

T.C.  
FIRAT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORUN KAYMA KIPLI VE SINIRSEL BULANIK  
GÖZLEMLEYİCİLERLE ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ**

Cafer BAL

Tez Yöneticisi  
Yrd. Doç. Dr. Fikret ATA  
Prof. Dr. Muammer GÖKBULUT

Doktora Tezi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

ELAZIĞ, 2007

T.C.  
FIRAT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORUN KAYMA KIPLI VE SİNİRSEL BULANIK  
GÖZLEMLEYİCİLERLE ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ**

Cafer BAL

Doktora Tezi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

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

Danışman:

Üye:

Üye:

Üye:

Üye:

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

## TEŐEKKÜR

Bu tez çalıŐması sűresince yardımlarını esirgemeyen ve deęerli fikirleriyle bana yol gűsteren danıŐman hocalarım, Sayın Prof. Dr. Muammer GűKBULUT ve Sayın Yrd. Doç. Dr. Fikret ATA'ya çok teŐekkűr eder, Őűkranlarımı sunarım.

Her konuda desteklerini esirgemeyen, bilgi ve tecrűbelerinden yararlandıęım Yrd. Doç. Dr. BeŐir DANDIL, Őęr. Gűr. Erkan TANYILDIZI'na ve bűlűműműz Őęretim űye ve yardımcılarına teŐekkűrű borç bilirim.

Ayrıca tez çalıŐması boyunca gűsterdikleri sabır, anlayıŐ ve desteklerinden, sağladıkları huzurlu çalıŐma ortamından dolayı anneme, babama, kardeŐlerime, sevgili eŐime ve moral kaynağım oğullarım Berat Talha ve Emirhan'a Őűkranlarımı sunarım.

## İÇİNDEKİLER

|  |            |
|--|------------|
| <b>İÇİNDEKİLER .....</b>   | <b>I</b>   |
| <b>ŞEKİLLER LİSTESİ .....</b>  | <b>IV</b>  |
| <b>EKLER LİSTESİ .....</b>   | <b>VI</b>  |
| <b>SİMGELER LİSTESİ.....</b>   | <b>VII</b> |
| <b>KISALTMALAR LİSTESİ.....</b>  | <b>IX</b>  |
| <b>ÖZET .....</b>  | <b>X</b>   |
| <b>ABSTRACT.....</b>   | <b>XII</b> |
| <br>   |            |
| <b>1.GİRİŞ .....</b>   | <b>01</b>  |
| 1.2 Tezin Amacı.....   | 07         |
| 1.3 Tezin Bölümleri .....  | 08         |
| <b>2. ASENKRON MOTORLARIN MODELLENMESİ VE DENETİM YÖNTEMLERİ... 10</b>       |            |
| 2.1 Giriş.....   | 10         |
| 2.2 Asenkron Motorun Matematiksel Modellenmesi.....                          | 10         |
| 2.2.1 Eksen Dönüşümleri .....  | 11         |
| 2.2.2 Asenkron Motorun Senkron Referans Çatı Dinamik Modeli.....             | 14         |
| 2.2.3 Asenkron Motorun Duran Referans Çatı Dinamik Modeli .....              | 17         |
| 2.3 Asenkron Motorların Vektör Denetiminde Alan Yönlendirme Yöntemleri ..... | 17         |
| 2.3.1 Rotor Alan Yönlendirmesi .....   | 19         |
| 2.3.2 Stator Alan Yönlendirmesi.....   | 21         |
| 2.3.3 Hava Aralığı Alan Yönlendirmesi .....                                  | 22         |
| 2.4 Asenkron Motorların Vektör Denetimi .....                                | 23         |
| 2.4.1 Asenkron Motorların Doğrudan Vektör Denetimi .....                     | 24         |
| 2.4.2 Asenkron Motorların Dolaylı Vektör Denetimi .....                      | 26         |
| 2.5 Asenkron Motorların Hız Denetimi .....                                   | 27         |
| <b>3. SİNİRSEL BULANIK AĞLAR.....</b>  | <b>33</b>  |
| 3.1 Giriş.....   | 33         |
| 3.2 Yapay Sinir Ağları .....   | 33         |
| 3.2.1 Çok Katmanlı YSA Yapıları .....  | 33         |
| 3.2.2 Çok Katmanlı İleri Beslemeli YSA.....                                  | 34         |
| 3.2.3 Çok Katmanlı Geri Beslemeli YSA .....                                  | 35         |
| 3.2.4 Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme.....                                     | 36         |

|   |    |
|---|----|
| 3.3 Bulanık Mantık .....  | 36 |
| 3.3.1 Bulanık Mantık Denetleyiciler .....   | 37 |
| 3.3.1.1 BD' nin Giriş-Çıkış Değişkenleri .....  | 38 |
| 3.3.1.2 Bulanıklaştırıcı .....  | 39 |
| 3.3.1.3 Bulanık Kural Tabanı .....  | 39 |
| 3.3.1.4 Bulanık Çıkarım .....   | 40 |
| 3.3.1.5 Durulaştırma .....  | 41 |
| 3.4 Sinirsel Bulanık Ağlar .....  | 42 |
| 3.4.1 Üyelik Fonksiyonları ve Bulanık İşlemcilerin YSA ile Gerçekleştirilmesi .....                       | 42 |
| 3.4.2 Bulanık Çıkarım İşlevinin YSA ile Gerçekleştirimi .....   | 44 |
| 3.4.3 Sinirsel Bulanık Ağ Yapıları .....  | 46 |
| 3.5 Sinirsel Bulanık Denetleyiciler .....   | 48 |
| <b>4. ASENKRON MOTORLARIN ALGILAYICISIZ HIZ DENETİM YÖNTEMLERİ... 50</b>                                  |    |
| 4.1 Giriş .....   | 50 |
| 4.2 ASM için Hız Tahmin Yöntemleri .....  | 50 |
| 4.2.1 Kayma Hesaplama .....   | 51 |
| 4.2.2 Durum Denklemlerinden Doğrudan Sentez .....   | 51 |
| 4.2.3 Model Referans Uyarlamalı Sistem (MRUS) .....   | 53 |
| 4.2.4 Hız Uyarlamalı Akı Gözlemleyicisi (Luenberger Gözlemleyici) .....                                   | 55 |
| 4.2.5 Genişletilmiş Kalman Filtre (GKF) .....   | 58 |
| 4.2.6 Kayma Kipli Gözlemleyici (KKG) .....  | 61 |
| 4.2.7 Slot Harmonikleri .....   | 62 |
| 4.2.8 Çıkıntılı Rotor Üzerine Yardımcı Sinyal Enjeksiyonu .....   | 62 |
| 4.2.9 YSA ile Hız Tahmini .....   | 63 |
| <b>5. AKIM GÖZLEMLEYİCİ SİNİRSEL BULANIK AĞLARLA ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ ..... 65</b> |    |
| 5.1 Giriş .....   | 65 |
| 5.2 Akım Gözlemleyici Tabanlı Algılayıcısız Denetim .....   | 65 |
| 5.3 SBA ile ASM'nin Algılayıcısız Denetimi .....  | 71 |
| 5.4 Sugeno Tipi Akım Gözlemleyici SBA .....   | 73 |
| 5.4.1 Sinirsel Bulanık Ağın eğitimi .....   | 77 |
| 5.5 Deney Düzenegi .....  | 80 |
| 5.5.1 Deney Düzeneginin Tanıtılması .....   | 80 |
| 5.5.2 Kullanılan Denetleyici Kart ve Yazılımın Özellikleri .....  | 82 |

|  |            |
|--|------------|
| 5.5.3 Deneysel ve Benzetim Çalışmaları İçin Denetim Algoritmasının MATLAB' da Gerçekleştirimi..... | 85         |
| <b>6. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR.....</b>   | <b>90</b>  |
| 6.1 Benzetim Sonuçları.....  | 90         |
| 6.2 Deneysel Sonuçlar.....   | 93         |
| <b>7. SONUÇLAR.....</b>  | <b>108</b> |
| <b>KAYNAKLAR.....</b>  | <b>110</b> |
| <b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>   | <b>120</b> |
| <b>EKLER.....</b>  | <b>121</b> |

## ŞEKİLLER LİSTESİ

|   |    |
|---|----|
| Şekil 2.1 Üç fazlı motorun eşdeğer iki faz vektörleri .....   | 10 |
| Şekil 2.2 Üç faz değişkenlerinden duran çatı $d^s$ - $q^s$ eksenlerine dönüşüm.....                     | 11 |
| Şekil 2.3 $q^s$ - $d^s$ duran çatıdan $q^e$ - $d^e$ senkron çatı eksenlerine dönüşüm.....               | 13 |
| Şekil 2.4 Motorun dinamik $q^e$ - $d^e$ eşdeğer devresi .....   | 15 |
| Şekil 2.5 DA ve AA motorların vektör diyagramları.....  | 18 |
| Şekil 2.6 Alan yönlendirme vektör diyagramları.....   | 19 |
| Şekil 2.7 Asenkron motorun doğrudan vektör denetimi için blok diyagramı.....                            | 24 |
| Şekil 2.8 Asenkron motorun dolaylı alan yönlendirmeli denetimi için blok yapısı.....                    | 26 |
| Şekil 2.9 Vektör denetimli asenkron motor için hız denetim bloğu .....                                  | 29 |
| Şekil 3.1 İleri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı .....  | 34 |
| Şekil 3.2 Geri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı.....  | 35 |
| Şekil 3.3 Üçgen, yamuk, çan eğrisi ve sigmoid üyelik fonksiyonları.....                                 | 37 |
| Şekil 3.4 Bulanık denetleyicinin temel yapısı.....  | 38 |
| Şekil 3.5 Takagi-Sugeno tipi bulanık çıkarım .....  | 41 |
| Şekil 3.6 Temel üyelik fonksiyonlarının YSA ile gerçekleştirimi .....                                   | 43 |
| Şekil 3.7 YSA ile elde edilen üyelik fonksiyonları.....   | 44 |
| Şekil 3.8 BM çıkarımının YSA ile elde edilmesi.....   | 45 |
| Şekil 3.9 Sugeno tipi SBA' nın yapısı .....   | 48 |
| Şekil 4.1 Durum denklemlerinden doğrudan sentez ile hız tahmini .....                                   | 53 |
| Şekil 4.2 MRUS prensibi ile hız tahmini .....   | 54 |
| Şekil 4.3 Hız uyarlamalı gözlemleyici ile ASM'nin algılayıcısız denetim yapısı .....                    | 57 |
| Şekil 4.4 ASM GKF ile algılayıcısız denetim yapısı .....  | 60 |
| Şekil 4.5 YSA ile ASM hız tahmini için blok diyagram .....  | 64 |
| Şekil 5.1 ASM giriş çıkış değişkenleri .....  | 66 |
| Şekil 5.2 Model giriş çıkış değişkenleri.....   | 66 |
| Şekil 5.3 ASM'un akım gözlemleyici tabanlı algılayıcısız denetim yapısı .....                           | 70 |
| Şekil 5.4 Dolaylı vektör denetimli ASM'nin SBA ile algılayıcısız hız denetimi blok yapısı....           | 73 |
| Şekil 5.5 İki girişli tek çıkışlı Sugeno tip SBA yapısı .....   | 74 |
| Şekil 5.6 SBA'nın sonuç parametrelerinin eğitimi için Simulink blok diyagramı .....                     | 78 |
| Şekil 5.7 Deney düzeneğinin blok diyagramı .....  | 81 |
| Şekil 5.8 Deney düzeneğinin genel görünümüne ilişkin fotoğraf.....                                      | 82 |
| Şekil 5.9 Simulinkte oluşturulan denetim yapısının denetleyici karta aktarılmasına ait akış şeması..... | 83 |

|  |     |
|--|-----|
| <b>Şekil 5.10</b> Control Desk Developer yazılımı ile çalışma arayüzünün oluşturulması için akış şeması.....         | 84  |
| <b>Şekil 5.11</b> Benzetim çalışmaları için MATLAB/Simulikte oluşturulan denetim yapısı.....                         | 85  |
| <b>Şekil 5.12</b> Deneysel çalışmalar için MATLAB/Simulikte oluşturulan denetim yapısı .....                         | 86  |
| <b>Şekil 5.13</b> SBDMODEL'in Simulink bloklarıyla oluşturulması .....   | 87  |
| <b>Şekil 5.14</b> DGM işaretlerinin üretimi için görev oranlarının Simulink bloklarıyla gerçekleştirimi.....         | 88  |
| <b>Şekil 5.15</b> Oluşturulan arayüzün genel görünümü.....   | 89  |
| <b>Şekil 6.1</b> 2000d/d basamak referans hızda SBA akım gözlemleyici ile elde edilen benzetim sonuçları .....       | 91  |
| <b>Şekil 6.2</b> 250d/d basamak referans hızda SBA akım gözlemleyici ile elde edilen benzetim sonuçları.....         | 92  |
| <b>Şekil 6.3</b> Motor yüksüz durumda iken 2800 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı .....                           | 94  |
| <b>Şekil 6.4</b> Motor yüksüz durumda iken 2000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı .....                           | 95  |
| <b>Şekil 6.5</b> Motor yüksüz durumda iken 1500 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı .....                           | 96  |
| <b>Şekil 6.6</b> Motor yüksüz durumda iken 1000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı .....                           | 97  |
| <b>Şekil 6.7</b> Motor yüksüz durumda iken –2000 d/d referanstan 2000 d/d referansa geçiş başarımı.....              | 98  |
| <b>Şekil 6.8</b> DA jeneratörü bağlı ve motor yüksüz durumda iken 2000 d/d hız referansı için başarımı.....          | 99  |
| <b>Şekil 6.9</b> DA jeneratörü bağlı ve motor yüksüz durumda iken 2800 d/d hız referansı için başarımı .....         | 100 |
| <b>Şekil 6.10</b> Motor yüklü durumda iken 1500 d/d hız referansı için başarımı.....                                 | 101 |
| <b>Şekil 6.11</b> Motor yüklü durumda iken 2000 d/d hız referansı için başarımı.....                                 | 102 |
| <b>Şekil 6.12</b> Motor yüksüz durumda iken 500 d/d hız referansı için başarımı .....                                | 103 |
| <b>Şekil 6.13</b> Motor yüksüz durumda iken 250 d/d hız referansı için başarımı .....                                | 104 |
| <b>Şekil 6.14</b> Motor yüksüz durumda iken kayma mod akım denetleyici ile 500 d/d hız referansı için başarımı ..... | 105 |
| <b>Şekil 6.15</b> Motor yüksüz durumda iken kayma mod akım denetleyici ile 500 d/d hız referansı için başarımı ..... | 105 |
| <b>Şekil 6.16</b> Motor yüksüz durumda iken kayma mod akım denetleyici ile 1000 d/d hız referansı için başarımı..... | 106 |
| <b>Şekil 6.17</b> 1500 d/d hız referansında motora ani yük uygulandığında SBA akım gözlemleyici başarımı .....       | 106 |
| <b>Şekil 6.18</b> 20 d/d hız referansı için SBA akım gözlemleyici başarımı.....                                      | 107 |

## **EKLER LİSTESİ**

- EK-1** : Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan AC motorun parametre ve etiket bilgileri
- EK-2** : DS1104 deentleyici kartının özellikleri ve bazı RTI blokları
- EK-3** : Evirici setinin katalog bilgileri
- EK-4** : LEM akım modülü katalog bilgileri
- EK-5** : LEM gerilim modülü katalog bilgileri

## SİMGELER LİSTESİ

|                          |   |
|--------------------------|---|
| $B$                      | : Sürtünme katsayısı                            |
| $d^s-q^s$                | : Duran çatı eksenleri                          |
| $d^e-q^e$                | : Senkron çatı eksenleri                        |
| $e(t)$                   | : Hata  |
| $E(t)$                   | : Karesel hata                                  |
| $i_a$                    | : DA motorunun endüvi akımı, Amper              |
| $i_{ds}^s - i_{qs}^s$    | : Duran çatı eksenli stator akımları, Amper     |
| $i_{ds}^e - i_{qs}^e$    | : Senkron çatı eksenli stator akımları, Amper   |
| $i_{dr}^e - i_{qr}^e$    | : Senkron çatı eksenli rotor akımları, Amper    |
| $i_f$                    | : DA motorunun alan akımı, Amper                |
| $J$                      | : Eylemsizlik sabiti                            |
| $k_t$                    | : Moment sabiti                                 |
| $L_{ls}$                 | : Stator kaçak endüktansı                       |
| $L_{lr}$                 | : İndirgenmiş rotor kaçak endüktansı            |
| $L_m$                    | : Ortak endüktans                               |
| $L_s$                    | : Stator özendüktansı                           |
| $L_r$                    | : İndirgenmiş rotor endüktansı                  |
| $p$                      | : Kutup sayısı                                  |
| $P_g$                    | : Stator ve rotor sargılarının anlık giriş gücü |
| $R_s$                    | : Stator bir faz direnci                        |
| $R_r$                    | : İndirgenmiş rotor bir faz direnci             |
| $S$                      | : Laplace operatörü                             |
| $T_e$                    | : Elektromekanik moment                         |
| $T_L$                    | : Yük momenti                                   |
| $x$                      | : YSA/SBD giriş vektörü                         |
| $w$                      | : Ağırlık vektörü                               |
| $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$ | : Stator faz gerilimleri, volt                  |
| $V_{ds}^s - V_{qs}^s$    | : Duran çatı eksenli stator gerilimleri, volt   |
| $V_{ds}^e - V_{qs}^e$    | : Senkron çatı eksenli stator gerilimleri, volt |
| $y$                      | : YSA/SBD çıkış vektörü                         |

|                             |  |
|-----------------------------|--|
| $\alpha$                    | : Öğrenme oranı                            |
| $\beta$                     | : Momentum katsayısı                       |
| $\Delta w$                  | : Ağırlıklara uygulanacak düzeltme miktarı |
| $\delta$                    | : Yöresel hata                             |
| $\theta$                    | : Mekanik açısal konum, rad                |
| $\theta_e$                  | : Elektriksel açısal konum, rad            |
| $\theta_{sl}$               | : Kayma konumu                             |
| $\sigma$                    | : Kaçak faktörü                            |
| $\tau_r$                    | : Rotor zaman sabiti                       |
| $\phi_f$                    | : Uyartım akısı                            |
| $\Psi_{ds}^s - \Psi_{qs}^s$ | : Duran çatıdaki stator akıları            |
| $\Psi_{dr}^s - \Psi_{qr}^s$ | : Duran çatıdaki rotor akıları             |
| $\Psi_{ds}^e - \Psi_{qs}^e$ | : Senkron çatıdaki stator akıları          |
| $\Psi_{dr}^e - \Psi_{qr}^e$ | : Senkron çatıdaki rotor akıları           |
| $\omega$                    | : Mekanik açısal hızı , rad/s              |
| $\omega_e$                  | : Senkron açısal hızı, rad/s               |
| $\omega_r$                  | : Rotor açısal hızı, rad/s                 |
| $\omega_{SL}$               | : Kayma açısal hızı, rad/s                 |

## KISALTMALAR LİSTESİ

|                 |   |
|-----------------|---|
| <b>AA</b>       | : Alternatif (Değişken) akım            |
| <b>ANFIS</b>    | : Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System |
| <b>ASM</b>      | : Asenkron motor                        |
| <b>BD</b>       | : Bulanık denetleyici                   |
| <b>BM</b>       | : Bulanık mantık                        |
| <b>BSA</b>      | : Bulanık sinirsel ağ                   |
| <b>DA</b>       | : Doğru akım                            |
| <b>DGM</b>      | : Darbe genişlik modülasyonu            |
| <b>GKF</b>      | :Genişletilmiş Kalman filtre            |
| <b>NEFCON</b>   | : Neuro-fuzzy Control                   |
| <b>NEFCLASS</b> | : Neuro-Fuzzy Classification            |
| <b>NEFPROX</b>  | : Neuro-Fuzzy Function Approximation    |
| <b>KKG</b>      | : Kayma kipli gözlemleyici              |
| <b>KK</b>       | : Kayma kip                             |
| <b>MRUS</b>     | : Model referans uyarlamalı sistem      |
| <b>PI</b>       | : Oransal+integral denetleyici          |
| <b>SBA</b>      | : Sinirsel bulanık ağ                   |
| <b>SBD</b>      | : Sinirsel bulanık denetleyici          |
| <b>Siİ</b>      | : Sayısal İşaret İşlemci                |
| <b>YSA</b>      | : Yapay sinir ağları                    |

## ÖZET

Doktora Tezi

### ASENKRON MOTORUN KAYMA KIPLİ VE SİNİRSEL BULANIK GÖZLEMLEYİCİLERLE ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ

Cafer BAL

Fırat Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2007, Sayfa: 120

Asenkron motorların yüksek başarılı denetimi için vektör denetim tekniğine ihtiyaç duyulur. Sürücü sistemlerin denetimi için gerekli olan motor hızını ölçmek amacıyla hız algılayıcısı olarak çoğunlukla mil kodlayıcılar kullanılır. Motor miline bağlanan mil kodlayıcılar, motorun çalışma güvenilirliğini azaltır ve motora ek maliyet getirir. Ayrıca kodlayıcının motor miline bağlantısının mümkün olmadığı durumlar olabilir. Bu nedenle, asenkron motorların algılayıcısız hız denetimi önem kazanmaktadır. Asenkron motorun algılayıcısız hız denetiminde kullanılan yöntemlerin çoğunda, motorun akıları veya akımları, motorun dinamik denklemleri yardımı ile gözlemlenerek motor hızı elde edilir. Modellenemeyen motor dinamikleri ve gerçek motor parametrelerinin çalışma koşullarına bağlı olarak değişmesi nedeniyle motorun dinamik denklemlerine bağlı olarak geliştirilen gözlemleyicilerle kararlı ve dayanıklı bir hız tahmini yapılamamaktadır.

Bu tez çalışmasında, akım gözlemleyici olarak kullanılan sinirsel bulanık ağlarla asenkron motorun algılayıcısız hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen sinirsel bulanık akım gözlemleyici, akı ve hız tahmini yapmak yerine doğrudan denetleyici olarak kullanıldığından mevcut gözlemleyicilerden farklı bir yaklaşım getirmiştir. Algılayıcısız denetim sistemindeki akım denetimi için kayma kipli bir denetleyici tasarlanmıştır. Böylece, motor parametrelerinden bağımsız bir algılayıcısız denetim yöntemi elde edilmiştir. Sinirsel bulanık akım gözlemleyici, deneysel verilerle gerçek zamanlı eğitilmiştir. Eğitilmiş ağ yapısı kullanılarak farklı çalışma

koşullarında denetim sisteminin başarımı test edilmiştir. Sinirsel bulanık ağın eğitimi ve denetim algoritması MATLAB/Simulink ortamında programlanmış ve DSPACE-DS1104 sayısal işaret işlemcisi ile gerçekleştirilmiştir. Deneysel sonuçlar, değişkenlere gerçek zamanlı erişimi sağlayabilen Control Desk Developer yazılımı kullanılarak oluşturulan bir arayüzden elde edilmiştir. Sinirsel bulanık akım gözlemleyici ile motorun dinamik modeline göre tasarlanan akım gözlemleyicinin başarısı karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Farklı hız ve yük koşullarında elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlarla, önerilen algılayıcısız denetim yönteminin başarımı gösterilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Asenkron motor, sinirsel bulanık ağlar, algılayıcısız denetim.

## **ABSTRACT**

PhD Thesis

### **SENSORLESS SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR USING SLIDING MODE AND NEURO-FUZZY OBSERVERS**

Cafer BAL

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

2007, Page:120

Vector control technique is desired for high performance control of induction motor drives. A shaft encoder is used as a speed and position sensor in order to measure the motor speed required for the control of motor drive systems. The encoder mechanically coupled to the motor shaft reduces the operation reliability and increases the cost of the drive system. Additionally, in some applications such as high speed drives, the encoders cannot be coupled to the motor shaft. Therefore, sensorless speed control of an induction motor is needed. In the most of sensorless speed control methods used in literature, the motor speed is determined from the estimated motor currents and/or fluxes using the dynamic equations of the motor. However, robustness and stability of the speed estimation cannot be achieved with the designed observers using the dynamic model of the motor due to the unmodelled dynamics and parameter variations which change with the operating condition of the motor.

In this thesis, a fuzzy neural network current observer is proposed for the sensorless speed control of induction motor. The proposed fuzzy neural current observer offers a different approach than the current methods since it is used as a direct controller instead of the flux and the speed estimation. Sliding mode current controller is designed for the current control in the system. Thus, the proposed sensorless control method is not affected from the parameter variations. Fuzzy neural network current observer is trained online with the experimental data. Performance of the control system including the trained fuzzy neural network current observer

is tested for various operating conditions of the motor. Training algorithm of fuzzy neural network and the control algorithm are prepared at the MATLAB/Simulink environment and it is implemented using the digital signal processor DSPACE-DS1104 card. Experimental results are acquired from the developed interface using Control Desk Developer software which allows online access to the variables. The performance of the fuzzy neural current observer is compared with the current observer designed using the dynamic model of the motor. The performance of proposed sensorless control method is verified with the simulation and experimental results under different speed and load conditions.

**Keywords:** Induction motor, fuzzy neural network, sensorless control.

## 1.GİRİŞ

Elektrik motorları sürücü sistemlerinin elektromekanik enerji dönüştürücüleri olarak çalışan çok önemli bir parçasını oluşturur. Sürücü sistemleri pompalar, fanlar, kağıt, tekstil çimento, çelik fabrikalarında, asansörlerde, elektrikli araçlarda, elektrikli ev cihazlarında, tramvay sistemleri, servo sistemler ve robotik gibi bir çok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Özellikle yüksek başarımlı gerektiren değişken hız uygulamalarında sürücü sisteminde yer alan motorların geniş bir hız aralığında etkin bir denetimi son derece önemlidir. Bu nedenle, denetiminin basit ve moment cevabının çok hızlı olması doğru akım (DA) motorlarını bu uygulamalarda yıllarca tercih edilir hale getirmiştir. Ancak DA motorunun kendi yüksek maliyetinin yanında, büyük rotor eylemsizliği, fırça ve komütatörlerinin bakım gerektirmesi, kirli ve patlayıcı ortamlarda kullanma tehlikesi gibi dezavantajları bu motorların yerini alabilecek diğer motorların etkin denetimini geliştirme çabalarına hız kazandırmıştır. DA motorunun aksine, düşük maliyet, ses ve ataletle sahip olması, sağlam ve güvenilir yapıları, özellikle sincap kafesli tiplerinin daha az bakım gerektirmesi, kirli ve tehlikeli ortamlarda rahatlıkla kullanılabilmesi gibi yapısal özelliklere sahip asenkron motorlar (ASM), denetim başarımının memnun edici olmamasından dolayı uzun süre çoğunlukla sabit hız uygulamalarında yer edinebilmiştir [2,4]. Bahsedilen bu özellikler ASM'lerin denetim yöntemlerinin geliştirilmesi üzerine yapılan araştırmaları artırmıştır. Bu araştırmalar, ASM'lerin vektör denetimi veya doğrudan moment denetimi gibi etkin denetim algoritmalarını ortaya çıkarmıştır. Bu yöntemlerin ilk zamanlarında gerçekleştirilmesi oldukça zor ve yüksek maliyet gerektirdiği için ASM'ler endüstrinin tercihi dışında kalmıştır. Fakat özellikle son çeyrek yüzyılda güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojilerindeki gelişmeler, ASM'ler için, modern denetim algoritmalarını DA motorlarının denetimi kadar ekonomik ve uygulanabilir hale getirmiştir [5]. Böylece teknolojik gelişmelere paralel olarak değişken hız uygulamalarında da ASM'ler gittikçe DA motorlarının yerini almaya başlamıştır.

ASM'nin karakteristiği temelde doğrusal olmadığı için doğrusal yöntemler kullanılarak moment denetimi yapmak zordur. Günümüzde ASM'nin moment denetiminde motorun dinamik modelinden elde edilen ve doğrusal yöntemlerin kullanımına izin veren ilk yöntem vektör denetimi ve sürekli durum modelinden çıkarılan skaler denetim yaygın olarak kullanılmaktadır. Skaler denetim yönteminde, statora uygulanan gerilim/frekans (V/f) oranı sabitlenip böylece hava aralığı akısı sabit tutularak motorun değişik hızlarda sabit moment üretmesi sağlanmaya çalışılır. Ancak düşük hızlarda, besleme geriliminin önemli bir kısmı stator direnci üzerinde düştüğünden hava aralığı akısı sabit V/f oranına rağmen azalır. Bu nedenle skaler denetim yönteminde, motorun akı ve

moment arasındaki kenetlenme etkisi tamamen ortadan kaldırılamadığından düşük hızlarda ve geçici durumda moment kararlılığı elde edilemez. Bununla birlikte bu yöntemin gerçekleştirme kolaylığı ve maliyet düşüklüğü nedeni ile daha çok yüksek başarımlı uygulamalarda kullanımı yaygındır [2,4,6]. Vektör denetim yöntemi ise, standart hız/konum döngüsünden başka daha içte bir döngü oluşturacak şekilde, akı ve momentin birbirinden bağımsız olarak denetlenmesine imkan verir [7,8]. Vektör denetimindeki akı ve momentin birbirinden bağımsız denetimi sayesinde akı sabit tutularak stator akımının moment bileşeni ile serbest uyartımlı bir DA motoru gibi moment doğrusal olarak denetlenebilmektedir. Asenkron motorların vektör denetimi stator, rotor veya hava aralığı akı vektörlerinden birinin yönlendirilmesi ile gerçekleştirilir [10]. Vektör denetimi için yönlendirilen akı vektörlerinden birinin genliğinin ve konumunun bilinmesi gerekmektedir. Bu akı vektörünün genlik ve konum bilgisinin elde edilme şekli, vektör denetim yöntemlerinin farklılığını belirlemektedir [11]. Genel olarak doğrudan ve dolaylı denetim yöntemi olmak üzere iki farklı şekilde vektör denetimi gerçekleştirilmektedir [12,13].

Doğrudan vektör denetim yönteminde motor akısının genlik ve konumu algılayıcılar ile ölçülerek ya da gözlemlenerek bulunur. Akımın doğrudan motor üzerinden ölçümü, özel bir motor yapısına gereksinim duyduğundan daha çok gözlemleyici tabanlı denetim yapıları tercih edilmektedir [14-16]. Gözlemleyici tabanlı denetim yapılarında, tasarlanan gözlemleyici motorun elektriksel ve mekanik parametrelerine bağlı olduğundan yük ve parametre değişimi denetim yapısının başarımını olumsuz yönde etkilemektedir. Ayrıca gözlemleyici integratör içerdiğinden, özellikle düşük frekanslarda açık integrasyon sorunu nedeniyle denetim sistemin başarımını kötüleştirir [15]. Dolaylı vektör denetim yöntemi ise motor akısının, doğrudan ölçüm yoluyla değil, ölçülen akım ya da gerilimler yardımı ile dolaylı olarak hesaplanması esasına dayanmaktadır [17]. Ancak dolaylı vektör denetiminde de, akı hesaplamasında motor parametreleri kullanıldığı için, denetimin başarımı motorun rotor veya stator direnci ve endüktansının değişimlerinden etkilenmektedir. Gerek doğrudan gerekse dolaylı vektör denetim yapılarında karşılaşılan bu sorunların giderilebilmesi amacıyla çalışmalar yapılmakta ve vektör denetimli ASM giderek yaygınlaşmaktadır.

ASM sürücülerinin vektör denetiminde sürücünün en uygun denetimi için hızlı ve doğru bir hız algılaması mutlaka gereklidir. ASM'ler doğrudan hızı ölçmek amacı ile kullanılacak hiçbir elektriksel stator değişkenine sahip değildir [18]. Bu nedenle denetim algoritmalarında, rotor akı açısını tahmin etmek için bir hız veya konum bilgisi elde etmede çoğunlukla bir mil kodlayıcı kullanılır. Bu kodlayıcının seçimi başta maliyet, iletken ve montaj, çözünürlük, doğruluk, doğrusallık ve bakım gerektirmesi gibi özellikleri kapsayan faktörlere dayalıdır. Bu cihazlar

genellikle motorun kendisinden daha az dayanıklı ve daha pahalıdır. Hız algılayıcısı bütün sürücü güvenilirliğini bozar, tamir veya bakımının zor olabileceği belirli ortamlarda kullanımını sınırlar. Bu sınırlamalar son zamanlarda, güvenilirliği ve performansı geliştirmek ve maliyeti azaltmak için, algılayıcısız hız denetimini geliştirmeyi amaçlayan yeni alanlardaki araştırmalara yol açmıştır. Bu araştırmalar, ölçülebilen elektriksel veya mekaniksel büyüklükler ve dolaylı olarak akıdan hız veya konum bilgisini gözlemlemeyi kapsar [19-21]. Böyle bir gözlemleyici, sadece fiziksel sistem ile aynı girişleri alan ve ölçülen durumları izlemesi için denetlenen, sistemin gerçek zamanlı modelleridir[1,22-25]. Algılayıcısız ASM sürücüleri için literatürde önerilen üç temel gözlemleyici algoritması vardır:

- Genişletilmiş Kalman Filtre rotor hız ve durum tahmincileri
- Model referans uyarlamalı sistem (MRUS)
- Uyarlamalı akı gözlemleyiciler

GKF algoritmaları fazla hesaplama zamanı ve yüksek örnekleme frekansı gerektirir. Bu örnekleme süresinde basit bir ayrık zaman eşdeğer model kullanılır. Genişletilmiş kalman filtreler model belirsizlikleri ve gürültülü koşullar altında yüksek doğrulukla durum tahmini yapmasına karşın fazla hesaplama zamanı gerektirir. Ayrıca düşük hızlarda sürekli durum hatası meydana gelirken, parametre değişimleri gözlemleyici başarımını azaltır [26-29]. MRUS ve uyarlamalı akı gözlemleyici algoritmaları algılayıcısız ASM uygulamalarında geniş ölçüde kullanılmaktadır [30-32]. Gerçek zamanda stator ve rotor dirençlerinin tahmininde de kullanılabilmesi bu gözlemleyicilerin avantajıdır [33,34]. MRUS yönteminin gerçekleşmesi basit ve daima kararlı iken, düşük hız aralığındaki başarımı ve yapısındaki açık integrasyon kararsızlığa neden olabileceği için verimsizdir [26]. Açık integrasyondan dolayı akı hesaplayıcının kutbu s düzleminin merkezindedir. Bu nedenle gerilim algılayıcısındaki doğru akım bileşenine ve sıcaklıktan dolayı stator direnç değişikliklerine çok duyarlıdır[35]. Bu problemin üstesinden gelebilmek için MRUS yöntemindeki hata vektörü için ters emk ve reaktif güç modelleri ayrı ayrı önerilmiştir [33,36]. Fakat bu nicelikler düşük hızlarda kendi kendilerini yok eder. Ayrıca MRUS, denetleyici için aşırı doğrusal olmayan kazanç oluşturur. Bu ters emk ve reaktif güç yardımcı değişkenleri onların oluşturulmasında kullanılan alçak geçiren filtreden dolayı düşük hız aralığında sıfır olur [32]. Bu sorunu aşmak için [34]'de rotor referans çatıda akı ve hız tahmini için tam dereceli uyarlamalı akı gözlemleyici kullanılmıştır. Bu yöntem çok düşük hızlarda kararlı iken kalıcı ve geçici hız durumlarında gözlemleyici davranışını geliştirmek için mekaniksel modele ve moment tahminine ihtiyaç duyar.

Sonuç olarak, bu algoritmaların temel çekincesi, referans modeldeki hatalara duyarlılığı ve MRUS'deki uyarılma bloğunun tasarımındaki güçlüklerdir. Kaynak [31,37]'de tam dereceli uyarılmalı akı gözlemleyicisi kullanılmıştır. Hız tahmini için uyarılmalı denetim teorisi kullanılmıştır. Bu yapıda motor parametrelerine bağımlı model içermektedir. Kaynak [38, 39]'da uyarılmalı akı gözlemleyicisi ile gerçekleştirilen denetim sisteminde ayrıca mekaniksel modelde kullanılmıştır. Bu durumda mekaniksel modeldeki parametrelerin değişimi yine gözlemleyici başarımını kötüleştirecektir. Yüksek başarım alıyıcısız ASM sürücülerinin hız tahmini için, sadece yüksek hızlarda değil aynı zamanda düşük ve sıfır hızlarda dayanıklı ve doğru bir gözlemleyici arzu edilir. Ancak alıyıcısız vektör denetimi düşük hızlarda kötü başarımlı gösterir. Eğer sürücü birkaç saniyeden fazla sıfır stator frekansında çalıştırılırsa tahmin edilen akı gerçek değerinden uzaklaşır ve hız denetimi kaybolur [30,40]. Düşük hızlarda ASM sürücülerini için kapsamlı araştırmalar yapılmakla birlikte, hiçbir algoritmanın çok düşük hızlarda ( $\leq 25$  d/d) yeterince başarılı olamadığı vurgulanmıştır [26].

ASM sürücülerini için Kaynak [30-32, 37]'de donanım hız alıyıcısı yerine yazılım kullanan çeşitli alıyıcısız alan yönlendirmeli denetim yöntemleri önerilmiştir. Kaynak [32,37]'de ASM hız tahmini için uyarılmalı tam dereceli akı gözlemleyicisi Lyapunov ve Popovun uyarılmalı sistem tasarımındaki kriterleri kullanılarak geliştirilmiştir. Bunların hesap yoğunluğu az olmakla birlikte gözlemleyici kazanç matrisinin uygun seçiminin yapılma güçlüğünden dolayı kararsız olabilmektedir. Uyarılma algoritmasındaki orantı sabiti farklı hızlar için ayarlanmak zorundadır. Eğer tam dereceli uyarılmalı akı gözlemleyicisinin kazanç matrisi sıfıra ayarlanırsa orantı sabitini ayarlamak gerekmez. Fakat bu durumda aşırı yüklerde büyük hız hataları ve düşük yüklerde sürekli durumda hız bozulması oluşur [31]. Bu kaynakta vektör denetimli ASM için, Lyapunov'un yöntemi kullanılarak uyarılmalı görünürde azaltılmış dereceli akı gözlemleyicisi önerilmiştir. Fakat bu yöntem sadece orta ve yüksek hızlarda iyi başarımlı göstermiştir.

ASM'lerin alıyıcısız hız denetiminde son zamanlarda önemli yer tutan gözlemleyici tabanlı diğer bir yöntem kayma kip (KK) tekniğidir. Derece azaltma özelliği ve bozucu girişlere ve sistem parametre değişimlerine olan dayanıklılığından dolayı kayma kipli denetim (KKD), belirsiz koşullar altında çalışan karmaşık yüksek dereceli dinamik sistemlerin denetiminde verimli bir yöntem olarak kullanılmaktadır [41]. KK tekniği ile gerçekleştirilen kayma kipli gözlemleyicilerin (KKG) en büyük avantajı motorun parametre değişimlerine ve belirsiz yük değişimlerine duyarlılığının daha az olmasıdır. Yüksek frekanslı anahtarlardan kaynaklanan çatırdama (titreşim) ise KK'nin büyük bir dezavantajını oluşturur [42]. Elektriksel sürücüler için KKD fikrinin esasları ve prensipleri [43]'de gösterilmiş, [44,45]'de KKD uygulama örnekleri verilmiştir. Ayrıca denetim

sisteminin durumlarını tahmin etmek için KKG yapıları sunulmuştur [44-48]. KKG'nin, KKD gibi aynı dayanıklılık özelliklerine sahip olduğu gösterilmiştir. Kaynak [46]'da d-q referans çatıda KKG önerilmiş ve sabit hızlar için dayanıklılık ve kararlılık analizi gerçekleştirilmiştir. Kaynak [49]'da KK tekniği kullanılarak ASM için denetleyici ve gözlemleyici tanıtılmıştır. Burada gözlemleyici modeli, anahtarlama terimini doğrulayıcı bir kazanca sahip, sistemin matematiksel modelinin bir kopyasıdır. Kaynak [50]'de algılayıcısız ASM vektör denetimi için uyarlamalı KKG sunulmuştur. Burada gözlemleyici motorun mekaniksel denklemlerini kullanarak duran referans çatıda rotor akı bileşenlerini algılamaktadır. Ayrıca Lyapunov fonksiyonu ile bulunan ilişkiden motor hızı tanılanmıştır. Kaynak [51]'de KKG tasarımında tekil bozucu modeli kullanılmış ve kayma yüzeyi üzerinde uyarlamalı akı gözlemleyicisi geliştirilmiştir. Kaynak [52]'de ASM'nin algılayıcısız hız denetiminde KKG ve MRUS hız gözlemleyicilerini kullanarak karşılaştırıldığı bir çalışma sunmuştur. Kaynak [41,42,53,54]'de motor akımları için KKG geliştirilmiş ve motor hızı ve rotor direncini belirlemek için KK fonksiyonu seçilmiştir. Kullanılan algoritmanın integrasyon problemi yoktur. Bu algoritmaların tamamında gözlemleyici tasarımında motor akım ve gerilim ölçümü kullanılmıştır. Kaynak [55,56]'da KK akım gözlemleyici modelleri motor duran referans çatı dinamik denklemleri olarak seçilmiştir. Bu modellerde hızı uyarlamak için kullanılan anahtarlama fonksiyonunda bulunan kazanç, deneysel verilere eğri uydurularak elde edilen fonksiyon ile uyarlanmıştır. Bahsedilen KK gözlemleyicilerin hepsi motor parametrelerine bağımlıdır. Her ne kadar KK tekniğinin parametre değişimlerine dayanıklılığı yüksek olsa da özellikle düşük hızlarda doğru hız tahmin problemi devam etmektedir. Yukarıda bahsedilen ASM'nin algılayıcısız denetimine yönelik çalışmalar, motor dinamik denklemlerinden elde edilen gözlemleyiciler ile gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle gözlemleyicilerin motor parametrelerine bağımlılığı kaçınılmaz bir durumdur. Düşük hızlarda motor parametrelerinin ve sistemdeki belirsizliklerin kötü etkilerinden dolayı, gözlemleyici tasarımlarındaki çalışmalarda özellikle bu durumu gidermeye yönelik olmuştur. Bu amaçla ASM'lerin algılayıcısız denetimde, yapay sinir ağları (YSA) ve sinirsel bulanık mantık (SBM) gibi dayanıklı ve uyarlamalı yöntemler, gözlemleyici olarak kullanımına literatürde rastlanmaktadır.

ASM'nin algılayıcısız vektör denetiminde, farklı denetleyicilerle birlikte YSA motorun hız, akı, akım ve moment gibi büyüklüklerinin gözlemlenmesinde veya motor parametrelerinin tahmininde ve MRUS yapılarında yaygın olarak incelenmiştir [57-67]. Kaynak [57-61]'de MRUS yönteminde yer alan ASM akım denklemleri yerine doğrusal hücreli YSA kullanılmış ve referans model çıkışına göre geriye yayılım algoritması ile gerçek zamanlı olarak eğitilen YSA'nın uygun ağırlığı motor hızı olarak kullanılmıştır. Kaynak [57]'de, rotor akı tahmini yapılmış ve öğrenme

oranının ve unutm faktörünün etkisi incelenmiştir. Kaynak [58]'de, mıknatıslanma akımı YSA'ya öğretilmiş ve doğrudan moment denetim yapısı kullanılmıştır. Kaynak [62]'de, MRUS yapısı matematiksel model olarak kullanılmış ancak uyarlanan modelde ihtiyaç duyulan hız bilgisi bir YSA çıkışından elde edilmiştir. Burada kullanılan YSA katmanlı yapıdadır. Kaynak [63]'de, ASM gerilim ve akımları ile gecikmişleri giriş olarak uygulanarak motorun hızı YSA'ya öğretilerek hız tanılması gerçekleştirilmiştir. Bir diğer YSA ise model çıkışından da beslenerek eğitilmiş ve bu iki farklı yapının başarımı karşılaştırılmıştır. Kaynak [64]'de, YSA dönen referans çatıda, motorun akı tahmini için, motordan ve benzetim programından alınan verilerle, eğitilmiş ve bu tahmin edilen akılar ile hız tahmini gerçekleştirilmiştir. Kaynak [65]'de dönen referans çatıda, gerçek zamanda eğitilen doğrusal hücreli YSA'nın uygun bir ağırlığı hızla bağımlıdır. Böylelikle YSA çıkışı referans akıya yakınsadığında ilgili ağırlık motor hızına yakınsayacağı varsayılmıştır. Kaynak [66]'da, motorun rotor akılarını ve hızını ayrı ayrı tanılayan iki YSA kullanılmıştır. İlk YSA yapısı ile modele göre rotor akıları öğretilmiş; daha sonra bu YSA çıkışı ve motor akımları kullanılarak ikinci YSA motor hızını tanılamak üzere eğitilmiştir. Eğitim sonunda motorun algılayıcısız denetiminde kullanılmıştır. Kaynak [67]'de YSA sadece MRUS ile algılayıcısız denetim yapısında yer alan referans modeldeki stator direncinin uyarlanması amacıyla kullanılmıştır. YSA'nın kullanıldığı yöntemlerin hemen hepsinde, kullanılan referans model sabit parametrelili motor dinamik denklemlerinden oluşturulmuştur. Bu nedenle motor çalışma koşullarının etkisi ile parametre değişimlerine açık iken, model parametrelerinin motor parametre değişimlerinden etkilenmesi söz konusu değildir. Bu nedenle, motor parametreleri sıcaklık gibi nedenlerle değiştiğinde, model artık farklı parametrelere sahip bir motorun referansı olacaktır. Yani referans modelin ürettiği büyüklükler motorun gerçek nicelikleri olmayacaktır. Bu durumda, YSA her ne kadar referans modeli başarılı bir şekilde takip etse de, referans model çıkışları gerçek motor sistemi büyüklüklerini yansıtmadığından gözlemlenen hız gerçek motor hızından farklı olacaktır. Kaynak [67]'de bu sorunun çözümü olarak YSA referans modeldeki motor stator direnç parametresini uyarlamak için kullanılmıştır. Bu gibi referans model parametrelerini uyarlama yaklaşımı cazip görünse de, parametre uyarlama işi parametre sayısı kadar ek hesaplama zamanı gerektirmesinin yanında tahmin hatalarının artmasına da neden olabilecektir.

YSA'nın paralel bilgi işleme, doğrusal olmayan fonksiyonları belirli bir eğitim sürecinden sonra öğrenme ve genelleme yeteneği ile BM'nin geleneksel mantığın aksine ara değişkenleri de kullanması, sistemlere uzman bilgisini katarak çıkarım yapabilme gibi üstün özelliklerinin katılması amacıyla Sinirsel Bulanık Ağ (SBA) ve Bulanık Sinirsel Ağ (BSA) yapıları oluşturulmuştur. Literatürdeki bazı çalışmalarda SBA ve BSA yapıları aynı anlamda kullanılmakla birlikte genel

olarak BSA yapıları, YSA işlevlerinin BM işlevleriyle gerçekleştirilmesi ilkesine dayanırken, SBA yapılarında BM işlevleri YSA ile gerçekleştirilmektedir [68-73]. Ancak denetim alanında yapılan çalışmaların tamamına yakını SBA yapılarının denetleyici olarak kullanıldığı Sinirsel Bulanık Denetleyici (SBD) ile gerçekleştirilmiştir. SBD temelde BD' ye YSA' nın öğrenme genelleme ve uyarlama yeteneklerinin kazandırılmasını amaçladığından BM ve YSA' nın uygulandığı bütün alanlara, özellikle de doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde kullanılmaktadır [68,73,74-76]. SBD son yıllarda sürücü sistemlerin denetiminde de kullanılmaya başlanmış ve literatürde farklı motor uygulamalarında parametre ve hata tanılması, eviricilerin anahtarlama vektörünün belirlenmesi, motorun hız/konum ve moment denetimlerinde kullanılmıştır. Ancak ASM'nin algılayıcısız denetiminde gözlemleyici olarak fazla bir kullanıma rastlanmamıştır. Buna mukabil kaynak [77]'de iki adet SBA kullanılarak ASM algılayıcısız denetimi için benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada kaynak [76] ile gerçekleştirilen YSA ile denetim yapısının aynı SBA ile gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalarda YSA ve SBA yapıları birleştirilerek motor hızını öğrenecek şekilde eğitilmiş ve daha sonra hız gözlemleyici olarak algılayıcısız denetim sisteminde kullanılmıştır. Böyle bir yapı için, motor parametre değişimlerini karşılayabilecek tek güvence YSA ve SBA yapılarının kendi dayanıklılığı ile sınırlanır. Yani, bu gözlemleyici modeller kullanıldıkları esnada uyarlama olmadığından, sabit parametrelili doğrusal olmayan bir model olarak işlev görecektir. Yani gözlemleyici YSA veya SBA'nın doğrusal olmayan yapısından dolayı biraz daha dayanıklı hale gelmiş olur.

## 1.2 Tezin Amacı

Asenkron motorun denetim yapısı, kestirilemeyen dinamiklerden dolayı yarı belirgin ve karmaşık bir sistemdir. Bu nedenle, ASM'lerin hız denetimlerinin yük ve parametre değişimlerinden etkilenmeyecek şekilde dayanıklı ve uyarlamalı olması istenen bir özelliktir. Bunun yanında ASM'nin vektör denetiminde hız bilgisine ihtiyaç vardır. Fakat hız bilgisinin elde edilmesinde kullanılan mil kodlayıcıların motorun miline ek bir parça olarak birleştirilmesi gerekir. Bu durumda mekanik güvenilirlik azalırken bazı ortamlarda bu ilave parçanın mile bağlanması mümkün olmayabilir. Bu nedenle ASM'nin bir hız algılayıcısı kullanmadan denetimi önem kazanmaktadır.

Literatürde ASM'nin algılayıcısız denetiminin gerçekleştirildiği çalışmaların çoğunluğunda, gerek duyulan hız bilgisi motor dinamik denklemleri kullanılarak sabit parametrelili modeller ile hız gözlemlenerek elde edilir. Bu gözlemleyicilerin ilave algoritmalar ile parametreleri uyarlanarak

dayanıklı olması sağlanmaya çalışılır. Ayrıca gözlemleyici modellerde kullanılan denklemlerde hız aynı zamanda denklemlerin parametresi olması işlemi zorlaştırmaktadır. Literatürde, parametre olarak denklemde yer tutan hızın elde edilmesi, farklı uyarlama yöntemlerinin araştırılmasına yol açmıştır. Bu uyarlama yöntemlerinde YSA'nın kullanıldığı çalışmalar birbirine benzer olmakla birlikte çokça mevcut iken SBA'nın kullanıldığı çalışma oldukça sınırlıdır.

YSA'nın öğrenme ve genelleme, BM'nin uzman bilgisini kullanma ve çıkarım yapabilme gibi üstün özelliklerini taşıması nedeniyle SBA'nın asenkron motorların hız denetimlerindeki önemi artmıştır. Diğer taraftan, yüksek başarılı sürücü sistemlerinde motorun gerçek hızının hem geçici hem de sürekli durumda istenilen referans hızı, hızlı ve doğru bir şekilde izlemesi gerekir.

Bu tez çalışmasında ASM'nin hız denetiminde SBA'nın kullanılması ve hız gözlemlemek yerine akım gözlemleyip hız uyarlama algoritmasından sakınarak dayanıklı bir denetim sisteminin araştırılması amaçlanmıştır. Bunu sağlamak için gerçek zamanlı olarak ASM'nin akımlarını, gerilim ve akımlarının ölçümünden faydalanılarak, öğrenen bir SBA modeli geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu çerçevede motor parametrelerinden bağımsız SBA akım gözlemleyici modeli kullanılarak algılayıcısız denetim yapısı geliştirilmiştir. Algoritma benzetim ve deneysel olarak doğrulanmıştır.

### **1.3 Tezin Bölümleri**

Bu tez çalışması toplam yedi bölüm olarak düzenlenmiştir. Bölüm 2'de asenkron motorun modellenmesi için gerekli dinamik denklemlerin elde edilmesi ve asenkron motorların vektörel hız denetim yapıları verilmiştir.

Bölüm 3'de, YSA' elde edilmesi, öğrenme algoritması, BM'nin gerçekleştirilmesine ilişkin bilgiler verilerek, BM işlevlerinin YSA ile gerçekleştirildiği SBA yapıları açıklanmıştır. Ayrıca literatürde çeşitli ağ yapıları ile SBA'nın gerçekleştirildiği çalışmalar incelenmiştir.

Bölüm 4'de asenkron motorların algılayıcısız vektörel hız denetiminin gerçekleştirilmesi için literatürde yer alan denetim yapıları incelenmiştir.

Bölüm 5'de, akım gözlemleyici tabanlı algılayıcısız denetim yapısı, motor dinamik denklemleri kullanılarak açıklanmış ve motor denklem modeli geliştirilmiştir. Ayrıca akım gözlemleyici SBA modeli oluşturulmuş, önerilen SBA yapısı tanıtılmış ve öğrenme algoritması türetilmiştir. Son olarak, çalışmada kullanılan denetim yapısının benzetim ve deneysel olarak gerçekleştirildiği deney düzeneği tanıtılmıştır. Bu amaçla, yapılan yazılım ve donanım çalışmaları sunulmuş, deneysel çalışmada kullanılan DS1104 denetleyici kartın genel özellikleri ve verilerin

gerçek zamanlı olarak izlenebildiği Control Desk Developer yazılımı tanıtılmış ve deneysel çalışmalarda kullanılan yük modelleri verilmiştir.

Bölüm 6'da, asenkron motorun algılayıcısız hız denetimi için oluşturulan deney düzeneği kullanılarak, hız denetleyici olarak kullanılan motor dinamik denklemlerinden oluşturulan akım gözlemleyici modeli ve önerilen SBA akım gözlemleyici ile elde edilen değişik hız ve yüklerdeki benzetim ve deneysel sonuçlar verilmiş ve değerlendirilmiştir.

Bölüm 7'de ise, bu tez çalışmasından elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar genel olarak yorumlanmış ve önerilen akım gözlemleyici SBA'nın olumlu ve olumsuz yönleri değerlendirilmiştir. Ayrıca bu tez çalışmasından sonra ileriye yönelik yapılabilecek çalışmalara ilişkin bazı öneriler de sunulmuştur.

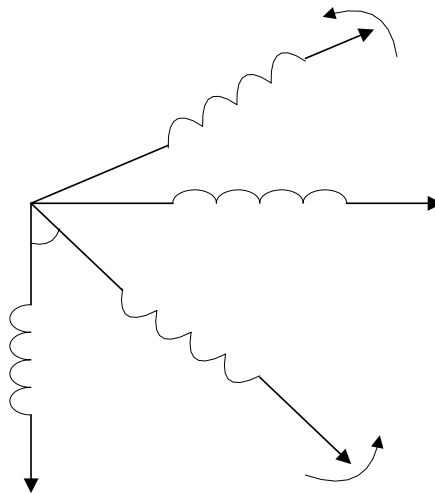
## 2. ASENKRON MOTORLARIN MODELLENMESİ VE DENETİM YÖNTEMLERİ

### 2.1 Giriş

Asenkron motorların değişken hız denetimi gerektiren uygulamalarında motorun sürekli ve geçici durum davranışını tanımlayan dinamik modeli önem kazanmaktadır. Eksen dönüşümleri kullanılarak asenkron motorların dinamik (vektör) denklemleri elde edilebilmekte ve bu dinamik denklemler kullanılarak motorun sürekli ve geçici durum davranışlarının denetlenebildiği denetim yapıları oluşturulabilmektedir. Ayrıca, algılayıcısız denetim yöntemleri de motorun dinamik modellerinden yararlanılarak geliştirilmektedir. Bu bölümde asenkron motorların matematiksel modellenmesi ve vektör denetim yöntemleri verilmiştir.

### 2.2 Asenkron Motorun Matematiksel Modellenmesi

Asenkron motorların rotor sargıları, stator sargılarına göre hareket ettiğinden dinamik devre modelleri, doğrusal olmayan ve zamanla değişen diferansiyel denklemler ile tanımlanabilir. Bu durum motor devre modelinin çözümünün karmaşık ve zor bir hal almasına neden olur. Bu nedenle üç fazlı asenkron motorların dinamik analizinde uzay fazör veya iki eksen teorisi ile elde edilen iki faza dönüştürülmüş durum uzay modeli kullanılır. Üç fazlı bir asenkron motorun iki fazlı eşdeğeri Şekil 2.1’ de görüldüğü gibi elde edilebilir. Burada  $d^s$ ,  $q^s$ -stator d ve q eksenlerine,  $d^r$ - $q^r$  ise rotor d ve q eksenlerine karşılık gelir. Eksen dönüşümleri sonucunda AA motorların dinamik davranışının modellendiği vektör dönüşümleri ortaya çıkmış ve yüksek başarılı hız sürücülerinin denetiminde kullanılan vektör denetim yöntemlerinin temelini oluşturmuştur [3].



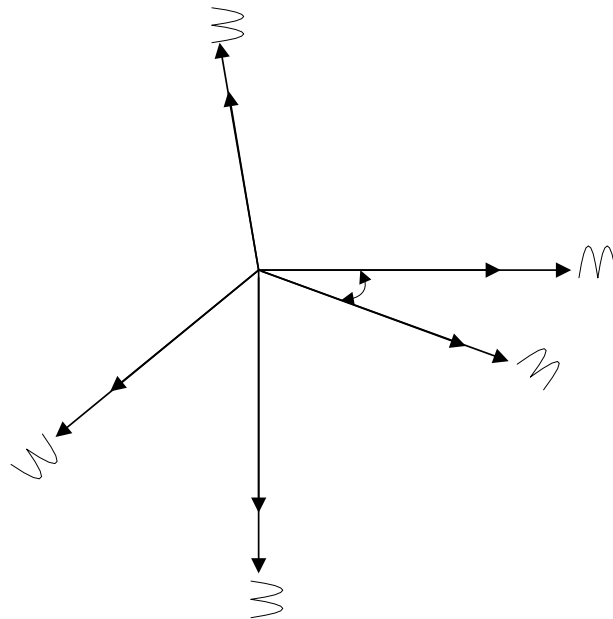
Şekil 2.1 Üç fazlı motorun eşdeğer iki faz vektörleri

Fiziksel sistemlerin modellenmesinde, oluşturulacak modelin karmaşık hale gelmemesi, oluşturulacak model baz alınarak sistem davranışını belirleyecek sistem ve denetim algoritmalarının geliştirilebilmesi için bazı varsayımlar yapılır. Asenkron motorun modelinin elde edilmesinde de modelin karmaşık hale gelmemesi için sistem davranışını bozmayacak şekilde bazı varsayımlar yapılmaktadır. Asenkron motorun modelinin elde edilmesi sırasında yapılan varsayımlar aşağıda sıralanmıştır[12,13].

- Hava aralığı akısı sinüsoidal biçimde düzgün dağılımlıdır,
- Motorun manyetik devresi doyuma ulaşmadan doğrusal bölgede çalışır,
- Stator sargıları yıldız bağlı, simetrik ve nötr noktaları yalıtılmıştır,
- Sıcaklık ve frekansla parametre değişimleri ihmal edilmiştir,
- Histerisiz ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir,
- Akım yığılması (deri olayı) ihmal edilmiştir.

### 2.2.1 Eksen dönüşümleri

Üç fazlı simetrik bir asenkron motorun stator sargıları üç fazlı simetrik bir güç kaynağından beslenirse,  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  ve  $v_{cs}$  stator gerilim vektörleri (benzer şekilde akım ve akı vektörleri) iki eksen teorisi kullanılarak belirli bir referans çati üzerinde gösterilebilir. Asenkron motorun duran referans çatıda üç faz stator gerilimleri ile  $qd0$  değişkenleri arasındaki vektörel ilişki Şekil 2.2' deki gibi elde edilebilir.



Şekil 2.2 Üç faz değişkenlerinden duran çati  $d^s-q^s$  eksenlerine dönüşüm

Şekil 2.2' de görüldüğü gibi  $d^s$ - $q^s$  eksenleri  $\theta$  açısıyla yönlendirilirse  $v_{ds}^s - v_{qs}^s$  gerilimleri üç faz  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  ve  $v_{cs}$  gerilimleri cinsinden aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{0s}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Ters dönüşüm ile  $v_{ds}^s - v_{qs}^s$  gerilimleri,  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  ve  $v_{cs}$  gerilimlerine aşağıdaki gibi dönüştürülebilir. Burada  $v_{0s}^s$  sıfır gerilim bileşeni eklenmiştir (Dengeli sistemlerde  $v_{0s}^s = 0$  dir). Akım ve akı denklem dönüşümleri de aynı şekilde elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{0s}^s \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$\theta=0$  alınarak  $q^s$  eksenini  $as$  eksenine üzerine getirilir ve sıfır gerilim bileşenleri ihmal edilirse dönüşüm bağıntıları aşağıdaki şekilde olur.

$$v_{as} = v_{qs}^s \quad (2.3)$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{2}v_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ds}^s \quad (2.4)$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{2}v_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ds}^s \quad (2.5)$$

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = v_{as} \quad (2.6)$$

$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \quad (2.7)$$

Şekil 2.3' de  $\theta_e = \omega_e t$  açısı ve  $d^s$ - $q^s$  eksenlerine göre  $\omega_e$  senkron açısal hızıyla dönen senkron  $d^e$ - $q^e$  eksenleri görülmektedir. İki faz duran  $q^s$ - $d^s$  eksenlerinden  $q^e$ - $d^e$  senkron çatı eksenlerine dönüşüm,

$$v_{qs}^e = v_{qs}^s \cos\theta_e - v_{ds}^s \sin\theta_e \quad (2.8)$$

$$v_{ds}^e = v_{qs}^s \sin\theta_e + v_{ds}^s \cos\theta_e \quad (2.9)$$

olarak bulunur. Ters şekilde senkron çatı  $q^e$ - $d^e$  eksenlerinden duran çatı  $q^s$ - $d^s$  eksenlerine dönüşüm ise aşağıda verilmiştir.

$$v_{qs}^s = v_{qs}^e \cos \theta_e + v_{ds}^e \sin \theta_e \quad (2.10)$$

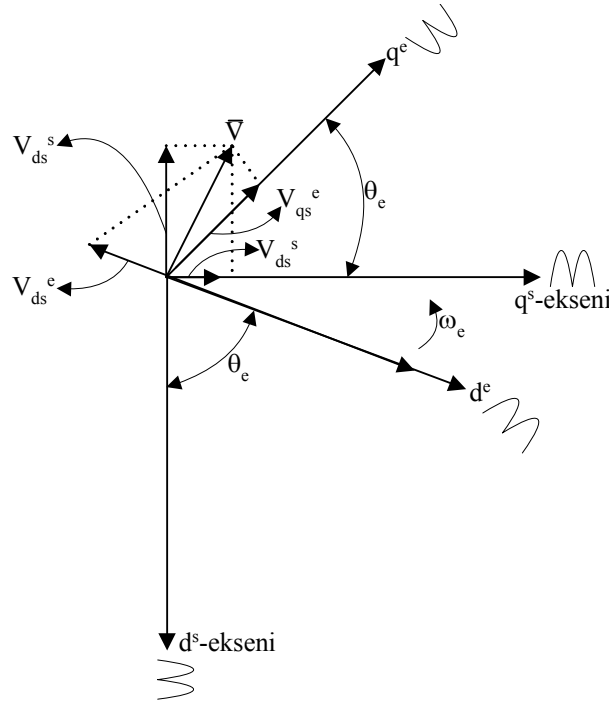
$$v_{ds}^s = -v_{qs}^e \sin \theta_e + v_{ds}^e \cos \theta_e \quad (2.11)$$

Üç faz stator sargılarının aşağıdaki gibi dengeli ve sinüsoidal olduğu kabul edilebilir

$$v_{as} = V_m \cos(\omega_e t + \varphi) \quad (2.12)$$

$$v_{bs} = V_m \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad (2.13)$$

$$v_{cs} = V_m \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad (2.14)$$



Şekil 2.3  $q^s$ - $d^s$  duran çatıdan  $q^e$ - $d^e$  senkron çatı eksenlerine dönüşüm

Bu durumda Denklem (2.12)-(2.14), Denklem (2.6) ve (2.7)' de yerine yazılırsa  $q^s$ - $d^s$  gerilimleri,

$$v_{qs}^s = V_m \cos(\omega_e t + \varphi) \quad (2.15)$$

$$v_{ds}^s = -V_m \sin(\omega_e t + \varphi) \quad (2.16)$$

olarak bulunur. Bu denklemlerden de görüldüğü gibi  $v_{ds}^s - v_{qs}^s$  gerilimleri aralarında  $90^\circ$  faz farkı bulunan dengeli ve eşit genlikte sinüsoidal değişimli gerilimlerdir. Denklem (2.8) ve (2.9), Denklem (2.15) ve (2.16)' da yeniden yazılırsa  $q^e$ - $d^e$  eksen gerilimleri aşağıdaki gibi elde edilir

$$v_{qs}^e = V_m \cos\varphi \quad (2.17)$$

$$v_{ds}^e = -V_m \sin\varphi \quad (2.18)$$

Bu denklemlerden de görüldüğü gibi senkron çatıdaki değişkenler zamanın fonksiyonu değilken, duran çatı değişkenleri uygulanan kaynak ile aynı fonksiyona sahip sinüsoidal değişkenlerdir.

### 2.2.2 Asenkron Motorun Senkron Referans Çatı Dinamik Modeli

Üç fazlı asenkron motor için duran referans çatıdaki gerilim denklemleri,

$$v_{qs}^s = i_{qs}^s R_s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (2.19)$$

$$v_{ds}^s = i_{ds}^s R_s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (2.20)$$

olarak yazılabilir. Burada  $\psi_{ds}^s$  ve  $\psi_{qs}^s$  d-q stator akı halkalanmalarındır. Senkron çatıdaki d-q stator gerilimlerini, (2.19) ve (2.20) denklemleri ile verilen duran çatı gerilim bağıntıları senkron çatıya dönüştürülürse,

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^e + \omega_e \psi_{ds}^e \quad (2.21)$$

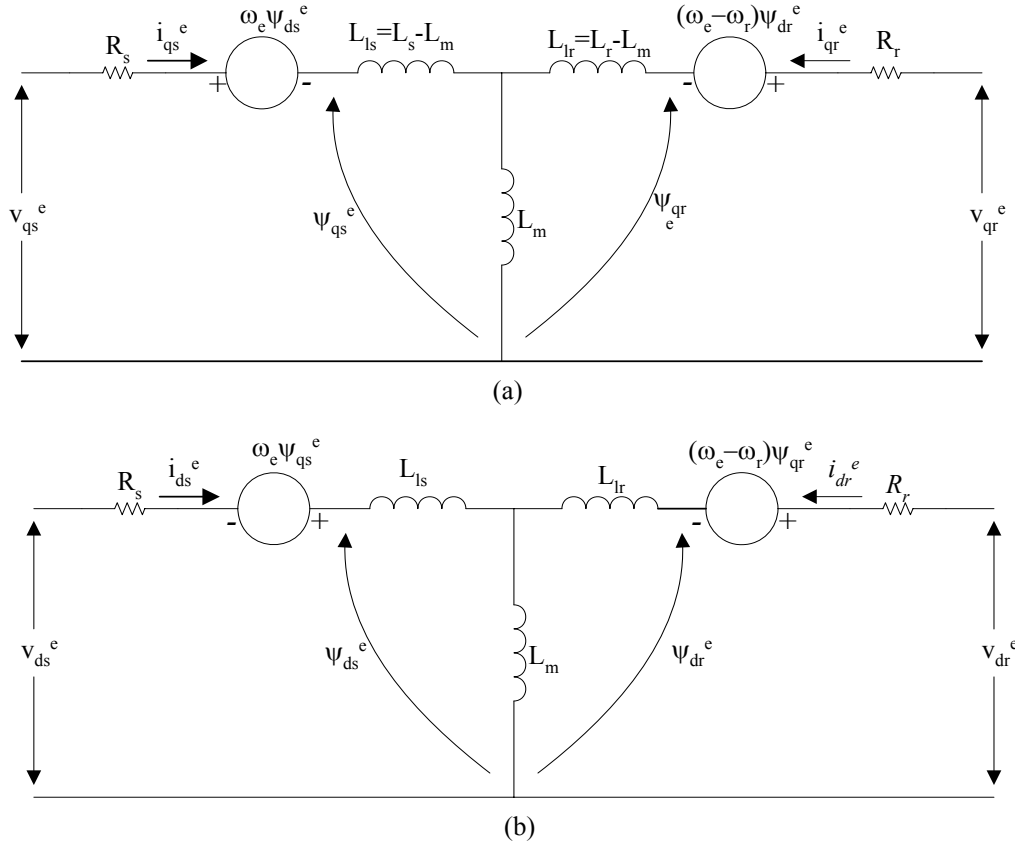
$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^e - \omega_e \psi_{qs}^e \quad (2.22)$$

olarak yazılabilir. Bu denklemlerdeki bütün değişkenler  $\omega_e$  senkron hızı ile dönmektedir ve son terimler, dönen eksenden dolayı oluşan elektromotor kuvvet hızı olarak tanımlanır.  $\omega_r$  açısız hızıyla dönen rotora ilişkin rotor gerilim denklemleri ise benze şekilde,

$$v_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}^e \quad (2.23)$$

$$v_{dr}^e = R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr}^e \quad (2.24)$$

olarak elde edilebilir. Stator ve rotor arasındaki manyetik kenetleme de dikkate alınarak elde edilen asenkron motorun senkron referans çatı eşdeğer modeli Şekil 2.4'de verilmiştir.



Şekil 2.4 Motorun dinamik q<sup>e</sup>-d<sup>e</sup> eşdeğer devresi, (a) q<sup>e</sup> eşdeğer devresi, (b) d<sup>e</sup> eşdeğer devresi.

Eşdeğer devrede kullanılan bütün nicelikler, statora indirgenmiş niceliklerdir. Motorun d<sup>e</sup>-q<sup>e</sup> modelinin en önemli üstünlüğü, duran çatıdaki bütün sinüsoidal değişkenlerin senkron çatıda DA değişkenler olarak görünmesidir. Stator ve rotor akı halkalanmaları akımlara bağlı olarak matris şeklinde,

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs}^e \\ \psi_{ds}^e \\ \psi_{qr}^e \\ \psi_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{lr} + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

yazılabilir ve hava aralığı akı halkalanmaları ise,

$$\psi_{qm} = L_m (i_{qs}^e - i_{qr}^e) \quad (2.26)$$

$$\psi_{dm} = L_m (i_{ds}^e - i_{dr}^e) \quad (2.27)$$

şeklinde elde edilir. Yukarıda çıkarılan denklemler düzenlenirse asenkron motorun elektriksel devresinin modeli Denklem (2.28)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ v_{qr}^e \\ v_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & \omega_e L_s & SL_m & \omega_e L_s \\ -\omega_e L_s & R_s + SL_s & -\omega_e L_s & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r)L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & SL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Burada S-Laplace işlemcisidir ve sincap kafesli bir asenkron motor için  $v_{qr}^e = 0$  ve  $v_{dr}^e = 0$  dir.  $P_g$ : stator ve rotor sargılarının anlık giriş güçleri olmak üzere,

$$P_g = v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} + v_{ar}i_{ar} + v_{br}i_{br} + v_{cr}i_{cr} \quad (2.29)$$

ve d-q değişkenleri cinsinden anlık giriş gücü,

$$P_g = \frac{3}{2} \left( v_{qs}^e i_{qs}^e + v_{ds}^e i_{ds}^e + v_{qr}^e i_{qr}^e + v_{dr}^e i_{dr}^e \right) \quad (2.30)$$

olarak bulunur. Denklem (2.30)'da, (2.21) ve (2.22) denklemleri yerine yazılıp  $\omega_r$  rotor hızına bölünürse motorun üreteceği elektromekanik moment,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2\omega_r} \left( \omega_e \left( \psi_{ds}^e i_{qs}^e - \psi_{qs}^e i_{ds}^e \right) + (\omega_e - \omega_r) \left( \psi_{dr}^e i_{qr}^e - \psi_{qr}^e i_{dr}^e \right) \right) \quad (2.31)$$

olarak elde edilir. Denklem (2.25)'de verilen akı bağıntılarından,

$$\psi_{ds}^e i_{qs}^e - \psi_{qs}^e i_{ds}^e = \psi_{qr}^e i_{dr}^e - \psi_{dr}^e i_{qr}^e = L_m \left( i_{dr}^e i_{qs}^e - i_{qr}^e i_{ds}^e \right) \quad (2.32)$$

olduğu belirlenebilir. Sonuç olarak motorun ürettiği moment,

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left( \psi_{qm}^e i_{ds}^e - \psi_{dm}^e i_{qr}^e \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left( \psi_{qr}^e i_{dr}^e - \psi_{dr}^e i_{qr}^e \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left( \psi_{ds}^e i_{qs}^e - \psi_{qs}^e i_{ds}^e \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} L_m \left( i_{dr}^e i_{qs}^e - i_{qr}^e i_{ds}^e \right) \end{aligned} \quad (2.33)$$

olarak bulunur. Motor momentinin motorun mekanik devresine uygulanmasıyla rotoru  $\omega_r$  açısal hızıyla dönen motorun üreteceği elektriksel moment,

$$T_e = T_L + J \frac{d}{dt} \omega + B\omega \quad (2.34)$$

bağıntısıyla bulunur. Burada  $T_L$ : yük momenti,  $J$ : eylemsizlik sabiti,  $B$ : sürtünme katsayısı ve  $\omega$ : mekanik hızdır.

### 2.2.3 Asenkron Motorun Duran Referans Çatı Dinamik Modeli

Duran çatıda  $\omega_e = 0$  olduğundan yukarıda çıkarılan senkron çatı denklemlerinde  $\omega_e = 0$  yazılarak motorun duran çatıdaki elektriksel modeli,

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s \quad (2.35)$$

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s \quad (2.36)$$

$$v_{qr}^s = 0 = R_r i_{qr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^s - \omega \psi_{dr}^s \quad (2.37)$$

$$v_{dr}^s = 0 = R_r i_{dr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^s + \omega \psi_{qr}^s \quad (2.38)$$

olarak ve motorun ürettiği moment,

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left( \psi_{qr}^s i_{dr}^s - \psi_{dr}^s i_{qr}^s \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left( \psi_{ds}^s i_{qs}^s - \psi_{qs}^s i_{ds}^s \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} L_m \left( i_{dr}^s i_{qs}^s - i_{qr}^s i_{ds}^s \right) \end{aligned} \quad (2.39)$$

şeklinde elde edilir.

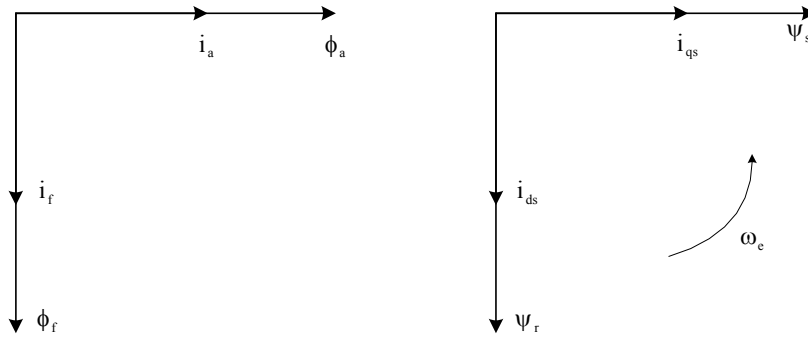
### 2.3 Asenkron Motorların Vektör Denetiminde Alan Yönlendirme Yöntemleri

Asenkron motorların vektör denetimi, stator ve rotor akımlarının eksen dönüşümü ile birbirine dik iki bileşene ayrılarak uygun bir alan yönlendirmesi ile gerçekleştirilebilir. Eksen dönüşümleri ile zamanla değişen parametre sorunu, alan yönlendirmesi ile de motorun akım ve akı vektörleri arasındaki kenetleme etkisi kaldırılabilir. Böylece bir asenkron motorun hem geçici hem de sürekli durumda yüksek başarılı hız denetimi yapılabilmektedir [10,14].

AA motorların vektör denetimlerinin temel amacı, bir AA motorun serbest uyarımlı DA motoru gibi davranmasını sağlamaktır. Bilindiği gibi serbest uyarımlı DA motorlarında endüvi ve alan sargıları birbirine doğal olarak diktir ve bu sargılarda üretilen manyetomotor kuvvetleri de birbirinden bağımsızdır. Serbest uyarımlı bir DA motorda alan doyumu ve endüvi reaksiyonu ihmal edilirse motorun üreteceği moment aşağıdaki gibidir.

$$T_e = k_t \phi_f \phi_a = k_t' i_f i_a \quad (2.40)$$

Burada  $k_t'$ : moment sabiti,  $i_f$ : alan akımı ve  $i_a$ : endüvi akımıdır. Bu denklemden de görüleceği gibi uyarım akısı/akımı sabit tutularak DA motorun üreteceği moment, sadece endüvi akımıyla denetlenebilir. Endüvi ve uyarım akımları birbirlerine dik eksenlerdir ve sırasıyla asenkron motorun q ve d eksen takımlarına karşılık gelirler. Şekil 2.5 (a) ve (b)' de serbest uyarımlı DA motorun akım-akı arasındaki ve asenkron motorun q-d akımları arasındaki vektörel ilişki görülmektedir. Bu şekilden de görüleceği gibi serbest uyarımlı DA motorunun moment açısı  $90^\circ$  dir ve motor momenti  $i_a$  akımının denetimi, akı ise  $i_f$  uyarım akımının denetimiyle birbirinden bağımsız olarak yapılabilir.



**Şekil 2.5** DA ve AA motorların vektör diyagramları, (a) Serbest uyarımlı DA motoru, (b) Vektör denetimli asenkron motor

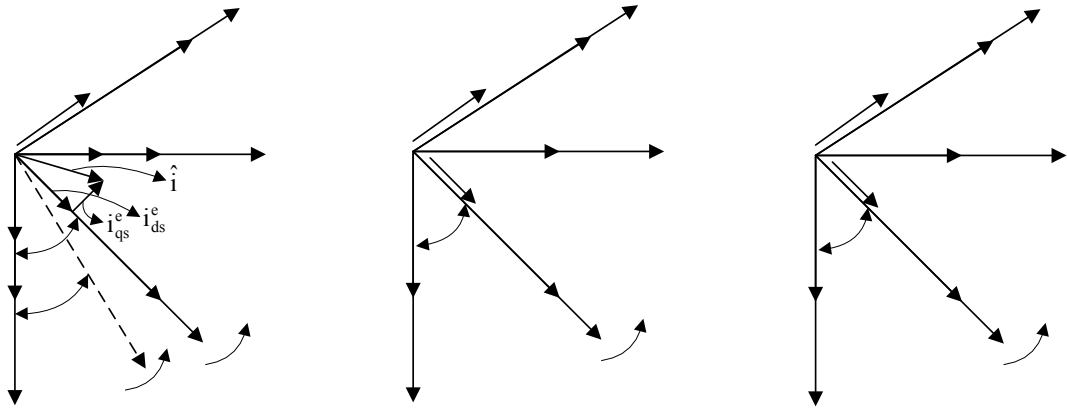
Asenkron motorlarda ise moment ve akımın ayrı ayrı denetlenebileceği iki akım bileşeni mevcut değildir. Asenkron motorlarda sadece stator akımları vardır ve bu akımlar genlik, frekans ve faz bilgileri içeren sinüsoidal akımlardır. Bu nedenle bir asenkron motordan bir DA motorundaki başarımın elde edilmesi için, motorun sürekli durumdaki büyüklüklerinin DA büyüklükler olarak görüldüğü senkron çatıdaki vektör denklemlerinden yararlanılmalıdır. Bu amaçla yukarıda elde edilen asenkron motorun senkron çatı dinamik denklemlerindeki motorun  $i_{ds}^e$  akımının, alan akısıyla çakıştırılması gereklidir. Senkron çatıdaki motorun stator d-eksen akımı  $i_{ds}^e$ ; rotor alanı, stator alanı veya hava aralığı alanı ile çakıştırılabilir ve bu da vektör denetiminin alan yönlendirme şeklini belirler [12]. Şekil 2.5 (b)' de görüldüğü gibi asenkron motorun  $i_{ds}^e$  akımı, rotor alanıyla çakıştırılırsa asenkron motorun moment denklemi,

$$T_e = k_t \psi_r i_{qs}^e = k_t' i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (2.41)$$

olur. Bu durumda asenkron motorun alan yönlendirmesi ile elde edilen moment denklemi, Denklem (2.40) ile verilen DA motorunun moment denklemiyle eşdeğerdir. Bu denklem

uyarınca bir asenkron motorda  $i_{ds}^e$  akımı sabit tutularak,  $i_{qs}^e$  akımının denetimiyle motor momenti denetlenebilir ve  $i_{qs}^e$  akımı sabit tutularak  $i_{ds}^e$  akımının denetimiyle motor akısının denetimi mümkündür.

Yukarıda da belirtildiği gibi, asenkron motorun denetiminde ortaya çıkan kenetleme sorununun giderilmesi alan yönlendirmesi ile mümkündür [10]. Alan yönlendirme işlemi; senkron hızda dönen motorun rotor, stator veya hava aralığı alanlarından birinin, d-eksenine yönlendirilmesiyle gerçekleştirilir. Şekil 2.6' da rotor, stator ve hava aralığı alan yönlendirmelerine ilişkin vektör diyagramları verilmiştir [3].



Şekil 2.6 Alan yönlendirme vektör diyagramları, (a) Rotor alan yönlendirmesi, (b) Stator alan yönlendirmesi, (c) Hava aralığı alan yönlendirmesi

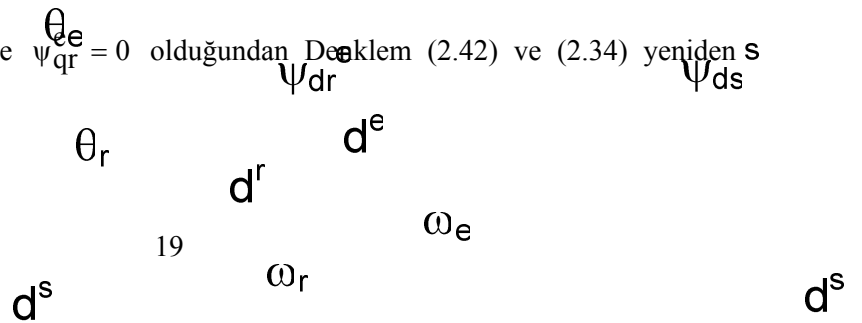
### 2.3.1 Rotor Alan Yönlendirmesi

Rotor alan yönlendirmesi, sinüsoidal olarak uyarılmış ve senkron hızda dönen bir asenkron motorun, senkron çatı d-ekseniyle rotor alanı d- eksen akısının çakıştırılmasını ifade eder. Şekil 2.6(a)' da rotor alan yönlendirmesinin vektör diyagramı verilmiştir. Bu şekilden de görüleceği gibi rotor alanının q-bileşeni  $\psi_{qr} = 0$  olacaktır. Denklem (2.25) ile verilen rotor akı denkleminde  $i_{qr}^e$  ve  $i_{dr}^e$  akımları aşağıdaki gibi elde edilir [3,6,10].

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} \psi_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (2.42)$$

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} \psi_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (2.43)$$

Rotor akısının yönlendirilmesiyle  $\psi_{qr}^e = 0$  olduğundan Denklem (2.42) ve (2.34) yeniden düzenlenirse,



$$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (2.45)$$

$$T_e = -\frac{3p}{2} \frac{p}{2} \psi_{dr}^e i_{qr}^e \quad (2.46)$$

olarak elde edilir. Denklem (2.45), Denklem (2.46)' da yerine yazılarak yeni moment denklemi,

$$T_e = \frac{3p}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr}^e i_{qs}^e \quad (2.47)$$

olur. Bu denklemden,  $\psi_{dr}^e$  rotor akı halkalanması sabit tutulursa, motor momentinin stator akımının q bileşeni olan  $i_{qs}^e$  ile değiştirilebileceği görülmektedir.  $\psi_{qr}^e = 0$  olarak tutulursa,

$$\frac{d\psi_{qr}^e}{dt} = 0 \quad (2.48)$$

olacağından Denklem (2.23) ile verilen q-ekseni rotor gerilim denkleminden kayma frekansı

$$v_{qr}^e = 0 = R_r i_{qr}^e + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}^e \quad (2.49)$$

$$\omega_e - \omega_r = \omega_{sl} = -\frac{R_r}{\psi_{dr}^e} i_{qr}^e \quad (2.50)$$

olarak bulunur. Eğer  $\psi_{dr}^e$  rotor akı halkalanması sabit tutulursa sürekli durumda  $d\psi_{dr}^e / dt = 0$  olacaktır. Bu durumda Denklem (2.24)'den,

$$v_{dr}^e = 0 = R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr}^e \quad (2.51)$$

$$i_{dr}^e = 0 \quad (2.52)$$

olarak elde edilir.  $i_{dr}^e = 0$  olması durumunda Denklem (2.42-43)'den aşağıdaki gibi bulunur.

$$\psi_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (2.53)$$

$$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (2.54)$$

Bu denklemler Denklem (2.50)'de yerine yazılarak kayma frekansı, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (2.55)$$

Uygulamada rotor alanının genliği ( $\psi_{qr}^e = 0$  olduğundan  $\hat{\psi} = \psi_{dr}^e$ )  $i_{ds}^e$  akımının değiştirilmesi ile ayarlanabilir. Rotor alanının d<sup>e</sup>-eksenine yönlendirilmesi Denklem (2.55) gereği ya kayma

hızı ya da  $i_{qs}^e$  akımıyla sürdürülebilir.  $\psi_{dr}^e$  rotor akı halkalanması sabit değilse Denklem (2.25)

ve (2.51)' den,

$$i_{dr}^e = \frac{\psi_{dr}^e}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (2.56)$$

$$\psi_{dr}^e = \frac{L_m}{1 + S\tau_r} i_{ds}^e \quad (2.57)$$

olarak bulunur. Denklem (2.57)' den de görüleceği gibi  $\psi_{dr}^e$  akısının dinamiği rotor zaman sabitine bağlıdır.

### 2.3.2 Stator Alan Yönlendirmesi

Stator alan yönlendirmesi Şekil 2.6 (b)' de görüldüğü gibi senkron hızda dönen motorun, stator alanı d-eksen akısı ile senkron çatı d-ekseninin çakıştırılması ile elde edilir ve bu durumda  $\psi_{qs}^e = 0$  olur. Denklem (2.42) ve (2.43), Denklem (2.23) ve (2.24)' deki rotor sargı denklemlerinde yerine yazılıp her iki tarafı  $\tau_r$  ile çarpılırsa bu denklemler aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir [4,58].

$$0 = (1 + \tau_r S) \psi_{qr}^e - L_m i_{qs}^e + \tau_r \omega_s \psi_{dr}^e \quad (2.58)$$

$$0 = (1 + \tau_r S) \psi_{dr}^e - L_m i_{ds}^e + \tau_r \omega_s \psi_{qr}^e \quad (2.59)$$

Burada S-Laplace işlemcisidir. Denklem (2.25)' de  $i_{qr}^e - i_{dr}^e$  akımları aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_m} \psi_{qs}^e - \frac{L_s}{L_m} i_{qs}^e \quad (2.60)$$

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_m} \psi_{ds}^e - \frac{L_s}{L_m} i_{ds}^e \quad (2.61)$$

Denklem (2.25)' deki rotor akı halkalanma denklemlerini Denklem (2.60) ve (2.61)' de yerine yazarak  $\psi_{qr}^e$  ve  $\psi_{dr}^e$  akı halkalanmaları,

$$\psi_{qr}^e = \frac{L_r}{L_m} \psi_{qs}^e + \left( L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) i_{qs}^e \quad (2.62)$$

$$\psi_{dr}^e = \frac{L_r}{L_m} \psi_{ds}^e + \left( L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) i_{ds}^e \quad (2.63)$$

olarak bulunur. Denklem (2.62) ve (2.63), Denklem (2.58) ve (2.59)' de yerine yazılırsa ,

$$(1 + \tau_r S) \psi_{qs}^e = (1 + \tau_r \sigma S) L_s i_{qs}^e - \tau_r \omega_{sl} (\psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e) \quad (2.64)$$

$$(1 + \tau_r S) \psi_{ds}^e = (1 + \tau_r \sigma S) L_s i_{ds}^e + \tau_r \omega_{sl} (\psi_{qs}^e - \sigma L_s i_{qs}^e) \quad (2.65)$$

olarak elde edilir. Burada  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$  dir.  $\psi_{qs}^e = 0$  olduğundan Denklem (2.64), (2.65) ve (2.35) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$(1 + \tau_r S) L_s i_{qs}^e = \tau_r \omega_{sl} (\psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e) \quad (2.66)$$

$$(1 + \tau_r S) \psi_{ds}^e = (1 + \tau_r \sigma S) L_s i_{ds}^e - \sigma L_s \tau_r \omega_{sl} i_{qs}^e \quad (2.67)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_{ds}^e i_{qs}^e \quad (2.68)$$

Moment denkleminde görüldüğü gibi  $i_{qs}^e$  akımının değiştirilmesiyle moment ayarlanabilir. Ancak Denklem (2.66) ve (2.67)' de  $\psi_{ds}^e$  akısı,  $i_{qs}^e$  ve  $i_{ds}^e$  akımlarının bir fonksiyonudur. Bu durumda moment akımı  $i_{qs}^e$  değiştirildiğinde  $\psi_{ds}^e$  akısı da değişir. Bu durumun giderilmesi için kompanzasyon ile kenetlemesiz  $i_{qs}^e$  ve  $i_{ds}^e$  akımları elde edilir ve bu da stator alan yönlendirme için ek hesaplamalar gerektirir [3].

### 2.3.3 Hava Aralığı Alan Yönlendirmesi

Hava aralığı alan yönlendirmesi, stator ve rotor alan yönlendirmesinde olduğu gibi senkron çatı d- eksenini ile hava aralığı akısının d-eksenlerinin çakıştırılması ile elde edilir. Şekil 2.6 (c)' de hava aralığı alan yönlendirmesinin vektör diyagramı verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi  $\psi_{mq}^e = 0$  dır. Senkron alan yönlendirmesinde olduğu gibi Denklem (2.23) ve (2.24) rotor sargı gerilimi denklemlerinde Denklem (2.25) akı denklemleri yerine yazılırsa, rotor sargılarında oluşan gerilimler aşağıdaki gibi bulunur [15].

$$0 = (R_r + L_{lr} S) i_{dr}^e - \omega_{sl} (L_{lr} i_{qr}^e + \psi_{mq}^e) \quad (2.69)$$

$$0 = (R_r + L_{lr} S) i_{qr}^e + \omega_{sl} (L_{lr} i_{dr}^e + \psi_{md}^e) \quad (2.70)$$

$\psi_{mq}^e = 0$  olduğundan Denklem (2.34) ile verilen moment denklemi,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \psi_{dm}^e i_{qs}^e \quad (2.71)$$

olarak elde edilir. Denklem (2.26) ve (2.27)'deki rotor akımları,

$$i_{dr}^e = \frac{\psi_{dm}^e}{L_m} - i_{ds}^e \quad (2.72)$$

$$i_{qr}^e = -i_{qs}^e \quad (2.73)$$

olacağından Denklem (2.67) ve (2.70) aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$\omega_{sl} = \frac{(R_r + L_{lr} S) i_{qs}^e}{\psi_{dm}^e + L_{lr} \left( \frac{1}{L_m} \psi_{dm}^e - i_{ds}^e \right)} \quad (2.74)$$

$$\psi_{dm}^e \left( S + \frac{R_r}{L_r} \right) = \frac{L_m}{L_r} (R_r + L_{lr} S) i_{ds}^e - \omega_{sl} \frac{L_{lr} L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (2.75)$$

Denklem (2.72)'den görüldüğü gibi hava aralığı akısı sabit tutularak  $i_{qs}^e$  akımının değiştirilmesiyle moment ayarlanabilir. Ancak Denklem (2.74) ve (2.75) görüldüğü gibi  $\psi_{dm}^e$  akısı  $i_{qs}^e$  ve  $i_{ds}^e$  akımlarının fonksiyonu olduğundan kenetleme sorunu devam etmektedir. Bu sorunun giderilmesi için stator alan yönlendirmesinin de olduğu gibi ek kompanzasyon işlemleri gerekmektedir.

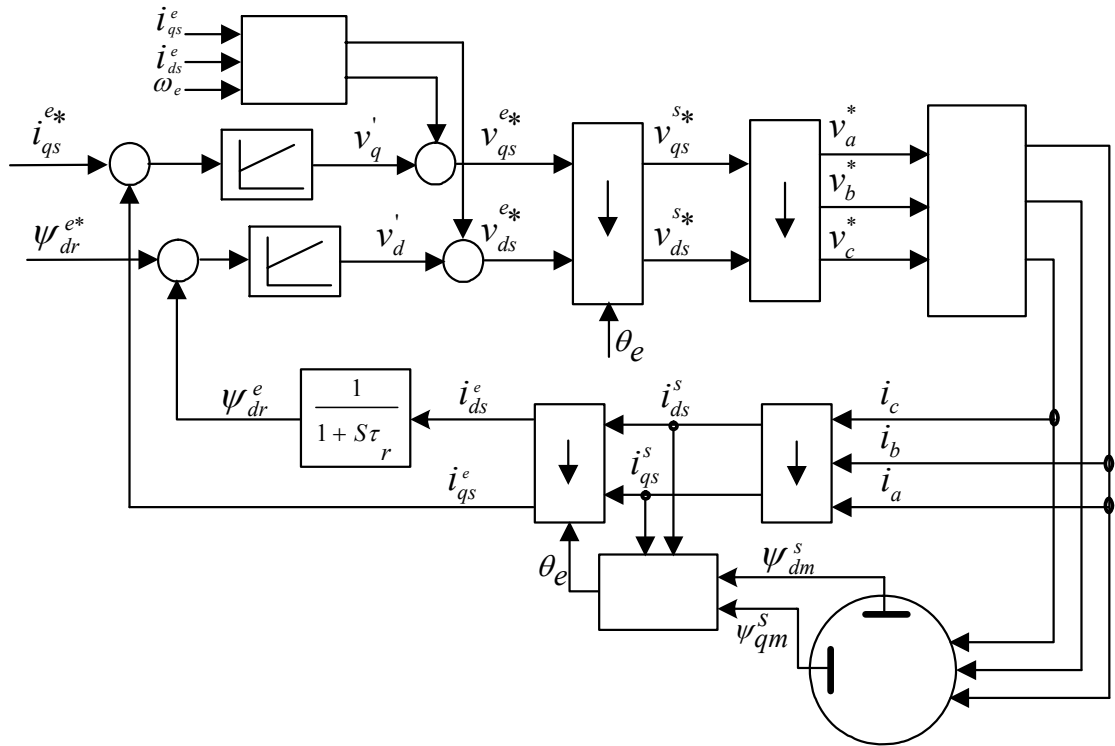
#### 2.4 Asenkron Motorların Vektör Denetimi

Asenkron motorların vektör denetimi, akı vektörünün genlik ve konum bilgisinin elde edilme şekline göre iki farklı yöntemle elde edilir ve bu yöntemler aynı zamanda vektör denetim yöntemlerini belirler [12,13]. Bu yöntemler, doğrudan vektör denetim yapısı ve dolaylı vektör denetim yapısıdır.

Bu iki denetim yöntemi yapılan çalışmalarda genelde tamamen farklı yöntemler olarak ele alınmakla birlikte, bazı çalışmalarda bu iki yöntemin teorik olarak aralarında bir fark olmadığı ileri sürülmüş ve iki yöntem arasındaki temel farkın akı kestirimi için seçilen motor modelinin farklı olmasından kaynaklandığı belirtilmiştir. Bu iki denetim yönteminde, yukarıda da belirtildiği gibi farklı akılar baz alınarak alan yönlendirmesi gerçekleştirilebilir. Ancak bu çalışmada rotor alan yönlendirmesi kullanıldığından vektör denetim denklemleri, rotor alan yönlendirmesine göre elde edilecektir.

### 2.4.1 Asenkron Motorların Doğrudan Vektör Denetimi

Doğrudan vektör denetim yapısı, temel olarak rotor akısının genlik ve konum bilgisinin hava aralığı akı yoğunluğunun doğrudan ölçüm veya tahmin yoluyla bulunması ilkesine dayanır. Hava aralığı akısının doğrudan ölçüm yoluyla bulunması, araştırıcı bobinler veya hall etkili aletlerle gerçekleştirilir. Ancak her iki aletle de akı ölçümü özel amaçlı olarak üretilmiş motorlar gerektirdiğinden endüstriyel uygulamaları yoktur. Bu nedenle uygulamada, vektör dönüşümleri için gerekli olan rotor akı vektörünün genlik ve konum bilgisi algılayıcısız denetim yöntemlerinde olduğu gibi bir aletle ölçüm yerine, ölçülebilen büyüklükler olan stator akım ve gerilimlerinden tahmin yoluyla elde edilebilir [6]. Fakat bu yöntemlerde düşük hızlarda meydana gelen açık integrasyon sorunu ortaya çıkmaktadır. Bu sorunun giderilmesi için literatürde çeşitli algılayıcısız vektör denetim yöntemleri geliştirilmiştir [14,15].



Şekil 2.7 Asenkron motorun doğrudan vektör denetimi için blok diyagramı

Asenkron motorların doğrudan vektör denetimine ilişkin blok diyagramı Şekil 2.7' de verilmiştir. Denetim yapısından da görüleceği gibi motora uygulanacak üç fazlı referans gerilimleri gerekli vektör dönüşümleri sonucunda senkron çatıdaki referans  $i_{qs}^{e*}$  akımı ve

Gerilim  
Komp.

$\Psi_{dr}^{e*}$  akısından elde edilirler.  $i_{qs}^{e*}$  akımı ve  $\Psi_{dr}^{e*}$  akısı sırasıyla  $i_{qs}^e$  akımı ve  $\Psi_{dr}^e$  akısıyla karşılaştırılarak akım ve akı hataları PI denetleyici ile işlenerek  $v_q'$  ve  $v_d'$  gerilimleri elde edilir.

Rotor alan yönlendirmesinde  $\Psi_{qr}^e = 0$  ve akı sabit tutulduğunda  $\Psi_{dr}^e = L_m i_{ds}^e$  olacağından Denklem (2.28) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (2.76)$$

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \sigma L_s i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (2.77)$$

$$v_{ds}^e = v_{ds}' - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (2.78)$$

$$v_{qs}^e = v_{qs}' + \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (2.79)$$

Burada,  $\sigma = (1 - L_m^2 / L_s L_r)$ : toplam kaçak akı faktörüdür

Vektör dönüşümleri için gerekli olan  $\theta_e$  açısı, hava aralığı akısı doğrudan ölçülerek hesaplama yoluyla stator akımlarının yardımıyla rotor akılarına dönüştürüldükten sonra elde edilen rotor akılarından bulunmaktadır. Ölçülen hava aralığı akıları ve stator akımları ile rotor akılarına dönüşüm, duran çatıdaki  $i_{qs}^s$  ve  $i_{ds}^s$  stator akımlarının Denklem (2.25)-(2.27) eklenmesiyle aşağıdaki gibi elde edilir

$$i_{qs}^s = \frac{2}{3} i_{as} - \frac{1}{3} i_{bs} - \frac{1}{3} i_{cs} \quad (2.80)$$

$$i_{ds}^s = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{cs} - i_{bs}) \quad (2.81)$$

Bu akımlar akı denklemlerinde yerine yazılırsa,

$$\psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + (L_m + L_{lr}) i_{qr}^s \quad (2.82)$$

$$\psi_{qm}^s = L_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (2.83)$$

$$\psi_{qr}^s = \frac{L_m}{L_{lr}} \psi_{qm}^s - L_{lr} i_{qs}^s \quad (2.84)$$

olarak bulunur. Benzer şekilde d-eksen rotor akısı ise,

$$\psi_{dr}^s = \frac{L_m}{L_{lr}} \psi_{dm}^s - L_{lr} i_{ds}^s \quad (2.85)$$

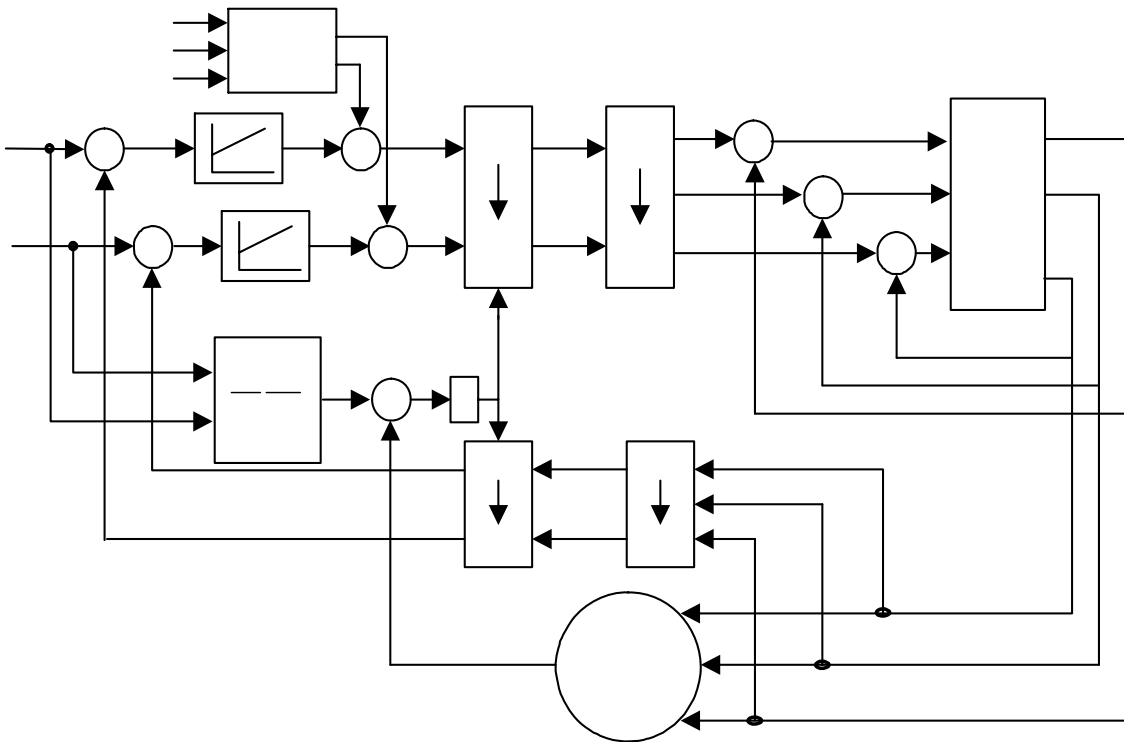
olarak bulunur. Elde edilen rotor akılarından  $\theta_e$  vektör açısı ve rotor akısının genliği aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\theta_e = \tan^{-1} \left( \frac{\psi_{qr}^s}{\psi_{dr}^s} \right) \quad (2.86)$$

$$\hat{\psi}_r^s = \sqrt{\psi_{qr}^s{}^2 + \psi_{dr}^s{}^2} \quad (2.87)$$

#### 2.4.2 Asenkron Motorların Dolaylı Vektör Denetimi

Dolaylı vektör denetim yönteminde, rotor akısının genlik ve faz bilgisinin elde edilmesinde doğrudan denetim yönteminde olduğu gibi akı algılayıcısı/gözlemcisine gerek duyulmaz [17]. Dolaylı vektör denetiminde, akı vektörünün konumunun belirlenmesi için konum/hız algılayıcıları kullanılır. Rotor akısının konumu, motor miline yerleştirilen konum veya hız algılayıcılarından elde edilen konum bilgisi ile referans işaretten elde edilen referans kayma değerinden yararlanılarak bulunur. Böylece rotor akısının konum bilgisi, doğrudan akı algılayıcıları veya gözlemleyicileri ile değil de dolaylı yoldan hesaplamalar ile elde edilir.



Şekil 2.8 Asenkron motorun dolaylı alan yönlendirmeli denetimi için blok yapısı

Dolaylı vektör denetim yapısı, birim vektör bileşenlerinin ( $\sin\theta_e$  ve  $\cos\theta_e$ ) belirlenmesi dışında doğrudan denetim yapısıyla temel olarak aynıdır [3,6]. Şekil 2.7' de blok diyagramı verilen dolaylı vektör denetim yapısında, rotor akısının konumu motor modelinden yararlanılarak bulunur. Rotor alan yönlendirmesine göre elde edilen ve Denklem (2.55)'de verilen kayma frekansı,

$$\omega_{sl}^* = \omega_e - \omega_r = \omega_e - \frac{p}{2} \omega = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (2.88)$$

olduğundan,

$$\omega_e = \omega_{sl} + \omega_r \quad (2.89)$$

ve akının konumu

$$\theta_e = \int (\omega_{sl} + \omega_r) dt \quad (2.90)$$

olarak hesaplanabilir. Ancak bu hesaplamada, rotor hızı/konumuna gereksinim vardır. Bu nedenle dolaylı vektör denetiminde motor hızı/konumunun algılayıcı veya gözlemleyiciler ile belirlenmesi gereklidir.

Uygulamada rotor akısının genliği  $i_{ds}^{e*}$  akımıyla, rotor akı yönlendirmesi ise  $i_{qs}^{e*}$  akımının denetimiyle yapılır.

$$\psi_{dr}^{e*} = \frac{L_m}{1 + S\tau_r} i_{ds}^{e*} \quad (2.91)$$

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \psi_{dr}^{e*} i_{qs}^{e*} \quad (2.92)$$

Denetim yapısında  $i_{qs}^{e*}$  akımı hız/moment denetleyicinin çıkışından elde edilebilir. Eğer  $i_{ds}^{e*}$  akımı sabit tutulursa,  $L_m$  manyetik indüktansında oluşacak her hangi bir değişim akıda kaymaya neden olacaktır. Bu durumda rotor alan yönlendirilmesinin sürdürülebilmesi için ( $\psi_{qr}^e = 0$ ) gerekli  $\omega_{sl}^*$  kayma hızı,  $i_{qs}^{e*}$  akımıyla sağlanır.

## 2.5 Asenkron Motorların Hız Denetimi

Asenkron motorların hız denetimlerinde bir çok yöntem kullanılmasına karşın, etkin bir hız denetimi için stator gerilimi ve frekansının birlikte değiştirildiği hız denetim yöntemleri kullanılır. Motorun statoruna uygulanan gerilim ve frekansının değiştirilmesi ile yapılan hız denetimleri temel olarak skaler (V/f) ve vektörel (Alan yönlendirmeli) olarak gerçekleştirilmektedir [6,12]. Skaler hız denetim yönteminde, motorun sürekli durumdaki

eşdeğer devre modelinden yararlanılarak stator geriliminin frekansına oranı sabit tutulur. Skaler hız denetim yönteminde motorun sürekli durumdaki denklemleri kullanıldığından motorun geçici durumdaki davranışı denetlenememektedir. Bununla birlikte sürekli durumda, düşük hızlar dışında geniş bir aralıkta hız denetimi gerçekleştirilmektedir. Düşük hızlarda ise stator direnci üzerine düşen gerilimin, uygulanan stator gerilimine göre önemli değerlere ulaşması nedeniyle bu yöntemin düşük hızlardaki başarımı oldukça düşüktür. Ayrıca bu yöntemde, motorun kenetleme etkisi tamamen ortadan kaldırılamadığından moment ve akı, frekans ve gerilimin (veya akımın) bir fonksiyonudur ve bu nedenle de cevap süresi artar.

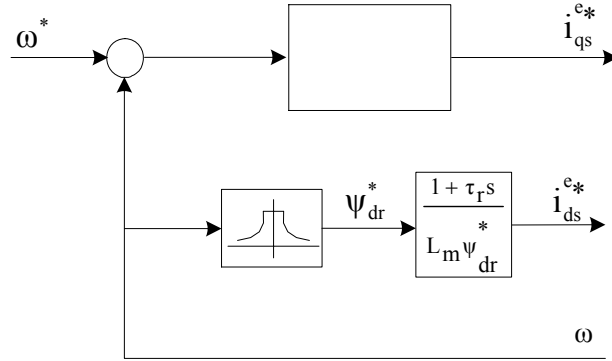
Asenkron motorların skaler hız denetimi, yöntemin basitliği nedeniyle yüksek başarımlı gerektirmeyen birçok sürücü sisteminde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak yüksek başarımlı sürücü sistemlerinde hassas bir hız/konum ve moment denetimi gerekli olduğundan bu yöntem yetersiz kalabilmektedir. Yüksek başarımlı bir sürücü sisteminden beklenen özellikler aşağıdaki gibi sıralanabilir [3,7]:

- Hızlı geçici durum yanıtı
- Dört bölgede çalışma
- Yük ve parametre değişimlerine karşı dayanıklılık
- Yüksek moment/eylemsizlik momenti oranı
- Yüksek güç yoğunluğu
- Düşük hızlarda düşük dalgalanmalı momentle çalışma
- Sıfır hızda moment denetimi

Bu özelliklerin asenkron motorlardan sağlanabilmesi, motorun akısı ile akımının birbirinden bağımsız olarak denetlenebildiği doğru bir vektör denetimini gerektirir. Doğru bir vektör denetimi ise motorun yönlendirilen akı vektörünün genlik ve konum bilgisinin parametre değişimlerinden etkilenmeden doğru bir şekilde elde edilmesine bağlıdır. Bu nedenle yüksek başarımlı bir sürücü sistemi hızlı ve parametre değişimlerinden etkilenmeyen bir denetleyiciye gereksinim duyar [5].

Asenkron motorların vektör denetimi temel olarak doğrudan ve dolaylı vektör denetimi olmak üzere iki farklı şekilde yapılmaktadır. Her iki denetim yönteminde de gerekli olan referans akım, hız denetleyicinin çıkışından elde edilmektedir. Vektör denetimli asenkron motorun hız denetim yapısı için genel bir blok diyagramı Şekil 2.9' da verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi referans rotor akısı, alan zayıflatma bölgesinde motorun çalışabilmesi için hıza bağlı özel bir tablodan elde edilirken, motorun momentini denetleyen  $i_{qs}^{e*}$  referans akımı hız denetleyiciden elde edilmektedir. Eğer anma hızının üzerinde bir hız denetimi

yapılmayacaksa sürekli durumda  $i_{ds}^{e*} = \psi_{dr}^* / L_m$  olduğundan, referans rotor akısı yerine  $i_{ds}^{e*}$  referans akımı sabit olarak girilebilir.



Şekil 2.9 Vektör denetimli asenkron motor için hız denetim bloğu

Asenkron motorların yüksek başarılı sürücü sistemlerinde kullanımı vektör denetim yöntemi ile sağlanmaktadır. Doğru bir vektör denetimi ile, bir asenkron motor sürücüsü DA sürücülerde olduğu gibi doğrusal bir sistem olarak ele alınabilir ve doğrusal sistemlerin denetiminde kullanılan geleneksel yöntemlerle denetlenebilir. Ancak vektör denetim uygulamalarında motorun yapısından kaynaklanan bazı sorunlar vardır ve bu sorunlar nedeniyle doğru bir vektör denetiminin gerçekleştirilmesi oldukça güçtür. Bu sorunlar modern denetim sistemlerinin tasarımında çok kullanılan motorun durum denklemleri kullanılarak belirlenebilir. Genel anlamda durum denklemleri aşağıdaki gibi verilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \quad (2.93)$$

Burada,  $x(t)$ : durum vektörü,  $y(t)$ : çıkış vektörü,  $u(t)$ : giriş (denetim) vektörü, A, B, C ve D ise katsayılar matrisidir. Bölüm 2.2.2’de çıkarılan asenkron motorun senkron çatı modeli durum denklemleri düzeninde yazılırsa, motorun durum değişkenleri ve katsayı matrisleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{ds}^e & i_{qs}^e & \psi_{qs}^e & \psi_{ds}^e & \omega \end{bmatrix}^T \quad (2.94)$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} u_{ds}^e & u_{qs}^e & T_L \end{bmatrix}^T \quad (2.95)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} i_{ds}^e & i_{qs}^e & T_e & \omega \end{bmatrix}^T \quad (2.96)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) & \sigma L_s \omega_e & \frac{R_r L_m}{L_r^2} & \frac{p}{2} \omega \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ -\sigma L_s \omega_e & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) & -\frac{p}{2} \omega \frac{L_m}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} & 0 \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_e - \frac{p}{2} \omega & 0 \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & -\left( \omega_e + \frac{p}{2} \omega \right) & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ -\frac{3 p L_m}{2 L_r J} \psi_{qr} & \frac{3 p L_m}{2 L_r J} \psi_{dr} & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \quad (2.97)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3 p L_m}{2 L_r J} \psi_{qr} & \frac{3 p L_m}{2 L_r J} \psi_{dr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

Yukarıda çıkarılan motorun durum denklemi ele alındığında aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

- Motor hızı  $\omega$  ve rotor akıları, A katsayılar matrisinde yer aldığından diğer durum değişkenleri ile çarpım durumundadır. Bu nedenle motor doğrusal olmayan yapıya sahiptir ve geliştirilecek denetim algoritmalarında bu durum dikkate alınmalıdır.
- Motor hızı hem zamanla değişen bir parametre hem de sistem çıkışlarından biridir. Bu nedenle A(t) katsayılar matrisi dolayısı ile bütün sistem hız üzerinden zamana bağımlı hale gelmektedir.
- Ayrıca motorun elektriksel parametreleri manyetik doyum ve sıcaklık etkisiyle değişirken mekanik parametreler de motor miline uygulanan yük etkisiyle değişir. Bu ise motor dinamiğindeki kutup ve sıfırların sürekli yer değiştirmesine neden olur.
- Denklem (2.77) ile verilen durum değişkenlerinde rotor konumuna ait  $d\theta/dt=\omega$  ilişkisi de göz önüne alınırsa asenkron motorlar altıncı dereceden, zamanla değişen parametrelili doğrusal olmayan çok giriş çok çıkışlı bir sistem olarak tanımlanır.
- Rotor kısmında, durum değişkeni olan rotor akısı bileşenleri çıkış vektöründe yer almadığı ve bu bilgilere sincap kafesli asenkron motorlarda erişmenin pratik bir yolu olmadığından, ticari amaçlı vektör denetim uygulamaları için gözlemleyici tabanlı çözümler gereklidir.

- Motor momenti ve hızı rotor akısına bağlı ve doğrusal değildir. Bu nedenle rotor akısı, moment ve hızı dolayısı ile motorun bütün davranışını doğrudan etkiler. Buradan moment ve hız kararlılığı için rotor akısının denetim altında tutulması gerektiği söylenebilir.
- Sistemin denetim değişkenleri olan giriş gerilimleri, sistemin tüm durumlarını etkilemektedir. Bu nedenle kararlı bir çalışma için giriş gerilimlerinin de denetim altında tutulması gerekmektedir.

Asenkron motorlardan yüksek başarılı bir hız denetimi elde edebilmek için bu sorunların giderilebilmesine yönelik literatürde farklı denetim yöntemleri kullanılmıştır. Kullanılan denetim yöntemlerinin farklı olmasına karşın, yapılan çalışmalar temelde asenkron motorların doğrusal olmayan dinamiği ve zamanla değişen parametre sorunlarının üzerinde yoğunlaşmıştır.

Asenkron motorların hız denetimlerinde geleneksel sabit parametrelili denetleyiciler, tasarımlarının kolay ve maliyetlerinin düşük olması nedeniyle yaygın olarak kullanılmıştır. Ancak sabit parametrelili denetleyiciler, sistemin doğru bir matematiksel modeline gereksinim duyarlar ve genellikle doğrusal sistemlerde kullanılırlar. Asenkron motor sürücü sistemlerinde, sabit parametrelili denetleyiciler motorun doğrusal olmayan yapısı, parametrelerindeki değişim, yük momenti ve eylemsizlik katsayılarındaki değişim gibi nedenlerle etkin bir hız ya da konum denetimi sağlayamazlar [3].

İnsan beyninin çalışma ilkesinin benzetimini amaçlayan YSA, katmanlar halinde düzenlenmiş çok sayıda doğrusal olmayan hücrelerin ağırlıklandırılmış bağlantılarla birbirine bağlandığı paralel çalışma yeteneğine sahip matematiksel bir model olarak tanımlanır[11]. YSA belirlenen bir amacı sağlamak için hücreler arasındaki bağlantı ağırlıklarını çeşitli öğrenme kuralları ile değiştirebilen, bilgi toplayabilen ve ağırlıkları yardımı ile bu bilgiyi saklayabilen paralel bir işlemcidir [78]. YSA bu özellikleriyle nesne tanılama, görüntü ve işaret işleme, parametre tanılama ve sistem denetimi gibi birçok farklı alanda uygulanmıştır. Denetim alanında YSA, doğrusal olmayan ve uyarlanabilir yapıları, öğrenme ve genelleme yetenekleri, sistem parametrelerinden bağımsız olarak tasarlanabilmeleri gibi üstün özelliklerinden dolayı doğrusal olmayan bir çok sistemim denetiminde ve tanılanmasında kullanılmıştır [79-80]. YSA'nın eğitim sorunu, saklı katman sayısı ve bu katmanda kullanılacak hücre sayısının belirlenmesinde kesin bir kuralın olmaması YSA'nın başlıca sorunlarıdır.

Bulanık Mantık (BM), insanın düşünce sisteminde olduğu gibi, var-yok mantığının dışında ara değişkenleri de kullanarak, insanın karar verme yeteneğini matematiksel olarak modellemeye çalışır [68]. Sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duymadan uzman bilgi ve tecrübelerini bünyesinde bulundurabilen BM sistemler, doğrusal olmayan ve zamanla değişen

parametrelere sahip sistemlerin denetiminde yaygın olarak kullanılmıştır [69-73]. BM sisteminin oluşturulmasında kural tablosu ve üyelik fonksiyonları şekli ve sayısının belirlenmesinde kesin bir yöntem olmaması karşılaşılan en büyük zorluklardır.

Doğrusal olmayan ve zamanla değişen parametrelere sahip sistemlerin sabit parametrelili denetim yöntemleri ile denetiminde karşılaşılan bu sorunlardan dolayı modern denetim yöntemlerinde; doğrusal olmayan denetim, optimum denetim, dayanıklı denetim ve uyarlamalı denetim yöntemleri kullanılmaktadır [72,73]. Asenkron motor sürücülerinde karşılaşılan doğrusal olmayan motor yapısı, modellenemeyen dinamikler ve zamanla değişen parametre sorunları asenkron motorların sürme sistemlerinde de bu yöntemlerin kullanılmasını zorunlu hale getirmiştir. Son yıllarda yapılan çalışmalarda bu yönde olup; asenkron motorların kayan kipli denetleyiciler, BD, YSA denetleyiciler ve SBD ile dayanıklı veya uyarlamalı denetimleri yapılmaya başlanmıştır. Bu yöntemlerden özellikle SBD hem YSA hem de BD'nin üstün özelliklerini yapısında taşıdığından son yıllarda asenkron motor sürücü sistemlerinde de kullanılmaya başlanmıştır.

### **3. SİNİRSEL BULANIK AĞLAR**

#### **3.1 Giriş**

Bu bölümde, BM sistemindeki bulanık işlevlerinin YSA kullanılarak gerçekleştirimini amaçlayan SBA yapıları incelenmiştir. Ancak SBA yapılarındaki bazı kavramların daha iyi anlaşılabilmesi için, öncelikle YSA ve BM' nin gerçekleştirimine ilişkin genel bilgiler verilmiştir. Daha sonra ise BM' nin temel işlevleri olan üyelik fonksiyonları, bulanık işlemciler ve bulanık çıkarımın YSA ile gerçekleştirimi ve BM işlevlerine göre elde edilen sugeno-tipi SBA yapısı hakkında genel bilgiler verilmiştir.

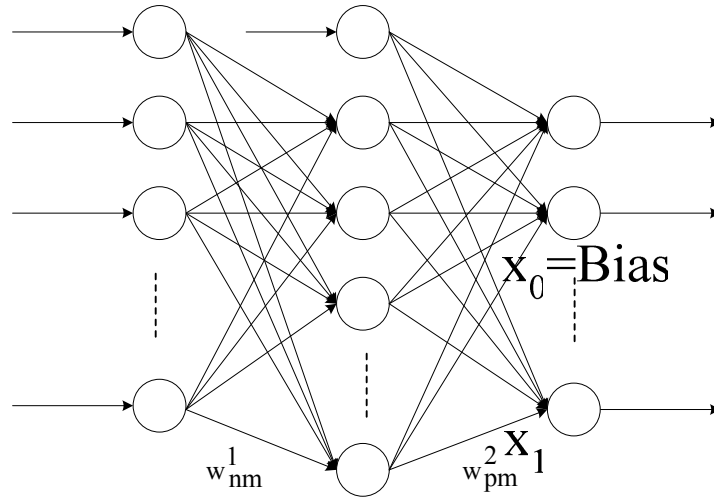
#### **3.2 Yapay Sinir Ağları**

Yapay zeka uygulamalarının bir alt dalı olan YSA, insan beynindeki sinir hücrelerinin matematiksel olarak modellenmesini ve insan beyninin davranışlarının dış ortamda yapay olarak gerçekleştirimini amaçlar [79]. YSA, geleneksel bilgisayarların aksine bilgileri paralel olarak işleme, öğrenme ve genelleme yeteneklerinden dolayı sistem denetimi, nesne tanıma, işaret işleme, ekonomi ve tıp gibi birçok alanda yaygın olarak kullanılır hale gelmiştir. YSA ortaya çıkışından günümüze değin, bir çok aşamalardan geçmiş ve son yıllardaki teknolojik gelişime paralel olarak gelişimini çok hızlı bir şekilde devam ettirmektedir.

YSA, yapay sinir hücrelerinin çeşitli şekillerdeki bağlantılarıyla katmanlar halinde düzenlenir ve bir eğitim sürecinden geçirilerek bilgi öğrenme, bilgi saklama ve genelleme yapabilme yeteneği kazandırılır. Bu özellikleri ile YSA günümüzde denetim alanında bir çok sistemin denetimi ve tanılmasında kullanılmıştır [80,81].

##### **3.2.1 Çok Katmanlı YSA Yapıları**

YSA, yapay sinir hücrelerinin çeşitli şekillerde birbirleriyle bağlanmasından elde edilir. YSA'nın elde edilmesinde, farklı sayıda hücreden oluşan katmanlar ve bu katmanların birbirleriyle bağlantısı şeklinde oluşturulur. Farklı uygulama alanlarında çok değişik YSA yapıları kullanılmasına karşın, denetim alanında daha çok, ileri beslemeli çok katmanlı YSA ve geri beslemeli çok katmanlı YSA yapıları kullanılmaktadır [82,83].



Şekil 3.1 İleri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı

### 3.2.2 Çok Katmanlı İleri Beslemeli YSA

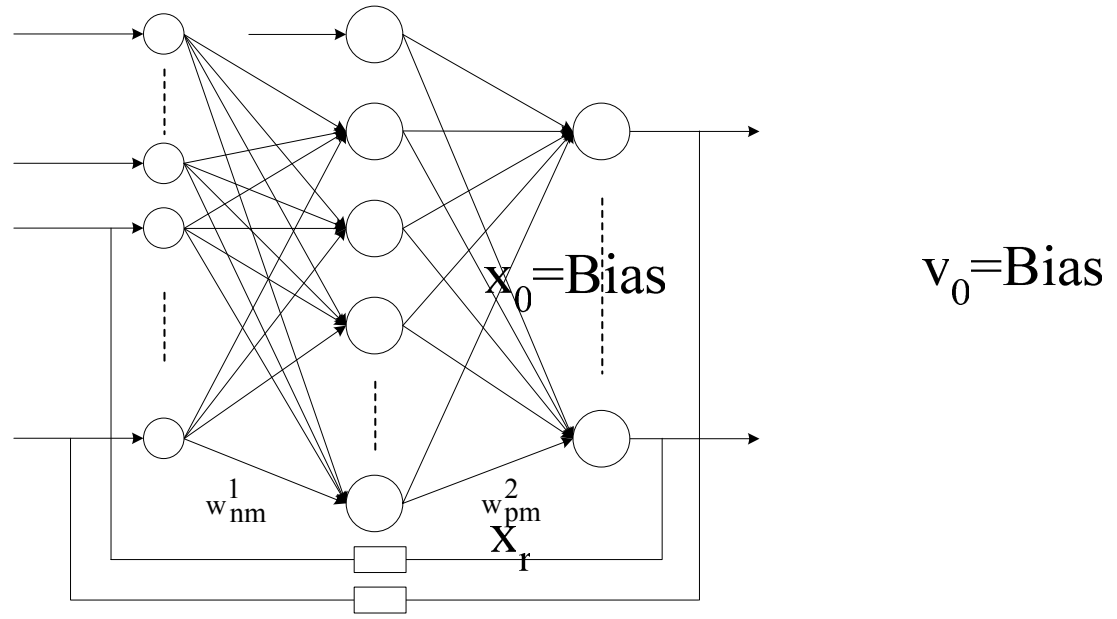
Çok katmanlı ileri beslemeli YSA yapılarında, hücreler katmanlar halinde düzenlenir ve bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana giriş olarak uygulanır. Şekil 3.1’ de 3 katmanlı ileri beslemeli bir YSA yapısı görülmektedir. Burada giriş katmanı, dış ortamdan alınan giriş verilerini bünyesinde bulundurduğu hücrelerle değerlendirerek çıkışlarına verir. Giriş katmanlarından elde edilen bu çıkış değerleri orta katmandaki hücrelere giriş işareti olarak sunulur. Orta katmandaki hücreler de giriş katmanından gelen verileri değerlendirerek kendi çıkışlarına, yani çıkış katmanına giriş işareti olarak uygular. Son olarak da çıkış katmanı, orta katmandan gelen verileri değerlendirerek kendi çıkışlarına iletir. Çıkış katmanından elde edilen bu veriler artık ağ çıkışlarıdır. Şekil 3.1’ de verilen 3 katmanlı ileri beslemeli ağın matematiksel modeli aşağıdaki şekilde oluşturulur.

$$net_i = \sum_{j=0}^m w_{ji}^1 x_j \quad i = 1, 2, \dots, m \quad \text{Giriş Katmanı} \quad (3.1)$$

$$v_j = f(net_j) \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (3.2)$$

$$y_\ell = \sum_{j=0}^n w_{\ell j}^2 v_j \quad \ell = 1, 2, \dots, p \quad (3.3)$$

Bu ağ yapısında, giriş katmanındaki hücre sayısı  $x$  giriş vektörüne, çıkış katmanındaki hücre sayısı ise  $y$  çıkış vektörüne göre seçilir. İleri beslemeli ağlarda kullanılan orta katman sayısı ve bu katmanlardaki hücre sayısının belirlenmesinde kesin bir yöntem yoktur [83,84]. Katman sayısı ve her bir katmandaki hücre sayısı deneyimle bulunur.



Şekil 3.2. Geri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı

### 3.2.3 Çok Katmanlı Geri Beslemeli YSA

Geri beslemeli YSA yapıları, en az bir hücrenin çıkışının kendisine yada diğer hücelere giriş olarak uygulandığı çok katmanlı ağlardır. Geri besleme hücreler arasında olabileceği gibi, katmanlar arasındaki hücreler arasında da olabilir. Bu yapısı ile geri beslemeli YSA, doğrusal olmayan dinamik bir davranış gösterir. Şekil 3.2' de, 3 katmanlı ve çıkış katmanından giriş katmanına geri besleme yapılan bir YSA yapısı verilmiştir. Bu yapıda, YSA' ya giriş vektörü olarak r adet dış giriş ve p adet gecikmiş ağ çıkışı uygulanmıştır. Giriş katmanında toplam  $m=r+p$  adet hücre vardır.

$$\mathbf{x}=(x_1,x_2, \dots ,x_r,y_1(-1), y_2(-1), \dots , y_p(-1)) \quad (3.4)$$

$\mathbf{x}$  giriş vektörü,  $\mathbf{v}$  orta katman çıkış vektörü ve  $\mathbf{y}$  çıkış vektörü olmak üzere, geri beslemeli bu ağın matematiksel modeli aşağıdaki gibi oluşturulabilir [79,82].

$$\text{net}_i = \sum_{j=0}^m w_{ji}^1 x_j \quad i = 1,2,\dots, m \quad (3.5)$$

$$v_j = f(\text{net}_j) \quad j = 1,2,\dots, n \quad (3.6)$$

$$y_l = \sum_{j=0}^n w_{lj}^2 v_j \quad l = 1,2,\dots, p \quad (3.7)$$

### 3.2.4 Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme

Yapay sinir ağları, programlama yerine sayısal örneklerle eğitilirler. Eğitici, sinir ağlarına tanınacak cisimlerin nicel tanımlarını veya söz konusu cisimleri benzer cisimlerden ayırmak için mantık kriter kümeleri sağlamak zorunda değildir. Bunun yerine sinir ağlarına bazen tanımları ile beraber veri örnekleri girilir. Ağ, ağırlık matrisindeki değerleri değiştirerek bunları öğrenir ve bir cisim yeniden görüldüğünde uygun cevabı üretir.

YSA' da ağırlıklar sabit değildir. YSA' nın öğrenme kuralı, ağ çıktılarının değerlerine cevap olarak üretilen, hücreler arasındaki ağırlıkların hepsini veya bazılarını değiştiren bir denklemden ibarettir.

$$w(t+1) = w(t) \mp \beta \Delta w(t) \quad (3.8)$$

Burada  $\Delta w(t)$ , t anında belirli bir kurala göre hesaplanarak, o andaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme miktarıdır. YSA' nın eğitiminde kullanılan öğrenme algoritmaları,  $\Delta w(t)$  düzeltme miktarını bulmak için tanımlanmış kurallardır.

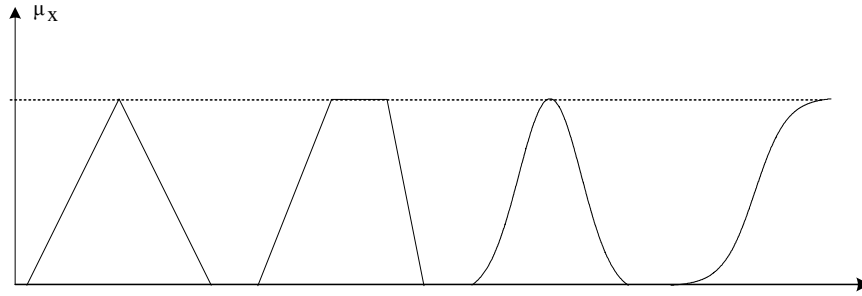
YSA, denetimli ve denetimsiz olmak üzere iki şekilde eğitilir. Her ikisinde de, ağ bir seri deneme üzerinden çalışır. Denetimli öğrenmede, ağa hem giriş hem de istenen çıkış bilgisi girilir. Her denemeden sonra, ağ kendi çıkışını doğru cevaplar ile karşılaştırır ve çıkış hatası kabul edilebilecek seviyeye ininceye kadar ağırlıklarını yeniler. Denetimsiz öğrenmede ise hiçbir hedef vektörü yoktur. Giriş vektörü sisteme uygulanır ve sistem bu giriş vektörü sisteme uygulandığında uyumlu bir çıkış üretecek şekilde kendisini organize eder [80].

Bazı uzmanlar, denetimli öğrenmenin biyolojik olarak geçerli olmayacağını iddia etmişlerdir. Çünkü bir biyolojik sistem içinde doğrudan eğitim için veya cevapları istenen çıkış ile karşılaştırmak için bir eğitici yoktur. Bu eleştirilere rağmen denetimli öğrenme özellikle denetim alanında birçok probleme uygulanabilmekte ve tatmin edici sonuçlar elde edilmektedir.

### 3.3 Bulanık Mantık

Geleneksel küme kuramı bir nesneye, bir kümenin elemanı olup olmamasına göre keskin kümelerle  $\{0,1\}$  üyelik değeri verir. Nesne, kümenin elemanı ise üyelik değeri 1, elemanı değilse üyelik değeri 0 dır. Bulanık küme kuramı ise nesnelere üyelik fonksiyonları aracılığı ile  $[0,1]$  aralığında değişebilen üyelik değerleri verir ve nesnelere bir kümeye kısmi üyeliği sağlar [73]. Bulanık mantığın bu özelliği sayesinde insanların düşünce sistemi geleneksel mantık kuramına göre daha iyi modellenebilir ve insanların deneyimleri matematiksel ifadelerle daha doğru bir şekilde dönüştürülebilir.

Bulanık mantık sıradan ve kesin olmayan bilginin çeşitli şekillerde gösterimi ile ilgilenir ve veriler hakkında düşünmek için geleneksel mantığın yerine, kurallar ve bulanık üyelik fonksiyonlarının birleşimini kullanır [85]. Bir bulanık mantık sistemi dilsel değişkenlere bağlı olarak tanımladığı dilsel değerleri karar verme sürecinde kullanır. Bu değerler dilsel IF-THEN kurallarının ön koşulları ile birleştirilir. Her bir kuralın sonucu, girişlerin üyelik dereceleri kullanılarak durulaştırma işleviyle sayısal bir değer elde edilerek belirlenir.



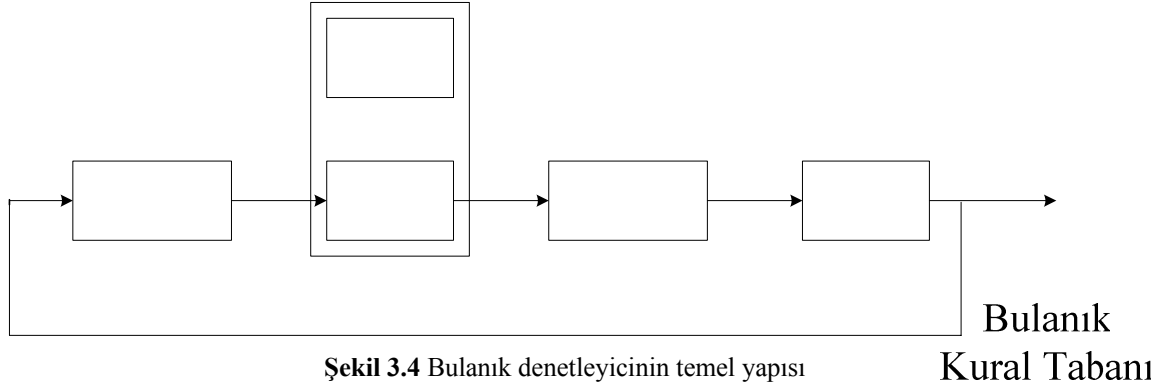
**Şekil 3.3.** Üçgen, yamuk, çan eğrisi ve sigmoid üyelik fonksiyonları

Bulanık mantıkta kural tablosu ve üyelik fonksiyonlarının seçiminde bir uzman kişiden sağlanan bilgiler kullanılır. Üyelik fonksiyonları aracılığı ile dilsel değişkenlere dilsel değerler verilerek dilsel değişkenlerin ilgili bulanık kümelerdeki üyelik dereceleri belirlenir. Bulanık mantıkta yaygın olarak kullanılan üyelik fonksiyonları Şekil 3.3’ de verilen üçgen, yamuk, çan eğrisi, ve sigmoid fonksiyonlarıdır. Ancak gerek duyulması halinde başka bir üyelik fonksiyonu da kullanılabilir. Ortak özellikler taşıyan  $x$  değişkenlerinin oluşturduğu  $X$  evrensel kümesindeki  $A$  bulanık kümesi,  $\mu_A(x)$   $A$  bulanık kümesinin<sup>1</sup> üyelik fonksiyonudur ve  $X$ 'in her bir elemanına  $[0,1]$  aralığında bir üyelik derecesi vermek üzere aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \quad (3.9)$$

### 3.3.1 Bulanık Mantık Denetleyiciler

BM denetleyici, dinamik bir sistemin karmaşık matematiksel modeli yerine, dilsel değişkenler içeren bulanık kurallarla tanımlanan bir sistemin denetimi için, gerekli denetleyici tasarımına bir uzman deneyiminin dahil edilmesini amaçlar. Dilsel değişkenler ve bulanık denetim kurallarının kullanımı denetleyicinin içerisine uzman bilgisinin yerleştirilmesini sağlar. Bir bulanık denetleyicinin basit yapısı Şekil 3.4’ da görüldüğü gibi dört ana birimden oluşur. Bunlar bulanıklaştırıcı, kural tabanı, bulanık çıkarım ve durulaştırıcıdır. Eğer durulaştırıcının çıkışında bir denetim işareti yoksa sistem bir BM karar sistemidir [68].



### 3.3.1.1 BD' nin Giriş-Çıkış Değişkenleri

Bir BD sisteminin temel amacı istenilen sistem çıkışının elde edilmesi için denetlenecek sistemin ölçüm/gözlem yoluyla belirlenen durum değişkenlerinden uygun denetim işlevlerini elde etmektir. Bu nedenle bir sistemin BD ile denetiminde, sistemin uygun durum değişkenlerinin belirlenmesi BD' nin başarımı üzerinde oldukça önemlidir.

BD' de durum ve denetim değişkenlerinin seçiminde bir uzman görüşünden yararlanılır ve durum değişkenlerinden yararlanılarak BD' nin giriş değişkenleri belirlenir. BD' nin giriş değişkenleri olarak sistem durum değişkenleri, durum değişkenlerinin hataları, türevleri ve integralleri kullanılabilir. Bir BD için,  $x_i$  dilsel giriş değişkenlerinden oluşan  $x$  durum giriş vektörü ve  $y_i$  dilsel çıkış değişkenlerinden oluşan  $y$  durum çıkış vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$x = \left\{ \left( x_i, U_i, \left\{ T_{x_i}^1, T_{x_i}^2, \dots, T_{x_i}^{k_i} \right\}, \left\{ \mu_{x_i}^1, \mu_{x_i}^2, \dots, \mu_{x_i}^{k_i} \right\} \right) \mid i=1, 2, \dots, n \right\} \quad (3.10)$$

$$y = \left\{ \left( y_i, V_i, \left\{ T_{y_i}^1, T_{y_i}^2, \dots, T_{y_i}^{k_i} \right\}, \left\{ \mu_{y_i}^1, \mu_{y_i}^2, \dots, \mu_{y_i}^{k_i} \right\} \right) \mid i=1, 2, \dots, m \right\}$$

burada  $x_i$ -dilsel giriş değişkenleri,  $U$ -bulanık giriş uzayı,  $y_i$ -dilsel çıkış değişkeni ve  $V$ -bulanık

çıkış uzayıdır.  $T(x_i) = \left\{ T_{x_i}^1, T_{x_i}^2, \dots, T_{x_i}^{k_i} \right\}$  ve  $\mu(x_i) = \left\{ \mu_{x_i}^1, \mu_{x_i}^2, \dots, \mu_{x_i}^{k_i} \right\}$  ise  $U_i$  giriş uzayında

tanımlanan dilsel değerler ve üyelik fonksiyonlarıdır. Örneğin,  $x_i$  sıcaklık dilsel değişkeni ise,  $T(x_i)$  biraz soğuk, soğuk, sıcak... şeklinde tanımlanan dilsel değerleri ve  $\mu(x_i)$  bu dilsel değerlere ilişkin üyelik fonksiyonlarıdır. Benzer şekilde  $V_i$  çıkış uzayında tanımlanan  $T(y_i)$  ve  $\mu(y_i)$  de  $y_i$  çıkış dilsel değişkenlerine ilişkin dilsel değerler ve üyelik fonksiyonları kümesidir.

Bulanık bir giriş uzayındaki bulanık kısımlar bir BD sistemindeki denetim kurallarının maksimum sayısını verir. Giriş çıkış uzayının uygun bir şekilde belirlenmesi ve üyelik

fonksiyonlarının şeklinin doğru seçilmesi BD tasarımında önemli rol oynar. Genellikle üyelik fonksiyonlarının şeklinin seçilmesinde, büyük zaman kayıplarına neden olan deneme yanılma yöntemi kullanılır. Bu nedenle üyelik fonksiyonlarının şeklinin belirlenmesinde uyarlamalı yöntemlerin kullanılması daha uygun olmaktadır [69,70].

### 3.3.1.2 Bulanıklaştırıcı

Bulanıklaştırıcı denetim sisteminden elde edilen ve BD' ye giriş olarak uygulanan verileri sembolik değerlere dönüştüren birimdir. Bulanıklaştırma işlemiyle giriş üyelik fonksiyonlarından yararlanılarak giriş verilerinin ait olduğu bulanık kümeler ve üyelik dereceleri belirlenir. Herhangi bir t anındaki belirli bir  $x_i(t)$  değeri,  $\mu_{X_1}^1(x_i(t))$  üyelik derecesiyle  $T_{X_1}^1$  kümesinde ve  $\mu_{X_1}^2(x_i(t))$  üyelik derecesiyle  $T_{X_1}^2$  bulanık kümesinde belirtilir. Bu işlem bulanık mantık işlevini basitleştirdiği için BD sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [87,88].

### 3.3.1.3 Bulanık Kural Tabanı

Bir BD sisteminde giriş ve çıkışlar arasındaki bağlantılar bulanık denetim kurallarıyla belirlenir. Bulanık denetim kuralları dilsel değişkenler içeren önkoşul ve sonuç kısmındaki "IF-THEN" kurallarının birleşimiyle oluşturulur. "IF-THEN" kurallarının birleşimiyle elde edilen çok giriş çok çıkışlı bir sistemin bulanık denetim kuralları aşağıdaki gibi gösterilebilir [69].

$$R^i: \text{IF } x_i \text{ is } A_i, \dots, \text{ and } y_i \text{ is } B_i, \text{ THEN } z=C_i \quad i=1, 2, \dots, n \quad (3.11)$$

Burada  $x, \dots, y$  ve  $z$  sistemin durum ve denetim değişkenlerini ifade eden dilsel değişkenlerdir.  $A_i, \dots, B_i$  ve  $C_i$  ise  $U, V, \dots, W$  tanım uzaylarındaki  $x, y, \dots, z$  dilsel değişkenlere ait dilsel değerleridir. Bulanık denetim kuralları farklı bir şekilde sonuç kısmı sistem durum değişkenlerinin bir fonksiyonu olarak aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$R^i: \text{IF } x_i \text{ is } A_i, \dots, \text{ and } y_i \text{ is } B_i, \text{ THEN } z=f_i(x, \dots, y) \quad i=1, 2, \dots, n \quad (3.12)$$

Burada  $f(x, \dots, y)$  sistem durum değişkenlerine bağımlı bir fonksiyondur. Denklem (3.11) ve (3.12) giriş değişkenlerini değerlendirerek bir denetim çıkışı elde eder. Her iki bulanık kuralda da giriş değişkenleri dilsel değişkenlerden oluşurken, çıkış değerleri Denklem (3.11)' de dilsel değerlerden, Denklem (3.12)' de ise keskin değerlerden oluşmaktadır.

### 3.3.1.4 Bulanık Çıkarım

Bulanık çıkarım, bulanık mantıkta insanın karar verme ve çıkarım yapma yeteneklerinin modellendiği birimdir ve bir bulanık mantık sisteminin beyni konumundadır. Bulanık çıkarımda bulanıklaştırıcının çıkışı ve bulanık kural tabanı kullanılarak sembolik sonuçlar elde edilir.

İnsanın karar verme ve çıkarım yapma yeteneğini modellemeyi amaçlayan bulanık çıkarımın gerçekleşmesinde pek çok yapı kullanılmakla birlikte en çok kullanılan dört temel işlem türü aşağıda verilmiştir [68].

#### Mamdani tipi çıkarım modeli:

Her bir giriş değeri için bulunan üyelik derecesine bağlı olarak ilgili bulanık kümenin üyelik değerinin üstündeki kısmı kesilerek elde edilir. Çıkış değeri, elde edilen bu bulanık kümelerle genellikle ağırlık ortalaması yönteminin uygulanmasıyla bulunur.

#### Larsen tipi çıkarım modeli:

Her bir giriş değeri almış olduğu üyelik derecesine bağlı olarak ilgili kümeyi yeniden ölçeklendirir. Çıkış değeri yeniden ölçeklendirilmiş bulanık kümeler içerisindeki en büyük değer alınarak bulunur.

#### Tsukamoto tipi çıkarım modeli:

Tsukamoto tipi bulanık çıkarım yönteminde çıkış üyelik fonksiyonu tek yönlü artan bir fonksiyon olarak seçilir. Çıkış değeri ise her bir kuralın keskin çıkış değeri alınarak bulunur.

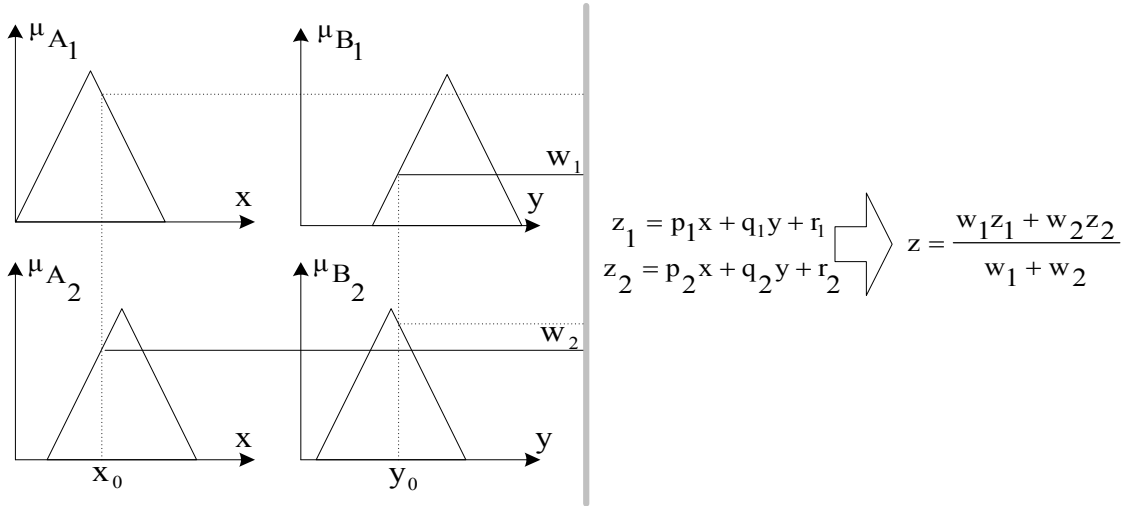
#### Takagi-Sugeno tipi çıkarım modeli:

Bu yöntemde bir kuralın çıkışı dilsel giriş değişkenlerinin bir fonksiyonu olarak alınır. Şekil 3.10' da gerçekleştirimi verilen Takagi-Sugeno çıkarım modeli Denklem (3.12)' den iki denetim kuralı için aşağıdaki gibi çıkarılabilir [21].

$$\begin{aligned} R^1: & \text{ IF } x \text{ is } A_1 \text{ AND } y \text{ is } B_1, \text{ THEN } z \text{ is } f_1(x,y) \\ R^2: & \text{ IF } x \text{ is } A_2 \text{ AND } y \text{ is } B_2, \text{ THEN } z \text{ is } f_2(x,y) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Denetim işareti için keskin çıkış değeri ise ağırlık ortalaması alınarak aşağıdaki gibi bulunur

$$z_0 = \frac{\omega_1 f_1(x_0, y_0) + \omega_2 f_2(x_0, y_0)}{\omega_1 + \omega_2} \quad (3.14)$$



Şekil 3.5 Takagi-Sugeno tipi bulanık çıkarım

### 3.3.1.5 Durulaştırma

Durulaştırma birimi, bulanık çıkarımdan elde edilen bulanık değerleri bulanık olmayan keskin sayısal değerlere dönüştürür [17]. Durulaştırıcının çıkışı aynı zamanda denetlenecek sistem için gerekli olan denetim işaretidir. Durulaştırma işleminde önce her kural için üyelik derecelerinden oluşan değer ve sonuç kural belirlenir. Daha sonra ise en uygun yöntem kullanılarak durulaştırma işlemi gerçekleştirilir. Durulaştırma işleminin gerçekleştirilmesi için literatürde değişik yöntemler önerilmiştir. En uygun yöntemin belirlenmesinde belirli bir kıstas olmamasına rağmen uygulamada yaygın olarak ağırlık merkezleri ve maksimumların ortalaması kullanılmaktadır.

Uygulamada daha çok tercih edilen yöntem olan ağırlık merkezleri yöntemi, çıkış üyelik fonksiyonlarının ağırlık merkezini bulur. Ağırlık merkezleri yönteminden elde edilen çıkış aşağıdaki gibi bulunur.

$$z^* = \frac{\int z \mu_c(z) dz}{\int \mu_c(z) dz} \quad (3.15)$$

Ancak Denklem (3.15)' deki çıkış üyelik fonksiyonu  $\mu_c(z)$ , çıkış bulanık kümelerinin birleşiminden elde edildiğinden bu integrali hesaplamak zaman alıcı ve zor olabilmektedir. Bu nedenle tanım uzayı ayrık olarak düşünülerek ağırlık merkezinin yaklaşık değeri, aşağıdaki gibi ağırlık merkezlerinin ortalaması alınarak bulunabilir.

$$z^* = \frac{\sum_{j=1}^n z_j \mu_c(z_j)}{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j)} \quad (3.16)$$

Durulaştırma işleminin gerçekleştirildiği bir diğer yöntem ise çıkış üyelik fonksiyonlarının maksimumlarının ortalamasının bulunduğu, maksimumların ortalaması yöntemidir. Bu yöntemden elde edilen çıkış değeri aşağıdaki gibi bulunur.

$$z^* = \sum_{j=1}^m \frac{z_j}{m} \quad (3.17)$$

Bir BD sisteminde her iki durulaştırma yönteminde de durulaştırıcıdan elde edilen sayısal değerler sistem için denetim işaretidir. Ağırlık merkezlerinin ortalaması yönteminin sistemin sürekli durumdaki başarımının, maksimumların ortalaması yönteminin ise sistemin geçici durumdaki başarımının daha iyi olduğu belirlenmiştir [70,71].

### 3.4 Sinirsel Bulanık Ağlar

BM ve YSA, doğrusal olmayan yapıları, verileri sayısal olarak değerlendirmeleri, bilgi depolamaları, sistemin matematiksel modelinden bağımsız olmaları gibi bir çok ortak özelliklerinin yanında giriş-çıkış verileri, veri işleme, değerlendirme ve sonuç üretme açısından birbirlerinden farklıdır [68]. Yapısal olarak YSA giriş-çıkış verilerini tek tek değerlendirerek öğrenme ve genelleme yeteneklerine sahipken, BM giriş bulanık kümelerinden kural tabanı yardımı ile çıkarım yaparak sonuç üretme özelliklerine sahiptir.

SBA temel olarak BM' nin temel işlevleri olan bulanıklaştırma, bulanık işlemciler ve bulanık çıkarımın YSA ile gerçekleşmesi ilkesine dayanır. BM işlevlerinin YSA ile gerçekleşmesiyle, BM tasarımında karşılaşılan üyelik fonksiyonlarının ve kuralların belirlenmesi sorunu YSA' nın öğrenme yeteneği kullanılarak giderilir. Böylece BM' nin bilgi kullanma ve karar verme yeteneğine YSA' nın öğrenme ve genelleme yetenekleri eklenerek dayanıklı ve uyarlanı yapıda bir ağ yapısı elde edilir.

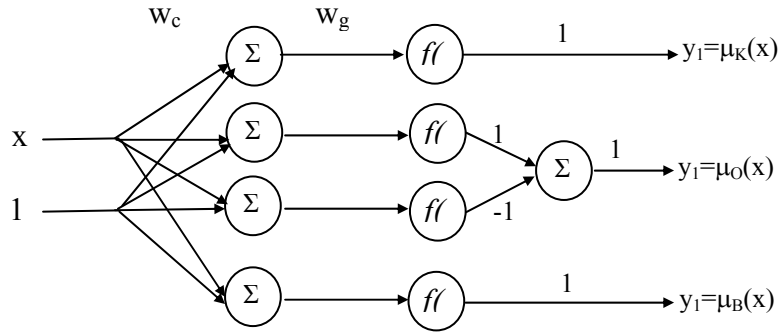
#### 3.4.1 Üyelik Fonksiyonları ve Bulanık İşlemcilerin YSA İle Gerçekleştirilmesi

BM' de kullanılan üyelik fonksiyonları ve temel bulanık işlemciler (AND, OR...) gibi bazı temel BM işlemlerinin gerçekleştirimi YSA yardımıyla sağlanabilir. YSA, geniş bir olasılık alanı içerisinde çok sayıda üyelik fonksiyonun yapılandırmasını gerçekleştirebilir. BM girişlerinin bulanık kümelere dönüştürülmesinde kullanılan bütün üyelik fonksiyonları sinir hücreleri ile elde edilebilir. Sinir hücrelerinin seçilen aktivasyon fonksiyonlarına göre bir yada daha fazla sinir hücresi kullanılarak istenilen üyelik fonksiyonları oluşturulmaktadır. Tek bir sinir hücresiyle çan fonksiyonu şeklinde bir üyelik fonksiyonu, sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu aşağıdaki gibi seçilerek Şekil 3.6' deki gibi oluşturulur [68].

$$f(\text{net}) = \exp\left(\frac{-(\text{net} - m)^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.18)$$

Burada, net sinir hücresinin girişlerinin ağırlıklı toplamı,  $m$  üyelik fonksiyonunun merkezi,  $\sigma$  ise üyelik fonksiyonunun genişliğini göstermektedir. Benzer şekilde Sigmoidal sinir hücreleri kullanılarak dilsel  $x$  değişkenine ait “Küçük” (K), ”Orta” (O) ve “Büyük” (B) olmak üzere üç farklı üyelik fonksiyonu Şekil 3.7’ deki gibi oluşturulabilir.

$$y_1 = \mu_K(x) = \frac{1}{1 + \exp[-w_g(x + w_c)]} \quad (3.19)$$



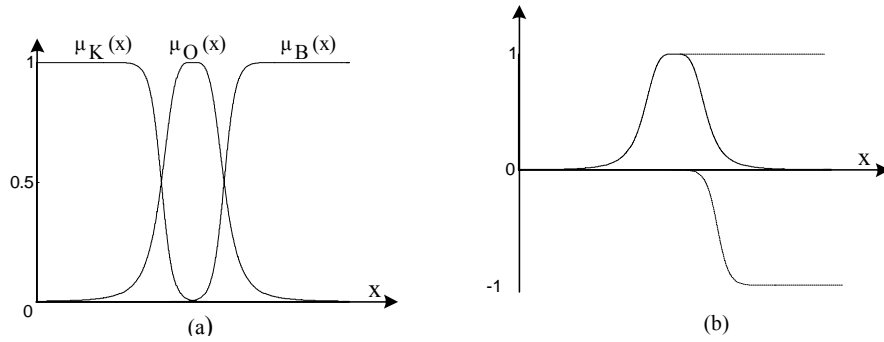
Şekil 3.6 Temel üyelik fonksiyonlarının YSA ile gerçekleştirimi

Burada,  $y_1$ ,  $y_2$  ve  $y_3$  çıkışları,  $\mu_K(x)$ ,  $\mu_O(x)$  ve  $\mu_B(x)$  üyelik fonksiyonlarının üyelik derecelerini göstermektedir.  $\Sigma$  ile gösterilen düğümler, girişlerini toplayarak çıkışlarına verir,  $f(\cdot)$  ile gösterilen düğümler ise, girişini sigmoidal bir fonksiyondan geçirerek çıkışına verir. Böylece,  $w_g$  ağırlıkları sigmoid fonksiyonunun merkez konumunu,  $w_c$  ağırlıkları ise, sigmoid fonksiyonunun eğimini hesaplamış olur. Uygun başlangıç ağırlıkları ile K, O ve B bulanık kümelerinin üyelik fonksiyonları Şekil 3.7 (a)’ da gösterildiği şekilde dilsel değerlerle belirlenebilir. Çan eğrisi üyelik fonksiyonu  $\mu_O(\cdot)$ , Şekil 3.7 (b)’ de gösterildiği gibi kesikli çizgilerle gösterilen iki sigmoid fonksiyonunun toplamından elde edilir.

BM işlemleri olan bulanık AND, OR ve NOT gibi temel bulanık işlemcileri de YSA ile gerçekleştirilebilir. Bir sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu uygun şekilde seçilerek istenilen BM işlemcisinin yerine kullanılabilir. Ancak YSA'nın öğrenme süreci için, aktivasyon fonksiyonlarının türevlerinin alınabilir olmasına dikkat edilmelidir. Bu amaçla, istenilen fakat türevi alınamayan BM işlemcilerinin yerini tutan veya yaklaşık olarak yerine getiren bazı türevi alınabilen fonksiyonlar tanımlanabilir. Aşağıda verilen fonksiyon bir sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu olarak seçilerek gerçek min işleminin yerine kullanılabilir. Böylece seçilen sinir hücresi,  $k$  parametresine bağlı olarak  $x_1$  ve  $x_2$  giriş değişkenlerine yumuşak hesaplama yöntemiyle min işlemini uygular.

$$x_1 \wedge x_2 = \text{softmin}(x_1, x_2) = \frac{ae^{-kx_1} + be^{-kx_2}}{e^{-x_1} + e^{-x_2}} \quad (3.20)$$

Ancak bu işlemin sonucu genelde min işlemi kadar belirgin değildir. Burada, k parametresi softmin işleminin esnekliğini belirler. Denklem (3.20)' nin gerçek min işlemcisinin yerini tutabilmesi için  $k \rightarrow \infty$  gerektirmesine karşın, eğitim sürecinde eğimin hesaplanabilmesi için k parametresi sonlu bir değerde seçilmelidir. Bu şekilde türevi alınabilir bir fonksiyonla, öğrenme işlemleri kolaylaştırılmış olur.



Şekil 3.7 YSA ile elde edilen üyelik fonksiyonları

### 3.4.2 Bulanık Çıkarım İşlevinin YSA ile Gerçekleştirimi

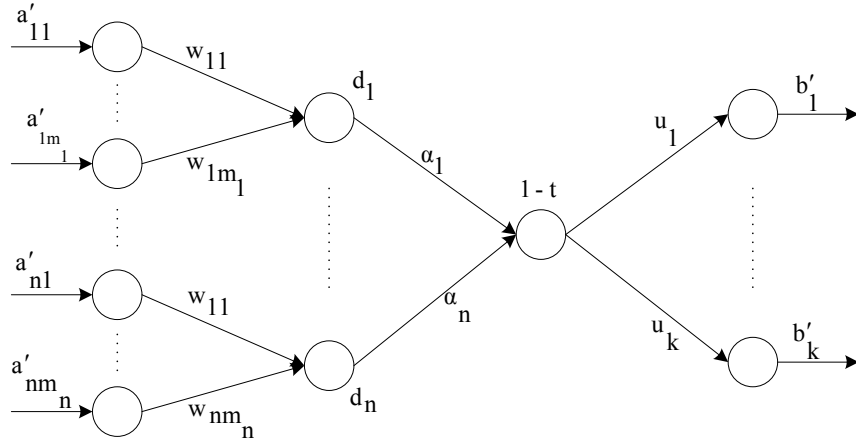
Çıkarım mekanizması BM işlevleri arasında önemli bir yere sahiptir. Bulanık çıkarım mekanizması, kurallardaki önkoşulların olasılık dağılımı ile sonuçlar arasındaki karmaşık ilişkiden sonuç çıkarmada kullanılır. BM nin bu işlevi, YSA' nın öğrenme yeteneğinden yararlanılarak Şekil 3.8' de verilen ileri beslemeli bir ağ yapısı ile gerçekleştirilebilir. Böylece gerçekte uyarlamasız bir yapıya sahip olan bulanık çıkarım sistemleri, güçlü bilgi sunumu korunarak uyarlamalı bir hale getirilebilir.

Kural tabanlı bir sistemde belirsiz anlatım ve modelleme, çıkarım mekanizması üzerinde yüksek işlem yükü oluşturur. Bu nedenle, YSA nın esnek bir şekilde paralel hesaplama yeteneği kullanılarak bulanık çıkarım ağları oluşturulabilir. Şekil 3.8' de ileri beslemeli YSA ile bulanık çıkarımın elde edildiği çıkarım ağı verilmiştir. Şekildeki her bir temel ağ yapısı, aşağıda verilen ifadedeki kural tabanının tek bir kuralını gösterir.

$$\text{IF } X_1 \text{ is } A_1 \text{ AND IF } X_2 \text{ is } A_2 \text{ AND ... AND } X_n \text{ is } A_n \text{ THEN } Y \text{ IS } B \quad (3.21)$$

$X_1 A_1'$  dir ...  $X_n A_n'$  dir olasılık dağılımından oluşan bulanık kümeler bulanık çıkarım ağının girişlerini oluşturur ve  $A_i$  bulanık kümesi aşağıdaki şekilde gösterilir,

$$A_i = \{a_{i1}, a_{i2} \dots a_{im_i}\} \quad (3.22)$$



Şekil 3.8 BM çıkarımının YSA ile elde edilmesi

Burada  $a'_{i1}, a'_{i2} \dots a'_{im}$ ,  $A'_i$  bulanık kümesinin üyelik dereceleridir. Birinci saklı katmanda, iki farklı şekilde değişen durum vardır. Her iki durumda da ağırlıklar, birinci kuralın önkoşullarından bulunur. Birinci durum için  $w_{ij}$  ağırlıkları, önkoşul hükmünün bulanık tamamlayıcısıdır.

$$w_{ij} = \bar{a}_{ij} = 1 - a_{ij} \quad (3.23)$$

i. hüküm için, “ $X_i$  is  $A_i$ ” hükmü, aşağıdaki olasılık dağılımına dönüştürülür,

$$\Pi_{X_i} = A_i = \{a_{i1}, a_{i2} \dots a_{im_i}\} \quad (3.24)$$

Ağırlıkların bu şekilde seçimiyle çıkarım ağının birinci katmanı, eğer her düğüm giriş ve önkoşul tamamlayıcısı arasındaki benzerliği (veya kesişimi) bulursa, giriş olasılık dağılımı ile önkoşul hüküm dağılımı arasındaki aykırılığın bir ölçüsünü belirler. Böylece, eğer giriş önkoşuldan uzaklaşırsa, aykırılık miktarı bire çıkar ( $w_{ij}$  ağırlığı gibi). Bu ifade, I. Saklı katman düğümlerinde birleştirilir. Bu düğümlerin amacı, önkoşul hükmüyle bunu karşılayan giriş verileri arasındaki aykırılık miktarını belirlemektir. k. düğümdeki birleşim  $d_k$  aşağıdaki gibi elde edilir.

$$d_k = \max_j \{w_{kj} * a'_{kj}\} = \max_j \{(1 - a_{kj}) * a'_{kj}\} \quad (3.25)$$

Burada  $*$  işlemcisi, çarpma veya min işlemine karşılık gelir. Böylece,

$$d_k^1 = \max_j \{(1 - a_{kj}) a'_{kj}\} \quad (3.26)$$

$$d_k^2 = \max_j \{\min\{(1 - a_{kj}), a'_{kj}\}\} \quad (3.27)$$

olarak elde edilir. Burada  $d_k^1$  ve  $d_k^2$  işlemcileri,  $\bar{A}_i$  ve  $A'_i$  bulanık kümelerinin kesişiminin ölçüsünü verir ve her ikisi de giriş vektörü ve ağırlık vektörünün nokta çarpımının bir genellemesi olabilir.

I. saklı katmanının ikinci durumu ise,  $A_i$  bulanık kümelerini ağırlık olarak kullanır. Bu durumda,

$$w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{im_i} = \Pi X_i = A_i = \{a_{i1}, a_{i1}, \dots, a_{i1}\} \quad (3.28)$$

gerçekleşmiş olur. Böylece, I. Saklı katmanının k. düğümündeki birleşim aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$d_k^3 = \max_j \{a_{kj} - a'_{kj}\} \quad (3.29)$$

Bu sonuç ise,  $\mu_{AK}$  ve  $\mu'_{AK}$  fonksiyonları arasındaki en yüksek norm farkını gösterir.  $d_k^3$ ,  $d_k^1$  ve  $d_k^2$  ile aynı şekilde olmasına karşın, ağırlık kümesi farklıdır. Bu durum aynı zamanda aykırılık seviyesi hakkında da bir fikir verir.

Her düğüm için aykırılık değerleri bir sonraki katmanla birleştirilerek, önkoşul hükümleriyle giriş verileri arasındaki toplam aykırılık seviyesini ortaya çıkarır. Aykırılık değerleri, kural ateşlemesi için önleyici sinyalleri oluşturur. Bu bağlantılardaki  $\alpha_i$  ağırlıkları, çok çeşitli önkoşul hükümlerinin önemini belirler. Bunlar ya göreceli olarak, yada bazı öğrenme yöntemleriyle hesaplanabilir. Böylece birleşme düğümü aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$1 - t = 1 - \max_i \{\alpha_i \cdot d_i\} \quad (3.30)$$

Çıkış düğümlerindeki  $u_i$  ağırlıkları, “Y is B” önerisi için B alanındaki bütün  $Y_i$  ler için  $\Pi_i(Y_i)=B_i$  olasılık dağılım fonksiyonunca karakterize edilen kural sonucundaki bilgiyi taşır. Böylece  $u_i$  ağırlıkları,

$$u_i = \bar{b}_i = 1 - b_i \quad (3.31)$$

olarak ve her bir çıkış düğümü de aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$b'_i = 1 - \bar{b}_i = 1 - (1 - b_i)(1 - t) = b_i + t - b_i t \quad (3.32)$$

Denklem (3.31)' de  $t=0$  ise, kuraldan “Y is B” sonucu tam olarak çıkarılabilir. Diğer taraftan, toplam aykırılık bir ise, kural ateşleme sonucu olarak olasılık dağılımı tamamen birlerden oluşur. Bu durumda Y bilinmeyendir.

### 3.4.3 Sinirsel Bulanık Ağ Yapıları

Bulanık sistemler, bulanık çıkarım kurallarını kullanarak bir sistemin karmaşık doğrusal olmayan özelliklerini tanılama yeteneğine sahiptir. Ancak doğrusal olmayan bir sistemin bulanık kurallarının ve üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi kolay değildir. Bir bulanık sistemin üyelik fonksiyonları ve bulanık kuralları öğrenmeli bir sistem olan YSA kullanılarak elde edilebilir. Bulanık sistemlerin YSA ile gerçekleştirildiği ağ yapıları sinirsel bulanık ağlar (SBA) olarak adlandırılır ve YSA ile BM' nin üstün özelliklerini birleştirir. SBA' nın temel amacı,

YSA yapısını kullanarak bulanık gerçekleştirme işlevlerinin oluşturulması ve YSA' nın bağlantı ağırlıkları ile bulanık gerçekleştirim parametrelerinin bulunmasıdır. SBA, YSA' nın öğrenme ve uyarlama yeteneğini kullanarak, hem bulanık kuralları tanımlayabilir hem de üyelik fonksiyonlarını ayarlayabilir [89,90]. BM işlevlerinin YSA ile gerçekleştirilmesinde pek çok ağ yapısı oluşturulabilmekle birlikte literatürde en yaygın olarak kullanılan üç tip SBA yapısı vardır. Bu ağ yapılarının ortak özellikleri, bulanıklaştırma katmanlarının aynı olmasıdır. Aralarındaki fark ise çıkarım ve durulaştırma işlevlerinin değişik BM çıkarım mekanizmalarıyla gerçekleştirilmesidir. Bu çalışmada, Sugeno çıkarım işlevini kullanan SBA kullanıldığı için sadece Sugeno-tipi SBA tanıtılacaktır.

Sonuçları birinci dereceden doğrusal bir denklem ile elde edilen Sugeno-tipi SBA' nın ağ yapısı Şekil 3.9' da verilmiştir.  $R^i$  bulanık kural kümesi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$R^i : \text{IF } x_1 \text{ is } A_{i1} \text{ AND } x_2 \text{ is } A_{i2}, \text{ THEN } y = f_i(x_1, x_2) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.33)$$

Burada  $f_i$ , girişlere bağlı birinci dereceden doğrusal bir fonksiyondur ve aşağıdaki gibi bulunur.

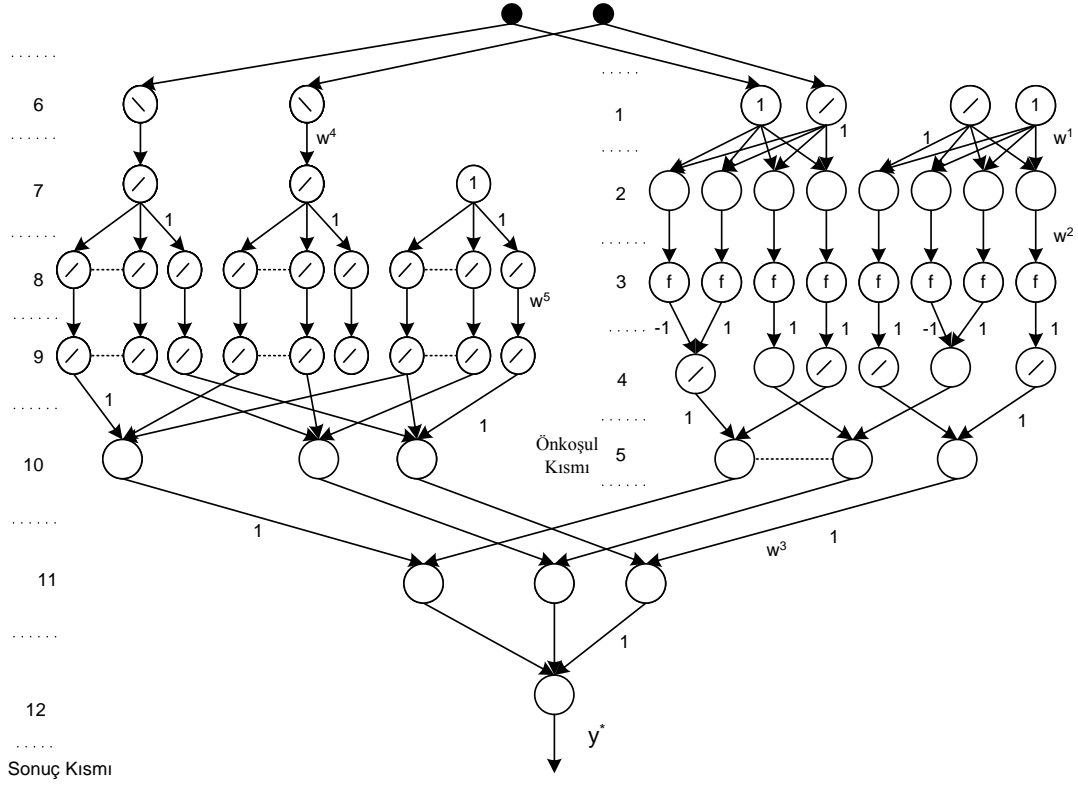
$$f_i(x_1, x_2) = a_{i0} + a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 \quad a_{ij}, j = 0, 1, 2 \text{ sabitlerdir.} \quad (3.34)$$

Sugeno-tipi SBA yapısında da önkoşul kısmı 1 ile 5. katmanlar arasında gerçekleştirilir ve diğer iki tipteki SBA yapılarında olduğu gibi elde edilir. Şekil 3.9' daki 6 dan 12 ye kadar olan katmanlar sonuç kısmını oluşturur.  $w_s$  ağırlıkları, sonuç bölümündeki giriş değişkenlerinin ölçülendirme faktörleridir ve öğrenme aralığında hesaplanır. Denklem (3.33)' deki  $a_{ij}(j \neq 0)$ ,  $w_s$  ve  $w_a$  nın çarpımına eşittir. Çıkarılan her bir bulanık kural, 10. katmandaki düğümün çıkışı olarak hesaplanır.

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i f_i(x_1, x_2)}{\sum_{i=1}^n \mu_i} = \sum_{i=1}^n \hat{\mu}_i f_i(x_1, x_2) \quad (3.35)$$

Denklem (3.35)' daki  $\hat{\mu}_i$  ve  $f_i(x_1, x_2)$  nin çarpımları 11. katmanda hesaplanır. Son olarak, 12. katmandaki çarpımların toplamının sonucu, bulanık gerçekleştirimin çıkış değeridir. Sugeno-tipi SBA da, türevi alınabilir aktivasyon fonksiyonlu ileri beslemeli çok katmanlı YSA yapısındadır. Bu ağlarda, geriye yayılım öğrenme algoritması kullanılarak,  $w_f$ ,  $w_a$  ve  $w_r$  bağlantı ağırlıkları değiştirilerek bulanık kurallar tanımlanır ve  $w_c$ ,  $w_g$ ,  $w'_c$  ve  $w'_g$  ağırlıkları güncellenerek üyelik fonksiyonlarının eğim ve merkezleri uyarlanır. Bir bulanık modeldeki işlemlerin tanımlanması genellikle, önkoşulların ve sonuç kısımlarının belirlenmesi şeklinde ikiye ayrılır. Aynı zamanda her bir işlemin tanımı, yapıların ve parametrelerin belirlenmesi şeklinde iki bölüme ayrılır. SBA yapıları, önkoşul ve sonuç bölümündeki giriş değişkenleri ve üyelik fonksiyon sayısının birleşimini gösterir. Yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen deneyimlere dayanarak, bir

bulanık modelin karakteristik özelliklerinin üyelik fonksiyonlarının parametrelerinden çok yapılarına bağlı olduğu söylenebilir.



Şekil 3.9 Sugeno tipi SBA'nın yapısı

### 3.5 Sinirsel Bulanık Denetleyiciler

BD ve YSA'nın özellikle doğrusal olmayan sistem denetimindeki üstünlüklerinin görülmesi ile birlikte bu iki denetleyicinin üstün özelliklerinin tek bir ağ yapısında toplanabilme fikri oluşmuştur. Böylece YSA'nın öğrenme, bilgi saklama ve paralel işlem yapabilme yeteneği ile, BD'nin insan gibi düşünme ve uzman bilgisini birleştirme gibi yeteneklerinin tek bir ağ yapısında birleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu amacı gerçekleştirmek için yapılan çalışmalar temel olarak iki farklı şekilde yürütülmektedir. Birincisi temel YSA işlevleri olan yapay sinir hücrelerinin ve bağlantı ağırlıklarının BM ile gerçekleştirimini hedefleyen BSA yapılarıdır [90,91]. İkincisi ise, temel bulanık işlevleri olan üyelik fonksiyonları, bulanık işlemciler, çıkarım işlemi ve durulaştırma işlemlerinin yapay sinir hücreleriyle gerçekleştirilerek BD yapısına YSA'nın öğrenme yeteneğinin kazandırılmasını hedefleyen SBA yapılarıdır [68,70-Π

73]. Her iki ağ yapısı YSA ve BM' nin uygulama alanlarında kullanılmakla birlikte, özellikle denetim alanında daha çok SBA yapıları tercih edilmektedir.

Denetim alanında BD' nin doğrusal olmayan, belirsiz/yarı belirgin sistemlerin denetimindeki etkinliğinin görülmesi ile birlikte günümüzde bazı endüstriyel uygulamalarda da kullanılmaya başlanmıştır. Ancak bir BD' nin tasarımında üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi ve kuralların oluşturulmasında kesin bir yöntemin olmaması ve daha çok deneme yanılma sürecinde belirlenmesi oldukça zor ve zaman alıcı işlemleri gerektirmektedir. Bu nedenle uyarlanır yapıda BD elde edilmesine yönelik çalışmalar başlamış ve YSA' nın öğrenme yeteneğinin BD' ye kazandırılması fikri ön plana çıkmıştır. BD' nin üyelik fonksiyonlarının YSA ile elde edilerek parametrelerinin öğrenilmesi, kuralların öğrenilmesi ve bulanık işlemcilerin YSA ile gerçekleştirilmesine yönelik çeşitli çalışmalar yapılmıştır [92-97]. Bu çalışmaların sonucunda denetim alanında kullanılan çok sayıda SBD yapısı elde edilmiştir. SBA temelde BM işlevlerinin gerçekleştirimi ilkesine dayandığından, SBA yapıları da BD' nin gerçekleştirimine göre sınıflandırılmaktadır. Bunlar Mamdani tipi, Sugeno tipi ve Tsukamoto tipi BD' nin elde edildiği SBA yapılarıdır. Mamdani tipi BD' nin modellendiği ve takviyeli öğrenme yöntemini kullanarak üyelik fonksiyonlarını ve bulanık kuralların sonuçlarını öğrenebilen NEFCON, NEFCLASS ve NEFPROX olarak adlandırılan ağ yapıları geliştirilmiştir [98,99]. Bu ağ yapıları sınıflandırıcı SBA olarak Mamdani tipi BD' nin gerçekleştirimini amaçlar ve üyelik fonksiyonlarının türevlenebilir olmasına gerek yoktur. FALCON ağ yapısı da yine Mamdani tipi bir SBD' dir, ancak sınıflandırıcı SBD' den farkı üyelik fonksiyonlarını YSA ile gerçekleştirir ve geriye yayılım algoritmasını kullanır [68]. Bu ağ yapılarından farklı olarak denetim alanında daha çok tercih edilen, türevlenebilir üyelik fonksiyonlarına sahip, geriye yayılım algoritmasını kullanan ve genel olarak Singleton kurallı SBD olarak adlandırılan ağ yapıları da kullanılmaktadır [70,71]. Sugeno tipi BD' nin modellendiği ve değişik öğrenme algoritmalarının kullanıldığı ANFIS, GARIC ve isimlendirilmeyen bazı ağ yapıları da literatürde sunulmuştur [68-73, 100]. Bu ağ yapılarından en fazla tercih edilen ANFIS ağ yapısı, türevlenebilir üyelik fonksiyonları kullanarak bu üyelik fonksiyonlarının parametrelerini ve kuralların sonuç kısmındaki parametreleri geriye yayılım ve en küçük kareler yöntemini kullanarak uyarlar. Ancak gerçek zamanlı denetim gerçekleştirilen uygulamalarda hem üyelik fonksiyonları hem de kuralların sonuç parametrelerinin uyarlanması sadece geriye yayılım algoritması kullanılmaktadır. SBD' de özellikle üyelik fonksiyonlarının parametrelerinin ve kuralların belirlenmesinde geriye yayılım algoritmalarında ortaya çıkan türevlenebilme sorunu için literatürde bu parametrelerin genetik algoritmalar gibi türevden bağımsız algoritmalarla belirlenmesine ilişkin de bazı çalışmalar yapılmaktadır [101,102].

## 4. ASENKRON MOTORLARIN ALGILAYICISIZ HIZ DENETİM YÖNTEMLERİ

### 4.1 Giriş

ASM sürücüsünün algılayıcısız vektör denetimi öncelikle herhangi bir hız algılayıcı olmaksızın vektör denetimi anlamına gelir. Vektör ve skaler denetimin her ikisinde de kapalı çevrim hız/konum denetimi için, bir hız algılayıcısının motor miline monte edilmesi gereklidir [3]. ASM doğrudan ve dolaylı vektör denetiminin her ikisi içinde hızlı ve doğru bir hız bilgisine ihtiyaç vardır. Ek maliyet getirmesinin yanında güvenilirliği azaltması, motor milinin uzatılması ve montaj tertibine gereksinim duyması nedeni ile bir sürücüde mil kodlayıcı arzu edilmez. Motor hızını, makine terminal gerilim ve akımlarından bir sayısal işaret işlemci yardımı ile tahmin etmek mümkündür. Fakat hız tahmini normal olarak karmaşık ve makine parametrelerine oldukça bağımlıdır. Algılayıcısız vektör denetimli sürücüler ticari olarak mevcut olmasına rağmen özellikle sifıra yakın hızlarda doğru hız tahmini devam eden bir problemdir. Bu bölümde ASM'nin algılayıcısız hız denetiminde kullanılan hız tahmin yöntemleri verilmiştir.

### 4.2 ASM için Hız Tahmin Yöntemleri

ASM için literatürde önerilen hız tahmin yöntemleri aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir [3].

- Kayma hesaplama
- Durum denklemlerinden doğrudan sentez
- Model referans uyarlamalı sistem (MRUS)
- Hız uyarlamalı akı gözlemleyici
- Genişletilmiş Kalman filtre
- Kayma modlu gözlemleyici (KMG)
- Slot harmonikleri
- Rotor çıkıntılarına yardımcı sinyal enjeksiyonu

Bunların dışında YSA kullanılarak gerçekleştirilen tanılama yöntemleri de mevcuttur. Bu yöntemlerin büyük bölümü MRUS yapısında yer alan uyarlamalı modelin YSA ile gerçekleştirilmesi şeklindedir. Diğer bazı yöntemlerde ASM hız, akı ve birim vektörlerini tanılamaya yönelik olarak gerçekleştirilen çalışmalardır.

#### 4.2.1 Kayma Hesaplama

Motor hızı, kayma frekansı  $\omega_{sl}$  ve  $\omega_r = \omega_e - \omega_{sl}$  ilişkisinden hesaplanabilir. Burada  $\omega_e$  stator frekansıdır.  $\omega_{sl}$  kayma frekansı stator alan yönlendirmeli vektör denetiminde aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\omega_{sl} = \frac{(1 + \sigma S T_r) L_s i_{qs}}{T_r (\psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds})} \quad (4.1)$$

Burada  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ , toplam kaçak faktörü,  $T_r = L_r / R_r$  ve  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  ve  $\psi_{ds}$  stator alan yönlendirmesine karşılık gelen işaretlerdir. Stator frekansı ifadesi,

$$\omega_e = \frac{(v_{qs}^s - i_{qs}^s R_s) \psi_{ds}^s - (v_{ds}^s - i_{ds}^s R_s) \psi_{qs}^s}{\psi_{ds}^s{}^2 + \psi_{qs}^s{}^2} \quad (4.2)$$

şeklinde verilir. Skaler ve dolaylı vektör denetimi için rotor hızı  $\omega_r$  denklem (4.1) ve (4.2) ile hesaplanabilir.  $\omega_e$  işareti doğrudan bir denetim işareti olarak mevcut olabileceği gibi, bir de işaret işleme ile de bulunabilir [103]. Yüksek verimli makineler için özellikle senkron hıza yakın hızlarda, işaretin genliği küçük ve makine parametrelerine oldukça bağlı olmasından dolayı kayma frekansının doğru hesaplanması güçtür. Ayrıca düşük hızlarda terminal geriliminin doğrudan integrasyonu gerektiğinden  $\omega_{sl}$  ve  $\omega_e$  sinyallerinin sentezi problemidir.

#### 4.2.2 Durum Denklemlerinden Doğrudan Sentez

Makinenin duran çatı dinamik durum denklemleri hız bilgisini doğrudan hesaplamak için kullanılabilir [30]. Bu yöntem aslında önceki kısımda açıklanan kayma hesabına benzerdir.  $d^s$ - $q^s$  çatıdaki dinamik  $v_{ds}^s$  gerilim denklemi,

$$v_{ds}^s = i_{ds}^s R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{dm}^s \quad (4.3)$$

ile elde edilir. Rotor akı denklemi ise,

$$\psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_{dm}^s - L_{lr} i_{ds}^s \quad (4.4)$$

şeklindedir. Denklem (4.4), (4.3)'te yerine yazılırsa,

$$v_{ds}^s = \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \psi_{dr}^s + (R_s + \sigma L_s S) i_{ds}^s \quad (4.5)$$

veya

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} v_{ds}^s - \frac{L_r}{L_m} (R_s + \sigma L_s S) i_{ds}^s \quad (4.6)$$

olur. Burada  $\sigma=1 - L_m^2 / L_s L_r$  ve  $S = d/dt$  dir. Benzer şekilde  $\psi_{qr}^s$  türetilirse,

$$\frac{d}{dt} \psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} v_{qs}^s - \frac{L_r}{L_m} (R_s + \sigma L_s S) i_{qs}^s \quad (4.7)$$

elde edilir.  $d^s$ - $q^s$  referans çatıda, rotor akı denklemleri,

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr}^s = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \omega_r \psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{dr}^s \quad (4.8)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{qr}^s = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s + \omega_r \psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{qr}^s \quad (4.9)$$

olarak verilebilir. Şekil 2.6' dan,

$$\angle \theta_e = \tan^{-1} \frac{\psi_{qr}^s}{\psi_{dr}^s} \quad (4.10)$$

yazılabilir. Denklem (4.10)'nun türevi alınır

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \frac{\psi_{dr}^s \dot{\psi}_{qr}^s - \psi_{qr}^s \dot{\psi}_{dr}^s}{\psi_{dr}^s{}^2 + \psi_{qr}^s{}^2} \quad (4.11)$$

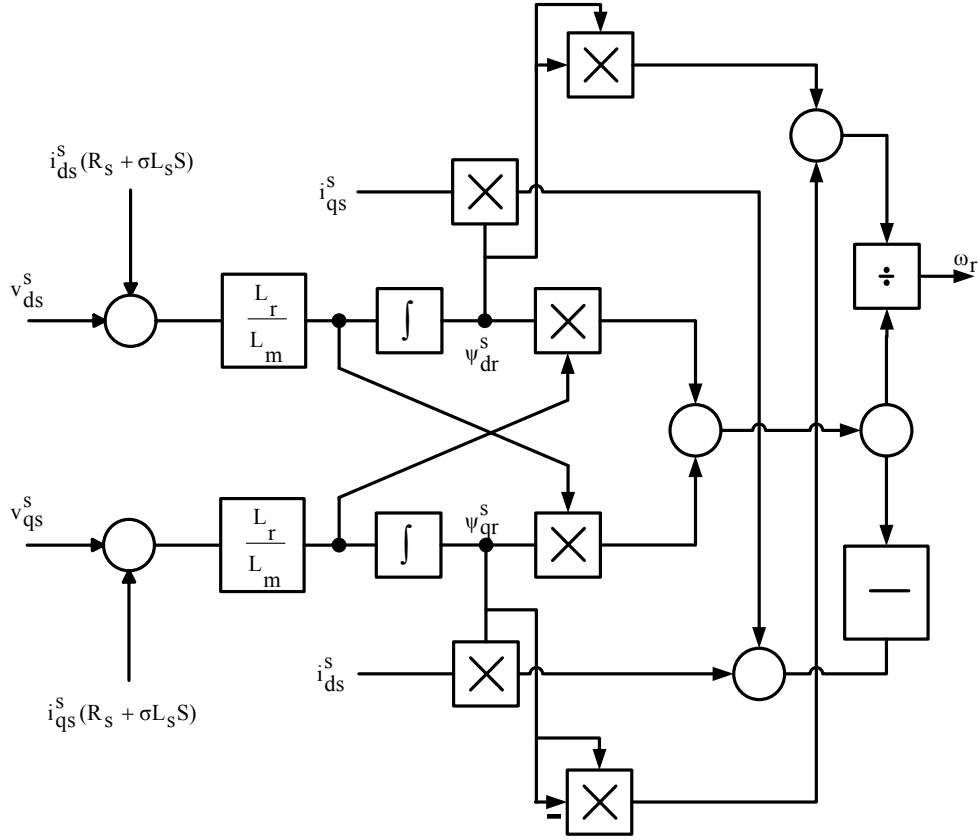
Denklem (2.37), (2.38)'e sırasıyla  $(L_m R_r / L_r) i_{qs}^s$  ve  $(L_m R_r / L_r) i_{ds}^s$  terimleri eşitliğin her iki yanına eklenir ve (4.11) birleştirilip sadeleştirilirse aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\omega_r = \frac{d\theta_e}{dt} - \frac{L_m}{T_r} \left[ \frac{\psi_{dr}^s i_{qs}^s - \psi_{qr}^s i_{ds}^s}{\psi_{dr}^s{}^2 + \psi_{qr}^s{}^2} \right] \quad (4.12)$$

veya

$$\omega_r = \frac{1}{\psi_{dr}^s{}^2 + \psi_{qr}^s{}^2} \left[ \left( \psi_{dr}^s \dot{\psi}_{qr}^s - \psi_{qr}^s \dot{\psi}_{dr}^s \right) - \frac{L_m}{T_r} \left( \psi_{dr}^s i_{qs}^s - \psi_{qr}^s i_{ds}^s \right) \right] \quad (4.13)$$

Rotor akıları tahmininde gerilim modeli denklemleri (4.6) ve (4.7) kullanılarak hız tahminini gerçekleştiren blok diyagram Şekil 4.1'de verilmiştir. Görüldüğü gibi hız sentezi makine parametrelerine önemli derecede duyarlıdır ve tahmin doğruluğu zayıf olma eğilimindedir.

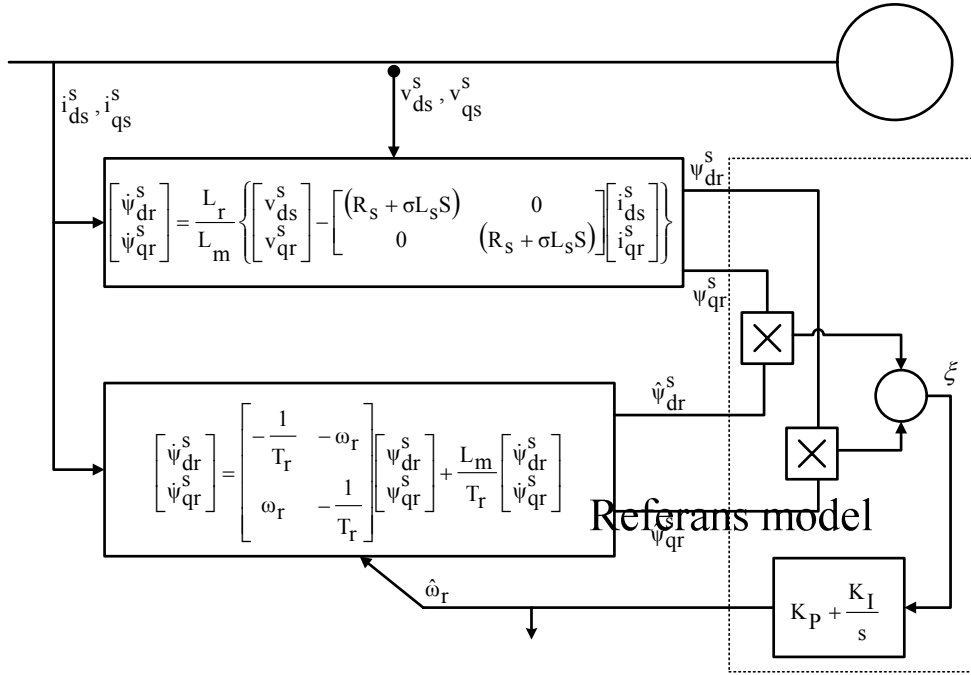


Şekil 4.1 Durum denklemlerinden doğrudan sentez ile hız tahmini

### 4.2.3 Model Referans Uyarlamalı Sistem (MRUS)

Burada referans model çıkışı, uyarlamalı veya ayarlanabilir bir model çıkışı ile iki model arasındaki hata sifira ulaşınca kadar karşılaştırılarak MRUS ile hız hesaplanabilir [3,37]. MRUS tekniği kullanılarak hız tahminine ilişkin blok diyagram Şekil 4.2’de görülmektedir. Gerilim modeli stator tarafı denklem (4.6) ve denklem (4.7) dikkate alındığında, şekilde görüldüğü gibi referans model olarak tanımlanabilir. Şekilden görüldüğü gibi, referans model makine stator gerilim ve akımlarını alır ve rotor akı vektörlerini hesaplar. Şekil 4.2’de, akım modeli akı denklem (4.8) ve denklem (4.9) uyarlamalı model olarak tanımlanır.

Bu model eğer sadece rotor hızı biliniyorsa stator akımları kullanılarak rotor akıları hesaplanabilir. İdeal durumda doğru hız bilgisi elde edilirse iki modelden hesaplanan akılar çakışacak yani  $\psi_{dr}^s = \hat{\psi}_{dr}^s$  ve  $\psi_{qr}^s = \hat{\psi}_{qr}^s$  olacaktır. Burada  $\hat{\psi}_{dr}^s$  ve  $\hat{\psi}_{qr}^s$  uyarlamalı model çıkışlarıdır. Şekil 4.2’de görüldüğü gibi,  $\omega_r$  hızını ayarlamak ve hatayı sifira ( $\xi=0$ ) yapmak için PI denetleyicili uyarlama algoritması kullanılabilir.



Şekil 4.2 MRUS prensibi ile hız tahmini

MRUS için uyarlama algoritması tasarımında, memnun edici bir dinamik karakteristik ile hız tahminin arzu edilen değere yakınsamasını sağlamak ve tüm sistemin kararlılığını dikkate almak oldukça önemlidir. Popov'un, global asimtotik sistemler için geliştirdiği, hiperkararlılık kriteri ile hız tahmini için aşağıdaki ilişki türetilir [3].

$$\omega_r = \xi \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (4.14)$$

Burada,

$$\xi = X - Y = \hat{\psi}_{dr}^s \psi_{qr}^s - \psi_{dr}^s \hat{\psi}_{qr}^s \quad (4.15)$$

şeklindedir. Sürekli durumda,  $\xi=0$  iken akılar dengelenir, yani  $\psi_{dr}^s = \hat{\psi}_{dr}^s$  ve  $\psi_{qr}^s = \hat{\psi}_{qr}^s$  olur.

Uygulamada, referans modelden rotor akı sentezini, gerilim işaretinin saf integrasyonundan dolayı, özellikle düşük hızlarda gerçekleştirmek güçtür. Saf integrasyon yerine zıt emk işareti kullanılarak model oluşturulursa o zaman MRUS ile hız tahmin algoritması geçerli olur. Eğer makine parametreleri sabit olursa tahmin doğruluğu iyi olabilir. Fakat özellikle düşük hızlarda, parametre değişimlerinden dolayı, tahmin doğruluğu kötüleşir. Eğer sürücü birkaç saniyeden fazla sıfır stator frekansında çalıştırılırsa tahmin edilen akı gerçek değerinden uzaklaşır ve hız denetimi kaybolur [30,40].

#### 4.2.4 Hız Uyarlamalı Akı Gözlemleyicisi (Luenberger Gözlemleyici)

Hız uyarlamalı akı gözlemleyicisinin çalışma prensibi, sistem modelini (tam veya kısmi) ve sistemin ölçülen değişkenlerinin geri beslediği bir tahminci temeline dayalıdır [25]. Burada tam dereceli gözlemleyici makine  $d^s - q^s$  referans çatıda makine elektriksel modelini kullanır. Bu değişkenler stator akımları  $i_{ds}^s$  ve  $i_{qs}^s$  ve rotor akıları  $\psi_{dr}^s$  ve  $\psi_{qr}^s$  dir. Öncelikle  $d^s - q^s$  çatı dinamik denklemleri türetilirse; rotor gerilim denklemleri,

$$i_{dr}^s R_r + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^s + \omega_r \psi_{qr}^s = 0 \quad (4.16)$$

$$i_{qr}^s R_r + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s = 0 \quad (4.17)$$

olur. Burada  $i_{dr}^s$  bileşenini elimine etmek için aşağıdaki akı denklemleri kullanılır.

$$\psi_{dr}^s = L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s \quad (4.18)$$

$$\psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s \quad (4.19)$$

Denklem (4.18), denklem (4.16)'da yerine yazılırsa,

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr}^s = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{dr}^s - \omega_r \psi_{qr}^s + \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^s \quad (4.20)$$

Benzer şekilde  $q^s$  eksenini için, denklem (4.19), denklem (4.17)'de yerine yazılırsa,

$$\frac{d}{dt} \psi_{qr}^s = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{qr}^s + \omega_r \psi_{dr}^s + \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^s \quad (4.21)$$

şeklinde elde edilir. Denklem (4.20) ve (4.21) sırası ile denklem (4.6) ve (4.7) de yerine yazılıp basitleştirilirse,

$$\frac{d}{dt} i_{ds}^s = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r} i_{ds}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr}^s + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}^s \quad (4.22)$$

$$\frac{d}{dt} i_{qs}^s = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r} i_{qs}^s - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}^s \quad (4.23)$$

şeklinde motor akım denklemleri elde edilir. Burada  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ , toplam kaçak faktörüdür. Denklem (4.20) – (4.23) ASM için arzu edilen durum denklemlerini oluşturur. Bu denklemler durum denklemleri şeklinde yazılırsa,

$$\frac{d}{dt} X = AX + BV_s \quad (4.24)$$

olur. Burada

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds}^s & i_{qs}^s & \psi_{ds}^s & \psi_{qs}^s \end{bmatrix}^T \quad (4.25)$$

$$V_s = \begin{bmatrix} v_{ds}^s & v_{qs}^s & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.26)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

şeklinde olur. A matrisine dikkat edilecek olursa tahmin edilecek  $\omega_r$  hız sinyalinin içermektedir.

Şekil 4.3’de, yukarıdaki makine modeli kullanılarak hız uyarlamalı akı gözlemleyicisinin blok diyagramı görülmektedir. Şekilde “^” sembolü tahmin edilen değer anlamına gelmektedir. C matrisi aşağıdaki gibi seçilirse, çıkış olarak  $i_{ds}^s$  ve  $i_{qs}^s$  akım işaretleri elde edilir.

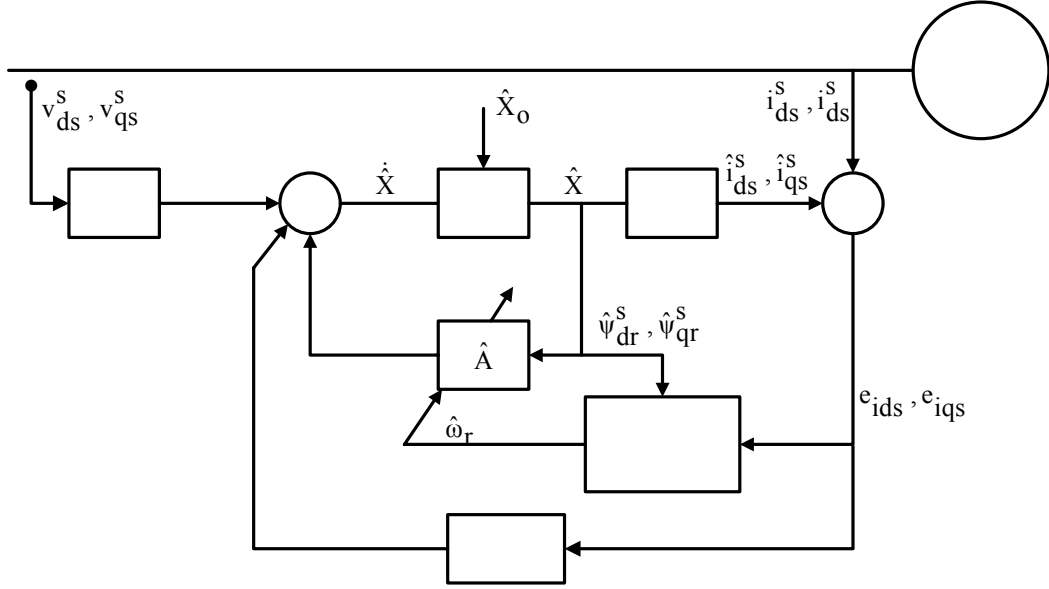
$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Giriş gerilim sinyalleri  $v_{ds}^s$  ve  $v_{qs}^s$  makine terminallerinden ölçülür. Eğer A matrisindeki  $\omega_r$  hızı bilirse, durum denklemlerinden akılar ve akımlar çözülür. Fakat  $\omega_r$  doğru değilse, tahmin edilen durumlar ile gerçek durumlar arasında bir sapma meydana gelir. Şekilde görüldüğü gibi, tahmin edilen akımlar ile gerçek akımlar karşılaştırılır. Ayrıca G kazanç matrisi aracılığı ile hatalar eG düzeltici yardımcı sinyaller olarak, e matrisini sıfıra götüreceği şekilde, sisteme dahil edilir. Buna göre gözlemleyici denklemi,

$$\frac{d}{dt} \hat{X} = \hat{A} \hat{X} + B V_s + G (\hat{i}_s - i_s) \quad (4.30)$$

olarak elde edilir. Burada  $\hat{i}_s = \begin{bmatrix} i_{ds}^s & i_{qs}^s \end{bmatrix}$  ve G gözlemleyici kazanç matrisidir. Şekilde görüldüğü gibi, gözlemleyici ayrıca akı tahminini de verir.

Hız uyarlamalı akı gözlemleyici, A matrisinde bilinmeyen parametre  $\omega_r$  hız tahminine izin verir. Hız uyarlama algoritmasını türetmek için Lyapunov'un kararlılık teoreminden faydalanılır [3]. Genelde stator akım ve akıları arasındaki hata tahmini aşağıdaki denklem ile tanımlanır.



Şekil 4.3 Hız uyarlamalı gözlemleyici ile ASM'nin algılayıcısız denetim yapısı

$$\frac{d}{dt} e = (A + GC)e - \Delta A \hat{X} \quad (4.31)$$

Burada,

$$e = X - \hat{X} \quad (4.32)$$

$$\Delta A = A - \hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta\omega_r j}{c} \\ 0 & \Delta\omega_r j \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r \quad (4.35)$$

$$c = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \quad (4.36)$$

şeklinde. Aşağıdaki fonksiyon, aday Lyapunov fonksiyonu olarak seçilirse

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega}_r - \omega_r)^2}{\lambda} \quad (4.37)$$

Burada  $\lambda$  pozitif bir sabittir. V'nin zamana göre türevi alınrsa,

$$\frac{dV}{dt} = e^T \left[ (A + GC)^T + (A + GC) \right] e - \frac{2\Delta \omega_r (e_{ids} \hat{\psi}_{qr}^S - e_{iqs} \hat{\psi}_{dr}^S)}{c} + \frac{2\Delta \omega_r}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} \quad (4.38)$$

olarak bulunur. Burada  $e_{ids} = i_{ds}^S - \hat{i}_{ds}^S$  ve  $e_{iqs} = i_{qs}^S - \hat{i}_{qs}^S$  şeklinde tanımlanır.

Yukarıdaki denklem (4.38)'den hız tahmini için, denklemin ikinci ve üçüncü terimleri eşitlenerek, aşağıdaki uyarılama ifadesi türetilebilir.

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{\lambda(e_{ids} \hat{\psi}_{qr}^S - e_{iqs} \hat{\psi}_{dr}^S)}{c} \quad (4.39)$$

Eğer gözlemleyici kazanç matrisi G, (4.38) denkleminin ilk terimini negatif yarı tanımlı yapacak şekilde seçilirse o zaman hız uyarlamalı akı gözlemleyici kararlı olur.  $\omega_r$  hızı çabuk değişeceğinden, hız uyarılama algoritmasındaki hız tahmin cevabını iyileştirmek için aşağıdaki oransal ve integral uyarılama şekli kullanılır.

$$\hat{\omega}_r = K_P (e_{ids} \hat{\psi}_{qr}^S - e_{iqs} \hat{\psi}_{dr}^S) + K_I \int (e_{ids} \hat{\psi}_{qr}^S - e_{iqs} \hat{\psi}_{dr}^S) dt \quad (4.40)$$

Burada  $K_P$  ve  $K_I$  keyfi pozitif kazançlardır.

Hız tahmin doğruluğu gözlemleyici tarafından sağlanmasına rağmen, parametre değişimleri özellikle stator ve rotor dirençlerindeki değişimler sonlu etkiye sahiptir. Hız sıfıra yaklaştıkça tahmin hatası daha baskın olma eğilimindedir.

#### 4.2.5 Genişletilmiş Kalman Filtre (GKF)

Genişletilmiş kalman filtre, esas olarak gürültü ile bozulmuş sinyalleri kullanarak gerçek zamanda doğrusal olmayan dinamik sistemlerin tekrarlamalı optimum durum tahmini için tam dereceli stokastik bir gözlemleyicidir. GKF ayrıca bilinmeyen parametre tahmininde veya birleştirilerek durum ve parametre tahmininde kullanılabilir [28]. Kısım 4.1.4'de açıklanan luenberger gözlemleyici, GKF ile karşılaştırıldığında deterministik bir gözlemleyicidir ve doğrusal zamanla değişmeyen sistemlere uygulanabilir. GKF'deki gürültü kaynakları, ölçüm ve modelleme belirsizliklerini dikkate alır. Orijinal kalman filtre sadece doğrusal sistemlere uygulanabilir [3]. Şekil 4.4'de GKF algoritmasının blok diyagramı görülmektedir. Blok diyagramın en üstünde makine modeli yer almaktadır. GKF algoritması tam makine dinamik modelini kullanır. Hız, bir durum parametresi olarak göz önüne alınır. Bahsedilen makine modeli aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\frac{dX}{dt} = AX + BV_s \quad (4.41)$$

$$Y = CX \quad (4.42)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega_r & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds}^s & i_{qs}^s & \psi_{ds}^s & \psi_{qs}^s & \omega_r \end{bmatrix}^T \quad (4.44)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$Y = \begin{bmatrix} i_{ds}^s & i_{qs}^s \end{bmatrix}^T = i_s \quad (4.47)$$

ve  $V_s = \begin{bmatrix} v_{ds}^s & v_{qs}^s \end{bmatrix}^T$  giriş vektörüdür. Denklem (4.41) beşinci derecedendir.  $\omega_r$  hızı hem durum, hem de parametredir. Eğer hız değişimi ihmal edilirse o zaman  $d\omega_r/dt=0$  olur. Eğer hesaplama için örnekleme zamanı küçük veya yük eylemsizliği yüksek ise bu geçerli bir faktördür. GKF'de kullanılan makine modelinde  $\omega_r$  hızı sabit bir parametre olarak alınırsa doğrusal olur. GKF'nin sayısal gerçekleşmesi için model aşağıdaki gibi ayrıştırılır.

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \quad (4.48)$$

$$Y(k) = C_d X(k) \quad (4.49)$$



#### 4.2.6 Kayma Kipli Gözlemleyici (KKG)

Kayma kip tekniği ile gerçekleştirilen KKG, yüksek kazançlı anahtarlama fonksiyonu sayesinde motorun parametre değişimlerine ve belirsiz yük değişimlerine duyarlılığını azaltan bir yöntemdir [43]. Gözlemleyici, ASM dinamik modeli olarak seçilir. Literatürde farklı yapılarda KKG tasarlanmakla birlikte, burada örnek bir gözlemleyici tanıtılacaktır [55]. Denklem (4.20) – (4.23) gözlemleyici denklemleri olarak aşağıdaki gibi verilir.

$$\frac{d}{dt} \hat{\psi}_{dr}^s = -\frac{R_r}{L_r} \hat{\psi}_{dr}^s - \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{qr}^s + \frac{L_m}{L_r} \hat{i}_{ds}^s \quad (4.52)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\psi}_{qr}^s = -\frac{R_r}{L_r} \hat{\psi}_{qr}^s + \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{dr}^s + \frac{L_m}{L_r} \hat{i}_{qs}^s \quad (4.53)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{ds}^s = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \hat{i}_{ds}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\psi}_{dr}^s + \frac{L_m \hat{\omega}_r}{\sigma L_s L_r} \hat{\psi}_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}^s \quad (4.54)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{qs}^s = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \hat{i}_{qs}^s - \frac{L_m \hat{\omega}_r}{\sigma L_s L_r} \hat{\psi}_{dr}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\psi}_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}^s \quad (4.55)$$

Burada “ ^ ”sembolü tahmin edilen değeri ifade etmektedir. Kayma yüzeyi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$s = \begin{pmatrix} \hat{i}_{qs}^s & -i_{qs}^s \end{pmatrix} \hat{\psi}_{ds}^s - \begin{pmatrix} \hat{i}_{ds}^s & -i_{ds}^s \end{pmatrix} \hat{\psi}_{qs}^s \quad (4.56)$$

hız tahmini için ise aşağıdaki anahtarlama fonksiyonu seçilir [55].

$$\hat{\omega}_r = \omega_0 \text{sign}(s) \quad (4.57)$$

Burada yeterince büyük  $\omega_0$  kazancı ile kayma yüzeyi sonlu zamanda sifıra çekilebilir.

$\hat{\omega}_r$  anahtarlama fonksiyonu olduğundan, hız bilgisini elde etmek (eşdeğer hız olarak gösterilen) için bir alçak geçiren filtreden geçirilir.

$$\hat{\omega}_{eq} = \frac{1}{1 + S\tau} \hat{\omega}_r \quad (4.58)$$

$\omega_0$  hız kazancının seçiminde iki büyük sınırlama vardır: kayma moda zorlamayı sağlamak için yeterince büyük olması gerekirken diğer yandan çok büyük kazanç gözlemleyiciyi kararsızlığa götürebilir. Kaynak [55,56]’da bu kazancı uyarlamalı yapmak için doğrusal bir fonksiyon kullanılmıştır.

#### 4.2.7 Slot Harmonikleri

Rotor hızını tahmin etmede kullanılan en basit yöntemlerden biridir. ASM'da rotor yüzeyindeki slotlar hava aralığı akısındaki uzay harmoniklerini üreten isteksiz modülasyon sağlar. Slotta indüklenen titreşim akıları temel akı şeklinin üzerine bindirilir. Bu nedenle indüklenen stator gerilimi, frekans ve genliği rotor hızı ile orantılı olan, titreşim gerilim bileşenleri içerir. İşaret işleme devreleri sayesinde titreşim frekansının tanınması ile hız tahmin edilebilir. Fakat sonlu sayıda rotor slotunun olması ve küçük isteksizlik değişiminden dolayı, titreşim frekansı ve geriliminin genliği çok düşük olduğundan düşük motor hızlarında hız tahmini yapmak çok güçtür [3].

#### 4.2.8 Çıkıntılı Rotor Üzerine Yardımcı Sinyal Enjeksiyonu

Önceki kısımlarda açıklanan hız tahmin tekniklerinde sıfır stator frekansında, yani DA koşullarında hız ve moment sıfır iken, hız tahmini yapmak imkansızdır. Saf DA koşulunda rotor şartları gözlemlenebilir değildir. Fakat son zamanlarda, özel tasarlanmış rotorun, stator tarafından yardımcı taşıyıcı frekans sinyal enjeksiyonuna dayalı ASM'nin hız/konum tahmini önerilmiştir [104]. Önerilen şemada, makine rotor slotları manyetik çıkıntılarının uzaysal değişimini almak için özel tasarlanmıştır. Bu örneğin, en dış iletkendeki direnç değişimi, rotor çubuklarının derinliğinin değişimi, slot açıklıklarındaki iletkenlerin yüksekliğinin değişimi gibi çok sayıda yöntemle mümkündür. Rotor konumunun çıkıntısı konum tahmin algoritması ile izlenir. Bu yöntemde, taşıyıcı frekans sinyali (tipik olarak 250Hz) genellikle eviricinin üç faz modülasyonlu gerilim sinyali ile karıştırılır. Taşıyıcı aslında sürücü başarımını etkilemez. Kaçak endüktans modülasyonlu yüksek frekanslı makine modeli, makine konumu ile modüleli taşıyıcıda negatif akım bileşeni dizisi üretimini gösterir. Makine stator akımları bir band geçiren filtreden geçirilerek algılanır ve sonra konum artışı ve hız sinyalini tahmin etmek için bir PLL sistemi beslenir. PLL sistemi, bir çıkıntılı makine modeli, alçak geçiren filtreli PID denetleyici ve yük momenti tahminli mekaniksel alt sistemden oluşur. Tahmin algoritması ciddi şekilde çok karmaşıktır. Tahmin doğruluğu makine modeli parametre değişimlerinden, yük momenti tahmin hatasından ve eylemsizlik değişimi hatasından etkilenir. Ayrıca taşıyıcı frekansından dolayı rotor çubuklarındaki deri olayı problemi vardır. Bunlara ilave olarak, alçak geçiren filtredeki sonlu faz kayması, faz akımlarının temel frekansını elde etmede vektör denetimi başarımını zayıflatır. Tabii ki de hız/konum tahmini için ASM'un özel tasarlanmış rotora sahip olması gerekir.

#### 4.2.9 YSA ile Hız Tahmini

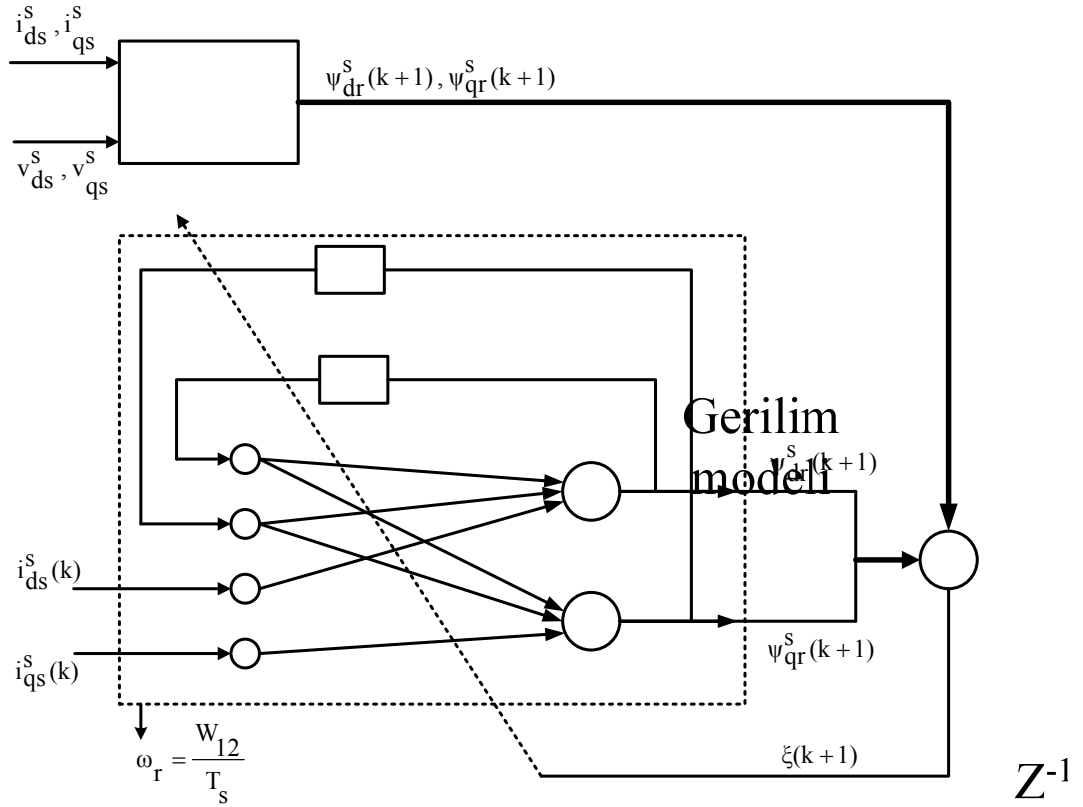
Kısım 4.1.3'de açıklanan MRUS ile hız tahmin algoritmasında akım modeli akı tahmincisi, uyarlamalı hız ile birlikte birinci dereceden dinamik bir sistemdir. Bu şekil 4.5'de görüldüğü gibi geri beslemeli bir YSA ile gerçekleştirilebilir. Şekilden görüldüğü gibi MRUS yapısında yer alan uyarlamalı model YSA ile değiştirilmiştir. Buradaki YSA yapısındaki her bir çıkış hücresi doğrusal aktivasyon fonksiyonu kullanmaktadır. Gerilim modelinin ürettiği arzu edilen akı bileşenleri, YSA çıktıları ile karşılaştırılır ve elde edilen hataya göre YSA ağırlıkları gerçek zamanlı olarak güncellenerek, hatanın sifıra gitmesi sağlanmaya çalışılır. Eğitim hızının yeterince hızlı olduğu kabul edilir; öyle ki tahmin edilen hız gerçek hızı iyi izleyebilir. Akım modeli denklemleri aşağıdaki gibi ayrıklaştırılırsa,

$$\begin{bmatrix} \psi_{dr}^s(k+1) \\ \psi_{qr}^s(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{T_r} & -\omega_r T_s \\ \omega_r T_s & 1 - \frac{T_s}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr}^s(k) \\ \psi_{qr}^s(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m T_s}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m T_s}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s(k) \\ i_{qr}^s(k) \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

olur. Burada  $T_s$  örnekleme zamanı,  $L_m$  mıknatıslanma endüktansı ve  $T_r$  rotor zaman sabitidir. Denklem aşağıdaki şekilde ifade edilirse,

$$\begin{bmatrix} \psi_{dr}^s(k+1) \\ \psi_{qr}^s(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W11 & W21 \\ W12 & W22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr}^s(k) \\ \psi_{qr}^s(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W31 & 0 \\ 0 & W32 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s(k) \\ i_{qr}^s(k) \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Burada  $W11 = 1 - T_s/T_r$ ,  $W21 = -\omega_r T_s$ ,  $W12 = \omega_r T_s$ ,  $W22 = 1 - T_s/T_r$ ,  $W31 = L_m T_s/T_r$  ve  $W32 = L_m T_s/T_r$  dir. Birim kazançlı doğrusal transfer fonksiyonlu YSA (4.60) denklemini gerçekleştirir. Dikkat edilirse ağdaki altı ağırlıktan sadece W12 ve W21 ağırlıkları hız terimini içermektedir. Bu nedenle, diğer ağırlıklar sabit tutularak, bu ağırlıklar eğitilebilirse hız tahmini için bu terimler yeterlidir. Fakat eğer bütün ağırlıklar eğitilirse, hıza ilave olarak rotor zaman sabiti tahmini de yapılmış olur.



Şekil 4.5 YSA ile ASM hız tahmini için blok diyagram

ASM algılayıcısız denetimi için hız tahminini YSA ile gerçekleştirin bazı çalışmalarda, benzetim veya deneysel olarak alınan veriler kullanılarak YSA eğitilmiş ve daha sonra eğitim Z-1 YSA sisteme dahil edilerek hız veya akı tahmini gerçekleştirilmiştir. Kaynak [66]'da rotor akısını tahmin etmek için gözlemleyici YSA, benzetimden alınan verilerle motor akımlarının iki gecikmişleri, gerilimler ve rotor akı tahmini olan YSA çıkışlarının giriş olarak alındığı doğrusal YSA gerçek zaman dışı eğitilmiştir. Daha sonra yine bir doğrusal YSA yapısı ile akı gözlemleyici çıkışları ve motor akımlarını giriş olarak kullanıp, motorun hızı yine benzetimden alınan verilerle eğitilmiştir. Nihayetinde eğitilen iki YSA ardışık olarak birleştirilip, hız tahmininin gerçekleştirildiği benzetim programında kullanılmıştır. Aynı çalışmada iki YSA'nın gerçek zamanlı eğitiminin gerçekleştirilmesi içinde gerekli yapı verilmiştir. Bahsedilen çalışmanın benzeri Kaynak [77]'de YSA yerine SBA kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

## 5. AKIM GÖZLEMLEYİCİ SİNİRSEL BULANIK AĞLARLA ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ

### 5.1 Giriş

Önceki bölümde ASM'nin algılayıcısız hız denetiminde kullanılan gözlemleyici yöntemleri ve sakıncaları ayrıntılı olarak verilmişti. Bu verilen yöntemler ya motor parametrelerine doğrudan bağımlı ya da motorun fiziksel yapısında değişiklik gerektirmektedir. Motorun fiziksel yapısını değiştirmek ek maliyet getirmekle birlikte mil kodlayıcı ile hız algılamasına müsaade etmeyen durumlarda olduğu gibi her zaman mümkün olmayabilir. Diğer yandan hız gözleme yöntemlerinde, motor parametrelerinin tam ve doğru bir şekilde ölçülmesi gerekirken, aynı zamanda bu parametreler motorun çalışma ortamından etkilenmeden sabit değerlerinde kalmak koşuluyla hız tahmin yönteminde kullanılabilir. Aksi takdirde tahmin yöntemi motor parametrelerine bağlı olduğundan tahmin hatası artacaktır. Motor parametrelerinin değişmemesi sağlansa bile tercih edilen hız gözleme yönteminin gerçekleştirilmesi için gözlemleyicide yer alan kazanç değerlerinin ayarlanması gerekmektedir. Bu çalışmada, akım gözlemleyici olarak kullanılan sinirsel bulanık ağlarla asenkron motorun algılayıcısız hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen sinirsel bulanık akım gözlemleyici, akı ve hız tahmini yapmak yerine doğrudan denetleyici olarak kullanıldığından mevcut gözlemleyicilerden farklı bir yaklaşım getirmiştir. Algılayıcısız denetim sistemindeki akım denetimi için kayma kipli bir denetleyici tasarlanmıştır. Böylece, motor parametrelerinden bağımsız bir algılayıcısız denetim yöntemi elde edilmiştir. Bu bölümde önerilen SBA ile ASM'nin hız algılayıcısız denetim yapısı, SBA yapısı tanıtılmış ve eğitimi için gerekli öğrenme algoritması türetilmiştir.

### 5.2 Akım Gözlemleyici Tabanlı Algılayıcısız Denetim

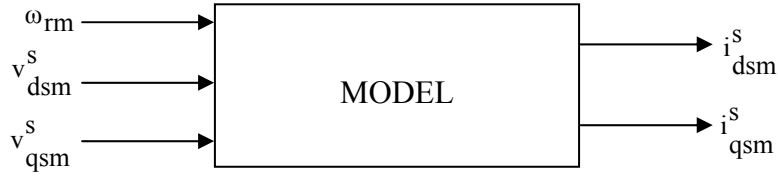
Bu yöntem, bölüm 4.1'de incelenen yöntemlerin aksine akı ve hız tahminine gerek duymayan bir yaklaşımdır. Bir ASM Şekil 5.1'de görüldüğü gibi, çok girişli çok çıkışlı bir sistem olarak dikkate alınabilir. Bu durumda giriş değişkenleri stator gerilimleri ve çıkış değişkenleri stator akımları ve motor hızıdır.

Şekil 5.2'de giriş ve çıkış değişkenleri yeniden oluşturulmuş bir model görülmektedir. Bu modelde m indisi model değişkenini belirtmektedir. Şekil 5.1'deki ASM ve Şekil 5.2'deki modelden aşağıdaki çıkarımı yapmak mümkündür. Stator gerilimleri aynı olmak şartıyla, motor ve modelin stator akımları aynı olmaya zorlanırsa, motor hızı aynı zamanda referans hız olan

model hızı ile aynı olacaktır [105,106]. Yani  $v_{ds}^s = v_{dsm}^s$  ve  $v_{qs}^s = v_{qsm}^s$  olması durumunda,  $i_{ds}^s = i_{dsm}^s$  ve  $i_{qs}^s = i_{qsm}^s$  olursa, o zaman  $\omega_r = \omega_{rm}$  olacaktır. Senkron hızda dönen referans çatıda yerine yazılırsa  $v_{ds}^e = v_{dsm}^e$  ve  $v_{qs}^e = v_{qsm}^e$ ,  $i_{ds}^e = i_{dsm}^e$  ve  $i_{qs}^e = i_{qsm}^e$  ve  $\omega_r = \omega_{rm}$  olur. Bu ilişkiler matematiksel olarak senkron hızla dönen referans çatıda açıklanabilir.



Şekil 5.1 ASM giriş çıkış değişkenleri



Şekil 5.2 Model giriş çıkış değişkenleri

Senkron referans çatı motor denklemleri ve elektromanyetik moment ifadeleri aşağıdaki gibi verilebilir.

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\psi_{ds}^e}{dt} - \omega_e \psi_{qs}^e \quad (5.1)$$

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d\psi_{qs}^e}{dt} - \omega_e \psi_{ds}^e \quad (5.2)$$

$$v_{dr}^e = 0 = R_r i_{dr}^e + \frac{d\psi_{dr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr}^e \quad (5.3)$$

$$v_{qr}^e = 0 = R_r i_{qr}^e + \frac{d\psi_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}^e \quad (5.4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^e \psi_{dr}^e - i_{ds}^e \psi_{qr}^e) \quad (5.5)$$

Burada  $\omega_e$  senkron hız,  $\omega_r$  rotor hızıdır. Stator ve rotor akı denklemleri aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\psi_{ds}^e = L_{ls} i_{ds}^e + L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (5.6)$$

$$\psi_{qs}^e = L_{ls} i_{qs}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (5.7)$$

$$\psi_{dr}^e = L_{lr} i_{dr}^e + L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (5.8)$$

$$\psi_{qr}^e = L_{lr} i_{qr}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (5.9)$$

Denklem (5.8) ve (5.9)'dan rotor akımları,

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} (\psi_{dr}^e - L_m i_{ds}^e) \quad (5.10)$$

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} (\psi_{qr}^e - L_m i_{qs}^e) \quad (5.11)$$

elde edilir. Denklem (5.10) ve (5.11), denklem (5.3) ve (5.4)'te yerine yazılırsa,

$$\frac{d\psi_{dr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds}^e - \omega_{sl} \psi_{qr}^e = 0 \quad (5.12)$$

$$\frac{d\psi_{qr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs}^e - \omega_{sl} \psi_{dr}^e = 0 \quad (5.13)$$

rotor gerilim denklemleri elde edilir. Burada  $\omega_{sl}$  kayma hızıdır. Eğer vektör denetimi ile, q eksen akısı sıfır yapılabilir ve d eksen akısı sabit tutulabilirse, denklem (5.5)'e göre, elektromanyetik moment sadece stator akılarının q eksen akımı ile denetlenebilir. Buna göre aşağıdaki denklemler yazılabilir.

$$\psi_{qr}^e = 0 \quad (5.14)$$

$$\frac{d\psi_{qr}^e}{dt} = 0 \quad (5.15)$$

$$\frac{d\psi_{dr}^e}{dt} = 0 \quad (5.16)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr}^e i_{qs}^e \quad (5.17)$$

(5.14) – (5.17) denklemleri (5.3) ve (5.11) – (5.13) denklemlerinde yerine yazılırsa,

$$i_{dr}^e = 0 \quad (5.18)$$

$$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (5.19)$$

$$\psi_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (5.20)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}^e}{\psi_{dr}^e} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (5.21)$$

elde edilir. Buradan Denklem (5.6) – (5.7) ve Denklem (5.18) – (5.21) denklemleri, Denklem (5.1) ve (5.2)'de yerine yazılırsa motor ve model stator gerilim denklemleri,

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (5.22)$$

$$v_{dsm}^e = R_s i_{dsm}^e - \omega_{em} \sigma L_s i_{qsm}^e \quad (5.23)$$

$$\begin{aligned} v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e L_s i_{ds}^e \\ &= R_s i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + L_s i_{ds}^e \left( \omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \right) \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} v_{qsm}^e &= R_s i_{qsm}^e + \sigma L_s \frac{di_{qsm}^e}{dt} + \omega_e L_s i_{dsm}^e \\ &= R_s i_{qsm}^e + \sigma L_s \frac{di_{qsm}^e}{dt} + L_s i_{dsm}^e \left( \omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qsm}^e}{i_{dsm}^e} \right) \end{aligned} \quad (5.25)$$

olarak bulunur. Burada motor ve modele aynı gerilimler uygulanırsa, yani  $v_{ds}^e = v_{dsm}^e$  ve  $v_{qs}^e = v_{qsm}^e$  olursa denklem (5.22) – (5.25) den,

$$\sigma L_s \left( \omega_e i_{qs}^e - \omega_{em} i_{qsm}^e \right) = R_s \left( i_{ds}^e - i_{dsm}^e \right) \quad (5.26)$$

$$L_s \left( \omega_e i_{dsm}^e - \omega_e i_{ds}^e \right) = R_s \left( i_{qs}^e - i_{qsm}^e \right) + \sigma L_s \frac{d}{dt} \left( i_{qs}^e - i_{qsm}^e \right) \quad (5.27)$$

$$L_s \left( \omega_{rm} i_{dsm}^e - \omega_r i_{ds}^e \right) = \left( R_s + \frac{L_s}{T_r} \right) \left( i_{qs}^e - i_{qsm}^e \right) + \sigma L_s \frac{d}{dt} \left( i_{qs}^e - i_{qsm}^e \right) \quad (5.28)$$

elde edilir. Denklem (5.26) – (5.28)'den görüldüğü gibi,  $i_{ds} = i_{dsm}$  ve  $i_{qs} = i_{qsm}$  olursa o zaman  $\omega_e = \omega_{em}$  ve  $\omega_r = \omega_{rm}$  olur. Bu nedenle modelin ve motorun moment üreten akımları ve akı üreten akımları aynı olacak şekilde denetlenirse motor hızı ile model hızı, yani referans hız ile aynı olmaya zorlanır. Ayrıca denklem (5.26) ve (5.27)'den görüldüğü gibi akı üreten akımın denetimi gerekmez. Çünkü moment üreten iki akım aynı olacak şekilde denetlenirse, akı üreten akımlarında aynı olması gerekir. Denklem (5.21)'den,

$$\omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} = \omega_{rm} + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qsm}^e}{i_{dsm}^e} \quad (5.29)$$

olması gerekir. Buna göre Denklem (5.26) ve Denklem (5.29)'dan, eğer  $\omega_r > \omega_{rm}$  olursa o zaman,  $i_{qs} < i_{qsm}$ , ve eğer  $\omega_r < \omega_{rm}$  olursa o zaman  $i_{qs} > i_{qsm}$ , olması gerektiği bulunabilir. Motor

ve model stator akımları arasındaki farkın sıfır olmasını zorlamak için, motora ve modele uygulanan stator gerilimlerinin denetim büyüklükleri aşağıda açıklanmıştır.

Dolaylı alan yönlendirmeli vektör denetiminde, modelin  $v_{qsm}$  gerilimi artırılırsa,  $v_{qsm} \rightarrow v_{qsm} + \Delta v_{qsm}$  olur. Hız referansı  $\omega_{rm}$  sabit olması durumunda denklem (5.26)'dan,

$$v_{qsm}^e + \Delta v_{qsm}^e = R_s \left( i_{qsm}^e + \Delta i_{qsm}^e \right) + \sigma L_s \frac{d}{dt} \left( i_{qsm}^e + \Delta i_{qsm}^e \right) + L_s i_{dsm}^e \left( \omega_{rm} + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qsm}^e + \Delta i_{qsm}^e}{i_{dsm}^e} \right) \quad (5.30)$$

elde edilir. Denklem (5.25) ve (5.30)'dan,

$$\Delta i_{qsm}^e = \frac{\Delta v_{qsm}^e}{R_s + \frac{L_s}{T_r} + \sigma L_s S} \quad (5.31)$$

bulunur. Denklem (5.31)'e göre modelin  $v_{qsm}$  gerilimi artırılırsa, moment üreten akımın artırıldığı görülebilir. Benzer şekilde motorun  $v_{qs}$  gerilimi artırılırsa,  $v_{qs} \rightarrow v_{qs} + \Delta v_{qs}$  olur. Denklem (5.24)'den,

$$v_{qs}^e + \Delta v_{qs}^e = R_s \left( i_{qs}^e + \Delta i_{qs}^e \right) + \sigma L_s \frac{d}{dt} \left( i_{qs}^e + \Delta i_{qs}^e \right) + L_s \left( i_{ds}^e + \Delta i_{ds}^e \right) \left( \omega_r + \Delta \omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^e + \Delta i_{qs}^e}{i_{ds}^e + \Delta i_{ds}^e} \right) \quad (5.32)$$

elde edilir. Denklem (5.24) ve (5.32) kullanılarak,

$$\Delta v_{qs}^e = \left( R_s + \frac{L_s}{T_r} \right) \Delta i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{d}{dt} \Delta i_{qs}^e + L_s i_{ds}^e \Delta \omega_r + L_s \Delta i_{ds}^e \Delta \omega_r + L_s \omega_r \Delta i_{ds}^e \quad (5.33)$$

bulunur. Burada sabit yük momentinde  $\Delta i_{qs}^e \rightarrow 0$  ve sabit akı denetiminde  $\Delta i_{ds}^e \rightarrow 0$  olur. Bu ifadeler denklem (5.32)'de yerine yazılırsa,

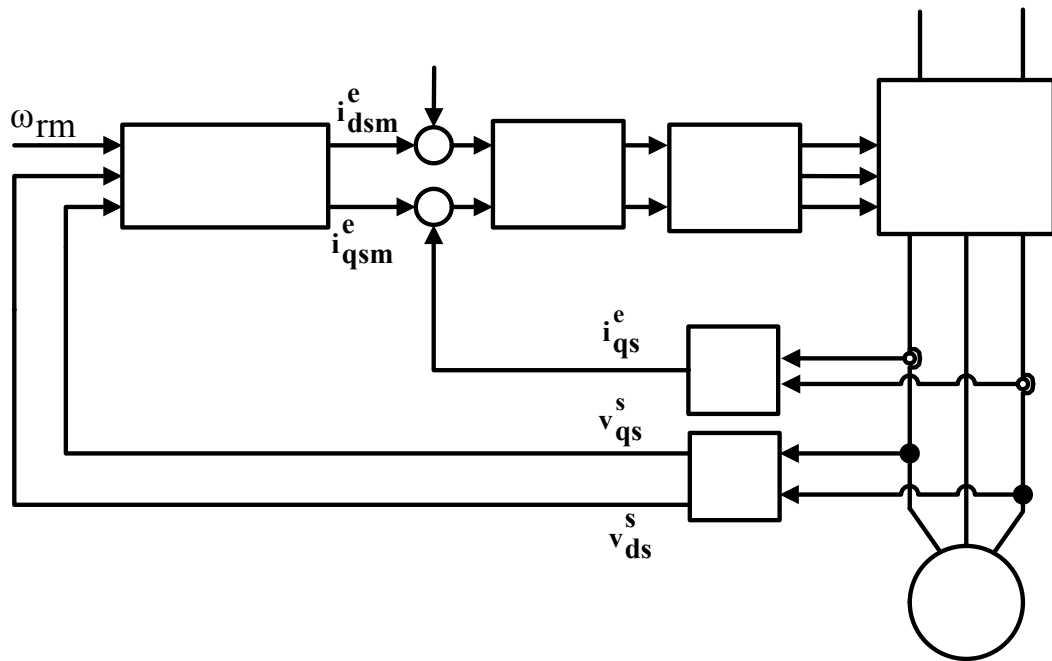
$$\Delta \omega_r = \frac{\Delta v_{qs}^e}{L_s i_{ds}^e} \quad (5.34)$$

olarak bulunur.

Denklem (5.31) ve (5.34)'den, modelin moment üreten akımı motorunkinden daha yüksek olduğu durumda, yani motorun hızının modelin hızından daha düşük olduğu durum için, q eksen gerilimi artırılırsa, motorun hızı ve modelin moment üreten akımı arttırılmış olur.

Sonuçta motor ve model akımları arasındaki fark azaltılmış olur. Böyle bir durumda, motor hızı model hızını takip eder.

Benzer olarak, modelin moment üreten akımı motorunkinden daha düşük olduğu durumda, yani motorun hızının modelin hızından daha yüksek olduğu durum için, q eksen stator gerilimi azaltılırsa motor hızı ve modelin moment üreten akımı azaltılmış olur. Tüm sistemin blok diyagramı Şekil 5.3’de görülmektedir. Model duran referans çatıda seçildiğinden model bloğu içerisinde akımların senkron referans çatıya dönüşümü de yer almaktadır. Bu yöntemdeki en büyük çekince oluşturulan modelin tamamen motor parametrelerine bağımlı olmasıdır. Bu durumda motor parametrelerinin değişiminin modele yansıtılması için ek olarak parametre uyarlama algoritması gerektirebilir.



Şekil 5.3 ASM’un akım gözlemleyici tabanlı algılayıcısız denetim yapısı

Ayrıca akım denetleyici olarak kayma mod denetleyici kullanılabilir. Bunun için kaynak [44]’de fırçasız doğru akım motorunun akım denetiminde kullanılan yapı ASM’ye uygulanmıştır. Buna göre motorun senkron referans çatıdaki dinamik modeli dikkate alınır anahtarlama fonksiyonu gerçek akımlar ile referans akımlar arasındaki hata seçilebilir.

$$s_d = i_{ds}^e - i_{ds}^e \quad (5.35)$$

$$s_q = i_{qs}^e - i_{qs}^e \quad (5.36)$$

Motora uygulanacak gerilimler,

$$v_{ds}^e = v_{ds0}^e \text{sign}(s_d) \quad (5.37)$$

$i_{dref}^e$   
+

MODEL -

+

$$v_{qs}^e = v_{qs0}^e \text{sign}(s_q) \quad (5.38)$$

olarak seçilir. Burada  $v_{d0}^e, v_{q0}^e$  sırasıyla  $v_d^e, v_q^e$  gerilimlerinin genlikleridir. Kayma yüzeyinin var olma koşulunun sağlanması için  $s=0$  civarında iken, anahtarlama terimi  $s$ 'in zamana göre türevinin zıt işaretli olması gerekir [44]. Buna göre anahtarlama yüzeyinin türevi aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$s_d \dot{s}_d = s_d \left( \frac{di_{ds}^e}{dt} + \frac{R_E}{\sigma L_s} i_{ds}^e - \omega_e i_{qs}^e - \frac{L_m R_r}{L_r^2 \sigma L_s} \psi_{dr}^e - \omega_r \frac{L_m}{L_r \sigma L_s} \psi_{qr}^e \right) - \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds0}^e |s_d| \quad (5.39)$$

$$s_q \dot{s}_q = s_d \left( \frac{di_{qs}^e}{dt} + \frac{R_E}{\sigma L_s} i_{qs}^e + \omega_e i_{ds}^e - \frac{L_m R_r}{L_r^2 \sigma L_s} \psi_{qr}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r \sigma L_s} \psi_{dr}^e \right) - \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs0}^e |s_q| \quad (5.40)$$

Burada  $R_E = R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}$  şeklindedir. Eğer Denklem (5.41) ve (5.42) ile verilen koşul

sağlanırsa anahtarlama yüzeyinin zamana göre türevi zıt işaretli olur. Daha sonra eviriciye uygulanacak anahtarlama örüntüsü bakma tablosu yardımı ile bulunabilir[44].

$$v_{ds0}^e > \left( \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} + R_E i_{ds}^e - \omega_e i_{qs}^e - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{dr}^e - \omega_r \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr}^e \right) \quad (5.41)$$

$$v_{qs0}^e > \left( \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + R_E i_{qs}^e + \omega_e i_{ds}^e - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{qr}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr}^e \right) \quad (5.42)$$

### 5.3 SBA ile ASM'nin Algılayıcısız Denetimi

Dolaylı vektör denetim yapısında, çok düşük hızlarda bile çok iyi sonuçlar elde edilebildiğinden asenkron motorların yüksek başarılı uygulamalarında daha çok dolaylı vektör denetim yöntemi ve kompanzasyon işlemlerine gereksinim duymadan alan yönlendirmesinin

sağlanabildiği rotor alan yönlendirmesi tercih edilmektedir. Bölüm 2’de rotor alan yönlendirme yönteminden elde edilen Denklem (2.55) kullanılarak referans açısız kayma hızı ( $\omega_{sl}^*$ ),

$$\omega_{sl}^* = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \quad (5.43)$$

olarak yazılabilir. Burada  $i_{qs}^{e*}$  - hız denetleyiciden elde edilen referans moment akım bileşeni,  $i_{ds}^{e*}$  -stator akımının referans akı bileşenidir. Anma akımlarının altındaki hız denetimleri için  $i_{ds}^{e*}$  akımı, anma değerinde sabit olarak alınabilir. Hız algılayıcıları ile motor hızının ( $\omega$ ) ölçüldüğünü kabul edersek vektör dönüşümü için gerekli referans açısız hız ( $\omega_e^*$ ),

$$\omega_e^* = \omega_{sl}^* + \frac{p}{2} \omega \quad (5.44)$$

ve referans vektör açısı ise aşağıdaki gibi olur.

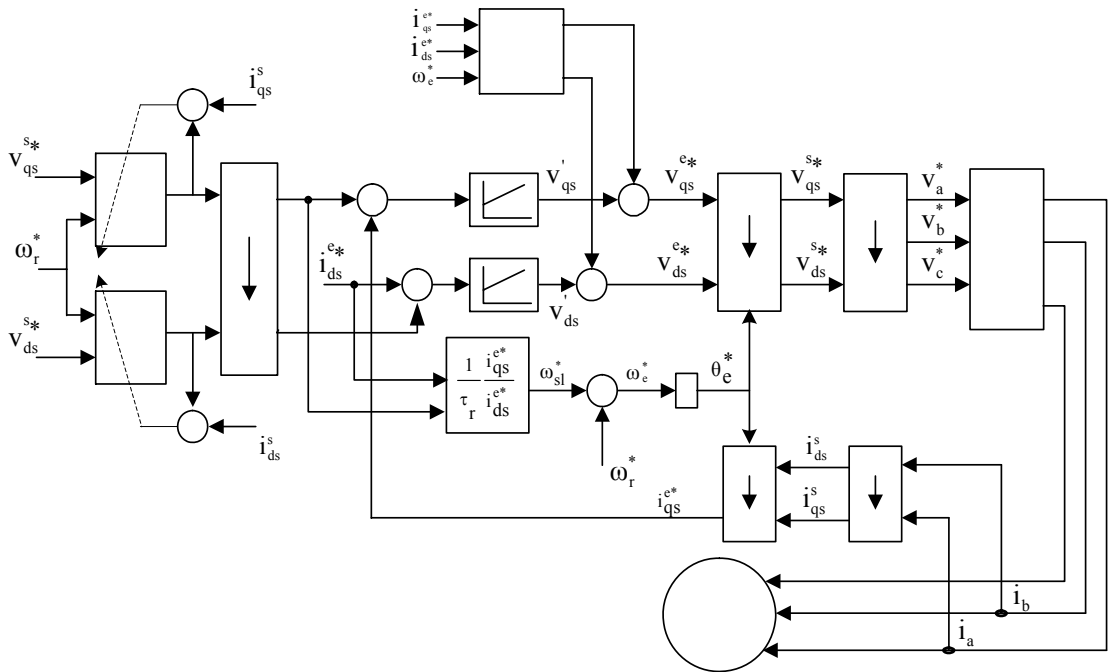
$$\theta_e^* = \int \omega_e^* dt \quad (5.45)$$

Algılayıcısız denetim için hız ve akı tahmini gerektirmeyen akım gözlemleyici tabanlı yaklaşımda akım gözlemleyici olarak, motor parametrelerine bağımlı matematiksel bir model kullanılır. Kaynak [105,106]’da, bu yaklaşımın dayanıklılığına dair parametre değişikliğindeki başarımları incelenmiştir. Ancak ilgili kaynakta sadece rotor direncinin küçük sınırlar içerisindeki değişimi incelenmiş ve bunun sonucunda motora yük momenti uygulanması durumunda meydana gelen sürekli durum hatası gösterilmiştir. Diğer yandan, bu yapının akı ve hız tahmini gerektirmemesi önemli bir avantajdır. Bu nedenle, akım gözlemleyicinin motor parametrelerinden bağımsız ve daha dayanıklı hale getirilmesi önemli bir sonuç doğuracaktır. Bu düşünceden hareketle, bu tez çalışmasında akım gözlemleyici olarak SBA kullanılarak motor parametrelerinden bağımsız bir gözlemleyici elde edilmiştir. Böylece önceki kısımda detayları açıklanan yapı ile model akımlarını, motor akımlarına zorlama ile motor hızının referans hızı takip etmesi sağlanmıştır. Akım devresi, darbe genişlik modülasyonu (DGM) ve evirici devresi de dikkate alındığında dolaylı vektör denetimli asenkron motorun SBA ile algılayıcısız hız denetim sistemi Şekil 5.4’deki gibi elde edilebilir.

Önceki kısımda açıklandığı gibi motor dinamik denklemleri kullanılarak oluşturulan modelden çıkış olarak alınan akımları motor akımlarına zorlamak için geliştirilen yöntemde model parametreleri motor parametrelerinin ölçülerek kullanılmasını gerektirir. Motor denklem modeli olarak adlandırdığımız bu sabit parametrelili model, parametre ölçümündeki hatayı belirli oranda tolere edebilmekle birlikte farklı bir motor için en azından yeni bir parametre ölçüm

süreci gerektirecektir. Bunun yanında motorun çalışma koşullarının parametreler üzerindeki etkisi göz önüne alındığında, motor parametrelerinin değişmesi ile model ile motor arasındaki modelleme hatası artacaktır. Ayrıca denetim sisteminde yer alması zorunlu olan eviricinin modelde bir yansımasının olmaması nedeni ile modelleme hatalı olacaktır.

Bu çalışmada, önceki kısımda açıklanan yöntemin gerçekleştirilmesinde motor parametrelerinden bağımsız bir model elde edebilmek için yeni bir SBA akım gözlemleyici önerilmiştir. Önerilen SBA akım gözlemleyici ile birlikte denetim sisteminin blok diyagramı Şekil 5.4’de verilmiştir. Önerilen SBA’nın parametreleri gerçek zamanlı olarak uyarlandığı için, motor parametrelerindeki değişimler motor akım ve gerilimleri vasıtası ile SBA’ya aktarılmış olur. Böylelikle motor parametre ölçümüne ihtiyaç duymaksızın önerilen SBA modeli kullanılabilir. Şekilden görüldüğü gibi akım gözlemleyici modeli için iki SBA yapısı kullanılmıştır. Böylece SBA’nın hesaplama yükü hafifletilmiş olur. Çünkü SBA yapısında girişlerin sayısı ile üyelik fonksiyonları arasında  $u^g$  (u üyelik fonksiyonu sayısı, g girişlerin sayısı) şeklinde üstel bir ilişki vardır. Önerilen SBA yapısı ve eğitimi aşağıda açıklanmıştır.



Şekil 5.4 Dolaylı vektör denetimli ASM'nin SBA ile algılayıcısız hız denetimi blok yapısı

#### 5.4 Sugeno Tipi Akım Gözlemleyici SBA

Sugeno tipi bir BD' nin gerçekleştirimi temeline dayanan Sugeno tipi SBA'nın bulanık kuralları aşağıdaki gibi tanımlanır.

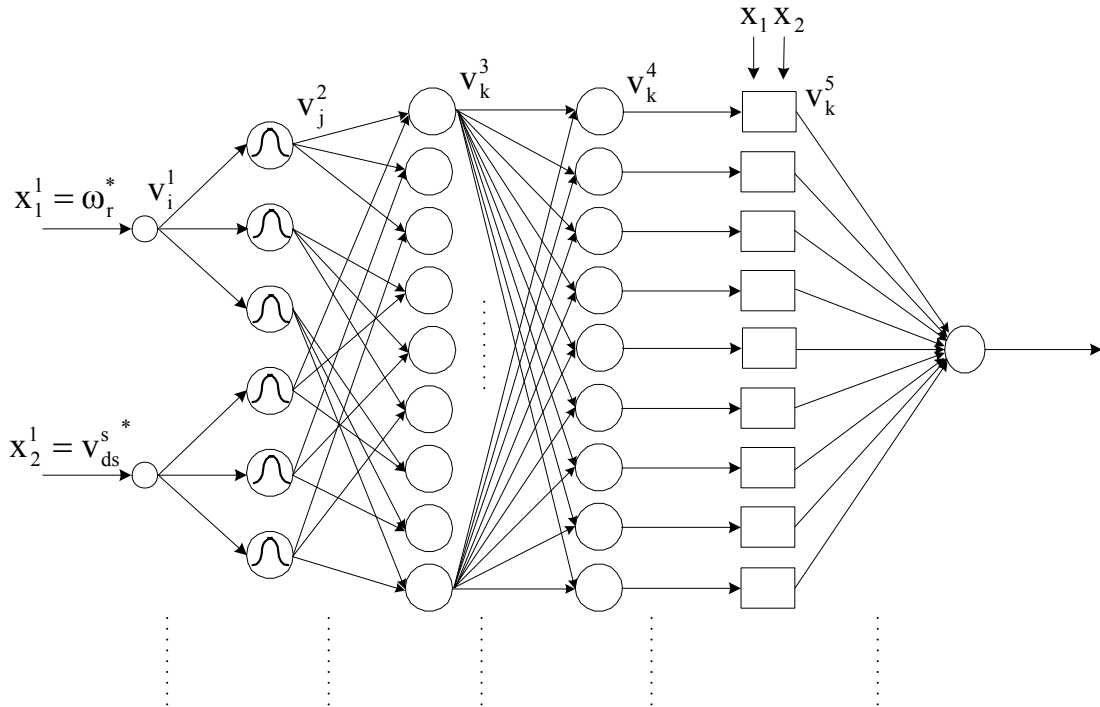
$$\begin{aligned}
R^j : & \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^j \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2^j \text{ AND } \dots \text{ AND } x_n \text{ is } A_n^j, \\
\text{THEN } & y = f_j = a_0^j + a_1^j x_1 + a_2^j x_2 + \dots + a_n^j x_n
\end{aligned}
\tag{5.46}$$

Burada,  $x_i$  giriş değişkeni,  $y$  çıkış değişkeni,  $A_i^j \mu_{A_i^j}(x_i)$  üyelik fonksiyonlu önkoşullarının dilsel değişkenleri ve  $a_i^j \in \mathbb{R}$  ise doğrusal  $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$  fonksiyonunun katsayılarıdır.

$x_1$  ve  $x_2$  giriş değişkenleri ve  $y$  çıkışı için Sugeno bulanık kuralları aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned}
R^1 : & \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^1 \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2^1, \text{ THEN } y = f_1 = p_1 x_1 + q_1 x_2 + r_1 \\
R^2 : & \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^2 \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2^2, \text{ THEN } y = f_2 = p_2 x_1 + q_2 x_2 + r_2
\end{aligned}
\tag{5.47}$$

ASM'nin algılayıcısız hız denetiminde kullanılan, iki giriş tek çıkışlı ve her bir giriş için üç üyelik fonksiyonunun seçildiği Sugeno tipi SBA yapısı Şekil 5.5'de verilmiştir. Bu çalışmada kullanılan Sugeno tipi SBA iki adet kullanılmıştır ve giriş değişkenleri, referans hız ve motor referans gerilimleri olarak alınmıştır. SBA'lardan birine, duran referans çatı  $q$  eksen gerilimi giriş olarak uygulanırken çıkışı  $i_{qsm}$  ve diğerine duran referans çatı  $d$  eksen gerilimi giriş olarak uygulanırken çıkışı  $i_{dsm}$  olarak seçilmiştir.



Şekil 5.5 İki girişli tek çıkışlı Sugeno tip SBA yapısı

### 1.Katman:

Bu katmandaki her hücre doğrusal aktivasyon fonksiyonlarına sahiptir ve giriş değişkenlerini çıkışlarına aktarırlar. Giriş değişkenleri olarak ilk SBA için aşağıdaki gibi referans hız ve duran referans çatıdaki giriş referans gerilimi  $v_{ds}^{S*}$  alınmıştır.

$$x_1 = \omega_r^*(t) \quad (5.48)$$

$$x_2 = v_{ds}^{S*} \quad (5.49)$$

İkinci SBA için ise giriş değişkenleri referans hız ve duran referans çatıdaki giriş referans gerilimi  $v_{qs}^{S*}$  alınmıştır.

$$x_1 = \omega_r^*(t) \quad (5.50)$$

$$x_2 = v_{qs}^{S*} \quad (5.51)$$

Tanımlanan  $x_i$  girişlerine göre 1. katmanın çıkışları,

$$u_i^1 = x_i^1 \quad (5.52)$$

$$v_i^1 = f_i^1(u_i^1) = x_i^1 \quad (5.53)$$

olarak yazılabilir.

### 2.Katman:

Bu katman üyelik fonksiyonlarının gerçekleştirildiği katmandır ve bu katmandaki her bir sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu üyelik fonksiyonun yerini tutar. Her bir giriş için üçer adet üyelik fonksiyonu belirlenmiştir. Bu üyelik fonksiyonları aşağıda denklemleri verildiği gibi genelleştirilmiş bell fonksiyonudur.

$$u_j^2 = \left| \frac{x_i^2 - m_{ij}}{\sigma_{ij}} \right|^{2b_i}, \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + u_j^2} \quad j=2. \quad (5.54)$$

Burada  $\sigma_{ij}, m_{ij}$  ve  $b_i$  üyelik fonksiyonlarının uyarlanacak parametreleridir ve giriş parametreleri olarak da adlandırılır.  $x_i^2$ , 2. katmanın i. hücresinin girişidir.

### 3.Katman:

Kural tabanının oluşturulduğu bu katman  $\Pi$  sembolüyle gösterilen düğümlerden oluşmuştur ve her düğüm kendine gelen işaretlerin çarpımını çıkışına verir. Burada VE bulanık işlemi gerçekleştirilmekle birlikte diğer T-norm işlemleri de kullanılabilir. VE bulanık işleminin gerçekleştirilmesiyle k. hücrenin çıkışı,

$$u_k^3 = \prod_j x_j^3 \quad (5.55)$$

$$v_k^3 = f_k^3(u_k^3) = u_k^3 \quad (5.56)$$

olarak yazılır. Burada  $x_j^3$ , 3. katmanın j. hücresinin girişidir.

### 4.Katman:

Bu katmandaki her bir hücre N ile gösterilmiştir. Her bir hücre, bir kuralın normalleştirilmiş ateşleme kuvvetini hesaplar. m. düğüm çıkışı, m. kuralın ateşleme derecesinin bütün kuralların ateşleme derecelerinin toplamına oranından aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$u_k^4 = \sum_k x_k^4 \quad (5.57)$$

$$v_k^4 = f_k^4(u_k^4) = \frac{x_k^4}{u_k^4} \quad (5.58)$$

$x_k^4$ , 4. katmanın k. hücresinin girişidir.

### 5.Katman:

Bu katmandaki her bir n düğümünde, ağırlıklandırılmış  $v_k^4(p x_1 + q x_2 + r)$  sonuç değeri hesaplanır. Burada  $v_k^4$  4. katmanın çıkışı,  $\{p, q, r\}$  ise uyarlanacak parametre kümesidir.

Bu katmandaki parametreler sonuç parametreleri olarak adlandırılırlar.

$$u_k^5 = x_k^5 \quad (5.59)$$

$$v_k^5 = f_o^6(u_o^6) = u_k^5 g_k = u_k^5 (p_k x_1^1 + q_k x_2^1 + r_k) \quad (5.60)$$

$x_k^5$ , 5. katmanın k. hücresinin girişidir.

### 6.Katman:

Bu katmanda  $\Sigma$  sembolüyle gösterilen tek bir düğüm vardır ve girişine gelen işaretlerin toplamını çıkışına verir. SBA'nın y çıkışı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$u_o^6 = \sum_k x_k^6 \quad (5.61)$$

$$v_o^6 = i_{dsm}^s * = f_o^6(u_o^6) = u_o^6 \quad (5.62)$$

#### 5.4.1 Sinirsel Bulanık Ağın Eğitimi

Bir SBA, BM işlevlerini YSA ile gerçekleştirerek, YSA'nın öğrenme ve uyarlama yeteneğini kazanır. Böylece SBA'nın tasarımında, BM'nin tasarımında karşılaşılan üyelik fonksiyonlarının şeklinin belirlenmesi ve kural tabanının oluşturulması gibi zorluklar, YSA tarafından kazandırılan öğrenme ve uyarlama yeteneği ile aşılabılır. Bu nedenle SBA'nın da tıpkı YSA gibi çeşitli öğrenme algoritmaları ile eğitilerek parametrelerinin uyarlanması gereklidir. Literatürde SBA için pek çok öğrenme algoritması önerilmekle birlikte, uygulamada daha çok geriye yayılım algoritması veya geriye yayılım algoritması ile en küçük kareler yönteminin birlikte kullanıldığı melez öğrenme yöntemleri kullanılır. Melez öğrenme yönteminde çıkış parametreleri doğrusal bir fonksiyonun parametreleri olması nedeniyle en küçük kareler yöntemine göre belirlenirken, giriş parametreleri geriye yayılım algoritmasıyla belirlenir. Ancak en küçük kareler yöntemi gerçek zamanlı uygulamalarda gerçekleştirilemediğinden, genelde çıkış parametrelerinin de geriye yayılımla uyarlanması tercih edilmektedir. Geriye yayılım algoritması ile örneksel öğrenme yöntemi kullanılarak giriş ve çıkış parametrelerinin güncellenmesi için, izleme hatası (e) minimize edilecek karesel hata (E) aşağıdaki gibi belirlenir.

$$e(k) = i_{ds}^s(t) - i_{dsm}^s(t) \quad (5.63)$$

$$E = \frac{1}{2} e^2(t)$$

SBA'nın uyarlanacak herhangi bir giriş ve çıkış parametresi  $\phi$  olarak alınırsa, geriye yayılım algoritmasını kullanarak herhangi bir  $\phi$  parametresinin güncellenmesi,

$$\phi(k) = \phi(k-1) + \Delta\phi(k) = \phi(k-1) + \left( -\alpha \frac{\partial E(k)}{\partial \phi(k)} \right) \quad (5.56)$$

olarak bulunur. Burada  $\alpha$ -öğrenme oranıdır ve  $\frac{\partial E}{\partial \phi}$  kısmi türevinin elde edilebilmesi için, E fonksiyonundan ilgili parametreye kadar kısmi türev zinciri kullanılır. E fonksiyonundan SBA'nın çıkışına kadar olan türev zinciri aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\delta^1 = \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial i_{dsm}^s} \frac{\partial i_{dsm}^s}{\partial v^6} \quad (5.64)$$

Burada  $\delta^l$ -yöresel gradyandır. SBA'nın çıkışından itibaren sonuç parametrelerinin güncellenebilmesi için gerekli gradyanlar aşağıdaki gibi bulunur

$$\frac{\partial E}{\partial p_k} = \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial p_k} = \delta^1 u_k^5 x_1^1 \quad (5.65)$$

$$\frac{\partial E}{\partial p_k} = \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4} x_1^1$$

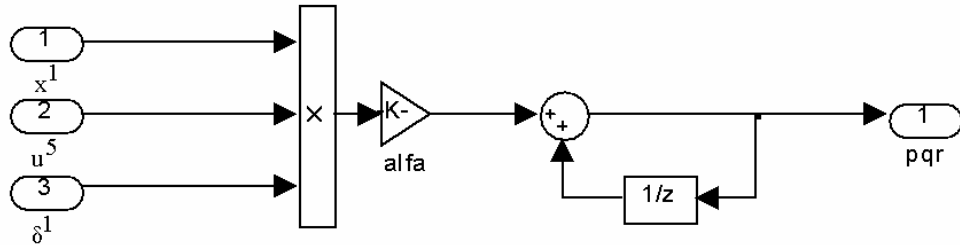
$$\frac{\partial E}{\partial q_k} = \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial q_k} = \delta^1 u_k^5 x_2^1 \quad (5.66)$$

$$\frac{\partial E}{\partial q_k} = \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4} x_2^1$$

$$\frac{\partial E}{\partial r_k} = \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial r_k} = \delta^1 u_k^5 \quad (5.67)$$

$$\frac{\partial E}{\partial r_k} = \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4}$$

Şekil 5.6'da sonuç parametrelerinin gerçek zamanlı eğitimi için kullanılan Matlab/Simulink ile oluşturulmuş blok diyagram görülmektedir. Blok diyagramda bulunan alfa isimli blok parametreleri için öğrenme oranının temsil etmektedir. Bu blok diyagram ile Denklem (5.65) – (5.67) ile elde edilen eğim hesaplanmaktadır.



Şekil 5.6 SBA'nın sonuç parametrelerinin eğitimi için Simulink blok diyagramı

SBA'nın önkoşul parametrelerinin güncellenebilmesi için gerekli eğim hesabı ise aşağıdaki gibi elde edilebilir. Genelleştirilmiş bell fonksiyonu için,

$$\frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,2}} = \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial \sigma_{i,2}} \quad (5.68)$$

$$\frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,2}} = \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \left(\frac{2b_i}{x_i^1 - m_{i,2}}\right) v_j^2 (1 - v_j^2)$$

$$\frac{\partial E}{\partial m_{i,2}} = \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} \quad (5.69)$$

$$\frac{\partial E}{\partial m_{i,2}} = \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} \quad (5.70)$$

Burada  $\frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}}$  türevi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} = \begin{cases} \left(\frac{2b_i}{x_i^1 - m_{i,2}}\right) v_j^2 (1 - v_j^2) & \text{if } x_i^1 \neq m_{i,2} \\ 0 & \text{if } x_i^1 = m_{i,2} \end{cases} \quad (5.71)$$

$$\frac{\partial E}{\partial b_i} = \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial b_i} \quad (5.72)$$

$$\frac{\partial E}{\partial b_i} = \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \frac{\partial v_j^2}{\partial b_i}$$

Burada  $\frac{\partial v_j^2}{\partial b_i}$  türevi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{\partial v_j^2}{\partial b_i} = \begin{cases} -2 \ln \left| \frac{x_i^1 - m_{i,2}}{\sigma_{i,2}} \right| v_j^2 (1 - v_j^2) & \text{if } x_i^1 \neq b_i \\ 0 & \text{if } x_i^1 = b_i \end{cases} \quad (5.73)$$

Benzer şekilde, ikinci SBA'nın eğitimi  $\beta$  ekseninde bulunur.

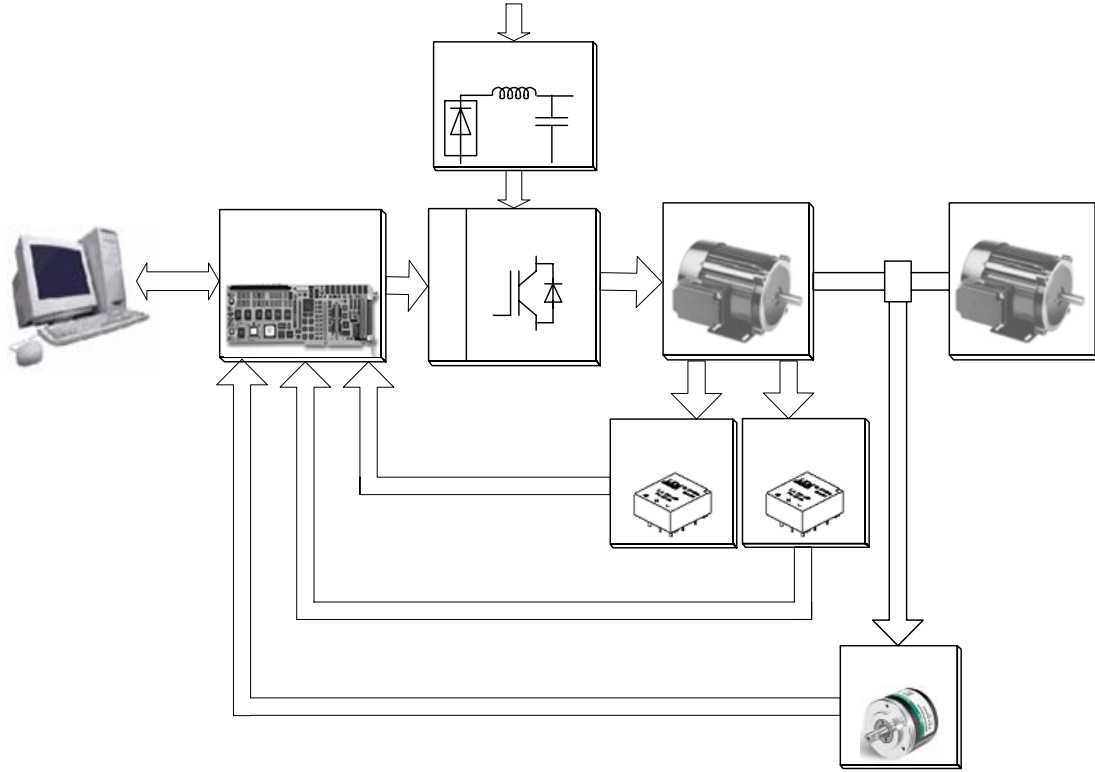
## 5.5 Deney Düzenegi

Bu tez çalışmasında, bir asenkron motorun akım gözlemleyici SBA modeli ile algılayıcısız hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla Bölüm 4'de açıklanan ve Şekil 4.3 ile blok diyagramı verilen gerilim modelinin kullanıldığı dolaylı vektör denetim yapısı seçilmiştir. Bu denetim yapısında akım gözlemleyici olarak iki farklı model kullanılmıştır. Bunlardan biri motor dinamik denklemlerinden elde edilen sabit parametrelili modeldir. Diğeri ise SBA ile oluşturulan akım gözlemleyici modelidir. Önceki bölümde bahsedildiği gibi SBA, doğrusal olmayan, belirsiz, yarı belirgin ve değişen parametrelili sistemlerin denetiminde etkin olarak kullanılmaktadır. SBA bu üstün özellikleriyle belirsiz dinamiklerin ve parametre değişimlerinin bulunduğu sürücü sistemlerinde de tercih edilmektedir. Sürücü sistemlerinde tercih edilen SBA çoğunlukla hız denetleyici olarak yer alır. Hız, akı veya akım gözlemleyici olarak kullanımı pek yoktur. Buna istinaden, hız algılayıcısı ve hız gözlemleyicisi kullanmadan akımların gözlemlenmesi ile ASM'nin algılayıcısız hız denetimini gerçekleştiren bir akım gözlemleyici SBA modellenli denetim yapısı önerilmiştir. Benzetim ve deneysel çalışmalar karşılaştırma amacı ile motor denklem modeli ve SBA modeli için de gerçekleştirilmiştir.

### 5.5.1 Deney Düzeneginin Tanıtılması

Bu tez çalışmasında benzetim ve deneysel çalışmaların gerçekleştiriminde kullanılan ve denetim yapısı Şekil 5.4 ile verilen blok diyagramı ele alındığında bu denetim yapısında bulunan; SBA'nın gerçekleştirimi, vektör dönüşümleri için gerekli hesaplamalar ve gerekli DGM işaretlerinin elde edilmesi oldukça karmaşık işlemleri gerektirmektedir. Bunun yanında, eviricinin anahtarlama frekansının mümkün olduğu kadar yüksek tutulması iyi bir vektör denetimi için vazgeçilmez bir unsurdur. Bu nedenle, belirli bir anahtarlama frekansının üstüne çıkmak, yoğun ve karmaşık işlemlerin gerçekleştirilmesi, şüphesiz ki çok hızlı ve işlem yetenekleri güçlü sayısal işaret işlemciler (Sİİ) gerektirir. Bu tez çalışmasında vektör denetimli asenkron motorun hız denetiminin hız algılayıcısı olmaksızın SBA ile gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu amaca yönelik olarak denetim sistemlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan,

dSPACE firmasının DS1104 denetleyici kartı kullanılmıştır. Şekil 5.4 de verilen asenkron motorun vektör denetim yapısının gerçekleştirilmesi DS1104 denetleyici kart ile birlikte genel bloklar olarak Şekil 5.7 de verilmiştir.



Şekil 5.7 Deneysel düzeneğin blok diyagramı

DS1104

Denetleyici kart

Şekil 5.7’de deneysel düzeneğin genel blok diyagramı verilmiştir. Motorun hız bilgisi sadece referans hız ile karşılaştırmak maksadı ile ölçülmüştür. Burada motordan ölçülen konum bilgisi DS1104 denetleyici kartının sayısal girişlerine, akım bilgileri ise kartın ADC girişlerine uygulanmaktadır. Denetleyici kart bu bilgileri, asenkron motorun hız denetimi için hazırlanan ve aşağıda gerçekleştirimi ayrıntılı olarak sunulan denetim algoritması ile gerçek zamanlı olarak işleyerek evirici devresinin anahtarlama işaretleri üretir. DS1104 denetleyici kartının sayısal çıkışlarında bu işaretler alınarak evirici devresine uygulanır ve böylece motorun istenilen hızda dönebilmesi için üretilen DGM işaretlerine göre elde edilen üç faz gerilimleri motora uygulanır. Denetim yapısının yazılım ve donanım olarak gerçekleştirimine ilişkin Şekil 5.6’ daki blok diyagramında denetimi yapılacak motorun ve yük olarak kullanılan kendinden uyarımlı DA jeneratörünün etiket bilgileri ve parametreleri Ek-1’ de verilmiştir. Denetim algoritmasının gerçekleştirildiği DS1104 kartı, üzerinde PowerPC 603e/250MHz ana işlemci ve Texas Instruments TMS320F240/20MHz uydu işlemci bulundurmaktadır. Bu kartın teknik özellikleri, mimarisi ve fonksiyonel birimlerin görünüşü EK-2’ de verilmiştir. Şekilde verilen evirici

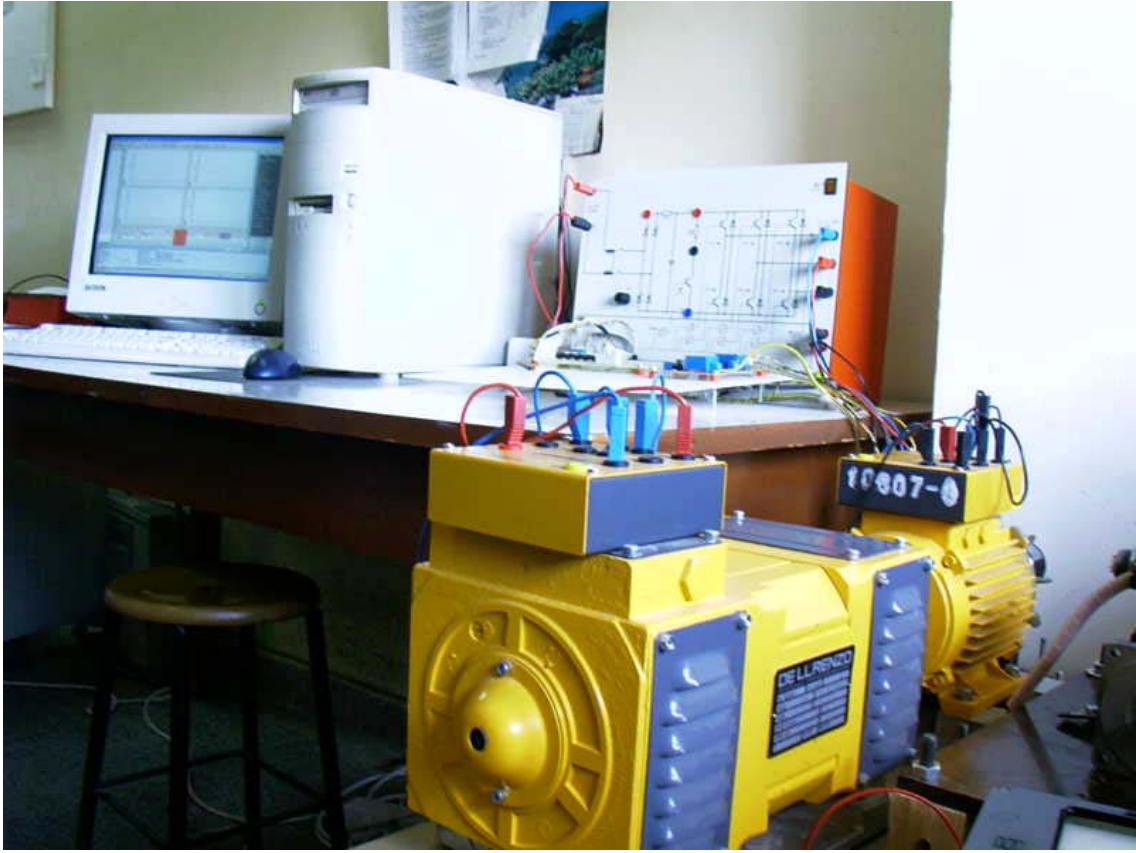
Sürme devreleri

EVİCİ

AA Giriş

Doğrultma  
Filtre devresi

devresi için ise Leybold Didactic GmbH firması tarafından üretilen, tristörlerden oluşan tek fazlı doğrultucu ve IGBT elemanlarıyla elde edilen eviriciden oluşan evirici seti kullanılmıştır. Bu evirici setinin katalog bilgileri Ek-3’ de verilmiştir. Akım bilgilerinin elde edilmesi için iki adet LEM modül kullanılmış ve bu modüllere ilişkin katalog bilgileri ve akım ölçüm devresi Ek-4’ de sunulmuştur. Hız bilgisinin elde edilmesi için ise 5000darbe/devir’ lik artırımı enkoder kullanılmıştır. Bu enkoder ile ilgili katalog bilgileri Ek-5’ de verilmiştir. Bu elemanların kullanımı ile elde edilen deney setinin genel görünümüne ilişkin fotoğrafı Şekil 5.8’ de verilmiştir.

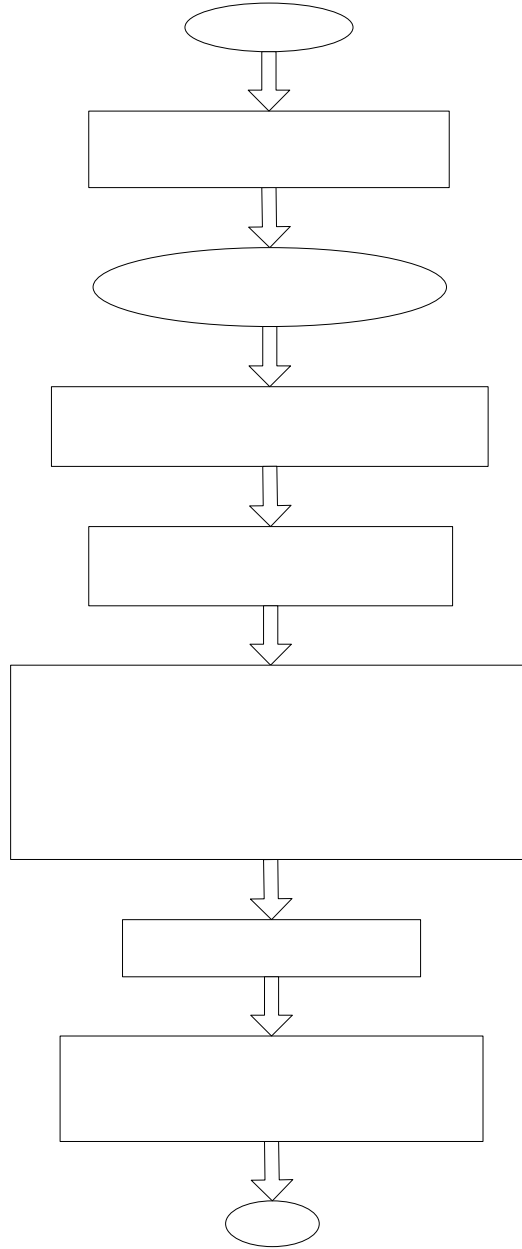


Şekil 5.8 Deney düzeneğinin genel görünümüne ilişkin fotoğraf

### 5.5.2 Kullanılan Denetleyici Kart ve Yazılımın Özellikleri

Deneysel çalışmalarda denetim yapısının gerçekleştirilmesi için MATLAB/Simulink ortamında modeller oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modeller, *Simulink Real-Time Workshop* ve dSPACE’ in *Real Time Interface* yazılımları sayesinde gerçek zamanlı kodlara dönüştürülerek DS1104 PPC kartın program hafızasına yüklenir. Denetim yapısının Simulinkte oluşturulan modelinin dSPACE kartına aktarılmasına ait akış şeması Şekil 5.9’da verilmiştir. *Real Time*

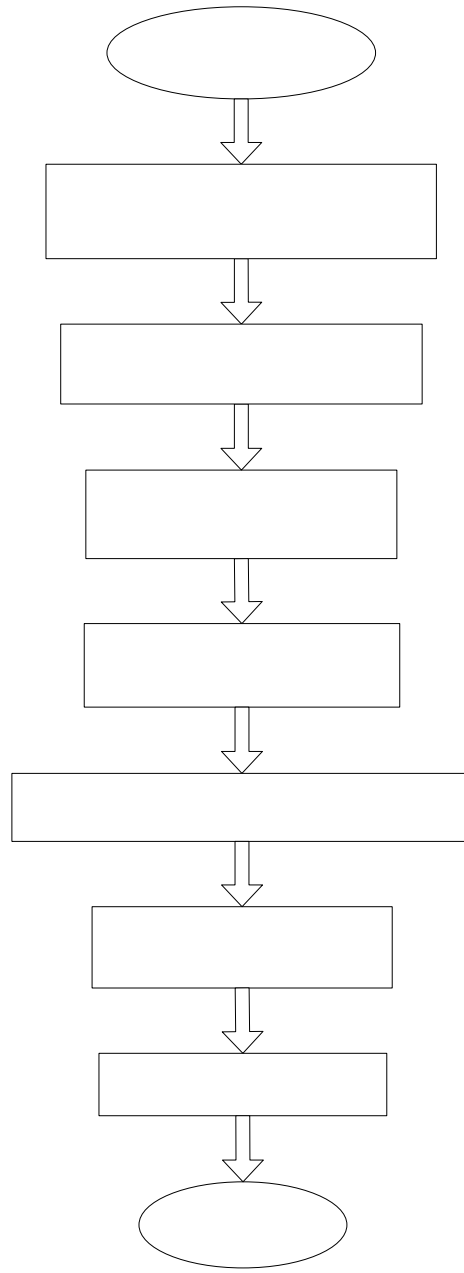
*Interface* yazılımı, PowerPC 603e ana işlemciye ve TMS320F240 uydu işlemciye hizmet eden I/O blokları içeren dört alt kütüphaneden (dSPACE RTI1104) oluşmaktadır [107,108].



**Şekil 5.9** Simulinkte oluşturulan denetim yapısının denetleyici karta aktarılmasına ait akış şeması

Bu kütüphanelerde Simulink ile gerçek zaman donanımı arasında bağlantı kurulmasını sağlayan DAC birimleri, (Digital Analog Converter) ADC birimleri, (Analog Digital Converter) artırımı enkoder arayüzleri ve çeşitli DGM üreteçleri gibi ek bloklar bulunmaktadır. *Real Time Interface* yazılımı Simulink blok kütüphanesine dSPACE' in bloklarını eklemektedir. Bu çalışmada kullanılan RTI1104 ek bloklarından artırımı enkoder arayüzleri, DGM üreteçleri, DAC ve ADC birimleri Ek-1' de verilmiştir.

- Stop Time=inf
- Solver Type=Fix

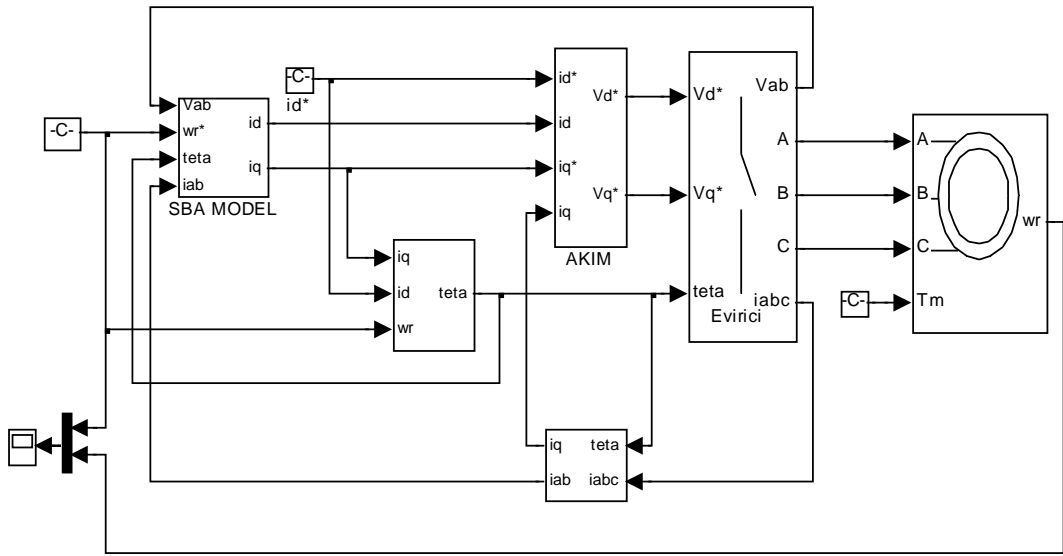


**Şekil 5.10** Control Desk Developer yazılımı ile çalışma arayüzünün oluşturulması için akış şeması

Bir Simulink model dosyası ile dSPACE çalışması oluşturmak için dSPACE tarafından geliştirilen *Control Desk Developer* yazılımı kullanılmıştır. Bu yazılım, algoritmanın gerçek zamanlı olarak yürütülmesi için değişkenlerin yazılım denetleyicilerine atanmasını ve bir kullanıcı arayüzü oluşturulmasını sağlar. Böylece değişkenlerin gerçek zamanlı olarak denetim ve gözlemlenmesi etkileşimli olarak sağlanır. Deneysel sonuçların gerçek zamanlı olarak elde edilebilmesi için, Simulinkte gerçekleştirilen denetim yapısının *Control Desk Developer* yazılımı ile oluşturulan arayüze ilişkin akış şeması Şekil 5.10' de verilmiştir.

### 5.5.3 Deneysel ve Benzetim çalışmaları için Denetim Algoritmasının MATLAB' da Gerçekleştirimi

Bu tez çalışmasında, ASM'nin SBA akım gözlemleyici ile hız denetimine ilişkin benzetim ve deneysel çalışmalar birlikte yapılmıştır. Denetim yapısının gerçekleştirilmesi için öncelikle vektör denetiminin ve SBA'nin geçerliliğinin test edilmesi amacıyla benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışması MathWorks firmasının MATLAB/Simulink yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları için hazırlanan Simulink model dosyası Şekil 5.11' de verilmiştir.

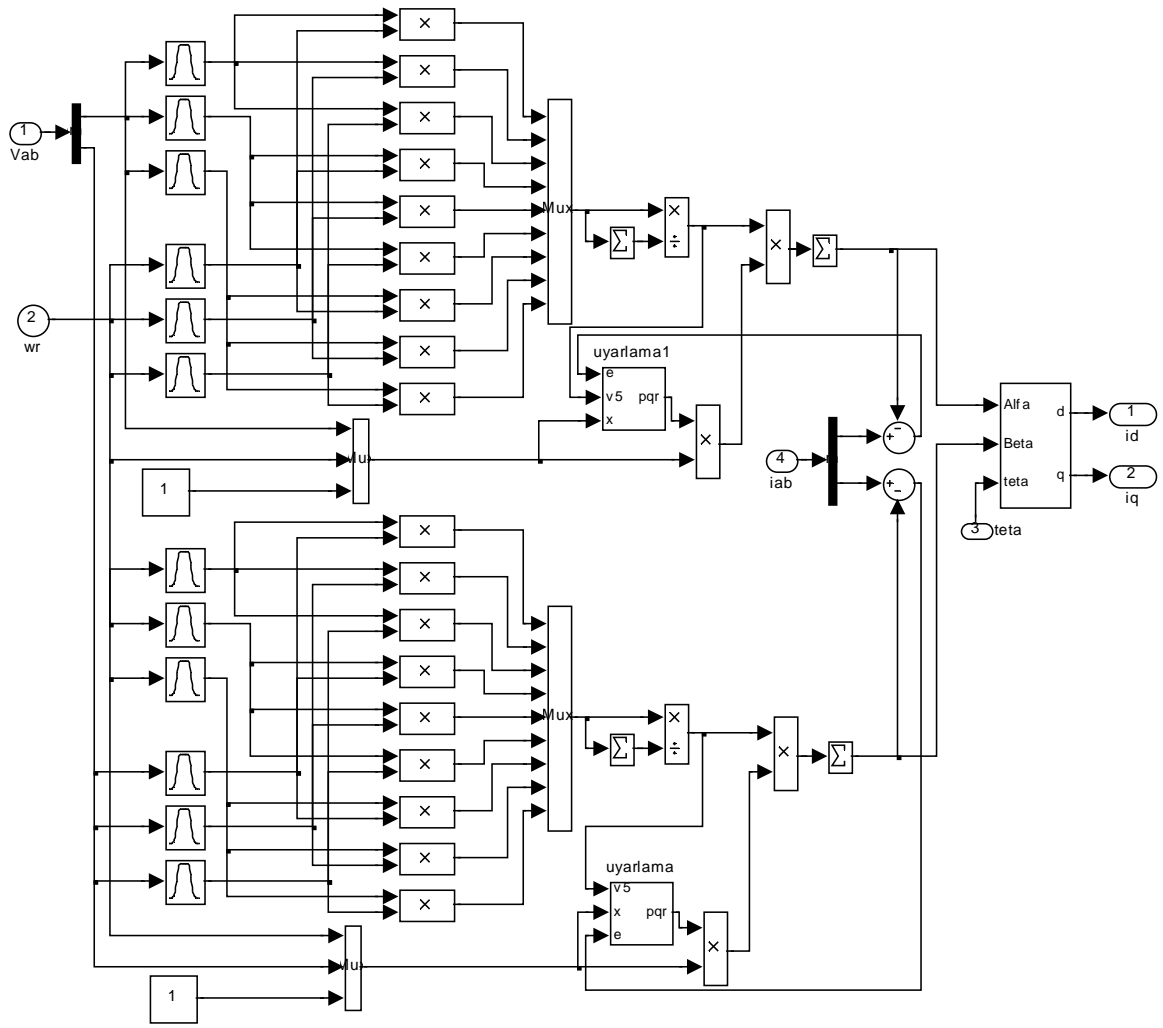


Şekil 5.11 Benzetim çalışmaları için MATLAB/Simulikte oluşturulan denetim yapısı

Şekil 5.11 genel olarak SBA'nın gerçekleştirimi, asenkron motorun dinamik modeli, vektör dönüşümleri, akım denetleyicileri, senkron açı hesaplayıcı ve eviricinin anahtarlar işaretlerinin elde edilmesinde kullanılan sinüs ağırlıklı DGM temel alt blokları ile gerçekleştirilmiştir.

Deneysel çalışmanın gerçekleştirilmesi için, asenkron motorun önerilen SBA ile vektörel hız denetiminin Simulink blokları kullanılarak oluşturulan Simulink model dosyası Şekil 5.12' de görülmektedir.

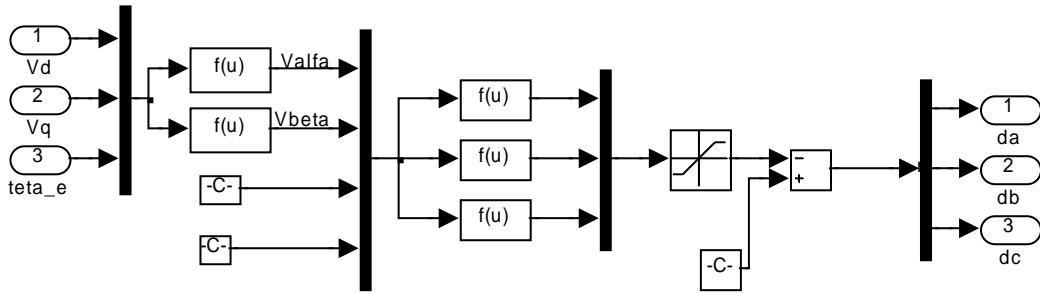




Şekil 5.13 SBDMODEL'in Simulink bloklarıyla oluşturulması

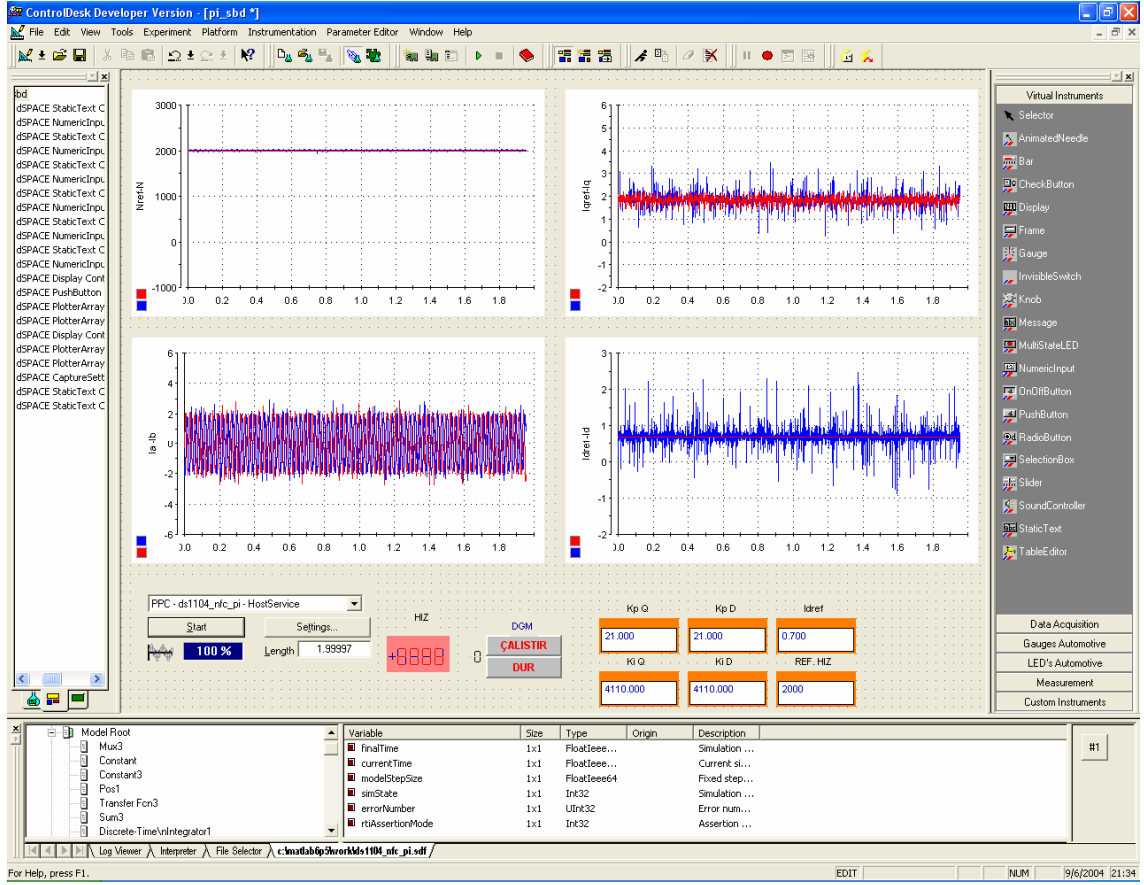
Akım denetiminde parametreleri kutup yok etme yöntemi ile 500rad/s'lik bant genişliğine göre tasarlanan PI denetleyici kullanılmıştır. PI akım denetleyiciler, referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılması ile elde edilen akım hatalarını işleyerek referans q ve d-eksen gerilimlerini üretir. Bu nedenle, akım denetleyici bloklarına uygulanacak geri besleme akım işaretleri motorun A ve B fazlarına bağlanan LEM modüllerle ölçülerek DS1104 denetleyici kartın ADC girişlerinden sisteme dahil edilir. Bu akımlar Simulink'e denetleyici kartın analog sayısal dönüştürücü bloğu ile alınır. Ölçülen akımlar Simulink'te oluşturulan eksen dönüşümü alt blokları ile d-q eksenlerine dönüştürülerek, akım denetleyici bloklarının geri besleme işaretlerini oluşturur. Eksen dönüşümleri için gerekli olan vektör açısı, SBA'nin q-ekseni çıkışı referans akımı ve sabit olarak girilen d-eksen referans akımı yardımı ile bulunan referans kayma açısız hızı ve ölçülen motor hızından elde edilir. Her iki denetleyici çıkışı referans d-q eksen gerilim işaretlerini meydana getirir. Denetim işaretleri motora uygulanacak referans üç faz

gerilimlerini belirleyecektir. Bunun için bu gerilimler ve vektör açısı yardımıyla, gerekli eksen dönüşüm blokları kullanılarak referans üç faz gerilim işaretleri elde edilir. Elde edilen bu gerilim işaretleri kullanılarak evirici anahtarlarının görev oranları belirlenir. Görev oranlarının belirlendiği alt blok Şekil 5.14’de verilen simulink blokları ile oluşturulmuştur. Görev oranları, sinüs ağırlıklı DGM yöntemini kullanarak anahtarlama işaretlerini üretecek Simulink bloğuna uygulanır. Bu blok, görev oranlarını DS1104 denetleyici kartında bulunan uydu işlemci TMS320F240 işlemcisinin DGM üreten çevre birimine uygular. Bu çevre birimi, verilen görev oranlarına uygun olarak altı DGM işaretini üreterek sayısal çıkışlara aktarır. Bu DGM işaretleri evirici anahtarlarını uygun şekilde sürmek için kullanılır.



Şekil 5.14 DGM işaretlerinin üretimi için görev oranlarının Simulink bloklarıyla gerçekleştirimi

Simulinkte oluşturulan bu model dosyası Şekil 5.9’deki akış şemasına göre derlenerek Şekil 5.10’da verilen akış şemasına göre *Control Desk Developer* yazılımında oluşturulan çalışma için arayüz oluşturulmuştur. Şekil 5.15’de genel görünümü verilen bu arayüz sayesinde denetim yapısındaki bütün işaretler gerçek zamanlı olarak izlenebilmekte ve denetim yapısındaki parametreler gerçek zamanlı olarak değiştirilmektedir.



Şekil 5.15 Oluşturulan ara yüzün genel görünümü

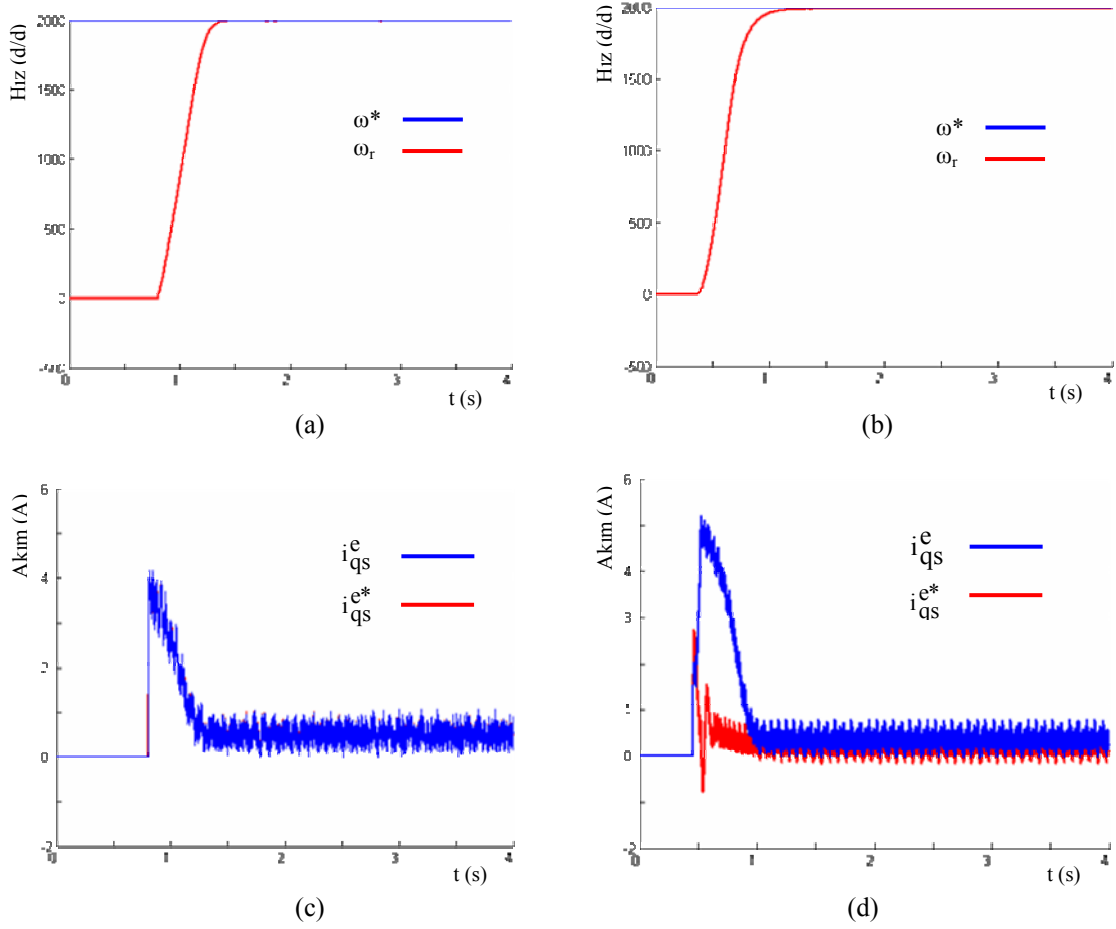
## 6. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR

Asenkron motorların algılayıcısız hız denetiminin gerçekleştirilmesi amacıyla tasarlanan SBA modelinin başarımının test edilebilmesi için benzetim ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Yapılan uygulama çalışmalarında, önerilen SBA akım gözlemleyici modelin yanında, motor dinamik denklemleriyle oluşturulan sabit parametrelili akım gözlemleyici modelin kullanıldığı denetim yapısıyla elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar birlikte sunulmuştur. Benzetim ve deneysel çalışmalarda akım gözlemleyici olarak kullanılan SBA'nın ön koşul parametreleri eğitilmemiş, sonuç parametreleri ise gerçek zamanlı olarak geriye yayılım öğrenme algoritması ile eğitilmiştir.

### 6.1 Benzetim Sonuçları

Bu tez çalışmasında, asenkron motorun SBA ile algılayıcısız hız denetiminin gerçekleştirilmesi ve deneysel sonuçların doğrulanması için öncelikle benzetim çalışmaları yapılmıştır. Önerilen SBA'lı algılayıcısız hız denetim sistemiyle elde edilen benzetim çalışmalarında, Şekil 5.10'da verilen denetim yapısı kullanılmıştır.

Şekil 6.1'de, Şekil 5.10'da verilen MATLAB/Simulink dosyası kullanılarak SBA ve motor dinamik denklem modeli ile gerçekleştirilen akım gözlemleyici tabanlı algılayıcısız hız denetiminin başarımının belirlenmesi amacıyla 2000 d/d sabit hız referansı için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Şekil 6.1 (a)'da SBA ile oluşturulan akım gözlemleyici tabanlı denetim algoritması için motor hızının referans hıza karşı değişimi görülmektedir. Şekil 6.1(c)'de, SBA gözlemleyicinin kullanıldığı yapı için  $i_{qs}^e$  akımı ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.1 (b) ve (d)'de motor dinamik denklem modeli ile gerçekleştirilen akım gözlemleyicili algılayıcısız denetim yapısının sırasıyla hız ve akım değişimi görülmektedir.

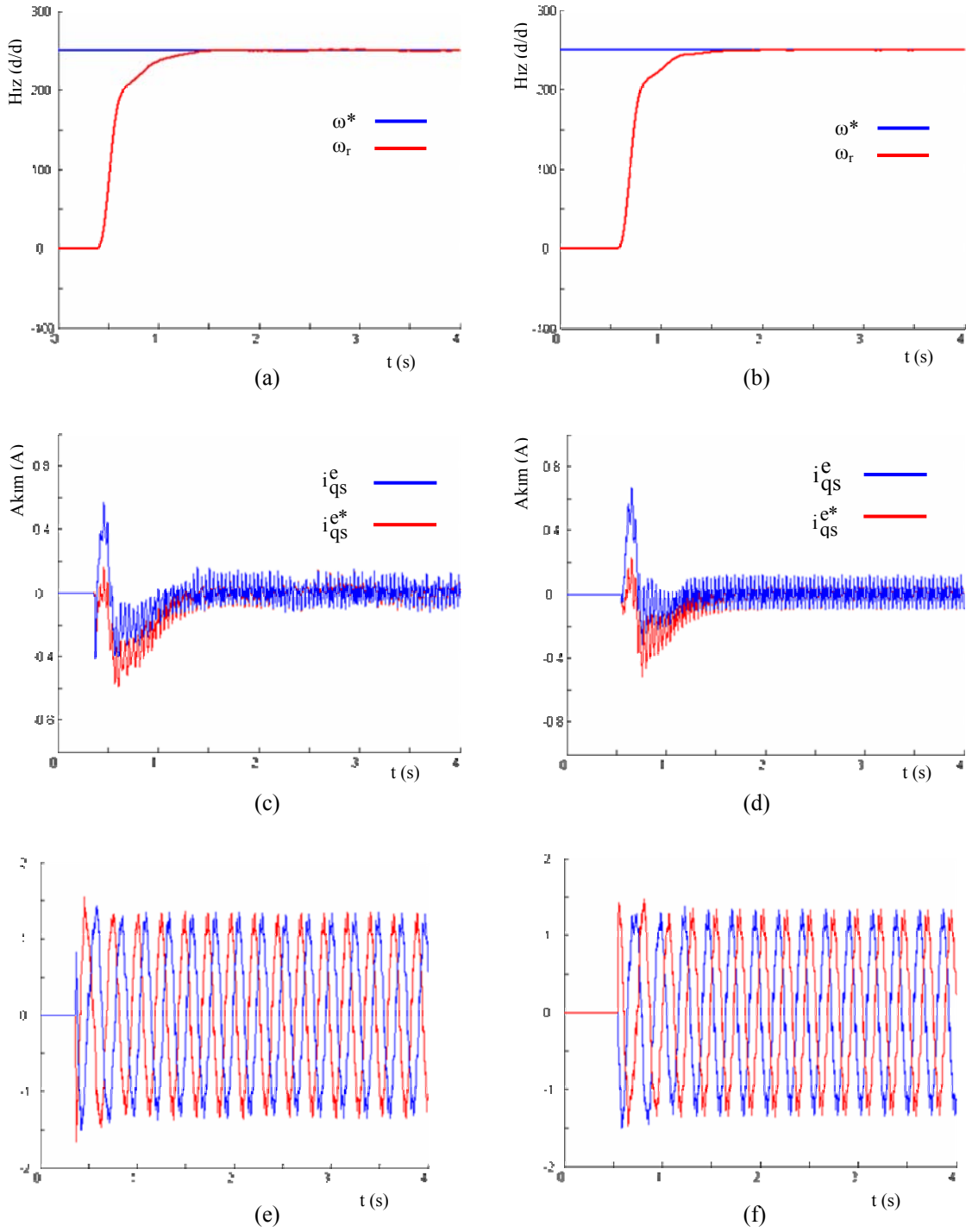


**Şekil 6.1** 2000d/d basamak referans hızda SBA akım gözlemleyici ile elde edilen benzetim sonuçları,

(a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi,

(d) Dinamik model için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi

Şekil 6.2’de, SBA ve motor dinamik denklem modeli ile gerçekleştirilen akım gözlemleyici tabanlı algılayıcısız hız denetiminin başarımının belirlenmesi amacıyla 250 d/d sabit hız referansı için elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 6.2 (a)’ da SBA akım gözlemleyici modeli için motor hızının referans hıza karşı değişimi görülmektedir. Şekil 6.2(c)’de, SBA gözlemleyici model için  $i_{qs}^{e*}$  akımı ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.2 (e)’de motor faz akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.2 (b), (d) ve (f)’de motor dinamik denklem modeli ile gerçekleştirilen akım gözlemleyicili algılayıcısız denetim yapısının sırasıyla hız, moment akımı ve faz akımlarının değişimi görülmektedir.



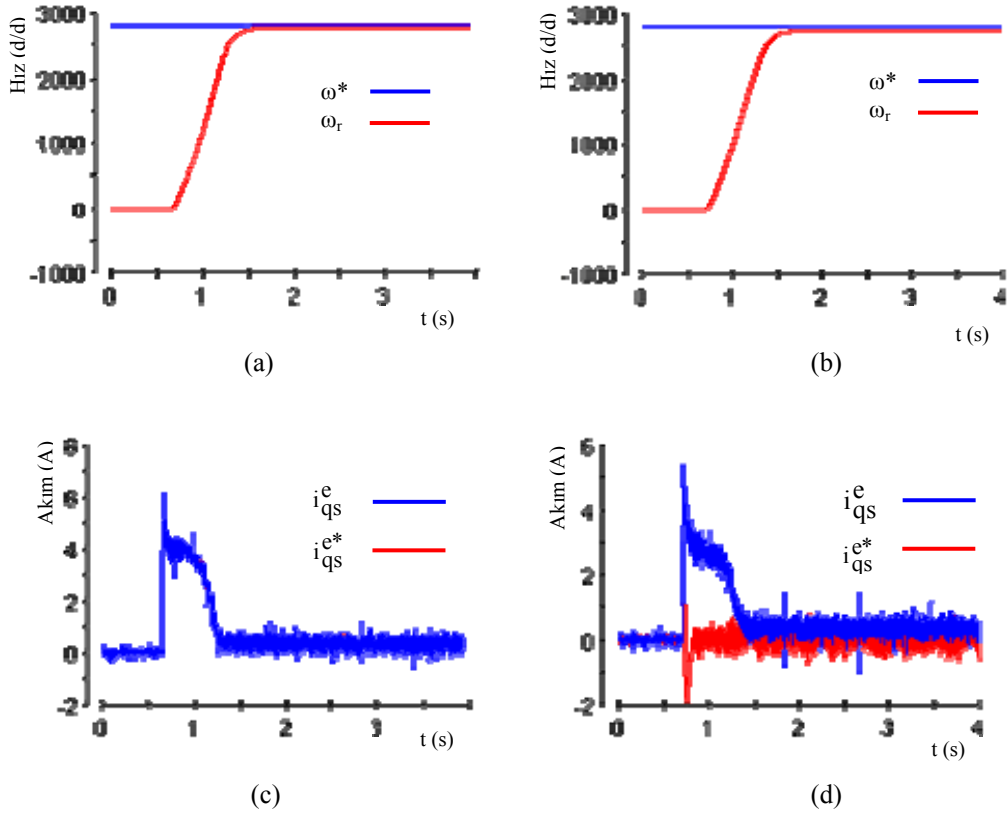
**Şekil 6.2** 250d/d basamak referans hızda SBA akım gözlemleyici ile elde edilen benzetim sonuçları, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^{e*}$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^{e*}$  akımlarının değişimi, (e) SBA için motor faz akımları, (f) Dinamik model için motor faz akımları

## 6.2 Deneysel Sonuçlar

Bu çalışmada asenkron motorun SBA akım gözlemleyici tabanlı hız denetimi Bölüm 5’de belirtilen donanım gerçekleştirimi ile DS1104 denetleyici kartı kullanılarak yapılmıştır. Bu kart MATLAB/Simulink ortamında hazırlanan dosyaları üretici firma tarafından hazırlanan yazılım sayesinde gerçek zamanlı kodlara dönüştürdüğünden, denetim yapısının oluşturulmasında Şekil 5.11’ de verilen Simulink dosyası kullanılmıştır. Yapılan deneysel çalışmalar sonucunda sağlanan verilerin grafiksel olarak elde edilmesinde ise üretici firma tarafından geliştirilen *Control Desk Developer* arayüzü kullanılmıştır.

Deneysel çalışmalar Şekil 5.11 ile verilen denetim yapısı temel alınarak gerçekleştirilmiştir. Akım gözlemleyici olarak benzetim çalışmalarında olduğu gibi sabit parametrelili motor dinamik denklemlerinden elde edilen model ve SBA ile oluşturulan model kullanılmış ve her iki gözlemleyici model ile elde edilen deneysel sonuçlar birlikte sunulmuştur. Benzetim çalışmalarında olduğu gibi gözlemleyici SBA’nın sonuç parametreleri gerçek zamanlı olarak eğitilmiştir. Deneysel sonuçlar her bir gözlemleyici modeli için belirlenen çeşitli referans hızlarda yüklü ve yüksüz durumlar için sunulmuştur.

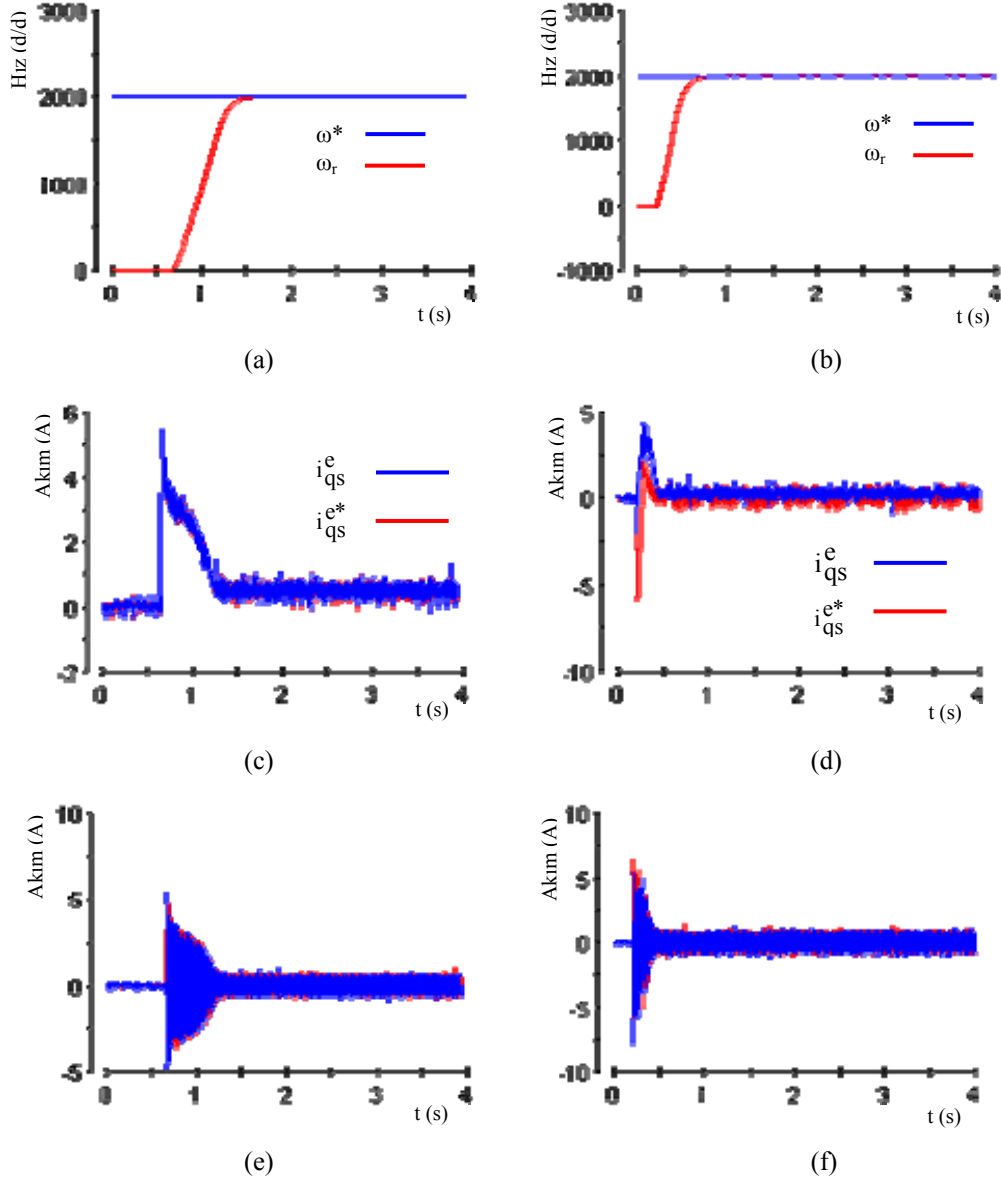
Şekil 6.3’ de, denetim yapısında motor yüksüz durumda iken motor hızının sabit 2800d/d referans hızı izleme başarımı verilmiştir. Şekil 6.3 (a)’da SBA ile gerçekleştirilen akım gözlemleyicili model ile elde edilen motor hızı aşma yapmaksızın referans hızı yakalamaktadır. Şekil 6.3 (b)’de sabit parametrelili motor denklemlerinden elde edilen akım gözlemleyicili model ile elde edilen hız grafiği verilmiştir. Grafikten görüldüğü gibi motor hızında sürekli durumda %1 lik bir hata mevcuttur. Sürekli durumdaki hata dışında iki modelin performansı bir birine yakın görünmektedir. Şekil 6.3 (c), (d)’de ise her iki modelin ürettiği  $i_{qs}^{e*}$  akımı ve gerçek  $i_{qs}^e$  akımının değişimi verilmiştir. Şekil 6.3 (d)’de motor dinamik denklemlerinden elde edilen sonuçtan görüldüğü gibi model akımı  $i_{qs}^{e*}$  ile motor akımı  $i_{qs}^e$  arasında belirgin bir hata meydana gelmiştir. Buna karşın SBA ile oluşturulan akım gözlemleyici modelinden elde edilen Şekil 6.3 (c)’deki grafikte görüldüğü gibi model akımı  $i_{qs}^{e*}$  ve motor akımı  $i_{qs}^e$  birbirini izlemektedir.



**Şekil 6.3** Motor yüksüz durumda iken 2800 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi

Şekil 6.4' de, motor yüksüz durumda iken motor hızının sabit 2000d/d hız referansını izleme başarımı verilmiştir. Şekil 6.4 (a)'da SBA'lı akım gözlemleyicili model ile elde edilen motor hızı aşma yapmaksızın referans hızı yakalamaktadır. Şekil 6.4 (b)'de sabit parametrelili motor denklem modeli akım gözlemleyici ile elde edilen hız grafiği verilmiştir. Grafikten görüldüğü gibi iki modelin başarımı bir birine yakın görünmektedir. İki model arasında yükselme zamanı açısından küçük bir fark vardır. SBA'lı modelin moment akımını izleme başarımı oldukça iyi olmasından dolayı, akım denetleyicinin çıkışı belirli bir seviyede kalmaktadır. Motor denklemleri ile oluşturulan modelde moment akımları arasındaki hatadan dolayı akım denetleyici çıkışındaki gerilim daha üst seviyeye çıkarak motorun yükselme zamanını azaltmıştır. Şekil 6.4 (c), (d)'de ise her iki modelin ürettiği  $i_{qs}^{e*}$  akımı ve gerçek  $i_{qs}^e$  akımının değişimi verilmiştir. Şekil 6.3 (d)'de motor dinamik denklem modelinden elde edilen sonuca göre model akımı  $i_{qs}^{e*}$  ile motor akımı  $i_{qs}^e$  arasında küçük bir hata meydana gelmiştir. Buna karşın SBA ile oluşturulan akım gözlemleyici modelinden elde edilen Şekil 6.4 (c)'deki

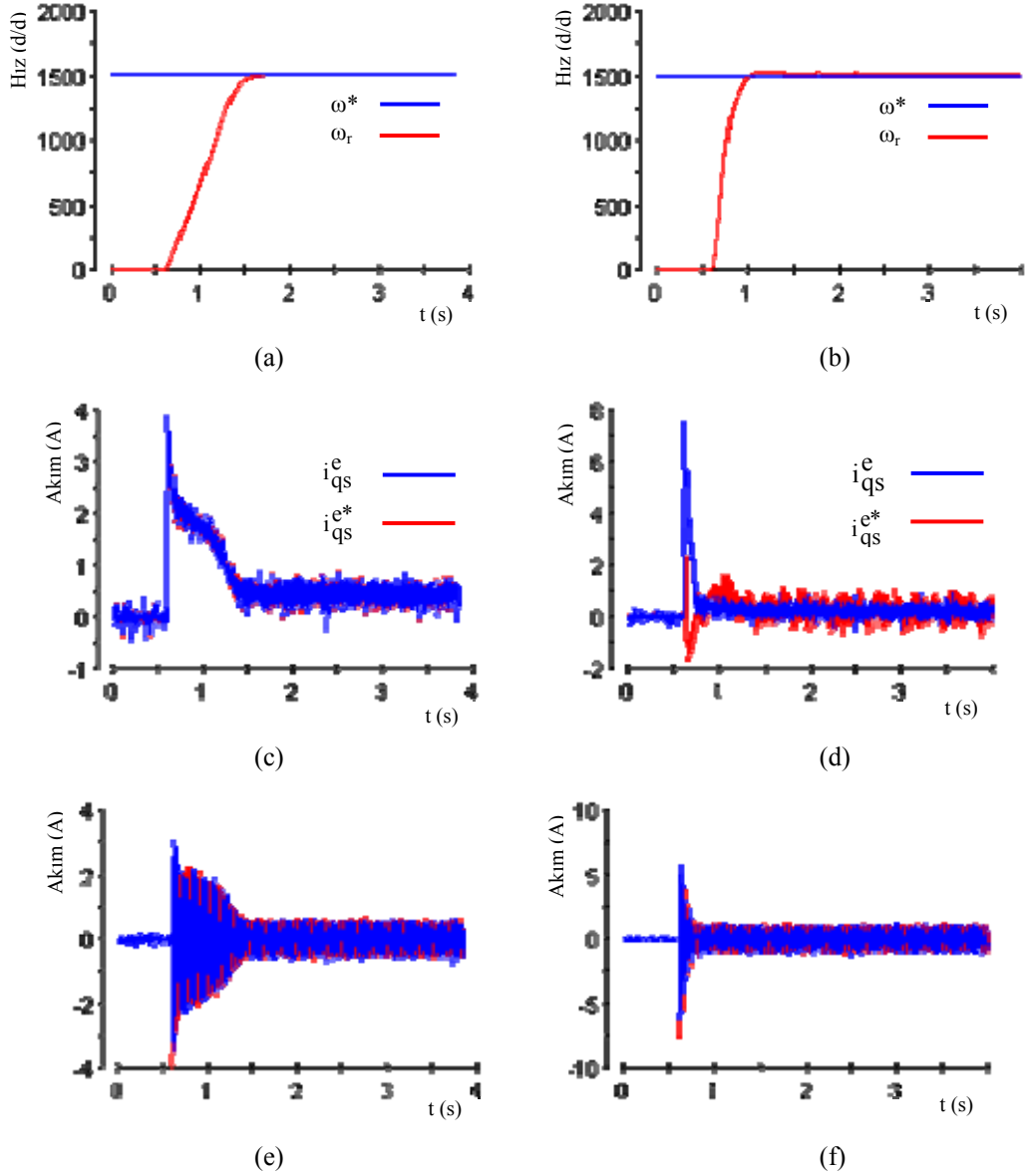
grafikte görüldüğü gibi model akımı  $i_{qs}^{e*}$  ve motor akımı  $i_{qs}^e$  birbirini izlemektedir. Şekil 6.4 (e)'de ve (f)'de her iki model için motor faz akımlarının değişimi görülmektedir. Elde edilen uygulama sonuçları Şekil 6.1'de verilen benzetim sonuçları ile karşılaştırıldığında her iki sonucun yaklaşık olarak benzer olduğu görülmektedir.



**Şekil 6.4** Motor yüksüz durumda iken 2000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (e) SBA için motor faz akımları, (f) Dinamik model için motor faz akımları

Şekil 6.5'de 1500 d/d, Şekil 6.5'de 1000 d/d hız referansları için SBA ve motor denklem modellerinin her ikisi için yüksüz koşullardaki başarımı verilmiştir. Her iki referans

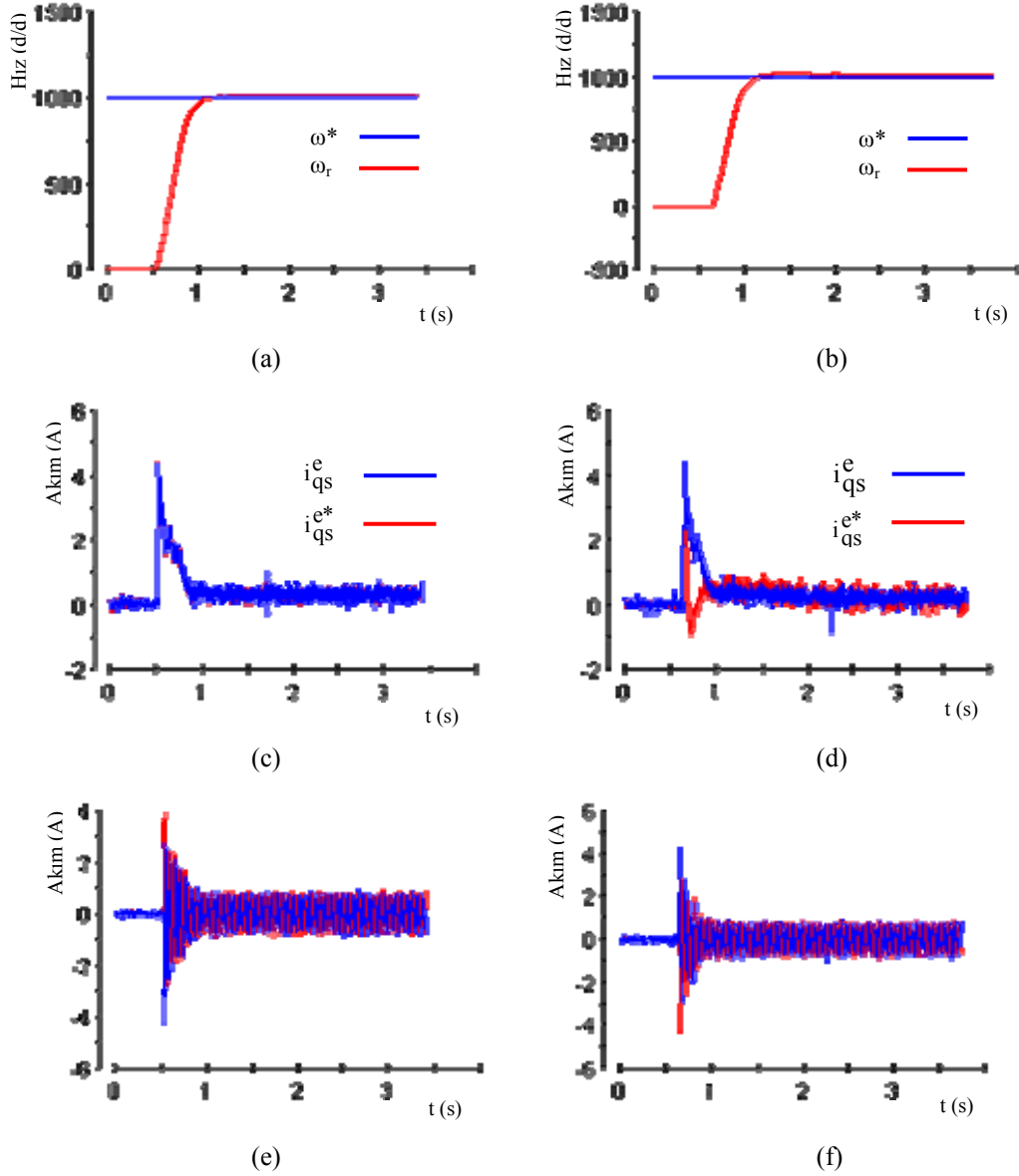
giriş içinde her iki modelin hız izleme başarımı birbirine yakındır. Ancak şekilden görüldüğü gibi motor denklem modelinde sürekli durumda %1 civarında bir sürekli durum hatası ile birlikte %2 civarında bir aşma yaparak hız referansına ulaşmıştır. SBA modellenli yapıda ise 1000 d/d hız referansı için elde edilen grafikte sürekli durumda %1 civarında hata oluşmuştur.



**Şekil 6.5** Motor yüksüz durumda iken 1500 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^*$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^*$  akımlarının değişimi, (e) SBA için motor faz akımları, (f) Dinamik model için motor faz akımları

Moment model akımı  $i_{qs}^e$  ve motor moment akımı  $i_{qs}^e$  değişimlerini gösteren grafiklerde görüldüğü gibi her iki referans hız için motor denklem modelinin moment akımı izleme

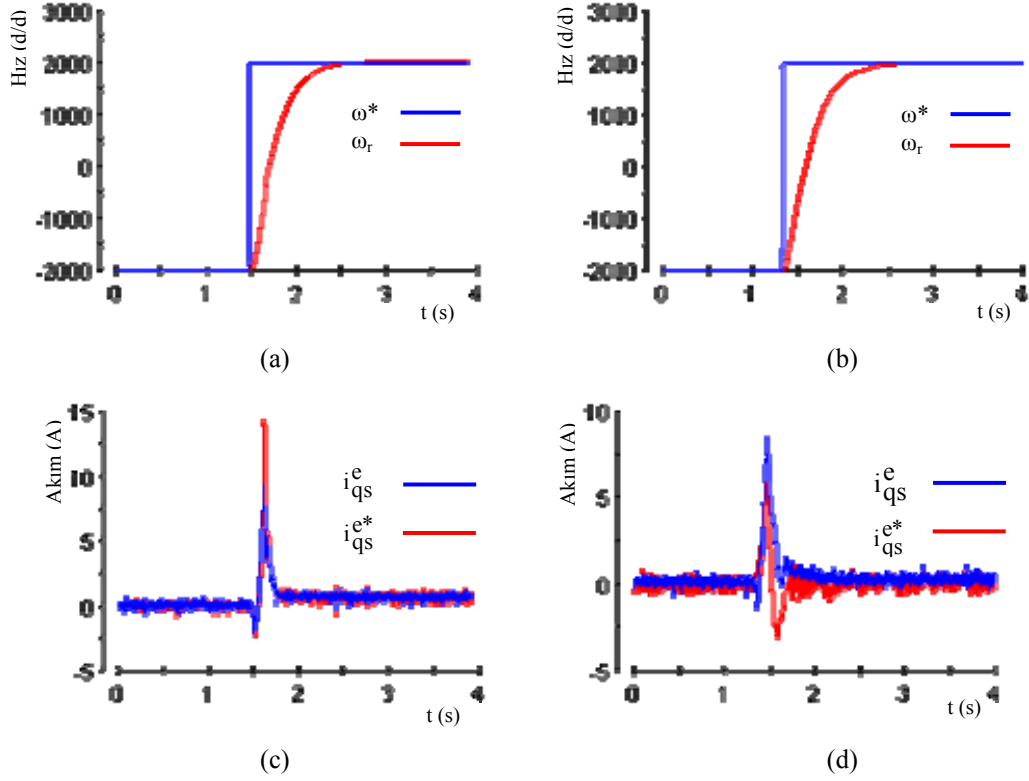
başarımında bir miktar sürekli durum hatası meydana gelirken, SBA modelinden elde edilen sonuçtan görüldüğü gibi model akımı izleme başarımında sürekli durum hatası meydana gelmemiştir. Şekil 6.5 (e) ve (f)'de motor faz akımları her iki model için verilmiştir.



**Şekil 6.6** Motor yüksüz durumda iken 1000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (e) SBA için motor faz akımları, (f) Dinamik model için motor faz akımları

Motorun ters yönde bir hız referansını izleme başarımını test etmek maksadı ile motor dönüş yönü  $-2000$  d/d'lık hız referansından  $2000$  d/d'lık hız referansına değiştirilmiştir. Şekil 6.7'de buna ilişkin sonuçlar verilmiştir. Her iki model için, hız izleme başarımında belirgin

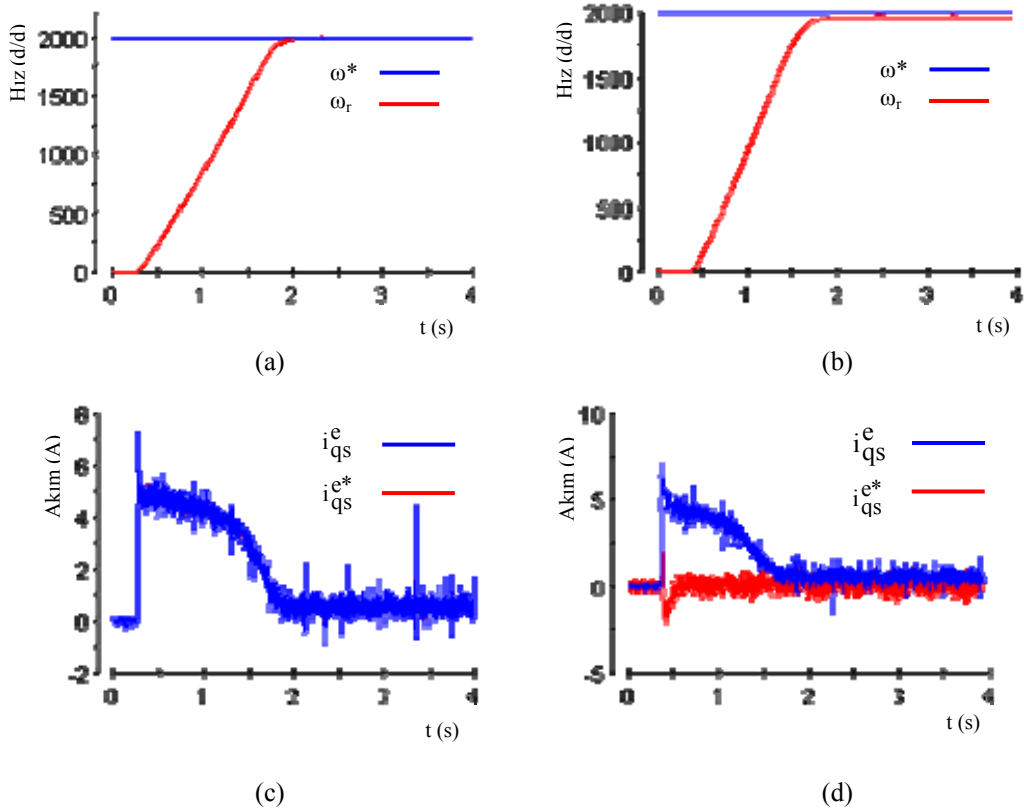
bir farklılık yok iken referans akım izleme başarımında SBA modellenli sistem özellikle geçici durum bölgesinde daha iyi başarımlar göstermiştir.



**Şekil 6.7** Motor yüksüz durumda iken  $-2000$  d/d referansdan  $2000$  d/d referansa geçiş başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi

Sürücü uygulamalarında motorun yük altında kararlı bir şekilde iyi bir geçici ve sürekli durum davranışı göstermesi istenir. Bu amaçla algılayıcısız algoritmaların yük altındaki başarımının belirlenebilmesi için, motor miline kenetlenen bir DA jeneratörü kullanılmıştır. DA jeneratörü ise bir lamba grubu ile yüklenmiştir. Şekil 6.8’de motor başlangıçtan itibaren yüklenerek elde edilen hız ve  $i_{qs}$  akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.8 (a)’da SBA modeli akım gözlemleyicili denetim sistemi için sabit  $2000$  d/d referans hız ve motor hızının değişimi görülmektedir. Şekil 6.8 (b)’de motor denklem modeli ile oluşturulan akım gözlemleyicili denetim sisteminin aynı hız referansı için hız değişimi görülmektedir. Bu sonuçların alınmasında lamba yükü sisteme bağlanmamıştır. Böylece DA jeneratörünün sisteme eklenmesi ile motorun mekaniksel parametreleri, eylemsizlik ve sürtünme katsayılarındaki değişimin sistem başarımına etkisi incelenmiştir. Şekilden görüldüğü gibi SBA ile gerçekleştirilen

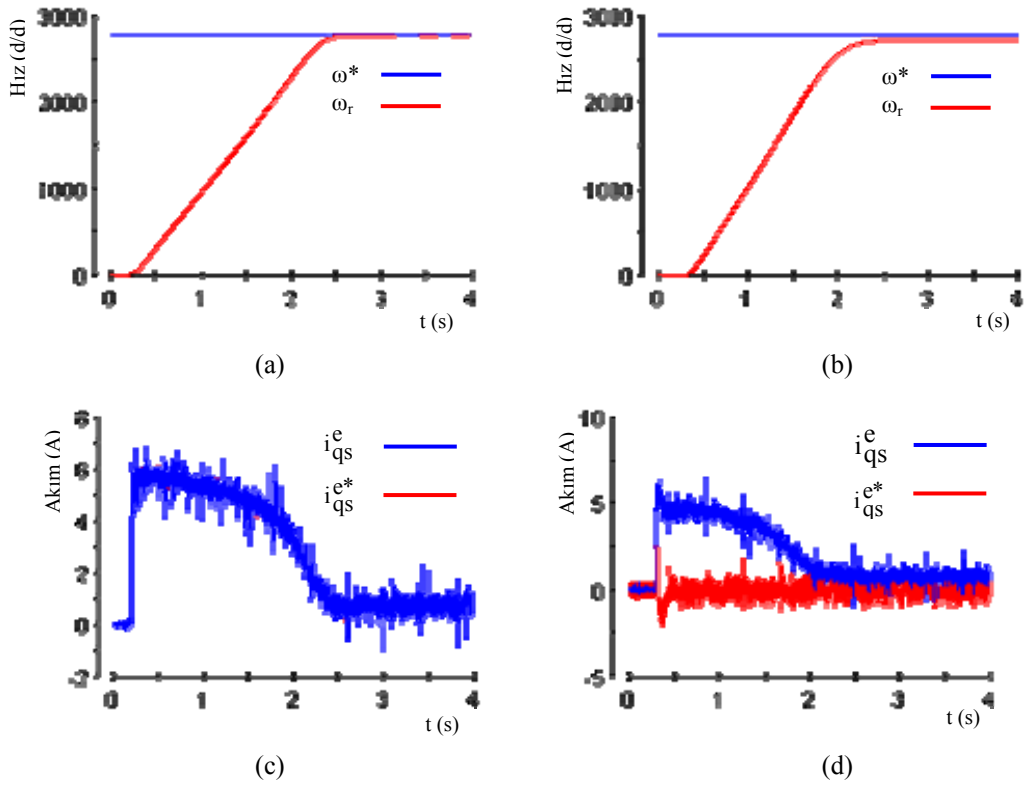
algılayıcısız denetim sisteminin başarımı oldukça iyidir. Buna karşın motor denklem modeli ile elde edilen başarımda %2 lik sürekli durum hatası mevcuttur. Ayrıca akım referansı izleme başarımı da yine SBA modeli için gerçekleştirilen sistemde daha iyi netice verdiği görülebilir. Motor denklem modeli akım referansı izleme başarımında özellikle geçici durum bölgesinde oldukça kötü netice vermiştir. Bu durumda akım hatasının var olması ile motora uygulanan gerilim hızla doyuma giderken denklem modelinin yükselme süresini azaltmış fakat parametre değişimini karşılayamamıştır. SBA modelinde yükselme zamanı biraz daha uzun olmasına rağmen, motora uygulanan gerilim değeri doyuma ulaşmadığından sürekli durum hatası oluşmamaktadır.



**Şekil 6.8** DA jeneratörü bağlı ve motor yüksüz durumda iken 2000 d/d hız referansı için başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^*$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^*$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi

Şekil 6.9’da 2800 d/d hız referansı için DA jeneratörü yüksüz olarak kenetlemeli iken her iki model için sistem başarımı incelenmiştir. Şekil 6.9 (a) ve (c)’de SBA modeli için sırasıyla hız ve akım izleme başarımı, (b) ve (d)’de motor denklem modeli ile elde edilen sırasıyla hız ve akım başarımları verilmiştir. SBA modeli ile gerçekleştirilen sistemin gerek

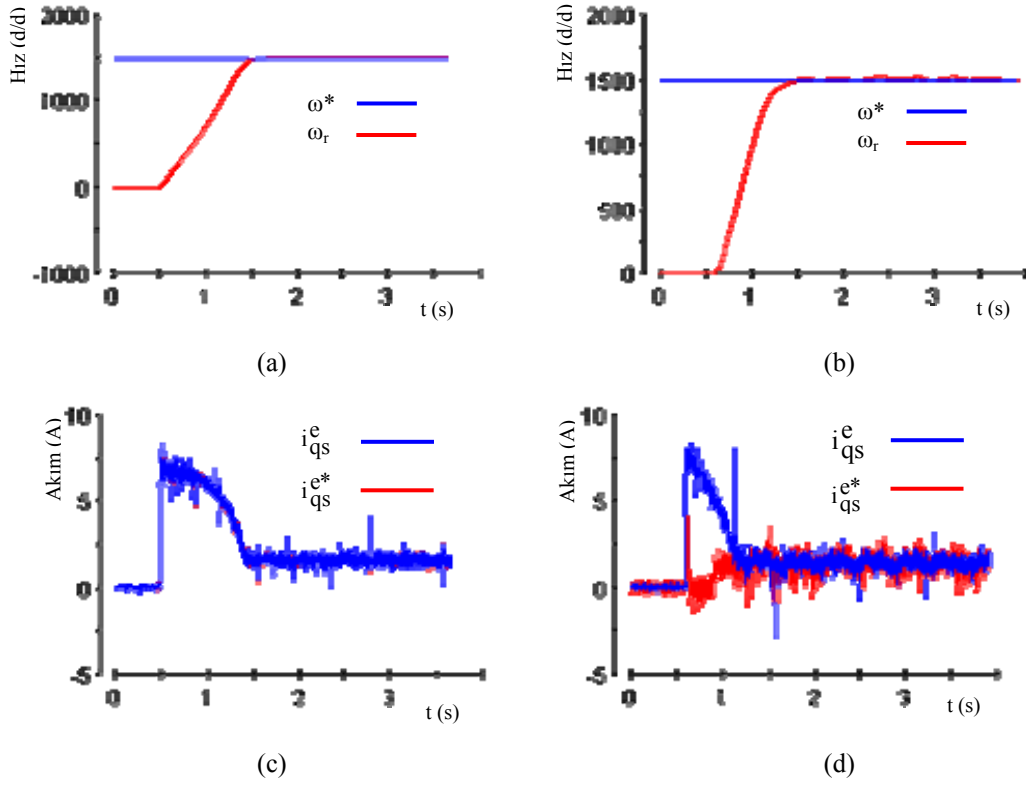
hız gerekse akım izleme başarısı oldukça iyi olmasına rağmen motor denklemleri ile elde edilen sonuçların hız ve akım olmak üzere her iki değişkenin referans değerini izleme başarımı oldukça kötüdür. Hız izleme başarımında sürekli durumda hata oluşurken, akım izleme başarımında hem geçici durumda hem de sürekli durumda hata oluşmuştur. Motor denklem modeli için geçici durumdaki akım hatası motora uygulanan gerilimleri doyuma götürdüğünden, motorun hızlanma süresini bir miktar kısaltmış fakat mekaniksel parametre değişimini karşılayamamıştır. SBA modelinde yükselme zamanı biraz daha uzun olmasına rağmen, motora uygulanan gerilim değeri doyuma ulaşmadığından sürekli durum hatası oluşmamaktadır.



**Şekil 6.9** DA jeneratörü bağlı ve motor yüksüz durumda iken 2800 d/d hız referansı için başarımı,  
(a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^*$  akımlarının değişimi,  
(d) Dinamik model için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^*$  akımlarının değişimi

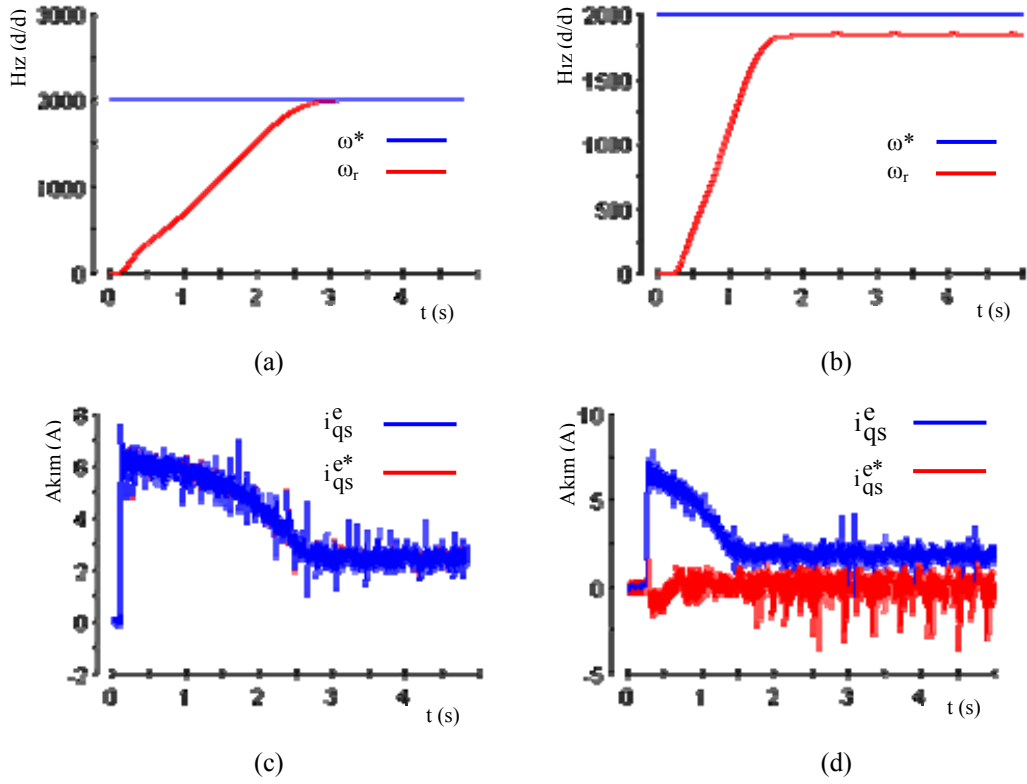
Şekil 6.10'da DA jeneratörü motora kenetlemeli iken, başlangıçtan itibaren lamba yükü ile yüklenen motorun 1500 d/d'lik hız referansını izleme başarımı görülmektedir. Şekil 6.10 (a)'da SBA akım gözlemleyici modeli ile elde edilen hız başarımının oldukça memnun edici olduğu görülmektedir. Şekil 6.10 (c)'de SBA akım gözlemleyici modeli için elde edilen akım izleme başarımı oldukça iyi neticelenmiştir. Şekil 6.10 (b)'de verilen motor denklem modeli ile

gerçekleştirilen testte hız izleme başarımında sürekli durumda küçük bir hata söz konusudur. Şekil 6.10 (d)'de verilen akım izleme başarımında ise geçici durum bölgesinde referans akımı izleme başarımı oldukça kötüdür.



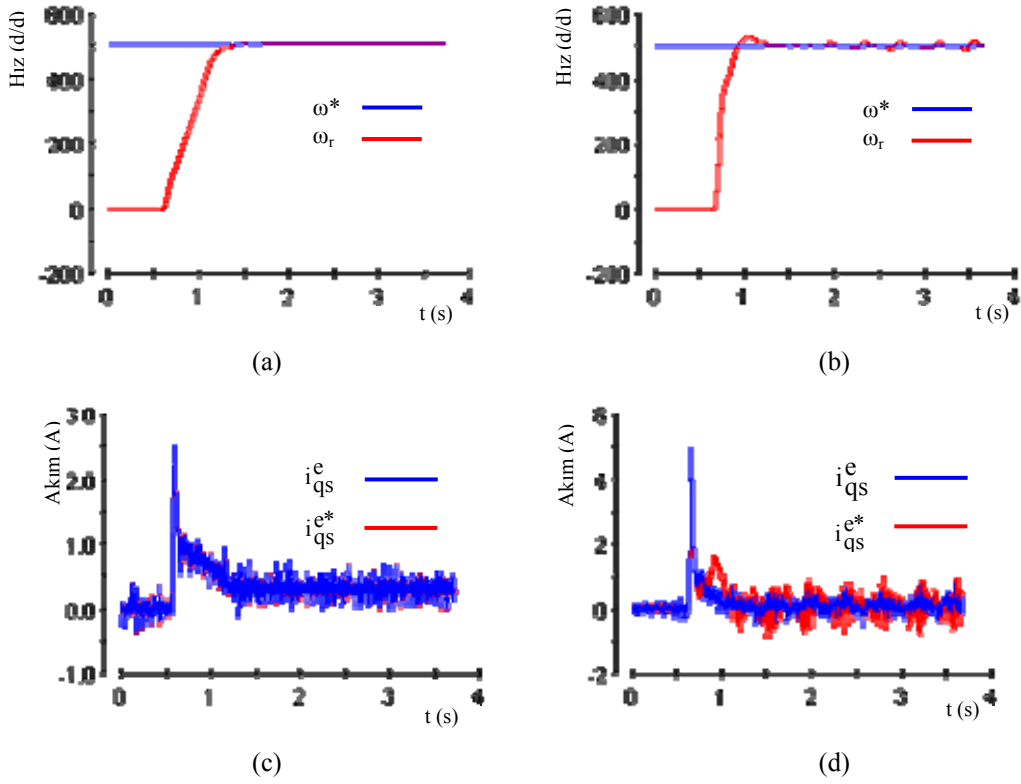
**Şekil 6.10** Motor yüklü durumda iken 1500 d/d hız referansı için başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^{e*}$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^{e*}$  akımlarının değişimi

Şekil 6.11'de başlangıçtan itibaren lamba yükü ile yüklenen motorun 2000 d/d'lik hız referansını izleme başarımı görülmektedir. Şekil 6.11 (a)'da SBA akım gözlemleyici modeli ile elde edilen sonuçtan oldukça iyi hız başarımı olduğu görülmektedir. Şekil 6.11 (c)'de SBA akım gözlemleyici modeli için elde edilen akım izleme başarımı oldukça iyidir. Şekil 6.11 (b)'de verilen motor denklem modeli ile gerçekleştirilen testte hız izleme başarımında sürekli durumda oldukça büyük bir hata söz konusudur. Şekil 6.11 (d)'de verilen akım izleme başarımında ise hız başarımına benzer şekilde oldukça kötüdür. Motor denklem modeli için geçici durumdaki akım hatası motora uygulanan gerilimleri doyuma götürdüğünden, motorun hızlanma süresini daha kısaltmış fakat motor yükü kaldıracak momenti üretememiştir. SBA modelinde yükselme zamanı biraz daha uzun olmasına rağmen, motora uygulanan gerilim değeri doyuma ulaşmadığından sürekli durum hatası oluşmamaktadır.



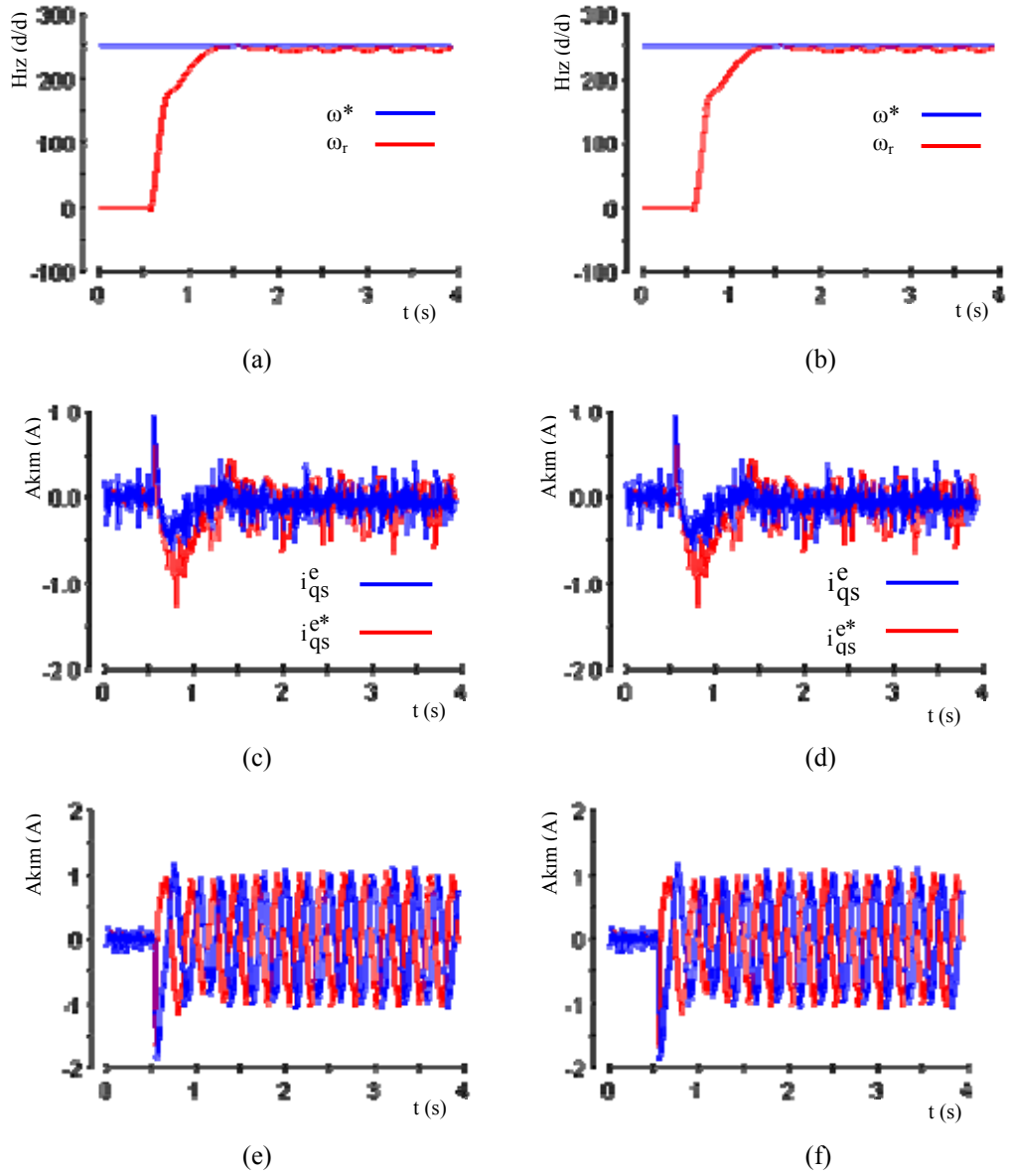
**Şekil 6.11** Motor yüklü durumda iken 2000 d/d hız referansı için başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi

Denetim sisteminin düşük hızlardaki başarımını test etmek için 500 d/d ve 250 d/d iki farklı hız referansları için sistem başarımı incelenmiştir. Şekil 6.12’de hız referansı olarak 500 d/d alınmış ve yüksüz hız ve akım izleme başarımları her iki model için verilmiştir. Şekil 6.12 (a)’da SBA modeli için hız değişimi görülmektedir. Motor hızı referans hıza aşma olmaksızın ulaşmış başarılı bir izleme gerçekleştirmiştir. Şekil 6.12 (c)’de görülen moment akımı değişimi yine SBA modeli içindir. Hız başarımına paralel olarak akım izleme başarımı da oldukça iyi görülmektedir. Şekil 6.12 (b) ve (d) motor denklem modeli ile elde edilen sırasıyla hız ve akım izleme başarımıdır. Bu model için elde edilen hız değişiminde görüldüğü gibi motor hızı referansı %10 yakın bir aşma yaptıktan sonra yakalayabilmiştir. Akım izleme başarımında hız değişimine de yansıyan yüksek genlikli dalgalanma mevcuttur.



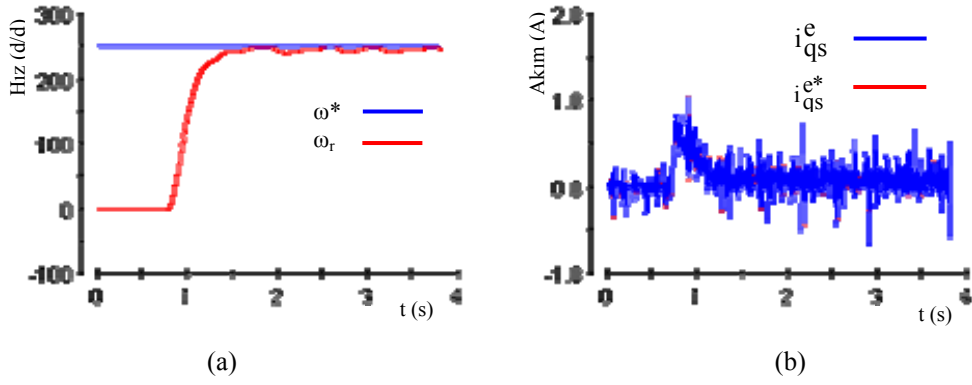
**Şekil 6.12** Motor yüksüz durumda iken 500 d/d hız referansı için başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi

Şekil 6.13'de denetim sisteminin düşük hız başarımını test etmek için 250 d/d hız referansı için sonuçlar verilmiştir. Şekil 6.13 (a), (b) ve (e) SBA model denetimli sisteme ait hız ve akım değişimini yansıtmaktadır. Şekil 6.13 (c), (d) ve (f) motor denklem modeli ile denetlenen sistem için hız ve akım değişimini göstermektedir. Bu test sonuçları her iki model için birbirine oldukça yakındır. Şekilden görüldüğü gibi her iki modelin hız değişim eğrileri, referansı aşmadan dalgalı bir şekilde küçük bir sürekli durum hatası ile istenen hıza ulaşmıştır. Hız grafiklerine benzer olarak moment akımı değişimi de birbirine oldukça yakındır. Şekil 6.13 (e)'de SBA modeli için motor faz akımları ve (f)'de motor denklem modeli için motor faz akımları görülmektedir. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.2'de verilen benzetim sonuçları ile karşılaştırıldığında oldukça benzer olduğu görülebilir.



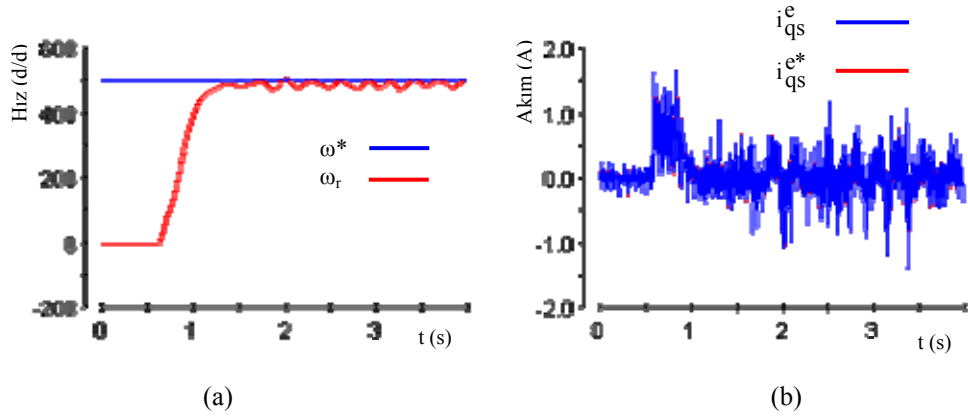
**Şekil 6.13** Motor yüksüz durumda iken 250 d/d hız referansı için başarımı, (a) SBA için referans hız ve motor hızının değişimi, (b) Motor denklem modeli için referans hız ve motor hızının değişimi, (c) SBA için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (d) Dinamik model için  $i_{qs}^{e*}$  ve  $i_{qs}^e$  akımlarının değişimi, (e) SBA için motor faz akımları, (f) Dinamik model için motor faz akımları

Denetim sisteminde, bölüm 5.2’de açıklanan kayma kipli akım denetleyici kullanılarak Şekil 6.14 – Şekil 6.15’deki sonuçlar alınmıştır. Şekillerden de görüldüğü gibi denetim başarımında belirgin bir katkı sağlamadığından diğer sonuçlar PI akım denetleyici ile alınmıştır. Ayrıca kayma kipli denetimin doğasında var olan anahtarlardan dolayı motor akımlarında yüksek miktarda dalgalanma meydana gelmektedir. Şekil 6.14’de 250 d/d hız referansı için verilen sonuç PI akım denetleyicinin kullanıldığı sonuçlara oldukça yakındır.



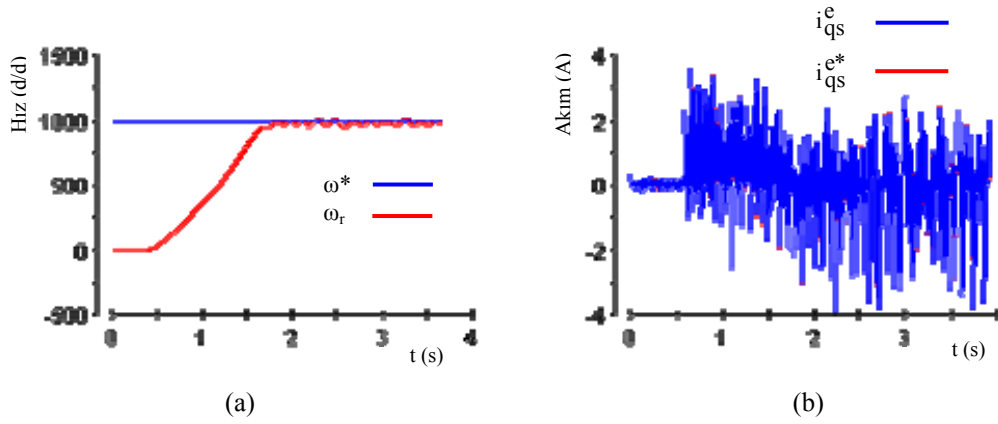
**Şekil 6.14** Motor yüksüz durumda iken kayma kipli akım denetleyici ile 500 d/d hız referansı için başarımı, (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b)  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^{e*}$  akımlarının değişimi

Şekil 6.15 ile 500 d/d hız referansı için alınan sonuç verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi hız referansındaki artış anahtarlamaı artırarak yüksek frekanslı bileşenleri tetiklemiş ve motor hız ve akımında dalgalanma artmıştır.



**Şekil 6.15** Motor yüksüz durumda iken kayma kipli akım denetleyici ile 500 d/d hız referansı için başarımı, (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b)  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^{e*}$  akımlarının değişimi

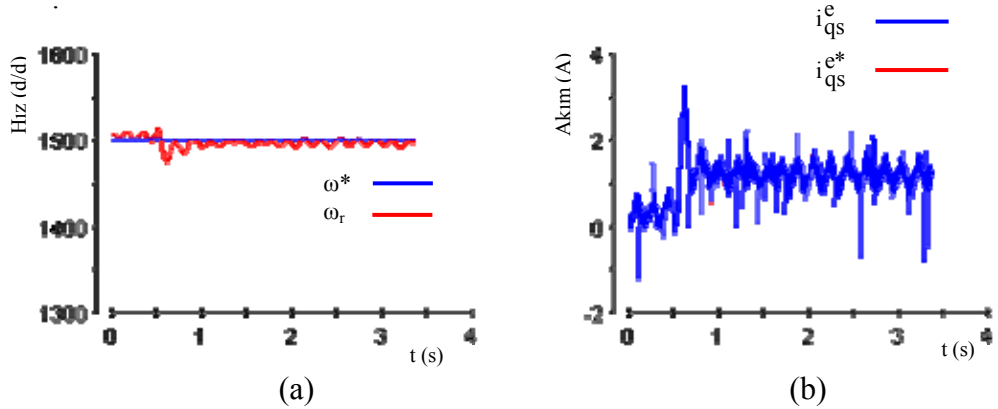
Şekil 6.16'da hız referansı 1000 d/d olarak seçildiğinde alınan sonuçlar görülmektedir hız referansının artması ile kayma kipli akım denetimindeki anahtarlamaı dolaylı motor hız ve akımındaki dalgalanma artmıştır.



**Şekil 6.16** Motor yüksüz durumda iken kayma kipli akım denetleyici ile 1000 d/d hız referansı için başarımı, (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b)  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^*$  akımlarının değişimi

Burada dış döngüde SBA akım gözlemleyici modeli kullanılmıştır. Motor denklem modeli ile de benzer sonuçlar elde edildiğinden verilmemiştir.

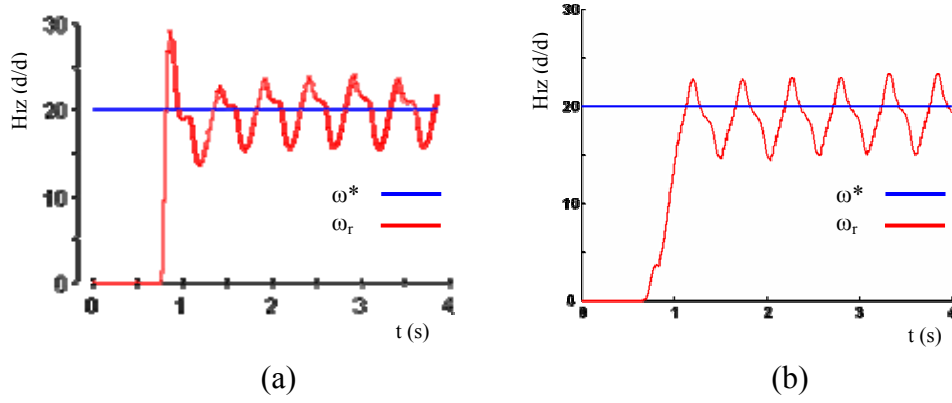
Motora ani yük uygulandığında akım gözlemleyici başarımlarını test etmek amacıyla, DA jeneratörüne bağlı lamba yükü belirli bir anda devreye alınarak, motor yüklenmiştir. Şekil 6.17'de, motor 1500 d/d hız referansında yüksüz olarak çalışırken yaklaşık 0,5. saniyede motora ani yük uygulanmıştır. Şekilden görüldüğü gibi motorun hızında bir miktar düşüş gerçekleşmiştir. Hız referansı ve/veya yük arttıkça bu durum daha belirgin hale gelmektedir. Çünkü bir moment akım referansı olmadığından, model akımları motor akımlarına yaklaşmasına rağmen, motor hızı model hızına yaklaşılamamaktadır. Motorun dinamik denklemleri ile oluşturulan model içinde alınan sonuçlar benzer olduğundan verilmemiştir.



**Şekil 6.17** 1500 d/d hız referansında motora ani yük uygulandığında SBA akım gözlemleyici başarımı, (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b)  $i_{qs}^e$  ve  $i_{qs}^*$  akımlarının değişimi

Daha düşük hız referanslarında her iki modelin başarımı kötüleşmektedir. Şekil 6.18 (a)'da, 20 d/d hız referansı için SBA gözlemleyici ile alınan deneysel sonuç verilmiştir.

Şekilden görüldüğü gibi motor hızı referans hız civarında yüksek genlikli salınımlar yapmaktadır. Şekil 6.18 (b)'de, 20 d/d hız referansı için benzetim sonucu görülmektedir. Her iki sonuçtan da görüldüğü gibi düşük hız referanslarında benzer sonuçlar elde edilmiştir. Motor dinamik denklemleri ile oluşturulan akım gözlemleyici modeliyle de benzer sonuçlar alındığından verilmemiştir.



Şekil 6.18 20 d/d hız referansı için SBA akım gözlemleyici başarımı, (a) Deneysel, (b) benzetim

## 7. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, motor dinamik modeline göre tasarlanan akım gözlemleyici ve önerilen SBA akım gözlemleyici kullanılarak, vektör denetimli bir ASM'nin hız algılayıcısız denetimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen akım gözlemleyici SBA modelin başarımı benzetim ve deneysel olarak doğrulanmıştır. Hız denetim yapısı olarak, ASM'nin rotor alan yönlendirmeli dolaylı vektör denetim yöntemi seçilmiştir. Denetim algoritması MATLAB/Simulink ile programlanmış ve DSPACE firmasının TMS320F240 Sİİ'ye sahip DS1104 denetleyici kart ile gerçekleştirilmiştir. Deneysel sonuçlar, değişkenlere gerçek zamanlı ulaşmayı sağlayabilen ve denetleyici kart için hazırlanan Control Desk Developper yazılım ile oluşturulan arayüz sayesinde doğrudan elektronik ortamda elde edilmiştir. Evirici devresi olarak 310 V'luk DA beslemesine sahip üç fazlı evirici devresi kullanılmıştır. Eviricinin anahtarlama işaretleri sinüs ağırlıklı darbe genişlik modülasyon (SDGM) yöntemi ile 5 kHz'lik anahtarlama frekansıyla elde edilmiştir. Denetim yapısında akım ve gerilim geri beslemeleri için iki adet LEM akım ve gerilim algılayıcı modül kullanılmış ve ölçülen akımlar 1000 rad/s köşe frekansına sahip bir alçak geçiren filtreden geçirilmiştir. Akım denetleyiciler olarak PI denetleyiciler kullanılmış ve bu denetleyicilerin parametreleri kutup yok etme yöntemi ile 500 rad/s'lik bant genişliğine göre tasarlanmıştır. Akım gözlemleyici SBA modelinin sonuç parametreleri gerçek zamanlı ve örneksel olarak geriye yayılım öğrenme algoritması ile eğitilmiştir. ASM sürücüsünün SBA ve motor dinamik denklem modeli ile algılayıcısız hız denetimindeki başarımının belirlenmesi amacıyla motor yüksüz ve yüklü olarak benzetim ve deneysel sonuçlar alınmış ve bunlar aşağıda değerlendirilmiştir.

- Asenkron motorun algılayıcısız hız denetimindeki dinamik davranışının incelenmesi amacıyla motor boşta iken her iki akım gözlemleyici modeli ile değişik hızlarda sonuçlar alınmıştır. Her iki gözlemleyici modelden, elde edilen sonuçlar tatmin edicidir. Ancak dinamik modelin akım izlemesi SBA modelinden kötüdür. Dinamik modelde yer alan motor parametreleri sabit değerler olduğundan modelin ürettiği akım motor denklemlerinin dinamiğine bağlıdır. SBA modeli ise gerçek zamanlı olarak eğitildiği için model çıkışı olan akımların değişimi daha hızlı olmaktadır. Dinamik model akımları ile gerçek akımlar arasındaki hata, akım denetleyici ile gerilime dönüştürüldüğünden dolayı, motora uygulanan gerilimi doyuma götürmektedir. Bu nedenle, motora yük uygulanması durumunda yükü karşılayacak yeterli seviyede gerilim üretilemez. SBA modeli için akım hatası gerçek zamanlı eğitim ile hızla

azaltıldığı için akım denetleyici çıkışları doyuma ulaşmaz ve motora uygulanan gerilim düşük seviyede kalır. Böylece motora yük uygulanması durumunda, bu yükü karşılayabilecek gerilimin üretilmesine imkan sağlanmış olur.

- Motora DA jeneratörü bağlanarak, motorun mekaniksel parametrelerinde oluşan değişikliğin sistem başarımındaki etkisini gözlemlemek için farklı hızlarda sonuçlar alınmıştır. Bu durumda hız referansı arttıkça dinamik modelde sürekli durumda hata meydana gelirken, SBA modeli için bir hata oluşmamaktadır. Yukarıda belirtildiği gibi dinamik modeldeki sabit parametrelili modelden dolayı akım hatası hızlı bir şekilde giderilememekte ve akım denetleyici çıkışları doyuma gitmektedir. Bundan dolayı ihtiyaç duyulan gerilim üretilmemektedir. SBA modelinde akım hatası gerçek zamanlı eğitimle hızla azaltıldığı için gerek duyulan gerilim üretilmiştir.
- Motora DA jeneratörü bağlı iken her iki modelin yüklü durumdaki başarımlarını belirlemek için farklı hızlarda sonuçlar alınmıştır. Hız referansı arttıkça denklem modelinde sürekli durum hatası artmasına rağmen, SBA modeli için bir hata meydana gelmemiştir. Yine dinamik modelin kullanıldığı yapıda akım hatalarının giderilmesi için gerekli gerilim sağlanamadığından dolayı sürekli durumda hata meydana gelmektedir. Her iki model için, özellikle hız arttıkça ani yük başarımı kötüleşmektedir.
- Her iki model için, düşük hız referanslarında sonuçlar alınmıştır. Her iki modelin de düşük hızlardaki başarımında kötüleşme meydana gelmektedir.
- Önerilen denetim yapısında kullanılan akım denetleyicinin sistem başarımına etkisini incelemek için akım denetleyiciler PI ve kayma kipli olarak iki farklı yöntemle gerçekleştirilmiştir. Kayma kipli ve PI akım denetleyicilerin her ikisiyle de benzer sonuçlar alınmıştır.

Bundan sonraki çalışmalarda özellikle yük cevabını ve düşük hız başarımını iyileştirmeye yönelik araştırmalar gerçekleştirilecektir.

## KAYNAKLAR

1. Lorenz, R.O., Ligo, T.A. and Novotny O.W., 1994, Motion Control with Induction Motor, Proceedings of IEEE, 82, 8, 1214-1240.
2. Mohan, N. and V. D., 1996, Simulation at Power Electronics and Motion Control System, Power Electronics and Variable Frequency Driver, IEEE Pres.
3. Bose, K. B., 2002, Modern Power Electronics and AC Drivers, Prentice Hall, New Jersey
4. Leonard W., 1985, Control of Electrical Drives, Spring Verlag, Berlin.
5. Telford, D., Dunnigen, W. and Williams, W., 2003, Online Identification of Induction Machine Electrical Parameter for Vector Control Loop Tuning, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 50, 2, 253-261.
6. Sen, P.C., 1990, Electric Motor Drives and Control Past Present, and Future, IEEE Trans. on Ind. Elect., 37, 6, 477-482.
7. Ong, C.M., 1998, Dynamic Simulation of Electric Machinery, Prentice Hall Ptr., New Jersey.
8. Boldea, I. And Nasar, S., 1992, Vector Control of AC Drives CIC Pres.
9. Santisteban, J. A. and Spephan R. M., 2001, Vector Control Methods for Induction Machines: An Overview, IEEE Trans. on Education, 44, 2, 170-175.
10. Harnfors, L., 2001, Design and Analysis of General Rotor Flux Oriented Vector Control Systems, IEEE Trans. Id. Electron., 48, 383-390.
11. DANDIL,B., 2004, Sinirsel Bulanik Denetleyiciler Ile Asenkron Motorun Dayanikli Hiz/Konum Denetimi, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
12. Sarıoğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., 2003, Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul.

13. Lai, Y.S., 2003, Machine Modeling and Universal Controller for Vector Controlled Induction Motor Driver, IEEE Trans. on Energy Conversion, 18, 1, 23-32.
14. Verghese, G.C. and Sonders, S.R., 1998, Observer for Flux Estimation in Induction Machines, IEEE Trans. Ind. Electr. 35, 85-94.
15. Can, H., 2003, Asenkron Motorların Düşük Hızlarda Duyargasız Vektör Kontrolü Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
16. Dal, M., 2001, Asenkron Motorun Vektör Kontrolü ve Dayanıklı Akı Gözlemleyici Tasarımı, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
17. Peresada, S., Tilli, A. and Tonielli, A., 2003, Theoretical and Experimental Comparison of Indirect Field-Oriented Controllers for Induction Motors, IEEE Trans. on Power Elect., 18,1,151-163.
18. Ferrah, A. Bradley, K. J., Woolfson, M. S., and Asher, G. M., 1996, A new sensorless dynamic speed-estimator for induction motor drives using predictive adaptive filtering, IEEE Instrumentation and Measurement Tech. Conf., Brussels, Belgium.
19. Abbondanti, A., and Brennen, M. B., 1975, Variable speed induction motor drives use electronic calculator based on motor voltages and currents, IEEE Trans. Ind. Appl. IA-11, 5, 483-488.
20. Ishida, M., Hayashi, K., and Ueda, M., 1979, A speed detection method of squirrel-cage induction motor utilizing rotor slot-harmonics in the air gap and its application to slip frequency control, Elect. Eng. In Japan, 99, 3, 74-84.
21. Ferrah, A. Bradley, K. J., and Asher, G. M., 1992, An FFT-based novel approach to noninvasive speed measurement in induction motors drives, IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-41, 6, 797-802.
22. Lorenz, R. D., 1999, Advances in electric drive control, Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99, 9-16.
23. Lorenz R. D., and Vanpatten K., 1991, High Resolution Velocity Estimation, IEEE Trans. Ind. Appl. 27, 4, 701-708.

24. Gopinath, B., 1971, On the control of linear multiple input-output systems, The Bell System Technical Journal, 50, 3, 1063-1081.
25. Luenberger, D.G., 1971, An introduction to observers, IEEE Trans. Aut. Control, AC-16, 6, 596-602.
26. Kojabadi, H. M., Chang, L., and Doriaswami, R., 2002, Recent Progress in Sensorless Vector-Controlled Induction Motor Drives, Large Eng. Sys. Conf. on Power Eng. 80-85.
27. Kim, Y. R., Sul, S. K., and Park, M. H., 1994, Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter, IEEE Trans. Ind. Appl., 30, 5, 1225-1233.
28. Du, T., Vas, P., and Stronach, F., 1995, Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives. IEE Proc. Electr. Power Appl., 142, 2, 71-77.
29. Al-Tayie, J., and Acamley, P., 1997, Estimation of speed stator temperature and rotor temperature in cage induction motor drive using extended kalman filter algorithm. Proc. IEE-Elec. Power Appl., 144, 301-309.
30. Schauder, C., 1992, Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, IEEE Trans. Indus. Appl. 28, 1054-1061
31. Lin, Y. N., Chen, C. L., 1999, Adaptive pseudoreduced-order flux observe for speed sensorless field oriented control of IM, IEEE Trans. Ind. Electron., 46, 1042-1045.
32. Yang, G., and Chin, T. H., 1993, Adaptive-speed identification scheme for vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive, IEEE Trans. Ind. Appl., 29, 4, 820-825.
33. Peng, F. Z., and Fukao, T., 1994, Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors, IEEE Trans. Ind. Appl., 30, 5, 1234-1240.
34. Kojabadi, H. M., and Chang, L, 2002, Model reference adaptive system pseudoreduced-order flux observer for very low-speed and zero-speed estimation in sensorless induction motor drives, in Proc. of Power Elec. Specialist Conf. PESC, Queensland, Australia.

35. Gimenez, R. B., Asher, G., Summer, M., and Bradley, K., Dynamic performance limitations for mras based sensorless induction motor drives, Part I: Stability analysis for the closed loop drive, Proc. IEE Elec. Power Appl., 143, 113-122.
36. Tajima, H., and Hori, Y., 1993, Speed sensorless field-oriented control of the induction machine, IEEE Trans. Ind. Appl., 29, 175-180.
37. Kubota, H., Matsuse, K., Nakano, T., 1993, DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor, IEEE Transactions on Industry Applications, 29, 344-348.
38. Hur, N., Hong, K., and Nam, K., 1997, Sensorless vector control in the presence of voltage and current measurement errors by dead-time, Industry Applications Conference, Thirty-Second IAS Annual Meeting, 1, 433 – 438.
39. Maes, J. and Melkebeek, J. A., 2000, Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 36, 3, 778-785.
40. Holtz, J., 1993, Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives, IEEE PCC-Yokohama, 415-420.
41. Derdiyok, A., 2003, Simple method for speed and rotor resistance estimation of induction machines, IEE Proc-Elecç Power Appl., 150, 3, 289-294.
42. Reman, H., Derdiyok, A., Güven, M. K., 2002, A nes current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine, IEEE Trans. Power Elec., 17, 6, 1041-1048.
43. Utkin, V. I., 1993, Sliding mode control design principles and applications to electrical drives, IEEE Trans. Ind. Elec., 40, 23-36.
44. Utkin, V. I., Guldner, J. G., and Shi, J., 1999, Sliding mode control in electromechanical systems, Taylor&Francis.
45. Utkin, V. I., 1992, Sliding modes in control and optimization, Springer Verlag, Newyork.

46. Zaremba, A., 1995, Reduced order sliding mode speed observer of induction motors, Technical Report Ford Company,
47. Furuhashi, T., Sangwongwanich, S., and Okuma, S., 1992, A position and velocity sensorless control for brushless DC motor using an adaptive sliding mode observer, IEEE Trans. Ind. Elec., 39, 89-95.
48. Canudas, D. W., and Slotine, J. J. E., 1992, Sliding mode observer of robot manipulators, Automatica, 859-864.
49. Benchaib, A., Rachid, A., Audrezet, E., and Tadjine, M., 1999, Real-time sliding mode observer and control of an induction motor, IEEE Trans. Ind. Elec. 46, 127-137.
50. Parasiliti, F., Petrella, R., and Tursini, M., 1999, Adaptive sliding mode observer for speed sensorless control of induction motors, Presented at IEEE/IAS Annual Meeting.
51. Zheng, Y., Fattah, H. A. A., and Loparko, K. A., 2000, Non-linear adaptive sliding mode observer-controller scheme for induction motors, Int. J. Adapt. Control Signal Process., 14, 245-273.
52. Lin, F. J., Wai, R. J., Kuo, R. H., and Liu, D. C., 1998, A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drive, Elec. Power Syst. Res., 44, 163-174.
53. Yan, Z., and Utkin, V. I., 2002, Sliding mode observers for electric machines an overview, IECON 02, 3, 1842 – 1847.
54. Güven, M. K., Rehman, H., Derdiyok, A., and Xu, L., 2001, A new robust flux, speed and rotor time constant estimation for wide range sensorless control of an induction machine, Industry Applications Conference, 4, 2622 – 2628.
55. Keyhani, A., Proca, A. B., and Miller, J., 2001, Sensorless control of induction motors, Electric Machines and Drives Conference, 337 – 344.
56. Proca, A. B., Keyhani, A., and Miller, J., 2003, Sensorless sliding-mode control of induction motors using operating condition dependent models, IEEE Trans. Energy Conversion, 18, 2, 205 - 212

57. Ben-Brahim, L., 1995, Motor speed identification via neural networks, *Industry Applications Magazine, IEEE*, 1, 28-32.
58. Xianmin, M., Zhi, N., 2000, Neural network speed identification scheme for speed sensorless DTC induction motor drive system, *Power Electronics and Motion Control Conference*, 3, 1242-1245.
59. Ben-Brahim, L., Tadakuma, S., 1998, Speed Control of Induction Motor Without Rotational Transducers, *Industry Applications Conference, IEEE*, 1, 625-632.
60. Cirrincione, M., Pucci, M., 2003, An MRAS based speed estimation method with a linear neuron for high performance induction motor drives and its experimentation, *Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03, IEEE*, 1, 617-623.
61. Karanayil, B., Rahman, M.F., Grantham, C., 2002, Speed sensorless vector controlled induction motor drive with rotor time constant identification using artificial neural networks, *Intelligent Control, 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*, 715-720.
62. Kim, S.H., Park, T.S., Yoo, J.Y., Park, G.T., 2001, Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48, 609 - 614.
63. Orłowska-Kowalska, T., Kowalski, C.T., 1997, Neural network application for flux and speed estimation in the sensorless induction motor drive, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '97*, 3, 1253 - 1258.
64. Lu., H-C., Hung, T-H., and Tsai, C-H., 2000, Sensorless vector control of induction motor using artificial neural network, *ISCAS 2000-IEEE Int. Sym. On Circuits And Systems Geneva, Switzerland*.
65. Jalili, K., Farhangi, S., and Iranizad, E. S., 2001, Sensorless vector control of induction motors in fuel cell vehicle using a neuro-fuzzy speed controller and an on-line artificial neural network speed estimator, *Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl.*, 259-264.

66. Leksono, E., Prihatin, R., Kadiman, K., 2000, Fuzzy auto reset controller for speed sensorless induction motor drive, Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE, 4, 2321 – 2326.
67. Campbell, J., and Summer, M., 2002, Practical sensorless induction motor drive employing an artificial neural network for online parameter adaptation, IEE Proc-Elect. Power Appl., 149, 4, 255-260.
68. Lin, C.T. and Lee, C.S., 1996, Neural Fuzzy Systems, Prentice Hall PTR, New Jersey.
69. Takagi, T. and Sugeno, M., 1985, Identical of System and Its Application to Modeling and Control, IEEE Trans. on Man and Cybernetics, 15, 1, 116-132.
70. Lee, C.C., 1990, Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part1, IEEE Trans. on Man and Cybernetics, 20, 404-418.
71. Lee, C.C., 1990, Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part II, IEEE Trans. on Man and Cybernetics, 20, 419-435.
72. Jang, J.S.R., 1993, ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System IEEE, Trans. on Man and Cybernetics, 23, 3, 665-684.
73. Jang, J.S.R., Sun, C.T. and Mizutani, E., Neuro-Fuzzy and Soft Computing, Simon&Schuster, Prentice Hall Inc., Upper Saddle River.
74. Leu, Y. G. Etc., 1997, On-Line Tuning of Fuzzy-Neural Networks for Adaptive Control of Nonlinear Dynamical Systems, IEEE Trans. Syst., Man Cybernetics, 27,1034-1043.
75. Chen, Y. C. and Teng, C.C., 1995, A Model Reference Control Structure Using a Fuzzy-Neural Networks, Fuzzy Sets Syst., 73,2,291-312.
76. Zhang, J., Morris, A. J., 1995, Fuzzy Neural Networks for Nonlinear Systems Modeling, Proc. Inst. Elect. Eng. Contr. Theory Appl., 142, 551-556

77. Purwanto, E., Arifin, S., Bian-Sioe So., 2001, Application of adaptive neuro fuzzy inference system on the development of the observer for speed sensor less induction motor, 1, 409–414.
78. Arias, A., Romeral, L. and Joyne, M.G., 2000, Fuzzy Logic Direct Torque Control, Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Elect., 253-258.
79. Haykin, S., 1994, Neural Networks, A Comprehensive Foundation, Macmillan Coll. Publ., New York.
80. Narendra, K.S. and Parthasarathy, K., 1990, Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks, IEEE Trans. on Neural Networks, 1,1, 4-27.
81. Narendra, K.S. and Mukhopadhyay, S., 1997, Adaptive Control Using Neural Networks and Approximate Models, IEEE Trans. on Neural Networks, 8, 3, 478-485.
82. Gökbulut, M., 1998, Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Yapay Sinir Ağları İle Uyarlamalı Denetimi, Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, 1-5, 53-118.
83. Tamura, S. and Tateishi, M., 1997, Capabilities of a Four Layered Feed Forward Neural Networks: Four Layers Versus Three, IEEE Trans. Neural Networks, 8, 2, 251-255.
84. RayChaudhuri, T., Hamey, L. G. C. and Bell, R. D., 1996, From Conventional Control to Autonomous Intelligent Methods, IEEE Control Systems, 78-84.
85. Anderson, J.A., Silverstein, J.W., Ritz, S.A. and Jones, R.S., 1977, Distinctive features, categorical perception and probability Learning: Some Applications of a neural model, Pstchol. Rev., 84, 5, 413-451.
86. Anderson, J.A., Silverstein, J.W., Ritz, S.A. and Jones, R.S., 1977, Distinctive features, categorical perception and probability Learning: Some Applications of a neural model, Pstchol. Rev., 84, 5, 413-451.
87. Babuska, R., 1998, Fuzzy Modeling for Control Kluwer Academic Publishers, Boston.

88. Dubois, D., Prade, H. and Lang, J., 1991, Fuzzy Sets in approximate Reasoning Part II: Logic Approacher, Fuzzy Sets, Ist., 40, 203-244.
89. Keller, J., Yager, R. R. and Tahani, H., 1992, Neural Network Implementation of Fuzzy Logic, Fuzzy Sets Syst., 45, 1-12.
90. Horikawa, S., Furuhashi, T. and Uchikawa, Y., 1992, On Fuzzy Modeling Using Fuzzy Neural Networks with the Back-Propagation Algorithm, IEEE Trans Neural Networks, 3, 5, 801-806.
91. Pal, S. K. and Mitra, S., 1992, Multilayer Perception, Fuzzy Sets and Classification, IEEE Trans. Neural Networks, 3, 683-697.
92. Mitra, S. and Pal, S. K., 1995, Fuzzy Multilayer Perception, Inferencing and Rule Generation, IEEE Trans. Neural Networks, 6, 1, 51-63.
93. Keller, J. M., Yager, R. R. and Tahami, H., 1992, Neural Network Implementation of Fuzzy Logic, Fuzzy Sets Syst., 45, 1, 1-12.
94. Wang, L. X. and Mendel, J. M., 1992, Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation and Orthogonal Least-Square Learning, IEEE Trans. Neural Networks, 3, 4, 807-814.
95. Shanm, J. J. and Fu, H. C., 1995, A Fuzzy Neural Network for Rule Acquiring on Fuzzy Control Systems, Fuzzy Sets Syst., 71, 2, 345-357.
96. Bastian, A., 1995, Handling the Nonlinearity of a Fuzzy Logic Controller at the Transition Between Rules, Fuzzy Sets Syst., 71, 369-387.
97. Chack, C. K., Feng, G. and MA, J., 1998, An Adaptive Fuzzy Neural Network for MIMO System Model Approximation in High-Dimensional Spaces, IEEE Trans.Syst., Man, Cybern, 28, 436-446.
98. Nauck, D. and Kruse, R., 1999, Neuro-Fuzzy Systems for Function Approximation, Fuzzy Sets Syst., 101, 261-271.

99. Nauck, D. and Kruse, R., 1997, A Neuro-Fuzzy Method to Learn Fuzzy Classification Rules from Data, *Fuzzy Sets Syst.*, 89, 277-288.
100. Berengi, H. R. and Khedkar, P., 1992, Learning and Tuning Fuzzy Logic Controllers Through Reinforcements, *IEEE Trans. Neural Networks*, 3, 724-740.
101. Yupu, Y. Xiaoming, X. and Wengyuan, Z., 1998, Real Time Stable Self-Learning FNN Controller Using Genetic Algorithm, *Fuzzy Sets Syst.*, 100, 170-178.
102. Fargo, W. A., Quintano, V. H. and Zambert-Torres, G., 1998, A Genetic-Based Neuro-Fuzzy Approach for Modeling and Control of Dynamical Systems, *IEEE Trans. Neural Networks*, 9, 756-767.
103. Xu, X., De Doncker, R. and Novotny, D. W., 1988, A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive, *IEEE Power Elec. Spec. Conf.* 870-876.
104. Holtz, J., 1998, Sensorless position control of induction motor – an emerging technology, *IEEE IECON Conf. Rec.* I1-I12
105. Kwon, Y. A., Kim, S. H., 2004, A new scheme for speed-sensorless control of induction motor, *IEEE Trans. Ind. Elect.*, 51, 3, 545-550.
106. Kwon, Y. A., Kim, S. H., and Oh, S. H., 1997, Speed sensorless control of induction motor by current error compensation, *IECON Control and Inst. Conf.*, 2, 966-970.
107. DS1104 R&D Controller Board Features, 2003, dSPACE GmbH, Germany.
108. Abiakel, E., 2003, Development an Undergraduate Laboratory Course in Control Systems, M.S. Thesis, Ohio State University, 27-64.

## ÖZGEÇMİŞ

**Cafer BAL**

Fırat Üniversitesi  
Teknik Eğitim Fakültesi  
Elektrik Eğitimi Bölümü  
23119, Elazığ

cbal@firat.edu.tr

- 1973** Elazığ’da doğdu.
- 1990-1992** Uludağ Üniversitesi Bursa Meslek Yüksek Okulu Elektronik Bölümünden mezun oldu
- 1994-1997** Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik Bilgisayar Eğitimi Bölümünden mezun oldu.
- 1998-1999** Milli Eğitim Bakanlığı Bursa Ali Osman Sönmez Endüstri Meslek Lisesi, Teknik Lisesi ve Anadolu Teknik Lisesi’nde Elektronik Öğretmeni olarak görev yaptı.
- 1999-** Fırat Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik-Bilgisayar bölümünde araştırma görevlisi olarak göreve başladı ve 2005 yılından itibaren öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır.
- 1999-2002** Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalında “Doğru Akım Motorlarının Hız Denetiminde Yapay Sinir Ağlarının Performans Analizi” konusunda Yüksek Lisans yaptı.
- 2002-** Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında doktora öğrenimine başladı.

## **EKLER**

### **Ek-1. Benzetim ve Deneysel Çalışmada Kullanılan Asenkron Motorun Etiket ve Parametre Bilgileri**

3 faz 220/380V

$I_n = 4.5/2.6A$

$n = 2820 \text{ d/d}$

$\text{Cos}\phi = 0.85$

$L_{1s} = 0.02129 \text{ H}$

$L_{1r} = 0.02129 \text{ H}$

$L_m = 0.5787 \text{ H}$

$L_s = 0.5999 \text{ H}$

$L_r = 0.5999 \text{ H}$

$R_s = 8.231 \Omega$

$T_n = 3.72 \text{ Nm}$

$J = 0.0019 \text{ Kg.m}^2$

$B = 0.000263$

$p = 2$

## **EK-2 DS1104 Denetleyici Kartının Özellikleri ve Bazı RTI Blokları**

### **EK-2.1 DS1104 Denetleyici Kartının Özellikleri**

DS1104' ün ana işlemci ünitesi MPC8240 bir powerPC 603e mikroişlemciye sahiptir. Bu işlemcin özellikleri aşağıdaki gibidir:

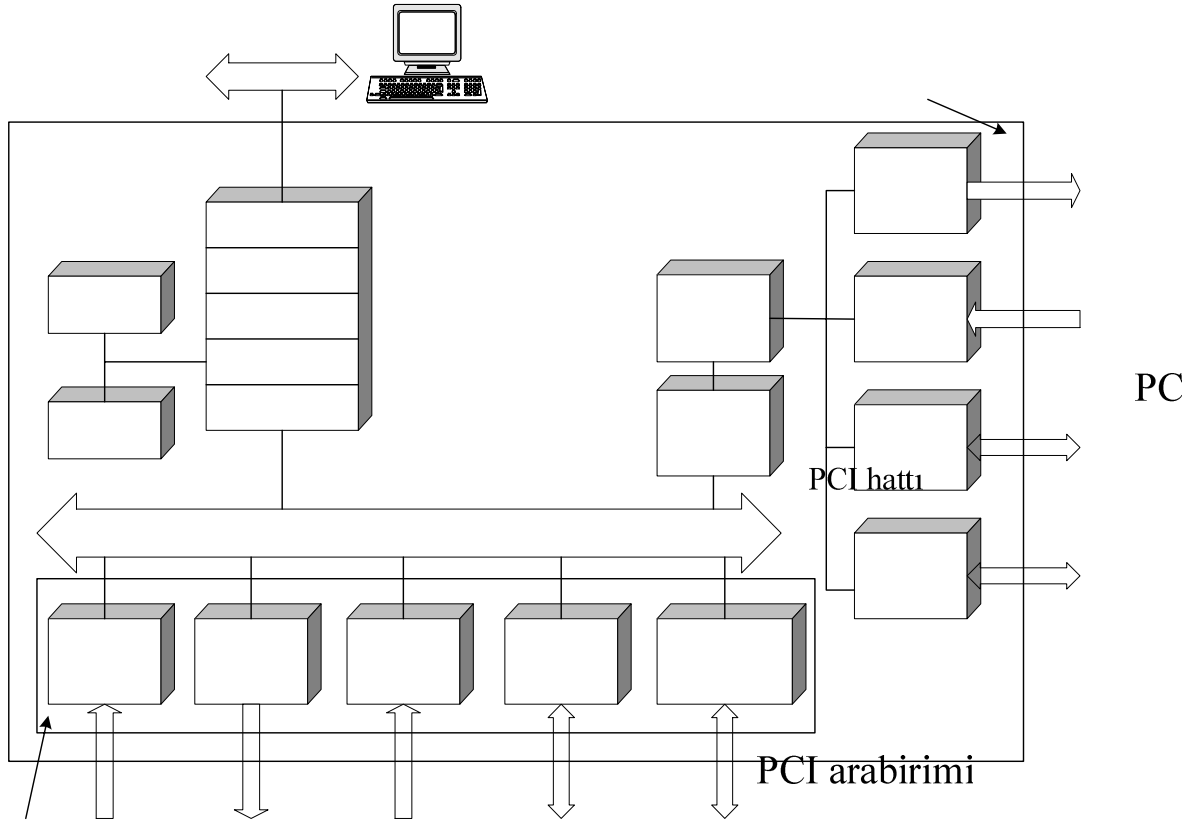
- 250 MHz işlemci hızı,
- 16 Kbyte L1 veri önbelleği,
- 16 Kbyte L1 komut önbelleği
- Bir kesici kontrolör,
- Bir senkron DRAM kontrolör,
- Altı adet zamanlayıcı,
- Bir PCI arabirimi

DS1104 içindeki ana işlemcinin I/O, ADC ve DAC birimleri, I/O bitleri, artımlı enkoder arabirimi ve seri arabirimi mevcuttur.

DS1104' ün bağımlı Sİİ ise TI' ın üretmiş olduğu TMS320F240 Sİİ' sidir. Bu Sİİ' nin özellikleri aşağıda verilmiştir.

- Komut işleme hızı 50 ns,
- Üç adet hafıza birimi (program hafızası, bilgi hafızası ve giriş/çıkış hafızası),
- Üç adet genel amaçlı zamanlayıcı,
- Oniki adet karşılaştırma veya DGM çıkışı,
- Üç adet enkoder girişi
- İki adet kesme birimi,
- Dört adet analog çıkış.

## E 2.2 DS1104 Mimarisi ve fonksiyonel birimleri



Kesici kontrolör

Zamanlayıcılar

Hafıza kontrolör

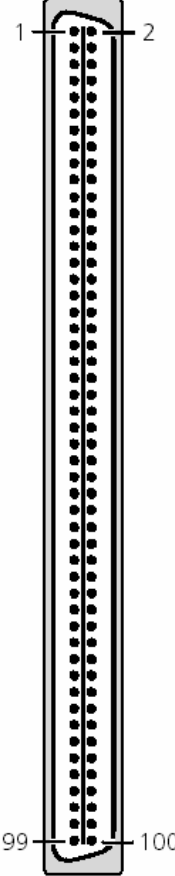
603e mikroişlemci

24 bit I/O hattı

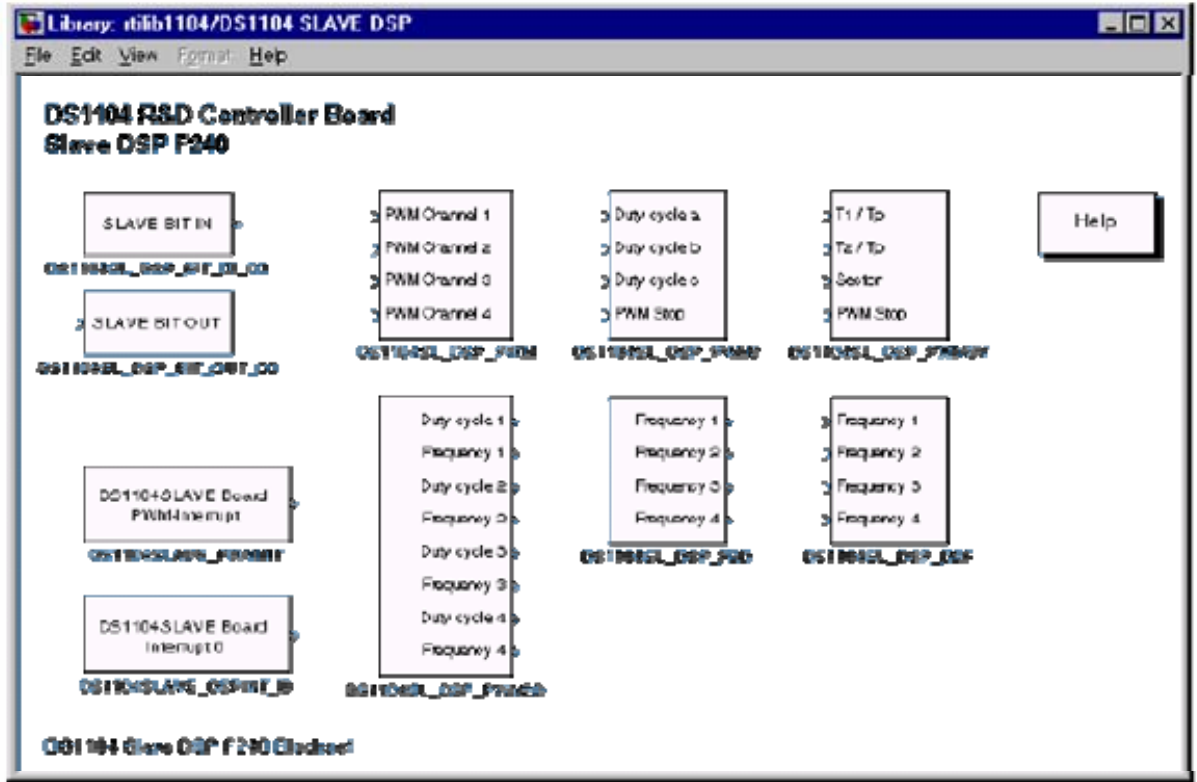
DAC  
8 kanal  
16 bit

Artımlı  
enkoder  
2 kanal

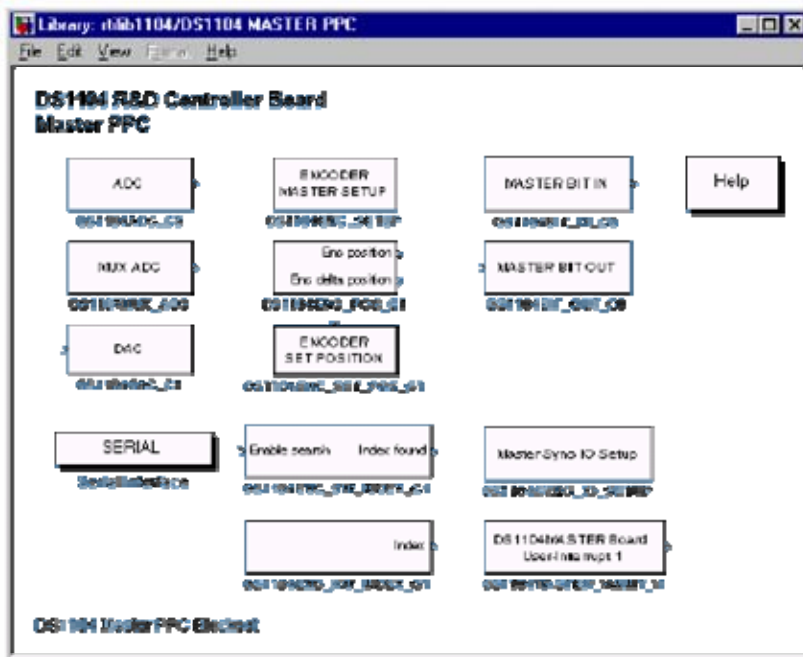
### EK-2.3 DS1104 Denetleyici Kartının Pin Numaraları

| I/O Connector (P1)   | Pin   | Sub-D Pin | Signal     | Pin    | Sub-D Pin | Signal     |
|--|-------|-----------|------------|--------|-----------|------------|
|  | P1 1  | P1B 1     | GND        | P1 2   | P1A 1     | GND        |
|  | P1 3  | P1B 34    | DCD (CTS)  | P1 4   | P1A 34    | (RTS)      |
|  | P1 5  | P1B 18    | CTS (/CTS) | P1 6   | P1A 18    | RTS (/RTS) |
|  | P1 7  | P1B 2     | DSR (RXD)  | P1 8   | P1A 2     | DTR (TXD)  |
|  | P1 9  | P1B 35    | RXD (/RXD) | P1 10  | P1A 35    | TXD (/TXD) |
|  | P1 11 | P1B 19    | SSOMI      | P1 12  | P1A 19    | SCAP4      |
|  | P1 13 | P1B 3     | SSIMO      | P1 14  | P1A 3     | SCAP3      |
|  | P1 15 | P1B 36    | SSTE       | P1 16  | P1A 36    | SCAP2      |
|  | P1 17 | P1B 20    | SSCLK      | P1 18  | P1A 20    | SCAP1      |
|  | P1 19 | P1B 4     | VCC (+5 V) | P1 20  | P1A 4     | VCC (+5 V) |
|  | P1 21 | P1B 37    | ST3PWM     | P1 22  | P1A 37    | SPWM6      |
|  | P1 23 | P1B 21    | ST2PWM     | P1 24  | P1A 21    | SPWM5      |
|  | P1 25 | P1B 5     | ST1PWM     | P1 26  | P1A 5     | SPWM4      |
|  | P1 27 | P1B 38    | SPWM9      | P1 28  | P1A 38    | SPWM3      |
|  | P1 29 | P1B 22    | SPWM8      | P1 30  | P1A 22    | SPWM2      |
|  | P1 31 | P1B 6     | SPWM7      | P1 32  | P1A 6     | SPWM1      |
|  | P1 33 | P1B 39    | GND        | P1 34  | P1A 39    | GND        |
|  | P1 35 | P1B 23    | /IDX(2)    | P1 36  | P1A 23    | /IDX(1)    |
|  | P1 37 | P1B 7     | IDX(2)     | P1 38  | P1A 7     | IDX(1)     |
|  | P1 39 | P1B 40    | /PHI90(2)  | P1 40  | P1A 40    | /PHI90(1)  |
|  | P1 41 | P1B 24    | PHI90(2)   | P1 42  | P1A 24    | PHI90(1)   |
|  | P1 43 | P1B 8     | /PHI0(2)   | P1 44  | P1A 8     | /PHI0(1)   |
|  | P1 45 | P1B 41    | PHI0(2)    | P1 46  | P1A 41    | PHI0(1)    |
|  | P1 47 | P1B 25    | GND        | P1 48  | P1A 25    | GND        |
|  | P1 49 | P1B 9     | IO19       | P1 50  | P1A 9     | IO18       |
|  | P1 51 | P1B 42    | IO17       | P1 52  | P1A 42    | IO16       |
|  | P1 53 | P1B 26    | IO15       | P1 54  | P1A 26    | IO14       |
|  | P1 55 | P1B 10    | IO13       | P1 56  | P1A 10    | IO12       |
|  | P1 57 | P1B 43    | IO11       | P1 58  | P1A 43    | IO10       |
|  | P1 59 | P1B 27    | IO9        | P1 60  | P1A 27    | IO8        |
|  | P1 61 | P1B 11    | IO7        | P1 62  | P1A 11    | IO6        |
|  | P1 63 | P1B 44    | IO5        | P1 64  | P1A 44    | IO4        |
|  | P1 65 | P1B 28    | IO3        | P1 66  | P1A 28    | IO2        |
|  | P1 67 | P1B 12    | IO1        | P1 68  | P1A 12    | IO0        |
|  | P1 69 | P1B 45    | GND        | P1 70  | P1A 45    | GND        |
|  | P1 71 | P1B 29    | DACH8      | P1 72  | P1A 29    | DACH7      |
|  | P1 73 | P1B 13    | GND        | P1 74  | P1A 13    | GND        |
|  | P1 75 | P1B 46    | DACH6      | P1 76  | P1A 46    | DACH5      |
|  | P1 77 | P1B 30    | GND        | P1 78  | P1A 30    | GND        |
|  | P1 79 | P1B 14    | DACH4      | P1 80  | P1A 14    | DACH3      |
|  | P1 81 | P1B 47    | GND        | P1 82  | P1A 47    | GND        |
|  | P1 83 | P1B 31    | DACH2      | P1 84  | P1A 31    | DACH1      |
|  | P1 85 | P1B 15    | GND        | P1 86  | P1A 15    | GND        |
|  | P1 87 | P1B 48    | ADCH8      | P1 88  | P1A 48    | ADCH7      |
|  | P1 89 | P1B 32    | GND        | P1 90  | P1A 32    | GND        |
|  | P1 91 | P1B 16    | ADCH6      | P1 92  | P1A 16    | ADCH5      |
|  | P1 93 | P1B 49    | GND        | P1 94  | P1A 49    | GND        |
|  | P1 95 | P1B 33    | ADCH4      | P1 96  | P1A 33    | ADCH3      |
|  | P1 97 | P1B 17    | GND        | P1 98  | P1A 17    | GND        |
|  | P1 99 | P1B 50    | ADCH2      | P1 100 | P1A 50    | ADCH1      |

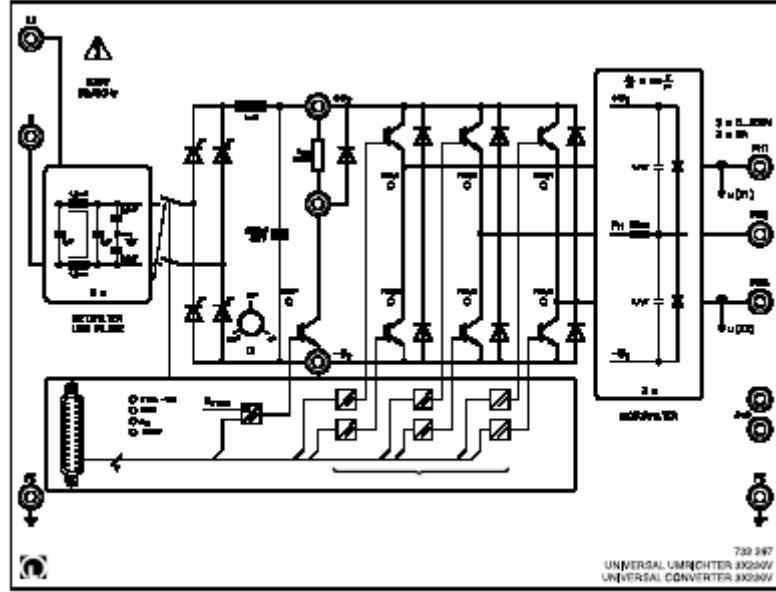
## 1104 ün Slave DSP için RTI Blokları



## Ek 2.5 DS1104 ün Master PPC için RTI Blokları



## EK-3 Evirici Modül Kullanım Kılavuzu ve Teknik Özellikleri

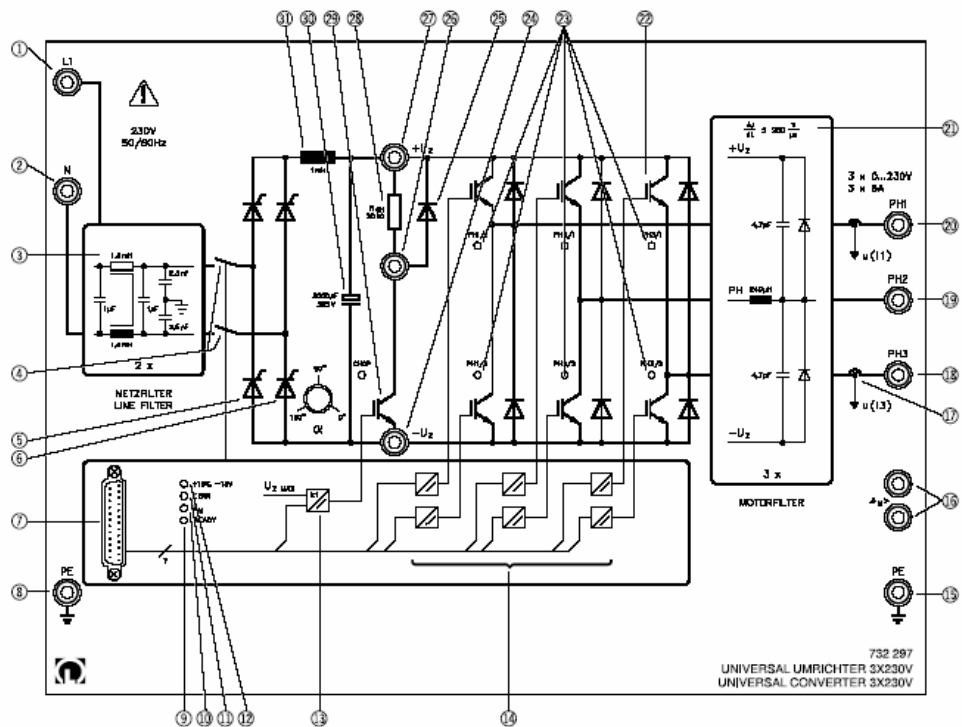


With the universal converter we are dealing with a transistor pulse converter with DC voltage link. It is used as a power supply component in drive and servo technology for the generation of a three-phase, frequency and amplitude variable output voltage from the AC mains. The power supply component itself contains no "intelligence". The intelligence is stored externally in different control units. Only an excess current and excess temperature monitoring device as well as an automatic circuit breaker are integrated into the unit.

The universal converter is protected against damage or destruction brought about by disoperation like faulty transistor control, overload, short-circuits and earth faults. The switching status of the power transistors as well as other status information is displayed via 11 LEDs. The following – currently available – control units can be connected using the 25-pin ribbon cable included with the device:

- Converter input/output, Cat. no. 735 296, for the manual control and/or output of all status messages, control signals as well as the electrically-isolated actual current values. This device permits basic experiments to be performed on such things as manual generation of three-phase current, and also enables us to consider the idea of the voltage space vector.
- PWM characteristic curve control unit, Cat. no. 735 291, for the assembly of a frequency converter for the three-phase machines in the power classes 0.1 kW, 0.3 kW and 1.0 kW.
- Control unit block commutation, Cat. no. 735 292, for the setting up of a servo drive with block-signal type commutation (electronic circuitry, motor, electronically-commutated DC machine).
- Control unit sinusoidal commutation, Cat. no. 735 293, for the setting up of a servo drive with sinusoidal-signal type commutation with the use of a resolver.

Consequently the protective conductor must be connected to the mains protective conductor. Please note that a residual-current-operated circuit-breaker (r.c.c.b) integrated into the mains power supply can be triggered when more than 6 converters are being operated at the same time from this power supply.



**Main relays:** the fed-in mains voltage is connected to the input rectifier only after the main relays close. The LED 5 READY indicates the switching status of the relay. The CLR signal, which is applied to the 25-pin interface, sets to READY if no sumcheck error is present, thus operating the relays. It is normally supplied by the external control units. If there is an inverter error present, it automatically resets to READY and the main relays open regardless of CLR. 5 + 6 Controlled B2C converter with potentiometer for control angle  $\alpha$ : the DC voltage link is supplied from the mains voltage with the aid of the controlled converter. By adjusting the control angle  $\alpha$  the link voltage  $U_d$  can be adjusted between 0 V and max. approx. 325V. When conducting experiments on the frequency converter the maximum voltage is required, however in servo technology this must be reduced in accordance with the specifications given in the instruction sheet and in the documentation. The setting of the control angle  $\alpha$  is carried out using the potentiometer or externally via ALPHA on the 25-pin interface. In the case of an open ALPHA input, the angle is set exclusively by the potentiometer. The potentiometer and thus the control angle setting can be determined here by measuring the voltage. But it is also possible to overwrite the value set with the potentiometer using a low-ohmic source ( $R_I < 50 \text{ W}$ ) with an analog control voltage. The control voltage must be in the range between 0 ... 5 V. In order to limit the current surges which are usually produced when a capacitor is charged up, particularly after switch-on, an abrupt change in the control angle must be prevented. A built-in ramp generator brings about a maximum rate of change of approx.  $180^\circ$  in 6 s. With the aid of the READY signal (CLR sets to READY, provided there is no sumcheck error present) the integrator of the ramp generator can be reset. In the case of restart the control angle, beginning at  $180^\circ$ , runs up to the value set externally or with the potentiometer. In the case of an inverter error IERR the trigger pulses are switched off immediately after the error occurs, even before the main relays open. This enables a very high fault current to be switched off reliably and rapidly regardless of how difficult the fault conditions are.

**725 pin interface:** the external control units are connected to this interface with the ribbon cable included. All signals are reliably isolated from contact hazardous voltage. The interface has the following signal and pin assignment:

All of the digital inputs (DI) and digital outputs (DO) are low active. Analog outputs are designated with A0.

**8 + bq protective conductor / PE connection:** Here the protective conductor is to be connected. The protective conductor of the machine can be connected to the second socket.

**READY LED:** indicates the switching status of the main relays.

**blJM LED:** indicates the excess temperature of the motor.

**IERR LED:** general indicator for errors in the converter. A converter error can be triggered by a multitude of causes:

| Signal name     |    | Pin no. | Pin no. |       | Signal name              |
|-----------------|----|---------|---------|-------|--------------------------|
| Phase 1/1       | DI | 13      | 25      | —     | AGND                     |
| Phase 1/2       | DI | 12      | 24      | —     | (—)                      |
| Phase 2/1       | DI | 11      | 23      | AI/AO | Alpha                    |
| Phase 2/2       | DI | 10      | 22      | DO    | TMOV (Motor temperature) |
| Phase 3/1       | DI | 9       | 21      | —     | —                        |
| Phase 3/2       | DI | 8       | 20      | DO    | IERR                     |
| CHOPI           | DI | 7       | 19      | —     | +5 V / 200 mA            |
| CLR (Relay)     | DI | 6       | 18      | DO    | CHOPO                    |
| +15 V / 50 mA   | —  | 5       | 17      | DO    | Ready                    |
| DGND            | —  | 4       | 16      | DI    | INH                      |
| DGND            | —  | 3       | 15      | —     | -15 V / 50 mA            |
| AC1 (I-Phase 1) | AO | 2       | 14      | AO    | IAC3 (I-Phase 3)         |
| AGND            | —  | 1       |         |       |                          |

Motor temperature is too high Converter temperature is too high Current of the brake transistor is too high Current in the inverter is too high. Trigger threshold: Type 26 A (min. 18 A) Auxiliary voltage of the inverter has failed The common error causes the immediate switch-off of the trigger pulse with subsequent opening of the main relays. The error is stored until the device is switched off and on again. In any case the cause of the error must first be eliminated before continuing. bn+15V, -15V - LED: indicates readiness, there is an internal supply voltage for the electronic circuitry present. boMonitoring device for the link voltage as well as the driver with electronic isolation for the chopper transistor. The link voltage is continuously compared with two critical values. When the first threshold of approx. 355 V is exceeded, the chopper transistor is switched on. This normally causes the voltage to decrease until the chopper transistor switches off again at approx. 350 V. It is conceivable that the voltage continues to increase although the chopper transistor has switched through. This can occur when attempting to rapidly brake the machine without an additional external brake resistor. Then the braking energy cannot be dissipated in sufficient amounts and the voltage continues to increase further. When the second threshold at 375 V is exceeded then the inverter is switched off in order to interrupt the braking process and prolong the braking time. This prevents a further increase in the link voltage. The chopper transistor can also be switched on with CHOPI via the interface. The switching status can be measured at the interface at CHOPO.

bpSix drivers with galvanic isolation for controlling the power transistors. Each of the six power transistors can be switched on and off with the appropriate control signals PH1/1...PH3/2. Here an interlocking logic element prevents the transistors in a branch pair from both switching through simultaneously. This is necessary as otherwise the link capacitors would short-circuit and thus cause the destruction of the transistors. The switching status of each individual transistor can be recognized at the LEDs co. brConnection of the thermostat of the machine. An open contact signals excess temperature and brings about the signalling of a common error and thus the switch-off of the converter. The excess temperature is indicated by the JMLED bl, the common error is indicated by the IERR LED bm. Switch-off enables the connected machine to cool off and to the eventual renewed closing of the temperature contact. The JM LED bl goes out again but not the LED assigned to indicate a general error. This ensures that the machine can start up again automatically after a certain time period has elapsed. If a passive load without a thermostat is used, then this contact can simply be short-circuited. bsCurrent measurement: Depending on the application, square-wave currents can flow with a frequency of up to 20 kHz at the three outputs of the frequency converter. But, on the other hand, a pure DC current is possible. In order to

be able to measure such currents with sufficient accuracy and also to be able to guarantee electronic isolation for the current to be measured, these currents are detected with compensation current sensors with magnetic probes and converted into a proportional voltage:

The measurement of the current is only performed at two outputs, since in a symmetrical three-phase mains the third current is then also known. This is because the following applies:  $I_1 + I_2 + I_3 = 0$

bt Converter output phase 3; terminal W of the three-phase machine. bu Converter output phase 2; terminal V of the three-phase machine. cl Converter output phase 1; terminal U of the three-phase machine. cm The motor filter is used to reduce the steepness of slope of the pulsed output voltage of the converter from the original 2000 V / ms to values < 250 V / ms. This has a positive effect on the excess voltage on long motor leads, spares the insulation and above all reduces the field and line-bound disturbance radiation. cn The actual inverter with six IGBTs, fast acting inverting diodes, gate drive and protective logic circuitry has been integrated into a so-called "Intelligent Power Module". Limiting data of the bridge: Max. collector-emitter voltage  $U_{CES} = 600$  V Max. collector current  $I_C = 15$  A Typical switching times:  $t_{ON} = 0.6$  ms  $t_{OFF} = 2.0$  ms max. PWM frequency: 20 kHz Forward characteristics IGBT and diode: Saturation voltage for  $I_C = 30$  A  $U_{CE(sat)} =$  typical 1.8 V (max. 2.5 V) Threshold voltage for diode with  $-I_C = 15$  A –  $U_{CE} =$  typical 2.5 V (max. 3.5 V) When we have a peak value of the collector current of  $I_C = 30$  A, the mathematical result in the case of a sinusoidal current is a maximum rms value of 21 A. Due to the superimposed current harmonics and the limited current of the feeding single-phase mains (16 A), the maximum continuous output current must be restricted to 8 A. co Switching status indicator of the six power transistors.

See bp cp Negative pole of the link voltage. No earth-fault and shortcircuit proof capacity. cq Collector of the chopper transistor, connection for external chopper resistor cr Free-wheeling diode of the external brake resistor. cs Positive pole of the link voltage, connection for external chopper resistor. No earth-fault or short-circuit proof capacity. ct Internal brake resistor 20 kW and connection possibility for an external brake resistor. The built-in chopper resistor cannot absorb any considerable brake energy. It is only thought of as an aid to help display the chopper function on the oscilloscope. If the brake function is needed, then an external brake resistor of 100 W has to be connected in parallel to the 20 kW resistor, i.e. between the collector of the brake transistor cr and the positive pole of the link voltage cs. If the brake resistor is not present, then switch-off can occur during braking process in order to protect the converter. cu Chopper transistor with LED for the indication of the switching status. The chopper transistor is automatically switched through when the link voltage exceeds 355 V. It is switched off again when voltage drops below 350 V. See point bo. dl Link capacitor: WARNING ! It can carry contact-hazardous voltage for up to 4 minutes after switch-off. The link capacitor is charged up via the input bridge rectifier and a smoothing reactor. This has a capacitance of approx. 2000 mF and smooths the link voltage. It must also be in a position to supply power to the inverter with high pulse frequency or to absorb power supplied back via the inverse diodes. It is voltage-proof up to 385 V. dm Smoothing reactor,  $L = 11$  mH, for the reduction of the charge current peaks

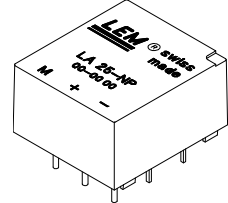
## Operation

This device can only be operated sensibly in conjunction with one of the control units mentioned at the beginning of this text. Operation information is discussed in depth with in the respective instruction sheets of these control units so that further information regarding this point can be dispensed with here.

# Current Transducer LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ A}$

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



### Electrical data

|          |   |                             |                     |
|----------|---|-----------------------------|---------------------|
| $I_{PN}$ | Primary nominal r.m.s. current  | 25                          | At                  |
| $I_P$    | Primary current, measuring range  | 0 .. $\pm 36$               | At                  |
| $R_M$    | Measuring resistance<br>with $\pm 15 \text{ V}$                         | $R_{Mmin}$                  | $R_{Mmax}$          |
|          |   | @ $\pm 25 \text{ At}_{max}$ | 100    320 $\Omega$ |
|          |   | @ $\pm 36 \text{ At}_{max}$ | 100    190 $\Omega$ |
| $I_{SN}$ | Secondary nominal r.m.s. current  | 25                          | mA                  |
| $K_N$    | Conversion ratio  | 1-2-3-4-5 : 1000            |                     |
| $V_C$    | Supply voltage ( $\pm 5 \%$ )   | $\pm 15$                    | V                   |
| $I_C$    | Current consumption   | $10 + I_s$                  | mA                  |
| $V_d$    | R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn                       | 2.5                         | kV                  |
| $V_b$    | R.m.s. rated voltage <sup>1)</sup> , safe separation<br>basic isolation | 600                         | V                   |
|          |   | 1700                        | V                   |

### Accuracy - Dynamic performance data

|          |   |                  |                          |
|----------|---|------------------|--------------------------|
| $X$      | Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$   | $\pm 0.5$        | %                        |
| $e_L$    | Linearity   | $< 0.2$          | %                        |
| $I_O$    | Offset current <sup>2)</sup> @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$                    | Typ              | Max                      |
|          |   | $\pm 0.05$       | $\pm 0.15$ mA            |
| $I_{OM}$ | Residual current <sup>3)</sup> @ $I_P = 0$ , after an overload of $3 \times I_{PN}$ | $\pm 0.05$       | $\pm 0.15$ mA            |
| $I_{OT}$ | 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>4)</sup> @ 90 % of $I_{Pmax}$                                    | $< 1$            | $\mu\text{s}$            |
| $di/dt$  | di/dt accurately followed   | $> 50$           | A/ $\mu\text{s}$         |
| $f$      | Frequency bandwidth (- 1 dB)  | DC .. 150        | kHz                      |

### General data

|          |  |              |                  |
|----------|--|--------------|------------------|
| $T_A$    | Ambient operating temperature                          | 0 .. + 70    | $^\circ\text{C}$ |
| $T_S$    | Ambient storage temperature                            | - 25 .. + 85 | $^\circ\text{C}$ |
| $R_P$    | Primary resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ | $< 1.25$     | m $\Omega$       |
| $R_S$    | Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$   | 110          | $\Omega$         |
| $R_{IS}$ | Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ | $> 1500$     | M $\Omega$       |
| $m$      | Mass<br>Standards <sup>5)</sup>                        | 22           | g                |
|          |  | EN 50178     |                  |

### Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- 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.

Notes : <sup>1)</sup> Pollution class 2

<sup>2)</sup> Measurement carried out after 15 mn functioning

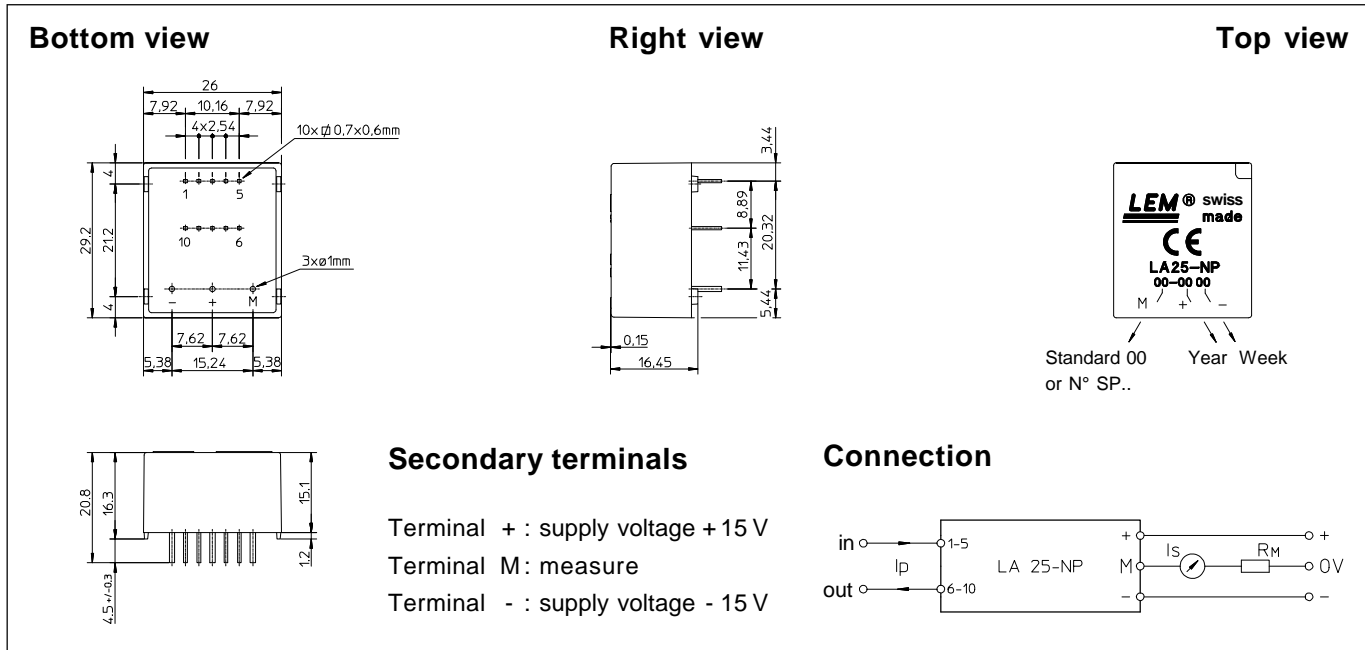
<sup>3)</sup> The result of the coercive field of the magnetic circuit

<sup>4)</sup> With a di/dt of 100 A/ $\mu\text{s}$

<sup>5)</sup> A list of corresponding tests is available

980909/8

## Dimensions LA 25-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



| Number of primary turns | Primary current      |                   | Nominal output current $I_{SN}$ [mA] | Turns ratio $K_N$ | Primary resistance $R_p$ [mΩ] | Primary insertion inductance $L_p$ [μH] | Recommended connections |
|-------------------------|----------------------|-------------------|--------------------------------------|-------------------|-------------------------------|---|-------------------------|
|                         | nominal $I_{PN}$ [A] | maximum $I_p$ [A] |                                      |                   |                               |   |                         |
| 1                       | 25                   | 36                | 25                                   | 1/1000            | 0.3                           | 0.023                                   |                         |
| 2                       | 12                   | 18                | 24                                   | 2/1000            | 1.1                           | 0.09                                    |                         |
| 3                       | 8                    | 12                | 24                                   | 3/1000            | 2.5                           | 0.21                                    |                         |
| 4                       | 6                    | 9                 | 24                                   | 4/1000            | 4.4                           | 0.37                                    |                         |
| 5                       | 5                    | 7                 | 25                                   | 5/1000            | 6.3                           | 0.58                                    |                         |

### Mechanical characteristics

- General tolerance  $\pm 0.2$  mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7 x 0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins  $\varnothing 1$  mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

### Remarks

- $I_s$  is positive when  $I_p$  flows from terminals 1, 2, 3, 4, 5 to terminals 10, 9, 8, 7, 6
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

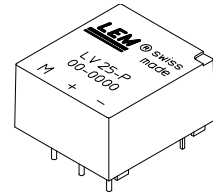
## Voltage Transducer LV 25-P

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 .. $\pm 14$                      | mA                          |                         |                             |          |
| $R_M$    | Measuring resistance   | $R_{Mmin}$                         | $R_{Mmax}$                  |                         |                             |          |
|          |  |                                    |                             | with $\pm 12 \text{ V}$ | @ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$ | 30       |
|          |  |                                    | @ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$ | 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 @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$ | @ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$   | $\pm 0.9$  | %             |
|          |   | @ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$ | $\pm 0.8$  | %             |
| $e_L$    | 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 $V_{Pmax}$    | 40                              |            | $\mu\text{s}$ |

### General data

|       |  |            |                  |
|-------|--|------------|------------------|
| $T_A$ | Ambient operating temperature                        | 0 .. +70   | $^\circ\text{C}$ |
| $T_S$ | Ambient storage temperature                          | -25 .. +85 | $^\circ\text{C}$ |
| $R_P$ | 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   |                  |

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

### 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

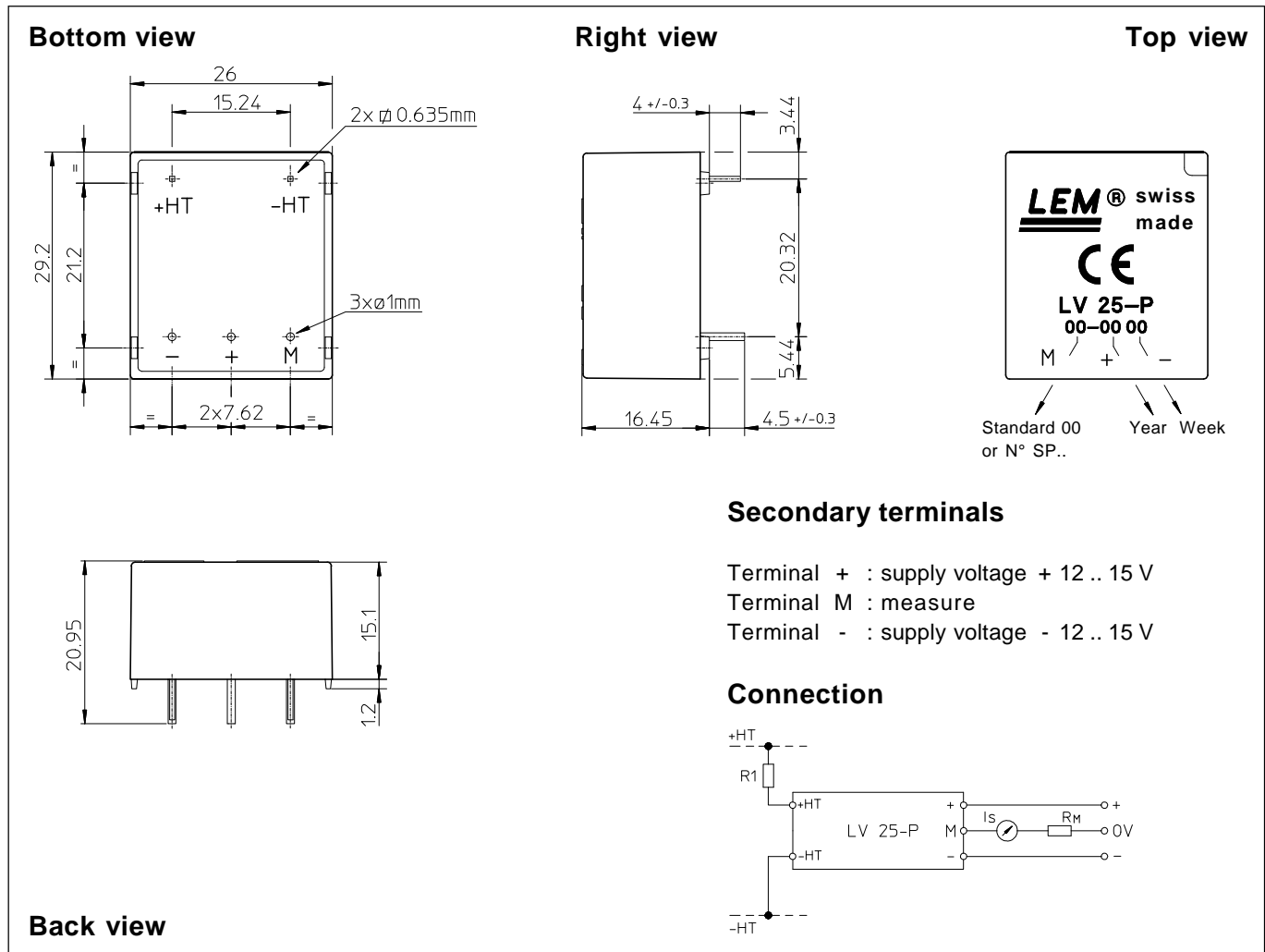
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

### 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.

981125/14

**Dimensions LV 25-P** (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



**Mechanical characteristics**

- General tolerance  $\pm 0.2\text{ mm}$
- Fastening & connection of primary 2 pins  
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins  $\varnothing 1\text{ mm}$
- Recommended PCB hole 1.2 mm

**Remarks**

- $I_s$  is positive when  $V_p$  is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

**Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P**

Primary resistor  $R_1$  : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible,  $R_1$  should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured  $V_{PN} = 250\text{ V}$

|  |   |
|--|---|
| a) $R_1 = 25\text{ k}\Omega / 2.5\text{ W}$ , $I_p = 10\text{ mA}$ | Accuracy = $\pm 0.8\%$ of $V_{PN}$ (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) |
| b) $R_1 = 50\text{ k}\Omega / 1.25\text{ W}$ , $I_p = 5\text{ mA}$ | Accuracy = $\pm 1.6\%$ of $V_{PN}$ (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) |

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to  $R_1$ , in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.