

154211

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YSA KULLANILARAK FIRÇASIZ SERVOMOTORUN
ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLUNUN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elektrik Yük. Müh. Sibel ZORLU

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan**

DOKTORA TEZİ

Tez Savunma Tarihi
Tez Danışmanı
Jüri Üyeleri

: 20 Şubat 2004
: Doç. Dr. İbrahim ŞENOL (YTÜ)
: Prof. Remzi GÜLGÜN (YTÜ)
: Doç. Dr. Nurettin UMURKAN (YTÜ)
: Prof. Dr. Nurdan GÜZELBEYOĞLU (İTÜ)
: Prof. Dr. Faik MERGEN (İTÜ)

İ. Şenol
R. Gülgün
N. Umurkan
N. Güzelbeyoğlu
F. Mergen

İSTANBUL, 2004

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ÖNSÖZ.....	x
ÖZET.....	xi
ABSTRACT	x ii
1. GİRİŞ.....	13
1.1 Amaç ve Kullanılacak Yöntem	13
1.2 Daha Önce Yapılan Çalışmalar	14
2. SERVOMOTORLAR	18
2.1 Servomotorların Sınıflandırılması.....	18
2.1.1 DC Servomotorlar	18
2.1.2 Step Motorlar.....	19
2.1.3 Asenkron Motorlar	19
2.1.4 Fırçasız Servomotorlar	21
2.1.4.1 Fırçasız AC Servomotorlar.....	22
2.1.4.2 Fırçasız AC Servomotorların Çalışma Prensipleri	23
2.2 Fırçasız Servomotor Sürücü Sistemi	24
2.3 Elektrik Makinalarında Kullanılan Algılayıcılar.....	25
2.3.1 Takogeneratörler	25
2.3.2 Alan Etkili Algılayıcılar	26
2.3.3 Optik Algılayıcılar.....	26
2.3.3.1 Artımsal Kodlayıcı	26
2.3.3.2 Mutlak Kodlayıcı.....	28
2.3.4 Resolver.....	28
3. FIRÇASIZ AC SERVOMOTORLARIN KONTROLÜ	30
3.1 Fırçasız Servomotor Sürücü Sisteminin Tasarlanması.....	31
3.1.1 Güç Katı	31
3.1.2 Sinyal Üretim Katı.....	32
3.1.3 Kontrol Katı.....	33
3.1.3.1 Akım Kontrolü	33
3.1.3.2 Moment Kontrolü.....	35
3.1.3.3 Hız Kontrolü.....	37
3.2 Fırçasız Servomotorlarda Vektör Kontrolü.....	38

3.2.1	Fırçasız Servomotor Sürücü Sisteminin Matematiksel Modeli.....	39
3.2.2	Uzay Vektör Modülasyonu	43
4.	AKIM KONTROLLU FIRÇASIZ SERVOMOTOR SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ	54
4.1	Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi	54
4.1.1	Uygulama Devresinde Kullanılan Motor, Geri Besleme Elemanı ve Yük	55
4.1.2	Uygulama Devresindeki Güç Katı	55
4.1.3	Uygulama Devresindeki Kontrol Katı.....	56
4.2	PI Denetleyici Kullanılarak Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi	60
5.	YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA).....	64
5.1	Yapay Sinir Hücresi	64
5.1.1	Nöron Aktivasyon Fonksiyonları	65
5.1.2	Yapay Sinir Ağı'nın Yapısı ve İşlem Elemanı	67
5.1.3	Ağırlık Uzayı.....	67
5.1.4	Yapay Sinir Ağlarında En Çok Kullanılan Modeller	68
5.2	Çok Katmanlı YSA Sistemi	69
5.3	İleri Sürümlü Ağlar	70
5.4	Hatanın Geriye Yayılması Yöntemi	70
5.5	Yapay Sinir Ağları ile Sistem Tanıma ve Öğrenme.....	73
5.6	YSA Kullanımının Sebepleri.....	74
5.7	YSA'nın Klasik Yazılımlar ile Karşılaştırılması.....	75
6.	AC FIRÇASIZ SERVOMOTORUN ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ.....	76
6.1	Algılayıcısız Hız Kontrolünde YSA'ların Kullanılması	77
6.2	YSA Kullanılarak Fırçasız Servomotorun Hız Tahminin Gerçekleştirilmesi.....	78
6.2.1	YSA ile Off-Line Hız Tahmini	78
6.2.2	YSA ile On-Line Hız Tahmini	81
7.	SONUÇ	88
	KAYNAKLAR.....	91
	EKLER	94
	ÖZGEÇMİŞ	123

SİMGE LİSTESİ

f_s	Örnekleme frekansı
n	Motorun hızı
n_{ref}	Referans motor hızı
θ_r	Motorun elektriksel pozisyonu
$\bar{i}_r$	Rotor akımı uzay vektörü
i_{rd}, i_{rq}	Sabit eksen takımına göre rotorun d ve q akımları
$\bar{i}_s'$	Rotor eksenine göre stator akımı
i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}	Stator faz akımları
i_{sd}, i_{sq}	Rotor referans eksenindeki stator akım bileşenleri
i_{sD}, i_{sQ}	Stator sD ve sQ eksen akımları
J	Motorun ani momenti
J_m	Atalet momenti
L	Faz endüktansı
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
L_s	Stator endüktansı
M	Modülasyon faktörü
o	Nöron çıkışında gözlenen değer
P	Çift kutup sayısı
R	Faz direnci
R_s	Stator direnci
S	Nöron girişinde oluşan net toplam
S_a, S_b, S_c	Anahtarlama pozisyonları
sD, sQ	Stator eksenleri
T_e	Elektromanyetik moment
T_m	Aktif modülasyon süresi
T_s	Örnekleme periyodu
$\bar{u}_s$	Rotor referansına göre motor gerilimi vektörü
$\bar{u}_s'$	Rotor eksenine göre stator gerilimi vektörü
u_{sA}, u_{sB}, u_{sC}	Stator faz gerilimleri
u_{sd}, u_{sq}	Rotor referans eksenindeki stator gerilim bileşenleri
u_{sD}, u_{sQ}	Stator sD ve sQ eksen gerilimleri
V_{dc}	DC bara gerilimi
V_{sA}, V_{sB}, V_{sC}	İnverter faz gerilimleri
$\bar{v}_k$	Aktif gerilim vektörleri genliği
ΔI	Histerezis bant genişliği
μ	Momentum katsayısı
η	Öğrenme katsayısı
Ψ	Aktivasyon fonksiyonu
ψ_F	Mıknatıs akısı
$\bar{\psi}_s$	Stator akısı uzay vektörü

$\overline{\psi}'_s$	Rotor eksenine göre stator akısı uzay vektörü
ψ_{sd}, ψ_{sq}	Rotor referans eksenindeki stator akı bileşenleri
ψ_{sD}, ψ_{sQ}	Stator sD ve sQ eksenli akıları
ω	Açısal hız
ω_r	Rotorun açısal hızı
w	Giriş, çıkış ve nöronları birleştiren ağırlık değeri



KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
ADC	Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog Digital Converter)
AI	Yapay Zeka (Artificial Intelligence)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DF	Dinamik frenleme
DSP	Sayısal İşaret İşlemci (Digital Signal Processor)
EMF	Elektromotorkuvvet (Electromotorforce)
GND	Toprak (Ground)
ISA	Endüstriyel Standart Mimari (Industrial Standard Architecture)
PD	Orantı Türev (Proportional Derivative)
PI	Orantı İntegral (Proportional Integral)
PID	Orantı İntegral Türev (Proportional Integral Derivative)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu (Space Vector Modulation)
SVPWM	Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation)
VSI	Gerilim beslemeli inverter (Voltage Supply Inverter)



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Fırçasız AC servomotorun yapısı.....	22
Şekil 2.2 Takogeneratör çıkış gerilimi	25
Şekil 2.3 Artımsal kodlayıcının çalışma prensibi.....	27
Şekil 2.4 Artımsal kodlayıcı sinyalleri	28
Şekil 2.5 DSP ile resolverden alınan pozisyon bilgisinin dijital bilgiye dönüşümü	29
Şekil 3.1 Fırçasız servomotorun sürücü sistemi.....	31
Şekil 3.2 AC servomotorun bir faz eşdeğer devre şeması.....	36
Şekil 3.3 AC ve DC motorun vektör kontrolü	37
Şekil 3.4 Uygulama devresinin gerçekleştirilmesinde izlenen yolu gösteren kontrol haritası.	40
Şekil 3.5 Fırçasız AC servomotorda eksen takımları	41
Şekil 3.6 3 Fazlı gerilim beslemeli inverter	44
Şekil 3.7 İnverter anahtarlama konumları	45
Şekil 3.8 VSI inverterde sabit eksen takımında gerilim vektörlerinin konumları ve SVM ile üretilen referans gerilim vektörü	47
Şekil 3.9 Bir periyot boyunca inverterin optimum anahtarlama düzeni	48
Şekil 3.10 $T_{yük} = 0.4 \text{ Nm}$ ve $n_{ref} = 3000 \text{ d/d}$ alınarak gerçekleştirilen simülasyon sonuçları. a) Stator A,B,C faz akımları, b) Stator sD ve sQ eksen akımları, c) Stator sD ve sQ eksen akıları, d) Stator sD ve sQ eksen gerilimleri.....	51
Şekil 3.11 Rotor d ve q eksen akımları	52
Şekil 3.12 Stator akımı vektörü.....	52
Şekil 3.13 $T_{yük} = 0.4 \text{ Nm}$ ve $n_{ref} = 3000 \text{ d/d}$ alınarak gerçekleştirilen simülasyonda, a) motorun hız değişimi, b) motorun pozisyonunun değişimi	53
Şekil 3.14 $T_{yük} = 0.4 \text{ Nm}$ ve $n_{ref} = 3000 \text{ d/d}$ alınarak gerçekleştirilen simülasyonda PI denetleyicisi kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için motorun hız değişiminin karşılaştırılması ($P = 35 \cdot 10^{-3}$ ve $I = 7 \cdot 10^{-3}$).	53
Şekil 4.1 Gerçekleştirilen servomotor sürücü blok şeması	56
Şekil 4.2 Kontrol devresi program algoritması	58
Şekil 4.3 $n_{ref} = 3000 \text{ d/d}$ ve tam yüklü çalışmada, uygulama devresinden alınan, a) Stator sD ve sQ eksen akımları, b) Stator sD ve sQ eksen akıları, c) Stator sD ve sQ eksen gerilimleri sonuçları.....	59
Şekil 4.4 $n_{ref} = 3000 \text{ d/d}$ ve tam yükte motorun pozisyonunun değişimi	60
Şekil 4.5 Hız kontrolü blok diyagramı	61
Şekil 4.6 Motorun, a) $n_{ref} = 100 \text{ d/d}$, yarı yükte, b) $n_{ref} = 500 \text{ d/d}$, tam yükte, c) $n_{ref} = 1000 \text{ d/d}$, yarı yükte, d) $n_{ref} = 2000 \text{ d/d}$ tam yükte, e) $n_{ref} = 3000 \text{ d/d}$ yarı yükte çalışmasından alınan referans hızlara ait hız cevapları	63
Şekil 5.1 Yapay hücre yapısı.....	65
Şekil 5.2 a) Sigmoid tipi aktivasyon fonksiyonu, b) Hiperbolik tanjant tipi aktivasyon fonksiyonu, c) Sert geçişli aktivasyon fonksiyonu, d) Doğrusal aktivasyon fonksiyonu	66
Şekil 5.3 Yapay sinir ağı katmanları	67
Şekil 5.4 Uygulama devresinde kullanılan 12 girişli, 1 çıkışlı, 2 gizli katmana sahip ileri sürümlü YSA yapısı.....	71
Şekil 5.5 Uygulama devresinde kullanılan çok katmanlı perseptronun geriye yayılım akış şeması	72
Şekil 5.6 Sistem tanıma.....	74
Şekil 6.1 Matlab’de yapılan simülasyon sonucuna göre $n_{ref} = 3000 \text{ d/d}$ için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması	79
Şekil 6.2 12 giriş ve bir çıkış büyüklüğünün olduğu ağı kullanarak Matlab’de yapılan eğitime iterasyonu sonucu	80

Şekil 6.3 YSA ile gerçekleştirilen servomotor sürücü blok şeması	83
Şekil 6.4 YSA hız tahmincisinin kullanıldığı uygulama devresinden alınan sonuçlar, a) Stator A,B,C faz akımları, b) Stator sD ve sQ eksenli akımları, c) Stator sD ve sQ eksenli akıları ($n_{ref}=3000$ d/d).....	84
Şekil 6.5 YSA hız tahmincisinin kullanıldığı uygulama devresinden alınan stator sD ve sQ akımlarının değişimi ($n_{ref}= 3000$ d/d)	85
Şekil 6.6 $n_{ref}= 500$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması.....	85
Şekil 6.7 $n_{ref}= 1500$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması.....	86
Şekil 6.8 $n_{ref}= 2000$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması.....	86
Şekil 6.9 $n_{ref}= 2500$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması.....	87
Şekil 6.10 $n_{ref}= 3000$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması.....	87

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1.1 Servomotorların sınıflandırılması	18
Çizelge 2.2 DC servomotor ve AC servomotorun karşılaştırılması.....	20
Çizelge 3.1 Modülasyon teknikleri	33
Çizelge 3.2 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen çıkış gerilimleri	46
Çizelge 6.1 Çalışma 1'e göre algılayıcısız hız kontrolünde kullanılan yapay sinir ağı modeli.....	79
Çizelge 6.2 Çalışma 2'ye göre algılayıcısız hız kontrolünde kullanılan yapay sinir ağı modeli.....	81



ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında bilgi ve birikimiyle bana yol gösteren tez danışmanım Sayın Hocam Doç.Dr.İbrahim Şenol'a, tez çalışmam boyunca tecrübe ve ilgisi ile bana destek olan değerli hocam Prof.Oktay Aybar'a ve başta her zaman yanımda olan çok sevdiğim arkadaşım Y.Doç.Dr.K.Nur Bekiroğlu olmak üzere, tüm arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Bu tezin hazırlanmasına, bilgisiyle ve değerli fikirleriyle katkıda bulunan ve yardımlarını esirgemeyen değerli arkadaşım Y.Doç.Dr.A.Faruk Bakan'a çok teşekkür ederim.

Ve ailem. Hayattaki en büyük şansım böyle bir aileye sahip olmam, biliyorum. Çalışmalarım boyunca bana hep destek oldunuz, ümitsizliğe kapıldığımda moral verdiniz, hepimize çok teşekkür ederim, en çok da sana teşekkür ederim anneciğim. Baba sana da..... Biliyorum sen de beni bir yerlerden izliyorsun, ben seni göremesem de.



ÖZET

Kontrol sistemlerinin tasarımındaki önemli problemlerden biri sistem modelinde belirsizliklerin olmasıdır. Bu sebeple endüstriyel kontrolde, kontrol sistemlerindeki gelişmelere rağmen, modellenemeyen dinamikler ve bozucu yükler için farklı kontrolörler üzerinde çalışmalar yapılmaktadır.

Bu çalışmalardan biri de, yapay sinir ağları (YSA) ile sistemi tanıma ve sistemin modellenmesi çalışmalarıdır. Bu tez çalışmasında geliştirilen kontrol sisteminde, bu yöntem kullanılarak fırçasız bir servomotorun, YSA ile algılayıcısız hız kontrolü yapılmıştır. Bunun için fırçasız servomotorun PC kullanılarak iki aşamalı hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Birinci aşamada bir bilgisayar ve bilgisayarın ISA yoluna takılan bir kontrol kartıyla, kodlayıcıdan geri besleme alınarak hız kontrolü yapılmıştır. İkinci aşamada ise PC üzerinden yine aynı kontrol kartı kullanılarak, kontrol algoritmasına ilave yazılım ile geri besleme elemanı devre dışı bırakılmış ve hız bilgisi bu defa YSA tahmincisinden alınarak, motorun akımı kontrol edilerek hız kontrolü yapılmıştır.

Sistem gerçekleştirilmeden önce, Matlab ortamında, hem doğrudan hem de dolaylı hız algılamasına ilişkin simülasyon yapılmıştır. Bu simülasyon sonuçlarından sonra YSA kullanılarak algılayıcısız hız kontrolü online olarak yapılmıştır. Her iki çalışmaya ait sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. YSA ile eğitme programı Matlab'de yazılmış, PC ile kontrolde C programlama dili kullanılmıştır.

Anahtar kelimeler: Fırçasız servomotor, algılayıcısız hız kontrolü, yapay sinir ağları, vektör kontrolü.

ABSTRACT

One of the main problems in control systems design is the presence of nonlinearities in the system model. For dynamics and distorters that cannot be modeled in industrial control operations despite the advances in control systems, different controllers are being studied in control engineering.

One of these studies is on system recognition and modeling with artificial neural networks (ANN). This method is used for the control system developed in this present thesis; sensorless speed control of a brushless servomotor is realized with ANN. A two-step speed control of the brushless servomotor is accomplished with a PC. In the first step, speed control is achieved by obtaining feedback from the incremental encoder via a PC and a control card on PC ISA bus. In the second step, by using the same control card, feedback element is turned offline with an additional software for the control algorithm and speed information is obtained from ANN estimator and speed control of the motor is realized.

Prior to system realization, simulations on direct and indirect speed detection have been carried out under Matlab. Then by using ANN, sensorless speed control has been accomplished online. Results and comparisons are presented for both studies. Program for training with ANN is written with Matlab and C is used as programming language for control with PC.

Keywords: Brushless servomotor, sensorless speed control, artificial neural networks, vector control.

1. GİRİŞ

1.1 Amaç ve Kullanılacak Yöntem

Servomotor ve hareket kontrol teknolojilerinin temeli makina ve elektronik mühendisliğinin bileşimi olan mekatronik mühendisliğine dayanmaktadır. Servomotorlar, güç elektroniği ve kontrol sistemlerindeki gelişmelere paralel olarak, kullanımı hızla artan, küçük, hafif, verimi yüksek makinalardır. Endüstriyel uygulamalarda, sürekli gelişen üretim anlayışının bir sonucu olarak ortaya çıkan, daha az emek, daha az zaman ve daha az malzeme kullanılarak, daha fazla miktarda ve daha kaliteli üretim isteği, servomotor kullanımını yaygınlaştırmıştır. Özellikle fırçasız servomotorlar, uygun olmayan çevre koşullarında çalışabilmeleri, yüksek hızlara çıkabilmeleri, daha az gürültü üretmeleri ve fırçaları olmadığından daha az bakım gerektirmeleri dolayısıyla fabrika otomasyonunda diğer motorlara göre daha çok tercih edilirler. Ayrıca gıda, inşaat, ilaç, kozmetik, plastik, kimya, tekstil vb. bir çok sektörde sıvı-katı malzemelerin dolum/ambalaj işlerinde, otomotiv sektöründe servomotor kullanılmaktadır.

Servomotorlarda kontrol için gerekli olan geri besleme bilgisi için geri besleme elemanı kullanılmak zorundadır. Bu zorunluluk bu makinalar için bir dezavantaj oluşturmaktadır. Kontrol sisteminde kodlayıcı, alan etkili algılayıcı, resolver gibi geri besleme elemanlarının kullanılması, tahrik sisteminin maliyetini arttırır, sistemi karmaşıklarlaştırır ve özellikle de seri üretimde karşılaşılan sorunları arttırır. Ayrıca makinanın kontrolü algılayıcıya bağlı olduğundan sistem daha az güvenli hale gelir. Algılayıcılardan kaynaklanan bu gibi sorunların yaşanmasından dolayı son zamanlarda, bu motorların algılayıcısız kontrolleriyle ilgili çalışmalar yapılmaktadır. Bu tez çalışmasında da bu olumsuzlukları gidermek için YSA kullanılarak, fırçasız servomotorun algılayıcısız hız kontrolünün yapılması amaçlanmıştır. Bunun için iki ayrı çalışma yapılmıştır. İlk olarak servomotora bağlı kodlayıcı vasıtasıyla hız kontrolü yapılmış ve alınan sonuçlarla YSA'da uygun ağ yapısı oluşturularak eğitime işlemi gerçekleştirilmiştir. İkinci olarak ise kodlayıcı devre dışı bırakılarak, YSA'ya D ve Q eksenî akım, gerilim ve akı değerleri girilmiş ve çıkışta da hız değerleri alınarak, YSA ile algılayıcısız hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Uygulama devresi ile hız tahmin edilmeden önce, Matlab ortamında simülasyon yapılmıştır. Algılayıcılı ve algılayıcısız durum için elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

YSA'lar öğreneme, çok girişli ve çok çıkışlı doğrusal olmayan eşleşmeyi yüksek hassasiyetle yapabilme ve genelleme yeteneğine sahiptirler. Bu özellikleri nedeni ile özellikle

lineer olmayan dinamik sistemlerin kontrolünde ve modellemesinde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu sebeple bu çalışmada da YSA ile öğrenme sürecinden sonra, motorun hızı, YSA tahmincisinden alınarak, sistem modeli gerçekleştirilmiştir. Yazılım destekli bu servomotor kontrolüyle, kolay tasarlanabilen, güvenli, test edilebilir, tutarlı, doğru ve hızlı bir kontrol gerçekleştirilmiştir.

1.2 Daha Önce Yapılan Çalışmalar

Kontrol sistemlerinin tasarımında önemli problemlerden birisi, sistem modelinde belirsizliklerin olmasıdır. Daha hassas bir kontrol için kontrol algoritmasında, bu belirsizliklerin dikkate alınması, 1960'lı yıllar boyunca ve 1970'li yılların başına kadar ihmal edilmiştir. Geri beslemeli kontrol kavramı ilk defa Zames (1963) ve Kalman (1964) tarafından ortaya atılmıştır. Böylece modeldeki belirsizlikler ve sistemdeki değişimler göz önünde bulundurularak, kontrol devrelerinde kararlılık ve performans analizi için yeni tasarımlar oluşturulmuştur (Dorato, 1987; Postlethwaite, 1991).

Bilgisayar sektöründeki gelişmelere paralel olarak, düşük fiyatlı veri depolama kapasiteleri ve hızlı işlem yapma yeteneklerinden dolayı, bir çok bilgisayar temelli kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Gerçekten, çalışma şartlarının geniş bir bölgesi için tasarlanan kontrolörün, cihazlarda kullanılmadan önce ilk olarak bilgisayarda simülasyonu görmek kontrol mühendislerinin çok sık başvurdukları bir yöntem olmuştur. Sistemin işletme maliyetinin yüksek olduğu veya cihazın giriş değişkenlerinin geniş bir aralığında kullanılması istendiği durumlarda simülasyon son derece yararlı olmaktadır. Bu durumlarda, ekonomik koşullar nedeniyle sistemin çalışmasındaki problemleri gidermek ve makinanın kararsızlığa gitmesini önlemek için off-line kontrol yapılabilir (De Moura Oliveira, 1998).

Son zamanlarda, otomatik kontrol sistemlerinin yapay zeka (AI) teknikleri ile birleştirilmesiyle ortaya çıkan akıllı kontrol (IC) çalışmaları (Aström vd., 1992), bilgisayarla kontrolün gelişmesi sebebiyle hız kazanmıştır. Bu çalışmalar bize kontrolör tasarımlarında sistemin matematiksel modelinin çıkartılmasının önemini ortaya koymuştur. Oluşturulan modeller genellikle lineer olmayan modellerdir. Sistemin matematiksel modeli çıkartılırken bir çok kabuller ve ihmaller yapılır. Bundan dolayı oluşturulan model, sistemi tam anlamıyla karakterize edemez ve bu da model üzerine kurulan kontrolörün performansını düşürür. Sistemi tam anlamıyla temsil eden oldukça karmaşık modellemede PI denetleyici katsayılarını ayarlama işlemi yapılabilir. Ancak bu modellerin, parametre ayarlama hassasiyetleri zayıftır ve doğrusallaştırılmaları oldukça zordur.

Son yıllarda yapılan çalışmalara bakıldığında, kontrol yöntemlerinde yapay sinir ağları (YSA) kullanılarak, sistemi tanıma ve sistemin modellenmesi çalışmalarının oldukça hız kazandığı görülmektedir. YSA, canlılarda bulunan biyolojik sinir ağlarını matematiksel olarak modellemeye çalıştığı için bu isimle adlandırılmıştır. Yapay sinir ağlarında kullanılan hücreler lineer olmayan elemanlar olduklarından, YSA algoritmaları da lineer olmayan bir sistem olarak dikkate alınmaktadır.

YSA konusunda yapılan çalışmalar 1949 yılında D.O.Hebb tarafından geliştirilen ilk öğrenme kuralına kadar uzanır. Daha sonra 1950 ve 1960'lı yıllarda, tek katmanlı YSA modelinin geliştirilip, çeşitli problemlerin çözümünde başarıyla uygulanması konuya olan ilgiyi arttırmıştır. Özellikle 1986 yılında geriye yayılma yönteminin sunulmasıyla YSA ile, ses tanıma, finans analizi, kontrol teorisi, robotik gibi pek çok alanda başarılı çalışmalar ortaya konmuştur (Arslan, 1999). Bu tarihten itibaren çok çeşitli ağ yapıları, eğitme yöntemleri ve uygulama alanları ortaya çıkmıştır. YSA'ların lineer olmayan fonksiyonları benzeştirebilme yetenekleri, çok değişkenli yapısı, hızlı paralel işlem yapabilme ve öğrenme yetenekleri, kontrol sistemlerinde kullanılmalarını uygun kılmaktadır. Bu nedenle YSA temelli pek çok kontrol yapısı geliştirilmiştir. Hunt vd. (1992), doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesi, tasarlanması ve kontrolü için geliştirilen YSA modelleri üzerine genel bir inceleme çalışması sunmuşlardır.

Psaltis vd. (1988), çok katmanlı sinir ağları ile çeşitli tanıma ve kontrol yapıları önermişler ve kontrolcüyü eğitmek amacıyla genelleştirilmiş ters öğrenme ve özelleştirilmiş ters öğrenme adı verilen iki yöntem geliştirmişlerdir. Eğitme performansının artırılması için, off-line olarak gerçekleştirilen, özelleştirilmiş ve genelleştirilmiş ters öğrenme yöntemleri birlikte ifade edilerek bir sonuca varılmıştır (Üstün, 2001).

Narendra ve Parthasathy (1990), çok katmanlı ve tekrarlamalı YSA ile bunların kontrol sistemlerine uygulamaları üzerine çok farklı çalışmalar yapmışlardır. YSA'nın, lineer olmayan dinamik sistemlerin tanınmasında ve kontrolünde etkin bir şekilde kullanılabileceğini göstermişler ve katsayı parametrelerinin ayarlanması için statik ve dinamik geriye yayılma yöntemleri üzerinde çalışmışlardır.

Yabuta ve Yamada (1992), dinamik YSA yapılarının öğrenme, uyarılma ve kararlılık karakteristikleri üzerine örnekler sunmuşlardır. Kararlı bir YSA kontrolcüsünün, ancak başlangıç ağırlık vektörünün uygun olması ile sağlanabileceği ifade edilmiştir.

Zhang vd. (1995), online endüstriyel izlemeli kontrol uygulamaları için sinir ağı yaklaşımı

önermişlerdir. Önerilen yapının gerçek zaman uygulamaları için uygun olduğu ifade edilmiştir. Benzetim çalışmasında bir geminin rota izleme problemi ele alınmıştır. İzlenecek yörünge, bir bulanık sistem tarafından kontrolcüyeye sağlanmaktadır. Önerilen kontrolcünün performansı klasik PID kontrolcü ile karşılaştırılmıştır.

Jin vd. (1995), öğrenme algoritmasının robot kontrolünde kullanılması amacıyla örnekler sunmuşlardır. Doğrusal olmayan sistemlerin giriş ve çıkışının doğrusallaştırılmasına dayanan, çeşitli çok katmanlı YSA tabanlı kontrol algoritmaları önermişlerdir.

Yan ve Li (1997) ileri beslemeli, geri beslemeli ve öğrenmeli bir kontrol yapısı geliştirmişlerdir. Bu yapıda ileri besleme kısmında sistemin tersini modellemek için geri beslemeli bir ağ kullanılmıştır. Geri besleme kısmında modellenmeyen dinamikler ve bozucular için PD denetleyici kullanılmıştır.

YSA tabanlı kontrol sistemlerindeki daha önce yapılmış bu başarılı çalışmalardan yola çıkılarak, bu tez çalışmasında, YSA ile fırçasız bir servomotorun iki katlı kontrol yapısıyla algılayıcısız hız kontrolü yapılmıştır.

Tezin Bölümleri

Birinci bölümde tez çalışmasının amacı, kullanılacak yöntem ve bu konuda daha önce yapılmış çalışmalar anlatılmıştır.

İkinci bölümde fırçasız servomotorlar ana hatlarıyla anlatılmış, yapısı, çalışma prensipleri ve kontrol tekniklerine yer verilmiştir. Çalışmada kullanılan AC fırçasız servomotorun diğer makinalarla karşılaştırılması yapılmıştır.

Üçüncü bölümde fırçasız servomotorun kontrol yöntemleri anlatılmış, matematiksel modeli verilmiş ve bu matematiksel modele göre vektör kontrolünün nasıl yapıldığı açıklanmıştır. Ayrıca gerçekleştirilen uygulama çalışmasındaki kontrol yapısı anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde bu çalışmada gerçekleştirilen uygulama devresi verilmiş, devrenin çalışma yapısı açıklanmış ve fırçasız servomotorun akım kontrolü yapılarak, hız kontrolü sağlanmış ve sonuçlar verilmiştir. Dijital kontrolörlerin üstünlükleri belirtilerek, bu çalışmada kullanılan PI kontrol yapısından bahsedilmiştir.

Beşinci bölümde, tezde lineer olmayan sistemin modellenmesinde kullanılan YSA'nın tanımı, yapısı, algoritmaları açıklanmış, hatanın geriye yayılım algoritması ise ayrıntılı olarak ele alınmıştır.

Altıncı bölümde, fırçasız servomotorun algılayıcısız hız kontrol sistemi ve çalışmasıyla ilgili açıklamalar verilmiştir. Algılayıcısız kontrol gerekliliğinin sebepleri ve algılayıcısız kontrol yöntemleri, bu çalışmada kullanılacak olan yöntemle beraber verilmiştir. Fırçasız servomotorun YSA ile gerçekleştirilen algılayıcısız hız kontrolüne ilişkin simülasyon ve gerçek sonuçlar birlikte sunulmuştur.

Yedinci bölümde, lineer olmayan bu sistem üzerinde yapılan algılayıcısız hız kontrolünün değerlendirilmesi verilmiş, bundan sonra yapılacak çalışmalarla ilgili önerilerde bulunulmuştur.



2. SERVOMOTORLAR

Servomotorlar, fabrika otomasyonu, ambalajlama, malzeme taşıma, imalat sanayi, CNC tezgahlar, metal-ağaç işleme, baskı makinaları ve endüstriyel robotlar gibi hareket kontrol teknolojilerinin kullanıldığı donanımlarda yaygın olarak kullanılan küçük boyutlu, hafif makinalardır. Uzun vadede yatırım maliyetleri düşük, işlem performansları yüksektir. Küçük hacimde yüksek moment ve güç elde edilebilmesi, güvenilir ve emniyetli olmaları ve daha az tamir-bakım gerektirmeleri sebebiyle bu motorlara olan talep her geçen gün giderek artmaktadır. Özellikle son yıllarda mikroişlemci ve güç elektroniğindeki gelişmelerin bu donanımlarda kullanılması ve sabit mıknatıs malzemelerinin gelişimiyle hızı, doğruluğu ve verimi yüksek servomotor kontrol sistemleri geliştirilmiştir (Ohm, 2000).

2.1 Servomotorların Sınıflandırılması

Kullanılan yere, kontrol amacına ve istenen doğruluk oranına göre çeşitli servomotorlar vardır. Çizelge 1.1’de servomotorların sınıflandırılmasını gösteren çizelge verilmiştir.

Çizelge 1.1 Servo sistemlerde kullanılan motorların sınıflandırılması

	DC servomotor	Step motor	Asenkron motor	AC servomotor
Avantajlar	Küçük boyut Yüksek moment Yüksek çalışma verimi Kolay kontrol edilebilme Ucuz	Kolay kontrol Küçük boyutta yüksek çıkış	Yüksek hız Yüksek moment Yaygın üretim Bakım ihtiyacı yok Dayanıklı Ucuz	Küçük gövde Yüksek hız Yüksek moment Yüksek çalışma verimi Bakım ihtiyacı yok
Dezavantajlar	Doğrultmada sınırlamaların olması Düşük güvenilirlik Bakım	Değişken yüklerde kötü cevap Düşük hızlarda gürültülü çalışma	Orta büyüklükteki modellerde kötü çalışma verimi Karmaşık kontrol devresi Yüksek atalet Büyük hacim	Pahalı

2.1.1 DC Servomotorlar

Servo teknolojisi ilk olarak DC sabit mıknatıslı motorlarda kullanılmıştır. DC motorda, sabit mıknatıs stator ve sargılar rotordadır. Bu motorlarda moment, endüvi akımı ile doğrudan orantılıdır ve akım geri beslemesi kullanılarak, DC motor momentini doğrudan kontrol

edilebilir. Akım, komütatör sayesinde farklı sargılardan akacak şekilde kendinden anahtarlanır ve fırçalar sayesinde sürekli bir hareket oluşur. Yani komütasyon mekanik olarak gerçekleşir. Ama komütatör ve fırçalar arasında mekanik temasla oluşan sürtünme, bu motorlar için bir dezavantajdır. Bu yüzden bu motorların fırçalarının temizlenmesi ve değiştirilmesi gibi düzenli bakım ve kontrolleri gereklidir. Ayrıca sargıların rotorda olmasından dolayı rotor ataleti çok yüksektir. AC motorlar ise bu dezavantajlara sahip olmamalarına rağmen, hız kontrollerinde yaşanan zorluklardan dolayı yakın zamana kadar pek tercih edilmezlerdi. Ama son zamanlarda kontrol tekniklerinde yaşanan gelişmeler ve mıknatıs teknolojisindeki ilerlemelerle, hız kontrolleri artık mikrodenetleyiciler yardımıyla daha kolay yapılmaktadır (Luo ve Yeo, 2000). Bu kontrol sistemlerinin AC sistemlere uygulanmasıyla, DC sürücü sistemlerin önemi azalır, bunların yerine AC sistemlerin kullanımı artmış ve bu da AC servomotorların kullanımını yaygınlaştırmıştır.

2.1.2 Step Motorlar

Step motorlar, düşük hızlı uygulamalarda diğer makinalara oranla daha yüksek moment ürettikleri için tercih edilen fırçasız motorlardır. Bu makinalarda geri besleme elemanı olmadığından açık çevrim çalışırlar ve kontrolleri kolaydır, fakat bu durum osilasyonlara yol açmaktadır. Aynı performanstaki diğer motorlara göre ucuzdurlar. Yüksek hız gerektirmeyen, düşük güçlerde ve 1000 d/d'nin altındaki çalışmalarda tercih edilirler.

2.1.3 Asenkron Motorlar

Asenkron motorlar, cevap verme sürelerinin yavaş olmaları sebebiyle 1980'lere kadar servo sistemlerde pek kullanılmaları da, günümüzde vektör kontrolündeki gelişmelerle, cevap verme süreleri iyileştirilerek servo sistemlerde kullanılmaya başlanmışlardır.

Servo sistemlerde kullanılan asenkron motorlarla, AC servomotorlar arasında yapısal ve uygulama açısından bazı farklılıklar vardır. Sabit mıknatıslı servomotorların rotorunda 4 ya da daha fazla sabit mıknatıslı kutup vardır. Böylece nispeten daha küçük çaplı rotorlarla, yüksek akı yoğunluklu yüksek momentler üretilir. Sabit mıknatıslara sahip olmasından dolayı, fırçasız servomotorlarda rotordaki akıyı artırma manyetik endüklemeyle olur. Asenkron motorlarda ise rotorda akımların üretildiği sargılar vardır. Asenkron motorlar, rotorlarında mıknatıslar olmadığından, aynı özellikteki sabit mıknatıslı rotorlu makinalara göre daha ucuzdurlar ve üretim hacimleri de daha fazladır.

Çizelge 2.2 DC servomotor ve AC servomotorun karşılaştırılması

	AC Servomotorlar	DC Servomotorlar
Ömür	Çalışma ömrü 20000 saat veya daha fazladır	Fırça ömrü 3000-5000 saat ama yük ve çevre koşullarına göre değişebilir
Bakım	Fırça ve komütatörler olmadığı için bakıma gerek yoktur	Periyodik kontrol yapılması ve fırçaların değiştirilmesi gereklidir
Temizlik	Fırçaların tozları olmadığından temizdir	Fırçaların tozları olur
Elektriksel Gürültü	Yok	Fırçalardan komütatöre ark olur
Akustik Gürültü	Sessiz	Fırçalardan dolayı gürültü olur
Komütasyon	Elektronik	Mekanik
Cevap Süresi	Çok hızlıdır Büyük güçlerde çalışılır (Rotor ataleti küçüktür ve yüksek hızlarda, yüksek moment elde edilir)	Hızlıdır Küçük güçlerde çalışılır (Rotor ataleti yüksektir ve yüksek hızlarda, momentte azalma olur)
Kontrol	Karmaşık	Kolay
Yüklenme	Sıcaklık zaman sabiti büyüktür Yüksek hızlarda çalışılır Moment yüksektir	Sıcaklık zaman sabiti küçüktür Fırçalardan dolayı akım sınırlaması vardır
Verim	Isı statorda yayıldığından, soğutmada sorun yaşanmaz ve rotorda ısı kaybı olmadığından verim yüksektir	Rotor ısınmasından dolayı, soğutma çabuk olmaz ve ısı kaybından dolayı verim azalır
Boyut	Fırça ve komütatör olmadığından küçüktürler	Büyük
Fiyat	Elektronik kontrol devresi maliyeti vardır	Elektronik maliyetleri azdır

Sabit mıknatıslı motorlar, düşük atalet ve ağırlıklarından dolayı, yüksek performanslı uygulamalarda tercih edilirler. Ama pratikte sabit mıknatıs kullanımındaki fiyat artışından dolayı 15 kW'a kadar kullanılırlar, daha büyük güç ihtiyaçlarında vektör kontrollü asenkron motorlar tercih edilirler.

2.1.4 Fırçasız Servomotorlar

Fırçalı servomotorlar statoru sabit mıknatıslı olan motorlar, fırçasız servomotorlar ise rotoru sabit mıknatıslı olan motorlardır. Geçmişte sabit mıknatıslı makinalarda ferrit ve samaryum kobalt (SmCo_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) mıknatıslar kullanılırdı. Günümüzde neodyum-demir-bor karışımından yapılmış olan güçlü sabit mıknatıslar gibi, daha yüksek enerji yoğunluklu (örneğin 35 Jcm^{-3}) ve koersivite (mıknatıslanmanın doymaya ulaşması halindeki ters mıknatıslama kuvveti) manyetik malzemeler kullanılmaktadır. Böylece daha küçük hacimli, hafif, enerji yoğunluğu yüksek, kayıp/moment oranı düşük, güç faktörü büyük, moment ve hız cevabı daha hızlı olan sabit mıknatıslı motorların daha geniş uygulama alanlarında kullanılması mümkün olmuştur. Ama sabit mıknatısların kullanımında da, fiyatlarındaki yükseklik, çalışma sıcaklıklarındaki sınırlamalar ve mıknatıslanmalarının yok olmasındaki tehlike gibi bazı sınırlamalar vardır. Bazı ülkelerde bu mıknatıslarla ilgili büyük rezervlerin olması, gelecekte fiyatların yüksek olmasından kaynaklanan sınırlamaları azaltacak gibi görünmektedir (Vas, 1998).

Fırçasız servomotorların yaygınlaşmasında mıknatıs teknolojisindeki gelişmelerin büyük önemi vardır. Fırçalı motorlara göre daha pahalı olmasındaki sebep de zaten mıknatıs fiyatlarıdır (Ellis, 1996). Sabit mıknatıslı makinalarda yaygın olarak kullanılan 4 farklı mıknatıs vardır.

- Seramik: Bu malzemeler demir oksit ve baryum karbonattan oluşmuş, ilk kompozit malzemelerdir. Genellikle düşük performanslı motorlarda kullanılan, ucuz mıknatıslardır.
- Alnico: Bu mıknatıslar günümüzde hala kullanılmaktadır. Fakat fiyatlarına göre performansları düşük olduğundan yeni tip motorlarda pek tercih edilmezler.
- Samaryum Kobalt: 1970'lerden itibaren kullanılmaya başlanmışlardır. SmCo_5 ve $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ olmak üzere iki çeşidi vardır. Yüksek fiyatı, yüksek enerji yoğunluğu ve yüksek koersivite gücü vardır. Sıcaklığın ve korozyon direncinin önemli olduğu uygulamalarda tercih edilirler.
- Neodyum demir bor (NdFeB): 1982'den sonra kullanılmaya başlanan, mıknatıslar içinde en yüksek enerji yoğunluğuna sahip olan mıknatıslardır. Yüksek akı yoğunluklarından ve koersive güçlerinin yüksek olmalarından dolayı servomotor uygulamalarında daha çok tercih edilirler.

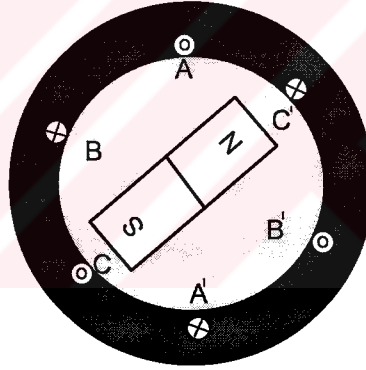
Fırçasız servomotorlar, DC fırçasız servomotorlar ve AC fırçasız servomotorlar olarak iki grupta incelenebilir. Fırçasız DC servomotorlar trapezoidal akı dağılımlı, akım kaynaklı inverter ile beslenen motorlardır. Fırçasız AC servomotorlar ise sinüsoidal stator akımları ile

beslenen, sinüsoidal hava aralıklı akı yoğunluklu servomotorlardır.

Bu iki makinanın yapısı birbirlerine çok benzerdir. Ancak, sürme devrelerinin farklı olması ve kontrollerinde farklı komütasyon tekniklerinin kullanılması sebebiyle birbirlerinden ayrılırlar. Fırçasız DC servomotorlarda trapezoidal veya 6 adım komütasyon kullanılırken, fırçasız AC servomotorlarda sinüsoidal komütasyonla düzgün moment elde edilmesi sağlanır. Bu tez çalışmasında fırçasız servomotor kullanıldığından, daha detaylı incelenmiştir.

2.1.4.1 Fırçasız AC Servomotorlar

Rotorunda sabit mıknatıs ve statorunda sargılar bulunan, modern elektronik sürücüler ile kontrol edilen senkron motorlardır. Şekil 2.1'de fırçasız bir AC servomotorun yapısı gösterilmektedir. Bu motorlarda, senkron motorlardan farklı olarak rotor pozisyon bilgisi için geri besleme elemanına ihtiyaç vardır. Geri besleme elemanından alınan bilgiye göre stator fazlarına uygun alternatif akım, elektronik anahtarlama elemanları ile verilir. Yani komütasyon, rotor pozisyon bilgisinden alınan geri beslemeyle yapılır.



Şekil 2.1 Fırçasız AC servomotorun yapısı

Bu tip motorlar, fırça ve komütatöre sahip olmadıklarından bakımları kolaydır, uzun ömürlüdür ve yüksek güvenilirliğe sahiptirler. Hatta toz, patlayıcı veya aşındırıcı maddeler içeren ortamlarda bile yüksek verim ile çalıştırılabilirler. Güç arızası durumunda, dinamik frenleme uygulayabilirler. Düşük seviyede titreşim üretirler, denge problemleri yoktur. Düzgün akım dalga şekillerinden, yüksek hız cevaplarından ve geniş hız kontrol aralıklarından dolayı yüksek doğruluğa sahiptirler. Dolayısıyla, konum, hız ve moment kontrolü için en elverişli motorlardır.

Fırçasız AC servomotorun genel özellikleri

- İstenen hıza daha çabuk ulaşılır.

- Hızlanırken gecikme zamanı daha azdır.
- Daha geniş kontrol aralığı vardır.
- Hızda kararlılık fazladır (Moment dalgalanması ve hızdaki dalgalanma daha azdır).
- Ani hızlanmalar ve yüksek frekanslarda çalışma için uygundur.
- Rotor ataleti çok küçüktür.
- Kaynak akımını arttırmak mümkündür.
- Sabit mıknatıstan dolayı mıknatıslanma karakteristiği gelişmiştir.
- Endüvi endüktansı küçüktür.
- Dayanma gerilimi ve mıknatıslanma doyması yüksektir.
- Gelişmiş mıknatıs devresi ve mıknatıs kutupları vardır.
- Uzun ömürlüdür, fırça bakımı yoktur, bakımı kolaydır.
- Yalıtımı güçlüdür, yapılarında nadir toprak mıknatısları ve ferrit mıknatıs kullanılır.
- Sargı sayısı azdır.
- Daha küçük gövdeleri vardır, demir kısım yoktur.

2.1.4.2 Fırçasız AC Servomotorların Çalışma Prensipleri

Fırçalı DC motorlarda moment, sargı akımıyla doğrudan orantılı olduğundan, motor kontrolü bu sargı akımı kontrol edilerek kolay bir şekilde yapılabilir. Fırçasız servomotorlarda ise, rotorda bulunan mıknatısın oluşturduğu manyetik alan ile stator akımının oluşturduğu alan birbirini etkileyerek, motoru hareket ettirmek için gerekli olan moment oluşturulur. Fırçasız motorlarda moment kontrolü, fırçalı motorlara göre daha karmaşıktır. Servomotor sürücüsü, çıkışta düzgün bir moment elde etmek için motordan alınan hız ve pozisyon bilgisine göre komütasyonu, yani üç faz sargılarında sinüsoidal akımı oluşturma görevini üstlenir. Bu alternatif akımlar, DC motorlarda, motora mekanik olarak monte edilen komütatörlerle oluşturulurken, fırçasız servomotorlarda harici yarı iletken anahtarlama devreleri ile elde edilir. Eğer sinüsoidal akımlarla, manyetik akı arasındaki açı her zaman 90° olacak şekilde ayarlanabilirse, fırça kullanmadan düzgün moment veren yüksek verimli bir motor elde edilebilir. Bunu yapmak için genellikle hızlı bir işlemci gereklidir.

Fırçasız servomotorlarda dönen kısımda sargılar olmadığından ısı oluşmaz, sabit kısım olarak bilinen stator sargılarında oluşan ısı ise motora kolay bir şekilde monte edilen iletim devresi ile dışarı verilebilir. Bundan dolayı DC servomotorlara oranla, fırçasız servomotorlarda ısınmadan kaynaklanan problemler yaşanmaz. Servomotorlarda nominal moment, motor imal edilmeden belirlenir ve herhangi bir devirde motorun nominal momentini ürettiği andaki çıkış

gücü de motor gücü olarak tanımlanır. Diğer motorlardan farklı olarak servomotorlar, nominal frekanslarında nadiren çalıştırılır. Genellikle sık sık durma ve hızlanma işlemi yaparlar.

2.2 Fırçasız Servomotor Sürücü Sistemi

AC fırçasız servo sürücüsü, sürme devresi, motor miline monte edilmiş pozisyon veya hız algılayıcısı gibi geri besleme elemanları ve sabit mıknatıslı servomotordan oluşur. Geri besleme elemanları kullanılarak yapılan hız veya pozisyon kontrolünde, girişte verilen referans değer çıkışta elde edilmeye çalışılır. Ayrıca motorun momentini kontrol etmede ve sargı akımlarının komütasyonunu sağlamada da gereklidirler (Jouve ve Bui, 2003).

Servo sürücüler, motora güç sağlayan kısımlardır. Motora iletilen güç, sürücünün akımı ve uygulanan gerilimin bir fonksiyonudur. Motor kontrolü bu güç katı ile doğrudan ilgilidir. Sürücülerde genellikle enerjiyi iletmek için anahtarlama elemanı olarak güç transistörleri kullanılır. Sürücü sistemindeki bu transistörlerin anahtarlama ile motora uygulanacak olan AC gerilim üretilir. Akım ise istenen moment değeri ile orantılıdır ve rotor pozisyonuna bağlıdır. Bu yüzden moment kontrolü için akım kontrolü yapılmalıdır. Akım kontrolünde, referans akım değeri ile geri beslemeden alınan akım değeri karşılaştırılır ve hatayı en aza indirecek sürücü gerilimi ayarlanır. Böylece moment oluşumu için gerekli olan akımın ayarlanması yapılmış olur.

Endüstriyel kontrol sistemlerinde yakın zamana kadar analog sürücüler kullanılmaktaydı. Son zamanlarda güç elektroniği devre elemanlarındaki gelişmeler ve kontrol sistemlerinde bilgisayar teknolojisi ve değişik yapıda kontrolörlerin kullanımının yaygınlaşmasıyla, dijital sürücüler sıklıkla tercih edilir hale gelmiştir. Hatta komütasyon, hız çevrimi ve en karmaşık kontrol olan akım kontrolü de artık dijital olarak gerçekleştirilmektedir. Bunun nedeni, bu çevrimlerin çok yüksek frekanslarda (16 kHz) yapılması gerekliliğidir. Akım çevrimi sürücüdeki diğer işlemlerden birkaç kat daha hızlı gerçekleşir ve çevriminin hızlı olması da sistemin performansını artırır. Bundan dolayı bu işlemler için DSP veya hızlı kontrolörler kullanılır (Controlling Current, 2000).

Analog ve dijital sürücülerin bazı avantaj ve dezavantajları vardır.

- Analog sürücülerde hız ve akım çevriminde opamp gibi analog elemanlar kullanılır. Bu sürücülerde servo kazanç, direnç, kapasite, potansiyometre gibi pasif devre elemanlarıyla sağlanır ama elde edilen doğruluk çok yüksek değildir. Analog komutlar daha çok basit olmaları sebebiyle tercih edilirler ve komutların hem anlaşılması kolaydır hem de diğer

sistemlerle uyumlu olarak çalışabilirler. Analog devrelerde gürültü yüksektir ve sürücülerle bağlantıları daha karmaşıktır. Analog sürücüler daha basit yapıya sahiptirler. Özellikle küçük güçlerde çalışıldığında maliyetlerinin az olması sebebiyle daha çok tercih edilirler.

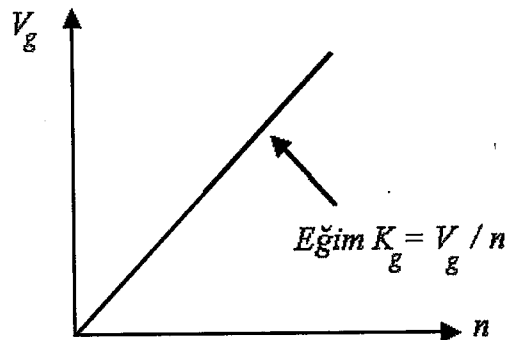
- Dijital sürücüler ise dijital olarak tasarlandıkları için esnektirler. Bu sürücülerde parametreler bir sürücüden diğerine yazılımla dönüştürülür ve kazanç, yazılımla ayarlanabilir. Bu sürücüler, hem dijital hem de analog komutlarla çalışırlar. İletişim, dijital olduğu için, istenen komutun seri iletim kolaylığı vardır ve genellikle gürültü yoktur. Ayrıca dijital iletişimle, servo sistem bağlantılarındaki devre sayısı azaltılmış olur. Akım ve hız çevrimi dijital komütasyonla gerçekleştirilir. Çoğu durumlarda değişiklik yapmak için ek bir karta veya sürücüyü ayarlamak için bir potansiyometreye gerek yoktur. Hatta servo kazanç gibi bazı parametreler çalışma sırasında değiştirilebilir.

2.3 Elektrik Makinalarında Kullanılan Algılayıcılar

AC fırçasız servomotor kontrolünde, akımın elektronik komütasyonunu sağlamak için pozisyon algılayıcıları kullanılarak, hız ve pozisyon geri besleme bilgisi elde edilir. Kontrol sistemlerinde en uygun geri besleme elemanı seçimi, hız ve pozisyon kontrol ihtiyaçlarına ve motorun tipine bağlıdır. Hız ve pozisyon çevrimlerinde, doğruluk ve dinamik performans, geri besleme algılayıcılarının çözünürlük ve doğruluklarıyla önemli ölçüde artırılabilir.

2.3.1 Takogeneratörler

Sabit mıknatıslı DC gerilim generatörleridir. Değişik emf sabitleri ile üretilirler. Hız geri beslemesi için yaygın olarak kullanılırlar. Şekil 2.2, takogeneratör kullanılan bir sistemde, çıkış gerilimi ile hız arasındaki ilişkiyi göstermektedir.



Şekil 2.2 Takogeneratör çıkış gerilimi

2.3.2 Alan Etkili Algılayıcılar

Alan etkili algılayıcılar (Hall Effect Sensor), manyetik alanın varlığının hissedilmesinde kullanılan, yarı iletken malzemeden yapılmış dijital algılayıcılardır. Manyetik alan içinde kalan elektrik yükleri, alan etkili algılayıcıların üzerlerine bir kuvvet uyguladığında hareket ederler ve bir potansiyel oluştururlar. Oluşan gerilimin yönü ve şiddeti, uygulanan elektrik akım ve manyetik alanın şiddet ve yönüne bağlıdır. Akım, çıkış gerilimiyle doğru orantılı olduğundan, kontrol değişkeni olarak kullanılır. Fırçasız servomotorlarda 6 adım komütasyonla beraber, pozisyon geri besleme bilgisi sağlamak için kullanılırlar. 6 adım sürücüler, bazen hassas olmayan hız ve pozisyon bilgisi istendiğinde, bazen de sinüsoidal akım sürücülerinde artımsal kodlayıcı ile birlikte pozisyon geri besleme bilgisi almak için kullanılırlar. Servo sürücülerde yaygın olarak akım çevrimlerinde akım algılayıcısı gibi kullanılırlar. Fırçasız servo sürücülerde alan etkili algılayıcılar motor sargılarına yerleştirilir ve rotor mıknatısının konumunu tahmin ederler. Her fazda bir algılayıcı vardır ve stator sargılarıyla aynı hizadadır.

2.3.3 Optik Algılayıcılar

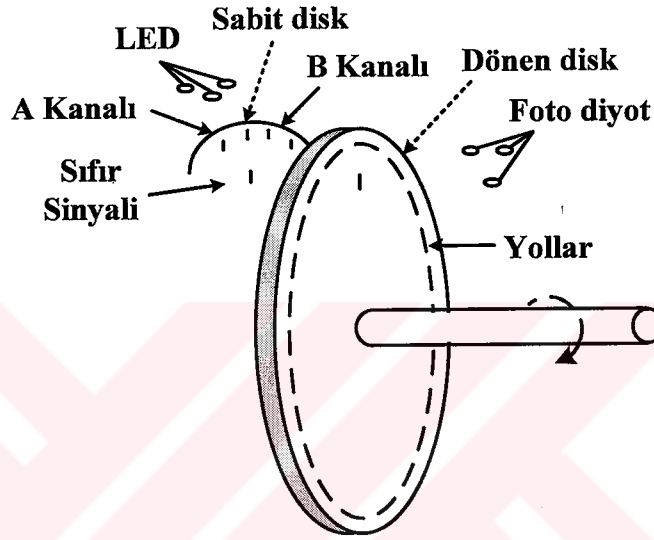
Endüstriyel uygulamalarda motor kontrolünde (encoder), alan etkili algılayıcılara göre daha sık kullanılırlar. Alan etkili algılayıcıların, motorların içine yerleştirilme zorunluluğu, seri üretime uygun olmamaları ve sadece o uygulamadaki motor için kullanılacak olmaları gibi dezavantajlarına rağmen, optik algılayıcıların, dijital çıkışları ile dijital kontrol sistemlerine uygun olmaları, yüksek çözünürlük (bir dönüşteki darbe sayısı) ve yüksek hassasiyete (dijital işaretlerin gürültüden bağımsız çalışabilmesi) sahip olmaları gibi avantajları vardır.

Optik algılayıcılar, biri durgun halde diğeri hareketli halde olan ızgaranın, ışık kaynağını geçirip geçirmemesine göre, açısal ya da doğrusal yer değiştirmeyi algılamasına dayalı olarak çalışırlar. Uygulamada artımsal kodlayıcı ve mutlak kodlayıcı (sinüsoidal kodlayıcı) olmak üzere iki tip optik kodlayıcı vardır.

2.3.3.1 Artımsal Kodlayıcı

Artımsal kodlayıcılarla (Incremental Encoder), A ve B kanalları olmak üzere iki kanalla motor pozisyon bilgisi artımsal olarak elde edilir. Bu kodlayıcılarda, motorun miline bağlı dönen bir disk ile bu diskin üzerine yerleştirildiği sabit başka bir disk vardır. Sabit disk üzerinde A ve B kanalları sinyalleri ile sıfır sinyalinin alındığı yollar (oyuklar), dönen disk üzerinde de hem ışığı geçiren hem de tutan yollar vardır. Şekil 2.3, artımsal kodlayıcının çalışma prensibini göstermektedir. A ve B kanalları arasındaki 90°'lik faz farkıyla, çıkışta

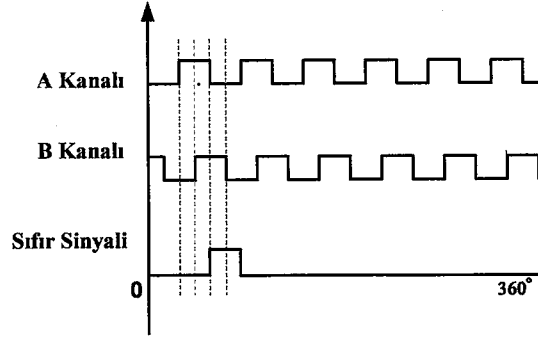
düzgün bir dalga şekli elde edilir. Diskin her iki tarafında da optik alıcı ve verici vardır. Motorun dönmesiyle, disk de döner ve kaynaktan alıcıya, ışığın iletimi kesilir, darbeler oluşur. Bir LED ile emilen ışık dönen diskten geçer. Daha sonra bir fotodiyotla bu sinyal elektronik sinyale dönüştürülür. Bu çıkış sinyali hem ışığı geçiren hem de geçirmeyen alanı gösterir. Disk kenarlarında yer alan bu iki alanın sayısı, kodlayıcının çözünürlüğünü gösterir. Bu yüzden pozisyon ölçümündeki doğruluk, kodlayıcı montajındaki doğruluk ve çözünürlüğü ile doğrudan ilgilidir.



Şekil 2.3 Artımsal kodlayıcının çalışma prensibi

Kontrolör, Şekil 2.4'de görüldüğü gibi, kodlayıcının hareketinin bir yolundan pozisyon geri beslemesi olarak 4 sayı alır. Böylece elektronik olarak A ve B kanallarının durumuna göre motorun pozisyonunu bulmak kolaylaşır. Her birimdeki darbe sayısı zamana bölünerek, hız kolaylıkla hesaplanabilir.

Artımsal kodlayıcı, algılayıcı çalışmaya başladıktan sonra alınan çıkış sinyallerinin periyotlarının sayılmasıyla, göreceli bir pozisyon ölçümü sağlar. Bu yüzden fırçasız servomotorlar her ilk çalıştırıldıklarında, motorun o anki konumunu yani mıknatısın pozisyonunu bilmek gerekir. Bunun için kodlayıcıdan her turda sadece bir defa alınan sıfır sinyalinin büyük önemi vardır. Bu bilgi sayesinde stator akımı ile rotorda mıknatısın oluşturduğu alanın birbirine dik konumda kontrolü yapılarak, moment kontrolü sağlanabilir. Daha iyi sonuç almak için daha fazla yollu (darbe sayısının artması için) kodlayıcılar kullanılmalıdır.



Şekil 2.4 Artımsal kodlayıcı sinyalleri

Artımsal algılayıcılarla gerçekte, motor milinin orijinal pozisyonundan ne kadar uzakta olduğunu anlarız. Bu üç fazlı sistemlerde komütasyon açısından güçlük doğurabilir. Artımsal algılayıcılar, 1 bitlik dijital çıkış verir, kullanılacak elektronik devre ile bu çıkışlar sayılarak, motorun konumu algılanır. Basit, ucuz ve kullanışlı yapıları nedeniyle, mutlak algılayıcılara göre daha fazla kullanılırlar.

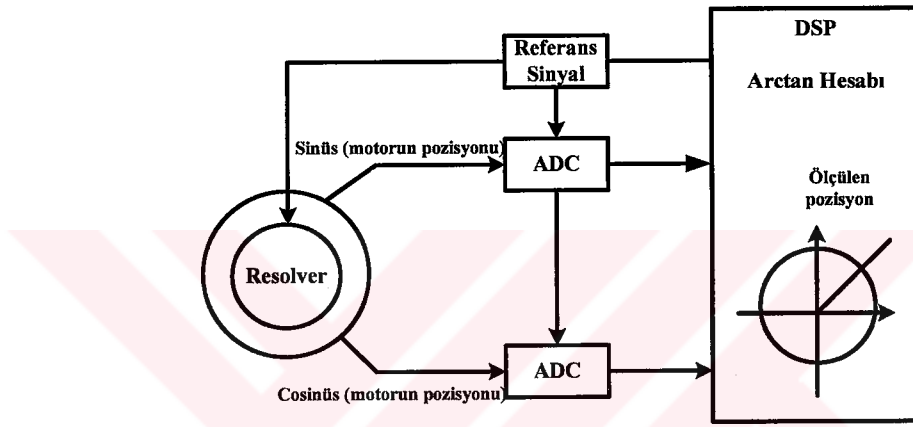
2.3.3.2 Mutlak Kodlayıcı

Mutlak kodlayıcılar (Absolute Encoder), belirli bir noktaya göre motorun tam konumunu, hassasiyete göre 8 bit ya da 16 bit olarak verir. Bu kodlayıcılarda ek bir komütasyon kanalı veya başlangıçtaki pozisyonu bulmak için seri bir iletim hattı kullanıldığından, fırçasız AC servomotorlar için daha uygundur. Ama bu çözüm artımsal kodlayıcılara göre hem daha pahalıdır hem de bağlantı yapılacak daha fazla devre vardır (Jouve ve Bui, 2003).

2.3.4 Resolver

Resolverler, AC fırçasız servomotorlarda çok sık kullanılan bir pozisyon algılayıcısıdır. Resolver dönen bir transformatöre benzer, bir rotor sargısı ve aralarında 90° faz farkı bulunan iki stator sargısından oluşurlar. Rotora bir referans sinyali uygulanır ve bunun sonucunda birbirine dik iki stator sargısında endüklenen gerilimin değeri, rotorun dönüş açısının cosinüs ve sinüs değerine göre ayarlanır. Resolverler, AC fırçasız servomotor komütasyonu için tam bir pozisyon bilgisi verirler. Resolver bilgisini dijital bilgiye dönüştürmek için ya “Resolver /dijital dönüştürücü” kullanılır ya da resolver pozisyon dönüşümü DSP’lerde olduğu gibi yazılımla yapılır. Bu dönüşümün DSP ile yapılışı Şekil 2.5’te verilmiştir. Bu durumda sinüs ve kosinüs sekonder sargı gerilimleri analog/dijital dönüştürücüye bağlanır. Bu sinyaller,

uyarma sinyal frekansının iki katı değeriinde örneklenir ve örnekleme anı, demodülasyonu sağlamak için sinüsoidal uyarma dalgasının negatif ve pozitif tepe değeri ile senkronize yapılır. Sonra resolver açısai pozisyonu, DSP içinde, sinüs ve kosinüs örneklemelele ile kolayca hesaplanabilir. Elde edilen bu dijital pozisyonun çözünürlüğü analog/dijital dönüştürücünün çözünürlüğüne bağılıdır (12 bit ya da 16 bit). Motorun hızı ise pozisyon değeriinden bulunabilir. Resolverlele daha çok robot uygulamaları gibi dönen servomotorlu uygulamalarda tercih edilirlele. Çünkü resolver kullanılmasıyla komütasyon için tam bir pozisyon bilgisi elde edilir (Jouve ve Bui, 2003).



Şekil 2.5 DSP ile resolverden alınan pozisyon bilgisinin dijital bilgiye dönüşümü

3. FIRÇASIZ AC SERVOMOTORLARIN KONTROLÜ

Fırçasız servomotorların endüstriyel uygulamalarda giderek daha çok tercih edilmelerindeki sebep, bu motorlarla hareket kontrolü (konum, hız, güç) sağlanarak, hem üretim miktarının hem de üretimde kalitenin artırılmasıdır. Hareket kontrolünü sağlamak için, kontrol edilecek büyüklüğe göre (hız, moment, pozisyon) bir kontrol çevrimi belirlenir ve sonra da bu kontrol çevriminin gerçekleştirileceği sürücü devresi ve kontrol yöntemi oluşturulur. Kontrolde amaç, referans değere çok yakın bir çıkış elde etmek olduğundan belirlenen servo çevrimde, pozisyon ya da hız değeri referans değer olarak alınır ve bu değere karşılık gelen moment hesaplanır. Motor kontrolörü de çevrimin çıkış değerine göre gerçek momenti üretir. Fırçasız servomotorlarda iki farklı konum kontrolü vardır; PTP diye bilinen noktadan noktaya (point-to-point) ve CPC diye bilinen (continuous-path) yol kontrolü. PTP kontrolde, başlangıç pozisyonu ve hedeflenen pozisyon belidir, fakat bu iki nokta arasının nasıl alınacağı belli değildir. Bu yol, sürücü mekanizmasına ve eksenlerin hızına bağlıdır (Omron Asia Pasific Pte Ltd., 1999). CP kontrolde ise, başlangıç ve hedeflenen pozisyonla beraber, bu iki nokta arasındaki yol da bellidir. Konum kontrolünün doğruluğunda, geri beslemenin alındığı algılayıcıların seçimi önemli bir etkidir. Ama yüksek kararlılık için kontrol sisteminin bütününe doğruluğu, cevaplama zamanı ve maliyeti dikkate alınmalıdır.

Kontrol çevrimi açık, yarı kapalı ve kapalı olabilir. Bu tez çalışmasında kapalı hız kontrol çevrimi yapılmıştır.

Açık çevrim: AC sürücülerde, kontrol skaler veya vektörel olarak gerçekleştirilir. Skaler kontrolde, temel değişkenler olarak gerilim ve frekans kullanılır. Bu kontrol yönteminde, motordaki manyetik alanın konumu dikkate alınmaz. Sürücüde hız veya konum geri besleme bilgisine gerek olmadığından, hız algılayıcısı da kullanılmaz. Dolayısıyla, bu sürücü açık çevrimli sürücü olarak da bilinmektedir. Moment ve akı doğrudan veya dolaylı olarak kontrol edilemez. Bu düzenleme, basit olmakla beraber düşük hız doğruluğu ve zayıf moment cevabı sağlayabilir. Bu tür bir sürücü, yüksek seviyede doğruluk gerektirmeyen pompa ve fan gibi uygulamalar için elverişlidir. Daha yüksek doğruluk için, skaler kontrol yerine vektör kontrol yöntemlerinin tercih edilmesiyle, skaler kontrol olan V/f kontrolündeki düşük AC motor performansının, AC motorun kendisinden kaynaklanmadığı ve motora gücün verilme veya kontrol edilme şeklinden kaynaklandığı anlaşılmıştır (Vithayathil, 1995).

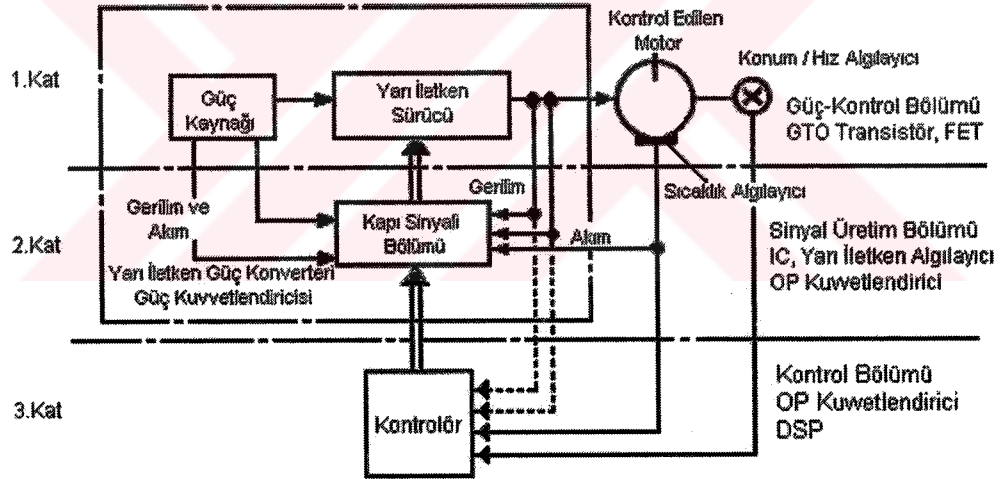
Yarı Kapalı Çevrim: Kontrol sistemi kapalı çevrim gibi karmaşık değildir. Motora bağlı geri besleme elemanından alınan bilgiye göre, mekaniksel olarak fark hesaplanır ve bu bilgi kapalı

çevrimde olduğu gibi büyük bir çevrim ile değil, daha kısa bir çevrimle kontrol edilir. Maliyet açısından kapalı çevrimlere göre daha ucuz olduklarından, bazı AC, DC servo uygulamalarında tercih edilir (Omron Asia Pasific Pte Ltd., 1999).

Kapalı Çevrim: Çoğu kapalı çevrim kontrolü, bir kontrol yöntemi, bir güç konverteri, bir motor ve bir geri besleme elemanından oluşur. Çevrimde üç temel kavram vardır; referans değer, çıkışta alınan cevap ve arada kontrolü etkileyen bozucu yükler.

3.1 Fırçasız Servomotor Sürücü Sisteminin Tasarlanması

Servomotor kontrol devrelerinde, pozisyon, hız, akım, gerilim ve sıcaklık değerlerini ölçmek için algılayıcılar, sürme sinyallerinin kontrolü için analog veya dijital entegre devre içeren bir yarı iletken güç dönüştürücü (güç amplifikatörü) ve bir dijital kontrolör kullanılır. Bütün bu sistem Şekil 3.1’de gösterilmiştir (Dote ve Kinoshita, 1990). Sinyal üretim katında, motor gerilimi, akımı ve akısı, doğru ve hızlı bir frekans cevabı için kontrol edilir. Hareket kontrolü (pozisyon, hız ve kuvvet kontrolü) ise kontrol katından sağlanır.



Şekil 3.1 Fırçasız servomotorun sürücü sistemi

Şekil 3.1’de görüldüğü gibi fırçasız servomotorun sürme devresi, güç katı, sinyal üretim katı ve kontrol katı olmak üzere 3 kısımdan oluşmaktadır.

3.1.1 Güç Katı

Sürücü devresinde yer alan güç katı, alternatif akım şebekesinden motora verilen güç akışının kontrol edildiği kısımdır. Eğer bu sistem verimli çalışırsa, güç katından motora iletilen güç sayesinde, geri beslemeden alınan bilgi ile referans bilgi arasındaki fark azalır. Güç katı, sistemin besleme gerilimi AC olduğundan bir veya üç fazlı bir gerilim kaynağı, bir doğrultucu

devre ve eğer kontrol edilen motor fırçasız servomotor ise bir de inverter devresinden oluşur.

AC kaynağın öncelikli görevi, farklı yüklü çalışmalarında motora gerekli olan gerilimi sağlamaya devam etmesidir. Alternatif kaynak gerilimi daha sonra, diyot doğrultucu devre ile DC gerilime dönüştürülür ve kullanılan motora göre değişen güç elektroniği elemanlarından oluşan güç katı devresine verilir. Diyot doğrultucu devreyi de içeren DC gerilimin elde edildiği devre, başlangıçta yüksek olan akımı kontrol eder. Yumuşak geçiş veya yumuşak şarjlı olmayan devrelerde DC bara kondansatörlerini doldurmak için çok büyük başlangıç akımları olmalıdır. Bu başlangıç anından sonra doğrultucu, servo sistem için gerekli olan gerilimi sağlamakta serbesttir. Kondansatörler iki amaç için kullanılırlar; birincisi, invertere gelen DC geriliminin düzgün olması için çok büyük bir filtre gibi davranmaları, ikincisi, motor ve yükün frenlemesi durumunda veya pozitif geri besleme durumunda enerjiyi üstlerine çekmeleridir. Bu yüzden DC bara kondansatörleri çok büyük değerde olmalıdırlar. Diyot doğrultucu, motor veya sürücüye güç sağlarken, frenleme süresince güç AC kaynağa geri dönmeyebilir. Bu pozitif geri besleme enerjisi, DC bara kondansatörleri tarafından, DC bara kondansatörlerinin maksimum gerilime kadar şarj olma süreleri boyunca çekilir. Daha sonra da geri besleme devresi fazla enerjiyi, pozitif geri besleme dirençleri üzerinden boşaltır. Burada ısıya dönüşüm ihmal edilir. Çoğu AC servo sürücüler çok daha büyük güçler için harici direnç bağlanarak önlem alınmasına rağmen, küçük de olsa bir pozitif geri besleme direnci içerirler (Automation Intelligence Inc., 2001).

Sürme devresindeki güç dönüştürücü devre, güç transistörlerinden oluşur. Güç transistörleri, akım kontrol çevrimi sonucuna göre belirlenen gerilimi, motor sargılarına uygulamak için kullanılır. Güç katının yapısı nasıl olursa olsun, devrede kullanılan güç elektroniği anahtarlarını sürmek için sürücü devreye ihtiyaç vardır. Kontrol sistemlerinde güç katı ile güç dönüştürme işlemleri verimli yapılmazsa, referans değer iyi takip edilemez.

3.1.2 Sinyal Üretim Katı

Endüstriyel servo kontrolörlerde güç katında, sürme sinyallerinin elde edilmesi için modülasyon tekniklerinden yararlanılır. Modülasyon yapılarak, lineer güç katlarında (modüle edilmemiş) sağlanandan daha fazla bir güç kontrolü sağlanır ve transistörlerle motora iletilen güçteki kayıplar azaltılmış olur. Modülasyonun dezavantajı ise elektriksel gürültü oluşturmastır. Kontrol devresinde kullanılan transistörlerin hızlı bir şekilde ilettime girmeleri ve çıkmaları ("on" ve "off" konumları) arasında, sargıdaki gerilim iletiminin de hızlı olması gerekir. Bu hızlı gerilim üretimi gürültüye sebep olur. Bu durum motor ve sürücü

bağlantısında düzgün topraklama, ekranlama ve doğru kablo seçimine dikkat edilerek önlenmeye çalışılır.

Çizelge 3.1 Modülasyon teknikleri

Lineer Modülasyon	PWM (Darbe Genişlik) Modülasyonu	PFM (Darbe Frekans) Modülasyonu
Transistörler her zaman on konumundadır. Gerilimlerin genliği değişkendir. Güç kaybı fazladır.	Transistörler ya on ya da off konumundadır. Gerilimlerin genliği sabittir. Darbe genişliği değişkendir Güç kaybı azdır.	Transistörler ya on ya da off konumundadır. Gerilimlerin genliği sabittir. İletimde kalma süresi değişkendir. Güç kaybı azdır.

Bu çalışmada Çizelge 3.1’de verilen modülasyon tekniklerinden PWM (darbe genişlik modülasyonu) kullanılmıştır. PWM ile güç transistörlerinin iletim ve kesim sinyalleri elde edilir. Gerilimin uygulanmasında güç transistörleri kullanmak en verimli yöntemdir, çünkü böylece gerilimin ortalaması alınabilir. PWM de, iletimde kalma zamanını ortalama gerilimi değiştirerek ayarlar. İletim durumunda transistör akımı geçirir, fakat küçük bir gerilim düşümü olur. Kesim durumunda ise akım kesilir. Her iki durumda da transistördeki güç kaybı aynıdır.

3.1.3 Kontrol Katı

Motorun hareket kontrolü (moment, hız, pozisyon) bu kısımdan sağlanır. Hareket kontrolünü gerçekleştirmek için farklı kontrol çevrimleri yapılır. Aşağıda en çok kullanılan çevrimler olan akım, moment ve hız çevrimleri anlatılmıştır. Bu çalışmada motorun hız kontrolü, akım kontrolü ile yapılmıştır.

3.1.3.1 Akım Kontrolü

AC servomotor, akımla orantılı moment ürettiğinden, akım kontrollü güç dönüştürücüler kontrolde çok önemli bir yere sahiptir. Endüstriyel servo kontrolörler de sistem performansını arttırdığı için daha çok akım çevrimine dayalıdır. Akım çevrimi, hız çevriminin yapısına benzer olsa da bu çevrimde daha yüksek frekanslarda çalışılır. Bu çevrimde, referans akım değeri ile geri besleme akımı karşılaştırılır ve akımdaki hata elde edilir. Referans akım değeri ile geri besleme akımını birbirine yaklaştırmak için P, PID ya da bu çalışmada da kullanılan PI algoritmaları gibi kontrol yöntemleri kullanılır. Ayrıca güç dönüştürme devresi de bu kontrolde çok önemlidir. Çünkü bu çıkış akımı değeri, aslında güç dönüştürme devresinden

sağlanan gerilim değeriyle doğrudan orantılıdır ve sistemin moment ihtiyacı arttığında bu gerilim de artırılarak istenen değerde akım elde edilebilir. Güç dönüştürme devresi Bölüm 3.1.1’de anlatıldığı gibi güç transistörlerinden oluşan yapıdır.

Akım çevriminde sistem performansını arttırmak için kararlı, hızlı cevap veren ve gürültüsüz bir kontrol yapılmalıdır. Bunun için de kontrol kazancı iyi ayarlanmalıdır. Bu ayarlamaların hassas yapılmaması, hem düzgün momentin oluşmamasına hem de osilasyon gibi gürültüye sebep olur. Endüstriyel kullanımlarda motor, sürücü devresiyle beraber alındığından motor alınırken bu ayarlamalar yapılır. Fakat yine de sürücü ayrı motor ayrı alınıyorsa, akım ayarlamalarına özellikle dikkat edilmelidir (Danaher, 2000).

Akım kontrol çevriminde farklı akım kontrol yöntemleri vardır. Bu yöntemler, 6 adımlı akım kontrolü, şebeke akım kontrolü, sinüsoidal komütasyonla akım kontrolü, faz akımı kontrolü ve senkron regülatörle akım kontrolü olmak üzere farklı başlıklar altında Ohm’un (2000) çalışmasında detaylı incelenmiştir. Burada endüstride en çok kullanılan iki temel komütasyon yöntemi olan 6 adım komütasyon ve sinüs dalga komütasyona yer verilmiştir.

1) 6 Adım Komütasyon

6 adım komütasyonda fırçasız motorun herhangi bir anda 2 sargısı kullanılır. Komütasyon için geri besleme, stator sargılarına alan etkili algılayıcılar yerleştirilerek ve rotor mıknatıslarıyla anahtarlama yapılarak gerçekleştirilir. Her bir 6 adım, 360° elektriksel dönüş demektir. Bu yüzden her bir adım 60° ’ye eşittir. Yani her 60° ’de bir motorun konumunun bilgisi alınır ve kontrol sağlanır. Sinüs dalga komütasyonda bir adımdan diğerine geçiş daha küçük aralıklarla olurken, 6 adım komütasyonda 60° ’de bir olur. Bu komütasyon daha çok maliyetin düşük olması istendiği zamanlarda kullanılır. Çünkü sürücü ve geri besleme elemanı basittir. 6 adım komütasyon, yüksek komütasyon frekansları ve yüksek hızlarda, büyük çaplı motor uygulamalarında tercih edilir. Çünkü bu tür uygulamalarda sinüs dalga komütasyon hem pratik değildir, hem de yüksek çözünürlükte geri besleme elemanı gerektirdiği için pahalıdır.

Genelde 6 adım sürücüler, özellikle komütasyon geçişlerinde yüksek moment dalgalanması oluşturmaları ve moment üretimindeki düşük verimleriyle sistemin verimini azaltmaları gibi sebeplerle, endüstriyel uygulamalarda pek tercih edilmezler. Ayrıca, yüksek güçlü motorlarda gürültü problemi ortaya çıkabilir. Bununla birlikte, yüksek dinamik performans veya hassas hız kontrolünün gerekmediği küçük boyutlu uygulamalarda daha çok tercih edilirler (Ohm, 2000). Üç fazlı motor için 6 adım komütasyon şu şekilde olur.

<u>ADIM</u>	<u>AKIM AKIŞI</u>
1	A fazından B fazına
2	A fazından C fazına
3	B fazından C fazına
4	B fazından A fazına
5	C fazından A fazına
6	C fazından B fazına

2) Sinüs Dalga Komütasyon

Fırçasız motorların çoğunda üç motor sargısı vardır. Sürücü, maksimum moment elde edebilmek için hangi sargıdan akım geçireceğini geri beslemeden aldığı bilgiye göre elektronik komütasyonla belirler. Sinüs dalga komütasyonla düzgün bir moment sağlanır. Üç sargı, pozisyonla sinüsoidal değişen 3 sinyal ile beslenir ve aralarında 120° faz farkı vardır. Bu akımlar sırasıyla $i_{sA} \sin \theta_r$, $i_{sB} \sin(\theta_r - 120^\circ)$ ve $i_{sC} \sin(\theta_r - 240^\circ)$ 'dir. Burada θ_r motorun elektriksel pozisyonunu göstermektedir.

Elektriksel pozisyon, mıknatısların oluşturduğu manyetik alana göre değişir. Çoğu motorlarda elektriksel pozisyon mekanik pozisyondan daha hızlı döner. Mıknatıslar fırçasız motorlarda yaklaşık olarak eşit aralıklarla yerleştirilirler. Eğer iki mıknatıs varsa manyetik alan rotorun her turunda bir kez döner. Eğer daha fazla mıknatıs varsa manyetik alan rotordan daha hızlı döner. Her mıknatısın bir mıknatıs kutbu vardır. Çoğu motorlarda ikiden fazla kutup vardır. Bu durumda elektriksel pozisyon her rotor dönüşünde bir çok kez tekrarlanabilir. Fırçasız motorlarda komütasyonu sağlamak için elektriksel pozisyonu bilmek gereklidir.

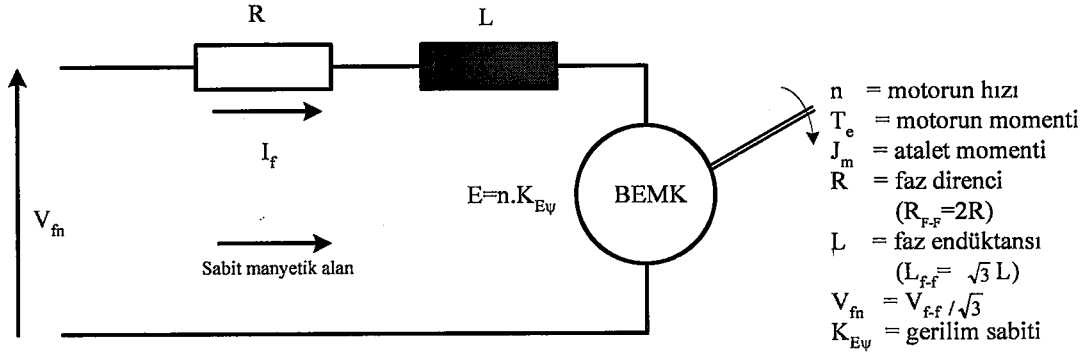
3.1.3.2 Moment Kontrolü

Motor kontrolünde yük momentinin yüksek hızlarda olduğu kadar düşük hızlarda da sabit olması istenir. Özellikle sürtünmenin etkisinin fazla olduğu yüklerde bu çok önemlidir. Bu sebeple motor kontrolünde sürtünmenin olumsuz etkisini azaltmak için, sabit moment sağlanmalıdır (Micro Mo Electronics Inc., 1998).

AC servomotorlarda, DC servomotorların tersine sabit mıknatıs rotordadır. Bu yüzden AC motor kontrolünde, bileşke akım vektörünün, manyetik alan vektörüne her zaman dik kalmasını sağlayan üç fazlı akımları üretmek gerekir. Üç fazlı akımlar birbirine göre 120° faz farkı olan sinüs dalgalarıdır. Burada manyetik alan, motorun rotoruyla senkron dönen sabit mıknatısların oluşturduğu alan demektir. Bileşke akım vektörü ise genliği sinüsoidal faz akımlarının tepe değeriyle orantılı olan, faz akımlarının açısal frekansında dönen üç akımın bileşke vektörü demektir. Eğer rotorun açısı, sinüsoidal faz akımlarının açısına eşit

yapılabilirse, akım vektörü manyetik alan vektörüne her zaman dik olur.

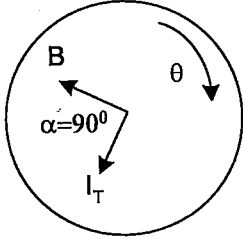
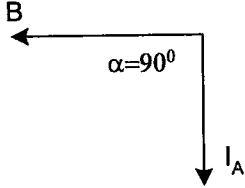
Zıt emk, Şekil 3.2’de de görüldüğü gibi manyetik alan vektörüne bağlıdır. Bu yüzden AC servomotorun vektör kontrolüyle faz akımları, zıt emk ile her zaman aynı fazda tutulabilir ve faz akımının genliğinin kontrolüyle de motorun momenti kontrol edilebilir. Bu yüzden gerilim ve akım arasındaki Şekil 3.2’de görülen ilişki, moment ve hız değerlerinin belirlenmesi açısından önemlidir.



Şekil 3.2 AC servomotorun bir faz eşdeğer devre şeması

İstenen faz akımını elde etmek için uygulanması gereken gerilim önceden belirlenir. Akım kontrollü güç dönüştürücüsünün, AC kaynağa göre değişen maksimum bir gerilim değeri vardır. İstenen moment (akım) değeri için bu maksimum gerilim değerine ulaşıldığında, artık faz akımı kontrol edilemez ve moment ile akım arasındaki ilişki de bozulur.

Şekil 3.3’te AC ve DC servomotorların vektör kontrolleri verilmiş ve aralarındaki fark açıklanmıştır (Automation Intelligence Inc., 2001).

AC Servo Sistem	DC Servo Sistem
 • Rotordaki sabit mıknatıslar, motorun rotoruyla senkron şekilde dönen bir alan vektörü oluştururlar. • Bileşke akım vektörü, stator akımlarının rotor eksenine göre yaptığı açıya göre, alan vektörüne her zaman dik yapılıdır. • Moment, doğrudan üç fazlı stator akımlarının genliğiyle orantılıdır. $T_e = K_T I_T$ B=manyetik alan vektörü, I_T bileşke akım vektörü	 • Alan vektörü, sabit mıknatıslarla uzayda sabittir. • Akım vektörü komütatör ve fırçaların düzgün yerleştirilmesiyle alan vektörüne dik yapılıdır. • Moment endüi akımıyla doğrudan orantılıdır. $T_e = K_T I_A$ B=manyetik alan vektörü, I_A endüi akım vektörü

Şekil 3.3 AC ve DC motorun vektör kontrolü

3.1.3.3 Hız Kontrolü

Endüstriyel uygulamalarda otomatik hız kontrol sistemleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Böylece sistemde meydana gelen ve gelebilecek değişimler insan gücüne bağlı olmaksızın denetlenir ve kontrol altına alınmış olur. Bu yüzden kontrol kapalı çevrim yapılır. Kontrolör, geri besleme sayesinde, kontrol edilen hız değerini referans alarak, hızın istenen değerinde sürekliliğini sağlar ve sistemi hassas bir şekilde kontrol eder. Eğer hız geri besleme elemanından alınan sonuç hatalı ise, hız çevrimi bu hatayı düzeltmeye çalışır. Ama kontrol çevriminde başarı kontrolöre bağlı olduğu kadar, geri besleme cihazının çözünürlüğüne de bağlıdır. Cihaz iyi değilse, hız dalgalanması denilen hız hatası meydana gelir. Gerçekte çoğu zaman motor bu dalgalanmaya önemli bir cevap vermez ama hassas uygulamalarda yüke iletilen momentte bu hatalar fark edilir.

Hatayı küçültmek için endüstride kullanılan farklı hız kontrol yöntemleri vardır. Bunlardan en çok kullanılanları P (Proportional-Orantı), PI (Proportional Integral-Orantı İntegral) ve PID (Proportional Integral Derivative-Orantı İntegral Türev) denetleyicileridir. Burada amaç mümkün olduğunca küçültülen hatanın bile referans bir değer üretmesini sağlamak ve güç

katına bunu göndermektir. PI kontrol en yaygın kontrol yöntemidir. P kazancı yüksek frekanslardaki, I kazancı da düşük frekanstaki hatalarda etkilidir.

3.2 Fırçasız Servomotorlarda Vektör Kontrolü

Fırçasız servomotorlar yapı olarak sabit mıknatıslı senkron makinalara benzerler. Bu makinalarda da elektriksel olarak uyarılmış rotor sargılarının yerinde sabit mıknatıslar vardır. Makinanın verimi büyük oranda kullanılan mıknatısın karakteristiğine bağlıdır. Sabit mıknatıs kullanılması, fırçaların yokluğu ve rotor bakır kayıplarının olmaması, bu motorlarda, küçük hacimde, yüksek verim elde edilmesini sağlar. Ayrıca bakır ve demir kayıpları statorda olduğundan, motorun soğuması daha kolay olur.

AC makinalarda vektör kontrolü ile üç faza ait büyüklükler, gerekli dönüşümler yapılarak, alternatif akımla senkron şekilde dönen d ve q eksenlerinde ifade edilerek, DC makinalarında olduğu gibi iki eksen kontrol kolaylığı elde edilir. Ayrıca fırçasız servomotorlarda vektör kontrolü ile aşağıdaki avantajlar sağlanır (Vas, 1994).

- Yüksek hava aralığı akı yoğunluğu
- Yüksek güç/ağırlık oranı
- Büyük moment/atalet oranı (yüksek hızlara çıkabilmek için)
- Sıfır hızda moment kontrolü
- Yüksek hızlarda çalışabilme
- Düşük hızlarda düzgün moment oluşumu
- Yüksek moment üretebilme (ani hızlanma ve çok kısa zamanda durabilmeler için)
- Yüksek verim ve büyük $\cos\phi$ 'ye sahip olma

Bu çalışmada fırçasız AC servomotorun hız kontrolü, akım kontrollü gerilim kaynaklı inverter kullanılarak, histeresiz PWM yöntemi ile vektör kontrolü yapılarak gerçekleştirilmiştir. Vektör kontrollü bu sürücü sisteminde, rotor akımının uzaydaki yeri, geri beslemeyle alınan rotor hızı ve stator akım vektörünün karşılaştırması yapılarak hesaplanmış ve kontrol edilmiştir. Motorun elektriksel karakteristikleri, matematiksel modeli referans alınarak mikroişlemci teknikleri ile elde edilmiştir. Kontrol yönteminde, akımın kontrolü için histerezis denetleyici kullanılarak, PWM modülatörü ile ilgili gecikmelerin ortadan kalkması sağlanmıştır. Böylece, DC sürücülerde olduğu gibi doğrudan akım kontrolü ile hızlı cevap verme özelliği elde edilmiştir.

Bu çalışmada servomotorun vektör kontrolü için önce matematiksel model oluşturulmuş, daha sonra bu modele uygun sürücü sistemi tasarlanmış ve kontrol, bilgisayara takılan bir kontrol kartı ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.4'teki kontrol haritasında, gerçekleştirilen kontrol sisteminde izlenen yol gösterilmiştir.

3.2.1 Fırçasız Servomotor Sürücü Sisteminin Matematiksel Modeli

Kontrolör tasarımında ilk olarak matematiksel modelleme yapılmalıdır. Özellikle vektör kontrollü sürücü tasarımında, kontrol edilen makinanın matematiksel modelinin iyi bilinmesi gerekir. Matematiksel model, makinanın davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eder ve hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanır. Sabit mıknatıslı makinalarda vektör kontrolü, makinanın yapısına ve sabit mıknatısların rotora yerleştirilme şekline göre değişir (Vas, 1994). Bu sebeple matematiksel modelleme, uygulama devresinde kullanılan servomotorun mıknatıslarının rotor yüzeyinde olduğu dikkate alınarak yapılmıştır.

Bu çalışmada stator akım vektörü, rotor d ve q eksenlerine dönüştürülerek kontrol edilmiştir. Stator akımlarının uzay vektörü, statorun sD ve sQ eksenlerindeki akım bileşenlerinin toplamı olarak, eşitlik (3.1)'deki gibi ifade edilebilir. Kontrol için kullanılan eksen takımları Şekil 3.5'te verilmiştir.

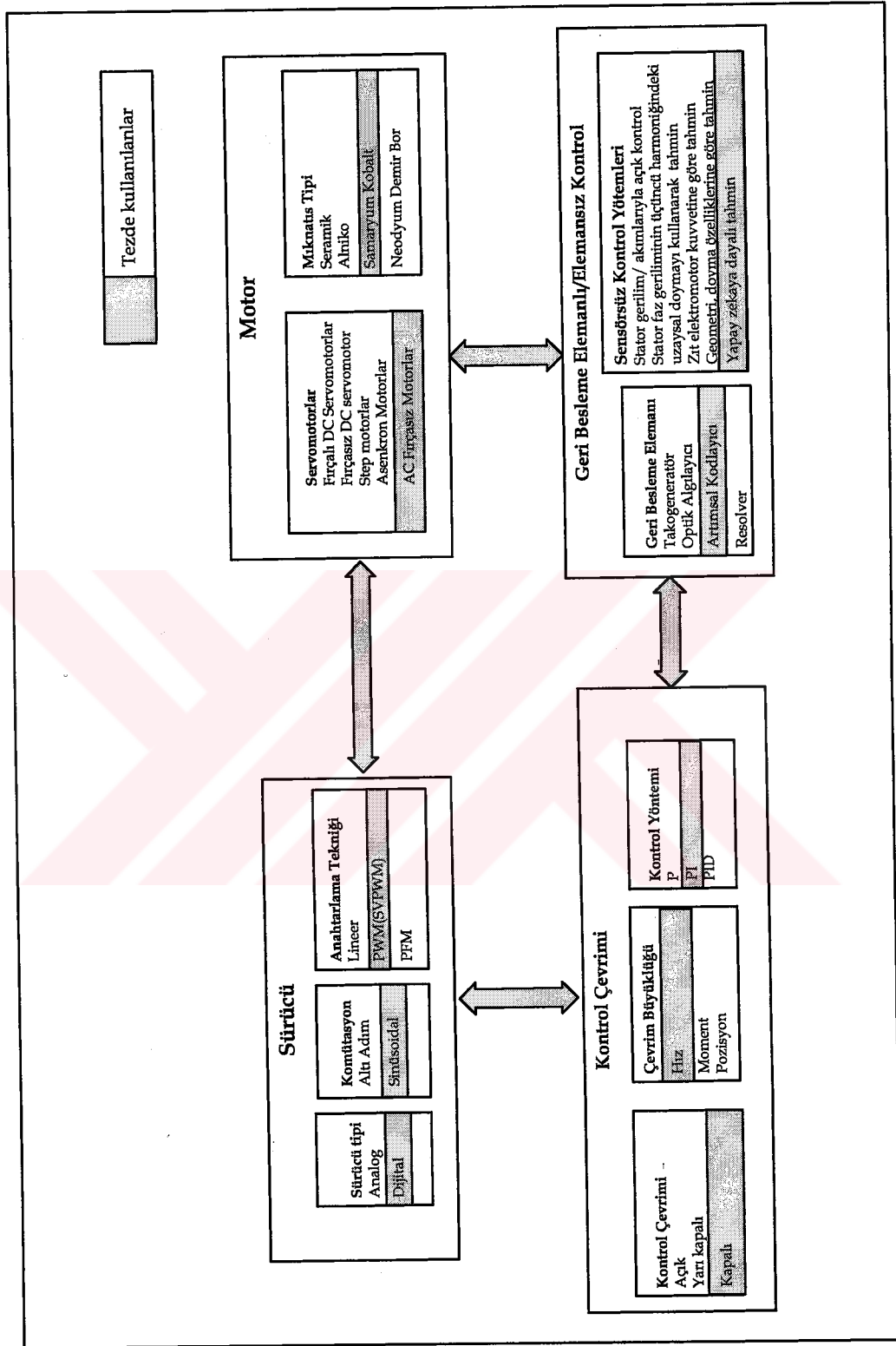
$$\bar{i}_s(t) = i_{sD}(t) + j i_{sQ}(t) \quad (3.1)$$

i_{sD} ve i_{sQ} akımları gerçekte olmayan, vektör kontrolünde teorik olarak var kabul edilen akımlardır. Stator A fazının manyetik eksen, sabit eksen takımında sD eksen ile çakışmıştır. Stator B ve C referans eksenleri ise A eksenine göre 120° ve 240° (elektiriksel açı) ilerde.

Statora üç fazlı gerilim uygulandığında, motordan geçen ve aralarında 120° faz farkı olan i_{sA} , i_{sB} ve i_{sC} stator faz akımları ve gerilimleri bu iki faz akımları cinsinden aşağıdaki gibi elde edilir (Vas, 1998).

$$i_{sD} = \frac{2}{3} \left[i_{sA} - \frac{1}{2} i_{sB} - \frac{1}{2} i_{sC} \right] \quad (3.2)$$

$$i_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{sB} - i_{sC}] \quad (3.3)$$



Şekil 3.4 Uygulama devresinin gerçekleştirilmesinde izlenen yolu gösteren kontrol haritası

$$u_{sD} = \frac{2}{3} \left[u_{sA} - \frac{1}{2} u_{sB} - \frac{1}{2} u_{sC} \right] \quad (3.4)$$

$$u_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}} [u_{sB} - u_{sC}] \quad (3.5)$$

$$u_{sD} = R_s i_{sD} + \frac{d}{dt} \psi_{sD} \quad (3.6)$$

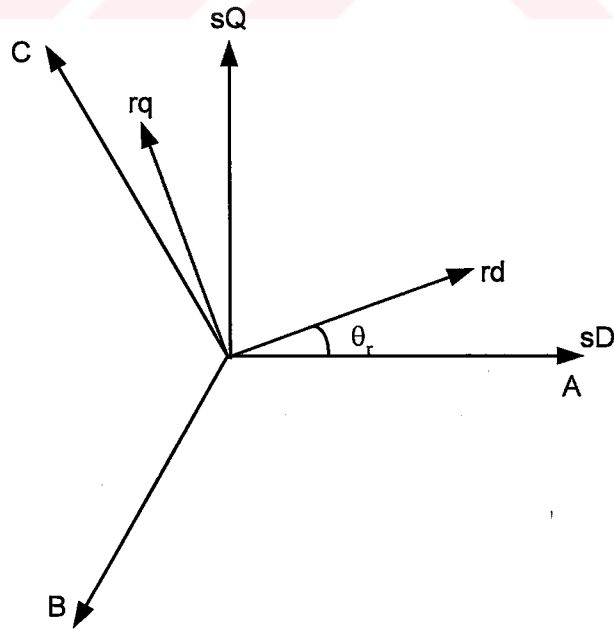
$$u_{sQ} = R_s i_{sQ} + \frac{d}{dt} \psi_{sQ} \quad (3.7)$$

(3.6) ve (3.7) denklemlerindeki ψ_{sD} ve ψ_{sQ} stator akıları aşağıdaki gibi de ifade edilebilir.

$$\psi_{sD} = L_s i_{sD} + \psi_F \cos \theta_r \quad (3.8)$$

$$\psi_{sQ} = L_s i_{sQ} + \psi_F \sin \theta_r \quad (3.9)$$

Şekil 3.5'te rotor referans seçimindeki kabulde, sabit mıknatıs akısının yönü, d ekseni olarak seçilmiştir. Mıknatıs akısının yönü ile stator A ekseniniyle çakışık olan stator D eksenindeki açı θ_r 'dir. d ve q eksen takımı ise $\omega = d\theta_r/dt$ hızı ile dönmektedirler (Ohm, 1999; Fung vd., 1999).



Şekil 3.5 Fırçasız AC servomotorda eksen takımları

Rotor sabit referans ekseninde rotor akımı uzay vektörü denklem (3.10)'daki gibi ifade edilir.

$$\bar{i}_r = i_{rd} + j i_{rq} \quad (3.10)$$

Rotor d ve q referans eksen takımında, stator sargılarında sabit mıknatısların oluşturduğu akı denklem (3.11)'deki gibidir.

$$\psi_F = L_m \bar{i}_r \quad (3.11)$$

Denklem (3.11)'deki gibi eğer mıknatıslanma endüktansı ve mıknatıs akısı biliniyorsa, gerçek olmayan eşdeğer rotor akımları bulunabilir.

Mıknatıs momenti, stator eksen ile rotor d eksen arasındaki açıya bağlı olarak sinüsoidal değişir. Elektromanyetik moment, denklem (3.11)'den aşağıdaki gibi bulunur.

$$T_e = \frac{3}{2} P L_m i_r i_{sq} = \frac{3}{2} P \psi_F i_{sq} \quad (3.12)$$

Denklem (3.12)'de ifade edilen i_{sq} , rotor sabit referans eksenindeki stator akımının ($\bar{i}_s'$), q eksen bileşenidir ve mıknatısın oluşturduğu akı sabit olduğundan, moment i_{sq} ile kontrol edilir. Moment açısı 90° olduğundan, maksimum moment, i_{sq} akımının kontrol edilmesiyle sağlanabilir.

Fırçasız servomotorun stator sabit referans eksenine göre stator gerilim ve akı uzay vektörleri, denklem (3.13) ve (3.14)'de verildiği gibidir. Bu denklemler, asenkron makinalardaki sabit referans eksenindeki stator gerilim ve akı denklemlerine benzerdir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (3.13)$$

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + \psi_F e^{j\theta_r} \quad (3.14)$$

Denklem (3.13) ve (3.14)'de R_s ve L_s sırasıyla, stator direnç ve stator endüktansı, ψ_F mıknatıs akısı ve θ_r de rotorun pozisyonudur. Rotor referans eksenine göre stator gerilim uzay vektörü $\bar{u}_s'$ ve stator akısı uzay vektörü $\bar{i}_s'$ ise, denklem (3.15)'de verilen dönüşümler yapılarak, (3.16) ve (3.17)'de verildiği gibi elde edilir.

$$\bar{u}_s' = \bar{u}_s e^{-j\theta_r}, \quad \bar{i}_s' = \bar{i}_s e^{-j\theta_r}, \quad \bar{\psi}_s' = \bar{\psi}_s e^{-j\theta_r} \quad (3.15)$$

$$\bar{u}_s' = R_s \bar{i}_s' + \frac{d\bar{\psi}_s'}{dt} + j\omega_r \bar{\psi}_s' \quad (3.16)$$

$$\bar{\psi}_s' = L_s \bar{i}_s' + \psi_F \quad (3.17)$$

Denklem (3.16)'nın reel ve imajiner bileşenleri, denklem (3.18) ve (3.19)'de verildiği gibidir.

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_r \psi_{sq} \quad (3.18)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_r \psi_{sd} \quad (3.19)$$

ψ_{sd} ve ψ_{sq} , denklem (3.20) ve (3.21)'de verildiği gibi de ifade edilebilir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \psi_F \quad (3.20)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} \quad (3.21)$$

Bu denklemlerde i_{sd} ve i_{sq} , rotor referans eksenindeki stator akım bileşenleridir. Servomotor vektör kontrolünde, kontrol kolaylığı açısından stator sD ve sQ eksen takımı, rotor d-q referans eksenine dönüştürülmüştür. i_{sd} akımı normal çalışma şartlarında sabit mıknatıs akısıyla aynı yönde olduğundan sıfır kabul edilmiştir. Vektör kontrolü ise i_{sq} akımı referans akım alınarak yapılmıştır.

(3.22)-(3.25) denklemlerinde, rotor ve stator eksen dönüşümleri verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$i_{sD} = -i_{sq} \sin \theta_r \quad (3.24)$$

$$i_{sQ} = i_{sq} \cos \theta_r \quad (3.25)$$

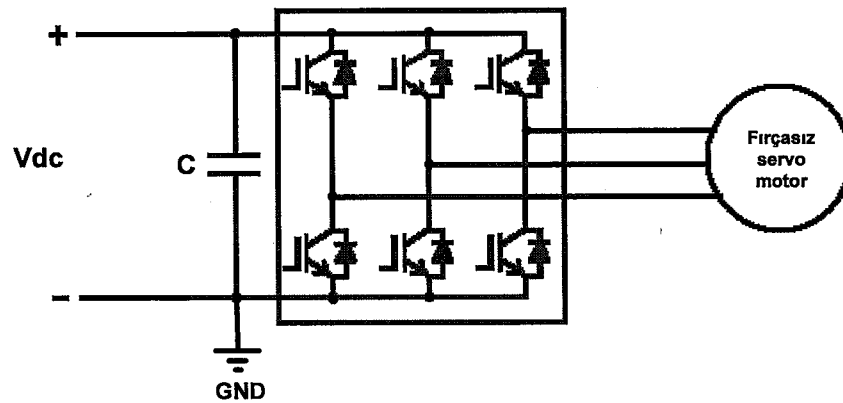
3.2.2 Uzay Vektör Modülasyonu

İnverter beslemeli servomotorlar, yüksek performanslı değişken hızlı sistemlerde yaygın

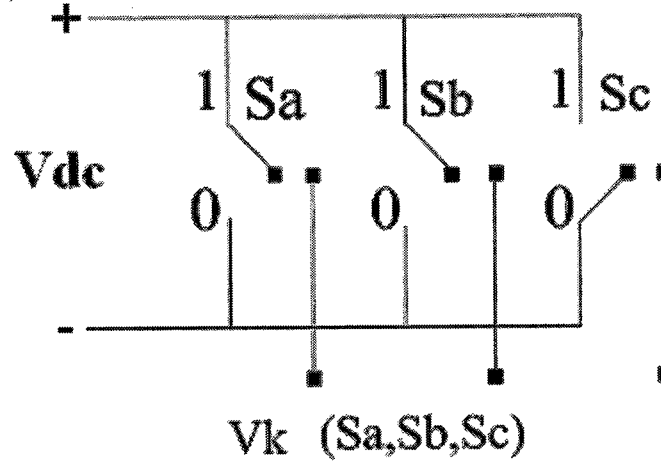
olarak kullanılırlar. Bu çalışmada da fırçasız AC servomotorun vektör kontrolü, akım kontrollü gerilim kaynaklı inverter kullanılarak, histeresiz PWM yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. PWM sinyallerinin üretilmesi için, akım referansı ile gerçek akımın karşılaştırılması sonucunda elde edilen hata histeresiz kontrolörüne verilerek, uzay vektör modülasyon tekniği ile uygun gerilim vektörünün seçilmesi sağlanmış ve anahtarlama elemanlarının sürme sinyalleri elde edilmiştir. İnverterle stator akımlarının referans değerlerini takip edecek şekilde uygun gerilim vektörleri üretildikten sonra motorun sürülmesi sağlanmıştır (Vas, 1998).

Uzay vektör PWM (SVPWM) metodu, üç fazlı dalga şekillerinin uzay vektörleriyle gösterilmesi fikrine dayanan, dijital bir PWM darbe üretme tekniği olarak tanımlanabilir. Bu yöntem, sinüsoidal modülasyona göre daha düşük harmonik distorsiyonlu çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi sağlaması ve mikroişlemcilerle daha kolay gerçekleşmesi sebebiyle, endüstriyel uygulamalarda geniş bir uygulama alanı bulmuştur. Uzay vektör teorisi, üç fazlı devreler ve makinaların davranışının incelenmesinde, özellikle AC makinaların geçici durum analizi ve kontrolünde daha çok kullanılmaktadır. Bu teoride, üç fazlı sistemin akım ve gerilimleri, genlik ve açısal konumlarına göre bir uzay vektörü olarak gösterilir. Üç fazlı sinüsoidal gerilimlerin uzay vektörü ise sD ve sQ sabit eksen takımında, sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen bir vektördür (Obdan, 2002).

Üç fazlı gerilim kaynaklı inverterin (VSI) normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, eşdeğer olarak iki konumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Dolayısıyla $k=2^3=8$ farklı inverter anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 3.6 ve 3.7’de sırasıyla servomotoru besleyen gerilim beslemeli inverter ve anahtarlama konumları gösterilmiştir.



Şekil 3.6 3 Fazlı gerilim beslemeli inverter



Şekil 3.7 İnverter anahtarlama konumları

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a , S_b ve S_c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna (GND) bağlandığında ise "0" olarak tanımlanır. DC bara gerilimi V_{dc} olduğuna göre, anahtarlama fonksiyonları,

$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 & +V_{dc} \\ 0 & Gnd \end{cases} \quad (3.26)$$

şeklinde tanımlanır. Bu anahtarlama durumlarına göre de inverter faz gerilimleri

$$\begin{aligned} V_{sA} &= S_a \cdot V_{dc} \\ V_{sB} &= S_b \cdot V_{dc} \\ V_{sC} &= S_c \cdot V_{dc} \end{aligned} \quad (3.27)$$

olarak tanımlanır. VSI PWM inverter, 8 farklı anahtarlama durumuna bağlı olarak 8 farklı inverter çıkış gerilim vektörü üretir. 3.27'deki eşitlikler kullanılarak gerilim vektörlerinin sD ve sQ bileşenleri hesaplanmış ve Çizelge 3.2'de hesaplanan bu v_{sD} ve v_{sQ} çıkış gerilimlerinin değerleri verilmiştir.

Gerilim vektörleri simetrik bir altıgen oluşturur. Bu altıgen 60° 'lik 6 bölgeye bölünür. -30° ve $+30^\circ$ arasında tanımlanan bölge 1.bölgedir. Gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve bölge tanımlamaları Şekil 3.8'de verilmiştir. Buna göre, üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin uzay vektör diyagramı, sıfır geçiş gerilimli iki durum ve aralarında 60° 'lik faz farkı bulunan $2/3V_{dc}$ genliğinde sabit çıkış gerilimli altı adet gerilim uzay

Çizelge 3.2 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen çıkış gerilimleri

K	S _a	S _b	S _c	V _{sD}	V _{sQ}
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2/3V_{dc}$	0
2	1	1	1	$1/3V_{dc}$	$1/\sqrt{3} V_{dc}$
3	0	1	1	$-1/3V_{dc}$	$1/\sqrt{3} V_{dc}$
4	0	1	1	$2/3V_{dc}$	0
5	0	0	0	$-1/3V_{dc}$	$-1/\sqrt{3} V_{dc}$
6	1	0	0	$1/3V_{dc}$	$-1/\sqrt{3} V_{dc}$
7	1	1	1	0	0

vektöründen ibarettir. Burada amaç gerilim beslemeli bu inverter tarafından üretilen sekiz ayrı gerilim vektörünü kullanarak, ideal gerilim vektörüne mümkün olduğu kadar yakın bir gerilim vektörü sağlamaktır. İstenen gerilim vektörü, inverterin altı aktif durumuna karşılık gelen gerilim vektörleri tarafından şekillendirilen bir altıgenin içerisinde bulunur ve referans vektör olarak adlandırılır. Referans vektör, altıgeni oluşturan altı bölge üzerinde hareket ederek dairesel bir yörünge çizer. Uzay vektör PWM metodu, böyle bir dairesel referansı izlemek üzere inverter anahtarlama durumları arasında bir seçme olarak düşünülebilir.

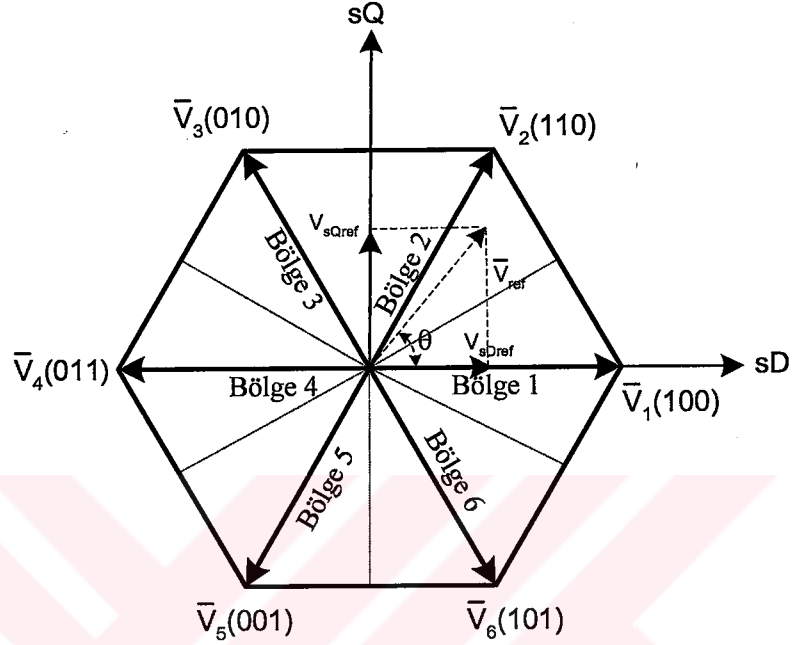
Motora V_1 - V_6 vektörlerinden biri uygulandığında, stator akımı uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda artar. Bu nedenle V_1 - V_6 vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan V_0 ve V_7 gerilim vektörleri, stator sargılarını kısa devre eder ve stator akımında bir değişiklik oluşturmaz.

SVM birimi, üretilmek istenilen v_{ref} referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri v_{sDref} ve v_{sQref} ile V_{dc} gerilimini giriş olarak alır. v_{sDref} ve v_{sQref} kullanılarak v_{ref} referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir. v_{ref} 'e komşu olan iki gerilim vektörü ve sıfır gerilim vektörleri, bir anahtarlama periyodu içinde uygun bir sırayla ve belirli sürelerle seçilir. Böylece, bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama olarak v_{ref} referans gerilim vektörü elde edilmiş olur. Şekil 3.8'de v_{ref} referans gerilim vektörü açısının $0^\circ < \theta < 60^\circ$ derece olması durumunda üretilen gerilim vektörleri gösterilmiştir (Bakan, 2002).

Aktif gerilim vektörlerinin genliği $\bar{v}_k = 2/3 V_{dc}$ 'dir.

$$\begin{aligned}\bar{v}_k &= \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} & k &= 1,2,3,4,5,6 \\ \bar{v}_k &= 0 & k &= 0,7\end{aligned}\quad (3.28)$$

olarak verilebilir.



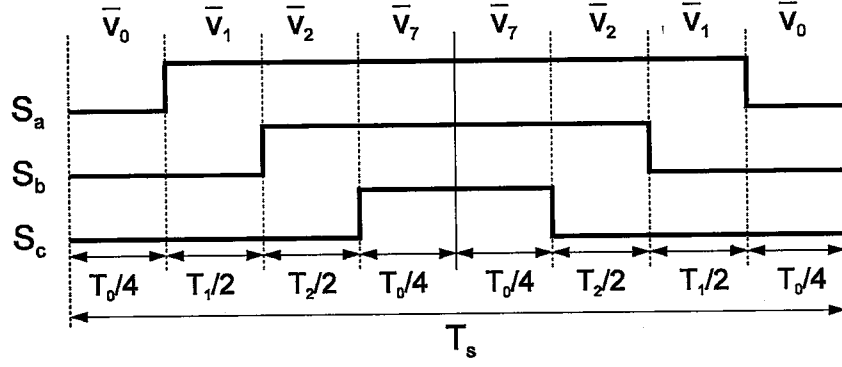
Şekil 3.8 VSI inverterde sabit eksen takımında gerilim vektörlerinin konumları ve SVM ile üretilen referans gerilim vektörü

Burada, referans vektöre komşu olan iki vektör ve uygun bir sıfır vektörün seçilmesi avantajlıdır. Şekil 3.8’de görüldüğü gibi referans vektör bölge 1’de bulunuyorsa, optimum anahtarlama düzeni,

$$V_0 - V_1 - V_2 - V_7 - V_7 - V_2 - V_1 - V_0 \quad (3.29)$$

olarak verilebilir.

Böylece, bir anahtarlama durumundan diğerine geçiş, sadece bir inverter kolunun anahtarlamaıyla gerçekleşir. Şekil 3.9’da görüldüğü gibi, bu durum, inverter kolları bir sıfır durumunda başlayıp diğer bir sıfır durumunda sona erecek şekilde anahtarlандığında gerçekleşir.



Şekil 3.9 Bir periyot boyunca inverterin optimum anahtarlama düzeni

Akım harmoniklerini minimize etmek için, sıfır vektör uygulama süreleri, $T_s = 1/2f_s$ ’lik anahtarlama aralığının başlangıç ve sonunda eşit olarak paylaştırılmalıdır. Simetri sebebiyle her bir bölgedeki çalışma benzer olduğundan, referans vektörün bulunduğu bölge 1’deki üç anahtarlama vektörünün uygulanma süreleri,

$$T_1 = M.T_s.\sin\left(\frac{1}{3}\pi - \theta\right) \quad (3.30)$$

$$T_2 = M.T_s.\sin\theta \quad (3.31)$$

$$T_0 = T_7 = T_s - T_m \quad (3.32)$$

olarak bulunur. Burada, T_1, T_2, T_0 sırasıyla $V_1, V_2, V_{0,7}$ vektörlerinin uygulanma süreleridir. $T_m = T_1 + T_2$ olup, T_m aktif modülasyon süresidir. M , $0 \leq M \leq 1$ arasında değerler alan modülasyon faktörüdür. θ ise, $0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ arasında değerler alabilen faz açısıdır. Burada çıkış gerilimi, modülasyon faktörü ile doğrudan kontrol edilebilir. Böylece, her bir faz için, optimize edilmiş PWM dalga şekilleri kolayca üretilebilir.

Bu metotta, aynı çıkış gerilimi için farklı harmonikler üreten ve anahtarlama sayılarını azaltan değişik PWM darbe örnekleri kullanılabilir. Darbe sayısının seçimi, inverter kayıpları ve motor harmonik kayıpları arasındaki dengeye bağlıdır. Yüksek darbe sayıları, motor harmonik kayıplarını azaltmasına rağmen inverter anahtarlama kayıplarını artırır. Özellikle yüksek güçlerde, inverter anahtarlama kayıpları ve motor akımlarının harmonik distorsiyonu arasında kurulan denge bozulur. Bu problem uygun anahtarlama düzenleri kullanılarak çözülebilir (Obdan, 2001).

Servomotor sürücüsünde stator akımı, optimum anahtarlama tablosu kullanılarak kontrol

edilmiştir. Şekil 4.1’de blok diyagramı görülen servomotor sürücüsünde, stator akımı uzay vektörünün modülü ile stator akımının referans değeri karşılaştırılarak, elde edilen hata stator akımı histerezis karşılaştırıcısına verilmiştir. Akım karşılaştırıcısının çıkışı ΔI , stator akımı vektörünün konumu ile tablodan gerilim vektörünün seçilmesinde kullanılmaktadır. Stator akımı hata işaretleri histerezis bandın dışına çıkarsa, gerilim vektörü seçme işlemi güncellenmektedir. Akım hatası, $2\Delta I$ bandı içerisinde tutulmuştur.

Sürücüde bir örnekleme periyodunda aşağıdaki işlemler gerçekleştirilir:

- Kontrol periyodunun başında gerilim algılayıcısı ile V_{dc} bara gerilimi ve akım algılayıcıları ile de iki faz stator akımı i_{sA} ve i_{sB} ölçülür. i_{sC} ise $i_{sC} = -(i_{sA} + i_{sB})$ denkleminde hesaplanır.
- Stator akımları ve gerilimlerinin sD ve sQ eksen takımına göre dönüşümleri yapılır.
- Moment hesaplanır.
- Stator akımları d-q dönüşümleri yapılır.
- Stator akımının genliğindeki hata bulunur ve bu hata işareti, akım histerezis denetleyicisinin girişi olarak kullanılır.
- Çıkış gerilim vektörü, stator akımının bulunduğu bölgeye göre seçilir.
- Seçilen gerilim vektörüne ait anahtarlama sinyalleri sürme devresine verilir.
- 30 μs olan kontrol periyodunun tamamlanması beklenir ve sonra ilk adıma dönlür.

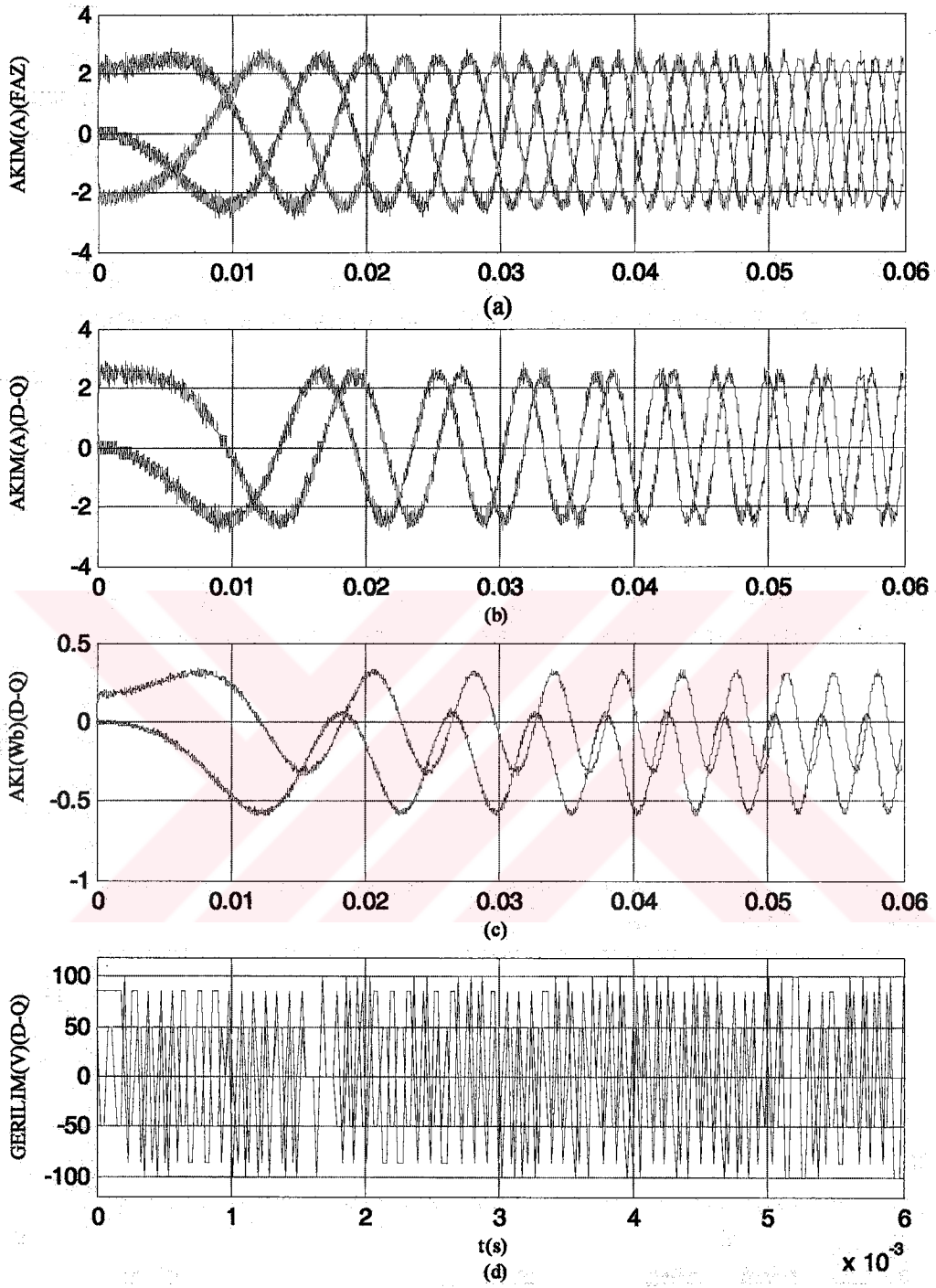
Kurulan bu sürücü sisteminin çalışması, bilgisayar yardımıyla, servomotorun matematiksel modeli, akım kontrollü VSI inverter ve PI hız kontrol yöntemi kullanılarak incelenmiştir. Kontrol sistemi gerçekleştirilmeden önce Matlab programında simülasyon yapılmış ve sonuçlar Şekil 3.10-3.18’de verilmiştir (Ong, 1998; Nise, 1994). Simülasyon sonuçları, yük momenti $T_{yük} = 0.4$ Nm ve motor devri, nominal devir olan 3000 d/d alınarak gerçekleştirilmiştir. PI kontrolöründe $P = 35 \cdot 10^{-3}$ ve $I = 7 \cdot 10^{-3}$ olarak alınmıştır. Simülasyonda uygulama devresinde kullanılan motor parametreleri kullanılmıştır. Motor parametreleri EK-1’de verilmiştir.

Şekil 3.10’da 3 faz stator akımları ile stator akım, akı ve gerilimlerinin D ve Q sabit referans eksen takımındaki değişimleri verilmiştir. Stator akımları 0.1 seçilen histeresiz bandı içerisinde kalacak şekilde kontrol edilmektedir. Şekil 3.11’de ise rotor d ve q eksen akımları verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi momenti oluşturan q eksen rotor akımı, vektör kontrolünde referans alındığından, referans akım değeri olan 2.5A’de sabit kalmıştır. Rotor d

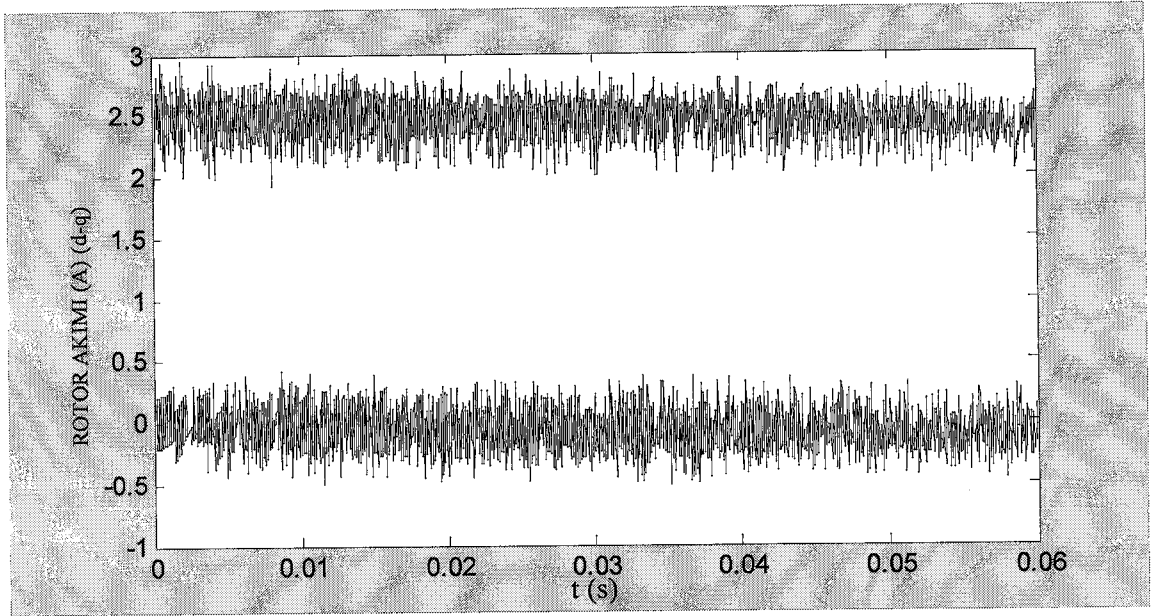
ekseni akımı ile sabit mıknatıs akısının yönü çakışık olduğundan yani aralarındaki açı sıfır olduğundan, rotor d eksen akımı da Şekil 3.11'deki gibi sıfırdır. Şekil 3.12'de ise, stator akım vektörü bileşenlerinin dairesel bir yörünge takip ettiği görülmektedir.

Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'te hız ve pozisyon kontrolü ile ilgili değişimler verilmiştir. Şekil 3.13'te PI denetleyicisi kullanılarak yapılmış hız kontrolü sonuçları ve bu hızlanma süresince motordan alınan pozisyon bilgisi sonuçları verilmiştir. Şekil 3.14'te ise PI denetleyicisinin kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için hız karşılaştırılması yapılmıştır. Görüldüğü gibi P ve I parametreleri uygun değerlerde seçilerek, motor referans hız değerinde kontrol edilebilmiştir.

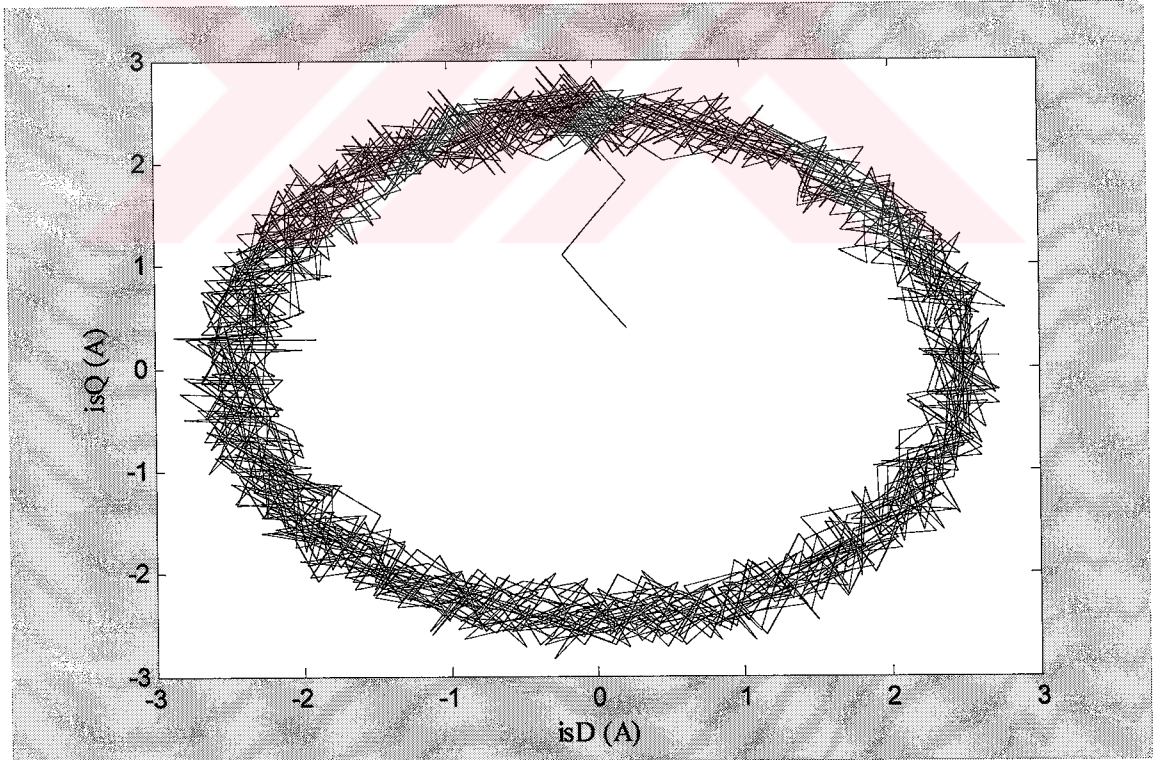




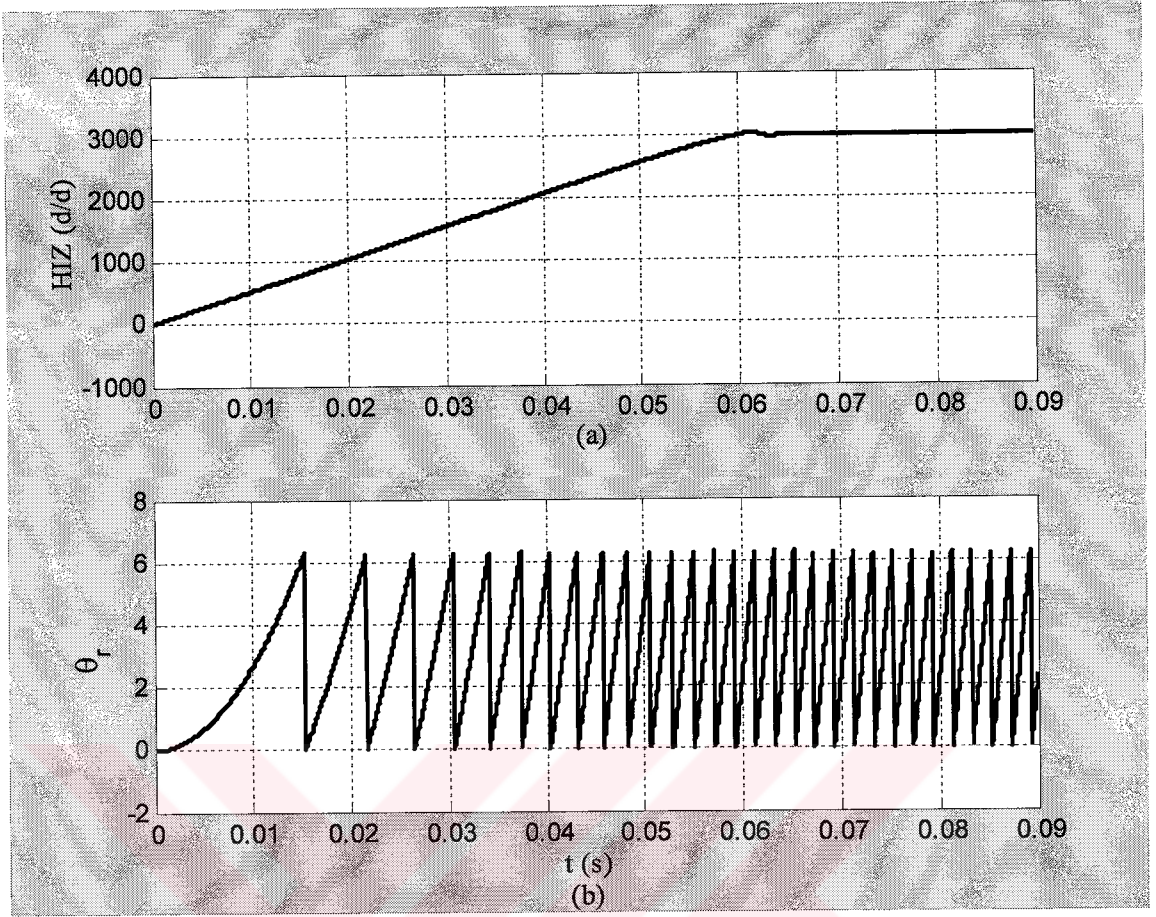
Şekil 3.10 $T_{yük} = 0.4$ Nm ve $n_{ref} = 3000$ d/d alınarak gerçekleştirilen simülasyon sonuçları. a) Stator A,B,C faz akımları, b) Stator sD ve sQ eksen akımları, c) Stator sD ve sQ eksen akıları, d) Stator sD ve sQ eksen gerilimleri



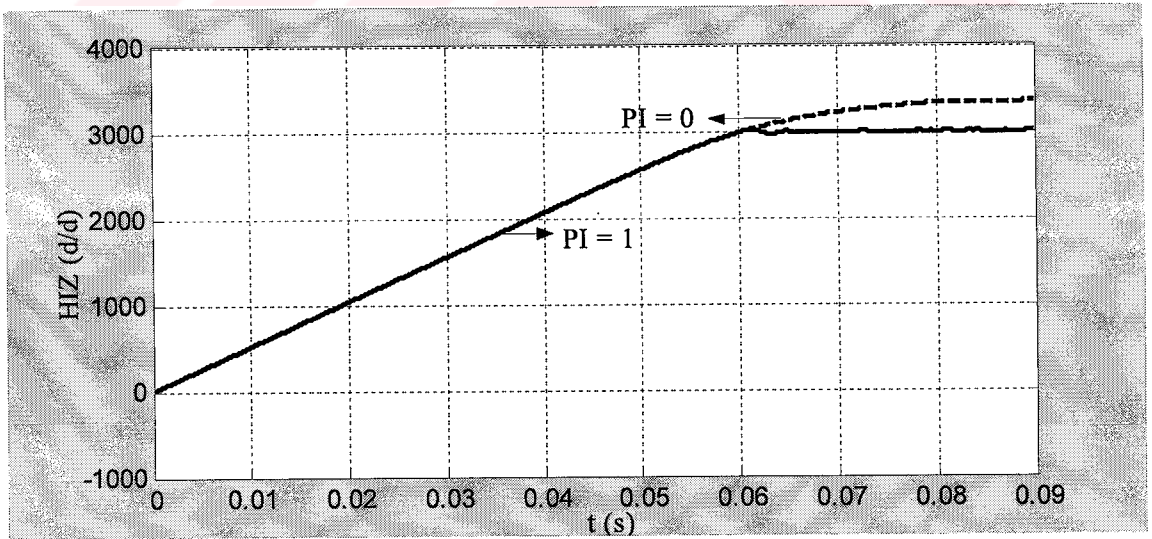
Şekil 3.11 Rotor d ve q eksenli akımları



Şekil 3.12 Stator akımı vektörü



Şekil 3.13 $T_{yük} = 0.4$ Nm ve $n_{ref} = 3000$ d/d alınarak gerçekleştirilen simülasyonda, a) motorun hız değişimi, b) motorun pozisyonunun değişimi



Şekil 3.14 $T_{yük} = 0.4$ Nm ve $n_{ref} = 3000$ d/d alınarak gerçekleştirilen simülasyonda PI denetleyicisi kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için motorun hız değişiminin karşılaştırılması ($P = 35 \cdot 10^{-3}$ ve $I = 7 \cdot 10^{-3}$)

4. AKIM KONTROLLU FIRÇASIZ SERVOMOTOR SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Servomotor sürücü sisteminin gerçekleştirilmesinde, yüksek hızlı bir dijital kontrolöre gerek vardır. Bunun için genellikle DSP veya hızlı bir mikroişlemci kullanılır. Kontrolde yüksek bir performans elde etmek için de kontrol periyodu mümkün olduğu kadar küçük seçilmelidir. Gerçekleştirilen bu uygulama çalışmasında kontrol devresinde bir PC ve PC'nin ISA yoluna takılan bir motor kontrol kartı kullanılarak, yazılım destekli bir kontrol yapılmıştır. Böyle kontrol devrelerinde, kontrolör sistemden bağımsızdır. Sisteme göre değişen, bu çalışmada da olduğu gibi, sadece işlemcinin programıdır. Bu esnek yapı sayesinde, aynı kontrolör, farklı uygulamalarda donanımda değişiklik yapılmadan, sadece yazılım değiştirilerek kullanılabilir. Yazılım destekli bu servomotor kontrolünde algılayıcılardan gelen dijital sinyallerin işlenmesi de yazılımla gerçekleştirilmiştir. Böyle bir sistemin aşağıda verildiği gibi avantajları vardır.

- Donanımda değişiklik yapmadan kontrol yöntemi kolaylıkla değiştirilebilir.
- Yazılımın uygulanması ile istenmeyen mekanik hareketler yok edilebilir veya kompanze edilebilir.
- Bir algılayıcının veya kontrolörün istenmeyen performansı yok edilebilir veya kompanze edilebilir.
- Servo sistem kendine ait bir bilgisayara sahip olduğundan ve hem ana hem de diğer bilgisayarlarla haberleşebildiğinden, geniş ölçekli bir kontrol sistemi (dağınık bir kontrol sistemi) oluşturmak kolaylaşır.
- Sistem daha güvenilir ve tutarlıdır.
- Sistemdeki gürültüler azalır.
- Daha yüksek kontrol performansı elde etmek için gelişmiş kontrol algoritmaları kullanılabilir.

4.1 Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi

Uygulama devresi prensip şeması Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Uygulama devresi üç kısımda incelenmiştir.

- Motor, geri besleme elemanı ve yük
- Güç Katı
- Kontrol Katı

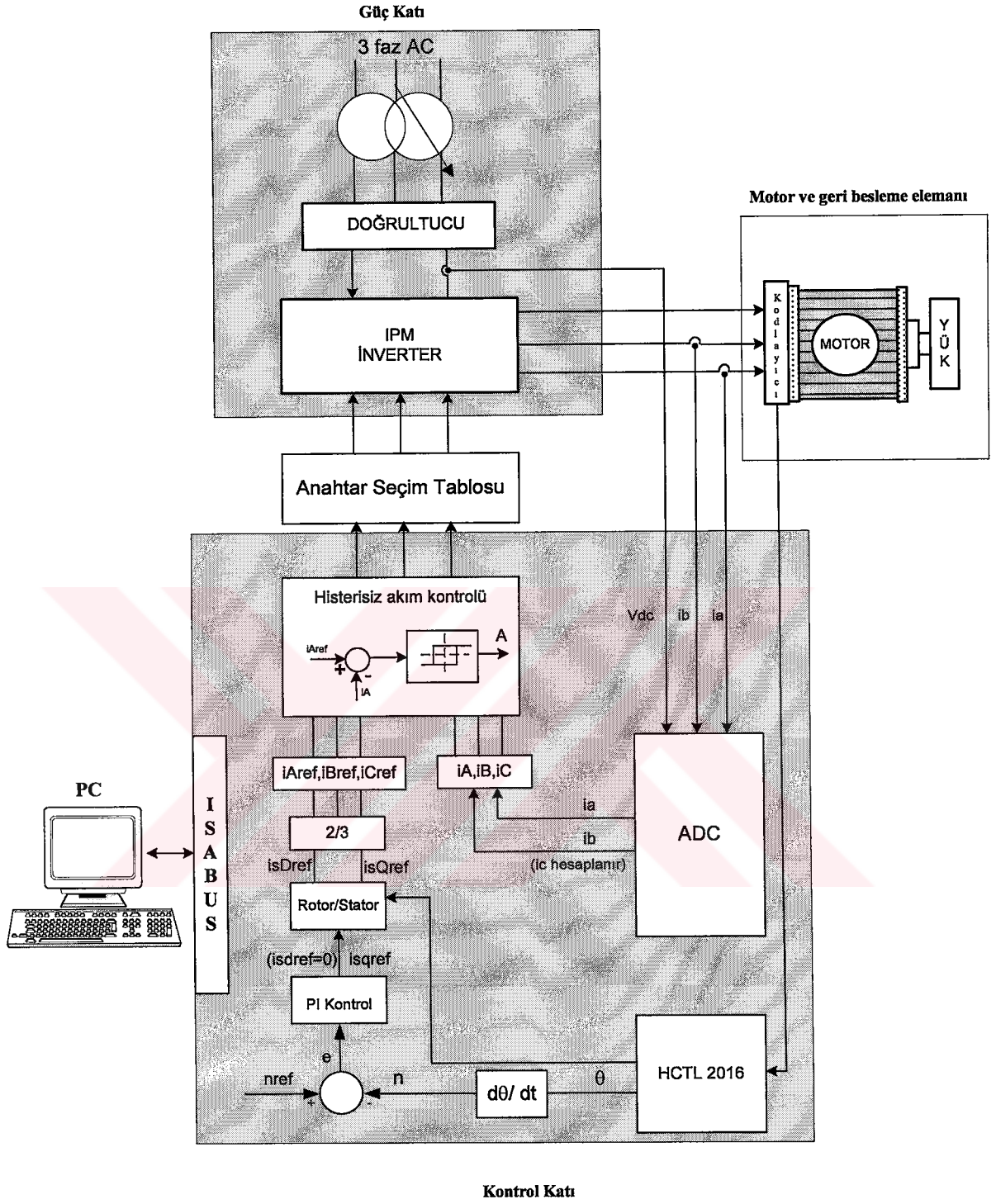
4.1.1 Uygulama Devresinde Kullanılan Motor, Geri Besleme Elemanı ve Yük

Kontrol devresinde Bosch Rexroth firmasına ait, etiket değerleri Ek-1’de verilen, bir AC fırçasız servomotor kullanılmıştır. Geri besleme elemanı olarak, motora imalat aşamasında akuple edilmiş olan artımsal kodlayıcı kullanılmıştır. Kodlayıcının, A,B ve sıfır sinyali olmak üzere üç çıkışı vardır (Sıfır sinyali literatürde “zero pulse”, “index pulse” ya da “marker channel” olmak üzere farklı isimlerle ifade edilmektedir). Kodlayıcı motorun her devrinde A ve B çıkışlarından 2500 darbe ve Z çıkışından da bir darbe üretmektedir. A ve B kanallarından alınan sinyaller arasında 90 derece faz farkı vardır, dolayısıyla kodlayıcıdan, her $\frac{1}{4}$ periyotta bir motorun konum bilgisi alınmaktadır. Hız lm için HCTL 2016 entegresi kullanılmıştır. Artımsal kodlayıcı çıkışındaki A, B ve Z çıkışlarından alınan darbeler, HCTL 2016 kodlayıcı entegresine verilerek, motorun pozisyon bilgisi ve motorun dönüş yönü elde edilmektedir. Motorun hızı ise, bilgisayarda C dilinde yazılan kontrol programı sayesinde pozisyon bilgisinin türevi alınarak elde edilmektedir. Kodlayıcıdan alınan bilgiler, daha hassas sonuç almak için RC filtresi kullanılarak filtre edilmiştir.

Kontrol sisteminin yük altında cevabını incelemek amacıyla servomotora bir sabit mıknatıslı DC generatör akuple edilmiştir. DC generatör çıkışına da paralel bağlı dirençlerden oluşan bir yük modülü bağlanmışır. Dirençler kademeli olarak anahtarlarla devreye alınıp, çıkartılarak servomotorun farklı yük altında çalışmaları incelenmiştir. Ek-1’de DC generatörün ve yk dirençlerinin etiket değerleri verilmiştir.

4.1.2 Uygulama Devresindeki Güç Katı

Akım kontrollü servomotor sürücüsünün g devresinde, alternatif akımı doğru akıma dönüştüren doğrultucu diyot modülü (6RI30G160) ve doğru akımı alternatif akıma dönüştüren inverter modülü olarak da akıllı güç modülü (IPM-7MBP25RA120) kullanılmışır. Üç fazlı şebeke gerilimi, diyot köprüsü ile doğrultulduktan sonra 2200 μ F değerinde kondansatörle filtre edilmiştir. Akım ve gerilimin izolasyonlu olarak ölçülmesi için alan etkili algılayıcılar kullanılmışır. Motor akımlarının ölçülmesi için iki akım algılayıcı ve DC bara geriliminin ölçülmesi için de bir gerilim algılayıcı kullanılmışır. Kontrol sisteminin örneklem periyodu 30 μ s’dir. Yani iki faz akımı ile DC bara gerilimi her 30 μ s’de ADC ile ölçülmektedir. Örneklemenin hızlı olması ile faz farkından kaynaklanan hata nlenmiş olur. IPM’nin sürme devresi için 4 adet izoleli ± 15 V’lik kaynak kullanılmışır. Akım algılayıcıları +5 V ve gerilim algılayıcısı ± 15 V ile beslenmiştir. PC ile güç devresi arasında tam bir izolasyon sağlanmışır.



Şekil 4.1 Gerçekleştirilen servomotor sürücü blok şeması

4.1.3 Uygulama Devresindeki Kontrol Katı

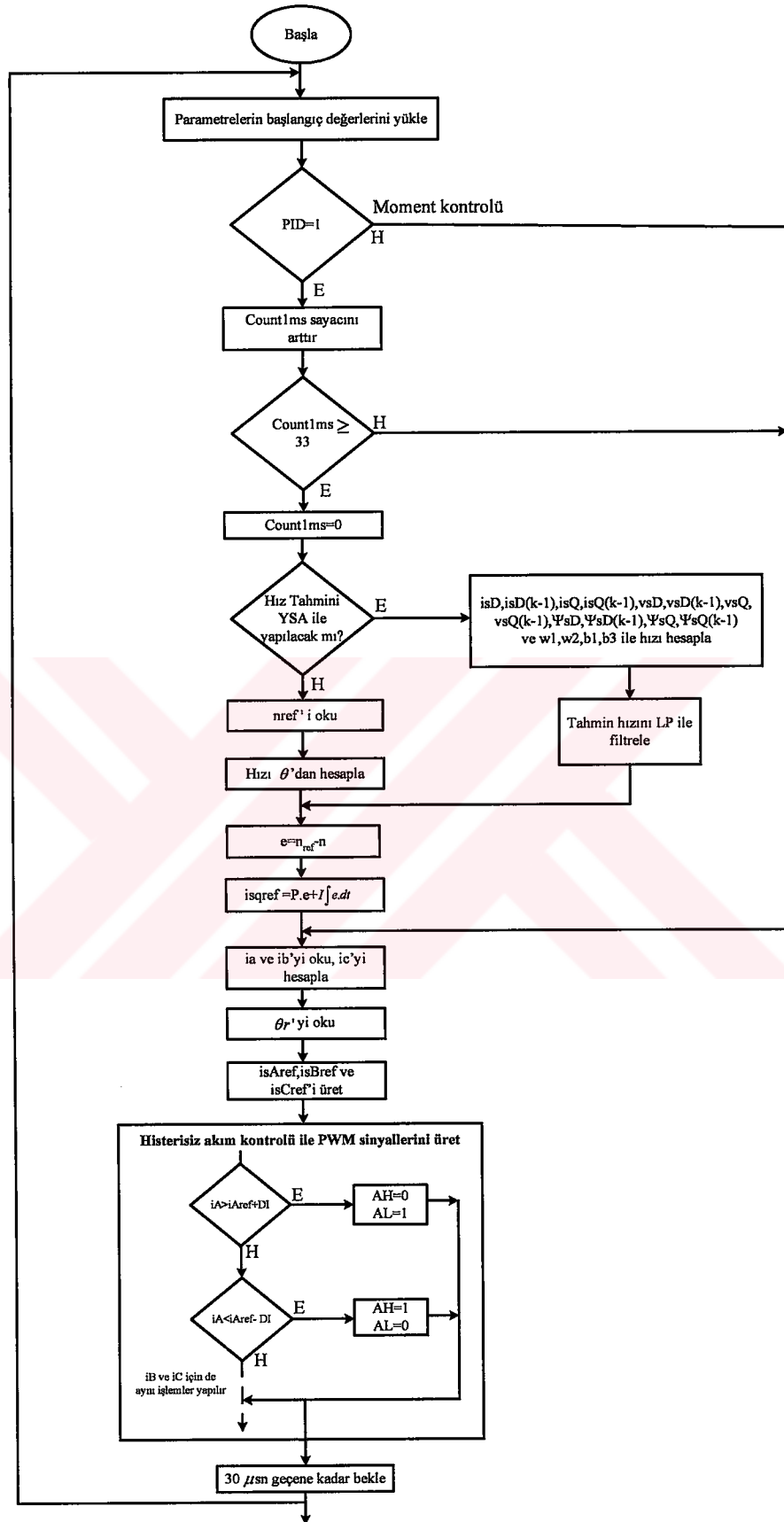
Kontrol devresi pentium bilgisayar ve bilgisayarın ISA yoluna takılan bir motor kontrol kartı ile gerçekleştirilmiştir. Motor kontrol kartında inverter sürme sinyalleri için 8 bitlik bir adet

çıkış portu, akım ve gerilimlerin ölçülmesi için hızlı bir ADC olan AD7864 entegresi ve hız ölçümü için HCTL 2016 entegresi kullanılmıştır. ADC 4 kanallı olup, analog girişlerini aynı anda örneklemediğinden, işaretler arasında faz farkı oluşmaz. ADC, bir kanaldaki analog bilgiyi 1.65 μ s'de dijitale çevirebilmektedir. Kontrol periyodunun elde edilmesi için, PC'nin Ox61 adresindeki PB4 portunun her 15 μ s'de bir değişme özelliği kullanılmıştır. Motor hızı her 1 ms'de bir okunmaktadır. C dilinde gerçekleştirilen yazılım ile kontrol algoritması adım adım çalıştırılarak, gerekli anahtarlama işaretleri inverterin sürme devresine uygulanmaktadır. Sürme devresi, opto transistörler (HCPL 4504) kullanılarak bilgisayardan izole edilmiştir (Bakan, 2002).

ADC ile işaretlerin okunması 6 μ s sürmektedir. Bu süre, ADC'nin dönüştürme süresi ve PC ile ADC arasındaki iletişimin hızına bağlıdır. Kontrol algoritması ile ilgili hesaplamalar ve sürme işaretlerinin invertere uygulanması 15 μ s almaktadır. Daha sonra 30 μ s'nin geçtiğini gösteren PC zamanlama işareti beklenmektedir. Gerçekleştirilen sürücü, hem hız kontrolü hem de moment kontrolü için kullanılabilir. Hız kontrolü gerçekleştirilirken, PI denetleyici ile hız hatasına bağlı olarak i_{sref} moment referansı üretilir. Moment kontrolü gerçekleştirilirken sadece moment referansı kullanılır. Hız ve moment kontrolü birlikte yapılmaz.

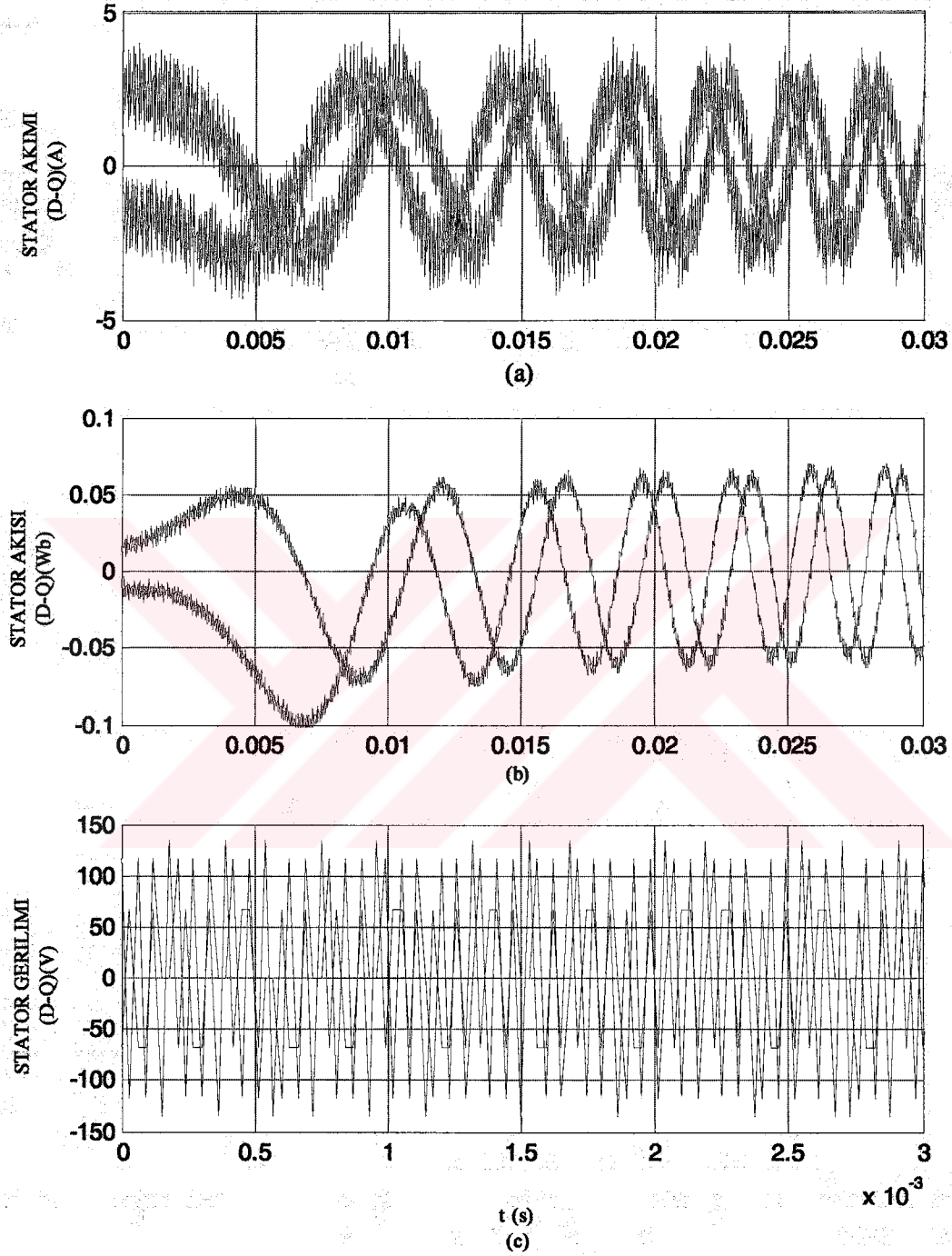
Stator akımının doğru ölçülmesi ve kontrol sisteminin doğru çalışması için, akım okuma hatalarını ve integratörde oluşabilecek DC kaymaları yok eden alçak geçiren dijital bir filtre kullanılmıştır. Ayrıca kontrol programında, programın çalışması esnasında oluşabilecek yanlış değerlere karşı koruma konulmuştur. Bunlar, yavaşlama esnasında DC bara geriliminin maksimum seviyeyi erişmesi, önceden belirlenen maksimum elektriksel frekansa ulaşılması, momentin, motorun karakteristiğine bağlı olan maksimum momente ulaşması ve aşırı akımın tespit edilmesi durumlarıdır. Böyle durumlarda moment referansı otomatik olarak sınırlanmaktadır. Kontrol sisteminin C programlama dilinde yazılmış algoritması Şekil 4.2'de verilmiştir.

Şekil 4.2'de algoritması verilen program adım adım çalıştırılmış ve sonuçlar alınmıştır. Bu uygulama devresi sonuçları, fırçasız servomotorun EK-1'de etiket değerleri verilen DC generatörle, tam yükünde yüklenmesiyle elde edilmiştir. Şekillerden görüldüğü gibi, 30 μ s seçilen kontrol periyodu stator akımının kontrolü açısından yeterli bir zamandır. Çünkü bu süre içerisinde stator akımının referans bant içerisinde kalması sağlanabilmektedir. Akım histerisiz bant genişliği $\Delta I = 0.1$ A olarak seçilmiştir. Şekil 4.3 (a)'da, stator üç faz akımlarının, (b)'de stator akımının, (c)'de stator akısının ve (d)'de stator gerilimlerinin sD ve

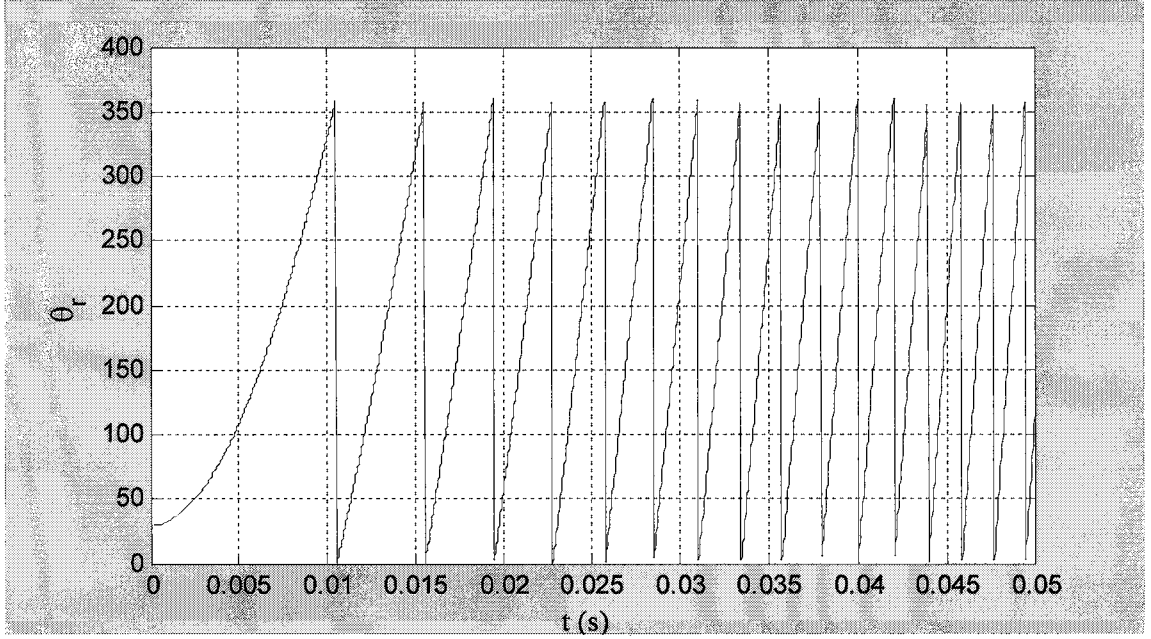


Şekil 4.2 Kontrol devresi program algoritması

sQ bileşenleri ve Şekil 4.4’de de motorun pozisyonunun değişimi verilmiştir.



Şekil 4.3 $n_{ref} = 3000$ d/d ve tam yüklü çalışmada, uygulama devresinden alınan, a) Stator sD ve sQ eksenli akımları, b) Stator sD ve sQ eksenli akıları, c) Stator sD ve sQ eksenli gerilimleri sonuçları



Şekil 4.4 $n_{ref} = 3000$ d/d ve tam yükte motorun pozisyonunun değişimi

4.2 PI Denetleyici Kullanılarak Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi

Bu çalışmada, otomatik kontrol çeşitlerinden PI denetleyici kullanılmıştır. Denklem (3.1)'de PI denetleyicinin fonksiyonu verilmiştir.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (3.1)$$

Burada K_p , orantı katsayısı (P), K_i integral katsayısı (I), $u(t)$ sistemin çıkışı ve $e(t)$ de hata sinyalidir. Bu katsayıların seçimine bağlı olarak sistemin performansı değişebilir. Burada P kontrol, hata büyüklüğü ile orantılı ve hatayı küçültücü yönde etki yapar. Kontrol basit ve kararlı bir çalışma sağlar. K_p kazancı artırılarak hata küçültülebilir. Fakat K_p çok büyütülürse de sistem davranışı kararsız olabilir. I tipi kontrol ise daimi rejim hatasını yok eder ama yavaş bir kontrol sağlar. Yavaş olmasının sebebi sisteme 90° faz gecikmesi getirmesidir. Sadece P ile kontrol edilen böyle bir sisteme I'nın (integral etkisinin) ilavesi, sapmayı ortadan kaldırmaya yöneliktir. Bununla beraber integral zamanının çok kısa olması, osilasyona neden olabilir. Yani PI denetleyicide, P denetleyicinin etkisiyle kararlılık sağlanırken, I denetleyicinin etkisiyle de daimi rejim hatası yok edilir. PI kontrollü sistemin cevabı sönümlüdür, yerleşme zamanı daha kısadır.

Bir kontrol sisteminde, sonuçta elde edilmesi istenen çıkış değeri için, küçük aşım değeri,

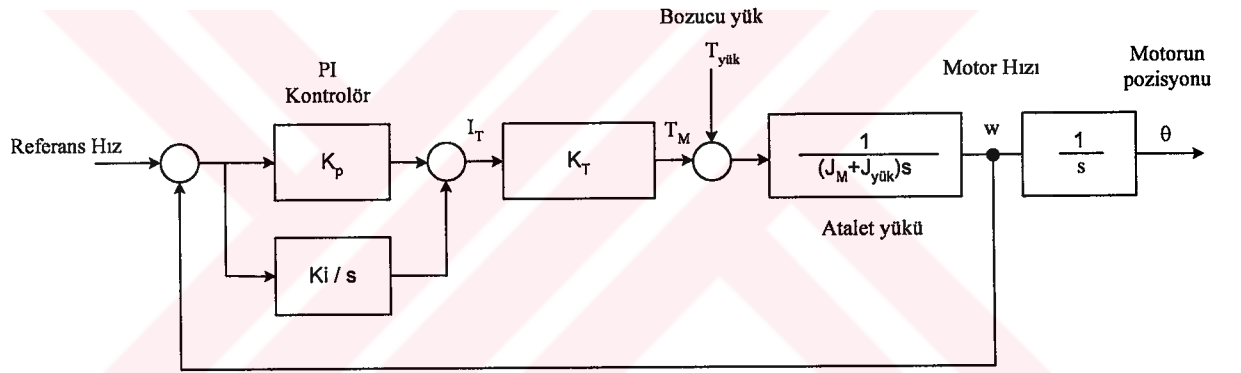
küçük yükselme zamanı, küçük yerleşme zamanı ve giriş ile çıkış arasındaki fark olan hatanın küçük olması gibi kriterler dikkate alınarak, iyi bir kontrol performansı sağlanmaya çalışılır.

Aşma (overshoot): Çıkış büyüklüğünün ilk yükselmede referans değeri aşma miktarıdır.

Yükselme zamanı (Rising time- t_r): Cevabın başlangıçtan referans değerine ulaşması için geçen zamandır.

Yerleşme zamanı (Settling time- t_s): Cevap eğrisinde titreşimlerin belirli bir yüzdeye kadar küçülmesi için gereken zamandır. t_s , genellikle %2 veya %5 hatayı geçmeyecek şekilde tanımlanır ve titreşimlerin hata için kabul edilen yüzde ile sınırlanmış tolerans bölgesi içinde kalmaya başlamasına kadar geçen süreden ibarettir.

Şekil 4.5'te PI denetleyicinin kullanıldığı hız çevrimi blok şeması verilmiştir (Automation Intelligence Inc., 2001).



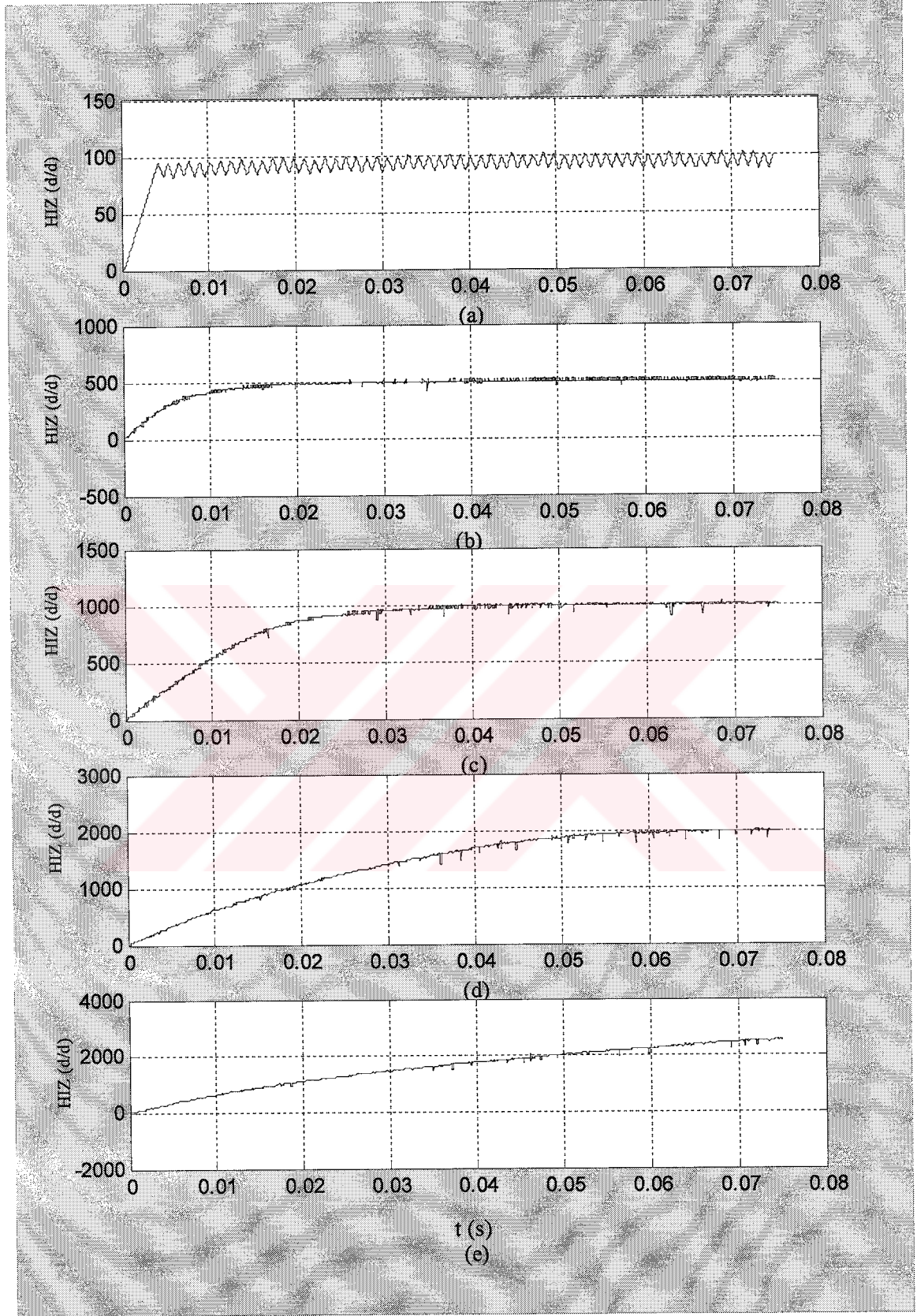
Şekil 4.5 Hız kontrolü blok diyagramı

Bu çalışmada akım kontrol edilerek hız kontrolü sağlanmıştır. Akım referansı, hızdaki hata ve PI denetleyici katsayıları tarafından belirlenir. Hızdaki hata, her 1 ms'de bir hız geri beslemesi alınarak hesaplanmıştır. Bu hata ve hatanın zamana göre değişimi ile orantılı bir akım referansı, PI denetleyici ile üretilerek hız kontrolü sağlanmıştır. Burada PI kontrolörünün girişi, akım referansı olduğundan, kontrolde akımda meydana gelebilecek gürültüler de dikkate alınmalıdır.

Dijital PI kontrolü ile gerçekleştirilen bu hız çevrimi, geri besleme ve hız komutu ile ilgili matematiksel hesaplamaları yapar ve hesaplama sonucuna göre bir akım değeri üretir. Sistem dijital olarak tasarlandığından, hem hatanın niceliği hem de niteliği ayrı ayrı dikkate alınmalıdır. Hatanın niteliği, geri besleme elemanından alınan verilerden kaynaklanırken,

niceliği ise hesaplamalarda sonlu sayıda dijital çözünürlük kullanılmasından kaynaklanan verilerdeki yuvarlama kaybindan dolayıdır. Bu hatalar, hız çevriminden akım değerini hesapladığımız sürece var olur. Çoğu sistemlerde ancak çok yüksek kazanç istendiğinde bu hataların azaltılmasıyla ilgilenilir. Çünkü kazanç ne kadar büyük olursa, sistemden alınan dijital bilgiden hesaplanan akım da o kadar büyük olur. Çoğu büyük kazançlı sistemlerde bu hatalı sonuçlar motorun çalışmasında beyaz gürültü dediğimiz gürültüyle sonuçlanan akım dalgalanmalarına yol açar. Bunun için hız kontrolünde ya daha yüksek çözünürlükte geri besleme elemanı kullanılmalıdır ya da bu tez çalışmasının ikinci aşamasında da olduğu gibi geri besleme elemanı kullanmaksızın hız kontrolleri gerçekleştirilmelidir.

PI denetleyici kullanılarak, motorun farklı hızlardaki performansını görmek için Şekil 4.6'daki hız kontrolü karşılaştırması yapılmıştır. Şekil 4.6'da, hız referanslarına belli sürelerde ulaşıldığı, motorun kararlı rejimdeki hız hatasının çok küçük olduğu ve hızlı bir şekilde cevap verdiği görülmektedir. Ancak çok düşük hızlarda, motorun kalkış anındaki performansından dolayı hız kontrolünde yüksek hızlardaki kadar iyi performans sağlanamamıştır. Bu değişimdeki dalgalanmalar, kodlayıcıdan elde edilen motor hızının hassasiyeti ile ilgilidir. Bununla beraber kabul edilebilir bir hız doğruluğu elde edilmiştir. Daha hassas bir kontrol için akımın daha yüksek doğrulukla okunması ve kontrol periyodunun daha küçük seçilmesi gereklidir. Değişimlerden görüldüğü gibi motor hızı yükün ataleti ile orantılı bir şekilde lineer olarak artmaktadır.



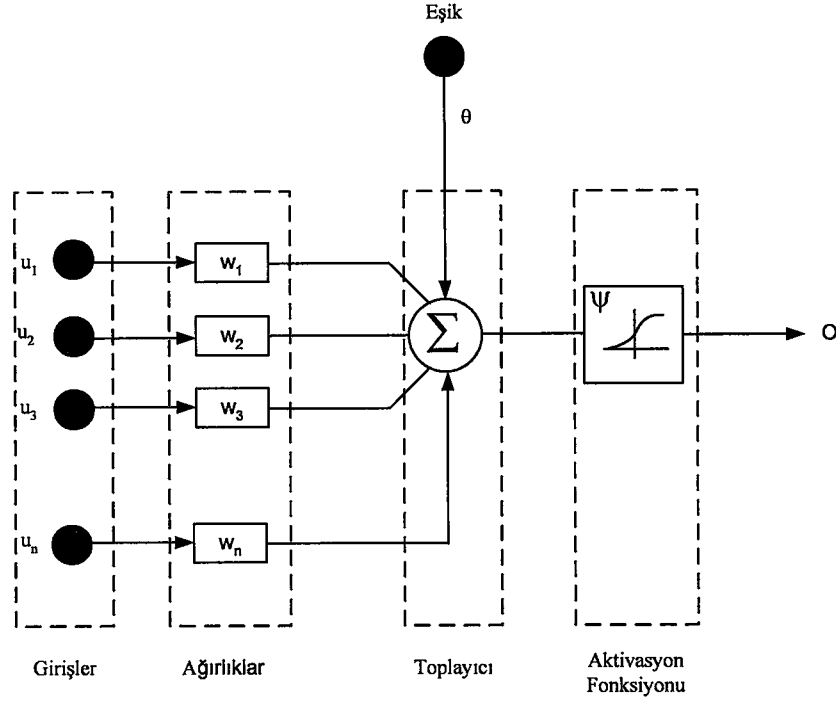
Şekil 4.6 Motorun, a) $n_{ref} = 100$ d/d, yarı yükte, b) $n_{ref} = 500$ d/d, tam yükte, c) $n_{ref} = 1000$ d/d, yarı yükte, d) $n_{ref} = 2000$ d/d tam yükte, e) $n_{ref} = 3000$ d/d yarı yükte çalışmasından alınan referans hızlara ait hız cevapları

5. YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA)

Yapay sinir ağları ya da kısaca YSA, insan beyninin çalışma sisteminin yapay olarak benzetimi çabalarının bir sonucu olarak ortaya çıkmıştır ve daha sonra da beyni oluşturan nöronların matematiksel modellenmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır. Beynin bütün davranışlarını tam olarak modelleyebilmek için fiziksel bileşenlerinin doğru olarak modellenmesi gerektiğinden, çeşitli yapay hücre ve ağ modelleri geliştirilmiştir. Böylece YSA denilen, günümüz bilgisayarlarının hesaplama yönteminden farklı bir bilim alanı ortaya çıkmıştır.

5.1 Yapay Sinir Hücresi

Genel anlamda YSA, insan beynindeki birçok nöronun ya da yapay olarak bunun karşılığı olan basit işlemcilerin birbirlerini etkimleri sonucu ortaya çıkan karmaşık bir sistem olarak düşünülebilir. Nöronlar sinir ağlarını oluşturan, tek başlarına ele alındıklarında çok basit işleve sahip işlemcilerdir ve YSA'nın çalışmasına esas teşkil eden en küçük bilgi işleme birimidir. Geliştirilen hücre modellerinde bazı farklılıklar olmakla birlikte genel özellikleriyle bir yapay hücre modeli, Şekil 5.1'de görüldüğü gibi girişler, ağırlıklar, birleştirme fonksiyonu, aktivasyon (etkinleştirme) fonksiyonu ve çıkışlar olmak üzere 5 bileşenden meydana gelir. Girişler, dış ortamdan hücreye giren bilgilerdir. Bu bilgiler, bağlantılar üzerindeki ağırlıklar tarafından hücreye alınır. Ağırlıklar (w), ilgili girişin hücre üzerindeki etkisini belirler. Birleştirme fonksiyonu, bir hücreye gelen net girdiyi hesaplayan bir fonksiyondur ve genellikle net girdi, girişlerin ilgili ağırlıkla çarpımlarının toplamıdır. Aktivasyon fonksiyonu (öğrenme eğrisi) ise birleştirme fonksiyonundan elde edilen net girdiyi bir işlemden geçirerek hücre çıkışını belirleyen ve genellikle doğrusal olmayan bir fonksiyondur. Hücre modellerinde, net girdiyi artıran +1 değerli eşik girişi ya da azaltan -1 değerli eşik girişi bulunur. Bu giriş de sabit değerli bir giriş olarak, θ ağırlığına sahip bir bağlantı ile toplayıcıya girer. Eşik değerinin girdilerden bağımsız olmasından dolayı, bütün girdilerin sıfır olduğu durumlarda nöron çıkışında $\Psi(0)$ yerine $\Psi(\theta)$ değeri elde edilir, bu da belirtilen şartlar altında nöron çıkışının sıfır olması zorunluluğunu ortadan kaldırır. Genel olarak hücre modelleri Şekil 5.1'deki gibi olmakla birlikte gerçekleştirdiği işleve göre statik ya da dinamik bir davranış gösterebilirler. (5.1) denkleminde ağırlıkların toplamın oluşturulması, (5.2) denkleminde ise nöron çıkışının hesaplanması gösterilmektedir.



Şekil 5.1 Yapay hücre yapısı

$$S = \sum_{i=1}^n w_i u_i + \theta \quad (5.1)$$

$$o = \Psi(S) \quad (5.2)$$

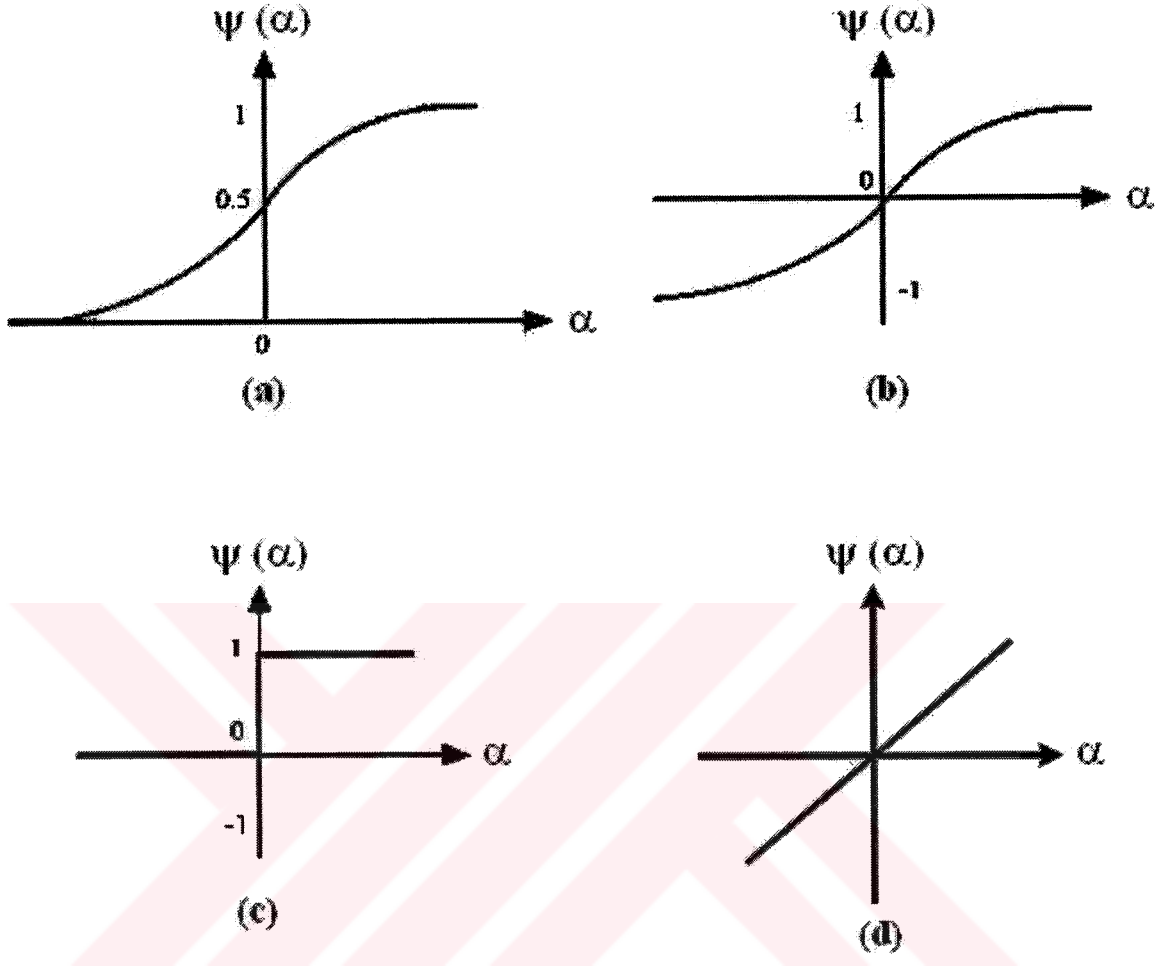
Her bir girdideki değişim, nöron çıkışında belirli bir değişime neden olmakta ve bu değişimin genliği, girdinin etki derecesini belirleyen bağlantı kazançlarına, toplayıcının eşik değerine ve nöron aktivasyon fonksiyonunun tipine bağlı olmaktadır. Burada, S hücrenin net girişini, u hücrenin giriş vektörünü, w_i hücrenin ağırlıklar matrisini, θ değeri eşik değerini, Ψ fonksiyonu da nöron aktivasyon fonksiyonu göstermektedir.

5.1.1 Nöron Aktivasyon Fonksiyonları

Nöronun davranışını belirleyen önemli etmenlerden biri nöron aktivasyon fonksiyonudur. Bu fonksiyon, nöron giriş değeri ile ağırlıkların çarpılması sonucu elde edilen net fonksiyona uygulanır ve bir çıkış değeri elde edilir. YSA'larda en çok tercih edilen 4 aktivasyon fonksiyonu Şekil 5.2'de gösterilmiş, matematiksel ifadeleri ise (5.3)-(5.6) denklemlerinde verilmiştir.

$$\Psi_1(\alpha) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha}} \quad \text{Sigmoid tipi aktivasyon fonksiyonu} \quad (5.3)$$

$$\Psi_2(\alpha) = \frac{e^\alpha - e^{-\alpha}}{e^\alpha + e^{-\alpha}} \quad \text{Hiperbolik tanjant tipi aktivasyon fonksiyonu} \quad (5.4)$$



Şekil 5.2 a) Sigmoid tipi aktivasyon fonksiyonu, b) Hiperbolik tanjant tipi aktivasyon fonksiyonu, c) Sert geçişli aktivasyon fonksiyonu, d) Doğrusal aktivasyon fonksiyonu

$$\Psi_3(\alpha) = \begin{cases} 0 & S \leq 0 \\ 1 & S \geq 0 \end{cases} \quad \text{Sert geçişli tipte aktivasyon fonksiyonu} \quad (5.5)$$

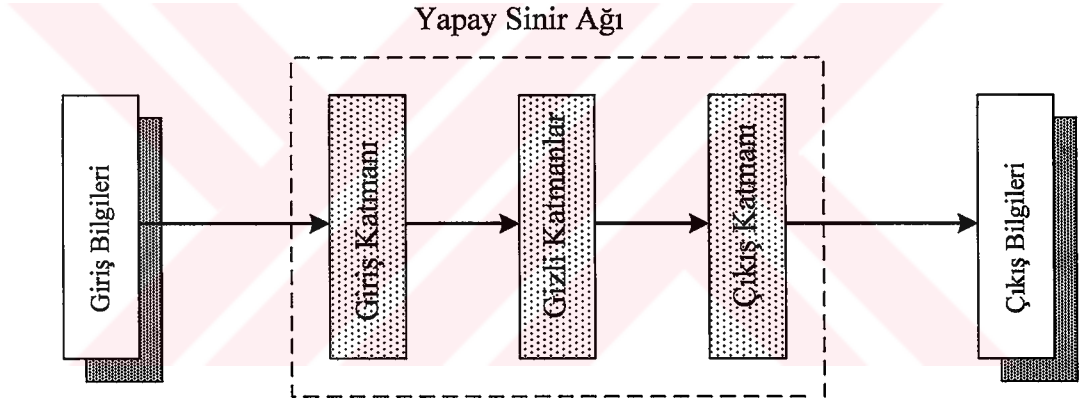
$$\Psi_4(\alpha) = \alpha \quad \text{Doğrusal aktivasyon fonksiyonu} \quad (5.6)$$

Uygulamalarda nöron cevabının, girdilerin sürekli bir fonksiyonu olmasını gerektiren durumlarda (5.3) ya da (5.4) denklemlerinde verilen aktivasyon fonksiyonları kullanılırken, ikili karar mekanizması gerektiren durumlarda sert geçişli aktivasyon fonksiyonları ve girişlerle çıkışlar arasında lineer bir değişimin söz konusu olduğu durumlarda da doğrusal

aktivasyon fonksiyonu tercih edilir.

5.1.2 Yapay Sinir Ağı Yapısı ve İşlem Elemanı

Yapay sinir ağları, hücrelerin birbirleri ile çeşitli şekillerde bağlanmalarından oluşur. Bu bağlantıların gerçekleştirilmesi için hücreler bir takım alt kümelere ayrılır. Bu küçük gruplara katman adı verilir. Ağ, katmanların birbirlerine hiyerarşik bir şekilde bağlanmasından oluşmuştur. Bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana ağırlıklar üzerinden giriş olarak verilir. Giriş katmanı, dış ortamlardan aldığı bilgileri hiçbir değişikliğe uğratmadan ara (gizli) katmandaki hücrelere iletir. Bilgi, ara ve çıkış katmanında işlenerek ağ çıkışı belirlenir. Şekil 5.3, bu katmanların birbiri ile ilişkisini göstermektedir. Hücrelerin bağlantı şekillerine, öğrenme kurallarına ve aktivasyon fonksiyonlarına göre çeşitli YSA yapıları geliştirilmiştir. Bir YSA'dan beklenen, uygulandığı alana göre, sistemin giriş ve çıkışları arasında biyolojik sinir ağının yaptığı görevi, benzer bir yolla yerine getirmesidir.



Şekil 5.3 Yapay sinir ağı katmanları

5.1.3 Ağırlık Uzayı

Birçok yapay sinir ağında öğrenme işlemi, tanımlanan ağırlık değerlerinin değiştirilerek, öğrenmede iyi bir modelin kurulması ve ağırlıkların bu modele göre değiştirilmesi esasına dayanır. Basit bir matematiksel model olarak her bir işlem elemanının “n” adet gerçek ağırlığı olduğu ve N adet de işlem elemanı olduğu kabul edilebilir.

$$w = (w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1n}, w_{21}, w_{22}, \dots, w_{2n}, \dots, w_{N1}, w_{N2}, \dots, w_{Nn})^T \quad (5.7)$$

$$w = (w_1^T, w_2^T, w_3^T, \dots, w_N^T) \quad (5.8)$$

$w_1, w_2, \dots, w_N$: işlem elemanlarının ağırlık vektörleridir.

$$w_1 = \begin{bmatrix} w_{11} \\ w_{12} \\ . \\ . \\ w_{1n} \end{bmatrix} \dots \dots \dots w_N = \begin{bmatrix} w_{N1} \\ w_{N2} \\ . \\ . \\ w_{Nn} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Yapay sinir ağırları ağırlık vektörü N, n boyutludur. Yapay sinir ağlarının bilgileri işleme performansı, ağırlık vektörünün değeri ile bulunur.

Hatanın değişimini inceleyen iki kural vardır. Bunlardan birincisi, her bir giriş setinde ağırlıkları yeniden ayarlayarak çıkıştaki hatayı en aza indirmeye çalışan hata düzeltme kuralları, ikincisi ise ağırlıkların yeniden ayarlanarak hatanın karesinin ortalamasının en aza indirgenmesine çalışılan gradyen kurallarıdır.

Gradyen kuralını kullanarak hatayı düzeltmenin geometrik bir yorumu yapılabilir. Bunu yapabilmek için tüm ağırlık değerleri, hataların karelerinin toplamına karşılık gelecek şekilde üç boyutlu koordinat sisteminde çizilir. Bu çizim sonunda hata yüzeyi küresel bir top şekline dönüşür. Bu yüzeyin en alt kısmı, hataların kareleri toplamının en küçük değerlerine karşılık gelmektedir. Eğitim sırasında amaç, ağırlıklar kümesinin en iyisini bulmak olan en alt kısmına ulaşmaktır. Geriye yayılım algoritması, o andaki ağırlıklar yerine, yüzey hatasının eğimini hesaplayarak amacına ulaşır ve sonra bu ağırlıkları yüzeyin alt kısmına doğru artımsal olarak değiştirir. İşte bu artımsal olarak yüzeyin üst kısmından alt kısmına doğru ilerleme işlemine gradyen iniş denir (Küçükdemiral, 2002).

Ağırlık vektörü ile çalışan yapay sinir ağlarında önemli noktalardan birisi, bir öğrenme kuralı geliştirip, ağırlık vektörünü (w), istenilen yapay sinir ağının performansını verecek noktaya yöneltmektir. Genellikle öğrenme kuralı için bir performans ya da maliyet fonksiyonu tanımlanır. Öğrenme kuralının oluşturulması için bir örneğin ağırlık defalarca tanıtılması gerekebilir. Öğrenme kuralı ile ilişkili parametreler ağın zaman içinde gelişme kaydetmesiyle değişebilir. Ne çeşit bir eğitim yöntemi kullanılırsa kullanılsın, herhangi bir ağ için, ağırlıkların verilen eğitim örneğine göre nasıl ayarlanacağını belirtip, öğrenme kuralının oluşturulması gerekir.

5.1.4 Yapay Sinir Ağlarında En Çok Kullanılan Modeller

Bir yapay sinir ağında işlem elemanlarının bağlanması sonucu oluşan model, işlem elemanlarının sahip olduğu toplama ve aktivasyon fonksiyonları, öğrenme stratejisi ve öğrenme kuralı ağın modelini belirlemektedir. En yaygın olarak kullanılan ve pratik hayata

uygulananları şunlardır:

- Algılayıcılar
- Çok katmanlı algılayıcılar (hatanın geriye yayıldığı modeller)
- Vektör Kuantizasyon modelleri (LVQ)
- Kendi kendini organize eden model (SOM)
- Adaptif rezonans teorisi modelleri (ART)
- Hopfield ağları
- Elman ağı
- Radyal temelli ağlar (RBN)

5.2 Çok Katmanlı YSA Sistemi

YSA'da, giriş ve çıkış katmanları arasında birden fazla katman kullanılabilir. Böyle sistemlerde, bir katmandaki bütün işlem elemanları ile bir üst katmandaki bütün işlem elemanları arasında ileriye doğru bilgi akışı sağlanarak, bağlantı kurulur. Giriş katında sadece uygulanan problemin giriş sayısına göre belirlenen girişler, orta katta bir veya daha fazla katman ve nöronlar, çıkış katında da yine uygulanan probleme göre değişen sayıda çıkış vardır. Giriş ve çıkış bilgisi, sisteme dışarıdan verildiğinden, sayıları ile ilgili herhangi bir işlem yapılmaz ama ara katman sayısı ve ara katmanlardaki nöronların sayısı deneme-yanılma yolu ile bulunur. Çok katmanlı YSA'larda, ağa bir örnek gösterilir ve örnek neticesinde nasıl bir sonuç olacağı da verilir. Örnekler giriş katmanına uygulanır, ara katmanlarda işlenir ve çıkış katmanından da çıkışlar elde edilir. Kullanılan eğitime algoritmasına göre, ağın çıkışı ile arzu edilen çıkış arasındaki hata tekrar geriye doğru yayılarak, minimuma düşünceye kadar ağın ağırlıkları değiştirilir (Narendra ve Parthasarathy, 1990).

Girişteki değer, ağırlıklar uygun noktaya ulaşana kadar değişmez. Hata işareti gizli katmanların çıkış birimine doğru olan ağırlıkları değiştirmekte kullanılır. Gizli katmanlardan ne tür bir çıkış istendiği bilinmeyeceği için gizli katmanların çıkışında hata işareti verilmesi zordur. Bunun yerine her bir birimin, çıkış biriminin hatalarına olan etkisi bilinmelidir. Bu etki, gizli birime bağlı olan çıkış birimlerinin hata işaretlerinin ağırlıklarının toplamı alınarak bulunur. Çok gizli katmana sahip sistemlerde her sistemin hata işareti, bir önceki katmanın düzeltilmiş işaretlerinden çıkartılarak işlem tekrarlanır. Sonuç olarak ağırlık düzeltme işlemi çıkış seviyesine bağlı ağırlıklardan başlar ve işlem ters yönde giriş seviyesine varana kadar devam eder. Sonuçta sistem hatalar yapar, ama bu hatalardan bir şeyler öğrenip isteneni bulana kadar işleme devam edilir. Bu yöntemle "hatanın geriye yayılması" denir.

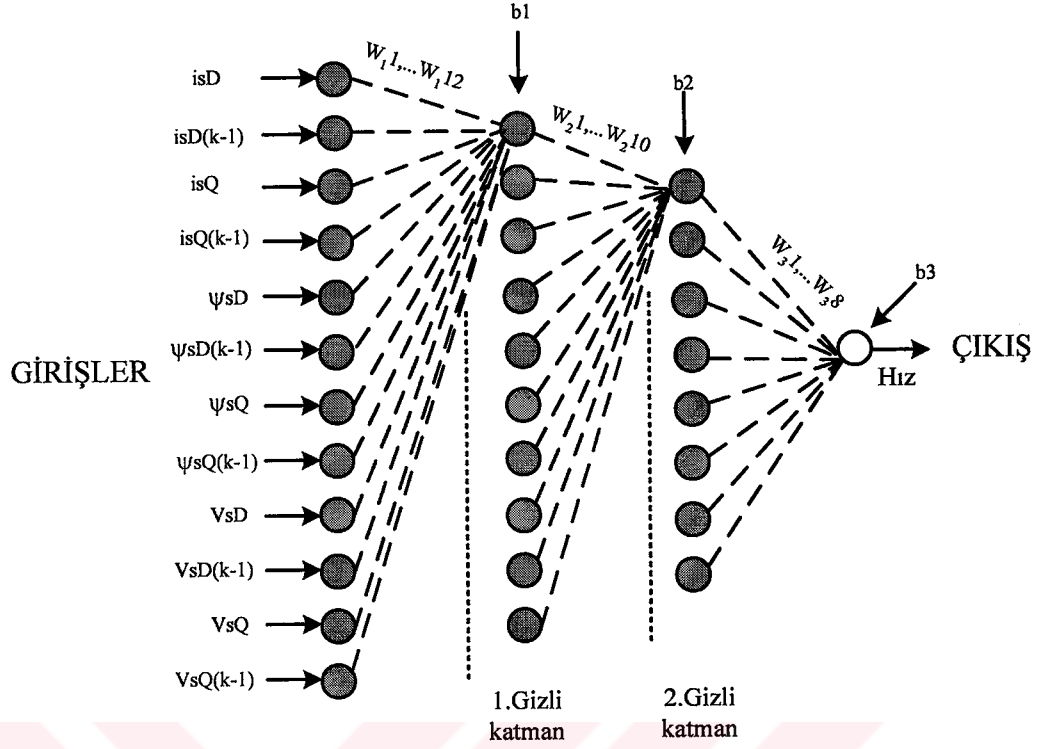
5.3 İleri Sürümlü Ağlar

İleri sürümlü sinir ağı yapılarının en bilinen şekli, nöron modeli ile oluşturulan katmanların, ardışık biçimde bir araya getirilmesi ile kurulan ağıdır. Şekil 5.4’de Bölüm 6’da uygulaması gerçekleştirilen 4 katmanlı, 12 girişli, 1 çıkışlı ileri sürümlü bir ağ yapısı bu konuya örnek olarak gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi, girdilerin uygulandığı katman giriş katmanı, çıkışların alındığı katman da çıkış katmanıdır.

Şekil 5.4’de gösterilen ağ yapısı, geri besleme bağlantılarının olmaması dolayısıyla, veri akışı yönünden ileri sürümlü bir ağ yapısıdır. Bu yapıda giriş katmanı, giriş vektörünü gizli katmanlara ulaştırmakla yükümlüdür ve lineer olmayan bir davranışa sahip değildir. Dolayısıyla giriş katmanını oluşturan her bir nöronun çıkışında giriş değeri görülür. Giriş ve çıkış katmanlarının arasında gizli katmanlar vardır. Bu katmanlardaki nöronların davranışı lineer olmadığından, sinir ağının toplam davranışında da lineersizlik olur. Giriş ve çıkış katmanlarındaki nöronların sayısı ele alınan problemin gerektirdiği biçimde belirlenir. Ancak gizli katmandaki nöron sayısının en uygun değerini veren herhangi bir analitik yöntem şu ana kadar geliştirilememiştir. Dolayısıyla gizli katman sayısındaki ve bu katmanların nöron sayılarındaki belirsizlikleri aşabilmenin tek yolu deneme yanılma yöntemidir. Bu çalışmada 2 olarak belirlenen gizli katman sayısı ve bu katmanlardaki nöron sayısı da deneme yanılma yoluyla bulunmuştur. Katmanlarda aktivasyon fonksiyonu olarak ise Şekil 5.2’deki fonksiyonlardan herhangi biri kullanılabilir. Önemli olan, bu fonksiyonların türevlenebilir olmasıdır (Zurada, 1992).

5.4 Hatanın Geriye Yayılması Yöntemi

Yapay sinir ağlarının parametrelerinin güncellenmesi için literatürde en çok kullanılan yöntem hatanın geriye yayılması yöntemidir. Geriye yayılım algoritması, gradyen azalan ve çok katmanlı nöronları eğitmede en çok kullanılan temel bir algoritmadır. Bu algoritmanın akış şeması Şekil 5.5’de verilmiştir. Eğitim işlemi ve alınan sonuçlara göre test işlemi bu akışa göre yapılır. Bu algoritma ile i ve j ’inci kat nöronlar arasındaki ağırlıklardaki $\Delta w_{ij}(k)$ değişikliği hesaplanır. Bu ifade, denklem (5.10)’da verildiği gibidir.



Şekil 5.4 Uygulama devresinde kullanılan 12 girişli, 1 çıkışlı, 2 gizli katmana sahip ileri sürümlü YSA yapısı

$$\Delta w_{ij}^k(K+1) = \mu \Delta w_{ij}^k(K) + \eta \delta_i^{k+1} o_j^k \quad (5.10)$$

Burada,

η , öğrenme katsayısı,

μ , momentum katsayısı,

w_{ij}^k , $k+1$ 'inci katmandaki i 'inci nöron ile k 'inci katmandaki j 'inci nöronu birleştiren ağırlık,

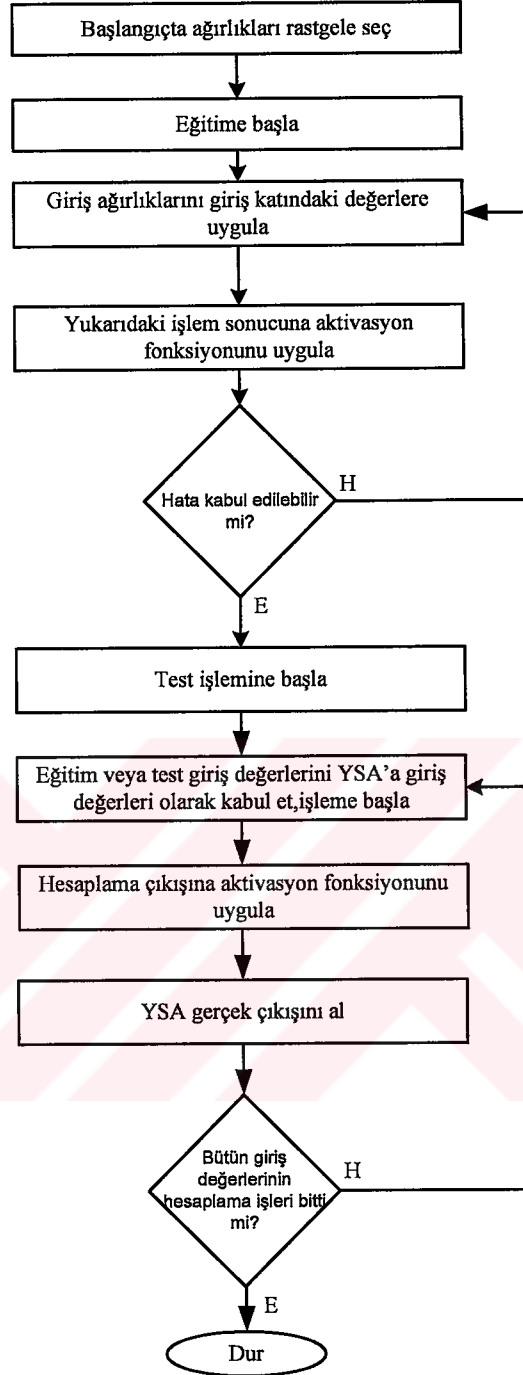
δ_j , ara ve çıkış katlarındaki herhangi bir j 'inci nörona ait bir faktördür.

Çıkış katı için δ faktörü, denklem (5.11)'de verilmiştir.

$$\delta_i^{k+1} = (d_i - o_i^{k+1}) \Psi'(S_i^{k+1}) \quad (5.11)$$

Burada,

d_i : Ağın i 'inci çıkışı için istenen çıkış değeri,



Şekil 5.5 Uygulama devresinde kullanılan çok katmanlı perseptronun geriye yayılım akış şeması

o_i^{k+1} : $k+1$ 'inci katmanın i 'inci nöronunun çıkışında gözlenen değer.

S_i^{k+1} : $k+1$ 'inci katmanın i 'inci nöronunun girişinde oluşan net toplamdır.

Ara katlardaki nöronlar için ise δ faktörü denklem (5.12)'de verilmiştir.

$$\delta_i^{k+1} = \Psi'(S_i^{k+1}) \sum w_{gi} \cdot \delta_g \quad (5.12)$$

Ara katlardaki nöronlar için herhangi bir hedef çıkış olmadığından, denklem (5.11) yerine denklem (5.12) kullanılır. Bu duruma bağlı olarak çıkış katından başlayarak δ faktörü bütün katlardaki nöronlar için hesaplanır. Daha sonra denklem (5.10)'a bağlı olarak bütün ağırlıkların güncelleştirilmesi gerçekleştirilir (Efe ve Kaynak, 2000).

Burada önem kazanan nokta, η değişkeninin değeridir. Bu değer (0, +1) aralığından seçilen reel bir sayıdır. Çok küçük seçilirse, hata uzunca bir sürede sifıra doğru yakınsar, çok büyük seçilirse de, sıfır etrafında salınımlara, hatta ıraksamalara neden olabilir. Katman ve nöron sayısının seçimi gibi, adım büyüklüğünün de seçimi bir çok uygulamada deneme yanılma yöntemi ile yapılır (Hertz, vd., 1991).

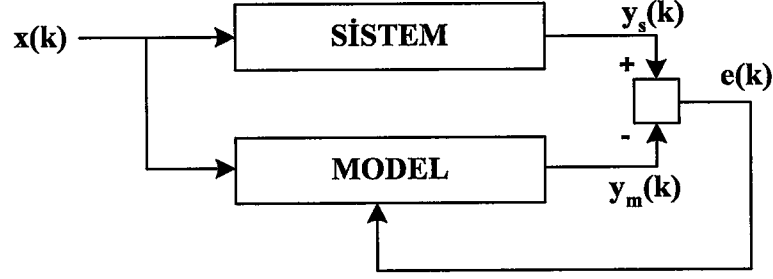
5.5 Yapay Sinir Ağları ile Sistem Tanıma ve Öğrenme

Sistem tanıma, sistem teorisindeki temel konulardan biridir ve bir sistemin deneysel olarak elde edilen giriş ve çıkış verilerinden yararlanarak, sistemin matematiksel modelinin oluşturulmaya çalışılmasıdır.

Sistem tanıma 4 aşamadan oluşur.

1. Sistemin giriş-çıkış bilgilerinin elde edilmesi,
2. Model yapısının seçimi,
3. Model parametrelerinin belirlenmesi,
4. Modelin yapısının ve parametrelerinin uygunluğunun testi.

Şekil 5.6'da temel bir sistem tanıma blok diyagramı gösterilmektedir. Şekil 5.6'dan da görüldüğü gibi, sistem ve model aynı girdileri almakta ve bu girdilere karşı sistemden y_s , modelden de y_m çıktısı alınmaktadır. Amaç, modelden sistemin ürettiği cevabı almak olduğuna göre, y_s ile y_m arasındaki hata olan e , en aza indirilecek şekilde parametre güncellemesi yapılır. e hata değeri, öngörülen sınırın altına düşene kadar eğitime devam edilir. Bu eğitime sonucunda gerçekleşen öğrenme bazı kurallara göre yapılır. Bu kuralların bazıları off-line (çevrimdışı) bazıları ise on-line (çevrimiçi) çalışmaktadır. Off-line öğrenme



Şekil 5.6 Sistem tanıma

kurallarına göre öğrenen sistemlerde, önce sisteme rastgele girişler uygulanır ve sistemin bu girişlere karşılık gelen çıkışları elde edilir. Bu girişler ve çıkışlardan yararlanarak eğitim kümesi belirlenir (x giriş ve y çıkış olmak üzere). Bu eğitim kümesi kullanılarak, ağ, kullanılan algoritmaya göre eğitilir. Off-line sistem tanımada öğrenme zamanı, fazla önem taşımamaktadır. On-line öğrenme kurallarına göre öğrenen sistemlerde ise sabit bir eğitim kümesi yoktur. Sisteme rasgele girişler uygulanır ve sistemin bu girişlere ilişkin çıkışları elde edilir. Ağ giriş çiftine göre veri uyarmalı olarak eğitilir. Bu kurallara göre öğrenen sistemler gerçek zamanda çalışırken bir taraftan fonksiyonlarını yerine getirmekte, bir taraftan da öğrenmeye devam etmektedir. On-line sistem tanıma, sistemin sürekli çalıştırılmasıyla yapıldığı için performansının yüksek olması istenir. Hebb kuralı, Hopfield kuralı, delta kuralı ve Kohonen kuralı, çevrimiçi ve çevrimdışı öğrenme prensibine dayalı öğrenme kurallarından bazılarıdır (Öztemel, 2003).

5.6 YSA Kullanımının Sebepleri

- YSA'lar girilen verilerden hareketle, bilinmeyen ilişkileri ortaya çıkarabilmektedir. Bu özellikleri, uygulama açısından son derece önemlidir. Ayrıca veri toplama için bir ön sorgulama ya da açıklama gerekmemektedir.
- YSA'ların genelleştirebilme özellikleri vardır. Bir örnekten hareketle, diğer örneklerdeki benzerlikleri doğru olarak anlayabilirler ve görmedikleri örnekler hakkında bilgiler üretebilirler.
- YSA'lar nonlineerdir. Matematiksel olarak nonlineer davranışlar hissedilir, algılanır, anlaşılabilir, ancak bu davranışları ya da problemleri çözmek zordur. YSA ile karmaşık problemler lineer tekniklerden daha kolay çözülebilir.
- YSA'lar paralel çalışabilirler. Bağımsız işlemleri aynı anda çok hızlı yürütebilirler. Paralel donanımlara olan uygunlukları sebebiyle, YSA'lar diğer metotlarından daha çok tercih

edilirler.

- YSA'lar hata toleransına sahiptirler. YSA'ların eksik bilgilerle çalışabilme yetenekleri hatalara karşı toleranslı olmalarını sağlamaktadır. Ağın bazı hücrelerinin bozulması ve çalışamaz duruma düşmesi halinde ağ çalışmaya devam eder.

5.7 YSA'nın Klasik Yazılımlar ile Karşılaştırılması

YSA, önceden tahmin edebilme, örnekleri değerlendirme ve gruplama işlemlerinde etkili bir yöntemdir. Aynı işlemleri klasik bir bilgisayar programı ile de yapmak da mümkündür. Ancak klasik programlar belirli bir görev için yazıldıklarından, hep aynı işi yaparlar ve yeni bir durum için veri elde edilmesi zordur. YSA'lar ise, kuralları açık bir şekilde belli olmayan veya anında bazı sınırlamalar getirilen uygulamalar için idealdir. Özellikle endüstriyel kontrol uygulamalarında çok sık kullanılır. Çünkü bu uygulamalarda kurallar çok sık değişmez ve başka çalışma koşullarına ait veriler kolaylıkla elde edilebilir.

YSA'ların uygulamadaki dezavantajları

- Bir problemin çözümünde çok uygun bir çözüm bulamayabilirler ve çözümde hata yapabilirler. Bunun sebebi ise ya eğitilecek bir fonksiyonun bulunamamasıdır yada fonksiyon bulunsa bile yeterli veri sağlanamamasıdır.
- Probleme uygun ağ yapısının belirlenmesinin genellikle deneme yanılma yolu ile yapılması önemli bir dezavantajdır. Çünkü eğer uygun bir ağ yapısı oluşturulamazsa çözümü olan bir problem çözülemez veya performansı düşük bir çözüm elde edilmiş olur.
- YSA kabul edilebilir çözümler üretebilir ama optimum (en iyi) çözümü garanti edemez.
- Sonuç almak, yüzlerce giriş örneğinin hesaplanmasına bağlı olabilir. Ayrıca hangi ağırlığın sonucu nasıl etkileyeceğini tahmin etmek zordur.
- YSA'larla bir dizi işlem yapmak, bunları eğitmek yavaş ve pahalı olabilir. Çünkü eğitme verilerinin toplanması, değerlendirilmesi ve doğru değerleri bulmak için deneylerin yapılması gerekebilir.
- YSA'nın kalitesi ve kapasitesi uygulamadaki hızı ile orantılıdır. Nöron sayısındaki küçük bir artış, eğitmenin çok daha fazla bir zamanda yapılmasına sebep olabilir ve böylece ağın çıkışından alınan cevap süresi uzayabilir.
- YSA'larda kurulan ağın davranışları açıklanamaz. Bir probleme çözüm üretildiği zaman bunun nasıl ve neden üretildiği konusunda bilgi bulmak mümkün değildir. Bu ise ağın sonucuna olan güveni azaltmaktadır.

6. AC FIRÇASIZ SERVOMOTORUN ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ

Motor kontrol uygulamalarında rotorun açısal konumunu ve hızını belirlemek için farklı algılayıcılar kullanılır. Fırçasız servomotor kontrolünde de istenilen moment değerini elde etmek için geri besleme bilgisine ihtiyaç vardır. Ama kontrol sisteminde kodlayıcı, resolver, alan etkili algılayıcı gibi konum algılayıcılarının kullanılması sürücü sisteminin maliyetini arttırır, kontrol sistemini karmaşıklştırır ve özellikle de seri üretimde karşılaşılan sorunları arttırır. Makinanın bütün çalışması algılayıcıya bağlı olduğundan sistem güvenilirliği de önemli ölçüde azalmış olur.

Optik veya alan etkili eleman gibi algılayıcılar, motorun statoruna belirli bir noktası referans alınarak yerleştirilirler. Bunun için motor üretiminde, algılayıcının motora yerleştirilmesiyle ilgili belirli mekanik toleranslar vardır. Dolayısıyla belirli bir hata kabul edilmiştir. Burada önemli olan nokta kabul edilebilecek elektriksel açı toleransıdır. Pratik olarak bu açı toleransı 2° - 5° arasındadır. Bu hatalar güç elektroniği devresine doğrudan yanlış komütasyon bilgisi olarak iletileceğinden, motor performansı da bu hataya bağlı olarak düşer. Toleranslar dışında diğer önemli sorun algılayıcıların yerleştirilmesidir. Yerleşim için stator ve rotorda yapılan değişiklikler özellikle seri üretimde sorun yaratır. Bu da hem maliyeti arttırır hem de zaman kaybına yol açar.

Algılayıcıların çalışma koşullarından kaynaklanan sınırlamaları, uygulamada algılayıcı kullanımını güçleştirerek çözümü daha pahalı hale getirebilir. Çünkü algılayıcı kullanılmak istenen sistemlerde sıcaklık, yalıtım v.s gibi ortam koşullarını da algılayıcıların çalışma koşullarına göre ayarlamak gerekir. Bu yüzden algılayıcı seçiminde, uygulamadaki maliyet hesabı dikkate alınmalıdır.

Konum algılayıcıları genel olarak bakıldığında kontrol sistemi içinde hareketli ortamda bulunduklarından en az güvenilir elemanlardan birisidir. Özellikle mıknatıslı motorlarda algılayıcıların motorun performansını doğrudan etkilemesi, kontrol algoritmasındaki bütün komütasyon bilgisinin, dönüşümlerin ve hesapların rotor konumu ve algılayıcısı üstüne kurulu olması, bu kontrol elemanının önemini arttırmıştır. Ayrıca algılayıcı kullanılması motor ve kontrol sistemi arasındaki bağlantı sayısında artışa yol açar. Bu da sistemde bağlantı ve gürültü problemlerine sebep olur. Bütün bu sebeplerden dolayı son yıllarda motor kontrolünde algılayıcısız kontrol üzerine çalışmalar yoğunlaşmıştır.

6.1 Algılayıcısız Hız Kontrolünde YSA'ların Kullanılması

Yüksek performanslı sürücülerde, algılayıcısız kontrolün gerçekleştirilmesinde kullanılan bazı tahmin yöntemleri aşağıdaki verilmiştir (Vas, 1998):

- Stator gerilim/akımlarının kontrolüyle açık çevrim tahmin ediciler
- Stator fazı üçüncü harmonik gerilim tabanlı pozisyon tahmin ediciler
- Zıt elektromotor kuvvet tabanlı pozisyon tahmin ediciler
- Gözlemci tabanlı (örneğin genişletilmiş Kalman filtresi) hız ve pozisyon tahmin ediciler
- Geometrik olarak ve doymanın etkisiyle endüktanstaki değişime dayalı tahmin ediciler
- Yapay zekaya dayalı tahmin ediciler (sinir ağları, fuzzy-lojik tabanlı sistemler, fuzzy sinir ağları vs)

Yapay zekaya dayalı tahmin edicilerden en çok kullanılanı YSA ve fuzzy sinir ağlarıdır. Bu uygulama devresinde de algılayıcısız kontrol yöntemlerinden YSA kullanılarak, servomotorun hız kontrolü yapılması amaçlanmıştır. Servomotorlarda algılayıcısız vektör kontrollü sürücüler kullanılarak, geri besleme elemanı olmaksızın hız bilgisi elde edilebilir. Böylece servomotorun karmaşık donanımı ve yüksek maliyeti azaltılmış, sürücünün güvenilirliği ile mekanik dayanımı artırılmış, bakım ihtiyacı azaltılmış, düşük atalet sağlanmış ve gürültü azaltılmış olur.

Geriye yayımlı, çok katmanlı ileri beslemeli YSA ile rotor konumunu ve açısını tahmin etmek mümkündür. Geriye yayılım algoritmasını kullanarak, istenen ve YSA'dan alınan gerçek çıkışın karesi küçültülebilir. Daha sonra eğitilmiş YSA, gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılabilir. Bu değerler deneme yanılma yöntemiyle bulunmak zorundadır. Ama elektrik mühendisliği gibi bazı uygulama alanlarında çoğunlukla gizli katman sayısı bir ya da iki olarak kullanılır. Aynı şekilde, gizli katmanlardaki nöron sayısı da önceden bilinemez ve bu değerler de deneme yanılma yöntemiyle bulunmak zorundadır. Giriş nöron sayısı, eğitimde kullanılan veri sayısına ve motorun tipine bağlı olduğundan farklı değerlerde olabilir. Bununla birlikte, giriş olarak makinanın stator akımları kullanılıyor ise, YSA yapısını oluştururken, bu akım değerleri ile birlikte bir önceki değerlerinin de ağa giriş olarak verildiği çalışmalar daha iyi sonuç vermektedir $[i_{sD}(k), i_{sD}(k-1), i_{sQ}(k), i_{sQ}(k-1)]$. Böyle bir ağ kullanmanın diğer yöntemlere göre bazı avantajları vardır. Çünkü böyle bir yapıda makinanın matematiksel modeline ihtiyaç yoktur ve iyi eğitilmiş YSA ile lineer olmayan fonksiyon yaklaşımlarında iyi sonuçlar elde edilebilir. Ayrıca denemelerin otomatik olarak yapılabilmesi de başka bir avantajdır. Bazı uygulamalarda, geleneksel YSA tahmincinin yerine, fuzzy-nöron tahminci

kullanmak, sadece YSA kullanarak yapılan tahminlerdeki problemlerin üstesinden gelmede yardımcı olabilir. Bu yapı basit olarak, fuzzy özellikleri taşıyan nöron ağı olarak ifade edilebilir.

Yapay sinir ağları sistemi tanımada başarılı iken, bu kararlara nasıl ulaştığını iyi açıklayamayız. Fuzzy-lojik sistemler ise bunun tersine, kararları başarılı alırken bunun için gerekli kuralları açıklayamazlar. Bu sebepten dolayı, bu iki sistem birleştirilerek, daha iyi bir sistem olan fuzzy-nöron sistem gerçekleştirilebilir. Fuzzy mantık kendi kurallarını kendi de tanımlayabilir. Ancak bu çok büyük bir zaman alır. Sinir ağları bu öğrenme tekniğini otomatik olarak yapar ve maliyeti azaltarak performansı artırır (Vas, 1998).

6.2 YSA Kullanılarak Fırçasız Servomotorun Hız Tahminin Gerçekleştirilmesi

Bu uygulama çalışmasında yapılan denemelerde geriye yayımlı, çok katmanlı ileri beslemeli YSA yapısı kullanılmıştır. Bu ağı yapısı Şekil 5.4'de verilmiştir. Ağ modelinde giriş değerleri olarak $i_{sD}(k)$, $i_{sD}(k-1)$, $i_{sQ}(k)$, $i_{sQ}(k-1)$, $V_{sD}(k)$, $V_{sD}(k-1)$, $V_{sQ}(k)$, $V_{sQ}(k-1)$, $\psi_{sD}(k)$, $\psi_{sD}(k-1)$, $\psi_{sQ}(k)$ ve $\psi_{sQ}(k-1)$ olmak üzere 12 büyüklük ve çıkış değeri olarak da hız alınmıştır. Bu sonuca varmadan önce farklı ağ yapılarının ve farklı giriş değerlerinin deneme yanılma yöntemiyle Matlab'de simülasyonları yapılmıştır.

6.2.1 YSA ile Off-Line Hız Tahmini

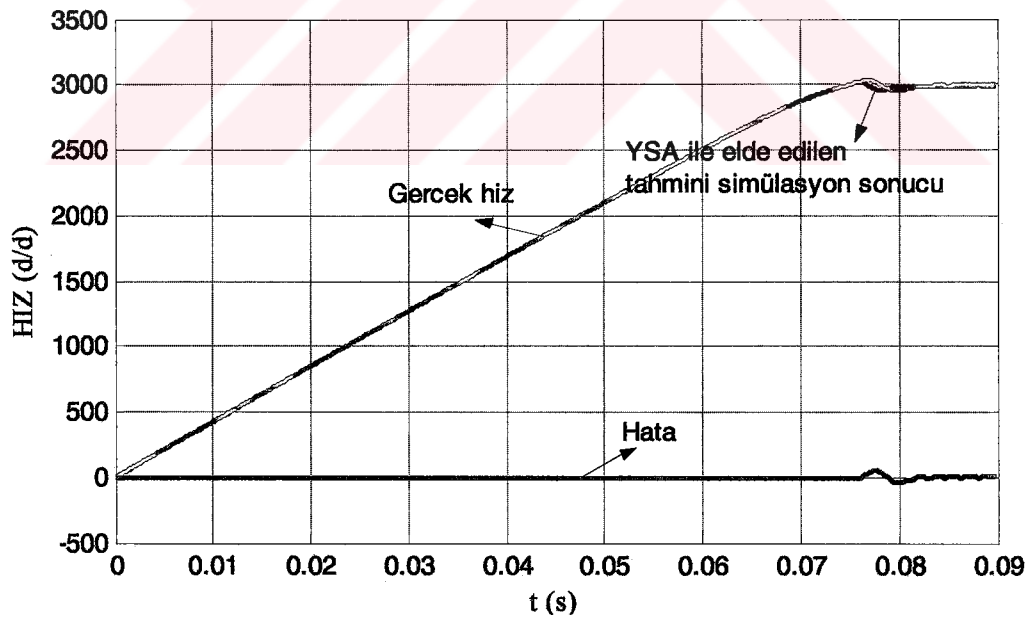
Eğitim ve Test Çalışması 1:

Sistem gerçekleştirilmeden önce, YSA ile hız tahminine servomotor kontrol sisteminin vereceği cevabı görmek için Matlab'de simülasyon yapılmıştır. Simülasyon için kurulan ağ yapısında gerekli olan giriş ve çıkış değerlerinden oluşan veri seti, motor çalıştırılıp, gerçek uygulama sonuçları alınmadan, EK-2'de verilen kontrol sistemi simülasyon programıyla elde edilmiştir. Farklı veri kümeleri ile optimum sonuçlar bulunana kadar deneme yanılma yoluyla YSA'da eğitime ve test işlemleri yapılmıştır. Alınan sonuçlar arasında, ağı çıkış değeri olan referans hız değerine en yaklaşık sonuç, $i_{sD}(k)$, $i_{sD}(k-1)$, $i_{sQ}(k)$, $i_{sQ}(k-1)$, $V_{sD}(k)$, $V_{sD}(k-1)$, $V_{sQ}(k)$, $V_{sQ}(k-1)$, $\psi_{sD}(k)$, $\psi_{sD}(k-1)$, $\psi_{sQ}(k)$ ve $\psi_{sQ}(k-1)$ 'nın giriş değerleri olarak alındığı ağ yapısından elde edilmiştir. Çünkü bu ağ yapısı ile hız tahmininde, 12 parametre ile ağa motor hakkında en iyi bilgi girişi gerçekleştirilmiştir. Sistemin on-line çalışmasından önce ağırlıkların bulunması için yapılan bu simülasyon çalışmasında kullanılan ağ yapısı hakkındaki bilgi Çizelge 6.1'de verilmiştir. Çalışmadan alınan sonuçların Matlab'de yaptırılan çizimlerinden örnek olarak Şekil 6.1'de 3000 d/d için alınan sonuç verilmiştir. Şekilden de

görüldüğü gibi simülasyon sonucunda YSA tahmincisi ile motorun referans hızı 10^{-8} 'lik bir yaklaşımla tahmin edilebilmiştir.

Çizelge 6.1 Çalışma 1'e göre algılayıcısız hız kontrolünde kullanılan yapay sinir ağı modeli

Giriş sayısı	12
Çıkış sayısı	1
Gizli katman sayısı	2
1.Gizli katmandaki nöron sayısı	10
2.Gizli katmandaki nöron sayısı	8
Birinci katmandaki fonksiyon	Tansig
İkinci katmandaki fonksiyon	sigmoid
Üçüncü katmandaki fonksiyon	sigmoid
Öğrenme katsayısı	0.9
Momentum katsayısı	0.1

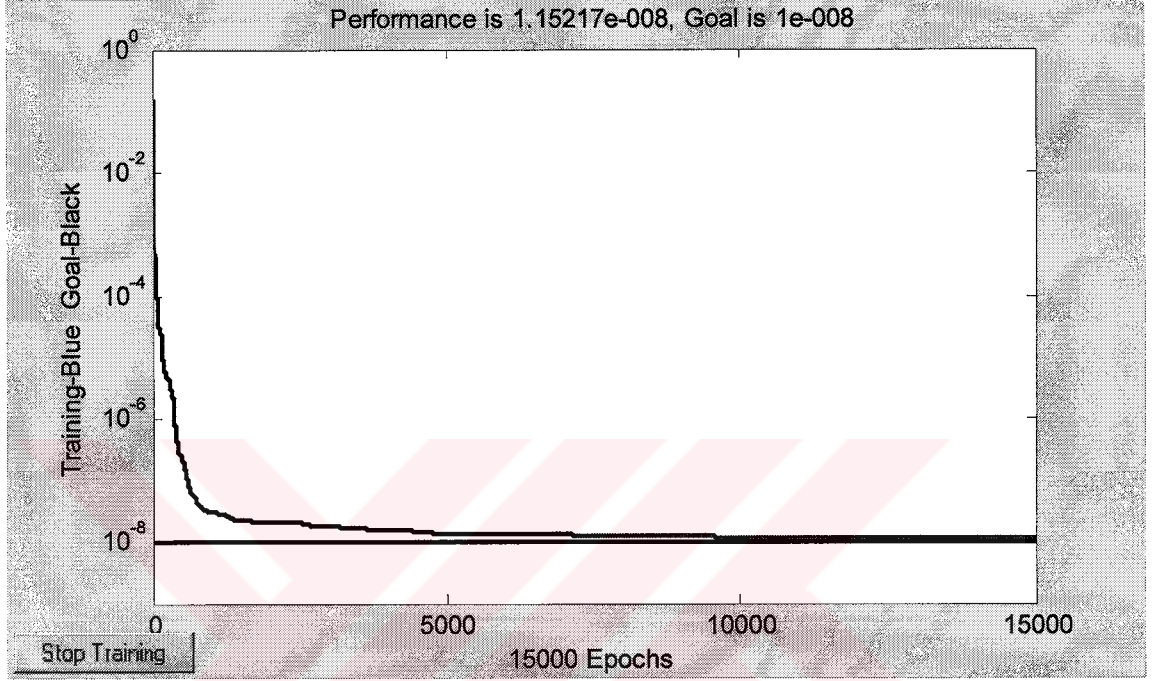


Şekil 6.1 Matlab'de yapılan simülasyon sonucuna göre $n_{ref} = 3000$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması

Eğitim ve Test Çalışması 2:

Çalışma 1'de elde edilen sonuçların gerçek çalışmayla ilgili bilgi vermesi için bu defa

servomotordan artımlı kodlayıcı kullanılarak YSA ile simülasyon için gerekli olan eğitim ve test değerleri alınmıştır. Bu çalışmayla daha önce kurulan ağ yapısı ve bu ağ yapısındaki ağırlıklar tekrar denenmiş ve eğitim/test işi tekrarlanmıştır. Bu gerçek değerlerle yapılan off-line çalışmada da yine 12 giriş bilgisinden elde edilen veri seti ile en iyi performans elde edilmiştir.



Şekil 6.2 12 giriş ve bir çıkış büyüklüğünün olduğu ağı kullanarak Matlab’de yapılan eğitime iterasyonu sonucu

Eğitme seti oluşturulurken YSA ile öğrenmedeki başarı oranını arttırmak için geniş bir veri seti oluşturulmuştur. 12 farklı hız değerinde ve farklı yüklerde servomotor çalıştırılmış ve sonuçlar eş zamanlı olarak Matlab’de çizdirilmiştir. Çizimle, alınan sonuçlar kontrol edilerek, YSA için en iyi eğitim seti oluşturulmaya çalışılmıştır. Her çalışmada 2500 örnek alındığından, bu eğitime seti 40000 örnek veriden oluşmaktadır. Servomotorun kontrolü bilgisayar ile yapıldığından, her farklı çalışma sonucu bilgisayar içinde başka bir adreste tutulmuştur. Daha sonra da bu adresten sonuçlar alınmış ve YSA programında kullanılmıştır. Bu veri setiyle en iyi hız tahmini yapan ağ yapısı için çok farklı çalışmalar yapılmıştır. Ama hem sistemin cevap verme süresi hem de doğruluk bir arada ele alındığında en iyi sonucu Şekil 6.2’de görülen iterasyon sonucu vermiştir. Bu sonuç, Şekil 5.4’de yapısı ve Çizelge 6.2’de katsayıları verilen ağ yapısı kurulup, çalışma 2’den elde edilen veri seti kullanılarak, Matlab’de yapılan eğitime çalışması sonunda elde edilmiştir. Şekil 6.2’den de görüldüğü gibi 10^{-8} olan hata sınırına ulaşılmıştır. Eğitime sonuçlarından alınan ağırlık değerleri daha sonra

online çalışmada kullanılmak üzere saklanmıştır.

Çizelge 6.2 Çalışma 2'ye göre algılayıcısız hız kontrolünde kullanılan yapay sinir ağı modeli

Giriş sayısı	12
Çıkış sayısı	1
Gizli katman sayısı	2
1.Gizli katmandaki nöron sayısı	10
2.Gizli katmandaki nöron sayısı	8
Birinci katmandaki fonksiyon	Sigmoid
İkinci katmandaki fonksiyon	Sigmoid
Üçüncü katmandaki fonksiyon	Sigmoid
Öğrenme katsayısı	0.95
Momentum katsayısı	0.1

6.2.2 YSA ile On-Line Hız Tahmini

Daha önce çalışma 1 ve 2'den alınan eğitime ve test sonuçlarına bakılarak servomotorun YSA ile hız tahminin performansı hakkında ön bilgi sahibi olunmuş ve bu çalışmalarda YSA ile servomotorun hız tahmininin yapılmasında başarıya ulaşıldığı görülmüştür. Bu sonuçlar daha sonra gerçek zamanlı çalışmada kullanılmıştır.

Sistemin online çalışmasına geçmeden önce kontrol devresi Şekil 6.3'te verildiği gibi yeniden düzenlenmiştir. Bu yeni devrede, motordan hız bilgisini aldığımız geri besleme elemanı olan artımlı kodlayıcı devre dışı bırakılmıştır. Hız geri beslemesi artık YSA üzerinden yapılmıştır. Daha önce C dilinde yazılan motor kontrol programına, yapay sinir ağı için ilaveler yapılmıştır. Bu ilave yazılım, Matlab'den C'ye giriş ve çıkış fonksiyon dönüşümleri ve daha önceden elde edilen ağırlık değerlerinin sistemin içinde kullanılmasını sağlayan matris işlemlerinden oluşmaktadır. Sistemin gerçek zamanlı çalışmasında, daha önce eğitim için kullanılan ve giriş-çıkış arasındaki ilişkiyi veren ağırlık değerleri, aşağıda verildiği gibi matris olarak ifade edilerek program içerisinde uygun yere yerleştirilmiş ve gerekli matris işlemleri yapılarak, hız bilgisi elde edilmiştir (Meşe, 1999). Akım kontrolü 30 μ 'de, hız kontrolü 1 ms'de yapıldığından matris işlemleri zaman açısından bir gecikmeye yol açmamıştır.

YSA ile Matlab'de yapılan eğitime sonucunda bulunan ağırlık değerleri, daha sonra motorun

on-line çalışmasında kullanılmak üzere C programlama dilinde yazılan ana programda aşağıdaki şekilde kullanılmıştır.

$$U = [i_{sD}(k) \ i_{sD}(k-1) \ i_{sQ}(k) \ i_{sQ}(k-1) \ V_{sD}(k) \ V_{sD}(k-1) \ V_{sQ}(k) \ V_{sQ}(k-1) \ \psi_{sD}(k) \ \psi_{sD}(k-1) \ \psi_{sQ}(k) \ \psi_{sQ}(k-1)]$$

$$Y = [n]$$

$$Y1 = f^{Gizli1}([U] \times [W1])$$

$$Y2 = f^{Gizli2}([Y1] \times [W2])$$

$$Y = f^{Çıkış}([Y2] \times [W3])$$

Giriş, çıkış ve ağırlık değerlerinin matrisel büyüklükleri aşağıdaki gibidir:

$$[U] = [1 \times 12]$$

$$[W1] = [12 \times 10]$$

$$[W2] = [10 \times 8]$$

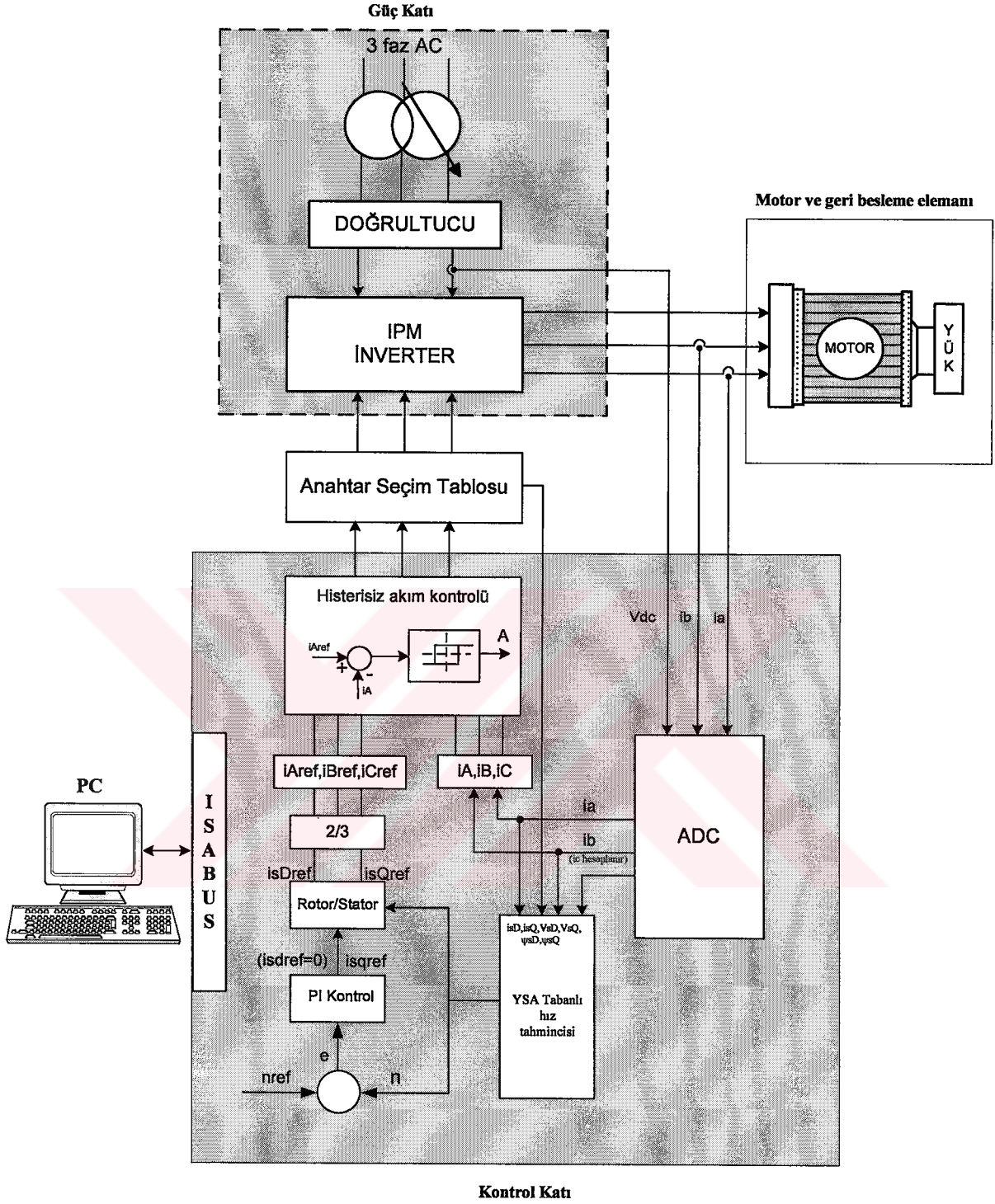
$$[W3] = [8 \times 1]$$

$$[Y] = [1 \times 1]$$

Aktivasyon fonksiyonu tipleri Çizelge 6.2’de verildiği gibi alınmıştır.

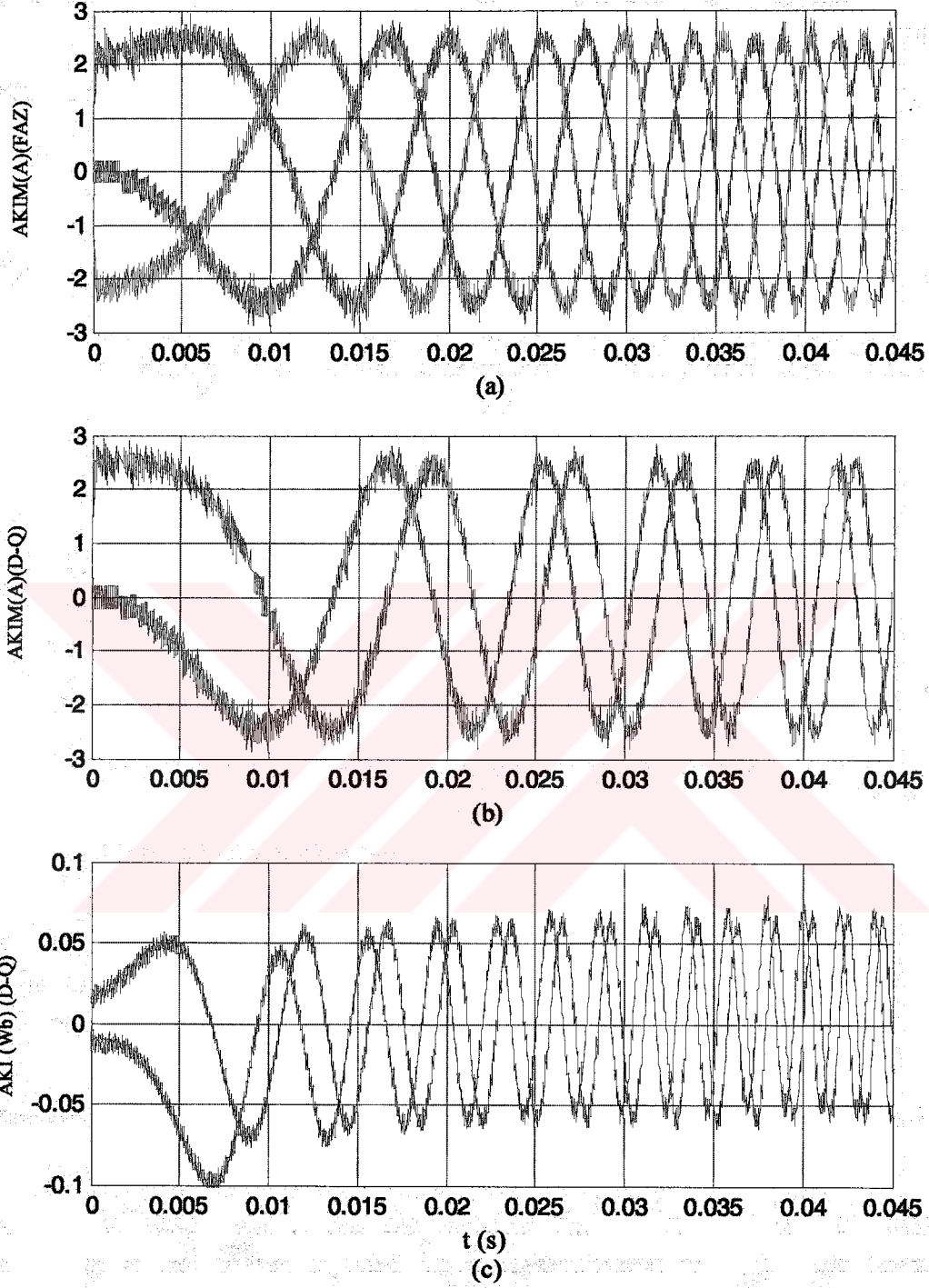
Hız algılayıcılı ve YSA kullanılarak gerçekleştirilen hız algılayıcısız kontrol sonuçları karşılaştırılmış ve sonuçlar aşağıda verilmiştir. Bu sonuçlara göre YSA ile sistem tanımada özellikle kararlı rejimde başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Böylece kontrol sisteminde yeni bir ekipmana gerek duymadan, kontrol programı içine ilave yazılımla, algılayıcısız hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemle, geri besleme elemanlarının kullanımından kaynaklanan sorunlar azaltılmaya çalışılmıştır.

Şekil 6.4’de daha önce algılayıcılı hız kontrolünden elde edilene benzer olarak, stator A,B,C faz akımları, stator sD ve sQ eksenli akımları ve stator sD ve sQ eksenli akımlarının değişimi verilmiştir. Bu sonuçların elde edilmesinde, YSA tahmincisinden alınan hız bilgisi kullanılmış, kodlayıcı devre dışı bırakılmıştır. Şekil 6.5’de stator akımının vektörel değişimi verilmiştir. Başlangıçta, stator akımının sD bileşeni referans değerden ve sQ bileşeni sıfırdan başlamaktadır. Şekil 6.6-6.10, bu eğitmeden alınan ağırlık sonuçlarıyla gerçekleştirilen



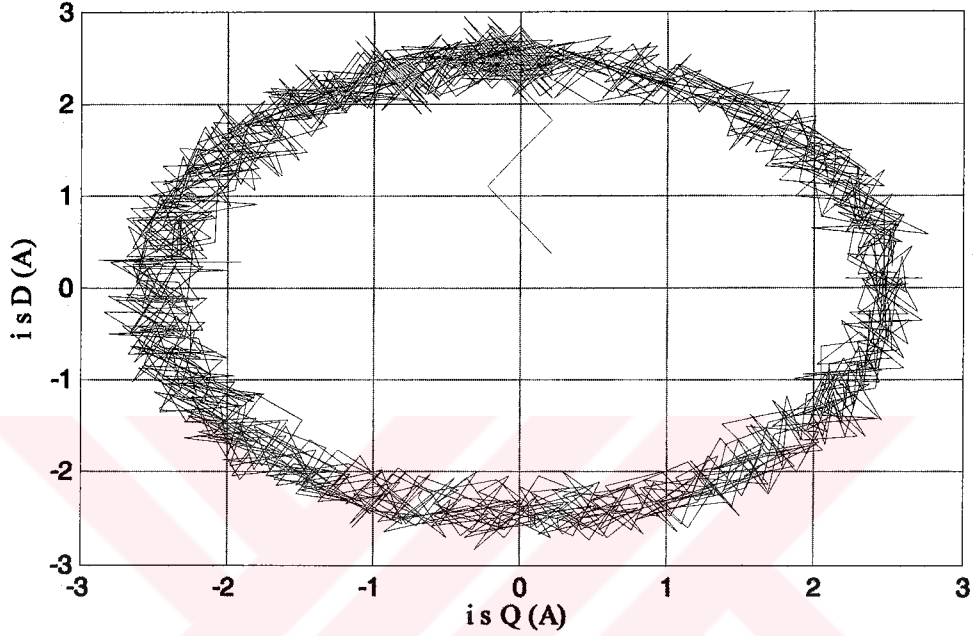
Şekil 6.3 YSA ile gerçekleştirilen servomotor sürücü blok şeması

algılayıcısız hız kontrolü ve algılayıcılı hız kontrolü sonuçları ile bu iki çalışma arasındaki fark verilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi algılayıcılı çalışmada düşük hızlarda, geçici rejimde hız kontrolünde yaşanan sorun, algılayıcısız çalışmada da devam etmiştir. Bu sorun

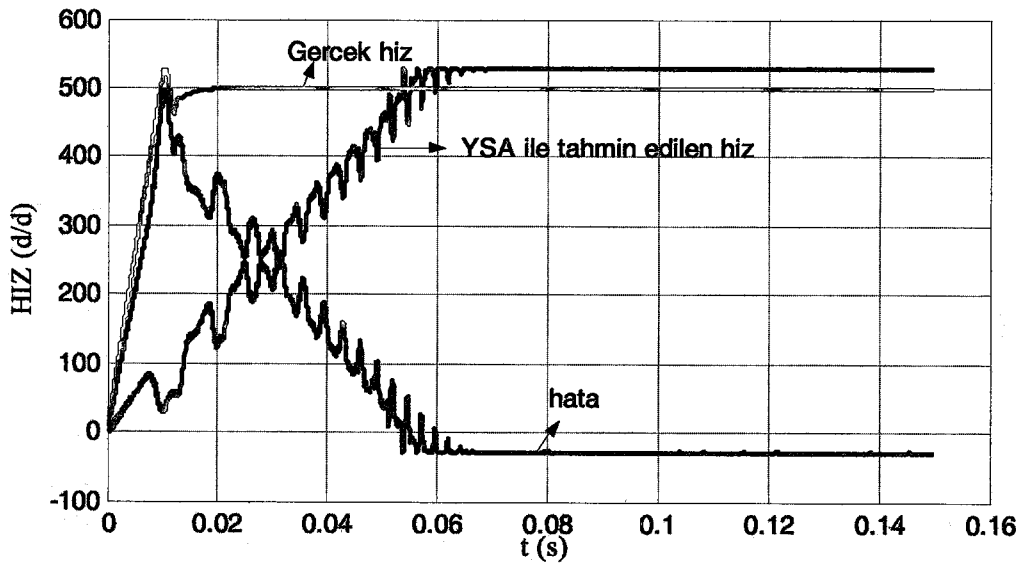


Şekil 6.4 YSA hız tahmincisinin kullanıldığı uygulama devresinden alınan sonuçlar, a) Stator A,B,C faz akımları, b) Stator sD ve sQ eksenli akımları, c) Stator sD ve sQ eksenli akıları ($n_{ref}=3000$ d/d)

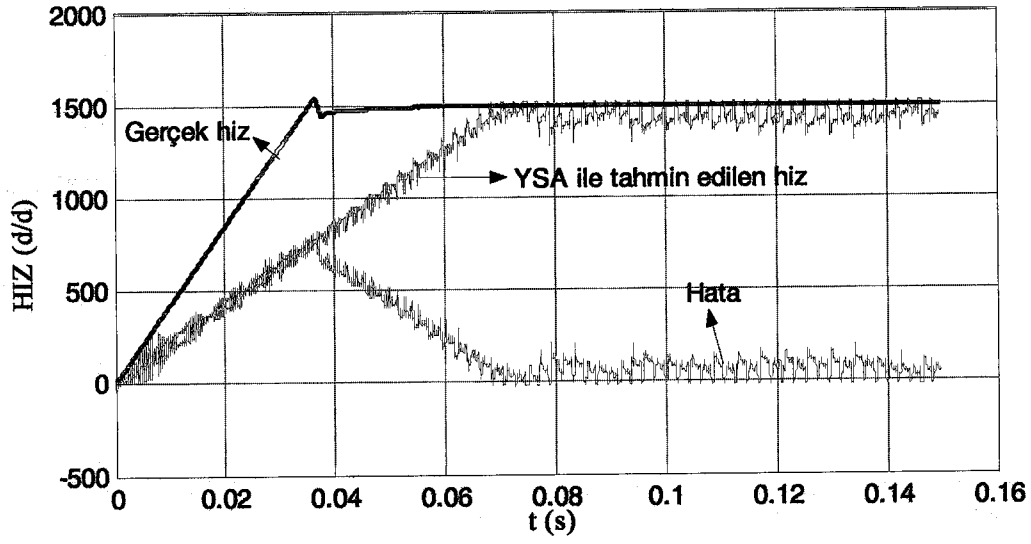
kodlayıcıdan alınan hız sonuçlarıyla eğitimin yapılmış olmasından kaynaklanmaktadır. Yani kodlayıcının çözünürlüğü ve hatalı hız okumaktan dolayı, hassas hız cevapları alınamamış, YSA iyi eğitilememiş ve düşük hızlarda hata oranı artmıştır. Algılayıcılı hız kontrolünde bu sorun giderilirse, simülasyon sonuçlarında olduğu gibi YSA ile daha yüksek doğruluk elde edilebilir.



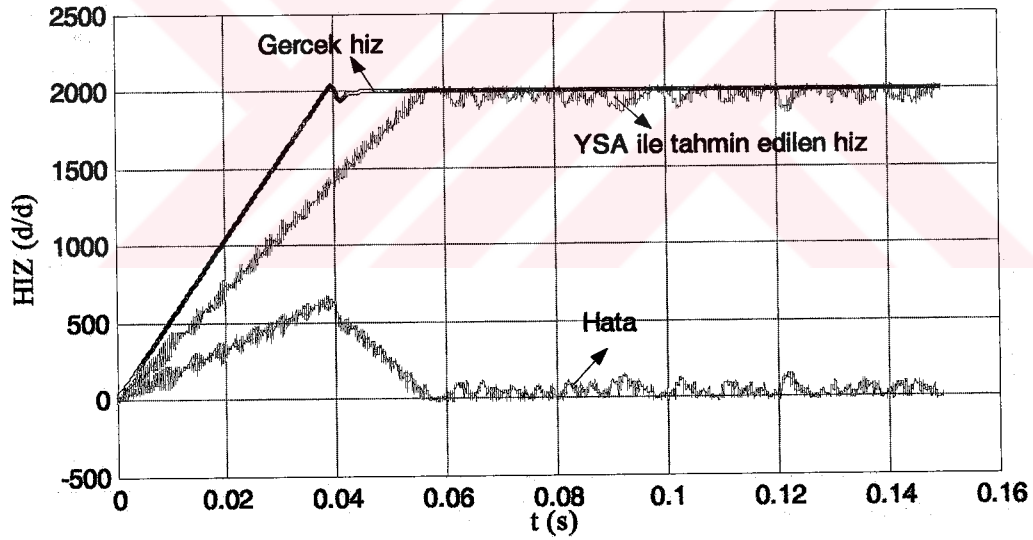
Şekil 6.5 YSA hız tahmincisinin kullanıldığı uygulama devresinden alınan stator sD ve sQ akımlarının değişimi ($n_{ref} = 3000$ d/d)



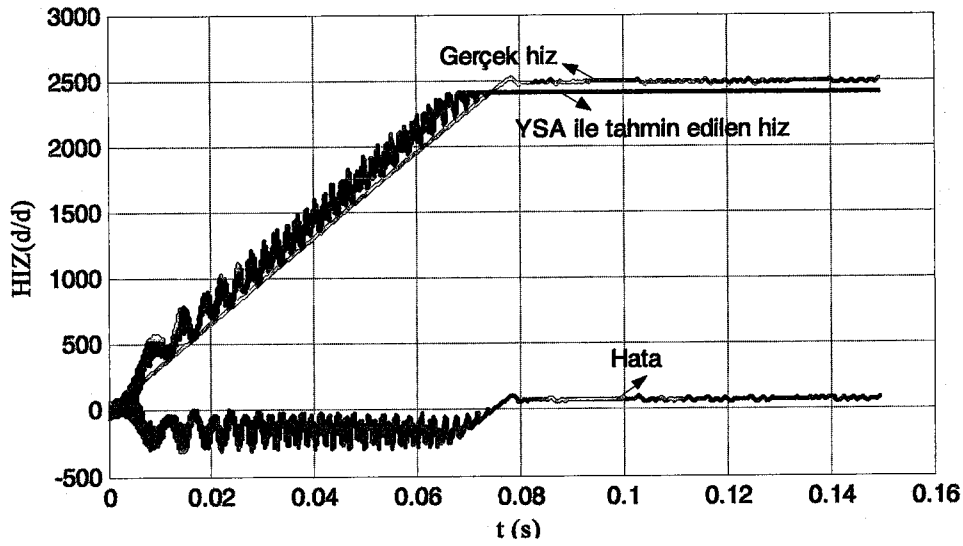
Şekil 6.6 $n_{ref} = 500$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması



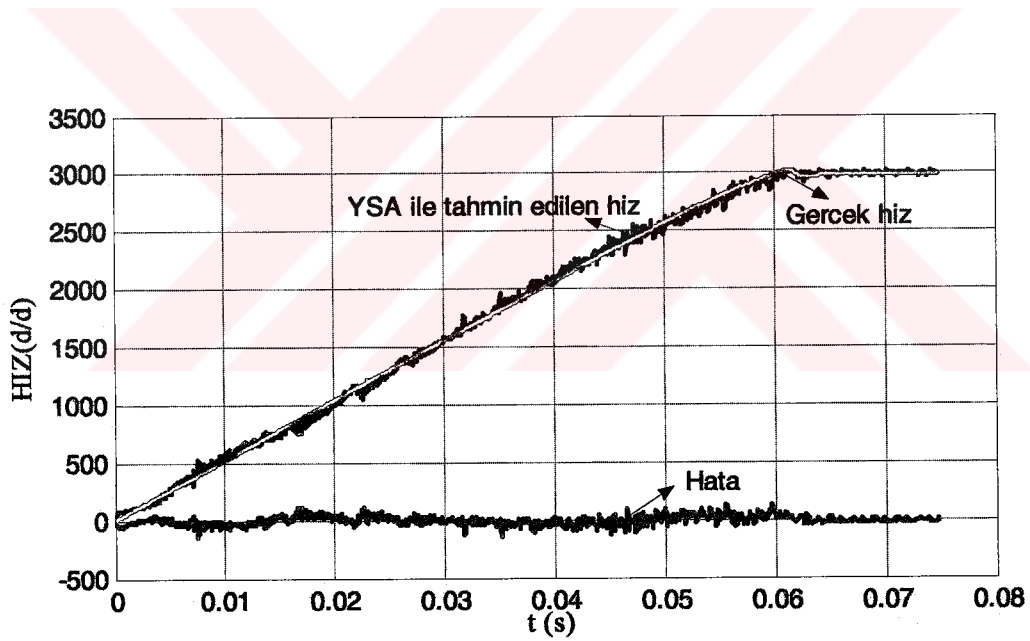
Şekil 6.7 $n_{ref}=1500$ d/d için algılayıcı ve YSA ile yapılan algılayıcı hız kontrolünün karşılaştırılması



Şekil 6.8 $n_{ref}=2000$ d/d için algılayıcı ve YSA ile yapılan algılayıcı hız kontrolünün karşılaştırılması



Şekil 6.9 $n_{ref} = 2500$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması



Şekil 6.10 $n_{ref} = 3000$ d/d için algılayıcılı ve YSA ile yapılan algılayıcısız hız kontrolünün karşılaştırılması

7. SONUÇ

Fırçasız servomotorlar, fırça ve komütatörlerinin olmaması, bakımlarının kolay olması, gürültülerinin az olması, yüksek verim ve yüksek enerji yoğunluğuna sahip olmaları gibi sebeplerle endüstride giderek daha çok tercih edilmelerine rağmen, geri besleme elemanı ile birlikte kullanılmak zorunda olmaları bu makinalar için bir dezavantaj oluşturmaktadır. Kontrol için gerekli olan geri besleme bilgisi için, kodlayıcı, alan etkili algılayıcı, resolver gibi algılayıcılarının kullanılması, tahrik sisteminin maliyetini arttırır, sistemi karmaşıklarlaştırır ve özellikle de seri üretimde karşılaşılan sorunları arttırır. Makinanın kontrolü algılayıcıya bağlı olduğundan sistem daha az güvenli hale gelir. Algılayıcılardan kaynaklanan bu gibi sorunların yaşanmasından dolayı son zamanlarda, bu motorların algılayıcısız kontrolleriyle ilgili çalışmalar yapılmaktadır. Bu tez çalışmasında da bu olumsuzlukları gidermek için YSA kullanılarak, servomotoru pozisyon algılayıcısız sürmek amaçlanmıştır.

YSA'nın, kontrol sistemi içerisinde nerede ve ne amaçla kullanılacağına doğru karar verildiği ve eğitime için kullanılacak giriş ve çıkış bilgilerinin doğru seçildiği zaman kapalı çevrim bir kontrol sisteminde hız belirleyicisi olarak kullanılmasında başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür. Fırçasız servomotorlarda YSA'yı kullanmak için önce başarılı bir eğitime sağlanmaya çalışılmıştır. Bunun için ilk olarak yapay sinir ağına giriş bilgisi olarak verilecek ve YSA'ya servomotor hakkında en iyi bilgi girişini aktaracak olan veri kümesi oluşturulmuştur. Veri kümesinin belirlenmesinde, deneme yanılma yöntemiyle farklı çalışmalar yapılmış ve motorun D ve Q eksenı değişkenleri ile bunların bir önceki değerlerinin alındığı çalışma ile en başarılı sonuca ulaşılmıştır. Buna göre motorun $i_{sD}(k), i_{sD}(k-1), i_{sQ}(k), i_{sQ}(k-1), V_{sD}(k), V_{sD}(k-1), V_{sQ}(k), V_{sQ}(k-1), \psi_{sD}(k), \psi_{sD}(k-1), \psi_{sQ}(k)$ ve $\psi_{sQ}(k-1)$ değerleri, YSA'ya giriş bilgisi ve servomotorun hızı da çıkış bilgisi olarak alınmıştır. Bu sayede elektriksel tarafta motordan alınan gerilim, akı ve akım değerleri kullanılarak, mekanik tarafta motorun hızı tahmin edilmeye çalışılmıştır. Yapay sinir ağı modelinde kullanılan gizli katman sayısı ve bu gizli katmanlardaki nöron sayıları deneme yanılma yoluyla elde edilmiştir. Sistem gerçekleştirilmeden önce Matlab ortamında bu YSA modeli kullanılarak, algılayıcılı ve algılayıcısız hız kontrolüne ilişkin simülasyon yapılmış ve sonuçlar karşılaştırılmalı olarak verilmiştir.

Matlab'de yapılan simülasyondan sonra sistemin online gerçekleştirilmesi için, önce motor algılayıcılı olarak çalıştırılmış ve YSA'da öğrenmede kullanılacak giriş ve çıkış değerleri elde edilmiştir. Algılayıcı olarak ise artımsal kodlayıcı kullanılmıştır. Motorun pozisyon bilgisi kodlayıcıdan HCTL 2016 entegresi ile alınmış, bilgisayarın ISA yoluna takılan kişisel tasarım

kontrol kartı ile bilgisayar arasındaki veri alış verişi sağlanmış, gerekli D-Q dönüşümleri yapılmış ve akımın vektör kontrolü yapılarak ve PI denetleyici kullanılarak, hızın referans değerinde kontrolü gerçekleştirilmiştir. Motorun güç devresinde kullanılan, akım kontrollü gerilim kaynaklı inverter için sürme sinyalleri, uzay vektör modülasyonu tekniği kullanılarak elde edilmiştir. YSA'da eğitmede kullanılan giriş ve çıkış değerleri, gerçekleştirilen bu hız kontrolü sonuçlarının PC'de depolanıp, daha sonra Matlab ortamında kullanılmasıyla elde edilmiştir. YSA'da eğitime işleminin tamamlanmasından sonra, motora bağlı olan kodlayıcı devre dışı bırakılmış ve motorun hız kontrolü, PC üzerinden YSA ile online sağlanmıştır. PC ile YSA kullanılarak yapılan hız kontrolünde, ana kontrol programı içine ilave yazılım yapılmış, uygulama devresinde herhangi bir değişiklik yapılmamıştır. Uygulama devresinden alınan algılayıcılı ve algılayıcısız çalışmaya ait sonuçlar karşılaştırılmalı olarak verilmiştir. Her iki sonuçtan da görüldüğü gibi, düşük hızlarda hız kontrolünde motorun geçici rejimde çalışmasında hata oluşmakta, ancak kararlı rejimde bu hata azalarak tahmin doğruluğu artmaktadır. Algılayıcılı çalışmada bu sorun kodlayıcıdan alınan bilgilerin daha hassas okunmasıyla yani daha yüksek çözünürlükte bir kodlayıcı kullanılmasıyla, akım ve gerilimin daha hassas bir şekilde algılanmasıyla, yarı iletken elemanlardaki iletim gerilim düşümlerinin düşük hızlarda hesaba katılmasıyla ve örnekleme periyodunun daha küçük seçilmesiyle nispeten giderilebilir. YSA kullanılarak yapılan algılayıcısız çalışmada ise bu sorunun yaşanması, önemli ölçüde YSA'da eğitmede kullanılan sonuçların, algılayıcılı çalışmadan alınmasından kaynaklanmaktadır. Eğer algılayıcılı kontrol devresi yukarıda bahsedilen teknikler kullanılarak geliştirilip, alınan yeni sonuçlarla YSA eğitilirse, simülasyon sonuçlarından da görüldüğü gibi daha başarılı sonuçlar elde edilebilir.

Fırçasız servomotorun hem algılayıcılı hem de algılayıcısız hız kontrolü PC'de C programlama dilinde yazılan yazılımla gerçekleştirilmiştir. Yazılım destekli bu servomotor kontrolüyle, kolay tasarlanabilen, test edilebilir ve hızlı bir kontrol gerçekleştirilmiştir. Bu programla sistemin modelinden ve lineer olmayan yapısından bağımsız bir kontrol yapılmıştır. Böyle bir sistemle analog kontrollerin tersine, motorun değişik çalışma şartlarında parametreleri otomatik olarak değiştirilebilir. Ayrıca dijital kontrolde bütün girdiler dijital değerlere dönüştürüldüğü için hız kontrolü ısıdan etkilenmemiş ve sistemin güvenilirliği artmıştır.

Bundan sonra, servomotorun YSA ile algılayıcısız hız kontrolünde geçici rejimde meydana gelen hata, yukarıda bahsedilen algılayıcılı devredeki düzenlemelerin dışında, farklı YSA modelleri üzerinde yapılacak çalışmalarla da azaltılabilir. Bu çalışmada yapay sinir ağına giriş

olarak, değişkenler ve geri besleme değerleri birlikte verilmiştir. Başka bir çalışma olarak, bu giriş değerleri ağa ileri besleme değerleri ile birlikte verilebilir ve sonuçlar karşılaştırılabilir. Giriş ve çıkış büyüklükleri değiştirilerek, motorun farklı modellemesi yapılabilir ve ağ bu yapıya göre yeniden oluşturulabilir. Daha iyi sonuçlar almak için Fuzzy-Nöral yapılar ve genetik algoritma gibi değişik yapılar kullanılabilir. Ayrıca kontrol sistemi, geçici ve kararlı rejim olmak üzere iki kısıma ayrılıp, farklı iki kontrol algoritması kullanılıp, YSA ile iki ayrı eğitme yapılarak motorun hız kontrol performansı incelenebilir. Ekonomik bir sürücü sisteminin geliştirilmesi amaçlanan bu alışma, DSP veya hızlı bir işlemci ile gerçekleştirilerek, endüstriyel uygulamalarda kullanılabilir hale getirilebilir.



KAYNAKLAR

- Arslan, H., (1999), YSA ile Robotlarda Hareket Kontrolü, Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Aström, K.J., Hang, C.C., Persson, P. ve Ho, W.K., (1992), "Towards Intelligent PID Control", *Automatica*, Vol. 28, 1: 1-9.
- Aström, K.J., (1982), "Ziegler-Nichols Auto-Turners", Report TFRT-3167, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden.
- Aström, K.J., ve Hagglund, T., (1984), "Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins", *Automatica*, Vol. 20, 5: 645-651.
- Automation Intelligence Inc., (2001), *Handbook of AC Servo Systems*.
- Bakan, A.F., (2002), Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Controlling Current, (2000), *PT Design Magazine*, 4s.
- Danaher Corp., (2000), *Servo Systems Manual*.
- Dote Y. ve Kinoshita, S., (1990), *Brushless Servomotors Fundamentals and Applications*, Clarendon Press, Oxford.
- De Moura Oliveira, P.B., (1998), "Evolutionary Design of Process Control Systems", Ph. D. Thesis, Chapter 1, University of Salford, Department of Aeronautical and Mechanical Engineering.
- Dorato, P. (editor), (1987), *Robust Control*, IEEE Press Selected Reprints Series.
- Efe, Ö. ve Kaynak, O., (2000), *Yapay Sinir Ağları ve Uygulamaları*, B.Ü., İstanbul.
- Ellis, G., (1996), "Advances in Brushless DC Motor Technology, Control, and Manufacture", *PCIM-Europe*, 7s.
- Fung, R.F., Chen, K.W., Yen, J.Y., (1999), "Fuzzy Sliding Mode Controlled Slider-Crank Mechanism Using PM Synchronous Servo Motor Drive", *International Journal of Mechanical Sciences*, 41:337-355.
- Gülez, K., (1999), Asenkron Motorun DSP (Dijital İşaret İşleyici) Tabanlı bir Kontrol Sistemi Kullanılarak YSA (Yapay Sinir Ağları) İle Performansının Arttırılması, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Hertz, J., Krogh, A. ve Palmer, R.G., (1991), *Introduction to the Theory of Neural Computation*, Addison-Wesley Publishing Company, Bridge Parkway.
- Hunt, K.J., Sbarbaro, D., Zbikowski, R. ve Gawthrop, P.J., (1992), "Neural Networks for Control Systems: A Survey", *Automatica*, 28: 1083-1122.
- Jin, L. , Nikiforuk, P.N. ve Gupta, M.M., (1995), "Fast Neural Learning and Control of Discrete-Time Nonlinear Systems", *IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 25, 3: 170-177.
- Jouve, D. ve Bui, D., (2003), "Influence of the Motor Feedback Sensor on AC Brushless Servo Drive Performances", *PCIM'2003 Conference, Nürnberg, May 20-22*, 6s.

- Kalman, R.E., (1964), "When is a Linear Control System Optimal?", ASME Transactions, Series D, 51-60.
- Küçükdemiral, İ.B., (2002), Nöral-Genetik Tabanlı Optimal Bulanık Kontrolörün Gerçeklenmesi ve DC Servomotora Uygulanması, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Luo, F.L. ve Yeo, H.G., (2000), "Advanced PM Brushless DC Motor Control & System for Electric Vehicles", IEEE IAS'2000, Rim, Italia.
- Meşe, E., (1999), Sensorless Position Estimation for Switched Reluctance Motors Using Artificial Neural Networks, Doktora Tezi, Rensselaer Polytechnic Institute.
- Micro Mo Electronics Inc., (1998), Motion Control Handbook.
- Narendra, K.S. ve Parthasarathy, K., (1990). "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks", IEEE ,Transactions on Neural Networks, Vol.1, 1: 4-27.
- Nise, N.S., (1994), Control Systems Engineering-Third Edition, John Wiley&Sons, Inc., New York.
- Obdan, H., (2002), Asenkron Motor Kontrolü İçin Yeni Bir Rezonans DC Hatlı İnverterin Geliştirilmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Ohm, D.Y. ve Park J.H., (1999), "Dynamic Model of PM Synchronous Motors", The 29th Annual IMCSD Symposium, San Jose, July 26-29, 11s.
- Ohm, D.Y., (2000), "Dynamic Model of PM Synchronous Motors", www.drivetechnic.com, 10s.
- Omron Asia Pasific Pte Ltd., (1999), Servo Basic Manual.
- Ong, C.-M., (1998), Dynamic Simulation of Electric Machinery (Using Matlab/Simulink), Prentice-Hall, Inc., New Jersey.
- Öztemel, E., (2003), Yapay Sinir Ağları, Papatya Yayıncılık, İstanbul.
- Postlethwaite, I., (1991), Robust Control Systems Design using H-infinity and Related Methods, Proceedings. of the Symposium published by the Institute of Measurement and Control.
- Psaltis, D., Sideris, A. ve Yamamura, A.A., (1988), "A Multilayered Neural Network Controller, IEEE Control Systems Magazine, April, 17 -21.
- Üstün, S.V., (2001), Asenkron Motorun DSP Temelli Kontrolünde Yapay Sinir Ağları ve Genetik Algoritmalar Kullanılarak PI Katsayılarının Optimizasyonu, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Vas, P., (1994), Vector Control of AC Machines, Clarendon Press, Oxford.
- Vas, P., (1998), Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press.
- Vithayathil, J., (1995), Power Electronics: Principles and Applications, McGraw-Hill, Inc.,1995, ISBN 0-07-067555-4.
- Yabuta, T. ve Yamada, T., (1992), "Neural Network Controller Characteristics with Regard to

Adaptive Control”, IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics, Vol. 22, 1: 170-177.

Yan, L. ve Li, C.J., (1997), “Robot Learning Control Based on Recurrent Neural Network Inverse Model”, Journal of Robotic Systems, Vol. 14, 3: 199-212.

Zames, G., (1963), “Functional Analysis Applied to Non-Linear Feedback Systems”, IEEE Transactions on Circuit Theory.

Zhang. Y., Sen, P. ve Hearn, G.E., (1995), “An On-Line Trained Adaptive Neural Controller”, IEEE Control Systems Magazine, 67- 75.

Zurada, J.M., (1992), Introduction to Artificial Neural Systems, West Publishing Company, St.Paul, Minnesota.



EKLER**EK-1 Uygulamada Kullanılan Motorların Etiket Değerleri ve Parametreleri****EK-2 Uygulama Devresinde Gerçekleştirilen Kontrol Programları**

- Akım Kontrolü ve YSA ile Hız Tahmininde Kullanılan Simülasyon Programı
- Uygulama Devresinde Kullanılan Kontrol Programı

EK-3 Uygulama Devresinde Kullanılan Elemanların Katalog Bilgileri

EK-1 Uygulamada Kullanılan Motorların Etiket Değerleri ve Parametreleri**AC Fırçasız Servomotorun Etiket Değerleri ve Parametreleri**

Güç (W)	Gerilim (V)	Akım (A)	Frekans (Hz)	Direnç (Ω)	Endüktans (mH)	Akı (Wb)	Kutup Sayısı (P)	Hız (d/d)
400	106	2.5	200	1.7	20	2.67	4	3000

Sabit Mıknatıslı DC Generatörün Etiket Değerleri

Güç (HP)	Gerilim (V)	Akım (A)	Hız (d/d)
1	185	4	4000

EK-2 Uygulama Devresinde Gerçekleştirilen Kontrol Programları

- Akım Kontrolü ve YSA ile Hız Tahmininde Kullanılan Simülasyon Programı

```
clear
```

```
c=0;
tahmin=zeros(2500,1);
load net
PID = 1;
nref=3000;
KP=35e-3;
KI=7e-3;
I=0;
```

```
Moment = 400 / (2*pi*3000/60);
```

```
D=300e-6;
wm=0;
wr=0;
n=0;
Counter=0;
```

% örnekleme süresi

```
Vdc=150;
fi_sD=0;
fi_sQ=0;
```

```
FI=0.26;
Ra=1.817;
La=20.1e-3;
```

```
% Akım bandı (A)
DI=0.1;
```

%histerezis bant genişliği

```
J=0.001;
```

```
%ixref=0=ir;
iqref=2.5;
teta=0;
```

```
isD=0;
isQ=0;
```

```
isD_old=0;
isQ_old=0;
fi_sD_old=0;
fi_sQ_old=0;
vsD_old=0;
vsQ_old=0;
```

```

iA=0;
iB=0;
iC=0;

vA=Vdc;
vB=0;
vC=0;

for tekrar=1:1
for k = 1 : 2500

    t = (k-1)*D;

    % d,q ---> D,Q
    isDref = -iqref*sin(teta);
    isQref = iqref*cos(teta);
    % D,Q --> A,B,C
    iAref = isDref;
    iBref = -0.5*isDref + 0.866*isQref;
    iCref = -0.5*isDref - 0.866*isQref;

    %*****HİSTEREZİS AKIM KONTROLU *****

    if ( iA < iAref - DI ) vA = Vdc; end
    if ( iA > iAref + DI ) vA = 0; end
    if ( iB < iBref - DI ) vB = Vdc; end
    if ( iB > iBref + DI ) vB = 0; end
    if ( iC < iCref - DI ) vC = Vdc; end
    if ( iC > iCref + DI ) vC = 0; end

    vsD = 0.6666 * ( vA - 0.5*vB - 0.5*vC );
    vsQ = 0.5774 * ( vB - vC );

    fi_sD = fi_sD + D*(vsD-Ra*isD);
    fi_sQ = fi_sQ + D*(vsQ-Ra*isQ);

    % Motor modeli, istenilen akım vektörünü sağlamak için
    % vD ve vQ gerilimleri motora uygulanacak.

    isD = isD + ( vsD - Ra*isD + wr*FI*sin(teta) ) * D/La;
    isQ = isQ + ( vsQ - Ra*isQ - wr*FI*cos(teta) ) * D/La;

    % D,Q --> A,B,C
    iA = isD;
    iB = -0.5*isD + 0.866*isQ;
    iC = -0.5*isD - 0.866*isQ;

```

%YSA ile test yapılıyor

```
inputtest = [isD/2.8445 isD_old/2.8445 isQ/2.9355 isQ_old/2.9355
fi_sD/0.0718 fi_sD_old/0.0718 fi_sQ/0.3387 fi_sQ_old/0.3387 vsD/99.99
vsD_old/99.99 vsQ/86.61 vsQ_old/86.61];
```

```
n2 = sim(net,inputtest');
n2=n2*3024.3;
c=c+1;
tahmin(c,1)=n2;
```

```
if PID
Counter=Counter+1;
if(Counter==20)
Counter=0;
e=nref-n2;
P=KP*e;
if( e < nref/2 ) I = I + KI*e; end
if(I>iqref)I=iqref; end
iqref = P + I;
if(iqref>1) iqref=2.5; end
end
end
```

```
iq = -isD*sin(teta) + isQ*cos(teta);
id = isD*cos(teta) + isQ*sin(teta);
```

```
Te = 1 * iq * FI;
Tload = 0.4;
% rd/s cinsinden mekaniksel hız
wm = wm + (Te-Tload) * D/J;
```

```
% modelde kullanılan açısal hız
wr= wm;
```

```
% d/d cinsinden hız
n =wm*30/pi;
teta = teta + wr* D;
if ( teta > 2*pi ) teta = teta - 2*pi; end
```

```
Time(k) = k;
```

```
%y1(k)= iA; y2(k)= iB; y3(k)= iC;
%y4(k)= isD; y5(k)= isD_old;
%y6(k)= isQ; y7(k)= isQ_old;
%y8(k)= fi_sD; y9(k)= fi_sD_old;
%y10(k)= fi_sQ; y11(k)= fi_sQ_old;
%y12(k)= vsD; y13(k)= vsD_old;
%y14(k)= vsQ; y15(k)= vsQ_old;
%y16(k)= iq; y17(k)= id;
```

```

%y18(k)= n2;      y19(k)= n;
%y20(k)=teta;

isD_old=isD;
isQ_old=isQ;
fi_sD_old=fi_sD;
fi_sQ_old=fi_sQ;
vsD_old=vsD;
vsQ_old=vsQ;

end

%subplot(4,2,1);plot(Time,y4),grid;
%subplot(4,2,2);plot(Time,y6);grid;
%subplot(4,2,3);plot(Time,y8);grid;
%subplot(4,2,4);plot(Time,y10);grid;
%subplot(4,2,5);plot(Time,y12);grid;
%subplot(4,2,6);plot(Time,y14);grid;
%subplot(4,2,7);plot(Time,y19);grid;
%subplot(4,2,8);plot(Time,y20);grid;

%DATAS =[y1' y2' y3' y4' y5' y6' y7' y8' y9' y10' y11' y12' y13'];
end

```

• Uygulama Devresinde Kullanılan Kontrol Programı

```

#define MAX          5000          // Kaydedilen değişken sayısı
#define TEKRAR       1             // MAX adet örneğin tekrar sayısı

#define PID          1             // 1-->Hız kontrolü, 0--> Moment kontrolü
#define KP           10e-3         // PID kontrolörün KP parametresi
#define KI           50e-6         // PID kontrolörün KI parametresi

#define TABLE_MAX   512          // sin cos tablosunun eleman sayısı, 2'nin
katı                               olmalı

#define TETA_30      TABLE_MAX*30/360 // Başlangıç rotor acısı
#define p            4            // Kutup sayısı, elektriksel vemekaniksel
donuşüm için gerekli

#define Inverter      0x307        // inverter tetikleme sinyallerinin adresi
#define Ts           30e-6
#define Kteta        60e-3/(33*Ts)

#define A_H          64
#define B_H          32
#define C_H          16
#define A_L          4
#define B_L          2
#define C_L          1

#include <dos.h>
#include <math.h>
#include <process.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <conio.h>

float ia,ib,ic, vdc;                // Akim ve gerilim algılayıcısı kullanılarak okunacak
değişkenler

float ia_dc, ib_dc;                // Akim algılayıcısının boştaki gerilim çıkışı
unsigned int i;                    // Genel amaçlı değişken
unsigned int D1, D2, D3;          // Akim ve gerilim algılayıcısında kullanılan
değişkenler

int count_30us=0;
int COUNTER_H, COUNTER_L;
int COUNTER, COUNTER_INIT;
int COUNTER_OLD;

int COUNT, COUNT_OLD, COUNT_DIFF, COUNT_DIFF_OLD;

```

```
int TETA;
float teta;
```

```
float sigmoid(float x)
{
    float y;
    if( x > 700 ) x= 700;
    if( x <-700 ) x=-700;
    y = 1 / (1+exp(x));
    y=1;
    return y;
}
```

```
void Counter_Read(void);
```

```
// Acı okuma ve örnekleme zamanını
// sağlayan fonksiyon
```

```
void ADC_Read(void);
```

```
// ADC girişlerini okuyan fonksiyon
```

```
void main(void)
{
```

```
    float iAref, iBref, iCref, DI=0.1;
    float isqref=3;
    float isqmax=3;
    float n_ref = 3000.0;
```

```
// Maksimum akım
```

```
// Hız referansı
```

```
    float isDref, isQref;
```

```
    float Va, Vb, Vc, isD, isQ, vsD, vsQ;
    float fi_sD=0.0, fi_sQ=0.0;
    float fi_sD_old=0;
    float fi_sQ_old=0;
    float FI;
```

```
    float Ra=1.7;
```

```
    int A=A_H , B=B_L , C=C_L;
```

```
    int j,k,l;
    int Vektor;
    int tekrar;
```

```
    float P, I=0.0;
    int PID_count=0;
    float n=0;
    float e_n;
```

```
// PID kontrolör terimleri
```

```
// Rotor devir sayısı
```

```
// Rotor devir sayısındaki hata
```

```
    int devir=0;
```

```
// Motorun tam devir sayısı, konum
// kontrolü için
```

```
    int Count1ms=0;
```

```
// 1ms'lik yazılım sayıcısı
```

```
float temp;
```

```
// Geçici işlemlerde kullanılan  
değişken
```

```
/***** YSA *****/
```

```
float U[12]={1,-1,100,-100,0.5,-0.5, 0.9, -1.1, 101, -100, 0.4, -0.6};
```

```
float W1[12][10]={ -0.852369, 11.883357, 1.069121, 3.710235, 1.932071, 2.383087,  
-2.004196, -2.275371, 0.277225, 1.926445,  
-1.831288, -5.996366, -2.864476, 2.431923, -2.002277, -0.497541, 1.012429,  
3.936420, 0.786141, -1.404812,  
-1.492719, -1.164934, -1.574929, -0.654171, -0.620504, 7.710708, 2.140030,  
4.901227, -1.719322, -2.107230,  
2.173081, 2.651900, 1.139590, 0.455844, -0.659386, -6.796082, -2.195619,  
-2.664015, 2.497232, 2.335292,  
1.603582, -19.555743, -11.394999, -2.116285, -8.311401, -13.252887, 6.268472,  
7.146697, -2.565732, -5.263508,  
-0.939217, 16.157380, 9.805559, 2.113996, 9.371026, 19.632386, -5.002218,  
-5.589281, 3.093624, 1.718309,  
.....};
```

```
float W2[10][8]={ -6.170093, -7.867395, -3.316924, 0.335070, -5.373038, -0.607519,  
1.131149, -3.959692,  
3.171713, 5.435624, -0.667949, 1.738452, -1.996249, -6.584652, 1.300854,  
2.748482,  
-5.800567, -16.459976, 2.846555, -0.878058, -7.841778, -7.036016, 4.798771,  
-0.197456,  
-3.748516, 7.445401, 2.298922, -3.155833, 1.088543, 3.323326, -2.623046,  
-4.391258,  
-84.725134, 89.496023, -209.942652, -33.596501, 153.734590, 14.116793, -43.834149,  
187.204637,  
.....};
```

```
float W3[8]={ -5.437310, 1.618720, 4.122361, -36.586786, -7.763445, 9.029189,  
39.293098, 5.321028};
```

```
float b1[10]={ 1.333092, -2.836992, -2.930037, 0.047682, 5.187752, 0.027147, 0.773888,  
1.814151, 7.172534, 1.094915};
```

```
float b2[8]={130.529781, -612.282480, 251.035006, 0.364637, -247.680154,  
-260.897932, 351.395695, 53.780917};
```

```
float b3= -6.528661;
```

```
float Y, Y1[10], Y2[8];
```

```
float Y_filt=0;
```

```
float d;
```

```
//*****
```

```

int Step=0;

int Save1[MAX], Save2[MAX];
float COS[TABLE_MAX], SIN[TABLE_MAX];

FILE *stream; // Değişkenleri kaydedilmesi için

clrscr();
disable(); // Kontrol esnasında kesme işlemi
           // yapılmayacak

for (k=0; k<TABLE_MAX; k++)
{
    COS[k]=cos(k*2*M_PI/TABLE_MAX);
    SIN[k]=sin(k*2*M_PI/TABLE_MAX);
}

Vektor=A_L + B_L + C_L;
outportb(Inverter,Vektor);
delay(100);

ia_dc=0; ib_dc=0;
for(k=0; k<100; k++)
{
    ADC_Read();
    ia_dc=ia_dc+D1;
    ib_dc=ib_dc+D2;
    for(i=1; i<100; i++);
}
ia_dc = ia_dc / 100; ib_dc = ib_dc / 100;
// printf("ia_dc=%.1f ib_dc=%.1f\n",ia_dc,ib_dc); getch();

Vektor=A_H + B_L + C_L;
for(l=0; l<5; l++)
{
    for(k=0; k<2000; k++)
    {
        inportb(0x300);
        for(i=1; i<350; i++);
        D1=inport(0x304) & 0xFFFF;
        D2=inport(0x304) & 0xFFFF;
        D3=inport(0x304) & 0xFFFF;
        ia = (D1-ia_dc)/100.2; // (VADC-VDC) *(5/4048)*(15/0.625)

        if (ia < 1 ) { Vektor=A_H + B_L + C_L; };
        if (ia > 0.8 ) { Vektor=A_L + B_L + C_L; };

        outportb(Inverter,Vektor);
    }
}

```

```
Vektor=A_L + B_L + C_L;
outportb(Inverter,Vektor);
delay(1000);
```

```
COUNTER_H = inportb(0x302)&0xFF;
COUNTER_L = inportb(0x306)&0xFF;
COUNTER = COUNTER_H*256 + COUNTER_L;
COUNTER_INIT = COUNTER;
```

```
COUNTER_OLD = COUNTER;
COUNT_OLD = COUNT;
```

```
// while (! kbhit() ) Counter_Read(); goto SON;
```

```
while( inportb(0x61)&0x10 == 0);           // 30 us olana kadar bekle.
while( inportb(0x61)&0x10 != 0);
```

```
U[1]=0;
U[3]=0;
U[5]=0;
U[7]=0;
```

```
U[9]=0;
U[11]=0;
```

```
for(tekrar=0; tekrar<TEKRAR; tekrar++)
{
```

```
    k=0;
    while (k<MAX)
    {
        outportb(0x278,0xFF);
        outportb(0x278,0);
```

```
        inportb(0x300);
        for(i=1; i<150; i++);
        D1=inport(0x304) & 0xFFFF;
        D2=inport(0x304) & 0xFFFF;
        ia = (D1-ia_dc)/100.2;
        ib = (D2-ib_dc)/100.2;
        ic = -(ia+ib);
```

```
// (VADC-VDC)*(5/4048)*(15/0.625)
```

```
        Counter_Read();
```

```
        if( count_30us == 33 )
        {
            count_30us= 0;
```

```

temp = COUNT - COUNT_OLD;
COUNT_OLD = COUNT;

n = temp*6;

//      n = temp;

if( PID )
{
    e_n = n_ref-n;
    P = KP*e_n;
    if( P > isqmax)
        { isqref = isqmax; goto PID_OK; }
    if( e_n < n_ref/2 )
        { I = I + KI*e_n; if( I > isqmax) I=isqmax; }
    isqref = P+I;
    if( isqref > isqmax) isqref=isqmax;
PID_OK:
}

}

isDref = -isqref * SIN [TETA];
isQref = isqref * COS [TETA];
iAref = isDref;
iBref = -0.5*isDref + 0.866*isQref;
iCref = -0.5*isDref - 0.866*isQref;

if (ia < iAref - DI ) { A = A_H; Va=1; }
if (ia > iAref + DI ) { A = A_L; Va=0; }
if (ib < iBref - DI ) { B = B_H; Vb=1; }
if (ib > iBref + DI ) { B = B_L; Vb=0; }
if (ic < iCref - DI ) { C = C_H; Vc=1; }
if (ic > iCref + DI ) { C = C_L; Vc=0; }

isD = ia;
isQ = 0.5774*(ib-ic);
vsD = vdc*0.6667*(Va-0.5*Vb-0.5*Vc);
vsQ = vdc*0.5774*(Vb-Vc);

fi_sD = 0.997*fi_sD + Ts*(vsD-Ra*isD);
fi_sQ = 0.997*fi_sQ + Ts*(vsQ-Ra*isQ);

Vektor = A + B + C;
outportb(Inverter,Vektor);

Step++;
if(Step==1)
{
    U[0]= isD/isqmax; if(U[0]>1) U[0]=1; if(U[0]<-1) U[0]=-1;

```

```

U[2]= isQ/isqmax; if(U[2]>1) U[2]=1; if(U[2]<-1) U[2]=-1;
U[4]= fi_sD/0.06; if(U[4]>1) U[4]=1; if(U[4]<-1) U[4]=-1;
U[6]= fi_sQ/0.06; if(U[6]>1) U[6]=1; if(U[6]<-1) U[6]=-1;
U[8]= vsD/50; if(U[8]>1) U[8]=1; if(U[8]<-1) U[8]=-1;
U[10]= vsQ/50; if(U[10]>1) U[10]=1; if(U[10]<-1) U[10]=-1;

```

```

    for(j=0;j<3;j++)
    {
        d=0;
        for(i=0;i<12;i++) d=d+W1[i][j]*U[i];
        Y1[j]=sigmoid(-d-b1[j]);
    }
}

```

```

if(Step==2)
{
    for(j=3;j<6;j++)
    {
        d=0;
        for(i=0;i<12;i++) d=d+W1[i][j]*U[i];
        Y1[j]=sigmoid(-d-b1[j]);
    }
}

```

```

if(Step==3)
{
    for(j=6;j<9;j++)
    {
        d=0;
        for(i=0;i<12;i++) d=d+W1[i][j]*U[i];
        Y1[j]=sigmoid(-d-b1[j]);
    }
}

```

```

if(Step==4)
{
    for(j=9;j<10;j++)
    {
        d=0;
        for(i=0;i<12;i++) d=d+W1[i][j]*U[i];
        Y1[j]=sigmoid(-d-b1[j]);
    }
}

```

```

if(Step==5)
{
    for(j=0;j<3;j++)
    {
        d=0;
        for(i=0;i<10;i++) d=d+W2[i][j]*Y1[i];
        Y2[j]=sigmoid(-d-b2[j]);
    }
}

```

```

    }
}

if(Step==6)
{
    for(j=3;j<6;j++)
    {
        d=0;
        for(i=0;i<10;i++) d=d+W2[i][j]*Y1[i];
        Y2[j]=sigmoid(-d-b2[j]);
    }
}

if(Step==7)
{
    for(j=6;j<8;j++)
    {
        d=0;
        for(i=0;i<10;i++) d=d+W2[i][j]*Y1[i];
        Y2[j]=sigmoid(-d-b2[j]);
    }
}

if(Step==8)
{
    d=0;
    for(i=0;i<8;i++) d=d+W3[i]*Y2[i];
    Y=sigmoid(-d-b3);

    Step=0;

    U[1]=U[0];
    U[3]=U[2];
    U[5]=U[4];
    U[7]=U[6];
    U[9]=U[8];
    U[11]=U[10];

    fi_sD_old = fi_sD;
    fi_sQ_old = fi_sQ;

    Save1[k]=int(n);
    Save2[k]=int(Y);

    // Save1[k]=int(1000*fi_sD);
    // Save2[k]=int(1000*fi_sQ);

```

// eski değerler saklanıyor.

```

k++;
}

```

```

while( (inportb(0x61)&0x10) == 0);           // 30 us olana kadar bekle.
while( (inportb(0x61)&0x10) != 0);

}

```

```

}

```

OK:

```

outportb(Inverter,0);

// Bilgiler diske kaydediliyor....

stream = fopen("motor.dat", "w");
for(i=0; i<k; i++)
{
    fprintf(stream, "%d %d\n", Save1[i],Save2[i] );
}
fclose(stream);

```

SON:

```

outportb(Inverter,0);
printf("\nIslem tamam. %d",k);
getch();

```

```

}

```

void ADC_Read(void)

```

{
    inportb(0x300);
    for(i=1; i<150; i++);
    D1=inport(0x304) & 0xFFF;
    D2=inport(0x304) & 0xFFF;
    D3=inport(0x304) & 0xFFF;
    ia = (D1-ia_dc)/100.2;           // (VADC-VDC)*(5/4048)*(15/0.625)
    ib = (D2-ib_dc)/100.2;
    vdc=D3/10;
}

```

void Counter_Read(void)

```

{
    COUNTER_H = inportb(0x302)&0xFF;
    COUNTER_L = inportb(0x306)&0xFF;
    COUNTER = COUNTER_H*256 + COUNTER_L;
}

```

```
COUNT_DIFF = COUNTER-COUNTER_OLD;
COUNTER_OLD = COUNTER;

if(abs(COUNT_DIFF)<100) COUNT_DIFF_OLD = COUNT_DIFF;
COUNT = COUNT + COUNT_DIFF_OLD;

teta = float(COUNTER - COUNTER_INIT) * p * TABLE_MAX / 10000;
TETA = TETA_30 + int(teta);
TETA = TETA & (TABLE_MAX-1);

// printf("%d %d\n", COUNTER, TETA);
count_30us++;

}
```



EK-3 Uygulama Devresinde Kullanılan Elemanların Katalog Bilgileri

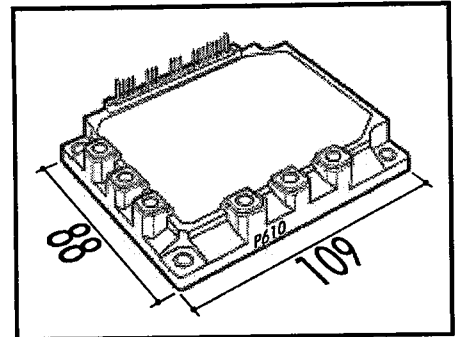
- 7MBP25RA120
- 6RI 30G-120
- HCPL-4504
- LV-25 P
- LTS-15 NP
- AD7864
- HCTL-2016



Intelligent Power Module (R-Series)
Maximum Ratings and Characteristics
Absolute Maximum Ratings ($T_c=25^\circ\text{C}$)

Items		Symbols	Ratings		Units
			Min.	Max.	
DC Bus Voltage		V_{DC}	0	900	V
DC Bus Voltage (surge)		$V_{DC(Surge)}$	0	1000	
DC Bus Voltage (short operating)		V_{SC}	200	800	
Collector-Emitter Voltage		V_{CES}	0	1200	A
Inverter	Continuous	I_C		25	
Collector	1ms	I_{CP}		50	
Current	Duty=62.6%	$-I_C$		25	W
Collector Power Dissipation One Transistor		P_C		198	
Dynamic Brake	Continuous	I_C		15	A
Collector Current	1ms	I_{CP}		30	
Forward Current of Diode		I_F		15	
Collector Power Dissi. DB One Transistor		P_C		120	V
Voltage of Power Supply for Driver		V_{CC}	0	20	
Input Signal Voltage		V_{IN}	0	V_Z	
Input Signal Current		I_{IN}		1	mA
Alarm Signal Voltage		V_{ALM}	0	V_{CC}	
Alarm Signal Current		I_{ALM}		15	
Junction Temperature		T_J		150	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature		T_{OP}	-20	100	
Storage Temperature		T_{stg}	-40	125	
Isolation Voltage A.C. 1min.		V_{iso}		2500	V
Screw Torque		Mounting *1		3.5	
		Terminals *1		3.5	

Note: *1: Recommendable Value; 2.5 ~ 3.0 Nm (M5)

Outline Drawing

Electrical Characteristics of Power Circuit (at $T_J=25^\circ\text{C}$, $V_{CC}=15\text{V}$)

Items		Symbols	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
INV	Collector Current At Off Signal Input	I_{CES}	$V_{CE}=1200\text{V}$, Input Terminal Open			1.0	mA
	Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(Sat)}$	$I_C=25\text{A}$			2.6	V
	Forward Voltage of FWD	V_F	$-I_C=25\text{A}$			3.0	V
DB	Collector Current At Off Signal Input	I_{CES}	$V_{CE}=1200\text{V}$, Input Terminal Open			1.0	mA
	Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(Sat)}$	$I_C=15\text{A}$			2.6	V
	Forward Voltage of FWD	V_F	$-I_C=15\text{A}$			3.3	V

Electrical Characteristics of Control Circuit (at $T_J=25^\circ\text{C}$, $V_{CC}=15\text{V}$)

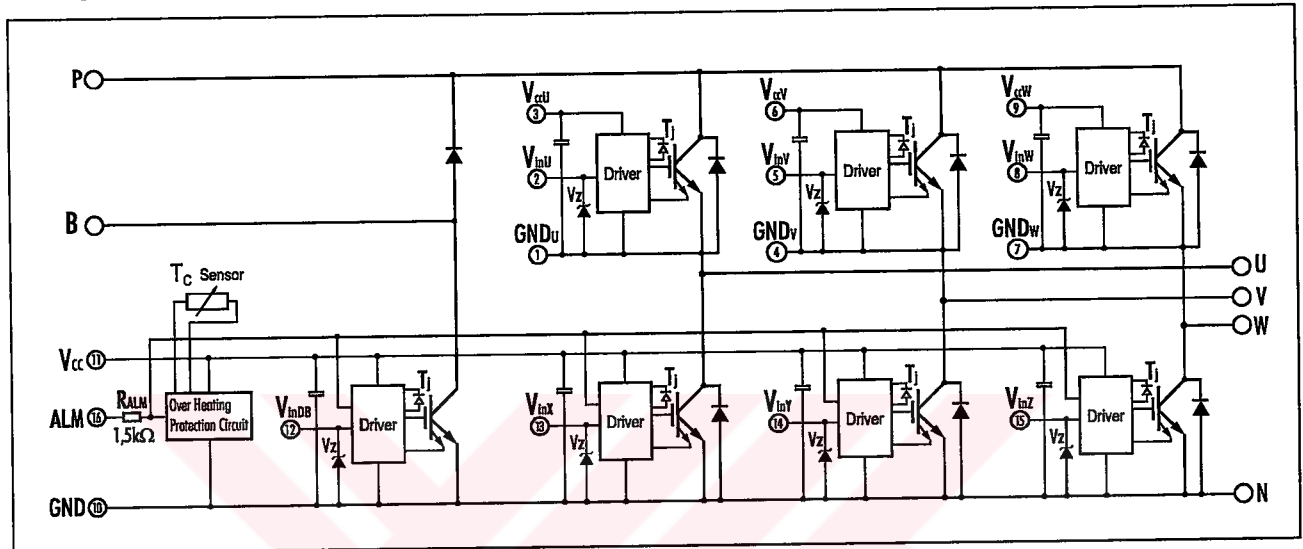
Items	Symbols	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Current of P-Line Side Driver (One Unit)	I_{CCP}	$f_{sw}=0\sim 15\text{kHz}$, $T_c=-20\sim 100^\circ\text{C}$	3		18	mA
Current of N-Line Side Driver (Three Units)	I_{CCN}	$f_{sw}=0\sim 15\text{kHz}$, $T_c=-20\sim 100^\circ\text{C}$	10		65	
Input Signal Threshold Voltage	$V_{IN(th)}$	On	1.00	1.35	1.70	V
		Off	1.25	1.60	1.95	
Input Zener Voltage	V_Z	$R_{IN}=20\text{k}\Omega$		8.0		
Over Heating Protection Temperature Level	T_{COH}	$V_{DC}=0\text{V}$, $I_C=0\text{A}$, Case Temp.	110		125	$^\circ\text{C}$
Hysteresis	T_{CH}			20		
IGBT Chips Over Heating Protec. Temp. Level	T_{OH}	Surface Of IGBT Chip	150			
Hysteresis	T_{IH}			20		
Inverter Collector Current Protection Level	I_{OC}	$T_J=125^\circ\text{C}$	38			A
DB Collector Current Protection Level	I_{OC}	$T_J=125^\circ\text{C}$	23			
Over Current Detecting Time	t_{DOC}	$T_J=25^\circ\text{C}$		10		μs
Alarm Signal Hold Time	t_{ALM}		1.5	2		ms
Limiting Resistor for Alarm	R_{ALM}		1425	1500	1575	Ω
Under Voltage Protection Level	V_{UV}		11.0		12.5	V
Hysteresis	V_H		0.2			

Dynamic Characteristics (at $T_c=T_J=125^\circ\text{C}$, $V_{CC}=15\text{V}$)

Items	Symbols	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Switching Time	t_{ON}	$I_C=25\text{A}$, $V_{DC}=600\text{V}$	0.3			μs
	t_{OFF}				3.6	
	t_{RR}	$I_F=25\text{A}$, $V_{DC}=600\text{V}$			0.4	

• Thermal Characteristics

Items	Symbols	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance	$R_{th(f-c)}$	Inverter IGBT			0.63	°C/W
	$R_{th(f-c)}$	Diode			1.33	
	$R_{th(f-c)}$	DB IGBT			1.04	
	$R_{th(c-f)}$	With Thermal Compound		0.05		

■ Equivalent Circuit


Drivers include following functions

- Short circuit protection circuit
- Amplifier for driver
- Undervoltage protection circuit
- Overcurrent protection circuit
- IGBT Chip overheating protection

POWER DIODE MODULE

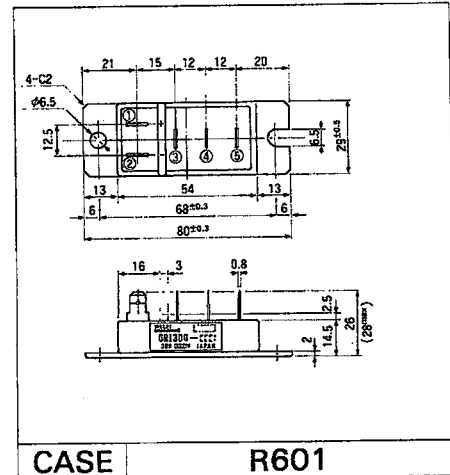
Features

- All the terminals and the mounting plate are electrically isolated. These modules can be installed in the same cooling fin as other modules, thus saving installation space — a cost-effective feature.
- The diode chips are coated with a glass of zinc oxide, making them highly resistant to temperature and humidity variation.
- 6 diode chips are connected to the 3-phase bridge rectifying circuit inside the module—a cost-effective feature.

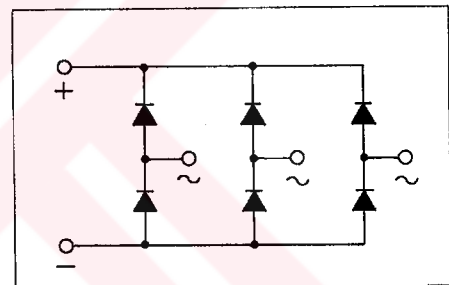
Applications

- Inverters for AC motors
- Power supply units for DC motors
- DC power supply units for battery chargers
- General purpose DC power supply units

Outline Drawings



Inner Circuit Schematic



Maximum Ratings and Characteristics

Absolute Maximum Ratings

Items	Symbols	Conditions	6R130G		Units
			-120	-160	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}		1200	1600	V
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}		1320	1760	V
Average output current	I_O	50/60 Hz Sinewave, $T_C = 88^\circ\text{C}$	30		A
Surge current	I_{FSM}	Rated load conditions	320		A
I^2t	I^2t	Rated load conditions	400		A ² s
Junction temperature	T_j		-40~+150		°C
Storage temperature	T_{stg}		-40~+125		°C
Tightening torque		Mounting screw: M5	25±5		kg·cm
Vibration resistance			5		G
Dielectric strength		Between terminals and base	2500 VAC 1 min		
Net. Weight			100		g

Electrical Characteristics

Items	Symbols	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Forward voltage	V_{FM}	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_{FM} = 30\text{ A}$			1.30	V
Reverse current	I_{RRM}	$T_j = 150^\circ\text{C}$, $V_R = V_{RRM}$			30	mA

Thermal Characteristics

Items	Symbols	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Thermal resistance (Junction to case)	$R_{th(j-c)}$	50/60 Hz Sinewave, Thermal resistance for total loss			0.80	°C/W
Thermal resistance	$R_{th(c-f)}$	With thermal compound			0.10	°C/W

High CMR, High Speed Optocouplers

Technical Data

HCPL-4504
HCPL-J454
HCPL-0454
HCNW4504

Features

- **Short Propagation Delays for TTL and IPM Applications**
- **15 kV/ μ s Minimum Common Mode Transient Immunity at $V_{CM} = 1500$ V for TTL/Load Drive**
- **High CTR at $T_A = 25^\circ\text{C}$**
 >25% for HCPL-4504/0454
 >23% for HCNW4504
 >19% for HCPL-J454
- **Electrical Specifications for Common IPM Applications**
- **TTL Compatible**
- **Guaranteed Performance from 0°C to 70°C**
- **Open Collector Output**
- **Safety Approval**
 UL Recognized
 - 2500 V rms / 1min. for HCPL-4504/0454
 - 3750 V rms / 1min. for HCPL-J454
 - 5000 V rms / 1min. for HCPL-4504 Option020 and HCNW4504

CSA Approved VDE0884 Approved

- $V_{IORM} = 560$ Vpeak for HCPL-0454 Option060
- $V_{IORM} = 630$ Vpeak for HCPL-4504 Option060

- $V_{IORM} = 891$ Vpeak for HCPL-J454
- $V_{IORM} = 1414$ Vpeak for HCNW4504

Applications

- **Inverter Circuits and Intelligent Power Module (IPM) interfacing -**
 High Common Mode Transient Immunity (> 10 kV/ μ s for an IPM load/drive) and ($t_{PLH} - t_{PHL}$) Specified (See Power Inverter Dead Time section)
- **Line Receivers -**
 Short Propagation Delays and Low Input-Output Capacitance
- **High Speed Logic Ground Isolation - TTL/TTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL**

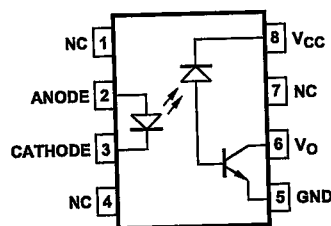
- **Replaces Pulse Transformers -**
 Save Board Space and Weight
- **Analog Signal Ground Isolation -**
 Integrated Photodetector Provides Improved Linearity over Phototransistors

Description

The HCPL-4504 and HCPL-0454 contain a GaAsP LED while the HCPL-J454 and HCNW4504 contain an AlGaAs LED. The LED is optically coupled to an integrated high gain photo detector.

The HCPL-4504 series has short propagation delays and high CTR. The HCPL-4504 series also has a guaranteed propagation delay difference ($t_{PLH} - t_{PHL}$). These

Functional Diagram



TRUTH TABLE	
LED	V_O
ON	LOW
OFF	HIGH

A 0.1 μ F bypass capacitor between pins 5 and 8 is recommended.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

features make the HCPL-4504 series an excellent solution to IPM inverter dead time and other switching problems. The CTR, propagation delay, and CMR are specified both for TTL and IPM conditions which are provided for ease of application. These single channel, diode-transistor optocouplers are available in 8-Pin DIP, SO-8, and Widebody

package configurations. An insulating layer between a LED and an integrated photodetector provide electrical insulation between input and output. Separate connections for the photodiode bias and output-transistor collector increase the speed up to a hundred times that of a conventional phototransistor coupler by reducing the base collector capacitance.

Selection Guide

Package Type	Standard 8-Pin DIP (300 Mil)	White Mold 8-Pin DIP (300 Mil)	Small Outline SO8	Widebody (400 Mil)
Part Number	HCPL-4504	HCPL-J454	HCPL-0454	HCNW4504
VDE0884 Approval	$V_{IORM} = 630 \text{ Vpeak}$ (Option 060)	$V_{IORM} = 891 \text{ Vpeak}$	$V_{IORM} = 560 \text{ Vpeak}$ (Option 060)	$V_{IORM} = 1414 \text{ Vpeak}$

Ordering Information

Specify Part number followed by Option Number (if desired)

Example

HCPL-4504 #XXX

020 = UL 5000 Vrms/1minute Option* for HCPL-4504 Only.

060 = VDE0884 Option* for HCPL-4504/0454.

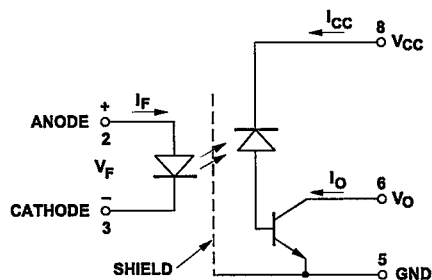
300 = Gull-Wing Lead Option for HCPL-4504/J454, HCNW4504.

500 = Tape and Reel Packaging Option.

Option data sheets available. Contact Agilent sales representative or authorized distributor for information.

*Combination of Option 020 and Option 060 is not available.

Schematic



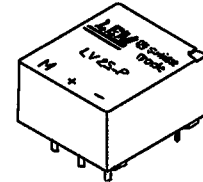
Voltage Transducer LV 25-P/SP5

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



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

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



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_p	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 14$	mA
R_M	Measuring resistance	$R_{M \min}$ $R_{M \max}$	
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	100 340 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	100 180 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	± 15	V
I_C	Current consumption	$10 + I_S$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	4.1	kV

Features

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

Special features

- $V_d = 4.1 \text{ kV}$ (4 kV DC/5 mn)
- $T_A = -40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$.

Principle of use

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

Advantages

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

Applications

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

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity	< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$\pm 0.25 \pm 0.15 \text{ mA}$
		$-40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$\pm 0.30 \pm 0.80 \text{ mA}$
t_r	Response time ¹⁾ @ 90 % of V_{PN}	40	μs

General data

T_A	Ambient operating temperature	$-40 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-50 \dots +90$	$^\circ\text{C}$
R_p	Primary coil resistance @ $T_A = 85^\circ\text{C}$	300	Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 85^\circ\text{C}$	117	Ω
m	Mass	22	g
	Standards	EN 50155	

Note : ¹⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

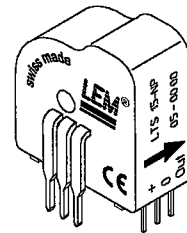
Current Transducer LTS 15-NP/SP5

$$I_{PN} = 5 - 7.5 - 15 \text{ A}$$

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



Preliminary



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	15	At
I_P	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 47$	At
V_{OUT}	Analog output voltage @ $I_P = 0$	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$	V
		$2.5^{1)}$	V
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1 \%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5 \%$)	83.33	Ω
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5 \text{ V}$	Typ $20 + I_S^{2)} + (V_{OUT} / R_L)$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	3	kV
V_e	R.m.s. voltage for partial discharge extinction @ 10 pC	> 1.5	kV
$\hat{V}_w$	Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	> 8	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.2	%
	Accuracy with R_{IM} @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 0.7^{3)}$	%
ϵ_L	Linearity	< 0.1	%
TCV_{OUT}	Thermal drift of V_{OUT} @ $I_P = 0$	- $10^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	Typ 100 150 ppm/K
		- $40^\circ\text{C} \dots - 10^\circ\text{C}$	200 300 ppm/K
TCE_G	Thermal drift of the gain	- $40^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	50 $^{4)}$ ppm/K
V_{OM}	Residual voltage @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.5 mV
		$5 \times I_{PN}$	± 2.0 mV
		$10 \times I_{PN}$	± 2.0 mV
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 50	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{PN}	< 400	ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 35	A/ μ s
f	Frequency bandwidth (0 .. - 0.5 dB)	DC .. 100	kHz
		(- 0.5 .. 1 dB)	DC .. 200 kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 45 .. + 100	$^\circ\text{C}$
	Insulating material group	III a	
m	Mass	10	g
		Standards $^{4) 5)}$	EN 50178 EN 60950

Notes: $^{1)}$ Absolute value @ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $2.475 < V_{OUT} < 2.525$

$^{2)}$ See Operation principle overleaf

$^{3)}$ Only due to TCR_{IM}

$^{4)}$ A list of corresponding tests is available

$^{5)}$ Specification according to IEC 1000-4-3 are not guaranteed between 180 and 220 MHz.

Features

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

Special feature

- $T_A = - 40^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$.

Advantages

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

Applications

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

Copyright protected.

020411/2



4-Channel, Simultaneous Sampling, High Speed, 12-Bit ADC

AD7864

FEATURES

High Speed (1.65 μ s) 12-Bit ADC
Four Simultaneously Sampled Inputs
Four Track/Hold Amplifiers
0.35 μ s Track/Hold Acquisition Time
1.65 μ s Conversion Time per Channel
HW/SW Select of Channel Sequence for Conversion
Single Supply Operation
Selection of Input Ranges:
 ± 10 V, ± 5 V for AD7864-1
 ± 2.5 V for AD7864-3
 0 V to 2.5 V, 0 V to 5 V for AD7864-2
High Speed Parallel Interface Which Also Allows
 Interfacing to 3 V Processors
Low Power, 90 mW Typ
Power Saving Mode, 20 μ W Typ
Overvoltage Protection on Analog Inputs

APPLICATIONS

**AC Motor Control
Uninterrupted Power Supplies
Data Acquisition Systems
Communications**

GENERAL DESCRIPTION

The AD7864 is a high speed, low power, 4-channel simultaneous sampling 12-bit A/D converter that operates from a single +5 V supply. The part contains a 1.65 μ s successive approximation ADC, four track/hold amplifiers, 2.5 V reference, on-chip clock oscillator, signal conditioning circuitry and a high speed parallel interface. The input signals on four channels are sampled simultaneously, thus preserving the relative phase information of the signals on the four analog inputs. The part accepts analog input ranges of ± 10 V, ± 5 V (AD7864-1), 0 V to 2.5 V, 0 V to 5 V for AD7864-2 and ± 2.5 V (AD7864-3).

The part allows any subset of the four channels to be converted in order to maximize the throughput rate on the selected sequence. The channels to be converted can be selected via either hardware (channel select input pins) or software (programming the channel select register).

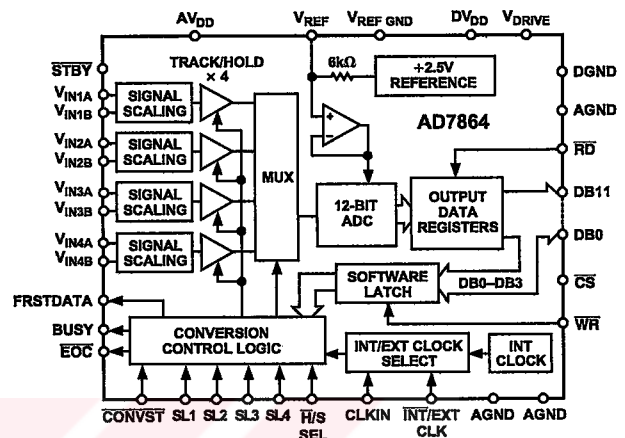
A single conversion start signal ($\overline{\text{CONVST}}$) simultaneously places all the track/holds into hold and initiates conversion sequence for the selected channels. The $\overline{\text{EOC}}$ signal indicates the end of each individual conversion in the selected conversion sequence. The BUSY signal indicates the end of the conversion sequence.

Data is read from the part by means of a 12-bit parallel data bus using the standard $\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ signals. Maximum throughput for a single channel is 500 kSPS. For all four channels the

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



maximum throughput is 130 kSPS for the read during conversion sequence operation. The throughput rate for the read after conversion sequence operation will depend on the read cycle time of the processor. See Timing and Control section.

The AD7864 is available in a small (0.3 sq. inch area) 44-lead MQFP.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD7864 features four Track/Hold amplifiers and a fast (1.65 μ s) ADC allowing simultaneous sampling and then conversion of any subset of the four channels.
2. The AD7864 operates from a single +5 V supply and consumes only 90 mW typ making it ideal for low power and portable applications. Also see Standby Mode Operation.
3. The part offers a high speed parallel interface for easy connection to microprocessors, microcontrollers and digital signal processors.
4. The part is offered in three versions with different analog input ranges. The AD7864-1 offers the standard industrial input ranges of ± 10 V and ± 5 V; the AD7864-3 offers the common signal processing input range of ± 2.5 V; the AD7864-2 can be used in unipolar 0 V to 2.5 V, 0 V to 5 V applications.
5. The part features very tight aperture delay matching between the four input sample-and-hold amplifiers.

AD7864—SPECIFICATIONS

($V_{DD} = +5\text{ V} \pm 5\%$, $AGND = DGND = 0\text{ V}$, $V_{REF} = \text{Internal}$. Clock = Internal; all specifications T_{MIN} to T_{MAX} unless otherwise noted.)

Parameter	A Version ¹	B Version	Units	Test Conditions/Comments
SAMPLE AND HOLD				
–3 dB Full Power Bandwidth	3	3	MHz typ	
Aperture Delay	20	20	ns max	
Aperture Jitter	50	50	ps typ	
Aperture Delay Matching	4	4	ns max	
DYNAMIC PERFORMANCE²				$f_{IN} = 100.0\text{ kHz}$, $f_s = 500\text{ kSPS}$
Signal to (Noise + Distortion) Ratio ³ @ +25°C	70	72	dB min	
T_{MIN} to T_{MAX}	70	70	dB min	
Total Harmonic Distortion ³	–80	–80	dB max	
Peak Harmonic or Spurious Noise ³	–80	–80	dB max	
Intermodulation Distortion ³				$f_a = 49\text{ kHz}$, $f_b = 50\text{ kHz}$
2nd Order Terms	–80	–80	dB typ	
3rd Order Terms	–80	–80	dB typ	
Channel-to-Channel Isolation ³	–80	–80	dB max	$f_{IN} = 50\text{ kHz}$ Sine Wave
DC ACCURACY				Any Channel
Resolution	12	12	Bits	
Relative Accuracy ³	± 1	$\pm 1/2$	LSB max	
Differential Nonlinearity ³	± 0.9	± 0.9	LSB max	No Missing Codes
AD7864-1				
Positive Gain Error ³	± 3	± 3	LSB max	
Positive Gain Error Match ³	3	± 3	LSB max	
Negative Gain Error ³	± 3	± 3	LSB max	
Negative Gain Error Match ³	3	± 3	LSB max	
Bipolar Zero Error	± 4	± 3	LSB max	
Bipolar Zero Error Match	2	± 2	LSB max	
AD7864-3				
Positive Gain Error ³	± 3		LSB max	
Positive Gain Error Match ³	2		LSB max	
Negative Gain Error ³	± 3		LSB max	
Negative Gain Error Match ³	2		LSB max	
Bipolar Zero Error	± 3		LSB max	
Bipolar Zero Error Match	2		LSB max	
AD7864-2				
Positive Gain Error ³	± 3		LSB max	
Positive Gain Error Match ³	3		LSB max	
Unipolar Offset Error	± 3		LSB max	
Unipolar Offset Error Match	2		LSB max	
ANALOG INPUTS				
AD7864-1				
Input Voltage Range	$\pm 5, \pm 10$	$\pm 5, \pm 10$	Volts	
Input Resistance	9, 18	9, 18	k Ω min	
AD7864-3				
Input Voltage Range	± 2.5	± 2.5	Volts	
Input Resistance	4.5	4.5	k Ω min	
AD7864-2				
Input Voltage Range	+2.5, +5	+2.5, +5	Volts	
Input Current (0 V–2.5 V Option)	± 100	± 100	nA max	
Input Resistance (0 V–5 V Option)	9	9	k Ω min	
REFERENCE INPUT/OUTPUT				
V_{REF} IN Input Voltage Range	2.375/2.625	2.375/2.625	V_{MIN}/V_{MAX}	$2.5\text{ V} \pm 5\%$
V_{REF} IN Input Capacitance ⁴	10	10	pF max	
V_{REF} OUT Output Voltage	2.5	2.5	V nom	
V_{REF} OUT Error @ +25°C	± 10	± 10	mV max	
V_{REF} OUT Error T_{MIN} to T_{MAX}	± 20	± 20	mV max	
V_{REF} OUT Temperature Coefficient	25	25	ppm/°C typ	
V_{REF} OUT Output Impedance	6	6	k Ω typ	See Reference Section

AD7864

Parameter	A Version ¹	B Version	Units	Test Conditions/Comments
LOGIC INPUTS				
Input High Voltage, V_{INH}	2.4	2.4	V min	$V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$
Input Low Voltage, V_{INL}	0.8	0.8	V max	$V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$
Input Current, I_{IN}	± 10	± 10	$\mu\text{A max}$	
Input Capacitance, C_{IN} ⁴	10	10	pF max	
LOGIC OUTPUTS				
Output High Voltage, V_{OH}	4.0	4.0	V min	$I_{SOURCE} = 400\text{ }\mu\text{A}$
Output Low Voltage, V_{OL}	0.4	0.4	V max	$I_{SINK} = 1.6\text{ mA}$
DB11-DB0				
High Impedance				
Leakage Current	± 10	± 10	$\mu\text{A max}$	
Capacitance ⁴	10	10	pF max	
Output Coding				
AD7864-1, AD7864-3	Twos Complement Straight (Natural) Binary			
AD7864-2				
CONVERSION RATE				
Conversion Time	1.65	1.65	$\mu\text{s max}$	For One Channel
Track/Hold Acquisition Time ^{2, 3}	0.35	0.35	$\mu\text{s max}$	
Throughput Time	130	130	kSPS max	For All Four Channels
POWER REQUIREMENTS				
V_{DD}	+5	+5	V nom	$\pm 5\%$ for Specified Performance
I_{DD}				(5 $\mu\text{A typ}$) Logic Inputs = 0 V or V_{DD}
Normal Mode	24	24	mA max	
Standby Mode	20	20	$\mu\text{A max}$	Typically 4 μA
Power Dissipation				
Normal Mode	120	120	mW max	Typically 90 mW
Standby Mode	100	100	$\mu\text{W max}$	Typically 20 μW

NOTES

¹Temperature ranges are as follows: A, B Versions: -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$. Note: The A Version is fully specified up to $+105^{\circ}\text{C}$ with degraded INL and DNL specifications of ± 2 LSBs max.

²Performance measured through full channel (SHA and ADC).

³See Terminology.

⁴Sample tested @ $+25^{\circ}\text{C}$ to ensure compliance.

Specifications subject to change without notice.



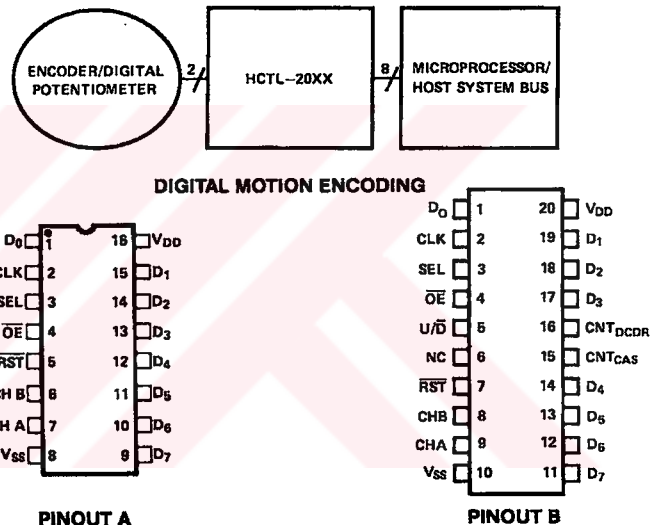
Quadrature Decoder/Counter Interface ICs

Technical Data

HCTL-2000
HCTL-2016
HCTL-2020

Features

- Interfaces Encoder to Microprocessor
- 14 MHz Clock Operation
- Full 4X Decode
- High Noise Immunity: Schmitt Trigger Inputs Digital Noise Filter
- 12 or 16-Bit Binary Up/Down Counter
- Latched Outputs
- 8-Bit Tristate Interface
- 8, 12, or 16-Bit Operating Modes
- Quadrature Decoder Output Signals, Up/Down and Count
- Cascade Output Signals, Up/Down and Count
- Substantially Reduced System Software



Applications

- Interface Quadrature Incremental Encoders to Microprocessors
- Interface Digital Potentiometers to Digital Data Input Buses

Description

The HCTL-2000, 2016, 2020 are CMOS ICs that perform the quadrature decoder, counter, and bus interface function. The HCTL-20XX family is designed to improve system performance

Devices

Part Number	Description	Package Drawing
HCTL-2000	12-bit counter. 14 MHz clock operation.	A
HCTL-2016	All features of the HCTL-2000. 16-bit counter.	A
HCTL-2020	All features of the HCTL-2016. Quadrature decoder output signals. Cascade output signals.	B

ESD WARNING: Standard CMOS handling precautions should be observed with the HCTL-20XX family ICs.

Functional Pin Description

Table 4. Functional Pin Descriptions

Symbol	Pin 2000/2016	Pin 2020	Description						
V _{DD}	16	20	Power Supply						
V _{SS}	8	10	Ground						
CLK	2	2	CLK is a Schmitt-trigger input for the external clock signal.						
CHA CHB	7 6	9 8	CHA and CHB are Schmitt-trigger inputs which accept the outputs from a quadrature encoded source, such as incremental optical shaft encoder. Two channels, A and B, nominally 90 degrees out of phase, are required.						
RST	5	7	This active low Schmitt-trigger input clears the internal position counter and the position latch. It also resets the inhibit logic. RST is asynchronous with respect to any other input signals.						
OE	4	4	This CMOS active low input enables the tri-state output buffers. The OE and SEL inputs are sampled by the internal inhibit logic on the falling edge of the clock to control the loading of the internal position data latch.						
SEL	3	3	This CMOS input directly controls which data byte from the position latch is enabled into the 8-bit tri-state output buffer. As in OE above, SEL also controls the internal inhibit logic. <table><tr><th>SEL</th><th>BYTE SELECTED</th></tr><tr><td>0</td><td>High</td></tr><tr><td>1</td><td>Low</td></tr></table>	SEL	BYTE SELECTED	0	High	1	Low
SEL	BYTE SELECTED								
0	High								
1	Low								
CNT _{DCDR}		16	A pulse is presented on this LSTTL-compatible output when the quadrature decoder has detected a state transition.						
U/D		5	This LSTTL-compatible output allows the user to determine whether the IC is counting up or down and is intended to be used with the CNT _{DCDR} and CNT _{CAS} outputs. The proper signal U (high level) or D (low level) will be present before the rising edge of the CNT _{DCDR} and CNT _{CAS} outputs.						
CNT _{CAS}		15	A pulse is presented on this LSTTL-compatible output when the HCTL-2020 internal counter overflows or underflows. The rising edge on this waveform may be used to trigger an external counter.						
D0	1	1	These LSTTL-compatible tri-state outputs form an 8-bit output port through which the contents of the 12/16-bit position latch may be read in 2 sequential bytes. The high byte, containing bits 8-15, is read first (on the HCTL-2000, the most significant 4 bits of this byte are set to 0 internally). The lower byte, bits 0-7, is read second.						
D1	15	19							
D2	14	18							
D3	13	17							
D4	12	14							
D5	11	13							
D6	10	12							
D7	9	11							
NC		6	Not connected - this pin should be left floating.						

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 15.09.1971

Doğum yeri Elazığ

Lise 1985-1988 İstanbul Şehremini Lisesi

Lisans 1988-1992 Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fak.
Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 1994-1996 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Müh. Anabilim Dalı

Doktora 1997-2004 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Müh. Anabilim Dalı

Çalıştığı kurum 1993-Devam ediyor YTÜ Elektrik Mühendisliği Araştırma Görevlisi