

T.C.  
TUNCELİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR  
YÖNTEMİNDE İNCELENMESİ VE SAYISAL SİNYAL İŞLEMCİ TABANLI HIZ  
KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**Enver KIZILASLAN**

**Anabilim Dalı: Elektrik - Elektronik Mühendisliği**

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

**ARALIK – 2015**

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

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR  
YÖNTEMİNDE İNCELENMESİ VE SAYISAL SİNYAL İŞLEMCİ TABANLI HIZ  
KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Enver KIZILASLAN  
(101102103)**

**Anabilim Dalı: Elektrik - Elektronik Mühendisliği**

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

**ARALIK – 2015**

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

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR  
YÖNTEMİNDE İNCELENMESİ VE SAYISAL SİNYAL İŞLEMÇİ TABANLI HIZ  
KONTROLÜ**

**Enver KIZILASLAN  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK ANABİLİM DALI**

Bu tez 18/12/2015 tarihinde aşağıdaki jüri üyeleri tarafından **oybirliği/ oyçokluğu** ile kabul edilmiştir.

İmza:.....  


İmza:.....  


İmza:.....  


Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ  
(T.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE  
(F.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Mehmet  
POLAT  
(F.Ü)

**DANIŞMAN**

**ÜYE**

**ÜYE**

Bu tez, Enstitümüz Elektrik ve Elektronik Anabilim Dalı'nda hazırlanmıştır.

Doç. Dr. Abdullah DİKİCİ  
Enstitü Müdürü  
İmza ve Mühür

Bu çalışma, Tunceli Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmiştir.

**Proje No: YLTUB012-13**

**NOT:** Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı, 5846 sayılı "Fikir ve Sanat Eserleri Kanunu"ndaki hükümlere tabidir.

## ÖZET

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) yüksek verim ve düşük ataleti nedeniyle son yıllarda endüstride geniş kullanım alanı bulmuştur. SMSM’de manyetik doymaya bağlı olarak stator ve rotorda manyetik vektör potansiyel değerleri, akı yoğunluğu gibi manyetik büyüklükler nonlinear değişmektedir. Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) Poisson veya Laplace türü nonlinear manyetik problemlerin çözümünü kolaylaştıran sayısal bir yöntemdir. Bu çalışmada Ansys Maxwell 3D yazılımı kullanılarak SMSM üç boyutlu SEY’den incelenmiş, SMSM’nin akı dağılımı elde edilmiş ve ürettiği moment hesaplanmıştır.

SMSM sahip olduğu üstünlüklerden dolayı servo motor uygulamalarında tercih edilmektedir. SMSM’nin servo motor uygulamalarında başarısı parametre değişiminden ve bozuculardan etkilenmeyen sağlam bir kontrol ile sağlanır. SMSM’nin kapalı çevrim hız kontrolü modeli bilgisayar ortamında MATLAB/Simulink yazılımında oluşturulmuştur. Farklı referans hızlar ve değişik yük momentleri için SMSM’nin kapalı çevrim hız kontrol benzetim sonuçları alınmıştır.

SMSM’nin kapalı çevrim hız kontrolü TMS320F2335 eZdsp sayısal sinyal işlemcisini kullanarak deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Farklı referans hızlar ve değişik yük momentleri için kapalı çevrim hız kontrol deneysel sonuçları ölçülmüştür. Simülasyon sonuçlarının doğruluğu deneysel sonuçlarla kanıtlanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, Sonlu Elemanlar Yöntemi, TMS320F2335 eZdsp

## ABSTRACT

### **Investigation of Permanent Magnet Synchronous Motor in the Finite Element Method and Digital Signal Processor Based Speed Control**

In recent years, Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) has been widely used due to its high efficiency and low inertia. Magnetic quantities such as magnetic vector potential values and flux density vary nonlinearly depending on magnetic saturation in PMSM. Finite Element Method (FEM) is a numerical method which facilitates the resolution of Poisson and Laplace kinds of nonlinear magnetic problems. In this study, Permanent Magnet Synchronous Motor has been examined with 3D Finite Element Method by using ANSYS Maxwell 3D software; flux distributions of Permanent Magnet Synchronous Motor have been obtained, and produced torque of PMSM has been calculated.

Permanent Magnet Synchronous Motor is preferred in the motor applications due to its advantages. The success of the servo motor applications of PMSM is provided with a robust control which is not affected by parameter changes and disturbances. The closed-loop speed control model has been created in MATLAB / Simulink software in computer environment. For different load torques and different reference speeds the closed loop speed control simulation results of PMSM have been obtained.

The closed loop speed control of PMSM has been carried out experimentally using eZdsp TMS320F2335 digital signal processor. For different load torques and different reference speeds the closed loop speed control experimental results has been measured. The accuracy of the simulation results has been proven with experimental results.

**Key Words:** Permanent Magnet Synchronous Motor, the Finite Element Method, TMS320F2335 eZdsp

## **TEŞEKKÜRLER**

Hazırlamıő olduğum bu tezin her aşamasında emeiği geçen, katkı sunan, sabır gösteren, yoğun iőleri arasında zaman ayıran danıőmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ'a, proje desteklerinden dolayı Tunceli Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (TUNİBAP) en içten teőekkür ederim.

Tezin her aşamasında gösterdikleri fedakârlıktan dolayı sevgili kızlarım İrem ve Merve'ye ayrıca eőime teőekkürlerimi sunarım.

**Enver KIZILASLAN**

**TUNCELİ - 2015**

## İÇİNDEKİLER

### ÖZET II

ABSTRACT .....	III
TEŞEKKÜRLER.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VII
TABLolar LİSTESİ .....	IX
SEMBOLLER LİSTESİ .....	X
KISALTMALAR.....	XI
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
1.1. Tezin Amacı .....	4
<b>2. MATERYAL VE METOT .....</b>	<b>5</b>
2.1. Sürekli Mıknatıslı Makinalar.....	5
2.1.2. Sürekli Mıknatıslı Motorların Sınıflandırılması .....	5
2.1.3. Sürekli Mıknatıslı Makinaların Yapısı .....	6
2.1.4. Mıknatıslı Rotor Yapıları.....	6
2.1.4.1 Rotor Yüzeyinde Mıknatıs Malzeme Yapısı .....	7
2.1.4.2. Rotor a Gömülü Mıknatıs Malzeme Yapısı.....	7
2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinalar .....	8
2.2.Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Yapısı .....	9
2.2.2.1. Stator.....	9
2.2.1.2. Rotor .....	9
2.2.1.3. Rotor Çeşitleri .....	10
2.2.1.4. İç ve Dış Rotorlu Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar .....	11
2.2.2. Konum Sensörü .....	13
2.2.3. Hall Olayı .....	13
2.2.4. Hall effect sensörü .....	14
2.2.5. Sıfır Geçis Dedektörü .....	15
2.2.6. Encoder.....	15
2.2.7. Sürücü Sistemleri.....	15
2.3. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorunda Kullanılan Mıknatıs Yapıları.....	16
2.3.1. Mıknatısların Tarihsel Gelişimi.....	16
2.3.2. Sabit Mıknatıs Malzemelerin Elektrik Makinalarında Kullanımı .....	18
2.3.3. Malzemelere Mıknatıslık Kazandırılması .....	19
2.3.4. Mıknatıs Çeşitleri .....	20

2.3.4.1. Seramik Mıknatıslar .....	21
2.3.4.2. AlNiCo Mıknatıslar .....	22
2.3.4.3. Samaryum Kobalt Mıknatıslar .....	23
2.3.4.4. NdFeB Mıknatıslar .....	24
2.4. Deney Seti .....	27
2.4.1. TMS320F28335 eZdsp Kartı.....	31
<b>3. BULGULAR VE TARTIŞMA .....</b>	<b>37</b>
3.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Sonlu Elemanlar Yönteminde İncelenmesi .....	37
3.1.2. Sonlu Elemanlar Yöntemi .....	38
3.1.3. Rayleigh-Ritz Yöntemi.....	39
3.1.4. Üçgen Elemanların Birleştirilmesi .....	42
3.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Sayısal Sinyal İşlemci Tabanlı Hız Kontrolü... 48	
3.2.1. Sistemin Modellenmesi .....	49
3.2.2. Referans Akımın Moment Bileşeni İçin PI'ın Modellenmesi .....	50
3.2.3. İç Kontrol Modellenmesi.....	50
3.2.4. Ters Park Dönüştürücünün Modellenmesi .....	51
3.2.5. Akım Kontrol Bloğunun Modellenmesi .....	52
3.2.6. PWM Evirici Devresinin Modellenmesi .....	52
3.2.7. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Modellenmesi .....	55
3.2.8. Gerilim Denklemlerinin Elde Edilmesi .....	55
3.2.9. Referans Hız Bloğu .....	56
3.2.10. Akım Denklemlerinin Elde Edilmesi .....	57
3.2.11. Elektromanyetik Moment Denkleminin Elde Edilmesi .....	58
3.2.12. Zıt emk Denklemlerinin Elde Edilmesi .....	59
3.2.13. Yük Momentinin Elde Edilmesi .....	59
3.2.14. Yük Bloğunun Modellenmesi.....	60
3.2.15. Rotor Pozisyonu .....	61
3.2.16. Sistemin Simülasyonu .....	63
3.2.17. Simülasyon ve Deneysel Sonuçlar .....	64
<b>4. SONUÇ VE ÖNERİLER .....</b>	<b>74</b>
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>75</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>78</b>



## ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1. Sürekli mıknatıslı senkron makinaların yapısı .....	5
Şekil 2.2. Rotor yüzeyinde mıknatıs malzeme yapısı.....	7
Şekil 2.3. Rotora gömülü mıknatıs malzeme yapısı .....	8
Şekil 2.4. a) d-Eksen Manyetik Akısı      b) q-Eksen Manyetik Akısı .....	9
Şekil 2.5. Farklı kutuplu stator yapıları .....	10
Şekil 2.6. İki ve dört kutuplu rotor yapısı.....	10
Şekil 2.7. Fırçasız doğru akım motorlarının rotor çeşitleri.....	11
Şekil 2.8. İç rotorlu SMSM'nin mekanik yapısı.....	12
Şekil 2.9. Elektrik alan içerisine bırakılan bir metalde potansiyel farkın oluşması .....	13
Şekil 2.10. Hall Effect sensörünün yapısı.....	14
Şekil 2.11. Çeşitli rotor yapıları ve hall sensörü.....	14
Şekil 2.12. MOSFET' lerle yapılmış sürücü devresi .....	16
Şekil 2.13. Manyetik devre.....	19
Şekil 2.14. Sürekli mıknatısların seçimi .....	20
Şekil 2.15. Seramik mıknatısların B-H eğrileri .....	22
Şekil 2.16. AlNiCo mıknatısların B-H eğrileri.....	23
Şekil 2.17. Samaryum kobalt mıknatısları sınıfına giren bazı mıknatısların B-H eğrileri ..	24
Şekil 2.18. Standart NeFeB sınıfına ait mıknatısların B-H eğrileri (Anonim, 1995). .....	25
Şekil 2.19. Yüksek koersif güçlü NeFeB sınıfına ait mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri .....	26
Şekil 2.20. 6MBP30RH60 IPM modül.....	28
Şekil 2.21. 6MBP30RH60 IPM modülün blok diyagramı .....	28
Şekil 2.22. HCPL-4506 optokuplörün tipik uygulaması .....	29
Şekil 2.23. LV25-P gerilim sensörü .....	29
Şekil 2.24. LA55-P akım sensörü.....	30
Şekil 2.25. Oyuklu artımlı enkoder .....	30
Şekil 2.26. Bastırılmış boşalmalı RCD snubber devresi .....	31
Şekil 2.27. F28335 eZdsp kartının blok şeması. ....	32
Şekil 2.28. F28335 eZdsp kartı üzerinde elemanların yerleşiminin üstten görünüşü.....	32
Şekil 2.29. F28335 eZdsp kartının fotoğrafı .....	33
Şekil 2.30. Code Composer Studio yazılımı program penceresi .....	34
Şekil 2.31. Sürekli mıknatıslı senkron motorun DSP tabanlı hız kontrol blok şeması.....	35
Şekil 2.32. Optocoupler karakteristiği .....	35
Şekil 2.33. SMSM sürücü devresinin fotoğrafı .....	36
Şekil 3.1. İki üçgen eleman .....	42
Şekil 3.2. Rotor, mıknatıslar ve stator .....	44
Şekil 3.3. Modellenen SMSM'nin boyutları .....	44
Şekil 3.4. SMSM'nin manyetik vektör potansiyel alan dağılımı .....	45
Şekil 3.5. SMSM'da manyetik vektör potansiyel alan dağılımı.....	45
Şekil 3.6. SMSM'da manyetik akı yoğunluğu değişimi.....	46
Şekil 3.7. SMSM'de manyetik akı yoğunluğunun vektörel değişimi .....	46
Şekil 3.8. SMSM'de manyetik alan şiddetinin vektörel gösterimi.....	47
Şekil 3.9. SMSM'de enerji dağılımı .....	47
Şekil 3.10. SMSM'nin 2D SEY'den hesaplanan konuma bağlı moment değişim grafiği ..	48

Şekil 3.11. Sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrol modellemesi .....	48
Şekil 3.12. SMSM'nin simulinkte hazırlanan kapalı çevrim hız kontrol modeli .....	49
Şekil 3.13. Hız kontrolör bloğu .....	50
Şekil 3.14. Ters park dönüştürücünün simulink modeli .....	51
Şekil 3.15. Akım kontrol bloğunun MATLAB Simulink modeli.....	52
Şekil 3.16. Üç fazlı PWM eviricinin eşdeğer devresi.....	53
Şekil 3.17. Üç fazlı PWM eviricinin MATLAB Simulink modeli.....	54
Şekil 3.18. Üç fazlı yıldız bağlı bir sürekli mıknatıslı motorunun eşdeğer devre şeması ...	55
Şekil 3.19. Referans hız bloğu.....	57
Şekil 3.20. Yük bloğu simulink modeli .....	60
Şekil 3.21. Sürekli mıknatıslı senkron makinanın MATLAB Simulink modeli .....	62
Şekil 3.22. Yüksüz durumda farklı referans hızlar için devir sayısı değişimi.....	65
Şekil 3.23. Yük yokken, farklı referans hızlar için deneysel sonuçlar .....	65
Şekil 3.24. Yüksüz durumda faz akımlarının değişimi .....	66
Şekil 3.25. Yüksüz $n=1000$ d/d için deneysel ölçülen üç faz akımının değişim grafikleri .	66
Şekil 3.26. Yüksüz durumda farklı referans hızlar için momentin değişimi.....	67
Şekil 3.27. Farklı yükler için ( $M_y = 1Nm, 2Nm, 3Nm$ ) motorun moment değişimi .....	67
Şekil 3.28. Farklı yük momentleri için akım değişim grafikleri .....	68
Şekil 3.29. $M_y = 4Nm$ ve $n_{ref} = 2000$ dv/d için motor hız değişimi .....	68
Şekil 3.30. $M_y = 4Nm$ ve $n_{ref} = 2000$ dv/d için motor moment değişimi .....	69
Şekil 3.31. $M_y = 4Nm$ ve $n_{ref} = 2000$ dv/d için motor akımların değişimi.....	69
Şekil 3.32. $M_y = 4Nm$ ve $n_{ref} = 2000$ dv/d için motor zıt emk'ların değişimi.....	70
Şekil 3.33. $M_y = 4Nm$ ve $n_{ref} = 2000$ dv/d için akımların değişimi .....	70
Şekil 3.34. $M_y = 1Nm$ ve $n_{ref} = 1000$ dv/d için motor devir sayısı değişimi.....	71
Şekil 3.35. $M_y = 1Nm$ ve $n_{ref} = 2000$ dv/d için motor moment değişimi .....	71
Şekil 3.36. $M_y = 1Nm, M_y = 2Nm$ ve $n_{ref} = 1000$ dv/d için motor akımlarının değişimi....	72
Şekil 3.37. $M_y = 1Nm, M_y = 2Nm$ ve $n_{ref} = 1000$ dv/d için yol alma akımlarının değişimi.	72
Şekil 3.38. $M_y = 1Nm,$ ve $n_{ref} = 1000$ dv/d için motor zıt emk'sının değişimi .....	73

## TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
<b>Tablo 2.1.</b> Seramik mıknatısların bazı özellikleri (Anonim, 1995).....	21
<b>Tablo 2.2.</b> AlNiCo mıknatıs sınıfındaki mıknatıslar ve özellikleri (Anonim, 1995).....	22
<b>Tablo 2.3.</b> Samaryum kobalt sınıfı mıknatısların bazı özellikleri (Anonim, 1995).....	24
<b>Tablo 2.4.</b> NdFeB sınıfına ait bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri (Anonim, 1995).....	26
<b>Tablo 2.5.</b> Mıknatısların karşılaştırılması (Aydoğdu, 2006).....	27
<b>Tablo 2.6.</b> Mıknatısların karşılaştırılması (Anonim, 1995). ....	27
<b>Tablo 3.1.</b> Simülasyonu yapılan fırçasız DA motor parametreleri .....	64

## SEMBOLLER LİSTESİ

<b>B<sub>m</sub></b>	: Sönüm katsayısı (kgm <sup>2</sup> /s)
<b>K<sub>wp</sub></b>	: Hız oransal kazancı
<b>K<sub>wi</sub></b>	: Hız integral kazancı
<b>L<sub>a</sub>, L<sub>b</sub>, L<sub>c</sub></b>	: Stator faz indüktansları (Henry)
<b>L<sub>ab</sub>, L<sub>bc</sub>, L<sub>ca</sub></b>	: Stator faz sargıları arasındaki ortak indüktanslar (Henry)
<b>M<sub>e</sub></b>	: Motor elektromanyetik momenti (Nm)
<b>M<sub>max</sub></b>	: Motorun maksimum elektromanyetik momenti(Nm)
<b>M<sub>y</sub></b>	: Yük momenti (Nm)
<b>P<sub>elk</sub></b>	: Şebekeden çekilen güç (Watt)
<b>R<sub>a</sub>, R<sub>b</sub>, R<sub>c</sub></b>	: Stator faz dirençleri (Ohm)
<b>T<sub>r</sub></b>	: Transistör
<b>V<sub>A0</sub>, V<sub>B0</sub>, V<sub>C0</sub></b>	: Kutup gerilimleri (Volt)
<b>V<sub>AB</sub>, V<sub>AC</sub>, V<sub>BC</sub></b>	: Hat gerilimleri (Volt)
<b>V<sub>AS</sub>, V<sub>BS</sub>, V<sub>CS</sub></b>	: Stator faz gerilimleri (Volt)
<b>V<sub>da</sub></b>	: Evirici doğru akım besleme gerilimi(Volt)
<b>e<sub>a</sub>, e<sub>b</sub>, e<sub>c</sub></b>	: Zıt elektromotor kuvvet (Volt)
<b>i<sub>as</sub>, i<sub>bs</sub>, i<sub>cs</sub></b>	: Stator faz akımları(Amper)
<b>i<sub>as</sub>*, i<sub>bs</sub>*, i<sub>cs</sub>*</b>	: Stator referans faz akımları (Amper)
<b>i<sub>ds</sub>*</b>	: Referans akımın mıknatıslanma bileşeni (Amper)
<b>i<sub>qs</sub>*</b>	: Referans akımın moment bileşeni (Amper)
<b>J<sub>m</sub></b>	: Motor momenti (kg/m <sup>2</sup> )
<b>J<sub>y</sub></b>	: Yük atalet momentleri (kg/m <sup>2</sup> )
<b>k<sub>t</sub></b>	: Motor tork sabiti (Nm/A)
<b>B<sub>r</sub></b>	: Sürtünme katsayısı
<b>n<sub>r</sub></b>	: Motorun mekanik hızı (d/dk)
<b>n<sub>rs</sub></b>	: Motorun senkron hızı (d/dk)
<b>w<sub>r</sub></b>	: Gerçek rotor açısal hızı (rad/s)
<b>w<sub>r</sub>*</b>	: Rotor referans açısal hızı (rad/s)
<b>Theta</b>	: Gerçek rotor pozisyonu (rad)
<b>Theta*</b>	: Referans rotor pozisyonu (rad)
<b>λ<sub>m</sub></b>	: Rotor sabit manyetik akısı (Weber)

## KISALTMALAR

<b>AA</b>	: Alternatif akım
<b>AlNiCo</b>	: Alüminyum nikel kobalt
<b>d/d</b>	: Devir / dakika olarak hız
<b>DA</b>	: Doğru akım
<b>EMK</b>	: Elektromotor kuvvet
<b>SMSM</b>	: Sürekli mıknatıslı senkron motor
<b>j</b>	: Atalet momenti ( $\text{kg/m}^2$ )
<b>NdFeB</b>	: Neodmiyum-demir-bor
<b>P</b>	: Motor çift kutup sayısı
<b>PI</b>	: Oransal integral
<b>PWM</b>	: Pulse width modulation (Darbe genişlik modülasyonu)
<b>SmCo</b>	: Samaryum-kobalt
<b>Th</b>	: Theta
<b>IGBT</b>	: Insulate gate bipolar transistör

## 1. GİRİŞ

Elektrik motorları kullandıkları tahrik sistemlerinin çeşitliliği nedeniyle küçümsenmeyecek oranda enerji tüketirler. Son yıllarda elektrik motorları üzerine yapılan çalışmalar neticesinde birçok motor çeşidi geliştirilmiştir. Özel uygulamalar için geliştirilen motorlar dışında genel olarak; lineer motorlar, step motorlar, anahtarlamalı relüktans motorlar ve sabit mıknatıslı motorlar sayılabilir (Miller,1989).

Fırçalı tip doğru akım motorların denetimlerinin kolay yapılabilmesi ve alternatif akım (AA) motorların düşük maliyetleri nedeniyle yaygın olarak kullanılmışlardır.

Güç elektroniği ve malzeme teknolojisindeki gelişmeler neticesinde yüksek anahtarlama yeteneğine sahip anahtarlar üretilmiştir. Bu anahtarların anahtarlama hızlarının artmış olmasıyla beraber, AA ile çalışan yüksek verimliliğe sahip Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinalar (SMSM) geliştirilmiştir (Başak ve Overshott, 1974).

SMSM'ler stator yapısı bakımından asenkron ve klasik senkron motorlar ile aynı özelliklere sahiptir. Bu motorlar senkron motorlardaki alan sargıları veya asenkron motorlardaki stator sargılarıyla oluşturulan hava aralığındaki manyetik akıyı, rotorlardaki kullanılan sürekli mıknatıslarla gerçekleştirdikleri için SMSM olarak adlandırılmışlardır (Bahmanyar ve Ellison, 1974).

SMSM'ler Doğru Akım (DA) motorları ile karşılaştırıldıklarında aşağıdaki özelliklere sahiptir:

- Sağlam yapılı, düşük maliyetlidirler. Az bakım gerektirirler.
- Tork/ağırlık oranları yüksektir.
- Kıvılcım oluşturmadıklarından yangın tehlikesi olan yerlerde kullanılabilirler.
- Fırça ve kolektörleri olmadığından verimleri yüksektir.

SMSM'ler günümüzde birçok farklı alanda kullanılmaktadır; özellikle, elektrikle çalışan taşıtlar, disk sürücüler, robotik uygulamalar, uzay araçları ve metal işleme tezgâhlarında kullanılmaktadırlar.

Son yıllarda SMSM'lerin çeşitli tipleri üzerine birçok çalışma yapılmıştır (Isfahani ve Vaez-Zadeh, 2011; Ugale ve Chaudhari, 2013; Lavrinovicha ve Dirba, 2014). Ugale ve Chaudhari (2013), direkt hattan beslenen yeni bir tip rotor yapısına sahip SMSM'nin oluşturulması üzerinde çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada yeni bir rotor tipi geliştirilmiş bunun için hem radyal hem de aksenal manyetizmadan faydalanılmıştır. Rotorda U, V, W ve diğer mıknatıs türleri kullanılarak performans ölçülmüştür. Direkt hattan beslenen motor prototipi geliştirilmiş test edilmiştir. Deneysel sonuçlarla simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. En iyi güç faktörü, çok daha az akım ve büyük enerji saklama potansiyeli olan motor önerilmiştir.

Ertugrul ve ark. (2013), sinterlenmiş ve oksitlenmiş Nd-Fe-B mıknatısların SMSM'nin performansına etkisini araştırmışlardır. Korozyonlu rotor ile motorun elektromanyetik performansı ve akı değerlerinde önemli değişiklikler olmadığı tespit edilmiştir. Motorun moment ve elektromotor kuvvet (emk) değerlerinin sabit kaldığı görülmüştür.

Aydin ve Gulec (2014), çift rotorlu aksenal akılı sürekli mıknatıslı disk motorlarında vuru momentini azaltma, deneysel olarak mıknatıslardaki çarpıklığı giderme teknikleri üzerinde çalışmışlardır. Sonuçta çarpık mıknatısların sebep olduğu vuru moment bileşenleri önemli ölçüde azaltılmış, yapılan mıknatıs dizaynı ile disk motorlarının moment kalitesi artırılmıştır.

Ishikawa ve ark. (2013), kusurlu sürekli mıknatıslarla vektör kontrollü SMSM'nin arıza tespitini analiz etmişlerdir. Bu çalışmada motorda kullanılan dört mıknatıstan birinin mıknatıslığı %10, birinin de %20 azaltılmış, sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak d ve q eksenlerindeki indüktanslar ve zincir akılar ölçülmüş sistemin blok diyagramı oluşturulmuştur. Bu metotta mıknatıslığı kaybolmuş mıknatısların arıza tespitinde kullanılabileceği tespit edilmiştir.

Kim ve Ryu (2012), sürekli mıknatıslı motorun yük açısına göre moment karakteristiğini araştırmışlardır. Bu çalışmada ortalama moment ve küçük dalgalanmalı moment açısına göre basit bir metotla ölçülmüştür. Rotordaki sürekli mıknatısların manyetik akısı ile statordaki akımların manyetik akıları arasındaki açı yük açısı olarak kabul edilmiştir. Yapılan çalışmada sürekli mıknatıslı anahtarlı senkron motor kullanılmış sonlu elemanlar metoduyla ortalama ve dalgalı moment eğrileri çıkarılmıştır.

Isfahani ve Vaez-Zadeh (2011), hattan çalıştırılan sürekli mıknatıslı senkron motorun manyetik endüktansının etkileri üzerine çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada

SMSM'nin manyetik endüktansı ile momentini arasındaki ilişki grafiksel olarak çizilmiştir. Farklı manyetik endüktanslı motor performansları sonlu elemanlar metodu kullanılarak incelenmiştir. Hangi çeşit manyetik endüktanslı motorun daha iyi bir senkron çalışma gösterdiği tespit edilmiştir.

Ebrahimi ve Faiz (2012), SMSM'de eksantrik arıza tespiti üzerinde çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada motor mekanik arızalarının %80'nin eksantrik arızalar olduğu ifade edilmiştir. Söz konusu çalışmada yüzey mıknatıslı ve iç mıknatıslı rotor tipine sahip SMSM üzerinde durulmuş, stator akımlarının farklı frekanslardaki tepkileri ölçülmüş, eksantrik hataların frekans değişimine bağlı olarak tespit edilebileceği sonucuna varmışlardır.

Hwang, ve ark. (2012), yüksek verimli dişli sürekli mıknatıslı senkron motorun dizayn edilmesi üzerinde çalışmışlardır. Yapılan bu çalışmada en verimli dişli sistemine sahip 3 kW'lık prototip motor geliştirilmiştir. Üretilen motorun verimi %92 olarak hesaplanmış, gelecekte daha verimli motorlar üretilebileceği ifade edilmiştir.

Xu ve ark. (2014), hava aracı için arıza toleransına sahip yeni bir sürekli mıknatıslı motorun dizayn edilmesi üzerinde çalışmışlar. Yapılan bu çalışmada aynı shaft üzerinde bulunan, on fazlı çift statorlu ve çift rotorlu motor analiz edilmiştir. Faz indüktansları ölçümüne bağlı olarak, motorun kısa devre durumları araştırılmıştır. Sonuçta sistemin arıza toleransı hem elektromanyetik alanın sonlu elemanlarla analizi hem de prototip motorla doğrulanmıştır. Önerilen motorun mükemmel arıza toleransına sahip olduğu sonucuna varılmıştır.

Başka bir çalışmada çift statorlu radyal ve eksenal akılı ferrit mıknatıslı SMSM'nin çekim güçlerinin karşılaştırılması yapılmıştır (Zhao ve ark., 2014). Yapılan bu çalışmada iki statorlu motor üzerinde durulmuştur. Radyal ve Eksenal akılı motorlar karşılaştırılmıştır. İki çekiş gücüne sahip bu motor Toyota prius olarak adlandırılmış ve hybrid motor olarak ticarileştirilmiştir.

Lavrinovicha ve Dirba (2014), relüktans motor ile sürekli mıknatıslı motorların birim hacimdeki momentlerinin karşılaştırılmasını yapmışlardır. Bu çalışmada kullanılan her iki motor için yüzey mıknatıslı rotor seçilmiştir. Neodyum mıknatıslı rotor ve ferrit mıknatıslı rotor performansları araştırılmıştır. Motorun manyetik devresinin ana çapları ve birim başına momentin karşılaştırılması yapılmıştır. Yapılan çalışmada elde edilen bulgulara göre; düşük güçlü sürekli mıknatıslı motorlarda çapların azaltılması çok önemli değişiklikler yaratmaz. NdFeB mıknatıslı rotorun motor gücünü arttırdığı ifade edilmiştir.



Ağırlık boy oranları göz önüne alınmadığı durumlarda relüktans ve sürekli mıknatıslı daha düşük maliyetli ve daha güvenilir sonuçlar alınmıştır.

Cheema ve Fletcher (2013), lineer sürekli mıknatıslı senkron motorun (LSMSM) direkt olarak ve doğru bir şekilde kontrol edilmesi üzerinde çalışmışlardır. Yapılan çalışmada, LSMSM'nin kontrol edilmesinde blok diyagramlar oluşturulmuştur. Burada akı ve moment büyüklükleri motor kontrolünde kullanılmıştır. Ayrıca deneysel olarak da DSP kullanılmış, sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Elektrikli araçlarda kullanılan 18 yarıkli 16 kutuplu sürekli mıknatıslı senkron motorun hız analizini sonlu elemanlar kullanarak yapmışlardır (Rezal ve Ishak, 2012). Burada 360 sargı, faz başına 10 A akım taşıyan, 5.5 kW gücünde, 550 volt gerilim ve ortalama 81 Nm moment üreten bir motor kullanılmıştır. Bu çalışmada, fabrikasyondan önce motor performansının sonlu elemanlarla hesaplanması amaçlanmıştır.

SMSM'nin vektör tabanlı kontrolü üzerinde yapılan bir çalışmada SMSM'nin kontrol edilmesinin maliyetli ve önemli bir problem olduğu vurgulanmıştır (Li ve ark., 2012). Bunun için model bir referans sistemi baz alınmıştır. Sensörlerden yararlanılmış ve simülasyon blok diyagramları oluşturulmuştur.

### **1.1. Tezin Amacı**

Tezde üç fazlı SMSM'nin manyetik analizi yapılacaktır. SMSM'nin 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemiyle manyetik akı yoğunluğu, alan dağılımı ve moment grafikleri elde edilecektir. Daha sonra SMSM'nin, MATLAB programında simülasyonu oluşturulacak ve simülasyon çalıştırılarak motorun ürettiği moment, çektiği akımlar, üretilen zıt emk ve devir sayısının değişimi incelenecektir. Sayısal sinyal işlemci kullanılarak gerçek zamanda deneysel sonuçlar alınacaktır.

## 2. MATERYAL VE METOT

### 2.1. Sürekli Mıknatıslı Makinalar

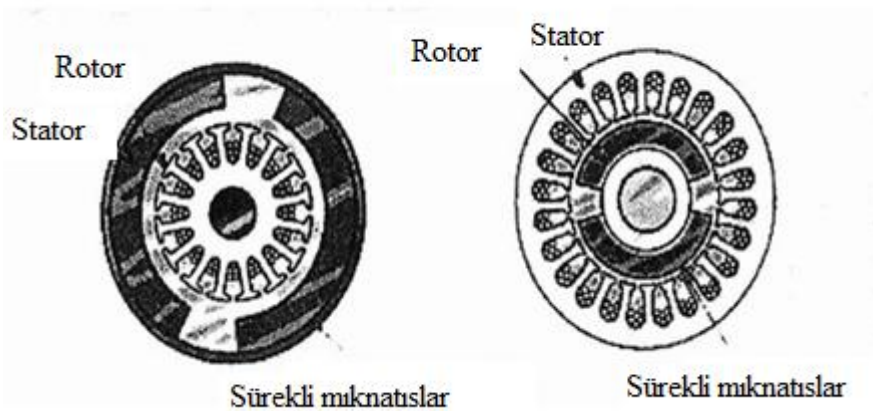
Senkron makinalar ve DA makinalarının çalışma esasları incelendiğinde doğru uyarma alanına ihtiyaç olduğu görülür. Bu nedenle sürekli mıknatıslar bu iki tip makine için oldukça kullanışlıdır. Senkron makinada uyarma alanı sürekli mıknatıslarla yapılan tasarımlar SMSM veya FDAM olarak adlandırılır (Rahman ve Zhou, 1996).

#### 2.1.2. Sürekli Mıknatıslı Motorların Sınıflandırılması

SMSM'ler besleme gerilimine göre AA ve DA SMSM'ler olmak üzere iki gruba ayrılırlar DA sürekli mıknatıslı motorlarda fırça ve kolektör mevcuttur aynı zamanda küçük klasik DA makinalarıdır.

AA akım sürekli mıknatıslı motorlarda fırça kolektör parçaları bulunmaz. Rotora yerleştirilen sabit mıknatıslarla, rotor alanı oluştururlar (Şekil 2.1). Ancak bu motorların stator sargılarının hangisinin enerjileneceği, rotor konum bilgisine bakılarak bulunur.

AA sürekli mıknatıslı motorlar besleme akımlarına göre iki gruba ayrılırlar. Yamuk tip besleme akımıyla çalışanlar FDAM'ları, sinüzoidal besleme akımıyla çalışanlar SMSM'leri oluştururlar.



Şekil 2.1. Sürekli mıknatıslı senkron makinaların yapısı

### **2.1.3. Sürekli Mıknatıslı Makinaların Yapısı**

Mıknatısların kullanılması, çalışma prensibi ve tasarım açısından özellikle doğru akım ve senkron makineler için çok elverişlidir. Doğru akım makinelerinde endüvi ve sürekli mıknatıslı (SM) malzeme, klasik tip DA makinesinde kutup ayaklarında bulunan uyarma sargısı yerine kullanılarak, ihtiyaç duyulan uyarma alanı oluşturabilir. Elde edilen bu tip makine, fırçalı tip sürekli mıknatıslı doğru akım makinesi olarak anılır. Bunun nedeni, endüvi devresinin klasik tip DA makinesi olduğu gibi fırça-kollektör düzeneği üzerinden beslenmesidir.

Benzer şekilde, SM malzeme rotor devresi üzerinde de kullanılabilir. Bunun için, en basit şekilde bir senkron makine yapısı göz önüne getirilmelidir. Bilindiği gibi senkron makinenin rotorunda bir doğru akım sargısı, statorunda ise farklı sayılarda faz sargıları bulunmaktadır. Rotorda SM malzeme kullanımı ile sürekli bir uyarma alanı oluşturulur. Rotor sargısı ortadan kalktığından dolayı, bunun beslenmesi için gereken fırça-kollektör düzeneği ihtiyacı da ortadan kalkacaktır. Bu nedenle bu tip makineler fırçasız tip SM makinalar olarak anılır.

Fırçasız tip SM makinalar, stator sargılarının beslenme şekline göre iki grupta incelenir. Sürekli mıknatıslı senkron motorlar, sabit moment üretimi için sinüsoidal formda stator akımına gereksinim duyar ve sinüsoidal zıt emk'ya sahiptir.

SM doğru akım makinaları ise sabit moment üretimi için dikdörtgen biçiminde stator akımlarına gereksinim duyar ve trapezoidal formda zıt emk'ya sahiptir.

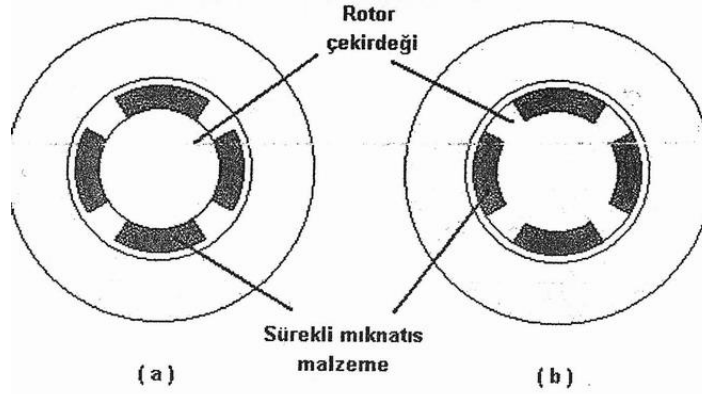
Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım makinalarında oluşacak MMK, sabit hızla dönmez. Ayrıca stator hava, aralığı akısı, SMSM'larda olduğu gibi sinüsoidal değil trapezoidaldir. Bu özellikler SMFDM ile SMSM arasındaki en önemli farklardır.

### **2.1.4. Mıknatıslı Rotor Yapıları**

Tasarım özelliklerine göre mıknatıs malzeme, rotorda yüzeye monte edilebileceği gibi, rotorun içine de farklı yapılarda yerleştirilebilir.

### 2.1.4.1 Rotor Yüzeyinde Mıknatıs Malzeme Yapısı

Bu yapıda, mıknatıs malzeme, yay şeklinde rotor yüzeyine yapıştırılabileceği gibi, rotor yüzeyinde açılan oluklara da yerleştirilebilir (Şekil 2.2). Bu yöntemde iki farklı tip rotor yapısı elde edilebilir.



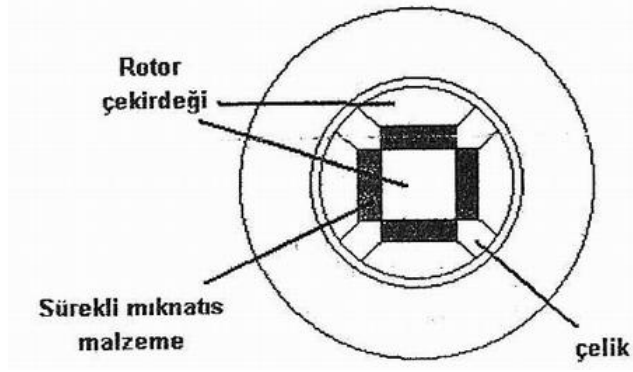
Şekil 2.2. Rotor yüzeyinde mıknatıs malzeme yapısı

İki kutuplu bir rotor yapısı düşünüldüğünde, eğer mıknatıslar rotor yüzeyine çıkıntılı olarak yerleştirilirse ve kullanılacak olan mıknatısın yay uzunluğu 180'den az ise, çıkık kutuplu rotor yapısı oluşturulur. Rotor mıknatıslarının yay uzunluğu 180 ise yuvarlak rotor oluşturulur.

Rotor yüzeyinde mıknatıs malzeme yapısında mıknatısların yerleştirilmesi için epoksi yapıştırıcı kullanılır. Buna bağlı olarak, yüksek hız gerektiren uygulamalarda, savrulmaya karşı dayanımlarının düşük olması nedeniyle bu yapıdaki makinalar tercih edilmez (Yazıcı, 2008).

### 2.1.4.2. Rotora Gömülü Mıknatıs Malzeme Yapısı

Bu yapıda mıknatıs malzeme Şekil 2.3'de görüldüğü gibi rotorun içine yerleştirilir. Bu tip makinaların üretim maliyetlerinin yüksek olmasına karşın, savrulma etkilerine karşı dirençli olmaları nedeniyle yüksek hızlı çalışma koşullarında tercih edilirler.



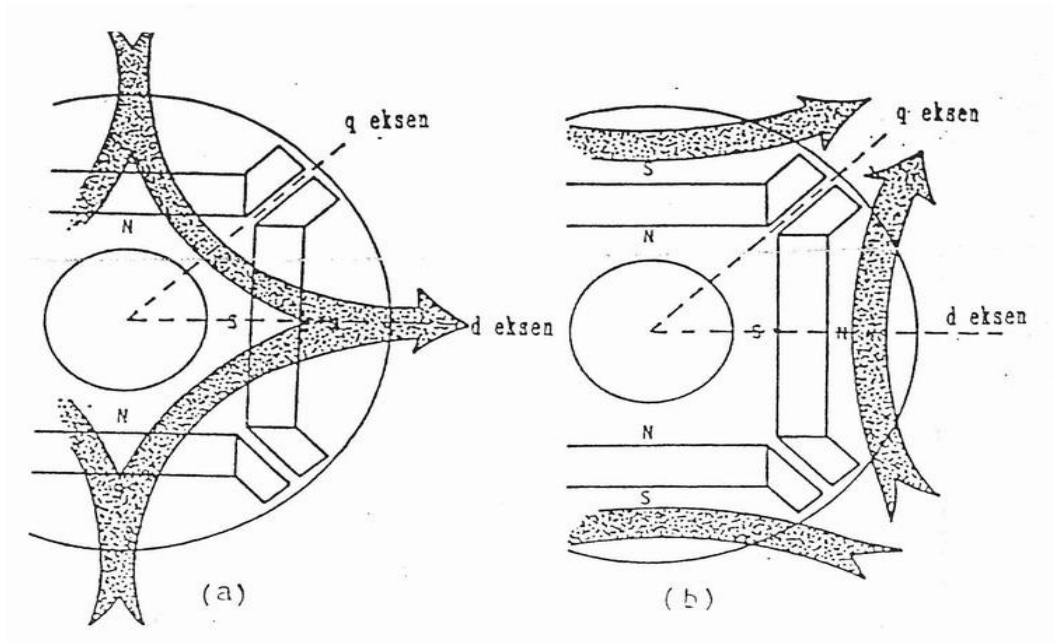
Şekil 2.3. Rotor gömülü mıknatıs malzeme yapısı

Rotor yüzeyinde mıknatıs malzeme yapısına sahip makinalarda nominal hızın en çok 1,5 katına kadar çıkılması mümkündür. Gömülü mıknatıs yapısında ise nominal hızın 2-3 katına kadar çıkılabilir. Rotor yüzeyine yapıştırılmış mıknatıs yapısındaki makinalar fırçasız DA makinalarında, gömülü mıknatıs yapısı ise SM senkron makinalarda bir katı kullanılır (Çınar, 2002).

## 2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinalar

Ferrit mıknatıslar, rotor içine gömülü olarak yerleşmiştir. Makine çıkık kutuplu makine olarak davranış göstermektedir. Makinenin rotorunda 4 kutup vardır. Boyuna eksen (d-ekseni), mıknatısın orta kısmını keser ve enine eksen (q-ekseni) boyun eksen ile  $45^\circ$  mekanik açı yapacak şekildedir.

Şekil 2.4'de görüldüğü gibi, d-eksen manyetik akısı, iki mıknatıs ve iki hava aralığından geçmekte, q-eksen manyetik akısı ise sadece iki hava aralığından geçerek devresini tamamlamaktadır. Mıknatıs malzemenin manyetik geçirgenliğinin, havanın magnetik geçirgenliği ile yaklaşık aynı değerde olmasından dolayı,  $X_d < X_q$  olur.



Şekil 2.4. a) d-Eksen Manyetik Akısı b) q-Eksen Manyetik Akısı

## 2.2.Sürekli Miknatıslı Senkron Makinanın Yapısı

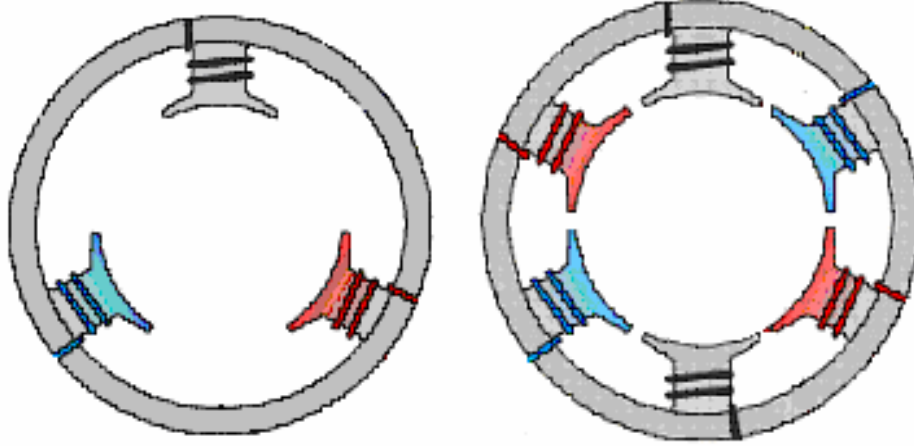
### 2.2.2.1. Stator

SMSM'nin duran kısmıdır. Demir kayıplarını azaltmak için silisli saçlardan yapılmıştır. Saç paketine açılmış oluklara stator sargıları yerleştirilmiştir.

Asenkron motorlarının statorlarıyla benzerlik gösterir. Rotor konum bilgisinde faydalanarak, stator sargılarından hangisinin enerjileneceği belirlenir. Stator sargısı kablo kesitinin büyük seçilmesi, motorun boyutlarının artmasına ve motor gücünün yükseltilmesine sebep olur. Stator sargılarının sarıldığı oluk sayısı, çift kutup sayısının 3 katına eşittir. İki ve dört kutuplu stator yapıları şekil 2.5'de görülmektedir.

### 2.2.1.2. Rotor

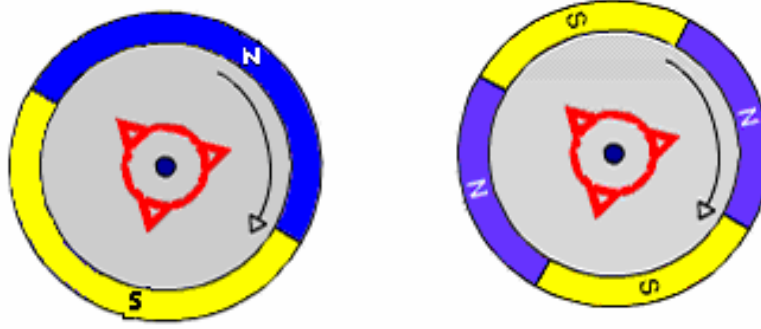
Sabit miknatıstan oluşan rotor, SMSM'nin hareketli kısmıdır. Sürtünme kayıpları azdır. Yapısında kullanılan miknatıslar samaryum, galyum, AlNiCo ve ferrit'ten biri olur. Kullanılan bu malzemeler pahalıdır ve zamanla özelliklerini kaybedebilirler. Şekil 2.6'da iki ve dört kutuplu rotor yapısı görülmektedir.



a) 2 kutuplu stator

b) 4 kutuplu stator

Şekil 2.5. Farklı kutuplu stator yapıları



a) 2 Kutuplu Rotor

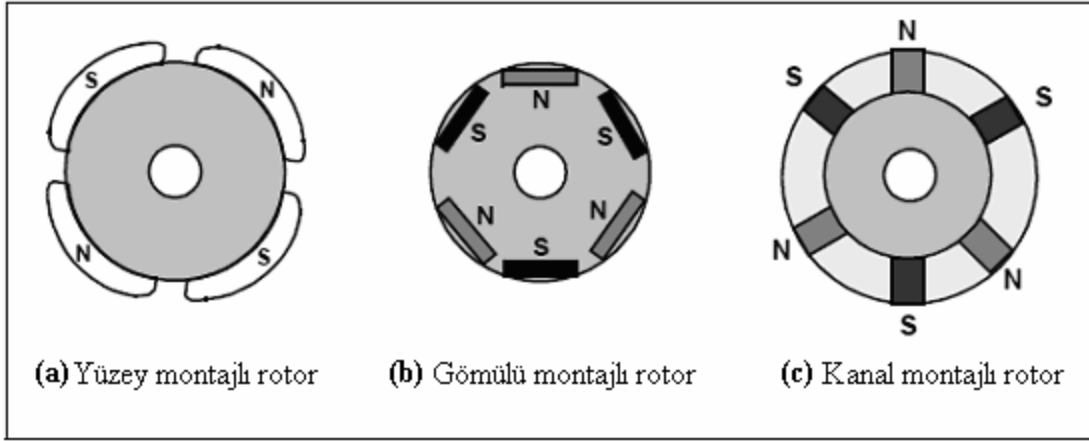
b) 4 Kutuplu Rotor

Şekil 2.6. İki ve dört kutuplu rotor yapısı

### 2.2.1.3. Rotor Çeşitleri

SMSM'lerde kullanılan sabit mıknatısların rotor üzerine farklı şekillerde yerleştirilirler. Bu mıknatıslar geometrik olarak bir daire dilimi veya dikdörtgenel yapıya benzer. Rotorunda kullanılan kutup sayısı arttıkça motor hızı düşer. Bitişik olan kutuplar, stator sargılarıyla karşılıklı olarak rotor yüzeyine yapıştırılırlar.

SMSM'ler Şekil 2.7'de görüldüğü gibi, mıknatısların rotor üzerine yerleştirilme şekline göre üçe ayrılırlar. Bunlar; sabit mıknatısları rotor yüzeyine monte edilmiş motorlar (Şekil 2.7.a), dikdörtgen kesitli sabit mıknatısları rotor içerisine gömülü monte edilen motorlar (Şekil 2.7.b) ve Şekil 2.7.c'de olduğu gibi dikdörtgen kesitli sabit mıknatısları rotor kanallarına yerleştirilen motorlardır (Yedemale, 2003).



Şekil 2.7. Fırçasız doğru akım motorlarının rotor çeşitleri

Şekil 2.7 (a)'da görüldüğü gibi, sabit mıknatısları rotor yüzeyine monte edilmiş motorlarda her bir mıknatıs, rotorun yüzeyine yerleştirilmiştir. Bu tip motorları tasarlamak kolaydır. Ancak bu motorların yüksek hızlara çıkarılması durumunda, yüzeyde bulunan mıknatısların parçalanma ihtimali ortaya çıkar. Bu motorlarda etkin hava boşluğu rotor pozisyonu ile değiştiği için farklı endüktans değerleri elde edilmektedir.

Şekil 2.7 (b)'de görüldüğü gibi, rotor nüvesinin iç tarafına yerleştirilen sabit mıknatıslar, dikdörtgen kesitlidirler.

Şekil 2.7 (c) rotor tiplerinin en iyi özellikleri sağlanmak amacıyla oluşturulmuş yapıdır. Burada görüldüğü gibi dikdörtgen kesitli sabit mıknatıslar rotor kanallarına monte edilmiştir. Yüksek hızlarda çalışan motorlarda tercih edilirler. Kullanımı yüzey mıknatıslı motorlar kadar yaygın değildir. Rotor pozisyonu ile hava aralığı çok değişmediği için endüktans değişimleri çok azdır

#### 2.2.1.4. İç ve Dış Rotorlu Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar

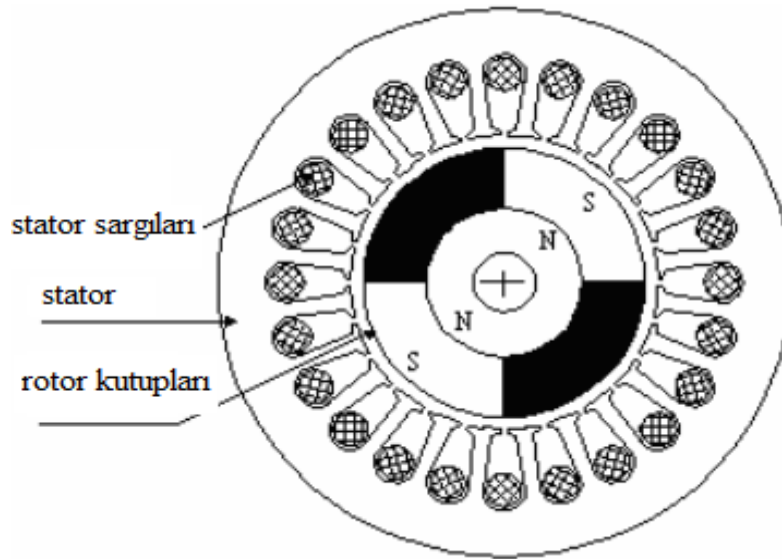
Sürekli mıknatıslı senkron motorları yapılarında bulunan rotorun, iç tarafta yada dış tarafta bulunmasına göre iki tipte yapılırlar. İç rotorlu olanlar yapı olarak asenkron motorlarla benzer özellikler gösterirler. Bu yapının en önemli özelliği, atalet momentlerinin yüksek olmasıdır. Bu da eylemsizlik momentlerini düşük olmasına neden olmaktadır. İç rotorlu yapıda yüksek hızlara ulaşıldığında, mıknatıslar yerlerinden çıkabilirler. Bu olumsuz durumun önüne geçebilmek amacıyla, rotorlar yüksek elektrikli dirence sahip metal şeritlerle sarılır.



İç rotorlu Sürekli mıknatıslı senkron motorları, genellikle endüstride servomotor ve kompresör uygulamalarında, özelliklede CNC tezgahlarında yüksek performanslı ana motor olarak kullanılırlar (Hemati, 1992). Şekil 2.8’te uygulamada sıkça karşılaşılan bir yapı görülmektedir.

Bunu önlemek için rotorlar, yüksek elektriksel dirençli metal şeritler ile sarılırlar. Bir diğer olumsuz yanı ise, her ne kadar iç rotorlu yapıda statorun soğuması daha kolay olsa da dış rotorlu yapıda statorun seri üretimde sarılması ve işlenmesi daha kolay ve maliyeti daha azdır.

Rotoru dışta olan sürekli mıknatıslı senkron motorlarda kullanılan statorların seri üretimleri kolaydır ve maliyetleri düşüktür. SMSM’lerde daha çok bu yapı tercih edilir. Mıknatısları taşıyan rotor dıştadır ve serbest olarak döner. İç rotorlu yapıda karşılaşılan yüksek hızlarda mıknatısların yerinden çıkma problemi ortadan kalkar. Ancak mıknatısların kırılma durumu ortaya çıkabilir.



Şekil 2.8. İç rotorlu SMSM'nin mekanik yapısı

Dış rotorlu yapıda karşılaşılan bir diğer problem, rotordaki dengesizliğin etkisidir. Rotordaki küçük çapsal dengesizlikler, anma hızlarında bile, iç rotorlu yapıya göre nispeten büyük olan eylemsizliğin etkisi ile titreşimlere neden olur. Bu yapıdaki motorlar, yüksek eylemsizliklerinden dolayı ani yük değişimlerinde hız sabitliğini koruma özelliğine sahiptir (Aydoğdu, 2006).

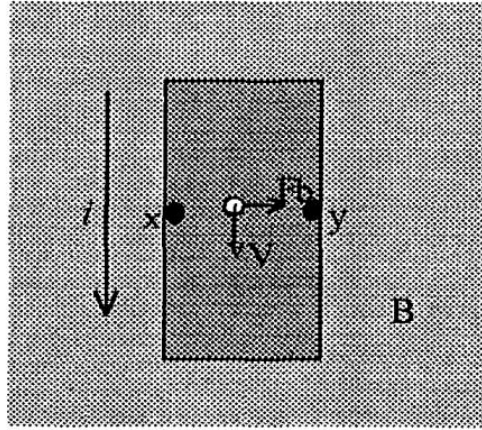
### 2.2.2. Konum Sensörü

SMSM'nin düzgün çalışabilmesi için, rotor konum bilgisini algılayan sensörler ihtiyaç vardır. Bu amaçla çeşitli elemanlar kullanılır. En yaygın olanları:

- Hall effect sensörü
- Sıfır geçiş dedektörü
- Encoder

### 2.2.3. Hall Olayı

Hall olayı, 1879 yılında Amerikan araştırmacı E. H. Hall tarafından bulunmuştur. İçinden  $i$  akımı geçen bakır bir tabakanın, yüzeyini  $B$  manyetik alana dik gelecek şekilde yerleştirdiğimizde plakaya  $F_b$  saptırıcı kuvveti uygulanacaktır. Bu saptırıcı kuvvet plaka üzerinde her bir yüke uygulanan kuvvetlerin bileşkesidir. Bu plaka uçlarında bir potansiyel farkı meydana getirir. Şekil 2.9'da manyetik alan içerisine bırakılan bir metalde, potansiyel farkın oluşması gösterilmektedir.

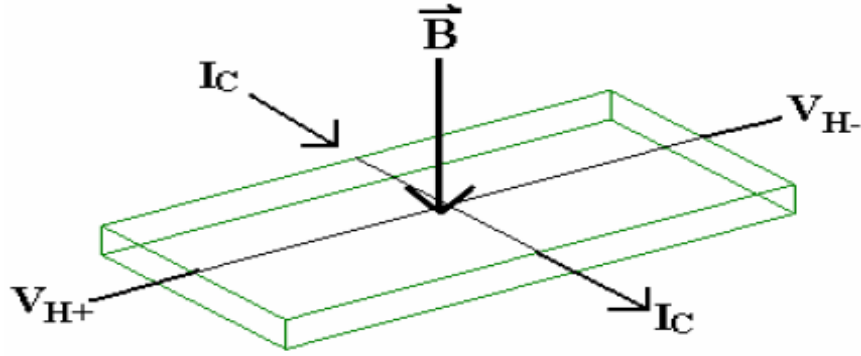


Şekil 2.9. Elektrik alan içerisine bırakılan bir metalde potansiyel farkın oluşması

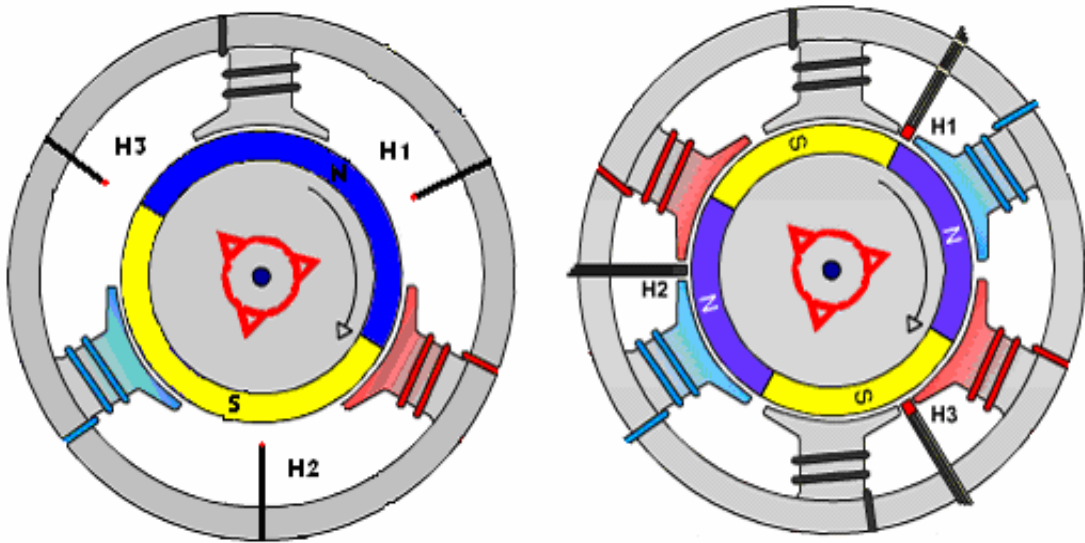
Şekilde  $x$ - $y$  noktaları arasında meydana gelen potansiyel farkı ile bir güç yarıiletkeni tetiklenebilir. Hall olayı yarıiletken malzemeler ile iletken malzemelerde kullanılmaktadır.

## 2.2.4. Hall effect sensörü

Rotor konumunu belirlemek için rotorda bulunan sabit mıknatıslardan faydalanılır. Bu şekilde yapılan sensörler, rotorun dönmesiyle rotordaki sabit mıknatısların konumunu belirler. Aralarında 120 faz farkı olan üç adet sensör manyetik alan etkisiyle aktif olur. Hall effect sensörünün yapısı Şekil 2.10’da gösterilmiştir. Şekil 2.10’daki gibi yarı iletken malzemelerden  $I_c$  akımı geçirildiğinde, manyetik alan bu malzemeye dik bir şekilde geldiği durumda, malzemede  $V$  gerilimi oluşur. Bunlar, Şekil 2.11’de görüldüğü gibi, statora monte edilir. Kutup sayısına göre, hall effect sensörlerinin yeri de değişir. Hall effect sensörünün iki ve dört kutuplu motordaki konumları Şekil 2.11’de gösterilmektedir.



Şekil 2.10. Hall Effect sensörünün yapısı



a) 2 Kutuplu Motor

b) 4 Kutuplu Motor

Şekil 2.11. Çeşitli rotor yapıları ve hall sensörü

### **2.2.5. Sıfır Geçis Dedektörü**

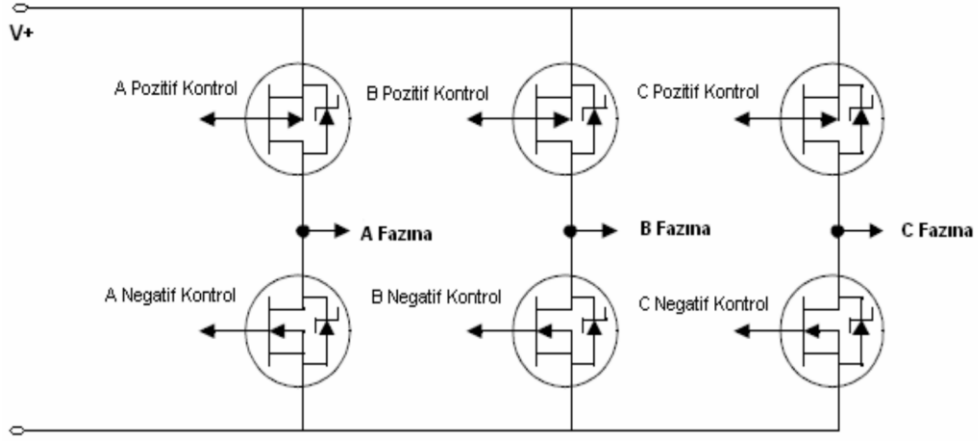
Motorun hareket eden parçalarına bağlı olmaması ve hareketli parçaların bulunmaması, bu dedektörün avantajlarındanır. Sıfır geçiş dedektörü, stator sargılarında indüklenen zıt EMK' e göre, rotorun konumunu belirlememizi sağlar. Motorun sürücüsüne bağlı olarak kullanılan bu sensörde, faz sargılarına uygulanan gerilimin, besleme geriliminin yarısıyla karşılaştırılarak rotor konumu elde edilebilir. Bu yöntemin tek dezavantajı, yüksek frekanslı osilasyonların görülmesidir.

### **2.2.6. Encoder**

Rotor konumunu, açısal olarak hassas bir şekilde ölçmemize yarayan konum sensörüdür. Bu sensör, rotora bağlı bir disk, bu diskin bir tarafında led, diğer tarafında foto diyot veya fototransistörden oluşur. Karmaşık yapısı ve pahalı olmasından dolayı, hassas uygulamalar dışında kullanımı ekonomik değildir.

### **2.2.7. Sürücü Sistemleri**

Motorun performansını etkileyen en önemli eleman, sürücüdür. Sürücünün performansı da işlemci ve anahtarlara bağlıdır. Sürücüler, rotor konum bilgisine göre, stator sargılarından geçen akımın yönünü değiştirerek rotorun dönmesini sağlar. İşlemci, kendi çıkısına bağlı olan 6 adet anahtara, bu sensörlerden aldığı bilgiye göre, açma ve kapama sinyali gönderir. Bu anahtarlar, rotorun konumuna göre sırasıyla tetiklenir. Sürücünün tetiklenmesini sağlayan işlemci, rotora bağlı bir konum sensöründen aldığı bilgiye göre 1. faza pozitif gerilim, 2. faza negatif gerilim uygular ve üçüncüsüne ise herhangi bir gerilim uygulamaz. Uygulanan bu gerilim, sistematik olarak her faz için ayrı ayrı uygulanır. Böylelikle işlemci, yarı iletken anahtar ve konum sensöründen oluşan sürücü devresiyle, motorda dönme momenti oluşturur. Anahtar olarak MOSFET'lerin kullanıldığı bir sürücü devresi Şekil 2.12'de gösterilmektedir.



**Şekil 2.12.** MOSFET' lerle yapılmış sürücü devresi

Sürücü sistemlerinde kullanılan, en önemli devre elemanı anahtarlardır. Bu anahtarların; anahtarlama hızı, anahtarlama kayıpları, iletim kayıpları gibi özellikleri göz önünde bulundurularak seçim yapılır. Genelde kullanılan anahtar MOSFET'tir. Ancak, MOSFET'ler dışında, yarı iletken malzemeden yapılan anahtarlar da (tristör, transistör ve IGBT gibi) kullanılabilir (Yazıcı, 2008).

## 2.3. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorunda Kullanılan Mıknatıs Yapıları

### 2.3.1. Mıknatısların Tarihsel Gelişimi

Mıknatıslar SMSM yapısında önemli görevler üstlenirler. Özellikle rotor kısmında kullanıldıkları için bu malzemelerin özellikleri bilinmelidir.

Tabiatta bulunan bazı maddeler demir ve çelik parçalarını çekme özelliği gösterirler. Bu özellik magnetizma ve magnetik etki olarak isimlendirilir. Dünyanın bazı bölgelerinde bulunan ve mıknatıs taşı denenen demir filizinde ( $Fe_3O_4$ ) magnetik özellik kuvvetli bir şekilde görülür Magnetik özellik demir, çelik, nikel, kobalt gibi madenlerde ve AlNiCo, örstit, platin-kobalt gibi alaşımlarda da kuvvetli bir şekilde görülmektedir. Magnetizma iki önemli tesiriyle tanınır. Bu etkiler:

- 1) Magnetik kuvvet etkisi
- 2) Magnetik endüksiyon etkisidir.

Magnetizma özelliği gösteren cisimlere mıknatıs denir. Magnetizmanın yukarıda sözü edilen iki etkisinden pratikte çok faydalanılır. Mıknatıslar şu şekilde sınıflandırılabilir:

A) Mıknatıslık özelliğini saklama süresine göre,

1- Geçici mıknatıslar

2- Sürekli mıknatıslar

B) Mıknatıslık özelliğini kazanma şekline göre,

1- Yapay mıknatıslar

2- Doğal mıknatıslar

C) Biçimine göre,

1- Dairesel biçimli

2- Çubuk biçiminde

3- İbre biçiminde

Yapay mıknatıslar bazı işlemlerden geçirilerek elde edilirler. Doğal mıknatıslar ise tabiatta bu özelliği sahip halde bulunurlar. Ancak doğal mıknatısların itme ya da çekme güçleri azdır. Demir veya çelik bir çubuğu bir mıknatısa yaklaştırmak veya sürtmek sonucunda ya da üzerine sarılmış bir bobinden akım geçirerek suni (elektromıknatıs) mıknatıs elde edilebilir. Mıknatıslanan madde, bu özelliğini ya kısa sürede kaybeder veya çok uzun süre muhafaza eder. Kısa sürede mıknatıslık özelliğini kaybedenler geçici mıknatıs, uzun süre muhafaza edenler de sürekli mıknatıs olarak isimlendirilirler.

Sürekli mıknatısların gelişimi ve 20. yy'da başlamakla birlikte. Mıknatısların gelişimi dört yüzyıl öncesine dayanır. O yıllarda insanlar doğal ve yapay mıknatıslarla ilgilenmeye başlamışlardır. Mıknatıs ilk olarak Thesally denen yerde demir filizleri şeklinde doğal olarak bulunmuştur. MÖ 100-200 yıllarında Yunan Filozofları tarafından da mıknatıslardan söz edilmiştir. İlk yapay mıknatıs, demir iğneler mıknatıs taşına dokundurularak veya mıknatıs alanının etkisinde bırakılarak elde edilmiştir

Mıknatıslar ilk olarak pusula yapımında kullanılmaya başlanmıştır. İyi bir çelik mıknatısın MS 500'lü yıllarda Çin'de elde edilen kaynaklardan öğrenmekteyiz. William Gilbert mıknatıslarla ilgili ilk makaleyi 1600'lü yıllarda yazmıştır. Gilbert'e göre demir ve çeliğe üç yolla mıknatıslık kazandırılabilir:

1) Kızgın bir demir çubuğun soğutulması esnasında dünyanın manyetik alanından etkilenmesiyle,

2) Kuzey-güney doğrultusundaki bir demir parçasını dövmekle veya demir parçasını kuzey- güney doğrultusunda çekerek,

3) Mıknatıs taşına dokundurma yoluyla.

Sturgeon'ın 1825 yılında elektromagnetizmayı bulmasıyla, magnetizma ile ilgili deneyler yapılmıştır. Bazı işçiler magnetik olmayan pirincin dövülerek ve sürtünme ile magnetikleştiğini rapor etmişlerdir. Daha sonra magnetik olmayan altın, gümüş ve bakırın çinko alaşımlarının magnetik olduğu belirlenmiştir. Böylece alaşımların magnetik olmasına, alaşıma katılan maddelerin özelliklerinin değil, alaşımın özelliğinin etki ettiği kararına varılmıştır. Bu düşünce manyetizmanın gelişmesinin temeli olmuştur. Sonuç olarak 1867 yılında Alman bilim insanları, magnetik alaşımlarda kullanılan maddelerin magnetik olmayabileceği sonucuna varmışlardır. Japonlar, 1917 yılında kobalt çelik alaşımını bulmuşlardır. Yine aynı ülkede Kato ve Takei tarafından oksit tozlarından değişik bir mıknatıs olan ferritler yapılmıştır.

Günümüzde mıknatıslanmada kullanılan teknikler, eski mıknatıslanma tekniklerinden çok farklıdır. Eskiden mıknatıslandırma için enerjinin nasıl verildiği pek önemsenmezdi. Sonuçta bir şekilde mıknatıslanma sağlanıyordu. Günümüz koşullarında mıknatıslanacak malzemenin tüm özelliklerinin, mıknatıslanma için kullanılacak enerjinin veriliş şeklinin bilinmesi gerekir.

### **2.3.2. Sabit Mıknatıs Malzemelerin Elektrik Makinalarında Kullanımı**

Fırçasız tip SM makinaların yapısı, klasik senkron makinaya çok benzer. Yapısal farkı, rotorunda doğru akım sargısı yerine sürekli mıknatıs malzeme bulunmasıdır. Fırçalı tip SM makinaların yapısı ise doğru akım makinalarına benzerlik gösterir. SM makinaların hız-moment karakteristikleri şönt uyarmalı doğru akım makinasının hız moment karakteristikğine benzer. Bilindiği gibi, şönt uyarmalı doğru akım makinasında uyarma sargısı doğrudan gerilim kaynağının uçlarına bağlıdır. Dolayısıyla sabit besleme geriliminde makinada üretilecek uyarma akısı da sabit olmaktadır. SM makinanın, doğru akım ve senkron makinalara olan bu benzer özellikleri nedeniyle önce bu iki tip makina hakkında kısa bilgi verilecek, daha sonra ise SM malzemelerin bu makinalara ne şekillerde uygulanabileceği açıklanmaktadır.

Sabit (Kalıcı) Mıknatıslı (SM) makinalar, yapıları ve kontrol yöntemleri ile bir bütün olarak düşünüldüğünde gerek sargı tip doğru akım makinalarıyla gerekse senkron makinalarla benzer yönleri olduğu görülür.

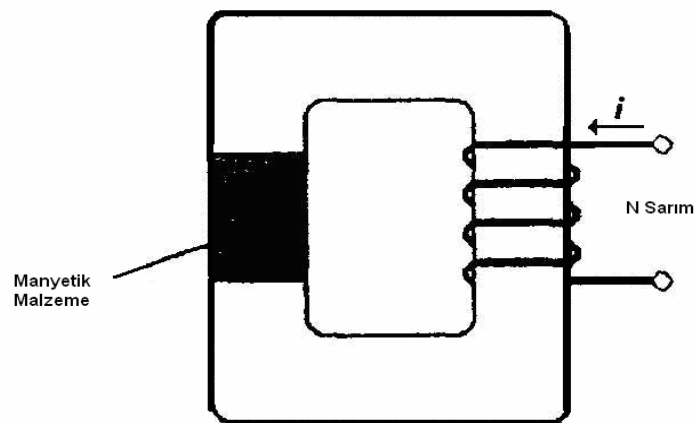
Genellikle SMSM'lerde bir veya daha fazla mıknatıstan meydana gelen, sürekli mıknatıslı rotorlar kullanılır. Rotor mıknatıslarının sayısı ve şekli rotor fazlarına oranla çok değişken ve çeşitlidir. Daha çok mıknatıs kutbu kullanmak, daha fazla moment üretilmesine olanak verir. Ancak uygulamada ekonomik olması da göz önüne alınarak az sayıda mıknatıs kutbu olan motorlar imal edilmektedir.

### 2.3.3. Malzemelere Mıknatıslık Kazandırılması

Tüm ferromanyetik malzemeler yapısal olarak manyetik bölgelerden oluşurlar. Bu bölgeler gelişigüzel mıknatısiyete sahiptir. Harici bir alan uygulanmadığı sürece dışarıya karşı herhangi bir manyetik kuvvet etkileri yoktur. Çünkü her bir bölgeye ait mıknatısların birbirlerin olan etkileri toplamda nötrdür.

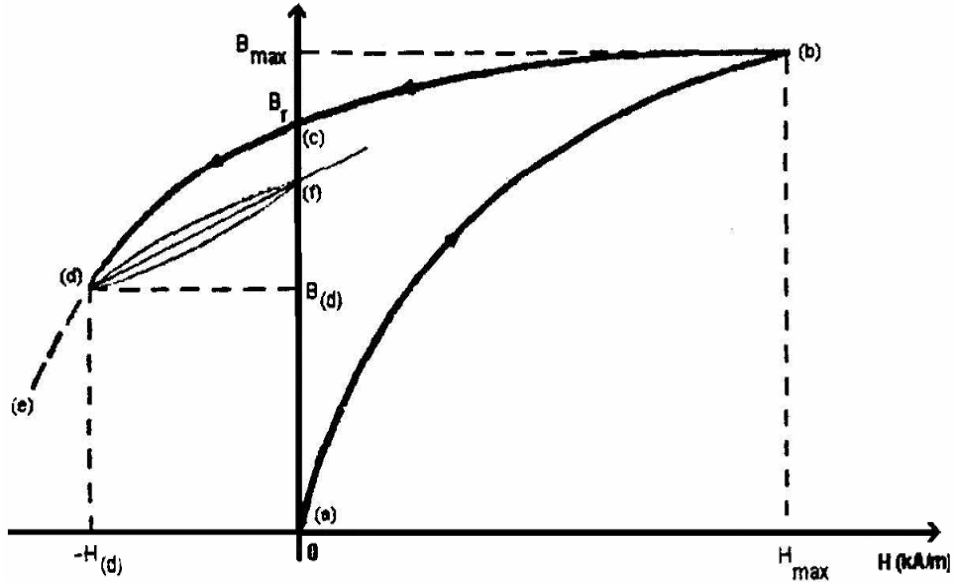
Malzemenin mıknatıslanması sırasında uygulanan dış manyetik alan doğrultusunda bazı bölgelerin mıknatısiyetleri kuvvetlenip bazılarınınki zayıflayacak ve doyma bölgesine geldiğinde malzeme tek bir yönde mıknatısiyete sahip olarak kalacaktır.

Tüm ferromanyetik malzemeler yapısal olarak manyetik bölgelerden oluşurlar.



Şekil 2.13. Manyetik devre





Şekil 2.14. Sürekli mıknatısların seçimi

Mıknatıslanma ferromanyetik malzemelerde kalıcı değildir. Uygulanan manyetik alanı kaldırdığımızda, yumuşak malzemelerin mıknatıslığında azalmalar olduğu görülür. Birçok çelik türünde ise mıknatıslanma yıllarca önemli bir değişikliğe uğramadan kalabilir.

Şekil 2.13'deki manyetik devre histeresis eğrisini oluşturmak için kullanılır. Bu devrede akım sıfırdan başlanarak arttırılır. Şekil 2.14'deki histeresis eğrisi (a)'dan başlayarak (b) noktasına kadar yükselir. Bu nokta doyum noktasıdır ve mıknatıslanmada yükselme olmaz. Bu noktadan itibaren akım kademeli azaltılırsa, eğri (c) noktasına kadar düşer. Burada malzemeyi mıknatıslayacak alan sıfır olduğu halde mıknatıslanma azda olsa devam eder. Çünkü artık bir manyetik akı mevcuttur. (c) noktasından itibaren akım ters yönde manyetik devreden geçirilirse eğri ikinci bölgeye geçer. Önce (d) ye gelen eğri akımın biraz daha arttırılmasıyla sıfıra gelir. Böylece histeresis döngüsü tamamlanır. Şekle dikkat edilirse yükselen ve düşen eğrilerin çakışmadığı farklı yollar izlediği görülmektedir.

### 2.3.4. Mıknatıs Çeşitleri

Sürekli mıknatıslar, kullanılan teknolojiye ve kimyasal bileşimlerine göre çeşitli şekillerde üretilirler ve özelliklerini uzun süre korurlar.

Mıknatıslar yapıldıkları malzemelere göre çeşitli gruplara ayrılırlar:

- 1- Seramik (stronsiyum ve baryum) mıknatısları
- 2- AlNiCo(Alüminyum-Nikel-Kobalt) mıknatısları

- 3- SmCo(Samaryum-Kobalt) mıknatısları
- 4- NdFeB (Neodmyum-Demir-Bor) mıknatısları

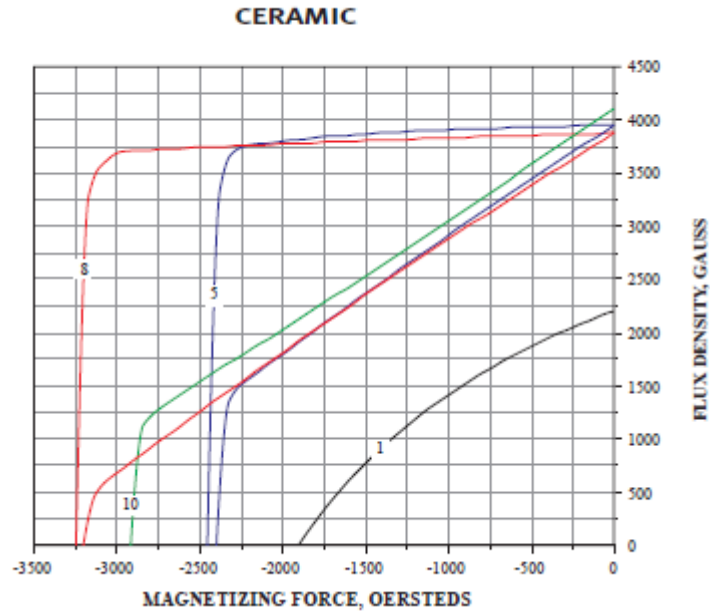
### 2.3.4.1. Seramik Mıknatıslar

Sert ve kırılğan bir yapıya sahiptirler. İlk olarak 1950'li yıllarda kullanılmaya başlanılmıştır. Bu mıknatıslar baryum veya stronsiyum demir tuzu oksitleri olarak isimlendirilirler. AlNiCo mıknatıslara göre yüksek akı yoğunluğuna, oksidasyon direncine ve yüksek koersif kuvvete sahiptirler.

Koersitif kuvvetleri ve düşük maliyetleri nedeniyle sürekli mıknatıslı motorlarda kullanımı yaygındır; 250 °C sıcaklığa kadar dayanıklıdır. Tablo 2.1'de Seramik mıknatıs sınıfında yer alan bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri verilmiştir. Şekil 2.8'de seramik mıknatısların B-H eğrileri gösterilmektedir.

**Tablo 2.1.** Seramik mıknatısların bazı özellikleri (Anonim, 1995).

Material & Grade	B <sub>r</sub> (Gauss)	H <sub>c</sub> (Oersted)	H <sub>ci</sub> (Oersted)	BH <sub>max</sub> MGOe	Recoil Perm.	Slope @ BH <sub>max</sub>	Curie Temp(°C)	*Max. Op. Temp (°C)	Temp. Coeff. ΔB <sub>r</sub> /B <sub>r</sub> /° (C%)	Density (Lb/in <sup>3</sup> )	Rel. Cost by Wt.
Ceramic											
1	2,200	1,900	3,250	1.1	1.15	1.2	450	300	-0.18	0.180	2
5	3,950	2,400	2,450	3.6	1.06	1.1	450	300	-0.20	0.180	3
8	3,900	3,200	3,250	3.5	1.06	1.0	450	300	-0.20	0.180	4
10	4,200	2,950	3,050	4.2	1.06	1.1	450	300	-0.20	0.180	8



Şekil 2.15. Seramik mıknatısların B-H eğrileri

### 2.3.4.2. AlNiCo Mıknatıslar

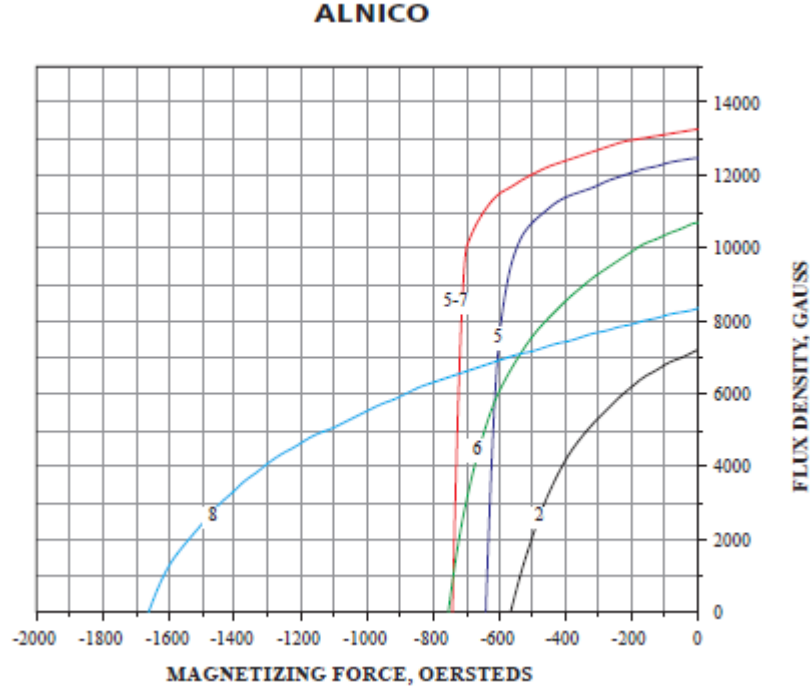
Temel bileşenleri alüminyum, nikel, kobalt ve demir alaşımlarından oluşur. Sert ve kırılğan yapıları nedeniyle bir kez işlenebilirler. 1910 yıllarda geliştirilmiş olan ilk ticari mıknatıslardır.

Düşük koersiteye sahiptirler. Dış mağnetik alanlardan kolayca etkilenirler. Bu da özellikle sabit akım gerektiren uygulamalarda kullanılmasını sınırlamıştır. Çok yüksek sıcaklıklarda çalışabilirler (+500 °C) Tablo 2.2’de AlNiCo mıknatıslar ve özellikleri verilmiştir.

Şekil 2.16’da AlNiCo mıknatısların B-H eğrisi her bir sınıf için verilmiştir.

**Tablo 2.2.** AlNiCo mıknatıs sınıfındaki mıknatıslar ve özellikleri (Anonim, 1995).

Material & Grade	$B_r$ (Gauss)	$H_c$ (Oersted)	$H_{ci}$ (Oersted)	$BH_{max}$ MGOe	Recoil Perm.	Slope @ $BH_{max}$	Curie Temp (°C)	*Max. Op. Temp (°C)	Temp. Coeff. $\Delta B_r/B_r/^\circ$ (C%)	Density (Lb/in <sup>3</sup> )	Rel. Cost by Wt.
<b>Alnico</b>											
5 Cast	12,500	640	640	5.5	3.70	18.0	860	540	-0.013	0.265	15
5-7 Cast	13,500	740	740	7.5	3.60	16.0	860	540	-0.013	0.265	30
6 Cast	10,500	780	800	3.9	2.40	7.0	860	540	-0.013	0.265	20
8 Cast	8,300	1,650	1,650	5.5	2.00	5.0	860	540	-0.013	0.265	18
2 Sintered	6,600	550	550	1.4	5.60	12.3	810	540	-0.015	0.247	8
5 Sintered	10,800	600	600	3.8	5.20	18.4	860	540	-0.007	0.253	10
8 Sintered	7,000	1,900	1,900	5.0	1.90	5.0	860	540	-0.013	0.253	10



**Şekil 2.16.** AlNiCo mıknatısların B-H eğrileri

### 2.3.4.3. Samaryum Kobalt Mıknatıslar

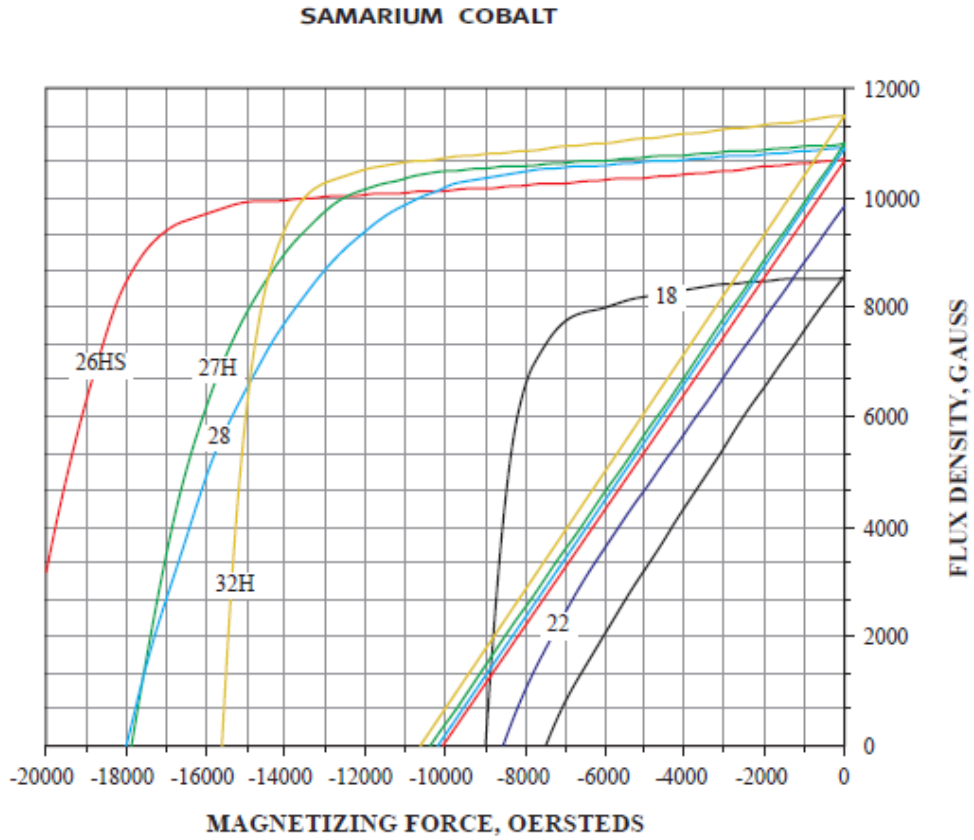
Bin dokuz yüz altmışlı yıllarda keşfedilen samaryum kobalt mıknatıslar. Sürekli mıknatıslı makinaların geliştirilmesine büyük katkı sunmuşlardır. Nadir toprak elemanı sürekli mıknatıslardır.

AlNiCo mıknatıslar gibi düşük sıcaklık sabitine sahiptirler. Samaryum ve kobaltın dünyada az bulunması nedeniyle maliyetleri yüksektir. Kolayca kırılabilme özellikleri vardır (Tablo 2.3). Şekil verilirken özel metodlar kullanılır.

Yüksek koersivite ve büyük akı yoğunluğu  $B_r$  değeri gösterirler. Demagnetizasyon direnci yüksektir. Manyetik özellik olarak en iyi mıknatıslardır. Şekil 2.17’de samaryum kobalt sınıfı mıknatısların B-H eğrileri verilmiştir.

**Tablo 2.3.** Samaryum kobalt sınıfı mıknatısların bazı özellikleri (Anonim, 1995).

Material & Grade	B <sub>r</sub> (Gauss)	H <sub>c</sub> (Oersted)	H <sub>ci</sub> (Oersted)	BH <sub>max</sub> MGOe	Recoil Perm.	Slope @ BH <sub>max</sub>	Curie Temp(°C)	*Max. Op. Temp (°C)	Temp. Coeff. ΔB <sub>r</sub> /B <sub>r</sub> /°C (%)	Density (Lb/in <sup>3</sup> )	Rel. Cost by Wt.
<b>SmCo</b>											
B15S	7,950	6,100	10,500	14	1.05	1.1	720	150	-0.04	0.253	90
18	8,600	7,200	9,000	18	1.08	1.0	775	250	-0.04	0.300	100
22	9,850	8,750	12,000	22	1.02	1.0	820	250	-0.03	0.303	110
26	10,500	9,200	10,000	26	1.08	1.0	825	350	-0.03	0.303	120
26H	10,600	9,250	11,500	27	1.02	1.0	820	350	-0.03	0.303	120
26HS	10,600	9,800	18,000	27	1.02	1.0	820	380	-0.03	0.303	130
27H	11,000	10,300	26,000	28	1.10	1.0	820	350	-0.03	0.303	130
28	10,700	10,300	18,000	28	1.05	1.0	820	350	-0.03	0.303	130
32H	11,600	9,500	14,000	31	1.02	1.1	820	350	-0.03	0.303	140



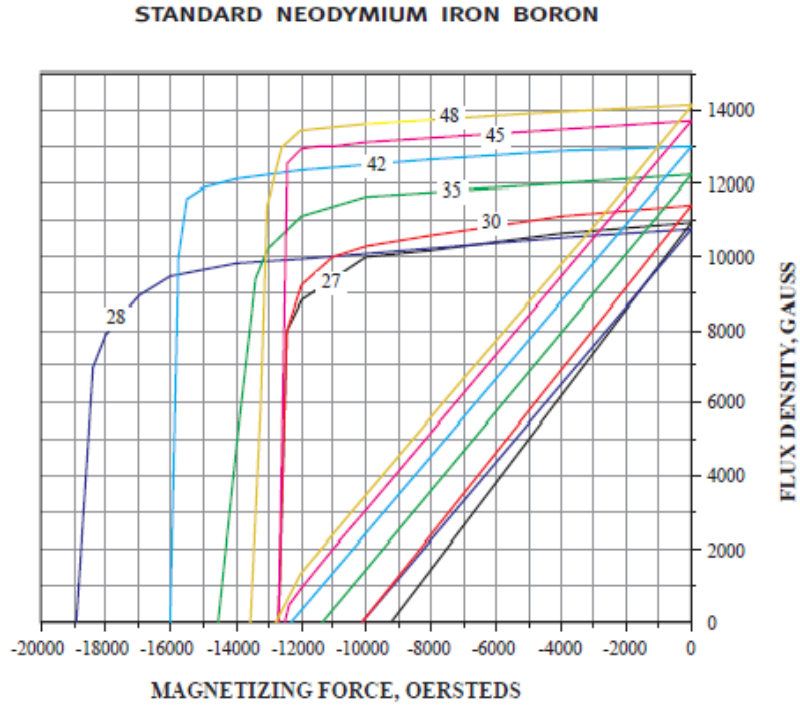
**Şekil 2.17.** Samaryum kobalt mıknatısları sınıfına giren bazı mıknatısların B-H eğrileri

#### 2.3.4.4. NdFeB Mıknatıslar

Bu mıknatıslar, 1980’lerde keşfedilmişlerdir; 180 °C’nin üzerindeki sıcaklıklarda manyetik performansları hızlı bir şekilde düşer (Yazıcı, 2008).

Nadir toprak sürekli mıknatıslardaki en son gelişim Neodmyum-Demir-Bor alaşımlarıdır. Ucuz olmalarının yanı sıra, samaryum kobalt mıknatıslarla

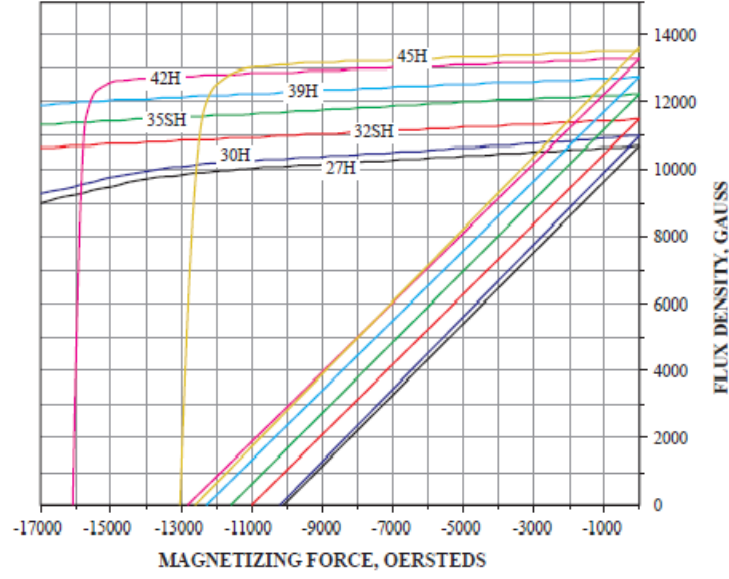
karşılaştırılabilecek kadar teknik özelliğe sahiptirler. NdFeB mıknatıslar bu gün bilinen en yüksek güç yoğunluğuna sahip, elektrik makinalarında kullanılan mıknatıslardır (Öksüztepe, 2008). Şekil 2.18 ve Şekil 2.19’da standart ve yüksek koersif NdFeB sınıfına ait mıknatısların B-H eğrileri verilmiştir.



Şekil 2.18. Standart NdFeB sınıfına ait mıknatısların B-H eğrileri (Anonim, 1995).

Tablo 2.4’de bu mıknatıs sınıfına ait bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri verilmiştir.

### HIGH COERCIVITY NEODYMIUM IRON BORON



Şekil 2.19. Yüksek koersif güçlü NdFeB sınıfına ait mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri

Tablo 2.4. NdFeB sınıfına ait bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri (Anonim, 1995).

Material & Grade	$B_r$ (Gauss)	$H_c$ (Oersted)	$H_{c1}$ (Oersted)	$BH_{max}$ MGOe	Recoil Perm.	Slope @ $BH_{max}$	Curie Temp (°C)	*Max. Op. Temp (°C)	Temp. Coeff. $\Delta B_r/B_r/^\circ C$ (%)	Density (Lb/in <sup>3</sup> )	Rel. Cost by Wt.
<b>NdFeB</b>											
4SB	3460	3,460	9,600	2.8	1.25	1.2	350	150	-0.10	0.217	40
B10N	6,800	5,780	10,300	10	1.25	1.2	350	150	-0.10	0.217	60
24	9,800	7,500	8,000	24	1.10	1.3	300	80	-0.12	0.275	60
24UH	10,000	9,600	41,000	24	1.10	1.0	310	210	-0.10	0.271	80
27	10,850	9,650	13,500	27	1.10	1.0	315	80	-0.12	0.267	70
27H	10,600	10,100	17,000	27	1.05	1.0	310	150	-0.11	0.271	80
28	10,800	10,100	17,000	28	1.09	1.0	310	150	-0.09	0.271	70
28UH	10,900	10,400	25,000	28	1.05	1.0	310	190	-0.11	0.271	80
30	11,400	10,400	13,500	30	1.09	1.0	315	150	-0.12	0.267	70
30H	11,200	10,700	17,000	30	1.05	1.0	310	150	-0.11	0.271	80
32SH	11,600	11,100	31,000	32	1.10	1.0	310	180	-0.10	0.271	90
35	12,300	11,300	14,000	35	1.09	1.1	310	150	-0.10	0.271	70
35SH	12,200	11,700	26,000	36	1.05	1.0	310	160	-0.10	0.271	80
38H	12,550	11,700	17,000	38.5	1.05	1.0	365	130	-0.10	0.271	90
39H	12,800	12,300	21,000	40	1.10	1.0	310	150	-0.10	0.271	80
40	12,900	12,400	12,000	40	1.05	1.0	310	130	-0.11	0.271	80
42	13,050	12,500	14,000	41	1.05	1.0	365	120	-0.10	0.271	90
42H	13,300	12,700	17,000	43	1.10	1.0	310	120	-0.10	0.271	80
45	13,550	11,750	11,000	44	1.05	1.1	310	100	-0.10	0.271	90
45H	13,500	12,900	15,000	45	1.10	1.0	310	100	-0.11	0.271	90
48	14,100	12,900	13,500	48	1.10	1.1	310	80	-0.11	0.271	90

Tablo 2.5. AlNiCo, Ferrit, NdFeB, samaryum-kobalt Mıknatıslar karşılaştırılmıştır. Tablo 2.6’da ise bütün mıknatıs ailelerinin özellikleri verilmiştir.

**Tablo 2.5.** Mıknatısların karşılaştırılması (Aydoğdu, 2006).

AlNiCo	Yüksek $B_r$ ve düşük $H_c$ mükemmel mekanik dayanım, büyük boyutlu sürekli mıknatıslar için iyidir
Ferrit	Düşük $B_r$ ve orta $H_c$ nispeten daha ucuz ve kolay kırılabilir
Nadir-toprak elemanı samaryum-kobalt	Yüksek $B_r$ ve $H_c$ , çok pahalı, küçük sıcaklık katsayısı
NdFeB	Yüksek $B_r$ ve $H_c$ mükemmel performans, nispeten pahalı

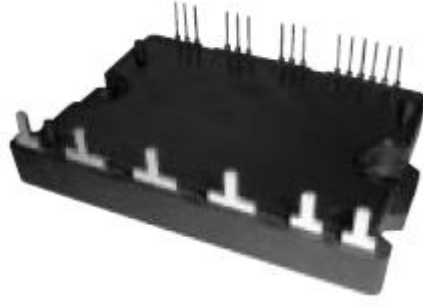
**Tablo 2.6.** Mıknatısların karşılaştırılması (Anonim, 1995).

Material	Grade	$B_r$	$H_c$	$H_{ci}$	$BH_{max}$	$T_{max}$ (°C)*
NdFeB	39H	12,800	12,300	21,000	40	150
SmCo	26	10,500	9,200	10,000	26	300
NdFeB	B10N	6,800	5,780	10,300	10	150
Alnico	5	12,500	640	640	5.5	540
Ceramic	8	3,900	3,200	3,250	3.5	300
Flexible	1	1,600	1,370	1,380	0.6	100

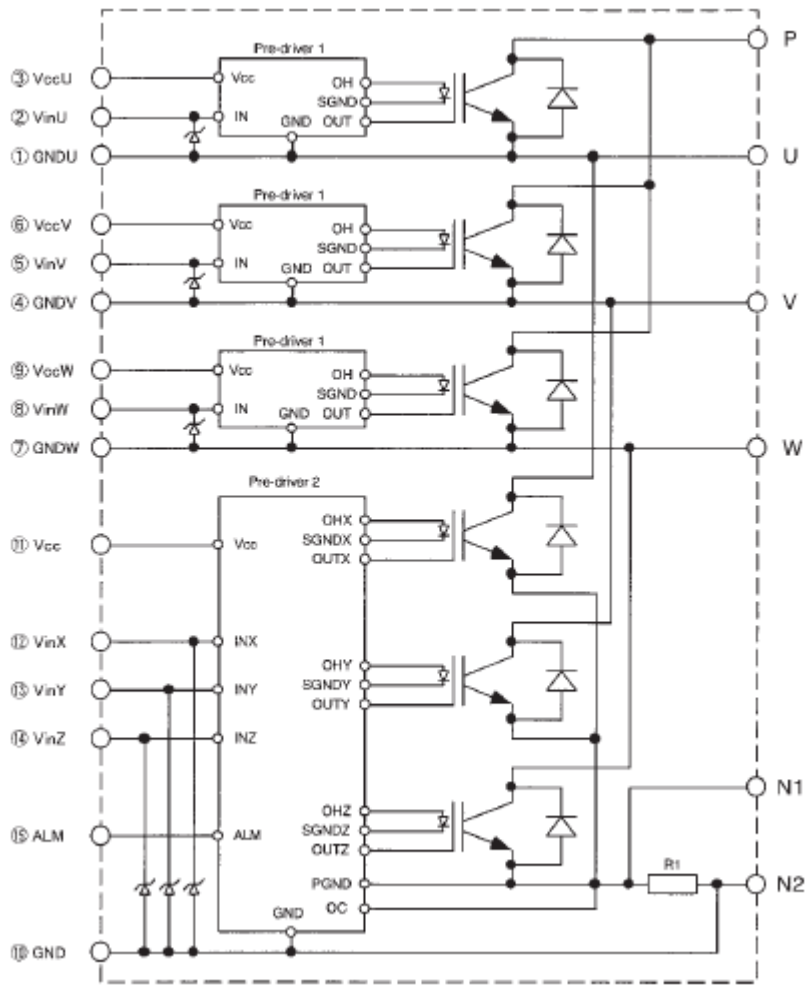
## 2.4. Deney Seti

36V/50Hz'lik bir fazlı alternatif akım şebekesinden köprü tipi bir fazlı tam dalga kontrolsüz bir doğrultucudan doğru gerilim elde edilmiştir. Doğru gerilim Fuji firmasının 6MBP30RH60 akıllı güç modülü (Intelligent Power Module IPM) kullanılarak frekansı ayarlanabilir alternatif gerilime çevrilmiştir. IPM modül üç fazlı inverter bağlantısında 6 adet IGBT, serbest dolaşım diyotu, kapı sürücü devreleri ve koruma devrelerini içermektedir. 6MBP30RH60 IPM modülün fotoğrafı Şekil 2.20'de blok diyagramı Şekil 2.21'de gösterilmiştir.





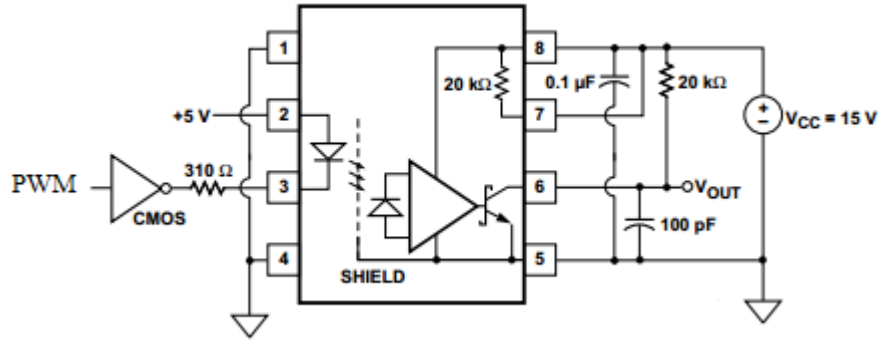
Şekil 2.20. 6MBP30RH60 IPM modül



Şekil 2.21. 6MBP30RH60 IPM modülün blok diyagramı

İnverterde aynı koldaki iki IGBT'nin aynı anda ilettime girmemesi için PWM işareti üretilme aşamasında DSP'de program kodları ile ölü zaman ayarlanmıştır. İnverter devresinde optokoplör olarak Şekil 2.22'de gösterilen HCPL-4506 optokoplörü

kullanılmıştır. Böylece sayısal sinyal işlemci ile IGBT sürücü devresi elektriksel olarak yalıtılmış olur. HCPL-4506 tek kanallı bir optoköplördür. Yükselme/düşme zamanı 400ns/550 ns, yalıtım gerilimi 2500 Volttur. DSP çıkışındaki PWM işareti 4049 değil kapısı üzerinden optoköplöre iletilmektedir.



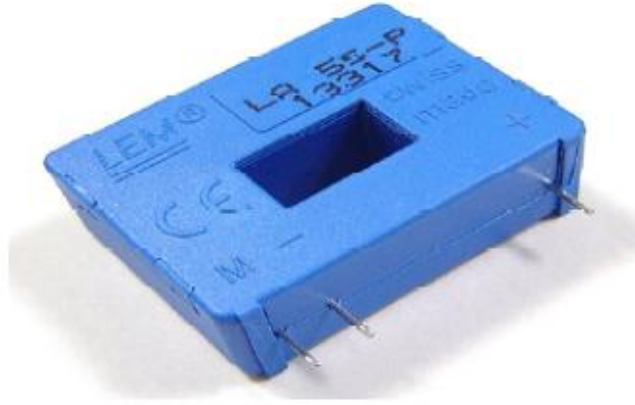
Şekil 2.22. HCPL-4506 optoköplörün tipik uygulaması

Gerilim algılayıcı olarak Şekil 2.23’de fotoğrafı verilen LEM marka LV25-P modelindeki gerilim sensörü kullanılmıştır. LV25-P gerilim sensörü 0-500 V arasındaki gerilimlerde çalışabilmektedir.



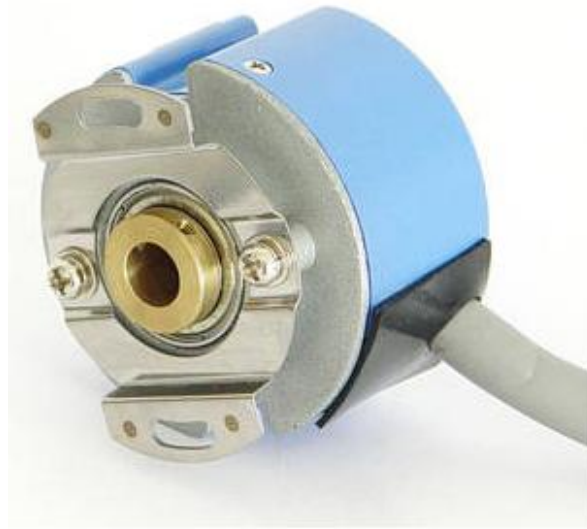
Şekil 2.23. LV25-P gerilim sensörü

Motor faz akımlarının algılanmasında Şekil 2.24’de gösterilen LEM firmasının LA 55- P/SP1 Hall etkili akım algılayıcısı üzerinden ölçülmüş ve A/D kanal üzerinden DSP’ye aktarılmıştır.



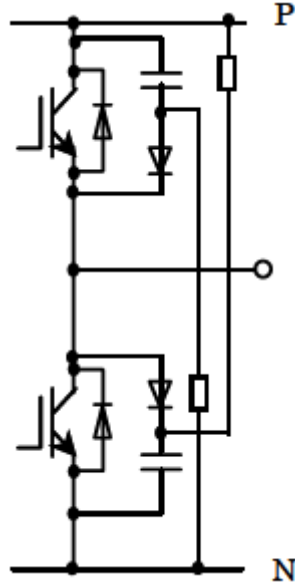
Şekil 2.24. LA55-P akım sensörü

Şekil 2.25’de gösterilen bir turda 2500 devir/darbe üreten Hedss marka bir artımlı optik enkoder motorun miline bağlanarak rotorun mekaniksel konumu algılanmış ve DSP üzerinde bulunan QEP devresi ile rotor konumu ve hızı hesaplanmıştır.



Şekil 2.25. Oyuklu artımlı enkoder

Snubber devresi, güç elektroniği yarıiletken anahtarı kesime giderken anahtarın akımını kesim süresince üzerine alan yardımcı söndürme devreleridir. SMSM motorun inverter devresinde Şekil 2.26’da gösterilen bastırılmış boşalmalı RCD snubber devresi kullanılmıştır. Burada direnç değeri  $R=27\Omega/2\text{ W}$ , kondansatör değeri  $C=0.22\mu\text{F}/630\text{V}$  ve diyot ise DSEI30-12A (1200 V, 26 A, trr = 40 ns) hızlı diyotu seçilmiştir.

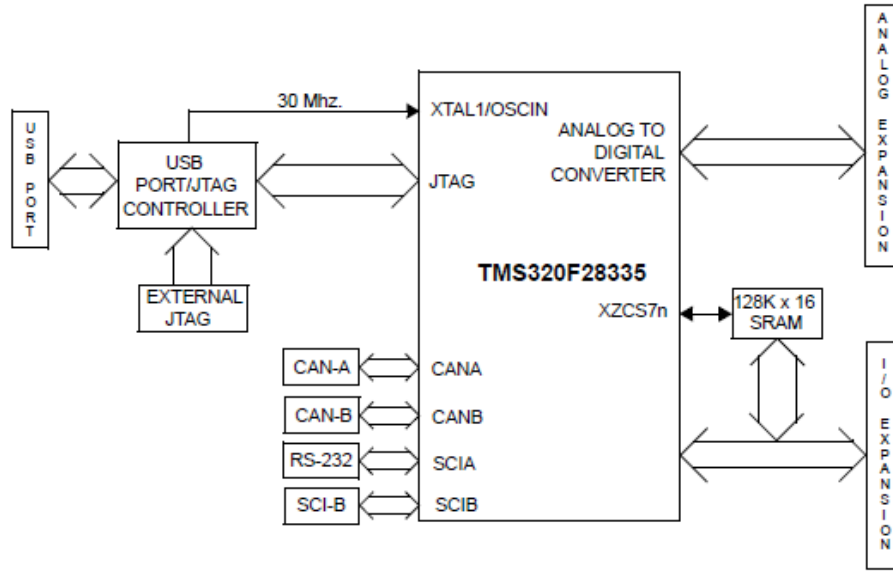


Şekil 2.26. Bastırılmış boşalmalı RCD snubber devresi

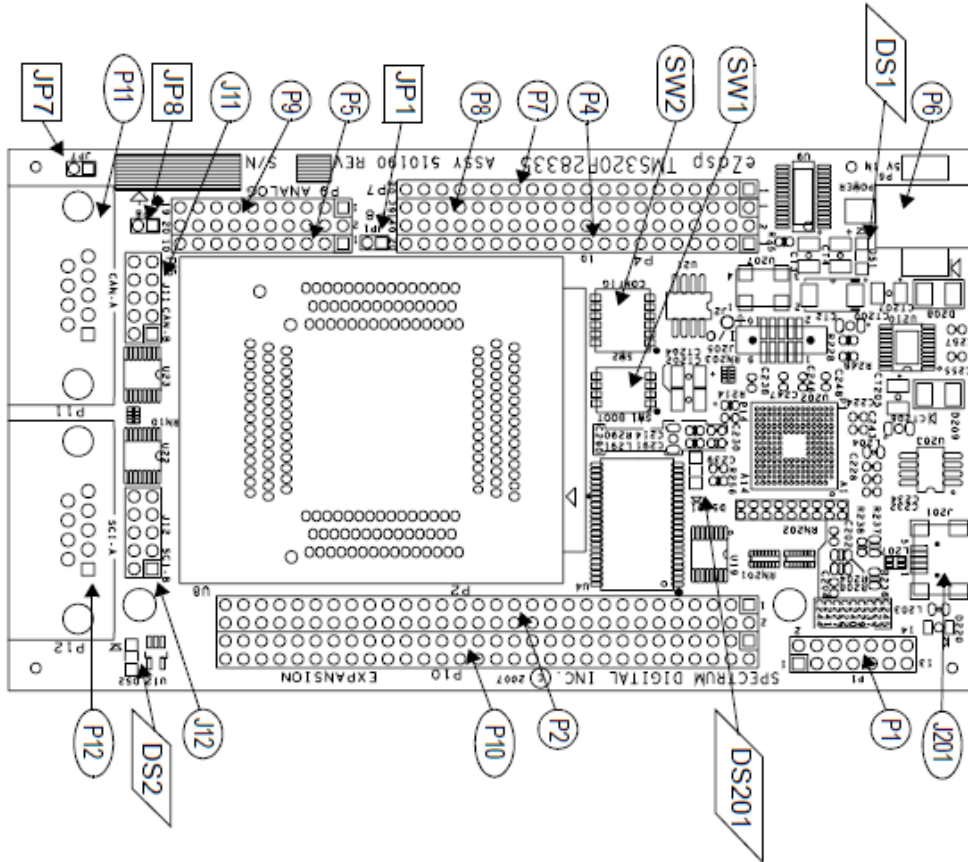
#### 2.4.1. TMS320F28335 eZdsp Kartı

TMS320F28335 eZdsp kartı temelde TMS32F28335 sayısal sinyal işlemcisi ve çevre birimleri içeren bir karttır. Bu kartın blok şeması Şekil 2.27’de ve kartın üzerindeki elemanların yerleşiminin üstten görünüşü Şekil 2.28’de verilmiştir. F28335 eZdsp (Şekil 2.29) kartı aşağıdaki özelliklere sahiptir:

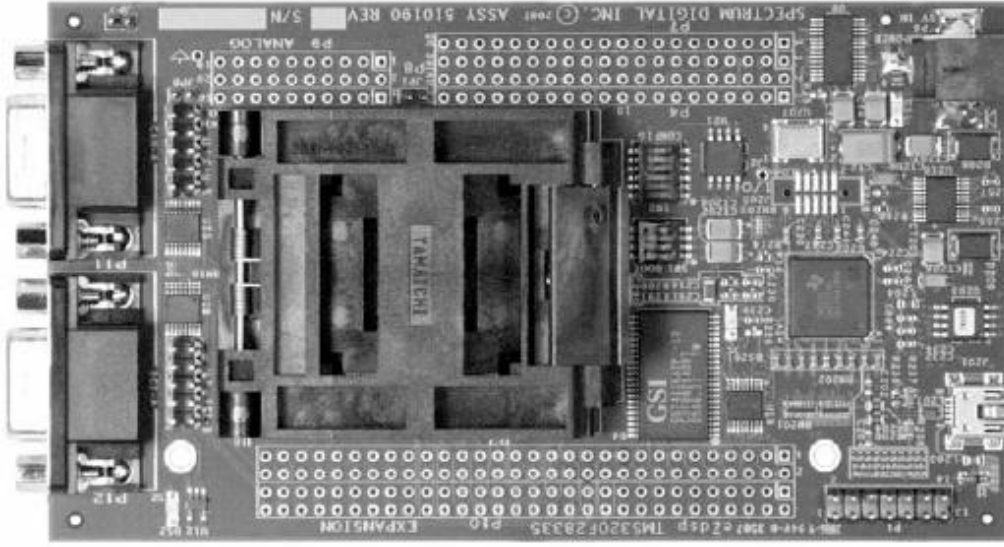
- TMS320F28335 sayısal sinyal işlemcisi
- 150 Mhz çalışma hızında, 32-bit kayan nokta işlemci
- İşlemci üzerinde 68K bayt RAM, 512K bayt Flaş bellek
- İşlemci dışında 256K bayt SRAM bellek
- İşlemci üzerinde 12 bitlik 16 kanallı analog- dijital (A / D) dönüştürücü
- Kart üzerinde line driver için RS-232 konektörü, CAN 2.0 arayüzü
- Çoklu genişleme bağlantıları (analog, I/O)
- Kart üzerine gömülü USB JTAG denetleyicisi
- 16 bitli 9 adet genel amaçlı timer
- 18 adet PWM çıkışı
- 32 bit 8 adet timer (6 adet capture ve 2 adet QEP ünitesi için)



Şekil 2.27. F28335 eZdsp kartının blok şeması.

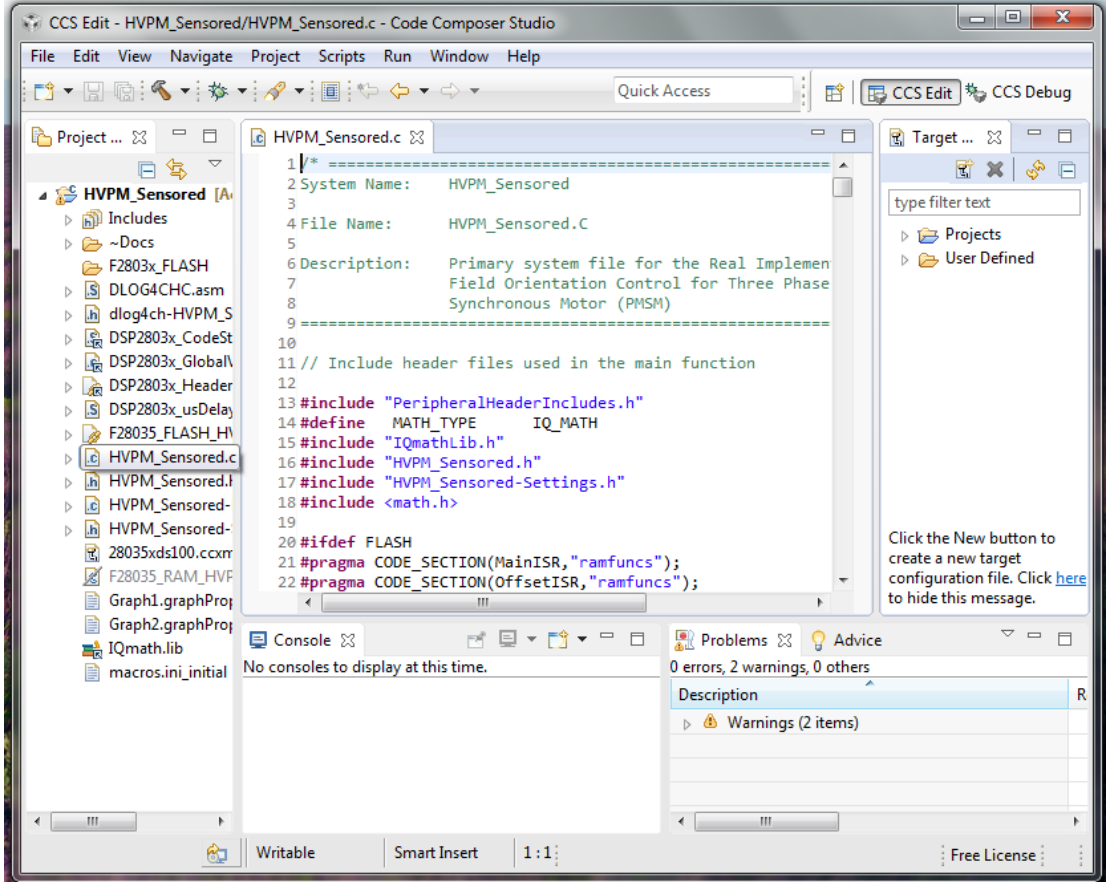


Şekil 2.28. F28335 eZdsp kartı üzerinde elemanların yerleşiminin üstten görünüşü



Şekil 2.29. F28335 eZdsp kartının fotoğrafı

TMS320F28335 eZdsp sayısal sinyal işlemcisinin programlanmasında Texas Instruments tarafından geliştirilen Code Composer Studio (CCS) yazılımının 6.0 sürümü kullanılmıştır. Şekil 2.30’da CCS 6.0 program penceresi görüntüsü verilmiştir.

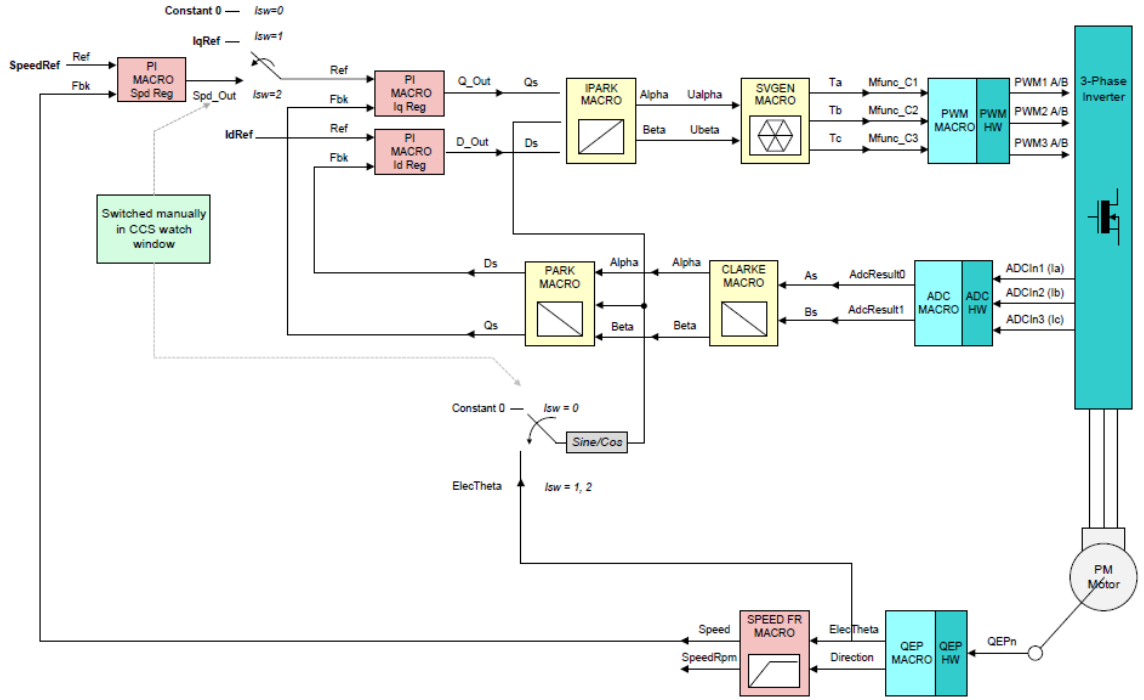


Şekil 2.30. Code Composer Studio yazılımı program penceresi

CCS programı Windows altında çalışmakta ve TMS320F28335 eZdsp için C dilinde program yazma imkanı sunmaktadır. CCS aşağıdaki özelliklere sahiptir:

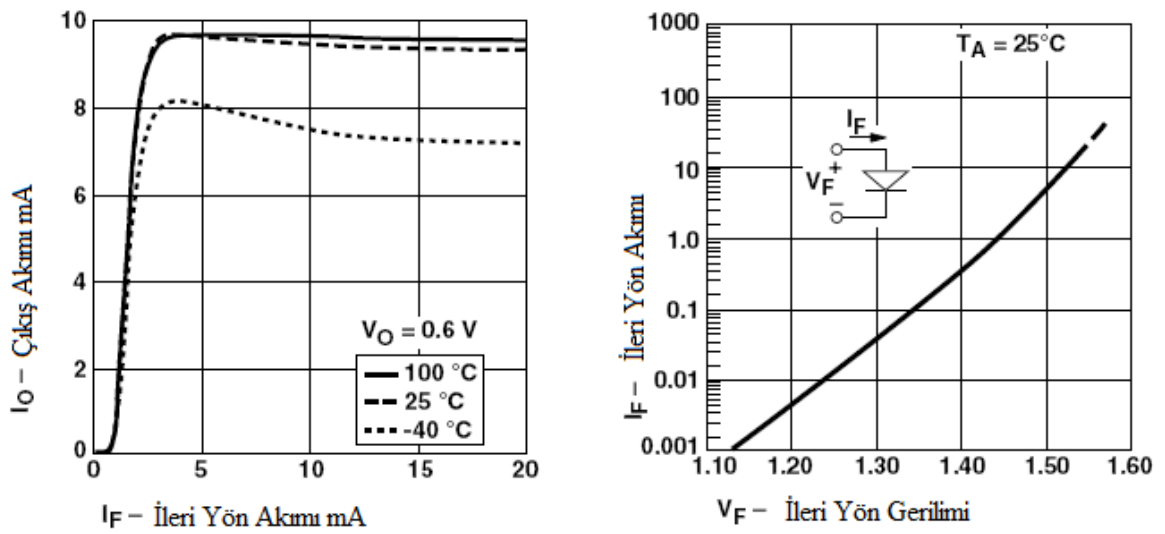
- Windows 7 işletim sistemi ile uyumludur.
- Program kodlarını C dilinde yazmak mümkündür.
- Bir pencere içinde bellek içeriğini görüntüler.
- CPU registerlerinin içeriğini görüntüleme ve değiştirme imkânı verir.
- Gerçek zamanda çalışırken watch pencerelerinde değişkenlerin içeriğini anlık olarak gösterir.
- Herhangi bir verinin zamana bağlı olarak değişim grafiğini çizer.
- Programın işleyişini adım adım kontrol etme imkânı verir.

Sürekli mıknatıslı senkron motorun DSP tabanlı hız kontrol blok şeması Şekil 2.31'de gösterilmiştir. Bu blok şeması konum ve akım algılama, Clarke ve Park dönüşümleri, kapalı çevrim hız ve akım kontrolleri, ters Park ve ters Clarke dönüşümleri ile uzay vektör PWM kısımlarından oluşmaktadır.



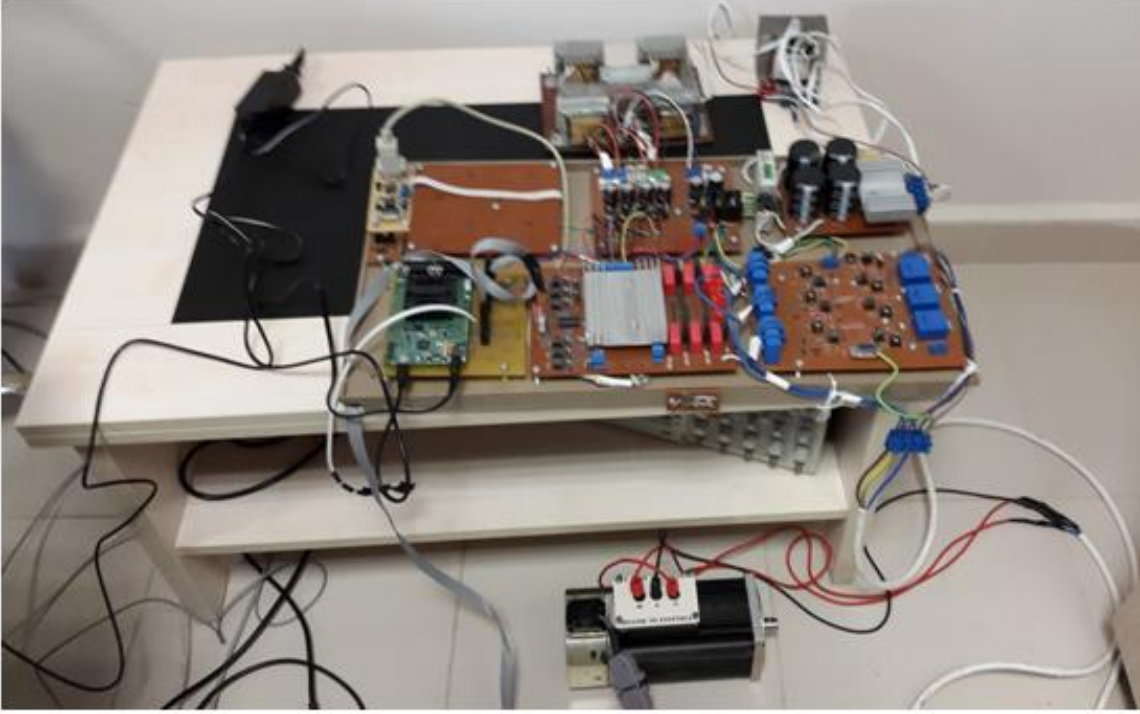
Şekil 2.31. Sürekli mıknatıslı senkron motorun DSP tabanlı hız kontrol blok şeması

Burada kullanılan Optocoupler AVAGO firmasının 4506 kodlu entegresi olup, karakteristikleri Şekil 2.32’de gösterilmiştir.



Şekil 2.32. Optocoupler karakteristiği





**Şekil 2.33.** SMSM sürücü devresinin fotoğrafı

Şekil 2.33’de 1 kW gücünde ve 3000 d/d dönüş hızına sahip üç fazlı SMSM ve sürücü devresi verilmiştir.

### 3. BULGULAR VE TARTIŞMA

#### 3.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Sonlu Elemanlar Yönteminde İncelenmesi

Tabiatta karşılaşılan her hadise fizik kanunları yardımıyla ve matematik diliyle anlaşılmaya çalışılır. Bu olayların biyolojik, jeolojik veya mekanik olması durumu değiştirmez. Her olay kendine ait büyüklükler yardımıyla cebirsel, diferansiyel veya integral denklemler yardımıyla büyük oranda ifade edilebilir. Pratikte karşılaşılan problemler ne kadar karmaşık olursa olsun tarihin her devrinde o devrin ihtiyaçlarına cevap verecek derecede modellenmeye çalışılmış ve her devirde alınan örnekler yardımıyla insanın kullanımına arz edilmiştir. İnsanlar çevresinde meydana gelen olayları ya da karşılaştıkları problemleri çoğu zaman kolayca kavrayıp doğrudan çözemezler. Bu yüzden karmaşık bir problem, bilinen veya kavranması daha kolay alt problemlere ayrılarak daha anlaşılır bir hale getirilir. Oluşturulan alt problemler çözülüp birleştirilerek esas problemin çözümü yapılabilir.

Sonlu elemanlar metodu; karmaşık olan problemlerin daha basit alt problemlere ayrılarak her birinin kendi içinde çözülmesiyle tam çözümün bulunduğu bir çözüm şeklidir. Metodun üç temel niteliği vardır: İlk olarak, geometrik olarak karmaşık olan çözüm bölgesi sonlu elemanlar olarak adlandırılan geometrik olarak basit alt bölgelere ayırır. İkincisi her elemandaki, sürekli fonksiyonlar, cebirsel polinomların lineer kombinasyonu olarak tanımlanabileceği kabul edilir. Üçüncü kabul ise, aranan değerlerin her eleman içinde sürekli olan tanım denklemlerinin belirli noktadaki (düğüm noktaları) değerleri elde edilmesinin problemin çözümünde yeterli olmasıdır. Kullanılan yaklaşım fonksiyonları interpolasyon teorisinin genel kavramları kullanılarak polinomlardan seçilir. Seçilen polinomların derecesi ise çözülecek problemin tanım denkleminin derecesine ve çözüm yapılacak elemandaki düğüm sayısına bağlıdır.

Sürekli bir ortamda alan değişkenleri (gerilme, yer değiştirme, basınç, sıcaklık vs.) sonsuz sayıda farklı değere sahiptir. Eğer sürekli bir ortamın belirli bir bölgesinin de aynı şekilde sürekli ortam özelliği gösterdiği biliniyorsa, bu alt bölgede alan değişkenlerinin değişimi sonlu sayıda bilinmeyen olan bir fonksiyon ile tanımlanabilir.

Bilinmeyen sayısının az ya da çok olmasına göre seçilen fonksiyon lineer ya da yüksek mertebeden olabilir. Sürekli ortamın alt bölgeleri de aynı karakteristik özellikleri gösteren bölgeler olduğundan, bu bölgelere ait alan denklem takımları birleştirildiğinde bütün sistemi ifade eden denklem takımı elde edilir. Denklem takımının çözümü ile sürekli ortamdaki alan değişkenleri sayısal olarak elde edilir.

Sonlu elemanlar metodunun kullanılması ve bilgisayarların sanayiye girmesiyle, bugüne kadar ancak pahalı deneysel yöntemlerle incelenebilen bir çok makina elemanının (motor blokları, pistonlar vs.) kolayca incelenebilmesi, hatta çizim esnasında mukavemet analizlerinin kısa bir sürede yapılarak optimum dizaynın gerçekleştirilmesi mümkün olabilmektedir. Sonlu elemanlar metodunu diğer nümerik metodlardan üstün kılan başlıca unsurlar şöyle sıralanabilir:

- a) Kullanılan sonlu elemanların boyutlarının ve şekillerinin değişikliği nedeniyle ele alınan cisim geometrisi tam olarak temsil edilir.
- b) Bir veya birden çok delik veya köşeleri olan bölgeler kolaylıkla incelenebilir.
- c) Değişik malzeme ve geometrik özellikleri bulunan cisimler incelenebilir.
- d) Sebep sonuç ilişkisine ait problemler, genel direngenlik matrisi ile birbirine bağlanan genelleştirilmiş kuvvetler ve yer değiştirmeler cinsinden formüle edilebilir. Sonlu elemanlar metodunun bu özelliği problemlerin anlaşılmasını ve çözülmesini hem mümkün kılar hem de basitleştirir.

### 3.1.2. Sonlu Elemanlar Yöntemi

Sonlu elemanlar yöntemi, Laplace ve Poisson tipi kısmi türevli diferansiyel denklemlerin çözümlerinde kullanılan bir yöntemdir. Çözüm için yapılan işlemlerin çok fazla olması nedeniyle bir bilgisayar programı kullanılır. Laplace (denklem 5.1) ve Poisson (denklem 5.2) fonksiyonun sisteme ait enerji fonksiyoneli minimize eden değerleri bulmakla yapılır. Deneme fonksiyonu oluşturmada genellikle Rayleigh-Ritz yöntemi kullanılır.

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial^2 x} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial^2 y} = 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial^2 x} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial^2 y} = f(x, y) \quad (3.2)$$

Sonlu elemanlar yönteminde ilk aşama, çözüm bölgesinin küçük elemanlara bölünmesi işlemidir. Bu elemanların iki boyutlu inceleme yapılması esnasında alanlarının, üçboyutlu inceleme yapılması esnasında da hacimlerinin hesaplamalara katıldığından dolayı, alan ve hacim hesaplamalarının kolay yapılabileceği ve çözüm bölgesinin sınırlarını bozmayacak elemanlara bölünmesi esas alınır. Eğrisel sınırları sağlayabilmesi nedeniyle en çok üçgen elemanlar tercih edilir. Çözüm ağı üretme adı verilen bu işlemde, çözüm bölgesinin mümkün olduğu kadar küçük elemanlara bölünmesi ve vektör potansiyel değişimlerinin fazla olduğu kısımların daha küçük elemanlara bölünmesi çözümün doğruluğunu artırmaktadır. Ancak çok fazla eleman kullanmak çözümün yapılması için gerekli sürenin uzamasına neden olmaktadır (Öksüztepe, 2008).

### 3.1.3. Rayleigh-Ritz Yöntemi

Verilen sınır koşulları altında temel diferansiyel denklemi minimum yapan varyasyonel bir yöntemdir. Çözüm ağı üretildikten sonra bir elemanın içinde ve köşelerinde çözümün lineer olduğu kabul edilerek birinci dereceden polinom olan denklem (3.3)'de verilen bir deneme fonksiyonu seçilir.

$$\phi(x, y) = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 y \quad (3.3)$$

Bir üçgenin köşelerinde ve içinde çözümü sağlayan  $\phi$  deneme fonksiyonu  $x$  ve  $y$  koordinatlarına göre lineer olarak değişmektedir. Bir üçgenin köşelerini belirleyen  $(x_i, y_i)$ ,  $(x_j, y_j)$ ,  $(x_m, y_m)$  koordinatları verildiğinde bu köşelerdeki  $\phi_i, \phi_j, \phi_m$  değerleri denklem (3.3)'e göre aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \phi_i &= \alpha_0 + \alpha_1 x_i + \alpha_2 y_i \\ \phi_j &= \alpha_0 + \alpha_1 x_j + \alpha_2 y_j \\ \phi_m &= \alpha_0 + \alpha_1 x_m + \alpha_2 y_m \end{aligned} \quad (3.4)$$

Ele alınan deneme fonksiyonunu üçgenlerin köşe  $\phi_i, \phi_j, \phi_m$  değerleri ile denklem (3.5)'de verildiği şekilde, ifade etmek için  $N_i, N_j, N_m$  şekil veya enterpolasyon fonksiyonları kullanılır.

$$\phi(x, y) = N_i(x, y) \phi_i + N_j(x, y) \phi_j + N_m(x, y) \phi_m \quad (3.5)$$

Denklem (3.5)'deki deneme fonksiyonunda  $N_i, N_j, N_m$  şekil fonksiyonları,  $i, j, m$  köşe koordinatlarının deneme fonksiyonunda yerine yazılması durumunda  $\phi_i, \phi_j, \phi_m$  değerlerini verecek şekilde fonksiyonlar olmalıdır. Yani üçgenin  $i$  köşesinde şekil

fonksiyonlarının değerleri  $N_i = 1$ ,  $N_j = 0$ ,  $N_m = 0$  olmalıdır. Bu şarta göre üçgenin alan matrisinden enterpolasyon fonksiyonları bulunur.

$$\Delta = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_m & y_m \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} a_i &= x_j \cdot y_m - x_m \cdot y_j & b_i &= y_j - y_m & c_i &= x_m - x_j \\ a_j &= x_m \cdot y_i - x_i \cdot y_m & b_j &= y_m - y_i & c_j &= x_i - x_m \\ a_m &= x_i \cdot y_j - x_j \cdot y_i & b_m &= y_i - y_j & c_m &= x_j - x_i \end{aligned} \quad (3.7)$$

Kısaltmaları kullanarak  $N_i, N_j, N_m$  şekil fonksiyonları denklem (3.8)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} N_i(x, y) &= \frac{a_i + b_i \cdot x + c_i \cdot y}{2 \cdot \Delta} \\ N_j(x, y) &= \frac{a_j + b_j \cdot x + c_j \cdot y}{2 \cdot \Delta} \\ N_m(x, y) &= \frac{a_m + b_m \cdot x + c_m \cdot y}{2 \cdot \Delta} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Bulunan şekil fonksiyonları (3.5)'de verilen deneme fonksiyonunda yerine yazılırsa denklem (3.9) elde edilir.

$$\Phi(x, y) = \frac{a_i + b_i \cdot x + c_i \cdot y}{2 \cdot \Delta} \phi_i + \frac{a_j + b_j \cdot x + c_j \cdot y}{2 \cdot \Delta} \phi_j + \frac{a_m + b_m \cdot x + c_m \cdot y}{2 \cdot \Delta} \phi_m \quad (3.9)$$

Bu deneme fonksiyonu denklem (3.1)'de verilen Laplace diferansiyel denklemini sağladığı varsayıldığından, homojen sınır koşullarında Laplace denklemini karşılayan n. üçgene ait  $\binom{n}{F}$  fonksiyoneli denklem (3.10)'da verilmiştir.

$$\binom{n}{F} = \left[ \left( \frac{\partial \Phi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \Phi}{\partial y} \right)^2 \right] dx \cdot dy \quad (3.10)$$

Bu enerji fonksiyoneliinde denklem (3.5)' de verilen deneme fonksiyonu kullanılırsa denklem (3.11) yazılabilir.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Phi}{\partial x} &= \phi_i \cdot \frac{\partial N_i}{\partial x} + \phi_j \cdot \frac{\partial N_j}{\partial x} + \phi_m \cdot \frac{\partial N_m}{\partial x} = \frac{(b_i \cdot \phi_i + b_j \cdot \phi_j + b_m \cdot \phi_m)}{2 \Delta} \\ \frac{\partial \Phi}{\partial y} &= \phi_i \cdot \frac{\partial N_i}{\partial y} + \phi_j \cdot \frac{\partial N_j}{\partial y} + \phi_m \cdot \frac{\partial N_m}{\partial y} = \frac{(c_i \cdot \phi_i + c_j \cdot \phi_j + c_m \cdot \phi_m)}{2 \Delta} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Denklem (3.11), (3.10)'da yerine yazılırsa denklem (3.12) elde edilir.

$$\frac{(n)}{F} = \left[ \frac{(b_i \cdot \phi_i + b_j \cdot \phi_j + b_m \cdot \phi_m)}{2 \cdot \Delta} \right]^2 \iint dx \cdot dy + \left[ \frac{(c_i \cdot \phi_i + c_j \cdot \phi_j + c_m \cdot \phi_m)}{2 \cdot \Delta} \right]^2 \iint dx \cdot dy \quad (3.12)$$

$\Delta = \iint dx \cdot dy$  üçgenin alanıdır. Bu durumda denklem (3.12), denklem (3.13)'e dönüşür.

$$\frac{(n)}{F} = \frac{1}{4 \cdot \Delta} \left[ (b_i \cdot \phi_i + b_j \cdot \phi_j + b_m \cdot \phi_m)^2 + (c_i \cdot \phi_i + c_j \cdot \phi_j + c_m \cdot \phi_m)^2 \right] \quad (3.13)$$

Parantezin karesi alınıp (3.14)'de verilen kısaltmalar kullanılırsa, denklem (3.16) elde edilir

$$S_{ii} = \frac{1}{4 \Delta} (b_i^2 + c_i^2) \quad S_{jj} = \frac{1}{4 \Delta} (b_j^2 + c_j^2) \quad S_{mm} = \frac{1}{4 \Delta} (b_m^2 + c_m^2)$$

$$S_{ij} = \frac{1}{4 \Delta} (b_i b_j + c_i c_j) \quad S_{im} = \frac{1}{4 \Delta} (b_i b_m + c_i c_m) \quad S_{jm} = \frac{1}{4 \Delta} (b_j b_m + c_j c_m) \quad (3.14)$$

$$\frac{(n)}{F} = S_{ii} \cdot \phi_i^2 + S_{jj} \cdot \phi_j^2 + S_{mm} \cdot \phi_m^2 + 2 \cdot [S_{ij} \cdot \phi_i \cdot \phi_j + S_{im} \cdot \phi_i \cdot \phi_m] \quad (3.15)$$

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

$$F = \sum_{n=1}^{Üs \ n} \frac{(n)}{F} \quad (3.16)$$

F'yi minimum yapan  $\phi_i, \phi_j, \phi_m$  değerlerini bulmak için bu değişkenlere göre kısmi türevler alınıp sıfıra eşitlenir (Öksüztepe, 2008).

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

$$\frac{\partial F}{\partial \phi_j} = 2 \cdot (S_{jj}^{(n)} \cdot \phi_j + S_{ij}^{(n)} \cdot \phi_i + S_{jm}^{(n)} \cdot \phi_m) \quad (3.17)$$

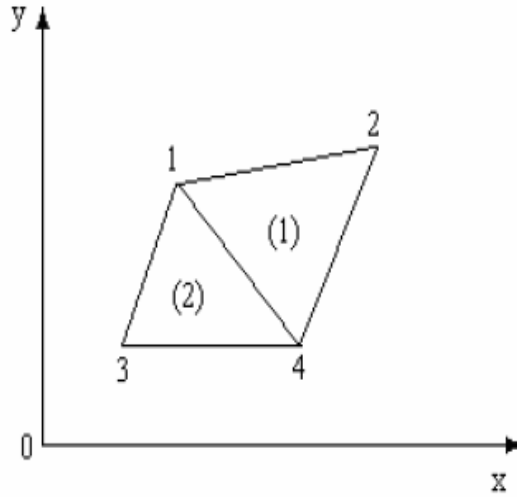
$$\frac{\partial F}{\partial \phi_m} = 2 \cdot (S_{mm}^{(n)} \cdot \phi_m + S_{im}^{(n)} \cdot \phi_i + S_{jm}^{(n)} \cdot \phi_j)$$

Denklem (3.17) matrisel formda yazılırsa denklem (3.18) elde edilir:

$$\begin{bmatrix} S_{ii}^{(n)} & S_{ij}^{(n)} & S_{im}^{(n)} \\ S_{ji}^{(n)} & S_{jj}^{(n)} & S_{jm}^{(n)} \\ S_{mi}^{(n)} & S_{mj}^{(n)} & S_{mm}^{(n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

### 3.1.4. Üçgen Elemanların Birleştirilmesi

Matematiksel çözümün doğruluğunu arttırmak için çözüm bölgesi çok sayıda elemana ayrılır. Bu durumda elemanlar arası ilişkilerin bilinmesi gerekir. Şekil 3.1’de iki elemana bölünmüş olan bir çözüm bölgesi gösterilmiştir. Her iki eleman için geçerli olan bir fonksiyonel vardır.



Şekil 3.1. İki üçgen eleman

$$F = F^{(1)} + F^{(2)}$$

Bu fonksiyonların her birinin ayrı ayrı minimizasyonu ile elde edilen denklem takımını kısım (3.2) de verildi. Bu denklem takımları 1. Elemanda

$$\begin{bmatrix} S_{11}^1 & S_{12}^1 & S_{14}^1 \\ S_{21}^1 & S_{22}^1 & S_{24}^1 \\ S_{41}^1 & S_{42}^1 & S_{44}^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

ve 2. elemanda

$$\begin{bmatrix} S_{11}^2 & S_{13}^2 & S_{14}^2 \\ S_{31}^2 & S_{33}^2 & S_{34}^2 \\ S_{41}^2 & S_{43}^2 & S_{44}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

şeklindedir. Bu iki eleman arasındaki ilişkiyi veren denklemlerden gerekli matematiksel işlem sonunda aşağıdaki denklem takımı elde edilir.

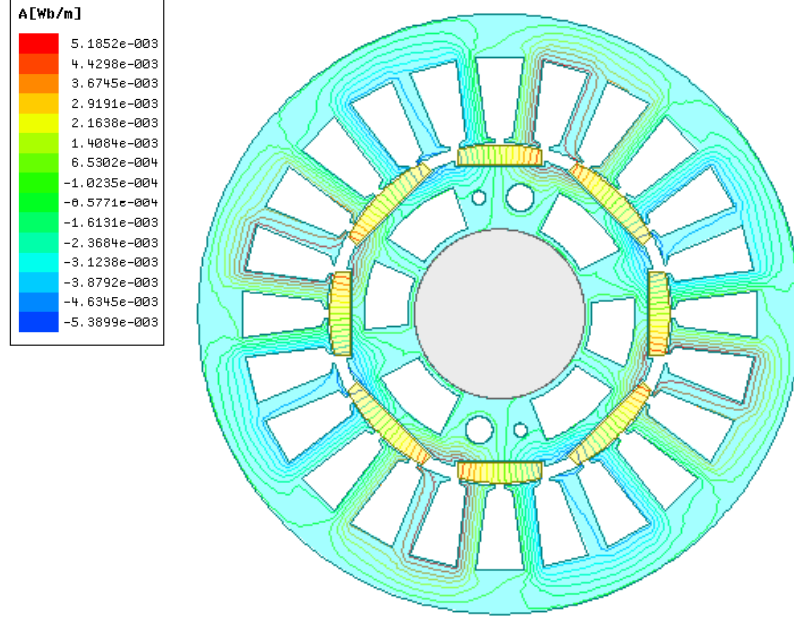
$$\begin{bmatrix} S_{11}^1 + S_{11}^2 & S_{12}^1 & S_{13}^2 & S_{14}^1 + S_{14}^2 \\ S_{21}^1 & S_{22}^1 & 0 & S_{24}^1 \\ S_{31}^2 & 0 & S_{33}^2 & S_{34}^2 \\ S_{41}^1 + S_{41}^2 & S_{42}^2 & S_{43}^1 & S_{44}^1 + S_{44}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

S terimlerinin üst indisleri eleman numaralarını, alt indisleri de düğüm numaralarını göstermektedir. Bu esas denklem takımından anlaşılacağı gibi matrisin her bir katsayısı, bir düğüme komşu olan elemanlardan dolayı komşuluk ilişkisi bulunan diğer düğümlerden gelen katsayıların toplamından oluşmaktadır (Omaç, 2006). Şekil 3.2’de maxwel 3D programı kullanılarak oluşturulan SMSM’nin stator, stator sargıları, rotor, mıknatıslar ve mil görülmektedir.

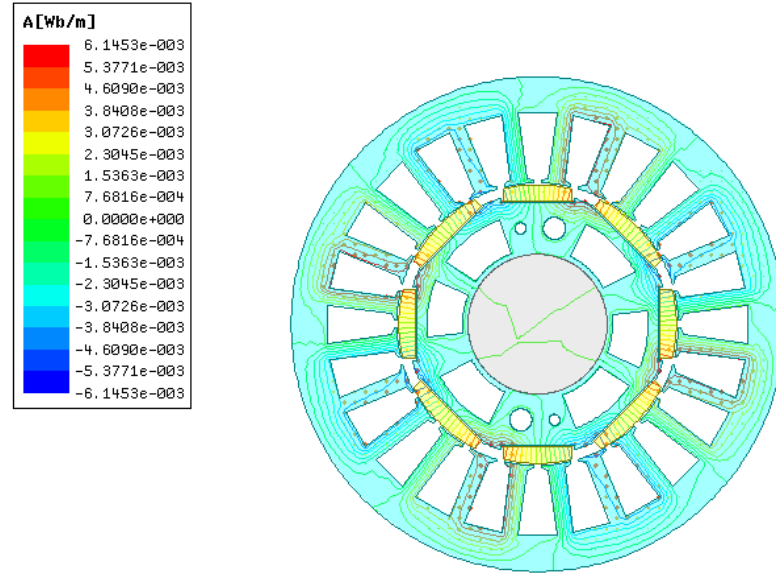




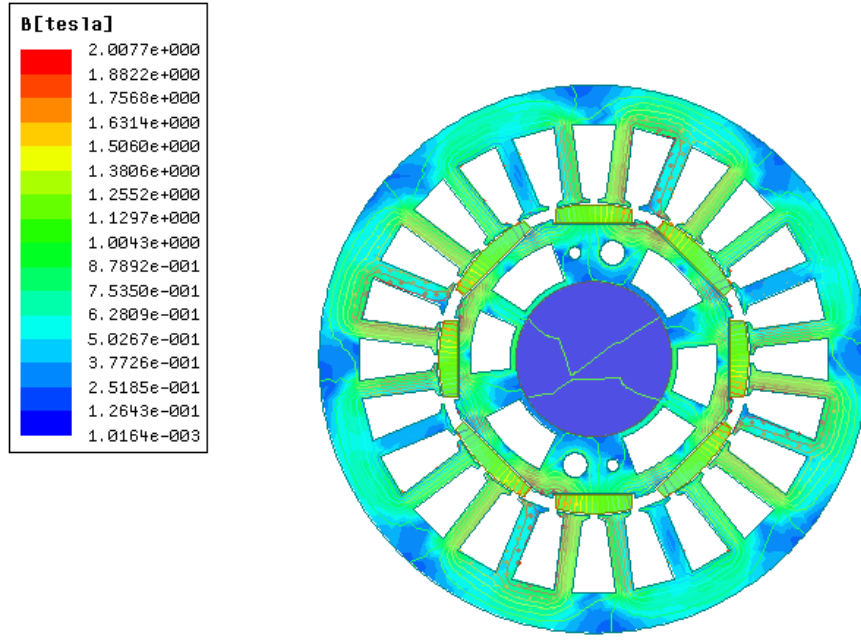
Şekil 3.4 ve Şekil 3.5’de maxwel 3D programının çalıştırılması ile elde edilen manyetik vektör potansiyel alan dağılımı görülmektedir.



Şekil 3.4. SMSM'nin manyetik vektör potansiyel alan dağılımı

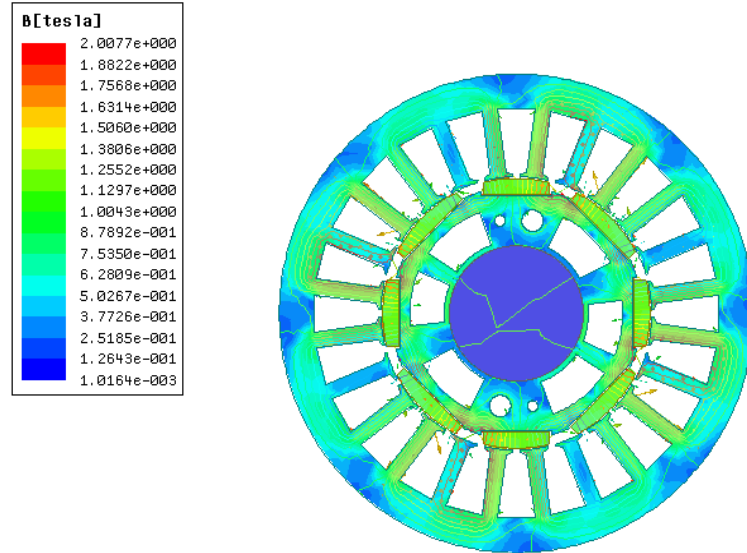


Şekil 3.5. SMSM'da manyetik vektör potansiyel alan dağılımı



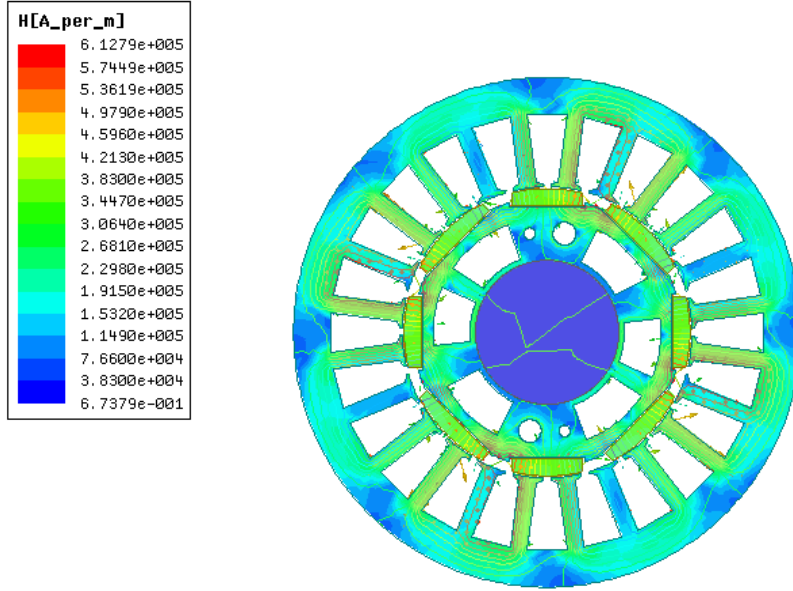
Şekil 3.6. SMSM’da manyetik akı yoğunluğu değişimi

Şekil 3.6’da Maxwel 3D programı ile çizilmiş olup, SMSM’da manyetik akının yoğun ve az yoğun olduğu bölgeler görülmektedir.



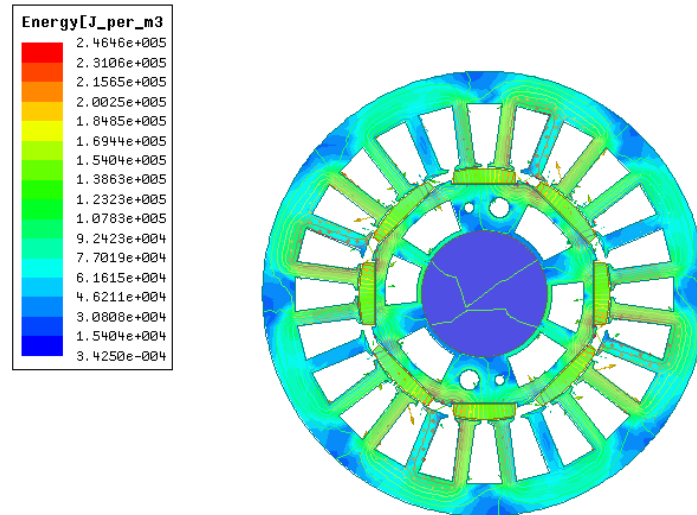
Şekil 3.7. SMSM’de manyetik akı yoğunluğunun vektörel değişimi

Maxwel 3D programı kullanılarak oluşturulan manyetik akının değişimi Şekil 3.7’de, SMSM’de manyetik alan şiddetinin değişimi ise Şekil 3.8’de vektörel olarak gösterilmiştir.



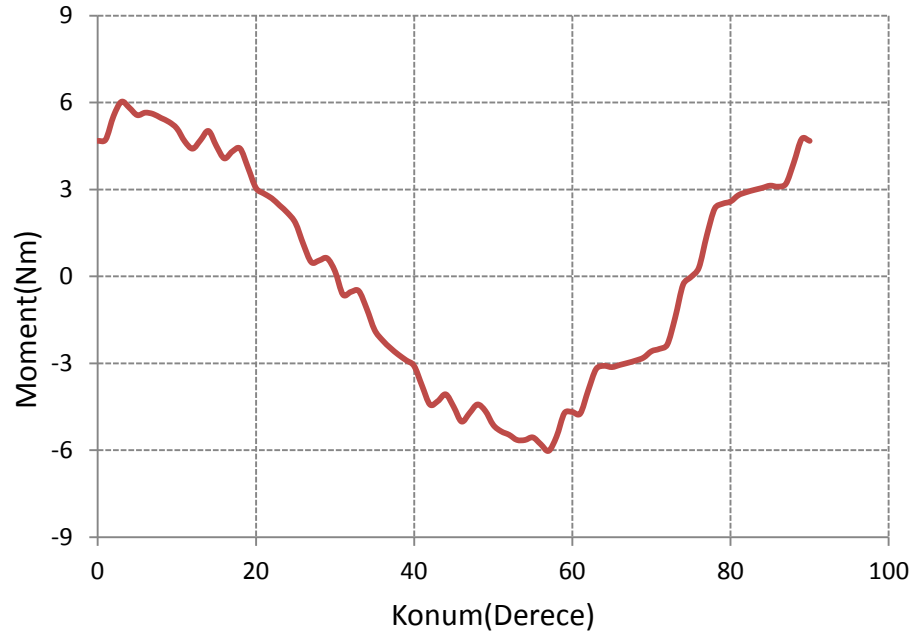
Şekil 3.8. SMSM’de manyetik alan şiddetinin vektörel gösterimi

Şekil 3.9’da SMSM’de enerji dağılımı hem histogram hem de üç boyutlu olarak çizdirilmiştir.



Şekil 3.9. SMSM’de enerji dağılımı

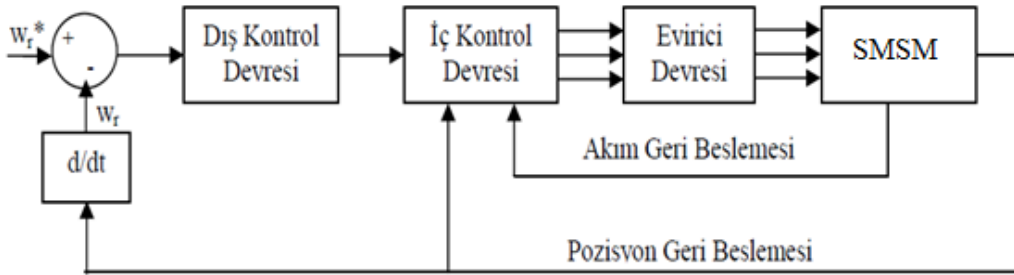
Şekil 3.10’da SMSM’nin 2D sonlu elemanlar yöntemiyle (SEY) hesaplanan konuma bağlı moment değişim grafiğine göre momentin maksimum değeri 6 Nm’dir.



Şekil 3.10. SMSM'nin 2D SEY'den hesaplanan konuma bağlı moment değişim grafiği

### 3.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Sayısal Sinyal İşlemci Tabanlı Hız Kontrolü

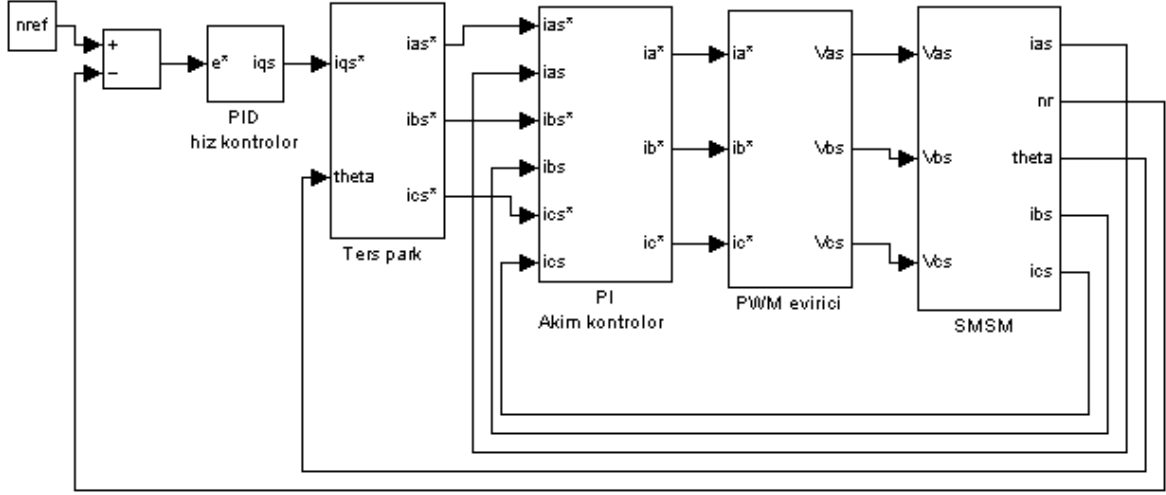
SMSM'nin dinamik simülasyonunun yapılabilmesi için matematik modelinin elimizde olması gerekir. Simülasyonu yapılan sistem, evirici devresi, iç kontrol devresi, dış kontrol devresi ve SMSM bölümlerinden oluşmaktadır. Sistemin kontrol yapısı Şekil 3.11'de gösterilmiştir.



Şekil 3.11. Sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrol modellemesi

### 3.2.1. Sistemin Modellenmesi

Şekil 3.12’de SMSM’nin MATLAB Simulink matematiksel modeli verilmiştir. Bu modelleme, PID hız kontrol devresi, ters park, akım kontrol devresi, PWM evirici, SMSM bloklarından meydana gelmektedir.



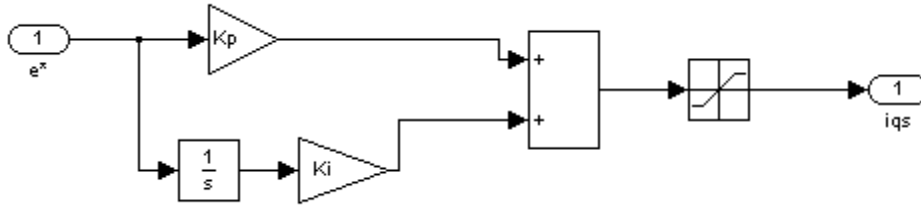
Şekil 3.12. SMSM’nin simulinkte hazırlanan kapalı çevrim hız kontrol modeli

### 3.2.2. Referans Akımın Moment Bileşeni İçin PI'ın Modellenmesi

PI hız kontrolör çıkışından referans akım bileşeni elde edilir.

$$i_{qs}^* = K_p (\omega_r^* - \omega_r) + K_i \int_0^t (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (3.22)$$

(3.22) denkleminde;  $\omega_r^*$  referans hızı,  $\omega_r$  gerçek hızı,  $K_p$  orantı,  $K_i$  integral katsayılarını ifade etmektedir. PI hız kontrolör Matlab Simulink modeli Şekil 3.13'te verilmiştir.



Şekil 3.13. Hız kontrolör bloğu

Gerçek hız ile referans hızın farkından hata sinyali üretilir. Hata sinyali birbirine paralel bağlı bir kazanç bloğu ve integral alıcı devreden geçirilerek toplanır. Sonuçta referans akımın moment bileşeni oluşturulur. Burada referans akımının mıknatıslanma bileşeni  $i_{ds}^* = 0$  kabul edilmiştir.

### 3.2.3. İç Kontrol Modellenmesi

İç kontrol devresi, akım kontrol devresi ile ters park dönüştürücü bloğundan oluşmaktadır. Burada referans akımın moment bileşenine, ters park dönüşümü uygulanarak üç faz referans akımları  $i_{as}^*$ ,  $i_{bs}^*$ ,  $i_{cs}^*$  bulunur. Bu referans akımları, akım kontrol devresinden geçirilerek evirici girişine gönderilir.

### 3.2.4. Ters Park Dönüştürücünün Modellenmesi

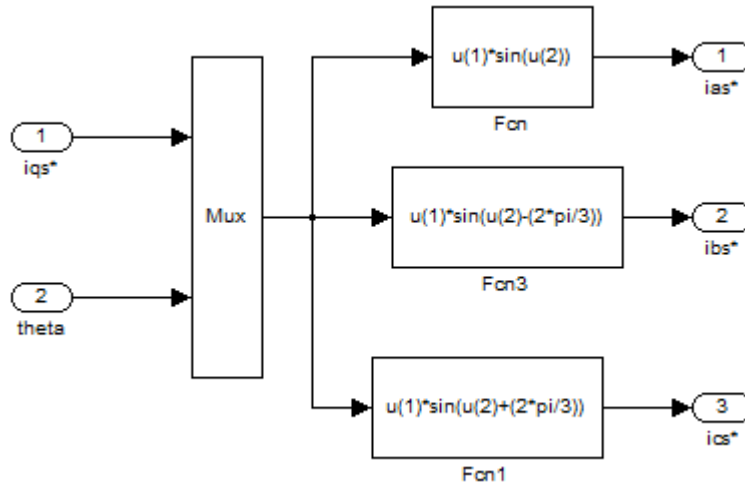
$i_{qs}^*$  ve  $i_{ds}^*$  akımlarına ters park dönüşümü uygulanırsa

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \\ i_{os}^* \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

olarak bulunur. Burada  $i_{os}^*$  ve  $i_{ds}^*$  sıfır olduğundan denklem (3.23) aşağıdaki forma dönüşür:

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin Q_r \\ \sin(Q_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(Q_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} [i_{qs}^*] \quad (3.24)$$

Denklem (3.24) kullanılarak ters park dönüştürücü devresinin Simulink modeli Şekil 3.14'deki gibi elde edilir.



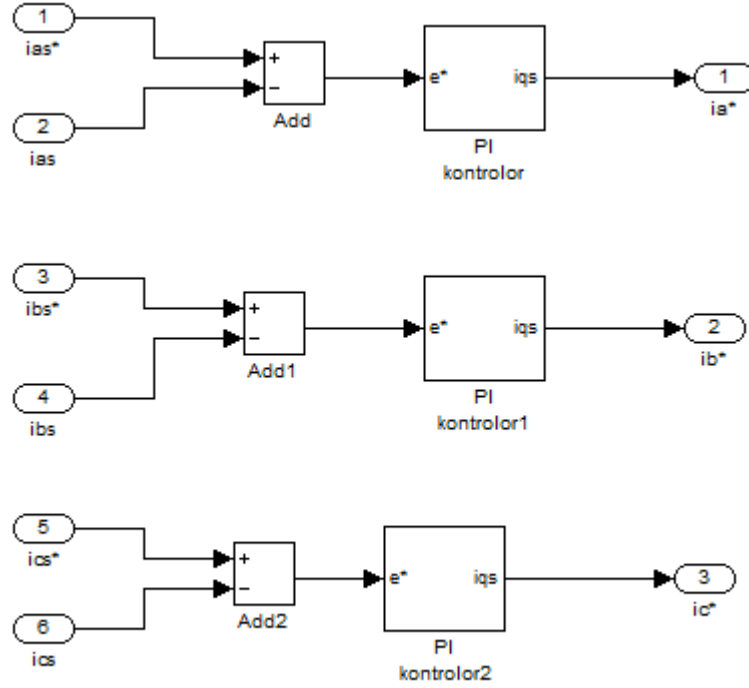
Şekil 3.14. Ters park dönüştürücünün simulink modeli

Şekil 3.14'te “mux” bloğunda, 1 nolu giriş ucundan uygulanan referans akımın moment bileşeni ile 2 nolu giriş ucundan uygulanan gerçek pozisyon sinyali aynı eksenli çıkış haline dönüştürülür. Elde edilen sinyal, fonksiyon bloklarında denklem (3.24) kullanılarak çözdürülür. Böylece çıkış uçlarından üç faz referans akımları  $i_{as}^*$ ,  $i_{bs}^*$ ,  $i_{cs}^*$  elde edilmiş olur.



### 3.2.5. Akım Kontrol Bloğunun Modellenmesi

Ters park dönüştürücüden gelen referans akımları ile motorun stator sargılarından ölçülecek olan gerçek akım sinyallerinin farkları alınarak bir hata sinyali üretilir. PI akım kontrolör blokları gerçek akımları referans akımlara yaklaştırma görevi yapar. Akım kontrol bloğunun MATLAB Simulink modeli Şekil 3.15'te verilmiştir.



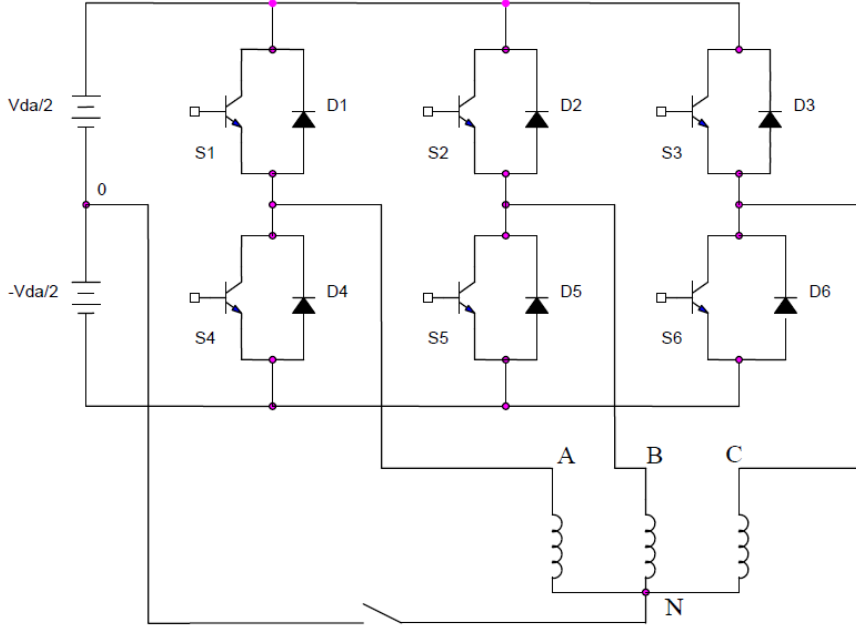
Şekil 3.15. Akım kontrol bloğunun MATLAB Simulink modeli

Sırasıyla 1, 3 ve 5 no.lu girişlere ters park dönüştürücü devresinden gelen üç faz referans akımları 2, 4 ve 6 nolu girişlere sırasıyla, motorun stator sargılarından ölçülecek olan gerçek akım sinyalleri uygulanır. “sum” blokları referans faz akımları ile gerçek faz akımlarının farklarını alarak bir hata sinyali üretirler. Bu hata sinyalleri histerezis bloklarından geçirilerek, gerçek akımlar referans akımlara yakınlaştırmaya zorlanır.

### 3.2.6. PWM Evirici Devresinin Modellenmesi

Bu çalışmada kullanılan üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin eşdeğer devresi Şekil 3.16'da verilmiştir. Bu eviricinin 0 noktası ile A, B ve C fazları arasında bir gerilim

mevcuttur. Bu gerilim kutup gerilimi olarak adlandırılır ve  $V_{A0}$ ,  $V_{B0}$ ,  $V_{C0}$  ile gösterilir. Üç fazlı yıldız bağlı dengeli yüklerde faz akımlarının ve faz gerilimlerinin toplamı sıfırdır.



Şekil 3.16. Üç fazlı PWM eviricinin eşdeğer devresi

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (3.25)$$

$$V_{AS} + V_{BS} + V_{CS} = 0 \quad (3.26)$$

Eşdeğer devreye göre kutup gerilimleri;

$$V_{A0} = V_{AS} + V_{N0}$$

$$V_{B0} = V_{BS} + V_{N0} \quad (3.27)$$

$$V_{C0} = V_{CS} + V_{N0}$$

olarak yazılır. Kutup gerilimleri taraf tarafa toplanıp düzenlenirse;

$$V_{N0} = \frac{1}{3} (V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}) \quad (3.28)$$

bulunur. Bu durumda eşdeğer devreye göre faz gerilimleri

$$V_{AS} = V_{A0} - V_{N0} = \frac{1}{3} (2V_{A0} - V_{B0} - V_{C0}) \quad (3.29)$$

$$V_{BS} = V_{B0} - V_{N0} = \frac{1}{3} (-V_{A0} + 2V_{B0} - V_{C0}) \quad (3.30)$$

$$V_{CS} = V_{C0} - V_{N0} = \frac{1}{3} (-V_{A0} - V_{B0} + 2V_{C0}) \quad (3.31)$$

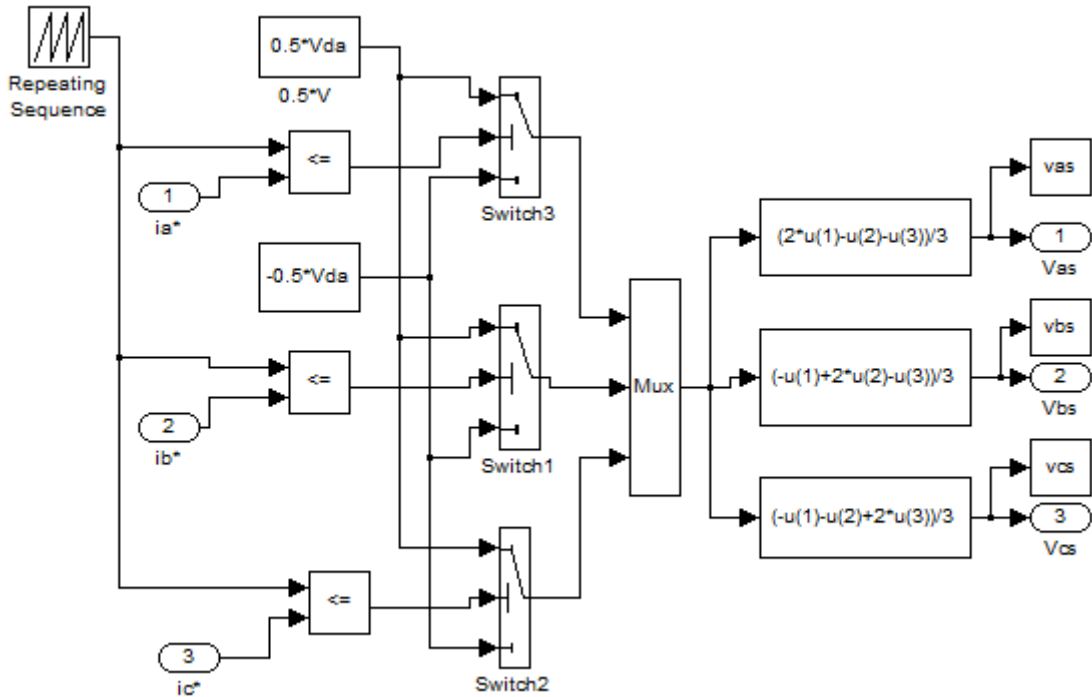
$$V_{AB} = V_{A0} - V_{B0}$$

$$V_{AC} = V_{A0} - V_{C0} \quad (3.32)$$

$$V_{BC} = V_{B0} - V_{C0}$$

olur.

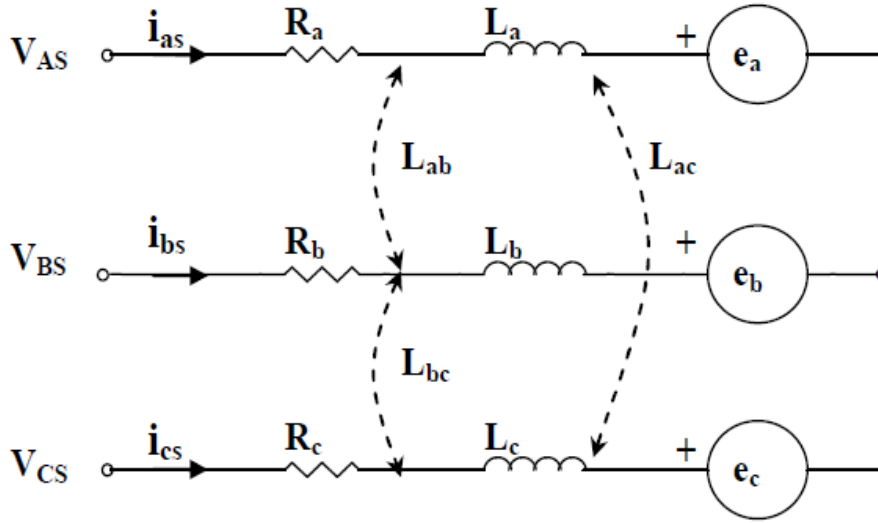
Üç fazlı PWM evirici devresinin MATLAB Simulink modeli Şekil 3.17’de verilmiştir. Akım kontrolöründen gelen sinyaller “switch” bloklarına uygulanır. Uygulanan sinyalin durumuna göre “switch” blokları  $V_{da}/2$  veya  $-V_{da}/2$  değerleri arasında anahtarlama yapar. “Mux” bloğu “switch” ten gelen sinyalleri aynı eksene getirir. Elde edilen sinyal fcn, fcn1 ve fcn2 fonksiyon bloklarında sırasıyla denklem (3.29), (3.30) ve (3.31) kullanılarak çözdürülür. Böylece SMSM’nin stator sargılarına uygulanacak olan faz gerilimleri elde edilir.



Şekil 3.17. Üç fazlı PWM eviricinin MATLAB Simulink modeli

### 3.2.7. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Modellenmesi

SMSM'nin modelini oluşturabilmek için devre denklemlerine ihtiyaç vardır. Bu çalışmada SMSM'nin üç fazlı matematiksel modeli kullanılmıştır. Motorun model denklemlerinin elde edilebilmesi ve buna bağlı olarak matematik modelinin çıkarılabilmesi için Şekil 3.18'de verilen üç fazlı yıldız bağlı bir SMSM'nin eşdeğer devre şeması kullanılmıştır (Pillay, Krishnan, 1989).



Şekil 3.18. Üç fazlı yıldız bağlı bir sürekli mıknatıslı motorunun eşdeğer devre şeması

### 3.2.8. Gerilim Denklemlerinin Elde Edilmesi

Şekil 3.18'deki eşdeğer devreye göre SMSM'nin gerilim denklemleri

$$V_{AS} = R_a i_{as} + \frac{d}{dt} L_a i_{as} + \frac{d}{dt} L_{ab} i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{ac} i_{cs} + e_a$$

$$V_{BS} = R_b i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{ba} i_{as} + \frac{d}{dt} L_b i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{bc} i_{cs} + e_b \quad (3.33)$$

$$V_{CS} = R_c i_{cs} + \frac{d}{dt} L_{ca} i_{as} + \frac{d}{dt} L_{cb} i_{bs} + \frac{d}{dt} L_c i_{cs} + e_c$$

olarak yazılır. Stator sargılarının dengeli olduğu düşünülürse;

$$R_a = R_b = R_c = R$$

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (3.34)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M$$

yazılır. Bu durumda denklem (3.33)'deki gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned} V_{AS} &= R i_{as} + \frac{d}{dt} L i_{as} + \frac{d}{dt} M i_{bs} + \frac{d}{dt} M i_{cs} + e_a \\ V_{BS} &= R i_{bs} + \frac{d}{dt} M i_{as} + \frac{d}{dt} L i_{bs} + \frac{d}{dt} M i_{cs} + e_b \\ V_{CS} &= R i_{cs} + \frac{d}{dt} M i_{as} + \frac{d}{dt} M i_{bs} + \frac{d}{dt} L i_{cs} + e_c \end{aligned} \quad (3.35)$$

olur. Denklem (3.35)'i matris formunda düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

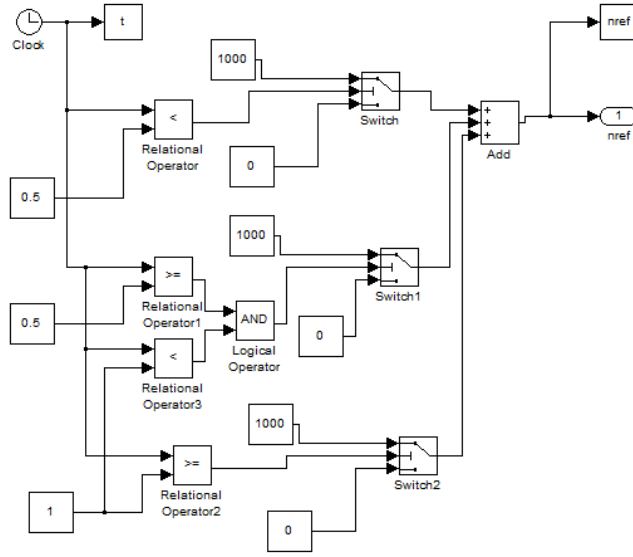
olur. Denklem düzenlenerek;

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

halini alır (Yıldız, 2009).

### 3.2.9. Referans Hız Bloğu

Şekil 3.19'da verilen referans hız bloğunda, zaman dilimi olarak  $t = 0,5 \text{ s} - 0,5 \text{ s} < t < 1 \text{ s}$  ile  $1 \text{ s} < t$  seçilmiştir. Bu zaman dilimlerinde  $n_{ref}$  bloğuna eşit veya değişken değerler verilerek sistem çalıştırılır.



Şekil 3.19. Referans hız bloğu

### 3.2.10. Akım Denklemlerinin Elde Edilmesi

Denklem (3.36) durum-uzay modelinden tekrar gerilim denklemlerini yazarsak,

$$V_{AS} = R i_{as} + \frac{d}{dt} (L - M) i_{as} + e_a$$

$$V_{BS} = R i_{bs} + \frac{d}{dt} (L - M) i_{bs} + e_b$$

$$V_{CS} = R i_{cs} + \frac{d}{dt} (L - M) i_{cs} + e_c \quad (3.38)$$

olur. Denklem (3.38)'den sırasıyla stator faz akımlarını çekersek,

$$V_{AS} = R i_{as} + \frac{d}{dt} (L - M) i_{as} + e_a \quad (3.39)$$

$$\frac{d}{dt} i_{as} = \frac{-R i_{as} + V_{AS} - e_a}{L - M} \quad (3.40)$$

elde edilir.

$$V_{BS} = R i_{bs} + \frac{d}{dt} (L - M) i_{bs} + e_b \quad (3.41)$$

$$\frac{d}{dt} i_{bs} = \frac{-R i_{bs} + V_{BS} - e_b}{L - M} \quad (3.42)$$

bulunur.

$$V_{CS} = R i_{cs} + \frac{d}{dt} (L - M) i_{cs} + e_c \quad (3.43)$$

$$\frac{d}{dt} i_{cs} = \frac{-R i_{cs} + V_{CS} - e_c}{L - M} \quad (3.44)$$

olur. Böylece dinamik simülasyonda kullanılacak olan üç faz stator akımları elde edilmiş olur.

### 3.2.11. Elektromanyetik Moment Denkleminin Elde Edilmesi

Motorun ürettiği elektromanyetik moment denklemi, zıt emk cinsinden denklem (3.45)'deki gibi yazılabilir (Yıldız, 2009):

$$M_e = ( e_a i_{as} + e_b i_{bs} + e_c i_{cs} ) / \omega_r \quad (3.45)$$

Denklem (3.44)'de elde edilen zıt emk denklemleri, (3.45)'de yerine yazılırsa;

$$M_e = ( \lambda_m \sin \theta_r i_{as} + \lambda_m \sin (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) i_{bs} + \lambda_m \sin (\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{cs} ) \quad (3.46)$$

Denklem düzenlenirse,

$$M_e = \lambda_m \left[ \sin \theta_r i_{as} + \sin (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) i_{bs} + \sin (\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{cs} \right] \quad (3.47)$$

bulunur. Denklem (3.45) açısal hız cinsinden yazılırsa (Consoli ve ark., 1994),

$$M_e = J \left( \frac{2}{p} \right) \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \left( \frac{2}{p} \right) \omega_r + M_y \quad (3.48)$$

olur.

$B_m$  sürtünme katsayısı çok küçük olduğundan ihmal edilebilir. Bu durumda denklem (3.48) aşağıdaki şekli alır:

$$M_e = J \left( \frac{2}{p} \right) \frac{d}{dt} \omega_r + M_y \quad (3.49)$$

Atalet momenti  $J$ , motorun ve yükün atalet momentleri toplamına eşittir:

$$J = J_m + J_y \quad (3.50)$$

Burada;

$J_m$  : Motor atalet momenti ( $kgm^2$ )

$J_y$  : Yük atalet momenti ( $kgm^2$ ) dir.

### 3.2.12. Zıt emk Denklemlerinin Elde Edilmesi

Gerilim uygulanan ve döndürülen motorların stator sargıları, kendisine uygulanan gerilime zıt yönde bir gerilim üretir. Zıt emk olarak isimlendirilen bu gerilimin değeri rotor hızına, rotor pozisyonuna ve rotorun manyetik akısına bağlıdır.

Denklem (3.51)'de zıt EMK denklemleri verilmiştir:

$$e_a = \omega_r \lambda_m \sin \theta_r$$

$$e_b = \omega_r \lambda_m \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.51)$$

$$e_c = \omega_r \lambda_m \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Burada;

$\omega_r$  : Rotor açısal hızı (rad/s)

$\theta_r$  : Rotor pozisyonu (rad)

$\lambda_m$  : Rotor sabit manyetik akısı (Wb)

### 3.2.13. Yük Momentinin Elde Edilmesi

$$M_y = M_c u + k_1 n_r \frac{M_{max}}{n_{rs}} + k_1 M_{max} \quad (3.52)$$

Eğer,  $\omega_r \geq M_c$  ve  $\omega_r < -M_c$  ise  $u = 1$ , diğer durumlarda  $u = 0$  olur.

Burada;

$M_c$  : Sabit yük momenti (Nm)

$k_1$  : Sürtünme katsayısı

$n_r$  : Motorun mekanik hızı (d/d)

$n_{rs}$  : Motorun senkron hızı (d/d)

$M_{max}$  : Motorun ürettiği maksimum elektromanyetik moment (Nm)

$k_r$  : Motor moment sabiti

$$M_m = M_e - M_y \quad (3.53)$$



$$M_m = J \left( \frac{2}{p} \right) \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \left( \frac{2}{p} \right) \omega_r \quad (3.54)$$

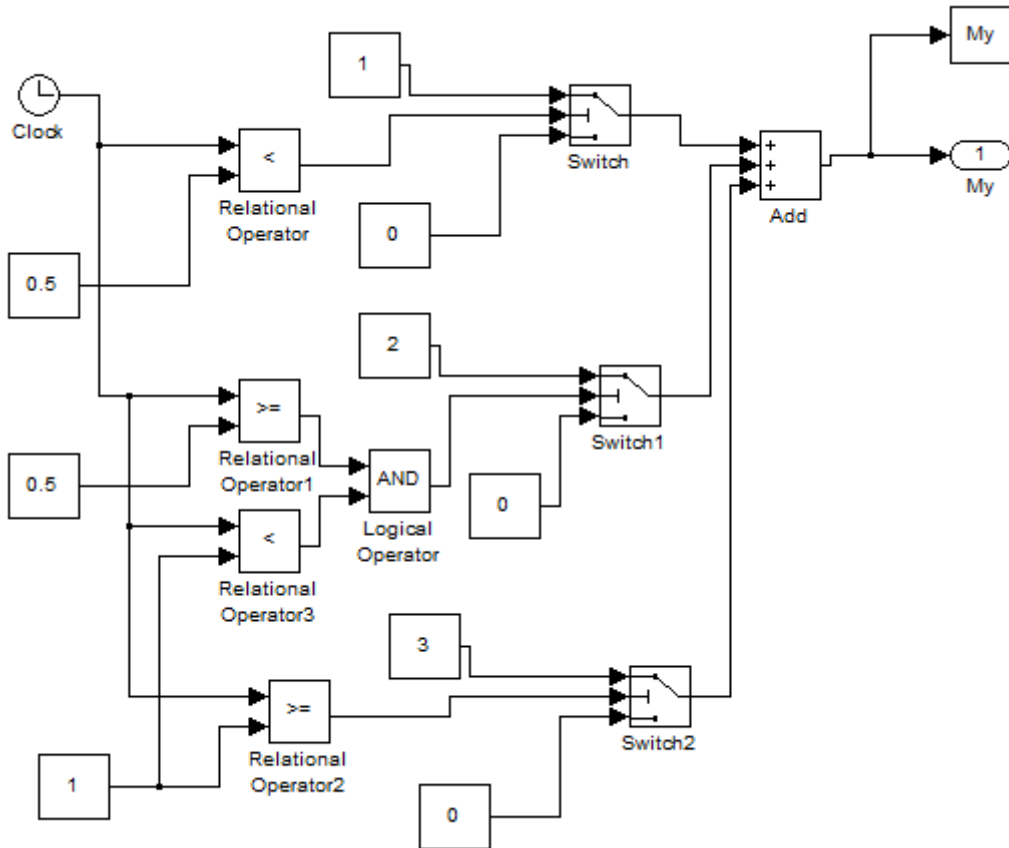
denklem (3.53)'den açısal hız ifadesini çeker ve  $B_m$  sürtünme katsayısı ihmal edilirse,

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P M_m}{2j} \quad (3.55)$$

olur.

### 3.2.14. Yük Bloğunun Modellenmesi

Şekil 3.20'de verilen yük bloğunda zaman olarak 0,5 s, 1 s ve 1 s'den büyük zaman dilimleri seçilmiştir. Bu zaman dilimlerinde  $M_y$  sabit seçilebildiği gibi değişkende alınabilir. Sisteme değer atayabilmek için bloğa iki defa tıklayıp değer yazılır. Her farklı değer seçildiğinde sistemi yeniden çalıştırmak gerekir.



Şekil 3.20. Yük bloğu simulink modeli

### 3.2.15. Rotor Pozisyonu

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt \quad (3.56)$$

Elde edilen ve aşağıda listelenen (3.57) (3.58), (3.59), (3.60), (3.61) denklemler durum-uzayı şeklinde yazılarak, sistemin matematik modeli elde edilmiş olur. Durum-uzayı şeklinde matematik modellemesi yapılan motorun dinamik simülasyonunu yapmak mümkündür. Sistemin durum-uzayı şeklindeki matematik modeli denklem (3.61)'da, motorun matematik modelinden yola çıkılarak MATLAB Simulink ile yapılan modellemesi ise Şekil 3.21'de gösterilmiştir.

$$\frac{d}{dt} i_{as} = \frac{-P.i_{as} + V_{AS} - e_a}{L-M} \quad (3.57)$$

$$\frac{d}{dt} i_{bs} = \frac{-P.i_{bs} + V_{BS} - e_b}{L-M} \quad (3.58)$$

$$\frac{d}{dt} i_{cs} = \frac{-P.i_{cs} + V_{CS} - e_c}{L-M} \quad (3.59)$$

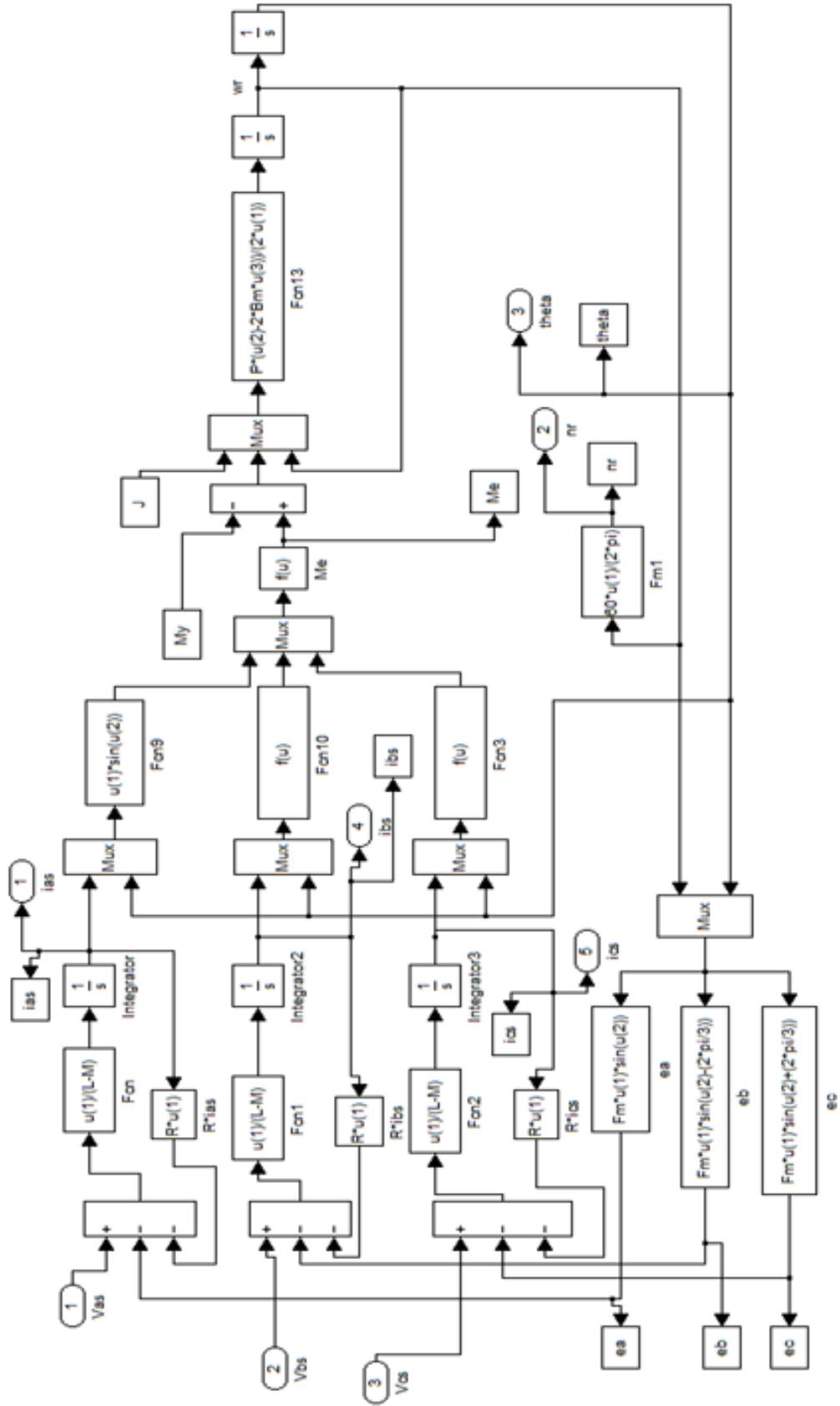
$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P.M_m}{2j} \quad (3.60)$$

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt \quad (3.61)$$

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_r \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{L}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Şekil 3.21'de SMSM'nin MATLAB Simulink modeli görülmektedir.



Şekil 3.21. Sürekli mıknatıslı senkron makinanın MATLAB Simulink modeli

Şekil 3.21’de, PWM den alınan  $V_{as}$ ,  $V_{bs}$  ve  $V_{cs}$  stator faz gerilimleri, 1, 2 ve 3 no.lu giriş uçlarından motor devresine uygulanır.  $f_{cn}$ ,  $f_{cn1}$ ,  $f_{cn2}$ ,  $f_{cn3}$ ,  $f_{cn4}$  ve  $f_{cn5}$  fonksiyon blokları ile (3.57) (3.58) ve (3.59)’deki akım denklemleri çözdürülerek stator faz akımları elde edilir. Akım sinyallerine 12 no.lu fonksiyon bloğunda denklem (3.46) uygulanarak elektromanyetik moment sinyali elde edilir. Yük momenti ile elektromanyetik moment sinyalinin farkları alınır ve 13 no.lu fonksiyon bloğu içerisinde denklem (3.53) kullanılarak hız sinyaline dönüştürülür. Hız sinyalinin integrali alınarak pozisyon sinyali elde edilir.  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  fonksiyon bloklarında ise sırasıyla denklem (3.45) çözdürülerek zıt emk değerleri hesaplanır. Sonuç olarak 1, 4 ve 5 no.lu çıkış uçlarından stator faz akımları, 2 no.lu çıkış ucundan hız, 3 no.lu çıkış ucundan konum sinyalleri ölçülür.

### 3.2.16. Sistemin Simülasyonu

Modellemesi yapılan sistemi Şekil 3.21’deki gibi grup bloğu haline getirdikten sonra, parametrelerin yazılması gerekir. Parametreleri yazabilmek için parametrelerin yazılacağı blok üzerine iki kere tıklanarak parametrelerin yazılacağı menü ekrana getirilir. Bu menüye uygun parametreler yazılarak pencere kapatılır. “File” menüsünden “Model properties” komutu seçilerek, açılan pencerede “Callbacks” menüsü altında bulunan “Model initialization function” kısmına modelde kullanılan sabit parametreler girilir. Tablo 3.1’de simülasyonu yapılan motora ait parametreler verilmiştir. Ardından “Simulation” menüsünden “Simulation parameters” komutu seçilir. Açılan pencerede simülasyon başlama ve bitiş zamanı, diferansiyel denklemlerin çözüleceği yöntem ve en küçük adım değerlerini gösteren menüler bulunmaktadır. Bu menülerden uygun parametreler seçilerek pencere kapatılır. Son olarak “Simulation” menüsünden “Start” komutu seçilerek simülasyon başlatılır. Simülasyon sonucunda elde edilen sinyaller “Scope” bloğundan veya “to workspace” bloğundan çalışma sayfasına aktarılarak MATLAB grafik penceresinden izlenebilir.

**Tablo 3.1.** Simülasyonu yapılan fırçasız DA motor parametreleri

Motor Parametreleri	Değeri
Stator bir faz direnci(R)	0.07 $\Omega$
Stator bir faz indüktansı (L)	0.334 mH
Stator iki faz sargısı arasındaki ortak indüktans (M)	0.125 mH
Eviriciye uygulanan doğru gerilim ( $V_{da}$ )	48 V
Rotor sabit manyetik akısı ( $\lambda_m$ )	0.105 Wb
Motor kutup sayısı (P)	8
Sürtünme katsayısı ( $B_m$ )	0.02 kgm <sup>2</sup> /s
Atalet momenti (J)	0.0007905 kgm <sup>2</sup>
Motor moment sabiti ( $k_t$ )	0.00767Nm/A
Motorun senkron hızı ( $n_s$ )	3000 d/d
Maksimum motor akımı ( $I_n$ )	20 A

### 3.2.17. Simülasyon ve Deneysel Sonuçlar

SMSM'nin boşa çalışma (yüksüz) sonuçları inverterin 18.4 V doğru gerilim ile beslenmesi şartlarında alınmıştır. SMSM boşa çalışırken farklı referans hız değerleri için simülasyondan elde edilen hız cevabı, Şekil 3.22'de, deneysel ölçülen hız cevabı şekil 3.23'de, faz akımlarının değişimi Şekil 3.24 ve Şekil 3.25'de, momentin değişim grafiği ise Şekil 3.26'da verilmiştir.

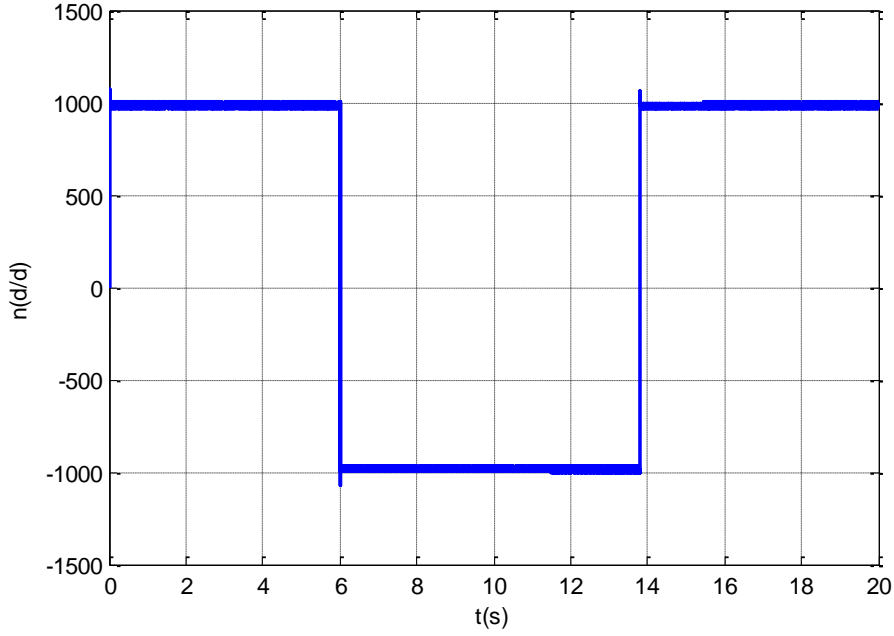
Farklı yük momentleri için SMSM'nin çektiği akımların değişimi ise Şekil 3.28'de gösterilmiştir.

Şekil 3.29'de motorun hızının kısa bir sürede 2000 d/d referans hıza ulaştığı görülmektedir. Burada yük momentini 4 Nm olarak seçilmiştir.

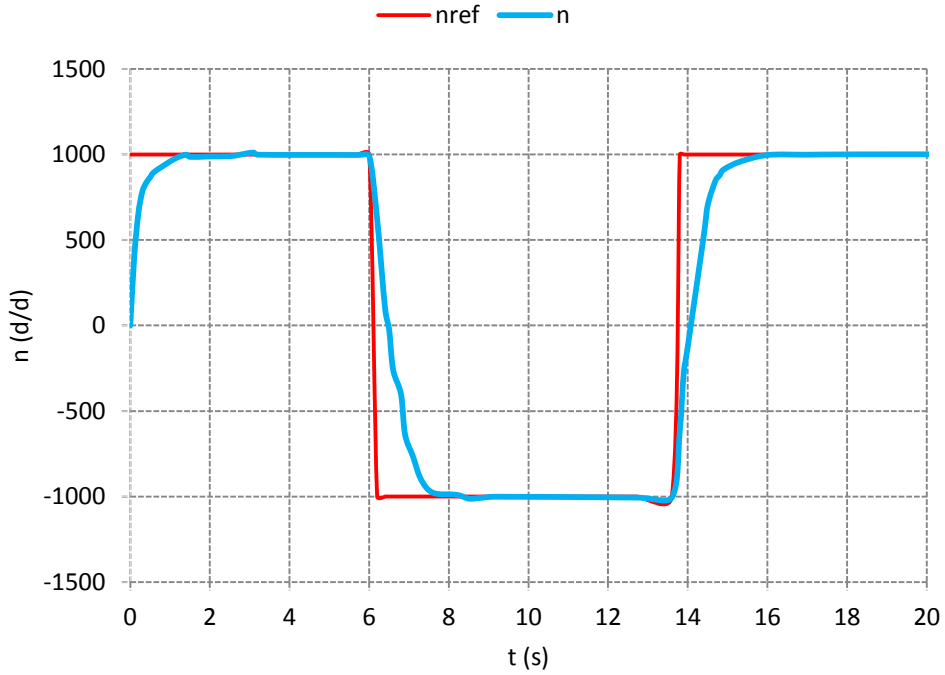
Şekil 3.30'da motorun ürettiği momentin, yük momentinin biraz üzerine çıktığı izlenmektedir. Şekil 3.31'de daha geniş bir zaman aralığında faz akımlarının değişim grafikleri çizilmiştir.

Şekil 3.32'de motorun ürettiği zıt emk. 22 V'a yaklaştığı izlenmektedir. Şekil 3.33'de yük momentinin yükselmesine bağlı olarak motorun çektiği akımların 30 A'e yaklaştığı görülmektedir.

Şekil 3.22’de çizilen grafikte referans hızın negatif olduğu yer, motorun dönüş yönünün değiştiğine işaret etmektedir. Şekil 3.23’de alınan deneysel sonuçlar ile Şekil 3.22’de elde edilen sonuçların benzer olduğu görülmektedir.

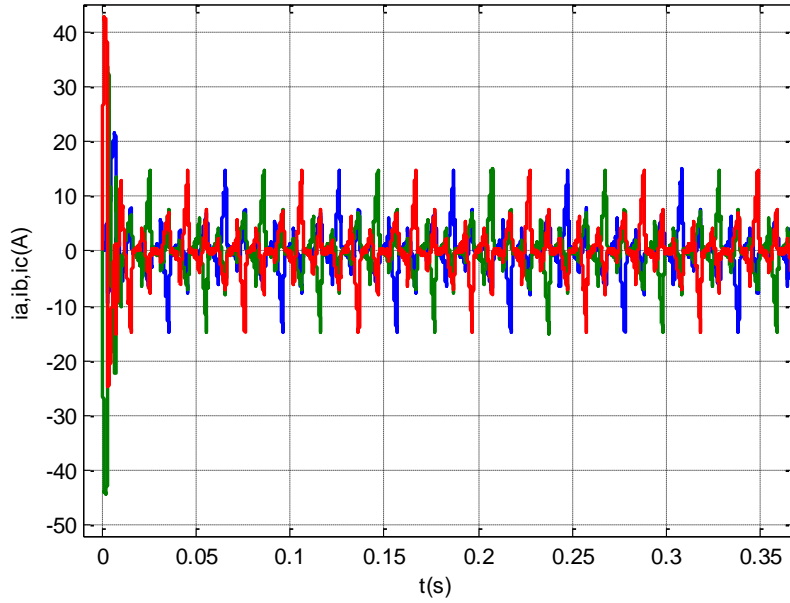


Şekil 3.22. Yüksüz durumda farklı referans hızlar için devir sayısı değişimi

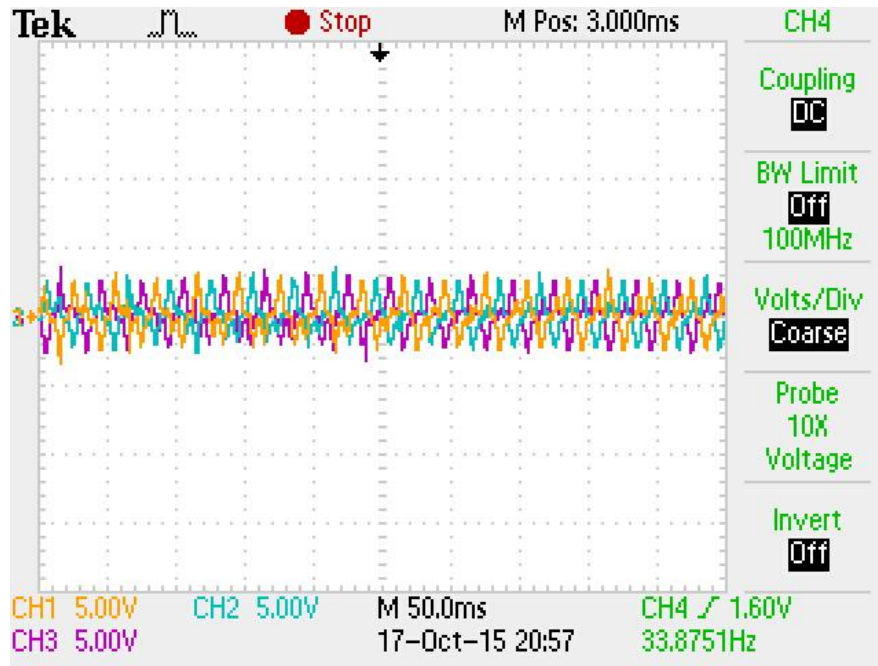


Şekil 3.23. Yük yokken, farklı referans hızlar için deneysel sonuçlar

Şekil 3.24’de yüksüz çalışan motorun simülasyon sonucu çizilen akımların değişimi, Şekil 3.25’de ise deneysel veriler gösterilmiştir. Grafiklere dikkat edilirse sonuçlar aynıdır.

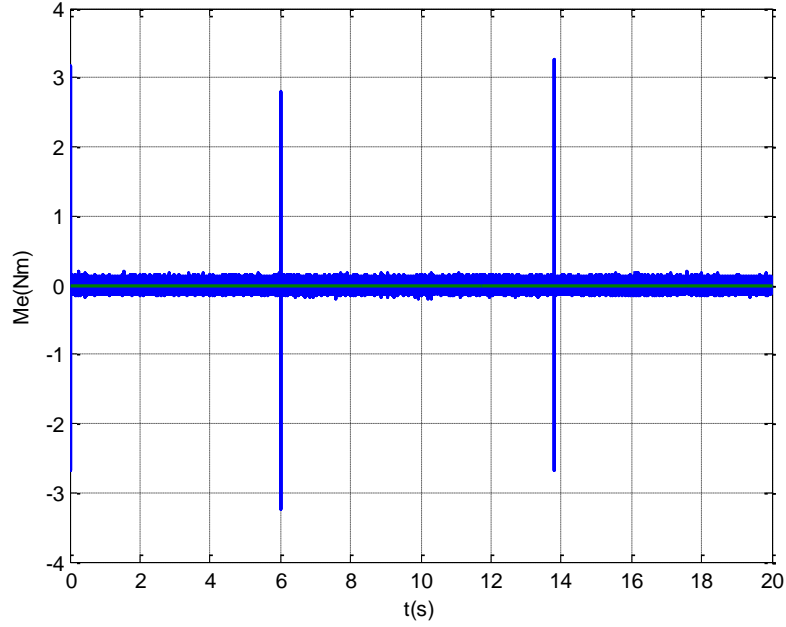


Şekil 3.24. Yüksüz durumda faz akımlarının değişimi

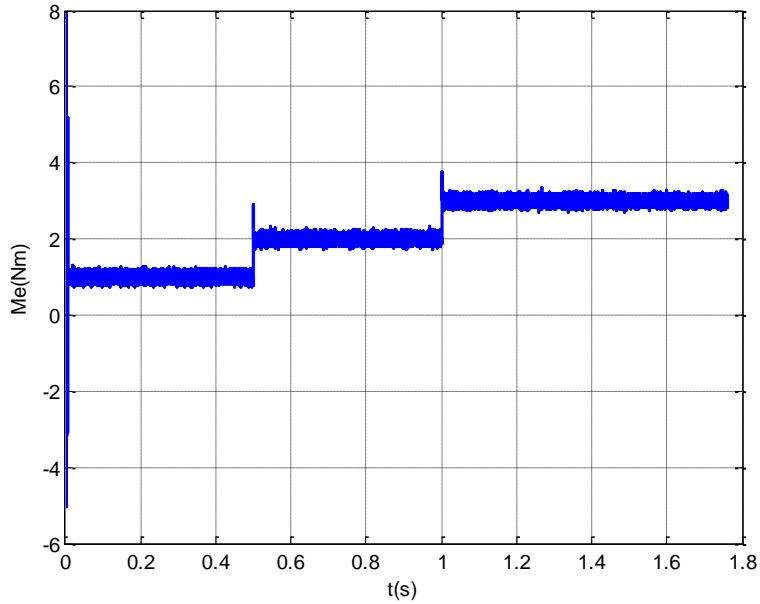


Şekil 3.25. Yüksüz n=1000 d/d için deneysel ölçülen üç faz akımının değişim grafikleri

Şekil 3.26’da momentin negatif olduğu yerler motorun dönüş yönünün tersine olduğu anlamına gelmektedir. Şekil 3.27’de (0-0,5) s, (0,5-1) s, ile 1 s, zaman aralıklarında farklı yük momentleri için motor momentinin de buna cevap verdiği görülmektedir.



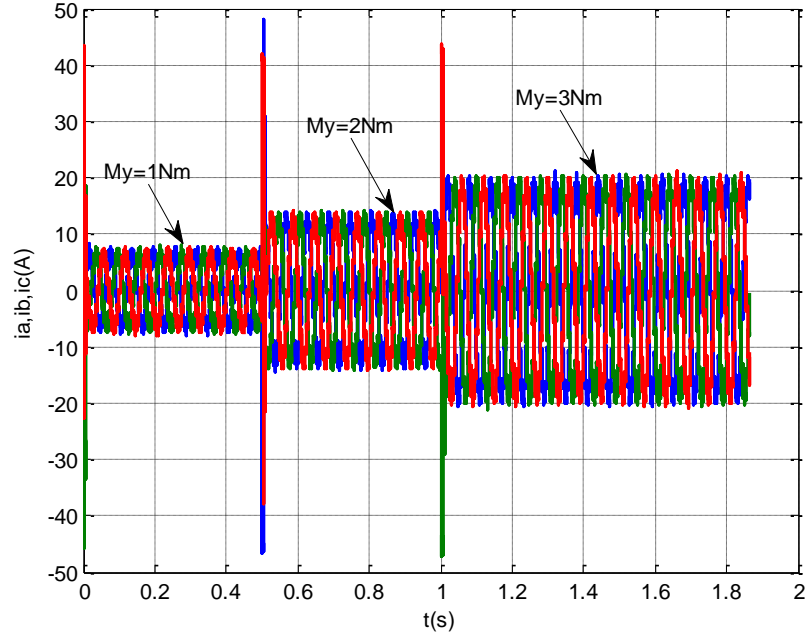
Şekil 3.26. Yüksüz durumda farklı referans hızlar için momentin değişimi



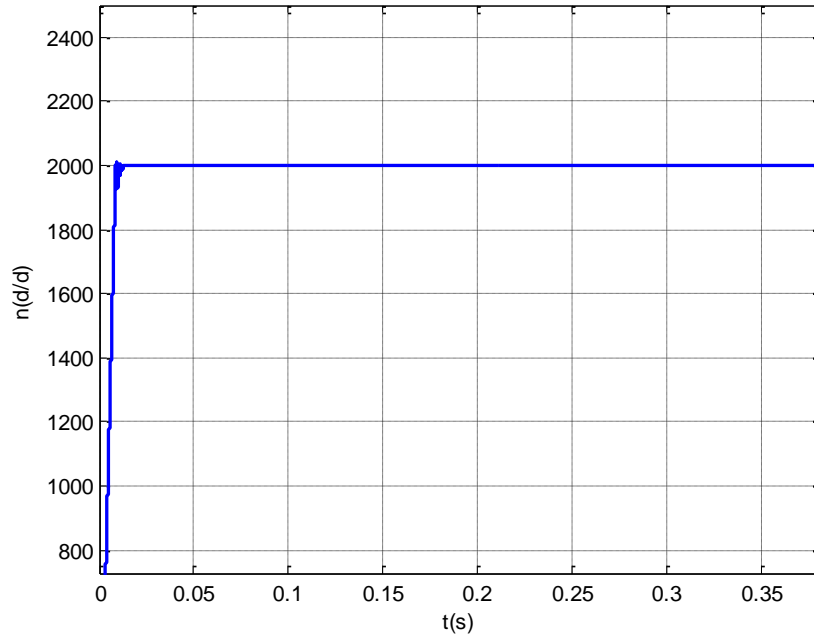
Şekil 3.27. Farklı yükler için ( $M_y = 1\text{Nm}$ ,  $2\text{Nm}$ ,  $3\text{Nm}$ ) motorun moment değişimi



Şekil 3.28’de yük momentinin yükselmesine bağlı olarak motorun çektiği akımlarında yükseldiği gözlemlenmektedir. Şekil 3.29’da yük momentinin 4N ve referans hızın 2000 dv/dk olması durumu için motor hızının yükselme zamanı görülmektedir.

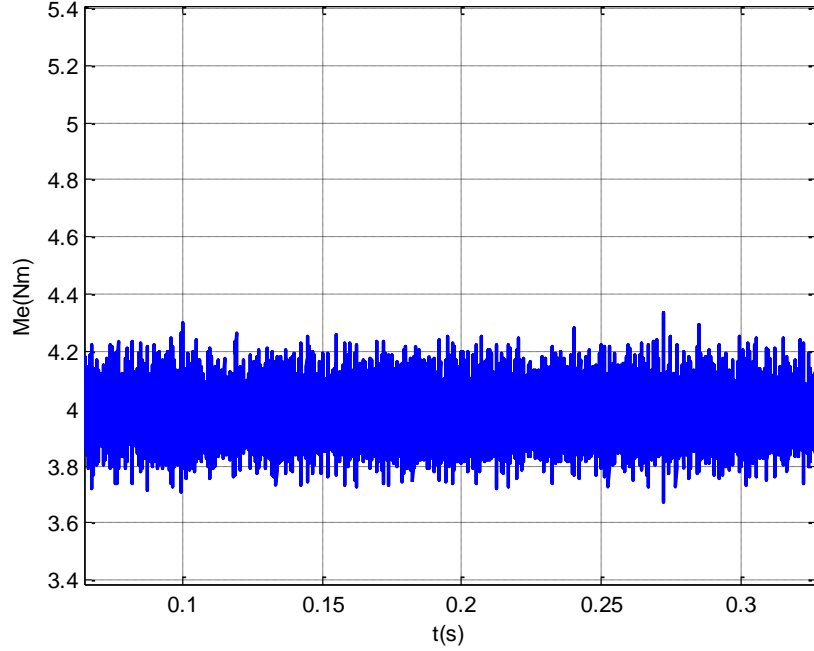


Şekil 3.28. Farklı yük momentleri için akım değişim grafikleri

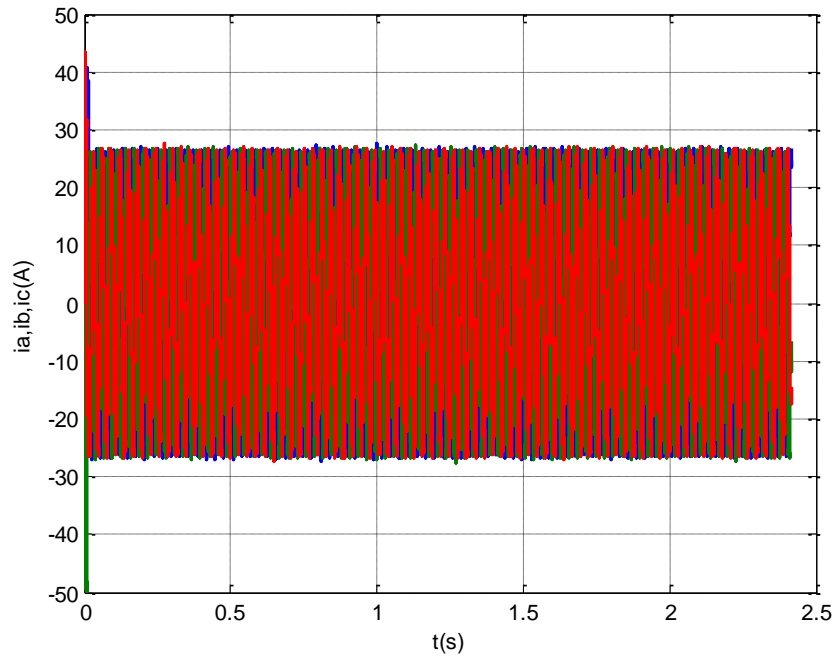


Şekil 3.29.  $M_y = 4Nm$  ve  $n_{ref} = 2000$  dv/d için motor hız değişimi

Şekil 3.30'da yük momentinin 4N ve referans hızın 2000 dv/dk olması durumu için motor momentinin 4N'un biraz üzerinde dalgalandığı görülmektedir. Şekil 3.31'de ise aynı hız ve moment için motorun çektiği akımlar yaklaşık 25 A'e ulaşmaktadır.

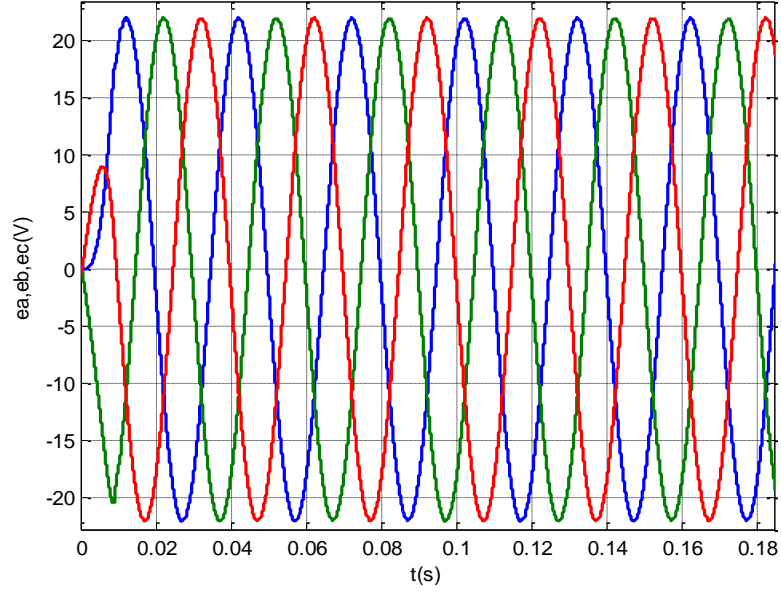


Şekil 3.30.  $M_y = 4\text{Nm}$  ve  $n_{\text{ref}} = 2000$  dv/d için motor moment değişimi

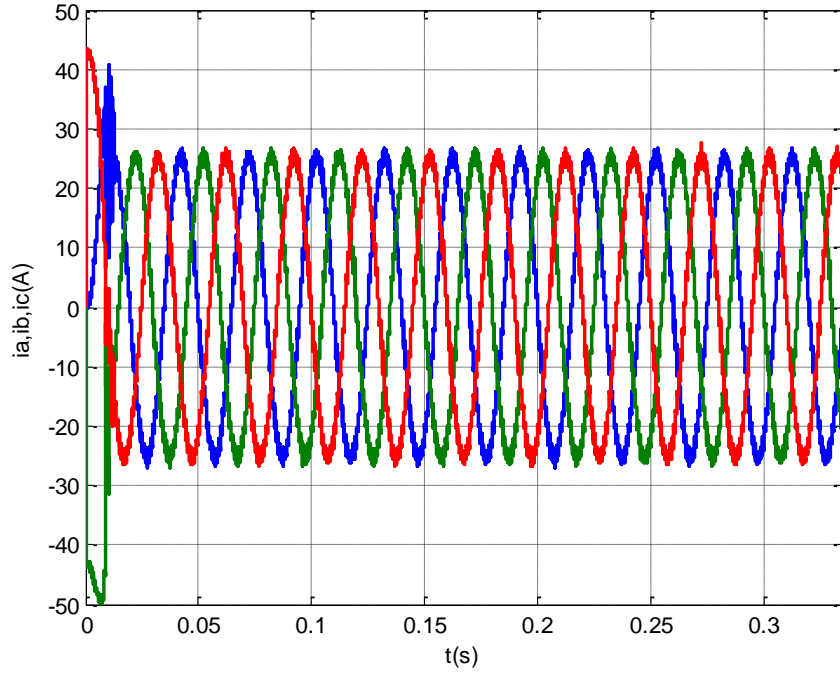


Şekil 3.31.  $M_y = 4\text{Nm}$  ve  $n_{\text{ref}} = 2000$  dv/d için motor akımların değişimi

Aynı yük ve referans hız için Şekil 3.32’de motorda endüklenen gerilimlerin değerleri görülmektedir. Şekil 3.33’de ise motorun çektiği hat akımlarının yaklaşık olarak yerleşme süreleri görülmektedir.

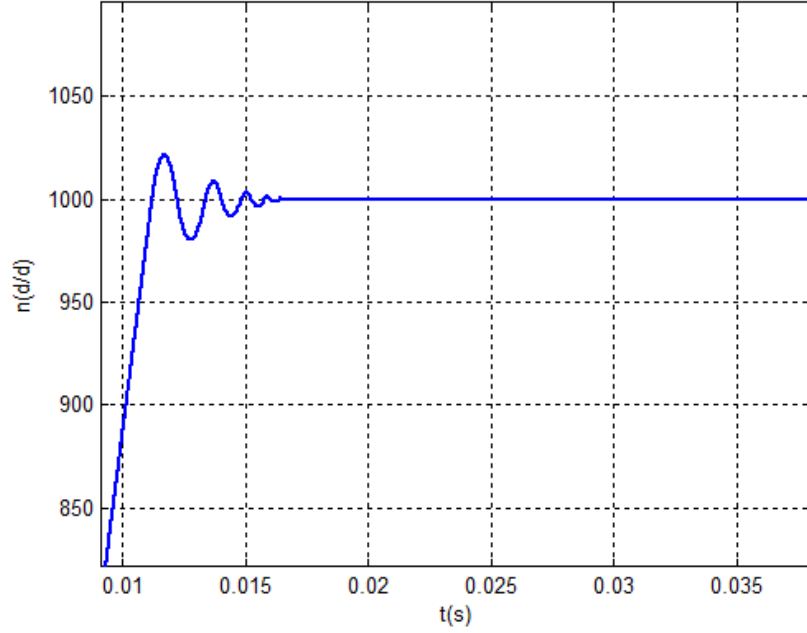


Şekil 3.32.  $M_y = 4\text{Nm}$  ve  $n_{\text{ref}} = 2000$  dv/d için motor zıt emk’ların değişimi

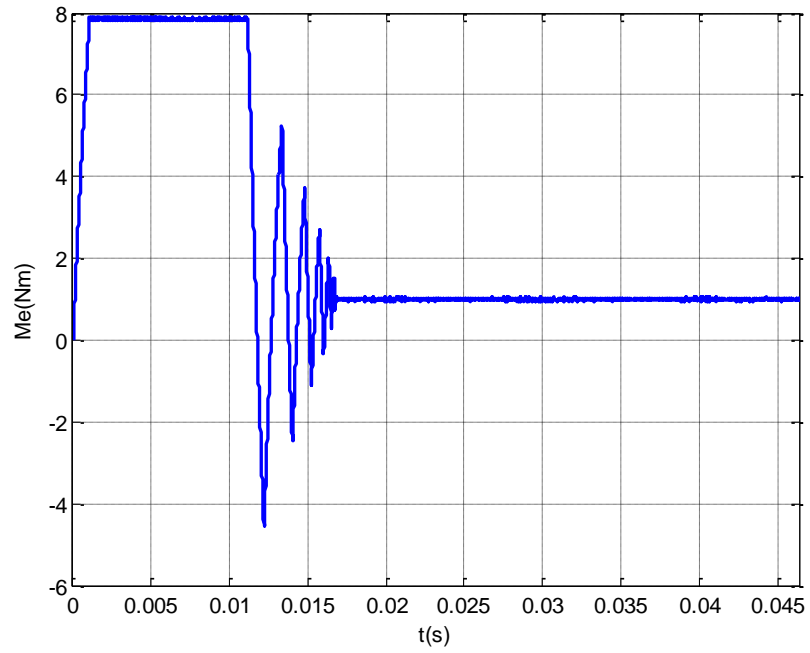


Şekil 3.33.  $M_y = 4\text{Nm}$  ve  $n_{\text{ref}} = 2000$  dv/d için akımların değişimi

Şekil 3.34’de yük 1 Nm ve referans hız 1000 dv/d için motorun devir sayısının yerleşme süresi ile Şekil 3.35’de aynı yük ve ancak 2000 dv/d referans hızında motor momentinin yaklaşık olarak yerleşme sürelerinin 0.015 s olduğu gözlenmiştir.

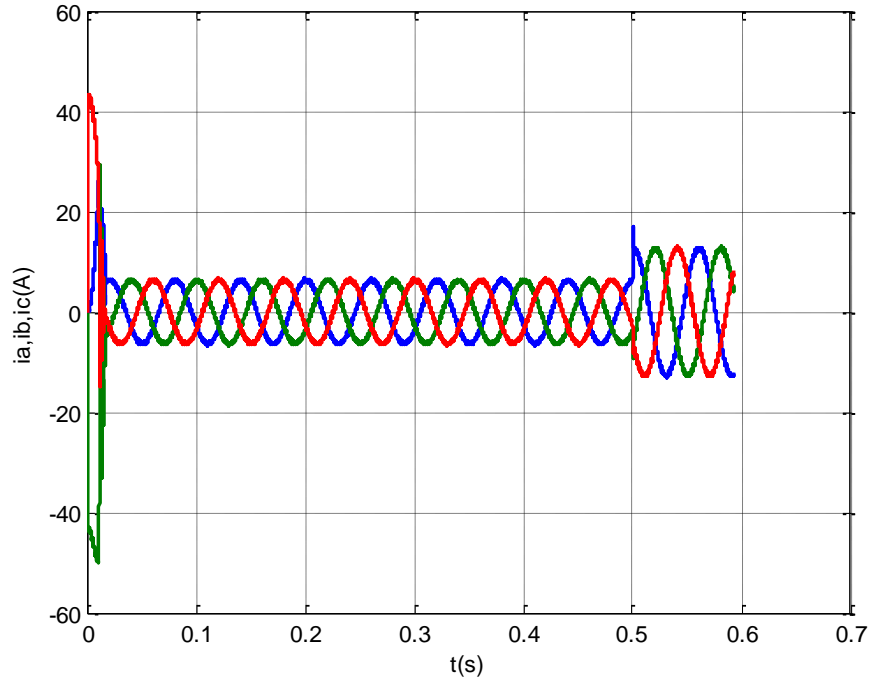


Şekil 3.34.  $M_y = 1\text{Nm}$  ve  $n_{ref} = 1000\text{ dv/d}$  için motor devir sayısı değişimi

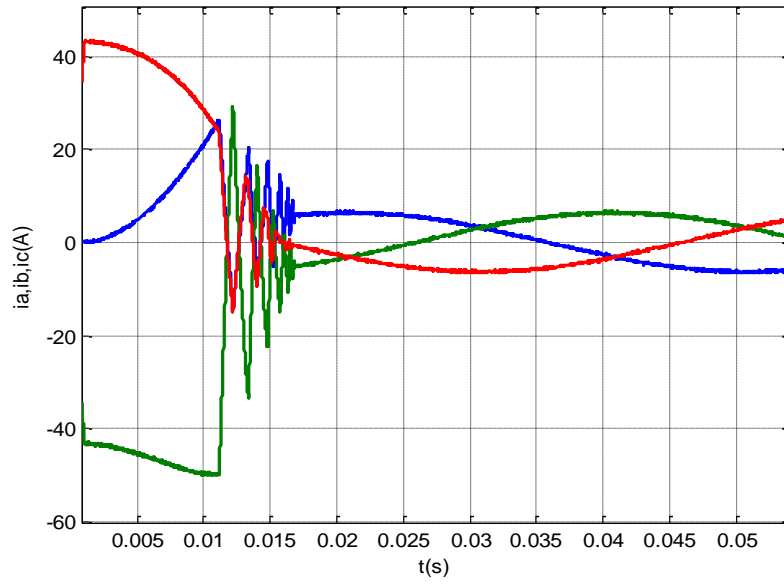


Şekil 3.35.  $M_y = 1\text{Nm}$  ve  $n_{ref} = 2000\text{ dv/d}$  için motor moment değişimi

Şekil 3.36’da 1000 dv/d referans hız için motor akımlarının yük momentine göre yükseldiği görülmektedir. Şekil 3.37’de ise aynı grafiğin zaman ölçeğinin genişletilerek çizimidir.

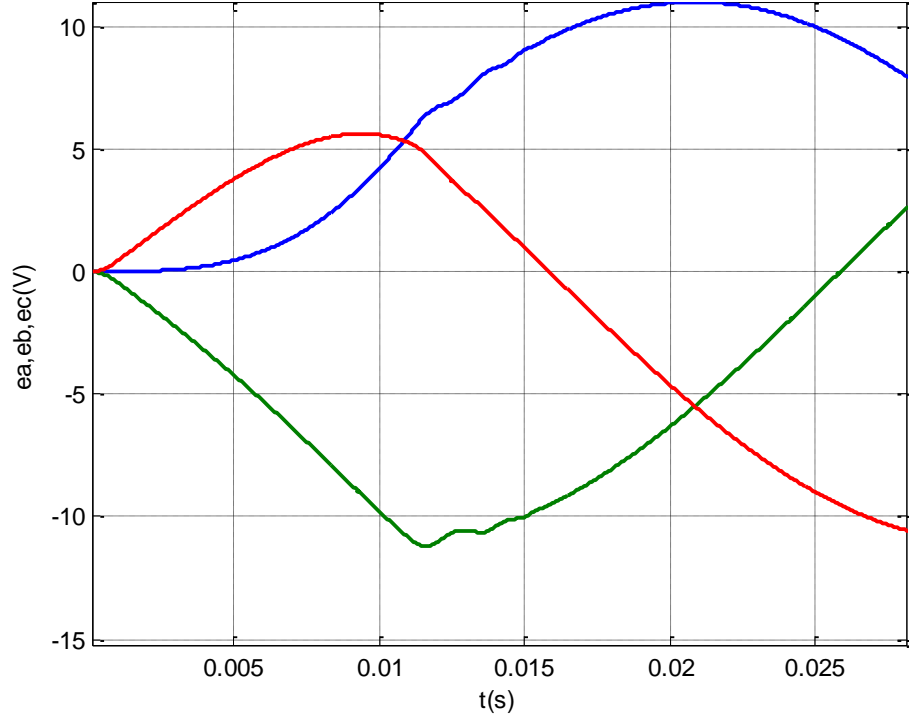


Şekil 3.36.  $M_y = 1\text{Nm}$ ,  $M_y = 2\text{Nm}$  ve  $n_{\text{ref}} = 1000$  dv/d için motor akımlarının değişimi



Şekil 3.37.  $M_y = 1\text{Nm}$ ,  $M_y = 2\text{Nm}$  ve  $n_{\text{ref}} = 1000$  dv/d için yol alma akımlarının değişimi

Şekil 3.38’de motor zıt emk’larının değışimi daha geniş bir ölçekte çizdirilmiştir.



Şekil 3.38.  $M_y = 1\text{Nm}$ , ve  $n_{\text{ref}} = 1000\text{ dv/d}$  için motor zıt emk’sının değışimi

#### 4. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada mıknatısları rotor yüzeyinde olan sürekli mıknatıslı bir senkron motor, üç boyutlu SEY yönteminde elektromanyetik bakımından incelenmiştir. SMSM'nin üç boyutlu geometrik modeli Ansys Maxwell 3D yazılımında oluşturulmuştur. Farklı rotor konumları için SMSM'nin manyetik alan dağılımı elde edilmiş, ürettiği moment hesaplanmıştır.

SMSM'nin kapalı çevrim hız kontrol benzetim sonuçlarını elde etmek için MATLAB Simulink yazılımında SMSM'nin matematiksel modeli oluşturulmuştur. Yüksüz ve yüklü durumlar için SMSM'nin hız cevabı sonuçları alınmıştır. Benzetim sonuçlarını doğrulamak amacıyla TMS320F2833 sayısal sinyal işlemcisi kullanarak SMSM'nin kapalı çevrim hız kontrol sonuçları alınmıştır.

Bundan sonra yapılacak çalışmalar için aşağıdaki öneriler sıralanabilir:

Bu çalışmada, SMSM'nin hız kontrolü için artımlı enkoder kullanılmıştır. SMSM'nin kontrolünde enkoder kullanımı sistemin kontrolünü güvenli yapmakta fakat motor boyutunda ve maliyette artışa neden olmaktadır. Bundan sonraki çalışmalarda SMSM'nin sensörsüz kontrolü üzerinde çalışılması önerilebilir.

SMSM'nin kontrolünde PI hız kontrolör kullanılmıştır. PI hız kontrolör, bozucular ve parametre değişiminden olumsuz etkilenmektedir. Bundan sonraki çalışmalarda bozucular ve parametre değişimlerinden etkilenmeyen kontrolör (bulanık mantık hız kontrolör gibi) ile SMSM'nin hız kontrolü üzerinde çalışılması önerilebilir.

## KAYNAKLAR

- Anonim**, 1995. High performance permanent magnets. Magnet Sales & Manufacturing Inc., Culver City, Canada, 68 p.
- Atan, Ö.**, 2007. Fırçasız DA motorunun modellenmesi ve PWM yöntemiyle kontrolü. *Doktora Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 97s.
- Aydin, M., Gulec, M.**, 2014. Reduction of cogging torque in double-rotor axial-flux permanent-magnet disk motors: A review of cost-effective magnet-skewing techniques with experimental verification. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 61: 5025-5034.
- Aydoğdu, Ö.**, 2006. Fırçasız doğru akım motorlarının genetik tabanlı bulanık denetleyici ile sensörsüz kontrolü. *Doktora Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 171 s.
- Başak, A., Overshott, K.J.**, 1974. The ferrite field DC linear motor. *IEE Conf. On Linear Elektrik Machines*, London, England, 16-18 Eylül, pp. 39-44.
- Bahmanyar, H., Ellison A.J.**, 1974. The application of permanent magnets to the suspension of surface-guided vehicles. *IEE Conf. On Linear Electric Machines*, London, England, 16-18 Eylül, pp. 203-209.
- Cheema, M.A.M, Fletcher, J.E.**, 2013. Analysis of the limitations of conventional direct thrust control scheme for linear permanent magnet synchronous motors. *IEEE*, 978-1-4799-0482-2/13, 271-277.
- Consoli, A., Musumeci, A., Raciti, A.**, 1994. Sensorless vector and speed control of brushless motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 41: 91-96.
- Çınar, M.A.**, 2002. Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorunun modellenmesi ve bilgisayar destekli simülasyonu. *Yüksek Lisans Tezi*, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- Ebrahimi, B.M., Faiz, J.**, 2012. Configuration impacts on eccentricity fault detection in permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions On Magnetics*, 48: 903-906.



- Ertugrul, B.T., Sincar, E., Demir, Y., Aydin, M.,** 2013. Influence of sintered Nd-Fe-B magnet corrosion on permanent magnet synchronous motor performance. *39th Annual Conference of the IEEE (IECON)*, Industrial Electronics Society, Vienna 10-13 Nov., DOI: 10.1109/IECON.2013.6699597, 2935 – 2940.
- Hemati, N., Leu, M.C.A,** 1992. Complete model characterization of brushless DC motors. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, 28: 172-180.
- Hwang, J.C., Liu, C.S., Chen, P.C.,** 2012. Design of permanent-magnet synchronous gear motor with high efficiency for elevators. *IEEE Icset*, DOI: 978-1-4577-1871-7/12, 205-210.
- Ishikawa, T., Seki, Y., Kurita, N.,** 2013. Analysis for fault detection of vector-controlled permanent magnet synchronous motor with permanent magnet defect. *IEEE Transactions On Magnetism*, 49: 2331-2334.
- Isfahani, H.A., Vaez-Zadeh, S.,** 2011. Effects of magnetizing inductance on start-up and synchronization of line-start permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions On Magnetism*, 47: 823-829.
- Kim, K.C., Ryu, D.S.,** 2012. Torque characteristic with respect to the load angle of a permanent magnet motor. *IEEE Transaction On Magnetism*, 48: 4200-4203.
- Lavrinovicha, L., Dirba, J.,** 2014. Comparison of permanent magnet synchronous motor and synchronous reluctance motor based on their torque per unit volume. *IEEE*, 978-1-4799-5022-5/14, 233-236.
- Li, W.H., Chen, Z.Y., Cao, W.P.,** 2012. Simulation research on optimization of permanent magnet synchronous motor sensorless vector control based on MRAS. *IEEE*, DOI: 978-1-4673-4685-6112, 350-355.
- Miller, T.J.E.,** 1989. Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives. Oxford University Press , New York,
- Omaç, Z.,** 2006. Yeni bir anahtarlı relüktans motorun tasarımı ve akım kontrolü. *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Öksüztepe, E.,** 2008. Sürekli mıknatıslı senkron motorların algılayıcısız kontrolü. *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Pillay, P., Krishnan, R.,** 1989. Modelling, simulation and analysis of permanent magnet motor drives: Part 1, 2. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 25: 265-279.

- Rahman, M.A., Zhou, P.,** 1996. Analysis of brushless permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 43: 256-267.
- Rezal, M., Ishak, D.,** 2012. Rotating analysis of 18-slot/16-pole permanent magnet synchronous motor for light electric vehicle using FEM. *IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, 2-5 December, Kota Kinabula Sabah Malaysia, 946-949.
- Ugale, R.T., Chaudhari, B.N.,** 2013. A new rotor structure for line start permanent magnet synchronous motor. *IEEE*, 978-1-4673-4974-1/13, 1436-1442.
- Xu, J., Guo, H., Yu, K., Kuang, X.,** 2014. Design and analysis of a novel fault tolerant permanent magnet synchronous motor for aircraft application. *17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hangzhou, China, 22-25 October, 2790-2795.
- Yedamale, P.,** 2003. Brushless DC (BLDC) motor fundamentals. Microchip Technology Inc. App. Note, USA.
- Yıldız, T.,** 2009. Fırçasız doğru akım motorlarının modellenmesi ve kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, 93 s.
- Yazıcı, Y.,** 2008. Fırçasız doğru akım motorunun sayısal sinyal işlemci (Dsp) ile kontrolü. *Yüksek Lisans Tezi*, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Zhao, W., Lipo, T.A., Kwon, B.I.,** 2014. Comparative study on novel dual stator radial flux and axial flux permanent magnet motors with ferrite magnets for traction application. *IEEE Transactions On Magnetics*, 50: 8104404-8104407.

## **ÖZGEÇMİŞ**

1968 yılında Elazığ'da doğdu. İlk ve orta eğitimini aynı ilde tamamladı. 1991 yılında Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik ve Elektronik Bölümünden mezun oldu. Bir süre özel sektörde mühendis olarak çalıştı. 1995 yılında Fırat Üniversitesi Tunceli Meslek Yüksekokulu'nda öğretim görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2010 yılında Fırat Üniversitesi Keban Meslek Yüksek Okulu'na öğretim görevlisi olarak atandı. Halen aynı görevi sürdürmektedir.