

169382

T. C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRİKSEL SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNDE DOĞRUSAL
OLMAYAN OLGULARIN KAOTİK ANALİZİ VE
YUMUŞAK HESAPLAMA YÖNTEMLERİ İLE DENETİMİ**

Ahmet Bedri ÖZER

Tez Yöneticisi
Doç. Dr. Erhan AKIN

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2005

T. C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRİKSEL SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNDE DOĞRUSAL
OLMAYAN OLGULARIN KAOTİK ANALİZİ VE YUMUŞAK
HESAPLAMA YÖNTEMLERİ İLE DENETİMİ**

Ahmet Bedri ÖZER

DOKTORA TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez, 22/04/2005 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği/oyçokluğu ile başarılı/başarısız olarak değerlendirilmiştir.

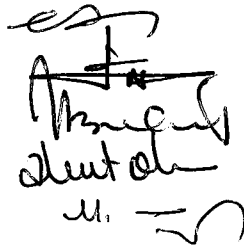
Danışman: Doç. Dr. Erhan AKIN

Üye: Prof. Dr. Ahmet ARSLAN

Üye: Doç. Dr. Muammer GÖKBULUT

Üye: Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN

Üye: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR



Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunun 22.04.2005 tarih ve 2005-13/3 sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Tanıştığım günden beri gerek akademik hayatımda, gerek sosyal hayatımda karşılaştığım sorunlara ilgi ve yardımlarını esirgemeyen danışman hocam, Sayın Doç. Dr. Erhan AKIN'a teşekkürlerimi ve şükranlarımı sunuyorum.

Ayrıca çalışmalarında yardımlarını esirgemeyen, oda arkadaşım ve dostum Sayın Arş. Gör. Mehmet KARAKÖSE'ye ve Yrd. Doç. Dr. Hayrettin CAN'a teşekkürlerimi sunuyorum. Ayrıca tezin yazımında yardımcı olan iş arkadaşlarım Arş. Gör. Erkan DUMAN ve Arş. Gör. Ulaş Baran BALOĞLU'na teşekkür ediyorum.

Hiçbir anne babanın evladına veremeyeceği kadar desteği bana verdiklerine inandığım, üzerimde ifade edilmeyecek kadar büyük emekleri olan anne ve babama minnettarım.

Ayrıca eşime ve kız kardeşlerime de teşekkür ediyorum.



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR

İÇİNDEKİLER	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	IV
ÇİZELGELER LİSTESİ	VIII
EKLER LİSTESİ	IX
SİMGELER LİSTESİ	X
KISALTMALAR LİSTESİ	XIII
ÖZET	XIV
ABSTRACT	XVI
1. GİRİŞ	1
1.1 Doğrusal Olmayan Sistemler ve Kaos	2
1.1.1 Giriş	2
1.1.2 Kaos ve Kaotik Sistemler	4
1.2. Yumuşak Hesaplama	5
1.2.1. Yumuşak Hesaplamayı Oluşturan Bileşenlerin Karakteristikleri	6
1.2.2. En Çok Kullanılan Yumuşak Hesaplama Yöntemleri	7
1.3. Elektriksel Sürücü Sistemleri	8
1.3.1. Elektrik Makinaları	12
1.3.2. Güç Dönüştürücüler	13
1.3.2.1 Güç Dönüştürücülerde Doğrusal Olmayan Durumların Kaynakları	15
1.3.3. Denetleyiciler ve Yardımcı Elemanlar (Gözlemleyiciler ve Duyargalar)	16
1.3.4. Yük	17
1.4. İlgili Literatür Işığında Çalışmanın Yeri	17
1.5. Tezin Amacı	20
1.6. Tezin Yapısı	21
2. KAOS ANALİZ YÖNTEMLERİ	23
2.1. Yörünge'nin İzlenmesi	25
2.2. Faz Uzayı	27
2.3. Lyapunov Üstelleri	28
2.4. Poincaré Haritalama	29
2.5. Güç Spektrumu	33
2.6. Çatallaşma Diyagramı (Bifurcation Diagram)	34

3.	BAZI ÖRNEK KAOTİK SİSTEMLER	35
3.1.	Bir Boyutlu Ayrık Zamanlı Sistem Örneği (Lojistik Harita)	35
3.2.	İki Boyutlu Ayrık Zamanlı Sistem Örneği (Henon Harita)	35
3.3.	Üç Boyutlu Sürekli Zamanlı Sistem Örneği (Lorenz Sistemi)	38
3.4.	Elektriksel Kaotik Sistemler İçin Örnek (Duffing Osilatör)	43
3.5.	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Örneği	45
3.6.	Chua Devresi Örneği	49
4.	KAOS KONTROL	55
4.1.	Geri Beslemeli Yöntemlerle Kaos Kontrolü	55
4.1.1.	OGY Yöntemi	55
4.1.2.	Pyragas'ın Kontrol Yöntemleri	56
4.1.3.	Kaosun Kaos Tarafından Kontrolü	58
4.2.	Geri Besleme Kullanmadan Kaos Kontrolü	59
4.2.1.	Çalışma Koşulları ile Kaos Kontrol	59
4.2.2.	Sistem Tasarımı ile Kaos Kontrol	59
4.2.3.	Kaosun Evcilleştirilmesi	60
4.3.	Yöntem Seçimi	60
4.4.	Kaos Kontrole Bir Örnek (Sürülen Sarkacın Pyragas Yöntemiyle Kaos Kontrolü) ..	61
5.	BULANIK MANTIK VE BULANIK DENETLEYİCİLER	64
5.1.	Bulanıklaştırma	66
5.2.	Kural Tabanı	67
5.3.	Çıkarım Mekanizması	68
5.4.	Durulandırma	68
5.5.	Bulanık Kontrol.....	70
6.	VEKTÖR KONTROL	77
6.1	V/f Kontrol	77
6.2	Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	78
6.3	Dolaylı Rotor Alan Yönlendirme	80
6.4	Doğrudan Rotor Alan Yönlendirme	81
6.5	Hız Tahmini.....	89
7.	DOLAYLI VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON	
	MOTOR SÜRÜCÜSÜNDE HOPF ÇATALLAŞMASI ANALİZİ	91
7.1.	IFOC Asenkron Motorda Hopf Çatallaşmasının Bulunması ve Kontrolü	91
7.1.1.	IFOC Asenkron Motor Modelinin Elde Edilmesi	91
7.1.2.	IFOC Asenkron Motor Sürücüsünde Hopf Çatallaşma Analizi	94

7.1.2.1. Yüksüz Durumdaki IFOC Asenkron Motor Sürücüsünde Hopf Çatallaşması	
Analizi	94
7.1.2.2. Yüklü Durumdaki IFOC Asenkron Motor Sürücüsünde Hopf Çatallaşması	
Analizi	100
8. DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR	
SÜRÜCÜSÜNDE KAOS ANALİZİ VE KONTROLÜ.....	104
8.1 Vektör Kontrollü Sürücünün Dinamikleri.....	105
8.1.1 Asenkron Motora Ait Dinamikleri	105
8.1.2 PWM İnvertere Ait Dinamikler.....	107
8.1.3 Filtreye Ait Dinamikler	108
8.1.4 Gözlemleyiciye (Gerilim Modeli) Ait Dinamikle	108
8.1.5 Sürücüye Ait Diğer Dinamikler	109
8.2 DFOC Asenkron Motor Sürücüsündeki Kaos Analizi	110
8.2.1 Gerilim Modelinin Kaos Analizi	110
8.3 Gerilim Modelinde Kaosun Kontrolü.....	112
8.3.1 Gerilim Modelinin Pyragas Yöntemi ile Kontrolü.....	112
8.3.2 Gerilim Modelinin Bulanık Denetleyici ile Kontrolü.....	114
9. SONUÇ VE ÖNERİLER	119
9.1 Sonuçlar.....	119
9.2 Öneriler.....	120
KAYNAKLAR	121
ÖZGEÇMİŞ	116
EKLER	127
EK-1 KAOS TEORİSİNDE KULLANILAN TERİMLER DİZGESİ	127
EK-2 DENEY SETİ.....	140
EK-3 BULANIK DENETLEYİCİ İÇİN KURAL TABANI.....	141

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1 Modern elektriksel sürücü şeması	12
Şekil 2.1 Sürülen Sarkaç	23
Şekil 2.2 Yörüngenin izlenmesi yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$) ..	25
Şekil 2.3 Yörüngenin izlenmesi yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)	26
Şekil 2.4 Yörüngenin izlenmesi yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyot-2, $g = 1.4$)	26
Şekil 2.5 Faz uzayı yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$)	27
Şekil 2.6 Faz uzayı yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)	27
Şekil 2.7 Başlangıç şartlarının birbirine göre yaklaşması ve uzaklaşması	29
Şekil 2.8 Lyapunov üstelleri yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$)	30
Şekil 2.9 Lyapunov üstelleri yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)	30
Şekil 2.10 Poincaré haritasını elde etmenin temel prensibi	31
Şekil 2.11 Poincaré haritalama yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$)	32
Şekil 2.12 Poincaré haritalama yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)	32
Şekil 2.13 Güç spektrumu yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$)	33
Şekil 2.14 Güç spektrumu yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)	33
Şekil 2.15 Çatallaşma diyagramı yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi	34
Şekil 3.1 Lojistik haritada $a = 2.8$ durumu için $x_n - n$ grafiği	36
Şekil 3.2 Lojistik haritada $a = 4$ durumu için $x_n - n$ grafiği	36
Şekil 3.3 Henon haritada $a = 0.9$ ve $b = 0.3$ durumu için $x_n - n$ grafiği (periyodik)	37
Şekil 3.4 Henon haritada $a = 1$ ve $b = 0.3$ durumu için $x_n - n$ grafiği (periyot-2)	37
Şekil 3.5 Henon haritada $a = 1.4$ ve $b = 0.3$ durumu için $x_n - n$ grafiği (kaotik)	37
Şekil 3.6 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - t$ grafiği	39
Şekil 3.7 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ durumu için $y - t$ grafiği	39
Şekil 3.8 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ durumu için $z - t$ grafiği	40
Şekil 3.9 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - y - z$ grafiği	40
Şekil 3.10 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - t$ grafiği	41
Şekil 3.11 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $y - t$ grafiği	41
Şekil 3.12 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $z - t$ grafiği	42
Şekil 3.13 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - y - z$ grafiği	42

Şekil 3.14 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - z$ grafiği (kelebeğe benzeyen şekil)	43
Şekil 3.15 Duffing Osilatörde $a = 0.2$, $b = 36$ ve $w = 0.661$ durumu için $x - t$ grafiği	44
Şekil 3.16 Duffing Osilatörde $a = 0.2$, $b = 36$ ve $w = 0.661$ durumu için $x - y$ grafiği	44
Şekil 3.17 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.1$ durumu için $x - y - z$ grafiği	45
Şekil 3.18 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.1$ durumu için $x - t$ grafiği	46
Şekil 3.19 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.1$ durumu için $y - t$ grafiği	46
Şekil 3.20 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.1$ durumu için $z - t$ grafiği	46
Şekil 3.21 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $x - t$ grafiği	47
Şekil 3.22 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $y - t$ grafiği	47
Şekil 3.23 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $z - t$ grafiği	47
Şekil 3.24 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $x - y$ grafiği	48
Şekil 3.25 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $x - y - z$ grafiği	48
Şekil 3.26 Chua Devresi	49
Şekil 3.27 Chua devresindeki doğrusal olmayan diyodun karakteristiği	49
Şekil 3.28 Chua devresinde $1/L=50$ durumu için $V_{C1} - t$ grafiği	51
Şekil 3.29 Chua devresinde $1/L=50$ durumu için $V_{C2} - t$ grafiği	51
Şekil 3.30 Chua devresinde $1/L=50$ durumu için $i_L - t$ grafiği	52
Şekil 3.31 Chua devresinde $1/L=50$ durumu için $i_L - V_{C1}$ grafiği	52
Şekil 3.32 Chua devresinde $1/L=25.58$ durumu için $V_{C1} - t$ grafiği	53
Şekil 3.33 Chua devresinde $1/L=25.58$ durumu için $V_{C2} - t$ grafiği	53
Şekil 3.34 Chua devresinde $1/L=25.58$ durumu için $i_L - t$ grafiği	54
Şekil 3.35 Chua devresinde $1/L=25.58$ durumu için $i_L - V_{C1}$ grafiği	54
Şekil 4.1 OGY yönteminin işleyiş biçimi	56
Şekil 4.2 Pyragas'ın kontrol yöntemlerinden ilkinde ait blok şeması	57
Şekil 4.3 Pyragas'ın kontrol yöntemlerinden ikincisine ait blok şeması	57
Şekil 4.4 Kaosun kaos tarafından kontrolünü gösteren blok şema	58
Şekil 4.5 Sistem tasarımı ile kaos kontrolün blok şeması	59
Şekil 4.6 Kaosun evcilleştirilmesinin genel yöntemleri	60
Şekil 4.7 Pyragas'ın kaos kontrol yöntemiyle kaotik sarkacın kontrolü	61
Şekil 4.8 Kontrolsüz durumda sarkacın davranışı (Konum-Zaman) ($g = 1.2$)	62
Şekil 4.9 Kontrolsüz durumda sarkacın davranışı (Konum-Zaman) ($g = 1.5$)	62

Şekil 4.10 Kontrollü durumda sarkacın davranışı (Konum-Zaman) ($g = 1.2$)	63
Şekil 4.11 Kontrollü durumda sarkacın davranışı (Konum-Zaman) ($g = 1.5$)	63
Şekil 5.1 Geri beslemeli kontrole ait blok şeması	64
Şekil 5.2 Bulanık denetleyici ile kontrole ait blok şeması	65
Şekil 5.3 Bulanık denetleyicinin iç yapısı	66
Şekil 5.4 Örnek üyelik fonksiyonları	67
Şekil 5.5 Max-min çıkarım mekanizmasının grafiksel gösterimi	68
Şekil 5.6 Durulandırma yöntemlerinden ağırlık merkezi yöntemi	69
Şekil 5.7 Farklı durulandırma yöntemleri	69
Şekil 5.8 Geleneksel PI denetleyici için kontrol yüzeyi.....	71
Şekil 5.9 İki boyutlu kayan modlu denetleyici için kontrol yüzeyi.....	72
Şekil 5.10 Bulanık denetleyici için kontrol yüzeyleri	72
Şekil 5.11 Geleneksel ve bulanık kontrol yapıları	73
Şekil 5.12 Farklı bulanık denetleyici yapıları	74
Şekil 5.13 Bulanık denetleyici için üyelik fonksiyonları, kural tabanı ve dilsel yörünge.....	76
Şekil 6.1 V/f kontrol karakteristikleri	78
Şekil 6.2 Alan yönlendirmeli kontrol için basit bir blok diyagramı.....	79
Şekil 6.3 Vektör eşleşmesi	79
Şekil 6.4 Dolaylı alan yönlendirme gerçekleştirme şeması	81
Şekil 6.5 Doğrudan alan yönlendirme gerçekleştirme şeması	82
Şekil 6.6 Kapalı döngülü akı gözlemleyicisi.....	83
Şekil 6.7 Gerilim modeli blok diyagramı.....	84
Şekil 6.8 Akı integratöründeki sürüklenme olayı.....	85
Şekil 6.9 δ geri beslemeli integratör.....	86
Şekil 6.10 δ geri beslemeli integratör davranışı.....	86
Şekil 6.11 PI kontrollü integratörün blok diyagramı.....	87
Şekil 6.12 Kaskad bağlı alçak geçiren filtreler.....	88
Şekil 6.13 Akım modeli blok diyagramı	89
Şekil 7.1 Temel IFOC asenkron motor sürücüsüne ait blok diyagramı	93
Şekil 7.2 $k_p = 0.1$, $k_i = 1.15385$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım var)	97
Şekil 7.3 $k_p = 0.1$, $k_i = 1.15385$ için açısal hızın zamana göre değişiminin büyütülmüş hali .	98
Şekil 7.4 $k_p = 0.1$, $k_i = 1$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım yok)	98
Şekil 7.5 $k_p = 0.1$, $k_i = 1.6$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım var)	99

Şekil 7.6	$k_p = 0.1$, $k_i = 1.6$ için açısal hızın zamana göre değişiminin büyütülmüş hali	99
Şekil 7.7	$k = 1$, $k_p = 0.1$, $k_i = 1$, $i_{ds} = 3$, $\omega_{ref} = 50$ ve $T_l = 2$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım yok)	102
Şekil 7.8	$k = 1.9$, $k_p = 0.1$, $k_i = 1$, $i_{ds} = 3$, $\omega_{ref} = 50$ ve $T_l = 2$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım var)	102
Şekil 7.9	$k = 1.9$, $k_p = 0.1$, $k_i = 1$, $i_{ds} = 3$, $\omega_{ref} = 50$ ve $T_l = 2$ için açısal hızın zamana göre değişiminin büyütülmüş hali	103
Şekil 8.1	Doğrudan vektör kontrollü asenkron motor sürücüsünün blok şeması	104
Şekil 8.2	Basit bir elektriksel sürücü sistemi	105
Şekil 8.3	Gerilim modelinin blok şeması	109
Şekil 8.4	Aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\psi_{\alpha s}$ akıları	111
Şekil 8.5	Aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\psi_{\beta s}$ akıları	111
Şekil 8.6	Gerilim modelinin Pyragas yöntemi ile kontrolü	112
Şekil 8.7	Aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\psi_{\alpha s}$ akıları (Pyragas)	113
Şekil 8.8	Aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\psi_{\beta s}$ akıları (Pyragas)	113
Şekil 8.9	Gerilim modelinin bulanık denetleyici ile kontrolü	114
Şekil 8.10	Geliştirilen pozitif tepe sezici	115
Şekil 8.11	Geliştirilen negatif tepe sezici	115
Şekil 8.12	Geliştirilen tepe sezici	116
Şekil 8.13	Bulanık denetleyicide kullanılan üyelik fonksiyonları	116
Şekil 8.14	Bulanık denetleyici ve Pyragas yöntemine göre elde edilen $\psi_{\alpha s}$ akısı	117
Şekil 8.15	Bulanık denetleyici ve Pyragas yöntemine göre elde edilen $\psi_{\beta s}$ akısı	117
Şekil 8.16	Şekil 8.15'in büyütülmüş hali	118
Şekil 8.17	Bulanık denetleyici ve Pyragas yöntemine göre elde edilen moment	118

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 1.1 Dinamik bilim dalının başlangıcından günümüze kadar geçen zamandaki dönüm noktaları	3
Çizelge 1.2 Yumuşak hesaplama bileşenlerinin karakteristikleri	7
Çizelge 1.3 1998 yılında marketlerde satılan elektriksel sürücülerin fiyat çizelgesi	10
Çizelge 1.4 1998 yılında marketlerde satılan elektriksel sürücülerin coğrafi bölgelere göre dağılımı	10
Çizelge 2.1 Lyapunov Üstellerinin çözümle olan ilişkisi	28
Çizelge 5.1 Farklı durulandırma yöntemlerinin aynı girişe verdikleri çıkışlar	70
Çizelge 5.2 Bulanık denetleyicilerin karşılaştırılması.....	75
Çizelge 6.1 Farklı kontrol tekniklerinin avantaj ve dezavantajları.....	77

EKLER LİSTESİ

EK-1	KAOS TEORİSİNDE KULLANILAN TERİMLER DİZGESİ	127
EK-2	DENEY SETİ	140
EK-3	BULANIK DENETLEYİCİ İÇİN KURAL TABANI.....	141



SİMGELER LİSTESİ

T_e	: Elektromanyetik moment
T_1	: Yük momenti.
ω_r	: Rotor açısal hızı.
j	: Atalet sabiti.
b	: Sürtünme sabiti.
θ	: Sarkacın açısal konumu.
ω	: Sarkacın açısal hızı.
q	: Sönüm faktörü.
g	: Süren kuvvetin genliği.
ω_D	: Sürme frekansı.
ϕ	: Sürücü terimin fazı.
λ_i	: Lyapunov üstelleri.
d_i	: i. Yöndeki yaklaşım veya uzaklaşma miktarı.
a	: Prandtl sayısı (Lorenz sistemi).
b	: Reynold sayısı (Lorenz sistemi).
c	: Akışkanın genişliği (Lorenz sistemi).
i_L	: İndüktans akımı (Chua devresi).
V_C	: Kapasite gerilimi (Chua devresi).
V_d	: d eksen gerilimi (Sürekli mıknatıslı senkron motor)
V_q	: q eksen gerilimi (Sürekli mıknatıslı senkron motor)
e	: Hata.
K_p	: Oransal sabit.
K_I	: İntegral sabiti.
u	: Kontrol sinyali.
k_a	: Moment katsayısı.
i_f	: Alan akısı.
i_a	: Armatür akısı.
Ψ_{dr}	: Rotor akısının d bileşeni.

Ψ_{qr}	: Rotor akısının q bileşeni.
Ψ_{ds}	: Stator akısının d bileşeni.
Ψ_{qs}	: Stator akısının q bileşeni.
$\Psi_{\alpha s}$	: Stator akısının α bileşeni.
$\Psi_{\beta s}$	: Stator akısının β bileşeni.
δ	: Geri besleme katsayısı.
σ	: Kaçak faktörü.
V_{ds}	: Stator geriliminin d eksen
V_{qs}	: Stator geriliminin q eksen
ω_s	: Senkron açısal hız.
T_r	: Rotor zaman sabiti.
ω_k	: Kayma açısal hızı.
$i_{\alpha s}$	: Stator akımının alfa bileşeni
$i_{\beta s}$	: Stator akımının beta bileşeni
i_{dr}	: Rotor akımının d bileşeni.
i_{qr}	: Rotor akımının q bileşeni.
i_{ds}	: Stator akımının d bileşeni.
i_{qs}	: Stator akımının q bileşeni.
i_{dr}^{eq}	: Rotor akımının d bileşeninin denge değeri.
i_{qr}^{eq}	: Rotor akımının q bileşeninin denge değeri.
i_{qs}^{eq}	: Stator akımının q bileşeninin denge değeri.
R_r	: Rotor direnci.
L_r	: Rotor indüktansı.
L_m	: Ortak indüktans.
ω_k	: Kayma açısal hızı.
P	: Kutup çifti sayısı.
j	: Eylemsizlik momenti.
$\hat{R}_r$	: Tahmin edilen rotor direnci.
R_r	: Gerçek rotor direnci.

R_r	: Gerçek rotor direnci.
$\frac{L_r}{R_r}$	: Rotor zaman sabiti.
k	: Rotor zaman sabitinin gerçek değeri ile tahmin değeri arasındaki oran.
k_p	: PI denetleyicinin oransal sabiti.
k_i	: PI denetleyicinin integral sabiti.
ω_{ref}	: Referans açısal hız.
λ	: Eigen değerleri.
V_{as}	: statorun a fazına ait gerilim.
V_{bs}	: statorun b fazına ait gerilim.
V_{cs}	: statorun c fazına ait gerilim.



KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
FOC	: Vektör Kontrol
DTC	: Doğrudan Moment Kontrolü
IFOC	: Dolaylı Vektör Kontrol Sürücüsü (Indirect Field Oriented Control)
DFOC	: Doğrudan Vektör Kontrol Sürücüsü (Direct Field Oriented Control)



ÖZET

DOKTORA TEZİ

ELEKTRİKSEL SÜRÜCÜ SİSTEMLERİNDE DOĞRUSAL OLMAYAN OLGULARIN KAOTİK ANALİZİ VE YUMUŞAK HESAPLAMA YÖNTEMLERİ İLE DENETİMİ

Ahmet Bedri ÖZER

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Anabilim Dalı

2005, Sayfa : 141

Matematiksel olarak modellenemeyen veya modellenmesi zor olan sistemlerin modellenmesi ve kontrol edilebilmesi için yumuşak hesaplama yöntemleri geliştirilmiştir. Yumuşak hesaplama, bir çok bileşenden meydana gelmiştir. Kaos yumuşak hesaplamanın bileşenlerinden biridir. Kaos, doğrusal olmayan sistemlerde görülen düzensiz ve kestirilemeyen davranışlardır.

Elektriksel sürücü sistemler doğrusal olmayan yapıya sahiptir. Doğal olarak bu sürücüler kaotik analiz için uygundur. Bu tezde, elektriksel sürücü sistemlerinden vektör kontrollü asenkron motor sürücüsü üzerinde kaotik analizler gerçekleştirilmiştir. Vektör kontrol yöntemleri dolaylı vektör kontrol (IFOC) ve doğrudan vektör kontrol (DFOC) diye iki kısma ayrılır.

IFOC sürücüsünün performansı sistem parametre değerlerine duyarlıdır. Bu parametrelerden en etkin olan rotor zaman sabitidir. Rotor direncindeki değişim sürücü performansını etkileyecektir. Bu tezde, IFOC sürücüsünün kaotik analizi gerçekleştirilmiştir. Rotor direnci tahmin edilirken yapılan hatanın sistemin performansı üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Tezde hız kontrollü IFOC sürücüsünün matematiksel modeli elde edilmiştir. Hız kontrolü için PI denetleyici kullanılmıştır. Hopf çatallaşma analizi, motorun yüklü ve yüksüz durumu için ayrı ayrı yapılmıştır. Direnç tahminindeki hatanın, sistemi Hopf çatallaşmasına sokmaması için PI denetleyicinin parametrelerinin nasıl seçileceği gösterilmiştir.

DFOC sürücülerin performansı, stator akısının doğru tahminine dayanır. En yaygın kullanılan akı tahmin yöntemi gerilim modelidir. Bu model açık integrasyon içermektedir. Bu

tip integrasyonların, sayısal işaret işlemci ile gerçekleştirilmesi durumunda hatalar meydana gelmektedir. Bu tezde gerilim modelinin kaos analizi yapılmıştır. Gerilim modelinde kaos gözlenmiştir. Daha sonra sistemde kaosun yok edilmesi için klasik yöntemlerle ve yumuşak hesaplama yöntemlerinden bulanık mantık ile kaos kontrolü yapılmıştır. Geliştirilen kontrol yaklaşımının başarısı deney sonuçları ile sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler : Kaos, Kaos Kontrol, Elektriksel Sürücüler, Vektör Kontrol, Yumuşak Hesaplama



ABSTRACT

PhD Thesis

CHAOTIC ANALYSIS OF NONLINEAR PHENOMENA IN ELECTRICAL DRIVE SYSTEMS AND THEIR CONTROL WITH SOFT COMPUTING METHODS

Ahmet Bedri ÖZER

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

2005, Page : 141

Soft computing methods were developed for modelling and controlling systems that are either impossible or hard to be modelled mathematically. Soft computing is constructed from many components. Chaos is one of the components of soft computing. Chaos is irregular and unpredictable behaviors that are seen in nonlinear systems.

Electical drive systems have a nonlinear structure. Naturally these drives are suitable for chaotic analysis. In this thesis, chaotic analysis in vector controlled induction motor drive of electrical drive systems was implemented. Vector control methods have two types named Indirect Field Oriented Control (IFOC) and Direct Field Oriented Control (DFOC).

The performance of the IFOC drive is sensitive to system's parameter values. Among those parameters the most efficient one is rotor time constant. A change in rotor resistance will effect drive's performance. In this thesis, chaotic analysis of the IFOC drive was implemented. The effect over system performance caused by the error, which is done when rotor resistance was estimated, was also investigated. Mathematical model of speed controlled IFOC drive was obtained. For speed control, PI controller was used. After obtaining the mathematical model, Hopf bifurcation analysis was done by using it. How to choose the parameters of PI controller was showed in order to prevent system from entering into Hopf bifurcation because of the error in the resistance estimation.

Performance of the DFOC drives is based on the correct estimation of the stator flux. Most frequently used flux estimation method is voltage model. This model includes open integration. Errors occur when such integrations are implemented by digital signal processor. In

this thesis, chaos analysis of voltage model was done. Chaos in voltage model was observed. Later chaos control with both classical methods and fuzzy logic of soft computing methods were applied to eliminate chaos in system. Success of the developed control approach was presented with experimental results.

Keywords : Chaos, Chaos Control, Electrical Drives, Vector Control, Soft Computing



1. GİRİŞ

Kaos; fizik, kimya, mühendislik ve biyoloji gibi pek çok alanda alanda görülen bir kavramdır. Elektronik devrelerde, kimyasal reaksiyonlarda, mekaniksel sistemlerde, canlıların ekolojisinde, atmosferin davranışında ve daha bir çok sistemde kaos ile ilgili örnekler bulunmaktadır [1]. Kaosun bilim adamlarını şaşırtan bir özelliği, çok basit sistemlerde (Lojistik harita) dahi görülebilmesidir.

Doğrusal olmayan sistemler, düzensiz ve kestirilemeyen davranışlar gösterebilirler. Sistem gerekirci (deterministik) olduğu halde ortaya çıkan bu davranış kaos olarak adlandırılır. Kaosun en belirleyici özelliği, başlangıç şartlarına olan bağımlılığıdır. Doğrusal olmayan sistemlerdeki kaos davranışlarını inceleyen bilim dalına kaos teorisi denilmektedir. Bu bilim dalını diğer bilim dallarından ayıran özellik sistemleri nicel olarak değil, nitel olarak incelemesidir. Temel hedef, dinamik sistemleri tanımlayan kesin eşitliklerden ziyade, daha çok sistemin sürekli durum davranışı hakkında ki sorulara cevap bulmaktır. Bu sorulara örnek verilirse; “sistemin sürekli durum davranışı başlangıç şartlarına bağımlı mıdır?”, “sistemin sürekli durum davranışı istikrarlı mıdır? İstikrarlı ise bu durumlar nelerdir?”

Kaos ile kararsızlık birbiriyle aynı değildir. Kaotik bir sistem dışardan bir etki gelmediği durumda kararlıdır. Ayrıca kaotik sistemleri rasgele (olasılıksal, stokastik) sistemlerden de ayırmak gerekir. Kaotik sistemler karmaşa ve düzenin bir arada olduğu gerekirci sistemlerdir. Kaos, doğrusal olmayan bir yapıya sahip, gerekirci denklemlerden oluşan, düzensiz davranış biçimi diye tanımlanabilir.

Elektriksel sürücüler, yüksek derecede doğrusal olmayan bileşenler içerirler. İçerdikleri doğrusal olmayan bileşenler, bu sürücülerde kaosun aranabileceği anlamına gelmektedir. İlk olarak 1990’lı yıllarda elektriksel sürücülerde kaosun varlığı gösterilmiştir. Elektriksel sürücülerde kaos analizi, genelde güç dönüştürücüleri üzerinde yapılmıştır. Bunun sebebi, güç dönüştürücülerinde bulunan anahtarlama elemanları ve denetleyicilerin doğrusal olmayan yapılar içermesidir [2]. Elektriksel sürücülerin bir parçası olan elektrik motorları da doğrusal olmayan bileşenler içermektedir fakat elektrik motorlarında kaos analizi ile ilgili fazla çalışma literatürde bulunmamaktadır.

Yumuşak hesaplama yöntemleri; modelleme, akıl yürütme, yorumlama, uyumlu çözümleme, tahmin edebilme gibi özellikleri sayesinde bir çok alanda yararlı biçimde kullanılan yaklaşımlardır. Zadeh, yapay sinir ağı, bulanık mantık, evrimsel hesaplama, kaos gibi yaklaşımların tümüne yumuşak hesaplama adını vermiştir [1]. Yumuşak hesaplama yöntemleri, kesin yargıların olmadığı, klasik yöntemlerle çözülemeyen sistemler için uygundur. Yumuşak hesaplama ile, uyumlu, sağlam ve düşük maliyetli sistemler geliştirilebilmektedir.

Bu tezin ilk amacı, dolaylı ve doğrudan vektör kontrollü asenkron motor sürücüsünün kaos analizini gerçekleştirmektir. İkinci amaç ise analizi yapılan sürücülerdeki kaotik davranışın, klasik yöntemlerle ve yumuşak hesaplama yöntemleri ile kaos kontrolüdür. Bu tez çalışması üç temel konuya dayanmaktadır. Bunlar;

- Doğrusal Olmayan Sistemler ve Kaos
- Yumuşak Hesaplama Yöntemleri
- Elektriksel Sürücü Sistemleri

Tezin giriş bölümünde bu üç konu birbiriyle ilişkili olarak ele alınmaktadır. Ayrıca tezin literatürdeki yeri, tezin amacı ve tezin yapısı da bu bölümde verilmiştir.

1.1 Doğrusal Olmayan Sistemler ve Kaos

1.1.1 Giriş

Dinamik bilimi, zaman içerisinde değişim gösteren sistemleri inceleyen bilim dalıdır. Çok disiplinli bir yapı olmasına rağmen aslında fiziğin bir dalıdır. Dinamik bilim dalı, 1600'li yılların ortasında Newton'un çalışmaları ile başlamıştır. Newton, fiziksel sistemlerin hareketlerinin diferansiyel denklemlerle ifade edilebileceğini göstermiştir [3-4]. Newton two-body olarak bilinen ve dünyanın güneş etrafındaki hareketini hesaplayan problemi çözmüştür. Daha sonra gelen bilim adamları three-body problemi olarak bilinen güneş, dünya ve ayın hareketini hesaplayan problemi çözmek için uğraşmışlardır ve uzun yıllar çözememişlerdir.

1890 yılında Henri Poincaré, niceliksel olarak değil niteliksel olarak probleme yaklaşmış ve yeni bir bakış açısı getirmiştir. Gezegenlerin konumlarının bulunması yerine, güneş sisteminin sonsuza kadar kararlı davranıp davranmayacağını araştırmıştır. Bu soruların cevabını verebilmek için etkili bir geometrik yaklaşım geliştirmiştir. Geliştirdiği teknik bir çok fiziksel sistemde kullanılmaya uygundur. Poincaré, kaosun olabirliğini ilk olarak fark eden kimse olarak bilinmektedir.

Poincaré'nin 19. yüzyılın sonunda kaos konusuna değinmesine rağmen 20. yüzyılın ilk yarısında kaos konusu arka planda kalmıştır. Bu zaman diliminde doğrusal olmayan sistemler üzerinde çok çalışma yapılmasına karşın kaos konusu ile pek ilgilenilmemiştir. Kaos konusunun arka planda kalma sebebi yıllarca gürültü veya dış etki olarak tanımlanmasıdır. Sistemin iç dinamiğinin sonucu olduğu fark edilmemiştir. Çalıştıkları sistemde kaosa rastlayan bilim adamları tasarım yoluyla kaostan kurtulmaya çalışmışlardır. Bu durumlar kaosun keşfini geciktirmiştir.

Yüksek hızlı bilgisayarların icat edilmesi, dinamik biliminde bir dönüm noktası olmuştur. Hızlı bilgisayarlar sayesinde deneyler yapılmadan önce bilgisayarlarda benzetimler yapılmakta ve daha sonrada deneysel sonuçlarla karşılaştırılmaktadır. Ayrıca bilgisayarın grafik özellikleri kullanılarak deney sonuçları daha rahat irdelenebilmektedir.

1963 yılında MIT’de çalışan Edward Lorenz isimli meteorolog, bilgisayar yardımıyla kaos üzerine ilk sayısal çalışmayı gerçekleştirmiştir. Lorenz, yaptığı çalışmada kaosu gözlemlemiştir. Atmosferin küçük bir modelini denklemlerle oluşturmuş ve bu model üzerinden hava tahmini yapmaya çalışmıştır. Oluşturduğu modelin bilgisayarda benzetimini yaparak çalışmıştır. Lorenz, benzetim sonuçlarının bazı parametre değerlerinde herhangi bir denge noktasına veya periyodik bir yörüngeye oturmadığını gözlemlemiştir. Bu parametre değerlerinde benzetim sonuçlarının düzensiz ve periyodik olmayan bir davranış gösterdiğini gözlemlemiştir. Daha sonra aynı deneyi birbirine çok yakın başlangıç koşullarına sahip iki durumda tekrarlamıştır. İki deney sonucunun birbirinden çok farklı olduğunu gözlemlemiştir.

Kaosun, günümüze gelinceye kadar karşılaştığı dönüm noktaları hakkında bu bilgiler verildikten sonra dinamik bilim dalından kaos bilim dalına kadarki tarihi gelişim çizelge 1.1’de verilmiştir.

Çizelge 1.1 Dinamik bilim dalının başlangıcından günümüze kadar geçen zamandaki dönüm noktaları [3]

Dinamik-Kaos (Önemli olaylar)		
1666	Newton	Hareketin temel kanunları
1700’lü yıllar		Klasik mekanik
1800’lü yıllar		Gezegenlerin hareketi ile ilgili analitik çalışmalar
1890	Poincaré	Geometrik yaklaşım
1920-1950		Fizik ve mühendislikte doğrusal olmayan osilatörler
1920-1960	Birkhoff Kolmogorov Arnold Moser	Hamiltonian mekaniği
1963	Lorenz	Atmosferde modelindeki tuhaf çekiciler
1970’li yıllar	May Feigenbaum Mandelbort	Lojistik haritada kaos Kaos ve çatallaşmanın ilişkisi Fraktal

Kaos, Lorenz'in çalışmasından sonra popüler hale gelmiş ve birçok bilim adamı bu konu üzerinde çalışmalar yapmışlardır. Kimya, elektrik, mekanik, biyoloji, ekonomi, vb. gibi bir çok alanda kaosa rastlanmıştır.

1.1.2 Kaos ve Kaotik Sistemler

Doğrusal olmayan sistemlerin, zaman içerisinde düzensiz ve kestirilemez davranış göstermesi kaos olarak adlandırılmıştır. Sınırlı bir bölgede bulunan sürekli durum davranışlarından bazıları; denge noktası, periyodik yörünge veya periyodumsu yörüngelerdir. Kaosun bir başka tanımı ise, yukarıda belirtilen sürekli durum davranışlarının tümünden farklı olan davranış biçimidir.

Kaosun temel karakteristiği başlangıç şartlarına bağımlılıktır [2-13]. Kaotik olmayan bir sistem, birbirine çok yakın iki başlangıç noktasından başlatılırsa, başlangıç şartlarındaki bu küçük farklılık, zamanla doğrusal olarak artan bir hataya sebep olur. Kaotik sistemlerde ise başlangıç şartlarındaki bu küçük farklılık, zamanla üstel olarak artabilir. Birbirine çok yakın noktalardan başlayan sistemler, birbiri ile alakasız değerler alabilirler ve bir süre sonra sistemin nasıl davranış göstereceği kestirilemez hale gelebilir. Başlangıç şartlarına bağımlılık, kelebek etkisi olarak da bilinir. Bu tip sistemler asla kendilerini tekrar etmezler fakat fraktal geometriye sahip tuhaf çekici diye adlandırılan sınırlı bölgede kalırlar.

Bir sistemde kaosun aranabilmesi için gerekli koşullar vardır. İlk koşul, sistemin kesinlikle doğrusal olmayan bir sistem olmasıdır. İkinci koşul, sistem sürekli zamanlı bir sistem ise en az üçüncü dereceden bir sistem olması gerekmektedir. Fakat ayrık zamanlı bir sistem ise birinci dereceden (örnek lojistik harita) olması yeterlidir. Bu koşullar bir sistemde kaosun aranması için gerekli koşullardır [8]. Bu koşulların sağlanması o sistemde kaosun kesinlikle var olduğu anlamına gelmemektedir. Bu koşulları sağlayan sistemlerde kaosun varlığı araştırılabilir.

Eğer kestirim imkansız hale geliyorsa kaotik sistem, olasılıksal bir sistem gibi davranabilir. Fakat gerekirci (deterministik) sistemlerde kaotik davranış gösterebilirler. Gerekircilik ve kestirilebilirlik sayesinde günlük yaşantımız daha güvenli ve rahat bir hale gelmiştir. Buzdolabındaki ısınin otomatik olarak ayarlanması ve sürücüsüz giden trenler bazı örneklerdir. Bir paranın yazı tura gelmesi, televizyon ekranında gördüğümüz parazitler gibi kestirilemeyen bir çok sistem vardır. Bu tip sistemler olasılıksal veya rasgele sistemler olarak bilinirler. Olasılıksal sistemler kontrol edilemezler. Gerekirci sistemlerde rasgele davranışlar gözlemlendiğinde bilim adamları neye uğradıklarını şaşırılmışlardır. Daha sonraları bu tip davranışlar gerekirci kaos olarak adlandırılmıştır. Gerekirci kaotik sistemler, ayrık zamanlı veya

sürekli zamanlı denklem kümeleridir. Kaosun gerekirci sistemlerde ortaya çıkmasına rağmen literatüre bu kadar geç girme sebebi yıllarca gürültü olarak nitelendirilmesidir.

Kaos yeni bir konu olduğu için bir çok yabancı terim mevcuttur. Kaos ile ilgili yabancı terimler EK-1’de açıklanmıştır. Tezin herhangi bir bölümüne yabancı bir terime rastlandığında EK-1’e bakılabilir.

Kaosu göstermek için sık kullanılan bazı gerekirci kaotik sistem modelleri şunlardır; Lorenz sistemi, Duffing, van der Pol, Ueda, Fermi-Ulam, Hénon-Heiles, Lojistik harita, Chua devresi, Sürülen sarkaç. Kaotik davranış gösteren sistemler, kimyadan elektroniğe bir çok alanda görülmektedir.

1.2 Yumuşak Hesaplama

Bu bölümde dinamik sistemlerin modellenmesi, benzetimi ve kontrolü için kullanılan yumuşak hesaplama (soft computing) yöntemleri açıklanmıştır.

İnsan düşüncesinin, mantıksal, sezgisel ve öznel tarafları vardır. Mantıksal tarafı, gelişmiş Neuman tipi bilgisayarlar ve geleneksel hesaplamalarla (hard computing) işlenip değerlendirilmektedir. Çok karmaşık sistemlerin geleneksel hesaplama yöntemleri ile çok zor olduğu bilinmektedir. Bu zorluğu ve çözümsüzlüğü aşmak için insan düşüncesinin sezgisel ve öznel taraflarının gerçekleştirilebilmesine ihtiyaç duyulmuştur. Bu gerçekleştirilebilme için yumuşak hesaplama yöntemleri geliştirilmiştir [14]. Yumuşak hesaplama yöntemleri; bulanık mantık, yapay sinir ağları, genetik algoritma, kaos, bağışıklık ağları, vb gibi yöntemlerden oluşmaktadır.

Yumuşak hesaplamanın, geleneksel hesaplamadan farkının sezgisel ve öznel tarafları olduğu bir önceki paragrafta vurgulanmıştı. Yumuşak hesaplamanın avantajları; hata toleransı ve belirsizliğin işlenebilmesi, kolay ve doğru kontrol edebilme, sağlamlık ve ucuz çözüm maliyetidir.

Yumuşak hesaplamanın esas bileşenleri; bulanık mantık, yapay sinir ağları, olasılıksal hesaplama ve evrimsel hesaplama. Daha sonra kaos teorisi ve öğrenme algoritmalarının bir kısmı da yumuşak hesaplama dahil olmuştur. Yumuşak hesaplama, yukarıda adı geçen yöntemlerin dışında bu yöntemlerin kurduğu ortaklıkları da içerir. Bu yöntemler birbirleriyle yarış içinde değildir, birbirlerini tamamlarlar [14-17]. Karma sistemler ile çok etkili zeki sistemler oluşturulur.

Bulanık mantık, yapay sinir ağı ve genetik algoritmanın birbirini tamamlayıcı özellikleri vardır. Bu yöntemler diğerlerinden daha fazla kullanılmaktadırlar. En fazla kullanılan karma

sistem ise bulanık mantık ve yapay sinir ağından oluşan sinirsel bulanık sistemlerdir. Bu sistemler bir çok alanda kullanılmaktadırlar.

Gelecekte yumuşak hesaplama yöntemlerinin daha da önem kazanacağı görülmektedir. Son yıllarda yapılan çalışmalarda yumuşak hesaplamanın sadece insan düşüncesi ile sınırlı olmadığı, aynı zamanda bağışıklık sistemleri gibi diğer yapay yaşam mühendisliği sistemlerini de içerdiği görülmüştür.

1.2.1 Yumuşak Hesaplamayı Oluşturan Bileşenlerin Karakteristikleri

Bulanık mantık, yapay sinir ağı, genetik algoritma ve diğer yöntemler yalnız başına kullanılabildiği gibi beraber de kullanılabilirler. Bu yöntemlerin yalnız başlarına veya beraber kullanılması yumuşak hesaplama olarak adlandırılır. Bulanık mantık, yumuşak hesaplamanın en önemli bileşenidir. Bulanık mantık, dilsel ifadelerle hesaplama yapan bir yöntemdir. Bir çok endüstriyel sistemde kullanılmaktadır. Dilsel bir biçimde veya belirsiz sayısal biçimde gösterilen bilgiyi kontrol etmek için bulanık mantık kullanımı uygundur. Bulanık kümeler, bilinmeyen sistemleri modellemek için evrensel bir yaklaşımcı olarak kullanılabilir. Bununla birlikte, zeki sistemler oluşturulurken yalnızca bulanık mantık kullanmak her zaman yeterli değildir. Örneğin, eğer tasarlayıcı kişi sistem hakkında ön bilgi elde edemiyorsa, kuralları ve bulanık kümeleri oluşturamaz. Aynı zamanda bulanık mantığın bir dezavantajı ise deney sonuçlarından öğrenme kabiliyeti yoktur [15].

Yumuşak hesaplamanın diğer bir önemli bileşeni yapay sinir ağlarıdır. Bunlar paralel hesaplama modelleri olarak görülmektedir. Bu ağların en önemli özellikleri uyarlamalı sistemler olmalarıdır. Klasik programlama yerine örneklerden öğrenme yaparlar. Diğer bir avantajı ise paralel yapısından dolayı hızlı işlem yapabilmedir. Yapay sinir ağlarının diğer bir avantajı ise genelleme kabiliyetleridir. Uygun bir eğitimden sonra, hiç kullanılmayan dataları genelleyerek uygun sonuçlar verirler. Yapay sinir ağlarının dezavantajı ise zayıf yorumlama özelliğidir [1].

Evrimsel hesaplama, optimizasyon için köklü değişiklikler yapan bir algoritmadır. En sık kullanılan evrimsel hesaplama yöntemi genetik algoritmadır. Bu yöntem global optimizasyon için geliştirilmiştir. Genetik algoritma doğal seçim mekanizması ve gen mühendisliğine dayanır. Genetik algoritmanın bir avantajı; verimli bir biçimde paralel olarak ve birden fazla özellikli arama yapabilmesidir. Genetik algoritmanın yapısı ve çalışma mekanizması basittir. Genetik algoritmanın dezavantajı ise kuvvetli bir teorik temeli yoktur. Aynı zamanda gerçek dünya değişkenlerini bit'ler haline getirmekte diğer bir dezavantajıdır. Hesaplama hızı da düşüktür [1]. Yumuşak hesaplama tekniklerinden kaos ise daha önceki

bölümlerde açıklanmıştır. Çizelge 1.2’de yumuşak hesaplama bileşenlerinin avantajları ve dezavantajları verilmiştir [1].

Yumuşak hesaplamanın her bir bileşeni için belirli problemler vardır. Bu bileşenlerden biri belirli bir problemi rahatlıkla çözüyorsa karma sistemler kullanmak gereksizdir. Örneğin bir arabayı park etme problemi için sadece bulanık mantığın kullanılması yeterlidir. Dolayısıyla böyle bir problemde genetik algoritma veya yumuşak hesaplamanın herhangi bir bileşenini kullanmaya gerek yoktur.

Çizelge 1.2 Yumuşak hesaplama bileşenlerinin karakteristikleri [1]

Yöntem	Bulanık mantık	Yapay sinir ağı	Genetik algoritma	Kaos
Zayıf Yönler	Öğrenme Bilgi edinimi	Yorumlama kabiliyeti	Kodlama, Hesaplama hızı	Hesaplama yapmanın güçlüğü, Kaosu tanımlama güçlüğü
Güçlü Yönler	Yorumla kabiliyeti, Akıl yürütme, Hata toleransı, Modelleme, Sonuç çıkarma	Öğrenme, Genelleme, Adaptasyon, Yaklaşım	Global optimizasyon, Hesaplama verimi	Doğrusal olmayan sistemlerin benzetimi, Gözlenen datadaki kaosu bulunabilmesi, Kestirilebilirliğin belirlenmesi

1.2.2 En Çok Kullanılan Yumuşak Hesaplama Yöntemleri

Yukarıda ifade edildiği gibi yumuşak hesaplama yöntemleri birbirini tamamlayıcı özelliklere sahiptirler. Karmaşık uygulamalarda yalnız bir bileşen kullanmak yerine birden fazla bileşenin kullanılması daha avantajlı olabilmektedir. Yumuşak hesaplama teknikleri kullanılarak elde edilen karma sistemlerden en bilinenler aşağıda verilmiştir [15]:

- Yapay sinir ağı + Bulanık mantık (sinirsel bulanık)
- Bulanık mantık + Genetik algoritma
- Bulanık mantık + Kaos
- Yapay sinir ağı + Genetik algoritma
- Yapay sinir ağı + Kaos
- Yapay sinir ağı + Bulanık mantık + Genetik algoritma

Bunlar en bilinen karma yumuşak hesaplama tekniklerdir. Yukarıda verilmeyen farklı bileşimlerde mevcuttur.

Bir tarafta yapay sinir ağlarının yorum yapma kabiliyetinden yoksun olması, diğer taraftan bulanık sistemlerin zayıf öğrenme kabiliyetleri bu bileşenlerin uygulamalarını sınırlamaktadır. Sinirsel bulanık sistemler; yapay sinir ağlarının öğrenme kabiliyeti ile bulanık

mantığının yorumlama özelliklerinin birleştiği karma bir sistemdir. Bulanıklaştırma, bulanık kuralların oluşturulması, bulanık bilgi tabanının optimizasyonu ve adaptasyonu, bulanık sonuç çıkarmanın gerçekleştirilmesi ve durulandırma, bulanık sistemlere yapay sinir ağının katılması ile oluşturulmuş temel sinirsel bulanık sistemlerdir.

Bulanık mantık ve genetik algoritmanın oluşturduğu karma sistemler mevcuttur. Bu sistemler, bulanık kontrolün bilgi tabanının optimizasyonu gerçekleştirilirler. En uygun kural sayısı, üyelik fonksiyonlarının en uygun merkezleri ve eğimlerinin bulunması gibi optimizasyon işlemleri bu karma sistemler ile uygun biçimde gerçekleştirilir. Genetik algoritma, oluşturulan bulanık sistemi optimize etmek için kullanılır. Ayrıca genetik operatörlerin ve genetik algoritmanın davranışlarının geliştirilmesi içinde bulanık mantık kullanılabilir.

Bulanık sistemler doğrusal olmayan dinamik sistemleri modelleyebilirler. Böylelikle kaotik çekicileri, özelliklerini bozmadan kolayca temsil edebilirler. Bulanık mantıkla kaos kullanılarak sistemlerin kaotik davranışları kural yapılarına dönüştürülebilir.

Yapay sinir ağları ile genetik algoritmanın birlikte kullanıldığı karma sistemler mevcuttur. Yapay sinir ağı oluşturulurken ağı yapısı, öğrenme biçimi gibi deneme yanılma yoluyla bulunan parametreler mevcuttur. Yapay sinir ağının eğitime en yaygın kullanılan yöntem geri yayılım algoritmasıdır (back propagation algorithm). Bu yöntemde belirli sakıncaları vardır. Genetik algoritmalar, yapay sinir ağlarının optimizasyonu içinde rahatlıkla kullanılmaktadırlar.

Farklı transfer fonksiyonları kullanan yapay sinir hücresi modelleri mevcuttur. Bu modeller sinir ağları uygulamalarında verimlidir. Fakat bazı uygulamalarda kaotik davranışlar göstermektedirler. Örneğin biyolojik bir aksonun reaksiyonunda giriş periyodikse çıkış kaotiktir. Aynı zamanda kaotik bir sistem, yapay sinir ağları kullanılarak kontrol edilebilmektedir. Kaosun tanımlanması, kestirim stratejileri hakkında bilgiler verebilmektedir. Eğer sistemin davranışını kestirebilmek için yapay sinir ağı kullanılırsa, kaotik çekicilere ait parametreler, eğitim için ne kadar data gerektiğini belirleyebilmektedir. Yapay sinir ağı ve kaostan oluşan karma sistemler kestirim ve kontrol için yararlıdırlar.

Yapay sinir ağı, bulanık mantık ve genetik algoritmanın üçlüsünün beraber kullanıldığı yumuşak hesaplama teknikleri de vardır.

1.3 Elektriksel Sürücü Sistemleri

Elektriksel enerji, doğadaki enerji türlerinin mekaniksel enerjiye dönüşümünde ara bir evre olarak tanımlanır. Bu tanım tamamen doğru olmasa bile büyük ölçüde doğrudur. Çünkü mekaniksel enerji çoğu enerji tüketicisinin son ihtiyaç duyduğu enerji biçimidir. Elektriksel

enerjinin mekaniksel enerjiye dönüşümünde elektriksel sürücüler kullanılır. Bu sürücülerdeki enerji dönüşümünde esas rolü elektrik makinaları oynar. Farklı uygulamalar için uygun olan değişik elektrik motorları mevcuttur. Motorların genel avantajları; sağlamlık, yüksek verim, kontrol kolaylığı ve geniş güç aralığıdır. Elektriksel sürücülerin bir diğer bileşeni ise güç dönüştürücülerdir. Bunlar modern güç yarıiletkenlerini kullanırlar. Bir diğer bileşen olan denetleyicilerle birlikte elektriksel enerjiyi kontrol ederler. Elektrik motorları ile güç dönüştürücüleri kombinasyonu, modern kontrol stratejileri ile birlikte elektriksel sürücülerini diğer sürücüler içerisinde lider konuma getirirler.

Çoğu teknik ve endüstriyel gelişim enerjiye dayanmaktadır. Mekaniksel enerji biçimi en yaygın kullanılandır. Bir çok son kullanıcının ihtiyaç duyduğu enerji türü mekaniksel enerjidir. Mekaniksel enerji doğada hidro enerji ve rüzgar enerjisi biçiminde bulunurlar. Rüzgar enerjisinin kullanımı sınırlıdır çünkü iletimi, dağıtımı ve kontrolü pratiksel olarak zor gerçekleştirilir.

Enerji dönüşümünün en uygun yolu, enerjiyi son kullanıcıya uygun bir biçimde taşımaktır. Bunu yapmak için elektriksel enerji ara evre olarak kullanılmaktadır. Elektriksel enerji kullanımının üç temel sebebi vardır. Birinci sebep, elektriksel enerjinin üretimindeki verimin yüksek olmasıdır. Günümüzde üretilen enerjinin büyük kısmı; hidro, fosil yakıt ve nükleer enerjidir. Güneş enerjisi ve jeotermal enerji bu enerji türlerini takip etmektedir. Farklı tip türbinlerle sürülen elektriksel generatörler farklı enerji formlarını elektriksel enerjiye verimli biçimde dönüştürmektedir. İkinci sebep ise elektriksel enerjinin üretimi ve dağıtımı basittir. Enerji elektriksel biçimde uzun mesafelere az enerji kayıpları ile iletilir ve çok düşük maliyetle dağıtımı yapılabilir. Son sebep ise elektriksel enerjinin mekaniksel enerjiye dönüşümünün kolay olmasıdır. Bu dönüşüm elektrik makinaları ile gerçekleştirilmektedir [18].

Değişik tiplerde elektrik motorlarını içeren elektriksel sürücüler, endüstrinin gereğidir. Endüstriyel toplumlarda üretilen elektriksel enerjinin %60'ından fazlası elektriksel sürücülerde kullanılmaktadır. Elektriksel sürücü uygulamaları çok düşük güçlerden (bilgisayarlarda kullanılan parçalar, robotlar vs.) multi-megawatt güçlere kadar her aralıkta kullanılmaktadır. Geniş aralıklı güç, moment ve hız aralıklarında çalışabilme, her çalışma koşuluna uyum sağlayabilme, yüksek verim, hızlı cevap, kontrol kolaylığı, frenleme durumunda generatör olarak çalışabilme ve değişik mekaniksel tasarım tipleri, elektriksel sürücülerini diğer sürücülerden kıyaslanamayacak kadar iyi olduğunu gösterir. 1998 yılında marketlerde satılan elektriksel sürücülerin toplam fiyatları çizelge 1.3'de verilmiştir. Yine 1998 yılında elektriksel sürücülerin, hangi coğrafi bölgelerde ne kadar satıldığı çizelge 1.4'de gösterilmiştir [19].

Elektriksel enerjiye olan istekler arttıkça çevresel kirlilikte çok büyük endişeler meydana gelmektedir. Özellikle fosil yakıtlar ve nükleer enerji kullanan enerji kaynakları hava

kirliğinde önemli rol oynamaktadırlar (asit yağmurları, küresel ısınma etkisi vs.). Enerji kayıpları azaltılırsa üretilen enerji azalacağından hava kirliliğinin azalacağına şüphe yoktur. Yapılan tahmine göre, endüstriyel ülkelerde kullanılan elektriksel sürücülerde daha verimli kontrol sistemleri kullanıldığı takdirde % 20 enerji tüketiminin azalacağı kabaca belirtilmiştir [19].

Çizelge 1.3 1998 yılında marketlerde satılan elektriksel sürücülerin fiyat çizelgesi

Sürücü Tipi	Milyon \$
AA	5220
DA	1259
Servo	2343
TOPLAM	8822

Çizelge 1.4 1998 yılında marketlerde satılan elektriksel sürücülerin coğrafi bölgelere göre dağılımı

Coğrafi Bölgeler	Milyon \$
Avrupa	2599
Amerika	2158
Asya-Pasifik	3426
Diğer Bölgeler	639
Toplam	8822

İlk elektriksel motorun bulunmasından sonra başlayan elektriksel sürücülerin kontrolü ile ilgili çalışmalar günümüzde de devam etmektedir. Değişken hızlı bir sürücünün verimli olabilmesi için kontrol edilebilmesi şarttır. Leonard, 1896'da yazdığı çalışmada elektrik motorlarının uygun koşullar sağlandığında istenilen hızda çalışacağını iddia etmiştir. Böylece yeni bir çağ başlatmıştır. Leonard'ın değişken hızlı DA sürücü için bulduğu çözüm o günlerde kabul görmemiştir. Fakat başlattığı kontrol felsefesi artarak günümüze kadar gelmiştir ve halen devam etmektedir. Üç fazlı sincap kafesli ve bilezikli asenkron motorların sırasıyla 1889 ve 1890 yılında bulunmasından sonra değişken hızlı AA sürücünün ortaya çıkması on dört yıl sürmüştür. 1904 yılında Kramer, iki tane AA-DA motor seti kullanarak değişken hızlı AA sürücüyü gerçekleştirmiştir. Bu çözüm Leonard'ın sistemi için gerekli olan donanım ile benzerdir. Kramer'in sunduğu DA Link fikri, AA sürücü sistemlerinde temel bir kavram olarak devam etmektedir. 1911 yılında daha verimli bir değişken hızlı AA sürücü bulunmuştur. Schrage, rotorun üstünde bir komütatör bulunan asenkron motoru geliştirmiştir.

Elektriksel sürücülerin verimleri, statik güç elektroniği devrelerine bağımlıdır. 1920’li yıllarda cıva ark doğrultucuları, kontrollü doğrultmayı mümkün hale getirmişlerdir. 1960’lı yıllarda ilk güç yarıiletkeni olan tristörlerin bulunmasıyla sürücü teknolojisinde yeni bir sayfa açılmıştır. Daha sonra sürücü sistemlerdeki teknolojiyi artıran diğer yarıiletken elemanlarda bulunmuştur ve kullanılmaya başlanmıştır. Bu elemanlar yüksek performans sağlamışlardır. Elektriksel sürücülerin kontrol devreleri, düşük güçlü yarıiletken teknolojisindeki gelişmelerden de etkilenmiştir. Ayrık bileşenlerden sonra kontrol donanımı analog entegre devrelerle yapılmaya başlanmıştır. İşlemsel kuvvetlendiriciler 1970’li yılların en yaygın kullanılan kontrol devresi bileşeni olmuştur.

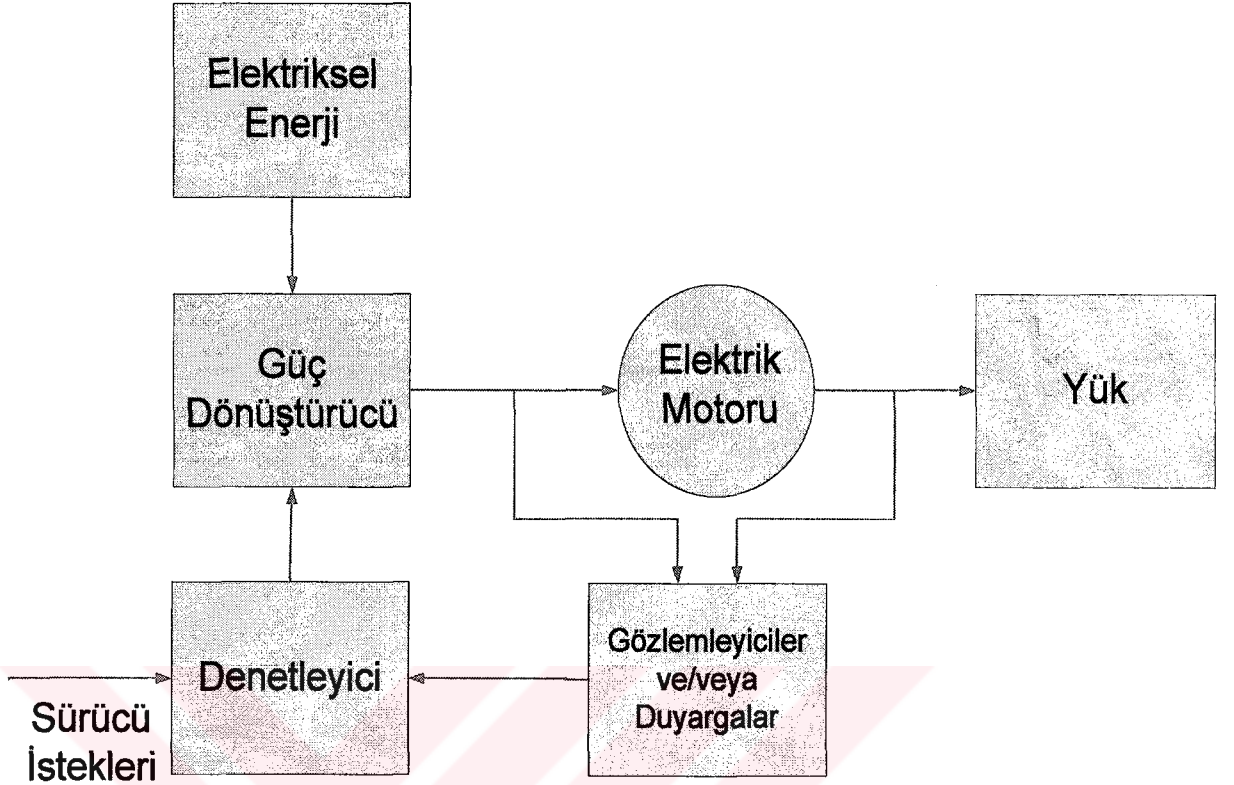
1970’li yıllarda değişken hızlı sürücülerde önemli bir değişim olmuştur, bu değişim paketlemedir. Elle yapılan motorlar fazla yer kaplamakta ve pahalıya mal olmaktadır. Bu yüzden paketleme ile motorların hacmi ve maliyeti azaltılmıştır.

1980’li yıllarda sayısal kontrol teknolojisi, elektriksel sürücülere uygulanmaya başlanmıştır. Bu teknoloji, mikroişlemciler ile popülerliğe kavuşmuştur. Sayısal kontrol teknolojisi, sadece sürücülerin performansını artırmak için modern kontrol stratejilerinin uygulaması ile sınırlı değildir. Aynı zamanda sistemlerin boyutunu, ağırlığını, maliyetini azaltır ve montajında da kolaylık sağlar. Bu gelişme, analog ürünle aynı fiyata satılan performansı daha iyi sayısal sürücüler ortaya koymuştur. Sayısal sürücülerin performansını artırabilmek için akıllı ve öğrenen sürücüler kullanılmaktadır. Bu sürücüler; uyumlu adaptif kontrol teorileri, uzman sistemler ve yumuşak hesaplama tekniklerini kullanabilmektedir. Günümüzde kullanılan sayısal sürücü sistemleri, seri iletişim birimleri kullanmaktadır. Sürücü kontrol arabirimlerinin standart hale getirilmesi için bir çok makale yazılmıştır. Bu gelişmelerden dolayı bir çok üretici, RS 232, 485 veya 422 arabirimlerini standart veya seçmeli hale getirerek sürücülere eklemiştir [20].

Özet olarak, elektriksel sürücü sistemleri karmaşık sistemlerdir, çoklu alanlardan oluşmuş yapıya sahiptirler (elektrik mühendisliği, elektronik mühendisliği, makina mühendisliği, çevre mühendisliği, vb.). Bir başka görüşe göre elektriksel sürücü sistemleri mekatronik mühendisliğine ait bir çalışma alanıdır [21]. Mekatronik mühendisliği de çoklu disiplinler bir mühendislik dalı olduğundan iki tanım birbiri ile örtüşmektedir.

Değişken hızlı modern bir sistem, şekil 1.1’de görüldüğü gibi 4 temel bileşenden meydana gelir:

- Elektrik makineleri
- Güç dönüştürücüleri
- Denetleyiciler ve yardımcı elemanları (gözlemleyiciler ve duyargalar)
- Yük



     1.1 Modern elektriks l s r c  şeması

1.3.1 Elektrik Makinaları

Mekaniks l enerjiyi elektriks l enerjiye veya elektriks l enerjiyi mekaniks l enerjiye d n şt rmeye yarayan alete elektrik makinası denilir. Makina, mekaniks l enerjiyi elektriks l enerjiye d n şt r yorsa generat r olarak adlandırılır. Elektriks l enerjiyi mekaniks l enerjiye d n şt r yorsa motor olarak adlandırılır [22]. G n m zde hız kontrol uygulamalarında kullanılan elektrik makinaları;

- DA makinalar (seri, ş nt, kompund, serbest uyartımlı, anahtarlamalı rel ktans)
- AA makinalar (asenkon, senkon, s rekli mıknatıslı senkon, senkon rel ktans)
-  zel makinalar.

T m bu makinalar bir ka  Watt'dan MW seviyelerine kadar piyasada bulunmaktadır. Değişik uygulamalar i in motor se ilirken bazı  zelliklere dikkat edilir. Bunlardan bazıları [23];

- Maliyet
- Termal kapasitesi

- Verim
- Hata toleransı
- Moment hız karakteristiği
- İvmelenme
- Birim hacim başına verdiği güç
- Ripple momentleri
- İkincil kaynağa olan ihtiyaçlar
- Sağlamlık
- Çevresel tehlikeler.

Makina seçilirken yukarıda verilen özelliklerden bazılarına ihtiyaç duyulur. Endüstride genelde DA motorlar, Asenkron motorlar, sürekli mıknatıslı senkron motorlar ve fırçasız DA motorlar daha yaygın kullanılırlar.

1.3.2 Güç Dönüştürücüleri

Elektronikğin bir çok alanı, sinyallerin veya bilgilerin işlenmesi ile alakalıdır. Buna karşın, güç elektroniği, doğrudan elektriksel enerjinin işlenmesi ile uğraşır. Güç dönüştürücüler bir sistemin son kullanıcısı değildir. Daima bir enerji kaynağı ile enerji tüketicisi arasında aracılık eden sistemlerdir. 21. yüzyılda, gelişmiş ülkelerde üretilen enerjilerin %90'ı son kullanıcıya gitmeden önce bir güç elektroniği devresi tarafından işlenmektedir. Güç dönüştürücülerinin amaçları [2];

- Elektriksel enerjiyi bir şekilden başka bir şekle dönüştürmek. Bunları yaparken düzeltmeleri ve kontrolü de kolaylaştırmak.
- Enerji dönüşümünde yüksek verim sağlamak ve ısı kayıplarını minimize etmektir.
- Güç dönüştürücülerin kullanıldığı sistemi (motorlar gibi) optimize etmektir.

Yarıiletkenler, diğer elektronik alanlarından farklı olarak anahtar olarak kullanılırlar. Elektriksel güç kaynakları DA veya AA olabilirler. 4 temel tip güç dönüştürücü mevcuttur: AA/DA dönüştürücüler (AA güç kaynağı, DA yük), DA/AA dönüştürücüler, DA/DA dönüştürücüler ve AA/AA dönüştürücüler. Genellikle AA kaynaklar sinüsoidal biçimindedir. DA kaynaklar ise sabit büyüklük biçimindedir. Güç dönüştürücülerinde küçük hatalar ihmal edilebilir. AA/DA dönüştürücüler doğrultucu olarak ta adlandırılırlar. DA/AA dönüştürücüler ise inverter olarak adlandırılırlar.

Evlerde ve endüstride güç elektroniği teknolojisi gittikçe artmaktadır. Bilinen örneklerden bazıları; bilgisayarlardaki güç kaynakları, kesintisiz güç kaynakları, ev aletlerindeki

elektrik motorlar, floresan lambalar için elektronik balastlar, endüstride kullanılan motorlar için sürücüler, şarj aletleri, elektrikli trenler, elektrikli arabalar, vs. Enerji maliyetini azaltmak için yüksek verimlilik gereklidir. Bunun içinde güç dönüştürücüsünden yayılan ısıнын büyüklüğünün azaltılması gereklidir. Büyük güçlü sistemlerde verimler %100'e yakındırlar. Düşük güçlü sistemlerde ise verimler %80'ler civarındadır. Yüksek verimi sağlamak için güç dönüştürücüdeki bileşenlerin kayıplarını azaltmak gerekir. Anahtarlar, kapasiteler, indüktanslar ve transformatörler güç elektroniği dönüştürücülerinin temel bileşenleridir. Anahtarlar genelde periyodik olarak çalışırlar ve devrenin bağlantılarını değiştirme görevi görürler. Kapasiteler ve indüktanslar filtreleme görevini yürütürler. Transformatörler ise gerilim ve akımları ölçeklendirmek için kullanılırlar. Ayrıca elektriksel kaynakla yük arasındaki yalıtımı sağlamak için kullanılırlar. İdeal elemanlar (anahtarlar, kapasiteler, indüktanslar ve transformatörler) güç harcamazlar. Dolayısıyla bu elemanlardan oluşan devrelerde ideal davranış gösterirler ve güç harcamazlar. İdeal bir anahtar iletimde iken anahtarın uçları arasındaki gerilim sıfırdır. Kesim anında ise anahtarın üzerinden akan akım sıfırdır. Anahtarın konum değiştirme süresi ise ideal durumda sıfırdır. Bu şartlarda güç kaybının olmaması gayet normaldir. Fakat pratikte kullanılan bileşenler ideal davranış göstermezler. Dolayısıyla anahtar iletimde iken anahtarın uçlarındaki gerilim sıfırdan farklıdır. Anahtar kesimde iken anahtar üzerinden geçen akımda sıfır değildir. Ayrıca anahtarın konum değiştirme süresi de sıfırdan farklıdır. Tüm bunlardan ötürü bu elemanlarda güç kaybı meydana gelir.

Güç dönüştürücülerin en önemli özelliği uygun anahtarlama devrelerinin seçimidir. Güç dönüştürücülerde kullanılan temel anahtarlama elemanları diyotlar, tristörler, BJT, Mosfet ve IGBT'lerdir. Diyotlar pasif anahtarlardır. Geri dönüşümsüz valf olarak ta düşünülebilir. İdeal durumda akım ileri yönlü iken diyotun direnci sıfırdır. Bu durumda diyot kapalı bir anahtar gibi davranır. Akım ters yönlü iken direnç sonsuzdur. Bu durumda diyot açık bir anahtar gibi davranır.

Tristör, pnpn devresidir. Diyota bir gate ucu eklenmiş olarak düşünülebilir. Akım ters yönlü iken tristör akımın akışına engel olmaktadır. Akım ileri yönlü iken ise iletme girebilmesi için gate uçuna bir tetikleme gelmesi gerekmektedir. İletme geçtik ten sonra ise üzerindeki akım sıfır oluncaya kadar iletimde kalır. Akım sıfır olduğunda tekrar kesime girer. Tristörün modern biçimleri; asimetrik tristör, ters ileten tristör, GTO (Gate Turn Off) tristör. Yüksek güç seviyelerinde, yüksek verimle kullanılmaktadırlar. İngiltere, Fransa arasındaki 2 GW'lık HVDA link'de kullanılmaktadırlar. Bu elemanlar yavaştır, düşük frekanslarda çalışırlar.

BJT'ler, 1960'lı yıllarda geliştirilmişlerdir. 1970'li yıllarda anahtarlama güç kaynaklarında kullanılmışlardır. BJT'ler baz veya gate kısımlarından uygun bir sürücü ile kontrol edilirler. Bu kontrol sayesinde transistör açık veya kapalı anahtar gibi davranır. BJT'ler

azınlık taşıyıcısıdır. dolayısıyla hızları sınırlıdır. 40 kHz civarında anahtarlama frekansına sahiptirler.

Güç MOSFET'i (metal oksit yarıiletkenli alan etkili transistör) 1980'lerin başında ticari olarak kullanılmaya başlanmıştır. Çoğunluk taşıyıcısıdır. Çok yüksek frekanslarda anahtarlama uygundur. Küçük parazitli body-drain diyotu içerir. Düşük güç uygulamalarında BJT'lerin yerini almışlardır. Yüksek güçler için uygun değildir.

IGBT'ler, 1980'lerin sonunda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bir güç BJT'sini süren MOSFET gibi davranır. Bu iki elemanın avantajlarını birleştirerek kullanır. MOSFET'lerin hız özelliğini, BJT'lerin yüksek güç seviyesinde çalışma özelliğini kullanmaktadırlar. Yüksek anahtarlama kayıplarına sahiptirler. Büyük güçlü motor sürücülerinde kullanılırlar.

Yukarıda kısaca açıklanan elemanlar, diyotlar hariç kontrollü elemanlardır. Üzerlerinden geçen akımları veya uçlarındaki gerilimleri bir kontrol hareketi ile açma kapama yaparak kontrol ederler. Tristörler, kesim durumunda diyot gibi davranırlar. Fakat iletim durumuna bir kontrol hareketi ile geçerler. Transistörler ise hem iletim hem kesim durumları kontrol hareketi ile sağlanır. Yüksek anahtarlama frekanslı dönüştürücüler daha karmaşık yapıya sahiptirler. Ayrıca yüksek frekans, yüksek anahtarlama kayıpları anlamına da gelir.

1.3.2.1 Güç Dönüştürücülerde Doğrusal Olmayan Durumların Kaynakları

Güç dönüştürücülerdeki doğrusal olmayan olguları inceleyebilmek için bu devrelerde kullanılan elemanların doğrusal olmama nedenleri bilinmelidir. Güç dönüştürücüler anahtarlama bileşenleri ve reaktif bileşenlerden meydana gelirler. Bu bileşenler doğrusal değildir. Bu bileşenlerin doğrusal olmama nedenleri anahtarlama bileşenleridir.

Aktif anahtarlar (MOSFET, transistör), gelen kontrol sinyaline göre açma kapama yaparlar. Geri beslemeli sistemlerde anahtarlama sinyali durum değişkenlerine bağlıdır. Pasif anahtarlar ise doğrusal olmayan gerilim-akım karakteristiğine sahiptirler.

Güç dönüştürücüler anahtarlardan oluşurlar. Enerji, devre etrafında anahtarlama bileşenleri tarafından yönlendirilirler. Reaktif bileşenler ise giriş çıkış rezervleri gibi davranırlar. Bu iki bileşen, güç dönüştürücülerinin zamanla değişen doğrusal olmayan dinamik sistemler olmasını sağlarlar. Sonuç olarak güç dönüştürücüler analiz edilmesi güç sistemlerdir. Beklenmedik davranışları fazlasıyla gösterirler.

Ayrıca pratik güç dönüştürücülerinde istenmeyen doğrusal olmama durumlarının kaçınılmaz bir çok kaynağı vardır.

- Doğrusal olmayan indüktanslardan çokça vardır. Transformatörler, snubberlar vb.
- Yarıiletken anahtarlama elemanları, doğrusal olmayan DA karakteristiklere sahiptirler.
- Kontrol devresi genellikle doğrusal olmayan bileşenlerden oluşur. Karşılaştırıcılar, PWM, çarpıcılar ve sayısal denetleyiciler.

1.3.3 Denetleyiciler ve Yardımcı Elemanlar (Gözlemleyiciler ve Duyargalar)

Denetleyiciler, yük ve motor arasında istenen etkileşimi sağlamak için gerekli kontrol sinyallerini meydana getirirler. Bu sinyalleri elde etmek için motora, yüke veya güç dönüştürücüye bağlı bulunan duyargalar ile bu duyargalardan aldığı bilgi ile kontrol sinyali üretmeye yarayan gözlemleyicilerden de faydalanılır. Yük ve motoru, güç dönüştürücü üzerinden uyumlu hale getirirler. Denetleyici bu durumlarda güç dönüştürücünün girişini kontrol eder. Bir çok motor sürücüsü ve denetleyici için değişik kontrol stratejileri geliştirilmiştir. Örneğin serbest uyarımlı DA motorda akı ve momentin kontrolü alan ve armatür akımlarının koordinasyonuna ihtiyaç duyar. Asenkron motorda ise aynı işlem üç faz stator akımlarının koordinasyonu ile sağlanır. Bu tip kontrolü sağlayan denetleyici oldukça karmaşıktır. Elektriksel sürücülerde kullanılan denetleyicilerin girişi genelde aşağıdaki biçimdedir:

- Moment, akı hız veya pozisyon komutları
- Yumuşak yol almayı sağlamak için değişim oranları
- Ölçülen moment, akı, hız veya pozisyon bileşenlerinin geri beslemeli kontrol için kullanılması
- Akım, moment, hızlanma vb. gibi büyüklüklerin sınırlandırılması
- Motor ve/veya güç dönüştürücüsündeki anlık akım ve/veya gerilimlerinde ısı değişiminin etkisi
- Hız ve pozisyon denetleyicilerindeki sabitler. (oransal,türev, ve integral kazançları)

Denetleyici çıkışları gerilimin genliği ve frekansı için kontrol sinyali üretirler. Denetleyiciler analog ve entegre devrelerle gerçekleştirilebilirler. Günümüzde popüler olan denetleyiciler;

- Mikroişlemciler
- Mikro denetleyiciler
- Sayısal işaret işlemciler (DSP)

- Büyük ölçekli entegreler (VLSI)
- Belirli uygulamalar için geliştirilmiş entegreler (ASIC)

Gerçek zamanlı hesaplama kabiliyetine sahip olan bu denetleyiciler ile karmaşık kontrol algoritmaları gerçekleştirilir. Duyargalar ise elektriksel sürücü bileşenlerinin önünde veya arkasındadırlar. Bunlar gerilimi, akımı, akıyı, sıcaklığı veya gerekli olan açığı elde etmek için kullanılırlar.

1.3.4 Yük

Motorlar belirli bir hız-moment karakteristiğine ihtiyaç duyan yükleri sürerler. Motor sürücüsü modellenirken yükün fiziksel modelini çıkarmak gerekir. Genelde yük momenti, hızın bir fonksiyonudur. Örneğin sürtünmeli sistemlerde yük momenti hız ile doğru orantılıdır. Fan veya pompa gibi sistemlerde ise yük momenti, hızın karesi ile orantılıdır.

Bazı durumlarda motor yüke bazı dişliler üzerinden bağlanır. Bu dişlilerde yük oranı vardır. Dişliler yük transformatörü olarak düşünülebilir. Dişliler momenti motor tarafından yük tarafında daha düşük hızlarda aktarmaya yararlar. Motorlar yüksek hızda çalışmak için tasarlanırlar çünkü hızı artırmak motorun hacmini azaltır. Motor-yük kombinasyonuna ait dinamikler denklem (1.1)'de verilmiştir.

$$T_e - T_l = j \frac{d\omega_r}{dt} + b\omega_r \quad (1.1)$$

T_e elektromanyetik moment, T_l yük momenti, ω_r rotor açısal hızı, j atalet sabiti, b sürtünme sabitidir.

1.4 İlgili Literatür Işığında Çalışmanın Yeri

Bu bölümde elektriksel sürücü sistemlerinde kaos ile ilgili yapılan çalışmalar kısaca açıklanacaktır.

Sürekli mıknatıslı senkron motorda kaos ile ilgili çalışma Gao ve Chau [24-25] tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalarda, motorda bulunan sürekli mıknatısların, sistem davranışı üzerinde etkisi gösterilmiştir. Motordaki sürekli mıknatısların uygun seçilmediği durumda motorun kaotik davranış gösterdiği gözlenmiştir.

Senkron relüktans motor sürücüsünde kaos ve Hopf çatallaşmasının varlığı da Gao ve Chau [26] tarafından gösterilmiştir. Motorun d eksen gerilimi değiştirildiğinde sistemin Hopf

çatallaşmasına girdiği ve kaotik davranış sergilediği bu çalışmada gösterilmiştir. Aynı zamanda Lyapunov üsteli hesaplanarak kaotik davranışın varlığı ispat edilmiştir.

PWM kullanan anahtarlama relüktans motordaki kaosu analizi Chau ve diğ. [27-30] tarafından yapılmıştır. Bu çalışmalarda doğrusal olmayan akı modellerinden Poincaré harita elde edilmiştir. Daha sonra elde edilen haritanın Jakobiyen matrisi elde edilerek sistemin kaosu analizi yapılmıştır.

Akım ve gerilim kontrollü DA sürücü sisteminin kaotik davranışları Chau ve diğ. [31-32] tarafından incelenmiştir. Bu çalışma yapılırken sistemin ayrık zamanlı modeli elde edilmiştir. Sistemin kaotik davranış gösterdiği görülmüştür ve sistemin kaotik davranış göstermemesi için uygun parametre değerleri tespit edilmiştir.

Histerisiz akım regülasyonlu anahtarlama relüktans motorda kaosu analizi Chau ve Chen [33] tarafından incelenmiştir. Benzetimler, Poincaré analiz yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. Ayrıca hız geri besleme kazancı, yük momenti ve histerisiz bandın genişliği çatallaşma diyagram parametresi olarak kullanılarak çatallaşma diyagramları elde edilmiştir.

Fırçasız DA motorun kaosu anti kontrolü ve senkronizasyonu Ge ve Cheng [34] tarafından incelenmiştir. Sistemin kaosu analizi yapılırken faz düzlemi, Lyapunov üstelleri ve çatallaşma diyagramları kullanılmıştır.

Sürekli mıknatıslı senkron motordaki kaotik davranışların analizi Li ve diğ. [35-37] tarafından yapılmıştır. Bu çalışmalarda ilk olarak sistemin matematiksel modeli elde edilmiştir. Daha sonra elde edilen model üzerinde sistemin sürekli durum davranışları incelenmiştir. Sistemin parametre değerlerine göre periyodik veya kaotik davranış gösterdiği bu çalışmada bilgisayar benzetimleri yardımıyla gösterilmiştir.

Karma step motorda periyodik olmayan davranışlar ve kaotik davranışlar Robert ve diğ. [38-40] tarafından incelenmiştir. Bu çalışmalarda herhangi bir matematiksel model kullanılmamıştır. Tamamen deneme yanılma yoluyla yapılan bu çalışmada, belirli frekans değerlerinde sistemin kaotik davranış gösterdiği gözlenmiştir.

Dolaylı vektör kontrollü Asenkron motor sürücüsündeki kaotik davranışların analizi ise Bazenella ve Reginatto [41-43] tarafından gerçekleştirilmiştir. Gordillo ve diğ. [44], benzer sürücüdeki kaotik davranışların analizlerini farklı biçimde gerçekleştirmişlerdir.

Vektör kontrollü asenkron motor sürücüsündeki kaotik davranışlar Asakura ve diğ. [45-46] tarafından gösterilmiştir. Vektör kontrolün gerçekleşmesi için parametre değerlerinin gerçek değerlerinin bilinmesi gerektiği açıklandıktan sonra deney sonuçları elde edilmiştir. Elde edilen deney sonuçlarından (zaman serilerinden) Takens'ın gömme tekniği kullanılarak motor sürücüsünün kaotik davranış sergilediği gösterilmiştir. Bu çalışmada sistemin matematiksel modeli kullanılmamış onun yerine deney sonuçlarından elde edilen zaman serileri kullanılmıştır.

Sistemin kaotik davranış gösterdiği gözlemlendikten sonra bu davranışın kontrolü için yapay sinir ağı tabanlı bir denetleyici tasarlanmıştır.

Açık çevrimli DA motordaki sürtünme katsayısının bazı değerlerinde, sistemin kaotik davrandığı Hemati [47] tarafından gösterilmiştir. Bu çalışmada Lorenz sistemi ile açık çevrimli DA motorun benzer davranış gösterdiği vurgulanmıştır.

Gerilim kaynaklı inverter tarafından beslenen AA motor sürücüsünün gösterdiği karmaşık ve tuhaf davranışlar, Suto ve diğ. [48-49] tarafından gösterilmişlerdir. Bu çalışmada sistemin periyodik veya kaotik davranış sergilediği gösterilmiştir.

Sürekli mıknatıslı senkron motorda, kararlılık, denge noktalarının sayısı, pitchfork ve Hopf çatallaşması analizleri Jing ve Chen [50] tarafından yapılmışlardır. Benzetimler, teorik sonuçları doğrulamanın yanında periyot çiftleme ve kaotik davranış gibi davranışlarda göstermiştir.

Sürekli mıknatıslı step motordaki çatallaşma ve kaos analizi Harb ve Zaher [51], tarafından gerçekleştirilmiştir. Yüksek frekanslarda sistemin kaotik davranış gösterdiği belirlendikten sonra sağlam bir denetleyici tasarlanarak sistemin kontrolü sağlanmıştır.

Harb [52], sürekli mıknatıslı relüktans motorun kaotik davranışını gösterdikten sonra doğrusal olmayan kontrolünü yapmıştır.

Bo ve diğ. [53] farklı bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli elde edildikten sonra kaos analizi yapılmıştır daha sonra bulanık mantık modelleme tekniği kullanılarak sistemin davranışları modellenmiştir. Sistemin matematiksel modeli ile bulanık mantık tabanlı modelinin aynı sonuçları verdiği benzetim sonuçları ile verilmiştir.

Castillo ve Melin'de [54], Bo ve diğ.'in [53] yaptığı çalışmaya benzer bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada, kaosu göstermenin ve kontrol etmenin zorlukları gösterilmiştir. Bu zorluğu aşmak için sistem bulanık mantık tabanlı modellenmiştir.

Gıda ve ilaç endüstrisinde karmaşık karıştırıcılara (mikserler) ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tip karıştırıcıları yapmak oldukça zordur. Bunlar hem verimsizdirler hem de uygun karışımı yapmamaları durumunda insan hayatı tehlikeye girmektedir. Bu sebepten dolayı bu tip sistemler için kaotik karıştırıcılar gerçekleştirilmiştir. Bu sistemlere motorun kaotikasyon denilmiştir. Gao ve Chau [55], bu tip bir karıştırıcıyı sürekli mıknatıslı senkron motorla gerçekleştirilmiştir. Kaos kontrol ise geri besleme yöntemiyle sağlanmıştır. Bu çalışmada diğer çalışmaların aksine, sistemi kontrol ederek kaotik davranış sergilemesini engellemek yerine, sistemi kontrol ederek kaotik davranış göstermesini sağlamışlardır.

Liu ve diğ. [56], sürekli mıknatıslı senkron motorun kaos kontrolü yapmışlardır. Bu çalışmada d ve q eksenli motor gerilimleri geri besleme olarak verilerek kaos kontrolü yapılmıştır.

Ayrıca Banerjee ve Verghese'nin editor olduğu kitapta [2], güç elektroniğinde doğrusal olmayan olgular verilmiştir. Bu kitapta bir çok güç elektroniği sisteminde kaos, harmonikler ve çatallaşma analizleri verilmiştir. Bu çalışma, elektriksel sürücülerin kaotik analizinde rehber olarak alınabilecek bir çalışmadır.

1.5 Tezin Amacı

Literatür çalışmasında görüldüğü gibi elektriksel sürücülerde kaos ile ilgili çok fazla çalışma yoktur. Kaos teorisinin son yıllarda popüler olması bunun nedenlerinden biridir. İkinci sebep ise elektriksel sürücüler çok karmaşık bir yapıya sahiptir ve doğrusal olmayan öğeler içermektedir. Aynı zamanda bir çok elektrik sürücüsü, yüksek dereceden sistemlerdir ve matematiksel olarak kaos analizlerinin yapılması güçtür. Bir çok bileşen birbiri ile kenetlemeli bir yapıya sahiptir. Tüm bu sebeplerden dolayı elektriksel sürücülerde kaos analizi ile ilgili çalışma fazla yapılmamıştır.

Literatür çalışması yapıldığında kaos ile ilgili yapılan çalışmaların bir çoğunun sadece benzetimler ile gerçekleştirildiği ve deneysel olarak gerçekleştirilenlerin sayısının çok az olduğu görülmektedir. Ayrıca karmaşık elektriksel sürücüler yerine genelde elektrik motorları üzerinde kaos analizleri yapılmıştır. Sistemler mümkün olduğunca basitleştirilerek yüksek dereceden sistemlerden kaçınılmıştır.

Elektriksel sürücüler ile ilgili yapılan kaos kontrol çalışmaları çok azdır. Kaos kontrol yöntemlerinden OGY (Ott-Grebogi-Yorke) ile elektriksel sürücü kontrolüne literatürde rastlanmamıştır. Bunun sebebi bu metodun gerçekleştirilmesinin zor olması ve küçük gürültülerde dahi kontrolün kaybolmasıdır. Genelde pratik sistemlerde, geri beslemeli kontrol yöntemleri tercih edilmektedir.

Tez de ilk olarak dolaylı vektör kontrollü (IFOC, Indirect Field Oriented Control) asenkron motor sürücüsündeki kaos analizi ve kaos kontrolü amaçlanmıştır. Vektör kontrolün gerçekleştirilebilmesi için parametrelerin gerçek değeri ile tahmin edilen değerleri arasında büyük farklar olmamalıdır. Bu farkların sistemin davranışı üzerindeki etkisinin incelenmesi hedeflenmiştir. Ayrıca bu etki incelendikten sonra kaos kontrol yöntemi ile kontrolü amaçlanmıştır.

Doğrudan vektör kontrollü (DFOC, Direct Field Oriented Control) asenkron motor sürücüsünün kaos analizi ve kaos kontrolü de tezin hedeflerinden biridir. DFOC sürücünde rotor

akısının konumunun bulunabilmesi için genellikle gerilim modeli olarak bilinen gözlemleyici kullanılır. Gerilim modeli açık integrasyon içerdiğinden dolayı kararsız bir sistem gibi davranır. Donanımsal olarak gerilim modeli gerçekleştirildiğinde ise sayısal işaret işlemciden ve yazılımdan kaynaklanan sorunlar nedeniyle başlangıç şartlarına bağımlılık gösterir. Bu yüzden bu sürücüde kaos analizi ve kontrolü bu tezin amaçlarından biridir.

1.6 Tezin Yapısı

Vektör kontrollü asenkron motor sürücüsünde kaos analizi ve kaos kontrolü yapılabilmesi için ilk olarak önceki çalışmalar incelenmiştir.

Tezin yapısı aşağıdaki biçimde oluşturulmuştur:

İkinci Bölüm: Bu bölümde, kaos analizi yapmak için kullanılan matematiksel yöntemler açıklanmıştır. Bu yöntemlerin açıklanması için bir örnek (sürülen sarkaç) kullanılmıştır.

Üçüncü Bölüm: Bu bölümde kaynaklarda en çok verilen kaotik sistemler örnek olarak incelenmiştir. Bu incelemeye gerek duyulma sebebi kaosu ve kaotik sistemlerin daha iyi anlaşılabilmesidir.

Dördüncü Bölüm: Bu bölümde kaos kontrolü için kullanılan yöntemler açıklanmıştır. Bunların avantajları ve dezavantajları irdelenmiştir.

Beşinci Bölüm: Bu bölümde yumuşak hesaplama tekniklerinden bulanık mantık açıklanmıştır.

Altıncı Bölüm: Bu bölümde vektör kontrollü asenkron motor sürücüsü kısaca tanıtılmıştır. Ayrıca doğrudan vektör kontrollü sürücüde kullanılan gerilim modeli, gerilim modelinde oluşan hatalar ve sebepleri bu bölümde açıklanmıştır.

Yedinci Bölüm: Tezin amaçlarından ilki olan IFOC asenkron motor sürücüsündeki kaos analizinin gerçekleştirilmesi bu bölümde gösterilmiştir. Bu bölümde IFOC asenkron motor sürücüsünün Hopf çatallaşması kaos analizi gösterilmiştir. Yine bu bölümde gerçekleştirilen sürücünün kaos kontrolünün gerçekleştirilmesi de bulunmaktadır.

Sekizinci Bölüm: Tezin ikinci amacı olan DFOC asenkron motor sürücüsündeki kaos analizi ve kaos kontrolü bu bölümde gösterilmiştir. DFOC’da kullanılan gerilim modelinde görülen davranışlar incelenmiştir. Ve bu davranışların kaos analizleri ve kontrolleri yapılmıştır.

Sonuç Bölümü: Bütün olarak elde edilen sonuçların değerlendirilmesi bu bölümde irdelenmiştir. Ayrıca daha sonraki çalışmalara ilişkin önerilerde bu bölümde tartışılmıştır.

Kaos ile ilgili terimleri açıklamak amacı ile EK-1 oluşturulmuştur. Bu terimler anlaşılmadan kaosun anlaşılması güçtür. Tezin daha sonraki bölümlerinde yabancı bir terime rastlandığında EK-1'e bakılarak terimin açıklaması okunabilir.



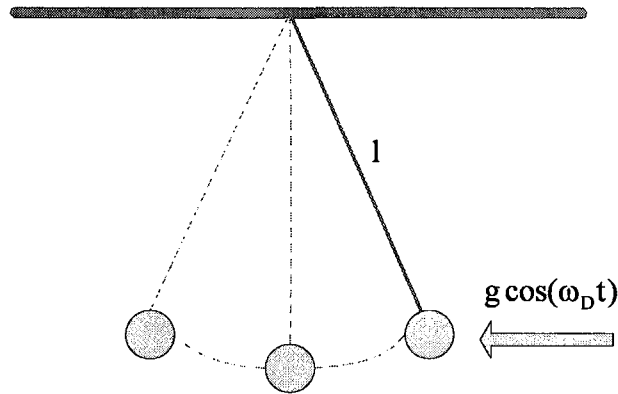
2. KAOS ANALİZ YÖNTEMLERİ

Bir sistemde kaos analizi yapılabilmesi için farklı yöntemler vardır [57]. Bu yöntemlerden en sık kullanılanlar aşağıda verilmiştir;

- Yörüngenin izlenmesi (zaman serileri)
- Faz uzayı (Phase portrait)
- Lyapunov üstelleri
- Poincaré haritalama
- Güç spektrumu
- Çatallaşma diyagramı (Bifurcation Diagram)

Yukarıda verilen yöntemlerden başka yöntemler de vardır fakat fazla kullanışlı değildir. Özellikle çekicilerin boyut analizi yapılarak kaos analizleri yapılabilmektedir (Fraktal boyut, Lyapunov boyutu vb.) [16]. Boyut analizi sonucu çekicinin boyutu tamsayı çıkarsa, çekicinin kaotik olmadığı, boyut kesirli sayı çıkarsa çekicinin kaotik olduğu anlaşılmaktadır.

Yukarıda verilen yöntemler; sürülen sarkaç örneği üzerinden açıklanacaktır. Sürülen sarkaç örneğini tanımlamak gerekirse tavana asılı olan bir lamba düşünülebilir. Bu lambaya yatay doğrultuda periyodik bir şekilde ve istenen büyüklükte bir kuvvet uygulandığında elde edilen sistem sürülen sarkaç sistemidir. Şekil 2.1’de sürülen sarkacın grafiksel gösterimi verilmiştir.



Şekil 2.1 Sürülen Sarkaç

Sürülen sarkaca ait dinamikler denklem (2.1)’de verilmiştir. Ayarlanabilir parametre sayısını azaltmak için denklem boyutsuz formda yazılmıştır. Denklemin elde edilişi kaynak [8]’de verilmiştir.

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} + \left(\frac{1}{q}\right)\frac{d\theta}{dt} + \sin\theta = g \cos(\omega_D t) \quad (2.1)$$

θ sarkacın açısal konumunu, ω ise sarkacın açısal hızını göstermektedir. q sönüm faktörü, g süren kuvvetin genliği, ω_D ise sürme frekansdır.

Sarkacın düşük genlikli doğal açısal frekansı birim olarak alınmıştır ve zaman boyutsuzlandırılmıştır. Tüm özerk olmayan sistemlerin, boyutları bir artırılarak özerk sistemlere dönüştürülebilir [9]. Denklem (2.1)'de verilen n . dereceden bir özerk olmayan bir sistem, $(n+1)$. dereceden özerk bir sisteme (denklem (2.2)) dönüştürülebilir. ϕ değişkeni sürücü terimin fazı olarak ortaya çıkarılmıştır.

Elde edilen denklem, birinci dereceden denklemler biçiminde yazılırsa kaosu aranması için gerekli olan şartları sağladığı görülmektedir (Bölüm 1.1.2). Sarkahtaki kaosu araştırılması için üç değişken ω , θ ve ϕ 'dir. Doğrusal olmayan terimlerin ise, $\sin\theta$ ve $g \cos\phi$ olduğu açık biçimde görülmektedir. Sistemin kaosa girip girmeyeceği g , ω_D ve q parametrelerinin alacağı değerlere bağlıdır.

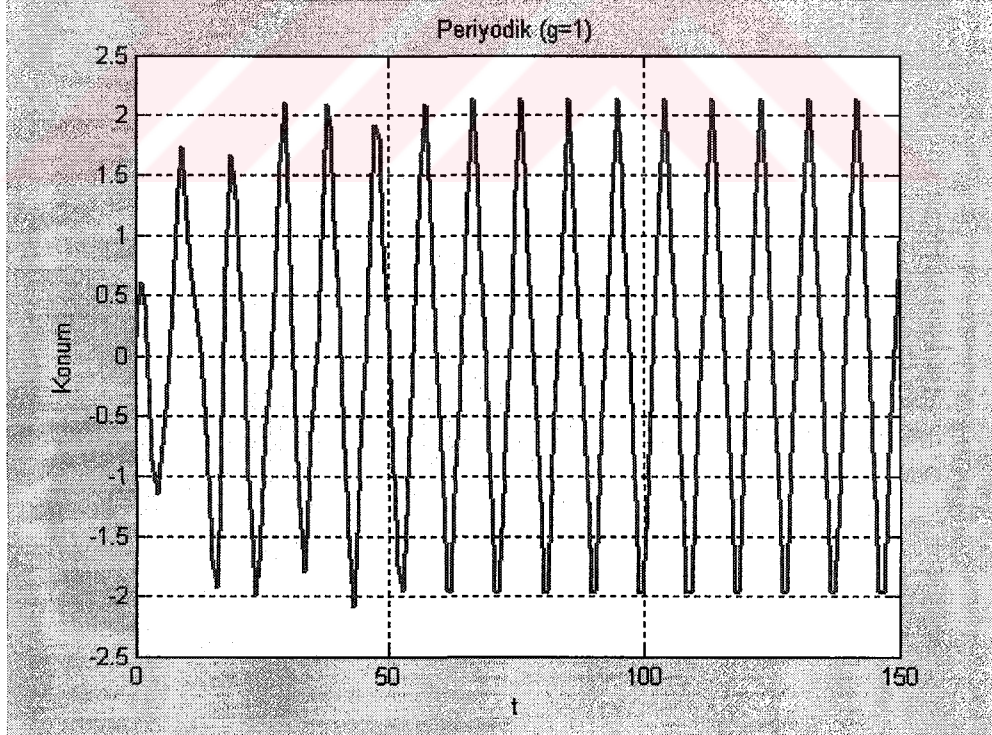
$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= -\left(\frac{1}{q}\right)\omega - \sin\theta + g \cos\phi \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\phi}{dt} &= \omega_D \end{aligned} \quad (2.2)$$

Sürülen sarkaç, süren kuvvetin genliğine (g) göre farklı davranışlar göstermektedir. Bu davranışlar periyodik davranış, periyodumsu davranış ve kaotik davranıştır. Sistemin üç parametresinden ikisi sabit alındığında ($\omega_D = 2/3$ ve $q = 2$) üçüncü parametredeki (g) değişimin sistemin davranışını değiştirdiği bilinmektedir [9].

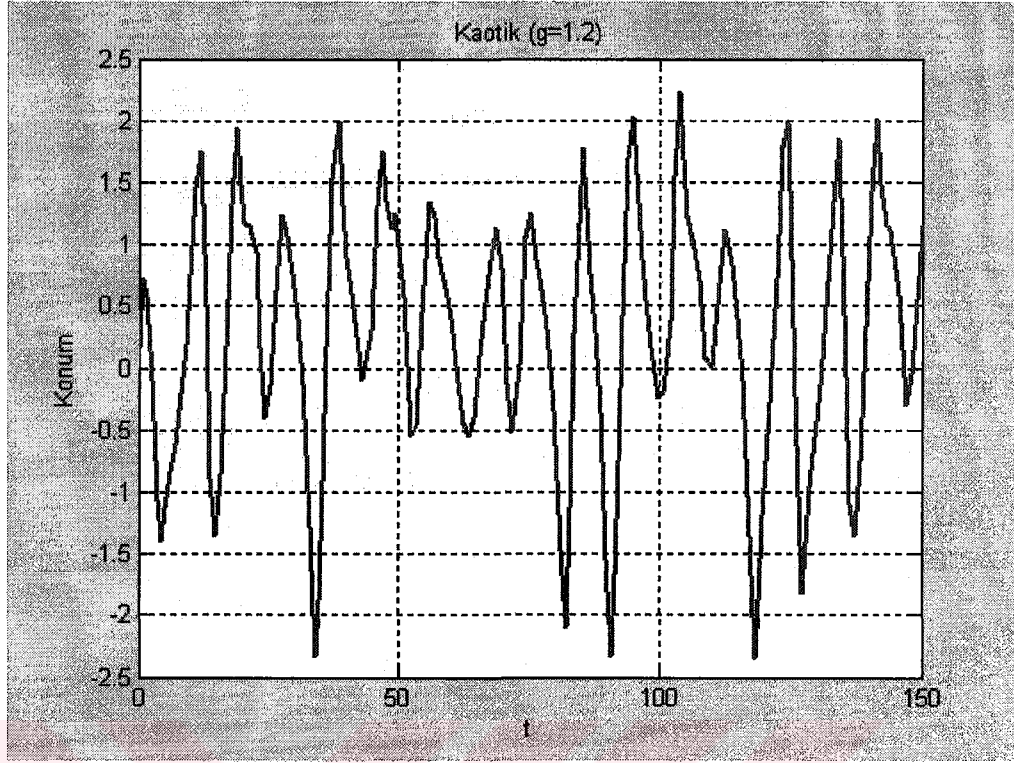
Sürülen sarkacın, $g = 1$ değeri için periyodik davranış gösterdiği, $g = 1.2$ değeri için kaotik davranış gösterdiği ve $g = 1.4$ değeri için ise periyot-2 (iki periyotlu) bir davranış gösterdiği bilinmektedir. Kaos analiz yöntemlerinin temel prensipleri sürülen sarkaç örneği üzerinden anlatılacaktır. Anlatılan analiz yöntemleri ile, sarkacın davranışı incelenecektir. Böylece bir sistemde kaos analizinin nasıl yapılacağı hakkında bilgiler verilecektir.

2.1 Yörüngenin İzlenmesi

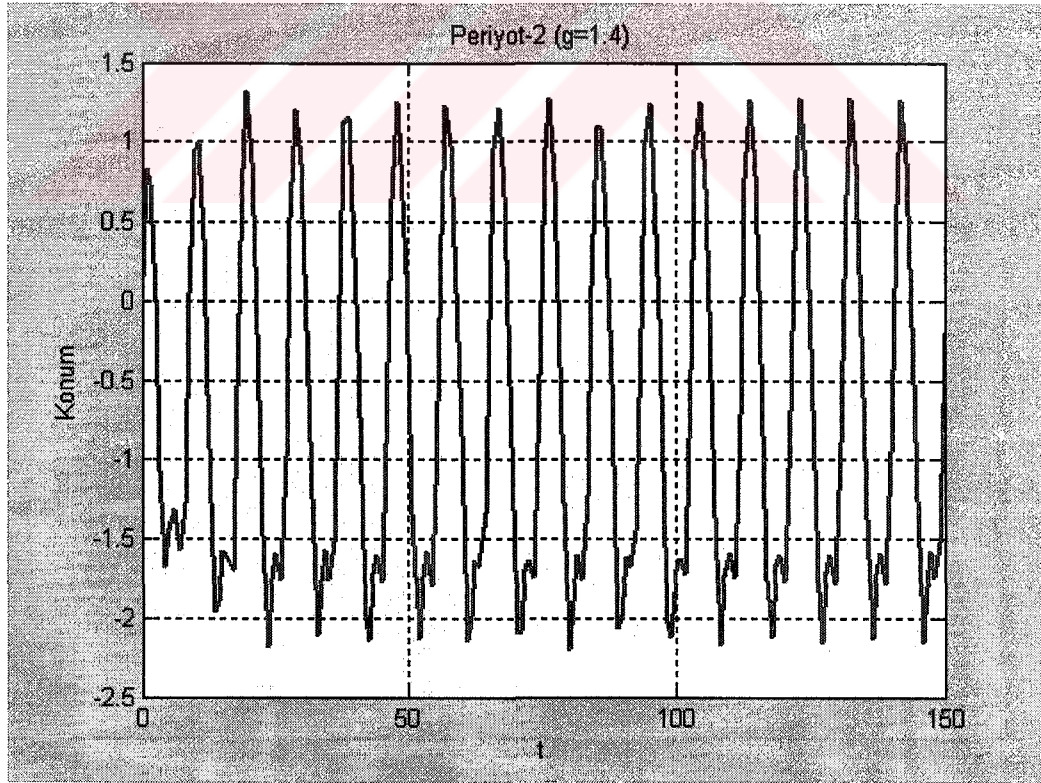
Yörüngenin izlenmesi yöntemi en basit yöntemdir. Sistemin durum değişkenlerinden herhangi biri zaman ekseninde gözlenerek sistemin kaosa girip girmediğine bakılabilir. Sarkaç örneğinde ($\omega_D = 2/3$ ve $q = 2$), $g = 1$ için periyodik davranış gösterdiğini, $g = 1.2$ değeri için ise kaotik davranış gösterdiği, $g = 1.4$ değeri için ise periyot-2 (iki periyotlu) bir davranış gösterdiği daha önce belirtilmişti. Şekil 2.2 incelenirse, düşey ekseninde durum değişkenlerinden olan konum (sarkacın pozisyonu, θ), yatay ekseninde ise zaman gösterilmektedir. Durum değişkenlerinden konum değil de başka biri (açısal hız, ω) alınsa sonuçta bir değişim olmayacaktır. Yani açısal hız, aynı parametre değerlerinde konum ile aynı davranışı sergileyecektir. Şekil 2.2 'de periyodik bir davranış ($g = 1$), yörüngenin izlenmesi yöntemiyle gösterilmektedir. Şekil 2.3'de ise kaotik bir davranış ($g = 1.2$), aynı yöntemle analiz edilmiştir. Şekil 2.4'de ise periyot-2 bir davranış ($g = 1.4$), yine yörüngenin izlenmesi yöntemiyle gösterilmektedir. Bu yöntemler incelenirken dikkat edilmesi gerekenlerden biri sistemin geçici durum davranışının kalktıktan sonra gözlemlenmenin yapılmasıdır. Anlatılan yöntemlerin tümünde bu duruma dikkat edilmelidir.



Şekil 2.2 Yörüngenin izlenmesi yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$)



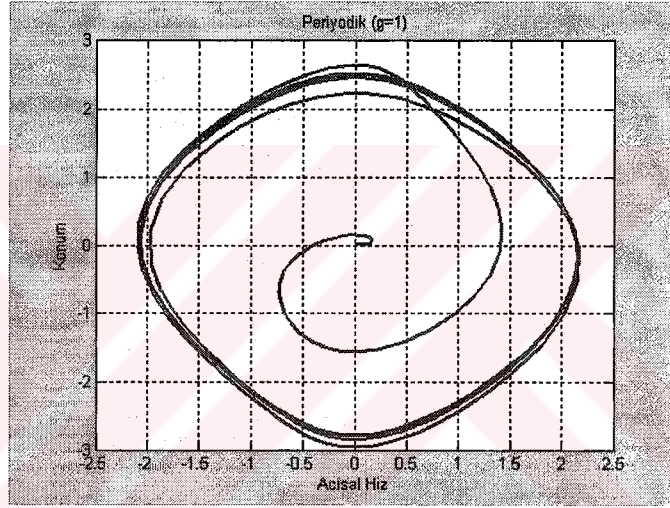
Şekil 2.3 Yörüngenin izlenmesi yöntemiyle sürtülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)



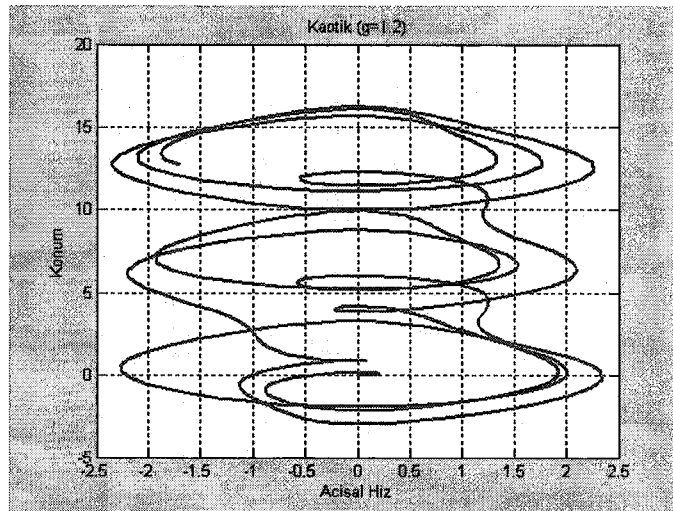
Şekil 2.4 Yörüngenin izlenmesi yöntemiyle sürtülen sarkacın kaos analizi (Periyot-2, $g = 1.4$)

2.2 Faz Uzayı

Bu yöntemde, durum değişkenlerinin birbirine göre davranışları çizdirilerek sistemin kaosa girip girmediğine karar verilmektedir. Sistem periyodik ise, durum değişkenleri birbirine göre çizdirildiğinde kapalı bir çevrim görülür. Buna limit çevrimi de (limit cycle) denir ve sistemin periyodik davranış gösterdiği anlamına gelir. Şekil 2.5’de periyodik durum için ($g=1$), durum değişkenlerinden ω ile θ birbirine göre çizdirilmiştir. Şekil 2.6’da ise kaotik durum için ($g=1.2$), durum değişkenlerinden ω ile θ birbirine göre çizdirilmiştir. Şekil 2.6’da düzensiz ve anlamsız bir şekil ortaya çıkmıştır, bu tip karmaşık şekiller kaosu olduğu anlamına gelmektedir.



Şekil 2.5 Faz uzayı yöntemiyle sürtülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g=1$)



Şekil 2.6 Faz uzayı yöntemiyle sürtülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g=1.2$)

2.3 Lyapunov Üstelleri

Bu yöntem, doğrusal sistemlerde kullanılan özdeğerlere (eigen value) benzetilir. Literatürde de özdeğerlerin doğrusal olmayan sistemlerdeki karşılığı olarak geçmektedir [3]. Sürekli zamanlı ve ayrık zamanlı sistemlerde Lyapunov üstelleri hesaplanabilmektedir. Bunun yanı sıra deney veya benzetim sonuçlarından elde edilen zaman serilerinden de Lyapunov üstelleri hesaplanabilmektedir [2].

Başlangıçta iki komşu noktadan başlayan yörüngelerin, birbirinden hangi yönlerde ne kadar uzaklaşacağını (veya yaklaşacağını) belirleyen niceliksel bir yöntemdir. Dinamik sistem, sahip olduğu derece kadar Lyapunov üsteline sahiptir. Eğer sistemin tüm Lyapunov üstelleri negatifse, yörüngeler her boyuttan birbirine yaklaşacaklardır. Yani sistem kaotik davranış göstermeyecektir. Fakat üstellerden en az biri pozitifse, yörüngeler pozitif olan üstelin yönünde gittikçe birbirinden uzaklaşacaktır. Başlangıç şartları önemli olacak ve sistem doğal olarak kaotik davranış sergileyecektir. Şekil 2.7 incelenirse sistemin faz uzayındaki başlangıç koşulları d_2 yönünde azalırken, d_1 yönünde arttığı görülmektedir. Bu başlangıç şartlarına bağımlılığı yani kaosu göstermektedir. Çünkü yakın başlangıç koşullarından başlayan yörüngeler d_1 yönünde birbirinden uzaklaşacak ve sistemin durumu kestirilemeyecektir.

Lyapunov üstelleri denklem (2.3)'teki gibi hesaplanırlar;

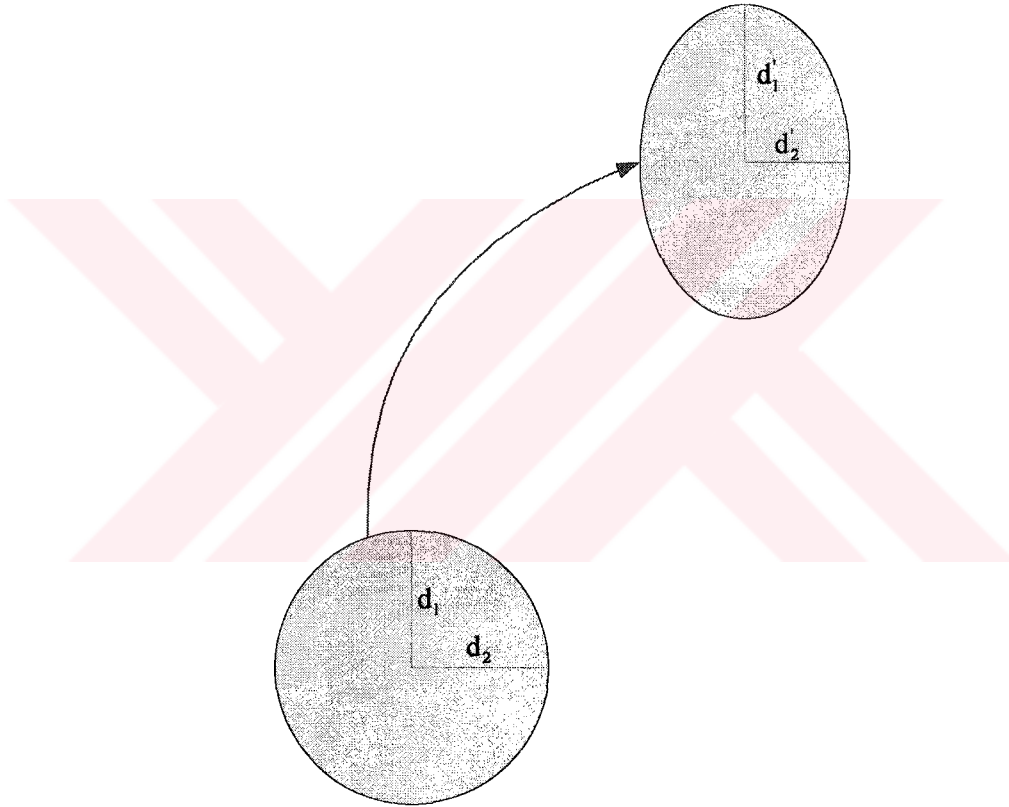
$$\lambda_i = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \ln \left(\frac{d'_i}{d_i} \right) \quad (2.3)$$

Çizelge 2.1 Lyapunov Üstellerinin çözümle olan ilişkisi

Lyapunov Üstelleri	Çözüm
$0 > \lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n$	Sabit çekici
$\lambda_1 = 0$ ve $0 > \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq \dots \geq \lambda_n$	Periyodik
$\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_k = 0$ ve $0 > \lambda_{k+1} \geq \lambda_{k+2} \geq \dots \geq \lambda_n$	Periyodumsu
$\lambda_1 > 0$, $0 > \lambda_{k+1} \geq \lambda_{k+2} \geq \dots \geq \lambda_n$ ve $\sum_{i=0}^n \lambda_i < 0$	Kaotik

Sistemin Lyapunov üstellerinden birinin pozitif olması sistemin kaotik olduğu anlamına gelmektedir. Tüm Lyapunov üstelleri negatifse sistem kaotik değildir. Çizelge 2.1’de Lyapunov üstellerinin sonuçları verilmiştir.

Şekil 2.8’de sarkaçın periyodik olduğu durumda ($g=1$) elde edilen Lyapunov üstelleri gösterilmiştir. Şekil 2.9’da ise sarkaçın kaotik olduğu durumda ($g=1.2$) elde edilen Lyapunov üstelleri gösterilmiştir. Lyapunov üstellerini çizdirmek için MATLAB’da yapılmış LET (Lyapunov Exponent Toolbox) programı kullanılmıştır [58]. Şekil 2.8 ve şekil 2.9’a dikkat edilirse Lyapunov üstellerinden biri daima sıfırdır. Özerk olmayan sistem, özerk sisteme dönüştürülürse eklenen durum değişkeninin ifade eden Lyapunov üsteli daima sıfır olur [3].

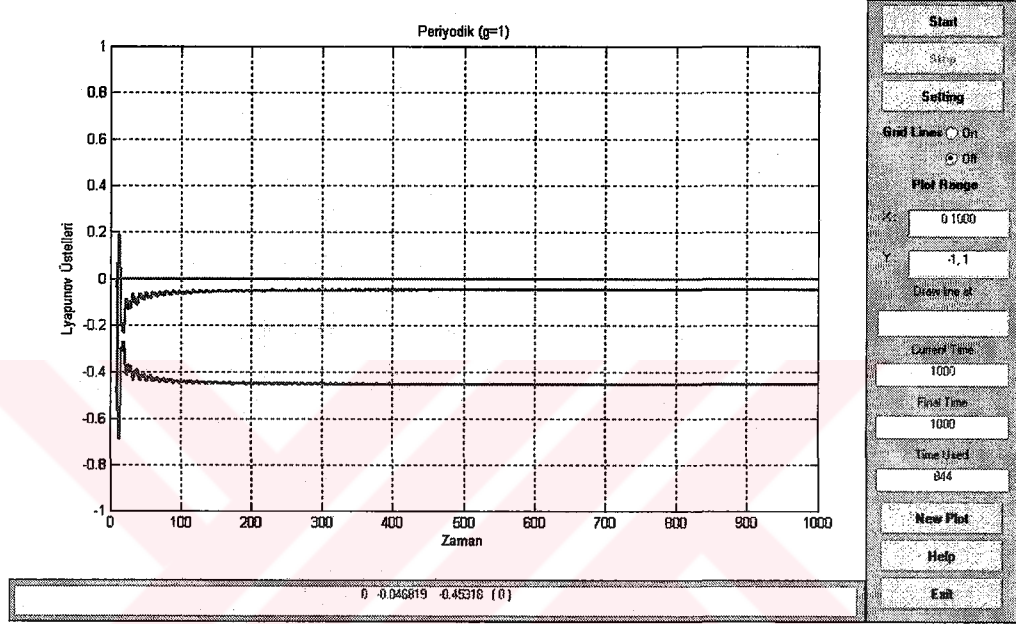


Şekil 2.7 Başlangıç şartlarının birbirine göre yaklaşması ve uzaklaşması

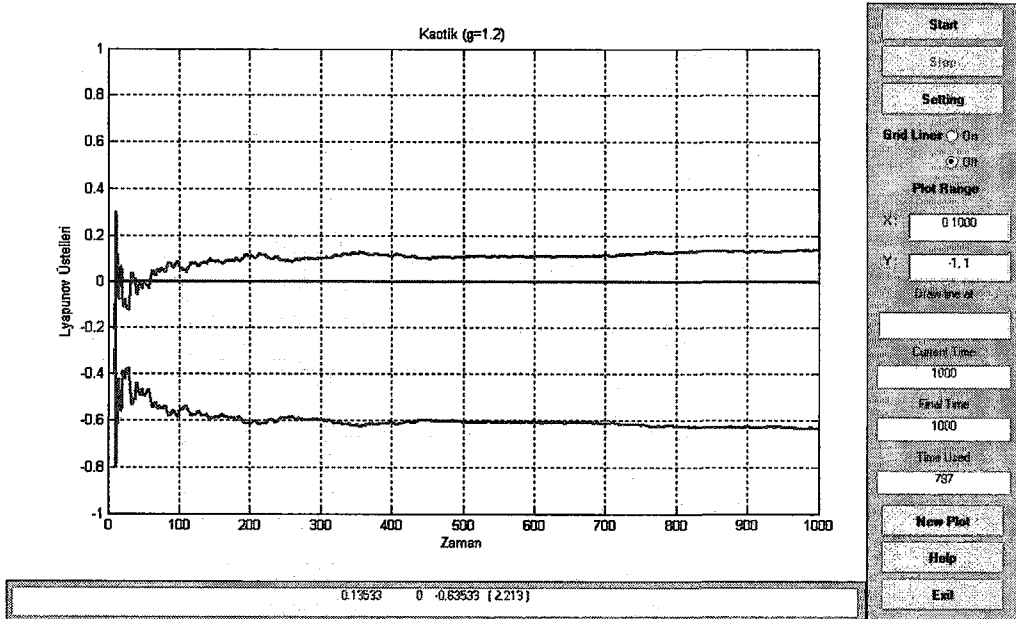
2.4 Poincaré Haritalama

Bir çok durumda ayırık zamanlı bir sistemi analiz etmek, sürekli zamanlı bir sistemi analiz etmekten daha kolaydır. Poincaré, bu işi başarmak için bir yöntem geliştirmiştir. Aslında bu yöntem, n . dereceden sürekli zamanlı bir dinamik sistemi ($n-1$). dereceden ayırık zamanlı bir dinamik sisteme dönüştürme işlemidir. Faz uzayında Poincaré yüzeyi diye bilinen bir yüzey seçilir. Bu yüzey üzerinde yörüngenin geçtiği noktalar işaretlenerek bir harita elde edilir. Şekil

2.10'da Poincaré haritalamanın nasıl elde edileceği gösterilmiştir. Poincaré yüzeyi seçilirken belirli bir kural yoktur. Tamamen kişinin tecrübesine göre yörüngenin geçtiği bir yüzey seçilir. Özerk olmayan sistemlerin ise Poincaré haritasını elde etmek daha kolaydır. Faz uzayı izlenirken belirli aralıklarla örnek alınarak Poincaré harita elde edilir. Örnekleme süresi ise özerk olmayan sistemi süren büyüklüğün periyodudur. Karmaşık sistemleri daha basit hale getirmek ve kararlılık analiz yapmak için elverişlidir [10].

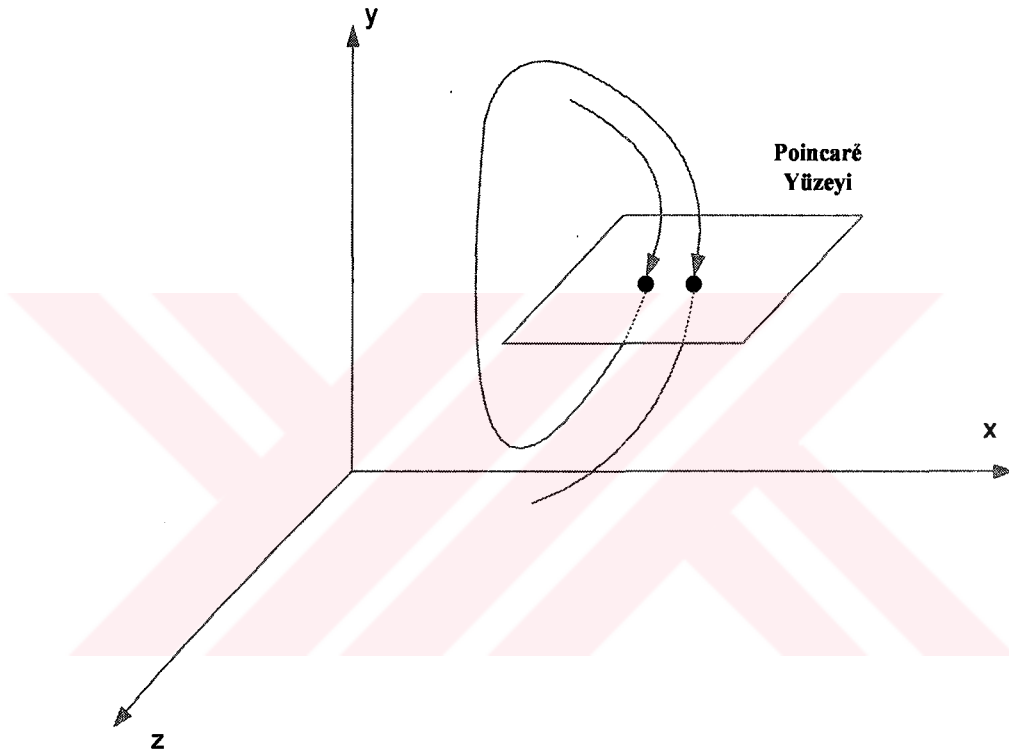


Şekil 2.8 Lyapunov üstelleri yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$)

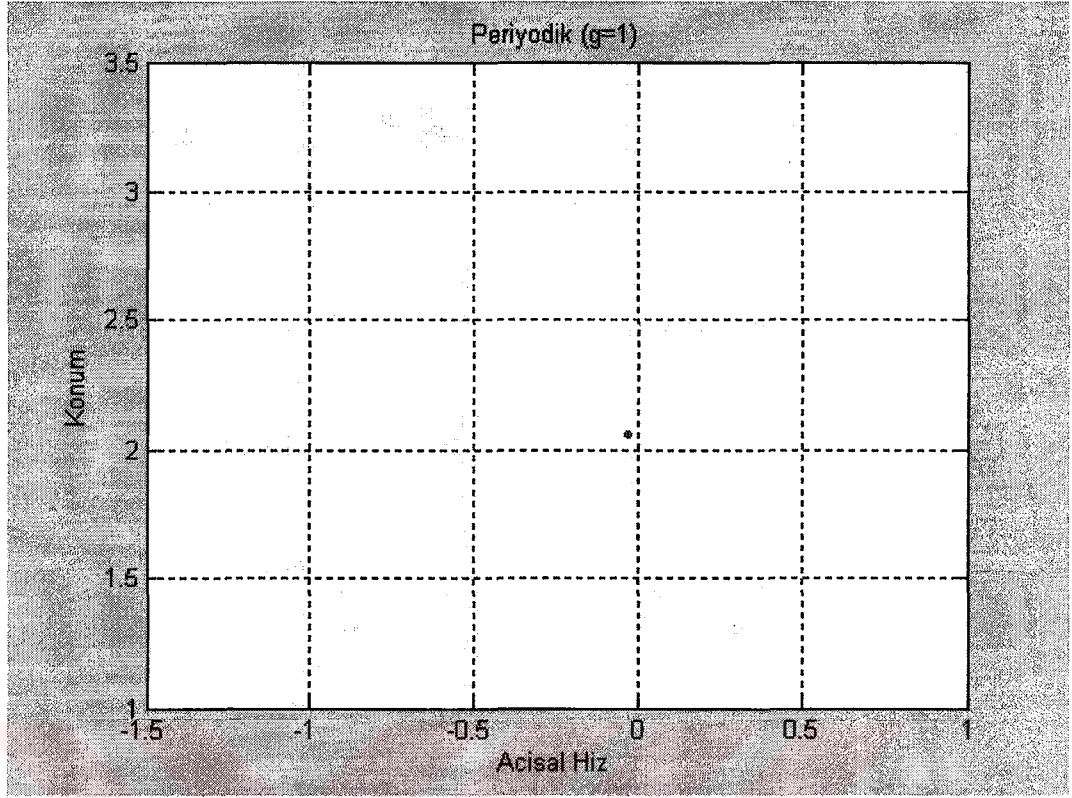


Şekil 2.9 Lyapunov üstelleri yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)

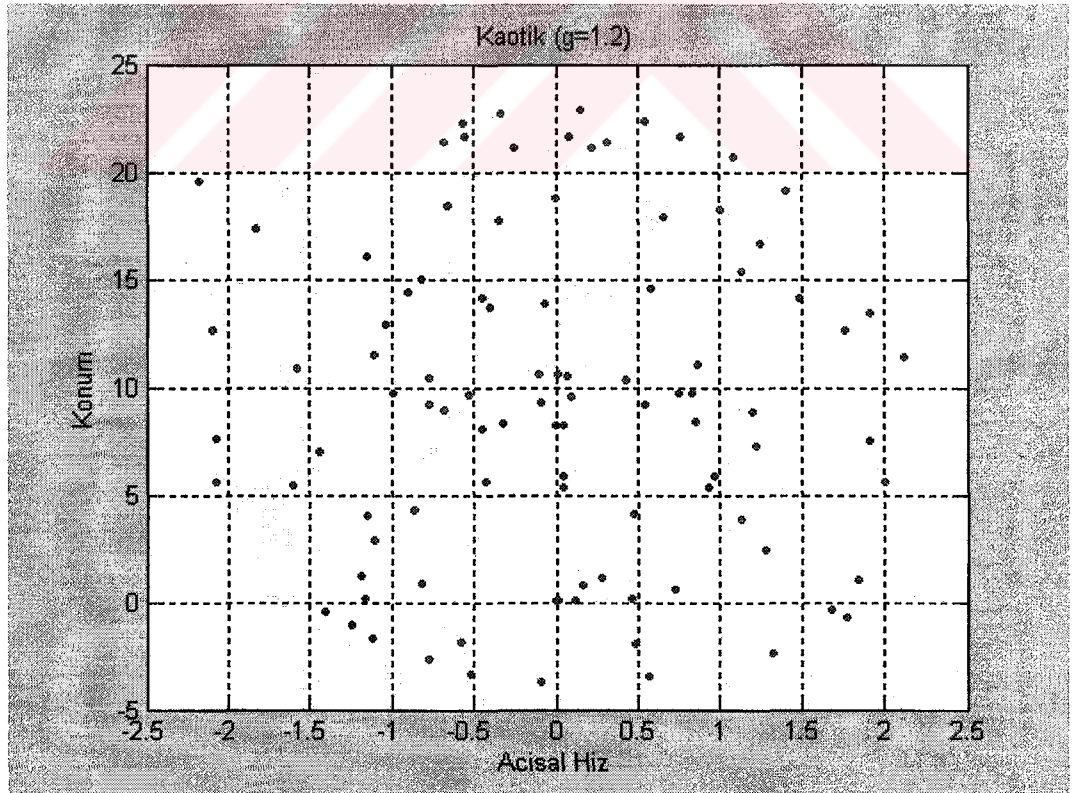
Periyodik bir davranış Poincaré haritalama yöntemi ile incelenirse, sabit bir nokta elde edilir. Çünkü sistemin periyodu ile aynı zaman dilimlerinde örnekler alınırsa, hep aynı nokta alınacağından tek bir nokta görülür. Sistem periyodumsu, ise kapalı bir çevrim elde edilir. Fakat sistem kaotikse, kapalı olmayan, gelişigüzel bir fraktal şekil oluşur. Şekil 2.11’de periyodik bir şeklin Poincaré haritası görülmektedir. Dikkat edilirse sadece bir noktadır. Şekil 2.12’de ise kaotik bir şeklin Poincaré haritası görülmektedir.



Şekil 2.10 Poincaré haritasını elde etmenin temel prensibi



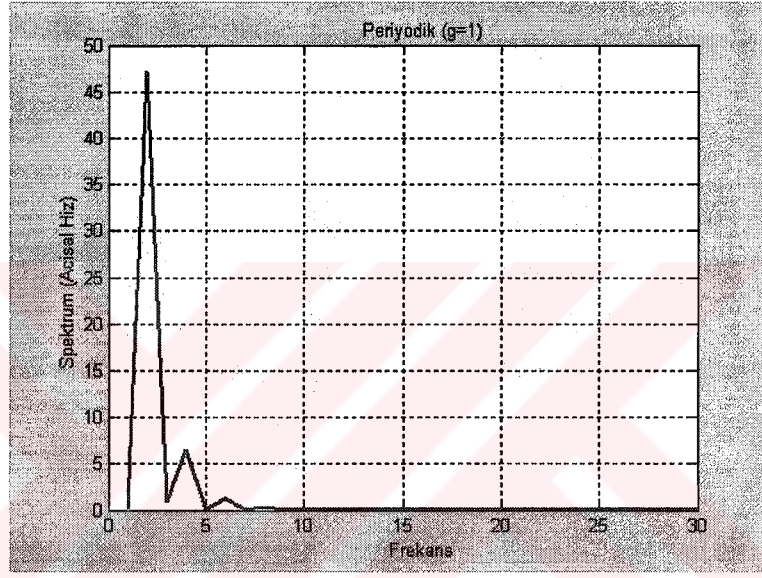
Şekil 2.11 Poincaré haritalama yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$)



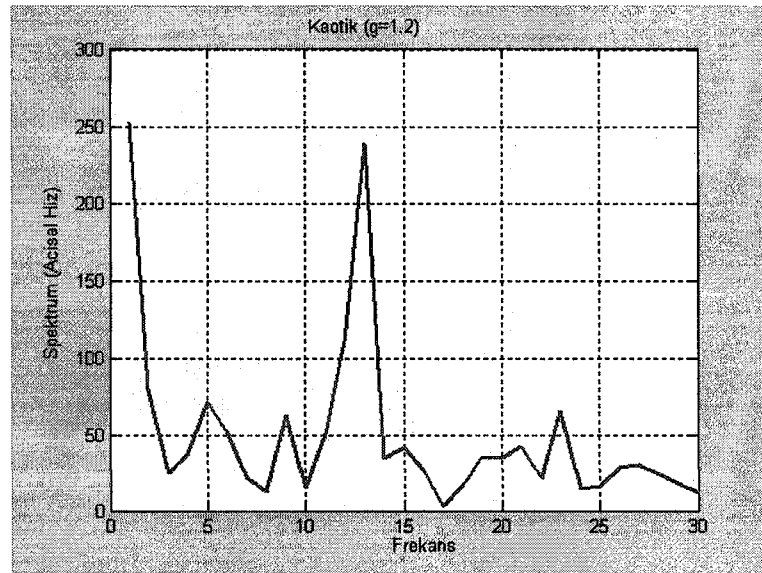
Şekil 2.12 Poincaré haritalama yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)

2.5 Güç Spektrumu

Kaotik sinyaller geniş bantlı sistemlerdir. Dolayısıyla kaotik olan bir sinyalle, kaotik olmayan bir sinyal, güç spektrumuna bakarak ayrılabilir. Eğer sistem kaotikse, güç spektrumunda süreklilik vardır. Sistem kaotik değilse, sadece belli frekanslarda sıçramalar mevcuttur. Şekil 2.13’de, kaotik olmayan durumdaki bir durum değişkeninin (ω), güç spektrumu verilmiştir. Şekil 2.14’de ise bir durum değişkeninin, kaotik durumdaki güç spektrumu verilmiştir.



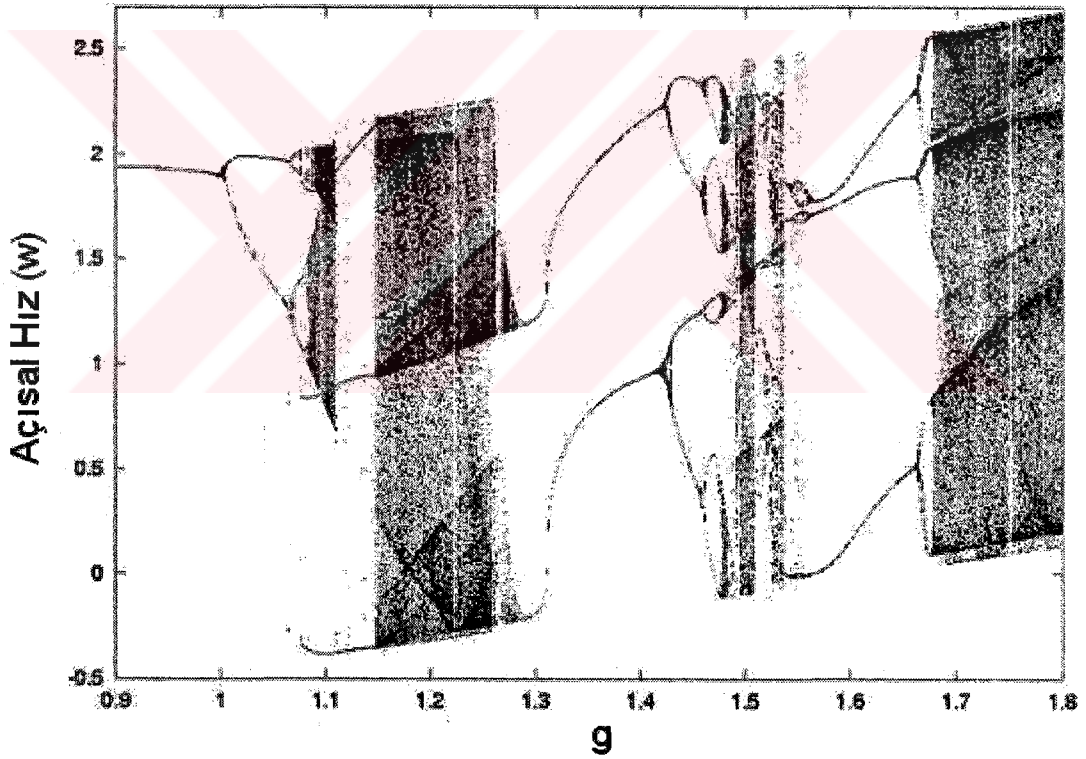
Şekil 2.13 Güç spektrumu yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Periyodik, $g = 1$)



Şekil 2.14 Güç spektrumu yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi (Kaotik, $g = 1.2$)

2.6 Çatallaşma Diyagramı (Bifurcation Diagram)

Bu yöntem, diğer yöntemlerden biraz farklıdır. Düşey ekseninde sistemin asimptotik çözümlerini, yatay ekseninde ise kontrol parametresinin değişimini veren çizimlere çatallaşma diyagramı denilir. y ekseninde durum değişkenlerinden birinin davranışı verilmektedir, x ekseninde ise parametrelerden birinin farklı değerleri verilmektedir. Şekil 2.15’de sarkaç örneği için g parametresindeki değişimin sistemin davranışını nasıl etkilediği çatallaşma diyagramı ile gösterilmiştir. y ekseninde ise açısal hız (ω) alınmıştır. $g=1$ değeri civarında sistemin periyodik davranış gösterdiği (tek çizgi), şekil 2.15’den görülmektedir. $g=1.1$ civarında ise çift periyoda (periyodumsu) sahip olduğu anlaşılabilir (çift çizgi). $g=1.2$ civarında ise sistemin kaosa girdiği görülmektedir (bilmediğimiz kadar çizgi). Ayrıca sistemin $g=1.3$ ’den sonra bir süreliğine tekrar periyodumsu olduğu görülmektedir.



Şekil 2.15 Çatallaşma diyagramı yöntemiyle sürülen sarkacın kaos analizi [59]

3. BAZI ÖRNEK KAOTİK SİSTEMLER

Bir sistemde kaos analizi yapılabilmesi için bazı gerekli şartlar vardır. Bunlardan ilki sistemde doğrusal olmayan eleman veya elemanlar olmasıdır. Doğrusal sistemde kaosun gözlenmeyeceği bilinmektedir. Şartlardan ikincisi ise, sürekli zamanlı sistemler için ve ayrık zamanlı sistemler için farklılık göstermektedir. Sistem sürekli zamanlı bir sistem ise, kaosun aranabilmesi için ikinci şart en az 3. dereceden bir sistem olmasıdır. Fakat ayrık zamanlı sistemde böyle bir şart yoktur. Ayrık zamanlı sistem birinci dereceden dahi olsa kaos analizi yapılabilir. Lojistik harita (logistic map) buna bir örnektir. Kaos analizi yapabilmek için bahsedilen iki şart gerekli şartlardır, yeterli şartlar değildir. Yani bu şartlara uyan sistemlerde kaos analizi yapılabilir fakat kesinlikle kaotik davranış gösterir diye bir yargıya varılamaz [8].

Bu bölümde bazı örnek kaotik sistemler verilerek kaos teorisi daha belirgin bir biçimde açıklanmaya çalışılacaktır.

3.1 Bir Boyutlu Ayrık Zamanlı Sistem Örneği (Lojistik Harita)

Ayrık zamanlı sistemlerde kaosun aranabilmesi için sistemin birinci dereceden olmasının yeterli olduğu bilinmekteydi. En iyi bilinen bir boyutlu ayrık zamanlı kaotik sistem lojistik haritadır. Lojistik haritaya ait dinamikler denklem (3.1)'de verilmiştir. Denklemden görüldüğü gibi sistem doğrusal olmayan bir sistemdir.

$$x_{n+1} = ax_n(1 - x_n) \quad (3.1)$$

$0 \leq x_n \leq 1$ ve $0 \leq a \leq 4$ olmak koşuluyla, a parametresine göre sistem farklı davranışlar göstermektedir. $a = 2.8$ için sistem kaotik olmayan davranış göstermektedir. Bu parametre değeri için sistem bir denge noktasına varıp orda kalmaktadır. Şekil 3.1'de bu durum gösterilmiştir. $a = 4$ için ise sistem kaotik davranış göstermektedir. Sistemin davranışı asla kendisini tekrar etmemektedir. Şekil 3.2'de ise $a = 4$ için sergilenen kaotik durum gösterilmiştir.

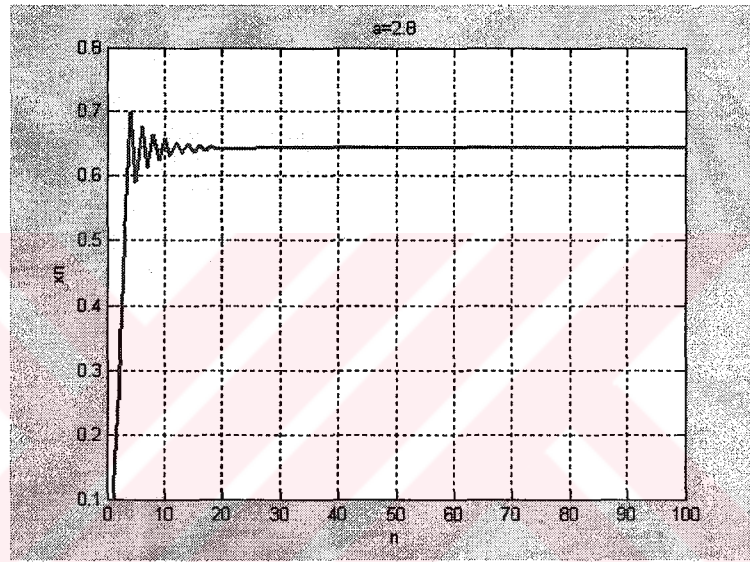
3.2 İki Boyutlu Ayrık Zamanlı Sistem Örneği (Henon Harita)

Henon harita; iki boyutlu, ayrık zamanlı, doğrusal olmayan, kaotik bir sistemdir. Henon haritaya ait dinamikler denklem (3.2)'de verilmiştir.

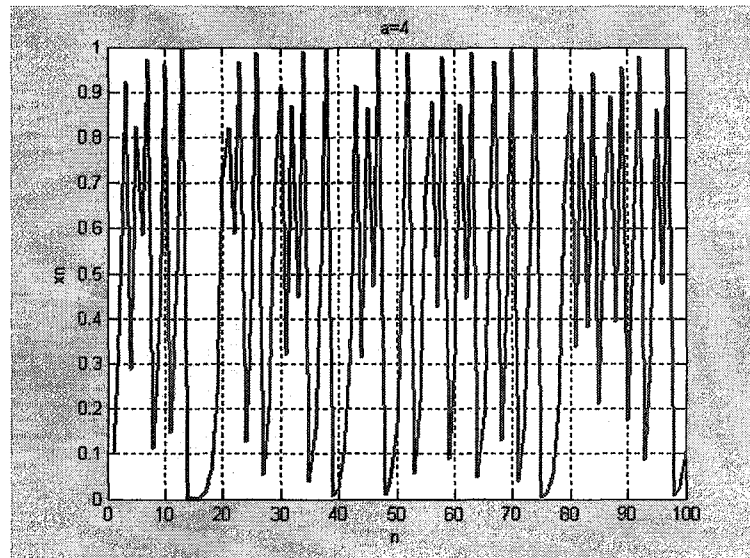
$$x_{n+1} = a - x_n^2 + by_n \quad (3.2)$$

$$y_{n+1} = x_n$$

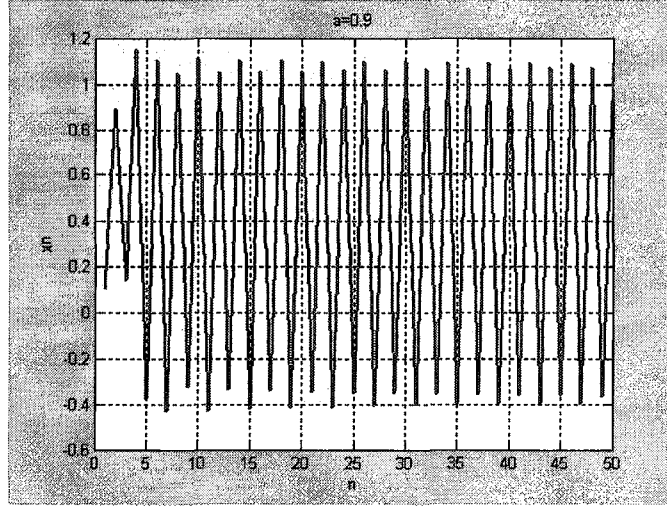
$-2 \leq x_n \leq 2$ ve $-2 \leq y_n \leq 2$ olmak koşuluyla. a ve b parametrelerine göre sistem farklı davranışlar göstermektedir. $a = 0.9$ ve $b = 0.3$ parametreleri için sistem periyodik davranış gösterirken, $a = 1$ ve $b = 0.3$ parametreleri için iki periyotlu (periyod-2) davranış göstermektedir. $a = 1.4$ ve $b = 0.3$ parametreleri için ise kaotik davranış göstermektedir. Bu üç durum sırasıyla şekil 3.3, şekil 3.4 ve şekil 3.5’de gösterilmiştir.



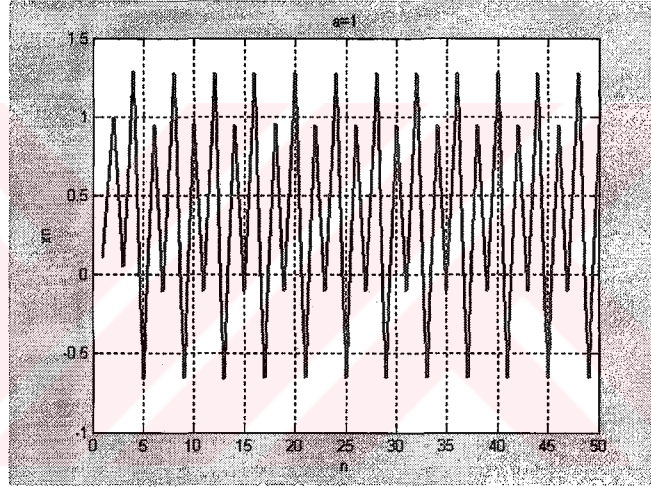
Şekil 3.1 Lojistik haritada $a = 2.8$ durumu için $x_n - n$ grafiği



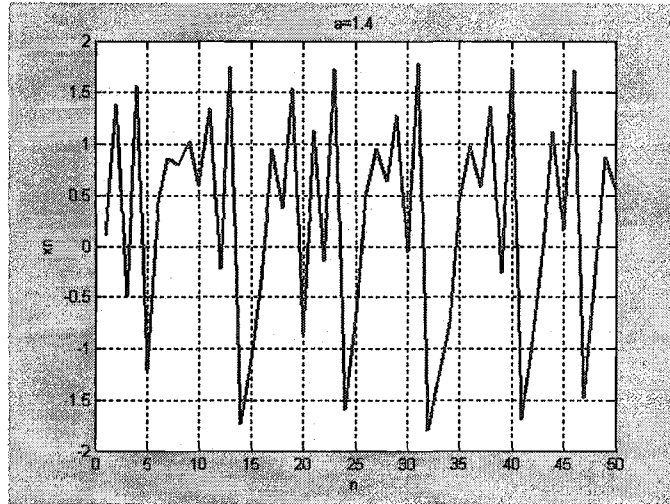
Şekil 3.2 Lojistik haritada $a = 4$ durumu için $x_n - n$ grafiği



Şekil 3.3 Henon haritada $a = 0.9$ ve $b = 0.3$ durumu için $x_n - n$ grafiği (periodyk)



Şekil 3.4 Henon haritada $a = 1$ ve $b = 0.3$ durumu için $x_n - n$ grafiği (periyot-2)



Şekil 3.5 Henon haritada $a = 1.4$ ve $b = 0.3$ durumu için $x_n - n$ grafiği (kaotik)

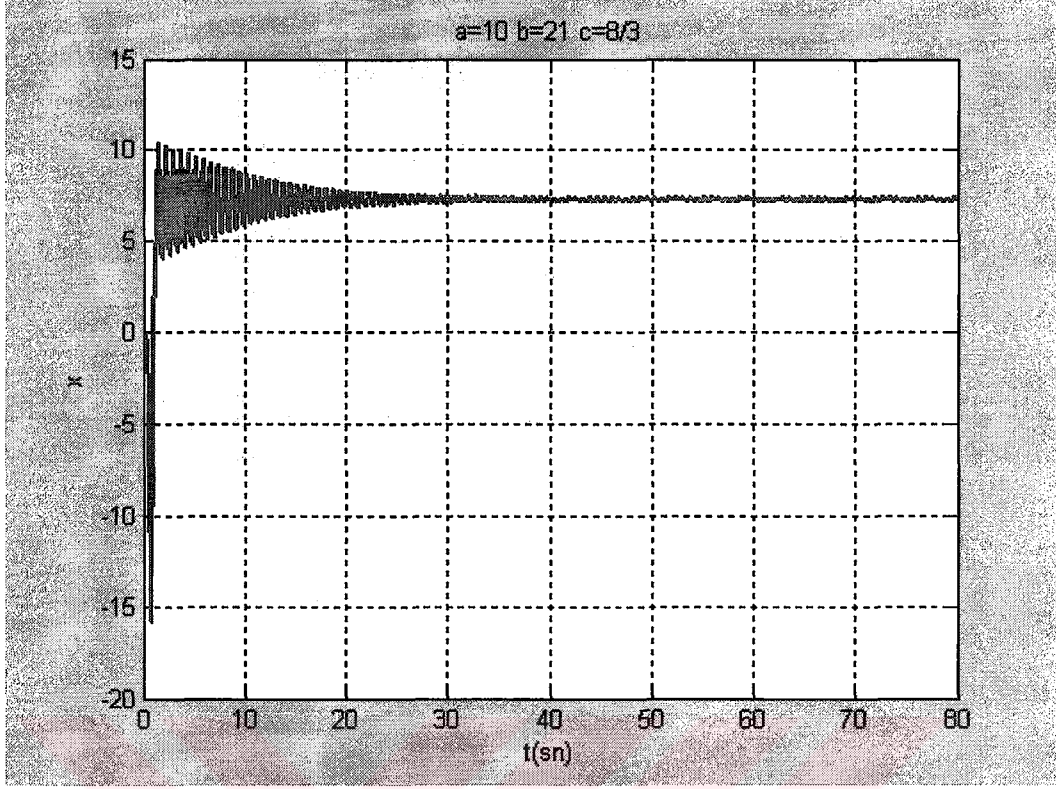
3.3 Üç Boyutlu Sürekli Zamanlı Sistem Örneği (Lorenz Sistemi)

Lorenz sistemi, kaos ile ilgili yapılan ilk sayısal çalışmadır. Ünlü bir meteorolog olan ve MIT’de çalışan Edward Lorenz, atmosferdeki havanın akışını modellemek için Lorenz sistemini 1950’li yılların sonunda geliştirmiştir. Gerekirci Lorenz sistemi minyatür bir atmosfer modelidir. İlk olarak 12 denklemden oluşan bu sistem daha sonra üç denkleme indirilmiştir [4]. Sisteme ait dinamikler denklem (3.3)’de verilmiştir.

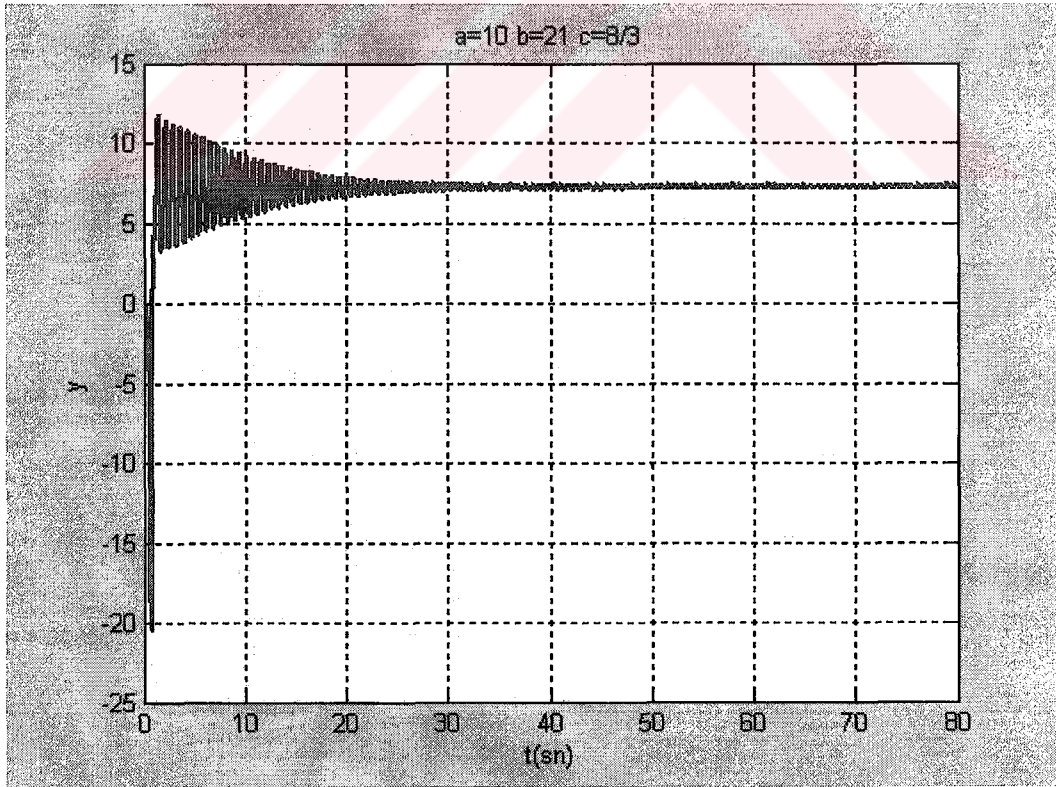
$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= a(y - x) \\ \frac{dy}{dt} &= (bx - y - xz) \\ \frac{dz}{dt} &= (xy - cz)\end{aligned}\tag{3.3}$$

$-20 \leq x \leq 20$, $-50 \leq y \leq 50$, $-50 \leq z \leq 50$ olmak koşuluyla, a Prandtl sayısını, b Reynold sayısını göstermektedir. c parametresi ise akışkanın genişliğidir. x yayılan sıvı akışkanının hızı ile orantılı bir değişkendir. y artan ve azalan akışkan elementlerinin arasındaki sıcaklık farkı ile orantılı bir değişkendir. z ise denge noktasındaki sıcaklığın değişimi ile orantılı bir değişkendir.

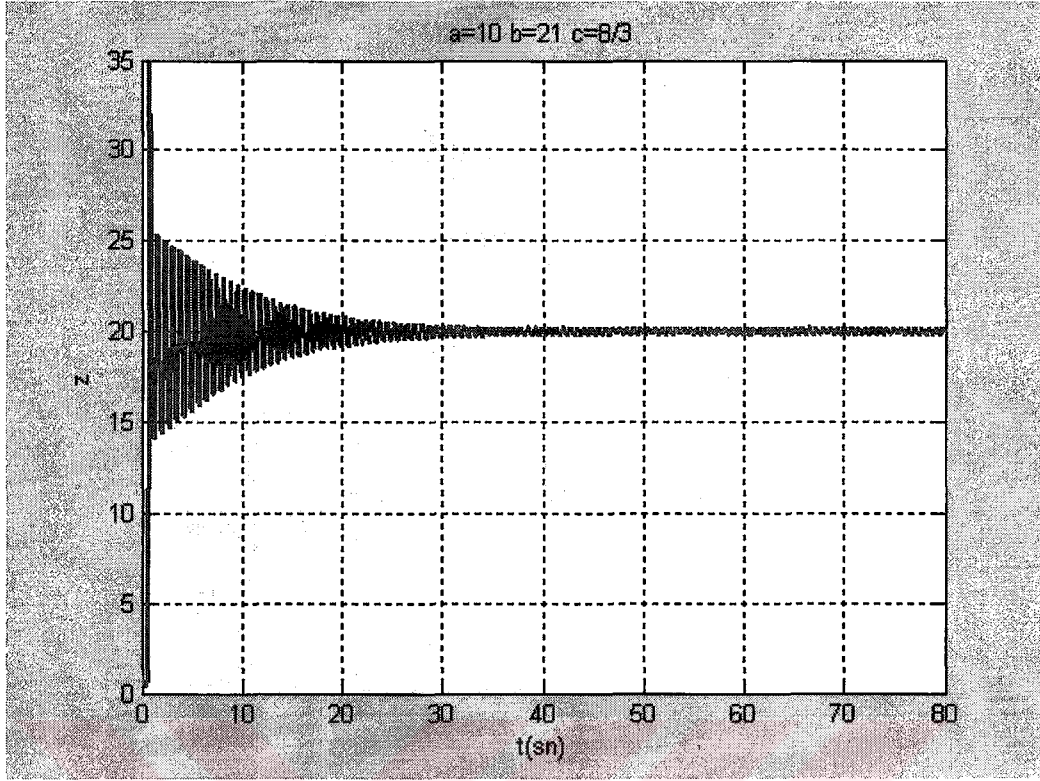
Sistem $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ iken sistem periyodik davranış gösterirken, $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumunda kaotik davranış göstermektedir. Sistemin periyodik davranış gösterdiği durumda ($a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$) sisteme ait üç durum değişkeninin (x , y ve z) zamanla değişimi sırasıyla şekil 3.6, şekil 3.7 ve şekil 3.8’de gösterilmiştir. Şekil 3.9’da ise bu üç değişkenin üç boyutlu uzaydaki değişimi verilmiştir. Şekil 3.10, şekil 3.11 ve şekil 3.12’de ise sistemin $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için üç durum değişkeninin zamanla değişimi gösterilmiştir. Şekil 3.13’de ise üç değişkenin üç boyutlu uzaydaki değişimi verilmiştir. Şekil 3.14’de ise x ve z değişkenleri birbirine göre çizdirilmiştir. Bu şekil kelebeğe benzediğinden kelebek etkisi olarak ta bilinse dahi bu fikir yanlıştır. Kelebek etkisi ikinci bölümde açıklandığı gibi başlangıç şartlarına bağımlılığı ifade eder ve EK-1’de açıklanmıştır.



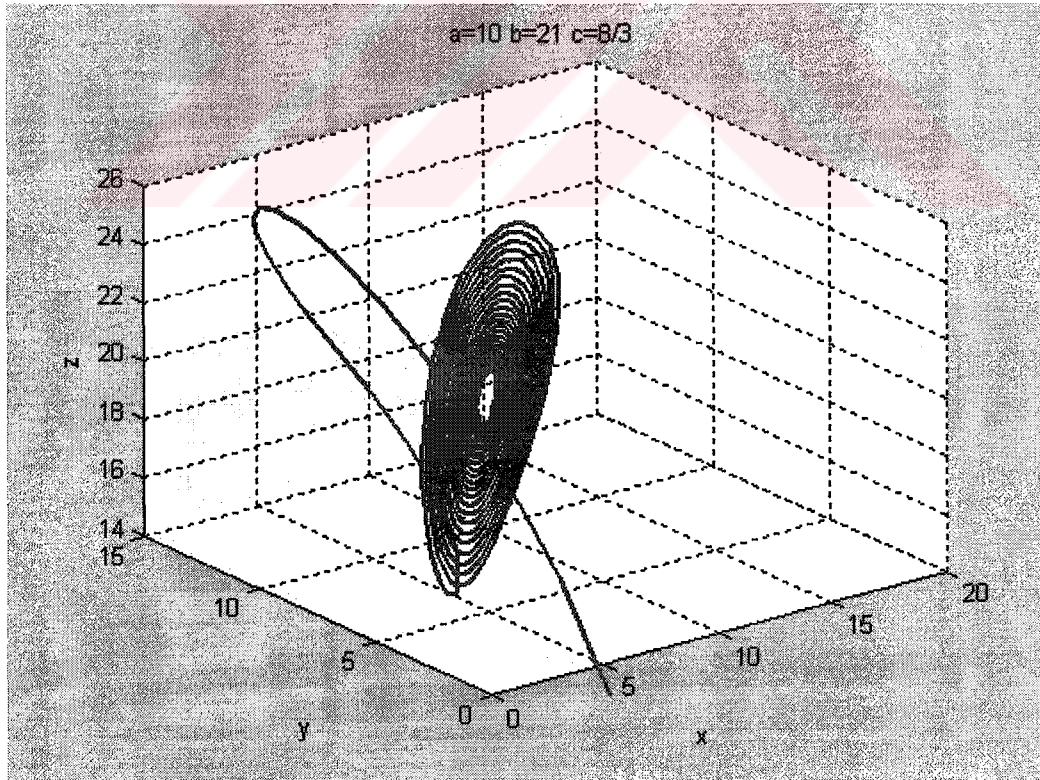
Şekil 3.6 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - t$ grafiği



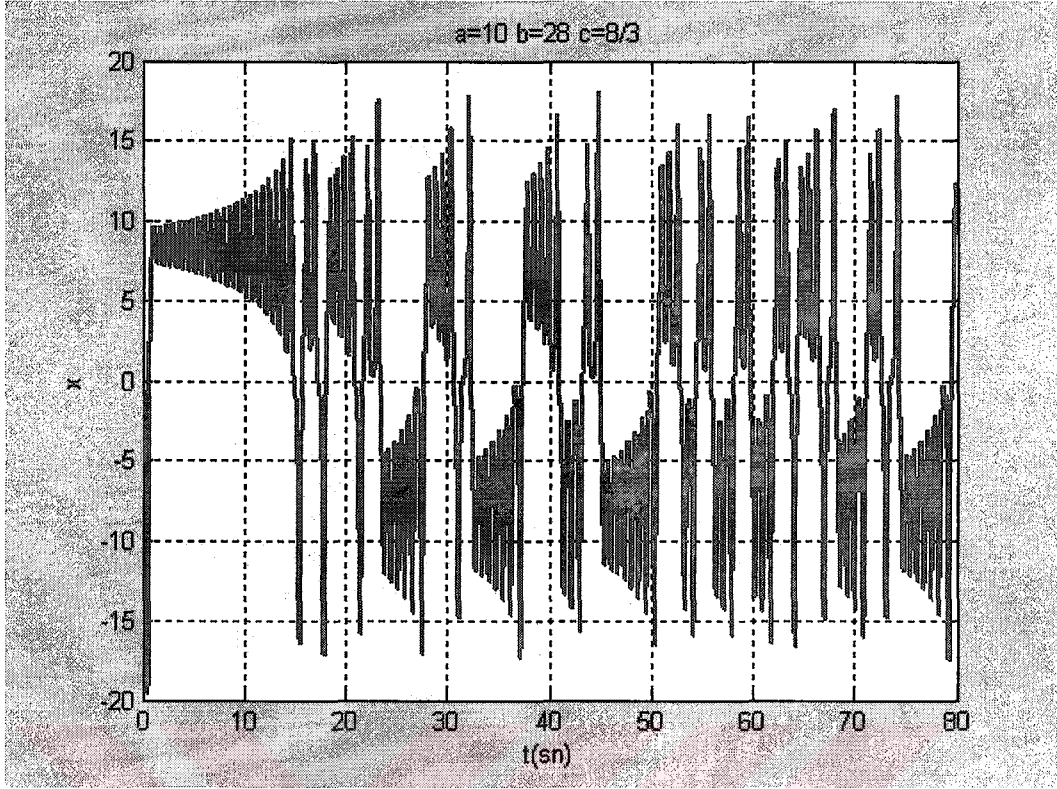
Şekil 3.7 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ durumu için $y - t$ grafiği



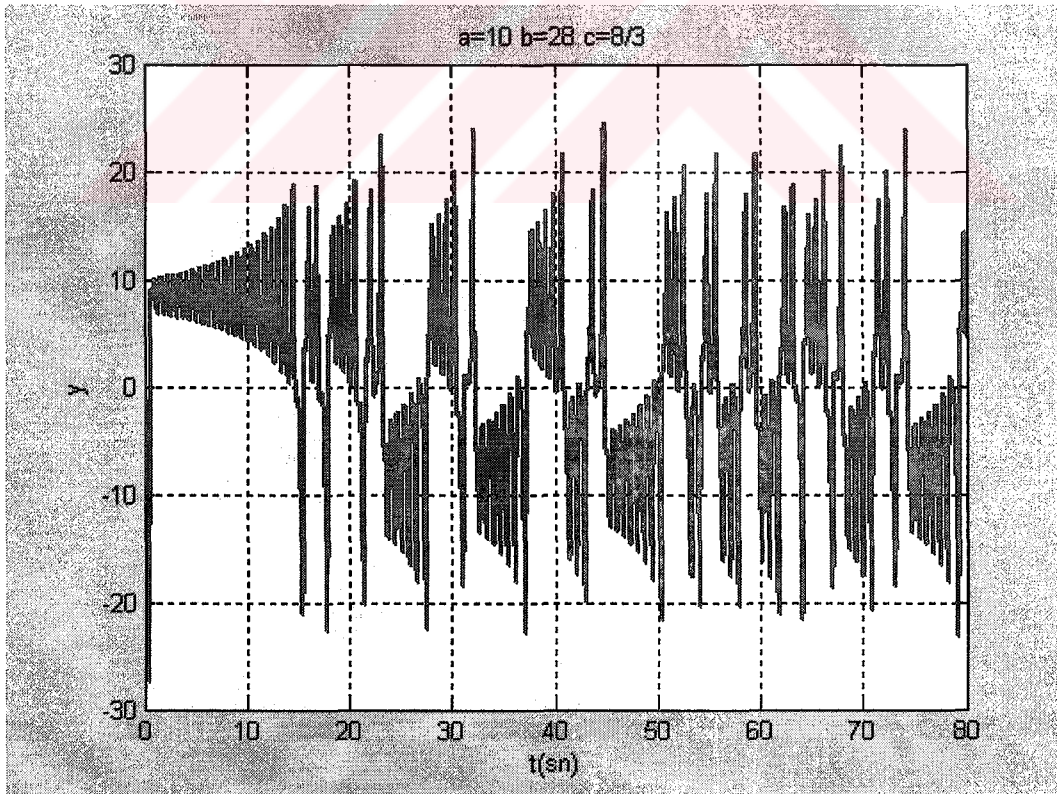
Şekil 3.8 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ durumu için $z - t$ grafiği



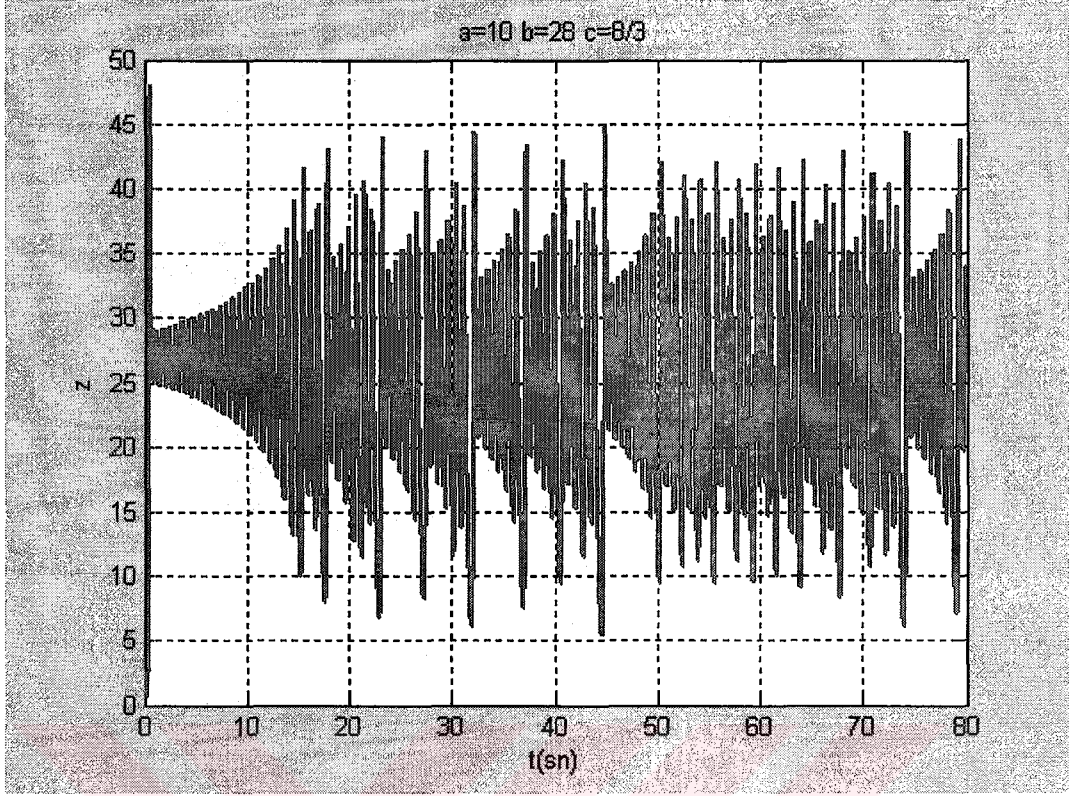
Şekil 3.9 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 21$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - y - z$ grafiği



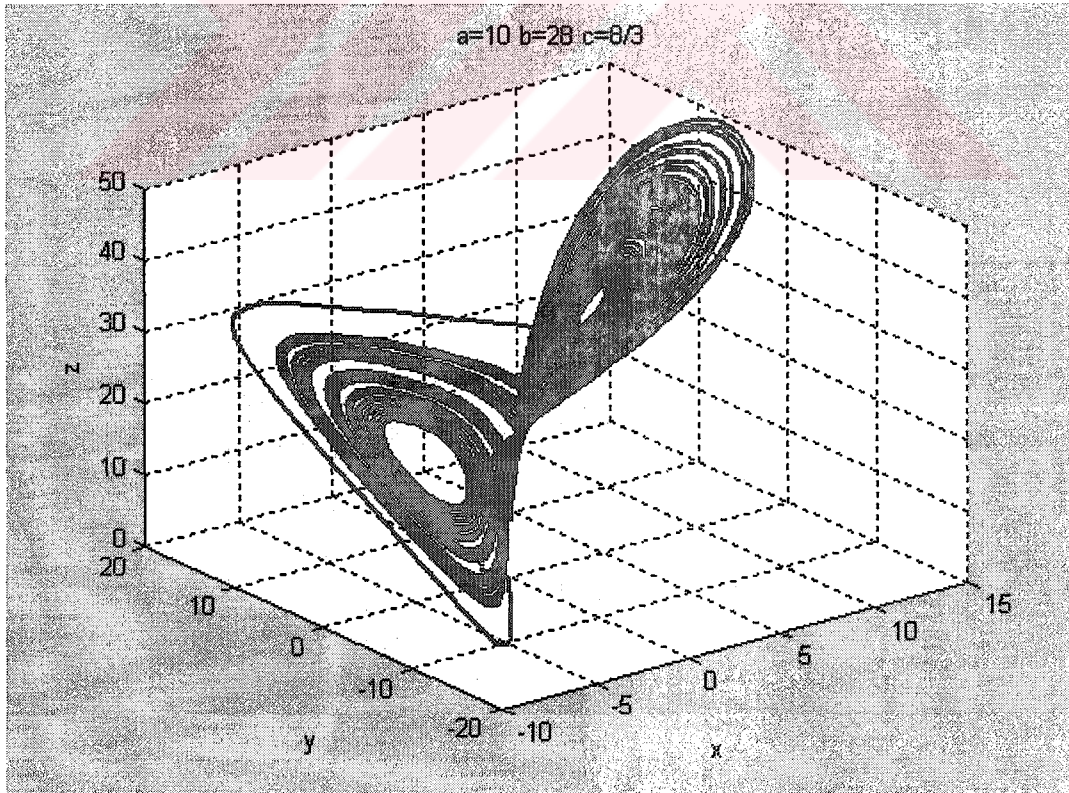
Şekil 3.10 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - t$ grafiği



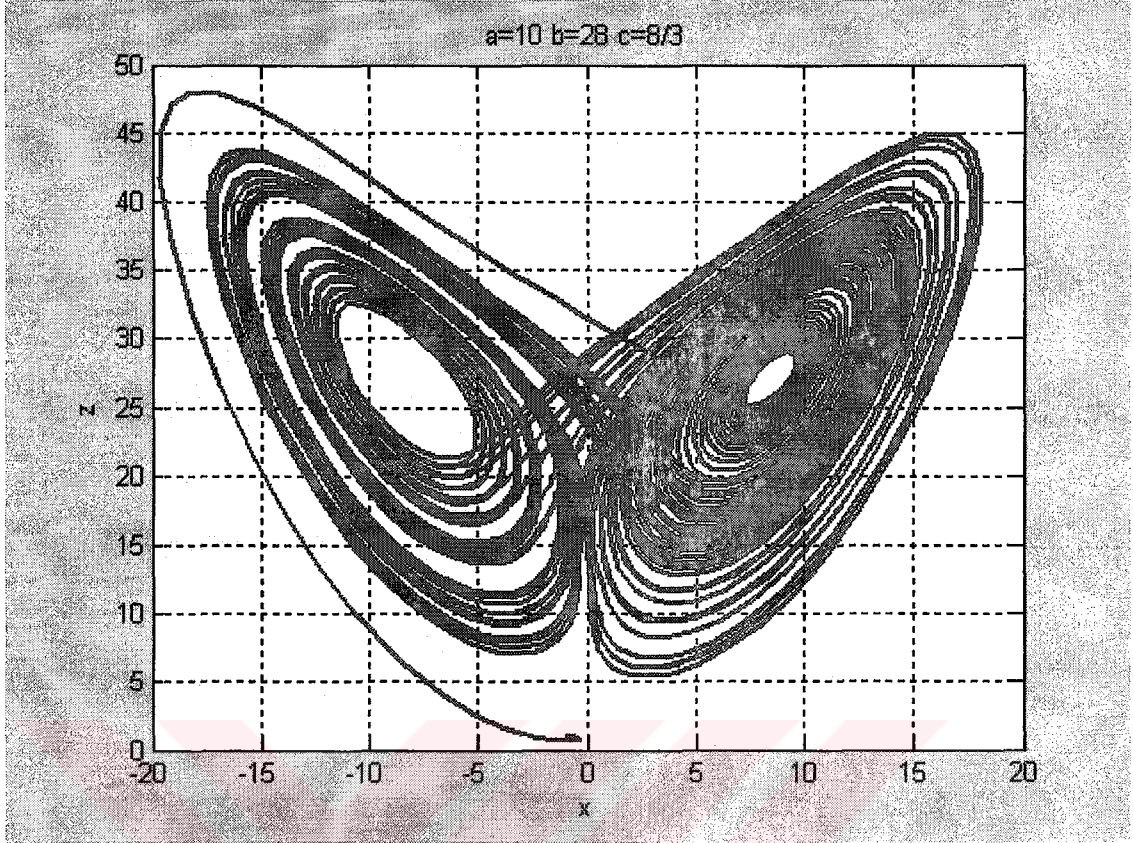
Şekil 3.11 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $y - t$ grafiği



Şekil 3.12 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $z - t$ grafiği



Şekil 3.13 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - y - z$ grafiği



Şekil 3.14 Lorenz sisteminde $a = 10$, $b = 28$ ve $c = 8/3$ durumu için $x - z$ grafiği (kelebeğe benzeyen şekil)

3.4 Elektriksel Kaotik Sistemler İçin Örnek (Duffing Osilatör)

Duffing Osilatör, kaosu anlatan kaynaklarda sıklıkla rastlanan örneklerden biridir. Bu yüzden bu bölümde bahsedilme gereği duyulmuştur. Duffing Osilatöre ait dinamikler denklem (3.4)'de verildiği gibidir.

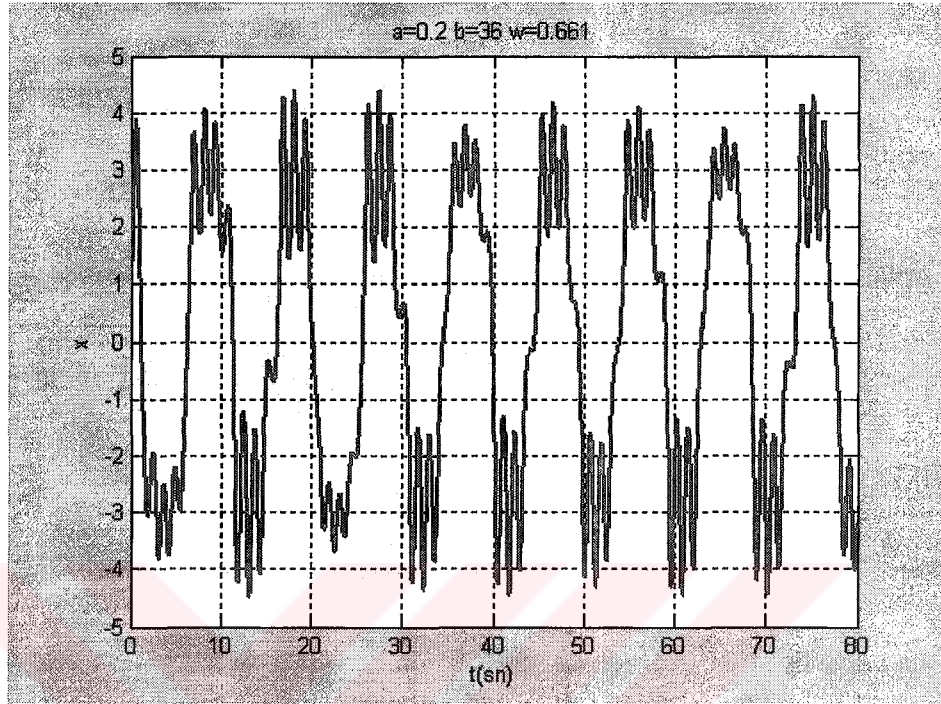
$$\frac{dx}{dt} = y$$

$$\frac{dy}{dt} = -x - x^3 - ay + b \cos(wz) \quad (3.4)$$

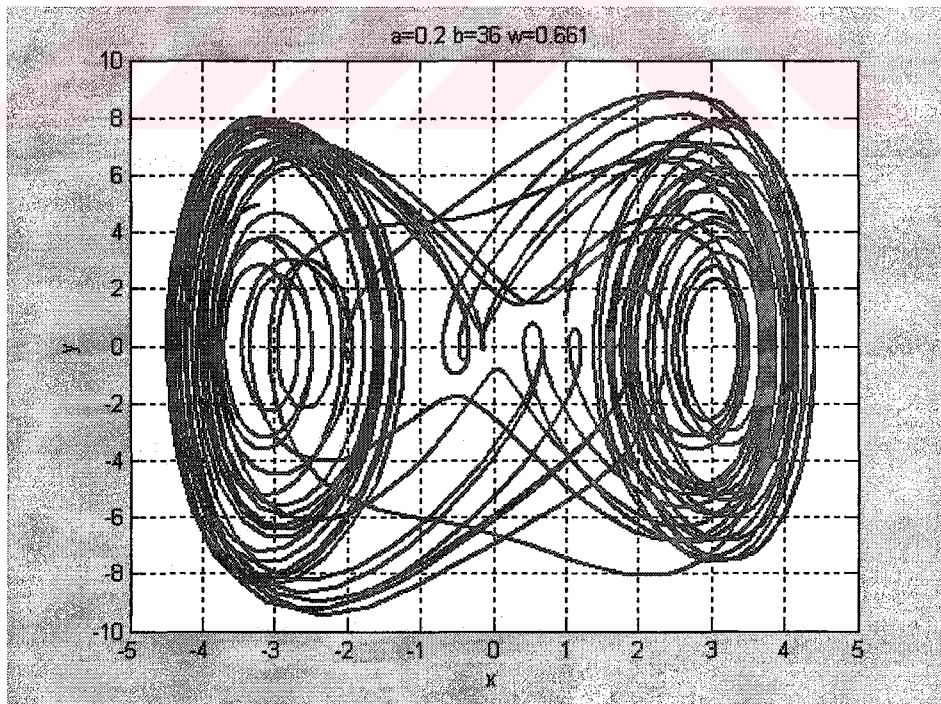
$$\frac{dz}{dt} = 1$$

$-5 \leq x \leq 5$ ve $-10 \leq y \leq 10$, $0 \leq z$ olmak koşuluyla, $a = 0.2$, $b = 36$ ve $w = 0.661$ iken sistem kaotik davranış göstermektedir. Şekil 3.15'de kaotik davranış sergileyen Duffing Osilatör'e ait

durum değişkenlerinden birinin (x) zamana göre değişimi verilmiştir. şekil 3.16’da ise iki durum değişkeninin (x ve y) birbirine göre değişimi verilmiştir.



şekil 3.15 Duffing Osilatörde $a = 0.2$, $b = 36$ ve $w = 0.661$ durumu için $x - t$ grafiği



şekil 3.16 Duffing Osilatörde $a = 0.2$, $b = 36$ ve $w = 0.661$ durumu için $x - y$ grafiği

3.5 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Örneği

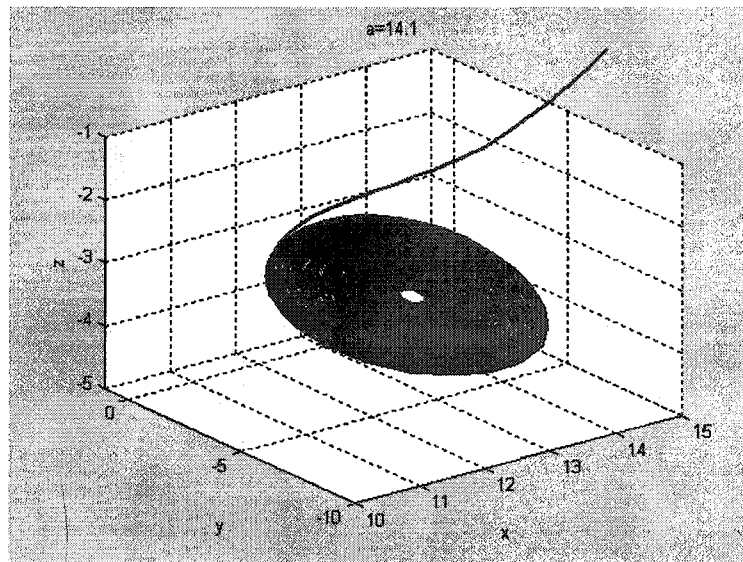
Bu örnekte sürekli mıknatıslı senkron motorda görülen kaos inceleneyecektir. Sisteme ait dinamikler boyutsuz olarak denklem (3.5)'de verildiği gibi elde edilmişlerdir [35].

$$\frac{dx}{dt} = -x + yz + V_d$$

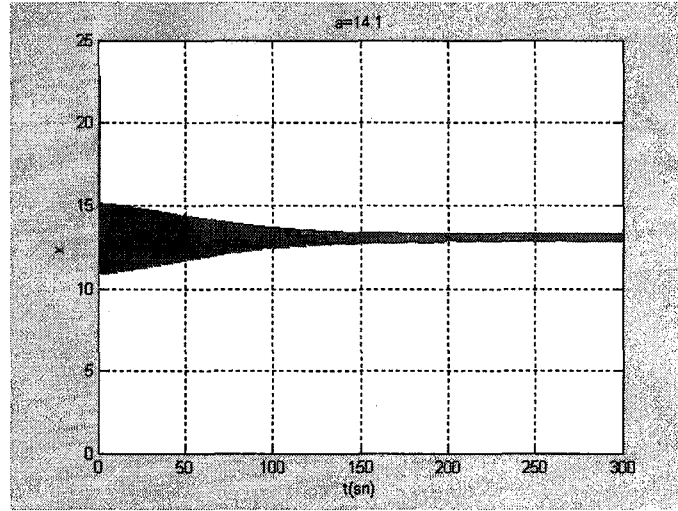
$$\frac{dy}{dt} = -y - xz + az + V_q \quad (3.5)$$

$$\frac{dz}{dt} = b(y - z) - Tl$$

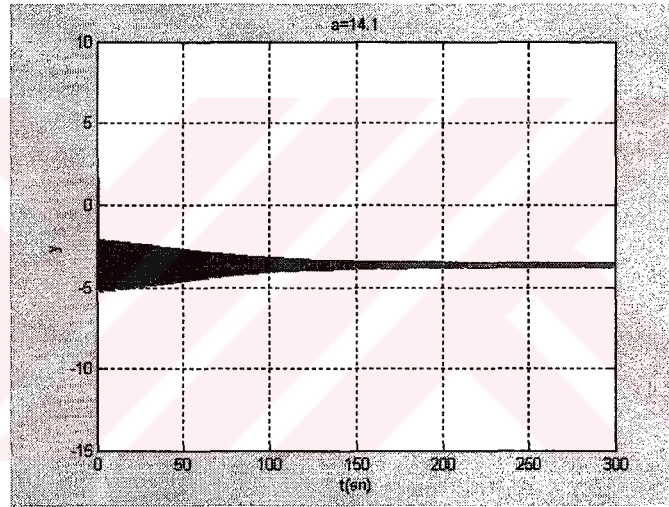
$V_d = V_q = Tl = 0$, $a = 14.1$ ve $b = 5.46$ değerlerinde sürekli mıknatıslı senkron motor kaotik davranış göstermemektedir. Diğer parametreler aynı kalmak şartıyla, $a = 14.93$ olarak değiştirildiğinde ise sistem kaotik davranış göstermektedir. Şekil 3.17'de ise üç durum değişkeninin ($a = 14.1$ durumunda) birbirine göre değişimi verilmiştir. Şekil 3.18, şekil 3.19 ve şekil 3.20'de sürekli mıknatıslı senkron motorun $a = 14.1$ durumu için durum değişkenlerinin zamana göre değişimleri verilmiştir. Şekil 3.21, şekil 3.22 ve şekil 3.23'de ise sürekli mıknatıslı senkron motorun $a = 14.93$ durumu için durum değişkenlerinin zamana göre değişimleri verilmiştir. Şekil 3.24'de durum değişkenlerinden olan x ve y 'nin birbirine göre değişimleri çizdirilmiştir. Şekil 3.25'de ise $a = 14.93$ için üç durum değişkeninin birbirine göre değişimi verilmiştir.



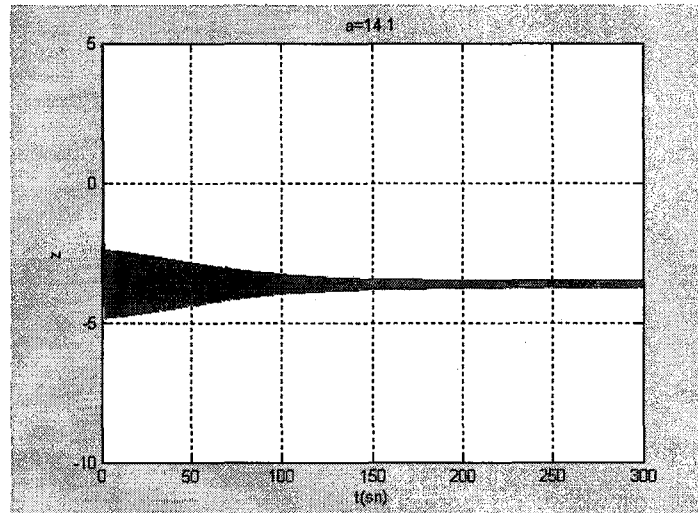
Şekil 3.17 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.1$ durumu için $x - y - z$ grafiği



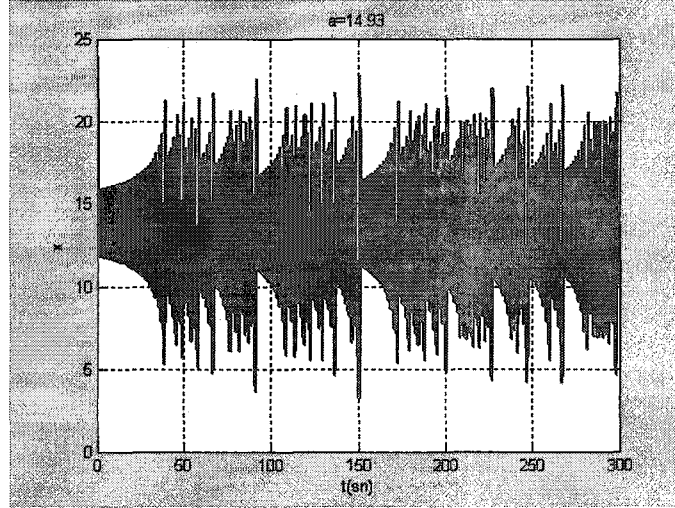
Şekil 3.18 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.1$ durumu için $x - t$ grafiği



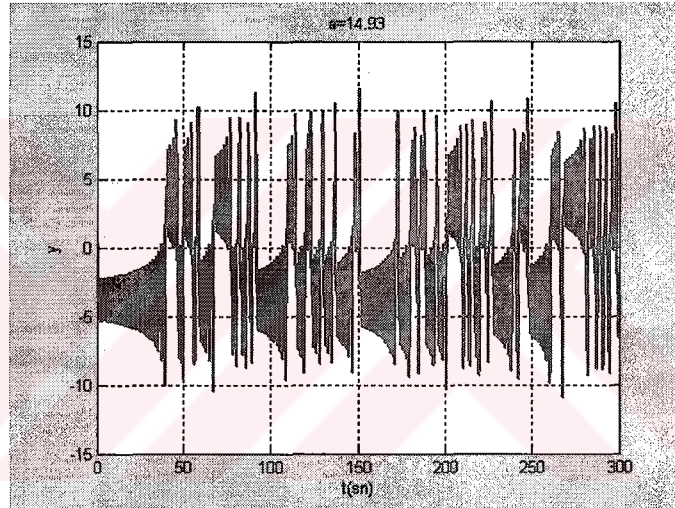
Şekil 3.19 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.1$ durumu için $y - t$ grafiği



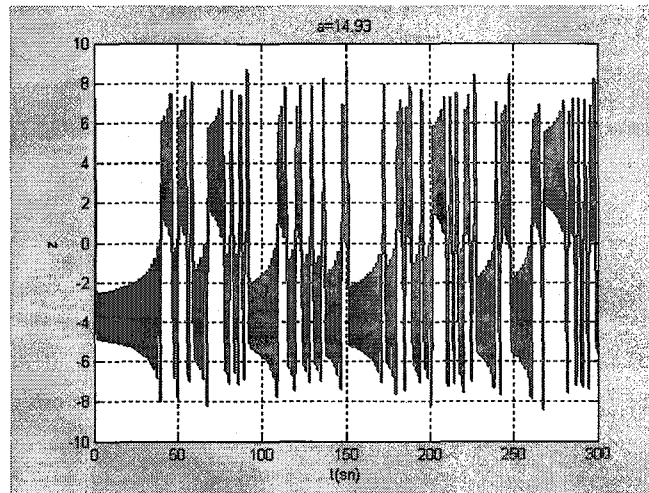
Şekil 3.20 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.1$ durumu için $z - t$ grafiği



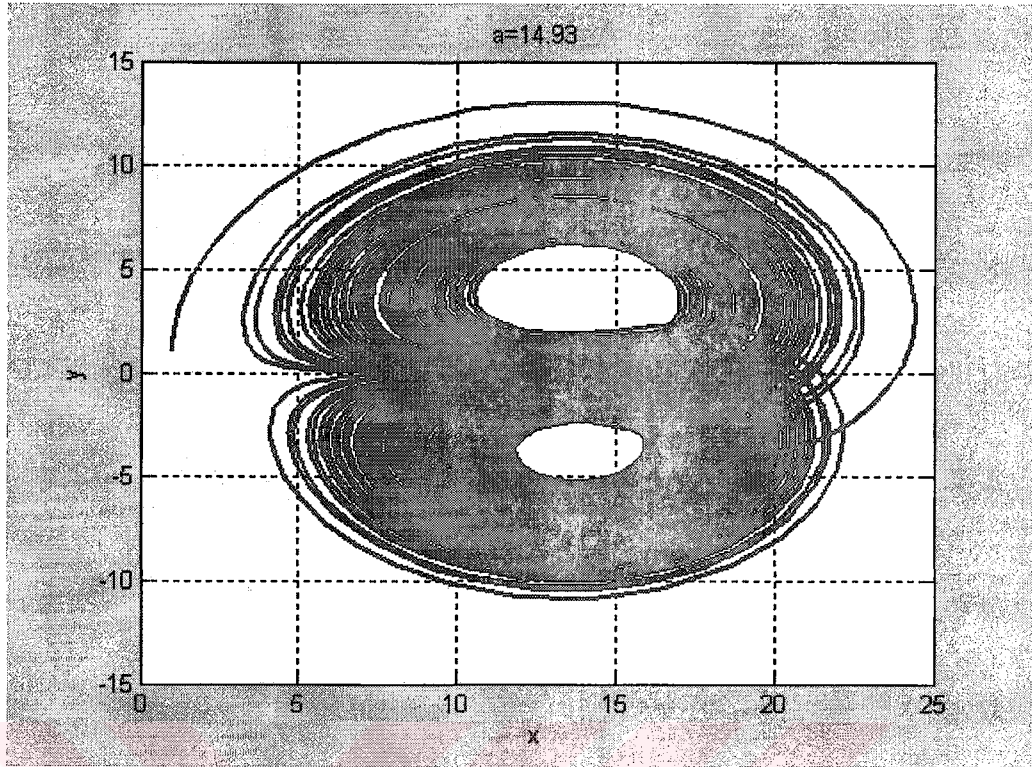
Şekil 3.21 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $x - t$ grafiği



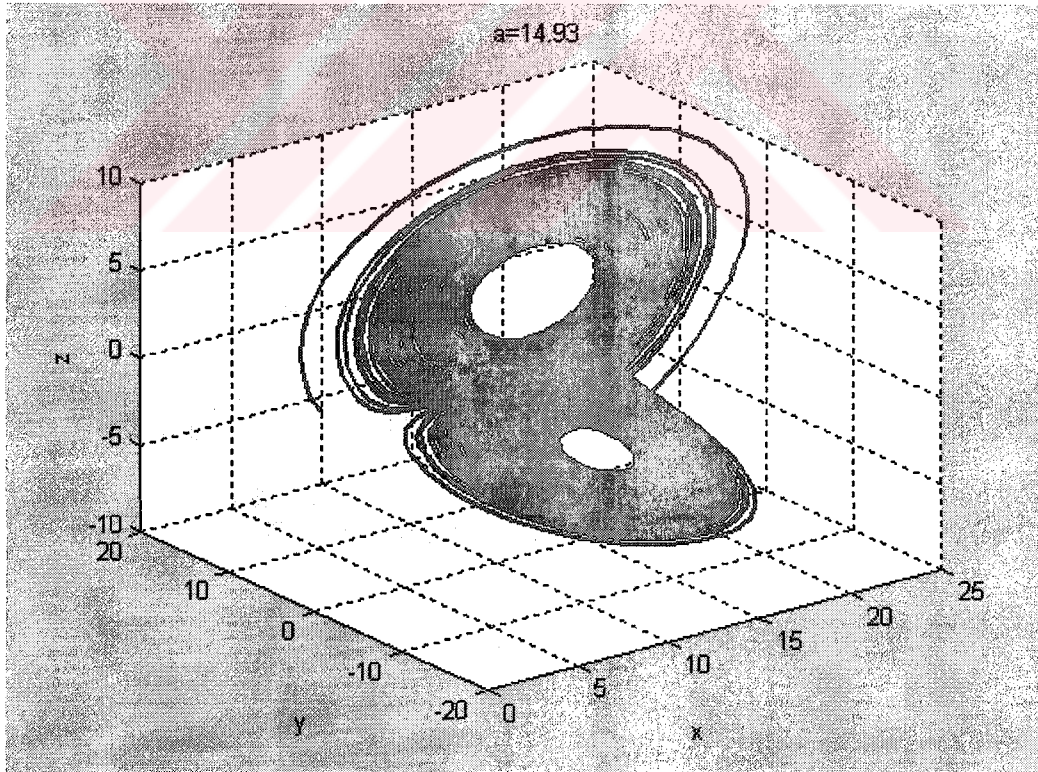
Şekil 3.22 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $y - t$ grafiği



Şekil 3.23 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $z - t$ grafiği



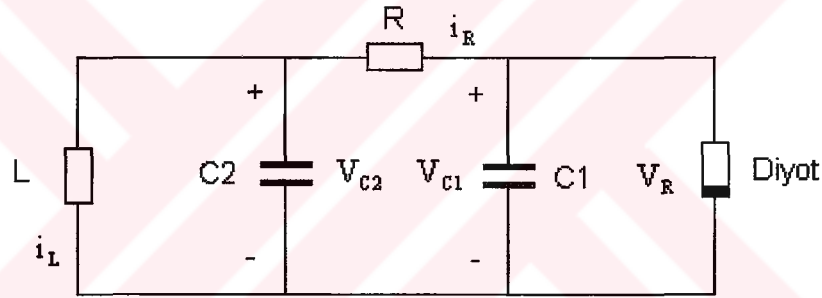
Şekil 3.24 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $x - y$ grafiği



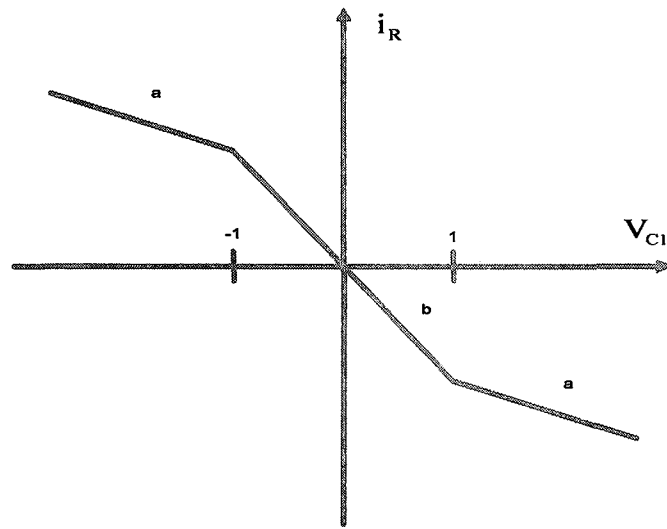
Şekil 3.25 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda $a = 14.93$ durumu için $x - y - z$ grafiği

3.6 Chua Devresi Örneği

1980’li yıllarda çok basit bir elektronik devrede kaos gözlenmiştir. Bu devredeki tüm davranış türleri bilgisayar benzetimi yardımıyla görüldükten sonra pratik olarak da gerçekleştirilmiştir ve birebir aynı sonuçlar elde edilmiştir. Bu devre günümüzde de popülerliğini korumaktadır. Popülerliğinin nedeni çok basit bir devre olması ve pratiksel olarak kolaylıkla gerçekleştirilebilmesidir. Chua’nın kişisel web sayfasındaki bilgiye göre 767 tane uluslararası dergi ve sempozyumda bu devre konu edilmiştir. Bir çok çalışmada referans verilen bu çalışma, Berkeley’deki Kaliforniya Üniversitesinde Elektronik Mühendisliği bölümünde profesör olan Leon Chua ve Japon bilim adamı Matsumoto tarafından tasarlanmıştır [4]. Bu devre dört tane doğrusal elemandan ve bir doğrusal olmayan diyottan oluşmuş RLC devresidir. Devrenin şeması şekil 3.26’da verilmiştir. Devrede görülen doğrusal olmayan diyotun karakteristiği ise şekil 3.27’de verilmiştir.



Şekil 3.26 Chua Devresi



Şekil 3.27 Chua devresindeki doğrusal olmayan diyodun karakteristiği

Chua devresine ait sistemin dinamikleri denklem (3.7)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}\frac{dV_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C_1 R} (V_{C2} - V_{C1}) - f(V_{C1}) \\ \frac{dV_{C2}}{dt} &= \frac{1}{C_2 R} (V_{C1} - V_{C2}) - i_L \\ \frac{di_L}{dt} &= -\frac{V_{C2}}{L}\end{aligned}\tag{3.7}$$

Denklem (3.7)'de gösterilen $f(V_{C1})$ diyotun karakteristiğini temsil etmektedir ve bu karakteristik şekil 3.27'de gösterilmiştir. Bu karakteristik, matematiksel bir biçimde ifade edilirse;

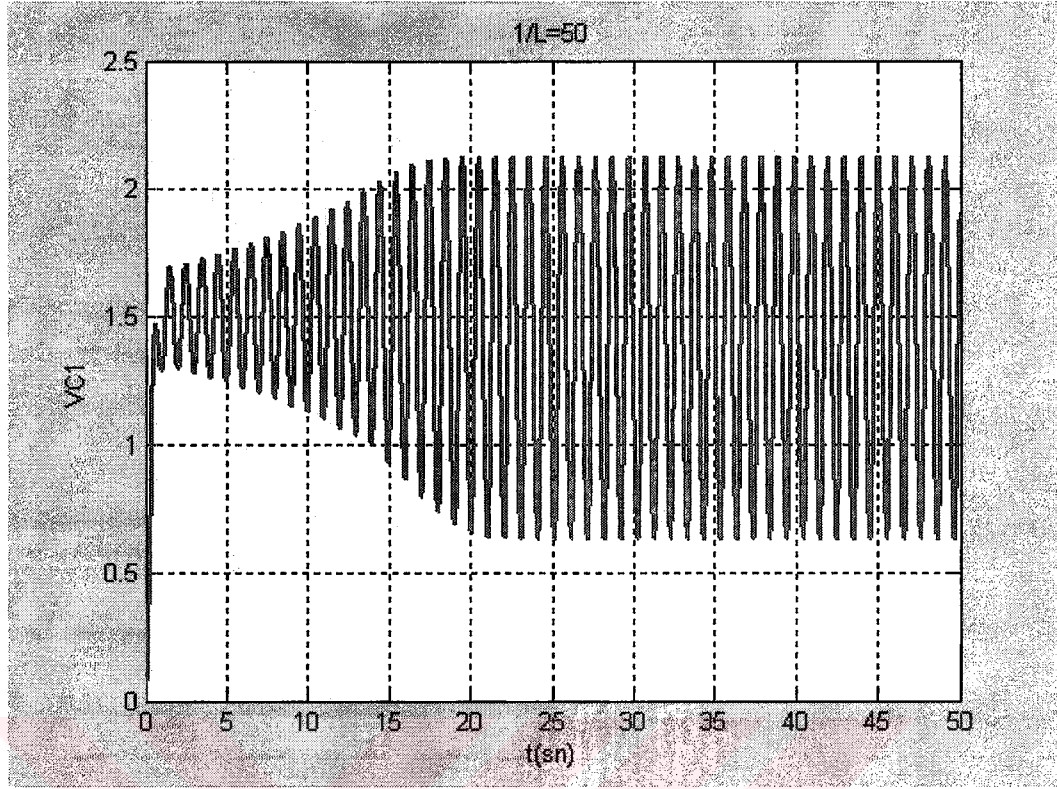
$$f(V_{C1}) = aV_{C1} + \frac{(b-a)}{2} (|V_{C1} + 1| - |V_{C1} - 1|)\tag{3.8}$$

elde edilir. Denklemde $b \leq -1 \leq a$ şartı aranır.

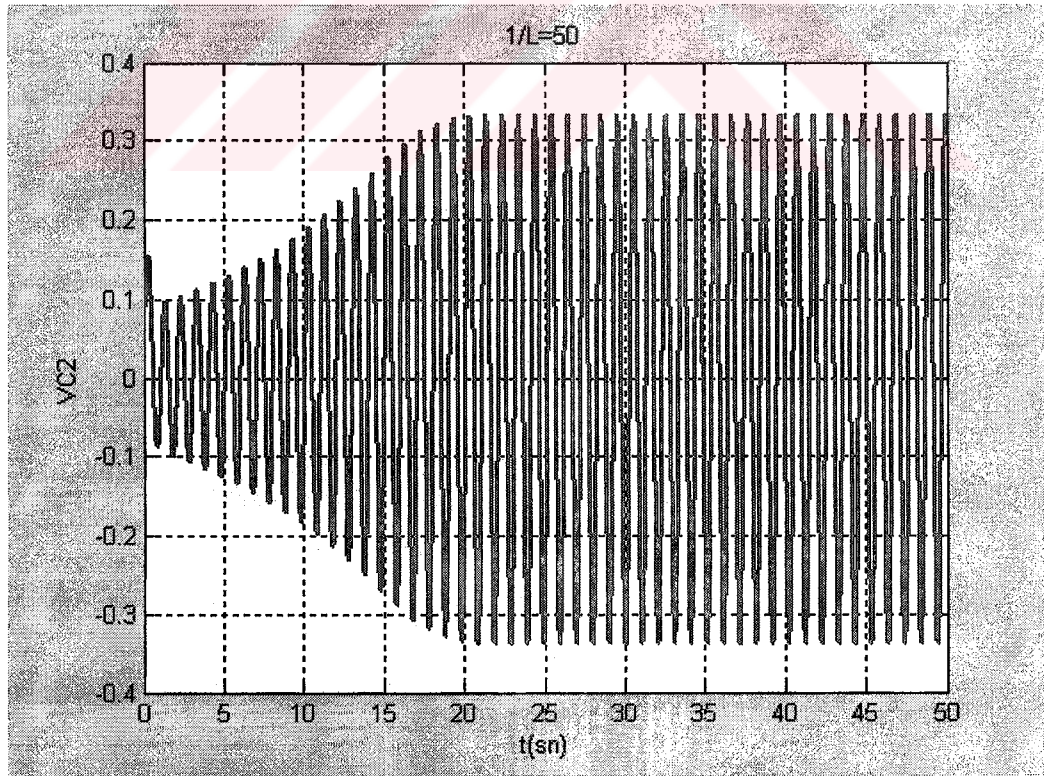
Devre parametrelerinden $\frac{1}{C_1 R} = 15.6$, $\frac{1}{C_2 R} = 1$, $a = -5/7$ ve $b = -8/7$ parametreleri sabit tutularak, $\frac{1}{L}$ parametresi değiştirilerek sistemin davranışları incelenebilir.

$\frac{1}{L} = 50$ iken sistemin periyodik davranış göstermektedir. Bu durumda durum değişkenlerinin zamana göre değişimleri sırasıyla şekil 3.28, şekil 3.29 ve şekil 3.30'da gösterilmiştir. Şekil 3.31'de ise durum değişkenlerinden i_L ve V_{C1} 'ye ait faz uzayı verilmiştir.

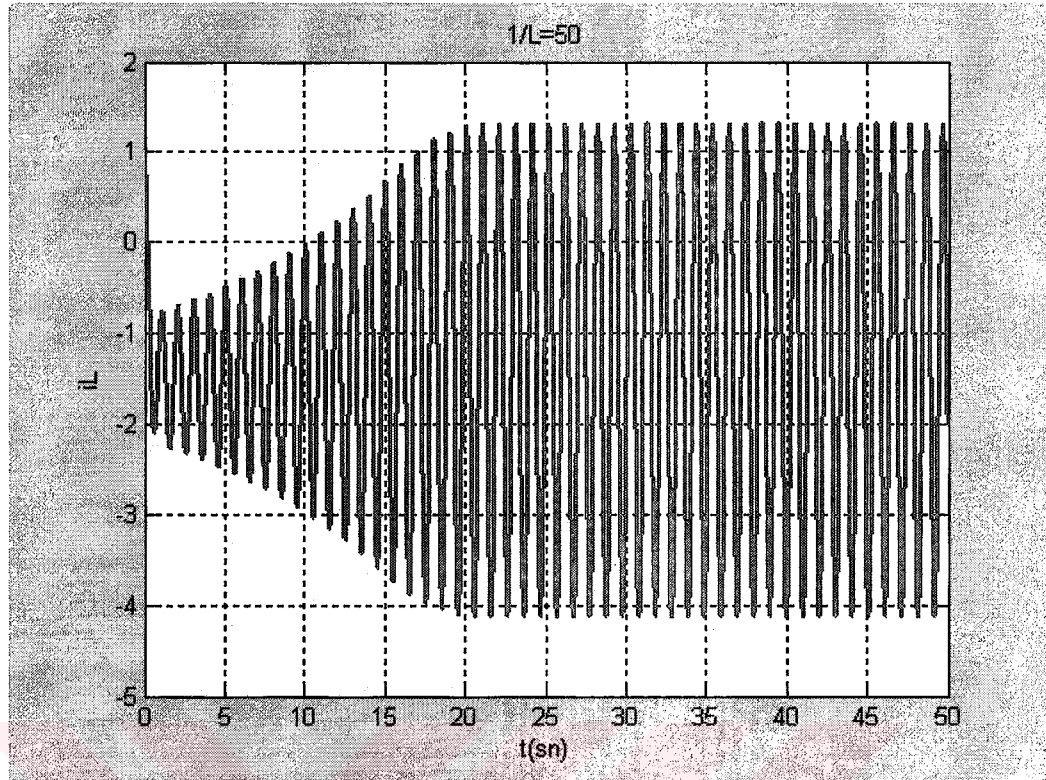
$\frac{1}{L} = 25.58$ olduğunda ise sistemin kaotik davranış göstermektedir. Bu durumda durum değişkenlerinin zamana göre değişimleri sırasıyla şekil 3.32, şekil 3.33 ve şekil 3.34'de verildiği gibidir. Şekil 3.35'de ise durum değişkenlerinden i_L ve V_{C1} 'ye ait faz uzayı verilmiştir.



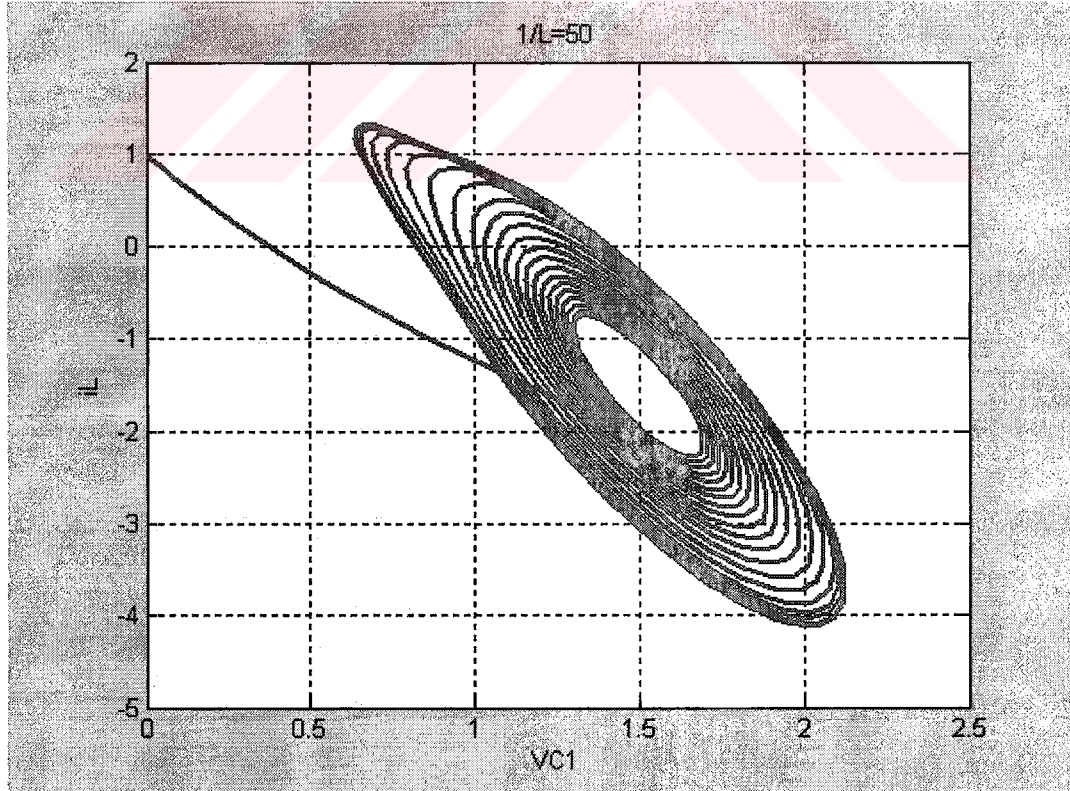
Şekil 3.28 Chua devresinde $1/L=50$ durumu için $V_{C1} - t$ grafiği



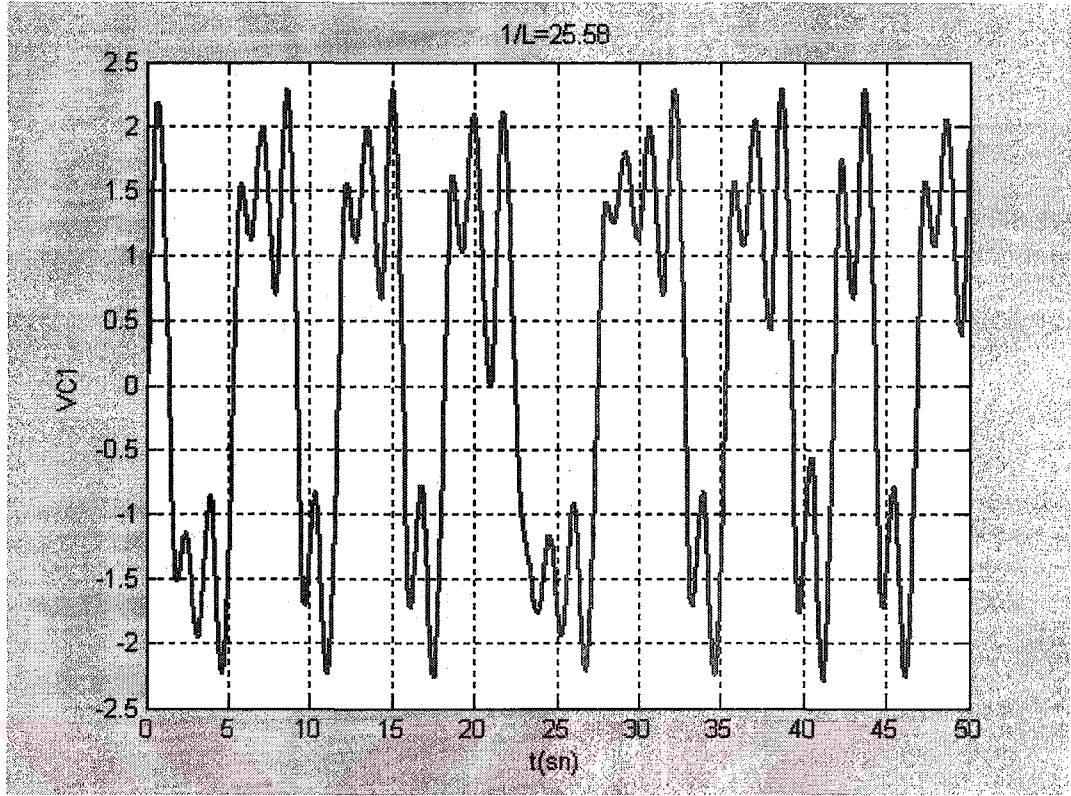
Şekil 3.29 Chua devresinde $1/L=50$ durumu için $V_{C2} - t$ grafiği



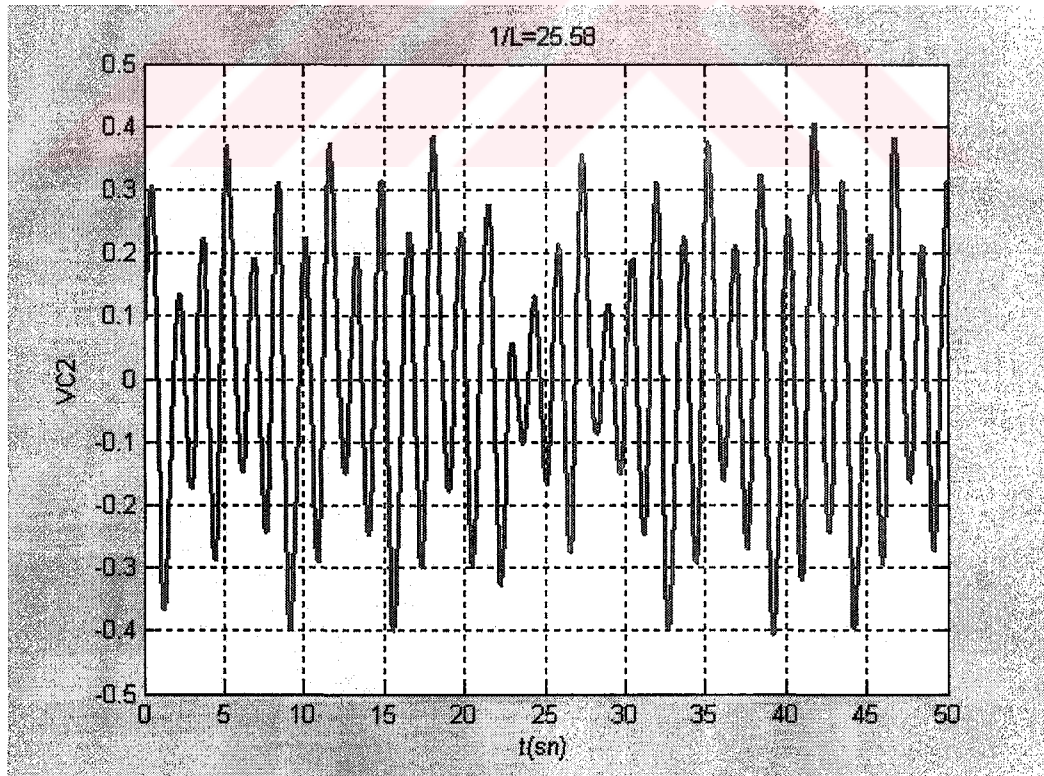
Şekil 3.30 Chua devresinde $1/L=50$ durumu için $i_L - t$ grafiği



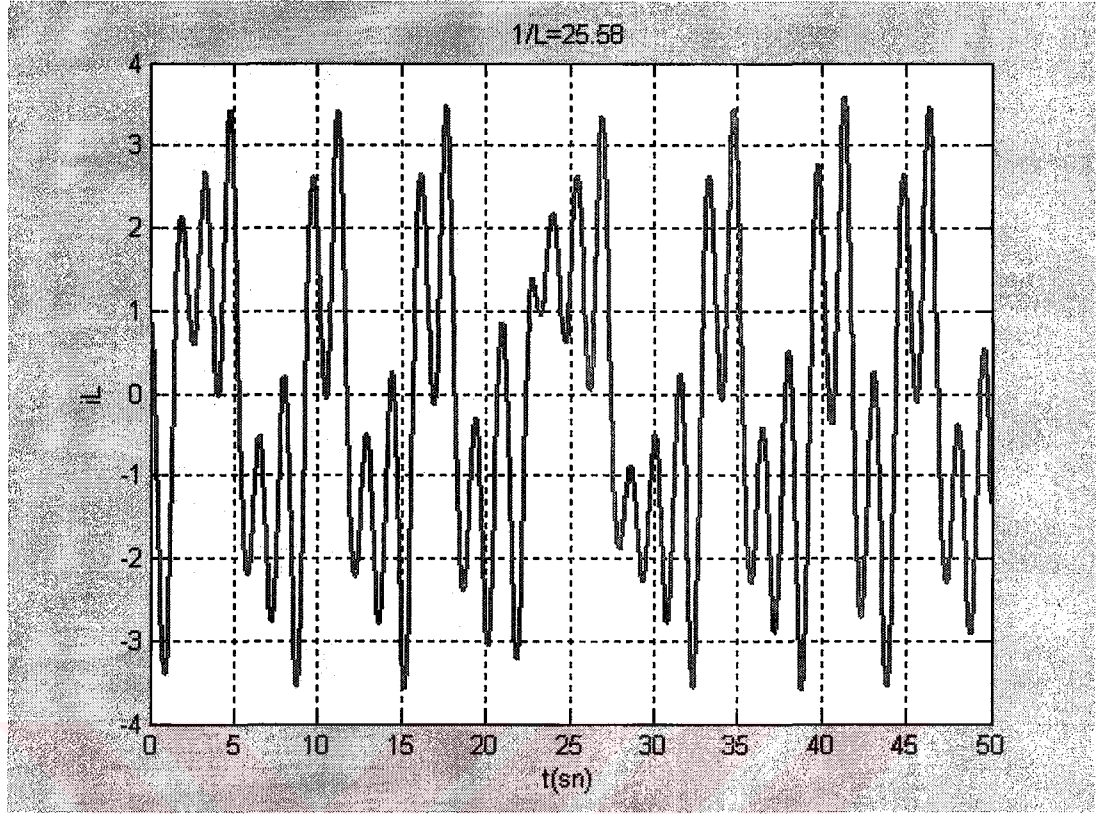
Şekil 3.31 Chua devresinde $1/L=50$ durumu için $i_L - V_{C1}$ grafiği



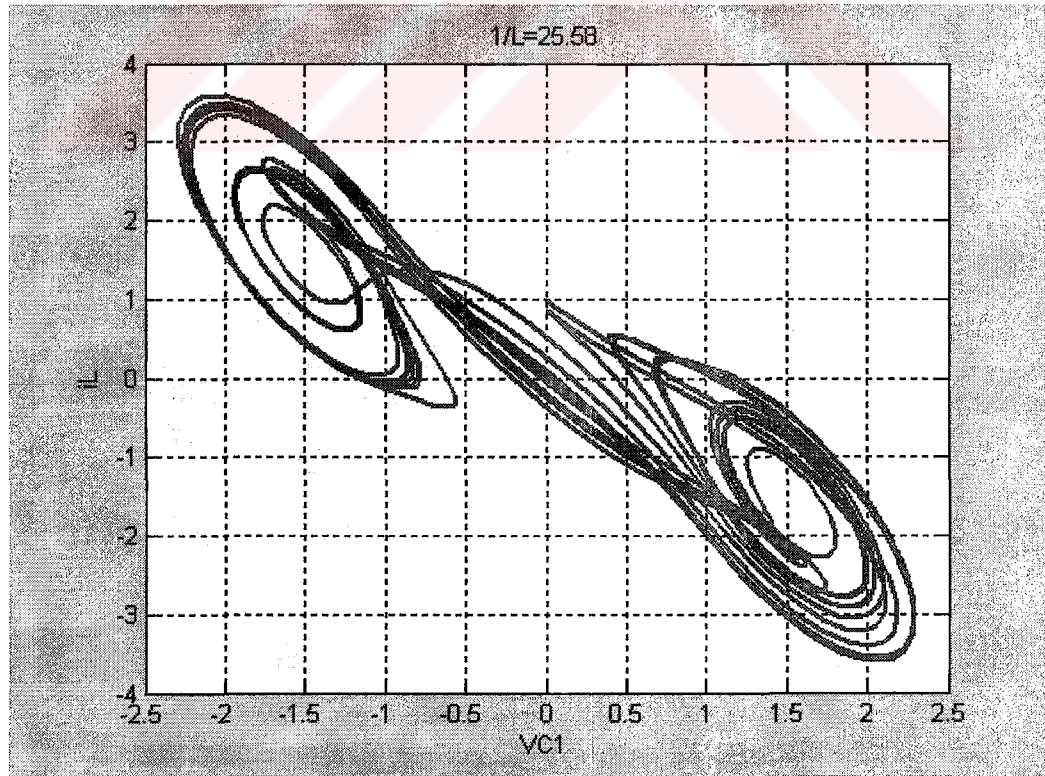
Şekil 3.32 Chua devresinde $1/L=25.58$ durumu için $V_{C1} - t$ grafiği



Şekil 3.33 Chua devresinde $1/L=25.58$ durumu için $V_{C2} - t$ grafiği



Şekil 3.34 Chua devresinde $1/L=25.58$ durumu için $i_L - t$ grafiği



Şekil 3.35 Chua devresinde $1/L=25.58$ durumu için $i_L - V_{C1}$ grafiği

4. KAOS KONTROL

Doğada ve mühendislikte kaotik sistemlere oldukça fazla rastlanmaktadır. Geçmişte kaos hep baş belası olarak görülmüş ve tasarımda yapılan değişikliklerle yok edilmeye çalışılmıştır. Düzensiz ve kestirilemeyen davranışlar, genellikle rasgele dış etkilerin sonucu olarak düşünülmüştür [8].

Kaos kontrol yaklaşımları iki ana gruba ayrılır. İlk grupta bulunan yöntemler, sistemin faz uzayındaki gerçek yörüngesini izlerler ve bazı geri besleme işlemleri uygulayarak yörüngenin istenen moda girmesini sağlarlar. İkinci grupta bulunan yöntemler ise geri besleme yöntemleri kullanmazlar. Bu yöntemler kaotik davranışı yok etmek için sistemin diğer bilgilerini ve özelliklerini kullanırlar. Geri beslemeli yöntemler, kontrollü sistemi değiştirmezler, kararsız periyodik yörüngeleri veya tuhaf çekicileri kararlı hale getirirler. Geri beslemesiz yöntemler ise kontrollü sistemde küçük değişimler meydana getirirler. Kontrol parametresinde küçük ama kalıcı kaymalara sebep olurlar. Bu kaymalar, sistemin davranışını kaotik davranıştan periyodik davranış biçimine getirirler [16].

Kaos kontrol ile ilgili ilk çalışma Ott, Grebogi ve Yorke tarafından yapılmıştır ve bu çalışma sonucu bu bilim adamları bir kaos kontrol yöntemi geliştirmişlerdir ve bu yöntemle soy isimlerinin ilk harflerinin birleşimi olan OGY yöntemi adını vermişlerdir [60]. Bu yöntem kaotik çekicilerin (tuhaf çekici), genel özelliğine dayanır. Yani tuhaf bir çekici aslında bir çok kararsız periyodik çekiciden oluşmuştur. Bu yöntem yörüngeyi izler ve uygun bir geri besleme sinyali gönderir. Bu sinyal hassas ve hızlı olmalıdır. Bu yüzden bu yöntem bir çok deneysel konfigürasyon için pahalı kullanışsız olabilmektedir. Ayrıca küçük gürültüler, istenen çalışma yörüngesinden çok farklı sonuçlara sebep olmaktadır.

Geri besleme kullanmayan yöntemler sistem hakkında daha fazla bilgiye ihtiyaç duyarlar. Böyle bir yöntem kullanıldığında yörüngenin izlenmesine gerek duyulmaz. Kontrol yöntemi istenen zamanda uygulanabilir. Geri besleme olmayan yöntemler sistemin uygun yörüngeye girmesi için beklemezler.

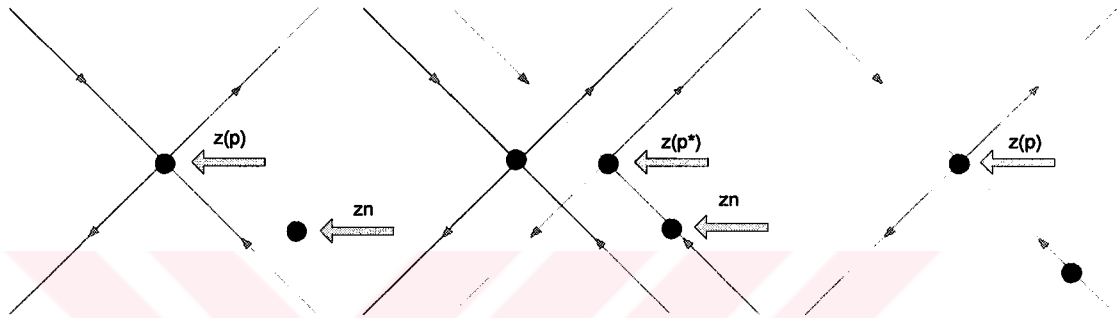
4.1 Geri Beslemeli Yöntemlerle Kaos Kontrolü

4.1.1 OGY Yöntemi

Ott, Grebogi ve Yorke, kaos kontrol için bir yöntem geliştirmişlerdir. Bu yöntem kaotik çekicilerde gömülü olan bir çok kararsız periyodik yörüngeden bir tanesinin izlenmesi esasına dayanır. Bu yöntemdeki temel varsayımlar aşağıdaki gibi verilebilir.

- Sistemin dinamikleri n boyutlu bir harita (ayrık zaman) şeklinde tanımlanabilmelidir.
- p erişilebilir bir sistem parametresidir. Ve nominal değerinin küçük komşuluklarına (p^*) doğru değiştirilebilir.
- p^* değeri için sistemi kararlı edecek periyodik bir yörünge kaotik çekicide bulunmaktadır.
- Yörüngenin pozisyonu p parametresi ile değişebilmektedir.

OGY yönteminin işleyiş biçimi şekil 4.1’de gösterilmiştir.



Şekil 4.1 OGY yönteminin işleyiş biçimi

OGY yönteminin özellikleri aşağıda verildiği gibidir:

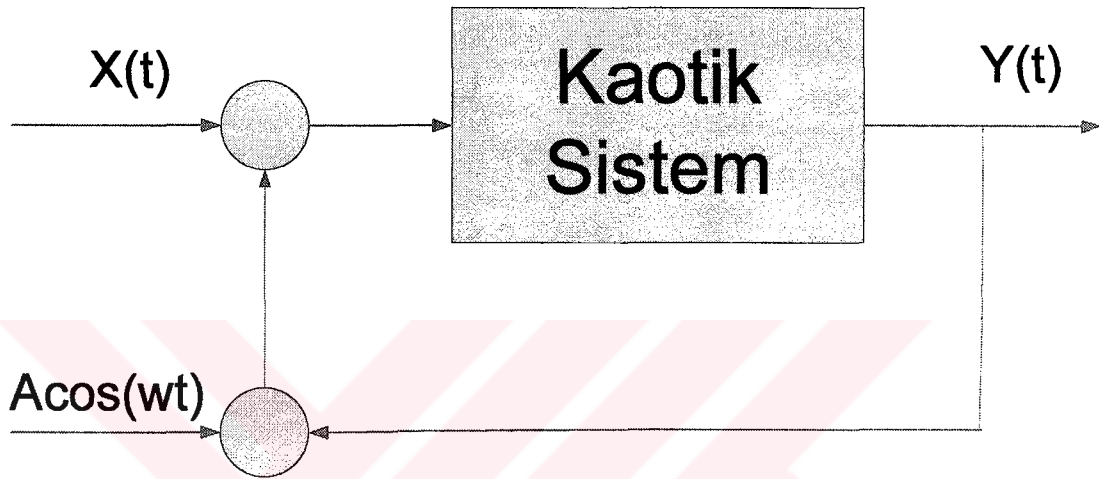
- Sistemin dinamik modeli gerekmez. Deneysel olarak elde edilen zaman serisi bile yeterli olabilmektedir.
- Her hangi bir erişilebilir parametre, kontrol parametresi olarak kullanılabilir.
- Hata ve gürültü yoksa uygulanan kontrol sinyali kontrolü gerçekleştirir.
- Gürültü, kararlı hale getirilmiş yörüngeyi bozar.
- Sistem istenen yörüngeye oturabilmesi için sistem geçici kaotik davranış gösterir.

OGY yönteminin deneysel olarak uygulanabilmesi için sistemin durumları için bilgisayar yardımıyla analiz yapılması gerekir. Parametredeki değişim ayrık zamanlıdır. Bu bazı kısıtlamalara sebep olur.

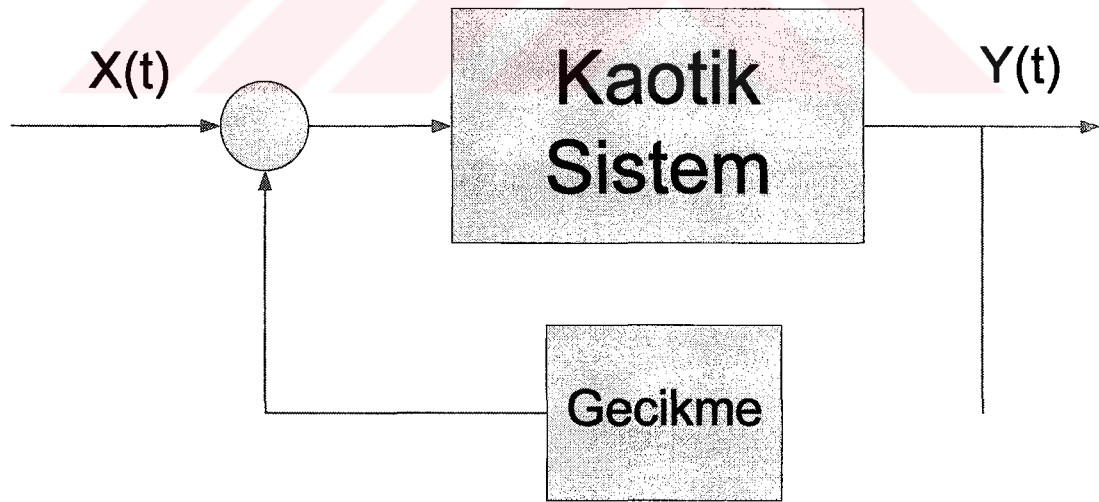
4.1.2 Pyragas’ın Kontrol Yöntemleri

Geri beslemeli kontrol yöntemlerine farklı bir bakış açısı ise Pyragas tarafından getirilmiştir [61]. Bu yöntem sürekli zamanlı bir bozucunun oluşturulması esasına dayanır. Pyragas’a ait iki farklı kontrol yöntemi vardır. Bu yöntemler şekil 4.2 ve şekil 4.3’de verilmiştir.

İlk yöntemde periyodik bir dış kuvvet ile geri besleme kombinasyonu kullanılmıştır. İkinci yöntemde ise her hangi bir dış kaynağa ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu yöntem kendi kendini kontrol eden zaman gecikmeli geri besleme esasına dayanır. Eğer dış kuvvetin periyodu veya zaman gecikmesi, kaotik çekici içine gömülü olan kararsız periyodik yörüngelerden birinin periyoduna eşitse bu kararsız periyodik yörüngeyi kararlı hale getirecek bir K katsayısı bulmak mümkün olur. Bu yaklaşım gürültüye karşı dirençlidir. Ayrıca bu yöntem pratiksel deney setlerinde kolaylıkla kullanılabilir.



Şekil 4.2 Pyragas'ın kontrol yöntemlerinden ilkinin blok şeması



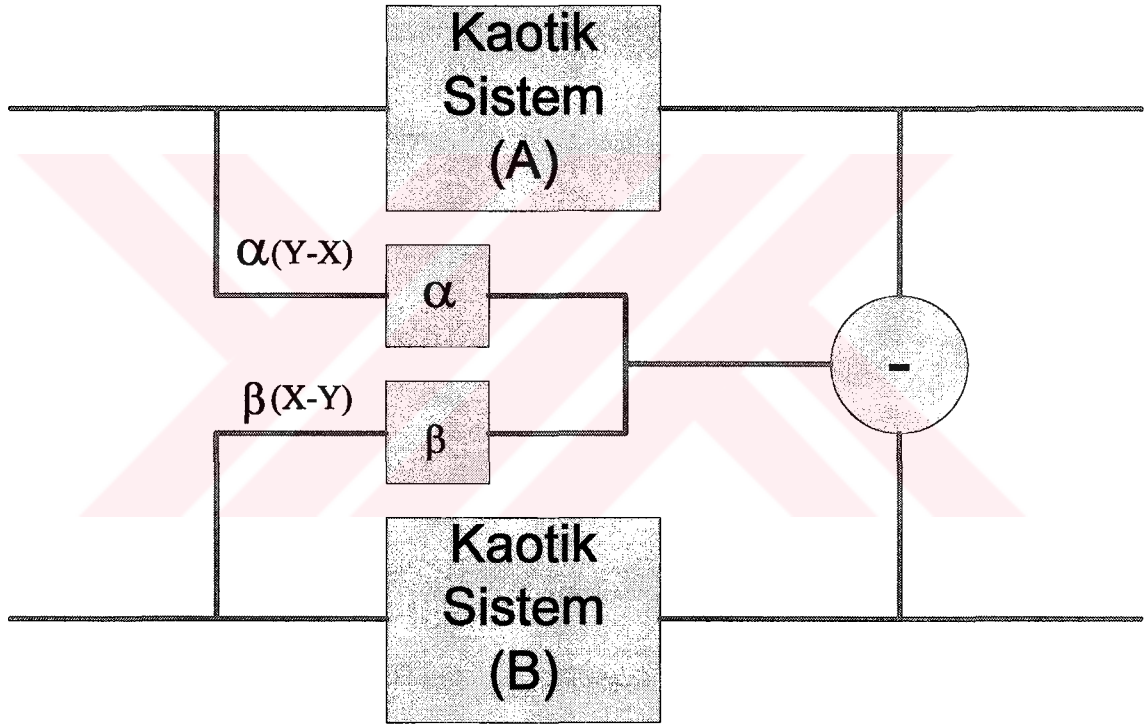
Şekil 4.3 Pyragas'ın kontrol yöntemlerinden ikincisinin blok şeması

Pyragas'ın kontrol yöntemlerinin birincisi, klasik kontrol yöntemlerinin kaos kontrol problemi için geliştirilmiş özel bir biçimi olarak düşünülebilir. Bu yöntemlerin esas avantajları aşağıda verildiği gibidir.

- Orijinal sisteme ait her hangi bir çözüm kontrol amacı olarak seçilebilir.
- Kontrolörün yapısı oldukça basittir.
- Erişilebilir sistem parametresine gerek duyulmaz.
- Küçük parametre değişimlerinden ve gürültüden etkilenmez.

4.1.3 Kaosun Kaos Tarafından Kontrolü

Kaotik bir sistemin kontrolü, sistemi başka bir sisteme kenetlenmesi ile mümkün olabilir. Kenetlenen sistem de kaotik olabilir [62]. A ve B gibi iki tane kaotik sistem olduğu düşünülürse, bu yöntemle ait blok şeması şekil 4.4’de verildiği gibi elde edilir.



Şekil 4.4 Kaosun kaos tarafından kontrolünü gösteren blok şema

Şekil 4.4’de gösterilen blok şemadaki iki kaotik sistem, α ve β operatörleri ile kenetlenmişlerdir. X ilk sisteme ait çıkışı, Y ise ikinci sisteme ait çıkışı ifade etmektedir. Bu tip bir kontrol sistemi gerçekleştirebilmek için A ve B sistemlerine ait bazı veya tüm durum değişkenlerinin ölçülebilmesi gerekmektedir.

Şekil 4.4’de verilen kenetlemeli şemayı kullanarak kaotik sistemlerden birinin veya her ikisinin inde davranışını değiştirilebilir. Bu özellik kaosun kaos tarafından kontrol yöntemini

mümkün kılmıştır. İki Lorenz kaotik çekicini bu yöntemle kontrolü Kapitaniak tarafından yapılmıştır [62].

4.2 Geri Besleme Kullanmadan Kaos Kontrolü

4.2.1 Çalışma Koşulları ile Kaos Kontrol

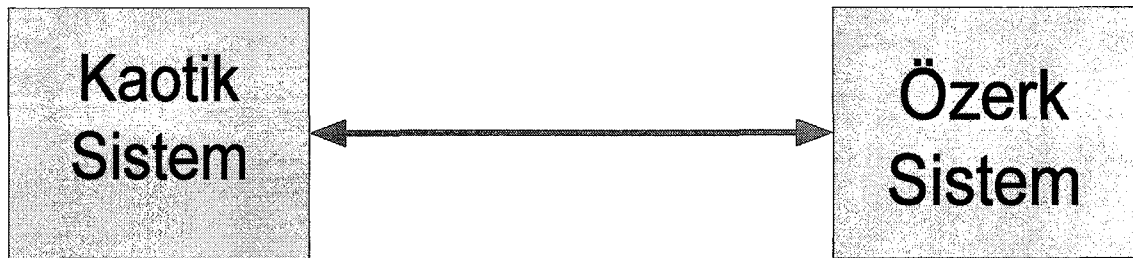
Bir çok sistem çalışmak için dış bir kuvvete bağımlıdır. Bu kuvvet planlı ve kasıtlı bileşenler içerebilir. Bu bileşenlerin yanı sıra çoğu zaman istenmeyen gürültülerde içerebilir. Bu kuvvetin zekice tasarımı ve kontrolü yapıldığında, kaotik davranış yok edilebilir veya parametre uzayının zararsız bir yüzeyine kaydırılabilir.

Çalışma koşulları ile kaos kontrolü, analitik veya nümerik yöntemler kullanarak parametre uzayındaki kaotik bölgeyi bulmaya yarar. Böylece parametre uzayında değişiklikler yapılarak kaos kontrol yapılabilir. Bu yöntemde sistem parametrelerinden biri veya bir kaç kaydırılarak sistemin davranışı kaotiklikten çıkarılarak periyodik bir hale getirilebilir.

4.2.2 Sistem Tasarımı ile Kaos Kontrol

Kaotik davranışın kaldırılması veya değiştirilmesi sistem tasarımı ile yapılabilir. Belirli parametrelerin uygun şekilde değiştirilmesi ile kaos kontrolü yapmak mümkündür. Fakat bu değişikliklerde bazı sınırlamalar vardır. Örneğin yapılan değişiklikler sistemin verimini düşürmemelidir.

Bu yöntemde kaotik bir sisteme basit ve doğrusal bir özerk sistem kenetlenerek kontrol sağlanabilir. Bu tip bir mantık kullanılma sebebi, bazı sistemlerde parametre değişiminin mümkün olmamasıdır. Sisteme ait blok şeması şekil 4.5’de verilmiştir.

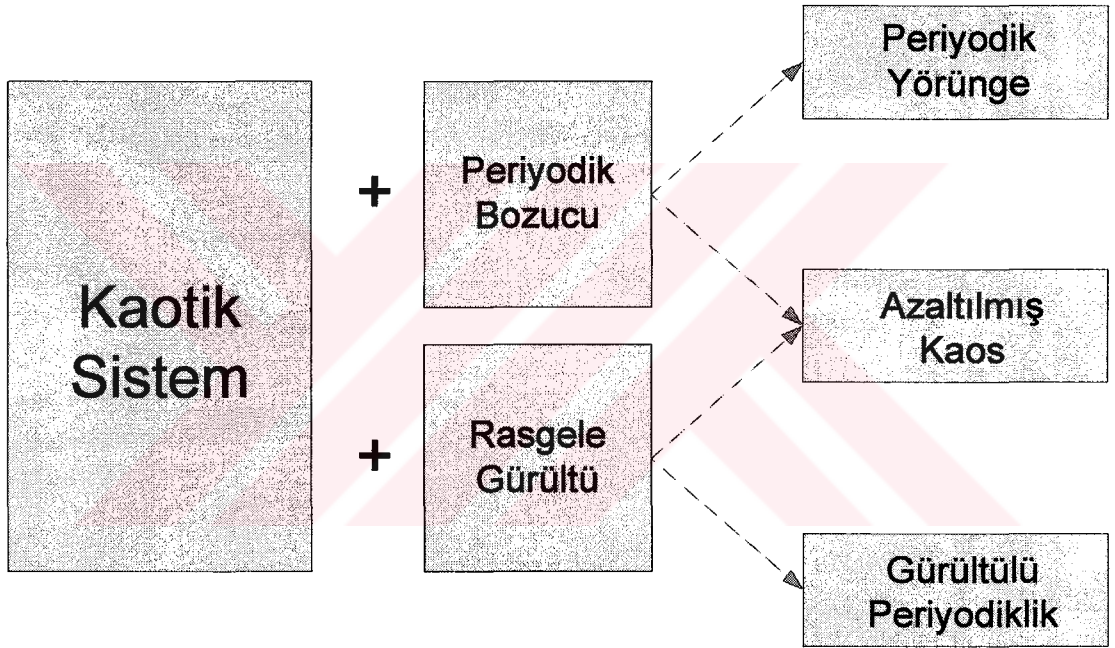


Şekil 4.5 Sistem tasarımı ile kaos kontrolün blok şeması

4.2.3 Kaosun Evcilleştirilmesi

Dinamik bir sistemdeki kaosun azaltılması (en büyük Lyapunov üstelinin azaltılması) veya yerini düzenli bir davranışa bırakması zayıf bir harici periyodik sinyal uygulanarak gerçekleştirilebilir. Bozucu periyodik sinyal sisteme dış bir kuvvet olarak uygulanabileceği gibi, sistem parametrelerinden birinin bozulması ile de sağlanabilir. Dışardan verilen bozucu bir periyodik sinyal ile kaotik sistemin uygun yörüngeyi bulabileceği gösterilmiştir.

Kaotik bir sisteme rasgele ve uygun bir gürültü eklendiğinde sistemin düzenli harekete başladığı bilinmektedir [62]. Kaosun evcilleştirilmesi ile ilgili mümkün olan yöntemler şekil 4.6'da gösterilmiştir.



Şekil 4.6 Kaosun evcilleştirilmesinin genel yöntemleri

4.3 Yöntem Seçimi

Geri besleme kullanmayan yöntemler pratikte çok kullanılırlar. Bu tip uygulamalarda özel ve karmaşık kontrolörlere ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu yöntemleri en önemli dezavantajı ise kontrolün deneme yanılma yoluyla elde edilmesidir.

Kaosun kontrolü için geri beslemeli yöntemler kullanmanın nedenleri: geri beslemeli kontrolörlerin gerçekleştirilmesi kolaydır (özellikle elektriksel sistemlerde), işlerini otomatik olarak gerçekleştirirler, kontrol edilen tüm sistemi verimli biçimde kararlı hale getirirler.

Diğer yandan klasik geri beslemeli kontrolörler kaotik olmayan sistemler için tasarlanmışlardır. Kaotik sistemler başlangıç şartlarına bağımlı sistemlerdir. Bu sistemlerde küçük hatalar kontrolü zorlaştırır. Tüm bunlara rağmen klasik kontrol yöntemlerinin kaotik sistemlere başarılı bir şekilde uygulanabilirliği bilinmektedir.

Kontrol yöntemini seçiminde dikkat edilecek hususlar:

- Kontrolün amacı nedir?

Eğer amaç sadece kaosun bastırılması ise geri besleme kullanmayan yöntemler daha fazla tercih edilir. Çünkü bu yöntemlerin uygulanması daha basittir. Geri beslemeli yöntemlerin temelinde ise kaotik çekici içinde bulunan bir çok kararsız periyodik yörüngeden bir tanesini alarak kararlı hale getirmektir.

- Sistemin fiziksel yapısı hangi yönteme daha uygundur?

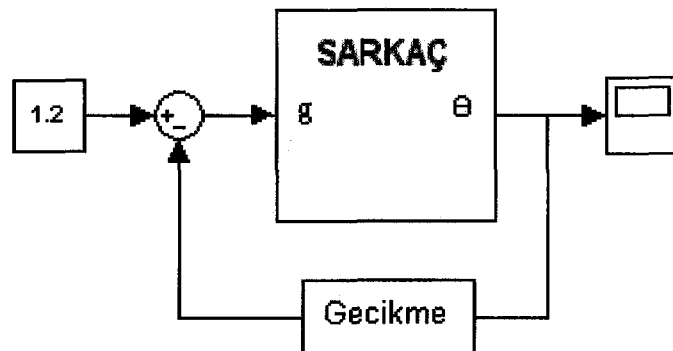
Sistem elektriksel ise geri beslemeli yöntemlerde kullanılabilir, geri besleme kullanmayan yöntemlerde kullanılabilir. Fakat sistem mekanikse geri besleme kullanmayan yöntemleri kullanmak daha kolaydır.

- Eğer geri besleme yöntemi kullanılacaksa hangi yöntem tercih edilmelidir?

Sistem de gürültünün etkisi dikkat edilecek ilk etmendir. Çünkü OGY metodu gürültüye duyarlıdır. Gürültülü sistemde hatalı çalışır. Bu yüzden sistemde gürültü varsa Pyragas'ın yöntemleri tercih edilir. Ayrıca OGY metodu karmaşık bilgisayar analizlerine ihtiyaç duyar. Bu yüzden maliyeti artırır. Bilgisayar analizi yardımıyla her sefer kaotik çekici bulunur ve içindeki kararsız yörüngelerden biri seçilir. Bilgisayar analizi kontrol boyunca online olarak devam eder.

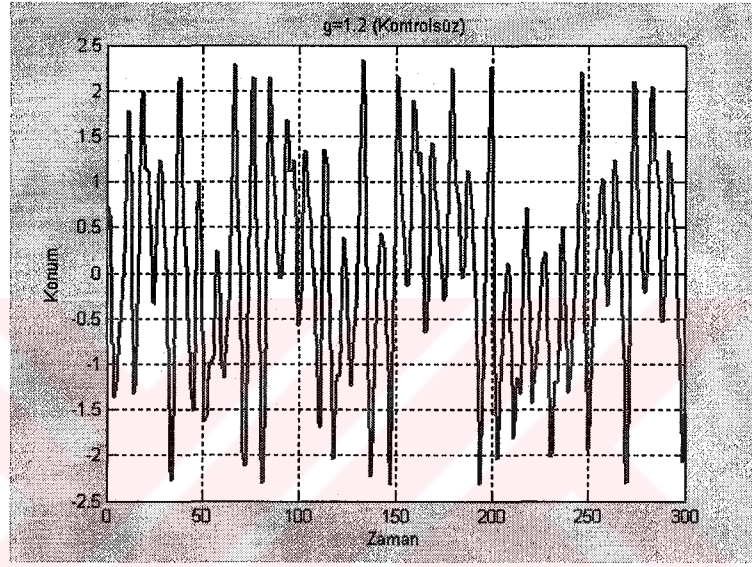
4.4 Kaos Kontrole Bir Örnek (Sürülen Sarkacın Pyragas Yöntemiyle Kaos Kontrolü)

Bu bölümde, örnek bir kaos kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir. Kaotik sarkacın, Pyragas yöntemi ile kaos kontrolüne ilişkin blok şeması şekil 4.7'de gösterilmiştir.

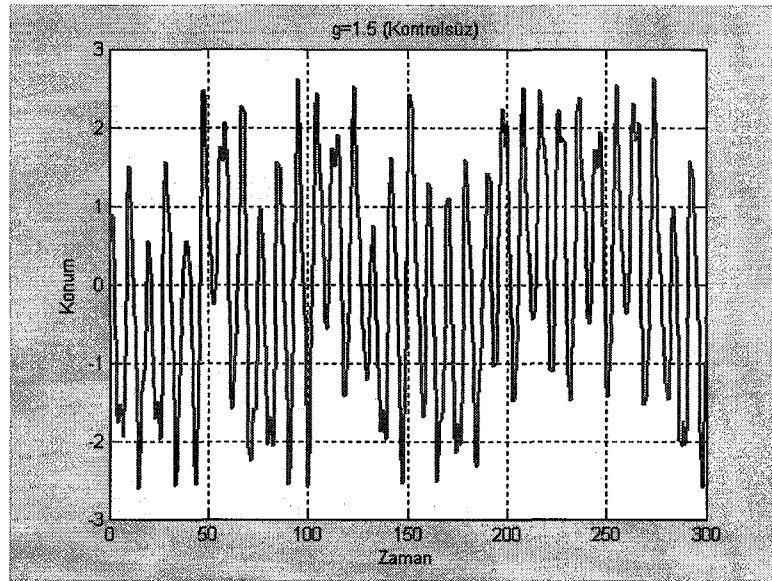


Şekil 4.7 Pyragas'ın kaos kontrol yöntemiyle kaotik sarkacın kontrolü

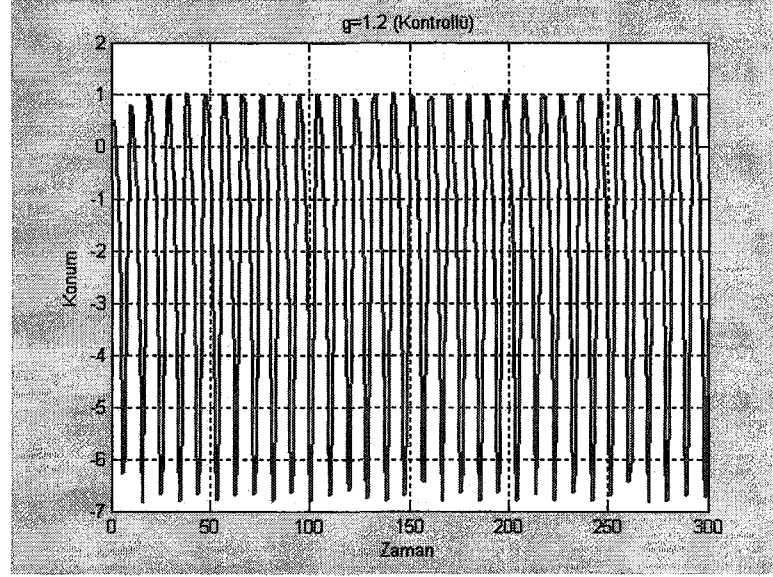
Bölüm 2’de kaotik sarkaca ve g parametresinin bazı değerlerinde (örneğin $g = 1.2$ ve $g = 1.5$) sistemin kaotik davranış gösterdiğine değinilmiştir. Bu parametrelerde Pyragas’ın yöntemi kullanılarak kaos kontrolü yapılmaya çalışılmıştır. Şekil 4.8 ve şekil 4.9 kaotik sarkacın durum değişkenlerinden olan sarkacın pozisyonunun zamana göre değişimleri verilmiştir. Dikkat edilirse her iki durumda da sarkaç kaotik davranış göstermektedir. Aynı şartlarda Pyragas’ın geri beslemeli kontrol yöntemi uygulandığında sistemin davranışı kaotiklikten çıkmaktadır. Bu durum, şekil 4.10 ve şekil 4.11’de gösterilmiştir.



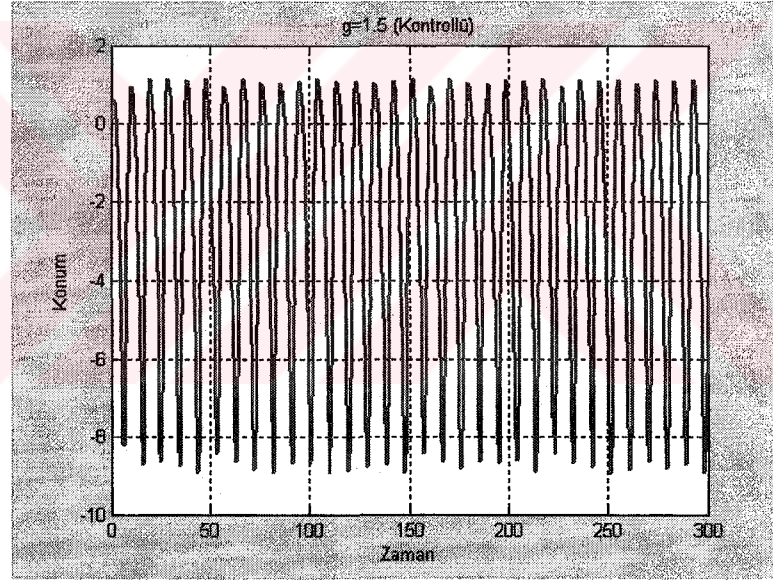
Şekil 4.8 Kontrolsüz durumda sarkacın davranışı (Konum-Zaman) ($g = 1.2$)



Şekil 4.9 Kontrolsüz durumda sarkacın davranışı (Konum-Zaman) ($g = 1.5$)



Şekil 4.10 Kontrollü durumda sarkacın davranışı (Konum-Zaman) ($g = 1.2$)



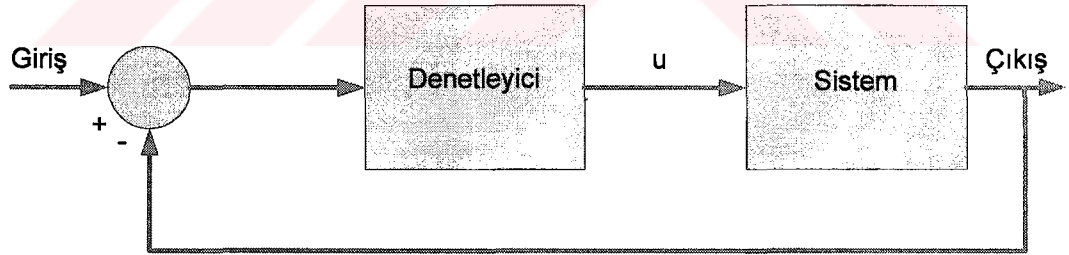
Şekil 4.11 Kontrollü durumda sarkacın davranışı (Konum-Zaman) ($g = 1.5$)

5. BULANIK MANTIK VE BULANIK DENETLEYİCİLER

Kontrol mühendisleri, karmaşık fiziksel işlemler içeren bir kontrol problemi ile karşı karşıya kaldığında, genelde sistematik tasarım yöntemlerini izlerler. Kontrol sistemine ait tasarım amaçları belirlendikten sonra problemi çözmek için genelde aşağıda verilen yol takip edilir.

- Sisteme ait dinamiklerin modeli elde edilir.
- Elde edilen model kullanılarak denetleyici tasarlanır.
- Geri beslemeli sisteme ait matematiksel model ve/veya benzetim tabanlı analiz yöntemleri kullanılarak sistemin performansı incelenir.
- Denetleyici gerçek sisteme uygulanarak sistem performansı tekrar incelenir.

Kontrol sistemlerine basit bir örnek, arabaların sabit hızla gitmesini sağlayan (cruise) kontrol sistemidir. Bu kontrol sisteminin amacı, koşullar ne olursa olsun arabanın istenilen sabit bir hızda gitmesini sağlamaktır. Böyle bir kontrol sistemi elektronik bir denetleyici ile sağlanabilir. Bu denetleyici arabanın anlık hızını ölçer ve sürücünün istediği sabit hızı gerçekleştirmeye çalışır. Bu tip bir kontrol yöntemi yolun eğiminde olabilecek değişikliklere, farklı yolcu sayısına, rüzgarın hızındaki değişimlere, arabadaki yüke ve bir çok farklı parametre değişimine karşı doğru çalışabilmelidir. Geri beslemeli kontrole ait blok şeması şekil 5.1’de verilmiştir.



Şekil 5.1 Geri beslemeli kontrole ait blok şeması

Klasik kontrol yaklaşımında, modeller diferansiyel denklemlerle tanımlanır ve bu modellerden yararlanarak denetleyici tasarlanır. Bulanık kontrol ise insan tecrübesine dayanan bir sistemdir [63-65]. Sabit hız kontrol sistemi bulanık denetleyicilerle gerçekleştirilmek istenirse arabanın hızının nasıl kontrol edileceği bilgisi, arabayı süren insandan alınır. Kontrol amacı için örnek bir kural aşağıdaki gibi verilebilir.

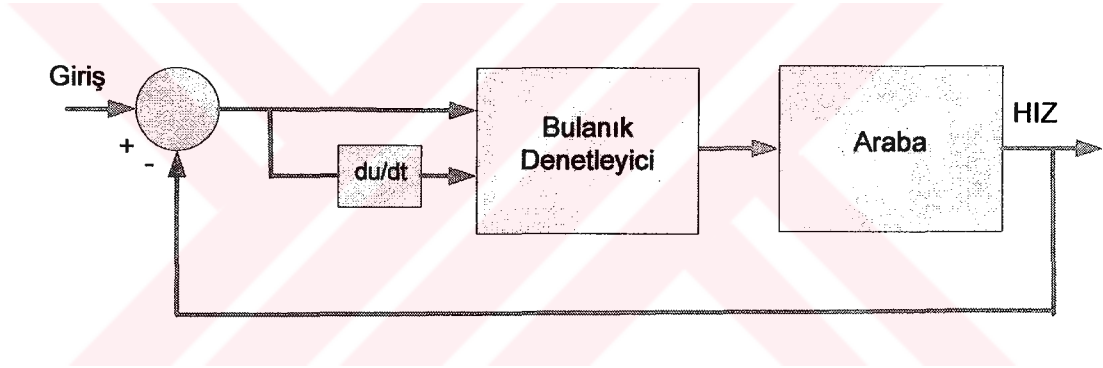
“Eğer araba sabit hızın altında gidiyorsa, gaz pedalına bas”

Arabanın hızına ve hızındaki değişime göre bir çok kural verilebilir. Böylece sistemin referans girişlere karşı vereceği çıkış bulunabilir.

Temel olarak klasik kontrol yöntemlerinin dili diferansiyel denklemlerdir. Akıl yürütme özelliği ve dilsel kurallar, bulanık kontrol yöntemlerinin dilidir. Buna rağmen bulanık kontrol yöntemlerinde diferansiyel denklemlere gerek yoktur denilemez.

Gerçek hayatta karşımıza çıkan problemlerin bir çoğu karmaşıktır ve doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir. Bu tip problemleri modellemek ve benzetimini yapmak çok zordur. Sisteme ait yaklaşık doğru bir model elde edilse dahi bu modelin denetleyici tasarımında kullanılması karmaşık olabilmektedir.

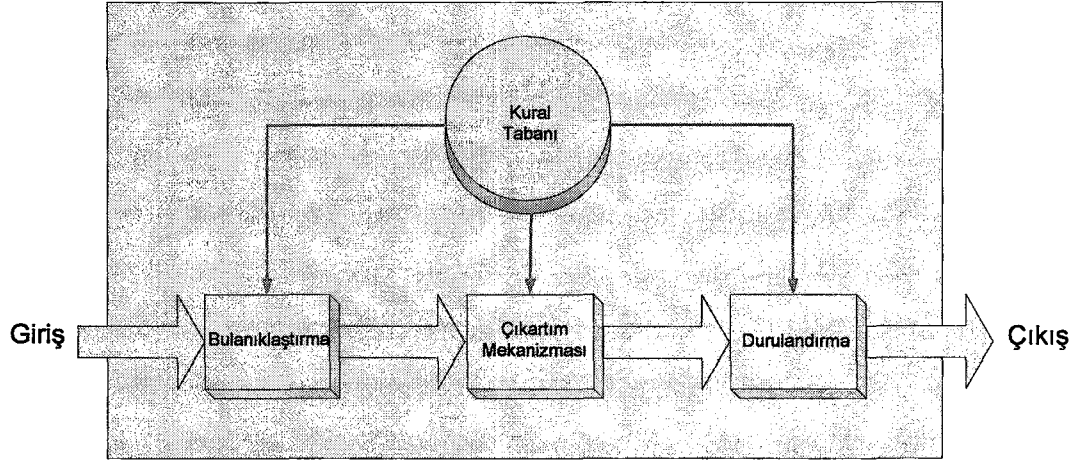
Bulanık kontrol, biçimsel bir kontrol yöntemidir. Bu yöntem insanın bilgisi, akıl yürütme özelliği, sezgisi gibi bilgileri kullanarak bir sistemi kontrol etmeye çalışır. Bulanık denetleyicili bir kontrol sisteminin blok şeması şekil 5.2’de gösterildiği gibidir. Şekilde görüldüğü üzere, bulanık denetleyici geri beslemeli bir sistemde kullanılmaktadır. Bulanık denetleyicinin iç yapısı ise şekil 5.3’de verilmiştir.



Şekil 5.2 Bulanık denetleyici ile kontrole ait blok şeması

Bulanık denetleyici dört temel bileşenden oluşur [63-65].

- Bulanıklaştırma: Klasik giriş değerlerinden bulanık değerler elde etmek için kullanılırlar.
- Kural tabanı: Sistemi en iyi biçimde kontrol edebilmek için bilgiyi kurallar kümesi biçiminde tutar.
- Çıkarım mekanizması: Anlık durumda hangi kontrol kuralının geçerli olduğunu belirler.
- Durulandırma: Çıkarım mekanizmasından sonra bulanık değerlerden gerçek değerlere dönmek için kullanılır.

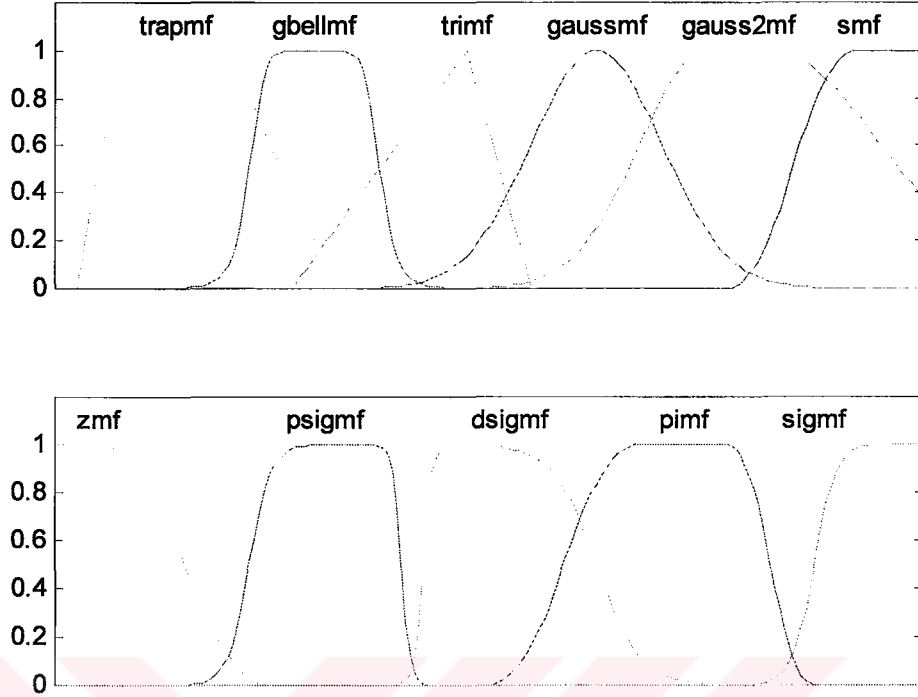


Şekil 5.3 Bulanık denetleyicinin iç yapısı

Bulanık denetleyici, geri beslemeli sistemde çalışan yapay bir karar verme birimidir. Sistemin çıkış bilgisini toplar, bu bilgiyi referans değerle karşılaştırır ve sistemin girişinin olması gereken değeri belirler. Bulanık denetleyici tasarımında kontrol mühendisi, yapay karar verme biçiminin nasıl davranacağını belirlemek için bilgi elde eder. Bu bilgi, sistemin kontrolü üzerinde tecrübeli bir insandan elde edilir. Böyle bir uzman kişi bulunmadığı takdirde bu bilgi, kontrol mühendisi tarafından sistemden elde edilerek gerekli kural kümeleri oluşturulur.

5.1 Bulanıklaştırma

Bulanık sistemin giriş değerlerinin bulanık kümelere dönüştürülmesi gerekir. Bu işleme bulanıklaştırma denir. Sistem girişlerinin, çıkarım mekanizmasına ve kural tabanına uygun biçime dönüştürülmesini sağlar. Kısaca denetleyici girişini sözel değerlere dönüştürür. Bulanıklaştırma için üyelik fonksiyonları kullanılır. Üyelik fonksiyonları, dilsel değişkenler için belirli dilsel değerler tanımlar. Bu değerler genelde $[0,1]$ arasındadır. Üyelik fonksiyonları, girişlere ve çıkışlara ait kesinliği tanımlar. Şekil 5.4’de bulanıklaştırma işlemleri için kullanılan örnek üyelik fonksiyonları gösterilmiştir [66].



Şekil 5.4 Örnek üyelik fonksiyonları

5.2 Kural Tabanı

Dilsel değişkenleri, dilsel değerleri ve dilsel kuralları bir uzman tarafından niceliksel olarak tanımlamak için bulanık kümeler kullanılır. Dilsel değişkenler, bulanık denetleyicinin girişleri ile çıkışlarını tanımlar. Dilsel değişkenler ile kurallar oluşturulur. Bulanık denetleyicinin giriş bilgileri işlenmeye hazır hale geldikten sonra kural tabanında depolanmış “eğer-o halde” şeklindeki kurallara göre çıkarım mekanizması tarafından işlenir. Kural tabanı ne kadar iyi tanımlanırsa, bulanık denetleyici o kadar iyi sonuç verir. Arabanın sabit hız kontrolü için oluşturulan örnek bir kural tabanı aşağıda verilmiştir.

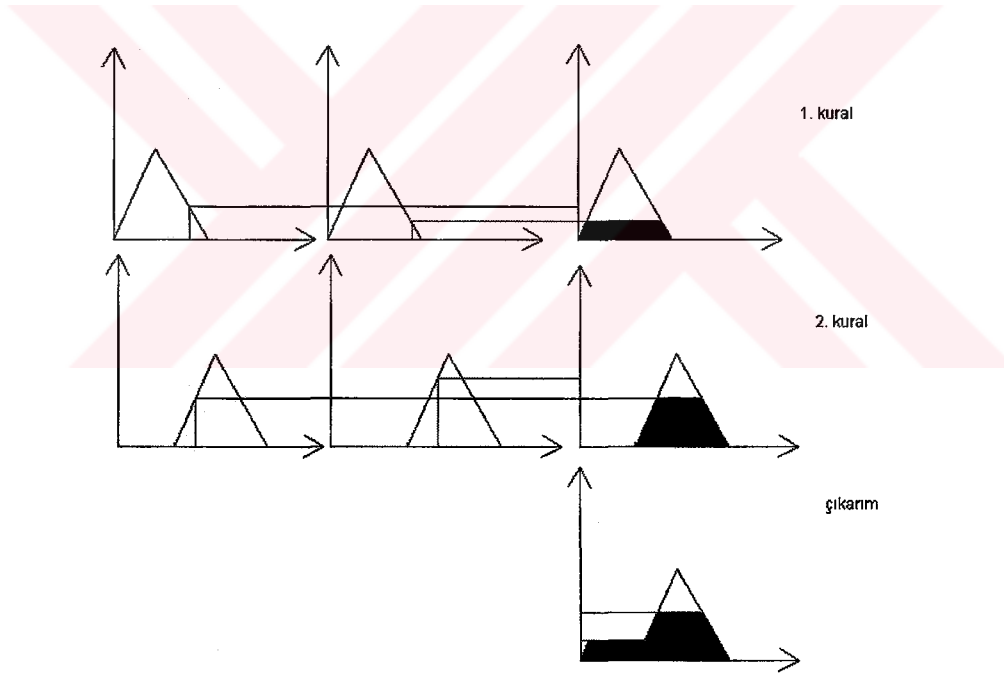
- (Arabanın hızı 50’den **düşük** ve arabanın ivmelenmesi **negatif**) ise **gaz pedalına çok fazla bas**
- (Arabanın hızı 50’den **düşük** ve arabanın ivmelenmesi **sıfır**) ise **gaz pedalına fazla bas**
- (Arabanın hızı 50’den **düşük** ve arabanın ivmelenmesi **pozitif**) ise **gaz pedalına biraz bas**
- (Arabanın hızı 50 ve arabanın ivmelenmesi **negatif**) ise **gaz pedalına biraz bas**
- (Arabanın hızı 50 ve arabanın ivmelenmesi **sıfır**) ise **gaz pedalına basma**
- (Arabanın hızı 50 ve arabanın ivmelenmesi **pozitif**) ise **fren pedalına bas**

(Arabanın hızı 50'den **büyük** ve arabanın ivmelenmesi **negatif**) ise **gaz pedalına basma**
(Arabanın hızı 50'den **büyük** ve arabanın ivmelenmesi **sıfır**) ise **fren pedalına bas**
(Arabanın hızı 50'den **büyük** ve arabanın ivmelenmesi **negatif**) ise **gaz pedalına basma**

5.3 Çıkarım Mekanizması

Çıkarım mekanizmasının girişleri ve çıkışları bulanık değerlerdir. İnsanın karar verme ve akıl yürütme işlemini taklit eder. Bulanıklaştırıcıdan aldığı bilgileri kural tabanı ile işleyerek çıkarım yapar. Bulanık denetleyicinin çıkışının bulanıklıktan çıkması için yaptığı çıkarımı durulandırıcıya gönderir. Çıkarım mekanizması olarak farklı yöntemler kullanılabilir.

En yaygın kullanılan çıkarım mekanizmalarından biri max-min çıkarım mekanizmasıdır. Bu yöntem şekil 5.5'de gösterilmiştir. Bu yöntemde göre üyelik fonksiyonu değerlerinden minimum olan alınır. Daha sonra üyelik fonksiyonu değerleri birleştirilerek durulandırma birimine gönderilir.

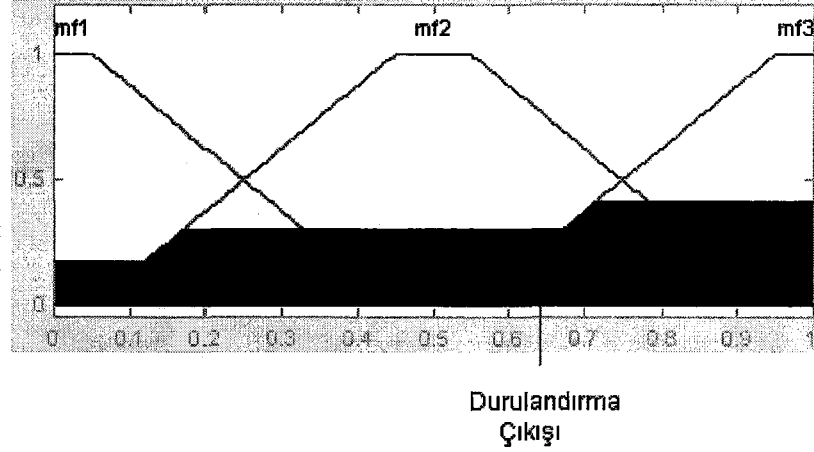


Şekil 5.5 Max-min çıkarım mekanizmasının grafiksel gösterimi

5.4 Durulandırma

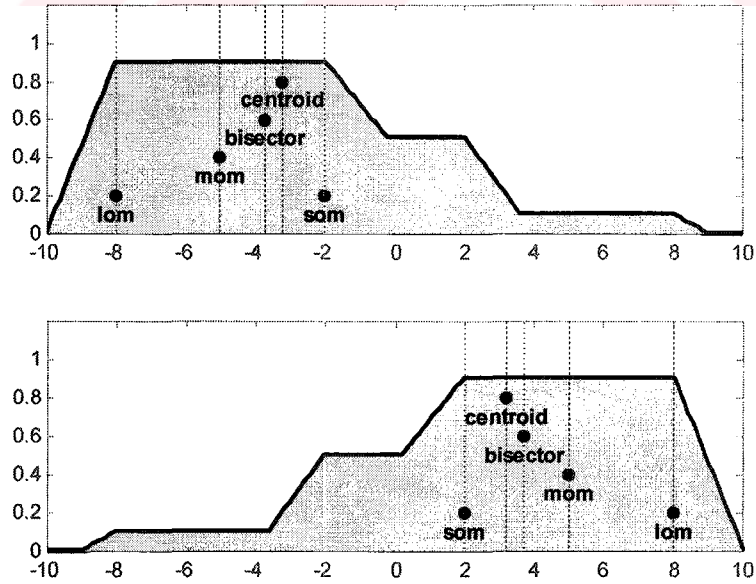
Durulandırmanın amacı bulanık kümelerden bulanık olmayan çıkışlar (crisp) elde etmektir. Bir çok durulandırma yöntemi bulunmaktadır. İstenildiği takdirde daha farklı yöntemler bulmak çok zor değildir. Durulandırma yöntemlerine örnek olarak ağırlık merkezi

yöntemi açıklanmıştır. Bu yöntemde çıkarım mekanizmasından elde edilen bulanık kümedeki alanlar elde edildikten sonra alanların ağırlık merkezi elde edilir. Şekil 5.6'da bir örnek verilmiştir. Siyah renkli alanların ağırlık merkezi durulandırmanın çıkışıdır.



Şekil 5.6 Durulandırma yöntemlerinden ağırlık merkezi yöntemi

Farklı durulandırma yöntemleri kullanıldığında elde edilen bulanık olmayan değer (bulanık sistemin çıkışı) farklılık göstermektedir. Aynı şekil için elde edilmiş farklı durulandırma yöntemleri şekil 5.7'de gösterilmiştir. Aynı bulanık denetleyicide aynı girişler alındığında, farklı durulandırma yöntemlerinin verdiği çıkışlar çizelge 5.1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.7 Farklı durulandırma yöntemleri [66]

Çizelge 5.1 Farklı durulandırma yöntemlerinin aynı girişe verdikleri çıkışlar

Yöntem	Durulandırıcı Çıkışı
Centroid (Ağırlık merkezi)	0.479
Bisector (Ortalama merkezi)	0.48
Mom (En büyüklerin ortası)	0.5
Lom (En büyüklerin en büyüğü)	0.64
Som (En büyüklerin en küçüğü)	0.36

5.5. Bulanık Kontrol

Blank mantık sistemlerin endüstriyel uygulamalarda özellikle kontrol alanında kullanımı oldukça yaygındır. Klasik PI denetleyicilerin parametre ayarlama zorluklarını ortadan kaldıran bulanık kontrol sistemlerin daha birçok avantajı vardır. Bulanık denetleyici ve klasik denetleyici tasarlanırken sistemin kararlılığı, performansı gibi aynı kontrol problemleri çözülmeye çalışılır. Burada temelde şu farklılık vardır. Klasik denetleyiciler sürecin matematiksel modeline göre tasarlanır. Bulanık denetleyiciler ise uzman bilgisinden yararlanarak elde edilen “Eğer-O zaman” kuralları sentez edilerek tasarlanır.

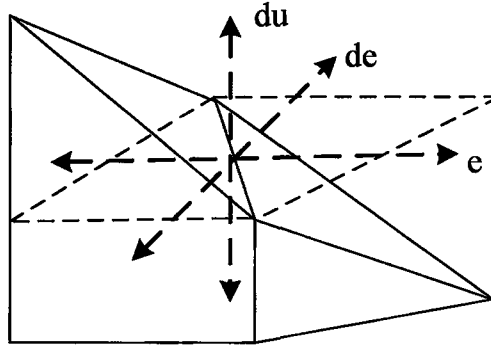
Geleneksel denetleyiciler kontrol edilecek açık döngülü sistemin matematiksel modeline dayanılarak kontrol teorisi tekniklerinden türetilir. Örnek olarak geleneksel bir oransal-artımsal (PI-Proportional-Integral) denetleyici aşağıdaki fonksiyon ile tanımlanabilir.

$$u = K_p + K_i \int e \cdot dt = \int (K_p \dot{e} + K_i e) dt \quad (5.1)$$

veya diferansiyel formda,

$$du = (K_p \dot{e} + K_i e) dt \quad (5.2)$$

Burada integral terimi sürekli durum hatasını sıfıra götürürken oransal terim hatanın katına eşit kontrol çıkışı sağlar. Şekil 5.8 geleneksel PI denetleyici için kontrol yüzeyini göstermektedir.



Şekil 5.8 Geleneksel PI denetleyici için kontrol yüzeyi

İkinci derece sistemlerde istenilen bir $\bar{x}_d = [x_d \ \dot{x}_d]$ vektörünü izlemek için $\bar{x} = [x \ \dot{x}]$ durum vektör problemi aşağıdaki fonksiyon ile verilen probleme dönüştürülebilir.

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (5.3)$$

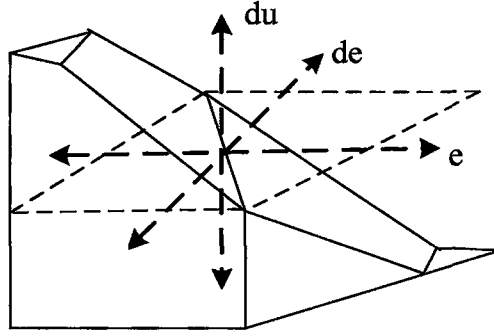
Denklem (5.3)'de $e = x - x_d$ ile verilen izleme hatası, $\dot{e} = \dot{x} - \dot{x}_d$ ile verilen izleme hatasının türevi ve λ probleme özel sabit bir sayıdır. $s=0$ ile tanımlanan ifade iki boyutta anahtarlama hattıdır. Bir kayma modlu denetleyici hata vektörünü mümkün olduğu kadar hızlı anahtarlama hattına çekmeye çalışır ve o zaman denge noktasında $[e \ \dot{e}] = [0 \ 0]$ uygulanır. Bu aşağıda verilen kontrol ifadeleri ile oluşturulur.

$$u(s) = \begin{cases} +K & \text{eger } s > 0 \\ 0 & \text{eger } s = 0 \\ -K & \text{eger } s < 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

Bununla birlikte eğer sistem anahtarlama hattına yerleşmezse, $s=0$ anahtarlama hattındaki süreksizlik yüksek kontrol işlevine sebep olur. bu problemi önlemek için, süreksizlik $s \leq \Phi$ bölgesinde bir derecelendirme ile yumuşatılabilir. Bunun için denklemler aşağıdaki hali alırlar.

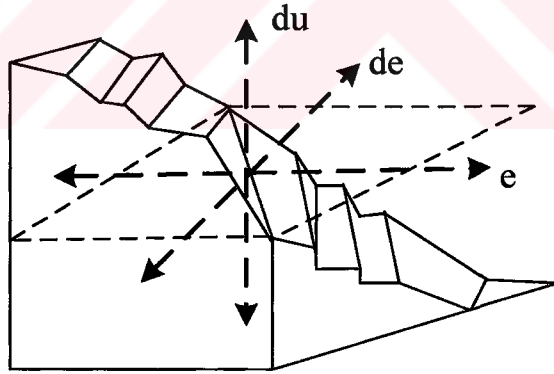
$$u(s) = \begin{cases} +K & \text{eger } s > \Phi \\ +K \frac{s}{\Phi} & \text{eger } |s| \leq \Phi \\ -K & \text{eger } s < -\Phi \end{cases} \quad (5.5)$$

Şekil 5.9 iki boyutlu bir kayan modlu denetleyici için kontrol yüzeyini göstermektedir.



Şekil 5.9 İki boyutlu kayan modlu denetleyici için kontrol yüzeyi

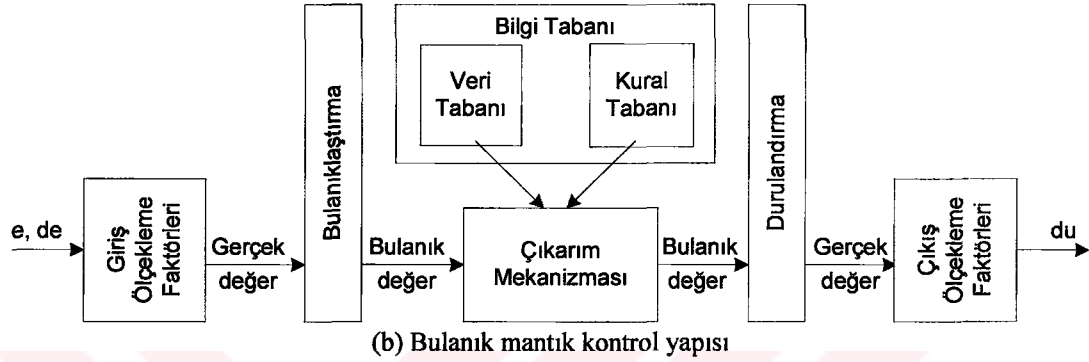
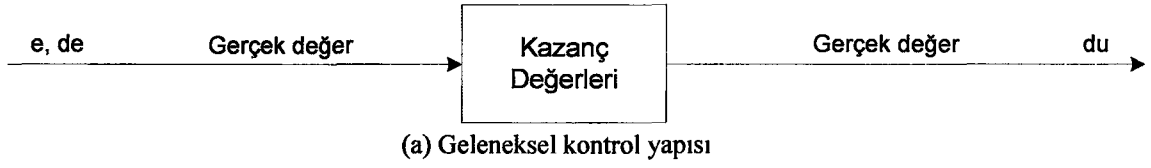
Bulanık mantık denetleyiciler bilgi toplama işleminden veya kendinden ayarlamalı kontrol mimarilerinden otomatik olarak birleştirilerek türetilen bilgi tabanlı denetleyicilerdir. Bu denetleyiciler tipik olarak sistemin durum uzayından kontrol uzayına doğrusal olmayan bir eşleme olarak tanımlanır. Böylece her bulanık mantık denetleyici bir ürün mühendisinin önemli bilgisi veya süreç operatörünün yansıması olarak doğrusal olmayan bir kontrol yüzeyi gibi görülebilir. Her kontrol yüzeyi bir bilgi tabanında gösterilir ve bir yorumlayıcı ile yürütülür. Bir bulanık denetleyicinin kontrol yüzeyi şekil 5.10'da verilmiştir.



Şekil 5.10 Bulanık denetleyici için kontrol yüzeyleri

Geleneksel kontrol ile bulanık kontrol yapılarını karşılaştırmak için bir blok diyagramı şekil 5.11'de verilmiştir. Burada görüldüğü gibi geleneksel denetleyicilerde giriş değişkenleri sabit kazanç değerleri ile çarpılarak çıkış kontrol işlevi elde edilmektedir. Bulanık kontrol yapısında ise daha karmaşık bir yapı görünmektedir. Giriş değerleri hata ve hatanın türevi ilk olarak ölçekleme faktörleri ile çarpılmaktadır. Bunun nedeni giriş değerlerini bulanık mantık giriş üyelik fonksiyonlarının taban değerlerine eşleştirmektir. Sonraki aşamalar daha önce açıklandığı

gibi bulanıklaştırma, kural tabanı, çıkarım mekanizması ve durulaştırmadan oluşmaktadır. Son olarak çıkış ölçekleme faktörü kullanılabilir.



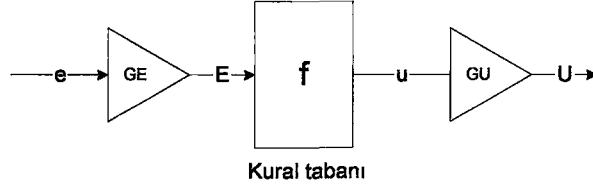
Şekil 5.11 Geleneksel ve bulanık kontrol yapıları

Bulanık denetleyici tasarlanırken uygulanan yöntemler temelde iki kategoriye ayrılır. İlk yöntem deneme yanılma yöntemi, ikincisi ise teorik yöntemlerdir. Deneme yanılma ile veya eldeki uzman bilgilerini kullanarak sistem hakkında çeşitli kurallar oluşturulur ve sonra gerçek sistem test edilir. İstenen performans sağlanmıyorsa kurallar üzerinde değişiklik yapılır, ince ayar kuralları oluşturulur ve sistem istenen performansı sağlayıncaya kadar test edilir. Teorik yaklaşımda ise bulanık kontrol yapısı ve parametreleri istenen performansı garanti edecek şekilde tasarlanır. Pratikte en iyi performansı sağlayan kontrolü tasarlamak için iki yöntemi beraber kullanmak mümkündür.

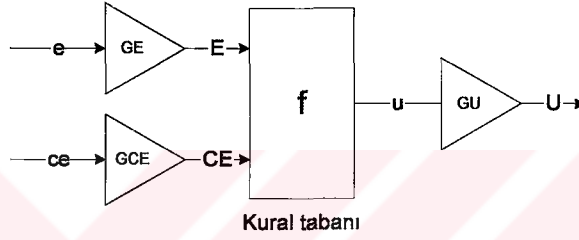
Şekil 5.11 göz önüne alındığında geleneksel PI denetleyici için sadece K_p ve K_i değerlerinin bulunması gerekirken bulanık denetleyici için şu parametrelerin seçimi gereklidir.

- Giriş ve çıkış işaretleri,
- Her bir giriş ve çıkış için kullanılacak üyelik fonksiyonlarının tipi, sayısı ve taban değerleri,
- Kural tabanının oluşturulması,
- Çıkarım mekanizması için yöntemin seçilmesi,
- Durulandırma yönteminin seçilmesi,
- Giriş ve çıkış ölçekleme faktörlerinin seçilmesi.

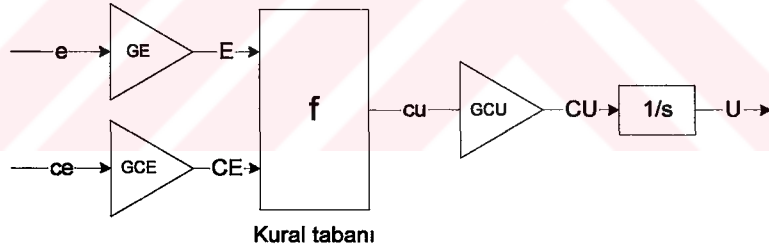
Anlaşılabacağı üzere bulanık kontrol sistemlerinin tasarımında daha çok göz önüne alınması gereken parametreler vardır. Buna rağmen geleneksel PI denetleyicilerin katsayılarının bulunması zorluğu ve bulanık denetleyicilerin uzman bilgisine dayalı sağlam yapısı bu tekniği daha avantajlı ve popüler hale getirmektedir.



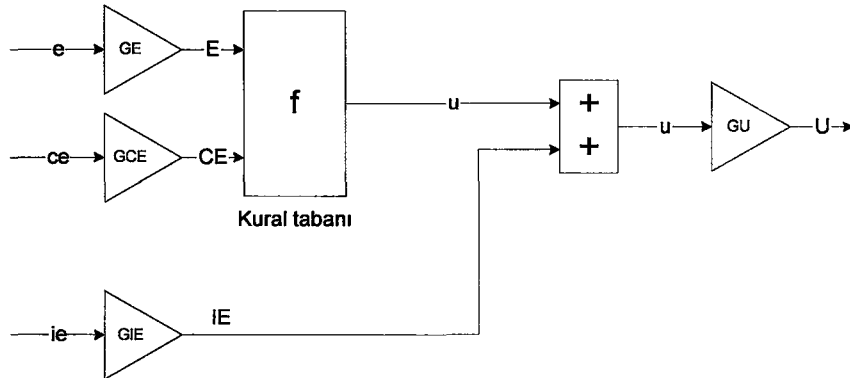
(a) Bulanık P



(b) Bulanık PD



(c) Bulanık PI



(d) Bulanık PID

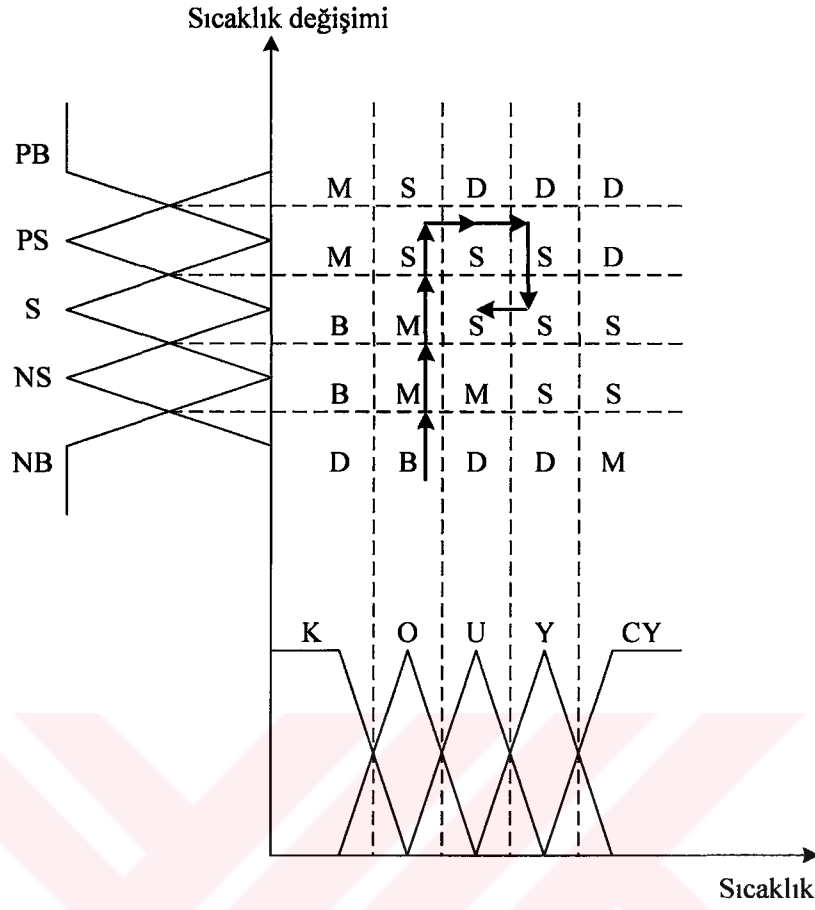
Şekil 5.12 Farklı bulanık denetleyici yapıları

Şekil 5.12 bulanık denetleyicinin farklı tiplerini göstermektedir. Görüldüğü gibi bulanık P, bulanık PD, bulanık PI ve bulanık PID denetleyici tipleri oluşturulabilmektedir. Burada bulanıklaştırma, kural tabanı, çıkarım mekanizması ve durulaştırmadan oluşan bulanık mantık sistemi temsil etmektedir. Bulanık denetleyicilerin farklı tiplerinin karşılaştırılması çizelge 5.2’de görülmektedir.

Çizelge 5.2 Bulanık denetleyicilerin karşılaştırılması

Denetleyiciler	Avantajları	Dezavantajları
Bulanık P	Basit	Çok basit olması
Bulanık PD	Aşmasız.	Gürültüye duyarlı
Bulanık PI	Sürekli durum hatalarını kaldırır, düzgün kontrol sinyali üretir.	Yavaş
Bulanık PID	Bütün denetleyicileri içerir.	İntegratördeki hatalara duyarlı

Şekil 5.13 bir ısıtma sistemi için oluşturulan bulanık denetleyici yapısı ve olası bir dilsel yörüngeyi göstermektedir. Şekilde giriş değişkenleri olarak alınan sıcaklık ve sıcaklık değişimi için üyelik fonksiyonları verilmiştir. Bu üyelik fonksiyonlarına karşılık oluşturulan kural tabanı ve olası bir kontrol işlevinde ateşlenen kurallarla oluşturulan dilsel yörünge sistemin kararlı çalıştığını göstermektedir.



Şekil 5.13 Bulanık denetleyici için üyelik fonksiyonları, kural tabanı ve dilsel yörünge

6. VEKTÖR KONTROL

Son zamanlara kadar asenkron motorların kontrolü için açık döngülü gerilim/frekans (V/f) kontrol stratejisi kullanılırdı. Bu teknik verim ve güvenilirlik gibi problemlere sahiptir. Değişken hız kontrolü sağlamasına karşın geçici koşullar altında güvenli kontrol gerçekleştirilemez. Açık döngülü kontrol stratejilerinin diğer bir dezavantajı ise motorun sadece hız ayarlamaksızın sürekli momentte çalıştırılabilmesi durumunda uygun olmalarıdır.

Moment ve hız için daha doğru kontrol ihtiyacı asenkron motor modeline dayanan kapalı döngülü V/f ve diğer algoritmaların geliştirilmesini sağlamıştır. Açık döngülü kontrol stratejilerinin bilinen sınırlamalarını aşmak için yeni bir motor kontrol tekniği gereksinimi 1970'lerin başında Hasse ve Blaschke tarafından vektör kontrol (FOC-Field Oriented Control) ve sonra 1980'lerin ortasında ise Takahashi ve Dependbrock tarafından doğrudan moment kontrolü (DTC-Direct Torque Control) geliştirilmiştir. Bu stratejiler bugün kullanılan yüksek performanslı kontrolün temelini kurmuştur [18]. Bu tekniklerin avantaj ve dezavantajları çizelge 6.1'de karşılaştırılmıştır.

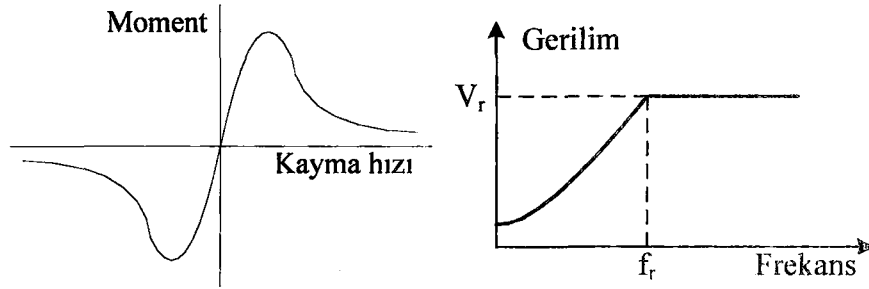
Çizelge 6.1 Farklı kontrol tekniklerinin avantaj ve dezavantajları

Kontrol tipi	Avantaj	Dezavantaj
V/f (Skalar Kontrol)	Değişken hız kontrolü elde etmek için en basit yöntemdir.	Zayıf geçici performans ve kaymaya göre sürekli durum hatası
Vektör Kontrol	Moment ve akının ayrıştırılmış kontrolüne dayanan iyi kurulmuş bir tekniktir. Hali hazırda kullanılabilen donanım kullanılarak gerçekleştirilebilir.	Parametre değişimine duyarlılık, geçici performansı düşük PI ayarlayıcılar kullanma, hız duyargası gerektirme
Doğrudan Moment Kontrolü	Basit ve çok iyi geçici performans ile duyargasız kontrol	Analog gerçekleştirmeler için daha uygun, yüksek bant genişlikli gürültüye sahip histeresis kontrol kullanma

6.1 V/f Kontrol

Açık döngülü V/f kontrol veya skalar kontrol günümüzde hala fanlar gibi doğru bir hız kontrolü gerektirmeyen uygulamalarda geniş olarak kullanılmaktadır. Bu yöntem asenkron motorun moment-hız eğrisine dayanır. Eğrinin şekli, statora uygulanan gerilim ve frekansa

bağılıdır. Şekil 6.1’de bu durum gösterilmiştir. Frekansın dolayısıyla motor hızının sabitlenmesi ile, moment uygulanan geriliminin karesi ile değiştirilebilir. Hava aralığı akısını korumak için gerilim ve frekans aynı oranda değiştirilmelidir.



Şekil 6.1 V/f kontrol karakteristikleri

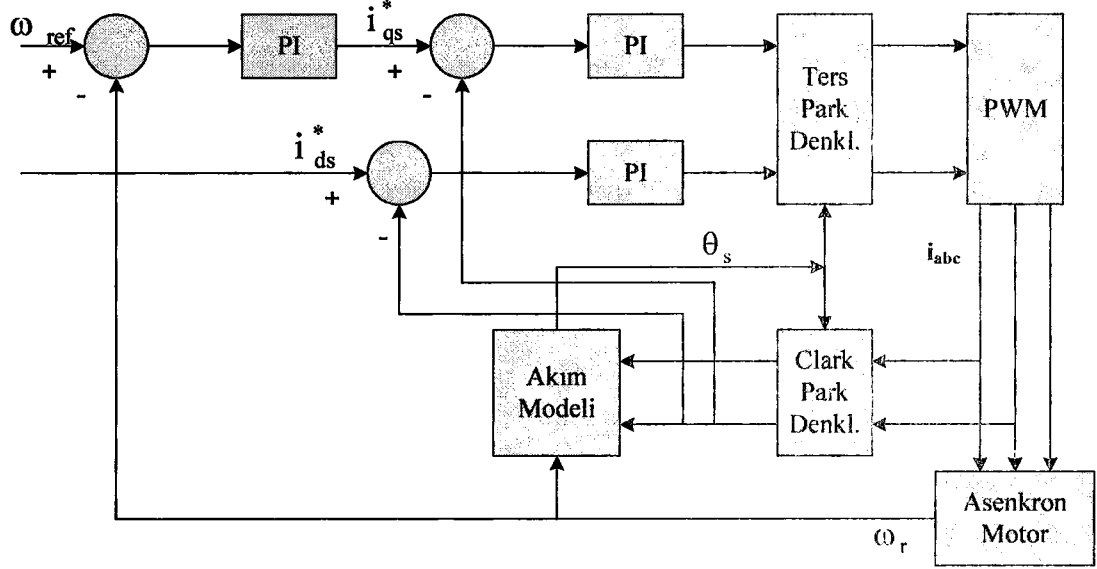
6.2 Vektör Kontrol

Serbest uyarımlı bir DA makinada armatür ve alan akımlarının eksenlerinin biri diğerine diktir. Bunun anlamı sargı akımları tarafından oluşan kuvvetler de birbirine diktir. Eğer demir doyumu ihmal edilirse, geliştirilen moment denklem (6.1) ile ifade edilebilir.

$$T_e = k_a \phi(i_f) i_a \quad (6.1)$$

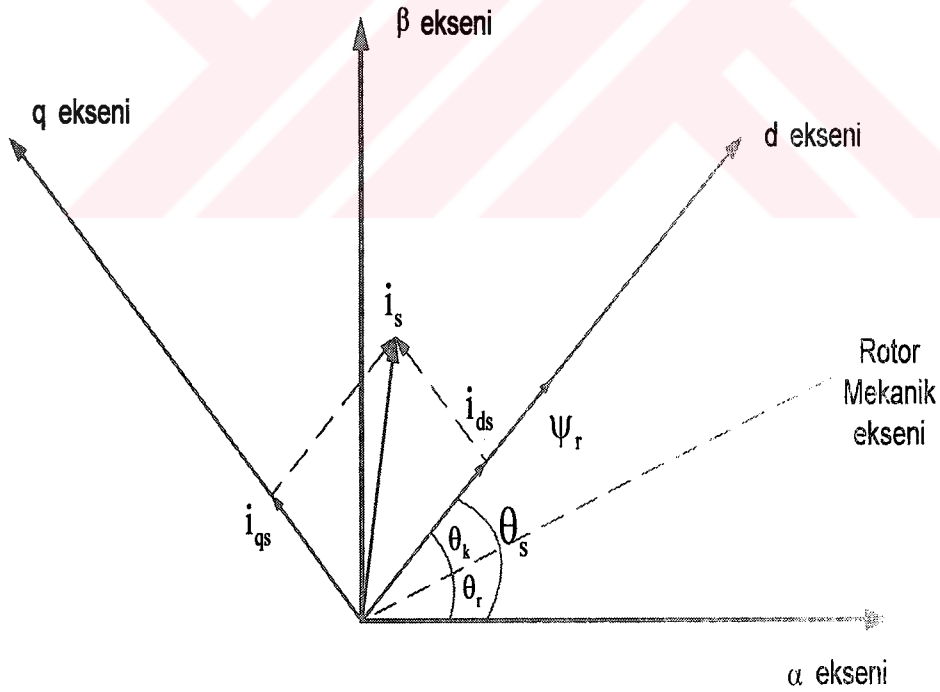
Akı sadece alan sargı akımına bağlıdır. Eğer akı sabitse o zaman moment armatür akımı ile doğrudan değişir. Böylece DA makinada moment ve akı bağımsız olarak kontrol edilebilir.

Ancak asenkron motorların çalışması oldukça karmaşıktır. Asenkron motorlar doğrusal olmayan ve çok değişkenli sistemlerdir. DA makinaların kolay kontrol edilebilirliğini bu makinalarda başarmak için vektör kontrol olarak bilinen teknik kullanılır. Vektör kontrolün diğer adı alan yönlendirmeli kontroldür. Vektör kontrol için basit bir blok diyagramı şekil 6.2’de görülmektedir. Bu tasarım dolaylı vektör kontrol (IFOC) olarak bilinen sağlam bir yapı kullanır. Çünkü rotor açısı, hall etkili duyargalar ile hava aralığı akısı ölçülerek doğrudan belirlenmez. Bu duyargalar kırılğan ve sıcaklığa duyarlı oldukları için özellikle büyük endüstriyel motorlarda uygun değildir. Bunun için rotor akısı açısı bir hız duyargasından hesaplanabilir.



Şekil 6.2 Vektör kontrol için basit bir blok diyagramı

Vektör kontrol stratejisinin temel bileşeni Clarke ve Park dönüşüm bloklarıdır [67]. Şekil 6.3'te görüldüğü gibi bunlar üç faz stator akımlarını rotor akısı ile hizalanan dönen bir referans çatıya eşleştirir.



Şekil 6.3 Vektör eşleşmesi

Stator akımlarının moment ve akı üretme bileşenlerindeki bu ayrıştırma asenkron motorun serbest uyarımlı DA makina gibi kontrol edilebilmesine izin verir. Stator akımının d ve q-ekseni bileşeni sırasıyla denklem 6.2 ve 6.3’de verildiği gibi rotor akısı genliği ve moment ile ilişkilidir.

$$\Psi_{dr} = L_m i_{ds} \quad (6.2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} \quad (6.3)$$

Yüksek performanslı duyargasız bir sürücü için uygun olan vektör kontrolün iki temel yolu vardır. Bunlar doğrudan vektör kontrol (DFOC) ve dolaylı vektör kontrol (IFOC) olarak adlandırılır. Ayrıca stator referans çatı stator, hava aralığı veya rotor akısı için hizalanabilir. Bunlardan stator alan yönlendirme ile hava aralığı yönlendirme çok benzerdir. Stator ve rotor yönlendirme için vektör kontrolün dört temel gerçekleştirme tipi vardır. Bunlar,

- Doğrudan Rotor Alan Yönlendirme
- Dolaylı Rotor Alan Yönlendirme
- Doğrudan Stator Alan Yönlendirme
- Dolaylı Stator Alan Yönlendirme

6.3 Dolaylı Rotor Alan Yönlendirme

Alan yönlendirmenin bu yöntemi kayma açısının kullanılmasına dayanmaktadır. Durum değişkenleri olarak rotor akısı ve stator akımları kullanılarak ve rotor akısı ile hizalanan referansın senkron bir çatı olduğu ($\psi_{qr} = 0$) farz edilerek şu denklemler verilebilir.

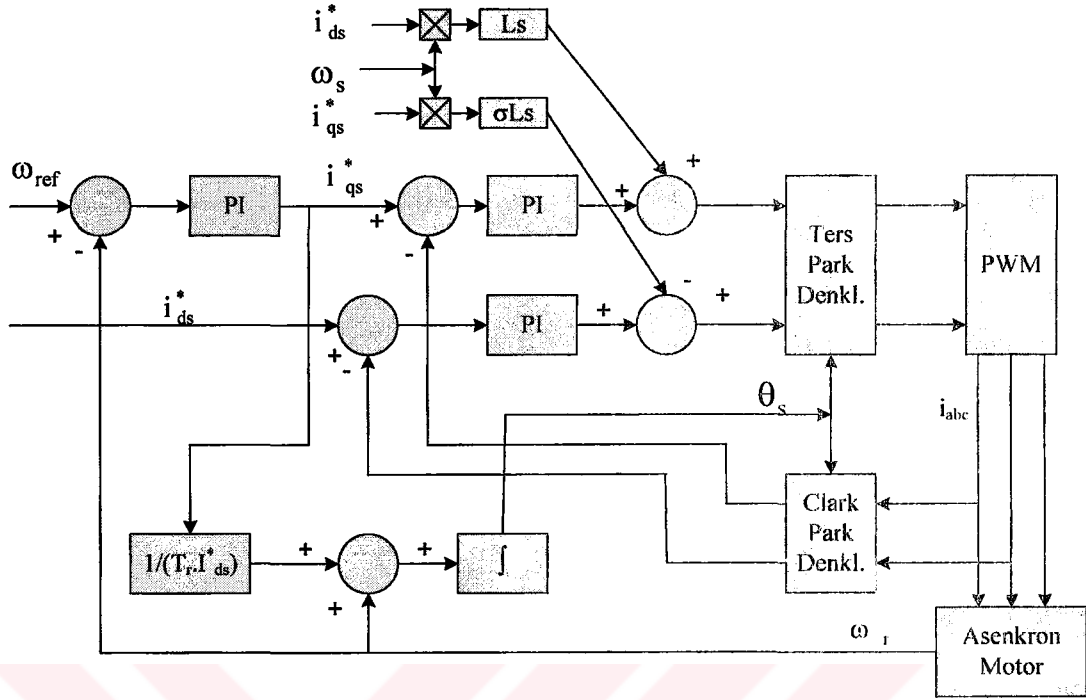
$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s p i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (6.4a)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s p i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (6.4b)$$

$$\Psi_{dr} = L_m i_{ds} \quad (6.4c)$$

$$\omega_k = \frac{i_{qs}}{T_r i_{ds}} \quad (6.4d)$$

Dolaylı vektör kontrol yönteminde akı açısı ölçülen rotor hızı ve hesaplanan kayma değerinin toplanması ile elde edilen elektriksel hızın integrali ile elde edilir. Şekil 6.4 bu yöntemin gerçekleştirilmesi için bir blok diyagramını göstermektedir.

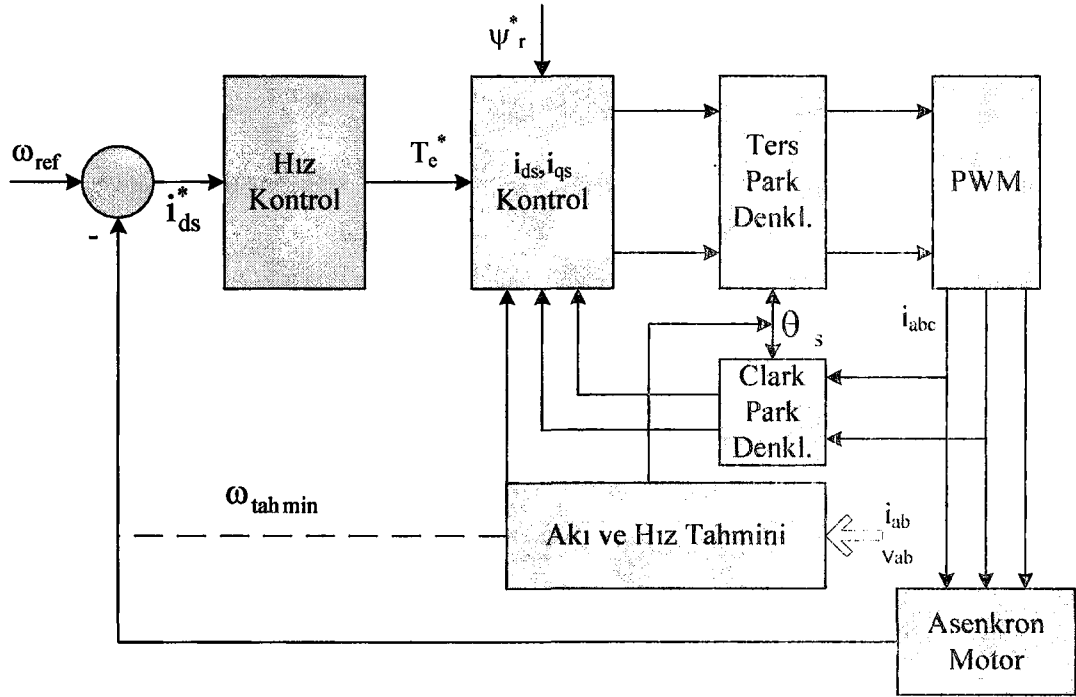


Şekil 6.4 Dolaylı vektör kontrol gerçekleştirme şeması

6.4 Doğrudan Rotor Alan Yönlendirme

Doğrudan rotor alan yönlendirme sisteminde rotor akı vektörü doğrudan alan yönlendirme için hesaplanır. Rotor akı yönlendirmenin ana avantajı doğrudan rotor alan yönlendirme tekniği ile elde edilir. Akı tahminine dayanan bir doğrudan rotor alan yönlendirmeli gerçekleştirmenin blok diyagramı şekil 6.5'de verilmiştir. Hız geri beslemesi bir hız duyargasından veya hız tahmin ediciden elde edilebilir.

Makinanın akım ve gerilimlerinden alan yönlendirme için rotor akısı veya rotor açısının hesaplanması Hall duyargaları veya makinada özel değişiklikler yapmaya dayanan yöntemlere göre tercih edilmektedir. Akı tahmini yapmak için birçok yöntem vardır. Bu yöntemlerin çoğu rotor akısından ziyade stator akı tahminini sağlamak için kolaylıkla değiştirilebilir. Bununla birlikte rotor akısı yönlendirme genellikle duyargasız sürücülerde tercih edilir.



Şekil 6.5 Doğrudan rotor akısı yönlendirme diyagramı

Doğrudan rotor alan yönlendirmeli (vektör) kontrol tekniği için kullanılabilecek bazı akı tahmin algoritmaları şunlardır.

Açık Döngülü Gözlemleyiciler

Rotor akısı asenkron makinanın stator denklemleri kullanılarak denklem (6.5)'teki gibi hesaplanabilir.

$$\psi_r = \int (V_s - i_s R_s) dt - \sigma L_s i_s \quad (6.5)$$

Bu ifade “gerilim modeli” olarak bilinir. Görüldüğü gibi bu modelde akı tahmini saf integrasyon gerektirir ve düşük hızlarda stator direncindeki hatalara duyarlıdır. Bu durumlar gerilim modelini düşük hız çalışmasında kararsız yapar. Bununla birlikte bu model akı tahminini üretmek için rotor hızını gerektirmez.

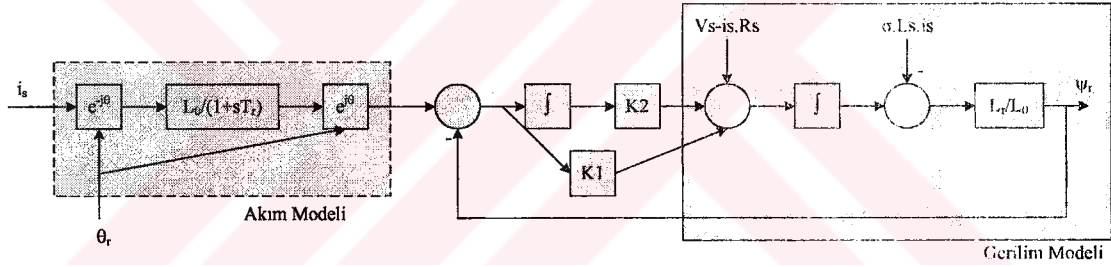
Rotor akısı makinanın rotor denklemlerinden aşağıdaki denklemde verilen ve “akım modeli” olarak bilinen ifade ile de elde edilebilir. Bu ifade denklem (6.6)'da verilmiştir.

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_0}{T_r} i_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r \right) \psi_r \quad (6.6)$$

Bu model de bazı avantaj ve dezavantajlara sahiptir. Denklemden görülebileceği gibi model rotor hız bilgisini gerektirmektedir ve rotor zaman sabitine bağımlıdır. Ancak bu model ile uygun hız ölçümü yapıldığında motor duruyorken kullanılabilir. Gerçekte hız duyargalı akım modeline dayanan doğrudan rotor alan yönlendirme tekniği dolaylı rotor alan yönlendirme ile aynı performansı sağlar.

Kapalı Döngülü Gözlemleyiciler

Akım ve gerilim modellerinin avantajları kapalı döngülü akı gözlemleyicilerinde birleştirilmiştir. Bu gözlemleyicinin yapısı şekil 6.6'de görülmektedir. Şekil 6.6'ten görüldüğü gibi kapalı döngülü akı gözlemleyici bir PI denetleyici ile bağlanmış akım ve gerilim modelinden oluşmaktadır.



Şekil 6.6 Kapalı döngülü akı gözlemleyicisi

Doğrudan veya dolaylı stator alan yönlendirmeli kontrol teknikleri rotor alan yönlendirmeli tekniklerle benzerlikler gösterir. Stator alan yönlendirmesi için kullanılan akı tahmin algoritmaları şu şekilde verilebilir.

Gerilim Modeli

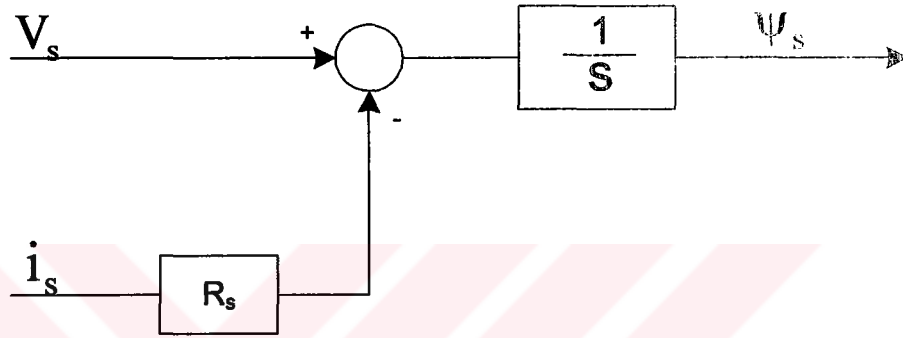
Gerilim modeli olarak bilinen stator referans çatıdaki stator akı denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{\alpha s} = \int (V_{\alpha s} - i_{\alpha s} R_s) dt \quad (6.7a)$$

$$\psi_{\beta s} = \int (V_{\beta s} - i_{\beta s} R_s) dt \quad (6.7b)$$

Bu denklemler kullanılarak $\psi_{\alpha s}$ ve $\psi_{\beta s}$ bileşenleri kolaylıkla hesaplanabilir. Daha sonra bu bileşenlerden faydalanılarak vektör kontrol için gereken dönüştürme açısı θ_s , denklem (6.8) kullanılarak hesaplanabilir.

$$\theta_s = \arctan \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \quad (6.8)$$

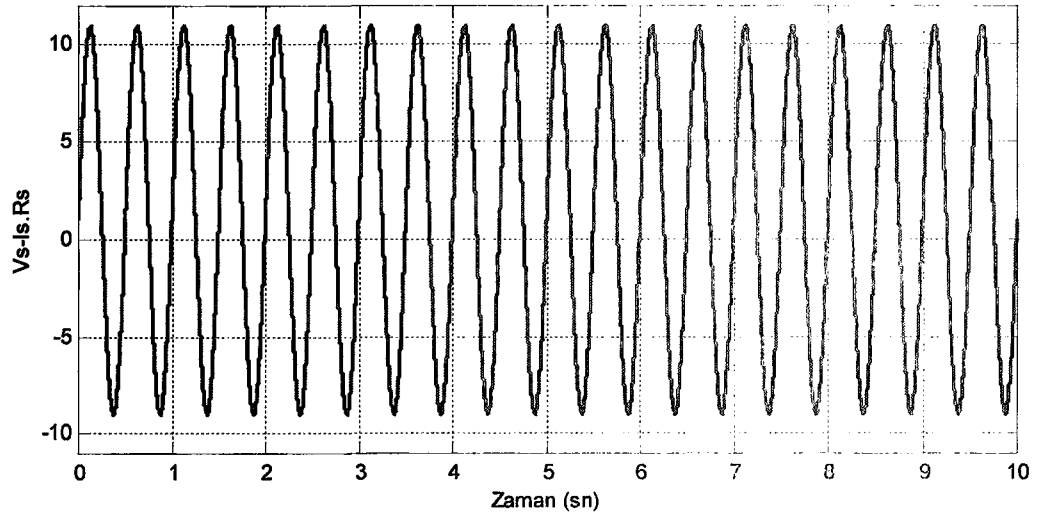


Şekil 6.7 Gerilim modeli blok diyagramı

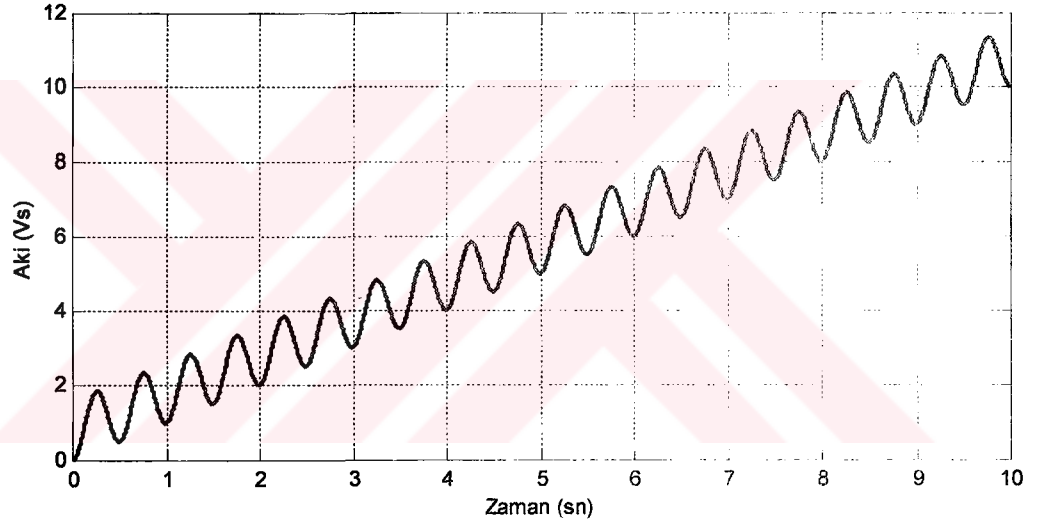
Şekil 6.7’de verilen blok diyagramı denklem 6.7a ve 6.7b ’de tanımlanan akı hesaplama işlemini göstermektedir. Şekilden de görüldüğü gibi bu açık integrasyon işlemi geri besleme içermemektedir ve belirsizliklere neden olmaktadır. Böylece sürüklenme olarak adlandırılan durum oluşmaktadır. Bu integrasyon işlemi analog veya sayısal olarak gerçekleştirilebilir. Sayısal akı integrasyonundaki hatalar aşağıdaki nedenlerden kaynaklanır.

- İntegrasyon metodu ve integrasyon adım büyüklüğü,
- Akım ve gerilim ölçümlerindeki hatalar ve ofsetler,
- Motor sıcaklığının değişimi ve motora uygulanan akımın frekansından dolayı motor parametrelerindeki değişimler,
- İşlemcinin sınırlı sayıdaki bit uzunluğu ve komutların çalışma süresi

Şekil 6.8’de yukarıda açıklanan nedenlerden dolayı gerilim ve akım üzerinde oluşan hataların akı üzerindeki etkileri göstermektedir. Şekil 6.8a’dan görüleceği gibi $V_s - i_s R_s$ üzerinde +1 değerinde bir DA offset bulunmaktadır. Bu giriş gerilim modeline verildiğinde elde edilen sonuç şekil 6.8b’de verilmiştir. Görüldüğü gibi akı sürüklenerek kararsız bir davranış izlemektedir. Bunun sebebi akı tahmininde kullanılan açık integrasyondur.



(a)

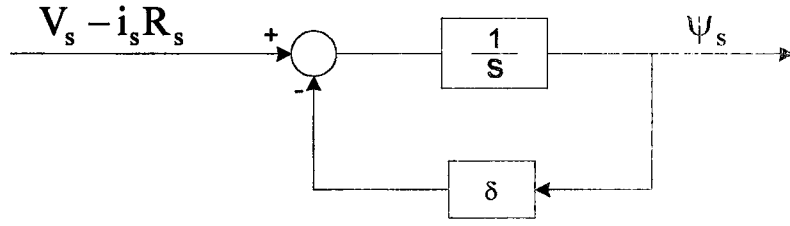


(b)

Şekil 6.8 Akı integratöründeki sürüklenme olayı

Bu problemi çözmek için yapılmış olan algoritmalar, integratörün kararlılık problemini çözmek için kullanılan δ geri beslemeli integrasyon algoritması ve P_i geri beslemeli integrasyon algoritmasıdır.

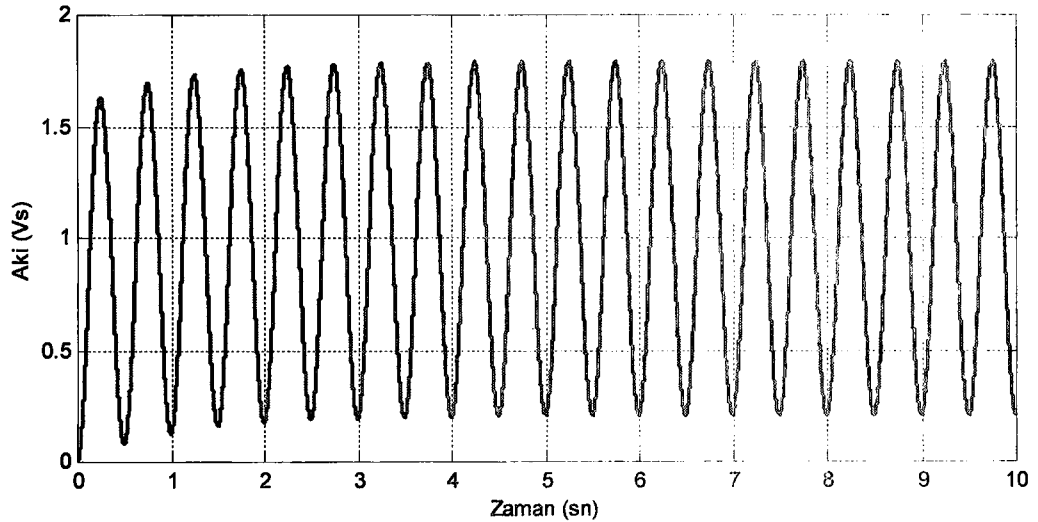
δ geri beslemeli integratörün blok diyagramı ve transfer fonksiyonu sırasıyla şekil 6.9 ve denklem 6.9'da verilmiştir.



Şekil 6.9 δ geri beslemeli integratör

$$F(s) = \frac{1}{s + \delta} \quad (6.9)$$

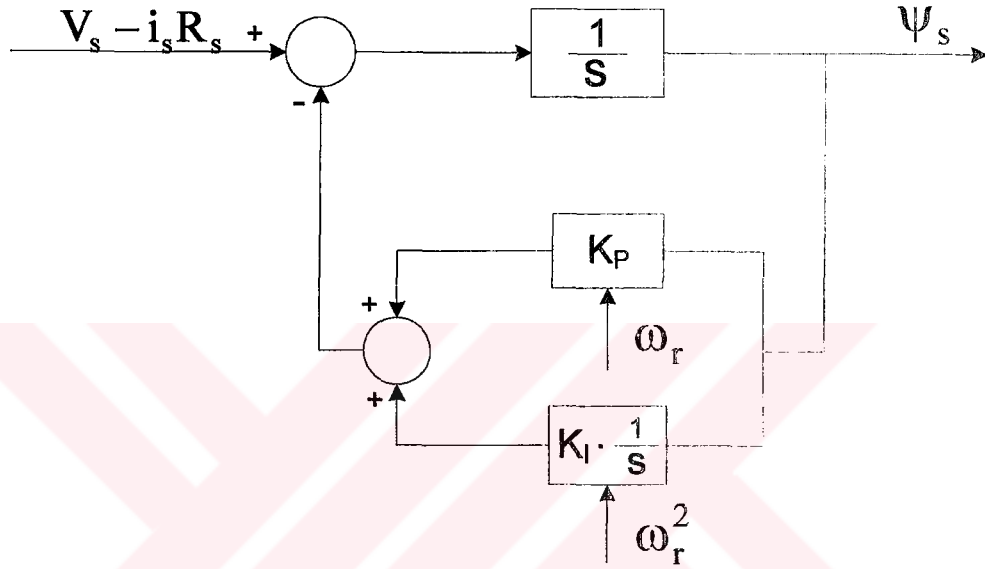
Bu integratörde, δ geri besleme yolu integratörün kararlılığı için kullanılmıştır. Denklemden de açıkça görülmektedir ki frekans değeri $j\omega \gg \delta$ olduğu zaman integratör fonksiyonu iyi olmaktadır. Hem geçici durumlarda hem de sürekli durumlarda $j\omega$ değeri δ değeri ile karşılaştırılabilir kadar küçük olduğu zaman faz ve genlik hatalarına neden olmakta ve bu da performansı etkilemektedir. Şekil 6.10'da gösterilen δ geri beslemeli integratör offseti elimine eder. Bununla birlikte integrasyon çıkışı hala faz kayması ve genlik hatası içerir. Şekil 6.8a'da verilen giriş δ geri beslemeli akı integratörüne verildiğinde elde edilecek sonuç şekil 6.10'da görülmektedir.



Şekil 6.10 δ geri beslemeli integratör davranışı

İntegrasyon probleminden kaçınmak için önerilen diğer bir metot ise analog kontrollü PI integratör içermektedir. Bu integratörün blok diyagramı şekil 6.11’de, transfer fonksiyonu ise denklem 6.10’da verilmiştir. Burada ω_r rotor açısal hızını göstermektedir.

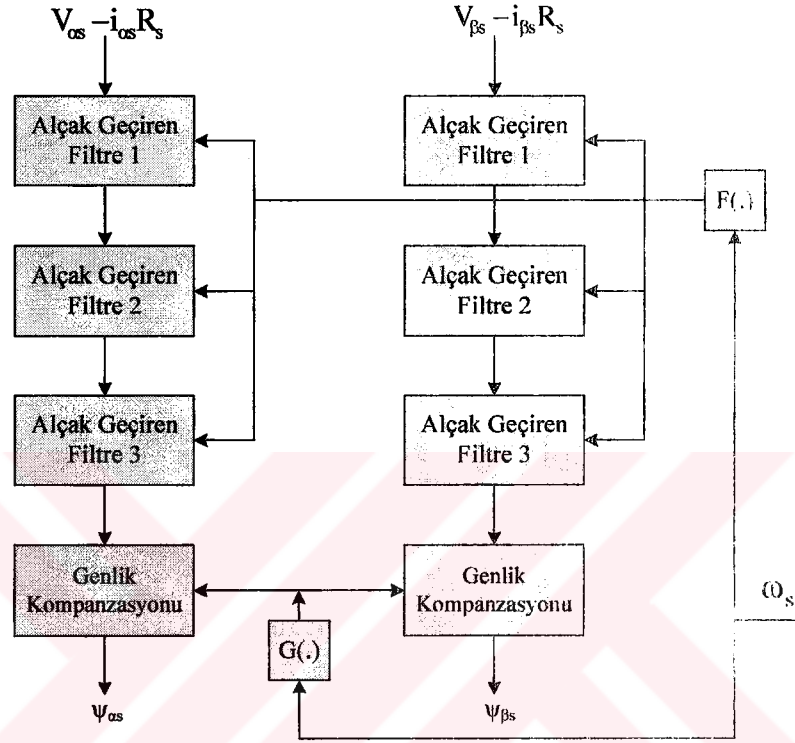
$$F(s) = \frac{s}{s^2 + K_p \cdot \omega_r \cdot s + K_i \cdot \omega_r^2} \quad (6.10)$$



Şekil 6.11 PI kontrollü integratörün blok diyagramı

Açık integrasyon işleminin hatalarını ortadan kaldırmak için kullanılan farklı bir yöntem Şekil 6.11’de görülmektedir. Burada görüldüğü gibi integratörün geri besleme yolu üzerine bir PI denetleyici konulmuştur. PI denetleyicinin integratör çıkışındaki DA bileşeni yok ederek istenmeyen etkilerini ortadan kaldırması ve asıl işaretin aynen kalması amaçlanmıştır. Burada denetleyicinin sadece DA bileşeni yok etmesi için uygun P ve I değerleri seçilmelidir. Fakat bu seçim, tüm frekans aralığında doğru sonucu vermelidir. Dolayısıyla buradan P ve I katsayılarının hıza bağımlı olma zorunlulukları ortaya çıkar. Hatta P katsayısı devir sayısı ile doğrusal olarak, integral katsayısı ise devir sayısının karesi ile orantılı olarak değişmelidir. Şekil 6.11’de görüldüğü gibi integratörün geri besleme yolu üzerindeki PI denetleyici katsayıları hız ω_r ve hızın karesine ω_r^2 bağımlıdır. Bu integrasyon algoritması sayısal olarak gerçekleştirilebilir fakat hız ölçümü gerektirir. Bundan dolayı sistem daha fazla karmaşık hale gelir ve maliyet artar. PI denetleyici katsayılarının (k_p , k_i) seçimi ise diğer bir kritik noktadır.

Gerilim modeli ile akı tahmini algoritmalarında farklı yaklaşımlarda bulunmaktadır. Bunlardan birisi kaskad bağlı alçak geçiren filtrelerdir. Bu yöntemde amaç giriş olan alınan sinyali 90 derece faz kaydırmaktır. Bunun için kullanılan gerçekleştirme şekil 6.12’de görülmektedir.

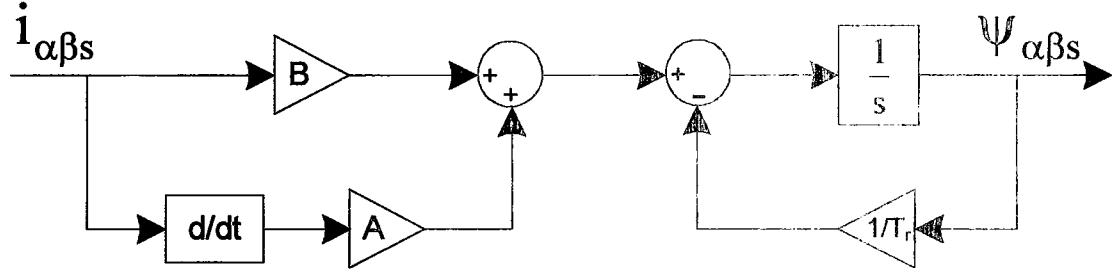


Şekil 6.12. Kaskad bağlı alçak geçiren filtreler

Akım Modeli

Akım modeli denklem (6.11)’de görülebileceği gibi rotor parametrelerine bağımlı bir modeldir. Asıl olarak akım modeli vektör kontrol için kullanılan akı tahmin metotlarından birisidir ancak rotor parametrelerini içerdiğinden dolayı dezavantajlıdır. Çünkü içerdiği hız ve motorun rotor parametreleri birçok maliyet veya hesaplama getirmektedir. Fakat akım modeli $\omega_r=0$ da kullanıldığında sonuç olarak denklem (6.11) elde edilir ve bu hızdan bağımsız bir modeldir. Literatürde Blaschke Modeli’de denilen bu denklem sadece çok düşük hızlarda geçerlidir. Akım modeli de integratör işlemi içermesine rağmen kendinden geri beslemeye sahip olduğu için gerilim modelinde oluşan açık integrasyon problemleri bu model için oluşmaz.

$$\frac{d\psi_{\alpha\beta s}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\psi_{\alpha\beta s} + A\frac{di_{\alpha\beta s}}{dt} + Bi_{\alpha\beta s} \quad (6.11)$$



Şekil 6.13 Akım modeli blok diyagramı

6.5 Hız Tahmini

Asenkron motorların kontrolü için kullanılan hız duyargaları hem maliyet hem sürücünün karmaşıklığı açısından istenmeyen bir faktördür. Bu nedenle hız duyargasız kontrol teknikleri için hız tahmin algoritmaları geliştirilmiştir. Bunlardan bazıları.

- Açık döngülü kayma hesaplanması,
- Kalman filtreleri,
- Luenberger gözlemleyicileri,
- Model referans uyarlama yöntemleri,
- Akıllı teknikler.

Açık döngülü kayma hesaplanması nispeten kolay olarak gerçekleştirilen bir yöntemdir. Stator açısal hızı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\omega_s = \frac{\psi_s (V_s - i_s R_s)}{|\psi_s|^2} \quad (6.12)$$

Uyartım frekansı (ω_s) dolaylı rotor alan yönlendirme durumunda kontrol sisteminden doğrudan akı açısının türevi ile de elde edilebilir. Kayma hesabı şu şekilde hesaplanır.

$$\omega_k = \frac{(1 + \sigma T_r s) L_s i_{qs}}{T_r (\psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds})} \quad (6.13)$$

Ancak son zamanlarda özellikle hız tahmini için yumuşak hesaplama tekniklerinin kullanımı daha ön plana çıkmıştır. Stator gerilim ve akımlarını veya gerilim modeli ve akım modeli akı genlikleri kullanılarak yapay sinir ağları ile hız tahmin algoritmaları geliştirilmiştir.



7. DOLAYLI VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜNDE HOPF ÇATALLAŞMASI ANALİZİ

Bu bölümde, IFOC asenkron motor sürücüsünde Hopf çatallaşması analizi yapılmıştır. IFOC, yüksek performanslı asenkron motor sürücülerinde çok yaygın bir biçimde kullanılan kontrol biçimidir. IFOC sistem parametrelerine karşı duyarlıdır. Özellikle rotor zaman sabiti olarak bilinen parametrenin doğru tahmin edilmesi IFOC için gereklidir. Rotor zaman sabiti doğru tahmin edilmediğinde performansta ve kararlılıkta problemler ortaya çıkmaktadır. Eğer motorun yükü sabitse ve rotor zaman sabiti doğru tahmin edilmişse veya küçük farklar varsa hız kontrollü IFOC asenkron motorun kararlı bir sistem olarak davranmaktadır [68].

Sistemlerde kararlılığın kaybolduğu durumlardan biri Hopf çatallaşmasının olduğu durumdur. Bir sistem, Hopf çatallaşması gösteriyorsa sistem salınım yapmaya başlamıştır ve sistemin daha ileriki durumlarında kaotik davranması beklenir [24-27]. Bu yüzden bu çalışmada sistemin Hopf çatallaşmasına girdiği parametre uzaylarının nasıl elde edileceği gösterilmiştir. Daha sonra ise kontrol yapılarak sistemin kararlı ve düzenli davranış göstermesi sağlanmıştır.

7.1 IFOC Asenkron Motorda Hopf Çatallaşmasının Bulunması ve Kontrolü

Bu bölümde akım beslemeli IFOC asenkron motorda Hopf çatallaşması ve kontrolü incelenmiştir. Akım beslemeli model kullanma sebebi, sistem dinamiklerinin daha basit olmasındandır. Akım beslemeli asenkron motor üçüncü dereceden bir sistem iken gerilim beslemeli asenkron motor beşinci dereceden bir sistemdir. Akım beslemeli model kullanmanın avantajı, sistem derecesi düşük olduğundan gerekli matematiksel analizleri yapmak daha kolaydır. Akım beslemeli asenkron motor modelinin farkı stator dinamiklerinin ihmal edilmesidir. Bu model, motorun geçici durumunu gösterirken hatalı davranır, fakat sürekli durum davranışını doğru bir biçimde gösterir. Hopf çatallaşma analizi yapılırken sürekli durum davranışı ile ilgilendiğinden bu modelin kullanılmasında bir sakınca görülmemiştir.

7.1.1 IFOC Asenkron Motor Modelinin Elde Edilmesi

Akım beslemeli asenkron motorun senkron referans çatıdaki modeli denklem 7.1'de verilmiştir [68].

$$\begin{aligned}
\frac{di_{dr}}{dt} &= -\left(\frac{R_r}{L_r}\right)i_{dr} + \omega_k i_{qr} + \omega_k \frac{i_{qs} L_m}{L_r} \\
\frac{di_{qr}}{dt} &= -\left(\frac{R_r}{L_r}\right)i_{qr} - \omega_k i_{dr} - \omega_k \frac{i_{ds} L_m}{L_r} \\
\frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{P}{2j} \left(\frac{3}{4} \frac{P}{L_m} (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) - T_l \right)
\end{aligned} \tag{7.1}$$

i_{dr} rotor akımının d bileşenini, i_{qr} rotor akımının q bileşenini, i_{sd} stator akımının d bileşenini, i_{sq} stator akımının q bileşenini, ω_r açılal hızı, R_r rotor direncini, L_r rotor indüktansını, L_m ortak indüktansı, ω_k kayma açılal hızını, P kutup çifti sayısını, j eylemsizlik momentini, T_l yük momentini göstermektedir. Stator akımının bileşenleri, sistemin kontrol girişleridir. Sistemdeki stator akımının değışimleri ihmal edilmiştir.

IFOC asenkron motorda kayma açılal hızı (ω_k), denklem 7.2’de verildiğı gibi hesaplanmaktadır [63]. $\hat{R}_r$ ifadesi tahmin edilen rotor direncini göstermektedir.

$$\omega_k = \frac{\hat{R}_r i_{qs}}{L_r i_{ds}} \tag{7.2}$$

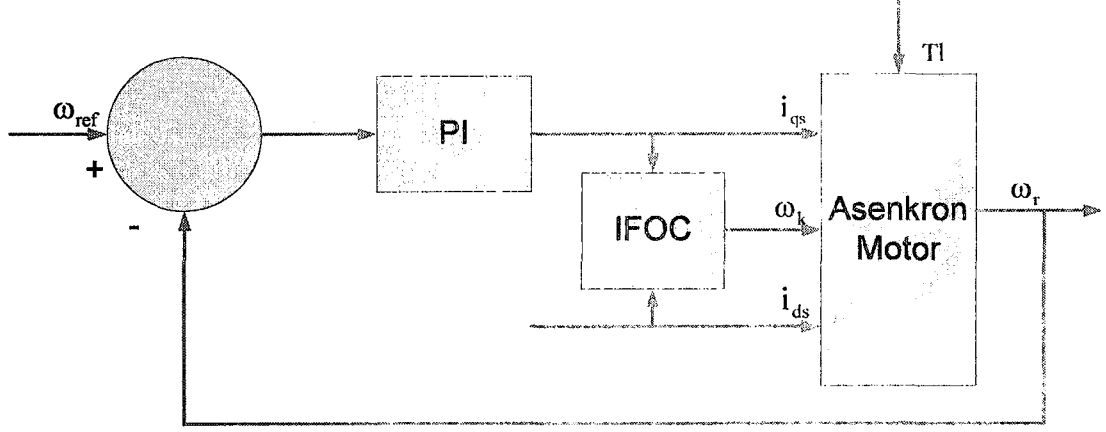
Denklem (7.2)’de verilen $\frac{\hat{R}_r}{L_r}$ ifadesi rotor zaman sabitinin tersini verir. Rotor zaman sabiti ise

$\frac{L_r}{\hat{R}_r}$ olarak ifade edilir. IFOC’u düzgün bir şekilde gerçekleştirmek için rotor zaman sabitinin

tam veya küçük hatalarla tahmin edilmesi gerekmektedir. Rotor zaman sabitinde bulunan rotor direnci (tahmin edilen, $\hat{R}_r$), zamanla değışmektedir. Özellikle sıcaklık, deri olayı ve çevresel etkilerle bu direncin değeri sürekli değışmektedir ve performansı yüksek bir IFOC gerçekleştirmek için sistem çalışırken daima doğru tahmin edilmesi gerekmektedir. Bu direncin tahminindeki büyük hatalar sistemi kararsızlığı götürebilir veya hiç çalışmamasına neden olabilir. Tahmin edilen rotor direnci ($\hat{R}_r$) ile gerçek rotor direnci (R_r) arasındaki oran, k ($\hat{R}_r/R_r$) gibi bir sabitle ifade edilirse kayma açılal hızı denklem (7.3)’teki gibi tanımlanır.

$$\omega_k = k \frac{\hat{R}_r i_{qs}}{L_r i_{ds}} \tag{7.3}$$

Sistemde hız kontrol döngüsünün yapılabilmesi için bir denetleyiciye gerek vardır. Vektör kontroldeki hız kontrol uygulamalarında genellikle PI denetleyici kullanılır. PI denetleyici içeren basit bir IFOC asenkron motor sürücüsü şekil 7.1’de verilmiştir.



Şekil 7.1 Temel IFOC asenkron motor sürücüsüne ait blok diyagramı

Şekil 7.1’de verilen sistemin matematiksel modeli elde edilmek istenirse kayma açısı hızı yerine denklem (7.3)’de verilen ifade yazılır. Ayrıca PI kontrolörün dinamiğinin de sisteme ilave edilmesi gerekir. PI kontrolörün etkisi denklem (7.4)’de verildiği gibidir.

$$i_{qs} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (\omega_{ref} - \omega_r) \quad (7.4)$$

Kullanılacak olan modelin elde edilebilmesi için denklem (7.3) ve denklem (7.4) alınarak denklem (7.1)’de yerine yazılabilir. Böylece akım beslemeli IFOC asenkron motor sürücüsünün dinamikleri denklem (7.5)’deki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{di_{dr}}{dt} &= -\left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{dr} + \frac{i_{qs}}{i_{ds}} k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{qr} + \frac{i_{qs}}{i_{ds}} k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qs} L_m}{L_r} \\ \frac{di_{qr}}{dt} &= -\left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{qr} - \frac{i_{qs}}{i_{ds}} k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{dr} - \frac{i_{qs}}{i_{ds}} k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{ds} L_m}{L_r} \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{P}{2j} \left(\frac{3}{4} \frac{P}{L_m} (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) - T_l \right) \end{aligned} \quad (7.5)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = k_i (\omega_{ref} - \omega_r) - k_p \frac{P}{2j} \left(\frac{3}{4} \frac{P}{L_m} (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) - T_l \right).$$

7.1.2 IFOC Asenkron Motor Sürücüsünde Hopf Çatallaşma Analizi

Bir sistemde Hopf çatallaşma analizi yapabilmek için yöntem aşağıda verildiği gibi uygulanır:

- Sistemin denge durumu elde edilir.
- Denge durumundaki Jakobiyan matrisi (A) elde edilir.
- $(\lambda I - A)$ 'nın determinantı alınarak karakteristik denklem elde edilir.
- Karakteristik denklemde tüm katsayıların işareti incelenir.
- Tüm katsayılar pozitif ise Routh-Hurwitz kararlılık kriteri uygulanır.
- Routh-Hurwitz kriterinden sistemin Hopf çatallaşmasına gireceği değerler bulunur.

IFOC asenkron motor sürücüsünde Hopf analizi iki farklı durum için yapılmıştır. Motor yüksüz iken ve motor yüklü iken. İlk olarak motorun yüksüz olduğu durumda yapılan Hopf çatallaşma analizi anlatılmıştır.

7.1.2.1 Yüksüz Durumdaki IFOC Asenkron Motor Sürücüsünde Hopf Çatallaşması Analizi

IFOC asenkron motor sürücüsünde Hopf çatallaşma analizi yapabilmek için yukarıda verilen yönergeleri izlemek gerekir. İlk olarak sistemin Jakobiyan matrisi elde edilmiştir. Denklem (7.6)'da Jakobiyan matrisi verilmiştir.

$$A = \begin{vmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qs}^{eq}}{i_{ds}} & 0 & \left(k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qr}^{eq}}{i_{ds}} + 2k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qs}^{eq} L_m}{L_r i_{ds}} \right) \\ -k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qs}^{eq}}{i_{ds}} & -\frac{R_r}{L_r} & 0 & - \left(k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{dr}^{eq}}{i_{ds}} + k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{L_m}{L_r} \right) \\ \frac{3P^2}{8jL_m} i_{qs}^{eq} & -\frac{3P^2}{8jL_m} i_{ds} & 0 & \frac{3P^2}{8jL_m} i_{dr}^{eq} \\ -k_p \frac{3P^2}{8jL_m} i_{qs}^{eq} & k_p \frac{3P^2}{8jL_m} i_{ds} & -k_i & -k_p \frac{3P^2}{8jL_m} i_{dr}^{eq} \end{vmatrix} \quad (7.6)$$

Jakobiyan matriste bulunan eq üslü terimler denge noktasını ifade etmektedir. Yönergelere uyabilmek için denge noktalarının bulunması gerekmektedir. Bu tip sistemlerde elle çözüm uzun zaman almaktadır ve sistemler karmaşık olduğundan elle yapılan çözümlerde hatalar meydana gelmektedir. Bu hatalara meydan vermemek için MATLAB 6.5 programına ait Symbolic Math Toolbox (version 3) kullanılmıştır. Bu toolbox'ın kullanılması yapılan analizi kolaylaştırmıştır.

Kullanılan motor parametreleri; $j = 0.0085 \text{ kgm}^2 / \text{sn}^2$, $R_r = 6\Omega$, $L_r = 0.52\text{H}$, $L_m = 0.5\text{H}$, $P = 2$ biçimindedir. Sistemin denge noktalarının bulunması için MATLAB 6.5 ve Symbolic Math Toolbox 3.0 ile yazılmış program kullanılmıştır. Elde edilen denge noktaları; $i_{dr}^{eq} = 0$, $i_{qr}^{eq} = 0$, $\omega_r^{eq} = \omega_{ref}$, $i_{qs}^{eq} = 0$ biçimindedir.

Yörüngedeki ikinci adımı gerçekleştirmek için denge noktaları, Jakobiyan matrisine yerleştirilir. Elde edilen yeni matris denklem (7.7)'de verilmiştir.

$$A = \begin{vmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 & -\left(k \left(\frac{R_r}{L_r}\right) \frac{L_m}{L_r}\right) \\ 0 & -\frac{3P^2}{8jL_m} i_{ds} & 0 & 0 \\ 0 & k_p \frac{3P^2}{8jL_m} i_{ds} & -k_i & 0 \end{vmatrix} \quad (7.7)$$

Karakteristik denklemin elde edilmesi için $(\lambda I - A)$ ifadesinin determinantının elde edilmesi gerekir. $(\lambda I - A)$ ifadesi denklem (7.8)'de verilmiştir. Bu ifadenin determinantını hesaplamak için Symbolic Math toolbox kullanılırsa karakteristik denklem, denklem (7.9)'da verildiği gibi elde edilir.

$$(\lambda I - A) = \begin{vmatrix} \lambda + \frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda + \frac{R_r}{L_r} & 0 & \left(k \left(\frac{R_r}{L_r}\right) \frac{L_m}{L_r}\right) \\ 0 & \frac{3P^2}{8jL_m} i_{ds} & \lambda & 0 \\ 0 & -k_p \frac{3P^2}{8jL_m} i_{ds} & k_i & \lambda \end{vmatrix} \quad (7.8)$$

$$(\lambda + 11.5385)(\lambda^3 + 11.5385\lambda^2 + 3915.8k_p k_{i_{ds}} + 3915.8k_i k_{i_{ds}}) \quad (7.9)$$

Denklem (7.9)'da görülen $(\lambda + 11.5385)$ 'den dolayı sisteme ait köklerden birinin -11.5385 'de olacağı görülmektedir. Bu kökün kararlı olduğu ve sistemin sonucunu etkilemeyeceği bilindiğinden denklem (7.9) ile uğraşmak yerine daha sade olan ve aşağıda verilen denklem (7.10) 'dan faydalanarak Hopf çatallaşması analizi yapılmıştır.

$$(\lambda^3 + 11.5385\lambda^2 + 3915.8k_p i_{ds} k + 3915.8k_i i_{ds} k) \quad (7.10)$$

k , k_p , k_i ve i_{ds} pozitif değerler aldığında karakteristik denklemin tüm katsayıların pozitif olduğu denklem (7.10)'dan görülmektedir. Dolayısıyla denklem (7.10)'da verilen sisteme Routh-Hurwitz kararlılık kriteri uygulanabilir.

Sisteme ait Routh-Hurwitz kararlılık kriteri denklem (7.11)'de verildiği gibi uygulanmıştır.

$$\begin{array}{c|cc} 3 & k_3 & k_1 \\ 2 & k_2 & k_0 \\ 1 & a & \end{array} \quad (7.11)$$

k katsayılı parametreler karakteristik denklemdeki λ 'ların katsayılarıdır.

$$k_3 = 1$$

$$k_2 = 11.5385$$

$$k_1 = 3915.8k_p k_{i_{ds}}$$

$$k_0 = 3915.8k_i k_{i_{ds}}$$

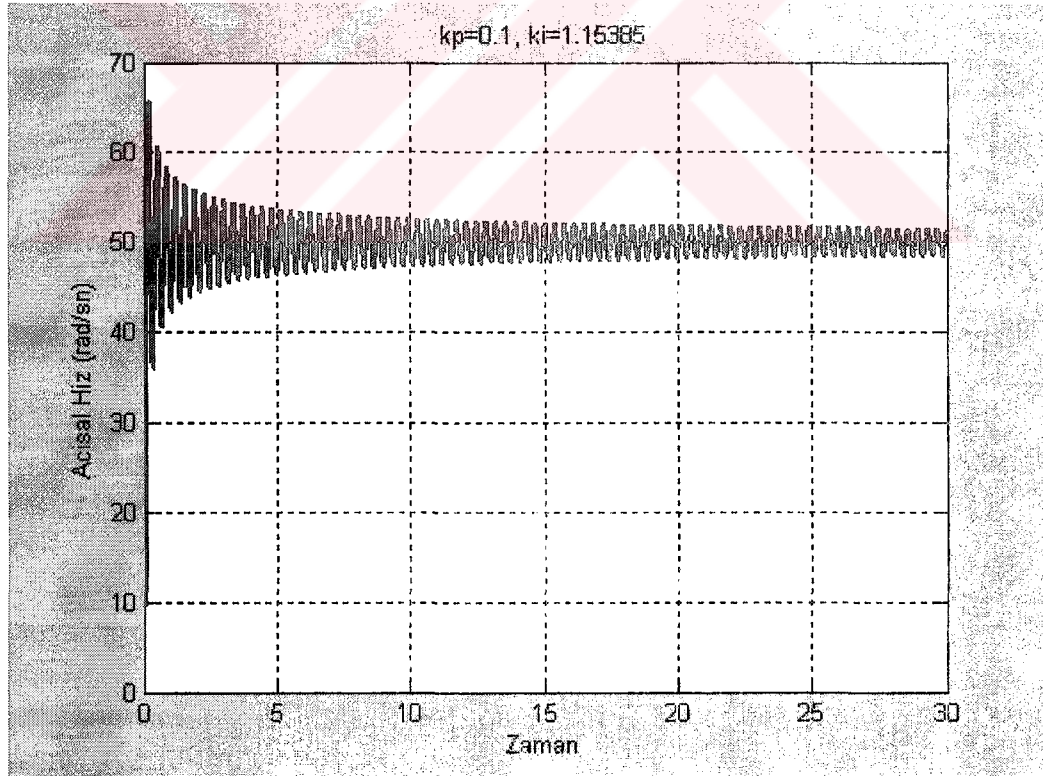
Sistemde Hopf çatallaşmasını oluşabilmesi için denklem (7.11)'de verilen Routh-hurwitz kararlılık kriterinde $a = 0$ olmalıdır. Bu ifade denklem (7.12)'de verilmiştir.

$$a = \frac{k_2 k_1 - k_3 k_0}{k_2} = 339.3682 i_{ds} k (11.5385 k_p - k_i) = 0 \quad (7.12)$$

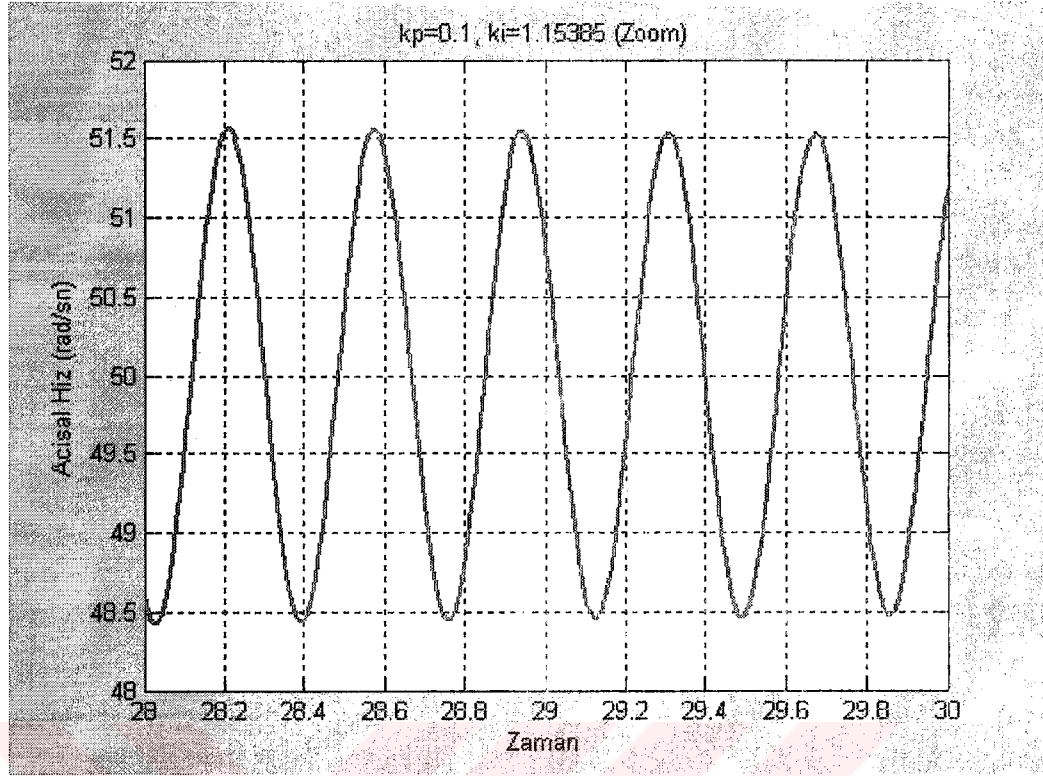
Sistemin Hopf çatallaşması yapması için a 'yı sıfır yapacak değerler aranmalıdır. Örneğin $k_i = 11.5385 k_p$ olduğu durumda $a = 0$ olacaktır ve teorik sonuçlara göre bu değerde sistemin Hopf çatallaşmasına girmesi ve salınım yapması teorik beklenir. Fakat denklem

(7.12)'ye dikkat edilirse k değerinin sıfır olduğu durum (böyle bir durum fiziksel olarak mümkün değildir) hariç hiçbir k değerinde Hopf çatallaşması görülmemektedir. Yani k değerinin, sistemin Hopf çatallaşması göstermesinde etkisi yoktur. Sistemin Hopf çatallaşmasına başladığı nokta yalnızca $11.5385k_p = k_i$ durumudur. Örneğin $k_p = 0.1$ seçilirse $k_i = 1.15385$ değerinde Hopf çatallaşmasının gözlenmesi beklenir. Teorik olarak elde edilen bu sonuçların doğruluğu benzetimler yardımıyla desteklenmiştir. Şekil 7.2'de $k_p = 0.1$, $k_i = 1.15385$ ve $\omega_{ref} = 50$ alınarak sistemin durum değişkenlerinden birinin (açısal hız) zamana göre değişimi verilmiştir. Şekil 7.3'de ise aynı grafiğin büyütülmüş hali gösterilmiştir.

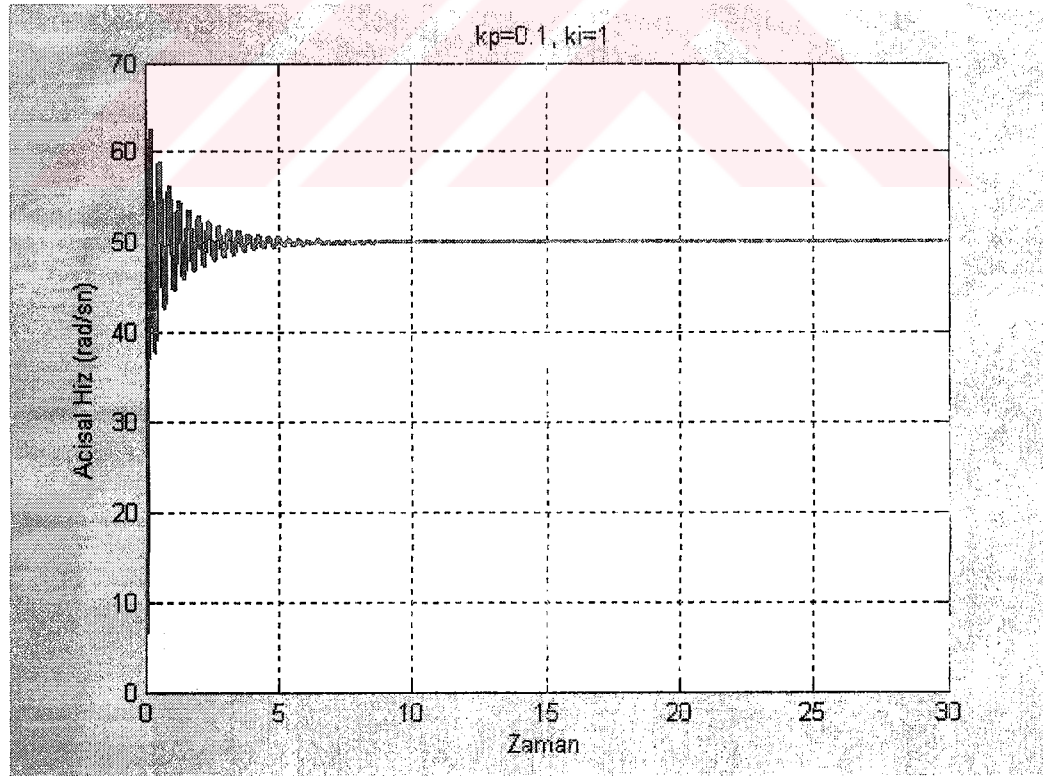
Diğer parametreler aynı kalıp $k_i = 1$ gibi bir değer aldığında ise şekil 7.4 elde edilir. Dikkat edilirse $k_i \geq 11.5385k_p$ eşitliğinin sağlanmadığı durumda Hopf çatallaşması görülmemektedir, dolayısıyla sistem salınım yapmamaktadır. Diğer parametreler aynı kalıp $k_i = 1.6$ gibi bir değer alındığında ise $k_i \geq 11.5385k_p$ eşitliği sağlandığından salınım devam etmektedir. Şekil 7.5'de bu durum gösterilmiştir. Şekil 7.6'da ise aynı grafiğin büyütülmüş hali gösterilmiştir.



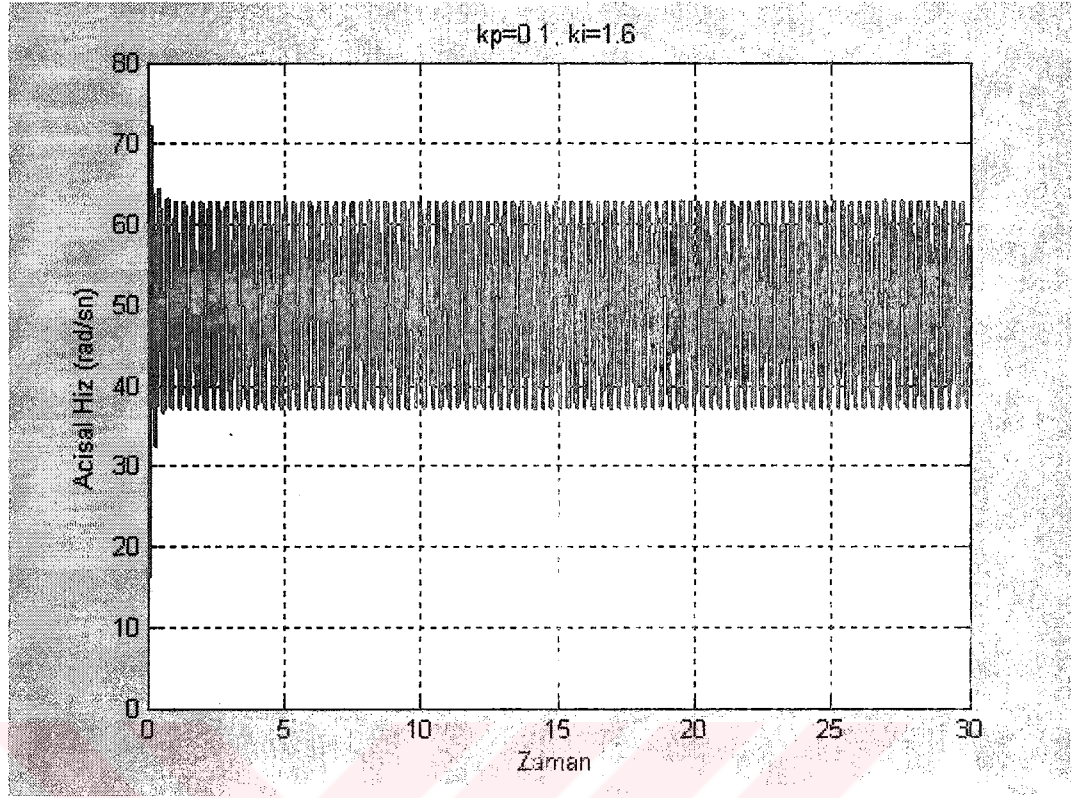
Şekil 7.2 $k_p = 0.1$, $k_i = 1.15385$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım var)



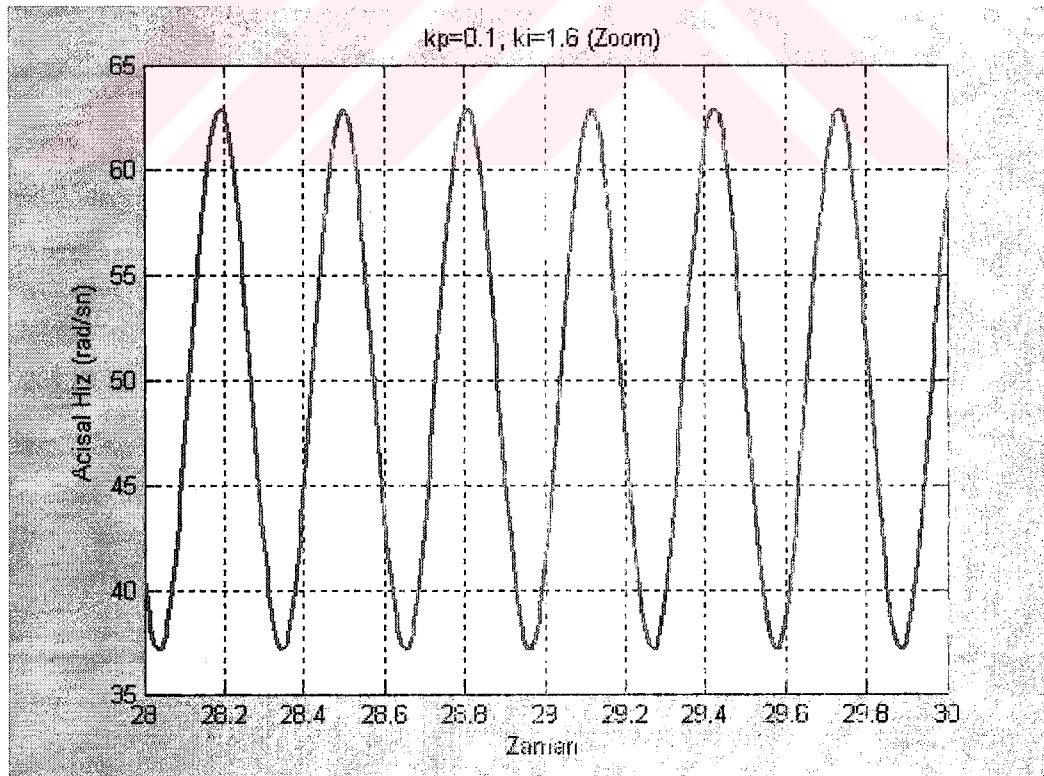
Şekil 7.3 $k_p = 0.1, k_i = 1.15385$ için açısal hızın zamana göre değişiminin büyütülmüş hali



Şekil 7.4 $k_p = 0.1, k_i = 1$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım yok)



Şekil 7.5 $k_p = 0.1$, $k_i = 1.6$ için açılal hızın zamana göre değışimi (salınım var)



Şekil 7.6 $k_p = 0.1$, $k_i = 1.6$ için açılal hızın zamana göre değışiminin büyütölmüş hali

7.1.2.2 Yüklü Durumdaki IFOC Asenkron Motor Sürücüsünde Hopf Çatallaşması Analizi

Yüksüz durumda Routh-Hurwitz kararlılık kriterinin uygulanabilmesi için denklem (7.9) veya (7.10) gibi basit karakteristik denklemler elde edilmişti. Benzer ifadeleri yüklü durumda elde etmek çok zordur. Sistemin Jakobiyan matrisi aynı olmasına rağmen, yüklü durumda sistemin denge noktaları değişecektir. Elde edilen denge noktaları Symbolic Math Toolbox kullanılarına rağmen çok karmaşık olarak elde edilmektedir. Daha sonra bu denge noktaları kullanılarak yapılan Hopf analizinin gerçekleştirilmesinde bir çok sorun meydana gelmektedir. Yüklü durumda bu karmaşıklıklardan ötürü denklem (7.9) veya (7.10) gibi ifadeler elde edilememiştir. Bunun yerine parametrelerden biri hariç hepsine sabit bir değer verilerek, değer verilmeyen parametrenin hangi değerlerinde Hopf çatallaşmasının oluşacağı bulunmuştur.

Yüklü durumdaki IFOC asenkron motor sürücüsünde, k , k_p , k_i , i_{ds} , ω_{ref} ve T_1 değerlerinden beş tanesinin değeri sabit alınarak kalan parametrenin hangi değerlerinde sistemin Hopf çatallaşması göstereceği bulunabilir.

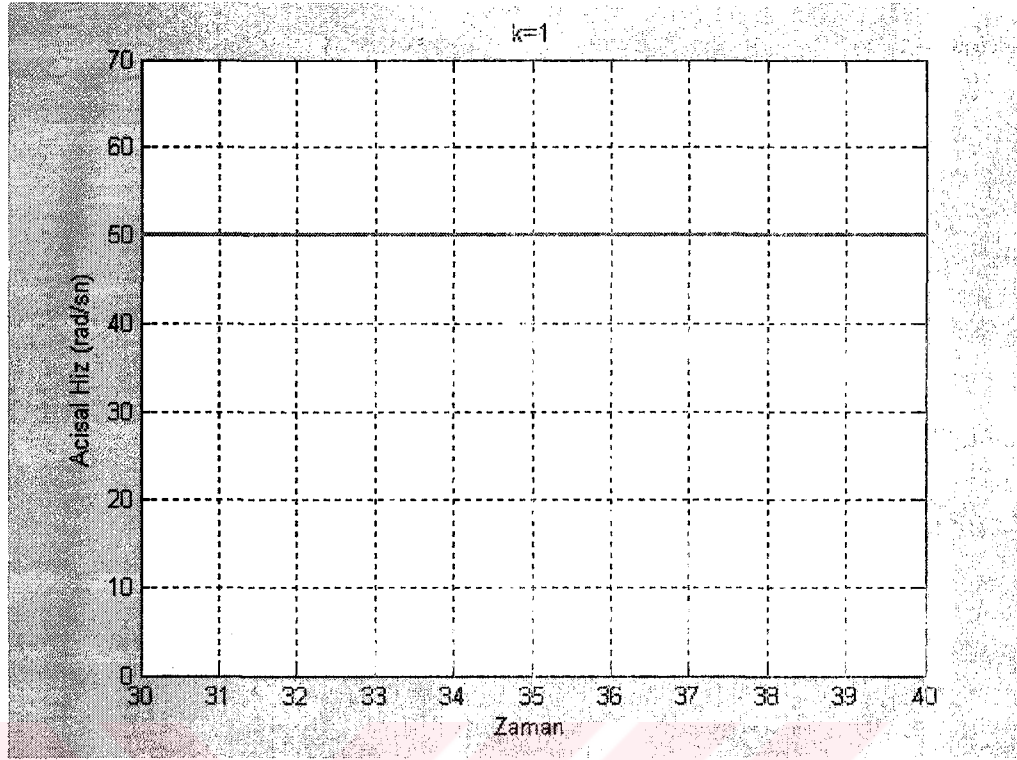
Bir örnek aşağıda yapılmıştır. Bu örnekte $k_p = 0.1$, $k_i = 1$, $i_{ds} = 3$, $\omega_{ref} = 50$ ve $T_1 = 2$ alınmıştır ve hangi k değerlerinde sistemin Hopf çatallaşmasına gireceği gösterilmiştir.

Yüklü duruma ait Jakobiyan matrisi denklem (7.13)'de verilmiştir. Denklem (7.13), denklem (7.6) ile aynıdır. Tek farkı eq üslü denge noktalarının değerleri farklıdır. Sistemin karakteristik denkleminin elde edileceği $(\lambda I - A)$ matrisi denklem 7.14'de verilmiştir.

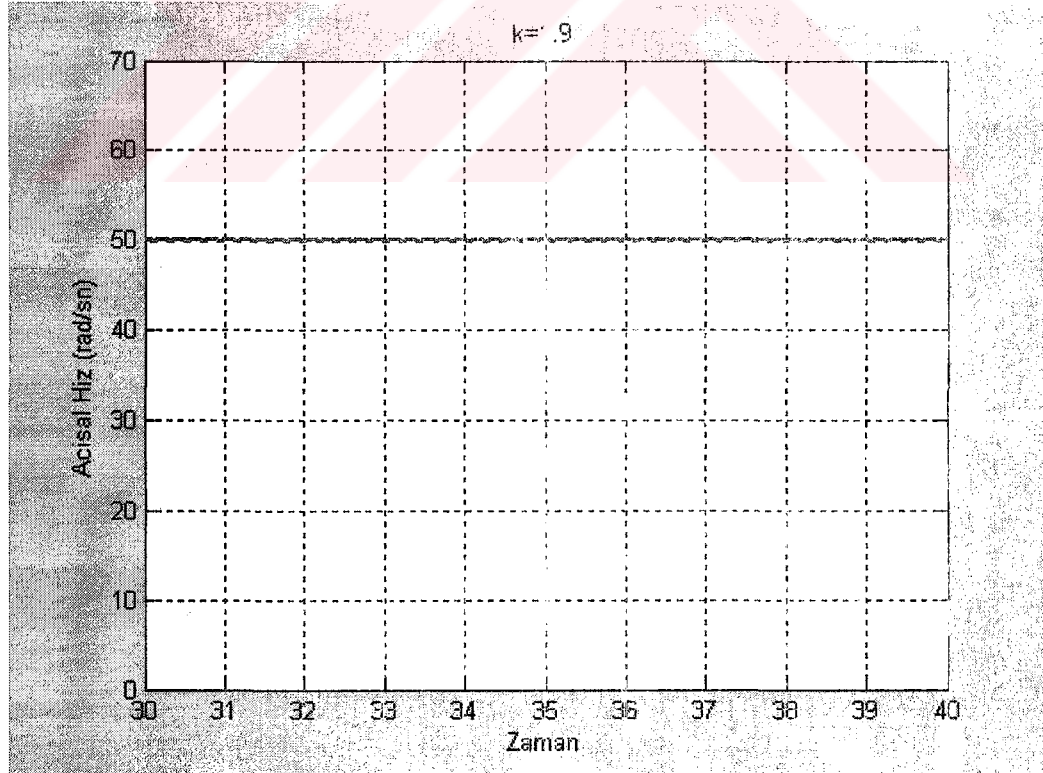
$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & k\left(\frac{R_r}{L_r}\right)\frac{i_{qs}^{eq}}{i_{ds}} & 0 & \left(k\left(\frac{R_r}{L_r}\right)\frac{i_{qr}^{eq}}{i_{ds}} + 2k\left(\frac{R_r}{L_r}\right)\frac{i_{qs}^{eq}L_m}{L_r i_{ds}}\right) \\ -k\left(\frac{R_r}{L_r}\right)\frac{i_{qs}^{eq}}{i_{ds}} & -\frac{R_r}{L_r} & 0 & -\left(k\left(\frac{R_r}{L_r}\right)\frac{i_{dr}^{eq}}{i_{ds}} + k\left(\frac{R_r}{L_r}\right)\frac{m}{L_r}\right) \\ \frac{3P^2}{8jm}i_{qs}^{eq} & -\frac{3P^2}{8jm}i_{ds} & 0 & \frac{3P^2}{8jm}i_{dr}^{eq} \\ -k_p\frac{3P^2}{8jm}i_{qs}^{eq} & k_p\frac{3P^2}{8jm}i_{ds} & -k_i & -k_p\frac{3P^2}{8jm}i_{di}^{eq} \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

$$(\lambda I - A) = \begin{vmatrix} \lambda + \frac{R_r}{L_r} & -k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qs}^{eq}}{i_{ds}} & 0 & - \left(k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qr}^{eq}}{i_{ds}} + 2k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qs}^{eq} L_m}{L_r i_{ds}} \right) \\ k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{qs}^{eq}}{i_{ds}} & \lambda + \frac{R_r}{L_r} & 0 & \left(k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{i_{dr}^{eq}}{i_{ds}} + k \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \frac{L_m}{L_r} \right) \\ -\frac{3P^2}{8jL_m} i_{qs}^{eq} & \frac{3P^2}{8jL_m} i_{ds} & \lambda & -\frac{3P^2}{8jL_m} i_{dr}^{eq} \\ k_p \frac{3P^2}{8jL_m} i_{qs}^{eq} & -k_p \frac{3P^2}{8jL_m} i_{ds} & k_i & \lambda + k_p \frac{3P^2}{8jL_m} i_{dr}^{eq} \end{vmatrix} \quad (7.14)$$

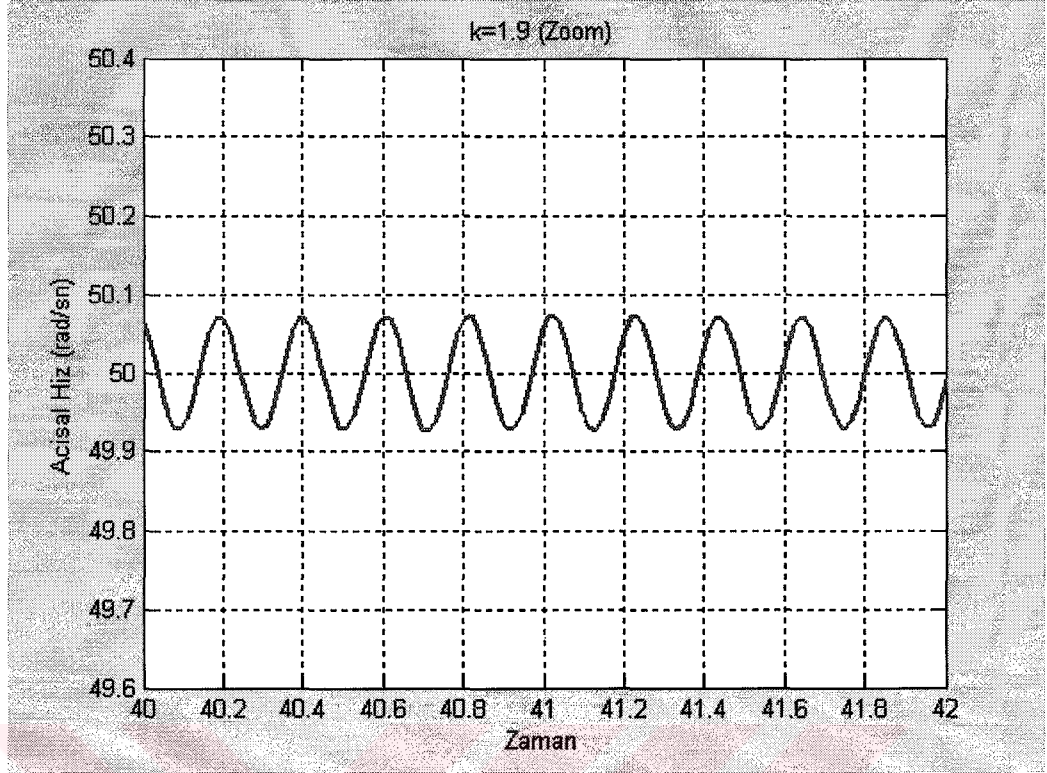
Denklem (7.14)'den görüldüğü üzere basit bir karakteristik denklem çıkmayacağı açıktır. Denklem (7.14)'de $k_p = 0.1$, $k_i = 1$, $i_{ds} = 3$, $\omega_{ref} = 50$ ve $T_i = 2$ değerleri ve denge noktaları yerine koyularak k 'nın hangi değerinde sistemin Hopf çatallaşmasına gireceği hesaplanmıştır. Hesaplamalara göre sistem $k = 1.9$ civarında Hopf çatallaşmasına girmiştir. Şekil 7.7'de $k = 1$ durumu için durum değişkenlerinden birinin (açısal hız) zamana göre değişimi çizdirilmiştir. Bu durumun fiziksel anlamı tahmin edilen rotor direnci ile gerçek rotor direncinin aynı olduğudur. Gerçekte ise şekil 7.7'ye bakıldığında sürücüye ait durum değişkeninin sürekli durumu, herhangi bir salınım yapmaktadır. Hopf çatallaşmasının görüldüğü değer olan $k = 1.9$ ve daha büyük değerlerde ise sistemin salınım yapması beklenir. Şekil 7.8'de $k = 1.9$ durumu için durum değişkenlerinden birinin (açısal hız) zamana göre değişimi çizdirilmiştir. Şekil 7.8 incelendiğinde salınım görülmektedir. Şekil 7.9 ise şekil 7.8'in büyütülmüş halidir.



Şekil 7.7 $k = 1$, $k_p = 0.1$, $k_i = 1$, $i_{ds} = 3$, $\omega_{ref} = 50$ ve $T_l = 2$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım yok)



Şekil 7.8 $k = 1.9$, $k_p = 0.1$, $k_i = 1$, $i_{ds} = 3$, $\omega_{ref} = 50$ ve $T_l = 2$ için açısal hızın zamana göre değişimi (salınım var)



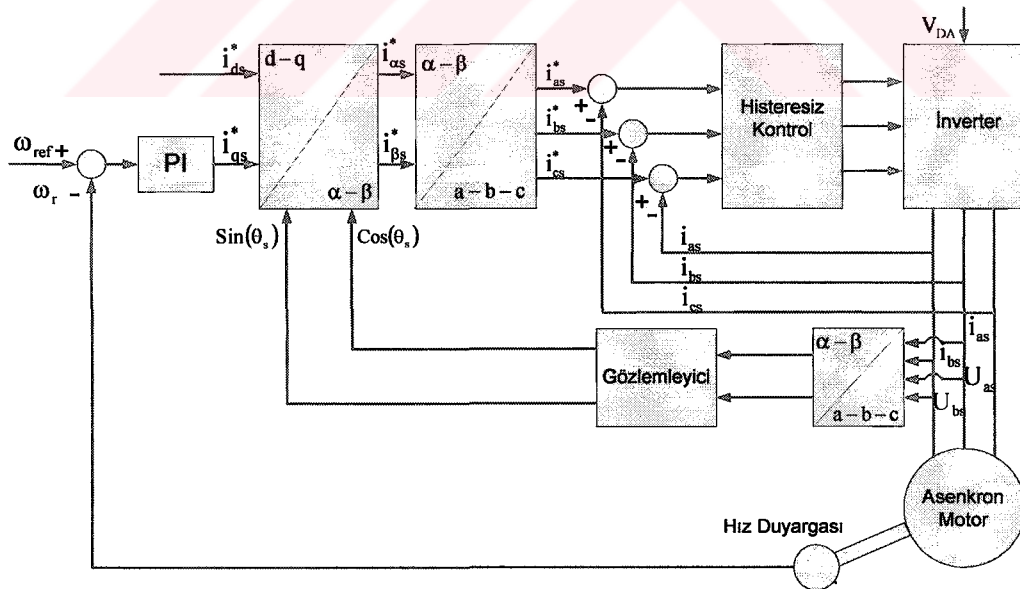
Şekil 7.9 $k = 1.9$, $k_p = 0.1$, $k_i = 1$, $i_{ds} = 3$, $\omega_{ref} = 50$ ve $T_l = 2$ için açısal hızın zamana göre değişiminin büyütülmüş hali

Sonuç olarak IFOC asenkron motor sürücüsün; rotor zaman sabitinin doğru tahmin edilememesi durumunda veya bazı PI parametrelerinde Hopf çatallaşması gösterdiği gösterilmiştir. IFOC asenkron motor sürücüsünün Hopf çatallaşması veya kaotik davranması istenmediğinden kontrol gereklidir.

Bölüm 4.2.1’de anlatılan çalışma koşulları ile kaos kontrol bu sürücü için uygundur. Bu yöntemde kaotik davranışın yok edilebileceğinden veya parametre uzayının zararsız bir yüzeyine kaydırılacağından bahsedilmiştir. Bu bölümde yapılan analizlerde Hopf çatallaşması gösterilmiştir. Ve Hopf çatallaşmasının yok edilmesi için parametrelerin nasıl seçileceği yine bu bölümde açıklanmıştır. Dolayısıyla bu bölümde hem Hopf çatallaşması yapılmıştır hem de Hopf çatallaşmasına izin vermeyecek şekilde parametreler seçilerek kontrol sağlanmıştır.

8. DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜNDE KAOS ANALİZİ VE KONTROLÜ

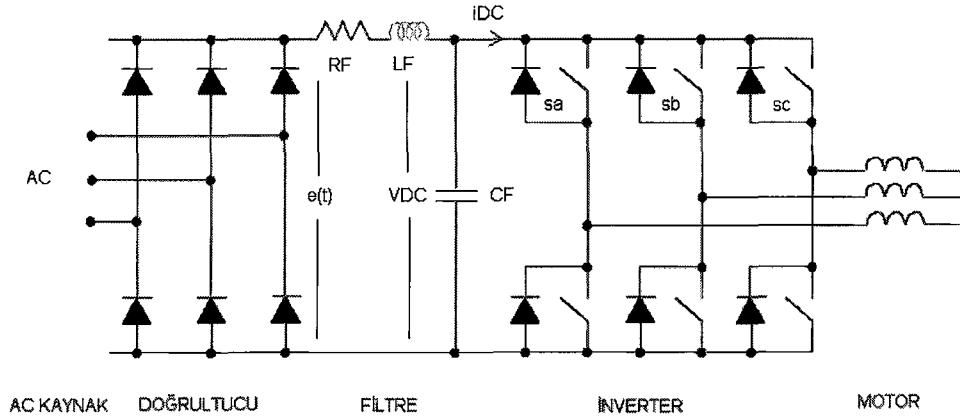
Bu çalışmada, DFOC asenkron motor sürücüsünde kaos analizi ve kaos kontrolü yapılmıştır. DFOC sürücüsü yüksek performanslı asenkron motor sürücülerinde yaygın biçimde kullanılır. IFOC'ta rotor akısının konumunun elde edilmesi için, ölçülen rotor akısının konumu ile motor parametrelerinden hesaplanan kaymanın konumu toplanacağından daha önceki bölümlerde değinilmişti. DFOC sürücüler için ise rotor akısının konumunun elde edilmesi için statora ait akılar yeterlidir. Bu akılar doğrudan ölçülerek (Hall duyargaları, sezici bobinler, vs) elde edilebileceği gibi motorun ölçülebilen uç büyüklüklerinden de (akım, gerilim, vs.) tahmin edilebilir. Ölçülen bu büyüklükler bir gözlemleyiciye verilir ve gözlemleyicinin çıkışında vektör kontrol için gerekli olan rotor alan akısının konumu elde edilir. DFOC'ta kullanılan farklı tipte gözlemleyiciler mevcuttur [18]. Bu gözlemleyicilerin bir kısmı giriş olarak yalnızca motorun ölçülen uç akımlarını kullanırlar, bir kısmı sadece Hall duyargalarını giriş olarak kullanırlar, bir kısmı uç akımlarını ve uç gerilimlerini giriş olarak kullanırlar, bir kısmı uç akımlarını ve tahmin edilmiş uç gerilimlerini giriş olarak kullanırlar. Farklı giriş kombinasyonları kullanan gözlemleyicilerde bulunmaktadır. Şekil 8.1'de doğrudan vektör kontrollü asenkron motor sürücüsünün blok şeması verilmiştir.



Şekil 8.1 Doğrudan vektör kontrollü asenkron motor sürücüsünün blok şeması

DFOC sistemine ait kaos analiz gerçekleştirmek için sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duyulur. Fakat bu tip karmaşık sistemleri modellemek oldukça zordur. Bu zorluğu

göstermek için basit bir DFOC sürücünün matematiksel modeli bu bölümde çıkarılmıştır. Modeli elde edilmek istenen temel bir elektriksel sürücü sistemi şekil 8.2’de gösterilmiştir.



Şekil 8.2 Basit bir elektriksel sürücü sistemi

8.1 Vektör Kontrollü Sürücünün Dinamikleri

8.1.1 Asenkron Motora Ait Dinamikler

Asenkron motorun dinamik denklemleri üç faz için denklem (8.1)’de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 V_{as} &= R_s i_{as} + \frac{d\psi_{as}}{dt} \\
 V_{bs} &= R_s i_{bs} + \frac{d\psi_{bs}}{dt} \\
 V_{cs} &= R_s i_{cs} + \frac{d\psi_{cs}}{dt} \\
 V_{ar} &= R_r i_{ar} + \frac{d\psi_{ar}}{dt} \\
 V_{br} &= R_r i_{br} + \frac{d\psi_{br}}{dt} \\
 V_{cr} &= R_r i_{cr} + \frac{d\psi_{cr}}{dt} \\
 T_e - T_l &= j \frac{d\omega_r}{dt} + b\omega_r
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} statora ait gerilimleri, V_{ar}, V_{br}, V_{cr} rotora ait gerilimleri, i_{as}, i_{bs}, i_{cs} statora ait akımları, i_{ar}, i_{br}, i_{cr} rotora ait akımları, $\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$ statora ait akıları, $\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}$ rotora ait akıları, R_s stator direncini, R_r rotor direncini, T_e elektromanyetik momenti, T_l yük momentini, J rotor eylemsizlik momentini, b sürtünme katsayısını, ω_r rotor açısal hızını göstermektedir.

Denklem (8.1)'de verilen asenkron motorun dinamik denklemlerine bakıldığında, asenkron motorun yedinci dereceden bir sistem olduğu görülmektedir. Asenkron motorda zamanla değişen bileşenlerden kurtulmak ve sistemin derecesini azaltmak için Park dönüşümü kullanılır. Park dönüşümü kullanıldıktan sonra asenkron motora ait dinamikler denklem (8.2)'deki gibi ifade edilebilir [64].

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \\
 V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_k \psi_{qr} \\
 V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \omega_k \psi_{dr} \\
 T_e - T_l &= J \frac{d\omega_r}{dt} + b\omega_r
 \end{aligned} \tag{8.2}$$

V_{ds} statorun d eksenine ait gerilimi, V_{qs} statorun q eksenine ait gerilimi, V_{dr} rotorun d eksenine ait gerilimi, V_{qr} rotorun q eksenine ait gerilimi, i_{ds} statorun d eksenine ait akımı, i_{qs} statorun q eksenine ait akımı, i_{dr} rotorun d eksenine ait akımı, i_{qr} rotorun q eksenine ait akımı, ψ_{ds} statorun d eksenine ait akıyı, ψ_{qs} statorun q eksenine ait akıyı, ψ_{dr} rotorun d eksenine ait akıyı, ψ_{qr} rotorun q eksenine ait akıyı, ω_k kayma açısal hızını göstermektedir. Denklem (8.2)'den görüldüğü gibi asenkron motor beşinci dereceden denklemlerle ifade edilmiştir. Elde edilen denklemler daha sadedir.

8.1.2 PWM İnvertere Ait Dinamikler

Şekil 8.2’de gösterilen elektriksel sürücü sisteminde inverter bulunmaktadır. İnverterin, gerilim kontrollü ve kayıpsız olduğu kabul edilirse; inverterin çıkışı, denklem (8.3)’de verildiği gibi elde edilir [2].

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} V_{DC} \quad (8.3)$$

V_{DC} , inverterin girişi olan DA gerilimdir. Aynı zamanda bu gerilim doğrultulmuş AA gerilim kaynağının filtreden geçirilmiş halidir. s_a , s_b ve s_c fonksiyonları, inverterin karakteristiklerini göstermektedir. Genelde bu fonksiyonlar dengeli ve $T = 2\pi/\omega_e$ periyodu ile periyodiktirler. T , inverterin besleme frekansdır

İnvertere ait verilen fonksiyonların Fourier açılımı ve yapılan bu açılımın park dönüşümü ile iki faza eşdeğeri denklem (8.4), denklem (8.5) ve denklem (8.6)’da verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} = \sum_{n=1}^{\infty} K_n \begin{bmatrix} \cos(n\omega_e t + v_n) \\ \cos(n\omega_e t - \frac{1}{3}T + v_n) \\ \cos(n\omega_e t - \frac{2}{3}T + v_n) \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

$$\begin{bmatrix} s_{ds} \\ s_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds}(t) \\ V_{qs}(t) \\ V_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ds}(t) \\ s_{qs}(t) \\ 0 \end{bmatrix} V_{DC} = \frac{\sqrt{3}}{2} K_1 \begin{bmatrix} \cos v_1 \\ \sin v_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{n=2}^{\infty} K_n \begin{bmatrix} \cos(n\omega_e t + v_n) \\ \sin(n\omega_e t + v_n) \\ 0 \end{bmatrix} V_{DC} \quad (8.6)$$

A , Park dönüşüm matrisidir [64].

s_{ds} ve s_{qs} , T periyotlu periyodik fonksiyonlardır: $s_{ds}(t) = s_{ds}(t + T)$, $s_{qs}(t) = s_{qs}(t + T)$.

8.1.3 Filtreye Ait Dinamikler

Doğrultucu ile inverter arasında genellikle filtre kullanılır. Bu filtrenin etkisi de sistem dinamiğine dahil edilirse denklem (8.7) ve denklem (8.8) elde edilir.

$$\frac{di_R(t)}{dt} = -\frac{1}{L_f} \{R_F i_R(t) + V_{DC}(t) - e(t)\} \quad (8.7)$$

$$\frac{dV_{DC}(t)}{dt} = \frac{1}{C_F} \{i_R(t) - i_{DC}(t)\} \quad (8.8)$$

$e(t)$, doğrultucunun çıkış gerilimidir, L_f filtrenin indüktansdır, C_F filtrenin kapasitesidir

İnverterdeki enerji korunumundan faydalanılırsa, inverterin ve filtrenin dinamikleri denklem (8.9) ve denklem (8.10)'daki gibi elde edilir [2]:

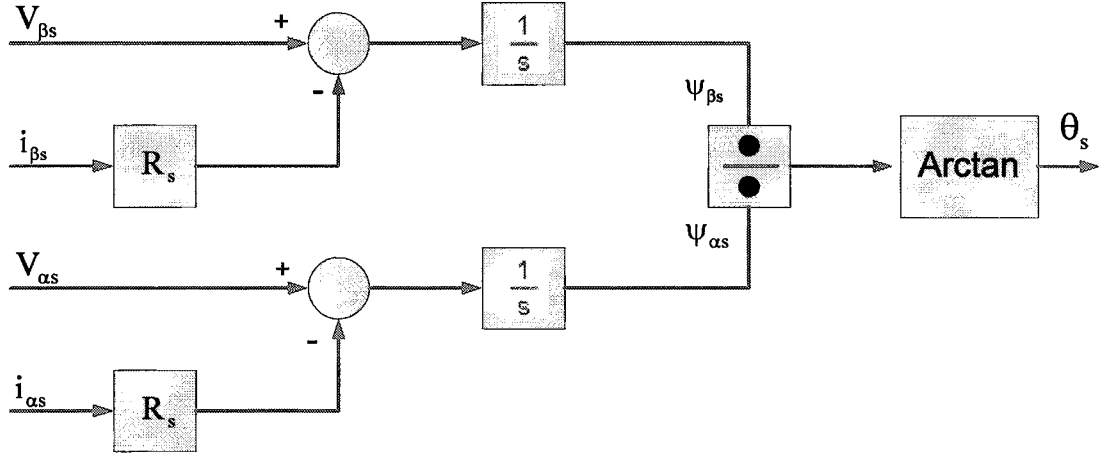
$$\frac{di_R(t)}{dt} = -\frac{1}{L_f} \{R_F i_R(t) + V_{DC}(t) - e(t)\} \quad (8.9)$$

$$\frac{dV_{DC}(t)}{dt} = \frac{1}{C_F} \{i_R(t) - i_{sd}(t)s_{sd}(t) + i_{sq}(t)s_{sq}(t)\} \quad (8.10)$$

8.1.4 Gözlemleyiciye (Gerilim Modeli) Ait Dinamikler

Şekil 8.1 incelendiğinde gözlemleyici görülmektedir. Bu gözlemleyicinin amacının, rotor alan akısının konumunun bulunması olduğu daha önceki bölümlerde belirtilmişti. DFOC sürücülerinde gözlemleyici olarak genelde gerilim modeli olarak bilinen gözlemleyici kullanılmaktadır. Denklem (8.11)'de gerilim modelinin dinamikleri verilmiştir. Gerilim modelinin blok şeması ise şekil 8.3'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha s} &= \int (V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \psi_{\beta s} &= \int (V_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \\ \theta_s &= \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \right) \end{aligned} \quad (8.11)$$



Şekil 8.3 Gerilim modelinin blok şeması

Şekil 8.3 ve denklem (8.11)'den görüldüğü gibi gerilim modelinin girişleri motor akım ve gerilimlerdir, çıkışı ise rotor alan akısının konumudur.

8.1.5 Sürücüye Ait Diğer Dinamikler

DFOC asenkron motor sürücüsünde yukarıda bahsedilmeyen bir çok dinamik daha vardır. Bunlardan bazıları;

- DFOC'da kullanılan diğer gözlemleyiciler (örneğin hız tahmin edici)
- DFOC'da kullanılan denetleyiciler (örneğin PI denetleyiciler)
- İnverterdeki anahtarların ideal olmayan davranışları
- Modelleme yapılırken yapılan ihmalller
- Sayısal işaret işlemcide kullanılan ayrıklaştırma yöntemleri
- vb.

Sürücüye ait tüm dinamikler kullanılarak DFOC'u modellemek oldukça zordur. Modellendiği takdirde çok yüksek dereceden bir model elde edilir. Yüksek dereceli bir sistemde kaos analizi yapmak zordur. Bu nedenle bu tezde DFOC'a ait kaos analizi yapılırken sistemin durum değişkenlerine ait zaman serileri incelenmiştir. Kaos analiz yöntemlerinden yörünge'nin izlenmesi yöntemi kullanılmıştır. Literatürdeki çalışmalara bakıldığında DFOC'a ait motor ve güç dönüştürücü kısımlarında kaotik bir olguya rastlanmamıştır [63-65]. Fakat yine aynı çalışmalar incelendiğinde gerilim modeli kullanan akı gözlemleyicide açıklanamayan davranışlar gözlenmiştir. Bu yüzden DFOC sürücüsünün kaotik analizine gerilim modelinden başlanmıştır.

8.2 DFOC Asenkron Motor Sürücüsündeki Kaos Analizi

DFOC sürücüsündeki diğer gözlemleyiciler ve diğer etkenlerin etkisi modele ilave edildiğinde, model nümerik metotlarla analiz edilemeyecek kadar karmaşık bir hal almaktadır. Bu durumda sistemin gerekirci bir modelini oluşturmak çok zordur. Bu çalışmada yapılan kaos analizi, gerekirci modeller kullanmadan yapılmıştır. Kaos analizi yapmak için sistemden elde edilen zaman serileri kullanılmıştır.

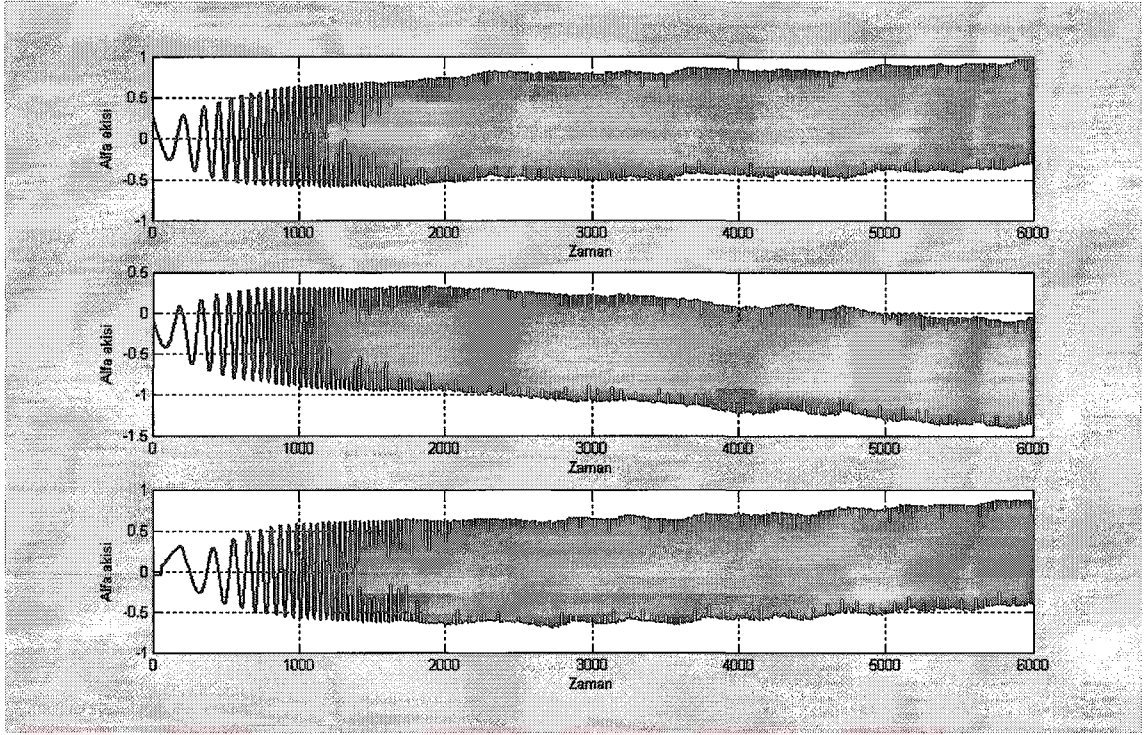
Gerilim modeline ait olan denklem (8.11)'e bakıldığında, açık integrasyon olduğu görülmektedir. Bu tip açık integrasyonların sayısal işaret işlemcilerle gerçekleştirilmesinde hataların meydana geldiği bilinmektedir [65]. Bu hataların nedenlerinden bazıları aşağıda verilmiştir:

- İntegrasyon metodu
- İntegrasyon adım büyüklüğü
- Akım ölçümündeki hatalar
- Gerilim tahminindeki hatalar
- İşlemcinin sınırlı sayıdaki bit uzunluğu
- Komutların çalışma süresi
- Motor sıcaklığının ve frekansının değişiminden dolayı motor parametrelerindeki değişimler.
- vb.

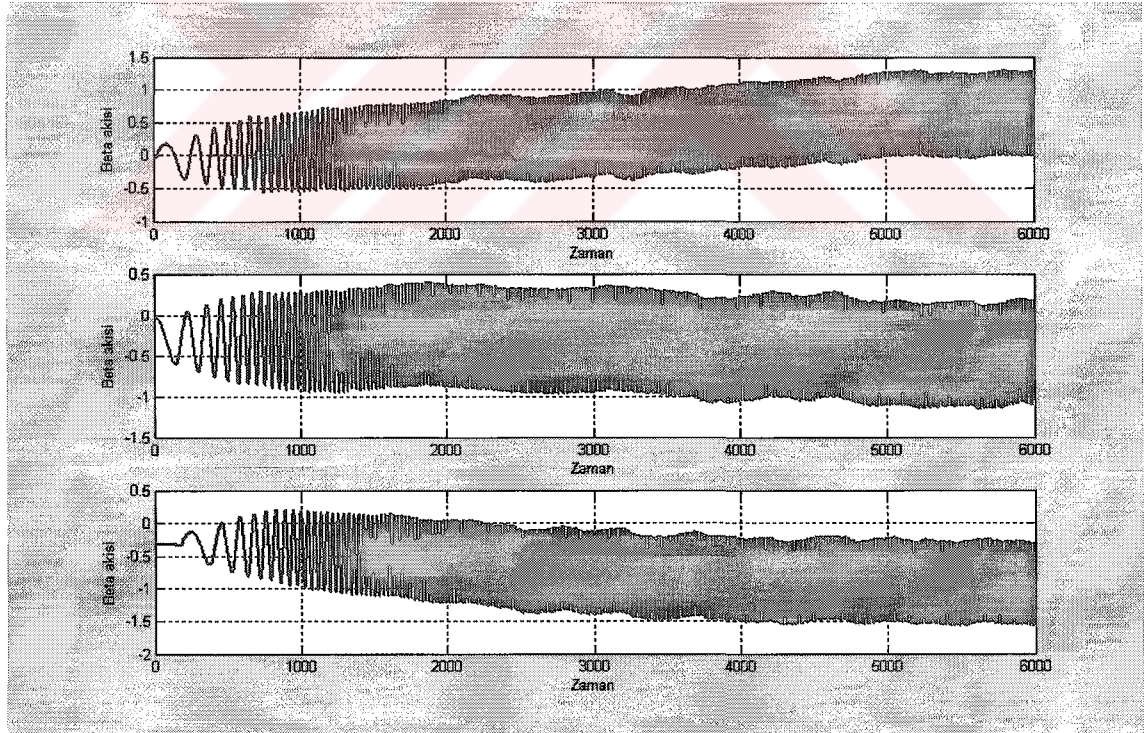
8.2.1 Gerilim Modelinin Kaos Analizi

Kullanılan deney düzeneğinin özellikleri ve blok şeması EK-2'de verilmiştir. Deney benzer koşullardan başlatıldığında, her sefer farklı akılar elde edilmiştir. Bu, gerilim modelinin başlangıç şartlarına bağımlı olduğunu göstermektedir. Eğer sistem başlangıç şartlarına karşı hassas ise bu sistem kaotiktir.

Yapılan deney sonuçlarına göre sistem aynı şartlarda başlatıldığında davranışı kestirilmez bir haldedir. Deney her başlatıldığında akılar farklı değerler almaktadır. Dolayısıyla gözlemleyicinin rotor akısının konumunu bulması imkansızdır. Deney aynı koşullarda defalarca başlatıldığında gözlemleyicinin tahmin ettiği α ve β eksenlerindeki akılar hiçbir durumda bir biriyle aynı olmaktadır. Şekil 8.4'de aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\psi_{\alpha s}$ akıları verilmiştir. Şekil 8.5'de ise $\psi_{\beta s}$ akıları verilmiştir. Şekil 8.4 ve şekil 8.5 incelendiğinde aynı koşullar olmasına rağmen akıların her seferinde farklı davranış sergilediği gözlenmiştir.



Şekil 8.4 Aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\Psi_{\alpha s}$ akıları

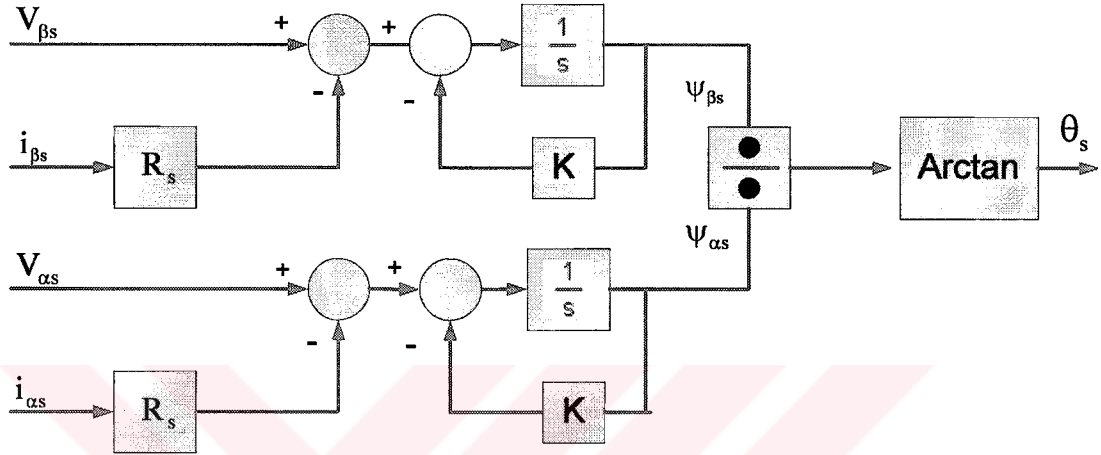


Şekil 8.5 Aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\Psi_{\beta s}$ akıları

8.3 Gerilim Modelinde Kaosun Kontrolü

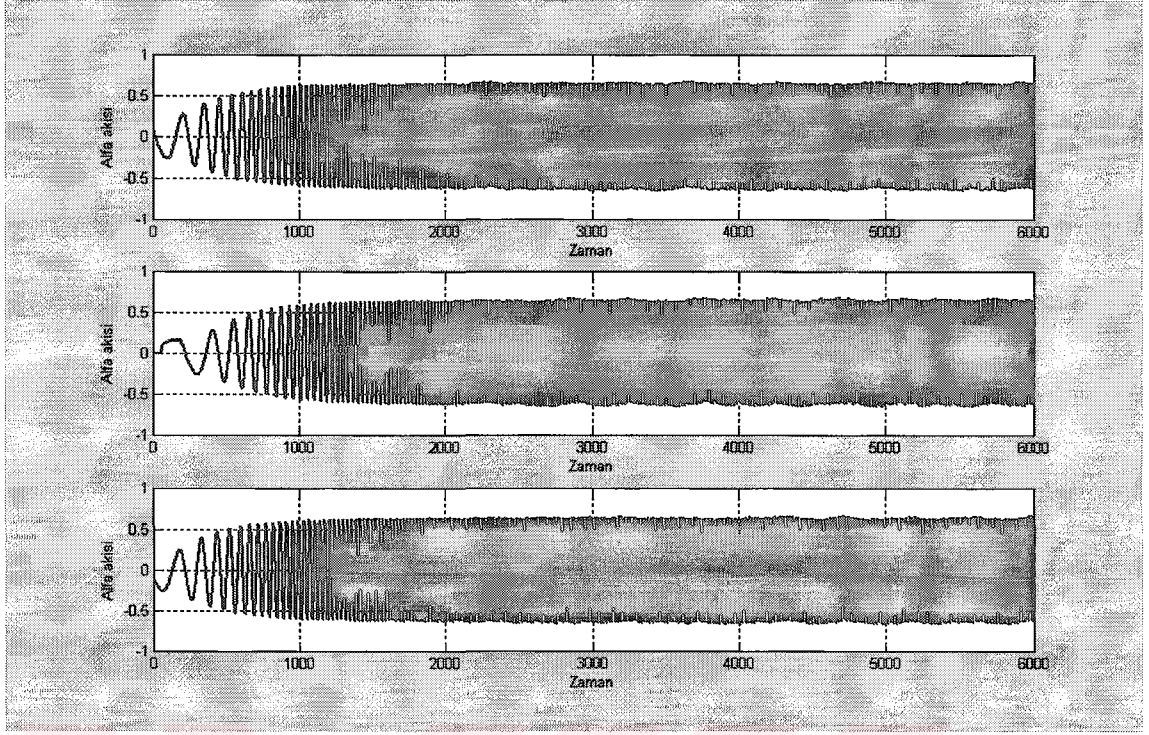
8.3.1 Gerilim Modelinin Pyragas Yöntemi ile Kontrolü

Bölüm 4’de anlatılan kaos kontrol yöntemlerinden Pyragas yöntemi, gerilim modeline uygulanmıştır. Pyragas kontrollü gerilim modelinin yapısı şekil 8.6’da verildiği gibidir.

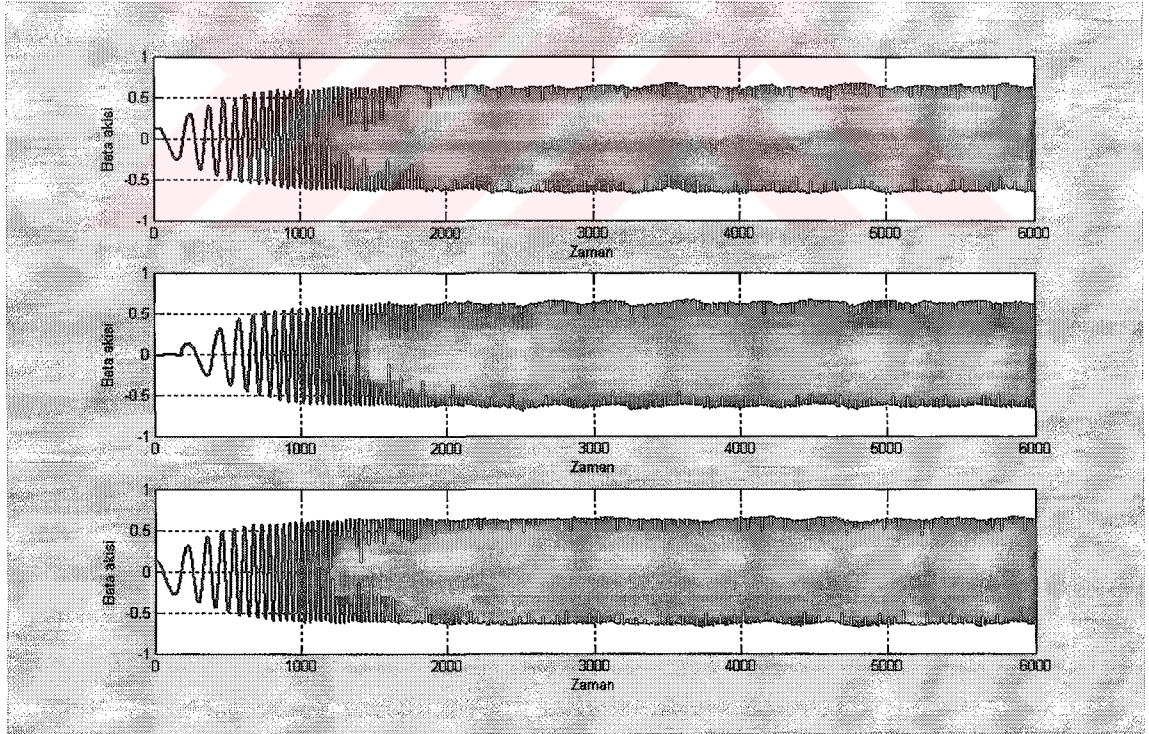


Şekil 8.6 Gerilim modelinin Pyragas yöntemi ile kontrolü

K değeri, Pyragas yöntemindeki gecikmedir. $K=10$ için gerilim modelinden elde edilen stator akısının α bileşeni için elde edilmiş deney sonuçları şekil 8.7’de gösterilmiştir. Stator akısının β bileşeni için elde edilmiş deney sonuçları şekil 8.8’de gösterilmiştir. Şekil 8.7 ve şekil 8.8 de gösterilen akılar, şekil 8.4 ve şekil 8.5’de verilen akılarla kıyaslandığında kontrollü sistemin başlangıç şartlarına bağımlı olmadığı ve kaosun kontrol edildiği anlaşılmaktadır.



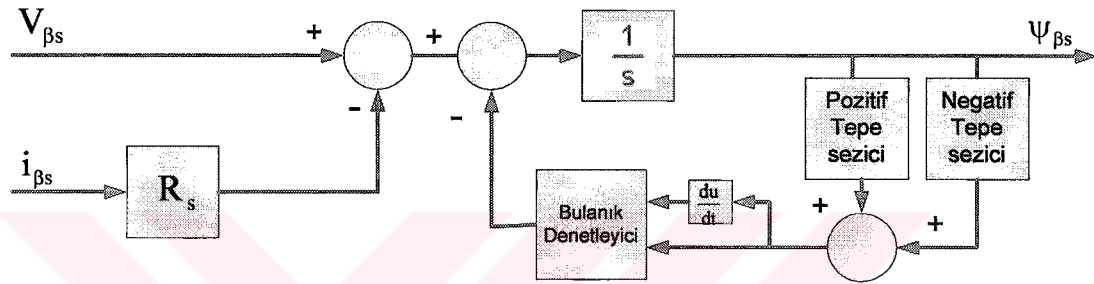
Şekil 8.7 Aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\psi_{\alpha s}$ akıları (Pyragas)



Şekil 8.8 Aynı başlangıç koşullarında elde edilen $\psi_{\beta s}$ akıları (Pyragas)

8.3.2 Gerilim Modelinin Bulanık Denetleyici ile Kontrolü

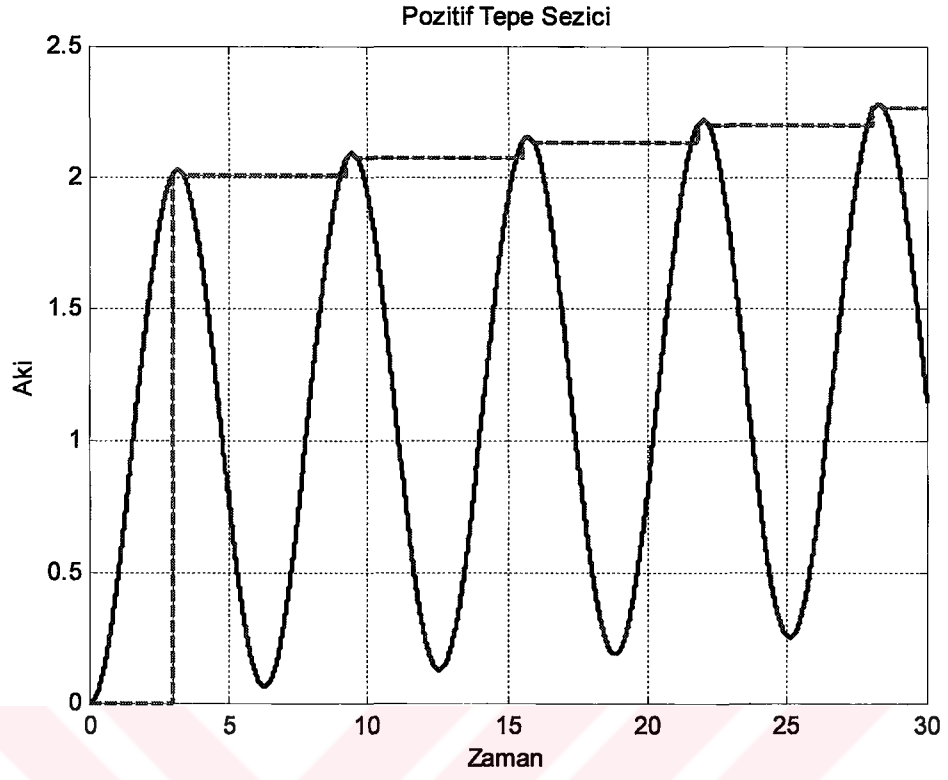
Gerilim modelindeki kaosu kontrol etmek tasarlanan bulanık denetleyicinin temel yapısı şekil 8.9’da gösterildiği gibidir. Şekil 8.9’da yalnızca akının bileşenlerinden biri için geliştirilen yöntem gösterilmiştir. Diğer akı içinde aynı yöntem uygulanır. Denetleyiciye hata bilgisinin girilmesi için bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemle göre akının pozitif ve negatif tepe değerleri elde edilmiştir. Negatif ve pozitif tepe değerinin toplamının sıfır olması beklenir. Aksi takdirde akıda DA bileşen olduğu anlamına gelir ve bu DA bileşen hata olarak bulanık denetleyicinin girişine verilir.



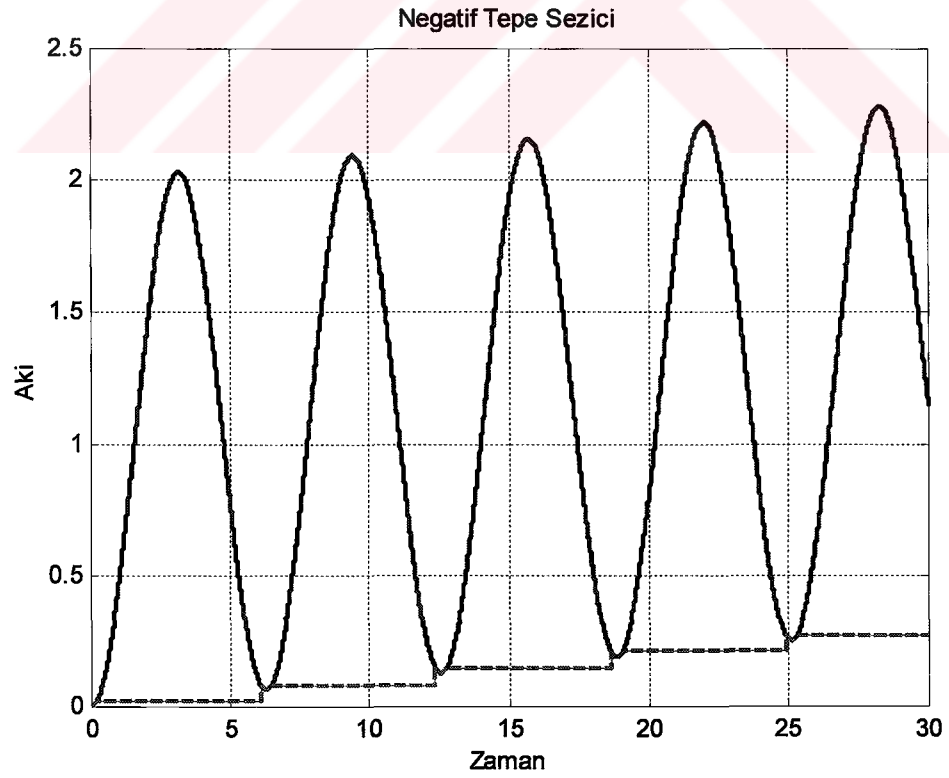
Şekil 8.9 Gerilim modelinin bulanık denetleyici ile kontrolü

Pozitif ve negatif tepe sezicinin çalışma prensibine göre, çıkışta elde edilen akıların ($\psi_{\beta s}, \psi_{\alpha s}$) birinci ve ikinci türevi alınmıştır. Birinci türevler alınarak pozitif ve negatif tepe değerler bulunmuştur. İkinci türevlere bakılarak pozitif tepe değeri ile negatif tepe değeri birbirinden ayrılmıştır. Yöntemin daha iyi anlaşılabilmesi için tepe sezicilerin akı üzerinde nasıl sonuç verdiği şekil 8.10 (pozitif tepe sezici) ve şekil 8.11’de (negatif tepe sezici) verilmiştir. Şekil 8.12’de ise akı üzerinde tepelerin ve hatanın nasıl elde edileceği gösterilmiştir.

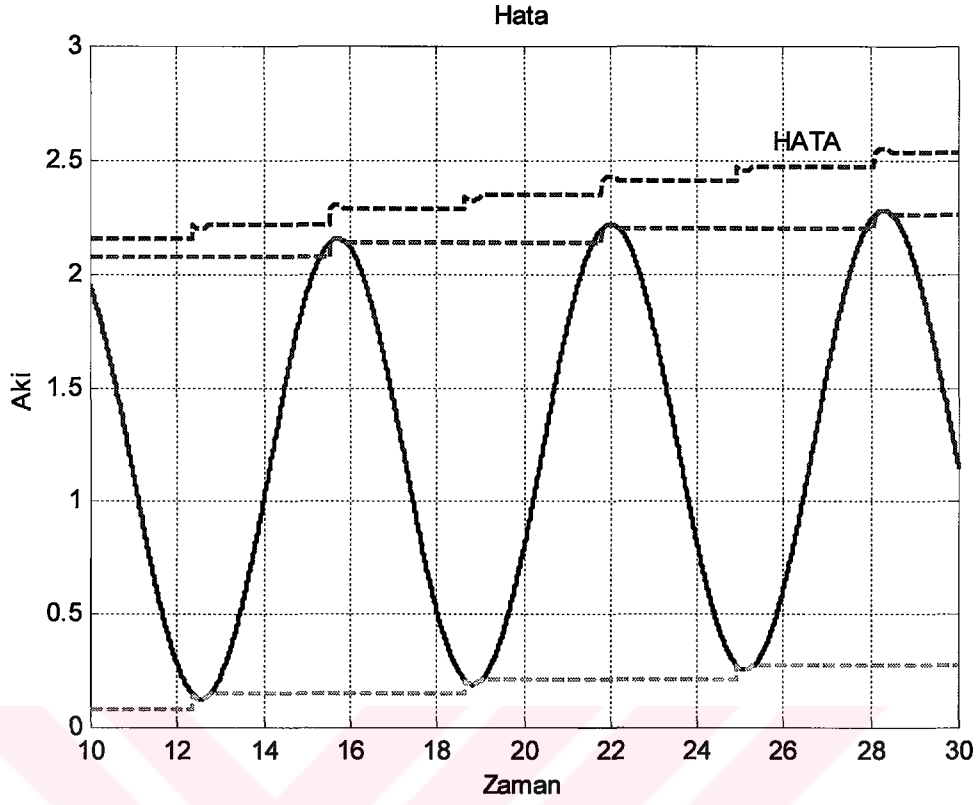
Hata değeri ve hata değerindeki değişim (hatanın türevi) bulanık denetleyiciye giriş olarak verilmiştir. Bulanık denetleyici tasarlanırken girişler ve çıkış için şekil 8.13’de verilen üyelik fonksiyonları tanımlanmıştır. Durulandırma işlemi için ağırlıklar merkezi yöntemi seçilmiştir. Bulanık denetleyicinin yapısı Mamdani tipindedir. Çıkarım mekanizması olarak max-min yöntemi kullanılmıştır. Sisteme ait kural tabanı EK-3’de verilmiştir.



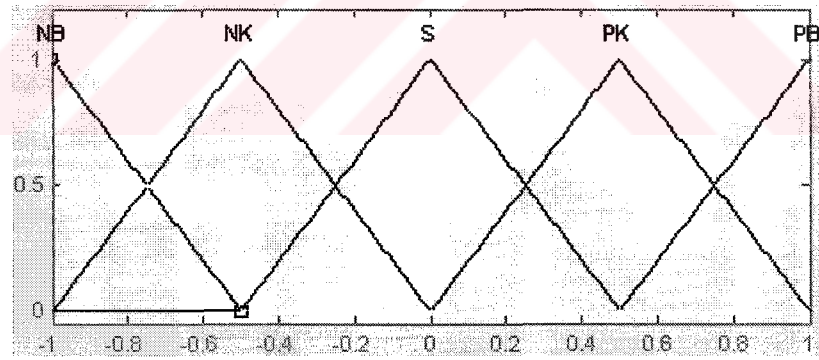
Şekil 8.10 Geliştirilen pozitif tepe sezici



Şekil 8.11 Geliştirilen negatif tepe sezici



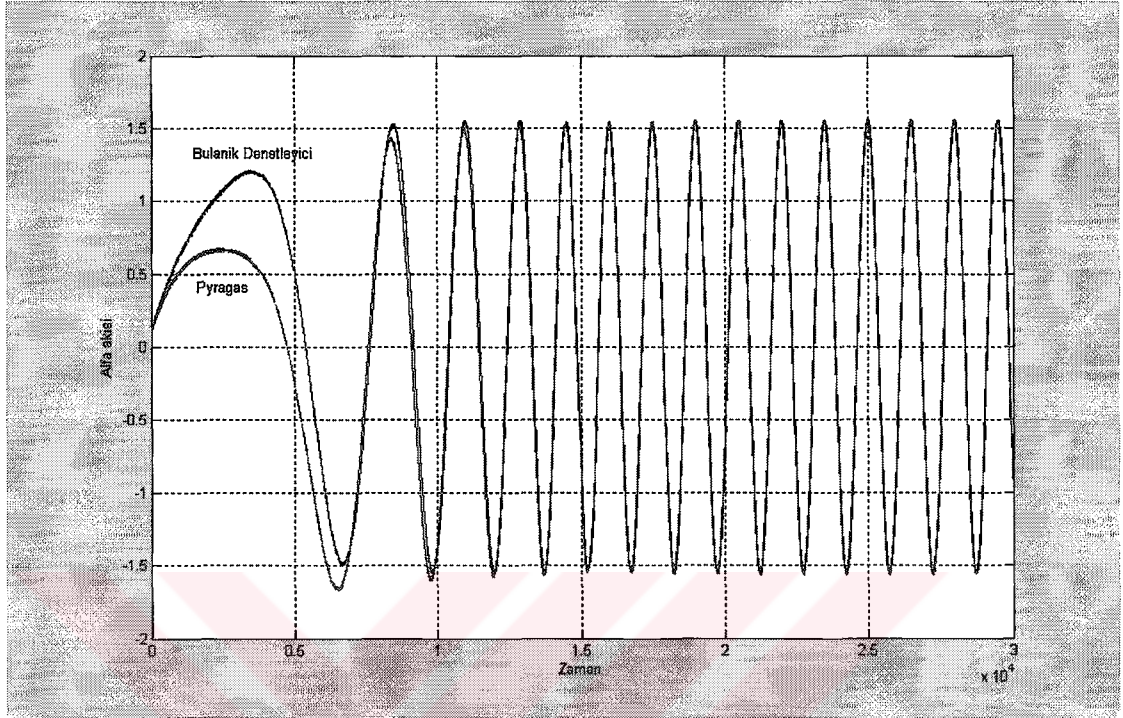
Şekil 8.12 Geliştirilen tepe sezici



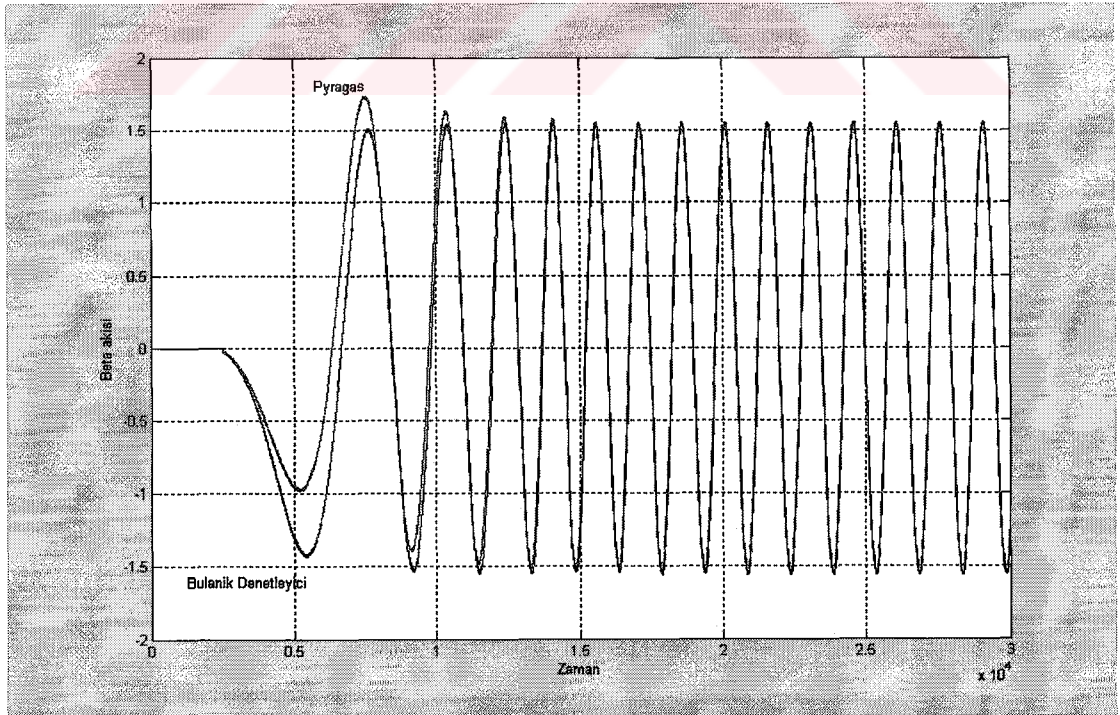
Şekil 8.13 Bulanık denetleyicide kullanılan üyelik fonksiyonları

Bulanık denetleyicili kontrol sistemi ile Pyragas kontrol sistemi benzetim sonuçlarına göre kıyaslanmıştır ve elde edilen sonuçlar şekil 8.14 ve şekil 8.15’de verilmiştir. Şekil 8.14’de verilen sonuçlar ψ_{as} içindir, şekil 8.15’de verilen sonuçlar ise ψ_{ps} içindir. Şekil 8.16, şekil 8.15’in belirli bölgesinin büyütülmüş hali verilmiştir ve bu şekilde iki denetleyicinin sürekli durum davranışlarının yakın olduğu gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlar sürekli durumda birbirine benzerdir. Bulanık denetleyici kullanan sistemin geçici durum cevabı daha

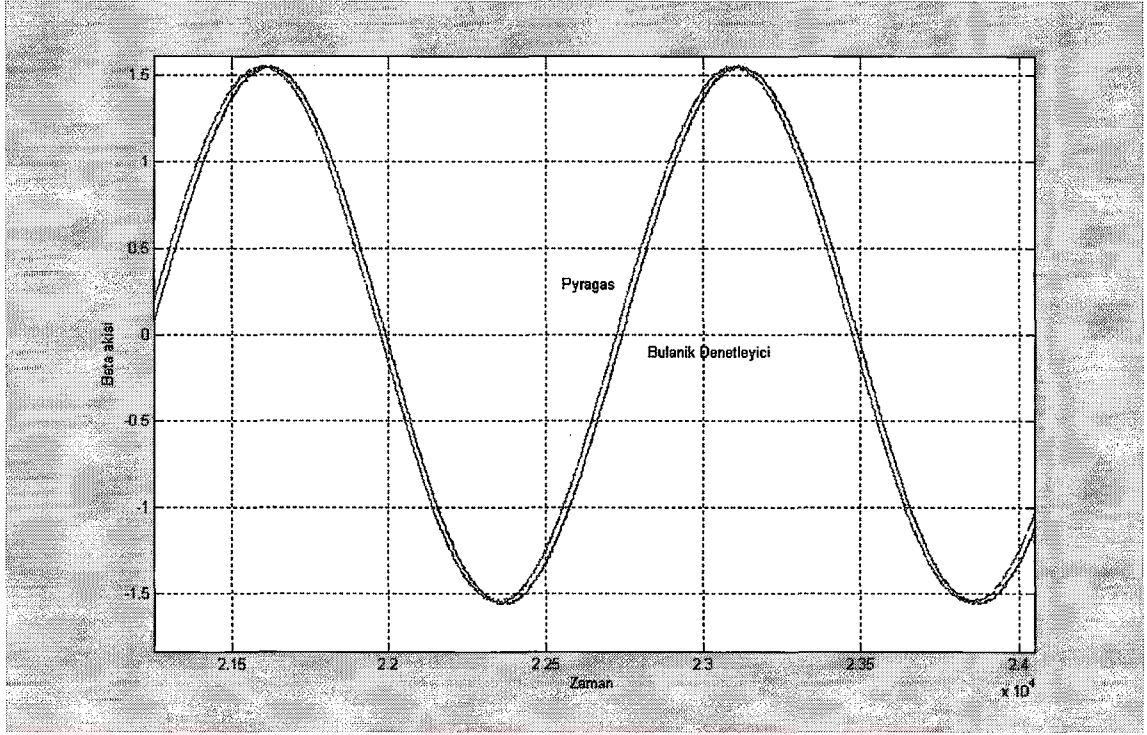
kısadır. Sistemin moment cevapları incelendiğinde bu durum görülmektedir. Bulanık denetleyici kullanan kontrol yöntemi moment değişimlerine daha hızlı cevap vermektedir.



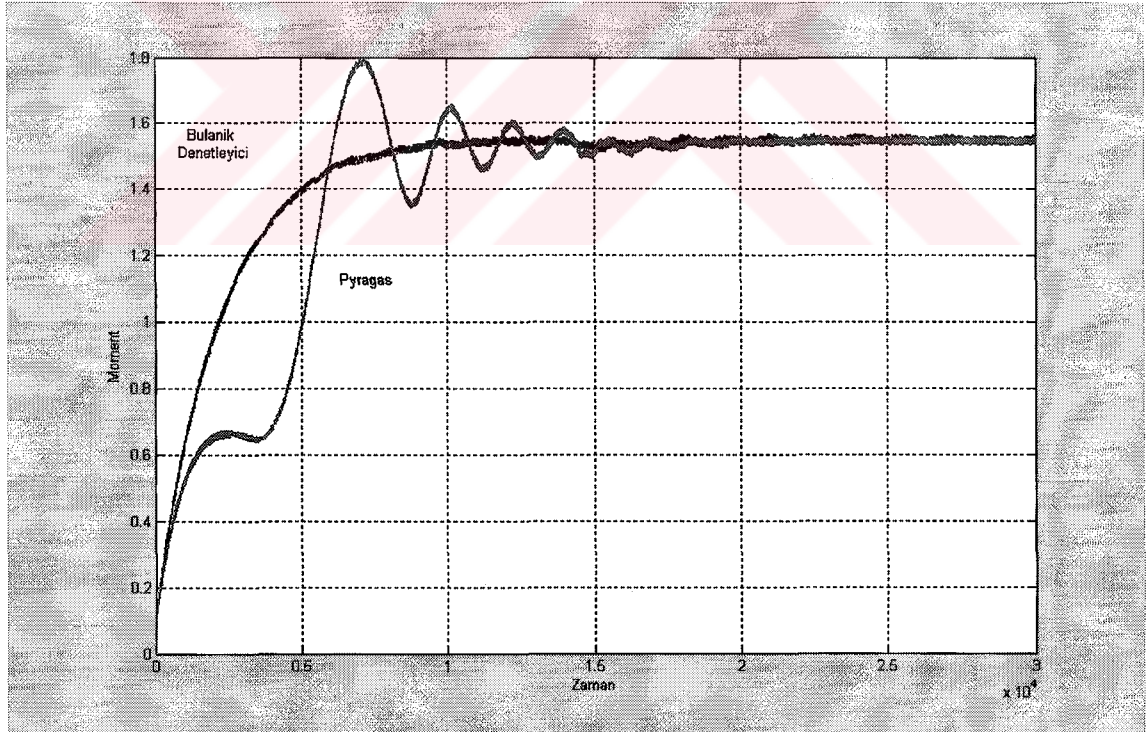
Şekil 8.14 Bulanık denetleyici ve Pyragas yöntemine göre elde edilen $\psi_{\alpha s}$ akısı



Şekil 8.15 Bulanık denetleyici ve Pyragas yöntemine göre elde edilen $\psi_{\beta s}$ akısı



Şekil 8.16 Şekil 8.15'in büyütülmüş hali



Şekil 8.17 Bulanik denetleyici ve Pyragas yöntemine göre elde edilen moment

9 SONUÇ VE ÖNERİLER

9.1 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, vektör kontrollü asenkron motor sürücülerinin kaotik analizleri yapılmıştır. Ayrıca bu sürücülerin kaotik davranışlarının yok edilmesi için kontrol yöntemleri gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmaların sonuçları aşağıda açıklanmıştır.

Vektör kontrol yöntemleri gerçekleştirilirken rotor akısının konumunun elde edilmesi için iki yöntem olduğuna tezde değinilmiştir. Bu yöntemlerden biri, dolaylı vektör kontrol sürücüsü (IFOC), diğeri ise doğrudan vektör kontrol sürücüsüdür (DFOC). Tezde, her iki durum için kaotik analiz ve kaos kontrol gerçekleştirilmiştir.

İlk olarak IFOC sürücüsünün kaotik analizi yapılmıştır. IFOC'un gerçekleştirilmesi için rotor hızına ve motorun bazı parametre değerlerine ihtiyaç duyulur. Bu parametrelerden sistem üzerinde en etkilisi rotor zaman sabitidir. IFOC çalışırken bu parametrenin ölçümlerle elde edilmesinde zorluklar vardır. Bundan dolayı bu parametreler için tahmini değerler kullanılır. Rotor zaman sabitine ait tahmin edilen değerin makul olması IFOC'un performansını artırmaktadır.

İlk olarak hız kontrollü IFOC sürücüsünün matematiksel modeli çıkarılmıştır. Hız kontrolünün PI denetleyici ile yapıldığı farz edilmiştir ve modele PI denetleyicinin dinamikleri de eklenmiştir. Ayrıca rotor zaman sabitinin tahmininde yapılan hatanın etkisi modele eklenmiştir. Çıkarılan model üzerinde Hopf çatallaşma analizi yapılmıştır. Rotor zaman sabiti tahmin edilirken yapılan hatanın sistemi çatallaşmaya sokmaması için PI denetleyicinin parametrelerinin ayarlanması amaçlanmıştır. Motor yüksüz iken ve yüklü iken iki ayrı analiz yapılmıştır. Motor yüksüz iken sistemin Hopf çatallaşmasına girmesinde rotor zaman sabiti tahminindeki hatanın hiçbir etkisinin olmadığı teorik olarak ispatlanmış ve benzetimlerle sonuçlar gösterilmiştir. Benzetim sonuçları ile teorik sonuçlar örtüşmektedir.

Motor yüklü iken yapılan Hopf analizine göre rotor zaman sabitinin tahmin edilen değeri ile gerçek değeri arasında fark arttıkça sistemin Hopf çatallaşmasına girdiği teorik olarak gösterilmiştir. Benzetimler yapılarak teorik sonuçlar desteklenmiştir.

Tezde ikinci olarak DFOC sürücülerde kullanılan gerilim modelinin kaotik analizi yapılmıştır. Gerilim modelinin başlangıç şartlarına bağımlı bir sistem özelliği gösterdiği pratiksel deney setinde gözlemlenmiştir. Yapılan analizler ile sistemin kaotik olduğu ispatlanmıştır. Daha sonra ise sistemi kaotiklikten kurtarmak için kontrol stratejileri geliştirilmiştir.

Tasarlanan ilk kontrol yöntemi Pyragas yöntemidir. Bu yöntem, kaos kontrolde sık kullanılan yöntemlerden biridir. Sistemin çıkışı belirli bir kazançla geri besleme olarak sisteme verilmektedir. Gerilim modelinde bu yöntem kullanılmıştır. Elde edilen deney sonuçları gerilim modelinde kaosun kontrol edildiğini göstermektedir.

Tasarlanan ikinci kontrol yöntemi ise bulanık denetleyici kullanan geri beslemeli kontrol yöntemidir. Bu yöntemde bulanık denetleyiciye hatanın giriş olarak verilebilmesi için akı tepe değeri sezici devre geliştirilmiştir. Yapılan devre, akının birinci ve ikinci türevlerinden faydalanarak akıya ait maksimum ve minimum değerleri elde etmektedir. Akının maksimum ve minimum değeri toplanarak gerilim modelinin hatası elde edilmiştir. Bu hata kullanılarak bulanık denetleyici tasarlanmıştır. Bulanık denetleyici ile kaos kontrolün performansı Pyragas'ın yöntemine göre daha iyi sonuç vermektedir.

9. 2 Öneriler

Doğrusal olmayan sistemleri modellemek ve kaos analizlerini yapmak güçtür. Modelleme yapmadan sistemin elde var olan deney sonuçlarını (zaman serilerini) kullanılarak kaos analizini gerçekleştiren yöntemler araştırılabilir. Özellikle Takens'in gömme tekniği olarak bilinen yöntem ilgi çekicidir. Elektriksel sürücü sistemler için zaman serisinden maksimum Lyapunov üstelini bulabilen yöntemler de araştırılabilir.

Gerekirci kaotik sistemlerde kaos analizi yapmak için bir paket program yazılması önerilir. Özellikle MATLAB'da kaos üzerine ciddi bir Toolbox yoktur. Önerilen programın aşağıda verilen özellikleri göstermesi beklenir.

- Önerilen program hem sürekli zamanlı sistemlerde hem de ayrık zamanlı sistemlerde kullanılabilir olmalıdır.
- Bu programda kaotik analiz yöntemlerinin seçimi kullanıcıya bırakılmalıdır.
- Kullanıcı ara yüzü anlaşılabilir olmalıdır.
- Grafiksel ara yüzü olmalıdır.

Diğer elektriksel sürücülerde ve güç dönüştürücülerde kaotik davranışlara rastlanacağı tahmin edilmektedir. Farklı sürücü ve güç dönüştürücülerde kaos analizi ve kontrolü araştırılabilir.

Kaos kontrol için farklı yumuşak hesaplama yöntemleri kullanılarak performans iyileştirilmesi incelenebilir.

KAYNAKLAR

1. Baykal, N. ve Beyan, T., 2004, Bulanık Mantık Uzman Sistemler ve Denetleyiciler, Bıçaklar Kitapevi, Ankara, 508s.
2. Banerjee, S. and Verghese, G.C., (Editors), 2001, Nonlinear Phenomena in Power Electronics, IEEE Pres, New York, 440p.
3. Strogatz, S.H., 1994, Nonlinear Dynamics and Chaos, Perseus Books Publishing, New York, 498 p.
4. Alligood, K.T., Sauer, T.D. and Yorke, J.A., 1997, Chaos, Springer-Verlag, New York, 603p.
5. Hoppensteadt, F.C., 2000, Analysis and Simulation of Chaotic Systems, Springer-Verlag, New York, second edition, 315p.
6. Hale, J.K. and Koçak, H., 1991, Dynamics and Bifurcations, Springer-Verlag, New York, 568p.
7. Steeb, W.H., 1999, the Nonlinear Workbook, World Scientific Publishing, Farrer Road, Singapore, 585p.
8. Baker, G.L. and Gollub, J.P., 1990, Chaotic Dynamics, Cambridge University Press, Cambridge, 179p.
9. Korsch, H.J. and Jodl, H.-J., 1999, Chaos, Springer-Verlag, Berlin, second edition, 311p.
10. Parker, T.S. and Chua L.O., 1989, Practical Numerical Algorithms for Chaotic Systems, Springer-Verlag, New York, 348p.
11. Hilborn, R.C., 2003 (second edition), Chaos and Nonlinear Dynamics, Oxford University Press, New York, 650 p.
12. Devaney, R.L., 2003 (second edition), Chaotic Dynamical Systems, Westview Press, Colorado, 335 p.
13. Kapitaniak, T., 1998, Chaos for Engineers, Springer-Verlag, New York, 140p.
14. Dote, Y. and Hoft, R.G., 1998, Intelligent Control, Oxford Science Publications, New York, 209p
15. Aliev, R.A. and Aliev, R.R., 2001, Soft Computing and Its Applications, World Scientific, Singapore, 444p.
16. Castillo, O. and Melin, P., 2001, Soft computing for Control of Non-linear Dynamical Systems, Physica-Verlag, New York, 221p.
17. Dote Y. and Ovaska, S.J., 2001, Industrial Applications of Soft Computing: A Review, Proceedings of the IEEE, Vol.89, No.9, 1243-1265.

18. Ertan, H.B., Üçtuğ, M.Y., Colyer, R. and Consoli, A., (Editors), NATO ASI Series, 2000, Modern Electrical Drives, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, Netherlands, 765p.
19. Drury, W., 1998, The Variable Speed Drives Market-Past, Present and a View on the Future, Proceedings of the International Conference on Electrical Machines 1, 1-8.
20. Bose, B.K., (Editor), 1994, Special Issue on Power Electronics and Motion Control, Proceedings of IEEE, 82, 8, 1103-1303.
21. Dote, Y. and Hoft, R.G., 1998, Intelligent Control Power Electronics Systems, Oxford University Press, New York, 209 p.
22. Chapman, S.J., 1991, (second edition), Electric Machinery Fundamentals, McGraw-Hill International Edition, Singapore, 716 p.
23. Krishnan, R., 2001, Electric Motor Drives, Prentice Hall, New Jersey, 626p.
24. Gao, Y. and Chau, K.T., 2003, Design of Permanent Magnets to Avoid Chaos in PM Synchronous Machines, INTERMAG 2003 , GQ – 04
25. Gao, Y. and Chau, K.T., 2004, Design of Permanent Magnets to Avoid Chaos in Doubly Salient PM Machines, IEEE Transactions on Magnetics, Vol:40 , Issue:4, 3048 – 3050.
26. Gao, Y. and Chau, K.T., 2004, Hopf Bifurcation and Chaos in Synchronous Reluctance Motor Drives, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol:19 , Issue:2, 296 – 302.
27. Chau, K.T. and Chen, J.H., 2003, Modeling, Analysis, and Experimentation of Chaos in a Switched Reluctance Drive System, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol:50 , Issue:5, 712 – 716.
28. Chen, J.H., Chau, K.T., Jiang, Q., Chan, C.C. and Jiang, S.Z., 2000, Modeling and Analysis of Chaotic Behavior in Switched Reluctance Motor Drives, Power Electronics Specialists Conference, PESC 00 , Vol:3, 1551 – 1556.
29. Chau, K.T., Chen, J.H., Chan, C.C. and Jiang, Q., 1999, Subharmonics and Chaos in Switched Reluctance Motor Drives, Electric Machines and Drives, International Conference IEMD '99, 661 – 663.
30. Chen, J.H., Chau, K.T., Chan, C.C. and Jiang, Q., 2002, Subharmonics and Chaos in Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol:17, Issue:1, 73 – 78.
31. Chen, J.H., Chau, K.T. and Chan, C.C., 2000, Analysis of Chaos in Current-Mode-Controlled DC Drive Systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol:47 , Issue:1 , 67 – 76.

32. Chau, K.T., Chen, J.H., Chan, C.C. and Chan, D.T.W., 1997, Modeling of Subharmonics and Chaos in DC Motor Drives, IECON 97, Vol:2, 523 – 528.
33. Chau, K.T. and Chen, J.H., 2002, Analysis of Chaotic Behavior in Switched Reluctance Motors Using Current Hysteresis Regulation, Electric Power Components and Systems, Vol:30, 607-624.
34. Ge, Z.-M. and Cheng, J.-W., 2005, Chaos Synchronization and Parameter Identification of Three Time Scales Brushless DC Motor Systems, Chaos, Solitons & Fractals, Vol:24, 597-616.
35. Li, Z., Park, J.B., Joo, Y.H., Zhang, B. and Chen, G., 2002, Bifurcations and Chaos in a Permanent-magnet Synchronous Motor, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol:49, Issue:3, 383 – 387.
36. Li, Z., Zhang, B. and Mao, Z., 2000, Analysis of the Chaotic Phenomena in Permanent-magnet Synchronous Motors Based on Poincare Map, Intelligent Control and Automation, Proceedings of the 3rd World Congress on , Vol:5, 3255 – 3258.
37. Li, Z., Zhang, B., Tian, L., Mao, Z. and Pong, M.H., 1999, Strange Attractors in Permanent-Magnet Synchronous Motors, Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99, Vol:1, 150-155.
38. Robert, B., Alin, F. and Goedel, C., 2001, Aperiodic and Chaotic Dynamics in Hybrid Step Motor- New Experimental Results, ISIE 2001, 2136-2141.
39. Alin, F., Robert, B. and Goedel, C., 2002, On the Limits of Chaotic Simulations by Classic Software - Application to the Step Motor, Industrial Technology, IEEE ICIT '02, Vol:2, 1067– 1071.
40. Reiss, J., Alin, F., Sandier, M. and Robert, B., 2002, A Detailed Analysis of the Nonlinear Dynamics of the Electric Step Motor, IEEE ICIT '02, Vol: 2 , 1078 – 1083.
41. Bazenella, A.S. and Reginatto, R., 2000, Robustness Margins for Indirect Field Oriented Control of Induction Motors, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol:45, 1226-1231.
42. Reginatto, R. and Bazenella, A.S., 2003, Robustness of Global Asymptotic Stability in Indirect Field Oriented Control of Induction Motors, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol:48, 1218-1222.
43. Bazenella, A.S. and Reginatto, R., 2001, Robust Tuning of the Speed Loop in Indirect Field Oriented Control of Induction Motors, Automatica, 1-8.
44. Gordillo, F., Salas, F., Ortega, R. and Aracil, J., 2002, Hopf Bifurcation in Indirect Field Oriented Control of Induction Motors, Automatica, Vol:38, 829-835.

45. Asakura, T., Yoneda, K., Saito, Y. and Shioya, M., 2000, Chaos Detection in Velocity Control of Induction Motor and its Control by Using Neural Network, WCCC-ICSP 2000, Vol:3, 1633 – 1638.
46. Asakura, T., Saito, Y. and Shioya, M., 2002, Chaos Detection and Neuro-control in Vector-Control System, TENCON '02. Proceedings. 2002 IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering , Vol: 3 , 1347 - 1350.
47. Hemati, N., 1994, Strange Attractors in Brushless DC Motors, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol:41, Issue:1, 40 – 45.
48. Suto, Z., Nagy, I. and Masada, E., 1998, Avoiding Chaotic Processes in Current Control of AC Drive, Power Electronics Specialists Conference, PESC 98, Vol:1, 255 – 261.
49. Suto, Z., Nagy, I. and Masada, E., 2000, Period Adding Route to Chaos in a Hysteresis Current Controlled AC Drive, Advanced Motion Control , 299 – 304.
50. Jing, Z., Yu, C. and Chen , G., 2004, Complex Dynamics in a Permanent-Magnet Synchronous Motor Model, Chaos, Solitons & Fractals, Vol:22, Issue:4, 831-848 .
51. Harb, A.M. and Zaher, A.A., 2004, Nonlinear control of permanent magnet stepper Motors, Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, Vol:9, Issue:4, 443-458 .
52. Harb, A.M., 2004, Nonlinear Chaos Control in a Permanent Magnet Reluctance Machine, Chaos, Solitons & Fractals, Vol:19, Issue:5, 1217-1224.
53. Bo, Z., Zhong, L. and Zongyuan, M., 2001, A Type of Fuzzy Modeling of the Chaotic System of Permanent magnet Synchronous Motor, ICEMS 2001, Vol:2, 880 – 883.
54. Castillo, O. and Melin, P., 2001, A New Theory of Fuzzy Chaos and its Applications for Simulation and Control of Robotic Dynamic Systems, International Fuzzy Systems Conference, 151-154.
55. Gao, Y. and Chau, K.T., 2002, Chaotification of Permanent-magnet Synchronous Motor Drives Using Time-delay Feedback, IECON 02, Vol:1, 762 – 766.
56. Liu, D., Ren, H. and Liu, X., 2004, Chaos Control in Permanent Magnet Synchronous Motor, ISCAS 2004, IV-732-735.
57. Giannakopoulos, K., Deliyannis, T. and Hadjidemetriou, J., 2002, Means for Detecting Chaos and Hyperchaos in Nonlinear Electronic Circuits,. DSP 2002. Pages: 951 – 954.
58. Siu, S. W. K., 1998, Lyapunov Exponent Toolbox (LET), <ftp://ftp.mathworks.com/pub/contrib/v5/misc/let>.
59. Walter, J. M.,. 1998, The Nonlinear Pendulum Project:PHSI 362 Project, University of Ogata.

60. İplikçi, S., 1999, A Neural Network Based Local Control and Targeting Method for Chaotic Dynamics, Yüksek Lisans Tezi, Boğaziçi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
61. Pyragas, K., 1992, Continuous Control of Chaos by Self-Controlling Feedback, Physics Letter A 170, 421-428.
62. Kapitaniak, T., 1996, Controlling Chaos: Theoretical and Practical Methods in Non-Linear Dynamics, Academic Press, 164p.
63. Passino, K.M. and Yurkovich, S., 1998, Fuzzy Control, Addison-Wesley, California, 475p.
64. Zimmermann, H.-J., 2001, Fuzzy Set Theory and its Applications, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 514p.
65. Ross, T.J., 1995, Fuzzy Logic with Engineering Applications, McGraw-Hill, New York, 600p.
66. The Mathworks Inc., 1992, The Student Edition of MATLAB Student User Guide, Prentice Hall.
67. Akın, E., 1994, Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi için Bir Yöntem, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
68. De Wit, P., Ortega, R. and Mareels, I., 1996, Indirect Field-Oriented Control of Induction Motor is Robustly Globally Stable, Automatica (32) 10, 1392-1402.
69. Can, H., 2003, Asenkron Motorların Düşük Hızlarda Duyargasız Vektör Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen bilimleri Enstitüsü.

ÖZGEÇMİŞ

Ahmet Bedri ÖZER

Fırat Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
23119, Elazığ

bozer@firat.edu.tr

- 1975 Elazığ'da doğdu.
- 1997 Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu.
- 1998 TEİAŞ Şebeke Tesis 5. Grup Müdürlüğünde kontrol mühendisi olarak çalışmaya başladı
- 1999 Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Halen aynı görevdedir.
- 2000 Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Bilgisayar Mühendisliği Bölümünde Yüksek lisansını tamamladı. Aynı yıl Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde doktora başladı.

KAOS TEORİSİNDE KULLANILAN TERİMLER DİZGESİ

Kaos teorisi, doğrusal olmayan dinamik sistemlere ait bir daldır. Kaos kavramının, kaos teorisinin ve fraktal geometrinin daha iyi anlaşılabilmesi için bazı terimlerin açıklanması gerekli görülmüştür. Bu bölüm tezdeki terimleri açıklamaya yönelik hazırlanmıştır. Açıklanacak olan terimlerin tümü kaynak [7-18]'den derlenmiştir. Bu bölümde terimler sıralanırken rasgele veya alfabetik bir sıralama yapılmamıştır. Sıralama yapılırken genel terimlerden başlanmıştır ve gittikçe özel terimlere doğru devam etmiştir.

Dinamik Sistem

Dinamik sistemler, sisteme ait değişkenlerin zamanla olan değişimlerinin fiziksel durumunu modellemek için kullanılan matematiksel nesnelerdir. Bu matematiksel nesneler; fonksiyonlar, denklemler veya kurallar olabilirler.

Doğrusal Sistemler

Sistemdeki bir değişkenin değerindeki değişim, sistemin cevabındaki değişimle orantılı ise bu sisteme doğrusal sistem denir. Bir başka tanımda ise; süperpozisyon teoreminin uygulanabildiği sistemler doğrusal sistemler olarak bilinirler. Süperpozisyon teoremine göre; bir sisteme birden fazla giriş toplanarak verildiğinde elde edilen çıkış, bu girişler tek tek verildiğinde elde edilen çıkışların toplamına eşittir. Bir sistemin doğrusal olabilmesi için sisteme ait denklemlerin aşağıda verilen şartları sağlaması gerekir:

- Sistemdeki tüm bağımsız değişkenlerin ve bunların türevlerinin birinci kuvveti olmalı.
- Sistemdeki bağımsız değişkenlerin ve bunların türevlerinin katsayıları sabit sayılardan başka bir şey olmamalı.
- Sisteme ait bağımsız değişkenler ve bunların türevleri arasında yalnızca toplama ve çıkarma işlemi olmalı. Çarpma, bölme ve diğer işlemler olmamalıdır.

Doğrusal Olmayan Sistemler

Süperpozisyon teoreminin uygulanamadığı sistemler, doğrusal olmayan sistemlerdir. Doğadaki sistemlerin çoğu doğrusal olmayan sistemlerdir. Bu tip sistemlerin çözümü için

sayısal yöntemler kullanılmaktadır. Kaos, doğrusal sistemlerde kesinlikle görülmez. Kaotik sistemlerin tümü doğrusal olmayan sistemlerdir.

Ayrık Zamanlı Sistemler

Eğer bir dinamik sistemde değişkenler zaman içerisinde sürekli olarak ölçülmeyp, belirli aralıklarla ölçülüyorsa bu sistem ayrık zamanlıdır denir. Bu sistemler yinelemeli yapılardır ve ayrık fark denklemleri (difference equation) ile ifade edilirler. Denklem (EK-1.1)'de örnek bir fark denklemi verilmiştir.

$$x_{n+1} = ax_n(1 - x_n) \quad (\text{EK-1.1})$$

Sürekli Zamanlı Sistemler

Eğer bir dinamik sistemde değişkenler, zaman içerisinde sürekli ölçülüyorsa bu sistem sürekli zamanlıdır denir. Bu tip bir sistem diferansiyel denklemlerle ifade edilirler. Sistemin değişkenlerini, kendi türevleri ile ilişkilendirerek, sistemin dinamiğini belirlemeye yarayan denklemlerdir. Denklem (EK-1.2) bu yapıya örnek olarak verilebilir. Aslında ayrık zamanlı sistemlerin çok küçük güncelleme zamanlarında gerçekleştirilmiş halidir denilebilir.

$$\frac{dx}{dt} = ax(1 - x) \quad (\text{EK-1.2})$$

Gerekirci (Deterministic) Sistemler

Bir sistemde oluşan veya oluşacak olan her şeyi anlamak için sisteme uygulanan kavramsal model, gerekirci sistem olarak bilinir. Gerekirci sistemler, fiziksel temellere dayanırlar. Sisteme ait parametreler kesinlikle rasgelelik veya olasılıksal parametreler içermezler.

Olasılıksal (Stochastic) Sistemler

Sonucun gelişigüzel olduğu veya şansa bağlı olduğu sistemlerdir. Paranın yazı ya da tura gelmesi gibi. Paranın havaya atıldığında yazı veya tura gelme ihtimali gerekirci dinamik denklemlerle ifade edilemez.

Faz Uzayı (Phase Space)

Bir dinamik sistemdeki mümkün olan tüm durumların bulunduğu ortam faz uzayıdır. Eğer sistem iki boyutlu ise buna faz düzlemi de denir.

Yitirgen (Dissipative) Sistemler

Dinamik sistemler, faz uzaylarına göre ikiye ayrılırlar. Bunlardan yitirgen sistemlerde faz uzayı başlangıçtaki duruma göre azalmıştır. Örnek olarak düz bir yolda belirli bir ilk hızla giden otomobil verilebilir. Sürtünmenin etkisiyle gittikçe yavaşlayacak ve sonunda duracaktır.

Sakınlı (Conservative) Sistemler

Bu sistemlerde ise faz uzayı durumunu korur. Yukarıda bahsedilen otomobilin sürtünme olmayan bir yolda gittiği durum, sakınlı sistemlere örnek olarak verilebilir. Başlangıç konumunu ve hızını korur.

Özerk Sistemler (Autonomous Systems)

Kısmi diferansiyel denklemlerden oluşan bir sistem, şayet zamana veya bağımsız bir değişkene bağımlı değilse özerk sistemdir. Denklem (EK-1.3)'de bir örnek verilmiştir.

$$\frac{dx}{dt} = f(x) \quad (\text{EK-1.3})$$

Özerk Olmayan Sistemler (Nonautonomous Systems)

Özerk sistemlerin aksine, bir sistem, zamana veya bağımsız bir değişkene bağımlı ise özerk olmayan sistemdir. Denklem (EK-1.4)'de örnek verilmiştir.

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) \quad (\text{EK-1.4})$$

Tüm özerk olmayan sistemler, boyutları bir artırılarak özerk sistemlere dönüştürülebilir. Denklem (EK-1.4)'de verilen n . dereceden bir özerk olmayan bir sistem, $(n + 1)$. dereceden özerk bir sisteme dönüştürülebilir.

Yörünge (Orbit veya Trajectory)

Faz uzayında bir başlangıç koşulundan başlayan ve sistemin dinamiğine göre hareket eden yoldur.

Harita (Map)

Faz uzayında sistemin gelecekteki durumunu şimdiki durumundan faydalananarak veren ayrık bir fonksiyondur.

Akış (Flow)

Haritaya benzer, tek farkı sürekli zamandadır. Faz uzayında şimdiki durumdan faydalananarak gelecekteki durumu veren, durum değişkenlerinin zamana karşı türevi ile ifade edilen sürekli fonksiyondur.

Denge noktası (Equilibrium)

Akışın denge noktası, akışın sabitlendiği ve öyle devam ettiği noktadır. Eğer sistem bu noktaya gelirse başka bir koşul olmadığı sürece orada kalır.

Eyer (Saddle) Noktası

Eğer sistem denge noktasından veya periyodik yörüngeden bir yönde uzaklaştırıldıktan sonra geri dönüyorsa fakat diğer yönde uzaklaştırıldıktan sonra geri dönmüyorsa buna eyer noktası denir.

Periyodik Yörünge

Faz uzayındaki periyodik davranış sergileyen yörüngelerdir. Ve sistem aynı noktalar üzerinde sonsuza kadar tekrar eder. Bu tip sistemler faz uzayında kapalı bir çevrim oluştururlar.

Limit Çevrim (Limit Cycle)

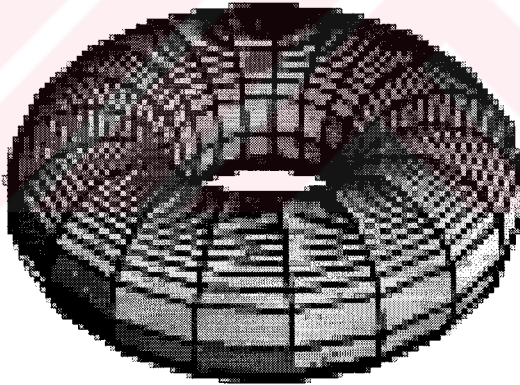
Sıklıkla uygulanan bir çekici çeşididir. Faz uzayında kapalı bir eğri biçimindedir ve sistemin periyodik davranışını gösterir.

Periyodumsu (Quasiperiodic) Yörünge

Gezegen ve ayların durumu buna örnek verilebilir. Güneş sisteminde birçok periyot vardır. Dünya güneşin etrafında senede bir defa, ay dünyanın etrafında ayda bir defa, Jüpiter ise güneşin etrafında 11867 senede bir defa döner. Bu tip farklı periyotlardan oluşan sistemlere periyodumsu sistemler denir. Bu tip sistemler faz uzayında torus biçiminde şekiller oluştururlar.

Torus

Torus kapalı bir şekildir. Yapısı şekil EK-1.1’de verildiği biçimdedir. Faz uzayında sistemin periyodumsu davranışın gösterdiğini ifade eder.



Şekil EK-1.1 Torus şekli

Çekiciler (Attractor)

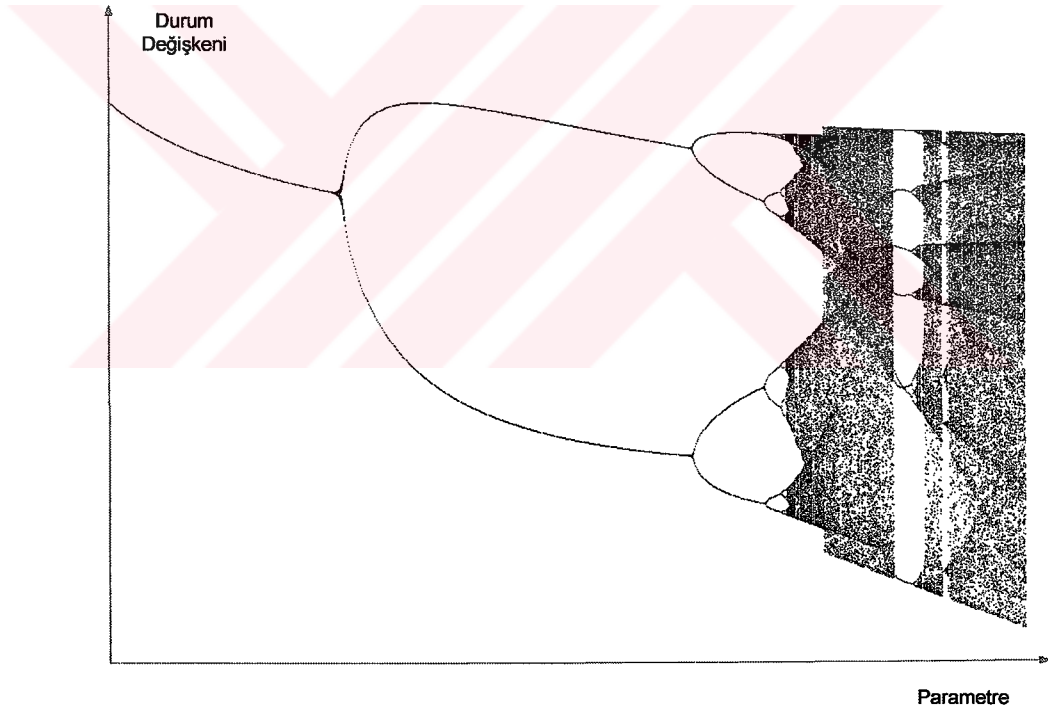
Kaotik olmayan bir sistem herhangi bir başlangıç şartından başlatıldığında ve yeterli süre geçtiğinde; a) denge noktasına, b) periyodik yörüngeye, c) periyodumsu yörüngeye d) sonsuza gider. Bu 4 durum kaotik olmayan sistemler için mümkün olan çekicilerdir. Kısaca sistemin, yörüngelerini gönderdiği merkezlere çekici denilebilir. Zaman sonsuza giderken yörüngelerin yaklaştığı noktalara veya yörüngelere çekiciler denir.

Çatallaşma (Bifurcation)

Doğrusal olmayan bir dinamik sistemin bazı parametreleri değiştiğinde, doğrusal olmayan sistem, niteliksel olarak farklı sayıda çözüme aniden ulaşılıyorsa buna çatallaşma denir. Örneğin periyodik bir durumdan çift periyotlu bir duruma geçilmesi. Kaosa ilk giriş de denilebilir. Çünkü, genelde sistemler periyodik durumdan kaotik duruma geçerken önce periyot sayısı artar.

Çatallaşma Diyagramı (Bifurcation Diagram)

Parametre değişiminin, sistemin çözüm sayısındaki değişimi gösterdiği diyagramlardır. x eksenini parametre değerini göstermektedir. y eksenini ise herhangi bir durum değişkenine ait çözüm sayısını göstermektedir. Örnek bir çatallaşma diyagramı şekil EK-1.2’de verilmiştir.



Şekil EK-1.2 Örnek bir çatallaşma diyagramı

Hopf Çatallaşması (Hopf Bifurcation)

1942 yılında yüksek boyutlu dinamik sistemlerdeki çatallaşma üzerine çalışan matematikçi Hopf’den adını almıştır. Bir denge noktasından limit çevrime geçişi göstermektedir.

Feigenbaum Sabiti

Değeri, 4.669201609... olan bir sayıdır. 1975’de Feigenbaum tarafından keşfedilmiştir. Çatallaşma noktaları arasındaki farkların oranıdır. $B_1, B_2, B_3, \dots$ noktalarının çatallaşma noktaları olduğu kabul edilirse denklem (EK-1.5) elde edilir.

$$\text{Feigenbaum sabiti} = 4.669201609... = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{B_n - B_{n-1}}{B_{n+1} - B_n} \quad (\text{EK-1.5})$$

Bu sabit π sayısı gibi evrensel bir sabittir. Bu sabit bir çok dinamik sistemin yapısını ve davranışını etkiler.

Kararlılık (Stability)

Eğer sistem denge noktasından veya periyodik yörüngeden uzaklaştırıldıktan sonra tekrar geri dönüyorsa sistem kararlıdır.

Kararsızlık (Instability)

Eğer sistem denge noktasından veya periyodik yörüngeden uzaklaştırıldıktan sonra daha uzağa gidiyorsa veya yaklaşmıyorsa, sistem kararsızdır.

Kaos (Chaos)

Kaos, uzun süre davranışı boyunca kestirilemeyen davranış gösteren gerekirci sistemlerdir ve bu sistemler başlangıç şartlarına bağımlıdır. Uzun süre davranışı; sabit bir nokta, periyodik bir yörünge veya periyodumsu bir yörünge olmayan sistemlerdir. Temel özellikleri aşağıda verildiği gibidir:

- Sistem gerekircidir.
- Sistemin yörüngesi belirli sınırlar içersindedir (Tuhaf çekici).
- Sistemin yörüngeleri periyodik değildir. Asla tekrar etmezler.
- Sistem, başlangıç şartlarına bağımlıdır.

Kaos Teori (Chaos Theory)

Kaosun tanımlanması ve araştırılması ile ilgilenen, doğrusal olmayan dinamik sistem dalına, kaos teorisi denir.

Lyapunov Üsteli (Lyapunov Exponent)

Birbirine çok yakın başlangıç koşullarından başlayan yörüngelerin, zaman içerisinde birbirinden üstel olarak ne kadar uzaklaştığını (veya yaklaştığını) ölçer. Bu üstelin pozitif çıkması sistemde kaosu var olduğu anlamına gelir. A.M. Lyapunov tarafından keşfedilmiştir.

Kelebek Etkisi (Butterfly Effect)

“Brezilya’da kanat çırpın bir kelebek, Teksas’ta bir fırtına oluşmasına neden olabilir mi?” diye bilinen şirin bir fikir kelebek etkisi diye adlandırılmıştır. Gerçek anlamda kelebek etkisi, başlangıç şartlarındaki küçük değişikliklerin daha sonra çok büyük değişikliklere neden olabileceğini ifade eder. Ünlü meteorolog Edward Lorenz tarafından ilk olarak ifade edilmiştir. Lorenz sistemindeki çekicinin, kelebek şekline benzemesi ile alakası yoktur.

Tuhaf Çekiciler (Strange Attractor)

Kaotik sistemler, normal çekicilerden farklı bir çekicilere sahiptirler. Bunlara tuhaf çekiciler denir. Bu tip çekiciler fraktal geometriye sahiptirler.

Çekicilerin Havuzu (Basin of Attraction)

Belli bir yörüngeye yaklaşan çekiciler için faz uzayındaki tüm başlangıç koşullarının kümesidir. Farklı çekicilerin havuzları arasındaki sınırlar fraktal olabilir.

Güç Spektrumu (Power Spectrum)

Bazı değişkenlere ait zaman serilerinin, Fourier dönüşümlerinin genliğinin karesinin mutlak değeridir. Farklı frekansları ölçmede yararlıdır. Kaos analizinde de kullanılır.

Poincaré Haritalama (Poincaré Map)

Bu haritalama, n . dereceden sürekli zamanlı bir dinamik sistemi $(n-1)$. dereceden ayrık zamanlı bir dinamik sisteme dönüştürme işlemidir. Faz uzayı izlenirken belirli aralıklarla örnek alınarak elde edilir. Karmaşık sistemleri daha basit hale getirmek ve kararlılık analiz yapmak için elverişlidir.

Periyodik bir davranış Poincaré haritalama yöntemi ile incelenirse, sabit bir nokta görülür. Çünkü sistemin periyodu ile aynı zaman dilimlerinde örnekler alınırsa, hep aynı nokta alınacağından tek bir nokta görülür. Sistem periyodumsu, ise kapalı bir çevrim görülür. Fakat sistem kaotikse, kapalı olmayan, gelişigüzel bir fraktal şekil görülür.

Fraktal Geometri (Fractal Geometry)

Fraktal geometri, doğadaki nesnelerin geometrik özelliklerini tanımlamak için Mandelbort tarafından ortaya atılmıştır. Fraktal geometriye sahip şekiller, öklid biçimindeki nesnelerden (kare, üçgen, daire, küp, düz bir çizgi vs.) farklı özelliklere sahiptirler. Mandelbort, fraktal geometri fikrini meşhur sorusuyla ortaya atmıştır. “İngiltere sahillerinin uzunluğu ne kadardır?”. Eğer ölçüm yapılan birim hassas değilse sahilin geometrisindeki detayları kaçırılır. Eğer ölçüm yapılan birim çok hassas ise sahilin uzunluğu çok fazla olacaktır. Alanı sonlu olan bir sahilin uzunluğu belki de ölçülemeyecek kadar fazla olacaktır. Benzer özellik, doğadaki diğer nesneler (dağ, vadi, nehir, bulut, vs.) içinde geçerlidir.

Bu tip nesneleri karakterize etmek için matematiksel bir araca ihtiyaç duyulur. Bu araç fraktal boyuttur. Doğal bir nesne ile bu nesnenin gömülü olduğu uzayın boyutunun farklı olduğu bilinmektedir. Doğadaki bir nesnenin gömülü olduğu uzayın boyutu, serbestlik derecesi veya nesneyi tanımlamak için gerekli değişken sayısıdır. Gömülü olunan uzayın boyutunun pozitif tamsayı olduğu aşikardır. Bir nesnenin boyutu ise bu değişkenler tarafından tanımlanmış uzayın doldurulduğu kısımdır.

Kaotik sistemlerde elde edilen çekiciler tuhaf çekici diye adlandırılır. Bu çekiciler fraktal şekillere sahiptirler. Bu çekicilerin boyutu tamsayı olmayan fraktal boyutlardır. Dolayısıyla kaotik çekicilerin boyutu bulunurken fraktal boyut kullanılır.

Fraktal Boyut (Fractal Dimension)

Fraktal boyuttan bahsetmeden önce ilk olarak boyut kavramından bahsetmek gerekir. Mesela bir çizginin boyutu 1’dir. Bir düzlemin boyutu ise 2’dir. Bir küp ise 3 boyutludur. O

zaman şu soruyu sorabiliriz; Sierpinski üçgeninin, Cantor kümesinin veya İngiltere kıyılarının uzunluğunun boyutu nedir?

Bir çizgi tek boyutludur çünkü bir çizgi üzerinde ilerlenebilecek bir yön vardır. Bir düzlem ise iki boyutludur çünkü bir alan üzerinde ilerlenebilecek iki yön vardır (en ve boy). Küp ise üç boyutludur çünkü küp üzerinde ilerlenebilecek üç yön vardır (en, boy ve yükseklik).

Bir çizgi neden tek boyutludur veya bir kare neden iki boyutludur? Bu nesnelerin her ikisinde özbenzeşimli (self similarity) şekillerdir. Eğer düz bir çizgi eşit uzunlukta dört parçaya bölünürse ve her bir parça esas parçaya benzerdir. Bu parçalardan herhangi biri dört kat büyütülürse tekrar ilk şekil elde edilir. Benzer şekilde çizgi herhangi başka bir tamsayıya bölünürse ve parçalardan biri, bölünen sayı kadar büyütülürse tekrar ilk çizgi elde edilir. Kısaca düz bir çizgi N parçaya bölünürse ve bölünen parçalardan biri N büyütme katsayısı kadar büyütülürse ilk çizgi elde edilir.

İki boyutlu şekillerde ise olay farklıdır. Eğer bir kareden birbirine eşit dört kare oluşturulursa ve ilk kare, parçaların birinden tekrar elde edilmek istenirse büyütme katsayısı ikidir. Eğer kareden dokuz tane birbirine eşit kare elde edilirse, bu karelerden herhangi birinden tekrar ilk kare elde edilmek istenirse büyütme katsayısı üçtür. Kısaca eğer bir kare N^2 parçaya bölünürse, ilk kareyi elde etmek için kullanılması gereken büyütme faktörü N'dir.

Benzer mantık, üç boyutlu bir sistemlere de uygulanabilir. Eğer bir küp N^3 tane benzer küpe bölünürse, ilk küpü elde etmek için kullanılması gereken büyütme faktörü N'dir. Özbenzeşimli nesnelerin boyutunu bulabilmek için alternatif bir yol denklem (EK-1.6)'da verilmiştir.

$$\text{Boyut} = \frac{\text{Log}(\text{Özbenzeşimli parçaların sayısı})}{\text{Log}(\text{büyütme faktörü})} \quad (\text{EK-1.6})$$

Karenin boyutu yukarıda verilen denkleme göre hesaplanılacak olunursa;

$$\text{Karenin boyutu} = \frac{\text{Log}N^2}{\text{Log}N} = \frac{2\text{Log}N}{\text{Log}N} = 2 \text{ 'dir.}$$

Küpün boyutu hesaplanılacak olunursa;

$$\text{Küpün boyutu} = \frac{\text{Log}N^3}{\text{Log}N} = \frac{3\text{Log}N}{\text{Log}N} = 3 \text{ 'dür.}$$

Yukarıda verilen örneklerde boyutlar tamsayıdır bu yüzden bu şekiller fraktal değildir. Özbenzeşimli fraktal şekillere iki tane örnek; Cantor kümesi ve Sierpinski üçgenidir. İlk olarak bu iki şeklin geometrik yapısından bahsedilecek sonrada fraktal boyutları hesaplanacaktır.

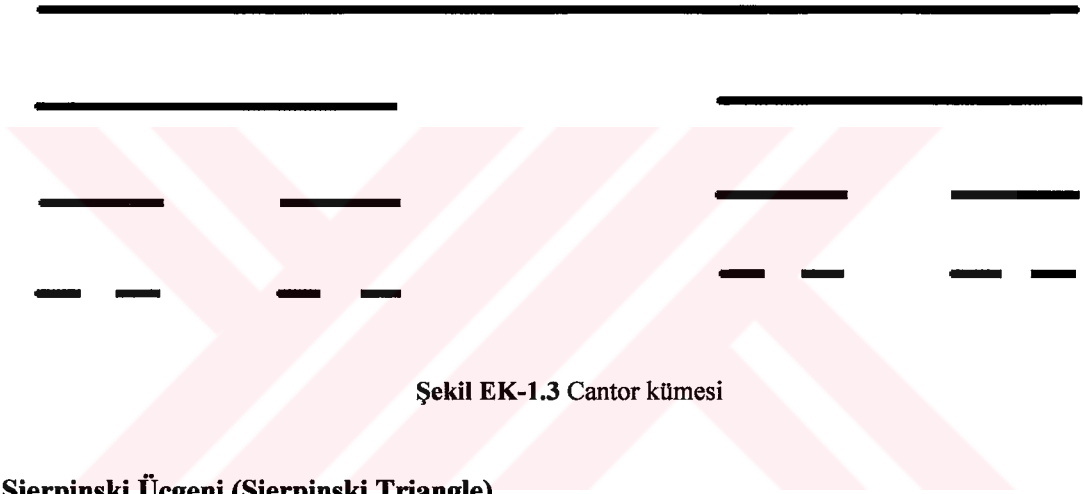
Cantor Kümesi (Cantor Set)

Düz bir çizgi alınarak eşit üç parçaya bölünür. Ortadaki parça atılır. İki tane yeni çizgi oluşmuştur. Bu çizgilerin boyu ilk çizginin boyunun $1/3$ 'ü kadardır. Bu çizgilerde ilk işleme tabi tutulur. Şekil EK-1.3'de üç aşamalı bir Cantor kümesi verilmiştir.

İşlem fazla devam ettirilirse parçaların boyu sifıra yaklaşacaktır. Parçaların sayısı ise sonsuza yaklaşacaktır. Bu kümenin boyutu hesaplanmak istenirse sıfır ile bir arasında bir değer denklemden elde edilecektir. Cantor kümesinin boyutu;

Özbenzeşimli parçaların sayısı 2'dir. Büyütme faktörü ise şekilden görüldüğü gibi 3'dür. Boyut;

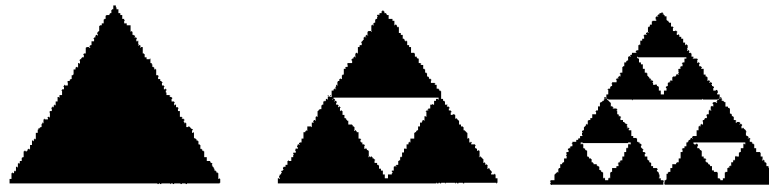
$$\text{Boyut} = \frac{\log 2}{\log 3} \approx 0.631.$$



Şekil EK-1.3 Cantor kümesi

Sierpinski Üçgeni (Sierpinski Triangle)

Sierpinski üçgeni özbenzeşimli fraktal şekillere bir örnektir. Şekil 2.4'de Sierpinski üçgeninin oluşumu 2. aşamaya kadar gösterilmiştir. Şekil EK-1.4'den görüldüğü gibi üçgen dört parçaya bölünerek ortadaki parça her seferinde çıkarılmıştır.



Şekil EK-1.4 Sierpinski üçgeninin elde edilme adımları

Sierpinski üçgeninin 1. aşama sonundaki fraktal boyutu;

Özbenzeşimli parçaların sayısı 3'dür. Büyütme faktörü ise şekilden görüldüğü gibi 2'dir. Boyut;

$$\text{Boyut} = \frac{\text{Log}3}{\text{Log}2} \cong 1.58.$$

Aynı üçgenin ikinci aşamadaki fraktal boyutuna bakarsak;

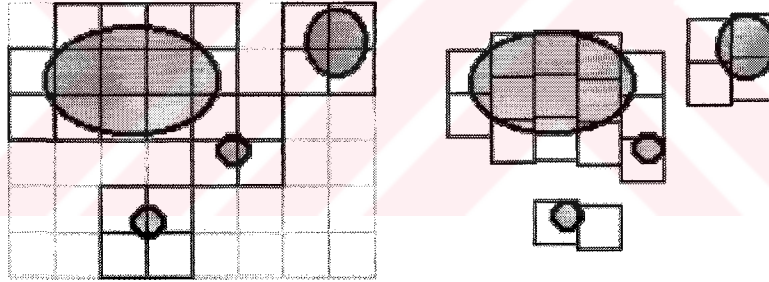
Özbenzeşimli parçaların sayısı 9'dur. Büyütme faktörü ise şekilden görüldüğü gibi 4'dür.

$$\text{Boyut} = \frac{\text{Log}9}{\text{Log}4} = \frac{2\text{Log}3}{2\text{Log}2} = \frac{\text{Log}3}{\text{Log}2} \cong 1.58.$$

Sierpinski üçgeninin fraktal boyutuna kaçınıcı aşamada bakılırsa bakılsın sonuç aynıdır.

Kutu Sayma Prensibi (Box Counting Principle)

Denklem (EK-1.6) kullanılarak bulunamayan daha karmaşık fraktal şekillerin boyutunun bulunabilmesi için kutu sayma prensibi ortaya atılmıştır. Kısaca düzensiz biçimdeki nesnelerin boyutunun bulunabilmesi için geliştirilmiştir. Fraktal boyutuna ihtiyaç duyulan şekil, uygun boyuttaki kutular içine alınmaktadır. Kutuların boyutu aynı olabileceği gibi farklıda olabilmektedir. Şekil EK-1.5'de buna bir örnek verilmiştir. Aynı fraktal şekil farklı iki kutu sayma prensibi ile kutulanmıştır.



Şekil EK-1.5 Kutu sayma prensibine iki örnek

Daha sonrada boyut denklem (EK-1.7)'den hesaplanmaktadır;

$$\text{Boyut} = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{\text{Log}N}{\text{Log}(1/\epsilon)} \quad (\text{EK-1.7})$$

N şekli kapsayan kutu sayısını, ϵ ise kutuların boyunu göstermektedir.

Julia Kümesi (Julia Set) ve Mandelbort Kümesi (Mandelbort Set)

Fransız matematikçi Gaston Julia 1912-1925 yılları arasında karmaşık düzlemdeki dinamik sistemler üzerinde çalışmıştır. Karmaşık düzlemde değişkenlerin nasıl davranış gösterdiğini bulmaya çalışmıştır. Julia kümesi denklem (EK-1.8)'den elde edilmiştir;

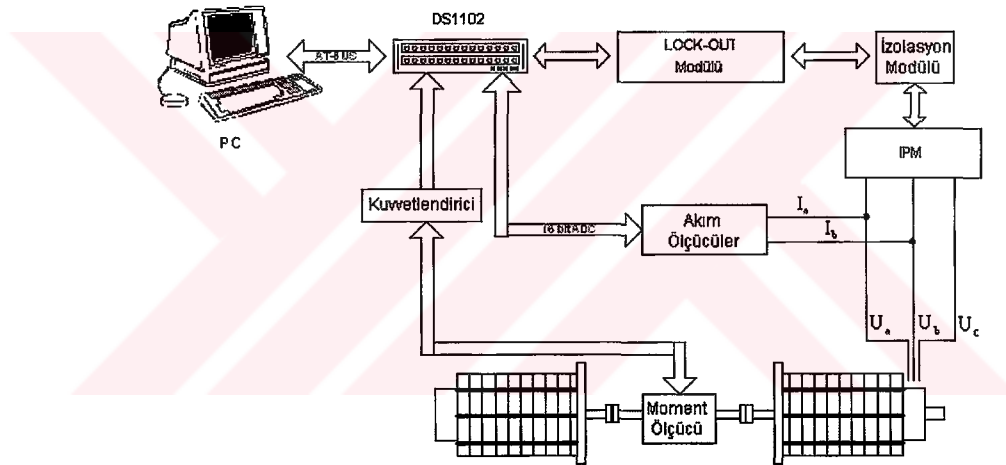
$$z \rightarrow z^2 + c \quad (\text{EK-1.8})$$

denklemdaki c sabiti karmaşık değerler almaktadır. Sonsuzlukta bir çekiciye sahiptir. Bu çekicinin havuzunun sınırı Julia kümesi diye adlandırılmıştır. c parametresine bağımlı davranış gösterir ve fraktal bir yapı sergiler

Bu değişimlerin grafikleri Julia kümesi olarak adlandırılmıştır. Julia'nın herhangi bir bilgisayar kullanmadan bu hesaplamaları yapması çok etkileyicidir. Julia'nın yaptığı bu çalışmalar, 1979 yılında Amerikalı matematikçi Benoit Mandelbort'a kadar unutulmuştur. Mandelbort tüm değişkenler için Julia Kümelerini bilgisayarda çizdirerek fraktal şekiller elde etmiştir.

DENEY SETİ

DFOC asenkron motor sürücüsünü gerçekleştirmek için kullanılan donanımın blok şeması şekil EK-2.1’de verilmiştir. Stator alan yönlendirmeli vektör kontrol kullanılmıştır. Motoru sürmek için Uzay Vektör PWM kontrol algoritması kullanılmıştır. Anahtarlama elemanı olarak IGBT’ler kullanılmıştır. Denetleyici olarak DS1102 dSPACE GmbH kartı kullanılmıştır. Bu kartın üzerine 32-bit kayan noktalı ve 60ns komut döngüsüne sahip Texas Instruments TMS320C31 işlemcisi bulunmaktadır. DS1102 kartı üzerinde 6 PWM çıkışı, 4 kanal ADC, 4 kanal DAC ve 2 incremental encoder girişi bulunmaktadır. Deney setinde akım ve gerilim ölçümleri için LEM modülleri kullanılmıştır.



Şekil EK-2.1 DFOC sürücüsünde kullanılan donanımın blok şeması

EK-3

BULANIK DENETLEYİCİNİN KURAL TABANI

Eğer hata NB ve hata değişim NB ise çıkış NB
Eğer hata NB ve hata değişim NK ise çıkış NB
Eğer hata NB ve hata değişim S ise çıkış NK
Eğer hata NB ve hata değişim PK ise çıkış NK
Eğer hata NB ve hata değişim PB ise çıkış S
Eğer hata NK ve hata değişim NB ise çıkış NK
Eğer hata NK ve hata değişim NK ise çıkış NK
Eğer hata NK ve hata değişim S ise çıkış NK
Eğer hata NK ve hata değişim PK ise çıkış S
Eğer hata NK ve hata değişim PK ise çıkış S
Eğer hata S ve hata değişim NB ise çıkış NK
Eğer hata S ve hata değişim NK ise çıkış S
Eğer hata S ve hata değişim S ise çıkış S
Eğer hata S ve hata değişim PK ise çıkış S
Eğer hata S ve hata değişim PB ise çıkış PK
Eğer hata PK ve hata değişim NB ise çıkış S
Eğer hata PK ve hata değişim NK ise çıkış S
Eğer hata PK ve hata değişim S ise çıkış PK
Eğer hata PK ve hata değişim PK ise çıkış PK
Eğer hata PK ve hata değişim PB ise çıkış PK
Eğer hata PB ve hata değişim NB ise çıkış S
Eğer hata PB ve hata değişim NK ise çıkış PK
Eğer hata PB ve hata değişim S ise çıkış PK
Eğer hata PB ve hata değişim PK ise çıkış PB
Eğer hata PB ve hata değişim PB ise çıkış PB