

T.C.  
FIRAT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA YAPAY SİNİR  
AĞLARI KULLANARAK ALGILAYICISIZ KONUM TAHMİNİ**

Sencer ÜNAL

Tez Yöneticisi:  
Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

DOKTORA TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2009

T.C.  
FIRAT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA YAPAY SİNİR  
AĞLARI KULLANARAK ALGILAYICISIZ KONUM TAHMİNİ**

Sencer ÜNAL

DOKTORA TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez, 08/10/2009 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği/~~oyçokluğu~~ ile başarılı/~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Üye: Prof. Dr. Sedat SÜNTER

Üye: Prof. Dr. Hakan AKPOLAT

Üye: Doç. Dr. Hüseyin ALTUN

Üye: Yrd. Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ

.....  
.....  
.....  
.....  
.....

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

## TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması süresince, değerli fikirleri ile bana yol gösteren, ilgi ve yardımlarını esirgemeyen değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR' e katkılarından dolayı teşekkür eder, şükranlarımı sunarım. Ayrıca tez süresi boyunca bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım değerli hocam Sayın Prof. Dr. Sedat SÜNTER' e teşekkür ederim.

Çalışma süresince yardımlarını gördüğüm Sayın Yrd. Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ' e, Sayın Yrd. Doç. Dr. Ayşegül UÇAR' a, Sayın Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE' ye ve Sayın Yük. Elk-Eln. Müh. Hakan ÇELİK' e teşekkür ederim.

Ayrıca bu çalışmanın başlangıcından bitişine kadar her türlü desteklerini esirgemeyen Sayın Arş. Gör. Ayşe KOCALMIŞ BİLHAN ve Sayın Arş. Gör. Abuzer ÇALIŞKAN başta olmak üzere, bölümdeki tüm hocalarıma ve mesai arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Son olarak da benden maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen eşime, kızıma ve aileme teşekkürü bir borç bilirim.

## İÇİNDEKİLER

### Sayfa

#### TEŞEKKÜR

|                           |     |
|---------------------------|-----|
| İÇİNDEKİLER .....         | I   |
| ŞEKİLLER LİSTESİ.....     | IV  |
| TABLolar LİSTESİ.....     | X   |
| EKLER LİSTESİ .....       | XI  |
| SİMGELER LİSTESİ.....     | XII |
| KISALTMALAR LİSTESİ ..... | XIV |
| ÖZET .....                | XV  |
| ABSTRACT .....            | XVI |

|                                |   |
|--------------------------------|---|
| 1. GİRİŞ .....                 | 1 |
| 1.1. Genel Bakış .....         | 1 |
| 1.2. Tezin Amacı .....         | 5 |
| 1.3. Tezin Organizasyonu ..... | 5 |

#### 2. SÜREKLİ MIKNATISLI MALZEMELERİN İNCELENMESİ VE ELEKTRİK

|                                                                                      |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------|----|
| MAKİNALARINDA KULLANILMASI.....                                                      | 7  |
| 2.1. Giriş.....                                                                      | 7  |
| 2.2. Genel Kavram ve Tanımlar .....                                                  | 8  |
| 2.2.1. Yönlendirme Kavramı.....                                                      | 8  |
| 2.2.2. Sertlik Kavramı .....                                                         | 8  |
| 2.2.3. Mıknatıslanma ve Mıknatıslığı Yok Etme Karakteristikleri .....                | 9  |
| 2.2.4. Çalışma Noktasının Değişimi ve Geri Dönüş Döngüsü.....                        | 11 |
| 2.2.5. Sıcaklığın Mıknatıslar Üzerindeki Etkileri .....                              | 12 |
| 2.3. Sürekli Mıknatıs Malzemeler ve Özellikleri .....                                | 13 |
| 2.3.1. AlNiCo Mıknatıslar.....                                                       | 14 |
| 2.3.2. Ferrit Mıknatıslar .....                                                      | 14 |
| 2.3.3. Nadir Toprak Element (N.T.E.) Mıknatıslar .....                               | 14 |
| 2.4. Sürekli Mıknatısların Elektrik Motorlarında Kullanılması .....                  | 15 |
| 2.5. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) Tasarımları ve Sınıflandırılmaları..... | 17 |
| 2.5.1. Sürekli Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi.....                     | 18 |

|                                                                |    |
|----------------------------------------------------------------|----|
| 2.5.2. Sürekli Mıknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi ..... | 19 |
|----------------------------------------------------------------|----|

### **3. SMSM' UN MATEMATİKSEL MODELLERİ VE ALGILAYICILI ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ ..... 23**

|                                                                                  |    |
|----------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.1. Giriş.....                                                                  | 23 |
| 3.2.1. SMSM 3-Faz Sabit Referans Çatı Modeli.....                                | 24 |
| 3.2.2 Sabit 2-Faz Referans Düzlemde SMSM Modeli ( $\alpha$ - $\beta$ Model)..... | 28 |
| 3.2.3. Rotor Referans Çatıdaki SMSM Modeli (d-q Model) .....                     | 31 |
| 3.3. Mekanik Sistemin Modeli .....                                               | 34 |
| 3.4. SMSM' un Alan Yönlendirmeli Kontrolü .....                                  | 35 |
| 3.4.1. Hız Kontrol Döngüsü .....                                                 | 36 |
| 3.4.2. Akım Kontrol Döngüsü.....                                                 | 38 |
| 3.4.3. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici .....                                   | 38 |
| 3.4.4. Histerezis Akım Denetleyicileri .....                                     | 40 |
| 3.4.5. DGM' lu Akım Denetleyicileri .....                                        | 41 |
| 3.4.6.Tahmini Akım Denetimi .....                                                | 44 |

### **4. SMSM' UN ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ ..... 45**

|                                                                        |    |
|------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.1. Giriş.....                                                        | 45 |
| 4.2. Model Tabanlı Tahmin Edici .....                                  | 46 |
| 4.2.1. Rotor Açısı Tahmini .....                                       | 48 |
| 4.2.2. Hız Tahmini .....                                               | 51 |
| 4.3. Yapay Sinir Ağları .....                                          | 55 |
| 4.3.1. YSA' nın Yapısı ve Çalışması .....                              | 55 |
| 4.3.2. YSA' nın Sınıflandırılması .....                                | 57 |
| 4.3.2.1. YSA' nın Yapılarına Göre Sınıflandırılması.....               | 57 |
| 4.3.2.2. YSA' nın Öğrenme Algoritmalarına Göre Sınıflandırılması ..... | 59 |
| 4.3.3. Geriye Yayılım Öğrenme Algoritması.....                         | 61 |
| 4.3.4. YSA' nın Tasarımı .....                                         | 64 |
| 4.3.4.1. Ağ Yapısının Seçimi .....                                     | 64 |
| 4.3.4.2. Öğrenme Algoritmasının Seçimi.....                            | 65 |
| 4.3.4.3. Ara Katman Sayısını Belirleme .....                           | 65 |
| 4.3.4.4. Nöron Sayısının Belirlenmesi .....                            | 65 |
| 4.3.4.5. Eğitim Kümesinin Normalizasyonu .....                         | 65 |
| 4.4. SMSM' un YSA Tabanlı Konum ve Hız Tahmini.....                    | 66 |

|                                                                                                                               |            |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>5. SMSM' UN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENİĞİNİN TASARIMI .....</b>                                                                 | <b>72</b>  |
| 5.1. Giriş.....                                                                                                               | 72         |
| 5.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor .....                                                                                   | 74         |
| 5.3. Denetleyici Kart (DS1103) .....                                                                                          | 74         |
| 5.4. Evirici Modülü .....                                                                                                     | 75         |
| 5.5. Snubber Devresi.....                                                                                                     | 76         |
| 5.6. İzolasyon Devresi.....                                                                                                   | 77         |
| 5.7. Ölü Zaman Ekleme Devresi .....                                                                                           | 78         |
| 5.8. Koruma Devresi .....                                                                                                     | 81         |
| 5.9. Veri İletim Devresi.....                                                                                                 | 82         |
| 5.10. Akım ve Gerilim Algılayıcılar .....                                                                                     | 83         |
| 5.11. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcı .....                                                                                  | 85         |
| 5.12. SMSM' un Rotorunun Başlangıç Pozisyonuna Getirilmesi.....                                                               | 86         |
| <br><b>6. SMSM SÜRÜCÜSÜNÜN MODELLENMESİ İLE BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR.....</b>                                            | <b>87</b>  |
| 6.1. Giriş.....                                                                                                               | 87         |
| 6.2. SMSM' un Histerezis Denetimli Algılayıcılı Alan Yönlendirmeli Kontrol Modeli ve Gerçekleştirilmesi.....                  | 87         |
| 6.3. SMSM' un Darbe Genişlik Modülasyonu Denetimli Algılayıcılı Alan Yönlendirmeli Kontrol Modeli ve Gerçekleştirilmesi ..... | 101        |
| 6.4. SMSM' un YSA Tabanlı Algılayıcısız Alan Yönlendirmeli Kontrol Modeli ve Gerçekleştirilmesi.....                          | 114        |
| <br><b>7. SONUÇLAR .....</b>                                                                                                  | <b>127</b> |
| <br><b>KAYNAKLAR .....</b>                                                                                                    | <b>130</b> |
| <br><b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>                                                                                                      | <b>136</b> |
| <br><b>EKLER</b>                                                                                                              |            |

## ŞEKİLLER LİSTESİ

|                                                                                                                                                                   |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 2.1 Sert ve yumuşak malzemelere ilişkin B-H karakteristiği .....                                                                                            | 9  |
| Şekil 2.2 Mıknatıslanma karakteristiği .....                                                                                                                      | 10 |
| Şekil 2.3 Demagnetizasyon karakteristiği ve (BH) değişimi .....                                                                                                   | 11 |
| Şekil 2.4 Dış alan etkisinde çalışan bir sürekli mıknatısın demagnetizasyon karakteristiği .....                                                                  | 12 |
| Şekil 2.5 SMSM' larda kullanılan stator yapıları a) Sargıları aynı kutup etrafına toplanan stator yapısı, b) Oluksuz stator yapısı, c) Oluklu stator yapısı ..... | 17 |
| Şekil 2.6 Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş senkron motor .....                                                                                  | 19 |
| Şekil 2.7 Sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi a) İç yerleştirmeli mıknatıslar, b) Çevresel mıknatıslanmalı gömülü mıknatıslar, .....              | 19 |
| Şekil 2.8 Akısı yoğunlaştırılmış bir rotor yapısı .....                                                                                                           | 20 |
| Şekil 2.9 Yapısında kafes çubukları bulunan rotor tipleri .....                                                                                                   | 21 |
| Şekil 2.10 Pençe kutuplu sürekli mıknatıslı rotor yapısı .....                                                                                                    | 22 |
| Şekil 3.1 a) SMSM' nin 3 faz Y-bağlı stator sargısı, b) Sabit referans düzlemde statorun devre modeli .....                                                       | 24 |
| Şekil 3.2 Sabit iki faz referans düzlemde SMSM modeli .....                                                                                                       | 28 |
| Şekil 3.3 Rotor referans çatısında SMSM' un eşdeğer modeli .....                                                                                                  | 31 |
| Şekil 3.4 Rotor referans çatısındaki SMSM modeli .....                                                                                                            | 32 |
| Şekil 3.5 SMSM' un stator akısı alan yönlendirmeli kontrol şeması .....                                                                                           | 36 |
| Şekil 3.6 PI denetleyici blok diyagramı .....                                                                                                                     | 37 |
| Şekil 3.7 PI denetleyicinin ayrık zaman modeli .....                                                                                                              | 37 |
| Şekil 3.8 Çıkışı düzenlenmiş PI kontrolörün ayrık zaman modeli .....                                                                                              | 38 |
| Şekil 3.9 Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici şeması .....                                                                                                          | 39 |
| Şekil 3.10 Histerezis akım denetleyici .....                                                                                                                      | 41 |
| Şekil 3.11 DGM dalga şekilleri a) Simetrik DGM b) Asimetrik DGM .....                                                                                             | 42 |
| Şekil 3.12 Rampa karşılaştırmalı akım denetleyici yapısı .....                                                                                                    | 43 |
| Şekil 3.13 Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yapısı .....                                                                                                    | 43 |
| Şekil 3.14 Tahmini akım denetimli DGM .....                                                                                                                       | 44 |
| Şekil 4.1 SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol yapısı .....                                                                                          | 46 |
| Şekil 4.2 Uyarlanabilen alçak geçiren filtre için sıfır-kutup çizimi .....                                                                                        | 50 |
| Şekil 4.3 Hız tahmin blok diyagramı .....                                                                                                                         | 53 |
| Şekil 4.4 SMSM' un algılayıcısız kontrol blok diyagramı .....                                                                                                     | 54 |
| Şekil 4.5 Temel yapay sinir ağı hücresi .....                                                                                                                     | 55 |
| Şekil 4.6 Yapay sinir ağının genel yapısı .....                                                                                                                   | 56 |

|                                                                                                                                     |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 4.7</b> İleri beslemeli 3 katmanlı YSA .....                                                                               | 57 |
| <b>Şekil 4.8</b> Geri beslemeli YSA yapısı .....                                                                                    | 58 |
| <b>Şekil 4.9</b> Eğitici öğrenme yapısı.....                                                                                        | 59 |
| <b>Şekil 4.10</b> Eğitici öğrenme yapısı.....                                                                                       | 60 |
| <b>Şekil 4.11</b> Destekleyici öğrenme yapısı.....                                                                                  | 60 |
| <b>Şekil 4.12</b> İleri beslemeli 3 katmanlı YSA' nın sinyal akış şeması .....                                                      | 61 |
| <b>Şekil 4.13</b> YSA tahmin edicili algılayıcısız kontrol yapısı .....                                                             | 67 |
| <b>Şekil 4.14</b> Yapay sinir ağının eğitim sonucu .....                                                                            | 69 |
| <b>Şekil 4.15</b> MATLAB/NNTOOL araç kutusu.....                                                                                    | 70 |
| <b>Şekil 4.16</b> Ağ yapısı ve öğrenme algoritmasının seçilmesi .....                                                               | 70 |
| <b>Şekil 4.17</b> Oluşturulan ağ yapısı .....                                                                                       | 71 |
| <b>Şekil 5.1</b> Deneysel düzeneğin blok diyagramı.....                                                                             | 72 |
| <b>Şekil 5.2</b> Deneysel düzeneğin fotoğrafları a) Tüm deney seti, b) Sürücü devre.....                                            | 73 |
| <b>Şekil 5.3</b> SMSM ve yükleme düzeneği.....                                                                                      | 74 |
| <b>Şekil 5.4</b> DSP denetleyici kartın (DS1103) fotoğrafları .....                                                                 | 75 |
| <b>Şekil 5.5</b> a) ASIPM modül b) Modül ve sürücü kartın fotoğrafı .....                                                           | 76 |
| <b>Şekil 5.6</b> Snubber devre konfigürasyonu .....                                                                                 | 76 |
| <b>Şekil 5.7</b> Snubber devresi .....                                                                                              | 77 |
| <b>Şekil 5.8</b> Ters çeviren devrenin fotoğrafı .....                                                                              | 78 |
| <b>Şekil 5.9</b> Ölü zaman süresi eklenmiş sinyalin osiloskop görüntüsü .....                                                       | 79 |
| <b>Şekil 5.10</b> İzolasyon ve ölü zaman devresinin konfigürasyonu.....                                                             | 80 |
| <b>Şekil 5.11</b> İzolasyon ve ölü zaman devresinin fotoğrafı.....                                                                  | 80 |
| <b>Şekil 5.12</b> Koruma devresinin konfigürasyonu.....                                                                             | 81 |
| <b>Şekil 5.13</b> Koruma devresinin fotoğrafı.....                                                                                  | 81 |
| <b>Şekil 5.14</b> Gönderici ve alıcı devre bağlantısı .....                                                                         | 82 |
| <b>Şekil 5.15</b> Veri iletim devresinin fotoğrafı .....                                                                            | 82 |
| <b>Şekil 5.16</b> Gerilim algılayıcı devrenin konfigürasyonu .....                                                                  | 83 |
| <b>Şekil 5.17</b> Akım algılayıcı devrenin konfigürasyonu .....                                                                     | 83 |
| <b>Şekil 5.18</b> Gerilim algılayıcı devrenin fotoğrafı .....                                                                       | 84 |
| <b>Şekil 5.19</b> Akım algılayıcı devrenin fotoğrafı .....                                                                          | 84 |
| <b>Şekil 5.20</b> Artımsal konum ve hız algılayıcısının sinyal şekilleri.....                                                       | 85 |
| <b>Şekil 5.21</b> Rotoru başlangıç pozisyonuna getirmek için uygulanan referans akım sinyalleri.....                                | 86 |
| <b>Şekil 6.1</b> SMSM' un histerezis denetimli algılayıcılı alan yönlendirmeli kontrolünün<br>Matlab/Simulink benzetim modeli ..... | 88 |
| <b>Şekil 6.2</b> Histerezis denetimli eviricinin MATLAB/Simulink benzetim modeli.....                                               | 89 |

|                                                                                                                                                                   |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 6.3</b> SMSM' un MATLAB/Simulink benzetim modeli .....                                                                                                   | 90 |
| <b>Şekil 6.4</b> Control Desk Developer yazılımının ekran görüntüsü .....                                                                                         | 91 |
| <b>Şekil 6.5</b> 0-400rad/s yol alma anındaki hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                          | 92 |
| <b>Şekil 6.6</b> 0-400rad/s yol alma anındaki hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                           | 92 |
| <b>Şekil 6.7</b> Hızın 200rad/s' den -200rad/s' ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....   | 93 |
| <b>Şekil 6.8</b> Hızın 200rad/s' den -200rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....     | 93 |
| <b>Şekil 6.9</b> Hızın 400rad/s' den -400rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....    | 94 |
| <b>Şekil 6.10</b> Hızın 400rad/s' den -400rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....    | 94 |
| <b>Şekil 6.11</b> 40rad/s' de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                        | 95 |
| <b>Şekil 6.12</b> 40rad/s' de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                         | 95 |
| <b>Şekil 6.13</b> 400rad/s' de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                       | 96 |
| <b>Şekil 6.14</b> 400rad/s' de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                        | 96 |
| <b>Şekil 6.15</b> 400rad/s' de 1 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....        | 97 |
| <b>Şekil 6.16</b> 400rad/s' de 1 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....         | 97 |
| <b>Şekil 6.17</b> 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....     | 98 |
| <b>Şekil 6.18</b> 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....      | 98 |
| <b>Şekil 6.19</b> 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları ..... | 99 |
| <b>Şekil 6.20</b> 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....  | 99 |

|                                                                                                                                                                   |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>Şekil 6.21</b> 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları ..... | 100 |
| <b>Şekil 6.22</b> SMSM' un DGM denetimli algılayıcılı alan yönlendirmeli kontrolünün Matlab/Simulink benzetim modeli .....                                        | 102 |
| <b>Şekil 6.23</b> DGM denetimli eviricinin Matlab/Simulink benzetim modeli .....                                                                                  | 103 |
| <b>Şekil 6.24</b> 0-400rad/s yol alma anındaki hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                         | 104 |
| <b>Şekil 6.25</b> 0-400rad/s yol alma anındaki hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                          | 104 |
| <b>Şekil 6.26</b> Hızın 200rad/s' den -200rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....   | 105 |
| <b>Şekil 6.27</b> Hızın 200rad/s' den -200rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....    | 105 |
| <b>Şekil 6.28</b> Hızın 400rad/s' den -400rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....   | 106 |
| <b>Şekil 6.29</b> Hızın 400rad/s' den -400rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....    | 106 |
| <b>Şekil 6.30</b> Hızın 400rad/s' den 700rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....    | 107 |
| <b>Şekil 6.31</b> Hızın 400rad/s' den 700rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....     | 107 |
| <b>Şekil 6.32</b> 40rad/s' de sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                          | 108 |
| <b>Şekil 6.33</b> 40rad/s' de sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                           | 108 |
| <b>Şekil 6.34</b> 400rad/s' de sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                         | 109 |
| <b>Şekil 6.35</b> 400rad/s' de sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                          | 109 |
| <b>Şekil 6.36</b> 400rad/s' de 1.2 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....      | 110 |
| <b>Şekil 6.37</b> 400rad/s' de 1.2 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....       | 110 |
| <b>Şekil 6.38</b> 400rad/s' de 4.3 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....      | 111 |

|                                                                                                                                                                                                                       |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>Şekil 6.39</b> 400rad/s’ de 4.3 Nm’ lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                                                           | 111 |
| <b>Şekil 6.40</b> 400rad/s’ de 4.3 Nm’ lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                                                      | 112 |
| <b>Şekil 6.41</b> 400rad/s’ de 4.3 Nm’ lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                                                       | 112 |
| <b>Şekil 6.42</b> 400rad/s’ de 4.3 Nm’ lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                                                      | 113 |
| <b>Şekil 6.43</b> SMSM’ un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolünün MATLAB/Simulink benzetimi .....                                                                                                               | 115 |
| <b>Şekil 6.44</b> YSA’ nın MATLAB/Simulink bloğu .....                                                                                                                                                                | 116 |
| <b>Şekil 6.45</b> 400rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                                                 | 117 |
| <b>Şekil 6.46</b> 400rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                                                  | 117 |
| <b>Şekil 6.47</b> 200rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                                                 | 118 |
| <b>Şekil 6.48</b> 200rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                                                  | 118 |
| <b>Şekil 6.49</b> 40rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                                                  | 119 |
| <b>Şekil 6.50</b> 40rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                                                   | 119 |
| <b>Şekil 6.51</b> 10rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                                                  | 120 |
| <b>Şekil 6.52</b> 10rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                                                   | 120 |
| <b>Şekil 6.53</b> Referans hızın 200rad/s’ den -200rad/s’ ye gitmesi durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları ..... | 121 |
| <b>Şekil 6.54</b> Referans hızın 200rad/s’ den -200rad/s’ ye gitmesi durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....  | 121 |

|                                                                                                                                                                                                                                           |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>Şekil 6.55</b> Referans hızın $-200\text{rad/s}$ ' den $200\text{rad/s}$ ' ye gitmesi durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları ..... | 122 |
| <b>Şekil 6.56</b> Referans hızın $-200\text{rad/s}$ ' den $200\text{rad/s}$ ' ye gitmesi durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....  | 122 |
| <b>Şekil 6.57</b> $200\text{rad/s}$ ' de $2.75\text{Nm}$ 'lik yük alınması durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları .....               | 123 |
| <b>Şekil 6.58</b> $200\text{rad/s}$ ' de $2.75\text{Nm}$ 'lik yük alınması durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                | 123 |
| <b>Şekil 6.59</b> Hızın $200\text{rad/s}$ ' den $-200\text{rad/s}$ 'ye gitmesi durumunda d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                                                            | 124 |
| <b>Şekil 6.60</b> Hızın $200\text{rad/s}$ ' den $-200\text{rad/s}$ 'ye gitmesi durumunda d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar .....                                                             | 124 |
| <b>Şekil 6.61</b> $10\text{rad/s}$ ' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları .....                                                            | 126 |

## TABLÖLAR LİSTESİ

|                                                                         |    |
|-------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tablo 2.1</b> Sürekli mıknatıs malzemelere ait ısı büyüklükler ..... | 13 |
| <b>Tablo 2.2</b> Çeşitli sürekli mıknatıslara ait büyüklükler .....     | 14 |
| <b>Tablo 4.1</b> Ağ türleri ve kullanıldıkları alanlar .....            | 64 |

## **EKLER LİSTESİ**

- EK-1** : Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan 1 kW' lık ASMT10M250TL SMSM' un teknik özellikleri
- EK-2** : dSPACE DS1103 denetleyici kartın özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri
- EK-3** : PS11035 evirici modülün teknik özellikleri
- EK-4** : ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatörün teknik özellikleri
- EK-5** : IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresinin teknik özellikleri
- EK-6** : SN75176A differential bus transceiver' ın teknik özellikleri
- EK-7** : LA 55-P akım algılayıcısının teknik özellikleri
- EK-8** : LV 25-P gerilim algılayıcısının teknik özellikleri

## SİMGELER LİSTESİ

|                          |                                                          |
|--------------------------|----------------------------------------------------------|
| $B_r$                    | : Manyetik indüksiyon yoğunluğu                          |
| $H_c$                    | : Koersitif kuvvet                                       |
| $B_{sat}$                | : Doyum noktasındaki manyetik indüksiyon                 |
| $H_{sat}$                | : Doyum noktasındaki alan şiddeti                        |
| $V_{a,b,c}$              | : Stator faz gerilimleri                                 |
| $i_{a,b,c}$              | : Stator faz akımları                                    |
| $R_s$                    | : Stator faz sargısı direnci                             |
| $\lambda_m$              | : Motor mıknatıs akısı                                   |
| $\lambda_{a,b,c}$        | : 3 faz sabit referans çatıdaki toplam akılar            |
| $e_{a,b,c}$              | : 3 faz sabit referans çatıdaki indüklenen zıt emk' leri |
| $\omega_e$               | : Rotorun elektriksel açısal hızı                        |
| $\theta$                 | : Rotorun elektriksel konum açısı                        |
| $V_{\alpha,\beta}$       | : 2 faz sabit referans çatıdaki gerilimler               |
| $i_{\alpha,\beta}$       | : 2 faz sabit referans çatıdaki akımlar                  |
| $\lambda_{\alpha,\beta}$ | : 2 faz sabit referans çatıdaki toplam akılar            |
| $T_e$                    | : Elektriksel moment                                     |
| $W_c$                    | : Koenerji                                               |
| $P$                      | : Kutup sayısı                                           |
| $p$                      | : Türev operatörü                                        |
| $V_{d,q}$                | : Rotor referans çatıdaki gerilimler                     |
| $i_{d,q}$                | : Rotor referans çatıdaki akımlar                        |
| $\lambda_{d,q}$          | : Rotor referans çatıdaki toplam akılar                  |
| $j_m$                    | : Dönüş ataleti                                          |
| $\omega_m$               | : Rotorun mekanik hızı                                   |
| $B_m$                    | : Sürtünme katsayısı                                     |
| $T_y$                    | : Yük momenti                                            |
| $\theta_m$               | : Rotorun mekanik hızı                                   |
| $i_d^*, i_q^*$           | : Referans d-q eksen akımları                            |
| $T_e^*$                  | : Referans moment                                        |
| $\tau$                   | : Motorun elektriksel zaman sabiti                       |
| $K_p, K_i$               | : Oransal ve integral kazançları                         |

|                      |                             |
|----------------------|-----------------------------|
| $\Delta i_a$         | : Histerezis bant genişliği |
| $\widehat{\omega_e}$ | : Tahmin edilen açısal hız  |
| $\hat{\theta}$       | : Tahmin edilen rotor açısı |
| $W$                  | : Ağırlıklar matrisi        |
| $X$                  | : Giriş matrisi             |
| $Y$                  | : Çıkış matrisi             |
| $f$                  | : Aktivasyon fonksiyonu     |
| $b$                  | : Bias değeri               |
| $R_{snub}$           | : Snubber direnci           |
| $C_{snub}$           | : Snubber kondansatörü      |
| $f_{osc}$            | : Osilasyon frekansı        |

## KISALTMALAR LİSTESİ

|               |                                                    |
|---------------|----------------------------------------------------|
| <b>SMSM</b>   | : Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor                 |
| <b>DSP</b>    | : Sayısal İşaret İşlemci                           |
| <b>IGBT</b>   | : Kapıdan Yalıtımlı Bipolar Transistör             |
| <b>MOSFET</b> | : Metal Oksit Yarıiletkenli Alan Etkili Transistör |
| <b>I/O</b>    | : Giriş / Çıkış                                    |
| <b>ADC</b>    | : Analog Dijital Çevirici                          |
| <b>BM</b>     | : Bulanık Mantık                                   |
| <b>YSA</b>    | : Yapay Sinir Ağları                               |
| <b>N.T.E.</b> | : Nadir Toprak Element Mıknatıslar                 |
| <b>d.a.</b>   | : Doğru Akım                                       |
| <b>a.a.</b>   | : Alternatif Akım                                  |
| <b>PI</b>     | : Oransal İntegral Denetleyici                     |
| <b>IPM</b>    | : Akıllı Güç Modülü                                |
| <b>AKE</b>    | : Akım Kaynaklı Evirici                            |
| <b>GKE</b>    | : Gerilim Kaynaklı Evirici                         |
| <b>DGM</b>    | : Darbe Genişlik Modülasyonu                       |
| <b>LVQ</b>    | : Linear Vector Quantization                       |
| <b>ART</b>    | : Adaptif Rezonans Teorisi                         |
| <b>NNTOOL</b> | : Yapay Sinir Ağları Araç Kutusu                   |

## ÖZET

Doktora Tezi

# SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA YAPAY SİNİR AĞLARI KULLANARAK ALGILAYICISIZ KONUM TAHMİNİ

Sencer ÜNAL

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2009, Sayfa: 136

Son yıllarda sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM), basit yapıları, düşük ağırlık ve boyutları, yüksek verimleri nedeniyle doğru akım ve alternatif akım motorlarının yerini almaya başlamıştır. Bu üstünlüklerinden dolayı SMSM' lar özellikle servo motor olarak endüstriyel uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır.

SMSM' ların kontrolünü gerçekleştirebilmek için rotor pozisyonu ve hız bilgisine ihtiyaç duyulur. Bu amaçla kullanılan encoder' lar, sistem maliyeti ve motor boyutunu arttırmak, güvenilirliği azaltmak gibi sakıncalara neden olmaktadır. Dolayısıyla bu algılayıcıları elimine etmek önemli bir araştırma konusu olmuştur.

Bu tez çalışmasında, SMSM' un algılayıcılı ve algılayıcısız kontrolü detaylı olarak ele alınmıştır. Bu amaçla SMSM' un histerezis ve darbe genişlik modülasyonlu alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirilmiştir. Algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolde rotor konum ve hız tahmini yapay sinir ağı tabanlı tahmin ediciler ile elde edilmiştir. Yapay sinir ağı tahmin edicilerin yapısı, model tabanlı bir tahmin yöntemi temel alınarak oluşturulmuştur. SMSM' un algılayıcılı ve algılayıcısız alan yönlendirme kontrolüne ilişkin MATLAB/Simulink benzetim modelleri ve deneysel uygulama düzeneği gerçekleştirilmiştir. Uygulama devresi dSPACE 1103 denetleyici kart kullanılarak gerçek zamanlı olarak çalıştırılmıştır. Benzetim modelleri ve uygulama devresinden elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak sistemin doğruluğu gösterilmiştir. Önerilen yapay sinir ağı gözleyicisi ile yapılan pozisyon tahminlerinin özellikle geniş hız aralığında yüksek doğruluğa sahip olduğu görülmüştür.

**Anahtar Kelimeler:** Sürekli mıknatıslı senkron motor, alan yönlendirmeli kontrol, algılayıcısız kontrol, yapay sinir ağı

## **ABSTRACT**

PhD Thesis

# **SENSORLESS POSITION ESTIMATION OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS**

Sencer ÜNAL

Firat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

2009, Page: 136

Recently DC and AC motors have replaced by permanent magnet synchronous motors (PMSM) due to their simple and lightweight structure, small dimension and high efficiency. Therefore, they have been widely used in industrial applications especially as servo motor.

Rotor position and speed are required to control PMSMs. The encoder used for this purpose has some disadvantages such as higher system cost, larger motor dimensions and decreased safety. Therefore, eliminating these sensors is an important research subject.

In this thesis, the sensor and sensorless control of PMSMs was examined in detail. For this aim, the field oriented control with hysteresis and pulse width modulation of PMSM was carried out. In the field oriented sensorless control, the position and speed of rotor were estimated by the artificial neural network estimators the structure of which were formed by a model-base estimation method. MATLAB/Simulink simulation model and experimental application setup were prepared for the sensor and sensorless field oriented control of PMSM. Application circuit was run in real time by using DSPACE 1103 control. The accuracy of the system was proved by comparing the results from simulation model and application (experimental) circuit. It was seen that the position estimations by artificial intelligence observer had a high accuracy especially in wide speed range.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous motor, field oriented control, sensorless control, artificial neural network.

# 1. GİRİŞ

## 1.1. Genel Bakış

Gelişen teknoloji ile birlikte endüstriyel tahrik sistemlerinde, dayanıklı, yüksek verimli, kolay denetlenebilen ve bakım gereksinimi az olan düşük maliyetli elektrik makinalarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu gereksinimler sürekli mıknatıslar ile uyarılmış yeni tip makinaların geliştirilmesine neden olmuştur.

Kaliteleri her geçen gün daha da iyileşen ve fiyatları düşen sürekli mıknatıs malzemelerin elektrik makinalarında kullanılmaya elverişli olanların sayısı artmaktadır. Bunun yanı sıra yarı iletken teknolojisi ve paralel olarak güç elektroniğinde ve mikroişlemcilerdeki gelişmeler ve yeni kontrol yöntemlerinin getirdiği imkanlar ile sürekli mıknatıslı makinaların tahrik sistemlerine uygulanabilirliği artmıştır [1-2].

Doğru akım (d.a.) motorları endüstride kontrol açısından üstün performans göstermelerine rağmen, fırça ve kolektör düzeneklerinin sürekli bakım gerektirmesi büyük bir dezavantaj oluşturmaktadır. İndüksiyon motorlarında ise fırça ve kolektör yapısı bulunmadığından bakım gereksinimi azdır. Ayrıca d.a. motorlarına göre maliyeti daha düşük ve sağlam yapıda olmalarından dolayı endüstride daha çok tercih edilmektedir. Ancak indüksiyon motorlarının verim ve güç faktörü düşüktür. Verim ve güç faktörünün önemli olduğu endüstriyel uygulamalarda indüksiyon motorlarının alternatifi senkron motorlardır. Tahrik makinası olarak kullanılacak olan senkron motordan beklenen özellikler ise şu şekilde sıralanabilir [2-4]:

- Güç katsayısı ve verimi yüksek olmalı
- Motor gücünün motor ağırlığına oranı büyük olmalı
- Salınım bileşenleri olmayan yol alma momentine sahip olmalı
- Bilezik, fırça gibi fazla bakım isteyen parçalar bulunmamalı
- d.a. akım uyarma düzeneğine gerek olmamalıdır

Bu doğrultuda yüksek verim ve güç katsayısına sahip, d.a. uyarma düzeneğine gerek duymayan sürekli mıknatıslar ile uyarılmış senkron makinalar klasik d.a. ve alternatif akım (a.a.) motorlarının yerine kullanılmaya başlanmıştır. Üzerinde yapılan çalışmalar ile geliştirilen bu makinalar uygun besleme üniteleri ile birçok uygulama alanına sahiptirler. Bunlardan bazıları:

- Tekstil endüstrisinde yapay liflerin sabit hızda çekilmesi
- Pompa tahrik sistemleri

- Fan sistemleri
- Ses ve görüntü sistemleri
- Elektrikli taşıma sistemleri
- Robotik uygulamaları
- Servo motor uygulamalarıdır [2-4].

SMSM' ların gelişimlerine paralel olarak bu alandaki literatürde büyük bir hareketlilik gözlenmektedir. Literatür incelemesinde gözlenen araştırmalar üç ana grupta incelenebilir. Bunlar, yeni tasarımlar geliştirmeye yönelik çalışmalar, analiz ve modelleme yöntemlerini geliştirmeye yönelik çalışmalar ve mevcut sistemlerin niteliklerini arttırmaya yönelik, özellikle denetim ağırlıklı çalışmalar olarak sıralanabilir [1-43].

Tasarım ve analiz ile ilgili çalışmalarda, motorun üretebileceği moment ve akı dağılımları, motorun fiziksel boyutları ve kullanılacak malzemenin özellikleri göz önünde bulundurularak en ekonomik ve en iyi performansı sağlayan motor tipi belirlenmektedir. Böylelikle zamandan ve imalat öncesi yapılan harcamalardan tasarruf edilmektedir.

Literatürde denetim ile ilgili olan çalışmaların daha yaygın olarak yapıldığı gözlenmektedir. Denetim çalışmaları, alan esaslı kontrol, akı zayıflatma yöntemi ve doğrudan moment kontrolünü içeren alan yönlendirmeli kontrol ağırlıklıdır. SMSM' ların alan yönlendirmeli kontrolünde, rotor ile döner alanın senkronize edilebilmesi, moment üretilmesi ve hız denetiminin gerçekleştirilebilmesi için rotor pozisyonu ve hız bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. SMSM' larda hız ve konum bilgisi takogeneratörler, elektromanyetik resolverlar, alan etkili algılayıcılar veya optik kodlayıcılar kullanılarak elde edilmektedir [5-9]. Bu yüzden SMSM' lar üretilirken genellikle miline bağlı bir konum algılayıcı ile birlikte üretilir. Fakat bu algılayıcılar aşağıdaki sakıncaları beraberinde getirir:

1. Yüksek doğruluklu algılayıcılar pahalı olduğundan sistemin maliyeti artar,
2. Sıcaklık, nem ve kir gibi çevresel faktörler algılayıcıların doğruluğunu kısıtladığından sistemin güvenilirliği azalır,
3. Makina boyutu artacağından fiziksel kısıtlamaların bulunduğu uygulamalarda kullanım alanı sınırlanır,
4. Mil girişine statik ve dinamik sürtünmenin ilavesi gürültü problemlerine neden olacağından bir hata kaynağı oluşur. Bu durum sürücü düzeneğin verimliliğini azaltır.

Belirtilen bu dezavantajları giderebilmek için, konum ve hız algılayıcısı kullanmadan SMSM' un moment ve hız denetimi üzerine yapılan araştırmalar artmıştır [10-14]. Bu araştırmalar doğrultusunda SMSM' un algılayıcısız denetimi için, stator büyüklüklerinden faydalanarak rotor pozisyonunun belirlendiği farklı teknikler geliştirilmiştir [15]. SMSM' un algılayıcısız kontrolü için geliştirilen bazı teknikler şu şekilde sıralanabilir:

- Stator gerilimlerini ve akımlarını kullanarak akı tahmini
- Üçüncü harmonik gerilimi tabanlı pozisyon tahmini
- Zıt elektromotor kuvveti (emk) dalga şekli yardımıyla pozisyon tahmini
- Stator indüktans değişimine bağlı rotor açısı tahmini
- Makinaya düşük genlikli, yüksek frekanslı gerilim enjekte edilerek pozisyon tahmini
- Gözleyici tabanlı rotor açısı tahmini
- Akıllı denetim sistemleri ile rotor açısı tahmini

Akı tahmin metodunda, akı uzay vektörü açısının tahmini, faz gerilimi ile stator direnci gerilim düşümünün farkı ile tanımlanır. Bu açı, uygun stator akım referanslarını meydana getirmek için kullanılır. Bu yöntem, integratör kayması problemi yüzünden düşük hızlarda çok verimsizdir. Ayrıca tahmin doğruluğu stator direncindeki değişimlere duyarlıdır [15-19].

Rotor açısını elde etmek için geliştirilen tekniklerden biri de harmonik gerilimini izleyerek açı tahmini yapmaktır. Bu teknik, zıt emk dalga şekli trapezoidal olarak değişen fırçasız d.a. makinasına uygulanabilir. Ancak hava aralığı akı dağılımı sinüzoidal olan SMSM' da kullanımı uygun değildir [20-23].

Kullanılan yöntemlerden biri de zıt emk dalga şeklini kullanarak rotor açısını tahmin etmektir. Burada ölçülen motor akım ve gerilimlerinden elde edilen zıt emk' nin karakteristiği rotor pozisyonunu belirlemek için kullanılır. Bu yöntem kolay elde edilebilen bileşenler ile gerçekleştirilebilir. Fakat düşük hızlarda zıt emk genliği düşük olduğundan ve alçak geçiren filtreye gereksinimden dolayı rotor pozisyonunun doğru olarak bulunması zordur [22-27].

Çıkık kutuplu SMSM uygulamalarında, indüktans değişimine bağlı konum bilgisi, rotor açısını bulmak için kullanılabilir. Çıkık kutuplu SMSM' larda rotor pozisyonuna göre indüktansın değişimi çok belirgin olduğundan, bu yöntem iyi sonuç vermektedir. Ancak bu metod, sürekli mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş bir SMSM için kullanışsızdır. Bu gruba giren bir başka yöntem de motor sargılarına uygulanan yüksek frekanslı düşük genlikli bir sinyal ile rotor pozisyonuna göre indüktans değişiminden açının belirlenmesi yöntemidir. Ancak bu yöntem, yüksek hızlarda çok yüksek frekanslı sinyallere ihtiyaç duyduğundan düşük hızlarda tercih edilmektedir [14, 28-31].

SMSM' un algılayıcısız kontrolü için doğrusal olmayan gözleyiciler de kullanılmıştır. Bu yaklaşımların genelinde rotor açısı ve rotor hızı tahmini, zıt emk ve rotor konum değişimi arasındaki ilişki temel alınarak yapılmaktadır. Bu yöntemler ile yapılan rotor açısı ve hız tahminleri daha önce bahsedilen yöntemlere göre daha iyi sonuç vermektedir [32-34]. Ancak bu yaklaşımlarda, yük momenti, atalet ve sürtünme gibi mekaniksel parametrelerdeki kararsızlıklar sistemi etkilemektedir. Ayrıca tahmin edicinin dinamiklerinden dolayı geçici durum süresince bir pozisyon ve hız tahmin hatası gözlenir.

Başka bir gözleyici tabanlı yaklaşımda ise, açısal hızın değişiminin rotor açı gözleyicisinin örnekleme aralığına göre sabit olduğunu varsayarak, SMSM modelinin doğrusal olduğu kabul edilir [35]. Rotor açı gözleyicisi açısal hızı zamanla değişen bir parametre gibi değerlendirdiğinden, rotor hızını tahmin etmek için farklı bir algoritma kullanılmaktadır. Bu yaklaşımda, yük momenti, atalet ve sürtünme gibi mekaniksel parametrelerden bağımsız olarak rotor açısı ve hızı tahmin edilmektedir.

Gözleyici tabanlı rotor açısı ve rotor hızı tahmininde bulunan sistemler doğrusal olmayan denklemler ihtiva etmektedir. Doğrusal olmayan denklemler karmaşık bir yapıya sahip olduğundan, bu denklemlerle rotor açı ve hız tahmin edicisini tasarlamak zordur. Doğrusal olmayan denklemler daha basit hale indirgenebilir. Ancak, bu durum sistemin kararlılığını ve sağlamlığını etkiler. Ayrıca tahmin edilemeyen parametre ve yük değişimleri, sistemde modellenemeyen ve doğrusal olmayan dinamikler, SMSM' un kontrolünü olumsuz yönde etkiler. Karşılaşılan bu olumsuzlukların giderilebilmesi için SMSM' un kontrolünde uyarlanabilen akıllı sistemler üzerine temellendirilmiş tahmin yöntemleri kullanılmaktadır.

Son yıllarda bulanık mantık (BM) ve yapay sinir ağları (YSA) doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde yoğun şekilde kullanılmaya başlanmıştır. BM, bir uzman bilgisinden yararlanarak çıkarım yapabilme yeteneğine sahip olmasından dolayı doğrusal olmayan ve belirsiz dinamiklere sahip sistemlerin denetiminde kullanılmaktadır. Bir BM denetleyicinin, üyelik fonksiyonlarının şeklinin ve sayısının belirlenmesi ve kural tablosunun oluşturulması bu denetleyicinin başarımını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu işlemler uzman bilgisi doğrultusunda gerçekleştirildiği için, verilen bilgilerin doğruluğu ve doğru bir şekilde uygulanması BM denetleyicinin oluşturulması sırasında karşılaşılan önemli sorunlardır [36-40].

Denetlenecek sistemin doğru bir matematiksel modelinin çıkarılmasına gerek duyan optimal denetim yöntemleri, sistemin doğru bir matematiksel modeli çıkarılsa dahi bozucu girişler, parametre değişimleri, doyma ve gürültü gibi değişen dinamiklerden dolayı etkin bir şekilde kullanılamazlar [15, 41-43]. Denetim sistemlerindeki etkinliği açısından YSA' nın en önemli özelliği, doğrusal olmayan herhangi bir fonksiyonu yeterli doğrulukta yaklaştırabilmesidir. Ayrıca uyarlama ve genelleme yeteneği, gerçek zamanda öğrenme ve çok girişli-çok çıkışlı sistemlere de uygulanabilmesi nedeniyle denetim alanında tercih sebebi olmuştur.

Mühendislik uygulamalarında YSA' nın yükselen rolü, güç elektroniği ve motor sürücü uygulamalarında ona olan ilgiyi artırmıştır. YSA' nın uyarlama ve genelleme yeteneği, doğrusal olmayan dinamikleri tanılama ve öğrenme yeteneği gibi bu ilgiyi doğrulayan bir karakteristiğe sahip olmasından dolayı, bu tez çalışmasında YSA tabanlı bir tahmin edicinin kullanılması tercih edilmiştir.

## 1.2. Tezin Amacı

Bu tezde, SMSM' larda algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol yöntemi kullanan YSA tabanlı konum ve hız tahmini önerilmiştir. Önerilen YSA gözleyicisi ile yapılan konum tahmininin özellikle geniş hız aralığında yüksek doğruluğa sahip olması hedeflenmiştir. Detaylı bir analiz yapabilmek ve sistemin doğruluğunu ortaya koymak için önerilen kontrol yapısına ilişkin MATLAB/Simulink modelinin ve deneysel çalışma düzeneğinin oluşturulması amaçlanmıştır. Gerçekleştirilecek deneysel çalışma düzeneğinin SMSM' un hem algılayıcılı hem de algılayıcısız kontrolüne olanak tanıyacak şekilde tasarlanması hedeflenmiştir.

Deneysel çalışmanın yapılabilmesi için gerekli olan makina büyüklükleri SMSM' dan ölçülerek DSP denetleyici kart yardımıyla bilgisayara aktarılacak ve bu bilgiler bilgisayarda gerçek zamanlı olarak değerlendirilecektir. Buradan elde edilecek deneysel sonuçlar ile benzetim modeli sonuçları birbirleriyle karşılaştırılıp, irdelenecektir. Bu sayede gerçek zamanda elde edilecek deneysel sonuçlarla önerilen yöntemin geçerliliğinin gösterilmesi hedeflenmiştir.

## 1.3. Tezin Organizasyonu

Tezin ikinci bölümünde elektrik makinalarında kullanılan sürekli mıknatıs yapımında kullanılan malzemelerin temel özellikleri, türleri ve gelişimi belirtilmiştir. Daha sonra sürekli mıknatıs malzemelerinin elektrik makinalarında kullanımından bahsedilmiştir. Son olarak da SMSM' un çeşitleri ve yapısı açıklanmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde, SMSM için üç faz sabit, iki faz sabit ve rotor referans çatıdaki matematiksel modeller verilmiştir. Bu bölümde algılayıcılı ve algılayıcısız denetimde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri detaylı olarak açıklanmıştır. Ayrıca alan yönlendirmeli kontrolün genel yapısında yer alan histerezis, darbe genişlik modülasyonu ve tahmini akım denetimi yöntemleri açıklanmıştır.

Tezin dördüncü bölümünde SMSM' un alan yönlendirmeli algılayıcısız kontrol yapısı açıklanmıştır. Konum algılayıcısız kontrol için akı tahminine dayalı model tabanlı bir tahmin edici yöntem önerilmiştir. Yöntemin ayrıntıları ve yapısı bu bölümde açıklanmıştır. Daha sonra bu bölümde YSA' nın genel yapısı verilerek, SMSM' un alan yönlendirmeli algılayıcısız kontrolü için YSA tabanlı bir tahmin edici önerilmiştir.

Tezin beşinci bölümünde, SMSM' un kontrolü için deneysel düzeneğin oluşturulmasından bahsedilmiştir. Bu devreyi oluşturan her bir birimin tasarlanması, gerçekleştirilmesi ve ilgili teknik bilgilere bu bölümde yer verilmiştir. Ayrıca, denetleyici olarak kullanılan dSPACE DS1103 denetleyici kartı ve bu kartla uyumlu olan yazılımlar kısaca tanıtılmıştır.

Tezin altıncı bölümünde SMSM' un algılayıcıli histerezis ve darbe genişlik modülasyonlu alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri için MATLAB/Simulink benzetim modelleri oluşturulmuştur. Bu bölümde her iki algılayıcıli kontrol için, benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmalı olarak verilmiştir. Ayrıca YSA tahmin edicili algılayıcısız kontrol için benzetim modeli oluşturularak, benzetim ve deneysel sonuçlara ilişkin değerlendirmeler yapılmıştır.

Tezin yedinci ve son bölümünde sonuçlar ve gelecekteki çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

Tezin ek kısmında ise SMSM' un teknik özellikleri, DSPACE DS1103 teknik özellikleri ve mimarisi, PS11035 evirici modülü ve gerçekleştirilen deneysel düzenekte yer alan diğer devre elemanlarının katalog bilgileri yer almaktadır.

Bu tez çalışması Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FÜBAP-1464 numaralı proje ile desteklenmiştir.

## **2. SÜREKLİ MİKNATISLI MALZEMELERİN İNCELENMESİ VE ELEKTRİK MAKİNALARINDA KULLANILMASI**

### **2.1. Giriş**

Elektrik makinalarında kullanılan malzemelerdeki gelişimler makinanın tasarım, yapım ve başarımının geliştirilmesinde önemli bir yer tutmaktadır. Manyetik devrelerde kullanılan ferromagnetik malzemeler ve elektriksel devrelerde kullanılan iletken malzemelerdeki gelişmelerle birlikte makina kayıpları ve ağırlıkları azaltılarak daha ekonomik çözümler üretilebilmektedir. Bu gelişimler doğrultusunda makinalarda sürekli mıknatısların kullanımının artması ile beraber farklı tasarımlar gerçekleştirilebilmektedir [44].

Statik bir uyarma alanına gereksinim duyan serbest uyarımlı d.a. makinaları ve senkron makinalar sürekli mıknatısların kullanımı çok önemlidir. Çünkü uyarma alanının oluşturulması için gerekli olan enerji mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Bunun yanı sıra özellikle yüksek enerjili mıknatıslar kullanılarak, klasik motorlara oranla aynı hacimde ve devir sayısında, daha yüksek güç ve moment elde edilebilmektedir. Böylelikle yüksek performanslı tahrik sistemleri, robotik, uzay araçları gibi ağırlığın ve verimin çok önem kazandığı uygulamalarda, yüksek enerjili mıknatıs uyarmalı senkron motorlar günümüzde en üstün tahrik motorları konumundadırlar. Ayrıca mıknatıslı bir senkron motorun, tasarımına bağlı olarak, tam yük durumunda, güç katsayısı yaklaşık olarak 1.0 yapılabilir. Bu özellik motorun, doğrudan şebekeden beslenerek çalıştırılmasında daha ekonomik bir işletme sağlamanın yanında, evirici üzerinden beslenerek çalıştırılmasında ise eviricinin tüm görünür gücünden faydalanmayı mümkün kılmaktadır [1-2, 9].

Günümüzde SMSM' lar farklı uygulama alanlarında kullanılmaktadırlar. Minyatür sistemlerden özellikle teyp, video, disk çalar ve fan sistemlerinde, elektronik komütasyonlu motor adı verilen ve fırça-kollektör sistemi içermeyen mıknatıslı senkron motorlar yoğun bir uygulama alanına sahiptir. Mıknatıslı senkron motorların en önemli uygulama alanı özellikle küçük ve orta güç bölgesindeki tahrik sistemlerinde olmaktadır. Megawatt (MW) düzeyinde yüksek güçlü senkron generatör ve motorlarda mıknatıs kullanımı üzerinde çalışmalar sürmektedir. Bu güç seviyelerinde, verimde yüzde olarak sağlanacak birkaç puanlık iyileştirmenin bile çok büyük güçlere ve enerjilere karşılık gelmesi, mıknatısların yüksek güçlerde de kullanımını daha cazip hale getirmektedir [1-2,4].

## 2.2. Genel Kavram ve Tanımlar

Sürekli mıknatıslar, öncelikle bir dış manyetik alan etkisiyle mıknatıslanan, daha sonra ise bu dış alan etkisi kaldırıldığında genellikle belli bir manyetik momenti saklı tutabilen malzemelerdir. Bu sayede sürekli mıknatıs bir manyetik alan kaynağı gibi davranır. Dolayısıyla bir elektriksel güç kaybı olmaksızın manyetik akı oluşturabilen bir sistemin elektromekanik enerji dönüşümü için kullanımı çok elverişlidir. Bu nedenle sürekli mıknatısların endüstriyel alanda kullanılabilecek özellik, boyut ve biçimde üretilibilmeleri son yıllarda yaygınlaşmıştır [1, 44, 45].

### 2.2.1. Yönlendirme Kavramı

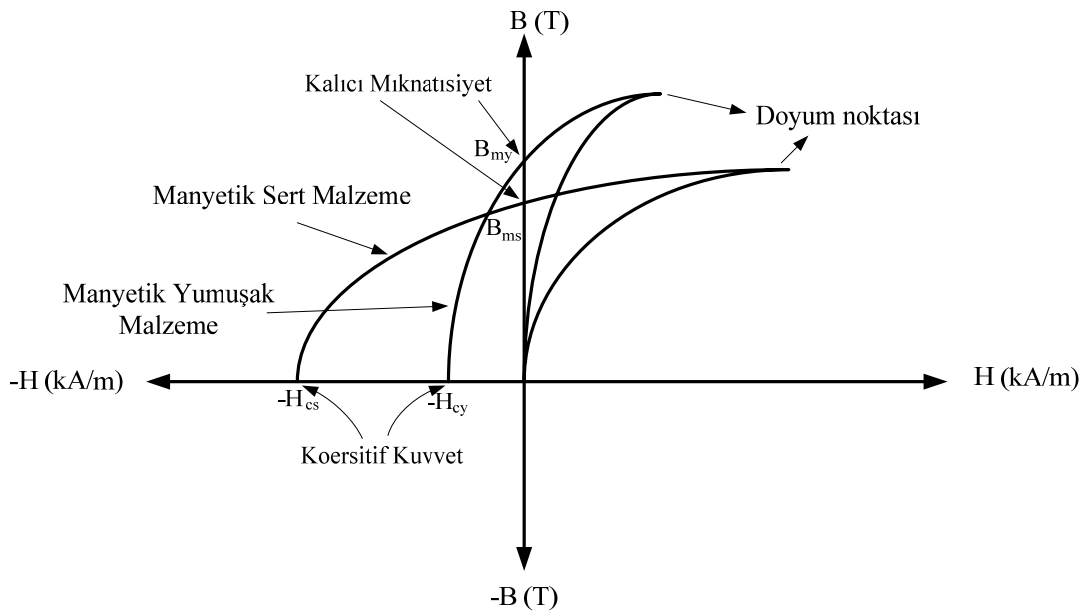
İlk üretilen mıknatıslarda, manyetik özellikler yöne bağlı değildi. Yani mıknatısların her yöndeki manyetik özellikleri hemen hemen aynı idi. Bu tür mıknatıslar yönlendirilmemiş (isotropic) mıknatıslar olarak adlandırılırlar. Yönlendirilmemiş mıknatıslar küçük güçlü uygulamalarda kullanılabilir olsa da, bu daha küçük kalıntı mıknatıslık ve enerji çarpımı oluşturduğundan oldukça pahalı olan malzemenin verimsiz olarak kullanılması anlamına gelir. Yapılan araştırmalar sonucunda, manyetik özelliklerin belirli bir yöne yoğunlaştırılmasıyla, mıknatısların çok daha etkin duruma gelmesi sağlanmıştır. Elde edilen bu yeni mıknatıs türü yönlendirilmiş (isotropic olmayan) mıknatıslar olarak tanımlanır. Örneğin ferrit mıknatıslarda bu yönlendirme sayesinde  $(BH)_{\max}$  değerinin yaklaşık 3 katına çıkması sağlanmıştır. Mıknatısların yönlendirilmesi amacıyla en yaygın olarak kullanılan yöntem, manyetik malzemenin bir manyetik alan içinde tavlama ve böylelikle parçacıkların alan etkisiyle yönlendirilmesidir [1, 44, 45].

### 2.2.2. Sertlik Kavramı

Ferromanyetik malzemelerin mekanik dayanıklılığının artırılması ve manyetik özelliklerinin iyileştirilmesi için yapılan çalışmalar yıllarca sürmüştür. Bu sürecin sonunda manyetik özelliklerin dayanıklılığı açısından iki farklı tür ortaya çıkmıştır. Bir mıknatısın manyetik özellikleri kolaylıkla bozulabiliyorsa bu tür malzemelere yumuşak (soft) manyetik malzemeler adı verilir. Özellikle ilk yapay mıknatıs türlerinden olan çelik mıknatıslar genellikle yumuşak mıknatıslardır. Bu mıknatıslar mekanik açıdan da yumuşaktırlar. Yumuşak mıknatıslar bir takım ısıtma işlemlerinden geçirilerek, manyetik özelliklerinin daha kalıcı olması sağlanmıştır. Mıknatıslara uygulanan bu tür ısıtma işlemlerin bir amacı da mıknatısın mekanik açıdan sertleştirilmesidir. Manyetik özelliklerini kolaylıkla yitirmeyen malzemeler, sert (hard)

manyetik malzemeler olarak isimlendirilirler. Sonraki yıllarda manyetik açıdan sert, mekanik açıdan yumuşak olan özel amaçlı mıknatıslar da geliştirilmiştir.

Manyetik sertlik ve yumuşaklığın tanımında, malzemede mıknatıslanma sonrası kalan, kalıcı mıknatıslığın ortadan kaldırılması için gerekli zorlayıcı alan şiddeti de (koersitif kuvvet) bir ölçü olarak kullanılır. Buna göre doyma derecesine kadar mıknatıslanmış bir manyetik malzemedeki kalıcı mıknatıslığı ( $B_r$ ) kaldırmak için zıt yönde uygulanması gereken alan şiddeti ( $H_c$ ) 1 kA/m' den büyükse bu malzeme sert manyetik malzeme, aksi halde yumuşak manyetik malzeme olarak adlandırılır. Şekil 2.1' de sert ve yumuşak manyetik malzemelere ilişkin B-H değişimleri gösterilmiştir.

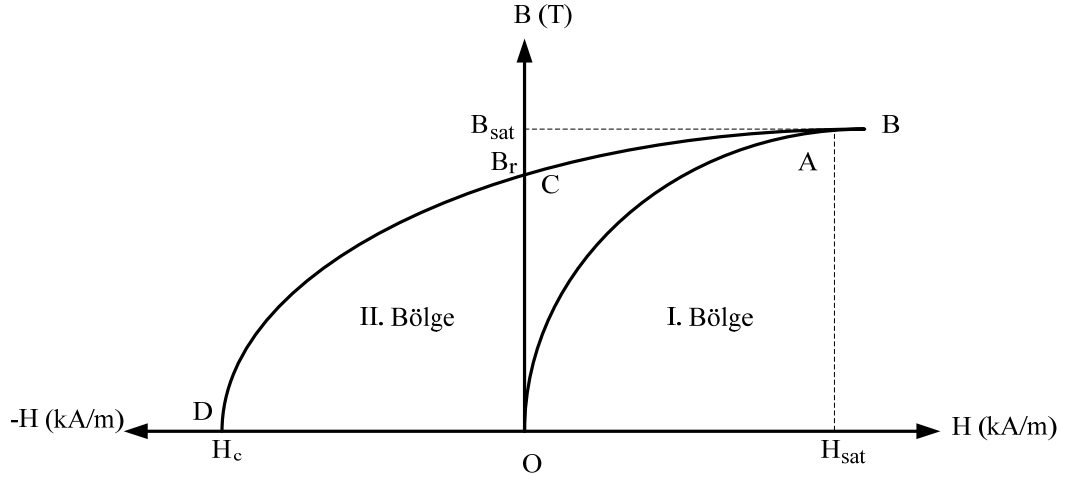


**Şekil 2.1** Sert ve yumuşak malzemelere ilişkin B-H karakteristiği

### 2.2.3. Mıknatıslanma ve Mıknatıslığı Yok Etme Karakteristikleri

Sert manyetik bir malzemeye ait mıknatıslanma karakteristiği Şekil 2.2' de görülmektedir. Mıknatıs malzeme için kalıcı mıknatıslanma olayı bu karakteristik yardımıyla açıklanabilir [1, 44, 45].

Başlangıçta manyetik olarak nötr durumda bulunan malzeme dış alan şiddeti etkisiyle Şekil 2.2' de gösterilen OA yolunu izleyerek mıknatıslanmaktadır. A noktasında malzeme tamamen doymuş olup, bu noktadaki alan şiddeti  $H_{sat}$ , manyetik indüksiyon da  $B_{sat}$  olarak adlandırılır.  $H_{sat}$  ve  $B_{sat}$  değişik mıknatıs malzemeler için farklı değerler alabilir.

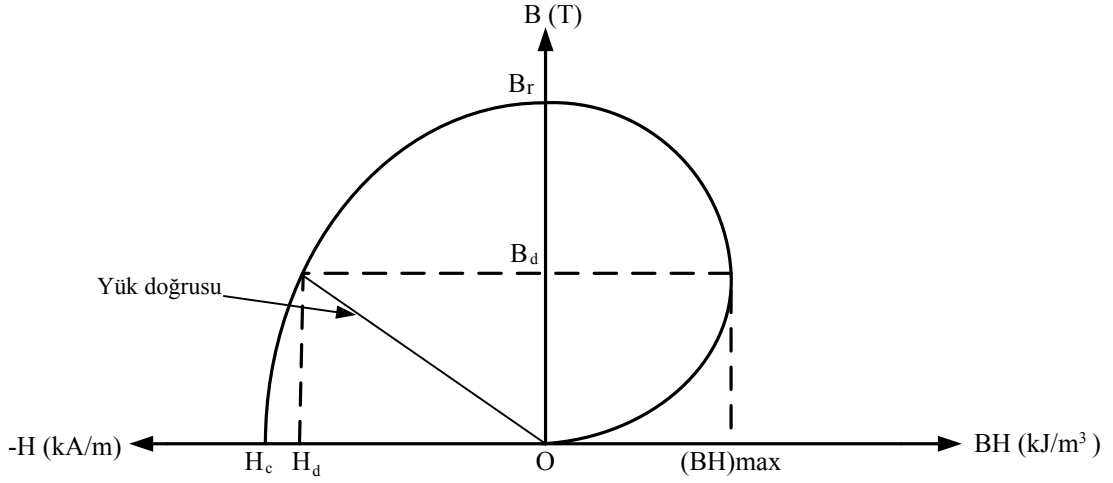


**Şekil 2.2** Sert manyetik malzemeye ait mıknatıslanma karakteristiği

A noktasından itibaren malzeme tamamen doymuş ve manyetik özelliğini kaybetmiştir. B noktasından sonra alan şiddeti azaltıldığında, A noktasından itibaren, histerezis etkisi görülmeye başlar. Alan şiddeti azaltılmaya devam edilirse B-H değişimi AC yolunu izler. Dış alan tamamen ortadan kalktığında malzemede  $B_r$  ile gösterilen bir kalıcı mıknatıslık kalır.  $B_r$  kalıcı indüksiyon olarak adlandırılır ve manyetik malzemelere göre farklı değerlerde olabilir.

Mıknatıslanma eğrisinin ikinci bölgesindeki değişimin izlenmesi için dış alan şiddeti ters yönde uygulanırsa, bu kez değişim CD yolunu izler. Bu bölge mıknatıslığı yok etme ya da demagnetizasyon bölgesi olarak adlandırılır. Sürekli mıknatıslı bir manyetik devrede çalışma noktası bu bölgede bulunur. D noktasına gelindiğinde uygulanan dış alan şiddetinin etkisiyle mıknatıs malzeme tamamen demagnetize olmuş yani mıknatıslık özelliğini tamamen kaybetmiştir. Kalıcı indüksiyonu tamamen yok etmek için malzemeye uygulanması gereken alan şiddetine zorlayıcı alan şiddeti adı verilir ve  $H_c$  sembolü ile gösterilir. Bu değer, mıknatısın dış alanlardan ne kadar etkileneceğini belirleyen bir büyüklüktür.

Mıknatıs malzemeler için önemli bir başka karakteristik de, BH büyüklüğünün değişimidir. Karakteristiğin birinci bölgesi, indüksiyon değeri ile alan şiddetinin çarpımı şeklinde tanımlanır. Genellikle  $B=f(H)$  değişimi ile birlikte  $BH=f(B)$  değişimi de aynı grafikte verilir. BH büyüklüğünün birimi  $J/m^3$  tür ve hacimce enerji yoğunluğunu ifade eder. Şekil 2.3' de bir mıknatıs malzemeye ait demagnetizasyon karakteristiği ve BH değişimi birlikte görülmektedir.



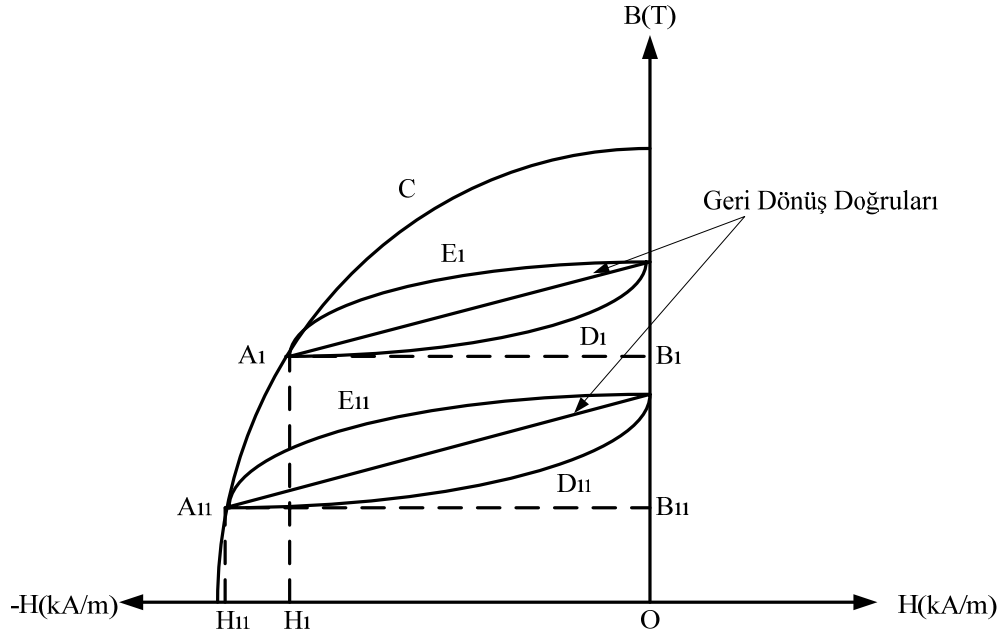
Şekil 2.3 Demagnetizasyon karakteristiği ve (BH) değişimi

Şekilde görüldüğü gibi  $BH=f(B)$ ,  $0-B_r$  aralığında maksimum bir değere sahip olup  $(BH)_{\max}$  ile gösterilir. Bu noktanın koordinatlarını oluşturan B ve H değerleri ise  $B_d$  ve  $H_d$  olarak adlandırılır. Bu noktada hacimce enerji yoğunluğu en büyük değerini aldığından, mıknatısın çalışma noktasının bu civarda olması istenir. Bu durum sağlanabilirse, belirli bir indüksiyonu oluşturmak için, kullanılması gereken mıknatıs hacmi minimize edilmiş olur.

#### 2.2.4. Çalışma Noktasının Değişimi ve Geri Dönüş Döngüsü

Çalışma noktası, mıknatısın beslediği manyetik devrenin parametrelerinden etkilenerek demagnetizasyon karakteristiği üzerinde değişik noktalarda oluşabilir. Benzer bir etki de mıknatısın bir dış alan şiddeti etkisinde kalması durumunda gözlenir. Çalışma noktasının herhangi bir nedenle belirli bir aralıkta değişmesi durumunda, demagnetizasyon karakteristiğinde geri dönüş olayı denilen bir durum ortaya çıkar [1,45].

Dış alan etkisinde çalışan bir mıknatısın demagnetizasyon karakteristiği Şekil 2.4' de gösterilmiştir. Başlangıçta, mıknatısın  $A_1$  noktasında  $B_1$  manyetik indüksiyonunda ve  $H_1$  alan şiddeti ile çalıştığı kabul edilsin. Alan şiddeti herhangi bir nedenle azaltıldığında çalışma noktası beklenildiği gibi C yolu ile değil  $D_1$  ile gösterilen yol üzerinde değişecektir. Eğer alan şiddeti tekrar arttırılırsa bu kez de çalışma noktası  $E_1$  yolu üzerinde değerler alır. Eğer bu işlem  $H_{II}$  ve  $B_{II}$  başlangıç değerleri ile tekrarlanırsa bu kez de  $D_{II}$  ve  $E_{II}$  yolları oluşacaktır. Pratikte  $D_1-E_1$  ve  $D_{II}-E_{II}$  yolları yerine ortalama doğrular kullanılır. Bu doğruların eğimleri sabittir ve geri dönüş geçirgenliği (recoil permeability) denilen bir büyüklüğe eşittir.



**Şekil 2.4** Dış alan etkisinde çalışan bir sürekli mıknatısın demagnetizasyon karakteristiği

Bu şekilde sürekli mıknatıs içeren manyetik devrelerde tasarlanan çalışma noktaları önemli değişimlere uğrayabilir. Burada en önemli nokta, yukarıda C ile gösterilen yolun eğimi ile mıknatıs malzemenin geri dönüş geçirgenliğinin birbirlerine yakın olmasıdır. Örneğin NeFeB mıknatıslarda demagnetizasyon karakteristiğinin eğimi yaklaşık olarak geri dönüş geçirgenliğine eşit olduğundan, geniş bir çalışma bölgesinde geri dönüş etkisi çok az görülür. Ancak AlNiCo mıknatıslarda demagnetizasyon karakteristiği dirsekli bir şekilde olduğundan geri dönüş etkisi çok fazladır ve çalışma noktası önemli farklılıklar gösterebilir.

### 2.2.5. Sıcaklığın Mıknatıslar Üzerindeki Etkileri

Demagnetizasyon karakteristiğini etkileyen unsurlardan birisi de ortam sıcaklığındaki değişimlerdir. Bu durum manyetik büyüklüklerin sıcaklığa bağlı değişimler göstermesinden kaynaklanır. Özellikle  $B_r$  ve  $H_c$  büyüklüklerinin ve genel olarak demagnetizasyon yolunun sıcaklığa bağımlı olması, mıknatıslı manyetik devre tasarımında problem oluşturmaktadır. Çalışma sürecinde sıcaklık değişimleri içinde  $B_r$  ve  $H_c$ ' deki bu değişimler genellikle kalıcı değildir. Sürekli çalışma koşullarında sıcaklık artışı az da olsa akı azalmasına neden olabilir. Yüksek  $H_c$  değerli mıknatıslarda bu azalma göz ardı edilebilecek kadar küçüktür. Geri dönüş etkisi, dış alan şiddeti ve manyetik devre geometrisi yanında mıknatıstaki ısı değişimleri sonucunda da oluşabilir.

Curie sıcaklığı olarak bilinen bir noktada tüm manyetik malzemeler manyetik özelliklerini tamamen ve kalıcı olarak kaybederler. Bu değer, değişik manyetik malzemeler için farklı büyüklüklerde olabilir. Elektrik makinalarında genellikle sıcaklık 150°C civarında olduğundan, bu sıcaklığın makinanın ferromanyetik özelliklerine önemli bir etkisi olmaz. Tablo 2.1’ de değişik mıknatıs malzemeler için  $B_r$  ve  $H_c$  büyüklüklerinin sıcaklığa duyarlılığını belirleyen katsayıların, Curie sıcaklığının ve izin verilen en büyük çalışma sıcaklığının tipik değerleri verilmiştir [1,45].

**Tablo 2.1** Sürekli mıknatıs malzemelere ait ısıl büyüklükler

| Mıknatıs Cinsi | Curie Sıcaklığı (C°) | K ( $H_c$ )<br>% / K | Çalışma Sıcaklığı (C°) | K ( $B_r$ )<br>% / K |
|----------------|----------------------|----------------------|------------------------|----------------------|
| AlNiCo         | 800                  | +0.03                | 500                    | +0.02                |
| Ferrit         | 450                  | -0.2                 | 300                    | +0.4                 |
| SmCo           | 720                  | -0.02                | 250                    | -0.045               |
| NdFeB          | 310                  | -0.6                 | 120                    | -0.13                |

### 2.3. Sürekli Mıknatıs Malzemeler ve Özellikleri

Son yüzyılda ferromanyetik malzemelerdeki gelişmeler ile birlikte farklı özelliklere sahip değişik türlerde mıknatıslar üretilmektedir. Sürekli mıknatıslar, üretim oranları göz önünde tutularak az kullanılan ve yaygın kullanılan mıknatıslar olarak iki gruba ayrılabilir. Az kullanılan mıknatıs türleri, özelliklerinin çok iyi olmaması, üretim güçlükleri ve yüksek maliyetleri gibi sebeplerden dolayı çok az miktarlarda üretilmektedirler. Yaygın kullanılan mıknatıslar ise tüm piyasanın yaklaşık %99’ unu oluşturmaktadırlar. Bunlar AlNiCo, Ferrit ve Nadir Toprak Elementi mıknatısları olmak üzere üç ana grupta incelenebilir. Bu ana gruplar kimyasal içerikleri, üretim şekilleri ve uygulanan ısıl işlemler gibi etkenlere bağlı olarak pek çok alt gruba ayrılabilir [1, 44, 45]. Günümüzde üretilmekte olan belli başlı mıknatıs malzemelere ilişkin tipik değerler Tablo 2.2’ de verilmiştir.

**Tablo 2.2** Çeşitli sürekli mıknatıslara ait büyüklükler

| Mıknatısın Cinsi | Kalıcı mık.<br>$B_r$ (T) | Koersitif alan şid.<br>$H_c$ (kA/m) | Enerji çarpanı<br>$(BH)_{max}$ (kJ/m <sup>3</sup> ) |
|------------------|--------------------------|-------------------------------------|-----------------------------------------------------|
| AlNiCo           | 1.2                      | 50                                  | 44                                                  |
| Ferrit           | 0.4                      | 250                                 | 30                                                  |
| SmCo             | 0.9                      | 650                                 | 150                                                 |
| NdFeB            | 1.2                      | 900                                 | 250                                                 |

### 2.3.1. AlNiCo Mıknatıslar

Alüminyum, Nikel ve Kobalt' ın çeşitli şekillerde metalik alaşımlarından elde edilen mıknatıs malzemelerdir. Mekanik açıdan sert ve kırılmandır. Çok yüksek Curie sıcaklığına ve yüksek sıcaklıklarda mükemmel bir ısı kararlılığına sahiptirler. Kobalt' ın az bulunan bir element olması ve zorlayıcı alan şiddetlerinin düşüklüğü başlıca sakıncalarıdır. Bu sakıncalarından dolayı AlNiCo mıknatıslar modern makina tasarımlarında kullanılmamaktadırlar.

### 2.3.2. Ferrit Mıknatıslar

Diğer mıknatıs malzemelere göre maliyetinin düşük olması ve ham maddelerinin bol olması nedeniyle uygulamalarda en çok kullanılan mıknatıs malzemelerdir. Baryum, Stronsiyum ya da bunların karışımından oluşurlar. Bazı Ferrit türlerinde ise düşük oranlarda Kurşun, Alüminyum ve Kükürt katkısı da yapılmaktadır. Seramik mıknatıslar olarak da adlandırılan Ferrit mıknatısların doyma mıknatıslığı diğer mıknatıs türlerine göre çok daha az olup daha düşük Curie sıcaklığına sahiptirler. Bundan dolayı, kalıcı mıknatıslık ve enerji çarpımı değerleri düşüktür. Ağırlık ve hacim sorununun söz konusu olmadığı küçük d.a. motorlarında ve hoparlör gibi manyetik cihazlarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar.

### 2.3.3. Nadir Toprak Element (N.T.E.) Mıknatıslar

Son 25 yılda geliştirilen ve elektrik makinalarında mıknatısların bugünkü önemini kazanmasında en büyük rolü oynayan, yüksek enerjili ve yüksek kalıcı mıknatısiyetli malzemelerdir. Sayıları 15 kadar olan N.T.E' leri, alaşımlarda bazen tek başlarına, bazen 2 ya da daha fazlası birlikte kullanılarak elde edilmektedirler. NdFeB ve SmCo genel formülleri ile tanınan bu mıknatıs malzemeler, ferrit mıknatıslara göre daha üstün özelliklere sahiptirler. Enerji miktarı oldukça yüksek olan NdFeB mıknatısların en önemli dezavantajları Curie

sıcaklığının düşüklüğü ve pahalı olmalarıdır. SmCo' in en önemli dezavantajı ise Samaryumun az bulunan bir element olması ve pahalı olmasıdır.

Özellikle hacim ve ağırlığın çok önemli olduğu uzay araçlarında, uçaklarda ve robotikte gereksinim duyulan tahrik motorları için N.T.E. mıknatıslı tasarımlar kullanılmaktadır.

#### **2.4. Sürekli Mıknatısların Elektrik Motorlarında Kullanılması**

Elektrik makinalarında moment, akı ve akıma bağlı olarak üretilir. Akıyı elde etmek için gerekli olan manyetik alan, sürekli mıknatıslar, bir sargıdan geçirilen uyarma akımı veya mutlak sifıra kadar soğutulmuş bir sargıya uygulanan akım darbesi ile sağlanabilir. Bu yöntemlerden en uygun olanı sürekli mıknatıslarla oluşturulan manyetik alan akısıdır. Çünkü uyarma sargısı kullanıldığında fırça ve kollektör düzeneklerine ihtiyaç duyulur. Sargı ve fırçadaki kayıplar verimi düşürür. Ayrıca ilave bir gerilim kaynağına ihtiyaç vardır. Bu alanı üretmek için en verimli yollardan biri de süper iletken sargıların kullanılmasıdır. Sürekli olarak soğutulan sargılar ile yüksek alanlar oluşturmak mümkündür. Ancak kullanımlarını sınırlayan en önemli faktörler sargıların soğutma ve izolasyon zorluklarının yanında pahalı olmalarıdır.

Mıknatısların elektrik makinalarında uyarma sargılarının yerine kullanılması eski tarihlere dayanmaktadır. Sürekli mıknatısların senkron motorlarda kullanıldığı ilk uygulama, 1953 yılında F.W. MERRIL tarafından yapılmıştır [2,4]. AlNiCo mıknatıslar kullanılarak gerçekleştirilen bu motor PERMASYN olarak adlandırılmış ve standart bir asenkron motordan yola çıkılarak üretilmiştir. Stator yapısı hiç değiştirilmeden, rotor kafesinin alt kısmına yerleştirilen AlNiCo mıknatıs blokları ile senkron motorun uyarım alanı oluşturulmuştur. AlNiCo mıknatısların zorlayıcı alan şiddetleri çok düşük olduğundan mıknatıslar uzun çıkık kutuplar şeklinde rotora yerleştirilmiştir. Bu ilk tasarımlarda, makina boyutlarının küçültülmesinden çok uyarma sargılarını beslemek için gerekli enerjiden tasarruf etmek ve sistemin verimliliğini iyileştirmek amaçlanmıştır. Daha sonra kullanılmaya başlanan Ferritler özellikle daha ucuz ve bol bulunabilmeleri nedeniyle hızla ön plana çıkmışlardır. Ferrit ve AlNiCo' ya göre hem zorlayıcı alan şiddetleri hem de kalıcı mıknatısiyet açısından çok üstün olan N.T.E. mıknatısların hem d.a. hem de senkron motor tasarımlarında kullanımı, klasik sargılı makinalara göre boyutların küçültülmesi ve verimin yükseltilmesi açısından çok önemli gelişmelere yol açmıştır.

Elektrik makinalarında kullanılan sürekli mıknatısların çalışma koşulları, farklı uygulamalarda kullanılan mıknatıslarınkinden daha ağırdır. Makina sargı alanı çalışma süresince yön değiştirmekte, hatta mıknatıs alanına ters olabilmektedir. Sürekli mıknatısların boyutlarının belirlenmesi ve makinaya yerleştirilmesinde önemli iki kriter vardır.

- Sürekli mıknatıs tarafından hava aralığında oluşturulan akı yoğunluğunun değeri, makinada kullanılan demir ve bakırın en iyi şekilde kullanılmasını sağlayacak büyüklükte olmalıdır.
- Sürekli mıknatıslar, makinadaki sargı alanlarının mıknatıslanmayı giderici etkisine karşı dayanıklı olmalıdır.

Bu iki kriter ve makinada kullanılan mıknatıs özelliklerine göre, makinanın yapısı değişebilir. AlNiCo mıknatısların kalıcı akı yoğunluğu büyük, koersitif alan şiddeti küçük olduğundan, yüzeyleri küçük boyları uzun seçilmelidir. AlNiCo mıknatıslara göre Ferrit mıknatısların kalıcı akı yoğunlukları küçük, koersitif alan şiddeti büyüktür. Dolayısıyla hava aralığında yeterli akı yoğunluğunun oluşturulabilmesi için Ferrit mıknatısların boyları kısa, yüzeyleri büyük seçilmelidir [45]. Sürekli mıknatıs uyarmalı senkron makinalarda hava aralığı indüksiyonu, özellikle N.T.E. mıknatıslar kullanıldığı zaman, sargılı makinalardan daha yüksek değerlerde olabilir. Böylelikle stator sarım sayıları daha az ve stator çapları daha küçük yapılabileceğinden hem verim yükselmekte hem de boyutlar küçülmektedir. Literatürde tam yük verimi %97' ye varan ve güç faktörü yaklaşık olarak 1' e eşit olan mıknatıslı senkron motor sistemlerine rastlanmaktadır.

Genel özellikleri açısından mıknatıslı senkron motor ile diğer tahrik motorları kullanılarak tasarlanan sistemler arasındaki avantaj ve dezavantajlar şu şekilde sıralanabilir [1].

Avantajlar;

- Fırça ve kollektör sisteminden kaynaklanan tüm sakıncalar mıknatıslı senkron motor sistemlerinde ortadan kaldırılmıştır.
- Mıknatıslı senkron motorlar (özellikle N.T.E. mıknatıslı tipleri) aynı nominal güç ve devir sayısındaki d.a. ve indüksiyon motorlarına göre küçük hacimli, hafif ve yüksek verimlidir.
- İndüksiyon motorlarına göre verim ve güç faktörü daha iyidir. Eviriciden beslenen sistemlerde güç katsayısının yüksek olması eviricinin tüm görünür gücünden faydalanabilmek açısından önem taşımaktadır.
- d.a. motorlarındaki komütasyon sınırlaması, fırçasız d.a. motorlu sistemlerde söz konusu değildir.

Dezavantajlar;

- Yüksek enerjili mıknatısların maliyetlerinin yüksek olması nedeniyle mıknatıslı senkron motorlar, d.a. ve indüksiyon motorlarına göre daha pahalıdır.
- Mıknatıs malzemelerinin ısı sınırlamaları ve demagnetizasyon riski sistem güvenilirliğini azaltmaktadır.

## 2.5. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) Tasarımları ve Sınıflandırılmaları

Mıknatıslı senkron motorlar uygulama alanlarına göre değişik şekillerde tasarlanabilmektedirler. Sürekli mıknatıslı a.a. makinaları genel olarak çalışma şekillerine göre;

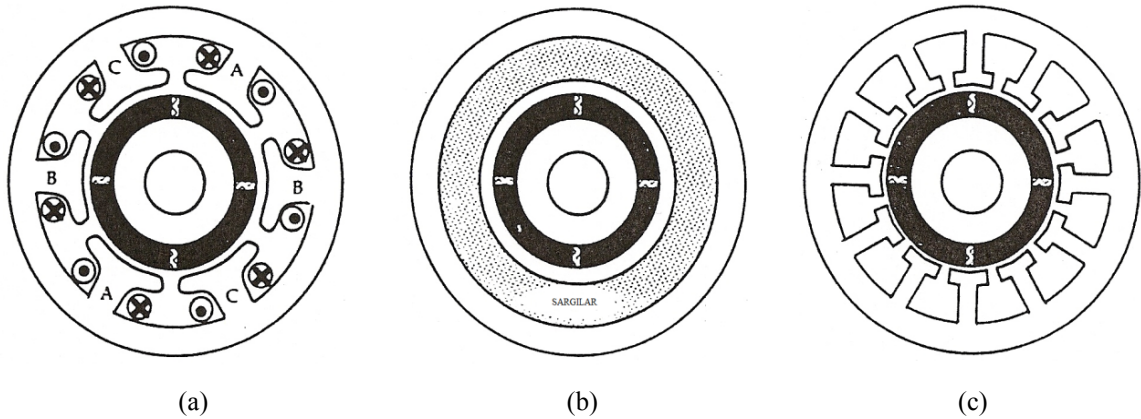
- Trapezoidal çalışma şekli (Fırçasız d.a. makinaları),
- Sinüzoidal çalışma şekli (SMSM' leri),

olmak üzere iki şekilde sınıflandırılabilirler. Bu çalışma şekillerinde stator sargısının bağlantı şekline bağlı olarak, rotorun hareketi ile statorda indüklenen zıt elektromotor kuvvetinin şekli de farklı olmaktadır [5].

Trapezoidal çalışma şeklinde indüklenen zıt emk trapez şeklinde olup, bu makinalar literatürde "Fırçasız Doğru Akım Makinası" olarak adlandırılmaktadır. Bu motorlarda faz sargıları, konum algılayıcılarının verdiği işaret ile kontrollü olarak statik anahtarlama elemanı üzerinden her defasında değişik sargılar beslenerek rotorun dönüşü denetlenebilmektedir.

Sinüzoidal çalışma şeklinde ise, indüklenen zıt emk sinüs formundadır. Burada, statorun üç fazına alternatif gerilim uygulanır. Motorun çalışabilmesi için rotor alanı ile döner alanın birbirine kilitlenmesi gerekir.

SMSM' larin stator yapıları, klasik üç fazlı a.a. makinaları ile aynıdır. Statora yerleştirilmiş sargılar yardımıyla döner alan oluşturulmaktadır. Şekil 2.5' de çeşitli stator yapıları gösterilmiştir [5,45].



**Şekil 2.5** SMSM' larda kullanılan stator yapıları a) Sargıları aynı kutup etrafına toplanan stator yapısı, b) Oluksuz stator yapısı, c) Oluklu stator yapısı

Şekil 2.5.a' daki tasarımda sargılar aynı kutupların etrafında toplandığından, uç sargıları kısadır. Ayrıca fazlar arasında daha az bağlantı vardır. Bu tasarımın dezavantajı ise, her faz sargısının bütün rotor mıknatısları ile eşzamanlı bir şekilde birbirini etkilememesidir. Bu durum düşük performansa sebep olmaktadır.

Şekil 2.5.b' de stator sargıları dağıtılmış oluksuz tasarım görülmektedir. Bu tasarımda kilitlenme momenti yoktur. Stator gövdesi ile sargılar arasındaki ısı iletimi çok düşük olduğundan yük önemli derecede arttırılamaz. Ayrıca sargılar tarafından üretilen ısıyı yok etmek zordur. Bu tip motorların hava aralıkları diğer stator yapılarına göre daha büyüktür. Bundan dolayı mıknatıs uzunluğunun büyük olması gerekmektedir.

Şekil 2.5.c' de gösterilen oluklu stator yapısı yaygın olarak kullanılmaktadır. Burada stator oluklarının ayakları ile rotor arasında, oluksuz tipe göre, daha küçük bir hava aralığı meydana gelmektedir.

SMSM' lar rotor şekilleri açısından incelendiğinde farklı tasarımlara rastlanır [5, 11, 44, 45]. SMSM' lar genellikle mıknatısların rotora yerleştirilme biçimlerine göre sınıflandırılmaktadırlar. Rotor yapıları arasında en çok kullanılan ve diğer tasarımlara da temel oluşturan iki farklı tasarım mevcut olup, bunlar;

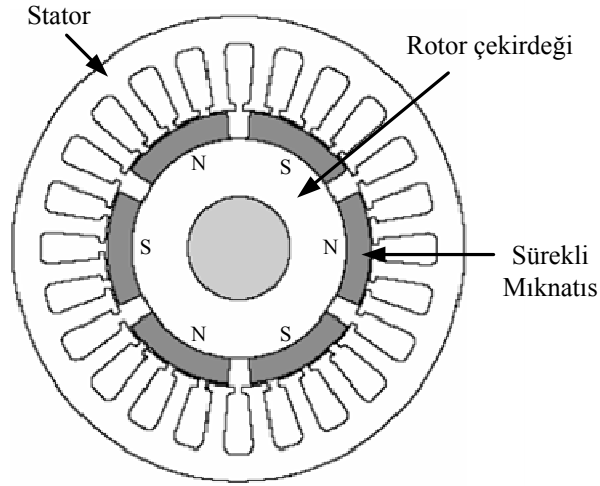
- Sürekli mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirilmesi (surface mounted)
- Sürekli mıknatısın rotor içine yerleştirilmesi (interior)

şeklindedir.

#### **2.5.1. Sürekli Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi**

Bu tip rotorlarda mıknatıslar ince şeritler ya da yay şeklinde rotor yüzeyine yapıştırılır. Motor yuvarlak rotorlu olup hava aralığı hemen hemen sabittir. Oldukça basit olması nedeniyle en yaygın kullanılan rotor tasarımlarından biri olan bu rotor şeklinin en büyük sakıncası, stator dişlerinden dolayı çalışma noktalarında yüksek frekanslı titreşimler oluşmasıdır. Bu nedenle yüksek elektriksel iletkenliğe sahip NdFeB mıknatısların bu tasarımda tek parça halinde kullanılması sakıncalar doğurur. Bu yüzden mıknatıslar yalıtılmış küçük parçalar şeklinde rotor yüzeyine yerleştirilir. Ayrıca mıknatısların savrulma kuvvetine karşı mukavemetlerinin düşük olması nedeniyle, mıknatısların yerinden kopmaması için bu tip motorlar yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmezler.

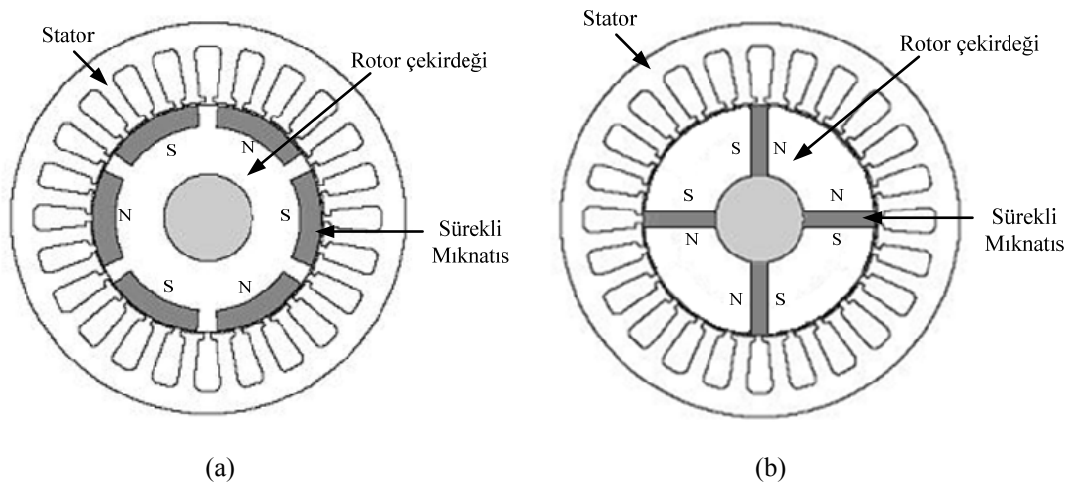
Mıknatıslar radyal yönde hava aralığına dik olacak şekilde kutuplanmıştır. Bu şekilde, hava aralığında mıknatısların çalışma noktasındaki indüksiyonuna eşit bir manyetik indüksiyon olduğundan, rotor manyetik alanı simetrik olur. Bu nedenle herhangi bir relüktans momenti oluşması söz konusu değildir. Şekil 2.6' da mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesine ilişkin rotor yapısı gösterilmiştir [46].



**Şekil 2.6** Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş senkron motor

### 2.5.2. Sürekli Mıknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi

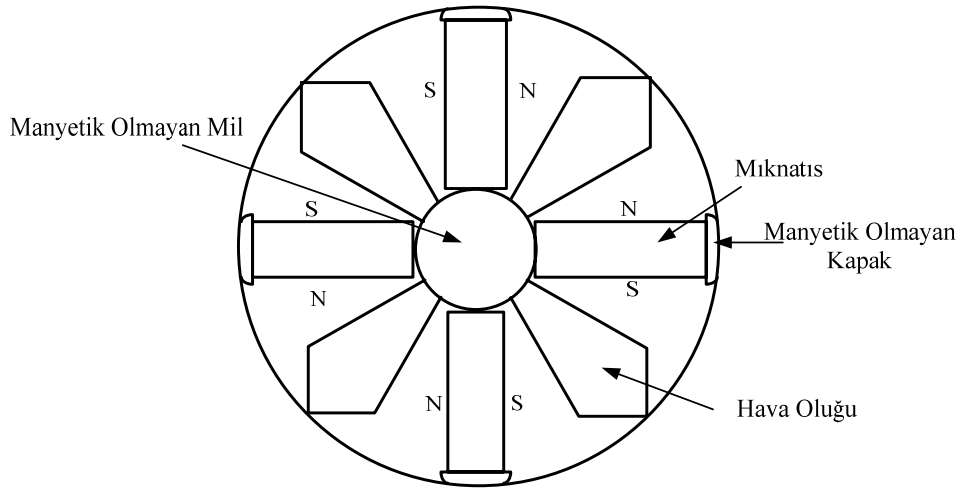
Mıknatısın rotora gömülü olduğu motorlarda, çok değişik geometrilerle karşılaşmak mümkündür. Bu motorlardaki mıknatısların rotora gömülme derinliği, mil çapı ve rotor dış çapı tarafından sınırlanmaktadır. Derinliği arttırarak rotora daha uzun mıknatıs yerleştirebilmek amacıyla, mıknatıslar radyal doğrultudan farklı açılarda, eğimli olarak yerleştirilebilir. Böylelikle hava aralığındaki akı yoğunluğu arttırılabilir. Böylelikle bir kutup altındaki akının, mıknatıs yüzeyindeki akıdan daha büyük olduğu makina yapıları ortaya çıkar. Mıknatısların rotor içine yerleştirildiği motorlara örnek olarak Şekil 2.7’ deki rotor yapıları verilebilir [46].



**Şekil 2.7** Sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi a) İç yerleştirmeli mıknatıslar, b) Çevresel mıknatıslanmalı gömülü mıknatıslar

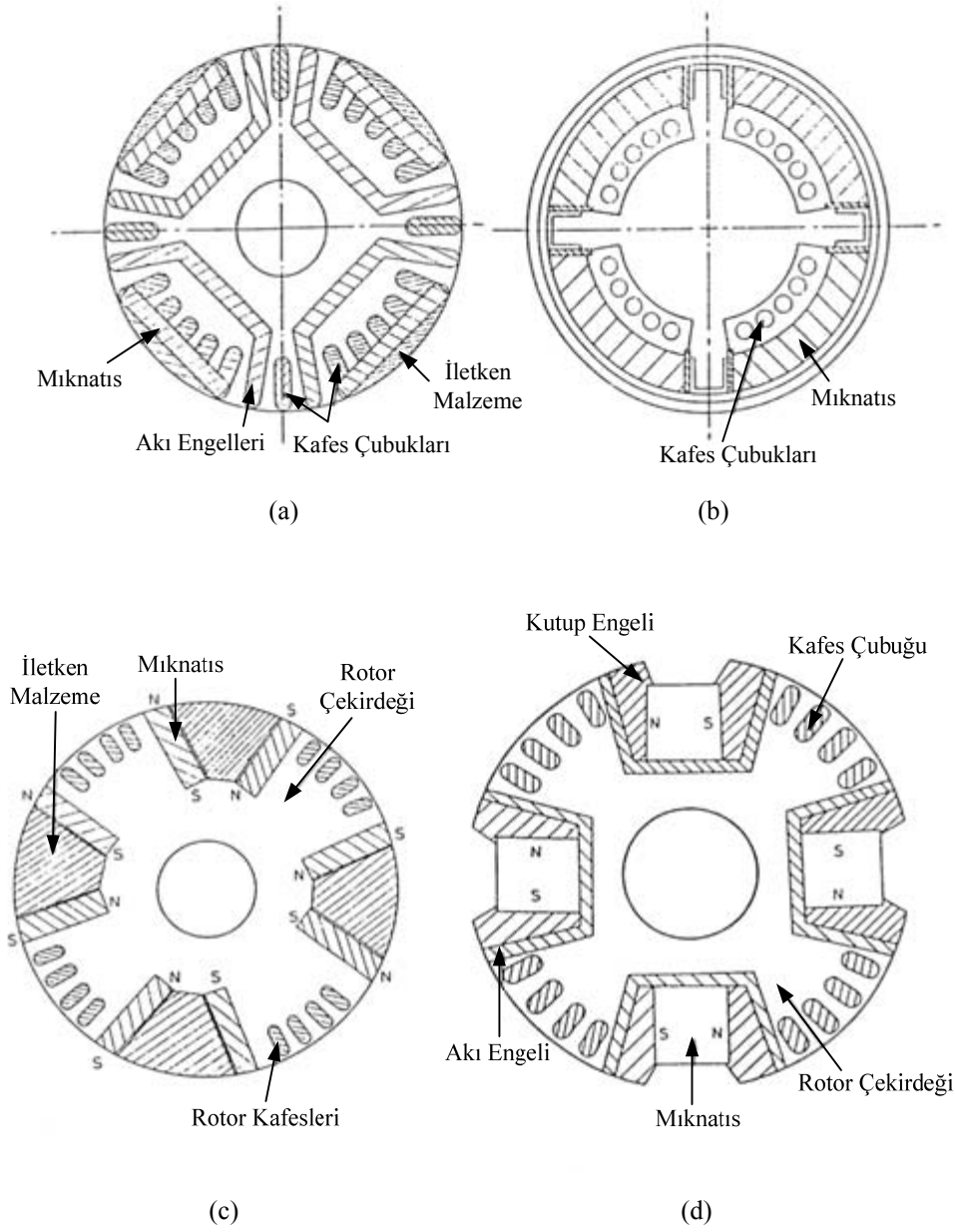
Mıknatıslar rotora gömülü olduğundan, savrulma kuvvetine karşı mukavemetleri çok yüksektir. Bu nedenle, bu tip motorlar özellikle yüksek hızlı sistemlerde tercih edilirler. Bu tasarımda statordan bakıldığında rotor manyetik alanı simetrik değildir. Dolayısıyla, farklı relüktansların söz konusu olması, bu şekilde tasarlanmış makinaların çalışma ve denetim özelliklerini önemli ölçüde etkiler.

Literatürde bazı karma özellikteki rotor şekilleri de gözlenmektedir. Örneğin akı sıkıştırma özelliğinin belirli bir oranda gerçekleştirilmesi ve relüktans farklılıklarına bağlı olarak Şekil 2.8’ de gösterilen değişik rotor tasarımı geliştirilmiştir [44].



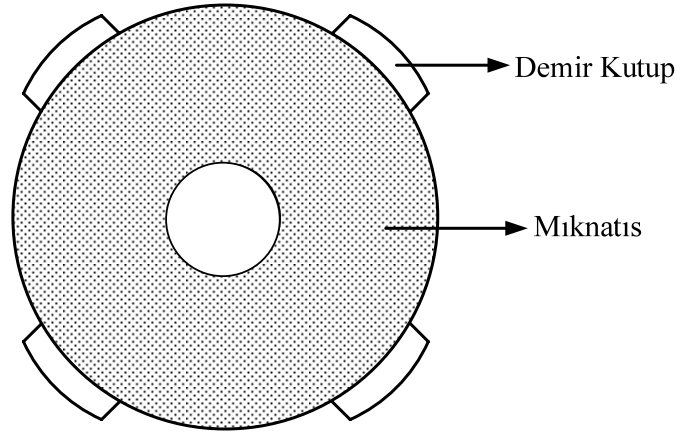
**Şekil 2.8** Akısı yoğunlaştırılmış bir rotor yapısı

SMSM’ ların indüksiyon motorlarına alternatif olarak kullanıldığı bazı uygulamalarda, mıknatıslı senkron motorlar doğrudan şebekeden yol alacak şekilde tasarlanırlar. Bu amaçla rotorda kalkış ve senkronlamayı sağlayacak şekilde bir kısa devre kafes bulunur. Kafes, gereksinim duyulan yol alma momentine göre indüksiyon motorlarında olduğu gibi akım yığılmalı ya da derin oluklu yapılabilir. Şekil 2.9’ da kısa devre çubukları bulunan rotor yapıları görülmektedir [44].



**Şekil 2.9** Yapısında kafes çubukları bulunan rotor tipleri

Özellikle küçük güçlü motorlarda rastlanan bir yapı da rotorun tamamen mıknatıstan oluşmasıdır. Bu tip rotor yapısında bulunan mıknatıs çapsal doğrultuda, istenen kutup sayısı kadar parça halinde yönlendirilir. Ayrıca, hava aralığı akı yoğunluğu dağılımının düzenlenmesi amacıyla rotor dış yüzeyine Şekil 2.10' da görüldüğü gibi demir kutup ayakları yerleştirilebilir [44].



**Şekil 2.10** Pençe kutuplu sürekli mıknatıslı rotor yapısı

### 3. SMSM' UN MATEMATİKSEL MODELLERİ VE ALGILAYICILI ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

#### 3.1. Giriş

SMSM' lar bilgisayar disk sürücüleri, elektronik cihazlar, takım tezgahları, robot ve otomotiv endüstrisi gibi bir çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu gibi endüstriyel uygulamalarda hassas hız ve konum denetimine ihtiyaç vardır [9].

Sürücü sistemlerden hızlı bir cevap elde edebilmek için, moment hızlı bir şekilde kontrol edilmelidir. Bu durum, makinanın akısıyla momentinin birbirinden bağımsız şekilde kontrolü ile sağlanabilir. Serbest uyarımlı bir d.a. motorunun momenti, uyarma gerilimi ile kontrol edilen hava aralığı akısı ve endüvi gerilimi ile kontrol edilen endüvi akımlarının çarpımlarından oluşmaktadır. Dolayısıyla hızlı dinamik cevap koşulu d.a. motorlarının yapısında mevcuttur. Ancak bu motorların fırça-kollektör düzeneği nedeniyle bakımlarının zor olması, tozlu ve patlamalı ortamlarda çalışamaması ve komütatörünün neden olduğu yüksek hız sınırı olumsuzlukları nedeniyle, d.a. motorlarının sürücü düzeneklerde kullanımı kısıtlanmaktadır. Sürücü düzeneklerde a.a. motorlarının kullanımıyla bu sınırlamalar ortadan kaldırılabilir. Ancak, klasik kontrol yöntemleri ile a.a. motorlarından hızlı bir dinamik cevabın elde edilemeyeceği bilinmektedir. Çünkü moment ifadeleri incelendiğinde, d.a. motoru moment ifadesinin sahip olduğu yapının a.a. motorlarında bulunmadığı görülür [47, 48].

Blaschke' nin 1970' li yıllarda a.a. motorlarında geliştirerek kullanmaya başladığı alan yönlendirme kontrolü ile bu motorların da d.a. motorları gibi kontrolü mümkün olmuştur [47]. Bu sayede klasik olarak sadece d.a. serbest uyarımlı motorlar ile tasarlanabilen servo sistemlerde, a.a. motorları da kullanılabilir.

Alan yönlendirmeli kontrolde amaç, gerçek zamanda moment değişimlerini, rotorun mekanik hızını ve geçici rejimlerde faz akımlarında meydana gelen sıçramaları kontrol edebilmektir. Bu kontrolün yapılabilmesi için, üç fazlı sabit referans çatıdaki elektriksel eşitliklerin iki fazlı dönen referans çatı düzlemine dönüştürülmesi gerekir. Böylelikle elektriksel eşitliklerdeki zaman ile konum arasındaki bağılılığı kaldırdığı için denklemler daha basit hale geleceğinden; hem karmaşık yapı ortadan kalkar, hem de hesaplama süresi azalır.

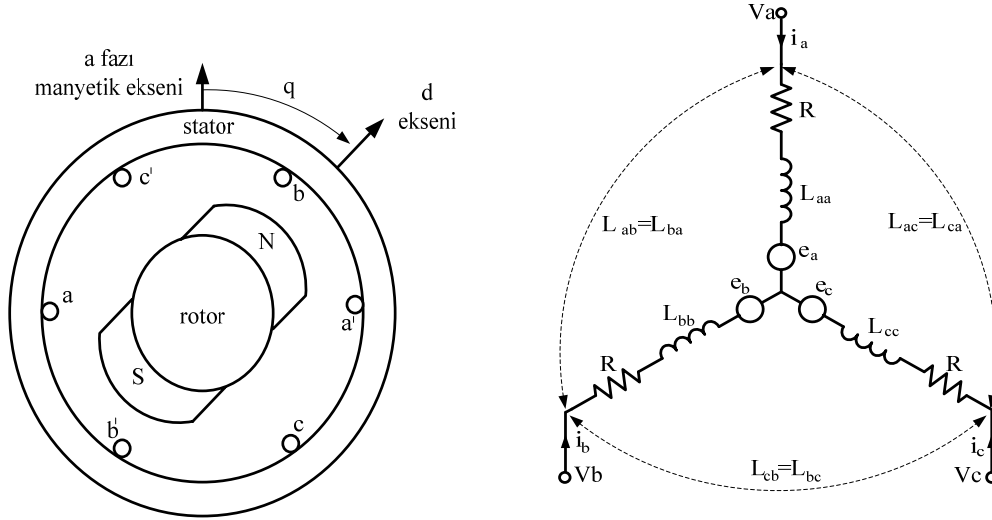
### 3.2. SMSM' un Matematiksel Modeli

Elektrik motorlarının kontrolünde motorun matematiksel modelinin bilinmesi gerekir. SMSM' un modellenmesinde makine büyüklüklerinin stator referans çatıda (3-faz model), sabit 2-fazlı referans çatıda (2- faz  $\alpha$ - $\beta$  model) ve rotor referans çatıda (2-faz dq model) ifade edilmesine göre üç farklı matematiksel model kullanılmaktadır [9, 49].

Bu çalışmada SMSM' un modeli oluşturulurken stator sargılarının yıldız (Y) bağlı ve dengeli sarıldığı kabul edilmiştir. Ayrıca histerezis, fuko kayıpları ve doyum etkisi ihmal edilmiştir. Bu bölümde geliştirilen matematiksel modeller sonraki bölümlerde yer alan SMSM sürücüsünün tasarımına temel oluşturmaktadır.

#### 3.2.1. SMSM 3-Faz Sabit Referans Çatı Modeli

Sabit referans çatıda makina değişkenleri statora sabitlenen büyüklükler olarak kabul edilir. Motorun dinamik denklemleri Şekil 3.1' de gösterilen motorun üç faz modelinden elde edilir.



Şekil 3.1 a) SMSM' nin 3 faz Y-bağlı stator sargısı, b) Sabit referans düzlemde statorun devre modeli

Üç faz sabit referans çatıda SMSM' un akı bağı ifadeleri

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta) & L_{ab}(\theta) & L_{ca}(\theta) \\ L_{ab}(\theta) & L_{bb}(\theta) & L_{bc}(\theta) \\ L_{ca}(\theta) & L_{bc}(\theta) & L_{cc}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \cos \theta \\ \lambda_m \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \lambda_m \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ile tanımlanır. Burada  $L_{aa}$ ,  $L_{bb}$  ve  $L_{cc}$  sırasıyla a, b, c sargılarının öz indüktanslarını,  $L_{ab}$ ,  $L_{bc}$  ve  $L_{ca}$  sırasıyla ab, bc, ca sargıları arasındaki ortak indüktansları,  $\theta$  ise rotor açısını gösterir.  $\lambda_m$  rotordaki sürekli mıknatıs tarafından üretilen akı bağıdır. Denklem (3.1)' de gösterilen öz indüktanslar

$$\begin{aligned} L_{aa}(\theta) &= L_l + L_{av} - L_\theta \cos 2\theta \\ L_{bb}(\theta) &= L_l + L_{av} - L_\theta \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{cc}(\theta) &= L_l + L_{av} - L_\theta \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

ile ifade edilir. Buradaki  $L_l$ ,  $L_{av}$  ve  $L_\theta$  sırasıyla kaçak, ortalama ve pozisyona bağlı indüktanslardır. Yuvarlak makinada  $L_\theta$ ' nın sıfır olduğu kabul edilir. Ortak indüktans terimleri ise

$$\begin{aligned} L_{ab}(\theta) &= -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{bc}(\theta) &= -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos(2\theta) \\ L_{ca}(\theta) &= -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

ile gösterilir. Çıkık rotorlu makinada öz ve ortak indüktanslar rotor açısı  $\theta$  ' nın fonksiyonu olarak değişirken, yuvarlak rotorlu makinada bu bağımlılık ortadan kalkar.

Sabit çatıdaki stator faz gerilimleri,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  stator faz gerilimlerini,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  stator akımlarını,  $R_s$  stator faz sargısı direncini gösterir. Denklem (3.1)' deki akı bağı ifadeleri Denklem (3.4)' te yerine konularak

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_T p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e p L_T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

ifadesi elde edilir. Buradaki terimlerin üzerinde yer alan “p” simgesi türev operatörüdür. Üç faz sabit koordinatlardaki indüktans matrisi

$$L_T = \begin{bmatrix} L_l + L_{av} - L_\theta \cos 2\theta & -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos \left( 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos \left( 2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos \left( 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & L_l + L_{av} - L_\theta \cos \left( 2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos(2\theta) \\ -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos \left( 2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos(2\theta) & L_l + L_{av} - L_\theta \cos \left( 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

olur. Denklem (3.6)’nın rotor açısına göre türevi alındığında

$$pL_T = \begin{bmatrix} 2L_\theta \sin 2\theta & 2L_\theta \sin \left( 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 2L_\theta \sin \left( 2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ 2L_\theta \sin \left( 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 2L_\theta \sin \left( 2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 2L_\theta \sin 2\theta \\ 2L_\theta \sin \left( 2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 2L_\theta \sin 2\theta & 2L_\theta \sin \left( 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

elde edilir. Denklem (3.5)’deki gerilim eşitliğinin en son terimi zıt emk’ni ifade etmektedir. Burada zıt emk rotor açısal hızı ile sürekli mıknatıs tarafından sağlanan rotordaki manyetik akıya bağlı olarak değişmektedir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Sayısal çözümü gerçekleştirmek için Denklem (3.5)’deki makina eşitlikleri durum-uzay formunda ifade edilebilir.

$$p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{(L_T)} \left\{ \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_e p L_T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.9)$$

SMSM tarafından üretilen moment elektromagnetik sistemin koenerjisi kullanılarak elde edilebilir. Koenerji ifadesi

$$W_c(i_a, i_b, i_c, \theta) = \int_0^{i_c} \lambda_c(i_a = 0, i_b = 0, i_c, \theta) di_c + \int_0^{i_b} \lambda_b(i_a = 0, i_b, i_c = 0, \theta) di_b \\ + \int_0^{i_a} \lambda_a(i_a, i_b = 0, i_c = 0, \theta) di_a \quad (3.10)$$

ile verilir ve moment ifadesi ise

$$T(i_a, i_b, i_c, \theta) = \frac{\partial W_c}{\partial \theta_{mek}} = \frac{P}{2} \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \quad (3.11)$$

ile koenerjiden elde edilebilir. Burada,  $P$  kutup sayısıdır. Denklem (3.1)' in Denklem (3.10)' da yerine konulmasıyla, sabit referans düzlemdeki SMSM için koenerji ifadesi

$$W_c = \frac{1}{2} (L_{aa} i_a^2 + L_{bb} i_b^2 + L_{cc} i_c^2) + (L_{ab} i_a i_b + L_{ca} i_c i_a + L_{bc} i_b i_c) \\ + \lambda_m \left( \cos(\theta) i_a + \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) i_b + \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) i_c \right) \quad (3.12)$$

olur. Bu sonuçla SMSM için moment

$$T_e = \frac{P}{2} \left\{ \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} [p L_T] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} \quad (3.13)$$

ile hesaplanabilir. Buradaki  $p L_T$ , Denklem (3.7)' de tanımlanmıştır.

### 3.2.2 Sabit 2-Faz Referans Düzlemde SMSM Modeli ( $\alpha$ - $\beta$ Model)

Bu modellemede üç fazlı makina sargı büyüklükleri sabit iki faz referans çatıda  $\alpha$  ve  $\beta$  sargıları olmak üzere iki imgesel sargılı bir makinaya dönüştürülür. Bu dönüşümle değişkenler birbirinden  $90^\circ$  faz farklı sabit bir referans düzleme aktarılmaktadır. Sabit iki faz referans düzlemde, gerilim, akım ve akılar basit bir lineer dönüşümle (Clarke dönüşümü) gerçek fiziksel niceliklerle ilişkilendirilir. Şekil 3.2' de gösterilen sabit iki faz referans çatı modeline geçiş için Clarke dönüşümü

$$f_{\alpha,\beta,0} = C f_{a,b,c} ; f_{a,b,c} = C^{-1} f_{\alpha,\beta,0} \quad (3.14)$$

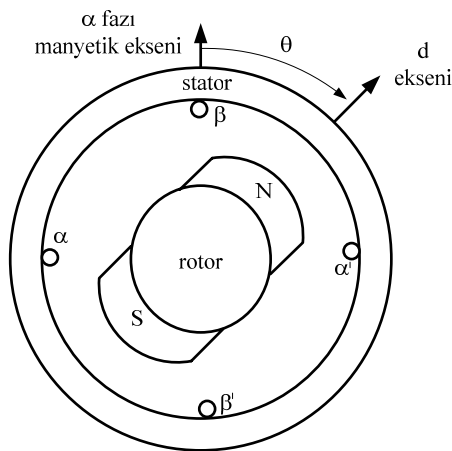
olup, Clarke dönüşüm matrisi

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

ve

$$C^{-1} = C^T \quad (3.16)$$

ile tanımlanır.  $f_\alpha$  ve  $f_\beta$ ' nın yönü, değişkenlerin değişimi ile oluşturulan yeni sargıların manyetik eksenlerinin yönü olduğu kabul edilebilir.



Şekil 3.2 Sabit iki faz referans düzlemde SMSM modeli

Denklem (3.5)' de verilen stator gerilimleri ifadesine Clarke dönüşümü uygulanırsa

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = [L]p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + [R_s + pL] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

ve

$$L = \begin{bmatrix} L_l + \frac{3}{2}L_{av} - \frac{3}{2}L_\theta \cos 2\theta & -\frac{3}{2}L_\theta \sin 2\theta \\ -\frac{3}{2}L_\theta \sin 2\theta & L_l + \frac{3}{2}L_{av} + \frac{3}{2}L_\theta \cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

elde edilir. Burada

$$R_s + pL = \begin{bmatrix} R_s + 3\omega_e L_\theta \sin 2\theta & -3\omega_e L_\theta \cos 2\theta \\ -3\omega_e L_\theta \cos 2\theta & R_s - 3\omega_e L_\theta \sin 2\theta \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

olur. Durum uzay temsili için

$$p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - [R_s + pL] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \right\} \quad (3.20)$$

kullanılabilir. Burada

$$L^{-1} = \frac{1}{L_l^2 + 3L_l L_{av} + \frac{9}{4}(L_{av}^2 - L_\theta^2)} \begin{bmatrix} L_l + \frac{3}{2}(L_{av} + L_\theta \cos 2\theta) & \frac{3}{2}L_\theta \sin 2\theta \\ \frac{3}{2}L_\theta \sin 2\theta & L_l + \frac{3}{2}(L_{av} - L_\theta \cos 2\theta) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

dır. Denklem (3.4)' e Clarke dönüşümü uygulanırsa, akı bağı ifadesi

$$p \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

olur. Denklem (3.1)' e Clarke dönüşümü uygulandığında  $i_{\alpha\beta}$  vektör akımları

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \right\} \quad (3.23)$$

olur. Denklem (3.22)' de Denklem (3.23) yerine konursa, durum değişkenleri olarak akı bağı ifadeleri ile diferansiyel denklemler oluşturulur.

$$p \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - R_s L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \right\} \quad (3.24)$$

İki faz sabit referans değişkenleri için moment ifadesini elde etmek için önce Denklem (3.1)' e Clarke dönüşümü uygulanır.

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = [L] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Üç faz referans düzlemde geliştirilen moment ifadesi benzer şekilde kullanılabilir ve burada koenerji

$$W_c = \int_0^{i_\beta} \lambda_\beta(i_\alpha = 0, i_\beta, \theta) di_\beta + \int_0^{i_\alpha} \lambda_\alpha(i_\alpha, i_\beta = 0, \theta) di_\alpha \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} W_c = & \left( L_l + \frac{3}{2} L_{av} + \frac{3}{2} L_\theta \cos(2\theta) \right) \frac{i_\beta^2}{2} + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \sin(\theta) i_\beta + \left( L_l + \frac{3}{2} L_{av} - \frac{3}{2} L_\theta \cos(2\theta) \right) \frac{i_\alpha^2}{2} \\ & + \left( \left( -\frac{3}{2} L_\theta \sin(2\theta) \right) i_\alpha i_\beta \right) + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \cos(\theta) i_\alpha \end{aligned} \quad (3.27)$$

ile verilir. Sonuç olarak moment ifadesi

$$T(i_\alpha, i_\beta, \theta) = \frac{\partial W_c}{\partial \theta_{mek}} = \frac{P}{2} \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \quad (3.28)$$

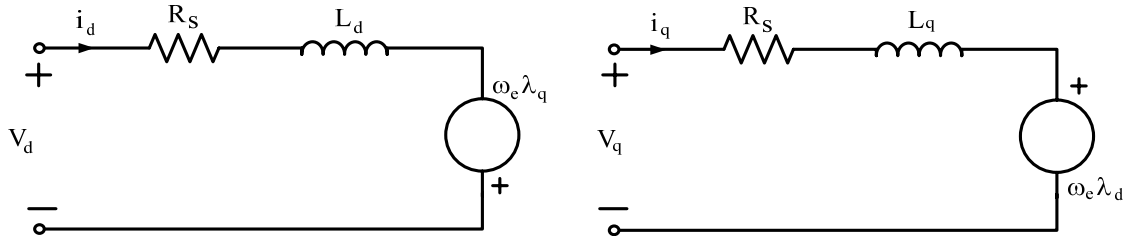
$$T_e = \frac{P}{2} \left\{ [i_\alpha \quad i_\beta] \begin{bmatrix} \frac{3}{2}L_\theta \sin(2\theta) & -\frac{3}{2}L_\theta \cos(2\theta) \\ -\frac{3}{2}L_\theta \cos(2\theta) & -\frac{3}{2}L_\theta \sin(2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}}\lambda_m [-\sin\theta \quad \cos\theta] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right\} \quad (3.29)$$

ile elde edilir.

Sabit 2-faz referans çatı modeli, motor performans analizinde kullanılmamasına rağmen, akım denetim yapısının oluşturulmasında, konum ve hız tahmininde kullanılmaktadır.

### 3.2.3. Rotor Referans Çatıdaki SMSM Modeli (d-q Model)

Sinüzoidal akım beslemeli SMSM' ların matematiksel olarak modellenmesinde kullanılan bir diğer yöntem de rotor referans çatısını kullanmaktır. Rotor referans çatıda, stator değişkenleri rotora sabitlenmiş referans bir çatıya dönüştürülür ve referans çatı açısal hız  $\omega_e$ ' de döner. Stator büyüklüklerini rotor referans çatıya aktarmak suretiyle elde edilen model, serbest uyarımlı d.a. motor modeline benzer. Motorun denetim yapısı bu model kullanılarak oluşturulur. Böylelikle SMSM' da serbest uyarımlı motor gibi denetlenebilir. Rotor çatısının diğer bir avantajı eşitlik derecesi indirgendiğinden çözüm daha hızlı olmaktadır. Şekil 3.3' te rotor referans çatıdaki SMSM' un eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 3.3 Rotor referans çatısında SMSM' un eşdeğer modeli

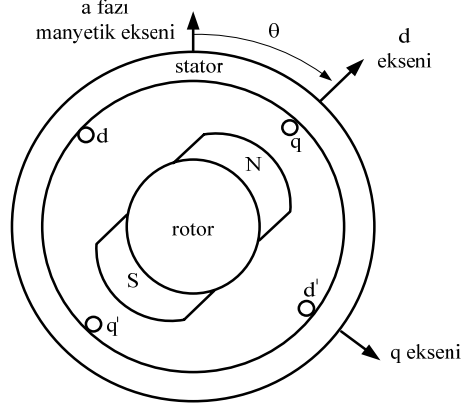
Burada, akım ve gerilimler sabit referans çatıdan 2-faz rotor referans düzleme Park dönüşümü kullanılarak aktarılmaktadır. Şekil 3.4' de gösterilen rotor referans çatı modeline geçiş için Park dönüşümü

$$f_{d,q,0} = P f_{\alpha,\beta,0} \quad (3.30)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, Park dönüşüm matrisi  $P$

$$P = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

olarak tanımlanır.



Şekil 3.4 Rotor referans çatısındaki SMSM modeli

Üç faz sabit referans çatısındaki değişkenleri doğrudan rotor referans çatısına dönüştürmek için Park ve Clarke dönüşümlerinin her ikisini birden uygulamak gerekir.

$$f_{d,q,0} = PC f_{a,b,c} = K f_{a,b,c} \quad (3.32)$$

Burada

$$K = PC = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Rotor referans çatıdan sabit çatıya dönüşüm ters Park-Clarke dönüşüm matrisi ile sağlanır.

$$K^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Rotor referans çatıda gerilim denklemlerini elde etmek için, üç faz sabit referans çatısındaki gerilimi ifade eden Denklem (3.5)' e Park-Clarke dönüşümü uygulanır.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} - \omega_e \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Bu eşitlikte  $V_d$ ,  $V_q$ ,  $i_d$  ve  $i_q$  sırasıyla d ve q eksenlerindeki gerilimleri ve akımları belirtir.  $R_s$  stator direncini ve  $\omega_e$  elektriksel hızı ifade etmektedir.

Manyetik akı bileşenleri Denklem (3.36) ile ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

d-q eksen takımındaki devre eşitlikleri genel olarak şu şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Rotor referans çatıda SMSM' un durum uzay formu

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (3.38)$$

ile ifade edilebilir. Burada d ve q eksenlerindeki indüktanslar

$$L_d = \frac{3}{2} L_{av} - \frac{3}{2} L_{\theta} + L_l \quad (3.39)$$

$$L_q = \frac{3}{2} L_{av} + \frac{3}{2} L_{\theta} + L_l \quad (3.40)$$

ile tanımlanır. Rotor referans çatıda moment ifadesi Denklem (3.29)' a Park dönüşümü uygulanarak elde edilir.

$$T_e = \frac{P}{2} \left\{ [i_d \quad i_q] \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2}L_\theta \\ -\frac{3}{2}L_\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}}\lambda_m [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right\} \quad (3.41)$$

Denklem (3.41)' in ilk terimi relüktans momenti, ikinci terimi ise mıknatıs tarafından üretilen momenti gösterir. Yuvarlak rotorlu makinalarda  $L_\theta$  sıfır olduğundan relüktans momenti mevcut değildir. Mıknatısları gömülü makinalarda relüktans moment terimi,  $i_d$  akımı negatif olduğu zaman toplam momente pozitif olarak katkıda bulunmaktadır. Böylelikle çıkık rotorlu makinada momenti artırmak relüktans terimi ile gerçekleştirilebilir. Sabit çatılarda verilen moment ifadelerinde (Denklem (3.13) ve (3.29)) mevcut olan açığa bağımlılık rotor referans çatıdaki moment ifadesinde elimine edilmiştir.

### 3.3. Mekanik Sistemin Modeli

Enerji dönüşümü ile elde edilen moment, mekanik yükün karşılanması kullanılır. Motor dinamik eşitlikleri cinsinden elektromanyetik moment

$$T_e = j_m p(\omega_m) + B_m(\omega_m) + T_y \quad (3.42)$$

ile ifade edilir. Buradan açısal ivmelenme

$$p\omega_m = \left[ \frac{T_e - B_m(\omega_m) - T_y}{j_m} \right] \quad (3.43)$$

ile verilir. Burada motor tarafından üretilen moment  $T_e$  olup seçilen referans çatıya bağlı olarak Denklem (3.13), (3.29) ve (3.41) ile verilmiştir.  $T_y$  yük momentini,  $B_m$  sürtünme katsayısını,  $\omega_m$  rotorun mekanik hızı ve  $j_m$  ise sistemin dönüş ataletini gösterir.

Mekanik rotor açısı  $\theta_m$ ' in türevi rotor mekanik hızını verir.

$$p\theta_m = \omega_m \quad (3.44)$$

Mekanik değişkenler ile elektriksel değişkenler arasında

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m \quad (3.45)$$

$$\theta = \frac{P}{2} \theta_m \quad (3.46)$$

ilişkisi vardır. Burada P kutup sayısını göstermektedir.

### 3.4. SMSM' un Alan Yönlendirmeli Kontrolü

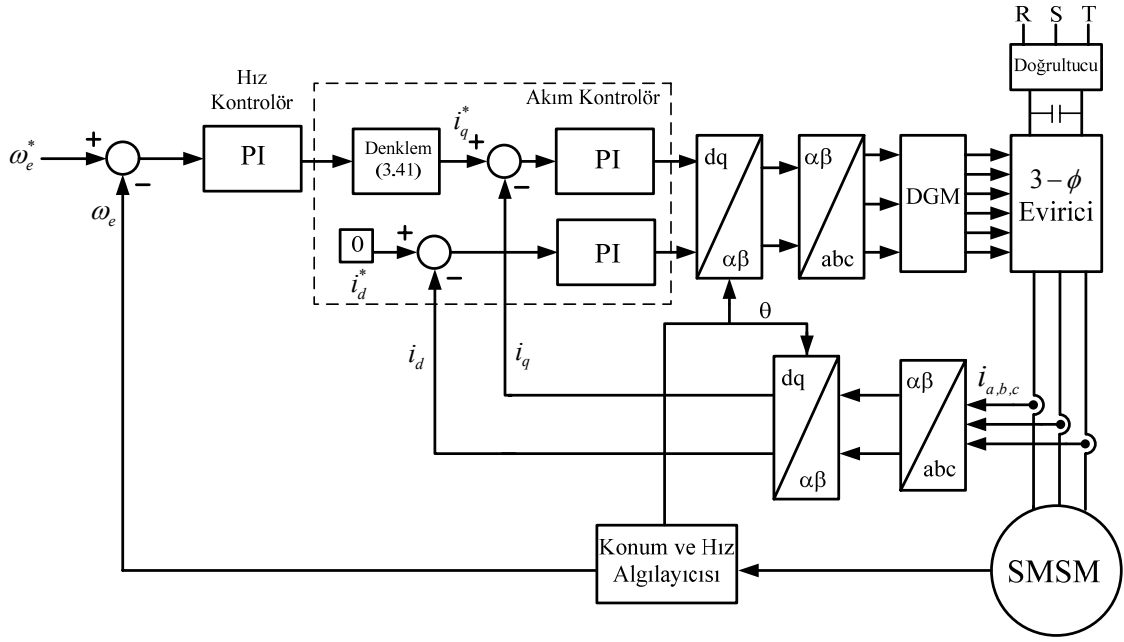
SMSM' un alan yönlendirmeli kontrolü genel olarak üç grupta incelenebilir [5,11].

1. Stator akısı alan yönlendirmeli kontrol yöntemi
2. Akı zayıflatma yöntemi
3. Doğrudan moment kontrol yöntemi

Stator akısı alan yönlendirme, SMSM' larda kullanılan en yaygın kontrol yöntemidir. Alan yönlendirmenin yapılabilmesi için rotor referans çatı modeline ihtiyaç vardır. Dolayısıyla bu kontrol yönteminde rotor pozisyonunun bilinmesi gerekir. Bu yöntemde, stator enine eksen akımı ( $i_d$  eksen akımı) sıfırda tutulur. Moment  $q$  eksen akımının bir fonksiyonudur. Bu alan yönlendirme yönteminde aynı d.a. motorlarındaki gibi tam olarak ayrıştırılmış bir yapı elde edilir. Bu yöntem en basit alan yönlendirme yöntemi olup, moment doğrusaldır. Ancak güç faktörü kontrolüne uygun bir yöntem değildir. Çünkü yük arttıkça giriş güç faktörü düşmektedir [5,11].

Çıkık rotorlu motorların manyetik devresi simetrik değildir. Bu motorlarda,  $d$  eksen indüktansı  $q$  eksen indüktansından büyüktür. Bu durum bu tür makinalarda relüktans moment bileşeninin oluşmasına neden olur. Bu makinalarda, maksimum momenti elde etmek için birim akım kontrolü adı da verilen akı zayıflatma metodu kullanılır. Bu metotta  $i_d$  akımı sıfırdan farklı değerlere ayarlanır ve stator akımının faz açısı maksimum moment elde edilecek değere getirilir. Bu yöntemin dezavantajı, sürekli mıknatısın oluşturduğu alana zıt yönde bir alan üretilmesi nedeniyle sürekli mıknatısın demagnetizasyona girme riskinin oluşmasıdır. Ancak büyük koersitif kuvvete sahip sürekli mıknatıslar ile bu risk en aza indirilebilmektedir. Bunun yanında bu yöntem ile maksimum moment üretilerek yüksek hızlarda çalışılabilir. Ancak yüksek hızlarda makinanın güç üretimi kısıtlanmaktadır.

Bu kontrol yöntemlerine ek olarak son yıllarda geliştirilen diğer bir vektör kontrol yöntemi de doğrudan moment kontrolüdür. Burada diğer yöntemlerin aksine stator akımlarının yerine, stator akı bağıyla momentin kontrolü hedeflenir. Güç anahtarları, önceden anahtarlama tablosunda belirlenmiş olan gerilim vektörünün yaklaşık değerinin, stator akı bağı ve moment değerlerine göre seçilmesiyle anahtarlanır.



Şekil 3.5 SMSM' un stator akısı alan yönlendirmeli kontrol şeması

Şekil 3.5' de SMSM' un stator akısı alan yönlendirme kontrolü için sürücü sisteminin blok diyagramı verilmiştir. Burada referans hız ve motor hızı karşılaştırılarak hata, bir PI' dan oluşan hız kontrolörüne uygulanır. Hız kontrolörün çıkışından referans moment elde edilir. Bu referans momentten Denklem (3.41)' in yuvarlak rotorlu motor için sadeleştirilmiş hali,

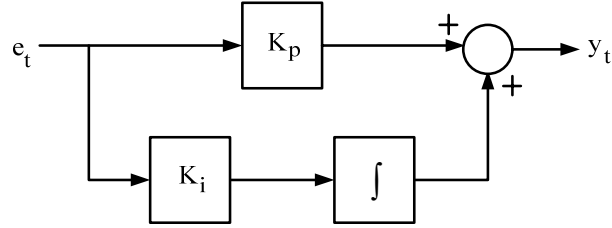
$$T_e = \frac{P}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m i_q \quad (3.47)$$

kullanılarak  $i_q^*$  referans akımı elde edilir. Referans  $i_d^*$  akımı ise dışarıdan sıfır olarak sisteme uygulanır. Bu referans akımlar motordan alınan gerçek akım değerleri ile karşılaştırılarak oluşan hatalar PI' dan oluşan akım kontrolörlerine uygulanır. Akım kontrolörlerinin çıkışı motora uygulanacak referans gerilim değerlerini verir. Bu gerilimlerden bir evirgeç kontrol yöntemi ile elde edilen anahtarlama sinyalleri eviriciye uygulanır.

### 3.4.1. Hız Kontrol Döngüsü

Hız döngüsü motorun dinamik modeli olup referans hız, motordan alınan hız geri beslemesi ve hız kontrolörünü içermektedir. Hız döngüsünde, motor milinden ölçülen ya da tahmin edilen gerçek hız ile referans hız karşılaştırılarak hata hız kontrolörüne uygulanarak

gerekli moment elde edilir. Hız kontrolörü olarak uygulamalarda, yapısının basit olmasından dolayı oransal-integral (PI) kontrolör kullanılmaktadır [9].



Şekil 3.6 PI denetleyici blok diyagramı

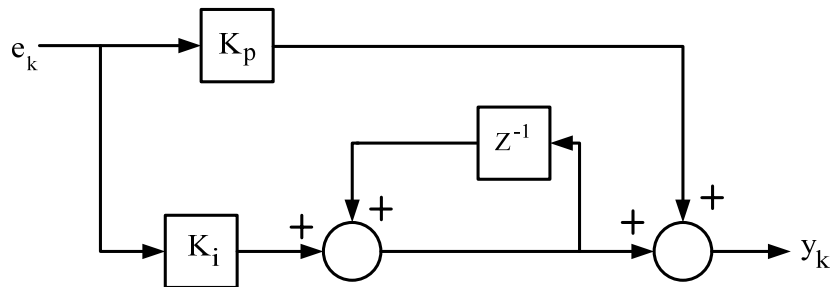
Şekil 3.6’ da bir PI kontrolörün blok diyagramı görülmektedir. Burada  $e_t$ , PI girişine uygulanan hata sinyalini,  $K_p$  ve  $K_i$  sırasıyla oransal ve integral kazançları ve  $y_t$  ise çıkış sinyalini ifade etmektedir. Buna göre PI kontrolörün çıkış sinyali, Denklem (3.48)’ deki gibi yazılabilir.

$$y_t = K_p e_t + K_i \int e_t dt \quad (3.48)$$

Modelleme ve sayısal kontrolde PI kontrolörün ayrık zamanlı modeli kullanıldığından, sürekli durumdaki modelin ayrık zamanlı olarak ifade edilmesi gerekir. Denklem (3.48)’ de sürekli durumda ifade edilen PI kontrolörün ayrık zamanlı matematiksel modeli

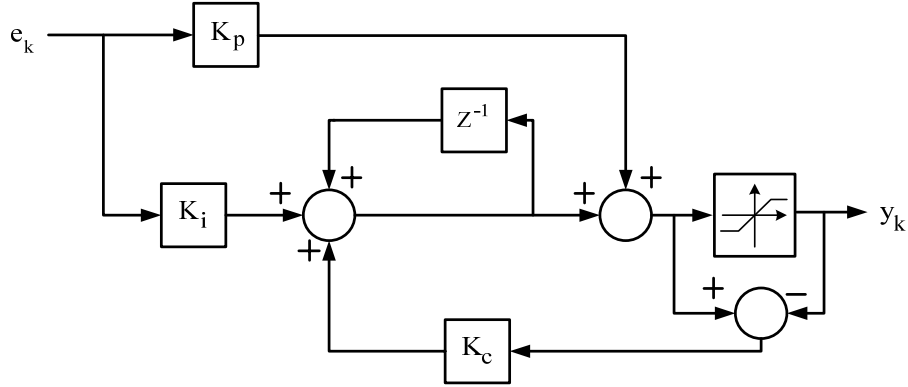
$$y_k = K_p e_k + K_i e_k + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (3.49)$$

ile verilir. Burada  $e_k$  referans sinyal ile gerçek sinyal arasındaki hatayı,  $y_k$  sistem çıkışını ve  $k=0,1,2,3, \dots$  örnekleme zamanını ifade etmektedir. Denklem (3.49)’ da matematiksel modeli verilen PI kontrolörün blok diyagramı Şekil 3.7’ deki gibi çizilebilir.



Şekil 3.7 PI denetleyicinin ayrık zaman modeli

Sayısal denetimde klasik PI kontrolör kullanıldığında referans girişteki ani değişimden ya da sistemdeki bir bozucu etkiden dolayı PI parametrelerinde ve çıkışta çok büyük hatalar meydana gelebilir. PI kontrolörün çıkışını düzenlemek suretiyle bu hatalar giderilebilir. Çıkışı düzenlenmiş bir PI kontrolörün blok diyagramı Şekil 3.8’ de verilmiştir.



Şekil 3.8 Çıkışı düzenlenmiş PI kontrolörün ayrık zaman modeli

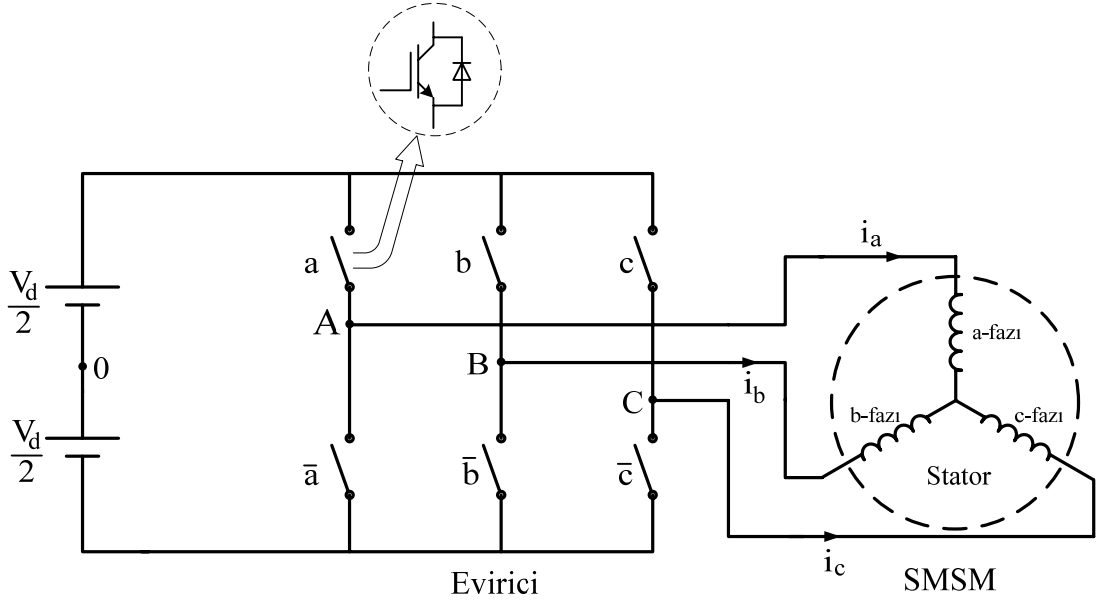
### 3.4.2. Akım Kontrol Döngüsü

Şekil 3.5’ deki akım kontrolörü yapısında görülen  $i_a$ ,  $i_b$  ve  $i_c$  akımları, akım algılayıcısı ile ölçülen faz akımlarıdır. Bu akımlar Clarke-Park dönüşümü ile d-q eksen takımına dönüştürülür. Hız kontrolörünün çıkışı olan referans moment  $T_e^{**}$ ’ den Denklem (3.41) kullanılarak referans  $i_q^*$  akımı elde edilir. Referans  $i_q^*$  akımı ile sıfır olarak alınan referans  $i_d^*$  akımı, d-q eksen takımına dönüştürülmüş gerçek stator akımları ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucu elde edilen hata değerleri akım kontrolörüne uygulanır. Akım kontrolörü olarak PI kontrolörler kullanılmaktadır. Akım kontrolörlerinin çıkışı motor için gerekli  $V_d$  ve  $V_q$  referans gerilimlerini üretir. Bu dönüşüm sonunda stator gerilim referans değerleri elde edilmiş olur. Herhangi bir modülasyon tekniği ile stator gerilim vektörü elde edilir. Üç fazlı evirgeç bu vektörleri kullanarak uygun gerilim ve frekanstaki stator gerilimini üretir. Böylelikle kontrol sağlanmış olur.

### 3.4.3. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici

Eviriciler, yarı iletken anahtarlar kullanılarak güç dönüşümü sağlayan kontrollü güç devreleridir. Eviricilerde kullanılan yarı iletken anahtarın seçimi eviricinin gücü ve anahtarlama frekansına bağlıdır. Günümüzde genellikle IGBT ve MOSFET gibi yarı iletken anahtarlar kullanılmaktadır. Ayrıca son zamanlarda sürme devresi ile koruma devresini de içine alan ve akıllı güç modülü (Intelligent Power Modules-IPM) olarak adlandırılan 3-fazlı IGBT eviriciler

geliştirilmiştir. IPM ile sürücü tasarımı daha kolay ve güvenli olmasına rağmen, küçük güçlü olduğundan, kullanım alanı sınırlıdır. Şekil 3.9’ da üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin yapısı gösterilmiştir [9].



Şekil 3.9 Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici şeması

Eviricilerin çalışması doğrultulmuş gerilimin anahtarlanarak motora uygulanması temeline dayanır. Doğrultucu ve evirici arasında, doğru gerilimin veya akımın değişim miktarını en aza indirmek için genel olarak iki tür ara devre kullanılmaktadır. Gerilimin değişimini en düşük değerde tutmak için ara devreye paralel bir kondansatör eklenmekte, akım için ise seri bir indüktanstan yararlanılmaktadır. Bu yapılarına göre eviriciler, akım ve gerilim kaynaklı olarak sınıflandırılabilirler.

Akım kaynaklı eviricilerde (AKE), doğrultucu çıkışındaki akım büyük bir bobin üzerinden geçirilerek eviriciye verilir. AKE ile bir motorun stator sargıları beslendiğinde, geçici durum koşullarında d.a. hat akımı motorun zıt emk’ i ile etkilenir ve kontrol döngüsündeki PI kontrolörün cevabını bozabilir. Motor AKE ile beslendiğinde, düşük hızlarda istenmeyen moment dalgalanmaları oluşabilir. Bu dalgalanmalar evirici tarafından üretilen ve sinüzoidal olmayan stator akımlarından kaynaklanmaktadır. Bu da rotorun basamaklı hareketi ile azaltılır. Bu süreksiz dönme servo sürücüler için dezavantajdır. Ayrıca birden fazla motorun tahrik edilmesine uygun değildir.

Gerilim kaynaklı eviriciler (GKE) AKE’ lere göre daha az harmonik ihtiva etmesi, kontrolünün basitliği ve birden fazla motorun beslenmesine uygun yapısından dolayı daha

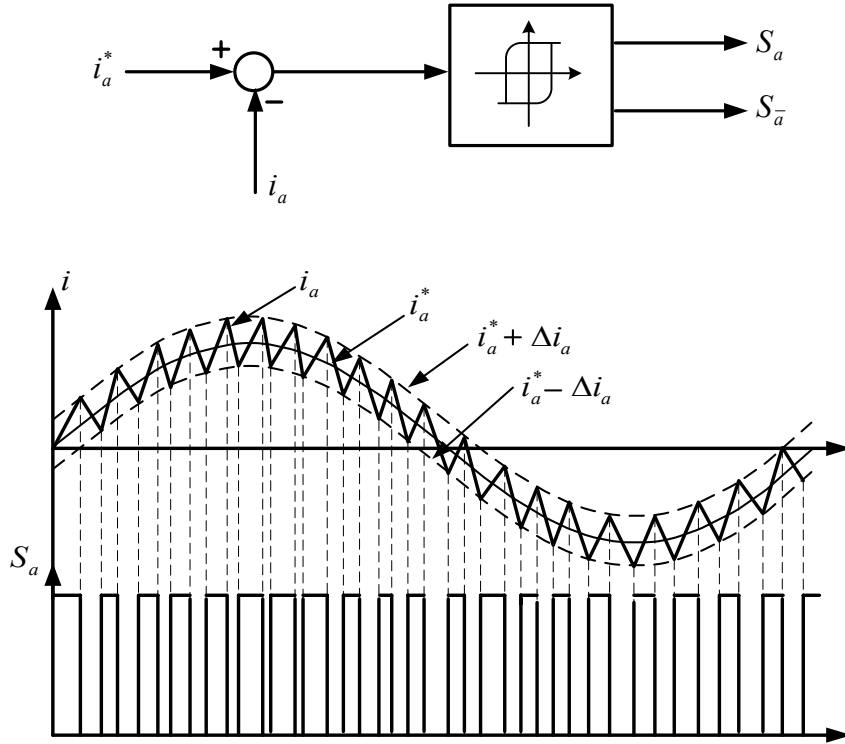
avantajlıdır. GKE' lerin girişinde kontrollü ya da kontrolsüz doğrultucu bulunabilir. Doğrultucu çıkışında iyi bir d.a. elde etmek için büyük değerli kondansatör kullanılmalıdır. Ancak büyük değerli kondansatör kontrol sırasında gecikmelere yol açabilir.

Alan yönlendirmeli kontrol kullanılan motor sürücülerinde, akım kontrollü gerilim kaynaklı eviriciler tercih edilmektedir. Akım kontrolünde moment akımıyla referans akım karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri elde edilir. Burada akım referansları, motor akımlarını kendisini gecikmesiz olarak izlemeye zorlar. Bu tip eviricilerin temel çalışma ilkesi, sabit d.a. gerilimini motor sargılarına düz ve ters yönde uygulayarak motor akımının referans değeri belirli bir hata ile takip etmesine dayanır. GKE' lerde akım kontrolü histerezis kontrol, darbe genişlik modülasyonu (DGM) ve tahmini akım kontrolü ile yapılabilmektedir.

### 3.4.4. Histerezis Akım Denetleyicileri

Histerezis akım denetleyiciler, referans akım ile motor sargılarından ölçülen akımı karşılaştırmak suretiyle elde edilen hata sinyalini belirli bir aralıkta tutmak için eviricideki güç anahtarlarını uygun sıra ile anahtarlar. Histerezis kontrol edicide amaç, stator akımları kendi referanslarını bir histerezis bant genişliği ile izlemeye zorlamaktır. Bang-bang kontrol olarak da isimlendirilen bu yöntemin, alan yönlendirmeli motor kontrolünde uygulanması kolaydır. Şekil 3.10' da histerezis akım denetleyicinin yapısı gösterilmiştir. Burada  $i_a^*$  a-fazı referans akımını,  $i_a$  motordan ölçülen a-faz akımını,  $\Delta i_a$  histerezis bant genişliğini,  $S_a$  ve  $S_{\bar{a}}$  ise sırasıyla a ve  $\bar{a}$  anahtarlama sinyallerini göstermektedir. Burada akım referansları, ölçülen stator akımları ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda elde edilen hata histerezis kontrol ediciye girilir.

Histerezis akım denetleyicilerde, anahtarlama frekansının değeri bant genişliğine bağlıdır. Histerezis bant genişliğinin azaltılması gerçek akımın referans akıma daha yakın olmasını sağlar. Ancak evirici devresinde kullanılan yarı iletken anahtarlarının anahtarlama frekansını aşmamak gerekir. Ayrıca anahtarlama frekansı, referans sinyalin büyüklüğüne ve frekansına bağlı olarak değişiklik gösterir. Akım referanslı kontrolde  $i_a$  ve  $i_a^*$  akımları arasında iyi bir takip için yüksek anahtarlama frekanslarına ihtiyaç vardır. Anahtarlama frekansı çok yüksek değerlere çıkabileceğinden anahtara bir sınırlama konulmalıdır. Yapısının basit olması ve doğruluk oranının yüksek olması gibi avantajlarının yanında anahtarlama frekansının değişken olması ve anahtarlama kayıplarının yüksek olması gibi dezavantajları vardır [9, 46, 48, 50].

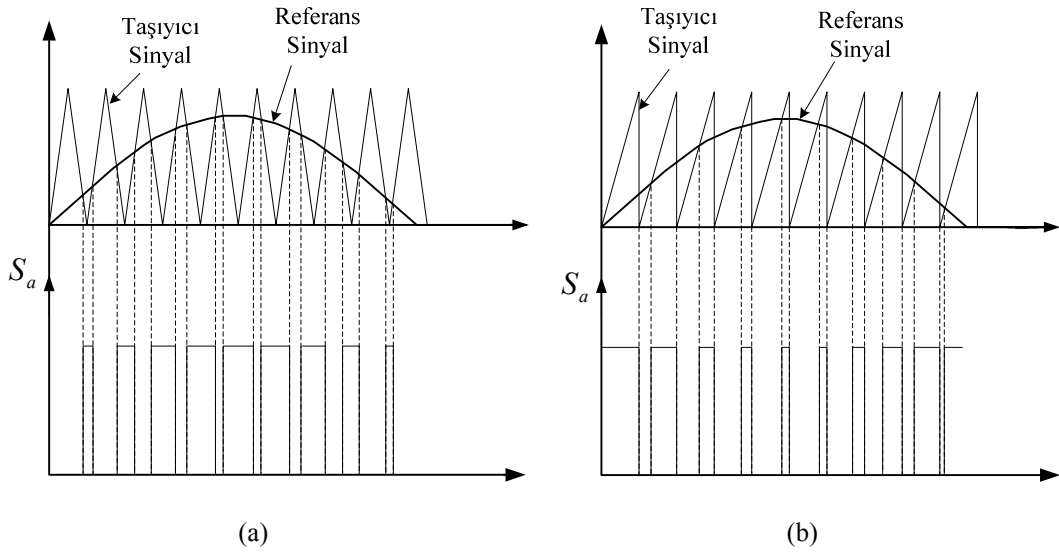


Şekil 3.10 Histerezis akım denetleyici

### 3.4.5. DGM' lu Akım Denetleyicileri

DGM' lu akım denetleyiciler, referans sinyali sabit genlik ve frekanstaki bir taşıyıcı sinyal ile karşılaştırarak sabit genlik ve frekanslı değişken darbe genişliğine sahip modülasyon sinyali üretmektedir. Elde edilen modülasyon sinyali gerilim kaynaklı eviricideki yarı iletken anahtarlara uygulayarak evirici çıkışından modülasyon sinyaline benzer sinyal elde edilir. Böylelikle bir faza ilişkin elde edilen gerilim genişliği ayarlanarak faz akımı denetlenir. Burada anahtarlama frekansı taşıyıcı dalganın frekansı ile ilişkilidir.

Şekil 3.11' de görüldüğü gibi taşıyıcı sinyal üçgen veya testere dişi şeklinde olabilir. DGM' da, üçgen taşıyıcı sinyal kullanılırsa simetrik dalga şekilli DGM, testere dişi taşıyıcı sinyal kullanılırsa asimetrik dalga şekilli DGM olarak adlandırılır [9, 51].



Şekil 3.11 DGM dalga şekilleri (a) Simetrik DGM (b) Asimetrik DGM

Simetrik DGM’ da referans sinyal ile taşıyıcı sinyal her periyotta iki kez kesişir. Sinyallerin kesişme anında anahtarlama sinyallerinin düşük kenarları yükseğe, yüksek kenarları da düşüğe geçer. Her periyot için anahtarlama sinyalinin merkezi taşıyıcı sinyalin merkezindedir. Simetrik DGM daha az harmonik ürettiğinden genellikle indüksiyon motor ve SMSM’ ların denetiminde kullanılmaktadır. Asimetrik DGM’ nunda referans sinyal ile taşıyıcı sinyal her periyotta bir kez kesişmektedir. Anahtarlama sinyalleri kesişme anında ve DGM periyodu sonunda yön değiştirmektedir. Asimetrik DGM genellikle anahtarlama relüktans motor uygulamalarında tercih edilmektedir.

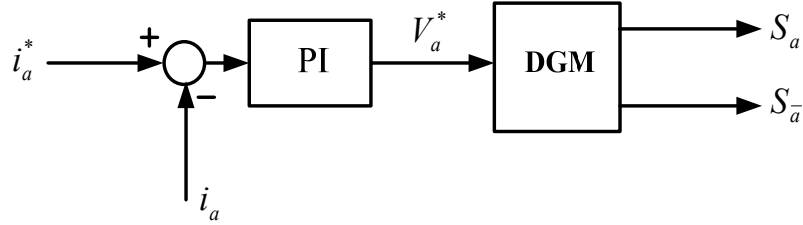
DGM’ lu denetimde anahtarlama frekansının kullanılacak yarı iletken anahtara göre önceden belirlenebilmesi histerezis denetime göre avantaj oluşturmaktadır. DGM’ lu denetimde faz akımlarında genlik ve faz hatası oluşabilmektedir. Bu hataların önlenmesi için dengeleyici devreler eklemek mümkündür.

SMSM’ larda DGM’ na uygulanan referans sinyaller genel olarak rampa karşılaştırma ve uzay vektör denetimi yöntemlerinden biri kullanılarak elde edilebilir.

#### 3.4.5.1. Rampa karşılaştırmalı akım denetimi

Rampa karşılaştırmalı ya da sinüzoidal akım denetimli DGM olarak bilinen akım denetim yönteminde referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılmasından elde edilen akım hatası bir denetleyici kullanılarak gerilim referansına dönüştürülür.

Gerilim referansı DGM kullanılarak farklı genişlikteki anahtarlama sinyalleri elde edilir. Denetleyici olarak genellikle yapısının basit olması ve kolaylıkla gerçekleştirilebilmesinden dolayı PI kullanılmaktadır.

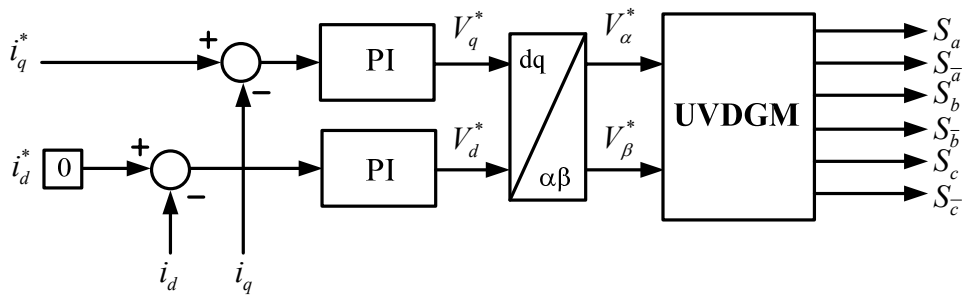


Şekil 3.12 Rampa karşılaştırmalı akım denetleyici yapısı

Şekil 3.12’ de rampa karşılaştırmalı akım denetleyicinin yapısı verilmiştir. Burada gerilim referansı, taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılarak Şekil 3.11’ deki anahtarlama sinyallerine benzer anahtarlama sinyali üretilir.

#### 3.4.5.2. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu

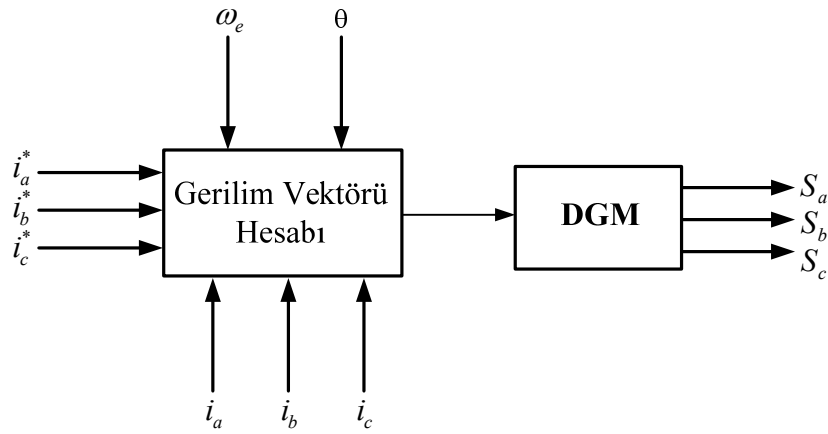
Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu, Şekil 3.9’ daki 3-fazlı gerilim kaynaklı eviricide kullanılan güç anahtarlarının özel bir şekilde anahtarlanmasıdır. Rampa karşılaştırmalı DGM ile karşılaştırıldığında daha az harmonik üretme ve güç kaynağının daha verimli kullanılması gibi üstünlüklere sahiptir. Bunun yanında karmaşık algoritmaya sahip olması ve daha fazla işlem gerektirmesi gibi dezavantajları vardır. Uzak vektör DGM’ lu denetimin prensip şeması Şekil 3.13’ de verilmiştir.



Şekil 3.13 Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu yapısı

### 3.4.6. Tahmini Akım Denetimi

Tahmini akım denetim yönteminde, motorun modelinden hesaplanan gerilim vektörü ile referans ve gerçek motor akımları arasındaki hata, uygun bir integral denetleyiciden geçirilerek elde edilen gerilim vektörü toplanarak toplam gerilim vektörü bulunur. Daha sonra toplam gerilim vektörünü sağlayacak şekilde evirici elemanları anahtarlanır. Şekil 3.14’ de tahmini akım denetiminin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.14 Tahmini akım denetimli DGM

Tahmini akım denetleyicilerinin statik ve dinamik davranışları iyidir ve akım dalgalanmaları düşüktür. Ancak yapıları karmaşık olup yapılması gereken hesaplamaların çokluğu nedeniyle yoğun işlem gerektirirler. Bu yöntemin uygulanması için ayrı bir sayısal işaret işlemcinin kullanılması gerekebilir.

## 4. SMSM' UN ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

### 4.1. Giriş

SMSM' ların alan yönlendirmeli kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur. Konum bilgisi motorun miline bağlı algılayıcılar ile elde edilebilir. Bu algılayıcılar sistemin maliyetini artırmakta, sistemin donanımını karmaşık hale getirmekte ve hassasiyetini azaltmaktadır. Bu yüzden, algılayıcı kullanmayan ve rotor konumunu belirleyen algılayıcısız kontrol yöntemlerinin kullanılması daha uygundur.

Alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerinde kullanılan algılayıcı sayısının azaltılması ile daha ekonomik ve etkin kontrol yöntemleri oluşturulmaya çalışılmaktadır. Son yıllarda, konum ve hız algılayıcıları kullanmadan SMSM' ların kontrolü özellikle incelenen bir konu olup, bu konuda literatürde birçok makale yayınlanmıştır. Bu çalışmalar düşük ve yüksek hız uygulamalarına, motorun tipine ve çalışma şekline göre değişmektedir. Literatürde algılayıcısız kontrol için birçok yöntem yer almaktadır. Bu yöntemlerden bazıları; stator gerilimleri ve akımlarını kullanarak açık çevrim akı tahmini, üçüncü harmonik gerilimi, gözleyici tabanlı pozisyon tahmin ediciler ve bulanık mantık, yapay sinir ağları gibi adaptif kontrol yapılarıdır.

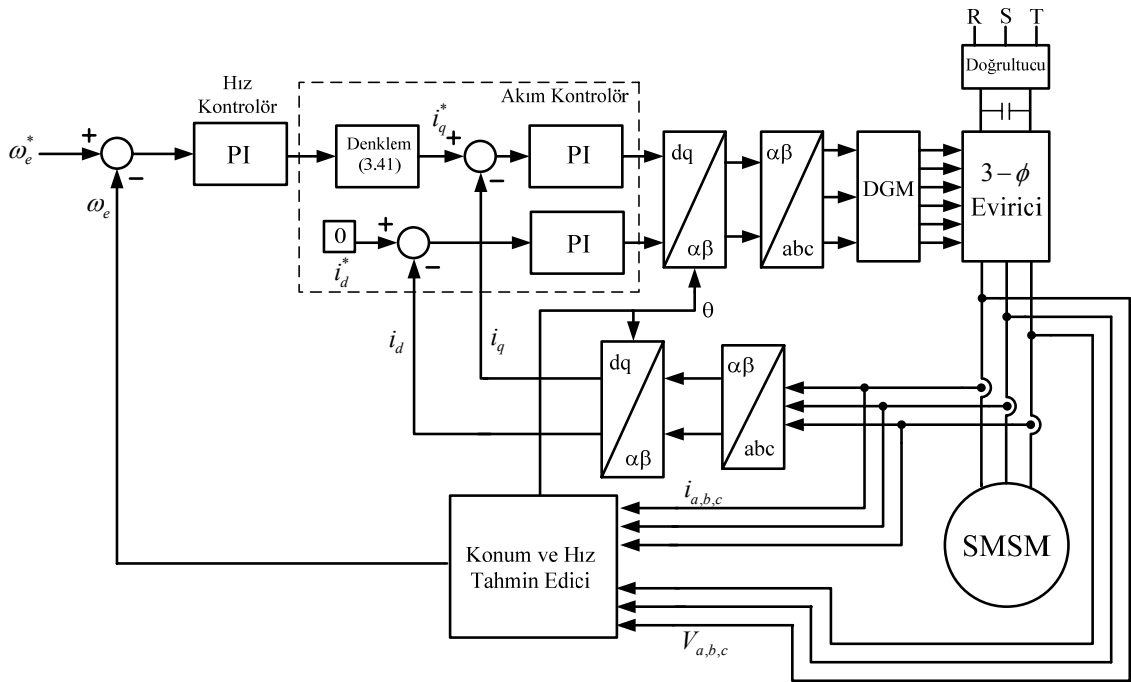
Akı bağıntı tahmin metodunun gerçekleştirilmesi kolay olmasına rağmen, yapısındaki integratörden dolayı, düşük hızlarda problem yaşanmaktadır. Üçüncü harmonik gerilimine dayalı yöntem, trapezoidal zıt emk dalga şekli ile fırçasız d.a. makinaya uygulanabilir. Fakat sinüzoidal hava aralığı akı dağılımına sahip olan SMSM için uygun değildir. Gözleyici tabanlı modeller, rotor açısı tahmininde daha başarılı olmasına rağmen, makinanın dinamik parametrelerine bağımlıdır. Bu durum SMSM' un kontrol performansını etkilemektedir. Çünkü modellenmemiş doğrusal olmayan dinamikler, harici yük bozuklukları ve genellikle tahmin edilemeyen sistem parametre değişimlerinden dolayı kontrolörün performansı etkilenmektedir [15-35].

Son yıllarda, bulanık mantık ve yapay sinir ağı yapıları birçok makalede adaptif ayarlama yeteneği, kendinden öğrenme yeteneği ve fonksiyon tahmin yeteneklerinden dolayı, a.a. sürücülerinde kullanılmaktadır. Makina kontrol uygulamalarında bu tür yapıların kullanılması büyük ilgi odağı haline gelmiştir [54-72].

Algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolde motorun konum ve hız bilgisinin tahmini, akım ve gerilim gibi kolay ölçülebilen büyüklükleri kullanan tahmin ediciler ile gerçekleştirilir. Alan yönlendirmeli kontrol uygulamalarında, akım ve gerilim algılayıcıları kullanıldığından, başka bir donanıma ihtiyaç duyulmamaktadır.

SMSM' larda algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrole ilişkin genel yapı Şekil 4.1' de gösterilmiştir. Kontrol yapısı incelendiğinde, konum algılayıcılı sistem ile arasındaki tek fark konum bilgisinin elde edilmesidir.

Bu çalışmada, SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolünün gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçla rotor konum ve hız tahmini, yapay sinir ağlarını kullanan bir tahmin yöntemi ile elde edilmiştir. Bu doğrultuda SMSM' un YSA tabanlı algılayıcısız alan yönlendirme kontrolünün MATLAB/Simulink' te benzetim modeli ve deneysel çalışma düzeneği kurulmuştur. Sistemin benzetim modeli ve deneysel düzeneğinden elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilerek tahmin yönteminin doğruluğu gösterilmiştir.



Şekil 4.1 SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol yapısı

#### 4.2. Model Tabanlı Tahmin Edici

Bu ayrıtta açıklanan model tabanlı tahmin yapısı, gerçekleştirilecek olan YSA tabanlı konum ve hız tahmin edicilerin temelini oluşturmaktadır. Model tabanlı tahmin edicilerde, motorun rotor konumu ve hızı makina büyüklüklerinden elde edilir. Tahmin edicinin modellenmesi gerçekleştirilirken Bölüm 3' de verilen sabit iki faz referans çatı ( $\alpha$ - $\beta$ ) denklemleri kullanılmıştır.

Denklem (3.25)' de tanımlanan durum değişkenleri rotor açısının bir fonksiyonu olduğundan, konum tahmin modelini geliştirmek için  $[\cos \theta \quad \sin \theta]^T$  vektörü ile birleştirilerek genişletilmiş durum uzay vektörü  $x$  elde edilir.

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [\lambda_\alpha \quad \lambda_\beta \quad \cos \theta \quad \sin \theta]^T \quad (4.1)$$

Giriş vektörü sabit iki faz referans çatıda uygulanan faz gerilimleridir.

$$u = [u_1 \quad u_2]^T = [V_\alpha \quad V_\beta]^T \quad (4.2)$$

Çıkış vektörü ise ölçülebilen akımlar olarak seçilir.

$$y = [y_1 \quad y_2]^T = [i_\alpha \quad i_\beta]^T \quad (4.3)$$

Böylelikle durum ve çıkış denklemleri

$$\dot{x} = A_\omega x + B \cdot u \quad (4.4)$$

$$y = C \cdot x \quad (4.5)$$

olur. Denklem (4.4) ve (4.5)' deki

$$A_\omega = \begin{bmatrix} -\tau & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}\lambda_m\tau & 0 \\ 0 & -\tau & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}\lambda_m\tau \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & 0 & \omega_e & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$C = \begin{bmatrix} \tau/R & 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{\tau\lambda_m}{R} & 0 \\ 0 & \tau/R & 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{\tau\lambda_m}{R} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

ve

$$\tau = \frac{R}{L_{l+(3/2)L_{ss}}} \quad (4.9)$$

olarak yazılabilir.  $\omega_e$ , açısal hızı,  $L_{ss}$  öz indüktansı gösterir.  $\omega$  alt indisi, A matrisinin rotorun açısal hızı ile değiştiğini gösterir.

SMSM' lu tahrik sistemlerinin büyük ataletinden dolayı, yeterli örnekleme zamanı verildiğinde açısal hızın sistem örnekleme periyodunun üzerinde sabit olduğu varsayılabilir. Bu varsayımla oluşan sistem modelinin zamanla değişimi doğrusaldır ve geliştirilmiş doğrusal kontrol yöntemlerinin kullanımına izin verir [15, 49, 56].

#### 4.2.1. Rotor Açı Tahmini

Yuvarlak rotorlu SMSM için Denklem (4.4) ve (4.5), rotor pozisyon tahmin ediciyi tasarlamak için kullanılır. Tahmin edici, bilinen giriş vektörü  $u$  ve doğrudan ölçülen çıkış vektörü  $y$  den durum vektörü  $x$  i belirler. Buradan rotor pozisyon tahmini  $\hat{\theta}$  ise;

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left( \frac{\widehat{x_4}}{\widehat{x_3}} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{\widehat{\sin \theta}}{\widehat{\cos \theta}} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{\widehat{e_\alpha}}{\widehat{e_\beta}} \right) \quad (4.10)$$

'den elde edilir.

Mıknatıs akıları rotor konumunun bir fonksiyonu olduğundan, rotor konumu mıknatıs akılarıyla belirlenebilir. Mıknatıs akılarının bileşenleri sabit iki faz referans çatıda verilen motor denklemleri ile hesaplanır. Böylelikle rotor konumu belirlenebilir.

Hesaplama kullanılan Denklem (4.4) ve (4.5), verilen modelin durum denklemlerindeki atalet, sürtünme ve moment gibi herhangi bir mekanik değişimi içermemektedir. Bu durum, çalışma sırasında moment ve ataletin değerinin değişebileceğinden dolayı avantaj sağlamaktadır. Ancak, bu yöntemin bazı sakıncaları bulunmaktadır. Bu yöntemle motor sıfır hızda iken mıknatıslar tarafından indüklenen gerilimler olmadığından rotorun ilk konumu belirlenememektedir. Dolayısıyla başlatma yöntemlerinden biri kullanılarak, motorun ilk pozisyonunun belirlenmesi gerekir. Ayrıca tahmin için yapılan hesaplamalar motor parametrelerini kullandığından, yöntem parametre değişimlerine duyarlıdır. Düşük hızlarda indüklenen gerilimin çok küçük olması nedeniyle, elde edilen zıt emk' nın büyük bir bölümünü

sistemdeki gürültüler oluşturmaktadır. Dolayısıyla düşük hızlarda tahmin doğruluğu azalmaktadır.

Devrenin ana frekansı açışal hızla orantılı olduğundan, kesme (cut-off) frekansı makinanın açışal hızı üzerine temellendirilerek uyarlanan bir alçak geçirgen filtre ile giriş sinyalleri üzerindeki harmonikleri süzmek mümkündür. Alçak geçirgen filtrenin kesme frekansı ayarlanarak, ana elektriksel frekans ve onun harmoniklerindeki istenmeyen sinyaller, önemli bir gecikmeye neden olmadan zayıflatılabilir. Bu yaklaşım, hem geçici hem de sürekli durumda daha doğru bir konum ve hız tahminine olanak tanımaktadır. Bu sayede hata oranı azaltılarak, geniş hız aralığında daha doğru bir tahmin gerçekleştirilebilmektedir.

#### 4.2.1.1. Uyarlanabilir Filtre

Genel olarak N. dereceden bir filtrenin H biçimindeki gösterimi;

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (4.11)$$

Filtre transfer fonksiyonu;

$$H(z) = \frac{\hat{\omega}_{filt}}{\hat{\omega}_{unfilt}} = \frac{k}{1 + (k - 1)z^{-1}} \quad (4.12)$$

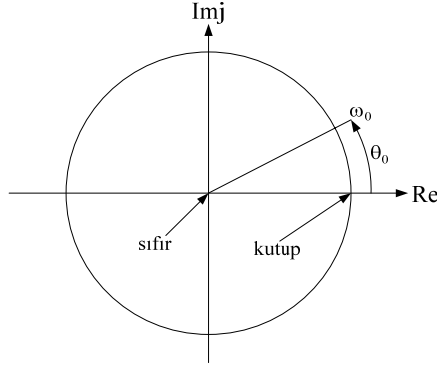
Denklem (4.12)' deki k kazancı alçak geçirgen filtrenin karakteristiklerini ayarlamak için kullanılan dinamik bir katsayıdır. Bu filtrenin sıfır kutup çizimi Şekil 4.2' de gösterilmiştir. Burada (1-k)' daki kutup, orijine yerleştirilmiş sıfırı gösterir. Buradaki açı,

$$\theta_0 = \omega_0 T \quad (4.13)$$

ile verilir. T örnekleme zamanı olup,  $T = 2\pi/\omega_s$  ifadesi Denklem (4.13)' de yerine konularak

$$\theta_0 = \frac{\omega_0}{\omega_s} 2\pi \quad (4.14)$$

elde edilir.



**Şekil 4.2** Uyarlanabilen alçak geçirgen filtre için sıfır-kutup çizimi

Filtre katsayısı  $k$ 'nin bir fonksiyonu olarak dinamik filtrenin azaltma karakteristiğini analiz etmek için, Denklem (4.12)'de verilen transfer fonksiyonun büyüklüğü incelenebilir.

$$|H(z)| = \left| k \frac{1 \angle \theta_0}{1 \angle \theta_0 + (k - 1)} \right| \quad (4.15)$$

Alçak geçirgen filtrenin kesme frekansı, transfer fonksiyon büyüklüğünün  $1/\sqrt{2}$  katı olduğu frekans gibi tanımlanır. Aynı zamanda kesme frekansı

$$\theta_{3db} = \omega_{3db} T \quad (4.16)$$

olarak kabul edilebilir. Buna göre, Denklem (4.15)'den

$$\left| \frac{1}{\sqrt{2}} \right| = \left| k \frac{1 \angle \theta_{3db}}{1 \angle \theta_{3db} + (k - 1)} \right| \quad (4.17)$$

ve

$$|1 \angle \theta_{3db} + (k - 1)| = |\sqrt{2}k| \quad (4.18)$$

olarak düzenlenebilir. Buradan

$$|\sqrt{2}k| = |\cos \theta_{3db} + j \sin \theta_{3db} + k - 1| = \sqrt{(\cos \theta_{3db} + k - 1)^2 + \sin^2 \theta_{3db}} \quad (4.19)$$

ve eşdeğer olarak,

$$2k^2 = (\cos \theta_{3db} + k - 1)^2 + \sin^2 \theta_{3db} \quad (4.20)$$

yazılabilir. Küçük açılar için, yaklaşık olarak  $\cos \theta_{3db} = 1$  ve  $\sin \theta_{3db} = \theta_{3db}$  alınabilir,

$$2k^2 = k^2 + \theta_{3db}^2 \quad (4.21)$$

ve

$$k = \theta_{3db} = \omega_{3db} T \quad (4.22)$$

olur. Denklem (4.22), alçak geçirgen filtre  $\omega_{3db}$ ' nin 3db (kesme) frekansı ve filtre katsayısı  $k$  arasındaki ilişkiyi vermektedir. Alçak geçirgen filtrenin kesme frekansını tasarlamak için, filtre katsayısı  $k$ ;

$$k = C.T.\omega_{ref} \quad (4.23)$$

olarak alınabilir. Burada  $C$ , filtre kesme frekansının katsayısıyla ilişkili bir sabittir. Denklem (4.22) ve (4.23)' den

$$\omega_{3db} = \frac{k}{T} = C.\omega_{ref} \quad (4.24)$$

elde edilir. Denklem (4.24)' den, alçak geçirgen filtre kesme frekansının referans hız  $\omega_{ref}$ ' in üzerine temellendirilerek dinamik olarak ayarlanabildiği görülür. Buna göre kullanılan filtrede  $C$  sabiti ile, ana frekans ve daha büyük frekanslardaki istenmeyen bileşenleri azaltmak için filtre kesme frekansını ayarlanmaktadır [49].

#### 4.2.2. Hız Tahmini

Rotor pozisyon gözleyicisinin gerçekleştirilmesi için, rotor hızının ihtiyaç duyulan bir parametre olduğu Denklem (4.6)' dan görülmektedir. Ayrıca tahrik sistemlerinde kullanılan bir hız kontrol çevrimindeki referans hızı doğru izleyebilmesi için, bir açısal hız geri beslemesine ihtiyaç duyulur. Açısal hız algılayıcısı olmadığı uygulamalarda uygun olan tahmin yöntemi, bu açısal hız değişimini belirlemek için kullanılmalıdır.

Elektrik makinalarında mekanik hız değişimleri, stator sargılarının elektriksel zaman sabiti ve akı bağıntısı gibi elektromanyetik bileşenlerinden çok daha yavaş dinamiklere sahiptir.

SMSM' un sürekli durum modeli aşağıda gibi verilir:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Bu ifadede indüklenen emk dönen bir vektör olduğundan, uzay fazörünün büyüklüğü hızı tahmin etmek için kullanılabilir. Buna göre;

$$\sin \theta = \frac{R \cdot i_\alpha - V_\alpha}{\sqrt{3/2} \omega_e \lambda_m} \quad (4.26)$$

$$\cos \theta = \frac{-R \cdot i_\beta + V_\beta}{\sqrt{3/2} \omega_e \lambda_m} \quad (4.27)$$

Denklem (4.26) ve (4.27)' nin karesi toplamalarının karekökü alınarak açısal hızın tahmin edilen büyüklüğü bulunabilir [19].

$$|\widehat{\omega_e}| = \frac{\sqrt{(V_\alpha - R \cdot i_\alpha)^2 + (V_\beta - R \cdot i_\beta)^2}}{\sqrt{3/2} \cdot \lambda_m} \quad (4.28)$$

Bu sonuç, açısal hızın büyüklüğünü tahmin etmek için giriş (u) ve çıkış (y) vektörlerinin kullanımını gerektirmektedir. k örnekleme aralığındaki açısal hız tahmininin polaritesi:

$$\widehat{\omega_e} = \text{sgn}(\phi(k) - \phi(k-1)) \cdot |\widehat{\omega_e}| \quad (4.29)$$

$$\phi(k) = \tan^{-1} \left( \frac{R \cdot i_\alpha(k) - V_\alpha(k)}{V_\beta(k) - R \cdot i_\beta(k)} \right) \quad (4.30)$$

ile elde edilir.

Açısal hız tahminine alternatif bir yöntem de, tahmin edilen rotor açısının zamana göre türevini kullanmaktır.

Denklem (4.31) tarafından tahmin edilen açışal hızın yeterli bir süre için ortalaması alındığında gerçek hıza yaklaşılr. Bu yöntem, orta ve yüksek hızlardaki çalışma aralığında, sürekli durum hız tahminini doğru olarak gerçekleştirmektedir. Bununla birlikte, düşük hızlarda ve başlangıç anında oluşabilecek yanlış hız tahmini ve türev işleminden kaynaklanan gürültüler, yöntemin dezavantajlarıdır. Dolayısıyla bu yöntem belirli bir hız eşiğinin üstündeki hızlarda kullanılabileceğinden, yöntemin kullanımı sınırlanmaktadır.

Denklem (4.28)'deki tahmin hatasını Denklem (4.31) yardımıyla düzeltmek için, SMSM modelinde sürekli miknatis akı bağıntısındaki kararsızlığı temsil eden bir  $\Delta$  niteleyicisi ilave edilir.



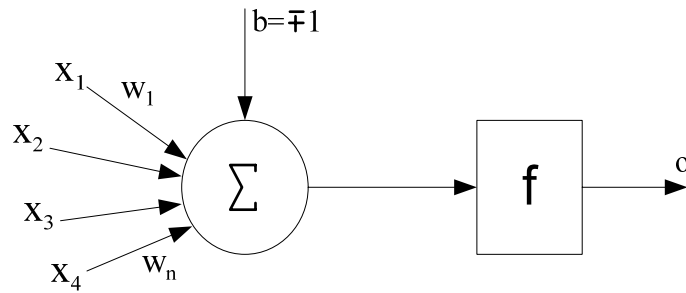
### 4.3. Yapay Sinir Ağları

YSA, beyindeki sinirlerin çalışmasını taklit ederek sistemlere öğrenme, genelleme yapma, hatırlama gibi yetenekler kazandırmayı amaçlayan bilgi işleme sistemidir. YSA, yapay sinir hücrelerinin birbirleri ile çeşitli şekillerde bağlanmasından oluşur ve genellikle katmanlar şeklinde düzenlenir. Genel anlamda YSA, beynin bir işlevi yerine getirme yöntemini modellemek için tasarlanan bir sistem olarak tanımlanabilir [73-78].

Son yıllarda YSA çözümü güç ve karmaşık olan ya da ekonomik olmayan çok farklı alanlardaki problemlerin çözümüne uygulanmış ve genellikle başarılı sonuçlar alınabilmektedir. YSA, tıp, savunma sanayi, haberleşme, otomasyon ve kontrol gibi birçok uygulama alanında kullanılmaktadır.

#### 4.3.1. YSA' nın Yapısı ve Çalışması

Temel bir yapay sinir ağı hücresi biyolojik sinir hücresine göre daha basit bir yapıya sahip olup en temel hücre modeli Şekil 4.5' de görülmektedir. Yapay sinir ağı hücresinde temel olarak dış ortamdan ya da diğer nöronlardan alınan veriler yani girişler, ağırlıklar, toplama fonksiyonu, aktivasyon fonksiyonu ve çıkışlar bulunmaktadır. Dış ortamdan alınan veri ağırlıklar aracılığıyla nörona bağlanır ve bu ağırlıklar ilgili girişin etkisini belirler. Toplam fonksiyonu ise net girişi hesaplar. Net giriş, girişlerle bu girişlerle ilgili ağırlıkların çarpımının bir sonucudur. Aktivasyon fonksiyonu işlem süresince net çıkışını hesaplar ve bu işlem aynı zamanda nöron çıkışını verir. Genelde aktivasyon fonksiyonu doğrusal olmayan (nonlineer) bir fonksiyondur.  $b$ , bias veya aktivasyon fonksiyonunun eşik değeri olup sabit bir değere sahiptir.



Şekil 4.5 Temel yapay sinir ağı hücresi

Nöronun matematiksel modeli;

$$o = f(W.X + b) \quad (4.33)$$

ile ifade edilebilir. Buradaki  $W$  ağırlıklar matrisi,  $X$  ise girişler matrisidir.  $n$  giriş sayısı olmak üzere;

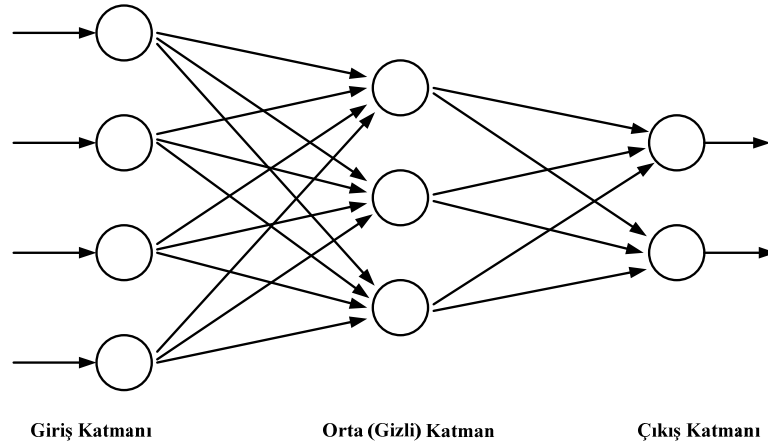
$$\begin{aligned} W &= w_1, w_2, w_3, \dots, w_n \\ X &= x_1, x_2, x_3, \dots, x_n \end{aligned} \quad (4.34)$$

şeklinde yazılabilir. Buna göre çıkış;

$$o = f\left(\sum_{i=1}^n w_i x_i + b\right) \quad (4.35)$$

olur. Buradaki  $f$  aktivasyon fonksiyonudur. Aktivasyon fonksiyonlarının doğrusal, doyumlu doğrusal, sigmoid ve eşik fonksiyonu gibi çeşitli tipleri vardır.

Yapay nöronların birbirleriyle bağlantılar aracılığıyla bir araya gelmeleri yapay sinir ağını oluşturmaktadır. Nöronların aynı doğrultu üzerinde bir araya gelmeleriyle katmanlar oluşmaktadır. Katmanların değişik şekillerde birbirleriyle bağlanmaları değişik ağ mimarilerini doğurur. YSA'nın genel yapısı Şekil 4.6'da gösterilmiştir. YSA giriş, orta ve çıkış katmanı olmak üzere üç ana katmadan oluşur. Giriş katmanında, dış dünyadan alınan bilgiler ara katmanlara transfer edilir. Orta katmanda (gizli katman), giriş katmanından gelen bilgiler işlenerek çıkış katmanına gönderilir. Bir ağ içinde birden fazla orta katman olabilir. Çıkış katmanında ise, orta katmandan gelen bilgiler işlenerek ağın çıktısı üretilir ve dış dünyaya gönderilir.



Şekil 4.6 Yapay sinir ağının genel yapısı

#### 4.3.2. YSA' nın Sınıflandırılması

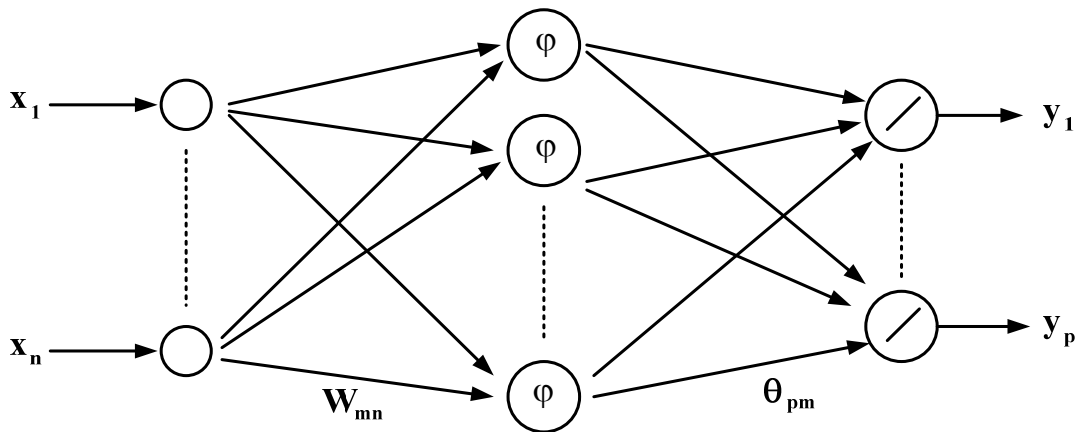
YSA, genel olarak birbirleri ile bağlantılı sinir hücrelerinden (işlemci birimleri) oluşurlar. Her bir sinir hücresi arasındaki bağlantıların yapısı ağı yapısını belirler. İstenilen hedefe ulaşmak için bağlantıların nasıl değiştirileceği öğrenme algoritması tarafından belirlenir. Kullanılan öğrenme algoritmasına göre, hatayı sıfıra indirecek şekilde ağı ağırlıkları değiştirilir. YSA, yapılarına ve öğrenme algoritmalarına göre sınıflandırılırlar.

##### 4.3.2.1. YSA' nın Yapılarına Göre Sınıflandırılması

YSA yapılarına göre, ileri beslemeli (feedforward) ve geri beslemeli (feedback) ağlar olmak üzere iki şekilde sınıflandırılırlar.

###### a) İleri Beslemeli Ağlar

İleri beslemeli YSA' nda, hücreler katmanlar şeklinde düzenlenir. Bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana ağırlıklar üzerinden giriş olarak verilir. Giriş katmanı, dış ortamlardan aldığı bilgileri hiçbir değişikliğe uğratmadan orta katmandaki hücrelere iletir. Bilgi, orta ve çıkış katmanında işlenerek ağ çıkışı belirlenir. Bu yapısı ile ileri beslemeli ağlar, doğrusal olmayan statik bir işlevi gerçekleştirir. En çok bilinen geriye yayılım öğrenme algoritması bu tip YSA' nın eğitiminde etkin olarak kullanılmakta ve bazen bu ağlara geriye yayılım ağları da denilmektedir. Şekil 4.7' de giriş, orta ve çıkış katmanı olmak üzere 3 katmanlı ileri beslemeli YSA yapısı verilmiştir.

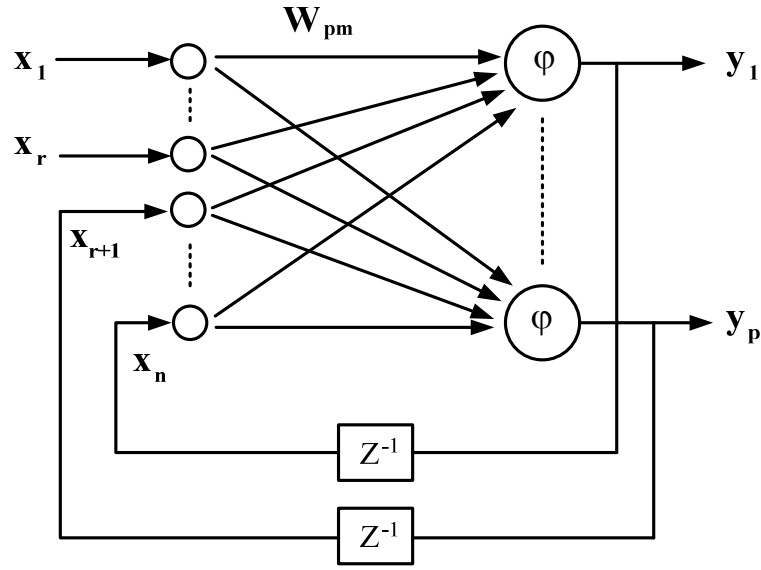


Şekil 4.7 İleri beslemeli 3 katmanlı YSA

İleri beslemeli YSA, katman sayısı ve orta katmandaki hücre sayısı gibi kesin belirlenememiş bilgilere rağmen nesne tanıma ve sinyal işleme gibi alanların yanı sıra sistemlerin tanımlanması ve denetiminde de yaygın olarak kullanılmaktadır.

#### b) Geri Beslemeli Ağlar

Bir geri beslemeli sinir ağı, çıkış ve ara katlardaki çıkışların, giriş birimlerine veya önceki ara katmanlara geri beslendiği bir ağ yapısıdır. Şekil 4.8’ de geri beslemeli bir ağ yapısı görülmektedir.



Şekil 4.8 Geri beslemeli YSA yapısı

Geri beslemeli YSA’ nda, en az bir hücrenin çıkışı kendisine ya da diğer hücrelere giriş olarak verilir. Genellikle geri besleme bir geciktirme elemanı üzerinden yapılır. Geri besleme, bir katmandaki hücreler arasında olduğu gibi katmanlar arasındaki hücreler arasında da olabilir. Bu yapısı ile geri beslemeli YSA, doğrusal olmayan dinamik bir davranış gösterir. Dolayısıyla, geri beslemenin yapılış şekline göre farklı yapıda ve davranışta geri beslemeli YSA yapıları elde edilebilir.

Şekil 4.8’ deki geri beslemeli YSA’ nda giriş vektörü, r adet dış giriş ve p adet gecikmiş ağ çıkışlarından oluşmaktadır. Buna göre YSA’ nın giriş vektörü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_r, y_1(-1), y_2(-1), \dots, y_p(-1)) \quad (4.36)$$

Toplam  $n=r+p$  adet ağ girişine göre YSA’ nın çıkışları

$$y_j = \varphi \left( \sum_{i=0}^n W_{ji} x_i \right) \quad j=0, 1, 2, \dots, p \quad (4.37)$$

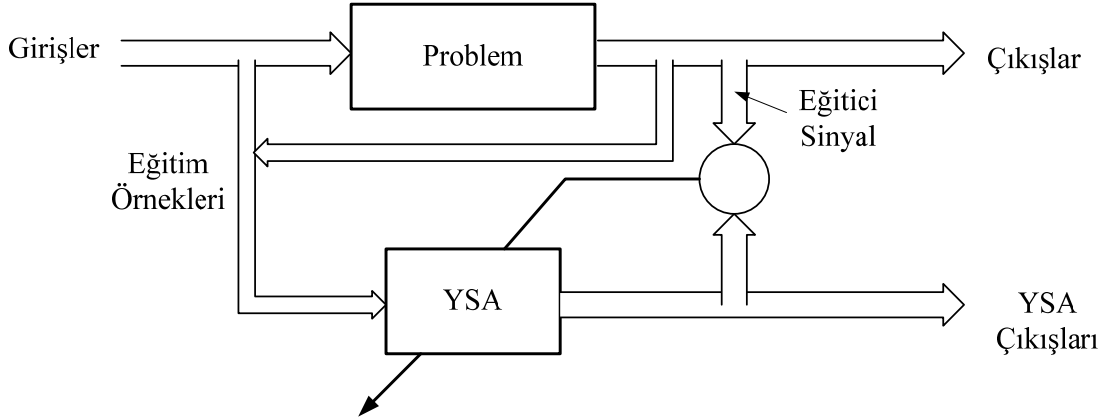
gibi yazılabilir.

#### 4.3.2.2. YSA' nın Öğrenme Algoritmalarına Göre Sınıflandırılması

YSA' nda genel olarak eğitici, eğitici-siz ve destekleyici öğrenme olarak üç öğrenme metodu ve bunların uygulandığı değişik öğrenme algoritmaları bulunmaktadır.

##### a) Eğitici Öğrenme

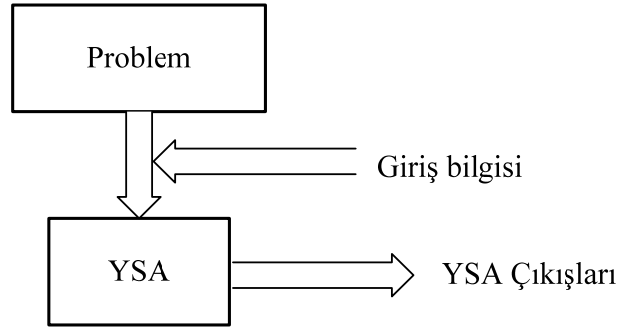
Eğitici tip öğrenmede, YSA' na örnek olarak bir doğru çıkış verilir. Bu öğrenmede ağın ürettiği çıktılar ile hedef çıktılar arasındaki fark hata olarak ele alınır ve bu hata minimize edilmeye çalışılır. Bunun için de bağlantıların ağırlıkları en uygun çıkışı verecek şekilde değiştirilir. Bu sebeple eğitici öğrenme algoritmasının bir “öğretmene” veya “eğiticiye” ihtiyacı vardır. Şekil 4.9' da eğitici öğrenme yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.9 Eğitici öğrenme yapısı

##### b) Eğitici-siz Öğrenme

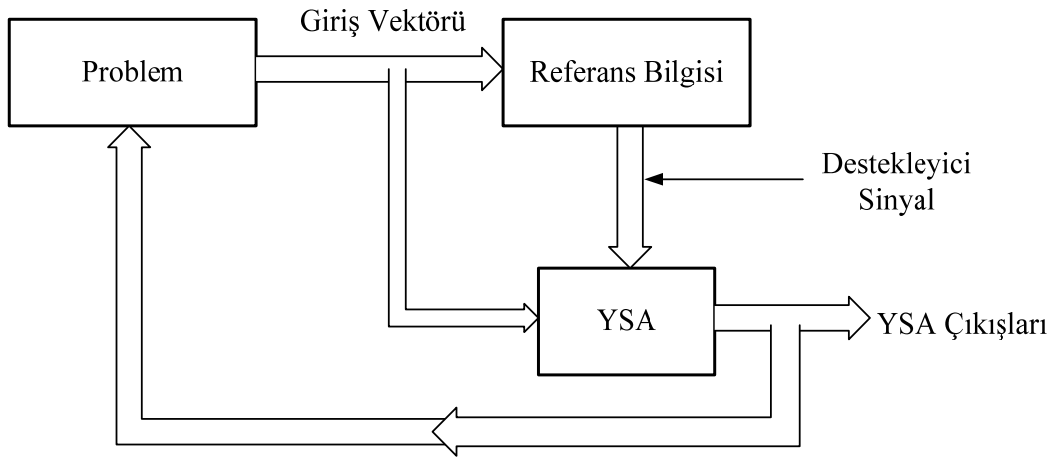
Eğitici-siz öğrenme tipinde ağa sadece girdiler verilir. Ağın ulaşması gereken hedef çıktılar verilmez. Girişe verilen örnekten elde edilen çıkış bilgisine göre ağ, sınıflandırma kurallarını kendi kendine geliştirir. Ağ daha sonra bağlantı ağırlıklarını aynı özellikleri gösteren örnekler oluşturmak üzere ayarlar. Şekil 4.10' da eğitici-siz öğrenme yapısı gösterilmiştir.



**Şekil 4.10** Eğitici-siz öğrenme yapısı

*c) Destekleyici Öğrenme*

Destekleyici öğrenme algoritması, istenilen çıkışın bilinmesine gerek duymaz. Bu yöntem eğitici-li öğrenme yöntemine benzemekle birlikte, ağa hedef çıktılar yerine, ağın çıktılarının ne ölçüde doğru olduğunu belirten bir referans bilgisine göre ağırlıklar değiştirilir. Şekil 4.11’ de destekleyici öğrenme yapısı gösterilmiştir.



**Şekil 4.11** Destekleyici öğrenme yapısı

YSA’ nda öğrenme işlemi çevrim içi ve çevrim dışı öğrenme olarak iki şekilde gerçekleştirilebilir. Çevrim içi (on-line) öğrenme kuralına göre öğrenen sistemler, gerçek zamanda çalışırken bir taraftan fonksiyonlarını yerine getirmekte, bir taraftan da öğrenmeye devam etmektedirler. Çevrim dışı (off-line) öğrenme de ise, YSA kullanıma alınmadan önce örnekler üzerinde eğitilirler. Bu kuralı kullanan sistemler eğitildikten sonra gerçek hayatta kullanıma alındığında artık öğrenme olmamaktadır.

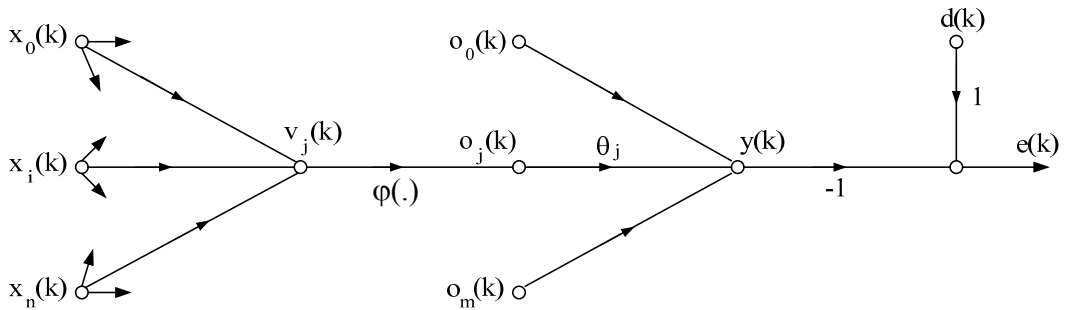
YSA öğrenme algoritmaları ile öğrenme sürecinden geçtikten sonra, bilgiyi toplama, hücreler arasındaki bağlantı ağırlıkları ile bu bilgiyi saklama ve genelleme yeteneğine sahip olurlar. YSA yapılarına göre farklı öğrenme yaklaşımları kullanırlar. Literatürde kullanılan çok sayıda öğrenme algoritması bulunmaktadır. Bu algoritmaların çoğunluğu matematiksel tabanlı olup ağırlıkların güncelleştirilmesi için kullanılırlar. Yapay sinir ağının mimarisinde, karşılaşılan sorunun niteliğine göre farklılık gösteren bu öğrenme algoritmalarının en çok kullanılanı geriye yayılım algoritmasıdır. Bu algoritma eğitici öğrenmede kullanılan en genel algoritma olup, basit ve iyi bir öğrenme kapasitesine sahip olması sebebiyle birçok alanda uygulanmaktadır.

#### 4.3.3. Geriye Yayılım Öğrenme Algoritması

Yapay sinir ağları en çok tahmin amacıyla kullanılmaktadır. Tahmin için kullanılan yapay sinir ağları içinde en yaygın olarak kullanılanı geriye yayılım algoritmasıdır. Geriye yayılım algoritması, ileri beslemeli ve çok katmanlı bir ağ mimarisini gerektirmektedir.

Geriye yayılım algoritmasında girişlerle çıkışlar arasındaki hata sinyali bulunarak, ağırlıklar bu hata sinyaliyle güncellenmektedir. Hatanın çıkıştan geriye doğru azaltılmaya çalışılmasından dolayı bu algoritma, geriye yayılım ismini almıştır. Hata, ağıdaki ağırlıkların bir fonksiyonu olarak görülür. Hataların karelerinin ortalaması dereceli azaltma yöntemi kullanılarak minimize edilmeye çalışılır. Geriye yayılım algoritması, çok katmanlı ağları (ÇKA) eğitmede en çok kullanılan temel öğrenme algoritmasıdır.

Geriye yayılım algoritması, eğitici öğrenme yöntemini kullanılır. Örnekler ağa öğretilir ve ağa hedef değeri verilir. Öğrenmede, her örnek için ağın çıktı değeri ile hedef değeri karşılaştırılır. Hata değeri, ağa tekrar geri besleme şeklinde verilir. Örnek setindeki hata kareleri toplamını azaltmak için nöronlar arasındaki bağlantı ağırlıkları değiştirilir.



Şekil 4.12 İleri beslemeli 3 katmanlı YSA'nın sinyal akış şeması

Şekil 4.12’ de çıkış katmanı doğrusal olan ileri beslemeli 3 katmanlı bir YSA için akış şeması verilmiştir. Burada,  $x(k)$  ağ giriş vektörünü,  $o(k)$  orta katman çıkış vektörünü,  $d(k)$  arzulanan çıkış vektörünü,  $y(k)$  gerçek ağ çıkış vektörünü,  $W$  ve  $\theta$ ’ da ağırlık matrisini göstermektedir.  $k$ , ayrık zaman değişkeni olup sinyallerin ayrık zamanda gösterildiğini ifade etmektedir. Akış şemasından YSA’ nın matematiksel modeli

$$v_j = \sum_{i=0}^n W_{ji}x_i, \quad o_j = \varphi(v_j) \quad j=0, 1, 2, \dots, m \quad (4.38)$$

$$y_j = \sum_{j=0}^m \theta_j o_j \quad (4.39)$$

ile verilir. Tek çıkışlı bir YSA için ağ çıkış hatası, örneksel amaç ölçütü (hataların kareleri) ve toplam amaç ölçütü (hataların karelerinin ortalaması) şu şekilde tanımlanabilir.

$$e(k) = d(k) - y(k)$$

$$E(k) = \frac{1}{2} e^2(k) \quad (4.40)$$

$$J = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E(k)$$

Toplam amaç ölçütü,  $N$  adet eğitim örneği için örneksel ya da toplu amaç ölçütünün ağırlıklara göre eğimi bulunarak geriye yayılım algoritması gerçekleştirilebilir. Hataların karelerinin eğimine göre, her bir eğitim örneğinin uygulandığında ağırlıklar yenilenirse örneksel öğrenme kuralı elde edilir. Toplam amaç ölçütünün eğimine göre,  $N$  adet eğitim örneğinin uygulandığından sonra ağırlıklar yenilenirse toplu öğrenme kuralı elde edilir. Hataların karelerinin, doğrusal çıkış katmanındaki bir ağırlığa göre eğimi, zincir kuralına göre kısmi türevlerle belirlenebilir.

$$\frac{\partial E(k)}{\partial \theta_j(k)} = \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \cdot \frac{\partial e(k)}{\partial y(k)} \cdot \frac{\partial y(k)}{\partial \theta_j(k)} \quad (4.41)$$

Denklem (4.41) ve sinyal akış şemasından;

$$\delta^2(k) = \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \cdot \frac{\partial e(k)}{\partial y(k)} = -e(k) \quad (4.42)$$

$$\frac{\partial y(k)}{\partial \theta_j(k)} = o_j(k) \quad (4.43)$$

olarak bulunur. Buna göre çıkış katmanındaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme ve yeni ağırlıklar

$$\begin{aligned} \Delta \theta_j(k) &= \alpha \cdot \delta^2(k) \cdot o_j(k) \\ \theta_j(k+1) &= \theta_j(k) - \Delta \theta_j(k) \end{aligned} \quad (4.44)$$

olur. Hataların karelerinin orta katmandaki bir ağırlığa göre eğimi, kısmi türevlerle

$$\frac{\partial E(k)}{\partial W_{ji}(k)} = \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \cdot \frac{\partial e(k)}{\partial y(k)} \cdot \frac{\partial y(k)}{\partial o_j(k)} \cdot \frac{\partial o_j(k)}{\partial v_j(k)} \cdot \frac{\partial v_j(k)}{\partial W_{ji}(k)} \quad (4.45)$$

gibi yazılabilir. Buna göre

$$\delta_j^1(k) = \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \cdot \frac{\partial e(k)}{\partial y(k)} \cdot \frac{\partial y(k)}{\partial o_j(k)} \cdot \frac{\partial o_j(k)}{\partial v_j(k)} = -e(k) \theta_j(k) \phi'(v(k)) \quad (4.46)$$

$$\frac{\partial v_j(k)}{\partial W_{ji}(k)} = x_i(k) \quad (4.47)$$

bulunur. Burada,  $\delta_q^p$ , p. katmandaki q. hücrenin yöresel hatası olarak tanımlanır. Orta katmandaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme ve yeni ağırlıklar

$$\begin{aligned} \Delta W_{ji}(k+1) &= \alpha \delta_j^1(k) x_i(k) \\ W_{ji}(k+1) &= W_{ji}(k) - \Delta W_{ji}(k) \end{aligned} \quad (4.48)$$

olur. Bu denklemlerden ağıdaki bir ağırlığa uygulanacak düzeltmenin hücre girişi ve o hücrenin yöresel hatası ile orantılı olduğu görülmektedir. Burada geriye yayılım algoritma denklemleri hataların karelerinin ağırlıklara göre eğimi belirlenerek örneksel öğrenme ile çıkarılmıştır. Genel olarak gerçek zamanlı uygulamalarda örneksel öğrenme kullanılmaktadır.

#### 4.3.4. YSA' nın Tasarımı

YSA uygulamalarının başarısı, kullanılacak olan yaklaşımlar ve deneyimlerle yakından ilgilidir. Uygulamanın başarısında uygun yöntemi belirlemek büyük önem taşır. Yapay sinir ağının geliştirilmesi sürecinde ağın yapısına ve işleyişine ilişkin şu kararların verilmesi gerekir.

- Ağ mimarisinin seçilmesi ve yapı özelliklerinin belirlenmesi (katman sayısı, katmandaki nöron sayısı gibi)
- Nörondaki fonksiyonların karakteristik özelliklerinin belirlenmesi,
- Öğrenme algoritmasının seçilmesi ve parametrelerinin belirlenmesi,
- Eğitim ve test verisinin oluşturulması

Bu kararların doğru verilememesi durumunda, YSA' ndaki sistem karmaşıklığı artacaktır. YSA' nın uygun parametrelerle tasarlanması durumunda, YSA sürekli olarak kararlı ve istikrarlı sonuçlar üretecektir. Ayrıca sistemin tepki süresinin yeterince kısa olabilmesi için de ağ büyüklüğünün yeterince küçük olması gerekir.

##### 4.3.4.1. Ağ Yapısının Seçimi

YSA' nın tasarımı sürecinde ağ yapısının seçilmesi, uygulama problemine bağlıdır. Hangi problem için hangi ağın daha uygun olduğunun bilinmesi önemlidir. Kullanım amacı ve o alanda başarılı olan ağ türleri Tablo 4.1' de verilmiştir.

**Tablo 4.1** Ağ türleri ve kullanıldıkları alanlar

| Kullanım Amacı      | Ağ Türü                                              | Ağ Kullanımı                                                                     |
|---------------------|------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------|
| Tahmin              | Çok katmanlı ağ                                      | Ağın Girdilerinden bir çıktı değerinin tahmin edilmesi                           |
| Sınıflandırma       | LVQ<br>ART<br>Olasılıklı Sinir Ağları                | Girdilerin hangi sınıfa ait olduğunun belirlenmesi                               |
| Veri ilişkilendirme | Hopfield<br>Boltzman Ağı<br>Bellek Hücreli Sinir Ağı | Girdilerin içindeki hatalı bilgilerin bulunması ve eksik bilgilerin tamamlanması |

Uygun YSA yapısının seçimi, büyük ölçüde ağda kullanılması düşünülen öğrenme algoritmasına da bağlıdır. Ağda kullanılacak öğrenme algoritması seçildiğinde, bu algoritmanın gerektirdiği mimari de zorunlu olarak seçilmiş olacaktır. Örneğin, geriye yayılım algoritması ileri beslemeli ağ mimarisi gerektirir. YSA' nın karmaşıklığının azaltılmasında en etkin araç, ağ

yapısını değiştirmektedir. Gereğinden fazla sayıda işlemci eleman içeren ağ yapılarında, daha düşük genelleme kabiliyeti ile karşılaşılır.

#### **4.3.4.2. ğrenme Algoritmasının Seçimi**

YSA' nın yapısının seçiminden sonra uygulama başarısını belirleyen en önemli faktör öğrenme algoritmasıdır. Genellikle ağ yapısı öğrenme algoritmasının seçiminde belirleyicidir. Yapay sinir ağının geliştirilmesinde kullanılacak çok sayıda öğrenme algoritması bulunmaktadır. Bunlar içinde bazı algoritmaların belirli tip uygulamalar için daha uygun olduğu bilinmektedir.

#### **4.3.4.3. Ara Katman Sayısını Belirleme**

YSA' nın tasarımı sürecinde tasarımcının yapması gereken diğer bir işlem, ağdaki katman sayısına karar vermektir. Çoğu problem için 2 veya 3 katmanlı bir ağ, tatmin edici doğru sonuçlar üretebilmektedir. Giriş ve çıkış katmanlarının sayısı, problemin yapısına göre değişir. Katman sayısını belirlemenin en iyi yolu, birkaç deneme yaparak en uygun yapının ne olduğuna karar vermektir.

#### **4.3.4.4. Nöron Sayısının Belirlenmesi**

Ağın yapısal özelliklerinden birisi de her bir katmandaki nöron sayısıdır. Katmandaki nöron sayısının tespitinde genellikle deneme-yanılma yöntemi kullanılır. Bunun için izlenecek yol, başlangıçtaki nöron sayısını istenilen performansa ulaşıncaya kadar arttırmak veya tersi şekilde istenen performansın altına inmeden azaltmaktır. Bir katmanda kullanılacak nöron sayısı olabildiğince az olmalıdır. Nöron sayısının az olması yapay sinir ağının genelleme yeteneğini arttırırken, gereğinden fazla olması ağın verileri ezberlemesine neden olur. Ancak gereğinden az nöron kullanılması verilerdeki örüntünün ağ tarafından öğrenilememesi gibi bir sorun yaratabilir.

#### **4.3.4.5. Eğitim Kümesinin Normalizasyonu**

Giriş ve çıkış verilerinin normalizasyonu, yakınsama ve öğrenme işlemi açısından oldukça önemlidir. Sigmoid fonksiyonunun özelliğinden dolayı, ağın çıkışı 0-1 arasında olmalıdır. Bununla birlikte, giriş değişkenleri, sigmoid fonksiyonunun doymaya girmemesi için yeterince küçük tutulmalıdır. Dolayısıyla, giriş ve çıkış verilerinin, ağ eğitilmeden önce

normalize edilmesi gerekir. Bunun için giriş ve çıkış nöronları tek tek, o nörondaki en büyük değere bölünür. Normalizasyon işlemi sonunda, giriş ve çıkış vektörleri 0-1 arasında değer alır.

#### 4.4. SMSM' un YSA Tabanlı Konum ve Hız Tahmini

SMSM' lu sürücü sistemler robotikler, disk sürücüler, elektronik cihazlar ve üretim tezgahları gibi hassas hareketlerin gerektiği otomasyon uygulamalarında kullanılmaktadır. SMSM sürücülerinde motor konumu ya da hızının, seçilen bir referansı her an doğru bir şekilde izleyebilmesi arzulanmaktadır. Referans bilgisini en az sapma ile izleyecek şekilde motor girişlerinin ayarlanabilmesi için hızlı bir denetleyiciye ve geri beslemeli bir yapıya ihtiyaç vardır. Böyle bir yapının uygulanması kolay görünür olsa da, gerçekte sistemin yapısındaki zaman gecikmesine neden olan algılayıcılar nedeniyle tasarımı zordur. Ayrıca motorun miline bağlanan algılayıcılar, SMSM' un uygulama alanlarını sınırlar. Bu durum uygulamalarda bazı dezavantajlar getirir.

- Yüksek doğruluklu algılayıcılar pahalı olduğundan sistemin maliyetini artırır,
- Sıcaklık, nem, kir gibi çevresel faktörler algılayıcıların doğruluğunu kısıtlar,
- Mil girişine sürtünme ilavesi, sürücüde bir hata kaynağı oluşturur.

Bu dezavantajlardan dolayı SMSM uygulamalarında konum algılayıcısının çıkarılması istenir. Algılayıcısız kontrol için farklı yöntemler geliştirilmektedir. Bu yöntemlerde motorun konum ve hız bilgisinin tahmini genel olarak akım ve gerilim gibi kolay ölçülebilen büyüklükleri kullanarak gerçekleştirilmektedir.

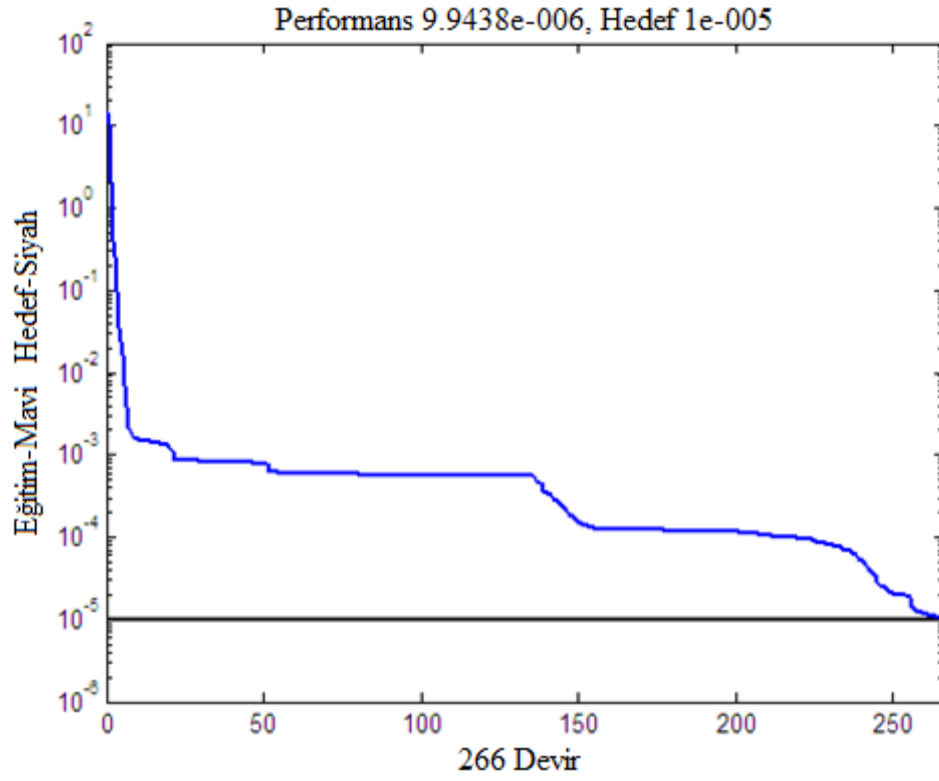
İyi bir tahmin ve etkin bir kontrol sistemi için, denetlenen sistemde birçok sistem parametresinin bilinmesine ve sistemin doğru bir matematiksel modeline ihtiyaç duyulmaktadır. Ancak sistem parametreleri, yük ve eylemsizlik momentinde belirlenemeyen değişken dinamiklere sahip doğrusal olmayan sistemler için doğru bir matematiksel model çıkarmak oldukça zordur. Sistemin doğru bir matematiksel modeli çıkarılsa dahi bozucu girişler, parametre değişimleri, doyum ve gürültü gibi değişken dinamiklerden dolayı etkin bir şekilde hız ya da konum denetimi gerçekleştirilememektedir [15, 37, 39, 41]. Doğrusal olmayan herhangi bir fonksiyonun yeterli doğrulukta yaklaştırabilmesi özelliği ve sistemin değişken dinamiklerinden etkilenmemesinden dolayı denetim sistemlerinde YSA kullanılmaya başlanmıştır. Ayrıca YSA uyarlama ve genelleme yeteneği, gerçek zamanda öğrenme ve çok girişli-çok çıkışlı sistemlere de uygulanabilmesi nedeniyle denetim alanında tercih sebebi olmuştur. Bu özelliklerinden ötürü bu çalışmada, alan yönlendirmeli SMSM' un algılayıcısız konum ve hız tahmini için YSA' nın kullanılması tercih edilmiştir.



YSA tahmin edicilerin gerçekleştirilmesinde algılayıcısız denetimde kullanılan denklemler göz önüne alınarak motor akımları, gerilimleri ve akım hatası YSA gözleyicilerin giriş vektörleri olarak kullanılmıştır. Çıkış katmanlarında ise indüklenen zıt emk büyüklükleri yer almaktadır. Kullanılan kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 4.13' de gösterilmiştir.

Daha önce belirtildiği üzere tahmin amaçlı kullanılacak YSA' larında ileri beslemeli çok katmanlı ağ yapısı tercih edildiğinden bu çalışmada da bu ağ yapısı kullanılmıştır. Konum ve hız tahmini için kullanılan iki YSA' nın mimari yapısı aynı olup, çalışma zamanını ve kullanılan hafızayı azaltmak için ağ yapısı üç katmanlı olarak seçilmiştir. Her bir YSA' da üç giriş, 10 gizli nöron ve tek bir çıkış bulunmaktadır. Gizli katmandaki nöronların sayısı denemeler yapılarak belirlenmiştir. 1-14 arasında farklı nöron sayıları denenerek 10 gizli nöron kullanımı ile daha hızlı öğrenme ve daha iyi modelleme elde edilmiştir. Gizli ve çıkış katman nöronlarında sırasıyla tansigmoid ve doğrusal transfer fonksiyonları kullanılmıştır.

Ağ yapısı, öğrenme algoritmasının seçiminde belirleyici bir etken olup çok katmanlı ağlarda kullanılan geriye yayılım öğrenme algoritması ağın eğitiminde kullanılmıştır. Öğrenme işleminin amacı, çıkış hatası terimlerinde bulunan performans indeksi terimlerini minimize etmektir. Yapay sinir ağı geliştirme sürecinde eğitim için kullanılan veriler ikiye ayrılır. Bu verilerin bir bölümü daha önce belirtildiği gibi ağın eğitilmesi için kullanılır ve eğitim seti adını alır. Verilerin diğer bölümü ise ağın eğitim verileri dışındaki performansını ölçmede kullanılır ve test seti olarak adlandırılır. Eğitim ve test setleriyle ilgili temel sorun yeterli eğitim ve test verisinin miktarının ne olduğudur. Sınırsız sayıda verinin bulunabildiği durumlarda, yapay sinir ağı mümkün olan en çok veriyle eğitilmelidir. Eğitim verisinin yeterli olup olmadığı konusunda emin olmak için; eğitim verisinin miktarı, ağın performansında bir değişiklik yaratmadığı noktaya kadar arttırılır. Ancak bunun mümkün olmadığı durumlarda yapay sinir ağının eğitim ve test verileri üzerindeki performansının yakın olması da verilerin sayıca yeterli olduğuna ilişkin bir gösterge olarak kabul edilebilir. Bununla birlikte eğitim setinin içerdiği veri miktarı değişik yapay sinir ağı modellerine göre ve özellikle problemin gösterdiği karmaşıklığa göre farklılık gösterebilmektedir. YSA' nın eğitimi için kullanılacak örnekler, farklı hızlar ve farklı yükler için algılayıcı alan yönlendirmeli kontrol ile sürülen motordan ölçülerek elde edilmiştir. Eğitim işlemini sonlandırmak için kullanılan öğrenme toleransı  $1e-5$  olarak seçilerek istenilen performans sonucuna 266 adım sonra ulaşılmıştır. Bu duruma ilişkin eğitimin sonucu Şekil 4.14' de verilmiştir.

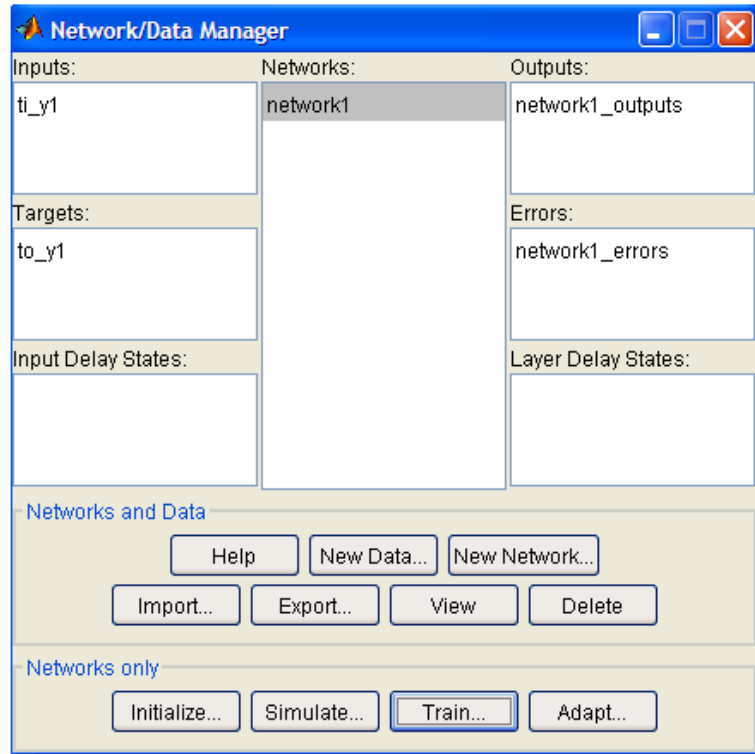


Şekil 4.14 Yapay sinir ağının eğitim sonucu

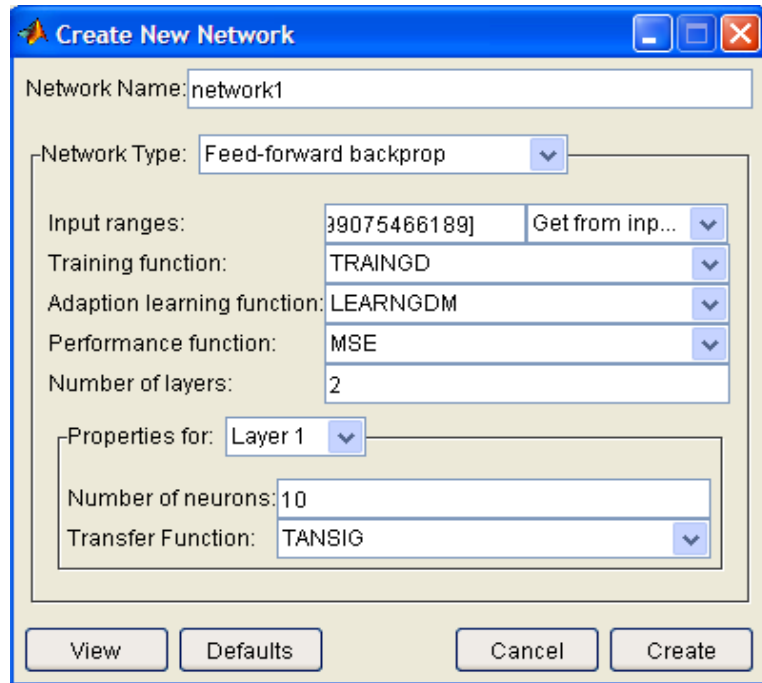
YSA modeli, MATLAB' ın Yapay Sinir Ağları araç kutusu (Neural Network Toolbox- NNTOOL) kullanılarak oluşturulmuştur. NNTOOL, YSA' nın tasarım ve benzetim fonksiyonlarından oluşmaktadır. Bu fonksiyonlar,

- Ağ benzetimi için transfer fonksiyonlarının belirtilmesi,
- Ağ parametrelerini güncelleştirmek için kuralların belirtilmesi,
- Veriler üzerinde ağın işlem yapabilmesi için fonksiyonların belirtilmesi,

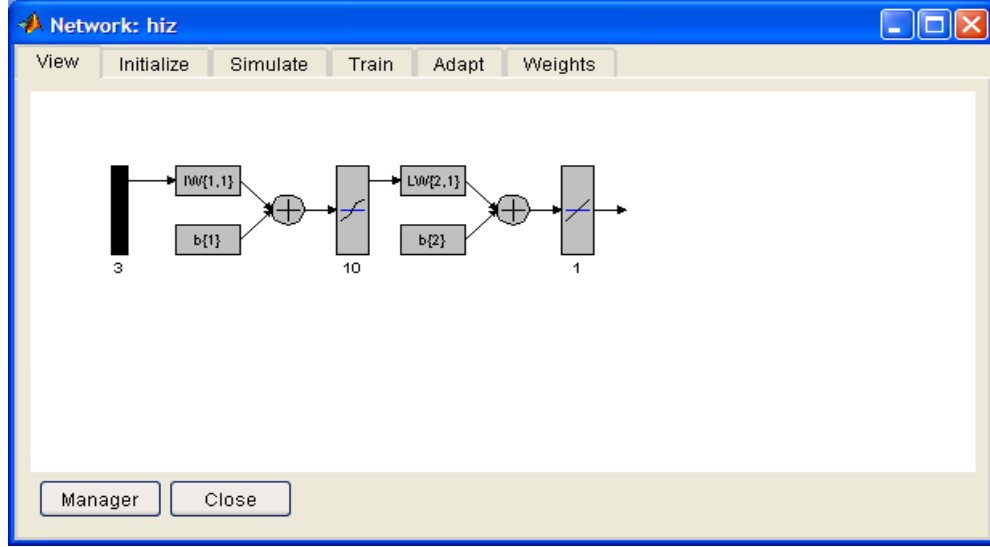
olmak üzere üç kategoriye ayrılırlar. NNTOOL araç kutusunun yapısı Şekil 4.15-4.17' de gösterilmiştir.



Şekil 4.15 MATLAB/NNTOOL araç kutusu



Şekil 4.16 Ağ yapısı ve öğrenme algoritmasının seçilmesi



**Şekil 4.17** Oluşturulan ağ yapısı

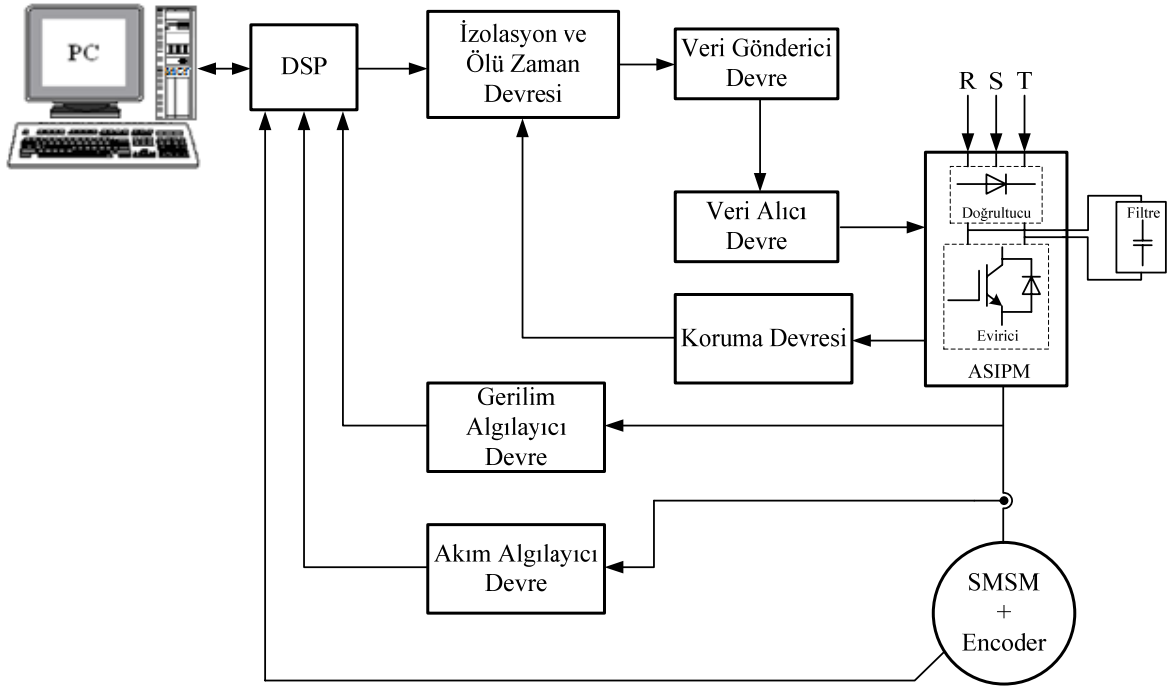
Tasarlanacak ağın türü, katman ve nöron sayıları seçildikten sonra giriş ve hedef verileri uygulanarak ağın eğitimi gerçekleştirilmektedir. Eğitilmiş ağ, MATLAB/Simulink bloğuna dönüştürüldükten sonra kapalı çevrimli sistem modeline yerleştirilerek benzetim ve deneysel modellerde kullanılmıştır.

## 5. SMSM' UN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENİĞİNİN TASARIMI

### 5.1. Giriş

Son yıllardaki mikroişlemci ve çevre birimlerindeki gelişmelerle birlikte elektrik motorlarında sayısal denetim teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. Günümüzde bu yöntemler en basit denetim yapısından en karmaşık denetim yapısına kadar birçok alanda kullanılmaktadır.

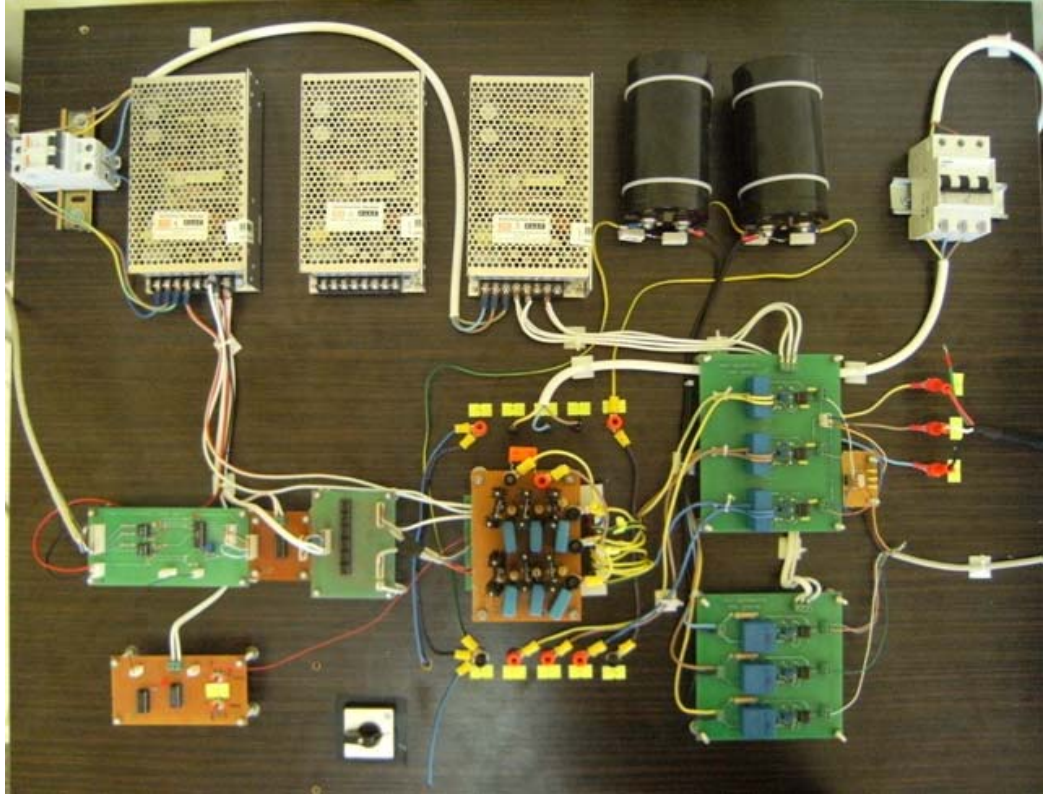
Bu bölümde SMSM' un kontrolü için gerçekleştirilen sürücü devre düzeniği açıklanmıştır. SMSM' un alan yönlendirmeli konum algılayıcılı ve algılayıcısız kontrolünde kullanılan bu sürücü devrenin blok diyagramı Şekil 5.1' de, fotoğrafları ise Şekil 5.2' de verilmiştir. Devrede motoru sürmek için Mitsubishi firmasının üretmiş olduğu Application Specific Intelligent Power Module (AS-IPM) ve denetleyici olarak da dSPACE firmasının üretmiş olduğu DS1103 Ace Kit kullanılmıştır.



Şekil 5.1 DeneySEL düzeniğİN blok diyagramı



(a)

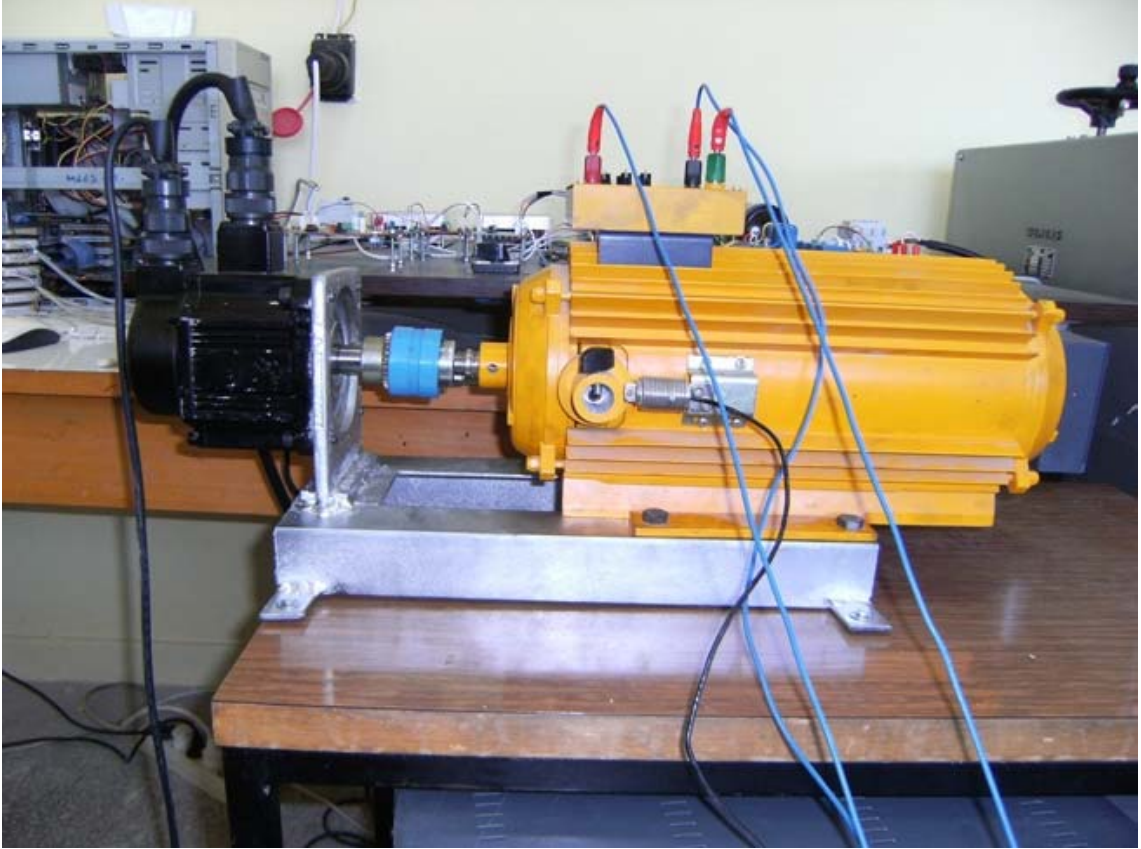


(b)

Şekil 5.2 Deneysel düzeneğin fotoğrafları a) Tüm deney seti, b) Sürücü devre

## 5.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor

Bu çalışmada mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş 3-faz, Y-bağlı, 1.5 kW, 8 kutuplu SMSM kullanılmıştır. Kullanılan motorun parametreleri Ek-1’ de verilmiştir. SMSM ve yük olarak kullanılan rotor miline akuple bağlı bir fuko fren motorunun fotoğrafı Şekil 5.3’ de gösterilmiştir.



Şekil 5.3 SMSM ve yükleme düzeneği

## 5.3. Denetleyici Kart (DS1103)

Son yıllarda, mikroişlemci teknolojisindeki gelişmelerden dolayı karmaşık kontrol algoritmalarını gerçekleştirmek olanaklı hale gelmiştir. Karmaşık matematiksel işlemleri çok kısa sürede yapabilmelerinden dolayı, sayısal işaret işlemciler (DSP)’ in kullanımları hızla yaygınlaşmaktadır. DSP’ lerle yapay sinir ağları, bulanık mantık ve genetik algoritmalar gibi akıllı sistemlerin gerçek zamanlı uygulamaları yapılabilmektedir.

Bu tez çalışmasında denetleyici olarak Şekil 5.4’ de verilen DS1103 dSPACE GmbH kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinde, PowerPC604e (400MHz) ve Texas Instruments

TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci bulunmaktadır. DS1103 denetleyici kartı IBM uyumlu bir bilgisayarın ISA yuvasına takılmaktadır. DSP modülde 32 bit dijital giriş/çıkış (I/O) portları, 16 bit analog dijital dönüştürücü (ADC) bulunmaktadır. Kullanılan DS1103 denetleyici kartın teknik özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri EK-2’ de verilmiştir.

AS-IPM modüldeki IGBT anahtarlarını kontrol etmek için uydu işlemciye DGM çıkış portları ve ana işlemciye I/O portları kullanılmıştır. Deneysel uygulamada, akım ve gerilim modüllerinden alınan ölçüm bilgileri ADC modülleri vasıtasıyla denetleyici karta aktarılmıştır. Ayrıca motor miline bağlı olan encoder tarafından ölçülen devir sayısı bilgisi de denetleyici kartın encoder girişleri kullanılarak DSP’ ye aktarılmıştır.

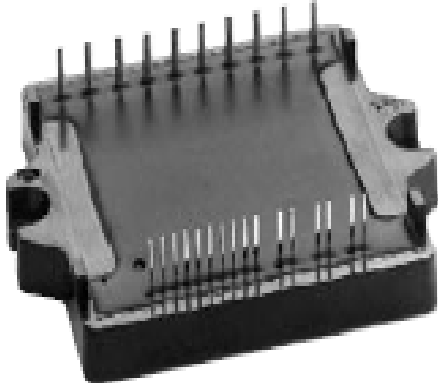
Gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink’ de benzetimi yapıldıktan sonra “Simulink Real-Time Workshop” yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. Bu kodlar “Real-Time Interface” yazılımı ile denetleyici karta yüklenir. Ayrıca “Control Desk Developer” yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilir ve bu veriler sonradan işlenmek üzere kaydedilebilir.



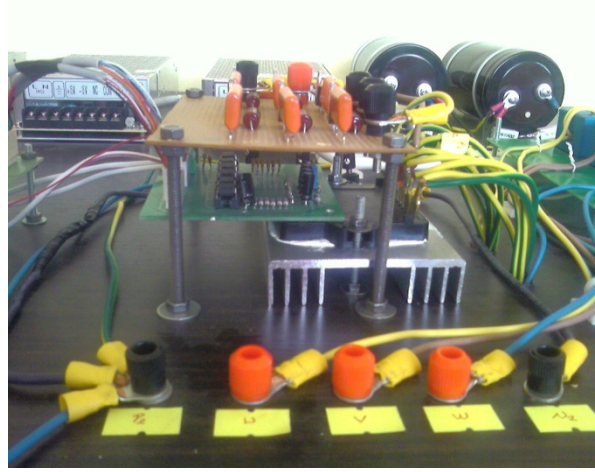
Şekil 5.4 DSP denetleyici kartın (DS1103) fotoğrafları

#### 5.4. Evirici Modülü

Uygulamada evirici olarak 600V 20A AS-IPM PS11035 modül kullanılmıştır. AS-IPM modülün içinde 3 faz doğrultucu devresi, 6 adet IGBT anahtar ve bu anahtarlar için sürme ve koruma devreleri bulunmaktadır. AS-IPM modülde kısa devre, aşırı akım, düşük besleme gerilimi, DGM sinyallerindeki aşırı gürültü ve benzeri anormalliklere karşı koruma sinyali mevcuttur. Evirici modül hakkında Ek-3’ de detaylı bilgi verilmiştir. Evirici modülün ve sürücü devre kartının fotoğrafı Şekil 5.5’ de verilmiştir.



(a)

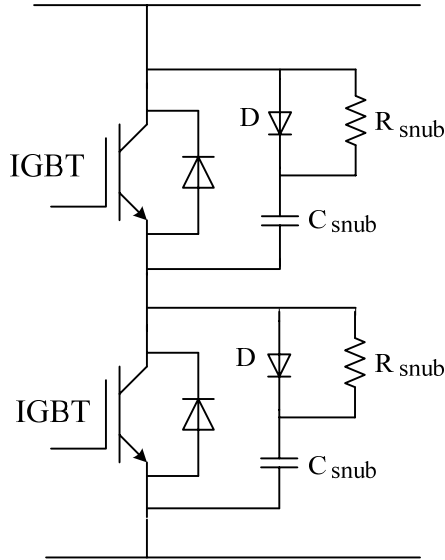


(b)

Şekil 5.5 a) ASIPM modül b) Modül ve sürücü kartın fotoğrafı

### 5.5. Snubber Devresi

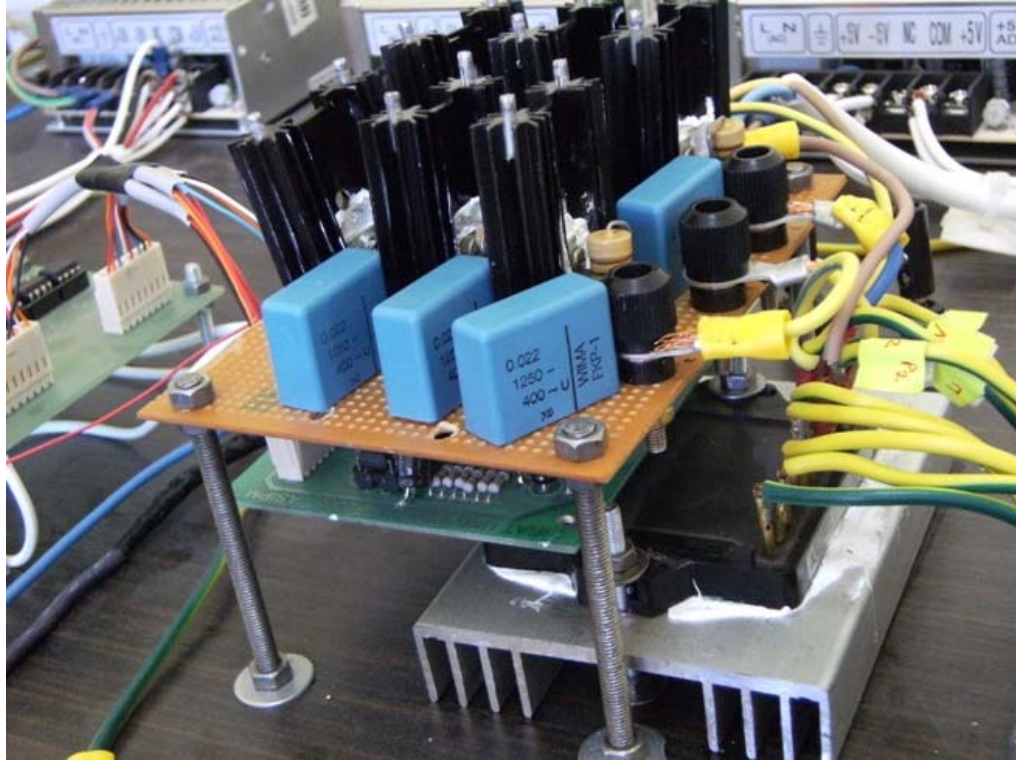
Snubber devreleri, iletim veya kesim esnasında meydana gelen gerilim ve akım genliklerinin yükselme eğrilerini sınırlandırarak yarı iletken anahtarları korurlar.



Şekil 5.6 Snubber devre konfigürasyonu

Kullanılan snubber devresinin konfigürasyonu Şekil 5.6' da verilmiştir. Snubber devresini oluşturan  $R_{snub}$  ve  $C_{snub}$  elemanlarının seçimi çok önemlidir.  $R_{snub}$  elemanı, ilgili anahtarın iletimde olduğu süre içinde, snubber kondansatörünü uygun değere boşaltabilecek bir

zaman sabiti oluşturmalıdır. Bu boşalma sũresi, anahtarları sũren en kũçük darbe sũresinden daha kũçük olmalıdır. Kondansatũrũn boşalma akımının tepe değeri de  $R_{snub}$  direncine bağımlıdır. Bu akım iletimdeki anahtar için ek bir akımdır. Ayrıca snubber devresinden geçen akımın  $R_{snub}$  direncinin ısınmasına sebep olacak bir kayıp gũ oluşturacağı gũz ũnũne alınmalıdır. Ȗlũ zaman sũresince snubber devresinden geçen akım buradaki kondansatũrũ dolduracağından, bu sũre zarfında kondansatũr geriliminin yũkseleceęi değerin anahtarın ileri yũnde dayanma geriliminden kũçük olmasına dikkat edilmelidir. Bu durumlar gũz ũnũne alınarak tasarlanan snubber devresindeki  $R_{snub}$  ve  $C_{snub}$  elemanları sırasıyla  $150\Omega$  ve  $22nF$  olarak seçilmiştir. Ayrıca devrede IXYS firmasına ait DSEI20-12A hızlı diyot kullanılmıştır. Snubber devresine ait fotoğraf şekil 5.7’ de verilmiştir.

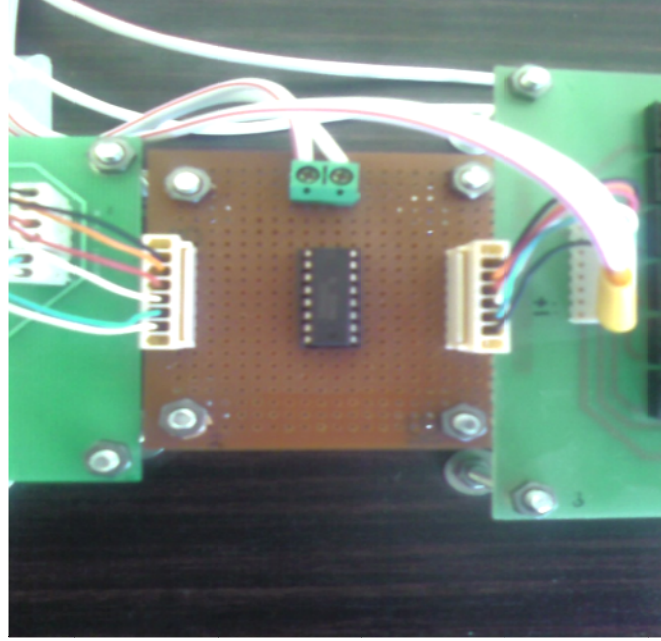


şekil 5.7 Snubber devresi

## 5.6. İzolasyon Devresi

SMSM’ un kontrol algoritmaları kullanarak ũretilen tetikleme sinyalleri DSP kartın I/O ve DGM ıkışları kullanılarak devreye aktarılmıştır. DSP ile gũ devresinin elektriksel olarak yalıtılması gerekmektedir. Bu amaçla teknik Ȗzellikleri EK-4’ de verilen ICPL2631 yũksek hızlı optik izolatũr entegresi kullanılmıştır. Optik izolatũr devresinin girişine uygulanan sinyal

tersini çıkış olarak verdiğiinden bir değil entegresi kullanılarak, çıkışta giriş sinyalinin kendisi elde edilir.



**Şekil 5.8** Ters çeviren devrenin fotoğrafı

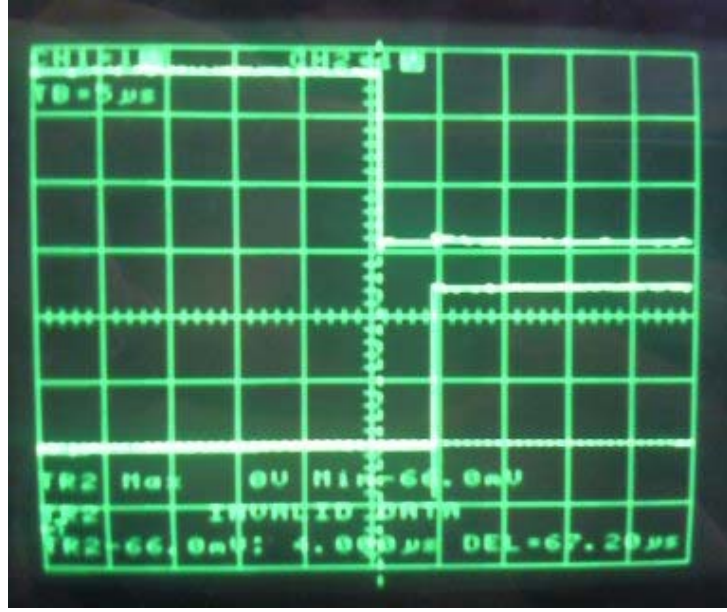
### 5.7. Ölü Zaman Ekleme Devresi

IGBT anahtarlar, kullanılan algoritma tarafından belirlenen süre ve sırayla anahtarlanırlar. Bu anahtarlama sırasında iletimde olan anahtar kesime girerken kesimde olan anahtar iletime geçmektedir. Pratikte iletimde olan anahtarın kesime girme süresi, kesimde olan anahtarın iletime geçme süresinden daha büyüktür. Bu durumda anahtarların kısa bir sürede olsa aynı anda iletimde kalması ile d.a. linki kısa devre olacak ve anahtarlar üzerinden büyük akımlar geçecektir. İletimde olan anahtarın tamamen kesime gitmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın iletime alınması için bir süre beklenmesi ile bu problemin önüne geçilebilir. Ölü zaman olarak adlandırılan bu süre kullanılan anahtarlama elemanı tipine göre seçilir.

Kullanılan modüldeki anahtarların katalog değerleri göz önüne alınarak anahtarların ölü zaman değeri  $4\mu s$  seçilerek güvenli bir çalışma sağlanmıştır. Uygulama devresinde, teknik özellikleri Ek-5’ te verilen IXYS firmasının IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresi kullanılarak anahtarlara gönderilen sinyalin kendisi ile tersi arasında bir gecikme sağlanmaktadır. IXDP630PI entegresinde ölü-zaman süresinin ayarı harici bağlanan RC osilatör ile sağlanır. Burada, osilasyon frekansı ( $f_{osc}$ ), R ve C elemanlarının değerlerine göre Denklem (5.1) yardımıyla hesaplanır.

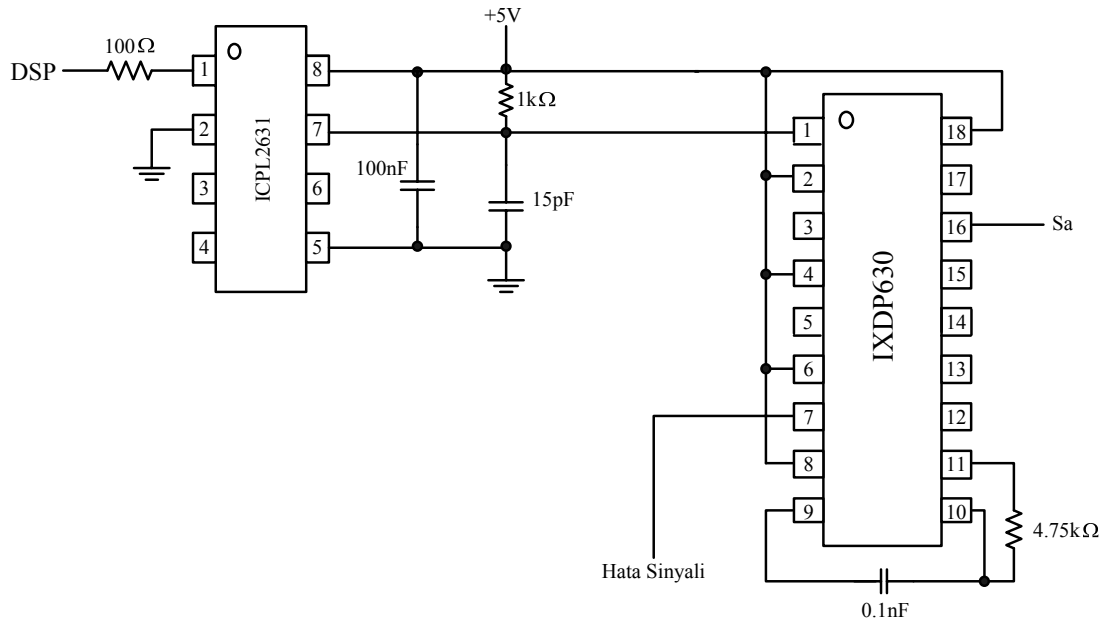
$$f_{osc} \leq 1\text{MHz} \Rightarrow f_{osc} = \frac{0.95}{C \cdot R}, \quad f_{osc} > 1\text{MHz} \Rightarrow f_{osc} = \frac{0.95}{C \cdot (R + 30) + 3 \cdot 10^{-8}} \quad (5.1)$$

IXDP630PI entegresi 8 clock' luk ölü-zaman süresi oluşturmaktadır ( $8 \times 1/f_{osc}$ ). Bu çalışmada,  $R=4.75\text{k}\Omega$  ve  $C=0.1\text{nF}$  değerleri kullanılarak yaklaşık  $4\mu\text{s}$ 'lık bir ölü-zaman süresi elde edilmiştir. Ölü zaman entegresine giren bir anahtarlama sinyali ve elde edilen çıkış sinyalinin fotoğrafı Şekil 5.9' da verilmiştir.

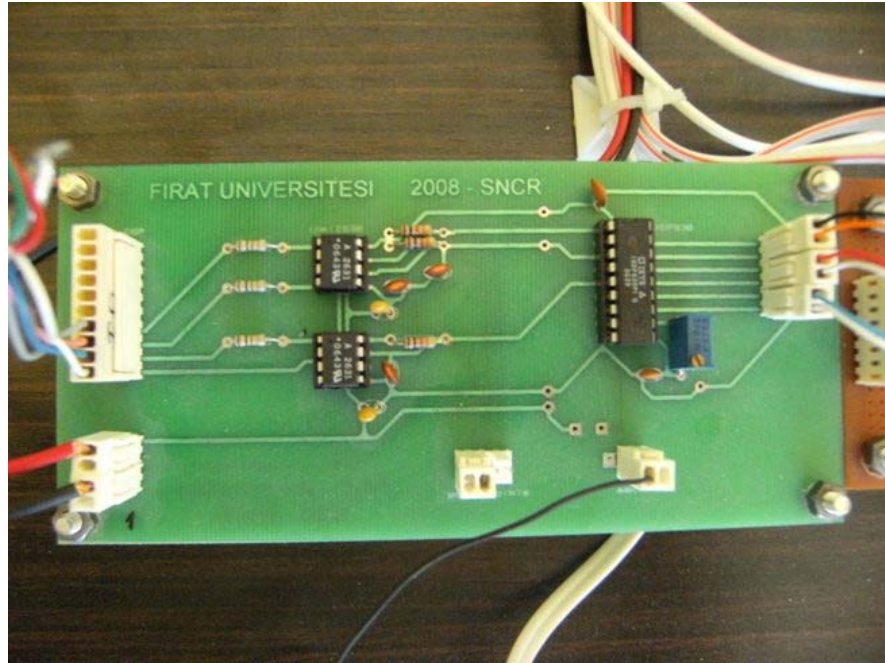


Şekil 5.9 Ölü zaman süresi eklenmiş sinyalin osiloskop görüntüsü

Optik izolatörün ve ölü zaman devresinin bir kanalına ait blok diyagramı Şekil 5.10' da ve buna ait devrenin fotoğrafı ise Şekil 5.11' de gösterilmektedir.



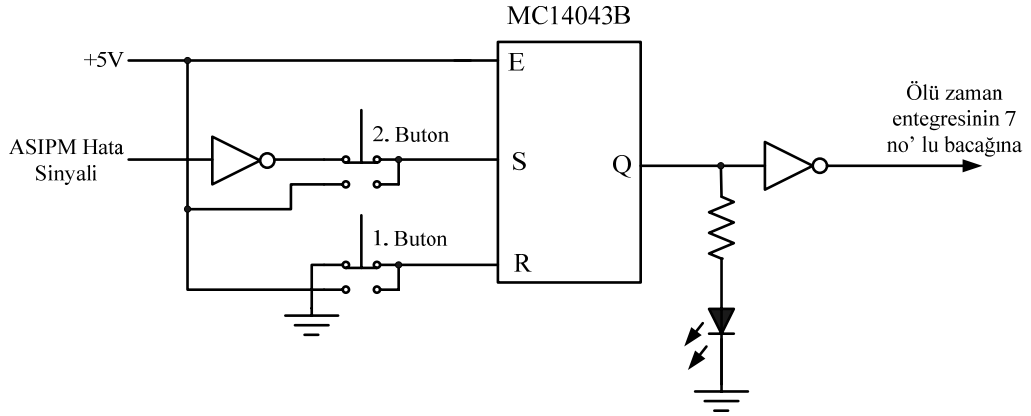
Şekil 5.10 İzolasyon ve ölü zaman devresinin konfigürasyonu



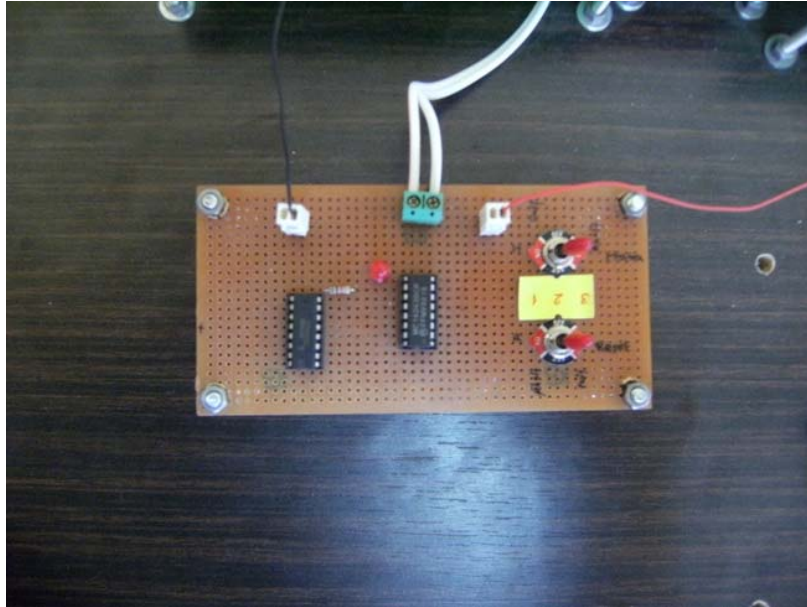
Şekil 5.11 İzolasyon ve ölü zaman devresinin fotoğrafı

## 5.8. Koruma Devresi

Modül korumasının gerçekleştirildiği devre şeması Şekil 5.12’ de verilmiştir. Devrede bir hata durumunda RS flip flop’ unun çıkışı lojik 0 konumundan lojik 1 konumuna gelir. Bu işaretin tersi alınarak ölü zaman entegresinin 7 no’ lu ucuna bağlanır ve anahtarların tetikleme sinyalleri kesilerek bir hata durumunda koruma sağlanmış olur. Devrede kullanılan 2 no’ lu anahtar ile yapay olarak hata sinyali üretilebilmekte ve bu sayede isteğe bağlı olarak sinyaller kesilebilmektedir. Şekil 5.13’ de gerçekleştirilen koruma devresinin fotoğrafı verilmiştir.



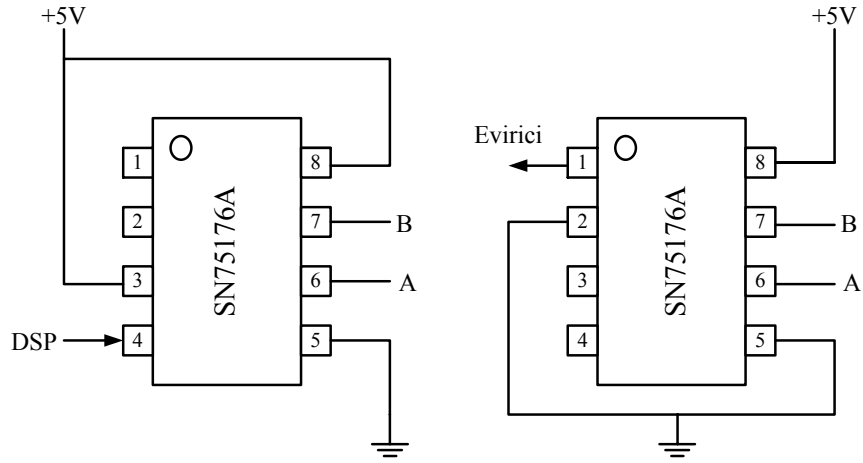
Şekil 5.12 Koruma devresinin konfigürasyonu



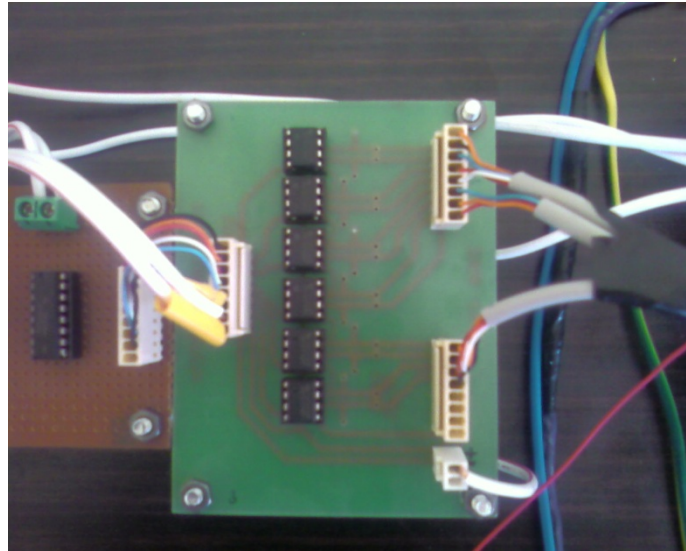
Şekil 5.13 Koruma devresinin fotoğrafı

### 5.9. Veri İletim Devresi

DSP' den evirici modülüne gelen DGM sinyallerini taşıyan iletkenlerin çok kısa olması gerektiğinden, uygulamada veri transfer devresi kullanılmıştır. Veri iletimi devrede gönderici ve alıcı olarak iki şekilde de kullanılan SN75176A entegresi ile sağlanmıştır. Gönderici devre, sinyalin kendisi ve tersini birlikte alıcı devreye gönderir. Alıcı devre gelen iki sinyalin farkına göre verinin 1 veya 0 olduğuna karar vererek çıkışa gönderilen bilgiyi iletir. Böylelikle güvenli bir veri transferi yapılmış olur. Şekil 5.14' de SN75176A entegresinin gönderici ve alıcı bağlantısı verilmiş olup Şekil 5.15' de ise devre fotoğrafı yer almaktadır. Ayrıca SN75176A entegresinin teknik özellikleri Ek-6' da verilmiştir.



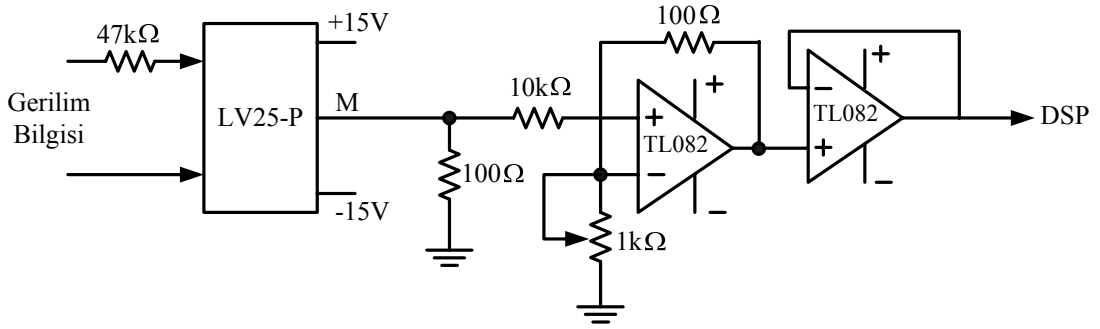
Şekil 5.14 Gönderici ve alıcı devre bağlantısı



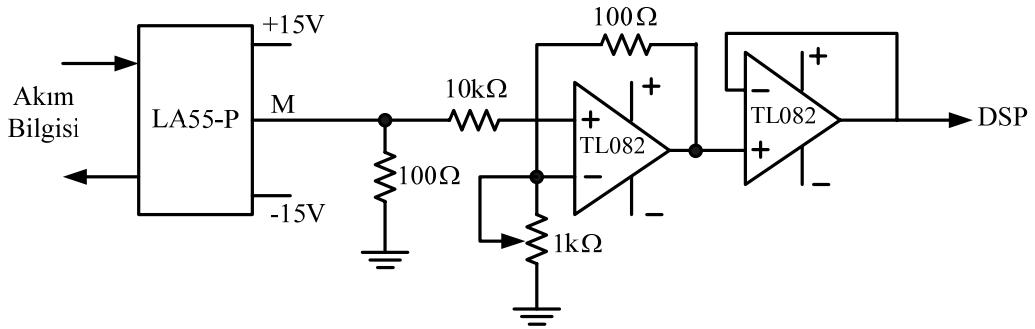
Şekil 5.15 Veri iletim devresinin fotoğrafı

### 5.10. Akım ve Gerilim Algılayıcılar

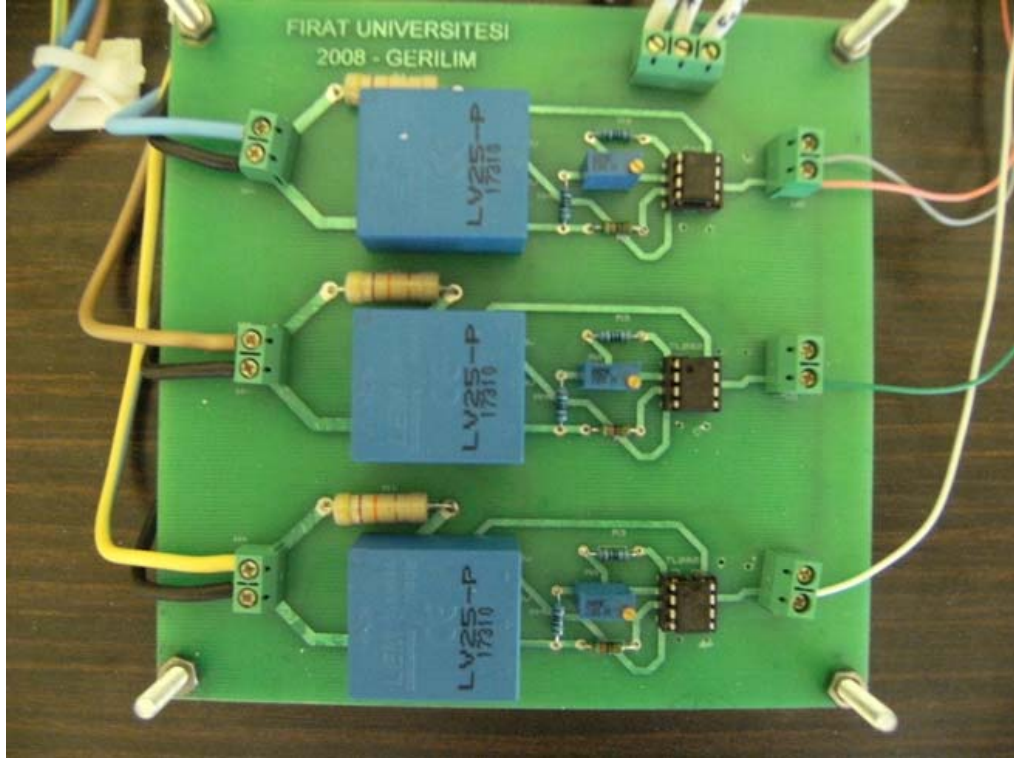
Uygulama devresinde SMSM' un kontrolünü gerçekleştirebilmek için motorun faz gerilimlerinin ve faz akımlarının doğru bir şekilde ölçülmesi gerekir. Motor akımları ve gerilimleri, akım ve gerilim algılayıcıları tarafından ölçülerek denetleyici kartın ADC modülüne aktarılır. Akım ve gerilim algılayıcıları olarak LEM firması tarafından üretilen LA55-P ve LV25-P modelleri kullanılmıştır. Akım algılayıcısının ölçme aralığı 0-50A, gerilim algılayıcısının ölçme aralığı ise 0-500V' tur. Uygulama setinde kullanılan bu algılayıcılara ilişkin devre şemaları Şekil 5.16 ve Şekil 5.17' de, fotoğrafları ise Şekil 5.18 ve Şekil 5.19' da verilmiştir. Ayrıca LA55-P ve LV25-P entegrelerinin teknik özellikleri Ek-7 ve 8' de verilmiştir.



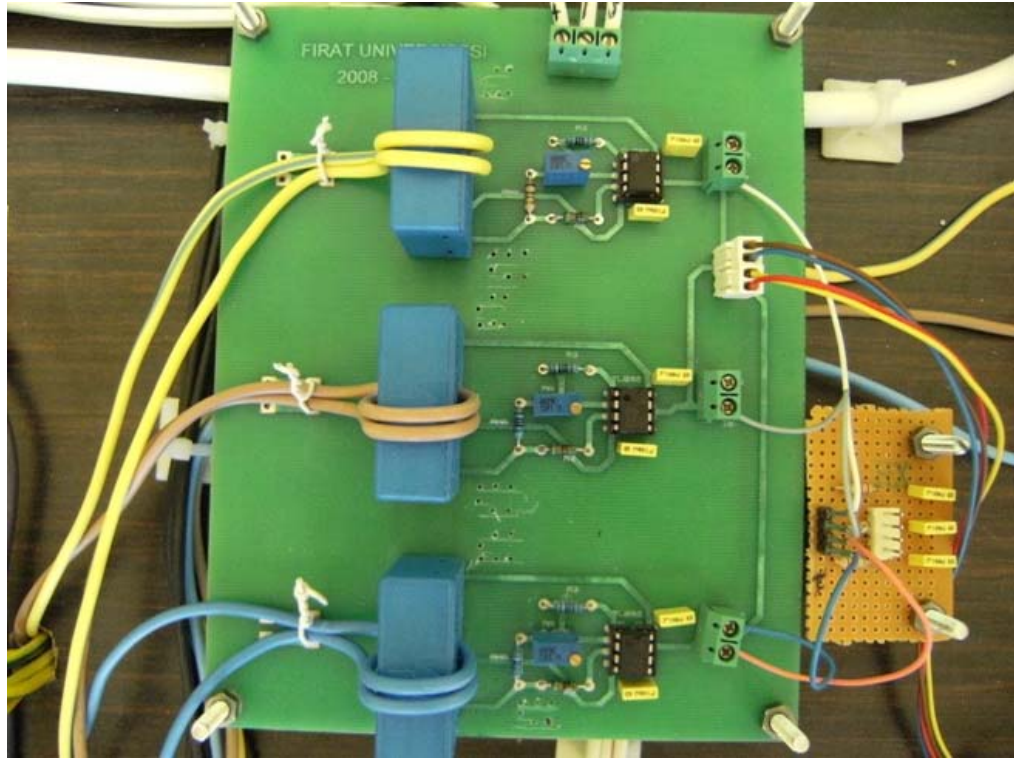
Şekil 5.16 Gerilim algılayıcı devrenin konfigürasyonu



Şekil 5.17 Akım algılayıcı devrenin konfigürasyonu



Şekil 5.18 Gerilim algılayıcı devrenin fotoğrafı

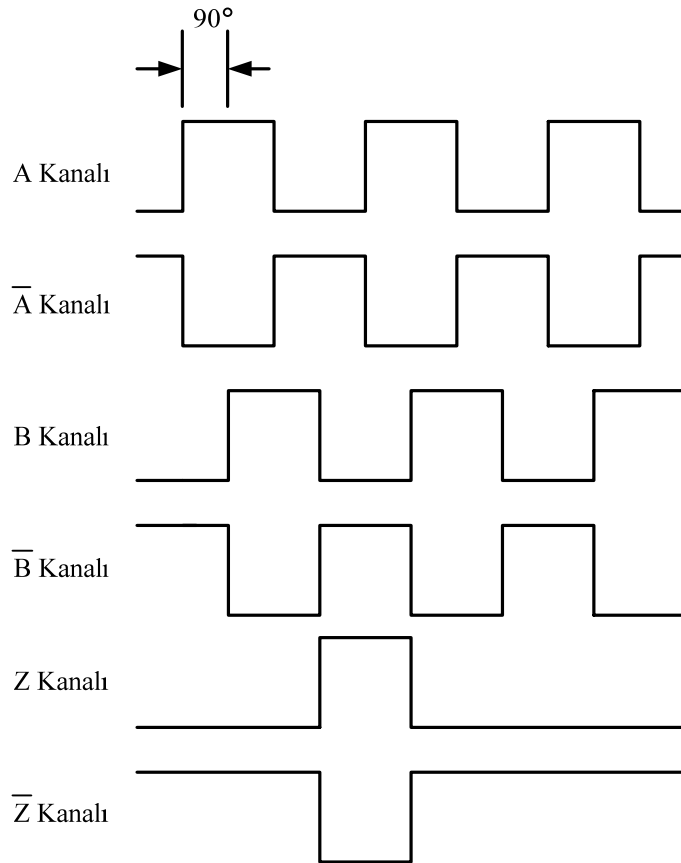


Şekil 5.19 Akım algılayıcı devrenin fotoğrafı

### 5.11. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcı

SMSM’ de motorun çalışabilmesi için rotor konumu ve hızının bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle rotorun hızı ve konumunu ölçmek amacıyla artımsal konum ve hız algılayıcısı kullanılması gerekmektedir. Bu çalışmada motor algılayıcısız çalıştırılmasına rağmen ek olarak tahmin doğruluğunu göstermek için artımsal konum ve hız algılayıcısı da kullanılmıştır.

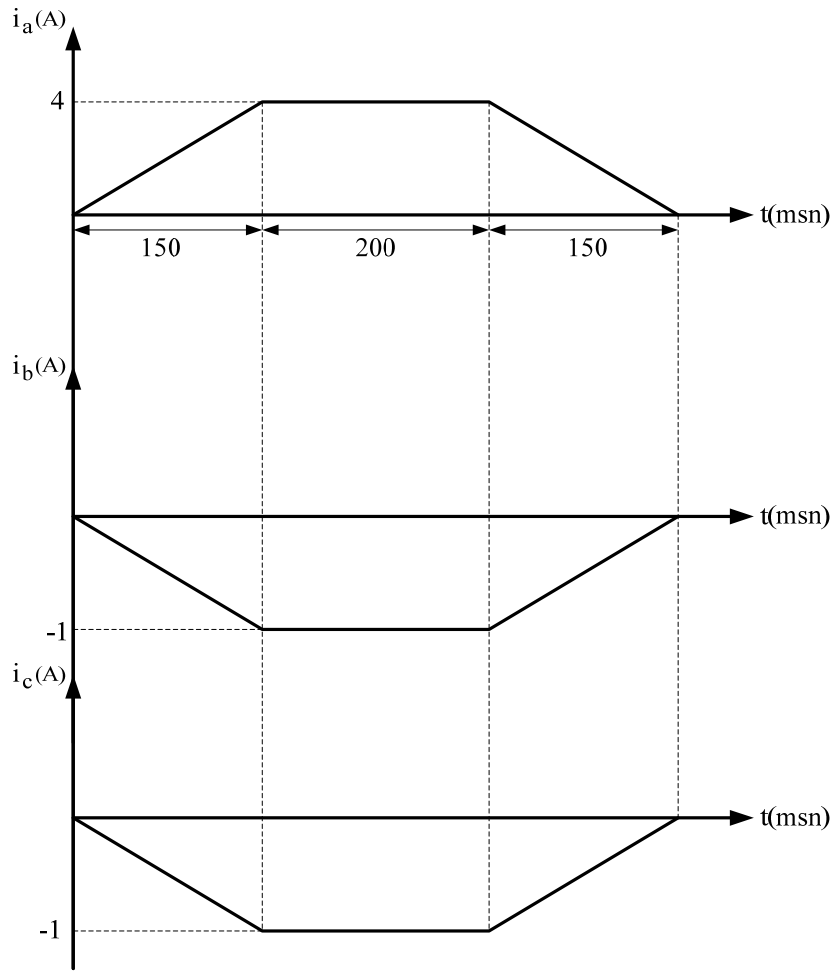
Şekil 5.20’ den görüldüğü gibi, artımsal algılayıcı döndüğü zaman aralarında  $90^\circ$  açısı bulunan iki sinyal üretilir. Ayrıca bir tur tamamlandığında index denilen üçüncü bir sinyal üretilir. Bu sinyallerin tersleri gürültü duyarlılığını artırmak için oluşturulmaktadır. A ve B sinyallerinin önce veya sonra gelmesine göre dönüş yönü belirlenir. Tezde kullanılan artımsal algılayıcı bir turda 2500 darbe üretmektedir. DSP kartında bulunan konum ve hız algılayıcısı girişlerine, artımsal algılayıcının sinyal uçları bağlanarak konum ve hız bilgisi ölçülmüştür.



Şekil 5.20 Artımsal konum ve hız algılayıcısının sinyal şekilleri

### 5.12. SMSM' un Rotorunun Başlangıç Pozisyonuna Getirilmesi

SMSM' un başlatılabilmesi için ilk rotor konumunun bilinmesi çok önemlidir. Artımsal konum ve hız algılayıcısı ile motorun konumu belirlenebilir. Ancak motorun çalıştırılabilmesi için rotorun sıfır konumuna getirilmesi ve bu konumda algılayıcının sıfırlanması gerekmektedir. Uygulama düzeneği akım denetimli olduğundan, rotor konumunu sıfır yapmak için Şekil 5.21' de gösterilen referans akımlar motora uygulanarak rotorun istenilen pozisyona gelmesi sağlanmaktadır. Böylelikle rotor konumu başlangıçta bilinen bir pozisyona ayarlanarak motor çalıştırılabilir.



Şekil 5.21 Rotoru başlangıç pozisyonuna getirmek için uygulanan referans akım sinyalleri

## **6. SMSM SÜRÜCÜSÜNÜN MODELLENMESİ İLE BENZETİM VE DENEYSEL UYGULAMA SONUÇLARI**

### **6.1. Giriş**

Elektrik makinalarının analiz ve kontrol amaçlı incelenmesinde bilgisayar benzetimi en önemli aşamalardan biridir. Bilgisayar benzetiminde esas amaç, elektrik makinasının bazı yaklaşımlar altında elde edilen modeli ile dinamik davranışlarını incelemektir.

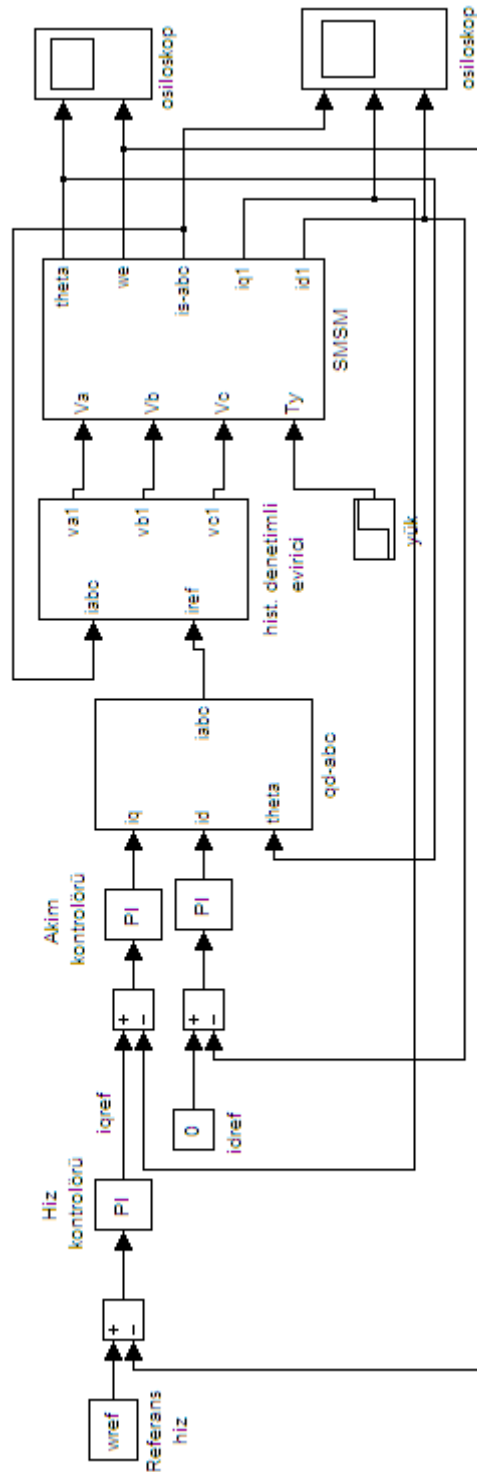
Bu bölümde, önceki bölümlerde verilen matematiksel modeller ve teorik bilgiler kullanılarak oluşturulan benzetim modelleri, bu modellere ait sonuçlar ve deneysel olarak elde edilen sonuçlar verilmiştir. İlk olarak SMSM' un alan yönlendirmeli algılayıcı kontrolü incelenmiştir. Algılayıcı kontrolde, histerezis kontrollü ve DGM evirici bulunan iki farklı benzetim modeli kullanılmıştır. Bu modellerin değişik hız ve yük koşulları altındaki benzetim ve deneysel sonuçları karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Daha sonra SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol davranışı ele alınmıştır. Burada, YSA tabanlı algılayıcısız model oluşturularak, bu modellerin değişik hız ve yük koşulları altındaki benzetim ve deneysel sonuçları irdelenmiştir.

### **6.2. SMSM' un Histerezis Denetimli Algılayıcı Alan Yönlendirmeli Kontrol Modeli ve Gerçekleştirilmesi**

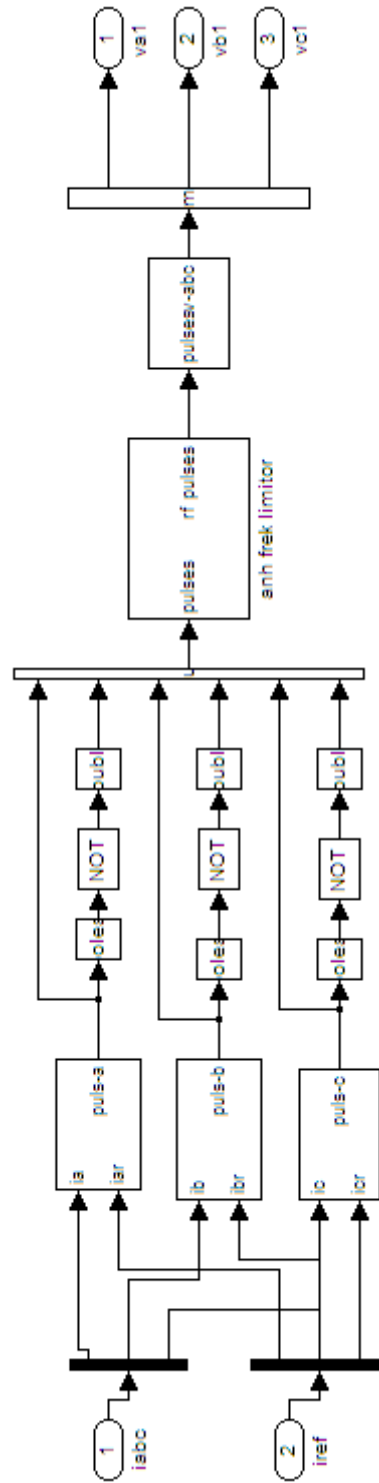
SMSM' un histerezis denetimli alan yönlendirmeli kontrolünün sayısal benzetimi MATLAB/Simulink yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. MATLAB matris esaslı matematik ortamında kullanılabilen etkileşimli bir programlama dilidir. Geniş grafik özelliklerine sahip olmakla beraber sayısal hesaplamalarda kullanılmak üzere geliştirilmiştir. Simulink, dinamik sistem modellerinin kurulması, benzetimi ve çözümlenmesinde kullanılan MATLAB yazılımına ait eklenti bir paket programdır. Simulink geniş bir blok kütüphanesine sahip olup, bu kütüphanelerdeki blokların birleştirilmesiyle matematiksel modelin benzetimi mümkün olmaktadır.

Sayısal benzetim, Bölüm 3' de bahsedilen SMSM' un histerezis denetimli alan yönlendirmeli kontrol yapısına uygun olarak tasarlanmış olup, oluşturulan benzetim modeli Şekil 6.1' de gösterilmiştir. Benzetim modeli, PI kontrolörler, histerezis denetimli evirici, SMSM ve eksen dönüşüm bloklarından oluşmaktadır. Burada yer alan histerezis denetimli evirici bloğu Şekil 6.2' de, SMSM bloğu ise Şekil 6.3' de detaylı olarak gösterilmiştir.

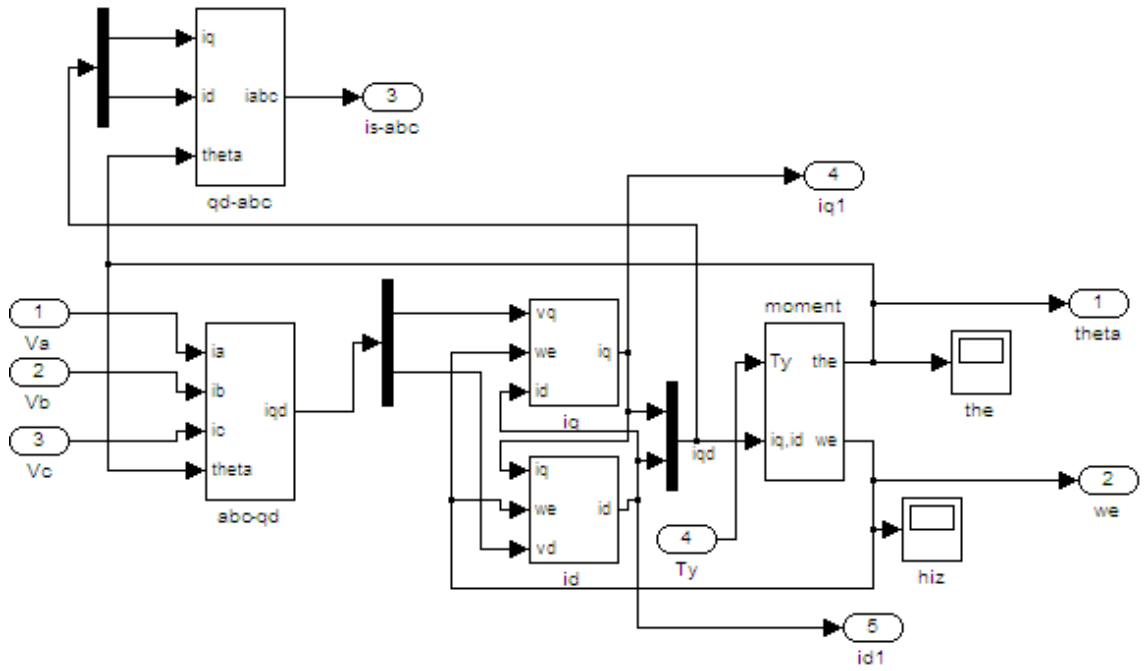
Oluşturulan modelde referans olarak girilen rotor hız değerine ve yük momentinin değişimine bağlı olarak SMSM' un dinamik davranışı incelenebilmektedir.



**Şekil 6.1** SMSM’ un histerezis denetimli algılayıcı alan yönlendirmeli kontrolünün Matlab/Simulink benzetim modeli

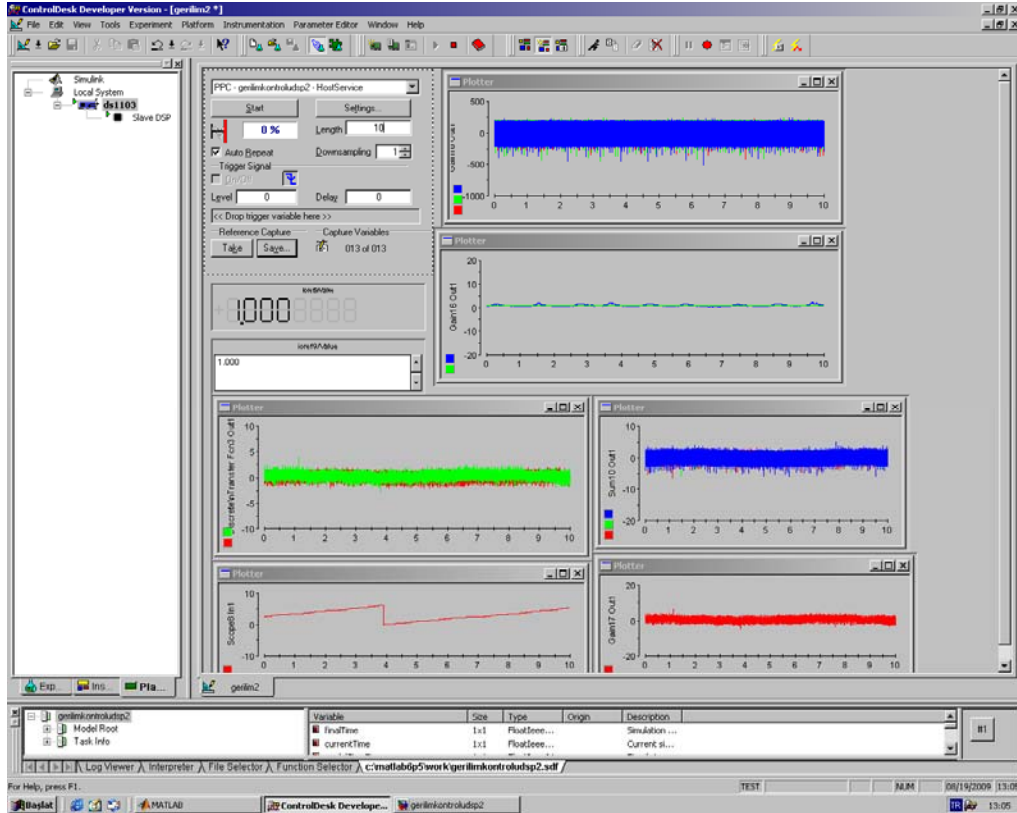


Şekil 6.2 Histerezis denetimli eviricinin MATLAB/Simulink benzetim modeli



Şekil 6.3 SMSM’ un MATLAB/Simulink benzetim modeli

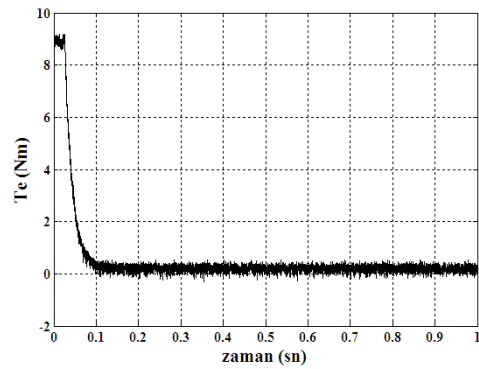
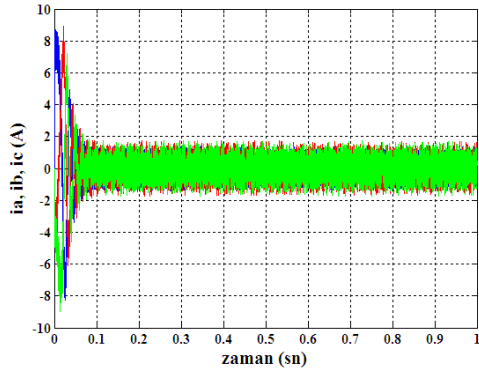
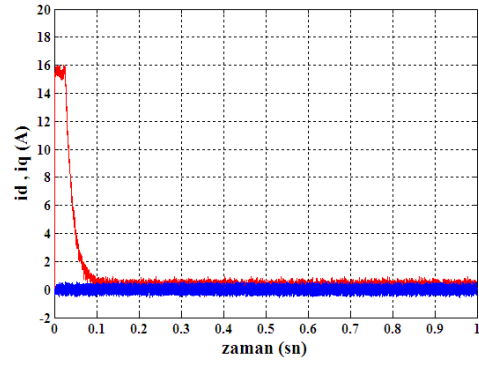
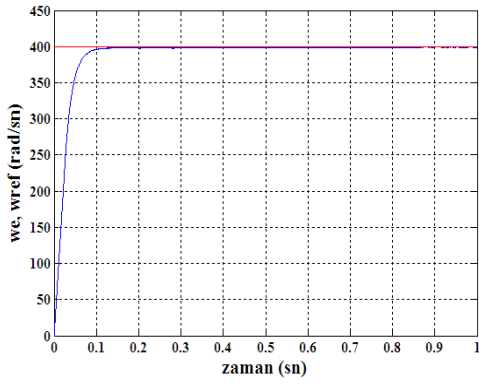
SMSM’ un alan yönlendirmeli kontrolünün gerçek zamanlı uygulaması için Şekil 6.1’ de gösterilen benzetim modelinden giriş gerilimleri, motoru oluşturan bloklar ve hız geri beslemesi çıkarılarak yerlerine LV25-P modeli gerilim algılayıcısı ve LA55-P modeli akım algılayıcısı verileri kullanılmıştır. Ölçülen giriş gerilimleri ve akımlarını DSP ortamına aktarmak için dSPACE’ in ADC bloğu ve anahtarlar yerine de dijital I/O blokları yerleştirilmiştir. Ayrıca hız ve konum bilgisi için de encoder blokları kullanılmıştır. Böylelikle gerçek zamanlı uygulamalara ilişkin deneysel modeller MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Bu modeller Simulink’ in “Real-Time Workshop” ve dSPACE’ in “Real-Time Interface” yazılımları sayesinde gerçek zamanlı koda dönüştürülmektedir. “Real-Time Interface” yazılımı Simulink blok kütüphanesine DS1103 DSP’ nin bloklarını eklemesini sağlamaktadır. Bu ek bloklar sayesinde Simulink ile gerçek zaman donanımı arasında bir link oluşturulmaktadır. Böylelikle Simulink modeline ait gerçek zamanlı kodlar denetleyici karta yüklenebilmektedir. “Control Desk Developer” yazılımı ile denetleyici kartın kontrolü sağlanabilmektedir. Ayrıca bu yazılım sayesinde denetleyici kart tarafından üretilen kontrol işaretleri ve ADC’ ler yardımıyla ölçülmüş akım, gerilim ve hız bilgileri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilmekte ve bu büyüklüklere ait veriler analiz amacıyla kaydedilebilmektedir.



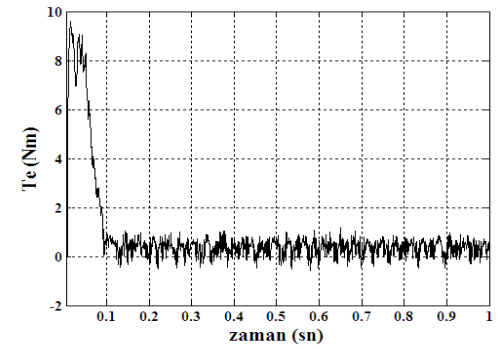
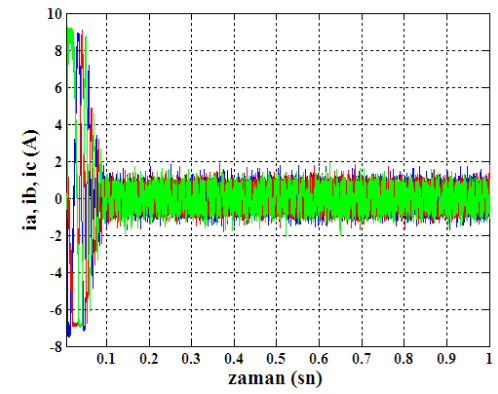
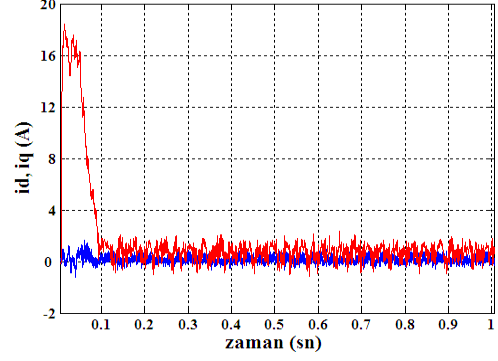
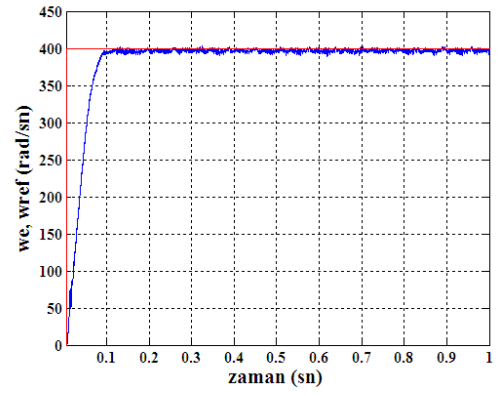
Denetleyici kartın I/O çıkışlarından alınan anahtarlama sinyalleri optik izolatör yardımıyla elektriksel yalıtımı yapıldıktan sonra bir ölü zaman devresinden geçirilerek evirici anahtarlarının sürme devresine uygulanmaktadır.

Benzetim ve deneysel çalışmalar için oluşturulan modellerde sabit adım aralıklı Euler integral çözüm metodu kullanılmış ve örnekleme zamanı 5e-5 olarak alınmıştır. Örneklemenin daha iyi yapılabilmesi için bu sürenin mümkün olduğunca küçük seçilmesi gerekmektedir. Burada örnekleme zamanı deneysel modelin çalışma koşullarına göre belirlenmiştir. Benzetim modelinin daha düşük örnekleme aralığında çalıştırılabilmesine karşın deneysel modelle daha doğru bir kıyaslama yapılabilmesi açısından, benzetim modeli, deneysel modelin çalışma şartlarına göre çalıştırılarak sonuçlar alınmıştır. Uygulama devresinde motorun yüklenmesi için kullanılan fren motorunun yükleme karakteristiğine benzerlik göstermesi açısından benzetim modelinde yükleme işlemi sigmoidal bir fonksiyon kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan modellerde kullanılan PI denetleyicilerin katsayıları deneme-yanılma ile elde edilmiştir.

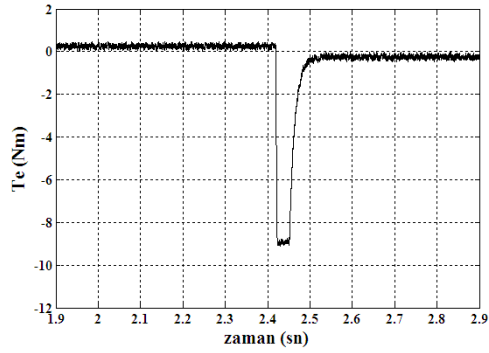
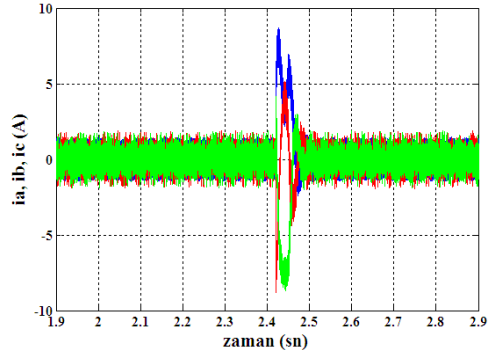
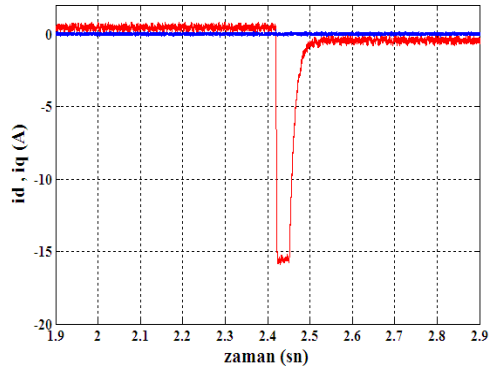
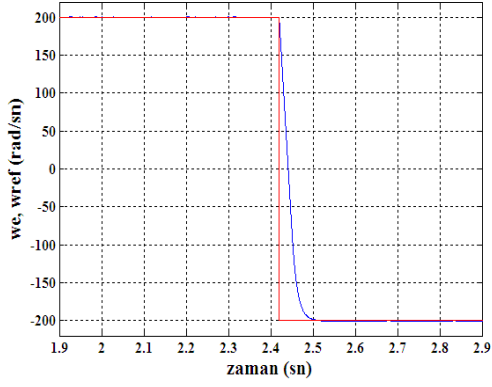
Histerezis denetimi ile alan yönlendirmeli kontrolü yapılan SMSM' un farklı ivmelenme, hız değişimi ve yük değerleri için benzetim ve deneysel sonuçları alınmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.5-6.20' de verilmiştir.



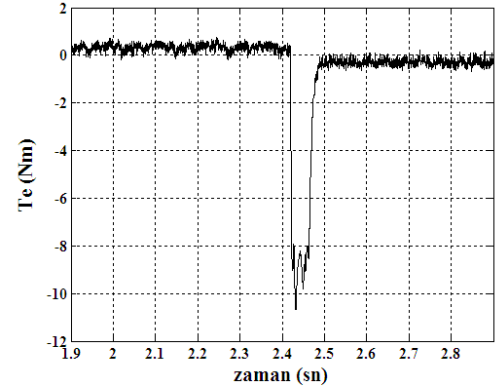
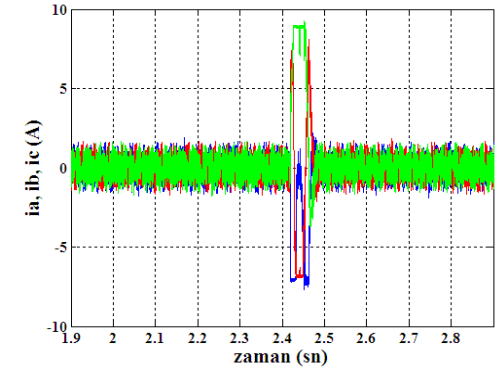
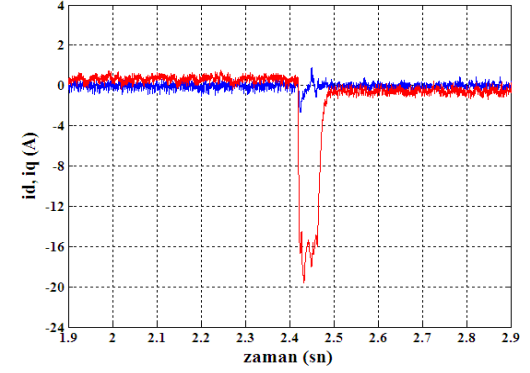
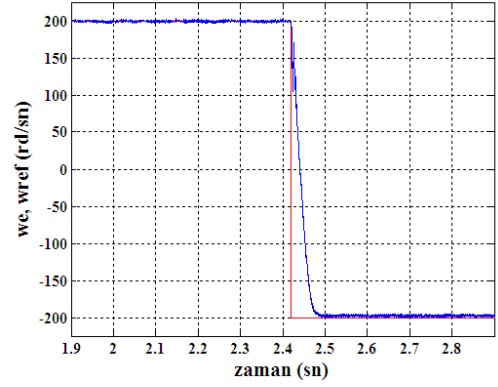
Şekil 6.5 0-400rad/s yol alma anındaki hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



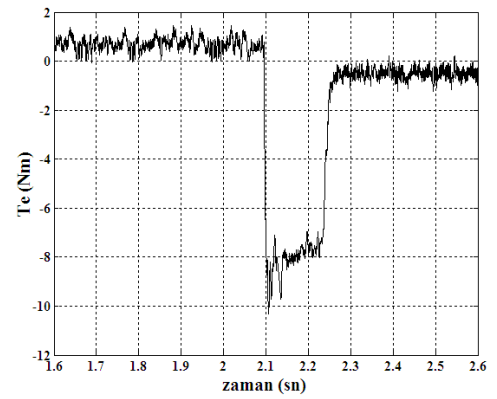
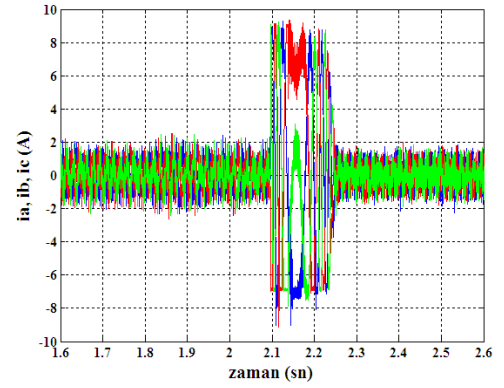
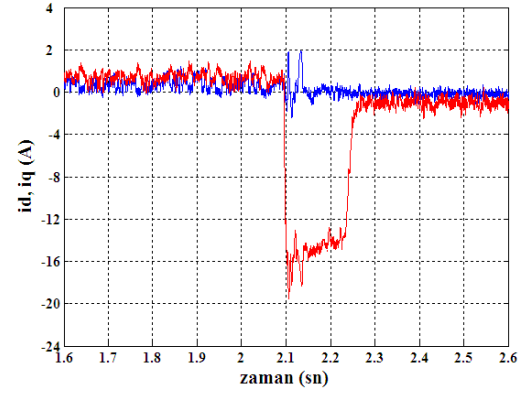
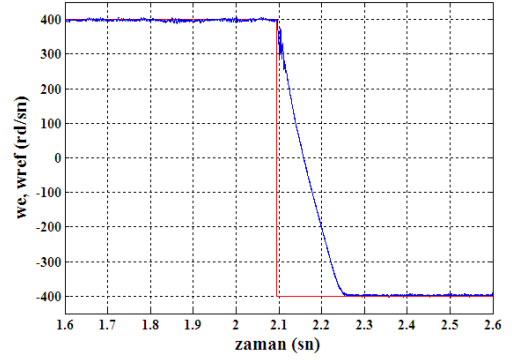
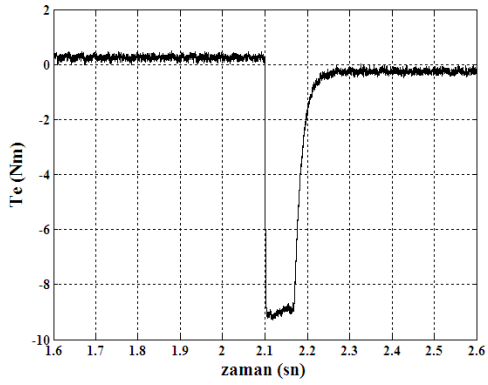
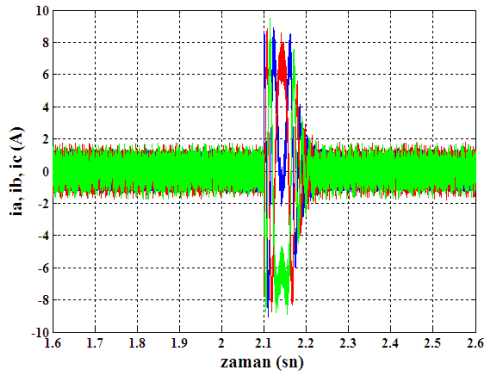
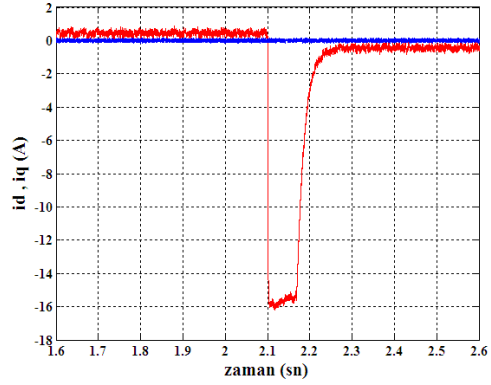
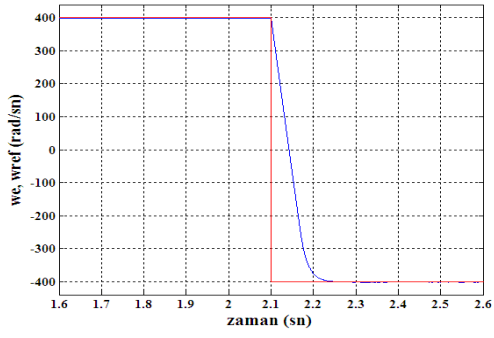
Şekil 6.6 0-400rad/s yol alma anındaki hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



**Şekil 6.7** Hızın 200rad/s' den -200rad/s' ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

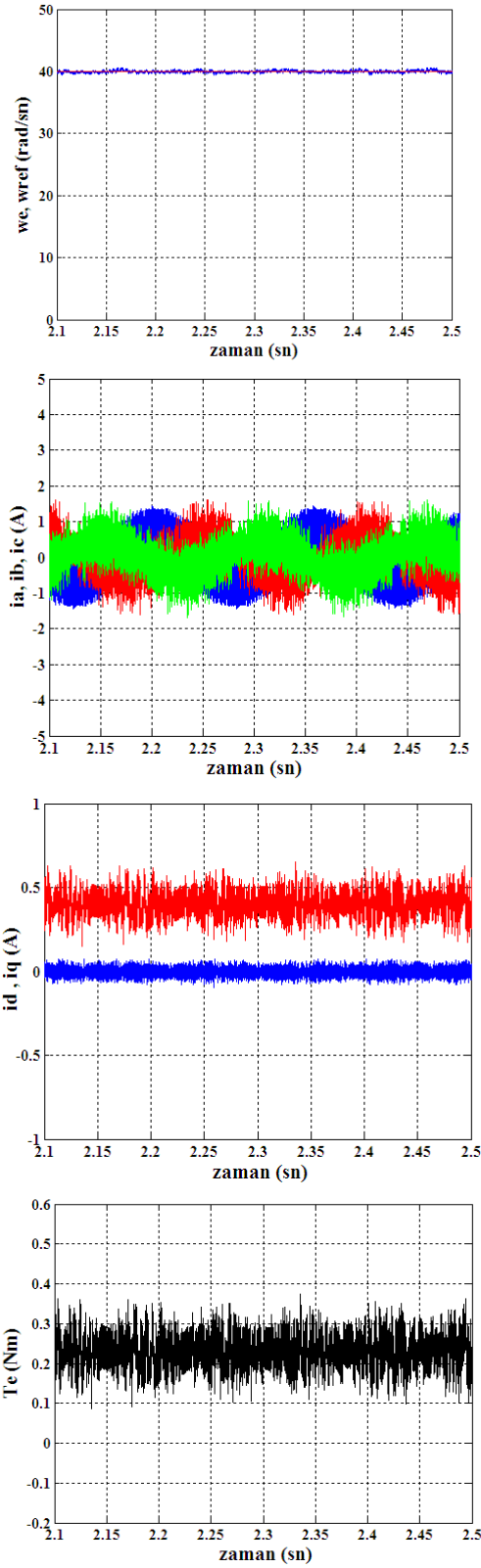


**Şekil 6.8** Hızın 200rad/s' den -200rad/s' ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar

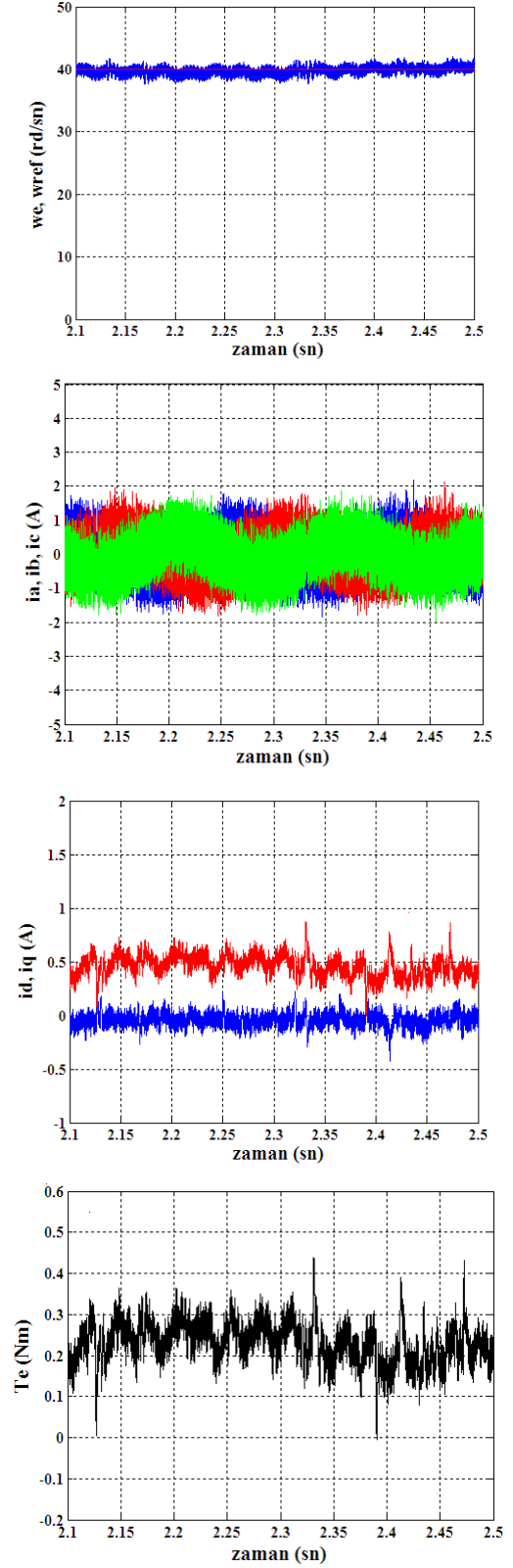


**Şekil 6.9** Hızın 400rad/s' den -400rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

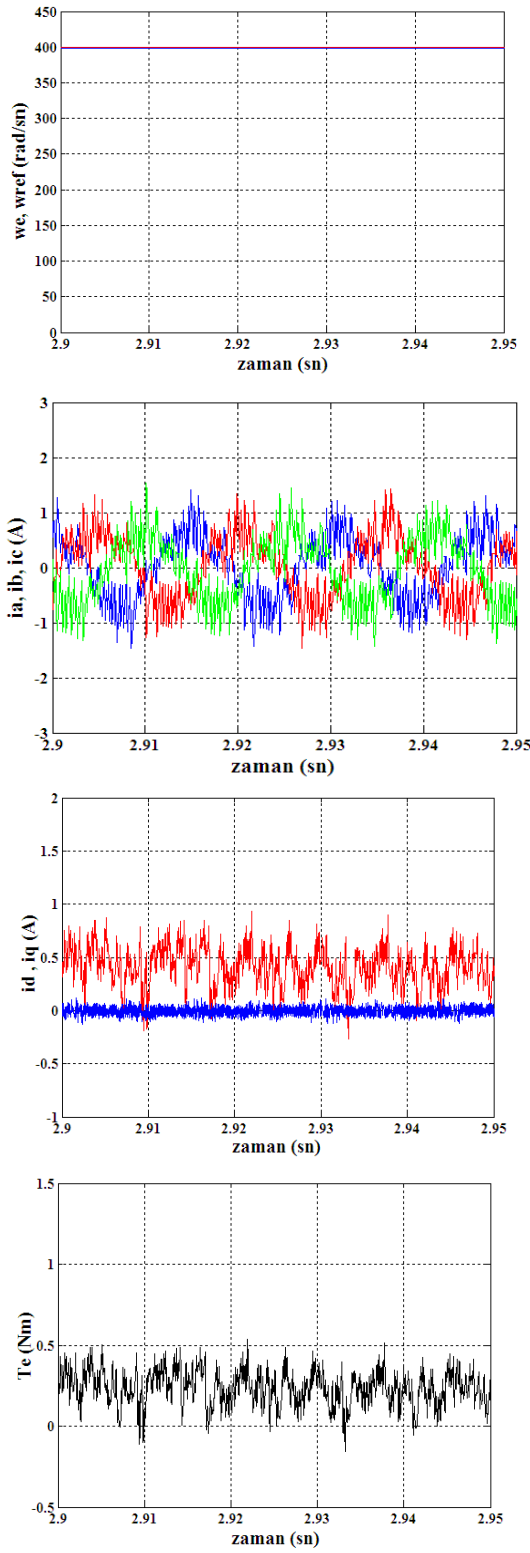
**Şekil 6.10** Hızın 400rad/s' den -400rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



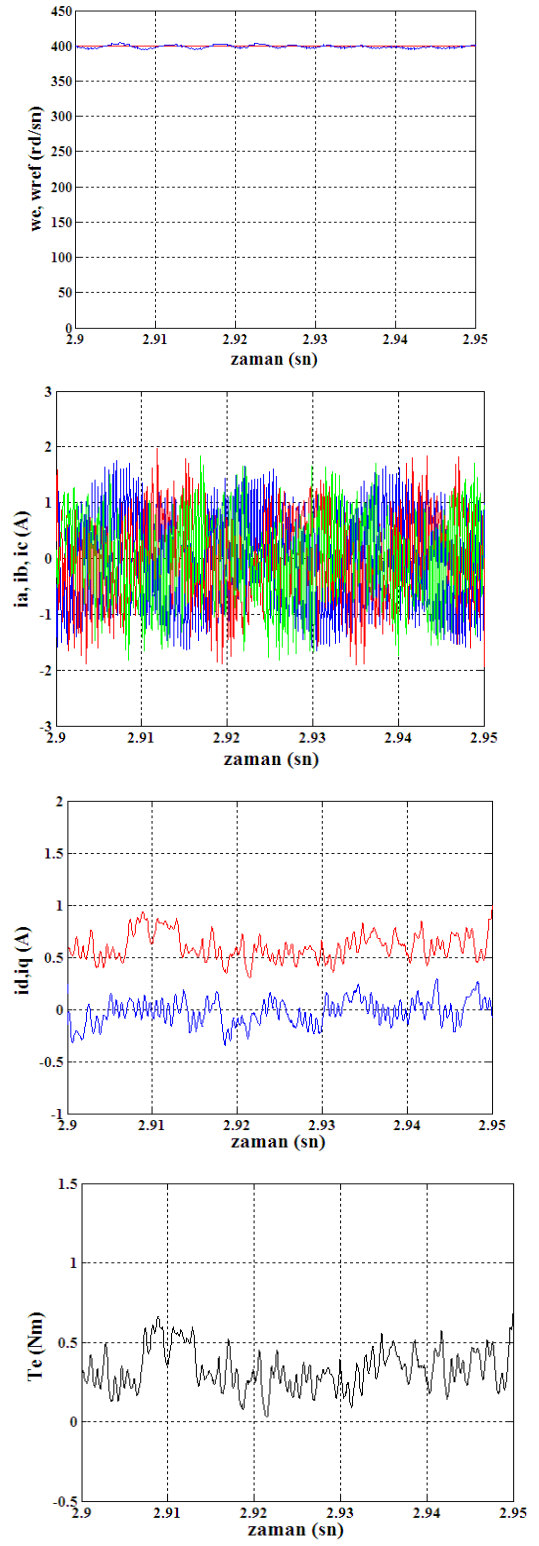
**Şekil 6.11** 40rad/s’ de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



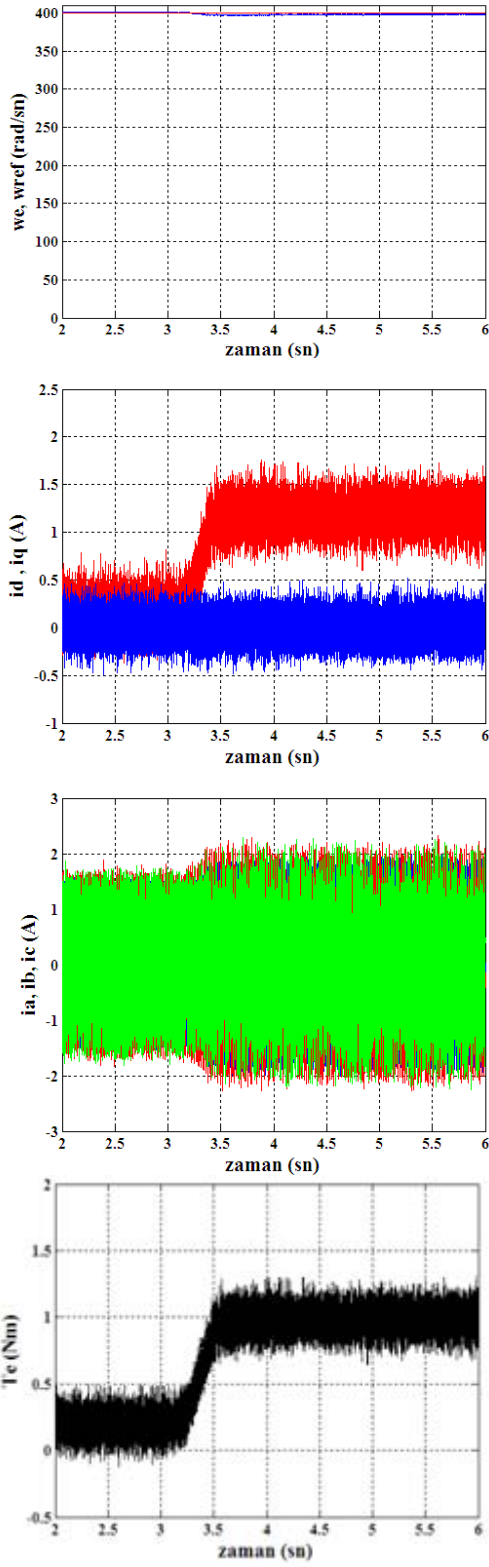
**Şekil 6.12** 40rad/s’ de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



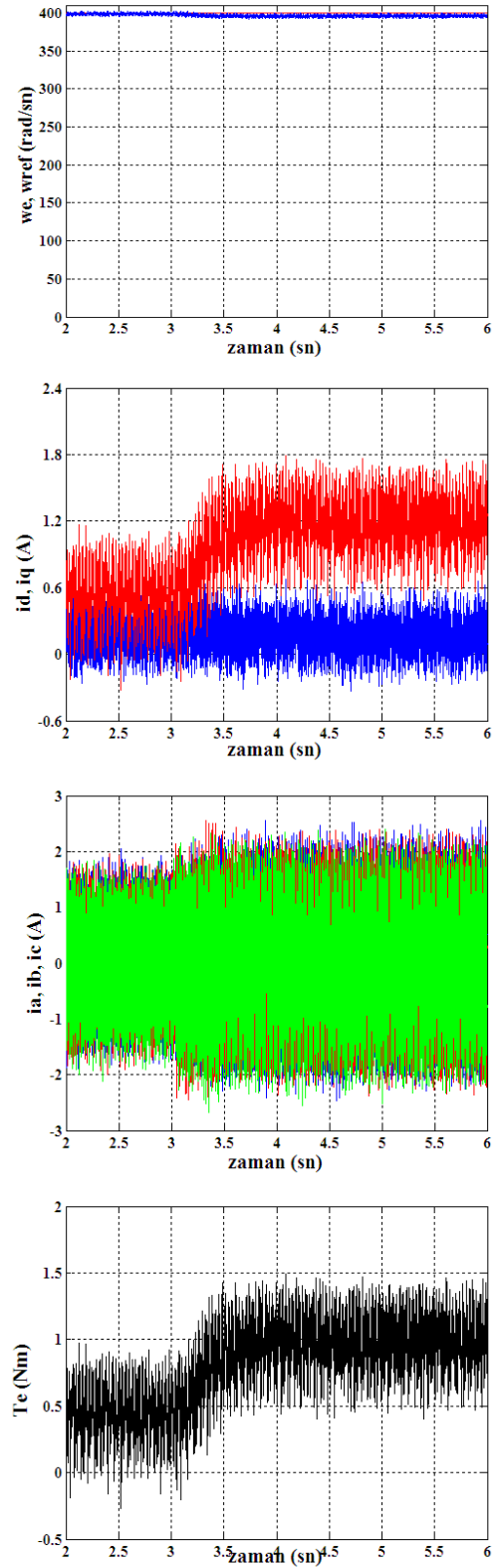
**Şekil 6.13** 400rad/s' de sürekli durumunda hız, d- q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



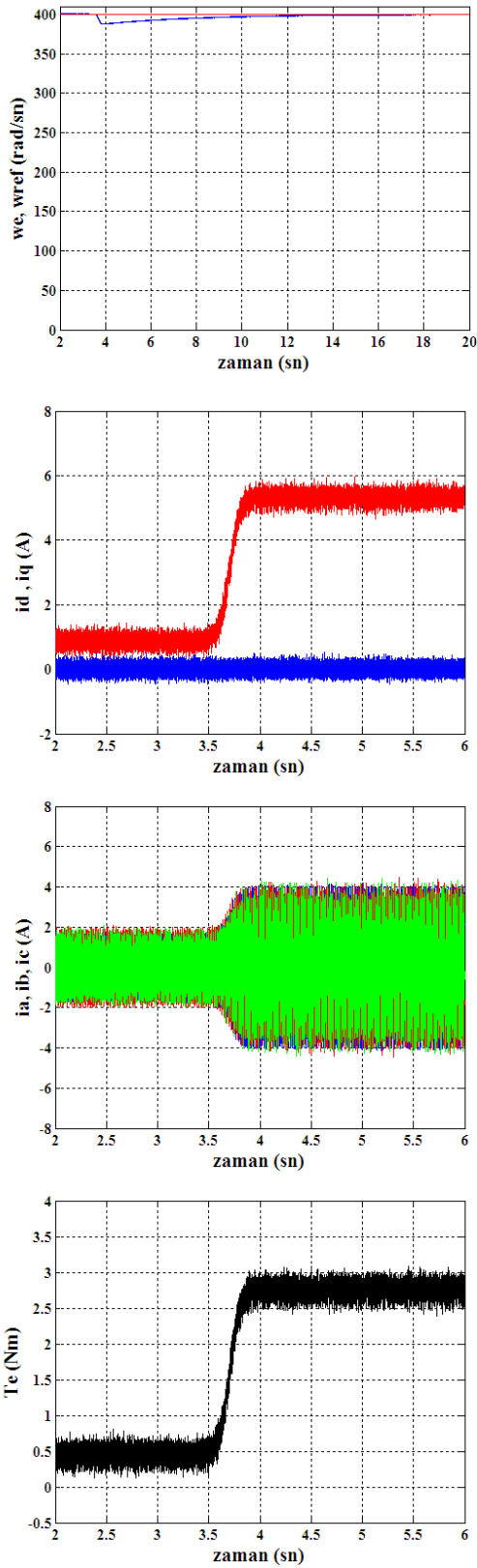
**Şekil 6.14** 400rad/s' de sürekli durumunda hız, d- q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



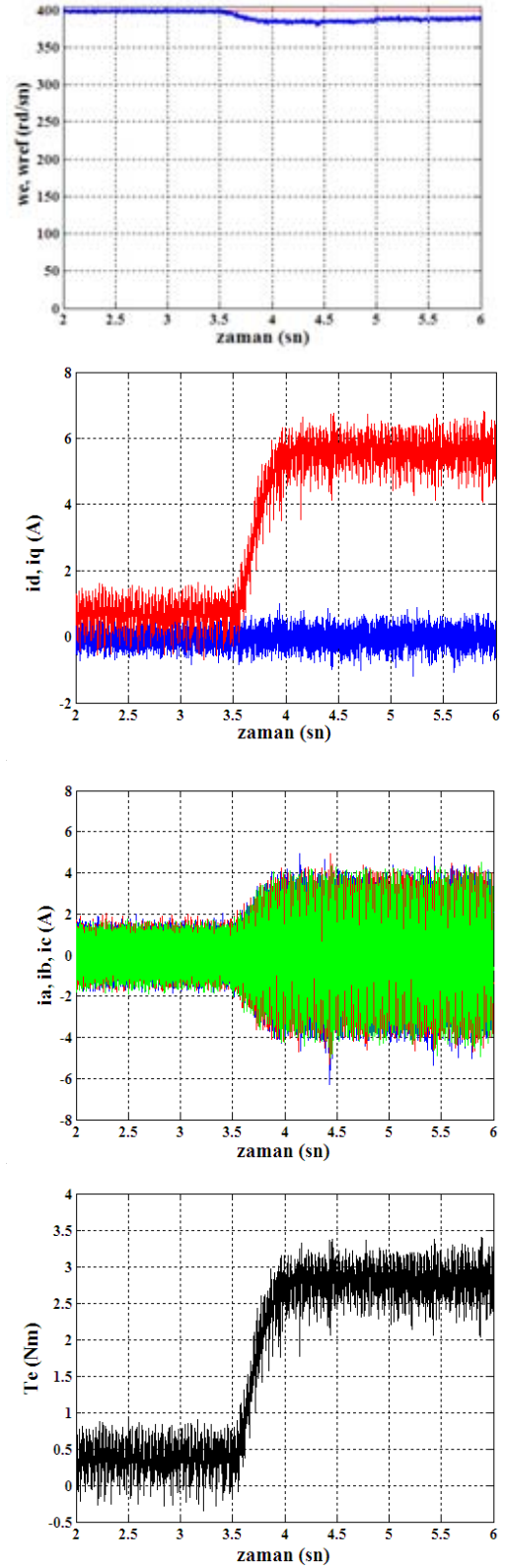
**Şekil 6.15** 400rad/s' de 1 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



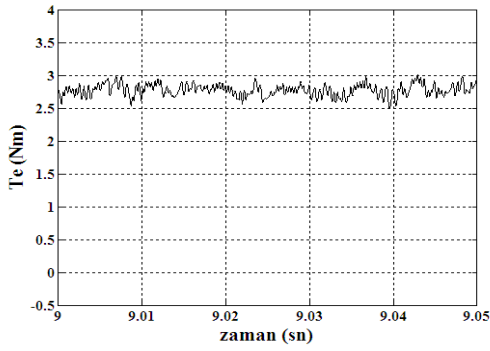
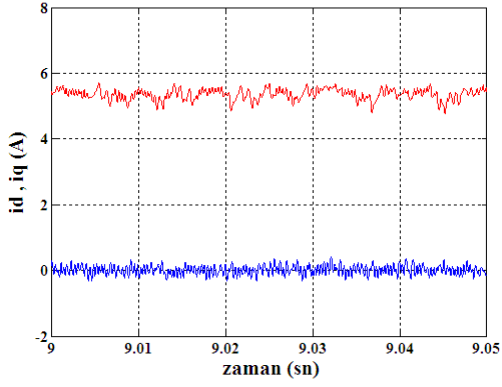
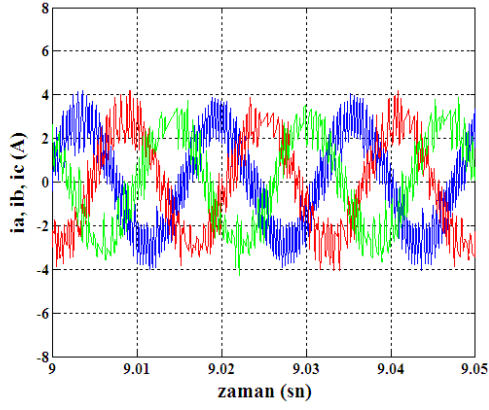
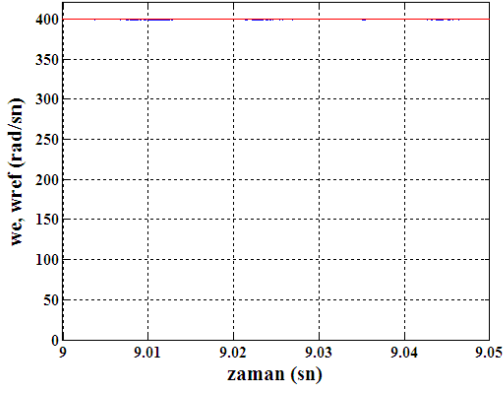
**Şekil 6.16** 400rad/s' de 1 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



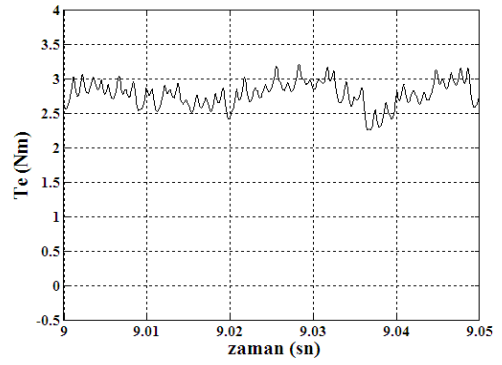
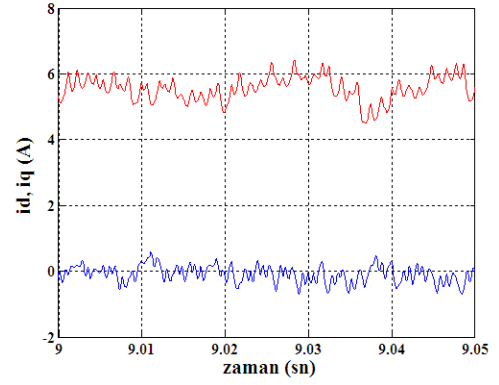
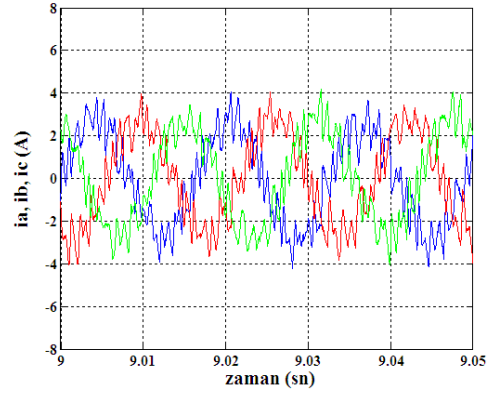
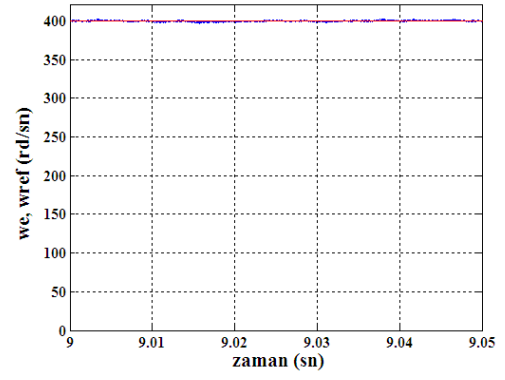
Şekil 6.17 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



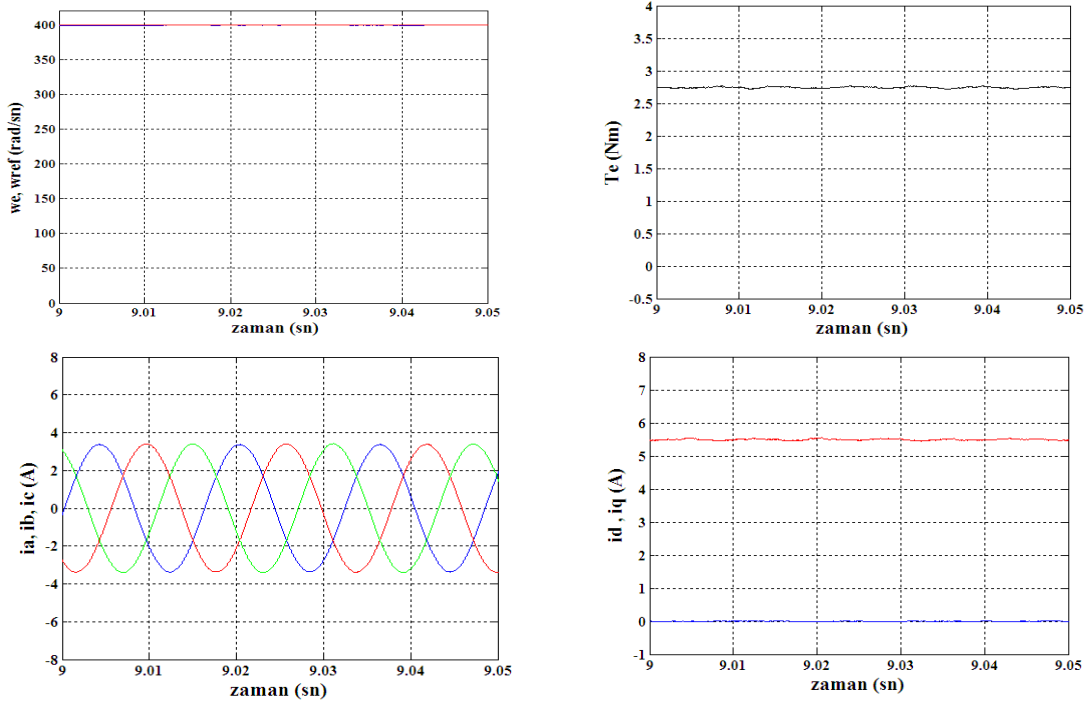
Şekil 6.18 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



**Şekil 6.19** 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



**Şekil 6.20** 400rad/s' de 2.75 Nm' lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



**Şekil 6.21** 400rad/s’ de 2.75 Nm’ lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

SMSM’ un histerezis denetimli algılayıcı alan yönlendirme kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modelinde ve deneysel çalışmada motorun yüksüz olma durumu için, yol alma koşullarını incelemek amacıyla ilk olarak sabit referans hız bilgisi girilerek yol alma durumundaki motorun; hızının, d-q eksen akımlarının, faz akımlarının ve momentin değişimleri alınmıştır. Benzetim modeli ve deneysel uygulama seti 400 rad/s’ lik referans hız değeri için çalıştırılarak elde edilen sonuçlar Şekil 6.5 ve Şekil 6.6’ da gösterilmiştir.

SMSM’ un histerezis denetimli alan yönlendirmeli kontrolünde motorun dinamik davranışını incelemek amacıyla, motor belirli bir hızda çalışırken ters yöndeki bir hızda çalışması için referans bilgisi değiştirilmiştir. Bu durum için ilk olarak motor 200 rad/s’ lik bir hızda çalışırken -200 rad/s’lik hıza gitmesi için referans hız bilgisi değiştirilerek benzetim ve deneysel sonuçlar alınmıştır. Daha sonra benzer şekilde referans hız 400 rad/s’ den -400 rad/s’ ye gidecek şekilde değiştirilerek benzetim ve deneysel sonuçlar alınmıştır. Elde edilen benzetim ve deneysel uygulama sonuçları sırasıyla Şekil 6.7 ve Şekil 6.10 aralığında verilmiştir.

Şekil 6.11 ve Şekil 6.14 aralığında ise, SMSM’ un histerezis denetimli algılayıcı alan yönlendirmeli kontrolünde yük yok iken referans hızın sırasıyla 40 rad/s ve 400 rad/s olması için, sürekli çalışma durumunda, motorun hızının, d-q eksen akımlarının, faz akımlarının ve moment değişimlerinin benzetim ve deneysel sonuçları verilmiştir.

Son olarak SMSM’ un yüklenmesi durumundaki davranışlarını incelemek amacıyla, histerezis denetimli alan yönlendirmeli kontrol için oluşturulan benzetim modelinde ve deneysel

çalışmada motor çalışırken çeşitli değerlerdeki sabit yükler devreye alınmıştır. Motor 400 rad/s'lik bir hızda çalışırken 1 Nm ve 2.75 Nm'lik sabit yükler ile yüklenmesi durumları için benzetim ve deneysel uygulama sonuçları alınmıştır. Alınan bu sonuçlar sırasıyla Şekil 6.15 ve Şekil 6.18 aralığında gösterilmiştir. SMSM, 2.75 Nm'lik sabit yük ile çalışırken sürekli durumda alınan sonuçlar ise Şekil 6.19 ve Şekil 6.20' de gösterilmiştir. SMSM' un histerezis denetimli algılayıcı alan yönlendirme kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modeli, deneysel modelle daha doğru bir kıyaslama yapılabilmesi açısından deneysel modelin çalışma şartlarına göre çalıştırılarak benzetim sonuçları alınmıştır. Matlab/Simulink benzetim modelinin, uygulamada geçerli olan koşullardan daha iyi şartlarda çalıştırılması durumunda (daha yüksek anahtarlama frekansı, daha düşük örnekleme zamanı v.b.), motorun 2.75 Nm'lik sabit yük ile sürekli durumda çalışması için alınan benzetim sonuçları Şekil 6.21' de verilmiştir.

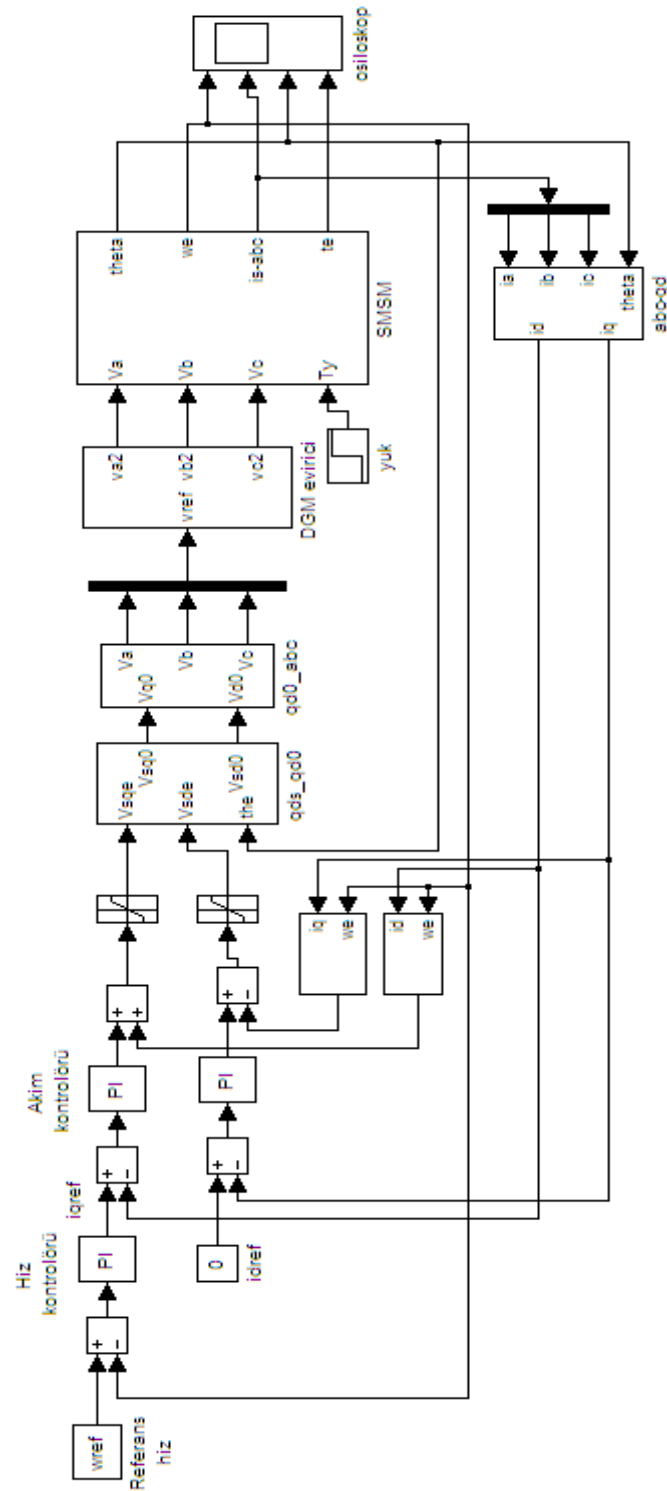
Sonuçlar incelendiğinde, genel anlamda deneysel sonuçlar ile benzetim modelinden alınan sonuçlar benzerlik göstermektedir (Şekil 6.5-6.21). Motor yüksüz olarak çalıştırıldığında sürekli durumdaki moment değerinin yaklaşık sıfır olduğu gözlenmektedir (Şekil 6.5-6.14). Deneysel çalışmada özellikle sürekli durumda hız, d-q eksen akımları ve momentte oluşan dalgalanmalar benzetim modelinden alınan sonuçlara göre daha fazladır (Şekil 6.5-6.20). Motorun yüklenmesi durumunda hızda bir miktar düşüş meydana gelmektedir. Yükün değeri arttıkça hızdaki düşüş değerinin de arttığı, bununla birlikte motor hızının referans hızı bir süre sonra tekrar yakaladığı Şekil 6.17' de verilen benzetim sonuçlarından gözlenmiştir. Bu durum, gözlem süresinin uzaması ile alınan örnek sayının artması neticesinde hafızanın yetersiz kalması nedeniyle Şekil 6.18' de verilen deneysel sonuçlarda tam olarak gösterilememiştir. Ancak Şekil 6.19-6.20' de sürekli durumda verilen benzetim ve deneysel sonuçlarından, yüklü durumda motor hızının referans hızı takip ettiği görülmektedir. Ayrıca motor yüklendiğinde sürekli durumdaki momentin değeri yükle orantılı bir değeri takip ettiği görülmektedir. Yük değeri arttıkça faz akımlarının anlık değerlerinin de arttığı gözlenmiştir.

Bölüm 3' de bahsedildiği üzere histerezis denetimde anahtarlama frekansı tam olarak bilinmemekte ve iyi bir denetim için yüksek anahtarlama frekanslarında çalışılması gerekmektedir. SMSM' un histerezis denetim uygulamasında DSP kartın dijital I/O portları kullanılmıştır. Bu portların çalışma hızı çok yüksek olmadığı için yüksek frekanslı anahtarlama sinyalleri eviriciye gönderilememektedir.

### **6.3. SMSM' un Darbe Genişlik Modülasyonu Denetimli Algılayıcı Alan Yönlendirmeli Kontrol Modeli ve Gerçekleştirilmesi**

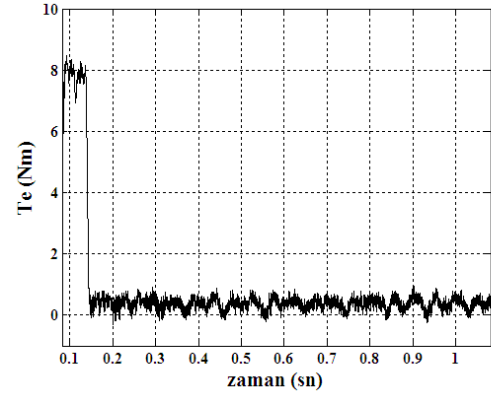
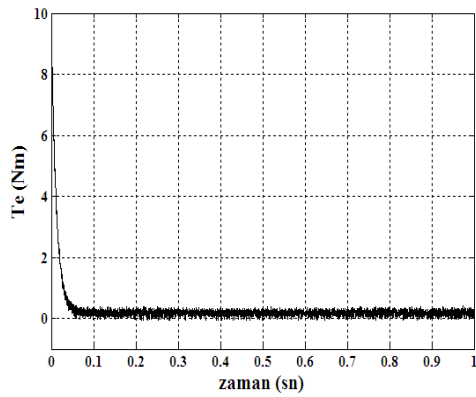
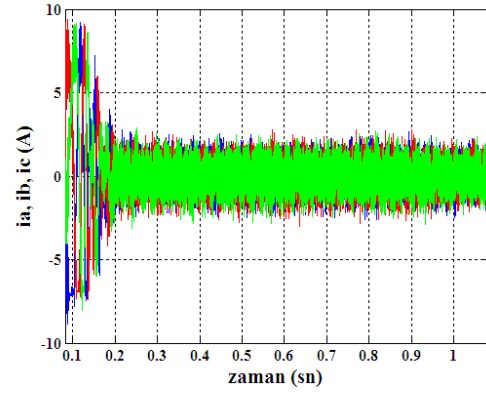
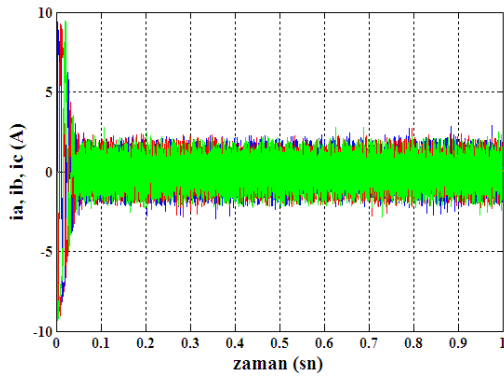
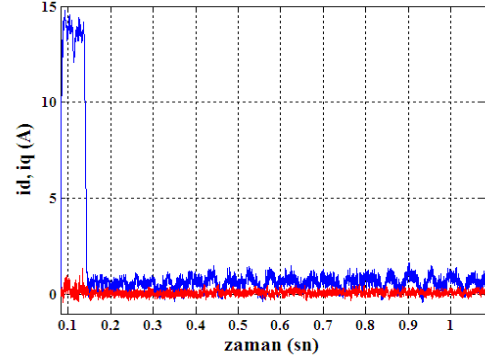
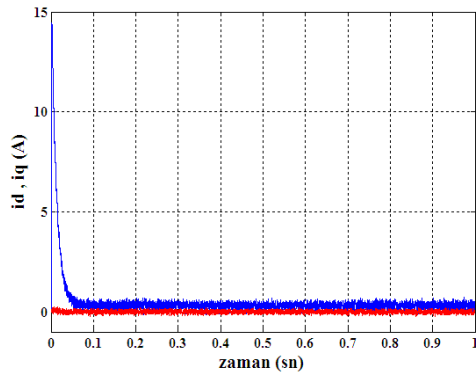
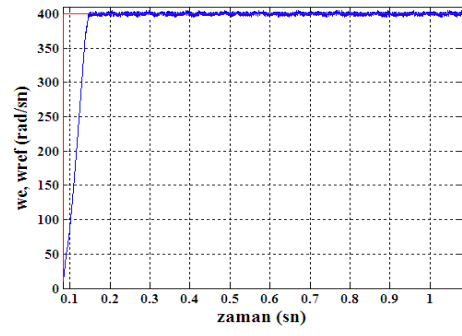
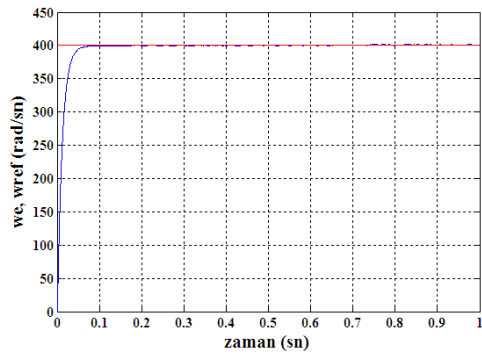
SMSM' un DGM algılayıcı alan yönlendirmeli kontrolünün benzetim modeli

MATLAB//Simulink’ te oluşturulmuştur. Bölüm 3’ de bahsedilen simetrik DGM yöntemi göz önüne alınarak oluşturulan benzetim modeli Şekil 6.22’ de gösterilmiştir.



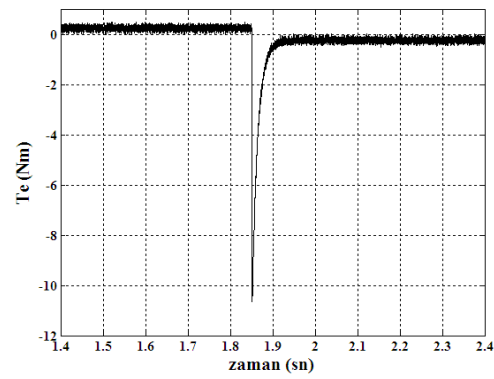
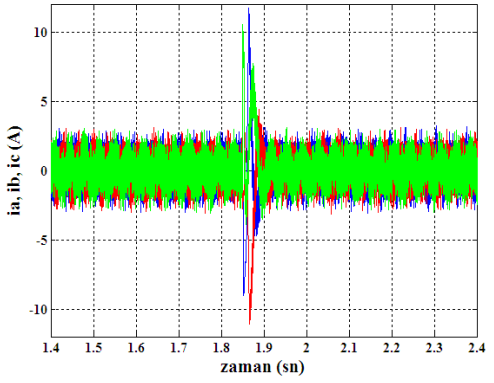
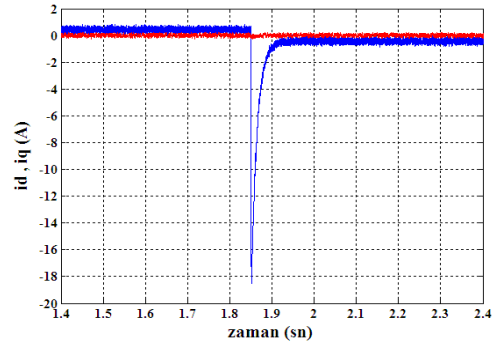
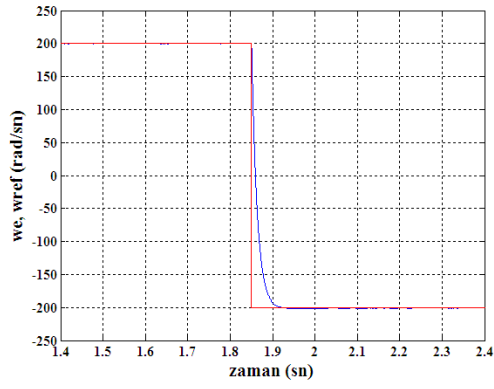
**Şekil 6.22** SMSM' un DGM denetimli algılayıcı alan yönlendirmeli kontrolünün Matlab/Simulink benzetim modeli



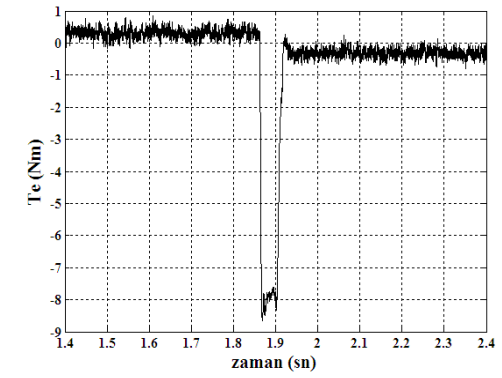
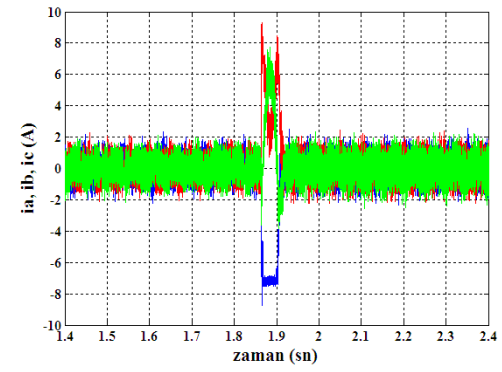
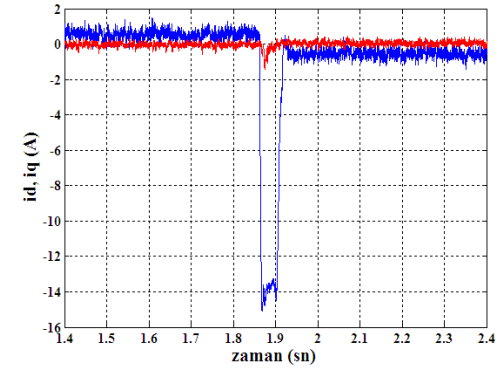
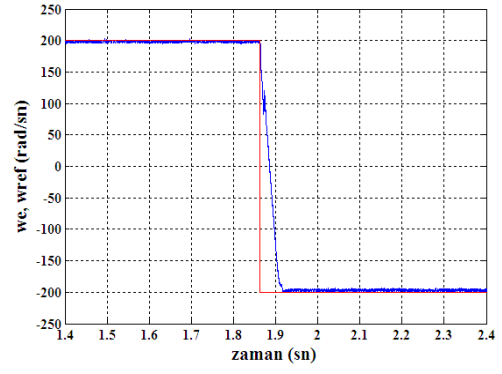


Şekil 6.24 0-400rad/s yol alma anındaki hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

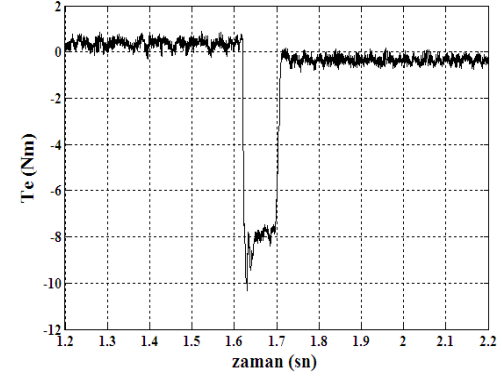
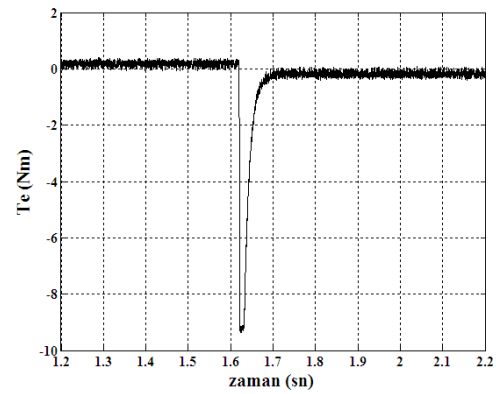
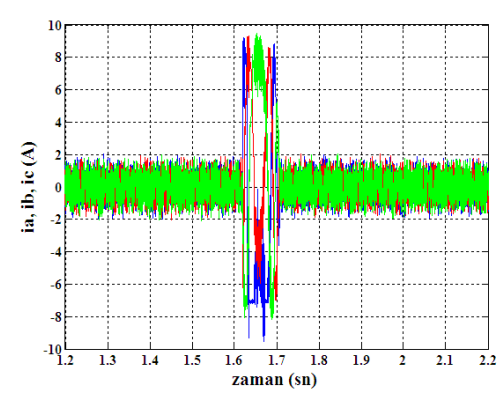
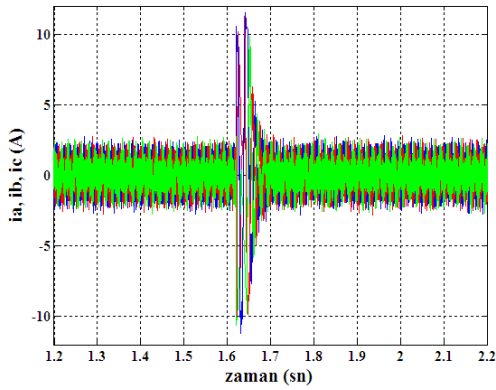
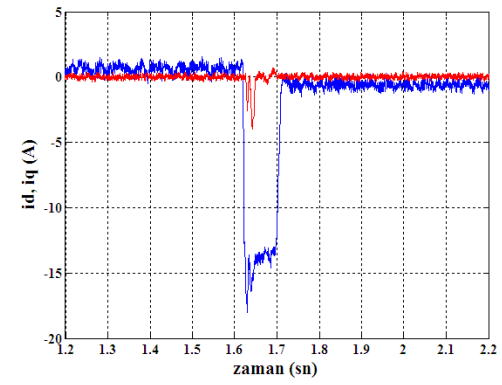
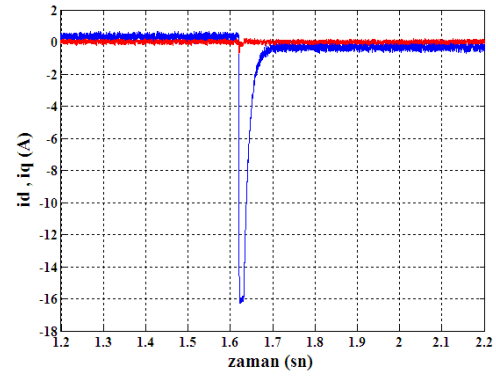
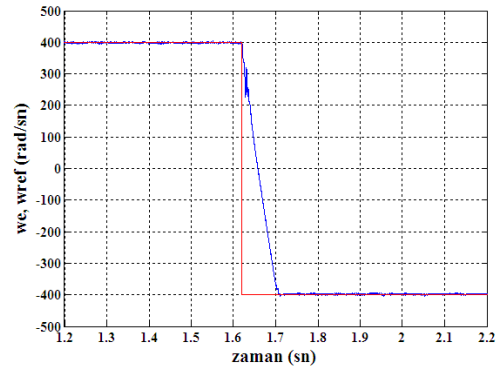
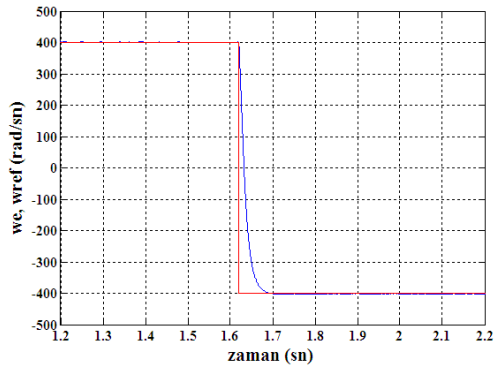
Şekil 6.25 0-400rad/s yol alma anındaki hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



**Şekil 6.26** Hızın 200rad/s' den -200rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

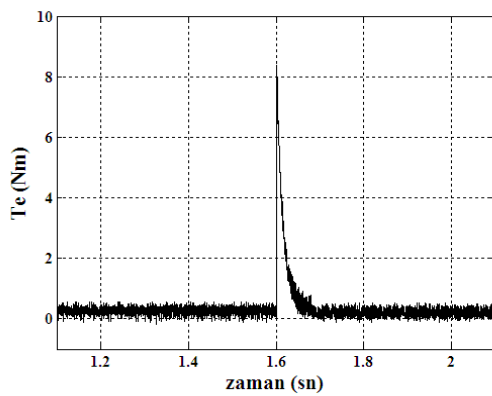
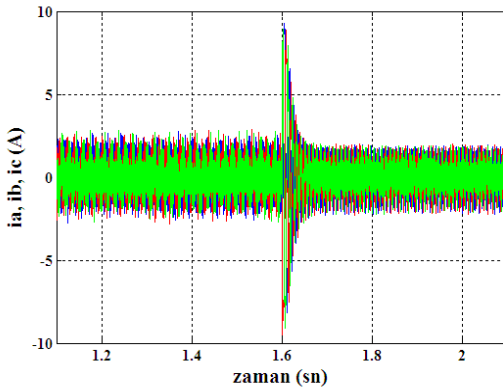
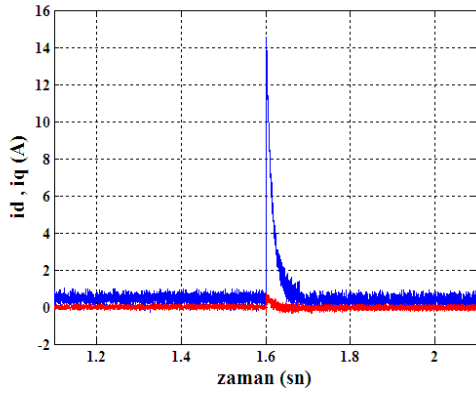
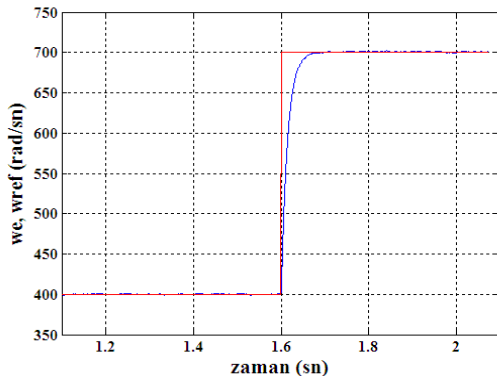


**Şekil 6.27** Hızın 200rad/s' den -200rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar

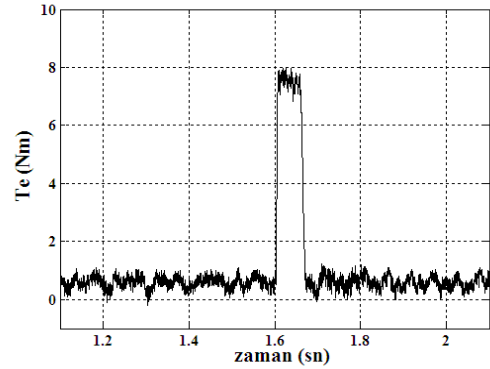
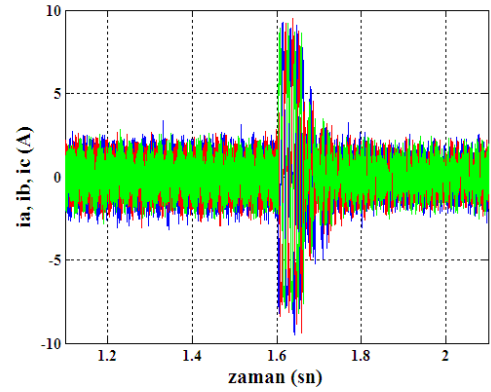
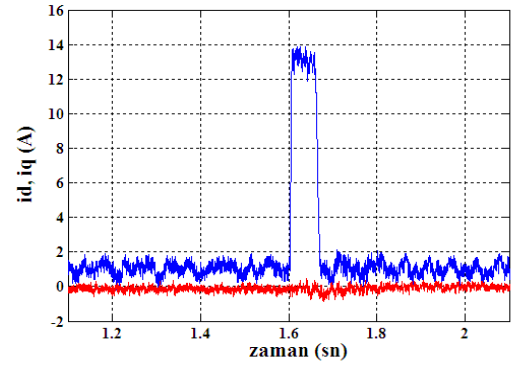
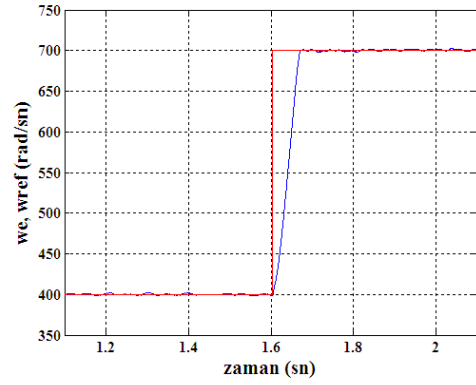


**Şekil 6.28** Hızın 400rad/s' den -400rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

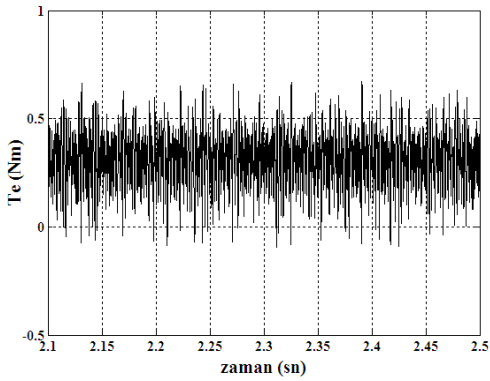
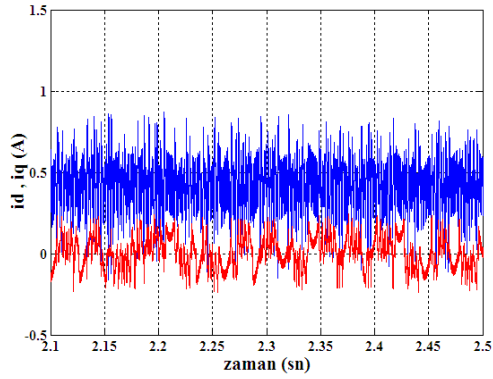
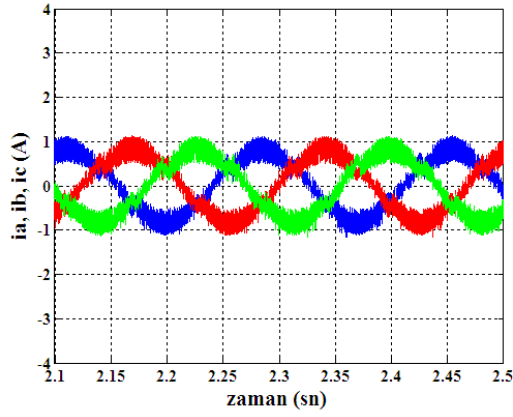
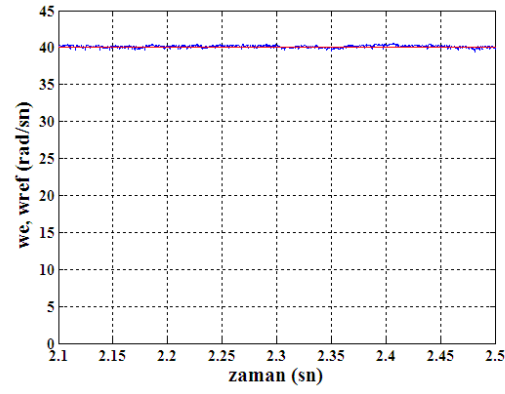
**Şekil 6.29** Hızın 400rad/s' den -400rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



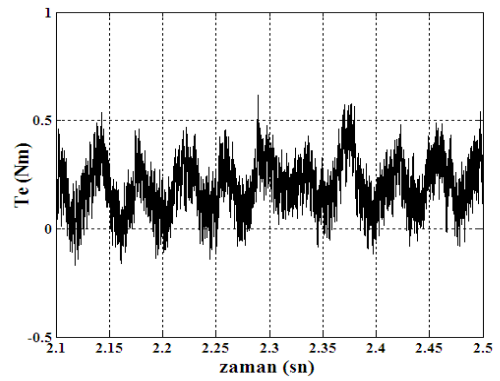
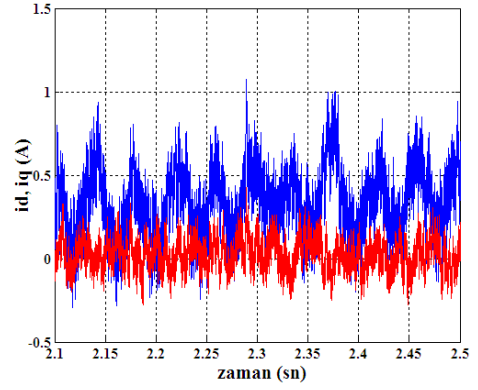
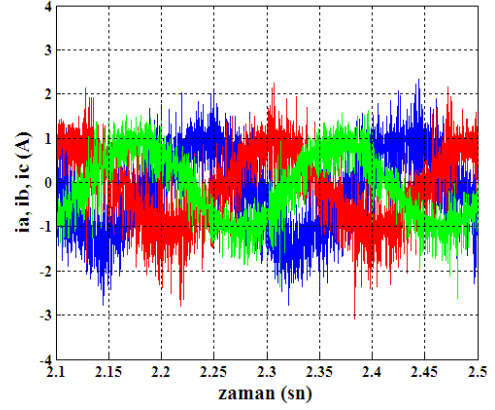
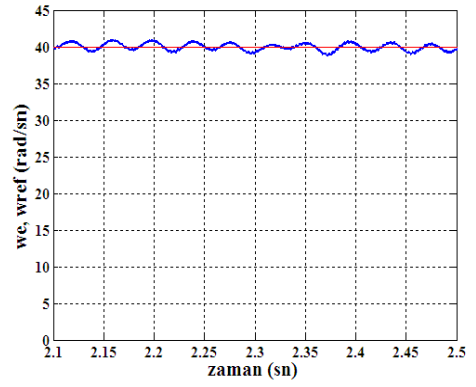
**Şekil 6.30** Hızın 400rad/s' den 700rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



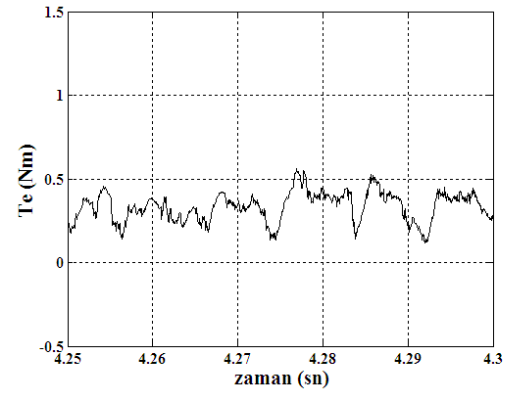
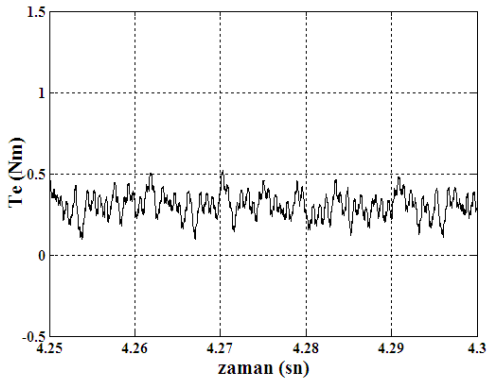
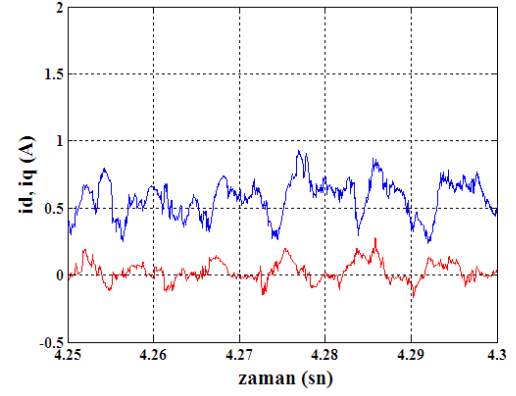
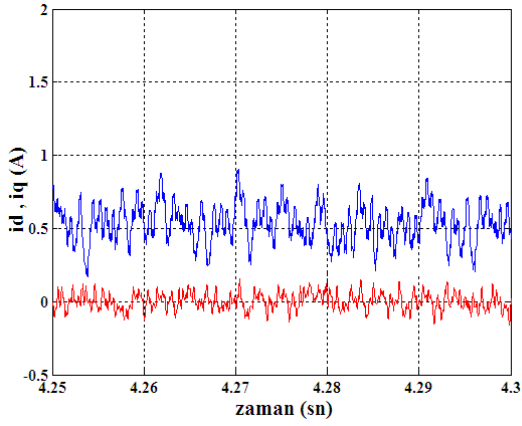
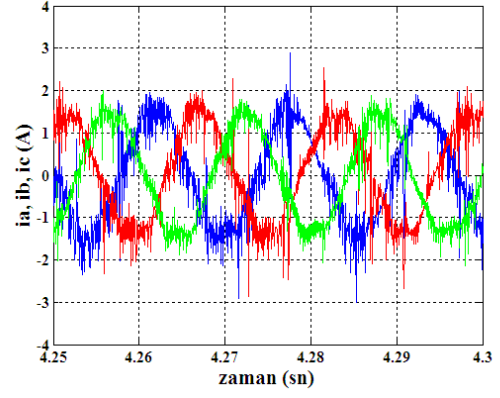
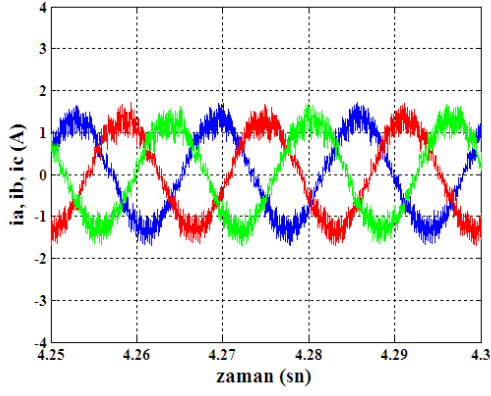
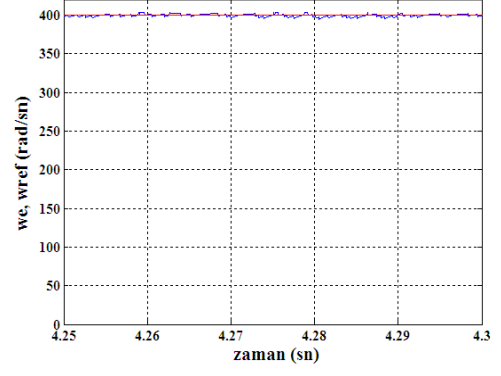
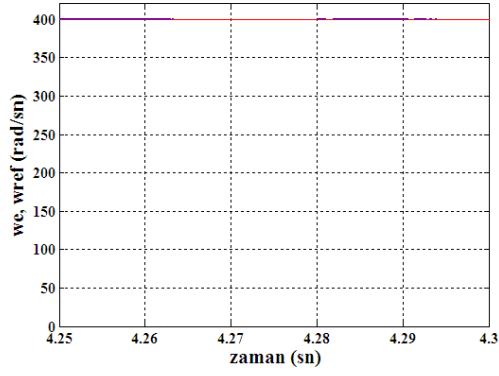
**Şekil 6.31** Hızın 400rad/s' den 700rad/s'ye gitmesi durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



Şekil 6.32 40rad/s' de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

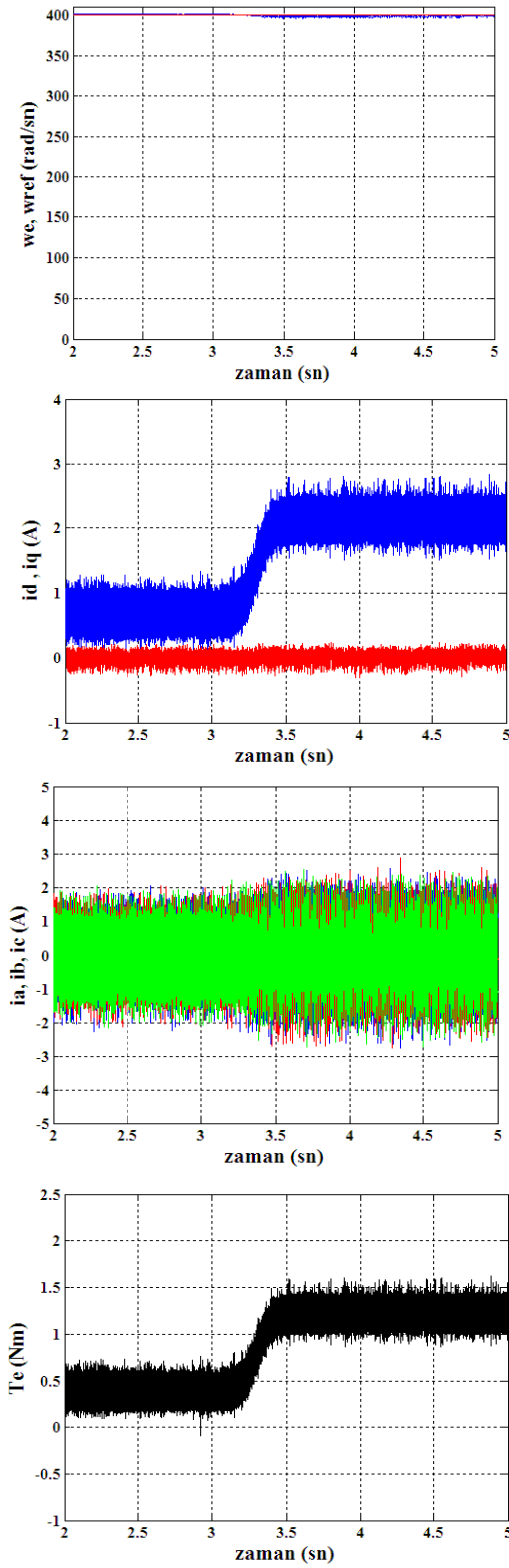


Şekil 6.33 40rad/s' de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar

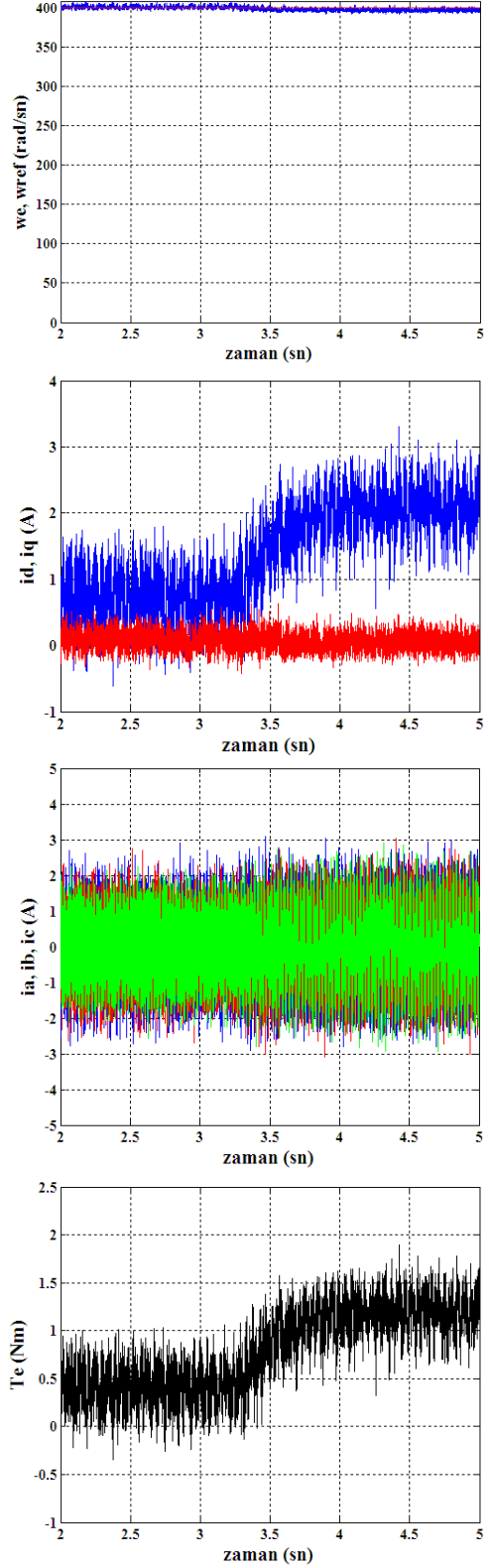


Şekil 6.34 400rad/s' de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

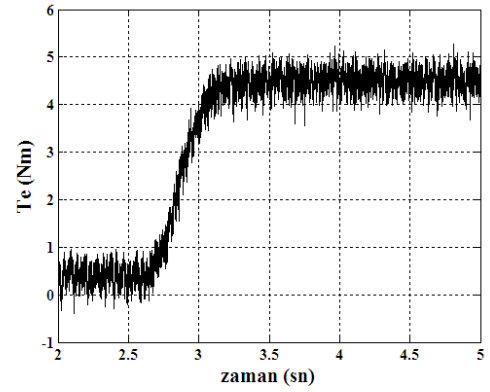
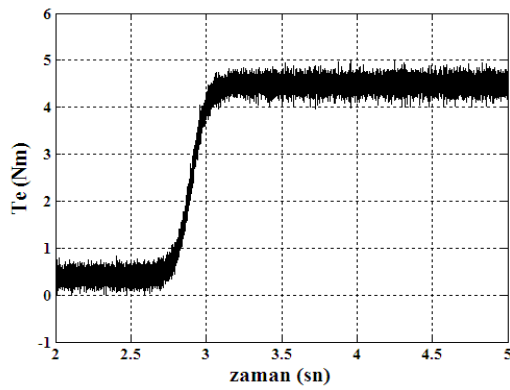
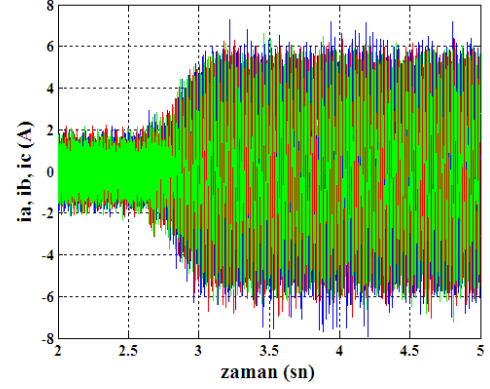
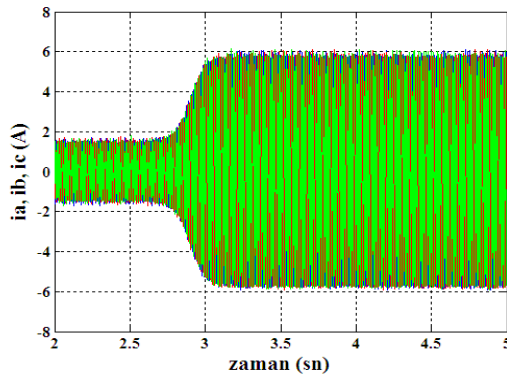
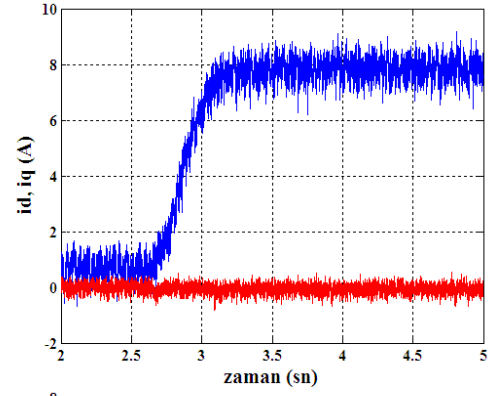
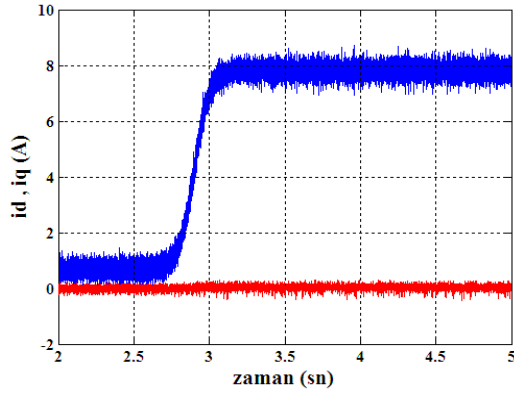
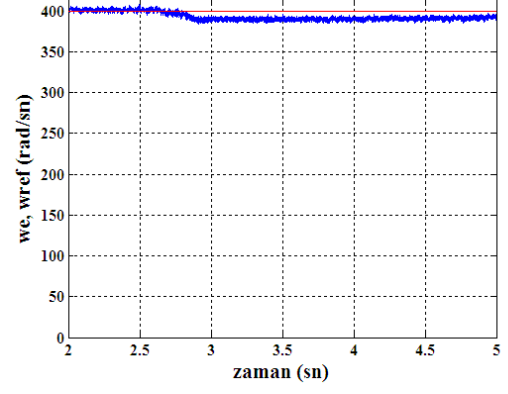
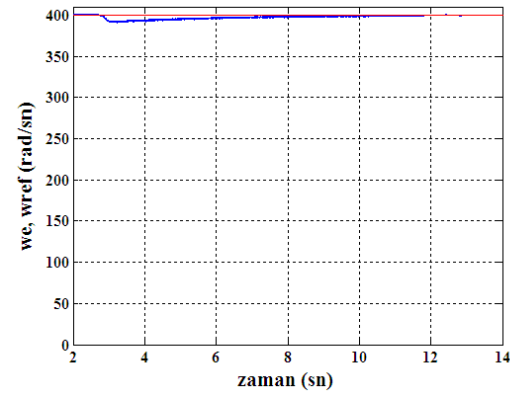
Şekil 6.35 400rad/s' de sürekli durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



**Şekil 6.36** 400rad/s’ de 1.2 Nm’ lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

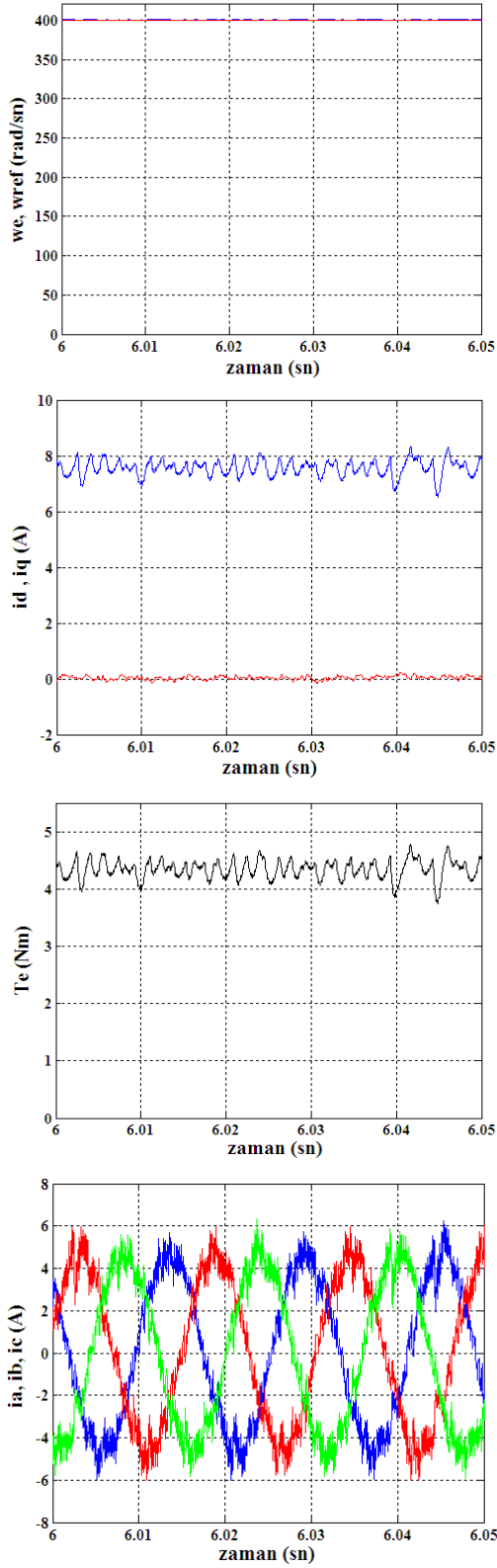


**Şekil 6.37** 400rad/s’ de 1.2 Nm’ lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar

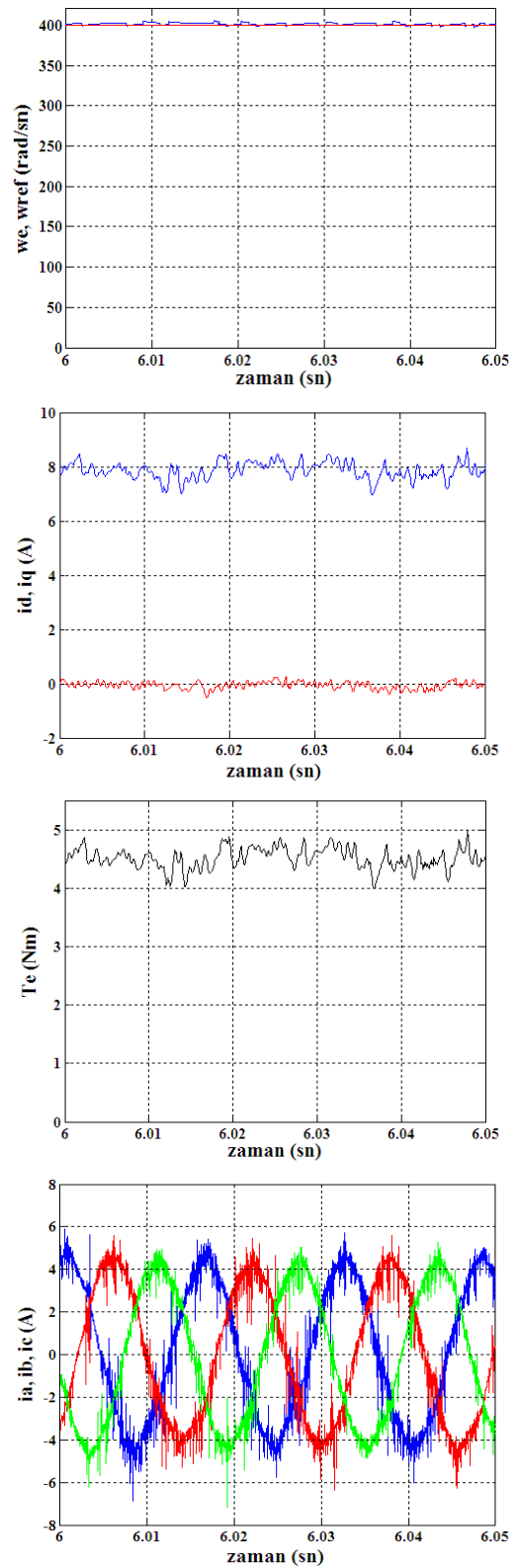


Şekil 6.38 400rad/s' de 4.3 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

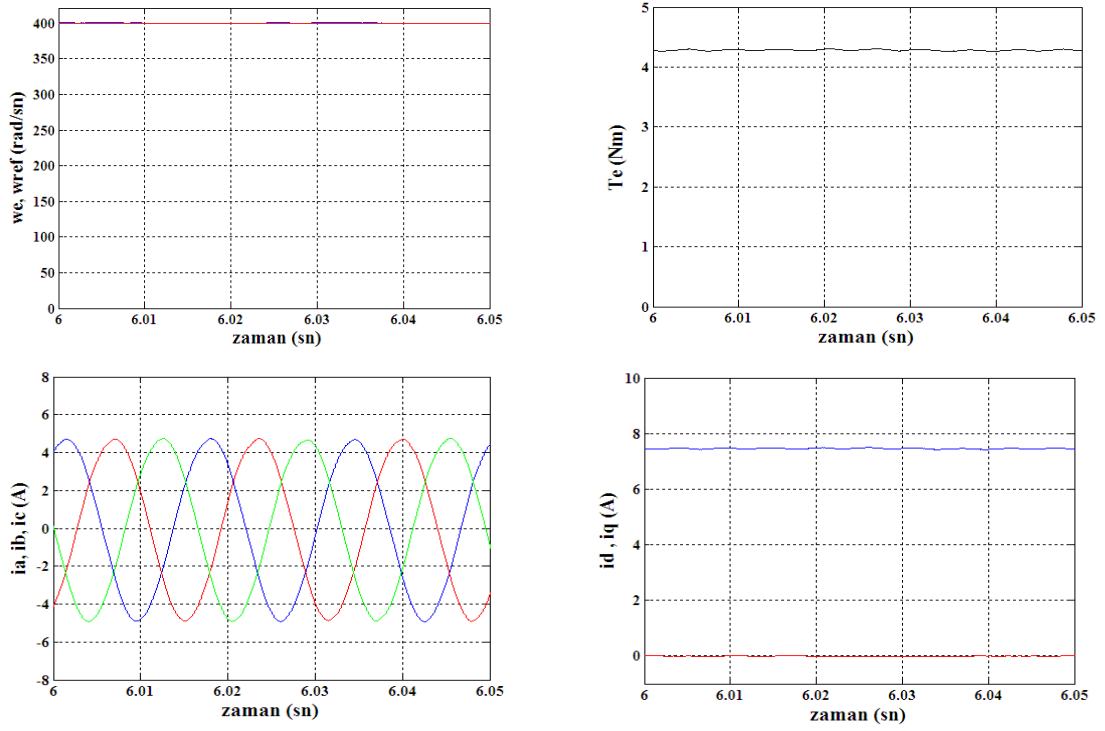
Şekil 6.39 400rad/s' de 4.3 Nm' lik yük alınması durumunda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



Şekil 6.40 400rad/s’ de 4.3 Nm’ lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



Şekil 6.41 400rad/s’ de 4.3 Nm’ lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar



**Şekil 6.42** 400rad/s’ de 4.3 Nm’ lik yük varken sürekli durumda hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları

SMSM’ un DGM denetimli algılayıcıli alan yönlendirmeli kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modelinde ve deneysel çalışmada ilk olarak motorun yol alma koşullarını incelemek amacıyla sabit referans hız değeri verilerek motorun hız, d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimine ilişkin sonuçlar alınmıştır. Benzetim modeli ve deneysel uygulama seti 400 rad/s’ lik farklı referans hız değeri için çalıştırılarak alınan sonuçlar sırasıyla Şekil 6.24-6.25’ de gösterilmiştir.

SMSM’ un DGM denetimli alan yönlendirmeli kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modelinde ve deneysel çalışmada referans olarak değişken hız bilgisi girildiğinde motorun cevabını incelemek amacıyla, motor belirli bir hızda çalışırken ters yöndeki bir hızda çalışması için referans bilgisi değiştirilmiştir. Bu durum için ilk olarak motor 200 rad/s’ lik bir hızda çalışırken -200 rad/s’ lik hıza gitmesi için referans hız bilgisi değiştirilerek benzetim ve deneysel sonuçlar alınmıştır. Daha sonra benzer şekilde, referans hız; 400 rad/s’ den -400 rad/s’ ye ve 400 rad/s’ den 700 rad/s’ ye gidecek şekilde değiştirilerek benzetim ve deneysel sonuçlar alınmıştır. Elde edilen benzetim ve deneysel uygulama sonuçları sırasıyla Şekil 6.26 ve Şekil 6.31 aralığında gösterildiği gibidir.

SMSM’ un DGM denetimli alan yönlendirmeli kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modelinde ve deneysel çalışmada motorun yüksüz olma durumu için

referans hız olarak sırasıyla 40 rad/s ve 400 rad/s' lik hız bilgisi girildiğinde sürekli durumda alınan benzetim ve deneysel sonuçlar sırasıyla Şekil 6.32-6.35 aralığında gösterilmiştir.

SMSM' un DGM denetimli alan yönlendirmeli kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modelinde ve deneysel çalışmada motorun yüklenmesi durumundaki davranışlarını incelemek amacıyla motor 400 rad/s' lik hız değerinde çalışırken 1.2 Nm ve 4.3Nm' lik değerlerdeki sabit yükler ile yüklenmesi durumları için, benzetim ve deneysel uygulama sonuçları alınmıştır. Alınan bu sonuçlar sırasıyla Şekil 6.36 ve Şekil 6.39 aralığında gösterilmiştir. SMSM, 4.3 Nm' lik sabit yük ile çalışırken sürekli durumda alınan benzetim ve deneysel uygulama sonuçları ise Şekil 6.40 ve Şekil 6.41' de gösterilmiştir. Aynı çalışma durumunda, yani SMSM' un 4.3 Nm' lik sabit yük ile sürekli durumda çalışması için, Matlab/Simulink benzetim modelinin, uygulamada geçerli olan koşullardan daha iyi şartlarda çalıştırılması durumunda alınan benzetim sonuçları Şekil 6.42' de verilmiştir.

Şekil 6.24-6.42 arasındaki sonuçlar incelendiğinde, deneysel sonuçlar ile benzetim modelinden alınan sonuçların genel olarak benzer olduğu görülmektedir. Benzetim modeli ve deneysel çalışmadaki motor hızının girilen referans hızı kısa sürede yakalayıp, takip ettiği görülmektedir. Deneysel çalışmada özellikle sürekli durumda hız, d-q eksen akımları ve momentte oluşan dalgalanmalar benzetim modelinden alınan sonuçlara göre daha fazladır. DGM' lu eviricide histerezis denetimli eviriciye göre daha yüksek hız değerlerini içeren geniş bir aralıkta hız kontrolü sağlanmıştır. Motorun yüklenmesi durumunda hızda bir miktar düşüş meydana geldiği ve yükün değeri arttıkça hızdaki düşüş değerinin de arttığı görülmektedir. Bununla birlikte sürekli durumda motor hızının referans hızı takip ettiği gözlenmiştir (Şekil 6.36-6.42). Motor yüklendiğinde momentin yük ile orantılı bir değeri takip ettiği gözlenmektedir. Ayrıca yük değeri arttıkça faz akımlarının anlık değerlerinin de arttığı gözlenmiştir.

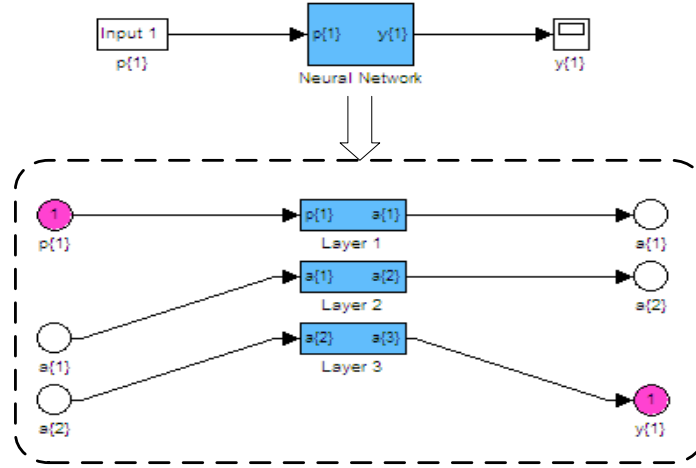
Histerezis kontrol uygulamasında anahtarlama frekansının tam olarak bilinmemesi ve yüksek anahtarlama frekanslarında çalışamaması gibi problemlere DGM denetimli uygulamada karşılaşılmamıştır. Bu nedenle SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolü DGM denetimli yapı üzerine temellendirilmiştir.

#### **6.4. SMSM' un YSA Tabanlı Algılayıcısız Alan Yönlendirmeli Kontrol Modeli ve Gerçekleştirilmesi**

SMSM' un YSA tabanlı algılayıcısız sisteminin benzetim modeli Bölüm 4' de bahsedilen algılayıcısız kontrol yöntemine uygun olarak gerçekleştirilmiştir. MATLAB/Simulink kullanılarak oluşturulan benzetim modeli Şekil 6.43' de gösterilmiştir.



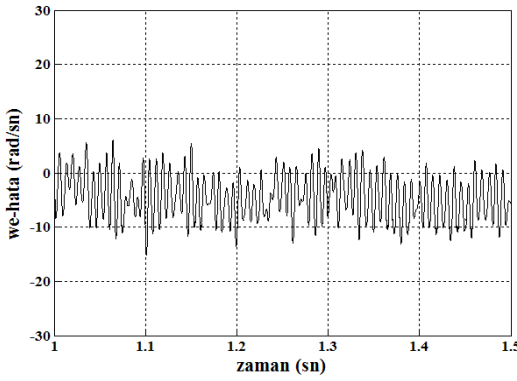
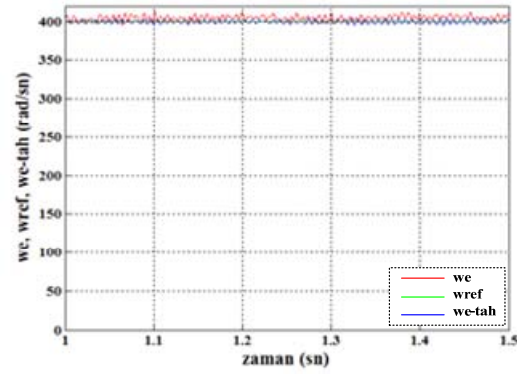
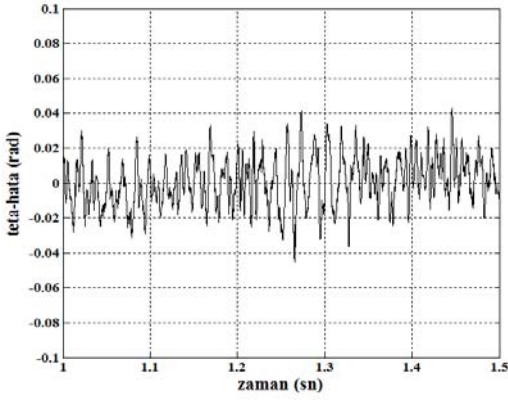
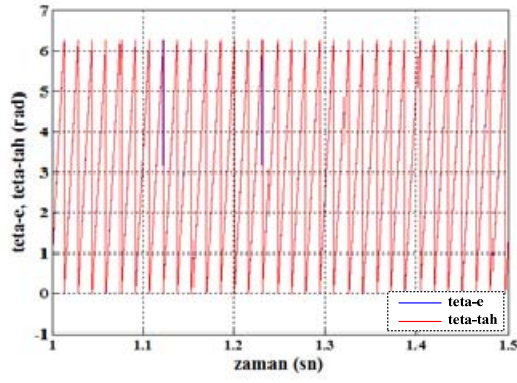
Benzetim modelinde yer alan YSA' nın MATLAB/Simulink blok yapısı Şekil 6.44' de verilmiştir. Oluşturulan model sayesinde, değişik çalışma koşullarında SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol sisteminin dinamik davranışı incelenebilmektedir



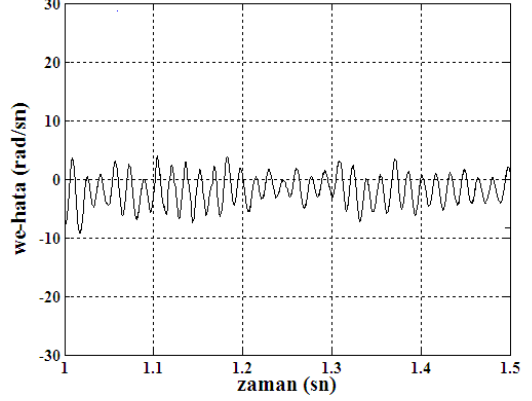
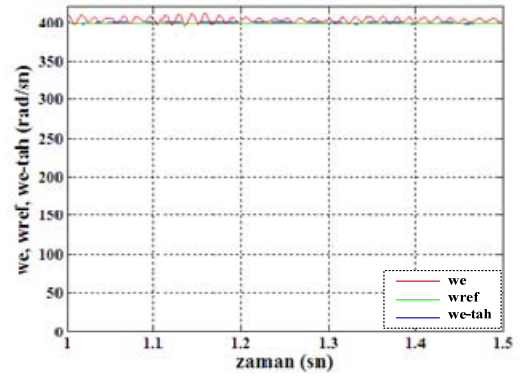
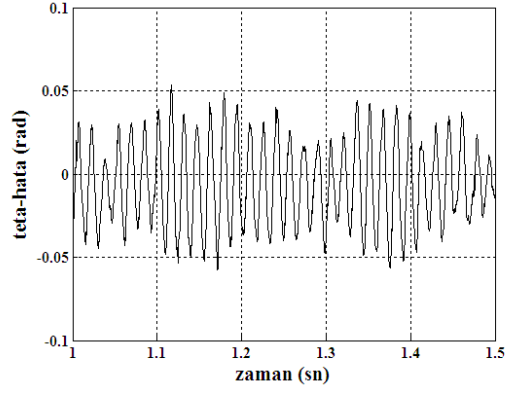
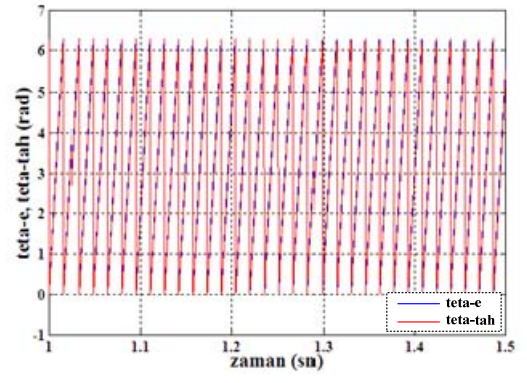
Şekil 6.44 YSA' nın MATLAB/Simulink bloğu

Uygulamada DGM' lu denetim kullanıldığında daha yüksek frekanslarda çalışılabildiği için, algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol DGM denetimli olarak gerçekleştirilmiştir. SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrol uygulamasının gerçekleştirilebilmesi için MATLAB/Simulink' te oluşturulan benzetim modelinden faydalanılmıştır. Benzetim modelinde yer alan motor bloğu, akım ve hız geri beslemeleri uygulama modelinde çıkarılmaktadır. Hız ve konum bilgisi tahmin ediciler tarafından sağlanmaktadır. Tahmin edicinin girişinde kullanılan akım bilgisi dSPACE' in ADC giriş blokları kullanılarak akım algılayıcılardan elde edilmektedir. Tahmin edicinin diğer girişi olan gerilim bilgisi ise alan yönlendirmeli kontrol yapısında yer alan akım kontrol döngüsündeki referans gerilimler kullanılarak elde edilmiştir. Bu sayede ilave gerilim algılayıcıya duyulan ihtiyaç ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca gerilim algılayıcılarının sistemde kullanılmaması daha doğru bir tahmin gerçekleştirilebilmesini sağlamıştır. Modele ilave edilen algılayıcısız yapı sistemin örnekleme zamanını artırmaktadır. Bu durumda gerilim algılayıcısından gelen bilginin yeterli doğrulukta örneklenememesi tahmin doğruluğunu olumsuz yönde etkilemektedir.

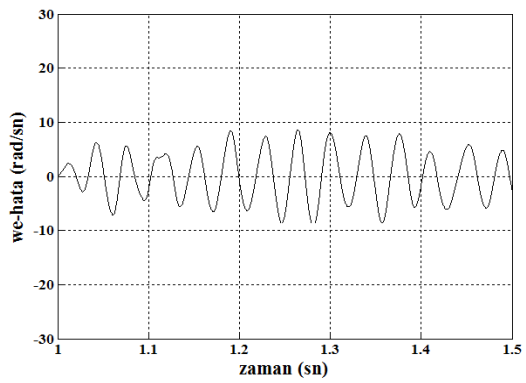
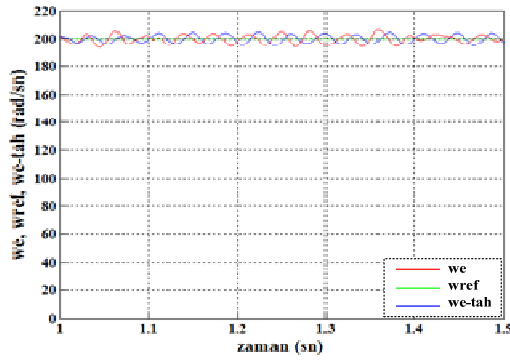
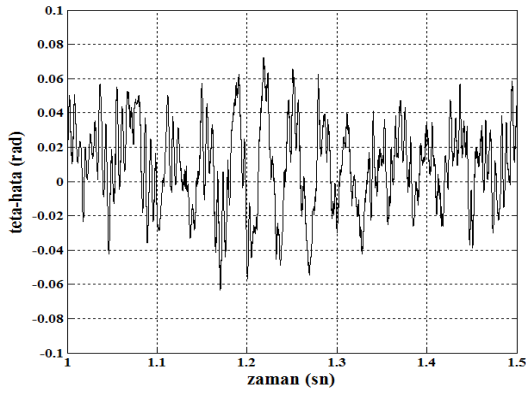
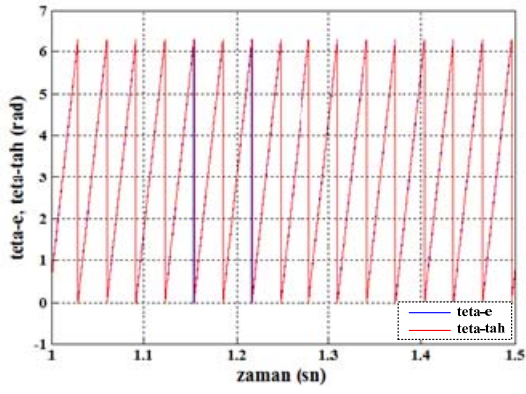
SMSM' un algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolünde farklı çalışma değerleri için alınan benzetim ve deneysel sonuçları Şekil 6.45-6.60' da verilmiştir.



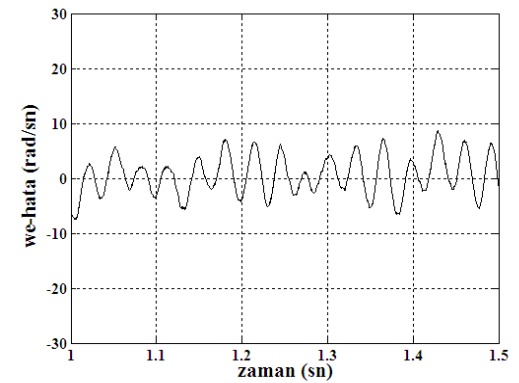
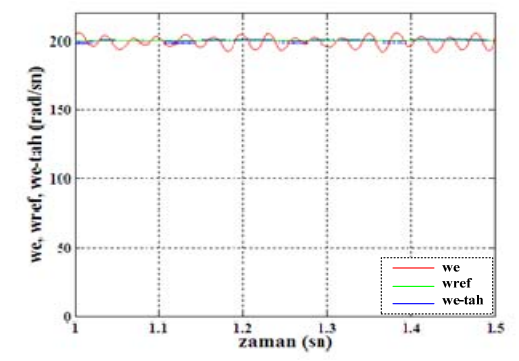
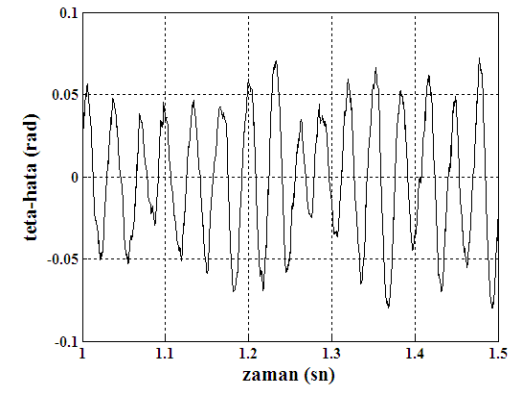
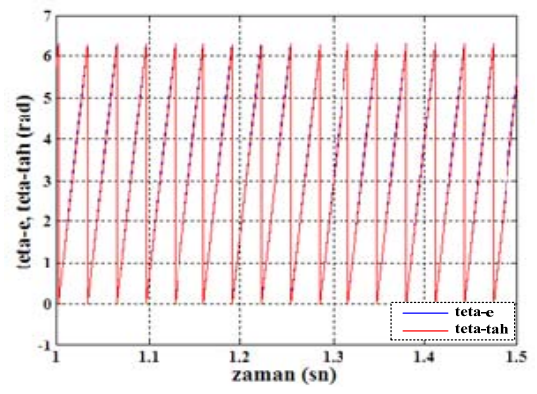
Şekil 6.45 400rad/s' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları



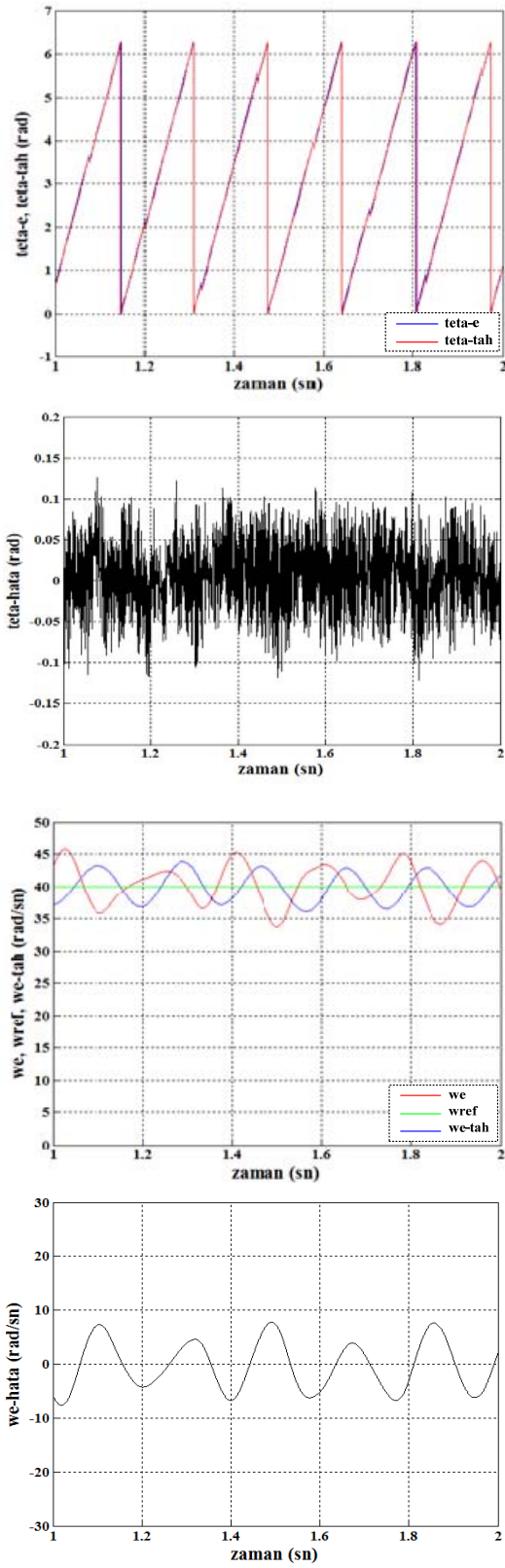
Şekil 6.46 400rad/s' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar



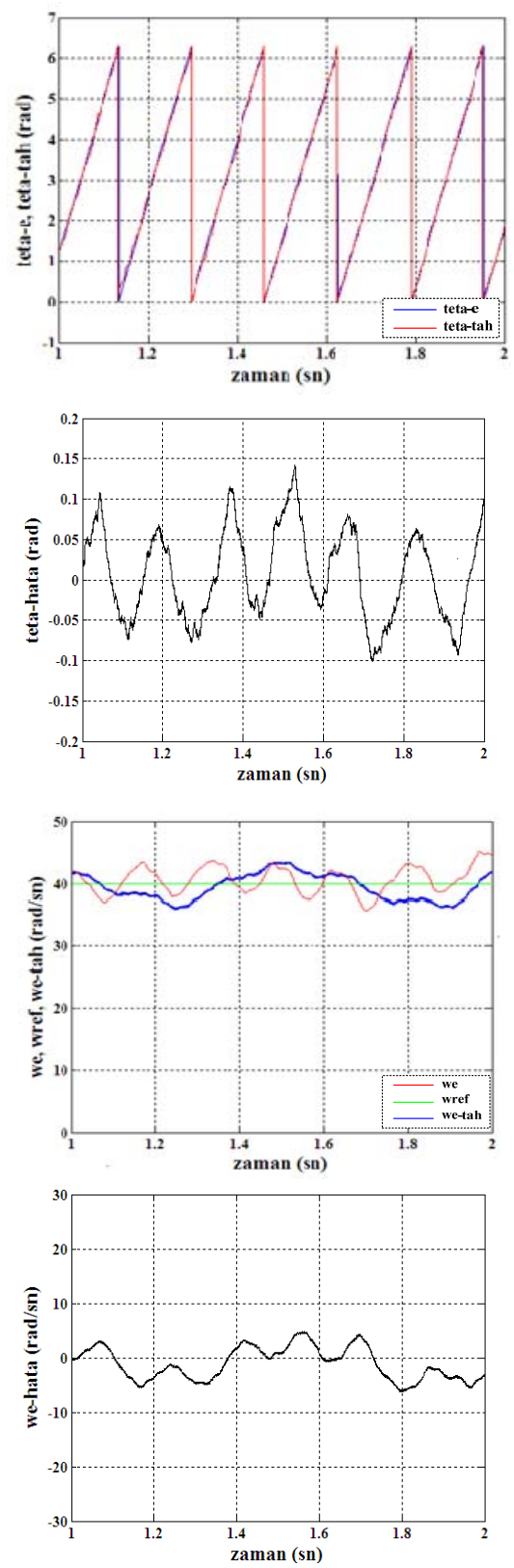
**Şekil 6.47** 200rad/s' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları



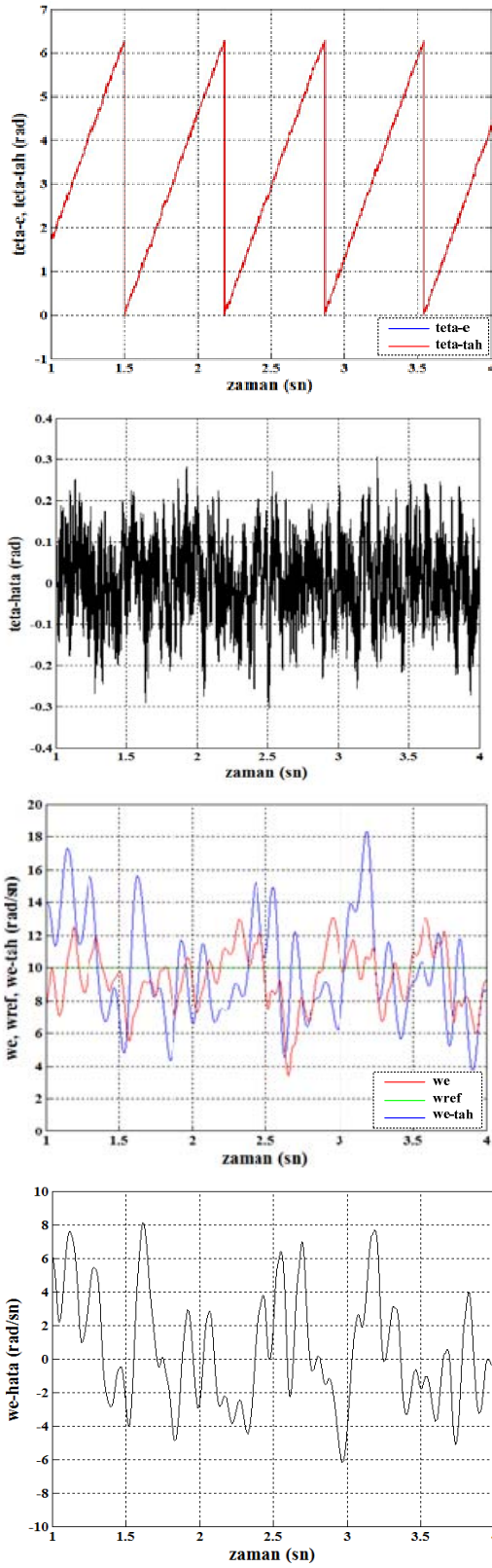
**Şekil 6.48** 200rad/s' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar



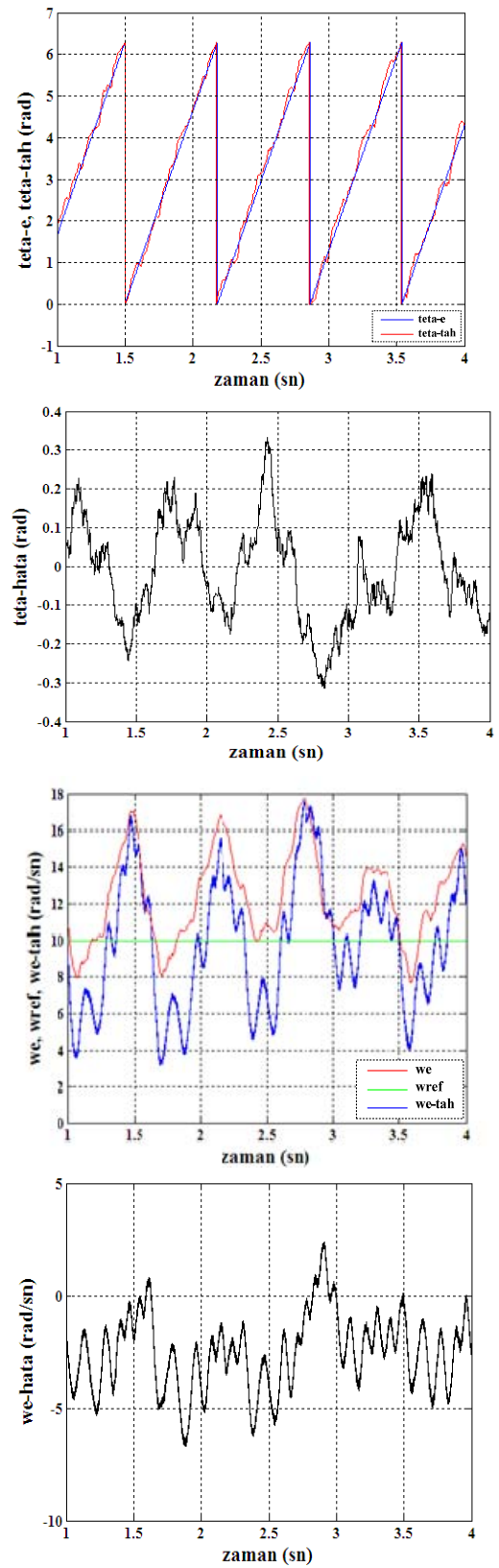
Şekil 6.49 40rad/s' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları



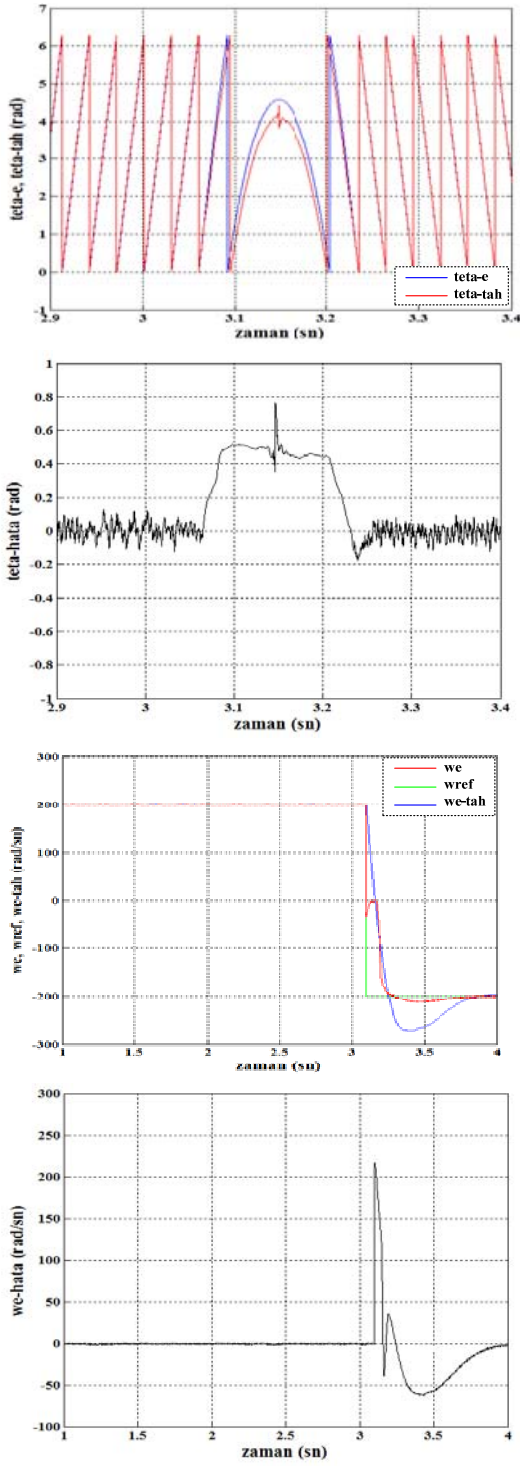
Şekil 6.50 40rad/s' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar



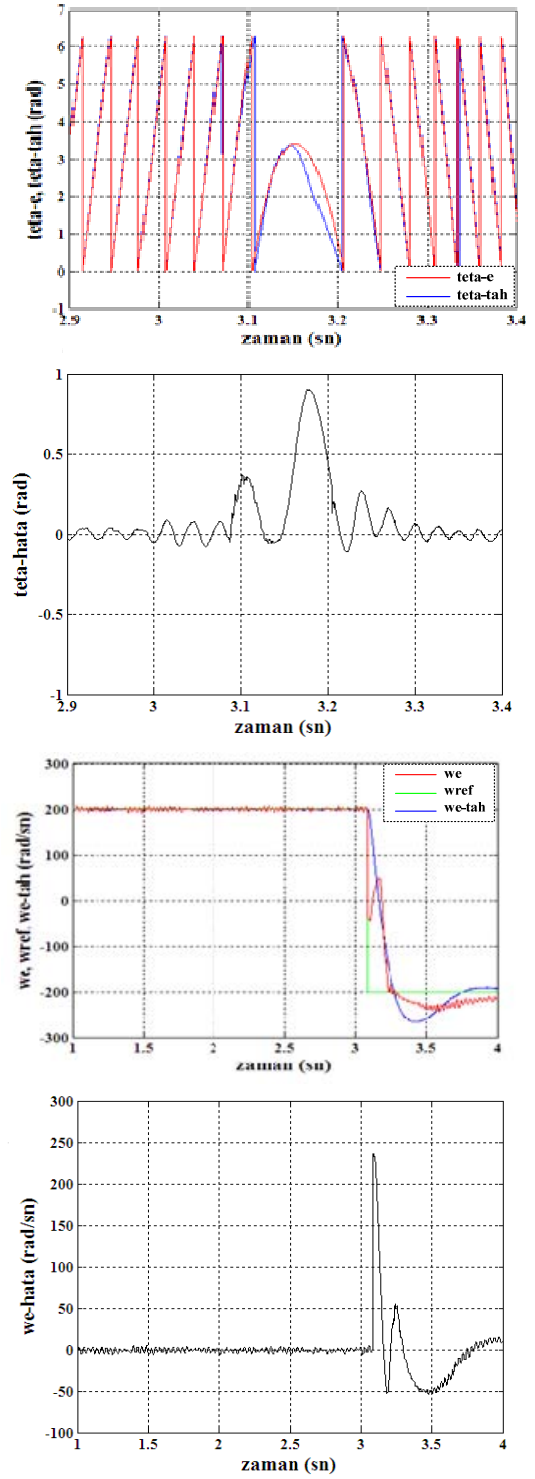
**Şekil 6.51** 10rad/s' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları



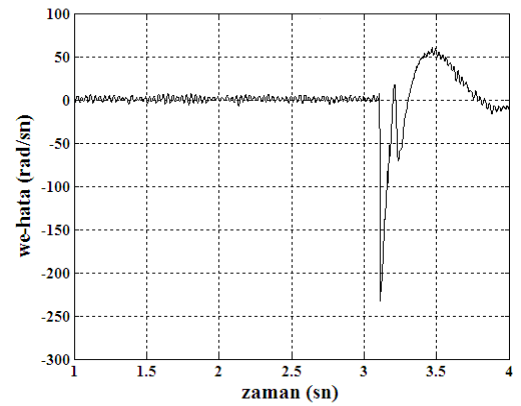
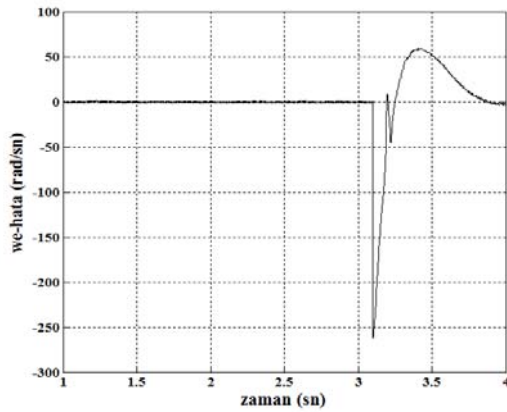
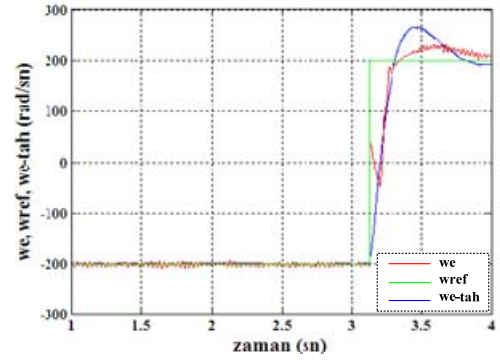
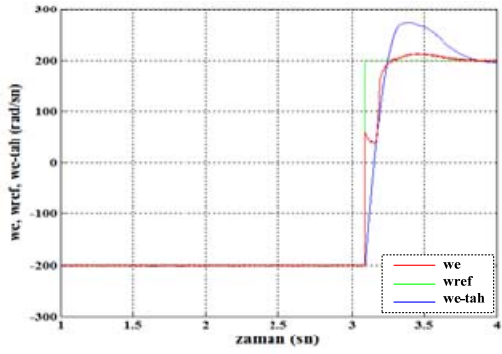
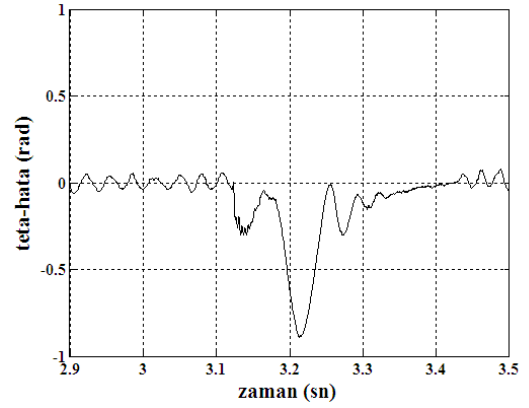
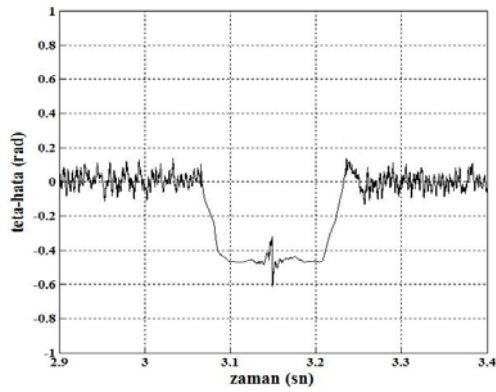
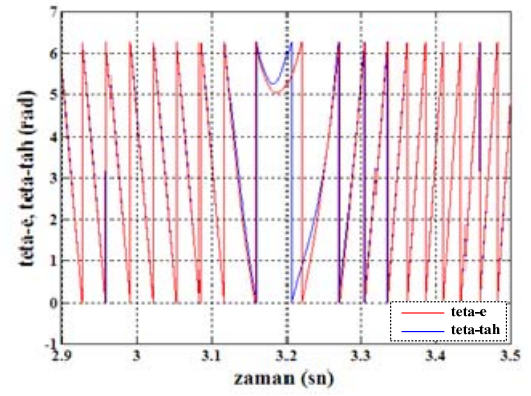
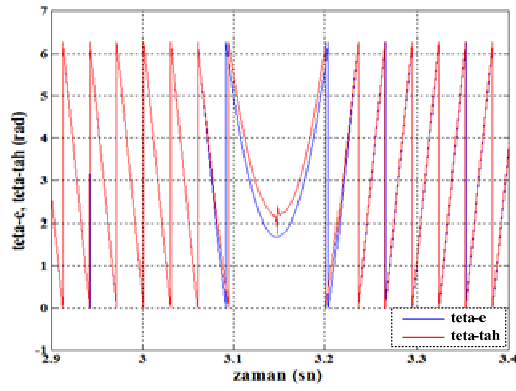
**Şekil 6.52** 10rad/s' de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar



**Şekil 6.53** Referans hızın 200rad/s' den -200rad/s' ye gitmesi durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları

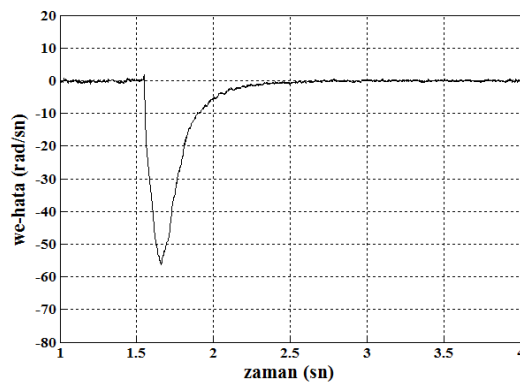
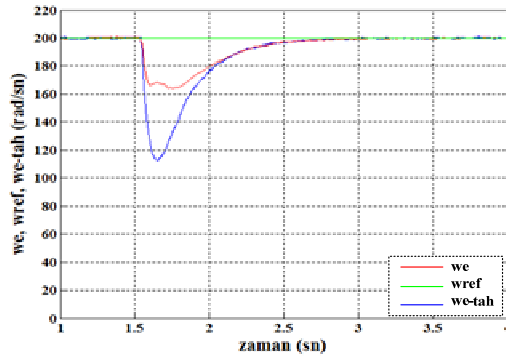
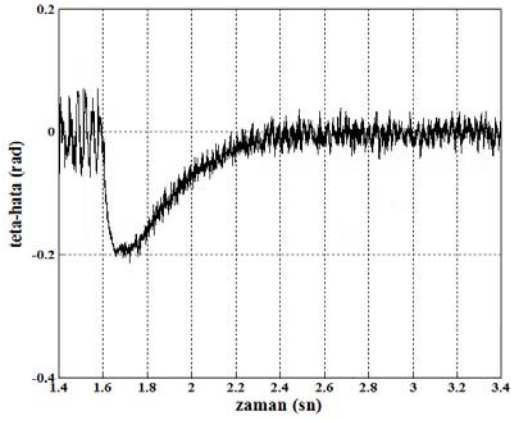
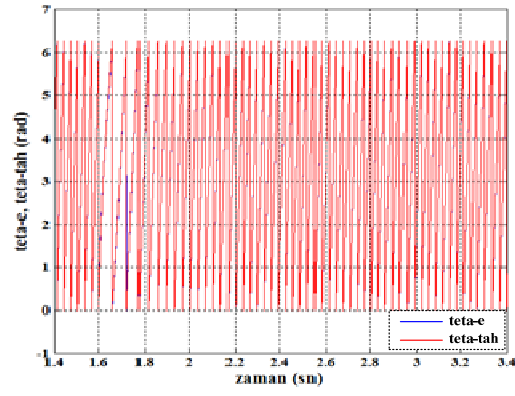


**Şekil 6.54** Referans hızın 200rad/s' den -200rad/s' ye gitmesi durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar

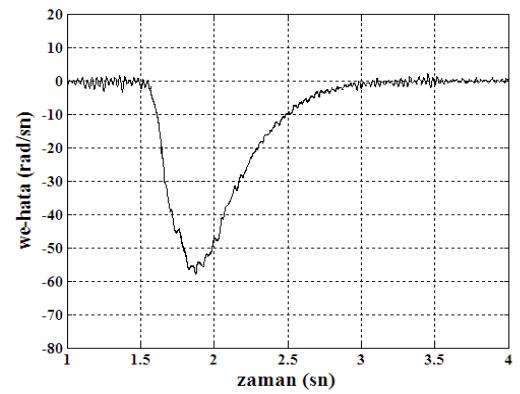
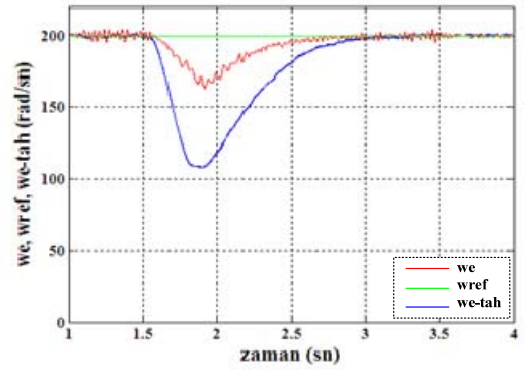
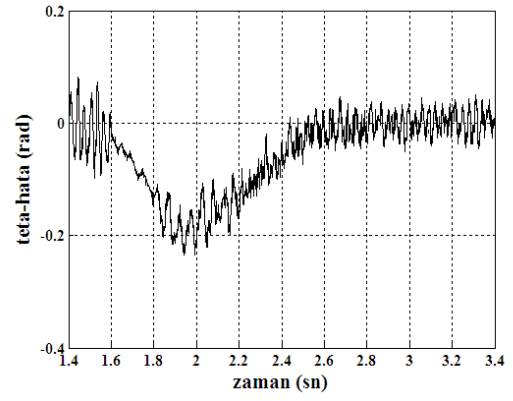
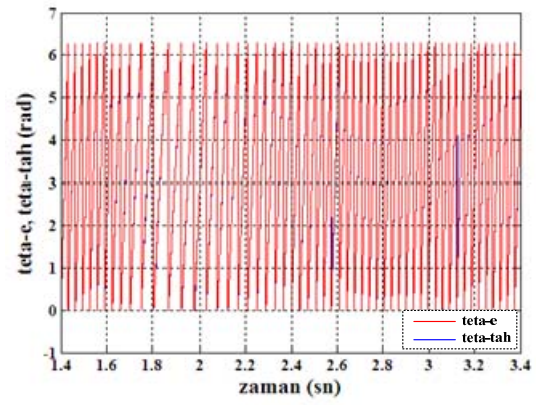


**Şekil 6.55** Referans hızın  $-200\text{rad/s}$ ' den  $200\text{rad/s}$ ' ye gitmesi durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları

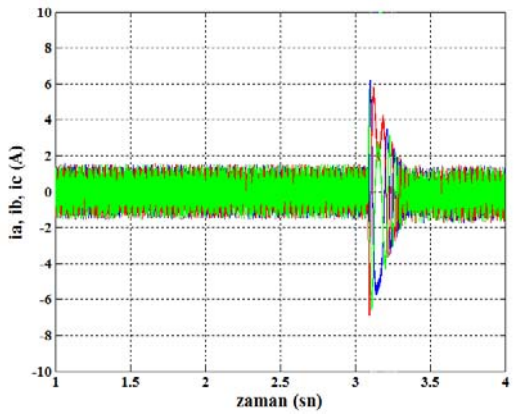
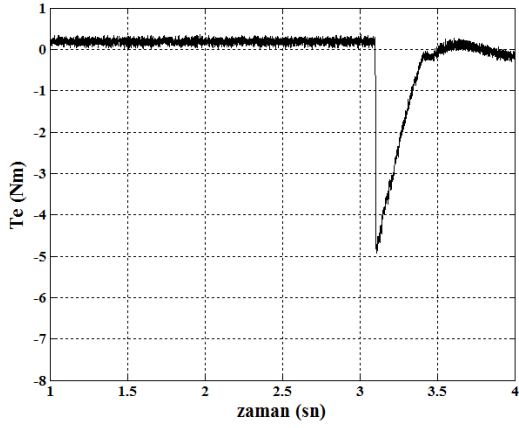
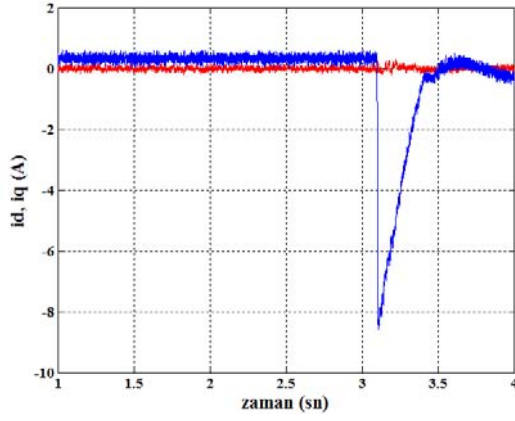
**Şekil 6.56** Referans hızın  $-200\text{rad/s}$ ' den  $200\text{rad/s}$ ' ye gitmesi durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar



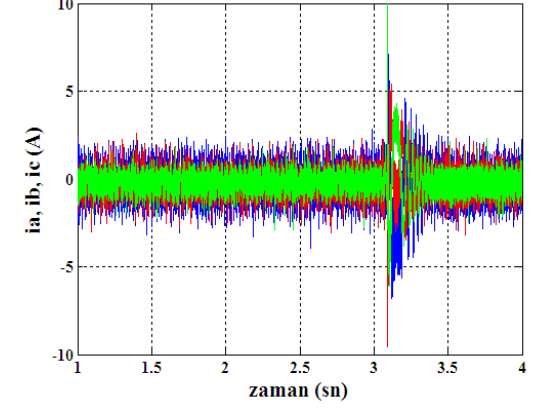
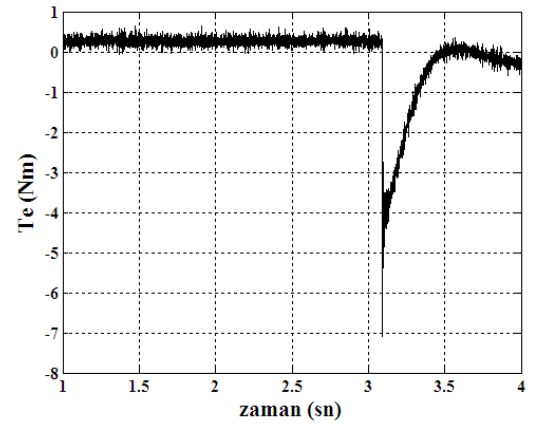
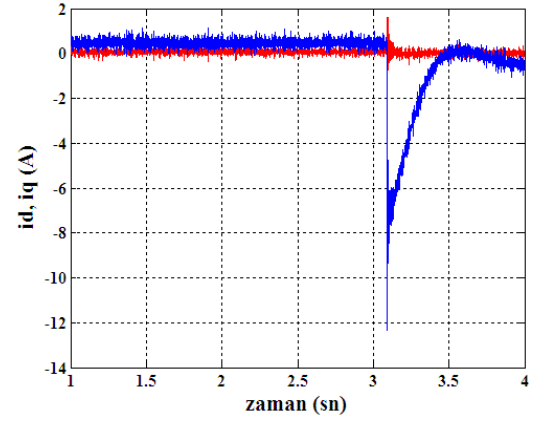
Şekil 6.57 200rad/s' de 2.75Nm'lik yük alınması durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları



Şekil 6.58 200rad/s' de 2.75Nm'lik yük alınması durumunda konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait deneysel sonuçlar



**Şekil 6.59** Hızın 200rad/s' den -200rad/s'ye gitmesi durumunda d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait benzetim sonuçları



**Şekil 6.60** Hızın 200rad/s' den -200rad/s'ye gitmesi durumunda d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimlerine ait deneysel sonuçlar

SMSM' un YSA tabanlı algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modeli ve deneysel uygulama seti farklı referans hız değerlerindeki tahmin doğruluğunu görmek için öncelikle motor yüksüz iken çalıştırılarak konum açısı, açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız, hız tahmini ve hız tahmin hatasına ilişkin sonuçlar alınmıştır. Benzetim modeli ve deneysel uygulama seti 400 rad/s, 200 rad/s, 40 rad/s ve 10 rad/s' lik farklı referans hız değerleri için çalıştırılarak alınan sonuçlar sırasıyla Şekil 6.45-6.52 aralığında gösterilmiştir.

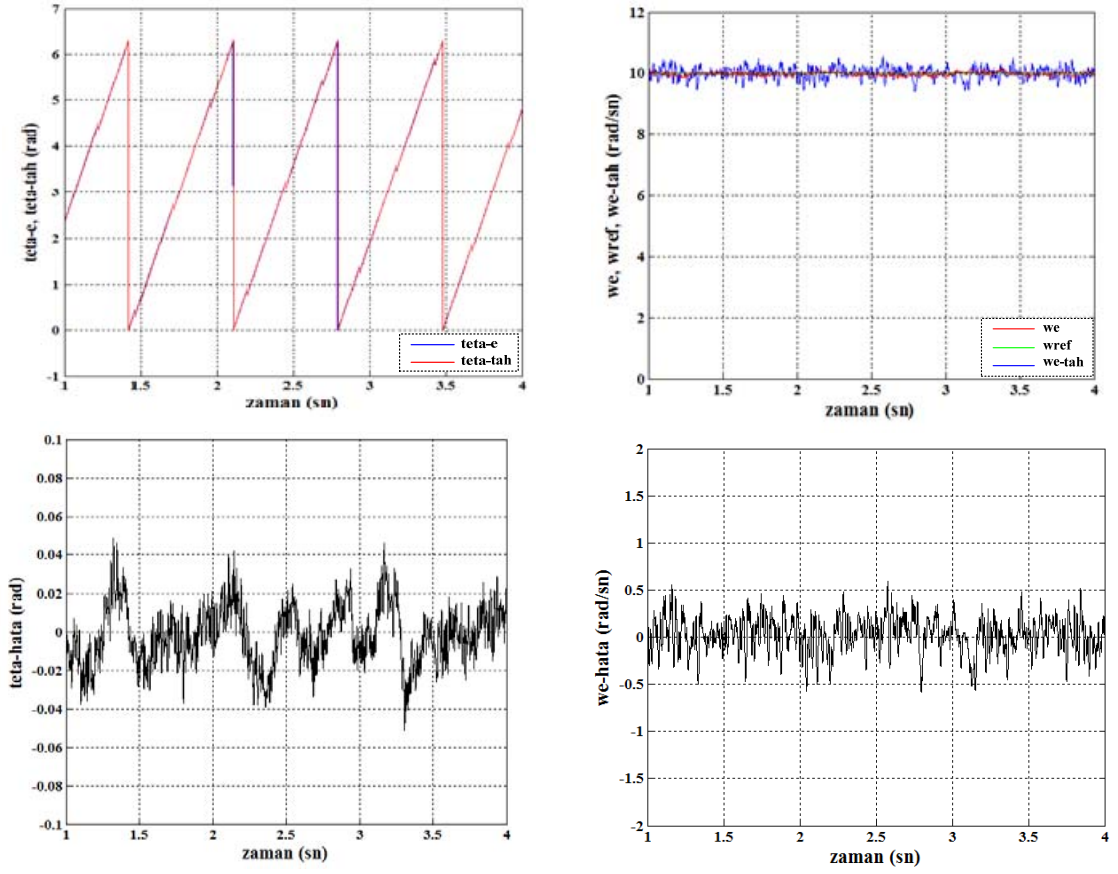
SMSM belirli bir hız değerinde çalışırken ters yönde bir referans hız değerinin girilmesi durumunda tahmin doğruluğunu görmek için sistem çalıştırılmıştır. Bu durum için benzetim modeli ve deneysel uygulama setine motor 200 rad/s' de çalışırken -200 rad/s' ye ve motor -200 rad/s' de çalışırken 200 rad/s' ye gidecek şekilde referans hız bilgisi girilerek alınan sonuçlar sırasıyla Şekil 6.53-6.56 aralığında verilmiştir.

Yüklü durumdaki tahmin doğruluğunu görmek için SMSM 200 rad/s' lik bir hızda çalışırken 2.75 Nm' lik bir yük uygulanmıştır. Bu durum için alınan benzetim modeli ve deneysel sonuçlar sırasıyla Şekil 6.57-6.58' de gösterilmiştir.

Ayrıca motor 200 rad/s' lik bir hızda çalışırken -200 rad/s' lik hıza gitmesi durumunda motorun d-q eksen akımları, faz akımları ve moment değişimine ilişkin benzetim ve deneysel sonuçları Şekil 6.59-6.60' da gösterilmiştir.

Bu sonuçlar incelendiğinden referans hız değeri düştükçe hata oranının arttığı görülmektedir (Şekil 6.45-6.52). SMSM' un ani hız ve yük değişimlerine maruz kalması durumunda hata oranının artmasına rağmen sürekli durumda hata oranı kabul edilebilir seviyelere düşmektedir (Şekil 6.53-6.58). Ayrıca yükte çalışmada hata oranının daha azaldığı görülmektedir. Algılayıcısız kontrolde en düşük çalışma hızı 10 rad/s' de elektriksel konum hatası maksimum 18.5° olup, yüksek hız değerlerinde bu elektriksel konum hatası maksimum 3.3°' ye kadar düşmektedir.

Tahmin edicinin hata oranı gerçekleştirilen uygulama devresinin çalışma şartları ile ilişkilidir. Deneysel uygulama setinde, daha düşük örnekleme zamanı ve daha yüksek anahtarlama frekansı ile çalışabilmesi durumunda algılayıcısız kontrolde elde edilen bu hata değerleri çok daha düşürülebilir. Bu şartlar sağlanarak benzetim modeli sonuçlarında daha düşük hata değerleri elde edilmiş ve sonuçlar Şekil 6.61' de gösterilmiştir.



**Şekil 6.61** 10rad/s’ de konum açısı-açı tahmini, açı tahmin hatası, açısal hız- hız tahmini ve hız tahmin hatasının değişimlerine ait benzetim sonuçları

SMSM’ un YSA tabanlı algılayıcısız alan yönlendirmeli kontrolü için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim modeli, uygulamada geçerli olan çalışma koşullarından daha iyi şartlarda çalıştırılması durumunda elde edilen benzetim sonuçları Şekil 6.61’ de gösterilmiştir. Bu sonuçlardan, 10 rad/s için elde edilen konum hatasının yaklaşık  $2.9^\circ$  ye kadar düşürüldüğü görülmektedir.

## 7. SONUÇLAR

Bu tezde, öncelikle SMSM' lar ile ilgili geniş bir literatür taraması yapılmıştır. Literatürde denetim ile ilgili olan çalışmaların daha yaygın olarak yapıldığı gözlenmektedir. Sürücü sistemlerden hızlı bir cevap elde edebilmek için, moment hızlı bir şekilde kontrol edilmelidir. Bu da a.a. motorlarında alan yönlendirme kontrolü ile gerçekleştirilebildiğinden, denetim çalışmalarının alan yönlendirmeli kontrol ağırlıklı olduğu görülmüştür. SMSM' ların alan yönlendirmeli kontrolünde, rotor ile döner alanın senkronize edilebilmesi, moment üretebilmesi ve hız denetiminin gerçekleştirilebilmesi için rotor pozisyonu ve hız bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. SMSM' larda bu amaçla kullanılan konum algılayıcılar, sistem maliyeti ve fiziksel boyutunu arttırmakta, güvenilirliği azaltmaktadır. Literatürdeki araştırmaların çoğunun bu algılayıcıları elimine etmek üzerine yoğunlaştığı görülmüştür. Dolayısıyla konum algılayıcısı olmadan SMSM' un alan yönlendirmeli kontrolünün gerçekleştirilmesi bu çalışmanın temelini oluşturmuştur.

Algılayıcısız sistemin doğruluğunu görmek için öncelikle algılayıcılı sistem yapısının ortaya konması gerekmektedir. Dolayısıyla bu çalışmada öncelikle SMSM' un algılayıcılı alan yönlendirme kontrolü detaylı olarak ele alınmıştır. SMSM' ların algılayıcılı alan yönlendirme kontrolü genel olarak stator akısı alan yönlendirme, akı zayıflatma ve doğrudan moment kontrol olmak üzere üç grupta incelenebilir. Stator akısı alan yönlendirme, bu çalışmada kullanılan SMSM' un yapısına en uygun alan yönlendirme kontrolüdür. Dolayısıyla bu çalışmada stator akısı alan yönlendirme kontrol yöntemi tercih edilmiştir. Alan yönlendirmenin yapılabilmesi için rotor referans çatı modeline ihtiyaç olduğundan, kontrol sisteminin modeli rotor referans çatıdaki matematiksel denklemleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. SMSM algılayıcılı alan yönlendirme kontrolü için histerezis ve darbe genişlik modülasyon eviricili olmak üzere iki farklı benzetim modeli MATLAB/Simulink' te oluşturulmuştur. Elde edilen benzetim modeli sonuçlarının doğruluğunu test edebilmek için deneysel uygulama düzeneği kurularak, alınan sonuçlara göre sistemin doğru çalıştığı görülmüştür. Kullanılan kontrol yöntemleri ile motorun referans hıza kısa sürede ulaştığı ve sürekli durumda referans hızı yüksek doğrulukla takip ettiği görülmüştür. Ani hız ve yük değişimlerinde sistemin hızlı cevap verdiği ve hata oranının az olduğu gözlenmiştir. SMSM' un histerezis denetim uygulamasında DSP kartının dijital I/O portları kullanılmıştır. Bu portların çalışma hızı çok yüksek olmadığı için yüksek frekanslı anahtarlama sinyalleri eviriciye gönderilememektedir. Oysaki histerezis denetimde anahtarlama frekansı tam olarak bilinmemekte ve iyi bir denetim için yüksek anahtarlama frekanslarında

alışılması gerekmektedir. Histerezis denetim yerine DGM' lu evirici kullanılarak bu problem ortadan kaldırılmıştır.

SMSM' nin algılayıcılı alan yönlendirme kontrolü detaylı olarak ele alındıktan sonra bu çalışmanın temelini oluşturan algılayıcısız alan yönlendirme kontrolü gerçekleştirilmiştir. Algılayıcısız kontrol sistemlerinde kullanılan konum tahmin yöntemlerinde hatayı en aza indirmek amaçlanır. Bu nedenle gerçekleştirilen algılayıcısız kontrol sisteminde model tabanlı tahmin yöntemi üzerine temellendirilen YSA tahmin edici gerçekleştirilmiştir. Bu yapı sayesinde atalet, sürtünme ve moment gibi mekaniksel değişimlerden bağımsız ve doğruluk oranı daha yüksek konum ve hız tahmini yapılabilir. Tahmin doğruluğu SMSM' un YSA tabanlı algılayıcısız alan yönlendirme kontrolünün benzetim modeli ve deneysel çalışmadan alınan sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilerek gösterilmiştir. Benzetim modelindeki tahmin ediciler iki faz sabit referans çatı denklemleri kullanılarak elde edilmiştir. Bu çatıya dönüştürülen zıt emk ifadesinden konum ve hız bilgisinin tespiti mümkün olduğu için tahmin modeli iki faz sabit referans çatıda yapılmıştır. MATLAB/Simulink' te benzetim modeli oluşturularak sonuçların doğruluğu gerçekleştirilen deneysel uygulama düzeneğinden alınan sonuçlarla görölmüştür.

Çalışmada alınan sonuçlardan, SMSM' un algılayıcılı ve algılayıcısız olarak kontrolünde geniş hız aralığında kabul edilebilir motor kontrolü ve rotor açı tahmini gerçekleştirilmiştir. Algılayıcısız kontrolde en düşük çalışma hızı 10 rad/s' de elektriksel konum hatası maksimum 18.5° olup, yüksek hız değerlerinde bu elektriksel konum hatası maksimum 3.3°' ye kadar düşmektedir. Elde edilen bu sonuçlarda gerçekleştirilen uygulama devresinin çalışma şartları büyük bir rol oynamaktadır. Uygulamada daha düşük örnekleme zamanı ve daha yüksek anahtarlama frekansı ile çalışabilmesi durumunda algılayıcısız kontrolde elde edilen bu hata değerlerinin çok daha düşürülebileceği, 10 rad/s' de elde edilen konum hatasının yaklaşık 2.9°' ye kadar indirilebileceği istenilen şarlarda çalıştırılabilen benzetim modeli ile ortaya konulmuştur.

SMSM' nun YSA tabanlı algılayıcısız alan yönlendirmesi için önerilen tahmin yöntemi ile geçici durumda hata oranının artmasına rağmen sürekli durumda yüksek doğrulukta ve geniş bir hız aralığında tahmin işleminin yapılabildiği görölmüştür. Bu sayede düşük ve yüksek hızlar için farklı konum tahmin yöntemlerinin uygulanması dezavantajı da bu yöntemle kaldırılmaktadır.

Gelecek çalışmalarda, uygulama düzeneğinde kullanılan modelin daha optimum hale getirilmesi ile DSP tabanlı uygulamadan elde edilecek sonuçların iyileştirilebilmesi mümkün olabileceğinden deneysel düzende iyileştirme çalışmaları yapılacaktır. Ayrıca gerçekleştirilen

deneysel düzenek ile SMSM' lar için diğ er kontrol yöntemlerinin denenmesi ve farklı motorların kontrol uygulamalarının gerçekleştirilerek analizlerinin yapılması önerilmektedir.

## KAYNAKLAR

1. Duru, T., 1997, Mıknatıslı Senkron Makinanın Manyetik Analizi ve Modellenmesi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
2. Jons, T.M., Kliman, G.B. and Neumann, T.W., 1986, Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives, IEEE Trans. Ind. Appl. , Vol. 22, No.4, 738-747.
3. Vas,P., 1998, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 768p.
4. Richter, E., Miller, T.J.E., Neuman, T.W. and Hudson, T.L., 1985, The Ferrite Permanent Magnet AC Motor, A Technical and Economical Assesment, IEEE Trans. Ind. Appl. Soc., No.4, IA-21, 644-650.
5. Gümüş, B., 2004, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık Gözlemleyicisi Kullanarak Vektör Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
6. Miller, T.J., 1989, *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*, Oxford University Press., USA, 224p.
7. Hanselman, D.C., 1994, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, McGraw Hill Press, USA, 392p.
8. Diallo, D., Champenois, G. and Rognon, J.P., 1994, Two Management Strategies to Deal with PWM Inverter's Control Variable Saturation, IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol:30, 717-722.
9. Demirbaş, Ş., 2001, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
10. Qingding, Ruifu, G., L. and Limei, W., 1996, A Shaft Sensorless Control for PMSM Using Direct Neural Network Adaptive Observer, Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IEEE IECON 22nd International Conference, 1729-1734.
11. Öksüztepe, E., 2008, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
12. Hanselman, D.C., 1990, Resolver Signal Requirements for High Accuracy Resolver-Two-Digital Conversion, , IEEE Trans. On Ind. Electroics, 37, 6, 556-561.
13. Östlund, S. and Brokemper, M., 1996, Sensorless Rotor-Position Detection from Zero to Rated Speed for an Integrated PM Synchronous Motor Drive, IEEE Trans. On Ind. Appl. Vol.32. No. 5, 1158-1164.

14. Consoli, A., Scarcelle, G. and Testa, A., 2001, Industry Application of Zero Speed Sensorless Control Techniques for PM Synchronous Motors, *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, 27, No:5, 1005-1011.
15. Batzel, T.D. and Lee, K.Y., 2003, An Approach to Sensorless Operation of The Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Diagonally Recurrent Neural Networks, *Energy Conversion*, IEEE, 100-106.
16. Consoli, A., Musumeci, S., Raciti, A. and Testa, A., 1994, Sensorless Vector and Speed Control of Brushless Motor Drives, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.41, No.1, 91-96.
17. Schmidt, P.B., Gasperi, M.L., Ray, G. and Wijenayeke, A.H., 1997, Initial Rotor Angle Detection of a Nonsalient Pole PMSM, *IEEE ind. Appl. Conf. Thirty-Second IAS Annual Meeting*, IAS apos97, 459-463.
18. De Angelo, C., Bossio, G., Solsona, J., Garcia, G.O. and Valla, M.I., 2005, A Rotor Position and Speed Observer for PM Motors with Nonsinusoidal EMF Waveform, *IEEE Trans. Ind. Electronics*, 52, 3, 807-813.
19. Moreira, J., 1996, Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Over a Wide Speed Range, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.32, No.6, 1394-1401.
20. Gutt, H.J., Bosch, V. and Reismayr, D., 1999, Sensorless Direct Control of Brushless Inverter Fed Permanent Magnet Excited AC Motor Drive System, in *proc. 30th Annu. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 838-841.
21. Ogasawara, S. ve Akagi, H., 1991, An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors, *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, 928-933.
22. Beccera, R.C., Jahns, T.M. and Ehsani, M., 1991, Four-Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive, in *proc. IEEE Appl. Power Electronics Conf. Expo.*, 202-209.
23. Wu, R. and Slemon, G., 1991, A Permanent Magnet Motor Drive without a Shaft Sensor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.27, No.5, 1005-1011.
24. Park, H.W., Lee, S.H., Won, T.H, Kim, M.S. and Kim C.U., 2001, Position Sensorless Speed Control Scheme for PMSM Drives, *IEEE Int. Symp. on Ind. Electro.*, 632-636.
25. Chiricozzi, E., Parasiliti, F., Petrella, R. and Tursini, M., 2001, Sensorless PMSM Drive Solution for Compresor Application, *MURST Cofin, Politeko Edizioni*, 14-30.
26. Chen, Z., Tomita, M.D., Doki., S. and Okuma, S., 2003, An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior PMSMs, *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol.50, No.2, 280-288.
27. Patel, N., O'Meara, T., Nagashima, J. and Lorenz, R., 2001, Encoderless IPM Driver System for EV/HEV Propulsion Applications, *EPE 2001 Conf.*, 27-29.

28. Mangesha, M., Koza, I., Mitsutjiro, S. and Jun, O., 2005, Novel Rotor Position Extraction Based on Carrier Frequency Component Method (CFCM) Using Two Reference Frames for IPM Drives, IEEE Trans. On Ind. Appl. Conf., Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, 27-29.
29. Jabbar, M.A., Hoque, M.A. and Rahman, M.A., 1997, Sensorless Permanent Magnet Motor Drives, IEEE Canadian Conf. On Electrical and Computer Engineering, 2, 878-883.
30. Kulkarni, A. and Ehsani, M., 1992, A Novel Position Sensor Elimination Technique for The Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol:30, 717-722.
31. Petrovic, V. and Stankovic, A.M., 2001, Saliency-Based Position Estimation in PM Synchronous Motors, in proc. Conf. Rec. 36th Annu. Ind. Appl. Conf. , 801-806.
32. Shouse, K.R. and Taylor D.G., 1998, Sensorless Velocity Control of PM Synchronous Motors, IEEE Trans. Cont. Syst. Tech., Vol.6, No.3, 313-324.
33. Harnefors, L. and Nee, H., 2000, A General Algorithm for Speed and Position Estimation of AC Motors, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.47, No.1, 77-83.
34. Solsona, J., Valla, M.I. and Muravchik C., 2000, On Speed and Rotor Position Estimation in PM AC Drives, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.47, No.5, 1176-1180.
35. Batzel, T. D. and Lee, K. Y., 2000, Slotless Permanent Magnet Synchronous Motor Operation without a High Resolution Rotor Angle Sensor, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.15, No.4, 366-371.
36. Sudhoff, S.D., Tichenor, J.L. and Drewniak, J.L., 1999, Wide-Bandwidth Multi-Resolucional Analysis of a Surface-Mounted PM Synchronous Machine, IEEE Trans. On Energy Conv., Vol:14, No:4, 1011-1018.
37. Lin, F.J., 2001, Hybrid Computed Torque Controlled Motor-Toggle Servomechanism Using Fuzzy Neural Network Uncertainty Obsever, Neurocomputing 48, 403-422.
38. Dandıl, B. ve Gökbulut, M.,2004, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Bulanık Sinir Ağı Denetleyici ile Dayanıklı Hız Denetimi, F.Ü. Fen Bilimleri Dergisi, 16, 4, 725-734.
39. Yang, Y., Vilathgamuwa, D.M. ve Rahman, M.A., 2001, A New Artificial Neural Network Controller for an Interior Permanent Magnet Motor Drive, Industry Applications Conference, 2001, IEEE, 945-952.
40. Elbuluk, M., Tong, L. ve Husain, I., 2000, Neural Network-Based Model Reference Adaptive Systems for High Performance Motor Drives and Motion Controls, Industry Applications Conference, IEEE, 959-965.

41. Li, H., Wang, J., Gu, S. and Yang, T., 2001 A Neural-Network-Based Adaptive Estimator of Rotor Position and Speed for Permanent Magnet Synchronous Motor, Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001, 735-738.
42. Fengtai, H. and Dapeng, T., 1996, A Neural Network Approach to Position Sensorless Control of Brushless DC Motors, Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON 1996, 1167-1170.
43. Batzel, T.D. and Lee, K.Y., 2000, A Diagonally Recurrent Neural Network Approach to Sensorless Operation of The Permanent Magnet Synchronous Motor, Power Engineering Society Summer Meeting, IEEE, 2441-2445.
44. Sezgin, A., 1993, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Benzetimi, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
45. Yaman, K., 1999, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Tasarımı ve Analizi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
46. Uddin, M.N., 2000, Intelligent Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, PhD Thesis, Faculty of Engineering and Applied Science Memorial University of Newfoundland.
47. Orhan, A., 1999, Büyük Güçlü Senkron Motorların Vektör Kontrolü için Yeni Bir Yöntem, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
48. Akın, E., 1994, Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi için Bir Yöntem, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 178s.
49. Batzel, T.D., 1999, Sensorless Electric Drive for Permanent Magnet Synchronous Motors, The Pennsylvania State University, Applied Research Laboratory, 67p.
50. Parsa, L., 2005, Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors, PhD Thesis, Electric Engineering, Texas A&M University, 129p.
51. Yu, Z., Mohammed, A. and Panahi, I., 1997, A Review of Three PWM Techniques, Proceeding of The American Control Conference, 257-261.
52. Batzel, T.D. ve Lee, K.Y., 2005, Electric Propulsion with Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor-Implementation and Performance, Energy Conversion, IEEE Transaction, 575-583.
53. Masaki, R., Kaneko, S., Hombu, M., Sawada, T. and Yoshihara, S., 2002, Development of a Position Sensorless Control System on an Electric Vehicle Driven by a Permanent Magnet Synchronous Motor, Power Conversion Conference, 571-576.

54. Wan, W., Zhang, X., Xu, J. and Tang, R., 2001, A Feedforward Control System of PMSM Based on Artificial Neural Network, *Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001*, IEEE, 679-682.
55. Han-Woong, P., Sang-Hoon, L., Tae-Hyun, W., Moon-Soo, K. ve Cheul-U, K., 2001, Position Sensorless Speed Control Scheme for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *Industrial Electronics, ISIE 2001. IEEE*, 632-636.
56. Batzel, T.D., 2004, Improved Angular Velocity Estimation for High Performance Sensorless PMSM, *Power Electronics and Transs. IEEE*, 89-96.
57. Young S.K., Sung L.R. ve Young Ahn K., 2004, An Improved Sliding Mode Observer of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor, *SICE 2004 Annual Conference*, 192-197.
58. Baba, T., Masukane, I., Matsuse, K., Ohta, H. and Obayashi, K., 2002, Characteristics and Analysis of The Permanent Magnet Synchronous Motor with Closed Slot Stator Core for Position Sensorless Drive, *Power Conversion Conference*, 265-269.
59. Haque, M.E., Zhong, L. and Rahman, M.F., 2002, A Sensorless Speed Estimator for Application in a Direct Torque Controller of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Incorporating Compensation of Offset Error, *Power Electronics Specialists Conference, IEEE 33rd Annual*, 276-281.
60. Perera, P.D.C., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K. and Thogersen, P., 2003, A Sensorless, Stable V-F Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 783-791.
61. Changsheng L. and Elbuluk, M., 2001, A Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors, *Industry Applications Conference, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 1273-1278.
62. Young-seok K., Yang-kwang C. and Yoon-seok H., 2003, A Speed Sensorless Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Using an Integral Binary Observer, *Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003*, 487-490.
63. Bolognani, S., Tubiana, L. ve Zigliotto, M., 2003, EKF-Based Sensorless IPM Synchronous Motor Drive for Flux-Weakening Applications, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 768-775.
64. Tae-Hyung K. and Ehsani, M., 2003, An Error Analysis of The Sensorless Position Estimation for BLDC Motors, *Industry Applications Conference, IEEE*, 611-617.
65. Pek, W.K., Lim, K.W. and Panda, S.K., 2000, Evaluating The Robustness of a Sensorless Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *Industrial Electronics Society, IECON 2000*, 1389-1394.

66. Bolognani, S., Tubiana, L. and Zigliotto, M., 2003, Extended Kalman Filter Tuning in Sensorless PMSM Drives, Industry Applications, IEEE Transactions on, 1741-1747.
67. Bolognani, S., Zigliotto, M. and Zordan, M., 2001, Extended-Range PMSM Sensorless Speed Drive Based on Stochastic Filtering, Power Electronics, IEEE Transactions on, 110-117.
68. Salvatore, L., Cupertino, F. and Cascella, G.L., 2002, A New Approach to Sensorless Vector Control of SPMSM with Adaptive Sliding-Mode Observer, Industrial Electronics, ISIE 2002, IEEE, 489-494.
69. Taghirad, H.D., Abedi, N. and Noohi, E., 2002, A New Sensorless Vector Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor without Velocity Estimator, Advanced Motion Control, ICCA, IEEE, 242-246.
70. Guchuan Z., Kaddouri, A., Dessaint, L.A. and Akhrif, O., 2001, A Nonlinear State Observer for The Sensorless Control of a Permanent-Magnet AC Machine, Industrial Electronics, IEEE, 1098-1108.
71. Chuanyang W. and Xu, L., 2004, A Novel Approach for Sensorless Control of PM Machines Down to Zero Speed without Signal Injection or Special PWM Technique, Power Electronics, IEEE, 1601-1607.
72. Tang, L., Zhong, L., Rahman, M.F. and Hu, Y., 2002, A Novel Direct Torque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System with Low Ripple in Torque and Flux-a Speed Sensorless Approach, Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the IEEE, 104-111.
73. Gökbulut, M., 2000, Yapay Sinir Ağları ve Uygulamaları, F.Ü. Tek. Eğ. Fak. Elektronik ve Bilg. Eğt. Böl. Ders Notları, Elazığ, 59s.
74. Jang, J.S.R., Sun, C.T. and Mizutani, E., 1997, *Neuro-Fuzzy and Soft Computing*, PTR Prentice Hall, Upper Saddle River, 614p.
75. Gupta, M.M. and Rao, D.H., 1993, Dynamical Neural Units with Applications to The Control of Unknown Nonlinear Systems, Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, Vol.1, No.1, 73-92.
76. Zurada, J.M., 1992, *Introduction to Artificial Neural Systems*, West Publishing Company, Inc, New York, USA, 683p.
77. Niebur, D., 1995, Artificial Neural Networks For Power Systems, ELECTRA, No.159, 77-101.
78. Li, H., Wang, J., Gu, S. ve Yang, T., 2001, A Neural-Network-Based Adaptive Estimator of Rotor Position and Speed for Permanent Magnet Synchronous Motor, Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001, 735-738.

## ÖZGEÇMİŞ

Sencer ÜNAL

Fırat Üniversitesi  
Mühendislik Fakültesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
23119, Elazığ  
[sencerunal@firat.edu.tr](mailto:sencerunal@firat.edu.tr)

- 1978 Elazığ 'da doğdu.
- 1995-1999 Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu.
- 1999-2002 Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında “Kendinden uyartımlı asenkron generatörün geçici ve sürekli durum davranışının modellenmesi” konusunda yaptığı çalışma ile Yüksek Mühendis derecesini aldı.
- 2000- Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır. Evli ve bir çocuk babasıdır.

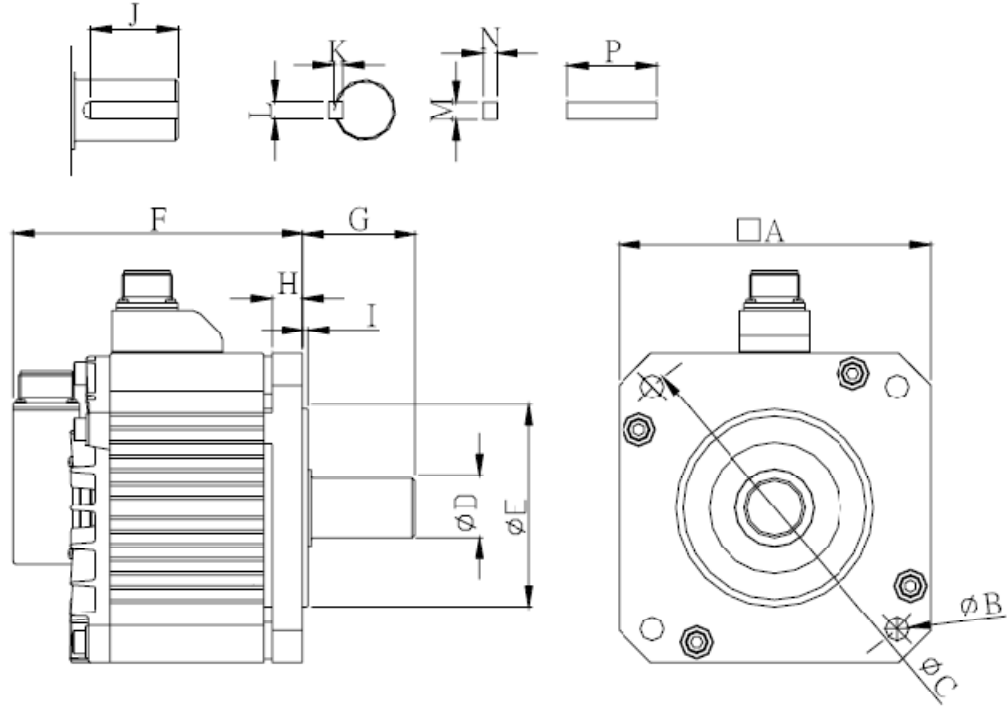
## **EKLER**

**EK-1 Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan 1 kW' lık ASMT10M250TL SMSM' un teknik özellikleri**

**11-3 Orta Ataletli Servo Motor Özellikleri (ASMT□□M Serisi)**

| Model: ASMT□□M250□□ |                                             | 1kW                         | 2kW     | 3kW     |
|---------------------|---------------------------------------------|-----------------------------|---------|---------|
|                     |                                             | 10                          | 20      | 30      |
| Özellikler          | Oransal çıkış                               | 1.0                         | 2.0     | 3.0     |
|                     | Oransal tork (N.m)                          | 4.8                         | 9.4     | 14.3    |
|                     | Maximum tork (N.m)                          | 15.7                        | 23.5    | 35.8    |
|                     | Oransal hız (rpm)                           | 2000                        |         |         |
|                     | Maximum hız (rpm)                           | 3000                        |         |         |
|                     | Oransal akım (A)                            | 5.6                         | 13.1    | 17.4    |
|                     | Maximum akım (A)                            | 17.6                        | 31.4    | 42.3    |
|                     | Güç oranı (kW/s)                            | 38.4                        | 55.6    | 47.2    |
|                     | Ataletin Rotor momenti (Kg.m <sup>2</sup> ) | 5.98E-4                     | 15.8E-4 | 43.3E-4 |
|                     | Mekanik zaman sabiti (ms)                   | 1.4                         | 1.6     | 0.9     |
|                     | Statik sürtünme torku(N.m)                  | 0.29                        | 0.98    | 0.98    |
|                     | Tork sabiti-KT (N.m/A)                      | 0.91                        | 0.77    | 0.86    |
|                     | Voltaj sabiti-KE (V/rpm)                    | 95.71E-3                    | 81.1E-3 | 90.5E-3 |
|                     | Armatür direnci (Ohm)                       | 1.98                        | 0.6     | 0.162   |
|                     | Armatür indüktansı (mH)                     | 13.2                        | 6.1     | 2.3     |
|                     | Elektrik zaman sabiti (ms)                  | 6.7                         | 10.1    | 14.2    |
|                     | İzolasyon sınıfı                            | F sınıfı                    |         |         |
|                     | İzolasyon direnci                           | >100MΩ, DC 500V             |         |         |
|                     | İzolasyon dayanıklılığı                     | AC 1500 V, 50 Hz, 60 saniye |         |         |
|                     | Max. radyal shaft yükü (N)                  | 490                         | 784     | 784     |
|                     | Max. lineer shaft yükü (N)                  | 98                          | 392     | 392     |
| Çevre               | Çalışma sıcaklığı (°C)                      | 0~40                        |         |         |
|                     | Saklama sıcaklığı (°C)                      | -20~70                      |         |         |
|                     | Nem (çalışmada)                             | 20~90%RH (yogunlaşmasız)    |         |         |
|                     | Nem (saklama)                               | 20~90%RH (yogunlaşmasız)    |         |         |
|                     | Titresim                                    | 2.5G                        |         |         |
|                     | IP oranlaması                               | IP65                        |         |         |

### 11-6 Orta Ataletli Servo Motor Ölçüleri (birim: mm)



| Model       | ASM I 10M250□□    | ASM I 20M250□□    | ASM I 30M250□□    |
|-------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| A           | 130               | 180               | 180               |
| B           | 9                 | 13.5              | 13.5              |
| C           | 145 +0.2 -0.2     | 200 +0.2 -0.2     | 200 +0.2 -0.2     |
| D           | 22h6 +0.0 -0.013  | 35h6 +0.0 -0.016  | 35h6 +0.0 -0.016  |
| E           | 110h7 +0.0 -0.035 | 114.3h7 +0 -0.035 | 114.3h7 +0 -0.035 |
| F (frensiz) | 143               | 164               | 212               |
| F (frenli)  | 181               | 213               | 258               |
| G           | 40                | 50                | 50                |
| H           | 15                | 20                | 20                |
| I           | 4                 | 4                 | 4                 |
| J           | 29                | 40                | 40                |
| K           | 18 +0.0 -0.1      | 30 +0.0 -0.2      | 30 +0.0 -0.2      |
| L           | 8H9 +0.0 -0.036   | 10H9 +0.0 -0.036  | 10H9 +0.0 -0.036  |
| M           | 8                 | 10                | 10                |
| N           | 7                 | 8                 | 8                 |
| P           | 25                | 35                | 35                |

□ Not: Model isimlerinin sonundaki kutucuklar (□) versiyon ve opsiyon içindir.

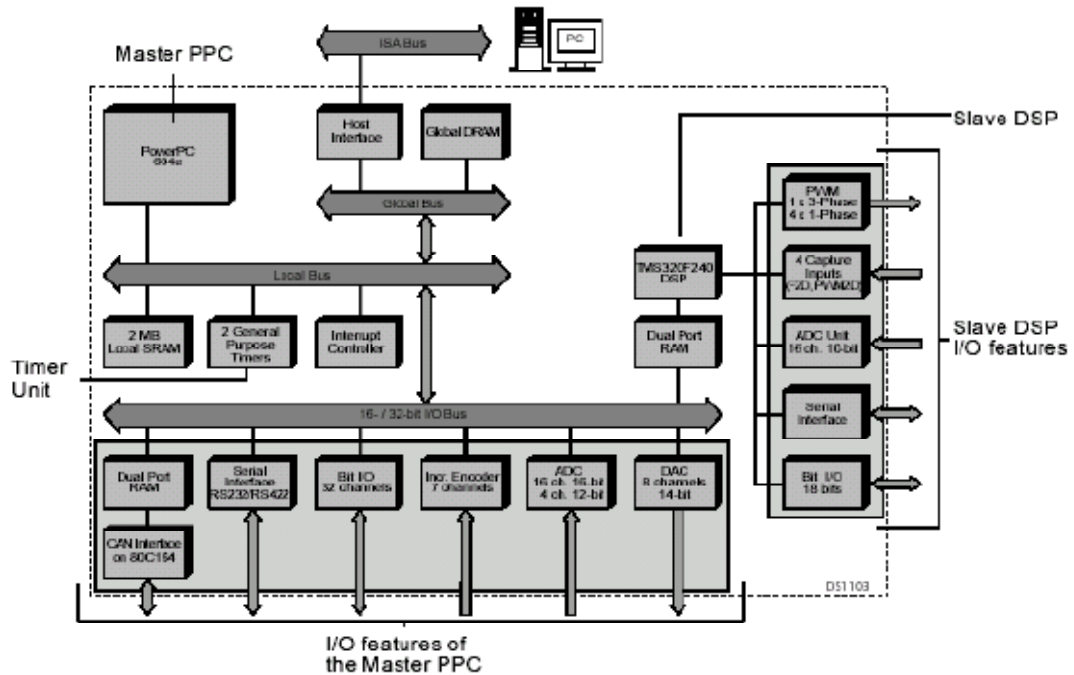
( Model açıklaması hakkında daha fazla bilgi için bölüm 1-2'ye bakınız)

## EK-2 dSPACE DS1103 denetleyici kartın özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri

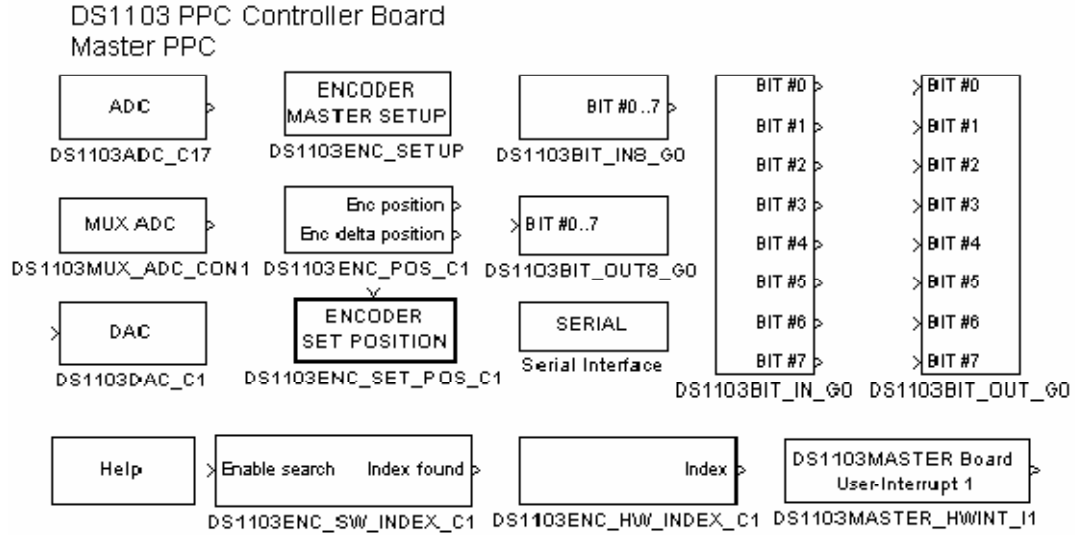
### EK-2.1 DS1103 denetleyici kartın özellikleri

- Motorola PowerPC 604e / 333 MHz
- Slave DSP Texas Instruments TMS320F240 Subsystem
- 2 general purpose timers
- 2 MB local SRAM
- 32 MB global DRAM
- 4 ADC units 16 bit, multiplexed (4 channels each), 4  $\mu$ s sampling time \*
- 4 ADC channels 12 bit, 800 ns sampling time \*
- 8 DA channels, 14 bit, 5  $\mu$ s settling time
- Incremental encoder interface (6 digital inputs and 1 analog input)
- 4 channels with 8 bits of digital I/O
- Serial interface
- CAN interface
- Three-phase PWM outputs plus 4 single PWM outputs

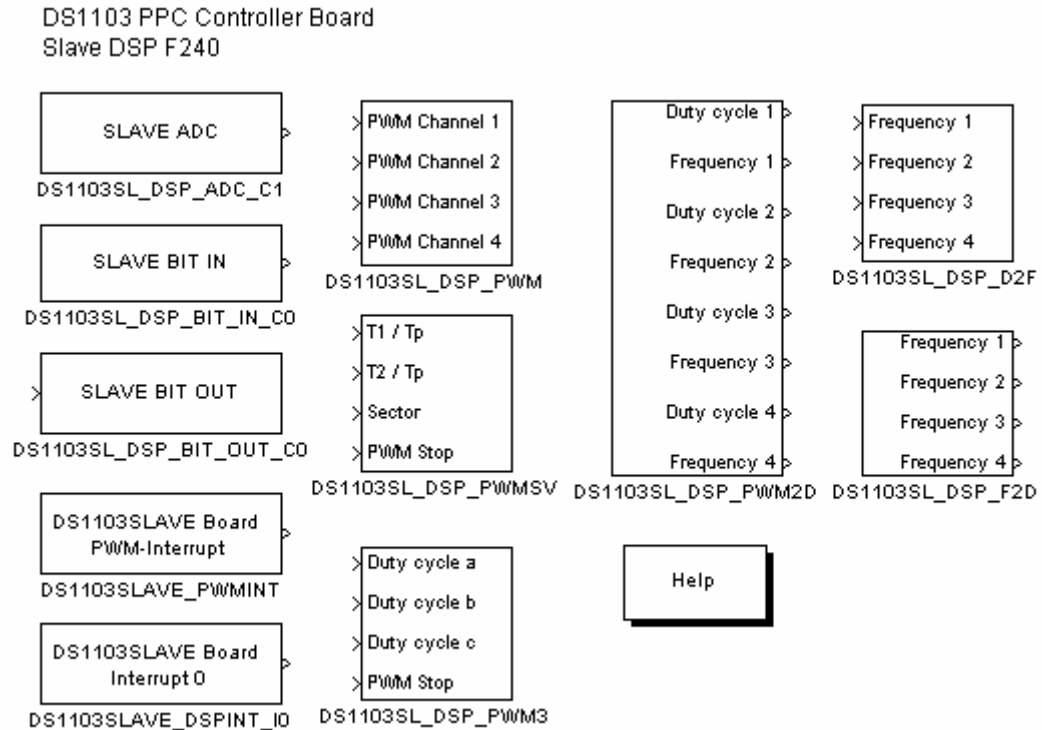
### EK-2.2 DS1103' ün mimarisi ve fonksiyonel birimleri



### EK-2.3 DS1103' ün Master PPC' si için RTI blokları



### EK-2.4 DS1103' ün Slave DSP'si için RTI blokları



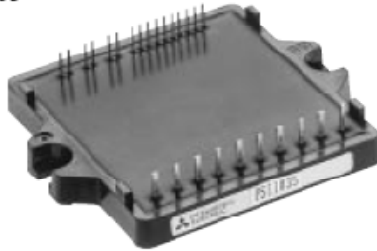
### **EK-3 PS11035 evirici modülün teknik özellikleri**

**MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <Application Specific Intelligent Power Module>**

PS11035

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED TYPE

## PS11035



## INTEGRATED FUNCTIONS AND FEATURES

- Converter bridge for 3 phase AC-to-DC power conversion.
- 3 phase IGBT inverter bridge configured by the latest 3rd. generation IGBT and diode technology.
- Inverter output current capability IO (Note 1):

| Type Name | Motor Rating   | Io (100%) | Io (150%; 80sec) |
|-----------|----------------|-----------|------------------|
| PS11035   | 1.5 kW/200V AC | 7.0Arms   | 10.5Arms         |

(Note 1): The inverter output current is assumed to be sinusoidal and the peak current value of each of the above loading cases is defined as:  $I_{OP} = I_0 \times \sqrt{2}$ ,  $T_c < 100^\circ\text{C}$

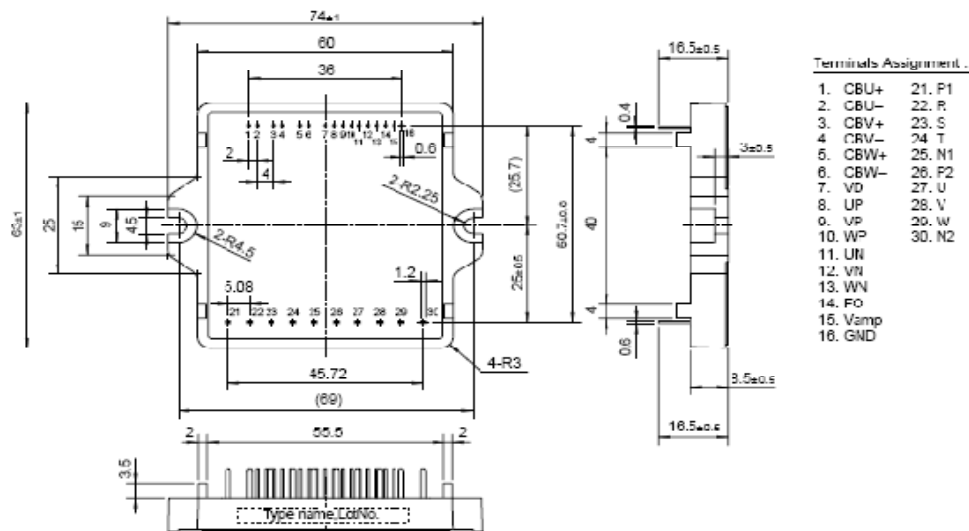
**INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS:**

- P-Side IGBTs : Drive circuit, high-level-shift circuit, bootstrap circuit supply scheme for Single Control-Power-Source drive, and under-voltage (LV) protection.
- N-Side IGBTs : Drive circuit, DC-Link current sense and amplifier circuits for overcurrent protection, control-supply under-voltage protection (UV), and fault output (FO) signaling circuit.
- Fault Output : N-side IGBT short circuit (SC), over-current (OC), and control supply under-voltage (UV).
- Inverter Analog Current Sense : N-Side IGBT DC-Link Current Sense.
- Input Interface : 5V CMOS/TTL compatible, Schmitt Trigger input, and Arm-Shoot-Through interlock protective function.

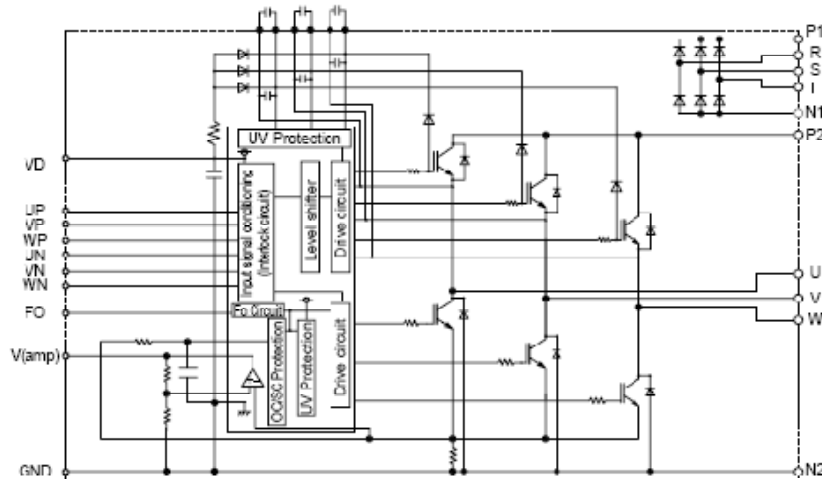
## APPLICATION

Acoustic noise-less 1.5kW/200V AC Class 3 phase inverters, motor control applications, and motors with built-in small size inverter package

## PACKAGE OUTLINES



(Fig. 1)



**MAXIMUM RATINGS** ( $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ )

| Symbol                | Item                                                 | Condition                             | Rating            | Unit |
|-----------------------|------------------------------------------------------|---------------------------------------|-------------------|------|
| VCC                   | Supply voltage                                       | Applied between P2-N2                 | 460               | V    |
| VCC(surge)            | Supply voltage (surge)                               | Applied between P2-N2, Surge-value    | 500               | V    |
| VP or VN              | Each output IGET collector-emitter static voltage    | Applied between P2-U,V,W, U,V,W-N2    | 800               | V    |
| VP(S) or VN(S)        | Each output IGBT collector-emitter switching voltage | Applied between P2-U,V,W, U,V,W-N2    | 800               | V    |
| $\pm I_o(\pm I_{op})$ | Each output IGBT collector current                   | Tc = 25°C, "( ) " means Ic peak value | $\pm 20 (\pm 40)$ | A    |

| Symbol           | Item                                   | Condition                                  | Rating | Unit             |
|------------------|----------------------------------------|--------------------------------------------|--------|------------------|
| VRRM             | Repetitive peak reverse voltage        |                                            | 800    | V                |
| Ea               | Recommended AC input voltage           |                                            | 220    | Vrms             |
| Io               | DC output current                      | 3 $\phi$ rectifying circuit                | 20     | A                |
| IFSM             | Surge (non-repetitive) forward current | 1 cycle at 60Hz, peak value non-repetitive | 196    | A                |
| I <sup>2</sup> t | I <sup>2</sup> t for fusing            | Value for one cycle of surge current       | 165    | A <sup>2</sup> s |

| Symbol                           | Item                                           | Rating      | Unit |
|----------------------------------|------------------------------------------------|-------------|------|
| V <sub>0</sub> , V <sub>00</sub> | Supply voltage                                 | -0.5 ~ 20   | V    |
| V <sub>CIN</sub>                 | Input signal voltage                           | -0.5 ~ +7.5 | V    |
| V <sub>FO</sub>                  | Fault output supply voltage                    | -0.5 ~ +7.5 | V    |
| I <sub>FO</sub>                  | Fault output current                           | 15          | mA   |
| I <sub>amp</sub>                 | DC-Link IGBT current signal Amp output current | 1           | mA   |

## EK-4 ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatörün teknik özellikleri

ICPL2631  
ICPL2630



### DUAL CHANNEL, HIGH CMR, VERY HIGH SPEED OPTICALLY COUPLED ISOLATOR LOGIC GATE OUTPUT

#### APPROVALS

- UL recognised, File No. E91231

#### DESCRIPTION

The ICPL2630 / ICPL2631 are dual channel optocouplers consisting of GaAsP light emitting diodes and high gain integrated photo detectors to provide 3500Volts<sub>RMS</sub> electrical isolation between input and output. The output of the detector I.C.'s are open collector Schottky clamped transistors. The ICPL2631 has an internal shield which provides a guaranteed common mode transient immunity specification of 1000V/ $\mu$ s minimum. This unique design provides maximum ac and dc circuit isolation while achieving TTL compatibility. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of 0°C to 70°C, such that a maximum input signal of 5mA will provide a minimum output sink current of 13mA (equivalent to fan-out of eight gates)

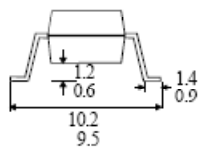
#### FEATURES

- High speed - 10MBit/s
- High Common Mode Transient Immunity 10kV/ $\mu$ s typical
- Logic gate output
- ICPL2631 has improved noise shield for superior common mode rejection
- Options :-  
10mm lead spread - add G after part no.  
Surface mount - add SM after part no.  
Tape&reel - add SMT&R after part no.

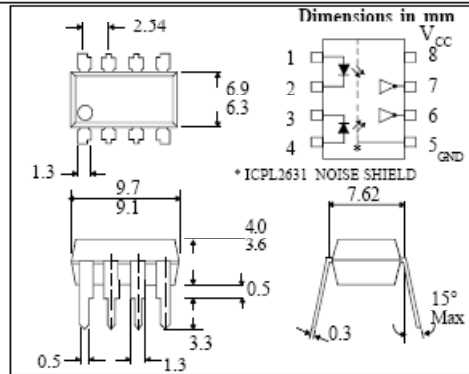
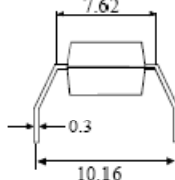
#### APPLICATIONS

- Line receiver, data transmission
- Computer-peripheral interface
- Data multiplexing
- Pulse transformer replacement

#### OPTION SM SURFACE MOUNT



#### OPTION G



#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25°C unless otherwise specified)

Storage Temperature \_\_\_\_\_ -55°C to + 125°C  
Operating Temperature \_\_\_\_\_ 0°C to + 70°C  
Lead Soldering Temperature  
(1/16 inch (1.6mm) from case for 10 secs) 260°C

#### INPUT DIODE

Average Forward Current \_\_\_\_\_ 15mA  
(note 5)  
Peak Forward Current \_\_\_\_\_ 30mA  
(less than 1msec duration)(note 5)  
Reverse Voltage \_\_\_\_\_ 5V  
(note 5)

#### DETECTOR

Supply Voltage( $V_{CC}$ ) \_\_\_\_\_ 7V  
(1 minute maximum)  
Output Current ( $I_O$ ) \_\_\_\_\_ 16mA  
(note 5)  
Output Voltage ( $V_O$ ) \_\_\_\_\_ 7V  
(note 5)  
Collector Output Power Dissipation \_\_\_\_\_ 60mW

#### ISOCOM COMPONENTS LTD

Unit 25B, Park View Road West,  
Park View Industrial Estate, Brenda Road  
Hartlepool, Cleveland, TS25 1YD  
Tel: (01429) 863609 Fax: (01429) 863581

#### ISOCOM INC

1024 S. Greenville Ave, Suite 240,  
Allen, TX 75002 USA  
Tel: (214) 495-0755 Fax: (214) 495-0901  
e-mail info@isocom.com  
http://www.isocom.com



## Inverter Interface and Digital Deadtime Generator for 3-Phase PWM Controls

| Type       | Package            | Configuration      | Temp. Range    |
|------------|--------------------|--------------------|----------------|
| IXDP630 PI | 18-Pin Plastic DIP | RC Oscillator      | -40°C to +85°C |
| IXDP631 PI | 18-Pin Plastic DIP | Crystal Oscillator | -40°C to +85°C |

This 5 V HCMOS integrated circuit is intended primarily for application in three-phase, sinusoidally commutated brushless motor, induction motor, AC servomotor or UPS PWM modulator control systems. It injects the required deadtime to convert a single phase leg PWM command into the two separate logic signals required to drive the upper and lower semiconductor switches in a PWM inverter. It also provides facilities for output disable and fast overcurrent and fault condition shutdown.

In the IXDP630, deadtime programming is achieved by an internal RC oscillator. In the IXDP631, programming is achieved by use of a crystal oscillator. An alternative for both the IXDP630/631 is with an external clock signal. Because of its flexibility, the IXDP630/631 is easily utilized in a variety of brushed DC, trapezoidally commutated brushless DC, hybrid and variable reluctance step and other more exotic PWM motor drive power and control circuit designs.

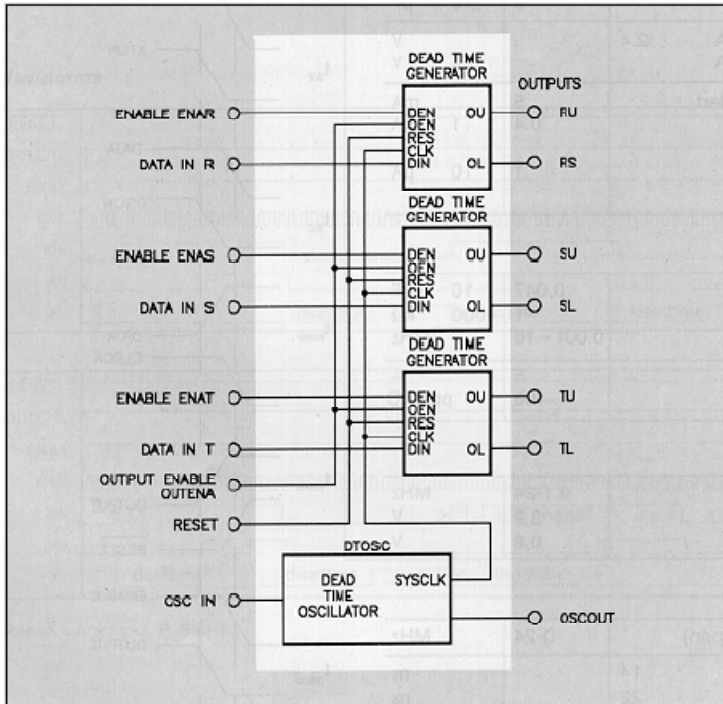
### Features

- 5 V HCMOS logic implementation maintains low power at high speed
- Schmitt trigger inputs and CMOS logic levels improve noise immunity
- Simultaneously injects equal deadtime in up to three output phases
- Replaces 10-12 standard SSI/MSI logic devices
- Allows a wide range of PWM modulation strategies
- Directly drives high speed optocouplers

### Applications

- 1- and 3- Phase Motion Controls
- 1- and 3- Phase UPS Systems
- General Power Conversion Circuits
- Pulse Timing and Waveform Generation
- General Purpose Delay and Filter
- General Purpose Three Channel "One Shot"

Block Diagram IXDP 630/IXDP 631



IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

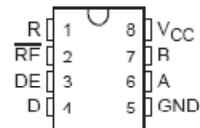
## EK-6 SN75176A differential bus transceiver' in teknik özellikleri

### SN75176A DIFFERENTIAL BUS TRANSCEIVER

SLLS100A – JUNE 1984 – REVISED MAY 1995

- Bidirectional Transceiver
- Meets or Exceeds the Requirements of ANSI Standards EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11
- Designed for Multipoint Transmission on Long Bus Lines in Noisy Environments
- 3-State Driver and Receiver Outputs
- Individual Driver and Receiver Enables
- Wide Positive and Negative Input/Output Bus Voltage Ranges
- Driver Output Capability ...  $\pm 60$  mA Max
- Thermal-Shutdown Protection
- Driver Positive- and Negative-Current Limiting
- Receiver Input Impedance ... 12 k $\Omega$  Min
- Receiver Input Sensitivity ...  $\pm 200$  mV
- Receiver Input Hysteresis ... 50 mV Typ
- Operates From Single 5-V Supply
- Low Power Requirements

D OR P PACKAGE  
(TOP VIEW)



#### description

The SN75176A differential bus transceiver is a monolithic integrated circuit designed for bidirectional data communication on multipoint bus-transmission lines. It is designed for balanced transmission lines and meets ANSI Standard EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11.

The SN75176A combines a 3-state differential line driver and a differential input line receiver, both of which operate from a single 5-V power supply. The driver and receiver have active-high and active-low enables, respectively, that can be externally connected together to function as a direction control. The driver differential outputs and the receiver differential inputs are connected internally to form differential input/output (I/O) bus ports that are designed to offer minimum loading to the bus whenever the driver is disabled or  $V_{CC} = 0$ . These ports feature wide positive and negative common-mode voltage ranges making the device suitable for party-line applications.

The driver is designed to handle loads up to 60 mA of sink or source current. The driver features positive- and negative-current limiting and thermal shutdown for protection from line fault conditions. Thermal shutdown is designed to occur at a junction temperature of approximately 150°C. The receiver features a minimum input impedance of 12 k $\Omega$ , an input sensitivity of  $\pm 200$  mV, and a typical input hysteresis of 50 mV.

The SN75176A can be used in transmission-line applications employing the SN75172 and SN75174 quadruple differential line drivers and SN75173 and SN75175 quadruple differential line receivers.

The SN75176A is characterized for operation from 0°C to 70°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS  
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated



## Current Transducer LA 55-P

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



### Electrical data

|          |                                                   |                                                                                                  |                                                    |
|----------|---------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------|
| $I_{FN}$ | Primary nominal r.m.s. current                    | 50                                                                                               | A                                                  |
| $I_P$    | Primary current, measuring range                  | 0 ... $\pm 70$                                                                                   | A                                                  |
| $R_M$    | Measuring resistance @                            | $T_A = 70^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$<br>$R_{Mmin}$ $R_{Mmax}$ $R_{Mmin}$ $R_{Mmax}$ |                                                    |
|          | with $\pm 12 \text{ V}$                           | @ $\pm 50 \text{ A}_{max}$                                                                       | 10 100 60 95 $\Omega$                              |
|          |                                                   | @ $\pm 70 \text{ A}_{max}$                                                                       | 10 50 60 <sup>1)</sup> 60 <sup>1)</sup> $\Omega$   |
|          | with $\pm 15 \text{ V}$                           | @ $\pm 50 \text{ A}_{max}$                                                                       | 50 160 135 155 $\Omega$                            |
|          |                                                   | @ $\pm 70 \text{ A}_{max}$                                                                       | 50 90 135 <sup>2)</sup> 135 <sup>2)</sup> $\Omega$ |
| $I_{SN}$ | Secondary nominal r.m.s. current                  | 50                                                                                               | mA                                                 |
| $K_N$    | Conversion ratio                                  | 1 : 1000                                                                                         |                                                    |
| $V_C$    | Supply voltage ( $\pm 5\%$ )                      | $\pm 12 \dots 15$                                                                                | V                                                  |
| $I_C$    | Current consumption                               | 10 (@ $\pm 15 \text{ V}$ ) + $I_S$                                                               | mA                                                 |
| $V_d$    | R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn | 2.5                                                                                              | kV                                                 |

### Accuracy - Dynamic performance data

|              |                                                                                     |                                             |            |                  |
|--------------|-------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------|------------|------------------|
| $X$          | Accuracy @ $I_{FN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$                                      | @ $\pm 15 \text{ V}$ ( $\pm 5\%$ )          | $\pm 0.65$ | %                |
|              |                                                                                     | @ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ( $\pm 5\%$ ) | $\pm 0.90$ | %                |
| $\epsilon_L$ | Linearity                                                                           |                                             | $< 0.15$   | %                |
| $I_O$        | Offset current @ $I_P = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$                               | Typ                                         | Max        |                  |
| $I_{OM}$     | Residual current <sup>3)</sup> @ $I_P = 0$ , after an overload of $3 \times I_{FN}$ |                                             | $\pm 0.3$  | mA               |
| $I_{OT}$     | Thermal drift of $I_O$                                                              | 0°C ... +70°C                               | $\pm 0.1$  | $\pm 0.5$ mA     |
|              |                                                                                     | -25°C ... +85°C                             | $\pm 0.1$  | $\pm 0.6$ mA     |
| $t_{rs}$     | Reaction time @ 10 % of $I_{Pmax}$                                                  |                                             | $< 500$    | ns               |
| $t_r$        | Response time @ 90 % of $I_{Pmax}$                                                  |                                             | $< 1$      | $\mu\text{s}$    |
| $di/dt$      | di/dt accurately followed                                                           |                                             | $> 200$    | A/ $\mu\text{s}$ |
| $f$          | Frequency bandwidth (-1 dB)                                                         |                                             | DC ... 200 | kHz              |

### General data

|       |                               |                          |             |
|-------|-------------------------------|--------------------------|-------------|
| $T_A$ | Ambient operating temperature | -25 ... +85              | °C          |
| $T_S$ | Ambient storage temperature   | -40 ... +90              | °C          |
| $R_S$ | Secondary coil resistance @   | $T_A = 70^\circ\text{C}$ | 80 $\Omega$ |
|       |                               | $T_A = 85^\circ\text{C}$ | 85 $\Omega$ |
| $m$   | Mass                          | 18                       | g           |
|       | Standards <sup>4)</sup>       | EN 50178                 |             |

Notes : <sup>1)</sup> Measuring range limited to  $\pm 60 \text{ A}_{max}$   
<sup>2)</sup> Measuring range limited to  $\pm 55 \text{ A}_{max}$   
<sup>3)</sup> Result of the coercive field of the magnetic circuit  
<sup>4)</sup> A list of corresponding tests is available

### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

980706/8

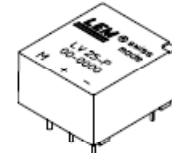


## Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



### Electrical data

|          |                                                                  |                                    |                  |
|----------|------------------------------------------------------------------|------------------------------------|------------------|
| $I_{PN}$ | Primary nominal r.m.s. current                                   | 10                                 | mA               |
| $I_P$    | Primary current, measuring range                                 | 0 .. 14                            | mA               |
| $R_M$    | Measuring resistance                                             | $R_{M \min}$ $R_{M \max}$          |                  |
|          | with $\pm 12 \text{ V}$                                          | @ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$       | 30 190 $\Omega$  |
|          |                                                                  | @ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$       | 30 100 $\Omega$  |
|          | with $\pm 15 \text{ V}$                                          | @ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$       | 100 350 $\Omega$ |
|          |                                                                  | @ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$       | 100 190 $\Omega$ |
| $I_{SN}$ | Secondary nominal r.m.s. current                                 | 25                                 | mA               |
| $K_N$    | Conversion ratio                                                 | 2500 : 1000                        |                  |
| $V_C$    | Supply voltage ( $\pm 5 \%$ )                                    | $\pm 12 \dots 15$                  | V                |
| $I_C$    | Current consumption                                              | 10 (@ $\pm 15 \text{ V}$ ) + $I_S$ | mA               |
| $V_d$    | R.m.s. voltage for AC isolation test <sup>1)</sup> , 50 Hz, 1 mn | 2.5                                | kV               |

### Accuracy - Dynamic performance data

|              |                                                        |                                 |            |               |
|--------------|--------------------------------------------------------|---------------------------------|------------|---------------|
| $X_G$        | Overall Accuracy @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ | @ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$   | $\pm 0.9$  | %             |
|              |                                                        | @ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$ | $\pm 0.8$  | %             |
| $\epsilon_L$ | Linearity                                              |                                 | < 0.2      | %             |
| $I_O$        | Offset current @ $I_P = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$  |                                 | Typ        | Max           |
| $I_{OT}$     | Thermal drift of $I_O$                                 | 0°C .. +25°C                    | $\pm 0.06$ | $\pm 0.25$ mA |
|              |                                                        | +25°C .. +70°C                  | $\pm 0.10$ | $\pm 0.35$ mA |
| $t_r$        | Response time <sup>2)</sup> @ 90 % of $V_{P \max}$     |                                 | 40         | $\mu\text{s}$ |

### General data

|       |                                                      |            |          |
|-------|------------------------------------------------------|------------|----------|
| $T_A$ | Ambient operating temperature                        | 0 .. +70   | °C       |
| $T_S$ | Ambient storage temperature                          | -25 .. +85 | °C       |
| $R_p$ | Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$   | 250        | $\Omega$ |
| $R_s$ | Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$ | 110        | $\Omega$ |
| $m$   | Mass                                                 | 22         | g        |
|       | Standards <sup>3)</sup>                              | EN 50178   |          |

### Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor  $R_1$  which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : <sup>1)</sup> Between primary and secondary

<sup>2)</sup>  $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$  (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

<sup>3)</sup> A list of corresponding tests is available

981125/14