

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR HIZ VE KONUMUNUN
BULANIK SİNİRSEL DENETLEYİCİ İLE DENETİMİ**

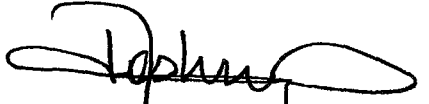
Çetin GENÇER

**DOKTORA TEZİ
(ELEKTRİK EĞİTİMİ)**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

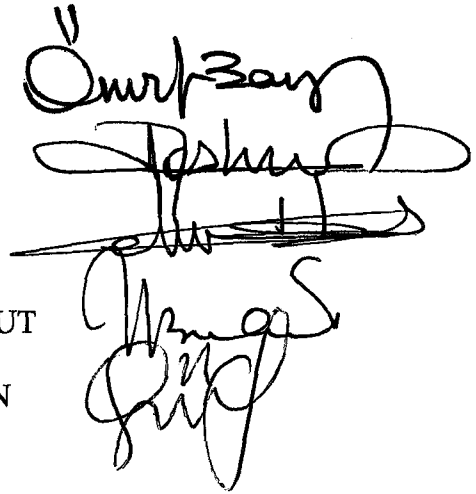
**Ocak 2005
ANKARA**

Çetin GENÇER tarafından hazırlanan FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR HIZ VE KONUMUNUN BULANIK SİNİRSEL DENETLEYİCİ İLE DENETİMİ adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.


Prof. Dr. İsmail COŞKUN
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. Ömer Faruk BAY
Üye : Prof. Dr. İsmail COŞKUN
Üye : Prof. Dr. Çetin ELMAS
Üye : Doç. Dr. Muammer GÖKBULUT
Üye : Yrd. Doç. Dr. M.Emin GÜVEN



Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR.....	v
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	vii
RESİMLERİN LİSTESİ	xii
EKLERİN LİSTESİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiv
1. GİRİŞ	1
2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI	9
2.1. Giriş.....	9
2.2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Yapısı	10
2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Sınıflandırılması	13
2.3.1. Fırçasız Doğru Akım Motorlarında zıt elektromotor kuvveti	14
2.4. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Çalışma Prensibi.....	15
2.5. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Moment/Hız Karakteristiği	19
2.6. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Diğer Motor Çeşitleri ile Karşılaştırılması	20
2.7. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Kullanım Alanları.....	21
2.7.1. Sabit yük uygulamaları	21
2.7.2. Değişken yük uygulamaları	21
2.7.3. Konum uygulamaları.....	21

2.8. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Üç-faz Matematiksel Modeli.....	22
2.8.1. Statot Referans Düzleminde FSDAM Modeli (a-b-c model)	22
2.8.2. Rotor referans düzleminde FSDAM modeli (d-q model)	27
2.8.3. İki-faz sabit referans düzlemde FSDAM modeli (α - β model)	30
2.9. FSDAM'ın Hız/Konum Denetimi.....	30
3. BULANIK MANTIK, YAPAY SİNİR AĞLARI, BULANIK SİNİRSEL AĞ YAPILARI ve BULANIK SİNİRSEL DENETLEYİCİLER.....	32
3.1. Giriş.....	32
3.2. Bulanık Mantık.....	32
3.2.1. Bulanık mantık denetleyiciler	33
3.3. Yapay Sinir Ağları	38
3.3.1. Yapay sinir ağı mimarisi	39
3.3.2. Yapay sinir ağlarında öğrenmenin gerçekleştirilmesi.....	42
3.3.3. Geri yayımlı öğrenme algoritması	43
3.4. Bulanık Sinirsel Ağ Yapıları.....	45
3.4.1. Bulanık çıkarım işlevinin YSA ile gerçekleştirimi	46
3.4.2. Üyelik fonksiyonları ve bulanık işlevlerin YSA ile gerçekleştirilmesi	50
3.5. Bulanık Sinirsel Denetleyiciler.....	58
3.5.1. Uyarlamalı bulanık sinirsel çıkarım sistemi denetleyici	60
3.5.2. Sugeno tipi BSD.....	64
3.6. Bulanık Sinirsel Denetleyicilerin Eğitimi.....	68
4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR HIZ ve KONUMUNUN BULANIK SİNİRSEL DENETLEYİCİ İLE DENETİMİ	73
4.1. Giriş	73

4.2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Hız ve Konum Denetimi	73
4.3. FSDAM Sürme Sistemi Deney Düzenegi	76
4.3.1. Fırçasız doğru akım motoru.....	77
4.3.2. Üç-fazlı gerilim kaynaklı evirici devresi	77
4.3.3. Hız/konum algılayıcı	78
4.3.4. Akım ölçme devresi.....	79
4.3.5. Koruma devresi.....	79
4.3.6. DSPACE 1104 sayısal işaret işlemci.....	80
4.4. Benzetim ve Deneysel Çalışmalar İçin Denetim Algoritmasının MATLAB/SIMULINK'te Oluşturulması.....	84
4.5. Çalışmada Kullanılan Yük Modeli	90
5. BENZETİM VE DENEY SONUÇLARI.....	91
5.1. Elde Edilen Benzetim Sonuçları	91
5.1.1. Geleneksel deentleyicilerden elde edilen benzetim sonuçları	91
5.1.2. PD-BSD'den elde edilen benzetim sonuçları	93
5.1.3. Çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen benzetim sonuçları	95
5.2. Deney Sonuçları.....	98
5.2.1. Geleneksel denetleyicilerden elde edilen deney sonuçları	98
5.2.2. PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları	110
5.2.3. Çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları	121
5.3. Denetleyici Başarımının Diğer Denetleyicilerle Karşılaştırmalı Olarak Değerlendirilmesi.....	134
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	139
KAYNAKLAR	141
EKLER.....	147
ÖZGEÇMİŞ	159

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR HIZ VE KONUMUNUN
BULANIK SİNİRSEL DENETLEYİCİ İLE DENETİMİ**

(Doktora Tezi)

Çetin GENÇER

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Ocak 2005

ÖZET

Fırçasız Doğru Akım Motoru (FSDAM) hassas hız ve konum gerektiren endüstri uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tür endüstri uygulamalarında FSDAM'ın doğrusal olmayan ve bilinmeyen motor dinamikleri ile motor parametrelerindeki ve yükteki değişimlerden etkilenmemesi gerekir. Doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerin hassas hız ve konum denetiminde, uyarlanabilir yapısıyla Bulanık Sinirsel Denetleyiciler (BSD) diğer geleneksel denetleyicilere oranla etkin bir denetim yapısına sahiptir. Çeşitli BSD yapılarıyla FSDAM'ın hız ve konum denetimi üzerine yapılan çalışmalarda, motorun yük değişimlerinden etkilendiği bu nedenle motorun hızında ve konumunda sürekli durum hatalarının oluştuğu bilinmektedir. Ayrıca yapılan çalışmaların çoğunda, giriş değişkenleri için seçilen üyelik fonksiyonları aynı türde olup, BSD girişi için farklı üyelik fonksiyonları kullanılmamıştır.

Bu tez çalışmasında, vektör denetimli FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimi için hız/konum hatası ile hız/konum hatasının değişimini giriş değişkeni olarak kullanan ve çıkışına integral özelliği kazandırılan bir BSD tasarlanmıştır. Tasarlanan denetleyicinin geçerliliğini belirlemek amacıyla, çeşitli BSD yapıları ve geleneksel denetleyiciler motor denetiminde kullanılmıştır. FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimi için tasarlanan BSD'nin diğer denetleyicilere göre daha

hızlı ve etkin olduğu elde edilen benzetim ve deney sonuçlarından görülmüştür. Denetleyicinin benzetim çalışmaları MATLAB/SIMULINK programı, uygulama çalışmaları ise DSPACE 1104 denetleyici kartı kullanılarak sayısal olarak gerçekleştirilmiştir.

Bilim Kodu : 626.01.01

Anahtar kelimeler : Fırçasız doğru akım motoru, Bulanık mantık, Yapay sinir ağları, Bulanık sinirsel denetim, DS1104 sayısal işaret işlemci.

Sayfa Adedi : 157

Tez Yöneticisi : Prof. Dr. İsmail COŞKUN



**THE CONTROL BRUSHLESS DC MOTOR OF SPEED AND POSITION
WITH FUZZY NEURO CONTROLLER**

(Ph.D. Thesis)

Çetin GENÇER

**GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

January 2005

ABSTRACT

Brushless DC Motor (BLDCM) has been used widely in the industrial applications which were required sensitive speed and position. In these type industrial applications, BLDCM must not be affected by the nonlinear and unknown motor dynamics with motor parameters and load changes. BLDCM with adaptive structure have effective control formation in sensitive speed and position control of the systems which are nonlinear and variable with the time, in compare to conventional controller. In many works which have been accomplished on speed and position control of BLDCM with various Fuzzy Neuro Controller (FNC), they have been known that motor has been affected by load changes and thus, steady state error has been found in the motor speed and position. In addition, in many of these works, elected membership functions for input variable were in same type and different membership functions were not used for FNC.

In this thesis, FNC were purposed to use speed/position error with speed/position error alteration to be input variation and to gain integral feature to its existence for sensitive speed and position control of BLDCM with vector

in motor controller to prove the performance of purposed controller. In the simulation and experimental results, FNC which have been designed for sensitive speed and position control of BLDCM were more effective and quick in compare to other controller. The simulation and training works of controller were accomplished to be quantitative with MATLAB/SIMULINK program and DSPACE 1104 controller card with respect to.

Science Code : 626.01.01

Key Words : Brushless DC motor, Fuzzy Logic, Artificial neural network, Fuzzy neuro controller, DS1104 Digital signal processor

Page Number : 157

Adviser : Prof. Dr. İsmail COŞKUN



TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca yardım ve desteğini esirgemeyen ve beni yönlendiren kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. İsmail COŞKUN'a bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım Prof. Dr. Çetin ELMAS'a ve Doç. Dr. Muammer GÖKBULUT'a, Yrd. Doç. Dr. Şevki DEMİRBAŞ'a, hiçbir desteğini esirgemeyen Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü'nün tüm öğretim elemanlarına ve Fırat Üniversitesindeki çalışmalarım boyunca beni yalnız bırakmayan Öğr. Gör. Beşir DANDIL ve Arş. Gör. Cafer BAL'a teşekkürü borç bilirim.

Bu çalışmayı maddi olarak destekleyen Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Birimine (659 nolu proje) teşekkür ederim.

Özellikle doktora süresi boyunca kızıma benim yokluğumu hissettirmeyen ve sabır ve hoşgörü ile bana hep destek olan sevgili eşime sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge

Sayfa

Çizelge 2.1. Güç anahtarlarının, alan etkili algılayıcılarının ve faz akımlarının iletim/kesim sıraları	19
Çizelge 2.2. FSDAM'ın fırçalı DA motora ve asenkron motora göre üstünlükleri ...	20
Çizelge 5.1 FSDAM'ın hız denetiminde kullanılan PI, PD-BSD ve çıkış integralli PD- BSD'nin karşılaştırılması	137



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Endüstri alanında kullanılan bir FSDAM a) İç görünümü b) Dış görünümü.....	9
Şekil 2.2. FSDAM'ın yapısı	10
Şekil 2.3. FSDAM'da kullanılan rotor çeşitleri a) Kalıcı mıknatıs rotor milinin yüzeyine yerleştirilmiş b) Kalıcı mıknatıs rotor gövdesinin içine yerleştirilmiş c) Kalıcı mıknatıs oyuklara yerleştirilmiş	11
Şekil 2.4. FSDAM'da kullanılan stator çeşitleri a) Stator sargıları dış kısımda b) Stator sargıları iç kısımda c) Disk tipi.....	12
Şekil 2.5. Zıt EMK dalga şekilleri a) Sinüsoidal dalga biçimli zıt EMK b) Yamuk dalga biçimli zıt EMK.....	15
Şekil 2.6. FSDAM'ın çalışma prensibi	16
Şekil 2.7. FSDAM'ın alan etkili algılayıcı, zıt EMK, çıkış moment ve faz akımları sinyalleri.....	17
Şekil 2.8. FSDAM'ın stator faz sargıları enerjilenme sıraları	18
Şekil 2.9. FSDAM'ın moment/hız Karakteristiği	19
Şekil 2.10. FSDAM'ın üç-faz stator eşdeğer devresi	23
Şekil 2.11. Rotor referans düzleminde FSDAM modeli a) d-ekseni eşdeğer devresi b) q-ekseni eşdeğer devresi.....	28
Şekil 2.12. FSDAM'ın hız/konum denetimi için genel bir blok diyagramı	31
Şekil 3.1. Üçgen, yamuk, çan eğrisi ve sigmoid üyelik fonksiyonları	33
Şekil 3.2. Bulanık Mantık denetleyici yapısı	34
Şekil 3.3. Mamdani yöntemi	35
Şekil 3.4. Tsukamoto yöntemi.....	36
Şekil 3.5. Larsen yöntemi.....	36

Şekil 3.6. Takagi-Sugeno-Kang yöntemi	37
Şekil 3.7. Yapay sinir ağı hücresi	38
Şekil 3.8. YSA'da yaygın olarak kullanılan aktivasyon fonksiyonları	39
Şekil 3.9. İleri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı	40
Şekil 3.10. Geri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı	41
Şekil 3.11. BM çıkarım işleminin YSA ile elde edilmesi	47
Şekil 3.12. Temel üyelik fonksiyonlarının YSA ile gerçekleştirilmesi.....	50
Şekil 3.13. YSA ile elde edilen üyelik fonksiyonları a) Çan eğrisi üyelik fonksiyonu b) Sigmoid üyelik fonksiyonu.....	51
Şekil 3.14. I.Tip Bulanık ağ yapısı	53
Şekil 3.15. I.Tip BMA'nın sonuç üyelik fonksiyonu	55
Şekil 3.16. II. Tip Bulanık ağ yapısı	56
Şekil 3.17. III.Tip Bulanık ağ yapısı	58
Şekil 3.18. İki girişli tek çıkışlı ANFIS yapısı	62
Şekil 3.19. İki girişli tek çıkışlı Sugeno tip BSD yapısı.....	65
Şekil 4.1. FSDAM hız ve konumunun çıkış integralli BSD ile denetimi blok diyagramı.....	75
Şekil 4.2. Eğitim algoritması akış diyagramı	75
Şekil 4.3. FSDAM sürme sistemi	76
Şekil 4.4. Bir faz için akım ölçme devresi.....	79
Şekil 4.5. DSPACE 1104 Sİİ blok diyagramı	81
Şekil 4.6. Kullanıcı arayüzü için akış diyagramı a) Control Desk Developer yazılımı ile çalışma arayüzünün oluşturulması için akış şeması b) SIMULINK'te oluşturulan denetim yapısının denetleyici karta aktarılmasına ait akış şeması	83

Şekil 4.7. Benzetim çalışmaları için MATLAB/SIMULINK'te oluşturulan denetim yapısı	84
Şekil 4.8. Deney çalışmaları için MATLAB/SIMULINK'te oluşturulan denetim yapısı	85
Şekil 4.9. Çıkış integralli PD-BSD'nin SIMULINK bloklarıyla oluşturulması.....	86
Şekil 4.10. SIMULINK bloklarıyla DGM işaretlerinin üretimi	88
Şekil 4.11. Hız hatası için giriş üyelik fonksiyonları a) Eğitim öncesi b)Eğitim sonrası	88
Şekil 4.12. Hız hatasındaki değişim için giriş üyelik fonksiyonları a) Eğitim öncesi b)Eğitim sonrası	89
Şekil 4.13. Oluşturulan kullanıcı ara yüzünün genel görünümü	89
Şekil 5.1. 2000d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda benzetim sonuçları a) Motor hızı, b) Denetim akımı	92
Şekil 5.2. Geleneksel PD denetleyicinin adım referans konum cevabı benzetim sonuçları a) Motor konumu b) Denetim akımı	93
Şekil 5.3. 2000d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda benzetim sonuçları a) Motor hızı b) Denetim akımı.....	94
Şekil 5.4. PD-BSD'nin adım referans konum cevabı benzetim sonuçları a) Motor konumu b) Denetim akımı	95
Şekil 5.5. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda benzetim sonuçları a) Motor hızı b) Denetim akımı	96
Şekil 5.6. Çıkış integralli PD-BSD'nin adım referans konum cevabı benzetim sonuçları a) Motor konumu b) Denetim akımı	97
Şekil 5.7. 500 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	100
Şekil 5.8. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	101

Şekil 5.9. Sabit basamak hızda ve yüksüz durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	102
Şekil 5.10. 500 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	104
Şekil 5.11. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	105
Şekil 5.12. 2000 d/d sabit referans hızda ve değişken ani yük durumunda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	106
Şekil 5.13. 1000 d/d sinüsoidal hız referansında ve yüklü durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	107
Şekil 5.14. Geleneksel PD denetleyicinin adım referans konum cevabı deney sonuçları a) Motor konumu b) Denetim akımı c) Faz akımları	109
Şekil 5.15. 500 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	111
Şekil 5.16. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	112
Şekil 5.17. Sabit basamak hız referansında ve yüksüz durumda PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	114
Şekil 5.18. 500 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	115
Şekil 5.19. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	116
Şekil 5.20. 2000 d/d sabit referans hızda ve ani yük durumunda PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	117

Şekil 5.21. Sinüsoidal referans hızda ve yüklü durumda PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	119
Şekil 5.22. Adım referans konumda PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor konumu b) Denetim akımı c)Faz akımları	120
Şekil 5.23. 500 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	122
Şekil 5.24. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	123
Şekil 5.25. Sabit basamak hız referansında ve yüksüz durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	124
Şekil 5.26. 500 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	126
Şekil 5.27. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	127
Şekil 5.28. 2000 d/d sabit referans hızda ve ani yük durumunda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	128
Şekil 5.29. 2000 d/d sabit referans hızda ve ani yük durumunda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	130
Şekil 5.30. Sinüsoidal referans hızda ve yüklü durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı	131
Şekil 5.31. Adım referans konumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları a) Motor konumu b) Denetim akımı c)Faz akımları	133
Şekil 5.32. Denetleyici yapılarının 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumdaki performansları a) Geleneksel PI denetleyici b) PD-BSD c) Çıkış integralli PD-BSD.....	135

Şekil 5.33. Denetleyici yapılarının 18 radyan sabit referans konum değerlerindeki performansları

a) Geleneksel PI denetleyici b) PD-BSD

c) Çıkış integralli PD-BSD..... 138



RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 4.1. FSDAM sürme sistemi için deney düzeneğinin fotoğrafı	77
Resim 4.2. Kendinden uyarımlı DA jeneratörün FSDAM ile kenetlemeli bağlantısı.....	90



EKLERİN LİSTESİ

Ek	Sayfa
Ek-1	Vektör dönüşüm denklemleri için hazırlanan SIMULINK dosyaları 148
Ek-2	Evirici modül kullanım klavuzu ve teknik özellikleri 149
Ek-3	LEM akım algılayıcı modül teknik özellikleri 154
Ek-4	DS1104 denetleyici kartının özellikleri ve bazı RTI blokları 156



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılan bazı simge ve kısaltmalar açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
i	Stator akımı, amper
R	Stator faz direnci, ohm
v	Stator faz gerilimi, volt
L	Stator faz öz indüktansı, henry
M	Stator fazlar arası ortak indüktans, henry
e	Stator sargılarında indüklenen zıt emk, volt
θ_r	Rotor açısal konumu (elektriksel), rad
ω_r	Rotor açısal hızı (elektriksel), rad/s
θ_m	Rotor açısal konumu (mekanik), rad
ω_m	Rotor açısal hızı (mekanik), rad/s
T_L	Yük momenti, Nm
T_e	Elektromanyetik moment, Nm
P_e	Elektromanyetik güç, Watt
P	Kutup sayısı
J	Rotor ve yük atalet momenti, kg-m^2
B	Sürtünme katsayısı, kgm^2/s (Nms)
$d-q$	Rotor referans düzlem eksenleri
$\alpha-\beta$	İki-faz stator sabit düzlem eksenleri
$a-b-c$	Üç-faz stator sabit düzlem eksenleri
T_i	İntegratör zaman sabiti
K_e	Zıt emk sabiti, vrad/s
Φ	Stator sargıları toplam manyetik akısı, weber
x	YSA/BSD giriş vektörü
y	YSA/BSD çıkış vektörü
w	Ağırlık vektörü

Δw	Ağırlıklara uygulanacak düzeltme miktarı
$e(t)$	Hata
$E(t)$	Karesel hatalar toplamı
δ	Yöresel hata
α	Öğrenme oranı
β	Momentum katsayısı

Kısaltmalar Açıklama

AA	Alternatif akım
DA	Doğru akım
Sİİ	Sayısal İşaret İşlemci
BD	Bulanık denetleyici
YSA	Yapay sinir ağları
BSD	Bulanık sinirsel denetleyici
BM	Bulanık mantık
BSA	Bulanık sinirsel ağ
GA	Genetik algoritma
PI	Oransal+Integral Denetleyici
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
GKE	Gerilim kaynaklı evirici
NEFCON	Neuro fuzzy control
NEFCLASS	Neuro fuzzy classification
NEFPROX	Neuro fuzzy function approximation
ANFIS	Adaptive neuro fuzzy inference system
GARIC	Generalized approximate reasoning based intelligent control
BSK-BSD	Bulanık singleton kurallı bulanık sinirsel denetleyici
PD-BSD	Oransal+türev bulanık sinirsel denetleyici
TSK-BSD	Takagi sugeno kurallı bulanık sinirsel denetleyici
FSDAM	Fırçasız doğru akım motoru
KMSM	Kalıcı mıknatıslı senkron motor

1. GİRİŞ

Elektrik motorları endüstriyel uygulamaların vazgeçilmez bir parçasıdır. Bu nedenle endüstriyel alanda duyulan ihtiyaçtan dolayı, yapılan çalışmaların büyük bir kısmı elektrik motorlarının kalite ve çeşitliliğini geliştirmek üzerine yoğunlaşmıştır (1, 2). Bu durum bir çok uygulama ile birlikte yeni elektrik motorlarının üretilmesi sonucunu doğurmuştur. Son yıllarda yarı iletken malzemelerdeki gelişmeler ve bu malzemelerin getirdiği üstünlüklerden dolayı bakım gerektirmeyen Fırçasız Doğru Akım Motoru (FSDAM) ve Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor (KMSM) gibi özel elektrik motorları, endüstri alanında kullanılmaya başlanmıştır. Geleneksel Doğru Akım (DA) motorlarının, aşınma ve ısınmadan dolayı sıklıkla arıza oluşturmaları, komütasyon ve fırçalara ihtiyaç duymaları ve sürekli bir şekilde bakım gerektirmeleri nedeniyle endüstriyel uygulamalarda kullanım alanları giderek daralmakta ve bu motorların yerini FSDAM gibi bakıma ihtiyaç duymayan motorlar almaktadır (3).

FSDAM'ın fırçalı DA motorlarına nazaran fazla bir farkı olmamasına rağmen, komütasyon olayı FSDAM'da elektronik olarak gerçekleştirilir. FSDAM'ın rotoru, yüksek akı yoğunluklu kalıcı mıknatıstan oluşmakta ve dönen kısımda yer almaktadır. FSDAM'ın endüstriyel uygulamalarda aynı güçteki fırçalı DA motorlarına ve fırçasız tip Alternatif Akım (AA) motorlarına göre üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralanabilir (4, 5);

- * Fırça-kollektör ve rotordan kaynaklanan kayıplar olmadığı için motorun verimi oldukça yüksektir,
- * Ark oluşturacak bir yapıya sahip olmadıkları için, hız sınırı mekanik dayanımı zorlamayacak şekilde çok yüksek değerlere kolaylıkla çıkartılabilir ve yangın tehlikesi bulunan yerlerde rahatlıkla kullanılabilir,
- * Yüksek moment/kütle ve düşük atalet momentine sahiptirler. Fırça sisteminin motora kazandırdığı fiziksel boyut söz konusu olmadığından, boyut küçülmesi ve ağırlığın azalması motorun atalet momentini azaltmış olur,

* Stator ve rotorun yer değiştirmesi sonucu, çalışma sırasında oluşan ısının dış ortama atılması daha kolay olur. Ayrıca dış nüvenin çap olarak genişliği, sarılacak sargının yerleştirilmesini ve nüveye sabitlenmesini oldukça kolaylaştırır,

* Rotor parametrelerinin olmayışı nedeniyle, hız denetimleri diğer motor çeşitlerine oranla daha kolay ve etkindir.

FSDAM'ın bahsedilen üstünlüklerinin yanında eviricilerinin uygun şartlarda alıştırılamaması sonucu harmonik moment bileşenleri artmaktadır. Uygun olmayan konum bilgisi ile alıştırılan FSDAM'ın hızı, denetleyiciden bağımsız olarak yüksek devirlere çıkabilir. Bu nedenle FSDAM iyi bir anahtarlama sistemine ve doğru bir hız/konum bilgisine ihtiyaç duyar. Hız/konum bilgisinin önemli olması nedeniyle FSDAM, genellikle miline bağlı bir hız/konum algılayıcısı veya resolver (sin-cos retecisi) ile birlikte üretilir. Fakat FSDAM'larda kullanılan resolver, KMSM'lere nazaran boyutlarının büyümesine neden olmaktadır.

FSDAM, endüstride bir çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. FSDAM'ın kullanım yerlerine örnek olarak özellikle, hassas hız ve konum istenen yerler, robot uygulamaları, teyp tahriki, fotokopi makineleri, su-hava ve kimyasal pompa uygulamaları, tarayıcı-yazıcı gibi bilgisayar evre birimleri, kelime işlemcisi, uzay araştırmaları, tekstil sanayi, cam ve takım tezgahları verilebilir (6).

FSDAM'ın endüstri alanında kullanımının giderek yaygınlaşması ile birlikte bu motorların denetimi üzerine çalışmalar da yoğunluk kazanmıştır. Hassas hız ve konum gerektiren endüstri uygulamalarında FSDAM'ın denetimi büyük bir önem taşımaktadır. Dışarıdan herhangi bir bozucu yükle karşılaşıldığında denetleyicinin davranışında oluşan belirsizlikler, endüstri alanında çok büyük zararlara yol açabilir. Bu nedenle, FSDAM'larda tasarlanan hız ve konum denetleyicilerinin, yük değişimlerine karşı hızlı bir cevap üretmesi ve dış bozucu yük değişimlerinden etkilenmemesi yani dayanıklı bir denetim sistemine sahip olması gerekir. FSDAM'ın hız ve konum denetiminde değişik denetim yöntemleri kullanılmaktadır. Elektrik motorlarının denetiminde kullanılan, Oransal-İntegral (PI) ve Oransal-İntegral-Türev

(PID) gibi geleneksel denetleyiciler, özellikle FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimi istenen endüstri uygulamalarında beklenen verimi karşılayamayabilir (7). Açık çevrim bir denetim tekniği olan skaler denetim yönteminin ise, asenkron motorlarda rahatlıkla kullanılmasına karşın FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimi için uygun olmadığı vurgulanmıştır (8). Alan yönlendirmeli ve doğrudan moment vektör denetim yöntemlerinde ise amaç, motorun akı ve moment büyüklüklerini birbirinden bağımsız bir şekilde ayrı ayrı denetleyebilmektir. Böylelikle motor momenti, stator akımının moment bileşeni ile doğrusal olarak denetlenebilmektedir (9). Doğrudan moment vektör denetim yönteminde, sabit stator referans düzlemi içindeki stator akısının denetimi (α - β dönüşüm), alan yönlendirmeli vektör denetim yönteminde ise, dönen referans düzlem alanı içindeki stator akımının denetimi (d-q dönüşüm) gerçekleştirilmektedir. Bu denetim tekniklerini kullanarak FSDAM'ın hassas olmayan hız ve konum denetimleri yapılabilirken, bu motorların hassas hız ve konum denetimi için ise ileri bir denetim tekniği gereklidir.

FSDAM'ın doğrusal olmayan ve hız üzerinden zamanla değişen parametrelere sahip bir sistem olması, motorun sürdüğü yükteki parametre değişimleri ve doğrusal olmayan dinamikler, vektör denetiminin gerçekleştirilmesinde gerekli hesaplamalar, algılayıcılardan kaynaklanan gecikmeler ve motorun evirici üzerinden beslenmesi nedeniyle ortaya çıkan belirsizlikler denetim verimliliğini olumsuz yönde etkileyen faktörlerdir. Matematiksel modeli bilinmeyen, doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerin denetiminde özellikle Bulanık Denetleyici (BD), Yapay Sinir Ağları (YSA), Bulanık Sinirsel Denetleyici (BSD) ve Genetik Algoritma (GA) gibi zeki denetim teknikleri geleneksel denetleyicilerin yerini almaktadır (10). Zeki denetim tekniklerinde tasarlanan denetim algoritmaları, mikroişlemci alanındaki gelişmelerle birlikte işlem hızları oldukça yüksek Sayısal İşaret İşlemci (Sİİ)'ler yardımıyla kolaylıkla uygulanabilir hale gelmiştir.

Zeki denetim tekniklerinden olan BD, özellikle elektrik motor sürücü sistemlerinde, zamanla değişen parametre, belirsiz dinamikler ve sistemin doğru bir matematiksel modeline ihtiyaç duyulması gibi sorunları çözmek amacıyla literatürde denetleyici

olarak bir çok çalışmada kullanılmıştır (11). Ancak, tasarım aşamasında kural tablosu ve üyelik fonksiyonlarının şeklinin ve sayısının deneme yanılma yöntemiyle elde edilmesi ve bu işleminde belirli bir zaman alması ve sabit yük uygulanması durumunda denetim mantığında istenmeyen sürekli durum hataları, aşmalar ve moment dalgalanmalarının oluşması BD'nin göze çarpan en önemli sakıncalarıdır.

Zeki denetim tekniklerinden bir diğeri olan YSA; katmanlar halinde düzenlenmiş çok sayıda doğrusal olmayan hücrelerin ağırlıklandırılmış bağlantılarla birbirine bağlandığı paralel çalışma yeteneğine sahip matematiksel bir model olarak tanımlanır (12). Elektrik motorlarının denetiminde YSA'nın tercih edilmesinin nedeni ise; doğrusal olmayan ve uyarlanabilir yapıları, öğrenme ve genelleme yetenekleri, sistem parametrelerinden bağımsız olarak tasarlanabilmeleri gibi üstün özellikleridir. Bu üstün özelliklerine karşın, giriş değişkenlerinin sistem dinamiklerinin geri beslenmesi ile oluşturulmasından kaynaklanan eğitim sorunu, saklı katman sayısının ve bu katmanda kullanılacak hücre sayısının belirlenmesinde kesin bir kuralın olmaması ve tek başına denetleyici olarak kullanımında sürekli durum hatalarını giderememesi YSA'nın en önemli sorunlarıdır (13).

Her iki denetim tekniğinde belirtilen sorunların giderilmesi amacıyla, her iki tekniğin üstünlükleri birleştirilerek, dayanıklı ve uyarlamalı çeşitli BSD yapıları oluşturulmuştur (14). Bu amaçla, YSA'nın paralel bilgi işleme, öğrenme ve genelleme yeteneği ile Bulanık Mantık (BM)'nin sistemlere uzman bilgisini katarak çıkarım yapabilme gibi üstün özellikleri birleştirilerek BSD yapıları oluşturulmuştur. BSA yapılarında, BM işlevleri YSA kullanılarak gerçekleştirilmektedir. BSD mantığı, temelde BD'ye YSA'nın öğrenme, genelleme ve uyarlama yeteneklerinin kazandırılmasını amaçladığından, BM ve YSA'nın uygulandığı bütün alanlarda özellikle de doğrusal olmayan sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır (15, 16). Uyarlamalı ve dayanıklı yapısıyla BSD, son yıllarda yüksek performanslı elektrik motor sürücü sistemlerinin denetiminde de kullanılmaya başlanmıştır (17).

FSDAM'ın farklı BSD yapıları kullanılarak hassas hız ve konum denetimine ilişkin literatürde az sayıda uygulama çalışması bulunmaktadır (18-20). Yapılan çalışmaların çoğu benzetim aşamasında gerçekleştirilmiştir. Ancak diğer motor çeşitlerinin BSD ile denetimine ilişkin literatürde oldukça fazla çalışma bulunmaktadır (21-32). BSA yapıları kullanılarak, FSDAM ve diğer motor çeşitlerinin hız ve konum denetimi üzerine yapılan çalışmalarda görülen ve bu tez çalışmasına konu olan bazı problemler yapılan öneriler ile birlikte aşağıdaki gibi özetlenebilir;

* Denetleyici olarak kullanılan bazı BSA yapılarının, sürekli durum hatalarına ve moment dalgalanmalarına sebep olduğu ve bu sorunun çözümü için, BSD'nin tek başına veya başka bir denetleyici ile birlikte kullanıldığı görülmüştür (18-32). Farklı BSA girişleri kullanılarak veya ağ çıkışına integral etkisi kazandırılarak bu problemin çözümü sağlanabilir.

* Her bir BSA giriş değişkeni için aynı tip üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı ve eğitildiği görülmüştür (18, 22, 27-30). Oysa, aynı giriş için farklı üyelik fonksiyonlarının kullanılması ve bu üyelik fonksiyonlarının farklı referanslarla eğitilmesi, BSA çıkışının verimini etkileyebilir.

* Yapılan çalışmalarda, BSA yapılarının benzetim sonuçlarına göre eğitilmesi gerçek zamanlı uygulamalarda denetim verimini etkileyebilir (23, 24). Bu nedenle eğitim işleminin ya çevrim içi olarak gerçekleştirilmesi yada deneysel çalışma sonuçlarına göre çevrim dışı olarak yapılması daha doğru bir sonuç verebilir.

* Önceki çalışmaların uygulama bölümlerinde, motor hız çalışma aralıklarının sınırlı tutulduğu görülmüştür (18-32). Halbuki tasarlanan denetleyicinin farklı yük ve çalışma koşullarında veriminin incelenmesi, yapılan çalışmanın geçerliliği açısından oldukça önemlidir.

Yukarıda bahsedilen problemlerin azaltılması amacıyla yönelik olarak, bu tez çalışmasında vektör denetimli FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimi için, bozucu

yük ve parametre değişimlerinden etkilenmeyecek şekilde dayanıklı ve uyarlamalı bir BSD tasarımı amaçlanmıştır. Giriş değişkenleri hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimi olan, iki girişli ve tek çıkışlı bir BSD algoritması oluşturulmuştur. Her bir ağ girişi için farklı üyelik fonksiyonları kullanılmış ve bu üyelik fonksiyonları sinüsoidal giriş referansı ile, hem hız hem de konum için çevrim dışı olarak eğitilmiştir. Ayrıca tasarlanan BSD'nin çıkışına integral etkisi kazandırılarak, denetleyicinin daha hızlı bir tepki vermesi ve sürekli durum hatalarının önlenmesi amaçlanmıştır. Tasarlanan denetleyici, endüstri alanında sadece FSDAM değil aynı zamanda denetim algoritmasında yapılacak ufak değişikliklerle asenkron motor, KMSM, Anahtarlama Relüktans Motor (ARM) ve servo motorların hassas hız ve konum denetiminde rahatlıkla kullanılabilir. Ayrıca oluşturulan deney düzeneği ile mühendislik ve Teknik Eğitim alanlarında, öğrenciler elektrik motorlarının denetimini hem geleneksel hem de zeki denetim tekniklerini kullanarak, aynı düzenek üzerinde farklı motorlar için gerçek zamanlı olarak görebileceklerdir.

Literatürde FSDAM'ın BSD kullanılarak hız ve konum denetimine yönelik çalışmaların, bu çalışmaya olan katkısı, benzer ve farklı tarafları şu şekilde belirtilebilir. Rubai ve arkadaşları BSD kullanarak fırçasız motor sürücüler için hız denetimi gerçekleştirmiştir (18). Yaptıkları çalışma ile geleneksel PI denetleyicide olması muhtemel hız aşmalarını önledikleri görülmektedir. Ancak tasarlanan denetleyici ile motor hızındaki aşmalar önlenirken, denetleyici tepkisinin yavaşladığı açıkça görülmektedir. Rubai (19) yine benzer bir BSA yapısıyla fırçasız motorun konum denetimini gerçekleştirmiştir. Yaptığı çalışmada her bir ağ girişi için konum hatası ve konum hatasının değişimini kullanmıştır. Ağ girişleri için iki adet sigmoid üyelik fonksiyonu kullanarak bu fonksiyonları geri yayılım öğrenme algoritması ile eğitmiştir. Tasarladıkları denetleyicinin dış bozucu yüklerdeki performansının düşük olduğu görülmektedir. Yapılan her iki çalışmanın bu tez çalışması ile farklı olan tarafı kullanılan BSD yapısı ve eğitim metodu, benzerlik oluşturan kısmı ise BSA girişleri ve üyelik fonksiyonlarıdır. Yapılan bu tez çalışmasında, aşma ve sürekli durum hatası olmadan hızlı bir tepkiyle, FSDAM'ın farklı çalışma koşullarında hem hız hem de konum denetimi gerçekleştirilmiştir. Ushakumari (20), uyarlanabilir BSD

yapısı kullanarak FSDAM'ın hız denetiminin benzetim çalışmasını yapmıştır. Kullandığı BSD ağ yapısı, bu tez çalışmasında kullanılan yapıyla benzerlik taşımaktadır. Fakat bu tez çalışmasında hız ve konum denetimi için hem benzetim hem de uygulama çalışması yapılmıştır. Literatürde çeşitli motor tiplerinin farklı BSD yapıları kullanılarak denetimi üzerine yapılan çalışmalarda, farklı ağ girişleri, üyelik fonksiyonları ve eğitme tekniklerinin kullanılması bu tez çalışması ile farklılık arz eder (21-32). Örneğin Lin ve arkadaşları (23), çevrimiçi olarak eğitilen BSD ve geleneksel PI denetleyici kullanarak motorun konum denetimi üzerine bir çalışma gerçekleştirmişlerdir. Kullanılan BSA yapısı, bu tez çalışması ile genel olarak bir benzerlik oluştururken kullanılan ağ girişleri farklıdır. Yaptıkları çalışmada ağ girişi olarak konum hatası ve konum hatasının integrali kullanılırken, bu tez çalışmasında ise hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimi kullanılmıştır. Ayrıca yapılan çalışmalarda düşük anahtarlama frekansı ve sınırlı motor çalışma aralıklarının kullanılması, tasarlanan denetleyicinin motora uygunluğu açısından tartışılabilir.

Tez çalışması altı bölümden oluşmaktadır. Bölüm 1'de yapılan tez çalışmasının amacı, neden böyle bir çalışmaya ihtiyaç duyulduğu, konuyla ilgili literatürde yer alan benzer çalışmalar ve bu çalışmalarla yapılan tez arasındaki farklılıklar tartışılmıştır.

Bölüm 2'de FSDAM'ın yapısı, çalışma prensibi ve genel bilgilerinin yanında, dinamik denklemlerinin elde edilmesi ve vektör denetimi için gerekli referans düzlem dönüşüm denklemleri çıkarılmıştır.

Bölüm 3'de tez çalışmasında kullanılan zeki denetim tekniklerinin yapıları ve özellikleri ayrıntılı olarak incelenmiştir. Ayrıca bu bölümde, tez çalışmasında önerilen ve diğer BSD yapılarında da rahatlıkla uyarlanabilen bir eğitim algoritması sunulmuştur.

Bölüm 4'de, Bölüm 2'de verilen vektör denklemleri kullanılarak FSDAM'ın vektör denetimi gerçekleştirilmiş ve motorun BSD ile hız ve konum denetimine ilişkin

denetim yapısı oluşturulmuştur. Ayrıca denetleyicinin geçerlilik testinin yapılması ve uygulama çalışmalarının gerçekleştirildiği, çok amaçlı bir deney düzeneği tasarlanmıştır.

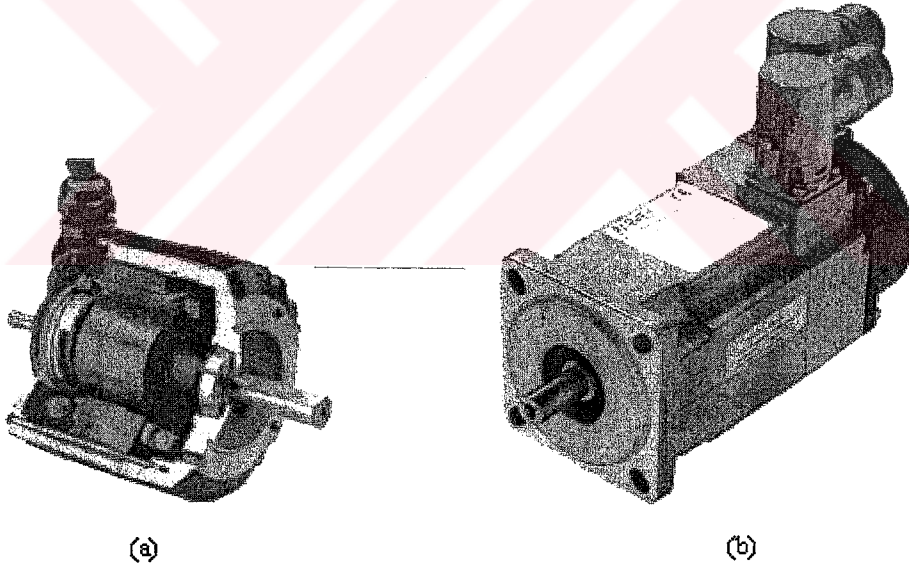
Bölüm 5’de, tasarlanan denetleyici ve deney düzeneği ile, FSDAM’ın hız ve konum denetimine ilişkin çeşitli çalışma koşullarında elde edilen benzetim ve deney sonuçları verilmiştir. Geleneksel denetleyici ve BSD yapılarından elde edilen deney sonuçları, hem hız hem de konum için karşılaştırmalı olarak sunulmuş, elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

Bölüm 6’da ise, tasarlanan denetleyici ile elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar yorumlanarak, çalışma alanına kattığı faydalar belirtilmiştir. Bu bölümde ayrıca, konu ile ilgili çalışma yapacak olan kişilere yönelik öneriler yapılmıştır.

2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI

2.1. Giriş

Bilindiği gibi klasik DA motorları yüksek verime sahiptir ve karakteristikleri bu motorları servo motorlar gibi kullanım için uygun hale getirmiştir. Ancak, klasik DA motorlarının, aşınma ve ısınmadan dolayı sıklıkla arıza oluşturmaları, komütasyon ve fırçalara ihtiyaç duymaları ve sürekli bir şekilde bakım gerektirmeleri nedeniyle endüstriyel uygulamalarda kullanım alanları giderek daralmaktadır (2). Endüstride kullanılan klasik DA motorlarının yerini, anahtarlamanın elektronik olarak gerçekleştirildiği ve bakım gerektirmeyen FSDAM almıştır. Şekil 2.1’de endüstride yaygın olarak kullanılan bir FSDAM’ın iç ve dış görünümü verilmiştir.

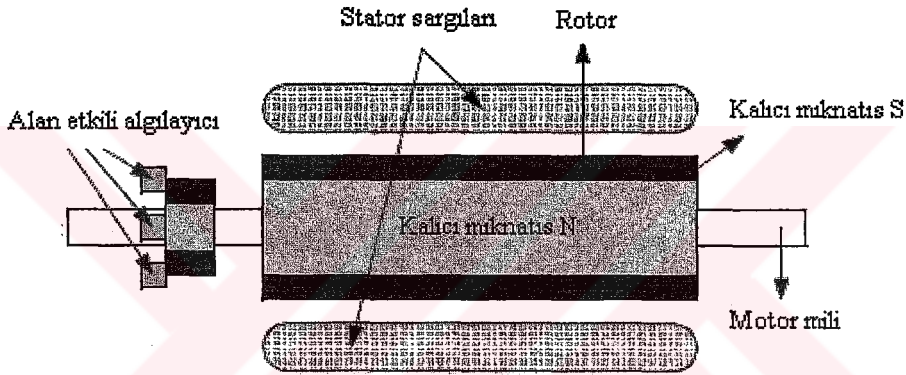


Şekil 2.1. Endüstri alanında kullanılan bir FSDAM
a) İç görünümü b) Dış görünümü

Bu bölümde, FSDAM’ın temel yapısı, sınıflandırılması, çalışma prensibi, moment/hız karakteristiği, kullanım alanları hakkında bilgi verilmiş ve matematiksel modeli oluşturularak vektör denetiminde kullanılacak referans düzlem dönüşüm denklemleri çıkartılmıştır.

2.2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Yapısı

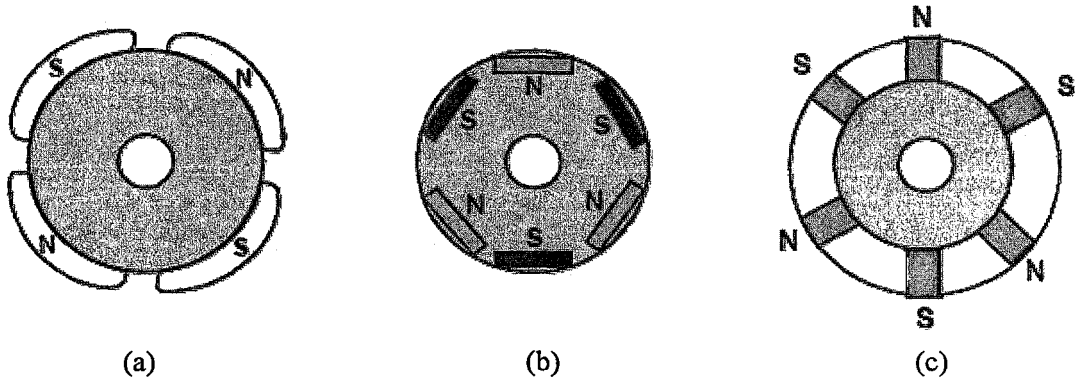
FSDAM'ın stator devri ile rotor devri arasında asenkron motorlarda olduğu gibi bir kayma söz konusu olmadığından, senkron motorların bir çeşidi olarak da düşünülebilir. Şekil 2.2'de FSDAM'ın yapısı görülmektedir. Şekilde de görüldüğü gibi FSDAM; manyetik akının kaynağı olan ve kalıcı mıknatıstan oluşan rotor, faz sargılarının bulunduğu stator, rotorla stator arasında bulunan hava aralığı, rotorun hız ve konumunu belirleyen algılayıcılar, mil ve taşıma sisteminden oluşmaktadır (6).



Şekil 2.2. FSDAM'ın yapısı

FSDAM'ın rotoru, diğer motor çeşitlerinde olduğu gibi dönen kısımdır. Motorun uyarım akısı, rotora özel olarak yerleştirilen kalıcı mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Kullanılan kalıcı mıknatıslar, bir kez mıknatıslandıktan sonra manyetik enerjiyi depo etme özelliğine sahiptir. Kalıcı mıknatıslar metal ve seramik türden olabilirler. Rotor kutuplarında en çok AlNiCo (Alimunium-Nicel-Cobalt), Ferit, SmCo (Samarium-Cobalt) ve NdBF_e (Neodymium-Boron-Ferit) gibi manyetik malzemeler kullanılır. Bu alaşımların bazılarının kalıcı mıknatıs özellikleri yüksek, ve mekanik dayanıklılıkları fazlayken, bazılarının ise mıknatıslanma eğrileri oldukça doğrusaldır. Örneğin, NdBF_e tipi kalıcı mıknatıslar pahalı olmalarına karşın ağırlık/hacim oranına göre ürettikleri moment oldukça fazladır. Bu nedenle, NdBF_e tipi kalıcı mıknatıslar AlNiCo kalıcı mıknatıslara göre daha fazla bir enerji üretimine sahiptir (33).

FSDAM'ın rotor kısmında kullanılan çeşitli rotor tipleri Şekil 2.3'de görülmektedir.



Şekil 2.3. FSDAM'da kullanılan rotor çeşitleri

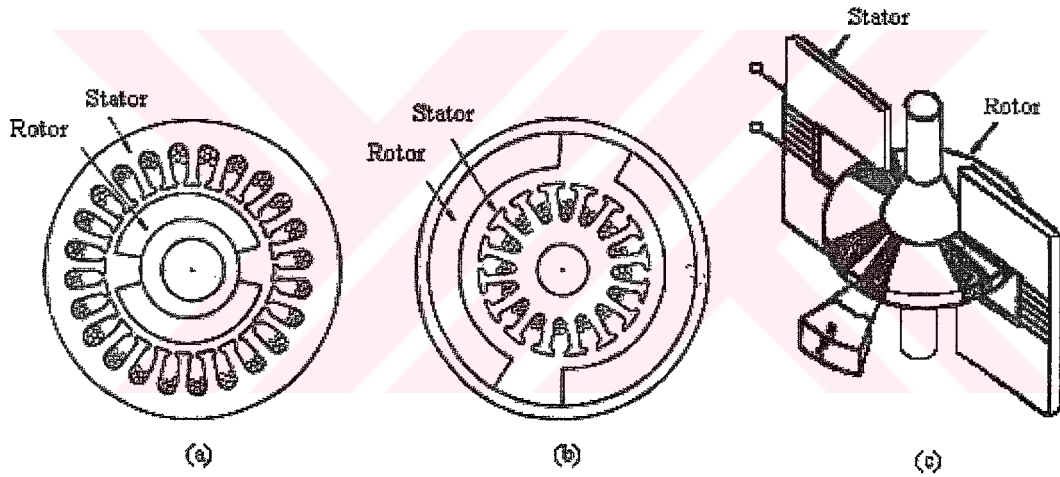
- a) Kalıcı mıknatıs rotor milinin yüzeyine yerleştirilmiş
- b) Kalıcı mıknatıs rotor gövdesinin içine yerleştirilmiş
- c) Kalıcı mıknatıs oyuklara yerleştirilmiş

Şekil 2.3(a)'da aksenal olarak yerleştirilen kalıcı mıknatıslar, çelik nüveli rotor yapısı üzerine yerleştirilir. Kalıcı mıknatıstan oluşan malzemenin bağıl geçirgenliği 1'e yakın olduğu için, hava aralığına benzer bir davranış gösterir. Bundan dolayı etkin hava aralığı geniştir ve endüktans oldukça düşüktür. Bu rotor tipinde d-q eksenlerinin endüktansları eşittir. Ayrıca mıknatıslanma akımı düşük olduğundan stator etkileşimi de ihmal edilebilir (34).

Şekil 2.3(b)'de, kalıcı mıknatısın rotor gövdesinin içine yerleştirildiği rotor şekli görülmektedir. Bu rotor tipinde mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile kaplı olduğundan, relüktans momentinin oluşması kaçınılmazdır. Ayrıca bu rotor yapısında q eksenini endüktansı d eksenini endüktansına oranla daha büyüktür ve endüktans, rotor konumuna bağlı olarak değişir. Bu rotor çeşidi, kalıcı mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği rotor tipine göre daha yüksek bir pik momenti üretir.

Şekil 2.3(c)'de kalıcı mıknatıslar rotor oyuklarına yerleştirilmiştir. Şekil 2.3(b)'den farklı olarak bu rotor şeklinde, akı yolu oluşturmak amacı ile kalıcı mıknatısın etrafı manyetik olmayan malzeme ile kaplanmıştır.

Stator, FSDAM'ın duran kısmıdır ve nüve ve sargılardan oluşur. FSDAM'ın statorunda kullanılan nüve, yumuşak manyetik çeliğin paketlenmesiyle şekillendirilir. Nüve içerisinde stator sargılarının yerleştirilmesi için oyuklar açılır. Sargıların statorda yer alması, sargılarda meydana gelen ısıyı en etkin şekilde dışarı aktararak motorun daha hızlı soğumasını sağlamaktadır. Şekil 2.4'de FSDAM'da kullanılan stator şekilleri görülmektedir. Şekil 2.4(a) yüksek hız ve moment istenen uygulamalarda, Şekil 2.4(b) salınım istenmeyen ve sabit hız gerektiren disket sürücülerinde Şekil 2.4(c) ise videolarda yaygın olarak kullanılan stator çeşitleridir. FSDAM'ın stator sargıları bir, iki veya üç fazlı olarak imal edilmektedir. Ancak endüstri alanında üç fazlı FSDAM yaygın olarak kullanılmaktadır.



Şekil 2.4. FSDAM'da kullanılan stator çeşitleri

- a) Stator sargıları dış kısımda
- b) Stator sargıları iç kısımda
- c) Disk tipi

FSDAM'da hava aralığı; stator ile rotor arasında bulunan dairesel bir boşluktur. Hava aralığının motor verimine etkisi diğer motor çeşitlerinde olduğu gibi bu motorlarda da oldukça etkilidir. Hava aralığının fazla olması kalıcı mıknatısın oluşturduğu manyetik akının etkisinin azalmasına ve dolayısıyla motor tarafından üretilen momentin düşmesine neden olmaktadır.

FSDAM'ın hız ve konumunu algılayan elemanlar, klasik DA motorlarında kullanılan fırça ve kollektör kaynaklı sorunları ortadan kaldırarak, FSDAM'a önemli bir üstünlük kazandırmaktadır. FSDAM'ın rotor hızını ve konumunu tespit etmek amacıyla, genellikle enkoder haricinde, iki tip algılayıcı elemanı daha kullanılmaktadır (35):

- * Optik algılayıcılar,
- * Manyetik algılayıcılar.

Optik algılayıcılar, yapı itibariyle ışık kaynağı olan led ve foto diyot çiftinden oluşur. Led diyotun yaydığı ışık, uygun zamanlarda fotodiyotu aktif duruma geçirir. Bu sayede foto diyot, bir sargıyı denetim eden güç anahtarını ilettime geçirir. Optik algılayıcılar, mil üzerine monte edilen bir disk ve mil konumuna göre ışığı kesilen optik elemanlardan oluşur.

Manyetik algılayıcılarda ise rotorun konumunu belirlemek için, bir sargı ya da alan etkili eleman kullanılır. FSDAM'da genelde üç adet alan etkili eleman kullanılmaktadır. Alan etkili elemanlar motorun sabit kısmına yerleştirilmekte ve doğal olarak bu durum, stator ve rotor arasındaki hava aralığının artmasına ve motorun ürettiği momentin düşmesine neden olmaktadır. Manyetik algılayıcılarda kullanılan manyetik sargı ise, motor üzerinde uygun bir yere sabitlenmekte ve etkisinde kaldığı rotor ile birlikte dönen bir mıknatısın konumuna göre bir çıkış gerilimi üretmektedir.

2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Sınıflandırılması

FSDAM'ın uygulamaları kadar, şekil ve ölçülerinin de fazla çeşitlilik göstermesinden dolayı, bu tip motorlarda belirli bir sınıflandırma yapılamamaktadır. Ancak, rotorun statorda meydana getirdiği zıt Elektromotor Kuvveti (EMK) dalga veya sargılara uygulanan akımın dalga şekli düşünüldüğünde, FSDAM'ın genel kabul görmüş iki çeşidi bulunmaktadır: Sinüsoidal dalga biçimli FSDAM ve yamuk dalga biçimli FSDAM (36).

2.3.1. Fırçasız doğru akım motorlarında zıt elektromotor kuvveti

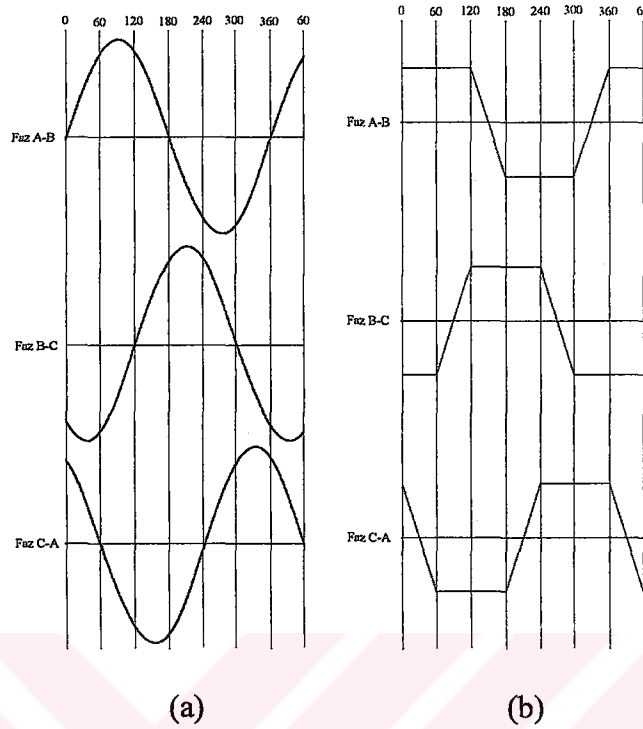
Rotoru döndürülen FSDAM'ın, her bir stator sargısı zıt EMK olarak isimlendirilen bir gerilim oluşturur. Lenz Kanunu'na göre, bu gerilimin yönü sargılara uygulanan gerilimle ters yöndedir. Bu motorlarda zıt EMK'yı etkileyen üç faktör bulunmaktadır. Bunlar;

- * Rotor açısal hızı,
- * Rotorda bulunan kalıcı mıknatısların oluşturduğu manyetik alan,
- * Stator sargılarının sarım sayısı.

Zıt EMK sabiti, genellikle motorun etiket bilgilerinde ya da teknik özelliklerinde verilir. FSDAM'ın statorda meydana gelen zıt EMK'nın dalga şekli iki biçimde olmaktadır: Sinüsoidal dalga biçimli zıt EMK ve yamuk dalga biçimli zıt EMK.

* Sinüsoidal dalga biçimli zıt EMK: Motorun ürettiği zıt EMK'nın dalga şekli sinüsoidal şeklindedir ve buna uygun olarak sinüsoidal besleme akımına ihtiyaç duyar (Şekil 2.5a). Sinüsoidal zıt EMK elde edebilmek için ya stator sargısı akılarının hava aralığında sinüsoidal olarak dağılması ya da rotor tarafından üretilen manyetik akı yoğunluğunun hava aralığında sinüsoidal olarak dağılması gerekmektedir. Bu tip dalga şeklinde moment dalgalanmaları oldukça düşüktür.

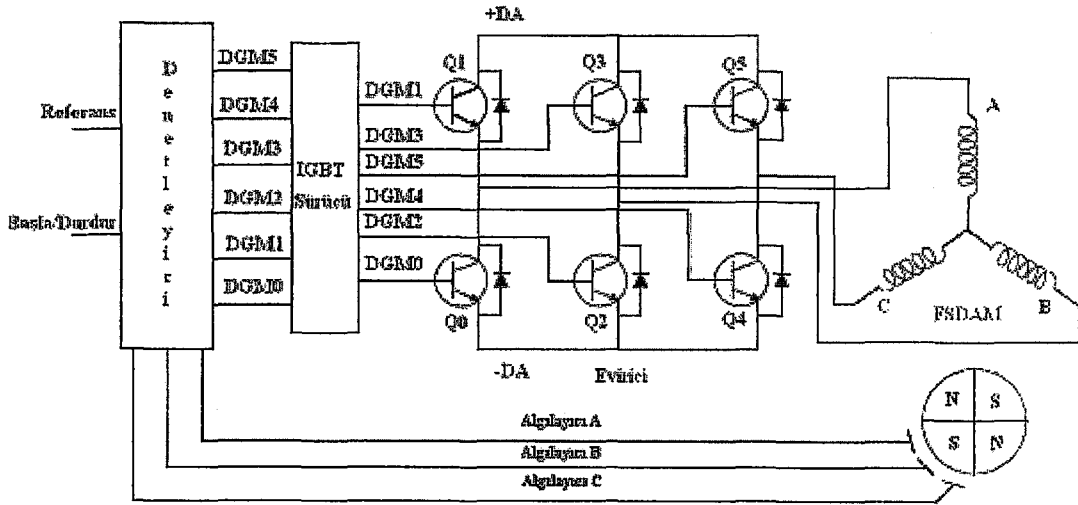
* Yamuk dalga biçimli zıt EMK: Motorun ürettiği zıt EMK'nın dalga şekli yamuk şeklindedir (Şekil 2.5b). Bir sargı pozitif akım taşırken diğer sargı negatif akım taşır. Sargılar genellikle yıldız-bağlıdır ve rotor mıknatısları rotor çevresini tamamen kaplar. Bu tip motorlar kare dalga şeklinde akım beslemesine ihtiyaç duyarlar (36, 37).



Şekil 2.5. Zıt EMK dalga şekilleri
a) Sinüsoidal dalga biçimli zıt EMK
b) Yamuk dalga biçimli zıt EMK

2.4. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Çalışma Prensibi

Şekil 2.6'da görülen denetleyici, alan etkili algılayıcılardan aldığı bilgilere göre, rotorun bir sonraki konuma gidebilmesi için gerekli olan denetim bilgisini üretir. Denetim devresinde üretilen bilgiler, FSDAM sürücü devresindeki güç anahtarlarını sırası ile iletme ve kesime götürerek, motor sargılarından bir akımın geçmesine neden olur. Rotor kutupları sabit olduğundan dolayı, stator kutupları uygulanan gerilimin frekansına göre sürekli olarak değişir ve döner bir alan oluşumuna neden olur. Rotor kutuplarının oluşturduğu alan ile stator döner alanı motorun dönüşü için gerekli momenti üretir. Şekil 2.6'daki denetleyici tarafından kontrol edilen güç anahtarları (Q0-Q5), kullanılacak motorun akım ve gerilim değerlerine göre MOSFET, IGBT veya başka bir transistör olabilir.

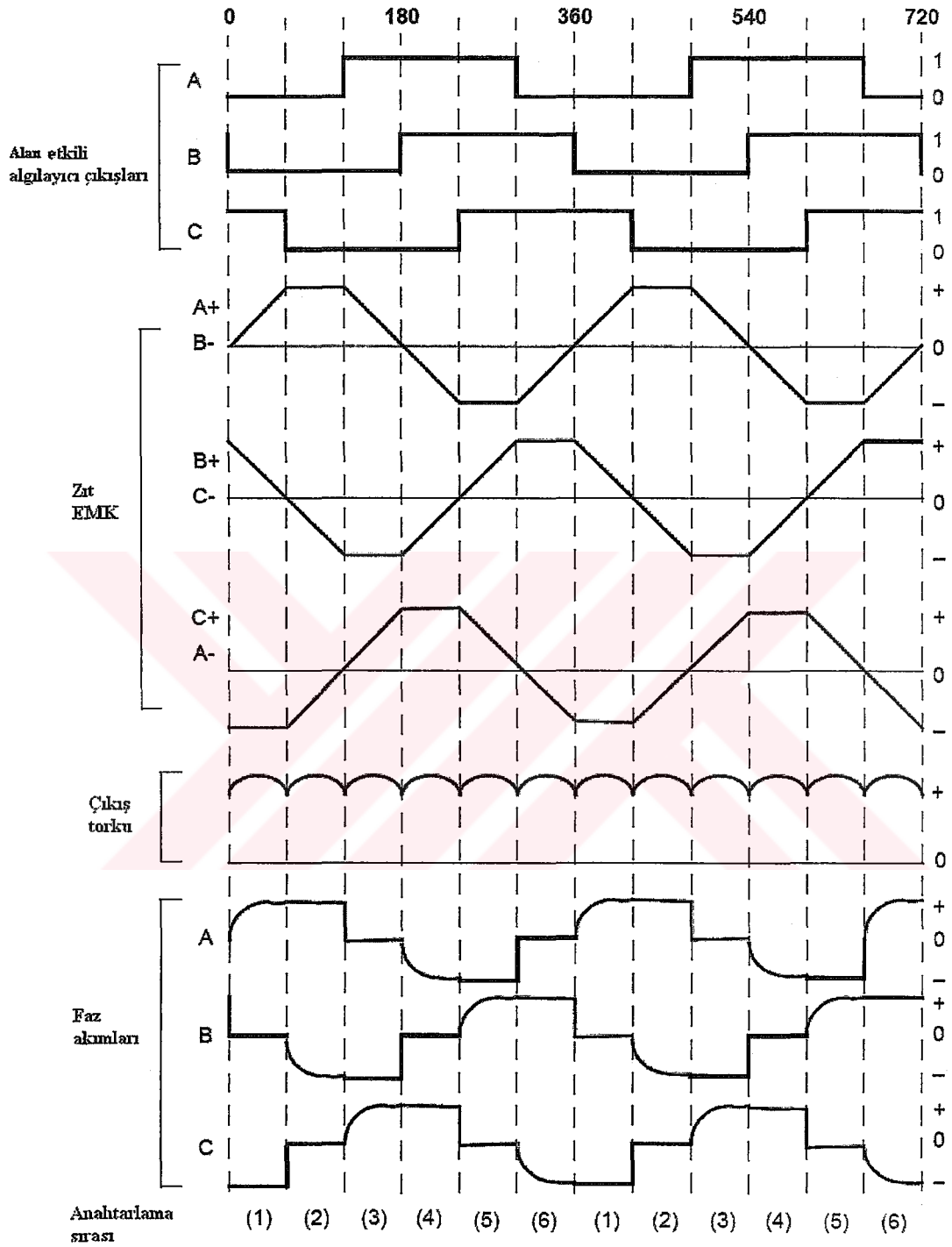


Şekil 2.6. FSDAM'ın çalışma prensibi

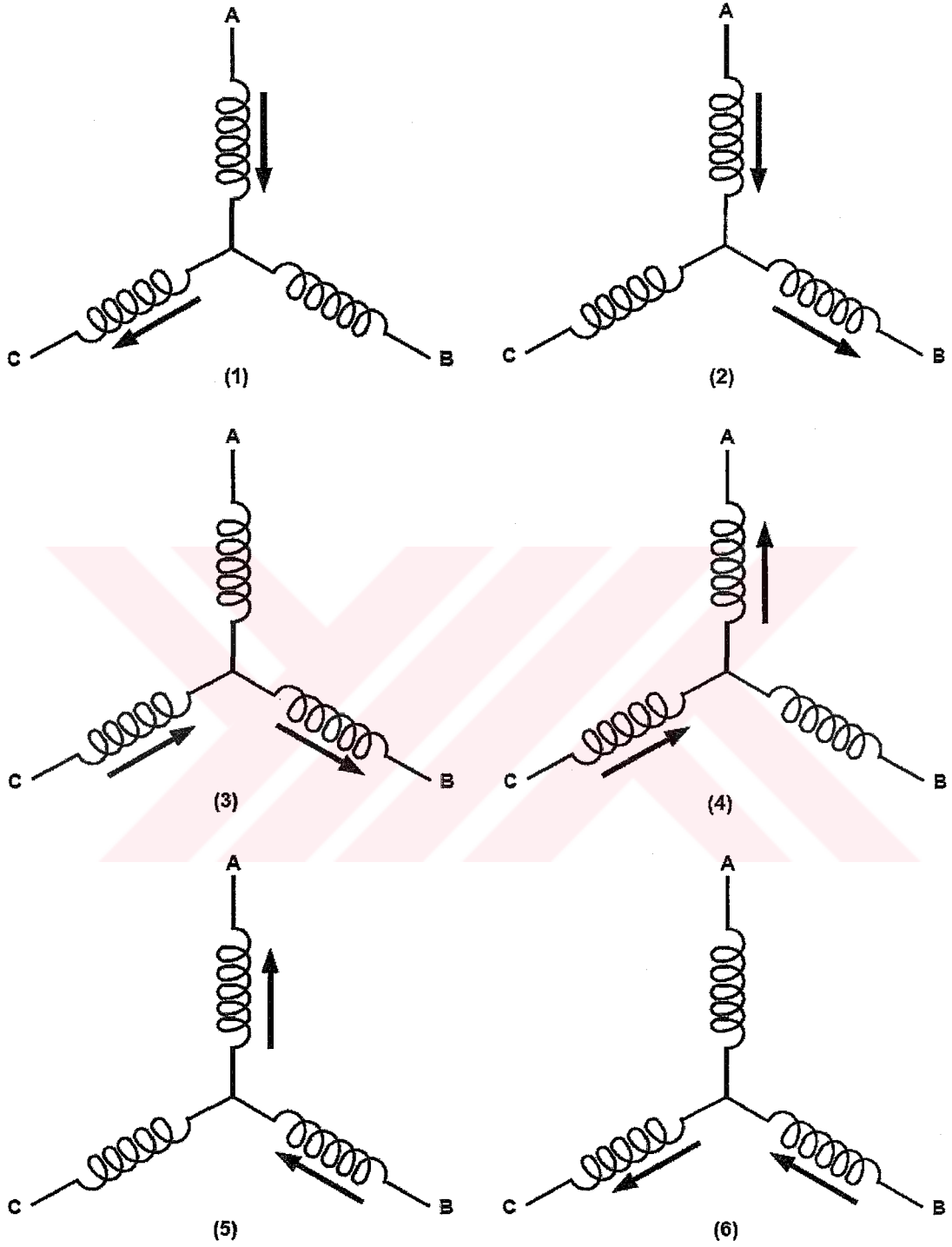
Şekil 2.7'de bir mekaniksel devir için faz akımları ile zıt EMK ve alan etkili algılayıcı sinyalleri görülmektedir. Şekilde her 60°'lik elektriksel dönüş için alan etkili algılayıcılardan biri konumunu değiştirmektedir. Bu işlemle, bir elektriksel dönüşü tamamlamak için altı adım alınmış olur. Her adımda bir faz akımlarının anahtarlanması güncellenir. Şekil 2.7'den görüldüğü gibi motorun bir devri için, elektriksel olarak iki devir gerekmektedir. Mekanik hız (ω_m) ile elektriksel hız (ω_r) arasında kutup sayısına (P) bağlı olarak Eş. 2.1'deki gibi bir ilişki bulunmaktadır.

$$\omega_r = 0.5P\omega_m \quad [2.1]$$

Şekil 2.8'de verilen sargı enerjilenme sıraları alan etkili algılayıcı çıkışları ile uyumlu bir şekilde çizilmiştir.



Şekil 2.7. FSDAM'ın alan etkili algılayıcı, zıt EMK, çıkış momenti ve faz akımları sinyalleri



Şekil 2.8. FSDAM'ın stator faz sargıları enerjilenme sıraları

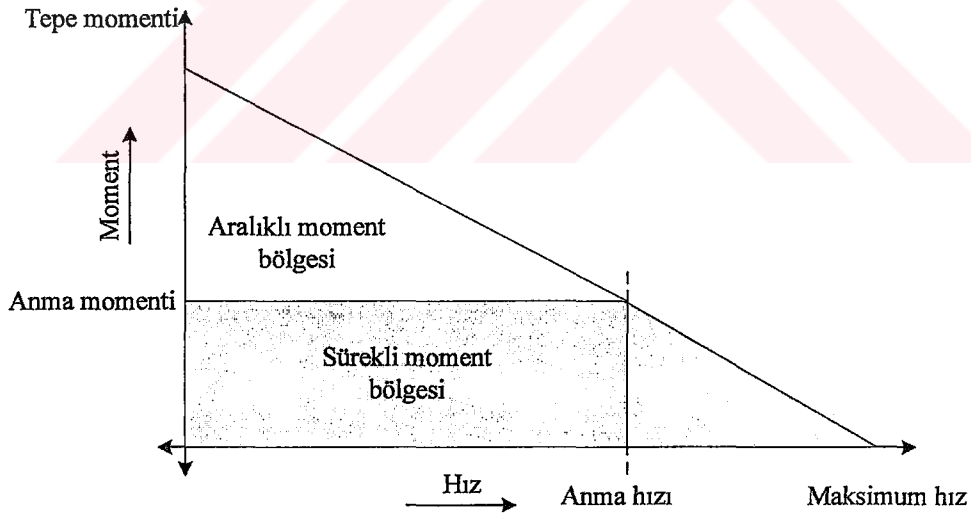
Şekil 2.6'daki güç anahtarları, alan etkili algılayıcılar ve faz akımlarının altı durum için iletim ve kesim sıraları Çizelge 2.1'de verilmiştir.

Çizelge 2.1. Güç anahtarları, alan etkili algılayıcılar ve faz akımlarının iletim ve kesim sıraları

Durum	Alan etkili algılayıcı girişi			Aktif DGM sinyalleri		Faz akımları		
	A	B	C			A	B	C
1	0	0	1	DGM1(Q1)	DGM4(Q4)	DA+	0	DA-
2	0	0	0	DGM1(Q1)	DGM2(Q2)	DA+	DA-	0
3	1	0	0	DGM5(Q5)	DGM2(Q2)	0	DA-	DA+
4	1	1	0	DGM5(Q5)	DGM0(Q0)	DA-		DA+
5	1	1	1	DGM3(Q3)	DGM0(Q0)	DA-	DA+	0
6	0	1	1	DGM3(Q3)	DGM4(Q4)	0	DA+	DA-

2.5. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Moment/Hız Karakteristiği

Şekil 2.9'dan görüldüğü gibi, FSDAM yapısından dolayı, diğer motor çeşitlerine göre çok düzgün bir moment/hız karakteristiğine sahiptir (36).



Şekil 2.9. FSDAM'ın moment/hız karakteristiği

Şekil 2.9'da hızın doğrusal artması sonucu, momentin de doğrusal olarak azaldığı görülmektedir. FSDAM sürekli çalışma boyunca, anma momentine kadar rahatlıkla yüklenebilmektedir.

2.6. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Diğer Motor Çeşitleri ile Karşılaştırılması

FSDAM, aynı güçteki fırçalı DA motorlarına ve asenkron motorlara göre bir çok üstünlüğe sahiptir. FSDAM bakım gerektirmediği için diğer motorlara oranla çok daha uzun ömürlüdür. FSDAM'ın rotoru, kalıcı mıknatıstan oluştuğu için rotor kayıpları yoktur ve asenkron motor ve fırçalı DA motorlarına göre denetimi daha kolaydır. FSDAM'ın fırçalı DA motorlarına ve asenkron motorlarına göre karşılaştırılması Çizelge 2'de ayrıntılı olarak yapılmıştır.

Çizelge 2.2. FSDAM'ın fırçalı DA motora ve asenkron motora göre üstünlükleri

Üstünlük	FSDAM	Fırçalı DA Motor
Anahtarlama	Elektronik anahtarlama	Fırçalı anahtarlama
Bakım	Çok az bir bakım	Periyodik bakım gerektirir
Ömür	Oldukça uzun	Kısa
Hız/Moment karakteristikleri	Düzgün	Kısmen düzgün. Yüksek hızlarda fırça arkı artar.
Verim	Yüksek	Kısmen yüksek
Çıkış gücü/Boyut	Yüksek	Kısmen yüksek/düşük
Rotor eylemsizliği	Düşük	Yüksek
Hız aralığı	Yüksek	Düşük, Fırçalar mekaniki sınırı zorlar.
Elektriksel gürültü	Düşük	Yüksek
Kurulum fiyatı	Yüksek	Düşük
Denetim	Karışık ve pahalı	Kolay ve ucuz
Denetim ihtiyaçları	Değişken hız uygulamalarında	Değişik hızlarda denetleyiciye ihtiyaç varken sabit hızlarda denetleyiciye ihtiyaç yoktur
Üstünlük	FSDAM	Asenkron Motor
Hız/Moment karakteristikleri	Düzgün	Doğrusal değil, düşük hızlarda düşük moment
Çıkış gücü/Boyut	Yüksek	Kısmen yüksek
Rotor eylemsizliği	Düşük	Yüksek, düşük dinamik karakteristik
Başlatma akımı	Anma akımı, özel başlatma devreleri içermez	Anma akımının yaklaşık yedi katına çıkabilir
Denetim İhtiyaçları	Denetleyici değişken hız uygulamalarında kullanılabilir	Sabit hızlarda değil de değişik hızlarda denetleyiciye ihtiyaç vardır
Kayma	Yok	Var

2.7. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Kullanım Alanları

2.7.1. Sabit yük uygulamaları

Bu tür endüstriyel uygulamalarda, set edilen yani istenilen referans hızın sabit kalmasını muhafaza etmek çok önemlidir. Bununla birlikte, motorun hızlanma ve yavaşlama süreleri dinamik olarak değişmemelidir. Bu tür uygulamalarda, yük doğrudan motor miline bağlıdır ve açık çevrim denetim gerçekleştirdikleri için denetim yapıları diğer uygulamalara oranla ucuzdur.

2.7.2 Değişken yük uygulamaları

Bu tür endüstriyel uygulamalarda, yüksek hız denetim doğruluğu ve iyi bir dinamik cevap arzu edilir. Ev uygulamaları içinde kullanılan, çamaşır makineleri, kurutma makineleri ve kompresörler bu tür uygulamalara örnek olarak verilebilir. Otomobil uygulamaları içinde ise yakıt pompası denetimi, elektronik direksiyon denetimi ayrıca elektrik motor denetimleri bu uygulamalar için iyi bir örnek teşkil eder. Hava-uzay uygulamaları içinde, santrifuj ayırmada, pompalarda, robot uygulamalarında ve jiroskop denetimlerinde FSDAM yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu uygulamalar kapalı çevrim hız devrelerine ve ileri bir denetim algoritmasına ihtiyaç duyarlar. Bu tür endüstriyel uygulamalarda kullanılmak üzere, bu tez çalışmasında modern bir denetim tekniği tasarlanmıştır.

2.7.3. Konum uygulamaları

Otomasyon ve endüstriyel uygulama çeşitlerinin çoğu bu sınıf altında toplanır. Bu uygulamalarda hız ve momentin dinamik cevabı önemlidir. Konum uygulamalarında doğal olarak yine kapalı çevrim denetim kullanılmaktadır. Denetleyici yapıları karışık olmakla birlikte üç çeşit denetim döngüsü kullanılır: Moment denetim döngüsü, hız denetim döngüsü ve konum denetim döngüsü. Bu uygulamalarda motorun gerçek hız ve konumunun ölçümü için enkoder haricinde optik algılayıcı ya da resolver (sin-cos üretici) kullanılmaktadır. İşlemci denetimi, makine denetimi ve

taşıyıcı bant denetimi bu tür uygulamalara örnek olarak verilebilir. Bu tez çalışmasında tasarlanan denetleyici, FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimi istenen uygulamalara yönelik bir çalışmadır.

2.8. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Üç-faz Matematiksel Modeli

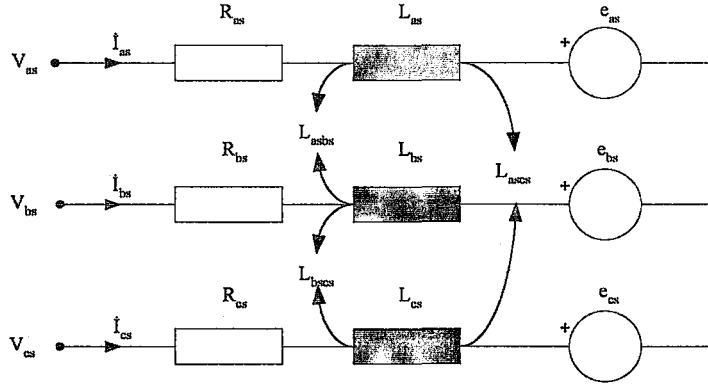
Elektrik motorlarının denetiminde genellikle motorun matematiksel modeline ihtiyaç duyulur. Bu işlem bir motorun dinamik benzetiminin yapılabilmesi, sistem maliyeti ve sistemin yapılan işe uygunluğunun görülmesi bakımından önemlidir. FSDAM'ın modellenmesinde genellikle üç çeşit yapı kullanılmaktadır. Bunlar, değişkenlerin stator referans düzleminde ifade edilmesi (üç-faz model), değişkenlerin rotor referans düzleminde ifade edilmesi (iki-faz d-q model) ve değişkenlerin iki-fazlı sabit düzleme aktarılması (iki-faz α - β model).

FSDAM'ın matematiksel modeli elde edilirken;

- * Üç-fazlı silindirik rotorlu olduğu,
- * Manyetik alanın doğrusal olduğu,
- * Stator ve rotor arasındaki hava boşluğunun sabit genişlikte olduğu,
- * Sürtünme kuvveti ve atalet momentinin sabit olduğu,
- * Stator sargılarının eşit dağılımlı, yıldız bağlı ve sinüsoidal gerilim üretecek şekilde 120° faz farkıyla statora yerleştirildiği,
- * Stator faz endüktanslarının ve dirençlerinin eşit olduğu,
- * Stator sargılarına, simetrik üç-fazlı sinüsoidal gerilim uygulandığı varsayımları yapılmıştır.

2.8.1. Stator Referans Düzleminde FSDAM Modeli (a-b-c model)

FSDAM'ın üç-faz eşdeğer devresi Şekil 2.10'daki gibi çizilebilir.



Şekil 2.10. FSDAM'ın üç-faz stator eşdeğer devresi

Şekil 2.10'da V_{as} , V_{bs} ve V_{cs} stator faz gerilimlerini, i_{as} , i_{bs} ve i_{cs} stator faz akımlarını, R_{as} , R_{bs} ve R_{cs} stator faz sargısı dirençlerini, L_{as} , L_{bs} ve L_{cs} stator faz sargısı özendüktanslarını, L_{asbs} , L_{bcs} ve L_{csa} stator fazları arasındaki karşılıklı endüktansları ve e_{as} , e_{bs} ve e_{cs} ise stator fazlarına ait zıt EMK'ları göstermektedir.

Şekil 2.10'daki eşdeğer devreden üç-fazlı FSDAM'ın gerilim denklemleri, matris formunda Eş. 2.2'deki gibi yazılabilir (38, 39).

$$\mathbf{V}_{abcs} = \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{i}_{abcs} + \mathbf{L}_{abcs} \frac{d\mathbf{i}_{abcs}}{dt} + \mathbf{e}_{abcs} \quad [2.2]$$

Eş. 2.2'de verilen matris formdaki gerilim denklemleri, açık formda Eş. 2.3'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} V_{as} &= R_{as} i_{as} + L_{as} \frac{di_{as}}{dt} + e_{as} \\ V_{bs} &= R_{bs} i_{bs} + L_{bs} \frac{di_{bs}}{dt} + e_{bs} \\ V_{cs} &= R_{cs} i_{cs} + L_{cs} \frac{di_{cs}}{dt} + e_{cs} \end{aligned} \quad [2.3]$$

Sinüsoidal manyetik akı dağılımlı üç-fazlı FSDAM'ın stator faz gerilimleri, durum uzayı formunda Eş. 2.4'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{as} & L_{asbs} & L_{ascs} \\ L_{bsas} & L_{bs} & L_{bscs} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad [2.4]$$

Dengeli üç-fazlı elektrik motorlarında stator dirençleri, sargı özendüktansları ve ortak endüktansları kendi aralarında birbirine eşittir (40). $R_s = R_{as} = R_{bs} = R_{cs}$, $L_s = L_{as} = L_{bs} = L_{cs}$, $M_s = L_{asbs} = L_{ascs} = L_{bscs}$ olduğundan dolayı bu değerler Eş. 2.4'de yerlerine konursa, Eş. 2.5 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad [2.5]$$

Eş. 2.5'deki zıt EMK, sinüsoidal akı dağılımlı motorlar için rotor açısal hızı ile kalıcı mıknatıs tarafından sağlanan ve Eş. 2.6'da verilen rotordaki manyetik akıya bağlıdır.

$$\begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = -\omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta_r + \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad [2.6]$$

Eş. 2.6'daki zıt EMK denklemleri Eş. 2.5'de yerine konursa motor gerilim eşitliği Eş. 2.7'deki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta_r + \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad [2.7]$$

Üç-fazlı dengeli motorlarda stator akımlarının toplamı sıfır olduğundan ($i_a + i_b + i_c = 0$) dolayı a fazına ait akım değeri $i_a = -(i_b + i_c)$ olur ve Eş. 2.7 yeniden düzenlenirse Eş. 2.8. elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta_r + \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad [2.8]$$

Eş. 2.8. durum uzayı formunda düzenlenip tekrar yazılırsa, FSDAM eşitliklerinin sayısal çözümünü yapmada kullanılan Eş. 2.9 elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L_s - M_s)} \left\{ \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta_r + \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \right\} \quad [2.9]$$

FSDAM'ın ürettiği elektromanyetik moment denklemi, çıkış gücünün mekanik açısal hız oranından Eş. 2.10'daki gibi yazılabilir.

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} \quad [2.10]$$

Eş. 2.10'da verilen P_e , açık biçimde Eş. 2.11'deki gibi tekrar yazılabilir.

$$P_e = e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs} \quad [2.11]$$

Eş. 2.11, Eş. 2.10'da yerine yazılırsa Eş. 2.12 elde edilir.

$$T_e = \frac{e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}}{\omega_r} \quad [2.12]$$

FSDAM'ın mekanik açısal hız elektriksel açısal hız cinsinden Eş. 2.13'deki gibi elde edilebilir.

$$\omega_m = \frac{2\omega_r}{P} \quad [2.13]$$

Motorun kutup sayısı da dikkate alınarak, stator devresi büyüklüklerine göre döner sistemin dinamik denklemi, Eş. 2.14'deki gibi yazılabilir.

$$T_e = -\left(\frac{P\Psi_m}{2}\right)\left[i_{as} \sin \theta_r + i_{bs} \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{cs} \sin\left(\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right)\right] \quad [2.14]$$

Motor dinamik eşitlikleri cinsinden elektromanyetik moment, Eş. 2.15 ile ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{2J}{P} \frac{d}{dt} \omega_r + \frac{2}{P} B \omega_r + T_y \quad [2.15]$$

Eş. 2.15 düzenlenerek elektriksel açısal hız durum uzayı formunda Eş. 2.16'deki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \left(\frac{P}{2J}\right)\left[T_e - B\left(\frac{2}{P}\right)\omega_r - T_y\right] \quad [2.16]$$

FSDAM'ın açısal konumu, açısal hızın integrali olduğundan, motorun açısal konumu Eş. 2.17'deki gibi yazılabilir.

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt \quad [2.17]$$

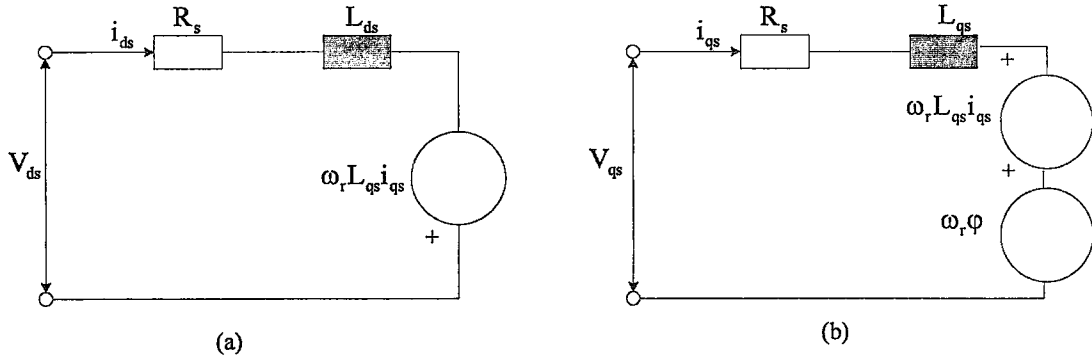
Yukarıda verilen eşitliklerden, motora ait dinamik durum eşitliği, Eş. 2.18'deki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s - M_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s - M_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s - M_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s - M_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s - M_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s - M_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ T_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s - M_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s - M_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s - M_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}$$

FSDAM'ın stator referans düzlemine göre analizi Eş. 2.18'den faydalanılarak yapılabilir. Yamuk tip zıt EMK dalga şekline sahip FSDAM'da stator ve rotor arasındaki karşılıklı endüktanslar sinüsoidal olarak değişmediğinden dolayı bu motorların analizini referans düzlemine dönüştürerek yapmak oldukça zordur. Bu nedenle bu tip motorların benzetim çalışmaları stator denklemleri ile incelenmeye çalışılır. Ancak sinüsoidal tip zıt EMK dalga şekline sahip FSDAM'da, stator eşitliklerinin referans düzlemine dönüştürülüp yapıldığı incelemeler, daha kolay ve başarılı yaklaşım sonuçlarına götürmektedir.

2.8.2. Rotor referans düzleminde FSDAM modeli (d-q model)

Bu modelde, sabit düzlemdeki stator değişkenleri dönen rotor düzlemine aktarılır. Bu sayede, eşitliklerin derecesi indirgenerek çözümleri daha hızlı olur ve FSDAM'ın vektör denetimi gerçekleştirilebilir (41). Ayrıca bu model, yabancı uyarımlı DA motor modeline benzemektedir ve motor denetim yapısı bu model kullanılarak gerçekleştirilir. Bu modelde referans düzleminin hızının bilinmesi gereklidir.



Şekil 2.11. Rotor referans düzleminde FSDAM modeli

a) d-ekseni eşdeğer devresi b) q-ekseni eşdeğer devresi

Şekil 2.11’de FSDAM’ın rotor referans düzleminde eşdeğer devresi görülmektedir. Burada akım ve gerilim eşitlikleri üç-fazdan iki-faza Park dönüşümü kullanılarak aktarılmaktadır. SIMULINK’te hazırlanan dönüşüm denklem dosyaları Ek-1’de ayrıntılı olarak verilmiştir. Şekil 2.12’den elde edilen FSDAM’ın rotor referans düzleminde stator gerilim eşitlikleri Eş. 2.19 ve Eş. 2.20’deki gibi elde edilebilir.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_r L_{qs} i_{qs} + L_{ds} \frac{d(i_{qs} + \varphi)}{dt} \quad [2.19]$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_r L_{ds} i_{ds} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi \quad [2.20]$$

$\frac{d}{dt} \varphi = 0$ olduğundan dolayı Eş 2.19 ve Eş 2.20 yeniden düzenlenirse Eş. 2.21 ve Eş.

2.22 elde edilir.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_r L_{qs} i_{qs} + L_{ds} \frac{di_{qs}}{dt} \quad [2.21]$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_r L_{ds} i_{ds} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi \quad [2.22]$$

Eş. 2.21 ve Eş. 2.22 düzenlenerek durum-uzay formunda yazılacak olursa Eş. 2.23 elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_{qs} \\ L_{ds} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - \frac{P\omega_r}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ \phi \end{bmatrix} \right\} \quad [2.23]$$

FSDAM'ın ürettiği elektromanyetik moment ise Eş. 2.24'deki gibi elde edilir.

$$T_e = 0.75P \left[\phi i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs} i_{ds} \right] \quad [2.24]$$

FSDAM'da rotor manyetik akısı kalıcı mıknatıs tarafından karşılandığından ve rotor direnci çok yüksek olduğundan dolayı akımın mıknatıslanma bileşeni $i_{ds} = 0$ olur. Ayrıca mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği motorlarda salınım olmadığından ötürü, d ve q eksenli endüktansları birbirine eşittir. Buna göre Eş. 2.24 yeniden düzenlenirse motorun ürettiği elektromanyetik moment Eş. 2.25'deki gibi elde edilebilir.

$$T_e = 0.75 \phi i_{qs} \quad [2.25]$$

Eş. 2.25 Eş. 2.15'de yerine konulup tekrar düzenlenirse Eş. 2.26 elde edilir.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1.5P^2\phi i_{qs}}{8J} - \frac{B\omega_r}{J} - \frac{PT_L}{2J} \quad [2.26]$$

FSDAM'ın rotor referans düzlemi modeli, durum uzay formunda Eş. 2.27'deki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{qs}} & -\omega_r \frac{L_{ds}}{L_{qs}} & -\frac{\phi}{L_{qs}} & 0 \\ \omega_r \frac{L_{qs}}{L_{ds}} & -\frac{R_s}{L_{ds}} & 0 & 0 \\ \frac{3P^2\phi}{8J} & 0 & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P}{2J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ T_L \end{bmatrix} \quad [2.27]$$

Motorun elektriksel açısal hızı ve konumu Eş. 2.28 ve Eş. 2.29 kullanılarak elde edilir (42).

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{(T_e - B\omega_r - T_y)}{j} \quad [2.28]$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad [2.29]$$

2.8.3. İki-faz sabit referans düzlemde FSDAM modeli (α - β model)

İki-faz sabit referans düzlem modeli, elektrik motorlarının hız ve konum tahmininde kullanılan bir modeldir. Bu modelde değişkenler birbirinden 90° faz farklı sabit bir referans düzleme aktarılmaktadır. Eş. 2.3'deki stator akım ve gerilim değerleri üç-fazdan iki-faza dönüştürmek suretiyle Eş. 2.30'daki gibi elde edilebilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L_s - M_s)} \left\{ \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \right\} \quad [2.30]$$

İki-faz sabit düzlemde motorun ürettiği elektromoment ise Eş. 2.31'deki gibi bulunur.

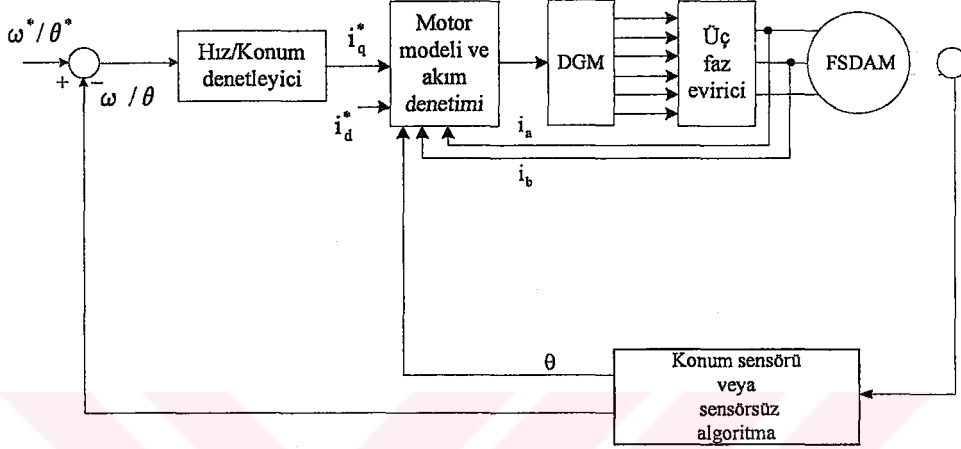
$$T_e = 0,75P[\varphi[-i_\alpha \sin \theta_r + i_\beta \cos \theta_r]] \quad [2.31]$$

2.9. FSDAM'ın Hız/Konum Denetimi

FSDAM'ın hız/konum denetiminde, genellikle doğrusal sistemlere uygulanan geleneksel yöntemler, basitliği ve gerçekleştirme kolaylığı nedeni ile tercih edilen bir denetim yöntemidir. Ancak, gürültü, faz kayması, eylemsizlik, doyum ve belirsiz girişlerin etkili olduğu doğrusal olmayan sistemlerde, geleneksel denetim yöntemleri, FSDAM'ın hız ve konum denetiminde yetersiz kalabilir.

FSDAM'lar, düşük ataletli fakat yüksek hız kabiliyetlerine sahip olduklarından dolayı, hassas hız ve konum denetimi istenen bir çok endüstriyel uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 2.12'de FSDAM'ın hız/konum denetimi için genel bir

blok diyagramı verilmiştir. Blok diyagramından da görüldüğü gibi sürücü sistemi üç fazlı FSDAM, 3 faz gerilim kaynaklı evirici ve hız ve konum ve akım denetleyici sisteminden oluşmaktadır (42).



Şekil 2.12. FSDAM'ın hız/konum denetimi için genel bir blok diyagramı

Şekil 2.12'de karşılaştırıcının girişleri referans ve gerçek hız ve konum değerleridir. İki büyüklük arasındaki farktan bir hata sinyali elde edilir. Elde edilen hata sinyali bir denetleyiciden geçirilerek, denetleyici çıkışından referans bir akım değeri elde edilir. FSDAM'ın rotoru kalıcı mıknatıstan oluştuğundan dolayı akımın mıknatıslama bileşeni i_d^* sıfır olarak alınır. Denetleyici çıkışından elde edilen referans i_q^* ve i_d^* akımları ters park dönüşümü ile referans faz akımlarına dönüştürülür. Elde edilen referans faz akımları ile motordan ölçülen gerçek akımlar bir akım denetleyiciden geçirilerek, akımların istenilen bir aralıkta sınırlandırılması gerçekleştirilir. Akım denetleyiciden alınan çıkış sinyalleri eviricinin sürülmesinde kullanılır. Böylece stator faz akımlarının, referans faz akımlarını izlemesi sağlanmış olur. Denetimli olarak sürülen eviricinin vereceği çıkışlar, FSDAM'ın stator faz sargılarını kontrollü bir şekilde besleyerek, hız ve konum denetiminin gerçekleştirilmesini sağlar.

3. BULANIK MANTIK, YAPAY SİNİR AĞLARI, BULANIK SİNİRSEL AĞ YAPILARI ve BULANIK SİNİRSEL DENETLEYİCİLER

3.1. Giriş

Bu bölümde, BM ve YSA ile ilgili gerekli genel bilgiler verilerek BSA yapıları ve BSD çeşitleri incelenmiştir.

3.2. Bulanık Mantık

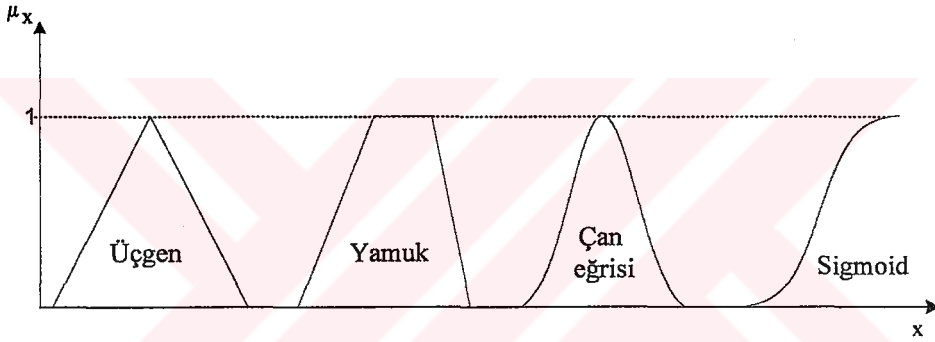
İnsanın düşünme ve karar verme yeteneğini matematiksel olarak modellemeyi amaçlayan BM, geleneksel var-yok mantığının yerine insan düşünce sisteminde bulunan “çok kısa”, “kısa”, “uzun” ve “çok uzun” gibi ara değişkenlerinin kullanımını esas almaktadır (14). BM işlemleri, sorunun analiz edilmesi ve tanımlanması, kümelerin ve mantıksal işlemlerin oluşturulması, bilgilerin bulanık kümelere dönüştürülmesi ve elde edilen sonuçların yorumlanması aşamalarından oluşmaktadır (43). Bir BM tasarımı, sistemin matematiksel modeline gerek duyulmaksızın bir uzman kişinin bilgi ve tecrübelerinden yararlanılarak gerçekleştirilebilir. Bulanık küme kuramında, klasik küme kuramındaki gibi bir değişken verilen kümenin ya elemanıdır yada elemanı değildir yaklaşımının aksine, değişkenlere üyelik fonksiyonları aracılığı ile $\{0,1\}$ aralığında üyelik dereceleri vererek, değişkenlerin bir kümeye kısmi üyeliği sağlanmaktadır (44, 45).

BM'nin başlıca uygulama alanları özellikle matematiksel modeli bilinmeyen, doğrusal olmayan ve zamanla değişen parametrelere sahip sistemlerdir. Bu yüzden BM, özellikle sistemlerin matematiksel modeline gereksinim duymaması ve içerisinde uzman bilgisini barındırması nedeniyle denetim sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılmıştır (46-49).

BM'de kural tablosu ve üyelik fonksiyonları oluşturulurken uzman bir kişinin tecrübelerinden faydalanılır. Üyelik fonksiyonları kullanılarak, sözel değişkenlere

sözel değerler verilir, bu değişkenlerin bulanık kümelerdeki üyelik dereceleri belirlenir. Bulanık mantık sisteminde sözel değerler karar verme aşamasında kullanılmaktadır. Bu değerler sözel EĞER-O HALDE kurallarının ön koşulları ile eşleşirler. Her bir kuralın sonucu, girişlerin üyelik dereceleri kullanılarak durulama işleviyle sayısal bir değer elde edilerek belirlenir (50).

BM'de çok sayıda üyelik fonksiyonu olmakla beraber pratikte en fazla Şekil 3.1'de verilen üçgen, yamuk, çan eğrisi, ve sigmoid tip üyelik fonksiyonları kullanılmaktadır (51).



Şekil 3.1. Üçgen, yamuk, çan eğrisi ve sigmoid üyelik fonksiyonları

BM'de x değişkenlerinin oluşturduğu X evrensel kümesindeki, A bulanık kümesi Eş. 3.1'deki gibi tanımlanabilir.

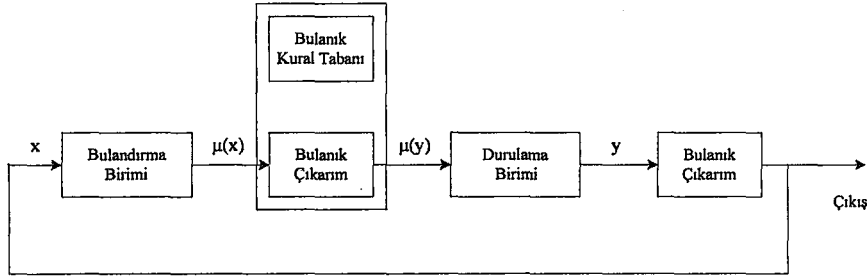
$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \quad [3.1]$$

Eş. 3.1'de $\mu_A(x)$, A bulanık kümesinin üyelik fonksiyonudur. Bu fonksiyon x 'in her bir elemanına $\{0,1\}$ aralığında üyelik derecesi verir (52).

3.2.1. Bulanık mantık denetleyiciler

Denetlenecek sistemin karmaşık bir yapıya sahip olduğu ve klasik yöntemlerle analizinin yapılamadığı durumlarda, BM denetleyici uygun bir denetim yöntemi olarak kullanılabilir. BM denetleyicilerde amaç, herhangi bir sistemin karmaşık

matematiksel modeli yerine, uzman bir kişinin tecrübelerinden faydalanmaktır. Bir bulanık denetleyicinin yapısı Şekil 3.2’de görüldüğü gibi dört bölümden oluşmaktadır. Bu bölümler; bulandırma birimi, kural tabanı, bulanık çıkarım ve durulama birimidir (14).



Şekil 3.2. Bulanık Mantık denetleyici yapısı

BD’nin giriş değişkenleri olarak sistem durum değişkenleri, durum değişkenlerinin hataları, türevleri ve integralleri kullanılabilir.

Bulandırma birimi, sistemden alınan ve BD’ye giriş olarak uygulanan bilgileri sembolik değerlere dönüştüren birimdir. Bulandırma birimiyle, giriş verilerinin ait oldukları bulanık kümeler ve üyelik dereceleri belirlenir.

Bulanık kural tabanı ile, giriş ve çıkışlar arasındaki bağlantılar sağlanır. Bulanık denetim kuralları, sözel değişkenler içeren önkoşul ve sonuç kısmındaki “EĞER-O HALDE” kurallarının birleşimiyle oluşturulur (14). Bu kuralların birleşimiyle elde edilen çok girişli ve çok çıkışlı bir sistemin bulanık denetim kuralları Eş. 3.2’deki gibi tanımlanabilir.

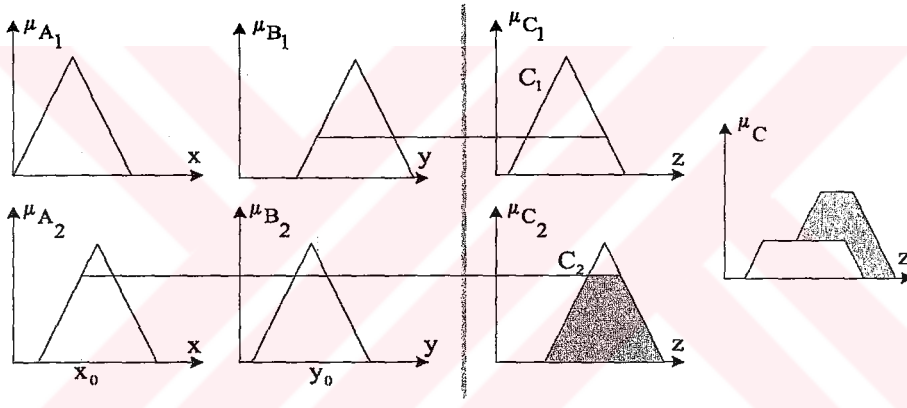
$$R^i: \text{EĞER } A_i = x_i, \dots, \text{ ve } B_i = y_i \text{ ise O HALDE } C_i = z \quad i=1, 2, \dots, n \quad [3.2]$$

Eş. 3.2’de $x, \dots, y$ ve z ; sistemin durum ve denetim değişkenlerini ifade eden sözel değişkenleri göstermektedir. $A_i, \dots, B_i$ ve C_i ise $U, V, \dots, W$ tanım uzaylarındaki $x, y, \dots, z$ sözel değişkenlere ait sözel değerleri gösterir.

Bulanık çıkarım biriminde ise, insanın karar verme ve çıkarım yapma yetenekleri modellenir. Bu bölüm, BM sisteminin çekirdeğini teşkil etmektedir. Bulanık çıkarımda, bulandırma birimi çıkışı ve bulanık kural tabanı kullanılarak sembolik sonuçlar elde edilir. Bulanık çıkarımda dört yöntem kullanılmaktadır (51);

Mamdani Yöntemi

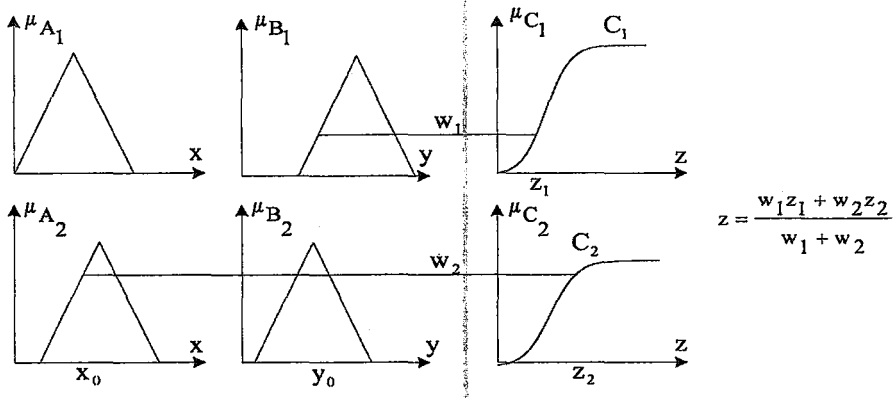
Bu yöntemde, her bir giriş değeri, ilgili bulanık kümenin üyelik değerinin üstündeki kısmı kesilerek elde edilir. Çıkış değeri ise ağırlık ortalaması yöntemi ile bulunur. Mamdani yöntemi Şekil 3.3’de gösterildiği gibi gerçekleştirilir.



Şekil 3.3. Mamdani yöntemi

Tsukamoto Yöntemi

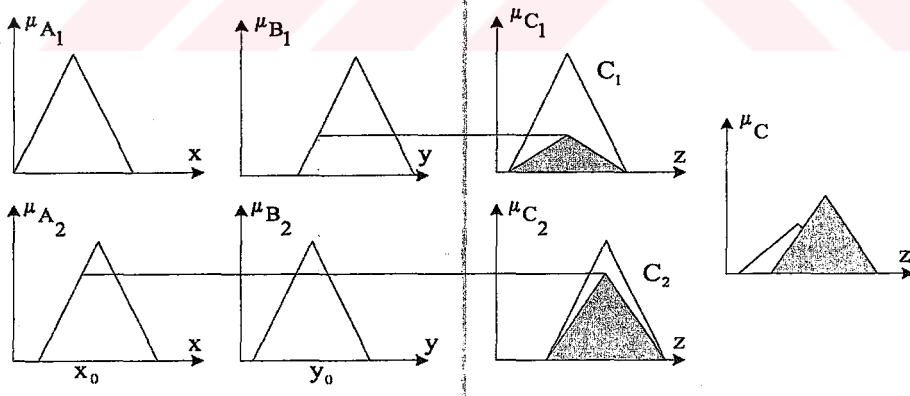
Tsukamoto tipi bulanık çıkarım yönteminde çıkış üyelik fonksiyonu, tek yönlü artan bir fonksiyon olarak seçilir. Çıkış değeri ise her bir kuralın keskin çıkış değeri alınarak bulunur. Tsukamoto yöntemi Şekil 3.4’de görüldüğü gibi gerçekleştirilir.



Şekil 3.4. Tsukamoto yöntemi

Larsen Yöntemi

Larsen tipi çıkarım yönteminde, 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 3.5’de gösterildiği gibi gerçekleştirilir.



Şekil 3.5. Larsen yöntemi

Takagi-Sugeno-Kang (TSK) Yöntemi

Bu yöntemde bir kuralın çıkışı, sözel giriş değişkenlerinin bir fonksiyonu olarak alınır. Şekil 3.6’da gerçekleştirimi verilen Takagi-Sugeno-Kang yöntemi, iki denetim kuralı için Eş. 3.3’deki gibi çıkarılabilir.

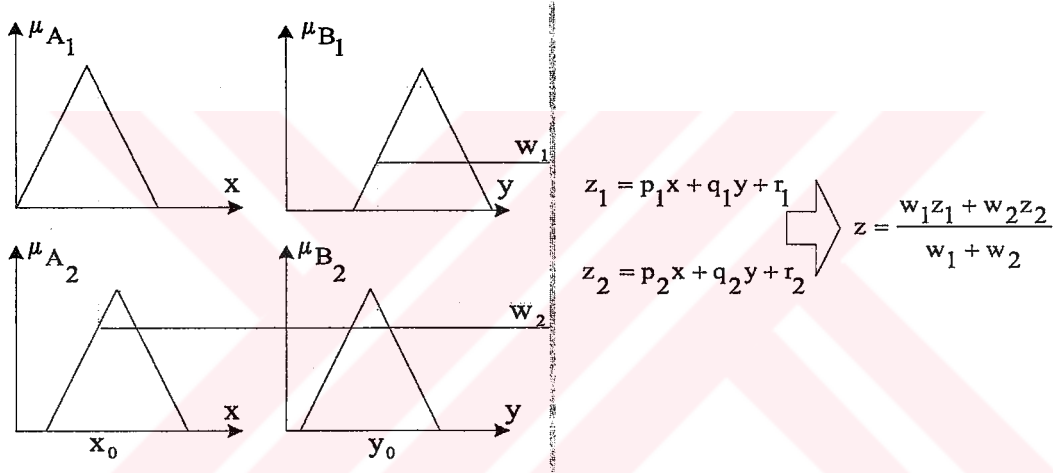
R^1 : EĞER $A_1 = x$ ve $B_1 = y$ ise O HALDE $z = f_1(x,y)$

[3.3]

R^2 : EĞER $A_2 = x$ ve $B_2 = y$ ise O HALDE $z = f_2(x,y)$

Bu model için denetim işaretinin keskin çıkış değeri, ağırlık ortalaması alınarak Eş. 3.4'deki gibi bulunabilir.

$$z_0 = \frac{\omega_1 f_1(x_0, y_0) + \omega_2 f_2(x_0, y_0)}{\omega_1 + \omega_2} \quad [3.4]$$



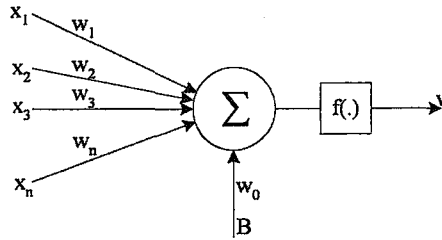
Şekil 3.6. Takagi-Sugeno-Kang yöntemi

Bir çok pratik uygulamada, denetim komutu kesin bir değer olarak verilir. Bu nedenle, bulanık çıkarım sonucunu durulamak gerekir. Durulama biriminin çıkışı, aynı zamanda denetlenecek sistem için gerekli olan denetim işaretidir. Durulama işleminin gerçekleştirilmesi için literatürde değişik yöntemler önerilmekte ve yaygın olarak, ağırlık merkezi (alan merkezi) ve ortalama merkezi yöntemleri kullanılmaktadır. Ağırlık merkezi yöntemi, çıkış üyelik fonksiyonlarının ağırlık merkezini bulur. Pratik uygulamalarda, sistemin sürekli durumdaki başarısında ağırlık merkezi yönteminin, sistemin geçici durumdaki başarısında ise ortalama merkezi yönteminin daha iyi olduğu belirtilmiştir (52).

3.3. Yapay Sinir Ağları

YSA, insan beyninin çalışma ilkesini yapay olarak modellemeyi amaçlar. YSA; katmanlar halinde düzenlenmiş doğrusal olmayan çok sayıda hücrenin, ağırlıklandırılmış bağlantılarla birbirine bağlandığı ve paralel çalışma yeteneğine sahip matematiksel bir model olarak tanımlanabilir (12). Bu özellikleriyle YSA, doğrusal olmayan sistemlerde elektrik motorlarının hız ve konum denetiminde kullanılmıştır (53).

Şekil 3.7’de bir yapay sinir hücresinin yapısı görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi YSA, girişine gelen bilgileri değerlendirerek çıkışına veren bir sistemdir. 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 ile elde edilir (54). 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 bir bias girişi de uygulanabilir. Şekil 3.7’deki gibi elde edilen bir yapay sinir hücresinin matematiksel modeli Eş. 3.5 ve Eş. 3.6’daki gibi çıkartılabilir.



Şekil 3.7. Yapay sinir ağı hücresi

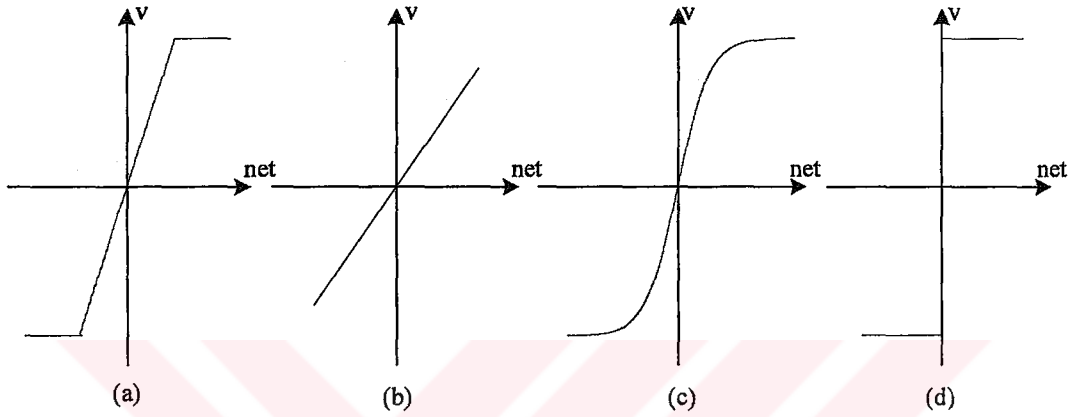
$$\text{net} = \sum_{i=1}^m x_i w_i + Bw_0$$

[3.5]

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

[3.6]

Eşitliklerde kullanılan x girişleri, w ise ağırlık vektörünü gösterir. $f(.)$ fonksiyonu ise, net girişlerin değerlendirildiği bir aktivasyon fonksiyonudur. Şekil 3.8’de YSA’da yaygın olarak kullanılan aktivasyon fonksiyonları görülmektedir (12).



Şekil 3.8. YSA’da yaygın olarak kullanılan aktivasyon fonksiyonları

3.3.1. Yapay sinir ağı mimarisi

YSA, yapay sinir hücrelerinin çeşitli şekillerde birbirleriyle bağlanmasından elde edilir. YSA’nın düğümleri ve bağlantıları çok değişik biçimlerde bir araya getirilmesine karşın denetim alanında daha çok ileri beslemeli (feedforward) ve geri beslemeli (feedback veya recurrent) ağlar olmak üzere iki çeşit YSA mimarisi kullanılmaktadır (54).

3.3.1.1. İleri beslemeli yapay sinir ağı mimarisi

İleri beslemeli YSA yapılarında, hücreler katmanlar halinde düzenlenir ve bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana giriş olarak uygulanır. Şekil 3.9’da üç 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

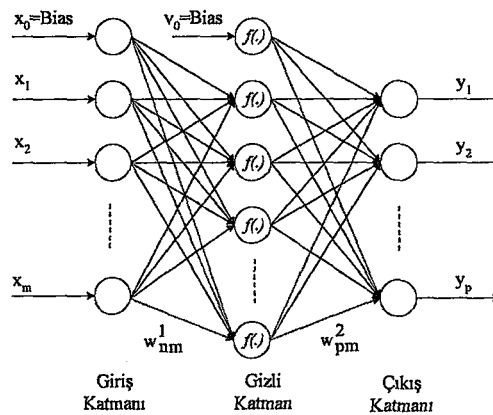
orta katmandaki hücrelere giriş işareti olarak sunulur. Orta katmandaki hücreler de giriş katmanından gelen verileri değerlendirerek kendi çıkışlarına, yani çıkış katmanına giriş işareti olarak uygular. Son olarak da çıkış katmanını, orta katmandan gelen verileri değerlendirerek kendi çıkışlarına iletir. Çıkış katmanından elde edilen bu veriler artık ağ çıkışlarıdır. Şekil 3.9'da verilen üç katmanlı ileri beslemeli ağın matematiksel modeli Eş. 3.7 – Eş. 3.9'daki gibi oluşturulabilir.

$$net_i = \sum_{j=0}^m w_{ji}^1 x_j \quad i = 1, 2, \dots, m \quad [3.7]$$

$$v_j = f(net_j) \quad j = 1, 2, \dots, n \quad [3.8]$$

$$y_\ell = \sum_{j=0}^n w_{\ell j}^2 v_j \quad \ell = 1, 2, \dots, p \quad [3.9]$$

İleri beslemeli 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. Katman sayısı ve her bir katmandaki hücre sayısı deneyimle bulunur.

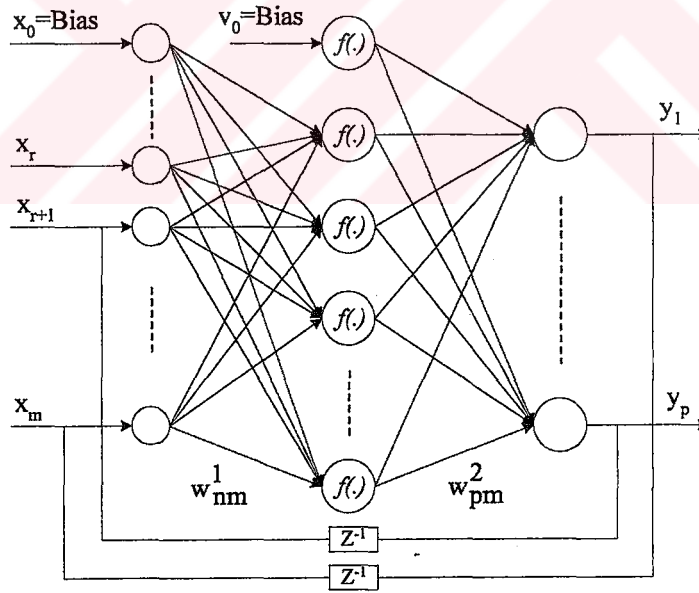


Şekil 3.9. İleri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı

3.3.1.2. 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 3.10'da, üç 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 katmanındaki hücre sayısı Eş. 3.10'da gösterildiği gibi toplam $m=r+p$ adettir.

$$\mathbf{x}=(x_1, x_2, \dots, x_r, y_1(-1), y_2(-1), \dots, y_p(-1)) \quad [3.10]$$



Şekil 3.10. Geri beslemeli üç katmanlı YSA yapısı

Şekil 3.10'da x giriş vektörü, v orta katman çıkış vektörü ve y çıkış vektörü olmak üzere, geri beslemeli bu ağın matematiksel modeli Eş. 3.11, Eş. 3.12 ve Eş. 3.13'deki gibi oluşturulabilir.

$$net_i = \sum_{j=0}^m w_{ji}^1 x_j \quad i = 1, 2, \dots, m \quad [3.11]$$

$$v_j = f(net_j) \quad j = 1, 2, \dots, n \quad [3.12]$$

$$y_l = \sum_{j=0}^n w_{lj} v_j \quad l = 1, 2, \dots, p \quad [3.13]$$

3.3.2. Yapay sinir ağlarında öğrenmenin gerçekleştirilmesi

Yapay sinir ağları, programlama yerine sayısal örneklerle eğitilir. Sinir ağlarına tanımları ile beraber veri örnekleri girilir. Ağ, ağırlık matrisindeki değerleri değiştirerek bunları öğrenir ve bir cisim yeniden görüldüğünde gerekli uygun cevabı üretir. Eş. 3.14'de $\Delta w(t)$, t anında belirli bir kurala göre hesaplanarak, o andaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme miktarını göstermektedir. YSA'nın eğitiminde kullanılan öğrenme algoritmaları, $\Delta w(t)$ düzeltme miktarını bulmak için tanımlanmış kurallardan oluşmaktadır.

$$w(t+1) = w(t) \mp \beta \Delta w(t) \quad [3.14]$$

YSA, genel olarak danışmanlı öğrenme (supervised learning), danışmansız öğrenme (unsupervised learning) ve pekiştirerek (veya yaparak) öğrenme (reinforcement learning) olmak üzere üç öğrenme yöntemi ile eğitilir. Danışmanlı 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. Danışmanlı öğrenmeye çok katmanlı perceptron (multilayer perceptron), geri yayılım (backpropagation), delta kuralı, en küçük karelerin ortalaması ve uyarlanabilir doğrusal eleman anlamına gelen ADALINE örnek olarak verilebilir (55). Danışmansız öğrenmede ise hiçbir hedef vektörü yoktur. Giriş vektörü sisteme uygulanır ve sisteme bu giriş vektörü uygulandığında uyumlu bir çıkış üretecek şekilde kendisini organize eder. Danışmansız öğrenmeye yarışmacı öğrenme (competitive learning), Kohonen'in özörgütlemeli harita ağları

(selforganizing map), Hebbian öğrenme ve Grossberg öğrenme gibi öğrenme kuralları örnek olarak verilebilir. Pekiştirerek veya yaparak öğrenme yönteminde ise ağa doğrudan gerçek ağ çıkışı verilmez, ağ çıkışının iyi veya kötü olarak değerlendirilmesi yapılır. Performans bilgisi genellikle ikili sayıdır ve denetim hareketleri sırasının başarısını gösterir. Öğrenme kuralı Hebbian öğrenme kuralı denilen basit bir modele dayanmaktadır. Danışmanlı öğrenmenin biyolojik olarak geçerli olmayacağını iddia eden bazı uzmanlara göre bir biyolojik sistem içinde doğrudan eğitim için veya cevapları istenen çıkış ile karşılaştırmak için bir eğitici olmadığı dile getirilmiştir.. Bu eleştirilere rağmen danışmanlı öğrenme özellikle denetim alanında birçok probleme uygulanabilmekte ve tatmin edici sonuçlar elde edilmektedir (56).

3.3.3. Geri yayımlı öğrenme algoritması

Geri yayımlı öğrenme algoritması, çok katmanlı ağ yapılarına uygulanabilirliğinden dolayı denetim alanında en fazla tercih edilen öğrenme algoritmasıdır. Danışmanlı öğrenme sınıfında olan geri yayımlı öğrenme algoritması, eğim-iniş esasına dayanır ve seçilen bir amaç ölçütünün bir katmandaki ağırlığa göre eğiminin doğru bir şekilde elde edilmesini amaçlar (57). Şekil 3.9'da üç katmanlı ileri beslemeli ağ yapısı için, giriş katmanında m adet, çıkış katmanında ise 1 adet hücre bulunması durumunda geri yayımlı öğrenme algoritması çıkarılmıştır. Algoritmada t ayrı zaman değişkeni olmak üzere, $x(t)$ ağ giriş vektörü, $v(t)$ orta katman çıkış vektörü, $d(t)$ istenilen çıkış vektörü, $y(t)$ -gerçek ağ çıkış vektörü, $e(t)$ hata vektörü ve w -ağırlık matrisidir. Hata ve arzu edilen çıkış vektörüne göre karesel hata $E(t)$ ve amaç ölçütü J Eş. 3.15 ve Eş. 3.16'daki gibi hesaplanabilir.

$$e(t) = d(t) - y(t) \quad E(t) = \frac{1}{2} e^2(t) \quad [3.15]$$

$$J = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N E(t) \quad [3.16]$$

Eş. 3.21 ve Eş. 3.22'nin ağırlıklara göre eğimi bulunarak geri yayılım öğrenme algoritması gerçekleştirilebilir. Eğer, hataların karelerinin eğimine göre, her bir eğitim verisi için ağırlıklar yenilenirse örneksel öğrenme kuralı, amaç ölçütünün eğimine göre, N adet eğitim verisi için ağırlıklar yenilenirse toplu öğrenme kuralı elde edilir. Buna göre, hataların karelerinin doğrusal çıkış katmanındaki bir ağırlığa göre eğimi Eş. 3.17'deki gibi zincir kuralına göre kısmi türevleri alınarak belirlenebilir (40).

$$\frac{\partial E(t)}{\partial w_j^2(t)} = \frac{\partial E(t)}{\partial e(t)} \frac{\partial e(t)}{\partial y(t)} \frac{\partial y(t)}{\partial w_j^2(t)} \quad [3.17]$$

2. katmandaki hücrenin yöresel hatası δ^2 , Eş. 3.18'deki gibi elde edilebilir.

$$\delta^2(t) = \frac{\partial E(t)}{\partial e(t)} \frac{\partial e(t)}{\partial y(t)} = -e(t) \quad \frac{\partial y(t)}{\partial w_j^2(t)} = v_j(t) \quad [3.18]$$

Buna göre β momentum katsayısı olmak üzere ($0 < \beta < 1$), çıkış katmanındaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme ve yeni ağırlıklar Eş. 3.19 ve Eş. 3.20'deki gibi bulunur.

$$\Delta w_j^2(t) = \alpha \delta^2(t) v_j(t) + \beta \Delta w_j^2(t-1) \quad [3.19]$$

$$w_j^2(t+1) = w_j^2(t) - \Delta w_j^2(t) \quad [3.20]$$

Saklı katman ağırlıkları ise benzer şekilde, hataların karelerinin orta katmandaki bir ağırlığa göre kısmi türev zincirinden Eş. 3.21'deki gibi hesaplanabilir.

$$\frac{\partial E(t)}{\partial w_{ji}^1(t)} = \frac{\partial E(t)}{\partial e(t)} \frac{\partial e(t)}{\partial y(t)} \frac{\partial y(t)}{\partial v_j(t)} \frac{\partial v_j(t)}{\partial net_j(t)} \frac{\partial net_j(t)}{\partial w_{ji}^1(t)} \quad [3.21]$$

1.katmandaki j. hücrenin yöresel gradyanı δ_j^1 olarak alınır, Eş. 3.22 ve Eş. 3.23 elde edilir.

$$\delta_j^1(t) = \frac{\partial E(t)}{\partial e(t)} \frac{\partial e(t)}{\partial y(t)} \frac{\partial y(t)}{\partial v_j(t)} \frac{\partial v_j(t)}{\partial \text{net}_j(t)} = -e(t)w_j^2 f'(\text{net}(t)) \quad [3.22]$$

$$\frac{\partial \text{net}_j(t)}{\partial w_{ji}^1(t)} = x_i(t) \quad [3.23]$$

Buna göre orta katmandaki ağırlıklara uygulanacak düzeltme ve yeni ağırlıklar Eş. 3.24 ve Eş. 3.25'deki gibi elde edilebilir.

$$\Delta w_{ji}^1(t) = \alpha \delta_j^1(t) x_i(t) + \beta \Delta w_{ji}^1(t-1) \quad [3.24]$$

$$w_{ji}^1(t+1) = w_{ji}^1(t) - \Delta w_{ji}^1(t) \quad [3.25]$$

Kullanılan eşitliklerle, üç katmanlı, giriş katmanı m hücreden oluşan ve çıkış katmanı doğrusal aktivasyon fonksiyonlu tek bir hücreden oluşan, ileri beslemeli bir ağ için; hataların karelerinin ağırlıklara göre eğimi belirlenerek örnekssel öğrenme ile geri yayılım öğrenme algoritması çıkarılmıştır. Elde edilen bu algoritma, orta katman sayısı ve çıkış katman hücre sayısı farklı olan diğer ağ yapılarına da kolaylıkla uyarlanabilmektedir.

3.4. Bulanık Sinirsel Ağ Yapıları

Zeki denetim tekniklerinden biri olan YSA, paralel bilgi işleme, doğrusal olmayan fonksiyonları belirli bir eğitim sürecinden sonra öğrenme ve genelleme yeteneklerine sahiptir. Zeki denetim tekniklerinden bir diğeri olan BM ise sistemlere uzman bilgisini katarak çıkarım yapabilme gibi üstün özelliklere sahiptir. Her iki denetim tekniğinin üstünlüklerinin birleştirilmesi amacıyla BSA yapıları oluşturulmuştur. BSD, 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 yaygın olarak kullanılmaktadır (14).

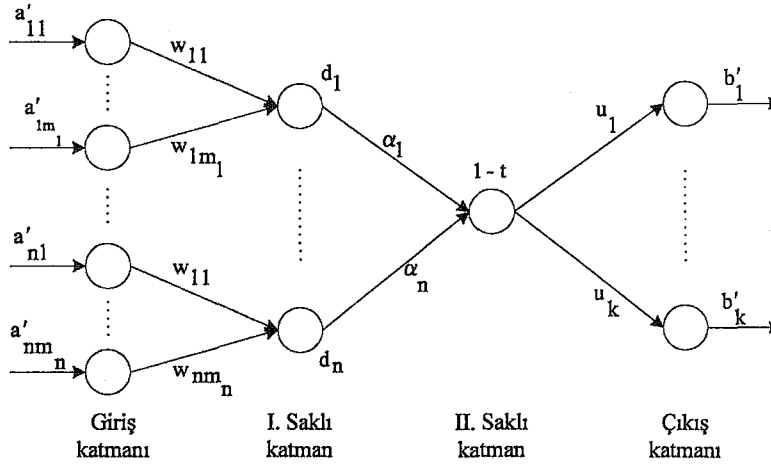
BM, giriş bulanık kümelerinden kural tabanı yardımı ile çıkarım yaparak sonuç üretme özelliklerine sahipken, YSA giriş-çıkış verilerini tek tek değerlendirerek öğrenme ve genelleme yeteneklerine sahiptir. BM ve YSA, doğrusal olmayan yapıları, verileri sayısal olarak değerlendirmeleri, bilgi depolamaları, sistemin matematiksel modelinden bağımsız olmaları gibi bir çok ortak özelliklerinin yanında giriş-çıkış verileri, veri işleme, değerlendirme ve sonuç üretme açısından birbirlerinden farklıdırlar (58).

BSA yapısı 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 (59).

BSD tasarımında genel olarak iki yaklaşım biçimi vardır: Birinci yaklaşım bulanık çıkarım işlevlerinin YSA ile gerçekleştirildiği yaklaşım şekli, diğeri ise üyelik fonksiyonları ve bulanık işlemcilerin YSA ile gerçekleştirildiği yaklaşım biçimidir (60).

3.4.1. Bulanık çıkarım işlevinin YSA ile gerçekleştirimi

Bulanık çıkarım, BM işlevlerinin en önemli kısmıdır. Bulanık çıkarım, kurallardaki önkoşulların olasılık dağılımı ile sonuçlar arasındaki karmaşık ilişkiden sonuç çıkarmada kullanılır. BM'nin bu işlevi, YSA'nın öğrenme yeteneğinden yararlanılarak Şekil 3.11'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.



Şekil 3.11. BM çıkarım işleminin YSA ile elde edilmesi

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 3.11'de ileri beslemeli YSA ile bulanık çıkarımın elde edildiği çıkarım ağı verilmiştir. Şekilde her bir temel ağ yapısı, Eş. 3.26'da verilen sözel kural tabanının tek bir kuralını göstermektedir.

EĞER $A_1=X_1$ ve EĞER $A_2=X_2$ ve ... ve $A_n = X_n$ ise O HALDE $B = Y$ [3.26]

$A_1=X_1$ $A_n = X_n$ olasılık dağılımından oluşan bulanık kümeler, bulanık çıkarım ağının girişlerini oluşturur ve A'_i bulanık kümesi Eş. 3.27'deki gibi ifade edilebilir.

$$A'_1 = \{a_{i1}, a_{i2} \dots a_{im_i}\} \quad [3.27]$$

Eş. 3.27'de, $a'_{i1}, a'_{i2} \dots a'_{im_i}$, A'_i bulanık kümesinin üyelik derecelerini göstermektedir.

1. saklı katmanda, iki farklı şekilde değişen durum vardır ve iki durumda da ağırlıklar, 1. kuralın önkoşullarından bulunur. 1. durum için w_{ij} ağırlıkları, Eş. 3.28'deki gibi önkoşul hükmünün bulanık tamamlayıcısıdır.

$$w_{ij} = \bar{a}_{ij} = 1 - a_{ij} \quad [3.28]$$

i.hüküm için, “ $A_i = X_i$ ” hükmü, Eş. 3.29’daki gibi olasılık dağılımına dönüştürülebilir.

$$\Pi X_i = A_i = \{a_{i1}, a_{i2} \dots a_{im_i}\} \quad [3.29]$$

Ağırlıkların bu şekilde seçimiyle çıkarım ağının 1. katmanı, eğer her düğüm giriş ve önkoşul tamamlayıcısı arasındaki benzerliği bulursa, giriş olasılık dağılımı ile önkoşul hüküm dağılımı arasındaki aykırılığın bir ölçüsünü belirler. Böylece, eğer giriş önkoşuldan uzaklaşırsa, aykırılık miktarı bire çıkar. Bu ifade, 1. Saklı katman düğümlerinde birleştirilir. Bu düğümlerin amacı, önkoşul hükmüyle bunu karşılayan giriş verileri arasındaki aykırılık miktarını belirlemektir. k. düğümdeki birleşim Eş. 3.30’daki gibi elde edilebilir.

$$d_k = \max_j \{w_{kj} * a'_{kj}\} = \max_j \{(1 - a_{kj}) * a'_{kj}\} \quad [3.30]$$

Eş. 3.30’da * işlemcisi, çarpma veya min işlemine karşılık gelmektedir. Böylece 1. ve 2. katmandaki birleşim Eş. 3.31 ve Eş. 3.32’deki gibi elde edilebilir.

$$d_k^1 = \max_j \{(1 - a_{kj}) a'_{kj}\} \quad [3.31]$$

$$d_k^2 = \max_j \{\min\{(1 - a_{kj}), a'_{kj}\}\} \quad [3.32]$$

Eş. 3.31 ve Eş. 3.32’deki d_k^1 ve d_k^2 işlemcileri, $\bar{A}_i$ ve A'_i bulanık kümelerinin kesişim ölçüsünü belirler ve her ikisi de giriş vektörü ve ağırlık vektörünün nokta çarpımının bir genellemesi olabilir.

1.saklı katmanının 2. durumu ise, A_i bulanık kümelerini ağırlık olarak kullanır ve Eş. 3.33’deki gibi elde edilir.

$$w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{im_i} = \Pi X_i = A_i = \{a_{i1}, a_{i1}, \dots, a_{i1_i}\} \quad [3.33]$$

Böylece, 1. saklı katmanının k. düğümündeki birleşim Eş. 3.34'deki gibi elde edilebilir.

$$d_k^3 = \max_j \{ |a_{kj} - a'_{kj}| \} \quad [3.34]$$

Eş. 3.34'de d_k^3 , d_k^1 ve d_k^2 ile aynı şekilde olmasına karşın, ağırlık kümesi diğerlerinden 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 göreceli olarak veya bazı öğrenme yöntemleriyle hesaplanabilir. Böylece birleşme düğümü Eş. 3.35'deki gibi hesaplanır.

$$1 - t = 1 - \max_i \{ \alpha_i \cdot d_i \} \quad [3.35]$$

Çıkış düğümlerindeki u_i ağırlıkları, “Y=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 Eş. 3.36'deki gibi hesaplanır.

$$u_i = \bar{b}_i = 1 - b_i \quad [3.36]$$

Her bir çıkış düğümü ise Eş. 3.37'deki gibi hesaplanabilir.

$$b'_i = 1 - \bar{b}_i = 1 - (1 - b_i)(1 - t) = b_i + t - b_i t \quad [3.37]$$

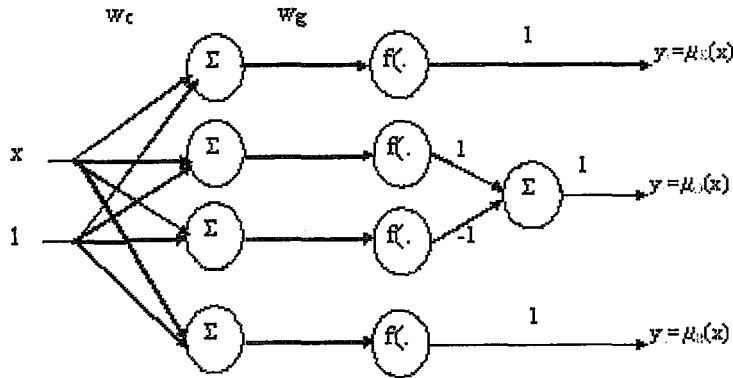
Eş. 3.37'de $t=0$ ise, Eş. 3.26'da verilen kuraldan “Y=B” sonucu tam olarak çıkarılabilir. Diğer taraftan, toplam aykırılık 1 ise, kural ateşleme sonucu olarak olasılık dağılımı tamamen 1'lerden oluşur. Bu durumda Y bilinmeyendir.

3.4.2. Üyelik fonksiyonları ve bulanık işlevlerin YSA ile gerçekleştirilmesi

BM’de kullanılan üyelik fonksiyonları ve temel bulanık işlemciler (VE, VEYA, DEĞİL) gibi bazı temel BM işlemlerinin gerçekleştirimi YSA ile sağlanabilir. YSA, geniş bir olasılık alanı içerisinde çok sayıda üyelik fonksiyonun yapılandırmasını gerçekleştirebilir (15, 16). 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 Eş. 3.38’deki gibi seçilerek oluşturulabilir.

$$f(\text{net}) = \exp\left(\frac{-(\text{net} - m)^2}{\sigma^2}\right) \quad [3.38]$$

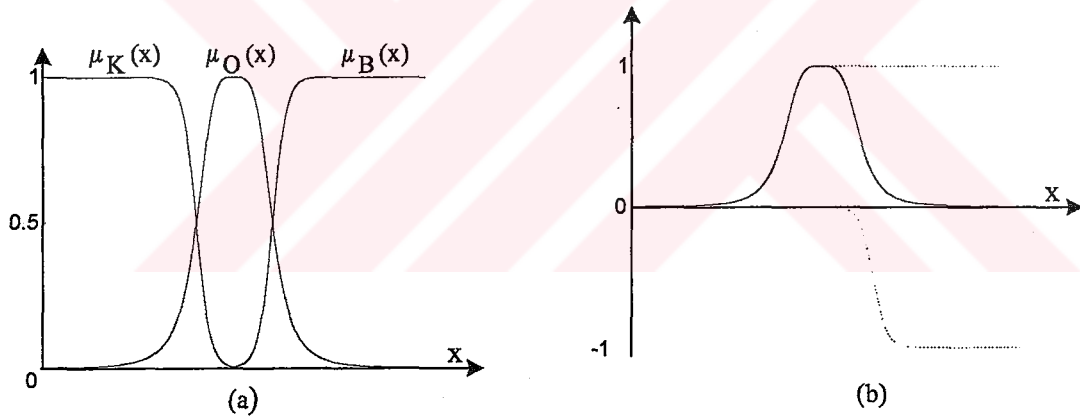
Eş. 3.38’de, net; sinir hücresinin girişlerinin ağırlıklı toplamı, m; üyelik fonksiyonunun merkezi, σ ; ise üyelik fonksiyonunun genişliğini göstermektedir. Benzer şekilde sigmoidal sinir hücreleri kullanılarak sözel x değişkenine ait “Küçük” (K), “Orta” (O) ve “Büyük” (B) olmak üzere üç farklı üyelik fonksiyonu Şekil 3.12’deki gibi oluşturulabilir (61). Şekil 3.12’de görülen ağın çıkışı Eş. 3.39’daki gibi bulunabilir.



Şekil 3.12. Temel üyelik fonksiyonlarının YSA ile gerçekleştirilmesi

$$y_1 = \mu_K(x) = \frac{1}{1 + \exp[-w_g(x + w_c)]} \quad [3.39]$$

Eş. 3.39'da, y_1 , y_2 ve y_3 , çıkışları ve $\mu_K(x)$, $\mu_O(x)$, $\mu_B(x)$ ise üyelik fonksiyonlarının üyelik derecelerini göstermektedir. Σ ile gösterilen düğümler, girişlerini toplayarak çıkışlarına verir. $f(.)$ ile gösterilen düğümler ise, girişini sigmoid 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 3.13(a)'da gösterildiği gibi sözel değerlerle belirlenebilir. Çan eğrisi üyelik fonksiyonu $\mu_O(.)$, Şekil 3.13(b)'de gösterildiği gibi kesikli çizgilerle gösterilen iki sigmoid fonksiyonunun toplamından elde edilir.



Şekil 3.13. YSA ile elde edilen üyelik fonksiyonları

- a) Çan eğrisi üyelik fonksiyonu
- b) Sigmoid üyelik fonksiyonu

Bulanık VE, VEYA ve DEĞİL gibi temel bulanık işlemcileri 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. Eş. 3.40'da 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.

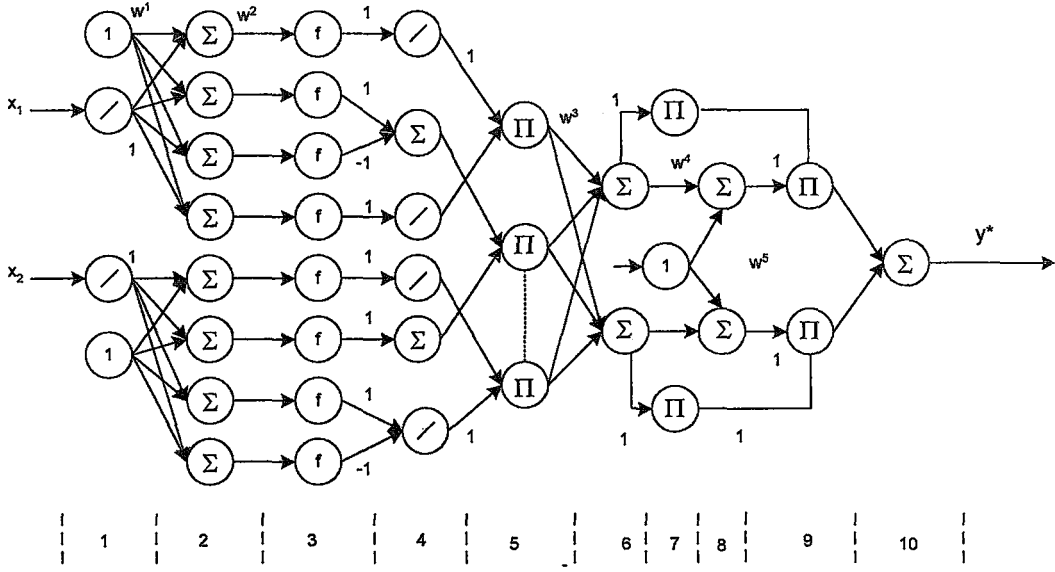
$$x_1 \wedge x_2 = \text{softmin}(x_1, x_2) = \frac{ae^{-kx_1} + be^{-kx_2}}{e^{-x_1} + e^{-x_2}} \quad [3.40]$$

Ancak bu işlemin sonucu genelde min işlemi kadar belirgin değildir. Eş. 3.47’de, k parametresi softmin işleminin esnekliğini belirler. Eş. 3.40’ın 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 daha da kolaylaştırılmış olur.

BM işlevlerinin YSA ile gerçekleştirilmesinde kullanılan üç tip BSA yapısı bulunmaktadır. Her üç ağ yapısının ortak özelliği, bulandırma katmanlarının aynı olmasıdır. Aralarındaki tek fark ise çıkarım ve durulama işlevlerinin değişik BM çıkarım mekanizmalarıyla gerçekleştirilmesidir.

I. Tip BSA yapısı

Şekil 3.14’de verilen I. Tip BSA’nın üyelik fonksiyonları, Şekil 3.12’deki ağ yapısı kullanılarak elde edilmiştir. Diğer iki tip BSA yapısında da üyelik fonksiyonlarının elde edilmesi de Şekil 3.12’deki katmanlarla sağlanır. Önkoşul kısmı olarak adlandırılan bu işlevler BSA’nın 1. ve 5. katmanları arasında gerçekleştirilir. Üyelik fonksiyonları 1. ve 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 (61).



Şekil 3.14. I.Tip Bulanık ağ yapısı

Şekil 3.14’de 5. katmanın giriş ve çıkışları Eş. 3.41 ve Eş. 3.42’de verilen eşitliklerle hesaplanabilir.

$$\text{Girişler: } \mu_i = \prod_j \mu_{A_{ij}}(x_j) \quad [3.41]$$

$$\text{Çıkışlar: } \hat{\mu}_i = \frac{\mu_i}{\sum_k \mu_k} \quad [3.42]$$

Eş. 3.41 ve Eş. 3.42’de μ_i , i. bulanık kuralın kesinlik derecesi, $\hat{\mu}_i$ ise μ_i nin normalize değeridir. I.Tip BSA’nın katmanlarındaki f , Σ , Π ve $\hat{\Pi}$ sembollerine sahip sinir hücrelerinin giriş çıkış bağıntıları Eş. 3.43-Eş. 3.48’deki gibi tanımlanabilir.

$$I_j^{(n)} = \sum_k w_{jk}^{(n,n-1)} O_k^{n-1} \quad [3.43]$$

$$f : O_j^{(n)} = \frac{1}{1 + \exp(-I_j^{(n)})} \quad [3.44]$$

$$\Sigma : O_j^{(n)} = I_j^{(n)} \quad [3.45]$$

$$I_j^{(n)} = \prod_k w_{jk}^{(n,n-1)} O_k^{(n-1)} \quad [3.46]$$

$$\Pi : O_j^{(n)} = I_j^{(n)} \quad [3.47]$$

$$\hat{\Pi} : O_j^{(n)} = \frac{I_j^{(n)}}{\sum_k I_k^{(n)}} \quad [3.48]$$

Yukarıdaki eşitliklerde, $I_j^{(n)}$ 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 BSA'nın sonuç kısımları bulanık değişkenden oluşur ve bu kısımlar Şekil 3.14'de görülen ağ yapısının 5. ile 10. katmanları arasında gerçekleştirilir. I.Tip BSA'nın bulanık kuralları ve sonuç kısmının ateşleme derecesi matematiksel olarak Eş. 3.49 ve Eş. 3.50'deki gibi ifade edilebilir.

$$R_k^i : (\text{EĞER } A_{i1} = x_1 \text{ VE } A_{i2} = x_2 , \text{ O HALDE } B_k = y) = \tau_{R_k^i} \quad [3.49]$$

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

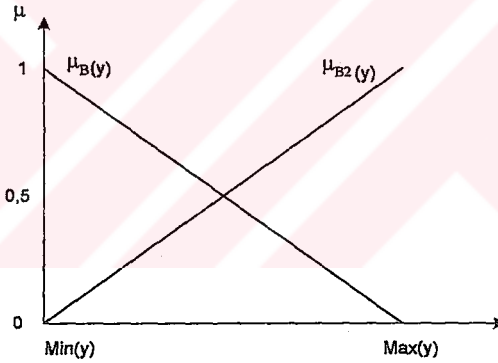
$$\mu_k' = \sum_{i=1}^n \hat{\mu}_i \tau_{R_k^i} \quad [3.50]$$

Eş. 3.50'de B_k , Şekil 3.15'de verilen sonuç üyelik fonksiyonlarının bulanık kümeleridir. $\tau_{R_k^i}$, R_k^i bulanık kuralının $\{0,1\}$ kapalı aralığında tanımlanan ve Singleton ile ifade edilen sözel değeridir ve Şekil 3.14'de w_r ağırlıkları ile gösterilmiştir. μ_k' , sonuç kısmının gerçek değeridir ve $\mu_{B_k}^{-1}(\cdot)$ ise, $\mu_{B_k}(y)$ sonuç bölümündeki üyelik fonksiyonunun tersidir.

Şekilde 3.14'de verilen w_c' bağlantı ağırlıkları, sonuç kısmındaki üyelik derecelerinin sıfır olduğu konumu belirler, w_g' ağırlıkları ise üyelik fonksiyonlarının eğimlerini

gösterir. 6. ve 8. katmanlardaki düğüm çıkışlarının değerleri 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. BSA'nın çıkış değeri olan y^* ise, 9. ve 10. katmanlardaki $\hat{\mu}'_k$ ve $\mu_{B_k}^{-1}(\mu'_k)$ çarpımının sonucu olarak Eş. 3.51'deki gibi hesaplanabilir.

$$y^* = \frac{\sum_{k=1}^2 \mu'_k \mu_{B_k}^{-1}(\mu'_k)}{\sum_{k=1}^2 \mu'_k} = \sum_{k=1}^2 \hat{\mu}'_k \mu_{B_k}^{-1}(\mu'_k) \quad [3.51]$$



Şekil 3.15. I.Tip BMA'nın sonuç üyelik fonksiyonu

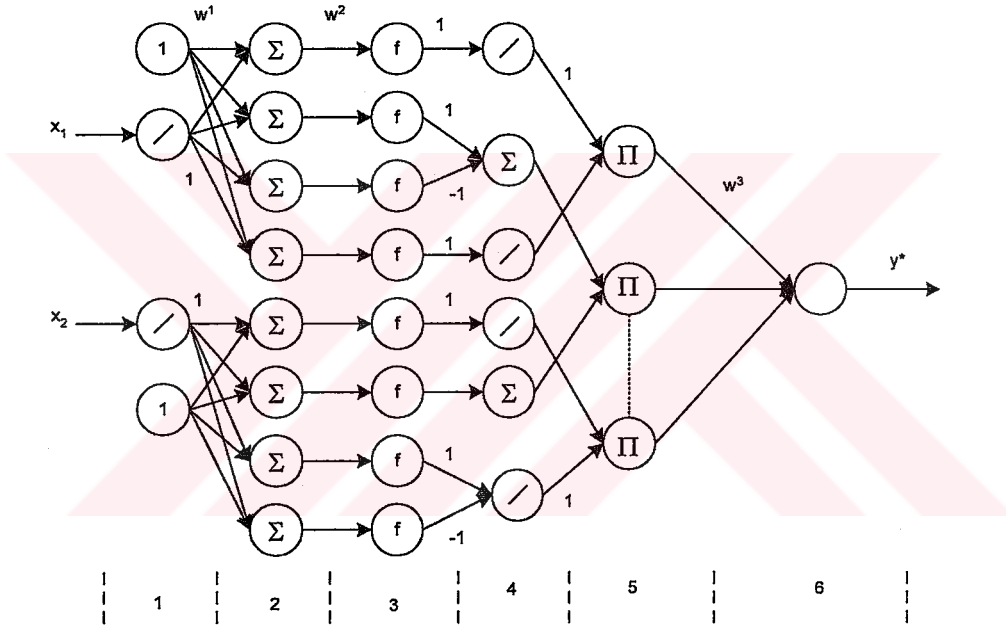
II.Tip BSA Yapısı

II.Tip BSA, sonuçları bulanık singleton olan ağ yapılarıdır. Şekil 3.16'da yapısı verilen II.Tip BSA'nın R^i bulanık kural kümesi; A_{i1} ve A_{i2} önkoşuldaki bulanık kümeleri, f_i bir sabit, n bulanık kural sayısı olmak üzere Eş. 3.52'deki gibi ifade edilir.

$$R^i : \text{EĞER } A_{i1} = x_1 \text{ ve } A_{i2} = x_2 \text{ ise O HALDE } y = f_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad [3.52]$$

Önkoşul kısmı I.Tip BSA ile aynı olan II.Tip BSA'nın sonuç kısmı ise Şekil 3.16' da görüldüğü gibi 5. ve 6. katmanlarda hesaplanır. Burada w_f ağırlıkları, Eş. 3.50' deki f_i değerlerini göstermektedir. II. Tip sinirsel bulanık ağın çıkış değeri, 6. katman çıkışıdır ve $\hat{\mu}_i$ ile w_f ağırlıklarının çarpımıyla Eş. 3.53'deki gibi elde edilir.

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i f_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} = \sum_{i=1}^n \hat{\mu}_i f_i \quad [3.53]$$



Şekil 3.16. II.Tip Bulanık ağ yapısı

III.Tip BSA Yapısı

Şekil 3.17'de verilen III.Tip BSA'nın yapısında,. R^i bulanık kural kümesi Eş. 3.54'deki gibi tanımlanır.

$$R^i : \text{EĞER } A_{i1} = x_1 \text{ ve } A_{i2} = x_2 \text{ ise O HALDE} \quad [3.54]$$

$$y = f_i(x_1, x_2) \quad i = 1, 2, \dots, n$$

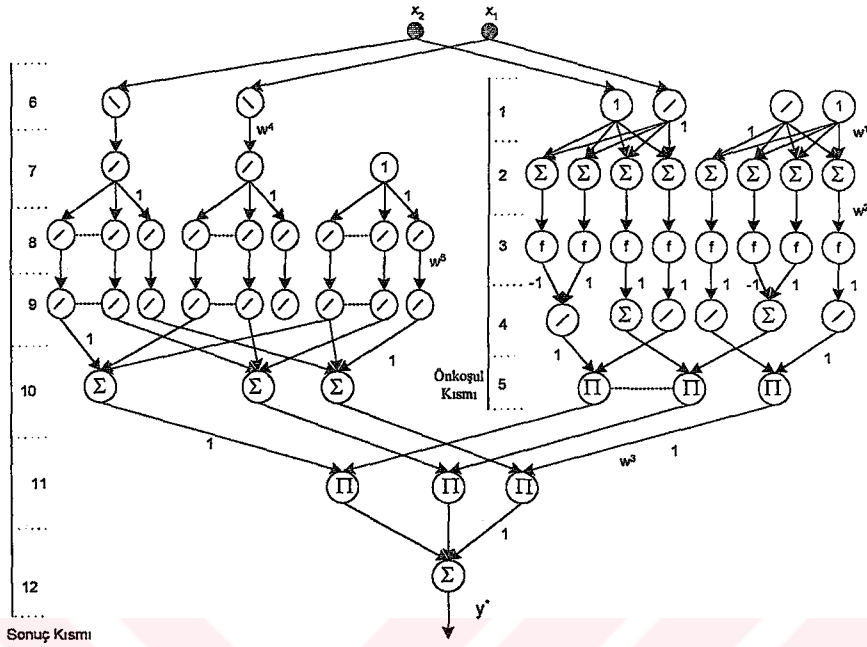
Eş. 3.54'de f_i , girişlere bağlı birinci dereceden doğrusal bir fonksiyondur ve Eş. 3.55'deki gibi elde edilir.

$$f_i(x_1, x_2) = a_{i0} + a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 \quad a_{ij}, j = 0, 1, 2 \text{ sabitleri} \quad [3.55]$$

III. Tip BSA yapısında da önkoşul kısmı 1. ile 5. katmanlar arasında gerçekleştirilir ve diğer iki tip BSA yapılarında olduğu gibi elde edilir. Şekil 3.17' de görülen ağın sonuç kısmı, 6. ve 12. katmanlar arasında gerçekleştirilir. w_s ağırlıkları, sonuç bölümündeki giriş değişkenlerinin ölçeklendirme faktörleridir ve öğrenme aralığında hesaplanır. Çıkarılan her bir bulanık kural, 10. katmandaki düğümün çıkışı olarak Eş. 3.56'daki gibi hesaplanır.

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i f_i(x_1, x_2)}{\sum_{i=1}^n u_i} = \sum_{i=1}^n \hat{\mu}_i f_i(x_1, x_2) \quad [3.56]$$

Eş. 3.56'daki $\hat{\mu}_i$ ve $f_i(x_1, x_2)$ nin çarpımları ağın 11. katmanında hesaplanır. Son olarak, 12. katmandaki çarpımların toplamının sonucu, bulanık çıkış değeridir. Her üç tip BSA yapısı, türevi alınabilir aktivasyon fonksiyonlu ileri beslemeli çok katmanlı bir YSA yapısındadır.



Şekil 3.17. III. Tip Bulanık ağ yapısı

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. BSA 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.

3.5. Bulanık Sinirsel 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

birleştirme gibi yeteneklerinin tek bir ağ yapısında birleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu amacı gerçekleştirmek için yapılan çalışmalar temel olarak iki farklı şekilde yürütülmektedir. Birincisi temel YSA işlevleri olan yapay sinir hücrelerinin ve bağlantı ağırlıklarının BM ile gerçekleştirimini hedefleyen BSA yapılarıdır. 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 BSA yapılarıdır. Her iki ağ yapısı YSA ve BM'nin uygulama alanlarında kullanılmakla birlikte, özellikle denetim alanında daha çok BSA yapıları tercih edilmektedir (27).

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 uyarlanabilir bir yapıda BD elde edilmesine yönelik çalışmalar başlamış ve YSA'nın öğrenme yeteneğinin BD'ye kazandırılması fikri ön plana çıkmıştır (59). BD'nin üyelik fonksiyonlarının YSA ile elde edilerek parametrelerinin öğrenilmesi, kuralların öğrenilmesi ve bulanık işlemcilerin YSA ile gerçekleştirilmesine yönelik çeşitli çalışmalar yapılmıştır (62-66). Bu çalışmaların sonucunda denetim alanında kullanılan çok sayıda BSD yapısı elde edilmiştir. BSA temelde BM işlevlerinin gerçekleştirmesi ilkesine dayandığından, BSA yapıları da BD'nin gerçekleştirmesine göre sınıflandırılmaktadır. Bunlar Mamdani tipi, Sugeno tipi ve Tsukamoto tipi BD'nin elde edildiği BSA 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. Bu ağ yapıları sınıflandırıcı BSA olarak Mamdani tipi BD' nin gerçekleştirimini amaçlar ve üyelik fonksiyonlarının türevlenebilir olmasına gerek yoktur. FALCON ağ yapısı da yine Mamdani tipi bir BSD'dir, ancak sınıflandırıcı BSD'den farkı üyelik fonksiyonlarını YSA ile gerçekleştirir ve geriye yayılım algoritmasını kullanır. Bu ağ

yapılarından farklı olarak denetim alanında daha çok tercih edilen, türevlenebilir üyelik fonksiyonlarına sahip, geriye yayılım algoritmasını kullanan ve genel olarak Singleton kurallı BSD olarak adlandırılan ağ yapıları da kullanılmaktadır. Sugeno tipi BD'nin modellendiği ve değişik öğrenme algoritmalarının kullanıldığı ANFIS, GARIC ve isimlendirilmeyen bazı ağ yapıları da literatürde sunulmuştur (66). 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 (67). Ancak çevrim dışı denetim gerçekleştirilen uygulamalarda hem üyelik fonksiyonları hem de kuralların sonuç parametrelerinin uyarlanması sadece geriye yayılım algoritması kullanılmaktadır. BSD'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 (68, 69).

3.5.1. Uyarlamalı bulanık sinirsel çıkarım sistemi denetleyici

Açık olarak uyarlamalı ağlara dayanan bulanık çıkarım sistemi veya uyarlamalı bulanık sinirsel çıkarım sistemi anlamına gelen ANFIS ismi, Adaptive Network-based Fuzzy Inference System olan özgün adının baş harflerinden oluşmuştur. Aynı zamanda ANFIS, TSK bulanık kuralları ile bulanık sinirsel denetleyici olarak geçmektedir (14, 66). Bulanık Singleton olarak bilinen bu tür BM kuralları Eş. 3.57'deki gibi tanımlanabilir.

$$R^j : \text{EĞER } x_1=A_1^j \text{ ve } x_2=A_2^j \text{ ve, ... , ve } x_n=A_n^j \text{ O HALDE } y=w_j \quad [3.57]$$

$$j=1,2,...,m \text{ ve } i=1,2, \dots, n$$

Eş. 3.57'de, 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.

ANFIS'in her bir girişi için üçer adet üyelik fonksiyonu seçilmiş ve giriş değişkenleri hata ve hatanın değişimi olarak alınmıştır. Şekil 3.18'de dört katmandan oluşan ANFIS ağ yapısı verilmiştir. ANFIS'in 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. BSD'nin giriş değişkenleri hata ve hatanın değişimi olmak üzere,

$$x_1^1 = e(t) = \omega^*(t) - \omega(t) \quad [3.58]$$

$$x_2^1 = \Delta e(t) = e(t) - e(t-1) \quad [3.59]$$

1.katmanın çıkışları Eş. 3.60 ve Eş. 3.61'deki gibi yazılabilir.

$$u_i^1 = x_i^1 \quad [3.60]$$

$$v_i^1 = f_i^1(u_i^1) = x_i^1 \quad [3.61]$$

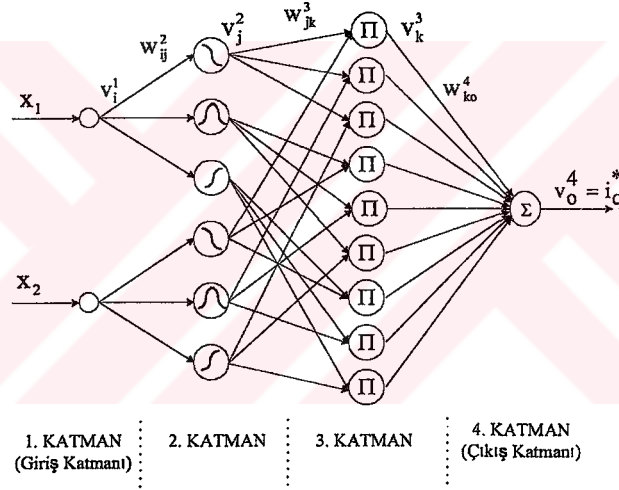
2.Katman

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 fonksiyonlar ve aynı zamanda YSA ile elde edilen fonksiyonlar, ağız giriş üyelik fonksiyonları olarak kullanılabilir. Ancak bu çalışmada her bir giriş için üçer adet üyelik fonksiyonu belirlenmiştir. Bu üyelik

fonksiyonları aşağıda eşitlikleri verilen ikisi sigmoid diğeri ise genelleştirilmiş bell fonksiyonudur.

$$u_j^2 = -\sigma_{ij} \left(x_i^2 - m_{ij} \right), \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + \exp(u_j^2)} \quad j=1,3 \quad [3.62]$$

$$u_j^2 = \left| \frac{x_i^2 - m_{ij}}{\sigma_{ij}} \right|^{2b_i}, \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + u_j^2} \quad j=2. \quad [3.63]$$



Şekil 3.18. İki girişli tek çıkışlı ANFIS yapısı

Eş. 3.62 ve Eş. 3.63’de 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 Π sembolüyle gösterilen düğümlerden oluşmuştur. Katmandaki her bir düğüm girişine gelen işaretleri çarparak çıkışına aktarır. 3. katmanın çıkışı Eş. 3.64 ve Eş. 3.65’deki gibi elde edilir.

$$u_k^3 = \prod_j w_{jk}^3 x_j^3 \quad [3.64]$$

$$v_k^3 = f_k^3(u_k^3) = u_k^3 \quad [3.65]$$

Eş. 3.64'de 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 3.18'de verilen tek çıkışlı BSD için katman çıkışı, Eş. 3.66 ve Eş. 3.67'deki gibi elde edilir.

$$u_o^4 = \sum_k w_{ko}^4 x_k^4 \quad [3.66]$$

$$v_o^4 = i_q^* = f_o^4(u_o^4) = u_o^4 \quad [3.67]$$

Eğer bu işlem için merkezi durulaştırma kullanılırsa BSD'nin çıkışı, Eş. 3.68'deki gibi elde edilir.

$$v_o^4 = i_q^* = \frac{u_o^4}{\sum_j x_k^4} \quad [3.68]$$

Eş. 3.68'deki i_q^* denetim akımıdır. ANFIS'ın eğitim sürecinde uyarlanacak parametreler, üyelik fonksiyonları ile ağırlık çıkış ağırlıkları olan w_{ko}^4 dır.

3.5.2. Sugeno tipi BSD

Sugeno tipi bir BD'nin gerçekleştirimi temeline dayanan denetleyicinin bulanık kuralları, Eş. 3.69'daki gibi tanımlanabilir (55).

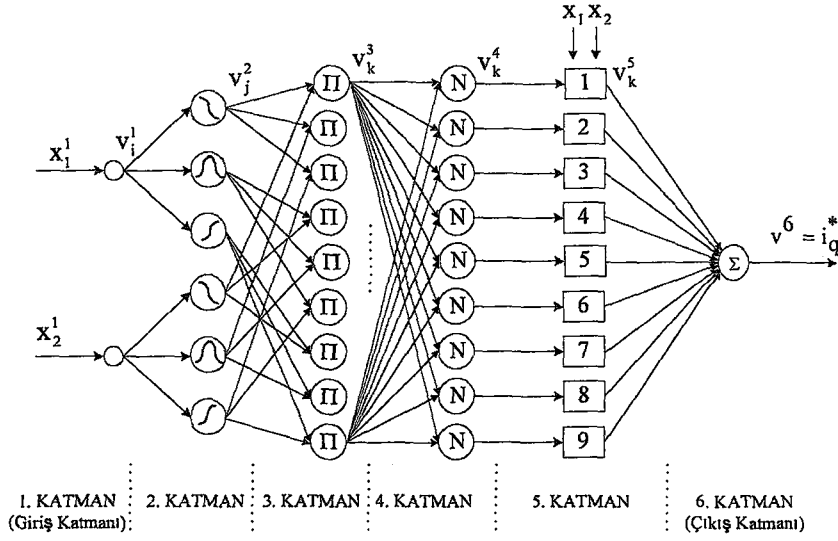
$$\begin{aligned} R^j : \text{EĞER } x_1 = A_1^j \text{ ve } x_2 = A_2^j \text{ ve...ve } x_n = A_n^j, \\ \text{O HALDE } y = f_j = a_0^j + a_1^j x_1 + a_2^j x_2 + \dots a_n^j x_n \end{aligned} \quad [3.69]$$

Eş. 3.69'da, x_i giriş değişkeni, y çıkış değişkeni, $A_i^j \mu_{A_i^j}(x_i)$ üyelik fonksiyonlu önkoşullarının dilsel değişkenleri ve $a_i^j \in R$ 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 Eş. 3.70'deki gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned} R^1 : \text{EĞER } x_1 = A_1^1 \text{ ve } x_2 = A_2^1, \text{O HALDE } y = f_1 = p_1 x_1 + q_1 x_2 + r_1 \\ R^2 : \text{EĞER } x_1 = A_1^2 \text{ ve } x_2 = A_2^2, \text{O HALDE } y = f_2 = p_2 x_1 + q_2 x_2 + r_2 \end{aligned} \quad [3.70]$$

FSDAM'ın hız ve konum denetiminde kullanılan iki giriş tek çıkışlı ve her bir giriş için üç üyelik fonksiyonunun seçildiği, Sugeno tipi BSD yapısı Şekil 3.19'da verilmiştir. Bu çalışmada giriş değişkenleri hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimi olarak seçilen Sugeno tipi BSD kullanılmış ve bu BSD ağı PD-BSD olarak adlandırılmıştır. Ayrıca BSD'nin çıkışına integral etkisinin kazandırılması hedeflenmiştir. Sugeno tipi BSD, girişlerini doğrusal bir fonksiyondan geçirerek sonuç üretir. PD-BSD için Şekil 3.19'da verilen Sugeno tipi ağ yapısı kullanılmıştır.



Şekil 3.19. İki girişli tek çıkışlı Sugeno tip BSD yapısı

1. Katman

Bu katmandaki her hücre doğrusal aktivasyon fonksiyonlarına sahiptir ve giriş değişkenlerini çıkışlarına aktarırlar. PD-BSD için giriş değişkenleri Eş. 3.71 ve Eş. 3.72'deki gibi hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimi olarak alınmıştır.

$$x_1 = e(t) = \omega^* / \theta^* (t) - \omega(t)/\theta(t) \quad [3.71]$$

$$x_2 = \Delta e(t) = e(t) - e(t-1) \quad [3.72]$$

Tanımlanan x_i girişlerine göre 1. katmanın çıkışları,

$$u_i^1 = x_i^1 \quad [3.73]$$

$$v_i^1 = f_i^1(u_i^1) = x_i^1 \quad [3.74]$$

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 Eş. 3.75 ve Eş. 3.76'da verildiği gibi, ikisi sigmoid diğeri ise genelleştirilmiş bell fonksiyonudur.

$$u_j^2 = -\sigma_{ij} \left(x_i^2 - m_{ij} \right), \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + \exp(u_j^2)} \quad j=1,3. \quad [3.75]$$

$$u_j^2 = \left| \frac{x_i^2 - m_{ij}}{\sigma_{ij}} \right|^{2b_i}, \quad v_j^2 = f_j^2(u_j^2) = \frac{1}{1 + u_j^2} \quad [3.76]$$

Eş. 3.76'da 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 VE bulanık işlemi gerçekleştirilmekle birlikte diğer T-norm işlemleri de kullanılabilir. VE bulanık işleminin gerçekleştirilmesiyle k. hücrenin çıkışı,

$$u_k^3 = \prod_j x_j^3 \quad [3.77]$$

$$v_k^3 = f_k^3(u_k^3) = u_k^3 \quad [3.78]$$

olarak yazılır. Eş. 3.77'de 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 Eş. 3.79 ve Eş. 3.80'deki gibi hesaplanır.

$$u_k^4 = \sum_k x_k^4 \quad [3.79]$$

$$v_k^4 = f_k^4(u_k^4) = \frac{x_k^4}{u_k^4} \quad [3.80]$$

Eş. 3.79 ve Eş. 3.80'de 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 ve Eş. 3.81 ve Eş. 3.82'deki gibi hesaplanır.

$$u_k^5 = x_k^5 \quad [3.81]$$

$$v_k^5 = f_o^6(u_o^6) = u_k^5 g_k = u_k^5 (p_k x_1^1 + q_k x_2^1 + r_k) \quad [3.82]$$

Eş. 3.81 ve Eş. 3.82'de x_k^5 , 5. katmanın k. hücresinin girişidir.

6.Katman

Bu katmanda $\sum$ sembolüyle gösterilen tek bir düğüm vardır ve girişine gelen işaretlerin toplamını çıkışı verir. BSD'nin y çıkışı, Eş. 3.83 ve Eş. 3.84'deki gibi bulunur.

$$u_o^6 = \sum_k x_k^6 \quad [3.83]$$

$$v_o^6 = i_q^* = f_o^6(u_o^6) = u_o^6 \quad [3.84]$$

3.6. Bulanık Sinirsel Denetleyicilerin Eğitimi

Bir BSD, BD işlevlerini YSA ile gerçekleştirerek YSA'nın öğrenme ve uyarlama yeteneğini kazanır. Böylece BSD'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 BSD'nin de tıpkı YSA gibi çeşitli öğrenme algoritmaları ile eğitilerek parametrelerinin uyarlanması gereklidir. Literatürde BSD 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 çevrim dışı uygulamalarda gerçekleştirilemediğinden, genelde çıkış parametrelerinin de geriye yayılımla uyarlanması tercih edilmektedir. Geriye yayılım algoritması ile örneksel öğrenme yöntemi kullanılarak giriş ve çıkış parametrelerinin güncellenmesi için, izleme hatası (e) minimize edilecek hata ölçütü (E) Eş. 3.85'deki gibi belirlenir.

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

$$E = \frac{1}{2} e^2(t) \quad [3.85]$$

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

$$\phi(k) = \phi(k-1) + \Delta\phi(k) = \phi(k-1) + \left(-\alpha \frac{\partial E(k)}{\partial \phi(k)} \right) \quad [3.86]$$

olarak bulunur. Eş. 3.86'da 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 BSD'nin çıkışına kadar olan türev zinciri Eş. 3.87'deki gibi bulunabilir.

$$\delta^1 = \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial v^6} \quad [3.87]$$

Eş. 3.82'de yer alan δ^1 , yöresel gradyandır. BSD'nin çıkışından itibaren sonuç parametrelerinin güncellenebilmesi için gerekli gradyanlar Eş. 3.88–Eş. 3.90'daki gibi bulunur.

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

$$\frac{\partial E}{\partial p_k} = \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4} x_1^1 \quad [3.88]$$

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

$$\frac{\partial E}{\partial q_k} = \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4} x_2^1 \quad [3.89]$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial r_k} &= \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial r_k} = \delta^1 u_k^5 \\ \frac{\partial E}{\partial r_k} &= \delta^1 \frac{x_k^4}{\sum_k x_k^4}\end{aligned}\quad [3.90]$$

BSD'nin önkoşul parametrelerinin güncellenebilmesi için gerekli eğim hesabı ise Eş.

3.91-Eş. 3.95'deki gibi elde edilebilir. Sigmoid üyelik fonksiyonları için $\sigma_{i,1-3}$;

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,1-3}} &= \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial \sigma_{i,1-3}} \\ \frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,1-3}} &= \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 (x_j^1 - m_{i,1-3}) v_j^2 (1 - v_j^2)\end{aligned}\quad [3.91]$$

$m_{i,1-3}$ parametreleri için,

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial m_{i,1-3}} &= \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,1-3}} \\ \frac{\partial E}{\partial m_{i,1-3}} &= \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 (-\sigma_{i,1-3}) v_j^2 (1 - v_j^2)\end{aligned}\quad [3.92]$$

Genelleştirilmiş bell fonksiyonu için,

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,2}} &= \delta^1 \frac{\partial v^6}{\partial u^6} \frac{\partial u^6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial \sigma_{i,2}} \\ \frac{\partial E}{\partial \sigma_{i,2}} &= \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \left(\frac{2b_i}{x_i^1 - m_{i,2}}\right) v_j^2 (1 - v_j^2)\end{aligned}\quad [3.93]$$

$$\frac{\partial E}{\partial m_{i,2}} = \delta^1 \frac{\partial v_6}{\partial u_6} \frac{\partial u_6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} \quad [3.94]$$

$$\frac{\partial E}{\partial m_{i,2}} = \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} \quad [3.95]$$

Burada $\frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}}$ türevi Eş. 3.96 ve Eş. 3.97'deki gibi elde edilebilir.

$$\frac{\partial v_j^2}{\partial m_{i,2}} = \begin{cases} \left(\frac{2b_i}{x_i^1 - m_{i,2}}\right) v_j^2 (1 - v_j^2) & x_i^1 \neq m_{i,2} \\ 0 & x_i^1 = m_{i,2} \end{cases} \quad [3.96]$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial b_i} &= \delta^1 \frac{\partial v_6}{\partial u_6} \frac{\partial u_6}{\partial v_k^5} \frac{\partial v_k^5}{\partial u_k^5} \frac{\partial u_k^5}{\partial v_k^4} \frac{\partial v_k^4}{\partial u_k^4} \frac{\partial u_k^4}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial u_k^3} \frac{\partial u_k^3}{\partial v_j^2} \frac{\partial v_j^2}{\partial b_i} \\ \frac{\partial E}{\partial b_i} &= \delta^1 g_k \frac{\sum_k x_k^4 - x_k^4}{\left(\sum_k x_k^4\right)^2} \prod_j x_j^3 \frac{\partial v_j^2}{\partial b_i} \end{aligned} \quad [3.97]$$

Burada $\frac{\partial v_j^2}{\partial b_i}$ türevi Eş. 3.98'deki gibi elde edilebilir.

$$\frac{\partial v_j^2}{\partial b_i} = \begin{cases} -2 \ln \left| \frac{x_i^1 - m_{i,2}}{\sigma_{i,2}} \right| v_j^2 (1 - v_j^2) & x_i^1 \neq b_i \\ 0 & x_i^1 = b_i \end{cases} \quad [3.98]$$

Eş. 3.98'de 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 Eş. 3.99'da verilen delta uyarlama kuralı kullanılmıştır (23,24).

$$\delta^1 = Ae + \dot{e} \quad [3.99]$$

Eş. 3.99'da A pozitif değerli sabit bir sayıdır.

Yukarıda bu tez çalışmasında önerilen Sugeno tipi BSD' için eğitim algoritması çıkarılmıştır. Çıkarılan eğitim algoritması diğer BSD'lere de kolaylıkla uyarlanabilir.



4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR HIZ VE KONUMUNUN BULANIK SİNİRSEL DENETLEYİCİ İLE DENETİMİ

4.1. Giriş

FSDAM'ın doğrusal olmayan ve hız üzerinden zamanla değişen parametrelere sahip bir sistem olması, motorun sürdüğü yükteki parametre değişimleri ve doğrusal olmayan dinamikleri nedeniyle, denetleyici yapısının yük ve parametre değişimlerinden etkilenmeyecek nitelikte olması gerekmektedir. Bu nedenle başka bir denetleyiciye ihtiyaç duyulmaksızın, dayanıklı ve uyarlamalı yapısıyla BSD özellikle YSA ve BD'nin üstün özelliklerini birleştirir. Bu yüzden son yıllarda FSDAM'ın hız denetiminde yaygın olarak kullanılmaya başlanmış ve yapılan çalışmalar sonucunda dayanıklı bir denetleyici olduğu belirtilmiştir.

Bu bölümde, integral çıkışlı BSD ile FSDAM'ın hız ve konum denetimi gerçekleştirilerek, oluşturulan deney düzeneği açıklanmıştır.

4.2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Hız ve Konum Denetimi

FSDAM'lar, düşük ataletli fakat yüksek hız kabiliyetleri olan bir motor çeşidi olduklarından dolayı, hassas hız denetimi istenen bir çok endüstriyel uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır.

Literatürde yapılan çalışmalarda BM çıkarım sistemine ve parametre belirlemede kullanılan eğitim algoritmalarına göre çok fazla sayıda BSD ağlarının bulunmasının yanında, elde edilen bu ağ yapılarının algoritmik ve gerçek zamanlı olarak uygulanabilirliği de oldukça önemlidir. Bu nedenle denetim alanında yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğu hesap yoğunluğunun diğer ağ yapılarına göre daha az olduğu Mamdani tipi BD'nin modellendiği Singleton kurallı BSD ve Sugeno tipi BD'nin modellendiği ANFIS yapısıdır (66). Yapılan bu tez çalışmasında da Bölüm 3'de incelenen Sugeno tipi BSD ağı kullanılmıştır. BSD'nin tasarımında BSD

işlevlerinin yanında giriş değişkenlerinin seçimi de oldukça önemlidir. Denetleyici olarak kullanılan BSD girişleri genel olarak BD'de olduğu gibi hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimi/türevi olarak seçilmiştir. Bu nedenle hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimini kullanan PD-BSD'nin, sürekli durum hatalarının giderilmesi amacıyla çıkışlarına integral özelliği kazandırılmıştır.

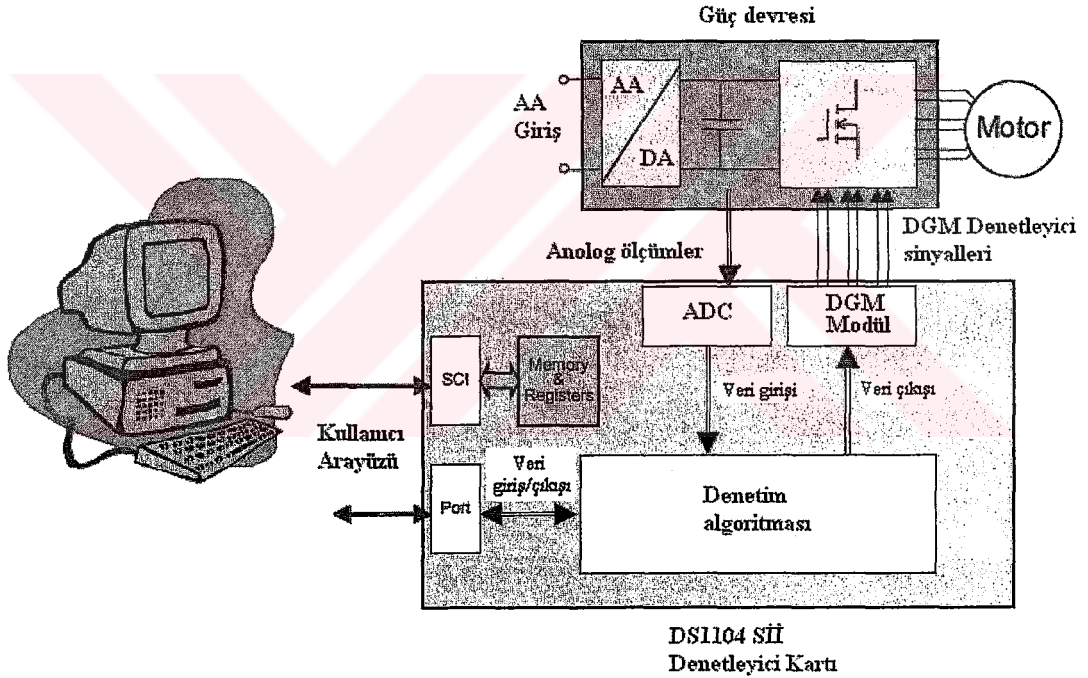
Yapılan bu tez çalışmasında kullanılan denetleyici yapısı Şekil 4.1'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi karşılaştırıcının girişleri referans ve gerçek konum değerleridir. İki büyüklük arasındaki farktan e_θ hata sinyali elde edilir. Elde edilen konum hatası e_θ ve konum hatasının değişimi Δe_θ BSD'nin girişine uygulanır. BSD'nin çıkışı referans hız ω^* olarak belirlenir. Referans hız ω^* ve gerçek hız ω bir karşılaştırıcıdan geçirilerek e_ω hata sinyali elde edilir. Elde edilen hız hatası e_ω ve hız hatasının değişimi Δe_ω BSD'nin girişine uygulanır. BSD'nin çıkışı bir integral denetleyiciden geçirilerek referans i_q^* akımı elde edilir. FSDAM'ın rotoru kalıcı mıknatıstan oluştuğundan dolayı akımın mıknatıslama bileşeni i_d^* sıfır olarak alınmıştır. Gerçek motor akımlarına abc-dq dönüşümü uygulayarak q ve d akımları hesaplanır. Referans ve gerçek motor akımları bir karşılaştırıcıdan geçirilerek her iki büyüklük arasındaki farktan bir akım hata sinyali elde edilir. Bu sinyaller daha sonra bir akım denetleyiciye uygulanır.

Akım denetiminde parametreler kutup yok etme yöntemi ile, 500 rad/s'lik bant genişliğine göre tasarlanan PI akım denetleyicisi kullanılmıştır. PI akım denetleyiciler, referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılması ile elde edilen akım hatalarını işleyerek referans q ve d-eksen gerilimlerini üretir. Akım denetleyicinin çıkışındaki referans q ve d-eksen gerilimlerine dq-abc dönüşümü uygulanarak referans faz gerilimleri elde edilir. Dönüşüm denklemlerinin yapıldığı blok diyagramlar Ek-1'de verilmiştir. Elde edilen faz gerilimleri eviricinin sürülmesinde kullanılır. Evirici çıkışları, FSDAM'ın stator faz sargılarını kontrollü bir şekilde besleyerek, hız ve konum denetiminin gerçekleştirilmesini sağlar.

Sugeno tipi BSD'nin Şekil 4.1 ile verilen denetim yapısında kullanımı ile, denetim sisteminin gerçekleştirilmesi ve eğitim algoritmasının uygulanmasına ilişkin akış diyagramı Şekil 4.2'deki gibidir.

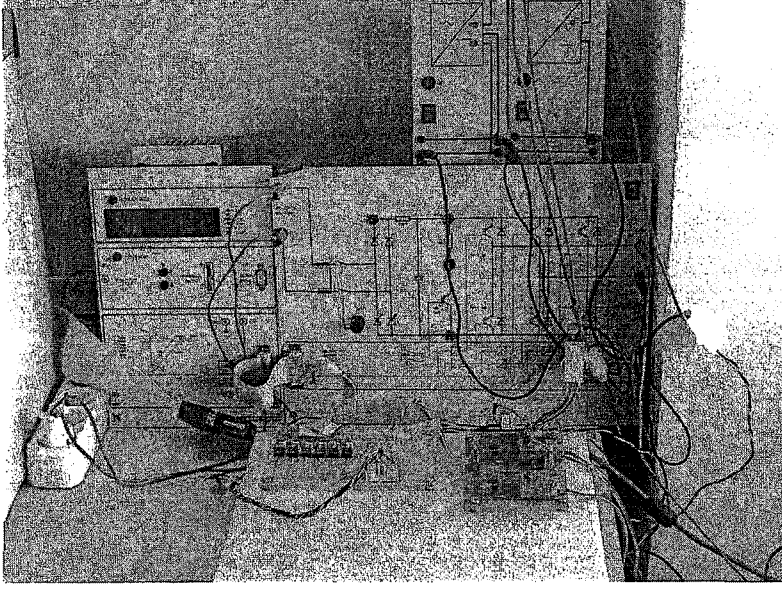
4.3. FSDAM Sürme Sistemi Deney Düzeneği

FSDAM sürme sisteminin hız ve konum denetimi için tasarlanan deney düzeneğinin blok diyagramı Şekil 4.3'de görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi FSDAM sürme sistemi, güç devresi, motor, denetleyici kart ve bilgisayardan oluşmaktadır.



Şekil 4.3. FSDAM sürme sistemi

Resim 4.1'de FSDAM sürme sistemi için tasarlanan ve uygulama çalışmalarının gerçekleştirildiği deney düzeneğinin resmi görülmektedir. Tasarlanan FSDAM deney düzeneği, alt bölümlerde ayrıntılı olarak açıklanmıştır.



Resim 4.1. FSDAM sürme sistemi için deney düzeneğinin fotoğrafı

4.3.1. Fırçasız doğru akım motoru

Çalışmada kullanılan sinüsoidal akı dağılımlı FSDAM'ın rotoru Samarium-Cobalt kalıcı mıknatıstan oluşup, eylemsizlik katsayısı küçük endüstriyel amaçlı bir motordur. Motor parametreleri aşağıdaki gibidir.

$R=11.5$ ohm, $L=21.5$ mH, $J=0.0001$ kgm², $P=6$, $T_n=0.9$ N, $E_z=39$ V/1000 d/d (fazlar arası), $n=3000$ d/d, $I_n=1.7$ A.

4.3.2. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici devresi

Gerilim kaynaklı evirici devresi, girişteki DA kaynak gerilimini motora uygulamaktadır. Bu işlem devredeki güç anahtarlarının uygun bir sıra ile anahtarlama suretiyle gerçekleştirilir. Anahtarlama sırası, DSPACE 1104 Sİİ kartı üzerinde hazırlanan bir denetim algoritması ile belirlenir. Evirici devresi motoru sürmek için gerekli akımı belirlediğinden, motor gücüne bağlı olarak değişik güçlerde üretilmektedir.

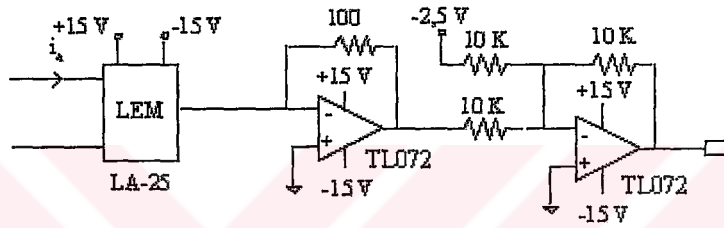
Daha önceki yıllarda evirici devrelerinde genellikle tristörler kullanılmıştı ve halen günümüzde de tristörler yüksek güçlü düşük frekanslı uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Yarı iletken teknolojilerinde yaşanan gelişmelerle birlikte Tristörleri bir çeşit geliştirilmiş tristör olan GTO'lar takip etmiştir. GTO'lar yüksek akım ve gerilim değerlerinden (6000V, 6000A) dolayı yüksek güçlü uygulamaların vazgeçilmez bir elemanıdır. Ancak bu anahtarlar yavaş anahtarlama da yüksek anahtarlama kayıplarına sahip olduğundan dolayı yüksek frekanslarda üretilmemektedir. Ayrıca karmaşık koruma (snubber) devresine ihtiyaç duyması ise kullanım alanını sınırlayan önemli bir faktördür. Güç MOSFET'lerinin, tristör ve GTO'nun aksine, yüksek frekanslarda anahtarlama kayıpları düşüktür. Bu yüzden anahtarlama güç kaynakları ve motor denetimi gibi uygulamalarda yoğun olarak kullanılmaktadır. 1980'lerde üretimine başlanan IGBT'ler, yüksek anahtarlama frekansı ve güç değeri özellikleri ile çok geniş kullanım alanına sahiptir. Ayrıca bazı uygulamalarda koruma devresi olmadan da kullanılabilir. Günümüzde 3500 V, 1200A değerlerine sahip IGBT'ler üretilmektedir. Yapılan çalışmada Leybold Didactic GmbH firması tarafından üretilen ve anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılan bir evirici kullanılmıştır. Evirici modül için ayrıntılı bilgi Ek-2'den faydalanılabilir.

4.3.3. Hız/Konum algılayıcı

FSDAM'ın hız ve konum bilgisi motor miline bağlı artımlı bir algılayıcı ile elde edilmiştir. Bu çalışmada kullanılan algılayıcı her bir devirde A ve B kanallarından ayrı ayrı ve faz kaydırmalı olarak 2500 darbe üretmektedir. Üretilen bu darbeler DSPACE 1104 Sİİ'ye konnektör aracılığı ile aktarılır ve motorun gerçek hız ve konum bilgisi elde edilir. Algılayıcının indeks sinyali konum hatasını sıfırlamak için kullanılmaktadır.

4.3.4. Akım ölçme devresi

Motora uygulanan akımlar akım ölçme devresi aracılığı ile ölçülerek, DSPACE 1104 Sİİ denetleyici kartına gönderilmektedir. Şekil 4.4’de bir faz için akım ölçme devresi görülmektedir. Devreden geçen akım, bir akım algılayıcı ile gerilim değerine dönüştürülmektedir. Devrede kullanılan akım algılayıcının bacak bağlantıları ayarlanmak suretiyle çıkıştan değişik gerilim değerleri almak mümkündür. Akım ölçme devresinde kullanılan modülün özellikleri Ek-3’de verilmiştir.



Şekil 4.4. Bir faz için akım ölçme devresi

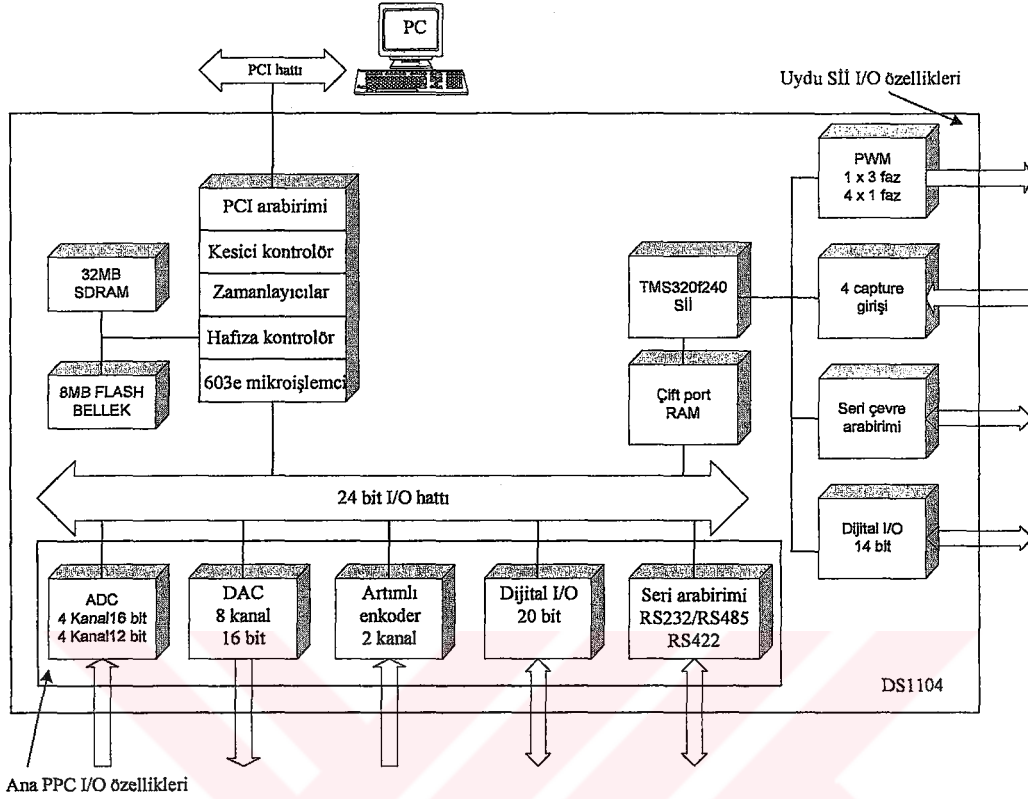
Devrede işlemsel yükselteçten dolayı faz kaymasını en aza indirmek için TL072 hızlı işlemsel yükselteçler kullanılmıştır. Devre üç-faz için tasarlanmasına rağmen sadece iki faz akımı ölçülmüş üçüncü faz, ölçülen fazlardan hesaplanmıştır ($i_c = -(i_a + i_b)$).

4.3.5. Koruma devresi

DSPACE 1104 Sİİ’ ye giriş olarak verilen analog ve sayısal değerler bir koruma devresinden geçirilerek, her iki kısım arasında bir yalıtım gerçekleştirilmiş olur. Bu çalışmada 6N137 tipi elemanlar kullanılarak sinyallerde yaşanan gecikmeler en aza indirgenmiştir. Çalışmada motor faz akımları ve üç fazlı eviriciye uygulanan Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) sinyalleri, koruma devresi kullanılarak DSPACE 1104 denetleyici karta aktarılmıştır.

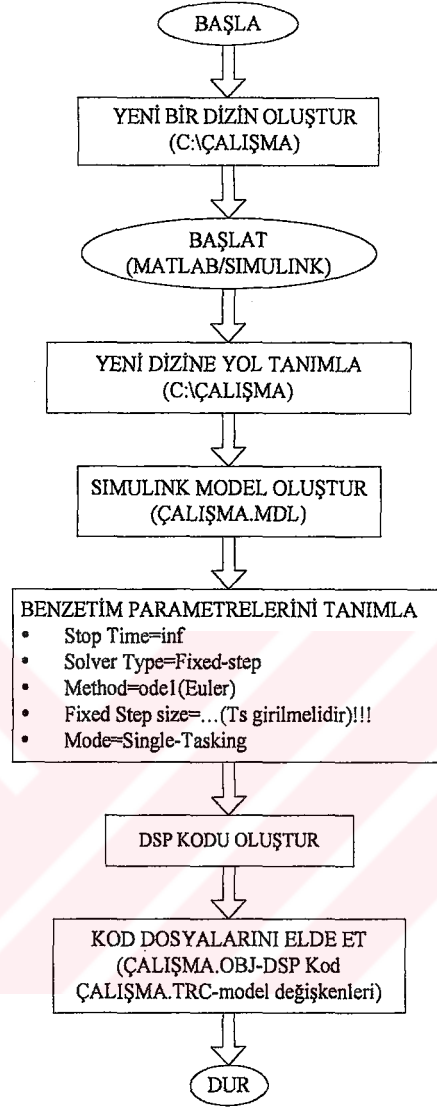
4.3.6. DSPACE 1104 sayısal işaret işlemci

Uygulama çalışmalarında denetim yapısının gerçekleştirilmesi için, Şekil 4.5’de blok diyagramı verilen DSPACE 1104 Sİİ kullanılmıştır. MATLAB/SIMULINK ortamında modeller oluşturularak, SIMULINK Real-Time Workshop ve DSPACE 1104 Sİİ’nin Real Time Interface yazılımları sayesinde gerçek zamanlı kodlara dönüştürülerek DS1104 PPC denetleyici kartının program hafızasına yüklenir. Şekil 4.6 (a)’da SIMULINK’te oluşturulan bir modelin DSPACE 1104 denetleyici kartına aktarılmasına ait akış diyagramı görülmektedir. Real Time Interface yazılımı, Power PC 603e ana işlemciye ve TMS320F240 uydu işlemciye hizmet eden I/O blokları içeren dört alt kütüphaneden oluşmaktadır. Bu kütüphaneler, SIMULINK ile gerçek zaman donanımı arasında bağlantı kurulmasını sağlayan DAC birimleri, ADC birimleri, artımlı algılayıcı ara yüzleri ve çeşitli DGM üreteçleri gibi ek blokları içermektedir. Real Time İnterface yazılımı SIMULINK blok kütüphanesine DSPACE’in bloklarını eklemektedir (70, 71). Bu çalışmada kullanılan DSPACE 1104 denetleyici kartın özellikleri, ek blokları; artımlı algılayıcı ara yüzleri, DGM üreteçleri, DAC ve ADC birimleri Ek-4’de verilmiştir.

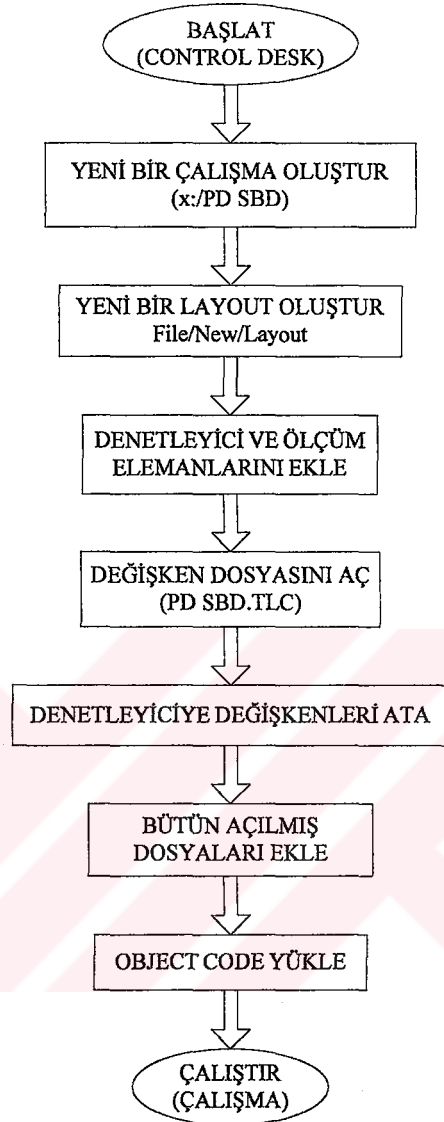


Şekil 4.5. DSPACE 1104 SII blok diyagramı

Bir SIMULINK model dosyası ile uygulama çalışması yapmak için DSPACE tarafından geliştirilen Control Desk Developer yazılımı kullanılmaktadır. Bu yazılım algoritması, değişkenlerin yazılım denetleyicilerine gerçek zamanlı atanmasını ve bir kullanıcı ara yüzü oluşturulmasını sağlar. Böylece değişkenlerin gerçek zamanlı olarak denetimi ve gözlemlenmesi etkileşimli olarak sağlanır. Control Desk Developer yazılımı ile SIMULINK'te oluşturulan bir çalışma için arayüz oluşturulmasına ilişkin akış diyagramı Şekil 4.6(b)'de görülmektedir.



(a)

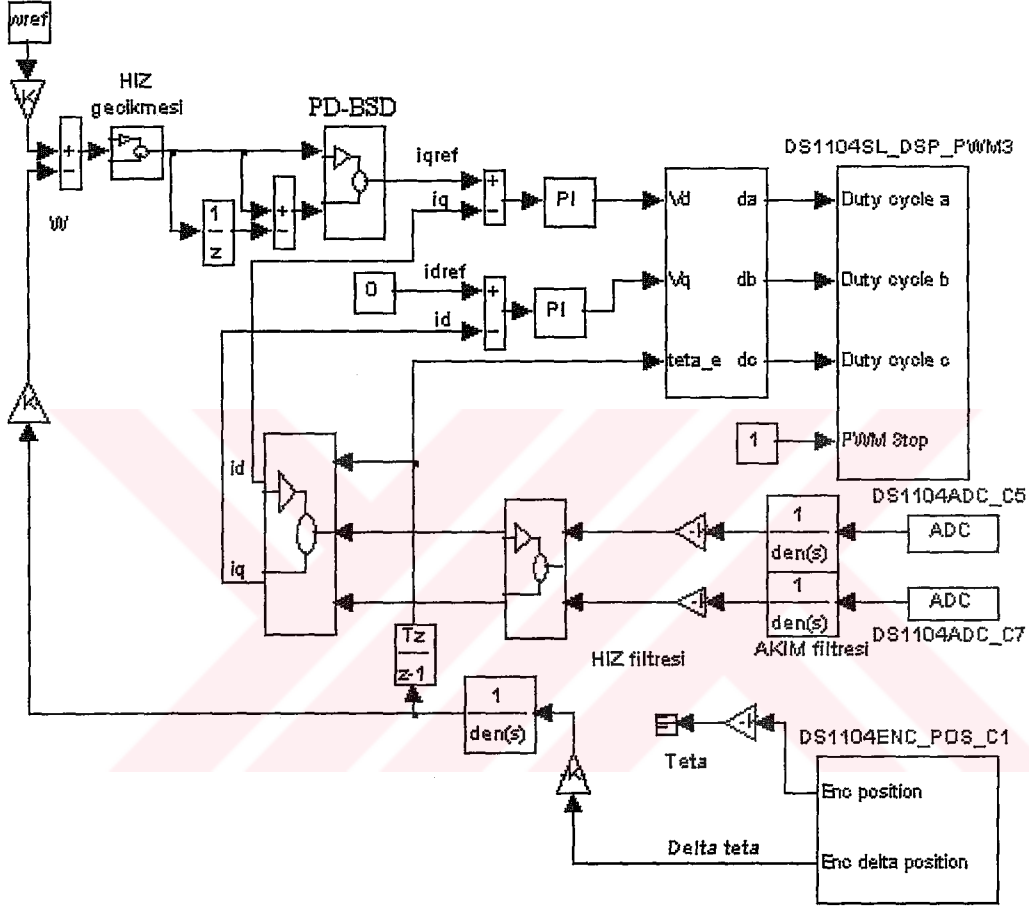


(b)

Şekil 4.6. Kullanıcı arayüzü için akış diyagramı

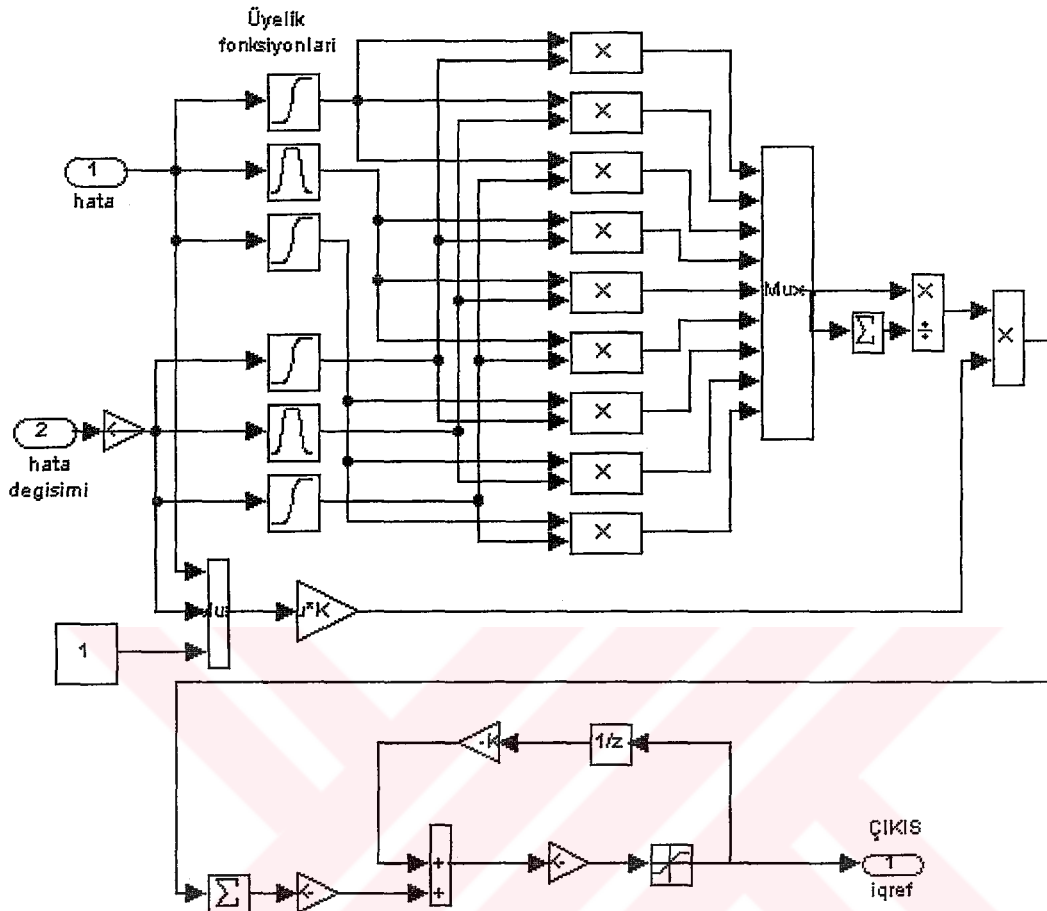
- Control Desk Developer yazılımı ile çalışma ara yüzünün oluşturulması için akış şeması
- SIMULINK'te oluşturulan denetim yapısının denetleyici karta aktarılmasına ait akış şeması

Deneysel çalışmada gerçek zamanlı olarak FSDAM'ın çıkış integralli BSD ile vektörel hız ve konum denetimi için oluşturulan SIMULINK model dosyası Şekil 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4.8. Deney çalışmaları için MATLAB/SIMULINK'te oluşturulan denetim yapısı

Şekil 4.8'de oluşturulan model yapısında denetleyici kartın DGM, ADC ve hız/konum algılayıcı modülleri kullanılmıştır. Denetim yapısında ana hız denetim döngüsü 0.7ms, akım döngüsü 70µs ve eviricinin anahtarlama frekansı 10 kHz olarak seçilmiştir. Şekilde, hız denetleyici olarak kullanılan çıkış integralli PD-BSD'nin alt SIMULINK blokları Şekil 4.9'da görüldüğü gibi oluşturulmuştur.

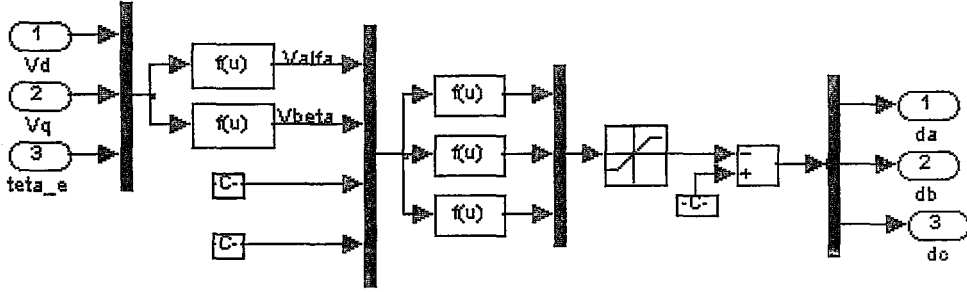


Şekil 4.9. Çıkış integralli PD-BSD'nin SIMULINK bloklarıyla oluşturulması

PD-BSD bloğu, arzu edilen açısal hız/konum ile motordan ölçülen gerçek açısal hız/konumun karşılaştırılmasıyla elde edilen hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimini giriş değişkeni olarak alır. Motor milinin açısal konumu bir artımlı enkoder ile algılanarak, denetleyici kartın sayısal girişlerine uygulanır. Sayısal girişlere uygulanan bu bilgiler enkoder blokları yardımı ile açısal hız bilgisine dönüştürülür ve alçak geçiren bir filtreden geçirilerek arzu edilen açısal hız/konum ile karşılaştırılmak üzere hız/konum karşılaştırma bloğuna uygulanır. PD-BSD bloğunun çıkışından q eksen akımı elde edilir. d eksen akımı ise FSDAM'ın rotorunun kalıcı mıknatıstan oluşması nedeniyle sıfır olarak alınmıştır.

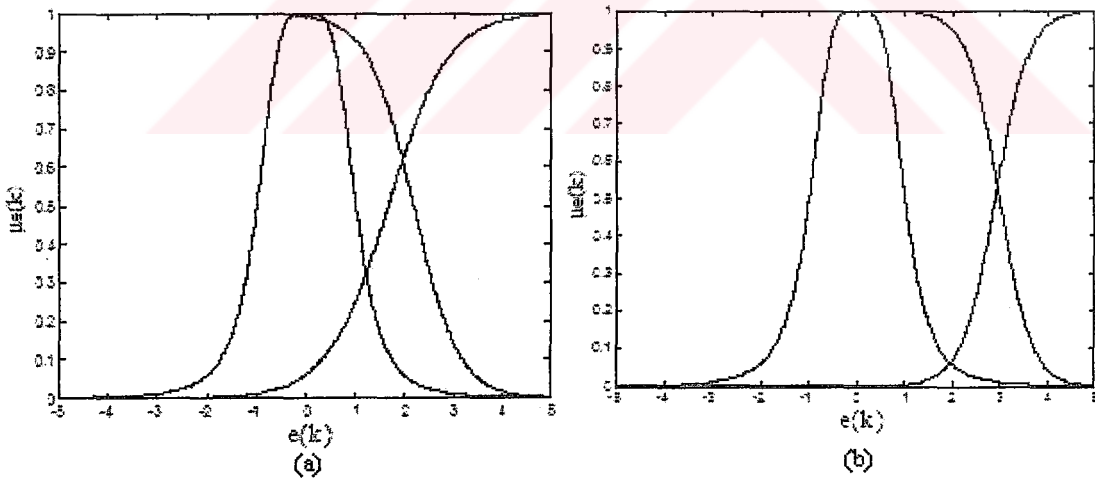
Çıkış integralli PD-BSD'nin çıkışı olan q eksen ve sıfır olarak girilen d eksen referans akımları, PI akım denetleyici bloklarına uygulanır. Akım denetiminde

parametreler kutup yok etme yöntemi ile 500 rad/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 iki fazına bağlanan LEM akım algılama modülleriyle 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, PD-BSD'nin çıkışı q -ekseni referans akımı ve sabit sıfır olarak girilen d -eksen referans akımı yardımı ile ölçülen motor hız/konumundan 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 4.10'da verilen SIMULINK blokları ile oluşturulmuştur. Görev oranları, sinüs ağırlıklı DGM yöntemini kullanarak anahtarlama işaretlerini üretecek SIMULINK bloğuna uygulanır. Bu blok, görev oranlarını DS1104 denetleyici kartında bulunan uydu işlemci TMS320F240 işlemcisinin DGM üreten çevre birimine uygular. Bu çevre birimi, verilen görev oranlarına uygun olarak altı adet DGM işaretini üreterek sayısal çıkışlara aktarır. Bu DGM işaretleri evirici anahtarlarını uygun şekilde sürmek için kullanılır.

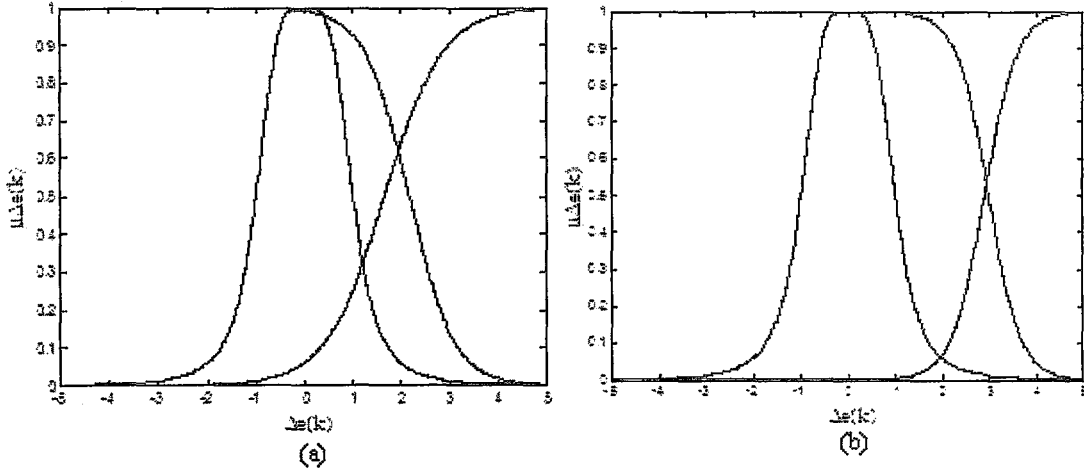


Şekil 4.10. SIMULINK bloklarıyla DGM işaretlerinin üretimi

Şekil 4.9’da oluşturulan PD-BSD’de girişler için iki adet sigmoid üyelik fonksiyonu ve bir adet genelleştirilmiş Bell üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Giriş üyelik fonksiyonları hız ve konum için ayrı ayrı eğitilmiştir. Giriş üyelik fonksiyonları, hız hatası ve hız hatasındaki değişim için eğitim öncesi ve eğitim sonrası olarak Şekil 4.11 ve Şekil 4.12’deki gibi elde edilmiştir. Elde edilen eğriler benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılmıştır.

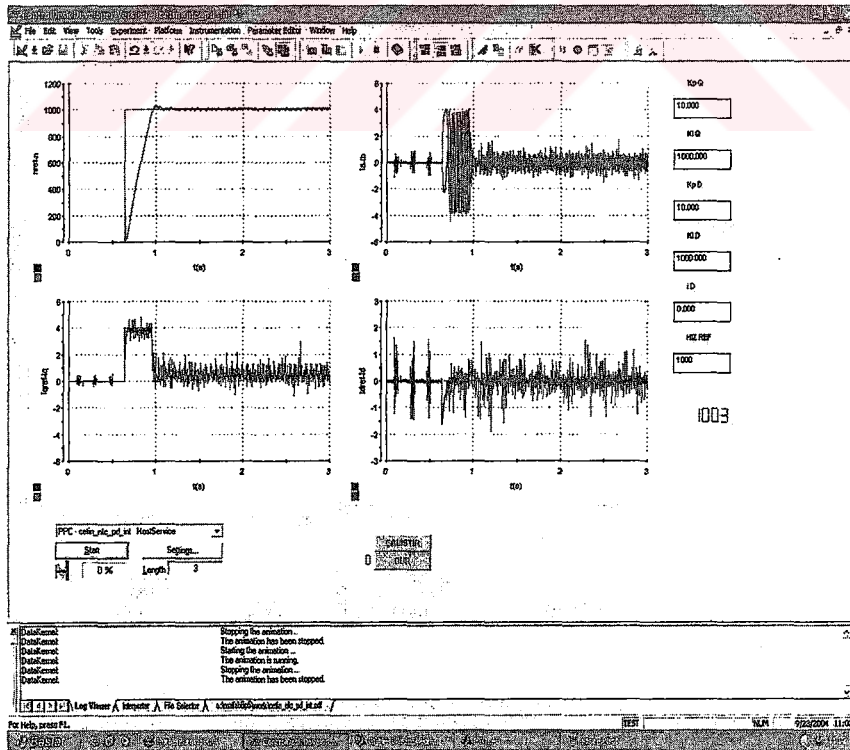


Şekil 4.11. Hız hatası için giriş üyelik fonksiyonları
a) Eğitim öncesi b) Eğitim sonrası



Şekil 4.12. Hız hatasındaki değişim için giriş üyelik fonksiyonları
a) Eğitim öncesi b) Eğitim sonrası

Şekil 4.13’de kullanıcı arayüzü görülmektedir. Genel görünümü verilen ara yüz sayesinde denetim yapısındaki bütün işaretler gerçek zamanlı olarak izlenebilmekte ve denetim yapısındaki parametreler gerçek zamanlı olarak değiştirilebilmektedir.



Şekil 4.13. Oluşturulan kullanıcı ara yüzünün genel görünümü

4.5. Çalışmada Kullanılan Yük Modeli

Bu çalışmada FSDAM'ın BSD ile hız denetiminde, denetleyici veriminin değişik yük ve parametre koşullarındaki başarımının belirlenebilmesi için motora kendinden uyarımlı bir DA jeneratörü bağlanmıştır. Bu yükün gerilim denklemleri Eş. 4.1 ve Eş. 4.2'deki gibi çıkarılabilir.

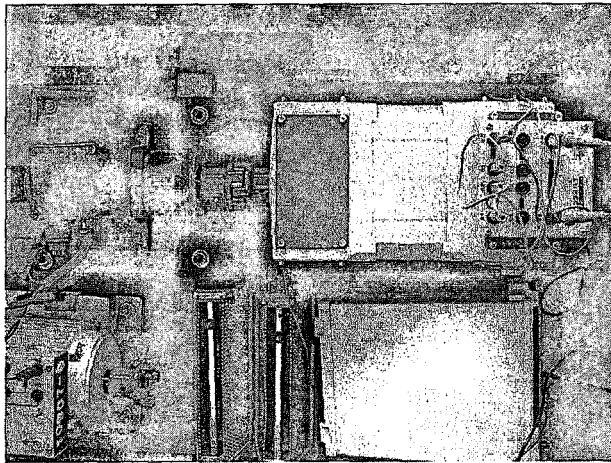
$$V_a = E - i_a R_a \quad [4.1]$$

$$E_f = k_b i_f \omega \quad [4.2]$$

Eş. 4.3 ve Eş. 4.4'de V_a endüvi gerilimi, i_a endüvi akımı, E zıt EMK ve i_f uyarım akımıdır. Kullanılan jeneratör kendinden uyarımlı olduğu için ($E_f = E_a$) i_f akımı Eş. 4.3'deki gibi endüvi geriliminin uyarım direncine bölünmesi ile elde edilir.

$$i_f = \frac{V_a}{R_f} \quad [4.3]$$

Çalışmada yük olarak kullanılan jeneratörün FSDAM ile bağlantısının fotoğrafı Resim 4.2'de verilmiştir.



Resim 4.2. Kendinden uyarımlı DA jeneratörün FSDAM ile kenetlemeli bağlantısı

5. BENZETİM VE DENEY SONUÇLARI

Bu çalışmada, tasarlanan integral çıkışlı BSD ile FSDAM'ın hız ve konum denetiminin geçerliliğini test etmek amacıyla, geleneksel PI ve PD-BSD denetleyici yapıları ile birlikte benzetim ve deney çalışmaları yapılmıştır. Farklı çalışma koşullarında her üç denetleyici yapısıyla hem hız hem de konum için benzetim ve deney sonuçları alınmıştır. Benzetim ve deneysel çalışmalarda hız ve konum denetleyici olarak kullanılan integral çıkışlı BSD'nin önkoşul ve sonuç parametreleri, MATLAB'da hazırlanan bir programla yapılmıştır. Program hız ve konum için, sinüsoidal referans girişe göre çevrim dışı olarak, geri yayılım öğrenme algoritması ile birlikte örneksel olarak eğitilerek elde edilmiştir. Benzetim ve deneysel çalışmalarda üç tip denetleyici için yüklü ve yüksüz çalışma koşullarında motor hızı, motor konumu, faz akımları ve denetleyici akımı eğrileri elde edilmiştir. Elde edilen eğriler her bir denetleyici için ayrı ayrı verilerek sonuçlar ayrıntılı olarak yorumlanmıştır.

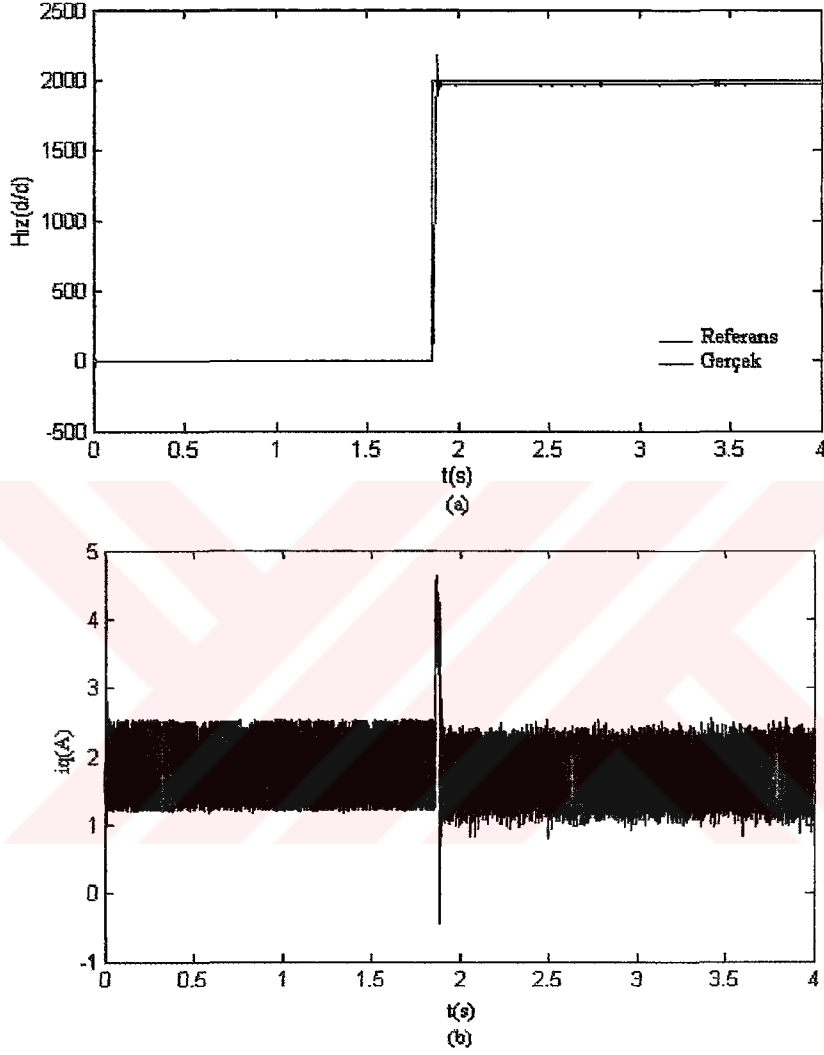
5.1. Elde Edilen Benzetim Sonuçları

Bu tez çalışmasında, FSDAM'ın integral çıkışlı BSD ile hız ve konum denetiminin gerçekleştirilmesi ve deneysel sonuçların geçerliliğini test etmek için öncelikle MATLAB/SIMULINK programında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Benzetim çalışmaları için Bölüm 4'de verilen denetim yapısı kullanılmıştır.

5.1.1. Geleneksel denetleyicilerden elde edilen benzetim sonuçları

Şekil 5.1'de, geleneksel PI denetleyiciden elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 5.1(a)'da 2000 d/d sabit referans hızda motor yüklü iken motor hızının verilen referans hızı izleme eğrisi verilmiştir. Motor hızı %10'luk bir aşım ile sürekli duruma erişmektedir. Şekil 5.1(b)'de, denetim akımının geçici durumda doyumda kaldığı ve sürekli durumda da yaklaşık 2.3A değerinde sabit olduğu

görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motorun aşırı akımlardan korunması amacıyla denetim akımı 4A ile sınırlandırılmıştır.

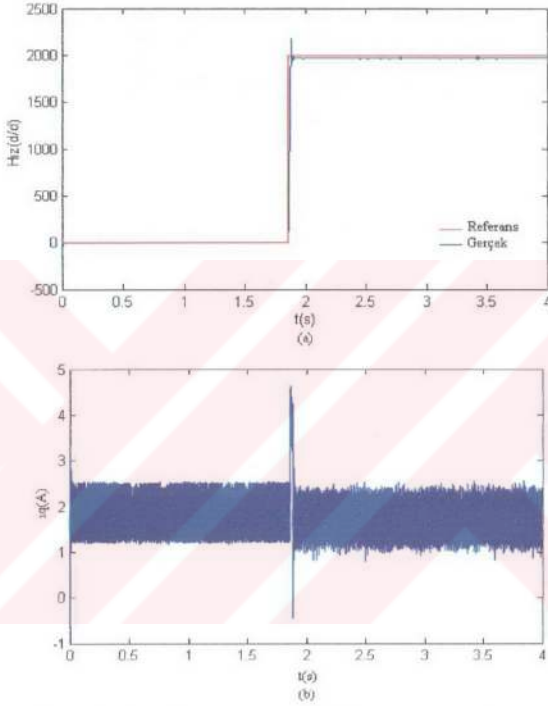


Şekil 5.1. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda benzetim sonuçları

a) Motor hızı b) Denetim akımı

Şekil 5.2’de geleneksel PD denetleyici ile FSDAM’ın konum denetimine ilişkin benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 5.2(a)’da motora çeşitli radyanlarda konum değerleri adım referans olarak verilmiştir. Bu durumda motor konumunun referans adım değerlerini izleme başarımı gözlenmiştir. Motor aşma yapmadan verilen referans konumu, konum hatası olmadan izlemektedir. Ancak eğriden görüldüğü gibi motorun göstermiş olduğu tepki yavaştır. Şekil 5.2(b)’de referans konum değerlerine

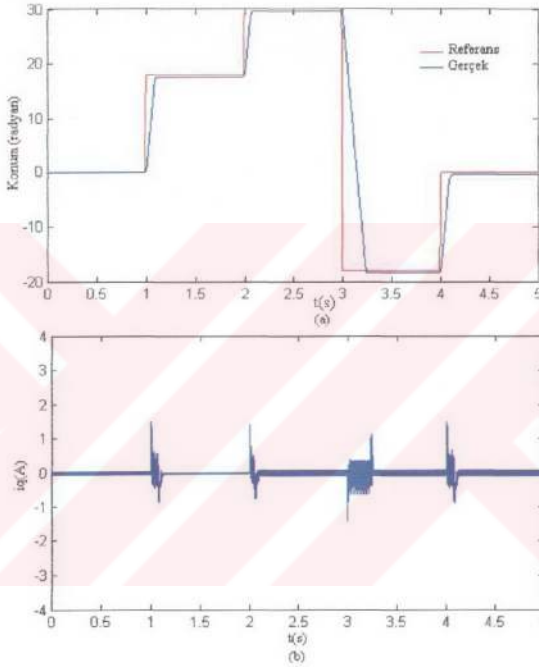
görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motorun aşırı akımlardan korunması amacıyla denetim akımı 4A ile sınırlandırılmıştır.



Şekil 5.1. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda benzetim sonuçları
a) Motor hızı b) Denetim akımı

Şekil 5.2'de geleneksel PD denetleyici ile FSDAM'ın konum denetimine ilişkin benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 5.2(a)'da motora çeşitli radyanlarda konum değerleri adım referans olarak verilmiştir. Bu durumda motor konumunun referans adım değerlerini izleme başarımı gözlenmiştir. Motor aşma yapmadan verilen referans konumu, konum hatası olmadan izlemektedir. Ancak eğriden görüldüğü gibi motorun göstermiş olduğu tepki yavaştır. Şekil 5.2(b)'de referans konum değerlerine

ilişkin denetleyici akımının tepkisi görülmektedir. Benzetim sonuçlarından konum denetiminde geleneksel PD denetleyicinin FSDAM'ın hızlı konum cevabı istenmeyen endüstri uygulamalarında rahatlıkla kullanılabileceği söylenebilir.

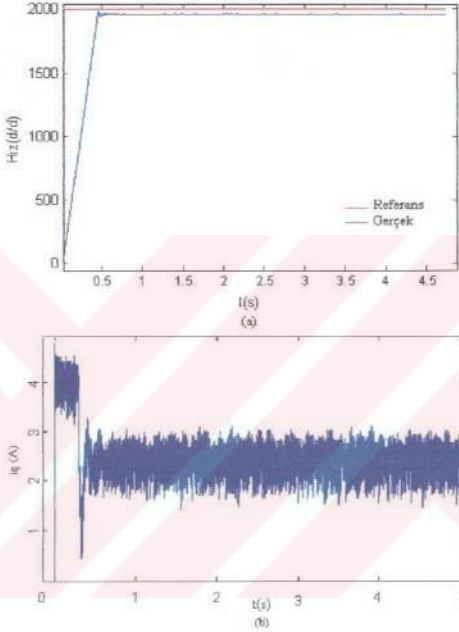


Şekil 5.2. Geleneksel PD denetleyicinin adım referans konum cevabı benzetim sonuçları
a) Motor konumu b) Denetim akımı

5.1.2. PD-BSD'den elde edilen benzetim sonuçları

Şekil 5.3'de hız denetleyici olarak PD-BSD kullanılarak motorun yüklü durumda ve 2000 d/d'lık sabit referans hızda elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 5.3(a)'da motor hızı %5,5'lik bir sürekli durum hatası ile referans hızı izlemektedir. Şekil 5.3(b)'de denetim akımının gösterdiği tepki görülmektedir. PD-BSD

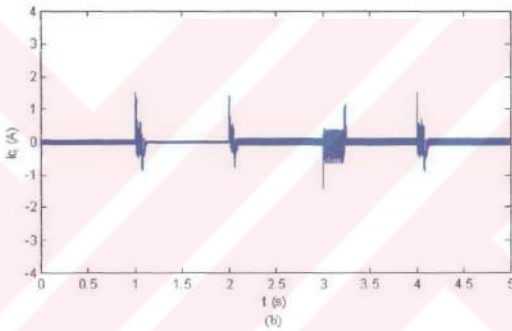
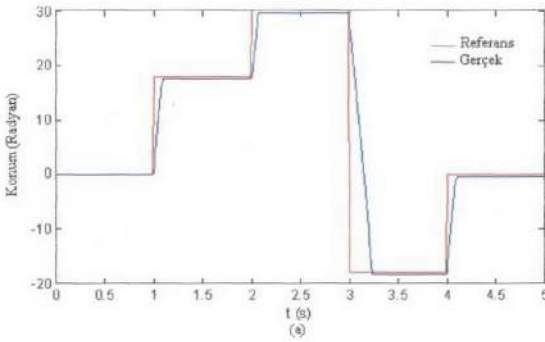
denetleyiciden elde edilen benzetim sonuçları geleneksel PI denetleyiciden elde edilen benzetim sonuçları ile karşılaştırıldığında, hızda meydana gelen aşmanın önleildiği ancak sürekli durum hatasının olduğu görülmüştür.



Şekil 5.3. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda benzetim sonuçları

a) Motor hızı b) Denetim akımı

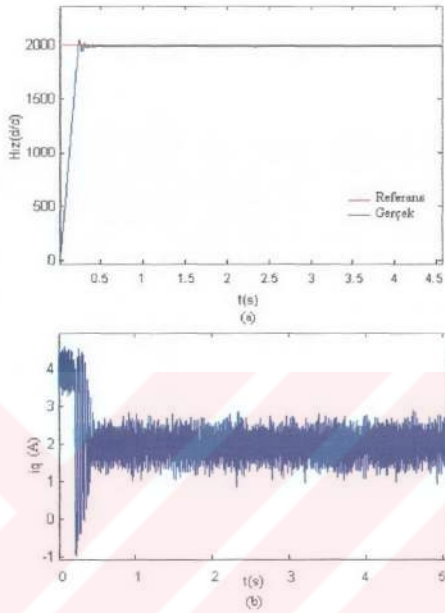
Şekil 5.4’de konum denetimine ilişkin elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 5.4(a)’da PD-BSD’nin verilen konum referans değerlerini sürekli durum hatası ile izlediği görülmektedir. Aynı durum Şekil 5.4(b)’de denetim akımında da açıkça görülmektedir. Eğrilerden görüldüğü üzere FSDAM’ın hem hız hem de konum denetiminde, PD-BSD denetleyici, geleneksel PD denetleyicilere oranla hızlı bir cevap üretmesine karşın sürekli durum hatasına neden olmaktadır.



Şekil 5.4. PD-BSD'nin adım referans konum cevabı benzetim sonuçları
a) Motor konumu b) Denetim akımı

5.1.3. Çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen benzetim sonuçları

Şekil 5.5'de hız denetleyici olarak tasarlanan çıkış integralli PD-BSD'nin 2000 d/d'lık sabit referans hızda ve yüklü durumda elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 5.5(a)'da motor hızının referans hızı karşı değişimi verilmiştir. Motor hızı sürekli durumda referans hızı hızlı bir şekilde erişmekte ve aşma olmaksızın referans hızı takip etmektedir. Şekil 5.5(b)'de denetim akımının geçici ve sürekli durumdaki davranışı görülmektedir. Denetim akımı sürekli durumda yaklaşık 2,2 A çekmektedir.

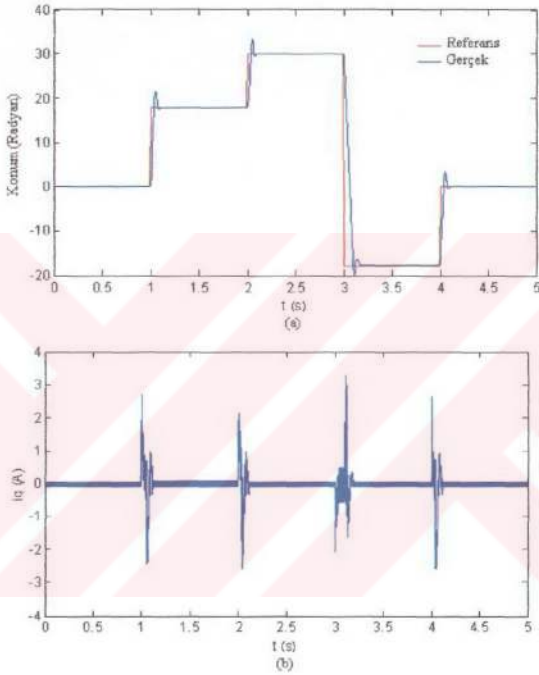


Şekil 5.5. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda benzetim sonuçları

a) Motor hızı b) Denetim akımı

Şekil 5.6'da denetleyici olarak çıkış integralli PD-BSD'nin konum denetimine ilişkin elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 5.6(a)'da denetleyicinin verilen konum referans değerlerinde motor konumunu, sürekli durum hatası olmaksızın aşma yaparak izlediği görülmektedir. Ancak aşmaya karşılık yükselme süresinin çok hızlı olması bu denetleyiciye bir üstünlük katmaktadır. Şekil 5.6(b)'de denetim akımının referans denetim akımına göre değişimi ve tepkisi görülmektedir. Elde edilen grafiklerden konum denetiminde kullanılan PD-BSD denetleyicinin geleneksel denetleyicilere göre hızlı bir cevap üretmesine karşılık, sürekli durum hatalarına neden olduğu ve önerilen çıkış integralli PD-BSD'nin ise mükemmel bir dinamik cevaba karşılık aşma meydana getirdiği görülmüştür. Kullanılan BSD'nin çıkışına integral etkisi kazandırılarak diğer denetleyici tiplerinde görülen sürekli durum

hataları önlenmiştir. Elde edilen benzetim sonuçlarından, tasarlanan çıkış integralli PD-BSD'nin FSDAM'ın hassas hız ve konum denetiminde etkin bir denetleyici olarak kullanılabileceği söylenebilir.



Şekil 5.6. Çıkış integralli PD-BSD'nin adım referans konum cevabı benzetim sonuçları
a) Motor konumu b) Denetim akımı

5.2. Deney Sonuçları

Deneysel çalışmalar için Bölüm 4’de verilen MATLAB/SIMULINK model yapıları kullanılmıştır. Deneysel çalışmada DGM anahtarlama frekansı olarak 10 kHz olarak seçilmiştir. Motorun a ve b faz akımları her DGM periyodunda bir kez örneklenmiştir. Bu nedenle çalışmada kullanılan örnekleme frekansı da 10 kHz’dir. Hız ve konum denetleyici olarak benzetim çalışmalarında olduğu gibi PI denetleyici, PD-BSD ve çıkış integralli PD-BSD kullanılmış ve her üç denetleyiciden elde edilen deneysel eğriler ayrı ayrı incelenmiştir. BSD’nin giriş ve sonuç parametrelerinde, benzetim çalışmalarında olduğu gibi çevrim dışı eğitimle belirlenen parametreler kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar her bir denetleyici için belirlenen çeşitli referans hızlarda yüklü ve yüksüz durumlar için verilmiştir.

5.2.1. Geleneksel denetleyicilerden elde edilen deney sonuçları

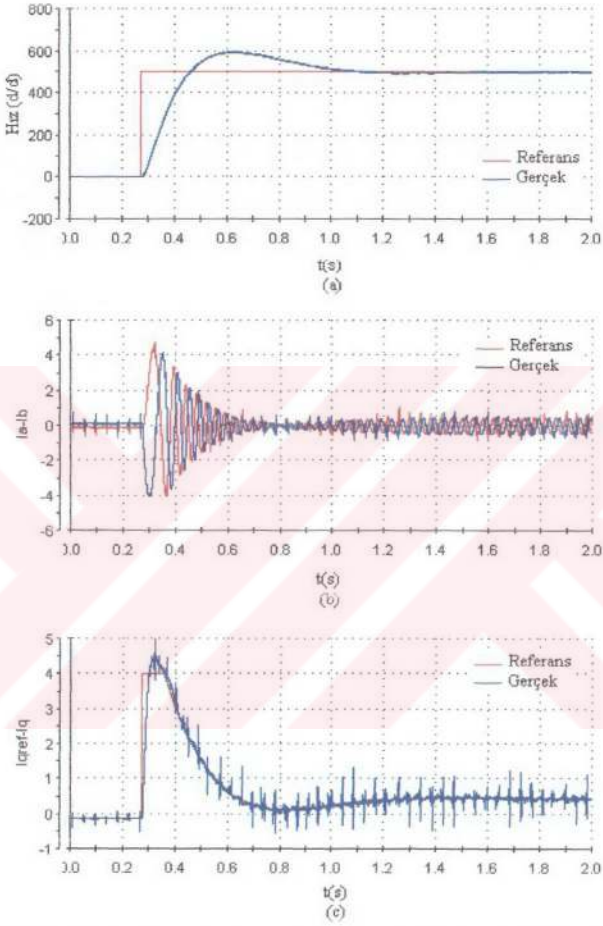
FSDAM’ın hız denetimi için geleneksel PI ve konum denetimi için PD denetleyici ile elde edilen deney sonuçları Şekil 5.7-14’de verilmiştir. Motora farklı hız, yük ve parametre uygulanması sonucunda PI ve PD denetleyicilerinin tepkisi gözlemlenmiştir.

Şekil 5.7(a)’da motor hızı % 20’lik bir aşma yaparak 500 d/d referans hıza ulaşmaktadır. Motor hızı 0,7 s yerleşme süresi, 0,08 s yarı devre ulaşma süresi ve 0,12 s yükselme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir. Şekil 5.7(b)’de motor faz akımlarının değişimi, Şekil 5.7(c)’de ise denetim akımının referans denetim akımını izleme başarımı görülmektedir. Motor 0 d/d’dan 500 d/d’ya ulaşma süresi aralığında hız hatası maksimum olduğundan dolayı aşırı bir akım çekmektedir. Denetleyici akımı 4 A ile sınırlandırılmıştır. Deneysel çalışmada kullanılan arayüz programı ile geleneksel PI denetleyicinin oransal ve integral kazanç değerleri çevrim içi olarak değiştirilebilmektedir. Bu şekilde deneme-yanılma yöntemi ile oransal ve integral ideal kazanç değerleri belirlenebilmektedir. Ancak motorun farklı çalışma koşullarında bu değerleri tekrar ayarlamak

gerekmektedir. Örneğin motorun yüksüz çalışma koşullarındaki oransal ve integral kazanç değerleri, yüklü çalışma koşullarında farklı değerler almaktadır. Aynı zamanda motorun tam olarak benzetimi yapılamadığından dolayı benzetim çalışmalarında tasarlanan kazanç değerleri ile deney çalışmalarında tasarlanan kazanç değerlerinin birbirlerinden farklı değerler aldığı görülmektedir.

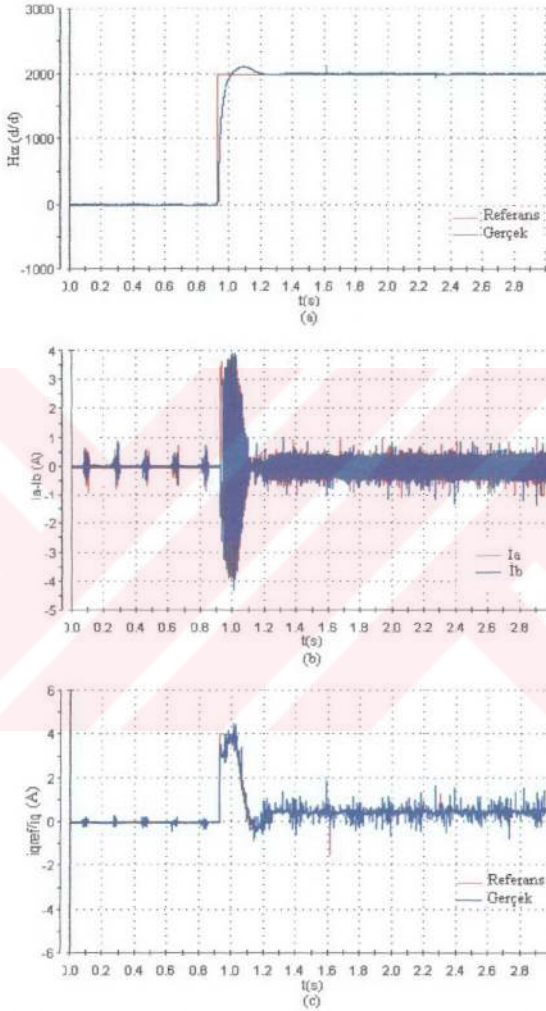
Şekil 5.8'de motor yüksüz durumdayken motor hızının sabit 2000 d/d referans hızı izleme başarımlı eğrisi verilmiştir. Şekil 5.8(a)'da motor hızı % 5'lik bir aşma ile referans hızı izlemektedir. Motor hızı 5 ms yükselme süresi ve 24 ms yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir. Şekil 5.8(b)'de motor 4A'e yakın bir akım çekmektedir. Şekil 5.8(c)'de ise denetim akımı 4A sınırına dayanarak yerleşme süresi sonunda 0,7A civarına düşmüştür.

Endüstri alanında kullanılan motor sürücülerinden beklenen önemli bir özellik de değişken hız elde edilebilmesidir. Bu nedenle, motor yüksüz durumda iken 500/1000/1500 d/d'lık değişik sabit referans hızlar kullanılarak geleneksel PI denetleyicinin başarımlı incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 5.9'da verilmiştir. Şekil 5.9(a)'da motor hızının değişik referans hızları sürekli durum hatası olmaksızın izlediği görülmektedir. Ancak motorun 1500 d/d'dan 0 d/d'ya düştüğünde salınım yaptığı görülmektedir. Şekil 5.9(b)'de motor faz akımlarının değişimi, Şekil 5.9(c)'de ise denetleyici akımının değişik referans hızlardaki tepkisi gözlenmiştir.



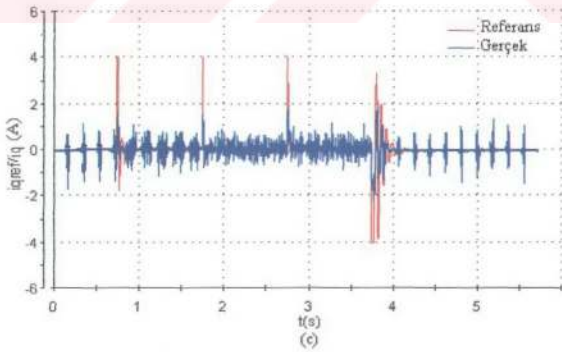
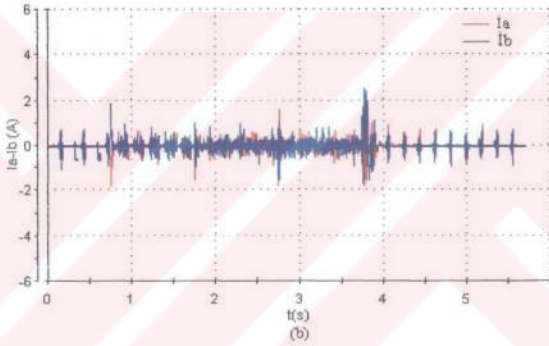
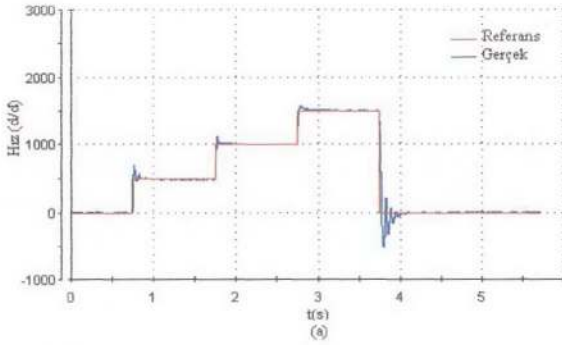
Şekil 5.7. 500 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



Şekil 5.8. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



Şekil 5.9. Sabit basamak hızda ve yüksüz durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

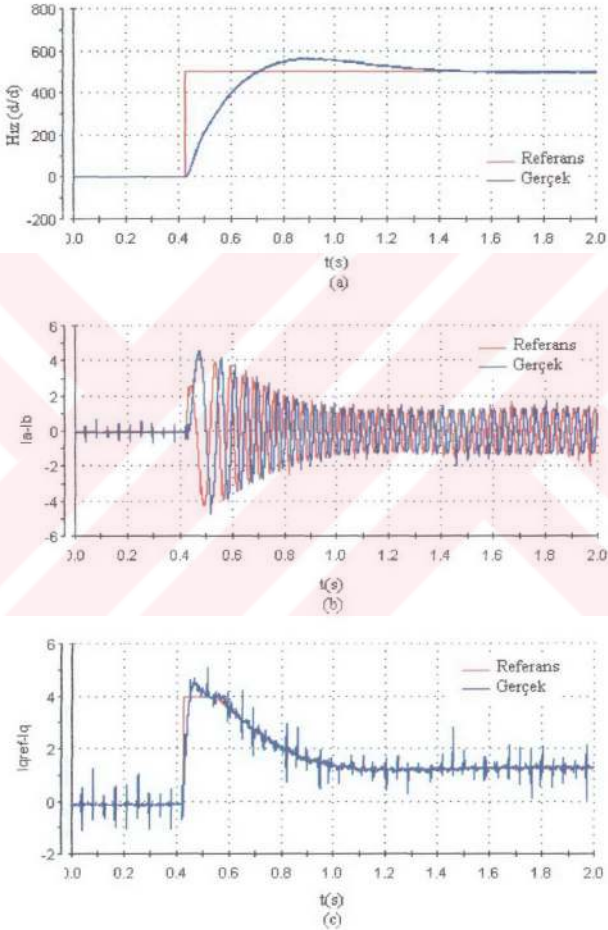
Elektrik motor sürücülerinin endüstriyel uygulamalarında, motorun yük altında kararlı bir şekilde iyi bir geçici ve sürekli durum davranışı göstermesi beklenir. Bu amaçla geleneksel PI denetleyicinin yük altındaki başarımının belirlenebilmesi için, motor miline kenetlenen bir DA jeneratörü kullanılmış ve kullanılan DA jeneratörü ise bir lamba grubu ile yüklenmiştir.

Şekil 5.10'da geleneksel PI denetleyicinin parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını incelemek amacıyla motor baştan itibaren yüklenerek elde edilen motor hızı, motor faz akımları ve denetleyici akımı eğrileri görülmektedir. Şekil 5.10(a)'da motor hızı 500 d/d referans hıza %11'lik bir aşma, 0,97 s'lik yerleşme süresi, 0,09 s yarı devre ulaşma süresi ve 0,2 s'lik yükselme süresi sonunda ulaşmaktadır. Motora uygulanan yükten dolayı Şekil 5.10(b)'de faz akımlarının ve Şekil 5.10(c)'de denetim akımının geçici durumda 4 A'de sınırlandırılmıştır.

Şekil 5.11(a)'da motor hızı 2000 d/d'ya %10'luk bir aşma ile 0,65s'lik yükselme süresi ve 1s'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Motora uygulanan yükten dolayı Şekil 5.11(b)'de faz akımlarının ve Şekil 5.11(c)'de denetim akımının geçici durumda 4A sürekli durumda ise 1,7A olduğu gözlenmiştir. Motor boşta çalışırken yaklaşık 0,6A olan motor faz akımları yüklü durumda 1,7A'e yükselmiştir.

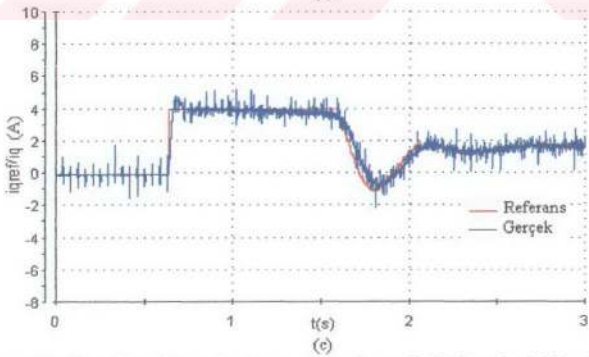
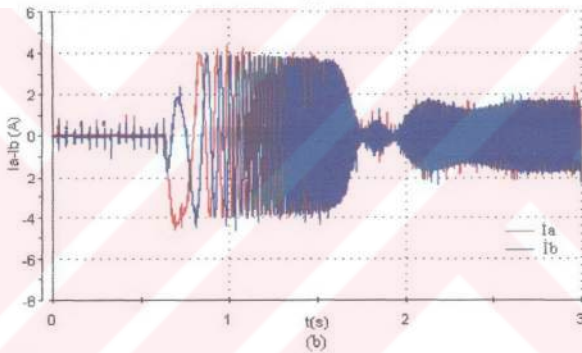
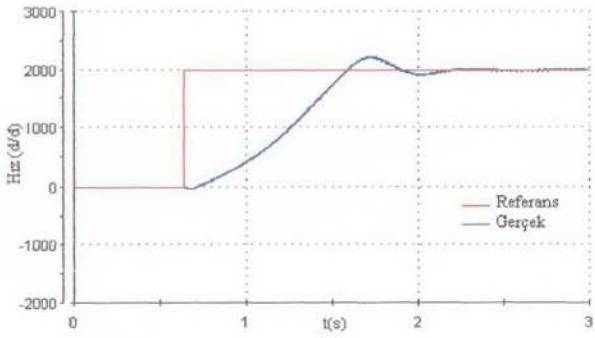
Şekil 5.12'de motor miline DA jeneratörü yüksüz olarak kenetlemeli iken, herhangi bir anda jeneratöre lamba yükünün ani olarak uygulanmasıyla motordan alınan eğriler verilmiştir. Şekil 5.12(a)'da motorun ani olarak yüklenmesi sonucunda motor hızının referans hızı izleme başarımı görülmektedir. Motor DA jeneratörü lamba yükü ile yüklendiğinde motor hızı yükün etkisiyle % 1,5'lik düz yönde ve %3'lük ters yönde bir aşma yaparak referans hızı izleyebilmektedir. Şekil 5.12(b)'de ise bu durumda motorun faz akımlarının değişimleri verilmiştir. Yükün uygulandığı anda motor akımları yükselmekte fakat sürekli durumda PI denetleyicinin yeterli referans akımı üretmesi sonucu akımlar 1,1 A civarına düşmektedir. Şekil 5.12(c)'de denetleyici akımı yükün uygulandığı geçici durumda 2,5 A civarına yükselmekte ve

yükün uygulandığı aralıkta 2 A civarına düşmektedir. Motora uygulanan yükün kaldırılması sonucu denetleyici akımı sürekli durumda 1,1 A civarına düşmektedir.

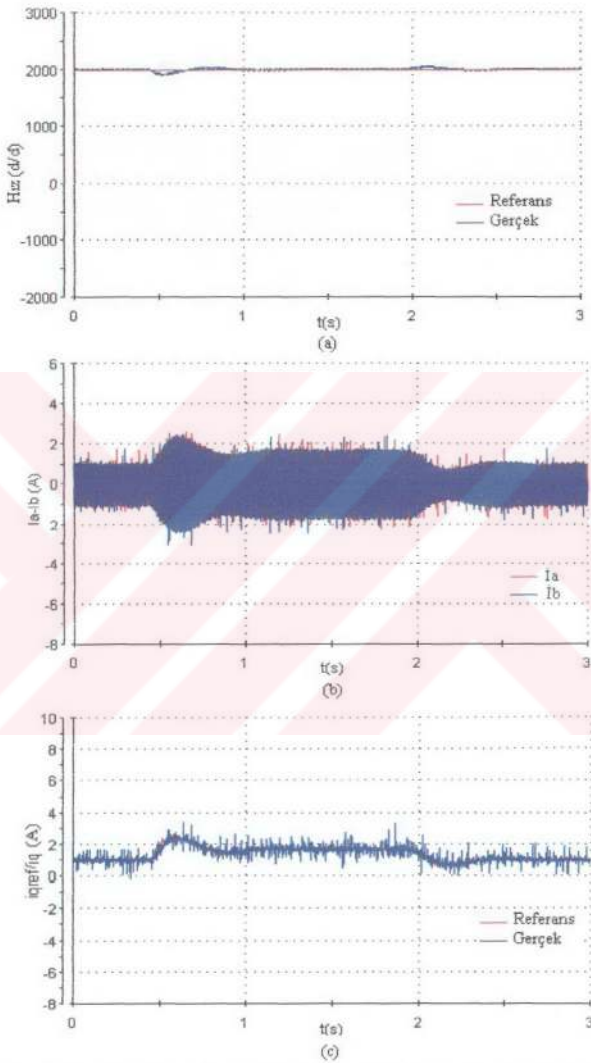


Şekil 5.10. 500 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



Şekil 5.11. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

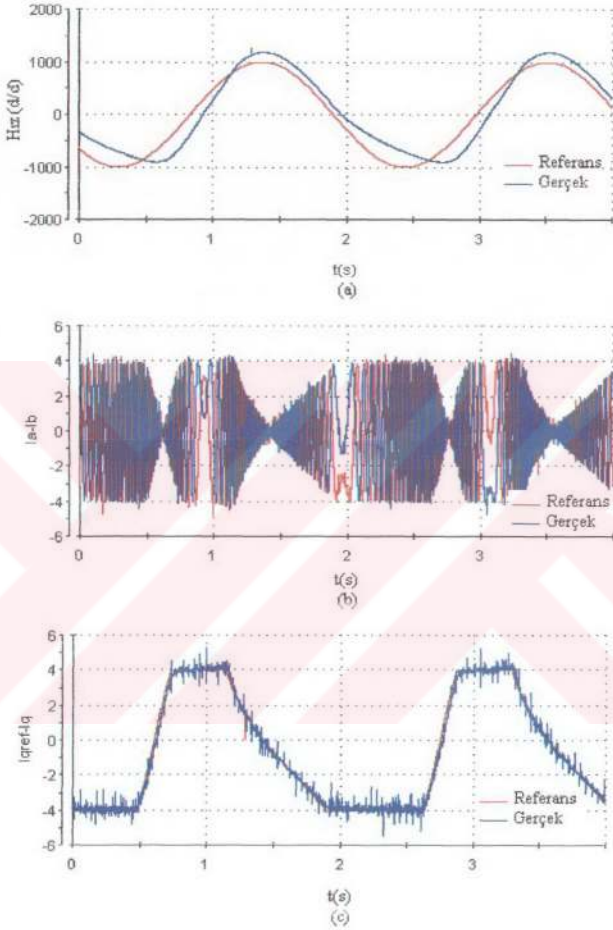


Şekil 5.12. 2000 d/d sabit referans hızda ve değişken ani yük durumunda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları

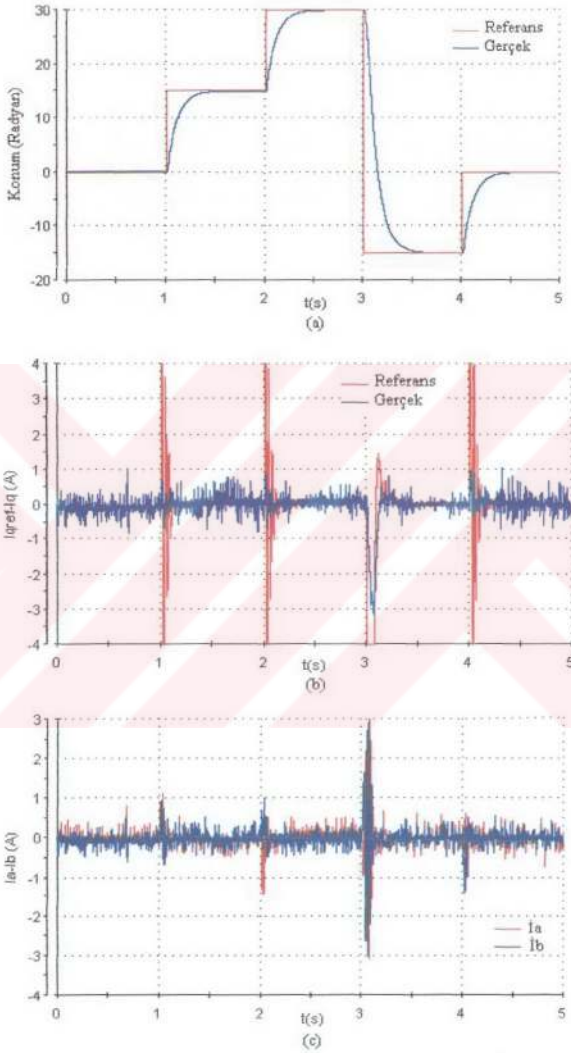
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

Şekil 5.13'de PI denetleyicinin yüklü durumda ve 1000 d/d sinüsoidal hız referansını izleme başarımı görülmektedir. Şekil 5.13(a)'da verilen hız eğrisinden görüldüğü gibi PI hız denetleyici sinüsoidal hız referansını yeterince iyi izleyememektedir. Şekil 5.13(b)'de faz akımları ve Şekil 5.13(c)'de denetim akımı eğrileri görülmektedir. Denetim akımının referans akımı iyi bir şekilde izlemesine rağmen hız denetleyici sinüsoidal referans hızı izleyememektedir. Elde edilen eğriden geleneksel PI denetleyicinin sinüsoidal hız referanslarda denetleyici tepkisinin yeterince iyi olmadığı görülmektedir.

FSDAM'ın geleneksel PD denetleyici ile konum denetimi için elde edilen deneysel sonuçlar, sabit adım referans değerleri için Şekil 5.14'de verilmiştir. Şekil 5.14'den sırasıyla motorun verilen referans konumu izleme başarımı, denetleyici akımının referans akıma göre değişimi ve motorun iki faz akım eğrisi görülmektedir. Elde edilen eğrilerden istenilen referans konum değerlerinde, denetleyici tepkisinin yavaş olduğu ancak aşma ve sürekli durum hatasının oluşmadığı görülmektedir. Buradan, FSDAM'ın hassas konum denetimi gerektirmeyen endüstriyel uygulamalarında, geleneksel denetleyicilerin rahatlıkla kullanılabileceği söylenebilir.



Şekil 5.13. 1000 d/d sinüsoidal hız referansında ve yüklü durumda PI denetleyiciden elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



Şekil 5.14. Geleneksel PD denetleyicinin adım referans konum cevabı deney sonuçları

a) Motor konumu b) Denetim akımı c) Faz akımları

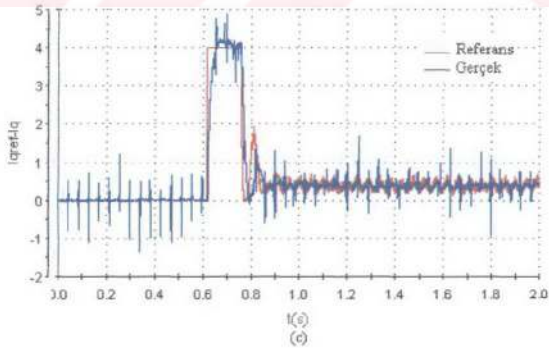
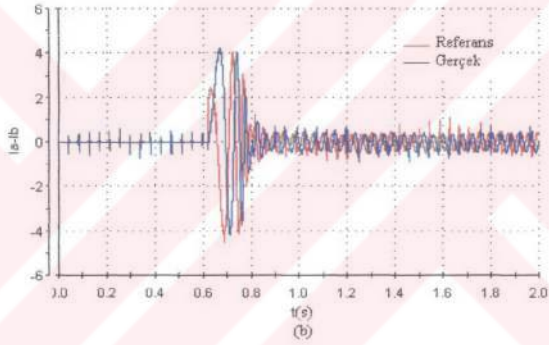
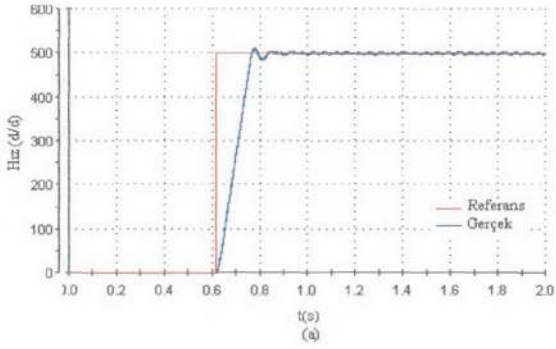
5.2.2. PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları

FSDAM'ın hız ve konum denetiminde girişleri hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimi olan PD-BSD ile elde edilen deney sonuçları Şekil 5.15-22'de verilmiştir. Motora farklı hız, konum, yük ve parametre uygulanması durumunda PD-BSD'nin tepkisi gözlemlenmiştir.

Şekil 5.15(a)'da motor hızı 500 d/d'ya 0,146 s yerleşme süresi, 0,083 s yarı devre ulaşma süresi ve 0,135 s yükselme süresi sonunda ulaşmaktadır. Şekil 5.16(b)'de motor faz akımlarının değişimi, Şekil 5.16(c)'de ise denetim akımının referans denetim akımı izleme başarımı görülmektedir. Elde edilen deneysel eğrilerden, aynı motor şartlarında PD-BSD'nin geleneksel denetleyicilere oranla daha hızlı cevap verdiği sürekli durum hatası ve aşmanın olmadığı görülmüştür. PD-BSD denetleyici FSDAM'ın çok hassas olmayan hız denetiminde rahatlıkla kullanılabilir. Ancak denetleyicin verimini belirlemede farklı çalışma koşullarındaki davranışı önemli rol oynamaktadır. Yani yüksüz çalışma koşullarında iyi bir denetim sağlarken yüklü çalışmada farklı bir davranış gösterebilmektedir.

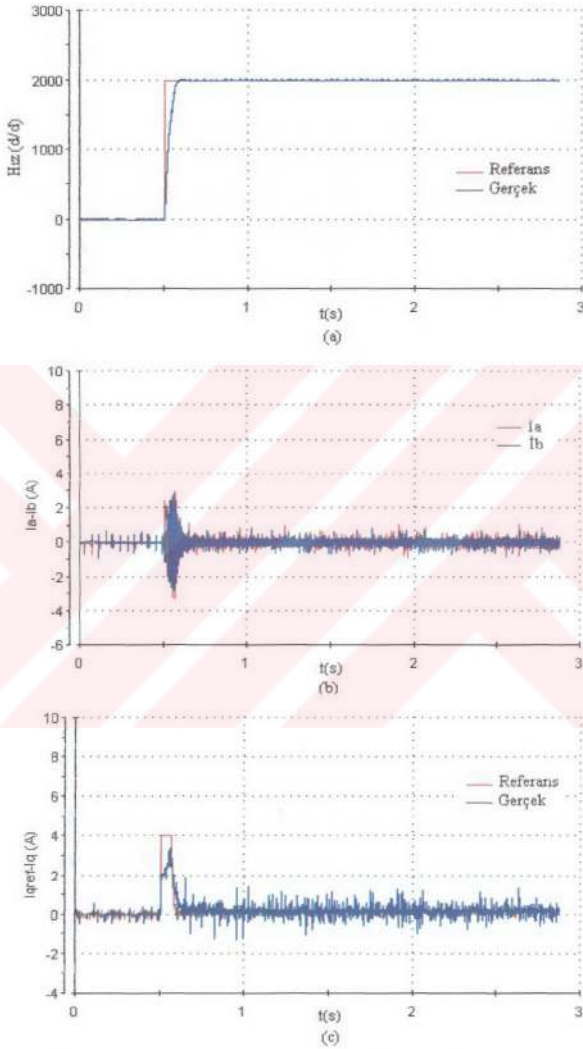
Şekil 5.16'da motor yüksüz durumdayken motor hızının sabit 2000 d/d referans hızı izleme başarım eğrisi verilmiştir. Şekil 5.16(a)'da motor hızı aşma olmaksızın referans hızı izlemektedir. Motor hızı 5 ms yükselme süresi ve 12 ms yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir. Şekil 5.16 (b)'de motor 2,5 A'e yakın bir akım çekmektedir. Şekil 5.18(c)'de ise denetim akımı 3,5 A civarında akım çekmektedir.

Şekil 5.17(a)'da motora sabit basamak hız referans olarak verilmiş ve PD-BSD'nin tepkisi gözlenmiştir. Şekil 5.17(b) ve Şekil 5.17(c)' de motor faz akımları ve denetim akımı eğrileri görülmektedir. Elde edilen eğrilerden PD-BSD'nin sabit basamak hız referans değerlerinde geleneksel denetleyicilere oranla daha iyi bir tepki verdiği görülmektedir.

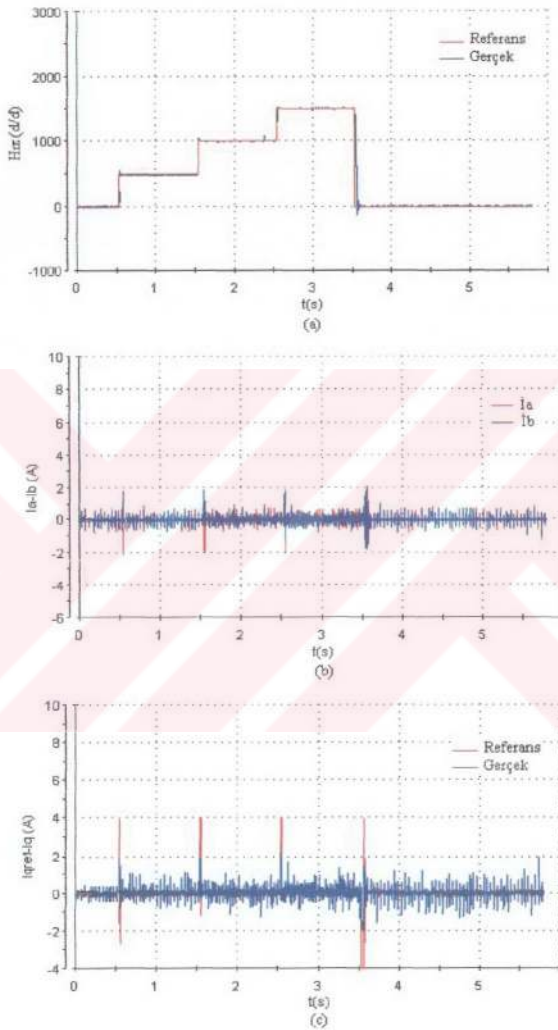


Şekil 5.15. 500 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda PD-BSD' den elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



Şekil 5.16. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda PD-BSD' den elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



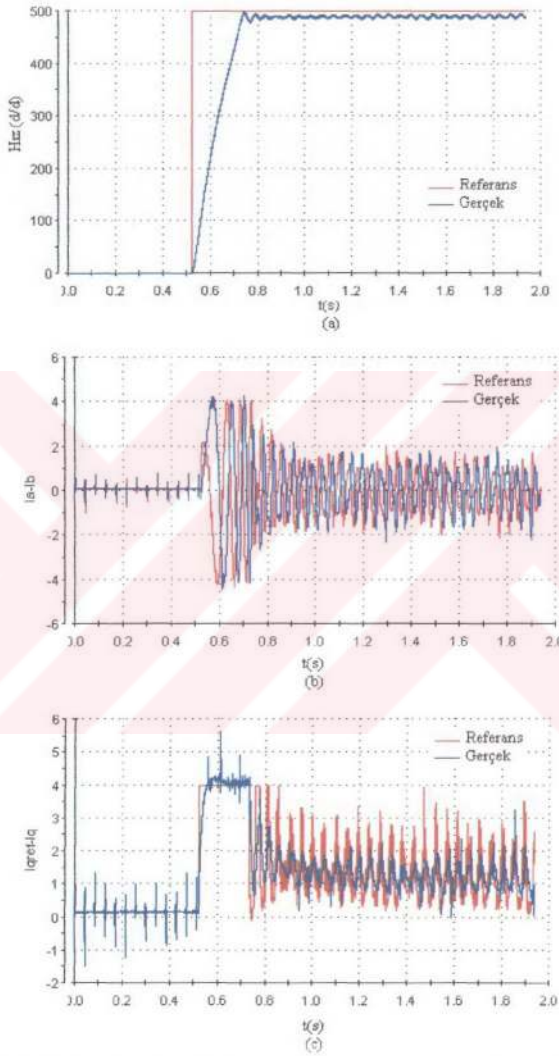
Şekil 5.17. Sabit basamak hız referansında ve yüksüz durumda PD-BSD’ den elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

Şekil 5.18'de PD-BSD'nin parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını incelemek amacıyla motor baştan itibaren yüklenerek elde edilen motor hızı, motor faz akımları ve denetleyici akımı eğrileri görülmektedir. Şekil 5.18(a)'da motor hızı 500 d/d'ya 0,185 s'lik bir yükselme süresi ve 0,1 s'lik yarı devre ulaşma süresi sonunda 10 d/d'lık sürekli durum hatası ile ulaşmaktadır. Motora uygulanan yükten dolayı Şekil 5.18(b)'de faz akımlarının ve Şekil 5.18(c)'de denetim akımının geçici durumda 4 A'e ulaştığı gözlenmiştir.

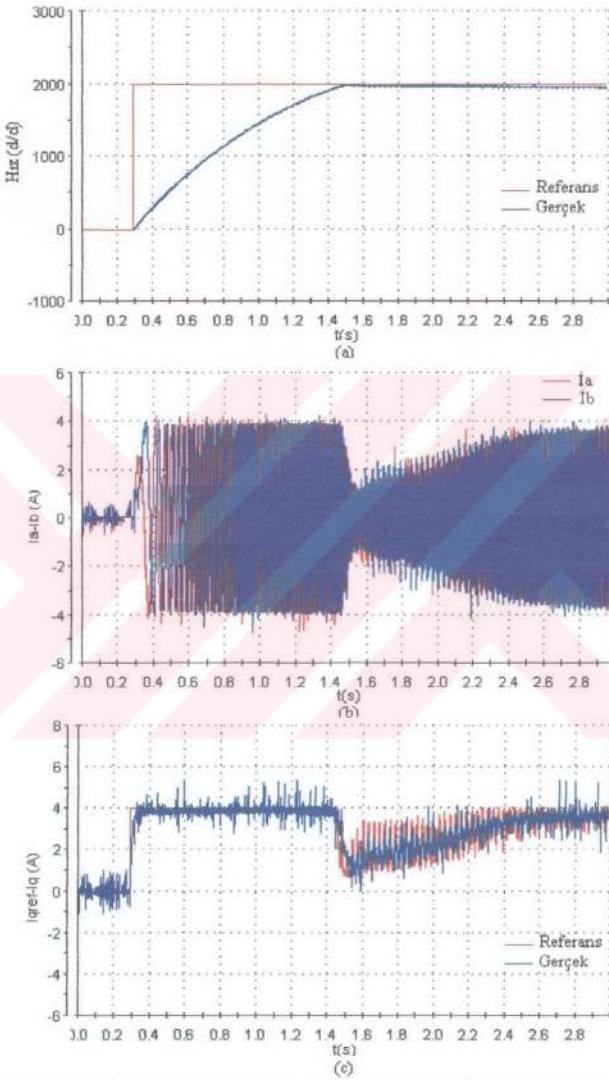
Şekil 5.19'da PD-BSD'nin parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını incelemek amacıyla motor baştan itibaren yüklenerek elde edilen motor hızı, motor faz akımları ve denetleyici akımı eğrileri görülmektedir. Şekil 5.19(a)'da motor hızı 2000 d/d'ya 0,79 s'lik bir yükselme süresi ve 0,95s'lik yerleşme süresi sonunda %3'lük bir sürekli durum hatası ile ulaşmaktadır. Motora uygulanan yükten dolayı Şekil 5.19(b)'de faz akımlarının ve Şekil 5.19(c)'de denetim akımının geçici durumda 4A sürekli durumda ise 3,7A olduğu gözlenmiştir.

Şekil 5.20(a)'da motor DA jeneratörü lamba yükü ile ani olarak yüklendiğinde motor hızı yükün etkisiyle ters yönde %3,5'lik bir düşüş yaparak referans hızı izleyebilmektedir. Şekil 5.20(b)'de ise bu durumda motorun faz akımlarının değişimleri verilmiştir. Yükün uygulandığı anda motor akımları yükselmekte fakat sürekli durumda PD-BSD denetleyicinin yeterli referans akımı üretmesi sonucu akımlar 2,1A civarına düşmektedir. Şekil 5.20(c)'de denetleyici akımı yükün uygulandığı geçici durumda 4A akım sınırına çekilmektedir. Motora uygulanan yükün kaldırılması sonucu denetleyici akımı 2,1A civarına düşmektedir.

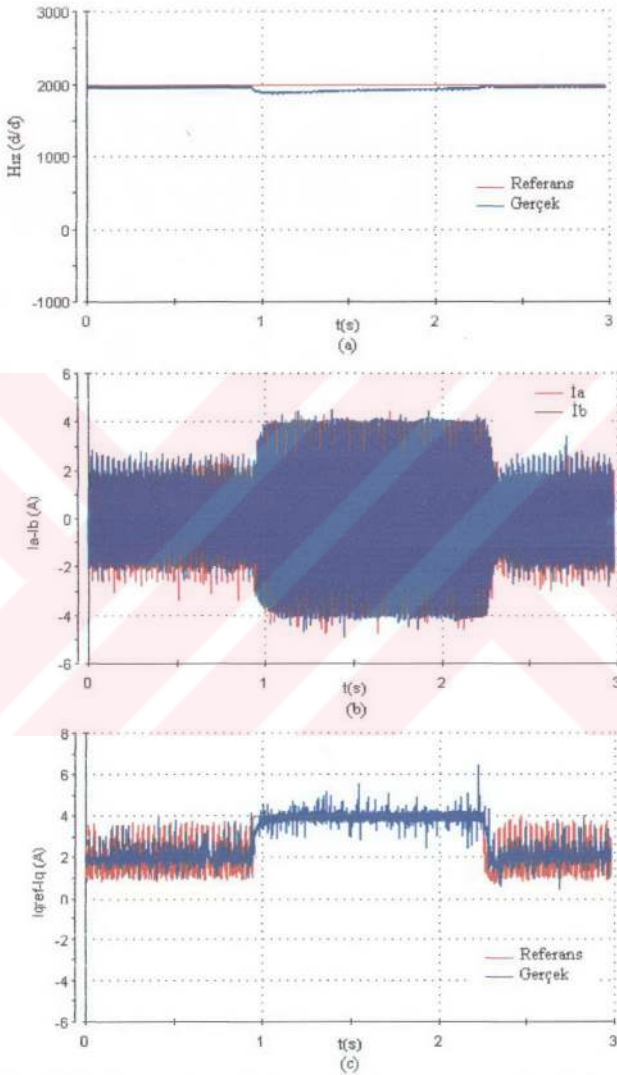


Şekil 5.18. 500 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda PD-BSD' den elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



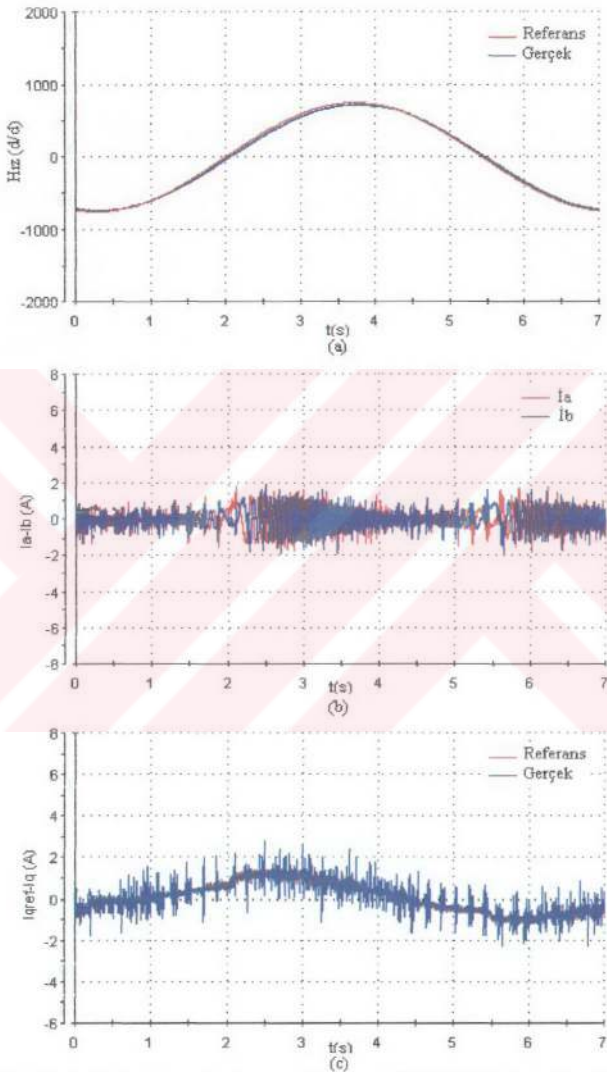
Şekil 5.19. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda PD-BSD' den elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



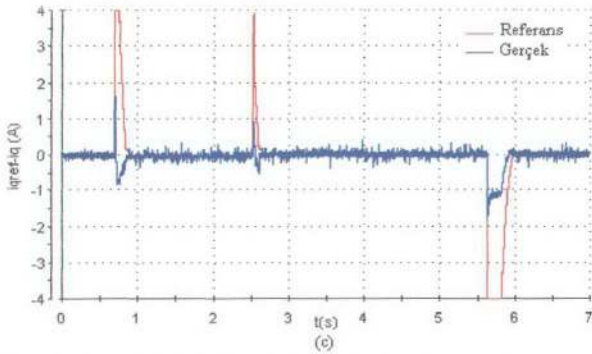
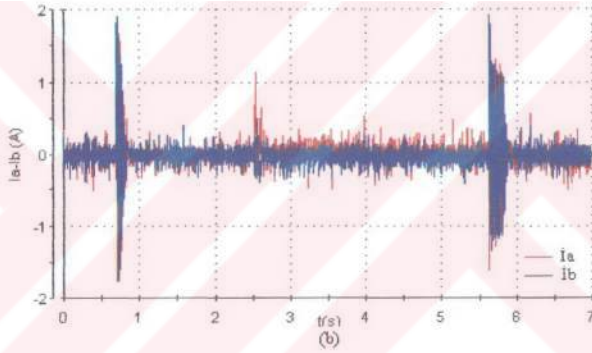
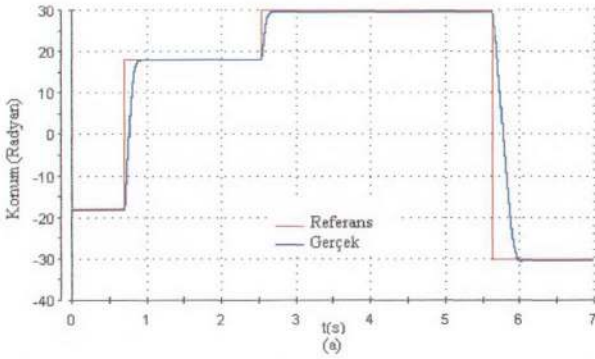
Şekil 5.20. 2000 d/d sabit referans hızda ve ani yük durumunda PD-BSD' den elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

Şekil 5.21(a)'da PD-BSD denetleyici ile motorun sinüsoidal hız referansını izleme başarımı görülmektedir. Eğrisinden görüldüğü gibi motor hızı sinüsoidal referans hızı iyi bir başarımla izleyebilmektedir. Özellikle sıfır geçiş noktalarında referanstan sapmadığı ve toparlama süresinin kısa olduğu görülmektedir. Sıfır geçiş noktaları denetleyici performansının belirlenmesinde önemli bir faktördür. Şekil 5.21(b)'de motor faz akımlarının Şekil 5.21(c)'de ise denetim akımının değişimi görülmektedir.

FSDAM'ın PD-BSD denetleyici ile konum denetimi için elde edilen deneysel sonuçlar, sabit adım referans değerleri için Şekil 5.22'de verilmiştir. Şekil 5.22'den sırasıyla motorun verilen referans konumu izleme başarımı, denetleyici akımının referans akıma göre değişimi ve motorun iki faz eğrisi görülmektedir. Şekil 5.22'den elde edilen eğrilerden görüldüğü gibi, istenilen referans değerler denetleyici hızlı bir şekilde cevap vermekte ancak sürekli durum hatası oluşturmaktadır. Buradan; FSDAM'ın hassas konum denetiminde hızlı konum cevabı istenen ve sürekli durum hatalarının önemsiz olduğu endüstriyel uygulamalarında, PD-BSD denetleyicilerin rahatlıkla kullanılabileceği görülmektedir.



Şekil 5.21. Sinüsoidal referans hızda ve yüklü durumda PD-BSD' den elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



Şekil 5.22. Adım referans konumda PD-BSD' den elde edilen deney sonuçları
a) Motor konumu b) Denetim akımı c) Faz akımları

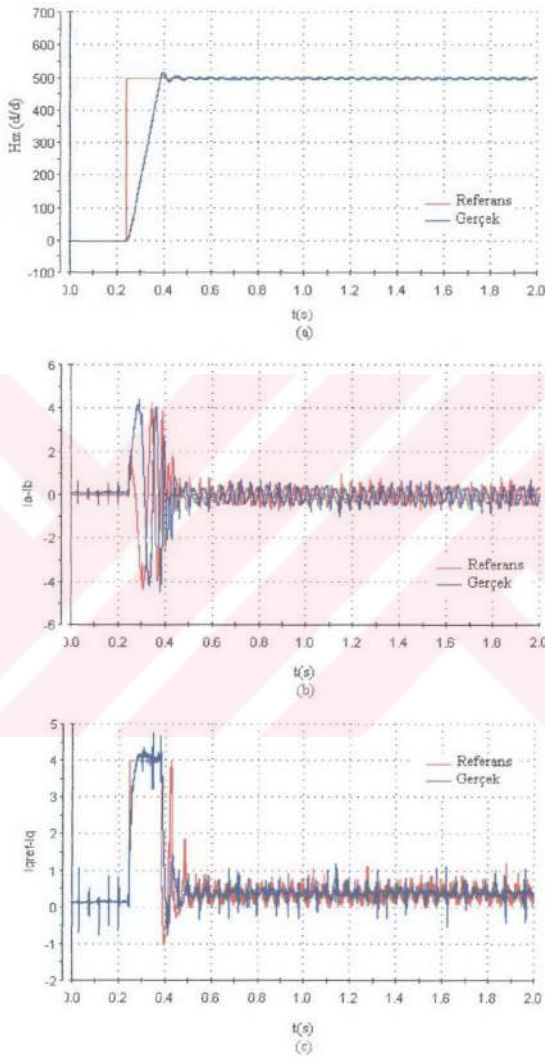
5.2.3. Çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları

FSDAM'ın dayanıklı hız ve konum denetimini gerçekleştirmek için, girişleri hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimi olan PD-BSD'nin çıkışına integral denetleyici eklenerek elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 5.23-30'da verilmiştir. Motora farklı hız ve konum değerlerinde değişik yük ve parametre uygulanması sonucunda denetleyicinin verimi gözlenmiştir.

Şekil 5.23'de motor yüksüz durumdayken çıkış integralli PD-BSD'nin sabit 500 d/d referans hızı izleme başarımlar eğrisi verilmiştir. Şekil 5.23(a)'da motor hızı referans hızı 0,123 s yükselme süresi, 0,073 s yarı devre ulaşma süresi ve 0,142 s yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir. Şekil 5.23(b)'de motor faz akımlarının değişimi görülmektedir. Şekil 5.23(c)'de ise denetim akımının referans denetim akımını izleme başarımları görülmektedir. Eğrilerden görüldüğü gibi düşük hızlarda diğer denetleyici tiplerinde olduğu gibi gürültünün fazla olduğu görülmektedir.

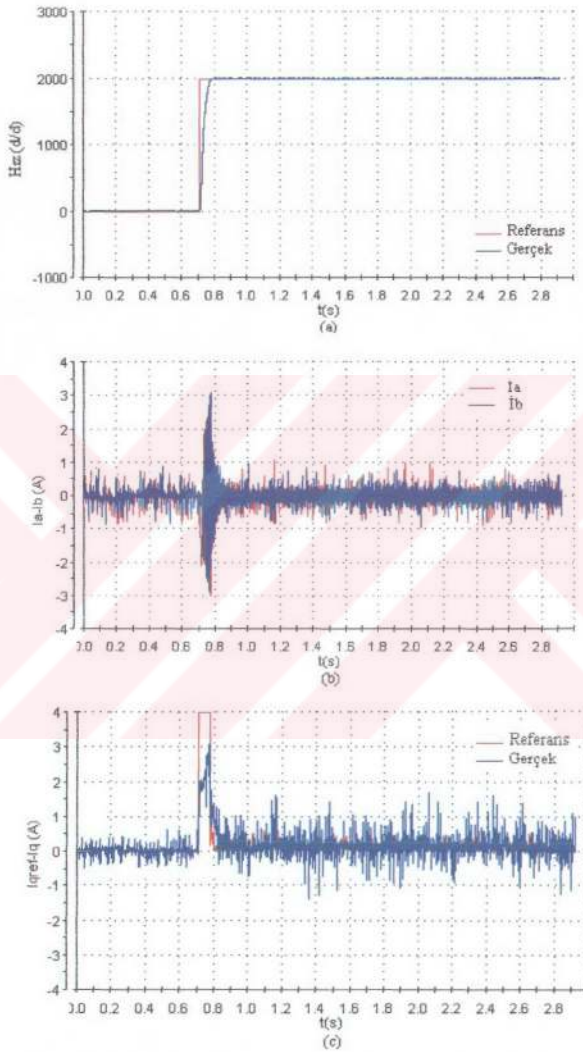
Şekil 5.24'de motor yüksüz durumdayken motor hızının sabit 2000 d/d referans hızı izleme başarımlar eğrisi verilmiştir. Şekil 5.24(a)'da motor hızı referans hızı 18 ms yükselme süresi ve 31 ms yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın hızlı bir tepki ile izlemektedir. Şekil 5.24(b)'de motor faz akımlarının değişimi görülmektedir. Şekil 5.24(c)'de ise denetim akımının referans denetim akımını izleme başarımları görülmektedir.

Şekil 5.25(a)'da motora referans olarak basamak hız verilerek çıkış integralli PD-BSD'nin tepkisi gözlenmiştir. Şekil 5.25(b)'de Motor faz akımları ve Şekil 5.25(c)'de denetim akımı eğrileri görülmektedir. Hız eğrisinden düşük motor hızlarında aşma olduğu görülmüştür. Bu aşmalar denetleyici çıkışındaki integral etkisinin azaltılması ile önlenebilir.

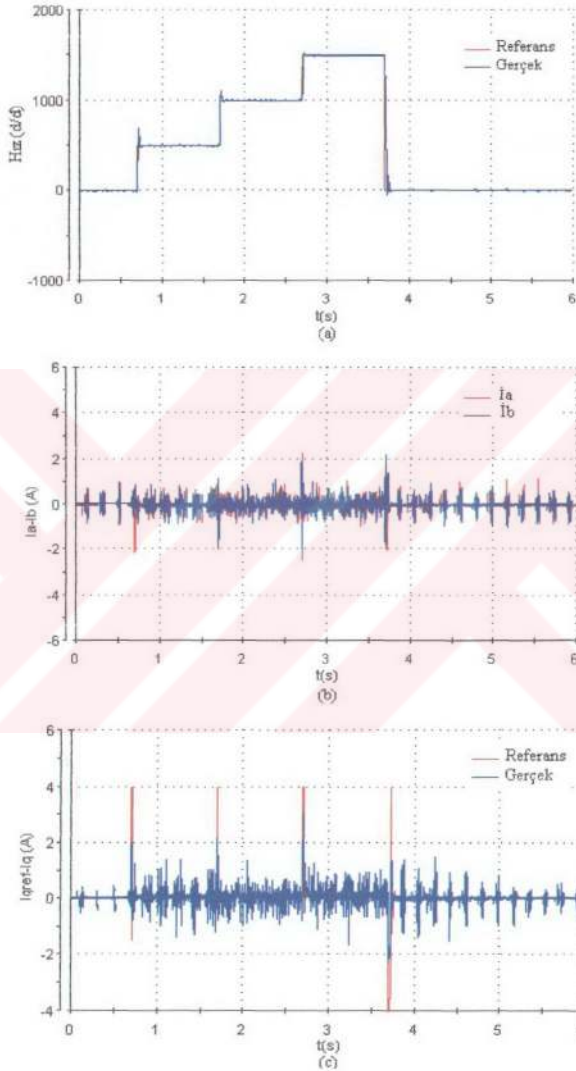


Şekil 5.23. 500 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda çıkış entegralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



Şekil 5.24. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüksüz durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

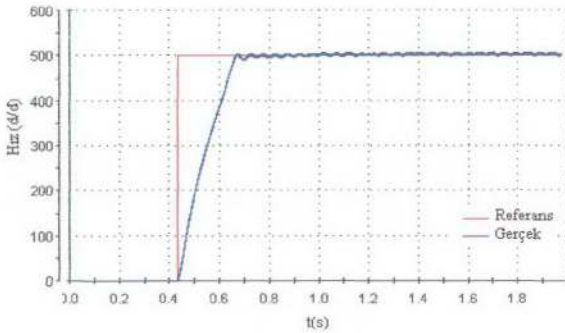


Şekil 5.25. Sabit basamak hız referansında ve yüksüz durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

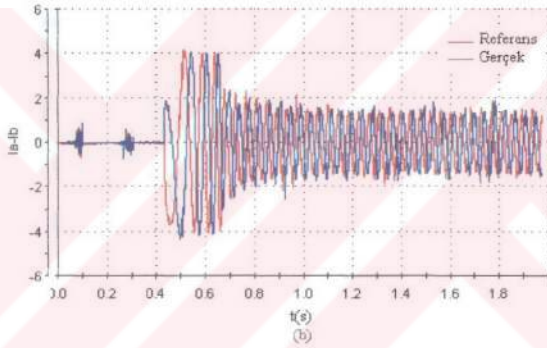
Şekil 5.26'da çıkış integralli PD-BSD'nin parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını incelemek amacıyla motor baştan itibaren yüklenerek elde edilen motor hızı, motor faz akımları ve denetleyici akımı eğrileri görülmektedir. Şekil 5.26(a)'da motor hızı 500 d/d'ya aşma olmaksızın 0,165 s'lik bir yükselme süresi, 0,09 s'lik yarı devre ulaşma süresi ve 0,24 s'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Şekil 5.26(a)'dan da görüldüğü gibi bu denetleyici yapısında sürekli durum hatası oluşmamaktadır.

Şekil 5.27(a)'da motor hızı 2000 d/d'ye aşma olmaksızın 0,5 s'lik bir yükselme süresi ve 0,65 s'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Şekil 5.26(a)'dan da görüldüğü gibi bu denetleyici yapısında sürekli durum hatası oluşmamaktadır. Motora uygulanan yükten dolayı Şekil 5.26(b)'de faz akımlarının ve Şekil 5.26(c)'de denetim akımının geçici durumda 4 A sürekli durumda ise 2,2 A olduğu gözlenmiştir. Motor boşa çalışırken yaklaşık 0,6 A olan motor faz akımları yüklü durumda 2,2 A'e yükselmiştir.

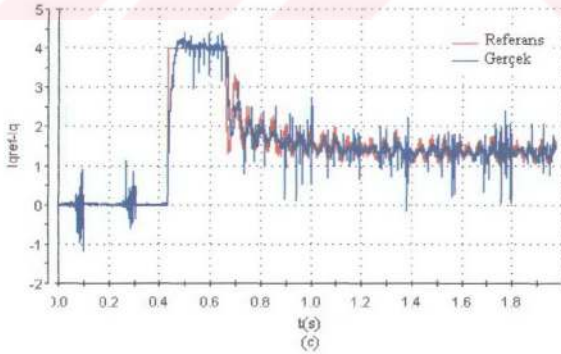
Şekil 5.28'de motor miline DA jeneratörü yüksüz olarak kenetlemeli iken, herhangi bir anda jeneratöre lamba yükünün ani olarak uygulanmasıyla motordan alınan deney sonuçları verilmiştir. Şekil 5.28(a)'da motorun ani olarak yüklenmesi sonucunda motor hızının referans hızı izleme başarımı görülmektedir. Motor DA jeneratörü lamba yükü ile yüklendiğinde motor hızı referans hızı aşma olmaksızın izleyebilmektedir. Şekil 5.28(b)'de ise bu durumda motorun faz akımlarının değişimleri verilmiştir. Yükün uygulandığı anda motor akımları yükselmekte fakat sürekli durumda çıkış integralli PD-BSD'nin yeterli referans akımı üretmesi sonucu akımlar 1,7 A civarına düşmektedir. Şekil 5.28(c)'de denetleyici akımı yükün uygulandığı geçici durumda, 3 A pik akımı oluşturmakta ve yüklü durumda 2,5 A civarında akım çekmektedir. Motora uygulanan yükün kaldırılması sonucu denetleyici akımı 1,7 A civarına düşmektedir. Tasarlanan denetleyicinin özellikle bu çalışma koşullarındaki veriminin diğer denetleyici yapılarına oranla yüksek olduğu görülmektedir.



(a)



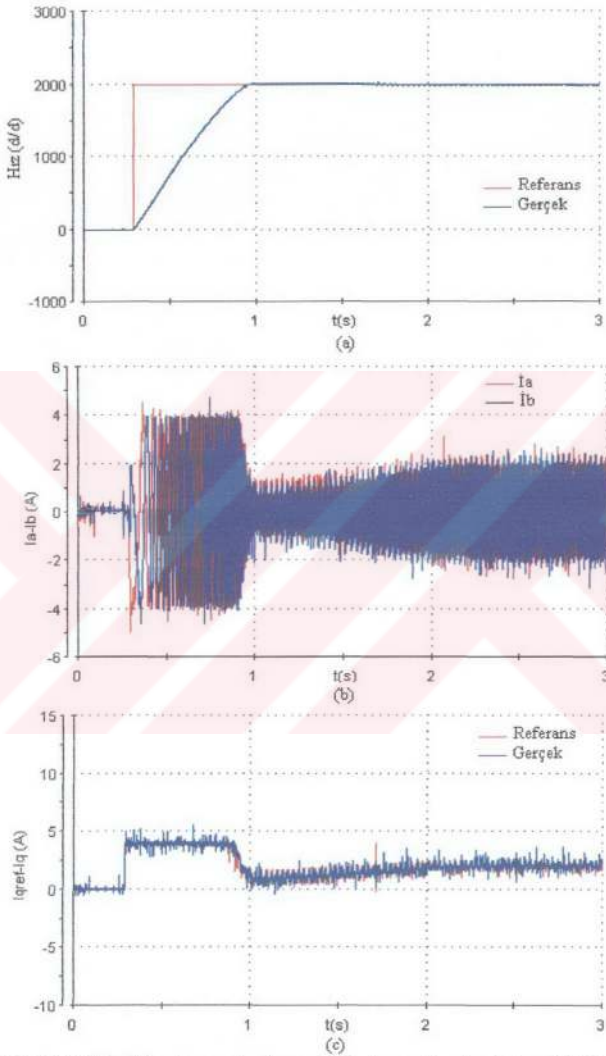
(b)



(c)

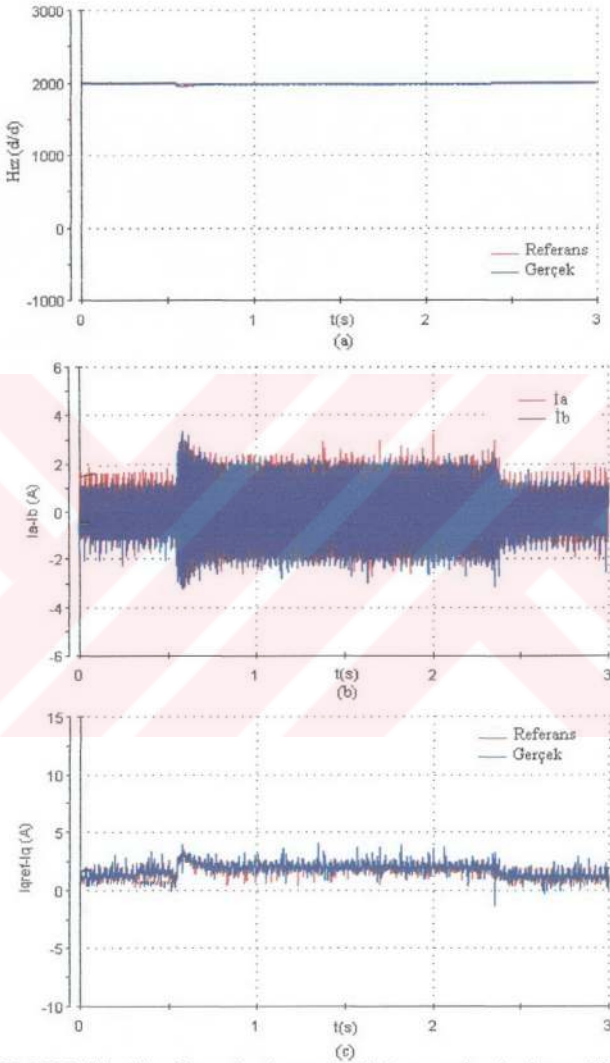
Şekil 5.26. 500 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda çıkış integrallli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı



Şekil 5.27. 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumda çıkış integrallli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

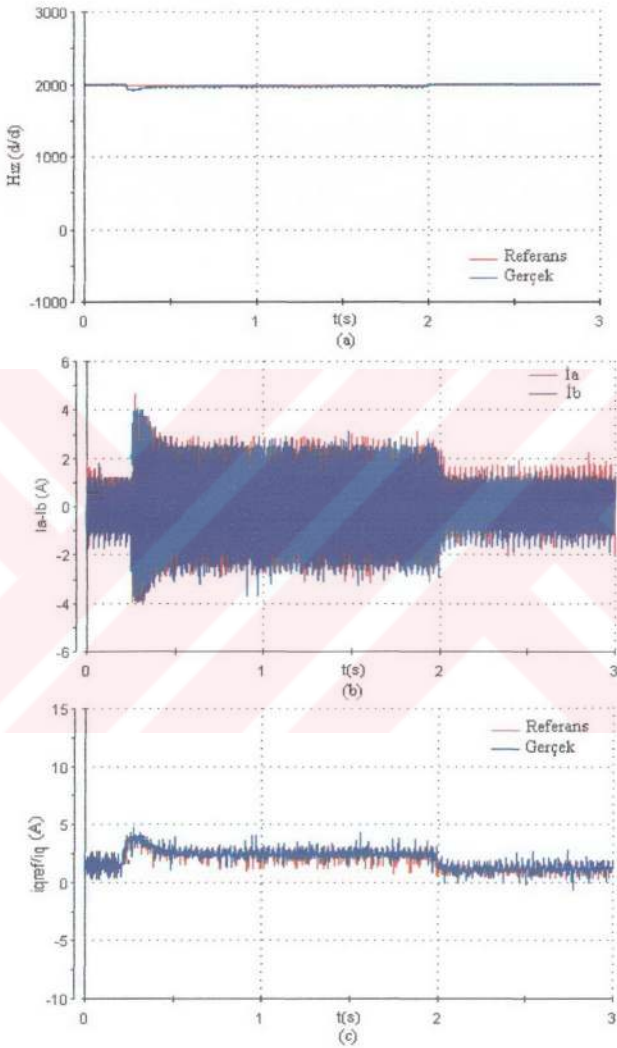


Şekil 5.28. 2000 d/d sabit referans hızda ve ani yük durumunda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları

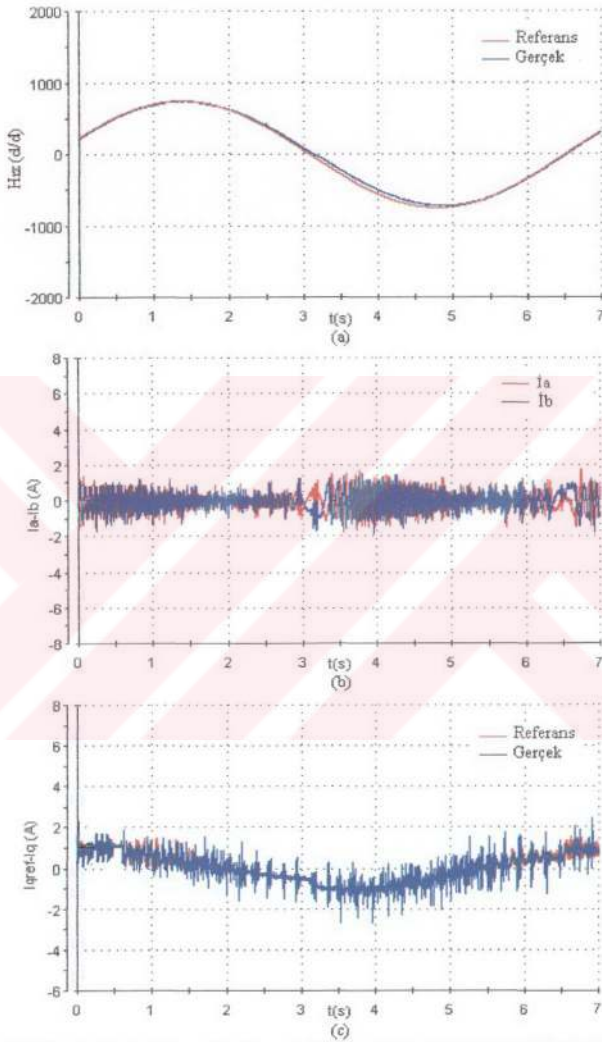
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

Şekil 5.29'da motora uygulanan yük miktarı iki katına çıkarılarak integral çıkışlı PD-BSD'nin başarımı gözlenmiştir. Şekil 5.29(a)'da motora yük uygulandığı anda denetleyici hemen toparlanarak verilen referans hızı sürekli durum hatası ve aşma olmaksızın ulaşmaktadır. Şekil 5.29(b) ve Şekil 5.29(c)'de bu koşullarda motor faz akımlarının ve denetleyici akımının değişimi görülmektedir. Eğrilerden görüldüğü gibi çıkış integralli PD-BSD'nin diğer denetleyicilere göre hız ve akım tepkilerinin daha hızlı olduğu görülmektedir. Özellikle yükün artması ve ani olması durumlarındaki verdiği tepkiyle çıkış integralli PD-BSD'nin FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimlerinde dayanıklı bir denetleyici olarak kullanılabileceği kanısına varılmıştır. Elde edilen eğrilerden iki katına çıkarılmış yük miktarının uygulandığı anlarda, hızda önemli bir düşüş yaşanmamaktadır. Bununla birlikte hızlı bir tepki göstererek referans hızı takip etmesi endüstride elektrik motorlarından beklenen bir davranıştır.

Şekil 5.30'da çıkış integralli PD BSD'nin 1000 d/d sinüsoidal hız referansını izleme başarımı görülmektedir. Şekil 5.30(a)'da verilen hız eğrisinden görüldüğü gibi hız denetleyicinin sinüsoidal hız referansını hata olmaksızın izlediği görülmektedir. Şekil 5.30(b)'de faz akımları ve Şekil 5.30(c)'de denetim akımı eğrileri görülmektedir. Bu eğriden denetim akımının referans akımı iyi bir şekilde izlediği görülmektedir. Denetleyicinin sinüsoidal referans değerlerinde göstermiş olduğu performansın özellikle sıfır geçiş noktalarında çok iyi olduğu söylenebilir.



Şekil 5.29. 2000 d/d sabit referans hızda ve ani yük durumunda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları
a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

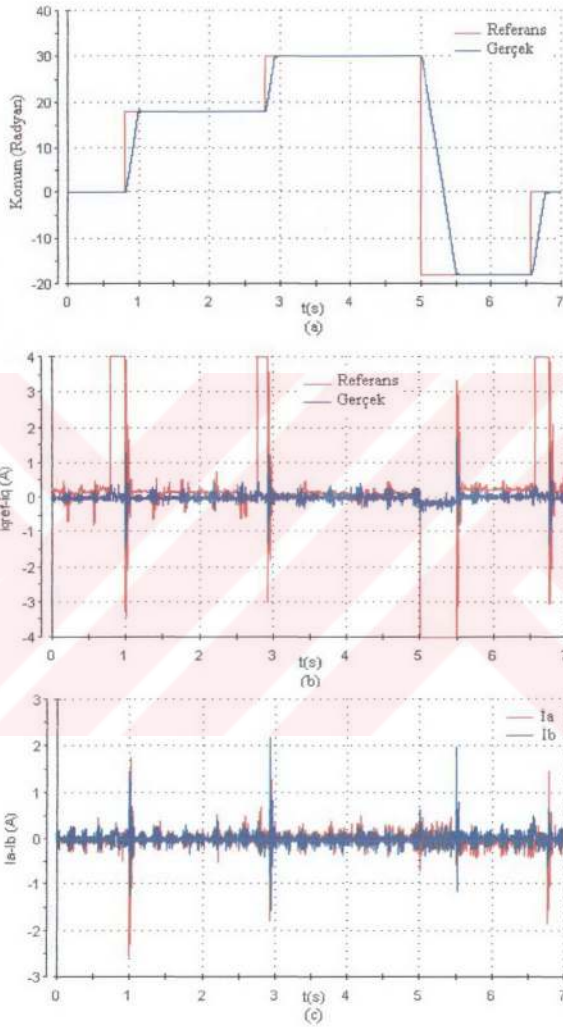


Şekil 5.30. Sinüsoidal referans hızda ve yüklü durumda çıkış integralli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları

a) Motor hızı b) Faz akımları c) Denetim akımı

FSDAM'ın çıkış integralli PD-BSD denetleyici ile konum denetimi için elde edilen deneysel sonuçlar, sabit adım referans değerleri için Şekil 5.31'de verilmiştir. Şekil 5.31'den sırasıyla motorun verilen referans konumu izleme başarımı, denetleyici akımının referans akıma göre değişimi ve motorun iki faz eğrisi görülmektedir. Şekil 5.31'den görüldüğü gibi, istenilen referans değerlere denetleyici hızlı bir şekilde cevap vermekte ve sürekli durum hatası olmadan takip etmektedir. Buradan; FSDAM'ın hassas konum gerektiren endüstriyel uygulamalarında, hem hızlı bir dinamik cevap oluşturması hem de sürekli durum hatalarının olmaması nedeniyle, dayanıklı ve uyarlamalı bir yapıya sahip olan çıkış integralli PD-BSD denetleyicilerin rahatlıkla kullanılabileceği görülmektedir.





Şekil 5.31. Şekil 5.24. Adım referans konumda çıkış integrallli PD-BSD'den elde edilen deney sonuçları

a) Motor konumu b) Denetim akımı c) Faz akımları

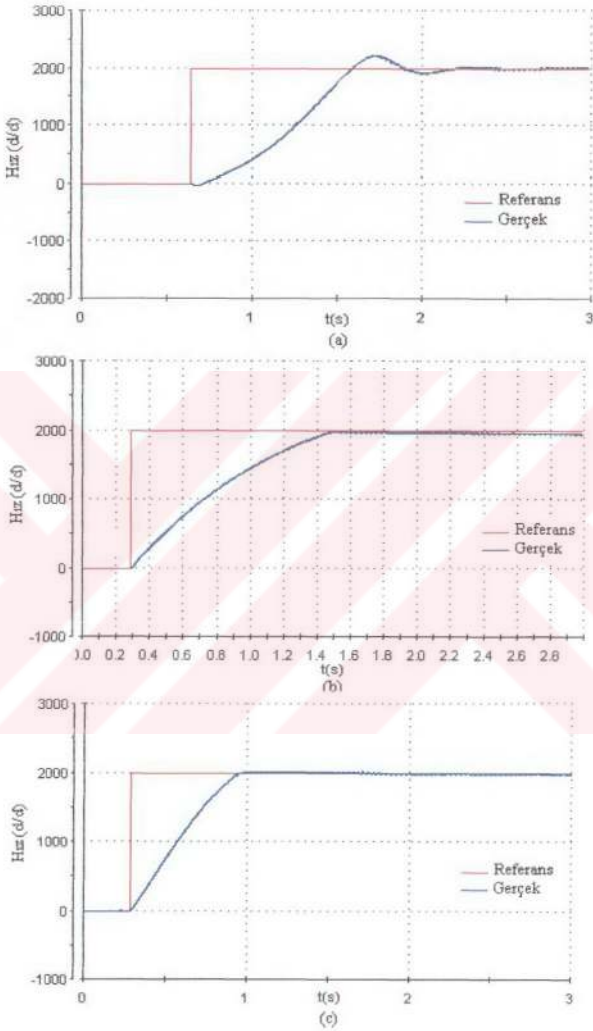
5.3. Denetleyici Başarımının Diğer Denetleyicilerle Karşılaştırmalı Olarak Değerlendirilmesi

Tasarlanan çıkış integralli PD-BSD'nin FSDAM'ın hassas hız denetimindeki performansını belirlemek amacıyla, her üç tip denetleyiciden aynı çalışma koşullarında elde edilen deney sonuçlar Şekil 5.32'de görülmektedir.

Her üç tip denetleyici için aynı çalışma koşulları sağlanarak, motorun yüklü durumda 2000 d/d sabit referans hızı takip etmesi gözlenmiştir. Şekil 5.32(a)'da geleneksel PI denetleyici ile FSDAM'ın hız denetimine ilişkin alınan deney sonucu görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi uzun bir yükselme süresi sonunda motor hızı, referans hıza aşırı bir aşma yaparak ulaşmaktadır. Bu eğriden de anlaşıldığı gibi geleneksel denetleyiciler FSDAM'ın hassas hız denetiminde yetersiz kalmaktadır. Kazanç katsayılarının değiştirilmesi her durum için farklı kazanç değerlerinin kullanılması bu denetleyicilerin hassas hız denetimlerinde tercih edilmemesinin nedeni olarak görülebilir. Ancak FSDAM'ın yerleşme süresinin ve aşmaların önemsiz olduğu endüstriyel uygulamalarında, geleneksel denetleyiciler ucuz ve kolay bir yapıya sahip olmalarından ötürü kullanılabilir.

Şekil 5.32(b)'de FSDAM'ın hız denetiminde zeki denetim tekniği olan PD-BSD kullanılarak elde edilen deney sonucu görülmektedir. Eğriden görüldüğü üzere motorun yükselme süresi, geleneksel denetleyicilere oranla daha kısa olmakta ancak kararlı durumda sürekli durum hatasına sebebiyet vermektedir. Bu denetleyici FSDAM'ın geleneksel denetleyicilere oranla daha kısa tepki süresi istenen uygulamalarında kullanılabilir.

Şekil 5.32(c)'de FSDAM'ın hız denetimi için tasarlanan çıkış integralli PD-BSD ile elde edilen eğri görülmektedir. Eğriden motorun yükselme süresinin, hem geleneksel denetleyicilere hem de PD-BSD'den elde edilen sonuçlara oranla daha kısa olduğu ve kararlı durumda sürekli durum hatası olmadan referans hızı mükemmel bir şekilde takip ettiği görülmektedir. Tasarlanan denetleyici, FSDAM'ın hassas hız denetimi istenen endüstri uygulamalarında rahatlıkla kullanılabilir.



Şekil 5.32. Denetleyici yapılarının 2000 d/d sabit referans hızda ve yüklü durumdaki performansları

a) Geleneksel PI denetleyici b) PD-BSD c) Çıkış integralli PD-BSD

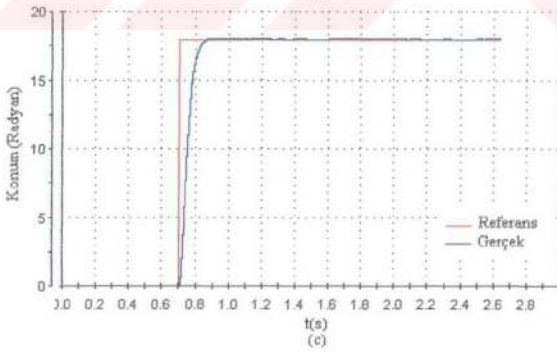
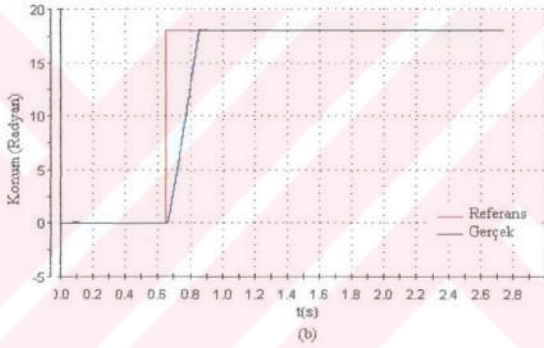
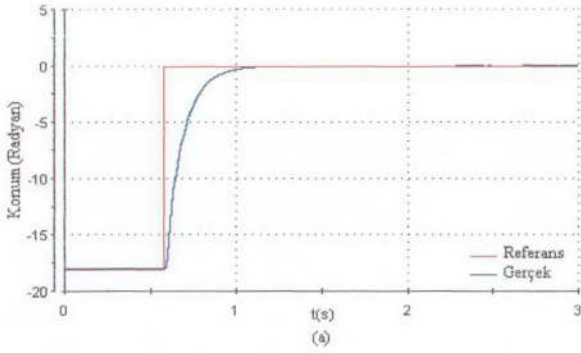
Her üç denetleyicinin yük tipi, yükselme süresi, yerleşme süresi, yarı devre ulaşma süresi, aşma ve sürekli durum hatalarına göre ayrıntılı olarak karşılaştırılması Çizelge 5.1’de yapılmıştır. Çizelgeden görüldüğü gibi FSDAM’ın geleneksel PI denetleyici ile hız denetimi deney sonuçlarından, motorun yüklü ve yüksüz çalışma koşullarında, motor hızının referans hızı izleme başarımında aşmalar oluşmaktadır. Hassas hız denetim istenen endüstriyel uygulamalarda aşmanın oluşması arzu edilen bir durum değildir. Bu nedenle PI denetleyici hassas hız gerektirmeyen endüstri uygulamalarında rahatlıkla kullanılabilir. Ayrıca deney sonuçlarından PI denetleyicinin ani yük ve sinüsoidal hız referanslarındaki başarımının diğer denetleyicilere göre daha kötü olduğu söylenebilir.

FSDAM’ın PD-BSD ile hız denetimine ilişkin deney sonuçlarından motorun yüklü, ani yük ve değişken hız referanslarda sürekli durum hatalarının meydana geldiği görülmüştür. Bu problemin çözümü için tez çalışmasında PD-BSD’nin çıkışına integral denetleyici eklenerek PD-BSD’ye integral etkisinin kazandırılması amaçlanmıştır. Çizelge 5.1’den de görüldüğü üzere motorun tüm koşullarda diğer iki tip denetleyiciye nazaran başarımının çok iyi olduğu deney sonuçlarından görülmektedir. Deneysel sonuçlara göre hassas hız denetimi istenen endüstri uygulamalarında, çıkış integralli PD-BSD’nin dayanıklı ve yüksek verimli bir denetleyici olduğu sonucuna varılmıştır.

Çizelge 5.1. FSDAM'ın hız denetiminde kullanılan PI, PD-BSD ve çıkış integralli PD-BSD'nin karşılaştırılması

Denetleyici tipi	Yük Tipi 2000 d/d	Yükselme Süresi (t _r)	Yerleşme Süresi (t _s)	Yarıdevre ulaşma süresi (t _d)	Aşma	Sürekli durum hatası
PI	Boşta	5ms	24ms	15ms	%5	
	Yüklü	65ms	100ms	70ms	%10	
	Ani yük				%3	
	Değişken hız				%3	
	Sinüsoidal hız	Sıfır geçiş noktalarındaki referans hızı izlenim başarıımı düşük				
PD-BSD	Boşta	5ms	9ms	7.4ms		
	Yüklü	79ms	100ms	80ms		%3
	Ani yük					%3,5
	Değişken hız					%2
	Sinüsoidal hız	Sıfır geçiş noktalarındaki referans hızı izlenim başarıımı yüksek				
Çıkış integralli PD-BSD	Boşta	4ms	6,5ms	5,2ms		
	Yüklü	50ms	65ms	54ms		
	Ani yük				%1	
	Değişken hız				%2	
	Sinüsoidal hız	Sıfır geçiş noktalarındaki referans hızı izlenim başarıımı yüksek				

Tasarlanan denetleyicinin konum denetimindeki verimini belirlemek için ise, her üç tip denetleyiciden elde edilen deney sonuçları Şekil 5.33'de görülmektedir. Kullanılan denetleyiciler için aynı çalışma koşulları sağlanarak, motorun 15 radyan sabit referans konumu takip etmesi gözlenmiştir. Elde edilen deney sonuçlarından çıkış integralli PD-BSD'nin diğer denetleyicilere göre daha iyi bir sonuç verdiği görülmektedir.



Şekil 5.33. Denetleyici yapılarının 18 radyan sabit referans konum değerlerindeki performansları

a) Geleneksel PD denetleyici b) PD-BSD c) Çıkış integralli PD-BSD

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında vektör denetimli FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimini gerçekleştirmek üzere, çıkışına integral özelliği kazandırılan bir BSD tasarlanmıştır. Tasarlanan BSD'nin geçerliliğini test etmek amacıyla, literatürde yıllardır yaygın olarak kullanılan geleneksel denetleyicilerle karşılaştırmalı olarak benzetim ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. Her bir denetleyici yapısı için aynı çalışma koşulları oluşturularak, benzetim ve uygulama sonuçları alınmıştır. FSDAM'ın hız ve konum denetiminde PI denetleyici ve literatürde bilinen BSD yapıları denenerek, benzetim ve uygulama çalışmaları sonucunda, BSD'nin PI denetleyiciye oranla daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Ancak elde edilen sonuçlara bakıldığında her iki denetleyicinin de, FSDAM'ın hassas hız ve konum denetiminde yetersiz kalacağı düşünülecek kullanılan BSD'nin çıkışına integral özelliği kazandırılması fikri düşünülmüştür. Çıkış integralli BSD ile elde edilen sonuçların özellikle motorun değişken parametre ve yük koşullarında, diğer iki denetleyiciye oranla daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. FSDAM'ın hassas hız ve konum denetiminde kullanılmak üzere tasarlanan BSD'nin, genelde yüklü çalışmalarda meydana gelen sürekli durum hatalarını önlediği, verilen farklı referans değerlerini aşma yapmadan hızlı bir tepkiyle izlediği, bozucu yüklere karşı dayanıklı bir yapıda olduğu yapılan deneysel çalışmalardan gözlenmiştir.

Bundan önceki çalışmalar incelendiğinde FSDAM'ın hız ve konumunu denetlemek için çeşitli zeki denetim üzerinde çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Ancak zeki denetim tekniklerinden BSD denetim tekniği kullanılarak, FSDAM'ın konum denetimine yönelik fazla bir çalışma bulunmamaktadır. Bu yönüyle yapılan çalışmanın literatürdeki bu boşluğu doldurabileceği düşünülmektedir. Tasarlanan denetleyicide, literatürde bazı çalışmalarda da kullanılan hız/konum hatası ve hız/konum hatasının değişimi ağ girişi olarak uygulanmıştır. Ancak BSD ağ yapısında, her bir giriş için farklı üyelik fonksiyonları kullanılmıştır. Ayrıca çalışmada motorun çalışma sınırlarının geniş tutulması, aynı motorun farklı denetim yöntemleriyle hem hız hem de konum denetiminin sayısal olarak gerçekleştirilmesi denetleyici veriminin

geçerliliği açısından önemlidir. Yapılan çalışmayla daha önce yapılan çalışmalar karşılaştırıldığında, tasarlanan denetleyicinin değişik yük ve parametre karşısında hızlı bir cevap vermesi ve etkinliği nedeniyle FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimi için rahatlıkla kullanılabileceği önerilmektedir.

Tez çalışmasında öncelikle, benzetim çalışmalarının yapılabilmesi için FSDAM'ın yapısı ve çalışma şekli incelenerek, Üç-faz model yapısını MATLAB/SIMULINK programında oluşturulmuştur. FSDAM'ın d-q modeline göre vektör denetimi yapılarak, BSD ile tasarlanan denetim yapısı, DSPACE firmasının TMS320F240 Sİİ'ye sahip DSPACE 1104 denetleyici kart üzerinden gerçekleştirilmiştir. Uygulama sonuçları yine aynı firmanın yazılımını geliştirdiği Control Desk Developper arayüzü kullanılarak alınmıştır. FSDAM'ın hassas hız ve konum denetimi için oluşturulan eğitim algoritması, çevrim dışı olarak, örneksel geriye yayılım öğrenme ile yöntemi ile MATLAB programlama dilinde model dosyası olarak hazırlanmıştır.

Yapılan çalışmayla endüstri alanında yaygın olarak kullanılan FSDAM'ın etkin bir hız ve konum denetimi gerçekleştirilmiştir. Hız ve konum denetimi için oluşturulan deney düzeneği, endüstride sadece FSDAM değil aynı zamanda denetim algoritmasında yapılacak ufak değişikliklerle asenkron motor, KMSM, ARM ve servo motorların hassas hız ve konum denetiminde de rahatlıkla kullanılabilir. Ayrıca oluşturulan deney düzeneği ile mühendislik ve Teknik Eğitim alanlarında, öğrenciler elektrik motorlarının denetimini hem geleneksel hem de zeki denetim tekniklerini kullanarak, aynı düzenek üzerinde farklı motorlar için gerçek zamanlı olarak görebileceklerdir. Modern denetim tekniklerinden biri olan genetik algoritma ve BSD kullanılarak FSDAM'ın hız ve konum denetimi çevrim içi olarak gerçekleştirilebilir. Bunun için hızlı bir Sİİ'nin kullanılması gerekmektedir.

KAYNAKLAR

1. Thøgersen, P. and Blaabjerg, F., "Adjustable speed drives in the next decade: Future steps in industry and academia", *Taylor&Francis Inc., Electric Power Components and Systems*, 32, 13-31 (2004).
2. Sen, P.C., "Electric motor drives and control past, present and future", *Transactions on Industrial Electronics*, 37(6): 562-575 (1990).
3. Chan, C.C., Xia, W., Jiang, J.Z., Chau, K.T. and Zhu, M.I., "Permanent magnet brushless drives", *IEEE Industry Applications Magazine*, 16-22 (1998).
4. Gökbulut, M., "Fırçasız doğru akım motorlarının yapay sinir ağları ile uyarlamalı denetimi", Doktora Tezi, *Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kayseri, 1-5, 53-118 (1998).
5. Gedikpınar, M., "Fırçasız doğru akım motorlarının kayma mod gözlemleyicili algılayıcısız hız kontrolü", *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 1-3 (2002).
6. Yedamale, P., "Brushless DC (BLDC) motor fundamentals" *Microchip Technology Inc.*, [Http://microchip.com/ds00885a](http://microchip.com/ds00885a) (10.06.2003).
7. Ibrahim, Z. and Levi, E., "A Comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high-performance AC drives using experimental approach", *Transactions on Industrial Electronics*, 38, 5, 1210-1218 (2002).
8. Itoh, J.L., Nomura, N. and Ohsawa, H., "A comparison between V/F control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor", *Proceedings of the Power Conversion Conference, PCC Osaka 2002*, 3, 2-5, 1310-1315 (2002).
9. Thomas, J.L., "Future practical developments in vector control principles", *IEE Colloquium-Power Division Vector Control Revisited*, Savoy Place London, 1-4 (1998).
10. Mrad, F. and Deeb, G., "Experimental comparative analysis of conventional, fuzzy logic, and adaptive fuzzy logic controllers", *IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999*, 1, 664-673 (1999).
11. Rubaai, A., Ricketts, D. and Kankam, M.D., "Laboratory implementation of a microprocessor-based fuzzy logic tracking controller for motion controls and drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38, 2448-456 (2002).
12. Elmas, Ç., "Yapay sinir ağları (Kuram, Mimari, Eğitim, Uygulama)", *Seçkin Yayıncılık*, Ankara, 22-36, 43-45 (2003).

13. Uddin, M. N., Abido, M. A. and Rahman, M. A., "Development and implementation of a hybrid intelligent controller for interior permanent-magnet synchronous motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(1): 68-76 (2004).
14. Elmas, Ç., "Bulanık mantık denetleyiciler (Kuram, uygulama, sinirsel bulanık mantık)", *Seçkin Yayıncılık*, Ankara, 24-40, 90-99 (2003).
15. Zhang, J. and Morris, A.J., "Fuzzy neural networks for nonlinear systems modelling", *IEE Proc. Control Theory Applications*, 142(6): 551-556 (1995).
16. Leu, Y.G., Lee, T.T. and Wang, W.Y., "On-line tuning of fuzzy-neural network for adaptive control of nonlinear dynamical systems", *IEEE Transactions on Man and Cybernetics*, 27, 1034-1043 (1997).
17. Vas, P. and Stronach, A.F., "Adaptive fuzzy-neural DSP-control of high-performance drives", *IEE Power Electronics and Variable Speed Drives*, 424-429 (1996).
18. Rubai, A., Ricketts, D. and Kankam, M.D., "Development and implementation of an adaptive fuzzy-neural-network controller for brushless drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(2): 441-447 (2002).
19. Rubai, A., "Implementation of an intelligent-position-controller-based matrix formulation using adaptive self-tuning tracking control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39, 3, 627-636 (2003).
20. Ushakumari, S., Sankaran, R. and Nair, P.S.C., "Adaptive neuro-fuzzy controller for improved performance of a permanent magnet brushless DC motor", *IEEE International Fuzzy Systems Conference*, 1, 493-496 (2001).
21. Uddin, M. N., Abido, M. A. and Rahman, M. A., "Development and implementation of a hybrid intelligent controller for interior permanent-magnet synchronous motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(1): 68-76 (2004).
22. Üstün, O., "Sürekli mıknatıslı bir senkron motor hızının bulanık sinirsel ve kayma kipli denetleyicilerle dönüşümlü denetimi", Doktora Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 1-7 (2003).
23. Lin, F.J., Wai, R.J. and Chen, H.P. "A PM synchronous servo motor drive with an on-line trained fuzzy neural network controller", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 13, 4, 319-325 (1998).

24. Lin, F.J., Wai, R.J. and Wang, S.L., "A fuzzy neural network controller for parallel-resonant ultrasonic motor drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(6): 928-937 (1998).
25. Akçayol, M.A., "Bir anahtarlama relüktans motorun sinirsel-bulanık denetimi", Doktora Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara (2001).
26. Aware, M.V., Kothari, A.G. and Choube, S.O., "Application of adaptive neuro-fuzzy controller (ANFIS) for voltage source inverter fed induction motor drive", *Proceedings PIEMC 2000, 3th International Power Electronics and Motion control Conference 2000*, 2, 935-939 (2000).
27. Grabowski, P.Z. and Blaabjerg, F., "Direct torque neuro-fuzzy control of induction motor drive: DSP implementation", *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IECON '98, 2, 657-661 (1998).
28. Grabowski, P., Kazmierkowski, P., Bose, B.K and Blaabjerg, F., "A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(4): 863-870 (2000).
29. Bose, B.K., Patel, N.R. and Rajashekara, K., "A neuro-fuzzy-based on-line efficiency optimization control of a stator flux-oriented direct vector-controlled induction motor drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(2): 270-273 (1997).
30. Consoli, A., Cerruto, E., Raciti, A. and Testa, A., "Adaptive vector control of induction motor drives based on a neuro-fuzzy approach", *IEEE 25th Annual Conference on Power Electronics Specialists*, 1, 225-232 (1994).
31. Ahn, T.C., Kwon, Y.W., Hwang, H.S. and Pedrycz, W., "Design of neuro-fuzzy controller on DSP for real-time control of induction motors", *IFSA World Congress and 20th NAFIPS International Conference*, 5, 3038-3043 (2001).
32. Kim, S.H. and Kim, L.K., "Design of a neuro-fuzzy controller for speed control applied to AC servo motor", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 1, 435-440 (2001).
33. Chan, T.F., Lai, L.L. and Yau, L.T., "Performance of three-phase AC generator with inset NdFeB permanent-magnet rotor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19, 1, 88-94 (2004).
34. Qinghua, L., Jabbar, M.A. and Khambdkone, A.M., "Design optimization of wide-speed permanent magnet synchronous motors", *IEE Power Electronics, Machines and Drives*, 487: 404-408 (2002).

35. Miller, T.J.E., "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives", *Clarendon Press*, Oxford, U.K., 1-63 (1996).
36. Lee, B.K. and Ehsani, M., "Advanced simulation model for brushless DC motor drives", *Electric Power Components and Systems*, *Taylor&Francis Inc.*, 31: 841-868 (2003).
37. Demirbaş, Ş., "Sürekli mıknatıslı senkron motorun konum algılayıcısız denetimi", Doktora Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 1-2, 99-103 (2001).
38. Pillay, P. and Krishnan, R., "Modeling, simulation and analysis of permanent-magnet motor drives, Part I: The permanent-magnet synchronous motor drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(2): 265-273 (1989).
39. Pillay, P. and Krishnan, R., "Modeling, simulation and analysis of permanent-magnet motor drives, Part II: The brushless DC motor drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(2): 274-279 (1989).
40. Urasaki, N., Senjyu, T. and Uezato, K., "An accurate modeling for permanent magnet synchronous motor drives", *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000*, 1, 387-392 (2000).
41. Gedikpınar, M. ve Güldemir, H., "Fırçasız doğru akım motorunun modellenmesi ve hız kontrolü", *TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası*, 15-23 (2003).
42. Demirbaş, Ş. ve Bal, G., "Fırçasız doğru akım motorlarında pozisyon kontrolü", *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 10(4): 455-469 (1997).
43. Kosko, B., "Fuzzy engineering", *Prentice Hall Inc.*, New Jersey, 12-47 (1997).
44. Lee, C.C., "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller, Part I", *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, 20, 2, 404-418 (1990).
45. Lee, C.C., "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller, Part II", *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, 20, 2, 419-435 (1990).
46. Donescu, V., Neacsu, D.O. and Griva, G., "Design of a fuzzy logic speed controller for brushless DC motor drives", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, ISIE '96, 1, 404-408 (1996).
47. Rubai, A., Ricketts, D. and Kankam, M.D., "Experimental verification of a hybrid fuzzy control strategy for a high-performance brushless DC drive system", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(2): 503-512 (2001).

48. Song, H., Yu, Y., Yang, M. and Xu, D., "A novel SMC-Fuzzy speed controller for permanent magnet brushless DC motor", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '03* Eighteenth Annual IEEE , 1, 281-285 (2003).
49. İbrahim, Z. and Levi, E., "Fuzzy logic versus PI speed control in High-Performance AC drives: A comparison", *Electric Power Components and Systems, Taylor&Francis*, 31, 403-422 (2003).
50. Zadeh, L. A., "Fuzzy sets", *Information and Control*, 8(3): 338-353 (1965).
51. Zadeh, L. A., "Fuzzy algorithms", *Information and Control*, 12(2): 94-102 (1968).
52. Yager, R.R. and Filev, D.P., "Essentials of fuzzy modeling and control", *Wiley&Sons*, New York, 1-408 (1995).
53. Cardoso, F.D.S, Martins, J.F. and Pires, V.F., "A comparative study of a PI, neural network and genetic approach controllers for an AC-drive", *1998 5th International Workshop on Advanced Motion Control, AMC '98-Coimbra*, 375-380 (1998).
54. Carling, A., "Introducing neural networks", *John Wiley&Sons Ltd.*, Sigma Press-Wilmslow, United Kingdom, 27-3, 133-153 (1992).
55. Deplanques, P.; Vaija, P. and Zapata, R., "Fuzzy neural networks: A backpropagation algorithm specific to the controller of Sugeno", *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Intelligent Systems for the 21st Century, 3, 2052-2057 (1995).
56. El-Sharkawi, M.A., El-Samahy, A.A. and El-Sayed, M.L., "High performance drive of DC brushless motors using neural network", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 9, 2, 317-322 (1994).
57. Albostan, A. and Gökbulut, M., "Self-tuning adaptive neurocontroller for brushless DC motors", *International Journal of Electronics, Taylor&Francis*, 88, 1, 103-114 (2001).
58. Quadrelli, G., Tanscheit, R. and Vellasco, M.M., "Neuro-fuzzy modeling and control of nonlinear dynamic systems", *Learning and Nonlinear Models*, Revista da Sociedade Brasileira de Redes Neurais, 1(1): 1-10, (2002).
59. Jang, J.S.R. and Sun, C.T., "Neuro-fuzzy modeling and control", *Proceedings of the IEEE*, 8(3): 378-405 (1995).
60. Lin, C.T. and Lee, C.S., "Neural fuzzy systems", *Prentice Hall Inc.*, Simon&Schuster, Upper Saddle River, 114-559 (1996).

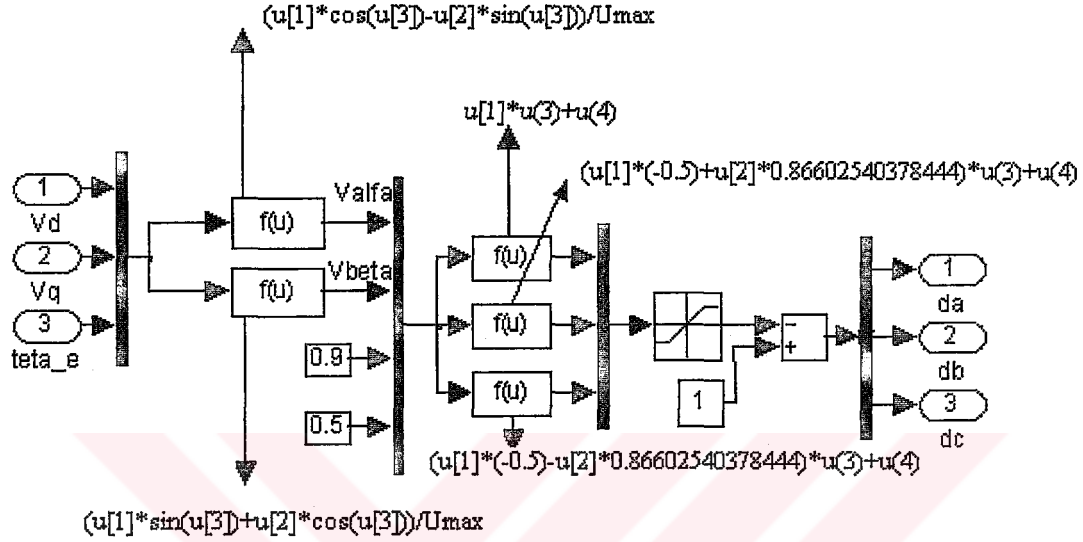
61. Jang, J.-S.R, Sun, C.-T. and Mizutani, E., "Neuro-Fuzzy and soft computing", *A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence*, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 451-497, 535-549 (1997).
62. Chack, C. K., Feng, G. and MA, J., "An adaptive fuzzy neural network for MIMO system model approximation in high-dimensional spaces", *IEEE Trans.Syst., Man, Cybern.*, 28, 436-446 (1998).
63. Wang, L. X. and Mendel, J. M., "Fuzzy basis functions, universal approximation and orthogonal least-square learning", *IEEE Trans. Neural Networks*, 3(4): 807-814 (1992).
64. Nauck, D. and Kruse, R., "Neuro-Fuzzy systems for function approximation", *Fuzzy Sets Syst.*, 101, 261-271 (1999).
65. Nauck, D. and Kruse, R., "A neuro-fuzzy method to learn fuzzy classification rules from data", *Fuzzy Sets Syst.*, 89, 277-288 (1997).
66. Jang, J.S.R., "ANFIS: Adaptive-network-based fuzzy inference system", *IEEE, Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 23(3): 665-684 (1993).
67. Rahman, M.A. and Hoque, M.A., "On-line adaptive artificial neural network based vector control of permanent magnet synchronous motors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 13(4): 311-318 (1998).
68. Yupu, Y. Xiaoming, X. and Wengyuan, Z., "Real time stable self-learning FNN controller using genetic algorithm", *Fuzzy Sets Syst.*, 100, 170-178 (1998).
69. Fargo, W. A., Quintano, V. H. and Zambert-Torres, G., "A genetic-based neuro-fuzzy approach for modeling and control of dynamical systems", *IEEE Trans. Neural Networks*, 9(5): 756-767 (1998).
70. DS1104 R&D Controller Board Features, *dSPACE GmbH*, Germany (2003).
71. Abiakel, E., "Development an Undergraduate Laboratory Course in Control Systems", *M.S. Thesis, Ohio State University*, 27-64 (2003).



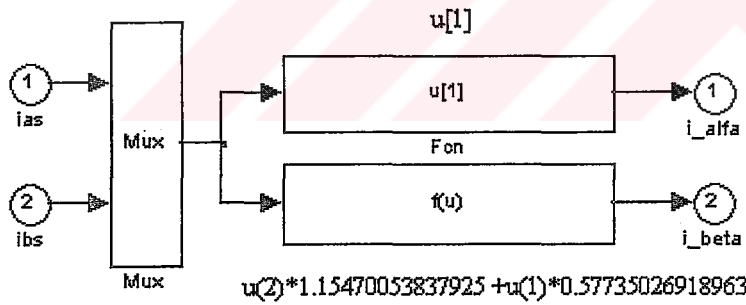
EKLER

EK-1 VEKTÖR DÖNÜŞÜM DENKLEMLERİ İÇİN HAZIRLANAN SIMULINK DOSYALARI

dq-abc eksen dönüştürümü

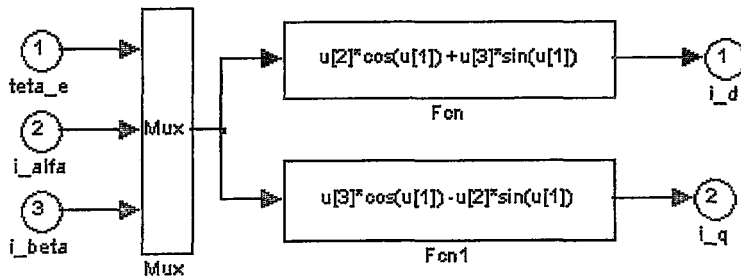


abc- $\alpha\beta$ eksen dönüştürümü

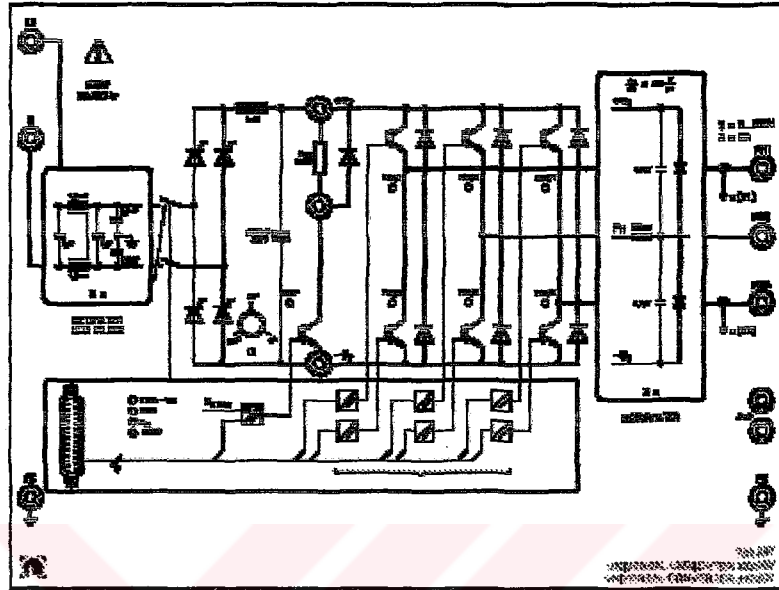


abc-dq eksen dönüştürümü

abc d-q dönüştürümü



EK-2 EVİRİCİ MODÜL KULLANIM KLAVUZU VE TEKNİK ÖZELLİKLERİ



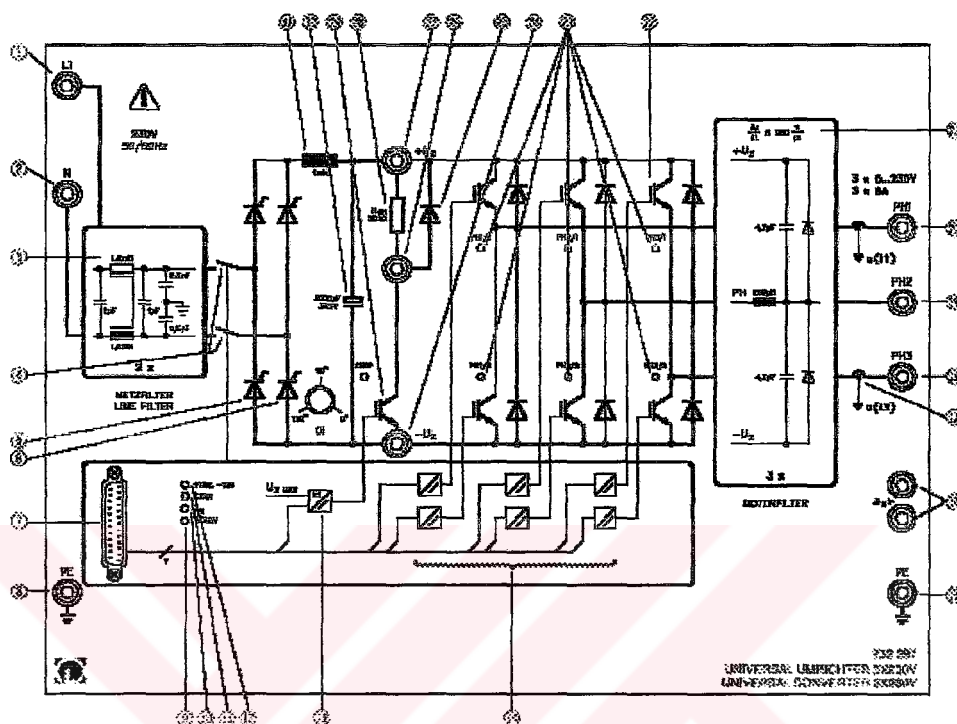
With the universal converter we are dealing with a transistor pulse converter with DC voltage link. It is used as a power supply component in drive and servo technology for the generation of a three-phase, frequency and amplitude variable output voltage from the AC mains. The power supply component itself 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.

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

All of the digital inputs (DI) and digital outputs (DO) are low active. Analog outputs are designated with 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	DI	13	25	—	AGND
Phase 1/2	DI	12	24	—	(—)
Phase 2/1	DI	11	23	AI/AO	Alpha
Phase 2/2	DI	10	22	DO	TMQV (Motor temperature)
Phase 3/1	DI	9	21	—	—
Phase 3/2	DI	8	20	DO	IERR
CHOPI	DI	7	19	—	+5 V / 200 mA
CLR (Relay)	DI	6	18	DO	CHOPO
+15 V/ 50 mA	—	5	17	DO	Ready
DGND	—	4	16	DI	INH
DGND	—	3	15	—	−15 V / 50 mA
AO1 (I-Phase 1)	AO	2	14	AO	AO3 (I-Phase 3)
AGND	—	1			

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

interface at CHOPPO.
 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. cIConverter 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 $U_{CE(sat)} =$ typical 1.8 V (max. 2.5 V) Threshold voltage for diode with $-I_C = 15$ A $-U_{CE} =$ typical 2.5 V (max. 3.5 V) When we have a peak value of the collector current of $I_C = 30$ A, the mathematical result in the case of a sinusoidal current is a maximum rms value of 21 A. Due to the superimposed current harmonics and the limited current of the feeding single-phase mains (16 A), the maximum continuous output current must be restricted to 8 A. 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. dILink 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 μF 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. Δ Smoothing reactor, $L = 11 \text{ mH}$, 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.



EK-3. LEM AKIM ALGILAYICI MODÜL TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Current Transducer LTSR 25-NP

$$I_{PN} = 25 A$$

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	$0 \dots \pm 80^{(1)}$	At
V_{OUT}	Analog output voltage @ $I_P = 0$	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$	V
V_{REF}	Voltage reference (internal reference), refout mode	$2.5^{(2)}$	V
	Voltage reference (external reference), refin mode	$1.9 \dots 2.7^{(4)}$	V
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1\%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
C_L	Max. capacitive loading	500	pF
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5\%$)	50	Ω
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5V$	Typ $28 + I_S^{(3)} + (V_{OUT} / R_L)$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	3	kV
V_e	R.m.s. voltage for partial discharge extinction @ 10 pC	> 1.5	kV
$\hat{V}_w$	Impulse withstand voltage 1.2/50 μs	> 8	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ C$	± 0.2	%
	Accuracy with R_{IM} @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ C$	± 0.7	%
ϵ_L	Linearity error	< 0.1	%
		Max	
TCV_{OUT}	Thermal drift of V_{OUT} / V_{REF} @ $I_P = 0$		
	-40°C .. +85°C	37.5	ppm/K
TCE_g	Thermal drift of the gain	50 ⁽⁵⁾	ppm/K
V_{OM}	Residual voltage @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.5	mV
	$5 \times I_{PN}$	± 2.0	mV
	$10 \times I_{PN}$	± 2.0	mV
TCV_{REF}	Thermal drift of internal V_{REF} @ $I_P = 0$	50	ppm/K
	-40°C .. +85°C	100	ppm/K
t_{Ta}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 100	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{PN}	< 400	ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 60	A/ μs
f	Frequency bandwidth (0 .. -0.5 dB)	DC .. 100	kHz
	(-0.5 .. 1 dB)	DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-40 .. +85	°C
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +100	°C
	Insulating material group	III a	
m	Mass	10	g
	Standards	EN 50178 (97.10.01)	
		IEC 60950-1(01.10.26)	

Notes : see overleaf.

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Compact design for PCB mounting
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range
- Access to the internal voltage reference
- Possibility to feed the transducer reference from external supply.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very 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.

Copyright protected.

031007/3



ase see the operation principle on the other side.
y due to **TCR_{IM}**.

EK-4. DS1104 DENETLEYİCİ KARTININ ÖZELLİKLERİ VE BAZI RTİ BLOKLARI

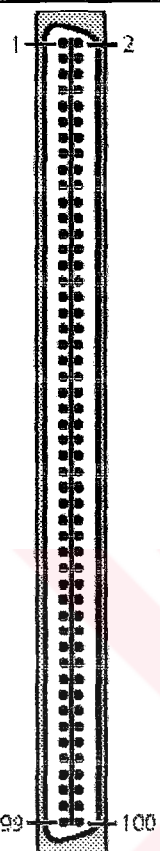
DS1104' ün ana işlemci ünitesi MPC8240 bir powerPC 603e mikroişlemciye sahiptir. Bu işlemcin özellikleri aşağıdaki gibidir:

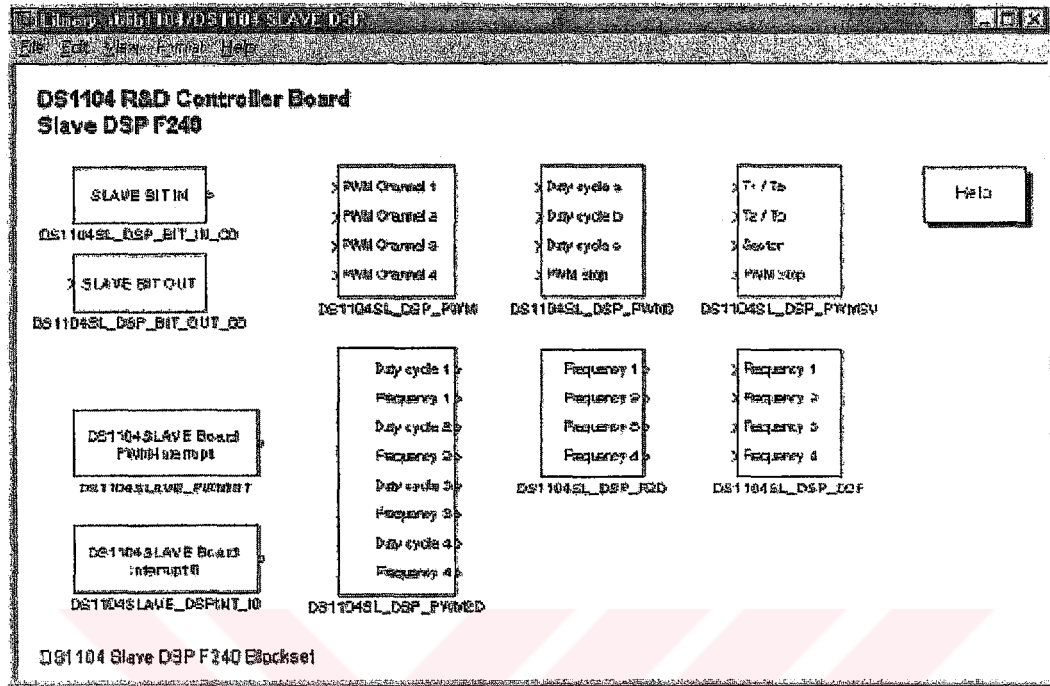
- ❖ 250 MHz işlemci hızı,
- ❖ 16 Kbyte L1 veri önbelleği,
- ❖ 16 Kbyte L1 komut önbelleği
- ❖ Bir kesici kontrolör,
- ❖ Bir senkron DRAM kontrolör,
- ❖ Altı adet zamanlayıcı,
- ❖ Bir PCI arabirimi

DS1104 içindeki ana işlemcinin I/O, ADC ve DAC birimleri, I/O bitleri, artımlı enkoder arabirimi ve seri arabirime sahiptir. Bu birimlerle ilgili geniş bilgi için EK2'den faydalanılabilir.

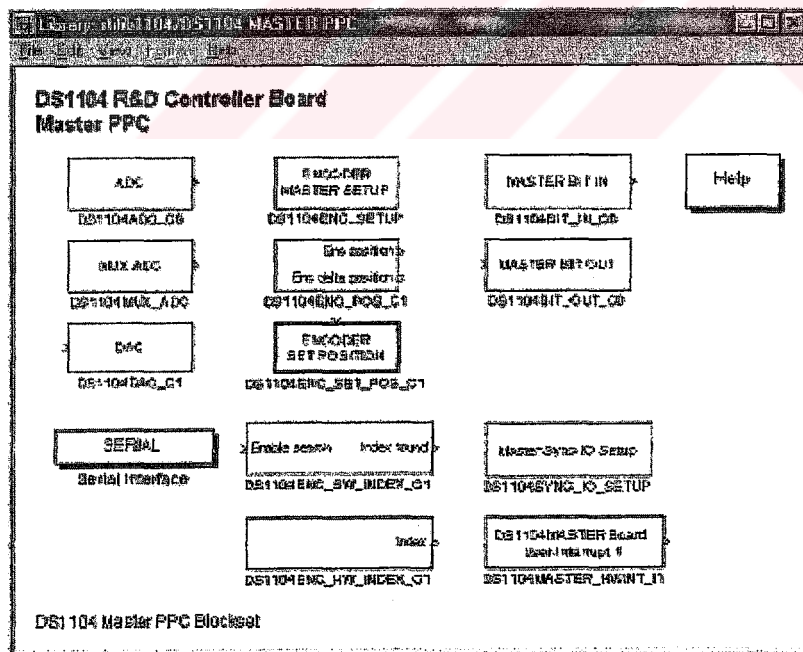
DS1104' ün bağımlı Sİİ ise TI' ın üretmiş olduğu TMS320F240 Sİİ' sidir. Bu Sİİ' nin özellikleri aşağıda verilmiştir.

- ❖ 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 çıkışına,
- ❖ Üç adet enkoder girişine
- ❖ İki adet kesme birimi,
- ❖ Dört adet analog çıkış,

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



DS1104 ün Master PPC için RTI Blokları



ÖZGEÇMİŞ

1974 yılında Elazığ'da doğdu. 1995 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü'nden mezun oldu. Bir süre Bitlis ve Elazığ'da öğretmen olarak çalıştı. Ardından Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü'ne Araştırma Görevlisi olarak girdi. Burada Yüksek Lisansını tamamlayarak 2000 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü'nde Doktora eğitimine başladı. Halen aynı bölümün Elektrik Makinaları Anabilim Dalı'nda Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır. Evli ve bir çocuk babasıdır.

