

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

750495

**SİNİRSEL BULANIK DENETLEYİCİLERLE ASENKRON
MOTORUN DAYANIKLI HIZ DENETİMİ**

Tezi Hazırlayan
Beşir DANDIL

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

150495

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2004

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SİNİRSEL BULANIK DENETLEYİCİLERLE ASENKRON
MOTORUN DAYANIKLI HIZ DENETİMİ**

Beşir DANDIL

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez, 01/10/2004.. tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği/oyçokluğu ile başarılı/başarısız olarak değerlendirilmiştir.

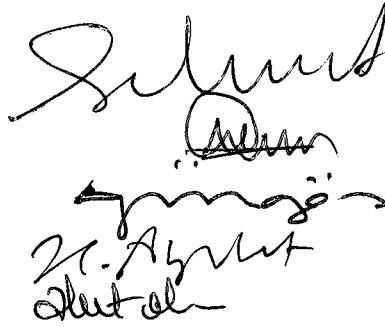
Danışman: Yrd. Doç .Dr. Fikret ATA

Üye: Prof. Dr. Mustafa POYRAZ

Üye: Prof. Dr. Güngör BAL

Üye: Doç. Dr. Z. Hakan AKPOLAT

Üye: Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN



Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu' nun 15.10.2004 tarih ve 41/2..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

İÇİNDEKİLER

İÇİNDEKİLER	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	III
EKLER LİSTESİ	VI
SİMGELER.....	VII
KISALTMALAR.....	IX
ÖZET	X
ABSTRACT	XI
1.GİRİŞ.....	01
1.1 Genel.....	01
1.2 Tezin Amacı	05
1.3 Tezin Bölümleri.....	06
2. ASENKRON MOTORLARIN MODELLENMESİ VE DENETİM YÖNTEMLERİ ...	08
2.1 Giriş	08
2.2 Asenkron Motorun Matematiksel Modellenmesi	08
2.2.1 Eksen dönüşümleri	09
2.2.2 Asenkron motorun senkron referans çatı dinamik modeli.....	12
2.2.3 Asenkron motorun duran referans çatı dinamik modeli	15
2.3 Asenkron Motorların Vektör Denetiminde Alan Yönlendirme Yöntemleri	15
2.3.1 Rotor alan yönlendirmesi.....	17
2.3.2 Stator alan yönlendirmesi	19
2.3.3 Hava aralığı alan yönlendirmesi	20
2.4 Asenkron motorların vektör denetimi.....	21
2.4.1 Asenkron motorların doğrudan vektör denetimi.....	22
2.4.2 Asenkron motorların dolaylı vektör denetimi.....	24
3. SİNİRSEL BULANIK AĞLAR	26
3.1 Giriş	26
3.2 Yapay Sinir Ağları.....	26
3.2.1 Yapay sinir hücresinin yapısı	26
3.2.2 Çok katmanlı YSA yapıları	28
3.2.2.1 Çok katmanlı ileri beslemeli YSA.....	28
3.2.2.2 Çok katmanlı geri beslemeli YSA.....	29
3.2.3 Yapay sinir ağlarında öğrenme.....	30

3.2.4 Geriye yayılım öğrenme algoritması	30
3.3 Bulanık Mantık	32
3.3.1 Bulanık mantık denetleyiciler	33
3.3.1.1 BD nin giriş-çıkış Değişkenleri	33
3.3.1.2 Bulanıklaştırıcı	34
3.3.1.3 Bulanık kural tabanı	35
3.3.1.4 Bulanık çıkarım	35
3.3.1.5 Durulaştırma	37
3.4 Sinirsel Bulanık Ağlar	38
3.4.1 Üyelik fonksiyonları ve bulanık işlemcilerin YSA ile gerçekleştirilmesi	39
3.4.2 Bulanık çıkarım işlevinin YSA ile gerçekleştirimi	41
3.4.3 Sinirsel bulanık ağ yapıları	43
3.5 Sinirsel Bulanık Denetleyiciler	48
4. ASENKRON MOTORLARIN SİNİRSEL BULANIK DENETLEYİCİLER İLE HIZ DENETİMİ	50
4.1 Giriş	50
4.2 Asenkron Motorların Hız Denetimi	50
4.3 Asenkron Motorun SBD ile Hız Denetimi	55
4.3.1. Bulanık Singleton kurallı SBD (BSK-SBD)	57
4.3.2 Sugeno tipi SBD	60
4.3.3 Sinirsel bulanık denetleyicilerin eğitimi	63
5. DENEY DÜZENEGİ	68
5.1 Deney Düzeneginin Tanıtılması	68
5.2 Kullanılan Denetleyici Kart ve Yazılımın Özellikleri	70
5.3 Deneysel ve Benzetim Çalışmaları için Denetim Algoritmasının MATLAB' da Gerçekleştirimi	73
6. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR	78
6.1 Benzetim Sonuçları	78
6.2 Deneysel Sonuçlar	81
7. SONUÇ	101
KAYNAKLAR	103

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 Üç fazlı motorun eşdeğer iki faz vektörleri.....	09
Şekil 2.2 Üç faz değişkenlerinden duran çatı d^s - q^s eksenlerine dönüşüm	10
Şekil 2.3 q^s - d^s duran çatıdan q^e - d^e senkron çatı eksenlerine dönüşüm	11
Şekil 2.4 Motorun dinamik q^e - d^e eşdeğer devresi (a) q^e eşdeğer devresi, (b) d^e eşdeğer devresi	13
Şekil 2.5 DA ve AA motorların vektör diyagramları. (a) Serbest uyartımlı DA motoru (b) Vektör denetimli asenkron motor	16
Şekil 2.6 Alan yönlendirme vektör diyagramları (a) Rotor alan yönlendirmesi, (b) Stator alan yönlendirmesi, (c) Hava aralığı alan yönlendirmesi.....	17
Şekil 2.7 Asenkron motorun doğrudan vektör denetimi için blok diyagramı	22
Şekil 2.8 Asenkron motorun dolaylı alan yönlendirmeli denetimi için blok yapısı	24
Şekil 3.1 Bir yapay sinir ağı hücresi.....	27
Şekil 3.2. Yapay sinir ağlarında sık kullanılan aktivasyon fonksiyonları	27
Şekil 3.3. İleri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı.....	28
Şekil 3.4. Geri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı	29
Şekil 3.5. Üçgen, yamuk, çan eğrisi ve sigmoid üyelik fonksiyonları	33
Şekil 3.6 Bulanık denetleyicinin temel yapısı	33
Şekil 3.7. Mâmdani tipi bulanık çıkarım	36
Şekil 3.8. Larsen tipi bulanık çıkarım.....	36
Şekil 3.9. Tsukamoto tipi bulanık çıkarım.....	37
Şekil 3.10. Takagi-Sugeno tipi bulanık çıkarım	37
Şekil 3.11 Temel üyelik fonksiyonlarının YSA ile gerçekleştirimi.....	39
Şekil 3.12 YSA ile elde edilen üyelik fonksiyonları	40
Şekil 3.13 BM çıkarımının YSA ile elde edilmesi	41
Şekil 3.14 I. Tip SBA' nın yapısı	44
Şekil 3.15 I.Tip BMA' nın sonuç üyelik fonksiyonu	46
Şekil 3.16 II.Tip SBA' nın yapısı	46
Şekil 3.17 III.Tip SBA' nın yapısı.....	48
Şekil 4.1 Vektör denetimli asenkron motor için hız denetim bloğu	52
Şekil 4.2 Dolaylı vektör denetimli asenkron motorun SBD ile hız denetimi için blok yapısı.....	55
Şekil 4.3 İki girişli tek çıkışlı BSK-SBD yapısı	58
Şekil 4.4 İki girişli tek çıkışlı Sugeno tip SBD yapısı	61
Şekil 4.5 Denetim yapısına eğitim algoritmasının uygulanmasına ait akış şeması	67
Şekil 5.1 Deney düzeneğinin blok diyagramı.....	69

Şekil 5.2 Deney düzeneğinin genel görünümüne ilişkin fotoğraf	70
Şekil 5.3 Simulinkte oluşturulan denetim yapısının denetleyici karta aktarılmasına ait akış şeması	71
Şekil 5.4 Control Desk Developper yazılımı ile çalışma arayüzünün oluşturulması için akış şeması	72
Şekil 5.5 Benzetim çalışmaları için MATLAB/Simulinkte oluşturulan denetim yapısı	73
Şekil 5.6 Deneysel çalışmalar için MATLAB/Simulinkte oluşturulan denetim yapısı	74
Şekil 5.7 Integral girişli PI/SBD'nin Simulink bloklarıyla oluşturulması	75
Şekil 5.8 DGM işaretlerinin üretimi için görev oranlarının Simulink bloklarıyla gerçekleştirimi	76
Şekil 5.9 Oluşturulan arayüzün genel görünümü	77
Şekil 6.1 Motor yüklü durumdayken 2000d/d basamak referans hızda PI-SBD'den elde edilen benzetim sonuçları.	79
Şekil 6.2 Motor yüklü durumdayken 2000d/d basamak referans hızda PD-SBD'den elde edilen benzetim sonuçları.....	80
Şekil 6.3 Motor yüklü durumdayken 2000d/d basamak referans hızda BSK-SBD'den elde edilen benzetim sonuçları.....	81
Şekil 6.4 Motor yüksüz durumda iken BSK-SBD'nin 3000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı.	83
Şekil 6.5 Motor yüksüz durumda iken BSK-SBD'nin sabit basamak hızları izleme başarımı. ..	84
Şekil 6.6 Yük altındaki motorun BSK-SBD'nin 2000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı	85
Şekil 6.7 2000 d/d'lık referans hızda motora ani yük uygulanması durumunda BSK-SBD'nin başarımı.	86
Şekil 6.8 BSK-SBD için sinüsoidal referans hız ve yüklü durumda elde edilen deneysel sonuç	87
Şekil 6.9 Motor yüksüz durumda iken PD-SBD'nin 3000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı	88
Şekil 6.10 Motor yüksüz durumda iken PD-SBD'nin sabit basamak hızları izleme başarımı	89
Şekil 6.11 PD-SBD ile, yük altındaki motorun 2000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı... ..	90
Şekil 6.12 2000 d/d'lık referans hızda motora ani yük uygulanması durumunda PD-SBD'nin başarımı.....	91

Şekil 6.13 PD-SBD için sinüsoidal referans hız ve yüklü durumda elde edilen deneysel sonuç.....	92
Şekil 6.14 PI-SBD için 3000 d/d sabit referans hız ve yüksüz durumda elde edilen deneysel sonuçlar	93
Şekil 6.15 Motor yüksüz durumda iken PI-SBD'nin sabit basamak hızları izleme başarımı.....	94
Şekil 6.16 Motor yüksüz durumda iken PI-SBD'nin düşük hızlardaki basamak referans hızları izleme başarımı.	95
Şekil 6.17 PI-SBD için sinüsoidal referans hız ve yüksüz durumda elde edilen uygulama sonuçları.	96
Şekil 6.18 Motor yüklü iken PI-SBD' için 2000d/d sabit referans hızda elde edilen deney sonuçları.	97
Şekil 6.19 2000 d/d'lık referans hızda motora ani yük uygulanması durumunda PI-SBD'nin başarımı.....	98
Şekil 6.20 Motor yüklü durumda iken PI-SBD'nin sinüsoidal referans hızı izleme başarımı.	99
Şekil 6.21 Motor eylemsizlik katsayısının artırılması durumunda SBD'nin başarımı	100

EKLER LİSTESİ

- EK-1** : Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan AA motorun parametre ve etiket bilgileri
- EK-2** : DS1104 denetleyici kartının özellikleri ve bazı RTI blokları
- EK-3** : Evirici setinin katalog bilgileri
- EK-4** : LEM modül katalog bilgileri



SİMGELER

d^s-q^s	Duran çatı eksenleri
d^e-q^e	Senkron çatı eksenleri
ω	Mekanik açısal hızı , rad/s
ω_e	Senkron açısal hızı, rad/s
ω_r	Rotor açısal hızı, rad/s
θ	Mekanik açısal konum, rad
θ_e	Elektriksel açısal konum, rad
θ_{sl}	Kayma konumu
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	Stator faz gerilimleri, volt
$v_{ds}^s - v_{qs}^s$	Duran çatı eksen stator gerilimleri, volt
$v_{ds}^e - v_{qs}^e$	Senkron çatı eksen stator gerilimleri, volt
$i_{ds}^s - i_{qs}^s$	Duran çatı eksen stator akımları, Amper
$i_{ds}^e - i_{qs}^e$	Senkron çatı eksen stator akımları, Amper
$i_{dr}^e - i_{qr}^e$	Senkron çatı eksen rotor akımları, Amper
i_a	DA motorunun endüvi akımı, Amper
i_f	DA motorunun alan akımı, Amper
$\psi_{ds}^s - \psi_{qs}^s$	Duran çatıdaki stator akıları
$\psi_{ds}^e - \psi_{qs}^e$	Senkron çatıdaki stator akıları
$\psi_{dr}^e - \psi_{qr}^e$	Senkron çatıdaki rotor akıları
L_{ls}	Stator kaçak endüktansı
L_{lr}	İndirgenmiş rotor kaçak endüktansı
L_m	Ortak endüktans
L_s	Stator özendüktansı
L_r	İndirgenmiş rotor endüktansı
S	Laplace operatörü
R_s	Stator bir faz direnci
R_r	İndirgenmiş rotor bir faz direnci
T_e	Elektromekanik moment
T_L	Yük moment
J	Eylemsizlik sabiti

B	Sürtünme katsayısı
P_g	Stator ve rotor sargılarının anlık giriş gücü
k_t	Moment sabiti
φ_r	Uyartım akısı
τ_r	Rotor zaman sabiti
σ	Kaçak faktörü
p	Kutup sayısı
x	YSA/SBD giriş vektörü
y	YSA/SBD çıkış vektörü
w	Ağırlık vektörü
Δw	Ağırlıklara uygulanacak düzeltme miktarı
e	Hata
E	Karesel hata
δ	Yöresel hata
α	Öğrenme oranı
β	Momentum katsayısı

KISALTMALAR

AA	Alternatif (Değişken) akım
DA	Doğru akım
Sİİ	Sayısal İşaret İşlemci
BD	Bulanık denetleyici
YSA	Yapay sinir ağları
SBD	Sinirsel bulanık denetleyici
BM	Bulanık mantık
SBA	Sinirsel bulanık ağ
BSA	Bulanık sinirsel ağ
PI	Oransal+integral denetleyici
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
NEFCON	Neuro-fuzzy Control
NEFCLASS	Neuro-Fuzzy Classification
NEFPROX	Neuro-Fuzzy Function Approximation
ANFIS	Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems
GARIC	Generalized Approximate Reasoning-based Intelligent Controller
BSK-SBD	Bulanık Singleton kurallı sinirsel bulanık denetleyici
PI-SBD	Oransal+integral sinirsel bulanık denetleyici
PD-SBD	Oransal+türev sinirsel bulanık denetleyici
TSK-SBD	Takagi Sugeno kurallı sinirsel bulanık denetleyici

ÖZET

Doktora Tezi

SİNİRSEL BULANIK DENETLEYİCİLERLE ASENKRON MOTORUN DAYANIKLI HIZ DENETİMİ

Beşir DANDIL

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2004, Sayfa: 108

Vektör denetimli asenkron motor sürücülerinde, motorun momenti ve akısı arasındaki kenetleme etkisi ortadan kaldırıldığından iyi bir tork denetimi elde edilebilmektedir. Ancak, doğrusal olmayan ve bilinmeyen motor dinamikleri ile motor parametrelerindeki ve yükteki değişimler nedeniyle asenkron motor sürücülerinin denetiminde, uyarlamalı ve dayanıklı bir denetim sistemine ihtiyaç duyulur. Doğrusal olmayan ve uyarlamalı yapısıyla Sinirsel Bulanık Denetleyiciler (SBD), zamanla değişen ve doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. SBD ile motor sürücü sistemlerinin hız denetimi üzerine yapılan çalışmalarda, hız hatası ile hız hatasının değişimi giriş değişkeni alınarak SBD tasarlanmakta ve motora yük uygulanması durumunda ortaya çıkan sürekli durum hız hatalarını önlemek için ayrı bir denetleyici kullanılmaktadır

Bu tez çalışmasında, vektör denetimli asenkron motorun hız denetimi için hız hatasının integralini giriş değişkeni olarak tasarlanan bir SBD önerilmiştir. Çeşitli SBD yapıları ile birlikte önerilen SBD kullanılarak asenkron motorun hız denetimi gerçekleştirilmiş ve elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Farklı hız referanslarında ve motor yüklerinde alınan sonuçlarla SBD'lerin dayanıklılığı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlardan, önerilen SBD ile motorun hem sürekli hem de geçici durum hız denetim başarımının tatmin edici olduğu belirlenmiştir. Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink programı, deneysel çalışmalar ise DSPACE 1104 denetleyici kartı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Asenkron motor, sinirsel bulanık denetleyiciler, vektör denetim.

ABSTRACT

PhD Thesis

ROBUST SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR USING NEURO-FUZZY CONTROLLER

Beşir DANDIL

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

2004, Page:

In the vector controlled induction motor drives, a good torque control can be obtained, since the coupling between torque and flux of the motor is eliminated. However, adaptive and robust speed control is required for the induction motor drives, due to the nonlinear and unknown motor dynamics and, variations of the motor parameters and loads. Neural-Fuzzy Controllers (NFC) which is an adaptive and nonlinear system is widely used in the control of nonlinear and time varying systems. In the studies with related to electrical drives, NFC is designed using the speed error and the change of error and, another controller is used for eliminating the steady state error seen on the motor speed which is operated under loads.

In this thesis, a NFC which is designed using the integral of the speed error is proposed for the vector controlled induction motors. Speed control of the induction motor is implemented using the proposed NFC and, simulation and experimental results are given and compared with results obtained from the other NFCs. Robustness of the NFCs is tested for different speed references and motor loads. The results show that the transient and steady state speed control performance of the proposed NFC is sufficiently good. MATLAB/Simulink is used for simulations and, experimental results are obtained using the DSPACE 1104 controller.

Keywords: Induction motors, Neuro-fuzzy controllers, Vector control.

1.GİRİŞ

1.1 Genel

Elektrik motorları, elektromekanik dönüştürücüler olarak endüstrinin vazgeçilmez elemanlarından biridir. Elektrik motorlarının endüstrideki uygulamaları genelde fan, kompresör veya pompaları içermekle birlikte, özellikle otomasyona dayalı seri üretim tesislerindeki artışa bağlı olarak servo uygulamaları da büyük önem kazanmıştır [1]. Yüksek başarımlı gerektiren servo uygulamaları için motorun geniş bir hız aralığında, geçici ve sürekli durum hız denetimlerinin yapılabilmesi oldukça önemlidir [2]. Yüksek başarımlı sürücü uygulamalarında, uzun yıllar boyunca denetimlerinin kolay olması nedeniyle doğru akım (DA) motorları tercih edilmesine rağmen teknolojiye paralel olarak son yıllardaki çalışmalar asenkron motorlar, anahtarlamalı değişken relüktanslı adım motorları ve sabit mıknatıslı senkron motorların denetimi üzerinde yoğunlaşmıştır. Bu motorların birbirine göre yapısal olarak üstünlükleri olmakla birlikte son yıllardaki en büyük gelişme vektör denetimli asenkron motor sürücülerinde sağlanmıştır. Asenkron motorların sağlam ve güvenilir yapıları, düşük maliyete, ses ve ataletle sahip olmaları, özellikle sincap kafesli tiplerinin az bakım gerektirmeleri, kirli ve tehlikeli ortamlarda rahatlıkla çalışabilmeleri ve oldukça geniş bir güç ve hız aralığına sahip olmaları bu gelişmenin nedenidir [3,4]. Son yıllara kadar endüstriyel alanda, asenkron motorlar bu gibi yapısal üstünlüklerine karşın hız denetimlerinin zor ve maliyetlerinin yüksek olması nedeniyle genellikle sabit hız uygulamalarında, DA motorları ise değişken hız ve servo uygulamalarında daha çok tercih edilmiştir. Ancak özellikle son çeyrek yüzyılda güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojilerindeki önemli gelişmeler sonucunda modern denetim algoritmalarının uygulanabilir hale gelmesiyle asenkron motorların denetimleri de DA motorlarının denetimi kadar ekonomik ve kolay hale gelmiştir [5].

Asenkron motorların moment ve akısı arasındaki kenetleme etkisi nedeniyle bu motorlardan yüksek başarımlı elde edilmesi oldukça güçtür. Asenkron motorların denetiminde, karmaşıklık derecesi farklı bazı denetim yöntemleri kullanılmaktadır. Günümüzde yaygın olarak kullanılan denetim yöntemleri, sürekli durum modelinden çıkarılan skaler denetim yöntemi ve motorun dinamik modelinden elde edilen vektörel denetim yöntemleridir. Skaler denetim yönteminde, statora uygulanan gerilim/frekans (V/f) oranı sabit tutularak hava aralığı akısı sabit tutulmaya çalışılır. Böylece 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 kenetleme etkisi tamamen ortadan kaldırılamadığından düşük hızlarda ve geçici durumda moment kararlılığı elde edilemez. Bununla birlikte skaler denetim yönteminin uygulamasının kolay olması ve maliyetinin düşük olması nedeniyle yüksek başarımlı gerektirmeyen uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır [2,4]. Asenkron motorlarda ortaya çıkan akı ve moment arasındaki kenetleme etkisinin ortadan kaldırılarak yüksek başarımlı sürücü sistemlerinde de kullanılabilmesi amacıyla standart hız/konum döngüsünden başka daha içte bir döngü oluşturacak şekilde vektör denetim yöntemleri geliştirilmiştir [6,7]. Vektör denetimi ile motorun akısı ve momenti arasındaki kenetleme etkisi ortadan kaldırılmakta ve bu iki büyüklük ayrı ayrı denetlenebilir hale gelmektedir [8,9]. Böylece, akı sabit tutularak stator akımının moment bileşeni ile motor momenti doğrusal olarak denetlenebilmektedir. Asenkron motorların kenetlemesiz denetimi stator, rotor veya hava aralığı akı vektörlerinden birinin yönlendirilmesi ile gerçekleştirilir [10]. Bundan dolayı yönlendirilen akı vektörlerinden birinin genliği ve konumunun bilinmesi gerekmektedir. Bu akı vektörünün genlik ve konum bilgisinin elde edilme şekli, vektör denetim yöntemlerinin farklılığını belirlemektedir. Genel olarak doğrudan ve dolaylı denetim yöntemi olmak üzere iki farklı şekilde vektör denetimi gerçekleştirilmektedir. Bunlar temel olarak doğrudan ve dolaylı vektör denetim yöntemleri olarak sınıflandırılmaktadır [11,12].

Doğrudan vektör denetim yönteminde motorun ürettiği akının genlik ve konumu algılayıcılar ile ölçülerek ya da gözlemlenerek bulunur. Akının doğrudan motor üzerinden ölçümü, özel bir motor yapısına gereksinim duyduğundan daha çok gözlemleyici tabanlı denetim yapıları tercih edilmektedir [13-15]. Gözlemleyici tabanlı denetim yapılarında tasarlanan gözlemleyici, motorun elektriksel ve mekanik parametrelerine bağımlı olduğundan yük ve parametre değişimi denetim yapısının başarımlı olumsuz yönde etkilemektedir. Ayrıca gözlemleyicili denetim yapıları integratör içerdiği için, düşük frekanslarda açık integrasyon sorunu nedeniyle yüksek başarımlı elde edilememektedir [14]. Dolaylı vektör denetim yöntemi ise motorun ürettiği akının doğrudan ölçüm yoluyla değil de ölçülen akım ya da gerilimler yoluyla dolaylı olarak hesaplanması temeline dayanmaktadır [16]. Ancak dolaylı vektör denetiminde de vektör denetiminin başarımlı motorun rotor veya statorunun direnç ve endüktanslarına bağımlıdır. Gerek doğrudan gerekse dolaylı vektör denetim yapılarında karşılaşılan bu sorunların giderilebilmesi amacıyla çalışmalar yapılmakta ve vektör denetimli asenkron motor sürücülerinin kullanımı günümüzde giderek yaygınlaşmaktadır.

Motor sürücü sistemleri genelde yarı belirgin sistemler olarak tanımlanır [3]. Asenkron motor sürücülerinde gerek motorun gerekse motor yükünün doğrusal olmayan ve zamanla değişen parametrelere sahip olması, motorun evirici üzerinden beslenmesi nedeniyle ortaya çıkan

belirsizlikler, vektör denetiminin gerçekleştirilmesi için gerekli hesaplamalardan ve algılayıcılardan kaynaklanan gecikmeler denetim başarımını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu nedenlerle asenkron motorların denetim yapılarında kullanılacak Sayısal İşaret İşleyici (Sİİ)' nin oldukça hızlı ve denetleyicinin de yük ve parametre değişimlerinden etkilenmeyecek nitelikte olması gerekmektedir [4,11]. Sistemin doğru bir matematiksel modeline gereksinim duyan ve parametre değişimlerine karşı oldukça duyarlı olan geleneksel sabit parametrelili denetleyiciler yüksek başarımlı gerektiren sürücü uygulamalarında yetersiz kalabilmektedir. Bu nedenle son zamanlarda asenkron motorların hız/konum ve moment denetimleri için değişken yapıllı denetleyiciler, Bulanık Denetleyiciler (BD), Yapay Sinir Ağı (YSA) denetleyiciler ve Sinirsel Bulanık Denetleyiciler (SBD) gibi dayanıklı ve/veya uyarlamalı denetleyiciler kullanılmaktadır.

İnsanın düşünme ve karar verme sistemini matematiksel olarak modellemeyi amaçlayan Bulanık Mantık (BM), geleneksel var-yok mantığının yerine insan düşünce sisteminde olduğu gibi ara değişkenlerin de kullanımını esas alır [17]. BM işlemleri, sorunun analiz edilmesi ve tanımlanması, kümelerin ve mantıksal işlemlerin oluşturulması, bilgilerin bulanık kümelere dönüştürülmesi ve elde edilen sonuçların yorumlanması aşamalarından oluşmaktadır. BM tasarımı, sistemin matematiksel modeline gerek duyulmaksızın bir uzman kişinin bilgi ve tecrübelerinden yararlanılarak gerçekleştirilebilir. BM' nin başlıca uygulama alanları, matematiksel modeli bilinmeyen, doğrusal olmayan ve zamanla değişen parametrelere sahip sistemlerdir. BM özellikle sistemlerin matematiksel modeline gereksinim duymaması ve içerisinde uzman bilgisini barındırması nedeniyle denetim sistemlerinde de yaygın olarak kullanılmıştır [18-22]. Sürücü sistemlerinde karşılaşılan zamanla değişen parametre, ortaya çıkan belirsiz dinamikler, sistemin doğru bir matematiksel modeline gereksinim duyulması gibi sorunların giderilebilmesi için BD' nin tek başlarına veya başka bir denetleyici ile birlikte kullanıldıkları çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalarda BD tek başına bir denetleyici olarak [23], integral denetleyici ile [24,25] ve kayma kipli denetleyici ile [26,27] birlikte sürücü sistemlerinde evircinin anahtarlama vektörünün belirlenmesinde, hız/konum ve moment denetiminde kullanılmıştır. BD' nin tasarım aşamasında kural tablosu ve üyelik fonksiyonlarının şeklinin ve sayısının belirlenmesinde kesin bir yöntem bulunmaması ve daha çok deneme yanılma yöntemiyle elde edilmesi karşılaşılan en büyük zorluktur.

İnsan beyninin çalışma ilkesini yapay olarak modellemeyi amaçlayan YSA, katmanlar halinde düzenlenmiş çok sayıda doğrusal olmayan hücrelerin ağırlıklandırılmış bağlantılarla birbirine bağlandığı paralel çalışma yeteneğine sahip matematiksel bir model olarak tanımlanır. 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 [28]. Bu özelliklere sahip YSA; tanılama, görüntü ve işaret işleme, parametre tanılama ve sistem denetimi gibi bir çok farklı alanda uygulanmıştır. Denetim alanında YSA; doğrusal olmayan ve uyarlanır yapıları, öğrenme ve genelleme yetenekleri, sistem parametrelerinden bağımsız olarak tasarlanabilmeleri gibi üstün özelliklerinden dolayı doğrusal olmayan bir çok sistemim denetiminde ve tanınmasında kullanılmıştır [29-30]. YSA tek başına bir denetleyici olarak kullanıldığı gibi öğrenme yeteneği ve uyarlanır yapısından dolayı geleneksel denetleyicilerin parametrelerinin uyarlanmasında [31-33], sabit parametrelili ve kayan kipli denetleyici ile birlikte, [34-39] kullanılmıştır. Denetim sistemlerinde YSA' nın giriş değişkenlerinin sistem dinamiklerinin geri beslenmesi ile oluşturulmasından kaynaklanan eğitim sorunu, saklı katman sayısı ve bu katmanda kullanılacak hücre sayısının belirlenmesinde kesin bir kuralın olmaması YSA' nın başlıca sorunlarıdır.

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 birleştirilmesi 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 [17-22]. 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 alanlarda, özellikle de doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde kullanılmaktadır [17,22,40-42]. SBD son yıllarda sürücü sistemlerin denetiminde de kullanılmaya başlanmış ve literatürde farklı motor uygulamalarında parametre ve hata tanılaması, eviricilerin anahtarlar vektörünün belirlenmesi, motorun hız/konum ve moment denetimlerinde kullanılmıştır. Kaynak [43]' de ultrasonik motorun hız denetiminde BD 'nin çıkış ölçekleme faktörü YSA ile uyarlanmıştır. Kaynak [44]' de öz geribeslemeli SBD, bir kompanzatör ile birlikte lineer asenkron motorların konum denetiminde kullanılmıştır. Kaynak [45]' de anahtarlamalı relüktans motorların (ARM) moment salınımlarını azaltmak için PI (proportional+integral) denetleyici ile birlikte kompanzatör olarak, kaynak [46]' de ise SBD integral denetleyici ile birlikte ARM'nin hız denetiminde kullanılmıştır. Kaynak [47]' de SBD Sabit mıknatıslı senkron motorun (SMSM) hız denetiminde, [48]' de SBD ile IP (integral+proportional) denetleyici birlikte kullanılarak

SMSM'nin konum denetimi yapılmış, kaynak [49]'de SMSM'nin hız denetiminde SBD ve kayan kipli denetleyici dönüşümlü olarak kullanılmış, kaynak [50]'de SMSM'nin hız denetiminde kullanılan PI denetleyicinin oransal ve integral kazançlarının uyarlaması iki çıkışlı bir SBD ile gerçekleştirilmiş, kaynak [51]'de SMSM'nin hız denetimi SBD ile yapılmış ve kaynak [52]'de ise SMSM'nin hız denetimi SBD ile integral denetleyici birlikte kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

SBD, asenkron motorların parametre tanılama, hata tanılama, hız ve moment denetimlerinde kullanılmıştır. Kaynak [53,54]'de asenkron motorların hata tanılmasında kullanımına ilişkin yöntemler değerlendirilerek Sugeno tipi SBA ile elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir. Kaynak [55]'de BD, YSA ile birlikte paralel olarak vektör denetimli bir asenkron motorun rotor zaman sabitinin tahmininde kullanılmıştır. Kaynak [56]'da Singleton kurallı SBA yüksek hızlı (spindle) asenkron motorun tanılması yapılmıştır. Kaynak [57,58]'de Singleton kurallı SBD ile stator akısının tahmininde kullanılmış ancak sürekli durum hataları için SBD'nin çıkışı kompanze edilmiştir. Kaynak [59]'da iki girişli Sugeno tipi SBA asenkron motorun hız algılamasında kullanılmıştır. Kaynak [60,61]'de iki girişli Sugeno tipi SBD ile doğrudan moment denetiminde anahtarlama vektörü belirlenmiştir. Kaynak [62]'de, girişleri hata ve hatanın değişimi olan Sugeno tipi SBD, PID ve BD ile asenkron motorun skaler hız denetimi yapılarak bulunan sonuçlar karşılaştırılmıştır. Kaynak [63]'de, girişleri hata ve hatanın değişiminden oluşan Singleton kurallı SBD kullanılarak asenkron motorun skaler hız denetimi gerçekleştirilmiş ve buradan bulunan sonuçlar BD ve PID denetleyiciden elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Kaynak [64]'da giriş değişkenleri hata ve hatanın değişiminden oluşan Singleton kurallı SBD ile asenkron motorun vektör denetimi gerçekleştirilmiş ve PI denetleyici ile yapılan uygulama sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Kaynak [65]'de ise giriş değişkenleri hata ve hatanın değişiminden oluşan Sugeno tipi SBD'nin giriş üyelik fonksiyonları üç ve beş olarak seçilerek iki farklı durum için asenkron motorun skaler ve vektörel hız denetimi yapılmış ve bulunan sonuçlar aşma miktarı, gecikme, yükselme ve yerleşme sürelerine göre değerlendirilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Vektör denetimli asenkron motorların vektör denklemleri yüksek mertebeden, doğrusal olmayan ve zamanla değişen parametrelili denklemler takımlarından oluşur ve denetim yapısı, kestirilemeyen dinamiklerden dolayı yarı belirgin ve karmaşık bir sistemdir. Bu nedenle, asenkron motorların hız/konum ve moment denetimlerinin motorun yük ve parametre değişimlerinden etkilenmeyecek şekilde dayanıklı ve uyarlamalı bir yapıda olması arzu edilir.

YSA'nın öğrenme ve genelleme, BD'nin uzman bilgisini kullanma ve çıkarım yapabilme gibi üstün özelliklerini taşıması nedeniyle SBD'nin asenkron motorların hız/konum ve moment 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. Literatürde SBD ile sürücü sistemlerinin hız denetimlerinin gerçekleştirildiği çalışmaların çoğunda SBD yardımcı bir denetleyici ile birlikte kullanılmıştır. Özellikle sürekli durum hız hatalarının giderilebilmesi için, SBD'nin çıkışı integre edilerek sürücü sistemlerinin hız denetimine uygulanmaktadır. Asenkron motor sürücü sistemlerinin hız denetimlerinin SBD ile gerçekleştirildiği sınırlı sayıdaki kaynakta ise, giriş değişkenleri hata ve hatanın değişiminden oluşan Singleton veya Sugeno tipi SBD kullanılmıştır. Ancak literatürdeki çalışmalarda, hız sürücü sistemlerinde BD ve SBD'nin sürekli durum hatalarına karşı integral denetleyici ile birlikte kullanılması önerilmektedir. Bu tez çalışmasında asenkron motorun SBD ile hız denetiminde; motor hızının parametre ve yük değişimlerinden etkilenmemesinin yanında başka bir denetleyiciye gereksinim duyulmadan sürekli durum hatalarının da giderilmesi amaçlanmıştır. Bunu sağlamak için de giriş değişkenleri hata ve hatanın integralinden oluşan integral girişli Sugeno tipi bir SBD önerilmiştir. Önerilen Sugeno tipi SBD ile, SBD'ye integral etkisi kazandırılarak hem geçici hem de sürekli durumda yüksek başarılı bir hız denetimi hedeflenmiştir.

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

Bölüm 4'de asenkron motorların vektörel hız denetiminin gerçekleştirilmesi için denetim yapısı oluşturulmuş, hız denetleyici olarak kullanılan üç farklı SBD ağ yapıları tanıtılmış ve önerilen PI-SBD için öğrenme algoritması türetilmiştir.

Bölüm 5'de, çalışmada kullanılan denetim yapısının benzetim ve deneysel olarak gerçekleştirildiği deney düzeneği tanıtılmıştır. Bu amaçla, yapılan yazılım ve donanım çalışmaları sunularak, deneysel çalışmada kullanılan DS1104 denetleyici kartın genel özellikleri ve verilerin

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

Bölüm 6’da, asenkron motorun dayanıklı hız denetimi için oluşturulan deney düzeneği kullanılarak, hız denetleyici olarak kullanılan BSK-SBD, PD-SBD ve önerilen PI-SBD’den elde edilen değişik hız ve yüklerdeki deneysel sonuçlar verilmiş ve sonuçlar değerlendirilmiştir.

Bölüm 7’de ise, bu tez çalışmasından elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar genel olarak yorumlanmış ve önerilen PI-SBD’ nin 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

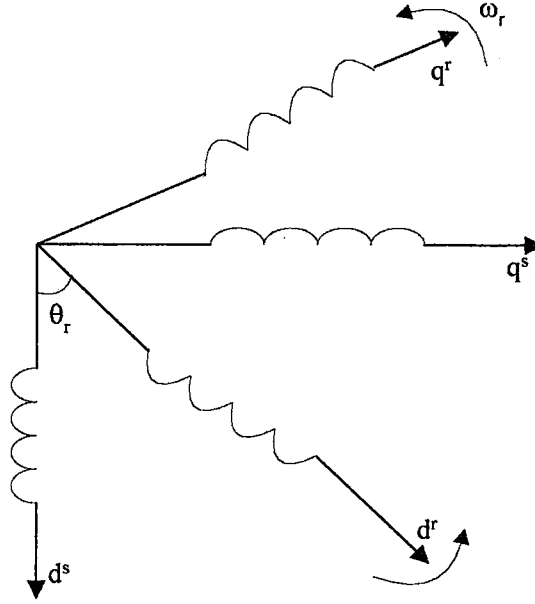
Asenkron motorların geleneksel analizinde sadece sürekli durum koşulları için geçerli olan tek faz eşdeğer devre modelleri kullanılır. Ancak değişken hız denetimi gerektiren uygulamalarda motorun sürekli ve geçici durum davranışını tanımlayan dinamik modeli önem kazanmaktadır. Eksen dönüşümleri kullanılarak asenkron motorların dinamik (vektör) denklemleri elde edilebilmekte ve bu dinamik denklemler kullanılarak motorun sürekli ve geçici durum davranışlarının denetlenebildiği denetim yapıları oluşturulabilmektedir. Bu bölümde asenkron motorların dinamik denklemlerinin elde edilmesi, alan yönlendirme yöntemleri ve vektör denetim yöntemleri incelenmiştir.

2.2 Asenkron Motorun Matematiksel Modellenmesi

Asenkron motorların rotor sargıları, sabit olan 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 [4].

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 motor modelinin elde edilmesinde de modelin karmaşık hale gelmemesi için sistem davranışını bozmayacak şekilde bazı varsayımlar yapılmaktadır. Bu varsayımlar aşağıda sıralanmıştır[11,12].

- ✓ Hava aralığı akısı sinüsoidal biçimde düzgün dağılımlıdır,
- ✓ Motorun manyetik devresi doyuma ulaşmadan doğrusal bölgede çalışır,



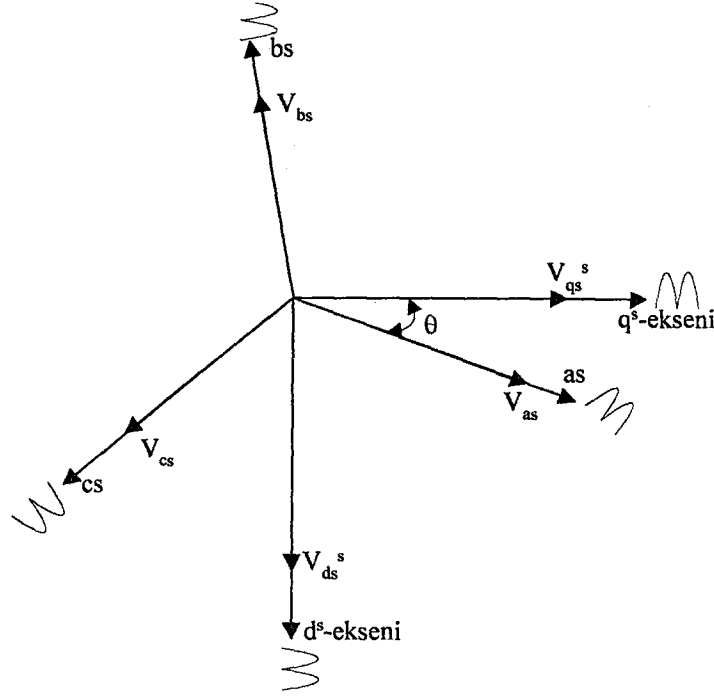
Şekil 2.1 Üç fazlı motorun eşdeğer iki faz vektörleri

- ✓ Stator sargıları yıldız bağlı, simetrik ve nötr noktaları yalıtılmıştır,
- ✓ Stator ve rotor sarım sayıları eşit kabul 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 çatı üzerinde gösterilebilir. Asenkron motorun duran referans çatıda üç faz stator gerilimleri ile q_d0 değişkenleri arasındaki vektörel ilişki Şekil 2.2' deki gibi elde edilebilir. Şekil 2.2' de görüldüğü gibi d^s - q^s eksenleri θ açısıyla yönlendirilirse, v_{ds}^s - v_{qs}^s gerilimleri üç faz v_{as} , v_{bs} ve v_{cs} gerilimleri cinsinden aşağıdaki gibi elde edilir.

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



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

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 a_s 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 ω_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.

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

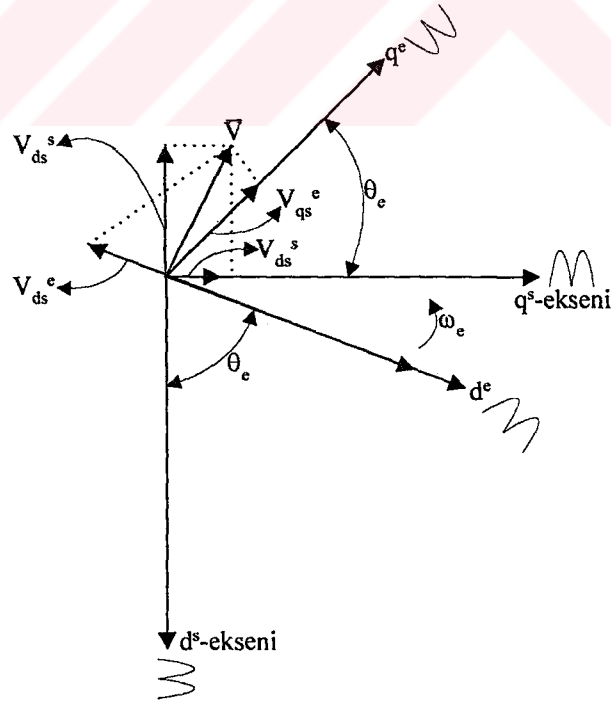
$$v_{ds}^s = -v_{qs}^e \sin \theta_e + v_{ds}^e \cos \theta_e \quad (2.11)$$

Üç faz stator gerilimlerinin 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,

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

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

olarak bulunur. Bu denklemlerden de görüldüğü gibi $v_{ds}^s - v_{qs}^s$ gerilimleri aralarında 90° 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

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

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

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 ψ_{ds}^s ve ψ_{qs}^s d-q stator akı halkalanmalarıdır. 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 ω_e senkron hızı ile dönmektedir ve son terimler, dönen eksenenden dolayı oluşan elektromotor kuvvet hızı olarak tanımlanır. ω_r açılal hızıyla dönen rotora ilişkin rotor gerilim denklemleri ise benze şekilde,

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

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

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 $v_{dr}^e = 0$ dır. 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,

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

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

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

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

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

olduğu belirlenebilir. Sonuç olarak motorun ürettiği moment,

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

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

$$T_e = T_L + J \frac{d}{dt} \omega + B\omega = T_L + J \frac{2}{p} \frac{d}{dt} \omega_r + \frac{2}{p} B\omega_r \quad (2.34)$$

bağıntısıyla bulunur. Burada T_L : yük momenti, J : eylemsizlik sabiti, B : sürtünme katsayısı ve ω : 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,

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

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

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

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

olarak ve motorun ürettiği moment,

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

şeklinde elde edilir.

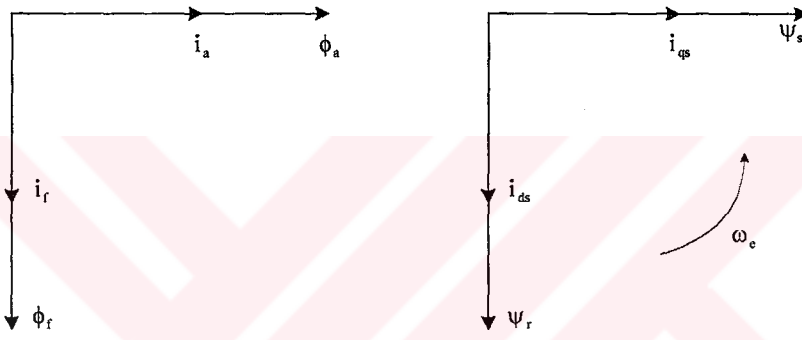
2.3 Asenkron motorların vektör denetiminde alan yönlendirme yöntemleri

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 yapılabilir [10,13].

AA motorların vektör denetimlerinin temel amacı, bir AA motorun serbest uyartımlı DA motoru gibi davranmasını sağlamaktır. Bilindiği gibi serbest uyartımlı DA motorlarında endüvi ve alan sargıları birbirine doğal olarak diktir ve bu sargılarda üretilen manyetomotor kuvvetleri de birbirinden bağımsızdır. Serbest uyartımlı 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 uyartım akısı/akımı sabit tutularak DA motorun üreteceği moment, sadece endüvi akımıyla denetlenebilir. Endüvi ve uyartım akımları birbirlerine dik eksenlerdir ve sırasıyla asenkron motorun q ve d eksen takımlarına karşılık gelirler. Şekil 2.5 (a) ve (b)' de serbest uyartımlı DA motorun akım-akı arasındaki ve asenkron motorun q-d akımları arasındaki vektörel ilişki görülmektedir. Bu şekilden de görüleceği gibi serbest uyartımlı DA motorunun moment açısı 90° dir ve motor momentini i_a akımının denetimi, akı ise i_f uyartım akımının denetimiyle birbirinden bağımsız olarak yapılabilir.



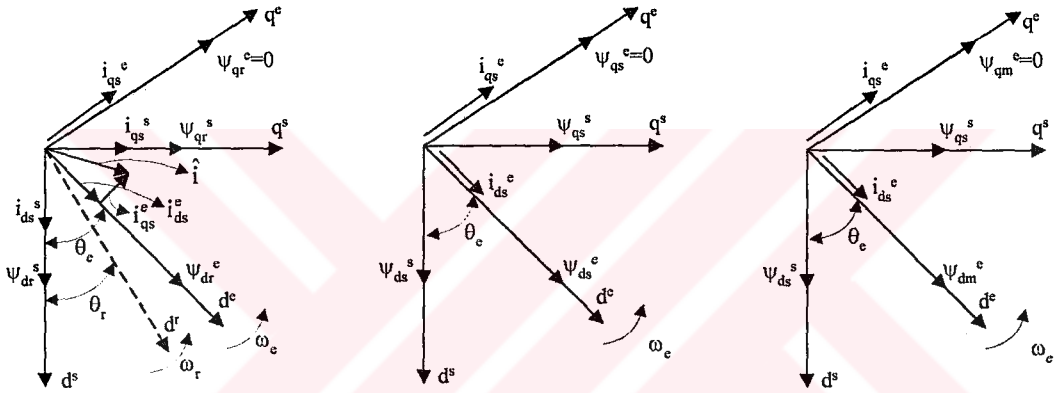
Şekil 2.5 DA ve AA motorların vektör diyagramları. (a) Serbest uyartımlı DA motoru
(b) Vektör denetimli asenkron motor

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 karşılaştırılması gereklidir. Senkron çatıdaki motorun stator d-eksen akımı i_{ds}^e ; rotor alanı, stator alanı veya hava aralığı alanı ile karşılaştırılabilir ve bu da vektör denetiminin alan yönlendirme şeklini belirler [11]. Şekil 2.5 (b)' de görüldüğü gibi asenkron motorun i_{ds}^e akımı, rotor alanıyla karşıtırılırsa asenkron motorun moment denklemi,

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

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 momentini 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 $\psi_{qr}^e = 0$ olacaktır. Denklem (2.25) ile verilen rotor akı denkleminde i_{qr}^e ve i_{dr}^e akımları aşağıdaki gibi elde edilir [4,6,10].

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

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

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

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

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

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

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

olur. Bu denklemden, ψ_{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 sargıları gerilim denkleminde kayma frekansı

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

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

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

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

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

olarak elde edilir. $i_{dr}^e = 0$ olması durumunda Denklem (2.42) ve (2.43)'den,

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

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

olarak bulunur ve bu denklemler Denklem (2.50)'de yerine yazılarak kayma frekansı,

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

olarak elde edilir. Uygulamada rotor alanının genliği ($\psi_{qr}^e = 0$ olduğundan $\hat{\psi} = \psi_{dr}^e$) i_{ds}^e akımının değiştirilmesi ile ayarlanabilir. Rotor alanının d-eksenine yönlendirilmesi Denklem (2.55) gereği ya kayma hızı ya da i_{qs}^e akımıyla sürdürülebilir. ψ_{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 ψ_{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 τ_r ile çarpılırsa bu denklemler aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir [4,58].

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

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

Burada S-Laplace operatörüdür. Denklem (2.25)' de i_{qr}^e ve i_{dr}^e akımları aşağıdaki gibi elde edilebilir.

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

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

Denklem (2.25)' deki rotor akı halkalanma denklemlerini Denklem (2.60) ve (2.61)' de yerine yazarak ψ_{qr}^e ve ψ_{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 ,

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

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

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.

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

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

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

Moment denkleminde görüldüğü gibi i_{qs}^e akımının değiştirilmesiyle moment ayarlanabilir. Ancak Denklem (2.66) ve (2.67)' de ψ_{ds}^e akısı, i_{qs}^e ve i_{ds}^e akımlarının bir fonksiyonudur. Bu durumda moment akımı i_{qs}^e değiştirildiğinde ψ_{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 [4].

2.3.3 Hava aralığı alan yönlendirmesi

Hava aralığı alan yönlendirmesi, stator ve rotor alan yönlendirmesinde olduğu gibi senkron çatı d- eksenleri 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 $\psi_{mq}^e = 0$ dir. 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 [14].

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

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

$\psi_{mq}^e = 0$ 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 ψ_{dm}^e akısı i_{qs}^e ve i_{ds}^e akımlarının fonksiyonu olduğundan kenetleme sorunu devam etmektedir. Bu sorunun giderilmesi için stator alan yönlendirmesin 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 [11,12].

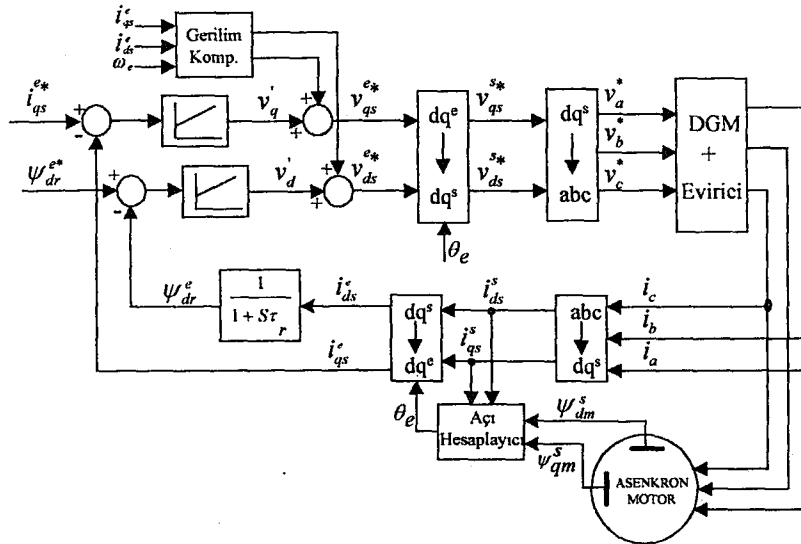
1-Doğrudan vektör denetim yapısı

2-Dolaylı vektör denetim yapısı

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, araştırmacı bobinler (search coil) 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 [13,14].



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 Ψ_{dr}^{e*} akısından elde edilirler. i_{qs}^{e*} akımı ve Ψ_{dr}^{e*} akısı sırasıyla i_{qs}^e akımı ve Ψ_{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.

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

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

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

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

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

Vektör dönüşümleri için gerekli olan θ_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,

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

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

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

Dolaylı vektör denetim yapısı, birim vektör bileşenlerinin ($\sin\theta_e$ ve $\cos\theta_e$) belirlenmesi dışında doğrudan denetim yapısıyla temel olarak aynıdır [4,6]. 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 ω_{sl}^* kayma hızı, i_{qs}^{e*} akımıyla sağlanır.

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 farklı SBA yapıları hakkında bilgiler verilmiştir.

3.2 Yapay Sinir Ağları

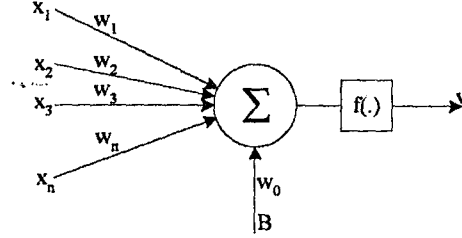
Yapay zeka uygulamalarının bir alt dalı olan YSA, insan beynindeki sinir hücrelerinin matematiksel olarak modellenmesini ve insan beyninin davranışlarının dış ortamda yapay olarak gerçekleştirimini amaçlar [29]. YSA, geleneksel bilgisayarların aksine bilgileri paralel olarak işleme, öğrenme ve genelleme 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 yeteneğine kavuşur. Bu özellikleri ile YSA günümüzde denetim alanında bir çok sistemin denetimi ve tanılmasında kullanılmıştır [30,31].

3.2.1 Yapay sinir hücresinin yapısı

Yapısı Şekil 3.1'de görülen bir yapay sinir hücresi biyolojik sinirlerde olduğu gibi, girişine gelen bilgileri değerlendirerek çıkışına verir. Bir yapay sinir hücresi, dış ortamdan veya diğer sinir hücrelerinden gelen bilgileri giriş olarak alır. Sinir hücresine gelen bilgiler bağlantı ağırlıkları ile ağırlıklandırılır ve her bir girişin hücre üzerindeki etkisi belirlenmiş olur. Ağırlıklandırma işlemi, giriş bilgi değerleriyle bağlantı ağırlık değerlerinin çarpımı şeklinde elde edilir. Hücreye gelen bu ağırlıklandırılmış bilgiler hücre içerisinde toplanarak birleştirilir ve hücreye gelen net bilgi elde edilir. Hücre içerisinde birleştirilen bu bilgiler daha sonra

biyolojik sinirlerde olduğu gibi bir $f(.)$ fonksiyonu ile işlenir ve sonuçta yapay bir sinir hücresinin çıkışı elde edilir. Ayrıca, yapay sinir hücrelerine, net girdiyi artıran sabit +1 değerli bias girişi de uygulanabilir. Şekil 3.1’ deki gibi elde edilen bir yapay sinir hücresinin matematiksel modeli aşağıdaki şekilde çıkarılabilir [34].

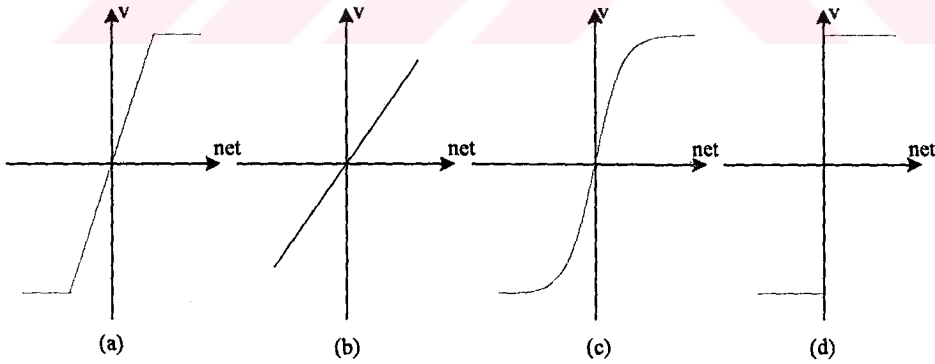


Şekil 3.1 Bir yapay sinir ağı hücresi

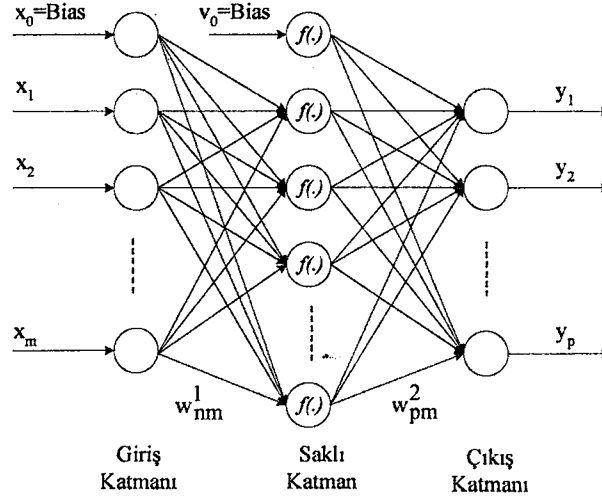
$$\text{net} = \sum_{i=1}^m x_i w_i + B w_0 \quad (3.1)$$

$$v = f(\text{net}) \quad (3.2)$$

Burada, girişler x , ağırlıklar w vektörüyle toplu olarak gösterilir. $f(.)$ fonksiyonu ise, net girişlerin değerlendirildiği bir aktivasyon fonksiyonudur. YSA da kullanılan aktivasyon fonksiyonları Şekil 3.2’ de gösterildiği gibi, çift yönlü sigmoid, sigmoid, doğrusal, parçalı doğrusal ve eşik fonksiyonları şeklinde olabilirler.



Şekil 3.2. Yapay sinir ağlarında sık kullanılan aktivasyon fonksiyonları



Şekil 3.3. İleri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı

3.2.2 Çok katmanlı YSA yapıları

YSA, yapay sinir hücrelerinin çeşitli şekillerde birbirleriyle bağlanmasından elde edilir. YSA, farklı sayıda hücreden oluşan katmanlar ve bu katmanların birbirleriyle bağlantısı şeklinde oluşturulur. Farklı uygulama alanlarında çok değişik YSA yapıları kullanılmasına karşın ileri beslemeli çok katmanlı YSA ve geri beslemeli çok katmanlı YSA yapıları denetim alanında daha çok kullanılmaktadır [66].

3.2.2.1 Çok katmanlı ileri beslemeli YSA

Çok katmanlı ileri beslemeli YSA yapılarında, hücreler katmanlar halinde düzenlenir ve bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana giriş olarak uygulanır. Şekil 3.3' 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 3.3' de verilen 3 katmanlı ileri beslemeli ağın matematiksel modeli aşağıdaki şekilde oluşturulur.

$$net_i = \sum_{j=0}^m w_{ji}^1 x_j \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.3)$$

$$v_j = f(\text{net}_j) \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (3.4)$$

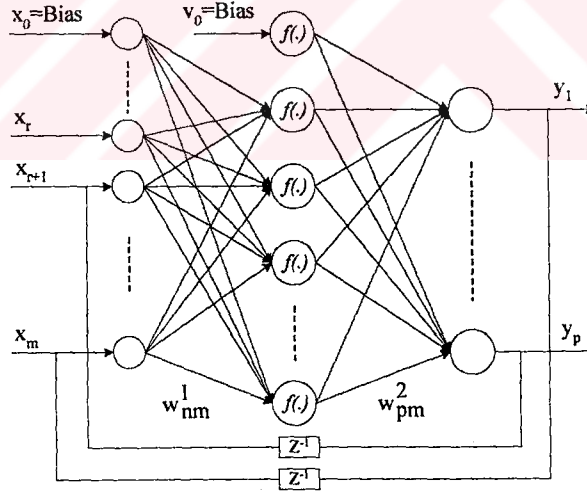
$$y_\ell = \sum_{j=0}^n w_{\ell j}^2 v_j \quad \ell = 1, 2, \dots, p \quad (3.5)$$

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 [66,67]. Katman sayısı ve her bir katmandaki hücre sayısı deneyimle bulunur.

3.2.2.2 Çok katmanlı geri beslemeli YSA

Geri beslemeli YSA yapıları, en az bir hücrenin çıkışının kendisine yada diğer hücrelere 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 3.4' 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.

$$\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_r, y_1(-1), y_2(-1), \dots, y_p(-1)) \quad (3.6)$$



Şekil 3.4. Geri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı

$\mathbf{x}$ giriş vektörü, $\mathbf{v}$ orta katman çıkış vektörü ve $\mathbf{y}$ çıkış vektörü olmak üzere, geri beslemeli bu ağın matematiksel modeli aşağıdaki gibi oluşturulabilir [29,34].

$$\text{net}_i = \sum_{j=0}^n w_{ji}^1 x_j \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.7)$$

$$v_j = f(\text{net}_j) \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (3.8)$$

$$y_l = \sum_{j=0}^n w_{lj} v_j \quad l = 1, 2, \dots, p \quad (3.9)$$

3.2.3 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.

$$w(t+1) = w(t) \mp \beta \Delta w(t) \quad (3.10)$$

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 [30].

Bazı uzmanlar, denetimli öğrenmenin biyolojik olarak geçerli olmayacağını iddia etmişlerdir [29]. 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.

3.2.4 Geriye yayılım öğrenme algoritması

Geriye yayılım öğrenme algoritması, çok katmanlı ağ yapılarına uygulanabilirliğinden dolayı denetim alanında en fazla tercih edilen öğrenme algoritmasıdır. Denetimli öğrenme sınıfında olan geriye yayılım algoritması, eğitim-inişi esasına dayanır ve seçilen bir amaç ölçütünün bir katmandaki ağırlığa göre eğiminin doğru bir şekilde elde edilmesini amaçlar

[68,69]. Şekil 3.3' de verilen 3 katmanlı ileri beslemeli ağ yapısı için, giriş katmanında m adet, çıkış katmanında ise 1 adet hücre bulunması durumunda geriye yayılım algoritması aşağıda çıkarılmıştır. Algoritmada t ayrık zaman değişkeni olmak üzere, $\mathbf{x}(t)$ -ağ giriş vektörü, $\mathbf{v}(t)$ -orta katman çıkış vektörü, $\mathbf{d}(t)$ -istenilen çıkış vektörü, $\mathbf{y}(t)$ -gerçek ağ çıkış vektörü, $\mathbf{e}(t)$ - hata vektörü ve $\mathbf{w}$ -ağırlık matrisidir. Hata ve arzu edilen çıkış vektörüne göre karesel hata ($E(t)$) ve amaç ölçütü J aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{d}(t) - \mathbf{y}(t) \quad E(t) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^2(t) \quad (3.11)$$

$$J = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N E(t) \quad (3.12)$$

Denklem (3.11) ve (3.12)' nin ağırlıklara göre eğimi bulunarak geriye yayılım algoritması gerçekleştirilebilir. Eğer hataların karelerinin eğimine göre, her bir eğitim verisi için ağırlıklar yenilenirse örneksel öğrenme kuralı elde edilir. Diğer taraftan, amaç ölçütünün eğimine göre, N adet eğitim verisi için ağırlıklar yenilenirse toplu öğrenme kuralı olarak adlandırılır. Buna göre, hataların karelerinin doğrusal çıkış katmanındaki bir ağırlığa göre eğimi aşağıdaki gibi zincir kuralına göre kısmi türevleri alınarak belirlenebilir [34].

$$\frac{\partial E(t)}{\partial w_j^2(t)} = \frac{\partial E(t)}{\partial e(t)} \frac{\partial e(t)}{\partial y(t)} \frac{\partial y(t)}{\partial w_j^2(t)} \quad (3.13)$$

δ^2 , 2. katmandaki hücrenin yöresel hata olmak üzere, Denklem (3.4), (3.5) ve (3.11)' den

$$\delta^2(t) = \frac{\partial E(t)}{\partial e(t)} \frac{\partial e(t)}{\partial y(t)} = -e(t) \quad \frac{\partial y(t)}{\partial w_j^2(t)} = v_j(t) \quad (3.14)$$

olarak bulunur. Buna göre α öğrenme oranı ve β momentum katsayısı olmak üzere ($0 < \beta < 1$), çıkış katmanındaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme ve yeni ağırlıklar aşağıdaki gibi bulunur.

$$\Delta w_j^2(t) = \alpha \delta^2(t) v_j(t) + \beta \Delta w_j^2(t-1) \quad (3.15)$$

$$w_j^2(t+1) = w_j^2(t) - \Delta w_j^2(t) \quad (3.16)$$

Saklı katman ağırlıkları ise benzer şekilde, hataların karelerinin orta katmandaki bir ağırlığa göre kısmi türev zincirinden,

$$\frac{\partial E(t)}{\partial w_{ji}^1(t)} = \frac{\partial E(t)}{\partial e(t)} \frac{\partial e(t)}{\partial y(t)} \frac{\partial y(t)}{\partial v_j(t)} \frac{\partial v_j(t)}{\partial \text{net}_j(t)} \frac{\partial \text{net}_j(t)}{\partial w_{ji}^1(t)} \quad (3.17)$$

1. katmandaki j. hücrenin yöresel gradyanı δ_j^1 olarak alınırsa,

$$\delta_j^1(t) = \frac{\partial E(t)}{\partial e(t)} \frac{\partial e(t)}{\partial y(t)} \frac{\partial y(t)}{\partial v_j(t)} \frac{\partial v_j(t)}{\partial \text{net}_j(t)} = -e(t) w_j^2 f'(\text{net}(t)) \quad (3.18)$$

$$\frac{\partial \text{net}_j(t)}{\partial w_{ji}^1(t)} = x_i(t) \quad (3.19)$$

Buna göre orta katmandaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme ve yeni ağırlıklar aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\Delta w_{ji}^1(t) = \alpha \delta_j^1(t) x_i(t) + \beta \Delta w_{ji}^1(t-1) \quad (3.20)$$

$$w_{ji}^1(t+1) = w_{ji}^1(t) - \Delta w_{ji}^1(t) \quad (3.21)$$

Yukarıda 3 katmanlı, giriş katmanı m hücreden, çıkış katmanı doğrusal aktivasyon fonksiyonlu tek bir hücreden oluşan ileri beslemeli bir ağ için; hataların karelerinin ağırlıklara göre eğimi belirlenerek örneksel öğrenme ile geriye yayılım algoritması çıkarılmıştır. Bu algoritma, orta katman sayısı ve çıkış katman hücre sayısı farklı olan diğer ağ yapılarına kolaylıkla uyarlanabilir.

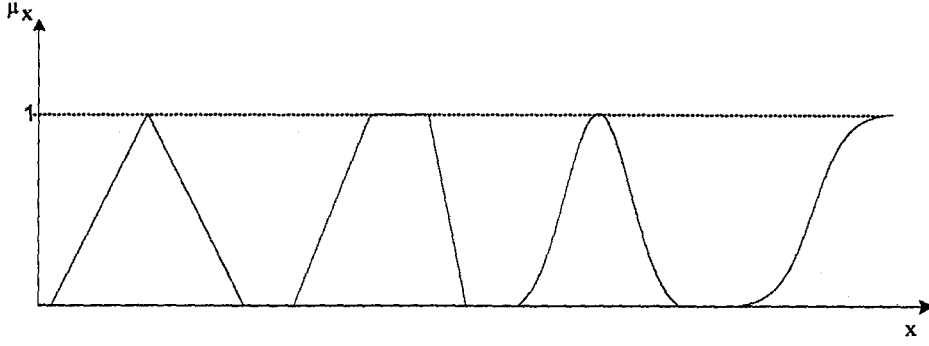
3.3 Bulanık Mantık

Geleneksel küme kuramı bir nesneye, bir kümenin elemanı olup olmasına 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 nesnelerin bir kümeye kısmi üyeliği sağlanır [22]. Bulanık mantığın bu özelliği sayesinde insanların düşünce sistemi geleneksel mantık kuramına göre daha iyi modellenabilir ve insanların deneyimleri matematiksel ifadelere 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 [70]. 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.

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 3.5' 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 aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \quad (3.22)$$

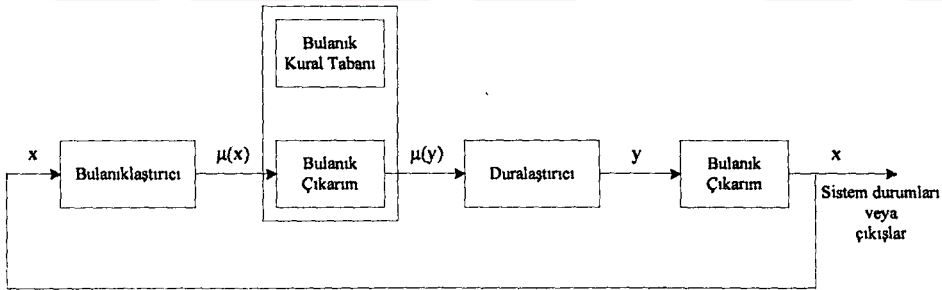


Şekil 3.5. Üçgen, yamuk, çan eğrisi ve sigmoid üyelik fonksiyonları

Burada $\mu_A(x)$, A bulanık kümesinin üyelik fonksiyonudur ve X'in her bir elemanına [0,1] aralığında bir üyelik derecesi verir.

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 3.6' 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 [17].



Şekil 3.6 Bulanık denetleyicinin temel yapısı

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 işaretlerini

elde etmektir. Bu nedenle bir sistemin BD ile denetiminde, sistemin uygun durum ve denetim 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.

$$\begin{aligned} x &= \left\{ \left(x_i, U_i, \left\{ T_{x_i}^1, T_{x_i}^2, \dots, T_{x_i}^{k_i} \right\}, \left\{ \mu_{x_i}^1, \mu_{x_i}^2, \dots, \mu_{x_i}^{k_i} \right\} \right) \mid i=1, 2, \dots, n \right\} \\ y &= \left\{ \left(y_i, V_i, \left\{ T_{y_i}^1, T_{y_i}^2, \dots, T_{y_i}^{k_i} \right\}, \left\{ \mu_{y_i}^1, \mu_{y_i}^2, \dots, \mu_{y_i}^{k_i} \right\} \right) \mid i=1, 2, \dots, m \right\} \end{aligned} \quad (3.22)$$

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.

$|T(x_i)| = k_i$, x_i değişkeninin bulanık kısımları olarak adlandırılır. 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 [18,19].

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, $\mu_{x_i}^1(x_i(t))$ üyelik

derecesiyle $T_{x_i}^1$ kümesinde ve $\mu_{x_i}^2(x_i(t))$ üyelik derecesiyle $T_{x_i}^2$ bulanık kümesinde belirtilir.

Bu işlem bulanık mantık işlevini basitleştirdiği için BD sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [71,72].

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 [18].

$$R^i: \text{IF } x_i \text{ is } A_i, \dots, \text{ and } y_i \text{ is } B_i, \text{ THEN } z=C_i \quad i=1, 2, \dots, n \quad (3.23)$$

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.

$$R^i: \text{IF } x_i \text{ is } A_i, \dots, \text{ and } y_i \text{ is } B_i, \text{ THEN } z=f_i(x, \dots, y) \quad i=1, 2, \dots, n \quad (3.24)$$

Burada $f(x, \dots, y)$ sistem durum değişkenlerine bağımlı bir fonksiyondur. Denklem (3.23) ve (3.24) giriş değişkenlerini değerlendirerek bir denetim çıkışı elde eder. Her iki bulanık kuralda da giriş değişkenleri dilsel değişkenlerden oluşurken, çıkış değerleri Denklem (3.23)’ de dilsel değerlerden, Denklem (3.24)’ de ise keskin değerlerden oluşmaktadır.

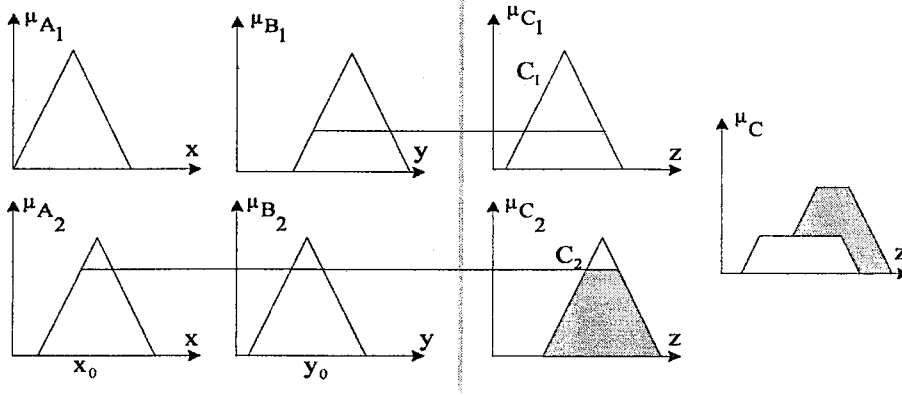
3.3.1.4 Bulanık çıkarım

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 [17].

1-Mamdani tipi çıkarım modeli:

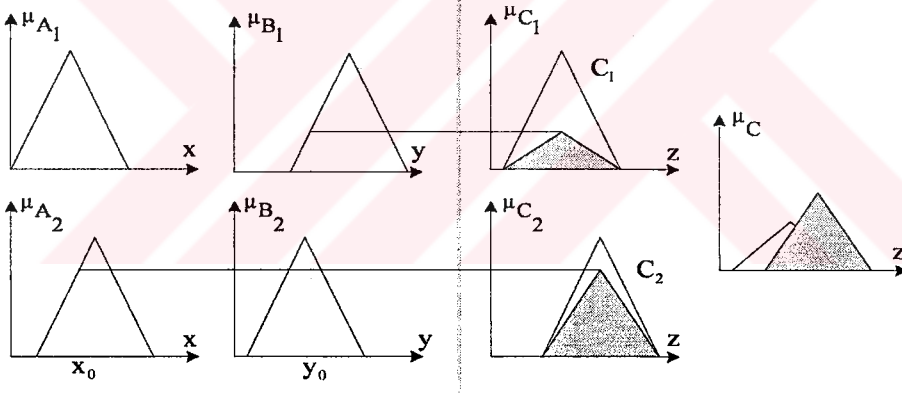
Her bir giriş değeri için bulunan üyelik derecesine bağlı olarak ilgili bulanık kümenin üyelik değerinin üstündeki kısmı kesilerek elde edilir. Çıkış değeri, elde edilen bu bulanık kümelere genellikle ağırlık ortalaması yönteminin uygulanmasıyla bulunur. Mamdani çıkarım işlemi Şekil 3.7’ de gösterilmiştir.



Şekil 3.7. Mamdani tipi bulanık çıkarım

2-Larsen tipi çıkarım modeli:

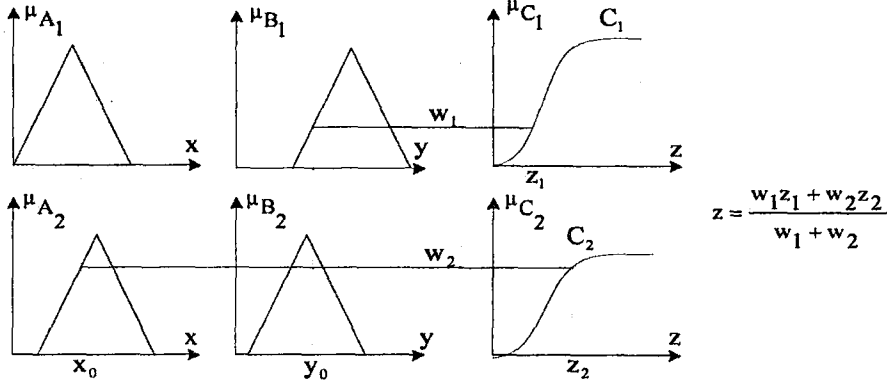
Her bir giriş değeri almış olduğu üyelik derecesine bağlı olarak ilgili kümeyi yeniden ölçeklendirir. Çıkış değeri yeniden ölçeklendirilmiş bulanık kümeler içerisindeki en büyük değer alınarak bulunur. Larsen çıkarım modeli Şekil 3.8’ deki gibi gerçekleştirilir.



Şekil 3.8. Larsen tipi bulanık çıkarım

3-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. Tsukamoto çıkarım işlemi Şekil 3.9’ da görüldüğü gibi gerçekleştirilir.



Şekil 3.9. Tsukamoto tipi bulanık çıkarım

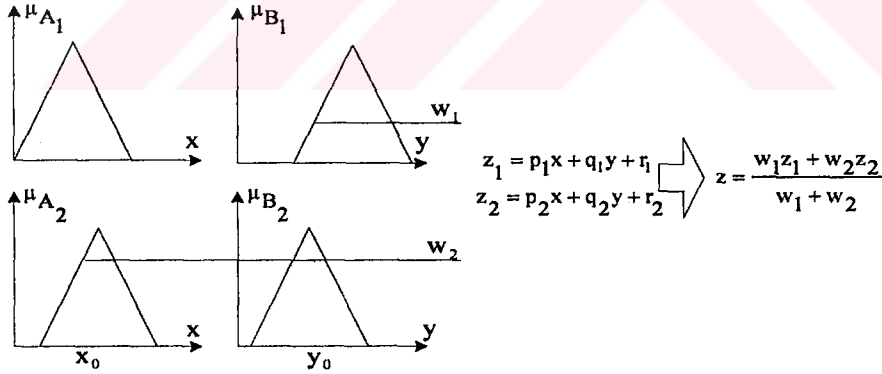
4-Takagi-Sugeno tipi çıkarım modeli:

Bu yöntemde bir kuralın çıkışı dilsel giriş değişkenlerinin bir fonksiyonu olarak alınır. Şekil 3.10' da gerçekleştirimi verilen Takagi-Sugeno çıkarım modeli Denklem (3.24)' den iki denetim kuralı için aşağıdaki gibi çıkarılabilir [21].

$$\begin{aligned} R^1: & \text{IF } x \text{ is } A_1 \text{ AND } y \text{ is } B_1, \text{ THEN } z \text{ is } f_1(x,y) \\ R^2: & \text{IF } x \text{ is } A_2 \text{ AND } y \text{ is } B_2, \text{ THEN } z \text{ is } f_2(x,y) \end{aligned} \quad (3.25)$$

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

$$z_0 = \frac{\omega_1 f_1(x_0, y_0) + \omega_2 f_2(x_0, y_0)}{\omega_1 + \omega_2} \quad (3.26)$$



Şekil 3.10. Takagi-Sugeno tipi bulanık çıkarım

3.3.1.5 Durulaştırma

Durulaştırma birimi, bulanık çıkarımdan elde edilen bulanık değerleri bulanık olmayan keskin sayısal değerlere dönüştürür [16]. 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.

$$z^* = \frac{\int z \mu_c(z) dz}{\int \mu_c(z) dz} \quad (2.27)$$

Ancak Denklem (2.27)' 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.

$$z^* = \frac{\sum_{j=1}^n z_j \mu_c(z_j)}{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j)} \quad (2.28)$$

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.

$$z^* = \frac{\sum_{j=1}^m z_j}{m} \quad (2.29)$$

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 [19,20].

3.4 Sinirsel Bulanık Ağlar

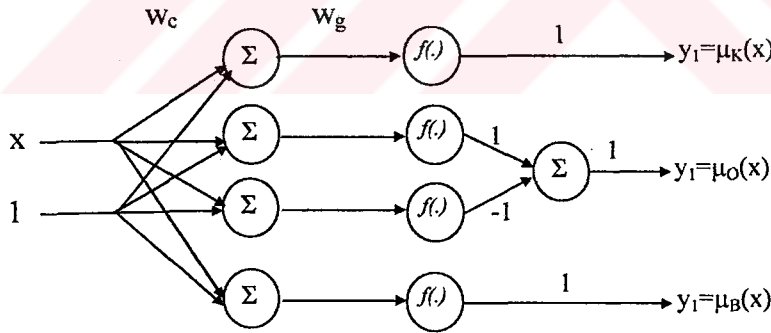
BM ve YSA, doğrusal olmayan yapıları, verileri sayısal olarak değerlendirmeleri, bilgi depolamaları, sistemin matematiksel modelinden bağımsız olmaları gibi bir çok ortak özelliklerinin yanında giriş-çıkış verileri, veri işleme, değerlendirme ve sonuç üretme açısından birbirlerinden farklıdırlar [17]. 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 uyarlanırlı yapıda bir ağ yapısı elde edilir.

3.4.1 Üyelik fonksiyonları ve bulanık işlemcilerin YSA ile 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 fonksiyonunun yapılandırmasını gerçekleştirebilir. BM girişlerinin bulanık kümelerle 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 3.11' deki gibi oluşturulur [17].

$$f(\text{net}) = \exp\left(\frac{-(\text{net} - m)^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.30)$$

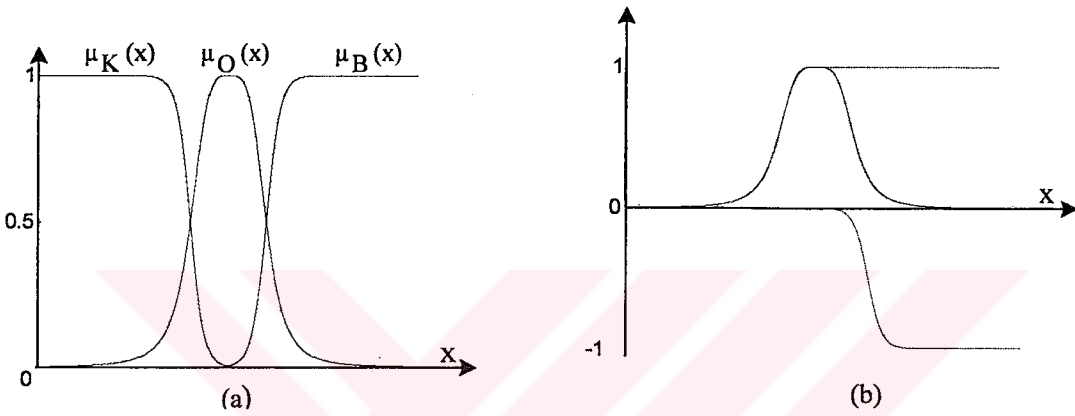


Şekil 3.11 Temel üyelik fonksiyonlarının YSA ile gerçekleştirimi

Burada, net sinir hücresinin girişlerinin ağırlıklı toplamı, m üyelik fonksiyonunun merkezi, σ 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 3.11’ deki gibi oluşturulabilir.

$$y_1 = \mu_K(x) = \frac{1}{1 + \exp[-w_g(x + w_c)]} \quad (3.31)$$

Burada, y_1 , y_2 ve y_3 çıkışları, $\mu_K(x)$, $\mu_O(x)$ ve $\mu_B(x)$ üyelik fonksiyonlarının üyelik derecelerini göstermektedir. Σ ile gösterilen düğümler, girişlerini toplayarak çıkışlarına verir, $f(.)$ 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 3.12 (a)' da gösterildiği şekilde dilsel değerlerle belirlenebilir. Çan eğrisi üyelik fonksiyonu $\mu_O(.)$, Şekil 3.12 (b)' de gösterildiği gibi kesikli çizgilerle gösterilen iki sigmoid fonksiyonunun toplamından elde edilir.



Şekil 3.12 YSA ile elde edilen üyelik fonksiyonları

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.

$$x_1 \wedge x_2 = \text{softmin}(x_1, x_2) = \frac{ae^{-kx_1} + be^{-kx_2}}{e^{-x_1} + e^{-x_2}} \quad (3.32)$$

Ancak bu işlemin sonucu genelde min işlemi kadar belirgin değildir. Burada, k parametresi softmin işleminin esnekliğini belirler. Denklem (3.32)'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.

3.4.2 Bulanık çıkarım işlevinin YSA ile gerçekleştirimi

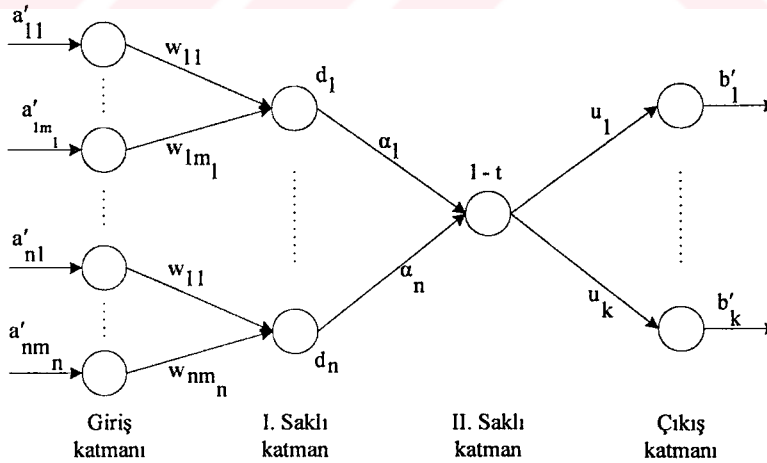
Çıkarım mekanizması BM işlevleri arasında önemli bir yere sahiptir. Bulanık çıkarım mekanizması, kurallardaki önkoşulların olasılık dağılımı ile sonuçlar arasındaki karmaşık ilişkiden sonuç çıkarmada kullanılır. BM nin bu işlevi, YSA' nın öğrenme yeteneğinden yararlanılarak Şekil 3.13' de verilen ileri 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 3.13' 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.

$$\text{IF } X_1 \text{ is } A_1 \text{ AND IF } X_2 \text{ is } A_2 \text{ AND ... AND } X_n \text{ is } A_n \text{ THEN } Y \text{ IS } B \quad (3.33)$$

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

$$A_i = \{a_{i1}, a_{i2} \dots a_{im_i}\} \quad (3.34)$$



Şekil 3.13 BM çıkarımının YSA ile elde edilmesi

Burada $a'_{i1}, a'_{i2} \dots a'_{im_i}$, 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.

$$w_{ij} = \bar{a}_{ij} = 1 - a_{ij} \quad (3.35)$$

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

$$\Pi X_i = A_i = \{a_{i1}, a_{i2} \dots a_{im_i}\} \quad (3.36)$$

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} ağırlıkları 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.

$$d_k = \max_j \{w_{kj} * a'_{kj}\} = \max_j \{(1 - a_{kj}) * a'_{kj}\} \quad (3.37)$$

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

$$d_k^1 = \max_j \{(1 - a_{kj}) a'_{kj}\} \quad (3.38)$$

$$d_k^2 = \max_j \{\min\{(1 - a_{kj}), a'_{kj}\}\} \quad (3.39)$$

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,

$$w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{im_i} = \Pi X_i = A_i = \{a_{i1}, a_{i1}, \dots, a_{i1}\} \quad (3.40)$$

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

$$d_k^3 = \max_j \{a_{kj} - a'_{kj}\} \quad (3.41)$$

Bu sonuç ise, μ_{AK} ve μ'_{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 α_i ağırlıkları, çok

çeşitli önkoşul hükümlerinin önemini belirler. Bunlar ya göreceli olarak, yada bazı öğrenme yöntemleriyle hesaplanabilir. Böylece birleşme düğümü aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$1 - t = 1 - \max_i \{\alpha_i, d_i\} \quad (3.42)$$

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

$$u_i = \bar{b}_i = 1 - b_i \quad (3.43)$$

olarak ve her bir çıkış düğümü de aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$b_i = 1 - \bar{b}_i = 1 - (1 - b_i)(1 - t) = b_i + t - b_i t \quad (3.44)$$

Denklem (3.43)’ 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 tanılayabilir hem de üyelik fonksiyonlarını ayarlayabilir [73,74]. 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 üç tip SBA yapısı ve her bir katmanındaki işlevleri aşağıda açıklanmıştır.

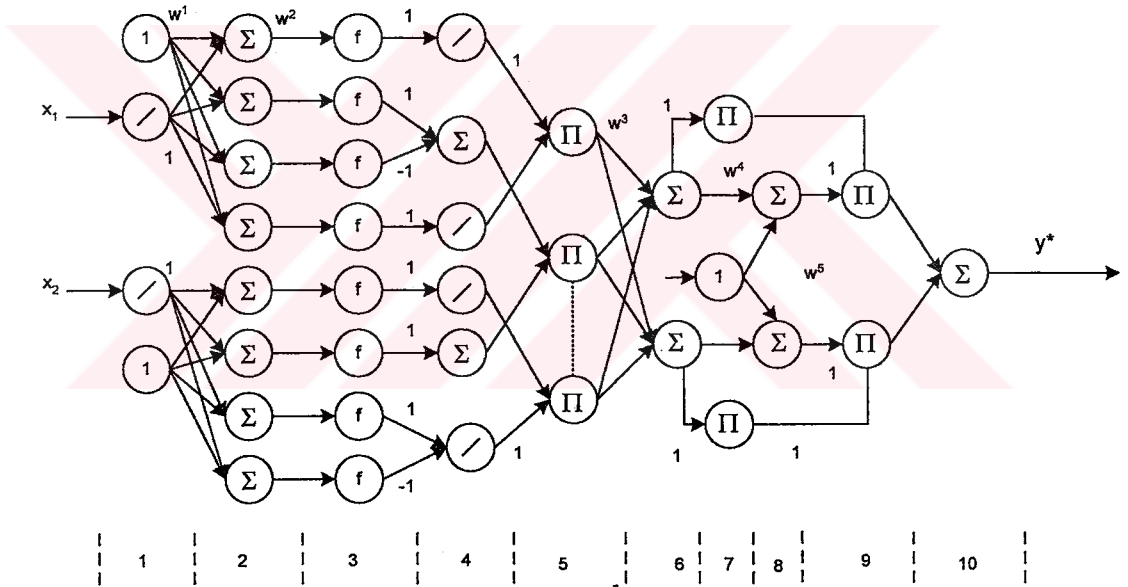
I. Tip SBA:

SBA yapıları bulanık işlevleri önkoşul ve sonuç kısmı olmak üzere iki kısımda gerçekleştirir. Her üç tip SBA yapısı da önkoşul işlevini aynı ağ katmanları ile oluşturur. Aralarındaki fark ise sonuç kısmının oluşturulmasında ortaya çıkar. I. Tip SBA yapısının şekli

Şekil 3.14' de verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi, SBA' nın üyelik fonksiyonları, Şekil 3.11' deki ağ yapısıyla elde edilmiştir ve diğer iki tipteki SBA yapısında da üyelik fonksiyonlarının elde edilmesi aynı katmanlarla sağlanır. Önkoşul kısmı olarak adlandırılan bu işlevler SBA' nın 1. ve 5. katmanları arasında gerçekleştirilir. Üyelik fonksiyonları 1-4 katmanları arasında oluşturulur ve elde edilen üyelik fonksiyonlarının merkezleri ve eğimleri w^1 ve w^2 ağırlıklarının uyarlanmasıyla bulunur. Üyelik fonksiyonları, giriş değişkenlerini her biri bir bulanık kurala karşılık gelen bulanık alt kümelere ayırır. Her bir alt kümedeki bulanık kuralın kesinlik derecesi ise 5. katmanda elde edilir. 5. katmanın giriş ve çıkışları aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\text{Girişler: } \mu_i = \prod_j \mu_{A_{ij}}(x_j) \quad (3.45)$$

$$\text{Çıkışlar: } \hat{\mu}_i = \frac{\mu_i}{\sum_k \mu_k} \quad (3.46)$$



Şekil 3.14 I. Tip SBA' nın yapısı

Burada μ_i , i. bulanık kuralın kesinlik derecesi, $\hat{\mu}_i$ ise μ_i nin normalize değeridir. I. Tip SBA' nın katmanlarındaki f , Σ , Π ve $\hat{\Pi}$ sembollerine sahip sinir hücrelerinin giriş çıkış bağıntıları aşağıdaki denklemlerle tanımlanmıştır.

$$I_j^{(n)} = \sum_k w_{jk}^{(n,n-1)} O_k^{n-1} \quad (3.47)$$

$$f: O_j^{(n)} = \frac{1}{1 + \exp(I_j^{(n)})} \quad (3.48)$$

$$\Sigma: O_j^{(n)} = I_j^{(n)} \quad (3.49)$$

$$I_j^{(n)} = \prod_k w_{jk}^{(n,n-1)} O_k^{(n-1)} \quad (3.50)$$

$$\Pi: O_j^{(n)} = I_j^{(n)} \quad (3.51)$$

$$\hat{\Pi}: O_j^{(n)} = \frac{I_j^{(n)}}{\sum_k I_k^{(n)}} \quad (3.52)$$

Burada, $I_j^{(n)}$ ve $O_j^{(n)}$ n. katmandaki j. hücrenin giriş ve çıkışıdır. $w_{jk}^{(n)}$, n. katmanı (n+1). katmana bağlayan bağlantı ağırlığıdır. / ile gösterilen hücreler ise, doğrusal aktivasyon fonksiyonuna sahip hücrelerdir.

I. tip SBA' nın sonuç kısımları bulanık değişkenden oluşur ve Şekil 3.14' de görülen ağ yapısının 5. ile 10. katmanları arasında gerçekleştirilir. I. tip bir SBA' nın bulanık kuralları ve sonuç kısmının ateşleme derecesi matematiksel olarak aşağıdaki denklemlerle ifade edilebilir.

$$R_k^i: (IF x_1 \text{ is } A_{i1} \text{ AND } x_2 \text{ is } A_{i2}, \text{ THEN } y \text{ is } B_k) \text{ is } \tau_{R_k^i} \quad (3.53)$$

$i = 1, 2, \dots, n; k = 1, 2,$

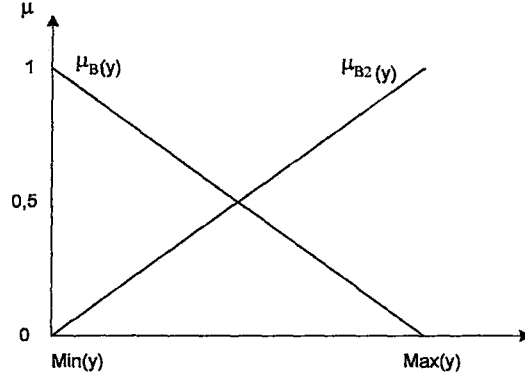
$$\mu_k' = \sum_{i=1}^n \hat{\mu}_i \tau_{R_k^i} \quad (3.54)$$

Burada B_k , Şekil 3.15' de tanımlanan sonuç üyelik fonksiyonlarının bulanık kümeleridir. $\tau_{R_k^i}$, R_k^i bulanık kuralının $[0,1]$ kapalı aralığında tanımlanan ve singleton ile ifade edilen dilsel değeridir ve Şekil 3.14' de w_r ağırlıkları ile gösterilir. μ_k' , sonuç kısmının gerçek değeridir ve $\mu_{B_k}^{-1}(\cdot)$ ise, $\mu_{B_k}(y)$ sonuç bölümündeki üyelik fonksiyonunun tersidir.

Şekilde verilen w_c' bağlantı ağırlıkları, sonuç kısmındaki üyelik derecelerinin sıfır olduğu konumu belirler, w_g' ağırlıkları ise üyelik fonksiyonlarının eğimlerini gösterirler. 6. ve 8. katmanlardaki düğüm çıkışlarının değeri sırasıyla, μ_k' ve $\mu_{B_k}^{-1}(\mu_k')$ dir. $\tau_{R_k^i} \in [0,1]$ kapalı aralığında tanımlandığından, $\sum \hat{\mu}_i = 1$ dir ve μ_k' nün değeri $[0,1]$ aralığındadır. Bu durum, $\mu_{B_k}^{-1}(\mu_k')$ ters fonksiyonunun elde edildiği 6. ve 8. katmanların gerçekleşmesinde sigmoid fonksiyonlarının yerine doğrusal aktivasyon fonksiyonlarının kullanımına olanak sağlar. Sonuç kısmının normalize edilmiş $\hat{\mu}_k'$ değeri 7. katmanında hesaplanmaktadır. SBA' nın çıkış değeri

olan y^* ise, 9. ve 10. katmanlardaki $\hat{\mu}_k$ ve $\mu_{B_k}^{-1}(\mu_k')$ çarpımının sonucu olarak aşağıdaki gibi bulunur.

$$y^* = \frac{\sum_{k=1}^2 \mu_k' \mu_{B_k}^{-1}(\mu_k')}{\sum_{k=1}^2 \mu_k'} = \sum_{k=1}^2 \hat{\mu}_k \mu_{B_k}^{-1}(\mu_k') \quad (3.55)$$

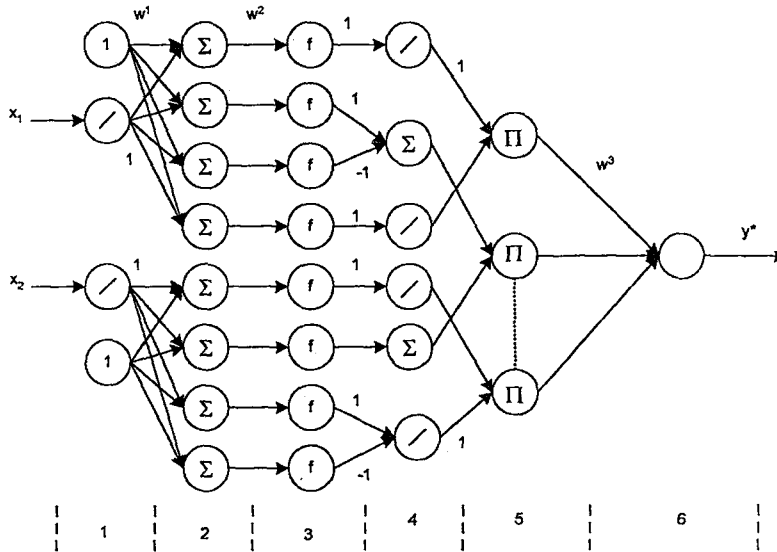


Şekil 3.15 I.Tip BMA'nın sonuç üyelik fonksiyonu

II. Tip SBA:

II. tip SBA, sonuçları bulanık singleton olan ağ yapılarıdır. Şekil 3.16' da yapısı verilen II. Tip SBA'nın R^i bulanık kural kümesi; A_{i1} ve A_{i2} önkoşuldaki bulanık kümeleri, f_i bir sabit, n bulanık kural sayısı olmak üzere aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$R^i : (\text{IF } x_1 \text{ is } A_{i1} \text{ AND } x_2 \text{ is } A_{i2}, \text{ THEN } y = f_i \quad i = 1, 2, \dots, n) \quad (3.56)$$



Şekil 3.16 II.Tip SBA'nın yapısı

Önkoşul kısmı I. tip SBA ile aynı olan II. tip SBA' nın sonuç kısmı ise Şekil 3.16' da görüldüğü gibi 5. ve 6. katmanlarda hesaplanır. Burada w_f ağırlıkları, Denklem (3.56)' daki f_i değerlerini göstermektedir. SBA' nın çıkış değeri 6. katmanın çıkışıdır ve $\hat{\mu}_i$ ile w_f ağırlıklarının çarpımıyla aşağıdaki gibi elde edilir.

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i f_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} = \sum_{i=1}^n \hat{\mu}_i f_i \quad (3.57)$$

III. Tip SBA:

Sonuçları birinci dereceden doğrusal bir denklem ile elde edilen III. Tip SBA' nın ağ yapısı Şekil 3.17' de verilmiştir. R^i bulanık kural kümesi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$R^i : \text{IF } x_1 \text{ is } A_{i1} \text{ AND } x_2 \text{ is } A_{i2}, \text{ THEN } y = f_i(x_1, x_2) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.58)$$

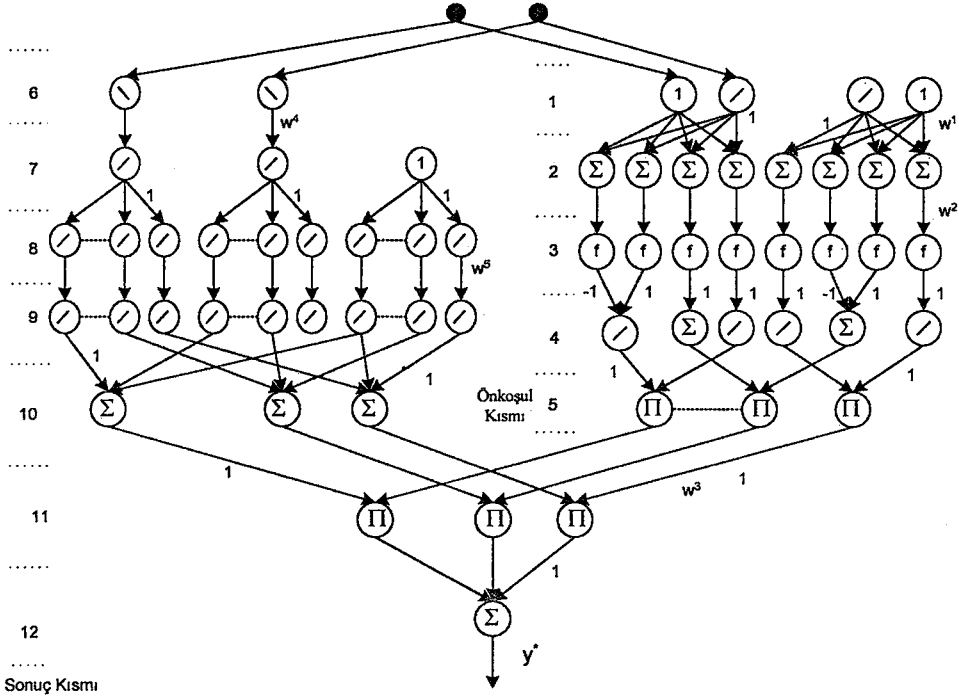
Burada f_i , girişlere bağlı birinci dereceden doğrusal bir fonksiyondur ve aşağıdaki gibi bulunur.

$$f_i(x_1, x_2) = a_{i0} + a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 \quad a_{ij}, j = 0, 1, 2 \text{ sabitlerdir.} \quad (3.59)$$

III. tip SBA yapısında da önkoşul kısmı 1 ile 5. katmanlar arasında gerçekleştirilir ve diğer iki tipteki SBA yapılarında olduğu gibi elde edilir. Şekil 3.17' deki 6 dan 12 ye kadar olan katmanlar sonuç kısmını oluşturur. w_s ağırlıkları, sonuç bölümündeki giriş değişkenlerinin ölçülendirme faktörleridir ve öğrenme aralığında hesaplanır. Denklem (3.58)' 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.

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i f_i(x_1, x_2)}{\sum_{i=1}^n \mu_i} = \sum_{i=1}^n \hat{\mu}_i f_i(x_1, x_2) \quad (3.60)$$

Denklem (3.60)' 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. Her üç tip 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 3.17 III.Tip 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 gerçekleştirmeni hedefleyen BSA yapılarıdır [74,75]. 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 [17,19-22]. 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 [76-81]. 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 [82,83]. 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 [17]. 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 [19,20]. Sugeno tipi BD' nin modellendiği ve değişik öğrenme algoritmalarının kullanıldığı ANFIS, GARIC ve isimlendirilmeyen bazı ağ yapıları da literatürde sunulmuştur [17-22, 84]. 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 [85,86].

4. ASENKRON MOTORLARIN SİNİRSEL BULANIK DENETLEYİCİLER İLE HIZ DENETİMİ

4.1 Giriş

Asenkron motorlar sağlam ve güvenilir yapıları, maliyetlerinin ucuz olması, çok geniş bir hız ve güç aralığına sahip olmaları, fırça ve kollektör sisteminin olmamasından dolayı tehlikeli ortamlarda kullanılabilmesi gibi bir çok nedenden dolayı endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Son zamanlara kadar denetim yöntemlerinin zor ve karmaşık olması nedeniyle yüksek başarılı sürücü uygulamalarında pek tercih edilmeyen asenkron motorlar vektör denetiminin uygulanabilir hale gelmesiyle yüksek başarılı sürücü sistemlerinde de yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu bölümde öncelikle vektör denetimli asenkron motorların vektörel hız denetimlerinde karşılaşılan sorunlar belirlenmiştir. Son zamanlarda sürücü sistemlerin hız/konum ve moment denetimine uygulanmaya başlanan SBD ile asenkron motorların denetimi üzerine yapılan çalışmalar özetlenmiş ve bu çalışmalarda belirlenen sorunlar vurgulanmıştır. Bu sorunların çözümü için bu çalışmada önerilen integral girişli SBD yapısı ve integral girişli SBD ile asenkron motorun hız denetim sistemi verilmiştir. Ayrıca asenkron motorun hız denetiminde kullanılan SBD'nin eğitimi için gerekli öğrenme algoritması türetilmiştir.

4.2 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 [6,11]. 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,

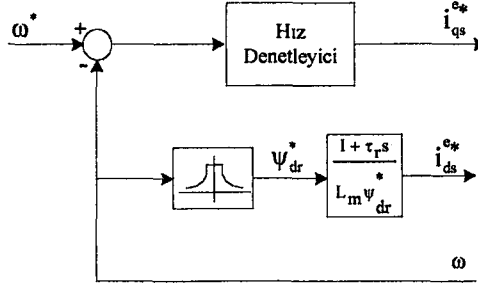
motorun kenetleme etkisi tamamen ortadan kaldırılamadığından moment ve akı, frekans ve gerilimin (veya akımın) bir fonksiyonudur ve bu nedenle de cevap süresi artar.

Asenkron motorların skaler hız denetimi, yöntemin basitliği nedeniyle yüksek başarımlı gerektirmeyen bir çok 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 [4,7].

- ✓ 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 Bölüm 2' de açıklandığı gibi 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 4.1' de 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 4.1 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.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\tag{4.1}$$

Burada, $x(t)$: durum vektörü, $y(t)$: çıkış vektörü, $u(t)$: giriş (denetim) vektörü, A, B, C ve D ise katsayılar matrisidir. Bölüm 2’de çıkarılan asenkron motorun senkron çatı modeli durum denklemleri düzeninde yazılırsa, motorun durum değişkenleri ve katsayı matrisleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{ds}^e & i_{qs}^e & \psi_{qs}^e & \psi_{ds}^e & \omega \end{bmatrix}^T\tag{4.2}$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} u_{ds}^e & u_{qs}^e & T_L \end{bmatrix}^T\tag{4.3}$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} i_{ds}^e & i_{qs}^e & T_e & \omega \end{bmatrix}^T\tag{4.4}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) & \sigma L_s \omega_e & \frac{R_r L_m}{L_r^2} & \frac{p}{2} \omega \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ -\sigma L_s \omega_e & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) & -\frac{p}{2} \omega \frac{L_m}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} & 0 \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_e - \frac{p}{2} \omega & 0 \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & -\left(\omega_e + \frac{p}{2} \omega \right) & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ -\frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r J} \psi_{qr} & \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r J} \psi_{dr} & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r J} \psi_{qr} & \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r J} \psi_{dr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Yukarıda çıkarılan asenkron motorun durum denklemi ele alındığında aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir.

- Motor hızı ω 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 (4.2) 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 hız 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 [4].

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 [21,22]. 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.

4.4 Asenkron Motorun SBD ile Hız 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 açısal kayma hızı (ω_{sl}^*),

$$\omega_{sl}^* = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \quad (4.7)$$

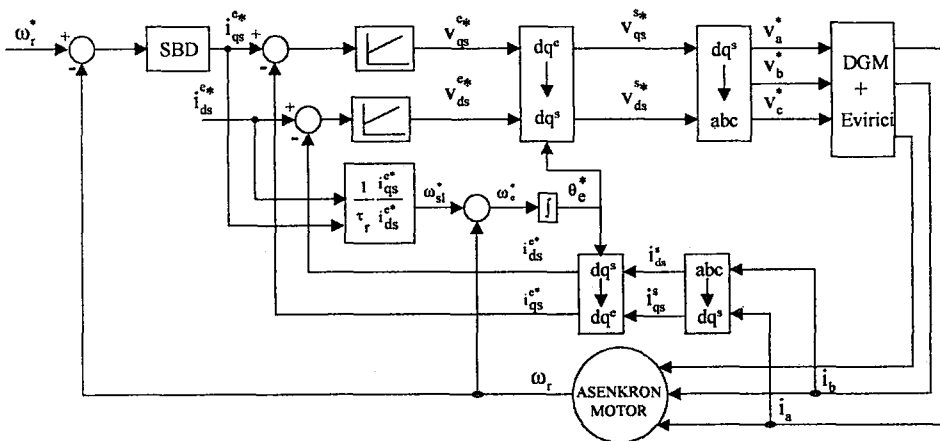
olarak yazılabilir. Burada i_{qs}^{e*} - hız denetleyiciden elde edilen referans moment akım bileşeni, i_{ds}^{e*} -stator akımının referans akı bileşenidir. Anma akımlarının altındaki hız denetimleri için i_{ds}^{e*} akımı, anma değerinde sabit olarak alınabilir. Hız algılayıcıları ile motor hızının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

$$\omega_e^* = \omega_{sl}^* + \frac{p}{2} \omega \quad (4.8)$$

ve referans vektör açısı ise,

$$\theta_e^* = \int \omega_e^* dt \quad (4.9)$$

olur. Akım devresi, darbe genişlik modülasyonu (DGM) ve evirici devresi de dikkate alındığında dolaylı vektör denetimli asenkron motorun SBD ile hız denetim sistemi Şekil 4.2’deki gibi elde edilebilir.



Şekil 4.2 Dolaylı vektör denetimli asenkron motorun SBD ile hız denetimi için blok yapısı

Dolaylı vektör denetim yönteminde rotor akısının konum bilgisinin bulunmasında rotor zaman sabitinden yararlanılmaktadır. Rotor zaman sabiti ise motorun çalışma koşullarından doğrudan etkilenir. Motorun geçici durumu sırasında frekansın artmasıyla rotor indüktansı azalırken deri etkisi nedeniyle rotor direnci artar. Motor miline bağlı yükteki değişim de aynı şekilde rotor parametrelerinde değişikliğe neden olur. Ayrıca doyum etkisi nedeniyle rotor ve stator indüktansları değişebilir ve hava aralığı akısı da etkilenebilir.

Asenkron motorların vektörel hız denetiminde zamanla değişen parametre ve motorun doğrusal olmayan yapısından kaynaklanan sorunlar SBD'nin öğrenme, uyarlanma ve çıkarım yapma yetenekleri ve doğrusal olmayan bir denetleyici olma özelliği ile giderilebilir. SBD' nin asenkron motor sürücü sistemlerinde hız denetleyici olarak kullanımı ile ilgili çalışmalar oldukça kısıtlıdır. SBD asenkron motorların denetiminde daha çok doğrudan moment denetimi için anahtarlama vektörünün belirlenmesinde kullanılmıştır. SBD hız denetleyici olarak [62-65] kaynaklarında kullanılmış tümünde giriş değişkeni olarak hata ve hatanın değişimini kullanılmıştır. Hız denetiminde amaç, değişen yük ve parametre koşullarında hızlı bir geçici durum yanıtı elde etmek ve sürekli durumda motor hızının arzu edilen referans hızı doğru bir şekilde izlemesini sağlamaktır. Kaynak [64] ve [65]'de vektör denetimli asenkron motorun SBD ile hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Kaynak [65]'de motora herhangi bir yük uygulanmamış ve Sugeno tipi SBD'nin üyelik fonksiyonlarının sayısına göre sabit hızlardaki motor hızları sunulmuş, [64]'de ise Singleton kurallı SBD ile hız denetimi yapılarak elde edilen sonuçlar BD ve PID denetleyicilerden bulunan sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada motora yük uygulanmış fakat sürekli durum hatası belirtilmemiştir. Kaynak [62] ve [63]'de ise SBD ile V/f yöntemiyle hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Kaynak [62]'de yüksüz durumdaki motorun hız denetimi Sugeno tipi SBD, BD ve PID ile yapılarak bulunan sonuçlar değerlendirilmiştir. Kaynak [63]' de ise değişik hızlarda motora yük uygulanarak PID, BD ve Singleton kurallı SBD ile yapılan hız denetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Verilen sonuçlara göre BD ve SBD' den elde edilen sonuçlar geçici ve sürekli durumlarda PID denetleyiciden elde edilen sonuçlardan daha iyi olduğu gösterilmektedir. Ancak sürücü sistemleri denetim sistemlerindeki tip-0 sistemlere karşılık gelmekte ve bu tip sistemlerde integral denetleyicinin bulunmaması durumunda değişik referans girişler ve harici yük uygulamalarında sürekli durum hataları meydana gelmektedir. Literatürde motor sürücü sistemlerinin hız denetiminin BD ile yapıldığı çalışmalarda BD' nin sürekli durum hatalarını gideremediği ve bu nedenle de BD' nin çıkışına integralinin alınması gerektiği belirtilmektedir [25]. Diğer taraftan yapılan bazı çalışmalarda motor sürücülerinin hız denetimlerinde oluşabilecek sürekli durum hatalarının giderilebilmesi amacıyla tıpkı BD' de olduğu gibi SBD' nin de çıkışına integral denetleyici eklenmiştir [52]. Ayrıca kaynak [50]' SMSM'nin hız denetiminde karşılaşılan sürekli durum hatalarının

giderilmesi amacıyla SBD, PI denetleyicinin oransal ve integral kazançlarının uyarlanması kullanılmıştır.

Yapılan çalışmalarda, BM çıkarım sistemine ve parametre belirlemede kullanılan eğitim algoritmalarına göre çok fazla sayıda SBD ağı önerilmekle birlikte, elde edilen bu ağ yapılarının algoritmik olarak gerçek dünyada uygulanabilirliği de oldukça önemlidir. Bu nedenle denetim alanında yapılan çalışmaların çok büyük bir çoğunluğu, hesap yoğunluğu diğer ağ yapılarına göre daha az olan Mamdani tipi BD' nin modellendiği Singleton kurallı SBD ve Sugeno tipi BD' nin modellendiği ANFIS yapısını kullanmıştır. SBD'nin giriş değişkenleri olarak ise BD'de olduğu gibi hız hatası ve hız hatasının değişimi/türevi seçilmiştir. Yukarıdaki paragrafta özetlendiği gibi bazı çalışmalarda sürekli durum hatalarını önlemek için SBD'nin çıkışında ayrıca bir integral denetleyici kullanılmıştır.

Bu tezde giriş değişkenleri hız hatası ve hız hatasının integrali olan Sugeno tipi SBD ile asenkron motorun dolaylı vektör denetim yapısı kullanılarak hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen integral girişli SBD ile giriş değişkenleri hata ve hatanın değişimi olan Mamdani tipi SBD'nin ve Sugeno tipi SBD'nin asenkron motorun hız denetimindeki başarımları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonuçları çeşitli motor yükleri için geçici ve sürekli durum davranışları açısından değerlendirilmiştir.

4.3.1. Bulanık Singleton Kurallı SBD (BSK-SBD)

Mamdani tipi BD' nin YSA ile gerçekleştiriminden elde edilen ve çıkış üyelik fonksiyonu ani darbe fonksiyonu olarak seçilmiş (Singleton) ağ yapısıdır. Bulanık singleton olarak bilinen bu tür BM kuralları aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$R^j : \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^j \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2^j \text{ AND, ... , AND } x_n \text{ is } A_n^j \text{ THEN } y \text{ is } w_j \quad (4.10)$$

Burada, x_i giriş değişkeni, y çıkış değişkeni, A_i^j , $\mu_{A_i^j}(x_i)$ üyelik fonksiyonuyla tanımlanan dilsel terimi, w_j ise sonuç kısmının gerçek değeridir $j=1,2,...,m$ ve $i=1,2, ..., n$.

Asenkron motorun hız denetiminde kullanılan BSK-SBD'nin her bir girişi için üçer adet üyelik fonksiyonu seçilmiş ve giriş değişkenleri hata ve hatanın değişimi olarak alınmıştır. Şekil 4.2'de dört katmandan oluşan Mamdani tipi BD'nin modellendiği BSK-SBD ağ yapısı verilmiştir. BSK-SBD' nin katman girişleri x , her bir katmanına gelen net girişler u ve katman çıkışları v olmak üzere ağ yapısının her bir katmanının işlevleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

1.Katman:

Bu katman giriş katmanı olarak adlandırılır ve katmanın her bir düğümü doğrusal bir fonksiyonla girişine gelen işaretleri çıkışına aktarır. SBD' nin giriş değişkenleri hata ve hatanın değişimi olmak üzere,

$$x_1^1 = e(t) = \omega^*(t) - \omega(t) \quad (4.11)$$

$$x_2^1 = \Delta e(t) = e(t) - e(t-1) \quad (4.12)$$

1. katmanın çıkışları,

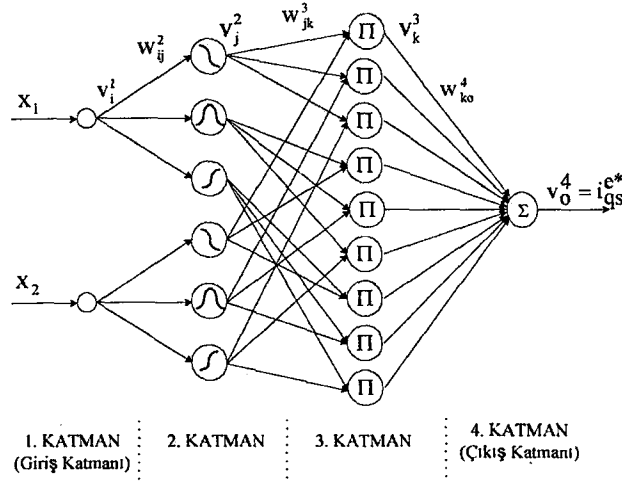
$$u_i^1 = x_i^1 \quad (4.13)$$

$$v_i^1 = f_i^1(u_i^1) = x_i^1 \quad (4.14)$$

olarak yazılabilir.

2.Katman:

Bu katman üyelik fonksiyonlarının gerçekleştirildiği katmandır ve bu katmandaki her bir sinir hücresinin aktivasyon fonksiyonu üyelik fonksiyonun yerini tutar. Üyelik fonksiyonları olarak Gaussian (çan) fonksiyonları, tek yönlü sigmoid fonksiyonları, genelleştirilmiş Bell fonksiyonları, üçgen, yamuk ve B-Spline fonksiyonları gibi çok karmaşık parametrelili ve hatta YSA ile elde edilen fonksiyonlar, giriş üyelik fonksiyonları olarak kullanılabilir. Ancak bu çalışmada her bir giriş için üçer adet üyelik fonksiyonu belirlenmiştir. Bu üyelik fonksiyonları aşağıda denklemleri verildiği gibi ikisi sigmoidal diğeri ise genelleştirilmiş bell fonksiyonudur.



Şekil 4.3 İki girişli tek çıkışlı BSK-SBD yapısı

$$u_j^2 = -\sigma_{ij} \left(x_i^2 - m_{ij} \right), \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + \exp(u_j^2)} \quad j=1,3. \quad (4.15)$$

$$u_j^2 = \left| \frac{x_i^2 - m_{ij}}{\sigma_{ij}} \right|^{2b_i}, \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + u_j^2} \quad j=2. \quad (4.16)$$

Burada σ_{ij} , m_{ij} ve b_i üyelik fonksiyonlarının uyarlanacak parametreleridir ve giriş parametreleri olarak da adlandırılır. w_{ij}^2 bağlantı ağırlıkları birim değerdedir.

3. Katman:

Kural tabanının oluşturulduğu bu katman II sembolüyle gösterilen düğümlerden oluşmuştur. Katmandaki her bir düğüm girişine gelen işaretleri çarparak çıkışına aktarır. Bu katmanın çıkışı,

$$u_k^3 = \prod_j w_{jk}^3 x_j^3 \quad (4.17)$$

$$v_k^3 = f_k^3(u_k^3) = u_k^3 \quad (4.18)$$

olarak bulunur. Burada w_{jk}^3 bağlantı ağırlıkları birim değerdedir.

4. Katman:

Çıkış katmanı olan bu katman şekilde Σ sembolüyle gösterilmiştir. Katmandaki her bir düğüm w_{ko}^4 ağırlıklarıyla ağırlıklandırılmış olarak gelen işaretlerinin toplamını çıkışına aktarır.

Şekil 3.2 de verilen tek çıkışlı SBD için katman çıkışı,

$$u_o^4 = \sum_k w_{ko}^4 x_k^4 \quad (4.19)$$

$$v_o^4 = i_{qs}^* = f_o^4(u_o^4) = u_o^4 \quad (4.20)$$

olur. Eğer, merkezi durulaştırma kullanılırsa asenkron motor için denetim girişi olan moment akımını üreten SBD' nin çıkışı,

$$v_o^4 = i_{qs}^* = \frac{u_o^4}{\sum_j x_k^4} \quad (4.21)$$

olarak elde edilir. BSK-SBD'nin eğitim sürecinde uyarlanacak parametreler, üyelik fonksiyonları ile ağırlık çıkış ağırlıkları olan w_{ko}^4 dir.

4.3.2 Sugeno tipi SBD

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

$$\begin{aligned} R^j : & \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^j \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2^j \text{ AND } \dots \text{AND } x_n \text{ is } A_n^j, \\ \text{THEN } y &= f_j = a_0^j + a_1^j x_1 + a_2^j x_2 + \dots a_n^j x_n \end{aligned} \quad (4.22)$$

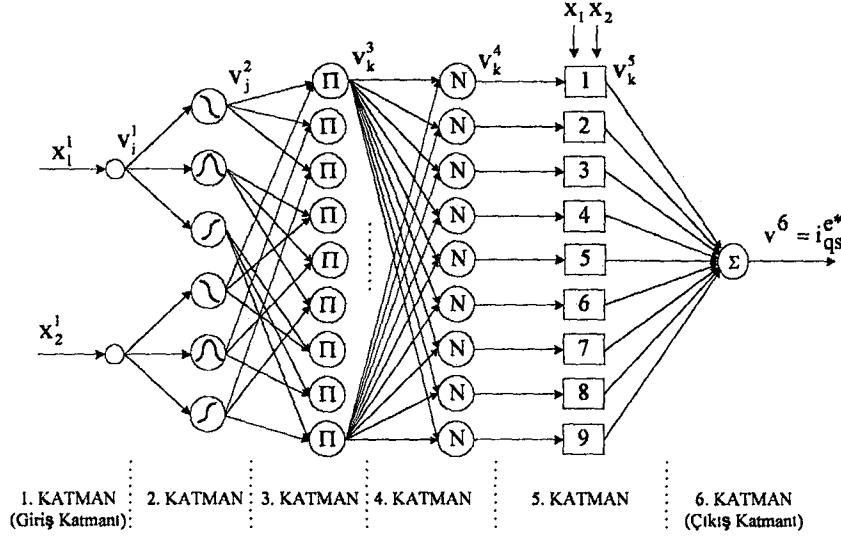
Burada, x_i giriş değişkeni, y çıkış değişkeni, $A_i^j \mu_{A_i^j}(x_i)$ üyelik fonksiyonlu önkoşullarının dilsel değişkenleri ve $a_i^j \in \mathbb{R}$ ise doğrusal $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ fonksiyonunun katsayılarıdır.

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

$$\begin{aligned} R^1 : & \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^1 \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2^1, \text{ THEN } y = f_1 = p_1 x_1 + q_1 x_2 + r_1 \\ R^2 : & \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^2 \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2^2, \text{ THEN } y = f_2 = p_2 x_1 + q_2 x_2 + r_2 \end{aligned} \quad (4.23)$$

Asenkron motorun hız denetiminde kullanılan iki giriş tek çıkışlı ve her bir giriş için üç üyelik fonksiyonunun seçildiği Sugeno tipi SBD yapısı Şekil 4.4' de verilmiştir. Bu çalışmada Sugeno tipi SBD giriş değişkenlerine göre iki farklı şekilde ayrı ayrı kullanılmıştır. İlk yapıda giriş değişkenleri hata ve hatanın değişimi olarak seçilmiş ve bu SBD ağı PD-SBD olarak adlandırılmıştır. PI-SBD olarak adlandırılan ikinci yapıda ise giriş değişkenleri, hata ve hatanın integrali seçilerek SBD' ye integral etkisinin kazandırılması hedeflenmiştir. Sugeno tipi SBD, Denklem (4.21) den de görüldüğü gibi girişlerini doğrusal bir fonksiyondan geçirerek sonuç üretir. Böylece önerilen SBD için, giriş değişkeni hız hatası ve bu hatanın integrali seçilerek Sugeno bulanık kurallarından yararlanılarak SBD çıkışına integral etkisi kazandırılmıştır.

Hem PD-SBD hem de PI-SBD için Şekil 4.4' de verilen Sugeno tipi ağ yapısı aynı olup, sadece giriş değişkenleri farklıdır. Bu nedenle PD-SBD ve PI-SBD aynı ağ yapısı üzerinde tanıtılacaktır.



Şekil 4.4 İki girişli tek çıkışlı Sugeno tip SBD yapısı

1. Katman:

Bu katmandaki her hücre doğrusal aktivasyon fonksiyonlarına sahiptir ve giriş değişkenlerini çıkışlarına aktarırlar. Giriş değişkenleri olarak PD-SBD için aşağıdaki gibi hata ve hatanın değişimi olarak alınmıştır.

$$x_1 = e(t) = \omega^*(t) - \omega(t) \quad (4.24)$$

$$x_2 = \Delta e(t) = e(t) - e(t-1) \quad (4.25)$$

PI-SBD için ise giriş değişkenleri hata ve hatanın integrali olarak alınmıştır.

$$x_1 = e(t) = \omega^*(t) - \omega(t) \quad (4.26)$$

$$x_2 = \int e(t) \quad (4.27)$$

Tanımlanan x_i girişlerine göre 1. katmanın çıkışları,

$$u_i^1 = x_i^1 \quad (4.28)$$

$$v_i^1 = f_i^1(u_i^1) = x_i^1 \quad (4.29)$$

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 ikisi sigmoidal diğeri ise genelleştirilmiş bell fonksiyonudur.

$$u_j^2 = -\sigma_{ij} \left(x_i^2 - m_{ij} \right), \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + \exp(u_j^2)} \quad j=1,3. \quad (4.30)$$

$$u_j^2 = \left| \frac{x_i^2 - m_{ij}}{\sigma_{ij}} \right|^{2b_i}, \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + u_j^2} \quad j=2. \quad (4.31)$$

Burada σ_{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 Π sembolüyle gösterilen düğümlerden oluşmuştur ve her düğüm kendine gelen işaretlerin çarpımını çıkışına verir. Burada And bulanık işlemi gerçekleştirilmekle birlikte diğer T-norm işlemleri de kullanılabilir. And bulanık işleminin gerçekleştirilmesiyle k. hücrenin çıkışı,

$$u_k^3 = \prod_j x_j^3 \quad (4.32)$$

$$v_k^3 = f_k^3(u_k^3) = u_k^3 \quad (4.33)$$

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.

$$u_k^4 = \sum_k x_k^4 \quad (4.34)$$

$$v_k^4 = f_k^4(u_k^4) = \frac{x_k^4}{u_k^4} \quad (4.35)$$

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

5.Katman:

Bu katmandaki her bir n düğümünde, ağırlıklandırılmış $v_k^4(px_1 + qx_2 + r)$ sonuç değeri hesaplanır. Burada v_k^4 4. katmanın çıkışı, $\{p, q, r\}$ ise uyarlanacak parametre kümesidir. Bu katmandaki parametreler sonuç parametreleri olarak adlandırılırlar.

$$u_k^5 = x_k^5 \quad (4.36)$$

$$v_k^5 = f_o^6(u_o^6) = u_k^5 g_k = u_k^5 (p_k x_1^1 + q_k x_2^1 + r_k) \quad (4.37)$$

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

6.Katman:

Bu katmanda Σ sembolüyle gösterilen tek bir düğüm vardır ve girişine gelen işaretlerin toplamını çıkışına verir. SBD' nin y çıkışı,

$$u_o^6 = \sum_k x_k^6 \quad (4.38)$$

$$v_o^6 = i_{qs}^* = f_o^6(u_o^6) = u_o^6 \quad (4.39)$$

olarak bulunur.

4.3.3 Sinirsel bulanık denetleyicilerin eğitimi

Bir SBD, BD işlevlerini YSA ile gerçekleştirerek YSA'nın öğrenme ve uyarlama yeteneğini kazanır. Böylece SBD'nin tasarımında, BD'nin tasarımında karşılaşılan üyelik fonksiyonlarının şeklinin belirlenmesi ve kural tabanının oluşturulması gibi zorluklar, YSA tarafından kazandırılan öğrenme ve uyarlama yeteneği ile aşılabılır. Bu nedenle SBD'nin de tıpkı YSA gibi çeşitli öğrenme algoritmaları ile eğitilerek parametrelerinin uyarlanması gereklidir. Literatürde SBD 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 yayımla uyarlanması tercih edilmektedir. Geriye yayılım algoritması ile örnekssel öğrenme yöntemi kullanılarak giriş

ve çıkış parametrelerinin güncellenmesi için, izleme hatası (e) minimize edilecek karesel hata (E) aşağıdaki gibi belirlenir.

$$e(k) = \omega^*(t) - \omega(t)$$

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

SBD' nin uyarlanacak herhangi bir giriş ve çıkış parametresi ϕ olarak alınırsa, geriye yayılım algoritmasını kullanarak herhangi bir ϕ parametresinin güncellenmesi,

$$\phi(k) = \phi(k-1) + \Delta\phi(k) = \phi(k-1) + \left(-\alpha \frac{\partial E(k)}{\partial \phi(k)} \right) \quad (4.41)$$

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

$$\delta^1 = \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial v^6} \quad (4.42)$$

Burada δ^1 -yöresel gradyandır. SBD' nin çıkışından itibaren sonuç parametrelerinin güncellenebilmesi için gerekli gradyanlar aşağıdaki gibi bulunur

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

$$\frac{\partial E}{\partial p_k} = \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4} x_1^1 \quad (4.43)$$

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

$$\frac{\partial E}{\partial q_k} = \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4} x_2^1 \quad (4.44)$$

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

$$\frac{\partial E}{\partial r_k} = \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4} \quad (4.45)$$

SBD' nin önkoşul parametrelerinin güncellenebilmesi için gerekli eğim hesabı ise aşağıdaki gibi elde edilebilir

Sigmoidal üyelik fonksiyonları için $\sigma_{i,1-3}$;

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,1-3}} &= \delta^1 \frac{\partial v_k^6}{\partial u_k^6} \frac{\partial u_k^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial \sigma_{i,1-3}} \\ \frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,1-3}} &= \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 (x_i^1 - m_{i,1-3}) v_j^2 (1 - v_j^2)\end{aligned}\quad (4.46)$$

$m_{i,1-3}$ parametreleri için,

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial m_{i,1-3}} &= \delta^1 \frac{\partial v_k^6}{\partial u_k^6} \frac{\partial u_k^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,1-3}} \\ \frac{\partial E}{\partial m_{i,1-3}} &= \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 (-\sigma_{i,1-3}) v_j^2 (1 - v_j^2)\end{aligned}\quad (4.47)$$

Genelleştirilmiş bell fonksiyonu için,

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,2}} &= \delta^1 \frac{\partial v_k^6}{\partial u_k^6} \frac{\partial u_k^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial \sigma_{i,2}} \\ \frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,2}} &= \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \left(\frac{2b_i}{x_i^1 - m_{i,2}}\right) v_j^2 (1 - v_j^2)\end{aligned}\quad (4.48)$$

$$\frac{\partial E}{\partial m_{i,2}} = \delta^1 \frac{\partial v_k^6}{\partial u_k^6} \frac{\partial u_k^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} \quad (4.49)$$

$$\frac{\partial E}{\partial m_{i,2}} = \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} \quad (4.50)$$

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

$$\frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} = \begin{cases} \left(\frac{2b_i}{x_i^1 - m_{i,2}}\right)v_j^2(1 - v_j^2) & \text{if } x_i^1 \neq m_{i,2} \\ 0 & \text{if } x_i^1 = m_{i,2} \end{cases} \quad (4.51)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial b_i} &= \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial b_i} \\ \frac{\partial E}{\partial b_i} &= \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \frac{\partial v_j^2}{\partial b_i} \end{aligned} \quad (4.52)$$

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

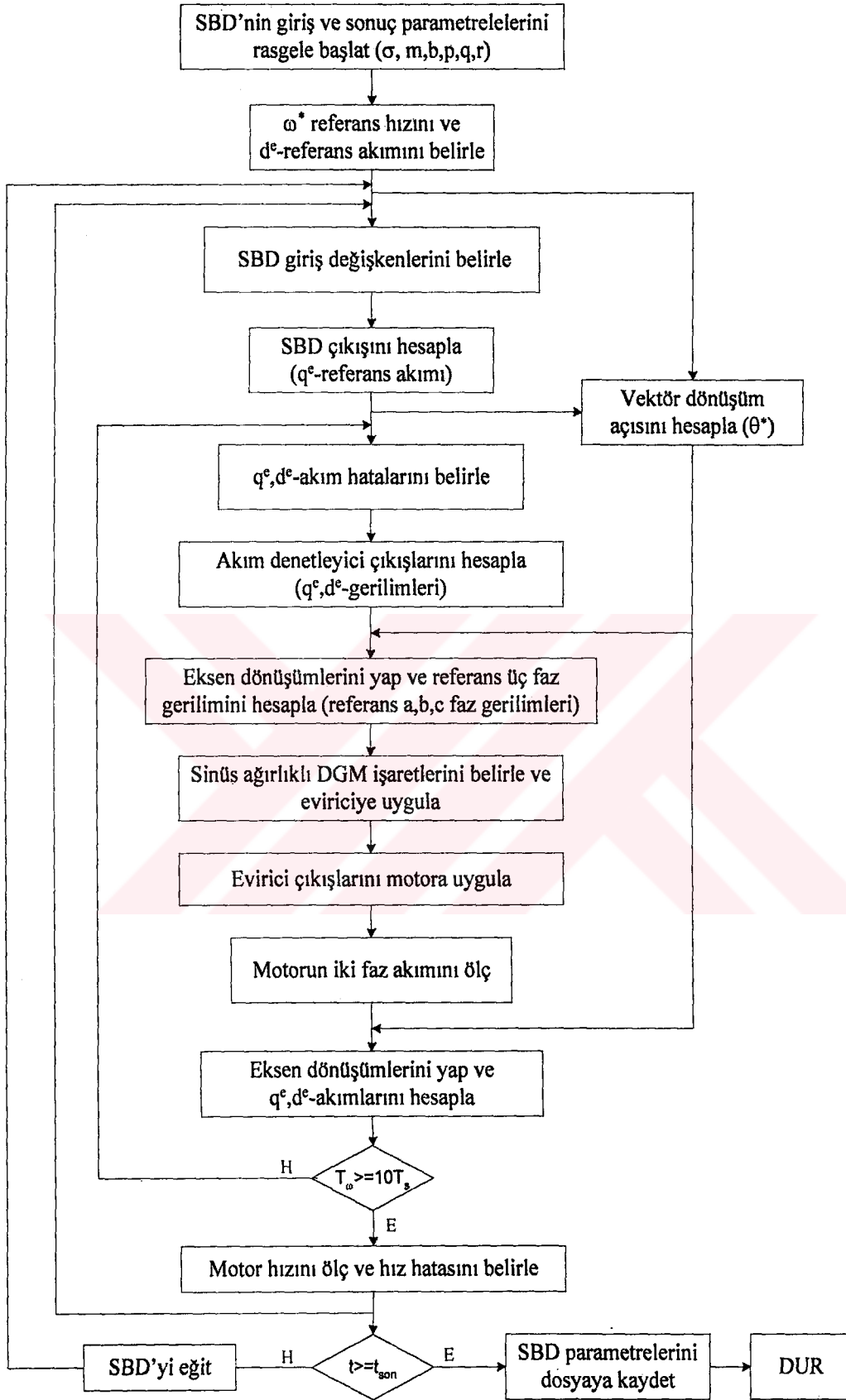
$$\frac{\partial v_j^2}{\partial b_i} = \begin{cases} -2 \ln \left| \frac{x_i^1 - m_{i,2}}{\sigma_{i,2}} \right| v_j^2(1 - v_j^2) & \text{if } x_i^1 \neq b_i \\ 0 & \text{if } x_i^1 = b_i \end{cases} \quad (4.53)$$

Bu ifadede eğitim işaretinin sistem üzerinden yansıtıldığı $\frac{\partial E}{\partial v^6}$ gradyanının doğru bir şekilde hesaplanması oldukça önemlidir. Ancak sistemin dinamiklerinden kaynaklanan belirsizliklerden dolayı bu ifade doğru bir şekilde bulunamaz. Bu sorunun giderilebilmesi amacıyla eğitim işaretinin sistem üzerinden yansıtılmasında delta uyarlama kuralı kullanılmıştır [41].

$$\delta^1 = Ae + \dot{e} \quad (4.54)$$

Burada A pozitif değerli bir sabittir.

Yukarıda bu tez çalışmasında önerilen integral girişli Sugeno tipi SBD' için eğitim algoritması çıkarılmıştır. Diğer BSK-SBD için de benzer şekilde eğitim algoritması kolaylıkla elde edilebilir. Önerilen integral girişli SBD'nin Şekil 4.2 ile verilen denetim yapısında kullanımı ile, denetim sisteminin gerçekleştirilmesi ve eğitim algoritmasının uygulanmasına ilişkin akış diyagramı Şekil 4.5'de verilmiştir.



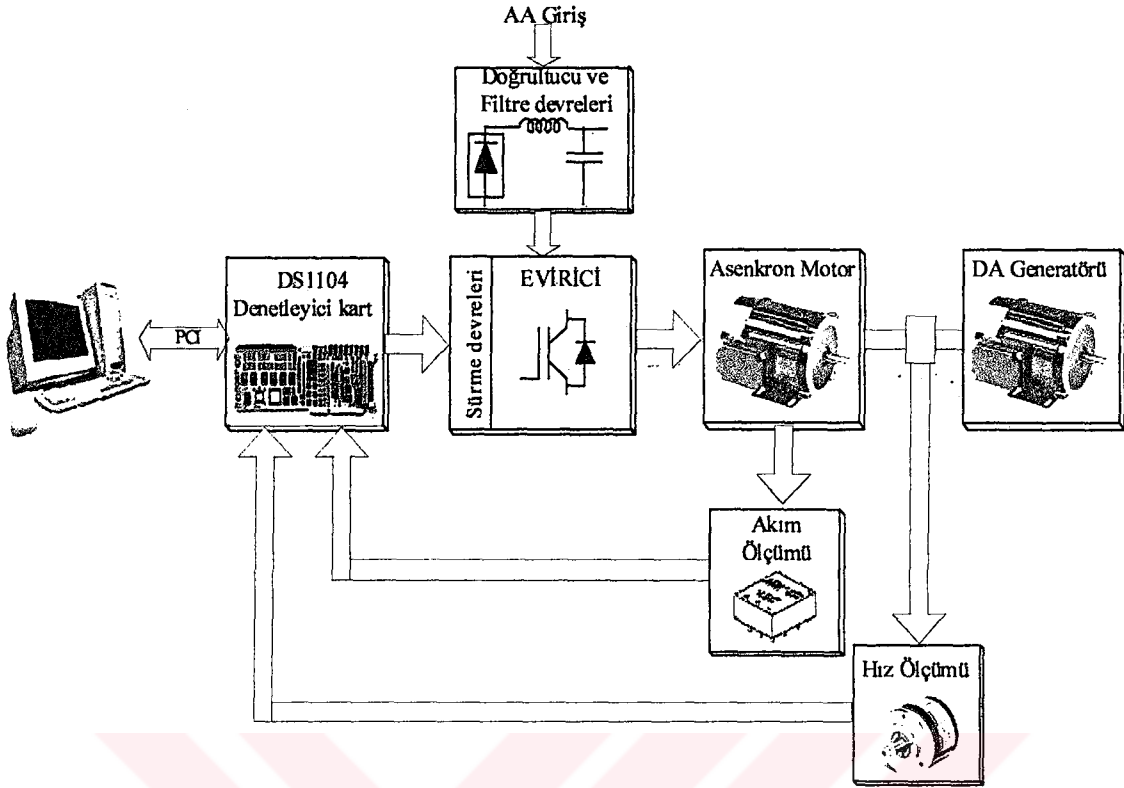
Şekil 4.5 Denetim yapısına eğitim algoritmasının uygulanmasına ait akış şeması

5. DENEY DÜZENEGİ

Bu tez çalışmasında, bir asenkron motorun yüksek başarılı hız denetimi SBD ile gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla Bölüm 4’de ayrıntılı olarak açıklanan ve Şekil 4.2 ile blok diyagramı verilen gerilim modelinin kullanıldığı dolaylı vektör denetim yapısı seçilmiştir. Bu denetim yapısında hız denetleyici olarak üç farklı SBD kullanılmıştır. Önceki bölümde de bahsedildiği gibi SBD, doğrusal olmayan, belirsiz/yarı belirgin ve değişen parametrelili sistemlerin denetiminde etkin olarak kullanılmaktadır. SBD bu üstün özellikleriyle belirsiz dinamiklerin ve parametre değişimlerinin bulunduğu sürücü sistemlerinde de tercih edilmektedir. Sürücü sistemlerinde yaygın olarak tercih edilen BSK-SBD ve PD-SBD hız denetleyici olarak kullanıldığında meydana gelen sürekli durum hatalarının giderilmesi, yardımcı denetleyicilerle sağlanmaktadır. Bu sorunun giderilmesi amacı ile bu çalışmada PI-SBD yapısı önerilmiştir. Benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırma amacı ile üç denetleyici yapısı için de gerçekleştirilmiştir.

5.1 Deney Düzeneginin Tanıtılması

Bu tez çalışmasında benzetim ve deneysel çalışmaların gerçekleştiriminde kullanılan ve denetim yapısı Şekil 4.2 ile verilen blok diyagram ele alındığında bu denetim yapısında bulunan; SBD’ nin 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 farklı yapılarıdaki SBD ile gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu amaca yönelik olarak denetim sistemlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan, dSPACE firmasının DS1104 denetleyici kartı kullanılmıştır. Şekil 4.2 de verilen asenkron motorun vektör denetim yapısının gerçekleştirilmesi DS1104 denetleyici kart ile birlikte genel bloklar olarak Şekil 5.1 de verilmiştir.



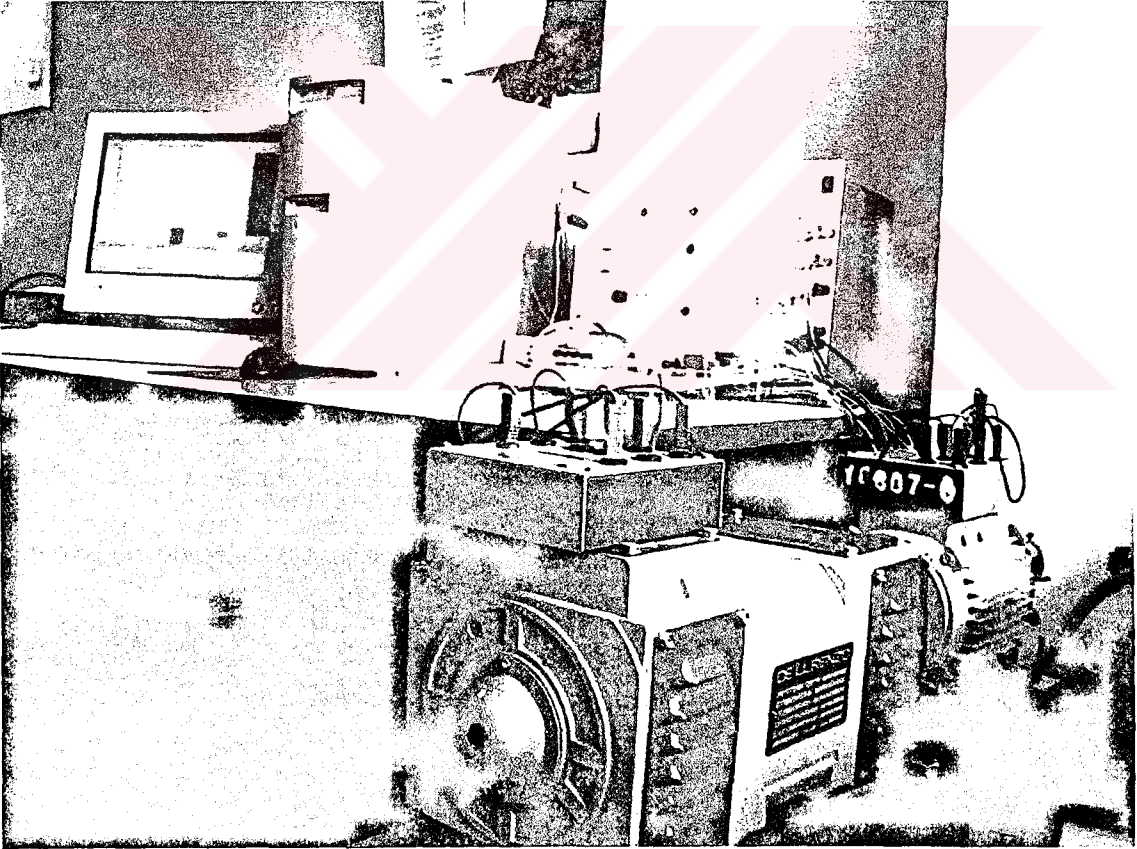
Şekil 5.1 Deney düzeneğinin blok diyagramı

Deney düzeneği genel bloklarla Şekil 5.1'deki gibi oluşturulmuştur. 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 işaretlerini üretir. DS1104 denetleyici kartının sayısal çıkışlarında bu işaretler alınarak evirici devresine aktarılır 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 5.1' deki blok diyagramda denetimi yapılan motorun 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 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 2500 darbe/devir' lik artırımı enkoder kullanılmıştır. Bu elemanların kullanımı ile elde edilen deney setinin genel görünümüne ilişkin fotoğrafı Şekil 5.2' de verilmiştir.

5.2 Kullanılan Denetleyici Kart ve Yazılımın Özellikleri

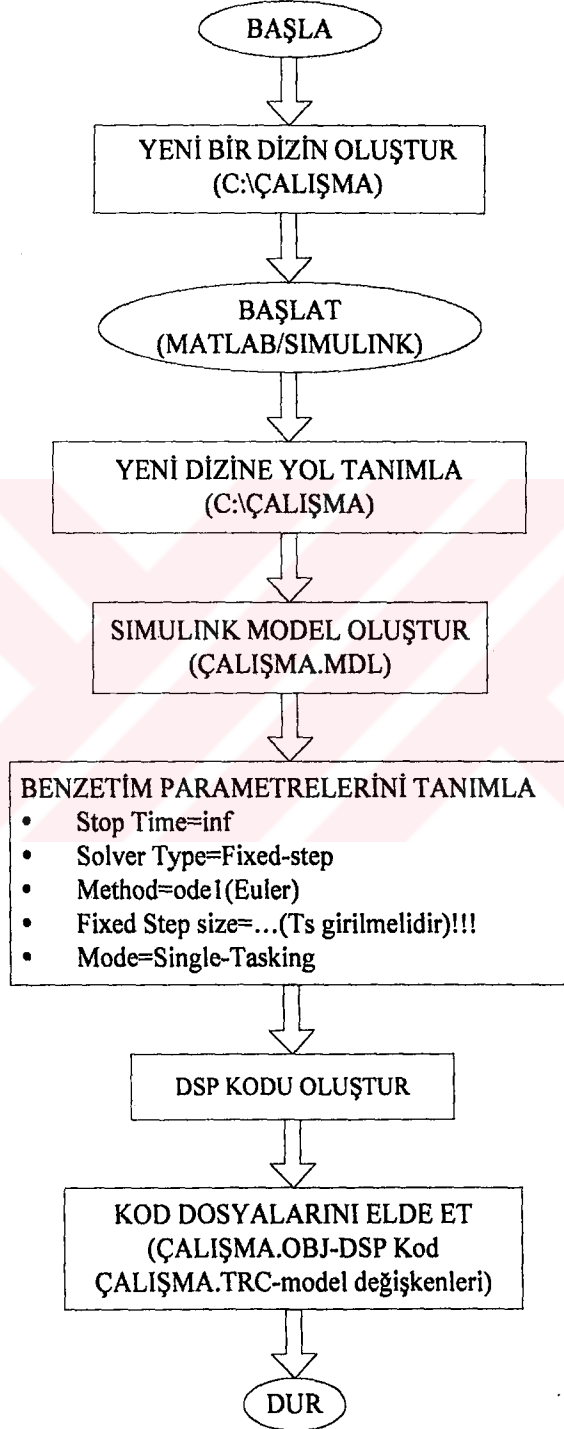
Deneysel çalışmalarda denetim yapısının gerçekleştirilmesi için MATLAB/Simulink ortamında modeller oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modeller, *Simulink Real-Time Workshop* ve dSPACE' in *Real Time Interface* yazılımları sayesinde gerçek zamanlı kodlara dönüştürülerek DS1104 PPC kartın program hafızasına yüklenir. Denetim yapısının Simulinkte oluşturulan modelinin dSPACE kartına aktarılmasına ait akış şeması Şekil 5.3'de 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 [87,88].



Şekil 5.2 Deney düzeneğinin genel görünümüne ilişkin fotoğraf

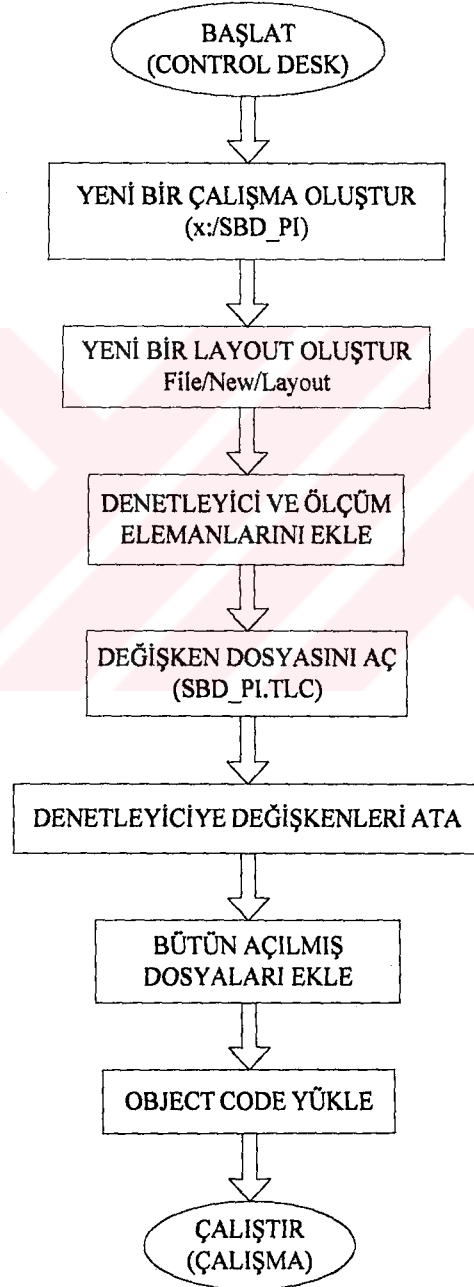
Bu kütüphanelerde Simulink ile gerçek zaman donanımı arasında bağlantı kurulmasını sağlayan DAC (Digital Analog Converter) birimleri, ADC (Analog Digital Converter) birimleri,

artırımlı 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 artırımlı enkoder arayüzleri, DGM üreteçleri, DAC ve ADC birimleri Ek-2' de verilmiştir.



Şekil 5.3 Simulink'te oluşturulan denetim yapısının denetleyici karta aktarılmasına ait akış şeması

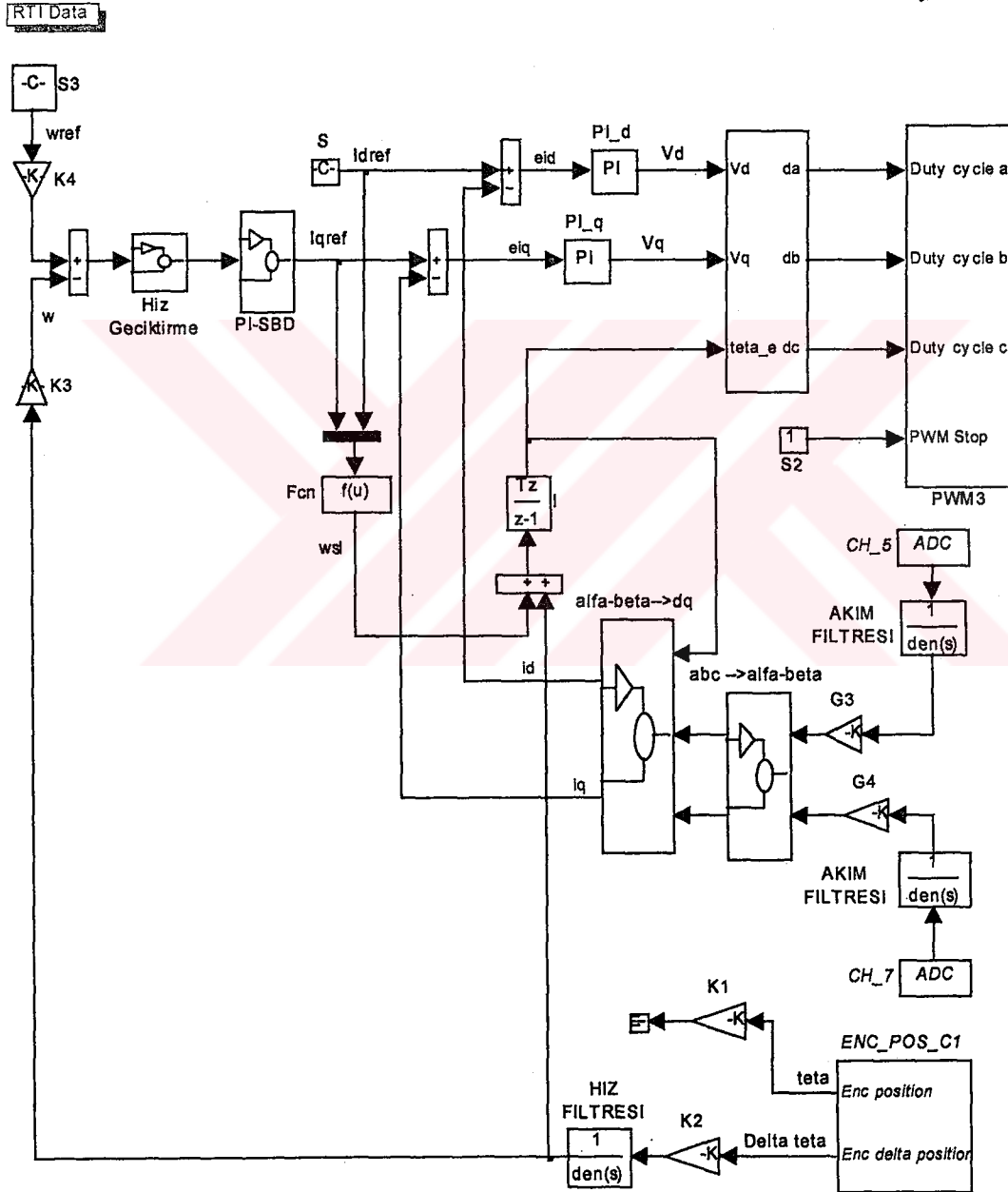
Bir Simulink model dosyası ile dSPACE çalışması oluşturmak için dSPACE tarafından geliştirilen *Control Desk Developer* yazılımı kullanılmıştır. Bu yazılım, algoritmanın gerçek zamanlı olarak yürütülmesi için değişkenlerin yazılım denetleyicilerine atanmasını ve bir kullanıcı arayüzü oluşturulmasını sağlar. Böylece değişkenlerin gerçek zamanlı olarak denetimi 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 5.4’ de verilmiştir.



Şekil 5.4 Control Desk Developer yazılımı ile çalışma arayüzünün oluşturulması için akış şeması

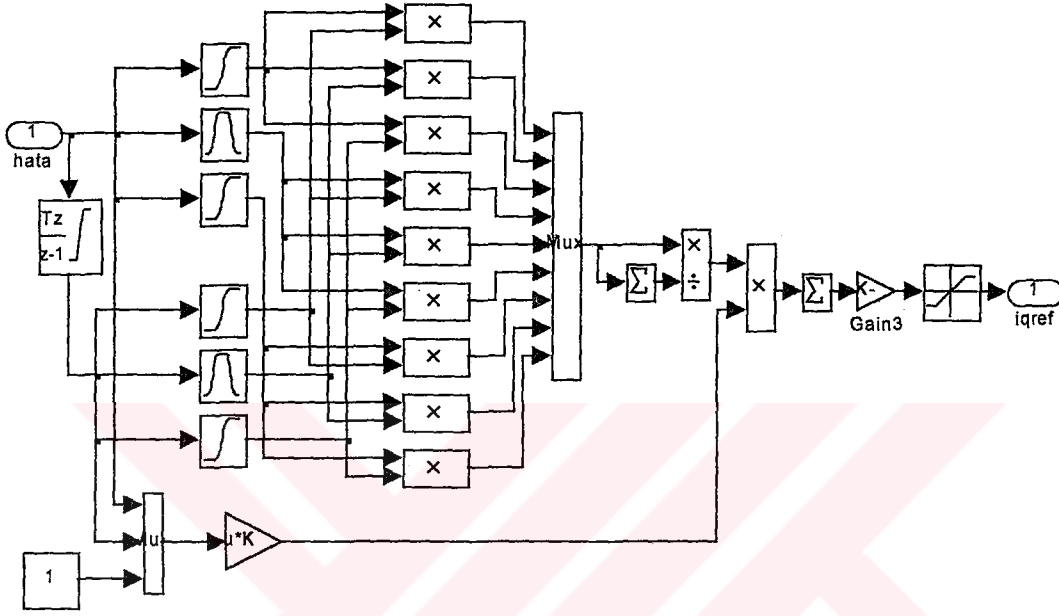
Şekil 5.5 genel olarak Simulink blokları ile gerçekleştirilmekle birlikte; SBD' nin gerçekleştirimi, asenkron motorun dinamik modeli, hız geciktirici, vektör dönüşümleri ve eviricinin anahtarlama işaretlerinin elde edilmesinde kullanılan sinüs ağırlıklı DGM alt bloklarla gerçekleştirilmiştir.

Deneysel çalışmanın gerçekleştirilmesi için asenkron motorun önerilen SBD ile vektörel hız denetiminin Simulink blokları kullanılarak oluşturulan Simulink model dosyası Şekil 5.6' da görülmektedir.



Şekil 5.6 Deneysel çalışmalar için MATLAB/Simulink'te oluşturulan denetim yapısı

Denetim yapısında ana hız denetim döngüsü 0.7ms, akım döngüsü 70µs ve eviricinin anahtarlama frekansı 10kHz olarak seçilmiştir. Şekil 5.6' da denetleyici olarak kullanılan PI-SBD olarak adlandırılan alt blok Simulink blokları ile Şekil 5.7' de görüldüğü gibi oluşturulmuştur. Çalışmada kullanılan diğer iki SBD ağının kullanılması durumunda da Simulink model dosyaları benzer şekillerde olduğundan bunların şekli verilmemiştir.

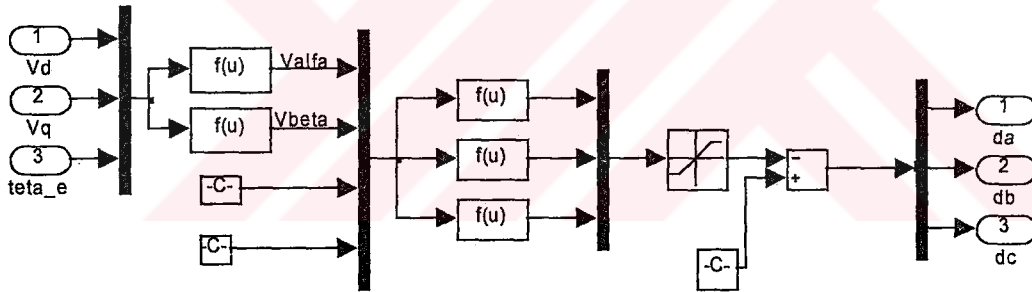


Şekil 5.7 Integral girişli PI/SBD'nin Simulink bloklarıyla oluşturulması

PI-SBD bloğu arzu edilen açısal hız ile motordan ölçülen gerçek açısal hızın karşılaştırılmasıyla elde edilen hız hatası ve hız hatasının integralini giriş değişkeni olarak alır. Motor milinin açısal konumu bir enkoder ile algılanarak denetleyici kartın sayısal girişlerine uygulanır. Sayısal girişlere uygulanan bu bilgiler enkoder blokları yardımı ile açısal hız bilgisine dönüştürülür ve bir alçak geçiren filtreden geçirilerek arzu edilen açısal hız ile karşılaştırılmak üzere hız karşılaştırma bloğuna uygulanır. PI-SBD bloğunun çıkışından senkron referans çatı q-eksen akımı elde edilir. Hız denetimi anma hızının altında gerçekleştirildiğinden referans d-eksen akımı sabit olarak seçilmiştir.

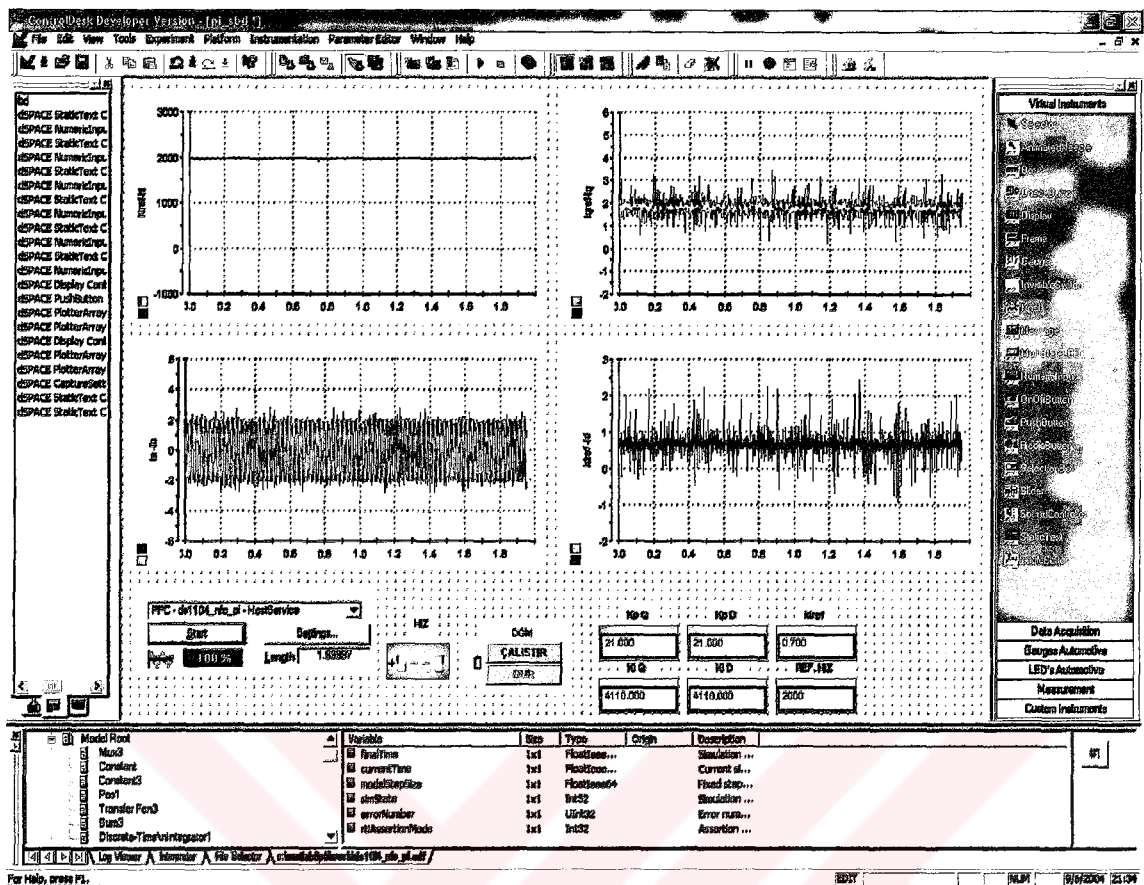
PI-SBD çıkışı olan q-eksen ve sabit olarak girilen d-ekseni referans akımları PI akım denetleyici bloklarına uygulanır. Akım denetiminde parametreleri kutup yok etme yöntemi ile 500rad/s'lik bant genişliğine göre tasarlanan PI denetleyici kullanılmıştır. PI akım denetleyiciler, referans akım ile gerçek 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, PI-SBD'nin çıkışı q-ekseni referans akımı ve sabit olarak girilen d-ekseni referans akımı yardımı ile bulunan referans kayma açısal 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 5.8'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 TMS320F240 uydu 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 5.8 DGM işaretlerinin üretimi için görev oranlarının Simulink bloklarıyla gerçekleştirimi

Simulink'te oluşturulan bu model dosyası Şekil 5.3'deki akış şemasına göre derlenerek Şekil 5.4'de verilen akış şemasına göre *Control Desk Developper* yazılımında oluşturulan çalışma için arayüz oluşturulmuştur. Şekil 5.9'da genel görünümü verilen bu arayüz sayesinde denetim yapısındaki bütün işaretler gerçek zamanlı olarak izlenebilmekte ve denetim yapısındaki parametreler gerçek zamanlı olarak değiştirilmektedir.



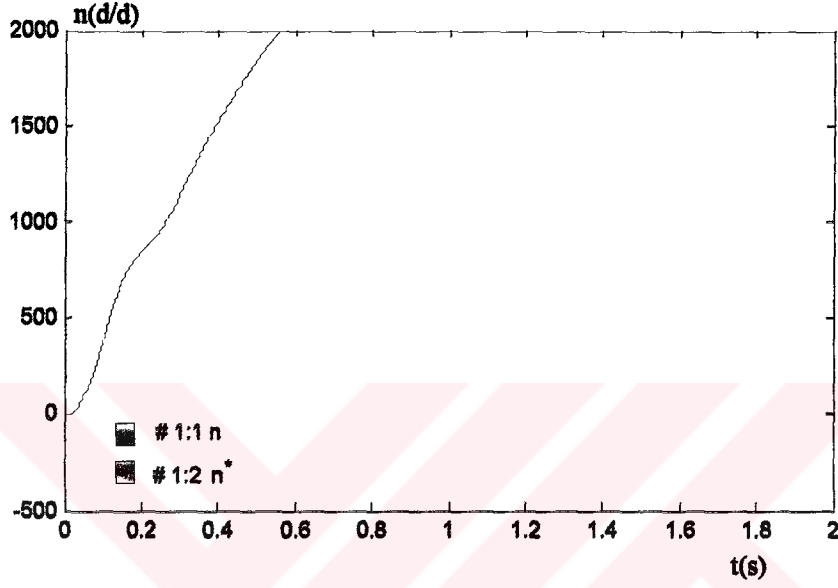
6. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR

Asenkron motorların yük ve parametre değişimlerine karşı dayanıklı ve ek bir denetleyiciye gereksinim duymadan hız denetimlerinin yapılabilmesi amacıyla tasarlanan PI-SBD'nin başarımının test edilebilmesi için benzetim ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Yapılan uygulama çalışmalarında, önerilen PI-SBD'nin yanında sürücü sistemlerinin hız denetiminde kullanılan diğer SBD ağlarından BSK-SBD ve PD-SBD'de hız denetleyici olarak kullanılmış ve elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar birlikte sunulmuştur. Benzetim ve deneysel çalışmalarda hız denetleyici olarak kullanılan her üç SBD'nin önkoşul ve sonuç parametreleri, MATLAB'da hazırlanan programla gerçek zaman dışı (off-line) olarak sinüsoidal referans girişe göre geriye yayılım öğrenme algoritması ile örneksel olarak eğitilerek bulunmuştur. Eğitim sonucunda elde edilen önkoşul ve sonuç parametreleri kullanılarak eğitilmiş SBD'nin çeşitli yük koşullarındaki asenkron motorun denetim başarısı gözlemlenmiştir.

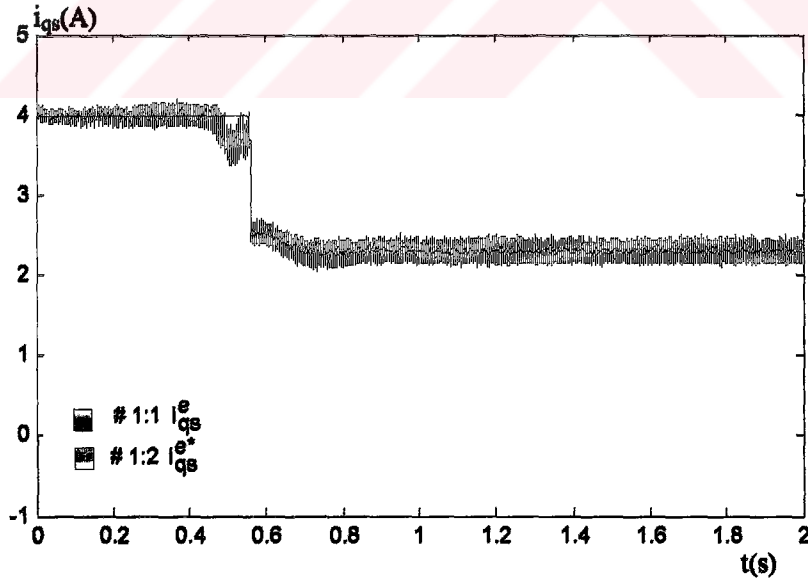
6.1 Benzetim Sonuçları

Bu tez çalışmasında, asenkron motorun SBD ile hız denetiminin gerçekleştirilmesi ve deneysel sonuçların doğrulanması için öncelikle benzetim çalışmaları yapılmıştır. Önerilen PI-SBD hız denetleyici ile elde edilen benzetim çalışmalarında, Şekil 5.5'de verilen denetim yapısı kullanılmıştır. BSK-SBD ve PD-SBD ile elde edilen benzetim sonuçları ise, Şekil 5.5'deki denetim yapısında kullanılan PI-SBD hız denetleyici bloğunun bu denetleyici blokları ile değiştirilmesi sonucunda sağlanmıştır. Her üç denetleyicinin giriş ve sonuç parametreleri olarak eğitim sonucunda elde edilen parametreler kullanılmıştır.

Şekil 6.1'de, Şekil 5.6'de verilen Simulink dosyası kullanılarak PI-SBD' nin başarımının belirlenmesi için 2000 d/d sabit referans hızda motor yüklü iken elde edilen sonuçlar verilmiştir. Şekil 6.1 (a)' da motor hızının referans hıza karşı değişimi görülmektedir. Motor hızı aşma olmaksızın, $t_r=450$ ms'lik yükselme süresi ve $t_s=550$ ms'lik yerleşme süresi ile sürekli duruma erişmektedir. Şekil 6.1(b)'de, referans i_{qs}^* akımı ve gerçek i_{qs}^e akımlarının değişimi verilmiştir.



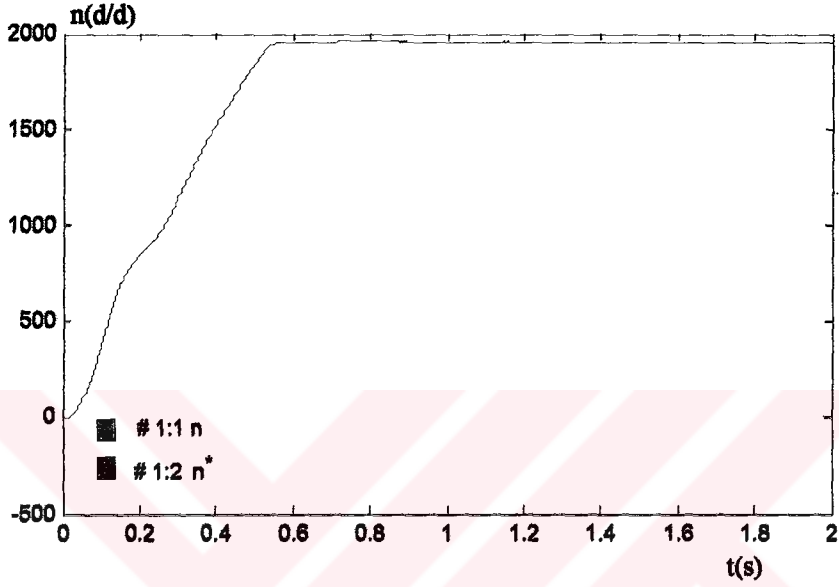
(a)



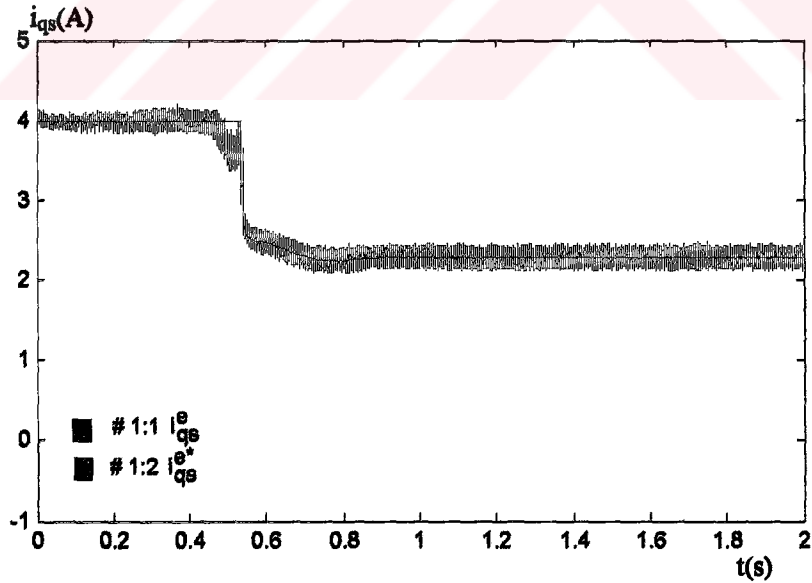
(b)

Şekil 6.1 Motor yüklü durumdayken 2000d/d basamak referans hızda PI-SBD'den elde edilen benzetim sonuçları. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi

Şekil 6.2 (a) ve (b)'de, hız denetleyici olarak PD-SBD kullanılmış ve motor yüklü durumda iken 2000 d/d'lık sabit referans hızda elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 6.2 (a)'da motor hızının referans hıza karşı değişimi görülmektedir. Motor hızının yükselme süresi $t_r=480$ ms'dir. Motor hızı sürekli durumda referans hızı erişememekte ve motorda %3'lük sürekli durum hatası oluşmaktadır. Şekil 6.2(b)'de i_{qs}^* akımı ve i_{qs}^e akımlarının değişimi verilmiştir.



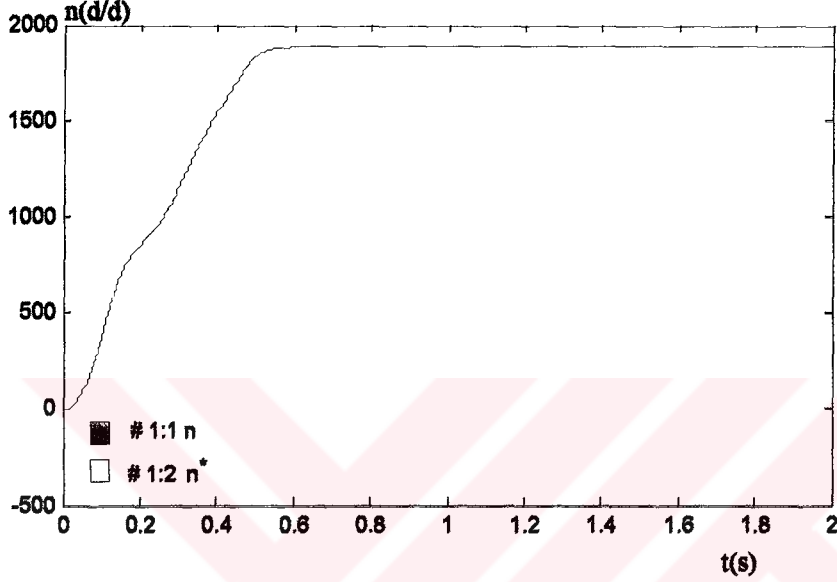
(a)



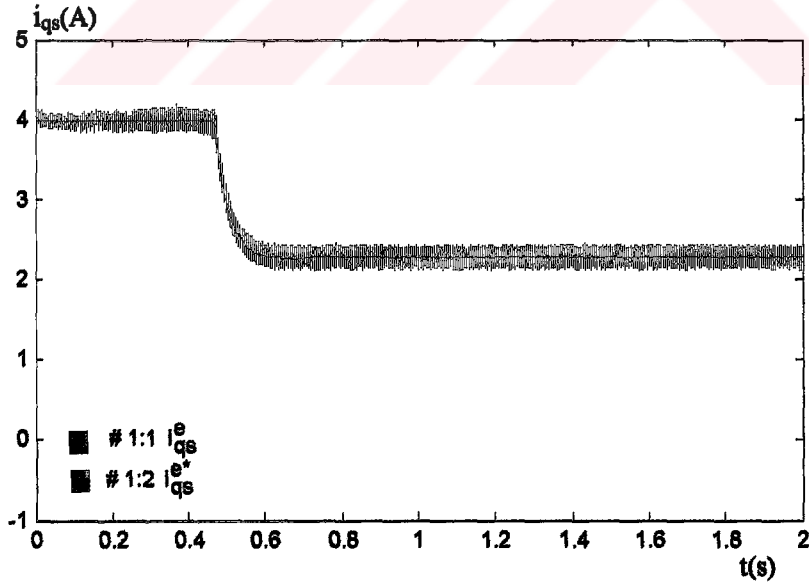
(b)

Şekil 6.2 Motor yüklü durumdayken 2000d/d basamak referans hızda PD-SBD'den elde edilen benzetim sonuçları. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi

Şekil 6.3'de ise hız denetleyici olarak BSK-SBD'nin kullanılması ile, motor yüklü durumdayken 2000 d/d'lık sabit referans hızda elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 6.3 (a)'da motor hızının referans hıza karşı değişimi görülmektedir. Motor hızının yükselme süresi $t_r=470$ ms'dir, ancak motorda %5'lik sürekli durum hatası oluşmaktadır. Şekil 6.3 (b)'de i_{qs}^{e*} akımı ve i_{qs}^e akımlarının değişimi verilmiştir.



(a)



(b)

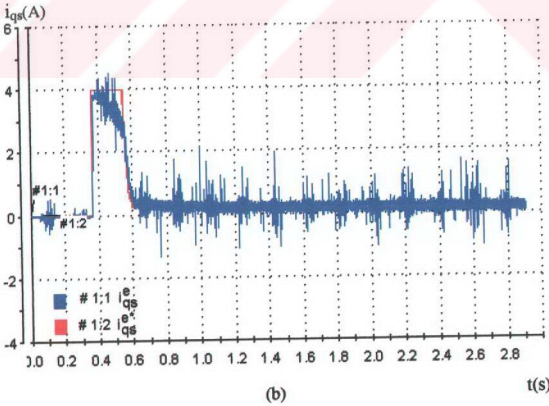
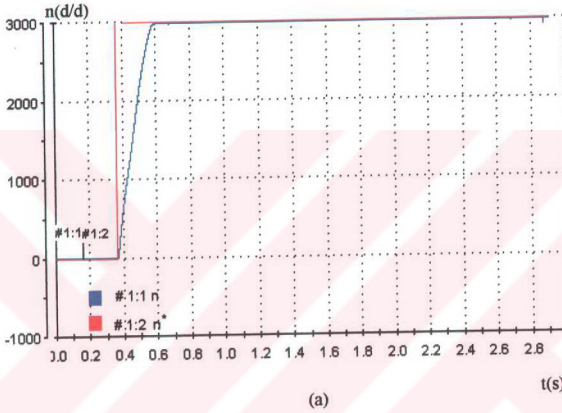
Şekil 6.3 Motor yüklü durumdayken 2000d/d basamak referans hızda BSK-SBD'den elde edilen benzetim sonuçları. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^{e*} ve i_{qs}^e akımlarının değişimi.

6.2 Deneysel Sonuçlar

Bu çalışmada asenkron motorun SBD ile hız denetimi DS1104 denetleyici kart kullanılarak Bölüm 5’de belirtilen donanım ile gerçekleştirilmiştir. Denetleyici kartın yazılımı MATLAB/Simulink ortamında hazırlanan model dosyalarını gerçek zamanlı kodlara dönüştürür. Deneysel gerçeklemede Şekil 5.6’ da verilen Simulink model dosyası MATLAB ortamında derlenip denetleyici karta aktararak kullanılmıştır. Denetleyici kartın *Control Desk Developer* yazılımı ile kullanıcıya gerçek zamanlı grafik izleme ve değişken değiştirme imkanı verir. Yazılımın bu özelliğinden faydalanılarak oluşturulan ara yüz ile grafiksel sonuçlar ve deney esnasında gerekli değişken değişiklikleri yapılabilmiştir.

Asenkron motorun vektör denetimli hız denetimi için, önerilen PI-SBD’ nin yanında, BSK-SBD ve PD-SBD hız denetleyici olarak kullanılmış ve her üç denetleyiciden elde edilen deneysel ve benzetim sonuçları birlikte sunulmuştur. Her bir denetleyicinin giriş ve sonuç parametreleri benzetim çalışmalarında olduğu gibi gerçek zaman dışı eğitilmiştir. Deney aşamasında eğitilmiş parametreler kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar her bir denetleyici için belirlenen çeşitli referans hızlarda yüklü ve yüksüz durumlardaki başarımı incelenmiştir.

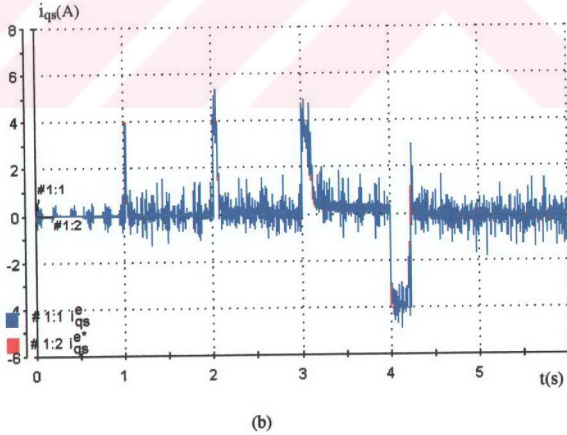
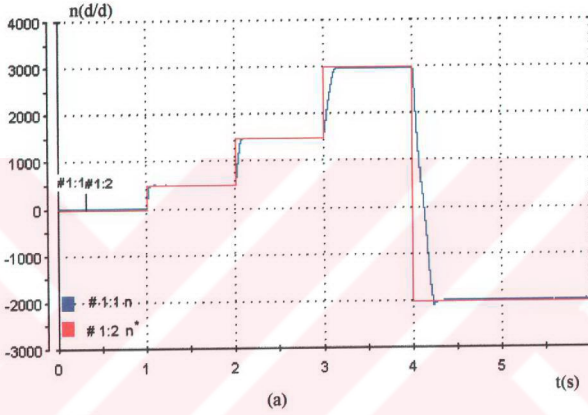
Şekil 6.4’ de, hız denetleyici olarak BSK-SBD’nin kullanımıyla motor yüksüz durumda iken motor hızının sabit 3000 d/d referans hızı izleme başarımı verilmiştir. Şekil 6.4 (a)’da motor hızı aşma yapmaksızın $t_r=179$ ms’lik yükselme süresi ve $t_s=255$ ms’lik yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir. Şekil 6.4 (b)’de ise BSK-SBD’nin ürettiği i_{qs}^* akımı ve gerçek i_{qs}^c akımının değişimi verilmiştir. Bu sonuçlardan da görüldüğü gibi BSK-SBD motor yüksüz iken sabit referansı başarılı bir şekilde izleyerek referans akımı üretebilmekte ve motor hızı referans hızı yakalayabilmektedir.



Şekil 6.4 Motor yüksüz durumda iken BSK-SBD’nin 3000 d/d’lık basamak hızı izleme başarımı.

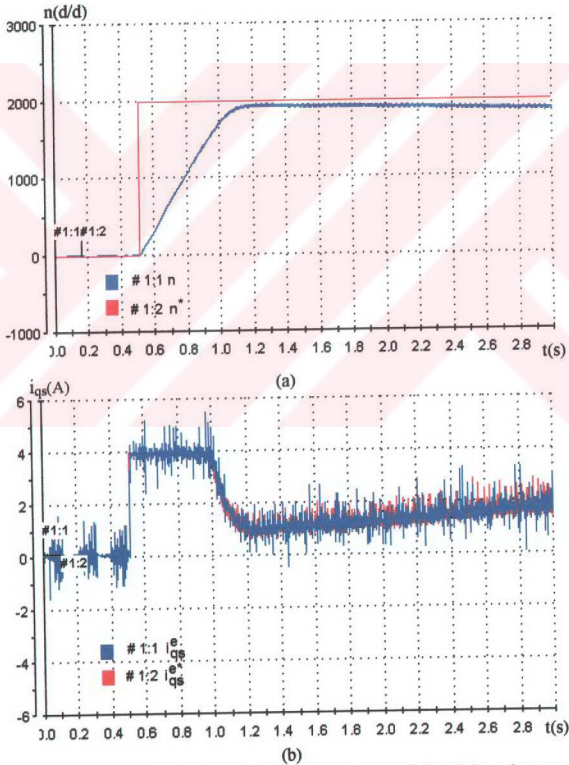
(a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^c akımlarının değişimi

Motor sürücülerinden beklenen önemli bir özellik de değişken hız elde edilebilmesidir. Bu nedenle, motor yüksüz durumda iken 500/1500/3000/-2000 d/d'lık değişik sabit referans hızlar kullanılarak BSK-SBD'nin başarımı incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 6.5' de verilmiştir. Şekil 6.5 (a)'da motor hızının değişik referans hızları sürekli durum hatası olmaksızın izlediği görülmektedir. Şekil 6.5 (b)'de ise i_{qs}^* akımı ve gerçek i_{qs}^e akımının değişimi verilmiştir.



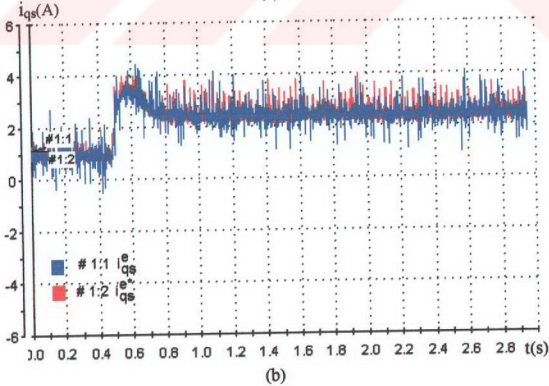
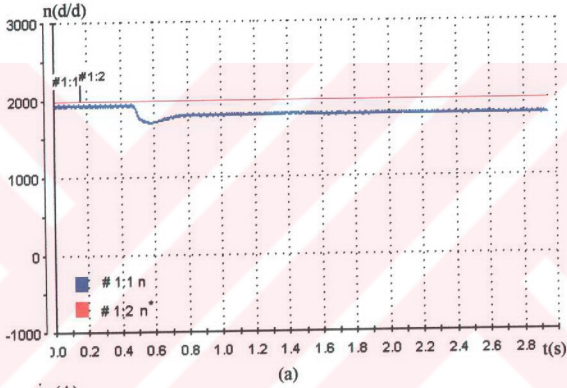
Şekil 6.5 Motor yüksüz durumda iken BSK-SBD'nin sabit basamak hızları izleme başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi

Sürücü uygulamalarında motorun yük altında kararlı bir şekilde iyi bir geçici ve sürekli durum davranışı göstermesi beklenir. Bu amaçla BSK-SBD'nin yük altındaki başarımının belirlenebilmesi için, motor miline kenetlenen bir DA jeneratörü kullanılmıştır. DA jeneratörü ise bir lamba grubu ile yüklenmiştir. Şekil 6.6'da motor baştan itibaren yüklenerek elde edilen hız ve i_{qs} akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.6 (a)'da sabit 2000 d/d referans hız ve motor hızının değişimi görülmektedir. Motor hızının yükselme süresi $t_r=485$ ms'dir. Şekil 6.6 (b)'de verilen grafikte ise yüklü durumda elde edilen i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimleri verilmiştir. Bu şekillerden de görüldüğü gibi motor yüklü durumdayken BSK-SBD gerekli i_{qs}^e akımını üretememekte ve bundan dolayı da motor hızında sürekli durum hatası oluşmaktadır.



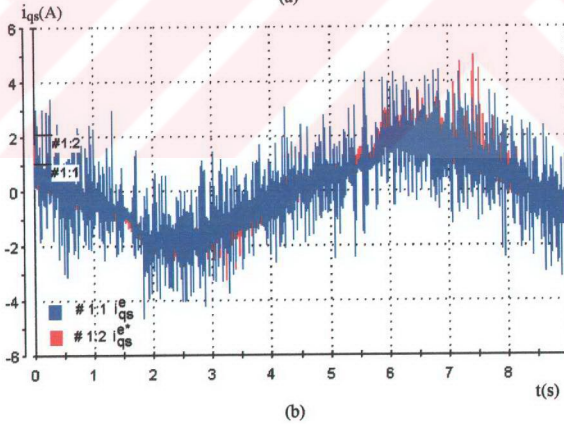
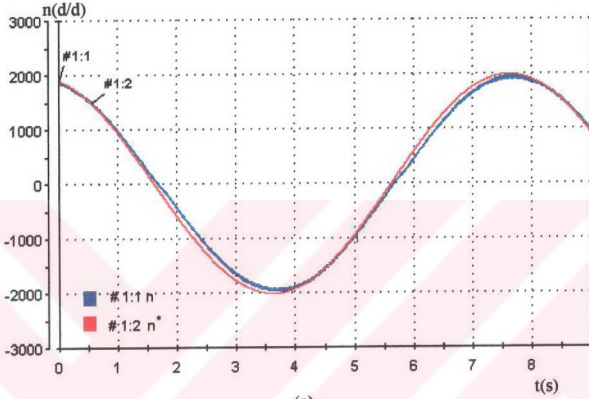
Şekil 6.6 Yük altındaki motorun BSK-SBD'nin 2000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimi

Şekil 6.7' de motor miline DA jeneratörü yüksüz olarak kenetlemeli iken, herhangi bir anda jeneratöre lamba yükünün ani olarak uygulanmasıyla motordan alınan deneysel sonuçlar verilmiştir. Şekil 6.7 (a)' da motorun ani olarak yüklenmesi sonucunda motor hızının referans hızı izleme başarımı görülmektedir. Motor hızında, miline kenetlenen jeneratörün etkisiyle %9,5'lik bir sürekli durum hatası oluşmaktadır. DA jeneratörü lamba yükü ile yüklendiği anda ise motor hızı yükün etkisiyle ters yönde %14'lük bir aşma yapmakta ve sonra %9,5'lik bir sürekli durum hatası ile referans hızı izleyebilmektedir. Şekil 6.7 (b)'de ise bu durumda motorun i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimleri verilmiştir. Yükün uygulandığı anda motor akımları yükselmekte fakat sürekli durumda BSK-SBD'nin yeterli referans akımı üretememesi sonucu akımlar anma değerinin altına düşmektedir.



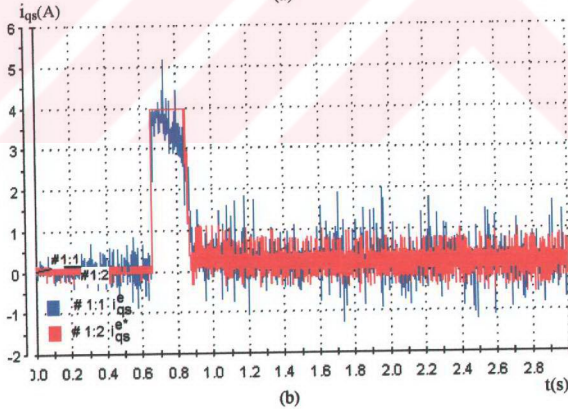
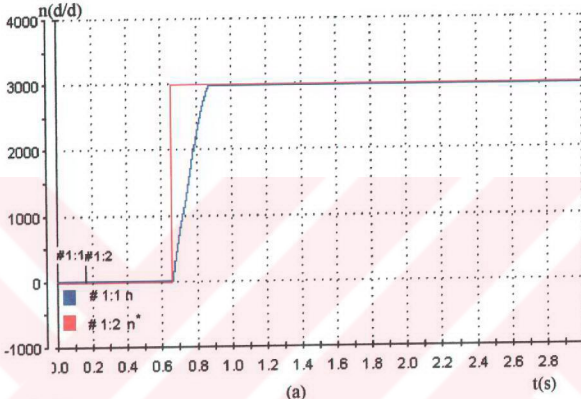
Şekil 6.7 2000 d/d'lık referans hızda motora ani yük uygulanması durumunda BSK-SBD'nin başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi

Şekil 6.8’de BSK-SBD’li sistemin sinüsoidal hız referansını izleme başarımı görülmektedir. Şekil 6.8 (a)’da verilen hız grafiğinden görüldüğü gibi sinüsoidal hız referansını yeterince iyi izleyememektedir. Özellikle sıfır geçiş noktalarında referanstan belirgin sapmalar meydana gelmekte ve toparlaması gecikmektedir. Şekil 6.8 (b)’de ise i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi görülmektedir.



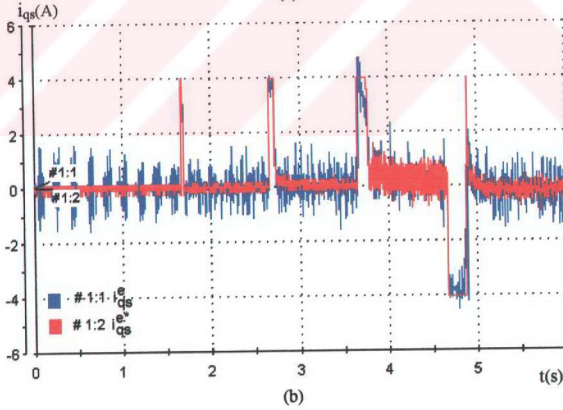
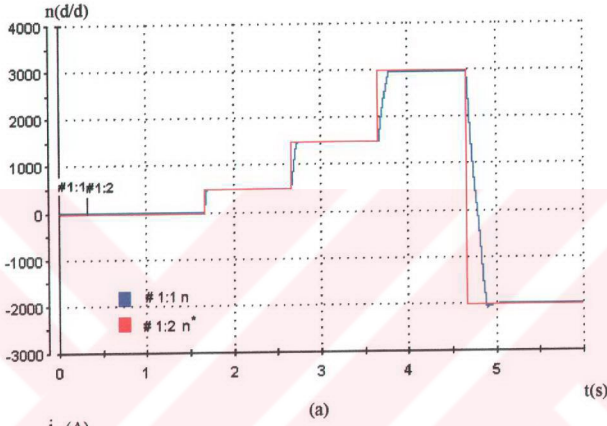
Şekil 6.8 BSK-SBD için sinüsoidal referans hız ve yüklü durumda elde edilen deneysel sonuç. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi.

PD-SBD'nin hız denetleyici olarak kullanılması durumunda Şekil 6.9' da motor yüksüz durumda iken motor hızı ve i_{qs} akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.9 (a)'da motor hızı aşma yapmaksızın $t_r=159$ ms'lik yükselme süresi ve $t_s=212$ ms'lik yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmadan yakalamaktadır. Şekil 6.8 (b)'de ise PD-SBD' nin ürettiği referans i_{qs}^* akımı ve gerçek i_{qs} akımının değişimi verilmiştir.



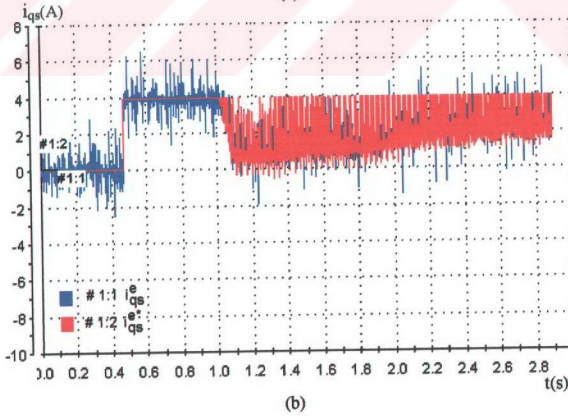
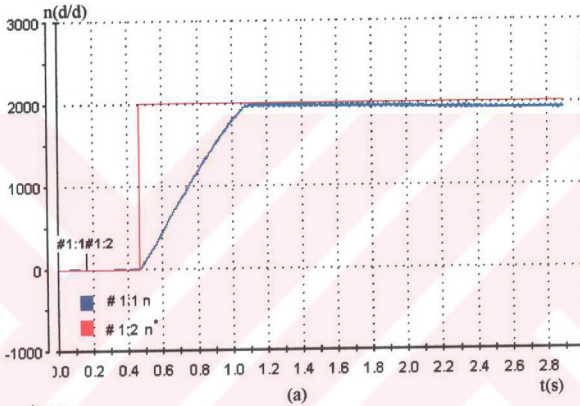
Şekil 6.9 Motor yüksüz durumda iken PD-SBD'nin 3000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs} akımlarının değişimi

Şekil 6.10 (a) ve (b)'de motor yüksüz durumda iken 500/1500/3000/-2000 d/d'lık değişik sabit referans hızda PD-SBD'den elde edilen motor hızı ve i_{qs} akımlarının değişimleri verilmiştir. Şekil 6.10 (a)'da motor hızının değişik referans hızları sürekli durum hatası olmaksızın izlediği görülmektedir. Motor hızı, arzu edilen değişik hızlarda yine aşma olmadan referans hızları izlemektedir. Şekil 6.10 (b)'de i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimi görülmektedir.



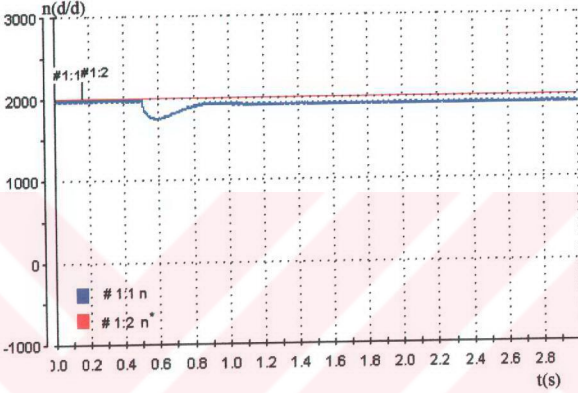
Şekil 6.10 Motor yüksüz durumda iken PD-SBD'nin sabit basamak hızları izleme başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimi

PD-SBD'nin yük altında başarımının belirlenebilmesi için, BSK-SBD' de kullanılan motor miline kenetlenmiş DA jeneratörü kullanılmıştır. Şekil 6.11'de motor baştan itibaren yüklenerek elde edilen hız ve i_{qs} akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.11(a)' da sabit 2000 d/d referans hız ve motor hızının değişimi görülmektedir. Motor hızının yükselme süresi $t_r=480$ ms'dir ve BSK-SBD'de olduğu gibi burada da sürekli durum hatası oluşmaktadır. Motor hızında oluşan sürekli durum hatası %3,5 olarak belirlenmiştir. Şekil 6.11 (b)'de ise yüklü durumda elde edilen i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimleri verilmiştir.

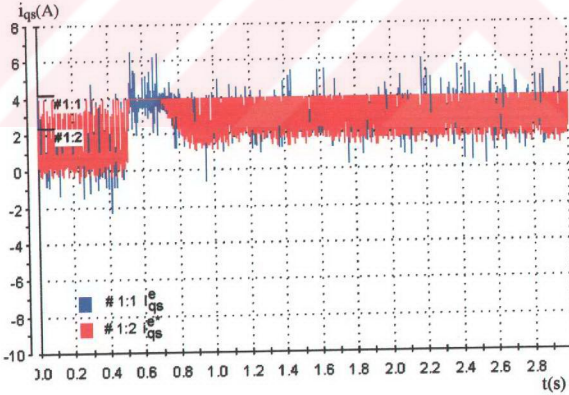


Şekil 6.11 PD-SBD ile, yük altındaki motorun 2000 d/d'lık basamak hızı izleme başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimi

Şekil 6.12' de motor miline herhangi bir anda sabit yük uygulanması durumunda elde edilen sonuçlar verilmiştir. DA jeneratörü yüksüz olarak kenetlemeli iken motor hızında %1'lik sürekli durum hatası vardır. Jeneratör yüklendiği anda ise, motor hızında %12,5'lik düşme oluşmakta ve sürekli durumda %3,5 lik bir hata meydana gelmektedir. Şekil 6.12 (b)'de ise bu durumda motorun i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi verilmiştir.



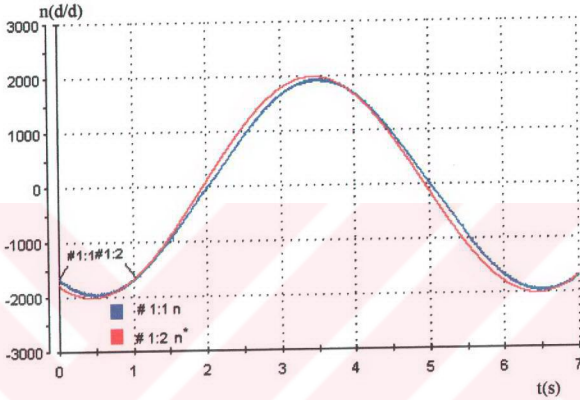
(a)



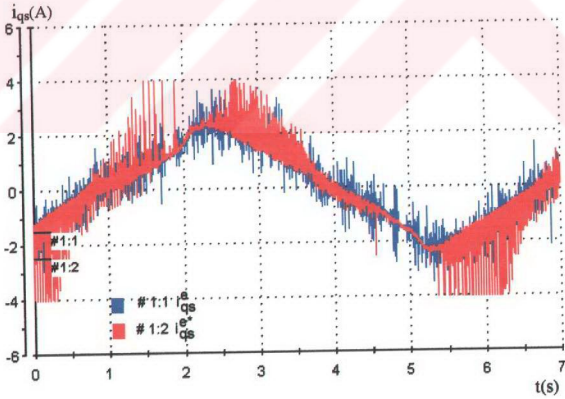
(b)

Şekil 6.12 2000 d/d'lık referans hızda motora ani yük uygulanması durumunda PD-SBD'nin başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi

Şekil 6.13' de PD-SBD'li sistemin sinüsoidal hız referansını izleme başarımı görülmektedir. Şekil 6.13 (a)'da verilen hız grafiğinden görüldüğü gibi sinüsoidal hız referansını yeterince iyi izleyememektedir. Özellikle sıfır geçiş noktalarında referanstan belirgin sapmalar meydana gelmekte ve toparlaması gecikmektedir. Şekil 6.13 (b)'de ise i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimi görülmektedir.



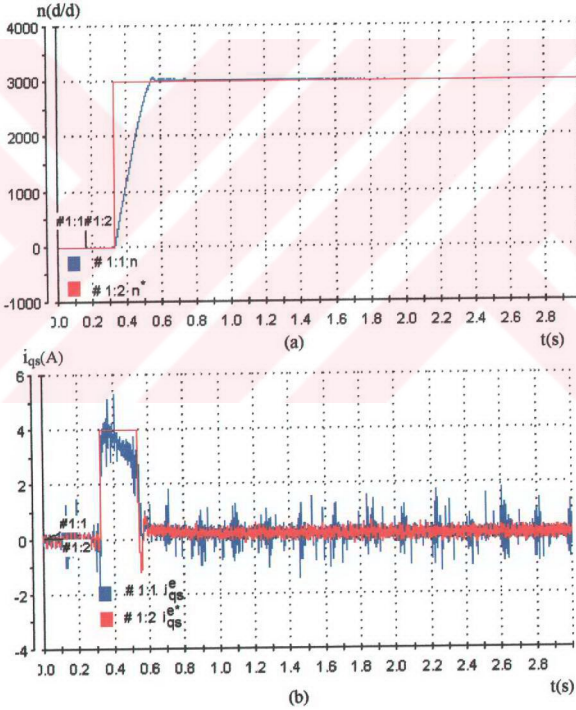
(a)



(b)

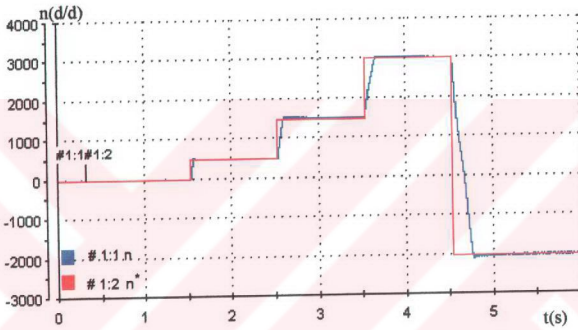
Şekil 6.13 PD-SBD için sinüsoidal referans hız ve yüklü durumda elde edilen deneysel sonuç. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi (b) i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimi

Bu çalışmada önerilen integral etkili SBD'nin başarımının incelenmesi amacıyla denetim yapısında hız denetleyici olarak PI-SBD kullanılmıştır. Bunun için BSK-SBD ve PD-SBD'de olduğu gibi PI-SBD'nin kullanımında da boşta ve yüklü olmak üzere iki farklı şekilde sonuçlar alınmıştır. Şekil 6.14(a) ve (b)'de motor yüksüz durumda iken 3000 d/d'lık sabit referans hızda PI-SBD'den elde edilen motor hızı ve i_{qs} akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.14(a)'da motor hızının değişimi referans hız ile birlikte verilmiştir. Motor hızı %2'lik bir aşma ile $t_r=159$ ms'lik yükselme süresi ve $t_s=212$ ms'lik yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmadan izlemektedir. Şekil 6.14(b)'de ise PI-SBD'nin çıkışı olan i_{qs}^* akımı ve gerçek motor akımlarından elde edilen i_{qs}^e akımının değişimi görülmektedir.

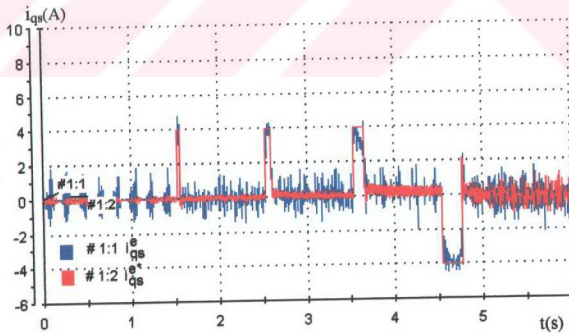


Şekil 6.14 PI-SBD için 3000 d/d sabit referans hız ve yüksüz durumda elde edilen deneysel sonuçlar.
(a)Referans hız ve motor hızının değişimi (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi

Şekil 6.15 (a) ve (b)'de motor yüksüz durumda iken 500/1500/3000/-2000 d/d'lık değişik sabit referans hızlarda PI-SBD'den elde edilen motor hızı ve i_{qs} akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.15 (a)'da motorun değişik referans hızları sürekli durum hatası olmaksızın izlediği görülmektedir. Motor hızlarında yine integral etkisinden dolayı aşmalar olmaktadır. Şekil 6.15 (b)'de i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi PI-SBD gerekli i_{qs}^* akımını farklı hız değerlerinde başarıyla üretmekte ve i_{qs}^e akımı da referans akımı izlemektedir.



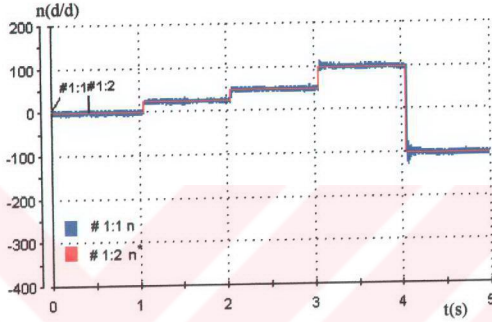
(a)



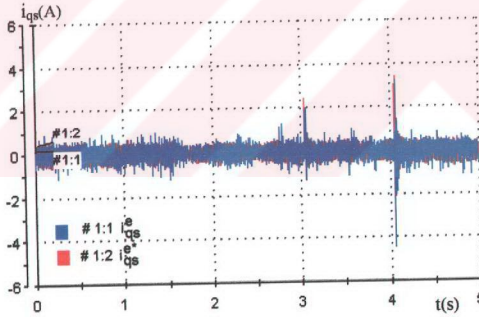
(b)

Şekil 6.15 Motor yüksüz durumda iken PI-SBD'nin sabit basamak hızları izleme başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi

Motor yüksüz durumda iken önerilen denetleyicinin düşük hızlardaki başarımının belirlenmesi amacıyla referans hız olarak 25/50/100 ve -100d/d'lık referans hızlar ve Şekil 6.16'da elde edilen hız ve akımların değişimi verilmiştir. Şekil 6.16 (a)'da motor hızının seçilen referans hızları başarıyla izlediği görülmektedir. Şekil 6.16 (b)'de ise referans i_{qs}^* akımını doğru bir şekilde ürettiği ve i_{qs}^e akımının da referans akımı takip ettiği görülmektedir.



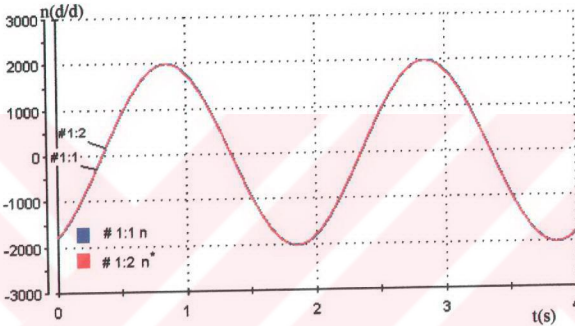
(a)



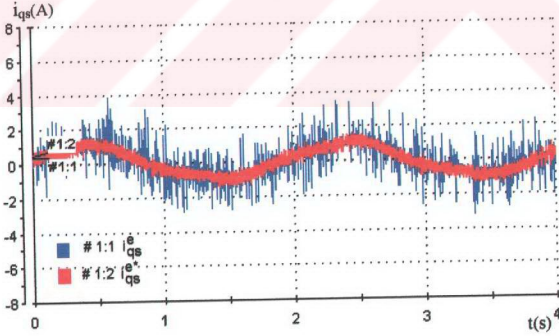
(b)

Şekil 6.16 Motor yüksüz durumda iken PI-SBD'nin düşük hızlardaki basamak referans hızları izleme başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi

Motor yüksüz durumda iken önerilen denetleyicinin değişken hızlardaki başarımının belirlenmesi amacıyla sinüsoidal olarak değişen 0.5Hz frekansında bir referans hız seçilmiş ve Şekil 6.17'de elde edilen hız ve akımların değişimi verilmiştir. Şekil 6.17 (a)'da motor hızının seçilen sinüsoidal referans hızı başarıyla izlediği görülmektedir. Diğer iki denetleyiciden farklı olarak sıfır geçişlerinde dahi hız referansını başarıyla izleyebilmiştir. Şekil 6.17 (b)'de ise motorun hızının sinüsoidal referans hızı takip edebilmesi için gerekli i_{qs}^* akımını doğru bir şekilde ürettiği ve i_{qs}^e akımının da referans akımı takip ettiği görülmektedir.



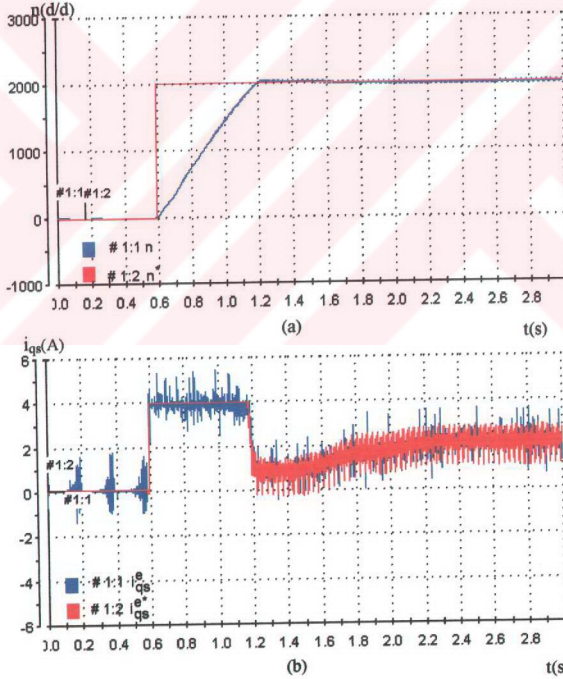
(a)



(b)

Şekil 6.17 PI-SBD için sinüsoidal referans hız ve yüksüz durumda elde edilen uygulama sonuçları. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi.

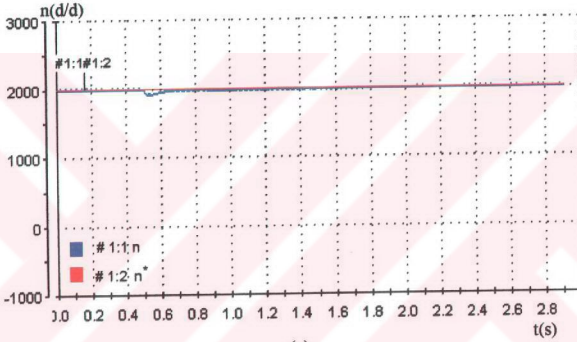
Önerilen denetleyicinin yük altında başarımının belirlenebilmesi için, diğer iki denetleyicide olduğu gibi motor miline kenetlenen bir DA jeneratörü kullanılmıştır. Şekil 6.18'de motor baştan itibaren yüklenerek elde edilen hız ve i_{qs} akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.18(a)'da sabit 2000 d/d referans hız ve motor hızının değişimi görülmektedir. Motor hızı referans hızı, aşma olmaksızın $t_r=465$ ms'lik yükselme süresi ve $t_s=600$ ms'lik yerleşme süresi sonunda erişmektedir. Motor hızı referans hızı ulaştıktan sonra diğer iki denetleyicinin aksine önerilen denetleyicinin integral etkisi nedeniyle sürekli durum hatası oluşmamaktadır. Şekil 6.18 (b)'de verilen grafikte ise yüklü durumda elde edilen i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimleri görülmektedir. Bu şekillerden de görüldüğü gibi motor yüklü durumdayken de önerilen PI-SBD yük momentini karşılayacak i_{qs}^* akımını üreterek motor hızının referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemesini sağlamaktadır.



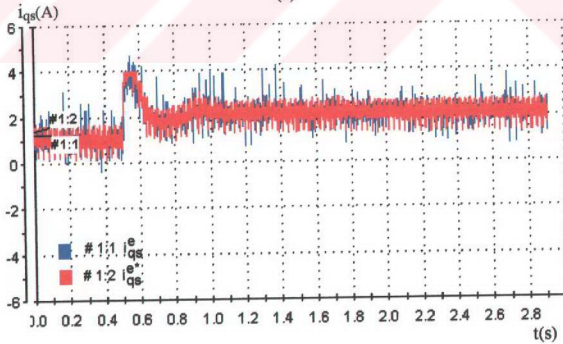
Şekil 6.18 Motor yüklü iken PI-SBD' için 2000d/d sabit referans hızda elde edilen deney sonuçları.

(a) Referans hız ve motor hızının değişimi (b) i_{qs}^* ve i_{qs}^e akımlarının değişimi.

Şekil 6.19' da motor miline DA jeneratörü yüksüz olarak kenetlemeli iken, herhangi bir anda yüklenen motordan alınan deney sonuçları verilmiştir. Şekil 6.19 (a)' da motorun ani olarak yüklenmesi sonucunda motor hızının referans hızı izleme başarımı görülmektedir. Motor hızı yükün etkisiyle ters yönde %2'lik bir aşma yapmakta, fakat denetleyicideki integratörün etkisiyle tekrar referans hızı ulaşarak sürekli durum hatası olmadan referans hızı takip etmektedir. Bu sonuçlardan da görüldüğü gibi önerilen PI-SBD, BSK-SBD ve PD-SBD'nin aksine hem miline kenetlenen jeneratörün oluşturduğu yükü, hem de jeneratörün yüklenmesiyle meydana gelen sabit yükün etkisini gidermektedir. Şekil 6.19 (b)'de ise yüklenen motorun i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimi değişimleri verilmiştir.



(a)

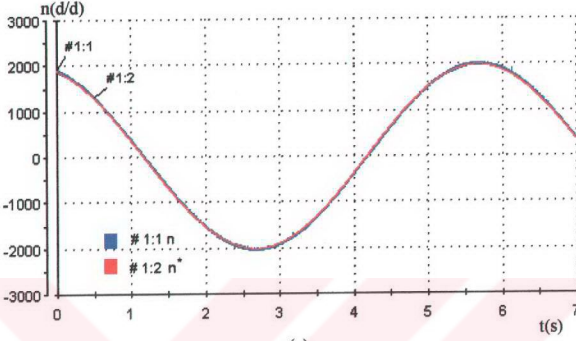


(b)

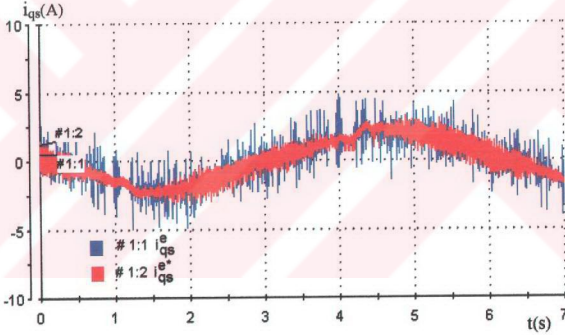
Şekil 6.19 2000 d/d'lık referans hızda motora ani yük uygulanması durumunda PI-SBD'nin başarımı.

(a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^e ve i_{qs}^c akımlarının değişimi

Şekil 6.20'de motor yüklü durumdayken referans hız olarak sinüsoidal işaret uygulandığında elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir. Şekil 6.20 (a) ve (b)' de görüldüğü gibi PI-SBD sinüsoidal referans hızı yüklü durumda da başarıyla izlemektedir.



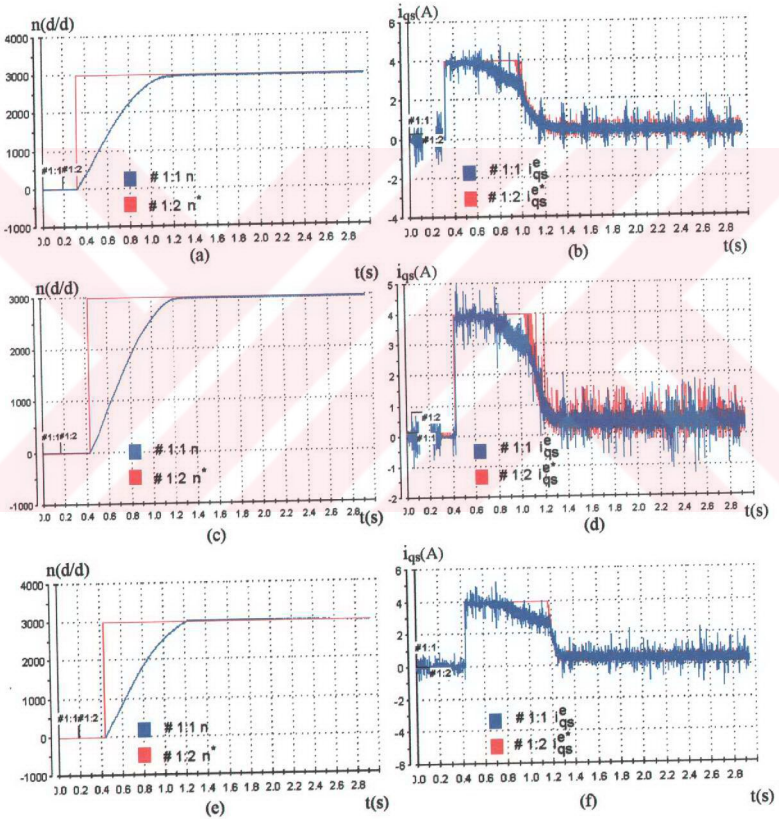
(a)



(b)

Şekil 6.20 Motor yüklü durumda iken PI-SBD'nin sinüsoidal referans hızı izleme başarımı. (a) Referans hız ve motor hızının değişimi, (b) i_{qs}^e ve i_{qs}^* akımlarının değişimi.

SBD'nin parametre değişimlerine karşı dayanıklılığının incelemek amacıyla, motor miline dairesel bir disk monte edilmiş ve motorun eylemsizlik katsayısı üç kat artırılmıştır. Şekil 6.21'de her üç SBD'den elde edilen motor hızı ile i_{qs}^* ve i_{qs} akımlarının değişimi verilmiştir. Şekil 6.21 (a), (c) ve (e)'den den görüldüğü gibi her iç SBD'nin de parametre değişimlerine karşı dayanıklı olduğu görülmektedir. Eylemsizlik katsayısının sürekli durumda etkisinin bulunmamasından dolayı PD-SBD ve BSK-SBD'de de sürekli durum hatası oluşmamaktadır. Şekil 6.21 (b), (d) ve (f)'de ise bu durumda elde edilen i_{qs} akımlarının değişimi verilmiştir.



Şekil 6.21 Motor eylemsizlik katsayısının artırılması durumunda SBD'nin başarımı. (a)-(b) BSK-SBD'den elde edilen motor hızının ve i_q akımlarının değişimi, (c)-(d) PD-SBD'den elde edilen motor hızının ve i_q akımlarının değişimi, (e)-(f) PI-SBD'den elde edilen motor hızının ve i_q akımlarının değişimi.

7. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, vektör denetimli bir asenkron motorun hız denetimi PD-SBD BSK-SBD ve PI-SBD ile gerçekleştirilerek benzetim ve deneysel çalışmalar karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur. Vektör denetim yöntemi olarak motorun gerilim modelinin kullanıldığı rotor alan yönlendirmeli dolaylı vektör denetim yapısı seçilmiştir. Denetim yapısı dSPACE firmasının TMS320F240 Sİİ'ye sahip DS1104 denetleyici kart üzerinden gerçekleştirilmiştir. Deneysel sonuçlar verilere gerçek zamanlı olarak ulaşılmasına izin veren ve bu denetleyici kart için hazırlanan Control Desk Developper yazılımında oluşturulan arayüz ile elde edilmiştir. Hız denetleyici olarak kullanılan her üç SBD'nin eğitimi de örneksel geriye yayılım öğrenme algoritması ile gerçekleştirilmiştir. SBD'nin eğitimi MATLAB programlama dilinde hazırlanan ve motorun duran çatıdaki dinamik modelinin kullanıldığı benzetim programları ile yapılmış ve bu benzetim çalışmalarında elde edilen parametreleri kullanan eğitilmiş SBD'lerin asenkron motordaki başarıları benzetim ve deneysel sonuçlarla verilmiştir.

Eğitilmiş SBD'ler kullanılarak, asenkron motorun vektörel hız denetimi hata ve hatanın değişimini giriş değişkeni olarak kullanan BSK-SBD, PD-SBD ve hata ve hatanın integralini giriş değişkeni olarak kullanan PI-SBD ile gerçekleştirilmiştir. SBD'nin asenkron motor sürücüsünün hız denetimindeki başarımının belirlenmesi amacıyla motor boşta ve yüklü iken deneysel sonuçlar alınmıştır. Alınan sonuçlar aşağıda maddeler halinde kısaca değerlendirilmiştir.

- ✓ Asenkron motorun dinamik davranışının incelenmesi amacıyla motor boşta iken değişik hızlarda her üç SBD denetleyiciden deneysel sonuçlar alınmıştır. Geçici durumda, üç denetleyicinin de yükselme ve yerleşme süreleri küçük farklılıklarla aynı kalırken, PI-SBD'de %2'lik küçük bir aşma meydana gelmektedir. Sürekli durumda ise her üç SBD'de de sürekli durum hataları oluşmamaktadır.
- ✓ SBD'nin yük altındaki motor hızını denetleme yeteneğinin belirlenmesi amacıyla motor 2000 d/d sabit hızda yüklü olarak çalıştırılmış ve uygulama sonuçları alınmıştır. Geçici durumda her üç SBD'nin de yükselme süreleri yaklaşık olarak aynı kalmaktadır. Sürekli durum davranışı açısından değerlendirildiğinde ise motor yüklü durumdayken BSK-SBD ve PD-SBD' de sürekli durum hataları oluşmaktadır. PI-SBD'de ise, SBD'ye kazandırılan integral etkisiyle sürekli durum hataları oluşmamaktadır.

- ✓ Motora uygulanan sabit yüklerdeki motor başarımının incelenmesi için motora her hangi bir anda sabit yük uygulanmıştır. Sabit yük bindirilmesi durumunda yine BSK-SBD ve PD-SBD’de sürekli durum hataları olurken, PI-SBD’de sürekli durum hız hatası meydana gelmemektedir.
- ✓ SBD’lerin değişken hız başarımlarının belirlenmesi amacıyla sinüsoidal referans hız uygulanarak üç denetleyicinin de başarımları incelenmiştir. Elde edilen uygulama sonuçlarından BSK-SBD ve PD-SBD’nin referans işareti hız hataları ile izlerken, PI-SBD’nin sinüsoidal referans işareti de başarıyla izlediği görülmüştür.
- ✓ PI-SBD’nin değişen parametre koşullarına karşı dayanıklılığının belirlenmesi amacıyla motor miline bağlanan disk ile motor eylemsizliği üç katına çıkarılmış ve deneysel sonuçlar alınmıştır. Elde edilen sonuçlardan PI-SBD’nin değişen parametre koşullarına da dayanıklı olduğu görülmüştür.

Yapılan benzetim ve deneysel çalışmalarda, PI-SBD’nin parametre ve yük değişimlerine karşı oldukça dayanıklı bir yapıda olduğu görülmüştür. Ancak PI-SBD’nin doğrusal olmayan yüklerdeki başarımı gerekli yük modellerinin bulunmamasından dolayı incelenememiştir. Bu nedenle gelecekteki çalışmalarda önerilen PI-SBD’nin doğrusal olmayan yüklerdeki başarımların da incelenmesinde yarar görülmektedir

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. Sen, P.C., 1990, Electric Motor Drives and Control Past Present, and Future, IEEE Trans. on Ind. Elect., 37, 6, 477-482.
3. Leonard W., 1985, Control of Electrical Drives, Spring Verlag, Berlin.
4. Bose, K. B., 2002, Modern Power Electronics and AC Drivers, Prentice Hall, New Jersey
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. Ong, C.M., 1998, Dynamic Simulation of Electric Machinery, Prentice Hall Ptr., New Jersey,
7. Boldea, I. And Nasar, S., 1992, Vector Control of AC Drives CIC Pres, New York.
8. Ho, Y. E. and Sen, P. C., 1998, Decoupling Control of Induction Motor Driver, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 35, 2, 253-262.
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. Harnefors, L., 2001, Design and Analysis of General Rotor Flux Oriented Vector Control Systems, IEEE Trans. Id. Electron., 48, 383-390.
11. Sarıoğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., 2003, Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsan Yayınevi, İstanbul.
12. Lai, Y.S., 2003, Machine Modeling and Universal Controller for Vector Controlled Induction Motor Driver, IEEE Trans. on Energy Conversion, 18, 1, 23-32.
13. Verghese, G.C. and Sonders, S.R., 1998, Observer for Flux Estimation in Induction Machines, IEEE Trans. Ind. Electr. 35, 85-94.
14. Can, H., 2003, Asenkron Motorların Düşük Hızlarda Duyargasız Vektör Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
15. Dal, M., 2001, Asenkron Motorun Vektör Kontrolü ve Dayanıklı Akı Gözlemleyici Tasarımı, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
16. 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.
17. Lin, C.T. and Lee, C.S., 1996, Neural Fuzzy Systems, Prentice Hall PTR, New Jersey.

18. 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.
19. Lee, C.C., 1990, Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part I, IEEE Trans. on Man and Cybernetics, 20, 404-418.
20. Lee, C.C., 1990, Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part II, IEEE Trans. on Man and Cybernetics, 20, 419-435.
21. Jang, J.S.R., 1993, ANFIS: Adaptive-Neuro-Based Fuzzy Inference System IEEE, Trans. on Man and Cybernetics, 23, 3, 665-684.
22. Jang, J.S.R., Sun, C.T. and Mizutani, E., Neuro-Fuzzy and Soft Computing, Simon & Schuster, Prentice Hall Inc., Upper Saddle River.
23. Tang, Y. and Xu, L., 1994, Fuzzy Logic Application for Intelligent Control of a Variable Speed Drive, IEEE Trans. Energy Conversion, 9, 679-685.
24. Rubai, A., Rickett, D. and Knom, M.D., 2001, Experimental Verification of a Hybrid Fuzzy Control Strategy for a High Performance Brushless DC Drive System, IEEE Trans. Ind. Appl., 37, 503-512.
25. Lai, Y.S. and Lin, J.C., 2003, New Hybrid Fuzzy Controller for Direct Torque Control Induction Motor Drives, IEEE trans. on Power Elect., 18, 5, 1211-1219.
26. Wai, R.J. and in, F.J., 1999, Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control for PM Synchronous Servo Motor Drives, IEEE Proc. Contr. Theory Appl., 145, 1, 297-308.
27. Wong, L.K., Leung, F.H.F. and Tan, P.K.S., 2001, A Fuzzy Sliding Controller for Nonlinear Systems, IEEE Trans., 48, 32-37.
28. Arias, A., Romeral, L. and Joyne, M.G., 2000, Fuzzy Logic Direct Torque Control, Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Elect., 253-258.
29. Haykin, S., 1994, Neural Networks, A Comprehensive Foundation, Macmillan Coll. Publ., New York.
30. 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.
31. Narendra, K.S. and Mukhopadhyay, S., 1997, Adaptive Control Using Neural Networks and Approximate Models, IEEE Trans. on Neural Networks, 8, 3, 478-485.
32. Yu, W. S. and Lu, T.C., 1998, PID Controller Design Using Dynamical Neural Networks, Neural Networks Proc., IEEE World Congress on Computational Intelligence, 2131-2135.
33. Ebrahim, E.A., 2002, A Novel Approach of an Adaptive Neuro-PI Vector Controller Fed Induction Motor Servo Drives, Proc. of the 2002 IEEE/RSJ, 2181-2186.
34. 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.

35. Wai, R.J., 2003, Development of Intelligent Position Control System Using Optimal Design Technique, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, 50, 1, 218, 231.
36. Chen, T.C. and Sheu, T.T., Model Reference Neural Network Controller for Induction Motor Speed Control, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, 17, 2, 157-163.
37. Burton, B. and others, 1998, Implementation of a Neural Network to Adaptively Identify and Control VSI-Fed Induction Motor Stator Currents, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, 34, 3, 580-588.
38. Cabrera, L.A., Elbuluk, M.E. and Husain, I., 1997, Tuning the Stator Resistance of Induction Motors Using Artificial Neural Network, *IEEE Trans. on Power Elect.*, 12, 5, 779-787.
39. Brdys, M.A. and Kulawski, G.J., 1999, Dynamic Neural Controllers for Induction Motor, *IEEE Trans. on Neural Networks*, 10, 2, 340-354
40. 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.
41. 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.
42. Zhang, J., Morris, A. J., 1995, Fuzzy Neural Networks for Nonlinear Systems Modeling, *Proc. Inst. Elect. Eng. Contr. Theory Appl.*, 142, 551-556
43. Lin, F. J., Wai, R. J. and Wang S. L., 1998, A Fuzzy Neural Network Controller for Parallel-Resonant Ultrasonic Motor Driver, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 45-6, 928-937.
44. Lin, F. J. and Wai, R.J., 2001, Hybrid Control Using Recurrent Fuzzy Neural Network for Linear-Induction Motor Servo Drive, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, 9-1, 102-115.
45. Henriques, L. O. A. P., Branco, P. J. C., Rolim, L. G. B. and Suemitsu, W. I., 2002, Proposition of an Offline Learning Current Modulation for Torque-Ripple Reduction in Switched Reluctance Motor: Design and Experimental Evaluation, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 49-3, 665-676.
46. Akçayol, M.A., 2001, Bir Anahtarlmalı Relüktans Motorun Sinirsel-Bulanık Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
47. Neto, J.L.S., Rolim, L.G., Suemitsu, W.I., Henriques, L.O.A.P., Branco, P.J.C. and Simoes, M.G., 2003, Application of Learning Methodologies in Control of Power Electronics Drives, *IEEE 0-7803-7912-8/03*, 358-363.
48. Lin, F. J., Wai, R.J., and Li, C., 1998, A PM Synchronous Servo Motor Drive with an On-Line Trained Fuzzy Neural Network Controller, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 13-4, 319-325.

49. Üstün, O., 2003, Sürekli Mıknatıslı Bir Senkron Motor Hızının Bulanık Sinirsel ve Kayma Kipli Denetleyicilerle Dönüştürümlü Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 1-7, Ankara.
50. Uddin, M. N., Abido, M. A. and Rahman, M. A., 2004, Development and Implementation of a Hybrid Intelligent Controller for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 40, 1, 68-76.
51. Sankaran, R. and Nair, P.S.C., 2001, Adaptive Neuro-Fuzzy Controller for Improved Performance of a Permanent Magnet Brushless DC Motor, IEEE International Fuzzy Systems Conference, ISBN:0-7803-7293-X, 493-496.
52. Rubaai, A., Ricketts, D. and Kankam, M. D., 2002, Development and Implementation of an Adaptive Fuzzy-Neural-Network Controller for Brushless Driver, IEEE Trans. on Industry Appl., 38-2, 441-447.
53. Goode, V. P. and Chow, M. Y., 1995, Using a Neural-Fuzzy System to Extract Heuristic Knowledge of Incipient Faults in Induction Motors, Part I.-Methodology, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 42, 2, 131-138.
54. Goode, V. P. and Chow, M. Y., 1994, Using a Neural-Fuzzy System to Extract Heuristic Knowledge of Incipient Faults in Induction Motors, Part II.-Methodology, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 9, 4, 679-685.
55. Valdenebro, L. R., Hernandez, J. R. and Bim, E., 1999, A Neuro-Fuzzy Based Parameter Identification of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive, IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, ISBN: 0-7803-5038-3/99, 347-352.
56. Lin, F. J. and Wai, R. J., 2002, Adaptive Fuzzy-Neural-Network Control for Induction Spindle Motor Drive, IEEE Trans. on Energy Conversion, 17, 4, 507-513.
57. Bose, B. K. and Patel, N. R., 1997, A Sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive with Neuro Fuzzy Based Performance Enhancement, IEEE 0-7803-4067-1/97, 393-400.
58. Bose, B. K., Patel, N. R. and Rajashekara, K., 1997, A Neuro-Fuzzy Based On-Line Efficiency Optimization Control of a Stator Flux-Oriented Direct Vector-Controlled Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 44, 2, 270-273.
59. Purwanto, E. and Arifin, S., 2001, Application of Adaptive Neuro Fuzzy Inference System on the Development of the Observer for Speed Sensorless Induction Motor, ISBN:0-7803-7101-1/01, 409-414.
60. Grabowski, P. Z., Kazmierkowski, M. P., Bose, B. K. and Blaabjerg, F., 2000, A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 47, 4, 863-869.
61. Grabowski, P. Z., 2000, Direct Torque Neuro Fuzzy Control of Induction Motor Drive, ISBN: 0-7803-3932-0, 557-562.
62. Aware, M: V., Kothari, A. G. and Choube, S. O., 2000, Application of Adaptive Neuro-Fuzzy Controller (ANFIS) for Voltage Source Inverter Fed Induction Motor Drive, Power Electronics and Motor Control Conference 2000, 2, 935-939.

63. Kim, S. H: and Kim, L. K., 2001, Design of a Neuro-Fuzzy Controller for Speed Control Applied to AC Servo Motor, ISBN: 0-7803-7090-2/01, 435-440.
64. Vas, P. and Stronach, A. F., 1996, Adaptive Fuzzy- Neural DSP Control of High-Performance Drives, Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, No:429, 424-429.
65. Chan, C. T., Kwon, Y. W., Hwang, H. S. and Pedrycz, W., 2001, Design of a Neuro-Fuzzy Controller on DSP for Real-Time Control of Induction Motors, ISBN: 0-7803-7078-3/01, 3038-3043.
66. 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.
67. RayChaudhuri, T., Hamey, L. G. C. and Bell, R. D., 1996, From Conventional Control to Autonomous Intelligent Methods, IEEE Control Systems, 78-84.
68. Fukado, T. and Shibata, T., 1992, Neuro Morphic Control: Adaptation and Learning, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 39, 6, 497-503.
69. Poggio, T. and Girosi, F., 1990, Network for Approximation and Learning, Proc. of the IEEE, 75, 9, 1481-1497.
70. 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, Psychol. Rev., 84, 5, 413-451.
71. Babuska, R., 1998, Fuzzy Modeling for Control Kluwer Academic Publishers, Boston.
72. Dubois, D., Prade, H. and Lang, J., 1991, Fuzzy Sets in approximate Reasoning Part II: Logic Approacher, Fuzzy Sets, Ist., 40, 203-244.
73. Keller, J., Yager, R. R. and Tahani, H., 1992, Neural Network Implementation of Fuzzy Logic, Fuzzy Sets Syst., 45, 1-12.
74. 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.
75. Pal, S. K. and Mitra, S., 1992, Multilayer Perception, Fuzzy Sets and Classification, IEEE Trans. Neural Networks, 3, 683-697.
76. Mitra, S. and Pal, S. K., 1995, Fuzzy Multilayer Perception, Inferencing and Rule Generation, IEEE Trans. Neural Networks, 6, 1, 51-63.
77. Keller, J. M., Yager, R. R. and Tahami, H., 1992, Neural Network Implementation of Fuzzy Logic, Fuzzy Sets Syst., 45, 1, 1-12.
78. 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.

79. 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.
80. Bastian, A., 1995, Handling the Nonlinearity of a Fuzzy Logic Controller at the Transition Between Rules, *Fuzzy Sets Syst.*, 71, 369-387.
81. 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.
82. Nauck, D. and Kruse, R., 1999, Neuro-Fuzzy Systems for Function Approximation, *Fuzzy Sets Syst.*, 101, 261-271.
83. Nauck, D. and Kruse, R., 1997, A Neuro-Fuzzy Method to Learn Fuzzy Classification Rules from Data, *Fuzzy Sets Syst.*, 89, 277-288.
84. Berengi, H. R. and Khedkar, P., 1992, Learning and Tuning Fuzzy Logic Controllers Through Reinforcements, *IEEE Trans. Neural Networks*, 3, 724-740.
85. Yupu, Y. Xiaoming, X. and Wengyuan, Z., 1998, Real Time Stable Self-Learning FNN Controller Using Genetic Algorithm, *Fuzzy Sets Syst.*, 100, 170-178.
86. 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.
87. DS1104 R&D Controller Board Features, 2003, dSPACE GmbH, Germany.
88. Abiakel, E., 2003, Development an Undergraduate Laboratory Course in Control Systems, M.S. Thesis, Ohio State University, 27-64.

ÖZGEÇMİŞ

Beşir DANDIL

Fırat Üniversitesi
Teknik Eğitim Fakültesi
Elektrik Eğitimi Bölümü
23119, Elazığ

Tel: 424-2370000- 6654

bdandil@firat.edu.tr

- 1969** Kadirli’de doğdu.
- 1987-1992** Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu.
- 1994-1997** Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında “Yapay Sinir Ağları ile Sistem Denetimi” konusunda yaptığı tez çalışması ile Yüksek Mühendis derecesini aldı.
- 1993-** Fırat Üniversitesi Keban Meslek Yüksekokulu Hidroelektrik Santralleri Programında göreve başladı ve 2000 yılından beri Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi bölümünde öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır.

EKLER

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

3 faz 220/380V

$I_n = 4.5/2.6A$

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

$\cos\phi = 0.85$

$L_{ls} = 0.02129 \text{ H}$

$L_{lr} = 0.02129 \text{ H}$

$L_m = 0.5787 \text{ H}$

$L_s = 0.5999 \text{ H}$

$L_r = 0.5999 \text{ H}$

$R_s = 8.231 \Omega$

$T_n = 3.72 \text{ Nm}$

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

$B = 0.000263$

$p = 2$

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:

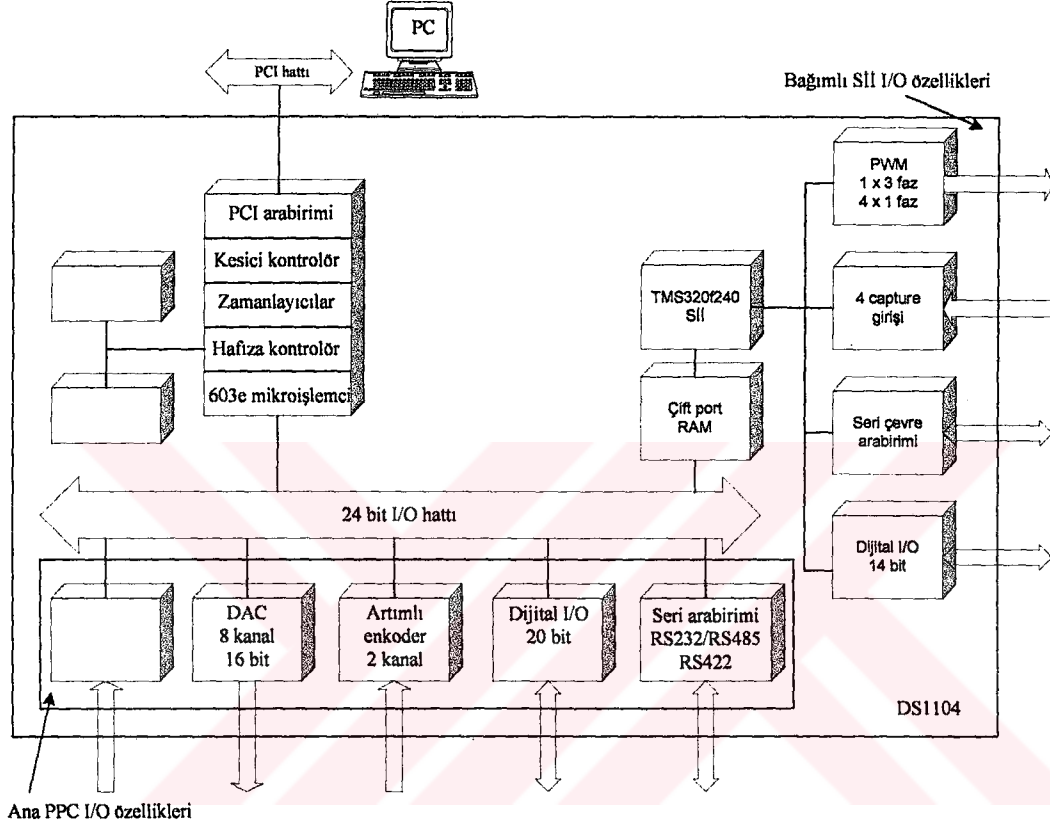
- ❖ 250 MHz işlemci hızı,
- ❖ 16 Kbyte L1 veri önbelleği,
- ❖ 16 Kbyte L1 komut önbelleği
- ❖ Bir kesici kontrolör,
- ❖ Bir senkron DRAM kontrolör,
- ❖ Altı adet zamanlayıcı,
- ❖ Bir PCI arabirimi

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

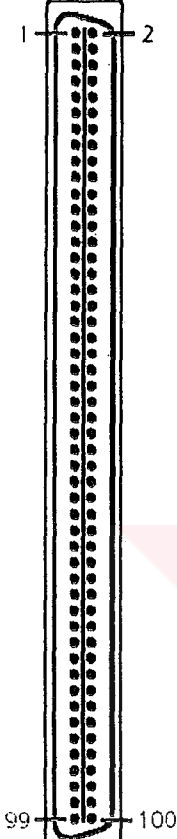
DS1104' ün bağımlı Sİİ ise TI' ın üretmiş olduğu TMS320F240 Sİİ' sidir. Bu Sİİ' nin özellikleri aşağıda verilmiştir.

- ❖ 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.

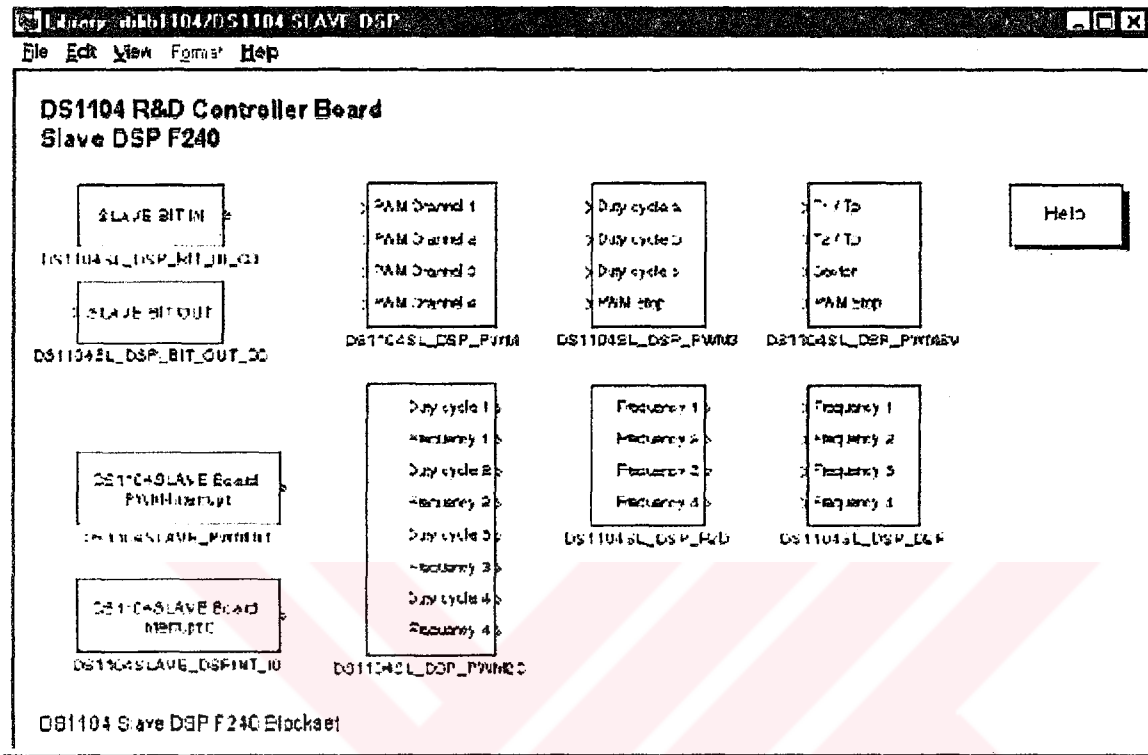
E 2.2 DS1104 Mimarisi ve fonksiyonel birimleri



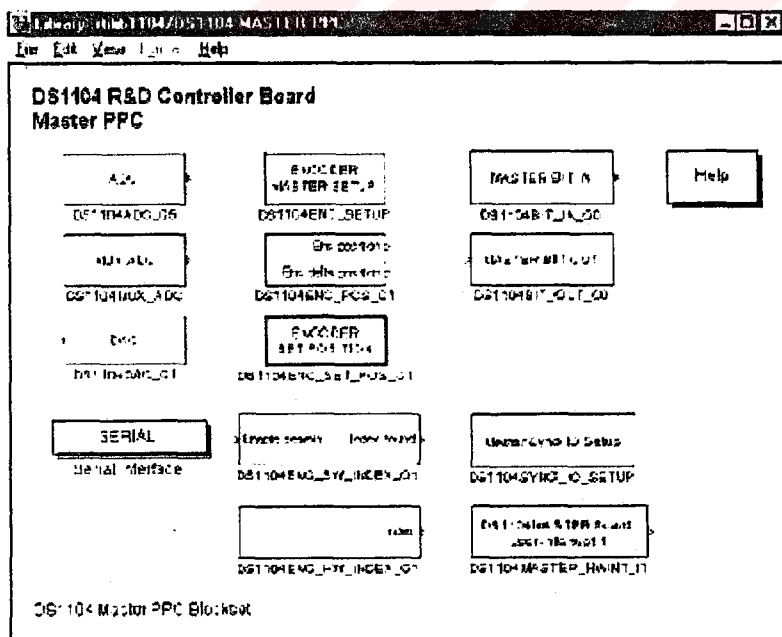
EK-2.3 DS1104 Denetleyici Kartının Pin Numaraları

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

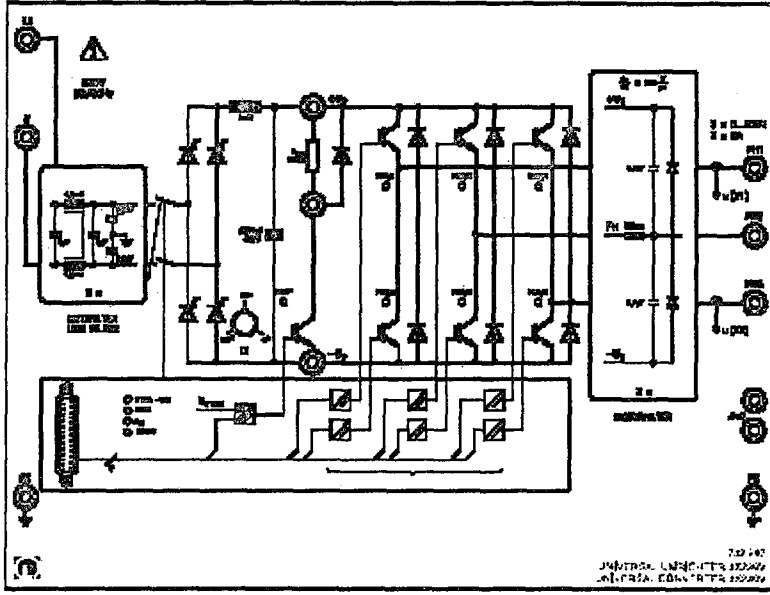
EK-2.4 DS1104 ün Slave DSP için RTI Blokları



Ek 2.5 DS1104 ün Master PPC için RTI Blokları



EK-3 Evirici Modül Kullanım Kılavuzu ve Teknik Özellikleri

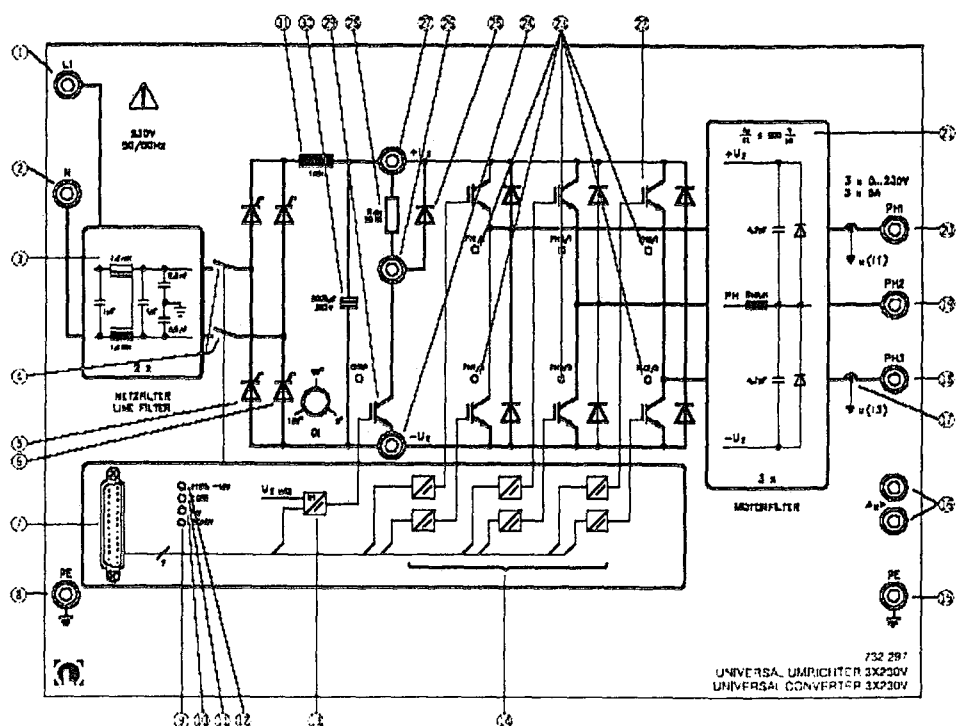


With the universal converter we are dealing with a transistor pulse converter with DC voltage link. It is used as a power supply component in drive and servo technology for the generation of a three-phase, frequency and amplitude variable output voltage from the AC mains. The power supply component itself 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 α : the DC voltage link is supplied from the mains voltage with the aid of the controlled converter. By adjusting the control angle α 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 α 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° 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° , 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. 752 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 AO.

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. bIJM 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	□	13	25	—	AGND
Phase 1/2	□	12	24	—	(—)
Phase 2/1	□	11	23	AKAO	Alpha
Phase 2/2	□	10	22	DO	TMOV (Motor temperature)
Phase 3/1	□	9	21	—	—
Phase 3/2	□	8	20	DO	ERR
CHOP1	□	7	19	—	+5 V / 200 mA
CLR (Relay)	□	6	18	DO	CHCPO
+5 V / 80 mA	—	5	17	DO	Ready
COND	—	4	16	DI	NH
COND	—	3	15	—	+5 V / 80 mA
AC1 (-Phase 1)	AO	2	14	AO	AC3 (-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 CHOP1 via the interface. The switching status can be measured at the interface at CHCPO.

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: $I_1 + I_2 + I_3 = 0$ btConverter output phase 3; terminal W of the three-phase machine. buConverter output phase 2; terminal V of the three-phase machine. clConverter output phase 1; terminal U of the three-phase machine. cmThe 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. cnThe 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 $U_{CE(sat)} = \text{typical } 1.8$ V (max. 2.5 V) Threshold voltage for diode with $-I_C = 15$ A – $U_{CE} = \text{typical } 2.5$ 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. coSwitching status indicator of the six power transistors.

See bp cpNegative pole of the link voltage. No earth-fault and shortcircuit proof capacity. cqCollector of the chopper transistor, connection for external chopper resistor crFree-wheeling diode of the external brake resistor. csPositive pole of the link voltage, connection for external chopper resistor. No earth-fault or short-circuit proof capacity. ctInternal 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. cuChopper 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. dlLink 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. dmSmoothing reactor, $L = 11$ mH, for the reduction of the charge current peaks

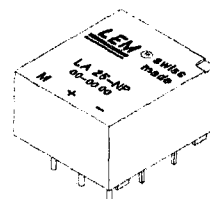
Operation

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 .. ± 36	At
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin} R_{Mmax}	
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 25 \text{ At}_{max}$	100 320 Ω
		@ $\pm 36 \text{ At}_{max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	± 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 ¹⁾ , safe separation basic isolation	600 1700	V

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
ϵ_L	Linearity	< 0.2	%
I_O	Offset current ²⁾ @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ Max	
		± 0.05 ± 0.15	mA
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.05 ± 0.15	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06 ± 0.25 mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35 mA
t_r	Response time ⁴⁾ @ 90 % of I_{Pmax}	< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/ μs
f	Frequency bandwidth ($\sim 1 \text{ dB}$)	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 Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
R_{is}	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500	M Ω
m	Mass	22	g
	Standards ⁵⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Pollution class 2

²⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning

³⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit

⁴⁾ With a di/dt of 100 A/ μs

⁵⁾ A list of corresponding tests is available

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.

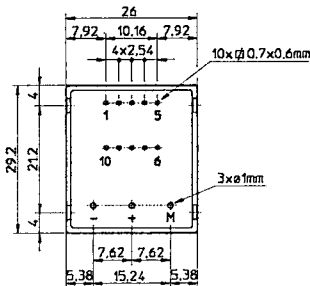
Applications

- 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.

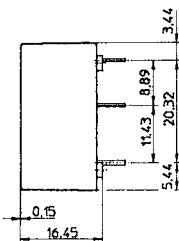
980909/8

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

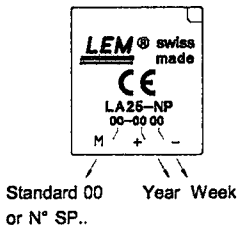
Bottom view



Right view



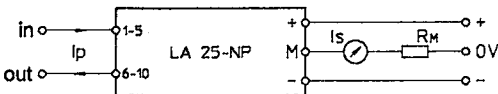
Top view



Secondary terminals

Terminal + : supply voltage + 15 V
Terminal M : measure
Terminal - : supply voltage - 15 V

Connection



Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_p [$m\Omega$]	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 ± 0.2 mm
Fastening & connection of primary 10 pins 0.7×0.6 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.

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