundadır (Kakilli, 2011; Lu vd., 2003).

## 2.5. Güç Anahtarı Seçimi

Konvertörlerde kullanılacak güç anahtarlarının seçimi sistemin performans ve maliyetini doğrudan etkilediğinden büyük önem taşımaktadır. Konvertörlerde kullanılabilecek yarıiletkenler tristörler, kapıdan tıkamalı tristörler (GTO – Gate Turn-off Thyristors), bipolar transistörler (BJT), MOSFET ve yalıtılmış kapılı bipolar transistörlerdir (IGBT-Isolated Gate Bipolar Transistors). Anahtar seçiminde anahtarın maliyeti, sürülmesinin kolaylığı, snubber ihtiyacı, anahtarlama hızı, iletim kayıpları, motorun çalışma akım ve gerilimini içeren güç ihtiyacı dikkate alınmalıdır. Düşük güçlü ARM’lerde (2-3 KW’a kadar) MOSFET’ler kullanılabilir. 3 KW’dan daha güçlü motorlar için yüksek iletim kayıplarından dolayı MOSFET’ler ekonomik olmamaktadır. Bu sebeple orta güçlerde IGBT’ler tercih edilmektedir. Yüksek güçlü ARM’ler için yüksek gerilim ve akım kabiliyetlerinden dolayı GTO’lar daha uygun olmaktadır. İletim karakteristiğindeki üstünlüğü ayrı tutulursa IGBT’lerin anahtarlama karakteristikleri, güç MOSFET’leri ile hemen hemen aynıdır. IGBT’ler MOSFET’lere göre yüksek gerilim ve

sert anahtarlamada daha avantajlıdırlar. Bu avantajlar düşük iletim kayıpları, aynı çıkış gücü için küçük boyut dolayısıyla düşük giriş kapasitansı ve maliyet olarak belirtilebilir (Gao, 2004; Omaç, Kürüm, 2004).

## **2.6. ARM'nin Avantaj ve Dezavantajları**

Literatürde ARM'nin özellikleri çokça tartışılmıştır ve ARM'nin motor, sürücü ve kontrol olarak üç bölümde avantaj ve dezavantajları incelenmiştir.

### **2.6.1. ARM'nin Avantajları**

Mekaniksel bakışla ARM çok basit bir yapıya sahiptir. Rotorda sabit mıknatıslar ve iletkenler yoktur. Statordaki sargılar oldukça basittir. Sargılar önceden bir kalıp üzerinde sarılarak stator kutuplarına yerleştirilebilir. Bu sade yapıdan dolayı üretim maliyeti oldukça düşüktür.

Küçük elektrik makinelerinde yeni eğilim sabit mıknatıslar kullanılarak verimi artırmaktır. Bunun bir avantaj olup olmadığı uygulamaya bağlıdır. Çünkü elde edilecek enerji tasarrufu ekstra üretim maliyetini karşılamayabilir. Diğer bir önemli özellik sıfır akımda zıt emk üretilmemesidir. Bir fırçasız DA motorun inverteri generatör modunda yüksek hızlarda zıt emk dan dolayı zarar görebilir.

ARM'de önemli bir avantaj da rotorda iletken bulunmamasıdır. Bunun anlamı rotor kayıplarının ve bundan dolayı rotor sıcaklığının DA motorlarına ve endüksiyon motorlarına göre daha az olmasıdır. Bu iyi bir avantajdır, çünkü rotordaki sıcaklığı ortadan kaldırmak oldukça zordur. Rotorda iletken ve mıknatıs olmadığı için yüksek hızlara çıkmak mümkündür. Merkezkaç kuvveti iletkenleri veya mıknatısları yerinden çıkararak motora zarar verebilir. Bu problem ARM'de yoktur.

Uygulamada özellikle başlatma ve durdurmada referans hız çok değişir. Hızlanma momentinin artabilmesi için düşük atalet çok önemlidir. Verim açısından hızlanma ve büyük atalet her zaman kötü bir durumdur. ARM'nin rotoru diğer elektrik makineleriyle karşılaştırıldığında düşük bir ataletle sahiptir.

Genel olarak motorlarda moment üretimine etkisi olan rotora paralel sargılardır. Sargıların uç kısımları ve sargılar arası bağlantıların momente küçük bir etkisi vardır.

İletken boyunun uzamasından dolayı kayıpları artırmaktadır. Ama ARM'de kısa sargı uçları büyük bir avantajdır. Sargıların çapraz bağlantıları olmadığından ve toplam sargı boyunun daha kısa olacağından dolayı sargı ucu kayıpları düşüktür.

Klasik bir 6/4 ARM'de sadece 6 sargı bulunur. Bunun karşılığı olarak 3 fazlı bir endüksiyon motorunda en az 12 oyuk bulunur ve bu nadiren kullanılır. Normal olarak standart bir endüksiyon motoru harmonik etkilerini azalmak için 12 oluktan daha fazla olarak imal edilirler. Sargı ve oluk sayısının az olması üretimi kolaylaştırır.

ARM'nin fazları arasında çapraz bağlaşım etkileri daha az olduğu için motorun arıza durumu azdır. 3 fazlı bir motor 1 fazlı moment üretir. Bunun anlamı diğer iki faz aktif değildir ya da arızalıdır.

Bunu farklı motor tiplerinin verimiyle karşılaştırmak çok zordur. Çünkü bununla ilgili bir standart veya kural son zamana kadar yoktur. Boyut, üretim, fiyat, malzeme, sürücü, kontrol, uygulama, ömür vb. gibi çok fazla etki vardır. Ama genel eğilim ARM'ler yüksek bir verime sahiptir.

ARM fırçasız bir motordur. DA motorlarla karşılaştırıldığında bakıma ihtiyaç duymazlar. Basit ve popüler sıfır-geçisin kullanıldığı fırçasız DA motorlarda da fırça yoktur ve bu motorlar karşılaştırıldığında ARM için bu durum avantaj değildir (Omaç, 2006; Husain, 2000).

### **2.6.2. ARM'nin Dezavantajları**

Çıkıntılı kutuplardan dolayı yüksek hızlarda rüzgar kayıpları oluşur. Tipik elektrik motorlarında hız 3000 rpm'dir. Ama ARM'de daha yüksek hızlarda ve geometrinin çıkıntılı olmasından dolayı rüzgâr kayıplarının etkisi dikkatte alınır.

ARM'nin hem rotor, hem statorunda çıkıntılar vardır. Temel kare dalga uyartımı ile yüksek gürültü, titreşimler ve moment dalgalanmaları meydana gelir. Moment dalgalanması büyük bir dezavantaj sayılmaz çünkü bu moment dalgalanmaları çoğu motor uygulamalarında ortaktır. Bir universal motor veya 1 fazlı endüksiyon motoru kullanılan uygulamaların hepsinde moment dalgalanması vardır. Silindir sayısının az olduğu yanmalı makinenin kullanıldığı uygulamalarda da moment dalgalanması meydana gelir.

Eğer ARM klasik ve çok esnek asimetrik H-köprü inverteri ile enerjilenirse, motor ve sürücü arasındaki kabloların sayısı faz sayısının iki katı olacaktır. Farklı tasarlanmış bazı

konvertör topolojileri artı bir faz sayısına sahiptir. Davis'in bir patentinde üç fazlı motor için 3 kablolu topoloji geliştirilmiştir. Fakat ARM'nin bağlantı kutusuna 3 tane diyotun yerleştirilmesi gerekmektedir.

Sargıları sarılmadan önce oyuklar doludur. Burada sargıları yerleştirmek için demir malzeme kaldırarak elde edilen boşluğa sargı yerleştirilmiştir. Bunun sonucu da demir malzeme artık olarak çıkmaktadır.

ARM komütasyonu, adım motorunun komütasyon metodundan farklıdır. Normalde adım motorunun kullanıldığı uygulamalarda, pozisyonun kontrol edilmesi ve verim kısmen önemli değildir. Bunun anlamı adım sabit görevli açık döngülü bir frekansı takip eder. ARM için bu aynı değildir. Çünkü ARM verimi dikkate alarak elektrik enerjisini dönüştürür. Bunun için rotor pozisyonuyla senkronize olmuş bir komütasyon açısı çok önemlidir. Bunun anlamı denetleyici rotor pozisyon bilgisine gerek duyar. Bu bilgi pozisyon algılayıcılarından ya da algılayıcısız metotla elde edilir.

Eğer rotorun başlangıç pozisyonu bilinmiyorsa, ilk çalıştırma karmaşıktır. Temel olarak rampa frekanslı açık çevrimli yöntem ilk çalıştırma için kullanılır. Diğer yöntemde ise fazlar için küçük uyarım darbeleri verip akımı gerilimi ölçerek buradaki faz endüktansları hesap edilebilir.

ARM'yi çalıştırmak için bir sürücüye gerek vardır. Bu nedenle fiyat olarak universal motorları ve endüksiyon motorları ile yarışması zordur. Değişken hızın elde edilmesi için inverter gerekir. Adım motoru ve fırçasız DA motorlarda da inverter gerektiği için, bu motorlarla kıyaslandığında bir dezavantaj sayılmaz.

Elektrik motorlarının tasarımında önemli bir etken de geçmiş tecrübedir. Günümüzde endüksiyon motorları ile karşılaştırıldığında, ARM için bu çok önemli değildir. ARM tasarımı farklıdır. Klasik makine tasarım teorileri ARM için yeterli değildir. Doğrultusuz (örtüşmeyen) pozisyonun etkileri, bu durumdaki düzensiz akı dağılımları, doyum, unipolar akı yoğunluğu dalga formları, demir kayıpları, inverter topolojileri ve kontrol stratejisi tasarımı etkilediği için diğer makinelere göre tasarımı karmaşıktır (Wu, 2003; Wu, 2004).

Tablo 1'de ARM ile diğer motorlar karşılaştırılmıştır.

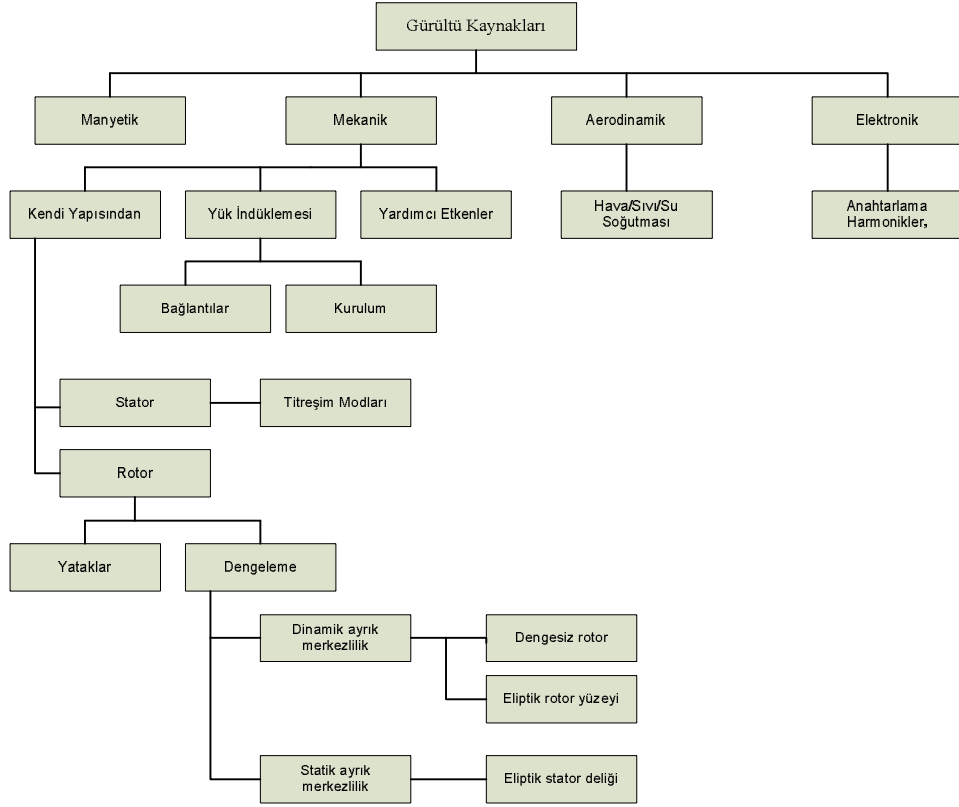


**Tablo1.** ARM'nin diğer motorlar ile karşılaştırılması

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

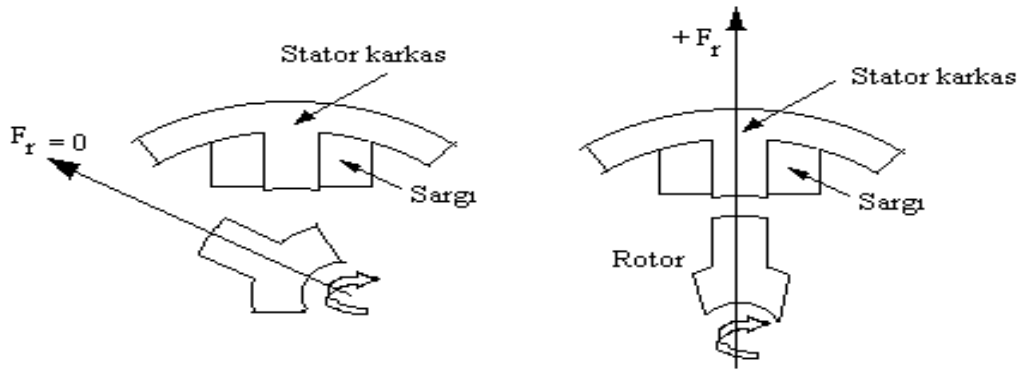
## 2.7. Anahtarlamalı Relüktans Motorlarda Gürültü

Temel olarak elektrik makinelerindeki gürültü kaynaklarını dört sınıfta toplayabiliriz. Bunlar, manyetik, mekanik, aerodinamik ve elektronik gürültüdür. Şekil 2.15'de elektrik makinelerindeki gürültü kaynaklarının genel sınıflandırılması yapılmıştır.



Şekil 2.15. Elektrik makinelerindeki gürültü kaynakları

Önceki kısımlarda da belirtildiği gibi ARM'lerin en önemli dezavantajının başında motorun ürettiği düzensiz moment ve yüksek akustik gürültüdür. Bu dezavantajlar motorun kullanım alanını sınırlamaktadır (özellikle elektrikli ev aletlerinde). ARM'nin akustik gürültüsü tetikleme ile üretilen yarıçap kuvvetlerinin stator yapısını aşındırması ile oluşur. ARM'lerdeki akustik gürültü konusunun çok fazla bir geçmişi yoktur. ARM'lerin ticari olarak d.a ve a.a makinalarıyla yarışır duruma gelmesiyle birlikte yoğun ilgi görmüştür.



Şekil 2.16 Çakışık konumdan önce ve çakışık konumda yarıçap yönünde oluşan kuvvetin büyüklüğü

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

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

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

ARM'deki diğer bir gürültü kaynağı da stator yapısıdır. ARM'nin statoru doğal bir frekansa sahiptir. Tahrik kuvvetlerinin frekanslarından birisi stator doğal frekansı ile denk

gelirse akustik gürültüye neden olan rezonans meydana getirir. Bu nedenle stator doğal frekansı tam olarak hesaplanmalıdır.

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

ARM'nin gürültüsün azaltılması için ağırlıklı olarak anahtarlama harmoniklerinin azaltılması ya da sürme devresinin üzerinde durulmuştur. Fakat motor yapısı sürekli değişkenlik gösterdiğinden tetikleme devre yapısı da değişiklik göstermiştir. Bu sebeple düzenli bir akustik gürültü iyileşmesine ulaşılamamıştır. Daha etkin gürültü azaltımı için bunlara ek olarak motorun yapısında değişikliklere gidilmektedir. Eğer hem tasarımda hem de sürme devresinde uyumlu bir çalışma yapılırsa akustik gürültünün önüne geçilebilmesi açısından daha iyi çözümler ortaya atılabilir. Tasarım aşamasında genelde stator ve rotor kutup başlarının şekilleri ile oynamakla birlikte aynı zamanda rotor çıkıklarına delik delerek yarıçap kuvvetini azaltma yoluna gidilmiştir (Polat, 2010).

### **3. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN ÜÇ BOYUTLU SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİNDE İNCELENMESİ**

#### **3.1. GİRİŞ**

Sonlu elemanlar yöntemi (SEY), elektrik mühendisliğinde; manyetik alanların incelenmesinde, elektrik makinelerinin davranış hesaplarında ve modellenmesinde, makine mühendisliğinde; termik ve hidrolik problemlerin çözümünde, eğilme, burulma ve kırılma incelemelerinde, inşaat mühendisliğinde; mekanik dayanım için kuvvet hesaplamalarında çok kullanılan bir yöntemdir. Elektrik makinelerinin incelenmesinde ve imalat öncesi tasarımlarında da bu yöntemden faydalanılmaktadır. Bir motorun boşta veya yükte üretebileceği moment ve akı dağılımları, motorun fiziksel boyutları ve kullanılacak malzemenin özelliklerine göre hesaplanabilir.

Bu bölümde (SEY), kısaca anlatılarak Ansoft firmasının SEY'ini kullanan Maxwell 3D yazılım programı ile ilgili bilgiler verilerek bu program vasıtası ile elde edilen sonuçlarla deneysel sonuçların kıyaslaması yapılmıştır.

#### **3.2. Sonlu Elemanlar Yöntemi'nin Kısa Tarihçesi**

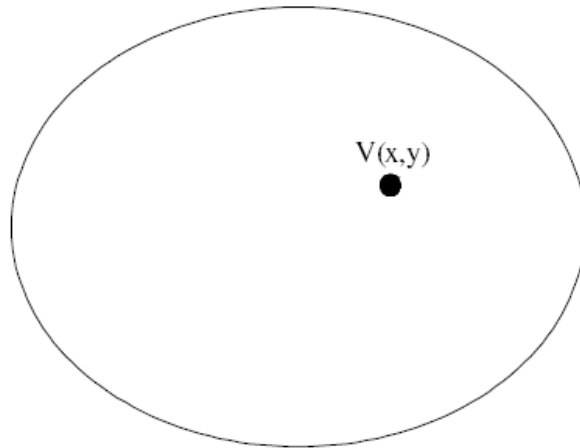
SEY'in matematiksel olarak kökeni yaklaşık 50 yıl önceye dayanmaktadır. SEY'e temel oluşturacak deneme fonksiyonlarının kullanılması ile diferansiyel denklemlerin yaklaşıklık yöntemi ile çözülmesi ise daha eskiye dayanmaktadır. Lord Rayleigh ve Ritz deneme fonksiyonlarını diferansiyel denklemlerin yaklaşık çözümlerinin elde edilmesi için kullanmıştır. Buna ek olarak Galerkin aynı çözüm yöntemini sonuca erişmek amacı ile kullanmıştır. Bu eski yaklaşımların, modern SEY ile karşılaştırıldığında, en önemli sakıncası ve eksiği deneme fonksiyonlarının çözülmek istenilen problemin tüm alanına uygulanmak zorunda olmasıdır. 1940'larda Courant, alt alanlarda parçalı sürekli fonksiyon kavramını ortaya koymasına kadar, Galerkin yöntemi SEY için güçlü bir temel oluşturmaktaydı. Courant'ın ortaya attığı bu kavram SEY'in gerçek başlangıcı olarak kabul edilebilir. Sonlu eleman terimi ise ilk olarak 1960 yılında uçak zorlanma analizi içerisinde Clough tarafından kullanılmıştır. 1960 ve 70'lerde SEY levha kabuk bükülme, basınç kapları ve genel üç boyutlu elastik yapıların analizinde kullanılmaya başlanmıştır. Ayrıca,

akışkanlar ve ısı taşınım problemlerinin çözümünde uygulama alanı bulmuştur. Sonlu elemanlar yönteminin elektrik mühendisliği alanında ilk kullanımı yine 1960'ların sonlarına denk düşmektedir. Bu alanda milat kabul edilebilecek ilk uygulama, üçgen sonlu farklar adı altında ivmelendirme mıknatısları üzerine A. Winslow tarafından yapılmıştır. Helmholtz denkleminin sonlu elemanlar yöntemi ile çözümü Alta Frekuensi Konferansı'nda P. Silvester tarafından sunulmuştur. Elektrik makineleri için iki boyutlu doğrusal olmayan manyetostatik teknikler ilk olarak 1970'lerde ortaya konulmuştur. Bu açılımların peşinden, doğrusal olmayan Eddy akımları yöntemleri, Eddy akımları kayıplarının bulunması için kullanılmıştır.

Günümüzde ise elektromanyetik ve elektrostatik problemlerin çözümünde SEY etkin bir şekilde kullanılmaktadır (Hutton, 2004).

### 3.3. Sonlu Elemanlar Yöntemi'nin İlkesi

Sonlu elemanlar yöntemi terminolojisi, iki boyutlu alan içerisinde bulunan şekil 3.1, şekil 3.2 ve şekil 3.3 yardımı ile anlatılmaya çalışılacaktır. Şekil 3.1, fiziksel özellikleri tanımlı malzeme veya malzemelerden oluşan kapalı bir alandır. Tanımlı alanın sınırları, çözümün yapılacağı bölgeyi tanımlar. Bu kapalı alan, içinde ve sınırlarında bulunan her noktada tanımlı, alan değişkeni olarak adlandırılan, fonksiyon ile ifade edilir. Alan değişkeni, çözüm alanı içerisinde bilinmeyen ve değeri bulunmaya çalışılan fonksiyondur. Alan değişkeni ise, yaklaşıklık değişkeni ile tanımlanır. Yaklaşıklık işlevi, alan değişkeni fonksiyonunu bağımsız değişkenlerden oluşan kapalı cebirsel bir denklem takımına dönüştürür.

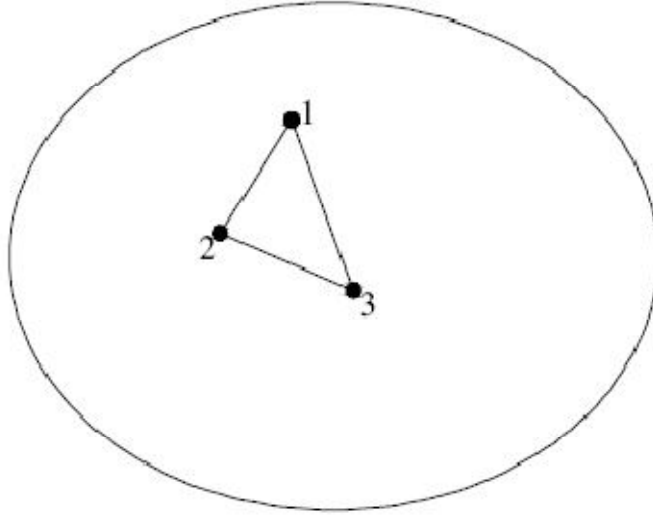


Şekil 3.1. SEY'in uygulanacağı alan

Buraya kadar belirtilenlerin ışığında, SEY'in kullanılabilmesi için;

- Çözüm yapılacak sistemin kapalı bir alan veya hacimden oluşması,
- Sistemde bulunan tüm malzemelerin fiziksel özelliklerinin tanımlı olması ve
- Değerinin bulunmaya çalışıldığı fonksiyonun sistem içerisindeki her noktada tanımlı olması

gerekmektedir. Tanımlanan sistemde çözümün yapılabilmesi için sistem sonlu elemanlara bölünür. Örnek olarak alınan bu sistemde 3 düğüm noktasına sahip üçgen sonlu eleman kullanılmıştır (şekil 3.2). Bu eleman kapalıdır ve  $dx \times dy$ 'den oluşan diferansiyel bir eleman değildir.



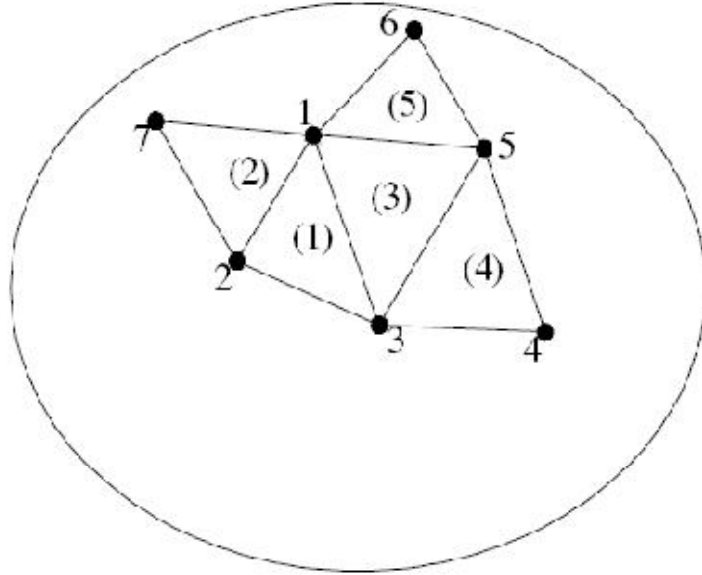
Şekil 3.2. Çözüm alanında tanımlanan üçgen sonlu eleman

Bu sonlu eleman üzerinde ve içerisinde bulunan yaklaşıklık değişkeninin hesaplandığı her nokta, düğüm olarak adlandırılmaktadır. Elemanın üzerinde bulunmayan düğümler iç düğüm olarak adlandırılır ve diğer sonlu elemanlar ile bağlanamazlar. Düğüm noktası olmayan noktaların alan değişkenleri, düğüm noktalarının değerlerinin interpolasyonu yardımı ile bulunur. Şekil 3.2'de görüldüğü üzere üçgen elemanın sadece üzerinde ve köşelerinde 1, 2, 3 ile adlandırılmış düğüm noktaları mevcuttur. Bu durumda yaklaşıklık ifadesi;

$$\varphi(x,y) = N_1(x,y) \varphi_1 + N_2(x,y) \varphi_2 + N_3(x,y) \varphi_3 \quad (3.1)$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$  alan değişkenleri ve  $N_1, N_2, N_3$  interpolasyon fonksiyonları olarak tanımlanır.  $N_1, N_2, N_3$  fonksiyonlarının bir diğer adı da şekil fonksiyonlarıdır.

SEY yaklaşımında; düğüm noktaları denklemleri değeri bilinmeyen sabitler olarak tanımlanırlar. İnterpolasyon fonksiyonları ise genellikle bağımsız değişkenlerden oluşan, polinom biçiminde, düğüm noktalarının değerini tanımlayan denklemlerdir. Gerçek koşullarda çözüm yapılacak sistemde, gerçeğe yakın sonuçların elde edilmesi için birden fazla sonlu eleman kullanılarak işlem yapılmaktadır. Çözümün sürekli olması ve sistem içerisinde tanımsız alanın bulunmaması için sonlu elemanlar birbirleri ile birleştirilirler. Birleştirme işlemi birbirine yakın olan elemanların üzerinde bulunan düğüm noktalarının birleştirilmesi ile oluşturulur. Şekil 3.3’de görüldüğü üzere 2 düğümü, hem 1 hem de 2 numaralı elemanın sınır düğümü olur.



Şekil 3.3. Çözüm alanının bir kısmının üçgen sonlu elemana bölünmüş hali

Her iki elemana ait ortak düğümün alan değişkenleri ve yaklaşıklık değişkenleri eşit olduğundan farklı elemanların matematiksel eşitlikleri kurulmuş olur. İlgili denklem takımları çözülerek istenilen noktada çözüm elde edilebilir.

### 3.4. Sonlu Elemanlar Yöntemi'nin Elektrik-Manyetik Alan Analizine Uygulanması

Temel olarak anlatılan SEY bu bölümde elektrik ve manyetik alan analizine uyarlanarak ayrıntılı şekilde adımları ile anlatılacaktır. SEY malzeme geometrisine bağlı olduğundan bir, iki, üç boyutlu analiz yapılmaktadır. Manyetik alan analizleri genellikle iki ve üç boyutlu geometriler üzerinde incelenmektedir. Eksenel simetrisinin mevcut olduğu durumlar



için iki boyutlu analiz, geometrinin karmaşık olduğu ve simetrik olmadığı durumlarda üç boyutlu analiz kullanılmaktadır. SEY’de çözümleme yapılırken su işlem sırasına uyulması gerekmektedir.

1. Problemin geometrisi oluşturulması,
2. Problemden kullanılan elemanların malzemeleri tanımlanması,
3. Sınır koşullarının belirlenmesi (fiziksel sınırlamaların belirlenmesi),
4. Problem çözümünde kullanılacak sonlu eleman türünün belirlenmesi,
5. Çözüm bölgesinin belirlenen sonlu elemanlara bölünmesi,
6. Her bir eleman içinde temel denklemin yazılması,
7. Çözüm bölgesindeki elemanların birleştirilmesi ve
8. Elde edilen lineer denklem takımının çözümüdür.

### 3.4.1. Sınır koşullarının belirlenmesi

Fiziksel olarak üç sınır koşulu bulunmaktadır.

#### 3.4.1.1 Dirichlet Türü (Birinci Tür)

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

#### 3.4.1.2 Neumann Türü (İkinci Tür)

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

$$K(s) \frac{\partial \phi}{\partial n} = h(s) \quad (3.2)$$

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

### 3.4.1.3. Robbins Türü (Karma)

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

$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} = \sigma(s) (\phi_{0(s)} - \phi_{(s)}) \quad (3.3)$$

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

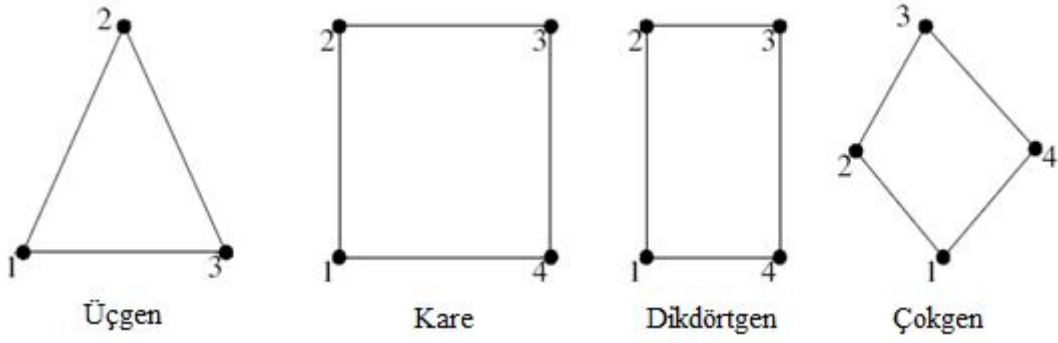
$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s) \phi_{(s)} = \sigma(s) \phi_{0(s)} \quad (3.4)$$

$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s) \phi_{(s)} = h(s) \quad (3.5)$$

yazıldığında daha önceki koşulları da içeren bir bağıntı elde edilir (Polat, 2010).

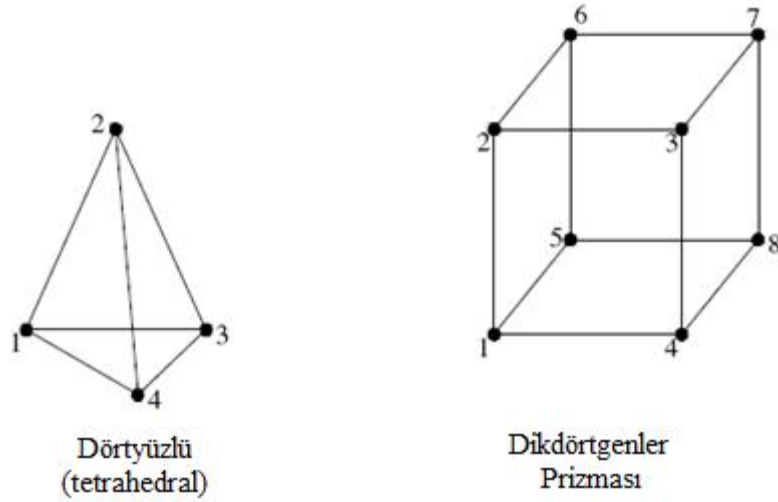
### 3.4.2. Sonlu elemanın belirlenmesi

Temel seçim kuralı problemin geometrisine bağlıdır. Geometrinin oluşturulduğu boyuta göre sonlu eleman belirlenir. Örneğin geometri bir boyutlu ise bir boyutlu sonlu eleman kullanılması zorunludur. Bu nedenle sonlu elemanlar bir, iki ve üç boyutlu elemanlar olarak gruplandırılır. Bir boyutlu eleman, iki düğüm noktasından oluşan bir çizgiden oluşmaktadır. İki boyutlu sonlu elemanlar ise geometrinin elvereceği şekilde seçilebilir, bir boyutlu eleman gibi herhangi bir kısıtlama yoktur. Üçgen, kare, çokgen veya herhangi bir geometri tanımına uymayan kapalı bir yüzey sonlu eleman olarak tanımlanabilir. Bazı sık kullanılan iki boyutlu sonlu eleman örnekleri şekil 3.4’de verilmiştir.



Şekil 3.4. İki boyutlu sonlu eleman örnekleri

Üç boyutlu elemanlar için de, iki boyutlu elemanlar gibi, aynı durum söz konusudur. Eleman oluşturmada herhangi bir kısıtlama mevcut değildir. Sık kullanılan bazı üç boyutlu sonlu elemanlar şekil 3.5’de gösterilmiştir (Kutucu, 2009).



Şekil 3.5. Üç boyutlu sonlu eleman örnekleri

### 3.4.3 Eleman içindeki temel denklemin yazılması

Kısım 3.1’de belirtildiği üzere temel denklemin yazılabilmesi için yaklaşıklık fonksiyonlarının tanımlanması gerekmektedir.  $(u,v,w)$  genel koordinat sisteminde tanımlanan yaklaşıklık değişkenleri

$$\phi_m(u, v, w) = \sum_{k=0}^{N_t^2} a_k u^i v^j w^s \quad i + j + s \leq M \quad (3.6)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada  $M$  polinom derecesi olarak ifade edilir.  $N_t$  toplam terim sayısı  $N_t^2 = [(M+1)(M+2)] / 2$  denklemi ile bulunur.  $M = 1$  olduğu birinci dereceden

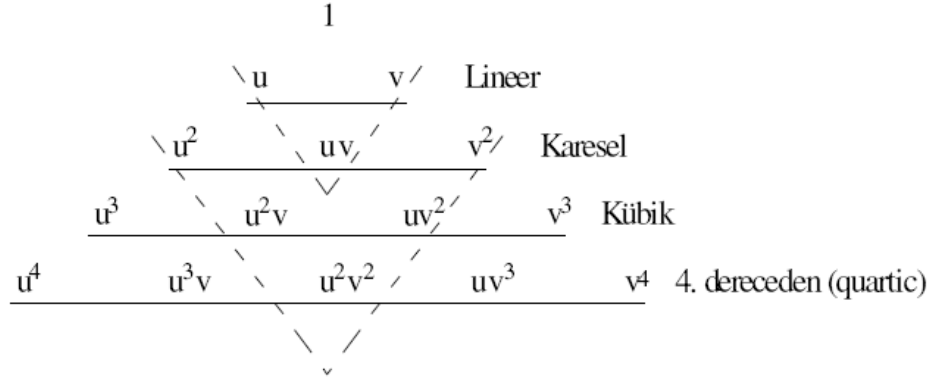
yaklaşıklık işlevi bir, iki, üç boyut için sırası ile;

$$\varphi(u) = a_1 + a_2u \quad (3.7)$$

$$\varphi(u,v) = a_1 + a_2u + a_3v \quad (3.8)$$

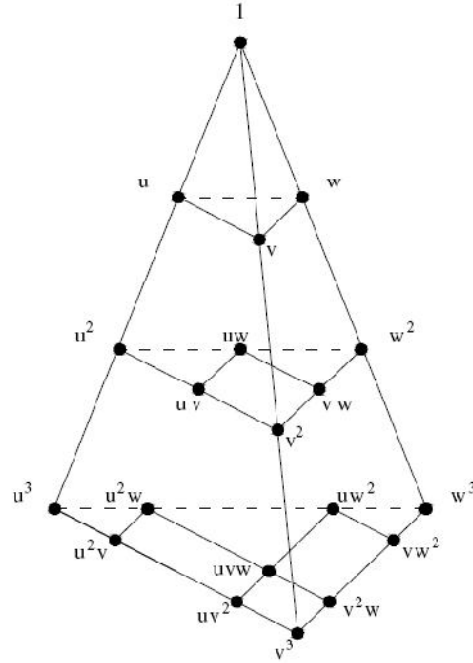
$$\varphi(u,v,w) = a_1 + a_2u + a_3v + a_4w \quad (3.9)$$

dir. İki boyutlu yaklaşıklık ifadesi koordinatlara bağlı terimlerinin bulunması için yardımcı olacak Pascal üçgeni şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Pascal üçgeni

Üç boyutlu yaklaşıklık ifadesi koordinatlara bağlı terimlerinin bulunması için ise Pascal piramidi şekil 3.7'de gösterilmiştir (Kutucu, 2009).

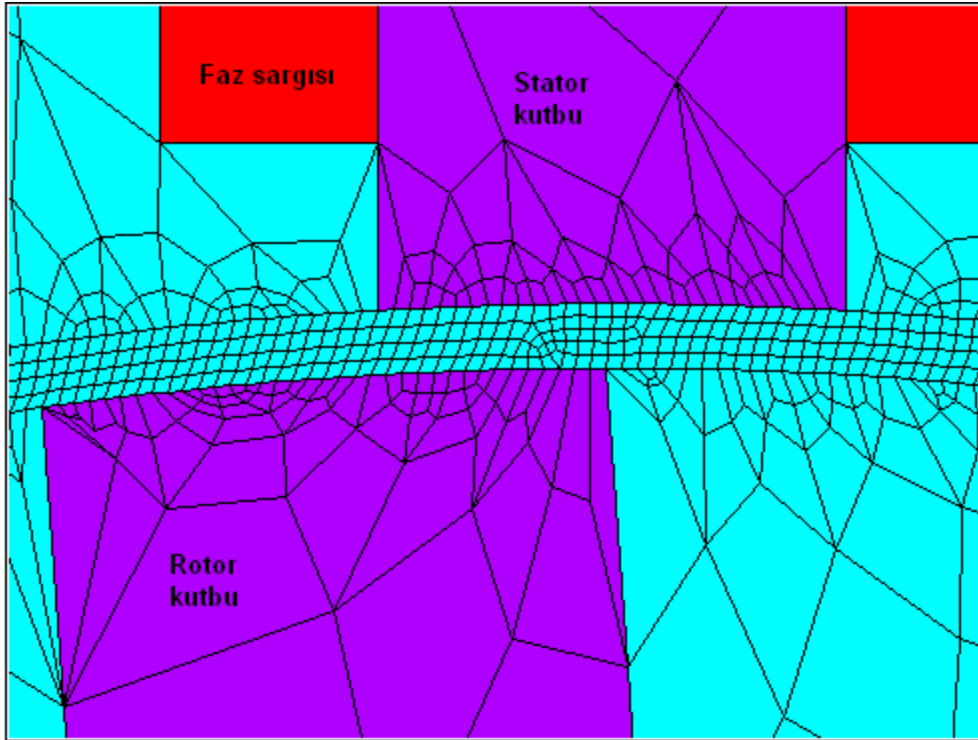


Şekil 3.7. Pascal piramidi

### 3.5. ARM'nin Sonlu Elemanlar Analizi

ARM'lerin gerek yeterliliklerinin test edilmesinde gerekse de parametrelerinin elde edilmesinde ya deneysel veriler ya da analitik yöntemlerle elde edilen veriler kullanılmaktadır. Bunun yanında elde edilen sonuçların değerlendirilmesinde her iki yöntemle elde edilen verilerin karşılaştırılmasına da gereksinim duyulabilmektedir. Anahtarlamalı relüktans motor darbe veya adımların bir dizisinde çalışır ve bütün durum değişkenlerinin sabit olduğu kararlı bir duruma sahip değildir. Bu motorun temel boyutlandırma hesaplamalarının dışındaki her şey için bilgisayar tabanlı tasarım metotlarının tasarım işleminin dahili bir parçası olarak benzetim yeteneği içermelidir. Geleneksel makinelerin tasarımında bunlar genelde ayrı işler olarak ele alınır ve çoğu kez farklı mühendisler tarafından icra edilir.

Şekil 3.8'de anahtarlamalı relüktans motorun kesit alanını temsil eden ve çok sayıda ağ elemanının kullanıldığı sonlu eleman ağının detaylı görünüşü görülmektedir. Ağ oluşturulurken akı yoğunluğunun yüksek olması beklenen bölgelerde sonlu elemanlar küçük boyutta yapılmalı veya ince ağ kullanılmalıdır.



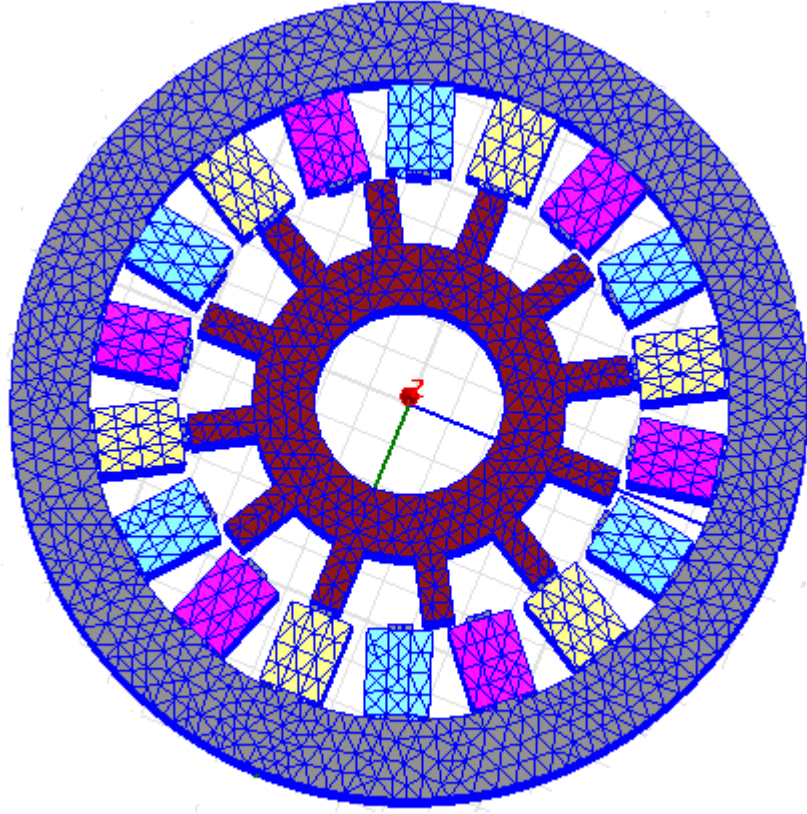
Şekil 3.8. Sonlu eleman ağının detaylı görünüşü

ARM nin hava aralığında alanın hızlı uzaysal değişiminin meydana geldiği bu yerler eőmerkezli dört katman ile temsil edilir. Stator çerçevesinin yoğun doyumunun gözlendiği bölgelerde saçaklama akısının dahil edilmesi için ağ çerçeve dışına taşırılır. Statorun sargı kenarı basit bir geometrik biçim ile temsil edilebilir fakat doğru sonuçların alınması için sargının tam kesit alanı ve hatta içindeki iletkenlerin şeklinin yeniden oluşturulması önemlidir, bu özellikle sargının toplam halka akısının hesaplanmasında gereklidir. Toplam halka akısı iletken telin ayrı döngülerinin halka akılarının toplamıdır ve bunların her biri genelde eşit değildir çünkü akı yoğunluğu oyuğun kesit alanı üzerinde ve özellikle örtüşmeyen pozisyonda önemli miktarda değişmektedir.

ARM tasarımında kullanılacak sonlu eleman yazılımı ile yapılan simülasyonların doğruluğu kullanıcının becerisine ve problemin doğasına bağlıdır. İki boyutlu sonlu eleman çözücülerinin özellikle kısmi olarak örtüşen pozisyonda uç etkilerinin bariz etkisinden dolayı ARM için doğru mıknaatıslanma ergilerini vermesi beklenemez. Bunun yanında iki boyutlu çözücüler sac geometrisinin optimizasyonu için çok etkili olarak kullanılabilir. Örneğin sonsuz derecede uzun bir makinenin maksimum endüktans oranının elde edilmesi için sac geometrisinin üzerinde çalışılması ve daha sonra bu sac geometrisinin sonlu uzunluktaki bir makineye uygulanması geçerli bir uygulamadır. Kısmi olarak örtüşen pozisyonlarda doğru sonuçların alınması için üç boyutlu alan çözücülerinin kullanılması gereklidir.

Bu çalışma da 3 boyutlu alan çözücü olarak Ansoft firmasının geliőtirdięi Maxwell 3D programı kullanılmıştır. Bu programın 3 boyutlu statik manyetik çözücü modülünde analiz ve simülasyonlar yapılmıştır (Omaç, 2006; Lee, 2004; Salmasi vd., 2004).

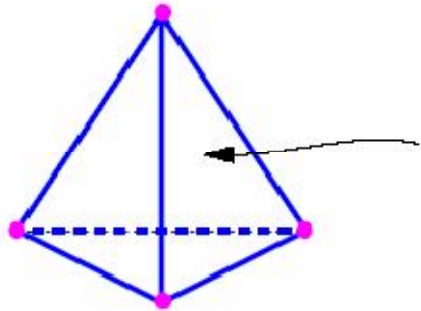
Geometrisi düzgün olmayan bölgelerde elektrik veya manyetik alanları belirlemek için Maxwell 3D bölgeyi piramide benzeyen çok sayıda dörtyüzlü eleman (tetrahedra) olarak adlandırılan alt bölgelere böler. Her dörtyüzlü elemandaki alan ayrı bir polinomla belirlenir. Bu elemanların toplamı sonlu eleman ağ veya basitçe ağ (mesh) olarak ifade edilir. Bir ağ otomatik olarak üretilir ve her model için bir alan çözüümü hesaplanır. Şekil 3.9'da analizleri yapılan 18/12 ARM'nin 3 boyutlu ağ yapısı görölmektedir. Burada stator, rotor ve sargılardaki dörtyüzlü elemanlar kolaylıkla görölebilir.



Şekil 3.9. Sonlu Elemanlar yöntemiyle çözülmüş bir 18/12 ARM ağ görünüşü

### 3.6. Dörtüzlü Eleman (tetrahedra)

Bir tetrahedra şekil 3.10’da verilmiştir. Alanın tam bir çözümünü elde etmek için sistem alan için yeterli küçük değerlere göre boyutlandırılmış dörtüzlü elemanlardan oluşur.



Şekil 3.10. Dörtüzlü eleman (tetrahedra)

Elektrostatik alan çözücü her dörtüzlü eleman düğümünde ve tüm kenarların orta noktalarındaki elektrik potansiyel değerini saklar. Her dörtüzlü elemandaki potansiyel 2.

dereceden bir polinom yaklaşım fonksiyonunun kullanılmasıyla bu düğümlerdeki değerlerden bulunur.

Manyetostatik alan çözücü homojen ve özel bir çözüm içinde H alanlarına böler. H' nin bu homojen çözümü için sistem her düğümden bir skaler potansiyel tutar. Özel çözüm için sistem dörtyüzlü eleman kenarlarında teğet H'nin bileşenlerini saklar. Çözümün doğruluğu dörtyüzlü elemanların (tetrahedra) her birinin ne kadar küçük olduğuna bağlıdır. Elemanların binlercesinin kullanılmasıyla oluşturulan ağlarla çözümler yapılır. Problem uzayında en büyük alan-gradyan bölgelerindeki alan miktarının tam değerini belirlemek için her eleman, alan çözümü için yeterli küçük bir bölgeye ayrılır.

Bir alan çözümünün üretimi dörtyüzlü eleman düğümlerinin bulunduğu çok elemanlı bir ters matrisi içerir. Büyük miktarda elemanlı ağlar için güçlü bir hesaplama ve belleğe gerek vardır. Bu yüzden doğru bir alan çözümü elde etmek için yeterli miktarda ağ kullanmak arzu edilir. Ama bunun için işlem gücü ve bellek miktarı yeterli bir bilgisayar olmalıdır.

Optimal ağ üretmek için Maxwell 3D bir irdeleme süreci kullanır. Burada kritik bölgedeki ağlar otomatik olarak artırılır. İlk olarak kaba başlangıç ağına göre bir çözüm üretilir. Sonra hata yoğunluğunun yüksek olduğu alanlarda ağ sayısı artırılır ve yeni bir çözüm üretilir. Seçilen parametrelerle istenilen sınır aynı değere ulaştığı zaman çözüm adaptif döngünün dışına çıkar ve sona erer.

Çözüm süreci esnasında Maxwell 3D enerji hatasının yüksek olduğu bölgelerde irdelemeler halinde ağ artırımını yapar. Bu gereken alanlarda hedef değerlere göre ağ artırımını için simülatöre izin verir. Bu da bilgisayar kaynaklarının optimal kullanılmasını sağlar (Fenercioğlu, 2008; Yamazakhi, 2012).

### **3.7. Ansoft Maxwell 3D Alan Simülatörü**

Maxwell 3D alan simülatörü programı etkileşimli bir yazılım paketidir. 3 boyutlu elektrostatik, statik manyetik ve eddy akımları problemlerini, sonlu elemanlar yöntemini (FEM) kullanarak çözer. Maxwell 3D alan simülatörü;

1. Statik elektrik alanları, kuvvet, moment ve gerilim dağılımlarının ve şarjların sebep olduğu kapasitansların hesaplanmasında,



2. Statik manyetik alanların, kuvvet, moment ve statik harici manyetik alanların ve sabit mıknatısların oluşturduğu endüktansların hesaplanmasında,

3. Doğrusal ve doğrusal olmayan malzemelerin kullanıldığı yapılardaki alanların simülasyonlarının yapılmasında,

4. Sıcaklık ve ısı akısı gibi termal büyüklüklerin hesaplanmasında kullanılmaktadır.

### 3.7.1. İletim akımı çözümü

Alan simülatörü manyetik alanları çözmeye başlamadan önce aşağıda belirtilenler gerçekleşir.

\* Mükemmel iletkenler için yüzey akımları hesaplanır.

\* Mükemmel olmayan bütün iletkenlerdeki akım yoğunluğu hesaplanır.

Akım, bir iletkendeki gerilim düşümünün belirtilmesiyle, iletkeni geçen akımın belirtilmesiyle ve iletken içerisindeki akım yoğunluğunun açıkça tanımlanmasıyla ifade edilir.

Maxwell 3D bir akım yoğunluğu açıkça belirtilmemiş iletkenlerden veya iletken olmayanlardan akım yoğunluğunu hesaplamaz.

### 3.7.2. Statik manyetik alan çözümü

Akım yoğunluğunun hesaplanmasından sonra statik manyetik alan çözücü Ampere Kanununu ve Maxwell Denklemleri aşağıdaki ifadeyi kullanarak çözer.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3.10)$$

Burada,  $\mathbf{H}(x,y,z)$  manyetik alan,  $\mathbf{B}(x,y,z)$  manyetik akı yoğunluğu,  $\mathbf{J}(x,y,z)$  önceden hesaplanmış  $A/m^2$  olarak akım yoğunluğudur. Manyetik akı yoğunluğu aşağıdaki Eşitlik 3.2 ile hesaplanır.

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (3.11)$$

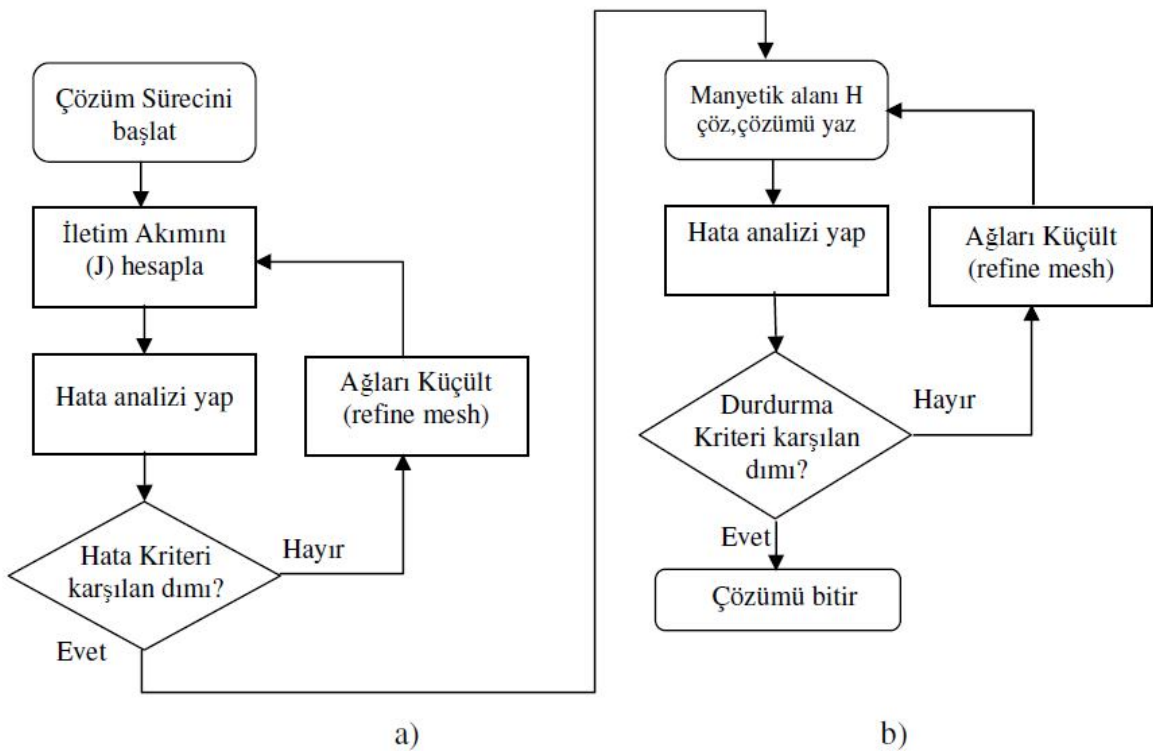
Burada  $\mu_r$  bağıl geçirgenlik,  $\mu_0$  boşluğun geçirgenliğidir ve  $4\pi 10^{-7}$  H/m'ye eşittir. Simülatör önceden hesaplanmış akım yoğunluğunu kullanılır ve manyetik alanlar

tanımlanır, sınır durumları manyetik alanın hesaplanması için bir giriş gibidir (Fenercioğlu, 2006).

### 3.7.3. Çözüm süreci

Şekil 3.11’de çözüm sürecinin akış diyagramı verilmiştir. Statik manyetik alan çözücü ile ilk önce tüm iletkenlerde iletim akımı simüle edilir. Bunu yapmak için akım yoğunluğunu ( $J$ ) çözer, çözüm hatasını hesaplar ve bunu iletim yüzde hatası ile karşılaştırır. Eğer hata büyükse en büyük hatalı dörtyüzlü elemanlardaki (tetrahedra) ağ küçültülür (refine) ve küçültülmüş ağ ile iletim çözümü başlar. Sonra köşe noktalarında ve sonlu eleman aşağıdaki her dörtyüzlü elemanın kenarlarının orta noktalarındaki  $H$  manyetik alanını hesaplar. Giriş olarak iletim akımını kullanır.

Eğer malzeme doğrusal değilse Newton-Raphson yöntemini kullanarak çözüm yapar.



Şekil 3.11. Akış diyagramı çözüm süreçleri, (a) İletim akımı, (b) Manyetik alan

Böylece doğrusal olmayan bir çözümü doğrusal bir yaklaşımla hesaplamak için malzemenin B-H eğrisini kullanır. Bu yaklaşım  $H$  için doğrusal olmayan çözüm yerine geçer. Çözücü tamamlanmış olduğu çözümü bir dosyaya yazar ve hata analizi icra eder.

Bir uyarlamalı analizde en büyük hatalı dörtyüzlü elemanları küçültür ve belirlenen kriter yerine gelene kadar çözüme devam eder. Uyarlamalı olmayan bir çözümde süreç sona erer (Fenercioğlu, 2006; Hur vd., 2004).

### 3.7.4. Manyetik alan enerjisi

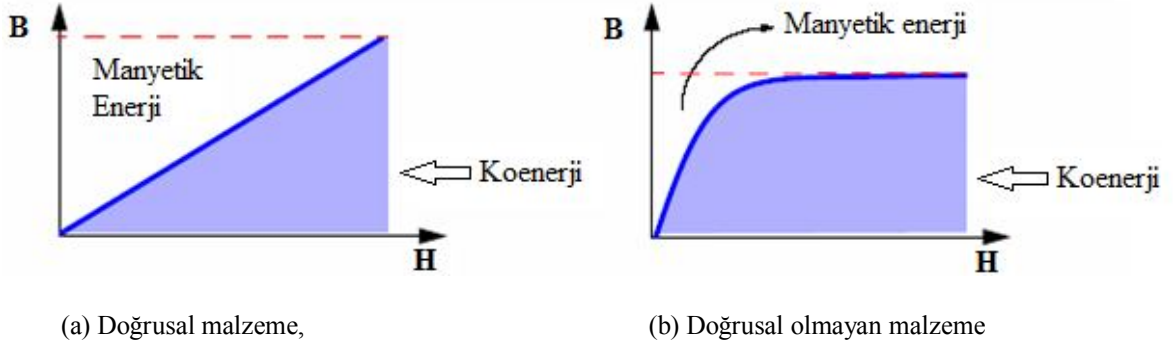
Bir statik manyetik alanda depo edilen enerji ele alındığında, doğrusal malzemelerdeki enerji eşitlik 3.12 ile verilir.

$$W = \frac{1}{2} \int_v B \cdot H \cdot dv \quad (3.12)$$

Doğrusal olmayan malzemelerdeki enerji Eş. 3.6 ile verilmiştir.

$$W = \frac{1}{2} \int_v dB \cdot H \cdot dv \quad (3.13)$$

Manyetik alandaki manyetik enerji aşağıdaki şekil 3.12’de gösterilen manyetik koenerji ile ilgilidir. B-H eğrisinin üzerinde kalan alan manyetik enerjiyi, altında kalan alanda koenerjiyi verir (URL-2, 2010).



Şekil 3.12. B-H eğrileri, (a) Doğrusal malzeme, (b) Doğrusal olmayan malzeme

Doğrusal malzemede  $\mu$  sabittir ve enerji koenerjiye eşittir. Doğrusal olmayan malzemede  $\mu$ , B-H eğrisine göre değişir ve manyetik enerji koenerjiden daha küçüktür (Bastos, Sadowski, 2003).

### 3.7.5. Endüktans matrisi

Endüktans matrisi bağ (halkalanma) akısı ve akımın bir terimi veya gerilim ve zamanla değişen akımın bir terimi olarak ifade edilebilir. Endüktans değerleri Henry olarak verilir.

### 3.7.6. Bağ akısı ve akımla endüktans

Bir endüktans matrisi akım döngüleri arasındaki manyetik bağ akıları ile ifade edilir. Akım ile indüklenen akı arasındaki ilişki üç akım döngüsü eşitlik 3.5 ile verilmiştir.

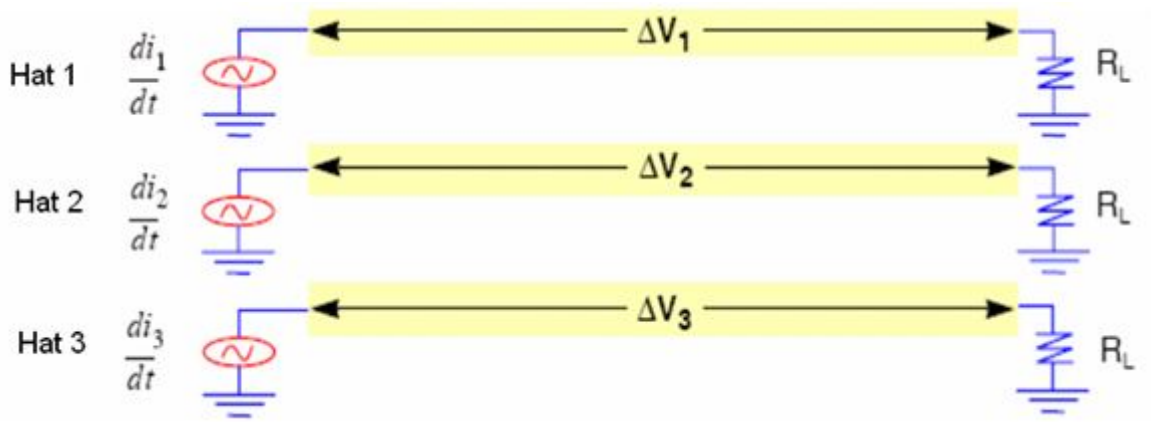
$$\lambda_1 = L_{11} \cdot i_1 + L_{12} \cdot i_2 + L_{13} \cdot i_3 \quad (3.14)$$

$$\lambda_2 = L_{21} \cdot i_1 + L_{22} \cdot i_2 + L_{23} \cdot i_3 \quad (3.15)$$

$$\lambda_3 = L_{31} \cdot i_1 + L_{32} \cdot i_2 + L_{33} \cdot i_3 \quad (3.16)$$

### 3.7.7. Gerilim ve zamanla değişen akımla endüktans

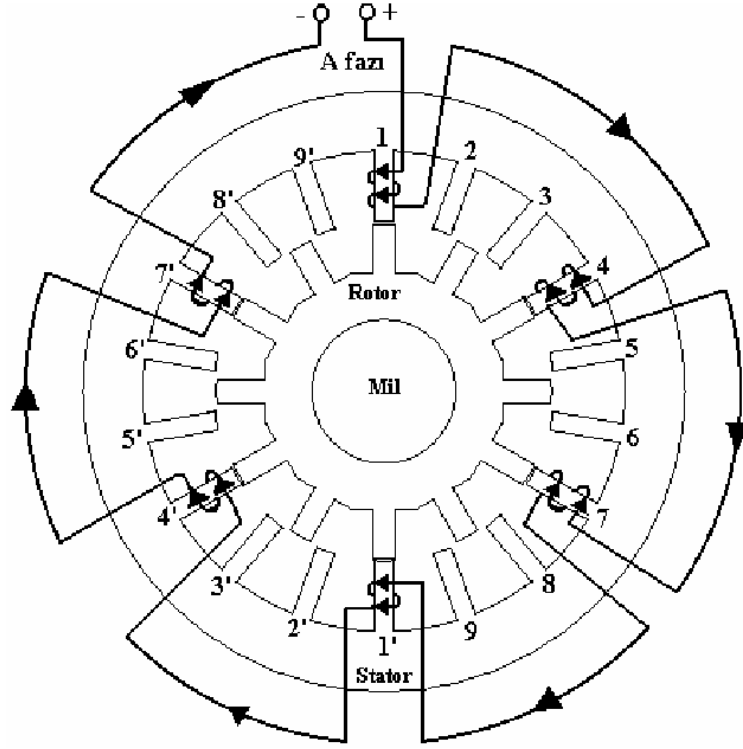
Endüktans matrisi bir sistemde gerilim ve akım değişimleri arasındaki bağıntıyı gösterir. Şekil 3.13'te birbirinden bağımsız üç iletim hattı verilmiştir. Her hatta zamanla değişen akım kaynağı gerilimin değişimine sebep olur (URL-1, 2012).



Şekil 3.13. Üç iletim hattı için  $\Delta V$  ile  $di/dt$  arasındaki ilişkisi

### 3.8. ARM'nin Boyut Ölçüleri ve Değişkenleri

Şekil 3.14'de incelenen 18/12 ARM nin ön kesit görünüşü gösterilmiştir.



Şekil 3.14 İncelenen 18/12 motorun ön kesit görünüşü

Analizleri yapılan 18/12 ARM'nin boyutları aşağıda verilmiştir,

Stator kutup sayısı ( $N_s$ ) 18

Rotor kutup sayısı ( $N_r$ ) 12

Stator kutup yayı uzunluğu ( $\beta_s$ ) 6.390 derece

Rotor kutup yayı uzunluğu ( $\beta_r$ ) 7.830 derece

Stator kutup genişliği 2.9 mm

Rotor kutup genişliği 3.5 mm

Stator kutup adımı ( $\alpha_s$ ) 20 derece

Rotor kutup adımı ( $\alpha_r$ ) 30 derece

Hava aralığı 0.4 mm

Stator dış çapı 92 mm

Stator iç çapı 52 mm

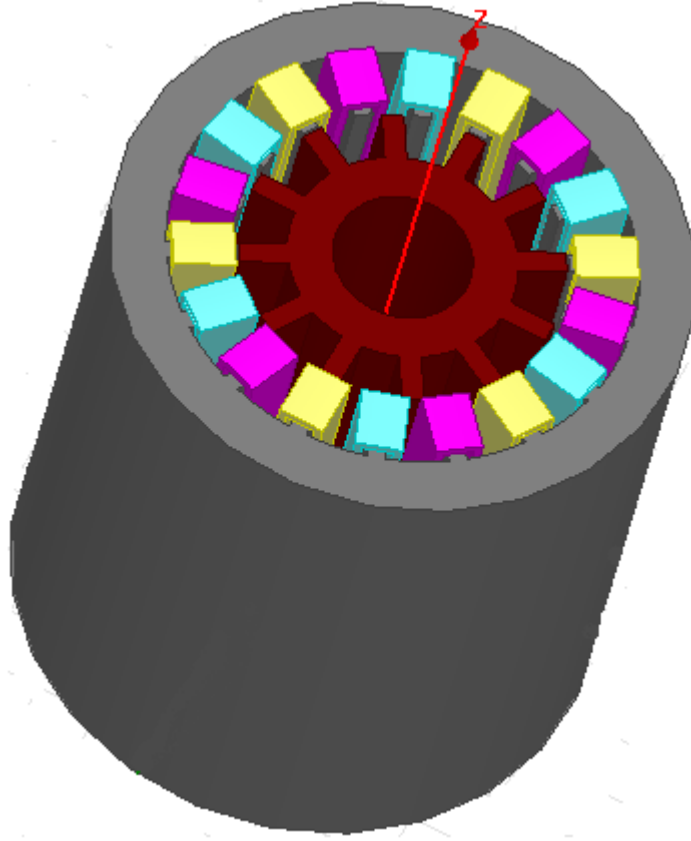
Stator paket uzunluğu 95 mm

Mil çapı 22 mm

Rotor dış çapı 51.2 mm

Stator kutup yüksekliği 11 mm

Rotor kutup yüksekliği 7.54 mm



Şekil 3.15. Analizleri yapılan 18/12 ARM'nin 3 boyutlu görünüşü

### 3.9. ARM'nin Alan Dağılımının Elde Edilmesi

Sonlu Elemanlar Yönteminde hesaplanan temel büyüklük manyetik vektör potansiyel değerleridir. Manyetik vektör potansiyel değerleri ile akım yoğunluğu arasındaki ilişki Maxwell'in elektromanyetik ile ilgili temel denkleminde

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= \nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) \\ &= \mathbf{J} \end{aligned} \quad (3.17)$$

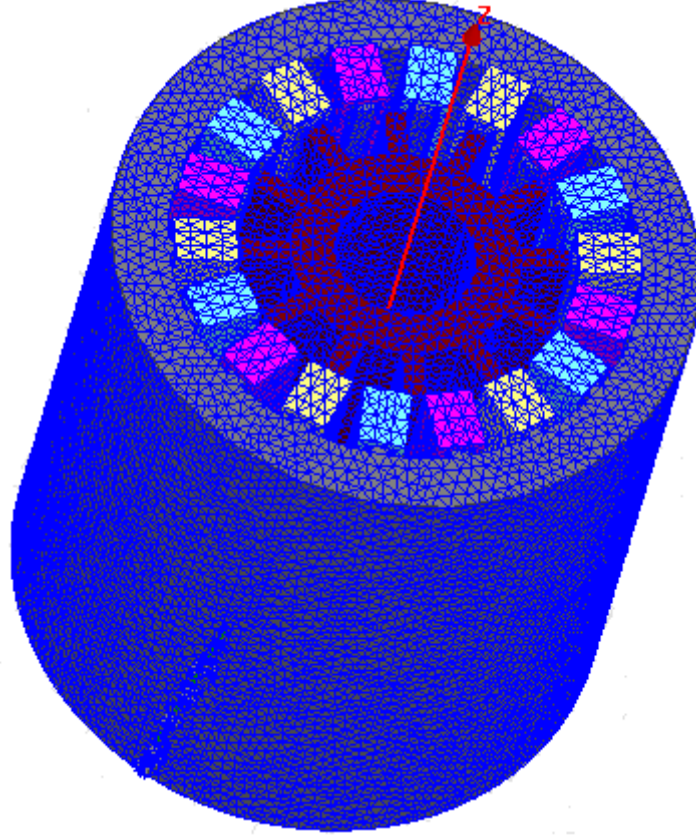
şeklinindedir. Burada  $\mathbf{H}$  manyetik alan şiddeti,  $\mathbf{A}$  manyetik vektör potansiyeli,  $\mathbf{J}$  akım yoğunluğu ve  $\mu$  manyetik iletkenliktir. (3.13) bağıntısı üç boyutlu düzlemde analitik olarak

$$\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x} \right) + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial y} \right) + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial z} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial z} \right) = -\mathbf{J} \quad (3.18)$$

yazılabilir.

Sonlu Elemanlar Yönteminde 3.18 ile verilen denklemi çözebilmek için çözüm alanı, uygun geometrik elemanlara bölünür. İncelenen 18/12 kutuplu ARM'nin uygun tetrahedra

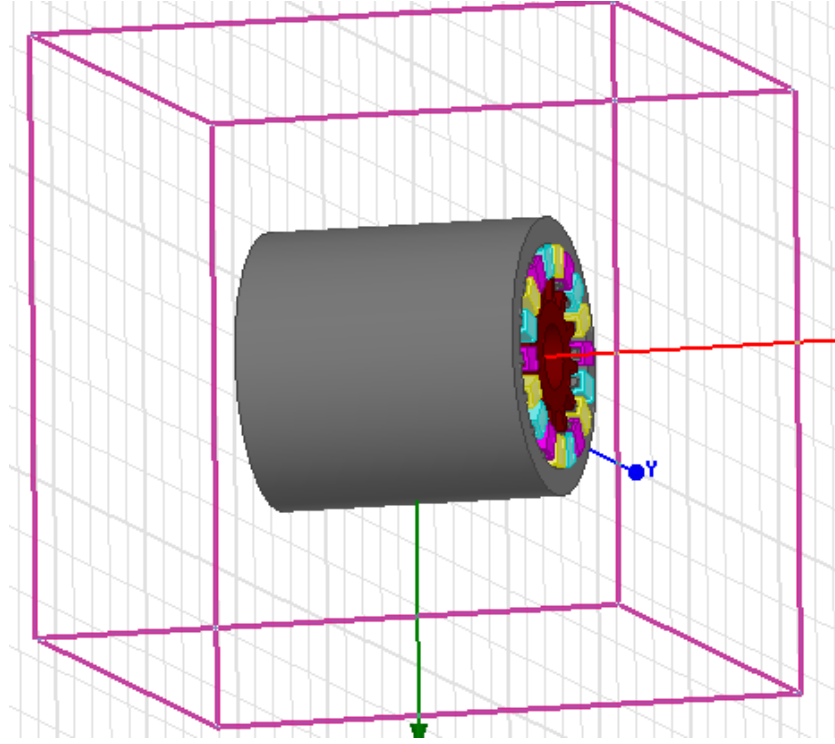
elemanlara bölünmüş hali şekil 3.16'da gösterilmiştir (Kamaraj, Vaithilingam, 2003; Mecrow, 2003).



**Şekil 3.16.** 18/12 kutuplu ARM'nin  $\theta=0^\circ$  için bölmelenmiş hali

Model programın kendi editörü üzerinde çizilmiştir. Çizilen model 3 boyutlu eksen üzerine oturtulmuştur. Burada z ekseni ARM'nin mil eksenidir. Diğer x ve y eksenleri makinenin kesit eksenlerini oluşturmaktadır. Orijin ( $O(x,y,z) = O(0,0,0)$ ) noktası mil ekseninin merkezinde z ekseni üzerinde rotor boyunun tam ortasındadır.

Model kendi boyutlarının dışında Dirichlet sınır koşulu olarak 200x200x200 mm boyutlarında bir vakum bölgesi içerisinde tanımlanmıştır. Bu bölge Şekil 3.17'de gösterilmiştir.

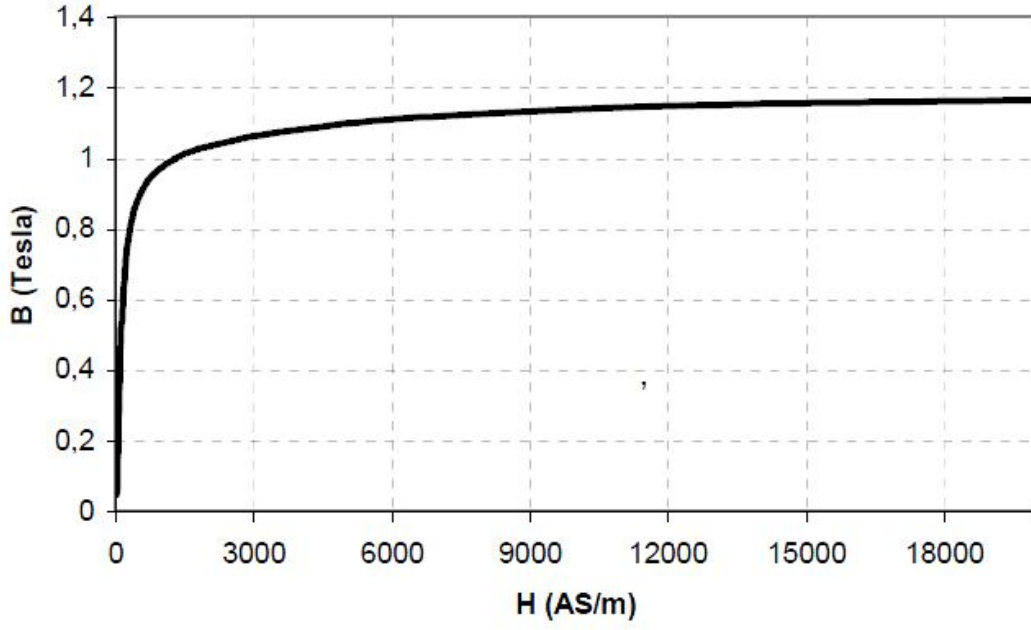


Şekil 3.17. Modelin Dirichlet sınır koşulu

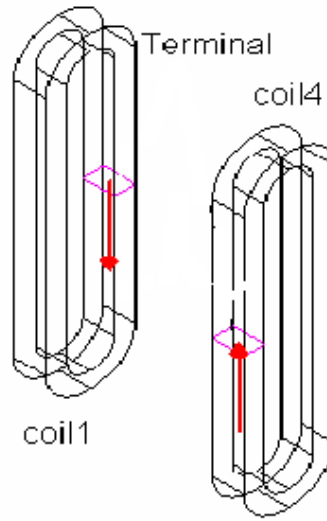
Bu vakum bölgesi belirlenirken motorun geometrisi göz önünde tutulmuştur. Motorun demir ile örtülü bölgelerinde akı demirden geçtiği için vakum bölgesine geçen akı çok küçüktür. Motorun açık bölgelerinde akı vakum bölgesine geçmektedir. Bu etkilere dikkat edilerek bölge boyutlandırılmıştır. Belirlenen ölçüler analiz için yeterlidir. Bu boyutları daha da artırmak simülasyon süresini uzatmaktadır.

Modelde kullanılan 3 boyutlu katı (solid) cisimlerin hepsi bir materyal olarak tanımlanmıştır. Burada program kütüphanesinde bulunan malzemeler içerisinde sargıların hepsi tek parça bakır (copper) olarak belirlenmiştir. Rotor ve stator B-H eğrisi Şekil 3.18’de verilen B-H grafiğine sahip olan malzeme program içine tanımlanarak Arm\_Stell ismi verilerek kullanılmıştır.





Şekil 3.18. Tanımlanan Arm Stell malzemesinin B-H grafiği



Şekil 3.19. ARM Terminalleri ve akım yönleri

Şekil 3.14’de gösterilen sargı sarım yönlerine göre programda daha önceden belirtilen terminallere şekil 3.19’da gösterildiği gibi akım yönleri belirtilerek uygulanmıştır.

$$\mathbf{F} = N \times \mathbf{I} = \mathbf{B}_g L_g / \mu_0$$

### 3.10. Çözüm Süreci

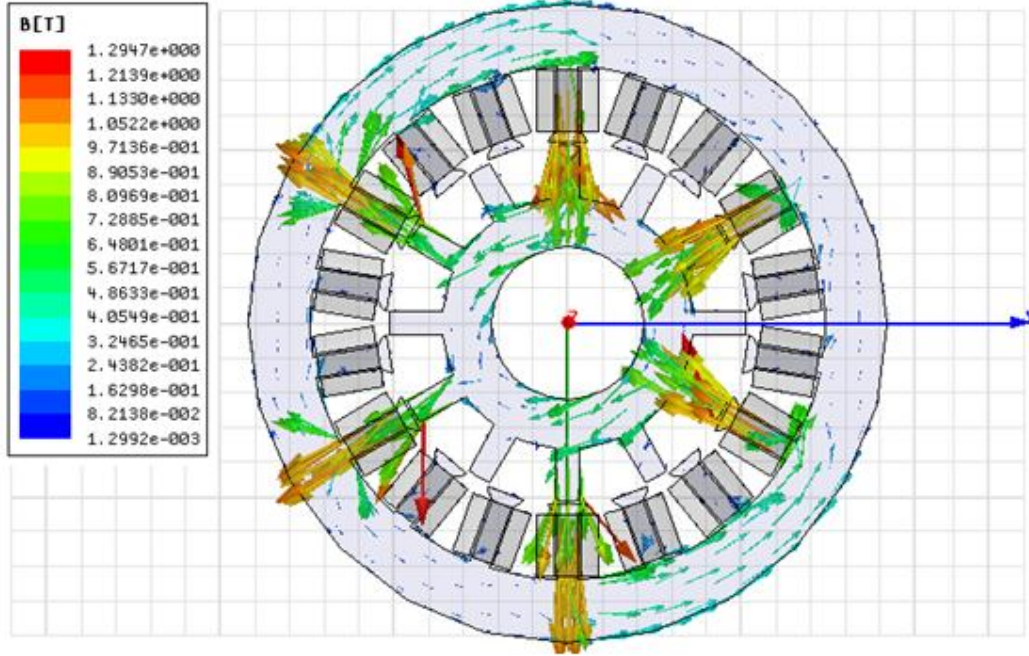
Modelin çizimi, malzeme tanımlamaları, sınır durumlarının atanması ve çözüm parametrelerinin tanımlanmasından sonra çözüm süreci başlamaktadır. Bu süreçte simülatör sonlu elemanlar yöntemiyle ilk önce modeli dört yüzlü elemanlara (tetrahedra) bölerek ağ (mesh) oluşturmaktadır ve bu ağlarda çözüm yapmaktadır.

3D simülatör çözeceği model üzerinde enerji hatasını bularak, hatanın yoğun olduğu bölgelerde ağ sayısını artırarak tekrar çözüm yapar ve bu hatayı azaltmayı sağlar. Sonuçta kullanıcı tarafından belirlenen hedef hata değerine ulaşmaya kadar ağ sayısını artırıp çözüm yapar. Bu yapılan her bir çözüm irdeleme (iterasyon) olarak adlandırılır. Tez modeli için yapılan analizlerde hata oranı %1, irdeleme sayısı ise 7dir. Daha hassas çözüm yapabilmek için irdeleme sayısını artırmak ve hata yüzdesi azaltmak gerekmektedir. Ama zaman ve donanım yeterli olmadığı için çözümler bu şekilde yapılmıştır. Yapılan her analizde; rotor mil eksenini olan z ekseninde 0 dan 15 dereceye kadar 1 er derecelik açılarla ( $\theta$ ) döndürülerek her biri için ayrı çözüm yapılmıştır. Bunun sonucunda da x,y,z eksenindeki kuvvetler ( $F_x, F_y, F_z$ ), momentler ( $T_x, T_y, T_z$ ) ve sargılara ait endüktanslar ve karşılıklı endüktanslar hesap edilmiştir. Her çözüm sonucunda yaklaşık olarak model ve bölge üzerinde toplam 200000 tetrahedra oluşmuştur (Fenercioğlu, 2006; Sahin vd., 2000).

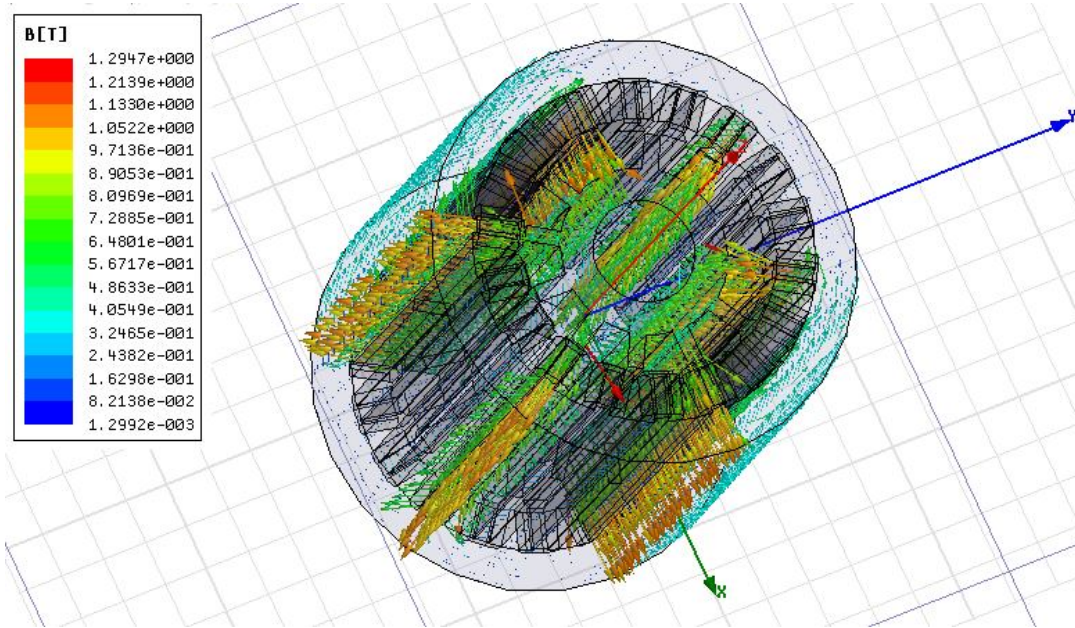
### 3.11. Manyetik Alan Dağılımının Elde Edilmesi, Moment ve Endüktans Hesaplanması

İncelenen 18/12 ARM 18 sarım vardır. Analizler sadece tek faz için yapıлып tek faza ait olan 1,4,7,10,13,16 numaralı sargılar uyarılmıştır. Kalan diğer iki faz için de durumlar aynıdır. Terminaller sargıların tam ortalarına yerleştirilmiştir. Modelde analizler 6.5 A için yapılmış olup sarım sayısı 30 olduğundan dolayı  $6.5 \times 30 = 195$  Amper Sarımdır. 195 Amper sarım için 3 boyutlu simülatörün çözüm süreci sonucunda ARM'de oluşan B vektör değerleri ile B yoğunluk değerlerine ilişkin şekiller aşağıda verilmiştir. Şekil 3.20, şekil 3.21, şekil 3.22, şekil 3.23 ARM'nin  $0^\circ$  konumu için farklı eksenlerden görünüşlerini, şekil 3.24, şekil 3.25, şekil 3.26, şekil 3.27 ARM'nin  $5^\circ$  rotor konumu için B vektör ve B yoğunluk şekillerinin farklı eksenlerden gösterimini ve şekil 3.28, şekil 3.29, şekil 3.30 ve şekil 3.31 ise ARM'nin  $10^\circ$  rotor konumu için B vektör ve B yoğunluk değerlerinin farklı eksenlerden görünüşlerini göstermektedir. Şekiller üzerindeki manyetik akı çizgilerinin

şiddetini ise her grafik için ayrı ayrı olarak şekil içerisindeki B tablosundan renk koduna göre gösterilmiştir.

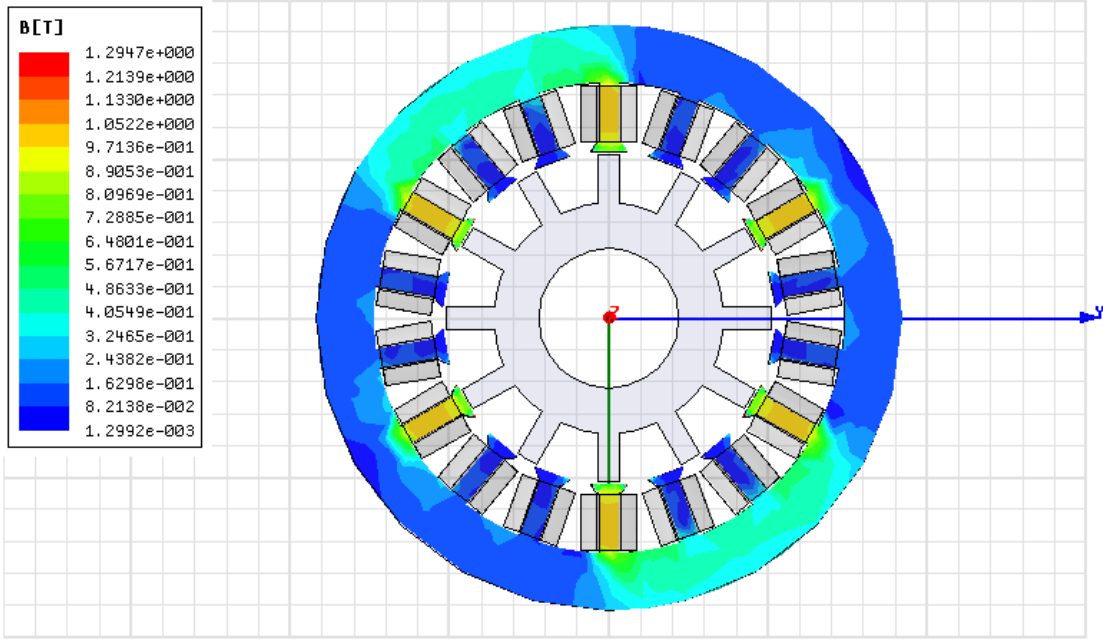


Şekil 3.20. B vektör değerlerinin z ekseninden gösterimi ( $\theta=0^\circ$ )

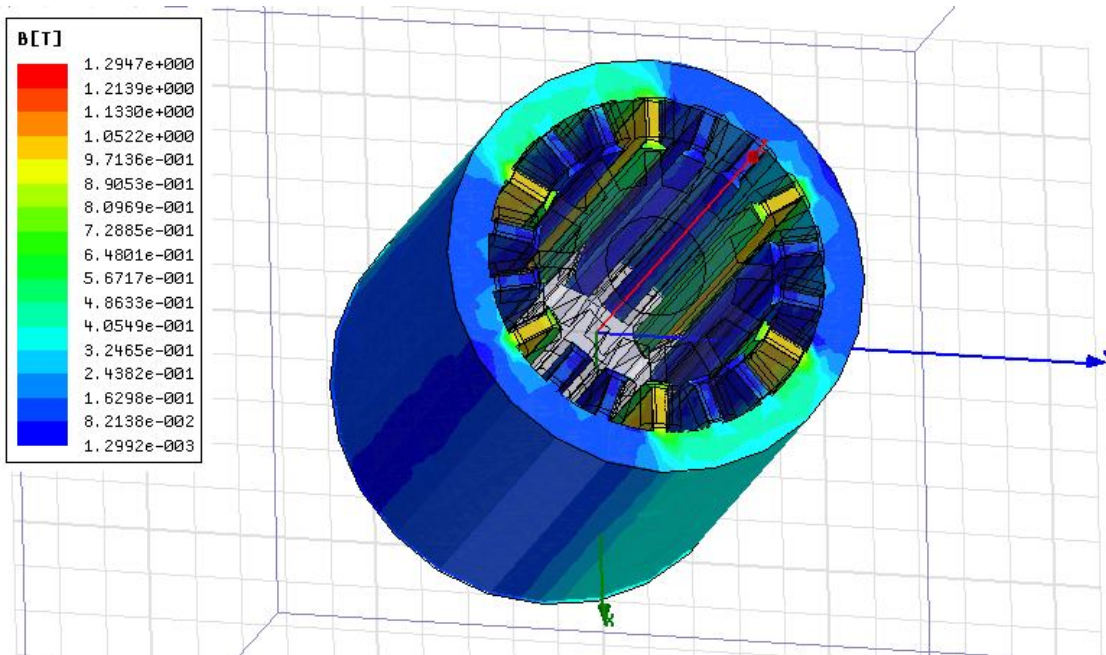


Şekil 3.21. B vektör değerlerinin xy ekseninden gösterimi ( $\theta=0^\circ$ )

Tam örtüşen pozisyonda hava aralığının en az, endüktansın en yüksek olduğu konumdur. Rotor ve stator boyunduruğunda en fazla akı bu pozisyonda geçmektedir. ARM'nin  $0^\circ$  konumunda manyetik alan yoğunluğunun gösterimi Şekil 3.22 ve Şekil 3.23 de 2 farklı görünümünden gösterilmiştir.

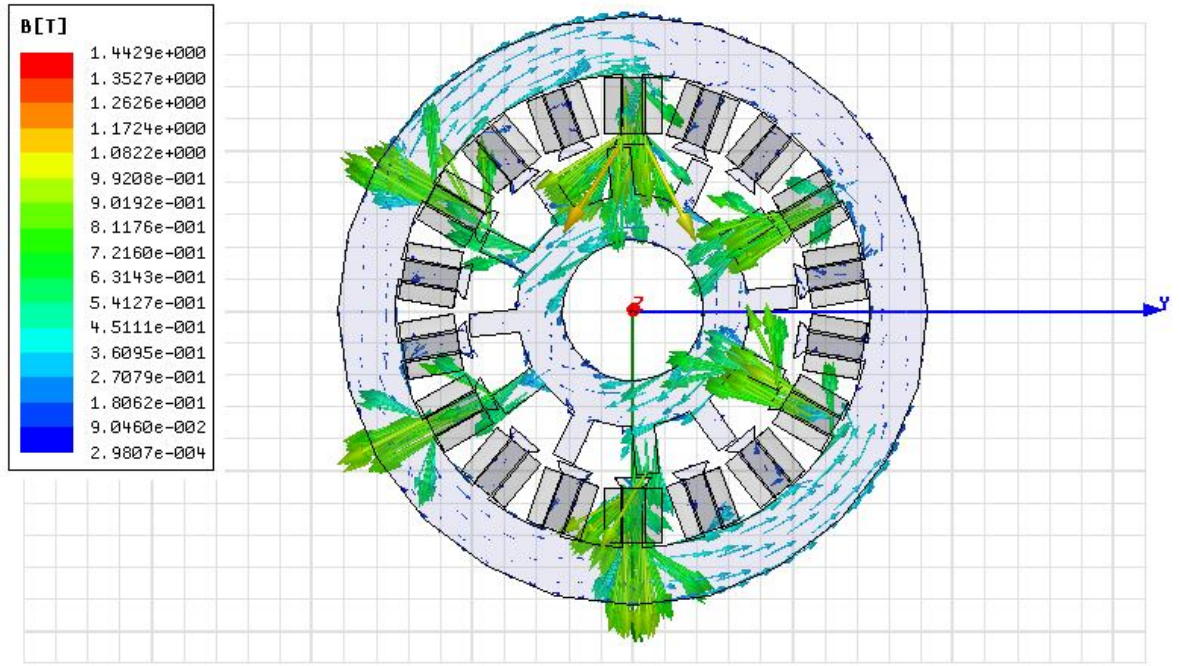


Şekil 3.22. B yoğunluğunun z ekseninden gösterimi( $\theta=0^\circ$ )

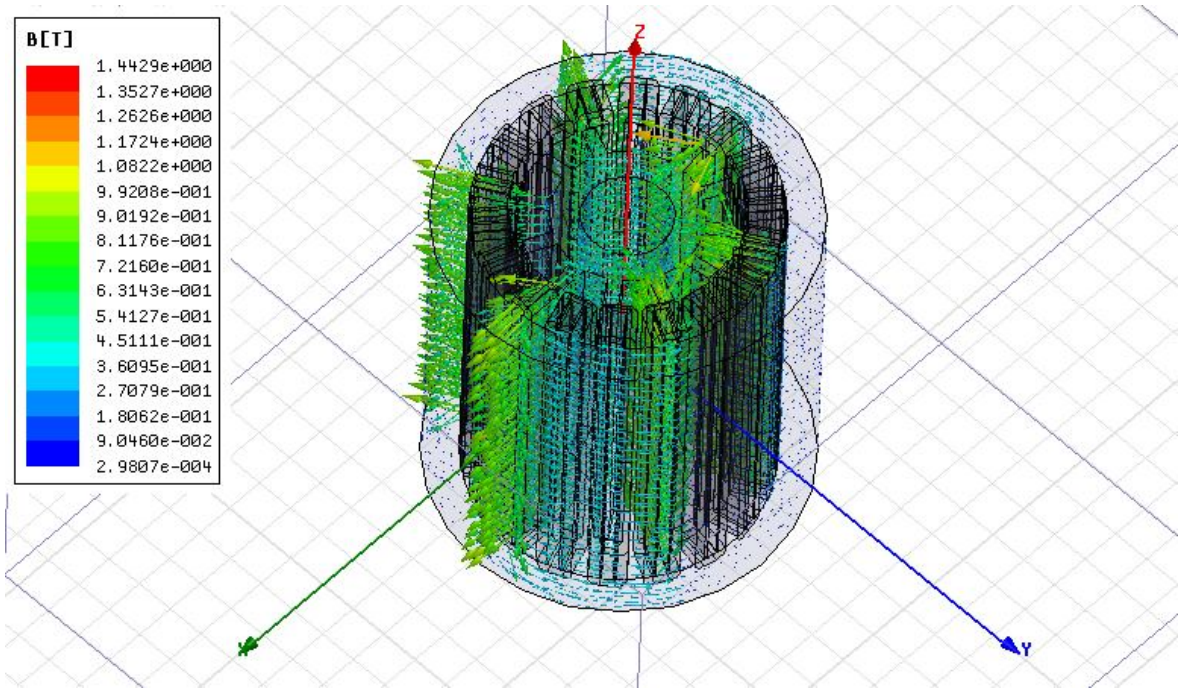


Şekil 3.23. B yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi( $\theta=0^\circ$ )

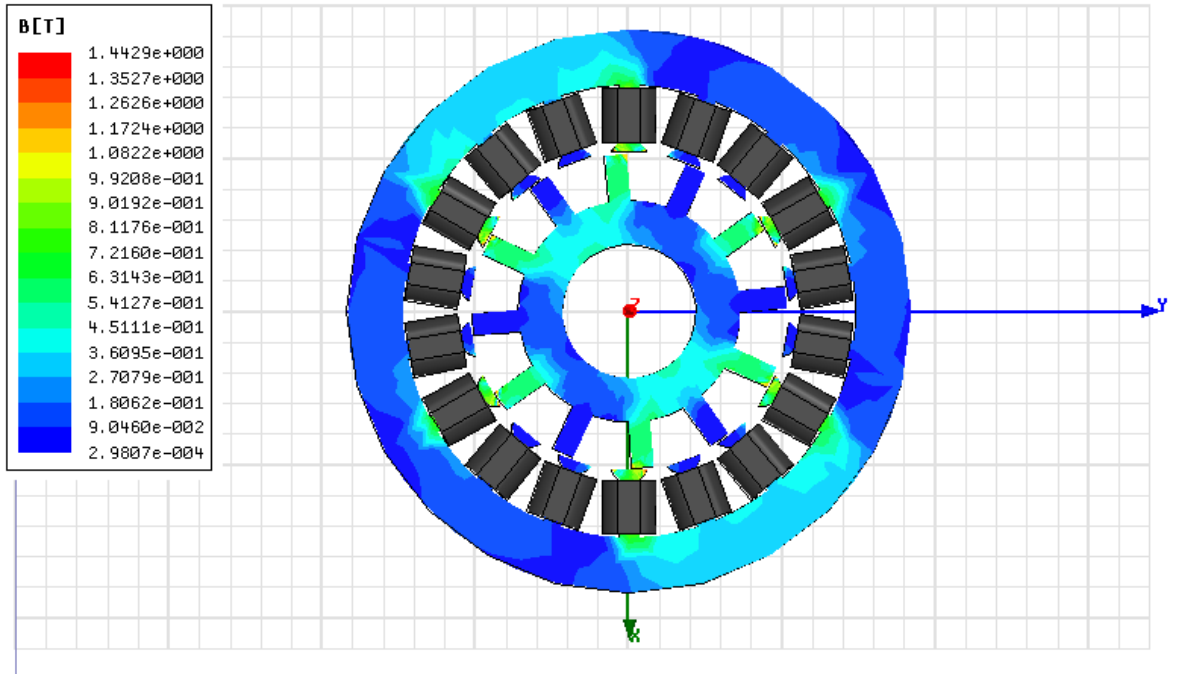




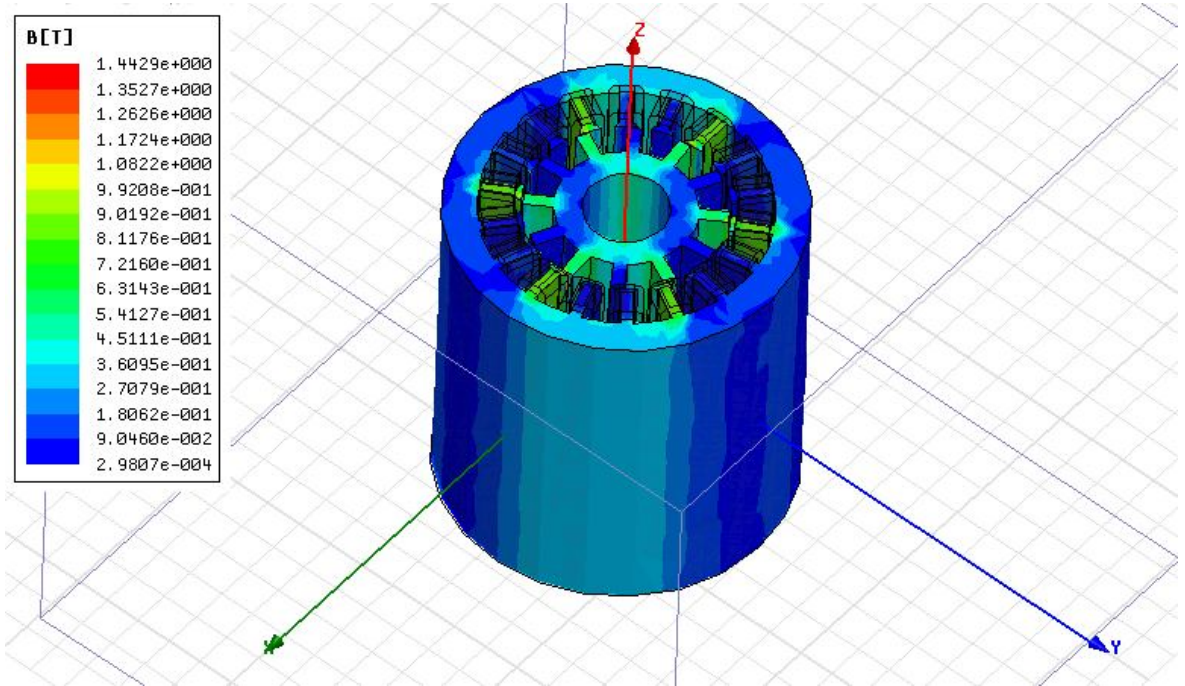
Şekil 3.24.  $B$ \_vektör değerlerinin  $z$  ekseninden gösterimi ( $\theta=5^\circ$ )



Şekil 3.25.  $B$ \_vektör değerlerinin  $xy$  ekseninden gösterimi ( $\theta=5^\circ$ )

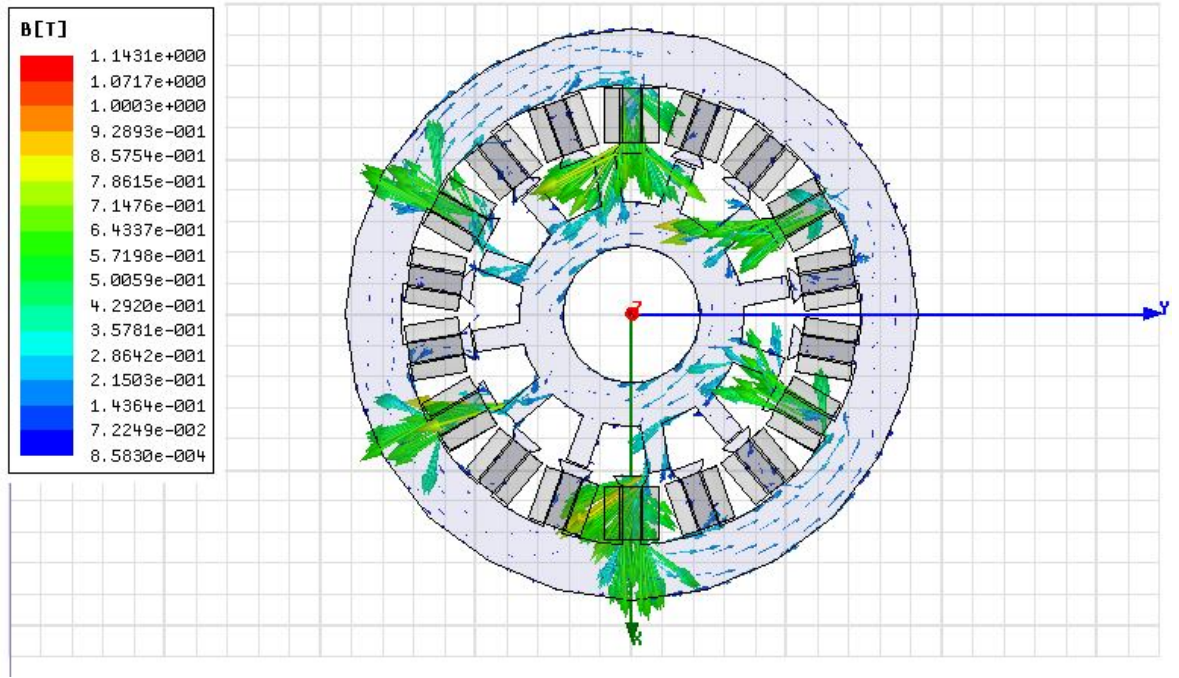


Şekil 3.26. B yoğunluğunun z ekseninden gösterimi( $\theta=5^\circ$ )

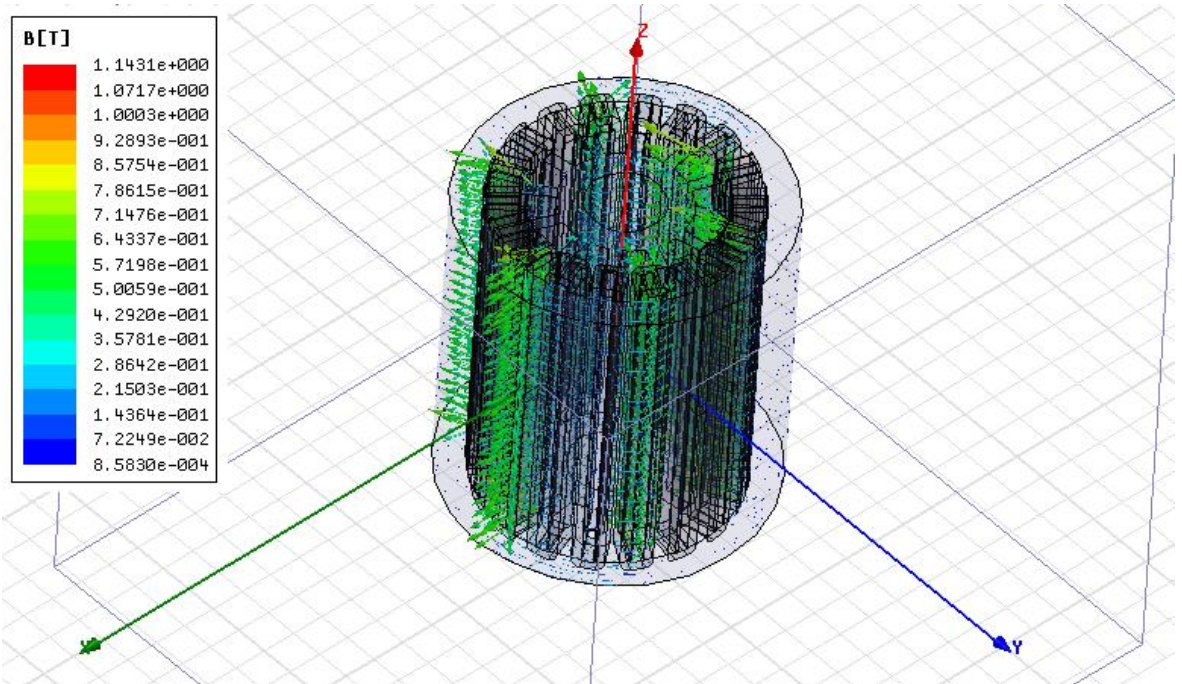


Şekil 3.27. B yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi( $\theta=5^\circ$ )

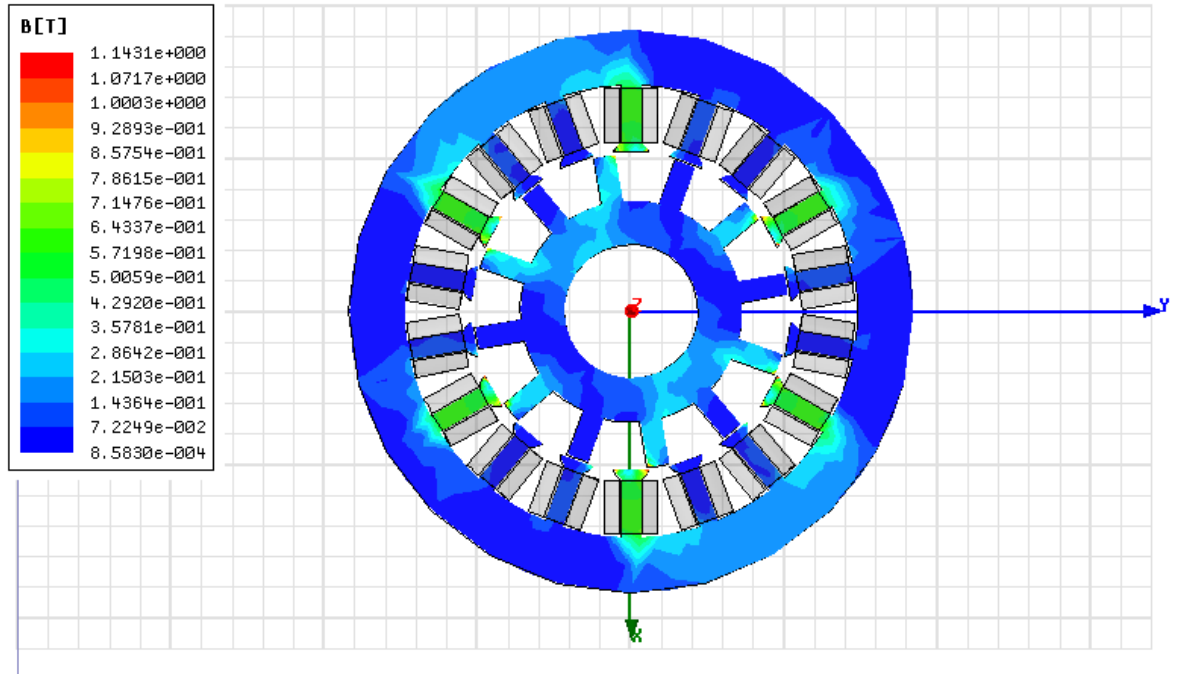




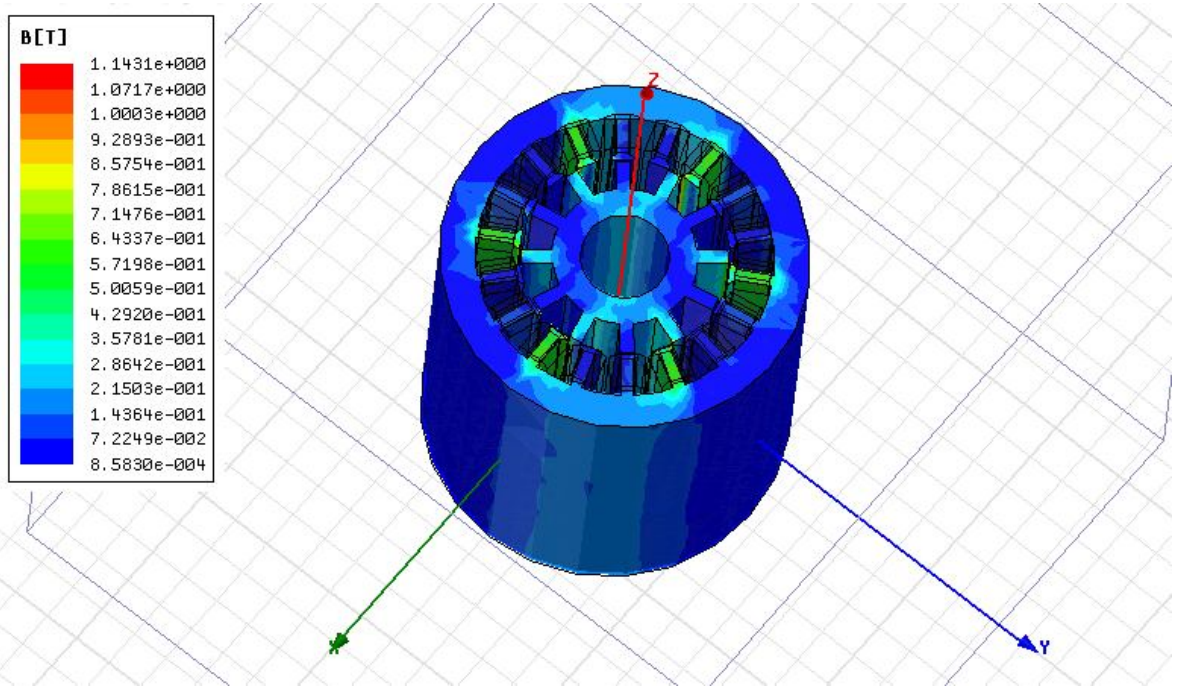
Şekil 3.28. B\_vektör değerlerinin z ekseninden gösterimi ( $\theta=10^\circ$ )



Şekil 3.29. B\_vektör değerlerinin xy ekseninden gösterimi ( $\theta=10^\circ$ )



Şekil 3.30. B yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi( $\theta=10^\circ$ )

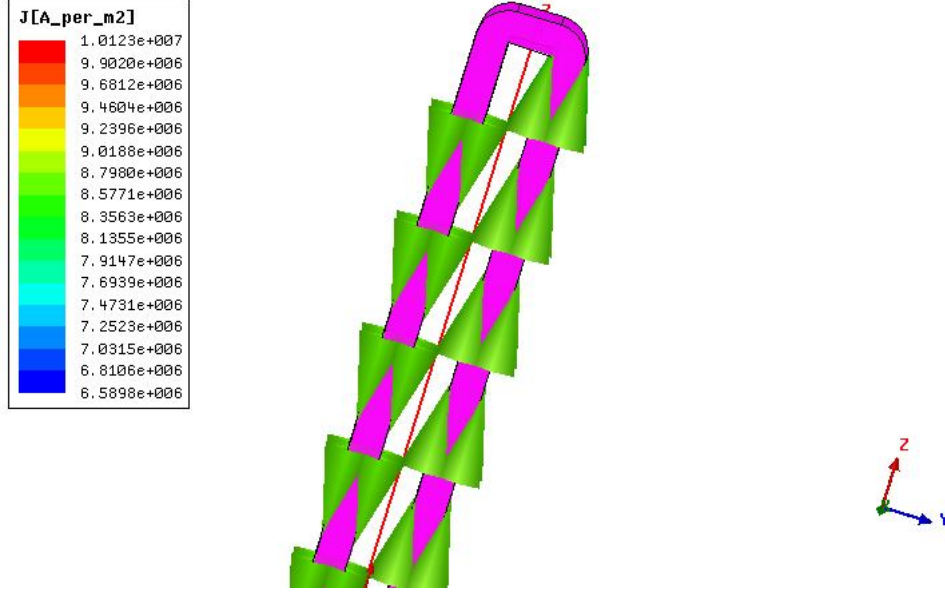


Şekil 3.31. B yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi( $\theta=10^\circ$ )

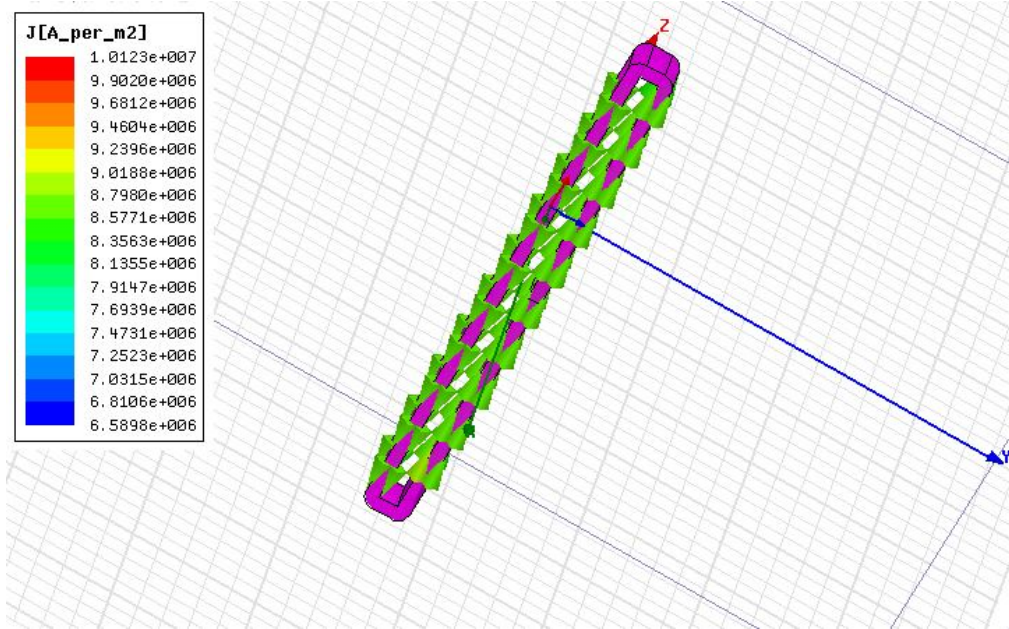
Sargılara uygulanan uyartımlar neticesinde sargılarda akılar oluşmuştur. 1 numaralı sargıya ilişkin x ekseninden yakın bir görünüş şekil 3.32’de gösterilmiştir. Akım yoğunluğuna dikkat edildiğine dolaşan akının yeşil renkte olduğu ve şekille beraber verilen



akı yoğunluğu tablosuna bakıldığında dolaşan akım yoğunluğunun  $8.7e+6 \text{ A/m}^2$  olduğu görülmüştür.



Şekil 3.32. J akım yoğunluğunun xy ekseninden gösterimi



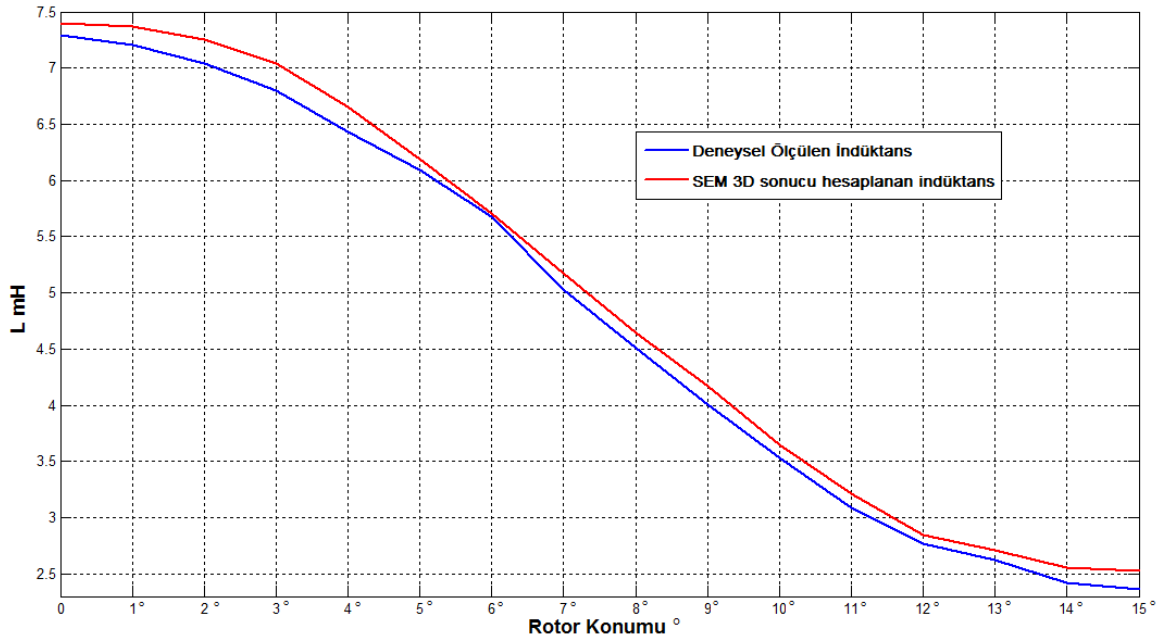
Şekil 3.33. J akım yoğunluğunun genel gösterimi

Deneyel ölçümler ve 3 boyutlu analiz programının çözüm süreçleri sonucunda incelenen modelin rotor konumuna göre endüktansının değişiminin verileri tablo 2'de verilmiştir.

**Tablo 2.** Deneysel ve 3D SEM sonuçları endüktans değişim tablosu

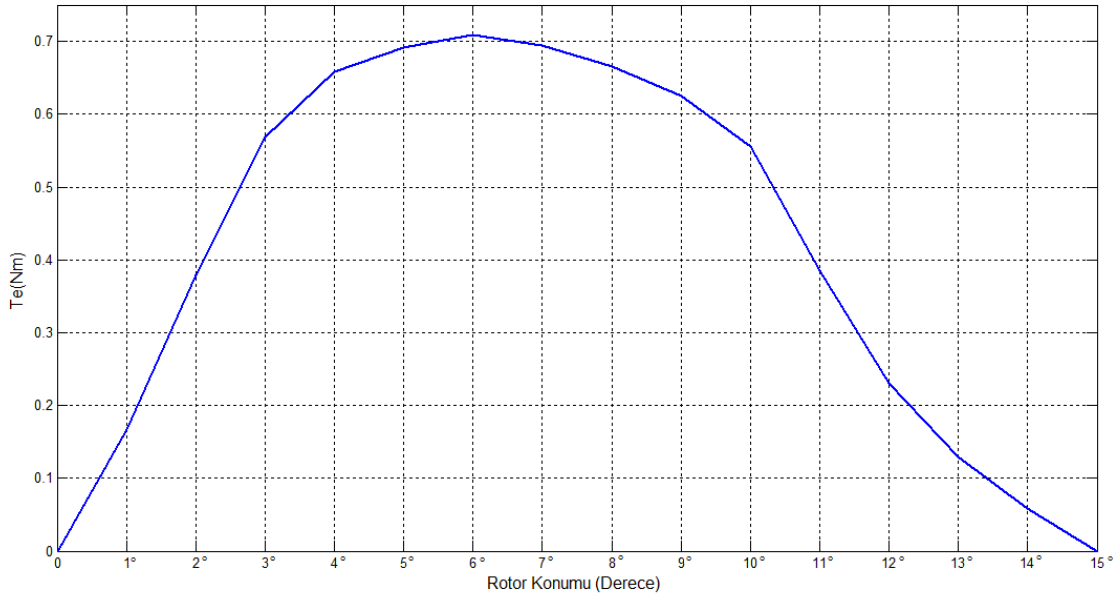
<b>Rotor Konumu</b>	<b>Deneysel Veriler Sonucu L (mH)</b>	<b>Simülasyon Sonucu Bulunan L (mH)</b>	<b>% Hata Oranı</b>
0	7,2961	7,400511	1,43
1	7,2025	7,3655784	2,26
2	7,0373	7,2569412	3,12
3	6,7974	7,0385976	3,54
4	6,4283	6,6576816	3,56
5	6,0978	6,1925364	1,55
6	5,675	5,70996	0,61
7	5,0278	5,1757938	2,94
8	4,5089	4,6484286	3,09
9	4,0107	4,1700258	3,97
10	3,5355	3,6518352	3,29
11	3,0874	3,2089092	3,93
12	2,7705	2,847477	2,77
13	2,6244	2,7139878	3,41
14	2,4174	2,556177	5,74
15	2,3631	2,522772	6,75

Endüktans değişimine ait parametreler tablo 2’de gösterilmiştir. Simülasyon tarafından elde edilen verilerle deneysel olarak ölçülen endüktans değerlerinin grafiksel gösterimi şekil 3.34’de gösterilmiştir.



**Şekil 3.34.** Rotor konumuna göre endüktans değişimi (I=6,5A)

Doğrusal şartlarda endüktansın konuma göre türevi sabittir. Doğrusal olmayan durumlarda endüktansın konuma bağlı olarak fonksiyonunun bilinmesi gerekmektedir. Bu fonksiyon rotor konumuna, akıma, malzemenin B-H karakteristiğine ve boyutlara göre değişiklik gösterdiği için sabit bir fonksiyon şeklinde ifade edilememektedir. Rotorun 0-15 derece arasındaki konumlarında simülasyon çözümü sonucunda alınan verilere göre mil ekseninde üretilen moment değerleri Şekil 3.35’de verilmiştir. Burada momentin örtüşen pozisyonla örtüşmeyen pozisyon arasındaki her 1 derece rotor hareketi ile 6.5 amper uyarım altında elde edilen simülasyon verileri incelendiğinde uyarılan fazın akım verilmesi ile birlikte momentin hızlıca yükseldiği tahmin edildiği üzere rotor konumu 10° olduğunda ilgili faz kesime girmiş dolayısı ile momentin aniden azaldığı gözlemlenmiştir. Momentin sadece z eksenindeki bileşeni rotörü döndürmektedir. Diğer eksenlerdeki moment bileşeni ise x ve y eksenleri etrafında rotörü döndürmek isteyecektir. Ancak fiziksel olarak bunun olması imkânsızdır. Bu eksenlerdeki moment rotorun yataklarında zorlanmalara ve mekanik güç kaybına neden olmaktadır. Şekil 3.35’de rotor konumuna göre momentin değişimi gösterilmiştir.



Şekil 3.35. SEM 3D sonucu hesaplanan momentin konuma bağlı değişim grafiği

## **4. BULANIK MANTIK HIZ DENETİMİ**

### **4.1. GİRİŞ**

Bulanık mantık 1965 yılında Prof. Lotfi A. ZADEH tarafından, belli oranda hassaslığa, belirsizliğe ve kesinsizliğe tahammül eden bir mantık ortaya çıkarıldı. Bu yöntemle, gerçek hayatta karşılaşılan bir çok sistem bulanık kümeler yardımıyla daha iyi ifade edilebilir hale gelmiştir.

Bulanık mantık, Aristo mantığında var-yok (0-1) biçiminde yer alan keskin sınırları ortadan kaldırarak bir olayın bir kümeye ait olma durumunu üyelik dereceleri ile belirlemektedir. Böylece doğanın kendisinde var olan belirsizliği, bilimsel düşünce yapısına ve bu yapının ortaya çıkardığı ürünlere yansıtmak mümkün olabilmektedir.

Bulanık mantığın kullanıldığı sistemlerde, saptanamayan veya ölçülemeyen parametrelerin etkisini ihmal etmek yerine insan bilgisi, sezgisi ve tecrübesi gibi kavramlardan yola çıkarak bu belirsiz parametrelerin de etkisini ortaya koymak mümkün olabilmektedir. Böylece Aristo mantığında yer almayan kişisel görüşler, bulanık mantıkta kullanılarak klasik mantığın 0 ve 1 olan doğruluk değerleri daha esnek hale getirilmiştir.

Bulanık mantık, bir süreci formüle etmek yerine sürecin oluşumuna neden olan parametreleri tespit eder. Bundan dolayı, bu parametrelerin tüm süreç içerisindeki ağırlıklarını belirleme yoluna gider.

### **4.2. Bulanık Kümeler**

Klasik kümelerde, bir elemandan diğerine geçiş keskin ve aniden değişen üyelik dereceleri ile olmaktadır. Bulanık kümelerde ise bu geçiş yumuşak ve sürekli bir şekilde olmaktadır. Bu geçişte belirsizlik, hayal gücü, sezgi gibi görüşler rol oynar. Üyelik işlevi, bu tür görüşlerin karışık bir şekilde elemanlara yayılmasını temsil eder. Buradan, bulanık kümenin değişik üyelik derecesinde elemanları olan bir topluluk olduğu sonucu çıkarılabilir. Klasik kümelerde bir elemanın kümeye ait olabilmesi için üyelik derecesinin mutlaka 1'e eşit olması gerekirken, bulanık kümede nerede ise bütün elemanların değişik derecelerle kümeye ait olmaları mümkündür (Akçayol, 2001).

### 4.3. Klasik Mantık İle Bulanık Mantığın Karşılaştırılması

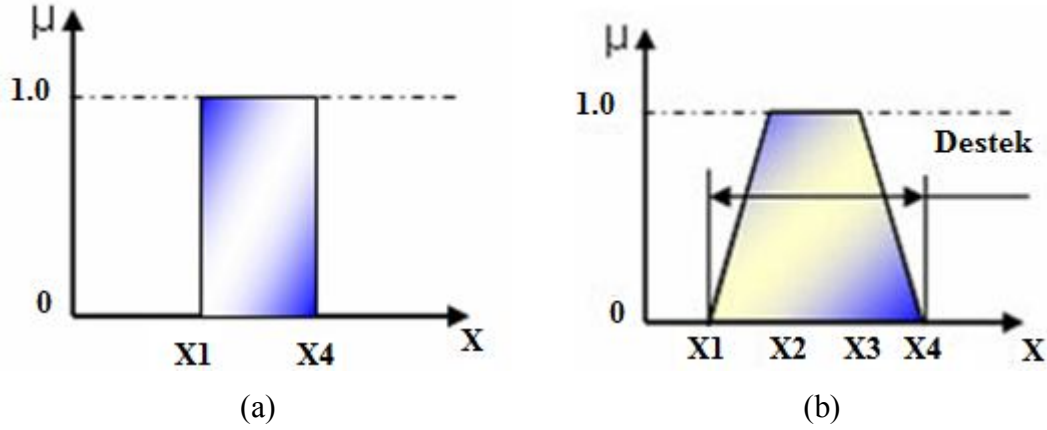
Bulanık mantık ile klasik mantık arasındaki temel fark, bilinen anlamda matematiğin sadece aşırı uç değerlerine izin vermesidir. Bilinen matematiksel yöntemlerle karmaşık sistemleri modellemek ve kontrol etmek verilerin tam olmamasından dolayı zor olmaktadır. Bulanık mantık, kişiyi bu zorunluluktan kurtarır ve daha niteliksel bir tanımlama olanağı sağlamaktadır. Bir kişi için 38,5 yasında demek yerine, sadece orta yaşlı demek birçok uygulama için yeterli bir veridir. Böylece dikkate değer ölçüde bir bilgi yüklemesi söz konusu olacak ve matematiksel bir tanımlama yerine daha kolay anlaşılabilen niteliksel bir tanımlama yapılabilecektir. Bulanık mantıkta ise, bulanık kümeleri kadar önemli bir diğer kavram da dilsel değişken kavramıdır.

Dilsel değişken “sıcak” veya “soğuk” gibi ifadelerle tanımlanabilen değişkenlerdir. Bir dilsel değişkenin değerleri bulanık kümeleri ile ifade edilebilmektedir. Örneğin oda sıcaklığı dilsel değişken için “sıcak”, “soğuk” ve “çok sıcak” ifadelerini alabilir. Bu üç ifadenin her biri ayrı ayrı bulanık kümeleri ile modellenir. Bulanık mantığın uygulama alanları çok geniştir. Sağladığı en büyük fayda ise, “insana özgü tecrübe ile öğrenme” olayının kolayca modellenebilmesi ve belirsiz kavramların bile matematiksel olarak ifade edilebilmesine olanak tanınmasıdır. Bu nedenle doğrusal olmayan sistemlere yaklaşım yapabilmek için bu yöntem özellikle uygun olmaktadır. Klasik mantığın temelinde aslında ihtimal hesapları yatar. Yani, bir olayın olabilirliği bu mantıkla çözümlenmeye çalışılır. Sonuç ise, yalnızca “evet” ya da “hayır” ile sınırlıdır. Ancak bulanık mantık bundan tamamen farklıdır ve olabilirliği değil ne kadar olduğunu verir. Dolayısıyla alınacak cevap evet ya da hayır ile beraber bunların ara değerlerini de içerir.

Bilindiği üzere temel olarak iki çeşit kontrol yöntemi vardır. Kontrol sistemlerinde kullanılan en kolay ve genel yöntem klasik kontroldür. Bu kontrol yöntemi hassasiyetin pek önemsenmediği her türlü alanda uygulanabilmektedir. Genellikle “doğru” ya da “yanlış” şeklinde tanımlanmaktadır. Bu nedenle bir makinenin kontrolünde başka bir deyişle hassasiyetin önemli olduğu uygulama alanları için iyi olmamaktadır.

Örnek vermek gerekirse; klasik kontrolde lojik ifadelerle “1” ve “0” ile tanımlayabiliriz. Motorun dönmesi için “1” verilir durması için ise “0” lojik giriş verilmesi gerekmektedir. Bu durumda makinenin hızı ne yazık ki kontrol edilemez, motor sadece ya çalışır ya da durur. Ancak modern kontrol yöntemlerinden bulanık mantık denetleyicisi kullanılırsa “1” ve “0” lojik ifadeler olmakla beraber bu değerleri arası da (0.1,0.2,...,0.9) olabilmektedir.

Denetleyiciyi tasarlayan kişi ihtiyaç duyduğu sisteme göre bu aralıkların sayısını değiştirebilir. Başka bir deyişle, makineye “0” lojik giriş uygulandığında makine dururken bu değer arttırıldıkça ona bağlı olarak da hız da artabilmektedir. Bu sayede makine için istenilen hız kontrolü rahatlıkla yapılır. Buna benzer şekilde endüstri içindeki diğer uygulamalarda (ısı, hız, yön, vb) da kullanılabilir (Teker, 2008).



Şekil 4.1. Üyelik fonksiyonlarının karşılaştırılması. (a) klasik kontrol, (b) bulanık kontrol

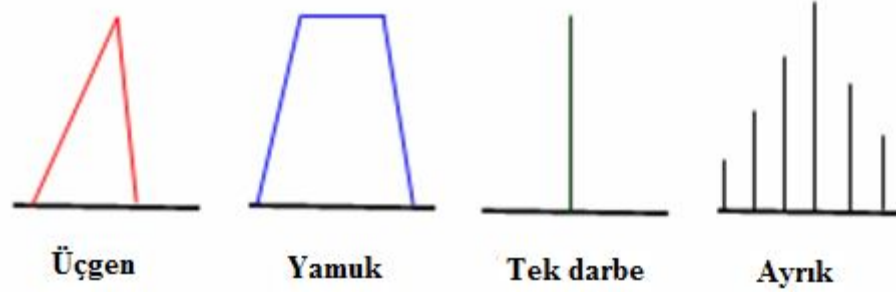
#### 4.4. Üyelik Fonksiyonu

Geleneksel mantıkta bir değişkenin gerçeklik değeri ya 1 ya da 0 olabilir. Ancak bulanık mantıkta bu değer 0 ile 1 aralığı içindeki tüm değerleri alabilir. Bu değere üyelik derecesi adı verilir. Devamlı bir değişken için üyelik derecesi, ya bir girdinin hangi üyelik değerini alacağını belirleyen eğriler üyelik fonksiyonları olarak adlandırılır. Üyelik fonksiyonları dilsel terimlerin üyelik dereceleri ile teknik şeklin her bir değerini şekillendirir. Kullanılan matematiğin basit olması, doğrusal olmayan sistemleri modelleyebilme yeteneği, günlük dile dayalı olması ve esnek olması bulanık mantığa dayalı sistemlerin kullanımının getirdiği en önemli avantajlar arasındadır (Dağdelen, 1996).

##### 4.4.1. Üyelik Fonksiyon Çeşitleri

Bulanık mantık kontrolde kullanılan üyelik fonksiyonlar tek bir şekle sahip değildir. İhtiyaç duyulan sisteme göre kullanıcı tarafından en uygun şekil seçilebilir. Aşağıdaki şekilde de çeşitli üyelik fonksiyon şekilleri yer almaktadır. Eğer sistemde hassasiyet önemli ise üçgen şekil kullanılırken, değişimin çok hızlı olmasını istenilen yerlerde yamuk

kullanılır. Ayrıca bunlara benzer şekilde tek darbe, ayırık gibi gösterimleri de bulunmaktadır (Yıldırım, 1998).



Şekil 4.2. Klasik bulanık kontrol üyelik fonksiyon çeşitleri

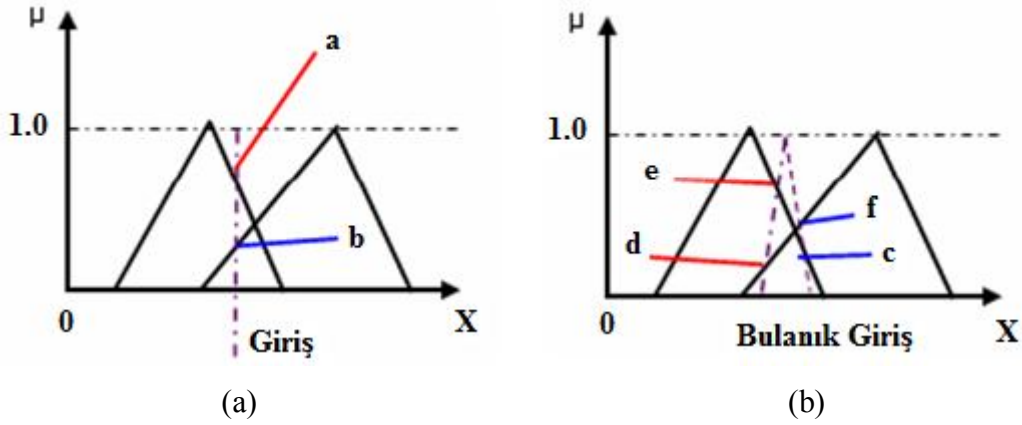
#### 4.5. Bulanıklaştırma ve Durulaştırma

En basit tanımıyla bulanık mantık, yaklaşık akıl yürütme mantığıdır. Geleneksel mantık yapısı olarak tanımlanan sembolik mantık, idealleştirilmiş kavram ve önermelerden çıkarılacak ideal sonuçlarla ilgilenirken, bulanık mantık gerçek dünyadaki bulanıklığı ve belirsizliği ele alarak yaklaşık çözümler üretir.

##### 4.5.1. Bulanıklaştırma

Bulanık mantık, ikili hesaplama yerine, çok seviyeli hesaplama tekniğini kullanır. Temel yaklaşım, kesin yanlış ve kesin doğru ifadelerinin arasına sonsuz sayıda doğruluk değerini içeren fonksiyon yerleştirmektir. Daha önce de ifade edildiği gibi bu fonksiyona “üyelik fonksiyonu” adı verilir. Son olarak, bulanık üyelik eğrilerini gösteren grafik şeklinde bir gösterim mümkündür. Bu gösterme şekli çıkartma işlemini diğer yöntemlerden daha net ortaya koyar.

Bulanıklaştırma, sistemden alınan denetim giriş bilgilerini dile bağlı niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir. Bulanık mantığın dilsel terimleri genellikle “Eğer-ise” kuralı gibi mantıksal anlamlandırma formu şeklinde tanımlanır. Bu kurallar bulanık üyelik işlevi olarak bilinen değerlerin bir sınırıyla tanımlanır.



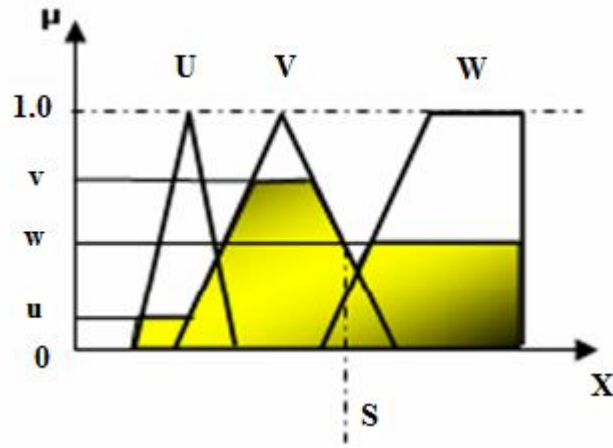
Şekil 4.3. Giriş için kullanılan veri üyelik işlevleri, (a) Tek darbe girişi, (b) Daha genel bulanık girişler

Sistemin verimli çalışması için üçgen, yamuk, çan eğrisi gibi değişik şekillerde üyelik işlevleri seçilebilir. Bu çalışmada, deneme yanılma yoluyla en verimli işlev olarak belirlenen üçgen üyelik işlevi seçilmektedir. Sistemde hata, hatanın değişimi ve çıkış için 3,5 veya 7 gibi tek sayılardan oluşan bulanık değişkenli üyelik işlevleri kullanılabilir. Şekil 4.3'te tek darbe ve üçgen biçiminde uygulanan üyelik işlevler gösterilmektedir. Bulanık kontrolde gerçek olan sayılar bulanıklaştırma kısmından geçerek dile bağlı ifadelere dönüştürülür. Bu sayede çok karmaşık olan sistemler bile kolaylıkla modellenebilmektedir. En büyük üstün yanlarından birisi de hiçbir matematiksel işleme ihtiyaç duymadan sadece günlük yaşamda kullandığımız (sıcak, soğuk, ılık, hızlı, yavaş, vb.) dilsel ifadelerle tanımlanmasıdır.

#### 4.5.2. Durulaştırma

Durulaştırma işleminde ise, bulanıklaştırma sonucunda elde edilen ifadelerin kural tablosundan yararlanıldıktan sonra küçük bir matematiksel denklemden geçerek tekrar gerçek bir sayının elde edildiği kısım olmaktadır. Aşağıdaki şekilde tek darbe ve bulanıklaştırma ile elde edilmiş şekil kullanılarak nasıl tekrar gerçek sayıların elde edildiği gösterilmektedir. Bulanık çıkartımın sonucu, bulanık bir kümedir. Bu sonucun tekrar sisteme uygulanması için giriş değeri gibi sayısal değere dönüştürülmesi gereklidir. Bu işleme “durulama” veya “durulaştırma” denir.

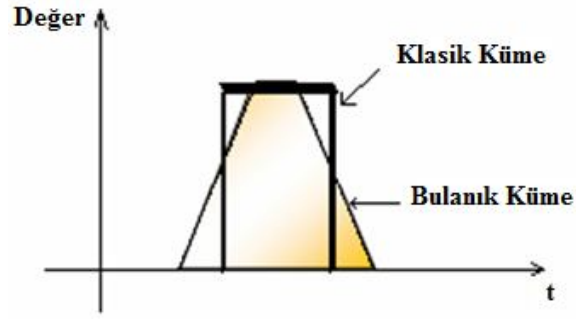




Şekil 4.4. Durulaştırma

Durulaştırma işleminde maksimum üyelik, ağırlık merkezi, ağırlık ortalaması gibi değişik yöntemler kullanılır. Durulaştırma stratejisinde amaç normal kontrol sistemlerindeki kontrol mantığını en iyi şekilde geliştirmektir. Kontrol edilen sistemin çalışmasında durumlar arası geçişin yumuşak olmasını sağlamak için bulanık tablo haritaları hazırlanabilir. Bu haritalarda yine mantıksal ifadelerden oluşmalıdır. Bu ifadeler seçilirken durumu en iyi şekilde ifade edebilen tanımlamalar yapılmalıdır. Bu da maksimum ve minimum durumların ifadelendirilmesidir, ki bu yöntem de bulanık mantık kontrolü olarak bilinir. Bunu matematiksel olarak ifade edersek; bulanık kümeler ve bulanık mantık, insanın düşünme yeteneğini model olarak insanların bilgiyi özetleyebilmeleri ve insan beynindeki verilerden bilgi çıkarabilmelerine dayanır. İnsanların bulanık tarzdaki düşünme işlemleri bulanık kümeler kullanılarak temsil edilmektedir. Bu kümeler, üyelik fonksiyonu olarak adlandırılır ve üyelik değerleri, verilen fonksiyona göre ayarlanan değişkenlerden oluşturmaktadır. Bulanık küme kavramı, klasik kümelerin bir uzantısıdır. Bu mantığın geçerlilik değeri sözel değişkenlerdir. Klasik kümelerde bir ifade ya doğrudur ya da yanlıştır. Bulanık kümelerde ise, bir ifade 0 ile 1 arasındaki herhangi bir üyelik değerine sahiptir. Şekil 4.5’de klasik küme ile bulanık kümenin basit olarak karşılaştırılması gösterilmektedir.

Bulanık kümeler  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu ile temsil edilir.  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonundaki bir  $x$  noktasının,  $A$  bulanık kümesindeki üyelik derecesidir.  $\mu_A(x)=1$  konumu,  $X$ 'in  $A$  bulanık kümesinin kesin bir elemanı olduğunu tanımlar.

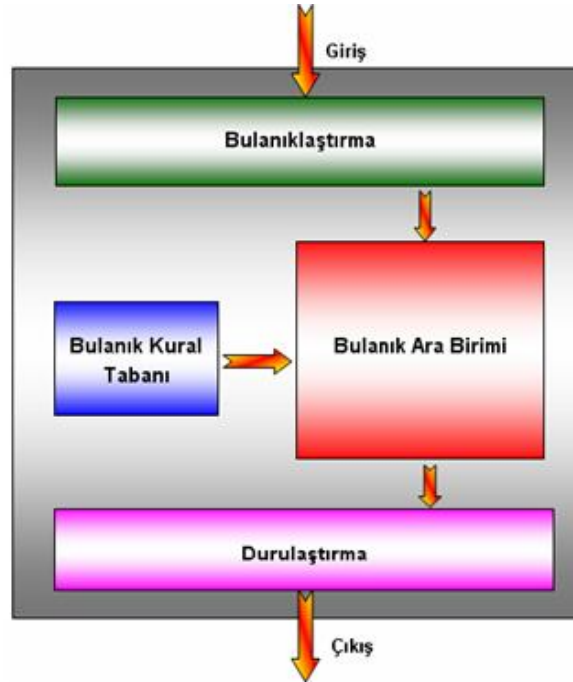


Şekil 4.5. Klasik küme ile bulanık küme arasındaki fark

Benzer bir şekilde  $\mu_A(x)=0$ ,  $X$ 'in  $A$  bulanık kümesinin dışında olduğunu belirtir.  $0 < \mu_A(x) < 1$  dışındaki her değer,  $X$ 'in  $A$  bulanık kümesindeki üyeliğinin belirsiz değerdedir. Bu yüzden kesin olmayan büyüklükler üyelik fonksiyonu tarafından belirlenmiş bulanık kümelerle temsil edilirler (Teker, 2008).

#### 4.6. Bulanık denetleyicinin yapısı

Bulanık mantık ilkelerinin klasik kümelerden temel farkı, bir elemanın herhangi bir kümeye ait olması konusunda verilecek yanıtın klasik kümelerdeki gibi “evet” ya da “hayır” gibi kesin olmayıp, bu elemanların ilgili kümeye ait olma olasılığının 0 ile 1 arasında değerler alabilen sürekli bir üyelik fonksiyonu ile ifade edilmesidir. Herhangi bir elemanın üyelik fonksiyonundan aldığı değer üyelik derecesi olarak adlandırılır.



Şekil 4.6. Bulanık mantık denetleyici yapısı

Bulanık küme teorisinde üyelik derecesinin 0 ile 1 arasında değerler alması, sözel bilgilerin, problemlerin çözümü sırasında sayısal verilerle birlikte kullanılmasını mümkün kılmaktadır. Sözel ifadelerin bulanık modellere katılması bulanık mantığın diğer yöntemlerden en büyük farklılığıdır. Bulanık sistemler genel olarak, mevcut verilerden seçilen girdi değişkenlerinden çıktı değişkenlerinin elde edilmesini sağlamak amacıyla bulanık küme ilkelerini kullanan sistemlerdir. Bulanık sistemlerin en büyük üstünlüğü insan deneyimlerinin ve sözel verilerin bulanık modele katılması ile çözüme ulaşılmasıdır.

Bulanık model (bulanık çıkartım sistemi), bulanık “Eğer ise” kuralları adı verilen bulanık kurallara dayanan sistemlerdir. Bulanık modelin temeli, bulanık “Eğer ise” kurallarından anlaşılacağı üzere, temel ve sonuca ait kısımlardan oluşmaktadır. Temel kısımda sonuca sebep olan giriş değişkenleri ve bunlar arasındaki mantıksal ilişkiler, sonuca ait kısımda ise bu giriş değişkenlerine bağlı olarak ortaya çıkan sonuç değişkenleri yer alır. Genel olarak bulanık kurallar aşağıdaki formdadır;

- Kural 1: Eğer  $x=A1$  ve  $y=B1$  ise  $z=N1$
- Kural 2: Eğer  $x=A2$  ve  $y=B2$  ise  $z=N2$

Burada  $x$  ve  $y$ , temel kısımlardaki giriş değişkenlerince tanımlanan koşullar,  $z$  ise sonuca ait kısımdaki çıktı değişkenlerince tanımlanan sonuçlardır. Şekil 4.6’da genel bir bulanık model sistemin yapısı gösterilmektedir

1. Genel Bilgi Tabanı Birimi: İncelenecek olayın etkilediği girdi değişkenlerini ve bunlar hakkındaki tüm bilgileri içerir. Genel veri tabanı denmesinin sebebi buradaki bilgilerin sayısal ve/veya sözel olabilmesidir.

2. Bulanıklaştırıcı: Sayısal girdi değerlerini sözel olarak nitelendirilmiş bulanık kümelerdeki üyelik derecelerine atayan bir işlemcidir.

3. Bulanık Kural Tabanı Birimi: Veri tabanındaki girişleri çıkış değişkenlerine bağlayan mantıksal olarak yazılabilen kuralların tümünü içerir. Bu kuralların yazılmasında sadece girdi verileri ile çıktılar arasında olabilecek tüm ara (bulanık küme) bağlantıları düşünülür. Böylece, her bir kural girdi uzayının bir parçasını çıktı uzayına mantıksal olarak bağlar. İşte bu bağlantıların tümü kural tabanını oluşturur.

4. Bulanık Çıkarım Motoru Birimi: Bulanık kural tabanında giriş ve çıkış bulanık kümeleri arasında kurulmuş olan ilişkilerin hepsini bir arada toplayarak sistemin tek çıkışlı davranmasını temin eden işlemler topluluğunu içeren bir mekanizmadır.

5. Durulaştırma: Bulanık işlemler sonucu elde edilen bulanık çıkarım sonuçlarını keskin sayısal çıkış değerlerine dönüştürür.

6. Çıktı Birimi: Bilgi ve bulanık kural tabanlarının bulanık çıkarım motoru vasıtası ile etkileşimi sonunda elde edilen çıktı değerlerinin topluluğunu belirtir. Kural tabanında denetim amaçlarına uygun dile bağlı denetim kuralları bulunur. Denetim sürecinde bu kurallar kullanılarak bulanıklaştırma, bulanık çıkarım ve durulaştırma aşamalarında bu kural tablosundan faydalanılır (Faris, 2008; Aşan, 2008; Teker, 2008).

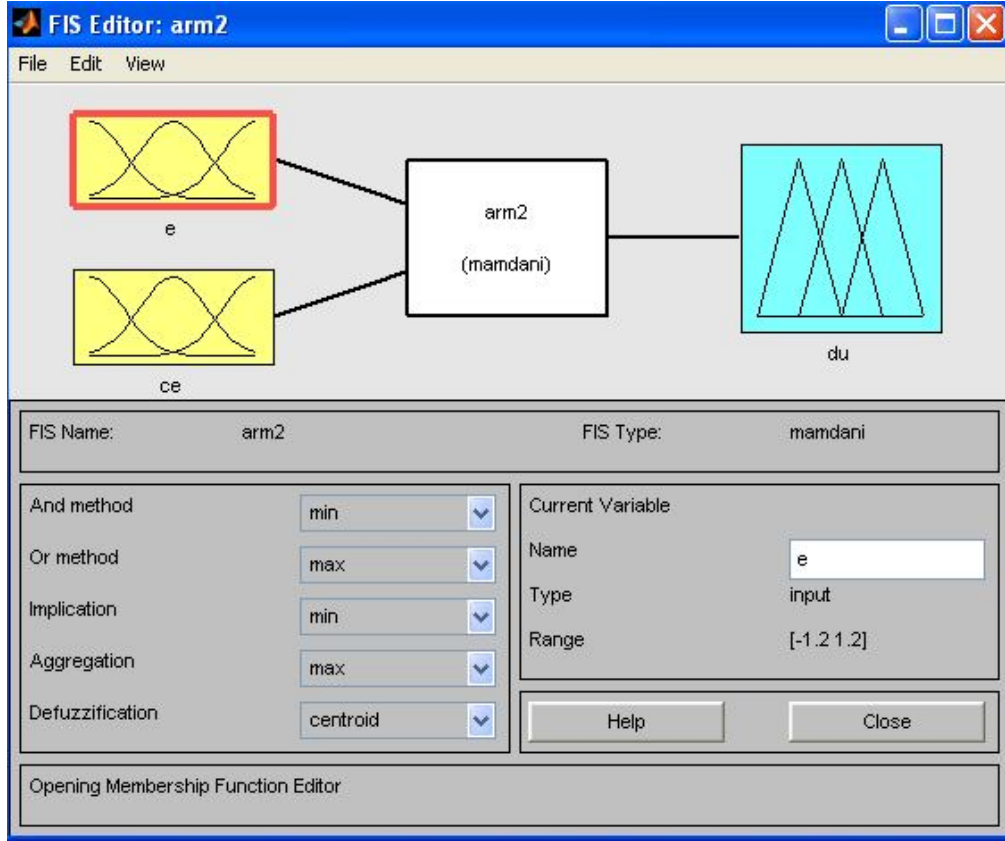
#### **4.7. Bulanık Mantık Denetleyici Sistem Özellikleri**

Bulanık mantık denetleyici için öncelikle giriş ve çıkış değişkenleri tanımlanır. Bulanık alt kümelerin her bir değişkeni için belirli bir aralık tanımlanır ve her birine dilsel etiket atanır. Daha sonra her bulanık alt küme için üyelik fonksiyonu belirlenir. Giriş ve durum değişkenlerine ait bulanık alt kümeleri ile çıkış değişkenine ait kümeleri arasında bulanık ilişkiler kurulur. Değişkenleri  $[-1,1]$  aralığında olmasını sağlamak için ölçek faktörü tespit edilir. Denetleyici tarafından girişler bulanıklaştırılır. Bulanık kurallar kullanılarak bulanık çıkarım yapılır. Her kural tarafından işaret edilen bulanık çıkışlardan tek bir bulanık değer elde edilir. Durulaştırma yapılır ve keskin çıkış değeri elde edilir. Bu şekilde hazırlanan bir bulanık mantık denetleyicisi şu özelliklere sahiptir.

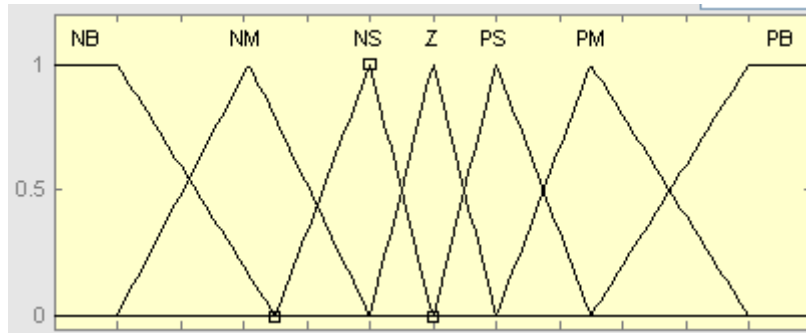
- Giriş ve çıkış ölçek faktörleri sabittir.
- Kural tabanı değişmez ve kurallar arası etkileşim yoktur. Bütün kurallar aynı derecede kesin ve sabittir.
- Üyelik fonksiyonları sabittir.
- Kuralların sayısı giriş değişkenlerinin sayısı ile belirlenir.
- Çıkışı durulaştırma ve kuralların sonuçlarını hesaplama metodu sabittir (Akçayol, 2001).

#### **4.8. Matlab İle Bulanık Mantık Kontrol**

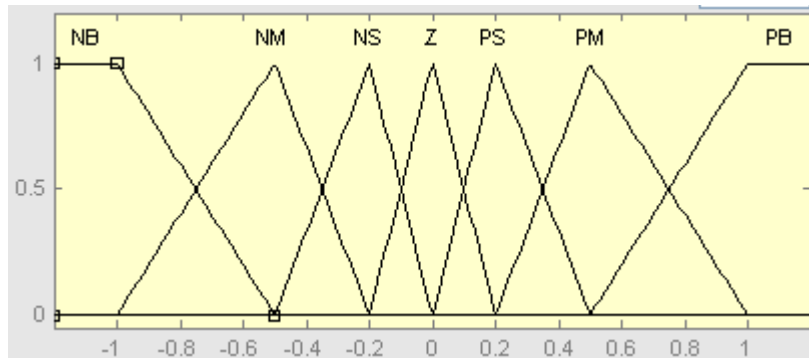
Matlab paket programı fuzzy bölümünde bulanık mantık işlemlerini yerine getirecek fonksiyonlara sahiptir. Tasarlanan bulanık mantık denetleyicide, bulanık mantık denetleyici fis editörü şekil 4.7'de, hata, hatadaki değişim ve çıkış üyelik fonksiyonları şekil 4.8, şekil 4.9 ve şekil 4.10'da verilmiştir.



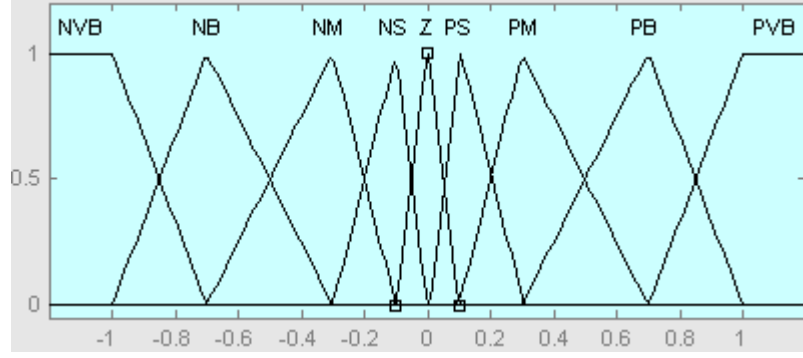
Şekil 4.7. Bulanık mantık denetleyici fis editörü



Şekil 4.8. Giriş hata fonksiyon (e) üyeliği



Şekil 4.9. Hata değişimi fonksiyon (Ce) üyeliği

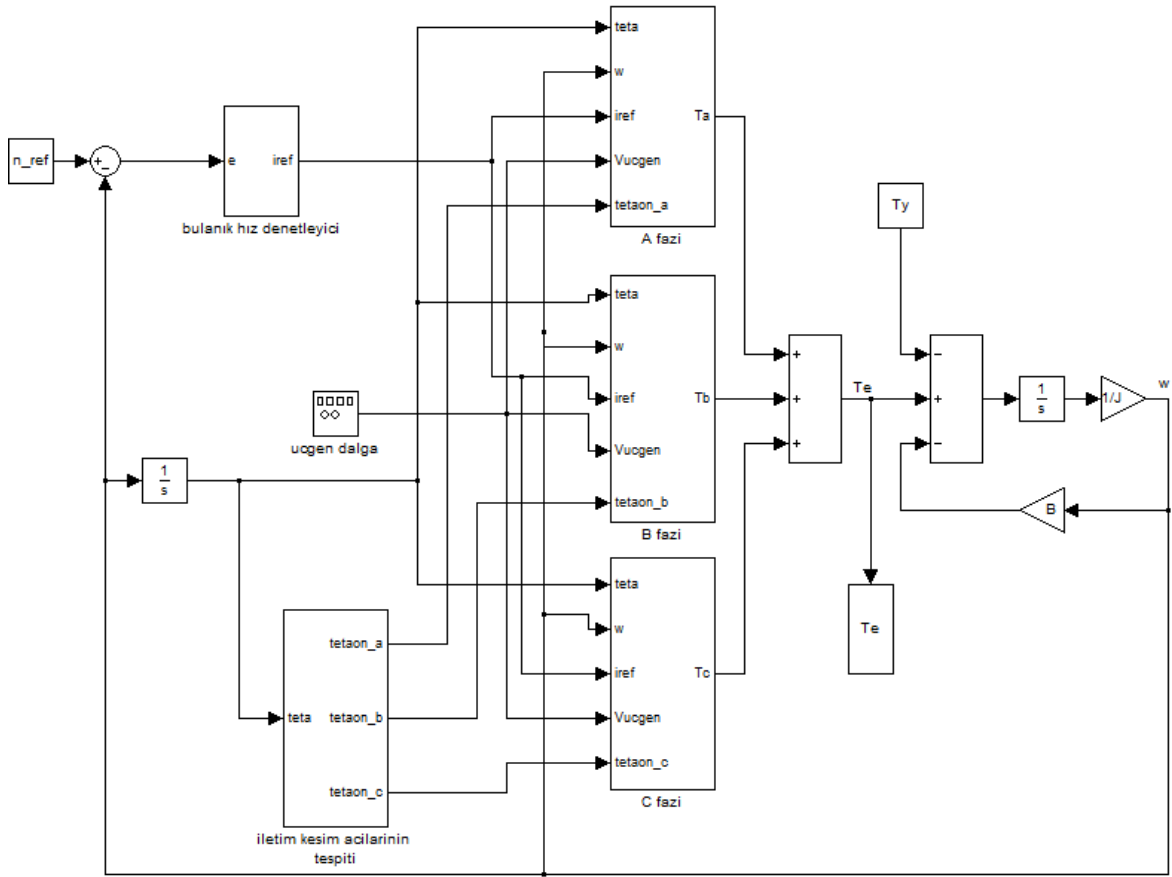


Şekil 4.10. Çıkış fonksiyon (du) üyeliği

Tablo 3 Kurallar tablosu

<b>E</b> \ <b>Ce</b>	<b>NB</b>	<b>NM</b>	<b>NS</b>	<b>Z</b>	<b>PS</b>	<b>PM</b>	<b>PB</b>
<b>NB</b>	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z
<b>NM</b>	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z	PS
<b>NS</b>	NVB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
<b>Z</b>	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
<b>PS</b>	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB
<b>PM</b>	NS	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB
<b>PB</b>	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

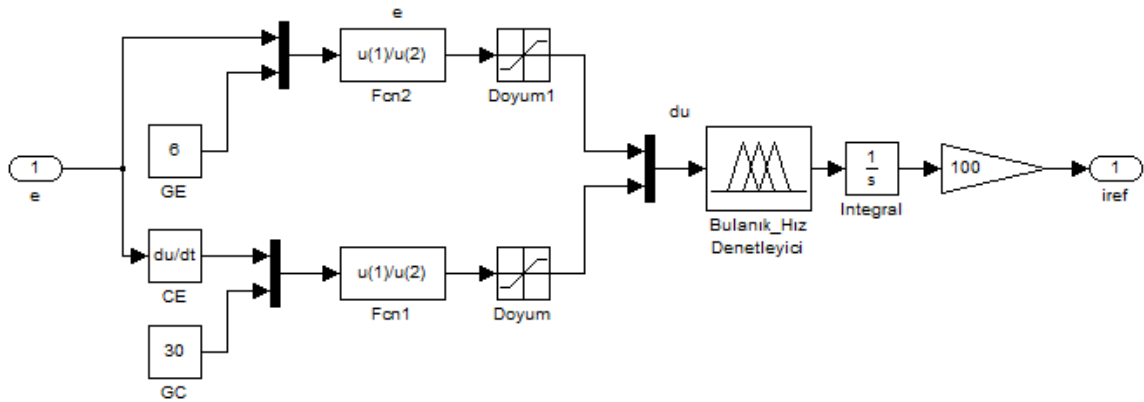
İncelenen ARM'nin matlab simulinkte hazırlanan bulanık mantık hız denetim blok şeması şekil 4.11'de verilmiştir.



Şekil 4.11. Arm'nin bulanık mantık hız denetimi blok şeması

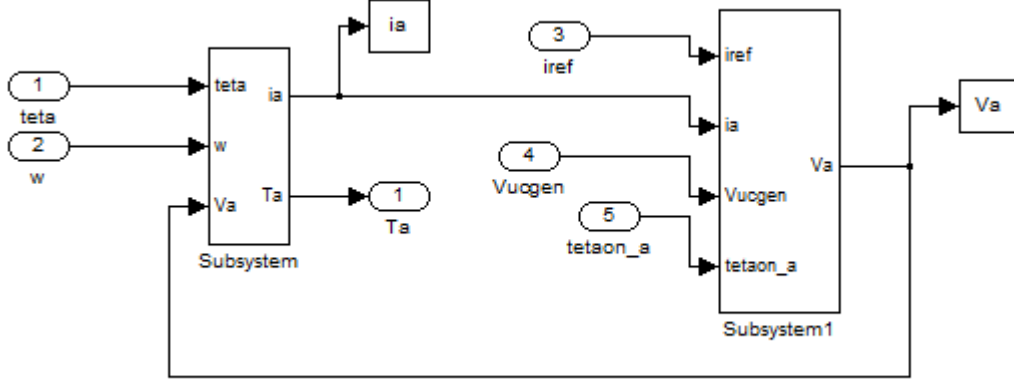
Simülasyon programı oluşturulurken motorun örnekleme sıklığından birer yararlanılmıştır.  $n\_ref$  olarak belirtilen referans hızı temsil etmektedir. Kullanılan hız rad/sn cinsindedir. Kapalı çevrim bulanık hız kontrolör ile sistemin referans hızı takip etmesi sağlanmıştır.

Bulanık hız denetleyici bloğunun ayrıntılı görünümü şekil 4.12'de gösterildiği gibidir.



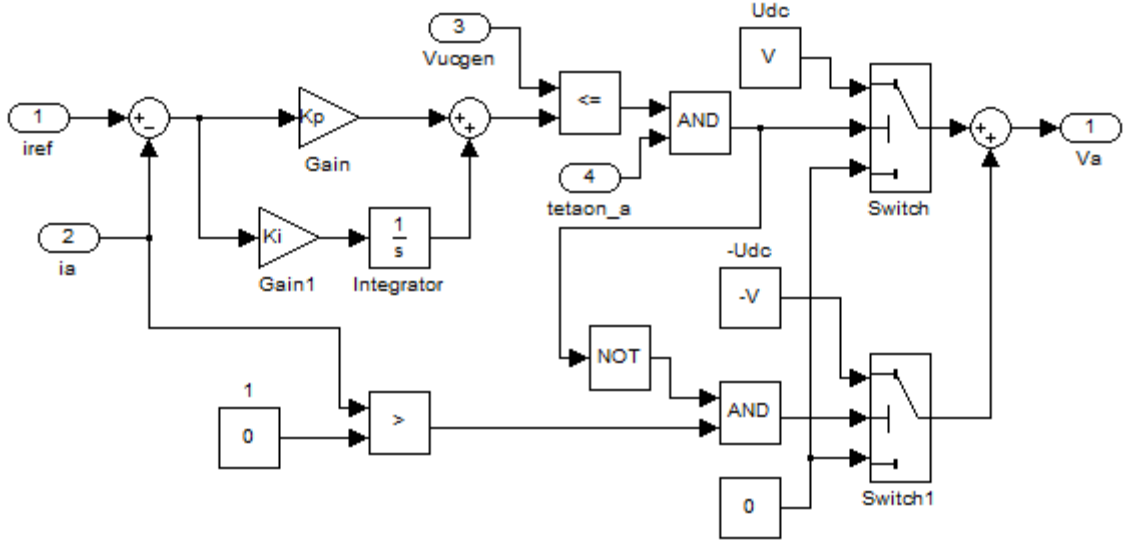
Şekil 4.12. Bulanık hız denetleyici bloğunun iç yapısı

Şekil 4.13’de ise A fazına ait genel blok şemasının iç yapısı gösterilmiştir. Diğer fazlar içinde bu örnekleme aynı kullanılmıştır.



Şekil 4.13. A fazı bloğunun iç yapısı

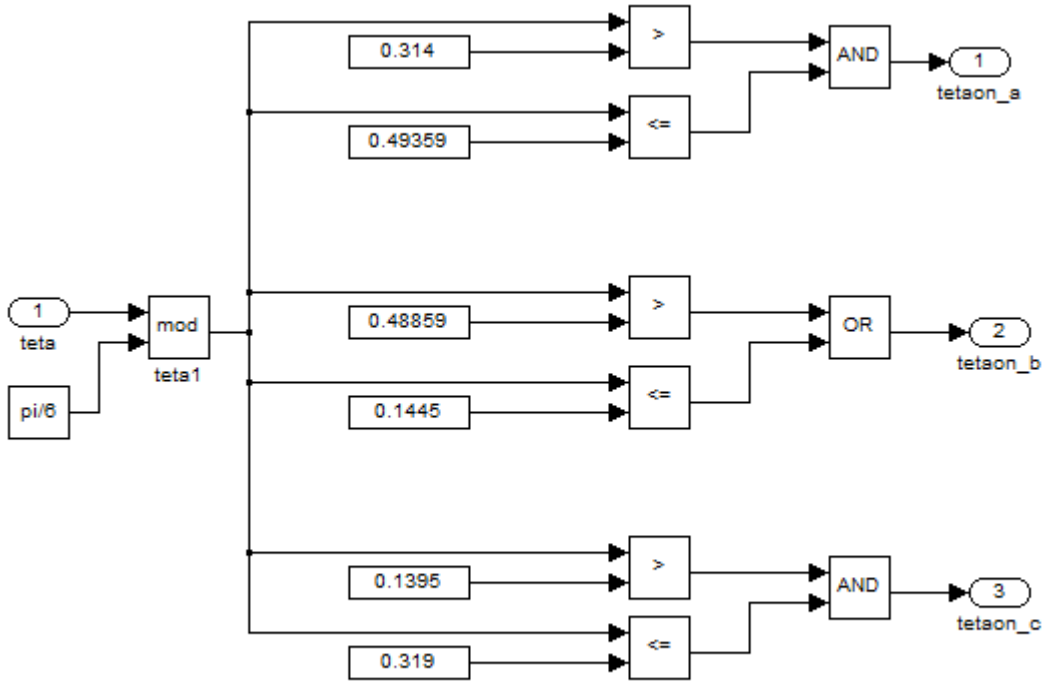
Şekil 4.14’de ise anahtarlama adı verilen bloğun iç yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.14. Anahtarlama bloğu iç yapısı

Şekil 4.15’de ise iletim kesim açılarının tespiti adı verilen blok şemasının iç yapısı gösterilmiştir. Bu açılar tespit edilirken rotorun hangi pozisyonunda hangi fazın iletme geçeceğini ve yine iletme geçen fazın ne zaman kesime gireceğini belirlemek için kullanılmıştır. Bu açılar çok hassas hesaplamalar sonucunda tespit edilmiş olup. 2 fazın çok kısa süre aynı anda iletimde kalması sağlanmıştır.





Şekil 4.15. İletim kesim açılarının tespiti bloğu içyapısı

Simülasyon programının çeşitli durumlar altında verdiği cevaplar ilerleyen bölümde deneysel sonuçlarla birlikte verilecektir.

Matlab simulink'te oluşturulan programda kullanılan sabitler tablo 4'de verilmiştir.

Tablo 4. Programda kullanılan veriler

Sabit	Değeri
V	100 V
$N_r$	12
$n_{ref}$	60 rad/s
$f_s$	2000 Hz
$L_{max}$	7.296e-3 H
$L_{min}$	2.363e-3H
R	2.6 $\Omega$
B	1.45e-3 Nm/rad/s
J	6.95e-3 Kgm <sup>2</sup>
$T_y$	0.45 Nm

#### 4.9. Sayısal İşaret İşlemci (DSP) ile ARM Denetimi

Sayısal İşaret İşlemcileri (DSP) hareket kontrolü alanında yoğun bir şekilde kullanılmaktadırlar. Özellikle denetim algoritmasının çok hızlı bir şekilde gerçekleşmesini gerektiren uygulamalarda yüksek performanslı DSP'ler kullanılmaktadır. Denetleyici algoritmaları karmaşıklıklaştıkça istenen süre içerisinde gerekli işlemlerin yapılması için daha hızlı DSP'lere ihtiyaç duyulmaktadır. Son yıllarda çok hızlı DSP'lerle aynı anda birden fazla sistemin denetimi eş zamanlı olarak yapılabilmektedir.

Günümüzde kullanılan birçok denetleyicide mikroişlemci kullanılmaktadır. Herhangi bir sistem denetiminde güvenilirliği artırmak için mikroişlemci kullanılabilir. Ayrıca maksimum esnekliği sağlamak amacıyla denetleyici fonksiyonları yazılım ile yapılabilmekte ve daha sonra denetleyici yapısındaki istenilen değişiklik sadece yazılımda değişiklik yapılarak elde edilebilmektedir.

ARM denetiminde mikroişlemci kullanımını ilk olarak Bose ve arkadaşları Intel 8751 işlemcisi ile 1986 yılında yapmışlardır. Daha sonra 1989 yılında Roche 16 bit Intel 8089 ile ARM denetimi yapmıştır (Akçayol, 2001).

Bu çalışmada ARM denetimi için Dspace firmasının üretmiş olduğu DS1103 ACE kiti kullanılmıştır.

#### 4.10. Denetleyici Kart (DS1103)

Karmaşık kontrol algoritmalarının çözümü, mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle birlikte olanaklı bir hal almıştır. Özellikle mikroişlemcilerin hızının ve aynı karttaki işlemci sayısının artmasıyla birlikte önceden olanaksız gibi görünen birçok karmaşık algoritma günümüzde rahat bir şekilde çözülmeye başlamıştır. DSP'ler karmaşık matematiksel işlemleri hızlarından ve ek donanımlarından dolayı kısa sürede yapabilmektedir. Ayrıca DSP'ler yapay sinir ağları, genetik algoritma ve bulanık mantık gibi akıllı sistemlerinde gerçek zamanlı uygulamalarına müsaade sağlamaktadır.

Tez çalışmasında denetleyici olarak şekil 4.16'da verilen DS1103 dSPACE kartı kullanılmıştır. Kart üzerinde, PowerPC 750GX (1GHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci mevcuttur. DS1103 denetleyici kart ISA kartı bulunan ve bazı şartları sağlayan her türlü bilgisayara takılabilir. DSP modülde 32 bit giriş/çıkış (I/O) portları ile 16 bit analog dijital dönüştürücü ile artımsal konum ve hız

algılayıcı girişi bulunmaktadır. Kullanılan DS1103 denetleyici kartın teknik özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri EK-1’de verilmiştir.

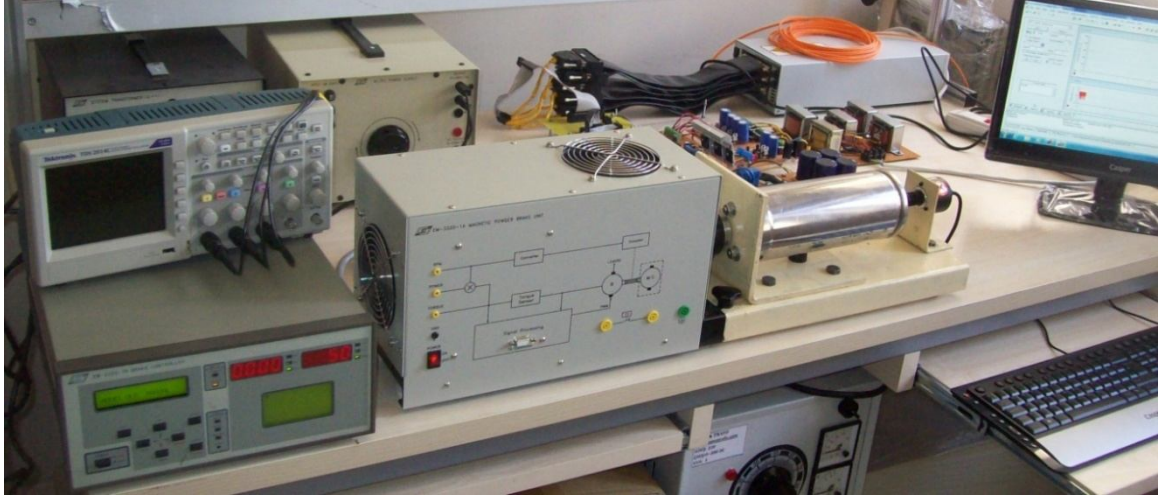


Şekil 4.16. DSP denetleyici kart (DS1103)

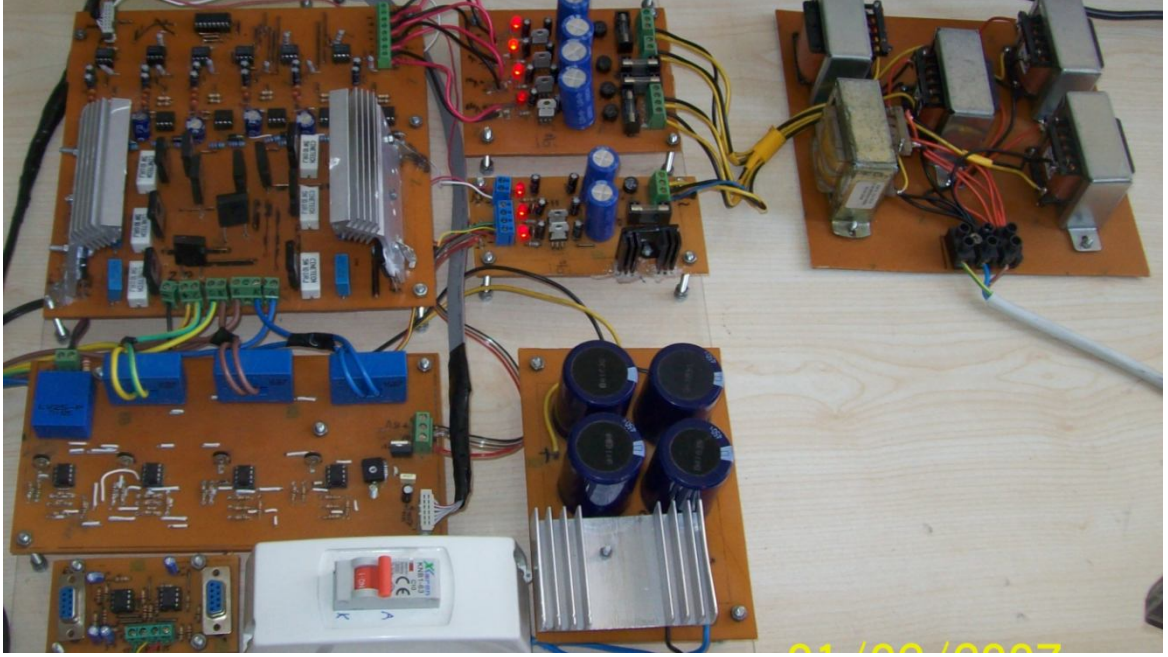
DSP kartı bilgisayara takılıp yüklendikten sonra gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink’de benzetimi yapılır sonra “Simulink Real-Time Workshop” yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. “Real-Time Interface” yazılımı ile dönüştürülen kodlar denetleyici karta yüklenir. Bununla birlikte Control Desk Developer” yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilir ve bu veriler sonradan işlenmek üzere kaydedilebilir (Öksüztepe, 2008; Polat, 2010).

#### 4.11. Deney Seti ve Tanıtımı

Oluşturulan tüm sistemin fotoğrafı şekil 4.17’de görülmektedir. Fotoğrafın sağ kısmında program yazımı ve DSP’ye aktarılması için kullanılan bilgisayar, sol arka kısmında güç kaynağı, sol ön kısmında motor ve motora bağlı olan yükleme ünitesi, orta kısmında sürücü ve doğrultucu devreleri, sağ arka kısmında ise DS1103’ün yerleştirildiği expansion box görülmektedir.

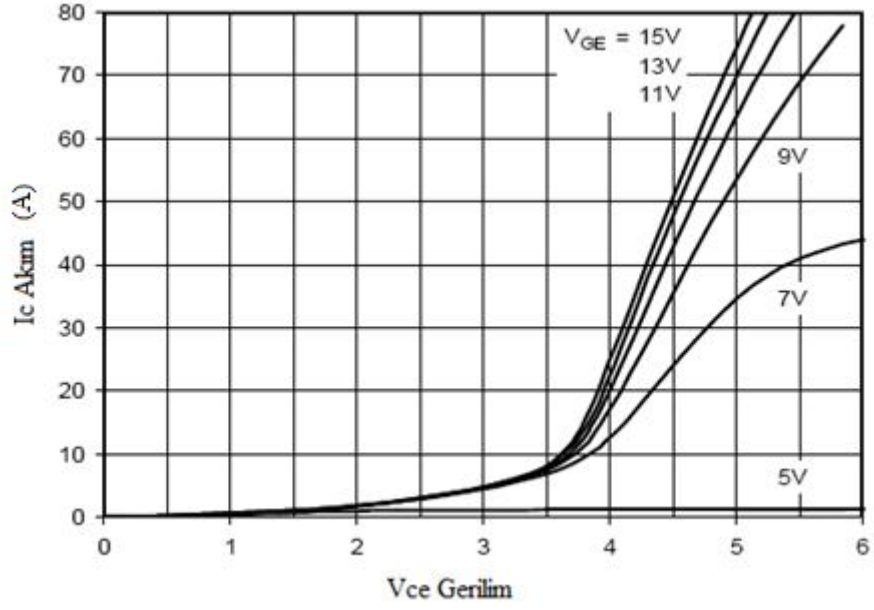


Şekil 4.17. Tüm Sistemin fotoğrafı



Şekil 4.18. Besleme, doğrultma ve sürücü devreleri

Deney setinde IXGH firmasının 40N120C3D1 kodlu IGBT'si kullanılmıştır. Bu IGBT 1200 V, 40 A ve 20-50 kHz anahtarlama hızında çalışabilen yüksek hızlı bir anahtardır. Kullanılan IGBT'nin 25° deki çıkış grafiği şekil 4.19'da gösterildiği gibidir.

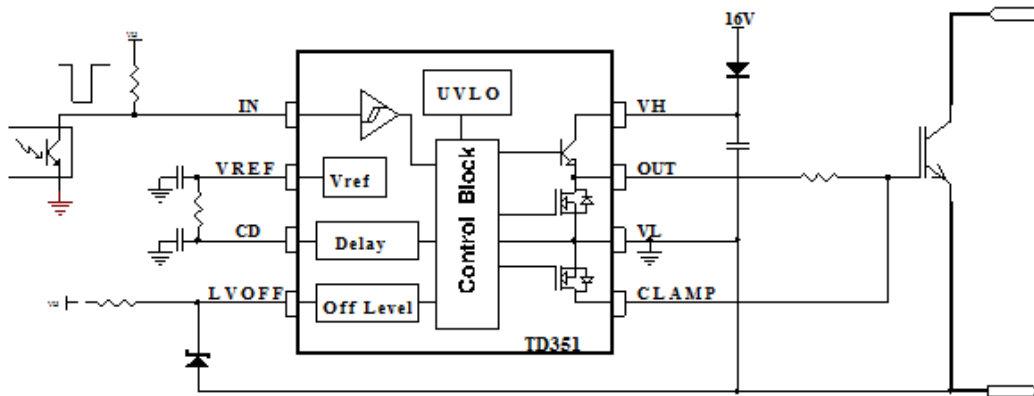


Şekil 4.19. 40N120C3D1 IGBT farklı  $V_{GE}$  gerilimleri için  $V_{CE}$ - $I_C$  grafiği

Gerilim algılayıcı olarak LEM marka LV25-P modelindeki gerilim sensörü kullanılmıştır. Bu sensör 10 mA 10-500 V gerilimlerde çalışabilmektedir.

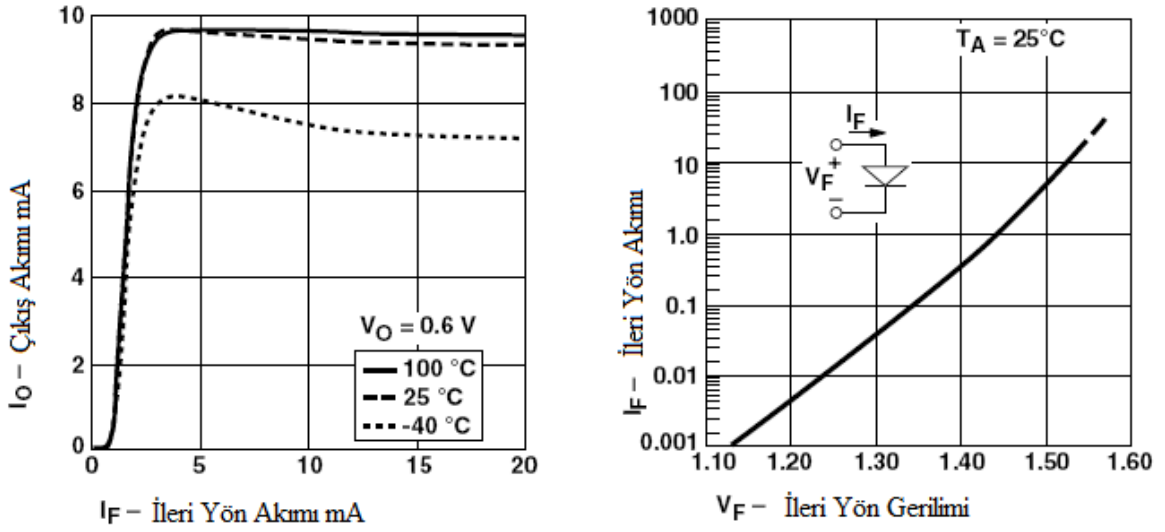
Akım algılayıcı olarak LEM marka LA55-P modelindeki akım sensörü kullanılmıştır. 50 A'e kadar akımların ölçümü yapabilmektedir.

IGBT'lerin sürülmesi için STMIKROELEKTRONICS firmasının TD351 entegresi kullanılmıştır. Yüksek güvenilirlikli sistemlerin tasarımını sağlamaktadır. TD351 entegresinin iç yapısı şekil 4.20'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.20. TD351 sürme entegresinin iç yapısı

Optocoupler olarak AVAGO firmasının marka 4506 entegresi kullanılmıştır. Optocoupler'in karakteristikleri şekil 4.21'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.21. Optocoupler karakteristiği

Snubber devresi tasarımında ise  $33\Omega$  17W lık bir taş direnç ile 630 V  $0.22\mu F$  lık kondansatör ile IXYS firması DSEI-30-12 A modeli kullanılmıştır. Hızlı toparlama diyotu olarak IXYS firmasının DSEI-60-06 modeli kullanılmıştır.

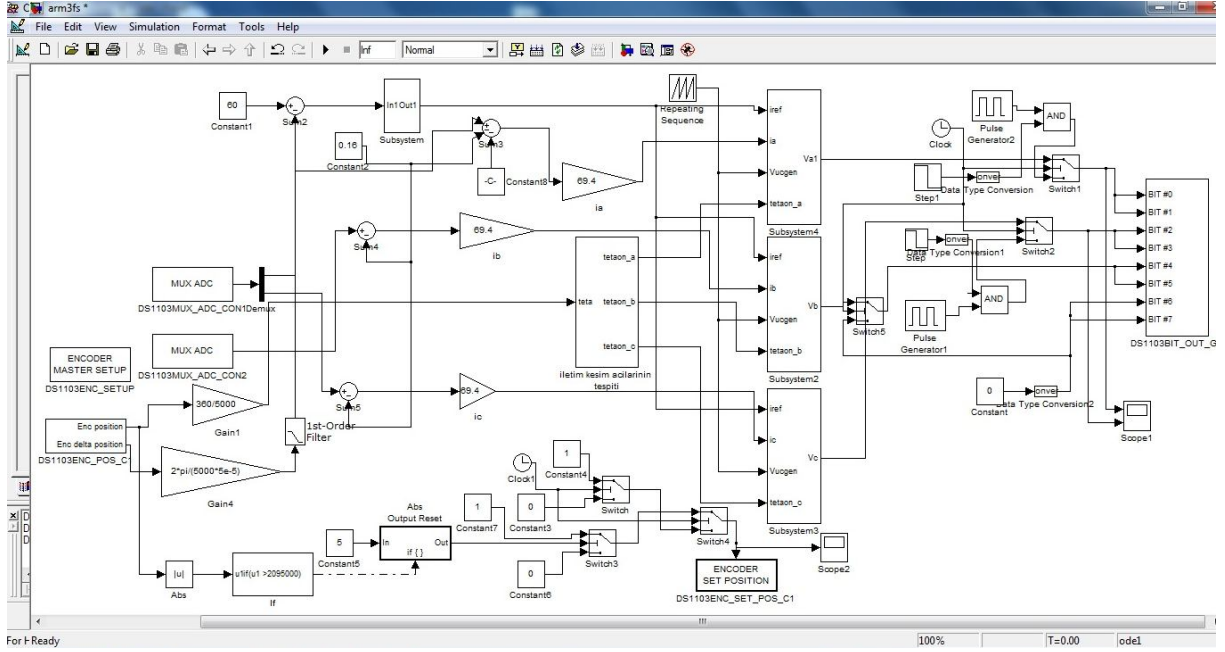
Motorun pozisyon bilgisi için Autonics marka artımlı enkoder kullanılmıştır. Bu enkoder motor milinin dairesel bir tur atması durumunda 5000 darbe üretmektedir.

#### 4.12. Yazılım Kısım

DS1103 Ace kiti tarafından kullanılan kod dosyası Matlab simulinkte bloklar hazırlanıp derlendikten sonra çalıştırılabilmektedir. Matlab Simulink programıyla oluşturulan benzetim sonrasında kod dosyası daha hızlı çalışabilmesi için derleyici tarafından optimize edilmektedir. Bu çalışmada ARM denetimi için hazırlanan yazılım MATLAB Simulink kullanılarak hazırlanmış ve DSP ile bilgisayar arasında haberleşmeyi sağlayan fiber optik bağlantı sayesinde doğrudan DSP ye aktarılmıştır.

ARM'nin Bulanık mantık hız denetimi için hazırlanan programın blok şeması şekil 4.22'de gösterilmiş olup detaylı görünüşü EK-2'de verilmiştir.





Şekil 4.22. Simulink yazılımında hazırlanan ARM bulanık hız kontrol blok şeması

Kullanılan DS1103 Ace kiti Matlab programı ile doğrudan bağlantı kurabilen bir karttır. DS1103 Ace kiti yazılımının bilgisayara yüklenmesi sırasında Matlab programının orijinal halinde içerisinde olmayan DSP'ye ait parametrelerde Matlab programının içerisine yüklenmektedir. Böylece simulink programı kullanılarak doğrudan DSP içerisindeki modülleri yazılım içerisine aktarmak mümkün olmaktadır.

Sağ kısımda görünen DSP'ye ait çıkış bitleri olup bu bitler ARM'nin sürücüsünde kullanılan IGBT'lere bağlıdır. İlgili bitlerin 1 olması durumunda bağlı olan IGBT'yi optocoupler vasıtası ile iletme sokmaktadır. Bu bitlerin önünde kullanılan sinyal generatörleri ise ARM'nin konum ayarlaması yapılması için kullanılmıştır. Bilindiği üzere ARM'de ilk konum çok önemlidir ve anahtarları tetikleme sırası da ilk pozisyona bağlıdır. İlk hareketin öncelikle hangi anahtardan başlaması gerektiğini belirlemek için başlangıç anında A ve B fazlarının ikisine birden enerji verilmiştir. Bu durumda rotor A ve B kutuplarının tam arasına gelip küçük bir salınım yaparak sabitlenmiştir. Daha sonra B fazının üzerindeki enerji kaldırılarak sadece A fazına enerji verilmiş böylece rotorun başlangıç anında A fazının altına gelmesi sağlanmıştır. Bu başlangıç durumu belirlendikten sonra sırası ile A, C, B fazlarına ait IGBT'ler anahtarlanarak motorun saat yönünde sürekli hareketi sağlanmıştır.

Sol alt tarafta bulunan blok ARM'ye ait enkoderden yazılıma gelen bilgilerdir. Bu bilgilerden ilki enkoder konum bilgisidir. Bu bilgi kullanılarak enkoderden gelen darbe

sayısı ölçülmekte ve enkoderin bir turda verdiği darbe sayısı ile çarpılarak motorun devri ölçülmektedir. Ölçülen hız sayesinde kapalı çevrim hız kontrolü yapılmaktadır. Aynı zamanda gelen bu bilgi ile konum açıları tespit edilerek hangi IGBT'nin ne zaman tetiklenmesi gerektiği bulunmuştur. İkinci bilgi ise DSP ye ait enkoderin verdiği sayıdır. Kullanılan DS1103 Ace kitinde teta en fazla 2095000'e kadar artmaktadır ancak yazılımın alt kısmında görülen diyagramlar sayesinde DSP'den gelen tur bilgisi sayısı bu sayıya ulaştığında enkoder sayısını 1 yaparak sonsuz tur dönmesi sağlanmıştır.

Programın sol orta kısmında ise analog dijital dönüştürücüler kullanılarak sistemin çektiği akımlar algılanmış ve hız kontrolü ile birlikte akım kontrolünde yapılmasına imkân sağlamıştır.

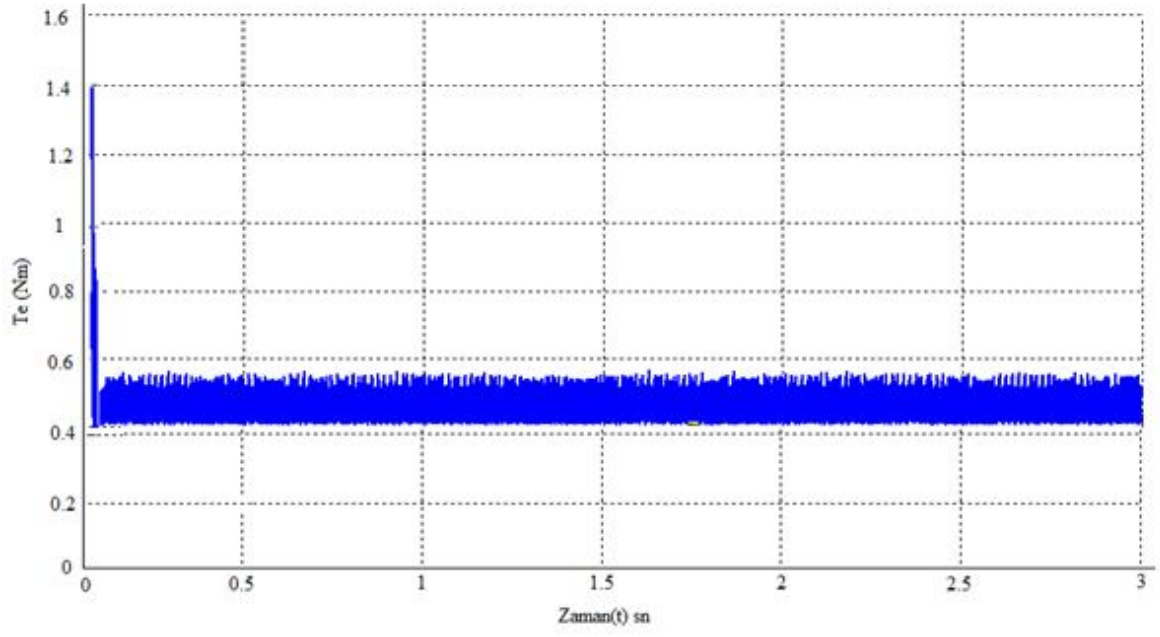
Programın hız kontrol kısmı ise Subsystem adı altında çalıştırılan bulanık mantık kontrol birimidir. Kullanılan DSP matlab kütüphanesinde bulunan bulanık mantık fonksiyonunu kullanamamaktadır. Bunun sebebi DSP'nin her bir işareti kendine göre derlemesi sırasında yaşanan hız problemidir. Bu problemin önüne geçilmesi için bulanık mantık kısmı C dili ile yazılmıştır. C dilinde giriş, hata ve çıkış değerleri tanımlanmış, kurallar tablosu C mantığı ile yazılarak matlab simulinkte kullanılan bulanık mantık fonksiyonun aynısı tasarlanmıştır.

#### **4.13. Simülasyon ve Deneysel Sonuçlar**

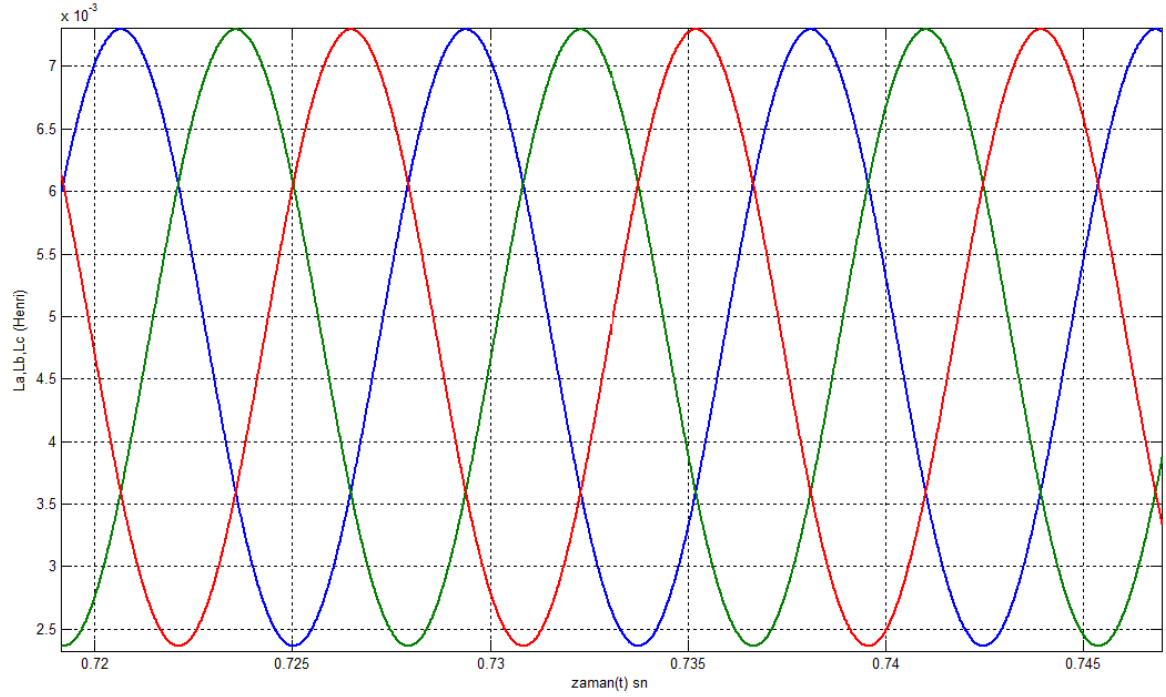
Üzerinde çalışılan sistemin uygulaması gerçekleştirilmeden önce benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim için Matlab simulink programı kullanılmıştır. Simulink'te hazırlanan benzetim çalışmalarının detayları bölüm 4.7'de verilmiştir. Bu kısımda ise bölüm 4.7'de detayları verilen benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlar ile oluşturulan deney setinden alınan sonuçlar karşılaştırılacaktır. Uygulama için DSPSPACE firmasının üretmiş olduğu DS1103 Ace kiti kullanılmıştır. Motorun çalışması istenen hız değeri DSP'ye ait kontrol birimleri kullanılarak yazılımdan otomatik girişler yapılmıştır. Anahtarlama frekansı 2 Khz olarak alınmıştır.

Motorun çalışması 2 farklı durum için incelenmiştir. Bunlar motorun boşa çalışması ve 0.45 Nm yük altındaki motorun hızlanma ve yavaşlama cevapları ile bu durumlardaki akım ve gerilim seviyeleridir.





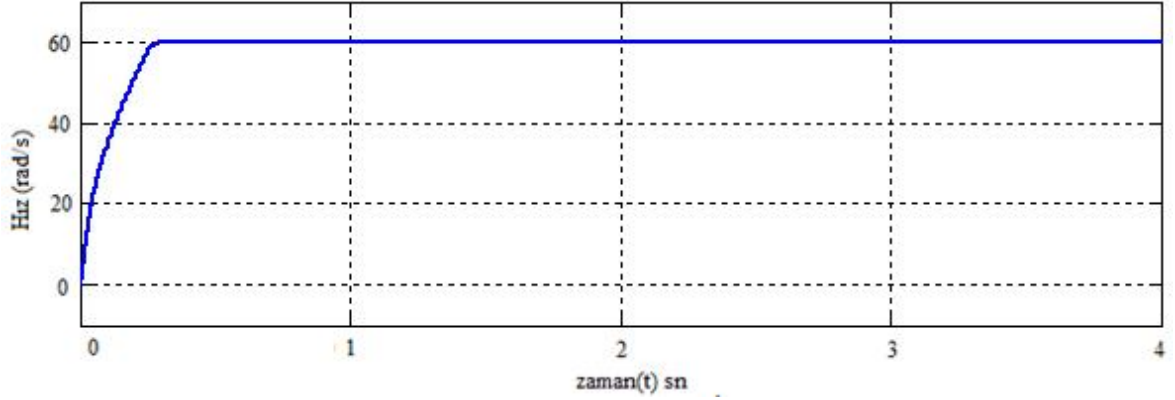
**Şekil 4.23.**  $n=60$  rad/s referans hızı için yüksüz durumda simülasyon sonucunda elde edilen momentin zamana bağlı değişim grafiği



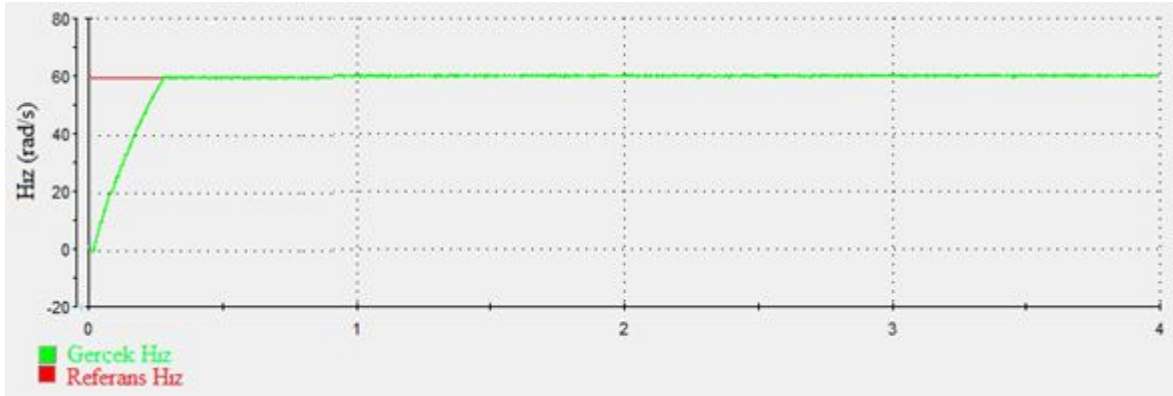
**Şekil 4.24.** Simülasyon sonucunda faz indüktanslarının zamana bağlı değişim grafiği

Şekil 4.23'de görüldüğü üzere momentin başlangıç anında bir salınım yaptığı ve yaklaşık 0.5 Nm moment ürettiği görülmüştür.

Şekil 4.24’de faz indüktanslarının yaklaşık 2.3 mH ile 7.3 mH arasında değiştiği görülmüştür. 3. Bölümde ARM’nin üç boyutlu Sonlu Elemanlar Yönteminde hesaplanan indüktans değerleri burada kullanılmıştır.



Şekil 4.25.  $n=60$  rad/s referans hızı için yüksüz durumda simülasyon sonucunda elde edilen hızın zamana bağlı değişim grafiği



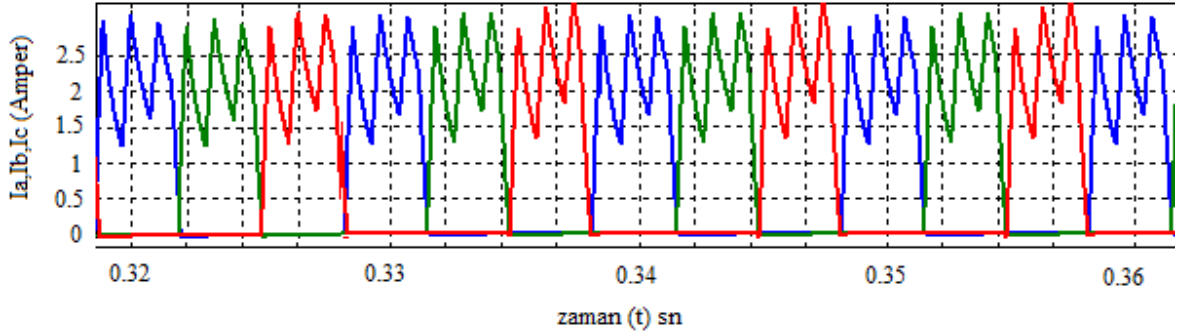
Şekil 4.26.  $n=60$  rad/s referans hızı için yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen hızın zamana bağlı değişim grafiği

Şekil 4.25’de simülasyon sonucuna göre hızın 0’den başlayarak referans hıza ulaşma cevabı gösterilmiştir. Simülasyon sonucuna göre yaklaşık 0.25 saniye sonunda gerçek hızın referans hızı yakalamıştır. Gerçek hız referans hızı yakaladıktan sonra sapma olmamakta ve gerçek hız referans hızı çok iyi izlemektedir.

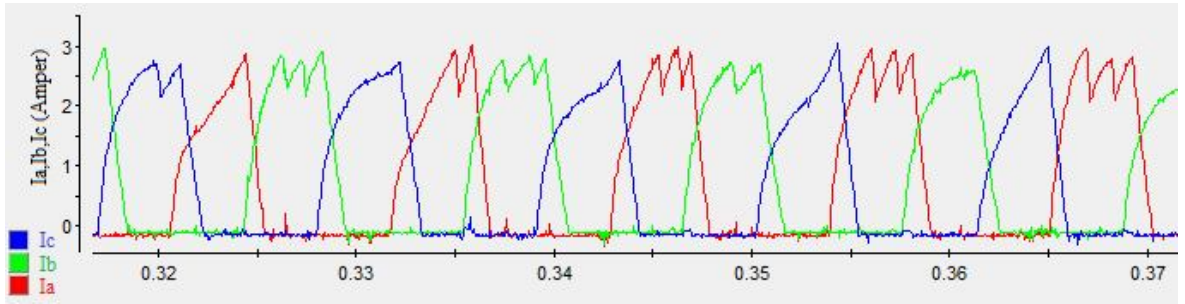
Şekil 4.26’da ise deneysel veriler sonucunda alınan sonuç gösterilmiştir. Burada yeşil renkle çizilen gerçek hız, kırmızı renk ile çizilen ise referans hızdır. 0.25 saniye sonunda gerçek hız, referans hıza ulaşmaktadır. Gerçek hız simülasyon sonucundaki gibi referans

hızı yakaladıktan sonra sapma göstermemiş ve gerçek hız referans hızı çok iyi bir şekilde izlemiştir.

Şekil 4.27 ve şekil 4.28’de ise yüksüz durumda iken faz akımlarının deneysel ve simülasyon sonuçlarına göre elde edilen  $I_a$ ,  $I_b$  ve  $I_c$ , değişimi gösterilmiştir.



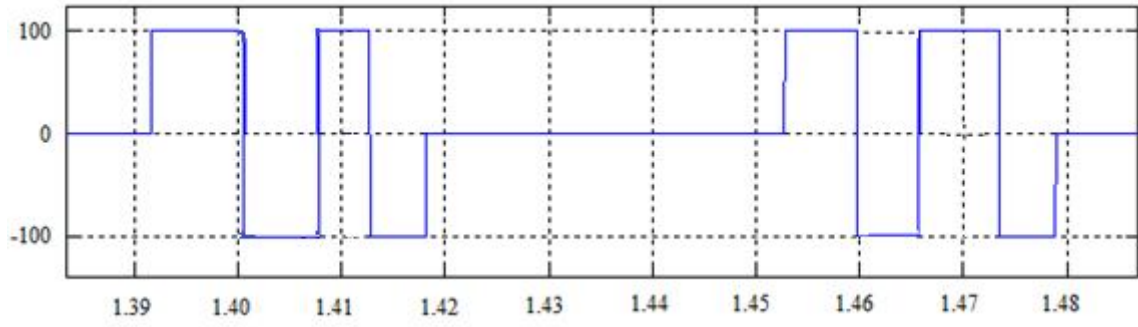
Şekil 4.27. 100V yüksüz durumda simülasyon sonucunda elde edilen  $I_a$ ,  $I_b$  ve  $I_c$  faz akımlarının zamana bağlı değişim grafiği



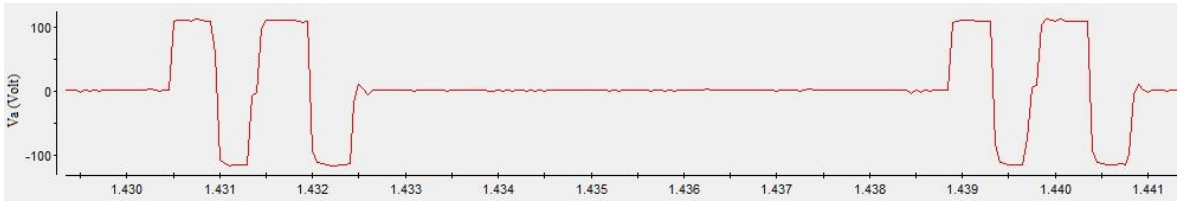
Şekil 4.28. 100V yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen  $I_a$ ,  $I_b$  ve  $I_c$  faz akımlarının zamana bağlı değişim grafiği

Şekil 4.27’de motor yüksüz iken kararlı durumda simülasyon sonucunda göre faz akımlarının dengeli bir şekilde 2.5 A çektiği gözlemlenmiştir. Şekil 4.28’de deneysel olarak motor yüksüz iken kararlı durumda faz akımlarının değişimi gösterilmiş olup akımların yaklaşık olarak dengeli olduğu ve yaklaşık 2.5 A akım çektiği gözlemlenmiştir.

Şekil 4.29 ile şekil 4.30’da A fazının gerilim grafiğinin simülasyon ve deneysel sonuçları gösterilmiştir.

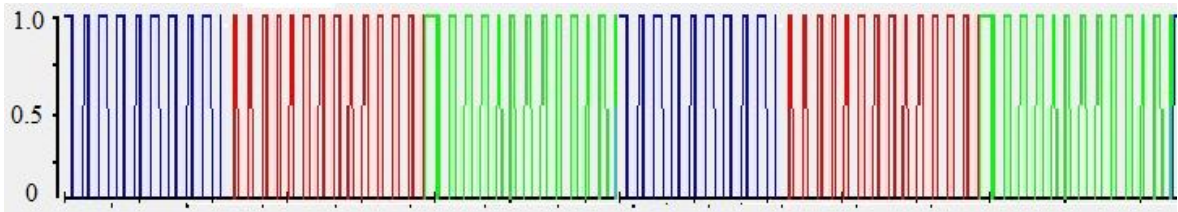


Şekil 4.29. Simülasyon sonucunda elde edilen  $V_a$ 'nın zamana bağlı değişim grafiği



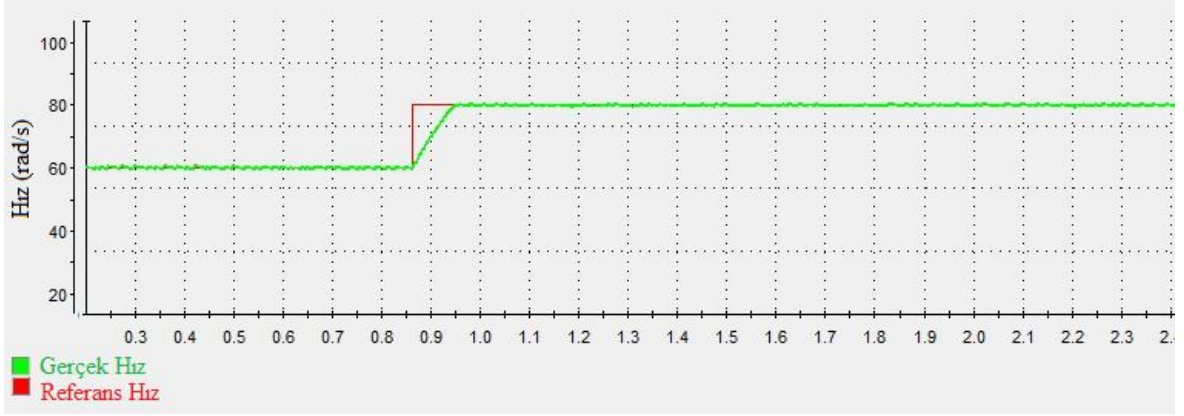
Şekil 4.30. Deneysel olarak ölçülen  $V_a$ 'nın zamana bağlı değişim grafiği

Şekil 4.31'da deneysel olarak fazlara ait IGBT'leri süren DSP çıkışındaki sinyaller gösterilmiştir.



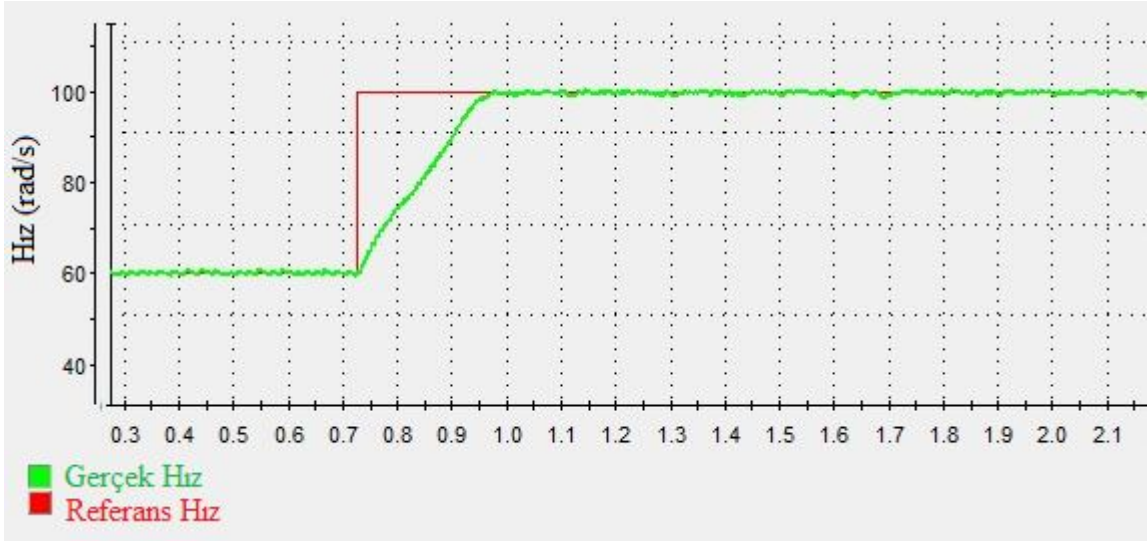
Şekil 4.31. Sürme Sinyali.

Şekil 4.32, şekil 4.33 ve şekil 4.34'de ise deneysel olarak farklı hız değişim durumları için sistemin hızlanma ve yavaşlama cevapları görülmektedir.



Şekil 4.32. 100V yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen motorun 60-80 rad/s hızı ulaşım cevabı

Şekil 4.32’den görüldüğü üzere 60 rad/s hızla 100V gerilim altında motor çalışırken referans hız 80 rad/s olarak değiştirilmiş ve hız cevabı yaklaşık 80 ms sonra referans hıza ulaşmış ve salınım yapmadan devam etmiştir.



Şekil 4.33. 100V yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen motorun 60-100 rad/s hızı ulaşım cevabı

Şekil 4.33’de ise 60 rad/s hızla 100V gerilim uygulanması durumunda motor çalışırken referans hız 100 rad/s olarak değiştirilmiş ve hız cevabı yaklaşık 250 ms sonra gerçek hız referans hıza ulaşmıştır. Motor referans hıza ulaştıktan sonra %0.5’lik küçük salınımlar yaparak referans hızı çok iyi bir şekilde takip etmiştir.

Sistemin yüksüz durumda 100 V gerilim altında yavaşlama komutuna karşı verdiği cevap ise şekil 4.34’de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.34. 100V yüksüz durumda deneysel olarak ölçülen motorun yavaşlama cevabı

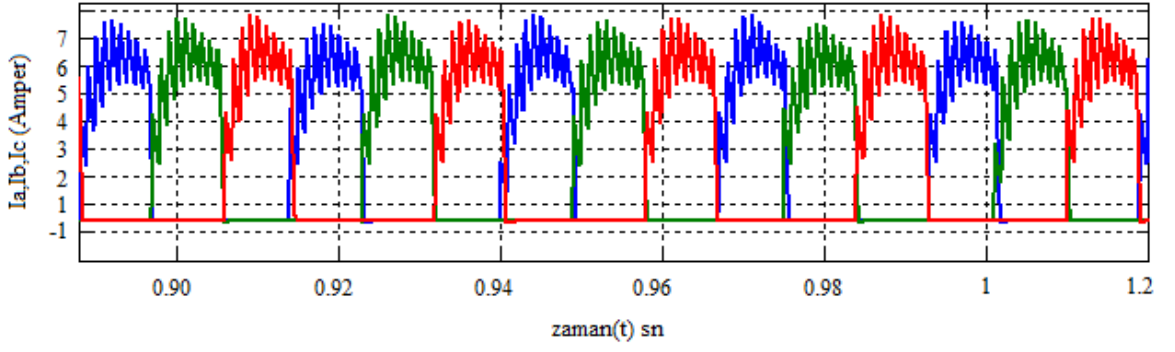
60 rad/s hızla dönen motora şekilde gösterildiği gibi 20 şer rd/sn hızla yavaşlama komutları verilmiş ve gerçek hızın referans hızı yaklaşık 400 ms'de yakaladığı görülmüştür. Gerçek hızın yavaşlama durumunda referans hızı yakalaması durumundaki verdiği cevabın hızlanma durumuna göre verdiği cevaba göre daha yavaş olmasının sebebi motorun yüksüz olarak çalıştırılmasından kaynaklanan ataletin düşüklüğüdür.

Çalışmalar 2 durum için yapılmıştır. İlk durum motorun yüksüz iken çalışması durumudur. Bu durumda elde edilen simülasyon ve deneysel sonuçlar şekil 4.23 ile şekil 4.34 arasında gösterilmiştir.

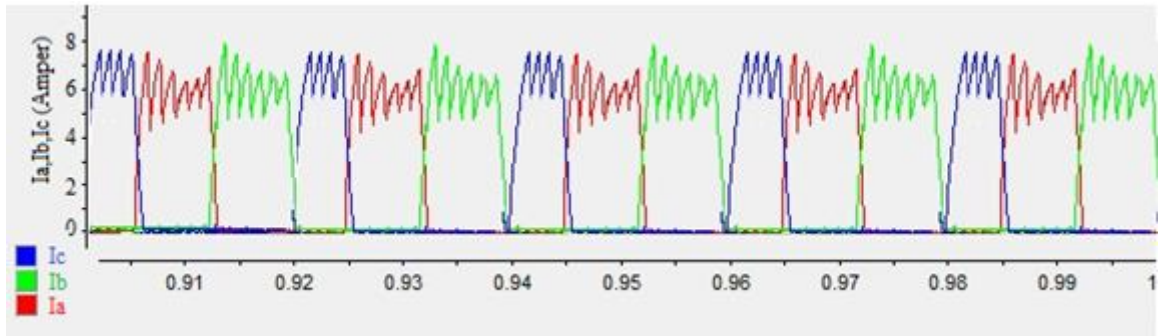
Bundan sonraki kısımda ise motorun 0.45 Nm yük altındaki simülasyon ve deneysel davranışlarına yer verilecektir.

Şekil 4.35 ve şekil 4.36'da 100V gerilim altında kararlı durumda çalışan motora 0.45 Nm yük uygulanması durumunda simülasyon ve deneysel olarak faz akımlarının değişim verilmiştir. Simülasyon sonucunda elde edilen faz akımları ile deneysel olarak ölçülen faz akımlarının yaklaşık olarak eşit ve 6.5 A olduğu görülmüştür. Simülasyon sonucu elde edilen faz akımlarının dalga şekillerinin daha düzgün olduğu deneysel olarak ölçülen faz akımlarında ise salınımlar olduğu görülmüştür. Deneysel olarak ölçülen faz akımların dalga şekillerindeki salınım oranlarının fazla olmasının sebebi ise örnekleme frekansının 2 kHz olmasından dolayıdır. Örnekleme frekansının daha yüksek frekanslarda yapılması durumunda akım dalga şekillerinin daha kaliteli olacağı düşünülmektedir.



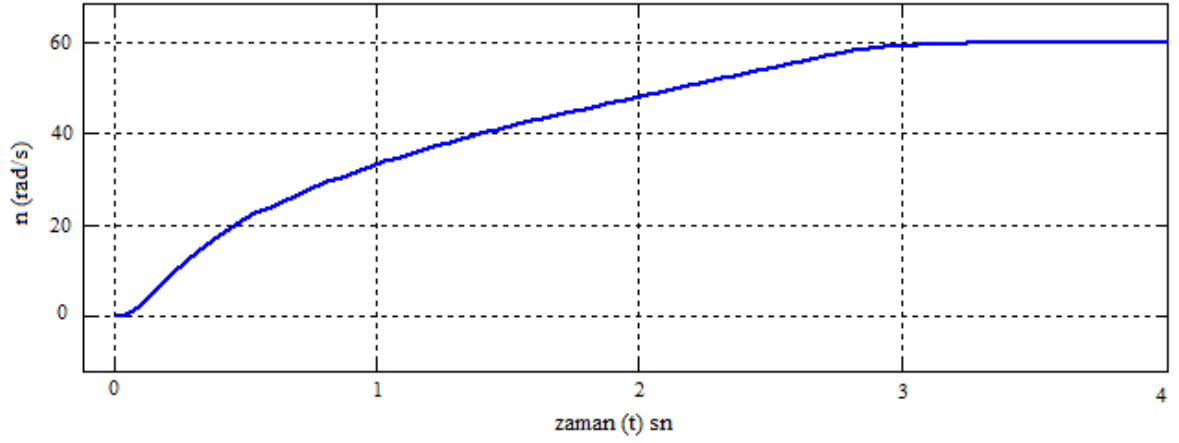


**Şekil 4.35.** 100V 0.45 Nm yük altında simülasyon sonucunda elde edilen  $I_a$ ,  $I_b$  ve  $I_c$  faz akımlarının zamana bağlı değişim grafiği

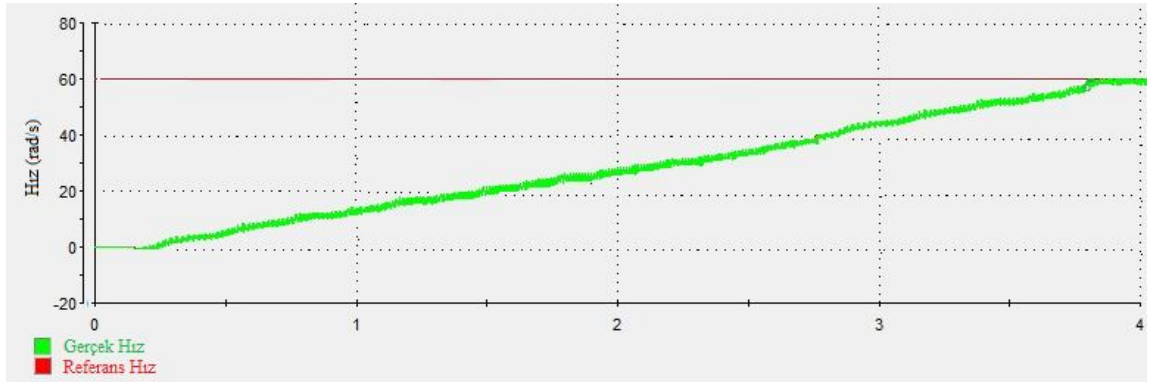


**Şekil 4.36.** 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen  $I_a$ ,  $I_b$  ve  $I_c$  faz akımlarının zamana bağlı değişim grafiği

Şekil 4.37 ve şekil 4.38’de ise ARM’nin 100V gerilim ile beslenip 0.45 Nm yük altında yol alması incelenmiştir. Simülasyon sonucunda ARM 3. saniyede referans hıza ulaşmış ve salınım yapmadan sabit kalmıştır. Deneysel olarak yapılan ölçümde ise motorun ilk 0.2 saniye içerisinde konum ayarlaması yaptığı görülmüş daha sonra ise yaklaşık 3 saniye sonra referans hızı yakalamış ve çok küçük salınımlar yaparak gerçek hızı takip ettiği gözlemlenmiştir.

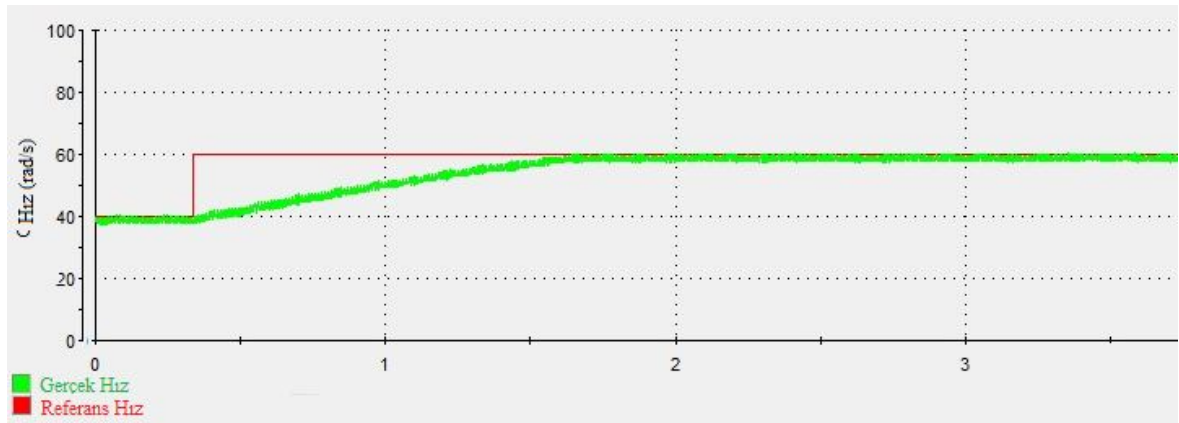


Şekil 4.37. 100V 0.45 Nm yük altında simülasyon sonucunda elde edilen motorun 0-60 rad/s hıza ulaşım cevabı



Şekil 4.38. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen motorun 0-60 rad/s hıza ulaşım cevabı

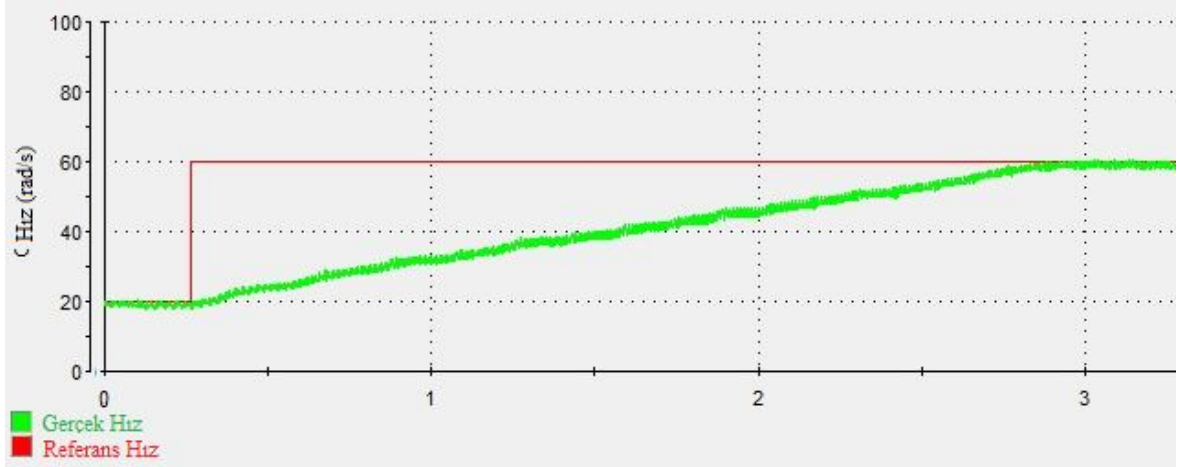
Şekil 4.39, Şekil 4.40 ve Şekil 4.41’de ise ARM 0.45 Nm yük altında iken motorun referans hızında değişiklikler yapılarak motorun kararlı durumda çalışırken hız değişimlerine vereceği cevaplar irdelenmiştir.



Şekil 4.39. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen motorun 40-60 rad/s hıza ulaşım cevabı

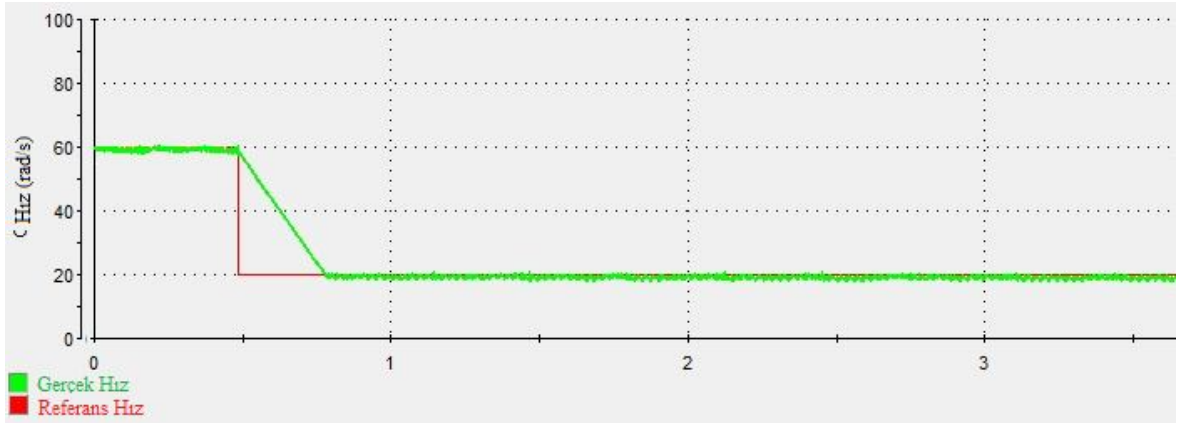


Şekil 4.39’de motor 0.45 Nm yük altında 40 rad/sn hızla dönerken referans hız 40 rad/s den 60 rad/s ye yükseltilmiş gerçek hızın referans hızı yaklaşık 1.2 sn sonra yakaladığı görülmüştür.



Şekil 4.40. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen motorun 20-60 rad/s hız ulaşım cevabı

Şekil 4.40’da motor yine 0.45 Nm yük altında kararlı durumda dönerken referans hız değişimi 20 rad/s den 60 rad/s ye yükseltilmiştir. Gerçek hızın referans hızı yaklaşık 2.8 sn sonunda yakaladığı görülmüştür.



Şekil 4.41. 100V 0.45 Nm yük altında deneysel olarak ölçülen motorun 60-20 rad/s yavaşlama cevabı

Şekil 4.41’de motor 100 V gerilim ile 0.45 Nm yük altında kararlı durumda 60 rad/s hız ile dönerken referans hız 40 rad/s düşürülerek 20 rad/s yapılmış motorun 40 rad/s lik değişim cevabı ise yaklaşık 300 ms olmuştur. Motorun yüklü durumda yavaşlama cevabı yüksüz durumdaki yavaşlama cevabından daha kısa olup hızlanma cevabı ise yüksüz durumda daha yüksektir.

Yapılan tüm simülasyon ve deneysel veriler sonucunda simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarının birbirine çok yakın olduğu görülmüştür. Deneysel ortamda ARM yüklü ve yüksüz durumlarda kararlı durumda çalışırken, hız değişimlerinde gerçek hızın referans hızı hızlı bir şekilde yakaladığı ve gerçek hızın referans hızı yakaladığı andan itibaren sapma olamadığı görülmüştür.

## 6. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada akustik gürültülerin azaltılması amacıyla kutup sayıları artırılmış olan 18/12 stator/rotor kutup oranlı yeni bir anahtarlamalı relüktans motorun sonlu elemanlar yöntemi ile üç boyutlu olarak manyetik alan büyüklükleri incelenmiş ve hız denetimi bulanık mantık denetleyici ile yapılmıştır.

Çalışma kapsamında anahtarlamalı relüktans motorda kutup sayısı artırılarak geometrisi standart boyutlara göre daha karmaşık olan 18/12 motora ait manyetik büyüklükler hesaplanmıştır. Konuma bağlı hesaplanan indüktans değerleri deneysel olarak ölçülmüş, indüktans değerleri kıyaslaması yapılmış ve yapılan hesaplamaların doğru olduğu gözlemlenmiştir.

Endüktans rotorun pozisyonuna ve manyetik materyal yapısına göre değiştiği için ARM'nin endüktans değişimini analitik metotlar kullanarak saptamak zordur. ARM'yi modellemek daha kolay olduğu için sonlu elemanlar yönteminde hesaplamalar yapılmıştır.

Yapılacak olan tasarım çalışmalarında üç boyutlu tasarım ve analiz çalışmalarının neticesinde elde edilen sonuçların gerçek sonuçlarla örtüştüğü görülerek üretim işlemlerine geçmeden, istenilen özellikteki motorlar tasarlanıp istenilen özellikte motor oluşturulmasının mümkün olacağı belirlenmiştir.

Uygulama sırasında sürücü devre tasarlanmış ve kontrol işlemini gerçekleştirmek için DSPACE firmasının üretmiş olduğu DS1103 Ace kiti kullanılarak bulanık mantık hız denetimi yapılmıştır. Tasarlanan bulanık mantık hız denetimi ile ARM'nin nonlineer davranışını iyi karşılması ve belirsizliği gidermesi hedeflenmiştir. Bulanık Mantık hız denetleyicinin performansı boşta ve yüklü çalışma durumlarında test edilmiş, rotor hızının referans hızı kısa bir süre içerisinde yakaladığı ve rotor hızının referans hızı yakalamasının ardından salınım yapmadığı görülmüştür.

ARM'nin yapısının basit olmasına karşın doğrusal olmayan karakteristiğinden dolayı doğrusal olmayan denetim metotlarıyla çok iyi performans sağlanamamaktadır. Bu yüzden son yıllarda bulanık denetleyici kullanılarak ARM'nin hız denetimi konusunda başarılı çalışmalar yapılmıştır. Ancak bulanık denetleyiciye ait en iyi kural tablosu ve üyelik fonksiyonu değerlerinin belirlenmesi, deneme yanılma yoluyla yapılmakta ve çok uzun zaman almaktadır.

Deney setinde kullanılan DS1103 Ace kiti matlab simulink yazılımında tasarlanan sistemleri kendi diline derleyerek kullanabilen bir sayısal işaret işlemcidir ancak simulink yazılımda bulunan bulanık denetleyici fonksiyonunu hız probleminden dolayı doğrudan derleyip hafızasına alamamaktadır. Bu çalışmada bulanık denetleyici kuralları C dili ile yazılmış ve Matlab yazılımı tarafından bu kurallar kullanılmıştır. Bu şekilde sayısal işaret işlemcideki hız probleminin önüne geçilmiştir.

Uygulama programı sayısal işaret işlemcinin donanımsal özelliğinde bulunan fiber optik bağlantı üzerinden işlemciye yüklenmiştir. Ancak işlemcideki anahtarlama hızının 2 kHz'in üzerinde çalıştırılmaması neticesinde örnekleme çok hassas olmamıştır.

Bu çalışmada bulanık denetleyicideki üyelik fonksiyonları üçgen olarak seçilmiştir, örnekleme frekansı 2kHz olarak alınmıştır. Bundan sonraki çalışmalarda örnekleme frekansının artırılması ve farklı üyelik fonksiyonlarının denenmesi faydalı olabilecektir.

## KAYNAKLAR

- Afjei, E., Mazloomnezhad, B., Seyadatan, A.,** 2008. A Novel Two Phase Configuration for wited Reluctance Motor with High Starting Torque, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, **978-1**, 1049-1052.
- Akcayol, M.,** 2001. Bir Anahtarlmalı Relüktans Motorun Sinirsel-Bulanık Denetimi, *Doktora Tezi*, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Aijuan S., Yali C. D. G.,** 2010. Study of Based Fuzzy-PID Control for Switched Reluctance Motor, *International Conference On Computer Design And Applications*, vol **3**, 558-561.
- Anwar M. N., Husain I., Radun, A.,** 2001. A Comprehensive Design Methodology for Switched Reluctance Machines, *IEEE Transactios on Industry Applications*, **37(6)**:1684-1692 .
- Anwar, M.N., Husain, I.,** 2000. Radial Force Calculation and Acoustic Noise Prediction in Switched Reluctance Machines, *IEEE Transaction on Industry Applications*, **36(6)**:1589-1597.
- Aşan, T.,** 2008. Anahtarlmalı Relüktans Motorlarında Bulanık Mantık Ve Yapay Sinir Ağları İle Konum Algılayıcısız Denetim, *Doktora Tezi*, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Bal, G.,** 2004. Özel Elektrik Makinaları , Seçkin Yayıncılık, Ankara, 155-175.
- Bolognani, S., Zigliotto, M.,** 1996. Fuzzy logic control of a switched reluctance motor drive , *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.**32**, issue 5, 1063-1068.
- Cai, W., Pillay, P., Reichert, K.,** 2001. Accurate Computation of Electromagnetic Forces in Switched Reluctance Motors, Electrical Machines and Systems, *ICEMS 2001 Fifth International Conference*, Shenyang, China, 2:1065-1071.
- Chancharoensook, P., Rahman M.F.,** 2001. Determination of Magnetization and Static Torque Characteristics of a Four-Phase Switched Reluctance Motor: Experimental Investigations, *Australasian Universitites Power Engineering Conference Perth*, Australia, 613-618.
- Chen, H., Wang, X. Gu, J.J., Song, Q.,** 2010. Simulation on parallel drive system of double Switched Reluctance motors based on sliding mode & fuzzy controllers, *Electric Power and Energy Conference (EPEC)*, 1-5.
- Cheok, A.D., Zhongfang W.,** 2005. Fuzzy Logic Rotor Position Estimation Based SWitched Reluctance Motor DSP Drive With Accuracy Enhancement, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. **20**, p. 908-921.

- Dağdelen, U.**, 1996. Bulanık Mantık İle Adım Motor Kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri.
- Dursun, M.**, 2002. Anahtarlama Relüktans Motorla Su Pompası Tahriki, *Doktora Tezi*, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Edrington, C.S., Kaluvagunta, D.C., Joddar, J. Fahimi, B.**, 2003. Investigation of Electromagnetic Force Components in SR Machines : Design and Control Issues, *Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting Conference* 1:219–226.
- Edrington, C.S., Kaluvagunta, D.C., Joddar, J. Fahimi, B.**, 2005. Investigation of Electromagnetics Force Components in SRM Under Single and Multiphase Excitation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41**(4):978-988.
- Edrington, C.S., Krishnamurthy, M., Fahimi, B.**, 2005. Bipolar Switched Reluctance Machines: A novel Solution for Automotive Applications, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **54**(3):795-808.
- Fahimi, B., Ehsani, M.**, 2000. Spatial Distribution of Acoustic Noise Caused by Radial Vibration in Switched Reluctance Motors, Application to Design and Control, *IEEE IAS'2000*, Rome 114-117.
- Faiz, J., Pakdelian, S.**, 2008. Diagnosis Of Static Eccentricity in Switched Reluctance Motors Based On Mutually Induced Voltages, Magnetics, *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. **44**, p. 2029-2034.
- Faris, M. M.**, 2008. Bulanık Mantık Uygulamasıyla Dc Motorun Hız Kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Fenercioğlu, A.** 2008. Anahtarlama Relüktans Motor Tasarımlarında Farklı Rotor Geometrilerinin Motor Güç Ve Tork Üretimine Etkilerinin İncelenmesi, *BAÜ FBE Dergisi*, Cilt:**10**, Sayı:1, (19-30).
- Fenercioğlu, A.**, 2006. Helisel Yapılı Anahtarlama Relüktans Motorun (Hy-Arm) Tasarımı Ve Analizi, *Doktora Tezi*, Gazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, Ankara.
- Ganji, B., Faiz, J., Kasper, K., Carstensen, C.E., Doncker, R.W.**, 2010. Core loss model based on finite-element method for switched reluctance motors, *IET Electr. Power Appl.*, Vol. **4**, Iss. 7, 569–577.
- Gao, H., Salmasi, F.R., Ehsani, M.**, 2004. Inductance Model–Based Sensorless Control of the Switched Reluctance Motor Drive at Low Speed, *IEEE Transaction on Power Electronics*, **19**(6):1568-1573.
- Gizaw, D.**, 2003. Pumping Motor with Skewed Rotor Laminations, *United Kingdom Patent*, Patent No. 0057800A1.

- Güçüyetmez, M.**, 2005. Anahtarlamalı Relüktans Motorlarda Akustik Gürültünün Azaltılması, *Yüksek Lisans Tezi*, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri.
- Gürdal, O.**, 2001. Elektrik Makinalarının Tasarımı, *Atlas Yayın Dağıtım*, İstanbul, 201-240.
- Gürdal, O., Fenercioglu, A.**, 2006. Helisel Yapılı Anahtarlamalı Relüktans Motorun (HY-ARM) Bilgisayar Destekli 3 Boyutlu Statik Manyetik Analizi, *Gazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, Ankara.
- Jingjun Z., Haijun Z., Ruizhen G.**, 2008. Fuzzy compensation control for minimum torque ripple of switched reluctance motor system based on finite element model, *Industrial Electronics and Applications*, 2483-2486.
- Hur, J., Kang, G.H., Lee, J.Y., Hong, J.P.**, 2004. Design and Optimization of High Torque, Low Ripple Switched Reluctance Motor with Flux Barrier for Direct Drive, *IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting*, 1:401-408.
- Husain, I., Radun, A. Narius, J.**, 2000. Unbalanced Force Calculation in Switched-Reluctance Machines, *IEEE Transactions on Magnetics*, **36**(1):330-338.
- Hutton, V.**, 2004. Fundamentals Of Finite Element Analysis, *Mc Graw Hill*, Boston, pp 45-114.
- Kakilli, A.**, 2011. Magnetic Analysis of Modified-Rotor Switched Reluctance Motor, *Electronics And Electrical Engineering*, No: 9(115), Issn,1392-1215, 21-26.
- Kamaraj, V., Vaithilingam, C.A.**, 2003. Modelling and Simulation of Switched Reluctance Machine (SRM) Using Magnet 6.0, *Proc. of The 5th International Conference on Power Electronics and Drives*, Highroad, 480-484.
- Krishnan, R.**, 2001. Switched Reluctance Motor Drives, *CRC Press*, Florida, 1-169.
- Kutucu, K.**, 2009. Sonlu Elemanlar Yöntemi İle Üç Boyutlu Elektrik Alan Analizi, *Yüksek Lisans Tezi*, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- L.Yuelun, W.Mianhua, W.Yan, W.Fenli**, 2010. Simulation research on Switched Reluctance Motor Modeling and Control Strategy based on ANSOFT, *International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*,374-377.
- Lee, J.W., Kim, H.S., Kwon, B., Kim, B.T.**, 2004. New Rotor Shape Design for Minimum Torque Ripple of SRM using FEM, *IEEE Transactions on Magnetics*, **40**(2):754-757.

- Li, J., Song, X., Cho, Y.,** 2008. Comparison of 12/8 and 6/4 Switched Reluctance Motor: Noise and Vibration Aspects, *IEEE Transactions On Magnetics*, vol. **44**, no. 11, 4131-4134.
- Lovat, H.C.,** 2004. Discussion of Simulation of Switched Reluctance Motor Drives Using Two-Dimensional Bicubic Spline, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, **19(3)**:649.
- Lu, W., Keyhani, A., Fardoun, A.,** 2003. Neural Network-Based Modelling and Parameter Identification of Switched Reluctance Motors, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **18(2)**:284-290.
- Lu, Y.,** 2002. Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Motors, *Yüksek Lisans Tezi*, University of Tennessee, Knoxville, 1-65.
- Manolas, I., Kladas, A.G., Manias, S.N.,** 2009. Finite-Element-Based Estimator for High-Performance Switched Reluctance Machine Drives, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. **45**, no. 3, 1266 – 1269.
- Mecrow, B.C, El-Kharashi, E.A., Finch, J.W., Jack, A.G.,** 2004. Preliminary Performance Evaluation of Switched Reluctance Motors With Segmental Rotors, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **19(4)**:679-685.
- Mecrow, B.C., Weiner, C., Clothier, A.C.,** 2001. The Modelling of Switched Reluctance Machines with Magnetically Coupled Windings, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **37(6)**:1675-1683.
- Miller, T.J.E.,** 2001. Electronics Control of Switched Reluctance Machines, *Newnes PES*, Oxford.
- Miller, T.J.E., McGlip, M.I., Olaru, M.,** 2000. Finite elements applied to synchronous and switched reluctance motors, *IEE seminar on Current Trends in the Use of Finite Elements (FE) in Electromechanical Design and Analysis*, London 1-3.
- Moron, C., Garcia, A., Tremps, E., Somolinos, J.A.,** 2012. Torque Control of Switched Reluctance Motors, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. **48**, No. 4.
- Mutlu, Ü.,** 2006. Anahtarlmalı Relüktans Motor Sürücü Devre Tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri.
- Omaç, Z.,** 2006. Yeni Bir Anahtarlmalı Relüktans Motorun Tasarımı Ve Akım Kontrolü, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Omaç, Z., Kürüm, H.,** 2004. Anahtarlmalı Relüktans Motorun TMS320LF2407A Sayısal Sinyal İşlemcisi ile PWM Akım Kontrolü, *Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu*, Bursa 111-116.
- Öksüztepe, E.,** 2008. Sürekli Miknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.



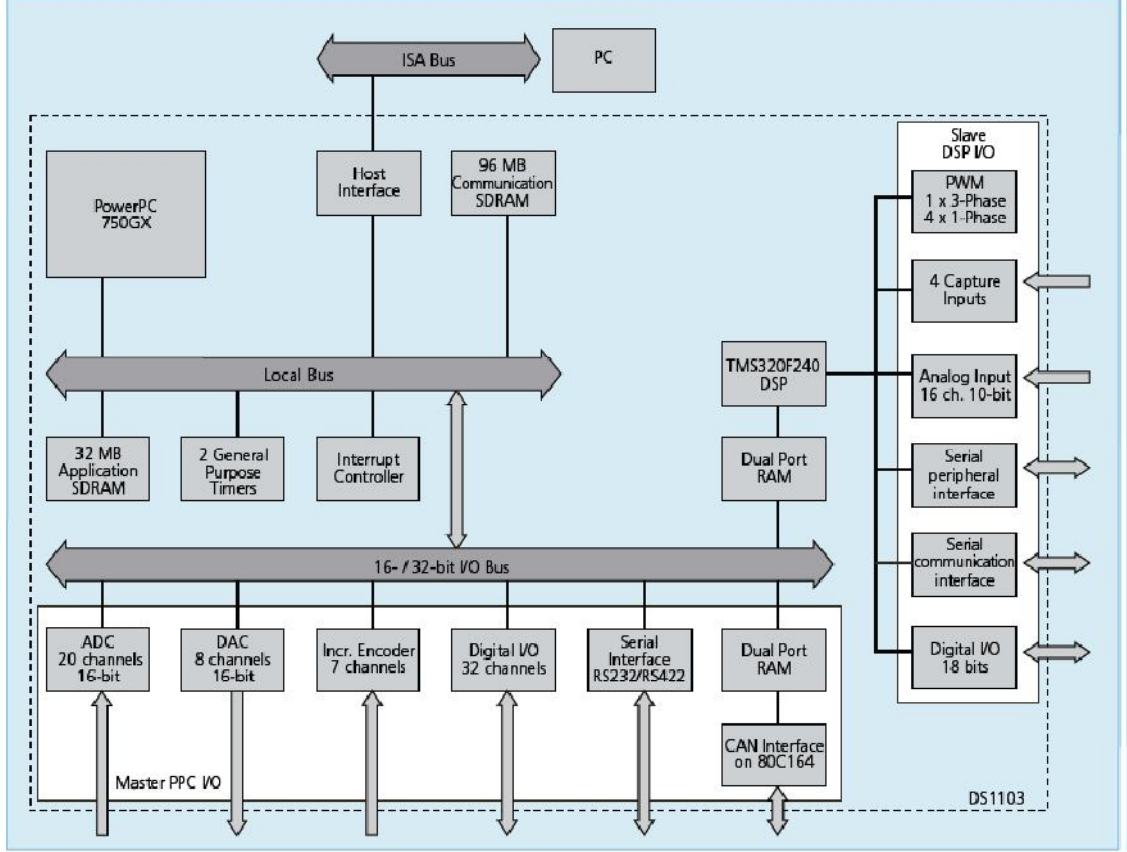
- Polat, K.**, 2010. Anahtarlmalı Relüktans Motor İçin Mikrodenetleyici İle Ekonomik Bir Sürücü Gerçekleştirilmesi, *Yüksek Lisans Tezi*, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Polat, M.**, 2010. Anahtarlmalı Relüktans Motorda Algılayıcısız Konum Kontrolü Ve Moment Dalgallılığın Azaltılması, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Rabinovici, R.** 2005. Torque Ripple, Vibrations, and Acoustic Noise in Switched Reluctance Motors, *HAIT Journal of Science and Engineering*, 2(5):776-786.
- Rafajdus, P., Zrak, I., Hrabovcova, V.** 2004. Analysis of the Switched Reluctance Motor (SRM) Parameters, *Journal of Electrical Engineering*, 55(7-8):195-200.
- Rahman, A.S., Taib, M.N.B.** 2002. Simulation of PID and fuzzy logic controller for the newly developed switched reluctance motor. *Student Conference on program, Research and Development*, 49-53.
- Rasmussen, P.O.**, 2002. Design and Advanced Control of Switched Reluctance Motors, *Doktora Tezi*, Aalborg University Institute of Energy Technology, Denmark, 1-99.
- Rosses, C.**, 2000. The Turn of The Screw: Optimal Design of an Archimedes Screw, *Journal of Hydraulic Engineering*, 126(1):72-80.
- Sahin, F., Ertan, H.B., Leblebicioglu, K.**, 2000. Optimum Geometry for Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motors, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 15(1):30-39.
- Salmasi, F.R., Fahimi, B.**, 2004. Modelling Switched-Reluctance Machines by Decomposition of Double Magnetic Saliences, *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(3):1556-1561.
- Schlensock, C., Scheermesser, D., Riesen, and Henneberger, G.**, 2003. Finite-Element Models of Electrical Machines and their Calculation, *International Congress on FEM Technology*, 21st CAD-FEM Users' Meeting, Zurich, 1-10.
- Sefa, İ.**, 1997. Sliding Mode Yaklaşımı ile Anahtarlmalı Relüktans Motorun Hız Kontrolü, *Doktora Tezi*, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri.
- Srinivas, K.N., Arumugam, R.**, 2004. Static and Dynamic Vibration Analyses of Switched Reluctance Motors Including Bearings, Housing, Rotor Dynamics and Applied loads, *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(4):1911-1919.
- Shun C. W., Yi L.**, 2011. A Modified PI-Like Fuzzy Logic Controller for Switched Reluctance Motor Drives , *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol 58, issue 5, 1812-1825.

- Teker, A.**, 2008. Sürekli Miknatıslı Senkron Motor'un Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- URL-1, [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com) Ansoft Corporation, "Getting Started: A 3D Magnetic Force Problem", 01 Mart 2012.
- URL-2, [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com) Ansoft Corporation, "Maxwell 3D – Technical Notes", 01 Şubat 2012.
- Vasquez, H., Parker, J.K.** 2004. A new simplified mathematical model for a switched reluctance motor in a variable speed pumping applications, *Elsevier Mechatronics*, **14**:1055-1068.
- Vijayraghavan, P.**, 2001. Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal Controller for Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives, *Doktora Tezi*, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 1-48.
- Vujicic, V., Vukosevic, S.N.**, 2000. A Simple Nonlinear Model of the Switched Reluctance Motor, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **15**(4):395-400.
- Wang M.**, 2009. The Fuzzy-PI Control of Switched Reluctance Motor Based on DTC, *Measuring Technology and Mechatronics Automation, ICMTMA International Conference* , 606-609.
- Wu, W.**, 2004. Modelling of Electrical Machines by Using a Circuit-Coupled Finite Element Method, *2004 International ANSYS conference*, Pittsburgh, 49-56.
- Wu, W., Dunlop, J.B., Collocott, S.J., Kalan, B.A.**, 2003. Design Optimization of a Switched Reluctance Motor by Electromagnetic and Thermal Finite-Element Analysis, *IEEE Transactions on Magnetics*, **39**(5):3334-3336.
- Wu, W., Kalan, B.A., Lovatt, H.C.**, 2003. Time-stepping Analysis of a Switched Reluctance Motor by Coupling Electrical Circuit and Electromagnetic Finite Element Methods, *Proc. of the 6th International Conference of Electric Machines and Systems*, Beijing, China, 728-731.
- Yamazaki, K., Kuramochi, S., Fukushima, N., Yamada, S., Tada, S.**, 2012. Characteristics Analysis of Large High Speed Induction Motors Using 3-D Finite Element Method, *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. **48**, NO. 2, 995-998.
- Yıldırım, M.**, 1998. Bulanık Mantıklı Yapay Sinir Ağı İle Doğrusal Olmayan Sistem Modelleme, *Yüksek Lisans Tezi*, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- Yiwang W.**, 2009. A Novel Fuzzy Controller for Switched Reluctance Motor Drive, *Information and Computing Science, Second International Conference*, vol**2**, 55-58.

**Zhangjun Tang, Pillay, P., Omekanda, A.M.,** 2003. Vibration prediction in switched reluctance motors with transfer function identification from shaker and force hammer tests, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39**(4):978–985.

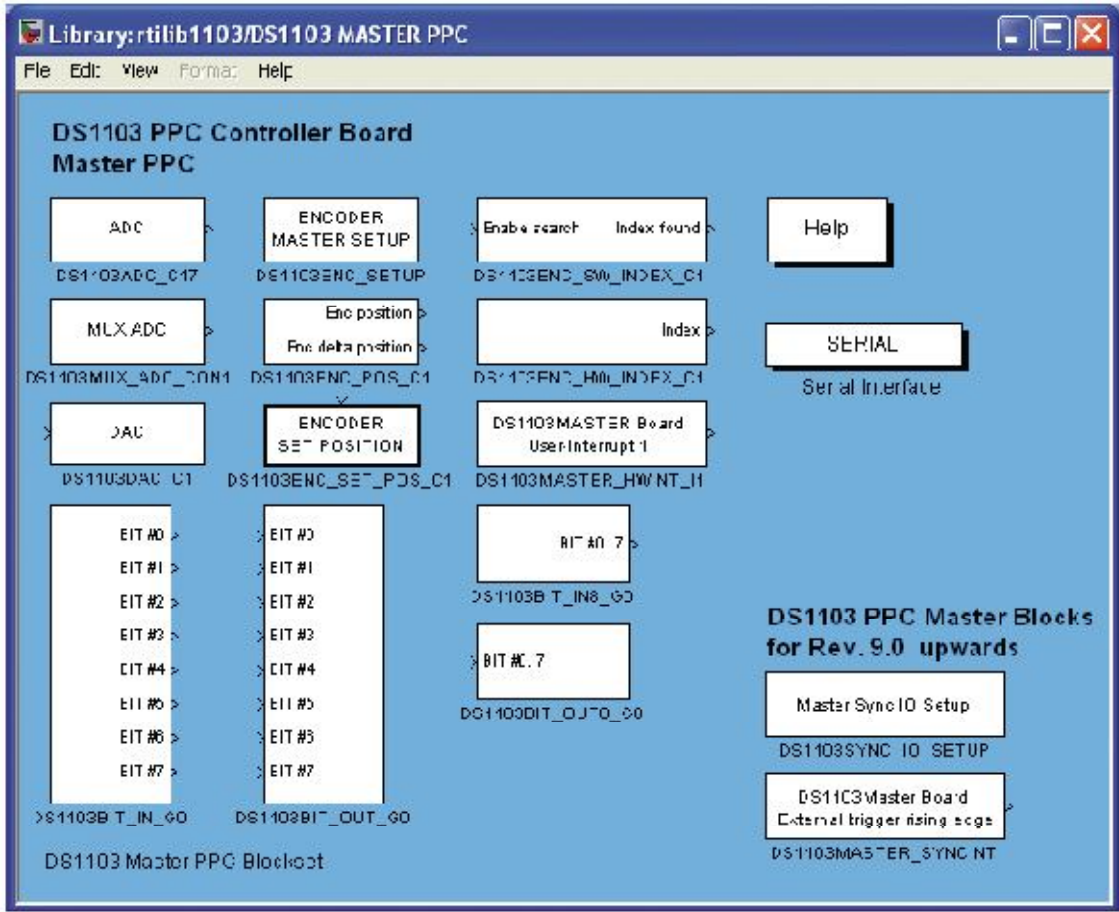
## EK-1

DS1103 denetleyici kartın iç mimarisi Şekil Ek1.1 de verilmiştir.



Şekil Ek1.1. DS1103 denetleyici kartın iç mimarisi

Şekil Ek1.2 de DS1103'ün Master PPC'si için şekil ek1.3 de ise Slave DSP 240 için RTI blokları gösterilmiştir.



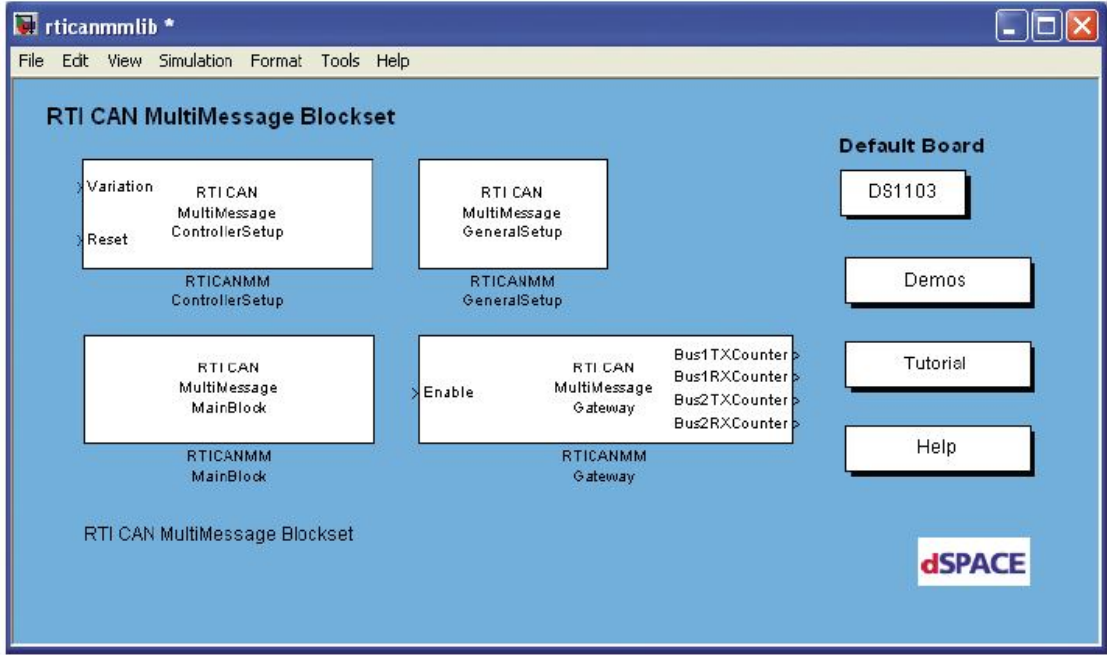
Şekil Ek1.2. DS1103 Master PPC RTI blokları

DS1103 kartın iç mimarisi

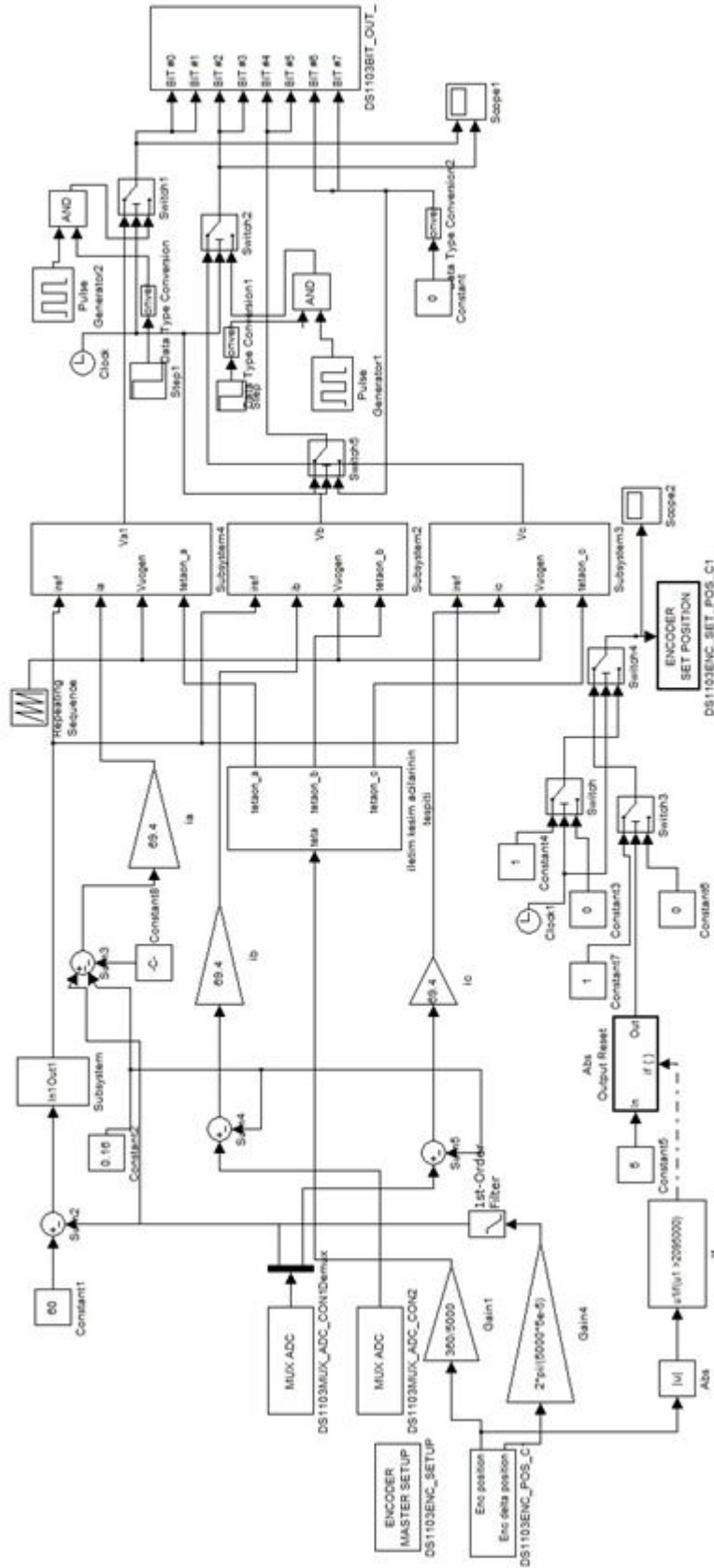
Processor : Power PC 750 GX running at 1 GHZ

Memory :32 MB application SDRAM as program memory

96 MB communication SDRAM for data storage



Şekil Ek1.3. DS1103 Slave DSP F240 RTI blokları



Şekil Ek 2.1. Simulink yazılımında hazırlanan ARM bulanık hız kontrol blok şeması

## ÖZGEÇMİŞ

1983 yılında Elazığ'da doğdu. İlk ve Orta öğrenimini Elazığ'da tamamladı. 2001 yılında Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde lisans eğitimine başladı. 2006 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. Aynı yıl Endost Endüstriyel Otomasyon Sistemleri şirketinde işe girdi. Askerlik görevini tamamladıktan sonra Türk Telekom A.Ş.'de enerji mühendisi olarak çalıştı. 2009-2012 yılları arasında Tunceli Üniversitesi'nde kontrolör mühendis olarak görev yaptı. 2009 yılında Tunceli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Yüksek Lisans öğrenimine başladı. 2012 yılında Tunceli Üniversitesi Tunceli Meslek Yüksek Okulunda Elektrik ve Enerji Programında Öğretim Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Halen bu görevine devam etmektedir.