BİR ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN SİNİRSEL-BULANIK DENETİMİ

M. Ali AKCAYOL

114823

DOKTORA TEZİ
(ELEKTRİK EĞİTİMİ)

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

Aralık 2001
ANKARA

M. Ali AKCAYOL tarafından hazırlanan BİR ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN SİNİRSEL-BULANIK DENETİMİ adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. Çetin ELMAS
Tez Yöneticisi

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

Başkan : Prof. Dr. İsmail COŞKUN

Üye : Prof. Dr. Çetin ELMAS

Üye : Doç. Dr. Güngör BAL

Üye : Doç. Dr. İlhami ÇOLAK

Üye : Doç. Dr. Şeref SAĞIROĞLU

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

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET i

ABSTRACT ii

TEŞEKKÜR iii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ iv

ŞEKİLLERİN LİSTESİ v

1. GİRİŞ 1

2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN YAPISI VE ÇALIŞMASI 5

2.1. ARM'nin Çalışma Prensibi 8

2.2. ARM'nin Tork-Hız Karakteristiği 14

2.3. ARM'nin Eşdeğer Devre Modeli 16

2.4. ARM`nin Dinamik Denklemleri 17

2.5. ARM'ler için Sürücü Seçim ve Tasarım Kriterleri 18

2.6. ARM Besleme Devreleri 19

2.7. ARM'de Anahtarlama İşlemi 20

2.8. ARM için Konvertör Devreleri 22

3. SİNİRSEL BULANIK MANTIK 29

3.1. Bulanık Sistemler 29

3.1.1. Bulanık küme kavramları 34

3.1.1.1. Birleşim kümesi 35

3.1.1.2. Kesişim kümesi 36

3.1.2. Bulanık mantık 37

3.1.3. Bulanık mantık denetleyicili sistemler 39

3.1.4. Bulanık mantık denetleyiciler 41
3.1.4.1. Bulanıklaştırma 43
3.1.4.2. Kural tabanı 43
3.1.4.3. Veri tabanı 43
3.1.4.4. Bulanık çıkarım 44
3.1.4.5. Durulaştırma 48
3.1.5. Bulanık kural tabanlı sistemler 52
3.1.6. Bulanık sistemlerin avantajları ve dezavantajları 56
3.2. Yapay Sinir Ağları 57
3.2.1. YSA'ların yapısı 60
3.2.2. YSA'larda öğrenme 67
3.2.3. Öğrenme metodları 70
3.2.3.1. Perceptron öğrenme kuralı 70
3.2.3.2. Delta öğrenme kuralı 72
3.2.3.3. Geri yayılmalı öğrenme 77
3.2.4. YSA'ların avantajları ve dezavantajları 83
3.3. Sinirsel Bulanık Sistemler 84
3.3.1. Bulanık kuralların öğrenilmesi 86
3.3.1.1. NEFCLASS ile bulanık kuralların öğretilmesi 91
3.3.2. Üyelik fonksiyonlarının öğrenilmesi 95
3.3.2.1. NEFCLASS ile üyelik fonksiyonlarının öğrenilmesi 96
3.3.2.2. ANFIS ile üyelik fonksiyonlarının öğrenilmesi 99

4. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN SINIRSEL BULANIK DENETIMI 109
4.1. Faz Endüktansının Ölçümü ve Modellenmesi 109
4.2. ARM'nin Sinirsel Bulanık Modellenmesi 114
4.11. Sayısal İşaret İşlemci ile ARM Denetimi 121

4.11.1. Donanım kısmı.....136
4.11.2. Yazılım kısmı.....144

5. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLARIN İRDELENMESİ.....152

6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....180

KAYNAKLAR.....183
ÖZGEÇMİŞ.....204

BİR ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN SİNİRSEL-BULANIK DENETİMİ

(Doktora Tezi)

M.Ali AKCAYOL

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2001

ÖZET

Bu tezde bir Anahtarlamalı Relüktans Motorun sinirsel bulanık denetimi gerçekleştirilmiştir. Bulanık denetleyiciye ait kurallar ve üyelik fonksiyonlarının başlangıç değerleri sistemin dinamik davranışı incelenerek elde edilmiş ve daha sonra yapay sinir ağları ile öğretilerek en iyi değerler bulunmuştur. Benzetim çalışması için Delphi programlama dili kullanılarak bir simülator hazırlanmıştır. Uygulama için geliştirilen program ANSI C diliyle hazırlanmıştır. Uygulama TMS320F240 sayısal işaret işlemcisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Motorun değişik hız ve yük altında elde edilen benzetim ve uygulama sonuçları karşılaştırılmıştır. Benzetim ve uygulama sonuçları tam uygunluk göstermiştir. Ayrıca TMS320F240 sayısal işaret işlemcisi ile motorun çok düşük ve çok yüksek hızlarda hassas denetiminin yapılabildiği gözlemlenmiştir.

Bilim kodu : 626.01.01
Anahtar Kelimeler : ARM, Sinirsel Bulanık Kontrol, NEFCLASS, ANFIS, Sayısal İşaret İşlemcisi
Sayfa Adedi : 204
Tez Yöneticisi : Prof. Dr. Çetin ELMAS

NEURO-FUZZY CONTROL OF A SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

(Ph.D. Thesis)

M.Ali AKCAYOL

GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECNOLOGY
December 2001

ABSTRACT

In this thesis, neuro-fuzzy control of a Switched Reluctance Motor has been implemented. Initial values both membership functions and rule base of fuzzy logic controller have been obtained using knowledge of dynamic behavior of the motor then these values have learned by artificial neural networks for optimization. A simulator was developed using Delphi programming language. Then the system was implemented using TMS320F240 fixed point digital signal processor. The program of TMS320F240 has been developed using ANSI C language. The comparation of results obtained from both simulations and experiments showed very good agreement. In addition, it has been observed that Switched Reluctance Motor could be controlled in a wide range of speed.

Science code : 626.01.01
Key Words : SRM, Neuro-Fuzzy Control, NEFCLASS, ANFIS, DSP
Page Number : 204
Adviser : Prof. Dr. Çetin ELMAS

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca yakın ilgisini ve yardımını esirgemeyen kıymetli hocam Prof. Dr. Çetin ELMAS' a, tez hazırlama süresince yardımlarını esirgemeyen sayın Prof. Dr. İsmail COŞKUN, Doç. Dr. İlhami ÇOLAK ve Yrd. Doç. Dr. İbrahim SEFA' ya, çalışmalarından faydalandığım sayın Doç. Dr. Şeref SAĞIROĞLU ve Doç. Dr. Ömer Faruk BAY' a, çalışma hayatım boyunca göstermiş oldukları çok içten arkadaşlıklarından dolayı Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünün tüm personeline ve çalışmalarım süresince bana destek olan aileme teşekkür eder şükranlarımı sunarım.

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 3.1. Bulanık kümeler 35
Çizelge 3.2. Bulanık kural tablosu 56
Çizelge 3.3. Bulanık sistemin avantajları ve dezavantajları....57
Çizelge 3.4. YSA'lar ve uygulama alanları....66
Çizelge 3.5. YSA'ların avantajları ve dezavantajları 83
Çizelge 3.6. Karma öğrenme 101
Çizelge 4.1. Bir fazın endüktans profili için deneyden alınan gerilim değerleri (V) 110
Çizelge 4.2. Deneyde ölçülen değerlerden hesaplanan endüktans değerleri (mH) 110
Çizelge 4.3. Akım ve pozisyona bağlı kural tablosu 112
Çizelge 4.4. Rotor hız değişimi özellikleri 116
Çizelge 4.5. Rotor hız tepkisinin dilsel olarak ifade edilmesi....117
Çizelge 4.6. Geçiş ve uç noktalardaki dilsel ifadeler 118
Çizelge 4.7. Hız hatası ve hız hata değişimine göre kural tablosu....118
Çizelge 4.8. NEFCLASS eğitim kümesi 119
Çizelge 4.9. NEFCLASS ile elde edilen kural tablosu 120
Çizelge 4.10. Uygulamada ve benzetimde kullanılan motorun özellikleri....139
Çizelge 4.11. Q formatları ve değişim aralıkları 149
Çizelge 4.12. Hazırlanan programa ait dosyalar 151

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil		Sayfa
Şekil 2.1.	8/6 kutuplu bir ARM' nin basit çalışma şekli	7
Şekil 2.2.	Manyetik devre etrafındaki akı yolu a) Maksimum endüktans b) Minimum endüktans	9
Şekil 2.3.	ARM'nin akı, akım ve pozisyon eğrileri	10
Şekil 2.4.	Bir darbelik ideal endüktans, manyetik akı ve akım dalga şekilleri	13
Şekil 2.5.	ARM`nin tork-hız karakteristiği	14
Şekil 2.6.	ARM nin bir faz için eşdeğer devresi	16
Şekil 2.7.	ARM`de komütasyon işlemi	20
Şekil 2.8.	Dört fazın sırayla komütasyonuna ait akım şekilleri	20
Şekil 2.9.	Klasik konvertör devresi	22
Şekil 2.10.	n+1 konvertör devresi	24
Şekil 2.11.	Split DA konvertör devresi	25
Şekil 2.12.	Bifilar sargılı konvertör devresi	26
Şekil 2.13.	C-dump konvertör devresi	26
Şekil 2.14.	Söndürme dirençli konvertör devresi	27
Şekil 2.15.	Çift eğimli konvertör devresi	28
Şekil 3.1.	Boy uzunluklarına ait klasik kümeler	29
Şekil 3.2.	Boy uzunlukları klasik kümelerinde kesişim	30
Şekil 3.3.	Boy uzunlukları bulanık kümeleri	31
Şekil 3.4.	Örnek üyelik fonksiyonu grafiği	32
Şekil 3.5.	(a) A keskin kümesi (b) B bulanık kümesi	32
Şekil 3.6.	Keskin, aralık ve bulanık fonksiyonlar	33
Şekil 3.7.	Çizelge 2.1' de tanımlanan bulanık kümelerin grafik gösterimi	35
Şekil 3.8.	Bulanık kümelerde birleşim	36

Şekil 3.9. Bulanık kümelerde kesişim 37
Şekil 3.10. Üçgen, yamuk ve çan eğrisi üyelik fonksiyonları 38
Şekil 3.11. Yedi etiketli üyelik fonksiyonu 39
Şekil 3.12. Kapalı döngülü denetim sistemi 40
Şekil 3.13. Bulanık mantık denetleyici 42
Şekil 3.14. Max-Dot çıkarım 45
Şekil 3.15. Min-Max çıkarım 46
Şekil 3.16. Tsukamoto çıkarım 47
Şekil 3.17. Takagi-Sugeno çıkarım 48
Şekil 3.18. Maksimum üyelik metodu 49
Şekil 3.19. Ağırlık merkezi metodu 50
Şekil 3.20. Ağırlık ortalaması metodu 51
Şekil 3.21. Mean-Max üyelik metodu 51
Şekil 3.22. Giriş ve çıkış sayısal değerleri 52
Şekil 3.23. Giriş keskin kümeleri ve çıkış sayısal değerleri 53
Şekil 3.24. Giriş keskin kümeleri ve çıkış keskin fonksiyonları 54
Şekil 3.25. Giriş keskin kümeleri ve bulanık çıkış kümeleri 54
Şekil 3.26. Bulanık giriş kümeleri ve keskin çıkış fonksiyonları 55
Şekil 3.27. Bulanık giriş ve çıkış kümeleri 56
Şekil 3.28. Biyolojik sinir hücresi 60
Şekil 3.29. Yapay sinir hücresi 61
Şekil 3.30. Çeşitli transfer fonksiyonları 64
Şekil 3.31. Basit bir yapay sinir ağı 65
Şekil 3.32. Öğrenme stratejileri ve öğrenme metodları 67
Şekil 3.33. Öğrenme stratejileri ve ağ yapıları 68
Şekil 3.34. Denetimli öğrenme 69
Şekil 3.35. Tek katmanlı ileri beslemeli ağ 70
Şekil 3.36. Bir fonksiyon ve türevi 73
Şekil 3.37. Hata değişimi ve ağırlık vektörü 74

Şekil 3.38. Tak katmanlı ağ yapısı 75
Şekil 3.39. İleri beslemeli ağ yapısı 78
Şekil 3.40. İleri beslemeli iki katmanlı ve geri yayılmalı ağ yapısı 78
Şekil 3.41. Örnek bir sınıflandırma problemi 87
Şekil 3.42. Bulanık kümeler ve bilgi sınıflandırma 88
Şekil 3.43. İki girişli ve iki çıkışlı bulanık sınıflandırıcı 88
Şekil 3.44. NEFCLASS modelin yapısı 92
Şekil 3.45. NEFCLASS modeliyle öğrenmenin üyelik fonksiyonları ve kural tabanı ile gösterimi 94
Şekil 3.46. Bulanık küme parametrelerinin değişimi 97
Şekil 3.47. Öğrenme işlemi sonrası üyelik fonksiyonları 98
Şekil 3.48. Takagi-Sugeno çıkarım 103
Şekil 3.49. Takagi-Sugeno modeli için kullanılan ANFIS yapısı 103
Şekil 3.50. Tsukamoto bulanık modeli için kullanılan ANFIS yapısı .106
Şekil 4.1. Faz endüktansını ölçmede kullanılan devre 109
Şekil 4.2. Akım, pozisyon ve endüktans üyelik fonksiyonları 112
Şekil 4.3. Deney sonuçlarına göre faz endüktansının değişim eğrileri 113
Şekil 4.4. Bulanık modelden elde edilen sonuçlara göre faz endüktansının değişim eğrileri 113
Şekil 4.5. Giriş ve çıkış değişkenleri üyelik fonksiyonları 115
Şekil 4.6. Rotor hız tepkisi 115
Şekil 4.7. NEFCLASS ile elde edilen üyelik fonksiyonları 121
Şekil 4.8. TMS320F240 hafıza yapısı 123
Şekil 4.9. Giriş çıkış biriminin yapısı 125
Şekil 4.10. Genel amaçlı zamanlayıcıların yapısı 126
Şekil 4.11. Yakalama birimlerinin yapısı 129
Şekil 4.12. QEP girişlerinin yapısı 130
Şekil 4.13. QEP girişlerine uygulanan sinyale göre saat çıkışı ve

yön işareti 130
Şekil 4.14. TMS320F240 tarafından kullanılan kesmeler 132
Şekil 4.15. Sistem modülü tarafından kullanılan kesmeler ve öncelik sırası 133
Şekil 4.16. Olay yöneticisi tarafından kullanılan kesmeler ve öncelik sırası 134
Şekil 4.17. Analog dijital çeviricinin yapısı 136
Şekil 4.18. Üzerinde çalışılan sistemin komple blok şeması 137
Şekil 4.19. Uygulamada kullanılan TMS320F240 konnektör bağlantıları 137
Şekil 4.20. Uygulamada kullanılan konvertör devresi 139
Şekil 4.21. IGBT koruma devresi 140
Şekil 4.22. IGBT sürme devresi 141
Şekil 4.23. Sistemin komple fotoğrafı 143
Şekil 4.24. Sİİ, sürücü devresi, konvertör ve motor bağlantıları 144
Şekil 4.25. Hazırlanan programın yapısı 145
Şekil 4.26. Hazırlık altyordamı akış şeması 146
Şekil 4.27. Zamanlayıcı periyot kesmesi altyordamı akış şeması 147
Şekil 4.28. XINT1 harici kesmesi altyordamı akış şeması 147
Şekil 4.29. Arka plan çalışmanın akış şeması 148
Şekil 4.30. Altyordamların çalışma zamanları ve süreleri 150
Şekil 5.1. Motor 250 d/d hıza ulaşırken referans hız ve gerçek hız 153
Şekil 5.2. Motor 250 d/d hıza ulaşırken a fazı akımı 154
Şekil 5.3. Hızın 250 d/d'ya yükselmesi ve 0 d/d'ya düşmesi sırasındaki takojeneratör çıkışı 155
Şekil 5.4. 250 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi 156
Şekil 5.5. 250 d/d kararlı iken a fazı sürme sinyali ve akımı 157
Şekil 5.6. 250 d/d kararlı iken benzetimden elde edilen

4 faza ait akımlar 158
Şekil 5.7. Motor 500 d/d hıza ulaşırken referans hız ve gerçek hız ...159
Şekil 5.8. Motor 500 d/d hıza ulaşırken a fazı akımı 160
Şekil 5.9. Hızın 500 d/d'ya yükselmesi ve 0 d/d'ya düşmesi sırasındaki takojeneratör çıkışı.....161
Şekil 5.10. 500 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi 162
Şekil 5.11. 500 d/d kararlı iken a fazı sürme sinyali ve akımı 163
Şekil 5.12. 500 d/d kararlı iken deneyden elde edilen 4 faza ait akımlar.....164
Şekil 5.13. Motor 1000 d/d hıza ulaşırken referans hız ve gerçek hız 165
Şekil 5.14. Hızın 1000 d/d'ya yükselmesi sırasındaki takojeneratör çıkışı 166
Şekil 5.15. 1000 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi 167
Şekil 5.16. 1000 d/d kararlı iken a fazı sürme sinyali ve akımı 168
Şekil 5.17. 1000 d/d kararlı iken deneyden elde edilen 4 faza ait Akımlar.....169
Şekil 5.18. Motor 1500 d/d hıza ulaşırken referans hız ve gerçek hız 170
Şekil 5.19. Hızın 1000 d/d'dan 1500 d/d'ya yükselmesi ve tekrar 1000 d/d'ya düşmesi sırasındaki takojeneratör çıkışı 171
Şekil 5.20. 1500 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi 172
Şekil 5.21. 1500 d/d kararlı iken a fazı sürme sinyali ve akımı 173
Şekil 5.22. 1500 d/d kararlı iken deneyden elde edilen 4 faza ait Akımlar.....174
Şekil 5.23. 250 d/d hızda boşta iken a faz akımı ve sürme sinyali.....175

Şekil 5.24. 250 d/d hızda yüklü iken a faz akımı ve sürme sinyali.....175
Şekil 5.25. 500 d/d hızda boşta iken a faz akımı ve sürme sinyali.....176
Şekil 5.26. 500 d/d hızda yüklü iken a faz akımı ve sürme sinyali.....177
Şekil 5.27. 1000 d/d hızda boşta iken a faz akımı ve sürme sinyali.....178
Şekil 5.28. 1000 d/d hızda yüklü iken a faz akımı ve sürme sinyali....178
Şekil 5.29. Değişik hızlarda motorun çalışması.....179

1.GİRİŞ

Anahtarlamalı Relüktans Motorlar (ARM) yapılarının basit, üretim ve bakım maliyetlerinin düşük olması sebebiyle endüstriyel uygulamalarda yoğun bir şekilde kullanılmaktadır (Bay vd., 1995). Güç elektroniği ve bilgisayar teknolojisindeki gelişmeler neticesinde ARM denetimi alanında da başarılı çalışmalar yapılmaktadır. Ancak ARM' lerden doğrusal olmayan ve zamanla değişebilen parametreleri olduğu için doğrusal denetleyicilerle çok iyi performans elde edilememektedir (Elmas ve Bay, 1995). İlk ARM 1838 yılında Davidson tarafından yapılmasına karşın mekanik komütatörlerle denetiminin zor olmasından dolayı 1960'lı yılların sonuna kadar yaygın olarak kullanılamamıştır. 1957 yılında tristörün bulunmasıyla birlikte mekanik komütatörlerin yerini elektronik komütatörler almaya başlamış ve ARM üzerine yapılan çalışmalar yoğunlaşmıştır. ARM' nin kapalı döngü ile denetimi 1986 yılında Bose ve arkadaşları tarafından yapılmıştır (Bose et al., 1986). 1992 yılında Elmas ve De La Parra tarafından ARM'nin DSP ile çok geniş hız aralığında denetiminin yapılabildiği gösterilmiştir (Elmas ve De La Parra, 1992). 1996 yılında Bay, bulanık mantık ile ARM denetimini gerçekleştirmiştir (Bay, 1996). 1999 yılında Cheok ve Ertuğrul bulanık denetleyici ile bir ARM'yi pozisyon algılayıcısız olarak çalıştırmışlardır (Cheok and Ertugrul, 1999). Bay, yaptığı çalışmada ARM'nin denetimi için kullandığı bulanık denetleyiciye ait üyelik fonksiyonlarının parametrik değerlerini ve kural tabanını deneme yanılma metoduyla bulmuş ve denetleyici tasarımının uzun zaman aldığını belirtmiştir. Ayrıca üyelik fonksiyonlarındaki çok küçük değişmelerde bile sistem performansı çok değişmektedir. ARM'nin basit yapısına rağmen doğrusal olmayan karakteristiğinden dolayı en uygun denetleyici parametrelerinin bulunması gerekmektedir.

Doğrusal olmayan sistemlerin hassas matematiksel modellenmesi mümkün olmayabilir. Sistem içindeki parametreler matematiksel modelleme yapılabilecek kadar kesin olarak bilinmeyebilir veya bu parametreler zaman içinde değişiklik gösterebilir. Bu sebeplerden dolayı doğrusal denetim metotlarını doğrusal olmayan sistemlere uygulamak mümkün olmayabilir veya uygulansa bile iyi performans vermeyebilir. Böyle sistemlerin denetimi için bulanık mantık denetleyici kolaylıkla uygulanabilmektedir (Aizerman, 1976). Bulanık mantık denetleyici bir uzman kişinin bilgi ve tecrübelerinden yararlanılarak oluşturulur. Böylece uzman operatör dilsel niteleyiciler olarak bilinen; uygun, uygun değil, yüksek, biraz yüksek, fazla, çok fazla, biraz artır, çok azalt... gibi günlük hayatta sıkça kullandığımız kelimeler doğrultusunda esnek bir denetim metodu geliştirilebilir (Bolognani and Zigliotto, 1996). Bulanık mantık denetleyicinin temeli bu tür sözlü ifadeler ve bunlar arasındaki mantıksal ilişkiler üzerine kurulmuştur. Bulanık mantık denetleyici uygulanırken sistemin matematiksel modellenmesi şart değildir (Isokangas and Juuso, 2000). Bu denetim metodunda sistem hakkında bilgi sahibi olan uzman bir kişiye ihtiyaç vardır. Uzman kişi sistemi denetlerken alışageldiği birtakım kuralları uygular. Bu kural dizisi sözel ifadelerden oluşmaktadır.

Sözel ifadelerin bilgisayara aktarılması matematiksel bir temele dayanmaktadır. Bu matematiksel temel, bulanık kümeler teorisi ve bulanık mantık olarak adlandırılır. Bulanık mantık bilinen klasik mantık gibi (0, 1) olmak üzere iki seviyeli değil, [0, 1] aralığında çok seviyeli işlemleri ifade etmektedir (Dubois and Prade, 1980).

Bu konu ilk defa University of California Berkeley öğretim üyelerinden Lütfi A. Zadeh tarafından 1965 yılında yazılan bir makalede bulanık mantık ve bulanık küme teorisi adı altında ortaya atılmış (Zadeh, 1965), daha sonra hızla

gelişerek modern denetim alanında bir çok bilim adamının ilgisini çeken, araştırmaya açık yeni bir bilim dalı olmuştur. Zadeh bu çalışmasında insan düşüncesinin büyük çoğunluğunun bulanık ve kesin olmadığını belirtmiştir. Bu yüzden 0 ve 1 ile temsil edilen boolean mantık bu düşünce işlemini yeterli bir şekilde ifade edememektedir. Ayrıca Zadeh insanların denetim alanında mevcut makinelerden daha iyi olduklarını ve kesin olmayan sözel bilgilere bağlı olarak etkili kararlar alabildiklerini ifade etmektedir. Böylece kesin olmayan bilgiler karşısında insanın muhakemesini modelleyerek elektromekanik denetleyicilerin performansını artırmak mümkün olabilmektedir (Dubois and Prade, 1980).

Yapay sinir ağları ise, insan beyninin çalışma şekli taklit edilerek geliştirilen, ağırlıklı bağlantılar aracılığıyla birbirine bağlanan ve her biri kendi hafızasına sahip işlem elemanlarından oluşan paralel ve dağıtık bilgi işleme yapılarıdır.

Yapay sinir ağları alanında ilk çalışmalar Walter Pitts, Donald Hebb ve Frank Rosenblatt tarafından 1940' lı yılların başında yapılmıştır. İlk hücresel ağ modeli McCullough ve Pitts tarafından gerçekleştirilmiştir (McCullough and Pitts, 1943).

Öğrenme ile ilgili temel teori 1949 yılında Donald Hebb tarafından geliştirilmiş ve "The Organization of Behavior" isimli kitabında açıklanmıştır (Hebb, 1949). Hebb yayınladığı bu kitabı ile öğrenebilen ve uyum sağlayabilen sinir ağları modeli için temel oluşturacak Hebb Kuralı'nı ortaya koymuştur. 1950'li yıllardan sonra birçok araştırmacı Hebb Kuralı'ndan esinlenerek yapay sinir ağlarının hesaplama gücünü artırıcı yönde çalışmalar yapmıştır. 1957 yılında Frank Rosenblatt'ın Perceptron'u gerçekleştirmesinden sonra Yapay Sinir Ağı alanındaki gelişmeler hızlanmıştır. Perceptron, beyin fonksiyonlarını

modelleyebilmek amacıyla yapılan çalışmalar neticesinde ortaya çıkan tek katmanlı eğitilebilen ve tek çıkışa sahip olan bir yapay sinir ağıdır (Freeman, 1991).

1969 yılında Minsky ve Papert, Perceptron'un yetersizliğini görmüş ve XOR problemini çözemediğini ispatlamıştır (Minsky and Papert, 1969). Bunun için iki katmanlı ileri beslemeli ağların kullanılabileceğini ileri sürmüşler ve tek katmanlı ağlardaki birçok sınırlamayı ortadan kaldırdığını göstermişlerdir. Fakat gizli katmanların ağırlıklarının nasıl değiştirileceği konusunda bir yöntem önerememişlerdir. Daha sonra bu soruna Rumelhart ve arkadaşları geri yayılım yöntemi ile bir çözüm getirmişlerdir. Yapay sinir ağları son yıllarda yapılan çalışmalarla her alanda yaygın olarak kullanılmaya ve başarılı sonuçlar alınmaya başlamıştır.

Bu tezde bir ARM'nin sinirsel bulanık denetimi gerçekleştirilmiştir. Bulanık mantık denetleyiciye ait kural tabanı ve üyelik fonksiyonları sinirsel bulanık sistemle elde edilmiş ve sisteme uygulanmıştır. Bu amaçla TMS320F240 sayısal işaret işlemcisi kullanılarak motor belirli bir referans hız için boşta ve farklı yükler altında çalıştırılmıştır. Motorun denetimi için geliştirilen program ANSI C dilinde yazılmıştır.

Bölüm 2'de ARM'nin genel yapısı ve çalışması anlatılmıştır. Bölüm 3'te bulanık küme teorisi ve bulanık mantık, yapay sinir ağları ile sinirsel bulanık denetim sunulmuştur. Bölüm 4'te ARM' nin sinirsel bulanık denetim için modellenmesi ile hazırlanan donanım ve yazılım hakkında bilgi verilmiştir. Bölüm 5'te benzetim sonuçları ile deney sonuçları verilerek karşılaştırma yapılmıştır. Sonuç ve öneriler Bölüm 6'da verilerek genel bir değerlendirme yapılmıştır.

2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN YAPISI VE ÇALIŞMASI

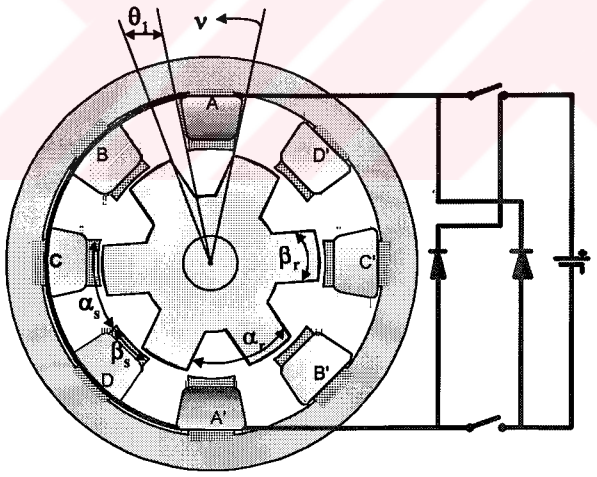
Elektrik makineleri tork üretme yöntemlerine göre elektromanyetik ve değişken relüktans olmak üzere iki guruba ayrılır (Direnzo, 2000). Birinci gurup elektrik makinelerinde, birisi stator diğeri ise rotor tarafından üretilen iki manyetik alanın etkileşimi ile hareket elde edilir. Bu motorlar alternatif akım (AA) motorları ve doğru akım (DA) motorları olarak bilinmektedir ve kendi aralarında farklı geometrik yapılara ve manyetik alanın üretilme şekline göre değişik guruplara ayrılırlar. İkinci sınıf elektrik makinelerinde ise hareket, stator ve rotor arasında bulunan hava boşluğundaki değişken endüktansa bağlı olarak üretilir (Direnzo, 2000). Anahtarlamalı relüktans motorlar (ARM) bu gurupta yer alan en basit yapıya sahip elektrik makineleridir.

Bilinen ilk ARM 1838 yılında Davidson tarafından İskoçyada Glasgow-Edinburgh arasında çalışacak olan lokomotifi hareket ettirmek amacıyla yapılmıştır (Miller, 1993). 1840 yılında W.H.Taylor relüktans motor patenti almıştır (Pullock and Williams, 1990). Ancak motorun çalışması için mekanik komütatöre duyulan ihtiyaç nedeniyle çok fazla ilgi görmemiştir. 1960' lı yıllarda güç elektroniğinde ve bilgisayar teknolojisindeki ilerlemelerle birlikte araştırma konusu olmaya başlamıştır (Sefa, 1997). Günümüzde kullanılan modern tip ARM'lerin temel özelliklerini taşıyan ilk anahtarlamalı relüktans motor patenti 1972 yılında ABD' de Bedford ve Hoft tarafından alınmıştır (Bedford, 1972). 1974 yılında tristör denetimli bir ARM ilk defa Ford Motor Şirketinden Unnewehr ve Koch tarafından daha sonra 1978' de Bausch tarafından üretilmiştir (Unnewehr and Koch, 1998). Avrupada ise ARM'lerin önemi Bryne (Bryne and Lacy, 1976) ve Lawrenson (Lawrenson et al., 1980) tarafından fark edilmiştir. 1980 yılında Lawrenson ve arkadaşları ARM'lerin

değişken hızlı sürücülerde kullanılabileceğini göstermiş ve bundan sonra ARM sürücüleri alanındaki akademik ve endüstriyel çalışmalar artmıştır (Elmas, 1993). 1984'de French, 1986'da Obradowic (Obradowic, 1986) ARM'lerin çıkış karakteristiklerinin kontrolünün DA seri motor ile hemen hemen aynı olduğunu göstermiştir. 1980 yılında Lawrenson ARM'lerin rotor kutup sayısının ve kutup adım oranının nasıl seçileceğine dair bir çalışma yapmıştır (Lawrenson et al., 1980). Daha sonra 1988 yılında kutup adım oranının performans üzerindeki etkisini araştıran bir çalışma Arguman ve arkadaşları tarafından yapılmıştır (Arguman, 1988). 1989 yılında ise ARM'lerde kullanılması mümkün faz sayısına yönelik bir çalışma Pullock ve arkadaşları tarafından (Pullock et al., 1989) yapılmıştır. Pullock ve arkadaşları yaptıkları bu çalışmada motor faz sayısındaki azalmanın motor torkundaki dalgalanmayı artırdığını göstermişlerdir. 1997 yılında Derdiyok ve arkadaşları faz akımlarının tork üzerindeki etkisine yönelik bir çalışma yapmışlardır (Derdiyok vd., 1997). ARM'lerin denetiminde kullanılan konvertör devrelerine ilişkin çalışmalar Miller (Miller, 1989), Vukosavic ve Stefanovic (Vukosavic and Stefanovic, 1991), Huy (Huy, 1991), Lawrenson (Lawrenson, 1992), Takashi (Takashi, 1993) tarafından yapılmıştır. ARM'lerin kapalı döngülü denetimi 1989 yılında Bose ve arkadaşları tarafından yapılmıştır. DSP uygulamaları ile motorun çok geniş hız aralığında etkili bir şekilde çalışabildiği Elmas ve De La Parra tarafından gösterilmiştir (Elmas ve De La Parra, 1992). 1993 yılında Ray ve arkadaşları (Ray and Al-Bahadly, 1993) rotor pozisyonunun algılayıcısız belirlenmesine yönelik bir çalışma yapmışlardır. 1994 yılında Elmas ve arkadaşları ARM denetimini yapay sinir ağları ile modellemişlerdir (Elmas vd., 1994). 1996 yılında Bay bulanık mantık denetleyici ile ARM denetimi yapmıştır (Bay, 1996). 1999 yılında ise Cheok ve Ertugrul bulanık mantık denetleyici ile bir ARM'yi pozisyon algılayıcısız olarak çalıştırmışlardır (Cheok ve Ertugrul, 1999).

ARM'ler üzerine yapılan bilimsel çalışmalarla birlikte endüstriyel uygulamalarda devam etmektedir. Günümüzde ARM'ler 100 W – 300 kW güçleri arasında ve 250 d/d – 50000 d/d hız aralığında değişik alanlarda kullanılmaktadır. Uygulamalar arasında çiziciler, uzay araçları, otomobil endüstrisi, radar, madencilik, dikiş makineleri bulunmaktadır.

Anahtarlamalı relüktans motorlar oldukça basit bir yapıya sahiptirler. Hem rotor hem de stator sıkıştırılmış paket saçlardan çıkıntılı kutuplu olmak üzere imal edilmiştir. Rotorda sargı yoktur. Statorda ise oldukça basit yapıda (DA makinelerinin alan sargıları gibi) sargılar vardır. Aynı faza ait sargılar karşılıklı olarak ters alan meydana getirecek şekilde enerjilendirilirler. Şekil 2.1'de 8 stator ve 6 rotor kutup sayısına sahip bir ARM yapısı görülmektedir.



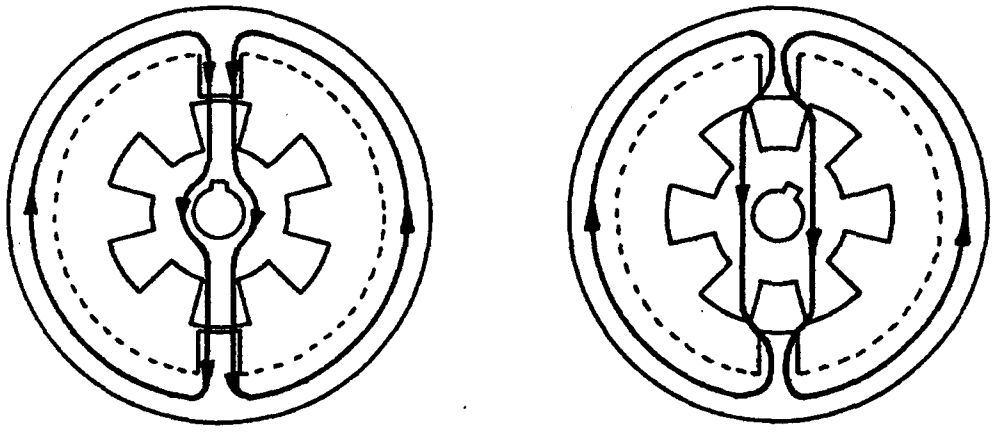
Şekil 2.1. 8/6 kutuplu bir ARM'nin basit çalışma şekli

Şekil 2.1'de görüldüğü gibi statordaki A sargıları enerjilendirildiğinde en yakın rotor kutupları statora doğru minimum manyetik direnç (relüktans) oluşuncaya kadar çekilirler. Daha sonra sırasıyla B, C, ve D fazları

enerjilendirilerek motorun hareketi devamlı hale getirilir. Anahtarlama hızına bağlı olarak motorun değişik hızlarda çalıştırılması mümkündür. Motorun çalışmasına bağlı olarak uygun fazlar sırasıyla enerjilendirildiği zaman motorda meydana getirilen tork rotorun pozisyonuna bağlıdır. Bu nedenle motorun tek yönde uygulanan akımla çalışabilmesi mümkündür. Bu da çalışma için gerekli anahtarlama elemanı sayısının azaltılmasını sağlamaktadır. Fakat rotor pozisyonu bilgisi çalışma açısından önemli olduğundan motora ek bir maliyet getirmekte ve zor çalışma ortamlarında motorun çalışmasını sınırlandırmaktadır. Bu nedenle motorun çalışma alanlarının genişletilmesi ve maliyetin düşürülmesi için algılayıcısız çalıştırılması daha çok tercih edilmektedir.

2.1. ARM' nin Çalışma Prensibi

ARM'ler hem statorda hemde rotorda çıkıntıları olan ve sargıları tek yönlü uyartılan motorlardır. Sadece statorda kutup sargıları mevcuttur ve karşılıklı olarak yerleştirilmiş stator sargıları seri bağlanarak bir fazı oluştururlar. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi bir stator fazı enerjilendirildiğinde en yakın rotor kutbu çifti enerjilendirilen stator kutbuna doğru çekilmektedir. Stator sargılarından geçen akımın oluşturduğu tork, rotor kutuplarını stator kutuplarıyla aynı eksene getirmeye çalışır. Bu anda motor büyük bir elektromıknatıs gibi davranmaktadır. Böylece stator rotor manyetik yolunun manyetik direnci (relüktans) en aza indirilmiş olmaktadır. Bu pozisyon, en büyük endüktans en küçük relüktans pozisyonudur. Şekil 2.2'de kutupların ayrık ve hizalı durumları görülmektedir.



(a) (b)

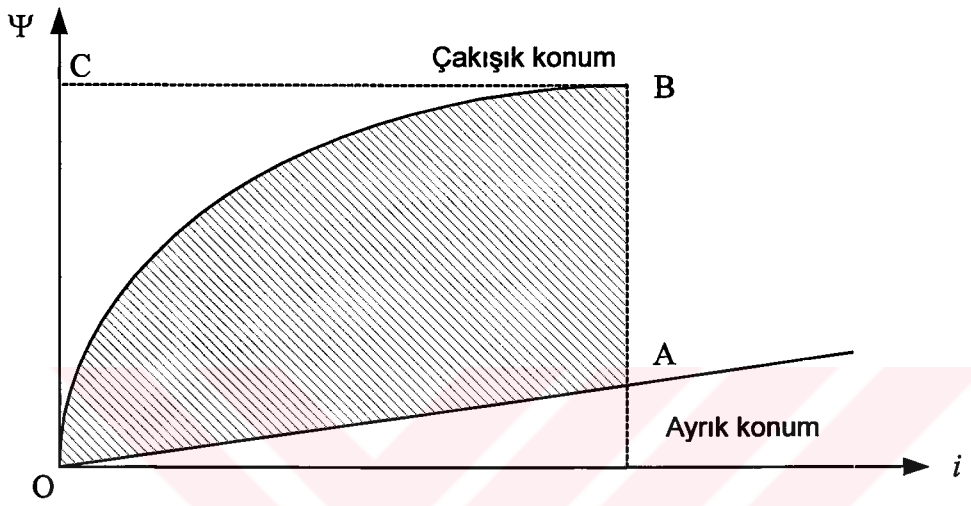
Şekil 2.2. Manyetik devre etrafındaki akı yolu

a) Maksimum endüktans, minimum relüktans

b) Minimum endüktans, maksimum relüktans

Stator fazlarının uygun sıralarda enerjilendirilmesi ile her iki yönde sabit ortalama tork üretmek mümkün olmaktadır. Devre simetrik çıkıntılara sahip olduğundan ve devrenin mıknatıslılığı manyetik akının yönünden bağımsız olduğundan üretilen tork stator kutbundaki akımın yönünden bağımsız olmaktadır (Bacerre et al., 1993). Stator ve rotor kutup sayılarının çeşitli kombinasyonları mümkündür. Fakat rotor kutup sayısı 2 ve stator kutup sayısı 2 veya 4 olan konfigürasyonlarda stator ve rotor kutupları tam çakışık duruma geldiklerinde kalkınma torku üretmek mümkün olmamaktadır. Bu yüzden 4/2 ve 2/2 kutupları olan motorlar kullanılmamaktadır. Stator ve rotor kutup sayılarının fazla olması daha az tork dalgalanması sağlamasıyla birlikte daha fazla anahtarlama elemanı ve daha karmaşık sürücü devreleri gerektirmektedir (Ehsani et al., 1998). ARM'nin davranışını manyetik akı, akım ve rotor pozisyonu eğrileri ile açıklamak mümkündür. Bu eğriler bir dizi rotor açısı için akımla manyetik akı hatlarının değişimini, manyetik devrenin hava aralığının ve demir kısımlarının manyetik geçirgenliğine bağlı olarak göstermektedirler

(Miller and McGilp, 1990). Ayrık pozisyonda eğri doğrusaldır ve doyum mevcut değildir. Hizalı pozisyonda ise doyumdan dolayı eğri doğrusal değildir (Stephenson and El-Khazender, 1989). Şekil 2.3'de çakışık ve ayrık konumlar için akı ve akım eğrileri görülmektedir.



Şekil 2.3. ARM'nin akı, akım ve pozisyon eğrileri

Eğer motor ayrık pozisyonda iken sabit bir akım ani olarak sağlanırsa ve rotor hizalı pozisyona gelinceye kadar da bu akım sabit tutulursa bu eğriler elde edilmektedir. Motor hizalı pozisyona geldiğinde akım tekrar ani olarak kaldırılmaktadır. OABO alanı elektromanyetik enerjiyi (W) ifade etmektedir. Bu enerji her bir çalışma vuruşu boyunca mekanik işe dönüştürülmektedir. Bu enerji sabit akım durumu için koenerji (Wc) olarak adlandırılır. Depo edilen manyetik enerji (Wf) OBCO alanına eşit olmaktadır. Bu depo edilen enerji konvertör tarafında tekrar kaynağa aktırabilmektedir. OABCO alanı ise motorun ayrık pozisyondan hizalı pozisyona hareket ederken kaynaktan çekilen elektrik enerjisini (We) temsil etmektedir. Bu enerji elektromanyetik enerji ile depo edilen enerji olan manyetik enerjinin toplamına eşittir. Enerji çevrimi ise W/(W+Wf) şeklinde ifade edilmektedir. Bu ifade genel bir güç

faktörü olup verilen giriş enerjisine göre ne kadar enerji çevrimi elde edildiğini göstermektedir (Buja and Valla, 1991).

Anahtarlamalı relüktans motor tarafından üretilen ani tork, rotorun bir pozisyondan diğerine hareket ettiği zamanki koenerjinin değişim oranı ile orantılıdır (Lawrenson et al., 1980) ve şu şekilde ifade edilir;

$$T_e = \left[\frac{\partial W^*(\theta,i)}{\partial \theta}\right]_{i=sabit} \qquad (2.1)$$

Burada T_e tork, θ rotor pozisyon açısı, W^* koenerji, i ise stator faz akımıdır. Koenerji hem rotor pozisyonunun hem de uyartım akımının bir fonksiyonudur ve akım ile açıya bağlı olan akının integrali alınarak aşağıdaki gibi bulunur;

$$W^*(\theta,i) = \int_0^i \psi(\theta,i).di \qquad (2.2)$$

Burada ψ manyetik akıdır. Kısmi türev alınırken belirtilen değişkeni sabit tutmak gerekmektedir. Herhangi bir andaki rotor pozisyonu için manyetik akı ile akım arasındaki ilişki, doğrusal olmayan manyetik değişim ihmal edildiğinde doğrusal olarak değişmekte ve eğimi de endüktansı vermektedir. Böylece,

$$\psi = L.i \qquad (2.3)$$

olmaktadır. Tork için eşdeğer ifade aşağıdaki gibi yazılabilmektedir.

$$T_e(\theta,i) = -\left[\frac{\partial W_f(\theta,i)}{\partial \theta}\right]_{\psi=sabit} \qquad (2.4)$$

Burada,

$$W_f = -\int_0^{\psi} i.d\psi \qquad (2.5)$$

olduğundan manyetik sistemde depo edilen koenerji şu şekilde gösterilmektedir,

$$W^* = W_f = \frac{1}{2}Li^2 \text{ (Joule)} \qquad (2.6)$$

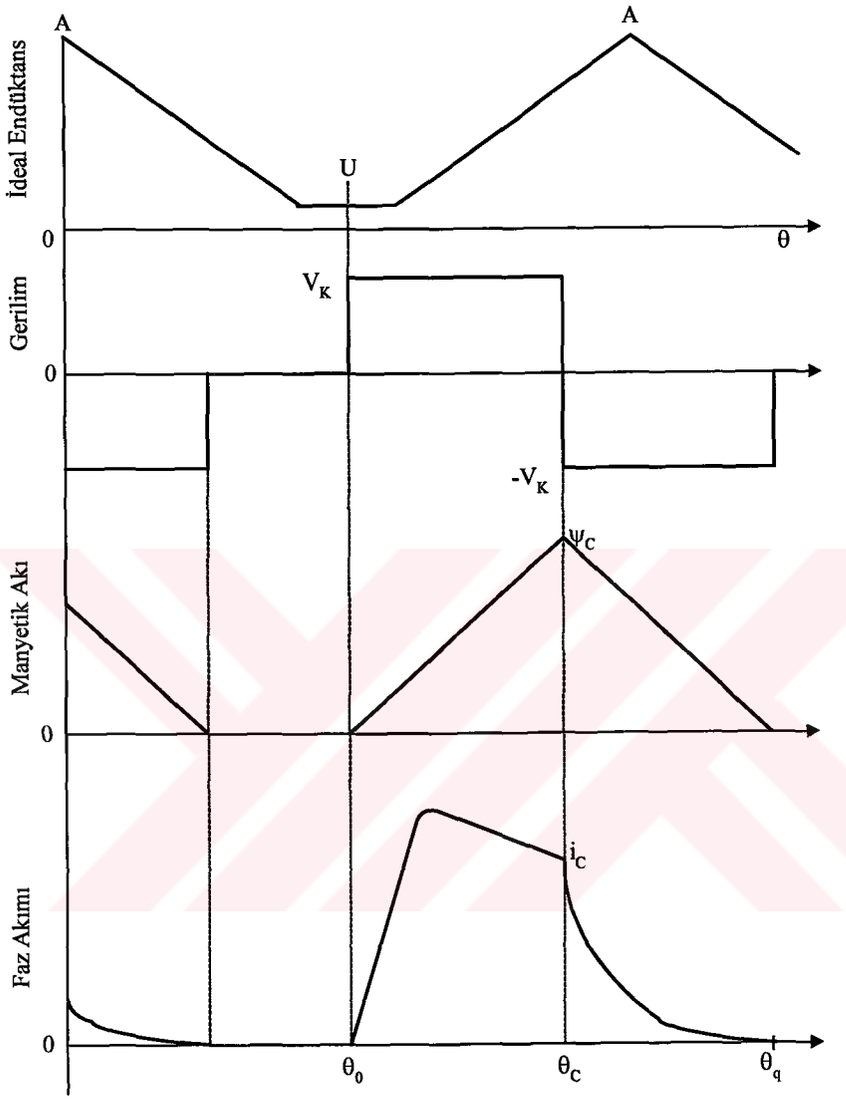
Böylece tork eşitliği yeniden yazılırsa,

$$T_e(\theta,i) = \frac{1}{2}i^2\frac{dL}{d\theta} \qquad (2.7)$$

olur. Burada L rotor pozisyonun herhangi bir anındaki faz endüktans değeridir. Bu durum sadece manyetik doyum ihmal edildiğinde geçerlidir. Torku belirlemek için rotor pozisyonuna göre endüktans değişiminin bulunması gerekmektedir. Şekil 2.4'de görülen bu faz endüktansı bir rotor kutup adımında ideal endüktans profili olarak adlandırılmaktadır. Rotor kutup adımı boyunca dört bölge tanımlanmaktadır (Buja and Valla, 1991).

Ayrık bölge olan birinci bölgede rotor kutbu stator kutbu ile yüz yüze değildir ve endüktans en düşük değerini almaktadır. Yani rotor ve stator kutupları

çakışık değildir ve endüktans rotor kutbunun stator kutbu ile hizalı pozisyona gelmeye başlamasına kadar en düşük değerinde sabit olarak kalmaktadır.



Şekil 2.4. Bir darbelik ideal endüktans, manyetik akı ve akım dalga şekilleri

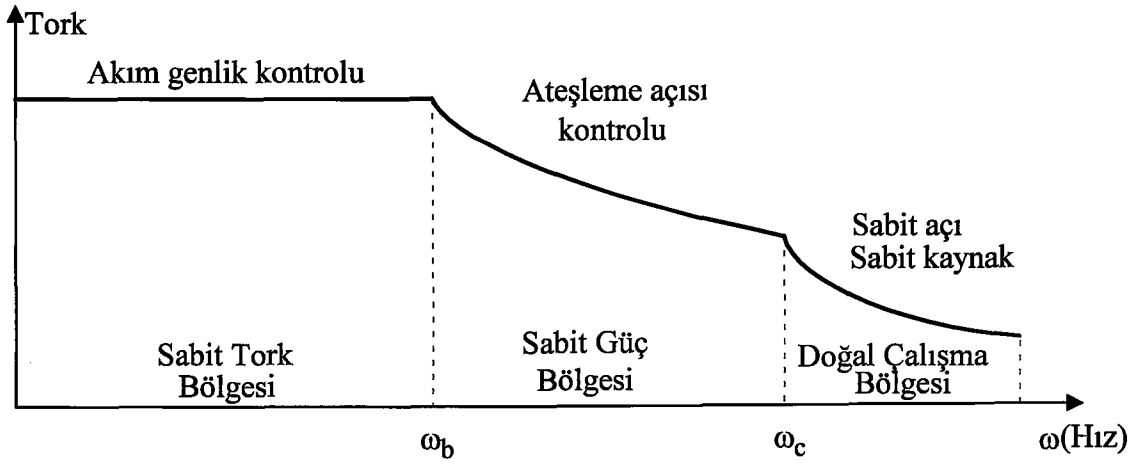
İkinci bölgede, kutup yüzlerinin yüzyüze gelmesi artmakta ve buna bağlı olarak endüktans da artmaktadır. Diğer bir ifade ile rotor kutuplarının kenarlarının stator kutuplarının kenarları ile karşılaştığı noktadan itibaren endüktans doğrusal olarak artmaya başlamaktadır. Bu artış rotor kutupları ile stator kutupları tam hizalı pozisyona gelinceye kadar devam etmektedir. Bu noktada endüktans en büyük değerini almaktadır.

Üçüncü bölgede (hizalı pozisyon), rotor kutbu ile stator kutbu yüz yüzedir ve endüktans bu pozisyonda en büyük değerindedir. Eğer rotor ve stator kutuplarının genişliği arasında bir fark varsa rotor kutbunun ilerleyen kenarı stator kutbunun sürüklenen kenarına ulaşıncaya kadar endüktans sabit kalmaktadır. Bu aralık ise ölü bölge olarak adlandırılmaktadır (Bay, 1996).

Dördüncü bölgede, kutup yüzlerinin yüz yüze konumlarında azalma olmakta ve buna bağlı olarak endüktans doğrusal olarak düşmektedir. Bu durum endüktans en küçük değerine ulaşıncaya kadar devam etmektedir.

2.2. ARM'nin Tork-Hız Karakteristiği

ARM'nin herhangi bir tork veya hız için çalışması denetleyici ile kolaylıkla ayarlanabilmektedir (Elmas ve De La Parra, 1992). Bir ARM için çalışma şartları motor hızına göre Şekil 2.5'te görüldüğü gibi üç bölgeye ayrılmaktadır.



Şekil 2.5. ARM`nin tork-hız karakteristiği

Şekil 2.5'de görüldüğü gibi sabit tork bölgesi, sabit güç bölgesi ve doğal çalışma bölgesi olarak üç farklı çalışma bölgesi bulunmaktadır.

Sabit Tork Bölgesi (Akım kontrollu çalışma)

Taban hız ω_b`nin altındaki hızlar için, konvertör ataşleme açısı sabit bir değerde tutulmakta ve böylece motor tork`u en az dalgalanma ile en büyük değere çıkarılmaktadır. Motor ortalama tork`u motor faz akımları ayarlanarak kontrol edilmektedir. ARM`lerde motor fazları sıralı bir şekilde enerjilendirilmektedir ve böylece bir anda sadece bir faz aktif olmaktadır. İki fazında geçici olarak aktif olduğu komütasyon periyotları bunun dışındadır. Tork kontrol modunda çalışmada, aktif fazdaki akım bir akım regülatörü tarafından kontrol edilmektedir.

Sabit Güç Bölgesi

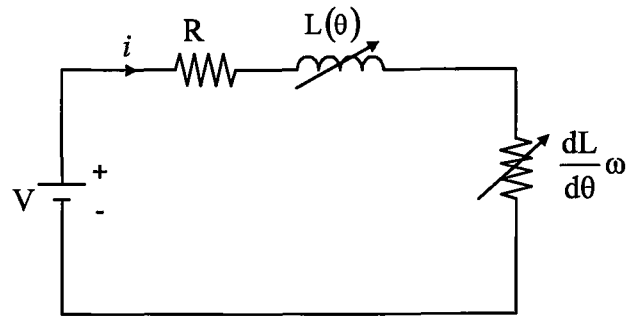
Taban hız ω_b `nin üzerindeki hızlar için, akım regülatörü etkili olamamaktadır. Çünkü bu çalşma bölgesinde zıt emk yükselmekte ve zorlama gerilimi sabit akım sağlamak için yeterli olmamaktadır. Konvertör ataşleme açısının hızın bir fonksiyonu olarak arttırılması ile motor hızı arttırılabilmekte ve böylece T.ω değeri sabit hale getirilmektedir.

Doğal Çalışma Bölgesi

Motor hızı, ω_c hızından büyük olduğu zaman, konvertör ateşleme açısı en büyük değerine getirilebilmektedir. ARM böylece doğal tork-hız karakteristiği ile çalışabilmektedir. Yani $T.\omega^2$ değeri seri DA motorundaki gibi yaklaşık sabit olmaktadır.

2.3. ARM' nin Eşdeğer Devre Modeli

Bir faz için ARM'nin eşdeğer devresi Şekil 2.6'da görülmektedir.



Şekil 2.6. ARM nin bir faz için eşdeğer devresi

Eşdeğer devreden her bir stator sargısı için gerilim eşitliği,

$$V = R.i + \frac{d\psi(\theta,i)}{dt} - M(\theta)\frac{di'}{dt} \qquad (2.8)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada; V DA kaynak gerilimi, R stator sargı direnci, ψ manyetik akı, i sargı akımı, $M(\theta)$ karşılıklı endüktans, θ rotor konum açısı, i' bir önce uyarılan sargı akımıdır. Doyum ihmal edildiğinde $\psi=L(\theta).i$ olduğundan Eş.2.8 yeniden düzenlenirse,

$$V = R.i + \frac{d(L(\theta),i)}{dt} - M(\theta)\frac{di'}{dt} \qquad (2.9)$$

olmaktadır (Bay, 1996). Burada $L(\theta)$ faz endüktansını göstermektedir. Türevsel ifade parçalara ayrıldığında Eş.2.9 şöyle yazılabilir,

$$V = R.i + L(\theta)\frac{di}{dt} + i\frac{dL(\theta)}{dt} - M(\theta)\frac{di'}{dt}. \qquad (2.10)$$

Karşılıklı endüktans değeri minumum endüktansdan daha küçüktür (Elmas, 1993). Bu nedenle karşılıklı endüktans ihmal edildiğinde,

$$V = R.i + L(\theta)\frac{di}{dt} + i\frac{dL(\theta)}{dt} \qquad (2.11)$$

olmaktadır. Aynı zamanda

$$\frac{dL(\theta,i)}{dt} = \frac{dL(\theta,i)}{d\theta}.\omega \qquad (2.12)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{di}{d\theta}.\omega \qquad (2.13)$$

olarak yazılabilir. Burada ω açısal hızdır. Bu durum kararlı çalışma durumunda geçerlidir. Böylece, Eş.2.11 yeniden düzenlendiğinde aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$V = R.i + L(\theta)\frac{di}{d\theta}.\omega + i\frac{dL(\theta)}{d\theta}.\omega \qquad (2.14)$$

2.4. ARM'nin Dinamik Denklemleri

ARM`nin dinamik davranışını tanımlayan denklemler aşağıda verilmiştir.

$$T = J\frac{d\theta^2}{dt} + B\frac{d\theta}{dt} + T_L \qquad (2.15)$$

$$T = J\frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \qquad (2.16)$$

Burada T motor tork`u, J toplam atalet momenti, B sönme katsayısı ve T_L ise yük torkudur. Yukarıda tanımlanan modelde histerisiz ve eddy-akımlarından dolayı meydana gelen kayıplar dikkate alınmamaktadır. Bu modelin doğruluğu motor endüktansının doğru bir şekilde modellenmesine bağlı bulunmaktadır (Elmas, 1993).

2.5. ARM' ler için Sürücü Seçim ve Tasarım Kriterleri

ARM`lerde tork, faz akımının yönüne bağlı olmadığından tek yönlüdür ve tek kutuplu kontrol devresi kullanılabilmektedir. Bu da AA ile çalışan aynı sürücü devrelere göre bazı avantajlara sahip olduğunu göstermektedir. Akımın tek yönlü olmasının ikinci bir avantajı da histerisiz kayıplarının azalmasına olan etkisidir.

ARM için konvertör tasarımında karşılaşılan en önemli problemler ise şunlardır:

- Motor faz akımlarının komütasyonunda gerekli olan yüksek seviyeli enerji.
- Motor faz akımlarının kontrolundaki zorluk.

Bu problemler motor endüktanslarının yüksek olması ve bu değerlerin rotor pozisyonu ile geniş bir aralıkta değişmesinden kaynaklanmaktadır.

İdeal durumda, düşük dalgalanmalı tork üretmek için konvertörün motor sargılarına kare dalga akım sağlaması gerekmektedir. Bu durum bir sargıdan

diğerine mümkün olduğunca hızlı bir komütasyonu gerektirmekte ve akımın iletim periyodu boyunca regüle edilmesini zorunlu kılmaktadır. Motor sargılarında depolanan enerji seviyesi yüksek iken, komütasyon zamanını düşürmek için güç anahtarları üzerindeki gerilim baskısının artırılması gerekmektedir. Diğer bir deyişle, yüksek değerli ve değişken endüktanstan dolayı motor sargılarındaki akımın regülasyonunda bazı problemler meydana gelmektedir. Akım regülatörünün yüksek hızlarda motor sargı endüktansındaki hızlı değişmeye cevap vermesi için yeterince hızlı olması gerekmektedir. Aynı zamanda, sistem parametreleri değişken olduğu için sabit parametreli denetleyiciler uygun olmayabilmektedir. Bu yüzden motor faz akımlarının kontrolu bir adaptif denetleyiciyi gerektirmektedir (Bay, 1996).

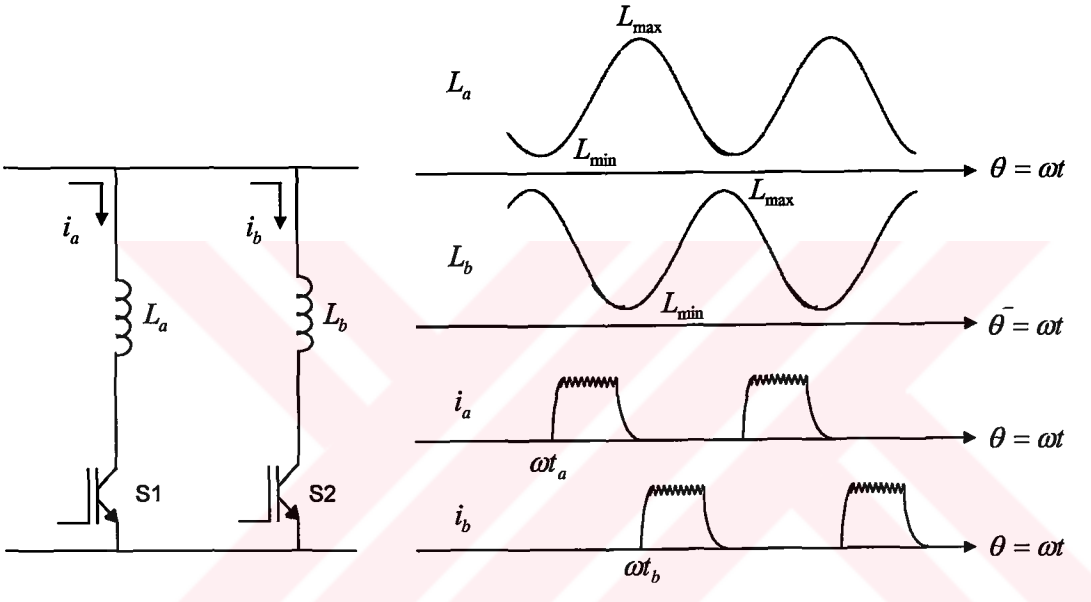
ARM`yi beslemek için bir çok konvertör yapısı literatürde tavsiye edilmiş ve bunlar üzerinde çalışılmıştır. Bu konvertörler bir fazdan diğerine komütasyon boyunca kullanılan besleme devreleri ve enerji toparlama teknikleri bakımından birbirinden farklılık göstermektedirler.

2.6. ARM Besleme Devreleri

ARM`ler için iki çeşit besleme devresi mümkündür. Bunlar gerilim kontrollu ve akım kontrollu beslemelerdir. Her devrenin avantajları ve dezavantajları vardır. Akım kontrollu besleme özellikle düşük hızlı çalışmalarda uygun olmaktadır. Çünkü bu durumda motor torkunun minumum dalgalanma ile kontrol edilmesi gerekmektedir. Gerilim kontrollu besleme ise yüksek hızlarda zıt emk`nın yüksek olması ve dolayısıyla sabit akım sağlamanın zor olmasından dolayı uygun olmaktadır.

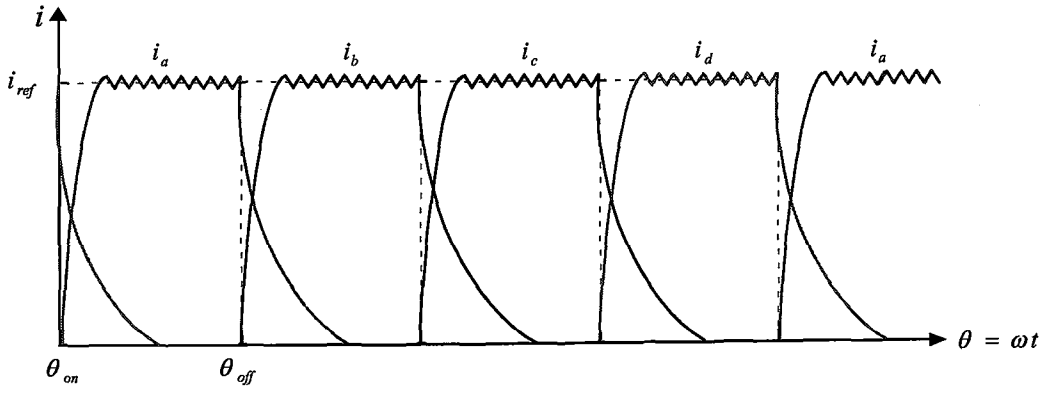
2.7. ARM`de Anahtarlama İşlemi

Kullanılan besleme devresinden bağımsız olarak, bir sargıdan diğerine komütasyon, depo edilmiş ve tahliye edilmesi gereken yüksek seviyeli enerjili akım komütasyonudur. ARM`lerde bir fazdan diğerine komütasyon Şekil 2.7`de görülen eşdeğer devre ve dalga şekilleri ile açıklanabilir. Burada A fazından B fazına komütasyon görülmektedir.



Şekil 2.7. ARM`de komütasyon işlemi

Dört fazın sırayla komütasyonuna ait akım şekilleri Şekil 2.8'de verilmiştir.



Şekil 2.8. Dört fazın sırayla komütasyonuna ait akım şekilleri

Pozitif tork üretmek için, A sargısı endüktansının yükselmeye başladığı zaman enerjilendirilmektedir. S1 anahtarı t_a anında iletime geçmekte ve t_b anında kesime gitmektedir. Bu anda, S2 anahtarı B sargısına enerji sağlamak için iletime geçirilmektedir. t_b anında S1 anahtarı kesime getirildiği zaman, A sargısındaki akım I_0 ve endüktansı ise L_{max} (ya da L_{max}`a yakın) olmaktadır. A sargısında depo edilen enerji :

$$W = \frac{1}{2} L_{max} . I_0^2 \qquad (2.17)$$

olmaktadır.

Negatif tork darbeleri üretmekten kaçınmak için akımın düşme süresini azaltmak gerekmektedir. Bunun için de depo edilen bu enerjinin hızlı bir şekilde tahliye edilmesi veya yok edilmesi gerekmektedir.

Bu işlem için bir çok çözüm şekli vardır ve bunlar üzerinde çalışmalar yapılmaktadır. Bunlar;

1. Pasif toparlama: Depolanmış enerji bir direnç veya bir zener diyotta yok edilmektedir.

2. Aktif toparlama: Depolanmış enerji güç kaynağına döndürülmekte veya yüksek gerilim kaynağı devresinde saklanmaktadır.

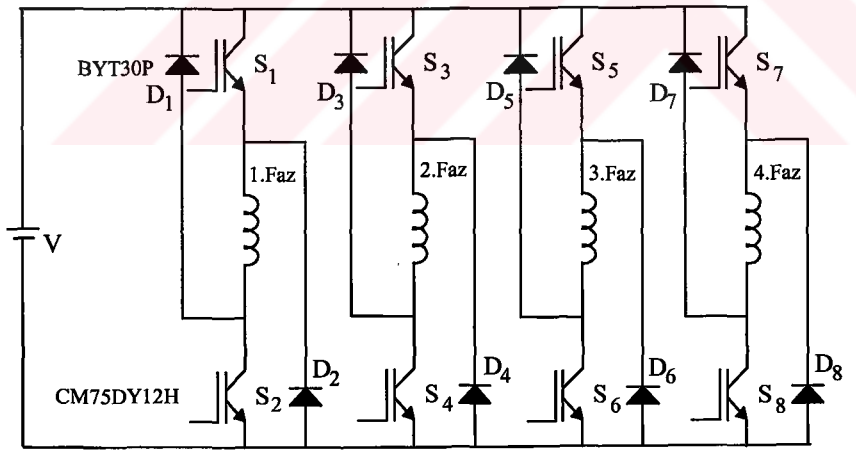
3. Depolanmış enerji geçici olarak bir kapasitörde saklanmakta ve takip eden faz sargısına gönderilmektedir.

4. Akım beslemeli konverterde, depolanmış enerji komütasyon kapasitöründe saklanmaktadır.

Akım veya gerilim kaynaklı beslemenin her ikisinde de komütasyon zamanları arasındaki birbirine geçiş ve güç anahtarları üzerine binen yüksek gerilim dikkate alınmak zorundadır.

2.8. ARM için Konvertör Devreleri

Şekil 2.9`da bu çalışmanın uygulama devresinde kullanılan ve klasik konvertör devresi olarak bilinen ARM sürücü devresi görülmektedir. Bu konvertörde faz sayısının iki katı kadar diyot ve anahtar kullanılmaktadır. Fazlar birbiriyle bağımsız olduğu için her fazın ayrı kontrol edilebilmesi mümkün olmakta ayrıca kullanılan anahtarlar düşük gerilimle çalışmaktadır (Bay, 1996).



Şekil 2.9. Klasik konvertör devresi

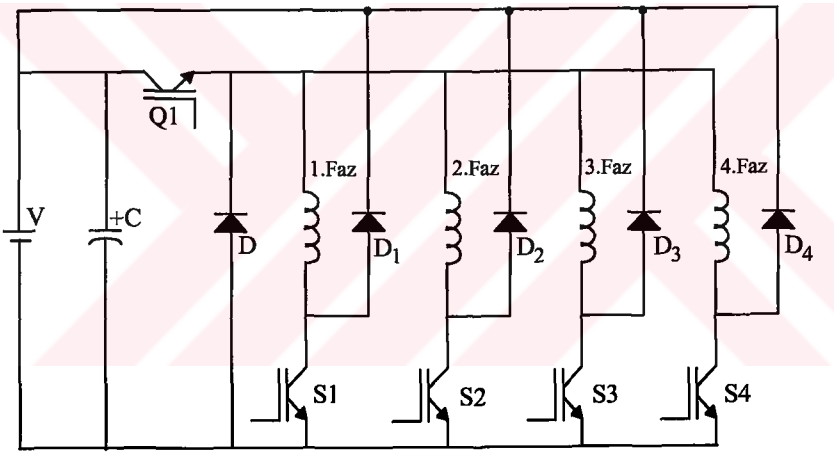
Sargıların alt ve üst kısımlarındaki güç anahtarları her iletim periyodu veya tork vuruşu başlangıcında birlikte çalışmakta ve komütasyon noktasında birlikte kesime gitmektedirler. Kontrol stratejisinin tipine göre anahtarlardan

biri veya ikisi birden kıyma işlemi yapabilirler. Böylece akımın tanımlanan histerisiz bandı içerisinde kalması sağlanmaktadır. Bu çalışma modu motorun zıt emk`sının kaynak gerilimine göre oldukça küçük olduğu düşük hızlarda kullanılmaktadır. Yüksek hızlarda ise her iki anahtar da iletimde olmakta ve böylece akımın dalga şekli hız ve torka bağlı olarak doğal halini almaktadır. Mantıksal tasarımda bir anahtarı komütasyon, diğerini de regülasyon için kullanmak uygun olmaktadır. İletim periyodu sonunda her iki anahtar da birden kesime getirildiğinde, henüz mekanik enerjiye dönüştürülmemiş olan ve sargıda depo edilen manyetik enerji hızlı diyotlar üzerinden kaynağa döndürülmektedir. Diyotlar ileri yönlü kutuplandırıldığı zaman, sargıdaki manyetik akıyı çok çabuk olarak sıfıra düşürmek için sargı uçlarına -V yi bağlamaktadır. Enerji kesildiğinde sargıdaki polarite ters yönlü olmaktadır. Sargıdaki enerji ne kadar kısa sürede kaynağa aktarılırsa kesilmesi istenilen manyetik akı da o kadar çabuk sıfıra düşmektedir.

Faz endüktansı rotor pozisyonu ile değişmektedir. Bu yüzden sabit frekanslı regülasyon kullanılırsa, akım dalgalanmaları değişmektedir (Bay, 1996). Eğer histerisiz tipi akım regülasyonu kullanılırsa, kutuplar hizalı pozisyona yakalaştığında bu defa da kıyma frekansı değişmektedir. 10 kHz`in üzerindeki kıyma frekansları gürültüyü en aza indirmek için tercih edilmektedir. Daha büyük sürücülerde (20 kW) sınırlı anahtarlama hızı ve güç anahtarlarındaki anahtarlama kayıplarının artması sebebiyle yüksek frekanslarda kıyma işlemi yapmak güçleşmektedir. Bundan dolayı büyük motorlarda düşük hızlarda sessiz çalıştırma iyice zorlaşmaktadır (Bay, 1996).

Düşük hızlı sürücülerde bütün hız aralığı boyunca darbe genişlik modülasyonu (PWM) kontrolü kullanılmaktadır. Bu durumda ARM konvertör devresindeki güç anahtarlarının sayısını azaltarak Şekil 2.10`da görülen devreye indirgemek

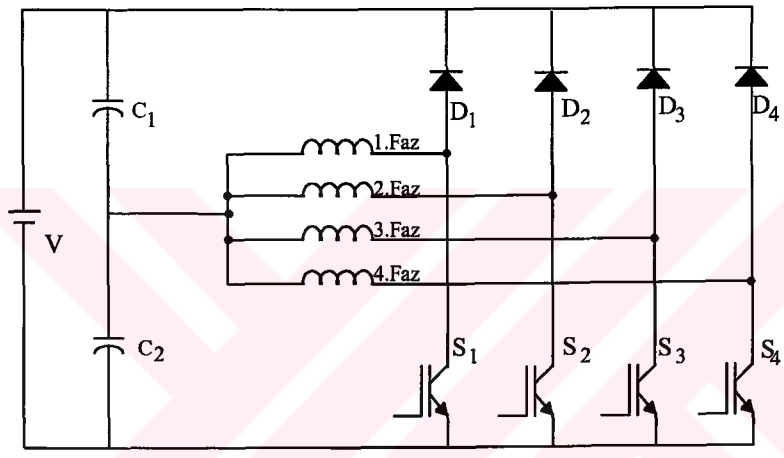
mümkün olmaktadır. Böylece kıyma işlemi bütün fazlar için ortak tek güç anahtarı ile gerçekleştirilmektedir. Devrenin alt kısmındaki anahtarlar ise pozisyon sensörü ve diğer sürme devrelerinin kontrolü altında faz sargılarına sıralı olarak kıyılmış gerilimi uygulamaktadırlar. Bu devre n fazlı bir motor için n+1 tane anahtar ve n+1 tane diyot gerektirmektedir. Dört fazlı bir ARM için 5 tane anahtar ve 5 tane de diyot gerekmektedir. Bu devrenin temel dezavantajı yüksek hızlarda fazlar arasında üst üste binmenin meydana gelmesidir. Yüksek hızlarda sargılar diyotlar üzerinden yeteri kadar hızlı deşarj olamamaktadırlar (Elmas, 1993). Çünkü kontrol anahtarı iletim pozisyonunda uzun bir süre kalmaktadır.



Şekil 2.10. n+1 konvertör devresi

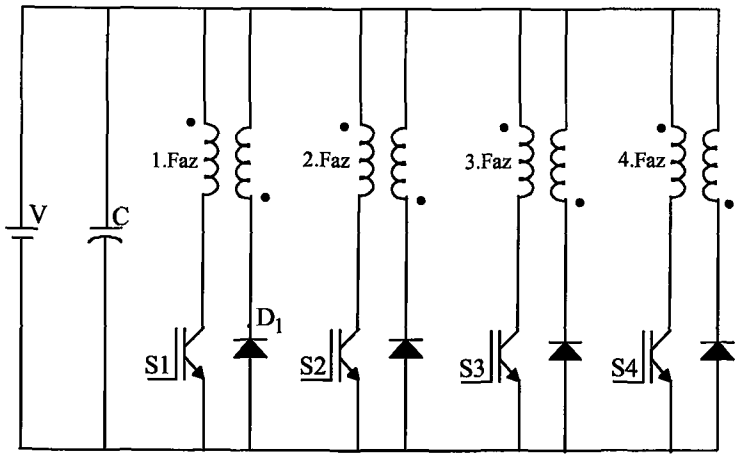
Rotor statorla aynı eksene geldiği anda önemli miktarda diyot akımı varsa, zıt emk negatif olmaktadır ve bu da negatif tork üretimine sebep olmaktadır. Kıyma işleminin iş saykılının süresi artarsa ve/veya hız daha da yükselirse net tork hızla düşmekte ve kayıplar artmaktadır. Bu tip problemler sadece hız aralığı geniş olduğu zaman ortaya çıkmaktadır (Elmas, 1993).

Tek kutuplu sürme devresi kullanmanın bütün avantajlarından faydalanmak için anahtar sayısını faz sayısına indirmeye yönelik başka devreler de geliştirilmiştir. Şekil 2.11`deki split link devresi Tasc Drives Ltd. tarafından 4-8 kW sürücü aralığında GTO kullanılarak başarı ile gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak, eleman sayısı faz başına bir elemana indirildiğinde fazladan pasif elemanlar gerekmekte veya kontrol sınırlamalarından dolayı bazı problemler ortaya çıkmaktadır (Sefa, 1997).



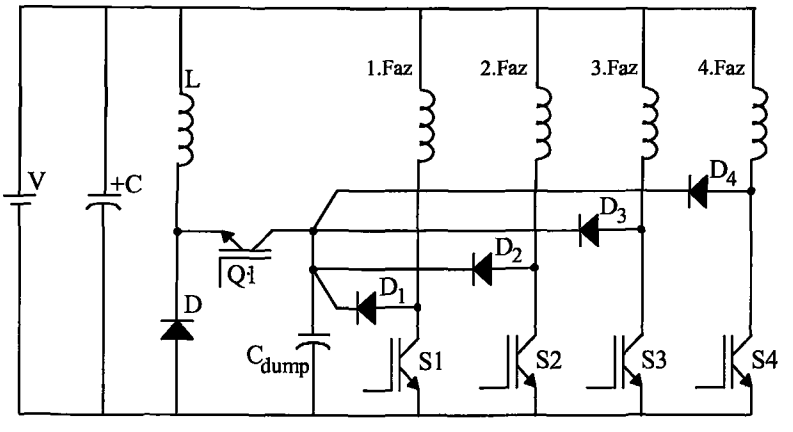
Şekil 2.11. Split DA konvertör devresi

Şekil 2.12`deki bifilar sargı, bağlantı sayısını ikiye katlamakta ve bakırın verimsiz kullanımına yol açmaktadır. Faz başına bir anahtar gerektirir, ancak anahtar maliyeti yüksektir. Ayrıca sargılar arasındaki eşit olmayan etkileşimden doğan gerilim sıçramaları sebebiyle problemler çıkabilmektedir.



Şekil 2.12. Bifilar sargılı konvertör devresi

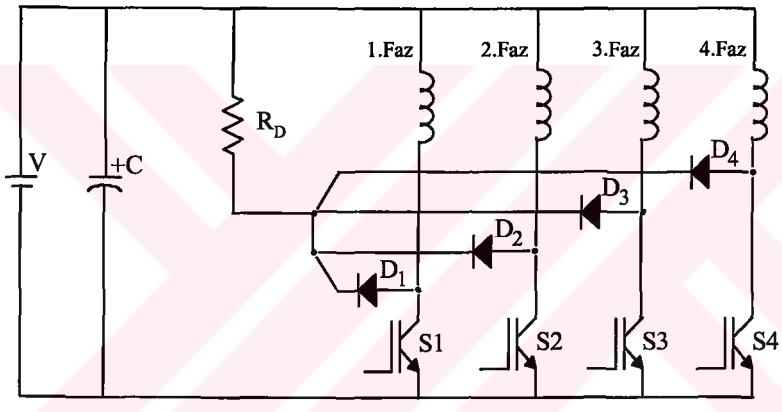
Şekil 2.13`de depolanmış enerjiyi boşaltma kapasitörü C`den kaynağa step-down kıyıcı devresi ile iletecek elemanla birlikte eleman sayısı n+1 olmaktadır. Ortalama kapasitör gerilimi, komütasyondan sonra hızlı boşalmaya izin vermek için kaynak geriliminden yüksek tutulur. Bu devrenin verimi yüksektir. Ancak, ilave elemanlar gerektirir ve kontrolu karmaşıktır. Enerji deşarj devresindeki bir kontrol hatası boşaltma kapasitöründe hızlı bir şarj oluşumuna yol açmakta ve eğer koruyucu tedbirler alınmaz ise bütün konvertör elemanları yüksek gerilimden dolayı bozulabilmektedir (Bay, 1996).



Şekil 2.13. C-dump konvertör devresi

Eğer motor faz sayısı 3`ten fazlaysa her faz için eleman sayısında önemli azalma sağlanmaktadır.

Şekil 2.14'de konvertör düzenekleri içerisinde en ekonomik olanı söndürme dirençli konvertör devresi görülmektedir. Bu devre düşük performanslı düşük maliyet istenilen uygulamalar için iyi bir seçenek olup kontrolu da kolaydır (Bay, 1996). Konvertör herbir faz için bir diyot ve bir anahtar gerektirir. Depolanan enerji serbest dönüşüm esnasında R_D direnci üzerinde harcanır.

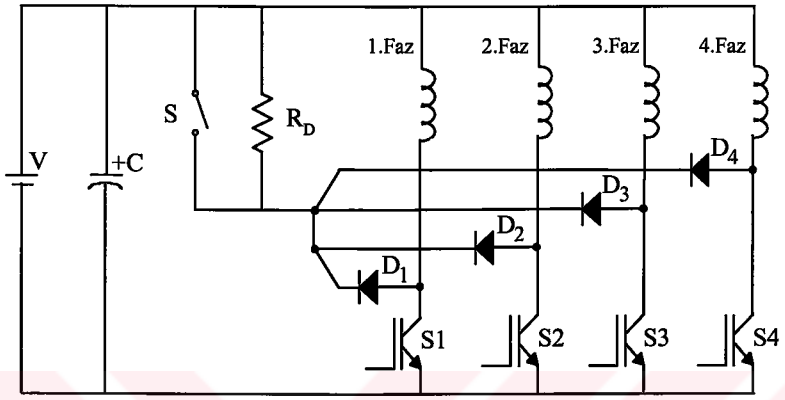


Şekil 2.14. Söndürme dirençli konvertör devresi

R_D direncinin değerinin çok iyi tespit edilmesi gerekmektedir. Direncin küçük değerli olması durumunda, hız yüksek iken kuyruk akımının uzun olmasına dolayısıyla bozucu tork üretimine sebep olur böylece verim düşer (Sefa, 1997). Direncin büyük değerli seçilmesi durumunda ise; komütasyondaki faza bağlı anahtarda yarı iletken elemanlar için tehlike olan büyük değerli gerilim sıçramaları oluşur.

Söndürme dirençli konvertör devresinin yukarda bahsedilen sakıncaları düşük verimli olması gibi dezavantajları dikkate alınarak Şekil 2.15'de görülen çift

eğimli konvertör devresi tasarlanmıştır. Rd direncine paralel bir anahtar eklenerek oluşturulan bu devre, elektrikli otomobil gibi düşük gerilimli uygulamalar için çok elverişlidir (Elmas, 1993). Sürücü boyutları küçük ve faz başına eleman sayısı azdır.



Şekil 2.15. Çift eğimli konvertör devresi

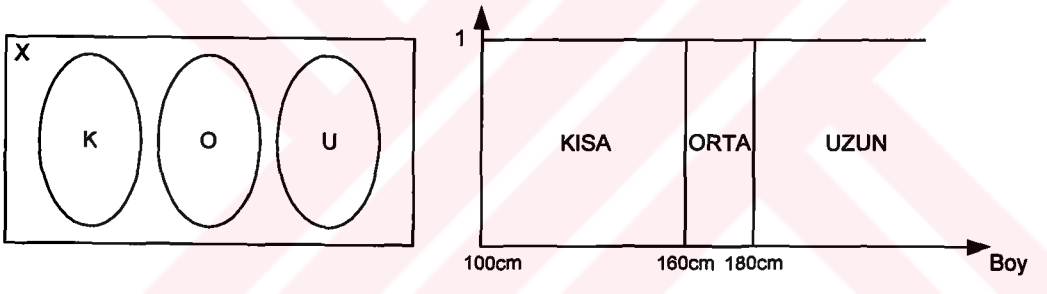
Amaç söndürme direncindeki enerji kaybını azaltmaktır. Düşük hızlı çalışmada, istenilen torku elde etmek için histerisiz kontrol vasıtasıyla faz akımı sabit tutulur. Serbest dönüşüm anahtarı, kıyma aralığında enerjiyi sönüm direncinde harcamayarak sargıda tutar. Serbest dönüşüm anahtarı S'nin uygun kontroluyla faz komütasyonundan sonra enerji depolamak mümkündür.

Bu çalışmada deney motorunun denetimi için Şekil 2.9'daki klasik konvertör devresi kullanılmıştır. IGBT olarak CM75DY12H ve hızlı toparlama diyotları olarak ise BYT30P diyotları kullanılmıştır.

3. SİNİRSEL BULANIK MANTIK

3.1. Bulanık Sistemler

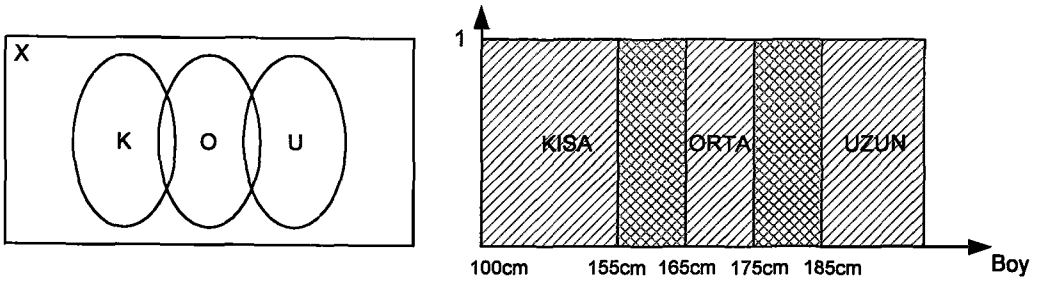
Geleneksel kümeler olarak bilinen ve kesin sınırlara sahip olan kümeler, ait oldukları evrensel kümenin her bir elemanına 0 veya 1 değerini atayarak, o elemanın kendisine ait olup olmadığını belirler. Bir nesne 1 değerini alıyorsa kümenin elemanı, 0 değerini alıyorsa elemanı değildir. Örneğin bir evrensel küme X, cm olarak insanların boy uzunluklarının kümesi olsun. Burada tanımlanacak K kısa boyluların, O orta boyluların ve U uzun boyluların kümesi Şekil 3.1' deki gibi gösterilebilir.



Şekil 3.1. Boy uzunluklarına ait klasik kümeler

Yukarıdaki şekilde görüldüğü gibi 160 cm' nin altı kısa boylu, 160 cm ile 180 cm arası orta boylu ve 180 cm' nin üzeri uzun boylu olarak kabul edilmiştir. Burada 159 cm boyunda olan bir kişi kısa, 161 cm boyunda olan bir kişi orta boylu, aynı şekilde 179 cm uzunluğundaki bir kişi orta boylu iken, 181 cm uzunluğunda olan birisi uzun boylu olarak ifade edilmektedir. Oysa gerçek hayatta 159 cm uzunluğunda olan birisi ile 161 cm olan veya 179 cm uzunluğunda olan birisi ile 181 cm olan birisi arasında çok fazla fark yoktur. 159 cm orta boylu sayılabileceği gibi 161 cm' de kısa boylu sayılabilir. Eğer bu

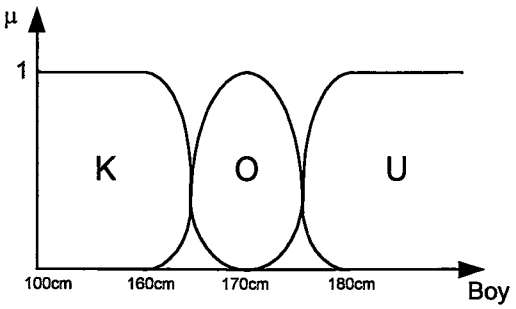
değerler her iki kümeye ait olarak düşünülürse o zamanda Şekil 3.2' deki durum ortaya çıkmaktadır.



Şekil 3.2. Boy uzunlukları klasik kümelerinde kesişim

Burada da görüldüğü gibi 155 cm ile 165 cm arası hem kısa boylu hem de orta boylu, 175 cm ile 185 cm arası hem orta boylu hem de uzun boylu olarak kabul edilmiştir. Bir önceki durumda ortaya çıkan keskin geçişler daha değişik şekildedir ve ortaya yeni bir problem çıkmıştır. 164 cm olan birisi ile 156 cm olan birisinin hem K kümesine hem de O kümesine aitlik derecesi 1 değerinde olmuştur. Gerçekte 164 cm olan birisi 156 cm olan birisine göre daha çok O kümesine aittir, aynı durumlar ısı ve hız ile ilgili ifadelerde de meydana gelmektedir.

Bu tür problemlere, bulanık küme teorisi çok güzel bir çözüm getirmiştir. Nesnelere keskin kümelerin {0,1} değerlerini vererek eleman olup olmadığına karar veren fonksiyonuna karşılık, [0,1] aralığında değişebilen değerler veren bir fonksiyon ortaya çıkardı. Bulanık küme tarafından tanımlanan ve ilgili kümeye aitlik derecesi büyük olan elemanlara 1'e doğru büyüyen, aitlik derecesi küçük olan elemanlara ise 0'a doğru küçülen üyelik değeri verebilen bu fonksiyona üyelik fonksiyonu denilmektedir (Zadeh, 1977). Boy uzunlukları ile ilgili kümeler bulanık kümelerle Şekil 3.3' deki gibi gösterilebilir.



Şekil 3.3. Boy uzunlukları bulanık kümeleri

Şekil 3.3' de görüldüğü gibi 160 cm' den 170 cm' ye doğru büyüyen değerler için K kümesine ait olma derecesi düşerken O kümesine ait olma derecesi artmaktadır. Üyelik derecesi olarak adlandırılan bu değerler 170 cm ile 180 cm arasında değişen değerler içinde O ve U kümesine aitlik seviyesini göstermektedir.

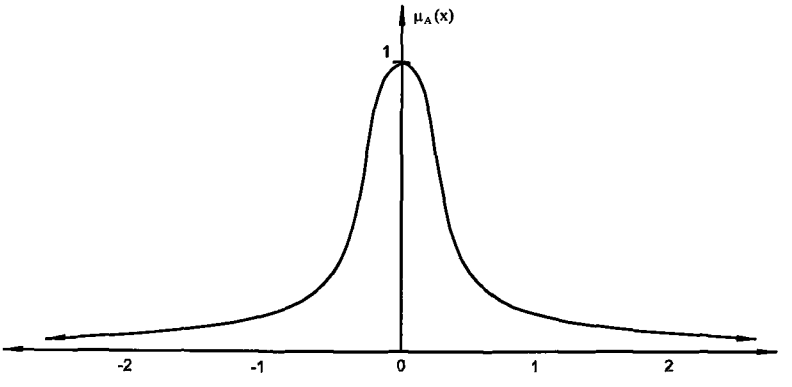
X evrensel kümesinde tanımlanan, bulanık küme A için μ_A üyelik fonksiyonu şöyle ifade edilir (Zadeh et al., 1975);

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1] \qquad (3.1)$$

μ_A üyelik fonksiyonu $[0,1]$ kapalı aralığında gerçek bir sayıyı göstermektedir. Örnek olarak gerçek sayılar kümesinde üyelik fonksiyonu $\mu_A(x)$ Eş.3.2' deki gibi tanımlanabilir;

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1+10x^2} \qquad (3.2)$$

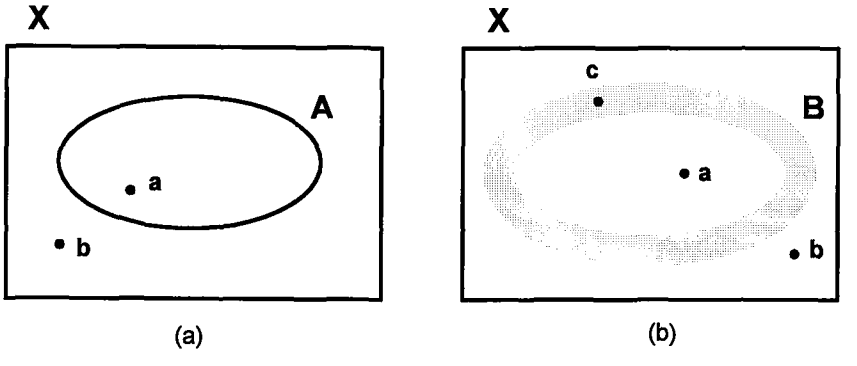
Bu fonksiyonun grafiği Şekil 3.4' de görülmektedir (Klir and Folger, 1988).



Şekil 3.4. Örnek üyelik fonksiyonu grafiği

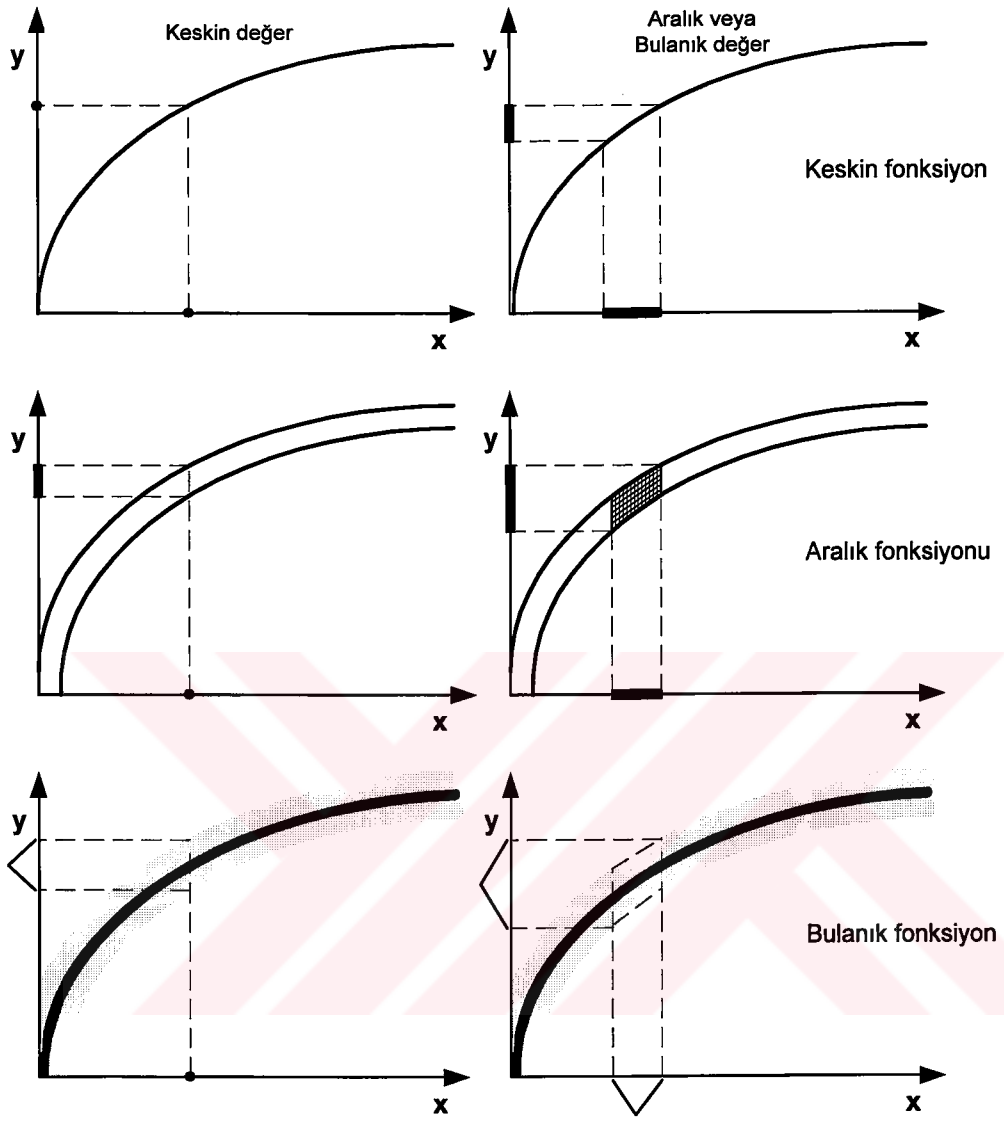
A bulanık kümesine ait olan herhangi bir gerçek sayının üyelik derecesi bu fonksiyon kullanılarak bulunabilir. Örneğin 3 sayısının üyelik derecesi 0.01, 1 sayısının 0.09, 0.25 sayısının üyelik derecesi 0.62 ve 0 sayısının üyelik derecesi de 1 olarak bulunur.

X evrensel kümesinde tanımlanmış A keskin kümesi ile B bulanık kümesi Şekil 3.5' te görülmektedir.



Şekil 3.5. (a) A keskin kümesi (b) B bulanık kümesi

Şekil 3.6'da ise keskin, aralıklı ve bulanık fonksiyonlar verilmiştir.



Şekil 3.6. Keskin, aralık ve bulanık fonksiyonlar

Bulanık kümeler ilk olarak 1965 yılında Lütfi A.Zadeh tarafından kesin değere sahip olmayan bulanık bilgilerin gösterimi ve işlemlerini ifade etmek için ortaya atılmıştır (Zadeh, 1965). Daha sonra Mamdani (Mamdani, 1977), Takagi ve Sugeno (Takagi and Sugeno, 1985) ile Tsukamoto (Tsukamoto, 1979) farklı bulanık modeller geliştirmişlerdir. Bulanık mantığın genel karakteristik özellikleri Zadeh tarafından şu şekilde ifade edilmiştir (Zadeh, 1994);

- Bulanık mantıkta, kesin değerlere dayanan düşünme yerine yaklaşık düşünme kullanılır.
- Bulanık mantıkta her şey [0,1] aralığında belirli bir derece ile gösterilir.
- Bulanık mantıkta bilgi büyük, küçük, çok az gibi dilsel ifadeler şeklindedir.
- Bulanık çıkarım işlemi dilsel ifadeler arasında tanımlanan kurallar ile yapılır.
- Her mantıksal sistem bulanık olarak ifade edilebilir.
- Bulanık mantık matematiksel modeli çok zor elde edilen sistemler için çok uygundur.
- Bulanık mantık tam olarak bilinmeyen veya eksik girilen bilgilere göre işlem yapma yeteneğine sahiptir.

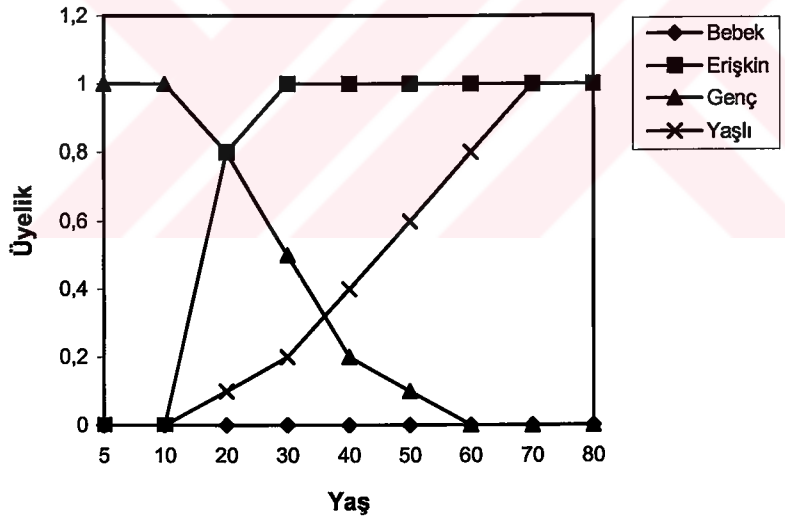
3.1.1. Bulanık küme kavramları

Bulanık kümelerde kullanılan semboller ve ifadeler ile keskin kümelerde kullanılan ifadelerin büyük bir bölümü benzemektedir. Küçük bir keskin evrensel kümenin elemanlarının dört farklı bulanık kümeye üyelik dereceleri Çizelge 3.1' de ve grafiği de Şekil 3.7' de gösterilmiştir. Burada X={5,10,20,30,40,50,60,70,80} bütün yaşların kümesini ve bebek, erişkin, genç, yaşlı bulanık kümeleri de X evrensel kümesinden seçilen değerlerin üyelik derecelerini göstermektedir (Klir and Folger, 1988).

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

Çizelge 3.1. Bulanık kümeler

Yaş	Bebek	Erişkin	Genç	Yaşlı
5	0	0	1	0
10	0	0	1	0
20	0	0.8	0.8	0.1
30	0	1	0.5	0.2
40	0	1	0.2	0.4
50	0	1	0.1	0.6
60	0	1	0	0.8
70	0	1	0	1
80	0	1	0	1



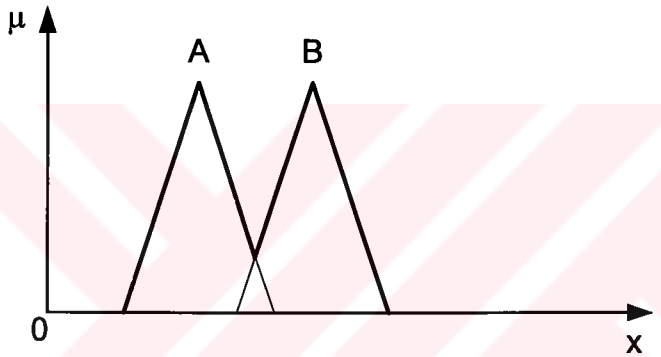
Şekil 3.7. Çizelge 3.1' de tanımlanan bulanık kümelerin grafik gösterimi

3.1.1.1. Birleşim kümesi

Her $x \in X$ için A ve B bulanık kümelerinin, bulanık birleşim kümesi şöyle ifade edilir (Kosko, 1992);

$$\mu_{A\cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \qquad (3.3)$$

$A \cup B$ kümesinin, herhangi bir x∈X için elemanlarının üyelik derecesi, A ve B kümelerinden üyelik derecesi büyük olana eşittir. Bu tanımlamadan anlaşılacağı gibi A ve B kümelerinin her biri $A \cup B$ kümesinin alt kümesidir. Şekil 3.8'de A ve B olarak tanımlanan iki bulanık kümenin birleşimi görülmektedir.



Şekil 3.8. Bulanık kümelerde birleşim

Genç ve yaşlı kümelerinin birleşim kümesinin

Genç ∪ Yaşlı= 1/5+1/10+0.8/20+0.5/30+0.4/40+0.6/50+0.8/60+1/70+1/80,

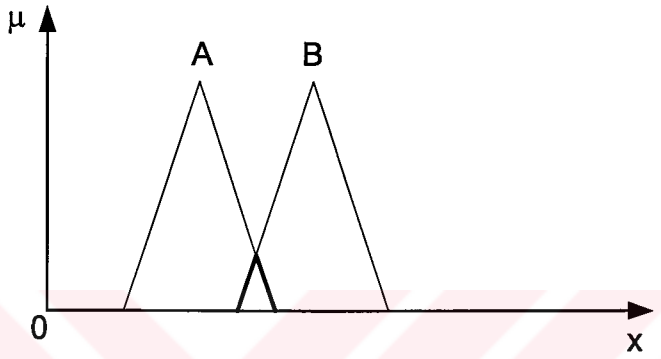
olduğu görülmektedir.

3.1.1.2. Kesişim kümesi

A ve B bulanık kümelerinin kesişim kümesindeki bir x elemanının üyelik derecesi, x' in A ve B kümelerindeki üyelik derecelerinden küçük olana eşittir.

$$\mu_{A\cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \qquad (3.4)$$

Bu tanımlamadan da görüleceği gibi $A \cap B$ kümesi, A ve B kümelerinin alt kümesidir. Şekil 3.9'da A ve B olarak tanımlanan iki bulanık kümenin kesişimi görülmektedir.



Şekil 3.9. Bulanık kümelerde kesişim

Çizelge 3.1' deki genç ve yaşlı kümelerinin kesişim kümesi,

Genç ∩ Yaşlı = 0.1/20 + 0.2/30 + 0.2/40 + 0.1/50,

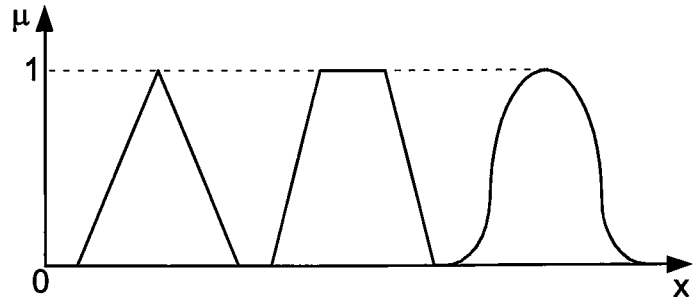
olmaktadır.

3.1.2. Bulanık mantık

Boolean mantık tabanlı kümelerde bir nesne, kümenin ya tam elemanı veya hiç elemanı değildir. Nesnenin üyelik değeri 1 ise tam eleman, 0 ise hiç elemanı olmamaktadır. Bulanık mantık, insanın günlük yaşantısında nesnelere verdiği üyelik değerlerini, dolayısıyla insan davranışlarını taklit eder (Yager, 1974). Örneğin elini suya sokan bir kişi hiçbir zaman tam olarak ısısını bilemez, onun yerine sıcak, az sıcak, soğuk, çok soğuk gibi dilsel niteleyiciler kullanır.

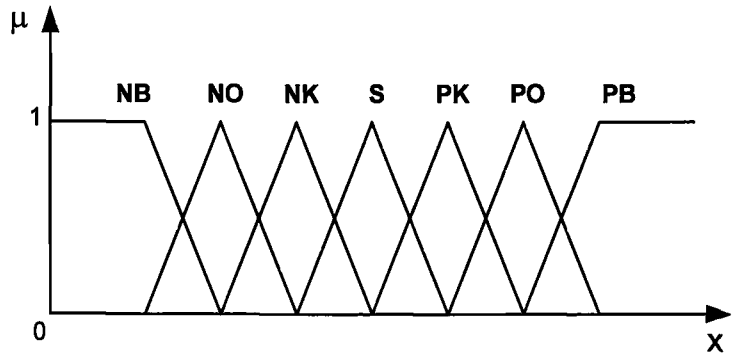
Bulanık mantık denetleyici herhangi bir $x \in X'$ e [0, 1] kapalı aralığında bir üyelik derecesi belirler. Bulanık mantık kesin olmayan yada matematiksel olarak tam modellenemeyen bilgilerle ilgilenmesine rağmen, sözel nitelikli matematiksel teoriye dayanmaktadır.

Bulanık mantık sisteminin temeli, üyelik fonksiyonlarından ortaya çıkarılan dilsel değişkenlerin oluşturduğu girişleri karar verme sürecinde kullanmaktır. Bu değişkenler, dilsel EĞER-ÖYLE İSE kuralların ön şartları tarafından birbirleriyle eşleşirler (Zimmerman, 1991). Her bir kuralın sonucu, girişlerin üyelik derecelerinden, durulaştırma metoduyla sayısal bir değer elde edilmesiyle belirlenir. Bulanık mantık sistemin kural listesi ve üyelik fonksiyonu dizaynı için genellikle uzman operatörden sağlanan bilgiler kullanılmaktadır. Üyelik fonksiyonları Şekil 3.10' da görüldüğü gibi üçgen, yamuk, çan eğrisi olarak kullanılmaktadır. Denetimi yapılan sistemin özelliğine göre bunların dışında uygun bir fonksiyonda kullanılabilir.



Şekil 3.10. Üçgen, yamuk ve çan eğrisi üyelik fonksiyonları

Üyelik fonksiyonları genellikle küçük, orta, büyük olarak 3, küçük, orta küçük, orta, orta büyük, büyük olarak 5 veya çok küçük, küçük, az küçük, sıfır, az büyük, büyük, çok büyük olarak 7 etiketle tanımlanmaktadır. En yaygın kullanılan 7 etiketli üyelik fonksiyonu Şekil 3.11' de görülmektedir.



Şekil 3.11. Yedi etiketli üyelik fonksiyonu

X evrensel kümesindeki A bulanık kümesi sıralı çiftler halinde gösterilebilir. Her bir çift eleman x' i ve üyelik derecesini ifade etmektedir.

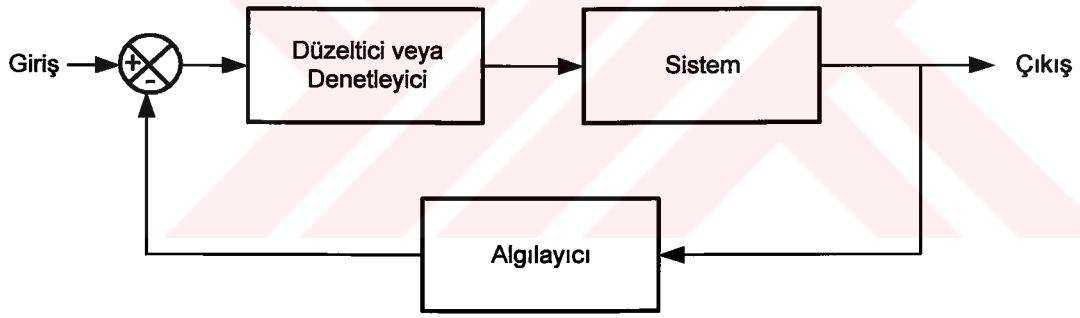
$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \qquad (3.5)$$

3.1.3. Bulanık mantık denetleyicili sistemler

Bir denetleyici sistemi başka bir fiziksel sistemin tepkisini veya davranışını denetleyen, düzelten, fiziksel elemanlardan oluşmaktadır. Denetim sistemleri genel olarak açık döngülü ve kapalı döngülü/geri beslemeli olarak iki tiptir. Açık döngülü denetim sistemlerinde denetim hareketi sistem çıkışından bağımsızdır, kapalı döngülü sistemlerde ise denetim hareketi sistem çıkışına bağlı olarak değişebilmektedir. Kapalı döngülü denetim sistemlerine örnek olarak tost makinesi ve otomatik çamaşır makinesi verilebilir. Tost makinesinde ısı miktarı kullanıcı tarafından ayarlanır, otomatik çamaşır makinesinde ise suyun ısısı veya makinenin devir sayısı kullanıcı tarafından seçilir. Her iki örnekte de denetim işlemi çıkış değerine bağlı olarak değişmemektedir. Geri beslemeli veya kapalı döngü denetim sistemlerine örnek olarak bir odanın ısısını ayarlayan termostat denetimi ve otomatik pilot

denetimi verilebilir. Termostat denetiminde ısıtma ve soğutma ünitesinin çalışması, oda ısısının istenen değerin altında veya üstünde olmasına bağlıdır. Otomatik pilot denetiminde ise düzeltme işlemi pilot kabinindeki cihazlar tarafından ölçülen irtifa değişimine göre yapılır.

Herhangi bir fiziksel değişimin denetimi için öncelikle onun ölçülmesi gerekmektedir. Denetimi yapılan sinyalin ölçülmesi için algılayıcılar kullanılır. Kapalı döngülü denetim sistemlerinde giriş sinyal değerlerine, çıkış veya sistemin sonuç değerleri etki eder. Bu denetim sistemlerinde yeterli tepki elde edebilmek için döngü içinde ek olarak düzeltici veya denetleyici birimine gerek duyulur. Kapalı döngülü denetim sistemlerinin genel olarak gösterilişi Şekil 3.12' de görülmektedir (Ross, 1995).



Şekil 3.12. Kapalı döngülü denetim sistemi

Denetleyici sistemleri bazen de düzeltici veya izleyici olarak iki kısımda incelenir. Denetleyici sistemi fiziksel bir değişkeni sabit bir değerde tutuyorsa bu sistem düzeltici olarak adlandırılır. Eğer denetim sistemi zamana bağlı olarak değişen değerleri takip ediyorsa izleyici denetleyici olarak adlandırılır.

Oda ısısı denetimi veya otomatik pilot denetimi düzeltici denetleyicilere, uçağı otomatik olarak bir noktaya yumuşak indirme denetimi ise izleyici denetleyicilere örnek verilebilir.

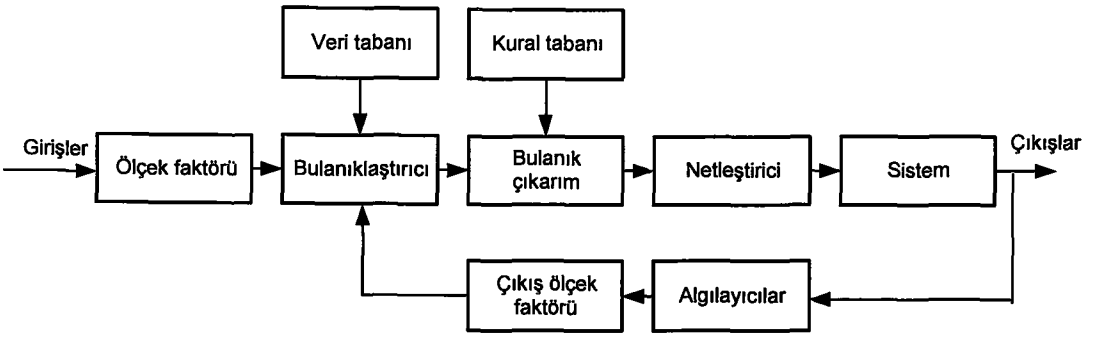
Denetimi yapılan fiziksel sistemin çıkışı veya tepkisi hata sinyali tarafından ayarlanır. Hata sinyali, istenen referans değer ile sistemin şu andaki çıkışı (algılayıcı tarafından ölçülen değer) arasındaki farka eşittir.

3.1.4. Bulanık mantık denetleyiciler

Bulanık mantık denetleyici için öncelikle giriş ve çıkış değişkenleri tanımlanır. Bulanık alt kümelerin her bir değişkeni için belirli bir aralık tanımlanır ve her birine dilsel etiket atanır. Daha sonra her bulanık alt küme için üyelik fonksiyonu belirlenir. Giriş ve durum değişkenlerine ait bulanık altkümeleri ile çıkış değişkenine ait altkümeleri arasında bulanık ilişkiler kurulur (Babuska, 1998). Değişkenlerin $[-1,1]$ aralığında olmasını sağlamak için ölçek faktörü tespit edilir. Denetleyici tarafından girişler bulanıklaştırılır. Bulanık kurallar kullanılarak bulanık çıkarım yapılır. Her kural tarafından işaret edilen bulanık çıkışlardan tek bir bulanık değer elde edilir. Durulaştırma yapılır ve keskin çıkış değeri elde edilir (Hellendorn and Thomas, 1975). Bu şekilde hazırlanan bir bulanık mantık denetleyici şu özelliklere sahiptir;

- Giriş ve çıkış ölçek faktörleri sabittir.
- Kural tabanı değişmez ve kurallar arası etkileşim yoktur. Bütün kurallar aynı derecede kesin ve sabittir.
- Üyelik fonksiyonları sabittir.
- Kuralların sayısı giriş değişkenlerinin sayısı ile belirlenir.
- Çıkışı durulaştırma ve kuralların sonuçlarını hesaplama metodu sabittir.

Genel olarak bir bulanık mantık denetleyicinin yapısını gösteren blok şema Şekil 3.13'de görülmektedir (Ross, 1995).



Şekil 3.13. Bulanık mantık denetleyici

Şekilde görüldüğü gibi bir bulanık mantık denetleyici 5 kısımdan oluşmaktadır. Bunlar;

1-Bulanıklaştırıcı ve bulanık operatörü yorumlayıcı

2-Veri tabanı

a- Evrensel kümenin değerleri,

b- Giriş ve çıkış değişkenlerinin üyelik fonksiyonu değerleri,

c- Bulanık kümede üyelik fonksiyonlarının seçimi,

3-Kural tabanı

a- Giriş, durum ve çıkış değişkenleriyle uygulanacak kural seçimi,

b- Bulanık denetim kurallarının çıkarım kaynağı,

c- Bulanık kuralların bütünlüğü ve tutarlığı

4-Bulanık çıkarım

a- Bulanık ifadelerin tanımlanması,

b- Cümle bağlacı VE' nin yorumlanması,

c- Cümle bağlacı VEYA' nın yorumlanması,

d- Çıkarım mekanizması

5-Durulaştırma metodu ve durulaştırma operatörünün yorumlanması veya keskin değerin elde edilmesi.

3.1.4.1. Bulanıklaştırma

Bulanıklaştırma sistemden alınan denetim giriş bilgilerini dilsel niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir. Üyelik fonksiyonundan faydalanılarak giriş bilgilerinin ait olduğu bulanık kümeyi/kümeleri ve üyelik derecesini tespit edip, girilen sayısal değere küçük, en küçük gibi değerler atar. Sistemin en verimli çalışmasını sağlamak amacıyla değişik şekillerde (üçgen, yamuk, çan eğrisi...v.s.) bulanık kümeler seçilebilir (Orlov, 1980).

3.1.4.2. Kural tabanı

Girişler ve çıkışlar arasındaki bağlantılar, kural tabanındaki kurallar kullanılarak sağlanır. A ve B girişler, C ise çıkış değişkeni olan bir sistem için,

Eğer A=x ve B= y ise C=z,

şeklindeki bir kural A ve B' nin aldığı değerlere göre C çıkışının bulanık değerini belirlemektedir (Zadeh, 1971).

3.1.4.3. Veri tabanı

Denetimi yapılan sistemle ilgili bilgilerin bulunduğu kısımdır. Bulanıklaştırma, bulanık çıkarım, durulaştırma işlemleri sırasında gerek duyulan üyelik fonksiyonu ve kural tablosu bilgileri de bu kısımdan alınarak kullanılmaktadır.

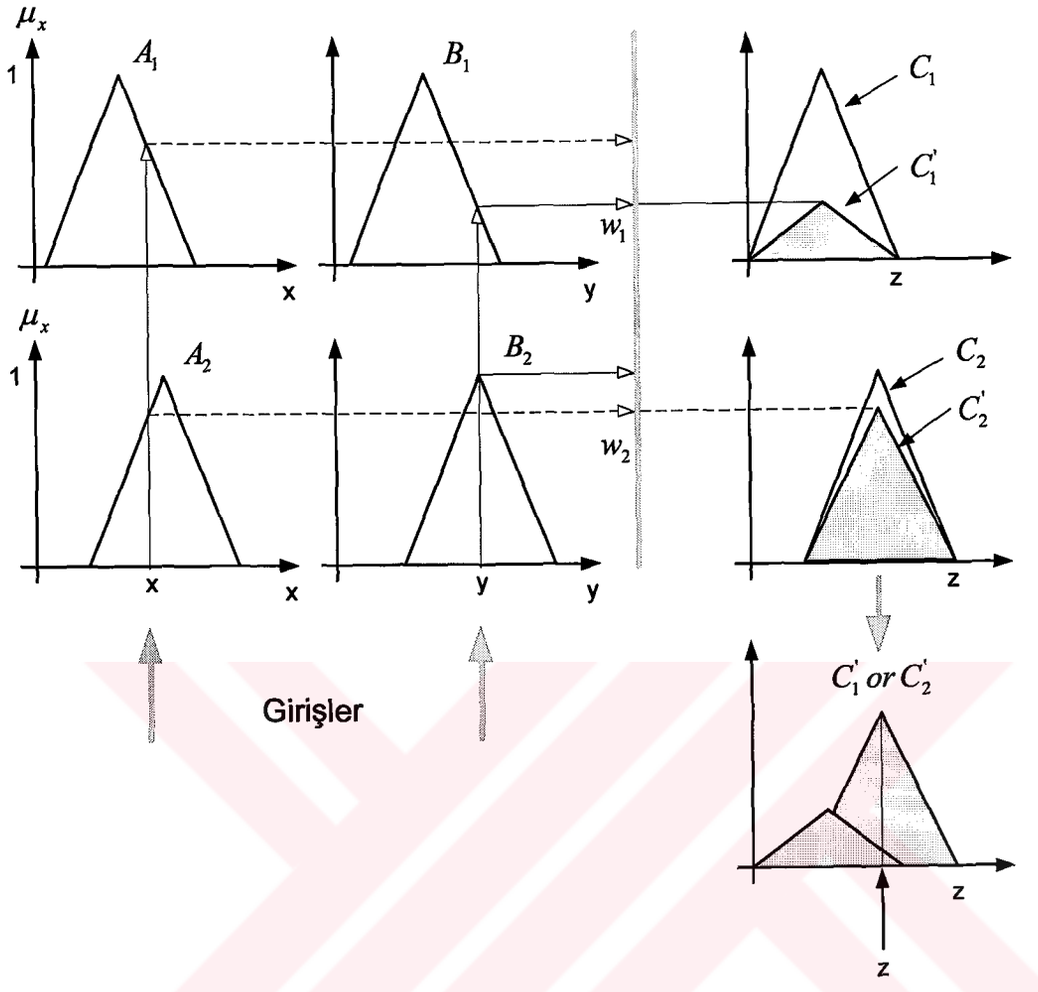
3.1.4.4. Bulanık çıkarım

Bulanıklaştırma işlemiyle sayısal değerlerden, sembolik değerler çıkarılmıştı. Bulanık çıkarımda ise denetimi yapılan sistemi kullanan uzman operatörün kullandığı dilsel niteleyiciler ve kurallar kullanılarak sembolik sonuç elde edilir. Bulanık mantık denetimin beyni bulanık çıkarımdır. Burada veri tabanı ve karar verme mantığı kullanılmaktadır. Veri tabanı, bulanık kümelerin giriş-çıkış değişkenleri ile üyelik fonksiyonunu, kural tabanı ise bulanık kural cümlelerini içerir (Orlov, 1980).

Bulanık çıkarım için bir çok farklı yapı bulunmaktadır. Literatürde en çok kullanılan 4 tanesi aşağıda verilmiştir.

Max-Dot

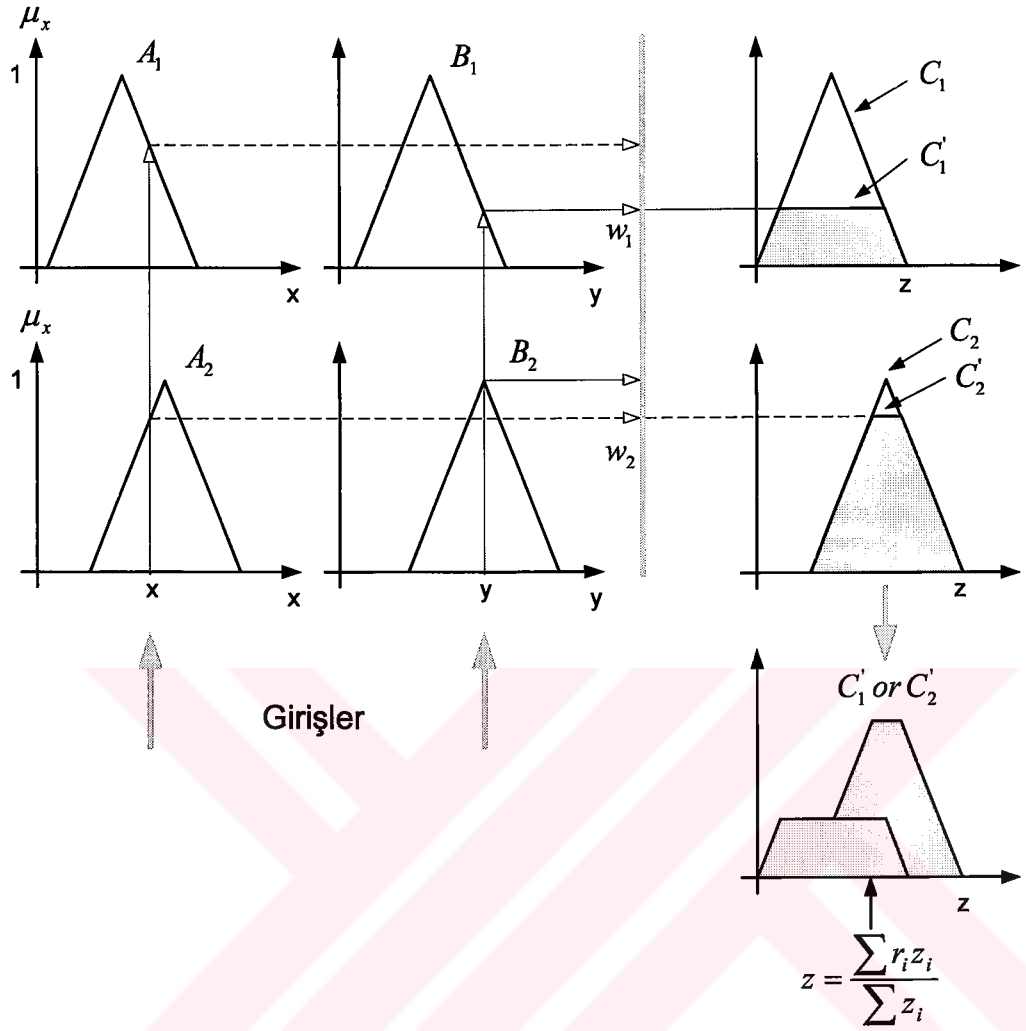
Her bir giriş değeri, ait olduğu üyelik fonksiyonundaki üyelik derecesine bağlı olarak ilgili bulanık kümeyi yeniden ölçeklendirilir (Godjevac, 2000). Çıkış değeri tüm girişler için yeniden ölçeklendirilmiş bulanık kümeler içerisindeki maksimum değer alınarak bulunur (Zimmerman, 1990). Max-Dot çıkarım Şekil 3.14'te görülmektedir.



Şekil 3.14. Max-Dot çıkarım

Min-Max

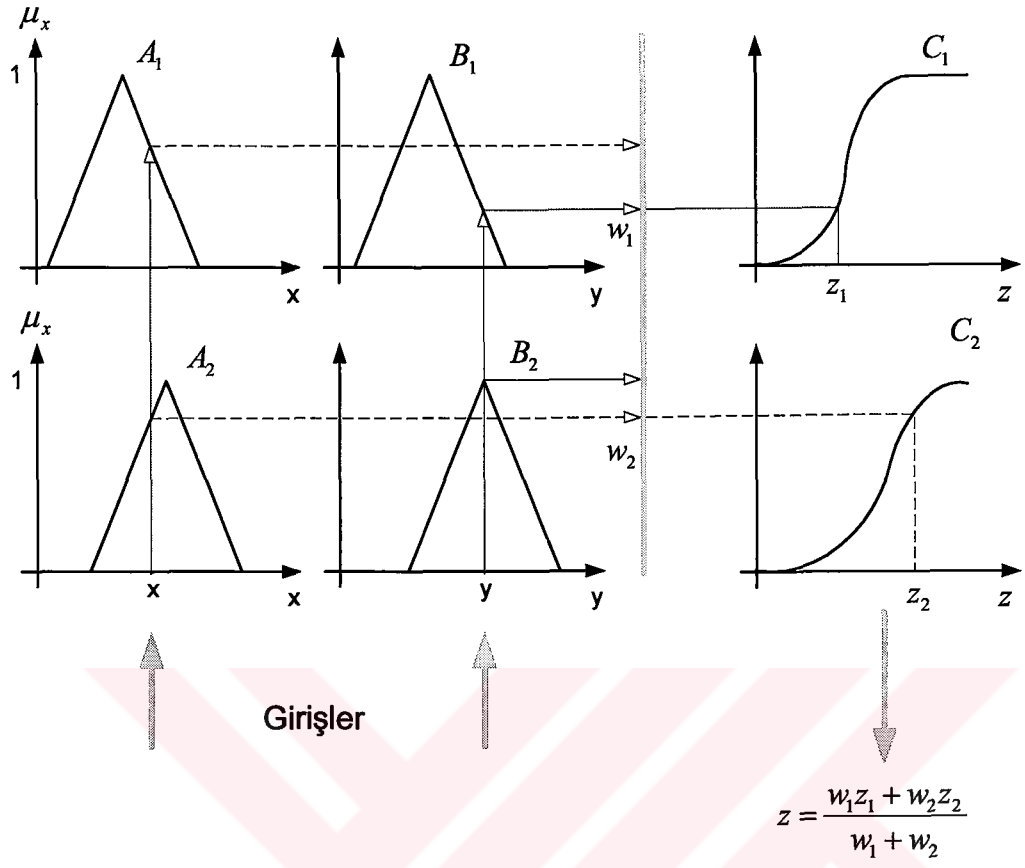
Her bir giriş değeri için ait olduğu üyelik fonksiyonundaki üyelik derecesine bağlı olarak ilgili bulanık kümenin üyelik değerinin üstündeki kısmı kesilir. Çıkış değeri, elde edilen bu bulanık kümelere genellikle ağırlık ortalaması metodunun uygulanmasıyla bulunur (Lee, 1990). Min-Max çıkarım Şekil 3.15'te görülmektedir.



Şekil 3.15. Min-Max çıkarım

Tsukamoto

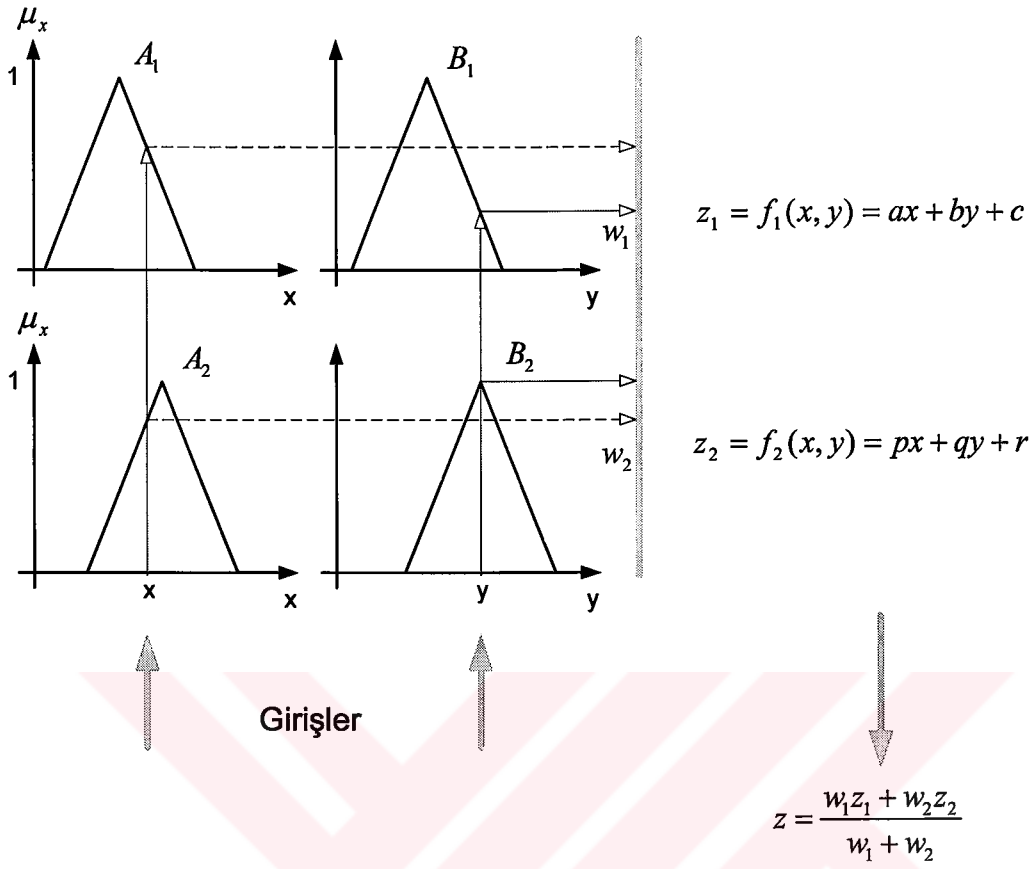
Bu yapıda çıkış üyelik fonksiyonu tek yönlü artan bir fonksiyon olarak seçilir (Tsukamoto, 1979). Çıkış değeri ise her bir kuralın keskin çıkış değerinin ağırlık ortalaması alınarak bulunur. Tsukamoto çıkarım Şekil 3.16'da görülmektedir.



Şekil 3.16. Tsukamoto çıkarım

Takagi-Sugeno

Her bir kuralın çıkışı giriş değerlerinin doğrusal birleşimiyle bulunur. Keskin çıkış değeri ise ağırlık ortalaması alınarak bulunur (Jang, 1992). Takagi-Sugeno çıkarım Şekil 3.17'de görülmektedir.



Şekil 3.17. Takagi-Sugeno çıkarım

3.1.4.5. Durulaştırma

Bulanık çıkarımın sonucu bulanık bir kümedir. Bu sonucun tekrar sisteme uygulanması için giriş değeri gibi sayısal değere dönüştürülmesi gerekir (Lee, 1990). Bu işlem durulaştırma olarak adlandırılır.

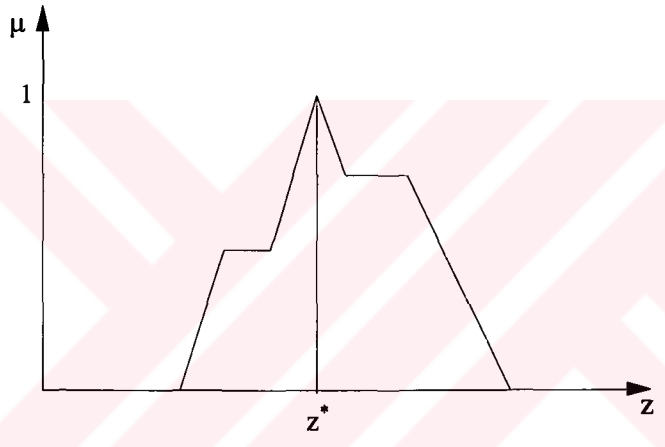
Durulaştırma işleminde değişik metodlar kullanılmaktadır. Önce her kural için üyelik derecelerinden oluşan değer ve sonuç kural tesbit edilir. Daha sonra en uygun metod seçilerek durulaştırma yapılır. En çok kullanılan metodlar aşağıda verilmiştir.

Maksimum üyelik metodu

Yükseklik metodu olarak da adlandırılmaktadır. Bütün üyelik dereceleri içinde en büyük olana eşittir ve aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\mu_{\underset{\sim}{C}}(z^*) \geq \mu_{\underset{\sim}{C}}(z) \qquad z \in Z \tag{3.6}$$

z^* çıkış değerinin elde edilişi Şekil 3.18'de görülmektedir.



Şekil 3.18. Maksimum üyelik metodu

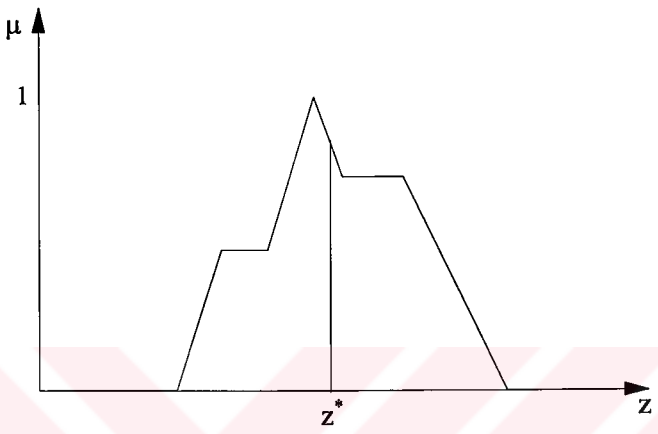
Burada $\underset{\sim}{C}$ çıkış üyelik fonksiyonlarının birleşimini, z üyelik değerlerini ifade eder.

Ağırlık merkezi metodu

Ağırlık merkezi veya alan merkezi olarak da bilinen bu metod en yaygın kullanılan durulaştırma metodudur. Şu formülle ifade edilir (Sugeno, 1985)

$$z^* = \frac{\int \mu_{\tilde{C}}(z).zdz}{\int \mu_{\tilde{C}}(z)dz} \qquad (3.7)$$

z^* değerinin elde edilişi Şekil 3.19'da görülmektedir.



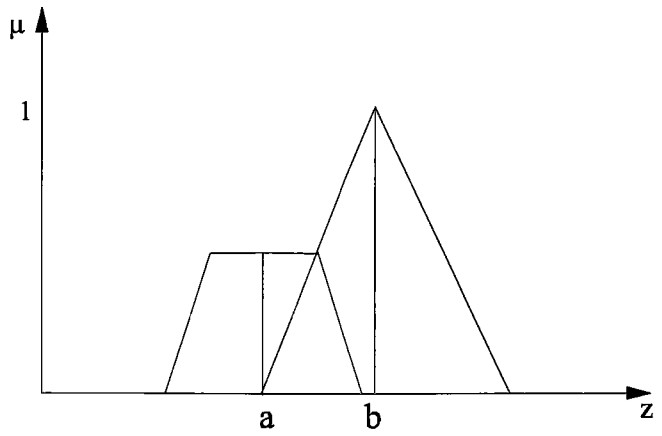
Şekil 3.19. Ağırlık merkezi metodu

Ağırlık ortalaması metodu

Bu metod da girişlerden elde edilen bütün bulanık değerler ile üyelik değeri kullanılarak durulaştırma yapılmaktadır.

$$z^* = \frac{\sum \mu_{\tilde{C}}(\bar{z}).\bar{z}}{\sum \mu_{\tilde{C}}(\bar{z})} \qquad (3.8)$$

Burada $\sum$ sembolü cebirsel toplamayı ifade eder. z^* değerinin elde edilişi Şekil 3.20'de görülmektedir.



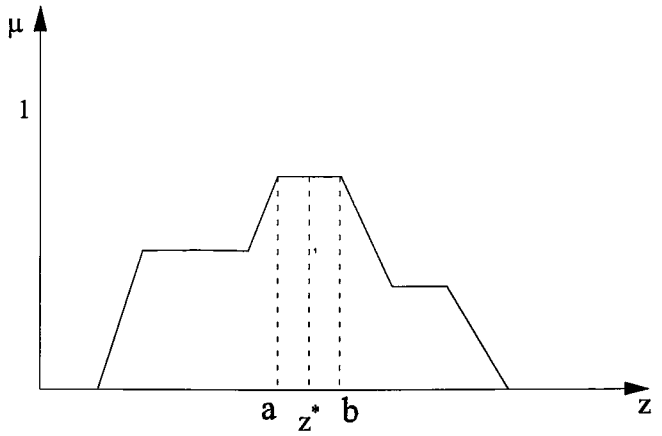
Şekil 3.20. Ağırlık ortalaması metodu

Mean- Max üyelik metodu

Maksimum üyelik fonksiyonu metoduyla ilişkilidir. Bu fonksiyon maksimum üyelik derecesi tek bir nokta olmayıp, düz olabilen sistemler içinde kullanılabilmektedir. Şu şekilde ifade edilir,

$$z^* = \frac{a+b}{2} \qquad (3.9)$$

z^* değerinin elde edilişi Şekil 3.21'de görülmektedir.



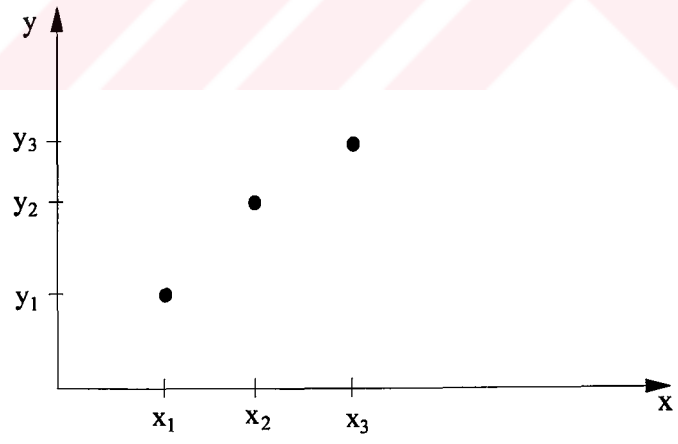
Şekil 3.21. Mean-Max üyelik metodu

3.1.5. Bulanık kural tabanlı sistemler

Lineer olmayan sistemlerin modellenmesinde 5 tip bulanık kural tabanlı sistem vardır. Bulanık sistemler dilsel EĞER-ÖYLEYSE kurallarından oluşan şartlardan oluşmaktadır. $\underset{\sim}{A}^i$ giriş şartlarını, $\underset{\sim}{B}^i$ sonuç şartlarını ifade etmektedir (Ross, 1995).

1- Birinci tip bulanık modellerde giriş ve çıkış şartları sayısal değer olarak verilir. $\underset{\sim}{A}^1: x = x_1$, $\underset{\sim}{A}^2: x = x_2$,..., ve $\underset{\sim}{B}^1: y = y_1$, $\underset{\sim}{B}^2: y = y_2$,.... Çıkış değeri, Şekil 3.22'de görüldüğü gibi girilen $x = x_i$ şartına göre uygulanan kural $\underset{\sim}{R}^i$ tarafından belirlenmektedir.

IF $\underset{\sim}{A}^i: x = x_i$ THEN $\underset{\sim}{B}^i: y = y_i$ i= 1, 2,..., r (3.10)

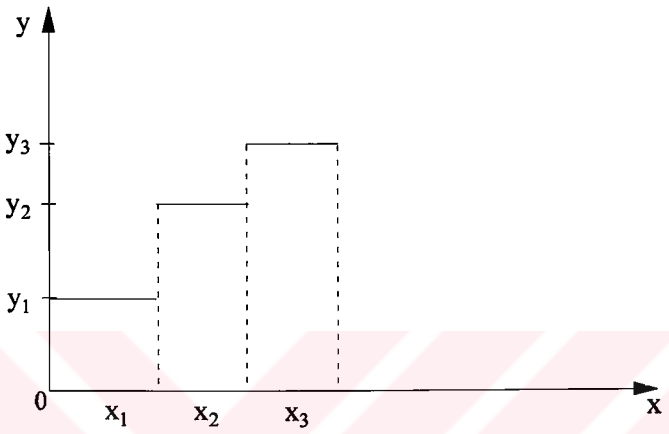


Şekil 3.22. Giriş ve çıkış sayısal değerleri

2- İkinci tip bulanık lineer olmayan modeller için giriş şartları keskin kümelerde verilir (Klir and Folger, 1988). Çıkış şartları sayısal değer olarak

verilmektedir. Çıkış değerinin, giriş değerinin denk geldiği i.aralığa ait $\underset{\sim}{R}^i$ kuralı tarafından belirlenişi Şekil 3.23'de görülmektedir.

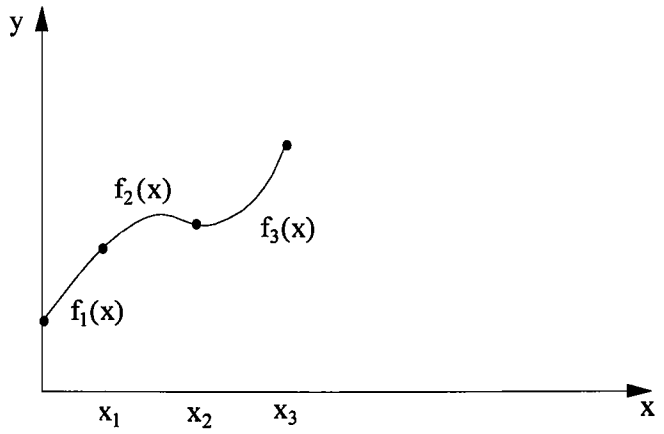
IF $\underset{\sim}{A}^i : x_{i-1} < x < x_i$ THEN $\underset{\sim}{B}^i : y = y_i$ i= 1, 2,...,r (3.11)



Şekil 3.23. Giriş keskin kümeleri ve çıkış sayısal değerleri

İkinci tip bulanık modeli, bir eğri fonksiyonuyla da ifade edilebilir. Bu durumda lineer olmayan fonksiyonun, $f_1(x), f_2(x), ..., f_r(x)$ fonksiyonları ile gösterilişi Şekil 3.24'te verilmiştir.

IF $\underset{\sim}{A}^i : x_{i-1} < x < x_i$ THEN $\underset{\sim}{B}^i : y = f_i(x)$ i= 1, 2,...,r (3.12)

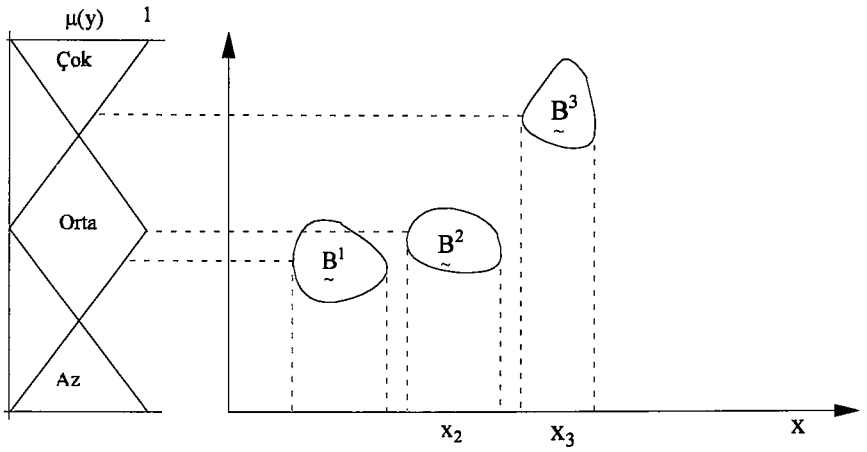


Şekil 3.24. Giriş keskin kümeleri ve çıkış keskin fonksiyonları

3-Üçüncü tip bulanık lineer olmayan modellerde Şekil 3.25'te görüldüğü gibi giriş şartları keskin kümede tanımlı olup çıkış ise bulanık ilişkileri tarafından tanımlanan bulanık kümededir (Klir and Folger, 1988).

$$\text{IF } \underset{\sim}{A}^i: x_{i-1} < x < x_i \text{ THEN } y = \underset{\sim}{B}^i \qquad i = 1, 2, \ldots, r \qquad (3.13)$$

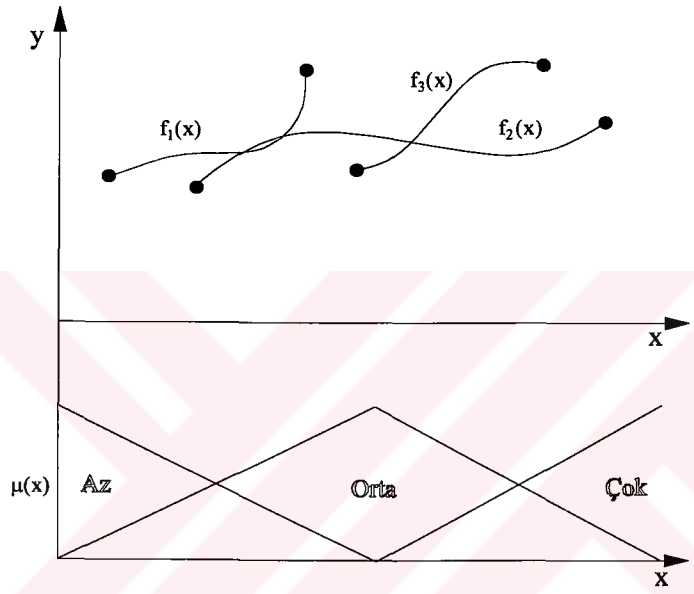
Bu tip bulanık sistemlerde çıkış bulanık bir değerdir ve durulaştırma yapılması gerekir.



Şekil 3.25. Giriş keskin kümeleri ve bulanık çıkış kümeleri

4- Dördüncü tip bulanık modellerde ise, Şekil 3.26'da görüldüğü gibi giriş şartları bulanık $\underset{\sim}{A}^i$ kümesinde verilir, çıkışlar ise lineer olmayan keskin fonksiyonlar tarafından belirlenir (Klir and Folger, 1988).

IF $x = \underset{\sim}{A}^i$ THEN $\underset{\sim}{B}^i: y = f_i(x)$ $\quad i = 1, 2, ..., r$ için $\quad (3.14)$



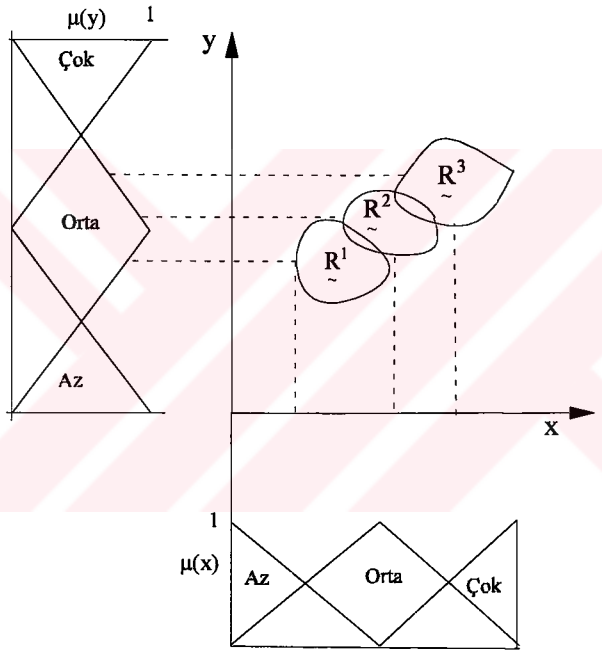
Şekil 3.26. Bulanık giriş kümeleri ve keskin çıkış fonksiyonları

5-Lineer olmayan sistemler için en genel model olan beşinci tipte hem giriş hem de çıkış şartları bulanık kümelerde tanımlanır (Klir and Folger, 1988). Çizelge 3.2' de genel formu ve Şekil 3.27'de ise bulanık giriş ve çıkışlar görülmektedir. Şu şekilde ifade edilir,

IF $\underset{\sim}{A}^i$ THEN $\underset{\sim}{B}^i$ $\quad (3.15)$

Çizelge 3.2. Bulanık kural tablosu

	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7
B_1	C_1		C_4	C_4		C_3	C_3
B_2		C_1				C_2	
B_3	C_4		C_1			C_2	C_2
B_4	C_3	C_3		C_1		C_1	C_2
B_5	C_1		C_4	C_4	C_1		C_3



Şekil 3.27. Bulanık giriş ve çıkış kümeleri

3.1.6. Bulanık sistemlerin avantajları ve dezavantajları

Bulanık sistemlerin literatürde en çok yayınlanmış avantajları, oluşturulma aşamasında matematiksel modele ihtiyaç duyulmaması ve sistemin basit bir şekilde dilsel ifadelerle yorumuna bağlı olarak denetiminin yapılabilmesidir. Bunun yanısıra en sık belirtilen dezavantajları ise üyelik fonksiyonlarının

ayarlanmasının uzun zaman alması ve öğrenme kabiliyeti olmamasıdır (Nauck, 1999). Ayrıca denetlenen sistemin kararlılık analizi için kesin bir yöntem olmaması bulanık sistemlerin temel sorunudur (Deperlioğlu, 2001). Bulanık sistemlere ait avantajlar ve dezavantajlar Çizelge 3.3'de verilmiştir.

Çizelge 3.3. Bulanık sistemin avantajları ve dezavantajları

Avantajlar
Matematiksel modele ihtiyaç duyulmaz
Uzman kişiden elde edilen kural tabanı bilgisi kullanılabilir
Sistemin basit yorumlamasına dayanarak bulanık sistem oluşturulabilir
Dezavantajlar
Mutlaka kural tanımlaması gerekir
Öğrenme kabiliyeti yoktur
Üyelik fonksiyonlarının parametrelerinin ayarlanmasında belirli metod yoktur
Değişik sistemlere adaptasyon çok zordur

3.2. Yapay Sinir Ağları

Yapay sinir ağları (YSA) insan beyninin basitleştirilmiş matematiksel modeli olarak düşünülebilir (Fuller, 1995). Günümüzde yaygın olarak kullanılan ve belirli işleri yapmak için programlanan bilgisayarların aksine, yapay sinir ağlarının herhangi bir iş için kullanılmadan önce eğitilmeleri gerekmektedir. Herhangi bir sistemde kullanılan YSA'lar vektörler arasında eşleme işlemi yapmaktadırlar (Haykin, 1994; Rojas, 1996; Zell, 1994; Zurada, 1992). Bu amaçla herbiri kendi arasında bağlı olan ve kendisine gelen ağırlıklandırılmış girişleri alarak transfer fonksiyonu ile tek bir çıkış veren işlem ünitelerine sahiptirler. Bağlantıların ağırlıkları öğrenme algoritmalarıyla belirlenmektedir. Öğrenme algoritmalarında genellikle geri yayılmalı öğrenme (Werbos, 1974;

Rumelhart et al, 1986A; Rumelhart et al, 1986B) ve çabuk yayılmalı veya esnek yayılmalı öğrenme (Zell, 1994) kullanılmaktadır.

YSA üzerine ilk çalışmalar 1940'lı yıllarda Warren McCullough ve Walter Pitts (McCullough and Pitts 1943), Donald Hebb (Hebb, 1949) ve Frank Rosenblatt (Rosenblatt, 1958) tarafından yapılmıştır. Warren McCullough ve Walter Pitts 1943 yılında ilk hücresel ağ modelini gerçekleştirmişlerdir (McCullough and Pitts, 1943). Bu modelde herbir düğümdeki işlem elemanı diğer düğümlerden aldığı giriş değerlerinin toplamını hesaplayarak sonucu belirlenen eşik değerle karşılaştırmaktadır (Elmas ve Coşkun, 1995). Eğer sonuç eşik değerden küçükse 0, büyükse 1 çıkışını üretmektedir (Stern, 1996). Böylece bu düğümler kullanılarak her türlü klasik mantık fonksiyonunun çözülebileceği ileri sürülmüştür (Patterson, 1995). Öğrenme ile ilgili ilk çalışma 1949 yılında Donald Hebb tarafından yayınlanmıştır (Hebb, 1949). Yayınladığı kitapta öğrenebilen ve uyum sağlayabilen sinir ağları için temel oluşturan Hebb öğrenme kuralını ortaya koymuştur. Yapay sinir ağlarının ilk bilgisayar benzetimi 1956 yılında Rochester tarafından sunulmuştur (Patterson, 1995). 1959 yılında Rosenblatt, McCullogh ve Pitts'in modelini geliştirerek ağırlıklandırılmış girişleri birleştirip, [-1, 1] aralığında çıkış veren perceptron modelini ortaya koymuştur (Rosenblatt, 1958; Rosenblatt, 1961). Perceptron üzerine yapılan çalışmalar 1960'lı yıllarda Rosenblatt (Rosenblatt, 1962) ile Widrow ve Hoff (Widrow and Hoff, 1960) tarafından devam ettirilmiştir. 1969 yılında Minsky ve Papert, perceptronun XOR gibi basit fonksiyonları çözemediğini göstermişler (Minsky and Papert, 1969) ve yapay sinir ağı üzerine yapılan çalışmalar 1980'li yılların başına kadar hemen hemen hiç yapılmamıştır (Patterson, 1995). İleri beslemeli çok katmanlı ağlarda ağırlıkların ayarlanması için bir öğrenme metodu bulunmasından sonra YSA'lar üzerine yapılan çalışmalar yeniden hızlanmıştır. Bu metod 1974

yılında Werbos, 1985 yılında Parker ve 1986 yılında Rumelhart ve arkadaşları tarafından sunulmuştur (Rumelhart et al., 1986A; Rumelhart et al., 1986B). Böylece XOR gibi lineer olmayan fonksiyonlarında çok katmanlı ağlar tarafından çözülebileceği ortaya konmuştur (Patterson, 1995). 1982 yılında Hopfield YSA'ların matematiksel temellerini ortaya koymuştur (Bezdek and Pal, 1992). 1984 yılında Kohonen denetimsiz öğrenmeyi bulmuştur (Blanco et al., 1995).

Günümüzde YSA'lar üzerine araştırmalar iki alan üzerine yoğunlaşmıştır. Bunlardan birincisi ileri beslemeli çokkatmanlı ağlar ikincisi ise Hopfield ağlarıdır. YSA'lar bilgi sınıflama ve bilgi yorumlamanında içinde bulunduğu çok değişik problemlerin çözümünde kullanılmaktadır (Patuwo et al., 1993; Warner and Misra, 1996). YSA'ların kullanıldığı alanlar özet olarak şu şekilde sıralanabilir;

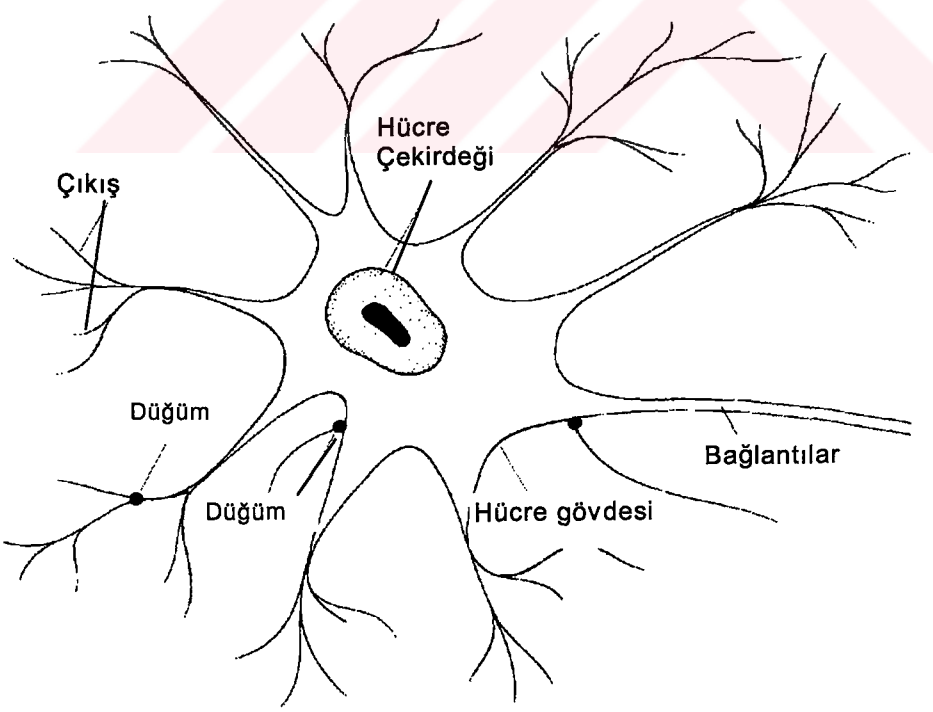
- Ses tanıma (Sejnowski et al., 1990)
- El yazısı tanıma (Le Cun et al., 1990)
- Parmak izi tanıma (Leung et al., 1990)
- Elektrik sinyali tanıma (Malkoff, 1990)
- Meterolojik yorumlama (Welch et al., 1992)
- Otomatik araç denetimi (Pomerleau, 1993)
- Kalp fonksiyonları izleme (Baxt, 1990; Baxt, 1991; Fujita et al., 1992)

YSA'lar son zamanlarda kimya mühendisliği alanındada kullanılmakta ve başarılı sonuçlar alınmaktadır (Jansson, 1991; Gemperline et al., 1991; Long et al., 1990; Chitra, 1993; Zupan and Gasteiger, 1991).

Bu çalışmada YSA bulanık denetleyicinin kural tablosunun ve üyelik fonksiyonlarının öğrenilmesinde kullanılmıştır.

3.2.1. YSA'ların yapısı

YSA'lar insan beyninin bir kısmının yapısını ve fonksiyonlarını oluşturabilme çabalarının sonucu olarak ortaya çıkmıştır. İnsan beyninin öğrenme, uyum sağlama, birleştirme ve genelleme yeteneği psikologları, matematikçileri ve bilgisayarcıları basitleştirilmiş bir beyin modeli oluşturmaya sevk etmiştir. İnsan beyni en karmaşık sinir ağıdır. İnsan beyni herbir sinir hücresinin diğer sinir hücrelerine 10^4 bağlantısı olan yaklaşık 10^{11} sinir hücresinden oluşmaktadır (Darpa, 1988). Biyolojik bir sinir hücresi Şekil 3.28'de görülmektedir.

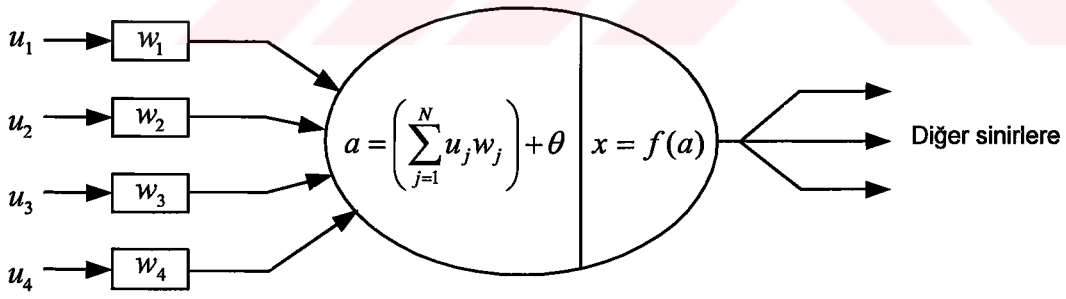


Şekil 3.28. Biyolojik sinir hücresi

Şekilde görüldüğü gibi bir biyolojik sinir hücresi 4 kısımdan oluşmaktadır. Bunlar;

- Girişler: Diğer hücrelerden gelen bilgileri alarak hücre gövdesine ulaştırırlar.
- Hücre gövdesi: Kendisine gelen bilgileri toplar, birleştirir ve diğer hücrelere giriş bilgisi olarak iletilmek üzere çıkışa gönderir.
- Çıkış: Bilgileri bağlı olduğu tüm hücrelere iletir.
- Bağlantılar: Bir sinir hücresi çıkışının diğer hücre girişlerine bağlantı noktasıdır.

YSA'lar insan beyninin modellenmesine dayanır ve herbiri ağırlık denilen adaptif bağlantılarla birbirine bağlı çok sayıda yapay sinir hücresine sahiptir. Şekil 3.29'da bir yapay sinir hücresi görülmektedir.



Şekil 3.29. Yapay sinir hücresi

Şekilde görüldüğü gibi bir yapay sinir hücresi 5 kısımdan oluşmaktadır;

- Girişler: Diğer sinir hücrelerinden gelen bilgileri alarak hücreye iletir.

- Bağlantılar: Bağlantılar girişlerin hücreye etkisini belirleyen ağırlık değerleridir. Bir hücreden diğerine giden sinyalin gücü bu ağırlıklar tarafından düzenlenir. Bağlantı ağırlık değeri ne kadar büyükse sinyal o kadar güçlenerek bir sonraki hücreye iletilmektedir. Bir hücre istenilen sayıda hücreye bağlantılı olabilir.
- Birleştirme fonksiyonu: Hücreye gelen bilgileri ağırlık değerleriyle birleştirerek transfer fonksiyonuna iletir.
- Transfer fonksiyonu: Birleştirme fonksiyonunun sonucunu yorumlar ve çıkış değerini belirler.
- Çıkış: Transfer fonksiyonu sonucunun diğer sinir hücrelerine gönderilmesini sağlar. Bir hücrenin tek bir çıkışı vardır ve çok sayıda hücreye bağlı olabilir.

YSA'lar, birbirleriyle uygun bir şekilde bağlanarak paralel olarak işleyen sinir hücrelerinden oluşan ve öğrenme yoluyla kendi kendisini düzenleyebilen bilgi işleme sistemleridir (Jang et al., 1997). Bir YSA oluşturulurken şu tanımlar ve kurallar esas alınır;

1.Ağdaki nöronlar arasındaki doğrulara bağlantı denilir ve her bağlantı tek yönlü sinyal iletimi yapmaktadır.

2.Nöronlara gelen bağlantıların sayıca bir sınırı yoktur. Fakat kendinden bir önceki bütün nöronlardan bir giriş almaktadır ve bunlara da giriş bağlantıları denilmektedir.

3.Nöronlardan çıkan bağlantıların da sayıca bir sınırı yoktur. Bir nöronun yukarıda da belirtildiği gibi bir tek çıkışı vardır. Fakat bu çıkış kendinden bir sonra gelen bütün nöronlara eşzamanlı olarak dağılmaktadır. Bu bağlantıya

kolateral bağlantı da denilmektedir. Burada bir nörondan çıkan bağlantıların hepsinde de aynı çıkış sinyali bulunmaktadır.

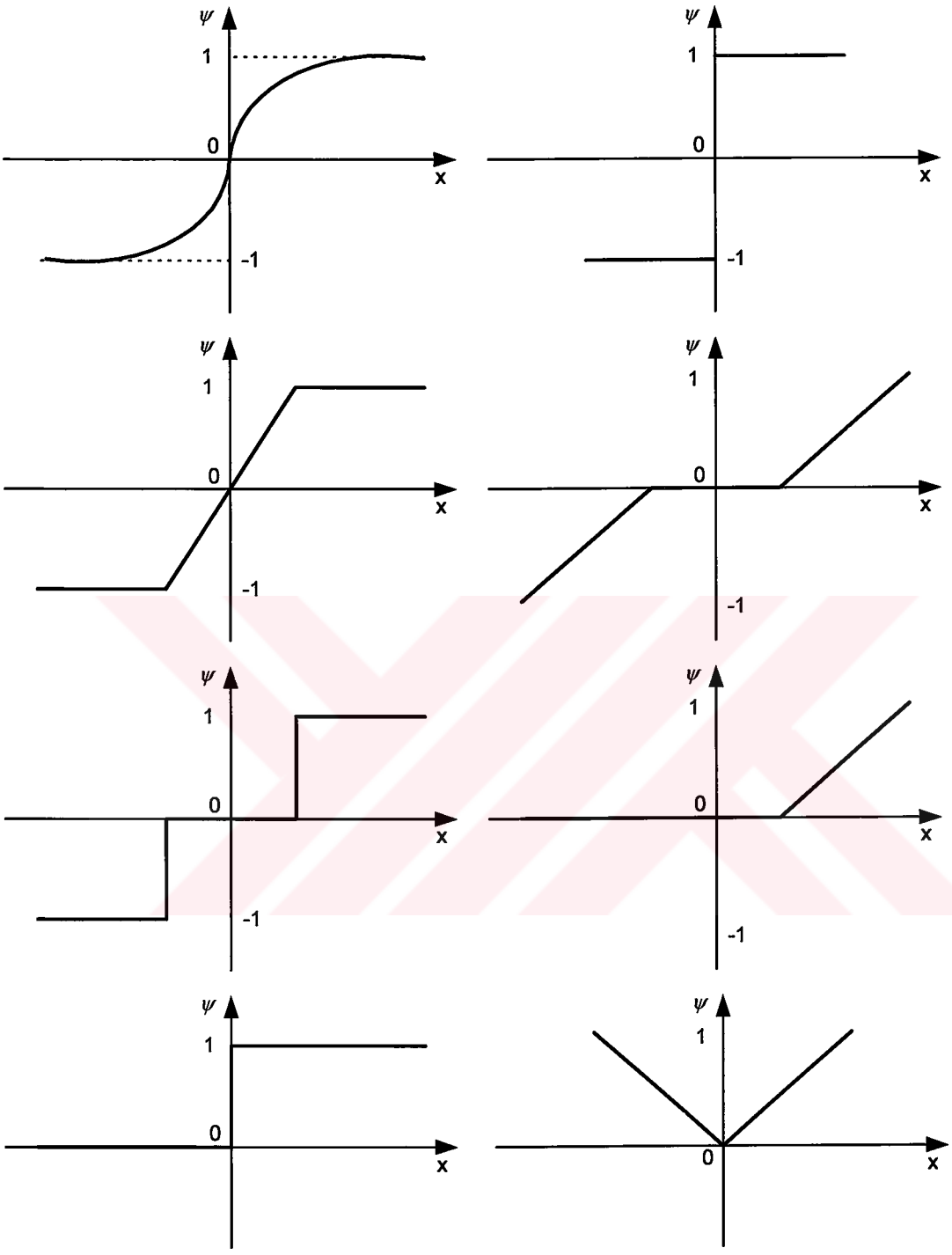
4.Nöronlar kendi iç belleklerine sahiptirler.

5.Nöronlarda, nöronun kendi içbelleğini kullanan, bu içbellek değerini değiştirebilen ve bu değerlere göre nöronun çıkış sinyalinin gücünü belirleyen bir transfer fonksiyonu (etkinlik ya da aktivasyon fonksiyonu olarak da adlandırılır) vardır. Bu transfer fonksiyonun değerine göre bir sonraki nöron uyarılır ya da uyarılmaz. Ağ içinde bir nöronun aktifliği veya pasifliği, genelde diğer nöronların birleştirme fonksiyonlarından elde edilen değerin transfer fonksiyonunda alacağı değere bağlıdır. Buna göre x_i , i. nöronun girişi ve f ise yine i.nöronun transfer fonksiyonu olmak üzere bu ilişki,

$$a = \sum_{j=1}^{N} w_{ij} x_i - \theta_i \qquad (3.16)$$

$$x = f(a) \qquad (3.17)$$

şeklinde elde edilir. Burada w_{ij} i.nöron ile j.nöron arasındaki bağlantı üzerindeki ağırlıktır. θ_i ise eşik değeri olup, nöronun düşük ve yüksek etkinlikleri arasında sınırı belirleyen, negatif değerli bir ağırlıktır. Şekil 3.30'da çeşitli transfer fonksiyonları görülmektedir.

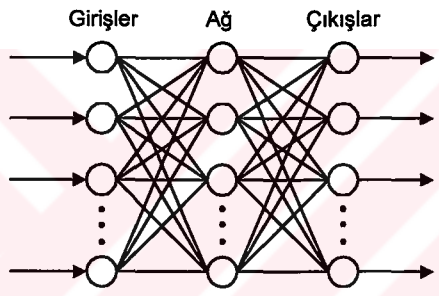


Şekil 3.30. Çeşitli transfer fonksiyonları

6. Bir YSA'ya ağ dışından gelen girdi sinyallerini, ağın giriş katmanındaki nöronlar kaynağı dışarda kalan bağlantılar aracılığıyla alır.

7. YSA'nın çıkış sinyalleri, ağın çıkış katmanındaki nöronların ağı terk eden bağlantıları aracılığıyla dış dünyaya gönderilir.

8. Nöronlar katman adı verilen yapı şeklinde bir arada gruplandırılmışlardır. Katmanlardaki herbir nöron aynı birleştirme fonksiyonuna, aynı transfer fonksiyonuna ve aynı öğrenme kuralına sahiptir. YSA nöronların bir ya da birden çok katmanın birbirine bağlanmasından ortaya çıkar. Katmanlar Şekil 3.31'de görüldüğü gibi birbirlerine sıkça bağlanırlar.



Şekil 3.31. Basit bir yapay sinir ağı

Şekil 3.31'de görüldüğü gibi bir YSA'da üç çeşit katman vardır.

- Giriş Katmanı : Dış ortamdan bilgi girişi alır.
- Gizli Katman : Bu katmana orta katman da denilmektedir. Bu bölüm ek bilgi işleme işlemlerini gerçekleştirir.
- Çıkış Katmanı : İşlemlerden sonra ortaya çıkan giriş örneğinin temsil edildiği katmandır.

YSA'daki düğümler katmanlar halinde düzenlenir ve bir sonraki ile bir önceki katmandaki tüm düğümler birbirine bağlanır. İleri beslemeli ağlarda girişe

gelen bilgi ileriye doğru yayılır ve son katmanda çıkış değeri elde dilir. Geri beslemeli veya tekrarlanan ağlarda ise düğümlerden geriye dönüş bağlantısı vardır ve bu değer düğüm girişini etkiler. Bu ağlarda öğrenme ve ağların giriş değerine göre tepkileri çok karmaşıktır (Jang et al., 1997). YSA'lar uygulama alanlarına göre Çizelge 3.4'deki gibi sınıflandırılabilirler.

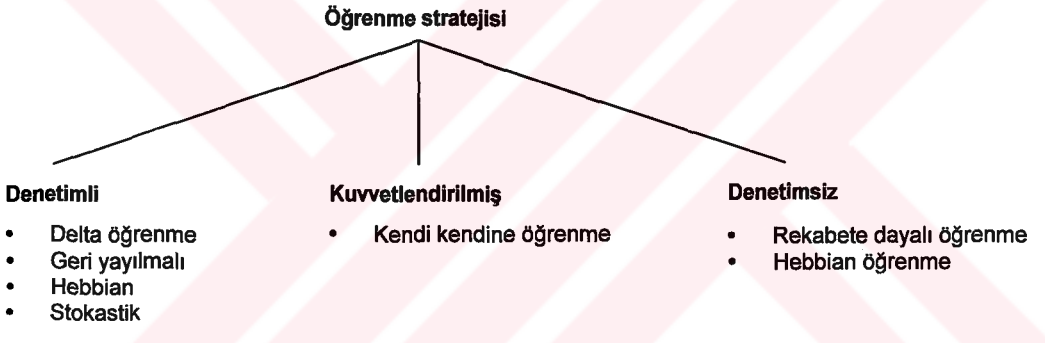
Çizelge 3.4. YSA'lar ve uygulama alanları

Uygulama	Yapay sinir ağı
Öngörme	Geri yayılmalı ağ
	ADALINE
	Perceptron
	Radyal tabanlı fonksiyon
İşaret sınıflandırma	Kohonen ağı
	Geri yayılmalı ağ
	Radyal tabanlı fonksiyon
	Boltzman makinası
	Perceptron
Bilgi birleştirilmesi	Çift yönlü birleştirilmiş hafıza
	Boltzman makinası
	Hamming ağı
	Hopfield ağı
Sistem tanımlaması, kontrol	Perceptron
	Geri yayılmalı ağ
	Radyal tabanlı fonksiyon
	Hopfield ağı
	Kohonen ağı
Resim işleme, görüntü	Perceptron
	Geri yayılmalı ağ
	Radyal tabanlı fonksiyon

Buradaki tüm YSA yapıları Kosko (Kosko, 1991), Hertz (Hertz et al., 1991) ve Warwick (Warwick et al., 1992) tarafından detaylı olarak anlatılmıştır.

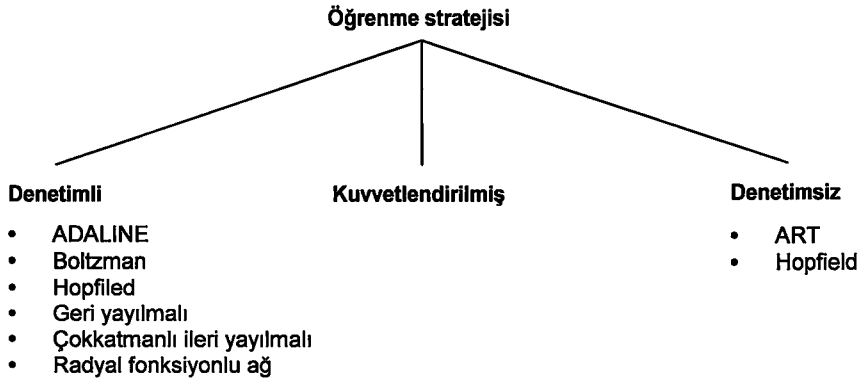
3.2.2. YSA'larda öğrenme

YSA'larda öğrenme düğümler arasındaki ağırlıkların veya düğümlerdeki transfer fonksiyonlarının parametrelerinin değiştirilmesiyle yapılmaktadır. Ağırlık değerleri veya parametreleri değiştirilebilen ağlar eğitilebilir. 1950'li yıllardan beri bir çok araştırmacı öğrenmenin nasıl daha iyi olabileceği konusunda çalışmalar yapmaktadır. Öğrenme stratejileri denetimli, denetimsiz ve kuvvetlendirilmiş öğrenme olarak üç gruba ayrılmaktadır (Patterson, 1995). Öğrenme stratejileri için uygulanan öğrenme metodları Şekil 3.32'de verilmiştir.



Şekil 3.32. Öğrenme stratejileri ve öğrenme metodları

Ayrıca öğrenme stratejilerine göre seçilen uygun ağ yapılarıda Şekil 3.33'de görülmektedir.

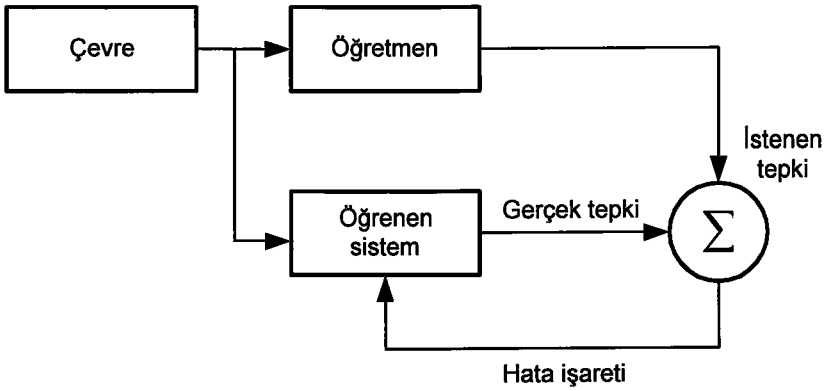


Şekil 3.33. Öğrenme stratejileri ve ağ yapıları

Şekil 3.32'de verilen öğrenme metodları ve Şekil 3.33'de verilen ağ yapılarıyla ilgili olarak Patterson detaylı çalışmalar yapmıştır (Patterson, 1995).

Bu çalışmada denetimli öğrenmeyle çok katmanlı ileri beslemeli YSA yapısı kullanılmış ve geri yayılmalı öğrenme metodu ile bulanık denetleyici üyelik fonksiyonları öğretilmiştir.

Denetimli öğrenmede giriş ve çıkış çiftlerinden oluşan eğitim bilgileri vardır. Sistem giriş bilgisine göre ürettiği çıkış değerini, istenen değerle karşılaştırarak ağırlıkların değiştirilmesinde kullanılacak bilgiyi elde eder (Hassoun, 1995). Girilen değerle istenen değer arasındaki hata değeri önceden belirlenen değerden küçük oluncaya kadar eğitime devam eder. Hata değeri istenen değerin altına düştüğünde tüm ağırlıklar sabitlenerek eğitim işlemi sonlandırılır. Eğitim işlemi sırasında her bir eğitim bilgisi çifti için oluşan hata değerine göre ağırlıkların değiştirilmesine işaret modu öğrenme, tüm eğitim kümesi için hataların toplanarak toplam hata değerine göre ağırlıkların değiştirilmesine ise küme modu öğrenme denilmektedir (Wai and Lin, 1999). Denetimli öğrenmeye ait blok şema Şekil 3.34'de verilmiştir.



Şekil 3.34. Denetimli öğrenme

Denetimli öğrenmeye perceptron (Rosenblatt, 1958) ve çokkatmanlı perceptron örnek olarak verilebilir (Lin and George, 1996; Kosko, 1997; Kosko, 1992; Jang et al., 1997).

Denetimsiz öğrenmede sistemin doğru çıkış hakkında bilgisi yoktur ve girişlere göre kendi kendisini düzenler (Lin and George, 1996). Denetimsiz olarak eğitilebilen ağlar istenen veya hedef çıkış olmadan giriş bilgilerinin karakteristik özelliklerine göre ağırlık değerlerini düzenler (Haykin, 1999). Denetimsiz öğrenmeye Hebbian öğrenme, Grossberg öğrenme, Kohonen'in kendi kendisini düzenleyebilen ağı, rekabete dayanan öğrenme verilebilir (Lin and George, 1996; Kohonen, 1990; Kosko, 1997; Kosko, 1992; Jang and Sun, 1997).

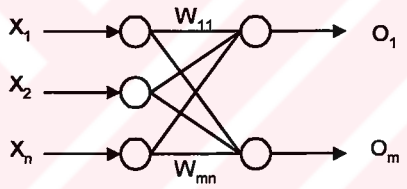
Kuvvetlendirilmiş öğrenme (Kaelbling et al., 1996) ise denetimli öğrenmenin özel şeklidir ve bulanık kontrol uygulamalarında kuralların öğrenilmesinde kullanılabilir (Nauck, 2000). Kuvvetlendirilmiş öğrenmeyle ilgili olarak Nauck ve Nürnberger çalışmalar yapmışlardır (Nauck, 1994; Nauck et al. 1997; Nürnberger et all, 1999).

3.2.3. Öğrenme metodları

Öğrenme metodları istenen çıkış değerini elde etmek için ağırlıkların nasıl değiştirileceğine karar veren algoritmalardır (Papilinsky, 2000).

3.2.3.1. Perceptron öğrenme kuralı

Perceptron öğrenme Rosenblatt tarafından geliştirilmiştir (Rosenblatt, 1958). Tek katmanlı ileri beslemeli ağların eşik değerle aktif olan transfer fonksiyonunu kullanarak hata düzelten öğrenme algoritması olarak tanımlanır (Fuller, 1995). Tek katmanlı ileri beslemeli bir ağ Şekil 3.35'te görülmektedir.



Şekil 3.35. Tek katmanlı ileri beslemeli ağ

Burada w_{ij} düğümler arasındaki ağırlıkları, x_n n adet girişi ve O_m ise m adet çıkış düğümünü göstermektedir. K tane eğitim çifti ise şöyle tanımlanabilir;

$$
\begin{array}{lll}
1 & x^1 = (x_1^1,...,x_n^1) & y^1 = (y_1^1,...,y_n^1) \\
: & : & : \\
K & x^K = (x_1^K,...,x_n^K) & y^K = (y_1^K,...,y_n^K)\,.
\end{array}
$$

Herhangi bir giriş değeri x^k için çıkış değeri

$$O_i(x^k) =< w_i, x^k >= y_i^k, \quad i = 1,...,m \tag{3.18}$$

şeklinde ifade edilir. Çıkış düğümlerinde kullanılan doğrusal eşik değerli transfer fonksiyonu ise

$$O_i(x) =< w_i, x >= \begin{cases} +1, & < w_i, x > \geq 0 \\ -1, & < w_i, x > < 0 \end{cases} \tag{3.19}$$

şeklinde ifade edilir. Ağırlık değişim değeri Δw_{ij} ise şu şekilde ifade edilir;

$$\Delta w_{ij} = \eta(y_i^k - < w_i, x^k >)x_j^k, \quad i = 1,...,m \quad j = 1,...,n$$

Burada η öğrenme katsayısı olup sıfırdan büyük bir değerdir. Yeni ağırlık değeri ise,

$$w_{ij} = w_{ij} + \eta(y_i^k - < w_i, x^k >)x_j^k, \quad i = 1,...,m \quad j = 1,...,n \tag{3.20}$$

şeklinde ifade edilir. Perceptron öğrenme algoritması şu adımlardan oluşmaktadır.

1.Adım: $\eta > 0$ olmak üzere η değeri belirlenir.

2.Adım: Tüm ağırlıklara rastgele küçük değerler atanır.

3.Adım: Sistem çıkışı hesaplanır.

$$O_i(x) =< w_i, x >, \quad i = 1,...,m$$

4.Adım: Ağırlıklar güncellenir.

$$w_i = w_j + \eta(y_i - < w_i, x >)x, \quad i = 1,...,m$$

5.Adım: Döngü için ortalama hata değeri hesaplanır.

$$E = E + \frac{1}{2}(y - o)^2$$

6.Adım: Tüm eğitim çiftleri kullanılıncaya kadar bir sonraki eğitim çiftini alarak 3.adıma git.

7.Adım: 1 döngülük eğitim işlemi tamamlandı. $E = 0$ ise ağırlıkları sabitle ve eğitimi bitir $E > 0$ ise E yi 0 yap ve k ' yı 1 yap yeniden eğitime başlamak için 3.adıma git.

Yukarıdaki algoritmada görüldüğü gibi perceptron algoritması çıkış hatasına göre ağırlıkları her bir döngüde değiştirme işlemi yapmaktadır.

3.2.3.2. Delta öğrenme kuralı

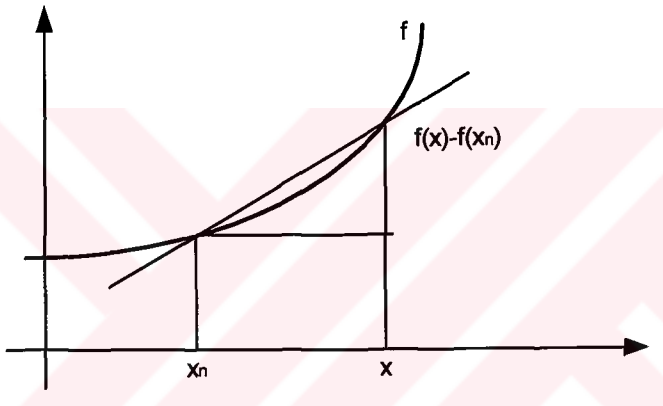
Günümüzde en yaygın olarak kullanılan öğrenme kuralı Widrow Hoff kuralı veya en küçük kareler olarakta bilinen Delta Öğrenme kuralıdır (Rao and Rao, 1995). İlk kez Bernard Widrow ve Ted Hoff tarafından geliştirilmiş ve 1960 yılında yayınlanmıştır (Widrow and Hoff, 1960). Kendi başına bir ağ olan bu sisteme ADALINE (adaptif doğrusal eleman) denilmiştir (Cichocki and Unbehauen, 1996).

Hata düzelterek öğrenen algoritma kullanılarak eğitme işlemi yapılır. Eğitim işlemi sırasında giriş kümesi ağa uygulanır ve çıkış kümesi oluşturulur. Daha sonra gerçek çıkış değeri ile istenen çıkış değeri karşılaştırılarak hata değeri hesaplanır. Eğer hata sıfır ise ağdaki ağırlıklarda değişiklik yapılmadan eğitim işlemi sonlandırılır. Hata değeri sıfırdan büyükse ağırlıklarda değiştirme işlemi devam ettirilir.

Gizli katman olmayan bir ağda hata yüzeyinde tek bir en iyi nokta vardır ve bu değer gradient descent yöntemi kullanılarak elde edilir (Fuller, 1995). Gizli

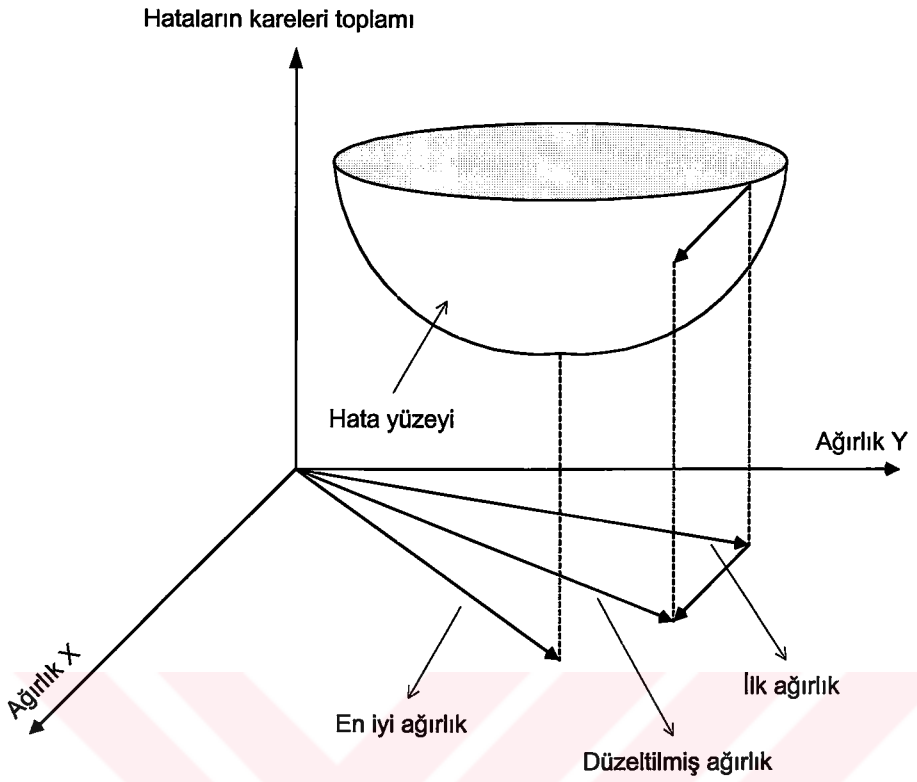
katman olan bir ağda ise en iyi değeri bulmak çok daha zordur. Burada da yerel en iyi değer elde edilinceye kadar gradient descent metodu ile ağırlıklar değiştirilir (Fuller, 1995).

Gradient descent metodu sistem çıkış değerinin her bir ağırlık değerine göre kısmi türevi alınarak kullanılır. Gradient descent metodunda elde edilen değer bir önceki değerden her zaman daha küçük olacaktır. Herhangi bir $f(x)$ fonksiyonu Şekil 3.36'daki gibi verilebilir,



Şekil 3.36. Bir fonksiyon ve türevi

Hata değişimi ile ağırlık vektörü arasında değişim grafiği Şekil 3.37'deki gibi bir parabole benzer.



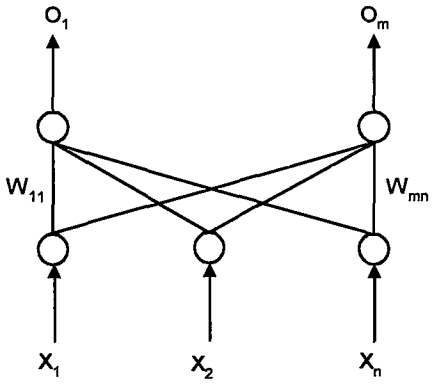
Şekil 3.37. Hata değişimi ve ağırlık vektörü

Hata düzelterek öğrenme işleminde her döngü bu paraboldeki inişi gerçekleştirmektedir. Eğer gizli katman var ise yerel minimum değere inişi gerçekleştirmektedir.

n adet giriş ve m adet çıkış düğümü olan tek katmanlı bir ağda her bir i.düğümün çıkışı şu şekilde ifade edilebilir;

$$O_i = net_i =< w_i, x >= w_{i1} * x_1 + ... + w_{in} * x_n, \quad i = 1...m \qquad (3.21)$$

Eğitim kümesi ise $\{(x^1, y^1),...(x^K, y^K)\}$ şeklinde ifade edilir. K eğitim çifti sayısını göstermektedir. Tek katmanlı bir ağ yapısı Şekil 3.38'de görülmektedir.



Şekil 3.38. Tek katmanlı ağ yapısı

Bu ağda sistem hatası

$$E = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=1}^{m}(y_i^k - o_i^k)^2 \qquad (3.22)$$

olarak tanımlanır. Burada i çıkış düğümünün sırasını, k eğitim çifti sırasını, y_i^k ise i. çıkış düğümünün k. istenen eğitim çıkışını gösterir. O_i^k ise i. çıkış değerinin k.eğitim çıkışına göre hesaplanan değerini gösterir ve şu şekilde ifade edilir;

$$O_i(x^k) = < w_i, x^k > \qquad (3.23)$$

E sistemin toplam hata değerini gösterir. Burada ağırlıkların değişimi için gradient descent metodu kullanıldığında her bir ağırlık sistem hatasının kendisine göre kısmi türevi alınarak güncelleştirilir. Genel olarak şu şekilde ifade edilir.

$$w_{ij} = w_{ij} + \eta \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} \tag{3.24}$$

Burada η öğrenme sabiti olup $\eta > 0$ olarak alınır. Ağırlık değerine göre kısmi türev şu şekilde ifade edilir;

$$\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} = \frac{\partial E_k}{\partial net_i} \frac{\partial net_i}{\partial w_{ij}} = -(y_i - o_i)x_j \tag{3.25}$$

Burada $net_i = w_{i1}x_1 + ... + w_{in}x_n$ olarak gösterilir.

Böylece yeni ağırlık değeri

$$w_{ij} = w_{ij} + \eta(y_i - o_i)x_j \quad j = 1,...,n \tag{3.26}$$

eşitliğiyle hesaplanır. Sistemin hata değeri δ_i^k ile gösterilirse

$$\delta_i^k = \frac{\partial E_k}{\partial net_i} = (y_i - o_i) \tag{3.27}$$

olur. Ağırlık değeri yeniden yazılırsa,

$$w_{ij} = w_{ij} + \eta \delta x_j$$

şeklinde kısaca yazılabilir. Delta öğrenme kuralı şu adımlardan oluşmaktadır;

1.Adım: $\eta > 0$ olmak üzere η değeri ve $E_{\max} > 0$ olarak $E_{\max}$ değeri belirlenir.

2.Adım: Tüm ağırlıklara rastgele küçük değerler atanır. $k = 1$ ve hata değeri $E = 0$ olarak atanır.

3.Adım: Sistem çıkışı hesaplanır.

$$O_i(x) = < w_i, x > = w_i^T x \quad i = 1,...,m$$

4.Adım: Ağırlıklar güncellenir.

$$w_{ij} = w_{ij} + \eta(y_i - o_i)x_j$$

5.Adım: Toplam hata değeri, şu ana kadarki hata değerleriyle toplanarak bulunur hesaplanır.

$$E = E + \frac{1}{2}(y - o)^2$$

6.Adım: Eğer $k < K$ ise $k = k + 1$ yap ve 3.adıma git.

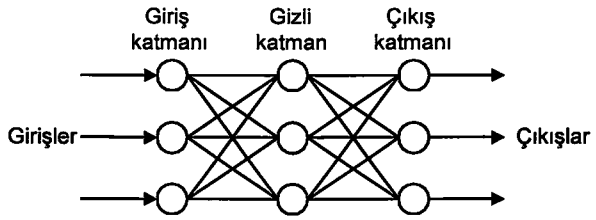
7.Adım: 1 döngülük eğitim işlemi tamamlandı. $E < E_{max}$ ise ağırlıkları sabitle ve eğitimi bitir $E > E_{max}$ ise E yi 0 yap ve yeniden eğitime başlamak için 3.adıma git.

Bu çalışmada, kullanılan adaptif sinirsel bulanık çıkarım sisteminde üyelik fonksiyonlarının parametreleri gradient descent metodu kullanılarak elde edilmiştir.

3.2.3.3. Geri yayılmalı öğrenme

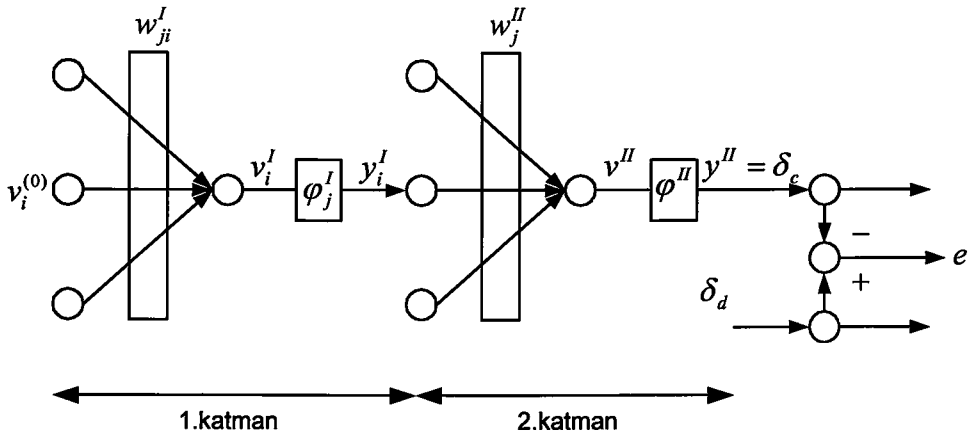
Geri yayılmalı öğrenen ağlar hiyerarşik yapıdadır. Giriş, çıkış ve gizli katman olmak üzere üç katmandan oluşur. Gizli katmandaki düğüm sayısı değiştirilebilir. Düğüm sayısının artması ağın hatırlama kabiliyetini artırmakla birlikte öğrenme işleminin süresinide uzatmaktadır (Minsky and Papert, 1988; Froclich, 1997). Düğüm sayısının azalması ise hatırlama kabiliyetini azaltmakta ve eğitim süresini kısaltmaktadır. Giriş katmanındaki her bir düğüm gizli katmandaki her düğüme, gizli katman birden fazla ise bu katmandaki herbir düğüm kendisinden sonra gelen katmandaki her düğüme ve gizli katman çıkışındaki her düğüm çıkış katmanındaki her düğüme bağlıdır. Bir katmandaki hiçbir düğüm kendi katmanındaki diğer bir düğüme bağlı değildir. Her katmanın çıkış değerleri bir sonraki katmanın giriş değeridir. Bu

şekilde giriş değerlerinin ağın girişinden çıkışına doğru ilerlemesine ileri besleme denilir (Rumelhart et al., 1986B). Şekil 3.39'da ileri beslemeli bir ağ görülmektedir.



Şekik 3.39. İleri beslemeli ağ yapısı

Geri yayılmalı öğrenme ağın ağırlıklarının ayarlanmasında kullanılan çok güçlü bir yöntemdir. Geri yayılmalı algoritma (Rumelhart et al., 1986B) sistem çıkış hatasının karesinin yarısını minimum değerine getirmeye çalışır. Haykin ileri beslemeli iki katmanlı ve geri yayılmalı olarak eğitilen bir ağın şematik gösterimini Şekil 3.40'daki gibi vermiştir (Haykin, 1999).



Şekil 3.40. İleri beslemeli iki katmanlı ve geri yayılmalı ağ yapısı

Burada,

$$v_j^I(t) = \sum_{i=1}^{N^0} w_{ji}^I p_i(t) \quad i = 1,...,N^I . \tag{3.28}$$

$$y_j^I(t) = A^I \tanh(\beta^I v_j^I(t)) \quad j = 1,...,N^I \tag{3.29}$$

$$v^{II}(t) = \sum_{i=1}^{N^I} w_j^{II} y_j^I(t) \quad i = 1,...,N^I \tag{3.30}$$

$$u_e(t) = A^{II} \tanh(\beta^{II} v_j^{II}(t)) \tag{3.31}$$

olarak ifade edilir. Birinci katmandaki ağırlıkların değerleri,

$$w_{ji}^I(k) = w_{ji}^I(k-1) + \Delta w_{ji}^I(k) \tag{3.32}$$

şeklinde ve ikinci katmandaki ağırlıkların değerleri,

$$w_{ji}^{II}(k) = w_{ji}^{II}(k-1) + \Delta w_{ji}^{II}(k) \tag{3.33}$$

şeklinde değiştirilmektedir. Sistem hatası $e(t)$ ise istenen çıkış değeri ile hesaplanan çıkış değerinin farkı şeklinde bulunur.

$$e(t) = \delta_d(t) - \delta_c(t) \tag{3.34}$$

Burada δ_d istenen çıkış değerini, δ_c ise hesaplanan çıkış değerini göstermektedir. Sistemin hata değeri ise,

$$E = \frac{1}{2} e^2 = (\delta_d - \delta_c)^2 \tag{3.35}$$

şeklinde ifade edilir. Şekilde $y^{II} = \delta_c$ ikinci katman çıkışını gösterir. Sistem hata değerinin ikinci katmandaki herhangi bir ağırlığa göre kısmi türevi,

$$\frac{\partial E}{\partial w_j^{II}} = \frac{\partial E}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial y^{II}}\frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}}\frac{\partial v^{II}}{\partial w_{ij}^{II}} \tag{3.36}$$

şeklinde ifade edilir. Eş.3.36' da

$$y_j^I = \frac{\partial v^{II}}{\partial w_j^{II}} \tag{3.37}$$

yerine konularak eşitlik yeniden düzenlenirse,

$$\frac{\partial E}{\partial w_j^{II}} = \frac{\partial E}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial y^{II}}\frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}} y_j^I \tag{3.38}$$

şeklini alır. İkinci katman için yerel minimum noktası ise,

$$\delta^{II} = \frac{\partial E}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial y^{II}}\frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}} \tag{3.39}$$

eşitliği kullanılarak bulunur. Böylece Eş.3.38 yeniden düzenlenirse,

$$\frac{\partial E}{\partial w_j^{II}} = \delta^{II} y_j^I \tag{3.40}$$

olur. Eş.3.37 ve Eş.3.40'ın e ve y^{II}'ye göre türevleri alınırsa,

$$\frac{\partial E}{\partial e} = e$$

$$\frac{\partial E}{\partial y^{II}} = -1 \tag{3.41}$$

olarak elde edilir. Eş.3.41 Eş.3.39'de yerlerine konulursa,

$$\delta^{II} = -e\varphi'^{II}(v^{II}) \tag{3.42}$$

olur. Burada,

$$\varphi'^{II}(v^{II}) = \frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}} \tag{3.43}$$

olarak yazılır. Her döngü için delta kuralını uygularsak ikinci katmandaki ağırlıkların değişim değeri aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\Delta w_{ji}^{II}(k) = \eta^{II} \frac{\partial E}{\partial w_j^{II}}(k) \tag{3.44}$$

$$\Delta w_{ji}^{II}(k) = \eta^{II} \delta^{II}(k) y_j^{I}(k). \tag{3.45}$$

Burada η^{II} ikinci katman için belirlenen öğrenme oranıdır. Birinci katman için sistem çıkış hatasının ağırlıklara göre kısmi türevi,

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ji}^{I}} = \frac{\partial E}{\partial y_j^{I}} \frac{\partial y_j^{I}}{\partial v_j^{I}} \frac{\partial v_j^{I}}{\partial w_{ji}^{I}} \tag{3.46}$$

şeklinde ifade edilir. Eş.3.46'da

$$p_i = \frac{\partial v_j^I}{\partial w_{ji}^I} \tag{3.47}$$

yerine konulursa,

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ji}^I} = \frac{\partial E}{\partial y_j^I}\frac{\partial y_j^I}{\partial v_j^I} p_i \tag{3.48}$$

olur. 1.katman için yerel minimum değer,

$$\delta_j^I = \frac{\partial E}{\partial y_j^I}\frac{\partial y_j^I}{\partial v_j^I} \tag{3.49}$$

eşitliğiyle bulunur. Eş.3.48 yeniden yazılırsa,

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ji}^I} = \delta_j^I p_i \tag{3.50}$$

olarak elde edilir. Burada da delta kuralı uygulanırsa ağırlıkların değişim değeri,

$$\Delta w_{ji}^I = \eta^I \frac{\partial E}{\partial w_{ji}^I} \tag{3.51}$$

$$\Delta w_{ji}^I = \eta^I \delta_j^I p_i \tag{3.52}$$

olarak bulunur. Burada η^I 1.katman için öğrenme sabitidir.

Eğitim işlemi sırasında yerel minimum noktasına takılmamak için sayısal ivmeleme yöntemi kullanılır (Haykin, 1994; Neusciences, 1999). İvme sabiti $0 < \eta < 1$ olarak seçilir. Her yeni ağırlık değeri 1.katman ve 2.katman için şu şekilde bulunur;

$$w_{ji}^{I}(k+1) = w_{ji}^{I}(k) + \eta^{I}(w_{ji}^{I}(k) - w_{ji}^{I}(k-1)) \qquad (3.53)$$

$$w_{j}^{II}(k+1) = w_{j}^{II}(k) + \eta^{II}(w_{j}^{II}(k) - w_{j}^{II}(k-1)). \qquad (3.54)$$

3.2.4. YSA'ların avantajları ve dezavantajları

Yapay sinir ağlarının literatürde en çok yayınlanmış avantajları, öğrenme kabiliyeti olması ve farklı öğrenme algoritmaları kullanabilmesidir (Dereli ve Baykasoğlu, 2000). Bunun yanı sıra en sık belirtilen dezavantajları ise sistemin çalışmasının analiz edilememesi ve öğrenme işleminde başarılı olunamama riski olmasıdır. YSA'ların avantajları ve dezavantajları Çizelge 3.5'te verilmiştir.

Çizelge 3.5. YSA'ların avantajları ve dezavantajları

Avantajlar
Matematiksel modele ihtiyaç duymazlar
Kural tabanı kullanımı gerektirmezler
Öğrenme kabiliyeti vardır ve farklı öğrenme algoritmalarıyla öğrenebilirler
Dezavantajlar
Sistem içerisinde ne olduğu bilinemez ve analiz yapılamaz
Farklı sistemlere adaptasyon zor olabilir ve yeniden öğrenme çok nadir olabilir
Öğrenme işleminde başarılı olunamayabilir

3.3. Sinirsel Bulanık Sistemler

Bir denetleyicinin kendi kendisini düzenleyebilme özelliği, doğrusal olmayan sistemler için kesin bilinmeyen sistem dinamiklerinin ve zamanla değişebilen parametrelerin kontrolünde çok etkili olmasını sağlar. Bulanık kontrol sistemlerinin endüstriyel alanlarda uygulanmasıyla birlikte, yüksek performanslı bulanık sistem kurmanın her zaman kolay olmadığı görülmüştür. Literatürde çok gelişmiş tasarım yöntemlerinden bahsedilse de (Cox, 1995) , uygun üyelik fonksiyonlarının ve bulanık kuralların bulunması için yapılan deneme yanılma işlemi çoğunlukla uzun zaman almakta ve en iyi değerler yine de bulunamayabilmektedir. Bu işlemleri kolaylaştırabilmek için bulanık mantık denetleyici sistemlerine öğrenme algoritmaları eklenmesi fikri doğmuştur ve eğitim veya uyum sağlama algoritmaları ile oluşturulan bu sistemler, adaptif bulanık sistemler olarak bilinmektedir (Wang, 1993). Bu konudaki ilk tasarımlar 1979 yılında Procky ve Mamdani tarafından ortaya atılan adaptif veya kendi kendisini düzenleyebilen bulanık denetleyiciler olarak bilinmektedirler (Nauck et al., 1997). Bu tip adaptif modeller genellikle mevcut bilgiye dayanan yöntemlerdir. Bununla birlikte bulanık sistemlerin parametrelerinin yapay sinir ağları tarafından elde edilmesi de mümkündür. Bu alandaki ilk tasarımlar sinirsel bulanık sistemler (neuro-fuzzy systems veya fuzzy-neural systems) olarak adlandırılmıştır. Günümüzde bu yaklaşımlar çok geneldir ve kontrol, veri analizi, karar verme gibi bir çok alanlara uygulanmaktadır. Sinirsel bulanık ağların yapılarındaki bağlantıların ağırlıkları, yayılmaları ve transfer fonksiyonları klasik sinir ağlarından farklıdır (Nauck and Klawonn, 1997). Bu tip bulanık kontrol sistemlerinde, parametrelerin öğrenilmesinde genellikle gradient descent metodu kullanılır (Jang, 1993).

Klasik adaptif kontrol literatüründe, adaptif bulanık denetleyiciler doğrudan ve dolaylı kontrol olmak üzere iki gruba ayrılır. Doğrudan adaptif denetimdeki denetleyici parametreleri, sistem çıkışı ve istenen değer arasındaki hata değerini küçültmek için ayarlanır. Dolaylı adaptif kontroldeki sistem parametreleri tahmin edilir ve denetleyici parametreleri, sistem parametrelerinin doğru değerlerini temsil ettiği kabul edilenlerin içerisinden seçilir (Wang, 1993).

Modern sinirsel bulanık sistemler genellikle ileri beslemeli çok katmanlıdırlar. Son yıllarda bir çok araştırmacı tarafından (Buckley and Hayashi, 1994; Buckley and Hayashi, 1995; Jang et al., 1997; Lin and Lee, 1996; Nauck and Klawonn 1996) yoğun olarak ANFIS (Jang, 1993), FALCON (Lin and Lee, 1996), FuNe (Halgamuge and Glesner,1994), RuleNet (Tschichold, 1996), GARIC (Berenji and Khedkar, 1992), NEFCLASS (Nauck and Kruse, 1995), NEFCON (Nauck et al., 1996), NEFPROX (Nauck and Kruse, 1997A) sinirsel bulanık sistemler kullanılmaktadır. Bunun yanısıra diğer ağ yapılarında da bulanıklaştırma çalışmaları yapılmaktadır (Bezdek et al., 1992; Vuorimaa, 1994). Sinirsel bulanık ağlarda öğrenmeyle ilgili çok sayıda farklı yaklaşım bulunmaktadır (Buckley and Hayashi, 1994; Buckley and Hayashi, 1995; Nauck et al., 1996; Nauck and Kruse, 1996). Jang'ın ANFIS modeli (Jang, 1993) Sugeno benzeri bulanık sistemi içeren bir yapıdadır ve geri yayılmalı öğrenmeyi kullanır. Sadece türevlenebilen üyelik fonksiyonlarını kullanarak bunlara ait parametreleri düzenler (Nauck, 2000). GARIC modeli ise (Berenji and Khedkar, 1992) türevlenebilen özel bir fonksiyon kullanır. Bu tür modellerde Mamdani tipi bulanık sistem kullanılamamaktadır (Nauck, 2000). NEFCON (Nauck, 1994; Nürnberger et al., 1999), NEFCLASS (Nauck and Kruse, 1997B) ve NEFPROX (Nauck ve Kruse, 1999) modelleri ise özel

öğrenme algoritmaları ile eğitilirler ve Mamdani tip bulanık sistemleri kullanırlar.

İleri beslemeli çok katmanlı ağların yanısıra başka ağ yapılarıda bulanık teknikleri kullanabilmektedir. Bunlara örnek olarak kendisini düzenleyebilen ağlar (Bezdek et al., 1992; Vuorimaa, 1994) ve bulanık ilişkisel hafızalar (Kosko, 1992) verilebilir. Bunlar sadece bulanık sistemin parametrelerini öğrenebilmektedir.

3.3.1. Bulanık kuralların öğrenilmesi

Geleneksel bilgi sınıflandırıcı yaklaşımları istenen kategoriler için eğitim örneklerinin kümeleri ve bu kümeler arasında ilişkileri içerir (Fuller, 1995). Bulanık sınıflayıcılar ise EĞER-ÖYLE İSE kurallarını kullanarak sınıflandırma yaparlar. K adet eğitim girişi,

$$x_p = (x_{p1},...,x_{pn}) \quad p = 1,...,K \tag{3.55}$$

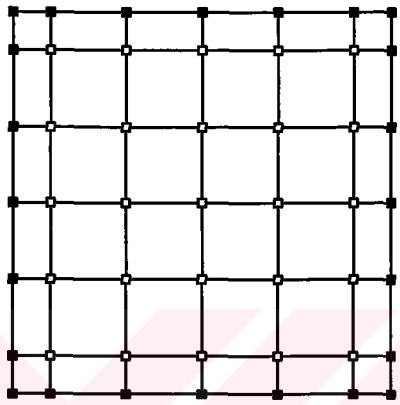
olarak tanımlanan bir sistem için oluşturulan bulanık sınıflandırma kuralları şu şekilde belirlenebilir;

EĞER x_{p1} küçük ve x_{p2} çok büyük ÖYLE İSE $x_p = (x_{p1}, x_{p2})$ C_1 sınıfına aittir.
EĞER x_{p1} büyük ve x_{p2} küçük ÖYLE İSE $x_p = (x_{p1}, x_{p2})$ C_2 sınıfına aittir.

Her bir kuralın etkinlik seviyesi α_i ise,

$$\alpha_i = \min(f_1(x_{p1}), f_2(x_{p2})) \tag{3.56}$$

şeklinde ifade edilir. Burada f_1 ve f_2 üyelik fonksiyonlarıdır. Öğrenme kabiliyeti olan bir sistemde bulanık kural tabanı, kullanılmayan kuralların silinmesiyle iyileştirilebilir. Örnek olarak 36 kuralı iki farklı sınıfa ayıracak şekilde verilen sisteme ait sınıflandırma problemi Şekil 3.41'de görülmektedir.



Şekil 3.41. Örnek bir sınıflandırma problemi

Şekil 3.42'de ise 36 kuralın ait olduğu bulanık kümeyle birlikte gösterimi verilmiştir. Burada içi dolu kareler Sınıf 1 ve boş kareler Sınıf 2'yi göstermektedir.

Şekil 3.42'den aşağıdaki sınıflandırma kuralları çıkarılabilir.

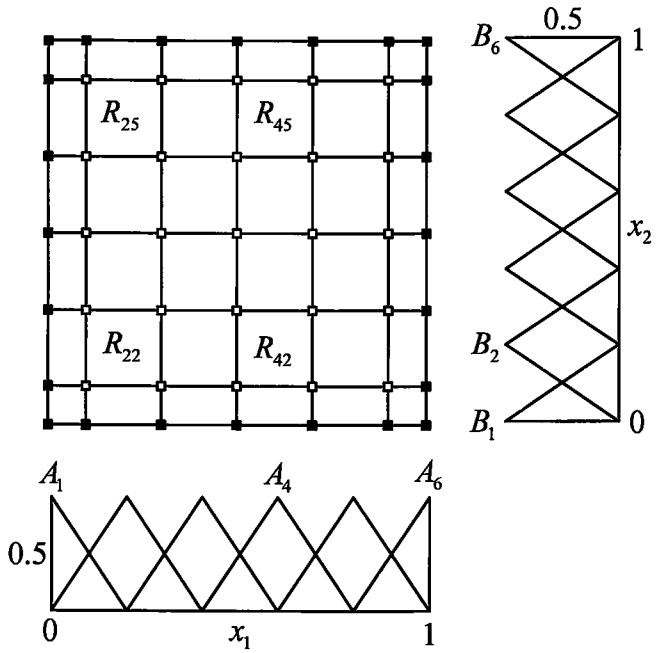
R1: EĞER x_1 çok küçük ÖYLE İSE Sınıf 1 e aittir.

R2: EĞER x_1 çok büyük ÖYLE İSE Sınıf 1 e aittir.

R3: EĞER x_2 çok küçük ÖYLE İSE Sınıf 1 e aittir.

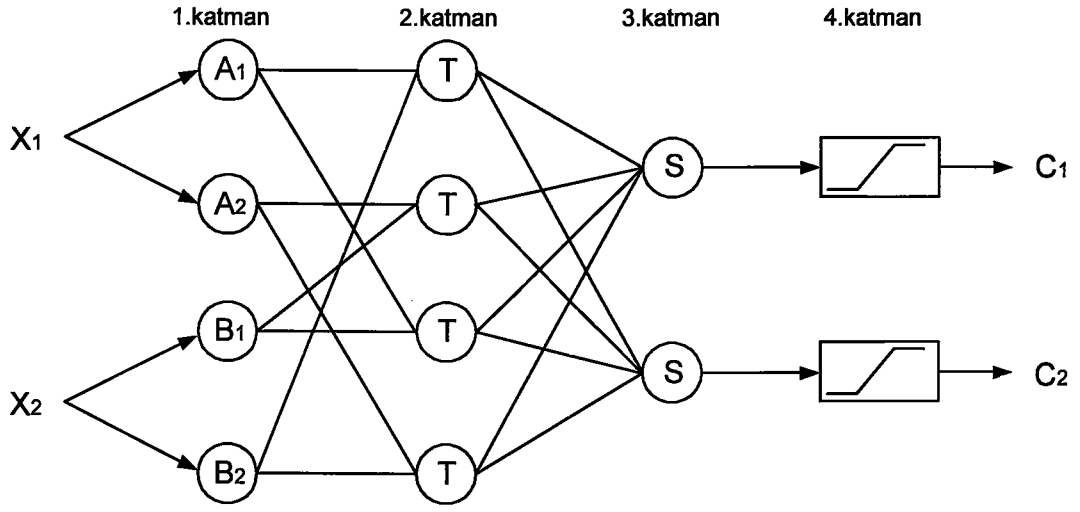
R4: EĞER x_2 çok büyük ÖYLE İSE Sınıf 1 e aittir.

R5: EĞER x_1 çok küçük değil ve x_1 çok büyük değil ve x_2 çok küçük değil ve x_2 çok büyük değil ÖYLE İSE Sınıf 2' ye aittir.



Şekil 3.42. Bulanık kümeler ve bilgi sınıflandırma

Bu tür bulanık sınıflandırma problemlerinin adaptif ağ kullanılarak çözülebileceğini Jang ve Sun ileri sürmüştür (Jang and Sun, 1993). Şekil 3.43'de iki girişli bir sınıflandırıcı yapısı görülmektedir.



Şekil 3.43. İki girişli ve iki çıkışlı bulanık sınıflandırıcı

Sistem girişine uygulanan bilgiler C_1 ve C_2 olmak üzere iki sınıfa ayrılır. Her giriş iki tane üyelik fonksiyonuna sahiptir ve böylece 4 tane kural vardır. Bu yapıda görülen katmanlar ve işlevleri şunlardır;

1.Katman: Bu katmanın çıkışı, girilen giriş değerinin ilgili dilsel değeri gösteren üyelik fonksiyonuna ait olma derecesine eşittir. Burada istenilen üyelik fonksiyonu kullanılabilir. Aşağıda bu sistem için tanımlanmış bir fonksiyon verilmiştir.

$$A_i(u) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{u-a_{i1}}{b_{i1}}\right)^2\right] \qquad (3.57)$$

Burada $\{a_{i1}, a_{i2}, b_{i1}, b_{i2}\}$ parametre kümesidir. Parametreler gradient descent metoduyla ayarlanır.

2.Katman: Bu katmandaki her bir düğüm girişindeki bilgileri birleştirerek içlerinden en küçüğünü çıkış olarak verir. Her bir düğüm kendi girişindeki değerlerini belirleyerek en küçüğünü çıkışına verir. Çıkış sinyali sınıflandırılmış kuralın etkinlik seviyesini belirler.

3.Katman: Tüm kuralların etkinlik seviyeleri toplanarak 4.katmana giriş olarak verilir.

4.Katman: Bu katmanda giriş değeri sigmoidal bir fonksiyona uygulanır ve ilgili sınıfa aitlik derecesi bulunur.

$$y^k = \begin{Bmatrix} (1,0)^T & x^k \in C_1 \\ (0,1)^T & x^k \in C_2 \end{Bmatrix} \tag{3.58}$$

Hata fonksiyonu ise,

$$E_k = \frac{1}{2}\left[\left(o_1^k - y_1^k\right)^2 + \left(o_2^k - y_2^k\right)^2\right] \tag{3.59}$$

şeklinde tanımlanır. Burada o^k istenen çıkış y^k ise sistem çıkışıdır.

Sinirsel bulanık sınıflayıcılar için bir çok model Nauck ve arkadaşları tarafından tanımlanmıştır (Nauck et al., 1997). Sinirsel bulanık sınıflayıcı oluşturulurken önce kuralların hangi metodla oluşturulacağı ve hangi öğrenme algoritmasının uygulanacağı belirlenir. Kural tabanı oluşturulurken temelde üç farklı yöntem uygulanabilir (Nauck et al., 1997);

- Sistem başlangıçta hiç bir kurala sahip değildir ve öğrenme sırasında kural tabanı oluşturulur. Herhangi bir eğitim çifti için mevcut kural tabanında tanımlanmış bir kural yoksa yeni bir kural eklenir (Berenji, and Khedkar, 1992; Nauck and Kruse, 1995; Tschichold, 1995). Bu yöntemde uygun üyelik fonksiyonları seçilmezse çok sayıda kural oluşturulur.
- Sistem başlangıçta tüm kuralları içerir. Kurallar giriş değişkenlerini kullanarak elde edilir ve gereksiz kurallar eğitim sırasında silinir (Nauck and Kruse, 1993).
- Sistem rastgele seçilmiş belirli sayıdaki kuralla eğitime başlar. Her adımda kural tabanı kontrol edilerek güncelleştirilir. Yeni kural ekleme için bilgi analiz işlemleri ve kural silme işlemi için tahmin etme algoritması gereklidir.

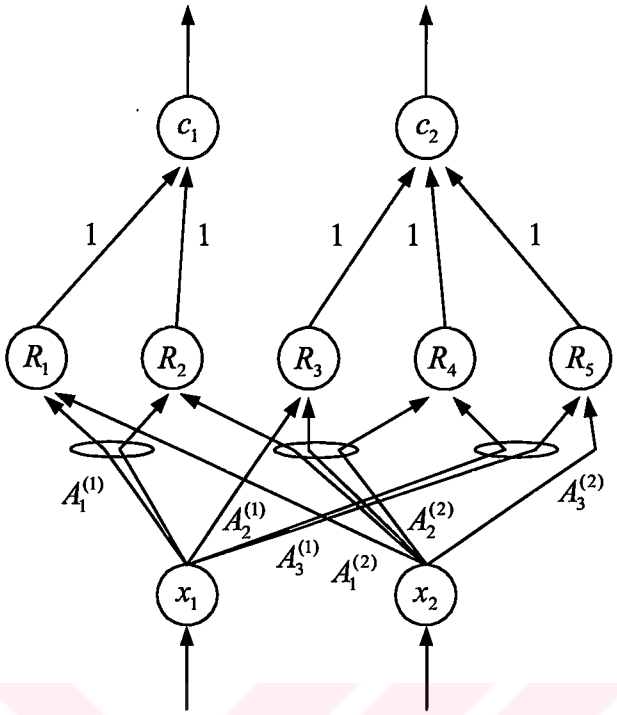
Genellikle gradient descent öğrenme algoritması kullanılır. Ancak türevlenemeyen fonksiyonları bulunan bulanık sistemlerde farklı algoritma veya farklı bir metod kullanılması gerekmektedir (Dadone and Vanlandingham, 2000). Bu tür sistemler için iki yol önerilmektedir (Nauck and Kruse, 1998);

- Bulanık sistemin üyelik fonksiyonları türevlenebilir fonksiyonlar olarak seçilir.
- Gradient descent algoritması yerine faklı bir algoritma kullanılır.

Bu çalışmada bulanık kuralların öğretilmesinde kullanılan ve ilk olarak Nauck ve Kruse tarafından ortaya atılarak NEFCLASS (Neuro Fuzzy Classification) olarak adlandırılan (Nauck and Kruse, 1995; Nauck and Kruse, 1997A; Nauck and Kruse, 1998) sinirsel bulanık sınıflayıcı, gradient descent yerine farklı algoritmalar kullanmaktadır.

3.3.1.1. NEFCLASS ile bulanık kuralların öğretilmesi

NEFCLASS ileri beslemeli ve üç katmanlı bir sinirsel bulanık sistem olarak düşünülebilir (Nauck and Kruse, 1998). Şekil 3.44'de NEFCLASS modelin yapısı görülmektedir.



Şekil 3.44. NEFCLASS modelin yapısı

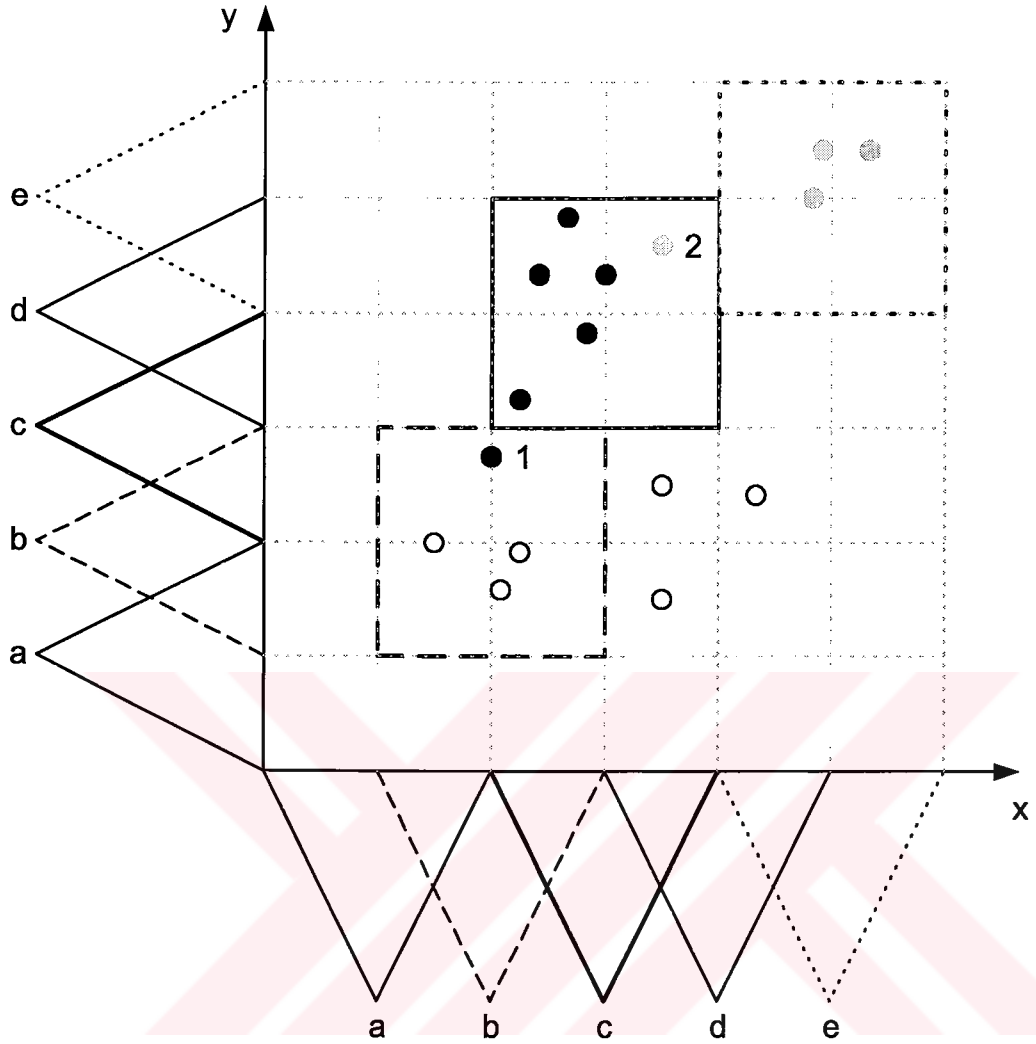
Birinci katman giriş değişkenlerini ikinci katman bulanık kuralları temsil etmekte ve üçüncü katman ise çıkış olup her bir sınıf için bir çıkış elemanı içerir. R_k kuralları ve A_j^i ise *i.* girişin *j.*bulanık kümesini ifade eder. Her bir giriş için X_1=*çok küçük* gibi bir dilsel ifade elde edebilmek için ortak kullanılan ağırlıklar elips şeklinde gösterilmiştir. Her kural bir çıkışa bağlıdır (Nauck and Kruse, 1998). Çıkış değeri en büyük operatörü kullanılarak elde edilir.

Başlangıçta her bir giriş için gerekli olan bulanık küme sayısı belirlenmelidir. Ayrıca her sınıf için en az bir tane olacak şekilde toplam kural sayısı k_{max} tanımlanmalıdır. Eğer kural sayısı başlangıçta verilmezse NEFCLASS kendisi muhtemel kural sayısını belirleyebilir (Nauck and Kruse, 1998). NEFCLASS modeli şu şekilde oluşturulur;

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

- n tane giriş $x_1,...,x_n$
- $k \leq k_{max}$ olmak üzere k tane başlangıç kuralı. Eğer $k = 0$ ise başlangıç kuralı girilmemiş anlamına gelir ve NEFCLASS muhtemel kuralları kendisi oluşturur.
- m tane çıkış $c_1,...,c_m$
- Her birisi giriş işareti p ve çıkış işareti t'den oluşan eğitim kümesi

Kural tabanı her bir giriş bilgisi p için en yüksek üyelik değerini veren bulanık kümelerin birleşimiyle oluşur. Burada bir kuralın EĞER x_1 *BÜYÜK* ve x_2 *KÜÇÜK* ÖYLE İSE kısmındaki parametreler belirlenir. Bu şekilde bir kural, kural tabanında tanımlı değilse eklenir. Bulanık kuralın ÖYLE İSE $\{x_1, x_2\}$ *BÜYÜK* sınıfa aittir, kısmı ise en büyük değere sahip çıkış seçilerek elde edilir. Eğitim işleminden sonra en iyi kurallar en büyük değere sahip ilk k_{max} kural seçilerek bulunur. Her sınıf için en iyi kural ise k_{max} / m sayısındaki en büyük değere sahip kurallar seçilerek elde edilir. Diğer kurallar kural tabanından silinir. En iyi kurallar her bir kuralın performansıyla bulunur. Bir kural girişteki bilgileri doğru bir şekilde sınıflandırırsa kendisine ait çıkış değeri performans değerine eklenir. Bu öğrenme işleminin Şekil 3.45'de üyelik fonksiyonları ve kural tabanı üzerinde gösterimi verilmiştir.



Şekil 3.45. NEFCLASS modeliyle öğrenmenin üyelik fonksiyonları ve kural tabanı ile gösterimi

Burada 1 ve 2 numaralı bilgiler sınıflandırma dışı kalmıştır. Diğer bir deyişle eğitim kümesindeki 1. ve 2. giriş bilgilerine ait kurallar doğru sınıflandırma yapamamıştır. Ancak bulanık kümeler üzerinde bazı değişiklikler yapılırsa bu bilgilerde doğru sınıflandırılabilirler. Bu şekilde üyelik fonksiyonlarının değiştirilmesiyle bulanık küme parametreleride öğrenilebilmektedir.

3.3.2. Üyelik fonksiyonlarının öğrenilmesi

Bulanık modelin performansı üyelik fonksiyonların şekline ve aralığına göre değişmektedir (Vas, 1999). Bu yüzden bulanık denetimde en uygun üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi çok önemlidir. Yapay sinir ağları ve genetik algoritmalar üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi için kullanılabilmektedir (Vas, 1999). Farklı parametrelere bağlı olarak değişen üyelik fonksiyonları için uygun değerlerin yapay sinir ağları ile bulunmasına yönelik çalışmalar 1992 yılında Nomura ve arkadaşları tarafından yapılmıştır (Nomura et al., 1992). Nomura ve arkadaşları yaptıkları bu çalışmada iki parametreyle tanımlanan simetrik üçgen fonksiyonları kullanarak en yüksek değerin bulunduğu noktayı ve genişliğini bulmuşlardır. Ichihashi radyal tabanlı fonksiyonun özel bir şekli olan gauss üyelik fonksiyonunu yapay sinir ağlarına öğretmiştir (Lowen, 1980). Üyelik fonksiyonlarının öğretilmesi için gradient descent kullanılarak geri yayılmalı algoritmaya dayanan bir çok yaklaşım ortaya konmuştur (Nomura et al., 1992). Gradient descent metodunun kullanılabilmesi için üyelik fonksiyonları ve kural tabanına ait fonksiyonların türevlenebilir olması gerekmektedir (Grauel and Ludwig, 1999). Üçgen ve yamuk gibi üyelik fonksiyonları kullanılamamaktadır. Ancak Sugeno modelinde gauss üyelik fonksiyonu kullanılarak gradient descent kolaylıkla uygulanabilmektedir (Jang and Sun, 1993). Nomura ve arkadaşları basit bir Sugeno modelinde kuralların sonuç kısımlarını sabit alarak öğrenme işlemini gerçekleştirmişlerdir (Nomura et al., 1992). Denetimli öğrenme ile gradient descent metodu kullanarak parametreleri öğretmişlerdir. Ancak bu çalışmalarında üyelik fonksiyonlarını üçgen olarak almışlar ve türevlenemez olduklarını ihmal etmişlerdir. Aynı zamanda her kurala ait bulanık kümeler diğerlerinden bağımsız olarak değiştirildiği için farklı bulanık kümelere ait aynı dilsel ifadeler elde edilmiştir. Öğrenme işlemi sonucunda oluşan dilsel ifadeler yorumlandığında kabul

edilemez hatalar oluşmaktadır (Nauck, 2000). Her bir dilsel ifadenin sadece bir bulanık küme ile ifade edilmesine yönelik çalışmalar Bersini (Bersini et al., 1993), Nauck (Nauck, 1994; Nauck et al., 1997) tarafından yapılmıştır.

1993 yılında Jang tarafından ortaya atılan ANFIS (Jang, 1993) modeli çan eğrisi üyelik fonksiyonları kullanan Sugeno tipi bulanık sistem esas alınarak gerçekleştirilmiştir. Kuralların sonuç kısımları giriş değerlerinin doğrusal bir fonksiyonu olarak tanımlanmıştır. ANFIS'te kullanılan öğrenme işlemi ileri geçiş ve geri geçiş olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. İleri geçişte bulanık küme parametreleri sabit alınarak sonuç kısımdaki doğrusal fonksiyona ait parametreler en küçük kare tahmin etme metoduyla hesaplanır. Geri geçişte ise bulanık küme parametreleri gradient descent kullanılarak bulunmuştur. Bu döngü tüm sistem hatası istenen hata değerinden küçük oluncaya kadar veya fazla değişim göstermeyinceye kadar devam etmektedir (Jang, 1993).

Nauck ve arkadaşları tarafından ortaya atılan NEFCLASS modelinde ise denetimli öğrenme kullanılarak sistem hatası istenen hata değerinden küçük oluncaya kadar veya değişim göstermeyinceye kadar eğitim işlemi devam etmektedir (Nauck and Kruse, 1999).

3.3.2.1 NEFCLASS ile üyelik fonksiyonlarının öğrenilmesi

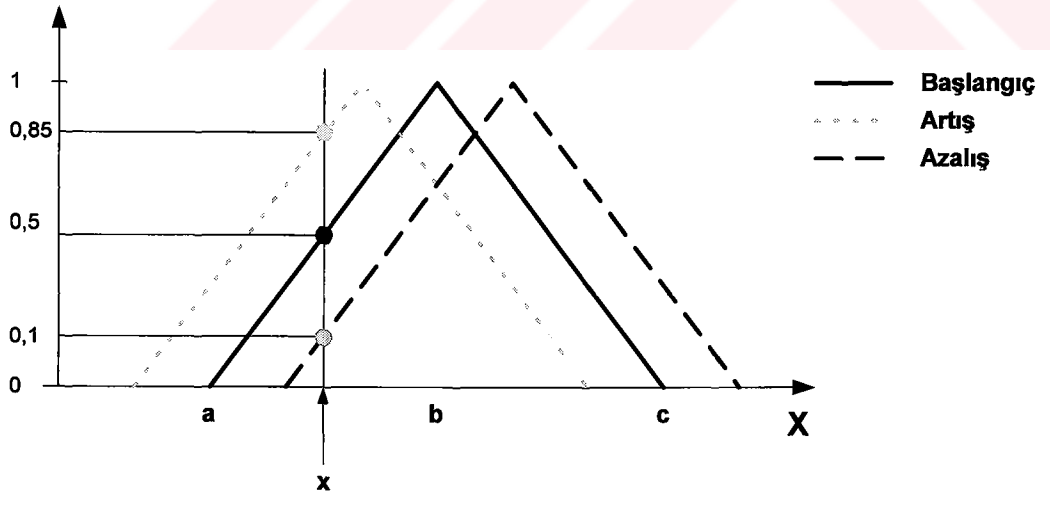
NEFCLASS modelinde öncelikle her bir eğitim bilgisi sonucunda her çıkış birimi için hata değeri belirlenir. Belirlenen bu değere göre aktif kural için başarıyla uygulanma seviyesi artırılır veya azaltılır. Uygulama seviyesine ait bu değerin değişimi üyelik fonksiyonlarının değiştirilmesiyle saağlanmaktadır. Bunun içinde sadece küme parametreleri değiştirilir. Üyelik fonksiyonları

değişimlerine, istenen kısıtlamalar konularak sistem çalışması etkilenebilmektedir. Burada konulabilecek kısıtlamalar şunlardır;

- Bulanık kümeler arasında kesişim istenmeyebilir
- Bulanık kümeler simetrik yapıda olabilir
- Üyelik değeri [0,1] aralığında veya daha farklı değerler alabilir

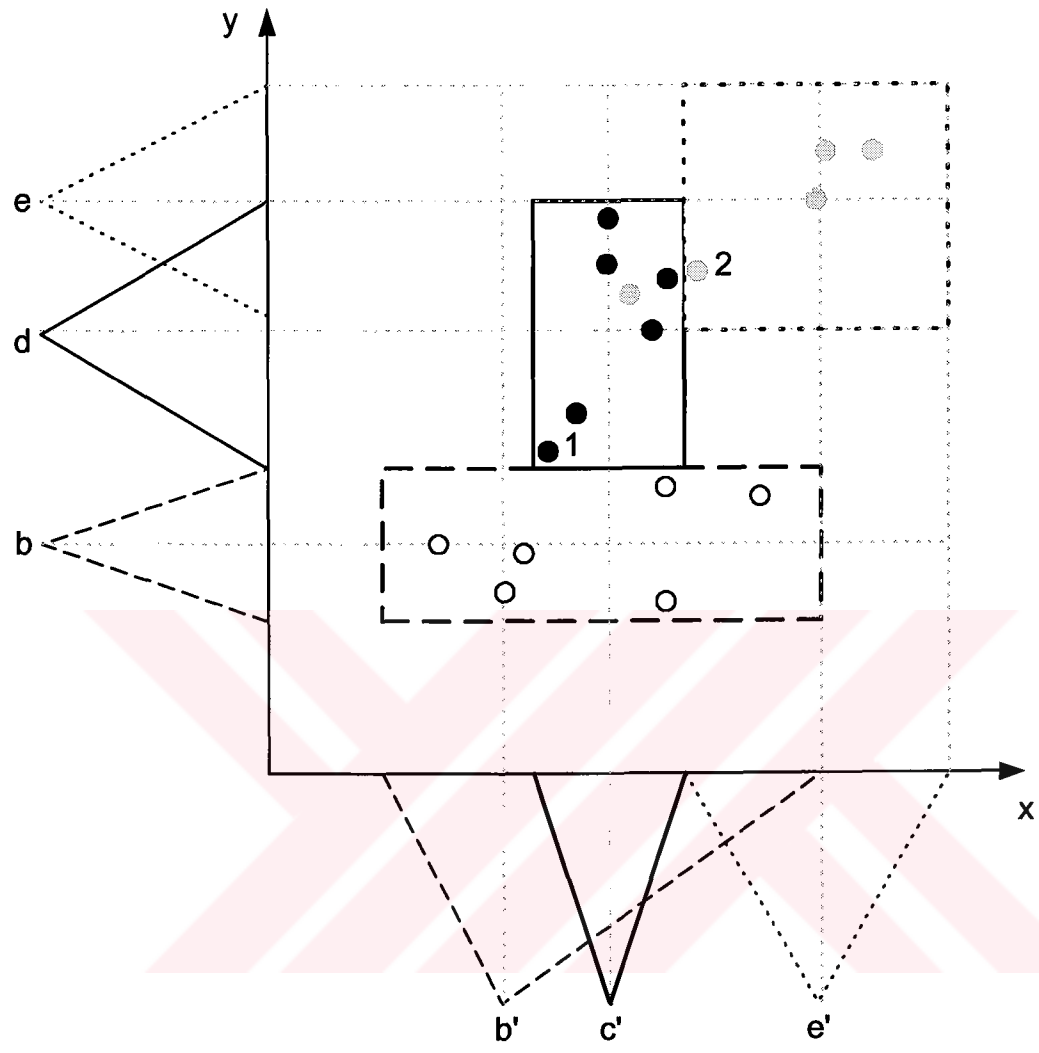
Sistem özelliklerine göre değişen bu kısıtlamalar kural tabanının anlaşılabilirliğini artırmasına karşılık sınıflandırmada bilgi kaybına neden olabilmektedir (Nauck and Kruse, 1998).

Öğrenme işlemi üyelik fonksiyonlarını kaydırarak ve genişliklerini ayarlayarak gerçekleştirilir. Üyelik fonksiyonundaki bu değişime göre bulanık küme iyileştirilmiş olmaktadır. Şekil 3.46'da bulanık kümelerin ayarlanması işlemi görülmektedir.



Şekil 3.46. Bulanık küme parametrelerinin değişimi

Şekil 3.47'de ise öğrenme işlemi sonucundaki sınıflandırma ve üyelik fonksiyonları görülmektedir.



Şekil 3.47. Öğrenme işlemi sonrası üyelik fonksiyonları

Buradaki öğrenme işleminde herhangi bir kısıtlama yoktur. NEFCLASS modelinde YSA'lara göre çok basit bir öğrenme algoritması uygulanmaktadır. Böylece eğitim süresi kısalmakta ve öğrenme algoritması daha basit olmaktadır.

3.3.2.2. ANFIS ile üyelik fonksiyonlarının öğrenilmesi

ANFIS (Adaptive Neuro Fuzzy Inference System), 1993 yılında Jang tarafından ortaya atılmasından (Jang, 1993) bu yana bir çok araştırma ve çalışmanın konusu olmuştur. ANFIS, işlevi bulanık çıkarım sistemleriyle aynı olan özel bir adaptif ağ türü olup Sugeno ve Tsukamoto bulanık modelleriyle kullanılır (Jang et al., 1997). ANFIS öğrenme algoritmasında gradient descent kullandığı için üyelik fonksiyonlarının türevlenebilir olması gerekmektedir. Gradient descent metodu genel olarak yavaştır ve yerel minimum noktasına takılma riski bulunmaktadır. Bu yüzden ANFIS' te gradient descent metoduyla en küçük kare tahmini metodu birlikte kullanılır. Bu öğrenmeye karma öğrenme denilmektedir (Bonissone, 1997; Woodford, 2000; Jang, et al., 1997). En küçük kare tahmini metodu ileri geçiş denilen sistemin giriş bilgisine göre çıkış değerini oluşturma sırasında bulanık kuralların sonuç parametrelerinin hesaplanmasında, gradient descent ise geri geçişte üyelik fonksiyonu parametrelerinin hesaplanmasında kullanılmaktadır (Sha and Bajic, 1999). Karma öğrenmenin iki avantajı vardır. Bunlar;

- Gradient descent arama uzayının boyutu azalmaktadır
- Eğitim süresi çok kısalmaktadır.

P tane eğitim bilgisine sahip bir ağ için $1 \le p \le P$ olmak üzere hataların karelerinin toplamı aşağıda verilmiştir.

$$E_p = \sum_{k=1}^{N} (d_k - O_{kL})^2 \qquad (3.60)$$

Burada d_k çıkış vektöründe k.istenen çıkış ve O_{kL} ise k. gerçek çıkıştır. Eğitim süresince amaçlanan Eş.3.60' da ifade edilen tüm sistem hatasının en aza indirilmesidir.

$$E = \sum_{p=1}^{P} E_p \quad p = 1,...,P \tag{3.61}$$

Gradient descent metodu kullanılarak çıkış hata oranı şu şekilde ifade edilir;

$$e = \frac{\partial E_p}{\partial O_{iL}} = -2(d_i - O_{iL}) \tag{3.62}$$

Gizli katmanlardaki hata oranı sıralı türev alınarak bulunur.

$$e_{iL} = \frac{\partial E_p}{\partial O_{iK}} = \sum_{j=1}^{N} (\partial E_p / \partial O_{j,k+1})(\partial f_{j,k+1} / \partial O_{ik}) \tag{3.63}$$

Burada $f_{j,k+1}$ k+1. katmanın j. düğümünün fonksiyonu ve O_{iK} ise k. katmandaki i. düğüm çıkışıdır. Gizli katmandaki bir düğümün hata oranı bir sonraki katmandaki düğümlerin hata oranları kullanılarak bulunmaktadır. Çıkış hata oranının herhangi bir α parametresine göre göre kısmi türevi,

$$\frac{\partial E_p}{\partial \alpha} = \sum_{O^* \in S} (\partial E_p / \partial O^*)(\partial f^* / \partial \alpha) \tag{3.64}$$

olarak yazılır. Burada S, α parametresini içeren düğümler kümesi ve O^* ilgili düğümün çıkışı, f ise ilgili düğümün üyelik fonksiyonudur. α parametresindeki değişimin değeri ise

$$\Delta\alpha = -\eta \frac{\partial E}{\partial \alpha} \tag{3.65}$$

olarak ifade edilir. Burada η öğrenme sabiti olup,

$$\eta = \frac{\kappa}{\sqrt{\sum_{\alpha} \left(\frac{\partial E}{\partial \alpha} \right)^2}} \tag{3.66}$$

şeklinde tanımlanır. Burada κ adım ölçüsü sabitidir.

Gradient metodu yavaş olduğu için karma öğrenme kuralı (Jang, 1991) kullanılmaktadır. Bu metod ile ileri geçişte çıkış parametreleri en küçük kare tahmin etme yoluyla, geri geçişte ise üyelik fonksiyonlarına ait parametreler gradient descent kullanılarak ayarlanmaktadır. Çizelge 3.6'da karma öğrenme yöntemi tablo halinde verilmiştir.

Çizelge 3.6. Karma öğrenme

	İleri geçiş	Geri geçiş
Öncül parametreler	Sabit	Gradient descent
Çıkış parametreleri	En küçük kareler	Sabit
Sinyaller	Düğüm çıkışları	Hata sinyalleri

ANFIS iki parametre kümesi kullanmaktadır. Bunlar bulanık küme parametreleri ve sonuç kısmındaki doğrusal fonksiyon parametreleridir. $S1$ bulanık küme parametreleri olup aşağıdaki gibi gösterilir;

$$S1 = \{\{a_{11}, b_{11}, c_{11}\}, \{a_{12}, b_{12}, c_{12}\}, ..., \{a_{1p}, b_{1p}, c_{1p}\}, ..., \{a_{np}, b_{np}, c_{np}\}\} \quad (3.67)$$

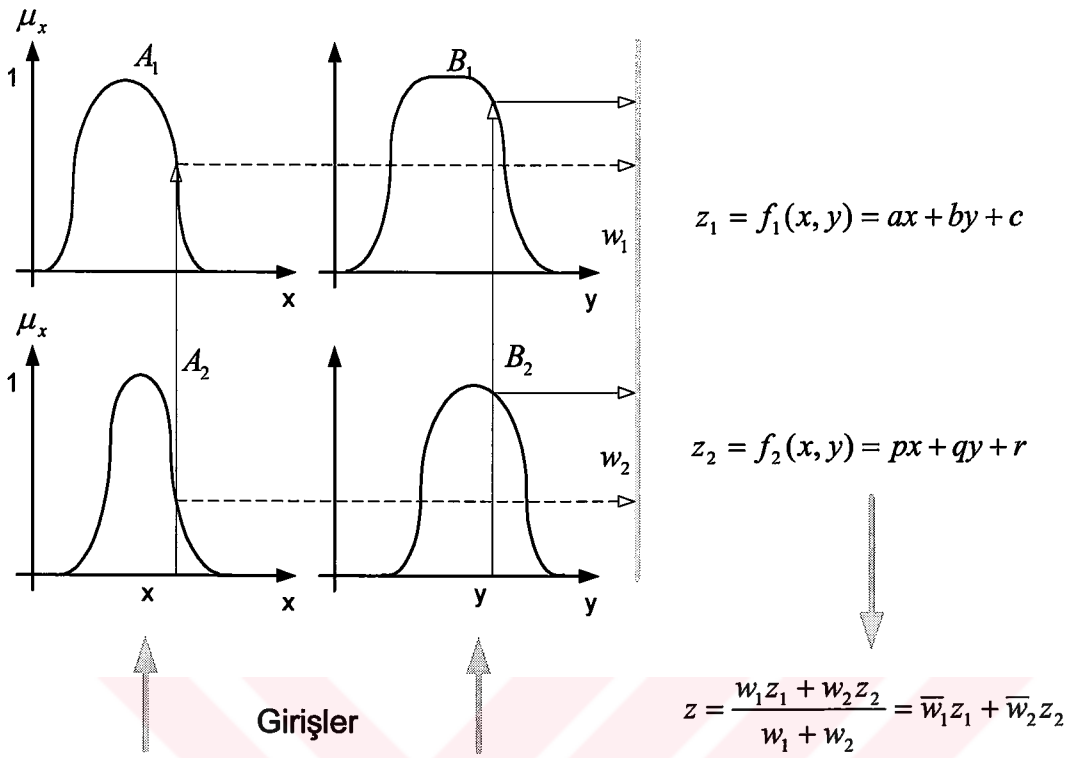
$S2$ ise sonuç kısmındaki doğrusal fonksiyon parametreleridir ve

$$S2 = \{\{c_{10}, c_{11}, ..., c_{1n}\}, ..., \{c_{p^n 0}, c_{p^n 1}, ..., c_{p^n n}\}\}$$

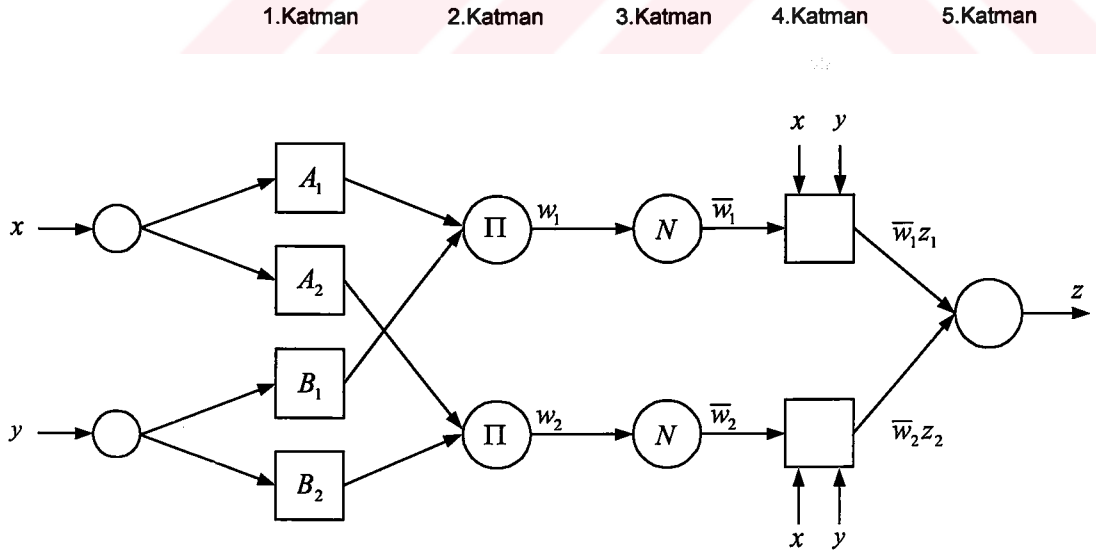
şeklinde ifade edilir. $S1$' de bulunan parametreler gradient descent ile hesaplanır. $S2$' deki parametreler ise en küçük kare tahmini ile bulunur. En küçük kare tahmini her bir döngü için aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\left.\begin{aligned} S_{i+1} &= S_i - \frac{S_i a_{(i+1)} a^T_{(i+1)} S_i}{1 + a^T_{(i+1)} S_i a_{(i+1)}}, \\ X_{i+1} &= X_i + S_{(i+1)} a_{(i+1)} (b^T_{(i+1)} - a^T_{(i+1)} X_i) \end{aligned}\right\} \quad i = 0,1,...,K-1 \qquad (3.68)$$

Burada X sistem çıkışıdır. Şekil 3.48'de iki girişli Takagi ve Sugeno (Takagi and Sugeno, 1985) bulanık sistemi ve Şekil 3.49'da ise kullanılan ANFIS yapısı görülmektedir.



Şekil 3.48. Takagi-Sugeno çıkarım



Şekil 3.49. Takagi-Sugeno modeli için kullanılan ANFIS yapısı

Takagi Sugeno modelinde kullanılan kural kümesi ise

R1: EĞER $x = A_1$ ve $y = B_1$ ÖYLE İSE $f_1 = p_1 x + q_1 y + r_1$

R2: EĞER $x = A_2$ ve $y = B_2$ ÖYLE İSE $f_2 = p_2 x + q_2 y + r_2$

şeklinde ifade edilir (Takagi and Sugeno, 1983). Şekilde görülen ANFIS 5 katmandan oluşur. Bunlar;

1.Katman: Bu katmandaki herbir düğüm adaptif düğümdür ve parametreleri eğitim işlemi sırasında değiştirilecektir. 1.katmandaki herhangi bir düğüm, girişindeki değerin kendisine ait olan üyelik fonksiyonundaki üyelik değerini hesaplayarak kendisinden sonra gelen katmandaki bağlı olduğu düğüme giriş olarak vermektedir. 1.katmandaki düğümün çıkışı şu şekilde ifade edilmektedir:

$$O_{1,i} = \mu_{A_i}(x)$$
$$O_{1,i} = \mu_{B_i}(y) \qquad (3.69)$$

Burada i = 1,2 aralığında değişmektedir. x, y giriş düğümünü ve A_i, B_i ilgili düğüme ait bulanık kümeyi göstermektedir. 1.katmandaki parametrelere giriş parametreleri denilmektedir.

2.Katman: 2. Katmandaki her bir düğüm sabit fonksiyonlu olup girişindeki üyelik değerlerinin çarpımını çıkış olarak vermektedir. Aşağıdaki formülle ifade edilmektedir:

$$o_{2,i} = w_i = \mu_{A_i}(x)\mu_{B_i}(y) \quad i = 1,2. \qquad (3.70)$$

3.Katman: Bu katmandaki herbir düğüm sabit fonksiyonludur. Çıkış değeri aşağıdaki eşitlikten bulunur.

$$o_{3,i} = \overline{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2} \quad i = 1,2 \qquad (3.71)$$

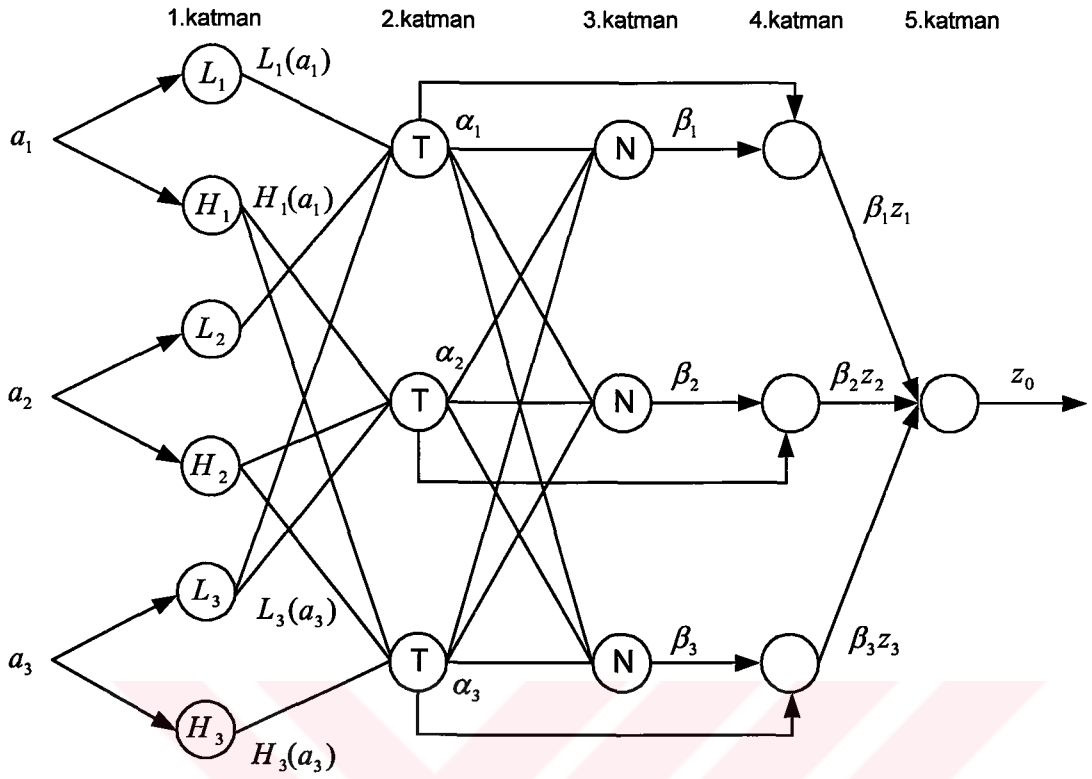
4.Katman: Bu katmandaki herbir düğüm adaptif olup düğüm fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$o_{4,i} = \overline{w}_i f_i = \overline{w}_i (p_i x + q_i y + r_i) \qquad (3.72)$$

Burada ω_i 3.katmandaki düğümün çıkışı { q_i, p_i, r_i } parametre kümesidir. Bu katmandaki parametreler çıkış parametreleri olarak adlandırılmaktadır (Jyh and Chuen, 1995).

5.Katman: Bu katmanda sadece sabit fonksiyonlu bir düğüm bulunmaktadır. Tüm giriş sinyallerinin toplamını çıkış olarak vermektedir.

Şekil 3.50'de Tsukamoto bulanık modeli için kullanılan ANFIS yapısı görülmektedir.



Şekil 3.50. Tsukamoto bulanık modeli için kullanılan ANFIS yapısı

Bu modelde 5 katman bulunmaktadır. Bunlar;

1.Katman: Bu katmandaki herbir düğüm adaptif düğümdür ve parametreleri eğitim işlemi sırasında değiştirilecektir. 1.katmandaki herhangi bir düğüm, girişindeki değerin kendisine ait olan üyelik fonksiyonundaki üyelik değerini hesaplayarak kendisinden sonra gelen katmandaki bağlı olduğu düğüme giriş olarak vermektedir. 1.katmandaki düğümün çıkışı şu şekilde ifade edilmektedir:

$$O_{1,i} = \mu_{A_i}(x)$$
$$O_{1,i} = \mu_{B_i}(y) \qquad (3.73)$$

Burada i = 1,2 aralığında değişmektedir. x, y giriş düğümünü ve A_i, B_i ilgili düğüme ait bulanık kümeyi göstermektedir. 1.katmandaki parametreler üyelik fonksiyonlarına ait parametrelerdir.

2.Katman: 2. Katmandaki her bir düğüm sabit fonksiyonlu olup girişindeki üyelik değerlerinin çarpımını çıkış olarak vermektedir. Aşağıdaki formülle ifade edilmektedir:

$$o_{2,i} = w_i = \mu_{A_i}(x)\mu_{B_i}(y) \quad i = 1,2. \tag{3.74}$$

3.Katman: Bu katmandaki herbir düğüm sabit fonksiyonludur. Çıkış değeri aşağıdaki eşitlikten bulunur.

$$o_{3,i} = \overline{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2} \quad i = 1,2 \tag{3.75}$$

4.Katman: Bu katmandaki herbir düğüm adaptif olup düğüm fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$o_{4,i} = \overline{w}_i f_i = \overline{w}_i(p_i x + q_i y + r_i) \tag{3.76}$$

Burada ω_i 3.katmandaki düğümün çıkışı { q_i, p_i, r_i } parametre kümesidir. Bu katmandaki parametreler çıkış parametreleri olarak adlandırılmaktadır (Jyh and Chuen, 1995).

5.Katman: Bu katmanda sadece sabit fonksiyonlu bir düğüm bulunmaktadır. Tüm giriş sinyallerinin toplamını çıkış olarak vermektedir.

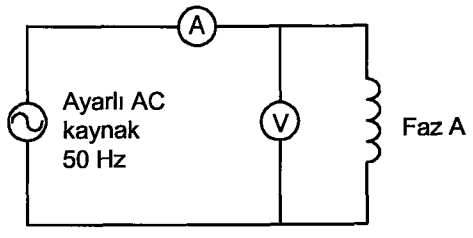
Bu çalışmada iki girişli tek çıkışlı bulanık denetleyicinin 49 tane kural olan kural tabanı NEFCLASS modeliyle öğretilerek 16 kural elde edilmiştir. Her iki giriş için üçgen üyelik fonksiyonları öğretilmiştir. Üçgen üyelik fonksiyonları NEFCLASS modeliyle öğretilmiş ve benzetim sonuçlarıyla deney sonuçları karşılaştırılmıştır.

4. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN SİNİRSEL BULANIK DENETİMİ

4.1. Faz Endüktansının Ölçümü ve Modellenmesi

ARM'de sabit kaynak gerilimi için sargı akımının ani değeri ani faz endüktansına bağlıdır (Elmas vd., 1994). Faz endüktans ölçümü için farklı araştırmacılar tarafından farklı metotlar önerilmiştir (Krishnan and Materu, 1989; Al-Bahadly et al., 1991; Ferrero and Raciti, 1990). Her metodun diğerlerine göre elde edilen sonucun doğruluğu ve ölçme işleminin gerçekleştirilme zorluğu dikkate alındığında bazı avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır.

Bu çalışmada faz endüktansının belirlenmesinde faz empedansının ölçümüne dayalı bir ölçme metodu kullanılmıştır (Bay, 1996). Bütün ölçümler 8 stator kutbu ve 6 rotor kutbuna sahip olan deney motoru üzerinde yapılmıştır. Her 3 derecelik rotor pozisyonu için bir faz sargısının üzerine düşen gerilim değeri elde edilmiş ve faz endüktansı hesaplanmıştır. Sargı akımını sabit tutmak için ayarlı bir AC kaynak kullanılmıştır. Ölçümler 50 Hz kaynak kullanılarak alınmıştır. Test devresi Şekil 4.1'de görülmektedir.



Şekil 4.1. Faz endüktansını ölçmede kullanılan devre

Dört faz simetrik olduğundan ölçümler sadece bir faz için alınmıştır. Deneyde alınan değerler Çizelge 4.1' de, hesaplanan endüktans değerleri ise Çizelge 4.2' de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Bir fazın endüktans profili için deneyden alınan gerilim değerleri (V)

Akım / Açı	1 A	2 A	3 A	4 A	5 A	6 A	7 A	8 A
0^0	38,2	75,78	112,47	148,6	168	179,4	187,7	195
3^0	35,9	71,17	106,05	139,2	162	174,7	184,1	191,3
6^0	32,37	64,6	96	125,7	148,5	162,7	173,1	181,5
9^0	27,85	55,1	82,12	108,5	129	144,4	156	166
12^0	22,45	44,88	67,2	89,5	107,7	121,8	132,5	142,8
15^0	18,01	35,92	53,67	71,2	84,6	97,5	107,8	116,9
18^0	12,94	25,79	35,58	51,4	62,8	72,1	80,5	89,1
21^0	7,88	15,73	23,6	31,3	39,1	46,4	53,7	60,7
24^0	5,45	10,89	16,3	21,72	27,15	32,55	37,9	43,32
27^0	4,85	9,69	14,54	19,38	24,2	29	33,8	38,4
30^0	4,64	9,28	13,92	18,55	23,16	27,78	32,4	37

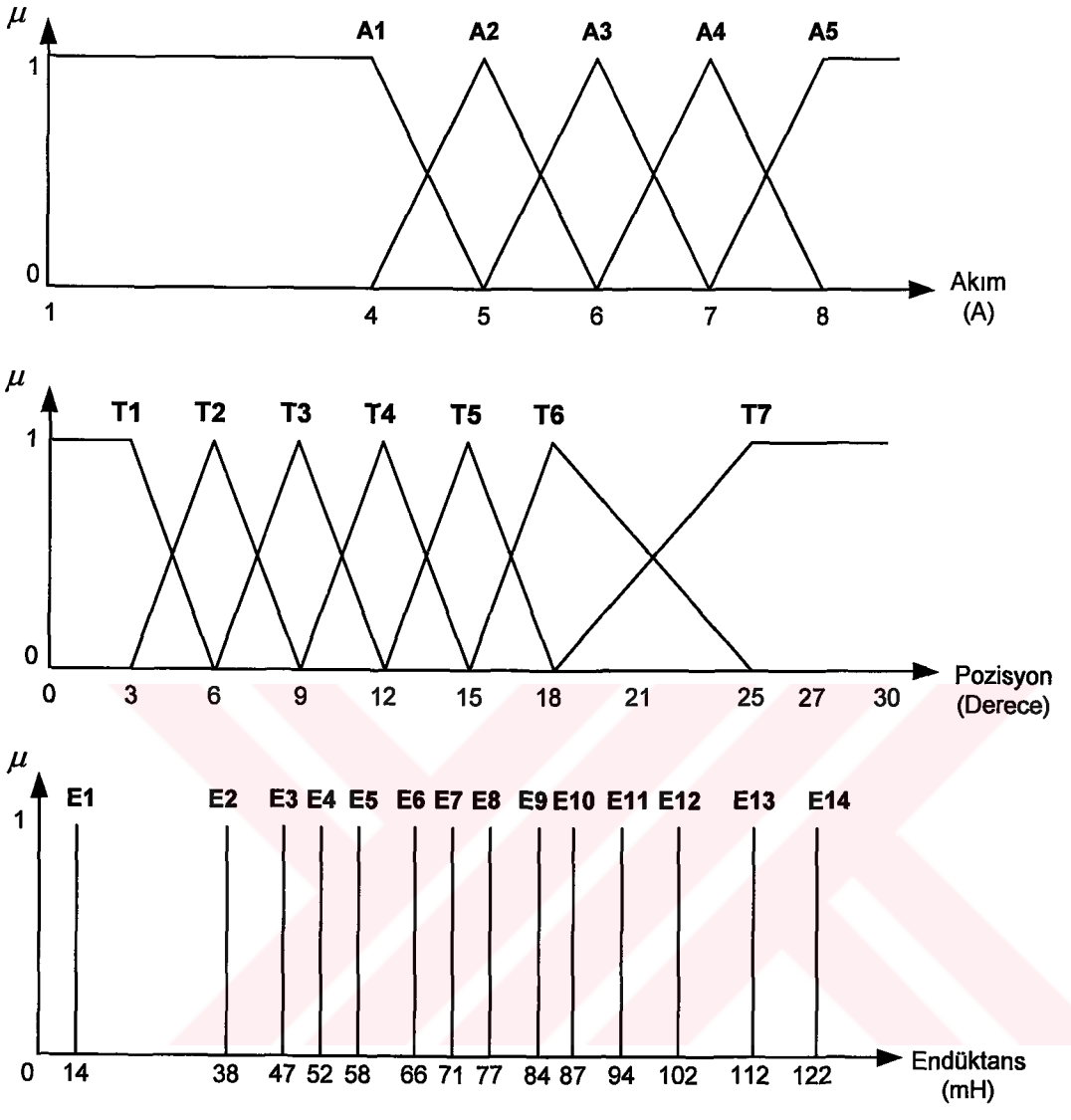
Çizelge 4.2. Deneyde ölçülen değerlerden hesaplanan endüktans değerleri (mH)

Akım / Açı	1 A	2 A	3 A	4 A	5 A	6 A	7 A	8 A
0^0	121,87	120,57	119,29	118,21	106,90	95,12	85,29	77,52
3^0	114,23	113,22	112,48	110,73	103,08	92,62	83,65	76,04
6^0	103,01	102,76	101,80	99,98	94,48	86,25	78,65	72,14
9^0	88,61	87,63	87,07	86,28	82,06	76,57	70,87	65,97
12^0	71,41	71,37	71,23	71,15	68,49	64,53	60,16	56,72
15^0	57,27	57,09	56,06	56,57	54,91	51,62	48,91	46,40
18^0	41,08	40,93	40,81	40,78	39,85	38,11	36,47	35,30
21^0	24,91	24,84	24,83	24,70	24,68	24,40	24,21	23,94
24^0	17,08	17,05	17,00	16,99	16,98	16,97	16,95	16,94
27^0	15,10	15,10	15,09	15,09	15,08	15,05	15,04	14,94
30^0	14,43	14,43	14,43	14,42	14,40	14,39	14,38	14,37

Elde edilen bu endüktans değerlerini simülasyonda kullanabilmek için matematiksel olarak ifade edilmesi gerekmektedir. Bunun için birçok yöntem vardır ve en yaygın kullanılanı ise kosinüs metodudur (Matsui et al., 1989). Ancak kosinüs yönteminde akım değişimi dikkate alınmadığından tam olarak doğru sonuçlar alınamamaktadır. Bu yüzden ilk defa Bay tarafından endüktans değişimi bulanık mantıkla modellenmiş (Bay, 1996) ve başarılı sonuçlar alınmıştır. Ancak Bay bu çalışmasında kural tablosunu ve üyelik fonksiyonlarını kendisi belirlemiş ve açı değişimi için 7 tane, akım değişimi için 9 tane üyelik fonksiyonu ile toplam 63 tane kural tanımlamıştır.

Bu çalışmada kurallar ve üyelik fonksiyonları aynı ve yaklaşık değerler gözönüne alınarak yeniden oluşturulmuş ve daha aza sayıda kural ve üyelik fonksiyonu kullanılmıştır.

Öncelikle giriş değişkenleri açı ve akım ile çıkış değişkeni endüktans için minimum ve maksimum değerler belirlenmiştir. Açı için 0°-30°, akım için 1A-8A ve endüktans için 14mH-122mH değer aralıkları alınmıştır. Çizelge 4.2.'deki endüktans değerleriyle akım değerleri aynı veya yaklaşık değerler gözönüne alınarak yeniden düzenlenmiştir. Akım için (4, 5, 6, 7, 8) olmak üzere 5 farklı değer, endüktans için (14, 38, 47, 52, 58, 66, 71, 77, 84, 87, 94, 102, 112, 122) olmak üzere 14 farklı değer ve açı için (0, 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30) olmak üzere farklı 11 değer tespit edilmiştir. Giriş ve çıkış değişkenleri için düzenlenen üyelik fonksiyonları Şekil 4.2'de görülmektedir.



Şekil 4.2. Akım, pozisyon ve endüktans üyelik fonksiyonları

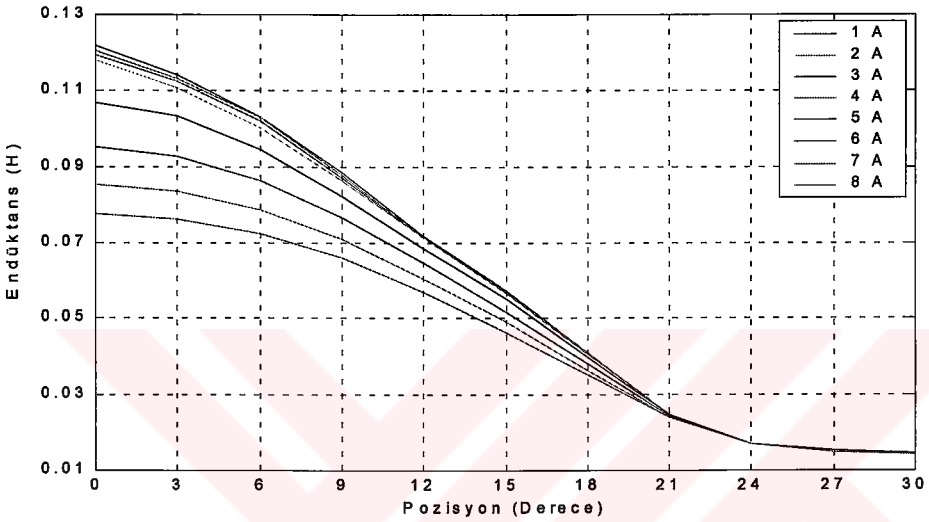
Çizelge 4.3'de ise oluşturulan kural tablosu görülmektedir.

Çizelge 4.3. Akım ve pozisyona bağlı kural tablosu

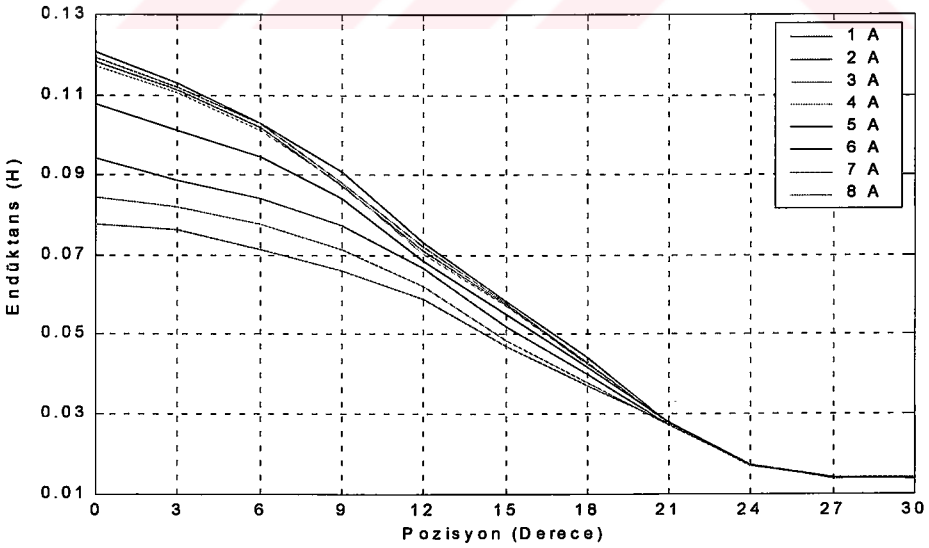
	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7
A1	E14	E12	E10	E7	E5	E2	E1
A2	E13	E11	E9	E6	E4	E2	E1
A3	E11	E10	E8	E6	E4	E2	E1
A4	E9	E8	E7	E5	E3	E2	E1
A5	E8	E7	E6	E5	E3	E2	E1

Çizelge 4.3'de görüldüğü gibi kullanılan kural sayısı toplam 35 tanedir.

Deney sonuçlarından elde edilen değerler kullanılarak çizilen endüktansın pozisyona göre değişim eğrileri Şekil 4.3'de ve bulanık mantık modelden elde edilen eğriler Şekil 4.4'te görülmektedir.



Şekil 4.3. Deney sonuçlarına göre faz endüktansının değişim eğrileri



Şekil 4.4. Bulanık modelden elde edilen sonuçlara göre faz endüktansının değişim eğrileri

4.2. ARM'nin Sinirsel Bulanık Modellenmesi

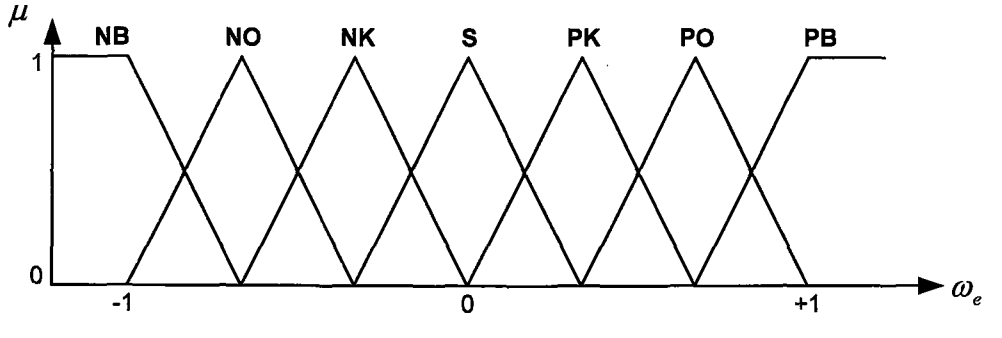
ARM'nin sinirsel bulanık modellenmesi için öncelikle giriş ve çıkış değişkenleri ile bunların değişim aralıklarının belirlenmesi gerekmektedir. ARM'nin hız kontrolü için referans hıza göre hız hatası ve hız hata değişim değerleri giriş, akım değişim değeri ise çıkış değişkeni olarak alınmıştır. Her üç değişken için değişim aralığı [-1, +1] olarak alınmıştır. ω_e hız hata değişkeni,

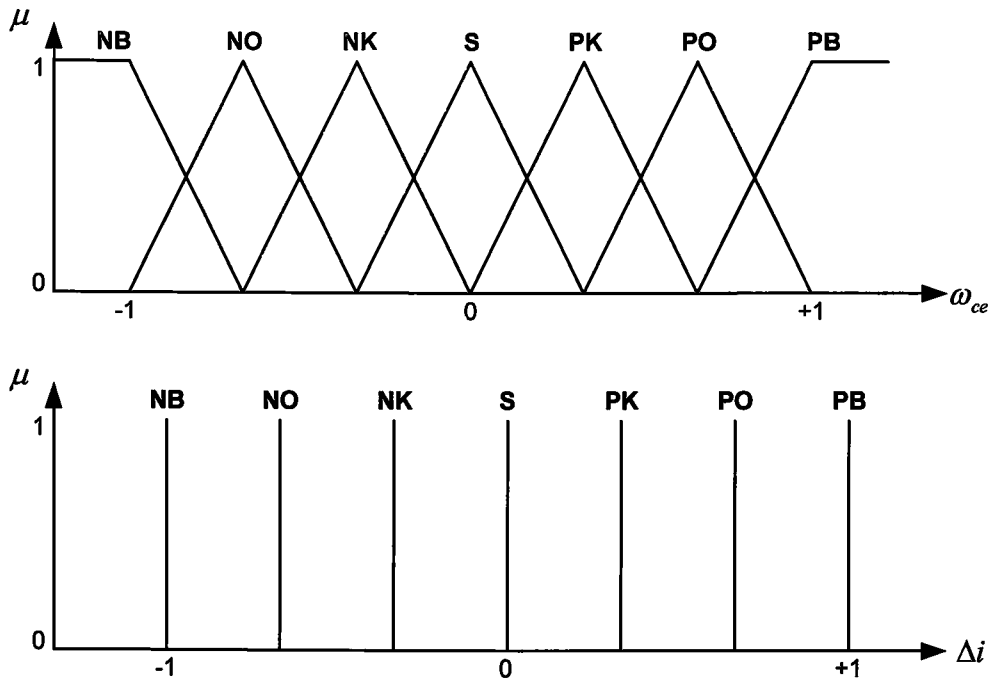
$$\omega_e = \omega_{ref} - \omega, \tag{4.1}$$

ω_{ce} hız hata değişim değişkeni ise ,

$$\omega_{ce} = \omega_e - \omega_{eo} \tag{4.2}$$

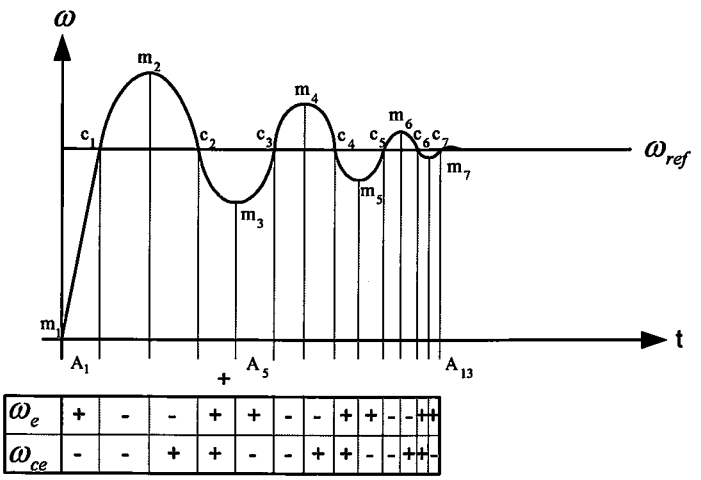
şeklinde hesaplanmaktadır. Burada ω_e hız hatası, ω_{ce} hız hata değişimi, ω_{ref} referans hız ve ω_{eo} ise kesikli zaman sisteminde bir önceki hız hatasını ifade etmektedir. Başlangıçta giriş ve çıkış değişkenleri için 7 bulanık kümeye sahip üyelik fonksiyonları alınmıştır. Şekil 4.5'de giriş ve çıkış değişkenleri için kullanılan üyelik fonksiyonları görülmektedir.





Şekil 4.5. Giriş ve çıkış değişkenleri üyelik fonksiyonları

Belirlenen üyelik fonksiyonlarına göre giriş ve çıkışlar arasındaki bulanık kurallar sistemin dinamik davranışı incelenerek elde edilmiştir. Şekil 4.6'da rotor hız tepkisi görülmektedir.



Şekil 4.6. Rotor hız tepkisi

Şekilde c_x referans hıza göre geçiş noktalarını, m_x hızın maksimum ve minimum uç noktalarını ve A_x ise hız değişim aralıklarını göstermektedir. Şekil 4.6'dan Çizelge 4.4'deki özellikleri çıkarmak mümkündür.

Çizelge 4.4. Rotor hız değişimi özellikleri

Nokta	Önce	Sonra	Açıklama
c_1	$\omega_e > 0$	$\omega_e < 0$	Hata değişimi negatif büyük
c_2	$\omega_e < 0$	$\omega_e > 0$	Hata değişimi pozitif büyük
c_3	$\omega_e > 0$	$\omega_e < 0$	Hata değişimi negatif orta
c_4	$\omega_e < 0$	$\omega_e > 0$	Hata değişimi pozitif orta
c_5	$\omega_e > 0$	$\omega_e < 0$	Hata değişimi negatif küçük
c_6	$\omega_e < 0$	$\omega_e > 0$	Hata değişimi pozitif küçük
c_7	$\omega_e > 0$	$\omega_e < 0$	Hata değişimi yaklaşık sıfır
m_1	$\omega_{ce} \cong 0$	$\omega_{ce} \cong 0$	Hata pozitif büyük
m_2	$\omega_{ce} \cong 0$	$\omega_{ce} \cong 0$	Hata negatif büyük
m_3	$\omega_{ce} \cong 0$	$\omega_{ce} \cong 0$	Hata pozitif orta
m_4	$\omega_{ce} \cong 0$	$\omega_{ce} \cong 0$	Hata negatif orta
m_5	$\omega_{ce} \cong 0$	$\omega_{ce} \cong 0$	Hata pozitif
m_6	$\omega_{ce} \cong 0$	$\omega_{ce} \cong 0$	Hata negatif
m_7	$\omega_{ce} \cong 0$	$\omega_{ce} \cong 0$	Hata pozitif küçük

Çizelge 4.4'deki ifadeler hız hatası ve hız hatası değişimine göre Çizelge 4.5'de görüldüğü gibi düzenlenebilir.

Çizelge 4.5. Rotor hız tepkisinin dilsel olarak ifade edilmesi

ω_{ce} \ ω_e	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	NB	NB	NB	NB	PK	PK	PK
NO	NB	NB	NO	NO	NK	PK	PO
NK	NB	NO	NK	NK	PK	PK	PB
S	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
PK	NB	NK	NK	PK	PK	PO	PB
PO	NO	NK	PK	PO	PO	PB	PB
PB	NK	NK	NK	PB	PB	PB	PB

Çizelge 4.5'de görüldüğü gibi A_4, A_8, A_{12} aralıklarında ω_e pozitif artmakta ve ω_{ce} ise pozitif değerdedir. Hatayı azaltmak için kontrol değişkeni Δi değerinin pozitif verilmesi gerekmektedir. Aynı şekilde A_1, A_5, A_9 aralıklarında ω_e pozitif artmakta ve ω_{ce} ise negatif değerdedir. Hata pozitif değerdedir ve azaltılması için kontrol değişkeni Δi değerinin daha az pozitif verilmesi gerekmektedir. Diğer aralıklar içinde aynı değerlendirmeleri yaparak sözel kural tablosuna geçiş yapılabilir. Geçiş ve uç noktalardaki bulanık kontrol kuralları ise Çizelge 4.6'daki gibi elde edilebilir. Burada her bir geçiş ve uç noktadaki değer dilsel ifadeye dönüştürülerek bulanık kurallar elde edilmektedir. Çizelge 4.6'daki ifadeleri sözel kural tablosu olarak düzenleyerek sonuç olarak Çizelge 4.7'deki kural tablosu elde edilmiştir.

Çizelge 4.6. Geçiş ve uç noktalardaki dilsel ifadeler

Kural	ω_e	ω_{ce}	Δi	Nokta
1	S	NB	NB	c_1
2	S	NO	NO	c_3
3	S	NK	NK	c_5
4	NB	S	NB	m_2
5	NO	S	NO	m_4
6	NK	S	NK	m_6
7	S	PB	PB	c_2
8	S	PO	PO	c_4
9	S	PK	PK	c_6
10	PB	S	PB	m_1
11	PO	S	PO	m_3
12	PK	S	PK	m_5
13	S	S	S	Kararlı

Çizelge 4.7. Hız hatası ve hız hata değişimine göre kural tablosu

ω_{ce} \ ω_e	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	A_2	A_2	A_6	c_1	A_5	A_9	A_9
NO	A_2	A_6	A_{10}	c_3	A_1	A_5	A_9
NK	A_6	A_{10}	A_{10}	c_5	A_1	A_1	A_5
S	m_2	m_4	m_6	S	m_5	m_3	m_1
PK	A_7	A_{11}	A_{11}	c_6	A_4	A_4	A_8
PO	A_3	A_7	A_{11}	c_4	A_4	A_8	A_{12}
PB	A_3	A_3	A_7	c_2	A_8	A_{12}	A_{12}

Elde edilen bulanık kural sayısı 49 tanedir. Burada kuralların elde edilmesi ve üyelik fonksiyonlarının tanımlanması için sistemin iyi analiz edilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada benzetim ve uygulamada kullanılan kurallar ve

üyelik fonksiyonları için yapay sinir ağları kullanılarak en iyi değerler elde edilmiştir.

Bulanık kurallar NEFCLASS modeliyle öğretilmiş ve toplam en iyi 9 kural elde edilmiştir. Kuralların öğretilmesi için kullanılan eğitim kümesi Çizelge 4.8'de ve elde edilen kurallar ise Çizelge 4.9'da verilmiştir.

Çizelge 4.8. NEFCLASS eğitim kümesi

ω_{ce}	ω_{e}	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7
-1.0	-1.0	1	0	0	0	0	0	0
-1.0	-0.6	1	0	0	0	0	0	0
-1.0	-0.3	1	0	0	0	0	0	0
-1.0	0.0	1	0	0	0	0	0	0
-1.0	0.3	0	0	0	0	1	0	0
-1.0	0.6	0	0	0	0	1	0	0
-1.0	1.0	0	0	0	0	1	0	0
-0.6	-1.0	1	0	0	0	0	0	0
-0.6	-0.6	1	0	0	0	0	0	0
-0.6	-0.3	0	1	0	0	0	0	0
-0.6	0.0	0	1	0	0	0	0	0
-0.6	0.3	0	0	1	0	0	0	0
-0.6	0.6	0	0	0	0	0	0	0
-0.6	1.0	0	0	0	0	0	0	0
-0.3	-1.0	1	0	0	0	0	0	0
-0.3	-0.6	0	1	0	0	0	0	0
-0.3	-0.3	0	0	1	0	0	0	0
-0.3	0.0	0	0	1	0	0	0	0
-0.3	0.3	0	0	0	0	1	0	0
-0.3	0.6	0	0	0	0	1	0	0
-0.3	1.0	0	0	0	0	0	0	1
0.0	-1.0	1	0	0	0	1	0	0
0.0	-0.6	0	1	0	0	0	1	0
0.0	-0.3	0	0	1	0	0	0	1
0.0	0.0	0	0	0	1	0	0	0
0.0	0.3	0	0	0	0	1	0	0
0.0	0.6	0	0	0	0	0	1	0
0.0	1.0	0	0	0	0	0	0	1
0.3	-1.0	1	0	0	0	0	0	0
0.3	-0.6	0	0	1	0	0	0	0
0.3	-0.3	0	0	1	0	0	0	0
0.3	0.0	0	0	0	0	1	0	0
0.3	0.3	0	0	0	0	1	0	0
0.3	0.6	0	0	0	0	0	1	0
0.3	1.0	0	0	0	0	0	0	1
0.6	-1.0	0	1	0	0	0	0	0
0.6	-0.6	0	0	1	0	0	0	0
0.6	-0.3	0	0	0	0	1	0	0

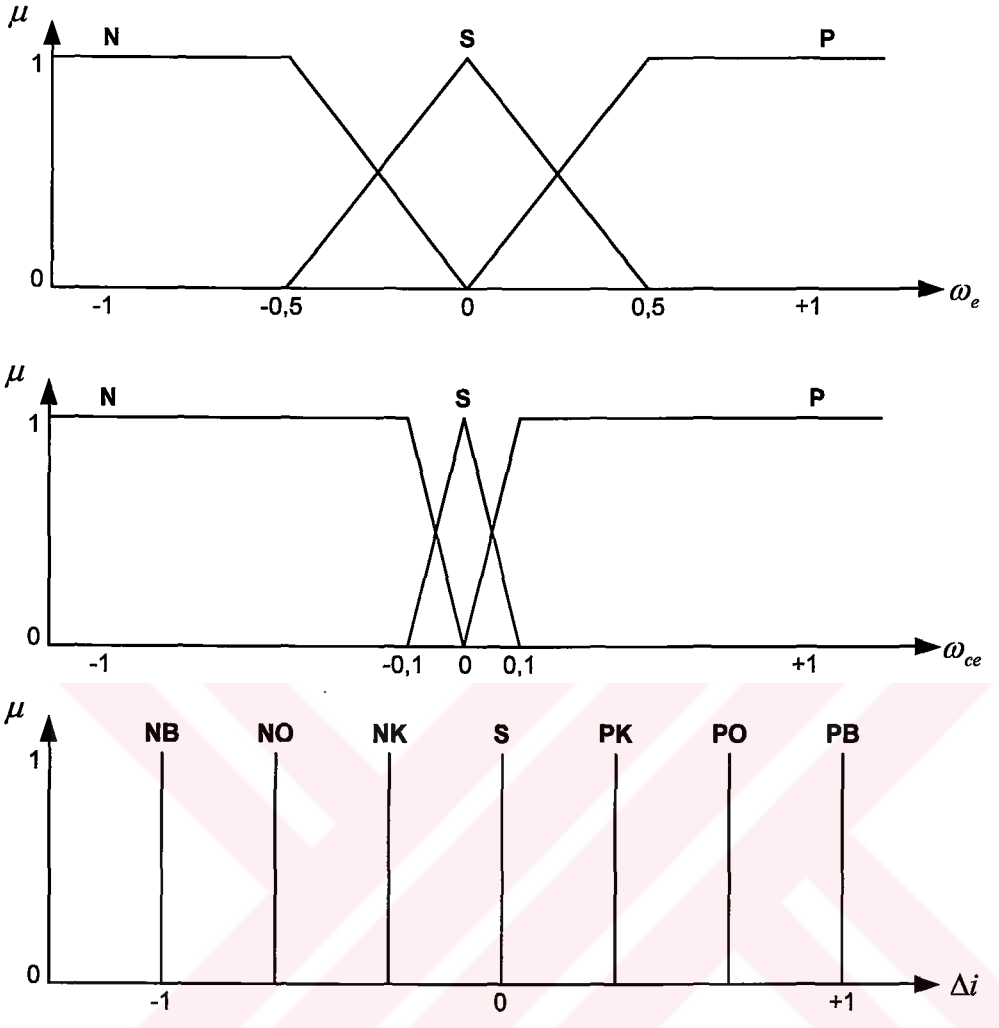
0.6	0.0	0	0	0	0	0	1	0
0.6	0.3	0	0	0	0	0	1	0
0.6	0.6	0	0	0	0	0	0	1
0.6	1.0	0	0	0	0	0	0	1
1.0	-1.0	0	0	1	0	0	0	0
1.0	-0.6	0	0	1	0	0	0	0
1.0	-0.3	0	0	1	0	0	0	0
1.0	0.0	0	0	0	0	0	0	1
1.0	0.3	0	0	0	0	0	0	1
1.0	0.6	0	0	0	0	0	0	1
1.0	1.0	0	0	0	0	0	0	1

Çizelge 4.8'de birinci sütun ω_{ce} girişini, ikinci sütun ise ω_e girişini, diğer sütunlar ise çıkışlara ait değeri göstermektedir. Çıkışlarda 1 olan değerler en yüksek değere sahip olan çıkışları ifade etmektedir.

Çizelge 4.9. NEFCLASS ile elde edilen kural tablosu

ω_{ce} \ ω_e	N	S	P
N	NB	NK	PK
S	NO	S	PO
P	NK	PK	PB

Elde edilen 9 kural için ω_e ve ω_{ce} giriş değişkenleri 3 bulanık kümeye sahiptir. Çıkış değişkeni Δi içinde toplam 4 farklı bulanık kümeye sahip üyelik fonksiyonu elde edilmiştir. Üyelik fonksiyonları NEFCLASS modeliyle öğretilmiştir. NEFCLASS ile elde edilen üyelik fonksiyonları Şekil 4.7'de görülmektedir.



Şekil 4.7. NEFCLASS ile elde edilen üyelik fonksiyonları

4.11. Sayısal İşaret İşlemci ile ARM Denetimi

Sayısal işaret işlemcileri (Sİİ) hareket kontrolü alanında yoğun bir şekilde kullanılmaktadırlar (Bejerke, 1996). Özellikle denetim algoritmasının çok hızlı bir şekilde gerçekleşmesini gerektiren uygulamalarda yüksek performanslı Sİİ'ler kullanılmaktadır (Chung and Hidajat, 1998). Denetleyici algoritmaları karmaşıklaştıkça istenen süre içerisinde gerekli işlemlerin yapılması için daha hızlı Sİİ'lere ihtiyaç duyulmaktadır (Ilas et al., 1996). Son yıllarda çok hızlı Sİİ'lerle aynı anda birden fazla sistemin denetimi eş zamanlı olarak yapılabilmektedir (Arefeen et al., 1999).

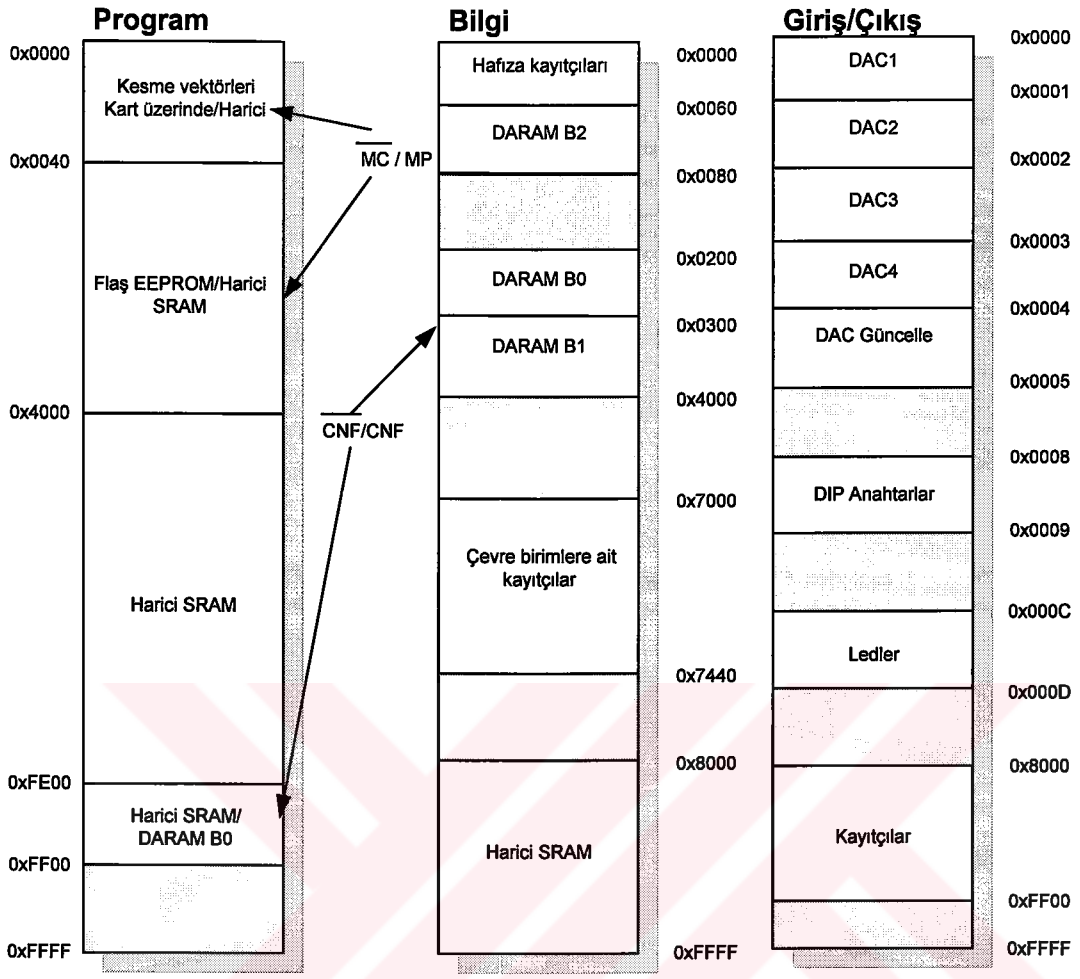
Günümüzde kullanılan birçok denetleyicide mikroişlemci kullanılmaktadır. Herhangi bir sistem denetiminde güvenirliliği artırmak için mikroişlemci kullanılabilir (Elmas, 1993). Ayrıca maksimum esnekliği sağlamak amacıyla denetleyici fonksiyonları yazılım ile yapılabilmekte ve daha sonra denetleyici yapısındaki istenen değişiklik sadece yazılımda değişiklik yapılarak elde edilebilmektedir (Sprague, 1993).

ARM denetiminde mikroişlemci kullanımını ilk olarak Bose ve arkadaşları Intel 8751 işlemcisi ile 1986 yılında yapmışlardır. Daha sonra 1989 yılında Roche 16 bit Intel 8089 ile ARM denetimi yapmıştır (Roche, 1989).

Bu çalışmada ARM denetimi için Texas Instruments firmasının üretmiş olduğu TMS320F240 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır. TMS320F240 16 bit sabit noktalı olup motor denetimine yönelik olarak çok sayıda birime sahiptir. Her bir komutu işleme süresi 50 ns (20 MIPS) ve komutların çoğu tek döngüde tamamlanmaktadır (Texas Instruments, 1998). TMS320F240' a ait birimler ve bazı özellikleri aşağıda verilmiştir.

Hafıza

TMS320F240 üç farklı hafızaya sahiptir. Bunlar program hafızası, bilgi hafızası ve giriş/çıkış hafızasıdır. Şekil 4.8'de TMS320F240'ın hafıza yapısı görülmektedir (Dijkstra and Martena, 2000).



Şekil 4.8. TMS320F240 hafıza yapısı

- 64 KWords program hafızası

  Bu hafıza alanına çalışan komutlar yazılmaktadır. TMS320F240 mikroişlemci ve mikrodenetleyici olarak iki modda çalışmaktadır (Dijkstra and Martena, 2000). Mikrodenetleyici modunda kart üzerindeki kesme vektörleri ve flaş EEPROM bloğu kullanılmaktadır. Mikroişlemci modunda ise harici kesme vektörleri ve harici SRAM bloğu kullanılmaktadır. DARAM (Dual Access RAM – Çift Erişimli RAM) B0 bloğu ise durum işaret bayrağı CNF' ye atanan değere göre program hafızası veya bilgi hafızası olarak kullanılabilmektedir.

- 64 KWords bilgi hafızası

  Bu hafıza alanı komutlar tarafından kullanılan bilgileri saklar. DARAM B1 ve DARAM B2 hafıza blokları her zaman bilgi yazılması amacıyla kullanılır. DARAM B0 bloğu ise CNF bayrak değerine bağlı olarak bilgi hafızası olarak kullanılabilmektedir. Kart üzerinde bulunan birimlere ait kayıtçılarda bu hafıza alanında bulunurlar. Harici SRAM blok ise GREG kayıtçısı ile lokal veya global bilgi hafızası olarak belirlenebilir.

- 64 KWords giriş/çıkış hafızası

  Bu hafıza alanı yüksek performans sağlamak için kart üzerindeki harici çevre birimleri ile işlemci kayıtçıları arasında arabirim olarak kullanılır. Giriş/Çıkış komutları kullanılarak bu hafıza alanı adreslenebilir. Kart üzerinde bulunan DIP anahtar ve LED' lerde bu şekilde kullanılır (Texas Instruments,1999).

Giriş/Çıkış

TMS320F240, 28 tane giriş/çıkış pinine sahiptir. Bunlar genel olarak iki guruba ayrılırlar. Birinci gurupta çevre birimlere ait giriş/çıkış fonksiyonlarıyla kullanılan pinler bulunur. Bunlar SCI, SPI, harici kesmeler ve PLL saat birimlerine aittir. Bu pinlerin fonksiyonlarının konfigürasyonu ilgili kayıtçıya uygun değer atanmasıyla sağlanır. İkinci gurupta ise A, B ve C olmak üzere üç ayrı kısımdaki giriş/çıkış portlarına ait pinler bulunur. Bu pinler 16-bitlik 5 tane kayıtçı aracılığıyla kontrol edilirler ve kendi aralarında iki guruba ayrılırlar (Texas Instruments, 1998).

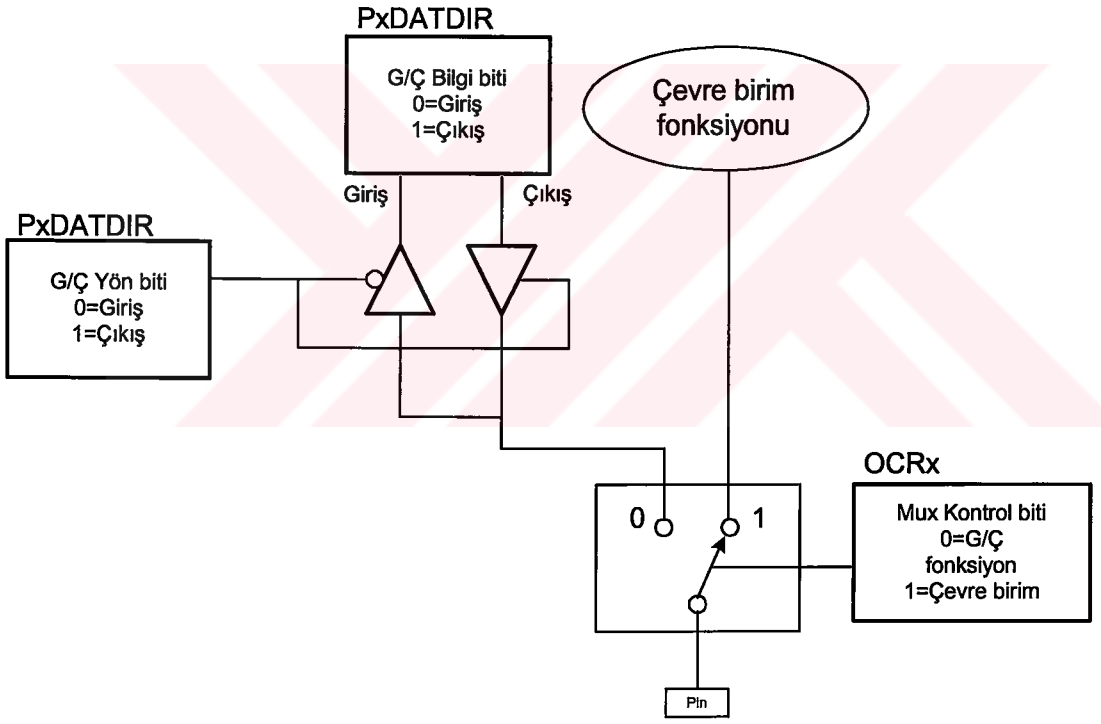
- Çıkış kontrol kayıtçıları (OCRA, OCRB)

Bu kayıtçılar ilgili pinin ana fonksiyonu olan çevre birim fonksiyonu olarak veya giriş/çıkış olarak kullanılmasını belirler.

- Bilgi ve bilgi yönü kontrol kayıtçıları (PADATDIR, PBDATDIR, PCDATDIR).

  Bu kayıtçılar ise giriş/çıkış olarak seçilen pinlerin çıkış olarak veya giriş olarak kullanılması için gerekli seçim işlemini gerçekleştirirler.

İkinci guruptaki giriş/çıkış pinlerinin kontrol yapıları Şekil 4.9'da görülmektedir.



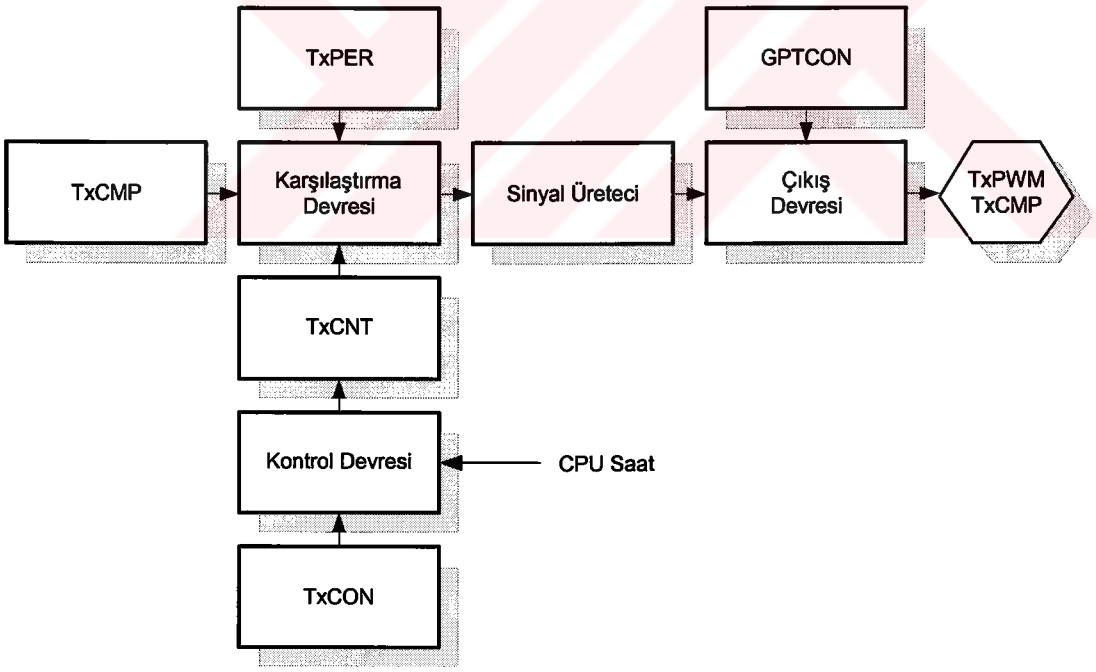
Şekil 4.9. Giriş çıkış biriminin yapısı

MUX kontrol biti ilgili pinin ana fonksiyonu veya giriş/çıkış olarak kullanılacağını belirler. MUX kontrol biti OCRx kayıtçısında bulunmaktadır. Giriş/çıkış olarak seçilen pinin giriş olarak veya çıkış olarak kullanımı ise

PxDATDIR kayıtçısındaki ilgili bit ile belirlenmektedir (Dijkstra and Martena, 2000).

Olay yöneticisi (Event manager)

Olay yöneticisi 12 tane karşılaştırma veya PWM çıkışına ve 3 tane genel amaçlı zamanlayıcıya sahiptir. PWM çıkışlarının açık/kapalı oranı zamanlayıcıların karşılaştırma ve periyot değerleriyle belirlenmektedir. Ayrıca bu zamanlayıcılar kullanılarak analog sayısal çevirici modülde program içerisinden herhangi bir zamanda otomatik olarak çalıştırılabilmektedir (Dijkstra and Martena, 2000). Genel amaçlı zamanlayıcıların yapısı Şekil 4.10'da görülmektedir.



Şekil 4.10. Genel amaçlı zamanlayıcıların yapısı

TxCNT, zamanlayıcıların en önemli kayıtçısıdır ve zamanlayıcının herhangi bir andaki saydığı değeri verir. Başlangıç değeri bu kayıtçıya yazılmaktadır. TxCNT değeri, TxCON kontrol kayıtçısına bağlı olarak QEP (Kuadratik İşaret Kod Çözücü) tarafındanda değiştirilebilmektedir. TxCON kontrol kayıtçısı CPUCLK değerinin ön ölçeklendirme değerini belirler ve TxCNT değeri bu değere bağlı olarak değişir. TxCON ilgili zamanlayıcıyı aktif etmek için gerekli olan TENABLE bayrak bitine de sahiptir. Ayrıca her bir zamanlayıcı için aşağıda verilen ve TxCON tarafından belirlenen 6 tane sayma modu bulunmaktadır (Texas Instruments, 1998).

- Dur/tut

  TxCNT değeri değişmeden en son aldığı değere sabitlenir.
- Tek yukarı say

  Zamanlayıcı TxCNT değeri periyot kayıtçısı TxPER değerine eşit oluncaya kadar sayar ve durur.
- Sürekli yukarı say

  Zamanlayıcı TxCNT değeri periyot kayıtçısı TxPER değerine eşit oluncaya kadar sayar daha sonra TxCNT'ye 0 değerini atar ve yeniden saymaya başlar.
- İki yönlü yukarı aşağı say

  Zamanlayıcı durum işaret biti TMRDIR pininin aldığı değere göre, yukarıdan aşağıya TxCNT değeri 0 oluncaya kadar veya aşağıdan yukarıya TxPER'e eşit oluncaya kadar sayar ve durur.
- Tek yukarı aşağı say

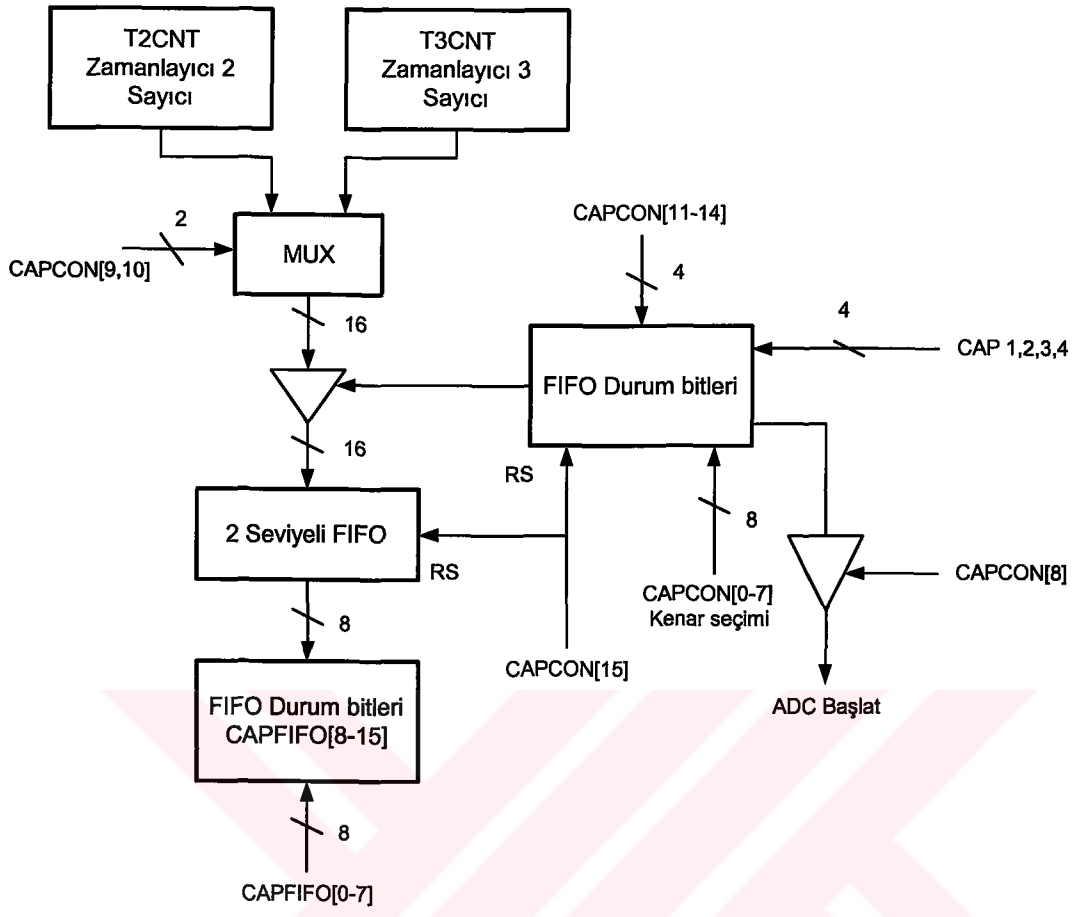
  Zamanlayıcı önce TxCNT değeri TxPER değerine eşit oluncaya kadar yukarı sayar ardından TxCNT değeri 0 oluncaya kadar aşağı sayar ve durur.
- Sürekli yukarı aşağı say

Zamanlayıcı TxCNT değeri TxPER' e eşit oluncaya kadar yukarı ardından 0 oluncaya kadar aşağı sayar. 0 olduktan sonra tekrar yukarı sayarak sürekli 0 ile TxPER arasında saymaya devam eder.

Karşılaştırma devresi ise TxCMP kayıtçısının değeri ile TxPER kayıtçı değerini TxCNT değeriyle karşılaştırır. Eğer bir eşitlik olursa bir çıkış değerini üretir. Bu çıkış değeri bir kesme başlangıcı veya bir çıkış pini için durum değişimi olabilir.

Çıkış devresi ise TxPWM/TxCMP pinlerinde hangi sinyalin olacağını belirler. Çıkış devresi GPTCON kayıtçısı ile konfigüre edilmektedir.

Olay yöneticisi 4 tane yakalama birimine sahiptir. Her bir yakalama birimi 2 ve 3 numaralı zamanlayıcılarla ilişkilendirilebilmektedir. CAPx giriş pininde istenen değer değişimi olduğunda seçilen zamanlayıcıya ait TxCNT değeri iki seviyeli ilk giren ilk çıkar (FIFO) yapısındaki hafıza alanına yazılmaktadır. Şekil 4.11'de yakalama ünitelerine ait blok şema verilmiştir.

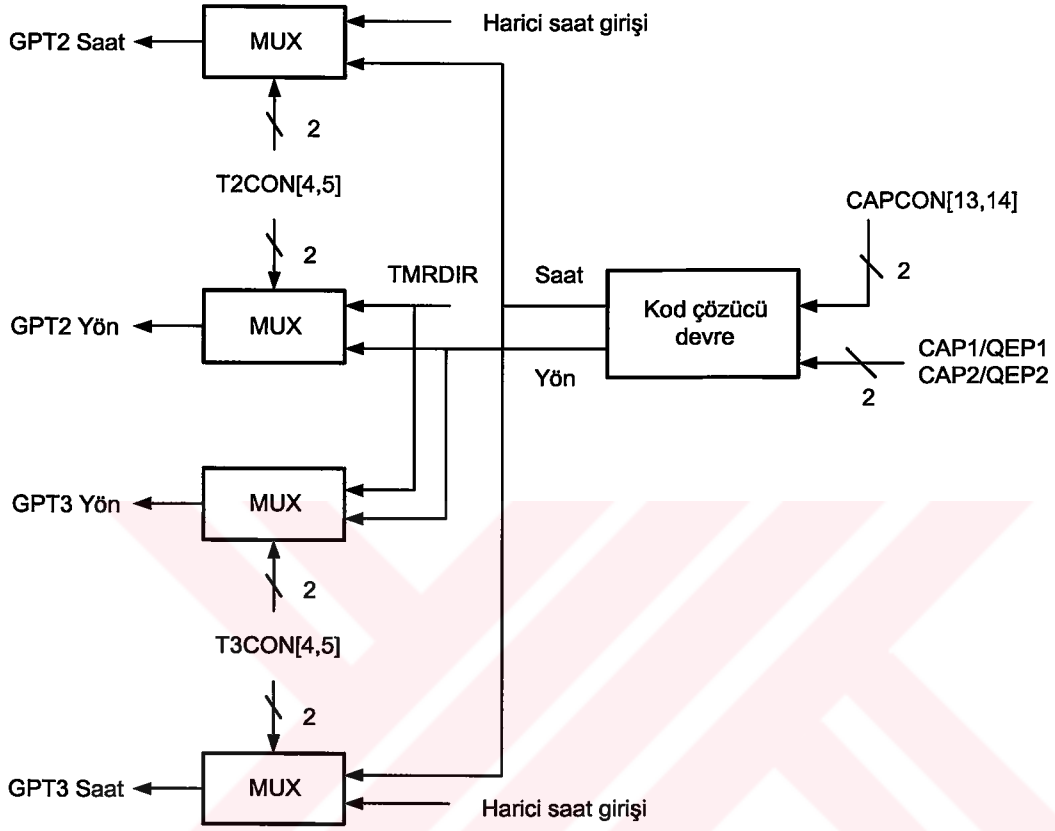


Şekil 4.11. Yakalama birimlerinin yapısı

Tüm yakalama birimlerine ait konfigürasyon CAPCON kayıtçısı ile yapılmaktadır. Burada yapılacak düzenleme ile zamanlayıcı seçimi giriş pinine ait değerin değişim şekli, analog sayısal çevirici çalıştırılması ve QEP devresi kontrolü yapılmaktadır. Yapılan düzenlemeyle CAP1 ve CAP2 pinleri QEP girişleri olarak kullanılabilmektedir.

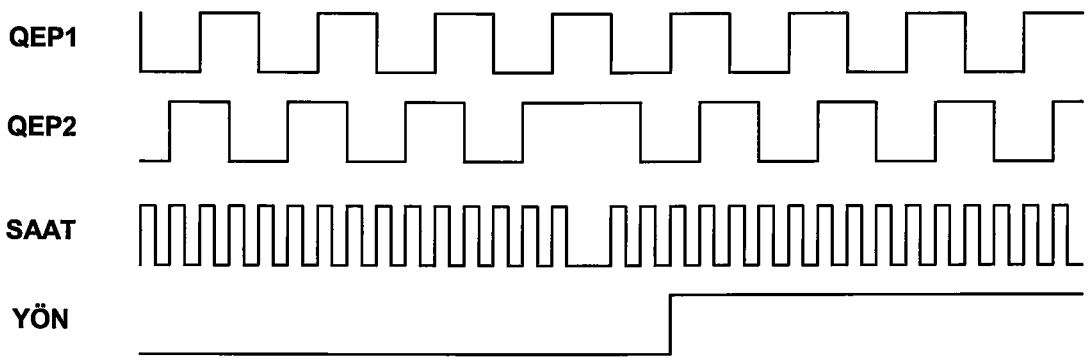
Olay yöneticisinde iki tane QEP girişi bulunmaktadır. Bu girişler CAPCON kayıtçısıyla aktif duruma getirilirler. QEP devresi 2 veya 3 numaralı zamanlayıcılarla ilişkilendirilerek ilgili zamanlayıcının saat girişini sağlar. Ayrıca 2 ve 3 numaralı zamanlayıcılar birlikte kullanılarak 32-bit tek bir

zamanlayıcı olarak kullanılabilmektedir. QEP devresi blok şeması Şekil 4.12'de verilmiştir.



Şekil 4.12. QEP girişlerinin yapısı

Şekil 4.13'de iki QEP girişi için örnek işaretlerle üretilen saat işareti ve rotor dönüş yönünün değişimi görülmektedir.

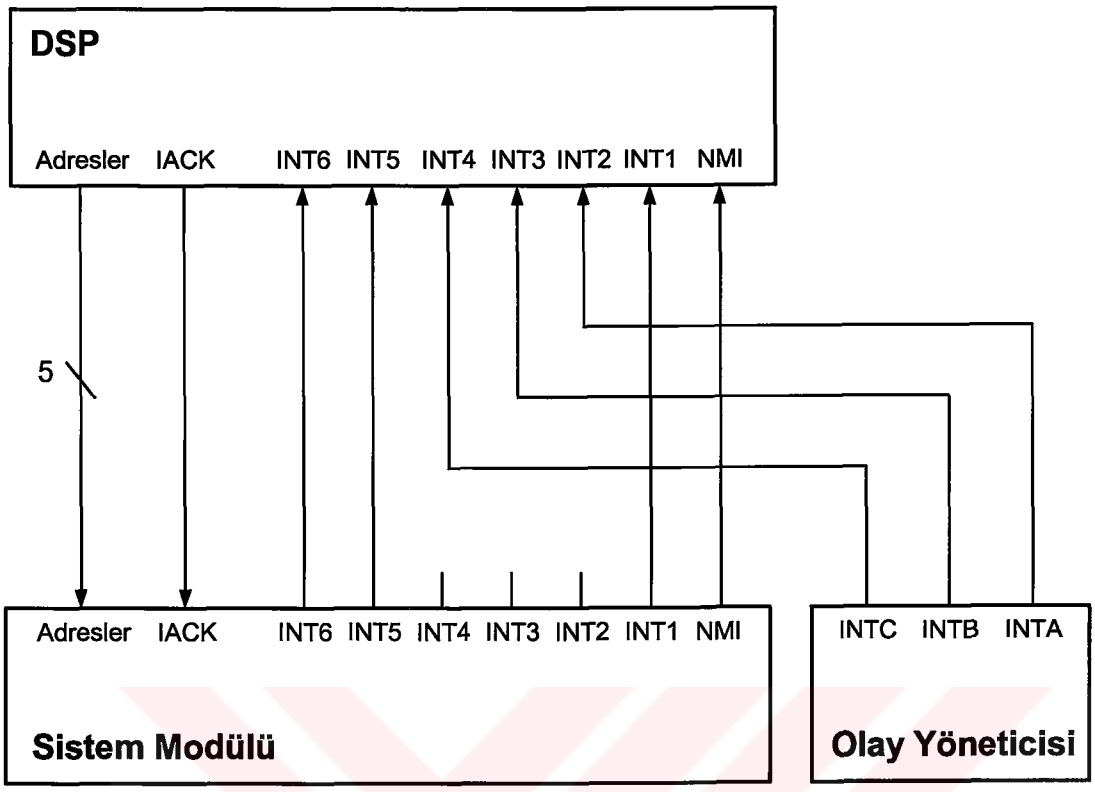


Şekil 4.13. QEP girişlerine uygulanan sinyale göre saat çıkışı ve yön işareti

Şekil 4.13'de görüldüğü gibi saat işareti her bir girişin her azalan ve yükselen kenarında üretilmektedir ve yön sinyali bir saat işareti boşluktan sonraki ilk QEP1 yükselmesinde değer değiştirmektedir.

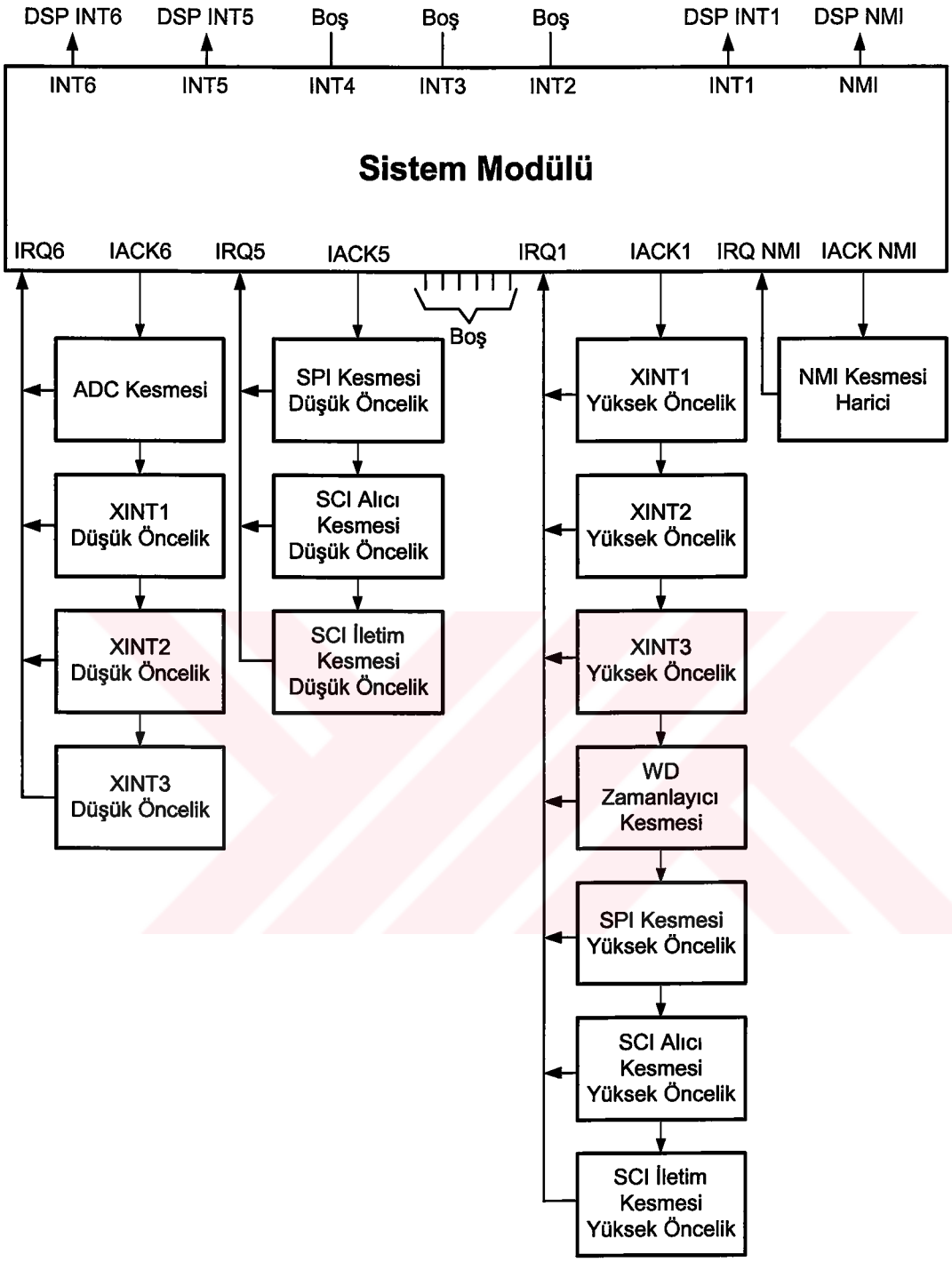
Kesmeler (Interrupts)

TMS320F240 iki gurup kesmeye sahiptir. Bunlar kendi birimlerine ait kesmeler ve kart üzerindeki pinlerle aktif hale getirilebilen harici kesmelerdir. Kendi birimlerine ait kesmeler olay yöneticisi, SPI, SCI, WD/RTI ve ADC birimleri tarafından kullanılır. Harici kesmeler ise XINT1, XINT2, XINT3, PDPINT ve NMI olarak 5 tanedir (Zeller, 1998). Bunlardan sadece NMI maskelenemez kesmedir diğerleri IMR kayıtçısı kullanılarak maskelenebilmektedirler. Tüm maskelenebilir kesmeler 6 seviyeli olarak kullanılırlar (Texas Instruments, 1998). Bunlardan 2, 3 ve 4. seviyeler olay yöneticisi 1, 5 ve 6. seviyeler ise sistem modülü tarafından kullanılmaktadır. Şekil 4.14'de kesme grupları görülmektedir.



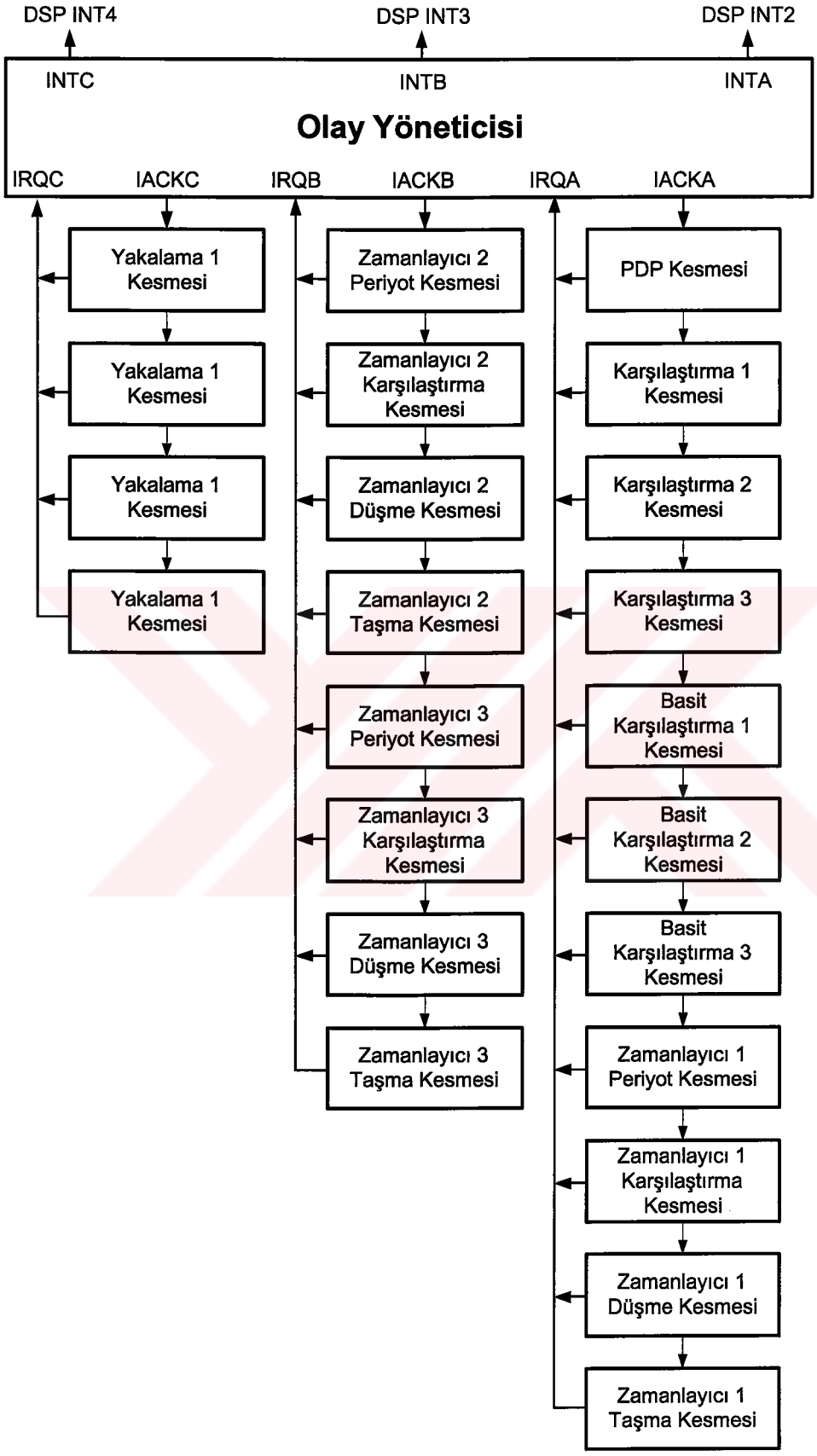
Şekil 4.14. TMS320F240 tarafından kullanılan kesmeler

Şekil 4.15'de sistem modülü tarafından kullanılan kesmeler ve çalışmada öncelik sırası görülmektedir. Her bir seviyede kullanan kesmeler arasındaki öncelik sırası yukarıdan aşağıya doğrudur (Texas Instruments, 1998).



Şekil 4.15. Sistem modülü tarafından kullanılan kesmeler ve öncelik sırası

Şekil 4.16'da ise olay yöneticisi tarafından kesmeler verilmiştir. Burada da her bir seviye için çalışma önceliği yukarıdan aşağıya doğrudur.



Şekil 4.16. Olay yöneticisi tarafından kullanılan kesmeler ve öncelik sırası

Bu çalışmada XINT1 harici kesmesi motora bağlı olan pozisyon algılayıcıdan indeks sinyali geldiğinde pozisyondaki hata değerini sıfırlamak için kullanılmıştır. 3 numaralı zamanlayıcının periyot kesmesi T3PER ise 10 KHz frekansında kontrol işlemini gerçekleştirmektedir. 2 numaralı zamanlayıcı saat girişi olarak QEP1 girişini kullanmakta olup motora bağlı olan pozisyon algılayıcıdan gelen pozisyon bilgisini hesaplamaktadır.

Analog dijital çevirici (ADC)

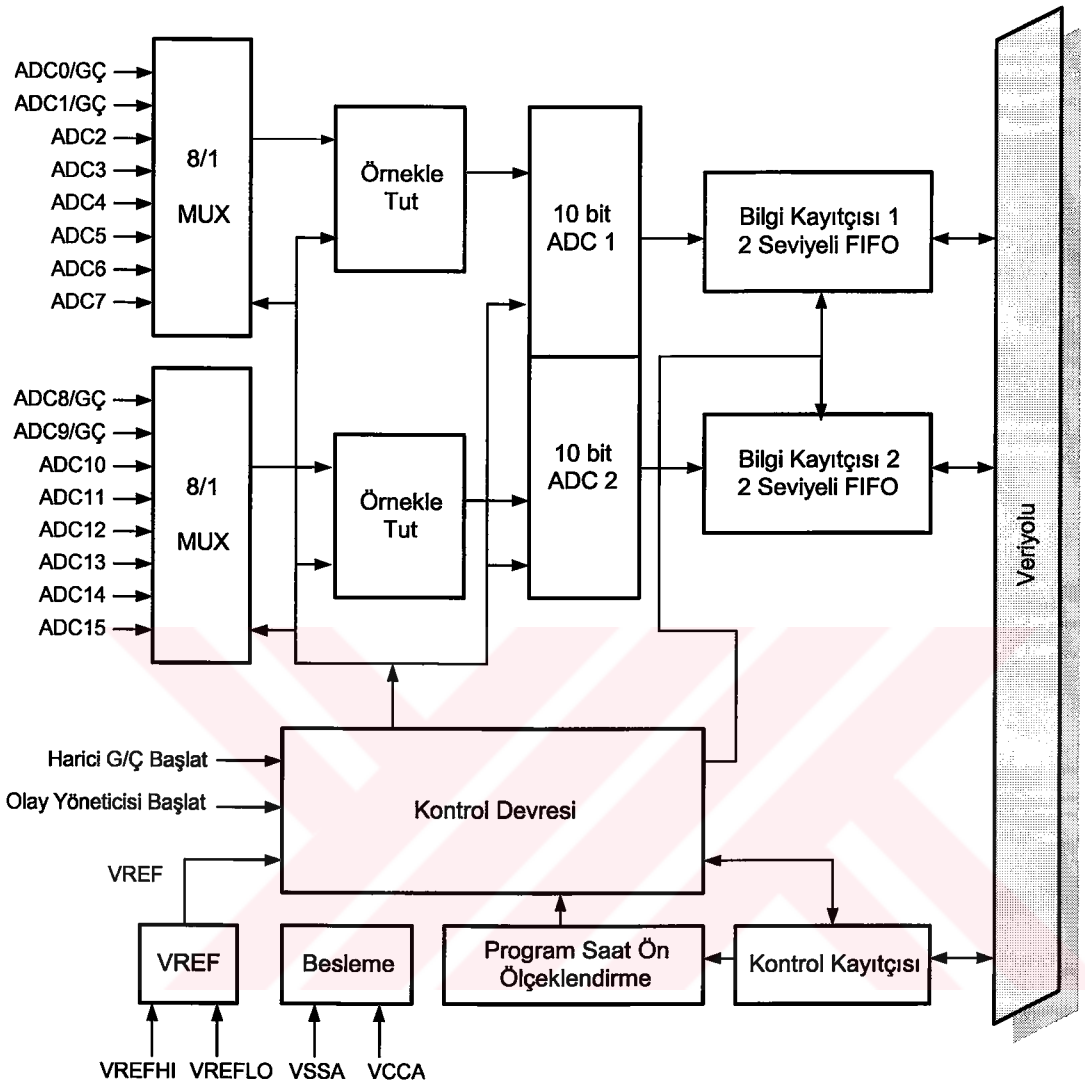
Analog dijital çevirici kendi içerisinde örnekleme ve yakalama devresi olan 10-bitlik çeviricidir. Toplam 16 analog giriş her biri 8 giriş olan iki ayrı kanaldan eşzamanlı olarak kullanılabilmektedir. Maksimum çevirme süresi 6.6 μs' dir (Texas Instruments, 1997). Referans gerilim harici bir kaynaktan sağlanabilmekte veya kart üzerinden alınabilmektedir. Şekil 4.17'de ADC modül blok şeması görülmektedir.

Çevirme işlemi sonucunda elde edilen değer iki seviyeli ilk giren ilk çıkar yapısındaki hafıza alanına yazılır. Dijital sonuç aşağıdaki eşitlikle bulunur;

Dijital sonuç= 1023 * Giriş Gerilimi / (VREFHI – VREFLO)

ADCTRL1 ve ADCTRL2 kayıtçıları ile ADC' nin çalışma şekli ve kanal seçimi yapılmaktadır. ADCFIFO1 ve ADCFIFO2 kayıtçıları kullanılarak her bir kanal için dijital sonuç değeri elde edilir.

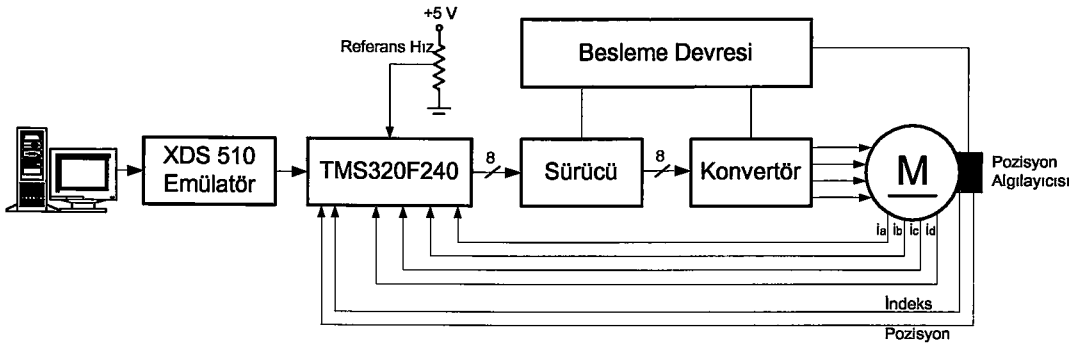
Bu çalışmada 4 faz akımı ve referans hız değeri ADC modülü kullanılarak elde edilmiştir.



Şekil 4.17. Analog dijital çeviricinin yapısı

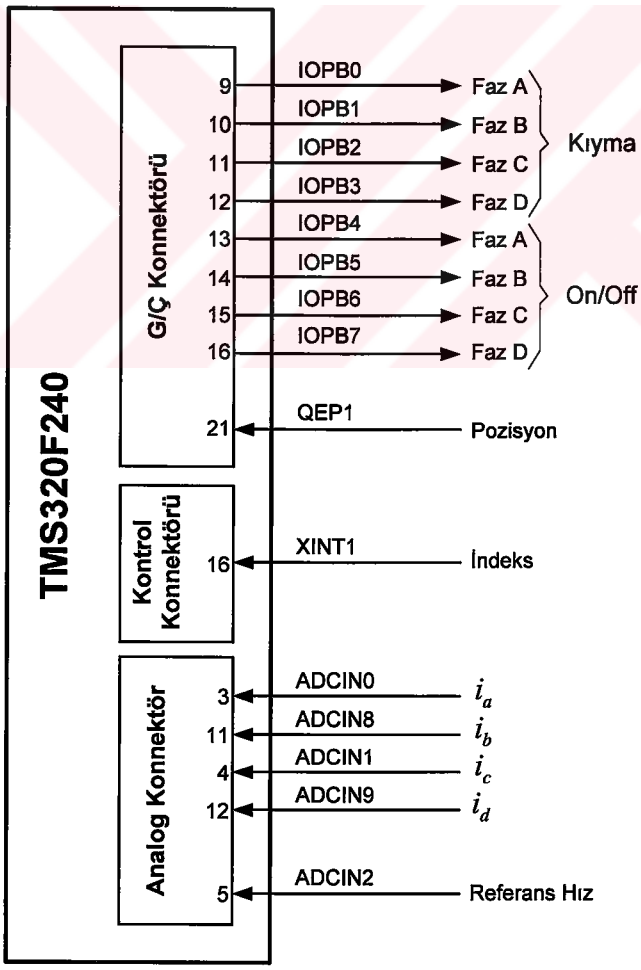
4.11.1. Donanım kısmı

ARM denetimi için kullanılan donanım 8 kısımdan oluşmaktadır. Bunlar motor, konvertör, sürücü, TMS320F240, bilgisayar, akım algılayıcıları, pozisyon ve indeks algılayıcısı ile beslemedir. Komple sistem Şekil 4.18'de görülmektedir.



Şekil 4.18. Üzerinde çalışılan sistemin komple blok şeması

TMS320F240'a ait konnektörlerin ayrıntılı bağlantı şeması Şekil 4.19'da görülmektedir.



Şekil 4.19. Uygulamada kullanılan TMS320F240 konnektör bağlantıları

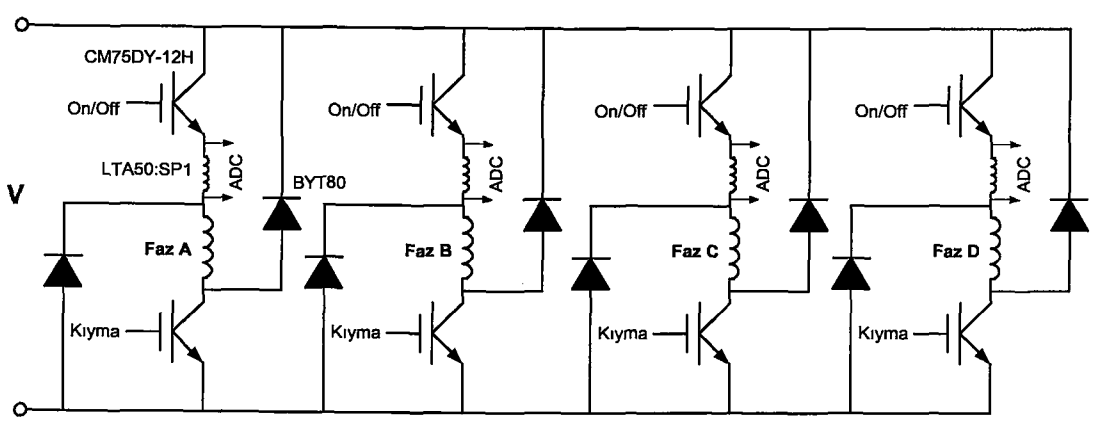
TMS320F240 Sİİ'nin G/Ç konnektörü 4 fazın hem kıyma hemde açık/kapalı durumlarını düzenlemek için kullanılmıştır. IOPB0-IOPB3 bağlantı noktaları kıyma işlemini gerçekleştirmek üzere konvertör devresinin alt kısmındaki IGBT'leri sürmek için, IOPB4-IOPB7 bağlantı noktaları açık/kapalı durumlarını düzenlemek üzere konvertör devresinin üst kısmındaki IGBT'leri sürmek için kullanılmıştır. G/Ç konnektörünün 21 nolu ucu pozisyon bilgisini almak için kullanılmış ve pozisyon algılayıcıya bağlanmıştır. Kontrol konnektörünün 16 nolu ucu harici kesme girişi olarak kullanılmıştır. Bu bağlantı noktasına her bir devirde gelen indeks sinyaline göre pozisyon hatası sıfırlanmaktadır. Analog konnektör ise 4 faz akımının ölçülmesi ve referans hız bilgisi girişi için kullanılmıştır. ADC modülün her iki kanalı eş zamanlı çevirme işlemi yapabilmektedir. Bu yüzden çevirme süresini en aza indirmek için a ve c faz akımları 1.kanal, b ve d faz akımları ise 2.kanal kullanılarak elde edilmiştir. ADCIN2 ise referans hız girişi için kullanılmıştır.

Uygulamada ve simülasyonda kullanılan motora ait değerler Çizelge 4.10'da verilmiştir.

Çizelge 4.10. Uygulamada ve benzetimde kullanılan motorun özellikleri

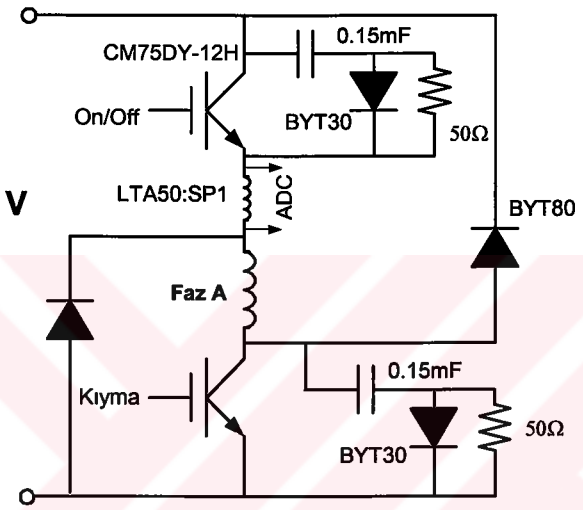
Özellik	Değer
Faz sayısı	4
Stator kutup sayısı	8
Rotor kutup sayısı	6
Faz omik direnci	0.96 Ω
Çakışık durumda endüktans	120 mH
Ayrık durumda endüktans	14 mH
Faz akımı	8 A
Maksimum faz gerilimi	400 V
Atalet momenti	0.053 kgm^2
Sürtünme katsayısı	0.008 $Nm.sn.rad^{-1}$
Maksimum hız	1500 d/d
Güç	5.5 HP

ARM' nin denetimi için kullanılan konvertör devresi ise Şekil 4.20'de görülmektedir.



Şekil 4.20. Uygulamada kullanılan konvertör devresi

Her bir faz için iki tane IGBT kullanılmıştır. Üst kısım anahtarlama alt kısım ise kıyma işlemi için kullanılmıştır. BYT80 hızlı toparlama diyotları faz sargısına akım sağlayan IGBT'nin kesime gitmesi anında sargıda oluşan yüksek seviyeli enerjinin çok hızlı bir şekilde tekrar kaynağa aktarılması için kullanılmaktadır (BAY, 1996). Şekil 4.21'de görülen koruma devresi A fazındaki IGBT'leri ters yöndeki ani akımlardan korumak için kullanılmıştır.

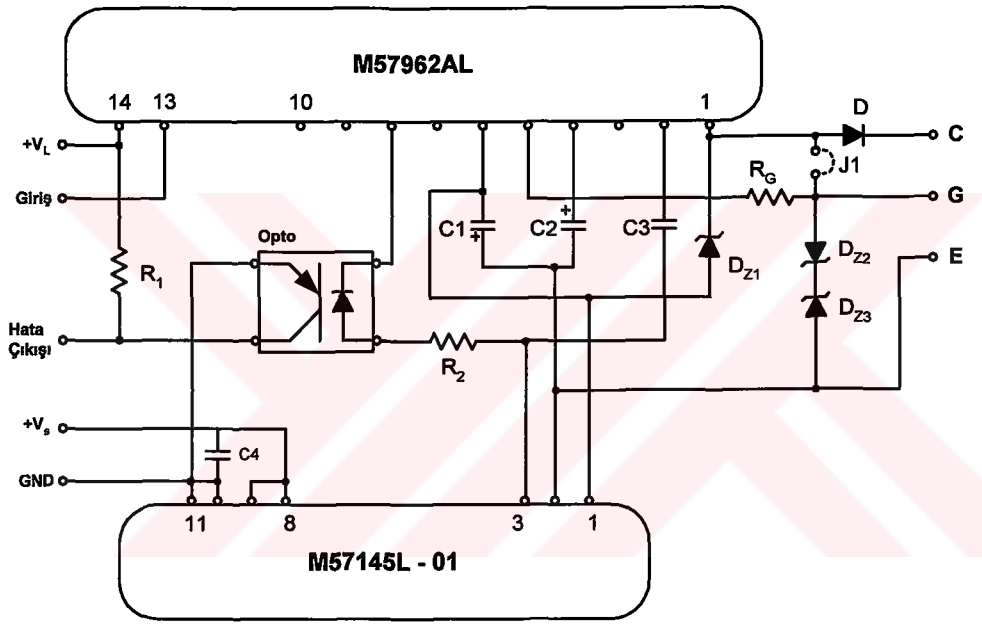


Şekil 4.21. IGBT koruma devresi

Koruma devresinin iki önemli görevi vardır. Birincisi IGBT iletime geçtiği anda di/dt akımın yükselme oranını sınırlamaktır. Böylece aşırı akım yükselmelerinde oluşan ısıdan dolayı IGBT'nin yanması engellenmiş olur. Bu devrede ani akım yükselmesi, faz sargısı IGBT'ye seri bağlı olduğu için IGBT iletime geçtiği anda sargı endüktansı tarafından da engellenmektedir. Koruma devresinin ikinci görevi ise IGBT kesime gittiği anda IGBT uçlarındaki dv/dt gerilimin yükselme oranını sınırlamaktır. IGBT kesime gittiği anda seri bağlı diyot ve kondansatör üzerinden akım geçer. IGBT iletimdeyken kondansatör uçlarında çok küçük bir gerilim mevcuttur. IGBT kesime gittiğinde ise hızlı toparlama diyodu üzerinden kaynak gerilimine şarj olur. Kondansatör tam şarj

olduğunda kaynaktan akım akışı kesilmektedir. Faz sargısındaki uyartım akımı IGBT kesime gittiği anda hemen kesilmemekte, kondansatörün şarj süresince azalarak devam etmekte ve kondansatör tam şarj olduğunda tamamen kesilmektedir.

Konvertördeki IGBT'lerin sürülmesi için kullanılan sürücü devrenin açık şeması Şekil 4.22'de verilmiştir.



Şekil 4.22. IGBT sürme devresi

IGBT'lerin hem korunması hem de güvenli sınırlar içerisinde çalıştırılması için sürme devresindeki R_G direncinin en uygun değerde seçilmesi gerekmektedir. Ayrıca bu direnç IGBT'lerin dinamik performansı üzerinde çok önemli etkiye sahiptir (Motto, 1999). IGBT devrede bulunan C_G kondansatörünün şarj olmasıyla iletime, deşarj olmasıyla kesime gider. Eğer R_G küçük seçilirse zaman sabiti $\tau = R_G.C_G$ düşük olacağından IGBT daha kısa sürede iletime ve kesime geçer. Böylece IGBT'nin anahtarlama frekansı yükselecek ve anahtarlama kayıplarının azalması sağlanacaktır. IGBT'nin kısa devre olması

veya kesime gitmesi anında uygulanan dv/dt ve IGBT'nin C-E kondansatörü kapı devresinden bir akım geçmesine neden olur. Eğer kapı devresinden geçen akım yeterince büyük olursa, R_G üzerinde düşen gerilim IGBT'nin kontrolsüz şekilde iletime geçmesine neden olabilir. R_G direnci küçük değerde seçilirse bunu önleyebilir ancak G-E kondansatörü sebebiyle gürültü ve osilasyon meydana gelir. Ayrıca küçük R_G direncinden dolayı iletim anında di/dt oranı artar ve toparlama anında yüksek dv/dt ve yüksek sürme gerilimleri meydana gelir (Motto, 1999). R_G direncinin yüksek değerde kullanılması halinde ise osilasyon problemleri azalmakta ancak anahtarlama frekansı düşeceğinden kayıplar artacaktır. R_G direncinin değeri genellikle M57962L 'nin çıkış akımına bağlı olarak belirlenir (Motto, 1999). R_G direncinin minimum değeri,

$$R_{GMIN} = \frac{V_{CC} - V_{EE}}{I_{IGBT}}$$

şeklinde bulunur. V_{CC} = 15 V ve V_{EE}= -8 V alındığında,

$$R_{GMIN} = \frac{15+8}{5} = 4.6 \sim 5\,\Omega$$

olmalıdır. Kullanılan CM75DY-12H kodlu IGBT için katalogda minimum R_G değeri $8.3\,\Omega$ olarak verilmiştir.

Ayrıca IGBT kullanımı sırasında G ve E uçları açık bırakılmamalıdır. Çalışma anında ise C-E arasındaki gerilim düşümü 50V değerinden büyük olmamalıdır.

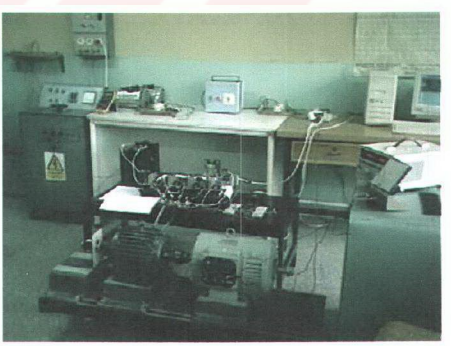
Faz akımlarını ölçmek amacıyla LEM firmasına ait LTA50: SP1 akım transdüsörü kullanılmıştır. LTA50: SP1, 50 amper değerine kadar ani akım değeri ölçebilen bir transdüsördür. Ölçülecek akımın hassasiyetini ayarlamak

amacıyla transdüsörün nüvesine 4 sipir sarılarak 12.5 A akım değerinde 5 volt gerilim çıkışı verecek şekilde ayarlanmıştır.

Pozisyon algılayıcı ise her bir devirde 1080 işaret üretmektedir. Ayrıca her devir başlangıcında bir indeks işareti üretmektedir. Alınan pozisyon bilgisine göre anahtarlama yazılım içerisinden T3PER periyot kesmesi kullanılarak yapılmaktadır. Her 60°'lik dönme için motorun 4 fazıda sırayla bir kez enerjilendirilmektedir.

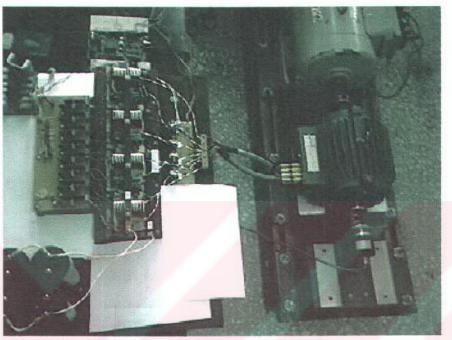
Motorun çalışması istenen referans hız değeri, bir potansiyometre kullanılarak TMS320F240 analog girişine uygulanmaktadır. Yazılım referans hız ve gerçek hıza göre anahtarlama ve kıyma işlemini düzenlemektedir.

Gerçekleştirilen sistemin komple fotoğrafı Şekil 4.23'te görülmektedir. Fotoğrafın sağ üst kısmında program yazımı ve Sİİ'ye aktarımı için kullanılan bilgisayar, sol kısmında güç kaynağı, alt kısmında motor ve yük olarak kullanılan DA jeneratör, orta kısmında ise Sİİ, sürücü ve konvertör devreleri görülmektedir.



Şekil 4.23. Sistemin komple fotoğrafı

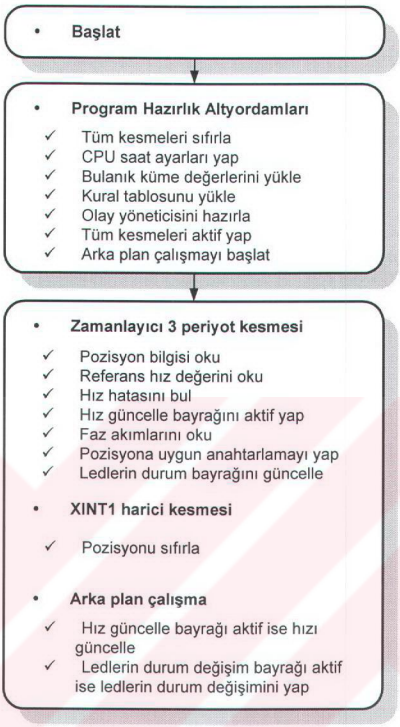
Şekil 4.24'te Sİİ, sürücü devresi, konvertör ve motor bağlantıları görülmektedir. Fotoğrafın sol üst kısmında Sİİ, sol kısmında sürücü ve konvertör devreleri, sağ kısmında ise motor ile motora bağlanan yük görülmektedir. Motorun alt kısmında ise pozisyon algılayıcı görülmektedir.



Şekil 4.24. Sİİ, sürücü devresi, konvertör ve motor bağlantıları

4.11.2. Yazılım kısmı

TMS320F240 tarafından kullanılan kod dosyası Assembler veya ANSI C diliyle yazılıp derlendikten sonra çalıştırılabilmektedir. ANSI C ile yazılan kod dosyası daha hızlı çalıştırılabilmesi için derleyici tarafından optimize edilmektedir. (Optimizing C Compiler, 1999). Bu çalışmada ARM denetimi için hazırlanan yazılım ANSI C dili kullanılarak hazırlanmıştır. Yazılım bilgisayara kurulan arabirim aracılığıyla TMS320F240 üzerindeki program hafızasına XDS510 emülatör modülü kullanılarak aktarılmaktadır. Hazırlanan programın yapısı Şekil 4.25'de verilmiştir.



Şekil 4.25. Hazırlanan programın yapısı

Program hazırlık altyordamına ait akış şeması Şekil 4.26'da görülmektedir.

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ



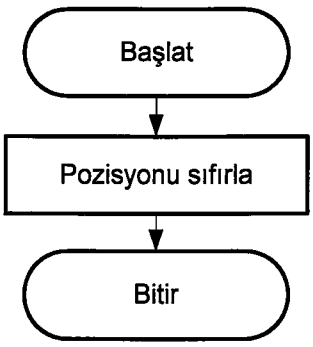
Şekil 4.26. Hazırlık altyordamı akış şeması

Zamanlayıcı periyot kesmesine göre çalışan altyordamın akış şeması Şekil 4.27'de verilmiştir.



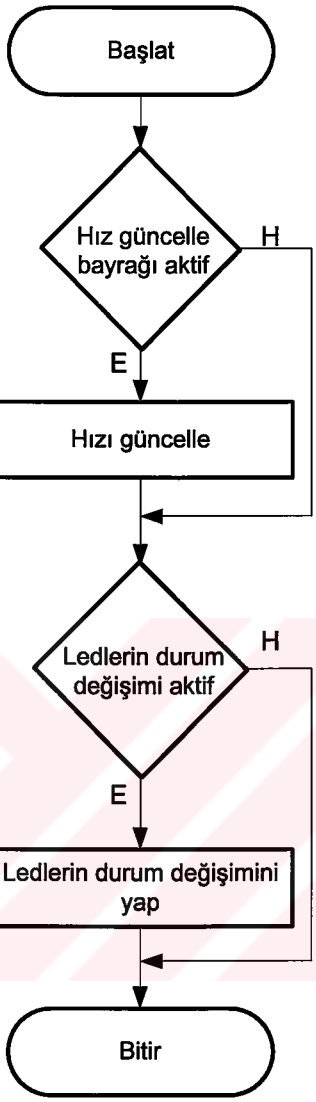
Şekil 4.27. Zamanlayıcı periyot kesmesi altyordamı akış şeması

Burada pozisyon değerindeki hata, her bir indeks sinyali geldiğinde XINT1 harici kesmesinin kullandığı 1. seviye kesme altyordamıyla sıfırlanmaktadır. Bu altyordamın akış şeması Şekil 4.28'de verilmiştir.



Şekil 4.28. XINT1 harici kesmesi altyordamı akış şeması

Arka plan çalışmaya ait altyordamın akış şeması ise Şekil 4.29'da verilmiştir.



Şekil 4.29. Arka plan çalışmanın akış şeması

Hız güncelleme işlemi bulanık denetleyici kullanılarak yapılmaktadır. Hız hata değeri ve hız hata değişimi değeri aralığı [-1, +1] olarak alınmıştır. TMS320F240 sabit noktalı Sİİ olduğu için tüm sayıların tamsayı olarak ifade edilmesi gerekmektedir. Bulanık denetleyiciye ait tüm değerler Q14 formatı kullanılarak ifade edilmiştir. Q14 formatı, [-2, 1.999938964843] aralığındaki sayılar için kullanılmaktadır. 16 bitlik Q formatları ve değişim aralıkları Çizelge 4.11'de verilmiştir.

Çizelge 4.11. Q formatları ve değişim aralıkları

n (Qn)	Minimum	Maksimum
0	-32768	32767
1	-16384	16383.5
2	-8192	8191.75
3	-4096	4095.875
4	-2048	2047.9375
5	-1024	1023.84375
6	-512	511.984375
7	-256	255.9296875
8	-128	127.87109375
9	-64	63.998046875
10	-32	31.9990234375
11	-16	15.99951171875
12	-8	7.999755859375
13	-4	3.999877929687
14	-2	1.999938964843
15	-1	0.999969482421

Çizelgede görüldüğü gibi aralıkları küçülterek elde edilecek değerin hassasiyeti artırılabilmektedir. Q0, Q14 ve Q15 formatları için hesaplanan beş farklı değer şu şekildedir;

Q0: $1100000000000001b = -2^{15} + 2^{14} + 2^{0} = -16383$

Q14: $0.100000000000000b = 2^{-1} = 0.5$

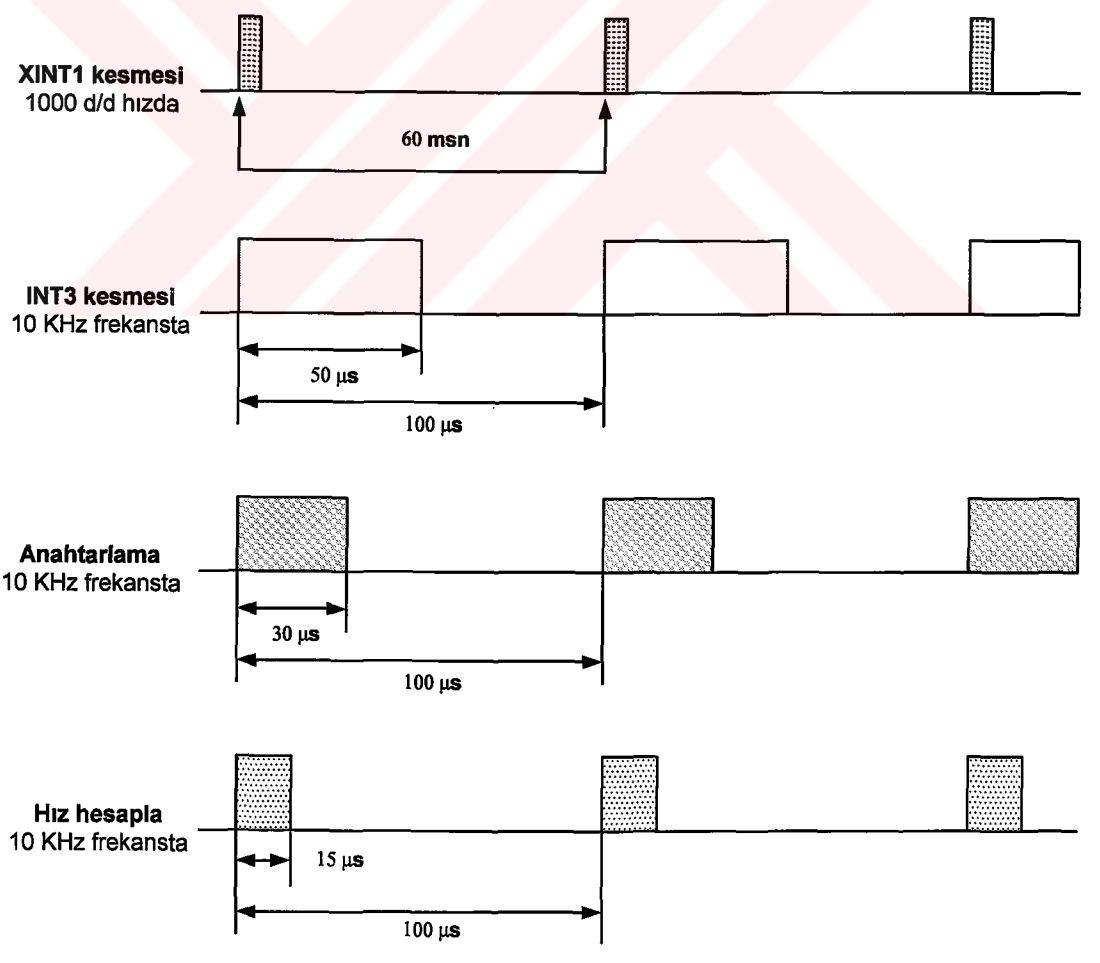
Q14: $11.100000000000000b = -2^{1} + 2^{0} + 2^{-1} = -0.5$

Q14: $11.000000000000001b = -2^{1} + 2^{0} + 2^{-14} = -0.9999389648438$

Q15: $1.100000000000001b = -2^{0} + 2^{-1} + 2^{-15} = -0.4999694824219$

Bütün kritik zaman gerektiren motor kontrol işlemleri kesme servislerine ait altyordamlar ile yapılmaktadır. Zamanlayıcıya ait 3. seviyede çalışan altyordam, maskelenebilir INT3 seviyesindeki kesme kullanılarak çalıştırılmaktadır. Bu kesme olay yöneticisine ait B gurubu kesmedir. Çalışma frekansı 10 KHz olarak belirlenmiştir. Çalışma frekansı yazılım içerisinde tanımlanan değişkenler aracılığıyla değiştirilebilmektedir.

Şekli 4.30'da zamanlayıcı kesme altyordamı INT3, indeks işareti algılama ve pozisyon sıfırlama altyordamı XINT1, anahtarlama altyordamı ve hız hesaplama altyordamına ait çalışma zamanları ve süreleri görülmektedir.



Şekil 4.30. Altyordamların çalışma zamanları ve süreleri

Şekildeki değerler DSP 20 MHz saat frekansıyla çalışırken alınmıştır. Program derlendikten sonra oluşturulan MAIN.OUT dosyasına ait kodun boyutu 6.35 KB olup toplam 83 kelime kullanılmıştır.

Yazılıma ait tüm dosyalar ve açıklamaları Çizelge 4.12'de verilmiştir.

Çizelge 4.12. Hazırlanan programa ait dosyalar

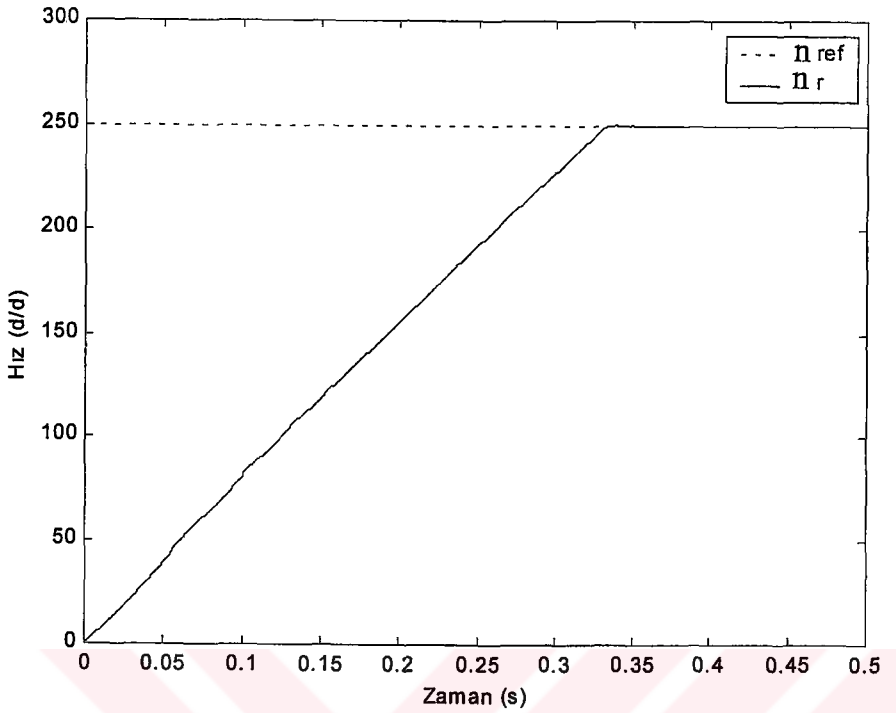
Dosya Adı	Açıklama
TYPEDEFS.H	Veri tipi tanımlamaları
C240.H	Sİİ kayıtçı tanımlamaları
CONSTANT.H	Sabit değer tanımlamaları
SRM.H	ARM değişken tanımlamaları
VECTORS.ASM	Kesmelere ait vektör tanımlamaları
LINK.CMD	Çalışan kod üretilirken kullanılan bağlantı dosyası
EVMGR.C	Olay yöneticisi tanımlamaları
MAIN.C	Ana program kaynak kodu dosyası
MAIN.OUT	Sİİ ' ye yüklenen ve çalıştırılan kod dosyası

5. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLARIN İRDELENMESİ

Üzerinde çalışılan sistemin uygulamasını gerçekleştirmeden önce benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim için Delphi programlama dili kullanılarak bir simülatör hazırlanmış ve motorun farklı hız ve yük altında tepkisi gözlemlenmiştir. Daha sonra uygulama devresi gerçekleştirilerek benzetim sonuçları ile deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Uygulama için Texas Instruments™ firmasının TMS320F240 16 bit sabit noktalı sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır. Uygulama programı ANSI C diliyle hazırlanmıştır. Hazırlanan program derlendikten sonra XDS510PP emülatör aracılığıyla Sİİ hafızasına aktarılarak çalıştırılmıştır. Motorun çalışması istenen referans hız değeri, bir potansiyometre kullanılarak Sİİ'nin analog girişine uygulanmıştır. Anahtarlama frekansı 10KHz olarak alınmış ve hız güncelleme işlemi her 100 μs'de yapılmıştır.

Motorun çalışması 2 farklı durum için incelenmiştir. Bunlar değişik hız ve yük altında çalışmalardır. Motorun farklı hızlarda çalışması, 250 d/d, 500 d/d, 1000 d/d ve 1500 d/d için gözlemlenmiştir.

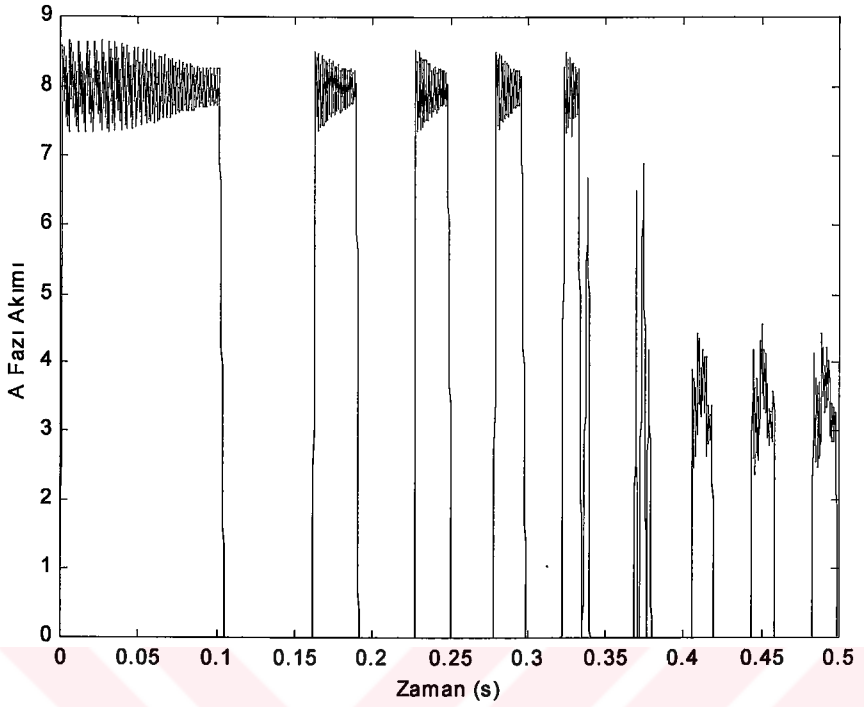
Şekil 5.1'de motorun hareketsiz durumdan 250 d/d hıza ulaşması görülmektedir.



Şekil 5.1. Motor 250 d/d hıza ulaşırken referans hız ve gerçek hız

Benzetimden elde edilen grafikten görüldüğü gibi gerçek hız referans hızı 330 ms sonra yakalamıştır. Referans hızı yakaladıktan sonra sapma olmamakta ve gerçek hız istenen referans hızı çok iyi izlemektedir.

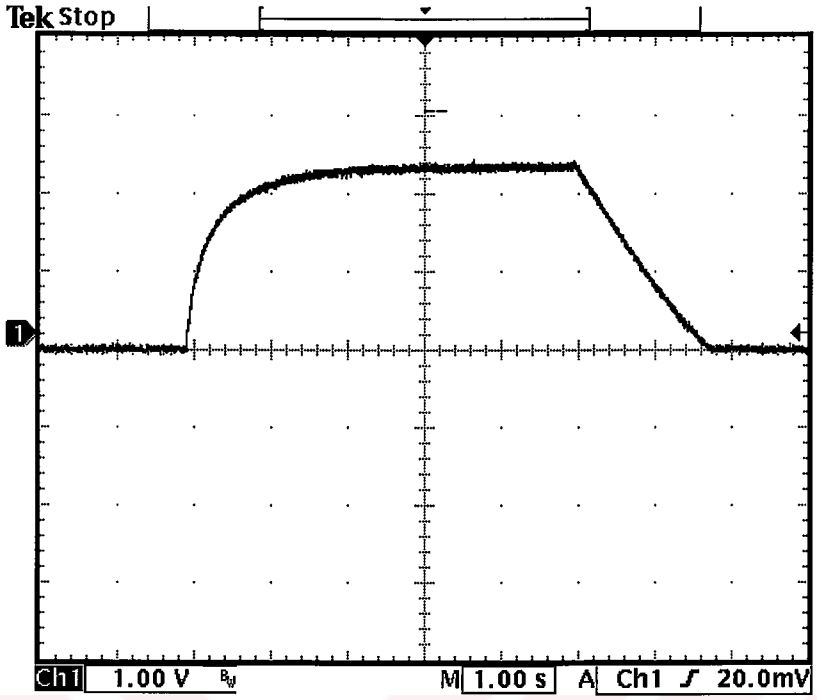
Şekil 5.2'de motor 250 d/d hıza ulaşırken a fazı akımı görülmektedir.



Şekil 5.2. Motor 250 d/d hıza ulaşırken a fazı akımı

Şekilde görüldüğü gibi motor referans hıza ulaştıktan sonra çekilen akım azalmaktadır. Hızlanma sırasında 8A seviyesinde olan faz akımı kararlı durumda iken yarı yarıya azalarak 4A seviyesine düşmüştür. Ayrıca hız arttıkça faz akımının periyodunun düşmekte ve frekansın artmakta olduğu görülmektedir.

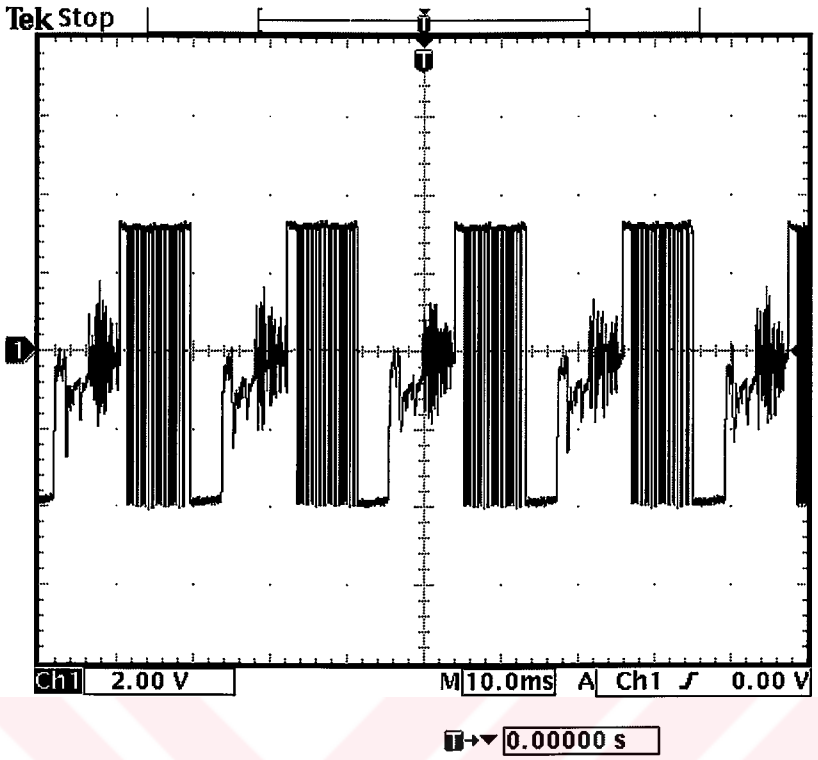
Şekil 5.3'de motorun dururken 250 d/d'ya ulaşması ve tekrar hızın 0 d/d'ya düşmesini gösteren deneyden elde edilen takojeneratör çıkışı görülmektedir. 250 d/d hıza ulaşması sırasında motora 70V gerilim uygulanmıştır. İstenen referans hız değeri potansiyometre aracılığıyla Sİİ'nin analog girişine uygulanmıştır. Motor 250 d/d hıza ulaştıktan kısa süre sonra istenen referans hız 0 d/d yapılarak takojeneratör çıkışı elde edilmiştir.



Şekil 5.3. Hızın 250 d/d'ya yükselmesi ve 0 d/d'ya düşmesi sırasındaki takojeneratör çıkışı

Şekilde görüldüğü gibi motorun 250 d/d referans hıza ulaşması, referans hızdan 0 d/d'ya düşmesinden daha uzun süre almaktadır. Bu da motorun sürtünme katsayısının hızlanma anında frenleme etkisi yaparak referans hıza ulaşmayı geciktirmesinden ve yavaşlama anında ise yine aynı etkiden dolayı 0 d/d'ya düşmeyi hızlandırmasından kaynaklanmaktadır.

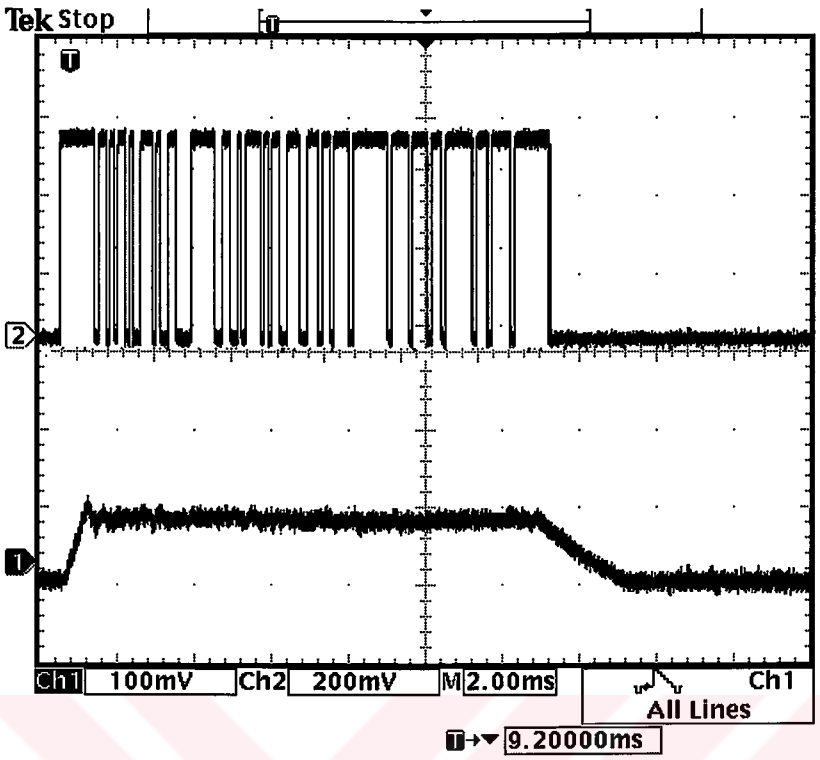
Şekil 5.4'de motor 250 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi görülmektedir. Referans hız girişi bir potansiyometre kullanılarak yapılmış ve motorun kararlı durumdaki a fazı gerilimi elde edilmiştir.



Şekil 5.4. 250 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi

Şekilde a fazı akımına kıyma işlemi uygulanan kısımlar açık bir şekilde görülmektedir. Uygulanan gerilime göre dışarıdan girilen referans hız değerini elde edebilmek için yapılan kıyma işlemi, akımı sabit bir değerde tutmak için, belirlenen değerin üzerine çıkarken sürekli olarak gerilimi 10 KHz'lik frekansta anahtarlamaktadır.

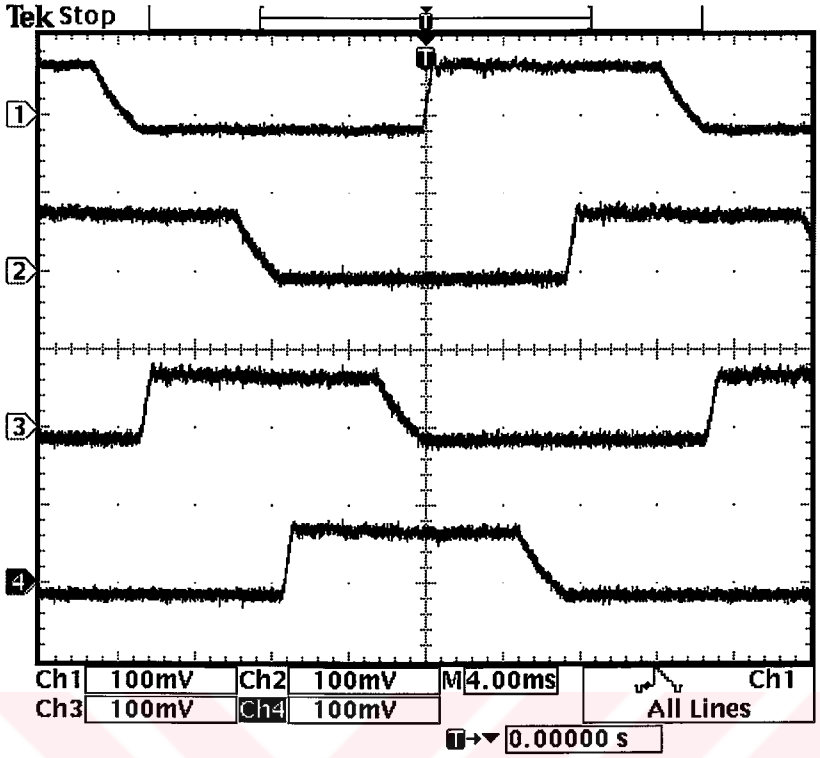
Şekil 5.5'te 250 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı sürme sinyali ve a fazı akımı görülmektedir.



Şekil 5.5. 250 d/d kararlı iken a fazı sürme sinyali ve akımı

Şekilde görüldüğü gibi faz akımına, referans hızı 250 d/d'da sabit tutabilmek için sürekli kıyma işlemi yapılmaktadır. Doğrudan faz gerilimini açıp kapatan Sİİ dijital sürme çıkış sinyali 10 KHz frekansta IGBT'leri sürmektedir. Motor 70V gerilim ile çalışmaktadır.

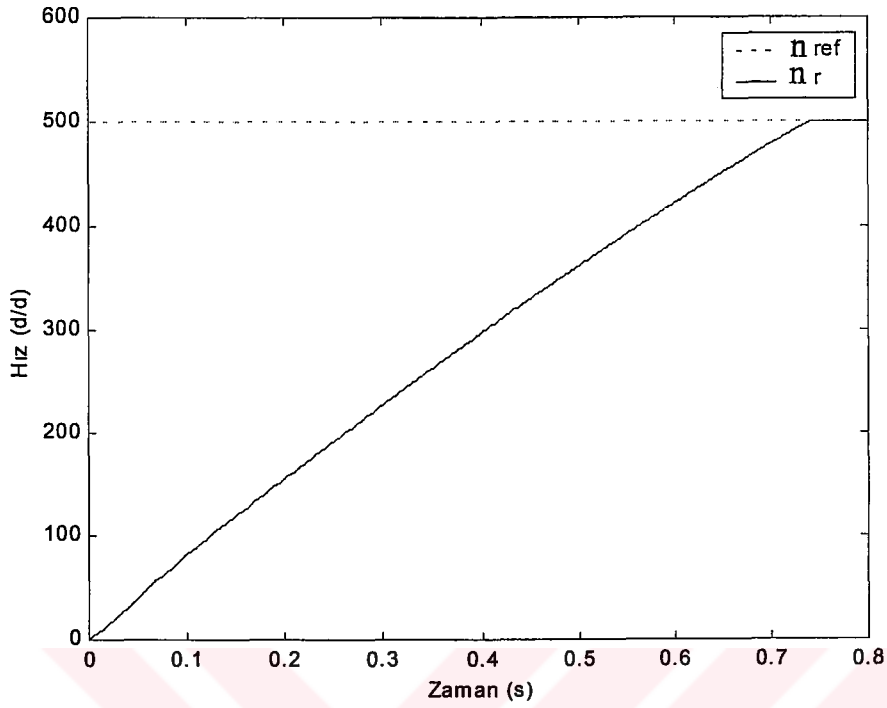
Şekil 5.6'da motorun 250 d/d hızda kararlı iken 4 faz akımı görülmektedir. Motor 70V uygulanarak yüksüz olarak çalıştırılmıştır.



Şekil 5.6. 250 d/d kararlı iken benzetimden elde edilen 4 faza ait akımlar

Motor fazları her 60°'lik dönme için sırasıyla enerjilendirilmektedir. Her bir fazın kıyma işlemi referans hıza göre düzenlenmekte ve iletim açısı sonunda 0A değerine düşmektedir.

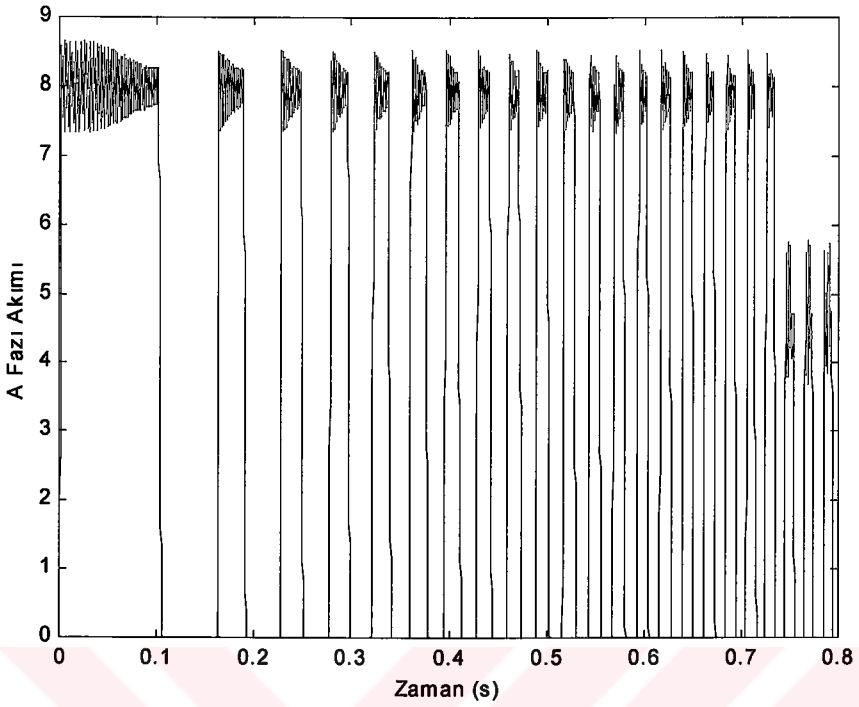
Şekil 5.7'de benzetimden elde edilen motorun hareketsiz durumdan 500 d/d hıza ulaşması eğrisi görülmektedir.



Şekil 5.7. Motor 500 d/d hıza ulaşırken referans hız ve gerçek hız

Benzetimden elde edilen grafikten görüldüğü gibi gerçek hız referans hızı 730 ms sonra yakalamıştır. Referans hızı yakaladıktan sonra sapma olmamakta ve gerçek hız istenen hızı çok iyi izlemektedir.

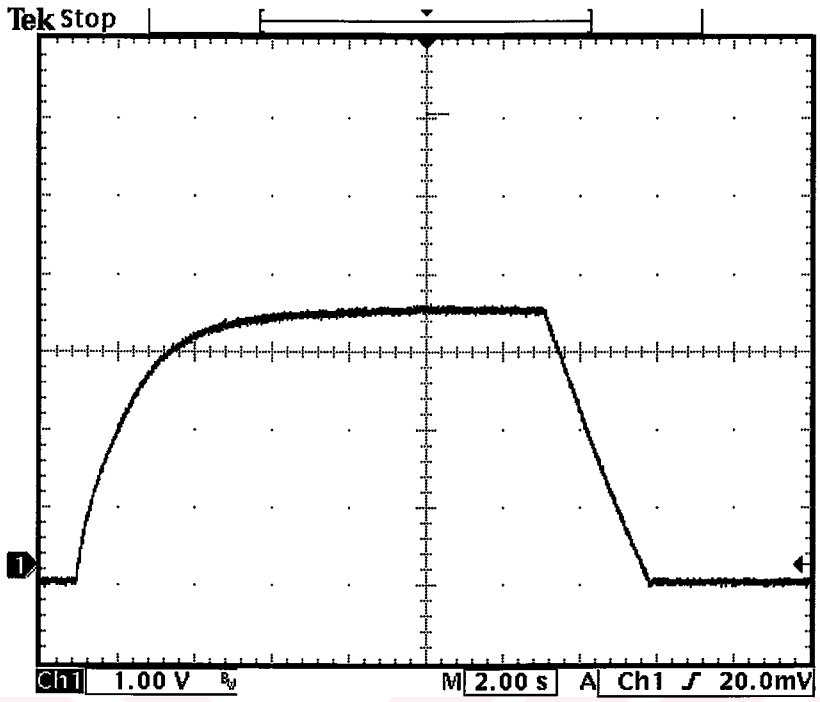
Şekil 5.8'de motor 500 d/d hıza ulaşırken a fazı akımı görülmektedir.



Şekil 5.8. Motor 500 d/d hıza ulaşırken a fazı akımı

Şekilde görüldüğü gibi motor referans hıza ulaştıktan sonra çekilen akım azalmaktadır. Hızlanma sırasında 8A seviyesinde olan faz akımı kararlı durumda iken yaklaşık yarı yarıya azalarak 4.5A seviyesine düşmüştür. Ayrıca hız arttıkça faz akımının periyodu düşmekte ve frekansı artmaktadır.

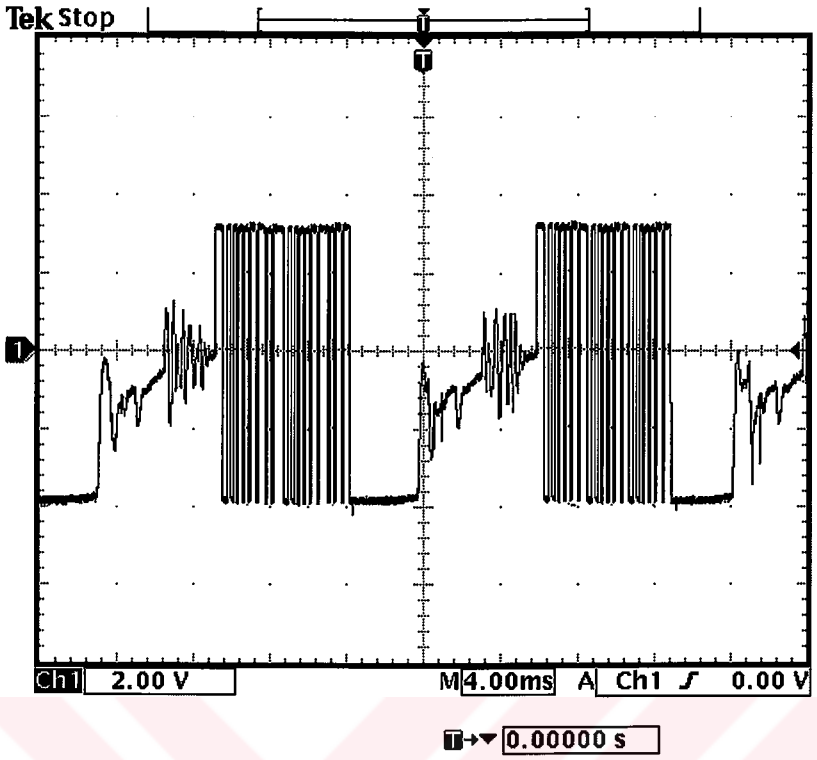
Şekil 5.9'da duran motorun 500 d/d hıza ulaşması ve hızın 0 d/d hıza düşmesini gösteren deneyden elde edilen takojeneratör çıkışı görülmektedir. Motor 70V sabit gerilim altında çalışmaktadır.



Şekil 5.9. Hızın 500 d/d'ya yükselmesi ve 0 d/d'ya düşmesi sırasındaki takojeneratör çıkışı

Şekilde görüldüğü gibi motorun 500 d/d referans hıza ulaşması, referans hızdan 0 d/d'ya düşmesinden daha çok zaman almaktadır.

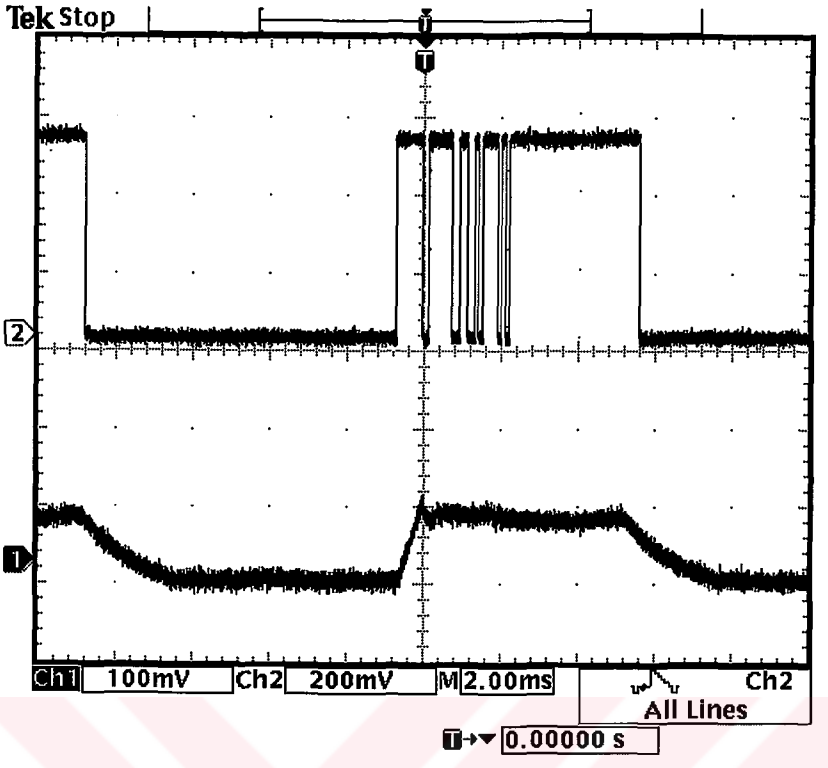
Şekil 5.10'da motor 500 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi görülmektedir. Motor faz gerilimi 70V olarak uygulanmıştır. Hız ayarı bir potansiyometre ile Sİİ analog girişi kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 5.10. 500 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi

Şekilde a fazı akımına kıyma işlemi uygulanan kısımlar açık bir şekilde görülmektedir. Uygulanan gerilime göre istenen referans hız değerini elde edebilmek için yapılan kıyma işlemi, akımı sabit bir değerde tutmak için belirlenen değerin üzerine çıkarken sürekli olarak kaynak gerilimini 10 KHz'lik frekansta kıymaktadır.

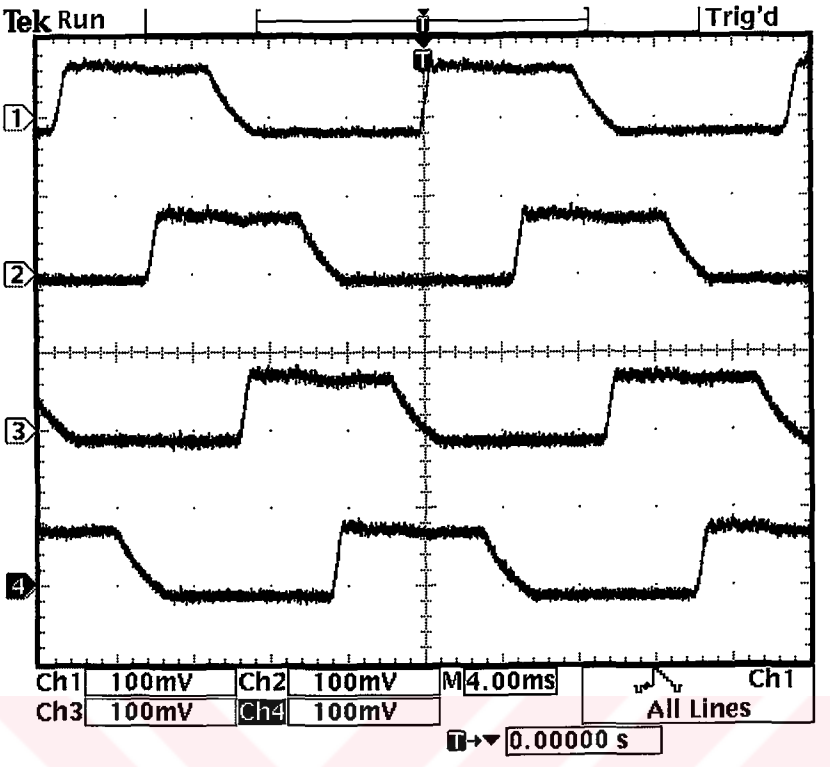
Şekil 5.11'de 500 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı sürme sinyali ve a fazı akımı görülmektedir. Bu şekil motor 70V faz gerilimi altında çalıştırılarak elde edilmiştir.



Şekil 5.11. 500 d/d kararlı iken a fazı sürme sinyali ve akımı

Şekilde görüldüğü gibi faz akımına, referans hızı 500 d/d'da sabit tutabilmek için sürekli kıyma işlemi yapılmaktadır. Doğrudan faz gerilimini açıp kapatan Sİİ dijital sürme çıkış sinyali 10 KHz frekansta IGBT'leri sürmektedir.

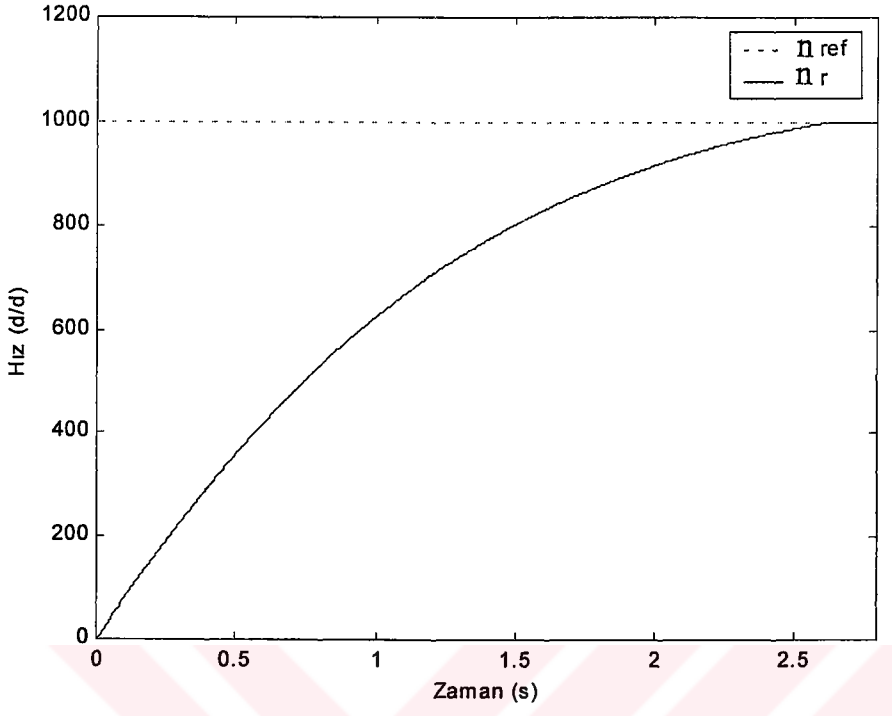
Şekil 5.12'de motorun 500 d/d hızda kararlı iken 4 faz akımı görülmektedir.



Şekil 5.12. 500 d/d kararlı iken deneyden elde edilen 4 faza ait akımlar

Motor fazları her 60°'lik dönmeye göre sırasıyla enerjilendirilmektedir. Her bir fazın kıyma işlemi referans hıza göre düzenlenmektedir.

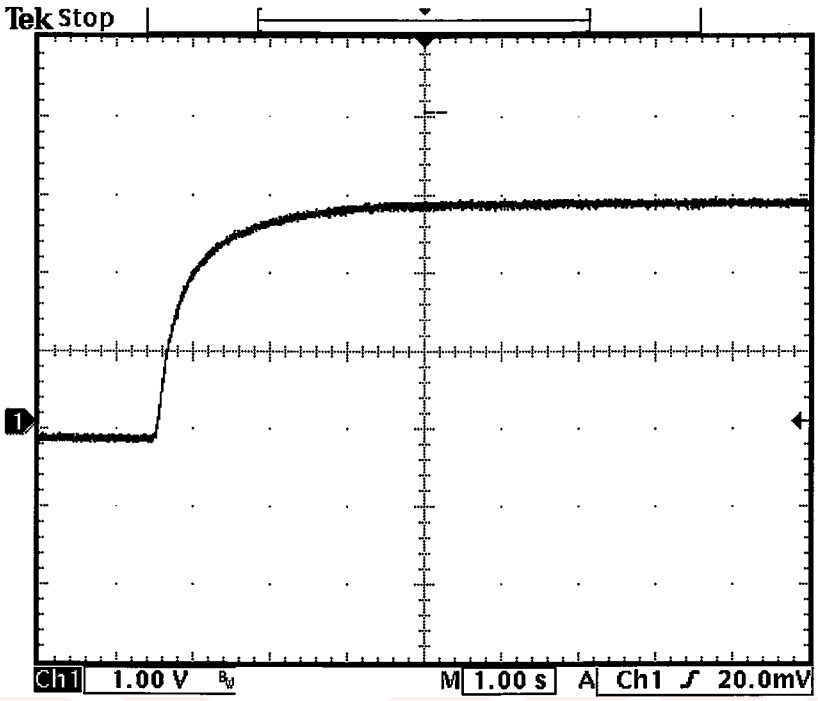
Şekil 5.13'de motorun hareketsiz durumdan 1000 d/d hıza ulaşmasını gösteren benzetim eğrileri verilmiştir.



Şekil 5.13. Motor 1000 d/d hıza ulaşırken referans hız ve gerçek hız

Benzetimden elde edilen eğriden görüldüğü gibi gerçek hız referans hızı 2.6 s sonra yakalamıştır. Referans hızı yakaladıktan sonra sapma olmamakta ve gerçek hız istenen hızı çok iyi izlemektedir. Hızın 0 d/d'dan 1000 d/d'ya ulaşması sırasında doğrusal artış olmamaktadır. 500 d/d'dan sonra hız artış oranı azalmaktadır.

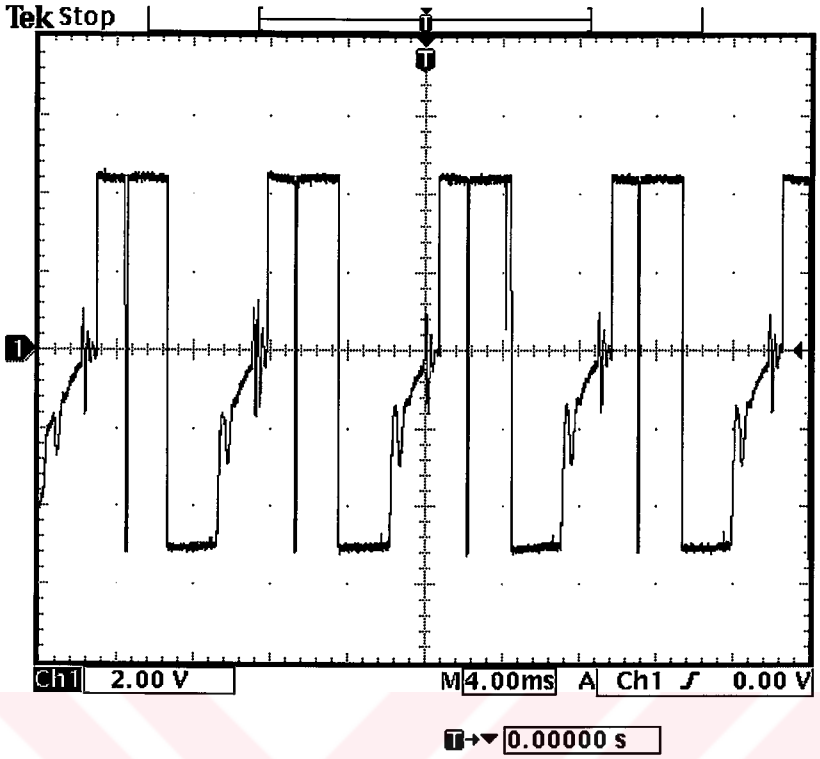
Şekil 5.14'de duran motorun 1000 d/d referans hıza ulaşmasını gösteren takojeneratör çıkışı görülmektedir. Motor 80V sabit faz gerilimi altında çalışırken hız ayarı potansiyometre ile yapılmıştır.



Şekil 5.14. Hızın 1000 d/d'ya yükselmesi sırasındaki takojeneratör çıkışı

Şekilde görüldüğü gibi motor referans hızı yakaladıktan sonra herhangi bir salınım yapmadan 1000 d/d hızda çalışmaktadır. Benzetim çalışmasındaki 500 d/d'dan sonraki hız artışındaki yavaşlama deneysel sonuçta da görülmektedir.

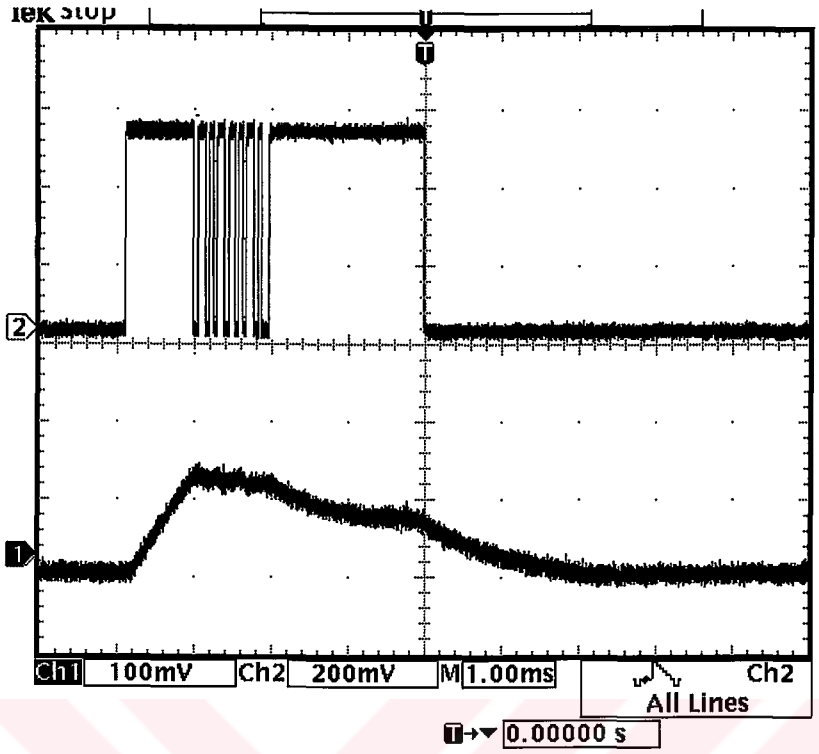
Şekil 5.15'de motor 1000 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi görülmektedir.



Şekil 5.15. 1000 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi

Şekilde a fazı akımına kıyma işlemi uygulanan kısımlar açık bir şekilde görülmektedir. Uygulanan gerilime göre dışarıdan girilen referans hız değerini elde edebilmek için yapılan kıyma işlemi, akımı sabit bir değerde tutmak için sürekli olarak gerilimi 10 KHz'lik frekansta kıymaktadır. Uygulanan faz gerilimi 80V'tur.

Şekil 5.16'da 1000 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı sürme sinyali ve a fazı akımı görülmektedir.

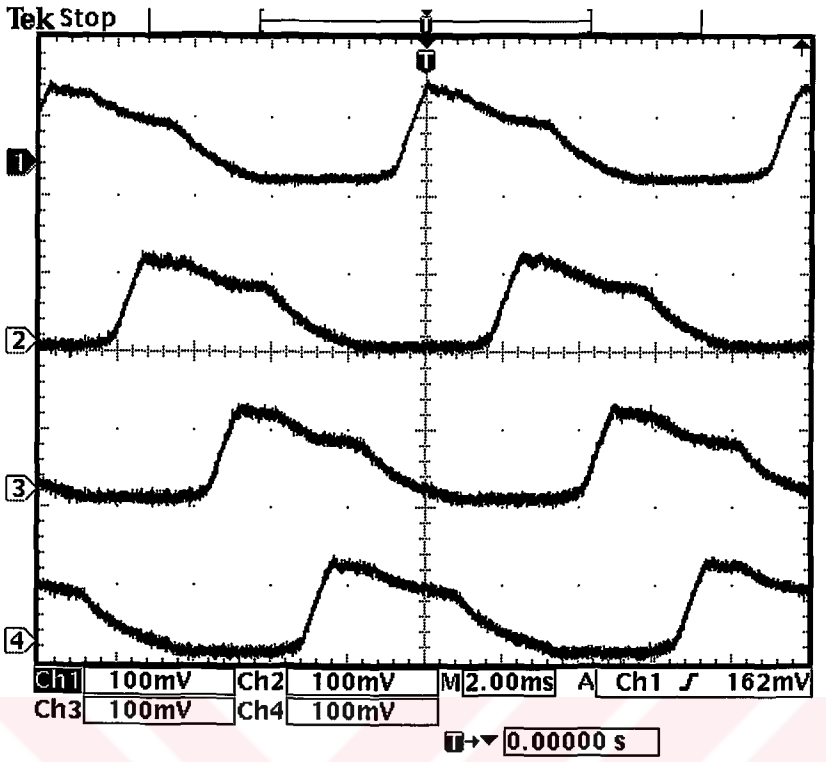


Şekil 5.16. 1000 d/d kararlı iken a fazı sürme sinyali ve akımı

Şekilde görüldüğü gibi faz akımına, referans hızı 1000 d/d'da sabit tutabilmek için akımın belirli bir seviyenin üzerine çıkacağı kısımlarda sürekli kıyma işlemi yapılarak hız sabit tutulmaktadır. Doğrudan faz gerilimini açıp kapatan Sİİ dijital sürme çıkış sinyali 10 KHz frekansta IGBT'leri sürmektedir.

Şekil 5.17'de motorun 1000 d/d hızda kararlı iken 4 faz akımı görülmektedir.

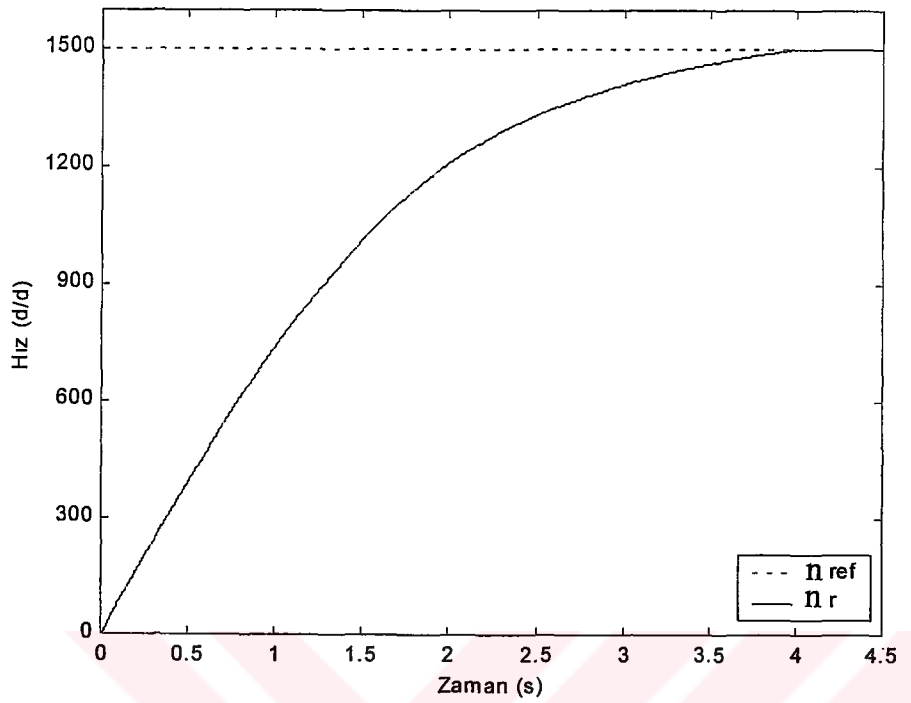
T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ



Şekil 5.17. 1000 d/d kararlı iken deneyden elde edilen 4 faza ait akımlar

Motor fazları her 60°'lik dönmeye göre sırasıyla enerjilendirilmektedir. Her bir fazın kıyma işlemi referans hıza göre düzenlenmektedir.

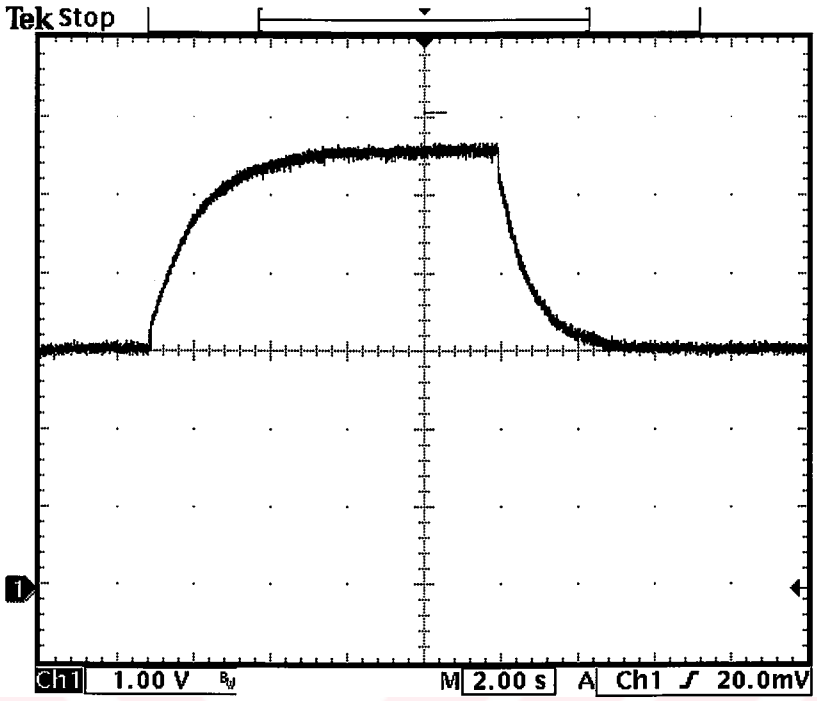
Şekil 5.18'de motorun hareketsiz durumdan 1500 d/d hıza ulaşması görülmektedir.



Şekil 5.18. Motor 1500 d/d hıza ulaşırken referans hız ve gerçek hız

Benzetimden elde edilen grafikten görüldüğü gibi gerçek hız referans hızı 3.8 s sonra yakalamıştır. Referans hızı yakaladıktan sonra sapma olmamakta ve gerçek hız istenen hızı çok iyi izlemektedir. Hız 1500 d/d'ya yaklaşırken hız artış oranının azalmakta olduğu görülmektedir.

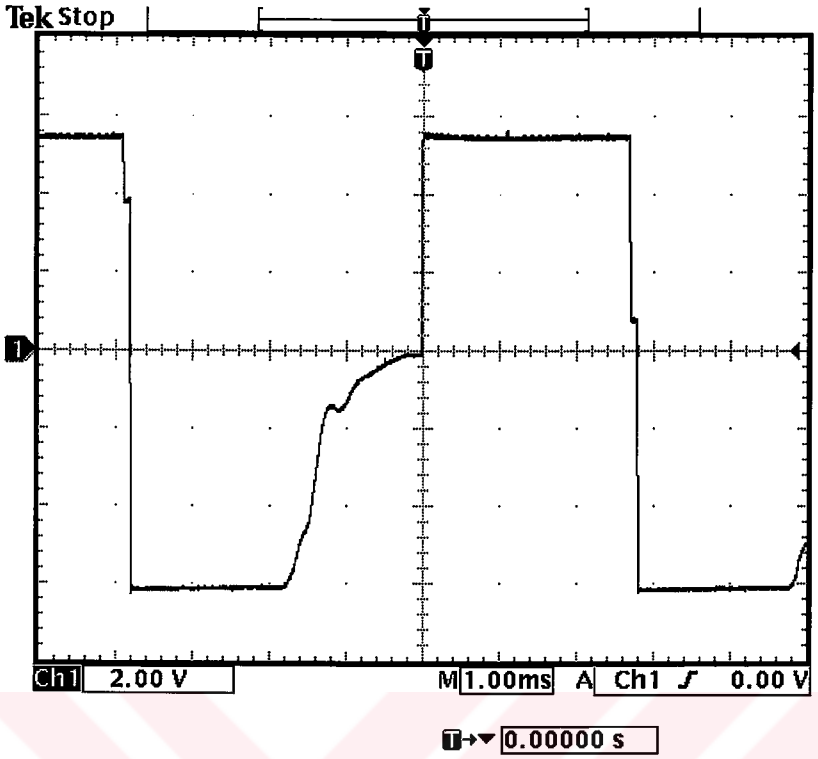
Şekil 5.19'da motorun 1000 d/d hızdan 1500 d/d'ya ulaşması ve tekrar 1000 d/d'ya düşmesini gösteren deneyden elde edilen takojeneratör çıkışı görülmektedir. Motor 110V sabit faz gerilimi altında çalışmakta ve hız ayarı potansiyometre aracılığıyla yapılmıştır.



Şekil 5.19. Hızın 1000 d/d'dan 1500 d/d'ya yükselmesi ve tekrar 1000 d/d'ya düşmesi sırasındaki takojeneratör çıkışı

Şekilde görüldüğü gibi motorun 1500 d/d referans hıza ulaşması, 1000 d/d'ya düşmesinden daha çok zaman almaktadır. Buda motorun sürtünme katsayısının hızlanma anında frenleme etkisi yaparak referans hıza ulaşmayı geciktirmesinden ve yavaşlama anında ise yine aynı etkiden dolayı 1000 d/d'ya düşmeyi hızlandırmasından kaynaklanmaktadır. Denetleyici 1000 d/d'ya düşme sırasında 1000 d/d'ya yaklaştıkça hız düşüş oranı azalmakta ve 1000 d/d'ya ulaştığında sabitlenmektedir.

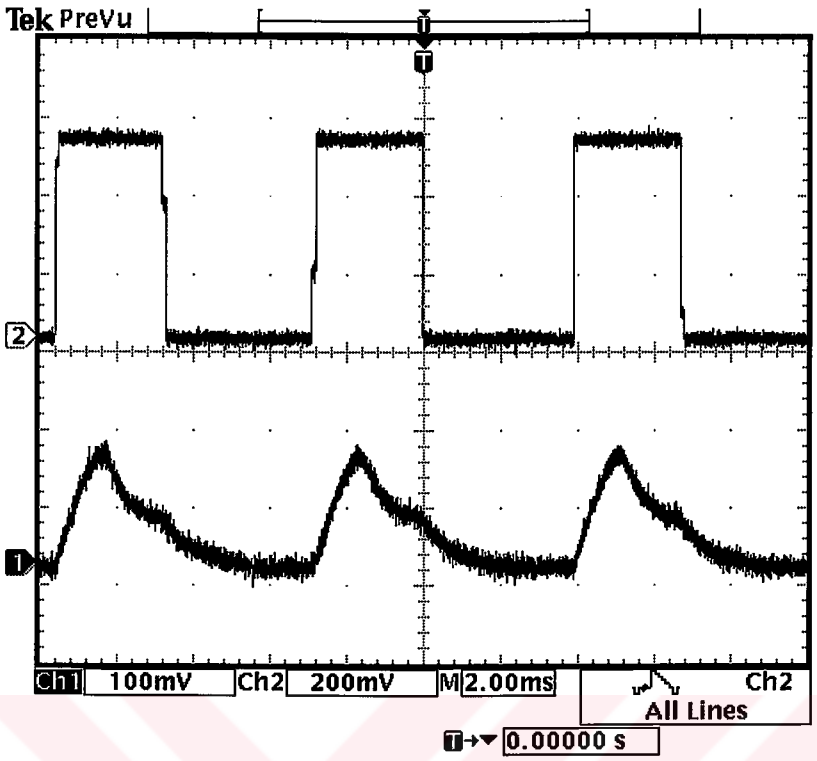
Şekil 5.20'de motor 1500 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi görülmektedir. Burada faz gerilimi 110V olarak uygulanmıştır.



Şekil 5.20. 1500 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı gerilimi

Şekilde a fazı akımına kıyma işlemi uygulanmadığı açık bir şekilde görülmektedir. Uygulanan gerilime göre dışarıdan girilen referans hız değerini elde edebilmek için kıyma işlemine gerek duyulmamaktadır.

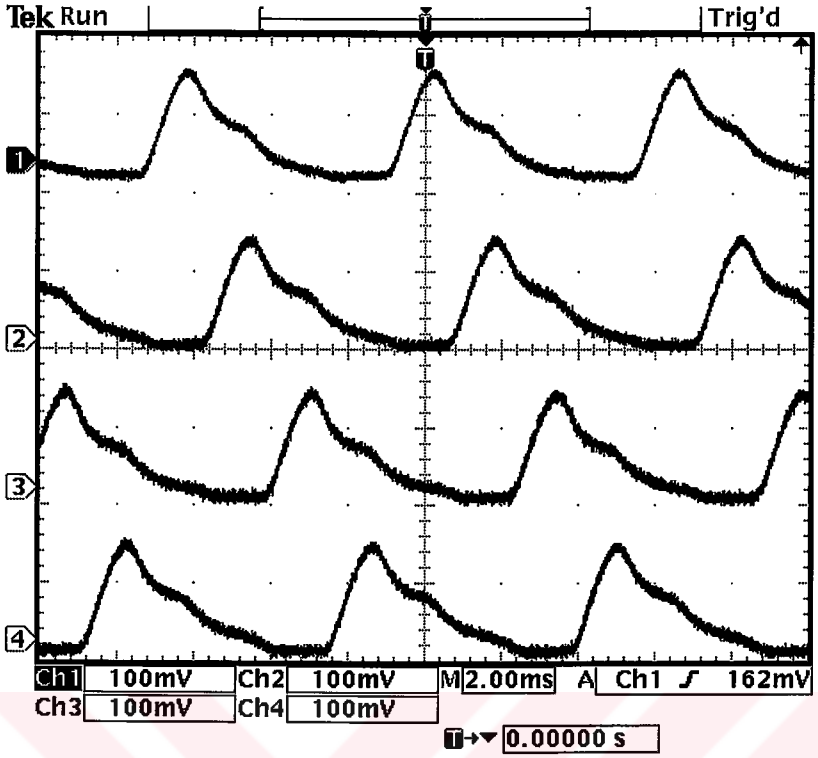
Şekil 5.21'de 1500 d/d hızda kararlı iken deneyden elde edilen a fazı sürme sinyali ve a fazı akımı görülmektedir. Motor 110V sabit faz gerilimi altında çalıştırılmıştır.



Şekil 5.21. 1500 d/d kararlı iken a fazı sürme sinyali ve akımı

Şekilde görüldüğü gibi faz akımına, referans hızı 1500 d/d'da sabit tutmak için kıyma işlemine ihtiyaç duyulmamaktadır.

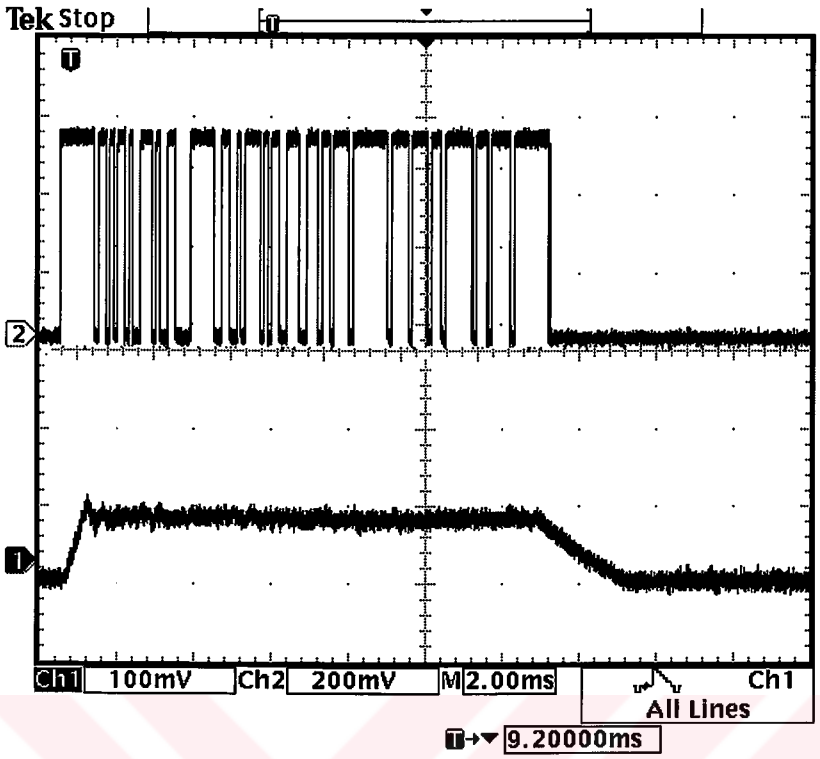
Şekil 5.22'de motorun 1500 d/d hızda kararlı iken 4 faz akımı görülmektedir. Motor çalışma gerilimi 110V olarak uygulanmıştır.



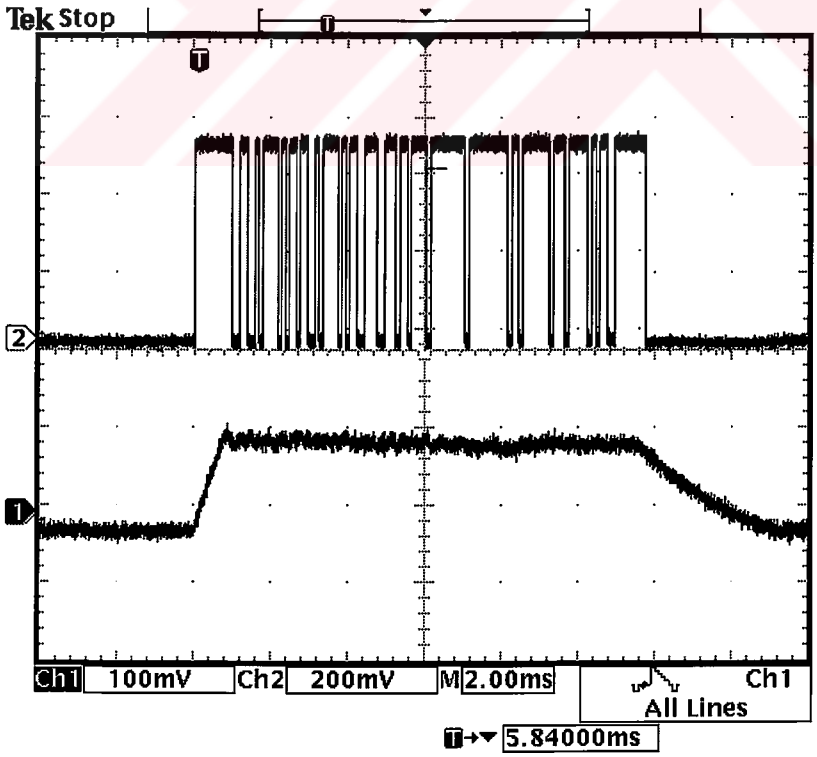
Şekil 5.22. 1500 d/d kararlı iken deneyden elde edilen 4 faza ait akımlar

Motor fazları her 60°'lik dönmeye göre sırasıyla enerjilendirilmektedir. Her bir fazın akım değeri istenen referans hıza göre düzenlenmektedir.

Şekil 5.23'de 250 d/d hızda boşta çalışırken deneyden elde edilen a fazına ait sürme ve akım sinyalleri görülmektedir. Şekil 5.24'de ise 250 d/d hızda yüklü iken alınan sürme ve akım şekilleri görülmektedir. Motora 70V faz gerilimi uygulanmış ve hız potansiyometre ile ayarlanmıştır.



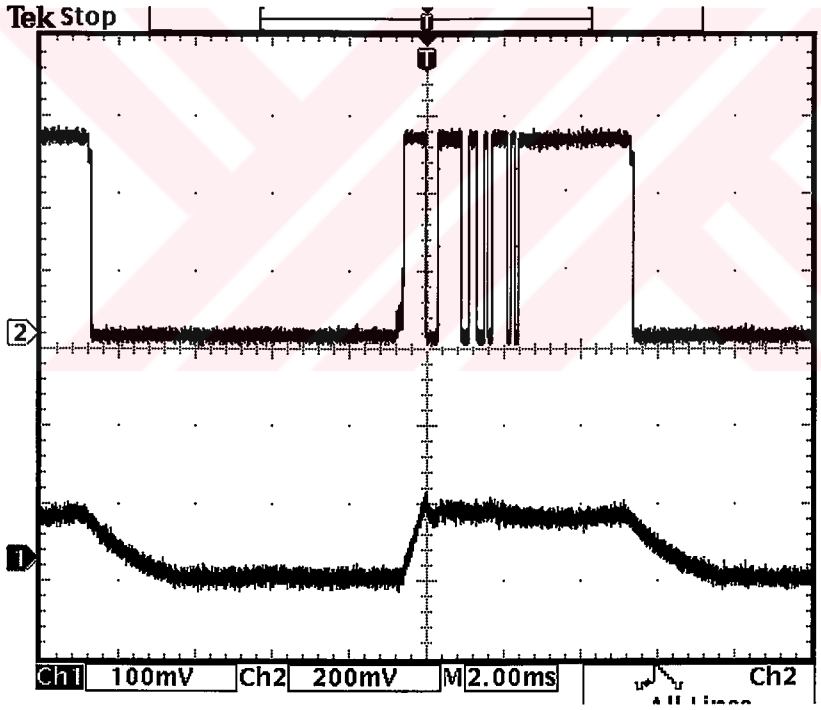
Şekil 5.23. 250 d/d hızda boşta iken a faz akımı ve sürme sinyali



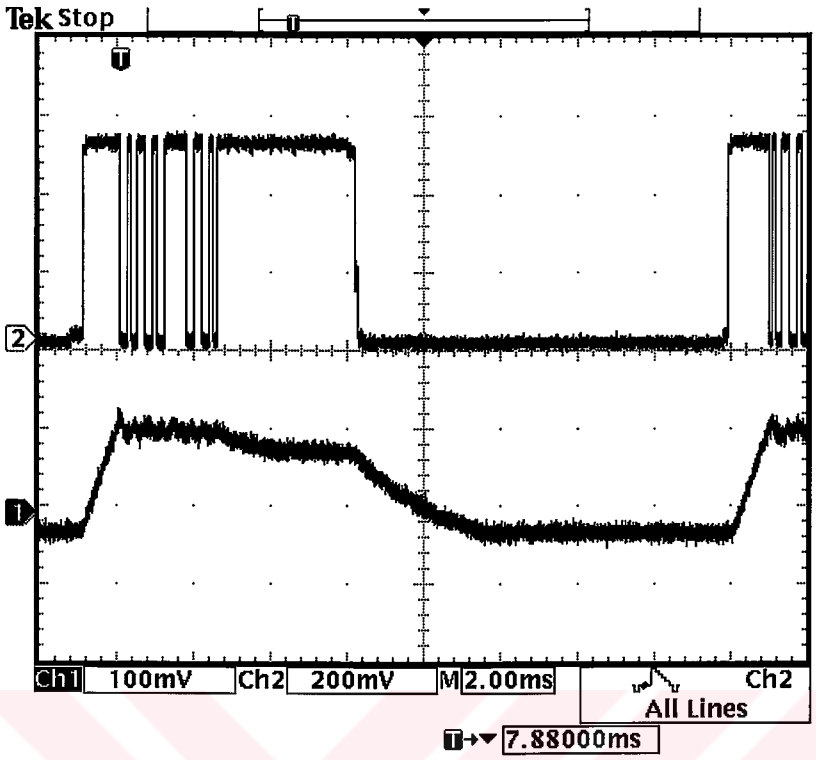
Şekil 5.24. 250 d/d hızda yüklü iken a faz akımı ve sürme sinyali

Her iki şekilde de görüldüğü gibi faz akımında hemen hemen aynı oranda kıyma işlemleri yapılmaktadır. Akım üzerinde kıyma işlemleri yapılarak motorun yüksüz ve yüklü durumlarda referans hızdan sapmaması sağlanmaktadır. Yüklü durumda iken motorun çektiği akım seviyesindeki artış şekilde görülmektedir.

Şekil 5.25'de 500 d/d hızda boşta çalışırken deneyden elde edilen a fazına ait sürme ve akım sinyalleri görülmektedir. Şekil 5.26'da ise 500 d/d hızda yüklü iken alınan sürme ve akım şekilleri görülmektedir. Faz gerilimi 70V olarak uygulanmıştır.



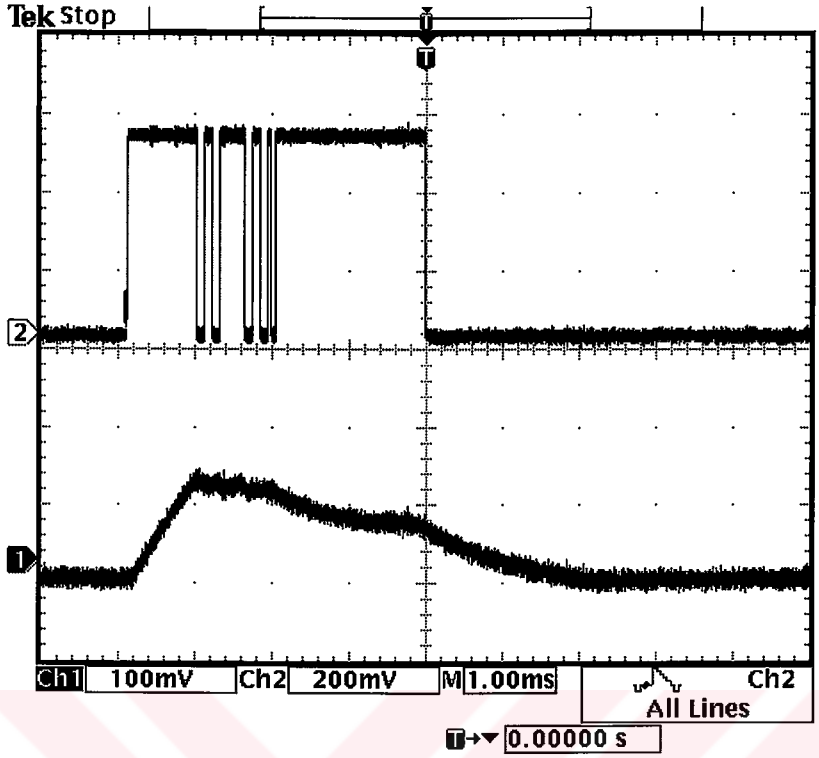
Şekil 5.25. 500 d/d hızda boşta iken a faz akımı ve sürme sinyali



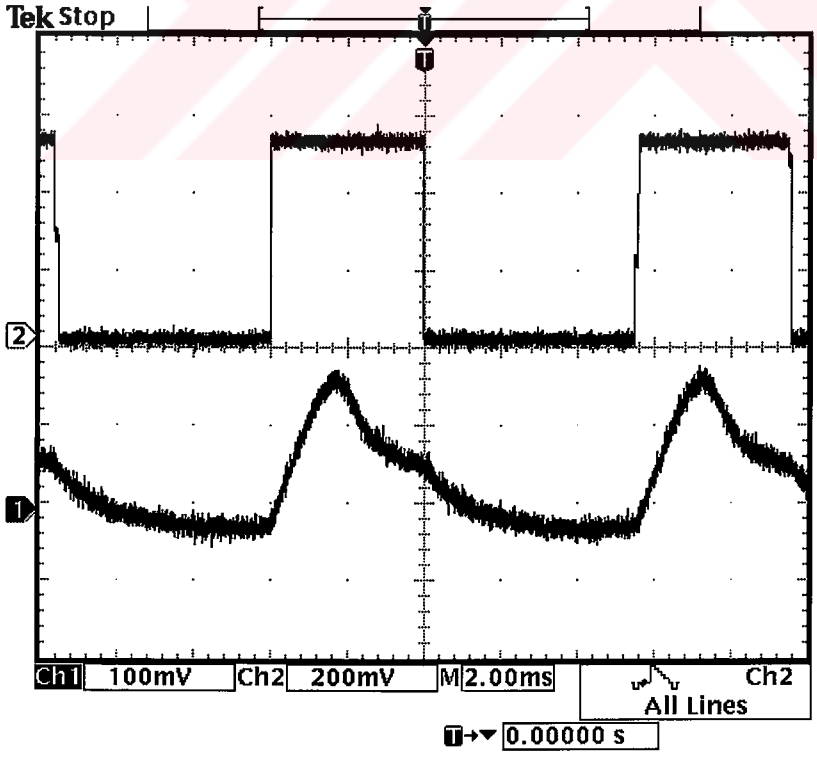
Şekil 5.26. 500 d/d hızda yüklü iken a faz akımı ve sürme sinyali

Her iki şekilde de görüldüğü gibi faz akımında hemen hemen aynı oranda kıyma işlemleri yapılmaktadır. Akım üzerinde kıyma işlemleri yapılarak motorun yüksüz ve yüklü durumlarda referans hızdan sapmaması sağlanmaktadır. Kıyma işlemi akımın ilk yükselme anından hemen sonra başlamakta ve akımın yükselmesi engellenmektedir. Yüklü durumdaki akımın seviyesi yüksüz çalışmadaki akıma göre daha yüksektir.

Şekil 5.27'de 1000 d/d hızda boşta çalışırken deneyden elde edilen a fazına ait sürme ve akım sinyalleri görülmektedir. Şekil 5.28'de ise 1000 d/d hızda yüklü iken alınan sürme ve akım şekilleri görülmektedir.



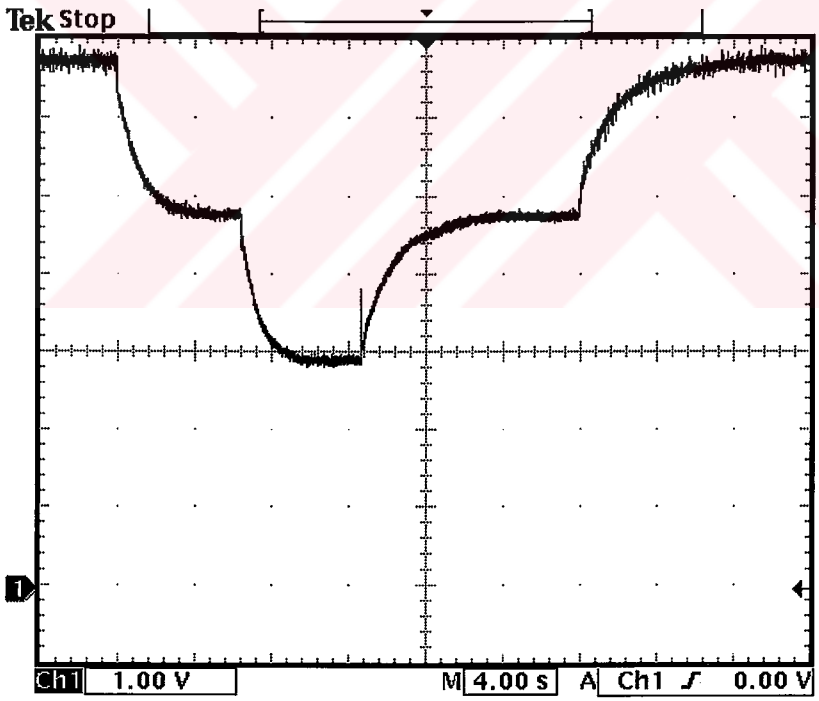
Şekil 5.27. 1000 d/d hızda boşta iken a faz akımı ve sürme sinyali



Şekil 5.28. 1000 d/d hızda yüklü iken a faz akımı ve sürme sinyali

Motorun yüksüz durumda iken referans hızı izleyebilmesi için fazın iletimde olduğu ilk andaki yükselmeden sonra kıyma işlemi yapılmakta daha sonra sürme sinyali sürekli fazı aktif halde tutmaktadır. Yüklü çalışmada ise motoru 1000 d/d sabit hızda tutabilmek için kıyma işlemi hiç yapılmamakta ve faz sürekli aktif olmaktadır.

Son olarak motor farklı bir kaç hız değişimi için boşta iken test edilmiştir. Motorun 1350 d/d sabit hızda iken referans hız önce 750 d/d'ya hemen ardından 650 d/d'ya indirilmiş ve daha sonra referans hız yeniden önce 750 d/d'ya ve hemen sonra 1350 d/d'ya yükseltilerek motorun tepkisi Şekil 5.29'daki gibi gözlemlenmiştir.



Şekil 5.29. Değişik hızlarda motorun çalışması

Şekilde görüldüğü gibi motor farklı referans hızlarda istenilen hız değerini kısa sürede yakalamakta ve sapma olmamaktadır.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada bir anahtarlamalı relüktans motorun hız denetimi sinirsel-bulanık mantık denetleyiciyle yapılmıştır. Sistemin önce benzetimi daha sonra uygulaması gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasında Delphi programlama dili kullanılarak bir simülatör hazırlanmış ve bu simülator ile motorun değişik şartlar altında tepkisi incelenmiştir. Yapılan incelemelerde, motorun boşta ve yük altında iken istenen referans hızı yakaladıktan sonra sapma yapmadığı görülmüştür. Ayrıca kararlı durumda aniden yüklendiğinde hız değişimi olmamakta ve motor kararlı çalışmasını sürdürmektedir.

ARM'lerin yapılarının basit olmasına karşın doğrusal olmayan karakteristiğinden dolayı doğrusal denetim metodlarıyla çok iyi performans sağlanamamaktadır. Bu yüzden son yıllarda bulanık denetleyici kullanılarak denetimi konusunda başarılı çalışmalar yapılmıştır. Ancak bulanık denetleyiciye ait en iyi kural tablosu ve üyelik fonksiyonu değerlerinin belirlenmesi deneme yanılma metoduyla yapılmakta ve çok uzun zaman almaktadır. Bazen en iyi değerler bulunamayabilmektedir. Bu çalışmada bulanık denetleyici kuralları ve üyelik fonksiyonu değerleri yapay sinir ağları kullanılarak elde edilmiştir. Kuralların öğrenilmesi için NEFCLASS modeli kullanılmıştır. Başlangıçta 49 kural tesbit edilmiştir. Başlangıç kuralları ve üyelik fonksiyonlarının değerleri sistemin dinamik davranışı incelenerek elde edilmiştir. Ayrıca benzetim çalışmasında faz endüktans değeri bulanık denetleyici kullanılarak elde edilmiştir. Yaygın olarak kullanılan kosinüs metodunda faz akımı değişimi dikkate alınmadığı için elde edilen değerler tam doğru değildir. Ancak bulanık denetleyici, hazırlanan az sayıda üyelik fonksiyonu ve kural ile istenen pozisyon ve akım için kullanılacak endüktans değerini elde edebilmektedir. Eğitim işlemi sırasında simetrik olma ve en iyi

kuralların seçilmesi özellikleri seçilerek her bir giriş için 3 bulanık kümeye sahip üyelik fonksiyonu ve toplam 9 kural elde edilmiştir. Kural sayısının az olması uygulamada denetleyici algoritmasının daha kısa sürede gerçekleştirilmesini sağlamıştır. Üyelik fonksiyonlarının ve kural tablosunun yapay sinir ağları ile öğrenilmesi benzetim ve uygulama hazırlama süresini çok kısaltmıştır. Ayrıca deneme yanılma metoduna gerek kalmadan en iyi değerler bulunmuştur.

Uygulama Texas Instruments™ tarafından üretilen TMS320F240 sayısal işaret işlemcisi (Sİİ) kullanılarak yapılmıştır. Uygulama programı ANSI C diliyle hazırlanmıştır. Motordan alınan 4 faz akımı ile pozisyon ve indeks bilgisi algılayıcılarla Sİİ'ye aktarılmıştır. Hazırlanan program gelen bilgilere göre 10 KHz'lik bir frekansta yeni denetim değerlerini belirlemektedir. Anahtarlama ve denetim algoritmasının çalışma frekansının yüksek olması hem denetim hassasiyetini hem de Sİİ'nin örnekleme hassasiyetini artırmıştır. Motorun çalışması istenen referans hız bilgisi, bir potansiyometre aracılığıyla Sİİ'nin analog girişine uygulanmıştır. Motor hız denetim algoritması her 100 μs'de hız güncelleme işlemini başlatmaktadır. Tüm aritmetik işlemlerde ve sayıların ifade edilmesinde Sİİ sabit noktalı olduğu için Q formatı kullanılmıştır.

Motorun 250 d/d, 500 d/d, 1000 d/d ve 1500 d/d hızlarına ulaşması ve bu hızlardan 0 d/d'ya düşmesi boşta ve yük altında incelenmiştir. Ayrıca motor referans hızda kararlı iken boşta ve yük altında çalışması gözlemlenmiştir. Motor hem boşta hem de yük altında iken kararlı durumda çalışmasını sürdürmüş ve referans hızdan sapma olmamıştır.

Bu çalışmada bulanık denetleyiciye ait üyelik fonksiyonları üçgen olarak seçilmiştir. Bundan sonra yapılacak çalışmalarda daha farklı üyelik fonksiyonlarının denenmesi faydalı olacaktır. Ayrıca bulanık denetleyiciye ait değerler yapay sinir ağları ile öğretilmiştir. Bulanık denetleyiciye ait en iyi değerlerin bulunmasında Genetik Algoritma kullanılması faydalı olabilir.

KAYNAKLAR

Aizerman, M.A., 1976, Fuzzy Sets, Fuzzy Proofs and Certain Unsolved Problems in the Theory of Automatic Control, **Avtomatika I Telemehanika**, 171-177.

Al-Bahadly, I.H., 1991, A Simple Inductance Measurement Technique for Variable Reluctance Motors, **UPEC**, September, Brighton.

Arefeen, M.S., Figoli, D., Yu, Z., 1999, Integrating Multiple Motor Control Functions Using a Single DSP Controller, **IEEE**.

Arguman, R., 1988, Sensivity of SRM output on the pole arc ratio, **IEEE-IAS Annual Meeting**, Pittsburgh, October.

Babuska, R., 1998, Fuzzy Modelling for Control, **Kluwer Academic Publishers**, Boston.

Bacerre, R., Ehsani, M., Miller, TT.J.E., 1993, "Commutation of SR Motors", **IEEE on Trans.on Power Electronics**, Vol.8 pp.257-262, July.

Bay, Ö.F., 1996, Anahtarlamalı Relüktans Motorun Bulanık Mantık Tabanlı Modellenmesi ve Kontrolu, Doktora Tezi, **Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Kayseri.

Bay, O.F., Elmas, Ç., Alçı, M., 1995, Fuzzy Logic Based Control of a Switched Reluctance Drive, **ACEMP'95**, June 5-7, Kuşadası, Türkiye.

Bay, Ö.F., Elmas, Ç., 1999, Fuzzy Logic Based Modelling of Inductance Variation of the Switched Reluctance Motor, **Journal of Polytechnic**, Vol.2 No.3 pp.1-6.

Baxt, W.G., 1990, "Use of Artificial Neural Network for Data Analysis in Clinical Decision-Making : The Diagnosis of Acute Coronary Occlusion", **Neural Computation**, 2, 480-489.

Baxt, W.G., 1991, "Use of Artificial Neural Network for the Diagnosis of Myocardial Infarction", **Annals of Internal Medicine**, p.843-848.

Bedford, B.D, 1972, US patent no 3678352 and 3679953

Bejerke, S., 1996, Digital Signal Processing Solutions for Motor Control Using the TMS320F240 DSP-Controller, **ESIEE**, Texas Instruments, September.

Berenji, H.R., Khedkar, P., 1992, Learning and Tuning Fuzzy Logic Controllers Through Reinforcements, **IEEE Trans. Neural Networks**, 3: 724-740.

Bersini, H., Nordvik, J.P., Bonarini, A., 1993, A Simple Direct Adaptive Fuzzy Controller Derived from Its Neural Equivalent, **In Proc. IEEE Int. Conf. On Fuzzy Systems**, p.345-350, San Fransisco.

Bezdek, J.C., Pal, S.K., 1992, Fuzzy Models for Pattern Recognition, **IEEE Press**, New York.

Bezdek, J.C., Tsao, E.C.-K., and Pal, N.R., 1992, Fuzzy Kohonen Clustering Networks, **In Proc. IEEE Int.Conf.on Fuzzy Systems**, p1035-1043, San Diego, CA.

Blanco, A., Delgado, M., and Requena, I., 1995, Improved Fuzzy Neural Networks for Solving Relational Equations, **Fuzzy Sets and Systems**, p.311-322.

Bolognani, S., Zigliotto, M., 1996, Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor Drive, **IEEE Transactions on Industrial Applications**, 32. 1068-8.

Bonissone, P.P., 1997, Adaptive Neural Fuzzy Systems (ANFIS): Analysis and Applications, **bonissone@crd.ge.com**., GE CRD, Schenectady, NY USA.

Bose, B.K., et al., Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor Drive, **IEEE Trans. On Ind. App.,** Vol. IA-22, July/August 1986, p.708-715.

Bryne, B., Lacy, J.G., 1976, Characteristics of Saturable Stepper and Reluctance Motors, **IEE Conf. Publ.**, No.136, Small Electrical Machines, p.93-96.

Buckley, J.J., Hayashi, Y., 1994, Fuzzy Neural Networks: A Survey, **Fuzzy Sets and Systems**, 66:1-13.

Buckley, J.J., Hayashi, Y., 1995, Neural Networks for Fuzzy Systems, **Fuzzy Sets and Systems**, 71:265-276.

Buja, G.S., Valla, M.I., 1991, Control Characterics of the SRM Drives-Part I: Operation in the Linear Region, **IEEE Trans. On Ind. Electronics**, Vol.38 No.5, October.

Cheok, A.D., Ertugrul, N., 1999, Use of Fuzzy Logic for Modelling, Estimation and Prediction in Switched Reluctance Motor Drives, **IEEE Trans.on Industrial Electronics**, Vol.46, No.6, December

Chitra, S.P., 1993, "Using Neural Networks for Problem Solving", **Chemical Engineering Progress**, April, 44-52.

Chung, K.M., Hidajat, T., 1998, Using the TMS320C24X DSP Controller for Optimal Digital Control, **Texas Instruments**, January.

Cichocki, A., Unbehauen, R., 1996, Neural Networks for Optimization and Signal Processing, **John Willey&Sons, Chichester**, New York.

Cox, E. D., 1995, Fuzzy Logic For Business And Industry, **Charles River Media Inc.**, Rocland, Massachusetts.

Dadone, P., Vanlandingham, H.F., 2000, On the non-Differentiability of Fuzzy Systems, **IEEE International Conference on Systems**, Man&Cybernatics, October 8-11, Nashvilla, Tennesee, USA.

Darpa, 1988, Neural Network Study, **Published by AFCEA International Press**, November.

Deperlioğlu, Ö., 2001, Sinirsel-Bulanık Statik Konvertör Denetimi, Doktora Tezi, **G.Ü.Fen Bilimleri Enstitüsü**, Haziran, Ankara.

Derdiyok, A., İnanç, N., Özbulur, V., Özoğlu, Y., 1997, Optimal Phase Current Profiling of SRM by Fuzzy Logic Controller to Minimize Torque Ripple, **IEEE International Symposium on Intelligent Control**, July 16-18, Istanbul, Turkey.

Dereli T., Baykasoğlu, A., Artificial Intelligence in Design and Manufacturing, **Journal of Polytechnic**, Vol.3 No.2 pp.27-60.

Dijkstra, M., Martena, A.R., 2000, Radio Controlled Robot Car, Examination Work, **University of Kariskrona/Ronneby**, July.

Direnzo, M.T., 2000, Switched Reluctance Motor Control, Application Report, **Texas Instruments**.

Dubois, D. and Prade, H., 1980 Fuzzy Sets and Systems, Theory and Application, **Academic Press**, Newyork

Ehsani, M., Fahimi, B., Suresh, G., Mahdavi, J., 1998, A New Approach to Model Switched Reluctance Motor Drive; Application to Dynamic Performance Prediction Control and Design, **Power Electronics Specialist Conference**, pp.2097-2102.

Elmas, Ç., De La Parra, H. Z., 1992, A DSP Controlled Switched Reluctance Drive System For Wide Range of Operating Speeds, **IEEE PESC'92 Toledo**, Spain, p.844-850.

Elmas, Ç., 1993, Position Sensorless Operation of A Switched Reluctance Motor Drive Based on A Non-Linear Observer, PhD. Thesis, **School Of Electronic & Electrical Engineering, University of Birmingham**, June.

Elmas, Ç., Bay, Ö.F., 1995, Modelling and Operation of A Nonlinear Switched Reluctance Drive Based on Fuzzy Logic, **EPE'95 Sevilla**, Spain, September, Vol.3 p. 592-597

Elmas, Ç., Sağıroğlu, Ş., Çolak, İ., Bal, G., 1994, Nonliear Modelling of A Switched Reluctance Drive Based on Neural Networks, **IEEE MELECON**, April, p. 809-812

Elmas, Ç., Coşkun, İ., 1995, Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Asenkron Motorun Stator Akımlarının Adaptiv Kontrolü, **Elektrik Mühendisliği 6.Ulusal Kongresi**, 11-17 Eylül, Bursa.

Ferrero, A., Raciti, A., 1990, A Digital Method for the Determination of the Magnetic Characteristic fo Variable Reluctance Motors, **IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement**, Vol.39 No.4, August.

Freeman, J., and Skapura, D.M., 1991, Neural Networks Algorithms, Applications and Programming Techniques. Reading, **Mass. Addison-Wesley**.

Froclich, J., 1997, The Learning Process, **http://rfhs8012.fh.regensburg.de/~saj39122/jfroehl/diplom/e-13-text.html**, Neural Net Overview.

Fujita, H., Katafuchi, T., Uehara, T., and Nishimura, T., 1992, "Application of Artificial Neural Network to Computer-Aided Diagnosis of Coronary Artery in Myocardial Spect Bull's-Eye Images", **Journal of Nuclear Medicine**, 33(2), 272-276.

Fuller, R., 1995, Neural Fuzzy Systems, **Abo Akadami** , Abo.

Gemperline, P.J., Long, J.R., Gregoriou, V.G., 1991, "Nonlinear Multivariate Calibration Using Principal Components Regression and Artificial Neural Networks", **Analytical Chemistry**, 63, 2313-2323.

Godjevac, J., 2000, Comparison between PID and Fuzzy Control, **Ecole Ploytechnique**, Internal Report, Lausenna.

Grauel, A., Ludwig, L., 1999, Construction of Differentiable Membership Functions, **Fuzzy Sets and Systems**, 101(2):219-225.

Halgamuge, S.K., Glesner, M., 1994, Neural Networks in Designing Fuzzy Systems for Real World Applications, **Fuzzy Sets and Systems**, 65:1-12.

Hassoun, M.H., 1995, Fundamentals of Artificial Neural Networks, **The MIT Press**, 1995.

Haykin, S., 1994, Neural Networks, A Comprehensive Foundation, **Macmillan College Publishing Company**, New York.

Haykin, S., 1999, Neural Networks, A Comprehensive Foundation, **Prentice Hall**, 2nd Edition,

Hebb, D.O., 1949, The Organization of Behavior, **Willey**, New York.

Hellendorn, H., Thomas, C., 1993 "Defuzzification in Fuzzy Controllers", **Intelligent and Fuzzy Systems**, Vol.1,pp. 109-123

Hertz, J., Krogh, A., and Palmer, R.G:, 1991, Introduction to the Theory of Neural Computation, **Addison Wesley**, Redwood City, CA.

Huy, L., 1991, Switched Reluctance Motor Drive; A Survey, **II Seminario Internacional de Motores Eletricos e Acionamentos Regulaveis Proceeding**, pp.121-138, May, An Paulo, Brazil.

Jang, J.S.R., 1991, Fuzzy Modelling Using Generalized Neural Networks and Kalman Filter Algorithm, **In Proc. 9th National Conf. on Artificial Intelligence (AAAI-91)**, p.762-767.

Ilas, C., Sarca, A., Guiclea, R., Kreindler, L., 1996, ESIEE, September, **Texas Instruments.**

Jang, J.S.R., 1992, ANFIS: Adaptive Network Based Fuzzy Inference Systems, **IEEE Trans. On Systems, Man and Cybernetics.**

Isokangas, A., Juuso, E., 2000, Fuzzy Modelling with Linguistic Equations, **Control Engineering Laboratory department of Process Engineering**, University of Oulu, Report A No.11, February.

Jang, J.S.R., Sun, C.-T., 1993, Functional Equivalence Between Radial Basis Function Networks and Fuzzy Inference Systems, **IEEE Trans. Neural Networks**, 4: 156-163.

Jang, J.-S., Sun, C., Mizutani, E., 1997, Neuro-Fuzzy And Soft Computing, **Prentice- Hall Inc.**, New Jersey, USA.

Jansson, P.A., 1991, "Neural Networks: An Overview", **Analytical Chemistry,** 63, 357-362.

Jyh, S.R.J., Chuen, T.S., 1995, **Proceedings of the IEEE**, Vol.: 83, No:3 March.

Kaelbling, L.P., Littman, M.H., and Moore, A.W., 1996, Reinforcement Learning: A Survey, **Artificial Intelligence Research**, 4:237-285.

Klir, G.J., and Folger, T.A., 1988, Fuzzy Sets, Uncertainty and Information, **Prentice Hall**, Englewood Cliffs, N.J.

Kohonen, T., 1990, Self-Organization Map, **Proceedings of the IEEE**, vol.78 no.9 pp.1464-1480, Special Issue on Neural Networks.

Kosko, B., 1991, Neural Networks for Signal Processing, **Prentice Hall**, Englewood Cliffs, N.J.

Kosko, B., 1992, Neural Networks and Fuzzy Systems, **Prentice Hall**, Englewood Cliffs, N.J.

Kosko, B., 1997, Fuzzy Engineering, **Prentice Hall**, New Jersey, USA.

Krishnan, R., Materu, P., 1989, Measurement and Instrumentation of Switched Reluctance Motor Drive, **IEEE Annual Meeting**, San Diego, October.

Lawrenson, P.J., Stephenson, J.M., Blenkinshop, P.T., Corda, J., Fulton, N.N., 1980, Variable-Speed Switched Reluctance Motors, **Proceedings IEE**, Vol.127 Part B, 127.p.253-265.

Lawrenson, P.J., 1992, Switched Reluctance Motor Drives: A Perspective, **ICEM92**, Vol. 1, September, p. 12-22

Le Cun, Y., Boser, B., Denker, J.S., Henderson, D., Howard, R.E:, Hubbard, W., and Jackel, L.D., 1990, "Handwritten Digit Recognation with a Back-Propagation Network", **Advances in Neural Information Processing Systems**, p.248-257.

Lee, C.C., 1990, Fuzzy Logic in Control Systems, Fuzzy Logic Controller, Part 1 and Part 2, **IEEE Trans. on Systems**, Man and Cybernatics, 20(2) p.404-435.

Leung, M.T., Engeler, W.E., and Frank, P., 1990, "Fingerprint Processing Using Backpropagation Neural Networks", **Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks I**, p.15-20.

Lin, C.T., and George, C.S., 1996, Neural Fuzzy Systems, **Prentice Hall,** New Jersey, USA.

Lin, C.T., Lee, C.S.G., 1996, Neural Fuzzy Systems, A Neuro-Fuzzy Synergism to Intelligent Systems, **Prentice Hall**, New York.

Long, J.R., Gregoriou, V.G., and Gemperline, P.J., 1990, "Spectroscopic Calibration and Quantitation Using Artificial Neural Networks", **Analytical Chemistry**, 62, 1791-1797.

Lowen, R., 1980, Convex Fuzzy Sets, **Fuzzy Sets and Systems**, 3.pp.291-310.

Mamdani, E.H., 1977, Application of Fuzzy Logic to Approximate Reasoning Using Linguistic Variables, **IEEE Trans.on Computers**, Vol.C-26, pp.1182-1191.

Malkoff, D.B., 1990, "A Neural Network for Real-Time Signal Processing", **Advances in Neural Information Processing Systems**, p.248-257.

McCullough, W. and Pitts,W., 1943, A Logical Calculus of Ideas Immanent in Nervous Activity,.**Bul.Math.Biogphys**.5, 115-133

Miller, T.J.E., 1989, Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives, **Clarendon Press**, Oxford.

Miller, T.J.E., McGilp, M., 1990, Non-Linear Theory of the Switched Reluctance Motor for Rapid Computer Aided Design, **IEE Proc. Part. B**, Vol. 6, November.

Miller, T.J.E., 1993, Switched Reluctance Motors and Their Control, **Magna Physics Publishing and Clarendon Press**, Oxford.

Minsky, M., Papert, S., 1969, Perceptrons, Cambridge, MA, **MIT Press**.

Minsky, M., Papert, S., 1988, Perceptrons-Expanded Edition, Cambridge, MA, **MIT Press**.

Motto, E.R., 1999, Hybrid Circuits Simplify IGBT Module Gate Drive, **Powerex Inc. Youngwood**, Pennsylvania, USA.

Nauck, D., 2000, Data Analysis with Neuro-Fuzzy Methods, PhD Thesis, **Fakultät für Informatik der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg**.

Nauck, D., 1994, Modellierung Neuronaler Fuzzy-Regler, PhD Thesis, **Technische Universität Braunschweig**.

Nauck, D., Kruse, R., 1993, A Fuzzy Neural Network Learning Fuzzy Control Rules and Membership Functions by Fuzzy Error Backpropagation, **In Proc. IEEE Int. Conf. On Neural Networks**, p.1022-1027, San Fransisco.

Nauck, D., Kruse, R., 1995, NEFCLASS- A Neuro-Fuzzy Approach for the Classification of Data. In GEORGE, K.M., CARROL, J.H. , DEATON, E., OPPENHEIM, D., HIGTOWER, J., eds: Applied Computing 1995, Proc. 1995 **ACM Symposium on Applied Computing**, Nashville, Feb, 26-28, p.461-465, ACM Press, New York.

Nauck, D., Kruse, R., 1996, Designing Neuro-Fuzzy Systems Through Backpropagation, **In PEDRYCZ W., ed.: Fuzzy Modelling: Paradigms and Practice**, p.203-228, Kluwer, Boston.

Nauck, D., Kruse, R., 1997A, Function Approximation by NEFPROX, **In Proc.. Second European Workshop on Fuzzy Decision Analysis and Neural Networks for Management Planning and Optimization, (EFDAN'97)**, p.160-169, Dortmund.

Nauck, D., Kruse, R., 1997B, A Neuro-Fuzzy Method to Learn Fuzzy Classificaiton Rules from Data, **Fuzzy Sets and Systems**, 89:277-288.

Nauck, D., Nauck, U., and Kruse, R., 1996, Generating Classification Rules with Neuro-Fuzzy System NEFCLASS, In Proc. Biennial Conference of the **North American Fuzzy Information Processing Soceity (NAFIPS'96)**, p.466-470, Berkeley, CA.

Nauck, D., Klawonn, F. 1997, Neuro-Fuzzy Classification Initialized by Fuzzy Clustering, **In Proc.Fourth European Congress on Intelligent Technigues and Soft Computing (EUFIT96)**, p 1551-15555, Aachen.Verlag und Druck Mainz.

Nauck, D., Klawonn, F. and Kruse, R., 1997, Foundation of Neuro-Fuzzy Systems, **Wiley**, Chichester.

Nauck, D., Kruse, R., 1998, NEFCLASS-X- A Soft Computing Tool to Build Readable Fuzzy Classifiers, **BT Technology Journal**, 16(3):180-190.

Nauck, D., Kruse, R., 1999, Neuro-Fuzzy Systems for Function Approximation, **Fuzzy Sets and Systems**, 101:261-261.

Nauck, U., 1999, Design and Implementation of a Neuro-Fuzzy Data Analysis Tool in Java, **Technische Universitat Braunschweig Institut für Betriebssysteme und Rechnerverbund**, Braunschweig.

Neusciences, 1999, Supervised Neural Netwroks, Neusciences, **http://www.ncs.co.uk/nn_spvs2.htm**.

Nomura, H., Hayashi, I, Wakami, N., 1992, A Learning Method of Fuzzy Inference Rules by Descent Method, **In Proc. IEEE Int. Conf. On Fuzzy Systems,** 1992, p.203-210, San Diego, CA.

Nürnberger, A., Nauck, D., and Kruse, R., 1999, Neuro-Fuzzy Control Based on the NEFCON-Model: Recent Developments, **Soft Computing**, 2(4):168-182.

Obradowic, I.J, 1986, Correspondence on Switched Reluctance Motor for Rail Traction, **IEE proc. B, Electr. Power apply., Part. B**, January, p. 133

Optimizing C Compiler, 1999, TMS320C2x/C2xx/C5x Optimizing C Compiler, **Texas Instruments**.

Orlov, A.I., 1980, Problems of Optimization and Fuzzy Variables, **Znaniye**, Moscow.

Papilinsky, A.P., 2000, Supervised versus Unsupervised Learning, **Nnets**, April.

Patterson, D.W., 1995, Artificial Neural Networks, **Prentice Hall**, p.9, Tokyo, 1995.

Patuwo, E., Hu, M.Y., and Hung, M.S., 1993, "Two-Group Classification Using Neural Networks", **Desicion Sciences**, p.825-845.

Pullock, B., et al., 1989, The Design Performance of Multiphase Switched Reluctance Drive, **EPE conf. Part I**, Aachen, p. 29-34.

Pullock, B., Wiliams, W., 1990, Power Converter Circuits for Switched Reluctance Motors with the Minimum Number of Switches, **IEE Proc.**, Vol.137, Part B, No.6 November, p. 374-384

Pomerleau, D.A., 1993, Neural Network Perceptron for Mobile Robot Guidance, Boston, Kluwer.

Rao, V., Rao, H., 1995, C++ Neural Networks and Fuzzy Logic, Second Edition, **MIS Press**, New York.

Ray, W.F., Al-Bahadly, H.I., 1993, Sensorless Methods for Determining the Rotor Position of Switched Reluctance Motors, **Proc. EPE Conf.**, Vol.6.

Roche, P.J., 1987, Intelligent 8096 Based Multimode Control of a Variable Reluctance Motor Drive, **EPE'87 Conference Record**, Part 2.

Rojas, R., 1996, Neural Networks- A Systematic Introduction. Springer-Verlag, Berlin.

Rosenblatt, F., 1958, The Perceptron A Probabilistic Model for Information Storage and Organization in the Brain, **Psychological Review**, Vol. 65, p.386-408.

Rosenblatt, F., 1961, Principles of Neurodynamics, **Spartan Books**, New York.

Rosenblatt, F., 1962, Principles of Neurodynamics: Perceptrons and the Theory of Brain Mechanisms, **Spartan Books**, Washington DC.

Ross, T.J., 1995 Fuzzy Logic with Engineering Applications, **McGraw-Hill Inc.**,America

Rumelhart, D.E., Hinton, G.E., Williams, R.J., 1986A, Learning Internal Representations by Error Propagation., **MIT Press**, Volume 1, p.318-362, Cambridge, MA.

Rumelhart, D.E., Hinton, G.E., Williams, R.J., 1986B, Learning Representations by Back-Propagating Errors, **Nature**, 323,553-536.

Sefa, İ., 1997, Sliding Mode Yaklaşımı İle Anahtarlamalı Relüktans Motorun Hız Kontrolü, Doktora Tezi, **Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Kayseri.

Sejnowski, T.J., Yuhas, B.P., Goldstein, M.H., and Jenkins, R.E., 1990, "Combining Visual and Acoustic Speech Signals with a Neural Network Improves Intelligibility", **Advances in Neural Information Processing Systems**, p.232-239.

Sha, D., Bajic, V.B., 1999, On-line Variable Learning, Rate BP Algorithm for Multi-layer Feed-forward Neural Networks, **International Conference on Artificial Intelligence (ICAI'99)**, Durban, South Africa, September.

Sprague, M.D., 1993, A High Performance DSP Based System Architecture for Motor Drive Control, MsC Thesis, **Electrical Engineering Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University**, Blacksburg, Virginia, May.

Stephenson, J.M., El-Khazender, M.A., 1989, Saturation in Doubly Salient Reluctance Motors, **IEE Proc. Pt. B**, Vol. 1, November.

Stern, H.S., 1996, "Neural Netwroks in Applied Statistics", **Technometrics**, 38, 205-214.

Sugeno, M., 1985, "An Introductory Survey of Fuzzy Control", **Inf.Sci.**, Vol.36, pp.59-83

Takagi, T., Sugeno, M., 1983, Derivation of Fuzzy Control Rules from Human Operator's Control Actions, **Proc.of the IFAC Symp. On Fuzzy Information**, Knowledge Representaion and Decision Anaysis, p.55-60, July.

Takagi, T., Sugeno, M., 1985, Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control, **IEEE Trans. Systems Man & Cybernetics**, 15:116-132.

Takashi, T., 1993, A Comparision of Output Power Control Methods of Swithched Reluctance Motors, **PCC**, Yokohama, p. 390-395

Texas Instruments, 1997, TMS320C24x DSP Controllers Peripherals Library and Specific Devices, Reference Set, Vol.2, **Texas Instruments.**

Texas Instruments, 1998, TMS320C/F240 DSP Controllers, Revised Edition, November, **Texas Instruments.**

Texas Instruments, 1999, TMS320F240 DSP Controllers Evaluation Module, July, **Texas Instruments.**

Tschichold G., N., 1995, Generation and Improvement of Fuzzy Classifiers with Incremental Learning Using Fuzzy RuleNet. In GEORGE, K.M., CARROL, J.H. , DEATON, E., OPPENHEIM, D., HIGTOWER, J., eds: Applied Computing 1995, **Proc. 1995 ACM Symposium on Applied Computing**, Nashville, Feb, 26-28, p.465-470, ACM Press, New York.

Tschichold G., N., 1996, RuleNet-A New Knowledge-Based Artificial Neural Network Model with Application Examples in Robotics, PhD Thesis, **ETH Zürich.**

Tsukamoto, M., 1979, An Aproach to Fuzzy Reasoning Method in GUPTA, M., RGADE, R.K., YAGER, R.R., **Advances in Fuzzy Set Theory and Applications**, p.137-149, North Holland, Amsterdam.

Unnewehr, L.E., Koch, W.H, 1998, An Axial Air-Gap Reluctance Motor for Variable Speed Applications, **IEEE Transactions**, PAS-93, p. 367-76,

Vas, P., 1999, Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives, **Oxford Press**, New York.

Vukosavic, S., Stefanovic, V.R., 1991, SRM Inverter Toplogies: A Comparative Evaluation, **IEEE Trans. on Ind. Electronics**, Vol.38 No. 5, October.

Vuorimaa, P., 1994, Fuzzy Self-Organizing Map, **Fuzzy Sets and Systems**, 66:223-231.

Wai, R.J., Lin, F.J., 1999, Fuzzy Neural Network Sliding-Mode Position Controller for Induction Servo Motor Drive, **IEE Proc-Electr.Power Appl.**, Vol.146, No.3, May.

Wang, L-X., 1993, Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems, **IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, Vol. 1., No:2, 146-155.

Warner, B., Misra, M., 1996, "Understanding Neural Networks as Statistical Tools", **The American Statistician**, p. 284-293.

Warwick, K., Irwin, G.W., Hunt, K.J., 1992, Neural Networks for Control and Systems, **Peter Peregrinus**, Stevenage.

Welch, R.M., Sengupta, S.K., Gorch, A.K., Rabindra, P., Rangaraj, N., Navar, M.S., 1992, "Polar Cloud and Surface Classification Using AVHHRR Imagery: An Intercomparison of Methods", **Journal of Applied Meteorology**, 31, 405-420.

Widrow, B., Hoff, M.E., 1960, "Adaptive Switching Circuits", **Ire Wescon Convention Record**, p. 4, 96-104.

Werbos, P.J., 1974, Beyond Regression: New Tools for Prediction and Analysis in the Behavioral Sciences. PhD thesis, **Harvard University**, Cambridge, MA.

Woodford, B.J., 2000, A Comparison of ANFIS and FuNN, Department of Onformation Science University of Otago, Dunedin, New Zealand, May, **http://divcom.otago.ac.nz/infosci/courses/info411/2000/Presentations/10a1/Handout/**

Yager, R.R., 1974, A Note on Probabilities of Fuzzy Events, **Inform. Sci.**,18, 113-129.

Zadeh, L.A., 1977, Fuzzy Sets as a Basis for a Theory of Possibility, Electronics Research Laboratory Memorandum M77/12. Barkeley: University. To Appear in **Fuzzy Sets and System.**

Zadeh, L.A., Fu, K.S, Tanaka, K., Shimura, M., 1975, Fuzzy Sets and Their Applications to Congnitive and Decision Processes, **Academic Press**, pp.1-39, New York.

Zadeh, L.A., 1965, "Fuzzy Sets", Information and Control, Vol.8, pp.338-353, **Academic Press**, New York.

Zadeh, L.A., 1994, Fuzzy Logic and Soft Computing: Issues, Contentions and Perspectives, Proc.of the 3rd Int.Conf.on Fuzzy Logic, **Neural Nets and Soft Computing**, 1-2, Iizuka, Japan.

Zadeh, L.A., 1971, "On Fuzzy Algorithms", Electron. Res. Lab.., **Univ. California**, Berkeley, Memo. M-325.

Zell, Z., 1994, Simulation Neuronaler Netze, **Addision-Wesley**, Bonn.

Zeller, F., 1998, Setting up TMS320C2xx Interrupts Assembler or C, **Texas Instruments**, December.

Zimmerman, H., 1990, Fuzzy Set Theory and Its Applications, **Kluwer Academic Publishers**, Dordrecht, Germany.

Zimmerman, H., 1991, Fuzzy Set Theory and Its Applications, 2nd edition, **Kluwer Academic Publishers**, Dordrecht, Germany.

Zupan, J., and Gasteiger, J., 1991, "Neural Networks: A New Method for Solving Chemical Problems or Just a Passing Phase", **Analytica Chemica Acta**, 248, 1-30.

Zurada, J.M., 1992, Introduction to Artificial Neural Systems, **West Publishing Company**, St. Paul, MN.

ÖZGEÇMİŞ

M.Ali AKCAYOL, 1969 yılında Ankara' da doğdu. İlk, orta, ve lise öğrenimini Ankara' da tamamladı. 1993 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümünden mezun oldu. 1994 nisan ayında Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsüne Araştırma Görevlisi olarak atandı. 1998 yılında Elektronik Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalında yüksek lisansını tamamladı. Halen G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsünde Araştırma Görevlisi olarak görevine devam etmektedir.