

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ALAN YÖNLENDİRMELİ ASENKRON MOTORUN
BULANIK-KAYAN KİP VE GENETİK-KAYAN KİP
KONUM KONTROLÜ**

728873

Elk. Yük. Müh. Metin DEMİRTAŞ

**F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan**

DOKTORA TEZİ

Tez Savunma Tarihi : 25/12/ 2002
Tez Danışmanı : Doç. Dr. İbrahim ŞENOL
Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Atıf URAL
: Prof. Dr. Asım KASAPOĞLU
: Prof. Dr. Faik MERGEN
: Prof. Dr. Hacı BODUR

[Handwritten signatures of the jury members]

128813

İSTANBUL, 2002

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ.....	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ÖNSÖZ.....	x
ÖZET.....	xi
ABSTRACT.....	xii
1 GİRİŞ	1
1.1 Elektriksel Sürücü Sistemler.....	1
1.2 Tezin Amacı.....	4
1.3 Tezin Yapısı.....	5
1.4 Uygulanan Yöntemler ve Sonuçlar.....	5
2. ASENKRON MOTORLAR VE KONTROL YÖNTEMLERİ.....	7
2.1 Giriş.....	7
2.2 Asenkron Motorun Çalışma Prensipleri.....	7
2.3 Asenkron Motor Sürücülerin Sınıflandırılması.....	8
2.4 Performans Karakteristikleri.....	9
2.5 Endüstride Asenkron Motor.....	10
2.6 Asenkron Motor Kontrolündeki Sorunlar	12
2.7 Kullanılan Yöntemler	14
2.8 Algılayıcısız Kontrol Uygulamaları	17
2.9 Asenkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolüne Genel Bir Bakış.....	18
2.9.1 Asenkron Motorun Modellenmesi	19
2.9.2 Alan Yönlendirme Yöntemi için Moment ve Akının Kenetlenmesiz İfadelerinin Elde Edilmesi.....	27
2.10 Rotor, Stator ve Hava Aralığı Akısı Alan Yönlendirmesinin Özellikleri.....	30
3. DEĞİŞKEN YAPILI KONTROL SİSTEMLERİ	33
3.1 Giriş.....	33
3.2 Değişken Yapılı Kontrol.....	33
3.3 Temel DYK Kavramları.....	35
3.4 DYK'un Özellikleri.....	39
3.5 Genel DYK Probleminin Tanımı.....	42

3.6	Kayma Yüzeyi.....	43
3.7	Klasik Kayan Kip Kontrolör	43
3.7.1	Lyapunov Kararlılık Teoremi.....	44
3.7.2	Kontrolör Tasarımı.....	45
3.8	Genelleştirilmiş Kayan Kip Kararlı Kontrolörler.....	46
3.9	Eşdeğer Kontrolün Kestirimi.....	49
4.	BULANIK MANTIK KONTROL	51
4.1	Giriş.....	51
4.2	Bulanık Mantık Tarihçesi.....	51
4.3	Bulanık Mantık Temel Kavramları	52
4.3.1	Kural Tabanının Oluşturulması	56
4.4.	Bulanık Mantık Kontrol Sisteminin Yapısı.....	58
4.4.1	Bulanık Hesaplama	60
4.4.2	Bulanıklaştırma	63
4.4.3	Durulaştırma	65
4.5	Bulanık Mantık Sistem Dizaynı Geliştirme Metodolojisi.....	65
4.6	Genel Bir Sistemin Bulanık Mantık Kontrolü.....	66
4.7	Bulanık Mantık Kontrol ve Klasik Kontrolün Karşılaştırılması.....	70
5.	C KAYMA YÜZEYİNİN OPTİMİZASYONUNDA KULLANILAN GENETİK ALGORİTMALARIN TEORİ VE UYGULAMALARI.....	72
5.1	Giriş.....	72
5.2	Genetik Algoritmalar.....	72
5.3	Geleneksel En İyi Arama Yöntemlerinin Etkinliği.....	73
5.4	Genetik Algoritmalar ile Geleneksel Yöntemler Arasındaki Farklar.....	76
5.5	Basit Genetik Algoritma.....	77
5.6	Genetik Algoritma Uygulamasına Bir Örnek.....	81
6.	BİLGİSAYAR BENZETİM SONUÇLARI.....	83
6.1	Giriş.....	83
6.2	Alan Yönlendirmeli Asenkron Motora Ait Denklemler.....	83
6.3	Asenkron Motora Kayan Kip Kontrolünün Uygulanması.....	85
6.4	Asenkron Motora Bulanık-Kayan Kip Kontrolünün Uygulanması.....	97
6.5	Asenkron Motora Genetik-Bulanık-Kayan Kip Kontrolünün Uygulanması.....	104
7.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	110
	KAYNAKLAR.....	114
	EKLER.....	118
EK 1	Bulanık Mantık kısmında kullanılan kural tabanları.....	119
EK 2	Genetik-kayan kip kontrolörde optimum C'yi bulan program.....	122
	ÖZGEÇMİŞ.....	132

SİMGE LİSTESİ

B	Sürtünme katsayısı
B_p	Hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değeri
C	Kayma yüzeyi eğimi
d,q	Akımın d ve q bileşenlerini ifade eden alt indisler
eq	Eşdeğer kontrol
F_p	Rotor m.m.k'nın tepe değeri
I	Akım
$\hat{i}_r$	Rotor akımının tepe değeri
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Stator a,b,c faz akımları
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Rotor a,b,c faz akımları
J	Atalet momenti
K	Maksimum moment
l	Motorun eksenel uzunluğu
L_m	Ortak indüktans
L_r	Rotor indüktansı
L_s	Stator indüktansı
L_{rr}	Rotor kaçak endüktans
L_{is}	Stator kaçak endüktans
n_r	Rotor devir sayısı
n_s	Stator devir sayısı
N_s	Stator sargılarının sarım sayısı
N_r	Rotor sargılarının sarım sayısı
P	Kutup sayısı
p	Türev operatörü
R_r	Rotor direnci
R_s	Stator direnci
r	Motorun yarıçapı
s,r	Stator ve rotoru ifade eden alt indisler
s	Kayma
S	Kayma yüzeyi
t	Zaman
T_e	Motorun ürettiği moment
T_l	Yük momenti
U	Gerilim
u	Giriş değişkenleri veya kontrol işareti
x	Durum değişkenleri vektörü
x_1	Konum hatası
x_2	Konum hatasının türevi
y	Çıkış değişkenleri vektörü
ω_k	Kayma açısal hızı
ω_r	Rotor açısal hızı
ω_s	Senkron açısal hızı
x_1	Konum hatası
x_2	Açısal hız (konum hatasının türevi)
τ_r	Rotor zaman sabiti
α, β	Durağan eksen alt indisleri
σ	Toplam kaçak faktörü

Ψ	Akı
$\hat{\Psi}_m$	Kutup başına hava aralığı akısının tepe değeri
θ	Konum bilgisi
θ_k	Kayma konum bilgisi
θ_r	Rotor konum bilgisi
θ_s	Stator konum bilgisi
θ_{ref}	Referans konum bilgisi
δ	Moment açısı



KISALTMA LİSTESİ

AADE	Akım Ara Devreli Evirici (Current-source inverter)
AC	Alternatif akım (Alternating Current)
ÇKKK	Çatırtısız Kayan Kip Kontrol (Free-Chattering Sliding Mode Control)
DYK	Değişken Yapılı Kontrol (Variable Structure Control)
DYKS	Değişken Yapılı Kontrol Sistemi (Variable Structure Control System)
FLC	Bulanık Mantık Kontrol (Fuzzy Logic Control)
FSMC	Bulanık Kayan Kip Kontrol (Fuzzy Sliding Mode Control)
GA	Genetik Algoritma (Genetic Algorithm)
GADE	Gerilim Ara Devreli Evirici (Voltage-source inverter)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
KKK	Kayan Kip Kontrol (Sliding Mode Control)
VSC	Değişken Yapılı Kontrol (Variable Structure Control)
VSS	Değişken Yapılı Sistem (Variable Structure System)
mmk	Manyeto motor kuvveti



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	Modern bir elektriksel sürücü sistemin blok diyagramı.....	1
Şekil 2.1	Asenkron motor sürücülerin sınıflandırılması.....	8
Şekil 2.2	Çok fazlı bir asenkron motor için hız-moment ve hız akım eğrileri.....	10
Şekil 2.3	İç çevrimde motor kullanılan süreç kontrol.....	18
Şekil 2.4	İki kutuplu, üç fazlı asenkron makinanın eşdeğer gösterimi.....	21
Şekil 2.5	Asenkron makinanın rotor ve stator eksenlerinin d-q eksen sistemine göre konumu.....	23
Şekil 2.6	Sincap kafesli asenkron makinanın d-q eksen sistemindeki eşdeğer devresi.....	24
Şekil 2.7	Asenkron motorun duran eksen sisteminde (iki faz) eşdeğer devresi.....	26
Şekil 2.8	Asenkron motorun sürekli durum tek faz eşdeğer devresi.....	26
Şekil 2.9	Asenkron motorun alan yönlendirmesi için vektör diyagramı.....	28
Şekil 2.10	Asenkron motorun alan yönlendirmesi için ayrıştırılmış modelinin blok gösterimi.....	30
Şekil 2.11	Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için ilkesel gösterimi.....	30
Şekil 2.12	Belirli bir stator akısı için moment/hız karakteristiği.....	32
Şekil 3.1	Denklem (3.4) sisteminin faz düzlemi ve anahtarlama doğrusu.....	36
Şekil 3.2	Denklem (3.8) sisteminin faz düzlemi.....	37
Şekil 3.3	Denklem (3.9) sisteminin faz düzlemi.....	38
Şekil 3.4	Denklem (3.8) ve (3.9) sistemlerinin birleştirilmiş faz düzlemi.....	38
Şekil 3.5	Kayma doğrusu.....	43
Şekil 3.6	Kararlılık kavramları.....	44
Şekil 3.7	Signum fonk.....	47
Şekil 3.8	Doğrusal fonk.....	47
Şekil 3.9	$\tan^{-1}(S)$ fonk.....	47
Şekil 3.10	Doymalı doğrusal fonk.....	47
Şekil 3.11	Üstel tek fonk.....	47
Şekil 3.12	Kaydırılmış sigmoid fonk.....	47
Şekil 3.13	Eşdeğer kontrol kestirimi ile KKK.....	50
Şekil 4.1	Yüksek ateşli hastaların bulanık kümesi.....	53
Şekil 4.2	Bulanık küme ile klasik kümenin karşılaştırılması.....	54
Şekil 4.3	Çeşitli üyelik fonksiyonları.....	54
Şekil 4.4	Cubic spline üyelik fonksiyonu.....	55
Şekil 4.5	Yedi etiketli üyelik fonksiyonuna tanım uzayı.....	55
Şekil 4.6	Ateşli bir hastanın ateş durumunun üyelik fonksiyonlarına dağılımı.....	56
Şekil 4.7	Sıcaklık değişkeni için üyelik fonksiyonları.....	58
Şekil 4.8	Bulanık üyelik fonksiyonu.....	62
Şekil 4.9	Bir Bulanık Mantık Denetleyicinin yapısı.....	62
Şekil 4.10	Bulanık Mantık kontrol sisteminin blok diyagramı.....	66
Şekil 4.11	İki ayrı hata değeri için karşılık gelen üyelik fonksiyonları.....	67
Şekil 4.12	Çıkışa ait üyelik singleton fonksiyonları.....	67
Şekil 4.13	Girişlere göre bulanık kuralların gerçekleştirilmesi.....	69
Şekil 5.1	Tek tepe noktalı uzay.....	74
Şekil 5.2	Çok tepe noktalı uzay.....	74
Şekil 5.3	Pratikte karşılaşılan bir amaç fonksiyonu örneği.....	74
Şekil 5.4	Farklı arama yöntemlerinin etkinliklerinin etkinlikleri.....	75

Şekil 5.5	$Y=X^2$ amaç fonksiyonu.....	76
Şekil 5.6	Kapalı kutu örneği.....	76
Şekil 5.7	Temel genetik algoritma döngüsü.....	78
Şekil 5.8	Üreme operatörü için rulet çarkı.....	79
Şekil 5.9	Çaprazlama işleminin şematik gösterimi.....	80
Şekil 6.1	Faz düzleminde seçilen kayma yüzeyi.....	86
Şekil 6.2	Sgn(S) fonksiyonu.....	87
Şekil 6.3	Faz düzleminde denklem (6.51)'in gösterimi.....	91
Şekil 6.4	Kayan kip kontrolünün kapalı çevrim blok diyagramı.....	92
Şekil 6.5	Sınır tabakalı kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=5, d=0.8, T_i=0, J=0.0053, B=0.00114$)	93
Şekil 6.6	Sınır tabakalı kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=5, d=0.8, T_i=1, J=0.0053, B=0.00114$)	94
Şekil 6.7	Sınır tabakalı kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=5, d=0.8, T_i=0, J=0.0106, B=0.00228$)	95
Şekil 6.8	Sınır tabakalı kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 5, C=5, d=0.8, T_i=0, J=0.0053, B=0.00114$)	96
Şekil 6.9	Bulanık-mantık kayan kip kontrolünün kapalı çevrim blok diyagramı.....	98
Şekil 6.10	Bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=5, d=0.8, T_i=0, J=0.0053, B=0.00114$)	100
Şekil 6.11	Bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=5, d=0.8, T_i=0, J=0.0106, B=0.00228$)	101
Şekil 6.12	Bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=5, d=0.8, T_i=0, J=0.0106, B=0.00228$)	102
Şekil 6.13	Bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 5, C=5, d=0.8, T_i=0, J=0.0053, B=0.00114$)	103
Şekil 6.14	Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=11.0696, d=0.8, T_i=0, J=0.0053, B=0.00114$)	105
Şekil 6.15	Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=11.0696, d=0.8, T_i=1, J=0.0053, B=0.00114$)	106
Şekil 6.16	Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=11.0696, d=0.8, T_i=0, J=0.0106, B=0.00228$)	107
Şekil 6.17	Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 5, C=11.0696, d=0.8, T_i=0, J=0.0053, B=0.00114$)	108
Şekil 6.18	Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem..... ($\theta = 10, C=30, d=0.8, T_i=0, J=0.0053, B=0.00114$)	109
Şekil 6.19	Asenkron motora uygulanan geleneksel kayan kip kontrolörün adım cevabı.....	111
Şekil 6.20	Asenkron motora uygulanan alçak geçiren filtreli kayan kip kontrolörün adım cevabı.....	111
Şekil 6.21	Asenkron motora uygulanan çatırtısız bulanık kayan kip kontrolörün adım cevabı.....	111
Şekil 6.22	Asenkron motora uygulanan çatırtısız genetik bulanık kayan kip kontrolörün adım cevabı.....	111

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 4.1	Isı kaynağı kontrol kuralları	61
Çizelge 4.2	Servo kontrol için bulanık kural tablosu.....	69
Çizelge 5.1.	Diziler, amaç fonksiyon değerleri ve kopyalanma yüzdeleri.....	79
Çizelge 5.2.a	Genetik Algoritmalar.....	81
Çizelge 5.2.b	(devam).....	82



ÖNSÖZ

Kayan kip kontrolü değişken yapıli kontrolün özel bir halidir. Klasik kayan kip kontrolünde çatırtılar oluşmaktadır. Bu çatırtılar kontrol edilen sistem üzerinde olumsuz etkiler oluşturmaktadır. Kontrolör tasarımında bu olumsuzlukların giderilmesi için bulanık mantık teorisi kullanılarak başarılı sonuçlar alınmıştır. Bulanık mantık teorisinde kural tabanı oluşturulmasının uzman deneyimine dayalı olması dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle çatırtının ortadan kaldırılması için bulanık mantık teorisi kayan kip kontrolüne uygulanmıştır. Oluşturulan çeşitli kural tabanları model üzerinde denenerek, en iyi kural tabanları elde edilmiştir.

Kayan kip kontrol teorisinde, sistem dinamiğini belirleyen kayma yüzeyinin optimum olarak bulunması da ayrı bir sorun teşkil etmektedir. Bu sorun ise genetik algoritmalar kullanılarak giderilmiştir.

Doktora tez çalışmalarım boyunca bana her türlü kolaylık ve yardımı gösteren danışman hocam sayın **Doç. Dr. İbrahim ŞENOL**'a ve emeği geçen diğer hoca ve arkadaşlarıma teşekkür ederim.

2002 İSTANBUL

Metin DEMİRTAŞ

ÖZET

Skaler kontrol yöntemleri, fiyat bakımından asenkron motorlar için uygun olmasına rağmen, kötü bir karakteristiğe sahiptirler ve inverter-motor performansını da kısıtlamaktadırlar. Bu kısıtlamalar alan yönlendirmeli kontrol (vektör kontrol) kullanıldığında ortadan kalkmaktadır. Genel olarak alan yönlendirme yönteminin dezavantajı, motorda hız veya akı sensörlerinin bulundurulmasıdır. Alan yönlendirmeli kontrol teknikleri dolaylı (indirekt) ve doğrudan (direkt) olmak üzere iki grupta sınıflandırılabilir.

Bu tezde, matematiksel sistem modeli olarak sincap kafesli asenkron motorun d-q modeli kullanılmıştır. Moment ve akıyı bağımsız olarak kontrol edebilen vektör bileşenleri, stator akımının senkron olarak dönen i_{sq} ve i_{sd} bileşenleridir. Simülasyon programı bu modele dayanılarak hazırlanmıştır.

Kontrolör olarak kullanılan Kayan Kip Kontrol (KKK) sistemi, Değişken Yapılı Kontrol (DYK) sistemi olarak bilinmektedir. DYK dizaynı genellikle çarpma ve kayma fazı olarak iki kısımdan oluşmaktadır. Önce sistem bir geri besleme kuralıyla anahtarlama yüzeyine doğru yönlendirilmekte ve sonra kayan kip oluşturulmaktadır. Sistem durumları kayan kipe girdiğinde, sistemin dinamiği bu kayma yüzeyinin belirlenmesiyle bulunmaktadır.

Motor kontrolü, robot manipülatörleri ve belirsiz sistemler gibi değişken yapıli sistemler, modern doğrusal olmayan sistem kontrolünde önemli bir yer tutmaktadır. Bununla birlikte, gerçel kontrolörlerle gerçekleştirilemeyen kontrol sınırları arasında birçok anahtarlamanın gerçekleşmesi gibi bazı problemler vardır. Bu problemin üstesinden gelmek için, anahtarlama yüzeyinin komşuluğunda ince bir sınır tabaka oluşturulur. Böylece süreksizlik kaldırılmış olur. Bu sınır tabaka bir doyma fonksiyonuyla elde edilebilir fakat sınır tabakanın oluşturulması halinde sürekli hal hataları da oluşabilmektedir.

KKK teorisinde bahsedilen sınır tabaka problemi, bulanık mantık ile giderilebilir. Bulanık-kayan kip kontrol, bulanık mantık ve değişken yapıli sistem teorilerinin birleşimidir. Bulanık mantığın temel özelliği, klasik kontrol teorisine ve bir uzman deneyimine dayalı olmasıdır.

Genetik Algoritmalar (GA), birçok genin kodlu olarak birleşmiş kromozomundan oluşmaktadır ve sahip olduğumuz genetik yapıdaki koda benzerlik gösteren bir yapıya dayanmaktadır. GA'da temel işlemler üreme, çaprazlama ve mutasyon olarak üç kısımdan oluşmaktadır.

Bu çalışmada, dolaylı alan yönlendirmeli asenkron motora, önce sınır tabakalı kayan kip kontrolörü, sonra bulanık-kayan kip ve genetik-kayan kip kontrolörleri uygulanmış ve başarılı sonuçlar alınmıştır.

Tezde yapılan simülasyon çalışmaları MATLAB programıyla gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

Anahtar kelimeler: Asenkron motor, kayan kip kontrol, bulanık mantık, genetik algoritmalar

ABSTRACT

Eventhough scalar control methods for induction motor control have cheap price, they have poor characteristics and restrict inverter-motor performance. These restrictions disappear when field orientation is used. Generally, a disadvantage of field orientation method is the necessity of speed or flux sensor on the motor. Vector control techniques is classified in two groups as indirect and direct methods.

In this thesis, a mathematical d-q model for squirrel cage induction motor has been used. The synchronously rotating vector components of stator current i_{sq} and i_{sd} controls independently the torque and rotor flux, respectively. Simulation program has been prepared basing on the model.

Sliding Mode Control (SMC) system used as controller is also known as variable structure control system. The design of variable structure controller generally consists of two steps which are hitting and sliding phases. Firstly, the system is directed towards a switching surface by a feedback control law, then sliding mode occurs. When the system states enter the sliding mode, the dynamic of the system are determined by the choice of sliding surface.

Variable structure systems such as motor control, robotic manipulators and indefinite systems have an important place in the control of modern non-linear system. However, there are some difficulties such as existing many switches between the control bounds, which can not be realized by real controllers. A thin boundary layer neighbouring the switching surface is occurred to overcome this problem. Hence, the discontinuity is eliminated. The boundary layer can be achieved by a saturation function. However, introducing boundary layer, steady-state errors may occur.

The mentioned problem in sliding mode control theory can be compensated with fuzzy logic principles. Fuzzy-sliding mode control combines fuzzy logic and variable structure system theories. The main property of fuzzy logic is being based on classical control theories and the experiences of human-being.

Genetic algorithm (GA) is based on an analogy to the genetic code in our own DNA (deoxyribonucleid acid) structure, where its coded chromosome is composed of many genes. In GAs, there are three basic operators which are reproduction, crossover and mutation.

In this study, firstly, boundary layer sliding mode controller and then fuzzy-sliding mode controller and genetic sliding mode controller are applied to the indirect vector controlled induction motor. Successfull results are obtained.

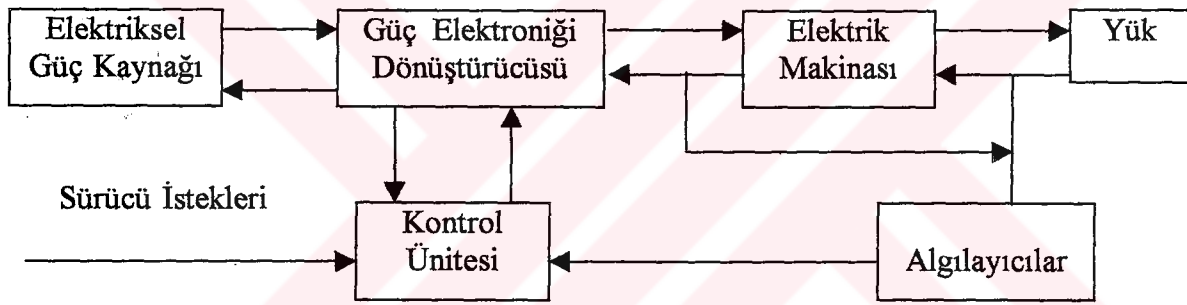
Simulations used in this thesis are performed by using MATLAB and results are compared with each other.

Keywords: Induction motor, sliding mode control, fuzzy logic, genetic algorithms.

1. GİRİŞ

1.1 Elektriksel Sürücü Sistemler

Değişken hızlı sürücü sistemler, modern endüstrinin vazgeçilmez bir parçasıdır. Modern elektriksel sürücü sistemler; doğru akım motorları, asenkron motorlar, senkron motorlar, güç elektroniği dönüştürücüleri, analog veya sayısal kontrolörler ile algılayıcı veya gözlemleyicilerden oluşmaktadır. Böyle bir modern elektriksel sürücü sistemin blok diyagramı Şekil 1.1'de gösterilmiştir. Bu sürücü sistemlerde enerji akışı iki yönlü olabilmektedir. Uygulamada, sürücü sistemlerin seçiminde, yük tarafında ki koşullar göz önünde bulundurulmalıdır. DC motorların hızı kolaylıkla kontrol edilebildiğinden, sanayide yaygın olarak kullanılmıştır. Ancak bu durum zamanla değişmeye başlamıştır ve bu değişimde asenkron motorlar çok önemli bir yer tutmuştur.



Şekil 1.1 Modern bir elektriksel sürücü sistemin blok diyagramı.

Sincap kafesli asenkron motorlar; yapılarının sağlam ve basit olması, hız ayar aralığının geniş olması, diğer motorlara göre daha ucuz ve daha az bakım gerektirmesinden dolayı endüstride en çok kullanılan motorlar konumuna gelmiştir. Güç elektroniği ve mikroişlemci alanındaki gelişmelere paralel olarak asenkron makineler, servo uygulamalarında doğru akım ve senkron makinelerin yerine kullanılmaya başlanmıştır. Ancak bu motorların hız veya moment kontrolü, karmaşık ve doğrusal olmayan yapılarından dolayı doğru akım motorlarına göre daha zordur.

Doğru akım motorlarının momenti; bağımsız olarak kontrol edilebilen, endüvi akımı ve uyarma akısı olmak üzere iki ortagonal bileşenden oluşmaktadır. Asenkron motorlarda bu kenetlenmesiz yapı doğrudan görülmez. Makinenin elektriksel dinamiği ile mekanik dinamiği arasındaki doğrusal olmayan kuplaj nedeniyle asenkron makinede yüksek performans elde etmek oldukça zordur. Bu problemi ortadan kaldırmak üzere standart konum ve hız kontrol

çevrimlerinden başka daha içte bir çevrim oluşturacak alan yönlendirmeli kontrol teknikleri geliştirilmiştir.

İlk olarak Hasse (1969) ve Blasckhe (1972) tarafından ortaya atılan alan yönlendirme yöntemi ile asenkron motorların momenti ve akısı birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenleri üzerinden kontrol edilebilmektedir. Alan yönlendirmeli veya transvektör kontrol isimlerinin de kullanıldığı bu yöntem 1980'lerin başına kadar, uygulanmasındaki teknolojik zorluklar nedeniyle, çok az dikkat çekmiştir. Ancak sayısal işaret işleme tekniklerindeki gelişmeler ve yarı iletken anahtarlama elemanlarının performanslarındaki artışlar ile alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolü üzerindeki çalışmalar yoğunlaşmıştır.

Temel olarak bütün döner alanlı makinelere uygulanabilen bu yöntem doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli olarak gerçekleştirilebilmektedir.

Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (akı ileri besleme kontrolü), ilk olarak Hasse (1969) tarafından uygulanmıştır. Bu uygulama tarzında yönlendirme bilgisi, stator akımları ve hızını gözlemleyerek elde edilir. Dolaylı alan yönlendirme hesaplamalarında kayma bilgisi stator akımları üzerinden elde edilir.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol (akı geri besleme kontrolü), ilk olarak Blasckhe (1972) tarafından uygulanmıştır. Doğrudan alan yönlendirme uygulanırken, yönlendirme akısı hall etkili duyargalar, sezici bobinler, stator geriliminin üçüncü harmoniği veya kademeli stator sargıları ya da stator akım-gerilim ve hız ölçümleri kullanan gözlemleyiciler üzerinden elde edilen akı bilgisi geri beslenir ve ayrıştırmanın temelini oluşturan dönüşümler gerçekleştirilir (Vas, 1990).

Dolaylı ve doğrudan alan yönlendirmeli kontrol için, kontrol değişkeni stator akımı, gerilimi veya akısı olabilir. Genel olarak doğrudan alan yönlendirme, dolaylı alan yönlendirmeye göre daha fazla hesaplama zamanı gerektirmektedir.

Yönlendirme akısı olarak asenkron motorlar için tanımlı stator akısı, hava aralığı akısı veya rotor akısı kullanılabilir. Stator ve hava aralığı akısının ölçülmesi rotor akısına göre daha kolaydır. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda kararlılık sorunları oluşmaktadır (Bayer, 1977). Ayrıca tam ayrıştırma yapabilmek için daha fazla gerçek zamanlı hesaplama süresine gerek duyulmaktadır. Rotor akısı alan yönlendirmesi ise akı ölçülmesindeki zorluklara rağmen moment cevap süresi, kararlılık ve ayrıştırmanın doğrudan oluşması nedeniyle daha az hesaplama zamanı gerektirmesinden dolayı mükemmel özelliklere

sahiptir. Böylece asenkron motorlar doğru akım motorlarına göre performans açısından tam bir alternatif motor olarak ortaya çıkmaktadır.

Doğrudan ve dolaylı alan yönlendirme yöntemlerinin uygulanması sırasında sıcaklık, doyum ve çalışma frekansına bağımlı olarak oluşan ve yönlendirme akışına göre farklılaşan parametrelerin değişimleri, performansı olumsuz etkilemektedir. Özellikle sincap kafesli asenkron motorlardaki rotor parametresi bağımlılığı, ölçülmesindeki zorluklardan dolayı önem kazanmaktadır. Alan yönlendirme yöntemindeki parametre değişimlerine olan bağımlılık, bu parametrelerin çalışma sırasında ölçülüp düzeltilmesi ile giderilmektedir. Literatürde motor parametrelerinin düzeltilmesine ilişkin pek çok yöntem rapor edilmiştir (Vas, 1990).

Büyük güçlü makinelerde uygulanan stator akı yönlendirmesi, akı seviyesi ve momenti doğrudan kontrol etmek için bir histeresiz band üzerinden kayan kip kontrol ile yapıldığı zaman Doğrudan Self Kontrol olarak adlandırılmaktadır (Depenbrock, 1985).

Alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolünün gerçekleştirilmesi sırasında kullanılan algoritmalara bağımlı problemler oluşmaktadır. Bazı uygulama yöntemleri standart dışı asenkron motor kullanılmasını gerektirirken (üzerinde akı ölçücü bulunan motorlar), bir kısmında ise besleme amacıyla kullanılan inverterlerde ek maliyetler ortaya çıkarmaktadır. Ayrıca güvenilir ve iyi bir performans sağlayan bir yönlendirmenin gerçekleştirilmesi için yüksek işlem kapasiteli ve hızlı mikroişlemciler gerekmektedir.

Elektronik güç dönüştürücülerinin, elektrik makinelerinin kontrolünde kullanılması 1950'li yıllarda yarı iletgen güç anahtarlarının keşfi ile başladı. Ancak klasik orantı-integral ve türevsel (Proportional, Integrative and Derivative-PID) gibi doğrusal kontrol teoriler, yüksek başarılı kontrol uygulamalarında yetersiz kalmaktaydı. 1960'lı yıllarda bilinen fakat uygulanamayan modern kontrol teorileri, ancak 1970'li yıllarda mikrobilgisayarların ortaya çıkmasıyla kullanılabilir hale geldi (Bose, 1988).

Kontrolör tasarımında kullanılan farklı yaklaşımlardan biri de kayan kipli doğrusal olmayan yaklaşımdır. Bozuculara ve parametre değişimlerine karşı duyarsız, derece indirgeme özelliği ve kolay gerçekleştirilmesi ile bilinen kayan kipli kontrol ile asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolünde başarılı sonuçlar elde edilmiştir (Sabanovic, 1981; Shyu, 1995).

Literatüre bakıldığında, kayan kip kontrolörün farklı yerlerde ve değişik şekillerde uygulandığı görülmektedir. Sabanovic ve Bilalovic (1989) kayan kip kontrolörü AC sürücüler için uygulamışlardır. Won, Kim ve Yoo (1993) alan yönlendirmeli asenkron motora

bulanık-kayan kip kontrolü uygulayarak konum kontrolü yapmışlardır. Kazmierkowski ve Subczuk (1996) yüksek performanslı asenkron motor için, geri beslemenin doğrusallaştırılmasında kayan kip kontrolörü kullanmışlardır. Chan ve Wang (1996) yüksek performanslı asenkron motor için kayan kip kontrolör tasarlamışlardır. Şahin (1997), Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolünde, kayan kipi, gözlemleyici tasarımında kullanmıştır. Wang, Leung ve Tam (1999) ayırık zamanlı kayan kip kontrolörü PWM inverter sürmede gerçekleştirmişlerdir. Wang ve Chen (1999), Fırçasız DC motor PWM sürücü için kayan kip akım kontrol şeması geliştirmişlerdir. Zhang ve Guo (2000) hard disk sürücüler için ayırık zamanlı kayan kip kontrol tasarlamış ve uygulamışlardır. Zhou, Wang ve Guo (2001) hard disk sürücüler için zamanla değişen kayma yüzeyli kayan kip kontrolör geliştirmişlerdir. Wai ve Liu (2001) asenkron motor servo sürücü sistem için kayan kip kontrolör kullanmışlardır. McCann, Islam ve Husain (2001) kayan kip kontrolörü relüktans motorda, konum ve hız kontrolünde kullanmışlardır. Literatürde karşılaşılan bu çalışmalarda, kullanılan kayan kip kontrolörle başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Ancak yapılmış çalışmalarda görülen eksiklikler, optimum kayma yüzeyinin bulunması ve kayma yüzeyi boyunca ince bir sınır tabaka oluşturularak sistemin dinamik performansının iyileştirilmesi ile ilgili konular da araştırma yapılması gerekliliğini ortaya çıkarmıştır.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde, sistemin dinamik performansının iyileştirilmesi göz önünde bulundurularak, asenkron motorun konum kontrolü hedeflenmiştir. Bilindiği gibi moment kontrollü sistemlere kolaylıkla hız kontrolü veya konum kontrolü eklenebilir. Ancak değişken hızlı sürücülerin bir kısmında kumanda büyüklüğü olarak moment alınmaktadır. Özellikle taşıt uygulamalarında moment doğrudan kontrol edilmektedir. Yani moment hız hatasının bir sonucu olmayıp doğrudan referans olarak girilir. Ayrıca bazı yüksek performanslı uygulamalarda asenkron motor üzerinde hız ölçücü istenmeyebilir. Bu tür isteklerin karşılanması sırasında hem standart motor kullanan hem de ek inverter maliyetlerinden kaçınan algoritmalar geliştirilmelidir. Yukarıdaki incelemelerden anlaşılacağı üzere moment kontrolü için en uygun yöntem alan yönlendirmedir.

Bu nedenle aşağıdaki istekleri karşılayan bir sürücü geliştirilmiştir:

- 1) Moment doğru akım motorlarında olduğu gibi kenetlemesiz olarak, hızlı bir şekilde kontrol edilebilmelidir .
- 2) Rotor parametrelerindeki değişimlerden ve bozuculardan etkilenmemelidir.

- 3) Gerçek zamanlı hesaplama süresi tüketimi en az derecede tutulmalıdır.
- 4) Başlangıç durumunda en az motor parametresi bilgisine ihtiyaç olmalıdır.

1.3 Tezin Yapısı

Yukarıda temel özellikleri ortaya konulan sürücünün geliştirilmesi için, önceki araştırmalar incelenmiştir. Bu inceleme sonuçlarından teknolojik yönelişler ve istekler göz önünde bulundurularak yukarıda sıralanan sürücü özellikleri elde edilmiştir. Daha sonra bilgisayar benzetimi yardımıyla, konum kontrolünde stator akımları ve rotor konum bilgisi alınarak, alan yönlendirmeli asenkron motor algoritması geliştirilmiştir.

Böylece tezin yapısı şu şekilde oluşturulmuştur;

İkinci bölümde, asenkron motorun çalışması, kontrol yöntemleri ve dolaylı alan yönlendirmeli modeli ortaya konulmuştur.

Üçüncü bölümde, uygulanacak olan kayan kip kontrol tanıtılmış ve yöntemin üstünlükleri ile sorunları birlikte tartışılmıştır.

Dördüncü bölümde, kayan kipte oluşan çatırtıları ortadan kaldırmak için uygulanan bulanık mantık kontrol incelenmiştir.

Beşinci bölümde, kayan kipte, optimum kayma yüzeyinin belirlenmesinde kullanılan genetik algoritmalar anlatılmıştır.

Altıncı bölümde ise, bilgisayar benzetimi sonuçları, kontrol sisteminin değişik özelliklerini ortaya koyacak şekilde verilmiştir. Elde edilen sonuçların bütün olarak değerlendirilmesi ve sonraki çalışmalara ilişkin öneriler sonuç kısmında anlatılmıştır.

1.4 Uygulanan Yöntemler ve Sonuçları

Parametre bağımlılığı sorununa çözüm getirmek için dayanıklı kontrol sistemleri geliştirmek gerektiği açıktır. Son yıllarda, özellikle motor sürücülerde, başarılı sonuçları görülen kayan kip kontrol yaklaşımının dikkat çeken özelliği dayanıklı ve kararlı kontrol sağlamasıdır. Bu çalışmada, konum kontrol çevriminde kayan kip kontrol kullanılmıştır. Bu kontrol yaklaşımının bilinen sakıncası olan çatırtı (chattering), oldukça yeni geliştirilen çatırtısız kayan kip kontrol yaklaşımı (Bulanık mantık-kayan kip kontrol) ile giderilmiştir.

Kayan kip kontrolde önemli bir sorun teşkil eden kayma yüzeyinin belirlenmesinde genetik algoritmalar kullanılarak, optimum kayma yüzeyi elde edilmiştir. Geliştirilen bu algoritmalarla, gerçekleştirilen sistemlere aşağıdaki özellikler kazandırılmıştır.

- a) Dış bozucular ve parametre değişimlerine (J,B gibi) karşı dayanıklılık sağlanmıştır.
- b) Sınır tabaka oluşturularak daha kararlı ve hassas kontrol elde edilmiştir.
- c) Optimum kayma yüzeyi bulunarak, sistemin cevap süresi kısaltılmıştır.

Yukarıda sayılan bu özellikler bilgisayar benzetim ile elde edilerek bölüm 6'da sunulmuştur.



2. ASENKRON MOTORLAR VE KONTROL YÖNTEMLERİ

2.1 Giriş

Asenkron motor olarak adlandırılan sistem, doğrusal olmayan, beşinci dereceden, dinamik ve karmaşık yapılu bir sistemdir (Holtz, 1993). Bu bölümde, asenkron motor modeli, kontrol yöntemleri ve çözülmesi gereken sorunlar kısaca ele alınmıştır.

2.2 Asenkron Motorun Çalışma Prensibi

3 fazlı, 2 kutuplu bir asenkron motora şebeke gerilimi uygulanır. Statordaki sargılardan geçen alternatif akımlar, 3 fazlı döner alanları meydana getirirler. Stator sabit olduğu halde, döner alanlar ortada bulunan kısa devreli rotorun çubuklarını kestiğinden, rotorun çubuklarından endüksiyon akımlarının geçmesine neden olurlar. Bu endüksiyon akımları rotorun kutup alanlarını meydana getirirler. Döner stator kutup alanları rotorun kutuplarını etkileyerek (benzer kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker prensibinden hareket ile) N kutbunun altındaki rotor çubukları bir yöne, S kutbunu altındaki rotor çubukları diğer yöne doğru iterler. Bu itme kuvvetlerinin meydana getirdiği döndürme momenti rotorun döner alan yönünde dönmesini sağlar.

Rotorun devir sayısı arttıkça, döner alanın rotor çubuklarını kesmesi azalacağından, rotor çubuklarında endüklenen emk'ler ve kısa devre çubuklarından geçen endüksiyon akımları azalır. Dolayısıyla, rotoru döndüren moment azalır. Böylece rotorun devir sayısında artış olmaz. Motor boşta çalışırken rotorun devir sayısı senkron devir sayısına (döner alanın devrine) yaklaşır ama hiçbir zaman eşit olmaz. Çünkü bu iki devir sayısı eşit olursa, stator döner alanı rotor çubuklarını kesmez. Bu da rotorda döndürme momentini oluşturan endüksiyon akımının geçmemesine neden olur. Böylece rotor dönmemiş olur. Bu yüzden motorun momentini belirlemede etkili olan kayma kavramı ortaya çıkmıştır. Döner alanın devir sayısı ile rotor devir sayısı arasındaki farka "Rotorun Kayması" denmektedir. Diğer bir ifade ile, rotor devrinin senkron devirden geri kalmasına "Kayma" denilmektedir. Kayma,

$$\%s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100 \quad (2.1)$$

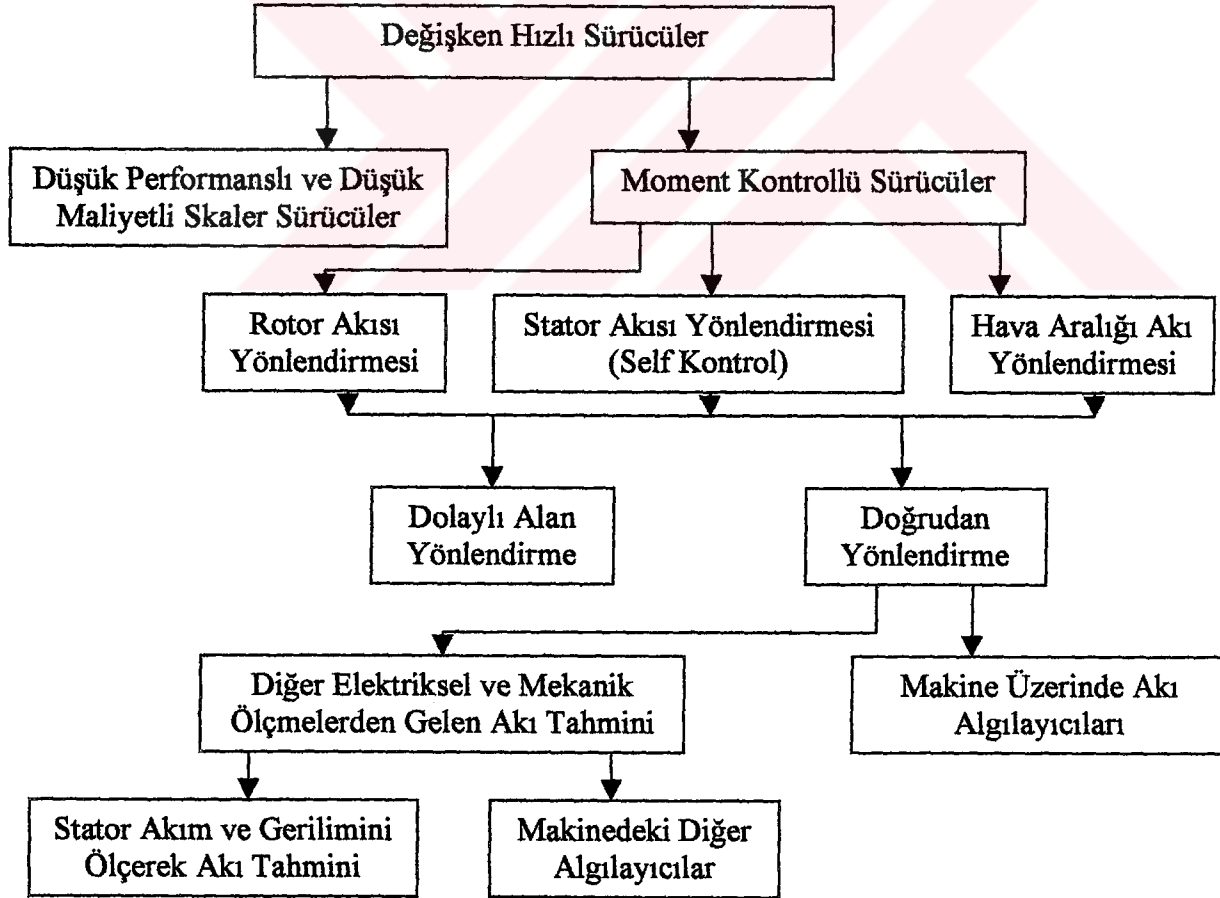
$$n_r = (1 - s)n_s \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

Denklem (2.1)'den de görüleceği gibi rotorun devir sayısı hiçbir zaman döner alanın devir sayısına yani senkron devire eşit olmaz. Bu da rotorun senkron devirden daha az bir devirle döndüğünün ve kaymanın sıfır olamayacağını göstermektedir. Rotor hızı senkron hıza yaklaştığında kayma azalacak ve buna bağlı olarak da rotor iletkenlerinde döndürme momentini üreten endüksiyon akımı azalacaktır. Böylece rotorun dönmesi yavaşlamaya başlayacaktır. Rotor yavaşlamaya başlayınca iletkenlerinde endüklenen gerilim artarak motorun tekrar hızlanması sağlanmaktadır.

2.3 Asenkron Motor Sürücülerin Sınıflandırılması

Başlangıçta, asenkron motorların değişken hızlı sürücü sistemlerle kullanılması skaler kontrol yöntemleri aracılığı ile olmuştur. Daha sonraları, güç elektroniği elemanlarının ve mikroişlemcilerin gelişmesiyle alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri uygulanmaya başlanmıştır. Günümüzde mevcut değişken hızlı asenkron motor kontrol yöntemleri Şekil 2.1'deki gibi sınıflandırılabilir.



Şekil 2.1 Asenkron motor sürücülerinin sınıflandırılması (Akın, 1994).

Değişken hızlı V/f_s kontrollü asenkron motor sürücü sistemlerinde hava aralığı akısı V/f_s oranıyla doğrusal olarak ayarlanarak ucuz ve kolay gerçekleştirilebilen bir yapı elde edilebilir. Bu yöntemde, moment stator akımı ile ilişkilidir. Ancak stator akımı aynı zamanda akı seviyesini de kontrol ettiği için kenetlemeli bir moment kontrolü söz konusudur. Dolayısıyla, momenti değiştirmek gerektiğinde, akı seviyesi değişeceği için, moment cevap süresi akı değişim hızına bağlı olarak yavaş olacaktır. Ayrıca bu skaler kontrol yöntemi uygulandığı zaman, frekans referansı basamak şeklinde değiştiğinden, gerçek kayma değeri aşılmış olur ve kararsızlık oluşur. Ayrıca parametre değişimleri yöntemin sonuçlarını olumsuz etkiler. Bu yöntemin geliştirilmesi için kayma kontrolü kullanılmaktadır (Bose, 1987). V/f_s yöntemi çok düşük hızların dışında, hızın yavaş değiştiği uygulamalar için elverişli olmasına rağmen konum kontrollü sürücülerde kullanılamazlar.

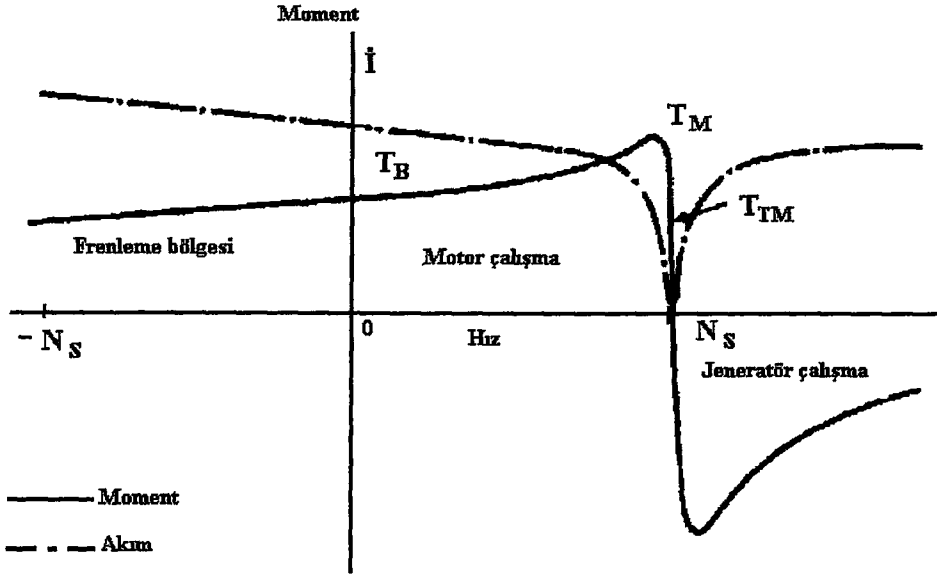
Skaler kontrol yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı asenkron motorlu sürücü sistemlerin performansı doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansa ulaşamamaktadır. Böylece ortaya çıkan boşluğun doldurulması için moment bileşenlerinin ayrıştırılmış olduğu bir kontrol yöntemi gereksinimi ortaya çıkmaktadır.

2.4 Performans Karakteristikleri

Şekil 2.2’de çok fazlı bir asenkron motor için hız-moment ve hız-akım eğrileri verilmiştir. Bu eğrilerde üç önemli bölge; motor çalışma, motoru frenleme ve jeneratör çalışmadır (Nasar, 1987).

Şekil 2.2’deki eğriler incelendiğinde, motorun çalışma prensibinden bahsederken ifade edilmeye çalışılan senkron hız ve kayma gibi sayısal değerleri içeren kısımları da anlamak kolay olmaktadır.

Yine bu eğri ile karşımıza çıkan kritik moment ifadesi, motor çalışma bölgesinde meydana gelen maksimum momenttir ve şekil 2.2’de T_M ile gösterilmiştir. Rotorun bloke edilmesi ile ortaya çıkan moment ise aynı şekilde T_B (kilitli-rotor moment) ile ifade edilmektedir. Normalde bir asenkron motor, maksimum moment ve senkron hız arasında çalışır. Eğride T_{TM} ile gösterilen nominal tam yük moment) ile hız eksen) arasında kalan yer çalışma bölgesidir.



Şekil 2.2 Çok fazlı bir asenkron motor için hız-moment ve hız-akım eğrileri (Üstün, 2001).

2.5 Endüstride Asenkron Motor

Asenkron motorlar günümüzde endüstride en çok kullanılan motor tipidir. Ancak, kullanımları gün geçtikçe azalmaktadır. Bunun ana sebebi, asenkron motorun yeni kullanım alanlarına girebilmesi için, kontrol sistemlerinin gerekli bazı sorunları aşamamasıdır (Stefanovic, 1995). Bu sorunlardan önce, gelecekte yeni uygulama alanlarının neler olabileceğine bakmak gereklidir. Bu alanların her biri kendi başına, asenkron motor kullanımına yepyeni boyutlar katabilecek niteliktedir. Genel görüşe göre bunlar;

1. Elektrikli veya karma yapılı otomobil tahriki,
2. Süreç kontrolünde (process control), oransal sıvı akış kontrol valfleri yerine hız kontrollü motorlar,
3. CNC tezgahların tahriki,
4. Tekstil tezgahları, eksantrik pres v .b. tezgahların kontrollü sürülmesidir.

Bazı uygulamalar ve endüstriyel ürünler geliştirilmiş ve halen üzerlerinde çalışılmaktadır. Ancak uygulamaların yaygınlaşması ve güvenle kullanımın sağlanabilmesi için belirli sorunların aşılması gereklidir. Bunlar uygulama alanına göre;

1. Elektrikli otomobil tahrikinde;

- a) Yüksek verimli, dört bölge kontrolün güvenle sağlandığı evirici,
- b) Kalkış ve duruşta, düşük hız fakat yüksek ivme bölgelerinde kararlı ve dalgalanmasız moment kontrolünün sağlanması,
- c) Geniş parametre değişimlerine karşı sistem bağımlılığının giderilmesi. Dış bozucular ve parametre değişimlerine karşı dayanıklı kontrol,
- d) Çok düşük hız bölgelerinde de, nominal hızın üç katında da verimli ve kararlı kontrol elde edilmektedir.

2. Süreç kontrolünde;

- a) Oransal valfler ile rekabet edebilecek fiyatların sağlanması,
- b) Mekanik hız ölçeri olmadan değişken hız kontrolü (sensorless drive),
- c) Endüstriyel dış ortamda söz konusu olan geniş sıcaklık, nem, kimyasal gaz yoğunluğu değişimi şartlarında çalışabilecek parametre duyarlılığı düşük kontrol.

3. CNC tezgahların tahrikinde;

A)Torna, freze gibi kuvvet altında çalışan tezgahlar:

- a) Motor milinde hız ölçer olmadan kararlı kontrol,
- b) Çok yüksek konum kontrol hassasiyeti,
- c) Düşük hız ve yüksek moment şartlarında dalgalanmasız ve kararlı moment kontrolü,
- d) Modellenemeyen moment ve parametre değişimlerine karşı yüksek başarılı kontrol,
- e) Ana işlem kafası (spindle) motorunda yüksek ve sabit hız,

B)Yükleme boşaltma, montaj, taşıma, boyama v.b robotlar:

- a)Yüksek ivmelenme-durma koşullarını sağlayabilme,
- b) Yüksek ivmeli değişken hız yörüngelerini çok hassas izleyebilme,
- c) Sıfır hızda kararlı kontrol,
- d) Motor milinde hız ölçer olmadan dalgalanmasız, kararlı kontrol .

4. Tezgahların kontrollü sürülmesi;

- a) Yüksek hızlarda ve sürekli olarak çalışma yönü değiştirebilme,
- b) Ani durabilme,
- c) Düşük hızda büyük moment sağlayabilme.

Şu anda endüstriye sunulmuş asenkron motor sürücülerinin büyük çoğunluğu statik evirici denilen, sabit gerilim/frekans ile sürme esasına dayalı sürücülerdir. Bu tip sürücülerin yukarıda belirtilen alanların hiçbirine uygulanması mümkün değildir. Son yıllarda, alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerini kullanan ve algılayıcısız (sensorless drive) kontrol de sağlayabilen sürücüler piyasaya çıkmıştır. Bu tür sürücülerin başarımları statik eviricilere göre oldukça yüksektir ve yukarıda belirtilen alanlara uygulamalar yapılmıştır. Ancak yaygın kullanım için, hala iyileştirilmesi gereken bazı özellikler vardır (Şahin, 1997). Bunlardan en önemlileri şunlardır;

1. Özellikle algılayıcısız sürme için, parametre bağımlılığı istenen ölçüde giderilememiştir.
2. Geniş çalışma aralığında ve dinamik koşullarda elde edilen başarımlar halen servo motorlardan oldukça geridedir.
3. Düşük hızlarda (%10'un altında) moment dalgalanmaları yüksektir.

Bu tezde önerilen yöntemlerle, yukarıda belirtilen 2. ve 3. maddelere çözüm getirilmiştir.

2.6 Asenkron Motor Kontrolündeki Sorunlar

Asenkron motorun durum denklemlerinde, durum değişkeni olan akı bileşenleri ve hızın çarpımları doğrusal olmayan bir yapı ortaya çıkarmaktadır. Böylece denklem takımının çözümleri, bilinen analitik çözümleme yöntemleri ile elde edilememektedir.

Ayrıca eşitliklere bakıldığında, her bir durum değişkeninin değerinin, kendisi dahil tüm durum değişkenlerine bağlı olduğu görülmektedir. Bu yüksek oranlı karşılıklı bağımlılık, sistem çözümlemelerinin oldukça karmaşık bir hal almasına sebep olmaktadır (Holtz, 1993). Hızın, sıfırdan başlayarak nominal değerinin iki katına, bazı özel uygulamalarda üç katın üstüne (elektrikli otomobil, yüksek hızlı delici, v.b.) kadar çıkan değerlerinin söz konusu olduğu çalışma bölgelerinde yapı dinamikleri oldukça farklı karakterler kazanmaktadır. Motor hızının sıfıra yakın değerlerinde diğer durum değişkenleri olan akım ve akı bileşenleri hızdan bağımsız hale gelmektedir. Ayrıca bileşenler arasındaki karşılıklı bağımlılık da yok olmakta ve durağan eksen takımı eşitlikleri, iki bağımsız (decouple) denklem takımı haline

gelmektedir. Hızın sıfıra yakın olması, eksen takımlar arasındaki dönüşüm açısının değerinin belirlenmesinde de etkili olmaktadır. Böylece, eksenler arası dönüşüm açısı θ değerinin dinamikleri ve sistem doğal frekansları çok yüksek değerlere ulaşmaktadır. θ değerinin yüksek hızlı değişimleri ise motorun ürettiği momentin değerinin ve daha önemlisi yönünün büyük bir hızla değişmesine sebep olmaktadır (Şahin, 1997).

Akı genliği referans değeri genelde sabit tutulur. Fakat motorun kalkışı sırasında akı genliği de, hız gibi, sıfırdan başlayarak nominal değerine kadar yükseltilmektedir. Bu geçici rejim sırasında sistem davranışı da geniş bir aralıkta değişmiş olmaktadır. Bu sırada, motorun ürettiği momentte ve tüm elektriksel işaretlerde büyük değerli ve hızlı değişimler olmakta ve makinenin kontrolü çok güçleşmektedir. Benzer olaylar motor akısı ve/veya hızının değiştirildiği tüm çalışma bölgelerinde daha küçük ölçekli de olsa görülmektedirler.

Ayrıca çeşitli sebeplerle motor akısının doyma değerini aşması sistem parametrelerinin çok büyük miktarda değişimlerine sebep olmaktadır. Motorun çalışması boyunca geniş bir aralıkta değişen sıcaklık sargı dirençlerini, magnetik ortam özelliklerini ve dolayısı ile öz ve karşılıklı endüktans değerlerini değiştirmektedir. Motorun sürme frekansı ve hızının değişimleri de etkin sargı dirençleri ve endüktanslarını değiştirmektedir. Özellikle motorun döner kısmının parametreleri tüm bu değişimlerden önemli ölçüde etkilenmektedir.

Oysa, motorun konum ve/veya hız kontrolünde kullanılan değişkenlerden biri motor akı genliğidir. Eğer, alan yönlendirmeli kontrol yapılıyor ise akının açısı da çok önemlidir. Motor akısının doğrudan ölçülmesi de tercih edilebilir bir yöntem değildir.

Kontrol amacı ile kullanılan değişken rotor akı vektörüdür. Bu akıyı ölçebilmek için ya ek sarımlara yada hall-effect gibi yarıiletken magnetik alan akı yoğunluğu ölçerlerine ihtiyaç vardır. Ölçülmek istenen büyüklük vektör olduğundan en az iki dik eksenle bu ölçüm yapılmalı ve işaret diğer değişkenlerin etkilerinden arındırılmalıdır. Yeterli güvenlikle ölçüm yapabilmek için gerekli işlemler oldukça karmaşık ve pahalıdır. Temel olarak, motorda değişiklik yapılmasını gerektirmektedir ki bu da bir motor kontrol sisteminin sahip olabileceği en kötü özelliklerden biridir.

Böylece, hem önemli bir kontrol değişkeni hem de sistem dinamiklerini belirleyen durum değişkenlerinden biri olan akının değeri, belirlenemez hale gelmektedir.

2.7 Kullanılan Yöntemler

Yukarıda anlatılan tüm zorluklara karşın asenkron motor kontrolü, özellikle sayısal kontrol sistemleri geliştikçe, sürekli artan bir oranla sanayiye uygulanmaktadır. Tabi ki bu da, gerçekleştirilmek istenen uygulama için özellikle önemli olan, belirli sorunlara çözüm getiren yöntemlerin geliştirilmesi ile mümkün olmaktadır. Aşağıda sistemden istenen özelliklere göre kullanılan yöntemler ele alınmıştır.

Kullanılan yöntemlerin literatürdeki incelemelerinde, rotor akısına getirilen yaklaşımlar önemli bir sınıflama kriteri oluşturmaktadır. Sonuçta rotor akısı hem sistemin durum değişkeni, hem de dış kontrol çevriminin kontrol değişkenidir ve ayrıca ölçülmesi zor bir büyüklüktür. Bütün bu koşullar motor akısı için iki temel yaklaşımın kullanılmasına sebep olmuştur. Birincisi, kontrol sisteminde akı gözlemleyicisi kullanmaktır. Gözlemleyici tabanlı kontrol sistemlerine genelde doğrudan alan yönlendirmeli kontrol (direct vector control) adı verilmektedir. İkinci yöntem ise kayma frekansı kontrollü (slip frequency control) ya da dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (indirect vector control) adı verilen yöntemdir.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol, modern kontrol kuramını kullanarak yüksek başarılı sistemler gerçeklemek amacı ile kullanılır. Bu yöntemin parametre değişimlerine karşı çok daha dayanıklı sonuçlar verdiği bilinmektedir (Doki, 1995; Ohtani, 1986). İki yöntem arasındaki temel fark, birinin kontrol değişkenlerini döner akı eksen takımında, diğerinin durağan eksen takımında kullanmasıdır. Burada kontrol değişkenlerinden kasıt esas olarak, mıknatıslanma akımı yada rotor akısı yönündeki akım bileşeni (i_d) ve moment akımı yada rotor akısına dik yöndeki akım bileşeni (i_q)'dür. Ayrıca rotor akısı da, bir yöntemde kutupsal, diğer yöntemde kartezyen eksen takımında ifade edilir.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol sistemleri, temel olarak, kontrol işlevini döner eksen takımında gerçekleştirirler. Bunun için dönüşüm açısı (θ) ve akı genliği için bir kestirim yapılır. Kestirim yöntemleri çok çeşitli olabilir. Başlangıçta sadece basit rotor modeli temelli yöntemler kullanılmıştır. Bu durumda dolaylı alan yönlendirmeli kontrol ile aradaki tek fark sistemin döner eksen takımında modellenmesidir. Sadece bu fark dahi bazı önemli sonuçlar doğurmaktadır.

Bilindiği gibi, asenkron motorun model hatalarının en önemlileri, üzerinde doğrudan ölçüm yapılamayan, döner kısmın parametrelerinden gelmektedir (Holtz, 1993; Ansuj, 1989). Model, döner eksen takımı için çıkarıldığında, modelleme hataları aynı eksen takımında olduğu için, gözlemleyici kontrolüne, skaler büyüklükler olarak yansır. Oysa durağan eksen

takımı için yazılmış model kullanıldığında ve rotor parametrelerinde hata oluştuğunda, söz konusu hatalar, kullanılan modele döner vektörler olarak yansır. Hata giderici kontrol çevrimleri açısından bu iki hata tipi arasında önemli farklar vardır. Doğal olarak, en basit kontrol yöntemleri dahi yavaş değişimli skaler hataları gidermekte belli bir başarıma sahiptir. Hatalar döner vektörler olduğunda ise gidermek için çok daha yüksek başarımlı kontrol yöntemleri gereklidir.

Her zaman, döner eksen tabanlı kontrol yöntemlerinin (direct vector control) durağan eksen takımı için matematiksel eşdeğerlerini bulmak mümkündür (Sangwongwanich, 1993). Ancak, eşdeğer olan bu iki yöntem arasında, gerçekleştirme açısından, döner eksen takımı için yazılan matematiksel ifadeler daha düşük karmaşıklığa sahiptirler. Sonuçta da sayısal kontrolörler tarafından daha kısa sürede çözülebilirler. Bu da, kontrol çevrim süresini kısaltma yada daha karmaşık yöntemleri kullanma imkânını verir.

Sayısal kontrol sistemlerinin gelişmesi ile akı yönlendirmeli kontrol için çok daha karmaşık ve yüksek başarımlı kestirim yöntemleri geliştirilmeye ve kullanılmaya başlanmıştır. Literatürde, Kalman filtresi, kayan kipli gözlemleyici, yapay sinir ağı tabanlı model uydurma yada tanıma (model matching, identification), bulanık mantık gibi bir çok gelişmiş ve karmaşık teknik yer almaktadır (Holtz, 1993; Ansuji, 1989; Şahin 1995).

Akı yönlendirmeli kontrolde kullanılan kestirim, model tanıma (model identification), gözlemleyici (observer) yada işaret işleme kuramı tabanlı kestirim (estimation) yöntemleri ile yapılabilir. Uygulama yöntemleri ve yapılan ön kabuller açısından da bir çok alt yöntem söz konusudur.

İkinci yöntem olan dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yönteminin parametre bağımlılığı daha fazladır (Holtz, 1993). Bu yöntemde rotor modeli, tüm parametre değerleri tamamı ile biliniyormuş gibi davranılarak, var olan koşullarda oluşması gereken akı değeri, açık çevrim hesaplanıp, kontrol sisteminde kullanılır. Burada kullanılan açık çevrimden kasıt, akı değerinde herhangi bir hata oluştuğunda, bunu düzeltecek bir hatanın hesaplanıp, varsayılan akı değerini düzeltmek üzere geri besleme yapılmamasıdır.

Dolaylı kontrol yöntemleri değişken hız ve hız regülasyonu isteklerine belirli ölçüde cevap verebilseler de başarımları oldukça sınırlıdır. Bunun ana sebebi, kontrol yaklaşımları gereği, durağan hal sorunlarına çözüm bulacak özelliklere sahip olmalarıdır. Basitçe hız değiştirebilme ve sabit tutabilme isteklerine cevap verme amacı ile geliştirilmiş yöntemlerdir. Gerçeklemeleri genellikle analog yada analog çözümlerle ayrıntı forma getirilmesi ile

yapılmaktadır. Ancak özellikle 1980'lerde ve sonrasında sayısal kontrol sistemlerinde sağlanan gelişmeler bize, kabul edilebilir bedellerle, çok daha fazlasını sağlama imkanı vermiştir. Böylece senkron motorların kontrolleri ile birlikte asenkron motorun da doğrudan alan yönlendirmeli kontrolü hızla gelişmiştir.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol de başlangıçta aynı sorunlara yönelik olarak geliştirilmiştir. Temelde kontrol, döner vektör sisteminde yapıldığı için parametre bağımlılığı daha düşük sistemler elde edilmiştir. Daha sonra, gözlemleyici hatalarını gidermeye yönelik gelişmeler sağlandıkça yöntemler arasındaki performans farkı artmıştır. Bu gelişim sürecinde iki yöntemin kullandıkları temel varsayımlar aynı olsa da uygulamalar arasında önemli farklar oluşmuştur.

Asenkron motor kontrol sistemlerinin her biri, gerçekleştirilmek istenen uygulamalar için özellikle önemli olan belirli sorunlara çözüm getirmek üzere geliştirilmişlerdir. Böylece çalışmaların başlangıcından bu yana bir çok kontrol yöntemi önerilmiştir. Bunlar çeşitli açılardan birbirlerinden ayrı ele alınmaktadırlar.

-Besleme kaynağı açısından: Gerilim ara devreli evirici (Voltage-source inverter, (VSI) veya akım ara devreli evirici (Current source inverter, CSI).

-Alan yönlendirmeli kontrol yaklaşımı açısından: Doğrudan (akı geri beslemeli) veya dolaylı (kayma-frekansı kontrollü) yöntemler.

-Akı bilgisi elde etme açısından: akı gözlemleyicisi, modelden hesap (kestirim) v .s.

-Yönlendirme açısından: stator akısı, hava aralığı akısı veya rotor akısı.

-Model tanıma yöntemleri açısından : tüm model tanıma, bazı parametrelerin kestirimi v .s. Alan yönlendirmeli kontrol teknolojisinin bu kadar gelişmesine rağmen halen bazı çok önemli sorunlara çözüm bulunmuş değildir (Sangwongwanich, 1993).

-Bir çok araştırmacı tarafından, farklı bakış açıları ile, çeşitli alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri geliştirilmiş gibi görünmektedir. Ancak, çalışmalarının özelliğini oluşturan prensipler temelde aynıdır, farklılık daha çok yöntemlerinin başarımını inceledikleri örneklerden kaynaklanmaktadır. Öyle ki, farklı yöntemlerin başarımlarını karşılaştırma imkanı yoktur.

Bilinen kontrol yöntemlerinin arasındaki ilişkiler hala yaygın olarak anlaşılamamıştır. Örneğin, doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli kontrol sistemlerinin tamamı farklı iki yöntem gibi ele alınmaktadır.

-Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol için akı gözlemleyicileri üzerinde bir çok ayrıntılı çalışma vardır. Fakat bunların dolaylı alan yönlendirmeli kontrol dönüşümleri veya uygulamaları incelenmemektedir .

-Alan yönlendirmeli kontrolün başarımı motor parametre değişimlerine çok bağımlıdır. Bu soruna bazı sezgisel (heuristic) yaklaşımlarla çözümler önerilmiştir. Fakat daha sistematik yaklaşımlara ihtiyaç vardır .

-Hız algılayıcısı olmaksızın kontrol (sensorless drive) konusunda çeşitli yaklaşımlar geliştirilmiştir. Fakat bunlar arasındaki ilişkiler ve karşılaştırmalar bilinmemektedir (Şahin, 1997).

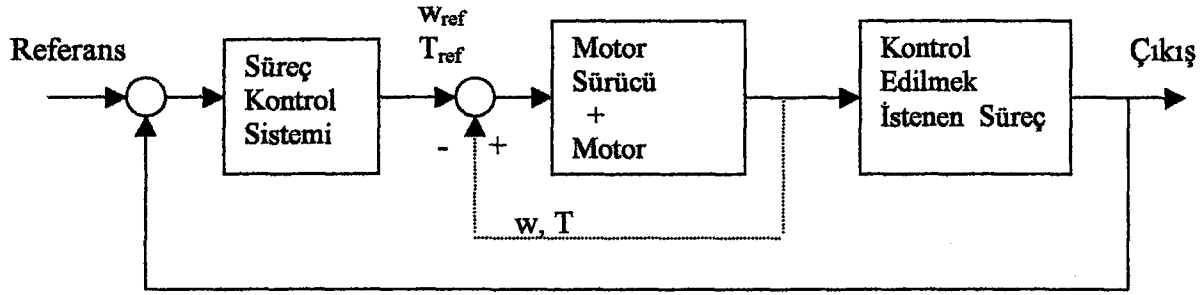
2.8 Algılayıcısız Kontrol Uygulamaları

Asenkron motorların nominal hızları, 50Hz.lik şebeke şartlarında genelde 1500-3000 devir/dakika mertebelerindedir. Konum kontrol yapılmak istenen yüklerde bu hız doğrudan kullanılamaz. Hız kontrol gerektiren uygulamalarda da, fan motoru gibi bazı uygulamalar hariç, bu mertebede hızlar doğrudan kullanılamaz. Genellikle hız düşürücü (redüktör) mekanizmalar kullanılır. Söz konusu mekanizmaların yük altında esneme, dişli boşluğu gibi bilinen etkileri vardır. Ayrıca konveyör gibi birçok uygulamada, yük ucunda hareket doğrusal harekete dönüştürülür. Bu durumda kontrol amacı ile yük noktasına konum kodlayıcı yada uygulamaya göre hız ölçer takılması gerekir. Ancak, özellikle aktarım mekanizmalarının esnekliği sebebi ile, sadece yük ucuna takılan hız yada konum ölçer ile motor hız kontrol çevrimini kararlı hale getirmek mümkün olmaz (Şahin, 1995). Bu sebeple ya motor miline ölçüm cihazı takılmalı yada algılayıcısız kontrol (sensorless drive) yöntemleri kullanılmalıdır.

Genelde yük ve aktarım mekanizmalarının maliyetleri yanında ölçüm cihazı maliyetleri çok yüksek değildir. Gerekli hassasiyet kapalı çevrim kontrol gerektiriyorsa, yük tarafına konum yada hız ölçer takmak çok kaçınılan bir çözüm değildir. Buna karşın, asenkron motor maliyetlerine göre ölçüm cihazı maliyeti pek düşük varsayılmamaktadır. Ayrıca motor milinde konum kontrol sağlamak da bu tür uygulamalarda pek anlamlı değildir. Motor

milinde sağlanması gereken, hız yada moment referans değerlerinin kararlı bir kontrol çevrimi altında izlenmesidir.

İkinci tür uygulamalar, daha çok süreç kontrol (process control) sistemlerinde kullanılan servo sistemlerdir. Böyle bir sistem Şekil 2.3'de gösterilmiştir. Sistemden istenen, bir başka fiziksel büyüklüğün (sıcaklık, basma kuvveti, yoğunluk, debi v.b.) verilen referans değerlerini izlemesidir. Bu durumda ölçüm cihazı, sistem çıkışındaki fiziksel büyüklüğü okur.



Şekil 2.3 İç çevrimde motor kullanılan süreç kontrol

Ölçülen değer ile referans değer arasındaki fark kontrolde kullanılan hata işaretidir. Bu hata bir kontrolörden geçirilerek motor kontrol sisteminin hız yada moment referans girişine verilir. Sonuçta regüle edilmek istenen, motorun hızı, konumu yada moment değidir. Motor kontrol çevriminde sağlanması gereken, yeterli hız, moment, ivmelenme özelliklerine sahip kararlı bir kontrolördür. Asıl referansı izlemesi istenen büyüklük motor milindeki hız yada moment olmadığı için de bu uygulamalarda motor miline takılacak bir ölçüm sistemi ek masraf demektir (Şahin, 1997).

2.9 Asenkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolüne Genel Bir Bakış

Bu bölümde, giriş bölümünde tanımlanan sürücü isteklerini karşılayacak bir sürücü sisteminin tasarlanabilmesi için gerekli alt yapı oluşturulacaktır. Önce sincap kafesli asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolünün incelenebilmesi için bir motor modeli çıkartılacaktır. Geliştirilecek kontrol sistemine ilişkin analizler bilgisayar benzetimiyle yapılacağından bu amaca uygun bir motor modelinin kullanılması gerekmektedir. Modelleme aşamasında bu durum göz önünde bulundurulacaktır. Alan yönlendirme yöntemi incelenirken Şekil 1.2'de ki sınıflandırma esas alınacaktır. Buna göre önce alan yönlendirmenin ilkeleri ortaya konulduktan sonra rotor akısı, stator akısı ve hava aralığı akısı alan yönlendirmeleri genel özellikleri ile karşılaştırmalı olarak incelenecektir. İzleyen alt bölümlerde ise, dolaylı ve

doğrudan alan yönlendirme yöntemleri gerçekleştirilmeleri sırasındaki problemler açısından kısaca ele alındıktan sonra, bu bağlamda, akı bilgisinin elde edilmesine ilişkin yöntemler üzerinde durulacaktır. Alan yönlendirmeli kontrol için kontrol değişkeni seçimi ve bu seçimin gerçekleştirme sırasındaki etkileri literatürdeki çeşitli uygulama algoritmalarının önemli olanları üzerinden incelenmiştir.

2.9.1 Asenkron Motorun Modellenmesi

Asenkron makineleri temsil etmek ve davranışlarını incelemek amacıyla değişik modelleme teknikleri vardır. Bunlar faz değişkeni modeli, uzay fazörü (kompleks değişken) ve dönen eksen sistemindeki d-q modelidir. Bunlardan uzay fazörü ve d-q modelleri birbirine eşdeğerdir ve en çok kullanılan yöntemlerdir. Burada, sincap kafesli asenkron motorun davranışının hem sürekli durum ve hem de geçici durumda, besleme gerilimi dalga şeklinden bağımsız olarak, uygun bir matematiksel model üzerinden incelenmesi amaçlanmıştır.

Asenkron makine karmaşık bir yapıya sahiptir. Genel olarak üç fazlı bir asenkron makinenin faz değişkeni modeli yazıldığında, elde edilen denklem sisteminin doğrusal olmayan ve katsayıları zamanla değişen bir yapıda olduğu görülmektedir. Bu denklem sisteminin sayısal integrasyon teknikleri ile çözümü, göreceli olarak uzun bilgisayar zamanına gerektirmektedir. Denklem sistemindeki zamanla değişen katsayılar, makinenin modellenmesinin, uzay fazörü veya d-q eksen sisteminde yapılması durumunda zamanla değişmez hale gelirler. Bir asenkron makinenin modellenmesi sırasında, modelin kullanılma amacı önem kazanmaktadır. Eğer model motorun kontrol edilmesi amacıyla yönelik ise, o zaman genel fiziksel analizde göz önünde bulundurulmuş bazı olaylar, varsayımlar ile gözardı edilebilir.

Burada, asenkron makinenin simetrik bir yapıya sahip olması durumunda matematiksel model bazı varsayımlar ile çıkartılacaktır. Bu varsayımlar aşağıdaki gibidir.

- a) Asenkron makine düzgün bir hava aralığına sahiptir. Diş ve oluk etkileri göz önünde bulundurulmayacaktır.
- b) Stator akımları tarafından üretilen magnetomotor kuvvet dalgası sinüzoidaldir.
- c) Manyetik devre doğrusal kabul edildiğinden doyma oluşmamaktadır.
- d) Stator ve rotor sargılarının direnç ve endüktansları sıcaklık ve frekans etkisi ile değişmediği varsayılmaktadır.

e) Histerezis ve Fuko kayıpları ihmal edilmektedir.

f) Rotor sincap kafesli yapıdadır.

Ayrıca model başlangıçta 2 kutuplu makine için çıkartılacaktır. Daha sonra farklı kutup sayısındaki makinelere uygulanabilir. Bir stator sargısı uzayda sinüzoidal m.m.k dalgası üretecek şekilde yerleştirildiğinde, onu bir tek eşdeğer sargıyla göstermek mümkündür. Şekil 2.4'de bir asenkron makine iki kutuplu ve üç fazlı olarak gösterilmiştir. Stator sargılarının sarım sayısı, stator dirençleri, kaçak endüktanslar ve özendüktanslar bütün fazlar için eşittir. Benzer şekilde eşdeğer rotor sargıları aynı etkin sarım sayısı, rotor dirençleri, kaçak endüktanslar ve özendüktanslar da eşittir.

Şekil 2.4'de gösterilen asenkron makine için stator devresi gerilimleri s indisli değişkenler olarak alındığında, statora ilişkin büyüklükleri temsil edecek şekilde yazılırsa, $p = d/dt$ olmak üzere,

$$U_{sa} = i_{sa} R_s + p \Psi_{sa} \quad (2.3)$$

$$U_{sb} = i_{sb} R_s + p \Psi_{sb} \quad (2.4)$$

$$U_{sc} = i_{sc} R_s + p \Psi_{sc} \quad (2.5)$$

elde edilir. İki kutuplu makine için rotora ilişkin büyüklükleri r indisi ile temsil ederek,

$$U_{ra} = i_{ra} R_r + p \Psi_{ra} \quad (2.6)$$

$$U_{rb} = i_{rb} R_r + p \Psi_{rb} \quad (2.7)$$

$$U_{rc} = i_{rc} R_r + p \Psi_{rc} \quad (2.8)$$

yazılabilir. Burada a fazına ilişkin halkalama akısı tanımlanırsa,

$$\Psi_{sa,a} + \Psi_{sa,b} + \Psi_{sa,c} = L_{sa} i_{sa} - L_{sm} i_{sb} - L_{sm} i_{sc} = (L_{sa} + L_{sm}) i_{sa} = L_s i_{sa} \quad (2.9)$$

elde edilir. Burada;

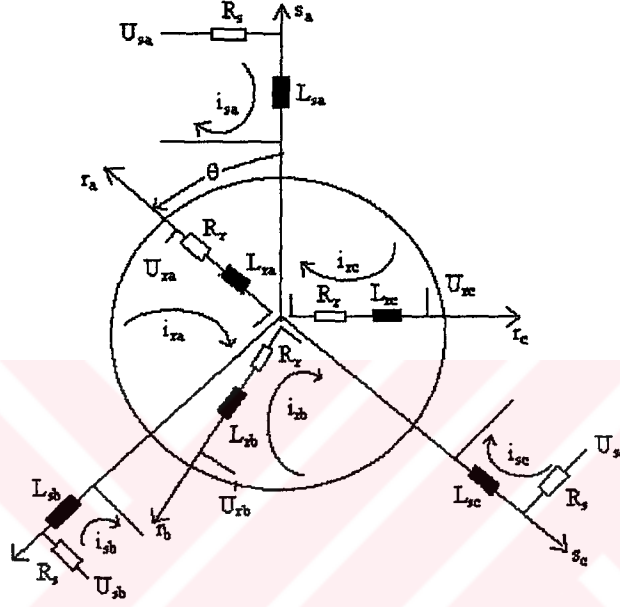
L_{sm} -Stator fazları arasındaki ortak endüktanstır.

$L_{sa} i_{sa}$ -Stator faz sargısının oluşturduğu döner alanın a fazından geçirdiği toplam akıdır.

Stator ve rotora ait halkalama akıları yazılacak olursa,

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$



Şekil 2.4 İki kutuplu, üç fazlı asenkron makinenin eşdeğer gösterimi.

$$[\Psi_s] = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Psi_r] = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

elde edilir. Akı denklemlerinden endüktans matrisindeki katsayıların rotor açısına bağımlı olarak “zamanla değişen” katsayılar oldukları görülmektedir. Asenkron motorun modelini elde ederken bu zamanla değişen katsayılardan kurtulmak amacıyla modelin rastgele bir hızda dönen bir eksen sisteminde yazılması yoluna gidilir. d-q model olarak da bilinen bu model ile, zamanla değişen katsayılardan kurtulmak mümkündür. Asenkron makineye ilişkin (2.3)-(2.8) denklemleri matris formunda yazıldığında (2.12) denklemi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Zamanla değişen katsayılardan kurtulmak için normalize edilmiş park dönüşümleri kullanılacaktır. Statorun i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} akımlarını i_{sd}, i_{sq}, i_{s0} boyuna, enine ve sıfır bileşenlerine çeviren bu dönüşüm $\theta_s = \omega_s t$ alınarak yazılırsa (2.13) denklemi elde edilir. Burada i_{s0} sıfır bileşeni simetrik ve dengeli makine için sıfır alınır.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Burada $[A_s]$ dönüşüm matrisinin tersi, matris ortogonalite özelliğine sahip olduğundan inversine eşittir.

$$[A_s]^{-1} = [A_s]^T \quad (2.14)$$

Rotor için ise Park dönüşümleri statora benzer şekilde ω_k rotor akımlarının açısal frekansı ile ve $\theta_k = \omega_k t$ olmak üzere akımlar için dönüşüm matrisi (2.15) denklemindeki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_k & \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_k & -\sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Rotor için yazılan $[A_r]$ matrisi de ortogondur. Burada akımlar için yazılan eşitlikler gerilimler ve akılar için de geçerlidir. Stator ve rotor için yazılmış olan alt matrisler ile bölmelenmiş (2.12) denklemi stator ve rotor için ayrı ayrı yazılıp, stator denklemini soldan $[A_s]$ ve rotor denklemini de $[A_r]$ ile çarpılırsa (2.16) ve (2.17) denklemleri elde edilir.

$$[A_s][U_s] = [A_s][R_s][A_s]^{-1}[i_s]_{d,q,0} + [A_s]p\{L_s[A_s]^{-1}[i_s]_{d,q,0}\} + [A_s]p\{L_{sr}[A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0}\} \quad (2.16)$$

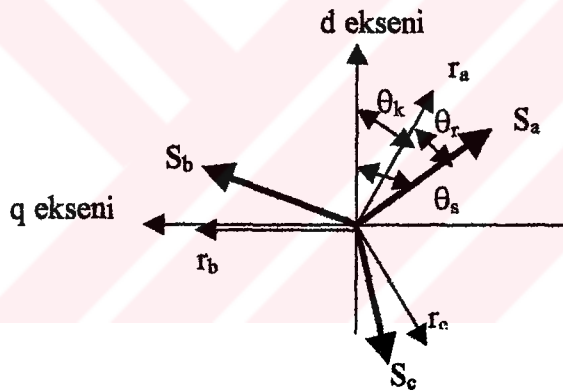
$$[A_r][U_r] = [A_r][R_r][A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0} + [A_r]p\{L_r[A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0}\} + [A_r]p\{L_{sr}[A_s]^{-1}[i_s]_{d,q,0}\} \quad (2.17)$$

Bu matrisel işlemler yapıldığı zaman sonuç denklem (2.16) ifadesi, denklem (2.18)'deki gibi olur.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_{s0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \\
 &\omega_s L_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \omega_s \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Rotora ilişkin (2.17) denklemi, (2.19)'daki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \\ U_{r0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \\
 &\omega_r L_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \omega_s \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (2.19)$$



Şekil 2.5 Asenkron makinanın rotor ve stator eksenlerinin d-q eksen sistemine göre konumu.

(2.18) ve (2.19) denklemlerindeki endüktans matrisleri zamanla değişmeyen katsayılarından oluşmaktadır. d-q eksen sistemindeki halkalama akıları için aşağıdaki tanımlamalar yapılmalıdır.

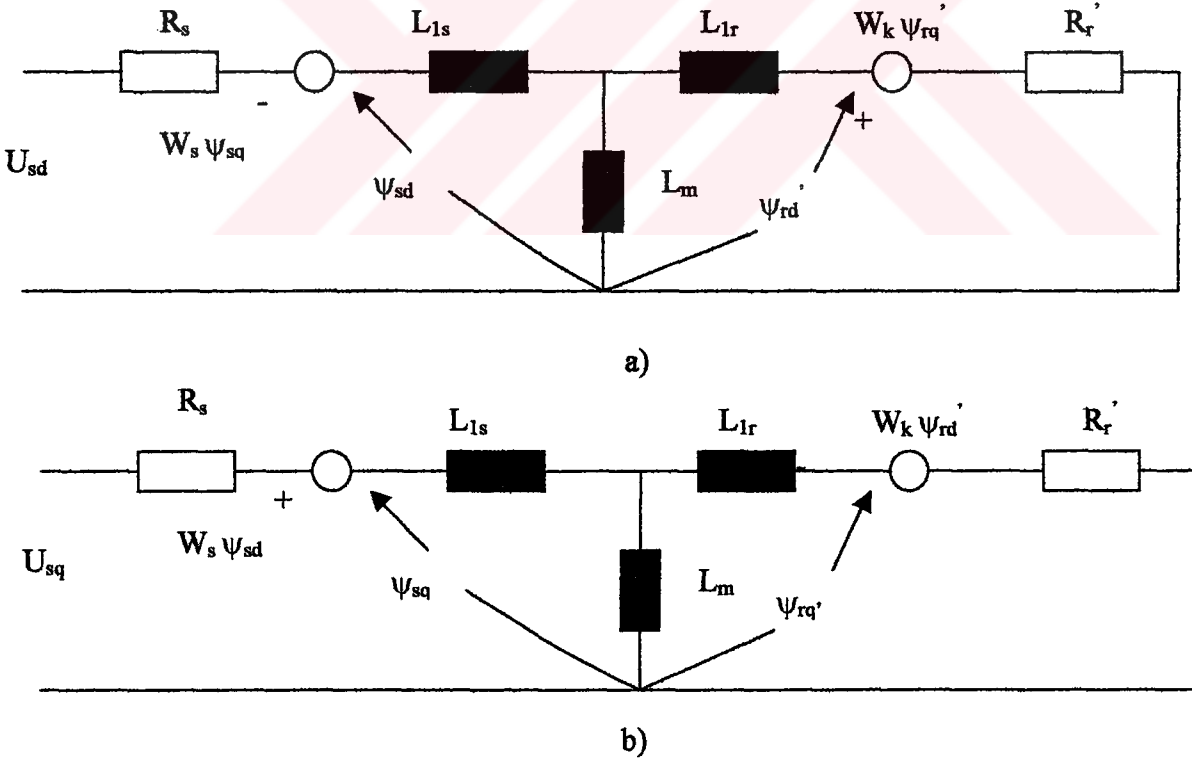
$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_s i_{sd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rd} \\ \Psi_{sq} &= L_s i_{sq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rq} \\ \Psi_{sd} &= L_r i_{rd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd} \\ \Psi_{rq} &= L_r i_{sq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sq} \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Bu tanımlamalardan sonra asenkron motorun simetrik olduğunu ve dengeli beslendiğini kabul ederek sıfır bileşeni elimine edilir. Bu durumda gerilim denklemleri, denklem (2.21)'deki gibi olur.

$$\left. \begin{aligned} U_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_s \Psi_{sq} + p \Psi_{sd} \\ U_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s \Psi_{sd} + p \Psi_{sq} \\ 0 &= R_r i_{rd} - \omega_k \Psi_{rq} + p \Psi_{rd} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \omega_k \Psi_{rd} + p \Psi_{rq} \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

Bu denklemdeki rotora ilişkin büyüklükler statora indirgenmiş durumdadır ve asenkron makine sincap kafesli olduğu için rotor gerilimleri sıfıra eşitlenmiştir. Böylece asenkron makinenin d-q modeli ortaya çıkmıştır. Bu modele ilişkin eşdeğer devre Şekil 2.6'da gösterilmiştir.

Asenkron makinenin modellenmesinin tamamlanması için momente ilişkin denklemlerinde yazılması gerekmektedir. Asenkron makinede moment, hava aralığı akısı ve rotor m.m.k.'nin bir sonucudur (Fitzgerald, 1983). Buna göre;



Şekil 2.6 Sincap kafesli asenkron makinenin d-q eksen sistemindeki eşdeğer devresi.

$$T_e = \pi \frac{P}{2} l r B_p F_p \sin \delta \quad (2.22)$$

yazılır. Kutup başına hava aralığı akısının tepe değeri $\left| \hat{\Psi}_m \right|$, rotor akımının tepe değeri $\left| \hat{i}_r \right|$ olarak alınır. denklemin (2.23)'deki ilişki yazılabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left| \hat{\Psi}_m \right| \left| \hat{i}_r \right| \sin \delta \quad (2.23)$$

(2.23) denklemindeki büyüklükler d-q bileşenleri cinsinden yazılırsa (2.24) ifadesi elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\Psi_{md} i_{rq} - \Psi_{mq} i_{rd}) \quad (2.24)$$

Akılar ve akımlar arasındaki (2.20) ilişkileri kullanılarak moment ifadesi stator ve rotor akımının d-q bileşenleri cinsinden yazılabilir. $L_m = \left(\frac{3}{2} \right) L_{sr}$ olmak üzere,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.25)$$

Mekanik tarafa ilişkin olarak, sürtünme kayıplarının ihmal ile aşağıdaki (2.26) denklemini yazılabilir.

$$T_e - T_l = \frac{2}{P} J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.26)$$

Burada,

J -Motorun ve yükün toplam eylemsizlik katsayısıdır.

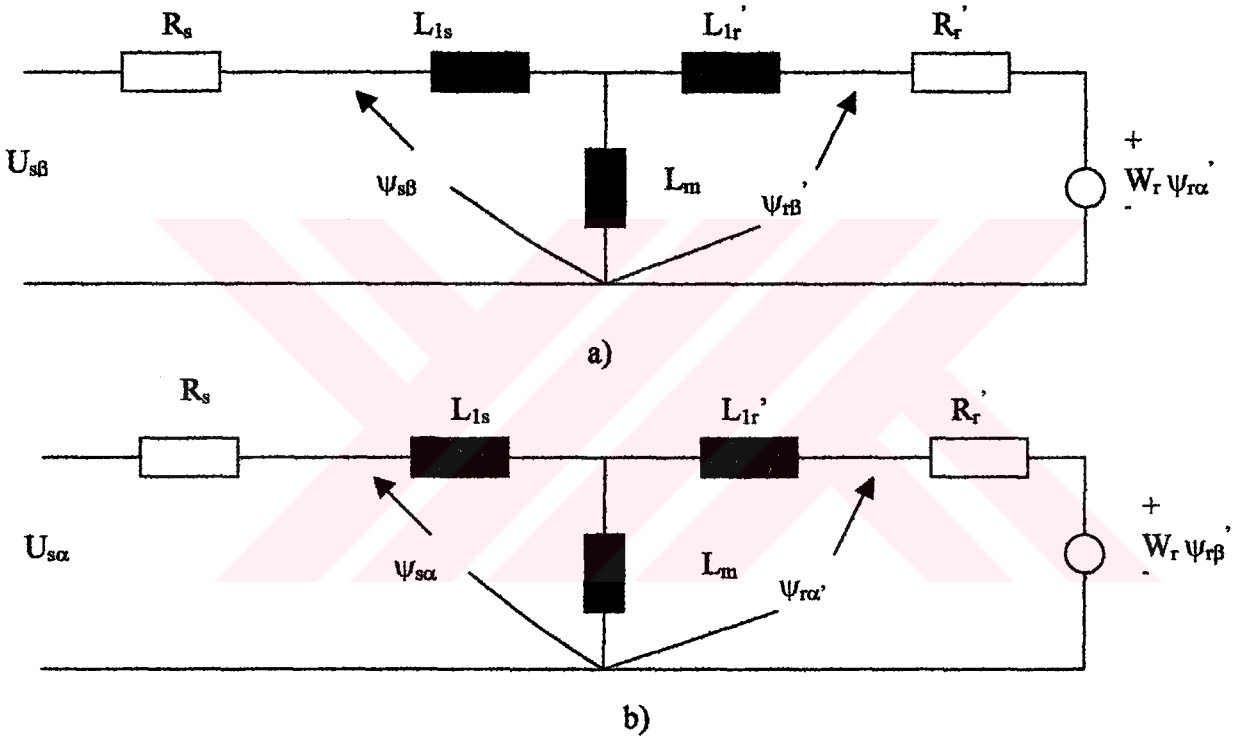
T_l -Yük momentidir.

(2.21)-(2.26) denklemleri ile elde edilen sincap kafesli asenkron motorun d-q modeli beşinci dereceden doğrusal olmayan bir modeldir. Bu model hem geçici durum hem de sürekli durum çalışmalarının incelenmesine aracılık etmektedir. d-q modeli için senkron açısal besleme frekansı (ω_s) sıfır yapıldığı zaman duran eksen sistemine geçilir. Bu şekilde α - β notasyonundaki model Stanley modeli olarak bilinir.

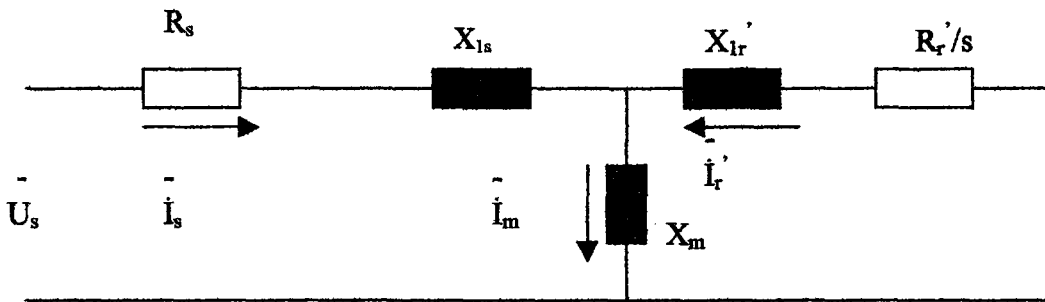
$$\left. \begin{aligned}
 U_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + s \Psi_{s\alpha} \\
 U_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + s \Psi_{s\beta} \\
 0 &= R_r i_{r\alpha} + \omega_r \dot{\Psi}_{r\beta} + s \dot{\Psi}_{\alpha\beta} \\
 0 &= R_r i_{r\beta} - \omega_r \dot{\Psi}_{r\alpha} + s \dot{\Psi}_{r\beta}
 \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

2 faz modeli olarak da bilinen α - β modelinin eşdeğer devresi Şekil 2.7'de gösterilmiştir.

İki faz modelinin yanısıra yararlı olan bir başka model de sürekli durum eşdeğer devresidir. İki faz modelinden üç fazlı büyüklüklere geçmek için faz dönüşümleri kullanılır. Aşağıdaki tanımlamalar yapılırsa, Şekil 2.8'deki sürekli durum tek faz eşdeğer devresi elde edilir.



Şekil 2.7 Asenkron motorun duran eksen sisteminde (iki faz) eşdeğer devresi.



Şekil 2.8 Asenkron motorun sürekli durum tek faz eşdeğer devresi.

$$\begin{cases} \bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + J \left(X_{ls} \bar{I}_s + X_m \bar{I}_m \right) \\ 0 = \frac{R_r}{s} \bar{I}_r + J \left(X_r \bar{I}_r + X_m \bar{I}_m \right) \end{cases} \quad (2.28)$$

$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r$ olmak üzere,

$$\begin{cases} L_s = L_{ls} + L_m & X_s = \omega_s L_s & X_m = \omega_s L_m \\ L_r = L_{lr} + L_m & X_r = \omega_s L_r \end{cases} \quad (2.29)$$

2.9.2 Alan Yönlendirme Yöntemi için Moment ve Akının Kenetlenmesiz İfadelerinin Elde Edilmesi

Dinamik davranış açısından doğru akım motorları üstün özelliklere sahiptirler. Bu durum asenkron makinede doğrudan elde edilemez. Çünkü asenkron motorların dinamik cevapları, momentini oluşturan akım ve akı arasında kenetleme olduğundan yavaştır.

Asenkron motorların alan yönlendirmeli kontrolü, momentin birbirinden bağımsız denetlenebilen bileşenlerden oluşturulması temeline dayanır. Burada hedeflenen yapı doğru akım motorlarındaki moment kontrol özelliklerinin elde edilmesidir. Serbest uyarmalı doğru akım motorlarında moment, uyarma gerilimi ile kontrol edilen hava aralığı akısı ve endüvi gerilimi ile kontrol edilen endüvi akımının çarpımlarından oluşmaktadır.

$$T_e = K_a * \psi_a * I_a \quad (2.30)$$

Bu moment ifadesinde hava aralığı akısı, uyarma devresinin büyük zaman sabitinden dolayı yavaş değişmektedir. Uyarma akımının sabit olması durumunda doğru akım, motorunda moment, endüvi akımı üzerinden kontrol edilir. Asenkron makinede moment kontrolü için ulaşılmak istenen özellik böylece ortaya çıkmaktadır. Bu aşamada asenkron motorun d-q eksen sistemindeki modelinde elde edilen moment tekrar yazıldığında, bu moment ifadesinin (2.30)'daki moment ifadesinden farkı ortaya çıkmaktadır.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.31)$$

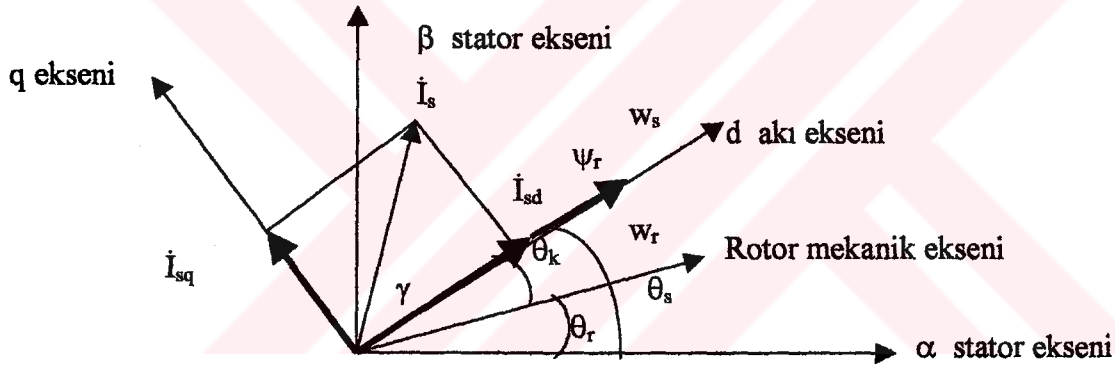
Stator akımının değiştirilmesi sonrasında hem i_{sq} hem de i_{sd} değişecektir. Ayrıca rotor akımları da bu değişimden etkilenecektir. Burada, aşağıdaki ilişkiler yazılabilir.

$$\left. \begin{aligned} i_{rd} &= \frac{\dot{\Psi}_{rd}}{\dot{L}_r} - \frac{L_m}{\dot{L}_r} i_{sd} \\ i_{rq} &= \frac{\dot{\Psi}_{rq}}{\dot{L}_r} - \frac{L_m}{\dot{L}_r} i_{sq} \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

Böylece (2.31) denkleminde (2.32) ifadeleri yerine yazılırsa (2.33)denklemini elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{\dot{L}_r} \left(\dot{\Psi}_{rd} i_{sq} - \dot{\Psi}_{rq} i_{sd} \right) \quad (2.33)$$

Asenkron motora ilişkin vektörel büyüklükler α - β (iki faz) ve d-q eksen sisteminde Şekil 2.9'daki gibi gösterilir. Vektör diyagramından görüldüğü gibi, d-q eksen sisteminin d-ekseni rotor akısı ile çakıştırılırsa, bu durumda $\dot{\Psi}_{rq}=0$ olur. Bu çakıştırmanın sağlanabilmesi için rotor akı vektörünün konumu bilinmek zorundadır. Daha sonra d-q eksen sistemi ile rotor akısı çakışık şekilde döndürülür.



Şekil 2.9 Asenkron motorun alan yönlendirmesi için vektör diyagramı.

Bu çakıştırma koşulu sağlandığı zaman moment ifadesi denklem (2.34)'deki gibi olur.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{\dot{L}_r} \dot{\Psi}_{rd} i_{sq} \quad (2.34)$$

$$\left. \begin{aligned} p\dot{\Psi}_{rq} &= 0 \\ \dot{\Psi}_{rq} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

(2.35) denklemindeki koşullar (2.21) denklemlerinde yerine yazılırsa stator akımının d bileşeni ile rotor akısının d bileşeni arasında birinci dereceden gecikmeye sahip bir ilişki olduğu görülür.

$$p \Psi_{rd} + \frac{1}{\tau_r} \Psi_{rd} = L_m^2 \frac{1}{L_r \tau_r} i_{sd} \quad (2.36)$$

Şekil 2.9'da gösterilen bu ilişkiden yararlanarak i_{sd} ile rotor akısının sabit tutulduğu durum için moment ifadesi stator akımları cinsinden (2.37) eşitliği yazılır.

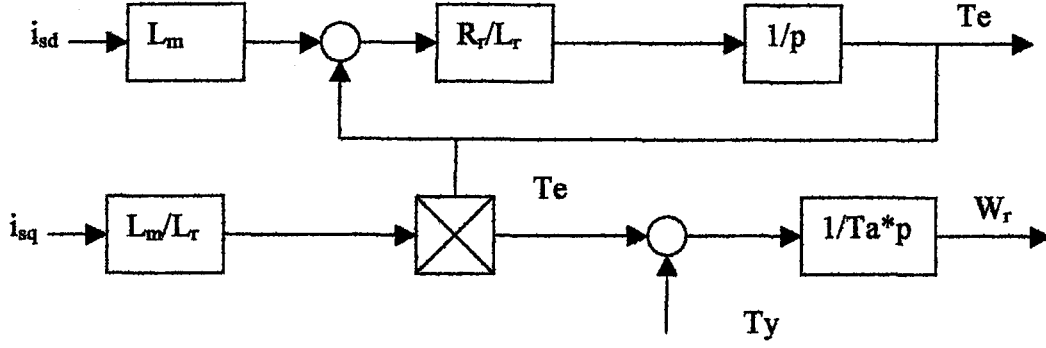
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (2.37)$$

Asenkron motora ilişkin parametreleri sabit kabul ettiğimiz durumda motorun üreteceği moment stator akımı bileşenleri ile kontrol edilebilir. Ancak tüm bu işlemlerin geçerliliği rotor akısının konumunun tam olarak belirlenmesine bağlıdır. Bu bilginin elde edilip kullanılması durumuna göre alan yönlendirme yöntemi doğrudan alan yönlendirme ve dolaylı alan yönlendirme olarak isimlendirilir. Aşağıdaki paragraflarda ayrıntılı olarak tartışılacak olan rotor akısı konum bilgisinin (θ_s) belirlenmesi ile alan yönlendirme için gerekli koşullar sağlanmış olmaktadır. Bu aşamada motor momentini oluşturan i_{sq} ve i_{sd} bileşenlerine ilişkin referans değerleri belirlenir. Bu değerler önce (2.38) yardımıyla iki faz (α - β) büyüklüklerine, daha sonra da (2.39) matrisi aracılığı ile 3 faz büyüklüklerine dönüştürülür.

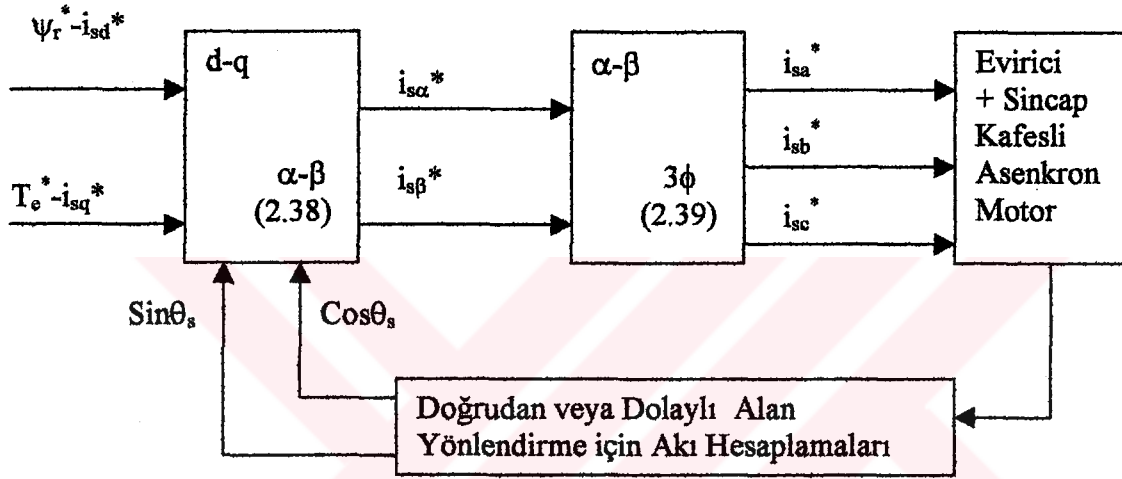
$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Bu dönüşümler aynı temele sahip olduklarından akı ve gerilimler için de yapılabilir. Ayrıca ölçülen üç faz büyüklüklerinden yararlanarak ters dönüşümler aracılığı ile d-q ve α - β bileşenleri bulunabilmektedir. Alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolüne ilişkin ilkesel gösterim Şekil 2.11'deki gibi olacaktır.



Şekil 2.10 Asenkron motorun alan yönlendirmesi için ayrıştırılmış modelinin blok gösterimi.



Şekil 2.11 Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için ilkesel gösterimi (Akın, 1994).

Rotor akısı ile yönlendirilmiş asenkron makineyi tanımlayan denklemler aşağıdaki gibidir.

$$\left. \begin{aligned} U_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_s \Psi_{sq} + p \Psi_{sd} \\ U_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s \Psi_{sd} + p \Psi_{sq} \\ 0 &= R_r i_{rd} + p \Psi_{rd} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \omega_k \Psi_{rd} \end{aligned} \right\} \quad (2.40)$$

Halkalama akısı tanım denklemleri ise (2.41) 'de verilmiştir.

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \Psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \Psi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ 0 &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{aligned} \right\} \quad (2.41)$$

2.10 Rotor, Stator ve Hava Aralığı Akısı Alan Yönlendirmesinin Özellikleri

Alan yönlendirme kavramı, asenkron makine için tanımlanabilen stator akısı, hava aralığı (miknatıslama) akısı ve rotor akısı için geçerlidir. Rotor akısı için verilen alan yönlendirme ilkesi, diğer akılar için de uygulanabilir. Hangi akı için yönlendirme yapılacak ise, d-q eksen sisteminin bir bileşeni bu akı ile çakıştırılarak akı ile eşzamanlı olarak döndürülür. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda ayrıştırmanın sağlanabilmesi için ek hesaplamalar gerekmektedir. Stator akısı veya hava aralığı akısı yönlendirmesinin gerçekleştirilmesi sırasında moment ve akı referansları verildikten sonra (2.12) denklemi ile verilen model, ters yönde çözülerek i_{sq} ve i_{sd} referansları hesaplanabilir. Stator veya hava aralığı akı yönlendirmesinin, uygulanması sırasında seçilen kontrol değişkenine de bağlı olarak kenetleme çözücü hesaplamaların mikroişlemci tarafından yapılması gerekir. Bu durumda hem bu hesaplamaların çalışma koşullarına bağlı olarak değişen parametreler ile gerçekleştirilmesi hem de işlemler için harcanan zaman bu yöntemler için dezavantaj oluşturmaktadır.

Stator akısı, hava aralığı veya rotor akısı alan yönlendirmesi, yönlendirme yapılan kısmın ölçülmesi veya dolaylı olarak hesaplanması ile gerçekleştirilebilir. Her üç yönlendirme durumunda da, doğrudan veya dolaylı alan yönlendirme yöntemleri uygulanabilir. Hava aralığı akısı ve stator akısının ölçülmesi veya hesaplanması rotor akısına göre daha kolaydır. Rotor akısının hesaplanması sırasında rotora ilişkin parametreler de kullanılacağı için parametre bağımlılığı oluşmaktadır (Akın, 1994).

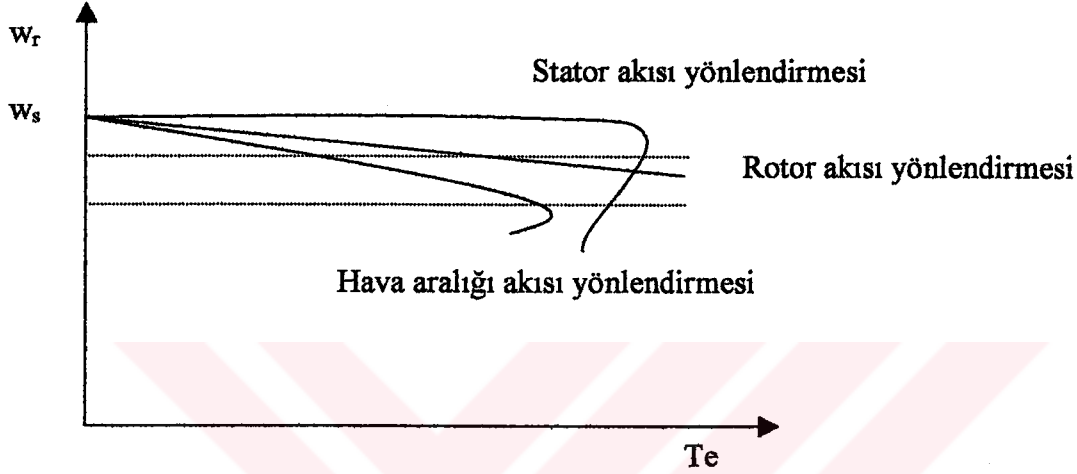
Diğer taraftan stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda kararlılık sorunları oluşmaktadır. (Bayer ve Blaschke, 1977). Her üç akı yönlendirmesi için sürekli durum momentleri yazılıp, sabit akı koşulunda incelendiği zaman rotor akısı yönlendirmesinde devrilme momentinin oluşmadığı, buna karşılık diğer iki akı için devrilme momentinin varolduğu görülür (Vas, 1990). Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesinde $(\partial T_e / \partial \omega_k = 0)$ yazılarak, maksimum devrilme momentleri aşağıdaki gibi elde edilir.

a) Stator akısı yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma denklemi (2.42)'deki gibidir.

$$\left. \begin{aligned} T_{e \max} &= \pm \left(\frac{3}{2} \right) p \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \frac{|\Psi_s|^2}{\sigma L_r} \\ \omega_{k \max} &= \pm \frac{1}{\sigma \tau_r} \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

b) Hava aralığı akısı yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma denklemi (2.43)'de verilmiştir (Vas, 1990).

$$\left. \begin{aligned} T_{e \max} &= \pm \left(\frac{3}{2} \right) p \frac{|\Psi_m|^2}{L_{lr}} \\ \omega_{k \max} &= \pm \frac{1}{\sigma \tau_{lr}} \end{aligned} \right\} \quad (2.43)$$



Şekil 2.12 Belirli bir stator akısı için moment/hız karakteristiği (Akın, 1994).

Şekil 2.12 incelendiği zaman hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda elde edilen maksimum devrilme momentinin, stator akısı yönlendirmesi için üretilen maksimum devrilme momentinden %20 daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca rotor akısı yönlendirmesi durumunda momentin doğrusal değiştiği ve devrilme momentine sahip olmadığı da görülmektedir. Bu durum kontrol uygulamaları için önemli bir üstünlüktür. Alan zayıflatmalı modda çalışıldığı zaman en iyi sonucu stator akısı yönlendirmesi vermektedir (Akın, 1994).

Bir sonraki bölümde dolaylı alan yönlendirmeli asenkron motora uygulanacak olan kayan kip kontrol incelenmiştir.

3. DEĞİŞKEN YAPILI KONTROL SİSTEMLERİ

3.1 Giriş

Bu bölümde, değişken yapılı kontrol sistemlerinin tanımı, özellikleri, Lyapunov kararlılık kriterleri incelenmiştir ve asenkron motora uygulanacak olan kayan kip kontrolün yapısı anlatılmıştır.

3.2 Değişken Yapılı Kontrol

DYKS'nde KKK, dış bozucular ve sistem parametreleri değişimlerine karşı kontrol sistemine büyük dayanıklılık sağlayan oldukça özel bir yaklaşımdır. Ayrıca, temelde Lyapunov kararlılık koşullarına dayanan bu tasarım yöntemi, doğrusal ya da doğrusal olmayan sistemler için kontrolör tasarımına da büyük bir kolaylık getirmektedir (Utkin, 1981).

DYKS 1950'lerin başında ilk defa S. V. Emelyanov ve birlikte çalışan araştırmacılar tarafından ortaya atılmıştır. İlk çalışmalarında, faz değişkenleri formunda modellenmiş ikinci derece doğrusal bir sistem üzerinde bu kontrol yaklaşımının uygulanmasını göstermiş ve açıklamışlardır (Şahin, 1997). DYKS üzerindeki bu çalışmalar yakın zamana kadar batı dünyasında pek ilgi çekmemiştir. Batı dünyası bu süre zarfında daha çok doğrusal kontrol yaklaşımları, doğrusal çok değişkenli kontrol ve doğrusal yaklaşımlara dayanan sistem kuramını geliştirmek üzerinde çalışmıştır.

Bu ilginin olmaması, önerilen yöntemlerin değişik sistemlere uygulamaları, çatırtı (chattering) sorunu, tasarım yöntemlerinin geliştirilmesi gibi konularda batı dillerinde yayınlanmış yeterli birikimin oluşmamasına sebep olmuştur. 1970'lerin sonlarında ise araştırmalar, DYKS'nin ek özelliklerini ortaya çıkarmış ve kontrolör tasarım kurallarında önemli gelişmeler sağlamıştır (Utkin, 1997; Young 1978). Bu aşamada, genel tasarım yöntemleri ortaya konmuş ve bunlar doğrusal olmayan, çok giriş/çıkışlı, ayrık zamanlı, geniş ölçekli ve stokastik sistemlere uygulanmıştır. Bu uygulamalarda, DYKS'nin başta kararlılık olmak üzere kontrol başarımlarına önemli katkılar sağladığı gösterilmiştir. Sonuçlar, kontrol sisteminin değişmez denebilecek kadar, parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara karşı dayanıklı olduğunu göstermiştir. Böylece DYKS'nin başarımı sadece kuramsal kestirimlerle sınırlı kalmamış, bir çok benzetim ve gerçek uygulamayla gösterilmiştir (Utkin, 1997; Young 1978). Böylece yaklaşım olgunlaşarak uygulamalara hazır hale gelmiştir.

Üzerinde uzun süredir çalışmaların sürdüğü DYK yaklaşımı ile son zamanlarda özellikle güç ve motor kontrol sistemlerinde son derece başarılı sonuçlar alınmıştır (Utkin, 1993; Sangwongwanich, 1990). Belirgin özellikleri değişmezlik (invariant), dayanıklılık (robustness), derece indirgeme (order reduction) ve kontrolde çatırdamaya yol açmasıdır (Hung, 1993; Sabanovic, 1994; Slotine, 1991). Burada değişmezlik terimi sistemin parametrik belirsizliklere ve dış bozucu etkilere karşı duyarsız olduğunu anlatmak için kullanılmıştır. Bunlardan tek kötü yanı olan kontrolde çatırdamaya yol açmayı gidermek için de son yıllarda bir çok çalışma yapılmış ve olumlu sonuçlar alınmıştır (Şahin, 1995; Şahin, 1996; Ertuğrul, 1995). KKK, DYK sistemi yaklaşımının özel bir halidir. Bu yaklaşımdaki ana amaç, hatayı “anahtarlama yüzeyi (switching surface)” veya “kayma yüzeyi (sliding surface)”ne itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bundan sonra sistem “kayma rejiminde”dir ve modelleme hataları ve/veya dış bozuculardan etkilenmez.

Kayma yüzeyi, durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan bir fonksiyon olarak tanımlandığı için durum değişkenleri bu yüzey üzerinde doğrusal bağımlı hale gelirler. Bu durumda sistemin derecesi, bağımsız giriş sayısı kadar, indirgenmiş olur ve derecesi indirgenmiş bir kontrol kuralı ile kontrol edilebilir. Giriş sayısı derecesine eşit bir sistemde, sonuç sistem birinci dereceden olur (Şahin, 1997).

Klasik KKK’un bilinen iki temel sorunu vardır. İlki, çatırtı (chattering) adı verilen, kontrol çıkışındaki yüksek frekanslı salınımlardır. İkincisi ise eşdeğer kontrolün (equivalent control) hesaplanmasındaki zorluktur. Çünkü, eşdeğer kontrol terimi kontrol edilecek sistemin tüm dinamiklerinin bilinmesini ve hesaba katılmasını gerektirir (Astrom, 1989). Literatürde bu sorunları çözmeye yönelik bazı yöntemler önerilmiştir. En iyi bilinen çatırtı giderme yöntemi klasik KKK’de kullanılan işaret fonksiyonu (sign) yerine yumuşak geçişli doyma fonksiyonu (saturation) kullanmaktır (sabanovic, 1994). Eşdeğer kontrolü hesaplama zorluğu da en küçük kareler yöntemiyle kestirim (least square estimation-LSE) veya ardışıl en küçük kareler yöntemiyle kestirim (recursive LSE) teknikleri ile aşılmaya çalışılmıştır (Astrom, 1989). Fakat bu yöntemleri uygulamak da çok kolay değildir. Bu çalışmada da genelde kullanılacak yöntem, Çatırtısız Kayan Kip Kontrol (Chattering-Free Sliding Mode Control-CFSMC) olarak adlandırılmaktadır. Doğrusal olmayan bu kontrol yaklaşımlarının, doğrusal ya da doğrusal olmayan sistemlerin kontrollerindeki etkileri oldukça ilginçtir ve bu bölümde bazı temel örneklerle ele alınmıştır.

3.3 Temel DYK Kavramları

Durum denklemleri aşağıdaki gibi verilen doğrusal olmayan bir sistem göz önüne alınmıştır.

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (3.1)$$

Burada;

$$x \in R^n, A \in F^n, u \in R^m, \text{rank}(B(x, t)) = m, u \in [u_{\min}, u_{\max}] \text{ 'dır.}$$

DYK tasarımı, anahtarlama yüzeyi ve kontrol işaretinin seçimi olmak üzere, iki aşamalı olarak ele alınmaktadır.

a) Anahtarlama yüzeyi seçimi veya $S(x)$ vektör formunda yazılmış, m adet anahtarlama fonksiyonunun seçimi.

$$S = \{x : \phi(t) - \phi(x) = S(x, t) = 0\} \quad (3.2)$$

şeklinde ifade edilir. Burada,

$\phi(t)$: Olmasını istediğimiz durum değerlerinin fonksiyonudur.

$\phi(x)$: Durum değişkenlerinin fonksiyonudur.

b) Kontrol işaretinin seçimi.

Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile belirlenen, kararlılık kriterini sağlayacak, kontrolün hesaplanması işlemidir. Sonuç olarak, seçilmiş olan anahtarlama yüzeyi $S(x)$ 'in işaretine göre farklı kontrol yapılarının uygulanması ile denklem (3.3) verilmiş olan DYK elde edilmiş olunur.

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+(x, t) : S(x) > 0 \\ u^-(x, t) : S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

DYKS'lerinin özel bir halini oluşturan KKK sistemlerinde bu kontrol, sistemin durumlarının sonlu zamanda seçilen $S(x)=0$ yüzeyine ulaşmasını sağlayacak şekilde yapılır. Daha sonraları geliştirilen sınır tabaka (boundary layer) yaklaşımlarında, sistem durumları sonlu zamanda belirlenmiş $S(x)=0$ yüzeyi boyunca sınır tabakalı bir zarf içine sokulur. Bunların sağlanması için de anahtarlama yüzeyi, kontrol uzayı boyutu olan (m) kadar durumu doğrusal bağımlı hale getirerek, kapalı çevrim sistemin derecesini $n-m+1$ 'e indirecek şekilde seçilir.

DYK kavramı orijinal olarak, aşağıdaki sisteme benzer bir ikinci mertebeden lineer bir sisteme uygulanarak gösterilmiştir (Holtz, 1993).

$$\left. \begin{array}{l} \dot{x} = y \\ \dot{y} = 2y - x + u \end{array} \right\} \quad (3.4)$$

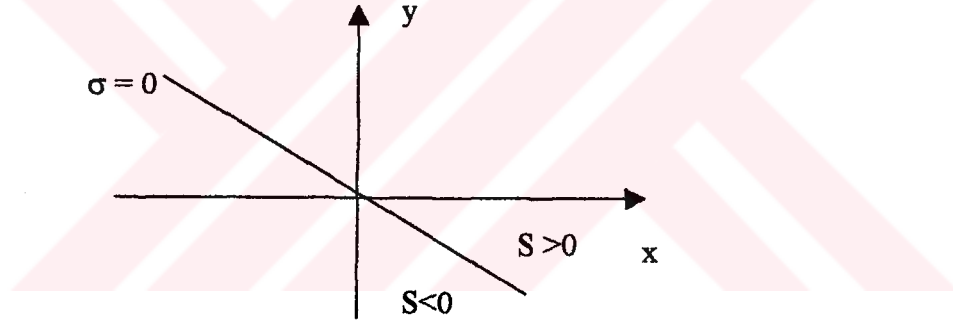
$$\left. \begin{array}{l} u = -\psi x \\ \psi = 4, S(x, y) > 0 \\ \psi = -4, S(x, y) < 0 \end{array} \right\} \quad (3.5)$$

$$S(x, y) = x\sigma, \quad \sigma = 0.5x + y \quad (3.6)$$

Son ifadede gözüken $S(x, y)$ aşağıdaki iki fonksiyonun çarpımıdır.

$$x = 0 \text{ ve } \sigma = 0.5x + y = 0 \quad (3.7)$$

Bu fonksiyonlar, faz düzlemini Şekil 3.1'de görüldüğü gibi $S(x, y)$ 'nin farklı işarete sahip olduğu bölgelere ayıran doğruları tanımlar. Böylece denklem (3.7) ifadeleriyle belirlenen doğrular anahtarlama doğruları olarak anılır.



Şekil 3.1 Denklem (3.4) sisteminin faz düzlemi ve anahtarlama doğrusu.

Bu doğrular ayrıca faz uzayında $S(x, y) = 0$ olan bir noktalar kümesi tanımlar. Bu noktalar kümesine de her ne kadar iki doğrudan oluşturulan küme bir yüzey tanımlamasa da anahtarlama yüzeyi adı verilir.

Geri besleme kazancı ψ , (3.5) ifadesine göre yani $S(x, y)$ 'nin işaretine göre anahtarlanır. Böylece (3.4) ve (3.5) ifadelerinden oluşan dinamik sistem faz uzayında analitik olarak iki bölgede ve bu bölgelere karşı düşen iki farklı matematiksel model ile temsil edilir.

$S(x, y) = x\sigma > 0$ olan bölge I için model

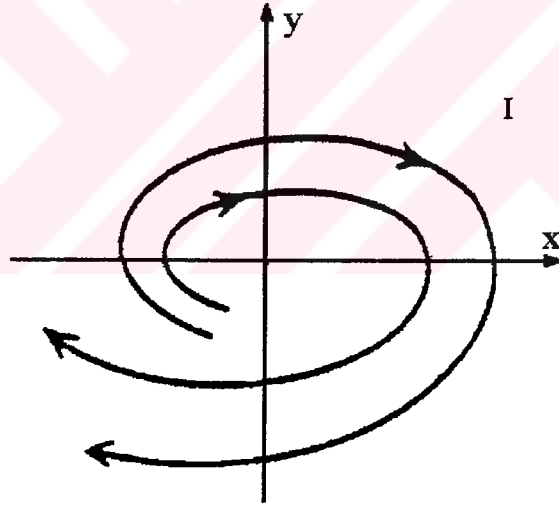
$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x - 4x = 2y - 5x \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

$S(x, y) = x\sigma < 0$ olan bölge II için model ise

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x + 4x = 2y + 3x \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

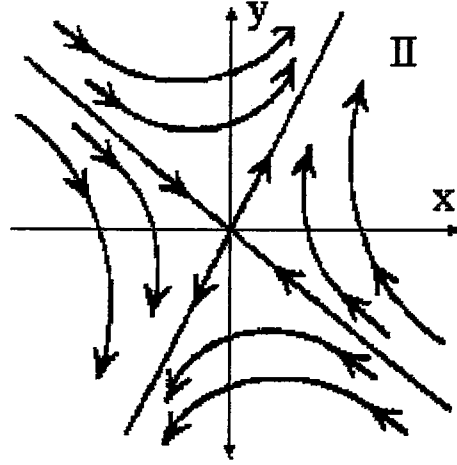
şeklindedir.

Bu iki sistemin faz düzlemi izleri Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'de gösterilmiştir. Denklem (3.8) ile verilen dinamik sistemin orijindeki denge noktası civarında davranışı kararlı olmayan bir hedef şeklinde iken denklem (3.9) ile verilen sistem için orijin parabolik olmaktadır. Bu iki ayrı davranış bölge I için denklem (3.8), bölge II için de denklem (3.9) ile verilen sistemlerin faz düzlemlerinin birleştirilmeleriyle oluşturulan yeni faz düzlemi Şekil 3.4'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Denklem (3.8) sisteminin faz düzlemi

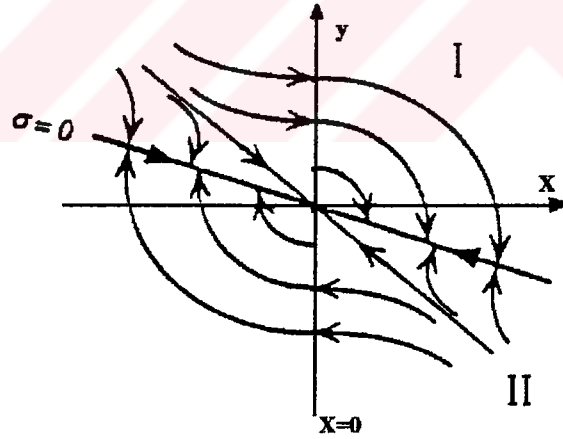
Faz düzleminin tamamını elde etmek için sistemin $S(x, y) = 0$ kümesi üzerinde olduğu durumdaki izlerinin tanımlanması gerekmektedir. $x = 0$ doğrusu üzerinde bölge I ve bölge II'nin faz izleri birleşmektedir. Buna karşın



Şekil 3.3 Denklem (3.9) sisteminin faz düzlemi

$$S = \sigma = 0.5x + y = 0.5x + \dot{x} = 0 \quad (3.10)$$

doğrusunun kendisi zaten bir diferansiyel denklem tanımlamaktadır ve $S = \sigma = 0$ anahtarlama doğrusu üzerinde bulunan izin faz düzlemi de Şekil 3.4'de görülmektedir. Bu doğru şeklindeki iz, dinamik sistemin kararlı anahtarlama yüzeyidir. Parametrik belirsizliklerden ve dış bozuculardan etkilenmez.



Şekil 3.4 Denklem (3.8) ve (3.9) sistemlerinin birleştirilmiş faz düzlemi

Sistemin faz düzleminden $x = 0$ doğrusu üzerindeki hareketin, hareket yönündeki olası süreksizlikler haricinde sıradışı bir karakteri olmadığı anlaşılmaktadır. Bununla birlikte $S = 0$ doğrusu ise sadece kendine doğru her iki yandan gelen izlerin sonlandığı noktaları içermektedir.

Bu noktalar $S=0$ doğrusu üzerinde kayan kip adı verilen hareketi temsil eden bir iz oluşturmaktadır. Böylece sistemin faz izleri genel olarak sistemin iki farklı kipini temsil eden iki kısma ayrılabilir.

Faz uzayında herhangi bir noktadan başlayan izin, anahtarlama doğrusuna doğru yaklaşmakta olduğu ve bu doğruya sonlu zamanda eriştiği ilk kısım yaklaşma kipi adını alırken, (3.10) diferansiyel denklemiyle tanımlanan ve izin asimptotik olarak faz uzayının orijinine doğru yöneldiği ikinci kısım ise kayan kip adını almaktadır.

Burada DYK için aşağıdaki gözlemler yapılmıştır.

- i) Sistemin denge durumu faz düzleminin orijini olduğundan kayma kipi sistemin geçici haldeki durumunu temsil etmektedir. Yani, $S=0$ doğrusu sistemin kayan kipdeki geçici hal yanıtını tanımlamaktadır.
- ii) Kayan kipe girmiş bir sistemde, denklem (3.10) ile verilen iz dinamiği, orijinal sistem (3.4)'den daha düşük boyuttadır.
- iii) Kayan kipe girmiş bir sistemde sistem dinamiği tamamen $S=0$ doğrusunu tanımlayan parametreler tarafından yönetilmektedir.
- iv) Kayan kip, (3.8) ve (3.9) denklemleri ile tanımlanan iki yapının doğal bir uzantısı değildir.

Kontrol işlemi esnasında denklem (3.4) ile tanımlanan kontrol sisteminin yapısı denklem (3.8) ve (3.9) yapıları arasında değiştiğinden sisteme değişken yapılı kontrol adı verilmiştir. Aynı şekilde kayan kipi önemi vurgulamak üzere kontrol işlemi de kayan kipli denetim olarak adlandırılır.

Bu arada değişken yapılı kontrol sisteminin kayan kip olmadan da gerçekleştirilebileceği fakat bu durumda sistemin yukarıda değinilen özelliklere (örneğin dayanıklılık) sahip olmayacağı akılda tutulmalıdır.

3.4 DYK'un Özellikleri

Bir DYK sisteminin yanıtı üç farklı kipten oluşmaktadır:

- i) Yaklaşma kipi
- ii) Kayma kipi

ii) Kararlı hal kipi

Burada bir sistemin kararlı hal kipi, özel bir hal olarak sabit durumunda içerildiği periyodik bir durum olarak ele alınmıştır. Kararlı hal durumunun, sıfır hata durumu, sabit hata durumu ve limit çevrim durumu gibi farklı formları da mevcuttur.

Tüm fiziksel elemanlarda sonlu gecikmeler bulunduğundan, kayma ve kararlı kipleri daima dikkat çekici miktarlarda çatırtı ile birlikte bulunmaktadır. Böylece bir DYK sisteminde, yanıt karakteristiği, dayanıklılık ve çatırtının miktarı performans ölçütleri olmaktadır (Doki, 1995; Ferrah, 1992).

İstenilen bir kayan kip dinamiği, anahtarlama fonksiyonunun uygun seçilmesiyle sağlanabilir. Kayan kipin daha önce de belirtildiği gibi karakteristiklerinden biri de modelleme hatalarına ve bozucu etkilere karşı dayanıklı ve duyarsız olmasıdır.

Dayanıklılık, DYK sistemlerinin en önemli özelliklerinden biridir. Yüksek mertebeden doğrusal veya doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerle temsil edilen bir sistem için kayan kipin diferansiyel denklemi, modelleme hataları ve bozucu etkilerin yarattığı etkilerden tamamen bağımsızdır. Böylece kayan kipin modelleme hataları ve bozuculara karşı değişmediği söylenebilir. Bu değişmezlik özelliği birtakım uyumluluk koşullarının sağlanmasını gerektirir.

DYK sistemlerinin analizi ve dizaynı altında yatan temel ön kabullerden biri de kontrolün bir değerden diğer bir değere sonsuz hızlı anahtarlabilmesidir. Pratikte ise birçok DYK sistemi için ihtiyaç duyulan bu yüksek anahtarlama hızına erişmek mümkün olmamaktadır. Bunun birçok nedeni vardır.

Birincisi, kontrol hesaplarında sonlu zaman gecikmelerinin varlığıdır. İkincisi ise, elemanların fiziksel sınırlarıdır. Buna bir örnek doğru akım servo motor dizaynıdır. Burada sık sık sistem girişinin akım olduğu kabulü yapılır. Sargı endüktanslarının varlığı nedeniyle akımın sonsuz hızla anahtarlabilmesi mümkün değildir.

Kontrolün sonsuz hızla anahtarlanamaması nedeniyle DYK sistemlerinin kayma ve kararlı hal kiplerinde daima çatırtı oluşur. Kararlı hal durumunda çatırtı istenen denge noktası civarında yüksek frekanslı bir salınım olarak karşımıza çıkar ve bu sistemin modellenmeyen yüksek frekanslı dinamiklerini uyaran (kararsızlığa yol açan) bir kaynak durumuna gelmektedir (Şahin, 1997).

Çatırtı genellikle istenen bir davranış olmadığından etkilerinin azaltılması veya yok edilmesi amacıyla önemli miktarda araştırma potansiyeli bu konuya ayrılmıştır.

Birçok DYK sisteminde kontrol, röle tipinde terimler içermektedir. İdeal röle karakteristiğinin gerçekleşmesi pratik olarak mümkün olmadığından çatırtıyı azaltmak için yaklaşımlardan biri de röle tipindeki süreksiz kontrolü, doyan bir kontrollü sürekli hale getirmektir.

Durum uzayında anahtarlama yüzeyi civarında bir sınır tabaka oluşturulmaktadır. Bu sınır tabaka içerisinde kontrol, anahtarlama fonksiyonunun bir sürekli yaklaşıtıması olarak seçilmektedir. Bu bir bakıma sisteme yüzey civarında lineer yüksek kazanç kontrolü uygulamak demektir.

Bu süreklileştirme yönteminin bir sonucu ise sistemin parametrik belirsizliklere ve dış bozuculara karşı değişmezlik özelliğinin kaybolmasıdır. Sistem bu durumda sınır tabaka kalınlığının fonksiyonu olacak şekilde bir dayanıklılık göstermektedir.

İdeal doyma kontrolü

$$\begin{aligned} u &= \text{sat}(S) = +1, S > L \\ &= \frac{S}{L}, |S| \leq L \\ &= -1, S < -L \end{aligned}$$

ile ifade edilir. Burada $L > 0$ ve $\pm L$ sınır tabakanın kalınlığını belirlemektedir .

Sınır tabaka dışında kontrol ideal röle karakteristiğindedir, bununla birlikte sınır tabaka içerisinde yüksek-kazançlı lineer kontrol kuralı geçerlidir. Sonuç olarak sistem sınır tabakaya doğru sürülmekte fakat iz $S = 0$ doğrusunu izlemeye zorlanamamaktadır.

İdeal doyma kontrolünde aşağıdaki sonuçlar geçerlidir:

- 1) İz $S = 0$ doğrusu üzerinde kalmaya zorlanmadığından kayan kip oluşmamaktadır .
- 2) Sınır tabaka içerisinde sürekli kontrol uygulandığından çatırtı oluşmamaktadır
- 3) Bozucu etkilerin olmadığı durumda kararlı hal hataları yoktur .
- 4) Değişmezlik özelliği kaybolmuştur.

Değişik tip sınır tabaka değişimleri önerilmiştir. Bunlardan biri de sınır tabaka kalınlığının sistem dinamiğinin belirsizlik derecesine uyum sağlamak üzere adaptif olarak ayarlanmasıdır .

Sonuç olarak süreklilendirme yaklaşımları yardımıyla yüksek frekanslı çırtı yok edilirken değişmezlik kaybedilmektedir. İnce sınır tabakalarıyla yüksek dereceye dayanıklılık muhafaza edilebilmesine rağmen kontrol elemanlarının içerdiği gecikmeler daha kalın bir sınır tabaka seçilmesini zorunlu kılabilir. En kötü durumda büyük genlikli düşük frekanslı salınımlar neticesinde sistem değişken yapılı davranışını tamamen kesebilir ve bu durumda değişmezlik ve dayanıklılık gibi özellikler de kaybolur.

Çırtı olgusundan kurtulmak için yukarıda anılan yöntemlere ek olarak yaklaşma kuralının ayarlanması gibi başka yaklaşımlar da mevcuttur.

3.5 Genel DYK Probleminin Tanımı

Durum denklemi (3.1) deki

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t)u$$

olarak tanımlanan bir kontrol sistemi için $\dim(x) = n$ ve $\dim(u) = m$ olmak üzere

- i) $S(x)$ gibi vektör formunda temsil edilen m tane anahtarlama fonksiyonu ve
- ii) $S(x) = 0$ kümesine (anahtarlama yüzeyine) sonlu zamanda yaklaşmayı (yaklaşma koşullarını) sağlayan yaklaşma kiplerini içerecek şekilde seçilen bir DYK aşağıdaki biçimde bulunabilmelidir.

$$u(x, t) = u^+(x, t), \quad S(x) > 0$$

$$u(x, t) = u^-(x, t), \quad S(x) < 0$$

Yukarıdaki tanımın fiziksel anlamı aşağıdaki gibi yapılmaktadır.

- i) Kontrol edilecek sistemden daha düşük boyutlu olması istenen bir sistem dinamiğini sağlayan $S(x) = 0$ anahtarlama yüzeyinin,
- ii) Anahtarlama yüzeyi dışındaki herhangi bir x durumunun yüzeye sonlu zamanda erişebilmesini sağlayacak şekilde seçilen bir $u(x, t)$ DYK'un dizayn edilmesi gerekmektedir.

Anahtarlama yüzeyi üzerinde istenilen sistem dinamiğini izleyen kayma kipi oluşmaktadır.

Böylece tüm DYK sistemi için global asimptotik kararlılığı sağlanmaktadır (Utkin, 1978).

3.6 Kayma Yüzeyi

Verilen sistem için (3.1), kayma yüzeyi $S_{(m \times 1)}$, (3.2)'deki tanımlama ile seçilir (Sabanovic, 1994). Burada,

$\phi(t)$, $\phi(x)$ ve $s(x)$ fonksiyonları (3.11)'deki gibi tanımlanır.

$$\phi(t) = G \cdot x^r \text{ ve } \phi(x) = G \cdot x \Rightarrow s(x, t) = \phi(t) - \phi(x) = G(x^r - x) \quad (3.11)$$

Burada,

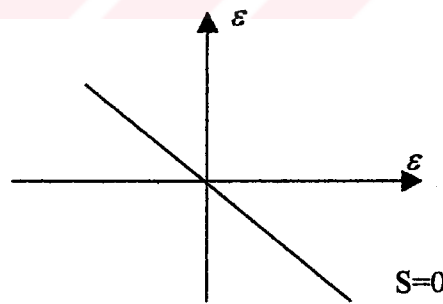
$G_{(m \times n)}$: Kayma yüzeyinin eğimini belirleyen katsayı matrisidir.

G genelde köşegen matris olarak belirlenir ve elemanları (3.12) eşitliği ile durum hatalarını ($\varepsilon_i = x_i^r - x_i$) sıfıra götürmek üzere pozitif katsayılar olarak seçilirler.

$$S_i = \left(\frac{d}{dt} + g_i \right) \varepsilon_i \quad (3.12)$$

Böylece S_i sıfıra gittiğinde ε_i de sıfıra gider.

KKK'de amaç sistem durumlarını kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Birkez durumlar kayma yüzeyine getirildikten sonra, seçilen G matrisinin belirlediği dinamiklerle (3.12) hatalar da bu yüzey üzerinde hareket ederek sıfıra gider.



Şekil.3.5 Kayma doğrusu

3.7 Klasik Kayan Kip Kontrolör

Bu bölümde verilen yöntem Lyapunov fonksiyonunu seçme esasına dayanmaktadır. Tasarım Lyapunov kararlılık ölçütünü sağlayan Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile yapılır. Lyapunov "genel" kararlılık kuramı aşağıda verilmiştir.

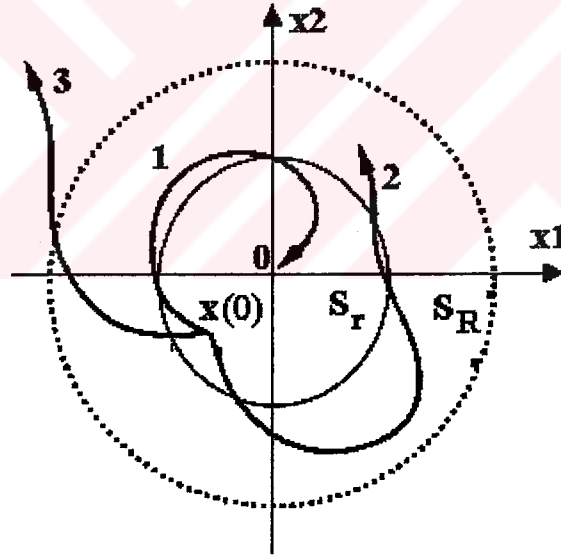
3.7.1 Lyapunov Kararlılık Teoremi

S 'nin skaler bir fonksiyonu olan V , birinci dereceden türevleri tanımlı olmak üzere aşağıdaki koşulları sağladığında sistem $S=0$ ' da asimptotik kararlıdır (Slotine, 1991).

1. $V(S)$ kesin pozitif tanımlı,
2. $\dot{V}(S)$ kesin negatif tanımlı,
3. $\|S\| \rightarrow \infty$ olduğunda $V(S) \rightarrow \infty$

Tanım : Asimptotik kararlılık

Bir $x=0$ denge noktası kararlı ve ilave olarak $r > 0$ olmak üzere $\|x(0)\| < r$ ve $t \rightarrow \infty$ için $x(t) \rightarrow 0$ koşulları sağlanıyorsa denge noktası asimptotik olarak kararlıdır.



Şekil 3.6 Kararlılık kavramları, 1) asimptotik kararlı sistem, 2) kararlı sistem ve 3) kararsız sistem.

Bu tanımdan anlaşıldığı gibi denge noktası kararlı ve ilave olarak başlangıç durumu $x=0$ denge noktası civarından başlamak üzere t sonsuza giderken x durumu sifıra yaklaşır. $S(R)$ bölgesi ise bu denge noktasına ait çekim alanı olarak adlandırılır. Bu bölgeye girildiğinde durum değişkenleri sifıra doğru gider. Bir müdahale olmazsa yeterli bir süre sonunda durum değişkenleri mutlaka sifır olur. Yani diğer ifade ile geçici rejim cevabı sifır olur.

Yukarıdaki tanımlara göre eğer denge noktası kararlı fakat asimptotik kararlı değilse marginal kararlıdır. Bu durumda durum değişkenleri R bölgesi ile sınırlı bölgede kalır fakat sürekli olarak orijinde kalmaz.

Bu kararlılık tanımları, ikinci dereceden bir sistem için Şekil 3.6'da gösterilmiştir.

3.7.2 Kontrolör Tasarımı

Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi kesin pozitif olarak seçilir.

Birinci amaç $V(S)$ fonksiyonun pozitif olmasıdır.

$$V(S) = \frac{S^T \cdot S}{2} \quad (3.13)$$

Bu fonksiyonun kesin pozitif tanımlı olduğu açıktır ($V(S) \big|_{(s=0)} = 0$ ve $V(S) > 0 \forall S \neq 0$).

İkinci amaç Lyapunov fonksiyonunun türevinin kesin negatif tanımlı olmasını sağlamaktır. Denklem (3.14) sağlanırsa, bu koşulun da sağlandığından emin olunur,

$$\dot{V}(S) = -S^T \cdot D \cdot \text{sign}(S) \quad (3.14)$$

Burada $D_{(m \times m)}$, kesin pozitif tanımlı köşegen bir kazanç matrisidir. Eşitlikteki $\text{sign}(S)$, denklem (3.15)'deki gibi, her bir S elemanına uygulanan signum işaret fonksiyonunu ifade eder.

$$\text{sign}(S) = [\text{sign}(S_1) \dots \text{sign}(S_m)]^T \quad (3.15)$$

Burada signum işaret fonksiyonu ile kastedilen işlev denklem (3.16) ile tanımlanmıştır.

$$\text{sign}(S_i) = \begin{cases} +1 & S_i > 0 \\ 0 & S_i = 0 \\ -1 & S_i < 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

Denklem (3.13)'ün türevini alıp, denklem (3.14)'e eşitlediğimizden, (3.17) nolu denklem eşitliği elde edilmiştir.

$$S^T \cdot \dot{S} = -S^T \cdot D \cdot \text{sign}(S) \quad (3.17)$$

$S(x)$ 'i tanımlayan denklem (3.11)'in türevini alıp, sistemi tanımlayan (3.1) nolu denklemi de kullanılarak (3.18) denklemi elde edilmiştir.

$$\dot{S} = \dot{\phi}(t) - \frac{\partial S}{\partial x} \cdot x = \dot{\phi}(t) - G(A(x) + Bu) \quad (3.18)$$

$\dot{S} = 0$ koşulunu sağlayan kontrol “ eşdeğer kontrol ” olarak adlandırılmaktadır. Eşitlik (3.18) sıfıra eşitlenip u çekilirse denklem (3.19) ile verilen u_{eq} ifadesi elde edilir .

$$u_{eq}(t) = -(G.B)^{-1} \cdot (G.A(x) - \dot{\phi}(t)) \quad (3.19)$$

Ayrıca denklem (3.18)’i, (3.17)’de yerine yerleştirip u çekilerek kontrol işareti için denklem (3.20) elde edilmiştir.

$$u(t) = u_{eq}(t) + (G.B)^{-1} \cdot D \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (3.20)$$

3.8 Genelleştirilmiş Kayan Kip Kararlı Kontrolörler

Bu bölümde kararlılık kriterlerinde bir bozulmaya yol açmadan klasik KKK tasarımının genelleştirilmiş hali verilmiştir.

Denklem (3.13) ile seçilen kesin pozitif Lyapunov fonksiyonunun türevini yine kesin negatif tanımlı olarak, (3.14)’ün genelleştirilmiş hali ile, denklem (3.21)’deki gibi seçilmiştir.

$$\dot{V}(S) = -S^T \cdot D \cdot h(S) \quad (3.21)$$

Burada $h(S)$ ile ifade edilen fonksiyon, denklem (3.22) ile belirtildiği gibi S ’nin her elemanına ayrı ayrı uygulanan bir $h(.)$ operatörüdür, öyle ki, $h(S)$ S ’nin uygulandığı elemanı ile her zaman aynı işaretlidir.

$$h(S) = [h(S_1) \dots h(S_m)]^T \quad (3.22)$$

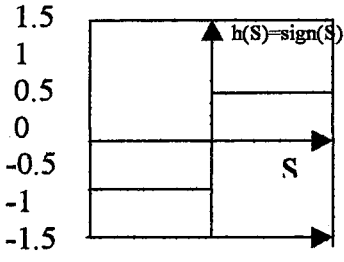
Kullanılabilir bazı $h(S)$ fonksiyonları Şekil 3.7-12’de verilmiştir. Denklem (3.13)’ün türevinde, (3.21) denklemini yerine koyarak (3.23) eşitliğini yazabiliriz.

$$\dot{S} = -D \cdot h(S) \quad (3.23)$$

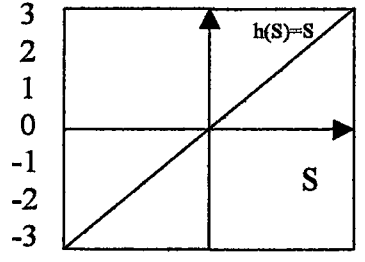
S ’nin türevini tanımlayan (3.18) nolu denklemi, (3.23)’de yerine koyarak kontrol kuralı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$u(t) = u_{eq}(t) + (G.B)^{-1} \cdot D \cdot h(S) \quad (3.24)$$

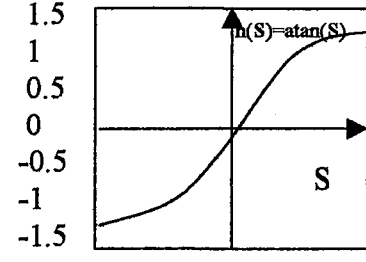
Burada $u_{eq}(t)$ eşitliği (3.19) ile tanımlandığı şekildedir.



Şekil 3.7 Signum fonk.

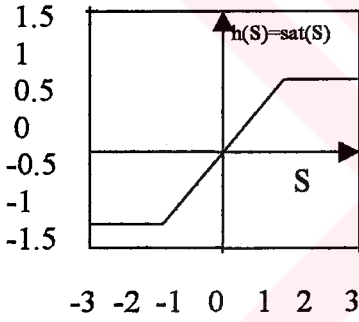


Şekil 3.8 Doğrusal fonk.

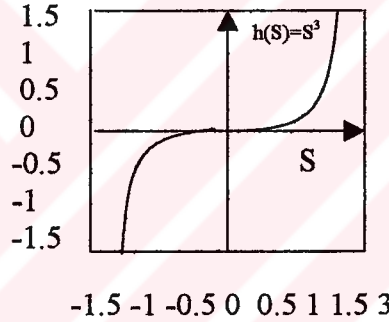


Şekil 3.9 $\tan^{-1}(S)$ fonk

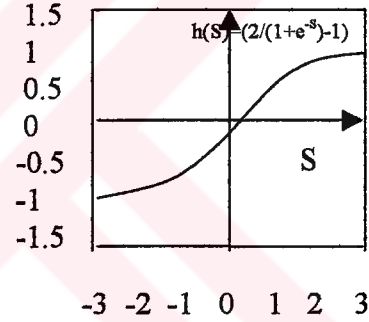
Eğer $h(S)$ Şekil 3.7'deki işaret fonksiyonu olarak seçilirse sonuçta klasik KKK elde edilir. Şekil 3.10'da çokça kullanılan doymalı doğrusal fonksiyon görülmektedir. Diğer fonksiyonlar, KKK'de anahtar fonksiyonunun genelleştirilmesi ile birlikte, oldukça yeni önerilmişlerdir ve sınırlı sayıda uygulamaları vardır (Şahin, 1996; Ertuğrul, 1995; Ertuğrul 1997).



Şekil 3.10 Doymalı doğrusal fonk.



Şekil 3.11 Üstel tek fonk.



Şekil 3.12 Kaydırılmış sigmoid fonk.

Şekil 3.7-12'de bazı örnekleri verilen $h(S)$ 'in uyması gereken kurallar aşağıda verilmiştir.

$h(s)$ seçim kriterleri;

1. $h(S)$, S ile her zaman aynı işarete sahip olmalıdır.

$$\text{sign}(h(S)) = \text{sign}(S) \quad (3.25)$$

2. S artarken $h(S)$ 'de artmalı ya da sabit kalmalıdır.

$$s_1 > s_0 \Rightarrow h(s_1) > h(s_0) \quad (3.26)$$

3. $h(s)$ 'in eğimi $S=0$ 'da 1'e yakın olmalıdır.

Tasarım kriteri 1- Genelleştirilmiş KKK'un kararlılığı

Seçim kriteri 1 'e uygun seçilen tüm $h(S)$ 'ler ile denklem (3.24) eşitliğine uygun tasarlanan kontrolörler kararlıdır.

İspat :

Denklem (3.20) ile seçilen Lyapunov fonksiyonu her zaman kesin pozitif tanımlıdır. Kriter 1'e uygun seçilen tüm $h(s)$ 'ler için, denklem (3.21)'e uygun tasarımlarda, Lyapunov fonksiyonunun türevi her zaman kesin negatif tanımlıdır. Böylece Lyapunov kararlılık kriterleri tamamı ile sağlanmış olurlar ve sistem her zaman kararlıdır.

Tasarım kriteri 2-Çatırtı giderme

Verilen üç kritere de uygun seçilen tüm $h(s)$ 'ler ile denklem (3.24)'e uygun tasarlanan, kontrolörler çatırtısız kontrol sağlar.

İspat:

Denklem (3.24) ile tasarlanan kontrolörün iki alt parçası vardır; eşdeğer kontrol ve ek terim. Eşdeğer kontrol her zaman sürekli ve çatırtı içermez. Ek terim ise $h(s)$ 'in bir sabit kazançla çarpımı yada $h(s)$ 'in oransal bir fonksiyonudur. Sistem durumları kayma yüzeyine yaklaştığında ek terim gittikçe küçülür. Eğer $h(s)$ yukarıdaki üç şartı sağlıyor ise, S sıfır civarında iken, ek kontrol terimi eşdeğer kontrole göre çok küçük değerlidir. Bunun anlamı kontrolörün çatırtı yapmamasıdır.

KKK'ün kullanıldığı sistemde çatırtıyı bastırmak ve çatırtısız bir kontrol sağlamak oldukça önemlidir. Çatırtının bastırılmasının ana sebebi kontrol edilen sistemin iç dinamiklerinin (doğal frekanslar) uyarılarak kararsız salınımlara neden olmasını önlemektir. Asenkron motorun doğrusal olmayan yapısı bu eğilimi artırmaktadır. Ayrıca parametre belirsizliklerinin büyük olduğu ve parametrelerin birçok etkene bağlı olarak modellenemeyen bir şekilde değiştiği de bilinmektedir. Bu model hataları çatırtının miktarını artırıcı etkenlerdir (Şahin, 1997).

Anahtarlama frekansları çok yüksek seçilip, genel hata mertebelerini düşük tutmak ve aynı zamanda sistemin doğal frekanslarının çok üzerine çıkılarak bu etkiyi çok azaltmak mümkündür. Fakat bu, pratikte yüksek maliyetli kontrol sistemleri ve güç sürücülerine anlamına gelmektedir.

3.9 Eşdeğer Kontrolün Kestirimi

Kayma fonksiyonunun (S) türevini sıfır yapan kontrole eşdeğer kontrol adı verilir (Utkin, 1977; Sabanovic 1994).

$$\dot{S} \Big|_{u=u_{eq}} = 0 \quad (3.27)$$

Eşdeğer kontrolün denklem (3.20) ile verilen eşitliği denklem (3.18)'de $u = u_{eq}$ konularak elde edilebilir. Eğer, $A(x,t)$ ve $B(x,t)$ matrisleri ile ilgili bilgiler yetersiz ise hesaplanan eşdeğer kontrol gerçek değerinden çok farklı olabilir. Ayrıca tüm parametreler bilinse dahi eşdeğer kontrol büyük bir hesap yükü içermektedir. Bu sorunun çözümü için u_{eq} 'un kestirimine dayanan bir hesap yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntemde kestirim için basitçe birinci dereceden filtreleme işlemi kullanılmaktadır. Filtreleme işlemi ile ilgili denklemler (3.28) ve (3.29)'da verilmiştir.

$$\tau_i \dot{u}_{eqi}(t) + u_{eqi}(t) = u_i(t) \quad (3.28)$$

$$\hat{u}_{eqi} = \frac{1}{\tau_i s + 1} u_i \quad (3.29)$$

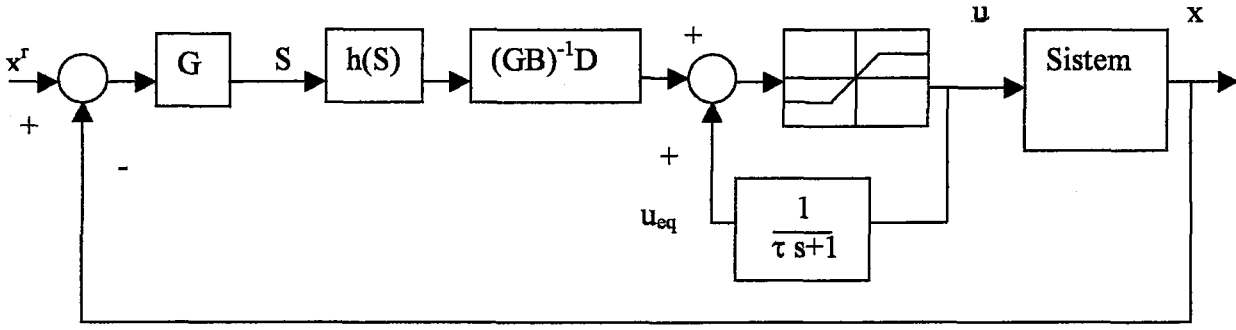
Burada u_{eq} , u_{eqi} 'nin kestirilmiş değeri ve "s" Laplace operatörüdür. Görüldüğü gibi bu birinci dereceden alçak-geçiren bir filtredir. Tanımı gereği u_{eqi} kayma fonksiyonunun türevini sıfır yapan kontroldür. Özellikle kayma yüzeyine ulaşıldıktan sonra u_{eqi} için uygulanan kontrolün ortalama değeridir denebilir ve önerilen kestirim yöntemini kullanmak uygundur. Böylece (3.24) nolu denklem ile verilen kontrol kuralı aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$u(t) = \hat{u}_{eq}(t) + (GB)^{-1} D h(s) \quad (3.30)$$

Tüm sistem Şekil 3.13'te verildiği gibi gösterilebilir. Bu şekilde, kontrol çıkışı sınırlandırıcıdan geçmektedir. Çünkü pratikte, uygulanabilir kontrol genliği sınırlıdır.

Yukarıda sürekli formda verilen tasarımın günümüzde kullanılan sayısal kontrol sistemlerinde kullanılabilmesi için ayrık forma getirilmesi gerekir. $h(S)$ olarak Şekil 3.8'deki doğrusal fonksiyon kullanılırsa ve denklem (3.30)'a Euler enterpolasyonu uygulanırsa kontrolör için (3.31) nolu denklemdeki son durum elde edilir.

$$u(t) = u_{(t-\delta t)} + \frac{(GB)^{-1}}{\delta t} ((D \cdot \delta t + 1) S_{(t)} - S_{(t-\delta t)}) \quad (3.31)$$



Şekil 3.13 Eşdeğer kontrol kestirimi ile KKK (Şahin, 1997).

Elde edilen son kontrolör formu incelendiğinde dögüsel (recursive) olduğu görülür. Kontrol vektörünün son değeri, bir sonraki adım için, eşdeğer kontrol kestirimi olarak kullanılmaktadır (Şahin, 1997).

Gelecek bölümde çatırtıyı gidermede kullanılan doyma fonksiyonu yerine kullanılacak olan Bulanık mantık kontrol anlatılmıştır.

4. BULANIK MANTIK KONTROL

4.1 Giriş

Bu bölümde, kayan kip kontrolde oluşan çatırtıların giderilmesinde kullanılan bulanık mantığın tarihsel gelişimi, temel kavramları, yapısı, avantaj ve dezavantajları anlatılmıştır.

4.2 Bulanık Mantık Tarihçesi

Bulanık Mantık, insan düşünme ve algılamasını modellemek için kullanılan güçlü bir yöntemdir. İki değerli önerme yerine bulanık sistemler, çok değerli kümelerle sonuç verir. Bulanık sistemler kuralları saklayıp dilsel girişten dilsel çıkışa örneklenmiş fonksiyonları belirler. Klasik mantığın dayandığı temel varsayım “her önerme doğru veya yanlış” şeklindedir. Bu Aristo’dan beri tartışma konusu olmuştur. Aristo “Temel varsayım” adlı tezinde gelecek şartlara bağlı olarak olayların şüpheli doğruluk durumlarından bahseder. Bahsettiği gelecek olaylar hakkındaki önermeler aslında ne doğru ve ne de yanlıştır. Fakat iki durumun da olması imkan dahilindedir. Bulanık kümeleri konusu ilk defa Lotfi A. Zadeh tarafından 1965 yılında ortaya atılmıştır. Zadeh’in bu çalışması şu gerçeği kuvvetlendirmiştir ki, insanların bazı sistemleri, makinelerden daha iyi kontrol edebilmelerinin bir sebebi, insanların kesinlik ifade etmeyen bir takım bilgileri kullanarak karar verebilme özelliğine sahip olmalarındandır. Dolayısıyla eğer bu özellik sistemlerin modellenmesinde kullanılırsa dizayn edilen kontrolörlerin performansının artırılması mümkün olacaktır. Bulanık kümelerinin Bulanık Mantık Kontrol (Fuzzy Logic Control-FLC) olarak pratik uygulamalarda kullanılması ise 1970’li yıllarda gerçekleşmiştir. Bunlar bazı küçük çaplı endüstriyel uygulamalardı. İlk bulanık çipi ise 1980’lerin başında AT&T Bell laboratuvarlarında Togai ve Watanabe tarafından geliştirilmiştir (Atmaca, 1995).

Temel olarak geleneksel bir PID kontrolör sistemi, matematiksel olarak bir dizi diferansiyel eşitlik ile sistemin modellenmesi ve bunların çözümü ile sistem davranışının kontrol edilmesine dayanır. Fakat bir FLC sistemi ise bir insanın bir sistemi kendisi kontrol ediyorken yapacağı düşünce işlemlerinin mantıksal olarak modellenmesine dayanır. Bu mantığın yapay sinir ağları (neural networks) ve genetik algoritmalar (Genetic Algorithms) ile beraber ‘akıllı’ kontrol sistemleri kuşağının ilk adımlarını oluşturmakta olduğu bugün kabul edilmektedir (Kruse, 1995).

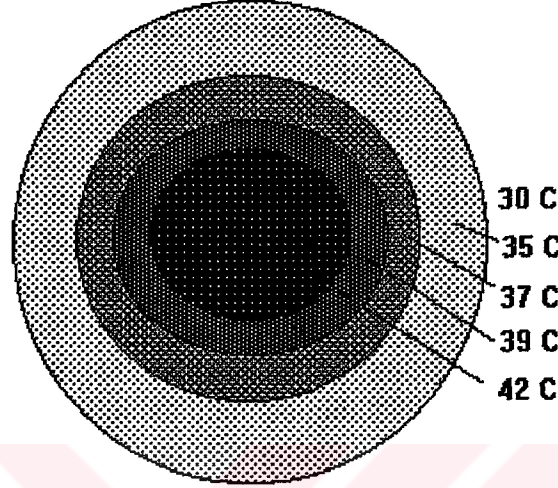
FLC'nin dünyaya tanıtılmasında önemli olaylardan biri FLC 'nin Sendai (Japonya) metrosunun otomatik kontrolü için kullanılması olmuştur (1987). Bu uygulamada FLC'nin bir çok parametre açısından geleneksel bir PID kontrolörden daha üstün olduğu gösterilmiştir (Örneğin, istasyonda yavaşlayıp durma, yolcu konforu ve yakıt tüketimi gibi..). Bu uygulamanın başarısı sebebiyle FLC kontrollü bu sistem yeni Tokyo metrosunda da kullanılmaktadır. Özellikle Japonya'da 1990'lı yıllarda FLC kullanılan tüketici ürünleri pazarda sıkça görülmeye başlanmıştır. Genellikle bu tüketici ürünlerinde (FLC çiplerinin yüksek hızlarına gerek olmadığından dolayı) FLC çipleri yerine, standart dijital çipler üzerinde tablo göz atmaları (table look-up) vasıtasıyla simülasyonlar kullanılmıştır. Tüketici ürünleri örneklerini şöyle sıralayabiliriz: Çamaşır makineleri, elektrik süpürgeleri, klimalar, fanlar, ısıtıcılar, mikrodalga fırınları, çamaşır kurutucuları. Bunun yanında birçok endüstriyel uygulamalarda da FLC başarıyla kullanılmıştır (King, 1977).

4.3 Bulanık Mantık Temel Kavramları

Bulanık mantık, bulanık küme teorisine dayanmaktadır. Bulanık küme teorisi genel bir matematiksel yaklaşımdır. Çözülmesi güç olan problemler genel bir yapıya kavuşturularak daha kolay bir sonuca gidilir. Bulanık küme teorisi kısmi üyeliğe izin veren bir mantık sistemidir. Yani bir kümenin tam üyeliği ile o kümenin üyesi olmama durumları arasında derece derece geçişe izin verir. Verilen bir elemanın bir kümede kısmi üyeliğinin bulunması demek, aynı zamanda bu elemanın bu kümenin üyesi olmama durumunun da kısmen başlaması demektir. Çünkü bulanık küme teorisi, hem tam üyeliğe ve hem de hiç üye olmamaya izin verir.

Yukarıdaki duruma uygun bir örnek üzerinde duralım. Bir dilsel belirsizliğin uygun olarak nasıl modelleneneceğine bakalım. Eğer bir doktor bir hastasının “yüksek ateş” ten acı çekip çekmediğini belirlemek için kafasında tam bir eşik değere (threshold) sahip değilse nasıl çalışacak? Psikodilsel araştırma doktorun iki hasta “örnekleri” ni karşılaştırarak bulacağını göstermektedir. Bir tarafta soluk tenli, terleyen ve titreyen “tam” yüksek ateşli bir hasta. Bir diğer tarafta “tam” normal ateşli ve bu belirtileri göstermeyen bir hasta. Doktor iki hasta durumunu karşılaştırarak “yüksek ateş” hakkındaki değerlendirmeyi yapar. Bu durum matematiksel olarak nasıl modellenenebilir. İlk olarak yüksek ateşli bütün hastaların kümesini belirlemek için küme teorisi ele alalım. Sonra her bir hastanın bu kümenin üyesi olup olmadığını gösterecek bir matematiksel fonksiyon tanımlayalım. Geleneksel küme teorisinde tanımlanacak gösterge fonksiyonu her bir hastanın “yüksek ateş” kümenin üyesi olduğu veya

bu kümenin üyesi olmadığı gibi bir kesin tanıma sahip olacaktır. Halbuki bir doktor bu kümeye girmeyen bir hastasını yüksek ateşli bir hastanın örnekleriyle karşılaştırıp bunu da bu sınıf içinde değerlendirebilecektir (Ross, 1995).



Şekil 4.1 Yüksek ateşli hastaların bulanık kümesi (Ross, 1995).

Şekil 4.1’de bir küme örneği verilmektedir. Bu kümenin siyah bölgesi kesin elemanları göstermekte diğer bölgeler de bu kümeye yakın elemanları göstermektedir. Bu bir bulanık kümedir.

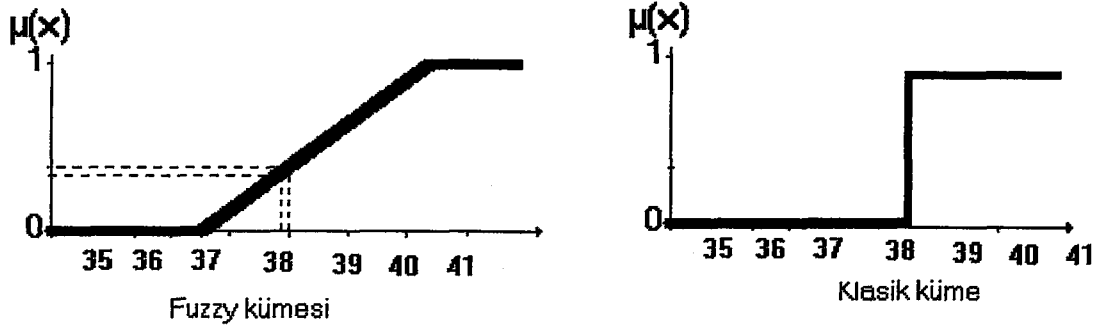
Şekilde 4.1’de, her vücut sıcaklığı “yüksek ateş” örneklerine yakınlığına göre bir dereceyle belirtilmiştir. Bu derece “üyelik derecesi” olarak adlandırılır ve “yüksek ateş” YA kümesine X elemanının kümeye ait olma derecesini verir. Burada vücut sıcaklığı evrensel küme içinde bir x “temel değişken” olarak adlandırılır. Böylece

$$\mu_{YA}(x) \rightarrow YA:[0,1] \quad (4.1)$$

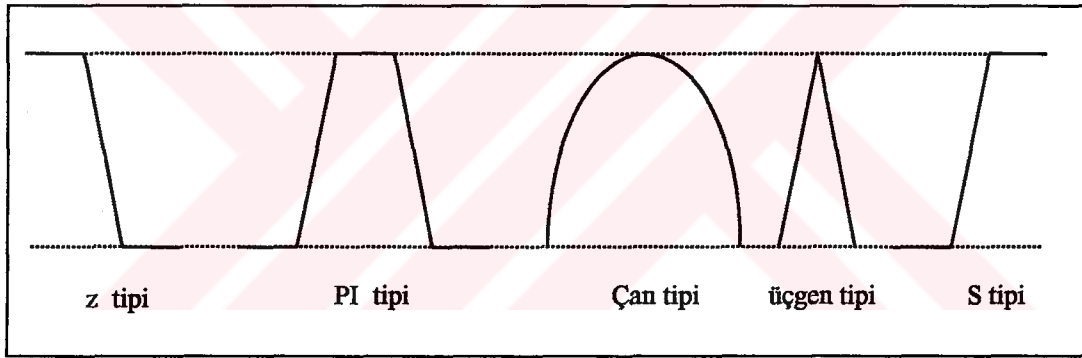
ifadesi, 0-1 aralığındaki değerleri kapsayan YA kümesindeki x elemanının üyelik derecesini gösterir. Buna göre çeşitli vücut sıcaklıklarının “Yüksek Ateş” kümesindeki üyelik dereceleri şu şekilde verilebilir.

$\mu_{SF}(33^{\circ}\text{C}) = 0$	$\mu_{SF}(37^{\circ}\text{C}) = 0.1$	$\mu_{SF}(40^{\circ}\text{C}) = 0.9$
$\mu_{SF}(34^{\circ}\text{C}) = 0$	$\mu_{SF}(38^{\circ}\text{C}) = 0.35$	$\mu_{SF}(41^{\circ}\text{C}) = 1$
$\mu_{SF}(35^{\circ}\text{C}) = 0$	$\mu_{SF}(39^{\circ}\text{C}) = 0.65$	$\mu_{SF}(42^{\circ}\text{C}) = 1$

Bulanık Mantık ile yapılan bir çözümün ilk aşamasında sistemin giriş ve çıkışlarına, üyelik fonksiyonları tayin edilir. Tipik olarak, bir üyelik fonksiyonu x-y düzleminde bir eğri olarak gösterilir. Bu düzlemde, x-ekseni, giriş ve çıkış değişkenlerinin değer aralığını ve y-ekseni ise 0-1 arasında olmak üzere değişkenin üyelik derecesini gösterir.

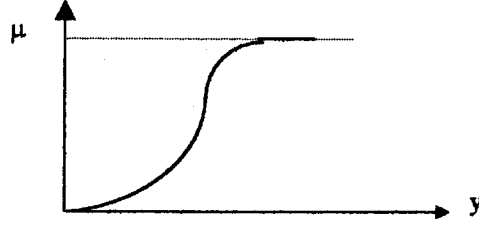


Şekil 4.2 Bulanık küme ile klasik kümenin karşılaştırılması (Bulut, 2001).



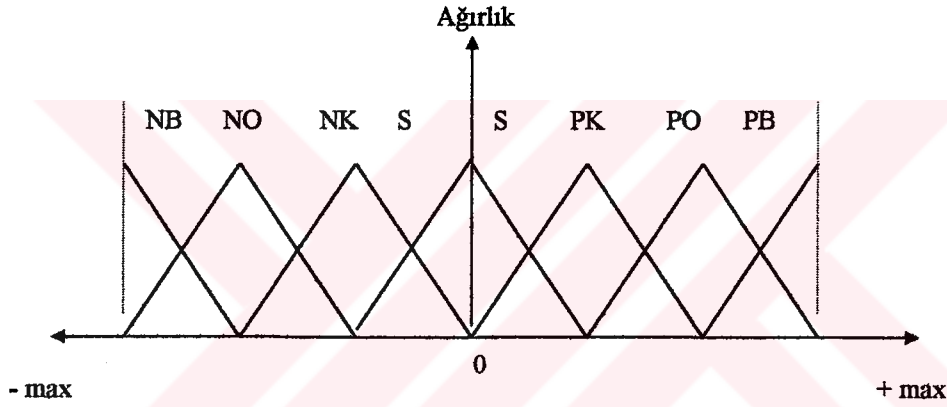
Şekil 4.3 Çeşitli üyelik fonksiyonları (Bulut, 2001).

Üyelik fonksiyonları, denetlenen sürecin özelliklerine göre çok değişik biçimlerde şekillenebilirler. Çeşitli üyelik fonksiyonları Şekil 4.3'te gösterilmiştir. Tabii ki üyelik fonksiyonları, insanların gerçek değerleri yorumlama şekillerini sadece yaklaşık olarak ifade edebilirler. Gerçekte, psikodilsel çalışmalar, üyelik fonksiyonlarının bazı özelliklere sahip olmaları gerektiğini ortaya çıkarmıştır. İşte bu özellikleri aynı anda sağlayabilen fonksiyon Cupic spline fonksiyonudur. Bu fonksiyon Şekil 4.4'te gösterilmiştir.



Şekil 4.4 Cubic spline üyelik fonksiyonu

Uygulamalar, S-tipindeki cubic spline üyelik fonksiyonlarının karar verme ve data analiz sistemlerinde iyi sonuçlar verdiklerini göstermiştir. Ancak uygulamalar için diğer üyelik fonksiyonları da yeterlidir.

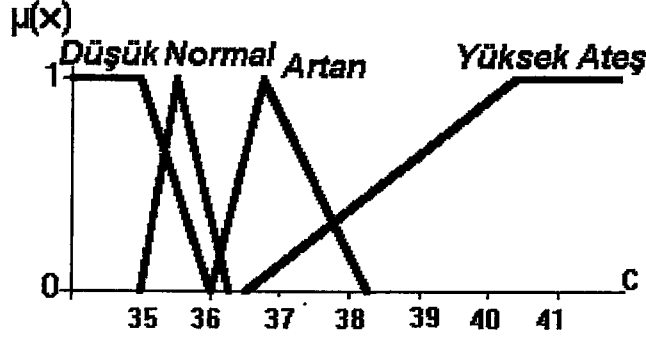


Şekil 4.5 Yedi etiketli üyelik fonksiyonuna tanım uzayı.

NB : Negatif Büyük	PB : Pozitif Büyük
NO : Negatif Orta	PO : Pozitif Orta
NK : Negatif Küçük	PK : Pozitif Küçük

Üyelik fonksiyonlarında kullanılacak etiket sayısı 3,5,7 olabilir ve kullanıcı tarafından en uygun olanı seçilir. En yaygın kullanılanı yedi etiket olup Şekil 4.5'te gösterilmiştir.

Bir Bulanık mantık sistemin ilk yapı bloğu “dilsel değişken” olarak adlandırılır. Aynı kavramı tanımlayan kategoriler birleştirilir. Ateş konusunda, yalnız “yüksek ateş” değil “yükselen ateş”, “normal ateş” ve “düşük ateş” kümeleri de oluşturulur. Aşağıdaki şekilde aynı grafik üzerinde birkaç dilsel değişkene ait üyelik fonksiyon gösterilmektedir. Bir dilsel değişken gerçek değerleri dilsel değerlere dönüştürür. Bunu gösteren üyelik fonksiyonları Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



Şekil 4.6 Ateşli bir hastanın ateş durumunun üyelik fonksiyonlarına dağılımı (Bulut, 2001).

4.3.1 Kural Tabanının Oluşturulması

Bulanık Mantık, makinelere operatörünün şahsi düşüncelerini işleyebilme ve deneyimlerinden faydalanarak çalışabilme imkanı sağlar. Bu, bir sistemin bulanık mantık ile yapılan tasarımında sistemin çalışma mekanizmasını belirleyecek olan "Kural Kümesi" ile gerçekleşir. Bu kurallar sayesinde, insana ait çıkarım şeklinin veya karar verme tarzının sistemlere uygulanması mümkün olur. Kuralların belirlenmesinde kullanılacak belli bir yöntem yoktur. Ama, bir uzmanın bilgi ve deneyimlerine dayanarak, sistemin bir bulanık modelinin kurulmasına göre ya da çeşitli öğrenen algoritmaları kullanarak kuralları oluşturabiliriz. Bir kural yazımı şu şekilde gerçekleşir (Sugeno, 1985).

$$\text{IF } \langle \text{ön şart} \rangle \text{ THEN } \langle \text{sonuç} \rangle \quad (4.2)$$

$\langle \text{ön şart} \rangle$, belirli bir durumu tanımlar. $\langle \text{sonuç} \rangle$ ise sistemin bu durum için vermesi gereken tepkisini kapsar. $\langle \text{ön şart} \rangle$ birden fazla şartı içinde bulundurabilir. Bu şartlar aşağıda belirtilen operasyonlar ile birbirlerine bağlanırlar.

$$x \text{ AND } y = \min(x\text{'in üyelik ağırlığı}, y\text{'nin üyelik ağırlığı}) \quad (4.3)$$

$$x \text{ OR } y = \max(x\text{'in üyelik ağırlığı}, y\text{'nin üyelik ağırlığı}) \quad (4.4)$$

$$\text{NOT } x = 1 - x\text{'in üyelik ağırlığı} \quad (4.5)$$

Şimdi, oluşturulan bu kural kümesinin işlenmesini ve bulanık sistemin çalışmasını adım-adım inceleyerek açıklayalım;

Toplama : Bu adımda, giriş değişkenlerinin bulanıklaştırılmış değerleri ön şart kuralı altında işlenir. Bu sonuç, her kuralın, o andaki durum için uygulanabilme derecesini belirtir. Bu adım "AND" işlemi ile gerçekleştirilir.

Derleme : Bu adımda, o anki duruma göre yapılacak işlev belirlenir. İşlev, kuralların <sonuç>'ları olarak tanımlıdır ve kuralın o anki duruma uygulanabilirliği ne kadar fazla ise sonuç da o kadar fazla etkilenecektir. Bu adım "(ise)" işlemi ile gerçekleştirilir.

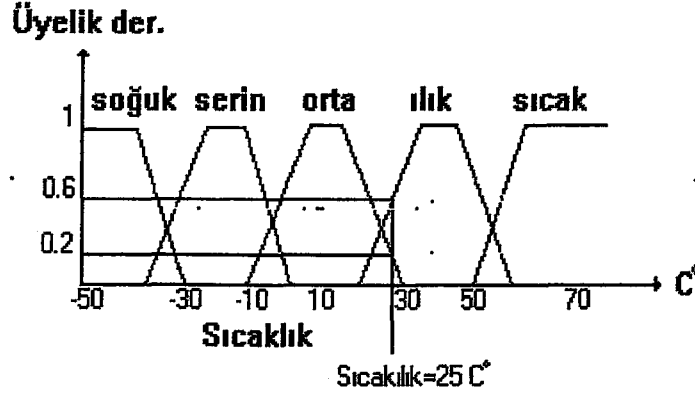
Durulama : Derleme adımının sonunda "bulanık çıkarım" elde edilmiş olur. Elde edilen bu bulanık çıkarım, kural sonuçlarının doğruluk derecelerini gösterir. Bulanık mantık sisteminin çıkışının bir gerçek değer olması gerektiğinden durulama (defuzzification) gereklidir. Böyle bir dönüşümde dilsel terimlerin, temel değişken ile aralarındaki ilişkisi göz önüne alınmalıdır.

Durulama İşlemi : Tüm kuralların sonuçları, karşılıklı terimlerin üyelik fonksiyonlarıyla birebir eşlenirler. Sonuçta elde edilen üyelik fonksiyonları tek bir üyelik fonksiyonuna indirgenir. Elde edilen tek üyelik fonksiyonu, istenen çıkışı tanımlayan bulanık bir kümedir. Ancak, çıkışta tek bir değer istendiğinden, bu üyelik fonksiyonu tek bir değere sıkıştırılmalıdır. Durulama işlemi, ağırlık merkezi, maksimumların ortalaması, soldakilerin maksimumları ve sağdakilerin maksimumları gibi birçok yöntem kullanılarak yapılabilir.

Bir Bulanık Mantık sisteminin kuralları sistem bilgisini gösterir. Örnek için bir Bulanık Mantık kontrol sisteminin kontrol stratejisini ifade etmek için kendisine ait sözcükler (vocabulary) olarak dilsel değişkenler kullanılır. Şekil 4.7'de giriş sıcaklığı atanan beş üyelik fonksiyonu gösterilmiştir. Bu şekilde y eksenini her giriş değeri için ona karşılık gelen bütün üyelik fonksiyonlarındaki üyelik derecesini vermektedir. Mesela giriş sıcaklığı 25 C° olsun. y eksenine bakıldığında bu giriş değeri için ılık ve orta fonksiyonlarındaki üyelik derecesi sırasıyla 0.2 ve 0.6'dır (Şekil 4.7). Bu giriş değeri için diğer bulanık kümelerindeki üyelik derecesi sıfırdır. Giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları atandıktan sonra yapılacak iş, sistemin davranışını tanımlamak için bulanık kuralları (rule) üretmektir. Bulanık kurallar tipik olarak IF-THEN şeklindedir. Mesela tipik bir bulanık kural olarak

IF sıcaklık **Düşük** **AND** basınç **Orta** ise **THEN** güç **Hızlı**'dır. (4.6)

Bu kural iki varsayım ve bir karar içermektedir. Bulanık mantıkta varsayımlar AND işlemi ile kurallar da OR işlemi ile ayrılır.



Şekil 4.7 Sıcaklık değişkeni için üyelik fonksiyonları.

4.4 Bulanık Mantık Kontrol Sisteminin Yapısı

FLC'ye bir örnek olması açısından Mamdani ve Assilian tarafından geliştirilen buhar türbini (steam engine) kontrolörü önemli bir yer tutar. Bu çalışmalarıyla Mamdani ve Assilian bugün FLC'ye Mamdani yaklaşımı olarak adlandırılan ve bugün kullanılan birçok pratik yaklaşımın temeli olan metodu ortaya koymuşlardır (King, 1977). Bu kontrolör sensörlerden alınan kazan (boiler) basıncı ve türbin (engine) hızı verilerine göre kazan ısı kaynağı ve buhar kısma valfinda (throttle) ayarlamalar yapar. Eğer bu kontrolörü PD yapısında temellendirmek istersek basınç ve hız değişkenlerinden her biri için ikişer değişken düşünmek zorundayız. Bunlar basınç için basınç hatası (istenen seviyenin altında ve üstündeki miktar) ve basınç değişimi (en son ölçümden beri basınçtaki değişikliğin derece ve yönü), hız için ise aynı şekilde hız hatası ve hız değişimidir. Mamdani ve Assilian'ın bu uygulama için geliştirdikleri kontrolör aşağıdakine benzer şekilde 24 kural içermektedir:

(Yani: EĞER Basınç Hatası Negatif Büyük bir değer,

veya Negatif Orta bir değer, veya Negatif Küçük bir değer;

ve Basınç Değişikliği Pozitif Büyük bir değer Değil;

ve Hız Hatası Negatif Büyük bir değer;

ve Hız Değişikliği Pozitif Büyük bir değer Değil

İSE Isı Ayarlaması Pozitif Orta bir değer olmalı.)

Yukarıdaki notasyon elbette pek kullanışlı değildir. Bunun yerine değişkenler ve değerler için uygun kısaltmalar kullanmak daha uygun olacaktır.

Değişkenler için;

HH = Hız Hatası

BH = Basınç Hatası

HD = Hız Değişikliği

BD = Basınç Değişikliği

ID = Sıcaklık Değişikliği (Isı seviyesindeki ayarlama)

VD = Buhar Kısma Valfi Değişikliği

Değerler için;

PB = Pozitif Büyük

PO = Pozitif Orta

PK = Pozitif Küçük

OC = Sıfır Civarında

NK = Negatif Küçük

NO = Negatif Orta

NB = Negatif Büyük

Bu kısaltmaları kullanarak yukarıdaki kuralı tekrar yazıldığında,

IF (BH=NB or BH=NO or BH=NK) and not (BD=PB) and HH=NB and not (HD=PB)

THEN ID=PO (4.7)

elde edilir. Bütün kuralları bir tabloda toplamak görünüş ve algılama açısından faydalı olabilir. Fakat bu durumda ölçülen değişkenlerin sadece iki tane olması ve sonucun bir tane olması gerekirdi. Örnek de, ısıtıcı ayarlaması sadece basınç hatası ve basınç değişikliğine göre olsa idi bütün kuralları aşağıdaki gibi bir tabloda gösterilirdi (Çizelge 4.1). Bu tablolama işlemi bilgisayara giriş yaptığımızda çok faydalı olacaktır.

Çizelge 4.1 Isı kaynağı kontrol kuralları (King, 1977).

		BASINÇ HATASI						
BASINÇ DEĞİŞİKLİĞİ		NB	NO	NK	OC	PK	PO	PB
	NB	PB	PB	PB	PO	PO	PK	OC
	NO	PB	PB	PO	PO	PK	OC	NK
	NK	PB	PO	PO	PK	OC	NK	NO
	OC	PO	PO	PK	OC	NK	NO	NO
	PK	PO	PK	OC	NK	NO	NO	NB
	PO	PK	OC	NK	NO	NO	NB	NB
	PB	OC	NK	NO	NO	NB	NB	NB

Notasyondan daha önemli olan bir şey ise “Basınç Hatası Negatif Büyük bir değerdir” gibi bir cümle ile ne anlatılmak istendiğidir. Bu cümledeki Basınç Hatası ve Negatif Büyük terimlerin hepsi dile ait birer ifadedirler. Burada üzerinde durulması gereken nokta bir buhar türbini kontrolünü bir çok defalar tecrübe etmiş bir insanın türbin kontrolü hakkındaki bilgisini bu tip cümlelerle ifade edebilmesidir. Bu tip cümle dizileri kural temelli bilgiye dayalı uzman (expert) sistemlere de benzemektedir.

Eğer biz bir insan kontrolörünün yaptığı gibi bu bilgileri otomatik kontrolde makinelere kullanabilirsek, inceden inceye bir matematiksel modelleme yapmamıza gerek kalmayacaktır. Ayrıca bilgilerin mutlaka tecrübeye dayanması da gerekmemektedir. Uzman bir kişinin yeni geliştirilen bir sistem hakkındaki sezgisel bilgileri de bu gibi cümlelerle ifade edilebilmektedir. Bu da sistem dizaynının en zor tarafı olan modelleme, doğrusallaştırma gibi matematiksel kesinlik isteyen çalışmaları ortadan kaldırmaktadır. Bu yönleriyle FLC’nin endüstriyel uygulamalarda hızla yaygınlaşacağı anlaşılmaktadır.

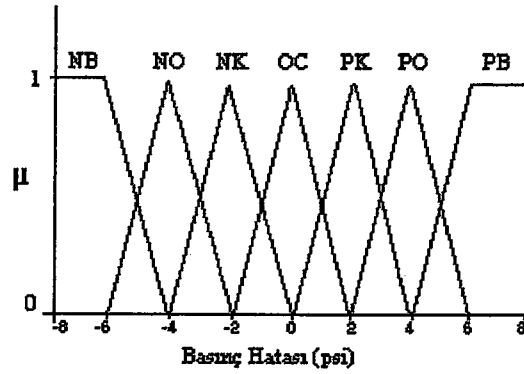
4.4.1 Bulanık Hesaplama

Bir çok uzman sistemler sadece ayrık (discrete) olarak çalışabilirler. Bu da onlara bazı sınırlamalar ve belirsiz bilgiyi (uncertain info) başka metotlarla ifade etme zorunluluğunu getirmiştir. Fakat sezgisel bilgiye dayalı bir otomatik kontrol sistemi çok daha değişiktir. Kontrolördeki herhangi bir kural sürekli değişkenler ile ifade edilebilir. Normal olarak, iki veya daha çok değişken arasındaki ilişkiyi içeren pratik bir problem ele alındığında, bu değişkenler

arasındaki ilişkiyi ifade etmek için fonksiyonları kullanmak akla gelir. Fakat $y = f(x)$ şeklinde bir fonksiyonun sonucunu bulmak için sezgisel veya tecrübeyi kullanmaya gerek yoktur. Örnek olarak, bir mühendis bile araba kullanırken virajı belirli bir hızda almak için direksiyonun ne kadar çevrilmesi gerektiğini bir fonksiyonla ifade etmez. Bu bakımdan araba kullanmak gibi sezgisel ve tecrübeye dayanan bir bilgiyi ifade etmek için bahsedilen şekilde bir anlatım daha doğal olacaktır. Fakat “Basınç Hatası Negatif Büyük bir değer” ifadesiyle ne anlatılmak istendiği kesin olarak tanımlanmalıdır.

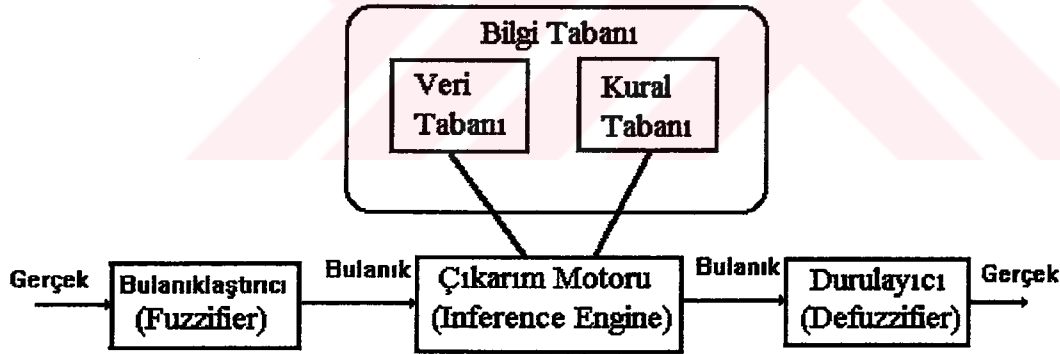
Mümkün olan bütün “Basınç Hatası” değerleri sürekli aralığını sabit aralıklı bölümlere ayırmak mantıksal görünebilir. Örneğin, -5 psi veya daha aşağısına “Negatif Büyük”, -3 psi’den -5 psi’ye kadar olan aralığa “Negatif Orta” ve bunun gibi benzer değerler verilebilir. Fakat bu aralıklardaki sabit değerler, iki sebep yüzünden tam olarak istenilen formu vermezler. Bu durumda “Basınç Hatası” değerlerini bir takım aralıklarda sabit olan değerler olarak düşünmek pek doğal bir şey olmayacaktır. İkinci sebep ise kontrol sisteminin performansı açısından. Böyle bir düşünce ile temellendirilen bir kontrol sistemi bazı durumlarda kararsızlığa sürüklenebilir. Bunun sebebi, böyle bir sistemde kontrolörün girişlerindeki çok küçük bir değişikliğin kontrol işleminde çok büyük değişikliğe sebep olmasıdır. Bu problemlere çözüm sunabilecek en güzel yol bu aşamada bulanık küme teorisi olarak görülmektedir. Bu da sezgisel bilgiye dayalı kontrol sistemlerinin neden bizi bulanık kontrol denilen bir çözüme götürdüğünün açıklığa kavuşması demektir. Burada NB, NO, NK, OC, PK, PO, PB gibi BH değerleri bulanık kümeler olarak tanımlanabilir. Bu bulanık kümelerinin üyelik fonksiyonları Şekil 4.8’ de gösterilmiştir.

BH değişkeni bulanık kümeleri ile veya bulanık sayıları ile gösterilen değerler aldığı için bu değişken, bulanık değişkeni veya dile ait değişken olarak tanımlanabilir. BD, HH, HD, ID, VD gibi bütün tanımlanan veya tanımlanacak değişkenler aynı şekilde bulanık kümelerini kullanan değerler alabilirler ve bu sebeple bunların hepsine bulanık değişkenleri veya dile ait değişkenler denir. Bulanık kurallar sezgisel varsayımlara, aynı şekilde bütün değişkenler için de üyelik fonksiyonları sezgisel bilgilere dayanmaktadır.



Şekil 4.8. Bulanık üyelik fonksiyonu

“Eğer Basınç Hatası, Negatif Büyük bir değerse” dendiği zaman ne anlatılmak istendiği iyice bilinmelidir. Dolayısıyla, pratikte değişkenlerin değerlerinin tanımlanması kuralların ortaya konulmasından önce gelir. Üyelik fonksiyonları bazen doğrusal olmayan şekiller de alabilirler fakat Şekil 4.8’de olduğu gibi genellikle üçgen ve yarım yamuk şekiller kullanılmaktadır. Bu üçgen ve yarım yamuk üyelik fonksiyonlarının en büyük özelliği belirli aralıklarda doğrusal olduklarından dolayı pratikte gerçekleştirilmelerinin kolay olmalarıdır.



Şekil 4.9 Bir bulanık mantık denetleyicinin yapısı.

Buraya kadar bahsedilen FLC kurallarının dile ait değişkenler ile ifade edilebileceği idi. Bundan sonra dile ait değişkenlerle temellendirilmiş kurallardan bulanık çıkarsamalarının (bulanık inference) nasıl yapılacağı olacaktır. Bu işlemlerin nasıl yapılacağını gösteren bir bulanık mantık denetleyicinin yapısı şekil 4.9’da gösterilmiştir. Denetleyicinin yapısı dört bölüme ayrılmaktadır.

1. Giriş değerlerinin bulanıklaştırılması (fuzzification),
2. Birleşim, kesişim ve değillemelerle oluşturulan bileşimlerin hesaplanması,

3. Bütün kurallardan toplam bulanık çıkışlarının bulunması,
4. Bu bulanık çıkışlarının durulanması (defuzzification) ile son çıkış değerlerinin bulunması.

Bulanıklaştırıcı (Fuzzifier) : Bu bölüm giriş değişkenlerini (gerçek sayıları) ölçer, onlar üzerinde bir ölçek değişikliği yapar ve bulanık kümelerle dönüştürür, yani onlara birer etiket vererek dilsel nicelik kazandırır.

Çıkarım Motoru (Inference Engine) : Burada, sistem için yazılan kurallar üzerinde bulanık mantık yürütülür ve tekrar tekrar üyelik ağırlıkları hesaplanarak çıkarım yapılır, yani insan beyninin düşünüş şeklinin bir benzetimi yapılmaya çalışılır.

Veri Tabanı (Data Base) : Burada, oluşturulan bulanık kümelerin üyelik fonksiyonları yer alır. Ve bunlar, dilsel denetimi sağlayacak olan kuralların oluşturulmasında kullanılır. Ayrıca, bu kısım çıkarım motoruna da verilir.

Kural Tabanı (Rule Base) : Kontrol amaçlarına uygun dilsel kontrol kuralları burada bulunur ve çıkarım motoruna buradan verilir.

Durulayıcı (Defuzzifier) : Çıkarım motorunun herbir kural için oluşturacağı bulanık çıkışları toparlayarak, bunlar üzerinde gerekli ölçekleme değişikliklerini yapar ve bunları gerçek sayılara dönüştürür.

Kuralların Oluşturulması : Bir sistemin bulanık mantık ile kontrolünde, kontrol edilecek sistemin matematik modelinden çok o sistemi çalıştıran operatörün sistem davranışı hakkında sahip olduğu bilgiler daha önemlidir. Tasarım sırasında genellikle bu tür bilgilerden yararlanır. Bu yaklaşım uzun yıllar boyunca kazanılan deneyimlerin kontrolcu içerisine yorumlanmış halde kolaylıkla yerleştirilmesine olanak sağlar. Şimdi bu bölümleri teker teker ele alalım.

4.4.2 Bulanıklaştırma

Kontrolcu girişleri basit olarak belli bir kesinliğe kadar reel sayılardır. Bunlar,

$$v_{BH} = \text{basınç hatası} = \text{ölçülen basınç} - \text{istenilen basınç}$$

$$v_{BD} = \text{basınç değişikliği} = \text{ölçülen basınç} - \text{önceki ölçülen basınç}$$

$$v_{HH} = \text{hız hatası} = \text{ölçülen hız} - \text{istenilen hız}$$

v_{HD} = hız değişikliği = ölçülen hız - önceki ölçülen hız

şeklinde ifade edilmektedir.

Bu girişlerin bulanıklaştırılması üyelik fonksiyonları ile yapılmaktadır. Bu çalışmada en temel tanımlar kullanıldığı için mantıksal 'and' (ve) için 'min' (minimum), 'or' (veya) için 'max' (maximum), 'not' için ise '1'den çıkarma' operatörleri bulanıklaştırma işleminde kullanılmıştır. Bunları kullanarak,

$(BH=NB \text{ or } BH=NO \text{ or } BH=NK) \text{ and not}(BD=PB) \text{ and } HH=NB \text{ and not}(HD=PB)$

gibi bir ifade

$$p = \text{Min} \{ \text{Max} [\mu_{BH=NB}(v_{BH}), \mu_{BH=NO}(v_{BH}), \mu_{BH=NK}(v_{BH})], [1 - \mu_{BD=PB}(v_{BD})], [\mu_{HH=NB}(v_{HH})], [1 - \mu_{HD=PB}(v_{HD})] \} \quad (4.8)$$

şeklinde yazılmaktadır.

Fakat aynı çıkış değeri için kurallar kümemizde birden çok kural bulunabilir. Örneğimizde olduğu gibi ID (Isı Değişikliği Ayarlaması) değişkeni ile sonlanan birden çok kural kontrol sisteminde bulunabilir.

Bu yüzden, toplam çıkışı elde etmek için her bir kural için çıkış hesaplanır ve o çıkış değerinde çıkışa ait bulanık kümesi sınırlandırılır ('truncate') ve sonra da bütün ilgili kurallar için bulanık kümelerinin birleşimi alınır. 1'den n'e kadar ilgili kuralların her bir hesaplanan i kuralı için elde edilen değer p_i olsun. i'inci kuralın çıkışında çıkış değişkeni A_i olsun. B_i 'yi de A_i grafiğinin p_i değerinde sınırlandırılması ile elde edilen bulanık kümesi olarak tanımlanırsa son çıkış değeri B^* aşağıdaki gibi bir bulanık küme olarak tanımlanmaktadır.

$$B^* = \bigcup_{i=1}^n B_i \quad (4.9)$$

Bulanık kümeler için en orijinal ve doğal küme birleşimi, her bir eleman için, üyelik fonksiyonlarının maksimumunu almaktır. Dolayısıyla çıkış değişkeninin reel aralığındaki bütün y'ler için

$$\mu_{B^*}(y) = \text{Max}_{i=1}^n [\mu_{B_i}(y)] \quad (4.10)$$

olmaktadır.

4.4.3 Durulaştırma

Son çıktı değerinin elde edilmesi için bulandırılmış olan bir değer durulaştırılarak keskin değere dönüştürülmesi gerekmektedir. Çünkü son çıktı değeri halen bulanık bir değerdir ve bu değerle kontrol sistemine geri besleme yapmak mümkün değildir. Bu değeri durulaştırmak için ilk bulanık kontrolörlerde maksimumların ortalamasını (mean of maxima) almak suretiyle sonuca gidilmektedir. Bu yöntemde en son bulanık kümesinin üyelik fonksiyonunun maksimum değerine ulaştığı değer en son çıktı olarak alınır. Eğer birden çok yerde maksimum oluşuyorsa her bir maksimuma karşı gelen değerlerin ortalaması alınır. Bu metod pratik uygulamalarda gerçekleşme yönünden çok kolaydır fakat FLC uygulamalarında daha çok 'ağırlık merkezi' (center of gravity) yöntemi kullanılmaktadır.

4.5 Bulanık Mantık Sistem Dizaynı Geliştirme Metodolojisi

Herhangi bir uygulama için bulanık mantık sistemi nasıl geliştirilir? Birçok başarılı uygulamalarda kullanılan geliştirme metodolojisi (işlem sırası) aşağıdaki işlemler ile gösterilmektedir.

a. Sistem Dizaynı : Sistem dizaynı aşağıdaki basamakları kapsar.

- 1- Sistemin dilsel değişkenlerin tanımlanması
- 2- Üyelik fonksiyonlarının tipi
- 3- Sistem için kural taban oluşturulması
- 4- Uygun durulama yönteminin seçilmesi

b. Off-Line Optimizasyon : İkinci gelişme basamağında, ilk basamakta dizayn edilen protipin test ve simule edilmesi gelir. Burada kullanılan teknolojiler uygulama tipine daha çok bağlıdır. Off-line optimizasyon basamağı tamamen yazılım(software) geliştirme aletleri tarafından desteklenir.

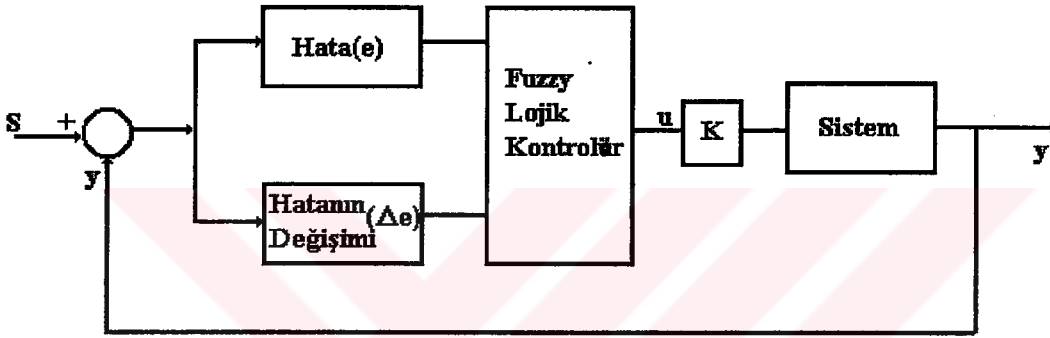
1. Sistemde önceden kaydedilen veriler kullanılır,
2. Bir programlama dilinde sistem simülasyonu yazılır.

Bu basamakta gerçek zamanda sistem bağlantısı yapmadan PC üzerinde çalışılmaktadır.

c. On-Line Optimizasyon :Çoğu kapalı döngü sistemler için simulasyon teknikleri kullanılmayabilir. Çünkü sistemi oluşturan iyi bir matematiksel model tanımlanamaz. Bu yüzden sistem ile on-line çalışan teknikler kullanılır.

d. Yürürlüğe Koyma (Implementasyon) : Dizayn bitirildikten sonra donanım (hardware) üzerinde bulanık mantık sistemi çalıştırılabilir. Donanıma bağlı olarak, farklı çalıştırma (gerçekleştirme) teknikleri vardır.

4.6 Genel Bir Sistemin Bulanık Mantık Kontrolü



Şekil 4.10 Bulanık mantık kontrol sisteminin blok diyagramı (Bulut, 2001).

Şekil 4.10’da bir servo sistemin bulanık mantık kontrol ile nasıl kontrol edildiği gösterilmektedir. Burada kontrolün amacı izleme hatasını azaltmaktır. Hata ne kadar büyük ise kontrol girişinin de o kadar büyük olması gerekmektedir.

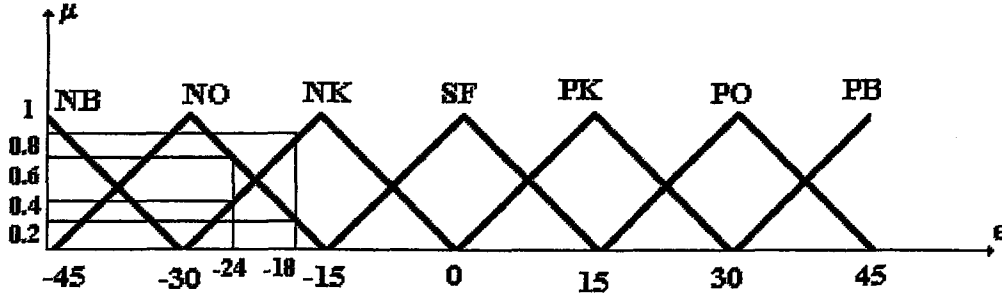
Burada, FLC hata (e) ve hata değişimi (Δe) gibi iki giriş ve konum bilgisi (y) olarak bir çıkışa sahiptir. Çıkıştan alınan geri besleme ile;

$$u = f(e, \Delta e) \text{ olmak üzere,} \quad (4.11)$$

$$\text{Hata}(e) = \text{İstenen Konum (S)} - \text{Çıkış Konumu (y)} \quad (4.12)$$

$$\text{Hata Değişimi } (\Delta e) = \text{Şimdiki Hata}(e_k) - \text{Önceki Hata}(e_{k-1}) \quad (4.13)$$

(4.12) ve (4.13) eşitlikleri yazılır. Bu eşitlikler FLC’nin giriş değerleridir. Hata (e) ve Hata değişimi (Δe) değerleri iki ayrı evrensel kümeyi oluştururlar. Bu iki kümeye ait bulanık alt kümeler ve bunların üyelik fonksiyonları aşağıda gösterilmektedir. Bu üyelik fonksiyonlarında kullanılan dilsel değişkenler şu şekildedir.



Şekil 4.11 İki ayrı hata değeri için karşılık gelen üyelik fonksiyonları

PB : Pozitif Büyük NK : Negatif Küçük

PO : Pozitif Orta NO : Negatif Orta

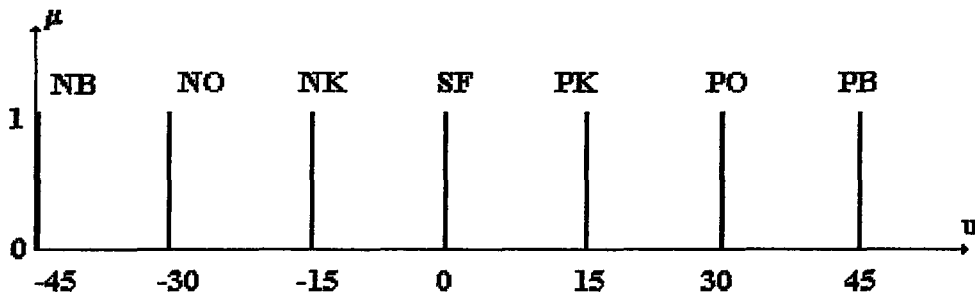
PK : Pozitif Küçük NB : Negatif Büyük

SF : Sıfır

Şekil 4.11'de iki ayrı hata değerine karşılık gelen üyelik fonksiyonları gösterilmiştir. Üyelik fonksiyonları belirli bir anda hata (e) ve hata değişimi (Δe) değerine karşılık düşen iki ayrı üyelik derecesini belirler. Ayrıca bu fonksiyonlar IF-THEN kurallarındaki şart bölümünü oluştururlar. Kurallar şu şekilde yazılır

IF e =Negatif Büyük AND Δe =Pozitif Büyük THEN u =Negatif Büyük

IF e =Sıfır AND Δe =Sıfır THEN u =Negatif Büyük



Şekil 4.12 Çıkışa ait singleton üyelik fonksiyonları

Şekil 4.12'de bulanık kontrolör çıkışına ait singleton üyelik fonksiyonları gösterilmiştir. Hata (e) ve hata değişimi (Δe)'nin ayrı ayrı yedi tane üyelik fonksiyonu olduğu için 49 tane kural yazılabilir. Burada önemli bir husus bu kuralların sistemi bilen ve kontrolünü yapmış olan bir kişinin kuralları istenilen amaca göre çıkarabilmesidir. Çizelge 4.2'de bir servomotor için kurallar yazılmıştır.

Çizelge 4.2 Servo kontrol için bulanık kural tablosu

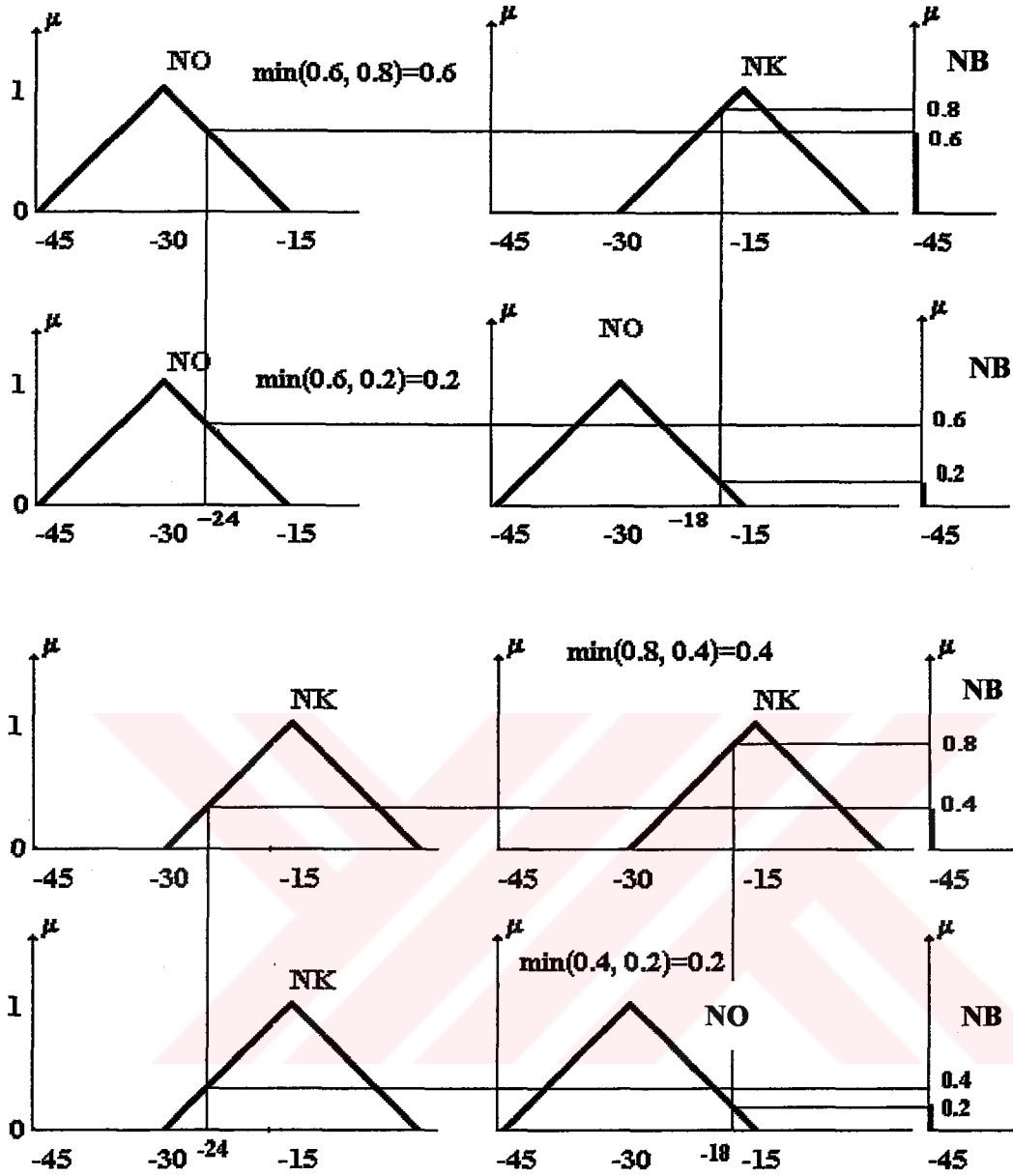
	Hata (e)							
		NB	NO	NK	SF	PK	PO	PB
Hata Değişimi	PB	NB	PO	PB	PB	PB	PB	PB
	PO	NB	*	PB	PB	PB	PB	PB
	PK	NB	*	*	PK	PB	PB	PB
	SF	NB	NB	NK	SF	PB	PB	PB
	NK	NB	NB	NB	NK	PK	*	PB
	NO	NB	NB	NB	NB	*	*	PB
	NB	NB	NB	NB	NB	NB	NB	PB

Tablo 4.2’de $e = -24$ ve $\Delta e = -18$ değerleri için FLC ‘nın üreteceği değerin nasıl hesaplandığı gösterilmiştir. Hata (e) değeri için NO ve NB üyelik fonksiyonlarında değer üretilmektedir. Hata değişimi değeri de iki üyelik fonksiyonunda değer üretmektedir. Buna göre $e = -24$ ve $\Delta e = -18$ değerleri için FLC mümkün olan 49 kuraldan sadece 4 kuralı çalıştırmaktadır. Bu kurallar şunlardır:

IF $e = \text{NO}$ AND $\Delta e = \text{NK}$ THEN $u = \text{NB}$
 IF $e = \text{NO}$ AND $\Delta e = \text{NO}$ THEN $u = \text{NB}$
 IF $e = \text{NK}$ AND $\Delta e = \text{NK}$ THEN $u = \text{NB}$
 IF $e = \text{NK}$ AND $\Delta e = \text{NO}$ THEN $u = \text{NB}$

Sisteme uygulanan değer bu kurallar sonucuna göre üretilmiştir. İşlem sonunda elde edilecek u kontrol girişi için 4 değer üretilmiştir. Kural tabanında üretilen bu 4 değer, daha sonra durulama ve gerçek değerlere dönüş işlemleri yapıp, sisteme uygulanarak tek bir değere dönüştürülmüştür. Gerçek değer, kural tabanları sonucu oluşan bulanık değerlerin durulama işleminden geçirilmesiyle elde edilmiştir (Şekil 4.13).

Çünkü kurallar sonucu elde edilen değer halen bulanık bir değerdir. Durulama için ağırlık merkezi (center of gravity-COG) bulma yöntemi kullanılırsa; u kontrol işareti değerini bulmak için aşağıdaki formül kullanılmaktadır.



Şekil 4.13 Girişlere göre bulanık kuralların gerçekleştirilmesi.

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i(u_i) u_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i(u_i)} = \frac{0.6 \cdot (-45) + 0.2 \cdot (-45) + 0.4 \cdot (-45) + 0.2 \cdot (-45)}{(0.6 + 0.2 + 0.2 + 0.4)} = -45$$

Burada,

- u : sisteme uygulanacak crisp değeri
 - n : Kural sayısı
 - u_i : i . kural sonucu elde edilen değer
 - $\mu(u_i)$: bulanık kümesindeki üyelik derecesi
- anlamlarını ifade eder.

4.7 Bulanık Mantık Kontrol ve Klasik Kontrolün Karşılaştırılması

Bugün kullanılan geleneksel kontrol sistemlerinin çoğu geri besleme (feedback) üzerine kurulmuştur. Geri besleme, çıkıştan alınan sinyalin istenen sinyal ile karşılaştırılıp aradaki fark sinyali (error signal) çıkış sinyalindeki hatayı düzeltecek şekilde sistem girişine vermek olarak tanımlanabilir. Geri besleme, bu tanımı ile insana algısal olarak uygulanması kolay gibi görünse de, uygulamada tam otomatik bir kontrol sisteminin geri besleme ile dizayn edilmesi karmaşık olmaktadır. Bunun başlıca nedeni kontrol mekanizmalarındaki (sensörler, aktivatörler gibi...) zaman gecikmeleridir.

Bir geri beslemeli otomatik kontrol sisteminde etkin bir kontrol için bir çok sistem parametresinin bilinmesi lazımdır. Fakat bu bahsedilen zaman gecikmesi yüzünden bu parametrelerin aynı anda bilinmesi her zaman mümkün olmayabilir. Sistemde dışarıdan gelen olağandışı bir gürültü yüzünden ani bir değişiklik olduğunda, kontrol sistemi kontrol edilen sistemin çıkışlarını mümkün olduğu kadar çabuk düzeltmektedir. Fakat eğer sistem çok kuvvetli olarak bu ani değişikliğe cevap verirse, sistem davranışının kararsız olma ihtimali yükselir. Bu gibi problemler yüzünden sadece basit bir geri besleme ile etkin bir tam otomatik kontrol sistemi gerçekleştirmek mümkün olmayabilir. Fakat, günümüz kontrol teorisi bu problemlere bir takım çareler bulmuştur. Birisi geleneksel kontrolde dizayn ve ayarlama yöntemlerinin tamamen gelişmiş matematiksel modellemelere dayandırılmasıdır. İkinci olarak, PID kontrol sistemlerinin geliştirilmesidir (Tremaine, 1992).

Bulanık kontrole bakıldığında tamamına yakın örneklerde geri besleme yapısı üzerinde kurulduğu görülmektedir. Ayrıca bulanık kontrolde geleneksel kontrol kuramındaki PID geri besleme yapısı da kullanılabilir. Bu özellikler bulanık kontrol teorisine geleneksel kontrolün bazı güzel ve gelişmiş taraflarını alma imkanını vermektedir. Geleneksel kontrolde doğrusal olmayan kontrol sistemleri ileri bir konu olarak düşünülmektedir. Fakat bu düşünce bulanık kontrol için geçerli değildir. Bulanık kontrol değişkenler arasında karmaşık ve doğrusal olmayan ilişkilerde bile aynı mantığa sahiptir ve pratik olarak uygulaması nispeten daha kolaydır.

FLC'nin normal PID kontrolörlere karşı bazı avantajları vardır. FLC kontrolörler ilgili sensör verilerinin zayıflamasına ve bozunumuna karşı daha kuvvetlidirler ve sistem parametrelerinin değişmesine karşı tekrar dizayn etmeyi gerektirmezler. Doğrusal olmayan kontrolde de normal PID'e göre performansları daha yüksektir. FLC kontrolörlerin dizaynı PID kontrol sistemlerine göre daha kolaydır ve az elektronik eleman gerektirir. Bu yüzden maliyetleri de düşüktür. Bu

sebeple de PID kontrolünün rahatça kullanıldığı yerlerde bile FLC kullanılması yaygınlaşmıştır. Bulanık mantığın en iyi uygulama alanları doğrusal olmayan, tam olarak bir matematiksel model ile tanımlanamayan zamanla değişen sistemlerdir. Bulanık mantık kontrolün avantaj ve dezavantajlarını maddeler halinde sıralayabiliriz.

Avantajları;

1. Klasik kontrolörler (denetleyiciler) denetim sürecinin matematiksel modeline ihtiyaç duyar. Bulanık denetleyicilerde sürecin matematiksel modeline gerek yoktur.
2. Klasik denetleyicilerde süreç değişkenlerinin ölçümleri kesin ve doğru olmalıdır. Bulanık denetleyici kesin olmayan bilgileri kullanabilir.
3. Bulanık denetleyiciler, klasik denetleyicilere göre daha hızlıdır.

Dezavantajları;

1. Bulanık denetimde kullanılan kurallar deneyime çok bağlıdır. Bu durum sistemi yeterince tanımayan birinin yazacağı kurallar ile FLC'nin sistemi istenen şekilde kontrol etmesini zorlaştırır.
2. Üyelik işlevlerinin seçiminde kesin bir yöntem yoktur. En uygun işlev deneme ile elde edilebilir. Bu da fazla zaman kaybına neden olur ve sağlam bir kontrolör gerçekleştirilmesini geciktirir.
3. Yazılan kurallar ile sistemin bir kararlılık analizi yapılamaz. Sistemin nasıl cevap vereceği önceden kestirilemez. Yapılabilecek tek şey benzetim çalışmasıdır.
4. Bulanık denetleyici denetim için uzman deneyimlerine ihtiyaç duyar.

Yukarıdaki nedenlerden dolayı FLC, ilkönce sistemin bilgisayar benzetimi üzerinde uygulanmakta ve alınan olumlu sonuçlardan sonra gerçek sistemlere uygulanmaktadır.

Bundan sonraki bölümde ise, optimum kayma yüzeyinin belirlenmesinde kullanılan genetik algoritmalar anlatılmıştır.

5. C KAYMA YÜZEYİNİN OPTİMİZASYONUNDA KULLANILAN GENETİK ALGORİTMALARIN TEORİ VE UYGULAMALARI

5.1 Giriş

Bu bölümde, genetik algoritmalara ait teori ve uygulamalar anlatılarak, bu teorinin diğer en iyi arama yöntemleri ile karşılaştırılması yapılmıştır. Algoritmanın çalışması bir örnek üzerinde açıklanmıştır.

5.2 Genetik Algoritmalar

Genetik algoritmalar, doğal seçme ve doğal genetik kurallara dayanan modern kontrol yöntemidir. Doğal seçme, doğa koşullarına en fazla uyum sağlayabilen canlıların neslini devam ettirmesi ve uyum sağlayamayan türlerin ise elenmesidir. Canlılar nesilden nesile genlerini aktarırken, bu genler de doğal genetik kurallara göre başka genlerle eşleşir, değişir ve yeni genleri oluşturur. Genetik algoritmalar da tabiattaki bu iki oluşumu birleştirerek, en iyi (optimum noktayı) arar. Bir önceki neslin en uygun elemanlarının parçaları ve “bit”leri kullanarak yeni nesillerin üyeleri oluşturulur. Bu üyelerin uygunlukları test edilerek, en iyilerinden hareketle yeniden başka elemanlar türetilir. Genetik algoritmalarda olasılığın rolü olmasına karşın, rastgele bir arama yöntemi değildir.

Genetik algoritmalar Michigan Üniversitesi’nden John Holland ve arkadaşları ile öğrencileri tarafından geliştirilmiştir. Araştırmaların iki amacı vardı. Birincisi, canlılardaki adaptasyonun yapısını anlamak ve kabaca açıklamaktı. ikincisi, bu yapıdan hareketle, insan yapısı sistemlere uygulanabilecek algoritmayı bulmaktı. Bu yaklaşım önemli gelişmelere ışık tutmuştur.

Genetik algoritmalarındaki araştırmaların temel ilgi noktası değişen ortam şartlarına uyum sağlayabilen gürbüz yapıyı oluşturabilmektir. İleri derecede adaptif sistemler oluşturulabilirse, pahalıya mal olan yeniden tasarım problemleri azaltılabilir, hatta ortadan kaldırılabilir. Eldeki mevcut sistemler, adaptif bir kontrol sayesinde değişen şartlarda yeniden kullanılabilir ve görevlerini daha iyi ve daha uzun zaman yerine getirebilirler.

Genetik algoritmaların esasını teşkil eden biyolojik sistemler, dikkatli bir inceleme ile bize yeni ufuklar açabilecek sirlara sahiptir. Bugün için, en iyi adaptasyon doğada var olan adaptasyondur. Buna dayanan genetik algoritmalar, Holland’ın 1975’te yayınladığı “Doğal ve Yapay Sistemlerde Adaptasyon” isimli çalışmasından bu yana pek çok makalede ele alınmış ve bu algoritmaların etkinliği gösterilmiştir.

Genetik algoritmalar basit hesaplamalar gerektirir, ancak işlemlerin basitliği bu algoritmaların etkinliğini azaltmaz. Diğer pek çok en iyi arama yönteminde görülen süreklilik, türevlerin var olması, unimodel olma gibi kabuller bu yöntem için geçerli değildir

5.3 Geleneksel En İyi Arama Yöntemlerinin Etkinliği

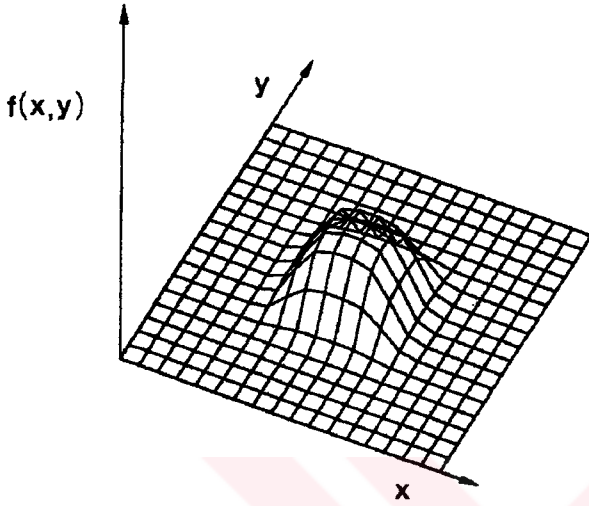
Geleneksel arama yöntemleri, hesaba dayanan, sayısal ve olasılık olmak üzere üç ana başlık altında toplanabilir. Hesaba dayanan yöntemler bugüne kadar yoğun bir biçimde incelenmişlerdir. Bunlar da kendi aralarında, doğrudan ve dolaylı olmak üzere ikiye ayrılırlar. Dolaylı yöntem, amaç fonksiyonunun gradyanının sıfıra eşit alınması sonucu çıkan doğrusal olmayan denklem takımının çözülmesi esasına dayanır. Bu işlem Şekil 5.1'de gösterilen yüzey üzerindeki yerel maksimumun n boyutlu yüzeylere dağılımıdır. Arama işlemi, her yöndeki türevi sıfır olan bu tepe veya çukur olması muhtemel noktalar civarında yapılmaktadır.

Diğer taraftan, doğrudan arama yönteminde maksimum noktasının yeri hakkında bir tahminde bulunulur ve buna yakın herhangi bir noktanın gradyanı veya tersi yönde hareket edilerek arama sürdürülür. Buna literatürde tepe tırmanma (hill-climbing) adı verilir. Yerel en iyi noktayı bulmak için, mümkün olan en dik eğimli yönde yürünür. Her ne kadar bu iki arama yöntemi pek çok çalışmada ele alınmışsa da, birkaç basit örnek, bunların zayıf yanlarını göstermeye yeter.

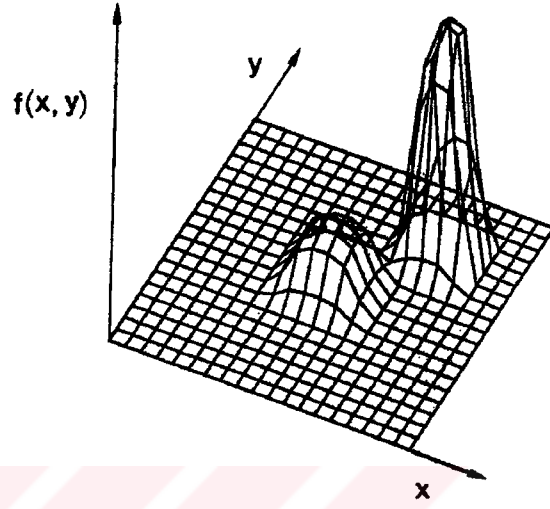
Bu yöntemlerin en önemli eksikliği yerel bakış açısıyla yürütülmeleridir. Aradıkları en iyi nokta, hareket noktasının yakınındadır. Örneğin, Şekil 5.1'de gösterilen grafik, uzayın bir bölgesi olsun. Bu uzayın daha geniş bir görünüşü Şekil 5.2'de verilmiştir. Bu ikinci şekilden görüleceği üzere, alçak tepenin yanından aramaya başlanırsa, en iyi nokta olarak alçak tepenin üzerinde kalınacaktır. Oysa, bulunacak bu noktadan daha iyi bir nokta vardır ki o da daha yüksek olan ikinci tepe noktasıdır. Alçak tepenin yakınındaki bir noktadan aramaya başlamak en iyi noktanın bulunmasını engellemektedir. Buna bir çözüm olarak, rasgele seçilmiş başka bir noktadan tekrar başlanabilir. Şekil 5.1'deki gibi tek tepe noktalı fonksiyonlar hesaba dayalı arama yöntemleri için kolay olmasına rağmen Şekil 5.2'deki gibi fonksiyonlar da hangi tepeye tırmanılacağı ayrı bir problemdir.

İkinci önemli eksiklik ise, amaç fonksiyonunun türevlerinin var olmasının gerekliliğidir. Teorik olarak hesabı kolay quadratik amaç fonksiyonlarının bulunabilmesine karşın, gerçek hayatta karşılaşılanlar teoriden uzaktır. Amaç fonksiyonu kısmi olarak süreksizlikler içerebildiği gibi, gürültülü ortamlardan da elde edildikleri için Şekil 5.3'teki gibi pek çok tepe

noktalı olabilir. Bundan da anlaşılabilirceği gibi hesaba dayalı yöntemler ancak sınırlı sayıda uygulamalar için kullanışlı olup, bütün uygulamalar için kullanışlı değildir.

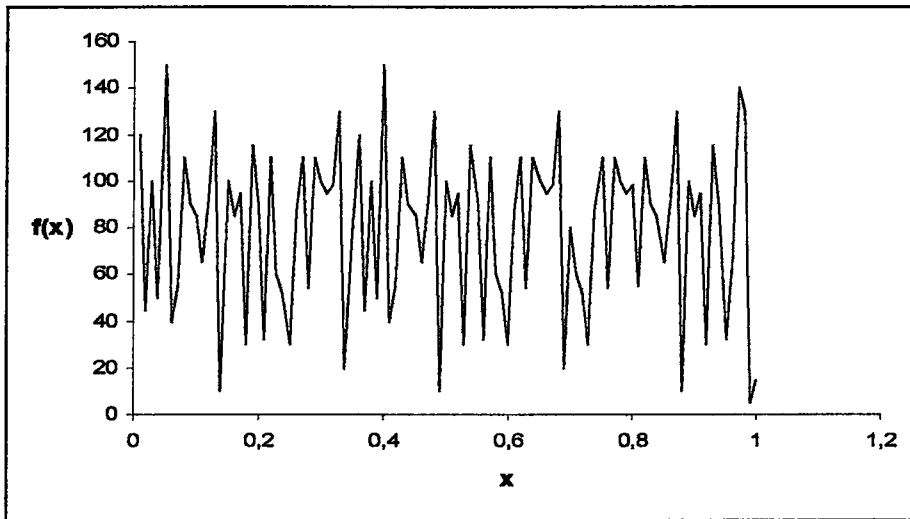


Şekil 5.1 Tek tepe noktalı uzay



Şekil 5.2 Çok tepe noktalı uzay

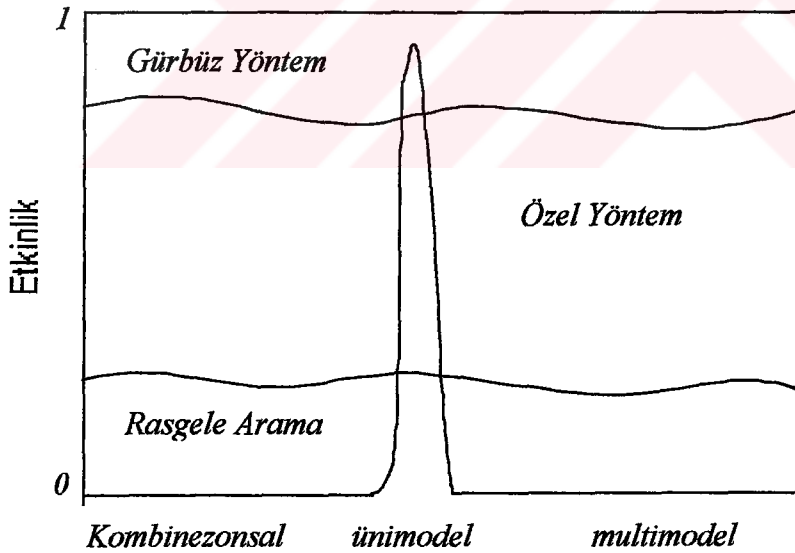
Sayısal yöntemlerin de üzerinde pek çok çalışmalar yapılmıştır. Bu tip arama yöntemlerinde temel düşünce, sınırlı bir arama uzayındaki noktaların amaç fonksiyon değerlerine bakıp ona göre yeni noktaların bulunmasıdır. Ancak bu tip arama yöntemleri pratikte mümkün olmamaktadır. Çünkü pratikte arama uzayı geniştir. Bundan dolayı noktaların birer birer ele alınması mümkün olmamaktadır.



Şekil 5.3 Pratikte karşılaşılan bir amaç fonksiyonu örneği (Goldberg, 1989).

Rasgele arama yöntemleri, diğer arama yöntemlerinin bu zayıf yönlerinden dolayı gitgide artan bir ilgiyle araştırma konularından biri olmuştur. Bununla beraber, rasgele bir yönde tepetırmanma veya rasgele noktalar seçerek bunların amaç fonksiyonlarını bulma gibi düşünceler rasgele arama yöntemlerinin dışında tutulmalıdır. Çünkü etkin değildirler. Genetik algoritmalar, bu gibi rasgele arama yöntemlerinden farklı olarak, olasılığı, kodlanmış parametre uzayında işlem yapmada bir araç olarak kullanırlar. Bir arama algoritmasında olasılığı kullanmak ilk önce şaşırtıcı gelebilir ancak doğada bunun birçok örneği mevcuttur.

Genetik algoritmalar ile global optimizasyon yöntemlerinden CRS1 ve CRS2 (Price, 1983) ile karşılaştırılırsa, bunların da olasılık hesaplarından yararlandığı ancak parametrelerin kodlanmadığı görülebilir. Kushner'in Brownian Motion yönteminde Gauss dağılımı kullanılmaktadır. Yakın zamanlarda ilgi çeken bir başka yöntem ise "Simulated Annealing" olarak geçen yöntemdir. Davis' in 1987' de çıkan bir kitabında bu yöntemle genetik algoritmalar arasındaki ilişki incelenmektedir. Bu arada önemli bir saptama yapmak gerekirse, rasgeleliği kullanmak, belli bir mantıktan yoksun arama yapmak demek değildir. Olasılığı kullanmayan global arama yöntemleri de vardır (örneğin ızgara yöntemi). Ancak bunlarda da işlem sayısının fazlalığı n boyutlu uzaylarda çözümü bulmayı zorlaştırmaktadır.



Şekil 5.4. Farklı arama yöntemlerinin etkinlikleri (Goldberg, 1989).

Şekil 5.4'te görüldüğü gibi, pek çok geleneksel arama yöntemi küçük bölgelerde iyi sonuç vermektedir. Sayısal veya rasgele arama yöntemleri bütün spektrum için yeterli etkinlikte değildir. Şekil 5.4'te gösterilen Gürbüz (robust) yöntemler bütün spektrum için yeterli etkinliktedir.

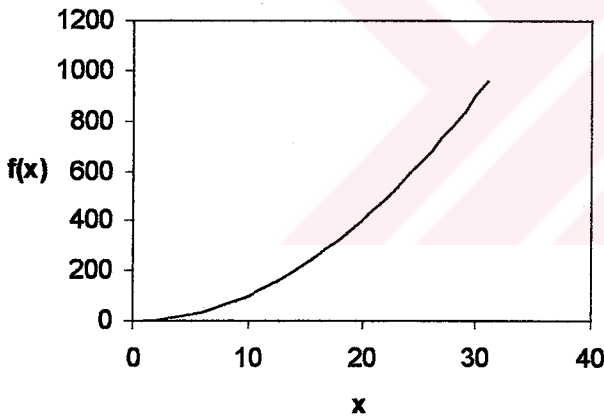
5.4 Genetik Algoritmalar ile Geleneksel Yöntemler Arasındaki Farklar

Genetik algoritmaların (GA) temel özellikleri, aşağıdaki gibi dört maddede toplanabilir:

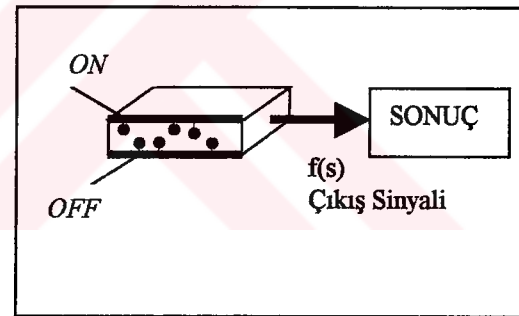
1. GA parametrelerin kendileri ile değil, parametrelerin kodlanmış halleriyle çalışırlar.
2. GA tek bir nokta yerine noktalar topluluğundan hareket eder.
3. GA türev ve daha farklı bilgileri değil sadece amaç fonksiyonu değerlerini kullanır.
4. GA belirgin (deterministik) değil, olasılık kurallara dayanır.

Genetik algoritmalarda parametreler sonlu uzunlukta diziler ile gösterilirler. Örnek olarak Şekil 5.5'te gösterilen $[0,31]$ aralığındaki optimizasyon problemi ele alınsın. İlk olarak x parametresi açık kapalı biçiminde iki farklı değer alan bir değişkenle kodlanır. Daha sonra açık kapalı yerine "bir" ve "sıfır" lar kullanılır (Üstün, 2001).

Sistem Şekil 5.6. da gösterildiği gibi bir kapalı kutu olarak düşünülebilir.



Şekil 5.5 $Y=X^2$ amaç fonksiyonu



Şekil 5.6 Kapalı kutu örneği

Kapalı kutu örneğinde beş adet giriş anahtarı ve bir adet f çıkış işareti bulunmaktadır. Amaç fonksiyonu, matematiksel olarak s belli bir anahtar kombinasyonu olmak üzere $f=f(s)$ (örneğin $f=x^2$) şeklinde yazılabilir. Problemin amacı, bu beş anahtarın mümkün olan en yüksek f değerini elde edecek uygun kombinasyonunu bulmaktır. Diğer arama yöntemleri anahtarların durumları ve bir durumdan diğerine nasıl geçileceğini araştırırken, genetik algoritmalarda önce anahtarların durumları kodlanır. Bu kodlama beş bitlik sayı dizileriyle yapılabilir.

Tek bir nokta ele alıp, bu noktadan diğer bir noktaya belli bir kural kullanarak geçmek yanlış

bir yerel en iyi noktaya yerleşmeye sebep olabilir. GA tek bir nokta yerine bir noktalar topluluğundan yararlandığı için, yapılacak ikinci adım bu noktalar topluluğunu belirlemektir. Böylece global en iyi noktaya yakınsama şansı artacaktır. GA' da nesil adı verilen bu noktalar topluluğundan, yeni bir nesil yani yeni bir noktalar topluluğu elde edilir. Örnekte birey sayısı $n=4$ alınmıştır ki bu sayı GA standartları için küçük bir sayıdır.

01101

11000

01000

10011

Bu dört noktadan hareketle GA kullanılarak yeni nesiller bulunmaktadır. Bir nokta topluluğu üzerinde paralel çalışmanın, gürbüzlüğü sağlama yolunda olumlu etkileri olmaktadır.

5.5 Basit Genetik Algoritma

Genetik algoritmaların mantığı, bit dizilerini kopyalamaya ve iki bit dizisinin bazı parçalarının yerlerini değiştirmeye dayanır. Uygulamasının kolaylığı ve etkinliği genetik algoritmalarla çözüm yaklaşımının en önemli iki üstünlüğüdür.

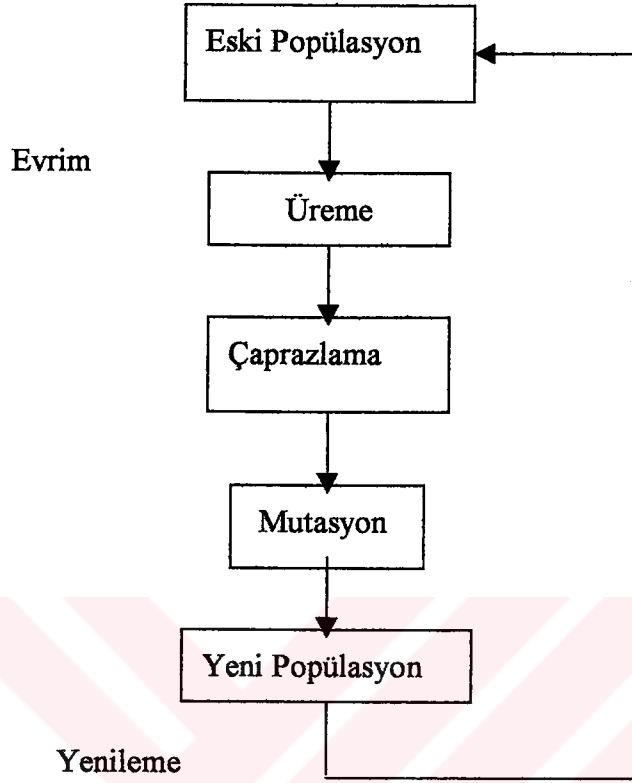
Bir önceki alt bölümde genetik algoritmalarda, bir dizi topluluğu üzerinde nasıl işlem yapıldığı kısaca anlatılmıştı. Kapalı kutu örneğinde ilk nesilde dört dizi bulunmaktaydı.

Bu dört dizi, bir paranın 20 kere atılması sonucu oluşturulmuş olsun. Bu aşamadan sonra, ilk nesillerden yeni nesilleri türetmede kullanılacak genetik operatörlerin tanıtılması gerekir.

Pek çok uygulamada iyi sonuçlar veren basit genetik algoritmada üç operatör bulunmaktadır. Bunlar; üreme, çaprazlama ve mutasyon operatörleridir. Bu temel genetik algoritma Şekil 5.7' de gösterilmiştir (De Moura Oliveira, 1998; Goldberg, 1989).

Üreme işlemi sırasında, sayıları (noktaları) temsil eden bit dizileri, amaç fonksiyon değerlerine göre kopyalanırlar. Amaç fonksiyon değerleri ise, maksimize (veya minimize) edilecek fonksiyonun o noktadaki değeridir. Bir diziyi amaç fonksiyonuna göre kopyalamak, maksimizasyon yapılırken, yüksek uygunluk değerli, amaç fonksiyonunda yüksek bir değer alan diziyi sonraki nesillere daha yüksek bir olasılıkla kopyalamak demektir. Doğada bu operatör gerçek anlamda bulunmamakla beraber, canlıların ortama uyum sağlayabilmeleri, üreme ve neslini devam ettirme başarımları üreme operatörlerine denk olaylardır. Ortama

uyum sağlayan (amaç fonksiyon değeri yüksek olan nokta) neslini devam ettirir (bir sonraki dizi topluluğuna daha yüksek bir olasılıkla kopyalanır).



Şekil 5.7 Temel genetik algoritma döngüsü (De Moura Oliveira, 1998).

Bu operatör genetik algoritmalarda pek çok değişik biçimde kullanılabilir. En basiti, bir rulet çarkı üzerinde noktalara uygunluk değerleri kadar bir dilim ayırmaktır. Yukarıdaki dizinin elemanlarının bu kapalı kutudan çıkan uygunluk değerleri Çizelge 5.1 ile gösterilmiştir. Uygunluk değerleri Şekil 5.5'te verilmiş olan $f=x^2$ fonksiyonundan hareketle bulunmuştur.

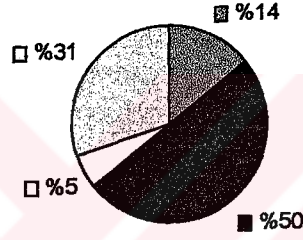
Çizelge 5.1' den hareketle rulet çarkı oluşturulur. Bu çarkta her bir diziye amaç fonksiyon yüzdesiyle orantılı bir dilim ayrılır. Örnek çarkın bir görünüşü Şekil 5.8'de verilmiştir.

Üreme işlemini gerçekleştirmek için, rulet çarkını dört kere döndürmek ve her seferinde okun karşısına gelen diziye yeni neslin bir üye adayını yazmak gerekir. Bu arada nesillerdeki üye veya eleman sayısının sabit kaldığını kabul edilir. Bu şekilde yeni nesilde, örneğin birinci dizi 0.144, ikinci dizi 0.492 olasılıkla yer almaktadır.

Bu şekilde seçilen dört aday, işlem havuzunu oluşturur. İşlem havuzunda bu dizilere çaprazlama ve mutasyon işlemleri uygulanır.

Çizelge 5.1 Diziler, amaç fonksiyon değerleri ve kopyalanma yüzdeleri.

No	Dizi	Uygunluğu	Yüzdesi
1	01101	169	14.4
2	11000	576	49.2
3	01000	64	5.5
4	10011	361	30.9
TOPLAM		1170	100.0



Şekil 5.8. Üreme operatörü için rulet çarkı

Üreme işleminden sonra çaprazlama işlemi uygulanır. Bu işlem iki kademede gerçekleştirilir. İlk olarak işlem havuzundaki dizilerde rasgele seçilmiş bir yerden sonraki bitler değiş tokuş edilir. A_1 ve A_2 dizileri ele alınırsa,

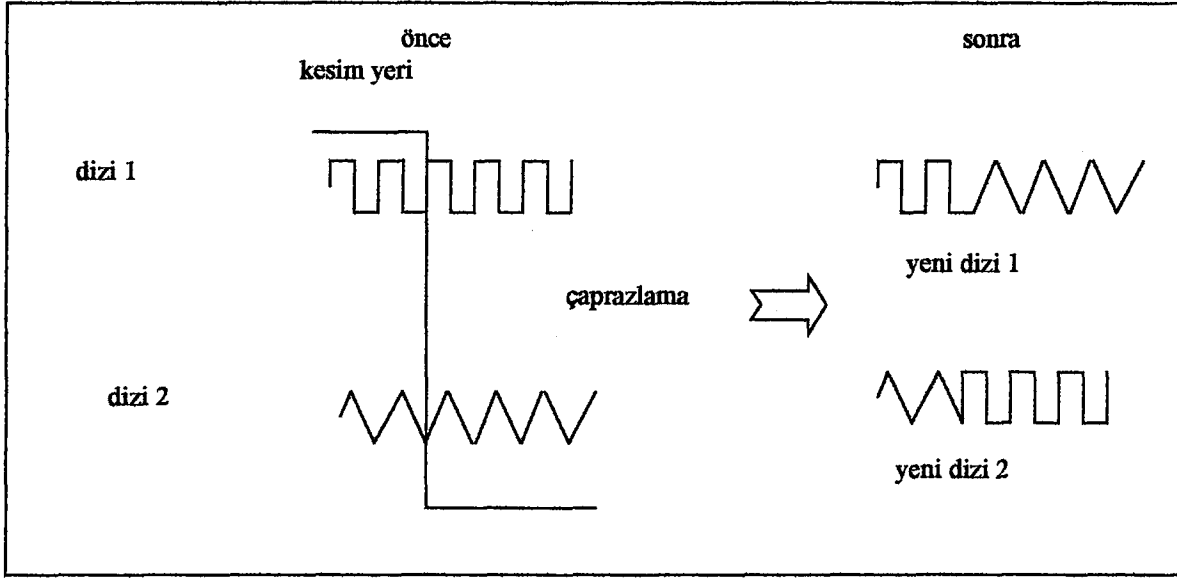
$$A_1 = 0110-1$$

$$A_2 = 1100-0$$

Bu dizilerde “-” işareti kesim yerini belirtsin. Kesim işlemi, bu işarettten sonraki bir bit için uygulanmaktadır. Bu işlemden sonra aşağıda verilen yeni diziler oluşur.

$$A'_1 = 01100$$

$$A'_2 = 11001$$



Şekil 5.9 Çaprazlama işleminin şematik gösterimi.

Üreme ve çaprazlama işlemleri, dizi kopyalanması, rasgele sayı üretimi ve bazı alt dizilerin değiş-tokuşu gibi basit ancak etkili işlemlerden oluşur. İyi olan dizinin daha yüksek olasılıkla kopyalanması ondan yeni nesillerde de yararlanabilmeyi sağlarken, onun alt parçalarının başka dizilerin alt parçalarıyla değişimi ise daha iyiyi aramanın temel mantığıdır.

Şekli 5.9’da çaprazlama işlemi şematik olarak gösterilmiştir. Çaprazlama operatörü başka şekillerde de uygulanabilir. Örneğin Şekil 5.9’da gösterilen tek bir kesim yeri değil iki yer belirlenir ve sadece bu iki yerin arasında kalan bitler değiş-tokuş edilir. Bu uygulamanın faydası, çaprazlama operatörünün bütün bitler üzerinde homojen olarak uygulanabilmesidir. Eğer diziler, optimize edilmek istenen parametrelerden oluşturulmuşsa, örneğin bir PID kontrolörünün K_p , K_i ve K_d parametrelerini oluşturan sayılar yanyana yazılarak bir dizi oluşturulmuşsa, o zaman parametreler arası çaprazlama uygulanabilir. Parametreler sekiz bit ile ifade ediliyorsa, bit bit çaprazlama yerine, byte byte çaprazlama uygulanabilir. Bu tarz bir çaprazlama işlemi, robot kolunun yörünge optimizasyonunda kullanılmaktadır. Ancak, yine de bit bit kesişimin hassasiyeti ve seçiciliği daha yüksektir. Örneğin 10 üyeden oluşan bir toplumda her bir parametrenin alabileceği değer sayısı en fazla 20 olmakta ve farklı değer alabilmesi sadece mutasyon ile sağlandığından yakınsama hızı düşmektedir. Bu çalışmada bit üzerinde işlem yapan çaprazlama operatörü kullanılmıştır.

Mutasyon operatörü ise, dizilerin rasgele seçilmiş bitlerindeki “1” leri “0”, “0” ları “1” yapar. Bu, genetik algoritmalar da şans faktörüne en fazla bağlı işlemdir. Eğer mutasyon olasılığı

yüksek tutulursa, arama rasgele bir şekil alır ki istenen bu değildir. Mutasyon uygulanmaz ise, o zaman sonuç bir yerel en iyiye takılabilir. Örneğin, en iyi netice için bir dizinin en son bitinin “1” olması gerekir ve o anda elde olan dizilerin hiç birinde son bit “1” olmaz ise en iyi sonuca ulaşmak mümkün olmaz. İşte bu son biti “0” dan “1” yapacak olan operatör mutasyondur. Bu nedenle, her ne kadar aramaya rasgelelik kazandırsa da mutasyon gereklidir. Ancak çaprazlama operatörünün olasılığına göre çok daha küçük bir olasılık verilir. Bu operatörün aynısı doğada da mevcuttur (Üstün, 2001).

5.6 Genetik Algoritma Uygulamasına Bir Örnek

Burada, örnek amaç fonksiyonu olarak Şekil 5.5’te gösterilen $f(x)=x^2$ fonksiyonu ele alınmıştır. x değişkeni 0 ile 31 arasında değerler almakta ve ikilik düzende 5 bit ile ifade edilmektedir. Sayılar işaretli ve tam sayı olsun. Bu durumda $00000_2=0_{10}$ ve $11111_2=31_{10}$ olur. Başlangıç olarak rasgele oluşturulmuş bir dizi topluluğu ele alınsın. Bunun için daha önceki kapalı kutu örneğinde ele alınmış topluluk düşünölsün. Bu topluluğun elemanları Çizelge 5.2 (a)’nın sol tarafında gösterilmiştir. Çizelgede soldan sağa doğru x ’in onluk tabandaki değeri, amaç fonksiyon değeri, seçilme olasılığı, buna göre bir sonraki nesildeki tahmin sayısı ve rulet çarkı döndüröldükten sonraki sayı bulunmaktadır.

Çizelge 5.2.a Genetik Algoritmalar

Dizi No.	İlk nesil	x değeri	$f(x)=x^2$	$\frac{f_i}{\sum f_i}$	$\frac{f_i}{f}$	Sayı
1	0 1 1 0 1	13	169	0.14	0.58	1
2	1 1 0 0 0	24	576	0.49	1.97	2
3	0 1 0 0 0	8	64	0.06	0.22	0
4	1 0 0 1 1	19	361	0.31	1.23	1
Toplam			1170	1.00	4.00	4.0
Ortalama			293	0.25	1.00	1.0
Maksimum			576	0.46	1.97	2.0

İlk nesildeki dizilerin ortalama uygunluk değeri 293 ve en iyi uygunluk değeri ise 576’dır. Bir sonraki adım bu dizilerden işlem havuzunun oluşturulması ve çaprazlama işleminin uygulanmasıdır. Bunlar da çizelge 5.2 (b)’de gösterilmiştir.

Çizelge 5.2.b (devam)

İşlem	Eşi	Yer	Yeni Nesil	X	f(x)
0 1 1 0 – 1	2	4	0 1 1 0 0	12	144
1 1 0 0 – 0	1	4	1 1 0 0 1	25	625
0 1 - 0 0 0	4	2	1 1 0 1 1	27	729
1 0 - 0 1 1	3	2	1 0 0 0 0	16	256
Toplam					1754
Ortalama					439
Maksimum					729

Çizelge 5.2 (b)'de üreme ve çaprazlama işlemleri uygulanmıştır. Mutasyon olasılığı 0.001 olarak alındığından dolayı ve küçük bir değer olduğundan yukarıdaki dizilerin $5 \times 4 = 20$ bitinde görülmemiştir. Sonuçta hiçbir bit mutasyon sonucu değişmemiştir.

Çizelge 5.2 (a) ve Çizelge 5.2 (b)'deki diziler (ve dolayısıyla temsil ettikleri onluk düzendeki sayılar) karşılaştırıldığında en iyi sonuca yaklaşıldığı görülmektedir. Ortalama ve en yüksek uygunluk değeri yükselmiştir. Örneğin ortalama 293'ten 439'a yükselmiştir. Ancak genetik algoritmalar olasılığa da dayalı olduğu için bir nesilden diğerine geçerken iyileşme bu kadar hızlı olmayabilir. Hatta yeni neslin ortalaması bir öncekinden daha düşük olabilir. Fakat uzun vadede bulunacak sayılar mutlaka ilk nesli oluşturanlardan daha iyi amaç fonksiyon değerleri vereceklerdir.

Genetik algoritmalarındaki en son adım, bulunan yeni nesildeki elemanları, ilk nesil gibi ele alarak işlemleri bunların üzerinde yeniden uygulamaktır. Bu işlemler tekrar ve tekrar belli bir durma kriteri sağlanana kadar yürütülür. En sonra bulunan sayı tekrar onluk düzene çevrilerek kullanılır (Üstün, 2001).

6. BİLGİSAYAR BENZETİM SONUÇLARI

6.1 Giriş

Bu bölümde, anlatılan yöntemlerin (Bulanık-kayan kip kontrol, Genetik-kayan kip kontrol) alan yönlendirmeli asenkron motora uygulanmaları, simülasyon sonuçlarının alınması için kullanılan modeller ve elde edilen sonuçların değerlendirilmesi yer almaktadır.

6.2 Alan Yönlendirmeli Asenkron Motora Ait Denklemler

Bu bölümde kullanılan denklemlerdeki rotor parametreleri statora indirgenmiş değerlerdir. Asenkron makinanın dinamik denklemi,

$$T_e - T_l = \frac{2}{P} J \frac{dw_r}{dt} + B w_r \quad (6.1)$$

şeklindedir (Won, 1993). İkinci bölümde elde edilen ayrıştırılmış moment ifadesi,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (6.2)$$

olarak elde edilmişti. Asenkron motorun stator akımının moment ve akı bileşenleri birbirinden ayrıştırıldığında, (6.2) nolu denklemde belirtilen moment eşitliğinin i_{sq} bileşeninden oluşan kısmı, serbest uyarımalı doğru akım motorunun moment eşitliğine (6.3) benzemektedir.

$$T_e = K_a \Psi_f I_a \quad (6.3)$$

Denklem (6.3)'teki Ψ_f alan akısı, yalnızca I_f uyarıma akımına bağlıdır. Bu değer sabit tutulursa T_e momenti I_a akımı ile doğrudan kontrol edilebilir. Asenkron motorda bunu elde edebilmek için (6.2) denklemindeki Ψ_{rq} ve Ψ_{rd} akılarından birini sifıra eşitleyip, rotor akısını yalnız bir eksen üzerine yerleştirmek yeterli olmaktadır.

Ψ_r rotor akısını d ekseni üzerine çakıştırıldığında,

$$\Psi_{rq} = \frac{d\Psi_{rq}}{dt} = 0 \quad (6.4)$$

$$\Psi_{rd} = \Psi_r = \text{Sabit} \quad (6.5)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = 0 \quad (6.6)$$

olur. Bu ayrıştırılmış moment kontrolünde kayma frekansı $w_k = w_s - w_r$ olarak ifade edilir ve genellikle q eksenini akımına bağımlı olarak analizi yapılır. q bileşenine bağımlı kayma,

$$w_k = \frac{L_m R_r}{\Psi_r L_r} i_{sq} \quad (6.7)$$

şeklinde ifade edilir. Rotor akı eşitliği ise,

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + \Psi_r = L_m i_{sq} \quad (6.8)$$

şeklinde olur. Bu sonuç (6.8) rotor akısının sadece L_m ve i_{sq} 'ya bağımlı olduğunu göstermektedir. Böylece (6.2) eşitliği (6.9) eşitliğine dönüşür.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \Psi_r \quad (6.9)$$

(6.9) denklemindeki sabit olan ifadeler,

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \quad (6.10)$$

olarak yazılır. Böylece moment ifadesi,

$$T_e = K_t i_{sq} \quad (6.11)$$

şeklinde en basit hale getirilerek, momentin yalnızca i_{sq} akımıyla değişmesi sağlanmıştır.

Simülasyon çalışmasında kullanılan asenkron motor parametreleri:

Motor gücü	: 2.2 kW
Besleme gerilimi Δ/Y	: 380/220 V
Stator direnci(R_s)	: 6 Ω
Rotor direnci(R_r)	: 6 Ω
Stator indüktansı (L_s)	: 0.2397 H
Rotor indüktansı(L_r)	: 0.2397 H
Ortak indüktans(L_m)	: 0.2264 H
Yük ataleti (J)	: 0.0053 kgm ²
Sürtünme katsayısı (B)	: 0.00114 Nm/s

6.3 Asenkron Motora Kayan Kip Kontrolünün Uygulanması

DYK stratejisi kayan kip kullanımı ile AC servo sürücü sistemlerin kontrol edilmesinde oldukça ilgi kaydetmiştir. Kayan kip birçok iyi özellikler sunmaktadır. Bunlar, parametre değişimlerine ve dış etkilere karşı duyarsız olması ve hızlı dinamik cevap vermesidir. DYK sisteminin belirleyici özelliği kontrolün farklı iki kontrol için anahtarlama yapmasıdır. Sistem yörüngesi anahtarlama yüzeyine ulaşmadan önce bir kontrol kuralı sistem yörüngesini kayma yüzeyine doğru yöneltir. Kontrol sisteminin tüm durumları anahtarlama yüzeyinde yer almaya zorlandığı zaman kayan kip meydana gelir. Kontrol sisteminin durumları kayma yüzeyine ulaştıncaya, sistem dinamikleri anahtarlama yüzeyi boyunca çatırtı yapmaya başlar. Bu durum belirsizliklerden ve dış etkilere bağımsızdır. Kayan kip kontrol, bu avantajından dolayı AC servo sistemlerin hız ve konum kontrolünde kullanılmaktadır.

Denklem (6.1) ile verilen motorun dinamik modelinden yola çıkılarak, kayan kip kontrolün asenkron motorun konum kontrolüne uygulanması için, x_1 (konum hatası) ve x_2 (açısal hız) gibi iki değişkene ihtiyaç vardır. Açısal konum ile açısal hız arasındaki bağıntı,

$$\theta_r = \int \omega_r dt \quad (6.12)$$

ile verilmektedir. Kayma yüzeyi x_1 ve x_2 gibi iki değişkenli faz düzleminde belirlenmektedir. Bu nedenle durum değişkenleri matematiksel formda,

$$x_1 = \theta_r^* - \theta_r \quad (6.13)$$

$$x_2 = -\omega_r \quad (6.14)$$

olarak seçilmiştir. Burada;

x_1 : Konum hatası (Referans değer ile gerçek değer arasındaki fark)

x_2 : Rotorun açısal hızı

Denklem (6.13)'ün türevi alınıp, denklem (6.14) ile eşitlenirse,

$$\dot{x}_1 = -\dot{\theta}_r = -\omega_r = x_2 \quad (6.15)$$

elde edilir. Denklem (6.14)'ün türevi alınır ve denklem (6.1)'den $d\omega_r/dt$ çekilip, (6.14)'de yerine yazılırsa,

$$\dot{x}_2 = -\frac{d\omega_r}{dt} = (-bT_e + bT_i + \alpha x_2) \quad (6.16)$$

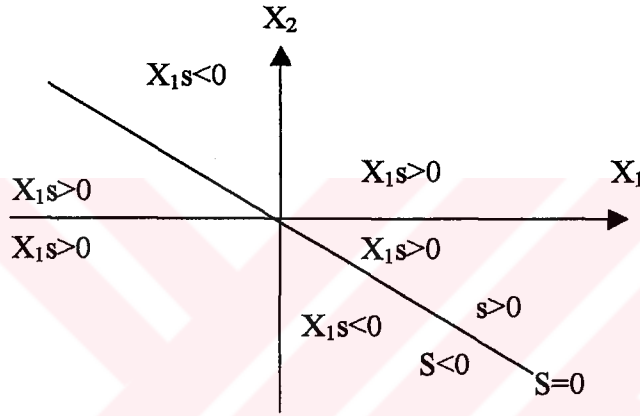
elde edilir. Burada,

$$a = \frac{pB}{2J}, \quad b = \frac{p}{2J}$$

bağıntıları mevcuttur. Yukarıda elde edilen durum denklemleri matrisel formda,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_t b \end{bmatrix} i_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} T_l \quad (6.17)$$

şeklinde yazılabilir. Elde edilen durum denklemlerine ait faz düzleminde seçilen kayma yüzeyi Şekil 6.1'de gösterilmiştir.



Şekil 6.1 Faz düzleminde seçilen kayma yüzeyi

Matematiksel formda, kayma yüzeyi konum ve açısal hıza bağlı olarak,

$$S = Cx_1 + x_2 \quad (6.18)$$

şeklinde seçilir. Kayan kip kontrolün gerçekleşebilmesi için, seçilmiş olan kayma yüzeyi denkleminin, Lyapunov kararlılık kriterlerini sağlaması gerekir. Bu kriterlere göre,

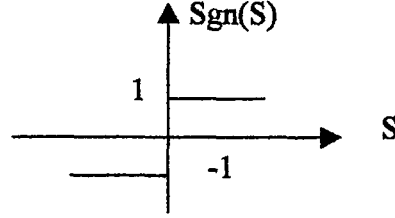
$$1) S \dot{S} < 0 \rightarrow \forall S \quad (6.19)$$

$$2) x_1 \rightarrow 0, x_2 \rightarrow 0, S(t) = 0 \quad (6.20)$$

sağlanmalıdır. Denklem (6.19) eşitliğinin sağlanması, yörüngenin üstel olarak kararlı bir şekilde kayma yüzeyine yöneleceğini, denklem (6.20) eşitliğinin sağlanması ise, kayan kip kontrolörlü kapalı çevrimli sistemin asimtotik olarak kararlı olacağını ifade etmektedir. (6.11) denkleminde moment kontrolünü gerçekleştirecek kontrol kuralı,

$$i_{sq} = i_{eq} + d \operatorname{sgn}(S) \quad (6.21)$$

şeklinde seçilebilir. Kontrol kuralı denkleminde verilen $\operatorname{sgn}(S)$ fonksiyonu Şekil 6.2’de gösterilmiştir.



Şekil 6.2 Sgn(S) fonksiyonu

Kontrol kuralındaki eşdeğer kontrol i_{eq} , $S=0$ ve $\dot{S}=0$ eşitlikleri ile bulunur. Denklem (6.21)’de verilmiş olan kontrol kuralı eşitliği, denklem (6.19) ve (6.20)’de verilmiş olan Lyapunov kararlılık kriteri eşitliklerini sağlamalıdır. Bu eşitliklerin sağlanması durumunda, yörünge anahtarlama yüzeyi boyunca hareket edebilir. Denklem (6.18) eşitliğinin türevi alınırsa,

$$\dot{S} = C \dot{x}_1 + \dot{x}_2 \quad (6.22)$$

elde edilir. Denklem (6.16) eşitliğini, (6.22)’de yerine yazılırsa,

$$\dot{S} = C \dot{x}_1 + \frac{P}{2J} (Bx_2 + T_l - T_e) = 0 \quad (6.23)$$

olarak bulunur. Denklem (6.11) eşitliği kullanılarak, (6.23) eşitliği tekrar düzenlenirse,

$$\dot{S} = C \dot{x}_1 + \frac{P}{2J} (Bx_2 + T_l - K_t i_{sq}) = 0 \quad (6.24)$$

olarak bulunur. $S=0$ için $\operatorname{sgn}(S)=0$ olduğuna göre,

$i_{sq} = i_{eq}$ elde edilmiş olur.

$x_1 = x_2$ alınarak, denklem (6.24) eşitliği yeniden yazılırsa,

$$\dot{S} = C x_2 + \frac{P}{2J} (Bx_2 + T_l - K_t i_{eq}) = 0 \quad (6.25)$$

elde edilir. Bu denklemden,

$$\dot{S} = C x_2 + \frac{P}{2J} Bx_2 + \frac{PT_l}{2J} - \frac{PK_t i_{eq}}{2J} = 0 \quad (6.26)$$

olarak bulunur. Denklem (6.26) eşitliğinden i_{eq} eşdeğer kontrol kuralı çekilirse,

$$i_{eq} = \left(Cx_2 + \frac{P}{2J}Bx_2 + \frac{PT_1}{2J} \right) \frac{2J}{PK_t} \quad (6.27)$$

$$i_{eq} = x_2 \left(\frac{C2J}{PK_t} + \frac{PB2J}{2JPK_t} \right) + \frac{T_1}{K_t} \quad (6.28)$$

$$i_{eq} = x_2 \left(\frac{C}{bK_t} + \frac{a}{bK_t} \right) + \frac{T_1}{K_t} \quad (6.29)$$

$$i_{eq} = \frac{a+C}{bK_t} x_2 + \frac{T_1}{K_t} \quad (6.30)$$

olarak bulunur. Gerçekte yük momenti T_1 'yi belirlemek zordur. Bu nedenle K maksimum yük momenti alınarak (6.21) eşitliği şu şekilde ifade edilebilir.

$$i_{sq} = \alpha_2 x_2 + d \operatorname{sgn}(S) \quad (6.31)$$

Burada,

$$i_{eq} = \alpha_2 x_2 \quad (6.32)$$

ve

$$\alpha_2 = \frac{a+C}{bK_t} \quad (6.33)$$

olmak üzere, denklem (6.33) eşitliği, (6.24)'de yerine yazılırsa,

$$\dot{S} = C\dot{x}_1 + \frac{P}{2J}(Bx_2 + T_1 - (\alpha_2 x_2 + d \operatorname{sgn}(S))K_t) \quad (6.34)$$

$$\dot{S} = Cx_2 + \frac{PBx_2}{2J} + \frac{PT_1}{2J} - \frac{PK_t d \operatorname{sgn}(S)}{2J} - \frac{Px_2 K_t}{2J} \left(\frac{C+a}{bK_t} \right) \quad (6.35)$$

$$\dot{S} = Cx_2 + \frac{PBx_2}{2J} + \frac{PT_1}{2J} - \frac{PK_t d \operatorname{sgn}(S)}{2J} - \frac{Px_2 CK_t}{2JbK_t} - \frac{Px_2 K_t a}{2JbK_t}$$

$$\dot{S} = Cx_2 + \alpha_2 x_2 + bT_1 - bK_t d \operatorname{sgn}(S) - Cx_2 - \alpha_2 x_2$$

$$\dot{S} = -\frac{PK_t d \operatorname{sgn}(S)}{2J} + \frac{PT_1}{2J} \quad (6.36)$$

olarak bulunur. Denklemin her iki tarafı S ile çarpılırsa,

$$S\dot{S} = -\frac{PK_t d S \operatorname{sgn}(S)}{2J} + \frac{PT_l}{2J} S \quad (6.37)$$

elde edilir.

$S \cdot \operatorname{sgn}(S)$: Her zaman için pozitiftir.

$S \cdot \operatorname{sg}(S) = |S|$ alınarak, denklem (6.37) eşitliği tekrar yazılırsa,

$$S\dot{S} = -\frac{PK_t d |S|}{2J} + \frac{PT_l}{2J} S \quad (6.38)$$

elde edilir. Kararlılık kriterine göre, $S\dot{S} < 0$ olmalıdır. Bu nedenle,

$$-\frac{PK_t d |S|}{2J} + \frac{PT_l}{2J} S < 0 \quad (6.39)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{PT_l}{2J} S &< \frac{PK_t d |S|}{2J} \\ T_l S &< K_t d |S| \end{aligned} \right\} \quad (6.40)$$

$$\frac{T_l}{K_t} < d \quad (6.41)$$

olmalıdır. K 'ya maksimum yük momenti denilirse,

$$\frac{K}{K_t} < d \quad (6.42)$$

şartı sağlanmalıdır. Kontrol işaretini konum hatasını içerecek şekilde tekrar düzenlenirse,

$$i_{sq} = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + d \operatorname{sgn}(S) \quad (6.43)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{S} = Cx_1 + \frac{P}{2J} (Bx_2 + T_l - K_t(\alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + d \operatorname{sgn}(S))) &= 0 \\ \dot{S} = Cx_1 + \frac{P}{2J} (Bx_2 + T_l - K_t i_{sq}) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6.44)$$

$$\dot{S} = Cx_2 + \frac{PBx_2}{2J} + \frac{PT_l}{2J} - \frac{PK_t \alpha_1 x_1}{2J} - \frac{PK_t \alpha_2 x_2}{2J} - \frac{PK_t d \operatorname{sgn}(S)}{2J} = 0 \quad (6.45)$$

$\alpha_2 = \frac{a+C}{bK_t}$ ifadesi, denklem (6.45)'de yerine konursa,

$$\left. \begin{aligned} \dot{S} &= -\frac{PK_t \alpha_1 x_1}{2J} - \frac{PK_t d \operatorname{sgn}(S)}{2J} + \frac{PT_l}{2J} + Cx_2 + \frac{PBx_2}{2J} - \frac{PK_t(C+a)x_2}{2JbK_t} = 0 \\ \dot{S} &= -\frac{PK_t \alpha_1 x_1}{2J} - \frac{PK_t d \operatorname{sgn}(S)}{2J} + \frac{PT_l}{2J} + Cx_2 + ax_2 - Cx_2 - ax_2 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (6.46)$$

elde edilir. Bu denklemden,

$$\dot{S} = -\frac{PK_t \alpha_1 x_1}{2J} - \frac{PK_t d \operatorname{sgn}(S)}{2J} + \frac{PT_l}{2J} = 0 \quad (6.47)$$

$$S\dot{S} = -\frac{PK_t \alpha_1 x_1}{2J} S - \frac{PK_t d S \operatorname{sgn}(S)}{2J} + \frac{PT_l}{2J} S \quad (6.48)$$

$$S\dot{S} = -\frac{PK_t \alpha_1 x_1}{2J} S - \frac{PK_t d |S|}{2J} + \frac{PT_l}{2J} S \quad (6.49)$$

olarak bulunur. Kararlılık kriterinden $S\dot{S} < 0$ olmalıdır. Bu nedenle denklem (6.49),

$$-\frac{PK_t \alpha_1 x_1}{2J} S - \frac{PK_t d |S|}{2J} + \frac{PT_l}{2J} S < 0 \quad (6.50)$$

olmalıdır. Buradan, maksimum yük momenti K için;

$$-\frac{PK_t \alpha_1 x_1}{2J} S < 0, -\frac{PK_t d |S|}{2J} + \frac{PK}{2J} S < 0$$

elde edilir.

$$-\frac{K_t \alpha_1 x_1}{J} S < 0 \quad (6.51)$$

$$-\frac{K_t d |S|}{J} + \frac{K}{J} S < 0 \quad (6.52)$$

$$\frac{K}{J} S < \frac{K_t d |S|}{J}$$

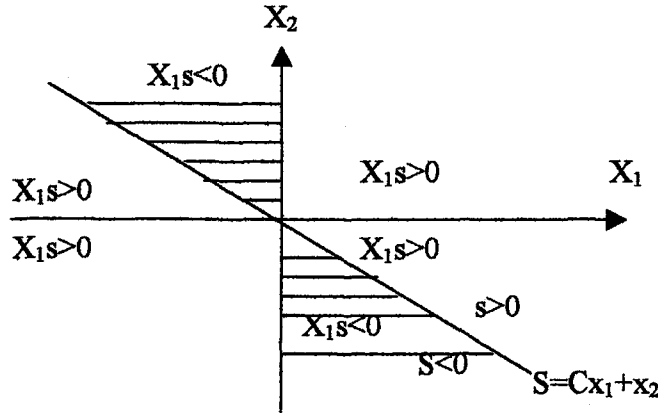
$$\frac{K}{K_t} < d \quad (6.53)$$

olmalıdır. Denklem (6.51) eşitliğinin gerçekleştiği Şekil 6.3 üzerinde açıklanmaktadır.

$x_1 S > 0$ ise $\alpha_1 > 0$

$x_1 S < 0$ ise $\alpha_1 < 0$

$x_1 s = 0$ ise $\alpha_1 = 0$ 'dır.



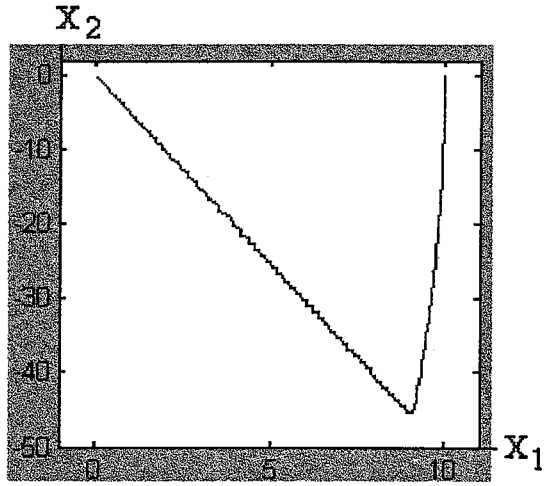
Şekil 6.3 Faz düzleminde denklem (6.51)'in gösterimi

Böylece (6.51) eşitliği Şekil 6.3'de gösterilmiştir.

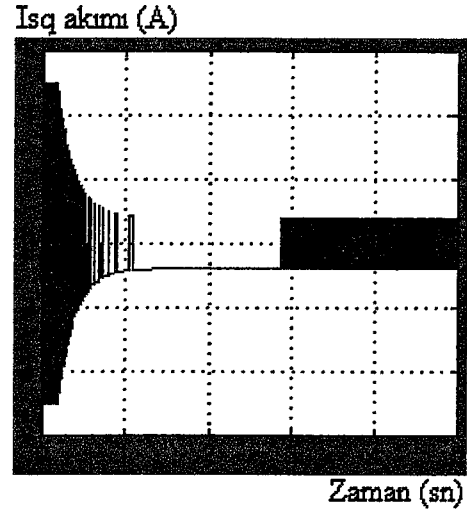
Bu şekilde yörünge anahtarlama yüzeyi boyunca çatırtı yapmakta ve gecikmeler meydana gelmektedir. Kontrol kuralındaki keskin fonksiyon sgn yerine kontrolü daha yumuşak bir hale getirmek için doyma fonksiyonu veya bulanık mantık kullanılmaktadır. Doyma veya bulanık mantık kullanılarak anahtarlama yüzeyi boyunca bir sınır tabaka oluşturulmaktadır. Böylece sistem yörüngesi bu sınır tabaka içinde tutularak, çatırtılar aza indirgenmekte veya ortadan kalkmaktadır. Yapılan çalışmada, elde edilen bu denklemler bulanık mantık teori ile birleştirilerek simülasyon modeli çıkarılmıştır (Şekil 6.9). Modelde bulunan FLC içindeki bulanık kural tabanları .fis uzantılı dosya içinde yazılmıştır. .fis uzantılı dosya, Şekil 6.9'da gösterilen simulink modeldeki diğer bloklarla birlikte çalışarak konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.5 ile Şekil 6.10'a bakıldığında kontrol işareti i_{sq} 'nin birbirinden farklı olduğu görülmektedir. Bulanık mantık uygulanması sonucu elde edilen kontrol işaretinde çatırtıların olmadığı görülmektedir.

Şekil 6.4'te asenkron motorun basitleştirilmiş alan yönlendirmeli kontrol modeline kayan kip kontrolünün doğal yapısı olan sgn(S) fonksiyonu uygulanmıştır. Modelin simülasyonu motorun yüksüz ve yüklü durumu için ayrı ayrı yapılmıştır. Her iki durum için de başarılı sonuçlar elde edilmiş ve bu sonuçlar grafiksel olarak gösterilmiştir.

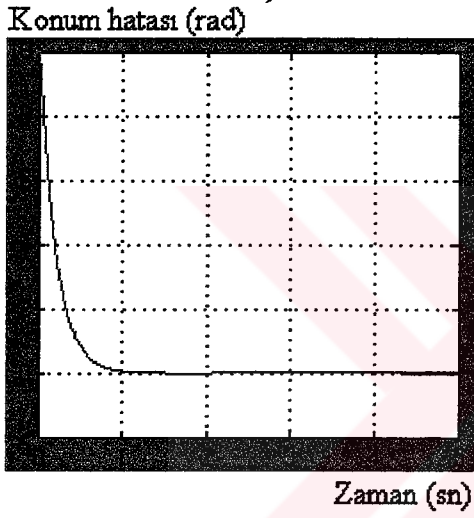
Simülasyon çalışmasında; motorun yüksüz durumu için kullanılan modelde, değişken parametreler $C=5$, $d=0.8$, $T_l=0$ olarak alınmıştır. Bu durum için elde edilen sonuçlar grafiksel olarak Şekil 6.5'te gösterilmiştir.



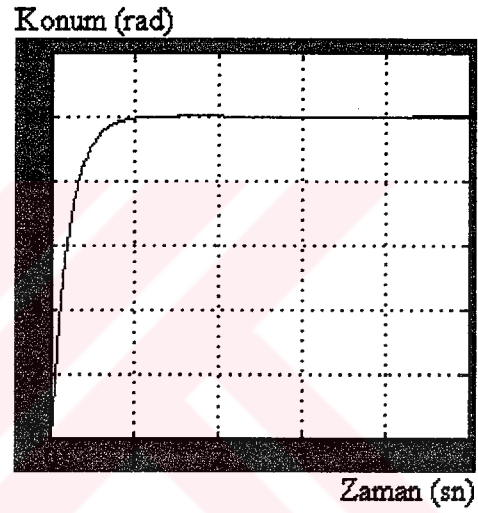
a)



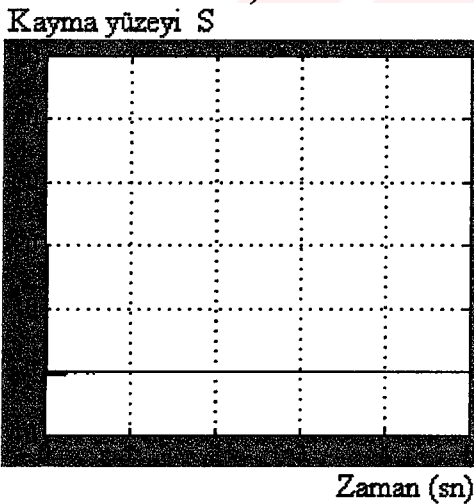
b)



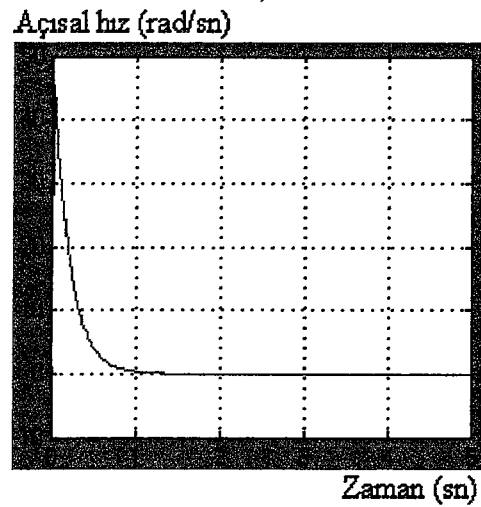
c)



d)



e)

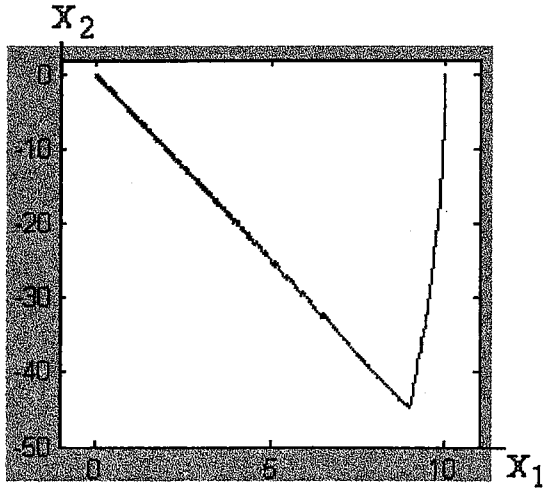


f)

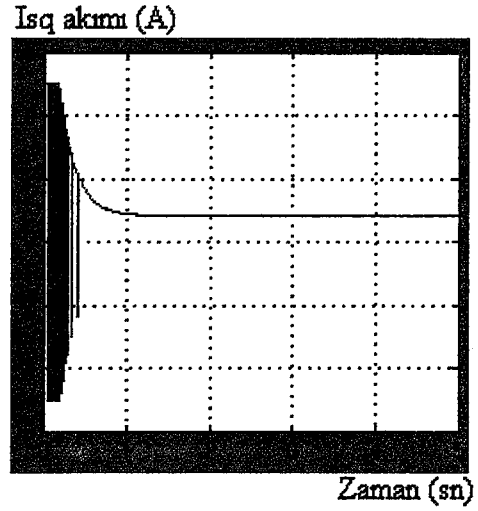
Şekil 6.5 Sınır tabakalı kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

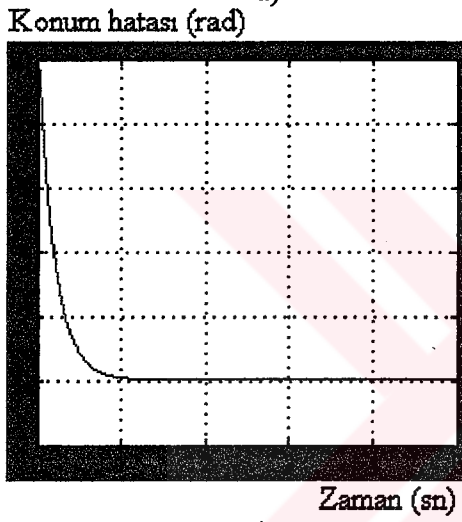
$$(\theta = 10, C=5, d=0.8, T_l=0, J=0.0053, B=0.00114)$$



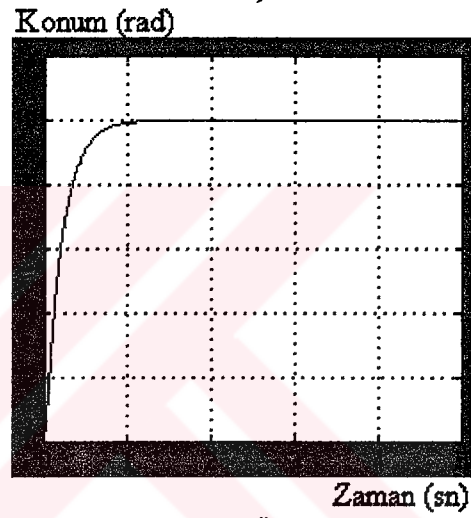
a)



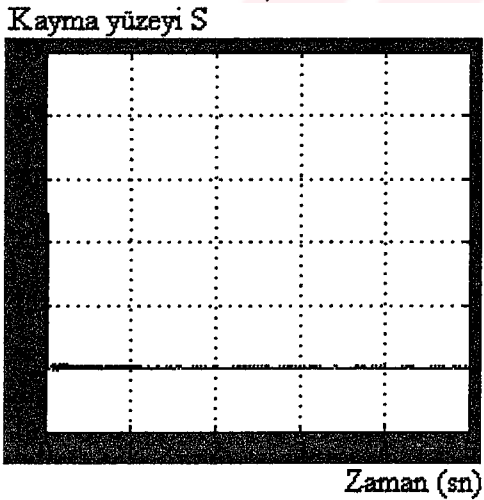
b)



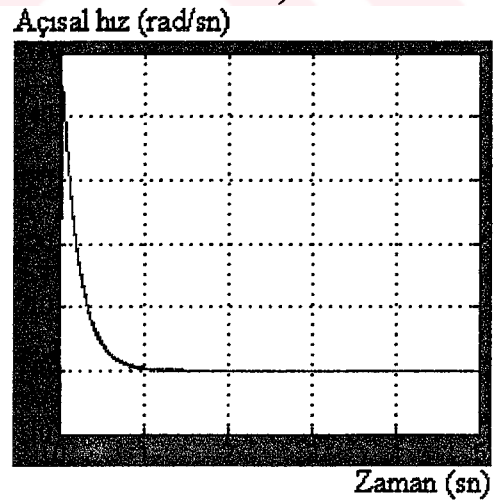
c)



d)



e)

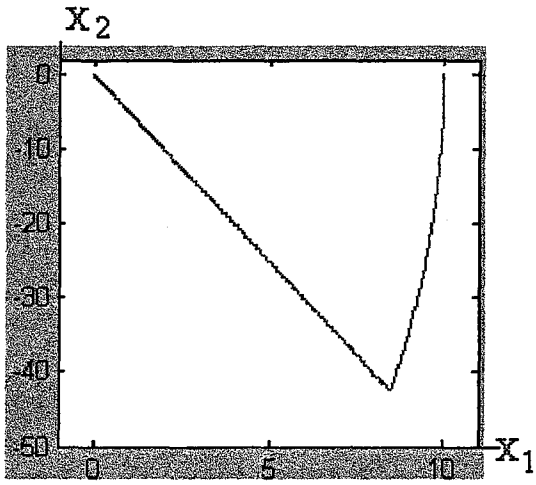


f)

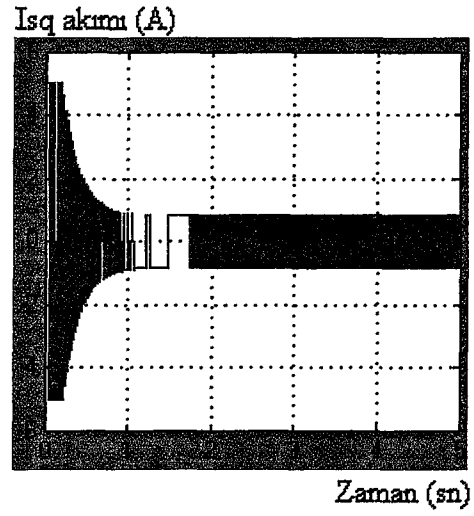
Şekil 6.6 Sınır tabakalı kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

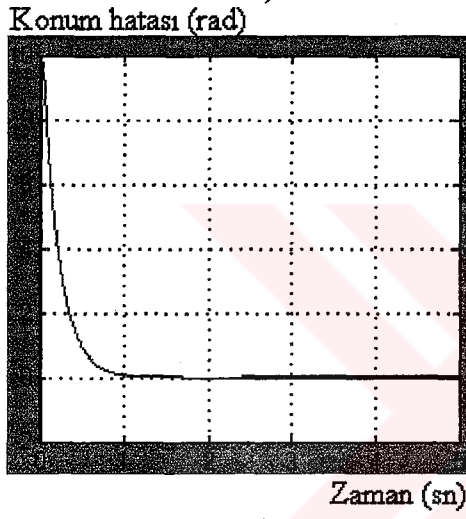
$$(\theta = 10, C=5, d=0.8, T_l=1, J=0.0053, B=0.00114)$$



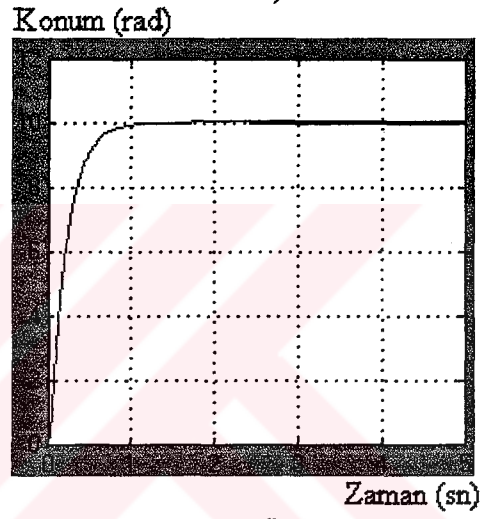
a)



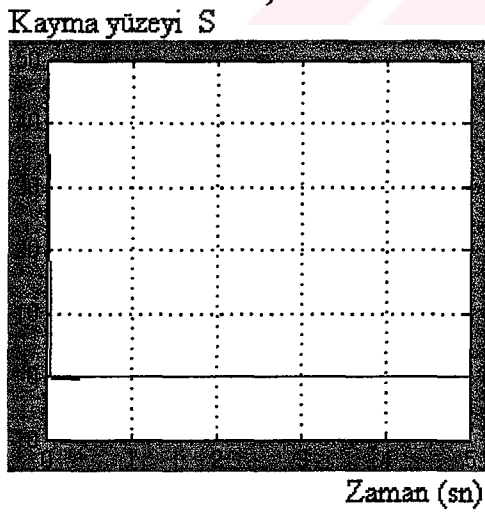
b)



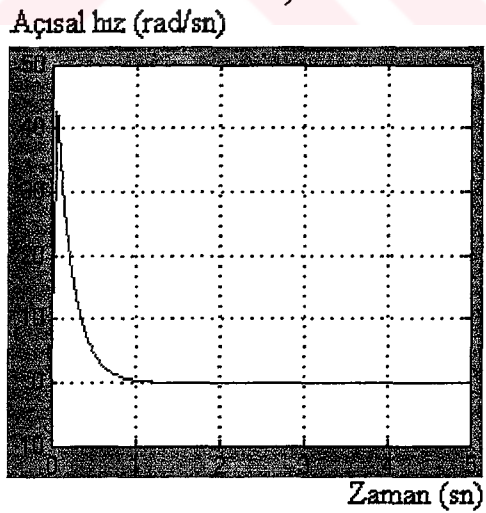
c)



d)



e)

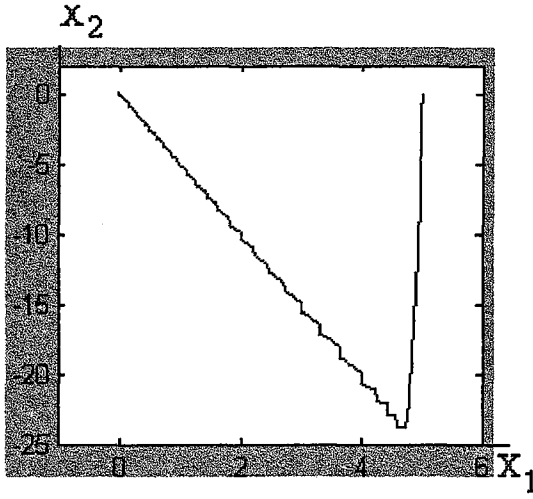


f)

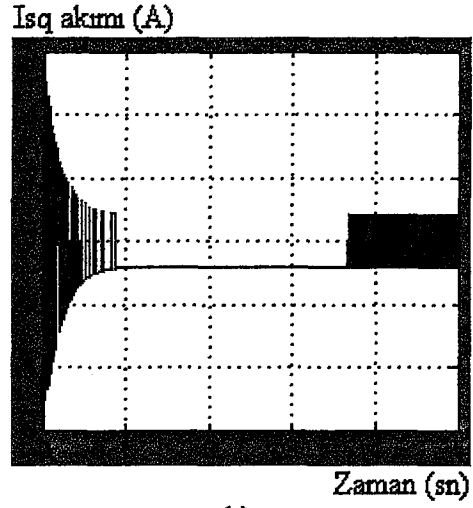
Şekil 6.7 Sınır tabakalı kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

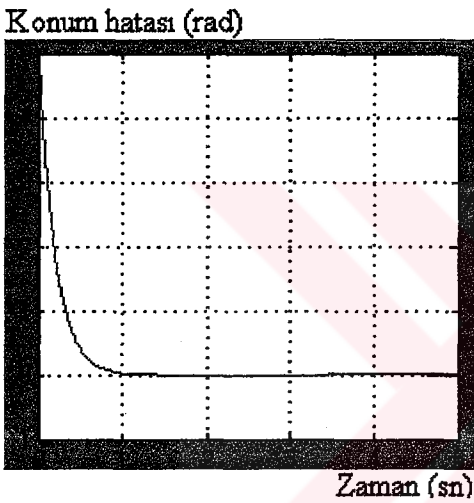
$$(\theta = 10, C=5, d=0.8, T_l=0, J=0.0106, B=0.00228)$$



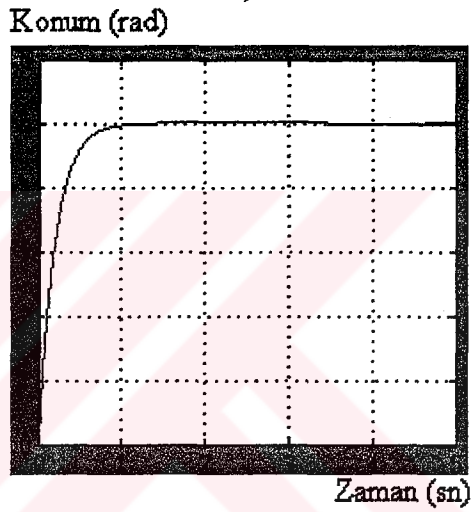
a)



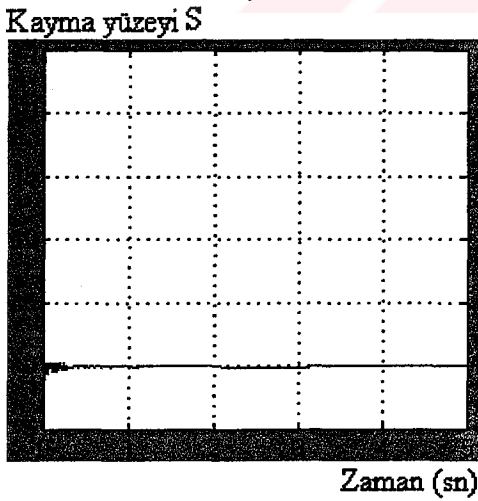
b)



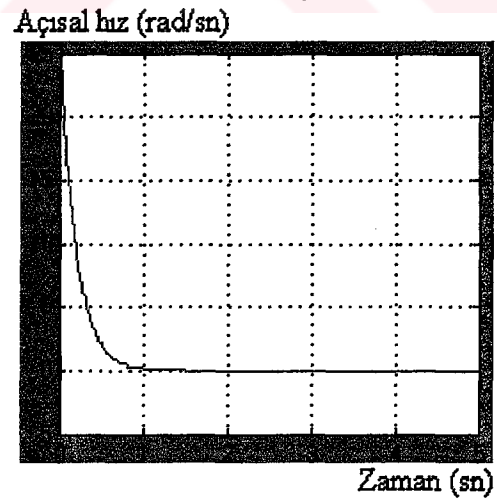
c)



d)



e)



f)

Şekil 6.8 Sınır tabakalı kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

$$(\theta = 5, C=5, d=0.8, T_l=0, J=0.0053, B=0.00114)$$

6.4 Asenkron Motora Bulanık-Kayan Kip Kontrolünün Uygulanması

FLC ilk kez 1970'lerde ortaya çıkmış ve modellemesi yapısal olarak zor olan sistemlerde kontrolör olarak dizayn edilmeye başlanmıştır. Günümüzde bulanık mantık aktif ve verimli bir araştırma haline gelmiştir. Birçok uygulamaları ile endüstriyel alanda uygulamalarının teorisi kadar iyi sonuçlar verdiği rapor edilmiştir. Bununla birlikte, şu anda FLC için sistematik bir dizayn prosedürü bulunmamaktadır. Bulanık mantık halen birkaç probleme sahiptir. Temel problemlerden biri, kapalı çevrim sistemin kararlılığının garantisinin olmaması ve yüksek dereceden sistemler için kontrolör dizaynının zor olmasıdır. Bu dezavantajlara karşılık, avantajlarından dolayı klasik kontrol teorilerinin FLC'e uygulanması kaçınılmazdır.

Bulanık kontrolörler, diğer kontrolörlerden farklı olarak sıkça kararlı bir başlangıç noktasından daha ziyade önsezisel başlangıç noktası etrafında dizayn edilir. Bu da bulanık kontrolörleri daha anlaşılır ve kontrol parametrelerini daha kolay değiştirme imkanı sağladığından avantajlı kılar. Kararlılığın genel olarak adreslenememesi dezavantajdır. Bu sebeple birçok yazar bulanık kontrolörlerin analizi için yöntem ve teorilerini dizayn yaptıktan sonra ileri sürmektedir.

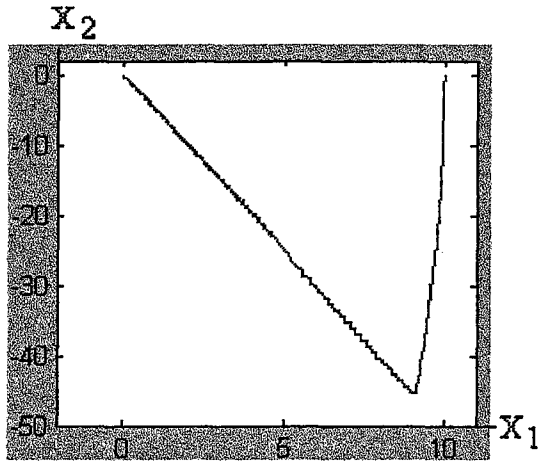
Belirsiz sistemler, motor kontrolü, robotik manipulatörleri gibi değişken yapıli sistemler, modern doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde önemli bir yer tutmaktadır. Değişken yapıli sistemlerin kontrolör dizaynında yörüngenin bir anahtarlama boyunca çatırtı yapması gibi bir zorluk vardır. Bu problemi iyileştirmenin yolu, kontrol süreksizliğinin dışında anahtarlama yüzeyinin her iki yanında olacak şekilde ince bir sınır tabaka düzenlemektir. Bu sınır tabaka düzgün bir doyma fonksiyonu ile gerçekleştirilir. Bu sınır tabaka içinde sistem yörüngesi asimtotik kararlı olduğu için bir sürekli durum hatası olabilir. Yörünge sınır tabakanın içine doğru sürüklenirken, oradan tekrar dışarı sürüklenebilir. Bulanık kontrol prensipleri ile kayan kip kontrol teorilerinin eksikliklerini düzeltme imkanı vardır. Bulanık-kayan kip kontrol, bulanık ve değişken yapıli sistem teorilerinin birleştirilmiş bir halidir. Bulanık kontrolörün belirleyici niteliklerinden biri geleneksel kontrol strateji tabanlı IF-THEN kuralları ve uzman kişinin deneyimleridir. Bulanık mantık, kayan kip kontrol ile kullanıldığında oldukça üstün bir başarı verir. Yörünge anahtarlama yüzeyini terk edebilir. Yörüngenin anahtarlama yüzeyini terk etme açısına göre büyük veya daha küçük bir kontrol işareti uygulayıp, yörüngenin yüzeye dönmesi sağlanmaktadır. Bulanık-kayan kip kontrol yöntemi ile dizayn edilen bir değişken yapıli sistem kontrolörü garantili kararlılık özellikleri sağlayabilir. Bu yaklaşımdaki temel problem ise kullanılan kural sayısının bir hayli fazla olmasıdır.

kaynaklanan süreksizlik, FLC içine yazılan kural tabanlarıyla sürekli hale getirilmiştir. Böylece çatırtıların ortadan kalkması sağlanmıştır. Yapılan bulanık kayan kip kontrol simülasyon çalışmasında, motor yüklü ve yüksüz durum için çalıştırılmıştır. Yüksüz durum için $C=5$, $d=0.8$, $T_l=0$ Nm. olarak alınmıştır. Yüklü durum için ise; $C=5$, $d=0.8$, $T_l=1$ Nm. olarak alınmıştır.

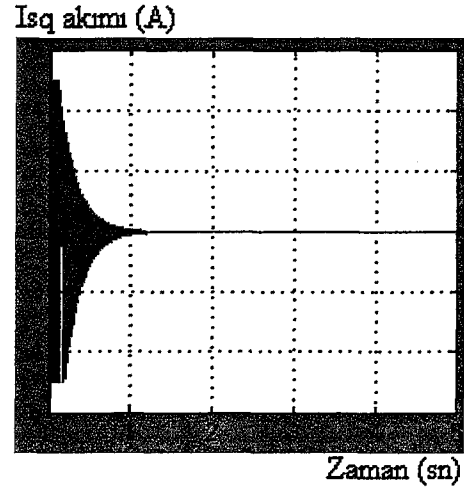
Her iki durum için yapılan simülasyon çalışmaları grafiksel olarak Şekil 6.10-6.13'de gösterilmiştir.

Grafikler incelendiğinde; bir önceki bölümde kayma yüzeyinde oluşan çatırtıların ortadan kalktığı görülmektedir. Bu şekilde tasarlanan bir kontrolörle klasik kayan kipte oluşan çatırtı sorunu giderilmiştir. Ancak, sistemin dinamiğini belirleyen ve kararlı çalışmasında etkili olan kayma yüzeyi eğimi C 'nin, optimum değerinin belirlenmesi bulanık mantık ile de giderilememiştir. Bulanık kayan kip kontrolör geleneksel kayan kip kontrolle kıyaslandığında, sadece çatırtıların ortadan kalktığı görülmektedir.

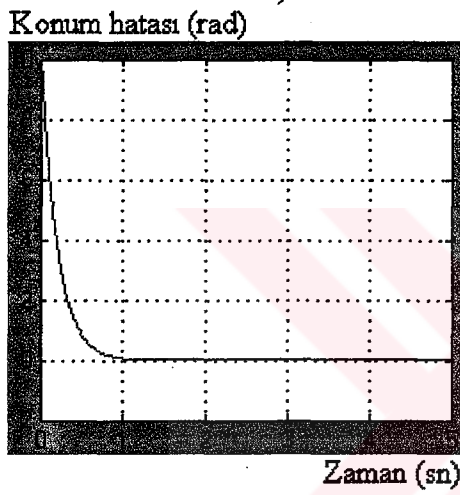
İşte bu nedenle, bulanık kayan kip kontrolörde eksiklik olarak görülen optimum C 'nin belirlenmesi genetik algoritmalar kullanılarak giderilmiştir.



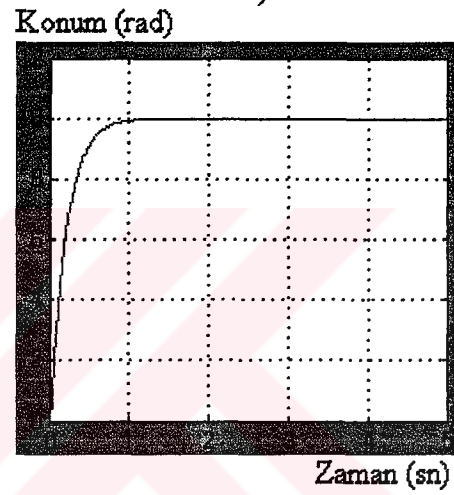
a)



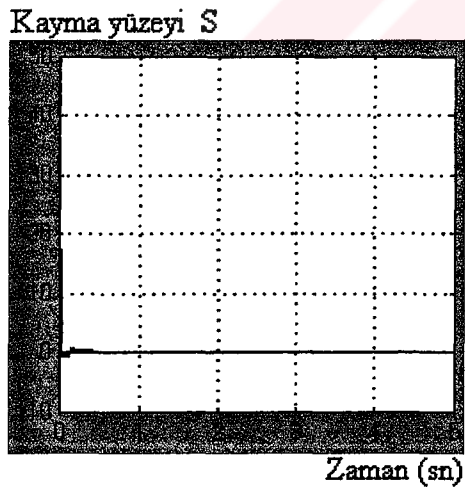
b)



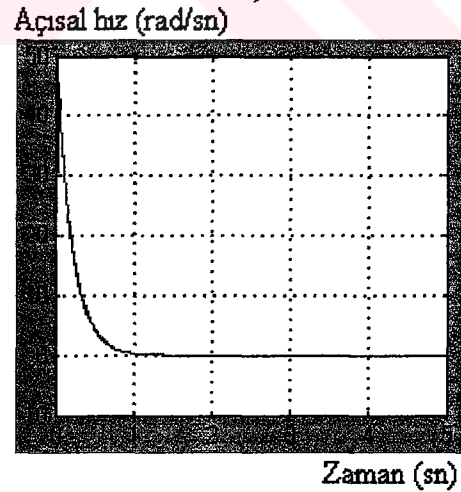
c)



d)



e)

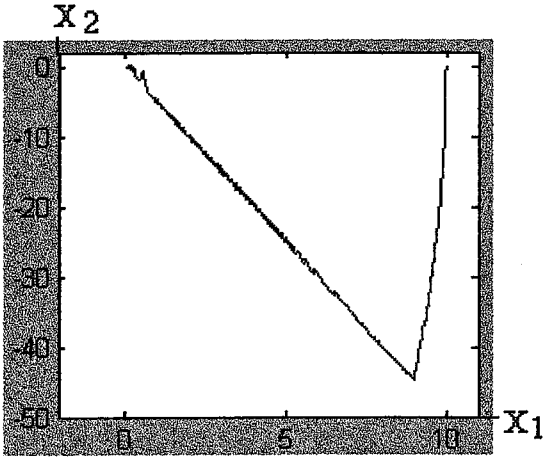


f)

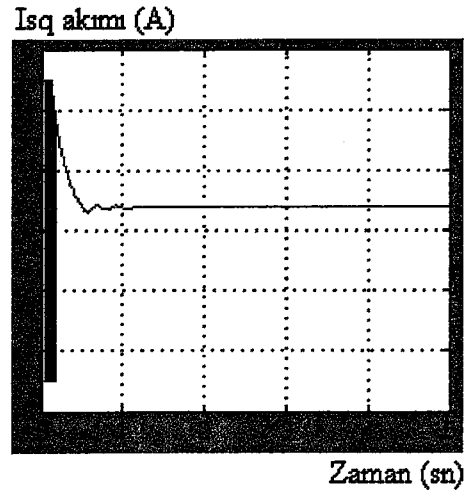
Şekil 6.10 Bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

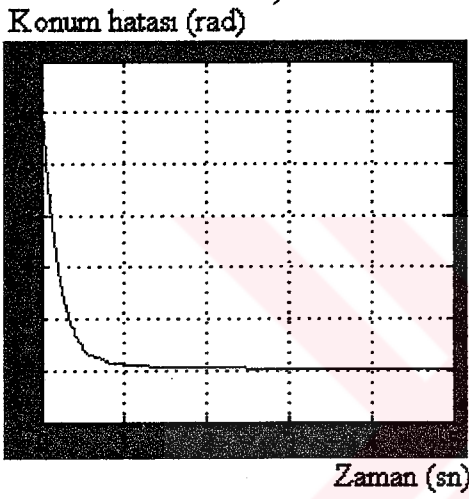
$$(\theta = 10, C=5, d=0.8, T_l=0, J=0.0053, B=0.00114)$$



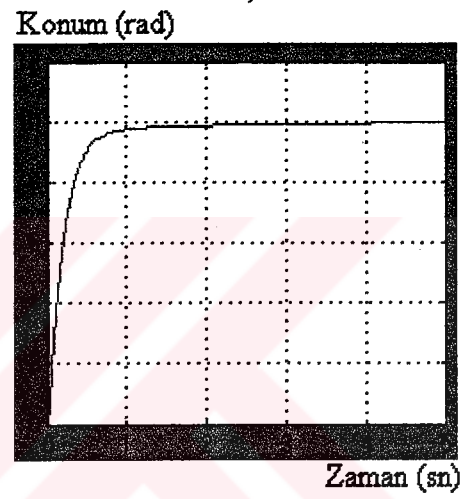
a)



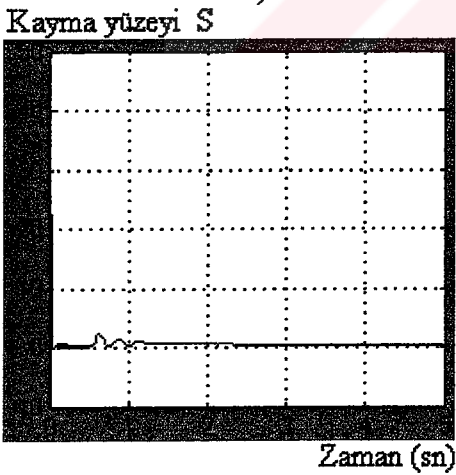
b)



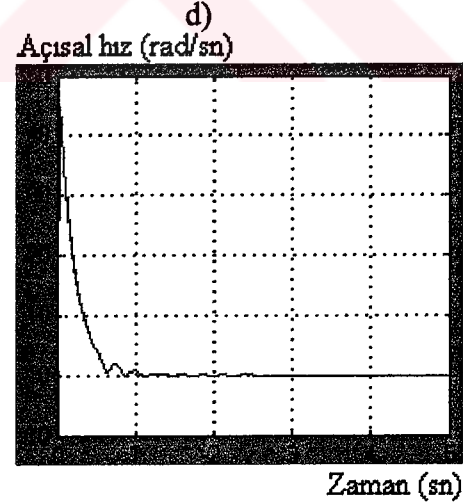
c)



d)



e)

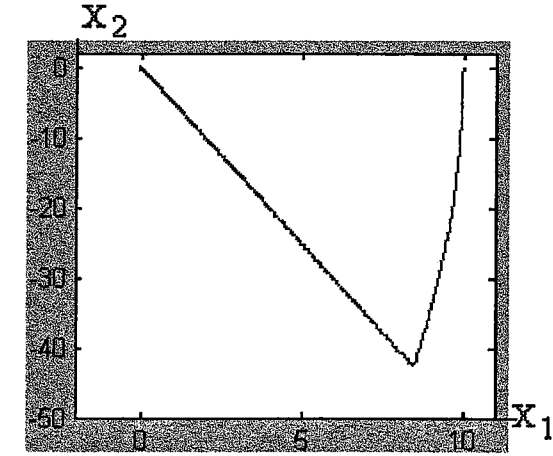


f)

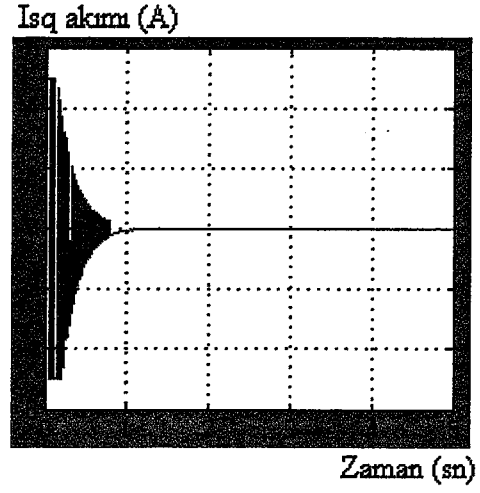
Şekil 6.11 Bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

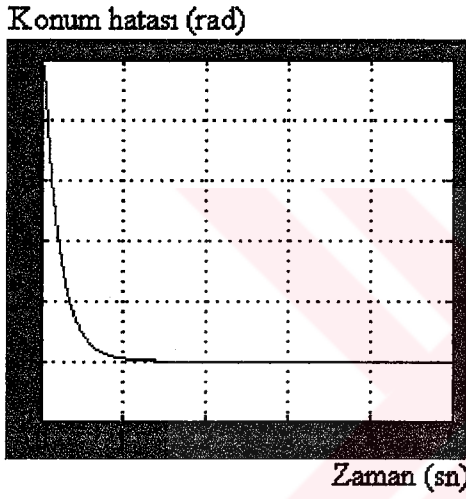
$$(\theta = 10, C=5, d=0.8, T_l=0, J=0.0106, B=0.00228)$$



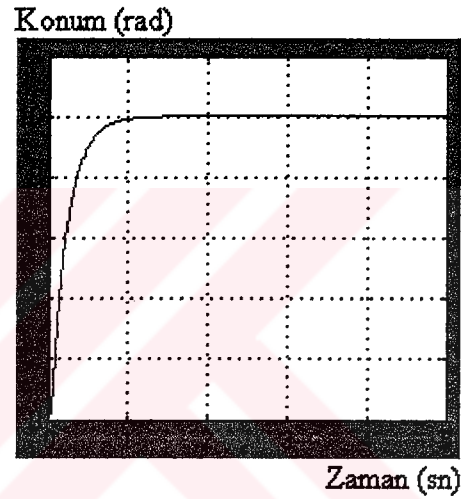
a)



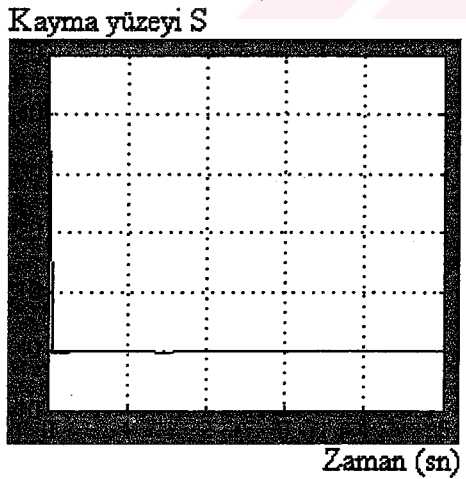
b)



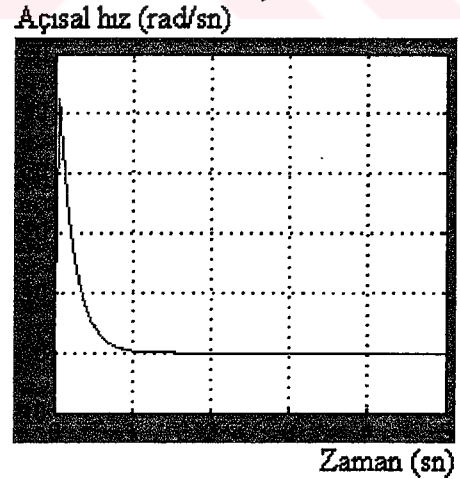
c)



d)



e)

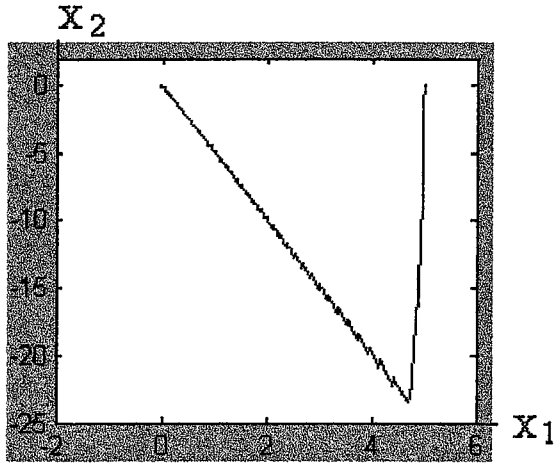


f)

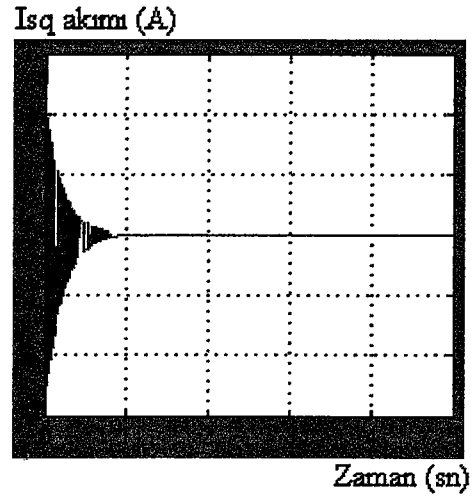
Şekil 6.12 Bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

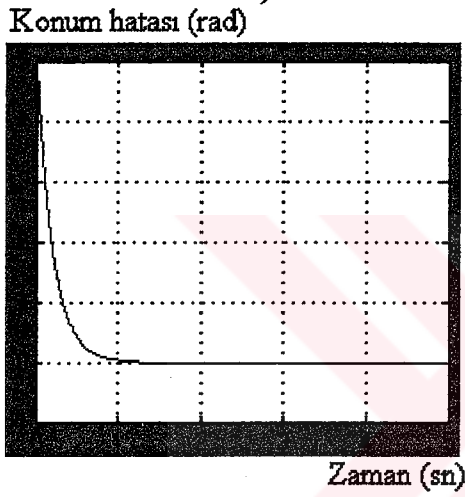
$$(\theta = 10, C=5, d=0.8, T_l=0, J=0.0106, B=0.00228)$$



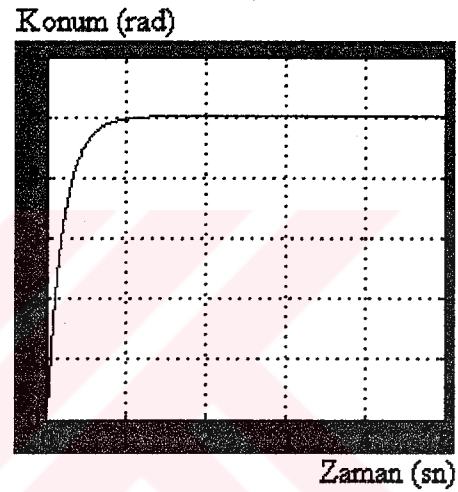
a)



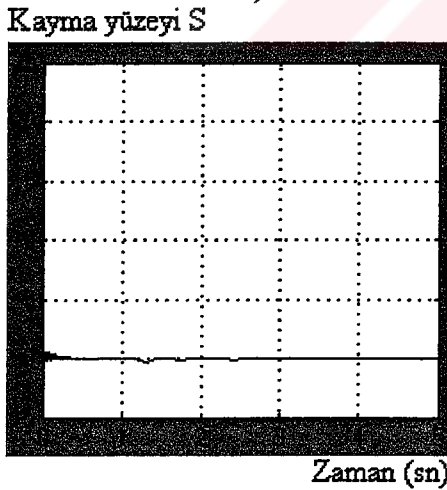
b)



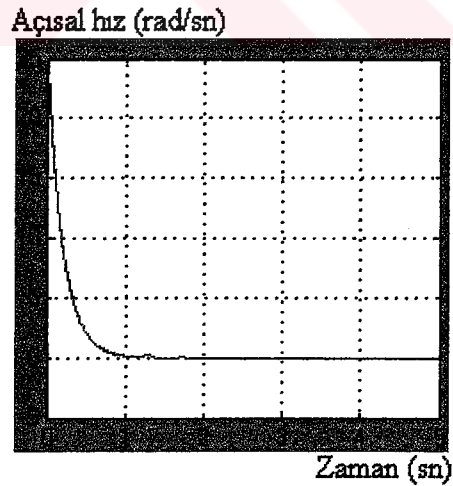
c)



d)



e)



f)

Şekil 6.13 Bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

$$(\theta = 5, C=5, d=0.8, T_l=0, J=0.0053, B=0.00114)$$

6.5 Asenkron Motora Genetik-Bulanık-Kayan Kip Kontrolünün Uygulanması

Geleneksel arama yöntemleri; hesaba dayanan, nümerik ve olasılıklı yöntemler olarak değerlendirilebilir. Bu yöntemlerin en büyük eksikliği aradıkları en iyi nokta, hareket noktasının yanındadır. Bu eksikliklerden dolayı rastgele arama yöntemleri gitgide önem kazanmaya başlamıştır. Genetik algoritmaların bu özelliğinden yararlanarak sistemin dinamik cevabını belirleyen kayma yüzeyi eğimi C bulunmuş ve bu C'ye göre optimum çözüm elde edilmiştir. Bu sonuçlar EK 2'deki MATLAB programıyla elde edilmiştir. Bu programda bulanık mantıkla oluşturulan süreklilik, doyma fonksiyonuyla oluşturulmuştur. Optimum C'nin bulunmasında kullanılan amaç fonksiyonu,

$$f = \exp\left\{-\frac{A}{T} \sum_{t=0}^T (x_i^2 + \Delta x_i^2) * t\right\} \quad \text{olarak alınmıştır. Amacımız konum kontrolü olduğu için}$$

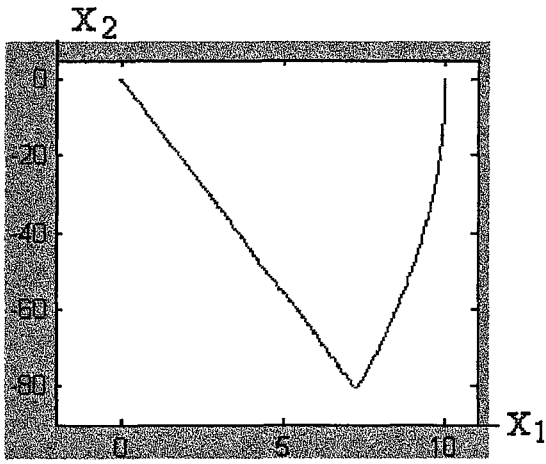
seçtiğimiz amaç fonksiyonu da buna uygun olmalıdır. Çünkü amaç fonksiyonu çözüm uzayındaki her bir noktanın ne kadar iyi bir çözüm olduğunu ortaya koyan bir fonksiyondur. Başka bir deyişle, çözümün istenen sonuca uygun olup olmadığını gösteren bir ölçüdür. Bulunan C katsayısı bu fonksiyonun uygunluk (fitness) derecesine göre elde edilmiştir. Elde edilen C katsayısı Şekil 6.9'daki bulanık-kayan kip kontrolörde yerine konarak daha başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

Elde edilen sonuçlar grafiksel olarak, Şekil 6.14'te motorun yüksüz durumu için ve Şekil 6.15'te ise motorun yüklü durumu için gösterilmiştir.

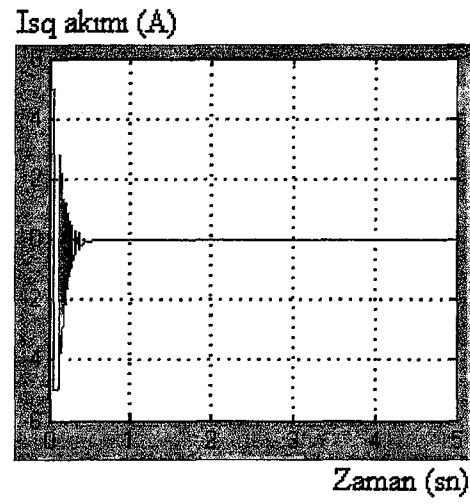
Yapılan simülasyonda, bulanık kayan kip kontrolde kullanılan aynı motor parametreleri kullanılmıştır. Değişken olarak kullanılan parametrelerde $d=0.8$ alınmıştır. Kayma yüzeyi eğimi, genetik algoritmalar kullanılarak $C=11.0696$ bulunmuştur.

Böylece bulanık mantık ve klasik kayan kip kontrolde denenerek belirlenen kayma yüzeyi eğimi, genetik algoritmalarla optimum olarak elde edilmiştir.

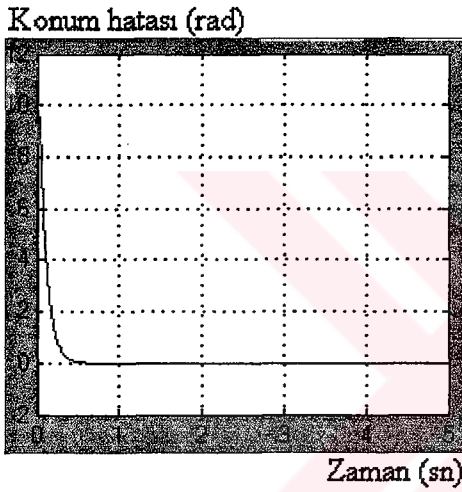
Grafiklerin analizi yapıldığında; optimum C'nin bulunarak bulanık kayan kipte yerine konmasıyla, sistemin cevap verme zamanı kısaltılmıştır (Şekil 6.14). C'nin önemini göstermek için, Şekil 6.18'de rastgele bir C ($C=30$) seçilmiş ve simülasyon buna göre yapılmıştır. Şekil 6.18 (a)'ya bakıldığında, yörüngenin kayma yüzeyinin dışına taştığı ve orijinden uzaklaştığı görülmektedir. Buna bağlı olarak da kontrol işaretinde çatırtıların olduğu ve konumun istenen referans değere oturtulamadığı görülmektedir. Bu durum C'nin ne kadar önemli olduğunu vurgulamaktadır.



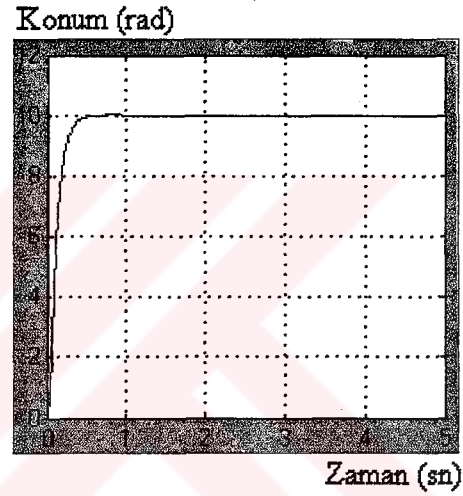
a)



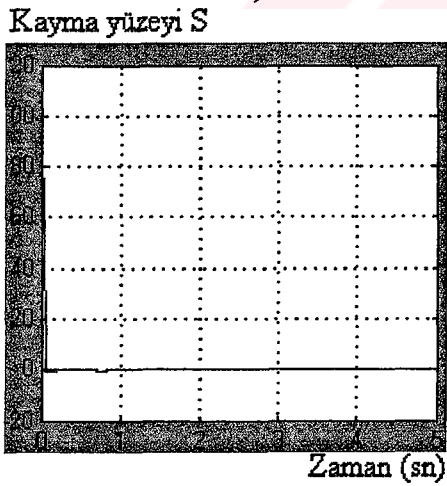
b)



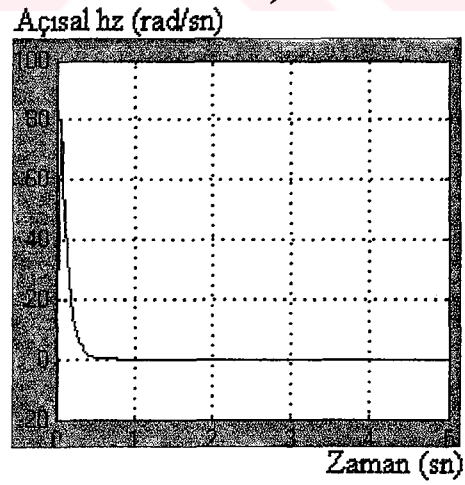
c)



d)



e)

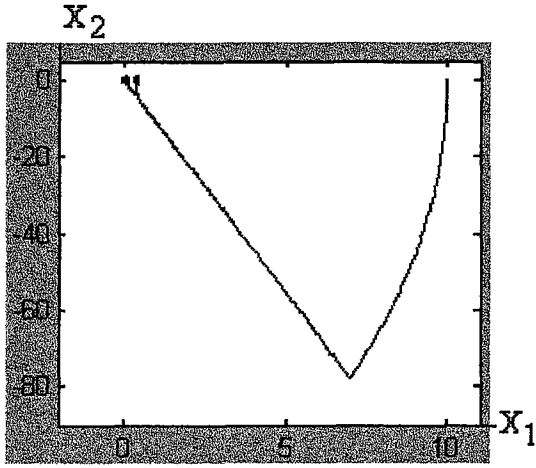


f)

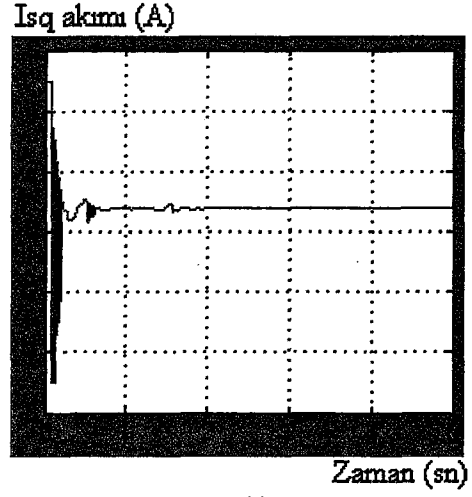
Şekil 6.14 Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

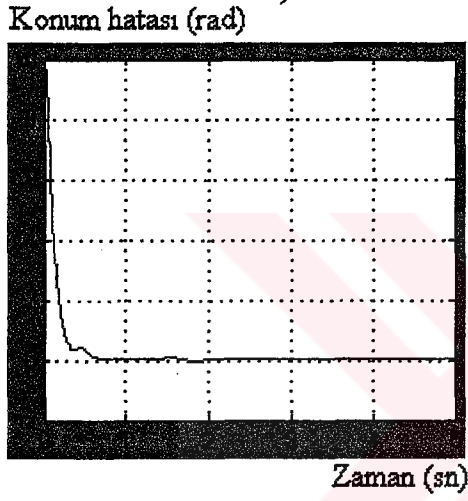
$$(\theta = 10, C=11.0696, d=0.8, T_l=0, J=0.0053, B=0.00114)$$



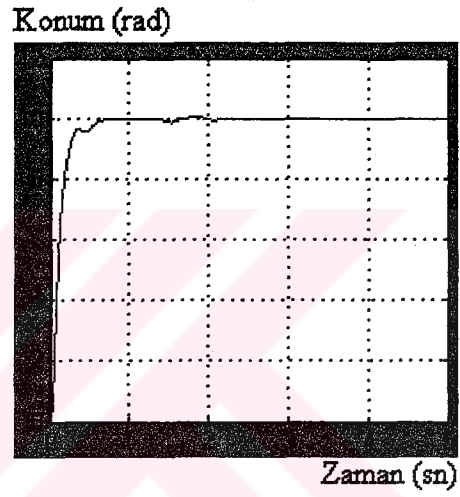
a)



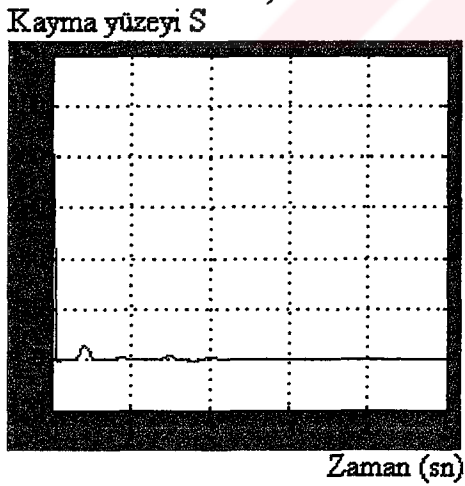
b)



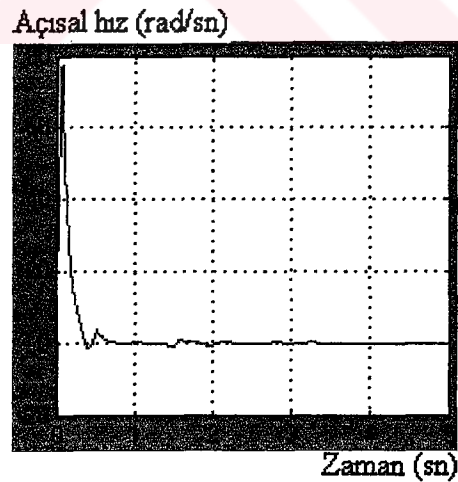
c)



d)



e)

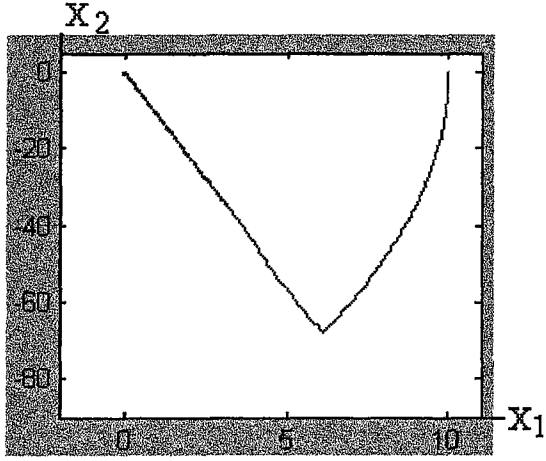


f)

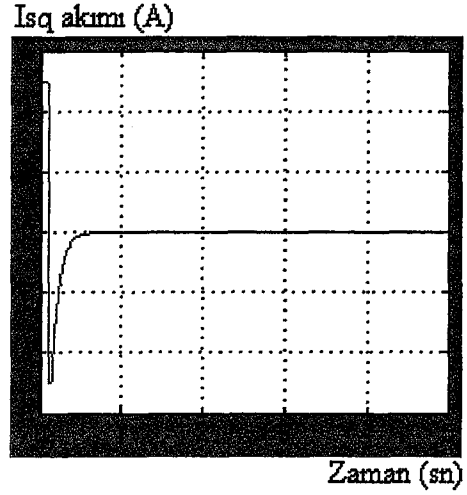
Şekil 6.15 Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

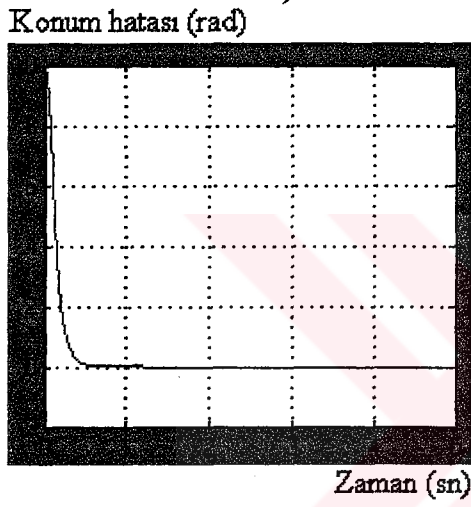
$$(\theta = 10, C=11.0696, d=0.8, T_I=1, J=0.0053, B=0.00114)$$



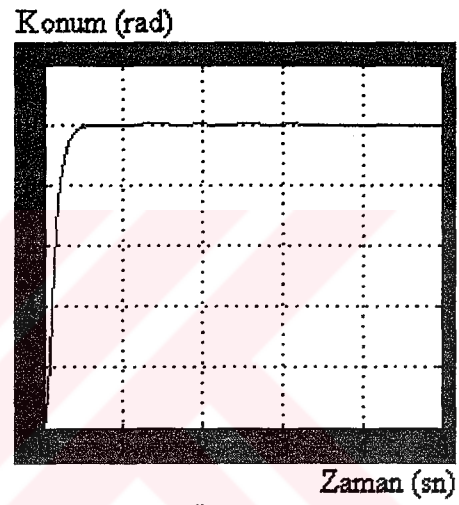
a)



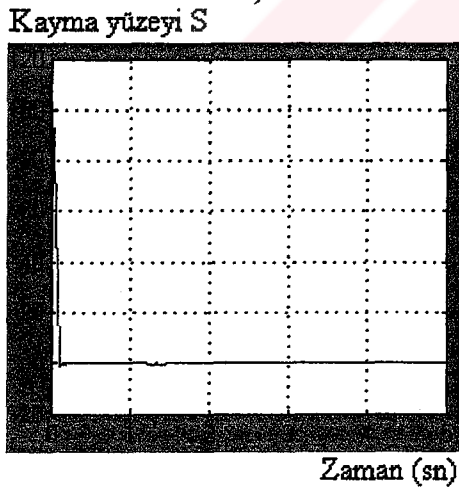
b)



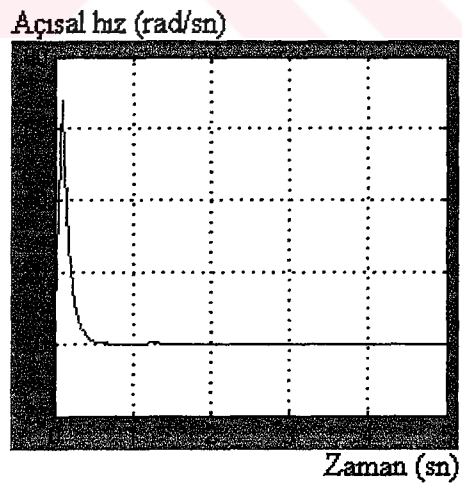
c)



d)



e)

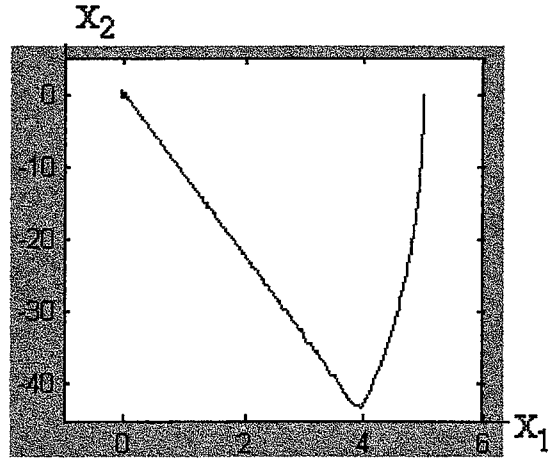


f)

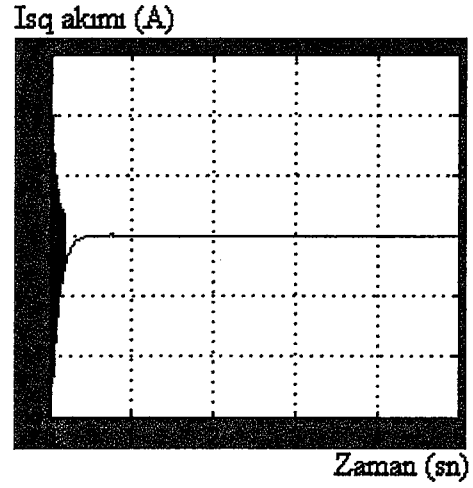
Şekil 6.16 Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

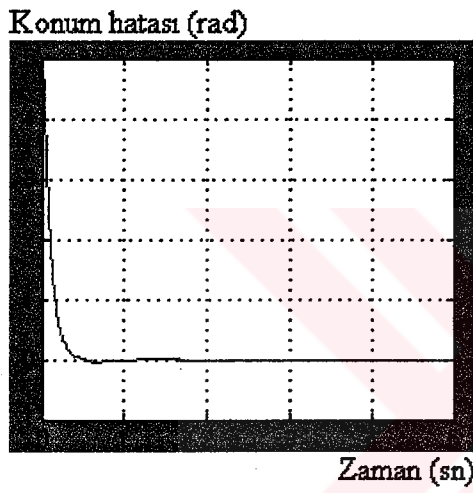
$$(\theta = 10, C=11.0696, d=0.8, T_l=0, J=0.0106, B=0.00228)$$



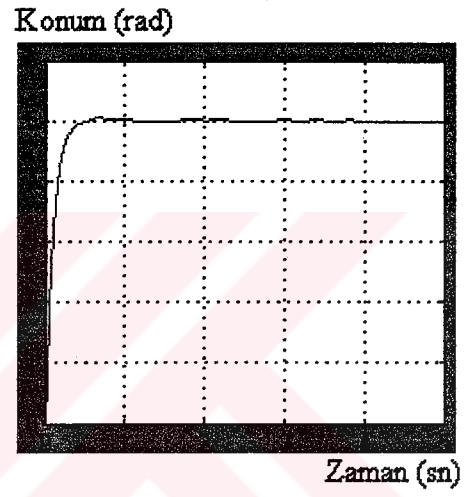
a)



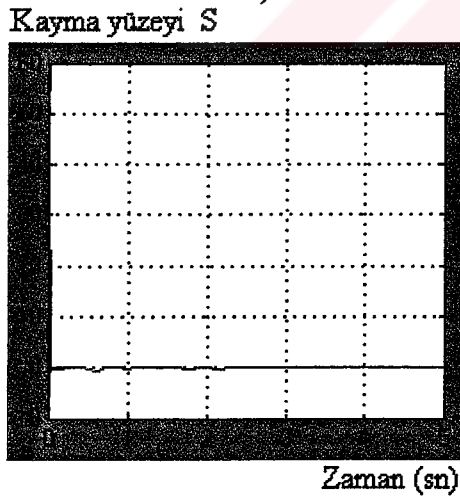
b)



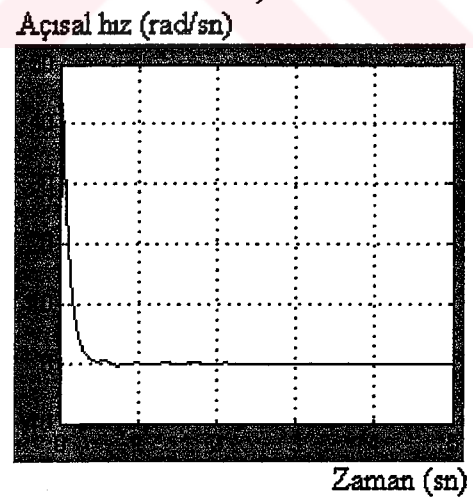
c)



d)



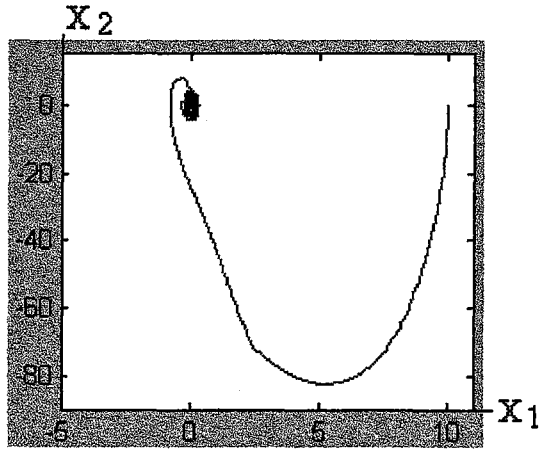
e)



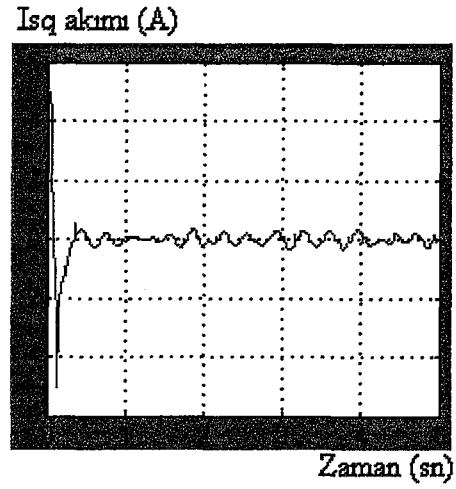
f)

Şekil 6.17 Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.
a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

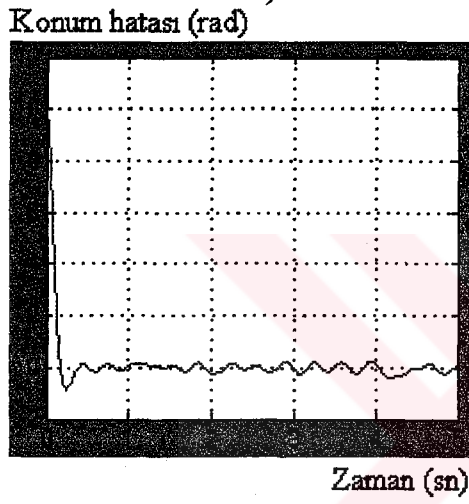
$$(\theta = 5, C=11.0696, d=0.8, T_l=0, J=0.0053, B=0.00114)$$



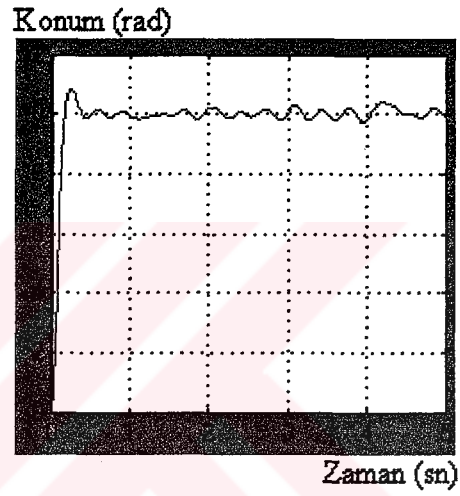
a)



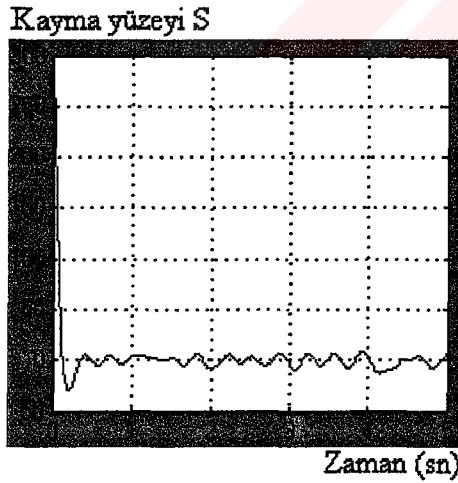
b)



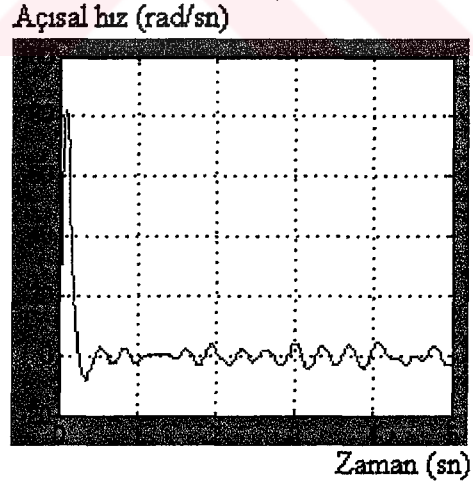
c)



d)



e)



f)

Şekil 6.18 Genetik bulanık kayan kip kontrolörlü servo sistem.

a) Faz düzleminde yörünge, b) Moment akımı, c) Konum hatası, d) Konum, e) Kayma yüzeyi ve f) Açısal hız.

$$(\theta = 10, C=30, d=0.8, T_l=0, J=0.0053, B=0.00114)$$

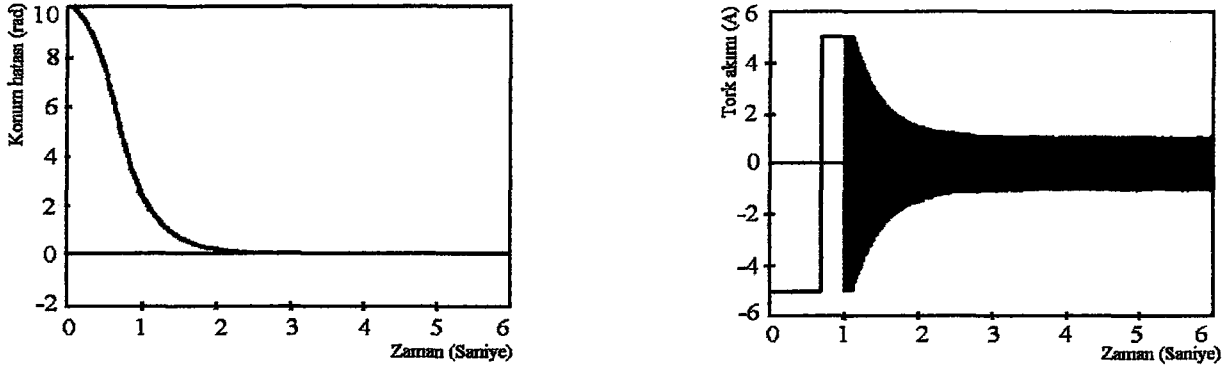
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışma, doğrusal olmayan bir sistem olan alan yönlendirmeli asenkron motorun kontrol gereksinimlerini karşılayan, sistemin dış bozuculara ve parametre değişimlerine karşı (J,B, gibi) dayanıklılığını sağlayan ve konum kontrolü yapan çatırtısız kayan kip kontrolör tasarımını içermektedir.

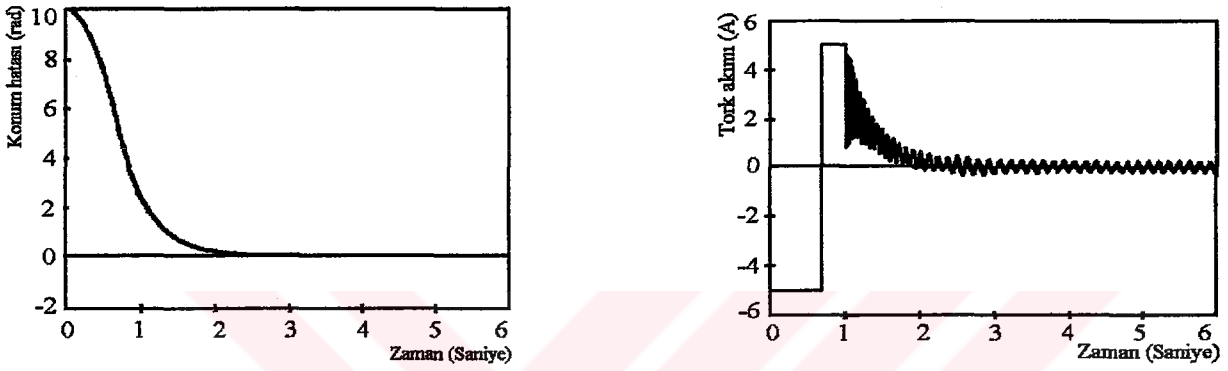
DYK sistemlerin kontrolör tasarımında, yörüngenin bir yüzey boyunca anahtarlama yapması (çatırtı oluşması), bir sorun olarak ortaya çıkmaktadır. Bu sorunu iyileştirmenin yolu; kontrol süreksizliğinin dışında, anahtarlama yüzeyinin her iki yanında olacak şekilde, ince bir sınır tabaka düzenlemektir. Bu sınır tabaka düzgün bir doyma fonksiyonu ile gerçekleştirilmektedir. Sistem yörüngesi asimtotik kararlı olduğu için bir sürekli durum hatası oluşabilir. Yörünge sınır tabakasının içine doğru sürüklenir. Yörünge sınır tabakasına ulaştıktan sonra, oradan tekrar dışarı sürüklenir. Yapılan bu çalışmayla, kayan kipte oluşan bu olumsuzluklar bulanık mantık teorisi kullanılarak giderilmiştir. Bulanık mantık ile kayan kip birlikte kullanılarak, yörüngenin anahtarlama yüzeyini terk etme açısına göre, daha büyük veya daha küçük bir kontrol işareti uygulanarak yörüngenin anahtarlama yüzeyine dönmesi sağlanmıştır. Bu yöntemle geleneksel kayan kip kontrolörde oluşan çatırtılar ortadan kaldırılmıştır. Sınır tabakasının düzenlenmesinde, kullanılan bulanık mantık kural tabanlarının oluşturulması uzman deneyimine ihtiyaç göstermektedir. Bu da dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Bu dezavantajın giderilmesi için, dilsel değişkenlerle oluşturulan kural tabanlarının sisteme uygulanmasıyla elde edilen sonuçlar değerlendirilerek, en iyi kural tabanları oluşturulmuştur. Dilsel değişkenlerin sayısı arttıkça, kural tabanların oluşturulması da zorlaşmaktadır. Yapılan çalışmada, yedi dilsel değişken kullanılarak, bulanık mantık kural tabanları oluşturulmuştur. Bulanık mantık kontrolörünün girişleri, anahtarlama değişkeni S ve anahtarlama değişkenindeki değişim olan Δs 'dir. Çıkış ise kontrol işareti olan I_{sq} 'dür.

Yörünge anahtarlama yüzeyini küçük bir açı ile terk ederken, küçük bir kontrol işareti ile tekrar yüzeye yönlendirilmiştir. Daha dik bir açı ile terk ederken, daha büyük bir kontrol işareti ile yüzeye yönlendirilmiştir. Yörünge anahtarlama yüzeyinin üzerinde ise herhangi bir kontrol işareti uygulamaya gerek yoktur.

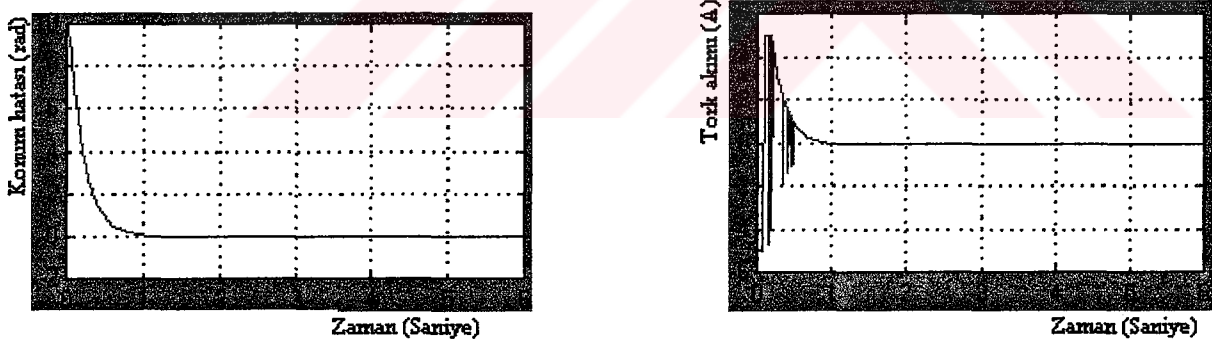
Bugüne kadar yapılan çalışmalarda; kayan kip kontrol teorisinde sistemin dinamiğini belirleyen ve kayma yüzeyi eğimi olarak tanımlanan C katsayısının, PID katsayıları gibi deneme yanılma yoluyla bulunduğu görülmüştür. Dolayısıyla, kontrolörlerde kullanılan C optimum olarak bulunamadığı için, kontrolörün başarımı da yüksek düzeyde olmamaktadır.



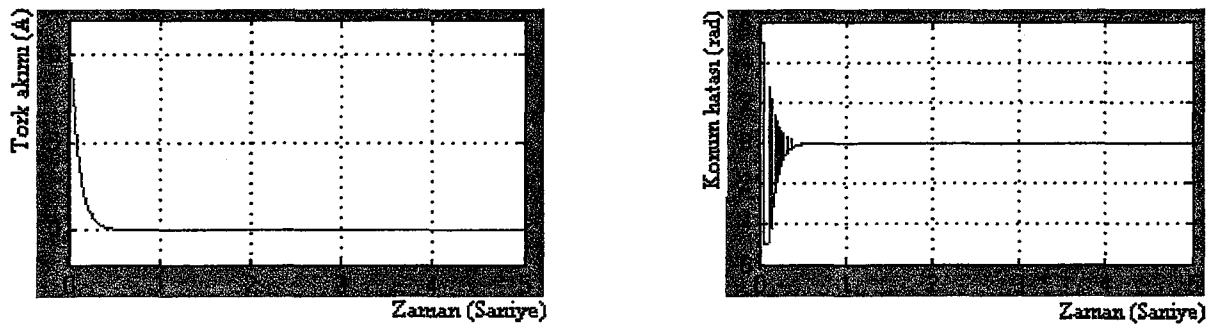
Şekil 6.19 Asenkron motora uygulanan geleneksel kayan kip kontrolörün adım cevabı (Won, 1993)



Şekil 6.20 Asenkron motora uygulanan alçak geçiren filtreli kayan kip kontrolörün adım cevabı (Won,1993).



Şekil 6.21 Asenkron motora uygulanan çatırtısız bulanık kayan kip kontrolörün adım cevabı



Şekil 6.22 Asenkron motora uygulanan çatırtısız genetik bulanık kayan kip kontrolörün adım cevabı

Bu çalışmada, genetik algoritmalar kullanılarak, optimum C elde edilmiş ve böylece kontrolörün başarımı yükseltilmiştir. Bu modern yöntemle, kontrolör tasarımı, C'nin bulunması için daha önce yapılan çalışmalardaki harcanan süre minimuma indirilmiştir. Bu durum Şekil 6.22'de gösterilmiştir.

Tasarlanan kontrolörün başarımı, geleneksel kayan kip kontrolör ve alçak geçiren filtre içiren kayan kip kontrolörle grafiksel olarak karşılaştırılmıştır. Grafikler incelendiğinde; geleneksel kayan kip kontrolörde çatırtıların oldukça yüksek olduğu görülmektedir ve daha sonra geliştirilen alçak geçiren filtreli kayan kip kontrolörle bu çatırtılar belli bir oranda azaltılmıştır. Şekil 6.19 ve Şekil 6.20'de, konum kontrolünde kullanılmış olan her iki kontrolörün de konum bilgisi adım cevabının aynı olduğu görülmektedir. Yapılan bu çalışmayla, geleneksel kontrolörlerde belirtilen eksiklikler (çatırtı ve sistemin cevap verme süresi) büyük oranda giderilmiştir. Çatırtılar bulanık mantık teorisi ile yok denecek kadar aza indirgenmiş ve sistemin cevap süresi de yarıya indirilmiştir. Bu durum Şekil 6.21'de gösterilmiştir. Genetik algoritmalar kullanılarak bulunan optimum C bulanık mantığa uygulanarak, sistemin cevap süresi biraz daha kısaltılmıştır. Bu durum Şekil 6.22'de gösterilmiştir.

Yapılan çalışmada, ayrı ayrı tasarlanan çatırtılı kayan kip kontrol, çatırtısız bulanık kayan kip kontrol ve çatırtısız genetik bulanık kayan kip kontrol aynı parametrelere sahip asenkron motora uygulanmıştır. Bu uygulamalarda, asenkron motorun yüklü ve yüksüz durumu için J ve B iki kat artırılarak sistemin bu parametre değişimlerine karşı dayanıklı olduğu gözlenmiştir. Ayrıca, rastgele ve uygun olmayan bir C katsayısının seçiminde, sistemin kararsızlığa gittiği veya oturma zamanının uzadığı görülmüştür. Elde edilen sonuçlar, konu içerisinde grafiksel olarak sunulmuştur.

Elde edilen sonuçlardan, tasarlanan kontrolörün başarımının yüksek olduğu ve geleneksel kontrolörden daha uygun olduğu kanıtlanmıştır. Böylece, asenkron motorun, sanayide servo uygulamalar için de uygun bir motor olduğu gösterilmiştir.

Bu çalışma, bilimsel ve teknolojik araştırmalara özellikle aşağıdaki katkıları sağlamaktadır.

- 1- Tasarlanan kontrolör, asenkron motorların sanayide servo uygulamalar için daha fazla yaygınlaşarak kullanılacağını ortaya koymuştur.
- 2- Geleneksel kayan kip kontrolörle bulanık mantık teorisi birleştirilip, kayma yüzeyi boyunca ince bir sınır tabaka oluşturularak, çatırtılar yok denecek kadar aza indirgenmiştir.

- 3- Tasarlanan kontrolörle, sistemin cevap verme süresi kısaltılmıştır.
- 4- Kayan kip kontrolörde sistem dinamiğini belirleyen C katsayısının optimum değeri bulunarak, başarıyı yüksek kontrolör elde edilmiştir.
- 5- Optimum C programla bulunduğu için, kontrolör tasarımında harcanan süre de minimuma indirilmiştir.
- 6- Önerilen model, bilgisayar benzetimi ile gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlarla yöntemin uygulanabilir olduğu kanıtlanmıştır.

Bundan sonraki çalışmalar; bulanık-kayan kip kontrol tasarımında, bulanık mantık kural tabanlarının oluşturulmasında uzman bilgisine olan ihtiyacın ortadan kaldırılmasını amaçlamalıdır. Bu sorun da genetik algoritmaların bulanık mantığa uygulanmasıyla giderilebilir. Bu sayede kural tabanların oluşturulması için harcanan zaman kaybı da önlenir. Böylece en iyi kural tabanları oluşturularak daha iyi bir başarımla elde edilebilir. Ayrıca, gerçek sistemin tam olarak modellenememesine neden olan ön kabullerin (ihmallerin) ortadan kaldırılması için, bu sistemlerin modellenmesinde başarılı sonuçlar veren Yapay Sinir Ağları (YSA) ile sistem modellenip, gerekli kontrolör parametre optimizasyonları sistemin matematiksel modeline gerek kalmadan yapılabilir. Bu kontrol algoritmaları birlikte çalıştırıldıklarında, ortaya oldukça başarımlı yüksek sonuçlar çıkabilir.

Bu tez, gelecekte “kayan kip kontrolör tasarımı”nda yapılacak bilimsel araştırmalara ışık tutması ve bu kontrolörün endüstride yaygın olarak kullanılabilecek duruma getirilmesinde referans bir çalışma olması noktasından önemlidir.

KAYNAKLAR

- Akın, E., (1994), “ Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi İçin Yöntem”, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, F.B.E.
- Ansuj, S., Shokooh, F., Schinziger, R., (1989), “Parameter Estimation for IM Based on Sensivity Analysis”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.25, No.6, pp.1035-1040, November-December.
- Astrom, K.J., Wittenmark, B., (1989), “Adaptive Control”, Addison-Wesley Pub.
- Atmaca H. ve Bulut M., (1995), “Bulanık Mantık Denetleyiciler Ve Uygulamaları”, Kara Harp Okulu Öğretim Başkanlığı, 1. Sistem Mühendisliği ve Savunma Uygulamaları, Ekim, Ankara.
- Bayer, K.H., Blaschke, F., (1977), “Stability Problems With the Control of Induction Machines Using the Method of Field Orientation”, IFAC Symposiyum on Control in Power Electronics and Drives, pp.483-492.
- Bose, K.B., (1987), “Microcomputer Control of Power Electronics and Drives”, IEEE press.
- Bose. K. B., (1988), “Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines”, IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol.35, No.1, pp.160-177.
- Bulut, M., (2001), “Doğru Akım Motorunun Genetik Algoritmalar Yardımıyla Bilgisayar Temelli PI-Tip Bulanık Mantık Kontrolü”, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, F.B.E.
- Chan, C.C., Wong H.Q., (1996), “New Scheme of Sliding Mode Control for High Performance Induction Motor Drives”, IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol.143, No.3, May, pp.177-185.
- Chen J., Tang P.C., (1999), “A Sliding Mode Current Control Scheme for PWM Brushless DC Motor Drives”, IEEE Transactions on Power Elctronics, Vol.14, No.3, May, pp.541-550.
- 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.
- Depenbrock, M., (1985), “Direkte (SelbstregeJung (DSR) für Hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterschaltung”, etz -Archiv Bd 7. pp.211 –218.
- Doki, S., Kinpara, Y ., Okuma, S., Sangwongwanich, S.,(1995), “Unified Interpretation of Indirect and Direct Vector Control”, Proc.of Power Conv. Conf., PCC Yokohama, pp.297-302, ISBN:O-7803-0471-3, 19-21 April ,Yokohama, JAPAN.
- Heineman, G., (1989), “Comparison of Several Control Schemes for AC Induction Motors Under Steady State and Dynamic Conditions”, EPE.
- Ertuğrul, M., Sabanovic, A., Kaynak, O., Erbatur, K., (1995), “A Novel Sliding Mode Control Approach For Autopilot Design” (In Turkish), First International Symposium on Aerospace and Higher Technologies, HITEKS'95, pp. 532-539, 8-10 March, Istanbul-Turkey.
- Ertuğrul, M., Kaynak, O., Sabanovic, A., (1995), “A Modification of the Classical Approach in Sliding Mode Control and Its Application to Automated Guided Vehicles”, Proc.International Workshop on Mechatronics Design and Modeling, MODISA'95, pp.119-130, 13-17 November, Ankara, Turkey.

Ertuğrul, M., Kaynak, O., (1997), "A Novel Modification in Sliding Mode Control For Chattering Elimination", Submitted to 1997 3rd Int. Workshop on Mechatronics Design and Modeling, MODISA '97, 15-18 September, Ankara, TURKEY.

Ferrah, A., Bradley, K.J., Asher, G.M., (1992), "An FFT-Based Novel Approach to Noninvasive Speed Measurement in IM Drives", IEEE Trans. on Inst. and Meas., Vol. 41, No.6, pp.797-802, December.

Fitzgerald, A. E. Vd. (1983). Electrical Machinery Mc Graw Hill Company.

Golberg, D.E., (1989), "Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning", Addison, Wesley P.C., ISBN 0-201-15767-5

Golberg, D.E., Korb, B. And Deb, K., (1989), "Messy Genetic Algorithms: Motivation, Analysis and First Results", Complex Systems, Vol.3, pp.493-530

Holtz, J., (1993), "The Induction Motor-A Dynamic System", Proc. IEEE 20th. Int. Conf. on Ind. Elec. Cont. and Instr., IECON'94, ISBN: 0-7803-1328-3, Vol.1, pp. 1-6, 5-9 September, Bologna, Italy.

Holtz, J., (1993), "Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives", Proc. IEEE Int. Conf. on Ind. Elec. Cont. and Instr., IECON'93, ISBN: 0-7803-0891-3, Vol.2, pp.649-654, 5-19 November, Hawaii, USA.

Hung, J.Y., Gao, W., Hung, J.C., (1993), "Variable Structure Control", A Survey, IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol.40, No.1, ISSN: 0278-0046, February.

Kazmierkowski, M.P., Sobczuk, D.L., (1996), "Sliding Mode Feedback Linearized Control of PWM Inverter Fed Induction Motor", 0-7803-2775-6/96\$4100, pp.244-249.

King P.J., Mamdani, E.H., (1977), "The Applications of Fuzzy Control Systems to Industrial Processes", Automatica, vol.3, pp.235-242.

Kruse, R., Nauck, D., (1995), "Learning Methods For Fuzzy Systems", Proc. 3rd German GI-Workshop Neuro-Fuzzy Systems, November, Germany.

McCann, R.A., Islam, M.S., Husain, I., (2001) "Application of a Sliding-Mode Observer for Position and Speed Estimation in Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.37, No.1, January/February

Tremaine, B. P., (1992), "Comparison of Fuzzy and Classical Control: Applied to Disc Drive Spindle Servos", Seagate Technology, Scotts Valley, CAY.

Nasar, S.A., (1987), Handbook of Electric Machines, Substitues Newyork. McGraw Hill, Second 3,4.

Ohtani, T., (1986), "A New Method of Torque Control Free from Motor Parameter Variation in Induction Motor Drives", IEEE / IAS AMCR, pp.203 -209.

Price, W.L., (1983), "Global optimization by Controlled Random Search", Journal of Optimization Theory and Applications, Vol.40, No.3, July.

Ross, Timothy J., (1995), "Fuzzy Logic with Engineering Applications", McGraw-Hill Inc., pp.469-514.

Sabanovic, A., İzosimov, D.B., (1981), "Application of Sliding Mode to Induction Motor Control", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.A-17, No.1, pp.41-49.

Sabanovic, A., Bilalovic, F., (1989), "Sliding Mode Control of AC Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.A-17, No.1, pp.41-49.

Sabanovic, A., (1994), "Chattering Free Sliding Modes, First Turkish Automatic Control", , April, Istanbul- Turkey.

Sabanovic, N., Sabanovic, A., Ertuğrul, M., (1994), "The Principals of Operation and Control of Switching Power Converters", Tübitak-MRC Technical Report, March.

Sangwongwanich, S., Doki, S., Yoncmoto, T., Okuma, S., (1990), "Adaptive Sliding Observers for Direct Field-Oriented Control of Induction Motors", Proc.IEEE Int.Conf.on Ind. Elec. Cont. and Instr., IECON '90 Asilomar, pp.915-920.

Sangwongwanich, S., (1993), "Generalized Controllers for Induction Motor Drive Systems", IEEE Proc.of Power Conv.Conf., PCC-Yokohama'93, ISBN: 0-7803-0471-3, pp.450-455, 19-21 April, Yokohama, Japan.

Shyu, K.K., Shieh, H.J.,(1995), "Variable Structure Current Control for Induction Motor Drives by Space Voltage Vector PWM", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.42, No.6, pp.572-577.

Slotine, J.J., Sastry, S.S., (1983), "Tracking Control of Nonlinear Systems Using Sliding Surfaces with Applications to Robot Manipulators", International Journal of Control, Vol.38, pp. 465-492.

Slotine, J.J., Li, W., (1991), "Applied Nonlinear Control", Prentice Hall

Stefanovic, V.R., (1995), "Opportunities in Motor Drive Research-A View form Industry", Proc. IEEE 21. Int. Conf. on Ind. Elec. Cont. and Inst., IECON'95, Vol.2, ISBN:0-7803-3026-9, 6-10 November, Orlando, Florida-USA.

Sugeno, M., (1985) "Industrial Applications of Fuzzy Control ", Elsevier Science Pub., USA.

Şahin, C., Sabanovic, A., Gökaşan, M., (1995), "Sliding Mode Flux Observer Based Robust Vector Control for Induction Motor", Proc. Int. Agean Conf.on Elec. Machines and Power Elec., ACEMP'95, Vol.2, pp.399-404, ISBN:975-429-081-4, 5-7 June , Kuşadası-Turkey.

Şahin, C., Sabanovic, A., Gökaşan, M., (1995), "Robust Position Control Based on Chattering Free Sliding Modes for Induction Motors", Proc. IEEE 21. Int. Conf. on Ind. Elec., Cont. And Inst., IECON'95, Vol.1, pp.512-517, ISBN:0-7803-3026-9, 6-10 November, Florida-Orlando, USA.

Şahin, C., Erbatur, K., Ertuğrul, M., Şabanoviç, A., (1996), "NN and Fuzzy Control Techniques for Motion Control Applications", Tübitak-MRC Technical Report, No.12-30, March.

Şahin, C., (1997), "Asenkron Motorlar için Algılayıcısız Akı Gözlemleyicisi ve Kontrolü", Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi F.B.E.

Utkin, V.I., (1977), "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, pp.212-222, April.

Utkin, V.I., (1978), "Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems", Mir Publisher Moscow, English edition.

Utkin, V.I., (1981), "Sliding Modes in Control Optimization", Springer-Verlag.

Üstün, S.V, (2001), "Asenkron Motorun DSP(Sayısal İşaret İşlemci) Temelli Kontrolunda Yapay Sinir Ağları ve Genetik Algoritmalar Kullanılarak PI Katsayılarının Optimizasyonu", Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, F.B.E.

Vas, P., (1990), "Vector Control of AC Machines", Oxford Univ. Press.

Wai, R.J., Liu, W.K., (2001), "Nonlinear Decoupled Control for Linear Induction Motor Servo-Drive Using the Sliding-Mode Technique", IEE Proc. Control Theory Appl., Vol.148, No.3, May.

Wang, W.J., Chen, J.Y., (1999), "A New Sliding Mode Position Controller with Adaptive Load Torque Estimator for an Induction Motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14, No.3, September.

Won, C.Y., Kim, D.H., Kim, S.C., Yoo,D.W., (1993), "Position Control of Induction Motor with a New Fuzzy-Sliding Mode Controller", ThH0406-9/93 \$3.00C1993 IEEE., PCC-Yokohama'93, pp.421-426.

Wong L.K., LeungF.H.F., Tam, P.K.S., (1999), " Control of PWM Inverter Using a Discrete-Time Sliding Mode Controller", IEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Peds'99, July, Hong Kong.

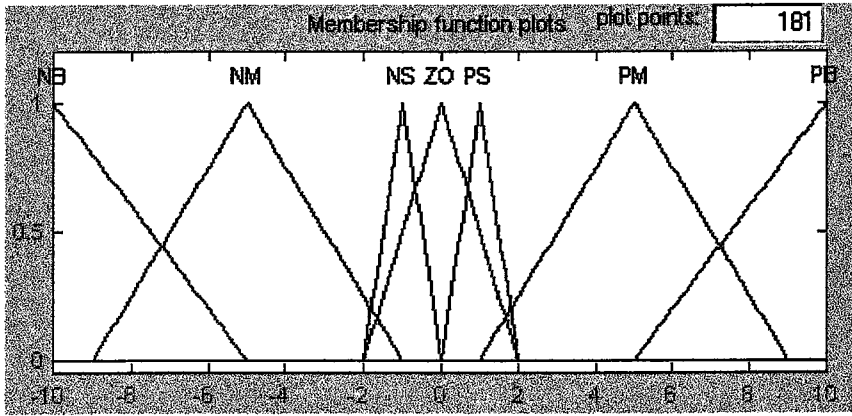
Young, K.D., (1978), "Controller Design for a Manipulator Using Theory of Variable Structure Systems", IEEE Trans. on Sys. Man and Cyb., Vol.SMC-8, pp.210-218, Feb.

Zhang, D.Q., Guo, G.X., (2000), "Discret-Time Sliding Mode Proximate Time Optimal Seek Control of Hard Disk Drives", IEE Proc. Control Theory Appl., Vol. 147, No.4, July.

Zhou, J., Zhou, R., Wang, Y., Guo, G., (2001), "Improved Proximate Time-Optimal Sliding-Mode Control of Hard Disk Drives", IEE Proc. Control Theory Appl. Vol.148, No.6, November.

EKLER

EK 1 Bulanık Matik kısmında kullanılan kural tabanları

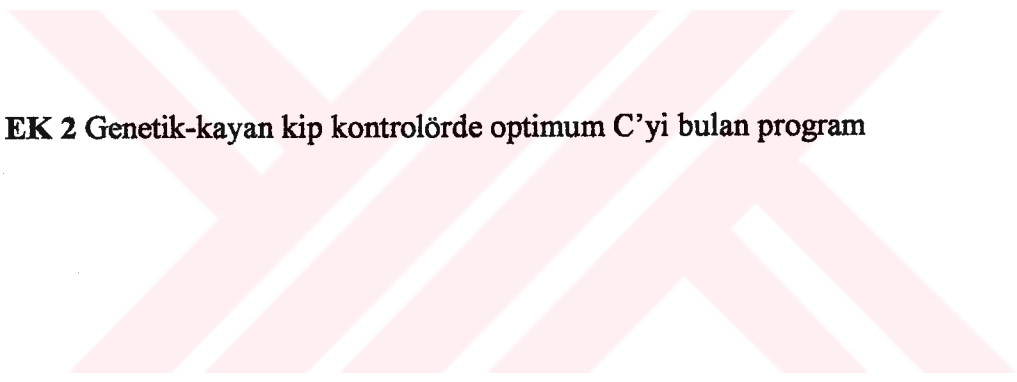


Bulanık mantıkta kullanılan giriş ve çıkış için 7 dilsel değerın üyelik fonksiyonları

Bu değışkenler için kullanılan kural tablosu

- 1- IF [INPUT1 is NB] and [INPUT2 is NB] then [OUTPUT1 is NB]
- 2- IF [INPUT1 is NB] and [INPUT2 is NM] then [OUTPUT1 is NB]
- 3- IF [INPUT1 is NB] and [INPUT2 is NS] then [OUTPUT1 is NB]
- 4- IF [INPUT1 is NB] and [INPUT2 is ZO] then [OUTPUT1 is NM]
- 5- IF [INPUT1 is NB] and [INPUT2 is PS] then [OUTPUT1 is NM]
- 6- IF [INPUT1 is NB] and [INPUT2 is PM] then [OUTPUT1 is NS]
- 7- IF [INPUT1 is NB] and [INPUT2 is PB] then [OUTPUT1 is Z]
- 8- IF [INPUT1 is NM] and [INPUT2 is NB] then [OUTPUT1 is NB]
- 9- IF [INPUT1 is NM] and [INPUT2 is NM] then [OUTPUT1 is NM]
- 10-IF [INPUT1 is NM] and [INPUT2 is NS] then [OUTPUT1 is NM]
- 11-IF [INPUT1 is NM] and [INPUT2 is ZO] then [OUTPUT1 is NS]
- 12-IF [INPUT1 is NM] and [INPUT2 is PS] then [OUTPUT1 is NS]
- 13-IF [INPUT1 is NM] and [INPUT2 is PM] then [OUTPUT1 is Z]
- 14-IF [INPUT1 is NM] and [INPUT2 is PB] then [OUTPUT1 is PS]
- 15-IF [INPUT1 is NS] and [INPUT2 is NB] then [OUTPUT1 is NM]
- 16-IF [INPUT1 is NS] and [INPUT2 is NM] then [OUTPUT1 is NM]
- 17-IF [INPUT1 is NS] and [INPUT2 is NS] then [OUTPUT1 is NS]
- 18-IF [INPUT1 is NS] and [INPUT2 is ZO] then [OUTPUT1 is NS]
- 19-IF [INPUT1 is NS] and [INPUT2 is PS] then [OUTPUT1 is Z]
- 20-IF [INPUT1 is NS] and [INPUT2 is PM] then [OUTPUT1 is PS]
- 21-IF [INPUT1 is NS] and [INPUT2 is PB] then [OUTPUT1 is PS]
- 22-IF [INPUT1 is ZO] and [INPUT2 is NB] then [OUTPUT1 is NM]
- 23-IF [INPUT1 is ZO] and [INPUT2 is NM] then [OUTPUT1 is NS]

24-IF [INPUT1 is Z0] and [INPUT2 is NS] then [OUTPUT1 is NS]
25-IF [INPUT1 is Z0] and [INPUT2 is Z0] then [OUTPUT1 is Z]
26-IF [INPUT1 is Z0] and [INPUT2 is PS] then [OUTPUT1 is PS]
27-IF [INPUT1 is Z0] and [INPUT2 is PM] then [OUTPUT1 is PS]
28-IF [INPUT1 is Z0] and [INPUT2 is PB] then [OUTPUT1 is PM]
29-IF [INPUT1 is PS] and [INPUT2 is NB] then [OUTPUT1 is NS]
30-IF [INPUT1 is PS] and [INPUT2 is NM] then [OUTPUT1 is NS]
31-IF [INPUT1 is PS] and [INPUT2 is NS] then [OUTPUT1 is Z]
32-IF [INPUT1 is PS] and [INPUT2 is Z0] then [OUTPUT1 is PS]
33-IF [INPUT1 is PS] and [INPUT2 is PS] then [OUTPUT1 is PS]
34-IF [INPUT1 is PS] and [INPUT2 is PM] then [OUTPUT1 is PM]
35-IF [INPUT1 is PS] and [INPUT2 is PB] then [OUTPUT1 is PM]
36-IF [INPUT1 is PM] and [INPUT2 is NB] then [OUTPUT1 is NS]
37-IF [INPUT1 is PM] and [INPUT2 is NM] then [OUTPUT1 is Z]
38-IF [INPUT1 is PM] and [INPUT2 is NS] then [OUTPUT1 is PS]
39-IF [INPUT1 is PM] and [INPUT2 is Z0] then [OUTPUT1 is PS]
40-IF [INPUT1 is PM] and [INPUT2 is PS] then [OUTPUT1 is PM]
41-IF [INPUT1 is PM] and [INPUT2 is PM] then [OUTPUT1 is PM]
42-IF [INPUT1 is PM] and [INPUT2 is PB] then [OUTPUT1 is PB]
43-IF [INPUT1 is PB] and [INPUT2 is NB] then [OUTPUT1 is Z]
44-IF [INPUT1 is PB] and [INPUT2 is NM] then [OUTPUT1 is PS]
45-IF [INPUT1 is PB] and [INPUT2 is NS] then [OUTPUT1 is PM]
46-IF [INPUT1 is PB] and [INPUT2 is Z0] then [OUTPUT1 is PM]
47-IF [INPUT1 is PB] and [INPUT2 is PS] then [OUTPUT1 is PB]
48-IF [INPUT1 is PB] and [INPUT2 is PM] then [OUTPUT1 is PB]
49-IF [INPUT1 is PB] and [INPUT2 is PB] then [OUTPUT1 is PB]



EK 2 Genetik-kayan kip kontrolörde optimum C'yi bulan program

Bu Program optimum kayma yüzeyi C'yi bularak, asenkron motorun kayan kip vektör kontrolünü yapmaktadır.

```

clear          % Initialize momery
% rand('state',0) % Reset the random number generator so each time you re-run
                % the program with no changes you will get the same results.

ThethaR=10;

NUM_TRAITS=1;      % Number of traits in each individual

HIGHTRAIT=40;      % Upper limit of a trait
LOWTRAIT= 0.1;      % Lower limit of a trait

SIG_FIGS=7;
DECIMAL=3;         % Order of magnitude the trait

MUTAT_PROB=0.08;    % Probability of mutation (typically <.1)
CROSS_PROB=0.09;    % Probability of crossover (typically near 1)
SELF_ENTERED=0;     % "0": a random initial population.
                    % "1": a specified initial population
                    % If you choose "1", enter it in the program.
POP_SIZE=40;        % Number of individuals in the population
ELITISM=1;          % Elitism ON/OFF, 1/0

DELTA=10;           % Number of generations to be counted
                    % for the termination criteria.
EPSILON = 0.01;     % Range that the fitness must change
                    % in the termination criteria.
MAX_GENERATION=10;  % Number of times the loop will run before
clear SIG;

popcount=1;         % Initialize the generation count,
                    % set it to one, the first population

g1=1; g2=1; g0=1000;

if SELF_ENTERED == 0      % Make a random initial population for

for pop_member = 1:POP_SIZE
    for current_trait = 1:NUM_TRAITS,
        trait(current_trait,pop_member,popcount)=...
            (rand-(1/2))*(HIGHTRAIT(current_trait)-LOWTRAIT(current_trait))+...
            (1/2)*(HIGHTRAIT(current_trait)+LOWTRAIT(current_trait));
    end
end

else

```

```

for pop_member = 1:POP_SIZE
    for current_trait = 1:NUM_TRAITS,
        trait(current_trait,pop_member,popcount)=0;

        % To start with a guess where all the population members are zero
    end
end

end
CHROM_LENGTH=sum(SIG_FIGS)+NUM_TRAITS; % Length of the chromosome is
                                     % the number of sig. figs. plus
                                     % the number of sign positions
TRAIT_START(1)=1;                    % Initialize: the first trait
                                     % starts at the first digit
                                     % (this is the sign digit)

for current_trait=1:NUM_TRAITS,      % Determine the start point of the
    % other traits - it is the start of
    % the last trait plus the no. of sig.                                % figs.
plus one for sign
    TRAIT_START(current_trait+1)=...
    TRAIT_START(current_trait)+SIG_FIGS(current_trait)+1;
end

while popcount <= MAX_GENERATION
    popcount

    for pop_member = 1:POP_SIZE
        for current_trait = 1:NUM_TRAITS,

            if trait(current_trait,pop_member,popcount)>HIGHTRAIT(current_trait)

                trait(current_trait,pop_member,popcount)=HIGHTRAIT(current_trait);

            elseif trait(current_trait,pop_member,popcount)<LOWTRAIT(current_trait)

                trait(current_trait,pop_member,popcount)=LOWTRAIT(current_trait);

            end

            if trait(current_trait,pop_member,popcount) < 0
                pop(TRAIT_START(current_trait),pop_member)=0;
            else
                pop(TRAIT_START(current_trait),pop_member)=9;
            end

            temp_trait(current_trait,pop_member)=...
                abs(trait(current_trait,pop_member,popcount));

```

% temp_trait is trait without the sign of trait

% Next, we store the numbers of the trait in the chromosome:

for counter=1:DECIMAL(current_trait)-1,

temp_trait(current_trait,pop_member)=...
temp_trait(current_trait,pop_member)/10;

end

% Encode the new trait into chromosome form

for make_gene = TRAIT_START(current_trait)+1:TRAIT_START(current_trait+1)-1,

pop(make_gene,pop_member)=temp_trait(current_trait,pop_member)-...
rem(temp_trait(current_trait,pop_member),1);

% Next, we take temp_trait and rotate the next digit to the left so that

temp_trait(current_trait,pop_member)=...
(temp_trait(current_trait,pop_member)-pop(make_gene,pop_member))*10;

end

end % Ends "for current_trait=..." loop

end % Ends "for pop_member=..." loop

% FITNESS FONKSİYONUN KULLANILDIGI YER

%

sumfitness = 0; % Re-initialize for each generation

fit=zeros(POP_SIZE);

fit_bar=fit(1,:);

for chrom_number = 1:POP_SIZE, % Test fitness

kromozom=trait(:,chrom_number,popcount);

% C=kromozom sisteme uygulanması

C=kromozom;

sesat2;

t=0;indeks=0;

%fitness_bar çıkarılması

for n=1:step:tstop

indeks=indeks+1;

t=t+step;

```

    fit_bar(chrom_number)=fit_bar(chrom_number)+t*(x1(indeks)^2+t*x2(indeks)^2);
end
end

```

```

for chrom_number = 1:POP_SIZE,    % Test fitness

    %fitness(chrom_number)= fitness_bar(chrom_number) + 5;

    fitness(chrom_number)=exp(-10^-5/tstop*fit_bar(chrom_number));

    %fitness(chrom_number)=(1/(fit_bar(chrom_number) + .1))

    sumfitness = sumfitness + fitness(chrom_number); % Store this for
end

```

```

[bestfitness(popcount),bestmember]=max(fitness);
[worstfitness(popcount),worstmember]=min(fitness);
bestfitness(popcount);

bestindividual(:,popcount)=trait(:,bestmember,popcount);

best_kromozom=trait(:,bestmember,popcount)

C=best_kromozom;
sesat2;

plot(thethar)
hold on
ysum(popcount,:)=thethar;

```

```

avefitness(popcount) = sumfitness / POP_SIZE;

```

```

% Create the next generation

```

```

for pop_member = 1:POP_SIZE,
    if ELITISM == 1 & pop_member == bestmember % If elitism on, and have
                                                % the elite member
        parent_chrom(:,pop_member)=pop(:,pop_member); % Makes sure that
                                                % the elite member gets into the next
                                                % generation.
    else
        pointer=rand*sumfitness; % This makes the pointer for the roulette
                                % wheel.
        member_count=1;        % Initialization
        total=fitness(1);

        while total < pointer,    % This spins the wheel to the

```

```

                                % pointer and finds the
                                % identified by member_count
    member_count=member_count+1;
    total=total+fitness(member_count);
end

% Next, make the parent chromosome

    parent_chrom(:,pop_member)=pop(:,member_count);
    end
end
% Reproduce section (i.e., make off-spring - "children")

for parent_number1 = 1:POP_SIZE, % Crossover (parent_number1 is the
                                % individual who gets to mate
    if ELITISM ==1 & parent_number1==bestmember % If elitism on, and
                                                % have the elite member
        child(:,parent_number1)=parent_chrom(:,parent_number1);
    else
        parent_number2=parent_number1; % Initialize who the mate is
        while parent_number2 == parent_number1 % Iterate until find
                                                % a mate other than
                                                % yourself
            parent_number2 = rand*POP_SIZE; % Choose parent number 2
                                                % randomly (a random mate)
            parent_number2 = parent_number2-rem(parent_number2,1)+1;
        end
        if CROSS_PROB > rand % If true then crossover occurs

            site = rand*CHROM_LENGTH; % Choose site for crossover
            site = site-rem(site,1)+1; % and make it a valid integer
                                    % number for a site

% The next two lines form the child by the swapping of genetic
% material between the parents

            child(1:site,parent_number1)=parent_chrom(1:site,parent_number1);

            child(site+1:CHROM_LENGTH,parent_number1)=...
                parent_chrom(site+1:CHROM_LENGTH,parent_number2);

        else % No crossover occurs

            child(:,parent_number1)=parent_chrom(:,parent_number1);

        end
    end % End the "if ELITISM..." statement
end % End "for parent_number1=..." loop

% Mutate children.

```

```

for pop_member= 1:POP_SIZE,

    if ELITISM ==1 & pop_member==bestmember % If elitism on, and
                                                % have the elite member
        child(:,pop_member)=child(:,pop_member); % Do not mutate
                                                % the elite member
    else
        for site = 1:CHROM_LENGTH,

            if MUTAT_PROB > rand % If true then mutate
                rand_gene=rand*10; % Creat a random gene

                while child(site,pop_member) == rand_gene-rem(rand_gene,1),
                    rand_gene=rand*10;
                end;

                % If it is not the same one, then mutate

                child(site,pop_member)=rand_gene-rem(rand_gene,1);

                if rand_gene == 10
                    site=site-1;
                end
            end % End "if MUTAT_PROB > rand ..."
        end % End for site... loop
    end % End "if ELITISM..."
end % End for pop_member loop

% Create the next generation (this completes the main part of the GA)

pop=child; % Create next generation (children
           % become parents)

popcount=popcount+1; % Increment to the next generation

for pop_member = 1:POP_SIZE

    for current_trait = 1:NUM_TRAITS,

        trait(current_trait,pop_member,popcount)=0; % Initialize variables
        place_pointer=1;

        for gene=TRAIT_START(current_trait)+1:TRAIT_START(current_trait+1)-1,
            place=DECIMAL(current_trait)-place_pointer;
            trait(current_trait,pop_member,popcount)=...
            trait(current_trait,pop_member,popcount)+...
            (pop(gene,pop_member))*10^place;
            place_pointer=place_pointer+1;
        end
    end
end

```

```
% Determine sign of the traits and fix
% trait(current_trait,pop_member,popcount) so that it has the right sign:
```

```
if pop(TRAIT_START(current_trait),pop_member) < 5
    trait(current_trait,pop_member,popcount)=...
    -trait(current_trait,pop_member,popcount);
end
```

```
    end % Ends "for current_trait=..." loop
```

```
end % Ends "for pop_member=..." loop
```

```
% Terminate the program when the best fitness has not changed
```

```
    if 1-abs(bestfitness(popcount-1)) < EPSILON
        break;
    end
```

```
end % End "for pop_count=..." loop - the main loop.
```

```
% End of program
```

```
T=cputime;
```

Bu program üstteki programa bağlı olarak, bir alt program gibi çalışmaktadır.

```
t=0;
tstop=5;
step=0.001;
index=1;
```

```
ThetaR=10;
```

```
% C katsayısı GA ile bulunuyor
```

```
J=0.0053;
B=0.00114;
P=4;
a=P*B/2*J;
b=B/2*J;
K=0.8;
Kt=1.282784;
TL=0;
```

```
x=0;
ybas=0;
```

```
%  $G(s)=1 / J s + B$ 
```

```
num=1;
den=[J B];
[A1,B1,C1,D1]=tf2ss(num,den);
```

```

while t <= tstop

y(index)=C1*x;

ybas = ybas + y(index)*step;
thethar(index)= ybas ;

x1(index) = ThetaR - thethar(index);
x2(index) = -y(index);

S(index) = C.*x1(index) + x2(index);

if S(index) > 1 dsat=K;
elseif S(index) < -1 dsat=-K;
else
    dsat = S(index) * K;
end

alfax1(index) = sign(S(index)*x1(index)).* x1(index);
alfax2(index) = (C+a)/(b*Kt)*x2(index);
Iqs(index) = alfax1(index) + alfax2(index) + dsat;

if Iqs(index) > 200 Iqssat(index)=200;
elseif Iqs(index) < -200 Iqssat(index)=-200;
else
    Iqssat(index)=Iqs(index);
end

Te= Kt * Iqssat(index);

u(index)= Te-TL;

time(index)=t;

% Next, the Runge-Kutta equations to find the next state.

time(index)=t;
F=A1*x+B1*u(index);
k1=step*F;
xnew=x+k1/2;
F=A1*xnew+B1*u(index);
k2=step*F;
xnew=x+k2/2;
F=A1*xnew+B1*u(index);
k3=step*F;
xnew=x+k3;
F=A1*xnew+B1*u(index);
k4=step*F;
% Calculated next state

```

```
x=x+(1/6)*(k1+2*k2+2*k3+k4);
```

```
t=t+step;      % Increments time
```

```
index=index+1;
```

```
% index=1 corresponds to time t=0.
```

```
end % while
```



ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	10.02.1968	
Doğum yeri	Muş	
Lise	1982-1985	Bursa Demirtaşpaşa End. Mes. Lis. Elk. Böl.
Lisans	1985-1989	Yıldız Üniversitesi Kocaeli Mühendislik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1994-1996	Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı, Elk. Mak. Programı
Doktora	1997-2002	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü elektrik Müh. Anabilim Dalı, Elk. Mak. Programı

Çalıştığı kurumlar

1989-1990	Balıkesir PTT Başmüdürlüğü (Telefon Santral Müh)
1990-1992	Van-jn.Sınır Karakol Komutanı (Yedek Subay)
1992-1993	Balıkesir PTT Başmüdürlüğü (Telefon Santral Müh)
1993-1994	Muğla PTT Başmüdürlüğü (Telefon Santral Müh)
1994-1998	Celal Bayar Üniversitesi Elk-Elkt. Müh.Böl. Ar.Gör.