166124

KAOTİK BİR HABERLEŞME SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU

Funda ERGÜN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
(ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ)

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2005
ANKARA

Funda ERGÜN tarafından hazırlanan KAOTİK BİR HABERLEŞME SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU adlı bu tezin yüksek lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Erkan AFACAN
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: : Prof.Dr.Erdem YAZGAN

Üye : Yrd.Doç.Dr.Erkan AFACAN

Üye : Yrd.Doç.Dr. K.Cem NAKİBOĞLU

Üye :

Üye :

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

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET i
ABSTRACT ii
TEŞEKKÜR iii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ iv
ŞEKİLLERİN LİSTESİ v
EKLERİN LİSTESİ viii
SİMGELER VE KISALTMALAR ix
1. GİRİŞ 1
2. KAOTİK SİSTEMLER 4
2.1. Kaos Nedir? 4
2.2. Kaotik Sistemler ve Özellikleri 5
2.2.1. Lyapunov Fonksiyonları 6
2.2.2. Lyapunov Üstelleri 8
2.3. Kaotik Sistemler 11
2.3.1. Kaotik Lorenz sistemi 13
2.3.2. Kaotik Chua devresi 19
3.1. Sayısal Haberleşme Sisteminin Temel Yapısı 29
3.2. Kanal Modeli İçin Minimum Gereksinimler 31
3.3. Performans Ölçümleri 32
3.4. Modülasyon Modeli Seçimini Etkileyen Faktörler 33
3.4.1. Bant genişliği verimliliği için M-li modülasyon tasarımları 34
3.4.2. Ortonormal temel fonksiyonlar 34
3.4.3. Bant genişliği verimliliği için ortonormal temel fonksiyonlar 36
3. 5. Gürültüde Bir Tek Sembolün Kestirimi : Temel Alıcı Konfigürasyonları 37
3. 5. 1. Korelasyon ve uyumlu filtre alıcıları 37
3.5.2. Eşzamanlı alıcılar 38
3.5.3. Eşzamanlı olmayan alıcılar 39
3.5.4. Eşzamanlı ve eşzamanlı olmayan alıcıların nispi değerleri 39
3.6. Sayısal Haberleşmede Senkronizasyonun Rolü 40

KAOTİK BİR HABERLEŞME SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU

(Yüksek Lisans Tezi)

Funda ERGÜN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2005

ÖZET

Kaotik sistemler, "başlangıç sartlarına hassas bağlılık gösteren ve ölçülemeyecek karmaşıklıkta sistemler" olarak tanımlanabilir. Başlangıç şartlarındaki ölçülemez derecede küçük bir değişiklik, sistemin gelecekteki durumunda ölçülemez ve çok büyük değişikliklere neden olabilir. Başlangıç şartlarına olan duyarlılığının yanında kaotik sistemler, geniş bantlı, gürültü benzeri ve periyodik olmayan bir yapıya sahiptirler. Bu karakteristiklerinden dolayı, kaotik sistemler farklı bilim dallarında ve özellikle mühendislik konularında geniş uygulama alanları bulmuştur. Kaotik sistemlerin önemli uygulama alanlarından biri haberleşmedir. Kaotik haberleşme sistemlerinde; kaotik maskeleme, kaotik modülasyon, kaotik kaydırmalı anahtarlama ve tahmini kontrol yöntemi kullanılır. Bu çalışmada, kaos ve kaotik sistemler hakkında genel bilgiler verilerek, yayılı spektrum kaotik haberleşmenin uygulama alanlarından olan Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (CSK) ve Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (DCSK) yöntemlerinin simülasyonları yapılmıştır.

Bilim Kodu : **6190202**
Anahtar Kelimeler : **Kaos, Kaotik Haberleşme, Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (CSK), Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (DCSK)**
Sayfa Adedi : **107**
Tez Yöneticisi : **Yrd. Doç. Dr. Erkan AFACAN**

SIMULATION OF A CHAOTIC COMMUNICATION SYSTEM
(M.Sc. Thesis)

Funda ERGÜN

GAZI UNIVERSITY

INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

January 2005

ABSTRACT

Chaotic systems can be defined as "sensitively dependent to initial conditions and unmeasurably complex" systems. An unmeasurable small change in the initial conditions may cause unmeasurably high variations in the future conditions of the system. Besides the sensitive dependence to the initial conditions, chaotic systems have a wideband, noise-like and nonperiodic structure. With this characteristic, chaotic systems found wide application areas; usually in different science fields and especially in engineering branches. Communications is one of the important applications of chaotic systems. Chaotic masking, chaotic modulation, chaotic shift keying and predictable control method are used in chaotic communications systems. In this study, a general information about chaos and chaotic systems is given and the simulations of Chaotic Shift Keying (CSK) and Differential Chaotic Shift Keying (DCSK) which are applications of spread spectrum chaotic communications, are realized.

Science Code : 6190202
Key Words : Chaos, Chaotic Communication, Chaotic Shift Keying (CSK), Differential Chaotic Shift Keying (DCSK)
Page Number: 107
Adviser : Asst. Prof. Dr. Erkan AFACAN

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tezi danışmanlığımı üstlenerek gerek konu seçimi, gerekse çalışmalarımın yürütülmesi sırasında bilgi ve tecrübesini esirgemeyen sayın hocam Yrd. Doç. Dr. Erkan AFACAN'a teşekkür ederim.

Yüksek lisans eğitimim boyunca bana destek olan sevgili eşim ve aileme, çalışmalarım sırasında yardımlarını esirgemeyen değerli arkadaşım Özgür KARABACAK'a, teşekkürlerimi sunarım.

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. Literatürdeki kaotik devre modelleri..... 12

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Zaman (yukarı) ve frekans (aşağı) bölgesinde (a) Perivodik ve (b) Kaotik sinyaller 5

Şekil 2.2. U sınırlarındaki dinamik sistem 7

Şekil 2.3. Lyapunov kararlılığı 7

Şekil 2.4. Lorenz sistemi için x(t) kaotik dinamiğinin zamana karşı çizimi 14

Şekil 2.5. Lorenz sistemi için y(t) kaotik dinamiğinin zamana karşı çizimi 14

Şekil 2.6. Lorenz sistemi için z(t) kaotik dinamiğinin zamana karşı çizimi 15

Şekil 2.7. Lorenz sisteminde iki farklı başlangıç değeri için elde edilen x(t) kaotik dinamikleri 16

Şekil 2.8. Lorenz sisteminde iki farklı (c) değeri için elde edilen x(t) kaotik dinamikleri 17

Şekil 2.9. Lorenz sisteminin 2-boyutlu kaotik çeker gösterimi (xy izdüşümü) 18

Şekil 2.10. Lorenz sisteminin 2-boyutlu kaotik çeker gösterimi (xz izdüşümü) 18

Şekil 2.11. Lorenz sisteminin 2-boyutlu kaotik çeker gösterimi (yz izdüşümü) 19

Şekil 2.12. Otonom Chua Devresi 20

Şekil 2.13. Chua devresindeki nonlineer direncin V-I karakteristiği 22

Şekil 2.14. Op-amp'larla oluşturulan nonlineer direnç yapısı ile Chua devresinin gerçekleştirilmesi 23

Şekil 2.15. Otonom Chua Devresinin V-I Karakteristiği 24

Şekil 2.16. Chua devresinin kaotik dinamiklerinin gösterimi (a) $V_{C1}(t)$ (b) $V_{C2}(t)$ (c) $I_L(t)$ 26

Şekil 2.17. Chua devresinde iki farklı başlangıç değeri için elde edilen $V_1(t)$ kaotik dinamikleri (kırmızı çizgi: $V_1(0)=0.01$, yeşil çizgi $V_1(0)=0.02$) 26

Şekil 2.18. Chua Devresinin Kaotik Çeker Gösterimleri (a)V_{C1}-V_{C2} düzleminde (b) V_{C1}-I_L düzleminde (c) V_{C2}-I_L düzleminde 28

Şekil 3.1. Kaynak ve kanal kodlama, modülasyon ve kanalı gösteren sayısal haberleşme sistemi 29

Şekil 3.2. Alıcının frekans seçiciliğini içeren toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal modeli 31

Şekil 3.3. Sayısal haberleşme modellerinin gürültü performanslarının karşılaştırması 33

Şekil 3.4. N=2 için korelasyon alıcısının blok şeması 37
Şekil 3.5. Eşzamanlı BPSK alıcısının blok şeması. 41
Şekil 3.6. Kaotik haberleşme modelinin blok şeması 45
Şekil 4.1. (a) Kaotik Chua osilatörü (b) Kaotik Chua diyodunun akım-gerilim karakteristiği 52
Şekil 4.2. Kaotik maskeleme sisteminin blok diyagramı 53
Şekil 4.3. Alıcı alt sistemleri 53
Şekil 4.4. Kaotik Chua devresi kullanılarak oluşturulan kaotik modülasyon sisteminin devre şeması 55
Şekil 4.5. (a) Kaotik kaydırmalı anahtarlama metodunda +1 gönderildiği zaman oluşan Chua osilatörünün akım-gerilim karakteristiği (b) -1 gönderildiğinde akım-gerilim karakteristiği 58
Şekil 4.6. (a) İlk alıcı sistem (b) İkinci ve üçüncü alt sistemler [14]. 59
Şekil 4.7. CSK modülatörünün blok şeması 61
Şekil 4.8. Eşzamanlı CSK alıcısının blok şeması 62
Şekil 4.9. Eşzamanlı olmayan CSK alıcısının blok şeması 64
Şekil 4.10. Eşzamanlı olmayan CSK alıcısındaki gözlem sinyali örneklerinin (a) gürültüsüz ve (b) gürültülü koşuldaki histogramları 65
Şekil 4.11. Dört değişik bit süresi T için eşzamanlı olmayan CSK sisteminin gürültü performansı 66
Şekil 4.12. Kaotik Chua Devresinin V1(t) dinamik gösterimi 67
Şekil 4.13. Kaotik kaydırmalı anahtarlama (CSK) kullanılarak elde edilen modüleli sinyal 68
Şekil 4.14. Eşzamanlı olmayan COOK modülasyon modelinin blok şeması 69
Şekil 4.15. Eşzamanlı olamayan COOK sistemindeki gözlem sinyali örneklerinin (a) gürültüsüz ve (b) gürültülü koşuldaki histogramları 69
Şekil 4.16. Eşzamanlı olmayan COOK modülasyon modelinin gürültü performansı 70
Şekil 4.18. 1100 dizisine karşılık gelen DCSK sinyali 72
Şekil 4.19. DCSK alıcısının blok şeması 72
Şekil 4.20. 1100 dizisine karşılık gelen ilintilendirici çıkışı 73
Şekil 4.21. DCSK sistemindeki gözlem sinyali örneklerinin (a) gürültüsüz ve (b) gürültülü koşuldaki histogramları 74
Şekil 4.22. DCSK sisteminin gürültü performansı 75
Şekil 4.23. Kaotik Chua devresinin V1(t) kaotik dinamik gösterimi 76
Şekil 4.24. DCSK modüleli işaret 77

Şekil 4.25. Kaotik Lorenz sisteminin V1(t) kaotik dinamik gösterimi 78
Şekil 4.26. Kaotik Lorenz sistemi kullanılarak oluşturulan DCSK modüleli işaret ... 78
Şekil 4.27. FM-DCSK modülatörünün blok şeması 79
Şekil 4.28. FM-DCSK modelinde iletilen sinyalin güç spektrum yoğunluğu 80
Şekil 4.29. FM-DCSK demodülatörünün blok şeması 80
Şekil 4.30. FM-DCSK alıcısındaki gözlem sinyali zi örneklerinin (a) gürültüsüz ve (b) gürültülü koşuldaki histogramları 81
Şekil 4.31. FM-DCSK sisteminin gürültü performansı 81
Şekil 4.32. CSK, COOK, ve DCSK/FM- DCSK tekniklerinin gürültü performansı. FSK karşılaştırma amaçlı verilmiştir 83
Şekil 4.33. DCSK modelinin gürültü performans analiz grafiği (L=40) 85
Şekil 4.38. DCSK modelinin farklı L (spreading factor) değerleri için teorik gürültü performansı grafiği. 86

EKLERİN LİSTESİ

Ek **Sayfa**

Ek-1. Normal (Gauss) Sapmalar.....93

Ek-2. Diferansiyel Kaotik Anahtarlama (DCSK) Simülasyon Akış Şeması.....97

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
x, y, z, u, v, w	Dinamik değişkenler
$f_n(x, y, z)$	Fonksiyon
$R(\tau)$	Öz ilişki fonksiyonu
$a, r, b, \sigma, \rho, \beta$	Sabit sistem parametreleri
λ_n	Lyapunov üsteli
$x(t), y(t), z(t)$	Durum vektörü
R	Direnç
C	Kapasitör
L	İndüktör
V_{C1}, V_{C2}	Kapasitör voltajı
G	Kondüktans
$f(V_{C1}), f(V_{C2})$	Parçalı lineer fonksiyon
N_R	Chua direnci
$\pm B_p$	Kırılma noktaları
$s(t)$	İletilen işaret
$m(t)$	Bilgi işareti
$u(t), x(t)$	Kaotik işaret
b_n	İkili veri dizisi
T	Periyot
r_i	Alınan dalga formu
N_0	Gürültü
$erfc(x)$	Hata fonksiyonu
σ	Varyans

E_b	Bit enerjisi
Kısaltmalar	**Açıklama**
t	Zaman
CSK	Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama
DCSK	Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama
COOK	Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama
FM	Frekans Modülasyonu
FM-DCSK	FM- Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı
Anahtarlama	
BER	Bit Hata Oranı
SS	Yayılı Spektrum
AWGN	Beyaz Gürültülü Kanal
SNR	Sinyal Gürültü Oranı
BPSK	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama

1. GİRİŞ

Son çeyrek yüzyıl içerisinde fizikçiler, matematikçiler, astronomlar ve bilim adamları doğadaki karmaşıklığa bakarak yeni bir davranış biçimi ortaya koymuşlardır. Bu davranış "kaos teorisi" olarak adlandırılmıştır (1). Dolayısıyla kaos, doğada gözlenebilen bir davranıştır. Çok küçük değişimlerin daha büyük değişimlere yol açması kaosun en belirgin özelliğidir. Bazen damlayan bir muslukta ve bazen de insan kalbinin atışında olmak üzere kaos doğada her yerde karşımıza çıkar. Belirli koşullar altında insan kalbinin atışı kaotik bir davranış ortaya koyar. Kalbin atış hızı, ritmik aktiviteyi kontrol eden organ tarafından denetlenir. Ancak bazı durumlarda bu organ ile kalbin uygun çalışmaması nedeniyle kalp atışları arasında birbirini takip eden uzun ve kısa boşluklar ortaya çıkar. Daha aşırı koşullarda ise kalp atış ritmi düzensiz bir hal alır. Kalbin herhangi bir atışının zamanlamasında meydana gelen çok küçük bir değişiklik, bir sonraki kalp atışında büyük bir değişikliğe neden olur. Kalp atışları kaotik bir hale gelir ve yaşamı tehdit eder. Bu örnek, düzenli bir davranışın başlangıç koşulları değiştiğinde nasıl kaosa dönüştüğüne ilginç bir örnektir.

Başlangıç şartlarına duyarlı bağımlılık gösteren deterministik sistemlerde, uzun dönemli periyodik olmayan davranışlar mevcutsa, bu periyodik olmayan davranışlara "kaos" denir (2).

1. Uzun dönemli periyodik olmayan davranıştan kastedilen, yörüngelerin bir noktaya, periyodik bir yörüngeye ya da kısmen periyodik bir yörüngeye (quasi-periodic orbit, aldatıcı periyodik yörünge anlamına daha yakın bir ifade) doğru yakınsamaması anlamındadır. Pratikte bu tür yörüngelere bazen sıkça rastlanabilir. Örneğin periyodik olmayan bu tür yörüngelere neden olan bir başlangıç şartları kümesi mevcut olabilir, ya da rasgele olarak seçilen başlangıç şartlarına bağlı olarak bu tür yörüngeler yaratılabilir.

2. Deterministik tanımından kastedilen, sistemin içinde rasgele ya da gürültü şeklinde değişkenlerin ve parametrelerin bulunmamasıdır.

3. Başlangıç şartlarına duyarlı bağımlılık ifadesiyle anlatılmak istenen, çok yakın yörüngelerin birbirlerinden üstel bir hızla uzaklaşmalarıdır, yani sistemin pozitif Lyapunov üsteli vardır.

4. Ayrıca üç ya da daha fazla boyutlu dinamik sistemlerde kaos ortaya çıkabilmektedir.

Kaos kavramının bilim tarihine girişi 18. yüzyılda olmuştur (3). Önceleri Poincare, Weirstraas, Cantor, Peano gibi matematikçilerin ilgisini çeken kaos, daha sonraları daha çok fizikçilerin ilgi gösterdikleri bir konu olmuştur.

Kaos alanındaki en önemli keşiflerden biri, 1963 yılında havanın basitleştirilmiş bir modelini çalışmak üzere basit bir matematiksel bilgisayar programı yazan meteorolog Edward Lorenz tarafından yapılmıştır (4). Lorenz, hava tahmininde başlangıç koşullarındaki çok küçük değişikliklerin belirgin farklılıklara sebep olduğunu fark etmiştir. Lorenz'in atmosfer modelinde kullandığı matematik 1970'lerde geniş bir biçimde araştırılmış ve zamanla, kaotik bir sistemin temel özelliği olarak iki farklı başlangıç koşulları dizgesindeki en küçük bir farklılığın, sistemin durumunda büyük farklara neden olacağı, bilinen bir gerçek haline gelmiştir.

Elektronik devrelerde ise kaosun deneysel olarak ilk gözlemleri, otonom olmayan ve harici bir kaynakla sürülen nonlineer osilatör devrelerinde olmuştur (5). Bu osilatör devreleri; Van der Pol&Van der Mark ile Kennedy&Chua tarafından çalışılan sinüsoidal bir kaynakla uyarılan neon lamba osilatörü, Ueda&Akamatsu tarafından geliştirilen zorlamalı negatif dirençli osilatör ve yine harici bir kaynakla sürülen seri bağlı direnç, indüktör ve diyot kombinasyonundan oluşan osilatör devresidir. Son on beş yılda yapılan çalışmalarda ise basit RLC ve RC devreleri, özellikle Van der Pol ve Duffing eşitlikleri ile tanımlanan çeşitli tipteki osilatörler, anahtarlamalı kapasitör

devreleri, PLL'li yapılar, sayısal filtreler, adaptif filtreler ve güç devreleri gibi bir çok elektronik devre ve sistemin de kaotik davranış sergilediği ortaya konmuştur. Elektronik devrelerdeki kaos olayının anlaşılmasını sağlayan kaotik osilatör devreleri otonom ve otonom olmayan kaotik osilatör devreleri olarak sınıflandırılabilir. Literatürde üzerinde en çok çalışma yapılan ve kaotik dinamikleri iyi bilinen otonom sistemler Chua osilatörü, Rössler osilatörü ve Lorenz sistemidir.

Değişik bilim dallarında ve çoğu mühendislik konularında kaos üzerine yapılan çalışmalar, kaotik sistemlerle ilgili birçok uygulama alanının oluşmasına yol açmıştır. Bu uygulama alanlarından bazıları şunlardır: Biyomedikal ve tıbbi uygulamalar, kaotik güvenilir haberleşme (çünkü kaotik işaretler geniş bantlı spektruma sahiptir, gürültüye benzer ve tahmin edilmesi zordur), dinamik bilgi sıkıştırma ve kodlama, kaotik dinamiklerin müzik ve sanat amaçlı kullanımı, kaotik salınımların yapay olarak oluşturulması, kaotik sistemlerin elektronik, optik ve optoelektronik olarak gerçekleştirilmesi, kaotik titreşim ve osilasyonların belirlenmesi ve kontrol edilmesi.

Kaotik sistemlerin önemli uygulamalarından biri de yukarıda belirtildiği gibi haberleşmedir. Kaotik sistemler, sistem parametrelerine aşırı hassas ve geniş bantlı bir spektruma sahiptir. Bu yüzden yayılı spektrum (spread spectrum) haberleşme sistemlerinde kullanılır. Kaotik haberleşme sistemlerinde; kaotik maskeleme, kaotik modülasyon, kaotik kaydırmalı anahtarlama ve tahmini kontrol yöntemi kullanılır.

Yapılan bu çalışmada kaotik haberleşme uygulamalarından olan Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (CSK) ve Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (DCSK) metotlarının Borland Turbo C++ programı ile simülasyonu ve performans analizleri yapılmıştır.

2. KAOTİK SİSTEMLER

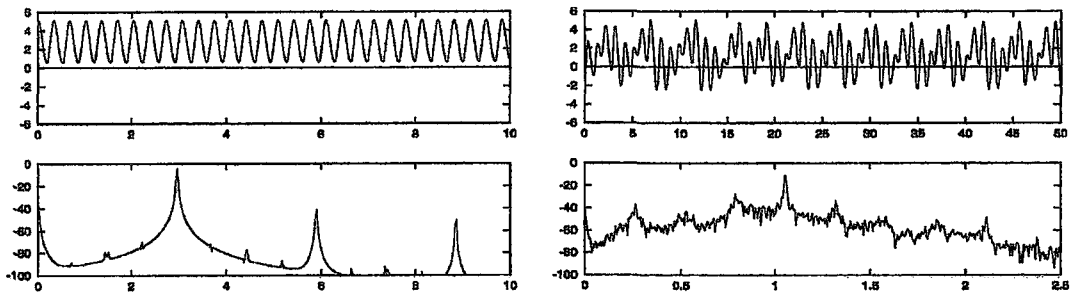
2.1. Kaos Nedir?

Karmaşık problemler, her zaman nonlineerliğe yol açarlar. Bir kural olarak, karmaşıklık dinamik sistemlerde görülür (1). Düzen ve kaos arasındaki fark, lineer (doğrusal) ve nonlineer (doğrusal olmayan) ilişkileri kullanmalarındadır. Lineer bir ilişkinin matematiksel olarak tanımlanması kolaydır: bir grafik üzerinde düz bir çizgi olarak şu veya bu biçimde ifade edilebilir. Bu ilişkinin matematiği karmaşık da olsa, yanıt hesaplanabilir ve önceden söylenebilir. Nonlineer bir ilişki ise matematiksel olarak kolayca çözülemeyen bir ilişkidir. Onu tanımlayacak hiçbir düz çizgi grafiği yoktur. Nonlineer ilişkiler tarihsel olarak çözülmesi zor veya imkansız olan ilişkiler olmuştur ve deney hatası olarak sık sık görmezlikten gelinmiştir.

Dinamik sistemler, deterministik ve stokastik olarak sınıflandırılırlar. Deterministik dinamik sistemler, durumları zamanla deterministik şekilde değişen sistemlerdir (3). Bunlar matematiksel olarak sürekli veya ayrık zamanda açılmalarına bağlı olarak diferansiyel veya fark denklemleri şeklinde tanımlanabilir. Deterministik dinamik sistemler, birtakım farklı DC, periyodik ve kaotik çözümleri kapsayan kararlı-durum (durağan) davranışları üretebilir. DC, osile etmeyen bir durumdur. Periyodik davranış durağan salınım hareketinin en basit şeklidir. Evrensel olarak analog ve sayısal haberleşme sistemlerinde taşıyıcı olarak kullanılan sinüzoidal sinyaller, sürekli deterministik dinamik sistemlerin periyodik çözümleridir. Periyodik sinyallerin zaman bölgesindeki dalga şekli ve spektrumu Şekil 2.1(a)'da görülmektedir.

Deterministik dinamik sistemler aynı zamanda geniş güç spektrumlu sürekli "gürültüsel" yapı ile karakterize edilen, periyodik olmayan sinyallerden oluşan kaotik sinyalleri de içine alır. Zaman bölgesindeki kaotik sinyaller Şekil 2.1(b)'de de görüldüğü gibi rasgele bir şekilde ortaya çıkarlar. Kaotik sistemler "başlangıç koşullarına aşırı duyarlılık" ile tanımlanır. Küçük bir karışıklık, sistemin durumunda

büyük bir değişikliğe neden olur. Denk olarak, kaotik sinyaller kendileriyle hızlı bir şekilde tamamen korelasyona girebilirler. Kaotik sinyalin öz ilişki fonksiyonu sıfırda büyük bir tepeye sahiptir ve hızlıca azalır (3).



(a) (b)

Şekil 2.1. Zaman (yukarı) ve frekans (aşağı) bölgesinde (a) Periyodik ve (b) Kaotik sinyaller

Böylece kaotik sistemler, stokastik işlemlerin çoğu özelliklerini paylaşmakla beraber teorik olarak tekrar oluşturulabilir yapıda olan gürültüsel kaotik sinyallerin oluşturulmasına olanak sağlayacak deterministik yapıya da sahiptir. Özellikle, sürekli kaotik sistemler (örnek olarak, kaotik sayısal haberleşme sistemleri için temel fonksiyonlar gibi) geniş bantlı taşıyıcılar üretmek için kullanılırlar.

2.2. Kaotik Sistemler ve Özellikleri

Kaotik sistemler, "başlangıç sartlarına hassas bağlılık gösteren ve ölçülemeyecek karmaşıklıkta sistemler" olarak tanımlanabilir. Başlangıç şartlarındaki ölçülemez derecede küçük bir değişiklik, sistemin gelecekteki durumunda ölçülemez ve çok büyük değişikliklere neden olabilir.

Kaotik sistemler, tüm girdileri değerlendirip, ona göre belirli bir davranış ortaya koyarlar. Kaotik terimi, insanın hesaplayamadığı, son derece karmaşık, ama kendi iç düzenine sahip bir süreç olarak düşünülebilir. Kaotik hareketin, rasgele her durumu alamadığı, belli bir olasılıklar kümesi içerisinde işlediği ortaya konmuştur. Daha açık bir ifade ile: Dünyadaki birçok olay aslında kaotik bir yapılanmaya sahiptir, her şey bize öğretildiği gibi doğrusal değildir; bir kar tanesinin oluşumu, sigara dumanının yükselişi, ağaç köklerinin gelişimi, kuş sürülerinin uçuşu, denizdeki dalgaların

hareketleri... Bütün bu kaotik yapılanmalar kendi içerisinde bir düzenliliğe sahiptir ve rasgele değillerdir. Yani kaos, aslında oldukça karmaşık bir "düzen"dir.

Dolayısıyla, kaotik sistemler için iki temel kural söylenebilir:

1. Başlangıç şartlarına hassas bağımlılık: Kaotik sistemler, başlangıç şartlarına çok hassas bir biçimde bağımlıdırlar.

2. Rasgele olmama durumu: Kaotik sistemler biz belirleyemesek de içsel bir düzene uyarlar, rasgele değildirler.

Ayrıca kaotik işaretler, geniş bantlı spektruma sahip, gürültüye benzer ve önceden tahmin edilmesi zor işaretlerdir.

Diferansiyel veya fark denklemleri ile ifade edilen doğrusal olmayan bir dinamik sistemin kaotik davrandığını söyleyebilmek için; sistemin, başlangıç şartlarına hassasiyeti, frekans spektrumu, faz resmi görünümü ve Lyapunov üstelleri gibi özelliklerinin incelenmesi gerekir (1).

2.2.1. Lyapunov Fonksiyonları

$$\dot{x} = f(x,t,c) \qquad (x \in R^n, c \in R^n) \qquad [2.1]$$

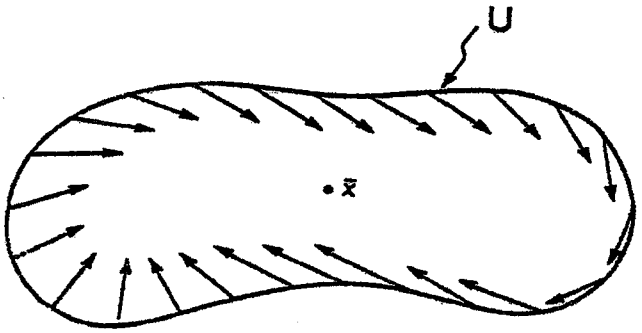
Yukarıdaki eşitlikte bir dinamik sistem verilmiş olsun; zamana bağlı olması sebebiyle otonom olmayan sistem olarak adlandırılır. R^n uzayında otonom olmayan herhangi bir sistem $x_{n+1} = t$ yapılarak R^{n+1} otonom yani zamana bağlı olmayan sistem haline getirilebilir (7). Burada x bağımlı değişken ve c kontrol parametresidir.

$$\dot{x} = f(x,c) \qquad (x \in R^{n+1}, otonom) \qquad [2.2]$$

Lyapunov kararlılık yöntemi, doğrusal olmayan sistemin bir $\bar{x}$ denge noktası civarındaki kararlılığını tanımlamak için kullanılır. Lyapunov'a göre Eş. 2.3'te

verilen doğrusal olmayan sistemde $\bar{x}$ denge noktasının U komşuluğunda kısmi türevleri sürekli bir V fonksiyonu tanımlansın (Şekil 2.2).

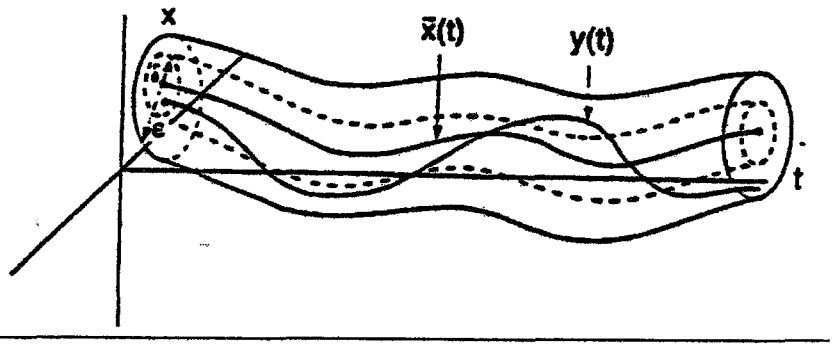
$$V:U \rightarrow R \qquad [2.3]$$



Şekil 2.2. U sınırlarındaki dinamik sistem

Eğer V fonksiyonu aşağıdaki ilk iki şartı sağlıyorsa Lyapunov anlamında düzgün kararlıdır (Şekil 2.3). Son şartı da sağlıyorsa düzgün asimptotik kararlıdır.

1. $V(\bar{x}) = 0$ ve V(x)>0, $x \neq \bar{x}$ için (kesin pozitiflik koşulu)
2. $\dot{V}(\bar{x}) \leq 0$, $U\text{-}\{\bar{x}\}$ için (yarı-kesin negatiflik koşulu)
3. $\dot{V}(\bar{x}) < 0$, $U - \{\bar{x}\}$ için (kesin negatiflik koşulu)



Şekil 2.3. Lyapunov kararlılığı

Lyapunov fonksiyonları, sistemin davranışını tanımlayan aktif enerji fonksiyonlarıdır. Sistemde bir denge durumu varsa ve sistemde depo edilen enerji ile

aynı değişimli bir fonksiyon $t\to\infty$ için sonsuza gidiyorsa sistem kararsızdır. Aksi takdirde sistem kararlı olarak ifade edilir. Lyapunov fonksiyonları sistemin durum değişkenlerine bağlı olup, fonksiyonun türevinin işareti ise sistemin düzgün kararlılığını, düzgün asimptotik kararlılığını veya kararsızlığını ifade eder. Lyapunov yöntemi doğrusal olmayan dinamik sistemlerin geniş anlamda kararlılığını inceler.

2.2.2. Lyapunov Üstelleri

Kaos ile Lyapunov üstelleri arasında sıkı bir bağımlılık bulunur (8). Bir sistemde stokastik veya kaotik yapıdan hangisinin baskın olduğuna Lyapunov üstelleri aracılığı ile karar verilebilir. Bir sistemin Lyupanov üstelleri, sistemin dinamik içeriğini tanımlayan bağımsız geometrik ölçümlerdir. Genel olarak, sistem üzerinde kestirim yapmayı basitleştirecek ölçümler olarak hizmet ederler. Sistem burada basit anlamda faz uzayında yörünge kümeleri olarak düşünülebilir (örn. çekerler). Lyupanov üstelleri, genel anlamda, en yakın yörüngeye olan yakınsama veya ıraksamanın ortalama hızını belirler. Pozitif üstel ıraksamayı, negatif üstel yakınsamayı ve sıfır üstel ise sürekli bir doğal akışı belirtmektedir. Pozitif üstelli bir sistem pozitif entropiye sahiptir. Bunun anlamı, yörüngeler başlangıç anında birbirlerine yakındır ancak zamanla birbirlerinden ayrılırlar. Üstel ne kadar büyük ise bu ayrım daha hızlı gerçekleşir. Benzer olarak, negatif üstellerde yörüngeler birlikte hareket ederler. Pozitif ve negatif Lyapunov üstellerinin her ikisini de içeren bir sistem kaotiktir.

Diferansiyel denklemleri bilinen bir sistemin Lyupanov üstelleri kolaylıkla bulunabilir.

1. Diferansiyel denklemlerin Jakobyen matrisi bulunur.
2. Jakobyen matrisinin özdeğerleri bulunur
3. Lyupanov üstellerini elde etmek için n basamak üzerinden ortalaması alınır.

Bir sistemin dinamik yapısını ortaya koyan diferansiyel denklem

$$\dot{x} = f(x) \qquad [2.4]$$

aynı zamanda dinamik model olarak alınır. Böyle bir ifadenin çözümü eğrilerden oluşan geniş bir aileyi oluşturur. Belirli başlangıç şartları ile ya da bir eğrinin geçtiği bir nokta yardımıyla özel bir çözüm olan bir eğri bulunur. Buna bağlı olarak başlangıçta çok yakın iki noktadan başlayan iki ayrı yörünge zamana bağlı olarak birbirlerinden uzaklaşabilirler veya yakınlaşabilirler; en azından başlangıca yakın bir bölgede bir ortalamadan bahsedilebilir. Eğer uzaklaşma mevcutsa sistemin kaotik özellikler gösterdiği söylenebilir. Tabi ki bu durumda çizilen eğrisel yörüngenin şeklini başlangıç şartları belirler, yani başlangıç şartlarına duyarlı bir bağımlılık söz konusudur. Daha sonra ifade edileceği gibi, pozitif Lyapunov üstelinin varlığı ile incelenen sistemin başlangıç şartlarına duyarlı bir bağımlılığa işaret eder. Eş. 2.4'te verilen ifade otonom (autonomous) dinamik model tarzıdır. Değişkenlerin direkt zamana bağımlılıkları bulunmamakla birlikte sistemin davranışları sistemi tanımlayan değişkenlerin fonksiyonlarıyla açıklanabilir.

Eş. 2.4'teki gibi vektör değişkenli dinamik bir modelde "x" vektör değişkeni sistemin tüm değişkenlerini tanımlayan vektör olsun. x_0 ve $x_0+\eta_0$ gibi iki başlangıç şartı olsun; ancak burada η_0 çok küçük bir fark vektörüdür. Böylece eldeki diferansiyellerin integrali ile çizilen iki ayrı yörünge uzun bir süre boyunca hemen hemen aynı yoldan ilerleyecektir. Eğer Eş. 2.4'teki sistem kaotik bir yapıyı gösteriyorsa zaman ilerlerken gelecekte zaman ekseninde küçük olabilecek bir aralık içerisinde iki yörünge aniden birbirlerinden uzaklaşacaklardır. Bu anilik, pek uzun olmayan bir zaman aralığı anlamındadır. Eş. 2.4 ile izlenen yollardan biri, yani başlangıç şartı x_0 olan bir yol bilinir. Ancak diğer bir başlangıç şartı $x_0+\eta_0$ olan çok yakın bir yörünge için şunlar yazılabilir:

$$\dot{x} = f(x)$$

$$x \to x+\eta \to \frac{d}{dt}(x+\eta) = f(x+\eta) = f(x) + Df(x)\eta + O(\eta^2)$$

$$\dot{x} + \dot{\eta} = f(x) + Df(x)\eta + O(\eta^2)$$

Eğer η çok küçük ise $O(\eta^2)$ güven içinde ihmal edilebilir. Böylece şu ifade kullanılabilir:

$$\dot{\eta} = Df(x)\eta \qquad [2.5]$$

Bu şekilde x noktasına göre jakobyen matrisi $Df(x)$ ile bu matrisin özdeğerleri Lyapunov üstellerinin bir yorumunu verir. Ancak bu ifade Eş. 2.4 ifadesi ile birlikte düşünülmelidir. Böylece Eş. 2.4 ile Eş. 2.5 ifadeleri bir sistemi oluşturarak $Df(x)$ 'in Eş. 2.4 ile ifade edilmesi sağlanabilir. Ancak formülasyon olarak iki ayrı başlangıç koşulu üzerinden Eş. 2.4 ifadesinin integrali alınarak iki ayrı yörünge bağımsız olarak hesaplanabilir. Başlangıç şartları çok yakın olmakla birlikte zaman ilerledikçe yörüngelerde bir ayrılık belirdiği anda iki ayrı yörünge ayrı yollarda ilerleyeceğinden artık iki yörüngenin aralarında bir bağımlılığın varolduğunu düşünmemek gerekir. Tabi ki Eş. 2.4 ortak ifadesi yine geçerlidir. Eğer bu şekilde yörüngeler arasında bir uzaklaşma mevcutsa pozitif Lyapunov üsteli söz konusu olduğundan sistemin kaotik olduğu ifade edilebilir. Eğer t=0 anında $\eta = \eta_0$ ise Eş. 2.5 ifadesinin çözümü

$$\eta = \eta_0 e^{\lambda t}$$

olarak bulunacaktır. İfadedeki η vektörleri burada onların normu şeklinde düşünülmelidir, ayrıca bir varsayım gereği t'nin fazla büyük olmayan bir değerden küçük kalması istenmelidir. Ayrıca bir kabul ile başlangıca yakın t zamanlarında $Df(x)$ matrisi sabit gibi alınabilir, en azından iki komşu yörüngenin beraber yol aldığı süre boyunca sabit gibi değerlendirilebilir.

Bir çeker (attractor) üzerindeki bir yörüngenin, başlangıç şartlarına olan bağımlılığı oldukça duyarlıdır. Lyapunov üstelinin pozitif olduğu durumda, birbirine oldukça yakın noktalardan başlayan iki ayrı yörünge birbirinden hızla uzaklaşacaklar ve tamamıyla çok farklı geleceklere sahip olacaklardır. Bu durumda uzun dönem tahminlerini hesaplamak pratikte imkansız ve anlamsızdır, çok küçük farklar artarak gelecekte bir yerden sonra hesaplamaları yanlış yere yönlendirir. Buradaki açıklamalar kaos üzerinde yapılan tanımlamaların temelini oluşturur. Böyle bir ifade ile komşu olan yörüngeler birbirlerinden üstel bir hızla uzaklaşır.

2.3. Kaotik Sistemler

Literatürde en çok kullanılan kaotik devre yapılarından bazılarının özellikleri Çizelge 1'de özetlenmiştir. Bu özet Çizelge 1 incelendiğinde, literatürdeki modellerin ya otonom modda ya da otonom olmayan modda osilasyon yaptıkları görülmektedir. Çizelge 1'den görüldüğü gibi Chua devresi ve Lorenz tabanlı devre modeli, hem analog hem de dijital formdaki işaretlerin iletimi için kullanılabilecek devre modelleridir. Literatürde çok sayıda otonom kaotik devre geliştirilmiş olsa da üzerinde en çok çalışma yapılan ve kaotik dinamikleri iyi bilinen otonom sistemler Chua osilatörü, Rössler osilatörü ve Lorenz sistemidir (9).

Tezin bu bölümünde literatürde en çok kullanılan iki kaotik sistem (Lorenz sistemi ve Chua devresi) ayrıntılı bir şekilde incelenecektir.

Çizelge 2.1. Literatürdeki kaotik devre modelleri

Devre Modeli	Devrenini Çalışma Modu	Devre Donanımı ve Yapısı	Kaotik Osilasyon Değişimini Sağlayan Kaotik Parametreler	Güvenilir Haberleşme İçin İletim Modu
Chua Devresi	Otonom	12 elemanlı, basit donanımlı olan bu devrede nonlineerlik Chua diyodu ile sağlanmakta.	R- direnç değişimi. C- kapasitör değişimi.	Analog Dijital
Lorenz Tabanlı Devre Modeli	Otonom	33 elemanlı, karmaşık donanımlı olan bu devrede nonlineerlik analog çarpıcılar ile sağlanmakta.	R- direnç değişimi.	Analog Dijital
Duffing Osilatör	Otonom Olmayan	20 elemanlı, karmaşık donanımlı olan bu devrede nonlineerlik analog çarpıcılar ile sağlanmakta	Devredeki AC voltaj kaynağının A-genlik değişimi.	Analog
MLC Devresi	Otonom Olmayan	12 elemanlı, basit donanımlı bu devrede nonlineerlik Chua diyodu ile sağlanmakta.	Devredeki AC voltaj kaynağının A-genlik değişimi.	Analog
Harici Kaynaklı Chua Devresi	Otonom Olmayan	15 elemanlı, basit donanımlı bu devrede nonlineerlik Chua diyodu ile sağlanmakta.	Devredeki AC voltaj kaynağının A-genlik değişimi.	Analog
RC-Dizili Kaotik Osilatör	Otonom	26 elemanlı, basit donanımlı bu devrede nonlineerlik diyotlar ile sağlanmakta.	Nonlineer karakteristiğin G-eğim değişimi.	Analog
Aktif-R yapılı Kaotik Osilatör	Otonom	16 elemanlı, basit donanımlı bu devrede nonlineerlik diyotlar ile sağlanmakta.	R- direnç değişimi.	Analog
OTA- Tabanlı RC Kaotik Osilatör	Otonom	8 elemanlı, basit donanımlı bu devrede nonlineerlik OTA karakteristiği ile sağlanmakta.	R- direnç değişimi.	Analog
Analog Kaotik Devre Modeli	Otonom	11 elemanlı, basit donanımlı bu devrede nonlineerlik negatif impedans konvertörü ve komparatör ile sağlanmakta.	R- direnç değişimi.	Analog
4-Boyutlu Kaotik Devre	Otonom	15 elemanlı, basit donanımlı bu devrede nonlineerlik diyot ile sağlanmakta.	R- direnç değişimi.	Analog

2.3.1. Kaotik Lorenz sistemi

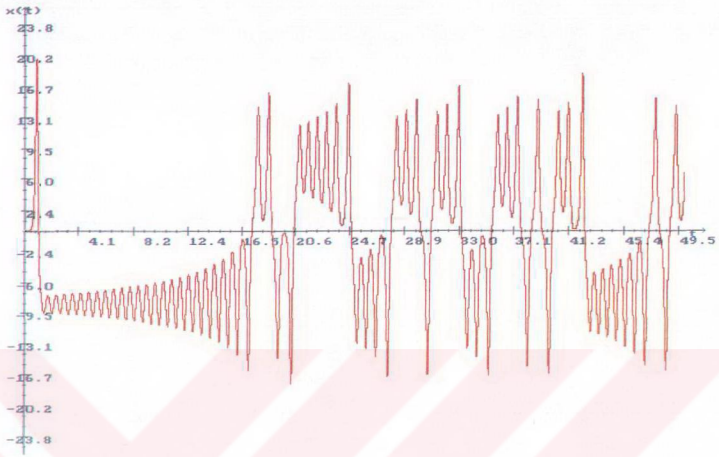
1960'ların başlarında Edward Lorenz'in Massachussets Teknoloji Enstitüsünde (MIT) yapmış olduğu çalışmalar kaos teorisine önemli katkılar sağlamıştır (10). Lorenz, atmosferin türbülanslı (hareket halindeki düzensizlik) bir akışkan gibi davrandığının, nonlineer ve başlangıç koşullarına son derece duyarlı olan bir diferansiyel denklem tarafından idare edildiğinin farkındaydı. Lorenz başlangıç koşullarına hassas bağımlılığın, hava tahminini içinden çıkılmaz bir probleme dönüştüreceğini de seziyordu. Düşüncelerinin doğruluğundan emin olmak için, temel özellikleri aynı kalmak koşuluyla, denklemleri daha basit hale getirmeye çalıştı. Bu uğraşıların sonucunda, akışkanın davranışını idare eden karmaşık denklem sistemini x, y ve z gibi yalnızca üç değişkeni olan basit bir modele indirgedi. Kaotik Lorenz sistemi iki boyutlu akışkan davranışı için ortaya atılan, bilinen en meşhur kaotik sistemdir. Kaotik Lorenz sistemi aşağıdaki denklem takımıyla tanımlanmaktadır:

$$\frac{dx}{dt} = -ax + ay$$

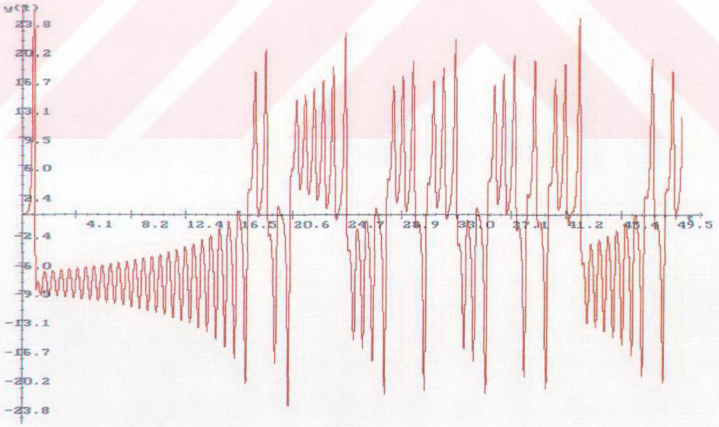
$$\frac{dy}{dt} = cx - y - xz \qquad [2.6]$$

$$\frac{dz}{dt} = -bz + xy$$

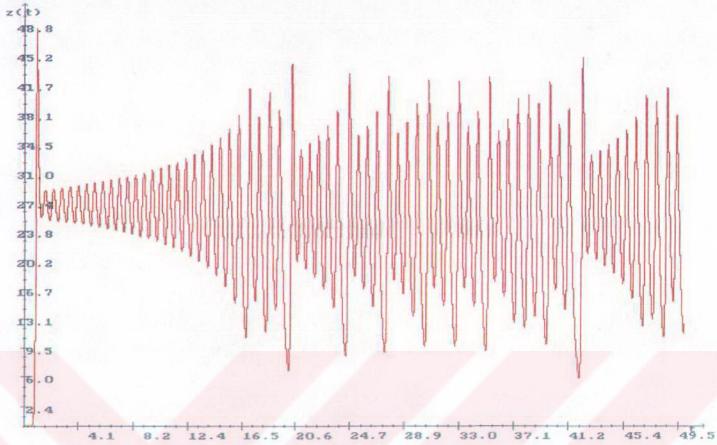
Burada a, b ve c sistem parametreleri, x, y ve z dinamik değişkenlerdir. Denklemlerden görüldüğü gibi bu kaotik sistem, lineer çarpım terimleriyle nonlineerliğin sağlandığı 3. dereceden bir sistemdir. Sistemin karakteristik özelliği, spektrumu geniş bir frekans bölgesine yayılmış periyodik olmayan salınımlar üretmesidir. Bu salınımlar gürültüye benzediği ve tahmini zor bir şekilde başlangıç koşullarına bağlı oldukları için gizli haberleşmede kullanılabileceği fark edilmiştir (11). Lorenz sistemi için x(t), y(t) ve z(t) kaotik dinamiklerinin zamana karşı çizimleri sırasıyla Şekil 2.4, 2.5 ve 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.4. Lorenz sistemi için x(t) kaotik dinamiğinin zamana karşı çizimi

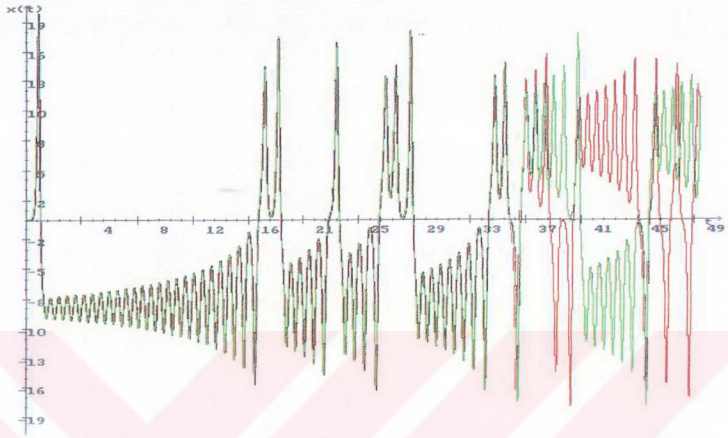


Şekil 2.5. Lorenz sistemi için y(t) kaotik dinamiğinin zamana karşı çizimi



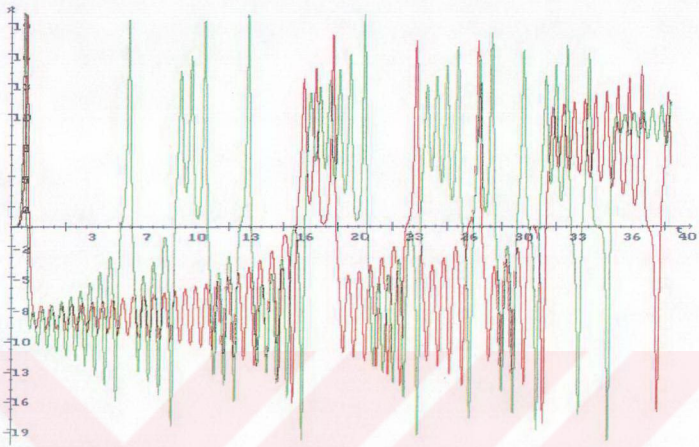
Şekil 2.6. Lorenz sistemi için z(t) kaotik dinamiğinin zamana karşı çizimi

Kaotik sistemler "başlangıç koşullarına aşırı duyarlılık" ile tanımlanır. Benzer yapıdaki iki kaotik sistem başlangıç değerlerindeki küçük bir farklılık ile çalışmaya başlarlarsa kısa bir süre sonra birbirlerinden uzaklaşacaklardır (12). Bu özelliği açıklamak amacıyla Lorenz sisteminin, farklı başlangıç değerleri için Turbo C++ programı kullanılarak simülasyonu yapılmıştır. Kaotik Lorenz sisteminde, a=10.0, b=8.0/3 ve c=28 sistem parametreleriyle başlangıç değerlerindeki küçük bir değişiklik neticesinde x değişkeninin zamanla değişimi Şekil 2.7'de görülmektedir. Şekilde kırmızı çizgiyle belirtilen grafik x(0)= 0.001, y(0)= 0.0, z(0)= 0.0 başlangıç şartında oluşan x(t) kaotik dinamiğini gösterirken, yeşil çizgiyle gösterilen grafik ise x(0)= 0.002, y(0)= 0.0, z(0)= 0.0 başlangıç şartında oluşan x(t) dinamiğini göstermektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi başlangıç şartlarındaki çok küçük bir değişime karşılık x(t) kaotik dinamiğinde önemli bir değişim meydana gelmektedir. Bu özellik, yani başlangıç şartlarına hassas bağımlılık kaotik sistemleri karakterize eden bir özelliktir.



Şekil 2. 7. Lorenz sisteminde iki farklı başlangıç değeri için elde edilen x(t) kaotik dinamikleri

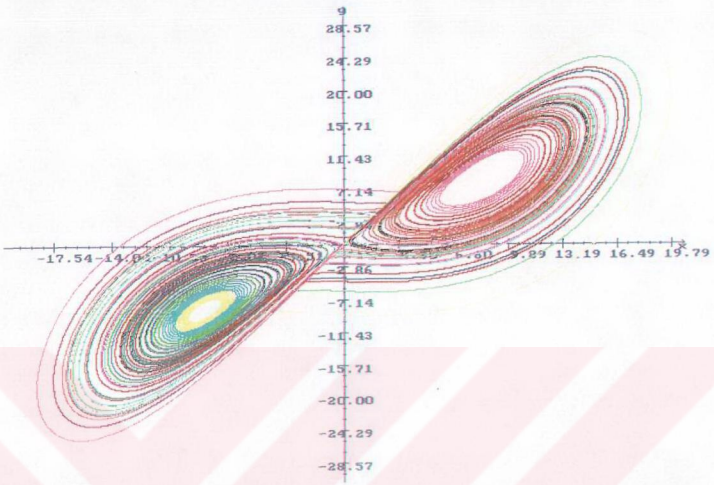
Kaotik sistemler, sistem parametrelerine de hassas bağımlılık gösterirler. Belirli sistem parametrelerinde yapılacak değişiklik sistemin kaotik davranışını da değiştirecektir. Bu tür sistemlerde, sistemi kaotik davranış moduna sokacak kritik parametre değerleri vardır. Lorenz sisteminin kritik parametresi olan (c)'nin iki değeri, c=28 ve c=35 için Turbo C++ programı ile simülasyonu yapılmıştır. Sonuçlar, Şekil 2.8'de görülmektedir. Şekil 2.8 'de kırmızı çizgi c=28 ve yeşil çizgi de c=35 değerleri için simülasyon sonuçlarını göstermektedir. Sonuçlardan anlaşılacağı gibi (c) parametresinde yapılan değişiklik kaotik sistemin davranışını değiştirmiş ve başka bir kaotik davranışa dönüştürmüştür. Kaotik sistemlerde Lorenz sistemindeki (c) parametresi gibi kritik kaos parametrelerine dallanma (bifurcation) parametresi denmektedir. Sistem bu dallanma parametresine bağlı olarak periyot-1, periyot-2, periyot-4... gibi katlı periyodik davranışlardan sonra kaosa gider.



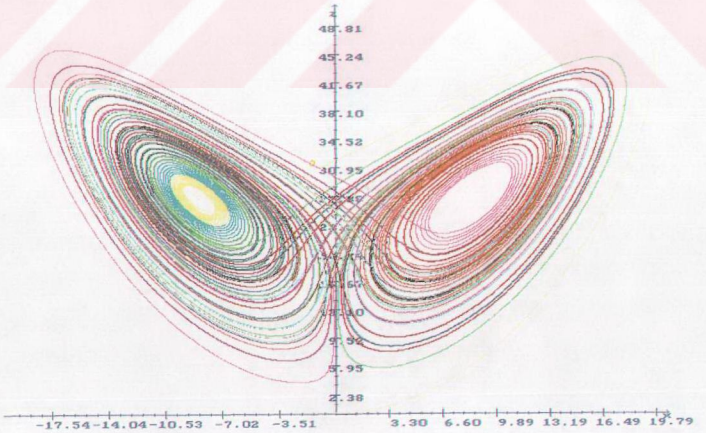
Şekil 2. 8. Lorenz sisteminde iki farklı (c) değeri için elde edilen x(t) kaotik dinamikleri

Kaotik Lorenz sisteminde verilen bir andaki hava, üç boyutlu faz uzayında bir nokta ile, havanın zaman içerisindeki seyri ise bu noktalardan geçen bir yörünge ile temsil edilir. Bu yörünge dinamik sistemin geçmişini gösterir. Kaotik sistemler doğrusal olmadıkları için yörüngeleri çok karışıktır fakat rasgele değildir. Zaman ilerledikçe, yörüngeler faz uzayını doldurmaya başlar ve hiçbir zaman üzerine kapanmaz; tekrar eder. Bu şekilde bir davranış kaosa işarettir. Sistemin çalıştırılması sonucu elde edilen olası hava durumlarının kümesi ise Lorenz çekeri olarak adlandırılır. Lorenz çekeri üç boyutlu uzayda herhangi bir hacim işgal etmez. Diğer taraftan bu çeker ne bir boyutlu basit bir eğri ne de iki boyutlu bir yüzeydir. Çeker 2.06 gibi tam sayı olmayan (fraktal) bir boyuta sahiptir ve bu nedenle garip veya acayip sıfatları ile nitelendirilir.

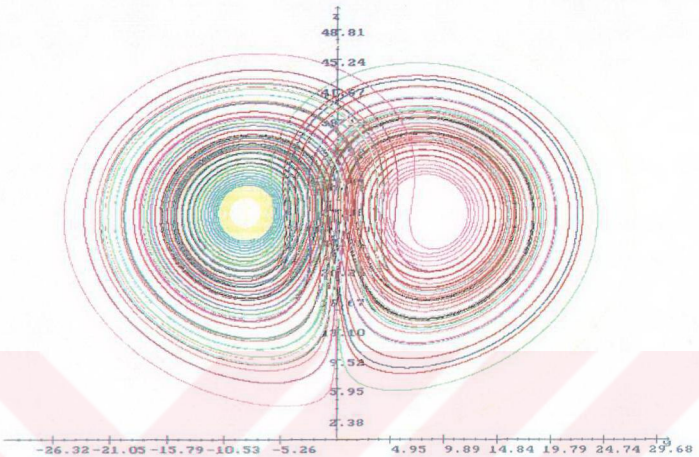
Şekil 2.9, Şekil 2.10 ve Şekil 2.11'de kaotik Lorenz sistemine ait faz resimleri görülmektedir. Şekillerden görüldüğü gibi kaotik Lorenz sisteminin xy yörüngesi iki simetrik sabit nokta etrafında dönmektedir.



Şekil 2. 9. Lorenz sisteminin 2-boyutlu kaotik çeker gösterimi (xy izdüşümü)



Şekil 2. 10. Lorenz sisteminin 2-boyutlu kaotik çeker gösterimi (xz izdüşümü)



Şekil 2. 11. Lorenz sisteminin 2-boyutlu kaotik çeker gösterimi (yz izdüşümü)

2.3.2. Kaotik Chua devresi

Laboratuar koşullarında kaotik davranış oluşturmaya yatkın Lorenz sistemine benzer ilk gerçek fiziksel dinamik sistem Chua tarafından tanıtılmıştır. Chua, birçok dinamik davranış sergileyen üçüncü dereceden basit bir otonom devre oluşturmuştur (Şekil 2.12). Kaotik Chua devresi, Lorenz denklemlerine göre bazı avantajlara sahiptir. Chua devresi, Lorenz denklemine göre sadece bir değişkenli bir nonlineerlik içerir. Chua devresi laboratuar ortamında kolaylıkla oluşturulabilir.

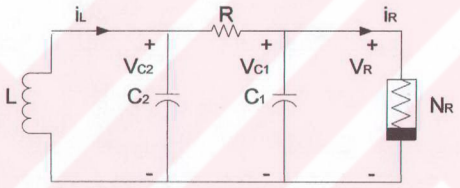
Kaosu sergilemek için, dirençler, kapasitörler ve bobinlerden oluşan otonom bir devre (13);

i) en az bir nonlineer eleman
ii) en az bir yerel aktif direnç
iii) en az üç enerji depolayan eleman

içermelidir.

Chua devresi bu kriterleri sağlayan en basit elektronik devredir (14). Ek olarak, bu devre, kaosun varlığının matematiksel olarak kanıtlandığı tek fiziksel sistemdir. 1984'de geliştirilen otonom Chua devresi, oldukça basit bir devre yapısına sahip olmasına rağmen kompleks dallanma ve kaos sergilemesi dolayısıyla elektronikteki kaos olayının açıklanmasında model devre olmuştur. Kaos ve kaotik sistemlerle yapılan uygulamalarda da kaos üreteci olarak genellikle Chua devresi kullanılır.

Şekil 2.12'de Chua devresi olarak adlandırılan nonlineer bir osilatör devresi görülmektedir.



Şekil 2.12. Otonom Chua Devresi

Şekilden görüldüğü gibi, Chua devresi kapasitör, indüktör gibi enerji depolayan elemanlar, lineer direnç ve Chua diyodu olarak adlandırılan bir nonlineer direnç N_R'den oluşmakta ve aşağıdaki üç otonom durum denklemiyle tanımlanmaktadır:

$$C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{(V_{C2} - V_{C1})}{R} - f(V_{C1})$$

$$C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{(V_{C1} - V_{C2})}{R} + \dot{I}_L \qquad [2.7]$$

$$L \frac{d\dot{I}_L}{dt} = -V_{C2}$$

Burada; $\dot{I}_R = f(V_R) = G_b V_R + 0.5\,(G_a - G_b) \times \{|V_R + B_p| - |V_R - B_p|\}$ [2.8]

denklemi ile karakterize edilir. Eş. 2.7'de verilen ifadelerde, değişkenler yeniden düzenlenerek durum denklemleri Eş. 2.9'daki gibi boyutsuz bir forma dönüştürülebilir (15).

$$\frac{dx}{d\tau} = \alpha(y - x - f(x))$$

$$\frac{dy}{d\tau} = x - y + z \qquad [2.9]$$

$$\frac{dz}{d\tau} = -\beta y$$

Burada;

$$x \triangleq \frac{V_{C1}}{B_p}, \qquad y \triangleq \frac{V_{C2}}{B_p}, \qquad z \triangleq \dot{I}_L\left(\frac{R}{B_p}\right)$$

$$\alpha \triangleq \frac{C_2}{C_1}, \qquad \beta \triangleq \frac{R^2 C_2}{L}$$

$$\tau \triangleq \frac{t}{RC_2}, \qquad a \triangleq RG_a, \qquad b \triangleq RG_b$$

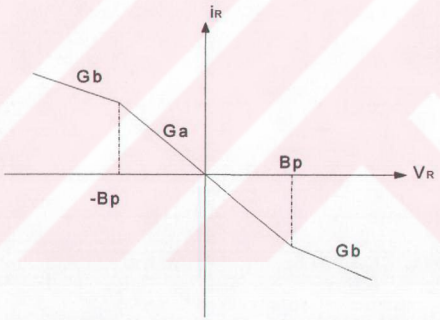
olarak verilmektedir.Bu çalışma da kolaylık için, boyutsuz formda çalışılacaktır ve τ yerine t kullanılacaktır.

Eş. 2.8 ile verilen $f(V_R)$, N_R nonlineer direncin, iç bölgede G_a ve dış bölgede G_b eğimli V-I karakteristiğidir. Tipik bir V-I karakteristiği Şekil 2.13'de görülmektedir. G_a, G_b ve B_p için uygun değerler seçildiğinde, Chua diyodu için herhangi bir parçalı lineer V-I karakteristiği tanımlanabilir. Burada $\mp B_p$ ifadesi de kırılma noktalarını vermektedir. B_p kırılma noktasından mutlak değerce küçük olan voltaj değerleri için

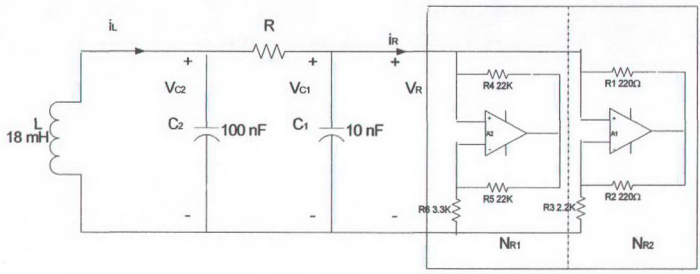
karakteristik G_a negatif eğimli bir parçaya sahiptir. B_p kırılma noktasından daha yüksek voltaj değerleri için karakteristik $|G_a| < |G_b|$ olan G_b negatif eğimli lineer iki parçaya sahiptir. Bu karakteristik analitik olarak aşağıdaki gibi verilir (15, 18):

$$I_R = f(V_R) = \begin{cases} G_b V_R + (G_b - G_a) B_p & V_R < -B_p \\ G_a V_R & -B_p \le V_R \le B_p \\ G_b V_R + (G_a - G_b) B_p & V_R > B_p \end{cases}$$

burada $B_p>0$, $G_a<0$ ve $G_b<0$'dır.



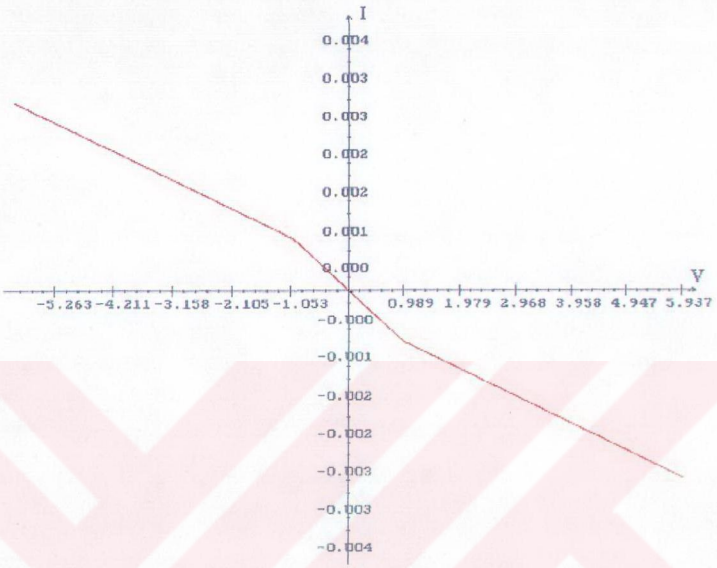
Şekil 2.13. Chua devresindeki nonlineer direncin V-I karakteristiği



Şekil 2.14. Op-amp'larla oluşturulan nonlineer direnç yapısı ile Chua devresinin gerçekleştirilmesi

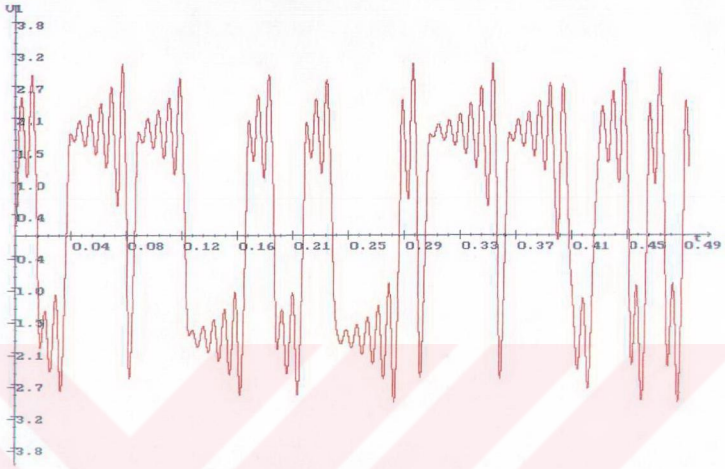
Literatürde nonlineer direnç elemanı N_R, elektronik elemanlarla değişik formlarda gerçekleştirilmiştir. Bunlara diyotlu, Op-amp'lı, transistörlü ve işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricileri (OTA-Operational Transconductance Amplifier) ile gerçekleştirilen nonlineer direnç devre yapıları örnek gösterilebilir (11, 13). Ancak bunlar arasında devre yapısı daha basit ve daha kullanışlı olması dolayısıyla, iki Op-amp ve direnç kombinasyonundan oluşan nonlineer direnç devresi (17) en çok tercih edilen model olmuştur. Bu nonlineer direnç modeli kullanılarak gerçekleştirilen Chua devresi Şekil 2.14'de görülmektedir. Chua diyodunun arzu edilen ve Eş. 2.13 ile verilen V-I karakteristiği, voltaj kontrollü negatif direnç konvertörleri N_{R1} ve N_{R2}'nin paralel bağlanmasıyla elde edilmiştir.

Bu bölümde, otonom Chua devresinin kaotik davranışları simülasyon çalışmaları ile incelenecektir. Şekil 2.7'deki iki Op-amp'la gerçekleştirilen N_R'nin Borland Turbo C++ programı ile yapılan simülasyonuyla elde edilen V-I karakteristiği Şekil 2.15'de görülmektedir. Bu simülasyonda kullanılan nonlineer karakteristikler G_a= -0.410 mS, G_b=-0.780 mS ve B_p=±1'dir (18).

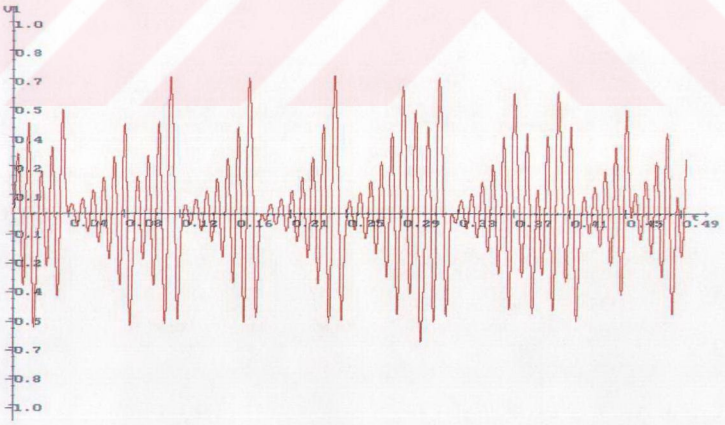


Şekil 2.15. Otonom Chua Devresinin V-I Karakteristiği

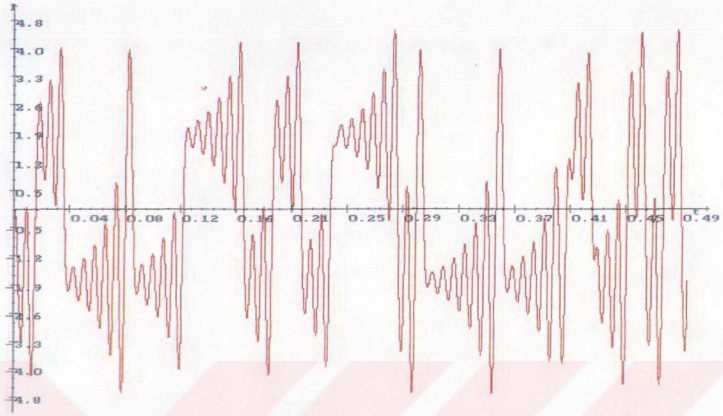
Şekil 2.16'da V_{C1}=0.1 ve V_{C2}=0.0 başlangıç değerleri kullanılarak Borland Turbo C++ programı ile elde edilen Chua devresinin $V_{C1}(t)$, $V_{C2}(t)$ ve $I_L(t)$ kaotik dinamik gösterimleri verilmiştir.


VL
3.8
3.2
2.7
2.1
1.5
1.0
0.4
0.04
0.08
0.12
0.16
0.21
0.25
0.29
0.33
0.37
0.41
0.45
0.49
t
-0.4
-1.0
-1.5
-2.1
-2.7
-3.2
-3.8

(a)

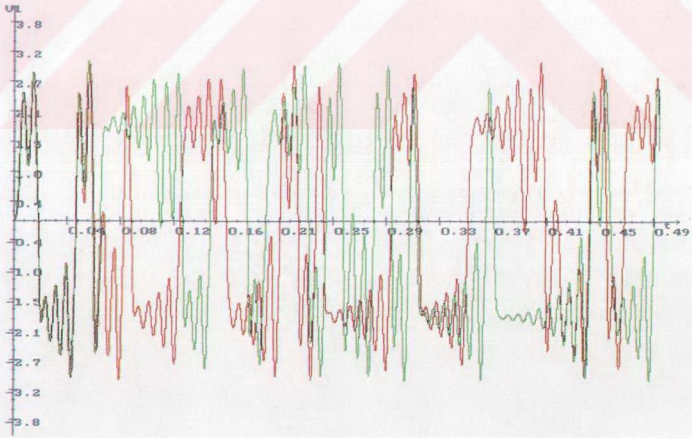

VL
1.0
0.8
0.7
0.5
0.4
0.2
0.1
0.04
0.08
0.12
0.16
0.21
0.25
0.29
0.33
0.37
0.41
0.45
0.49
t
-0.1
-0.2
-0.4
-0.5
-0.7
-0.8
-1.0

(b)



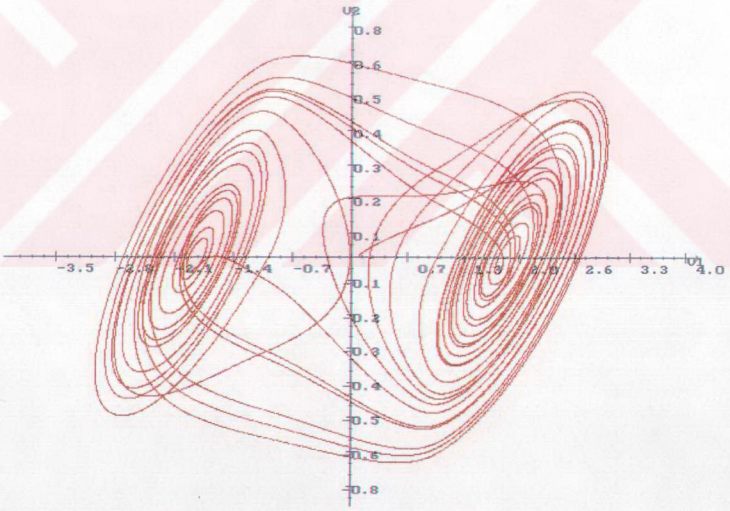
(c)

Şekil 2.16. Chua devresinin kaotik dinamiklerinin gösterimi (a) $V_{C1}(t)$ (b) $V_{C2}(t)$ (c) $I_L(t)$

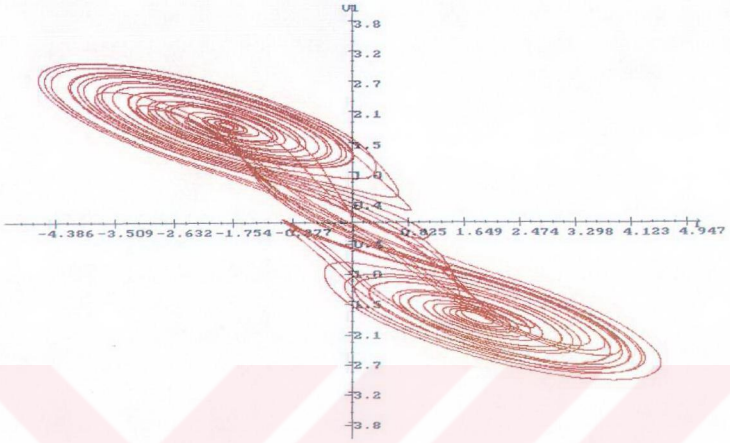


Şekil 2.17. Chua devresinde iki farklı başlangıç değeri için elde edilen $V_1(t)$ kaotik dinamikleri (kırmızı çizgi: $V_1(0)=0.01$, yeşil çizgi $V_1(0)=0.02$)

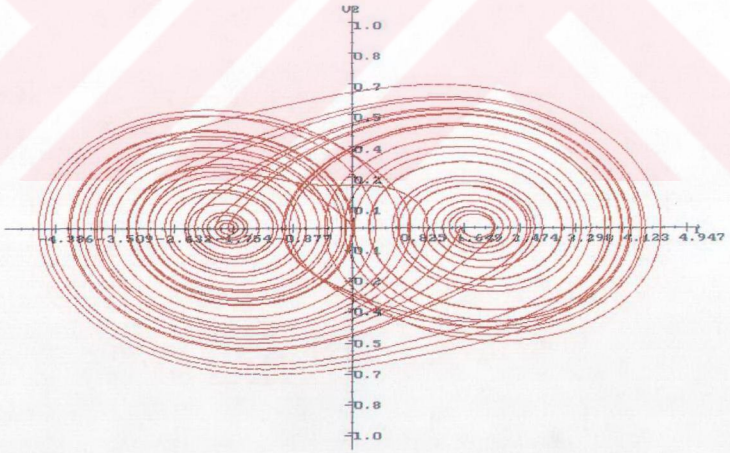
Şekil 2.17'de Chua devresinde iki farklı başlangıç şartı için elde edilen $V_{C1}(t)$ kaotik dinamik gösterimi verilmiştir. Daha önce kaotik dinamiği incelenen Lorenz sistemindeki kaotik değişim parametresi (c)'nin yerini Chua devresinde R direnç değeri almıştır. Şekil 2.14'teki R direnç değerinin 2K'dan yavaş yavaş sıfıra doğru azaltılmasıyla Chua devresi çok çeşitli dallanma ve periyot katlanmalarını (periyot-1, periyot-2, periyot-4, periyot-n) takiben Rössler tipi kaotik Chua çekere ve çift spiralli (double scroll) kaotik Chua çekere dönüşür (14, 18). Bu bölümde, Chua devresinde çift spiralli kaotik çekerinin (Double Scroll Attractor) varlığı simülasyon sonuçları ile ispatlanmıştır. Bunun için, Chua devresinde R=1.7 K alınarak elde edilen kaotik çeker gösterimleri Şekil 2.18'de görülmektedir. Chua devresinde R değeri 1.8 K'da sabit tutularak C_1 elemanı da ikinci bir değişim parametresi olarak kullanılabilir.



(a)



(b)



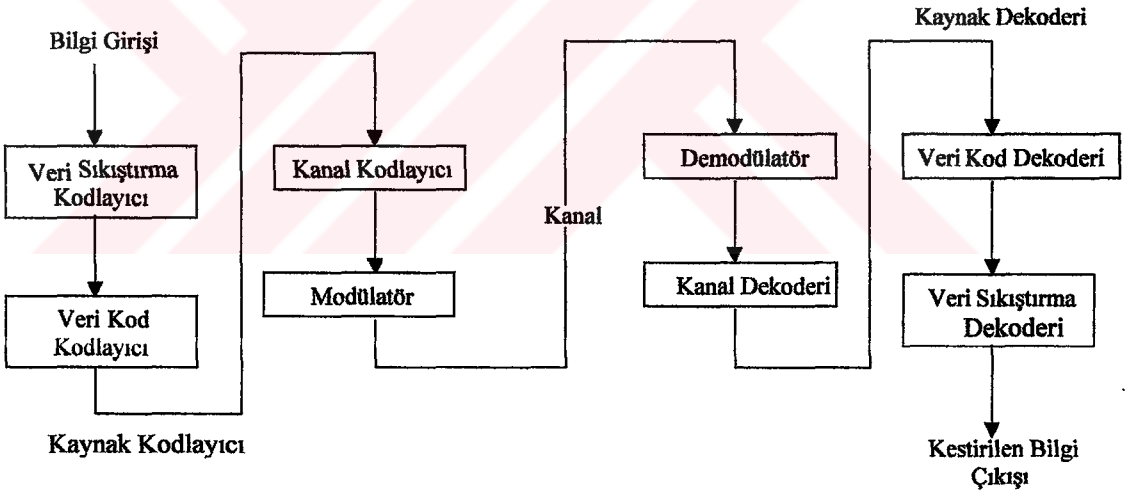
(c)

Şekil 2.18. Chua Devresinin Kaotik Çeker Gösterimleri (a)V_{C1}-V_{C2} düzleminde
(b) V_{C1}-I_L düzleminde (c) V_{C2}-I_L düzleminde

3. SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMLERİ

3.1. Sayısal Haberleşme Sisteminin Temel Yapısı

Haberleşme sistem teorisi, bilginin bir kaynaktan alıcıya bir kanal boyunca iletimi ile ilgilenir (1, 19). Sayısal haberleşme sisteminin amacı (Şekil 3.1), bilgiyi bir sayısal bilgi kaynağından (bilgisayar, sayısallaştırılmış ses ve görüntü gibi) alıcıya olabildiğince verimli taşımaktır. Bu sayısal bilgi, taşıyıcı diye bilinen analog elektromanyetik dalganın bazı özelliklerini değiştirerek semboller dizisine çevrilmesi ile taşınır. Bu işleme "modülasyon" denir. Modülasyon her zaman gereklidir. Çünkü, pratikteki bütün haberleşme kanalları sayısal sinyalleri direkt olarak iletemeyecek bant sınırlı analog sistemlerdir. Alıcıda, alınacak sinyal kanal filtresi ile seçilir, demodüle edilir, yorumlanır ve bilgi yeniden oluşturulur.



Şekil 3.1. Kaynak ve kanal kodlama, modülasyon ve kanalı gösteren sayısal haberleşme sistemi

İletişim için sayısal bilgiyi analog sinyale dönüştürme, şifreleme ve kodlamaya güvenlik, veri sıkıştırma ve hata düzeltme kabiliyeti eklenerek sağlanabilir.

Hata düzeltme kabiliyeti, gerçek kanalların analog sinyali lineer olan ve olmayan çeşitli mekanizmalar (zayıflatma, dağılma, semboller arası etkileşim, iç modülasyon,

PM/AM ve AM/PM dönüşümleri, gürültü, etkileşim, çoklu yol etkileri gibi) tarafından bozması nedeni ile gereklidir.

Bir kanal şifreleyicisi, alıcıda hatalı tahmin olasılığını düşürmek amacı ile kullanılabilen iletilmiş sembol dizisine algoritmik karmaşıklık getirir.

Modülasyon, bir sembolün iletişim için uygun bir analog dalga şekline çevrilmesi işlemidir. Ortak sayısal modülasyon modelleri, sinüzoidal taşıyıcı ve sembollerin genlikleri, fazları, frekansları, sırası ile faz ve faz geçişleri, ve genlikleri ve fazları arasında bire bir örtüşmenin olduğu, genlik kaymalı anahtarlama (ASK), faz kaymalı anahtarlama (PSK), frekans kaymalı anahtarlama (FSK), sürekli faz modülasyonu (CPM) ve genlik faz anahtarlama (APK)'ları içerir.

Kanal, bilgi taşıyıcı analog dalga şeklinin geçtiği verici ve alıcı arasında var olan fiziksel bir ortamdır. İletilen sinyal kanal içerisinde her zaman bozulur. Bu nedenle, alıcı hiçbir zaman tam olarak gönderilen işareti alamaz. Alıcıdaki demodülatörün amacı, alınan bozulmuş analog sinyalden iletilen sembol dizisini kestirim yolu ile oluşturmaktır. Kanal çözücünün görevi, kestirilen sembol dizisinden orijinal bit akışını (bilgi v.b.) yeniden oluşturmaktır. Gerçek haberleşme kanallarındaki bozulmalardan dolayı, hatasız iletişim hiçbir zaman mümkün değildir.

Nonlineer dinamikler, sayısal haberleşme sisteminin yapı bloklarının bazılarında potansiyel uygulamalara (veri sıkıştırma, kodlama ve modülasyon gibi) sahiptir. Veri sıkıştırma ve kodlama potansiyel olarak geri dönüşümlü, hatasız sayısal iletişimdir. Analog bir sinyalin kanal boyunca iletimi ve sayısal bilgi olarak sonradan yorumu doğal olarak hata eğilimlidir.

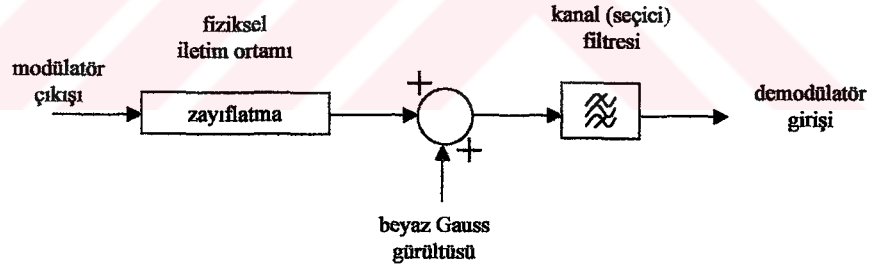
Bir kaotik taşıyıcı sinyal kullanımını geleneksel sinüzoidal taşıyıcı ile karşılaştırabilmek için, gereçek bir kanal modeli düşünülmeli ve bu kanalı kullanarak her bir kaotik modülasyon modelinin performansı ölçülmelidir. Bu bölümde, gerçek bir kanal modeli için minimum gereksinimler ile geleneksel ve kaotik modülasyon modellerini karşılaştırabileceğimiz performans ölçümleri incelenmiştir.

3.2. Kanal Modeli İçin Minimum Gereksinimler

Bir haberleşme kanalı, sinyali vericiden alıcıya taşıyan fiziksel ortamdır (1, 3). Eğer bir modülasyon modelinin performansı ölçülecekse, o zaman kanal modeli modülatör çıkışından demodülatör girişine kadar her şeyi içermelidir. Eğer fiziksel ortam, sabit bir zayıflama ile modellenebilirse aşağıdaki etkiler göz önüne alınmalıdır:

1) Maksimum güç transferini oluşturmak için, haberleşme sisteminin devrelerinin giriş ve çıkış empedansları uyuşmalıdır. Bunun nedeni, toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) olarak modellenen termal gürültünün RF alıcının girişinde her zaman mevcut olmasıdır.

2) Kanalın bant genişliği, radyo alıcısının girişinde her zaman mevcut olan istenmeyen sinyalleri ve bu alıcının nonlineerliğinden oluşan etkileşimi bastırmak amacıyla kanal (seçici) filtresi ile sınırlandırılmalıdır.



Şekil 3.2. Alıcının frekans seçiciliğini içeren toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal modeli

Modülasyon modelinin performansını ölçmede kullanılabilecek en basit kanal modeli toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) lineer bir bant geçiren kanaldır. Bu bant geçiren AWGN kanal modelinin blok diyagramı Şekil 3.2'de görülmektedir. Kanal filtresi alıcıdaki istenen iletişim frekansını seçmede ve fiziksel iletim ortamının frekans modelini çıkarmada kullanılır. (19).

Şekil 3.2'de görülen modelde, alınan sinyalin AWGN ile bozulduğu varsayılmıştır. Gerçek bir haberleşme sisteminde, gürültü tam olarak beyaz veya Gauss olmayabilir. AWGN varsayımının sebepleri:

1) hesaplamaları kolaylaştırır,

2) bu formda olan termal gürültü, çoğu pratik haberleşme sisteminde baskındır,

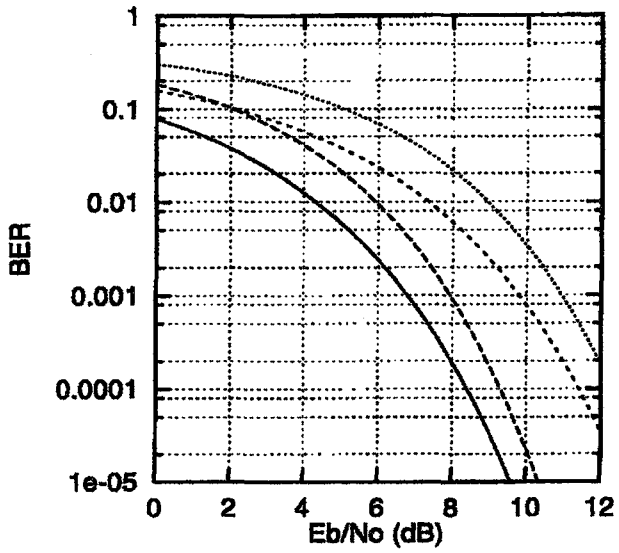
3) AWGN kanal modeli kullanan değişik modülasyon modellerinin nispi performansı gerçek kanal koşulları altında geçerliliğini korur (20).

3.3. Performans Ölçümleri

Sayısal haberleşme sistemindeki hataların birincil kaynağı analog kanaldır. Sayısal haberleşmenin temel problemi, bu kanal boyunca iletişimin etkisini (effectiveness) maksimize etmektir.

Sayısal haberleşme sisteminin performansı alıcıda bit hata oranı (BER) olarak ölçülür. Genel olarak, bu, kodlama modeline, kullanılan dalga formunun tipine, verici gücüne, kanal karakteristiklerine ve demodülasyon modeline bağlıdır (1, 19). AWGN'li lineer kanalın performansının geleneksel grafiksel gösterimi Şekil 3.3'de verilmiştir. BER'e karşılık E_b/N_o değerlerini gösterir. Burada E_b bit başına enerji, N_o, kanala tanıtılan gürültünün güç spektral yoğunluğudur.

Verilen geri plan gürültü seviyesi için, BER her bir bit ile ilişkili enerjiyi artırarak azaltılabilir. Bu ya daha yüksek güç ile ileterek ya da bit başına daha uzun periyot ile yapılabilir. Sayısal haberleşmedeki sorun, bit başına minimum enerjili belirlenmiş bir BER elde edebilmektir. İleri bir görüş, veri hızının kanal bant genişliğine oranı olarak tanımlanan bant genişliği verimliliğidir (21).



Şekil 3.3. Sayısal haberleşme modellerinin gürültü performanslarının karşılaştırması. Soldan sağa doğru: eşzamanlı ikili faz kaymalı anahtarlama (düz çizgi), diferansiyel faz kaymalı anahtarlama (uzun kesikli çizgi), eşzamanlı (kısa kesikli çizgi) ve eşzamanlı olmayan (noktalı çizgi) ikili ortogonal frekans kaymalı anahtarlama

3.4. Modülasyon Modeli Seçimini Etkileyen Faktörler

Verilen bir BER ve geri plan gürültü seviyesi için, sayısal haberleşme sisteminin tasarımındaki ana amaç, her bitin iletimi için gereken enerjiyi minimize etmektir (1,19). İkinci amacı ise kanal bant genişliğinin verimli şekilde kullanımıdır. Bu tasarım gereksinimleri, kullanılacak modülasyon modelinin seçimini etkiler.

Modülasyon deterministik anlamda, sembolleri analog dalga şekillerine (sinyal setinin elemanları) çevirmede kullanılan nispeten açık bir yöntem olmasına rağmen, bozulmuş stokastik analog sinyal örneklerinin tekrar sembollere çevrildiği demodülasyon, daha zor ve hata bağımlı bir süreçtir.

Bu bölümde, bant genişliği verimliliğini maksimize edecek ve alıcıda yanlış tahminlerin yapılma olasılıklarını minimize edecek sinyal kümesinin tasarım yolları göz önüne alınmıştır.

3.4.1. Bant genişliği verimliliği için M-li modülasyon tasarımları

Bit dizisinin iki olası sinyale çevrildiği ikili modülasyon tasarımlarında, bant genişliği verimliliği düşüktür, çünkü gerek duyulan kanal bant genişliği bit hızıyla orantılıdır.

Bant genişliği verimliliği, sinyal kümesinin M tane olası sinyal içerdiği M-li modülasyon tasarımı kullanarak iyileştirilebilir. Genel olarak bütün uygulamalarda, olası sinyallerin M sayısı, n'in tamsayı olduğu durumda (2^n)'dir. Sinyal süresi $T=nT_b$ ile verilir. Burada T_b bit süresidir.

Geleneksel sayısal haberleşme sistemlerinde, sinyal kümesinin elemanları sinüzoitlerdir. Bunlar, örnek olarak, M ayrı değer boyunca değişen sırası ile M-li ASK (MASK), M-li PSK (MPSK) ve M-li FSK (MFSK) anlamında iletilen sinyalin genliği, fazı ve frekansıdır. M-li APK'da (MAPK) (M-li dörtlü genlik modülasyonu (QAM) bir örnek olabilir), referans sinüzoitlerin hem genliği hem de fazı değişkendir. M-li modülasyon tasarımlarında, veri dizisindeki her n bit için bir sembol iletilir. Genel olarak, gelen bit dizisi semboller dizisine çevrilir ve her sembol sinyal kümesinin bir elemanına çevrilir.

3.4.2. Ortonormal temel fonksiyonlar

Bir eşzamanlı alıcı demodülasyonu, gelen sinyalin, sinyal kümesinin bütün elemanları ile karşılaştırması ile gerçekleştirilir. Eğer bir lineer AWGN kanal modeli düşünülecek olursa, bunu en verimli başarmanın yolu, alınan sinyali sinyal kümesinin her elemanıyla korelasyona sokmak ve en büyük korelasyona sahip olanı seçmektir.

Bundan dolayı, eşzamanlı alıcı, sinyal setinin M tane elemanını da bilecek şekilde tasarlanmalıdır. Modern modülasyon tasarımlarında M'in en fazla 256 olabilmesinden dolayı, bu zor bir durum olarak görülebilir. Yine de alıcıda bilinmesi

gereken büyük sayıdaki sinyaller, ortonormal temel fonksiyonlar kullanılarak düşürülebilir.

$s_i(t)$, i=1,2,3,...,M'in sinyal kümesinin elemanlarını belirttiğini düşünelim. Amacımız, temel fonksiyonlar olarak adlandırılan ve alıcıda bilinmesi gereken özel sinyallerin sayısını minimize etmektir. Sinyal kümesinin elemanlarının N gerçel değerli ortonormal temel fonksiyonlar şeklinde ifade edilebildiğini varsayalım.

$g_j(t)$; j=1,2,...,N

burada

$$\int_0^T g_i(t)g_j(t)dt = \begin{cases} 1, & \text{eger } i = j \\ 0, & \text{diger} \end{cases} \qquad [3.1]$$

O zaman sinyal kümesinin elemanları temel fonksiyonların lineer kombinasyonu olarak ifade edilebilir.

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^{N} s_{ij} g_j(t), \begin{cases} 0 \le t < T \\ i = 1,2,...,M \end{cases} \qquad [3.2]$$

burada N≤M'dir.

Geleneksel sayısal haberleşme sisteminde, temel fonksiyonlar olarak sinüzoitler kullanılır; en yaygın durum sinüzoidin dörtlü grubunu kapsar.

Sinyal kümesi üretimi

Eş. 3.2'deki s_{ij} katsayısı N-boyutlu sinyal vektörü s_i'nin j'nci elemanı olarak düşünülebilir. Gelen bit dizisi öncelikle sembol dizisine dönüştürülür; sinyal vektörünün elemanları daha sonra sembollerden belirlenir. İletilecek $s_i(t)$ sinyalleri temel fonksiyonların ağırlıklı toplamları olarak (Eş. 3.2'de verildiği gibi) üretilir.

Sinyal vektörünün korelasyon ile yeniden oluşturulması

Temel fonksiyonlar ortonormal oldukları için, sinyal vektörünün elemanları sinyal kümesinin elemanlarından (ör. alınan sinyalden) eğer her bir temel fonksiyon alıcı tarafından biliniyorsa yeniden oluşturulabilir.

Genel olarak,

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t) g_j(t) dt, \begin{cases} i = 1,2,...,M \\ j = 1,2,...,N \end{cases} \qquad [3.3]$$

yazılabilir.

Böylece demodülatör, herbiri temel fonksiyon $g_j(t)$'nin s_{ij} ağırlığını yeniden elde edebilecek N tane ilintilendiriciden oluşur. Sinyal vektörü ve semboller arasında bire bir aktarmadan dolayı, iletilen semboller ilintilendirici çıkışlarını *"post-process"* ederek yeniden oluşturulabilir ve böylece demodüle edilmiş bit dizisi elde edilebilir.

3.4.3. Bant genişliği verimliliği için ortonormal temel fonksiyonlar

Ortonormal temel fonksiyonları kullanmanın ana avantajı, düşük sayıdaki temel fonksiyondan yüksek sayılarda sinyal kümesi oluşturabilmektir. Tipik olarak, bir dörtlü sinüzoidal çifti kümesi (bir sinüs ve bir kosinüs) temel fonksiyonlar kümesi olarak kullanılır. Dörtlü sinüzoidal sinyaller basit bir faz kaydırıcı kullanılarak

oluşturulabildiğinden dolayı, alıcıda sadece bir sinüzoidal sinyali bilmek (veya elde etmek) yeterlidir.

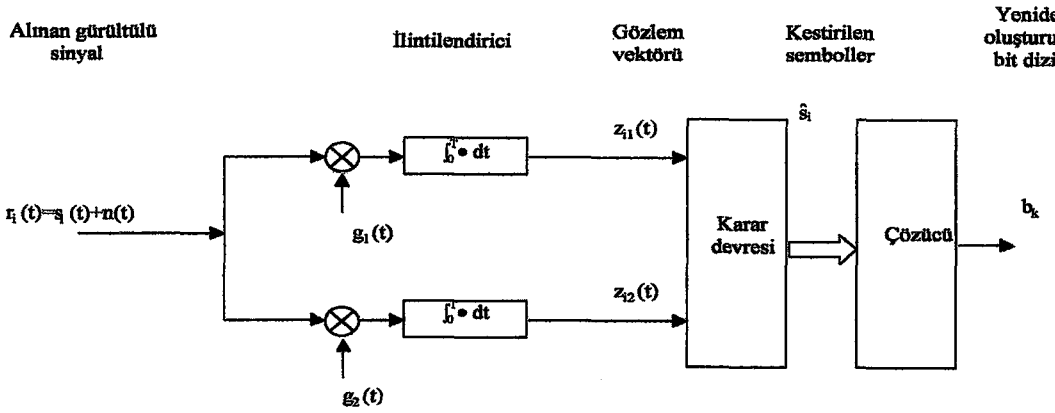
3. 5. Gürültüde Bir Tek Sembolün Kestirimi : Temel Alıcı Konfigürasyonları

Alıcı, iletilen bilgiyi yeniden oluşturmak için kanal üzerinden yollanan sembolleri tanımalıdır. Amacımız, sembol hatalarının ortalama olasılıklarını minimize etmektir ; örnek olarak optimum bir alıcı konfigürasyonu geliştirmek. Bir AWGN kanal ve iletilecek bütün sinyallerin benzer olduğu durum için, optimum bir alıcı elde etmek için maksimum olasılık (maximum likelihood ML) kestirimi kullanılmalıdır. ML kestirim yöntemi ya korelasyon ya da uyumlu filtre alıcıları ile oluşturulabilir (21).

3. 5. 1. Korelasyon ve uyumlu filtre alıcıları

Korelasyon alıcısı

Eş. 3.3, sinyal vektörünün, alınan sinyalden, eğer temel fonksiyonlar $g_j(t)$ ortonormal ve alıcı tarafından biliniyorsa ilintilendirici tarafından nasıl yeniden oluşturulabileceğini göstermektedir. Temel fonksiyonlara ek olarak, hem sembol süresi T hem de sembol iletiminin başlangıç anı alıcıda bilinmelidir. Sonraki bilgi zamanlama bilgisi olarak adlandırılır. Eş. 3.3 tarafından önerilen fikir Şekil 3.4'deki korelasyon alıcısında işlenmiştir.



Şekil 3.4. N=2 için korelasyon alıcısının blok şeması

Pratikteki herhangi bir haberleşme sisteminde, alınan sinyal gürültü ile bozulmuştur. Örnek olarak, her bir ilintilendiricinin girişi iletilen sinyal $s_i(t)$ ve sıfır ortalamalı, durağan, beyaz Gauss gürültü prosesi olan n(t) örnek fonksiyonunun toplamıdır. Kanaldaki bozulmaya karşılık, kestirimlerin nominal değerlerinden farklılık göstermesine karşın, sinyal vektörünün elemanları hala ilintilendiriciler kullanılarak kestirilebilir.

Gözlem vektörü olarak adlandırılan ilintilendiricilerin çıkışları bir karar devresinin girişlerini oluşturur. Karar devresi ML kestirim yöntemini uygular. Örnek olarak, sinyal vektörünü, gözlem vektörüne en yakın olacak şekilde tüm olasılıklar arasından seçer. Sembollerin kestirimi sinyal vektöründen belirlenir ve son olarak demodüle edilmiş bit dizisi kestirilmiş sembol dizisinden yeniden oluşturulur.

Bir korelasyon alıcısında bütün temel fonksiyonlara ve zamanlama bilgilerine ihtiyaç vardır; bunlar alınan gürültülü sinyalden yeniden oluşturulabilir.

Uyumlu filtre alıcısı

Gözlem vektörü aynı zamanda uyumlu filtreler kümesi tarafından da oluşturulabilir. Uyumlu filtre alıcısında, uyumlu filtre kümesi Şekil 3.4'deki ilintilendiriciler ile yer değiştirir. Bu durumda temel fonksiyonlar uyumlu filtrelerin darbe cevabı olarak saklanır. Örnek olarak, alınan sinyalden sadece zamanlama bilgisi yeniden oluşturulur.

3.5.2. Eşzamanlı alıcılar

Bütün temel fonksiyonların tam kopyalarının bilindiği alıcılara "eşzamanlı alıcılar" denir. Pratikte, eşzamanlı korelasyon alıcıları, özellikle ASK, PSK ve onun özel durumu dörtlü faz kaymalı anahtarlama (QPSK), MPSK ve M-li QAM (MQAM) sinyallerini demodüle etmekte kullanılır.

Uyumlu filtrenin gereksinim duyduğu darbe cevabı, fiziksel olarak gerçeklenebilen analog filtre ile yakınsanır. İdeal darbe cevabından herhangi bir sapma performansta büyük azalmalara neden olur. Bu yüzden, eşzamanlı uyumlu filtre alıcıları radyo haberleşmesinde kullanılmaz.

3.5.3. Eşzamanlı olmayan alıcılar

Yayılım koşullarının zayıf olduğu uygulamalarda, temel fonksiyonlar $g_j(t)$ alınan sinyalden yeniden oluşturulamayabilir. Bu durumda, geleneksel çözüm MFSK ($M \geq 2$) modülasyonu ve bir eşzamanlı olmayan alıcı kullanmaktır.

Temel fonksiyonlar $g_j(t)$ veya sinyal kümesinin $s_i(t)$ i=1,2,.., M'in bir veya daha fazla güçlü karakteristikleri kestirilebilir. Demodülasyon; alınan sinyalin bir veya daha fazla seçilmiş karakteristiklerinin ölçülmesi ile gerçekleştirilir.

Örnek olarak, MFSK'da M tane değişik sinyalleme frekansı kullanılır. Eşzamanlı olmayan FSK alıcısında, değişik sinyalleme frekanslarını algılamak için bant geçiren filtre kümeleri kullanılır. Gözlem vektörü zarf dedektörleri ile oluşturulur ve karar devresi gözlem vektörünün en büyük elemanını seçer (21).

3.5.4. Eşzamanlı ve eşzamanlı olmayan alıcıların nispi değerleri

Eşzamanlı alıcıların eşzamanlı olmayanlar üzerindeki temel avantajı, eşzamanlı alıcılar için kanaldaki toplamsal gürültünün varlığında performanslarının eşzamanlı olmayanlardan daha iyi olmasıdır.

Pratik bir sayısal haberleşme sisteminde, eğer BER 10^{-3} veya 10^{-2}'den daha kötü ise, haberleşme mümkün olmaz, bu yüzden bu sınırın altındaki operasyonlar göz önüne alınacaktır. Örnek olarak, karasal mikrodalga radyo sisteminde BER'in ortalama değerleri 10^{-7}'den 10^{-6}'ya değişiklik gösterir; hata düzeltmesi ile bu 10^{-9}'un altına indirilebilir.

Eşzamanlı olan ve olmayan ikili FSK alıcısının gürültü performansı Şekil 3.3'de gösterilmiştir. $E_b/N_o=10^{-2}$'de, eşzamanlı olmayan FSK alıcısının ihtiyaç duyduğu E_b/N_o değeri karşılık gelen eşzamanlı FSK alıcısının değerinden sadece 1.6 dB daha büyüktür. Bundan başka, E_b/N_o'ın büyük değerlerinde, eşzamanlı olmayan FSK alıcısı aynı E_b/N_o için eşzamanlı olanlar ile yaklaşık aynı şekilde davranır.

Eşzamanlı tekniğin gerçek avantajı, yüksek sayıdaki sinyal kümelerini az sayıda ortonormal temel fonksiyonlar anlamında üretebilmesidir. Örnek olarak, karasal sayısal mikrodalga radyo sisteminde, 256 sinyal tipik olarak bir çift dörtlü sinüzoidal sinyal kullanılarak üretilebilir. Bu yüksek sayıdaki sinyal kümesi mükemmel bant genişliği verimliliğini de yanında getirir. Bundan başka, alıcı gelen sinyalden sadece bir sinüzoidal sinyali yeniden oluşturur. Eşzamanlı olamayan teknikler, eşzamanlı kestirim üzerine iki avantaj sunar:

- yayılım koşulları zayıf olduğunda, temel fonksiyonlar alınan sinyalden yeniden oluşturulamaz, çünkü ri(t), si(t)'den çok farklıdır. Bu durumda, eşzamanlı olmayan alıcı tek olası çözümdür.

- prensipte eşzamanlı olmayan alıcılar çok basit bir devre yapısı ile tanımlanabilir, çünkü temel fonksiyonların yeniden oluşturulmasına ihtiyaç yoktur.

3.6. Sayısal Haberleşmede Senkronizasyonun Rolü

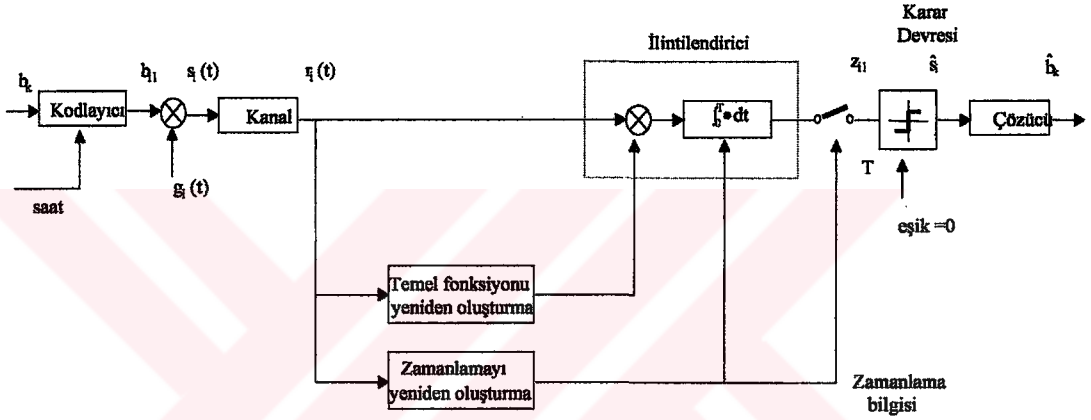
Bu bölümde iki temel senkronizasyon problemi göz önüne alınacaktır. Bunlar; sayısal haberleşmenin temel kısmı olan zamanlama iyileştirmesi ve sadece eşzamanlı kestirim için gerekli olan taşıyıcı iyileştirmesidir (1).

Bu konular BPSK (İkili faz kaydırmalı anahtarlama)'da incelenmiştir.

Örnek: BPSK'nın Eşzamanlı Kestirimi

Şekil 3.5'de görüldüğü gibi, alıcıda gerçekleşen en önemli işlemler:

1) $\hat{g}_1(t)$ temel fonksiyonun yeniden oluşturulması ve zamanlama bilgisi
2) gözlem vektörünün z_{ij} elemanlarının kestirimi, ve
3) karar verme



Şekil 3. 5. Eşzamanlı BPSK alıcısının blok şeması.

BPSK durumunda, bit dizisi b_k'yı iletmek için iki sembol kullanılır. Bundan dolayı, sinyal seti iki sinüzoidal sinyal içerir ($s_1(t)$ ve $s_2(t)$). İkili semboller "0" ve "1" sırası ile,

$$s_1(t)=\sqrt{\frac{2E_b}{T}}\cos(\omega_c t)$$

ve [3.4]

$$s_2(t)=-\sqrt{\frac{2E_b}{T}}\cos(\omega_c t)$$

sinyallerine çevrilir. Burada $0 \le t \le T$, $T=T_b$ ve E_b bit başına iletilen enerjidir.

Temel fonksiyonun yeniden oluşturulmasını kolaylaştırmak için, her iletilen sembol sinüzoidal taşıyıcı dalganın devrelerinin integral sayısını içerecek şekilde tasarlanır.

Birim enerji için, bir temel fonksiyonun verildiği düşünüldüğünde,

$$g_1(t)=\sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos(W_c t), \qquad 0 \le t < T \qquad [3.5]$$

Eş. 3.5'den sinyal vektörünün elemanları aşağıdaki şekilde yeniden oluşturulabilir:

$$s_{11} = +\sqrt{E_b} \quad \text{ve} \quad s_{21} = -\sqrt{E_b} \qquad [3.6]$$

Yaklaşık benzer sembolleri düşünelim; o zaman ML kestirimi optimum bir alıcıya yakınsar. Karar kuralı, eğer alınan sinyal $s_1(t)$'ye yakınsa kararını "0" sembolü olarak verir (örnek olarak, eğer ilintilendirici çıkışı karar anında sıfırdan büyükse). Eğer gözlem sinyali Z_{i1} sıfırdan küçükse, o zaman alıcı iletilen sembolün "1" olduğuna karar verir. Karar devresi basitçe sıfır eşik değerli seviye karşılaştırıcısıdır.

3.6.1. Senkronizasyonun avantaj ve dezavantajları

Senkronizasyonun avantajı eşzamanlı alıcıların uygulanmasına olanak sağlamasıdır. Eşzamanlı alıcı, eşzamanlı olmayan kopyasından marjinal olarak daha iyi gürültü performansına sahiptir.

Senkronizasyon tabanlı alıcılar eşzamanlı olmayanlara göre gürültü performansı ve bant genişliği verimliliği bakımından daha fazla avantaja sahiptir. Bu avantajlar eğer senkronizasyon sağlanamazsa (örnek olarak, zayıf yayılım koşulları altında) kaybolur. Bu durumda, senkronizasyonsuz haberleşme tercih edilebilir.
Bununla beraber; senkronizasyon, senkronizasyon zamanı, devre karmaşıklığı ve senkronizasyonun kaybolmasından kaynaklanan sorunlar gibi parametreleri de beraberinde getirir. Bu bölümde, bu konular incelenecektir.

Eşzamanlı alıcıda senkronizasyon elde etmenin maliyetleri

Geleneksel sayısal haberleşme sistemlerinde, senkronizasyon oluşturmak için çeşitli tipte PLL'ler (faz kilitlemeli anahtarlama) kullanılır. PLL için iki temel işlev modu ayırt edilmelidir. Normal çalışma koşulları altında, faz kilitleme koşulu elde edilir ve sağlanır. PLL basitçe gelen sinyalin fazını takip eder; buna "izleme modu" denir.

Faz kilitlemesi koşulunun elde edilmesinden önce, PLL yüksek derecede lineer olmayan tutma modunda çalışır. PLL için faz kilitleme koşulunu sağlamak için gerekli zamana "pull-in" zamanı denir. Geçici zaman, izleme modu ile ilişkili olan, "pull-in" zamanından her zaman daha kısadır.

Her yeni sembolün başlangıcında senkronizasyonun kaybolduğu sayısal haberleşme sisteminde, alınan sembol sadece temel fonksiyonlar yeniden oluşturulduktan sonra alınan gürültülü sinyalden kestirilebilir. Örnek olarak, sadece faz kilitleme koşulu elde edildikten sonra. Bu durumda, her bit ile ilişkili toplam karar zamanı, "pull-in" zamanı ve kestirim zamanının toplamıdır. Genel olarak, uzun bir "pull-in" zamanı çok düşük sembol hızlarına neden olur. Bunun nedeni senkronizasyonun her zaman geleneksel sayısal haberleşme sistemlerinin taşıyıcıyı yeniden oluşturan devrelerinde sağlanmasıdır.

Eşzamanlı alıcıda senkronizasyonun oluşamamasının dezavantajları

Şekil 3 .4'de eşzamanlı korelasyon alıcısının blok şeması verilmiştir. Alınan sinyal toplamsal kanal gürültüsü yüzünden her zaman stokastik bir işlemdir. Gözlem vektörü, örnek olarak ilintilendiricilerin çıkışları, kestirimden elde edilmiştir. Kestirimin ortalama değeri bit enerjisine ve temel fonksiyonların yeniden oluşturulmasının mükemmelliğine bağlıdır. Geleneksel alıcılarda, bu kestirimin varyansı gürültü spektrum yoğunluğu (N_o) ile belirlenir. Hata olasılığı, örnek olarak yanlış tahminler yapma olasılığı, kestirimin ortalama değerine ve varyansına bağlıdır. Senkronizasyonun asıl dezavantajı gürültü performansının hassasiyetinin, temel

fonksiyonların yeniden oluşturulmasının mükemmelliğine bağlı olmasından kaynaklanır.

Eğer fiziksel iletim ortamı kuramsal bir zayıflatma (a pure attenuation) ile karakterize edilebilirse, yeniden oluşturulan taşıyıcının fazında senkronizasyon devresinin ideal olmayan özelliklerine göre küçük hatalar olabilir. Bu hata genel olarak eşzamanlı alıcının gürültü performansında büyük azalmalara neden olur (22).

Gerçek bir haberleşme kanalı her zaman temel fonksiyonlarda dönüşüme sebep olur. Eğer iletim ortamı zamana bağımlı ise bu problem eşzamanlı alıcılarda üstesinden gelinmesi zor bir problemdir. Zaman bağımlı kanal iletimi yeniden oluşturulan temel fonksiyonların adaptif kontrolüne ihtiyaç duyar. Bu sadece geniş bantlı PLL devresi anlamında başarılabilir. Bunun yanında, bu durumda yeniden oluşturulan temel fonksiyonlar PLL transfer fonksiyonu ile geçirilen kanal gürültüsü ile bozulur. Bu aynı zamanda sistemin gürültü performansında büyük azalmalara neden olur.

Kanal filtresi tarafından bozulmalar ve etkileşimler taşıyıcıyı yeniden oluşturma devresinde süreksizliğe neden olabilir. Bu süreksizliğin sonucu yeniden oluşturulan temel fonksiyonların ideal değerlerinden sapmalarıdır. Bu aynı zamanda performans azalmasını da sağlar.

Senkronizasyon ayrıca zaman zaman derin ve/veya seçici sönümlenmeden dolayı da kaybolabilir. Senkronizasyonun kayboluşu otomatik olarak bir "pull-in" işlemini başlatır, bunun anlamı alınan tüm sembollerin "pull-in" zamanı boyunca kaybolmasıdır. Bir kez daha bu BER'de azalmaya sebep olur.

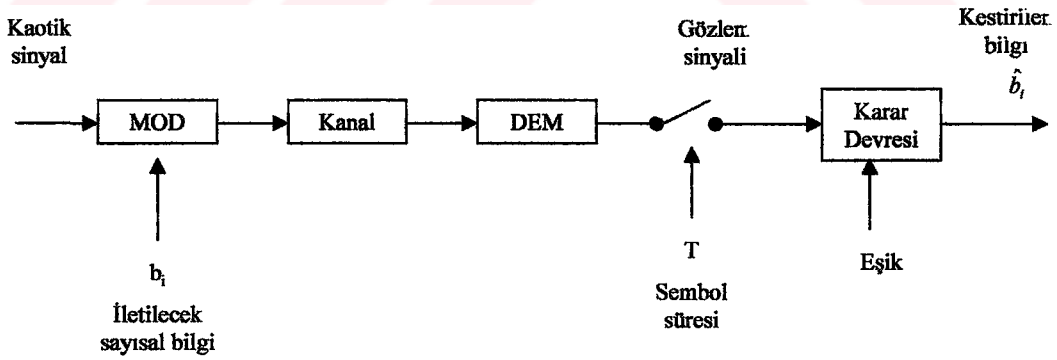
Sonuç olarak, senkronizasyonla işleyen eşzamanlı alıcılar, eğer senkronizasyon sağlanırsa en iyi sistem performansını sunar. Bunun yanında, eğer SNR düşükse, yayılım koşulları zayıfsa, kanal özellikleri zaman bağımlı ise veya eğer derin sönümlenme olasılığı oldukça fazlaysa, optimum bir performans sunamazlar. Bu durumda, FSK gibi daha güçlü bir modülasyon modeli eşzamanlı olmayan alıcı ile

kullanılmalıdır. Eşzamanlı alıcının uygulama yönünden dezavantajı, eşzamanlı olmayan kopyasından daha karmaşık devre yapısına ihtiyaç duymasıdır.

3.7. Sayısal Haberleşmede Kaos Kullanımı

Bir sayısal haberleşme sisteminde, iletilecek bilgi sembolü modülatör tarafından bir analog örnek fonksiyona çevrilir ve analog bir kanaldan geçirilir. Kanalda, analog sinyal zayıflatma, bant geçiren filtreleme ve toplamsal gürültüyü kapsayan belli sayıda bozucu etkileşimin etkisi altına girer. Demodülatörün görevi algılanan bozulmuş örnek fonksiyonun temelinde, hangi sembolün gönderildiğine karar vermektir (1).

Geleneksel bir haberleşme sisteminde, bir sembolü belirten T süreli analog örnek fonksiyonu, sinüzoidal temelli fonksiyonların bir lineer kombinasyonudur ve sembol süresi T temel fonksiyonun periyodunun tam katıdır. Kaos tabanlı bir sayısal haberleşme sisteminde (Şekil 3.6'da şematik olarak gösterildiği gibi) bir sembolü belirten T süreli analog örnek fonksiyonu kaotik tabanlı bir fonksiyondur.



Şekil 3.6. Kaotik haberleşme modelinin blok şeması

Hangi sembolün iletildiğinin kararı, alınan örnek fonksiyonun bazı özelliklerinin kestirilmesi ile verilir. Bu özellik, kaotik sinyalin enerjisi veya iletilen sinyalin değişik parçaları arasında ölçülen korelasyon olabilir.

Kaotik dalga şekilleri periyodik olmamalarından dolayı T süreli her bir örnek fonksiyon farklıdır. Bu, iletilen her bir sembolün birim analog örnek fonksiyonu olarak ifade edilmesi avantajına sahiptir ve kaotik örnek fonksiyonları arasındaki korelasyon oldukça azdır. Bunun yanında, sonlu süreli örnek fonksiyonlardan oluşan kaotik prosesin uzun zamanlı istatistiklerinin kestirimi ile ilişkili bir problemi de beraberinde getirir.

3.8. Sayısal ve Kaotik Sistemler Arasındaki Temel Farklar

Çoğu modern haberleşme uygulamaları (mobil veya karasal radyo), alıcıda değişik yayılım yolları boyunca hareket eden sinyaller arasındaki etkileşimden doğan çok yollu yayılım etkilerine karşı hassastır. Geleneksel sayısal modülasyon modelinde, iletilen semboller sonlu periyodik dalga şekli bölümlerine çevrilirken, kaotik modülasyon modelinde iletilen her sembol, farklı periyodik olmayan dalga şekli bölümlerine çevrilir. Kaotik dalga şeklinin parçaları arasındaki çapraz ilinti (cross correlation) periyodik dalga şekillerinin parçaları arasındakinden daha az olmasından dolayı, kaotik modülasyon çok yollu yayılım koşulları altında en iyi performansı önerir şekilde olmalıdır. Bundan dolayı, kaotik modülasyon güçlü geniş bant haberleşmesi için potansiyel olarak basit çözümler önerir.

Geleneksel ile kaotik sistemler arasındaki temel farklılık, kaotik haberleşmede sinüzoitlerin yerine daha çok kaotik dalga şekli parçalarının temel fonksiyonlar olarak kullanılmasıdır. Kaotik sinyallerin periyodik olmayan özelliğinden dolayı, kaotik ve geleneksel sistemler arasında temel bir faklılık olmaktadır. İletilen bilgiyi yeniden oluşturmak amacı ile ihtiyaç duyulan alınmış kaotik dalga şeklinin parametreleri sonlu uzunluklu örnek fonksiyonlardan kestirilmelidir. Gürültüsüz durumda dahi, sembol süresi belli bir alt sınırın altına indirilmemelidir.

3.9. Neden Kaotik Bir Taşıyıcı Kullanılır ?

Geleneksel sayısal modülasyon tekniklerinde sinüzoidal sinyallerin temel fonksiyonlar olarak kullanılması mükemmel bant genişliği verimliliği sağlamaktadır.

Bu temel fonksiyonlar alıcıda tek bir sinüzoidal taşıyıcıyı yeniden oluşturarak kolayca elde edilebilir (1).

Sinüzoidal bir taşıyıcı kullanıldığında, iletim gücü dar bir bantta yer alır, bu nedenle de yüksek güç spektrum yoğunlukları oluşur. Bu bir takım ciddi dezavantajlara sahiptir.

1. Çok yollu yayılım, önemli radyo uygulamalarında (mobil iletişim ve kablosuz LAN gibi) her zaman mevcuttur. Bu uygulamalarda geleneksel dar bant haberleşme sistemleri önemli dezavantajlara sahiptir. Çok yollu yayılım dar frekans bantlarında oldukça fazla zayıflatmaya sebep olur. Yüksek zayıflatma senkronizasyonun kaybolmasına neden olur. Eşzamanlı alıcıda senkronizasyon kaybolursa, alıcının senkronizasyon devre yapısındaki "pull-in" zamanı boyunca iletilen bütün semboller de kaybolur.

2. İletilen yüksek güç spektrum yoğunluğuna göre, dar bantlı haberleşme, diğer kullanıcılarla yüksek seviyede etkileşime sebep olur. Bu durumda, bunlar lisanssız radyo uygulamalarına uygun değildir.

3. Dar bantlı sinyaller dar bantlı etkileşime duyarlıdır.

4. İletilen yüksek güç spektrum yoğunluğundan dolayı, dar bantlı haberleşmenin kesilme (interception) olasılığı yüksektir.

Yukarıda özetlenen zorluklar yayılı-spektrum (SS) tekniği ile aşılabilir. Burada geleneksel sayısal modülasyon modeline ek olarak iletilen sinyalin spektrumunu genişletmek için yalancı rasgele yaygınlaştırma dizisi (pseudo-random spreading sequence) kullanılır. Kaotik yayılı-spektrum sistemlerde, yaygınlaştırma dizisi olarak bilgi dalga formundan daha büyük bant genişliğine sahip olan kaotik sinyaller kullanılır.

Kaotik sinyaller, çok basit devre yapıları kullanılarak üretilebilen geniş bantlı sinyallerdir. Geniş bantlı haberleşme için potansiyel bir çözüm, geniş bantlı kaotik taşıyıcı kullanmaktır. Bu yaklaşımla, kaotik dalga şekillerinin örnek fonksiyonları, temel fonksiyonlar veya sinyal kümesi elemanları olarak kullanılır.

4. KAOTİK SİSTEMLERİN SENKRONİZASYONU

Benzer yapıdaki iki kaotik sistem aynı başlangıç şartlarıyla çalışmaya başlarlarsa, bu şartlardaki en küçük bir fark zamanla üstel olarak büyüyecektir. Başka bir deyişle; yaklaşık aynı başlangıç koşullarına sahip iki benzer kaotik sistem, hızlı bir şekilde birbirine etkimeyen yörüngülere sahip olabilir (23). 1990 yılında Pecora ve Caroll (24), kaotik sistemlerin kendi kendilerine senkron hale gelebilme (self-synchronization) özelliğine sahip olduklarını ortaya çıkarmışlardır. Eğer bir kaotik sistem kendi kendine senkron hale gelebiliyorsa, bir süren sistem ve bir ortak süren işaretle senkronize olan kararlı tepki alt sistemi olarak iki alt sisteme ayrılabilir. Açık bir ifadeyle Pecora ve Caroll, iki kaotik sistemin doğru bir işaretle sürülmesi halinde senkronize olabileceklerini göstermişlerdir.

Pecora ve Caroll'a göre, kaotik davranan bir dinamik sistemin bazı alt parçalarının kopyalarını çıkarıp, kopyalanmamış parçadan alınan işaretle gerçek alt sistemi ve kopyasını sürmek gereklidir.

$$\dot{u} = f(u) \qquad [4.1]$$

Eş. 4.1'deki sistem n-boyutlu dinamik bir sistem olsun. Böylece, $u=(u_1,\ldots\ldots,u_n)$ olur. Sistem iki alt sisteme ayrılacak olursa, $\dot{v} = g(v,w)$ ve $\dot{w} = h(v,w)$ elde edilebilir. Burada belli bir m değeri için v=(v1,.....,vm), g=(g1,.....,gm), w=(w1,.....,wn-m) ve h=(h1,.....,hn-m) olur. w sistemi kopyalansın ve w' olarak tanımlansın. Bu boyutu (2n-m) olan bir sisteme denk düşmektedir.

$$\begin{aligned} \dot{v} &= g(v,w) \\ \dot{w} &= h(v,w) \\ \dot{w}' &= h(v,w') \end{aligned} \qquad [4.2]$$

v-w alt sistemi "sürücü alt sistem" olarak adlandırılmaktadır. Alt sistem, (w')'den bağımsız olarak çalışmaktadır ve v sinyali w' alt sistemini sürmesi için gönderilir. w' alt sistemine "tepki alt sistemi" adı verilmektedir.

Doğru koşullar altında, w'(t), w(t)'ye asimptotik olarak yakınsar ve w(t) değerleri ile aynı düzeyde kalmaya devam eder. Bunun gerçekleşmesi için gerek ve yeter koşullar w alt sisteminin Lyapunov üstellerinin işaretleridir. Bütün üsteller negatif olursa, w alt sistemi kararlıdır ve (w')'nün (w)'den ayrılmadığını garanti eder. Bu senkronizasyon için gerekli koşulu oluşturur.

Yukarıdaki "Master-Slave" senkronizasyon yöntemi, diğer kaotik senkronizasyonların temelini oluşturur. Ancak oldukça basit yapısından dolayı, kaotik haberleşmede kullanıldığında güvenli haberleşmeyi garanti etmez. "Master-Slave" senkronizasyon temeline dayanan diğer kaotik senkronizasyonlar için, tepki sistemi sabit bir giriş için sabit bir noktaya yakınsar ve sabit nokta sabit giriş tarafından belirlenir. Kısaca, senkronizasyon için gerek yeter şart, w alt sisteminin Lyapunov üstellerinin sıfırdan küçük olmalarıdır. Kaotik sistemlerin senkronizasyon yetenekleri çok güçlüdür.

Kaotik sistemlerin senkronizasyonuyla ilgili bu çalışmalar, kaotik devre ve dinamikler kullanılarak güvenilir ve gizli haberleşme amaçlı elektronik sistem tasarımı ve gerçekleştirimi ile ilgili çalışmalar için bir dönüm noktası olmuştur. Cuomo ve Oppenheim'ın (25), bir bildiri işaretine kaotik işaret ekleyerek senkronizasyon kavramının bildiri işaretinin maskelenmesinde nasıl kullanılabileceğini göstermesi, kaotik haberleşme sistem tasarımında ilk uygulama olması açısından önemlidir. Aynı kavramsal yaklaşım, Kocarev ve arkadaşları (26) tarafından kaotik sistem olarak Chua devresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu ilk çalışmalardan sonra özellikle son on yılda kaotik sistemlerin senkronizasyonu ve senkronize kaotik sistemlerin güvenilir haberleşme amaçlı kullanımı ile ilgili çok sayıda çalışma yapılmıştır.

Kaotik senkronizasyonun önemli uygulamalarından biri de haberleşmedir. Kaotik sistem, sistem parametrelerine aşırı hassastır ve geniş bantlı spektruma.sahiptir. Bu yüzden yayılı-spektrumlu (spread spectrum) haberleşme sistemlerinde kullanılır. Günümüze kadar olan çalışmalar incelendiğinde, kaos tabanlı güvenilir haberleşme amaçlı sistemlerde kullanılan yöntemler dört ana grupta toplanabilir. Bunlar; kaotik maskeleme (chaotic masking), kaotik modülasyon (chaotic modulation), kaotik kaydırmalı anahtarlama (chaotic shift keying) ve tahmini kontrol yöntemidir (27). Bunlardan ilk ikisi analog işaretlerin iletiminde kullanılırken diğer ikisi de dijital işaretlerin iletiminde kullanılmaktadırlar. Literatürde genellikle bu yöntemlerden ilk üçü üzerinde çalışma yapılmış olup, tahmini kontrol yöntemiyle ilgili yeterli çalışma yapılmamıştır.

4.1. Kaotik Sistemlerin Haberleşme Uygulamaları

4.1.1. Kaotik Chua devresi kullanılarak kaotik maskeleme

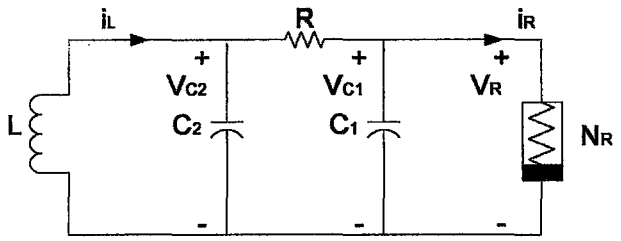
Bir direnç, bir endüktans, iki kapasiteden oluşan doğrusal devre elemanları ile Chua diyodu olarak adlandırılan bir doğrusal olmayan devre elemanından meydana gelen kaotik Chua osilatörü Şekil 4.1(a)'da gösterilmiştir. Kirchoff'un akım yasası kullanılarak Şekil 4.1(a)'da gösterilen devreye ilişkin durum denklemleri takımı Eş. 4.3'teki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} C_1\dot{V}_{C1} &= 1/R(V_{C2}-V_{C1}) - f(V_{C1}) \\ C_2\dot{V}_{C2} &= 1/R(V_{C1}-V_{C2}) + i_L \\ L\dot{i}_L &= -V_{C2} \end{aligned} \qquad [4.3]$$

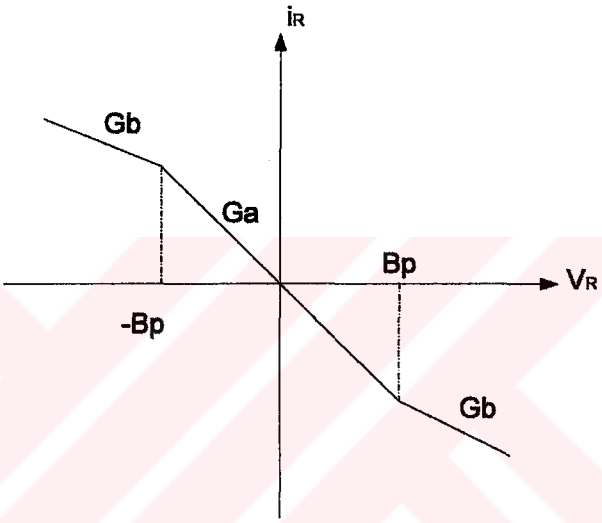
Buradaki f(.) fonksiyonu, Şekil 4.1(b)'de gösterilen doğrusal olmayan devre elemanının gerilime karşı akım fonksiyonudur ve

$$f(V_{C1}) = m_1 v + \frac{1}{2}(m_0 - m_1)\left[|v+B_p| - |v-B_p|\right] \qquad [4.4]$$

denklemi ile ifade edilir.



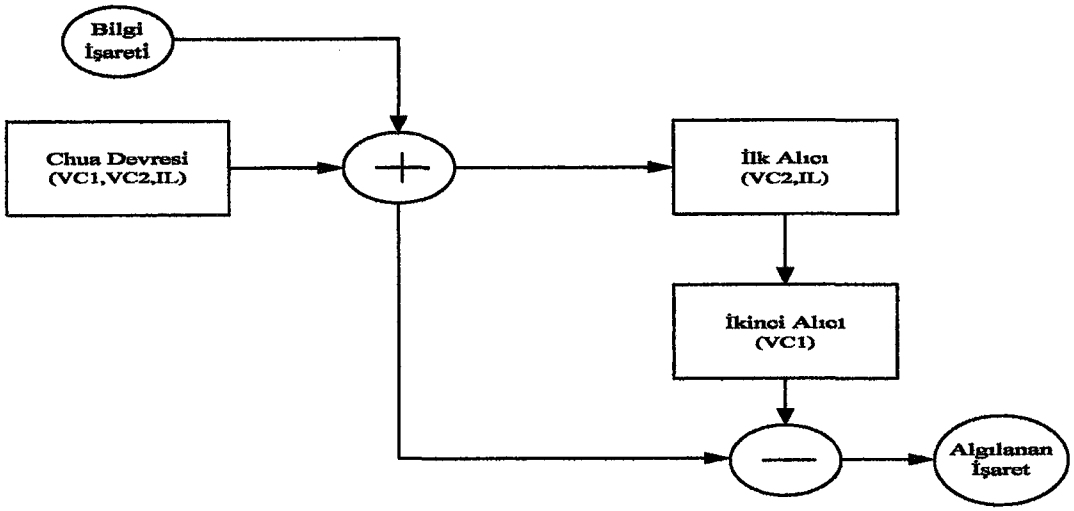
(a)



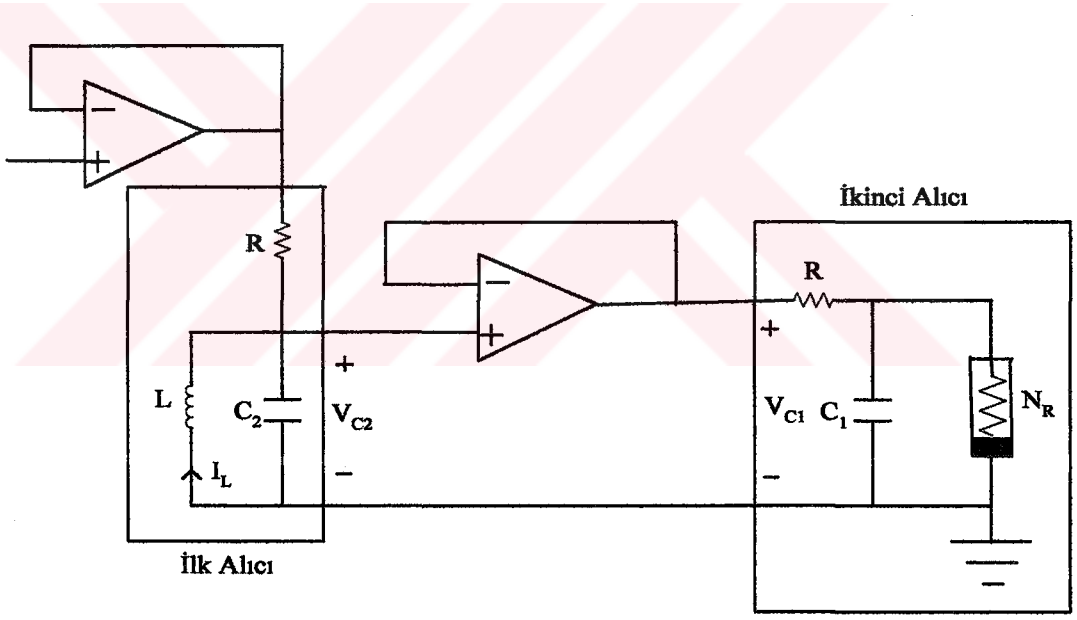
(b)

Şekil 4.1. (a) Kaotik Chua osilatörü (b) Kaotik Chua diyodunun akım-gerilim karakteristiği

Chua devresinin kaotik işaret üreteci olarak kullanıldığı kaotik maskeleme sisteminin blok diyagramı Şekil 4.2'de verilmiştir. s(t) bilgi sinyali verici tarafından üretilen $V_{C1}(t)$ kaotik sinyaline eklenerek iletilir. Burada; bilgi işareti s(t), senkronizasyon için seçilen süren işaret $V_{C1}(t)$ ve alıcıya gönderilen işaret ise $r(t)=s(t)+V_{C1}(t)$'dir.



Şekil 4.2. Kaotik maskeleme sisteminin blok diyagramı

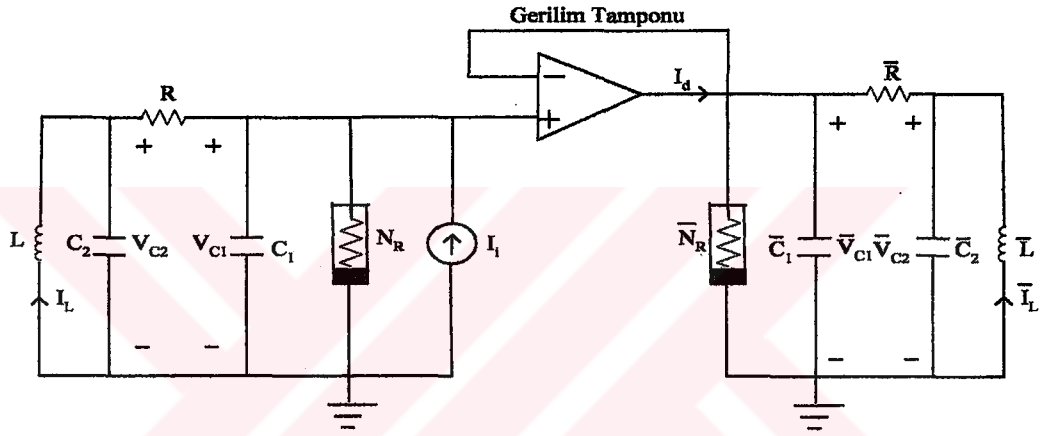


Şekil 4.3. Alıcı alt sistemleri

Ayrıca Şekil 4.3'de alıcı alt sistemler gösterilmiştir. Alıcı alt sistemleri için durum denklemlerini yazarsak, gönderilen işaret r(t) tarafından sürülen birinci alt sistemin ve birinci alt sistemin $V'_{C1}(t)$ tarafından sürülen ikinci alt sistemin durum denklemleri sırasıyla Eş. 4.5 ve Eş. 4.6'da verilmiştir.

$$C_2\dot{V}'_{C2} = 1/R(r(t) - V'_{C2}) + i'_L$$

Şekil 4.1(a)'da gösterilen kaotik Chua osilatörü kullanılarak gerçekleştirilen bu uygulamanın devre şeması Şekil 4.4'de verilmiştir. Burada bilgi işareti, geniş bantlı spektruma sahip kaotik işaretle çarpılmıştır ve çarpımın sonucu yine kaotiktir (28). Alıcı, bilgi işaretini algılamak için, kaotik işareti yeniden elde etmede vericide kullanılan parametrelerin aynılarına ihtiyaç duyar Gizli haberleşmeyi sağlayan bu sistemin ana özelliği, parametrelerdeki en küçük bir değişikliğe aşırı derecede hassas olmasıdır.



Şekil 4.4. Kaotik Chua devresi kullanılarak oluşturulan kaotik modülasyon sisteminin devre şeması

$i_i(t)$ işareti, vericideki Chua devresine bir giriş olarak verilmiştir. Vericinin çıkışındaki $V_{C1}(t)$ işareti, alıcı tarafından alındıktan sonra $i_d(t)$'yi elde etmek için kullanılır. $i_i(t)$, göndermek istediğimiz $V_s(t)$ bilgi işaretinin kodlanmış biçimidir. Kodlama işlemi $i_i(t)=c(V_s(t))$ şeklindeki tersi alınabilir bir fonksiyonla gerçekleştirilmektedir. Alıcıda ise, elde edilen $i_d(t)$ işaretinden kodlama fonksiyonun tersini kullanılarak $V_r(t)=c^{-1}(i_d(t))$ bulunur ve $V_r(t)\approx V_s(t)$ elde edilmeye çalışılır. Alıcı ve vericideki doğrusal olmayan devre elemanlarının I-V fonksiyonları Eş. 4.10 ve Eş. 4.11, durum denklemleri ise Eş. 4.12, Eş. 4.13, Eş. 4.14, Eş. 4.15, Eş. 4.16 ve Eş. 4.17'deki gibidir.

$$\dot{I}_R=f(V_R)=G_bV_R+1/2(G_a-G_b)*\left|V_R+B_p\right|-\left|V_R-B_p\right| \qquad [4.10]$$

$$\tilde{i}_R = \tilde{f}(\tilde{V}_R) = \tilde{G}_b\tilde{V}_R + 1/2(\tilde{G}_a - \tilde{G}_b)*\left|\tilde{V}_R + \tilde{B}_p\right| - \left|\tilde{V}_R - \tilde{B}_p\right| \quad [4.11]$$

$$C_1\dot{V}_{C1} = 1/R(V_{C2} - V_{C1}) - f(V_{C1}) + i_i(t) \quad [4.12]$$

$$C_2\dot{V}_{C2} = 1/R(V_{C1} - V_{C2}) + i_L \quad [4.13]$$

$$L\dot{i}_L = -V_{C2} \quad [4.14]$$

$$\tilde{C}_1\dot{\tilde{V}}_{C1} = 1/\tilde{R}(\tilde{V}_{C2} - \tilde{V}_{C1}) - \tilde{f}(\tilde{V}_{C1}) + i_i(t) \quad [4.15]$$

$$\tilde{C}_2\dot{\tilde{V}}_{C2} = 1/\tilde{R}(\tilde{V}_{C1} - \tilde{V}_{C2}) + \tilde{i}_L \quad [4.16]$$

$$\tilde{L}\,\dot{\tilde{i}}_L = -\tilde{V}_{C2} \quad [4.17]$$

Giriş akımı sıfır olduğu zaman giriş gerilimini, çıkış gerilimine eşit olan gerilim tamponu kullanılmasından dolayı $V_{C1}(t) \approx \tilde{V}_{C1}(t)$ ifadesini Eş. 4.14 ve Eş. 4.15'i sırasıyla Eş. 4.12 ve Eş. 4.14'den çıkartarak yerine yazalım.

$$C_2(V_{C2} - \dot{\tilde{V}}_{C2}) = -1/R(V_{C2} - \tilde{V}_{C2}) + (i_L - \tilde{i}_L) \quad [4.18]$$

$$L(\dot{i}_L - \dot{\tilde{i}}_L) = -(V_{C2} - \tilde{V}_{C2}) \quad [4.19]$$

Eş. 4.18 ve Eş. 4.19'da, sistem parametre değerlerine aşırı derecede hassas olduğu için $R = \tilde{R}$, $C_1 = \tilde{C}_1$ ve $C_2 = \tilde{C}_2$ olarak alınmıştır (41). Ayrıca Eş. 4.15'den Eş. 4.12'yi çıkartırsak;

$$i_d(t) - i_i(t) = 1/R(V_{C2} - \tilde{V}_{C2}) \quad [4.20]$$

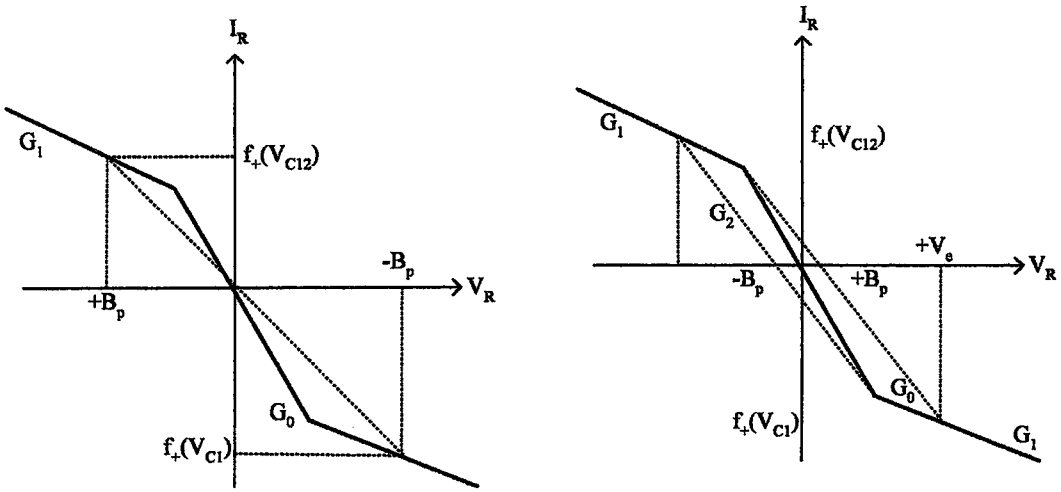
elde edilir. R, L, C_2>0 olmak üzere, $t \to \infty$ için $(V_{C2}(t) - \tilde{V}_{C2}(t)) \to 0$ elde edilir. Bu aynı zamanda $t \to \infty$ için, $i_d(t) \to i_l(t)$ ve ifade eder.

4.1.3. Kaotik Chua devresi kullanılarak kaydırmalı anahtarlama

Bu uygulama için kullanılan verici taraftaki kaotik Chua osilatörünün devre şeması Şekil 4.2(a)'da verilmiştir. Doğrusal olmayan direncin detaylı incelemesi çalışmanın birinci bölümünde yapılmıştır. Modülasyon birimi aşağıdaki şekilde çalışmaktadır (27).

İkili bir veri dizisi (iletilecek olan sinyal) kaotik taşıyıcı $V_{C1}(t)$'yi "modüle" eder. Eğer +1 giriş biti iletilecekse, Şekil 4.2(a)'daki anahtar T süresince açık kalır. Eğer iletilecek bir sonraki bit –1 olursa, aynı süre içersinde anahtar kapanarak R direncini doğrusal olmayan negatif direnç ile paralel olarak bağlar (41). Bu şekilde, vericinin iki kararlı durumu oluşturulur. –1 bitinin iletimi süresince, birim, merkezde eğimi $G'_0=G_0+1/R$ ve dış bölgede eğimi $G'_1=G_1+1/R$ olan üç-kısımlı parçalı lineer bir Chua devresi olarak ortaya çıkmaktadır. B_p kırılma noktaları değişmeden kalır. Verici için durum denklemleri Eş. 4.9'da verilmiştir.

Durum denklemlerinde kullanılan $f_{\pm}(V_{C1})$, Chua osilatörünün akım-gerilim karakteristiğidir ve bu fonksiyon şu anlama gelmektedir; 1 biti iletimi süresince $f_{\pm}(V_{C1}) = f_{+}(V_{C1})$ olur. Burada $f_{+}(V_{C1})$, G_0, G_1 eğimli ve $-B_p$ ve $+B_p$ kırılma noktalı üç-kısımlı parçalı lineer bir denklemdir. Aynı şekilde –1 biti iletimi süresince $f_{\pm}(V_{C1}) = f_{-}(V_{C1})$ olur. Burada $f_{-}(V_{C1})$, G'_0, G'_1 eğimli ve $-B_p$ ve $+B_p$ kırılma noktalı üç-kısımlı parçalı-lineer bir denklemdir. Şekil 4.5(a)'da, gönderildiği zamanki yani anahtar açıkken $f_{+}(V_{C1})$; Şekil 4.5(b)'de ise -1 gönderildiği zamanki $f_{-}(V_{C1})$ görülmektedir (41).

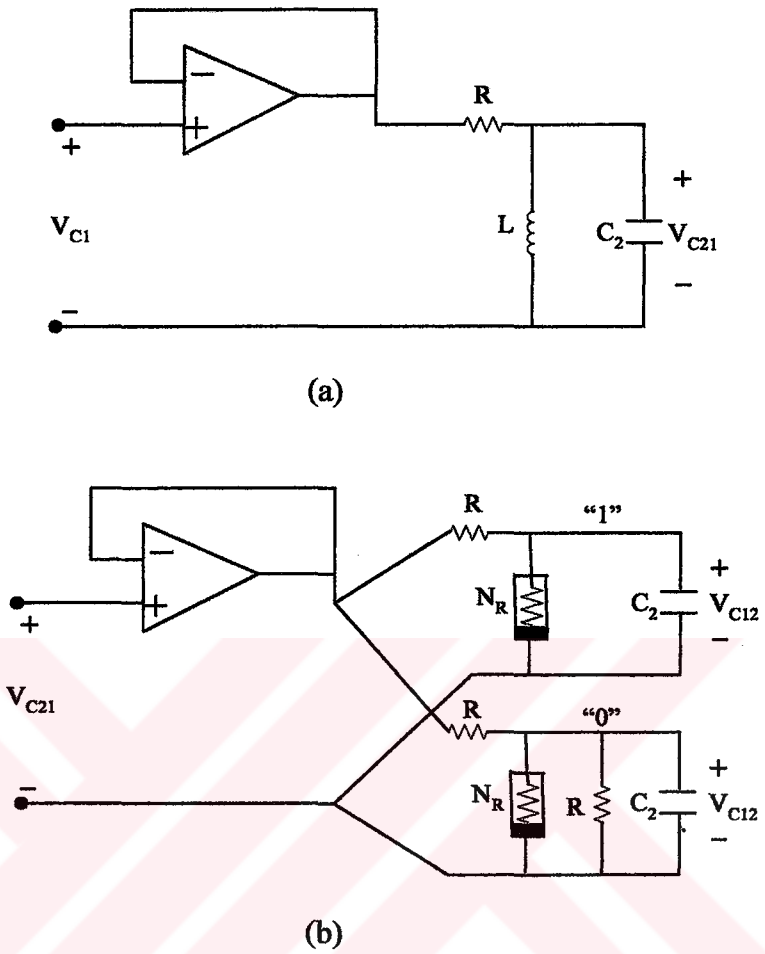


Şekil 4.5. (a) Kaotik kaydırmalı anahtarlama metodunda +1 gönderildiği zaman oluşan Chua osilatörünün akım-gerilim karakteristiği
(b) -1 gönderildiğinde akım-gerilim karakteristiği

Alıcı, üç alt sisteme ayrılmıştır (Şekil 4.6). V_{C1}, sistemdeki süren işarettir. İlk alt sistemin görevi olabildiğince çabuk bir şekilde $V_{C2}(t)$ sinyalinin bir kopyasını çıkartmaktır. Bu sinyale $V_{C21}(t)$'de denebilir. İlk alt sistemin durum denklemi Eş. 4.21'de verilmiştir.

$$C_2\dot{V}_{C21} = -1/R(V_{C21} - V_{C1}) + i_{L2}$$

$$L\dot{i}_{L2} = -V_{C21} \qquad [4.21]$$



Şekil 4.6. (a) İlk alıcı sistem (b) İkinci ve üçüncü alt sistemler [14].

Şekil 4.6(b)'deki ikinci ve üçüncü alt sistemler, V_{C21} işaretini kullanarak sırasıyla V_{C12} ve $\tilde{V}_{C12}$ işaretini oluştururlar. Sonuçta, eğer +1 biti gönderilirse V_{C12} işareti V_{C1}'e, -1 biti gönderilirse de $\tilde{V}_{C12}$ işareti V_{C1}'e eşit olacaktır (27). İkinci ve üçüncü alt sistemlerin durum denklemleri Eş. 4.29'da gösterilmiştir.

$$C_1\dot{V}_{C12} = 1/R(V_{C21} - V_{C12}) - f_+(V_{C12})$$

$$C_1\dot{\tilde{V}}_{C12} = 1/R(V_{C21} - \tilde{V}_{C12}) - f_-(\tilde{V}_{C12}) \qquad [4.22]$$

4.1.4. Tahmini Kontrol Yöntemi

Literatürde kavramsal olarak tanıtılan tahminsel kontrol yöntemiyle ilgili olarak sadece teorik çalışmalar yapılmıştır (30) Tahminsel kontrol yöntemi, ikili bildiri işaretinin kodlanması için sembolik analiz fikrinden yararlanır. Kaotik bir sistemin sembolik analizi, bildiri işaretinin kodlanması ve kodunun çözülmesi için kullanılır. Vericideki analog kaotik sistemin uygun bir kesitinde iki ya da daha fazla ayrık bölgeler tanımlanabilir ve kodlama bilgisi için bu bölgelere değer atanabilir (0 ve 1 bilgileri gibi). Uygun bir kontrol yöntemiyle verici sistemin durum uzayı yörüngesi, seçilen kritik bölgeler vasıtasıyla iletilecek bildiri işaretine karşılık gelen değerler elde edilecek şekilde yönlendirilir.

4.2. Eşzamanlı Kestirime Karşı Eşzamanlı Olmayan Kestirim

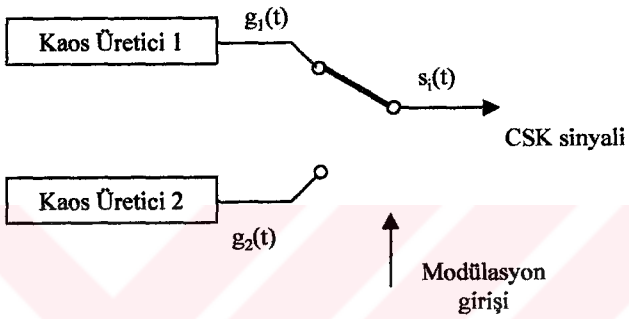
Kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemlerinde, geleneksel haberleşmede olduğu gibi, iletilen semboller eşzamanlı olan ve eşzamanlı olmayan demodülasyon teknikleri ile tekrar oluşturulabilir (1).

Eşzamanlı Kestirim (Senkronizasyon ile)

Eşzamanlı kestirim, tipik olarak senkronizasyon modelleri anlamında, alıcıdaki temel fonksiyonların kopyalarını yeniden oluşturarak yapılabilir. Senkronizasyon kullanıldığı zaman, senkronizasyon modeli bozularak gelen sinyalden temel fonksiyonları yeniden elde edecek kabiliyette olmalıdır (31, 32).

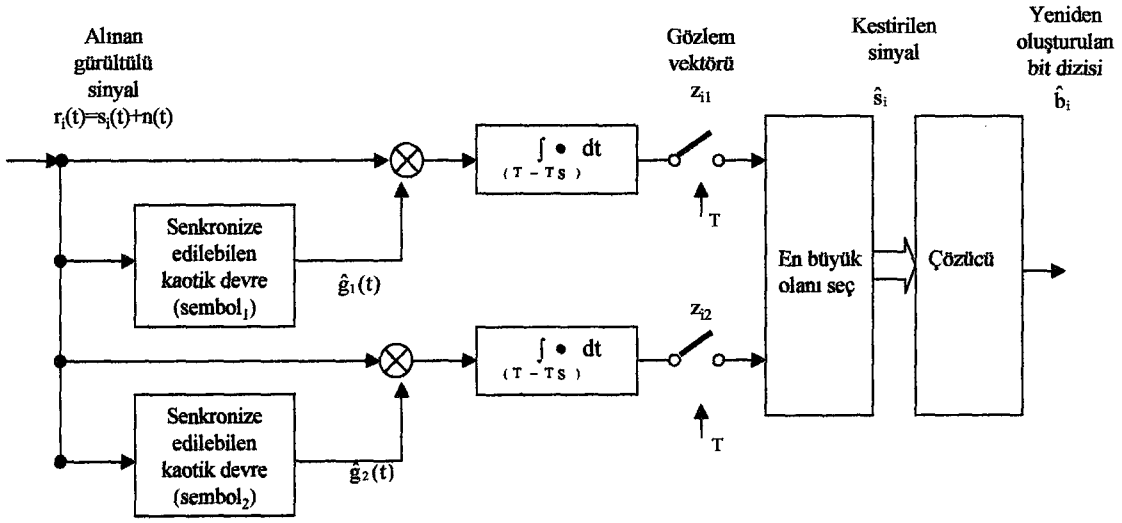
Eğer sinüzoidal temel fonksiyonu kullanılırsa, o zaman yeniden elde etmek için dar bantlı bir PLL kullanılabilir. İletilen sinyali bozan gürültü, PLL'nin alçak geçiren özelliğinden dolayı gizlenir. Doğal bir geniş bantlı kaotik temel fonksiyon kullanıldığında, senkronizasyon devresi geniş bantlı olmalıdır. Tipik olarak, kaotik temel fonksiyonun hem genliği hem de fazı gelen sinyalden yeniden elde edilebilir. Kaotik temel fonksiyonun geniş bant özelliğinden dolayı, gürültüyü bastırmak için dar bantlı lineer filtreleme kullanılamaz.

Şekil 4.7'de gösterilen ikili Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (CSK) vericisini göz önüne alalım. İletilen $s_1(t)=g_1(t)$ ve $s_2(t)=g_2(t)$ (sırasıyla "1" ve "0" sembolleri) örnek fonksiyonları, $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ temel fonksiyonlarını oluşturan iki tane serbest çalışan kaotik sinyal jeneratörünün çıkışlarıdır. Şekil 4.8, ikili CSK modülasyonu kullanan bir eşzamanlı (senkronizasyon tabanlı) alıcıyı göstermektedir. Alıcıdaki senkronizasyon devreleri, alınan gürültülü örnek fonksiyonu $r_i(t)= s_i(t)+n(t)$'den temel fonksiyonları yeniden elde etmeye çalışır.



Şekil 4.7. CSK modülatörünün blok şeması

Senkronizasyon devresinin gelen sinyale kitlenebilmesi için bir kazanç zamanı (bit akış zamanı) T_s'e izin verilir. Yeniden elde edilen $\hat{g}_1(t)$ ve $\hat{g}_2(t)$ temel fonksiyonları daha sonra geriye kalan bit süresi T için $r_i(t)$ ile korelasyona girer. Temelin $r_i(t)$'nin $\hat{g}_1(t)$'ye ve $\hat{g}_2(t)$'ye olan yakınlığı (sırası ile gözlem değerleri z_{i1} ve z_{i2}'den ölçüldüğü gibi) üzerine tahmin yapılır.



Şekil 4.8. Eşzamanlı CSK alıcısının blok şeması

Gürültü ve filtrelemenin tanıtıldığı kanalda kaotik senkronizasyon üzerine yapılan geçmiş çalışmalar, kaotik senkronizasyon modellerinin performansının düşük sinyal gürültü oranlarında, sinüzoidallerin kullanıldığı en iyi senkronizasyon modellerinden daha kötü olduğunu göstermektedir.

Eşzamanlı Olmayan Kestirim (Senkronizasyonsuz)

Senkronizasyon (taşıyıcı düzeltilmesi anlamında), sayısal haberleşme için gerekli değildir. Demodülasyon aynı zamanda senkronizasyon olmasa da işler. Bu hem periyodik hem de kaotik örnek fonksiyonlar için geçerlidir (19).

Bu durumda, alıcı, gürültülü sinyalden temel fonksiyonu yeniden elde etmeden, iletilen bilgiyi taşıyan özelliği (bit enerjisi gibi) tahmin edebilir. Hangi sembolün gönderildiğinin tahmini, bir eşik değeri üzerinden karşılaştırma yapılarak kestirilir.

Aşağıda dört adet eşzamanlı olmayan kaotik haberleşme alıcı konfigürasyonu tanıtılmıştır. Bunlar sırası ile :

1) Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (CSK),
2) Kaotik Var-Yok Anahtarlama (COOK),
3) Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (DCSK),
4) FM-DCSK' dır.

Bunların içinden DCSK ve FM-DCSK en iyi gürültü performansına sahiptir.

4.2.1. Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama

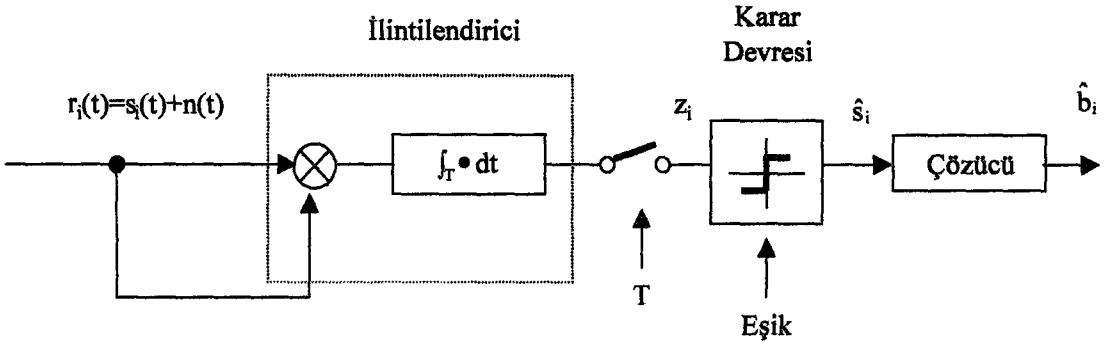
Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama modülasyonu modelinde, ikili bilgileri iletmek için değişik bit enerjili kaotik sinyaller kullanılır. Modülatör çok basit bir devredir. "1" biti için ortalama bit enerjisi E_{b1} olan bir kaotik örnek fonksiyonu, "0" biti için ortalama bit enerjisi E_{b2} olan bir kaotik örnek fonksiyonu oluşturulur (32).

İhtiyaç duyulan değişik bit enerjili kaotik sinyaller, değişik kaotik devreler ile üretilebilir (Şekil 4.7'de görüldüğü gibi) veya aynı kaotik devre tarafından üretilerek farklı iki sabit ile çarpılabilir. Her iki durumda da, iletilecek ikili bilgi kaotik örnek fonksiyonlarının bit enerjilerine aktarılmış olur. Bit enerjisi alıcıdaki bir ilintilendirici tarafından kestirilebilir (Şekil 4.9).

Karar devresi tarafından kullanılan gözlem sinyali z_i,

$$\begin{aligned} z_i &= \int_T r_i^2(t)dt \\ &= \int_T [s_i(t) + n(t)]^2 dt \\ &= \int_T s_i^2(t)dt + 2\int_T s_i(t)n(t)dt + \int_T n^2(t)dt \end{aligned} \qquad [4.23]$$

ile ifade edilir. Burada $\int_T$ bir örnek fonksiyon üzerinden integrasyonu tanımlamaktadır.



Şekil 4.9. Eşzamanlı olmayan CSK alıcısının blok şeması

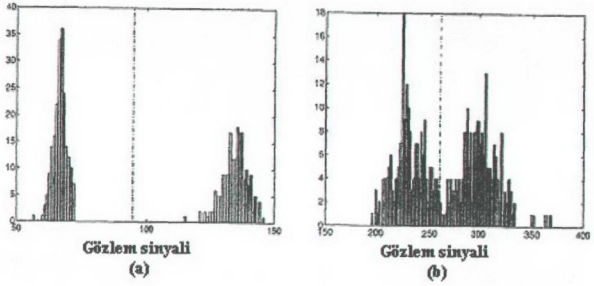
Gürültüsüz durumda, Eş. 4.23'deki ikinci ve üçüncü durumlar sıfır olur. Bu nedenle, z_i "1" ve "0" bitleri sırası ile alındığında $\int_T s_1^2(t)dt$ ve $\int_T s_2^2(t)dt$ değerlerini (denk olarak $E_b(s_1)$ ve $E_b(s_2)$ bit enerjilerini) varsayar.

Şekil 4.10(a) ve (b) gürültülü ve gürültüsüz kanallar için elde edilen gözlem sinyali z_i'nin örneklerinin histogramını göstermektedir (1).

Periyodik temel fonksiyonları kullanan geleneksel modülasyon modellerinde, $s_i(t)$ periyodiktir ve bit süresi T temel fonksiyonun periyodunun tam katıdır; bundan dolayı, $\int_T s_1^2(t)dt$ sabittir.

Buna zıt olarak, kaotik sinyaller doğal olarak periyodik değildir, bu nedenle $\int_T s_1^2(t)dt$ T uzunluğunda bir örnek fonksiyondan bir diğerine farklılık gösterir. Bu etki Şekil 4.10 (a)'da ki z_i örneklerinde sıfırdan farklı varyans üretir.

$\int_T s_1^2(t)dt$ örneklerinin standart sapması 1/T ölçüsündedir. Böylece kestirimin varyansı, bit süresi T arttırılarak azaltılabilir.



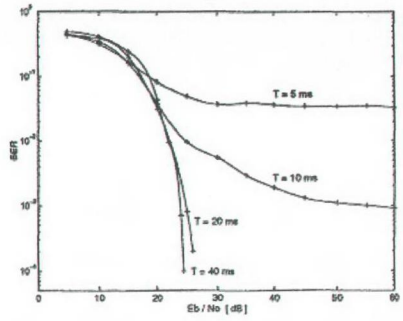
Şekil 4.10. Eşzamanlı olmayan CSK alıcısındaki gözlem sinyali örneklerinin (a) gürültüsüz ve (b) gürültülü koşuldaki histogramları

Şekil 4.11, eşzamanlı olmayan bir CSK alıcısının dört değişik bit süresi için gürültü performansını göstermektedir. T=5 ms ve 10ms için, kestirimin varyansı oldukça fazladır ki, bit başına enerjinin gürültü spektrum yoğunluğuna (E_b/N_o) büyük oranları için bile alınan "1" ve "0" bitleri ilgili histogramlarda üst üste biner.

Buna rağmen, gürültü performansı (Şekil 4.11) 20ms'den büyük bit süreleri için belirgin şekilde iyileşmiştir.

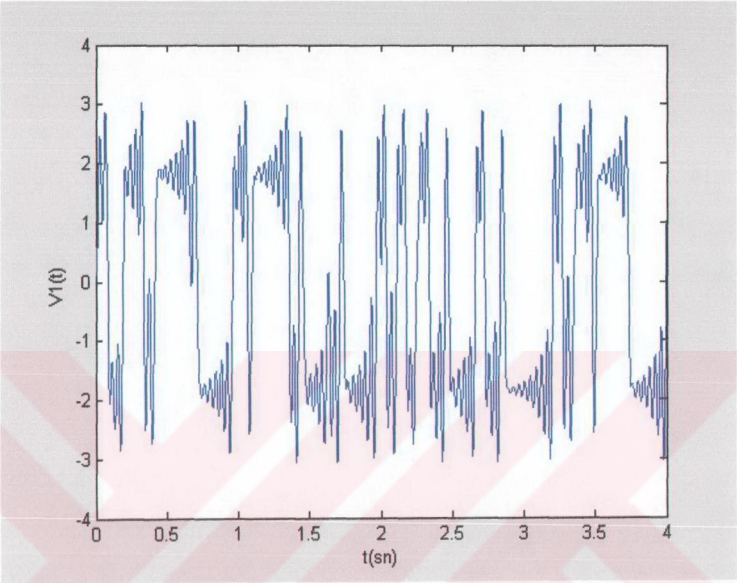
Eşzamanlı olmayan CSK'nın bir önemli dezavantajı, karar devresinin ihtiyaç duyduğu eşik değerinin sinyal gürültü oranına (SNR) bağlı olmasıdır. Karar vermek için kullanılan seviye karşılaştırıcısının optimum eşik değeri Şekil 4.10'de noktalı çizgi ile gösterilmiştir. Eş. 4.23'deki üçüncü terime bağlı olarak, bu değerin gürültüsüz ve gürültülü durumlarda farklı olduğu unutulmamalıdır.

Histogramın tepeleri arasındaki uzaklık, iki kaotik örnek fonksiyonu ile ilişkili olan ortalama bit enerjileri E_{b1} ve E_{b2} arasındaki fark ile belirlenir. Verilmiş bir gürültü seviyesi ve kaotik sinyal için, en iyi gürültü performansı eğer iki ortalama değer arasındaki uzaklık en büyük olursa elde edilir. Bu gereksinim, kaotik var-yok anahtarlama ile sağlanabilir.



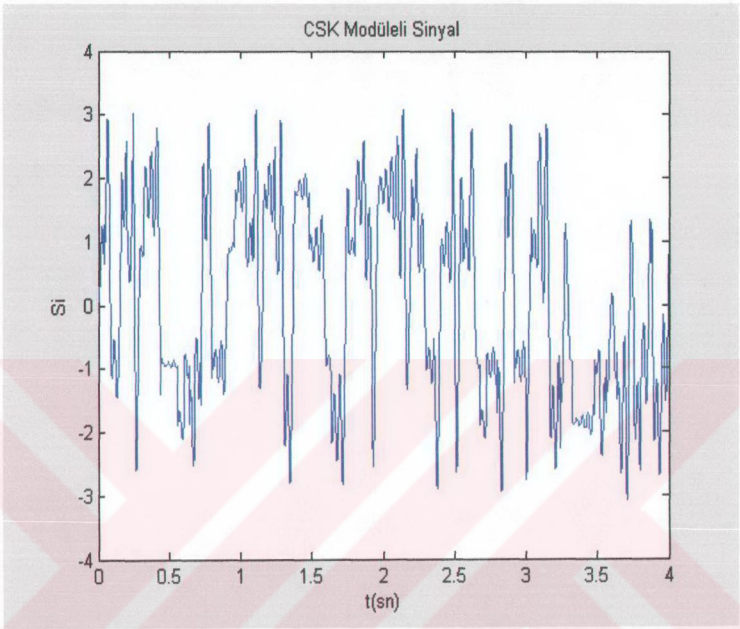
Şekil 4.11. Dört değişik bit süresi T için eşzamanlı olmayan CSK sisteminin gürültü performansı

Yapılan bu çalışmada, Borland Turbo C++ programı kullanılarak CSK modülasyonu için simülasyonlar yapılmıştır. CSK modülasyonu ile ilgili simülasyonlarda kaotik Chua devresi kullanılmıştır. Bu devrenin $V_1(t)$ kaotik dinamik gösterimi Şekil 4.12'de verilmektedir.



Şekil 4.12. Kaotik Chua Devresinin V1(t) dinamik gösterimi

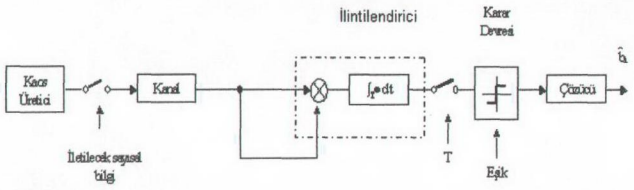
Yapılan simülasyonda giriş bit dizisi rasgele üretilerek, vericide kaotik işaret ile modüle edilmiş ve iletim kanalına gönderilmiştir. Şekil 4.13'te CSK kullanılarak elde edilen modüleli sinyal görülmektedir. CSK modülasyonunda iletim kanalı olarak AWGN (Additive White Gaussian Noise) kanalı kullanılmıştır. Simülasyonlarda toplamsal beyaz gürültü (AWGN), "Box-Muller Algoritması" kullanılarak elde edilmiştir. AWGN ile ilgili detaylı bilgi Ek-1'de verilmiştir. Yapılan CSK simülasyonunda, SNR=10dB, T=40ms alınarak 100 bit uzunluklu bilgi sinyali için sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 4.13. Kaotik kaydırmalı anahtarlama (CSK) kullanılarak elde edilen modüleli sinyal

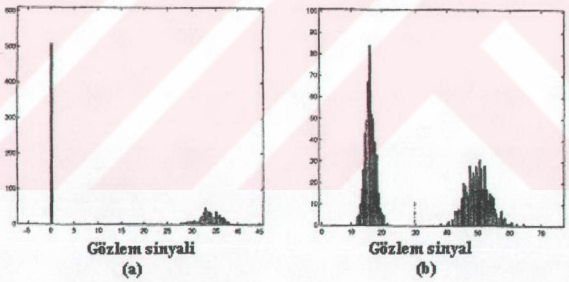
4.2.2. Kaotik Var-Yok Anahtarlama

Verilen bir E_b için, bir ikili sinyal setinin elemanları arasındaki maksimum mesafe eğer var-yok anahtarlama kullanılırsa sağlanabilir. Kaotik var-yok anahtarlama modelinde, kaotik sinyal "1" ve "0" sembollerini sırasıyla iletmek için Şekil 4.14'te olduğu gibi anahtarlanır ve kapatılır (19).



Şekil 4.14. Eşzamanlı olmayan COOK modülasyon modelinin blok şeması

Eğer ortalama bit enerjisi E_b ise ve her iki sembol de eşit olasılıklı ise, o zaman bir sembol sıfır enerji taşırken diğerinin enerjisi $2E_b$ olur. Gürültüsüz ve gürültülü kanallar için elde edilen gözlem sinyali z_i'in örneklerinin histogramları Şekil 4.15(a) ve (b)'de verilmiştir. Optimum karar eşik değeri noktalı çizgi ile belirtilmiştir (32).

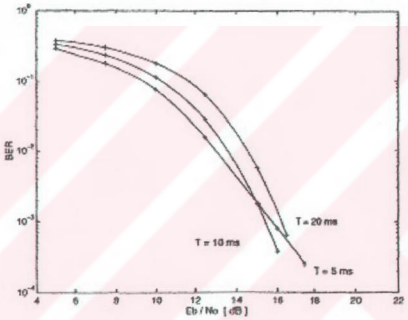


Şekil 4.15. Eşzamanlı olamayan COOK sistemindeki gözlem sinyali örneklerinin (a) gürültüsüz ve (b) gürültülü koşuldaki histogramları

Eşzamanlı olmayan COOK modeli için gürültü performansı Şekil 4.16'da gösterilmiştir. Burada parametre sembol süresidir. BER=10^{-3} için, COOK E_b/N_o=15.5 dB'le ihtiyaç duyar; bu değer, karşılık gelen eşzamanlı olmayan CSK değerinden 8 dB daha azdır.

COOK'un mükemmel gürültü performansı, CSK yöntemiyle kıyaslandığında, sinyal setinin elemanları arasındaki mesafenin artırılmış olmasından kaynaklanmaktadır.

CSK sisteminin en önemli dezavantajı olan, karar devresinin gerek duyduğu eşik değerinin gürültü seviyesine bağlılığı aynı zamanda COOK için de geçerlidir. COOK kullanılarak sinyal setinin elemanları arasındaki mesafe maksimize edilir ancak karar devresinin ihtiyaç duyduğu eşik değeri SNR'a bağlıdır (1). Eşik değeri Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama (DCSK) kullanılarak sabit tutulabilir.



Şekil 4.16. Eşzamanlı olmayan COOK modülasyon modelinin gürültü performansı

4.2.3. Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama

Diferansiyel Kaotik Kaydırmalı Anahtarlamada, iletilecek her bit iki kaotik örnek fonksiyonu ile ifade edilir. İlk örnek fonksiyon referans gibi davranırken, ikincisi bilgiyi taşır. "1" biti, kaos üreteci tarafından sağlanan bir referans sinyali ileterek art arda iki kez gönderilirken, "0" biti için referans kaotik sinyal aynı sinyalin tersine çevrilmiş bir kopyasının takibi ile iletilebilir (1).

Böylece, eğer "1" sembolü $[t_i, t_i+T)$ aralığında iletilirse

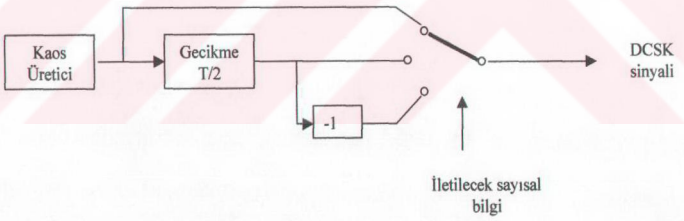
$$s_i(t)=\begin{cases} x(t) & t_i \le t < t_i + T/2 \\ +x(t-T/2) & t_i + T/2 \le t < t_i + T \end{cases} \qquad [4.24]$$

ve eğer "0" sembolü $[t_i, t_i+T)$ aralığında iletilirse

$$s_i(t)=\begin{cases} x(t) & t_i \le t < t_i + T/2 \\ -x(t-T/2) & t_i + T/2 \le t < t_i + T \end{cases} \qquad [4.25]$$

elde edilir.

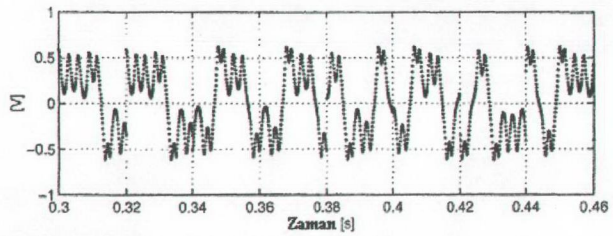
Şekil 4.17 ve Şekil 4.18 bir DCSK modülatörü ve 1100 bit dizisine karşılık gelen tipik bir DCSK sinyalini göstermektedir. Bu örnekte, kaotik sinyal bir analog faz kilitlemeli çevrim (APLL) ile üretilir ve bit süresi 40ms'dir.



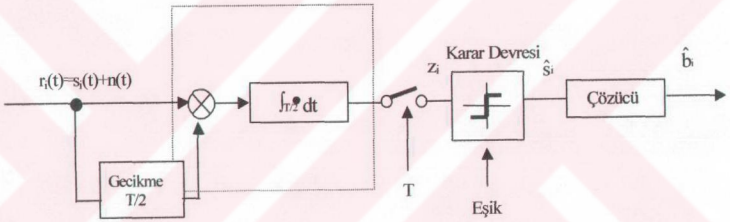
Şekil 4.17. DCSK modülatörü blok şeması

Her bitin uzunluğu T/2 olan iletilen sinyalin birbirini izleyen bölümleri arasındaki korelasyona aktarıldığından dolayı bilgi sinyali bir ilintilendirici ile yeniden elde edilebilir. DCSK demodülatörünün blok şeması Şekil 4.19'da görülmektedir.

Alınan gürültülü sinyal bit süresinin yarısı ile (T/2) geciktirilir ve alınan sinyal ile geciktirilen sinyalin kopyası arasındaki korelasyon bulunur. Karar bir seviye karşılaştırıcısı ile verilir.



Şekil 4.18. 1100 dizisine karşılık gelen DCSK sinyali



Şekil 4.19. DCSK alıcısının blok şeması

Şekil 4.20 iletilen sinyal için ilintilendirici çıkışını göstermektedir. İletilen bit serisini (1100) yeniden oluşturma yönünde gözlem sinyali z_i, 0.32s ve 0.36s anlarındaki karar anlarında pozitif ve 0.4s ve 0.44s'lerde negatiftir.

DCSK'da gözlem sinyali,

$$z_i = \int_{T/2} r_i(t) r_i(t - T/2) dt$$

$$= \int_{T/2} [s_i(t) + n(t)][s_i(t - T/2) + n(t - T/2) dt \qquad [4.26]$$

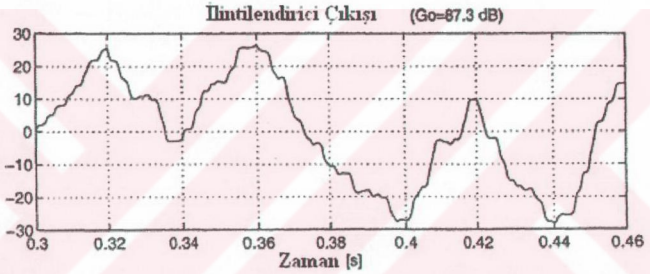
formundadır. "1" sembolü iletildiği zaman,

$$z_i = \int_{T/2} s_i^2(t)dt + \int_{T/2} s_i(t)[n(t) + n(t+T/2)]dt + \int_{T/2} n(t)n(t-T/2)dt \qquad [4.27]$$

şeklini ve "0" sembolü için,

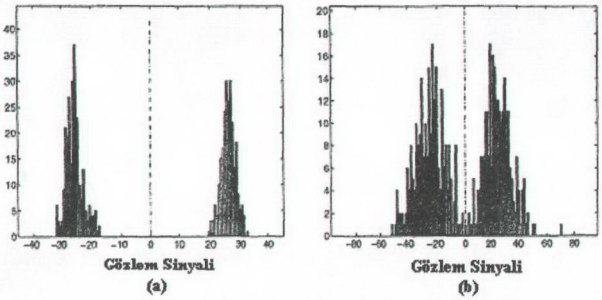
$$z_i = -\int_{T/2} s_i^2(t)dt - \int_{T/2} s_i(t)[n(t) - n(t+T/2)]dt + \int_{T/2} n(t)n(t-T/2)dt \qquad [4.28]$$

şeklini alır.



Şekil 4.20. 1100 dizisine karşılık gelen ilintilendirici çıkışı

Şekil 4.21(a)'da, kanal gürültüsü yokluğunda gözlem sinyalinin örneklerinin histogramı görülmektedir.



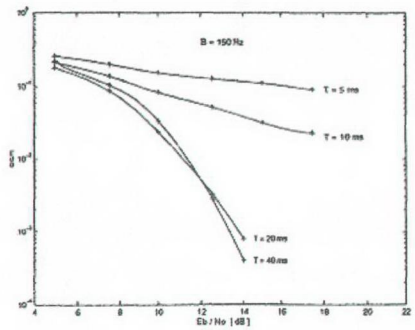
Şekil 4.21. DCSK sistemindeki gözlem sinyali örneklerinin (a) gürültüsüz ve (b) gürültülü koşuldaki histogramları

Aynı zamanda bu modelin kestirim probleminden etkilendiğini unutmamak gerekir. z_i'nin sıfırdan farklı varyansı, kaotik sinyalin periyodik olmayan doğasından kaynaklanmaktadır. Eğer aynı sembol tekrarlı gönderilse bile, $\int_{T/2} s_i^2(t)$ sabit değildir.

Kestirim problemi aynı zamanda kendini gürültü performans karakteristiklerinde (Şekil 4.22) ortaya koymaktadır. Eğer bit süresi T azaltılırsa, karar aşamasının gürültüye olan duyarlılığı artar ve BER sadece E_b/N_o'ı artırarak düşürülebilir.

Oldukça büyük T için, DCSK'nın gürültü performansı geleneksel sinüzoit tabanlı modülasyon modeli ile karşılaştırılabilir. Tam anlamıyla, BER=10^{-3} için E_b/N_o=13.5 dB'ye ihtiyaç vardır. CSK ve COOK modellerine zıt olarak, DCSK bir modülasyon modelidir. Mükemmel gürültü performansına ek olarak, karar eşik değeri E_b/N_o'dan bağımsız olarak sıfırdır (32).

DCSK' nın bir diğer avantajı da, referans ve örnek bilgi fonksiyonlarının aynı kanaldan geçmesidir. Bu sebepten dolayı, modülasyon modeli kanal bozulmasından bağımsız hale getirilebilir. DCSK aynı zamanda eğer bit süresi T için kanal parametreleri sabit kalırsa zaman bağımlı bir kanal üzerinden de çalışabilir.



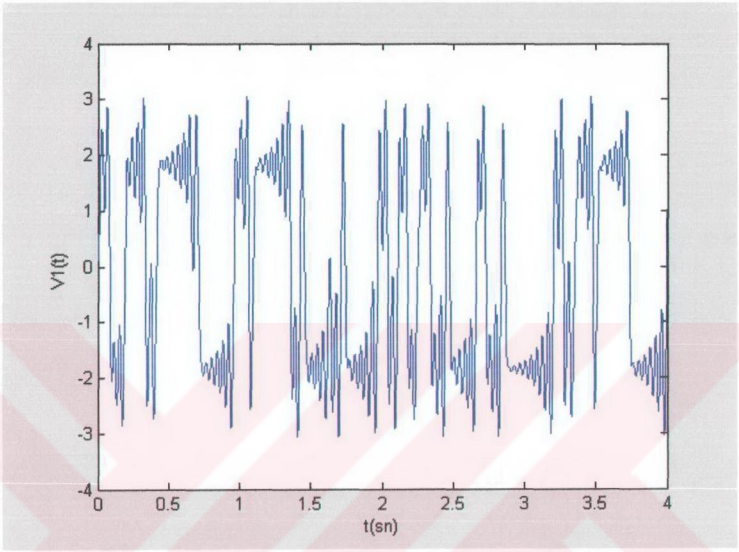
Şekil 4.22. DCSK sisteminin gürültü performansı

CSK'nın ana avantajı korelasyonun yarı bit süresi üzerinden yapılması gereğinden ortaya çıkar. Sinyal seti elemanlarının alıcıda bulunduğu geleneksel tekniklere göre karşılaştırıldığında, DCSK yarı veri hızına ve gürültü performansına katkıda bulunan bit enerjisinin sadece yarısına sahiptir (19).

CSK, COOK ve DCSK modülasyon modellerinde, bilgi sinyali sonlu uzunluktaki kaotik örnek fonksiyonlara aktarılır. Alıcıdaki karar devresinin ihtiyaç duyduğu özellik, kaotik sinyalin doğasından kaynaklanan periyotsuzluk nedeniyle sadece kestirilebilir. Sadece gürültüsüz durumda kestirim sıfırdan farklı varyansa sahiptir; bu bit süresine bir alt sınır getirir ve böylece veri hızını sınırlar.

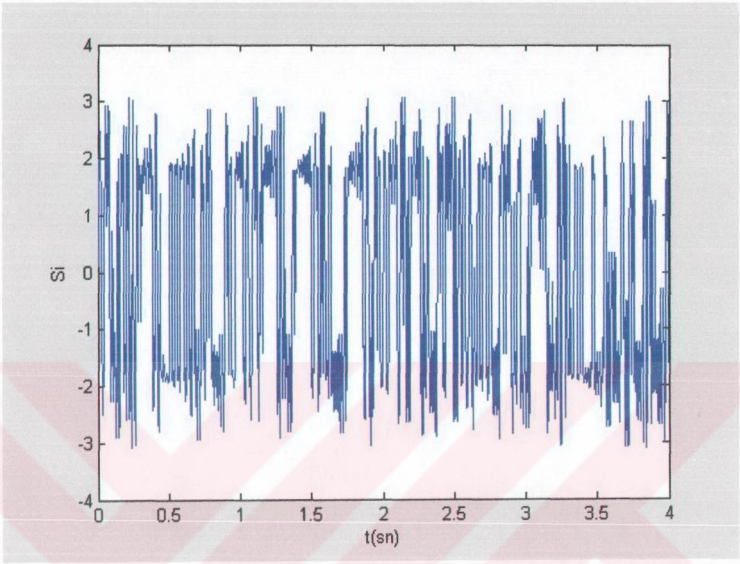
Veri hızını sınırlamanın bir yolu, çok düzeyli bir modülasyon modeli kullanmaktır. Alternatif olarak, bir kestirim problemi modülasyon modelini modifiye ederek direkt çözebilir ki, her sinyal için iletilen enerji sabit kalır. FM-DCSK bu yaklaşıma bir örnektir.

DCSK modülasyon modelinin Borland Turbo C++ programı kullanılarak simülasyonları yapılmıştır. DCSK modülasyonu ile ilgili simülasyonlarda kaotik Chua devresi kullanılmıştır. Bu devrenin $V_1(t)$ kaotik dinamik gösterimi Şekil 4.23'te verilmektedir.



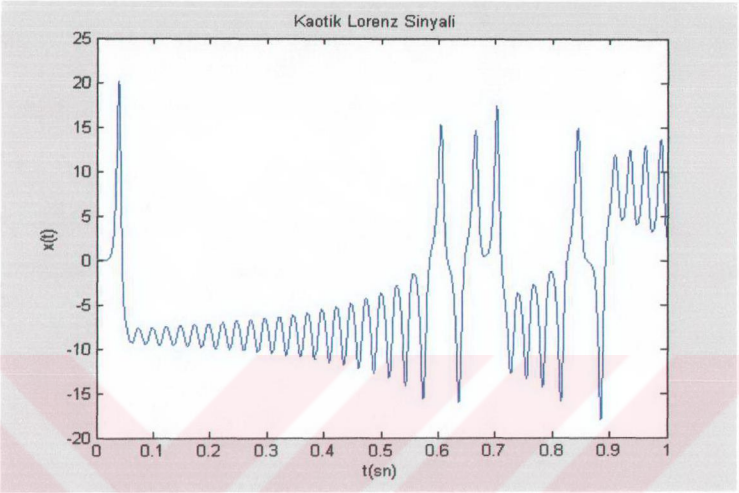
Şekil 4.23. Kaotik Chua devresinin V1(t) kaotik dinamik gösterimi

Yapılan simülasyonda giriş bit dizisi rasgele üretilerek, vericide kaotik işaret ile modüle edilmiş ve iletim kanalına gönderilmiştir. Şekil 4.24'te DCSK kullanılarak elde edilen modüleli sinyal görülmektedir. DCSK modülasyonunda da iletim kanalı olarak AWGN (Additive White Gaussian Noise) kanalı kullanılmıştır. Aynı şekilde, simülasyonlarda katkılı beyaz gürültü (AWGN), "Box-Muller Algoritması" kullanılarak elde edilmiştir. Yapılan DCSK simülasyonunda, SNR=10dB, T=40ms alınarak 100 bit uzunluklu bilgi sinyali için sonuçlar elde edilmiştir.

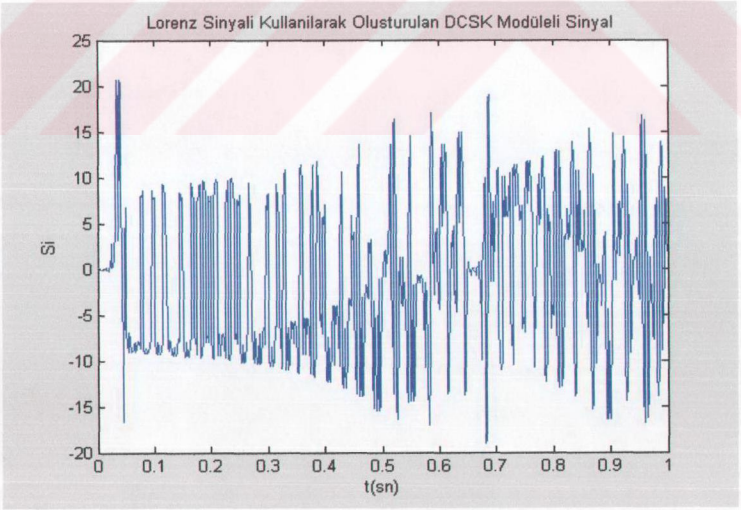


Şekil 4.24. DCSK modüleli işaret

Ayrıca bilgi olması açısından, Kaotik Lorenz sistemi kullanılarak (Şekil 4.25) elde edilen modüleli sinyal Şekil 4.26'da gösterilmiştir. Lorenz sistemi ile ilgili simülasyonlarda T=10ms, SNR=10dB ve bit dizisi uzunluğu 100 bit alınmıştır. DCSK yöntemi için yapılan simülasyonun akış diyagramı Ek-2'de verilmiştir. Alınan gürültülü sinyal bit süresinin yarısı (T/2) kadar geciktirilir ve alınan sinyal ile geciktirilen sinyalin kopyası arasındaki korelasyon bulunur. Karar bir seviye karşılaştırıcısı ile verilir. Bu işlemlerin sonucunda çıkış bit dizisi elde edilir.



Şekil 4.25. Kaotik Lorenz sisteminin V1(t) kaotik dinamik gösterimi

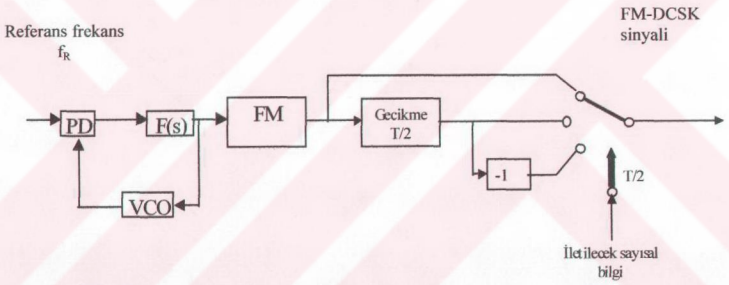


Şekil 4.26. Kaotik Lorenz sistemi kullanılarak oluşturulan DCSK modüleli işaret

4.2.4. FM-DCSK

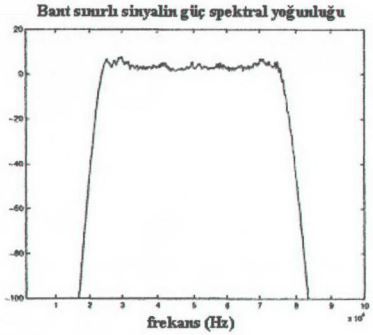
FM-DCSK' nın amacı, sabit E_b' li geniş bantlı DCSK sinyali üretmektir. Bir FM sinyalinin anlık gücü, modülasyona bağlı değildir. FM modülatörünün girişinde bir kaotik sinyal olduğunu düşünelim. Eğer FM modülatörünün geniş bant çıkışı DCSK tekniği kullanıldığında değişiyorsa, o zaman alıcıdaki ilintilendirici çıkışı gürültüsüz durumda sıfır varyansa (değişim) sahip olur ve kestirim problemi çözülür (31).

DCSK tekniğinde olduğu gibi, her bilgi biti iki parçada iletilir: İlk örnek fonksiyon referans olarak davranırken, ikincisi bilgiyi taşır. Modülatörün işleyişi DCSK ile aynıdır; tek fark ise DCSK modülatörü girişinde kaotik sinyalin kendisi yerine, FM modüleli sinyal kullanılmasıdır. (Şekil 4.27).

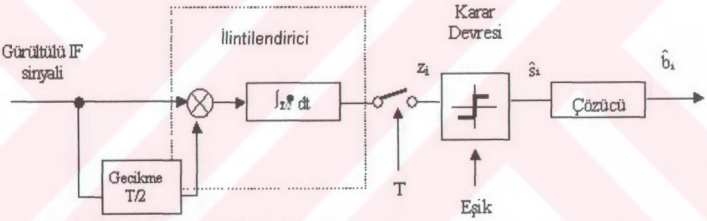


Şekil 4.27. FM-DCSK modülatörünün blok şeması.

FM modülatörün girişi kaotik analog faz kilitlemeli çevrim (APLL) tarafından üretilen kaotik sinyallerdir. Eğer kaotik sinyal düzgünce tasarlanmış bir APLL ile üretilirse o zaman FM modülatörü çıkışı uzun bir zaman diliminde gerçeklendiğinde Şekil 4.28'de olduğu gibi düzgün güç spektral yoğunluklu bant limitli spektruma sahiptir. FM-DCSK sisteminin demodülatörü DCSK alıcısıdır. Tek fark, düşük frekanslı kaotik sinyaller yerine, direk olarak FM sinyalleri korelasyona girer (Şekil 4.29).

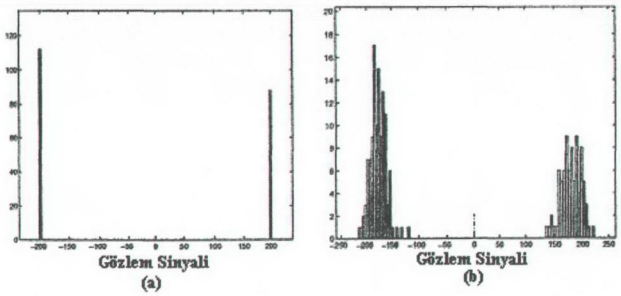


Şekil 4.28. FM-DCSK modelinde iletilen sinyalin güç spektrum yoğunluğu.

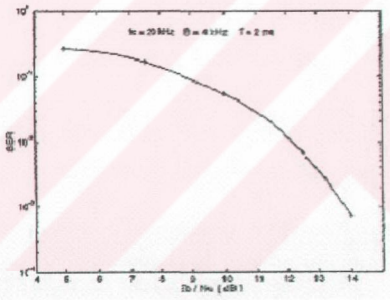


Şekil 4.29. FM-DCSK demodülatörünün blok şeması.

Şekil 4.30(a) ve (b), sırasıyla gürültüsüz ve gürültülü kanallar için alıcıdaki gözlem sinyalinin histogramlarını göstermektedir. Beklendiği gibi, gürültüsüz ortamda kestirimin varyansı sıfırdır. Karar devresinin ihtiyaç duyduğu eşik değeri gürültü seviyesinden ve sembollerin olasılıklarından bağımsız olarak her zaman sıfırdır.



Şekil 4.30. FM-DCSK alıcısındaki gözlem sinyali zi örneklerinin (a) gürültüsüz ve (b) gürültülü koşuldaki histogramları



Şekil 4.31. FM-DCSK sisteminin gürültü performansı

FM-DCSK' nın gürültü performansı Şekil 4.31'de görülmektedir. FM-DCSK modülasyonunun CSK, COOK ve DCSK üzerindeki esas avantajı, veri hızının kaotik sinyal özellikleri tarafından sınırlanmamasıdır.

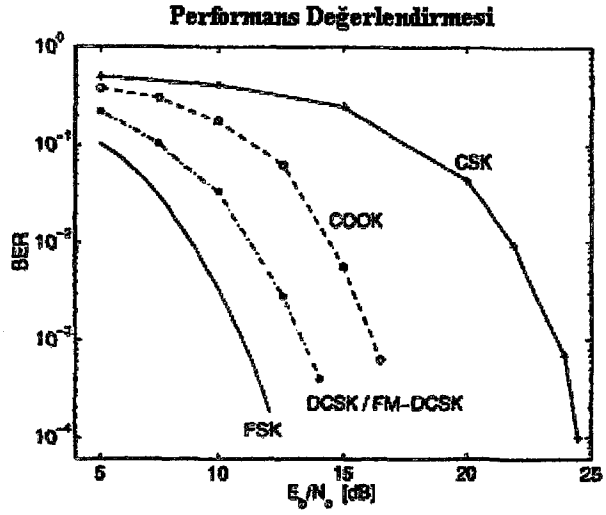
4.3. Kaotik Haberleşme Sistemlerinin Teorik Karşılaştırılması

Geçen yıllar boyunca, kaotik sinyalleri sayısal haberleşme sistemlerinde kullanmak için çeşitli yöntemler önerilmiştir. En eski model, değişik sembollerin değişik kaotik örnek fonksiyonlarla ifade edildiği CSK' dır (19).

Eşzamanlı kestirim eğer senkronizasyon uygulanır ve başarılırsa gürültü performansı bakımından avantaj sağlar. Ne yazık ki, mevcut olan kaotik senkronizasyon teknikleri, gürültülü bir kanalda senkronizasyonu sağlayacak kadar güçlü değildir. Buna zıt olarak, eşzamanlı olmayan kestirim, CSK ve COOK kullanılarak sayısal haberleşmede bit başına enerji veya kaotik temelli fonksiyonların özelliklerinin tahmininde tutarlı çözümler sunmaktadır.

Bu çalışmada, eşzamanlı CSK'nın ve sonlu uzunlukta örnek fonksiyonlardan kaotik sinyallerin uzun süreli istatistiksel özelliklerinin kestirimi ile ilişkili mevcut problemlerin dezavantajları belirtilmiştir. Tanımlanan kestirim problemi, kaotik haberleşmenin veri hızını sınırlamaktadır. CSK'nın gürültü performansının COOK kullanılarak nasıl iyileştirilebileceği gösterilmiştir. DCSK'da, karar ünitesinin eşik değeri sabit tutulmuş ve sinyal setinin elemanları arasındaki uzaklık maksimize edilmiştir.

DCSK' nın veri hızındaki üst sınır, çok kademeli modülasyon modelleri kullanarak veya her sinyal için iletilen enerji sabit tutularak artırılabilir. FM-DCSK tekniği (sabit bit enerjili taban tabana zıt modülasyon modeli) sinyal setinin elemanları arasındaki mesafe E_b olacak şekilde optimal bir çözüm sunmaktadır. Gürültü performansı DCSK' nın performansına eşittir ancak veri hızı altında bulunduğu kaotik sinyalin özellikleri ile sınırlı değildir. Şekil 4.30'da eşzamanlı olmayan CSK, COOK ve DCSK'nın gürültü performansları özetlenmiştir (3).



Şekil 4.32. CSK, COOK, ve DCSK/FM- DCSK tekniklerinin gürültü performansı. FSK karşılaştırma amaçlı verilmiştir.

4.5. DCSK Performans Analizi

Kaotik sinyallerin doğasındaki geniş bant özelliği, yayılı spektrum haberleşme sistemleri için umut verici olmuştur. Bu bölümde yayılı spektrum haberleşme sistemlerinden DCSK modelinin performansı incelenmiştir. Bir haberleşme modeli oluşturmada ilk adım performansın haberleşme kanalında AWGN altında analiz edilmesidir. Performans genel olarak bit hata oranı (BER) ile tanımlanır. BER bir haberleşme sisteminde, kanaldaki gürültünün güç spektral yoğunluğu N_0'ın bit enerjisi E_b'ye oranıdır.

DCSK, ikili bilginin bir kaotik sinyal kullanılarak iletildiği, eş zamanlı olmayan bir yöntemdir (33). Her bir veri bitinin ilk yarı periyodu boyunca bir referans x(t) kaotik dalga şekli iletilir. Eğer 1 biti iletilirse, ikinci yarı periyotta x(t) yeniden iletilir. Eğer 0 biti iletilecekse, ikinci yarı periyotta –x(t) iletilir. Alıcıya gelen sinyal, bit periyodunun yarısı ile geciktirilir ve çıkıştaki veri akışını oluşturabilmek için geciktirilmemiş sinyal ile ilintilendirilir. Şekil 4.19 ve Şekil 4.21'de sırası ile tipik bir DCSK vericisi ve alıcısı görülmektedir.

Yayılım için kaotik sinyallerin kullanımı, iletilen bit başına enerjide sıfırdan farklı bir varyansı ortaya çıkarır bu da DCSK'nın BER performansını küçültür. Yayılım için ikili kaotik diziler kullanılarak da sabit bit enerjisi elde edilebilir. İkili kaotik diziler, dijital bilginin gürültüsel ilinti özelliğini ve yayılı spektrumunu elde edecek şekilde tasarlanabilir.

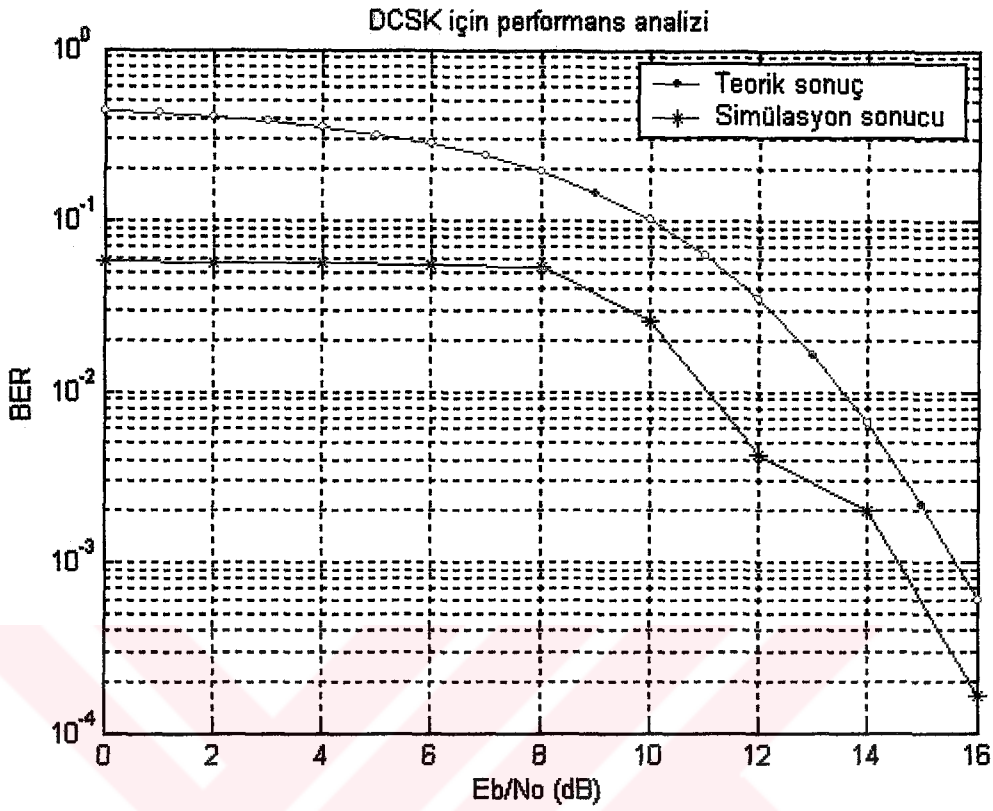
Bu çalışmada, DCSK performansı AWGN kanalları için incelenmiştir.

DCSK modelinde iletilen bit başına enerji sabittir ve AWGN kanalında DCSK'nın BER'i aşağıdaki formda verilmektedir.

$$BER = \frac{1}{2} erfc\left(\left(\sqrt{4\frac{N_0}{E_b} + 4L\left(\frac{N_0}{E_b}\right)^2}\right)^{-1}\right) \qquad [4.29]$$

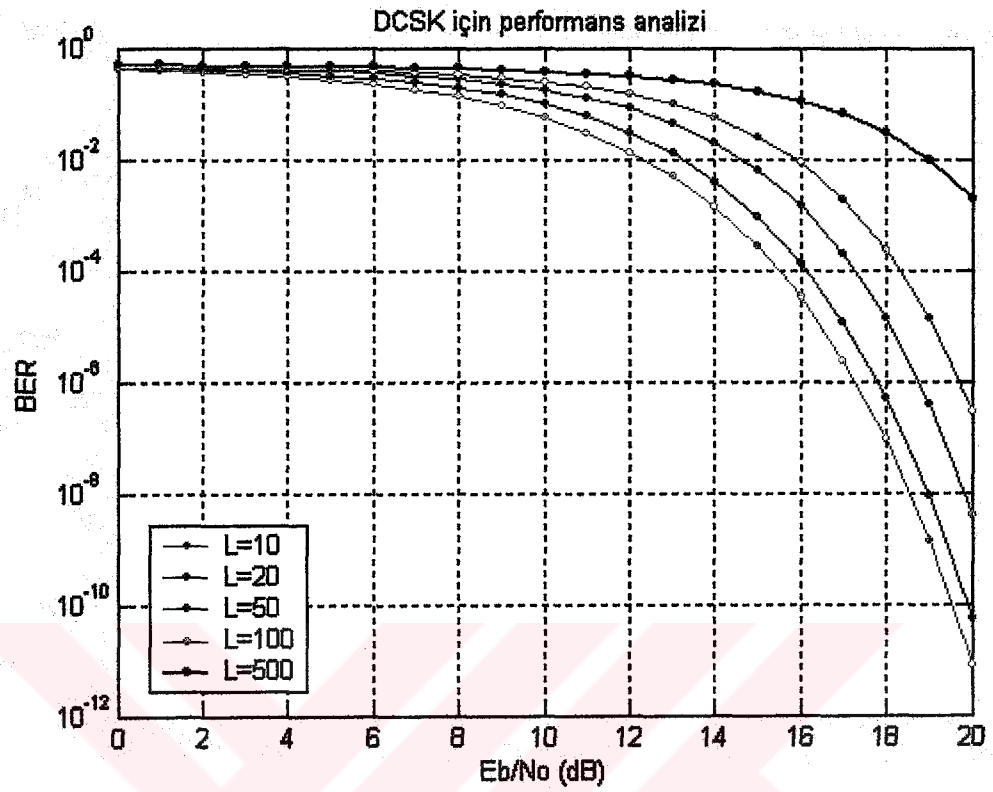
Burada E_b bit başına enerjiyi, L (yaygınlaştırma faktörü) her bir bitte iletilen sinyal uzunluğunu ve N_0 kanal gürültüsünün güç spektral yoğunluğunu tanımlamaktadır. Karar değişkenindeki gürültünün çapraz ilintinin artan etkisi, L artarken BER'in artmasına neden olmaktadır (34).

DCSK için yapılan teorik ve simülasyon sonuçları Şekil 4.33'te verilmiştir.



Şekil 4.33. DCSK modelinin gürültü performans analiz grafiği (L=40)

DCSK sisteminin düzgün olmayan (non-uniform) genliğe sahip sinyalleri için yapılan sayısal simülasyon sonuçları da diğerleri ile aynıdır. Bu durum, bu şekildeki kaotik sinyallerin kullanılması durumunda, gürültüsüz ortamda bile kestirimde bir varyans olduğunu göstermiştir. Bu varyans ortalama zaman arttırılarak azaltılabilir. Diğer bir deyişle, Şekil 4.34'de de görüleceği gibi SNR ile BER arasında ters orantı vardır. SNR arttıkça BER oranı azalmaktadır. DCSK modelinin performansı için yapılan simülasyonda, bit süresi 0.01sn, bit dizisi uzunluğu 30000 olarak alınmıştır. Programın çalıştırılması, Pentium IV 1GHz, 512Mbyte RAM'e sahip bir bilgisayarda yaklaşık 12 saatte tamamlanmıştır.



Şekil 4.38. DCSK modelinin farklı L (spreading factor) değerleri için teorik gürültü performansı grafiği.

5. SONUÇ

Kaos tabanlı güvenilir haberleşme sistemleri, iletilecek bilgi sinyallerinin spektrumunu geniş bir sahaya yayabilmeleri, gürültüye benzer bir yapıya sahip olmaları ve basit ve pahalı olmayan kaotik devre düzenekleri ile gerçekleştirilebilmeleri nedeniyle, literatürdeki standart yayılı spektrumlu haberleşme sistemlerine alternatif olmuşlardır. Kaotik haberleşme sistemlerinde kullanılacak kaotik devre modelleri, basit bir tasarıma sahip olmalarının yanısıra geniş ve zengin kaotik parametre değişimleri ve yapılarındaki ekstra güvenlik anahtarı sayesinde sisteme daha yüksek güvenilirlik özelliği katabilmektedirler. Son yıllarda, geniş bantlı haberleşme sistemlerinde kaosu kullanmaya yönelik ilgi dünya çapında oldukça fazla artış göstermiştir.

Yapılan bu çalışmada kaos ve kaotik haberleşme sistemleri ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. İlk bölümde kaos kavramına genel bir giriş yapılmış ve kaotik sistemlerin uygulama alanlarından kısaca bahsedilmiştir.

Kaotik sistemler "başlangıç koşullarına aşırı duyarlılık" ile tanımlanır. Aynı zamanda kaotik sistemler, geniş güç spektrumlu, gürültüye benzer bir yapıya sahip, periyodik olmayan sistemlerdir. İkinci bölümde kaotik sistemler ve özellikleri detaylıca incelenmiştir. Kaotik sistem olarak Lorenz sistemi ve Chua devresi kullanılmıştır. Bu sistemlerin kaotik sistem özellikleri Borland Turbo C++ programı ile simüle edilmiştir.

Üçüncü bölümde sinüzoidal haberleşme tekniklerinin işleyişi senkronizasyonun rolünü açıklamak ve kaotik haberleşme için olası demodülasyon yöntemlerini sınıflamak amacıyla incelenmiştir. Sayısal haberleşmenin ana bileşenleri tanıtılmış ve hataların birincil kaynağının analog kanal olduğu gösterilmiştir. Gerçek bir kanal modelinin neden en az beyaz Gauss gürültüsü ve bant sınırlılığı içermesi gerektiği açıklanmıştır. Geleneksel ve kaotik haberleşme sistemlerinin analizi ve karşılaştırılması için birleştirilmiş bir yaklaşım sunulmuştur. Bir sinyal kümesinin ortogonal temel fonksiyonların sınırlı kümesinden nasıl oluşturulabileceği

gösterilmiş ve bu seçeneğin avantajları açıklanmıştır. Taşıyıcı senkronizasyonu için birincil modülasyonun eşzamanlı kestirim olduğu gösterilmiştir. Bunun faydaları, iyileştirilmiş gürültü performansı ve bant genişliği verimliliğidir. Senkronizasyonun sağlanamadığı zayıf yayılım koşulları altında, eşzamanlı kestirimin avantajları ortadan kalkar. Bu gibi durumlarda, eşzamanlı olmayan kestirim, daha güçlü ve daha az karışık bir çözüm sunar. Kaotik taşıyıcı sinyal kullanmanın potansiyel avantajları, yayılım koşulları zayıf olduğunda dar bantlı (sinüzoidal) haberleşmenin dezavantajları belirtilerek anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde, kaotik senkronizasyon modelleri detaylıca tanıtılmış ve önerilen kaotik haberleşme teknikleri özetlenmiştir. Senkronizasyonlu kaotik haberleşme modellerine örnekler verilmiştir. Kaotik haberleşme sistemlerinde senkronizasyonu sağlamak oldukça zor olduğundan, kaotik senkronizasyon gerektirmeyen kaotik haberleşme yöntemleri oldukça büyük ilgi görmüştür. Bunun için ilk olarak, farklı sembollerin farklı kaotik sinyaller ile tanımlandığı eşzamanlı olmayan CSK tekniği tanıtılmıştır. Daha sonra COOK tekniği kullanılarak CSK'nın gürültü performansının nasıl arttırılabileceği belirtilmiştir. DCSK'da, karar mekanizmasının eşik değeri sabit tutulmuş ve sinyal kümesinin elemanları arasındaki mesafe maksimumda tutulmuştur. Veri hızının haberleşme için kullanılan kaotik sinyalin özellikleri tarafından sınırlandırılmadığı FM-DCSK modülasyon modeli tanıtılmıştır. Bu modellerin gürültülü, bant sınırlı kanallarda performansı teorik olarak değerlendirilmiştir. Ayrıca eşzamanlı olmayan CSK ve DCSK modellerinin Borland Turbo C++ programı ile simülasyonları yapılmıştır. Son olarak, AWGN kanalı kullanılarak gerçekleştirilen DCSK metodunun BER değerleri, teorik ve simülasyon sonuçları verilerek incelenmiştir.

KAYNAKLAR

1. Kennedy, M. P., Rovatti, R., Setti, G., "Chaotic Electronics in Telecommunications" , ***CRC Press, Boca Raton London New York Washington***, 129-180 (2000).

2. Serin, T., "Kaotik Yapılarda Lyapunov Üstellerinin Tahmini", Y. Lisans Tezi ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Ankara, 1-15 (2003).

3. Kennedy, M. P. and Kolumban, G., "Digital Communications Using Chaos", ***McGraw Hill***, New York, 477-499 (1999).

4. Gündüz, G., "Kargaşa Kaos ve Şekil Oluşumları", ***METU Press***, 538-56 (2002).

5. Kılıç, R., "Karışık Modlu Yeni Bir Kaotik Devre Modeli Tasarımı ve Güvenilir Haberleşme Amaçlı Sistem Gerçekleştirilmesinde Kullanılması", Doktora Tezi, ***Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Kayseri, 1-20 (2000).

6. Gleick, J., "Kaos", ***Tübitak (Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu) Popüler Bilim Kitapları***, 1-29 (2000).

7. Jackson, E. A., "Perspectives of Nonlineer Dynamics", ***Cambridge University Press***, New York, (1990).

8. Cuomo, K.M., Oppenheim, A.V. and Strogatz, S.H., "Synchronization of Lorenz-Based Chaotic Circuits with Applications to Communications", ***IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing***, 40: 626-633 (1993).

9. Kaya, M., "Kaosun Sayısal Haberleşme Sistemlerine Uygulamaları", Yüksek Lisans Tezi, ***Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Trabzon, 10-20 (1998).

10. Koçak, K., "Kaos ve Atmosfer", http://www3.itu. edu.tr/~kkocak/kaospdf.pdf (10.04.2003).

11. Hirsch, M. W. And Smale, S., "Diferantial Equations, Dynamical Systems, and Linear Algebra", ***San Diago, CA: Academic***, (1974).

12. Şevik, S., "Kaotik Haberleşme Sistemlerinden Diferansiyel Kaos Kaydırmalı Anahtarlama Metodu ve Performans Analizi", Yüksek Lisans Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Ankara, 1-26 (2003).

13. Kennedy, M. P., "Three Steps to Chaos - Part I: Evolution", ***IEEE Trans. Circuits&Systems-I***, 40: 640-656 (1993).

14. Chua, L. O., Wu, C. W., Huang, A., Zhong, G., "A Universal Circuit for Studying and Generating Chaos-Part I: Routes to Chaos", ***IEEE Trans. Circuits&Systems-I***, 40, 732-761 (1993).

15. Chua, L. O., Huynh, T., "Bifurcation Analysis of Chua's Circuit", ***University of California***, Berkeley, 746-750.

16. Kenedy, M. P., "Three steps to chaos part II: A Chua's circuit primer," ***IEEE Trans. on Circ. Sys.-I***, 40, 657-674 (1993).

17. Kennedy, M. P., "Robust Op-amp Realization of Chua's Circuit", ***Frequenz***, 46, 66-80 (1992).

18. Cruz, J. M., Chua, L. O., "A CMOS IC Nonlinear Resistor for Chua's Circuit", ***IEEE Trans. Circuits&Systems-II***, 39, 985-995 (1992).

19. Kennedy, M. P., Kolumban, G., Chua, L., "The Role of Synchronization in digital Communications Using Chaos- Part I: Fundamentals of Digital Communications", ***IEEE Trans. On Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applicatios***, 44: 927-937 (1997).

20. Chua, L.O., Desoer, C. A., Kuh, E. S., "Linear and Nonlinear Circuits", ***McGraw Hill***, New York, (1987).

21. Haykin, S. S., "Communication Systems", ***3rd ed., Wiley, New York***,(1994).

22. Proakis, J. G., "Digital Communications", ***McGraw-Hill***, Singapore, (1983).

23. Caroll, T. L., Pecora, L. M., "Synchronizing Chaotic Circuits", ***IEEE Trans. on Circuits and Systems***, 38: 453-456 (1991).

24. Pecora, L. M., Caroll, T. L., "Synchronization of Chaotic Circuits", ***Phys. Rev. Lett.***, 64: 821 (1990).

25. Cuomo K. M., Oppenheim A. V., "Circuit Implementation of Seynchronized Chaos with Applications to Communication", ***Phys. Rev. Lett.***, 71: 65-68, (1993).

26. Kocarev, L. J., Eckert, K. S., Chua, L. O., "Experimental Demonstration of Secure Communication via Chaotic Synchronization", ***World Scientific Series on Nonlinear Science B***, 1, 371-378 (1993).

27. Dedieu, H., Kennedy, M. P., Hasler, M., "Chaos Shift Keying: Modulation and Demodulation of a Chaotic Carrier using Self-synchronizing Chua's Circuits", ***IEEE Trans. on Circuits&Systems***, 40, 634-641 (1991).

28. Halle, K: S., Wu, C. W., Itoh, M., Chua, L. O., "Spread Spectrum Communication Trough Modulation of Chaos in Chua's Circuit", ***World Scientific Series on Nonlinear Science B***, 1, 379-394 (1993).

29. Hasler, M., "Synchronization of Chaotic Systems and Transmission of Information", ***International J. of Bifurcation and Chaos***, 8: 647-655 (1998).

30. Kennedy, M. P., Kolumban, G., Chua, L., "The Role of Synchronization in Digital Communications Using Chaos- Part I: Chaotic Modulation and Chaotic Synchronization", ***IEEE Trans. On Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applicatios***, 45: 1129-1140 (1998).

31. Kennedy, M. P., Kolumban, G., Jako, Z., Kis, G., "Chaotic Communications without Synchronization", ***Conference Publication***, 451: 49-53 (1998)

32. Mandal, S., Banarjee S., "Performance of Differential Chaos Shift Keying Over Multipath Fading Channels", ***National Conference on Nonlinear Systems&Dynamics***, 1-4 (2003).

33. Abel, A., Schwarz, W., G., M., "Statistical Analysis of Chaotic Communication Schemes", ***IEEE Int. Symp. Circuits and Systems***, New York, 465-468 (1998).

EKLER

Ek-1. Normal (Gauss) Sapmalar

Dönüşüm metotları tek boyuttan daha fazlasına genelleme yapılarak oluşturulurlar. Eğer $x_1,x_2,\ldots$ ortak olasılık dağılımı $p(x_1,x_2,\ldots)\,dx_1dx_2\ldots$'ye sahip rasgele sapmalar ve eğer $y_1,y_2\ldots$ her x'e denk düşen fonksiyonlar ise (x ve y'nin sayıları birbirine eşittir) o zaman y'nin ortak olasılık dağılımı;

$$p(y_1,y_2,\ldots)dy_1dy_2\ldots = p(x_1,x_2,\ldots)\left|\frac{\partial(x_1,x_2,\ldots)}{\partial(y_1,y_2,\ldots)}\right|dy_1dy_2\ldots \qquad [1]$$

olur.

Burada, $|\partial(\ )/\partial(\ )|$ x'lerin y'lere göre Jakobyen determinantını vermektedir (ya da y'lerin x'lere göre Jakobyen determinantının tersi). Eş. 1'in en önemli uygulaması, normal (Gauss) dağılımlı rasgele sapmalar üreten Box-Muller metotudur.

1

$$p(y)dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}e^{-y^2/2}dy \qquad [2]$$

iki düzgün sapmanın (0,1), x_1,x_2 ve y_1,y_2 değerleri üzerinden dönüşümü düşünülürse,

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{-2\ln x_1}\cos 2\pi x_2 \\ y_2 &= \sqrt{-2\ln x_1}\sin 2\pi x_2 \end{aligned} \qquad [3]$$

elde edilir. Denk olarak,

$$\begin{aligned} x_1 &= \exp\left[-\frac{1}{2}(y_1^2+y_2^2)\right] \\ x_2 &= \frac{1}{2\pi}\arctan\frac{y_2}{y_1} \end{aligned} \qquad [4]$$

olur.

Artık Jakobyen determinantı kolayca hesaplanabilir.

$$\frac{\partial(x_1,x_2)}{\partial(y_1,y_2)}=\begin{vmatrix}\frac{\partial x_1}{\partial y_1} & \frac{\partial x_1}{\partial y_2}\\ \frac{\partial x_2}{\partial y_1} & \frac{\partial x_2}{\partial y_2}\end{vmatrix}=-\left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}}e^{-y_1^2/2}\right]\left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}}e^{-y_2^2/2}\right] \qquad [5]$$

Bu, tek başına bir y_2 ve tek başına bir y_1 fonksiyonunun çarpımıdır. Her bir y'nin normal dağılıma göre bağımsız olarak dağıldığı Eş. 2'de görülmektedir.

Eş. 3'ü uygulamada bir başka ipucu daha faydalı olmaktadır. Birim karedeki x_1 ve x_2 düzgün sapmalarının seçilmesi yerine, v_1 ve v_2, orijin etrafındaki birim dairenin içerisindeki rasgele bir noktanın ordinatı ve apsisi olarak seçilebilir. Bu durumda kareleri toplamı, $R^2 \equiv v_1^2+v_2^2$ şekilde düzgün sapma oluşturur. Bu da (v_1,v_2)'nin v_1 eksenine göre tanımladığı açı $2\pi x_2$ rasgele açısı şeklinde davrandığında, x_1 yerine kullanılabilir. Bunun avantajı, Eş. 3'de ki kosinüs ve sinüs ifadeleri $v_1/\sqrt{R^2}$ ve $v_2/\sqrt{R^2}$ şeklinde yazılabilir.

Bir dijital sinyal işleme (DSP) sistemini test etmek veya tanımlamak için "Beyaz Gauss Gürültüsüne, BGG" (WGN) ihtiyaç vardır. Aşağıda BGG üretmek için iki yöntem tanımlanmıştır. Her iki yöntem de düzgün (uniform) rasgele sayı üretme mantığına dayanmaktadır. "uniform()" fonksiyonu [0,1] aralığında değişen rasgele değişkenleri tanımlamaktadır ve çok iyi istatiksel özelliklere sahiptir. Normal dağılım ile bir gürültü sinyali üretildikten sonra, bu sinyalin ortalama değeri (mean) ve varyansı ile oynanabilir.

Box-Muller Metodu

Box-Muller metodu, iki tane düzgün dağılımlı (uniformly) rasgele sayıyı (u1,u2) iki adet birim normal rasgele sayıya (X,Y) çevirmekte tersine dönüşüm (inverse transformation) tekniğini kullanır.

```
do      /* eğer U1=0, o zaman log() altındakiler kaybolur*/
        U1=uniform()
        while U1=0
        U2=uniform()

X=sqrt(-2*log(U1))*cos(2pi*U2)
Y=sqrt(-2*log(U1))*sin(2pi*U2)
```

Yukarıdaki ifadeyi sadeleştirmek için trigonometri kullanılırsa,

```
U1=uniform() /*U1=[0,1]*/
U2=uniform() /*U2=[0,1]*/
V1=2*U1-1    /*V1=[-1,1]*/
V2=2*U2-1    /*V2=[-1,1]*/
S=V1*V1+V2*V2
while S>=1

X=sqrt(-2*log(S)/S)*V1
Y=sqrt(-2*log(S)/S)*V2
```

elde edilir.

Yukarıdaki yöntem Polar Metodu olarak adlandırılır.

X ve Y birim normal rasgele değişken (ort (mean)=0 ve varyans=1) olurken, aynı zamanda değişik ortalama değer ve varyanslara modifiye edilebilirler.

X' =mean+sqrt(variance)*X
Y'=mean+sqrt(variance)*Y

Merkez Sınır Metodu

Bu metot, N adet rasgele sayının, N sonsuza gittikçe normal dağılıma yaklaştığını kabul eder. Bu yaklaşım doğrultusunda bir algoritma düsünülürse,

```
X=0
for i=1 to N
        U=uniform()
        X=X+U
end
```

/*0,1] aralığındaki düzgün rasgele sayılar için, ortalama=0.5 ve varyans=1/12 olur */
/* X değişkeni ortalama=0 ve varyans=1 olacak şekilde ayarlanır */

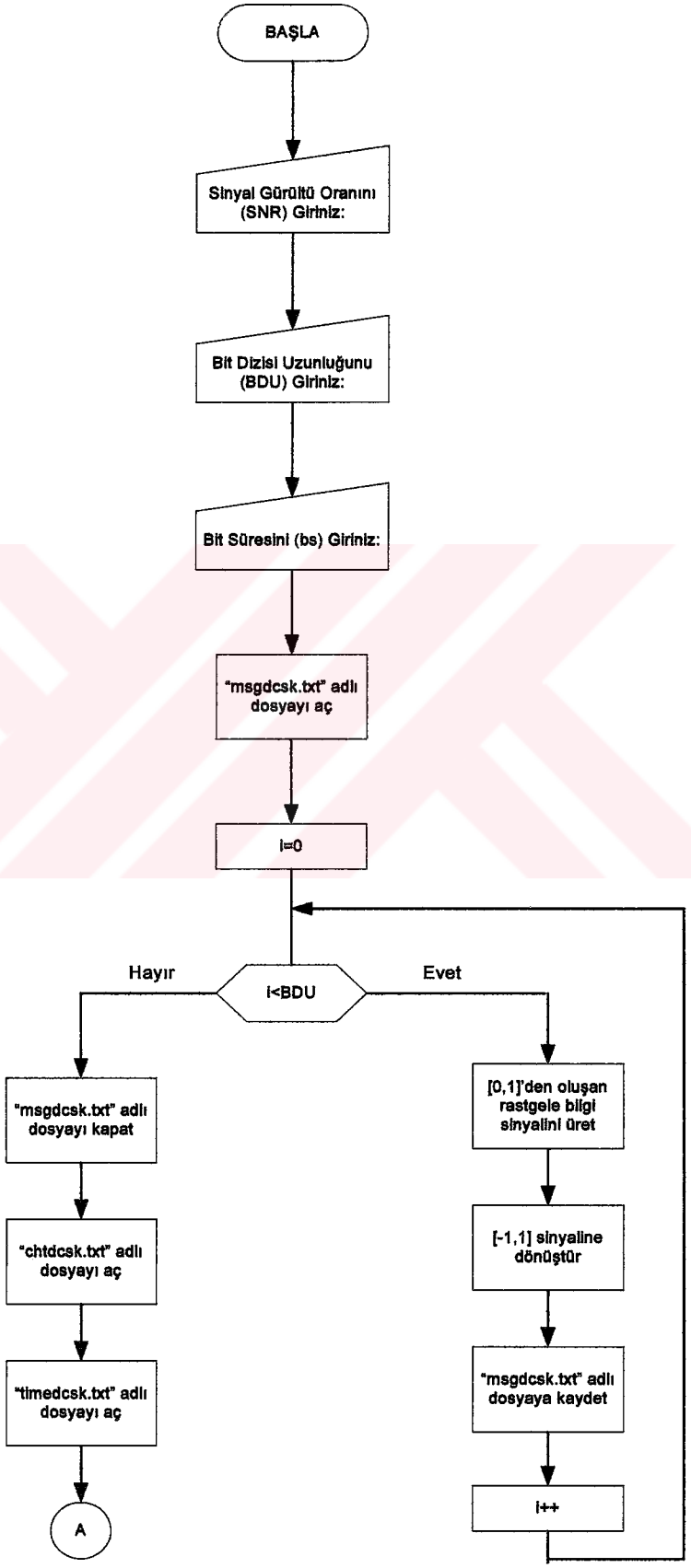
```
X=X-N/2              /*ortalama=0*/
X=X*sqrt(12/N)       /*varyans=1*/
```

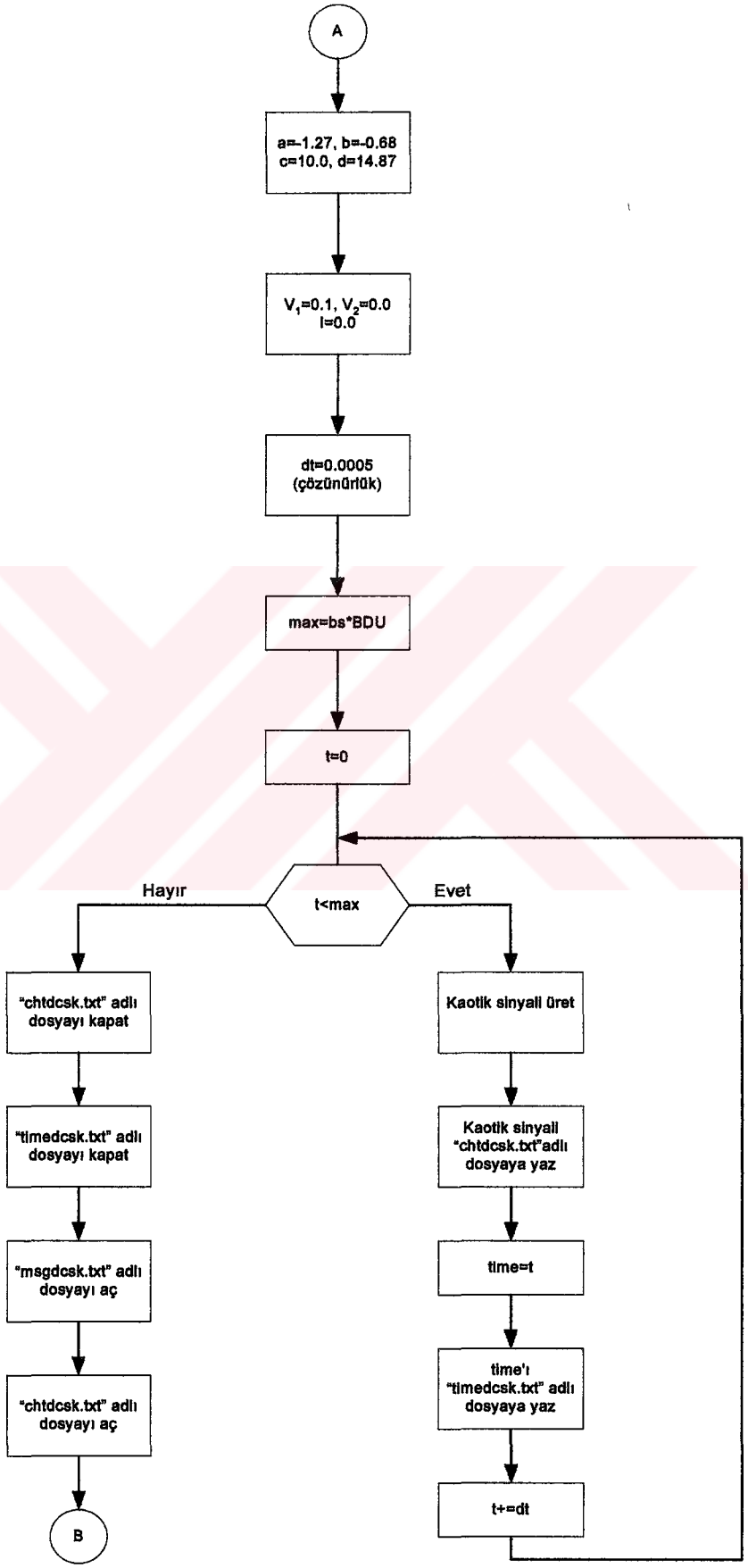
algoritma tamamlandığında, X birim normal rasgele değişken olur. X daha sonra belirli bir ortalama ve varyansa ayarlanabilir. ör:

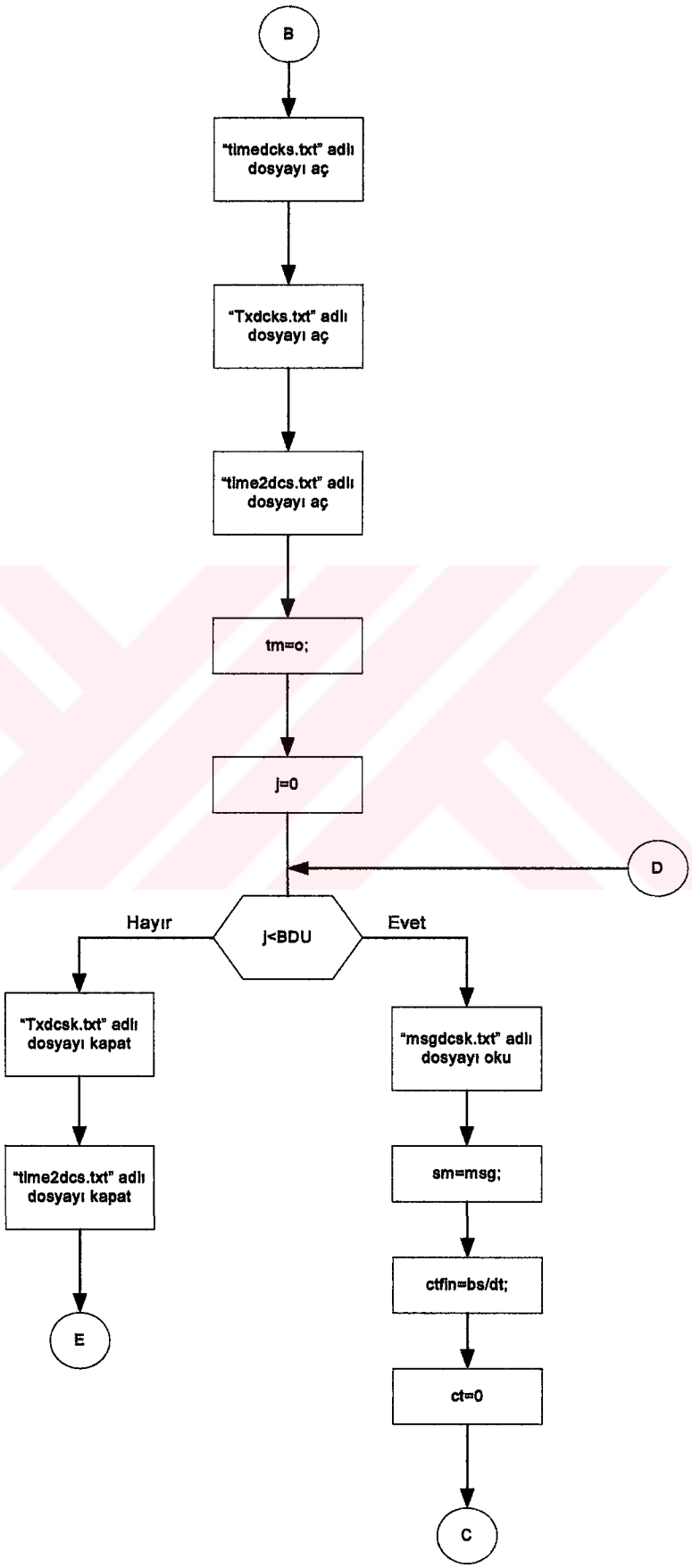
X' = mean + sqr(varience)*X

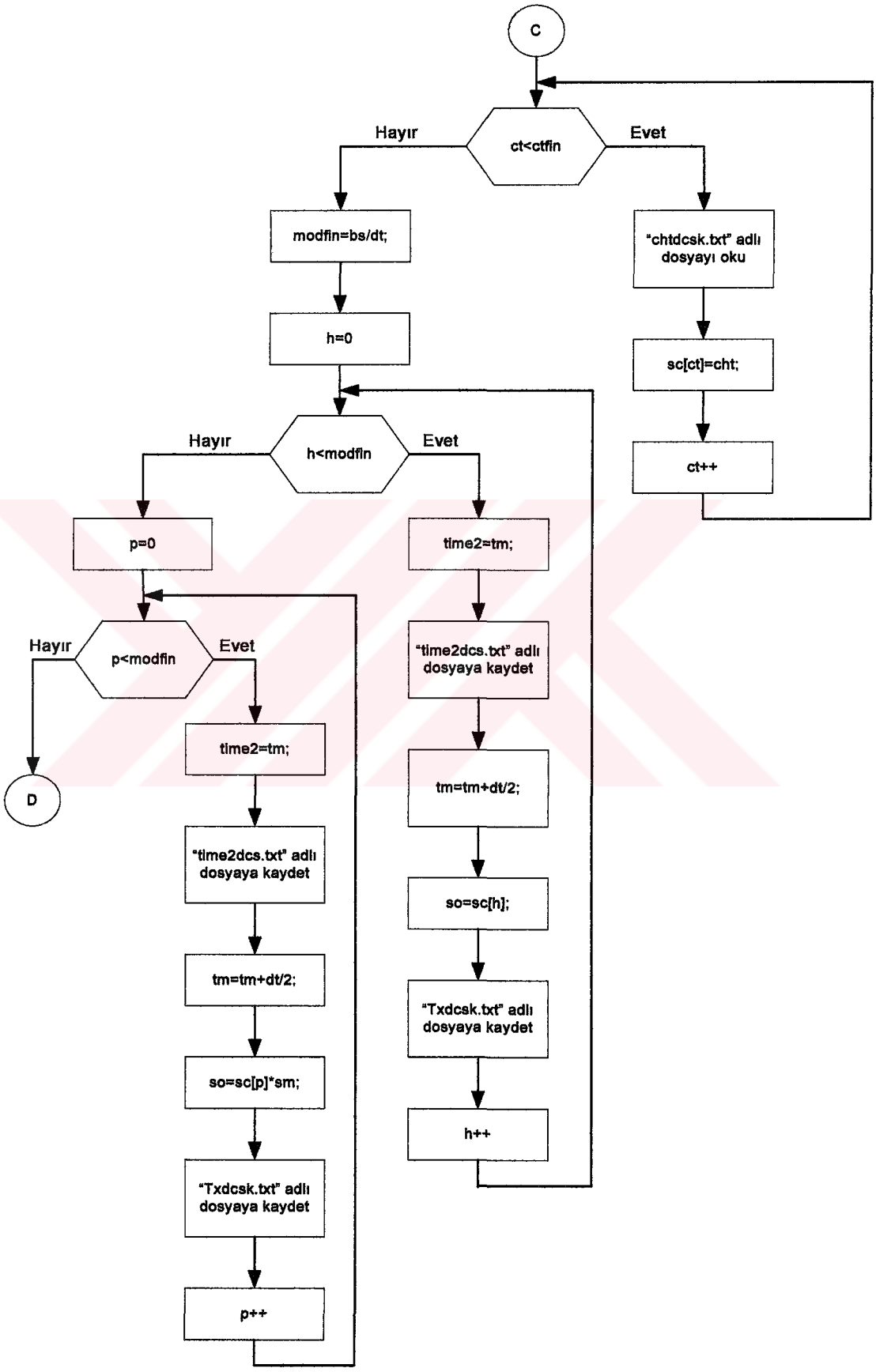
Bu metodun dezavantajı, X'in, [-∞, ∞] yerine [-N,N] aralığında olmasıdır ve eğer düzgün dağılım tam anlamıyla bağımsız değil ise, gürültü artık beyaz olmayacaktır. İyi sonuçlar elde etmek için N>=20 olmalıdır.

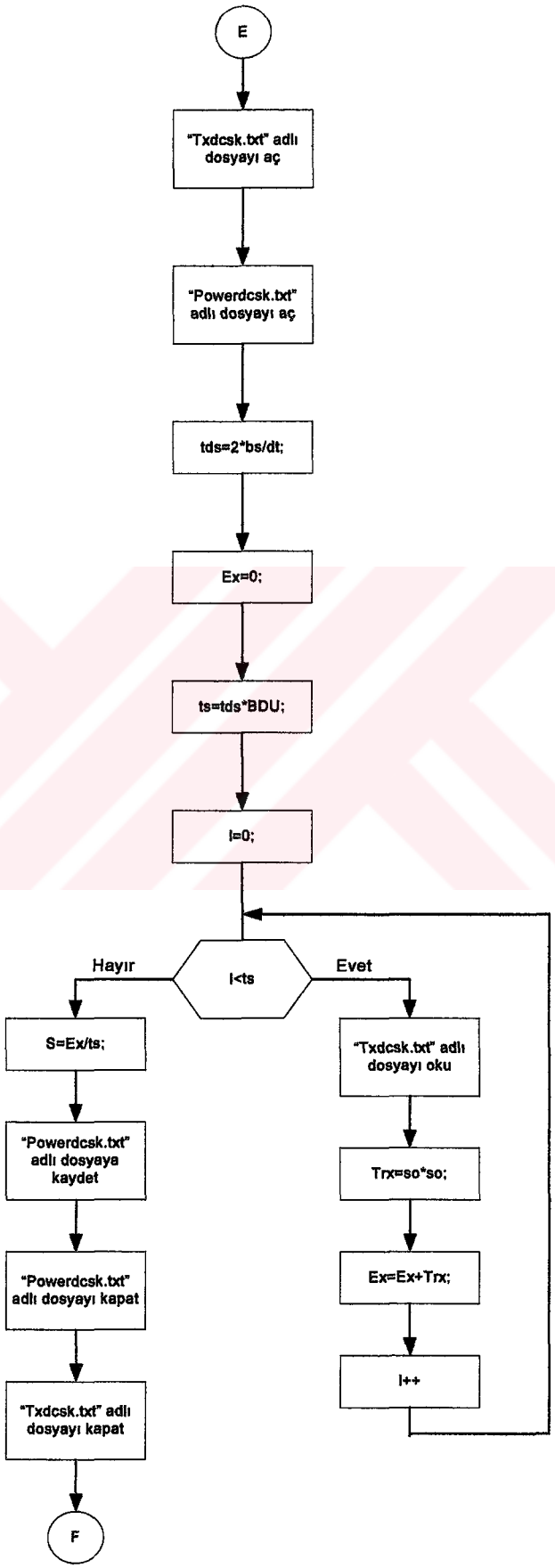
Ek-2. Diferansiyel Kaotik Anahtarlama (DCSK) Simülasyon Akış Şeması

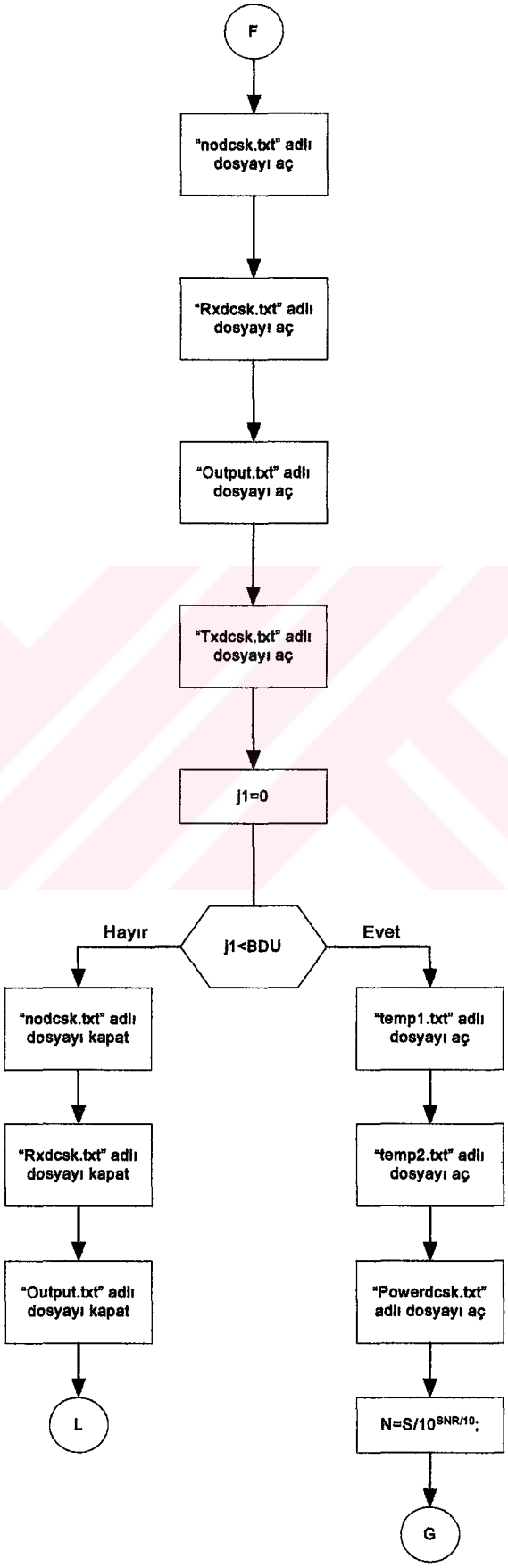


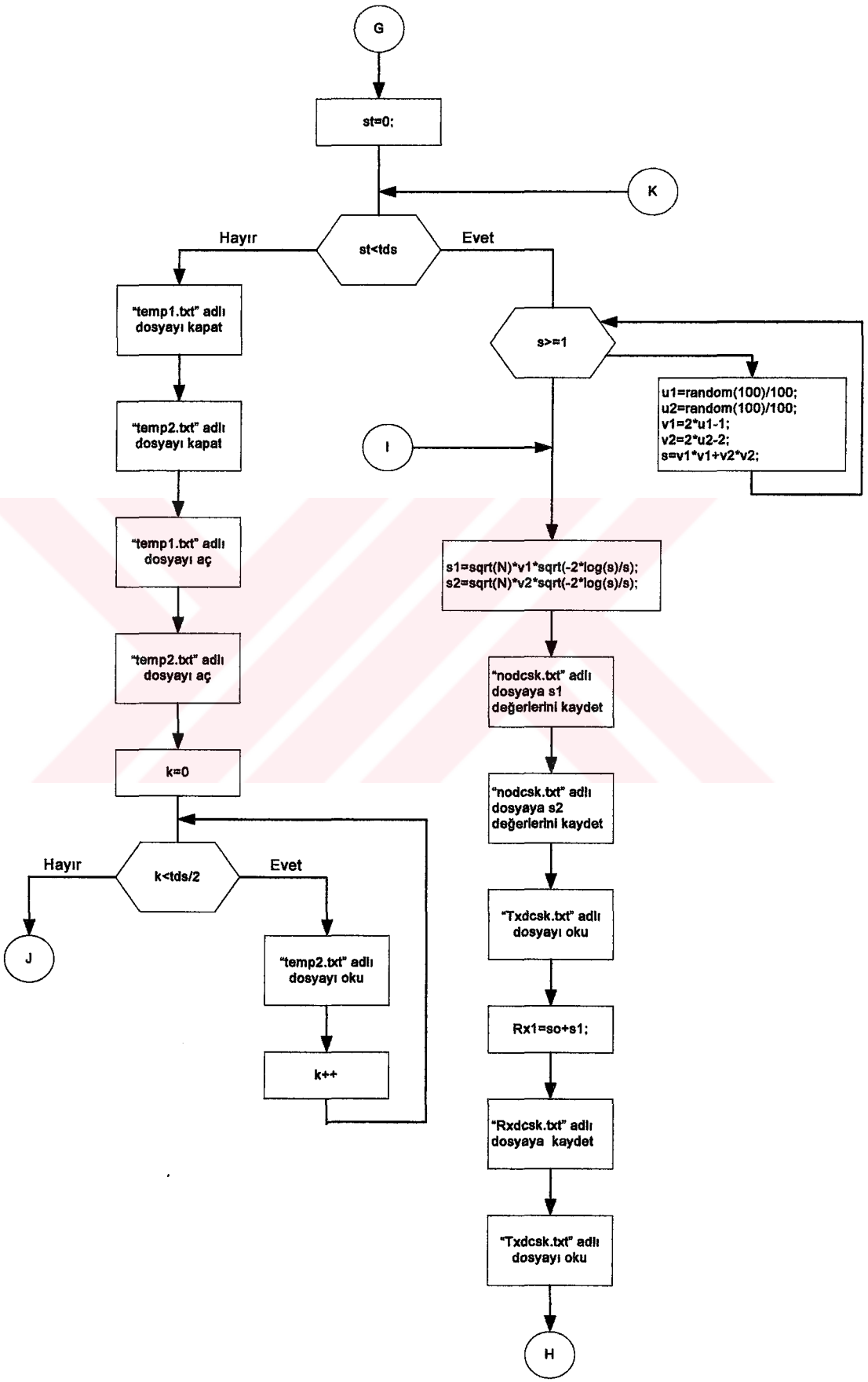

A
a=-1.27, b=-0.68
c=10.0, d=14.87
V1=0.1, V2=0.0
I=0.0
dt=0.0005
(çözünürlük)
max=bs*BDU
t=0
t<max
Hayır
Evet
"chtdcsk.txt" adlı dosyayı kapat
"timedcsk.txt" adlı dosyayı kapat
"msgdcsk.txt" adlı dosyayı aç
"chtdcsk.txt" adlı dosyayı aç
B
Kaotik sinyali üret
Kaotik sinyali "chtdcsk.txt"adlı dosyaya yaz
time=t
time'ı "timedcsk.txt" adlı dosyaya yaz
t+=dt

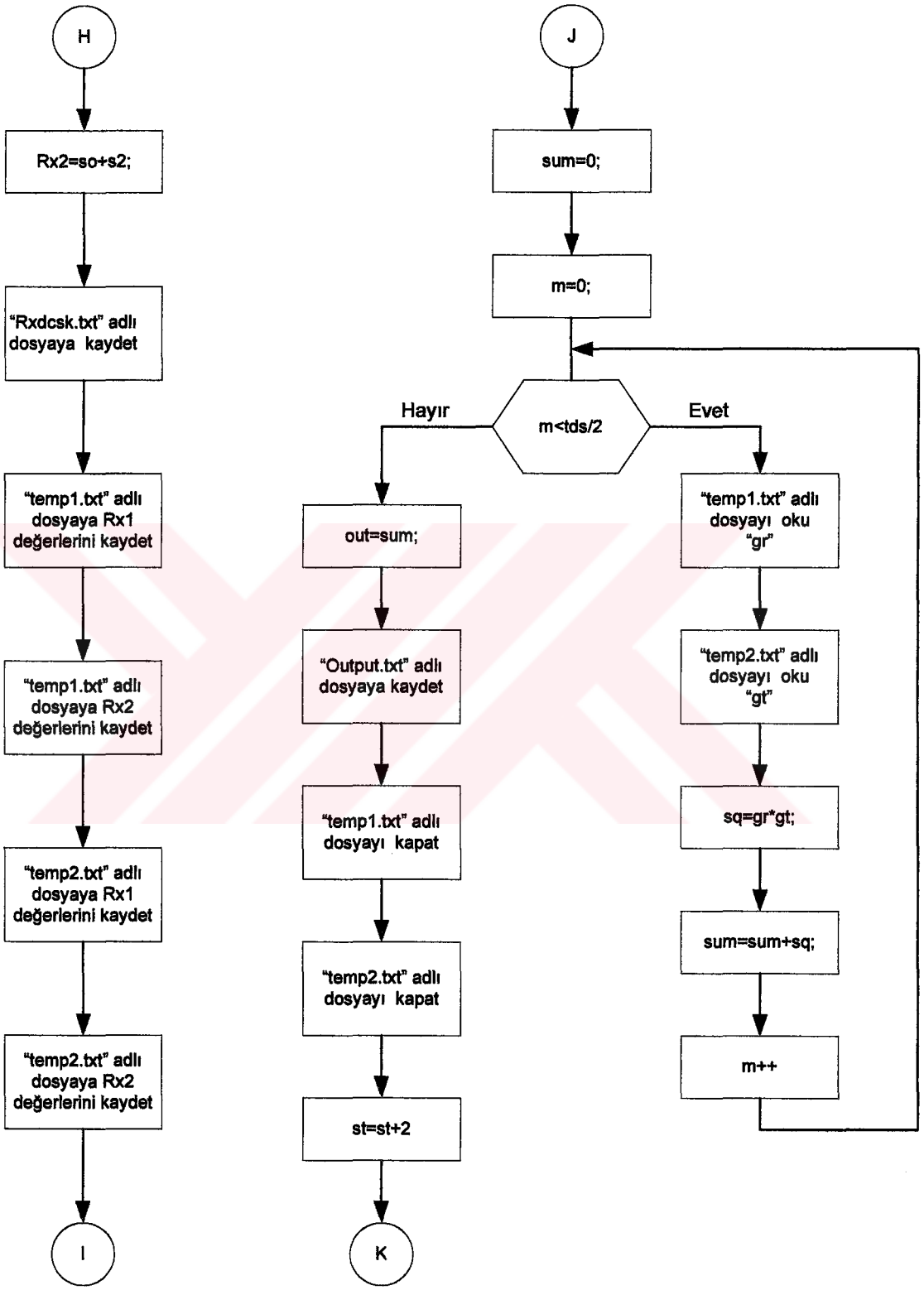

B
"timedcks.txt" adlı dosyayı aç
"Txdcks.txt" adlı dosyayı aç
"time2dcs.txt" adlı dosyayı aç
tm=o;
j=0
D
Hayır
j<BDU
Evet
"Txdcsk.txt" adlı dosyayı kapat
"time2dcs.txt" adlı dosyayı kapat
E
"msgdcsk.txt" adlı dosyayı oku
sm=msg;
ctfin=bs/dt;
ct=0
C

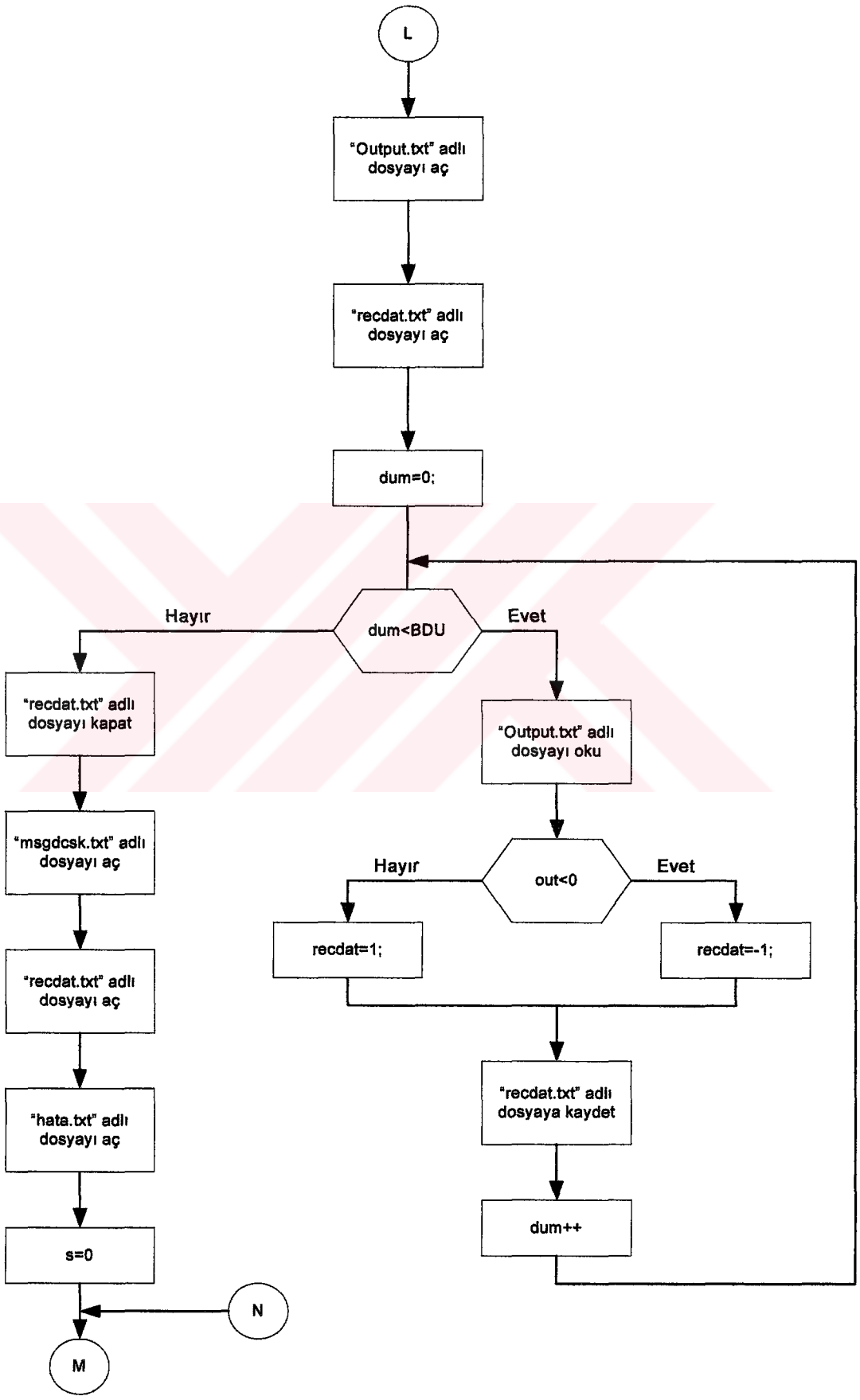

C
ct<ctfin
Hayır
Evet
modfin=bs/dt;
"chtdcsk.txt" adlı dosyayı oku
h=0
sc[ct]=cht;
ct++
h<modfin
Hayır
Evet
p=0
time2=tm;
"time2dcs.txt" adlı dosyaya kaydet
tm=tm+dt/2;
so=sc[h];
"Txdcsk.txt" adlı dosyaya kaydet
h++
p<modfin
Hayır
Evet
D
time2=tm;
"time2dcs.txt" adlı dosyaya kaydet
tm=tm+dt/2;
so=sc[p]*sm;
"Txdcsk.txt" adlı dosyaya kaydet
p++

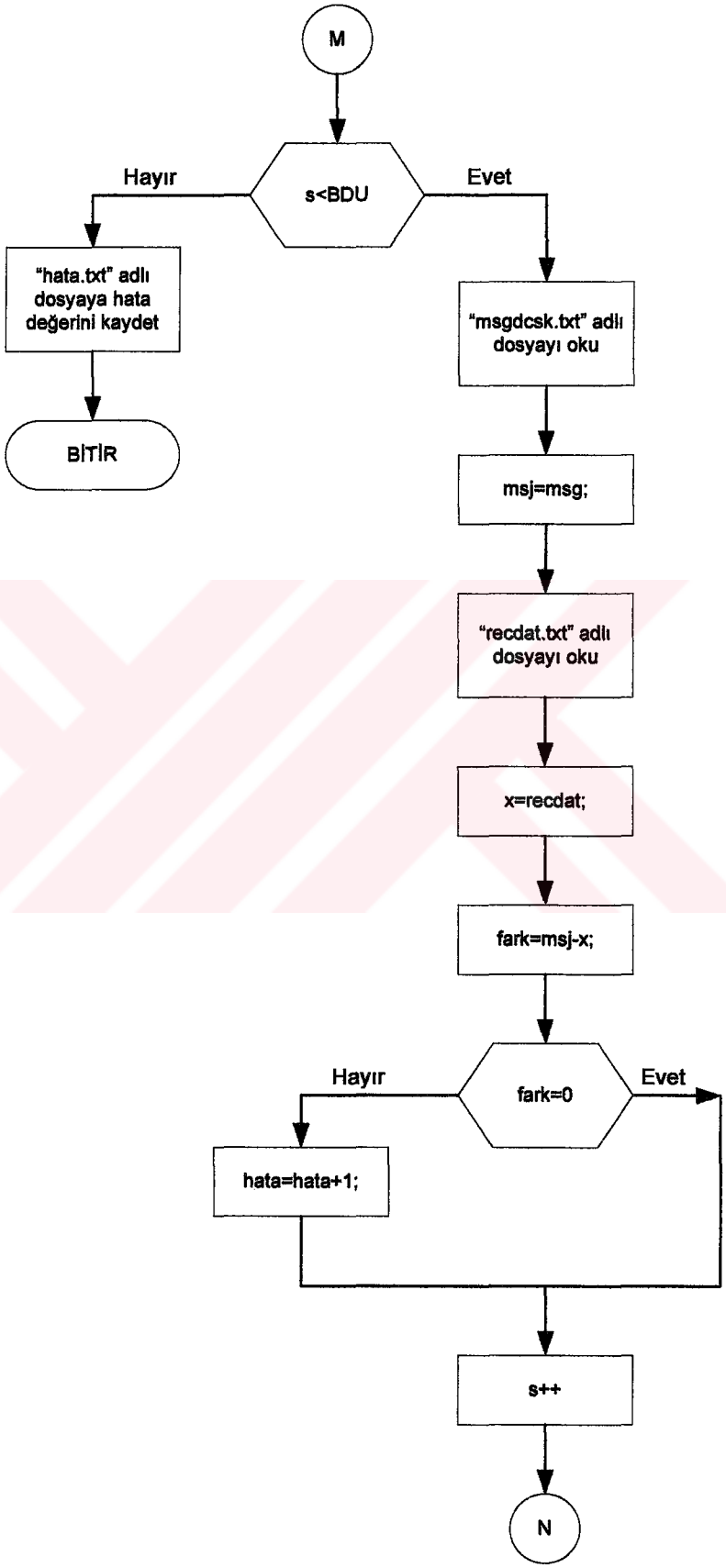

E
"Txdcsk.txt" adlı dosyayı aç
"Powerdcsk.txt" adlı dosyayı aç
tds=2*bs/dt;
Ex=0;
ts=tds*BDU;
I=0;
I<ts
Hayır
Evet
S=Ex/ts;
"Powerdcsk.txt" adlı dosyaya kaydet
"Powerdcsk.txt" adlı dosyayı kapat
"Txdcsk.txt" adlı dosyayı kapat
F
"Txdcsk.txt" adlı dosyayı oku
Trx=so*so;
Ex=Ex+Trx;
I++


F
"nodcsk.txt" adlı dosyayı aç
"Rxdcsk.txt" adlı dosyayı aç
"Output.txt" adlı dosyayı aç
"Txdcsk.txt" adlı dosyayı aç
j1=0
j1<BDU
Hayır
Evet
"nodcsk.txt" adlı dosyayı kapat
"Rxdcsk.txt" adlı dosyayı kapat
"Output.txt" adlı dosyayı kapat
L
"temp1.txt" adlı dosyayı aç
"temp2.txt" adlı dosyayı aç
"Powerdcsk.txt" adlı dosyayı aç
N=S/10^(SNR/10);
G


G
st=0;
K
st<tds
Hayır
Evet
"temp1.txt" adlı dosyayı kapat
"temp2.txt" adlı dosyayı kapat
"temp1.txt" adlı dosyayı aç
"temp2.txt" adlı dosyayı aç
k=0
k<tds/2
Hayır
Evet
J
"temp2.txt" adlı dosyayı oku
k++
s>=1
u1=random(100)/100;
u2=random(100)/100;
v1=2*u1-1;
v2=2*u2-2;
s=v1*v1+v2*v2;
I
s1=sqrt(N)*v1*sqrt(-2*log(s)/s);
s2=sqrt(N)*v2*sqrt(-2*log(s)/s);
"nodcsk.txt" adlı dosyaya s1 değerlerini kaydet
"nodcsk.txt" adlı dosyaya s2 değerlerini kaydet
"Txdcsk.txt" adlı dosyayı oku
Rx1=so+s1;
"Rxdcsk.txt" adlı dosyaya kaydet
"Txdcsk.txt" adlı dosyayı oku
H


H
Rx2=so+s2;
"Rxdcsk.txt" adlı dosyaya kaydet
"temp1.txt" adlı dosyaya Rx1 değerlerini kaydet
"temp1.txt" adlı dosyaya Rx2 değerlerini kaydet
"temp2.txt" adlı dosyaya Rx1 değerlerini kaydet
"temp2.txt" adlı dosyaya Rx2 değerlerini kaydet
I
J
sum=0;
m=0;
m<tds/2
Hayır
Evet
out=sum;
"Output.txt" adlı dosyaya kaydet
"temp1.txt" adlı dosyayı kapat
"temp2.txt" adlı dosyayı kapat
st=st+2
K
"temp1.txt" adlı dosyayı oku "gr"
"temp2.txt" adlı dosyayı oku "gt"
sq=gr*gt;
sum=sum+sq;
m++


L
"Output.txt" adlı dosyayı aç
"recdat.txt" adlı dosyayı aç
dum=0;
dum<BDU
Hayır
Evet
"recdat.txt" adlı dosyayı kapat
"msgdcsk.txt" adlı dosyayı aç
"recdat.txt" adlı dosyayı aç
"hata.txt" adlı dosyayı aç
s=0
N
M
"Output.txt" adlı dosyayı oku
out<0
Hayır
Evet
recdat=1;
recdat=-1;
"recdat.txt" adlı dosyaya kaydet
dum++


M
s<BDU
Hayır
Evet
"hata.txt" adlı dosyaya hata değerini kaydet
BİTİR
"msgdcsk.txt" adlı dosyayı oku
msj=msg;
"recdat.txt" adlı dosyayı oku
x=recdat;
fark=msj-x;
fark=0
Hayır
Evet
hata=hata+1;
s++
N

ÖZGEÇMİŞ

1977 yılında Aydın iline bağlı Çine ilçesinde doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini tamamladıktan sonra 1994 yılında Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünü kazandı. 1996 yılında Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümüne yatay geçiş yaptı. 2000 yılında aynı bölümden mezun oldu.

2002 yılında Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında yüksek lisans öğrenimine başladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.