

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**KAOS TABANLI SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN BENZETİMİ İÇİN
BİR GRAFİK KULLANICI ARABİRİM TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**HİDAYET OĞRAŞ
(08113103)**

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Programı: Telekomünikasyon

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Mustafa TÜRK

TEMMUZ-2010

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**KAOS TABANLI SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN BENZETİMİ İÇİN
BİR GRAFİK KULLANICI ARABİRİM TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**HİDAYET OĞRAŞ
(08113103)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 01.07.2010

Tezin Savunulduğu Tarih: 21.07.2010

**Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Mustafa TÜRK
Diğer Juri Üyeleri: Doç. Dr. Servet TUNCER
Yrd. Doç. Dr. A.Bedri ÖZER**

TEMMUZ-2010

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tezi olarak hazırlamış olduğum bu çalışma, kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemlerine genel bir bakışı özetlemekle beraber bu sistemlerde özellikle üzerinde çalışılan sayısal modülasyon teknikleri ile ilgili araştırmaları içermektedir. Ayrıca bilgisayar ortamında görsel bir arayüz üzerinden bu çalışmalara ait grafiksel sonuçlarla konu analiz edilerek incelenmiştir. Çalışmanın, konu üzerinde yapılacak olan benzer çalışmalar ve araştırmalar için bir temel oluşturmasını temenni ederim.

Çalışma konumun belirlenmesinde, araştırmaların yürütülmesinde ve yönlendirilmesinde büyük emeği geçen değerli danışmanım Yrd. Doç. Dr. Mustafa TÜRK 'e, çalışmalarım esnasında tecrübelerinden fazlaca yararlandığım ve çok değer verdiğim babam Prof. Dr. Sezai OĞRAŞ 'a, akademik çalışmalarım sırasında desteklerini esirgemeyen çok değerli aileme teşekkür ederim.

Hidayet OĞRAŞ
ELAZIĞ-2010

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
KISALTMALAR.....	X
1. GİRİŞ.....	1
2. KAOTİK OSİLATÖRLER	3
2.1 Chua Devresi	3
2.2 Lorenz Sistemi.....	7
2.3 Rössler Sistemi	10
2.4 Duffing Sistemi	12
3. KAOS TABANLI HABERLEŞME SİSTEMLERİ	14
3.1 Kaotik Haberleşmenin Tarihi ve Gelişimi.....	14
3.2 Kaos Tabanlı Sayısal Haberleşme Sistemleri.....	18
3.3 Sinyaller ve Spektra.....	19
3.3.1 Frekans Spektrum.....	19
3.3.2. Enerji ve Güç Sinyalleri	21
3.3.3. Spektral Yoğunluk.....	22
3.3.3.1. Enerji Spektral Yoğunluk	22
3.3.3.2. Güç Spektral Yoğunluk	23
3.4. Kaos Tabanlı Sayısal Haberleşmede Taşıyıcı Kaotik Sinyal	25
3.5. Evreuyumlu ve Evreuyumsuz Alıcılar	26
3.5.1. Evreuyumlu Alıcılar	27
3.5.2. Evreuyumsuz Alıcılar	27
3.6. Kanal Modelleri.....	28
3.6.1. Rayleigh Gürültü Üretici.....	28
3.6.2. Gauss Gürültü Üretici	29
3.6.3. Rician Gürültü Üretici.....	29
3.6.4. Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsü.....	30
3.7. Kaos Tabanlı Analog Modülasyon Teknikleri	31
3.8. Kaos Tabanlı Sayısal Modülasyon Teknikleri.....	31
3.8.1. Kaos Kaydırmalı Anahtarlama	32
3.8.2. Senkronizasyonlu Kaos Kaydırmalı Anahtarlama	38
3.8.3. Farksal Kaos Kaydırmalı Anahtarlama	41
3.8.4. Korelasyon Gecikmeli Kaydırmalı Anahtarlama	46
3.8.5. Frekans Modülasyonlu Farksal Kaos Kaydırmalı Anahtarlama	49
3.8.6. Kaotik Açma Kapama Anahtarlama.....	52
3.8.7. Simetrik Kaos Kaydırmalı Anahtarlama	55
4. KAOS TABANLI SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMİ BENZETİM PAKETİ	59
4.1. Matlab Grafiksel Kullanıcı Arayüzü	59
4.2. Arayüzün Programlanması	60
4.3. Arayüz Tasarımı	61

5. SONUÇLAR.....	69
KAYNAKLAR.....	70
ÖZGEÇMİŞ	

ÖZET

Bu çalışma, kaostun haberleşme sistemleri içerisindeki uygulama alanını ve kaos tabanlı haberleşme sistemlerinde kullanılan sayısal modülasyon ve demodülasyon tekniklerini içermektedir. Ayrıca bu tez, MATLAB/GUI ortamında tasarlanmış olan ve kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemleri için araç olarak kullanılabilecek bir yazılım paketini anlatmaktadır. Kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemi benzetim paketi (KSHSBP) olarak adlandırılan bu yazılım paketinin çalışma prensibi, kaos tabanlı sayısal modülasyon tekniklerine ait modellerin, farklı kaotik osilatörler (Chua, Lorenz, Rössler, Duffing) ve kanal gürültü etkisi gibi farklı şartlar altında benzetimlerinin gerçekleştirilmesini sağlamaktır. Görsel bir arayüz üzerinden benzetimlere ait sayısal ve grafiksel sonuçları da kullanarak kaotik haberleşme sistemleri ile ilgili temel bilgilerle birlikte, kullanılan modülasyon teknikleri ile ilgili kavramların öğrenilmesine yardımcı olmak KSHSBP 'nin öncelikli amacıdır. Dolayısıyla, KSHSBP sanal bir haberleşme laboratuvarı olarak eğitim amaçlı da kullanılabilir.

Anahtar Kelimeler: Kaos, Kaotik Modülasyon, Modelleme ve Benzetim, Matlab, Grafik Kullanıcı Arayüzü, Simulink

SUMMARY

Designing a Graphical User Interface for Simulations of Chaos-Based Digital Communication System

This study contains chaos applications used in communication systems and chaos based modulation and demodulation techniques. This thesis also describes a software package which is designed by using MATLAB Graphical User Interface (GUI) in order to provide a tool to be used for chaos-based digital communication systems. The basic working principle of this software package (called as Chaos-based Digital Communication System Simulation Package) is to perform simulations of chaos-based digital modulation types under the different conditions such as distinct chaotic oscillators (Chua, Lorenz, Rossler, Duffing) and channel noise effects. The main purpose of KSHSBP is to give preliminary information about chaotic communication by using visual interface with graphical and numerical results. It also provides to learn basic concepts of chaos-based digital modulation techniques. As a result, KSHSBP is a virtual laboratory and can be used for educational purposes as a visual instruction tool.

Keywords: Chaos, Chaotic Digital Modulation, Modeling and Simulation, Matlab, Graphical User Interface, Simulink

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 Chua devresi	3
Şekil 2.2 N_R direncinin I-V karakteristiği	4
Şekil 2.3 Chua devresi Simulink modeli	5
Şekil 2.4 Chua devresinden elde edilen çekerler (a)Periyodik pencere (b)Spiral çeker (c)Çift kaydırıcı çeker	6
Şekil 2.5 (a) $I_3(t)$ indüktör akımının zamana göre değişimi (b)Kondansatör gerilim $V_2(t)$ 'nin zamana göre değişimi (c)Kondansatör gerilimi $V_1(t)$ 'nin zamana göre değişimi	7
Şekil 2.6 Lorenz sistemi Simulink modeli	8
Şekil 2.7 Lorenz sistemi (a)y-x faz uzayı (b)y-z faz uzayı (c)z-x faz uzayı	9
Şekil 2.8 Farklı başlangıç değeriyle z-x faz uzayı	9
Şekil 2.9 Lorenz sistemindeki (a)x(t)'nin zamana göre değişimi (b)y(t)'nin zamana göre değişimi (c)z(t)'nin zamana göre değişimi	10
Şekil 2.10 Rössler sistemi Simulink modeli	11
Şekil 2.11 Rössler sistemi (a)x(t)'nin zamana göre değişimi (b)y(t)'nin zamana göre değişimi (c)z(t)'nin zamana göre değişimi	11
Şekil 2.12 Rössler sistemi (a) y-x faz uzayı (b) z-x faz uzayı	12
Şekil 2.13 Duffing sistemi Simulink modeli	13
Şekil 2.14 Duffing sistemi (a)x(t)'nin zamana göre değişimi (b)dx(t) 'nin zamana göre değişimi (c)Duffing dx-x faz uzayı	13
Şekil 3.1 Birinci kuşak ekleyici kaos maskeleyme blok şeması	16
Şekil 3.2 İkinci kuşak kaotik parametre modülasyonu blok şeması	16
Şekil 3.3 Üçüncü kuşak güvenli kaotik haberleşme sistemi	17
Şekil 3.4 Kaotik haberleşme sistemi blok şeması	18
Şekil 3.5 (a)Zaman bölgesindeki sinüs sinyali (b)Sinüs sinyalinin spektrumu	20
Şekil 3.6 (a)Zaman bölgesindeki kaotik sinyal (b)Kaotik sinyalin spektrumu	20
Şekil 3.7 Sinüs sinyalinin güç spektrum yoğunluğu	24
Şekil 3.8 Kaotik sinyalin güç spektrum yoğunluğu	25
Şekil 3.9 Sinyal kümesi elemanlarının oluşturulması	26
Şekil 3.10 KKA vericisinin blok şeması	32
Şekil 3.11 Simulink ortamında oluşturulmuş farklı bit enerji değerine sahip kaotik taşıyıcılar	33
Şekil 3.12 KKA 'da kullanılan kaotik çekerler (a)"1" temsil eden kaotik çeker (b)"-1" temsil eden kaotik çeker	33
Şekil 3.13 KKA Simulink modülatör yapısı	34
Şekil 3.14 Evreuyumsuz KKA alıcısı	35
Şekil 3.15 Evreuyumsuz alıcı devresinin Simulink modeli	36
Şekil 3.16 Farklı bit enerjisine sahip çekerlerin korelatör çıkışları	36
Şekil 3.17 "1" ve "-1" e karşılık gelen enerji seviyeleri (a)Gürültüsüz ortam (b)Gürültülü ortam	37
Şekil 3.18 (a)Sayısal olan bilgi sinyali (b)KKA ile modüle edilmiş sinyal (c)Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d)Elde edilen sayısal bilgi	38

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 3.19 Evreuyumlu KKA alıcısı	39
Şekil 3.20 Evreuyumlu KKA devresindeki korelatör çıkışı	40
Şekil 3.21 Evreuyumlu KKA 'nın gürültü altındaki korelatör çıkışı	41
Şekil 3.22 FKKA 'daki referans ve bilgi kısımları	42
Şekil 3.23 FKKA devresinin blok şeması	42
Şekil 3.24 FKKA Simulink modülatör yapısı	43
Şekil 3.25 FKKA demodülasyon blok şeması	43
Şekil 3.26 Evreuyumsuz FKKA alıcı devresinin Simulink modeli	45
Şekil 3.27 FKKA 'daki korelatör çıkışı	45
Şekil 3.28 (a)Sayısal olan bilgi sinyali (b)FKKA ile modüle edilmiş sinyal (c)Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d)Elde edilen sayısal bilgi	46
Şekil 3.29 KGKA verici devre blok şeması	47
Şekil 3.30 KGKA Simulink modülatör yapısı	47
Şekil 3.31 KGKA alıcı devre blok şeması	48
Şekil 3.32 KGKA 'da korelatör çıkışı	48
Şekil 3.33 (a)Sayısal olan bilgi sinyali (b)KGKA ile modüle edilmiş sinyal (c)Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d)Korelatör çıkışı (e)Elde edilen sayısal bilgi	49
Şekil 3.34 FM-FKKA modülatör blok şeması	50
Şekil 3.35 FM-FKKA Simulink modülatör yapısı	50
Şekil 3.36 FM-FKKA demodülatör blok şeması	51
Şekil 3.37 FM-FKKA 'da korelatör çıkışı	51
Şekil 3.38 (a)Sayısal bilgi sinyali (b)FM-FKKA ile modüle edilmiş sinyal (c)Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d)Korelatör çıkışı (e)Elde edilen sayısal bilgi	52
Şekil 3.39 (a) KAKA blok şeması (b) KAKA bilgi sinyali diyagramı	53
Şekil 3.40 KAKA Simulink modülatör yapısı	53
Şekil 3.41 Evreuyumsuz KAKA alıcı blok şeması	54
Şekil 3.42 KAKA 'daki korelatör çıkışı	54
Şekil 3.43 (a)Sayısal olan bilgi sinyali (b)KAKA ile modüle edilmiş sinyal (c)Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d)Elde edilen sayısal bilgi	55
Şekil 3.44 SKKA (a) Modülatör blok şeması (b) Simulink modülatör yapısı	56
Şekil 3.45 SKKA (a) Demodülatör blok şeması (b) Simulink demodülatör yapısı	57
Şekil 3.46 (a)SKKA korelatör çıkışı (b)Korelatör çıkışına denk gelen sayısal bilgi	57
Şekil 3.47 (a)Sayısal olan bilgi sinyali (b)SKKA ile modüle edilmiş sinyal (c)Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d)Korelatör çıkışı (e)Elde edilen sayısal bilgi	58
Şekil 4.1 GUI çalışma alanı	60
Şekil 4.2 Kod satırlarının yazıldığı kısım	61
Şekil 4.3 MATLAB/GUI 'de oluşturulmuş arayüz	62
Şekil 4.4 Oluşturulan arabirime ait kısımlar	63
Şekil 4.5 Arayüzdeki uyarı mesajları (a)Sayısal olmayan bir değerin girilmesi ile ilgili uyarı mesajı (b)Hatalı benzetim süresi ile ilgili uyarı mesajı	64
Şekil 4.6 (a)Benzetim için onay soru ekranı (b)Benzetim süreç çubuğu	64
Şekil 4.7 KSHSBP arayüzü	65
Şekil 4.8 KSHSBP 'deki sayısal veriler	66

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 4.9 BER performans grafikleri	66
Şekil 4.10 KSHSBP akış şeması	67
Şekil 4.11 KAKA benzetimi sonucu (a)Modüle edilen sinyal (b)Eşik değerle birlikte olan korelatör çıkışı	68
Şekil 4.12 KAKA benzetimi (a)Modüle edilen sinyalin güç spektrum yoğunluğu (b)Kanaldaki sinyalin güç spektrum yoğunluğu	68

KISALTMALAR

KSHSBP	: Kaos tabanlı Sayısal Haberleşme Sistemi Benzetim Paketi
KKK	: Kaos Kaydırmalı Anahtarlama
FKKA	: Farksal Kaos Kaydırmalı Anahtarlama
FM-FKKA	: Frekans Modülasyonlu Farksal Kaos Kaydırmalı Anahtarlama
KGKA	: Korelasyon Gecikmeli Kaydırmalı Anahtarlama
KAKA	: Kaotik Açma Kapama Anahtarlama
SKKA	: Simetrik Kaos Kaydırmalı Anahtarlama

1. GİRİŞ

Bilgi güvenliğinin esas olduğu günümüz teknolojisinde, güvenliğe verilen önem her geçen gün artmaktadır. Özellikle haberleşme sistemlerine duyulan ihtiyaç ve bağımlılık giderek artmakta ve bunun sonucunda da bilginin güvenli bir şekilde iletilmesi sorun olmaya başlamıştır. Bu durum, araştırmacıları bilinen tekniklerin dışında haberleşmede değişik güvenlik önlemler almaya yöneltmiştir.

Geçen on yıl içerisinde kaos tabanlı bir çok haberleşme sistemi geliştirilmiş olup, bu tip haberleşme sistemlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan çok sayıda kaotik devre tasarımı yapılmıştır. Literatürde bu kaotik sistemler, ya otonom kaotik devre modelleri ya da otonom olmayan kaotik devre modelleri ile gerçekleştirilmiştir. Genelde en çok kullanılan ve tercih edilen kaotik devre modeli ise basit bir yapıda olan otonom Chua devresi olmuştur [1,2].

Kaotik sistemlerden elde edilen kaotik sinyaller, büyük bant genişliğine ve düşük güç spektrum yoğunluğuna sahip sinyaller olmalarının yanında ayrıca bu sinyallerin periyodik olmaması ve doğada bir nevi gürültü olarak görünmelerinden ötürü kaotik haberleşmede güvenli veri iletişimi için kullanılması düşünülebilir. Konu, güvenli ve gizli haberleşme olunca da bu derece ilginç özelliklere sahip kaotik sinyallerden ve sistemlerden olumlu yönde yararlanma fikri doğrultusunda yapılan çalışmalar olmuştur [3]. Bu çalışmalar, özellikle kaotik işaretlerin ve sistemlerin senkronizasyonu ile bu senkronize kaotik sistemlerin güvenilir ve gizli haberleşme amaçlı tasarım ve uygulamalarda kullanılabilme olasılığını kapsamaktadır.

Kaos matematiksel bir ifadeyle, düzensiz dinamikler içeren olayların sanılanın aksine düzenli bir yapısı olduğunu savunan ve başlangıç değerlerine karşı çok hassas olan sistemlerin davranışları ile ilgilenen bir matematik dalıdır. Düzensiz dinamik sistemlerin bu özelliklerinden dolayı bu sistemler başlangıç değerlerine karşı çok fazla duyarlıdır [4,5].

Kaos bir sistemdeki durumun karışıklığını ve düzensizliğini belirtirken bu görüşünün getirdiği en önemli değişikliklerden biri kestirilemez determinizmdir. Bu terime göre herşeyin bir nedeni olması ya da herşeyin bir nedene bağlanarak açıklanabilir olması gerekir.

Kaos teoremi meteoroloji araştırmacısı Edward Lorenz 'in 1961 yılında diferansiyel denklemler üzerinde yaptığı basit model çalışmaları ile geliştirilmiştir. Bu çalışma sırasında Lorenz, başlangıç değerinde olan çok küçük bir değişikliğin çalışma süreci sonunda büyük ve çok farklı sonuçlar doğurduğunu gözlemlemiştir. Kaos teorisinin başlangıç noktası olarak kabul edilen bu çalışma Kelebek Etkisi modellemesi olarak bilinmektedir [6]. Kısacası Kelebek Etkisi, kaos teorisi içinde dinamik sistemlerin başlangıç değerlerine bağlı olan duyarlılığını ifade etmektedir. Bu modellemeye göre bir dinamik sistemde başlangıç değerindeki küçük bir değişme, sistemin uzun dönemli davranışında büyük değişimler doğurur [5].

Kaos teorisi kaotik olayların arkasında yatan dinamikler olduğunu ve bunların doğrusal olmayan denklem sistemleri ile belli bir yere kadar tahmin edilebileceğini savunan ve bu sistemlerde kararsız, periyodik olmayan davranışları inceleyen matematiksel bir teoremdir. Sistemin davranışının kararsız ve periyodik olmaması, kendisini tekrarlamadığını; sistemin kestirilemez olması ise kaotik davranışın rastgele olmadığını bir düzensizliğin içinde de bir düzenin olduğu sonucunu çıkarmakta mümkündür.

Kaos ve kaotik sistem dinamiği ile ilgili birçok önemli çalışma alanı mevcuttur. Kaotik sistemlerin önemli uygulama alanlarından biri de haberleşmedir. Son zamanlarda, birçok araştırmacı haberleşme sistemlerinde kaosun karakteristik özelliklerinden yararlanmak için birçok çalışma yolları geliştirmişler ve kayda değer başarılı sonuçlar elde etmişlerdir [1]. Böylelikle daha güvenli haberleşme ortamı sağlayabileceklerini düşünmektedirler. Haberleşme sisteminin bu alanı kaotik haberleşme olarak adlandırılır [7].

Yapılan son deneylere göre, kaotik haberleşme tekniği kullanılarak 115 km uzunluğundaki fiberoptik kablo üzerinden saniyede gigabit (Gbps) seviyesinde ve milyonda bir bit hata oranı ile sayısal bilgi gönderilebilmiştir [7]. Kaotik haberleşme sistemleri geleneksel haberleşme sistemlerine göre performans açısından daha az verime sahip olmasına rağmen bu sistemlerin en büyük avantajı, güvenli iletişimi analog olarak gerçekleştirme potansiyeline sahip olmasıdır [8].

Bu tez çalışmasının bundan sonraki bölümlerinde sırasıyla kaotik sinyallerin elde edildiği kaotik osilatör sistemleri, kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemleri ve bu sistemlerin Simulink ortamında oluşturulmuş modelleri ve son olarak MATLAB/GUI ortamında oluşturulmuş olan kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemi benzetim paketi incelenecektir.

2. KAOTİK OSİLATÖRLER

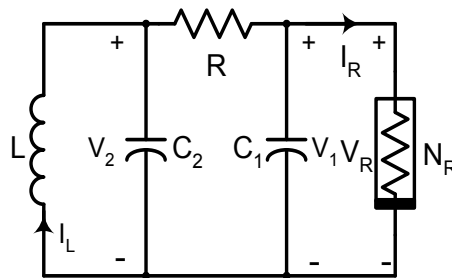
Elektronik uygulamalarda osilatör, kısaca elektriksel salınım üreten devre demektir. Kaos tabanlı analog ve sayısal haberleşme sistemlerinin en önemli kısmı kaotik osilatörlerin seçimidir. Kaotik osilatörden beklenen özellikler yüksek frekanslı çıkış sinyalleri üretmesi, bant genişliğinin fazla olması ve karmaşık kaotik davranışlar sergilemesidir.

Güvenilir haberleşme amaçlı kaotik haberleşme sistemlerinde kaos üretici olarak kullanılacak devrenin tasarımı, sistem donanımında önemli bir rol oynar. Bu haberleşme sistemlerinde yüksek güvenilirliğin ve gizliliğin sağlanabilmesi için kaotik sinyal üreteçlerinin basit donanımlara ilaveten zengin ve geniş kaotik parametre değişimleri ile ekstra güvenilirlik anahtarlarına sahip olmaları gerekmektedir [2]. Bu bölümde, kaotik osilatör olarak literatürde en çok bilinen ve üzerinde yoğun olarak çalışılan devre yapıları incelenmiştir. Chua, Lorenz, Rossler ve Duffing sistemlerine ait matematiksel denklemlere değinilmiş olup sistemlerin sergiledikleri kaotik davranışlar MATLAB/Simulink ortamında incelenmiştir.

2.1 Chua Devresi

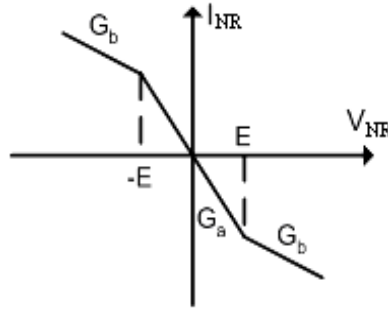
Günümüzde doğrusal olmayan devrelerin ve bunun yanında diğer dinamik sistemlerin davranışlarındaki karmaşıklığı ortaya çıkaran kaos ile ilgili çalışma yapılmıştır [1]. Bu çalışmalardan birine örnek olabilecek basit bir elektronik devre ile kaotik dinamiklerin görünüşü Chua devresi ile gerçekleştirilecektir.

Şekil 2.1 'de verilmiş olan Chua devresi bir tane doğrusal olmayan direnç N_R , üç tane enerji depolayabilen eleman ve bir de R direncinden oluşan basit bir kaotik osilatördür.



Şekil 2.1 Chua devresi

Devrede bulunan R elemanı N_R ile C_2 arasındaki iletkenliği sağlarken, devrenin doğrusal olmayan bileşeni olan N_R direnci, üç segmentli parçalı doğrusal direnç özelliği gösterir. Bu bileşene ait transfer I-V karakteristiği Şekil 2.2 'de gösterilmiştir. Chua devresi kaosu aranması için gerekli olan şartları barındıran en basit elektronik devredir [9].



Şekil 2.2 N_R direncinin I-V karakteristiği

Bu sistemde gerekli olan diferansiyel denklemleri elde etmek için değeri zamanla değişen üç parametre, V_1 ve V_2 kondansatörlerin gerilimlerini ve I_L ise indüktör akımı olarak seçilir.

$$\begin{aligned} \frac{dI_L}{dt} &= -\frac{1}{L}V_2 \\ \frac{dV_2}{dt} &= \frac{1}{C_2}I_L - \frac{G}{C_2}(V_2 - V_1) \\ \frac{dV_1}{dt} &= \frac{G}{C_1}(V_2 - V_1) - \frac{1}{C_1}f(V_1) \end{aligned} \quad (2.1)$$

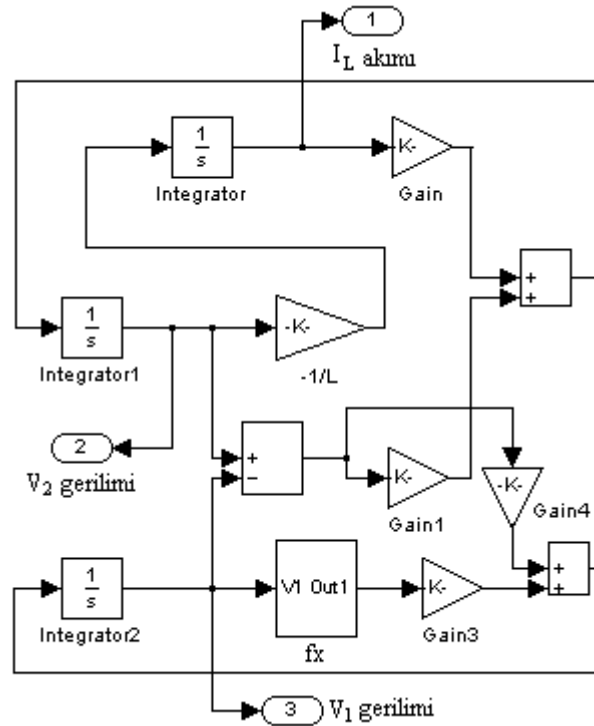
Denklem (2.1) 'deki $f(V_1)$, Şekil 2.2 'de parça parça doğrusallaştırılmış karakteristiği görülen direncin bir fonksiyonu olup, Denklem (2.2) 'deki gibi tanımlanır.

$$f(V_1) = G_b V_1 + \frac{1}{2}(G_a - G_b)[|V_1 + E| - |V_1 - E|] \quad (2.2)$$

Burada G_a ve G_b eğimleri, E ise doğrusal olmayan direncin kırılma noktasını bir başka deyişle bu doğrusal bölgelerin sınırlarını gösterir.

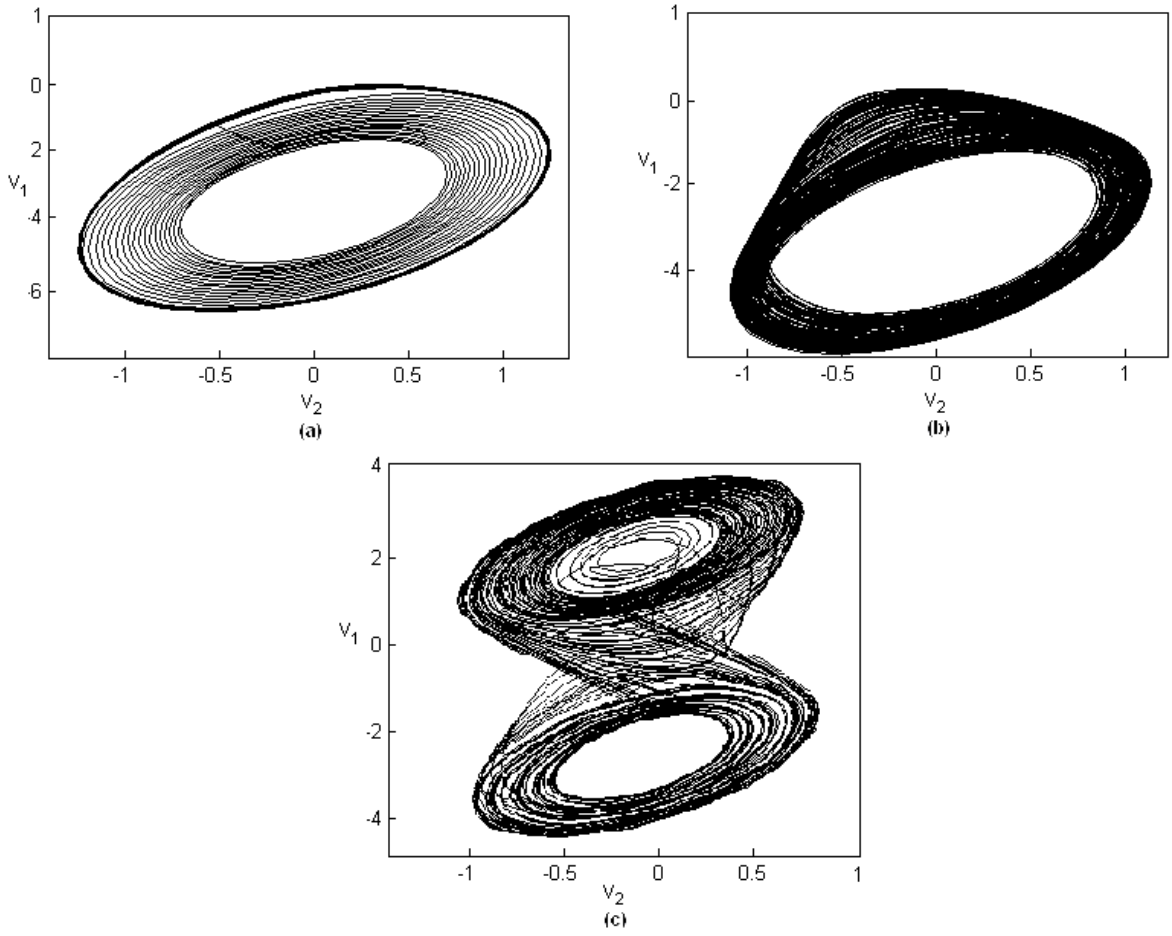
Chua devresi, kaos dinamiği konusunda üzerinde en çok çalışılan sistem olması nedeniyle oldukça önemlidir [10]. Ayrıca bu sistem, kaos ve kaotik davranışlar sergileyen en basit elektronik devre olmasının yanında sistemin bir diğer önemli özelliği ise kaosun varlığının matematiksel olarak kanıtlandığı ilk fiziksel sistemlerden biri olmasıdır [9,10].

Chua devresinin davranışını görebilmek için bu sisteme ait diferansiyel denklemleri MATLAB/Simulink ortamında uygun bloklarla modellensin. Bu sisteme uygun Simulink modeli Şekil 2.3 'deki gibi verilmiştir.



Şekil 2.3 Chua devresi Simulink modeli

Matlab ortamında sayısal analiz kullanılarak elde edilen sonuçlar değerlendirilip, Chua devresinde R direncinin değişimine bağlı olarak elde edilen dinamik davranışlar faz uzay diyagramları çizilerek incelenir. Chua devresinde bulunan R direnci $2\text{ k}\Omega$ olduğunda Şekil 2.4a 'daki gibi periyodik pencere; $1.95\text{ k}\Omega$ olarak alındığında Şekil 2.4b 'deki gibi spiral çeker ve $1.90\text{ k}\Omega$ iken ise Şekil 2.4c 'deki gibi çift kaydırçalı çeker gibi kaotik davranışların sergilendiği görülmektedir. Bu sonuçların elde edilmesinde, $L=18\text{ mH}$; $C_1=10\text{ nF}$; $C_2=100\text{ nF}$; $G_a=-757\mu\text{S}$; $G_b=-409\mu\text{S}$ ve $E=1\text{ V}$ değerleri alınmıştır.

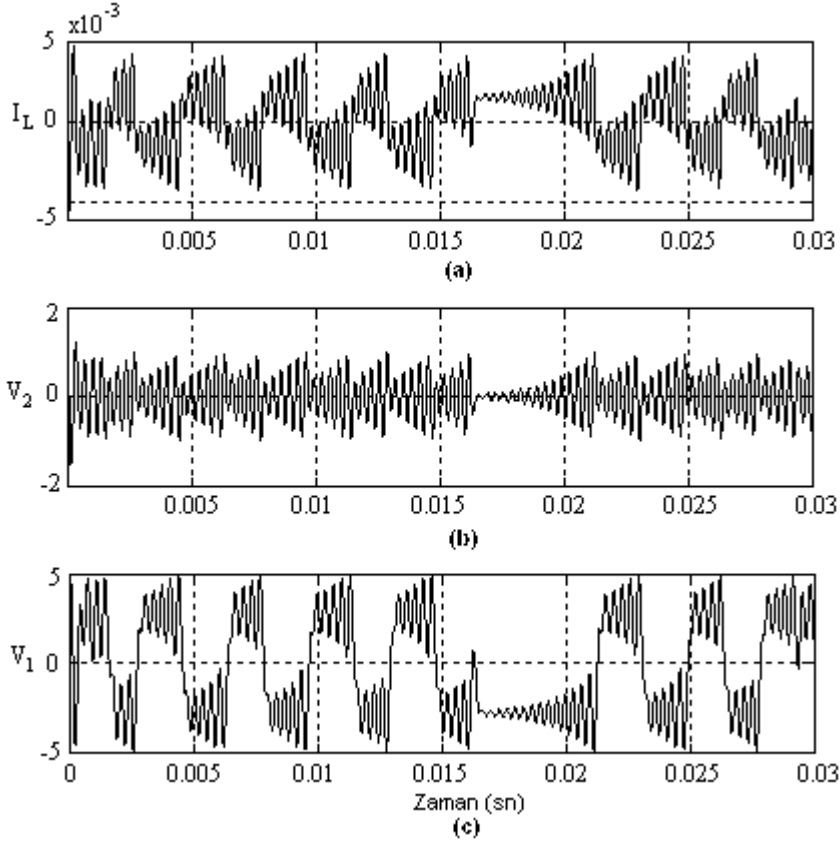


Şekil 2.4 Chua devresindeki çekerler (a) Periyodik pencere (b) Spiral çeker (c) Çift kaydıraçlı çeker

Chua devresinin gösterdiği kaotik davranışlar ve sistemin genel yapısı itibarı ile özellikle haberleşme konusundaki bazı gereksinimleri karşılamaktan uzaktır. Elde edilen sonuçlardan da görüldüğü gibi sistemin sergilediği davranışlar, belirli sınırlar dışına çıkamamakla beraber genlik ve frekans bakımından da düşük sinyaller üretmektedir.

Gizliliğin esas olduğu haberleşme uygulamalarında yapılarındaki karmaşıklıktan dolayı son yıllarlarda oldukça önem kazanarak üzerinde yoğun olarak çalışılan konulardan birisi, bu sistemlerde bulunan doğrusal olmayan elemana ek kırılma noktaları ekleme yollarını araştırmaktır [11].

Chua devresindeki doğrusal olmayan direnç sadece iki tane kırılma noktası ve üç tane doğrusal bölgeye sahiptir. Sistemden yeni tür kaotik davranışlar elde etmek, sisteme ek kırılma noktaları eklemekle mümkün olabilir. Chua devresindeki $V_1(t)$, $V_2(t)$ ve $I_L(t)$ parametrelerinin zamana bağlı değişimi Şekil 2.5 'de gösterilmiştir.



Şekil 2.5 (a) İndüktör akımının zamana göre değişimi (b) Kondansatör gerilimi $V_2(t)$ 'nin zamana göre değişimi (c) Kondansatör gerilimi $V_1(t)$ 'nin zamana göre değişimi

Chua devre yapısında değişik tür teknolojiler kullanılması, sadece kaotik sinyallerin genlik ve frekansında iyileşmeler yapmakta ama devre, sergilediği davranışlar bakımından değişiklikler göstermemektedir. Sistem dinamiği üzerinde oldukça etkili olan, doğrusal olmayan direncin yapısının değiştirilmesi ile dinamiğin çeşitlilik kazanacağı düşünülebilir.

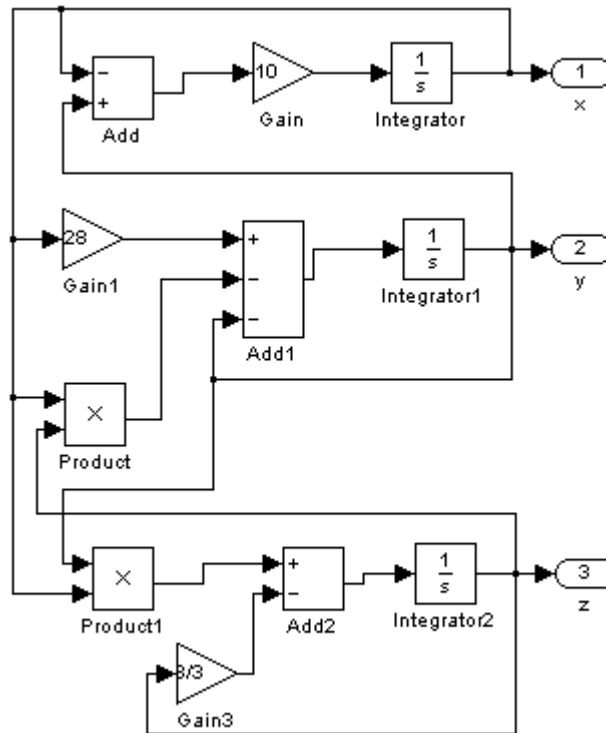
2.2 Lorenz Sistemi

Kaos teorisinin ve uygulamalarının araştırılmasında, yeni kaotik sistemler ortaya çıkarmak veya mevcut kaotik çekicilerin topolojik yapısını ve dinamiklerinin geliştirmek, mevcut sistemlerde uygulanabilirliği açısından önemli bir yer tutar [12].

1963 yılında atmosferin ısıyayımı hareketleri ile ilgili çalışmalar sırasında Lorenz, doğrusal olmayan diferansiyel denklemlere ait üç boyutlu bir sistem elde etmiştir [13,14]. Lorenz denklemleri olarak bilinen bu üç basit diferansiyel denklem aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
\frac{dx}{dt} &= -10x + 10y \\
\frac{dy}{dt} &= 28x - y - xz \\
\frac{dz}{dt} &= xy - \frac{8z}{3}
\end{aligned}
\tag{2.3}$$

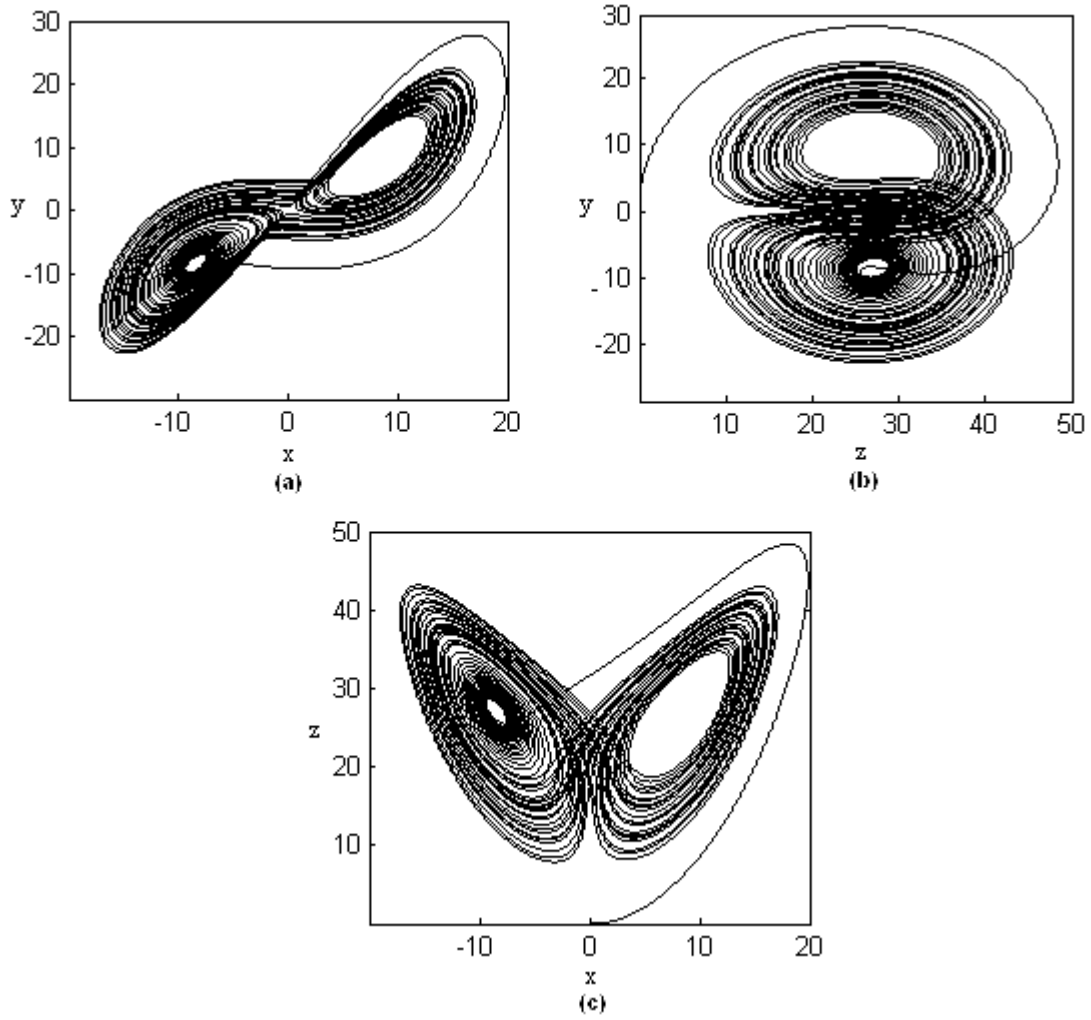
Lorenz sistemini temsil eden diferansiyel denklemler, MATLAB/Simulink ortamında uygun bloklar kullanılarak Şekil 2.6 'daki gibi model oluşturulsun.



Şekil 2.6 Lorenz sistemi Simulink modeli

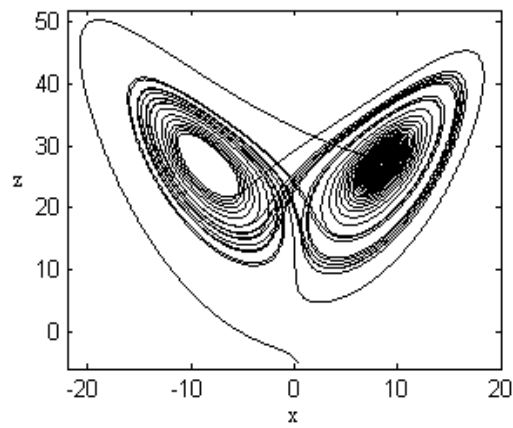
Lorenz bu diferansiyel denklemlere ait çözümlere baktığında sistemin bir denge durumuna veya periyodik bir düzene ulaşmadığını, tersine düzensiz bir şekilde osilasyona devam ettiği ve sonuçta sistemin kaotik bir davranış sergilediğini gözlemlemiştir. Bu durum burada elde edilen sonuçlarla da desteklenmiştir.

Şekil 2.7 'de verilen Lorenz sistemine ait kaotik çekerlerin oluşturulmasında, Lorenz denkleminin başlangıç değerleri sırasıyla, “0.34, 2, 0” olarak seçilmiştir ve 50 saniyelik bir benzetim yapılmıştır. Ayrıca başlangıç koşulları değiştirilerek grafiksel olarak farklı sonuçlar elde etmek de mümkündür.

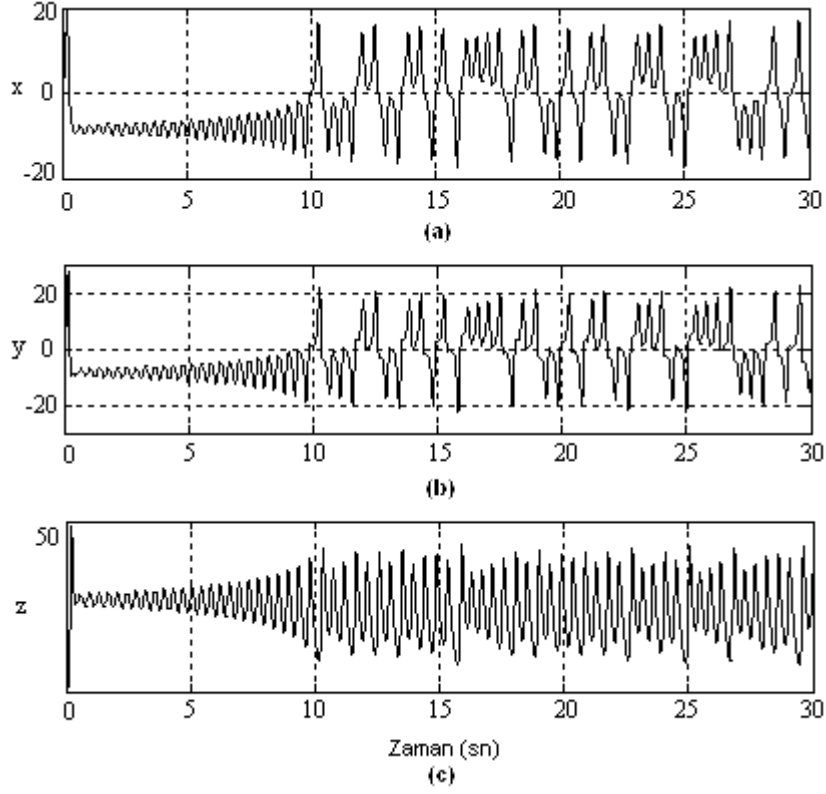


Şekil 2.7 Lorenz sistemi (a) y-x faz uzayı (b) y-z faz uzayı (c) z-x faz uzayı

Şekil 2.8 'de başlangıç değerleri sırasıyla “0.34, -1, -5” olarak seçilen Lorenz sistemine ait z-x faz uzayı diyagramı gösterilmiştir. Lorenz sistemine ait x, y ve z değişkenlerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.9 'daki gibi verilmiştir.



Şekil 2.8 Farklı başlangıç değeriyle z-x faz uzayı



Şekil 2.9 Lorenz sisteminde (a) $x(t)$ 'nin zamana göre değişimi (b) $y(t)$ 'nin zamana göre değişimi (c) $z(t)$ 'nin zamana göre değişimi

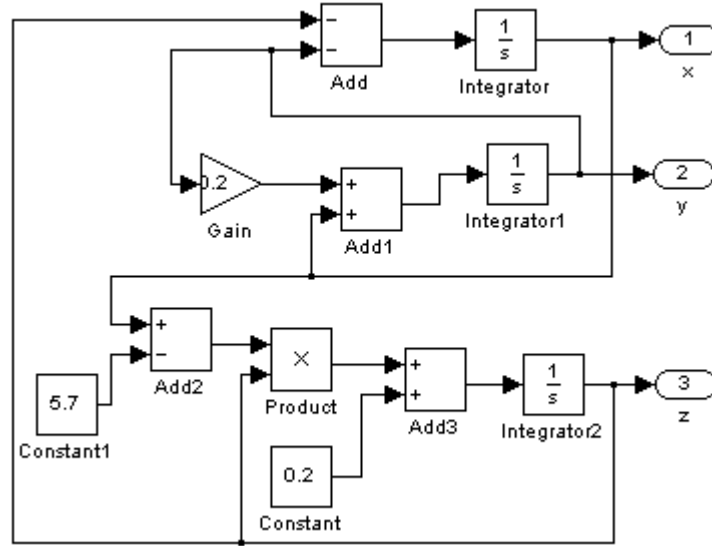
2.3 Rössler Sistemi

Lorenz sisteminden daha basit bir diğer dinamik sistem, Rössler modelidir [15]. Otto Rössler 'in kimyasal kinetikler üzerinde yaptığı çalışmalar sonucunda ortaya attığı bu sistem, Denklem (2.4) 'deki basit diferansiyel denklemler ile temsil edilir. Burada x , y ve z zaman içinde değişen değişkenleri; a , b ve c ise sabit parametreleri göstermektedir.

$$\begin{aligned}
 \frac{dx}{dt} &= -(y + z) \\
 \frac{dy}{dt} &= x + ay \\
 \frac{dz}{dt} &= b + z(x - c)
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

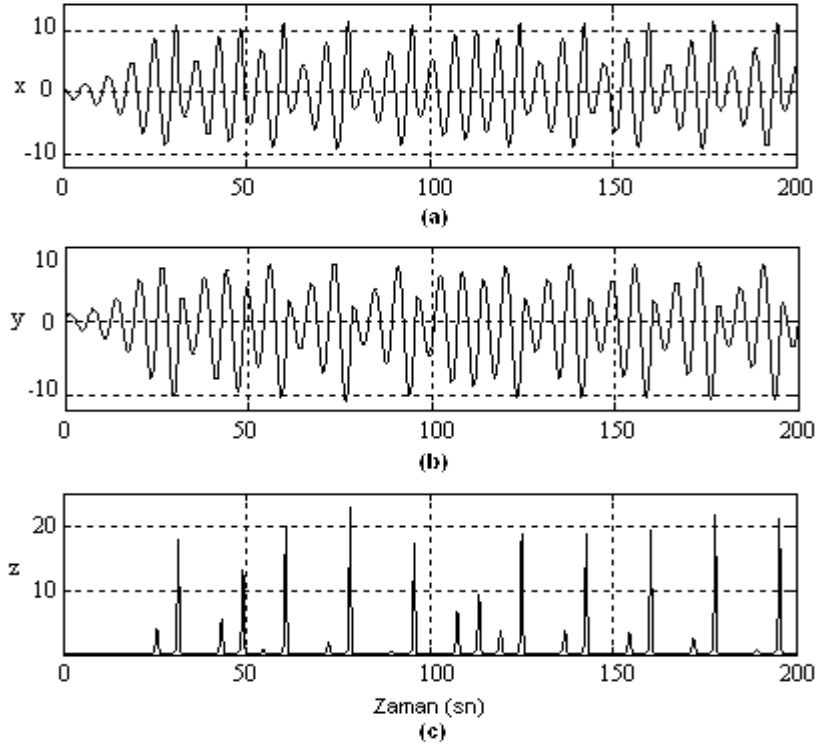
Sabit parametreler için en çok bilinen, $a=b=0.2$ ve $c=5$ değerlerinde sistem kaotik davranış sunmakta ve en basit çekiciyi sergilemektedir [16].

Rössler modeli gösterdiği davranış açısından kararlı bir sistem durumuna ulaşamadığı gibi başlangıç değerlerine karşı da çok duyarlıdır [15].



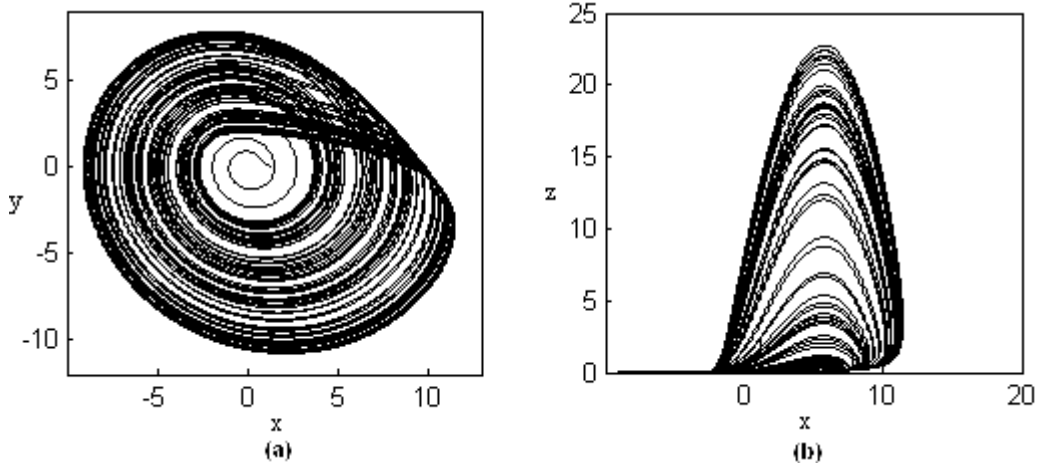
Şekil 2.10 Rössler sistemi Simulink modeli

Rössler sistemine ait Simulink model ve bu sistemdeki x , y ve z değişkenlerinin zamana göre değişimleri sırasıyla Şekil 2.10 'da ve Şekil 2.11 'de gösterilmiştir



Şekil 2.11 Rössler sistemi (a) $x(t)$ 'nin zamana göre değişimi (b) $y(t)$ 'nin zamana göre değişimi (c) $z(t)$ 'nin zamana göre değişimi

Rössler sistemi, Lorenz modeline göre daha basit bir dinamik sistemdir. Bu sistemi temsil eden denklemler, $a=b=0.2$ ve $c=5.7$ gibi sabit değerlerle birlikte ele alındığında sistem basit bir çekici sergilemektedir. Şekil 2.12 'de Rössler sistemindeki kaotik davranışlar, faz-uzay diyagramları çizilerek elde edilmiştir.



Şekil 2.12 Rössler sistemi (a) y-x faz uzayı (b) z-x faz uzayı

Burada bir diğer önemli nokta, Şekil 2.12 'de görüldüğü gibi Rössler sisteminde bir tek loba sahip kaotik çeker oluşurken, Lorenz sisteminde ise çift loba sahip kaotik çeker oluşmaktaydı [17].

2.4 Duffing Sistemi

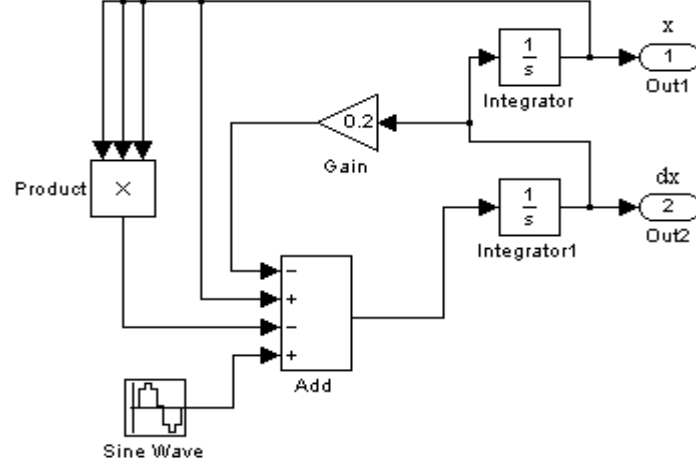
Kaotik davranış sergileyen dinamik sistemlere örnek olabilecek bir diğer sistem Duffing denklemdir. Uygulama biliminde çok fazla bilinen ve periyodik yörünge çıkarımı veya doğrusal olmayan mekanik osilatörler gibi alanlarda kullanılan bu sistem Denklem (2.5) 'deki gibi

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \delta \frac{dx}{dt} + \beta x + \alpha x^3 = \gamma \cos(\omega t) \quad (2.5)$$

veya

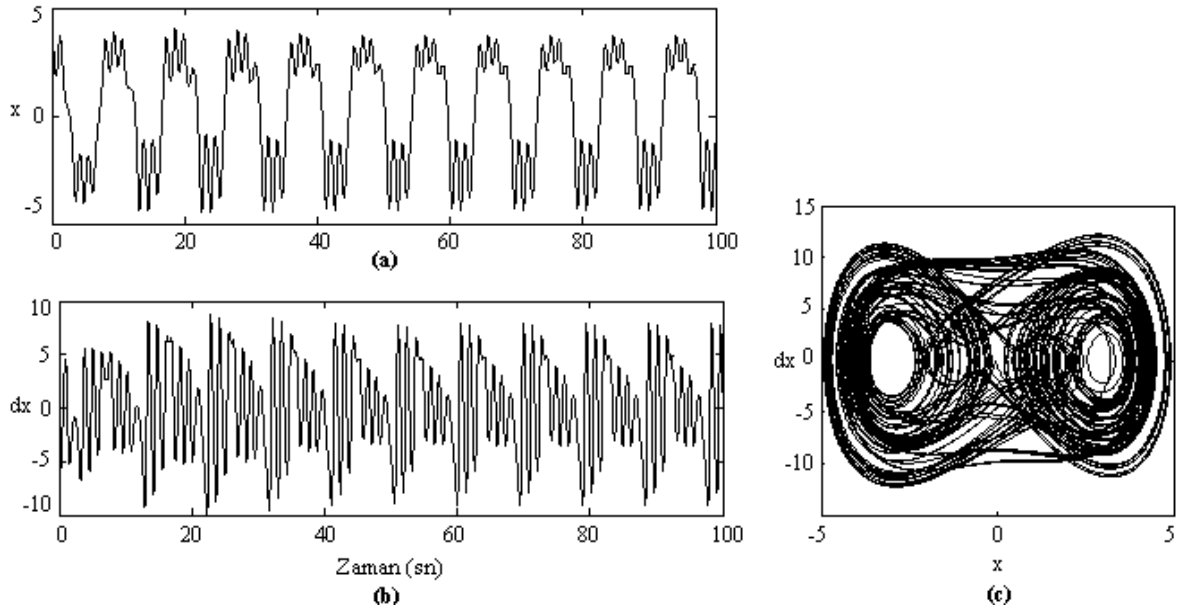
$$\frac{dx_1}{dt} = x_2; \quad \frac{dx_2}{dt} = -\delta x_2 - \beta x_1 - \alpha x_1^3 + \gamma \cos(\omega t) \quad (2.6)$$

Denklem (2.6) 'daki gibi tanımlanır [18]. Bu sisteme ait diferansiyel denklem Simulink ortamında uygun bloklarla Şekil 2.13 'deki gibi modellenmiştir



Şekil 2.13 Duffing sistemi Simulink modeli

Duffing sistemini temsil eden matematiksel denklem, $\delta=0.2$; $\beta=-1$; $\alpha=1$; $w=1$ rad/sn; $\gamma=27$ parametre değerleri için çözüldüğünde, $x(t)$ 'nin zamana göre değişimi, Şekil 2.14a 'da; $dx(t)$ 'nin zamana göre değişimi Şekil 2.14b 'de; bu değerlerin birbirine göre çizdirilmesi ile elde edilen Duffing çekicisi ise Şekil 2.14c 'de gösterilmiştir.



Şekil 2.14 Duffing sistemi (a) $x(t)$ 'nin zamana göre değişimi (b) $dx(t)$ 'nin zamana göre değişimi (c) Duffing $dx-x$ faz uzayı

3. KAOS TABANLI HABERLEŞME SİSTEMLERİ

Güvenliğin esas olduğu günümüz teknolojisinde, güvenliğe verilen önem her geçen gün artmaktadır. Özellikle, haberleşme sistemlerine olan ihtiyaç ve bağımlılık giderek artmakta ve bunun sonucunda da bilginin güvenli bir şekilde iletilmesi sorun yaratmaya başlamıştır. Telekomünikasyon hizmetine olan talebin artması çok fazla sayıda kullanıcı oluşturmuştur. Ayrıca kullanılan darbantlı iletişim sinyalleri çok yollu yayılıma karşı duyarlıdır ve yüksek oranda gönderilen güç spektrum yoğunluğu diğer kullanıcılar için parazit oluşturmaktadır [5,19]. Bazı uygulamalarda mevcut bant genişliğinin en verimli şekilde kullanılması önemliyken bazı uygulamalarda ise bant genişliğinin sınırlı olduğu genişbant haberleşme tekniğinin kullanılması önemlidir.

Her bir kullanıcının diğer kullanıcılar için parazit oluşturduğu böyle bir ortam için en uygun yöntem, kullanılan haberleşme sinyalinin mümkün olduğunca genişbantlı olması gerekir. Genişbantlı haberleşme sinyali iki yol ile oluşturulabilir. Yayılı Spektrum (Spread Spectrum) tekniği kullanılarak bilgi sinyalinin genişbant aralığı üzerinde yayılmasıyla ya da her bir sembolün gürültü benzeri dalga biçimi ile temsil edilmesiyle genişbantlı sinyal oluşturulur. Günümüzde bu probleme yönelik bilinen çözüm, birinci yaklaşımı kullanmaktadır [2,5,19]. Ancak yayılı spektrum tekniğinin kullanılması karmaşık bir sistemi gerektirmekle beraber alıcı ve verici devrelerde mükemmel bir senkronizasyonun olması gerekir. Senkronizasyon hatası, performans kaybına yol açarken sistemin karmaşıklığı ise fazla güç tüketimine sebep olur. Kaotik haberleşme bu gibi problemlerin çözümü için yeni bir alandır [8,20].

Bundan sonraki kısımlarda ise kaotik sistemlerin haberleşme sistemleri içerisindeki tarihsel gelişimine ve literatürdeki uygulama alanına yer verilecek ayrıca kaos tabanlı sayısal modülasyon teknikleri incelenecektir.

3.1 Kaotik Haberleşmenin Tarihi ve Gelişimi

Kaos, mühendislik alanında uzun bir dönem boyunca gürültü ile karıştırıldı. İlk defa 1980 yılında elektrik mühendisleri tarafından kaosu varlığı resmi olarak açıklanmıştır [1]. Kaotik elektronik devrelerin gürültüye benzer davranışlar sergilemesinden dolayı başlarda mühendisler bu sistemlerle ilgilenmekten tedirgin oluyorlardı.

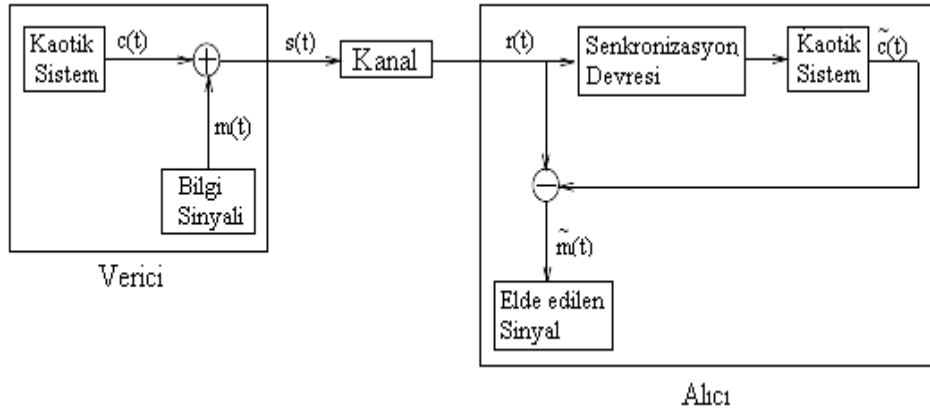
İlk defa 1990 yılında kaosu kontrol edilebileceği fizikçiler tarafından kanıtlanmıştır. Daha sonraki çalışmalarda iki aynı kaotik sistemin senkronlanabileceği bildirilmiş ve elektrik mühendisleri birliği tarafından kaosu güvenli haberleşme sistemlerinde kullanılabileceği fikri ortaya atılmıştır. Kaosu başlangıç değerlerine ve parametrelerine karşı duyarlı olması bu görüşün en büyük destekçisi olmuştur.

Güvenli haberleşmede alternatif olarak kullanılabilecek olan yeni kaotik sistemlerin bulunması yönünde yapılan çalışmalar hız kazanmıştır [1]. 1992 yılından bu yana, kaos tabanlı güvenli haberleşme sistemi dört kuşak altında gelişmiştir.

Kaotik haberleşmenin ilk üç kuşakla ilgili çalışmaların en büyük dezavantajı kanal kullanımının düşük verime sahip olmasıydı. Bu dönemde bu üç kuşak aynı çerçeve içerisinde sürekli senkronizasyonu paylaşmıştır. Bu senkronizasyon çerçevesinde ki temel sorun senkronizasyon sinyalinin kullandığı bant genişliğinin, bilgi sinyalininkiyle birbirine yakın olmasıydı. Bu sorunu gidermek için dördüncü kuşağa ait yeni bir itici senkronizasyon tekniği kullanılmıştır. Böylelikle kaotik verici ve alıcı devrelerin senkronizasyonu sağlanmış olup bu kuşaktaki bilgi güvenlik derecesi, diğer üç kuşağına oranla daha yüksek olmuştur.

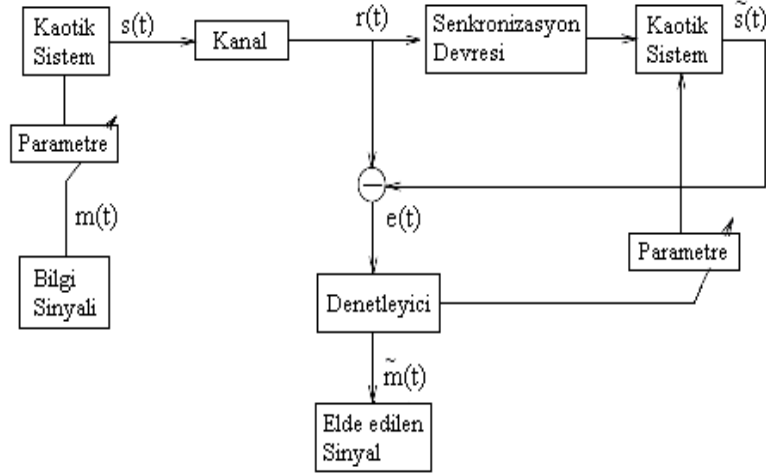
Birinci kuşak 1993 yılında geliştirilmiş olup ekleyici kaos maskeleyme (additive chaos masking) ve kaotik anahtarlama (chaos shift keying) olarak bilinmektedir. Şekil 3.1 'de görüldüğü gibi devre hem vericisi hem de alıcısı olan iki eş kaotik sistemden oluşmaktadır. Verici tarafında $c(t)$ ile gösterilen kaotik sinyal, kaotik sistemin durum değişkenlerinden biridir. Genellikle $c(t)$ sinyalinden 20 dB-30 dB kadar daha zayıf olan bilgi sinyali $m(t)$, kaotik sinyalin içine eklenmesiyle gönderilecek olan $s(t)$ sinyali elde edilir.

Bilgi sinyalinin yeteri kadar zayıf olması alıcı ve verici devreler arasındaki senkronizasyonu sağlarken, iletim sonrasında bilgi sinyali $\tilde{m}(t)$ 'nin, çok fazla gürültü ile birlikte elde edildiği yapılan çalışmalar sonucunda gözlemlenmiştir. Alıcı tarafta ise gelen sinyalden, senkronizasyon yardımıyla elde edilen kaotik taşıyıcının çıkarılmasıyla bilgi sinyali elde edilir [21]. Bu yöntem kanal gürültüsüne çok duyarlı olmakla beraber güvenlik derecesi de düşüktür [1].



Şekil 3.1 Birinci kuşak ekleyici kaos maskeleyme blok şeması

İkinci kuşak, 1993-1995 yılları arasında kaotik modülasyon üzerinde yapılan çalışmalarla devam etmiştir. Bu dönemde bilgi sinyalini, kaotik taşıyıcı kullanarak modüle etmek için iki farklı yöntem kullanılmıştır. Birinci yöntem Şekil 3.2 'de gösterilen kaotik parametre modülasyonu (chaotic parameter modulation) olarak adlandırılır ve burada kaotik vericinin parametresi bilgi sinyali ile değiştirilir. İkinci yöntem ise otonom olmayan kaotik modülasyon (chaotic non-autonomous modulation) olarak adlandırılır ve burada ise kaotik vericinin faz uzayı bilgi sinyali ile değiştirilir [1].



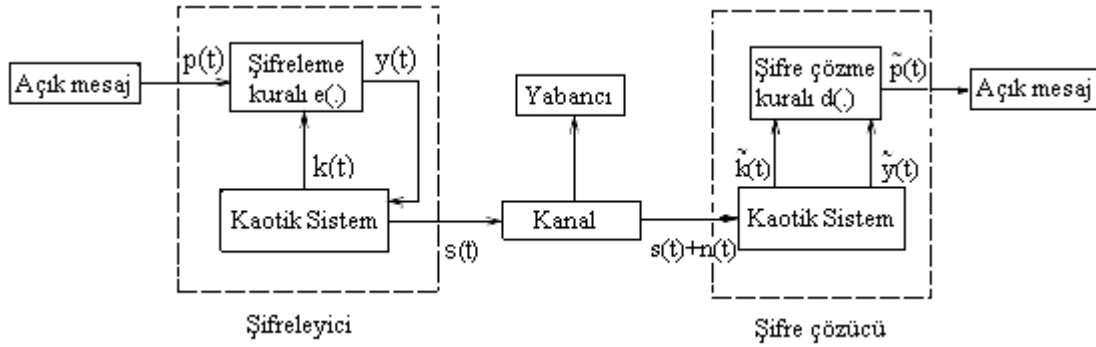
Şekil 3.2 İkinci kuşak kaotik parametre modülasyonu blok şeması

Kaotik parametre modülasyonunda bilgi mesajı $m(t)$, yörüngeleri farklı kaotik çekerlerde değişmeyi koruyacak şekilde vericideki kaotik sistemin bazı parametrelerini modüle etmek için kullanılır.

Kaotik sistemlerin sergiledikleri davranışlar karmaşık bir yapıya sahip olmakla birlikte verici devresindeki kaotik sistemin kısmi yapısı yabancı bir kişi tarafından bilinse bile parametrelerdeki değişikliklerin çözülmesi çok zordur. Alıcı tarafındaki uyarlanabilir denetleyici (adaptive controller) ise senkronizasyon hatasının sıfıra yaklaşacak şekilde kaotik sistemin parametresini ayarlamak için kullanılır [1]. Bu şekilde uyarlanabilir denetleyicinin çıkışı ile bilgi sinyali tekrar elde edilebilir.

Otonom olmayan kaotik modülasyonda bilgi sinyali $m(t)$, faz alanında kaotik çekerini doğrudan bozmak için kullanılır. Kısaca kaotik parametre modülasyonunda verici, farklı kaotik çekerlerin farklı yörüngeleri arasında anahtarlanırken; otonom olmayan kaotik modülasyonda ise aynı kaotik çekerin farklı yörüngeleri arasında anahtarlanır. İkinci kuşak, haberleşmedeki güvenlik derecesini geliştirmiş olmakla beraber hala tatmin edici olarak bulunmamaktadır [1].

Üçüncü kuşak, ilk iki kuşağa oranla daha yüksek düzeyde güvenlik derecesini geliştirmesi amacıyla 1997 yılında sunulmuştur. Bu kuşak literatürde kaotik şifreli sistem (chaotic cryptosystem) olarak bilinmektedir. Şekil 3.3 'de gösterilen bu sistem güvenli haberleşme için şifreleme tekniğini kullanmaktadır.



Şekil 3.3 Üçüncü kuşak güvenli kaotik haberleşme sistemi

Kaotik şifreleme sisteminde gönderilecek olan açık mesaj (plain text) $p(t)$, belli bir şifreleme kuralı ve kaotik sistem tarafından oluşturulan şifre sinyali (key signal), $k(t)$ ile birlikte şifrelenir. Kaotik donanım şifresi bilinmeden yabancı bir kişinin mesaj bilgisine ulaşması çok zordur.

Kanal gürültüsü ile birlikte alınan sinyal, $r(t)=s(t)+n(t)$ alıcı ve verici devrelerdeki her iki kaotik sistemin senkronizasyonu için kullanılır.

Senkronizasyon sağlandıktan sonra $k(t)$ ve $y(t)$ sinyalleri alıcı tarafında biraz gürültü ile birlikte $\tilde{k}(t)$ ve $\tilde{y}(t)$ olarak elde edilir. Bu sinyaller şifre çözme kuralında değerlendirilerek bilgi sinyali $\tilde{p}(t)$ tekrar oluşturulabilir.

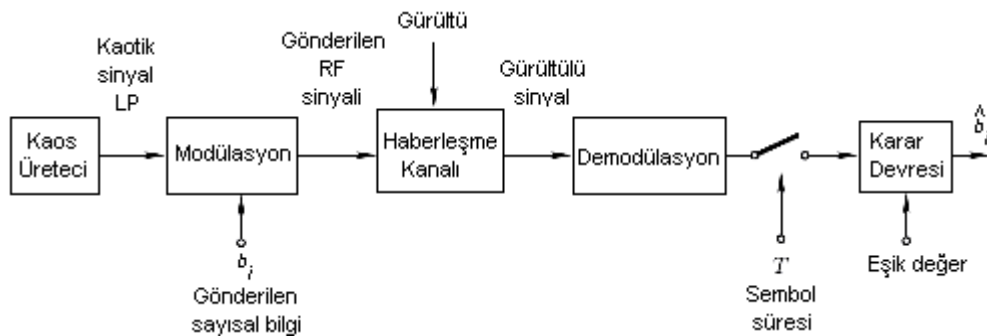
Kaos tabanlı haberleşme sistemlerini pratikte uygulayabilmek için çözülmesi gereken iki önemli kritik problem vardır. Bunlardan birincisi: kaotik alıcı ve verici sistemlerdeki parametre uyumsuzluğu; diğeri ise kanalın fiziksel özelliğinden dolayı doğrusal özelliğe sahip olmamasıdır [1].

3.2 Kaos Tabanlı Sayısal Haberleşme Sistemleri

Pratikte sadece analog haberleşme kanalları mevcuttur. İletilecek olan bilgi sayısal olsa bile bu bilginin analog bir sinyal ile temsil edilip yollanması gerekir. Bilinen sayısal haberleşme sistemlerinde gönderilecek olan her bir işaret periyodik olan sinüs sinyali ile temsil edildiğinden gönderilecek olan bilgi darbantlı bir sinyal olur [2,19]. Sonuçta çok yollu yayılım, sinyalde büyük oranda zayıflamaya neden olur.

Kaos tabanlı haberleşme sistemlerinde ise gönderilecek olan sayısal bilgi, kaotik sinyal parçası ile temsil edilir. Kaotik sinyaller periyodik olmadığından dolayı dalganın her bir örnek fonksiyonu için geçen süre, T farklı olacaktır ve bu ise gönderilecek olan her bir verinin farklı ve tek bir analog sinyal ile temsil edileceği anlamına gelir [2]. Dolayısıyla verici devreden aynı bilgi tekrar tekrar yollansa bile bu bilgiyi temsil eden kaotik sinyal hiçbir zaman aynı olmaz.

Alıcı tarafında hangi bilginin gönderildiği kaotik sinyalin bit enerjisine ya da gelen sinyalin farklı kısımları arasında ölçülmüş bağıntıya bakılarak hesaplanabilir [2]. Alıcı kısmındaki korelatör devresinde gelen kaotik dalganın bit enerji değeri hesaplanarak belli bir eşik değer seviyesine göre gönderilen sayısal bilgi tahmin edilebilir.



Şekil 3.4 Kaotik haberleşme sistemi blok şeması

Şekil 3.4 'de kaotik haberleşme sistemi blok şeması gösterilmektedir. Kaos tabanlı haberleşme sistemleri yapı itibariyle, bilinen yayılı spektrum sistemlerine göre daha basittir fakat gürültü altındaki performansları yayılı spektrum tekniğinin kullanıldığı sistemlere göre daha kötüdür. Ancak bu yönde önemli araştırmalar yapılmaktadır [22].

3.3 Sinyaller ve Spektra

Bu kısımda, sinyallerle ilgili frekans spektrum ve spektral yoğunluk kavramları üzerinde durulacaktır. Bunun yanında kaos tabanlı haberleşme sistemlerinde taşıyıcı olarak kullanılan kaotik sinyal ile bilinen haberleşme sistemlerinde taşıyıcı olarak kullanılan periyodik sinüsoidal sinyallerin spektrumları ve güç spektrum yoğunlukları bilgisayar ortamında incelenecektir.

3.3.1 Frekans Spektrum

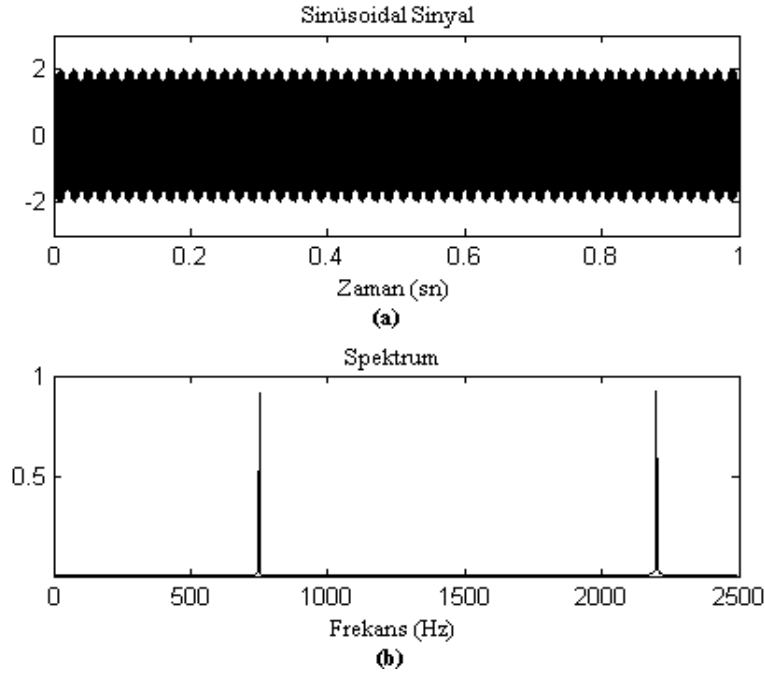
Zaman bölgesindeki bir sinyalin frekans bölgesindeki gösterimi, bu sinyalin frekans spektrumudur. Frekans spektrumu sinyalin Fourier dönüşümü alınarak elde edilir ve sonuç değerleri, genellikle genlik ve faz olarak değerlendirilerek frekansa göre çizdirilir. Kısaca Fourier dönüşümü, birbirleriyle bir integral dönüşümü altında ilişkili olan iki uzay arasındaki dönüşümdür ve Denklem (3.1) 'deki gibi tanımlanır.

$$G(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t).e^{-jwt} dt \quad (3.1)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(w).e^{jwt} dw \quad (3.2)$$

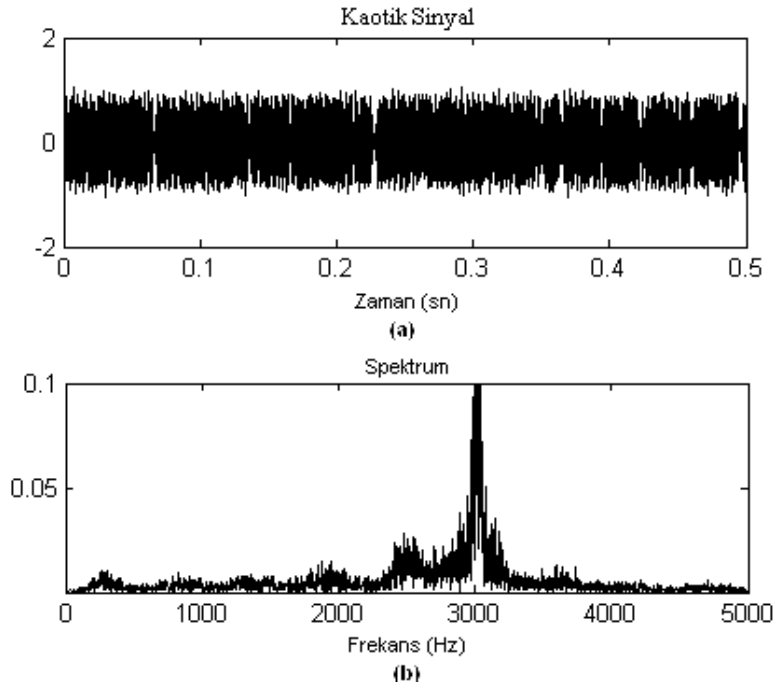
Burada $G(w)$, $f(t)$ 'nin Fourier dönüşümünü temsil ederken, Denklem (3.2) ise ters Fourier dönüşümünü göstermektedir. Genliği zamana bağlı olarak değişen herhangi bir sinyal için bu sinyale karşılık gelen bir frekans spektrumu vardır.

Frekans spektrumu kendini tekrarlayan sinyallerin tespiti için önemlidir. Örneğin, 750 ve 2200 Hz 'lik iki sinüs dalgasının toplamıyla oluşturulmuş periyodik bir sinyal için bu sinyalin Matlab ortamında elde edilmiş spektrumu Şekil 3.5b 'de gösterilmektedir.



Şekil 3.5 (a) Zaman domendeki sinüs sinyali (b) Sinüs sinyalinin spektrumu

Bir fonksiyonun Fourier dönüşümü sinyale ait frekans spektrumunu oluştururken sinyal içerisindeki frekans bileşenleri ile ilgili bilgileri de içerir. Spektrumdan da anlaşılacağı gibi periyodik olan bu sinyalin hangi frekans bileşenlerine sahip olduğu görülebilmektedir.



Şekil 3.6 (a) Zaman bölgesindeki kaotik sinyal (b)Kaotik sinyalin spektrumu

Şekil 3.6 'da ise Chua devresindeki kaotik sinyalin zaman ve frekans bölgelerindeki değişimleri gösterilmiştir. Kaotik sinyale ait frekans spektrumunda çok fazla frekans bileşeni olduğu görülebilmektedir.

3.3.2. Enerji ve Güç Sinyalleri

Elektriksel bir sinyal ya gerilim $v(t)$ ya da akım olarak $i(t)$ temsil edilirken bir direnç üzerindeki anlık güç $p(t)$, Denklem (3.3) 'deki gibi tanımlanır.

$$p(t) = \frac{v^2(t)}{R} \quad (3.3)$$

veya

$$p(t) = i^2(t).R \quad (3.4)$$

Haberleşme sistemlerinde genellikle güç, $R=1\Omega$ varsayılarak normalize edilir [23]. Dolayısıyla sinyalin gerilim veya akım olarak fark etmeksizin normalize edilmiş anlık güç, Denklem (3.5) 'deki gibi tanımlanır.

$$p(t) = x^2(t) \quad (3.5)$$

Burada $x(t)$ gerilim veya akım sinyali olabilir. Dolayısıyla, $x(t)$ sinyali tarafından $(-T/2, T/2)$ zaman aralığı içinde açığa çıkan anlık enerji, Denklem (3.6) 'daki gibi, bu aralıkta açığa çıkan ortalama güç ise, Denklem (3.7) 'deki gibi tanımlanır.

$$E_x^T = \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt \quad (3.6)$$

$$P_x^T = \frac{1}{T} E_x^T = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt \quad (3.7)$$

Haberleşme sistemlerinin performansı, alıcıya gelen sinyalin enerjisine bağlıdır ve yüksek enerjiye sahip sinyaller, düşük enerjili sinyallere göre daha az hata ile daha güvenilir biçimde alıcıda tespit edilir.

İletişim sinyallerinin analizinde genellikle dalga enerjisi ele alınır. Sıfırdan farklı sonlu bir enerji değerine sahip olan ($0 < E_x < \infty$) sinyaller, enerji sinyalleri olarak tanımlanır [24]. $x(t)$ enerji sinyalini göstermek üzere,

$$E_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt \quad (3.8)$$

şeklinde dir. Periyodik sinyaller gibi sıfırdan farklı sonlu bir güce sahip olan sinyaller güç sinyalleri olarak tanımlanır ($0 < P_x < \infty$).

$$P_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt \quad (3.9)$$

Enerji sinyalleri sonlu enerjiye fakat sıfır ortalama güce sahipken; güç sinyalleri sınırlı güce ama sonsuz enerjiye sahiptir. Periyodik ve sıradan sinyaller, güç sinyalleri olarak sınıflandırılırken; periyodik olmayan sinyaller enerji sinyalleri olarak sınıflandırılır [23].

3.3.3. Spektral Yoğunluk

Bir sinyalin spektral yoğunluğu, sinyalin enerjisinin veya gücünün frekans bölgesindeki dağılımını karakterize eder. Haberleşme sistemlerinde filtreleme düşünüldüğünde bu kavram önemli bir yer tutar [23]. Şimdi kısaca enerji spektral yoğunluğu ve güç spektral yoğunluğu kavramlarından bahsedelim.

3.3.3.1. Enerji Spektral Yoğunluk

Zaman bölgesindeki bir sinyalin enerjisini, Parseval teoremi ile frekans bölgesinde tanımlı olan enerjisiyle Denklem (3.10) 'daki gibi ilişkilendirilebilir [23].

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (3.10)$$

Burada $X(f)$, periyodik olmayan $x(t)$ sinyalinin Fourier dönüşümünü göstermektedir. $\Psi_x(f)$ spektrum büyüklüğünü gösterirken, Denklem (3.11) 'deki gibi tanımlanır.

$$\Psi_x(f) = |X(f)|^2 \quad (3.11)$$

$\Psi_x(f)$ değişkeni, $x(t)$ sinyalinin enerji spektrum yoğunluğunu göstermektedir. Dolayısıyla Denklem (3.10) 'dan $x(t)$ sinyalinin toplam enerjisi, spektral yoğunluğunun frekansa göre integrali alınarak hesaplanabilir.

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_x(f) df \quad (3.12)$$

Denklem (3.12) 'de verilen ifade, sinyalin enerjisinin $\Psi_x(f)$ 'nin frekans eğrisi altında kalan alanına eşit olduğunu açıklar. Enerji spektral yoğunluğu, birim bant genişliğindeki enerji olarak tanımlanırken joule/Hz biriminde ölçülür. Hem pozitif hem de negatif frekans bileşenler için eşit enerji dağılımları vardır dolayısıyla enerji spektral yoğunluğu frekans ekseninde orijine göre simetriktir sonuçta $x(t)$ sinyalinin toplam enerjisi, Denklem (3.13) 'deki gibi tanımlanabilir.

$$E_x = 2 \int_0^{\infty} \Psi_x(f) df \quad (3.13)$$

3.3.3.2. Güç Spektral Yoğunluk

P_x , periyod süresi T_0 olan $x(t)$ güç sinyalinin ortalama gücünü göstermek üzere, Parseval teoremi Denklem (3.14) 'deki gibi uygulanmıştır.

$$P_x = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x^2(t) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 \quad (3.14)$$

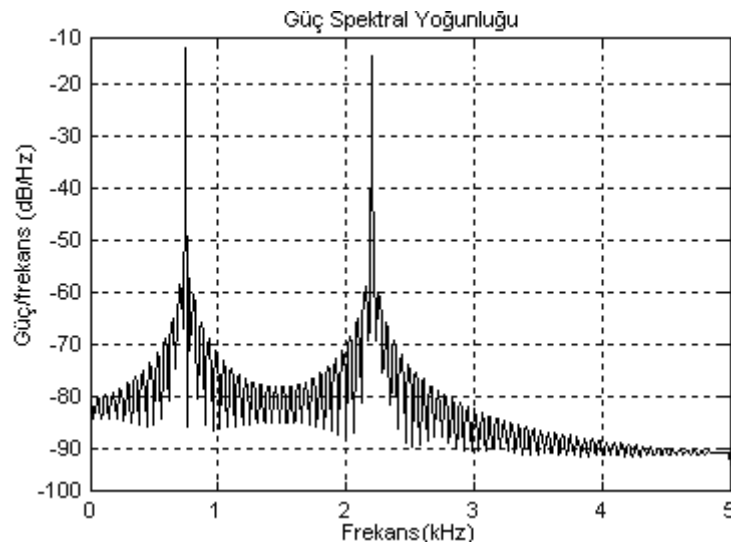
Burada $|c_n|$ terimleri, periyodik sinyalin karmaşık Fourier serilerinin katsayılarını göstermektedir. Güç spektral yoğunluğu, periyodik $x(t)$ sinyalinin gücünün frekans bölgesindeki dağılımını gösterirken, Denklem (3.15) 'deki gibi tanımlanır.

$$G_x(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 \delta(f - nf_0) \quad (3.15)$$

Denklem (3.15) 'de görüldüğü gibi periyodik bir $x(t)$ sinyalinin güç spektrum yoğunluğu delta fonksiyonları cinsinden ifade edilmektedir. Dolayısıyla, bir periyodik sinyalin güç spektral yoğunluğu frekansın ayrık fonksiyonları şeklindedir [23]. Normalize edilmiş ortalama güç değeri tekrar düzenlenirse Denklem (3.16) 'deki ifade elde edilir.

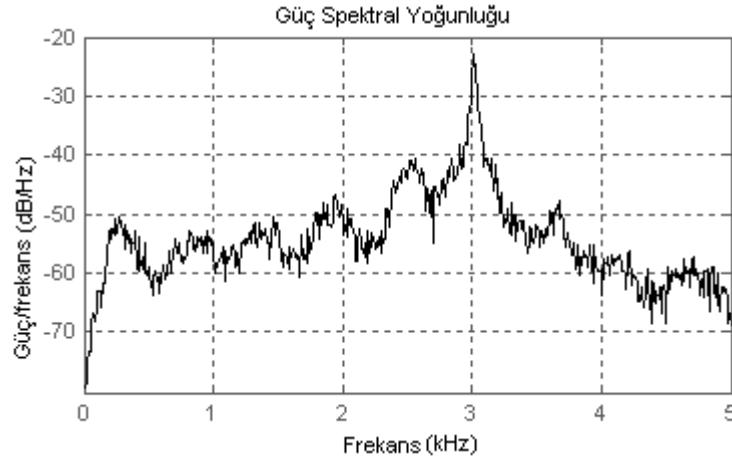
$$P_x = \int_{-\infty}^{\infty} G_x(f) df = 2 \int_0^{\infty} G_x(f) df \quad (3.16)$$

Periyodik olan bir $x(t)$ sinyalinin hesaplanmış güç spektral yoğunluğu, sinyalin toplam gücünün frekans bölgesindeki dağılımını gösterir. Frekans spektrumu Şekil 3.5 'de verilen sinüsoidal sinyalin hesaplanmış güç spektral yoğunluğu Şekil 3.7 'de gösterilmektedir.



Şekil 3.7 Sinüs sinyalinin güç spektrum yoğunluğu

Grafikteki sonuçtan anlaşılabileceği gibi bu sinyalin toplam gücünün 750 Hz ve 2.2 KHz frekans bileşenlerinde olduğu görülmektedir. Chua devresinden elde edilen kaotik sinyale ait güç spektral yoğunluğu ise Şekil 3.8 'de gösterilmektedir. Grafikten de anlaşılabileceği gibi sinyal gücünün farklı frekans bileşenlerinde farklı değerlerde dağıldığı görülebilmektedir.



Şekil 3.8 Kaotik sinyalin güç spektrum yoğunluğu

3.4. Kaos Tabanlı Sayısal Haberleşmede Taşıyıcı Kaotik Sinyal

Kaotik sistemlerin kararsız olmasının yanında periyodik olmaması, bu sistemlerin tanımlanmasını ve davranışlarının kestirilmesini zorlaştırmaktadır [7]. Ayrıca bu sistemler doğrusal değildir ve dolayısıyla bu karakteristik özellikler bu sistemleri güvenli haberleşme sistemleri için çekici kılmaktadır.

Kaos tabanlı haberleşme sistemlerinde taşıyıcı olarak kullanılan kaotik sinyaller büyük bant genişliğine sahip ve düşük güç spektrum yoğunluklu sinyaller olmalarının yanında çok basit devreler ile herhangi bir frekans bandında elde edilebilir.

Bilinen haberleşme sistemlerinde, örnekleme fonksiyonları kanal içinde sinüsoidal dalgaların toplamı şeklinde ve doğrusal olarak gönderilirken, kaotik haberleşmede örnekleme fonksiyonları kaotik dalga halinde ve doğrusal olmayan bir formda gönderilir [19,24,25]. Dolayısıyla bilgi iletimi sırasında her bir sembol, periyodik olmayan farklı kaotik taşıyıcı tarafından temsil edilir. Ayrıca kaotik taşıyıcılar genişbantlı olmasından dolayı sinüs sinyaline göre çok yönlü yayılımına karşı daha dirençlidir [2].

Kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemleri, kaotik taşıyıcının alıcı tarafında yeniden üretilmesini gerektiren evreuyumlu sistemler (coherent systems) ve böyle bir gereksinime ihtiyaç olmadığı evreuyumsuz sistemler (noncoherent systems) olarak iki sınıfta incelenir [26]. Kaotik haberleşmede gönderilen sayısal bilgi alıcı tarafında ya evreuyumlu ya da evreuyumsuz demodülasyon tekniklerinden biriyle yeniden elde edilebilir [2].

3.5. Evreuyumlu ve Evreuyumsuz Alıcılar

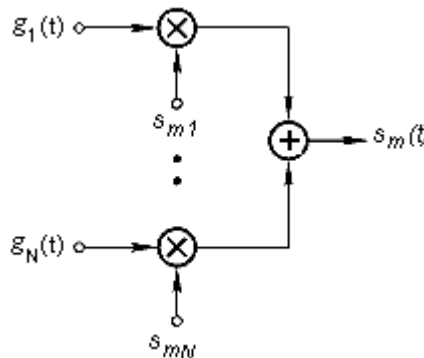
$s_m(t)$, $m = 1, 2, \dots, M$ sinyal kümesini temsil ederken, alıcı devrede demodülasyonun gerçekleşmesi için bilinmesi gereken $g_j(t)$, $j = 1, 2, \dots, N$, ortonormal taşıyıcı fonksiyonunu belirtsin. Denklem (3.17) 'ye göre burada,

$$\int_0^T g_l(t) \cdot g_j(t) dt = \begin{cases} 1, & l = j \\ 0, & l \neq j \end{cases} \quad (3.17)$$

T sembol süresini gösterirken sinyal kümesinin her bir elemanı N taşıyıcı fonksiyonların doğrusal bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir [19].

$$s_m(t) = \sum_{j=1}^N s_{mj} g_j(t), \quad \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ m = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (3.18)$$

$N \leq M$ olmak üzere, m gönderilecek olan işaretin indeksini, s_{mj} ise sinyal vektörünün elemanlarını ve $g_j(t)$ ise kaotik taşıyıcı dalgasını ifade eder [27].



Şekil 3.9 Sinyal kümesi elemanlarının oluşturulması

Sinyal kümesinin oluşturulması ile ilgili blok şema Şekil 3.9 'da verilmiştir. Gönderilen $s_m(t)$ sinyali, haberleşme kanalındayken gürültü eklenerek bozulur ve dolayısıyla alıcıya $\tilde{r}_m(t) = \tilde{s}_m(t) + \tilde{n}(t)$ olarak gelir. $\tilde{r}_m(t)$ sinyalinden tekrar sıralı sembollere dönüş işlemi ise kısaca demodülasyon olarak tanımlanabilir.

Eğer iletim kanalının ideal ve taşıyıcıları ortonormal kabul edilirse sinyal vektörü elemanları s_{mj} , sinyal kümesi elemanlarından $s_m(t)$ yeniden elde edilebilir [28].

$$s_{mj} = \int_0^T s_m(t) g_j(t) dt, \quad \begin{cases} m = 1, 2, \dots, M \\ j = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (3.19)$$

3.5.1. Evreuyumlu Alıcılar

Taşıyıcı olarak kullanılan kaotik fonksiyonların alıcı devrede tam olarak yeniden elde edilebildiği devreler evreuyumlu alıcılar olarak adlandırılır [19]. Evreuyumlu devrelerde alıcı ve verici sistemler arasındaki senkronizasyon sağlanırken bu teknik yardımıyla gürültülü sinyalden, sinyal kümesi elemanları da tekrar oluşturulabilmektedir. Ancak literatürde şimdiye kadar değinilen kaotik senkronizasyon teknikleri gürültüye ve kanaldaki bozukluğa karşı duyarlıdır [29].

Senkronizasyon için verici devrelerdeki parametrelerin de bilinmesi gerekmektedir. Bu parametreler bilginin şifreleme anahtarı olarak da düşünülebilir. Dolayısıyla, evreuyumlu sistemler bilgi iletilmesinde gizlilik sağlar [22].

Taşıyıcı olarak kullanılan periyodik fonksiyonlu alıcı sistemlerde olduğu gibi kaotik taşıyıcılarının kullanıldığı evreuyumlu alıcılarda da gürültü performansı teorik olarak mükemmeldir [29].

3.5.2. Evreuyumsuz Alıcılar

Yayıma şartlarının kötü olduğu uygulamalarda, taşıyıcı fonksiyonlar $g_j(t)$, alıcıya gelen sinyalden elde edilemez. Böyle durumlarda evreuyumsuz alıcı devrelerin kullanılması muhtemel çözümdür [25]. Demodülasyon ise gelen sinyalin seçilmiş bir veya birden fazla karakteristik özelliği değerlendirilerek gerçekleştirilir [19].

Kaotik haberleşme sistemlerinde bu durum, bit enerji değerinin hesaplanıp belli bir eşik değer seviyesine göre referans alınarak gönderilen sayısal bilginin elde edilmesine dayanmaktadır. Evreuyumsuz alıcılarda taşıyıcı fonksiyonların yeniden oluşturulmasına gerek olmadığı için bu devreler yapı itibariyle evreuyumlu olanlara göre daha basittir.

3.6. Kanal Modelleri

Bu bölümde, oluşturulan Simulink modellerinde kanal gürültüsü olarak kullanılan kanal modelleri ile ilgili matematiksel ifadeler yer verilecektir. Ayrıca verilen matematiksel fonksiyonlarda değişken olarak kullanılan parametreler ile ilgili ön bilgi verilerek, farklı kanal gürültülerinin davranışlarının incelenmesi amaçlanmaktadır. İlgili parametreler, sonraki bölümlerde anlatılacak olan arabirimde kullanıcı tarafından kullanılması açısından önemlidir.

3.6.1. Rayleigh Gürültü Üretici

Simulink ortamında bulunan bu kanal gürültü modeli, Rayleigh dağıtık gürültü üretmektedir. Bu model için Rayleigh yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$f(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

Denklem (3.20) 'deki Rayleigh yoğunluk fonksiyonunda σ değişkeni sigma olarak tanımlanır. Bu parametre bir vektör veya sayısal bir değer olabilir. Sigma parametresi MATLAB/GUI ortamında tasarlanacak arabirimde kullanıcı tarafından bu kanal modelinin seçilmesiyle girilebilecek bir değişken olacaktır.

3.6.2. Gauss Gürültü Üretici

Simulink modellerinde kullanılacak bir diğer kanal gürültü modeli olan Gauss gürültü üretici, ayrık zamanlı beyaz Gauss gürültü üretmektedir. Bu kanal modeli için Gaussian fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.21)$$

Denklem (3.21) 'deki Gaussian fonksiyonunda μ ve σ^2 değişkenleri ortalama değer ve değişimi (variance) göstermektedir. Benzer şekilde bu parametreler, oluşturulan arabirimde kullanıcı tarafından bu kanal modelinin seçilmesiyle girilebilecek değişkenler olacaktır.

3.6.3. Rician Gürültü Üretici

Bu kanal gürültü modeli, Rician dağıtık gürültü üretmektedir. Bu model için Rician yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$f(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} I_0\left(\frac{m \cdot x}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{x^2+m^2}{2\sigma^2}} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

Denklem (3.22) 'de verilen Rician fonksiyonunda σ , Gaussian dağılımındaki standart sapmayı gösterirken m parametresi Denklem (3.23) 'de olduğu gibi; I_0 ise Denklem (3.24) 'deki gibi tanımlanır.

$$m^2 = m_I^2 + m_Q^2 \quad (3.23)$$

$$I_0(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{y \cdot \cos t} dt \quad (3.24)$$

Burada m_I ve m_Q iki bağımsız Gauss bileşenine ait ortalama değeri göstermektedir. Sonraki bölümde anlatılacak olan GUI arabiriminde kullanılacak olan bu kanal modeli ile ilgili K katsayısı değeri Denklem (3.25) 'deki gibi tanımlanır.

$$K = m^2 / (2\sigma^2) \quad (3.25)$$

3.6.4. Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsü

Toplanabilir beyaz gauss gürültü (AWGN) kanal modeli gelen sinyale, beyaz gauss gürültüsü ekler. Gelen gerçek bir sinyal ise gerçek bir gauss gürültü eklenerek gerçek bir çıkış sinyali oluşturulurken; karmaşık sinyal için karmaşık gauss gürültüsü eklenir ve karmaşık bir çıkış sinyali oluşturulur.

Bu kanal modeli, karmaşık giriş sinyalleri için Denklem (3.26) ile; gerçek giriş sinyalleri için Denklem (3.28) ile bağlantılıdır.

$$E_s / N_o = SNR.(T_{sym} / T_{samp}) \quad (3.26)$$

$$E_s / N_o = E_b / N_o + 10 \log_{10}(k) \quad (dB) \quad (3.27)$$

$$E_s / N_o = 2.SNR.(T_{sym} / T_{samp}) \quad (3.28)$$

Burada E_s sinyal enerjisini (Joule); E_b bit enerjisini; N_o gürültü güç spektral yoğunluğunu (Watts/Hz); T_{sym} sembol süresini; T_{samp} örnekleme zamanını belirtirken ve k ise birim semboldeki bit sayısını göstermektedir. E_b / N_o değeri sembol başına bit enerji değerinin, gürültü güç spektral yoğunluğuna olan oranı gösterir.

Dikkat edilirse gerçek sinyallere karşılık gelen denklem, iki çarpan katsayı ile karmaşık sinyallere karşılık gelen denklemden farklıdır. Çünkü, bu kanal modeli gerçek sinyaller için $N_o / 2$ (Watts/Hz) gürültü güç spektral yoğunluğunu; karmaşık sinyaller için ise N_o gürültü güç spektral yoğunluğunu kullanır.

3.7. Kaos Tabanlı Analog Modülasyon Teknikleri

Son on yıl içerisinde haberleşme sistemleri için kaos tabanlı birçok modülasyon ve demodülasyon teknikleri ortaya atılmıştır. Kaos tabanlı haberleşme sistemleri, geleneksel haberleşme sistemlerindeki gibi taşınan bilginin çeşidine göre sayısal veya analog olarak iki sınıf altında incelenir. Kaos tabanlı analog haberleşme sistemleri için iki temel teknik önerilmiştir: kaotik maskeleyme (chaotic masking) ve kaotik modülasyon.

Kaotik maskeleyme tekniğinde gönderilecek olan analog bilgi sinyali, kaotik sinyal üzerine eklenir. Alıcı tarafta ise kaotik sinyal, kaotik senkronizasyon işlemi yardımıyla yeniden üretilir. Gelen sinyalden yeniden üretilen kaotik sinyalin çıkartılmasıyla analog bilgi sinyali elde edilmiş olur [26]. Kaotik maskeleymede senkronizasyonun sağlanabilmesi için eklenecek olan bilgi sinyalinin gücü ve genliği kaotik taşıyıcıya göre oldukça düşük olması gerekir [1].

Analog haberleşme sistemleri için diğer bir teknik olan kaotik modülasyonda ise kaotik sistemin bazı parametreleri bilgi mesajının eklenmesiyle değiştirilir. Alıcı devrenin görevi ise gelen sinyale bağlı olarak aynı parametre bilgisini ortaya çıkarmaktır [26].

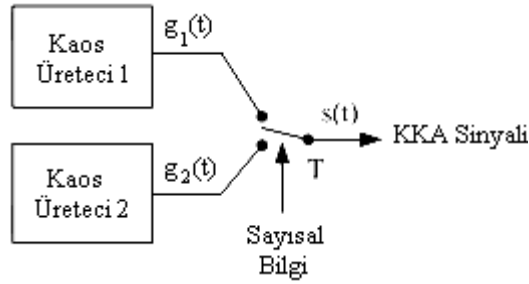
Kaos tabanlı analog haberleşme sistemleri gürültüsüz ortamlarda iyi performans sağlamalarına rağmen pratikte gürültüden çok etkilenirler. Kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemleri ise analog haberleşmeye göre gürültüden çok daha az etkilenen sistemlerdir [26]. Bundan sonraki kısımda ise kaotik haberleşme sistemlerinde kullanılan kaos tabanlı sayısal modülasyon teknikleri incelenecektir.

3.8. Kaos Tabanlı Sayısal Modülasyon Teknikleri

Bu bölümde, kaos tabanlı sayısal modülasyon tekniklerinden: Kaos kaydırmalı anahtarlama (Chaos Shift Keying), farksal kaos kaydırmalı anahtarlama (Differential Chaos Shift Keying), frekans modülasyonlu farksal kaos kaydırmalı anahtarlama (Frequency Modulated Differential Chaos Shift Keying), korelasyon gecikmeli kaydırmalı anahtarlama (Correlation Delay Shift Keying), kaotik açma kapama anahtarlama (Chaotic On-Off Keying) ve simetrik kaos kaydırmalı anahtarlama (Symmetric Chaos Shift Keying) yapıları üzerinde durulacak ayrıca bu tekniklerin Matlab/Simulink ortamında oluşturulmuş modelleri incelenerek ve modellerin benzetim sonundaki grafiksel sonuçlarına değinilecektir.

3.8.1. Kaos Kaydırmalı Anahtarlama

Kaotik sayısal modülasyon, bilgi işaretlerinin analog ama kaotik dalga biçimine eşlenmesi ile ilgili bir tekniktir [27]. Kaos kaydırmalı anahtarlama (KKA) tekniği sayısal bilgi göndermek için farklı birim enerjilere sahip iki kaotik taşıyıcı g_1 ve g_2 kullanır. Blok şeması Şekil 3.10 'da gösterilen KKA devresi, sayısal bilgi göndermek için tasarlanmıştır.

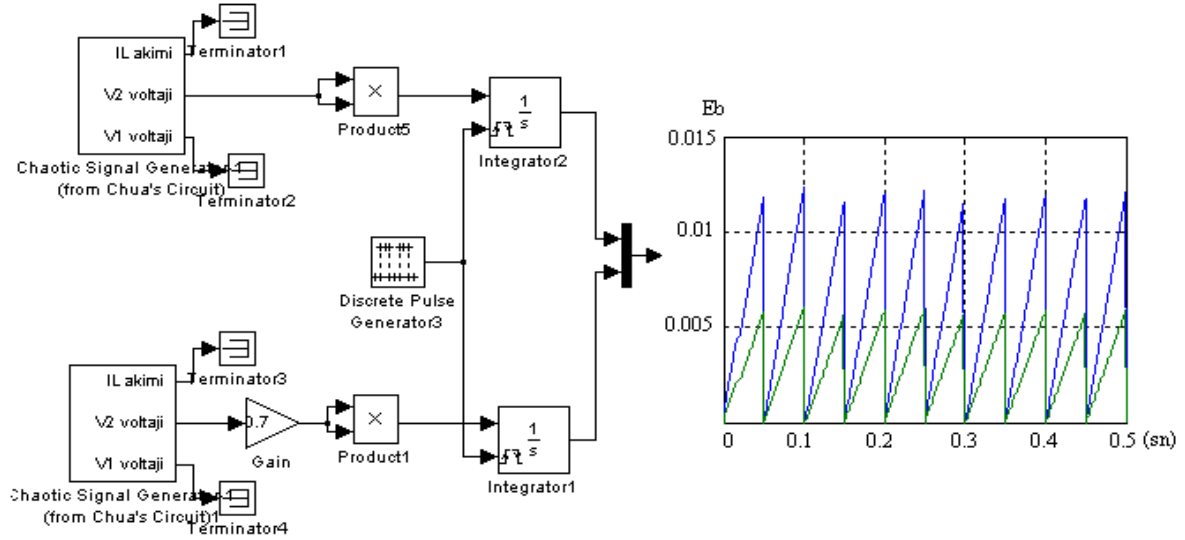


Şekil 3.10 KKA vericisinin blok şeması

KKA yapısında bilgi sinyali, birbirine benzer kaotik çekerler (chaotic attractors) arasında anahtarlama yapmak için kullanılır. Bu iki kaotik çeker aynı yapıda olan fakat farklı parametrelere sahip iki kaotik sistem tarafından elde edilmiştir ve sırasıyla bilgi sinyalinin sayısal “1” ve “-1” ile kodlanmıştır. KKA modülasyon tekniğinde her bir işaret farklı kaotik çeker üzerine eşlenir [29].

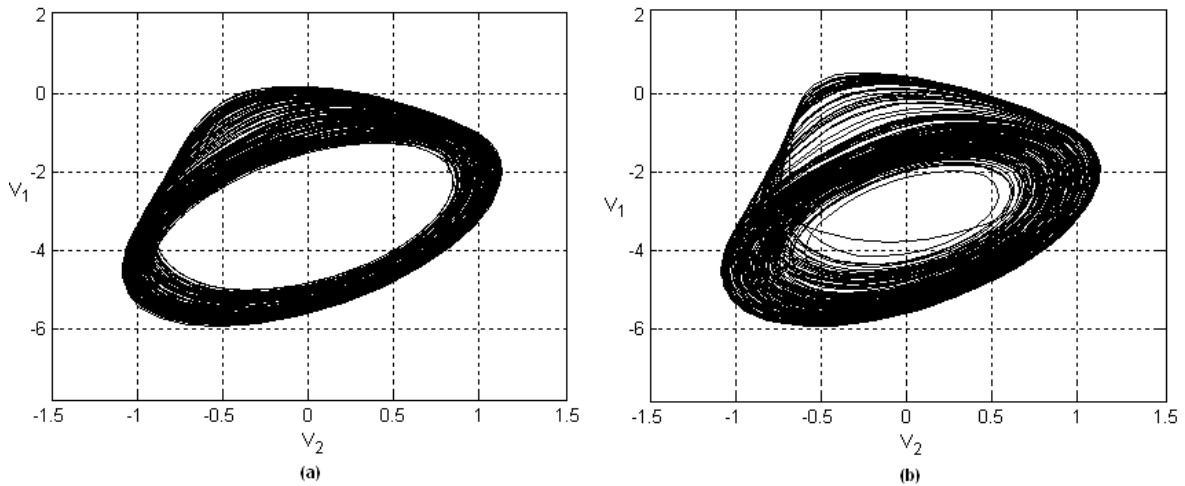
$$s(t) = \begin{cases} g_1(t) & , \text{ bit '+1'} \\ g_2(t) & , \text{ bit '-1'} \end{cases} \quad (3.29)$$

İletilecek olan $s_1(t) = g_1(t)$ ve $s_2(t) = g_2(t)$ sinyalleri, çalışan iki kaotik devre tarafından üretilen ve kaotik taşıyıcıları oluşturan fonksiyonlardır. Bu kaotik taşıyıcılar farklı bit enerjisine sahiptir ve farklı kaotik devrelerden ya da farklı sabit sayılarla çarpılmış aynı kaotik devreden de elde edilebilir [2]. Simulink ortamında oluşturulmuş farklı bit enerji değerine sahip kaotik sinyallerin korelatör çıkışı Şekil 3.11 'de verilmiştir.



Şekil 3.11 Simulink ortamında oluşturulmuş farklı bit enerji değerine sahip kaotik taşıyıcılar

Kaotik seri olan $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ taşıyıcıları aynı kaotik devrenin farklı başlangıç değerleriyle de oluşturulabilir [8]. KKA modülasyonda kullanılan devre çok basittir: bit “1” için ortalama bit enerjisi, $E_b(s_1(t))$ yayılır; “-1” için ortalama bit enerjisi, $E_b(s_2(t))$ yayılır. Alıcı tarafta ise bit enerjileri korelatör (correlator) vasıtasıyla kestirilebilir [2].

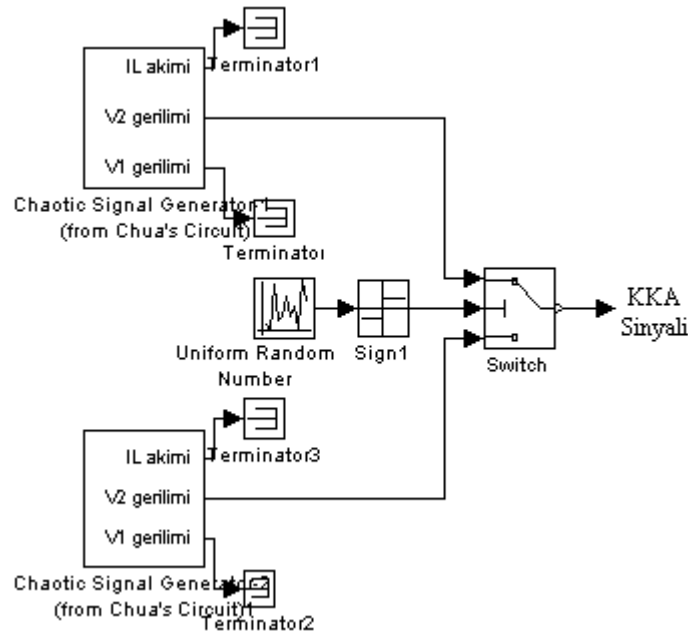


Şekil 3.12 KKA 'da kullanılan kaotik çekerler (a) “1” i temsil eden kaotik çeker (b) “-1” i temsil eden kaotik çeker

Şekil 3.12 'de gösterilen bu iki kaotik çeker benzer yapıda fakat farklı değerler ile elde edilmiştir. $R=1950 \Omega$; $G_a=-757\mu S$; $G_b=-409\mu S$; $C_1=10nF$ ve $E=1V$ değerleri sabit kalarak, bit “1” için $C_2=100 nF$, $L=18 mH$; “-1” için ise $C_2=100.4 nF$, $L=18.2 mH$ dir.

Farklı enerjilere sahip çekerler için farklı parametre değerleri seçmenin dışında, kaotik osilatör devresindeki R değerinin değiştirilmesi veya çıkışın farklı bir katsayı ile çarpılması da bir başka alternatif yoldur. Kullanılan yöntem farklı olmasına rağmen amaç aynıdır ve sonuçta Şekil 3.12a 'da gösterilen kaotik çeker sayısal "1" i temsil ederken, Şekil 3.12b 'deki kaotik çeker ise "-1" temsil eder. Alıcı tarafta her bir çeker belli bir işarete denk gelmektedir [1].

Şekil 3.13 'de senkronizasyonun kullanılmadığı evreuyumsuz KKA verici devresinin Simulink ortamında oluşturulmuş modeli gösterilmektedir.

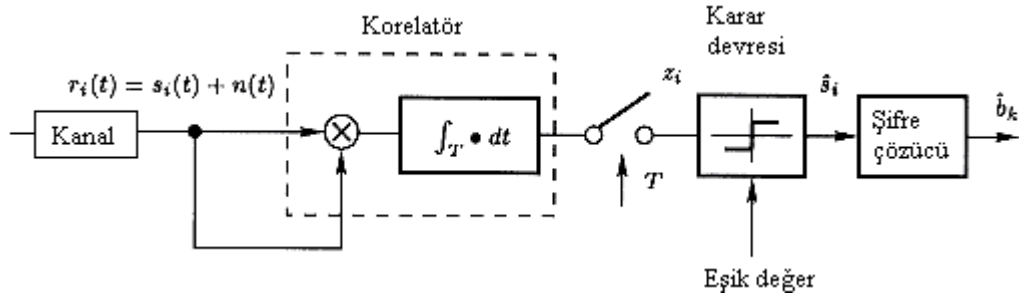


Şekil 3.13 KKA Simulink modülör yapısı

Evreuyumsuz demodülasyon tekniğinde devreler arası senkronizasyon yoktur ve alıcıya gelen $r_i(t)$ sinyali, kendisiyle çarpılarak korelatöre girer. Korelatör devresinde ise gelen sinyalinin bit enerjisi hesaplanarak, karar devresi için kullanılan gözlem sinyali (observation signal), z_i oluşturulur.

$$\begin{aligned}
 z_i &= \int_T r_i^2(t) dt = \int_T [s_i(t) + n(t)]^2 dt \\
 &= \int_T s_i^2(t) dt + 2 \cdot \int_T s_i(t) \cdot n(t) \cdot dt + \int_T n^2(t) dt
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

Denklem (3.30) 'da verilen $n(t)$ gürültüyü; $s_i(t)$ ise bilgi sinyalini gösterirken; $\int_T$ bir örnek fonksiyonuna ait integrali gösterir. Gürültüsüz ortamlarda ikinci ve üçüncü terimler sifıra eşit olur ve sonuçta z_i , yaklaşık olarak $\int_T s_1^2(t)dt$ ve $\int_T s_2^2(t)dt$ denk olur. Bu değerler ise, iletilen bilgi “1” ve “-1” alındığında sırasıyla verici devresinden yayılan $E_b(s_1)$ ve $E_b(s_2)$ enerjileridir [2]. Şekil 3.14 'de senkronizasyonun kullanılmadığı evreuyumsuz KKA alıcı devresinin blok şeması verilmiştir.

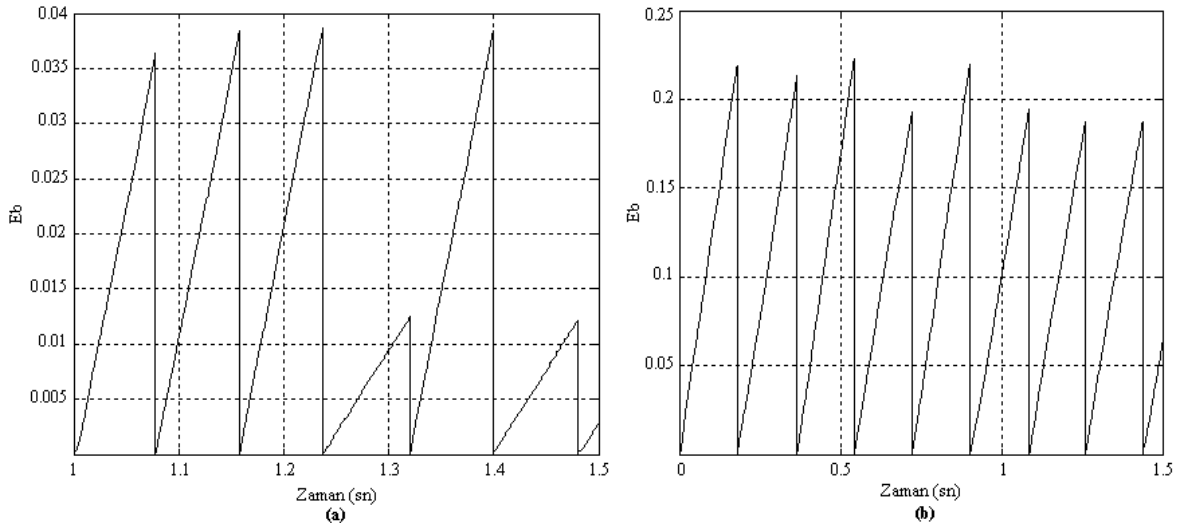


Şekil 3.14 Evreuyumsuz KKA alıcısı

Bilinen modülasyon tekniklerinde taşıyıcı olarak periyodik fonksiyonlar kullanılır ve bit süresi T taşıyıcı periyodunun tamsayı katıdır dolayısıyla $\int_T s_i^2(t)dt$ değeri sabittir. Buna karşın, kaotik sinyaller doğal olarak periyodik değildir ve bundan dolayı uzunluğu T olan her bir örnek fonksiyonu için $\int_T s_i^2(t)dt$ değeri farklıdır. Sonuçta aynı bilgi tekrar tekrar yollansa bile gönderilecek olan sinyal periyodik olmaz [2,27].

Alıcı devrede hangi bilginin gönderildiği, kaotik sinyalin bit enerji değeri hesaplanarak elde edilebilir. Bundan sonraki kısımda, değinilecek olan kaos tabanlı demodülasyon teknikleri için gönderilen sayısal bilginin elde edilmesinde alıcıya gelen sinyalin bit enerji değeri referans alınacaktır. Kaotik sinyallerin enerjisi, alıcı tarafta bulunan korelatör devresinde hesaplanır. Kaos tabanlı sayısal modülasyon tekniklerinde senkronizasyonun kullanılmadığı evreuyumsuz sistemler için alıcı devre yapıları genelde aynıdır ve böyle bir sistem için oluşturulan Simulink model Şekil 3.15 'de gösterilmiştir.

Şekil 3.17 'de sırasıyla evreuyumsuz KKA modeline ait gürültüsüz ve gürültülü ortamlardaki korelatör çıkışındaki bit enerji değerleri gösterilmektedir. Bu sonuçlardan, kanal gürültüsünün olmadığı durumda bilginin elde edilmesinde gerekli olan eşik seviye seçiminin daha kolay olduğu görülebilmektedir. Şekil 3.17a 'da görüldüğü gibi bit “1” ve “-1” karşılık gelen enerji değerleri farklıdır ve bu değerler belli bir eşik seviyeden geçirilerek gönderilen sayısal bilgi tekrar elde edilebilir.

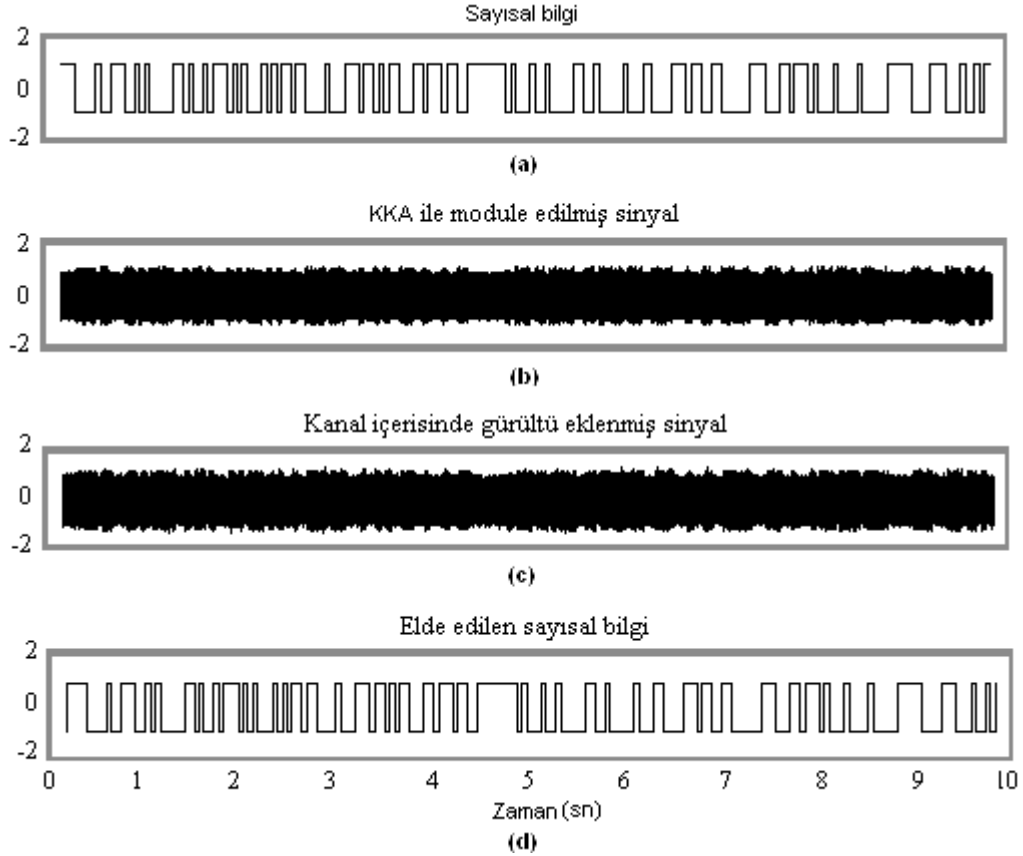


Şekil 3.17 “1” ve “-1”e karşılık gelen enerji seviyeleri (a) Gürültüsüz ortam (b) Gürültülü ortam

Örneğin, Şekil 3.17a 'daki grafik sonucuna göre bilginin doğru bir şekilde elde edilmesi için gerekli eşik seviye $E_b=0.02$ olarak seçilebilir. Bu değer bilginin iletim sırasındaki kanal gürültüsüne bağlı olmakla beraber özellikle senkronizasyonun kullanılmadığı evreuyumsuz yapılarıdaki seçimi, gönderilen bilginin elde edilmesi açısından önemlidir.

Şekil 3.17b 'de görüldüğü gibi kanal gürültüsünün çok fazla olduğu durumda bit “1” ve “-1” temsil eden enerji seviyeleri arasındaki fark çok küçük olmakla beraber bu durum için seçilebilecek eşik değerin hassas olması gerekir. Ancak bu şekilde, gönderilen sayısal bilgi alıcı tarafta doğru bir şekilde elde edilebilir. Şekil 3.17b 'deki gürültülü ortamdaki korelatör çıkışından da görülebildiği gibi böyle bir ortam için eşik seviye belirlemek zordur. Grafik sonuçları dikkatle incelendiğinde, senkronizasyonun olmadığı evreuyumsuz sistemlerin kanal gürültüsünden çok fazla etkilendiği görülmektedir. Bu durum, böyle sistemler için bir dezavantaj olarak görülebilir.

Şekil 3.18 'de Simulink ortamında gerçekleştirilen, KKA modülasyon tekniği ile ilgili modelin benzetimi sonunda elde edilen sonuçlar grafiksel olarak verilmiştir. Bu sonuçların elde edilmesinde, bit süresi ve benzetim zamanı sırasıyla 0.05 ve 10 sn olarak seçilmiş olup, alıcıya 200 bit gönderilmiştir.



Şekil 3.18 (a) Sayısal olan bilgi sinyali (b) KKA ile module edilmiş olan sinyal (c) Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d) Elde edilen sayısal bilgi

3.8.2. Senkronizasyonlu Kaos Kaydırmalı Anahtarlama

Evreyumlu sistemler için senkronizasyon gereklidir çünkü bu işlem sayesinde gürültü ile birlikte gelen sinyalden taşıyıcı fonksiyonlar elde edilir ve gönderilen bilgiyi olası en büyük değerde doğru olarak tanımlama imkanı olur [29]. Dolayısıyla, bu sistemleri incelemeye geçmeden önce kaos senkronizasyon ile ilgili bazı temel bilgileri vermekte fayda vardır.

Pecora ve Carroll tarafından yapılan araştırmalar sonucunda iki kaotik sistemin senkronlanabileceği ve kaotik sinyal kullanılarak bilginin bir yerden başka bir yere gönderilebileceği görülmüştür.

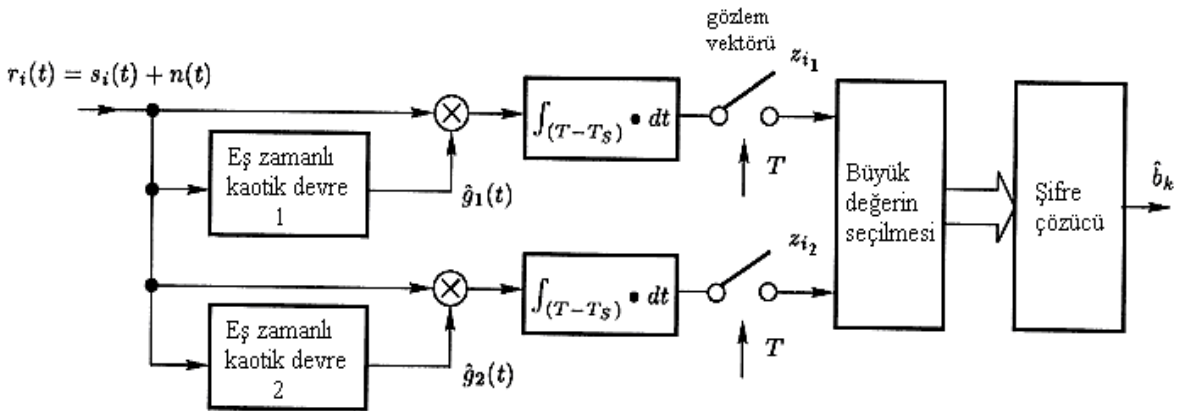
Kaotik sistemler için senkronizasyonla ilgili değişik görüşler önerilmiştir. Bunlar içerisinde eş senkronizasyon (Identical Synchronization) en yaygın olarak kullanılanıdır ve burada alıcı sistemin durumu, vericiye asimptotik olarak yaklaşır [7,30]. Sürekli zamana bağlı iki dinamik sistem,

$$\dot{x} = f(x) \quad (3.31)$$

$$\dot{x}' = f(x') \quad (3.32)$$

olsun. Burada, $\lim_{t \rightarrow \infty} \|x'(t) - x(t)\| = 0$ ise bu sistemler eş zamanlıdır [7]. Haberleşme açısından bakılırsa Denklem (3.31) 'de verilen sistem verici; Denklem (3.32) 'deki sistem ise alıcı olarak düşünülebilir. İletilecek olan $s_i(t)$ sinyali, taşıyıcı $g_j(t)$ fonksiyonunun doğrusal bir bileşimidir. Daha basit bir ifadeyle, taşıyıcı olarak sadece $g(t)$ 'nin kullanıldığı dolayısıyla $s_i(t) \equiv g(t)$ olduğu düşünülürse alıcı tarafta skaler $g(t)$ taşıyıcı fonksiyonu $g(t) = h(x(t))$ ile yeniden elde edilebilir. Eğer $x'(t)$, $x(t)$ 'ye yakınsarsa yaklaşık değer, $\hat{g}(t) = h(x'(t))$ ise $g(t)$ 'ye yakınsar [29].

İki kaotik sistem eş zamanlı olarak aynı yol ile salınım yapabilir. Bu koşul altında bu sistemler birbirlerini eş zamanlı olarak kilitler ve bu durum verici tarafın davranışını aynı zamanda alıcı tarafta da görülebilmeye imkan sağlar. Böyle bir sistem için her iki osilatör tam olarak aynı şekilde davranış sergilediğinden dolayı bu tip senkronizasyon eş senkronizasyon olarak tanımlanır. Şekil 3.19 'da senkronizasyonun olduğu evreyuymulu KKA alıcı devresinin blok şeması verilmiştir.



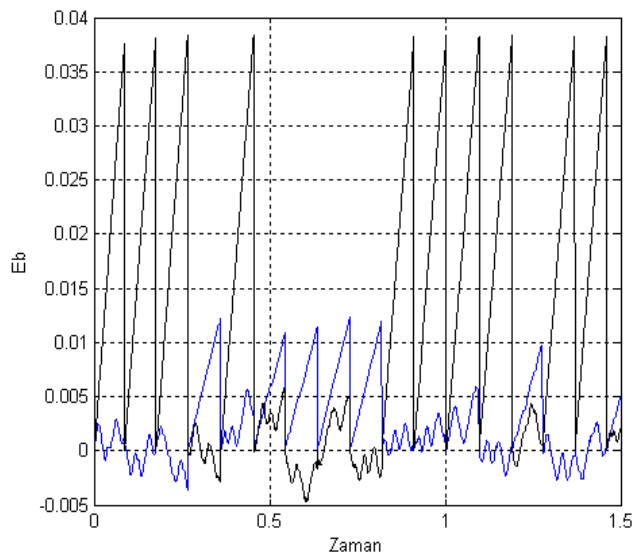
Şekil 3.19 Evreyuymulu KKA alıcısı

Evreyuymulu algılama tekniğinde, kaotik taşıyıcılar senkronizasyon yoluyla alıcı tarafta yeniden elde edilir. Blok şeması Şekil 3.19 'da verilen bu demodülasyon tekniğinin korelatör kısmında, yakalama zamanı olarak adlandırılan T_s dikkate alınmıştır ve gelen sinyali kilitlemesi için geçen süredir [2].

Alıcı ve verici devrelerdeki kaotik üreteçler için senkronizasyon sağlandığında kanal gürültüsünden dolayı bozulan sinyalden sistemdeki eş zamanlı uyum ile kaotik taşıyıcı elde edilebilir [2]. Elde edilen $\hat{g}_1(t)$ ve $\hat{g}_2(t)$ taşıyıcı sinyalleri daha sonra alıcıya gelen $r_i(t)$ sinyali ile ilişkilendirilerek $r_i(t)$ 'nin, $\hat{g}_1(t)$ veya $\hat{g}_2(t)$ sinyallerine olan yakınlık derecesine göre karar verilir ve böylelikle taşıyıcı sinyalleri alıcı tarafta elde edilmiş olur [2].

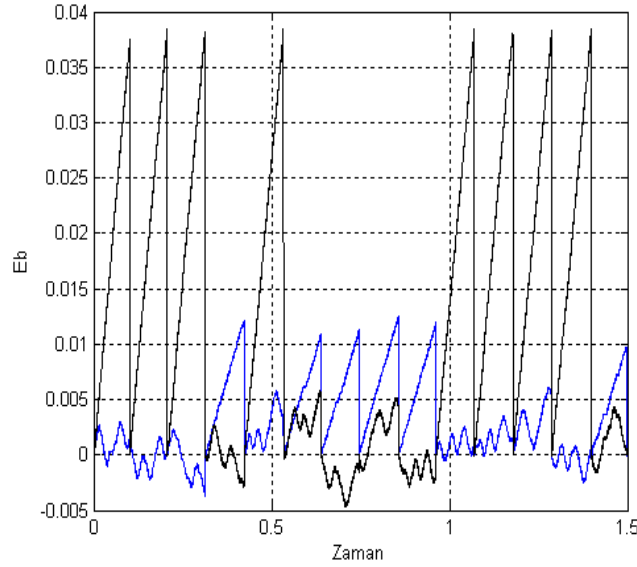
Pratikte herhangi bir haberleşme sisteminde sayısal bilgiler ayrı ayrı tek bit olarak değil de sırayla ardışık semboller (simge) şeklinde gönderilir. Demodülasyon için ise alıcı, tam olarak modülasyonun durumunun değiştiği zaman aralığını bilmelidir. Yani her bir sembolün başlama ve bitiş zamanını tanınmalıdır ki alıcı devresindeki korelatörün resetleme zamanı hesaplanabilsin. Bu durum, zaman dayanağı kazanımı (timing recovery) olarak bilinir [30].

Şekil 3.20 'de Simulink ortamında elde edilmiş KKA evreyuymulu alıcı devresine ait korelatör çıkışı gösterilmiştir. Burada senkronizasyon tekniği kullanılmıştır. Evreyuymulu alıcı sistemlerinin en büyük avantajı ise kanal gürültüsü etkisi altında gösterdikleri performans evreyuysuz olanlara göre çok daha iyidir [30].



Şekil 3.20 Evreyuymulu KKA devresindeki korelatör çıkışı

Şekil 3.21 'de ise evreyuymulu KKA yapısında kanal gürültüsünün çok fazla olduğu durumdaki korelatör çıkışı göstermektedir. Elde edilen grafiksel sonuçlardan da anlaşılacağı gibi senkronizasyonun kullanılması, kanal gürültüsüne olan dayanıklılığı arttırmaktadır ve kanal gürültüsü altındaki performansı evreyuysuz alıcı sistemlere göre çok daha iyidir.

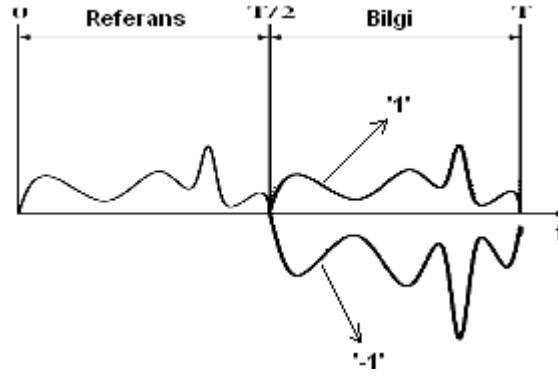


Şekil 3.21 Evreyuymulu KKA'nın gürültü altındaki korelatör çıkışı

3.8.3. Farksal Kaos Kaydırmalı Anahtarlama

Kaos tabanlı haberleşme sistemleri içerisinde yoğun olarak çalışılan sayısal modülasyon yapılarından bir diğeri ise farksal kaos kaydırmalı anahtarlama (FKKA) tekniğidir. FKKA tekniği alıcı tarafında senkronizasyona gerek duyulmayan evreyuysuz bir sistemi temsil ederken, her bir sembol periyodu için referans ve bu sinyal tarafından takip edilen bilgi sinyali olmak üzere iki kaotik dalga içerir. Bit "1" için kaotik üreteç devresinden art arda iki referans sinyali; "-1" bilgisi için ise referans kaotik sinyalin ardından bu sinyalin tersi gönderilir [5,31].

Referans ve bilgi sinyaline ait kısımlar Şekil 3.22 'de gösterilmiştir. FKKA modülasyon tekniğinde gönderilen sinyalin kısmen bir yarısı referans kaotik dalga, diğer yarısı ise modüle olmuş bilgi tarafıdır.



Şekil 3.22 FKKA 'daki referans ve bilgi kısımları

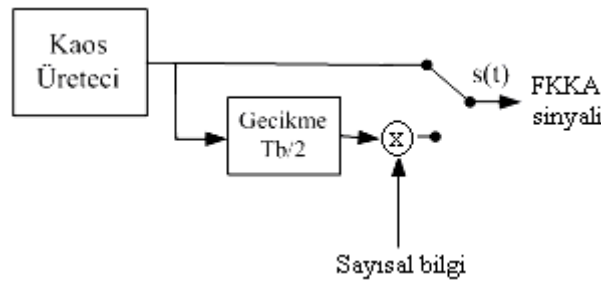
sembol '+1'

$$s(t) = \begin{cases} g(t) & (l-1)T \leq t < ((l-1)/2)T \\ g(t-T/2) & ((l-1)/2)T \leq t < lT \end{cases} \quad (3.33)$$

sembol '-1'

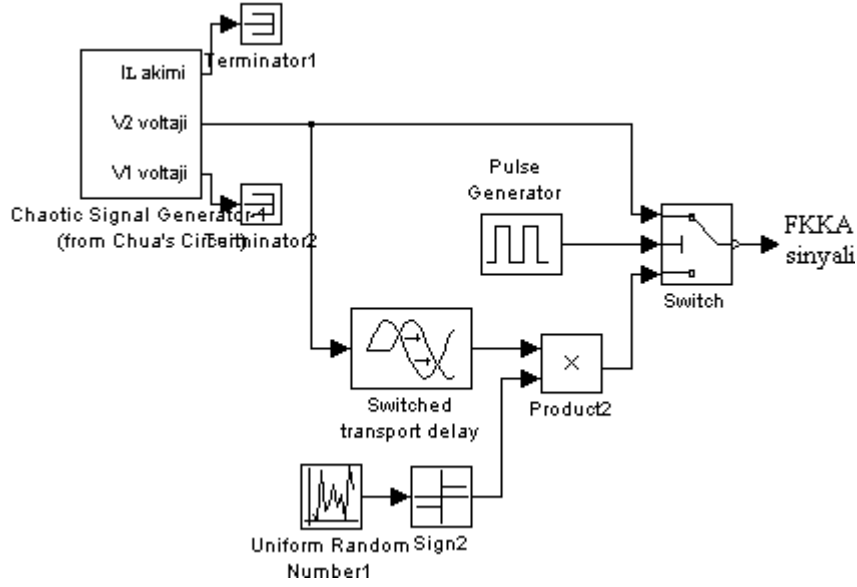
$$s(t) = \begin{cases} g(t) & (l-1)T \leq t < ((l-1)/2)T \\ -g(t-T/2) & ((l-1)/2)T \leq t < lT \end{cases} \quad (3.34)$$

FKKA tekniği kullanmadaki avantaj, kanal bozulması durumunda her iki kısmında aynı derecede bozulma etkisinde kalmasıdır [8]. Alıcı ve verici devrelerdeki senkronizasyonun sağlanmasında yine evreuyumlu algılayıcı da kullanılabilir [8]. FKKA modülasyonuna ait blok şema Şekil 3.23 'de verilmiştir.



Şekil 3.23 FKKA devresinin blok şeması

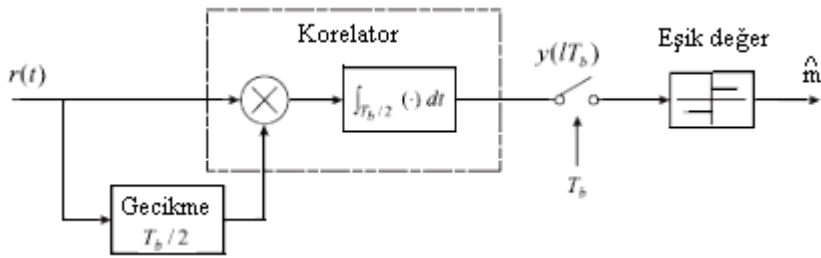
Modüle edilen bilgi alıcı tarafta farksal evreuyumsuz demodülasyon tekniği kullanılarak elde edilebilir. Alıcıya gelen referans ve bilgi sinyali ilişkilidir ve eğer korelatör sonucu sıfırdan büyük ise bit "1"; küçük ise "-1" bilgisi elde edilir [32].



Şekil 3.24 FKKA Simulink modülör yapısı

Kaotik taşıyıcı fonksiyonlarının periyodik olmaması ve bit başına enerjilerinin her bir örnek fonksiyonu için gürültüsüz ortamda bile farklı olması korelatör sonucunun sıfırdan farklı bir değişimin olmasını sağlamaktadır [31]. Alıcı tarafta bu değişimi algılamak uzun tahmin süresini gerektirir. Uzun tahmin süresi ise veri oranının sınırlandırılmasına neden olur. Bit enerjisinin sabit olmasıyla bu problem giderilebilir [32]. Bu noktada, ilerleyen kısımlarda bu durumla ilgili yeni bir kaotik modülasyon tekniği incelenecektir.

Senkronizasyonun olmadığı evreuyumsuz FKKA demodülasyon yapısına ait blok şema Şekil 3.25 'de verilmiştir.



Şekil 3.25 FKKA demodülasyon blok şeması

Bilginin her bir biti için vericinin çıkışı M uzunluğunda kaotik seri x_i ile aynı seriyle takip edilen bilgi sinyalinin $b_i = \pm 1$ çarpılmasıyla oluşan ve tek bir bit için gönderilen S_i sinyali Denklem (3.35) 'deki gibi tanımlanabilir.

$$s_i = \begin{cases} x_i & ; 0 < i \leq M \\ b_i \cdot x_{i-M} & ; M < i \leq 2M \end{cases} \quad (3.35)$$

İletilen bilgiyi tekrar elde etmek için gelen sinyal r_i , kendisinden M kadar geciktirilmiş r_{i-M} sinyali ile çarpılır. Bunun sonucunda M uzunluğunda yayılan sıra üzerinden ortalaması alınarak Denklem (3.37) 'de verilmiş olan korelatör çıkışı elde edilir [8].

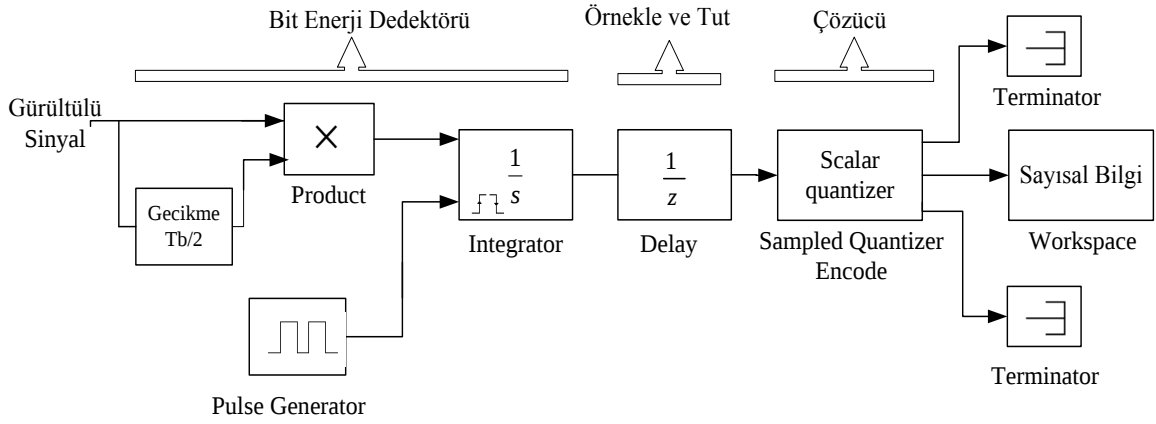
$$S = \sum_{i=1}^M r_i \cdot r_{i+M} \quad (3.36)$$

$r_i = s_i + \zeta_i$ ve $r_{i-M} = s_{i+M} + \zeta_{i+M}$ ifadelerinin denklemde yerine yazılmasıyla,

$$\begin{aligned} S &= \sum_{i=1}^M (s_i + \zeta_i) \cdot (s_{i+M} + \zeta_{i+M}) \\ &= \sum_{i=1}^M (b_i \cdot x_i^2 + x_i (\zeta_{i+M} + b_i \cdot \zeta_i) + \zeta_i \cdot \zeta_{i+M}) \\ &= b_i \sum_{i=1}^M x_i^2 + \sum_{i=1}^M x_i (\zeta_{i+M} + b_i \zeta_i) + \zeta_i \cdot \zeta_i \end{aligned} \quad (3.37)$$

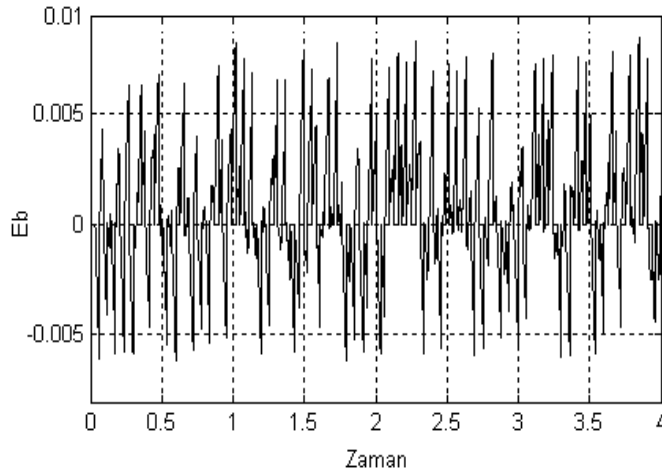
Denklem (3.37) 'deki sonuç elde edilmiş olur. Buradaki ilk terim kullanılan ve gerekli olan sinyaldir ve diğer terimler ise gürültü ile ilgili bileşenlerdir.

FKKA tekniğinde modüle edilen bilgi, alıcı tarafta evreuyumsuz demodülasyon tekniği ile elde edilir. Burada gönderilen sayısal bilginin çözülmesi, korelatör çıkışının pozitif veya negatif olmasına bağlıydı. Bu durumda, Denklem (3.37) 'deki $b_i \sum x_i^2$ teriminin işareti b_i bağlı olmakla beraber bu değer pozitif olması bit “1” in yollandığını; negatif olması ise “-1” in yollandığını ifade etmektedir [8,32]. Dolayısıyla, bu modülasyon tekniği için eşik değer seviyesi sıfır olarak seçilebilir. Bu demodülasyon yapısını içeren alıcı devrenin Simulink ortamında oluşturulmuş modeli Şekil 3.26 'da gösterilmiştir.



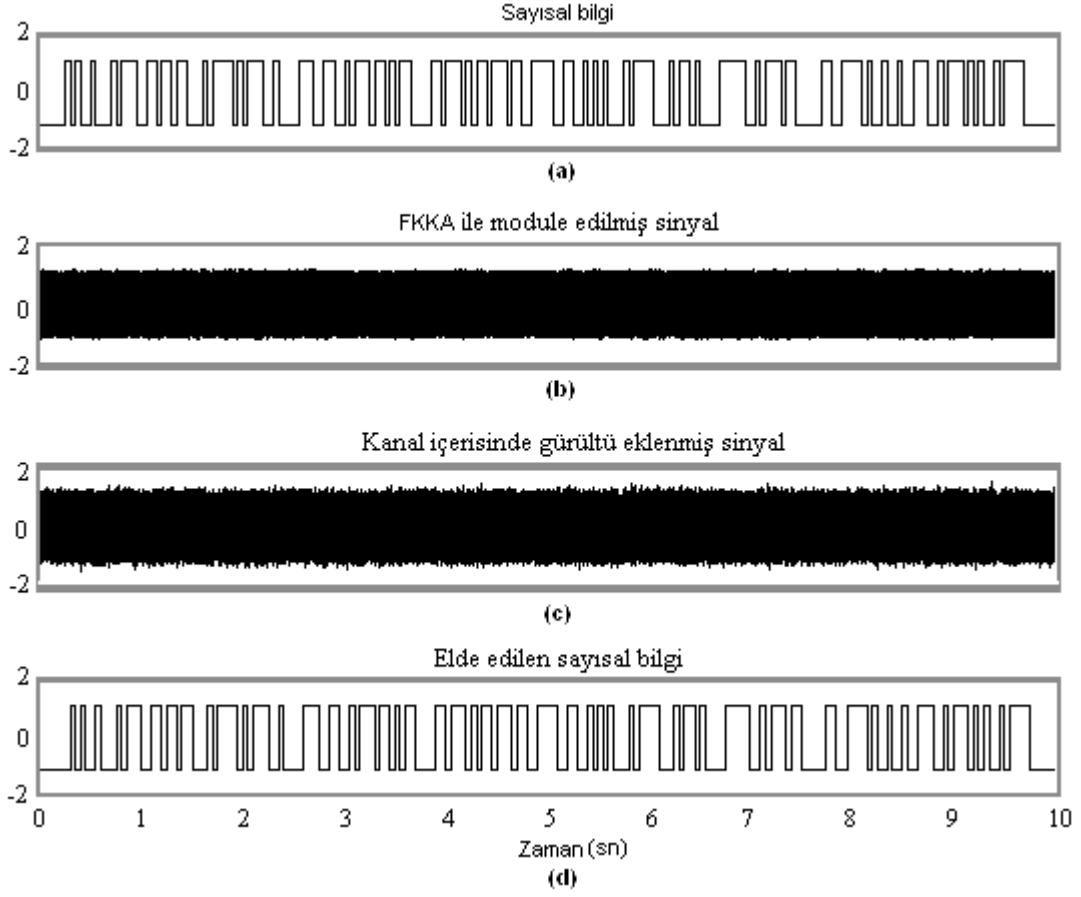
Şekil 3.26 Evreuyumsuz FKKA alıcı devresinin Simulink modeli

FKKA demodülasyonunda ise gelen sinyal örnekleme zamanının yarısı ile geciktirilmiş haliyle çarpılarak korelatör devresine girer. Dolayısıyla integratör zamanı örnekleme zamanının yarısı ile sınırlıdır. FKKA, kaos tabanlı sayısal modülasyon teknikleri içerisinde en iyi bit hata oranı (BER) performansını veren tekniklerden biridir. Şekil 3.27 'de Simulink ortamında oluşturulmuş FKKA modeline ait korelatör çıkışı gösterilmiştir.



Şekil 3.27 FKKA 'daki korelatör çıkışı

Şekil 3.28 'de ise bu modelin Simulink ortamındaki benzetiminin sonunda elde edilmiş grafiksel sonuçlar verilmiştir. Bu sonuçların elde edilmesinde benzetim süresi 10 sn, bit süresi $T_b=0.05$ sn olarak seçilmiş ve alıcıya 200 bit gönderilmiştir.

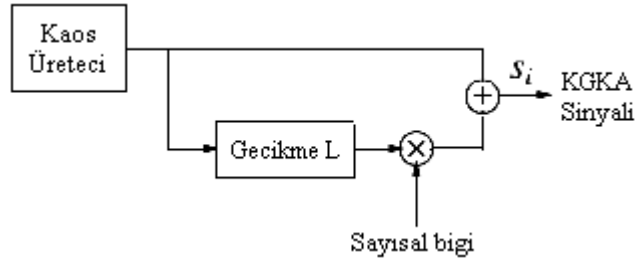


Şekil 3.28 (a) Sayısal olan bilgi sinyali (b) FKKA ile module edilmiş sinyal (c) Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d) Elde edilen sayısal bilgi

3.8.4. Korelasyon Gecikmeli Kaydırmalı Anahtarlama

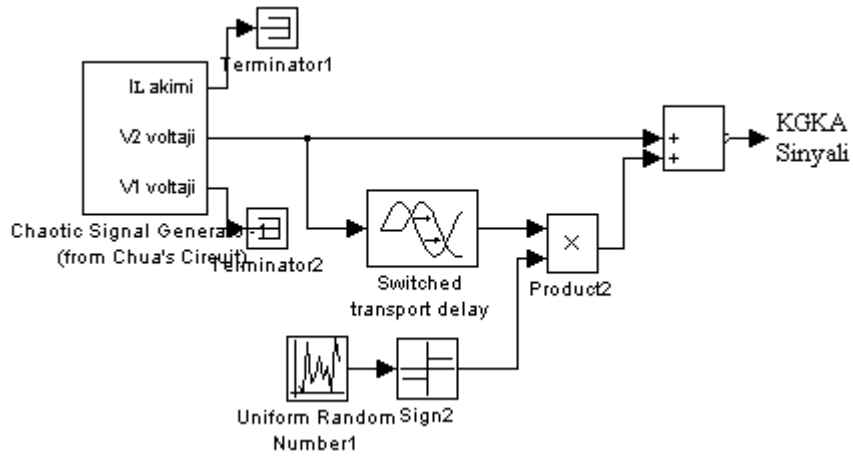
FKKA modeline alternatif olarak kullanılan bir diğer teknik korelasyon gecikmeli anahtarlama değildir. Bu modülasyonda ise iletilen sinyal, kaotik serilerin ve geciktirilmiş aynı serinin bilgi sinyaliyle $b_i = \pm 1$ çarpılıp toplanmasına ilişkin bir yöntemdir. KGKA verici devresinde anahtar yerine bir toplayıcı (adder) kullanılır.

FKKA 'da bit "1" bilgisi gönderilirken kendini tekrarlayan aynı referans kaotik dalga gönderiliyordu. KGKA tekniğinde ise anahtar yerine bir toplayıcı kullanıldığı için gönderilen sinyal hiçbir zaman tekrarlanmaz. Sonuçta KGKA tekniği ile FKKA 'da ki bu problem giderilebilir [33].



Şekil 3.29 KGKA verici devre blok şeması

KGKA tekniğindeki alıcı devre ise FKKA yapısındaki ile aynıdır fakat gecikme, yayılma sıra uzunluğu ile aynı olmak zorunda değildir [33]. KGKA verici devresinin blok şeması Şekil 3.29 'da; Simulink modeli ise Şekil 3.30 'da gösterilmiştir.



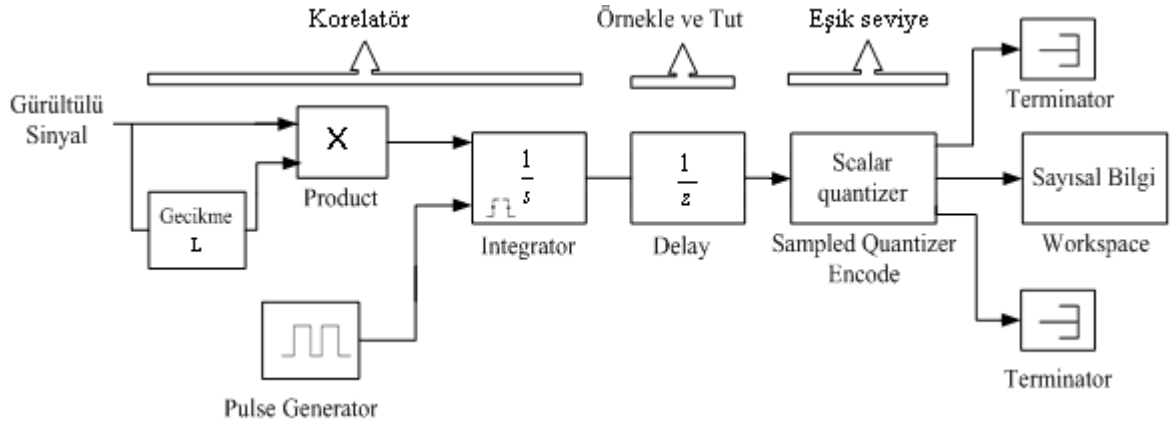
Şekil 3.30 KGKA Simulink modölatör yapısı

KGKA alıcı devresindeki korelatör çıkışı, Denklem (3.38) 'deki gibi verilen gürültü ve kaotik segmentlerle bağlı iki kısımdan oluşur.

$$\begin{aligned}
 S &= \sum_{i=1}^M (x_i + b_l \cdot x_{i-L} + \zeta_i) \cdot (x_{i-L} + b_{l-1} \cdot x_{i-2L} + \zeta_{i-L}) \\
 &= b_l \sum_{i=1}^M x_{i-L}^2 + \sum_{i=1}^M n_i
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

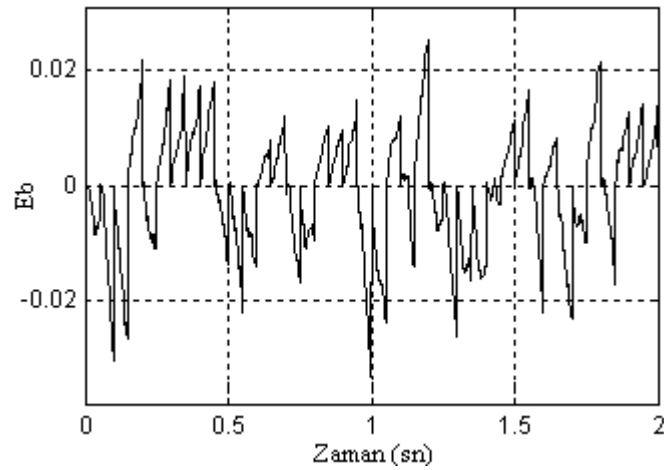
Burada n_i değeri ise, Denklem (3.39) 'daki gibi tanımlanabilir.

$$n_i = x_i \cdot x_{i-L} + b_{l-1} \cdot x_i \cdot x_{i-2L} + b_l \cdot b_{l-1} \cdot x_{i-L} \cdot x_{i-2L} + x_i \cdot \zeta_{i-L} + b_l \cdot x_{i-L} \cdot \zeta_{i-L} + x_{i-L} \cdot \zeta_i + b_{l-1} \cdot x_{i-2L} \cdot \zeta_i + \zeta_i \cdot \zeta_{i-L} \tag{3.39}$$



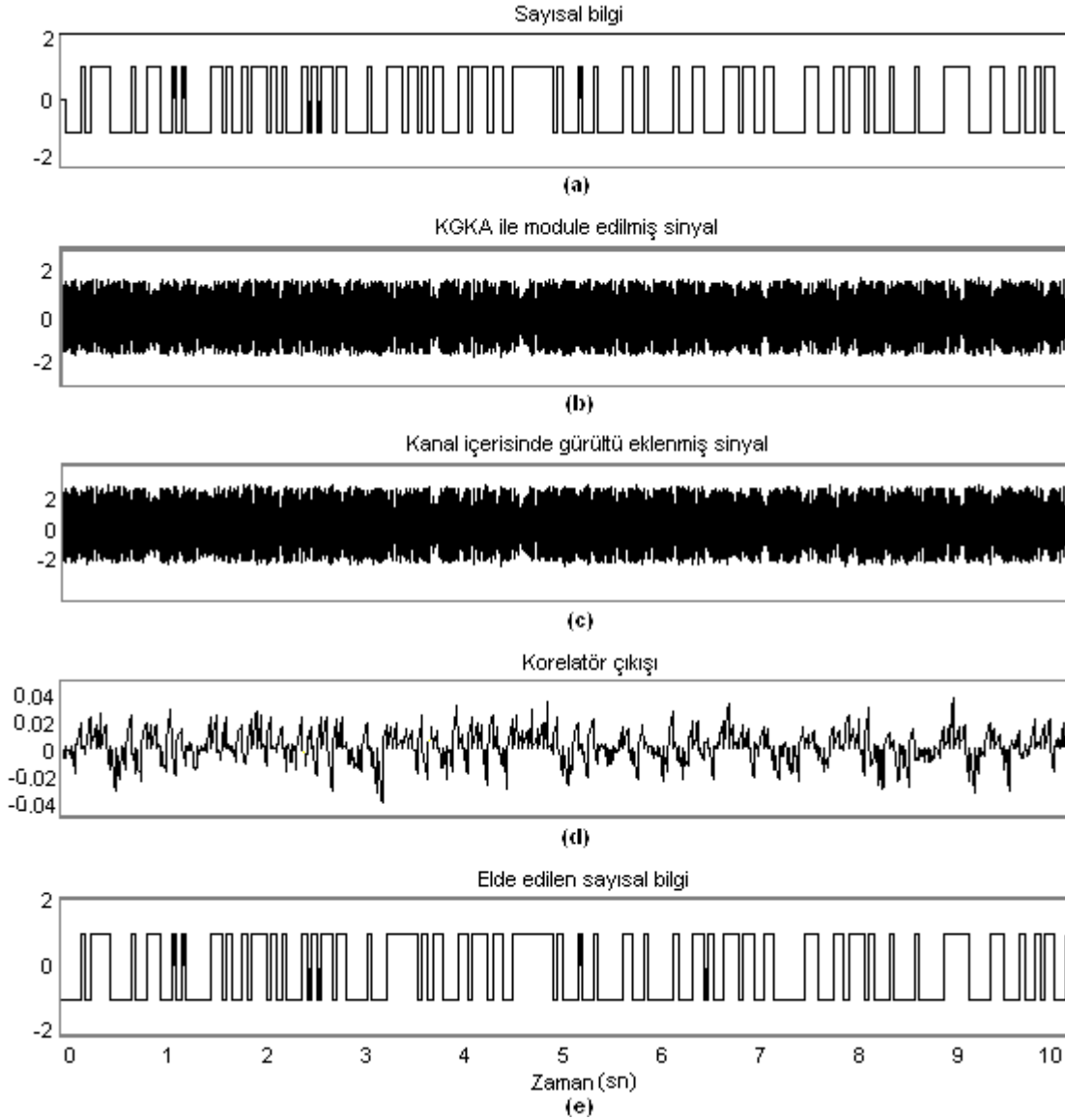
Şekil 3.31 KGKA alıcı devre blok şeması

Şekil 3.31 'de KGKA evreyuysuz demodülasyon yapısının Simulink ortamındaki modeli; bu tekniğin korelatör çıkışı ise Şekil 3.32 'de gösterilmektedir.



Şekil 3.32 KGKA 'da korelatör çıkışı

KGKA modeline ait benzetim sonunda elde edilen verici ve alıcı devreler arasındaki sinyaller ile ilgili grafiksel sonuçlar Şekil 3.33 'de verilmiştir.

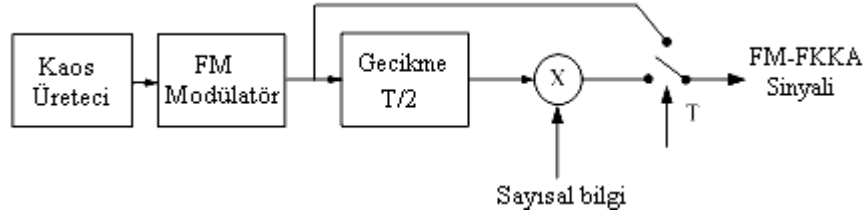


Şekil 3.33 (a) Sayısal olan bilgi sinyali (b) KGKA ile module edilmiş sinyal (c) Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d) Korelatör çıkışı e) Elde edilen sayısal bilgi

3.8.5. Frekans Modülasyonlu Farksal Kaos Kaydırmalı Anahtarlama

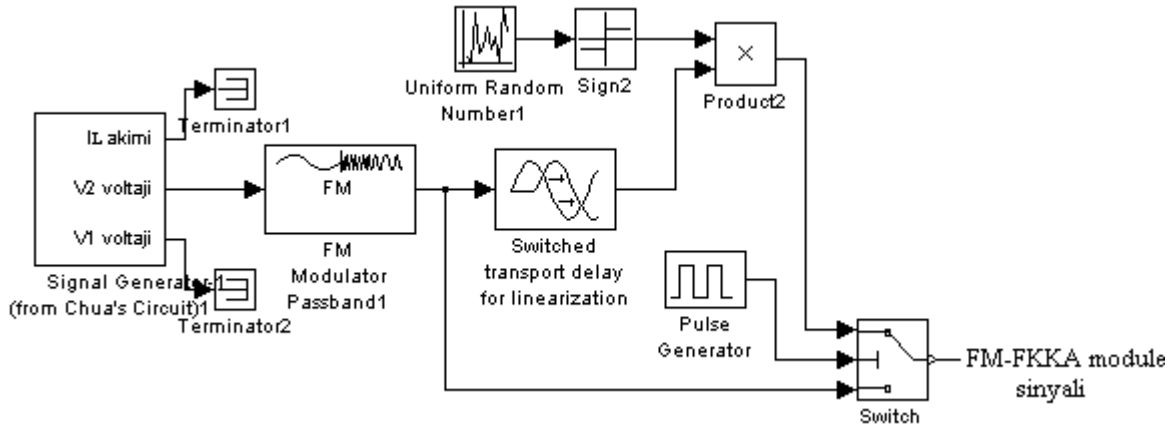
Kaotik sinyaller periyodik olmadıklarından dolayı bit başına düşen enerji sabit olmamakla beraber sadece alıcı tarafa korelatör devresinde tahmin edilebilir. Bu durum sıfırdan farklı bir değişimi oluşturur. Alıcı tarafta bu değişimi algılamak uzun tahmin süresini gerektirir. Bu durum ise veri oranının sınırlanmasına neden olur. Bit enerjisinin sabit olmasıyla bu problem giderilebilir [32]. Bu kısımda, FKKA tekniğine eklenmiş olan frekans modülasyon devresi ile FM-FKKA adı altında yeni bir modülasyon tekniği incelenecektir.

Bu modülasyon tekniğinde, kaotik üreteç devresinden elde edilen kaotik sinyal ayrı bir FM modülatörün girdisi olur ve bilgi iletmede taşıyıcı olarak modüle olan bu sinyal kullanılır. Sonuçta burada farklı iki modülasyon gerçekleştirilir. FM-FKKA modülatör devre yapısı ve Simulink modeli sırasıyla Şekil 3.34 ve Şekil 3.35 'de verilmiştir.



Şekil 3.34 FM-FKKA modülatör blok şeması

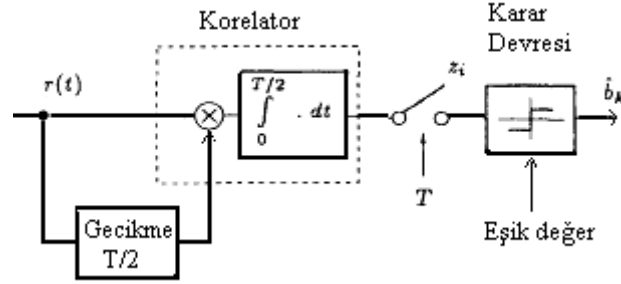
FKKA tekniğine bir FM modülatör ilave edilmesiyle geniş bantlı ve sabit bit enerjili kaotik bir sinyalin elde edilmesi mümkündür [27]. FM-FKKA modeli ile hem bit enerjisi sabit olarak korunur hem de FKKA ya göre daha üst seviyede gürültü performansı elde edilir. Yapı itibariyle gönderilen sayısal bilgi “1” ise modüle olmuş art arda benzer iki kaotik dalga gönderilir; iletilecek bilgi “-1” ise modüle olmuş kaotik dalganın ardından geciktirilmiş tersi gönderilir.



Şekil 3.35 FM-FKKA Simulink modülatör yapısı

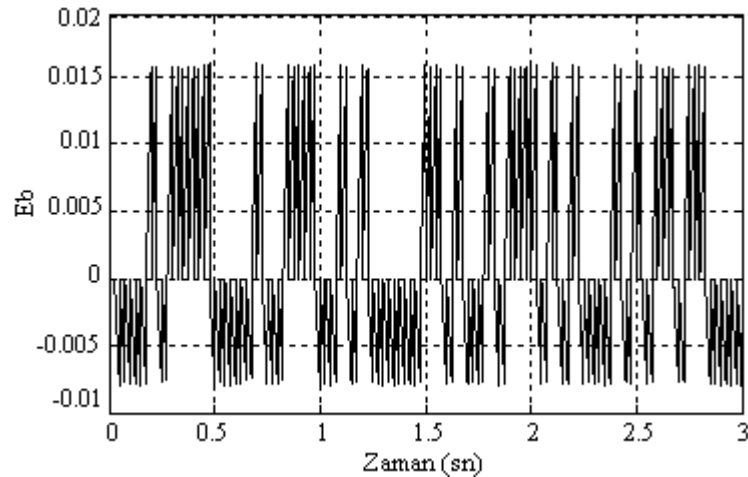
Şimdiye kadar yayınlanan kaotik modülasyon tekniklerinin en büyük dezavantajı, maksimum veri oranının sınırlanmasıdır. Örneğin FKKA 'da korelasyonun çıkışı bit başına düşen enerjinin yarısına eşitti. Fakat kaotik fonksiyonların sonlu uzunluğa sahip olması ve periyodik olmamasından dolayı bit başına düşen enerji her bir örnek fonksiyonu için farklıdır.

Sonuç olarak korelatörün çıkışı olan gözlem vektörü sürekli olarak değişkendir ve bu değişim, tahmin süresinin (estimation time) arttırılmasıyla azaltılabilir. Fakat uzun tahmin süresi, düşük veri oranının oluşmasına neden olur ve bu problem bilinen bütün kaotik modülasyon teknikleri içinde mevcuttur [32].



Şekil 3.36 FM-FKKA demodülatör blok şeması

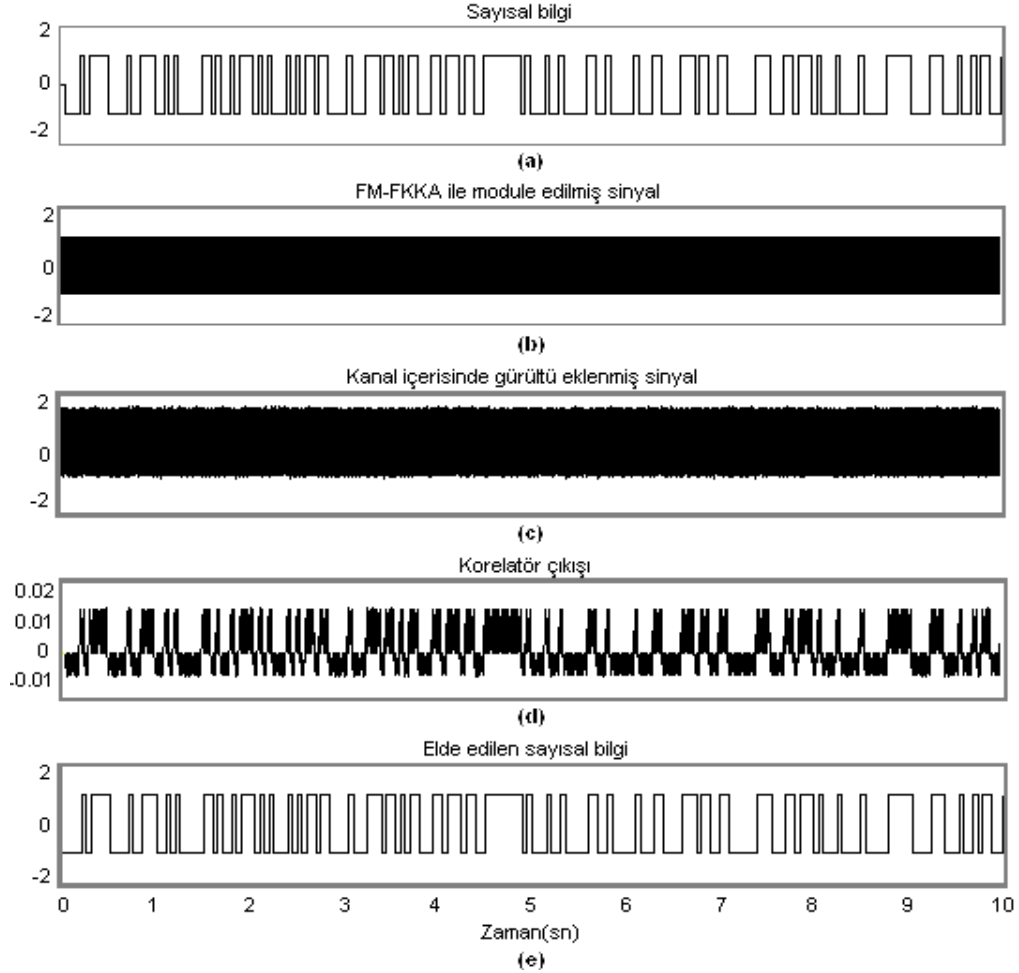
FM-FKKA 'da FM sinyalinin anlık gücü modülasyona bağlı değildir [32]. Kaotik sinyal burada kullanılan taşıyıcı sinyale göre daha az değişir ve FM modülatörün girişi olur. Bu durumda FM modülatörün çıkış gücü kullanılan taşıyıcı tarafından hesaplanır ve bit başına düşen enerji sabit olur. Sonuçta geniş bantlı FM modülatörün çıkış sinyali, sayısal bilgi sinyali tarafından FKKA tekniği kullanılarak modüle edilir [32]. Şekil 3.36 'da verilen FM-FKKA tekniğinin demodülatör yapısı, yapı itibariyle FKKA 'daki ile aynıdır.



Şekil 3.37 FM-FKKA 'da korelatör çıkışı

Şekil 3.37 'de FM-FKKA tekniğindeki korelatör çıkışı gösterilmiştir. Bu grafikteki sonuçtan da görülebileceği gibi, sayısal bilgiyi temsil eden kaotik taşıyıcıların bit enerji değerleri sabittir. Böylelikle, FKKA tekniğindeki problem giderilebilir.

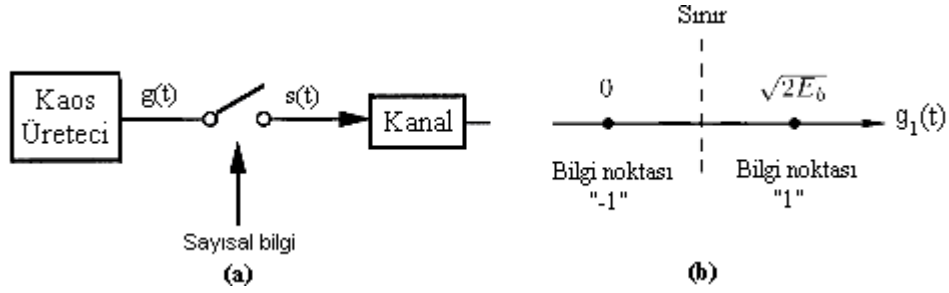
FM-FKKA modelinin benzetimi sonunda elde edilmiş sonuçlar, Şekil 3.38 'deki gibi gösterilmiştir.



Şekil 3.38 (a) Sayısal olan bilgi sinyali (b) FM-FKKA ile module edilmiş sinyal (c) Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d) Korelatör çıkışı e) Elde edilen sayısal bilgi

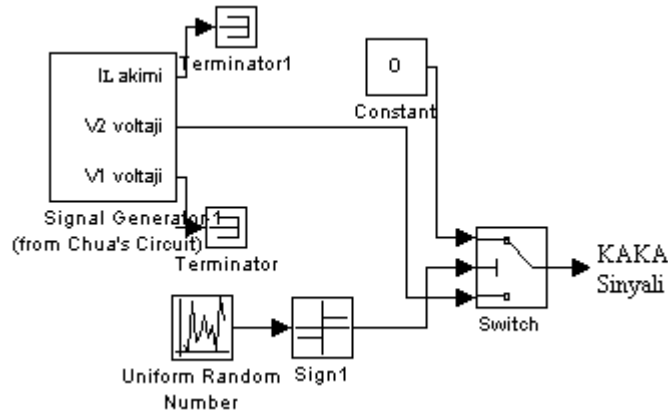
3.8.6. Kaotik Açma Kapama Anahtarlama

Kaotik haberleşme sistemlerinde kullanılan bir diğer kaotik modülasyon yapısı kaotik açma kapama anahtarlama (KAKA) tekniğidir. Burada tek bir kaotik taşıyıcı, $g(t)$ üreten bir kaos üretici bulunur. Dolayısıyla, gönderilen bilgiden bit “1”, $s_1(t) = \sqrt{2E_b} g(t)$ ortalama bit enerji değeri ile temsil edilirken, “-1” bilgisi ise $s_2(t) = 0$ ile temsil edilir. Yani bit “1” için alıcıya kaotik bir dalga gönderilirken; “-1” bilgisi için bir şey gönderilmez. KAKA daha basit bir tanımla, kaotik sinyal üreticinin açık veya kapalı olmasıyla (Şekil 3.39a) ilgili basit bir modülasyon tekniğidir [34].



Şekil 3.39 (a) KAKA blok şeması (b) KAKA bilgi sinyali diyagramı

Tek taşıyıcı kullanılmasından dolayı çok basit bir yapıya sahip olan KAKA tekniğinin modülasyon yapısında gürültü performansına ait olan üst sınır, bilgi noktalarının ayrılmasıyla hesaplanır ve sinyal uzayındaki bu ayrılık ne kadar büyük olursa o kadar iyi gürültü performansı elde edilir. Bilgi noktaları arasındaki mesafenin $\sqrt{2E_b}$ olduğu durum Şekil 3.39b 'de gösterilmiştir [27]. Şekil 3.40 'da bu tekniğin Simulink ortamındaki modeli verilmiştir.



Şekil 3.40 KAKA Simulink modülör yapısı

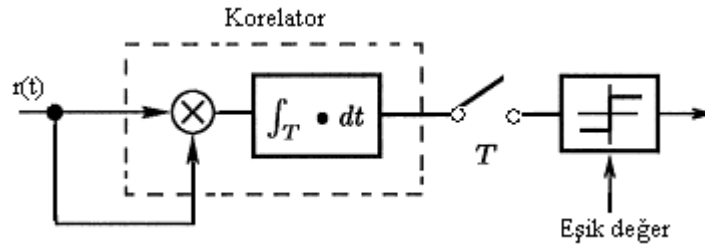
Blok şeması Şekil 3.39a 'da gösterilen KAKA tekniğindeki demodülasyon işlemi, evreuyumsuz algılayıcı devresi kullanılarak yapılabilir. Kısaca burada senkronizasyona gerek yoktur ve bu durum vericinin daha düşük seviyede enerji harcamasını sağlar. Buna karşın, KAKA 'da enerji seviyesi için bir eşik değeri belirlemek zordur ve çok yönlü iletişimde enerjide azalma oluşmaktadır [34].

KAKA tekniğinin en büyük dezavantajı, karar devresi için gerekli olan eşik değeri seviyesinin kanal gürültüsüne bağlı olmasıydı [2]. Ancak KAKA ile sinyal kümelerinin elemanları arasındaki mesafeyi maksimum yapabilme durumu vardır.

Demodülasyon işleminde ilk olarak gelen sinyalin bit enerjisi hesaplanır [34]. Alıcı devreye gelen sinyal, $r_m(t) = s_m(t) + n_m(t)$ olur ve $r_m(t) = \sqrt{2E_b} a_m g(t) + n_m(t)$ dir. Burada a_m m uzunluğunda gönderilen veri bitini, n_m ise gürültüyü ifade etmektedir.

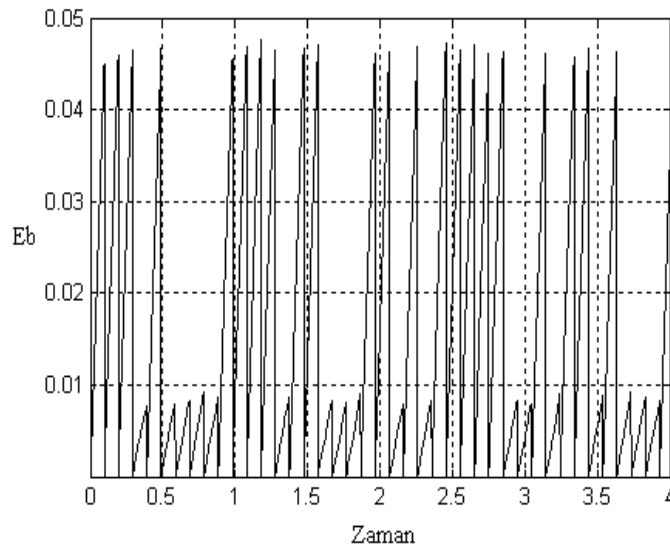
$$z_m = \int_0^T r_m^2(t).dt \approx 2. E_b |a_m|^2 + 2. \sqrt{2E_b} .a_m \int_0^T g(t).n_m(t).dt + \int_0^T n_m^2(t).dt \quad (3.40)$$

Elde edilen bu sonuca göre korelatör için ilk terim önemliken diğer iki terim gürültüye bağlı olmakla beraber $\int_0^T g(t)^2 .dt \approx 1$ dir.



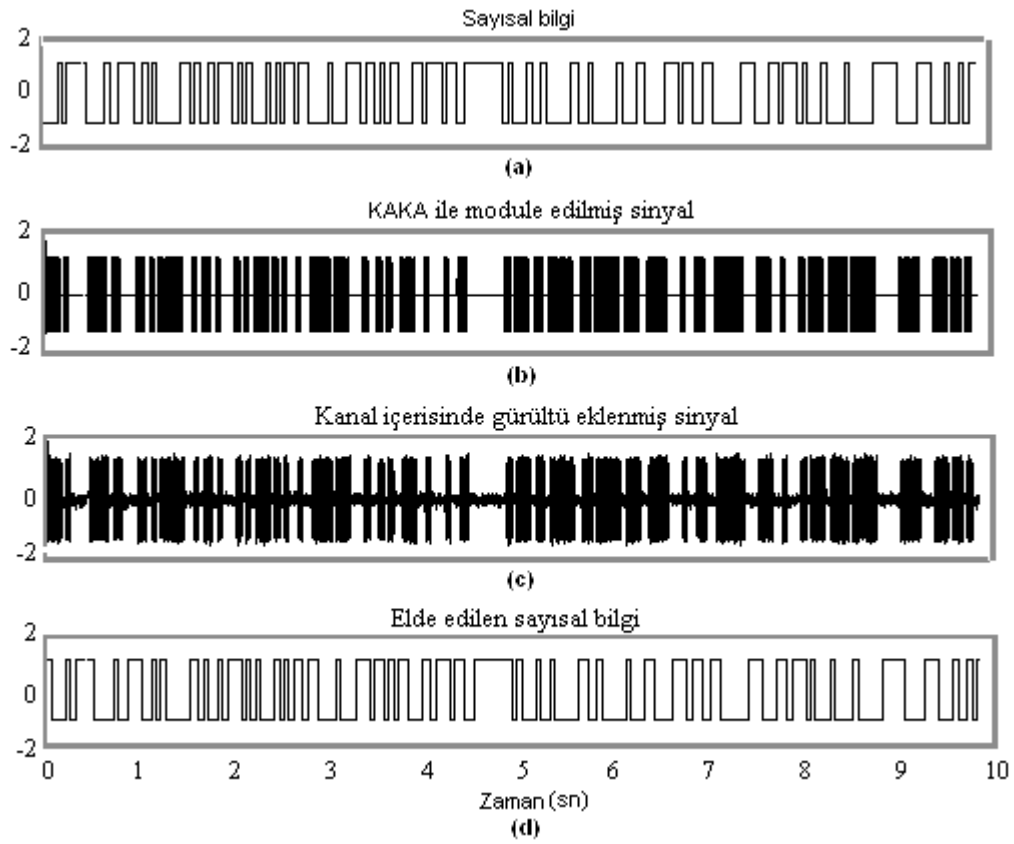
Şekil 3.41 Evreuyumsuz KAKA alıcı blok şeması

KAKA 'da korelatördeki eşik değeri seçimi gürültü seviyesine bağlı olmakla beraber eşik değeri sabit tutulması, FKKA modülasyon tekniği kullanılarak sağlanabilir [2,25]. KAKA modelindeki korelatör çıkışı Şekil 3.42 'de verilmiştir.



Şekil 3.42 KAKA 'daki korelatör çıkışı

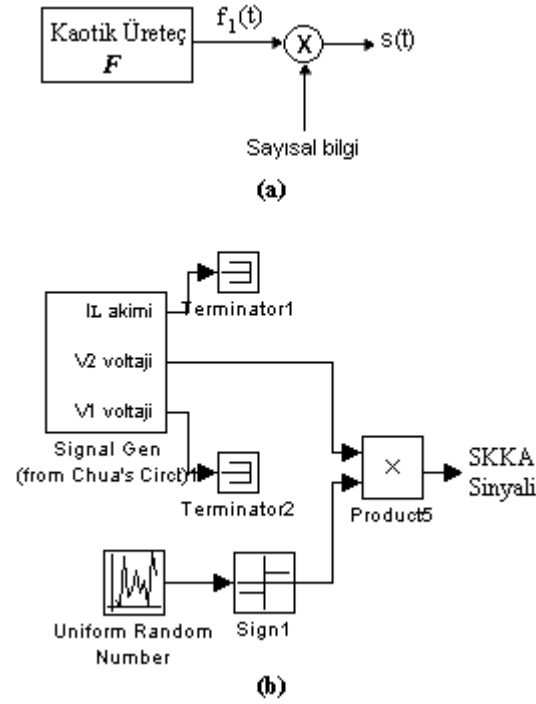
Grafikten anlaşılabacağı gibi gönderilen sayısal bilgiyi temsil eden enerji değerleri arasındaki fark büyüktür. Burada bir diğer önemli nokta ise iletilen bilgi üzerinde kanal gürültü etkisi ne kadar büyükse bu fark o kadar küçük olur ve uygun eşik değeri seçiminin o derece hassas olması gerekir. Sonuç olarak bit enerji değerinin sabit değerde olması, dolayısıyla eşik değeri belli bir seviyede olması çok önemlidir. KAKA modelinin benzetimi sonunda, gönderilen bilgi sinyaliyle ilgili grafiksel sonuçlar Şekil 3.43 'de gösterilmiştir



Şekil 3.43 (a) Sayısal olan bilgi sinyali (b) KAKA ile module edilmiş sinyal (c) Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d) Elde edilen sayısal bilgi

3.8.7. Simetrik Kaos Kaydırmalı Anahtarlama

Simetrik kaos kaydırmalı anahtarlama tekniği yapı olarak FKKA ve KGKA tekniklerine göre daha basit yapıda olmasına rağmen kanal gürültüsü altında bit hata performansı açısından bu tekniklere göre daha kötüdür [26]. SKKA tekniğine ait modülatör şeması ve Simulink modeli sırasıyla Şekil 3.44a 'da ve Şekil 3.44b 'de verilmiştir.



Şekil 3.44 SKKA (a) Modülör blok şeması
(b) Simulink modülör yapısı

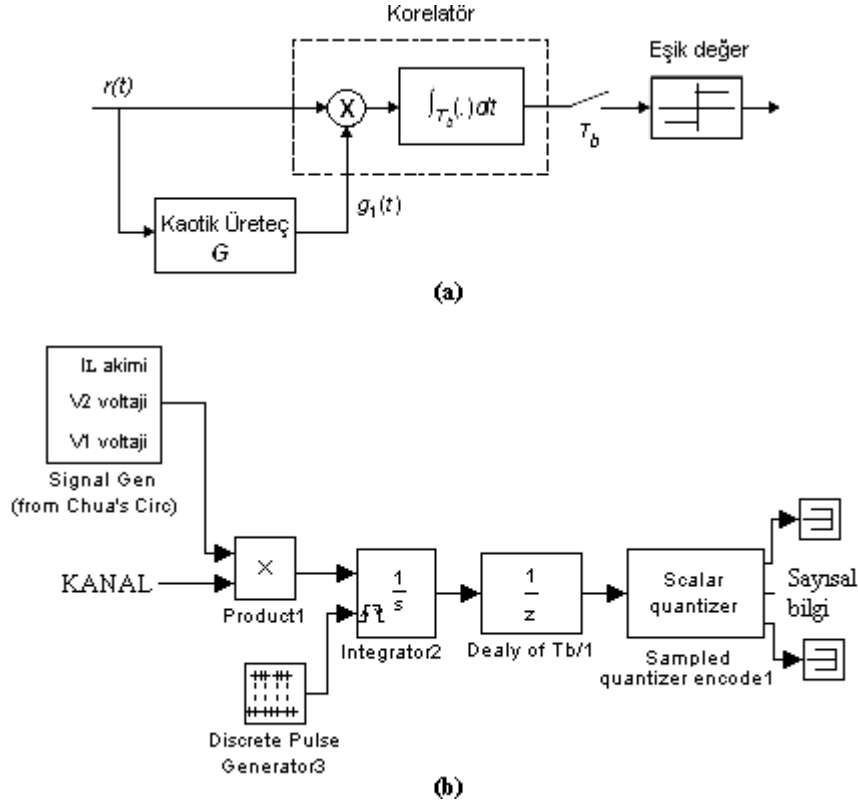
Alıcı tarafta ise gelen sinyal, alıcı ve verici devrelerdeki kaotik sistemleri eşleştirmek için kullanılır [26]. Verici taraftaki kaotik bir sistemi, Denklem (3.41) 'deki gibi tanımlayabiliriz. Burada $f(t)$, sistemin t zamanındaki durum vektörünü temsil ederken, gönderilen sinyal $s(t)$, sayısal bilgi ile $f(t)$ 'nin ilk bileşiminin çarpımıyla elde edilir.

$$\dot{f}(t) = F[f(t)] \quad (3.41)$$

Denklem (3.42) ve Denklem (3.43) 'de tanımlanan eşleştirilmiş kaotik sistem $F(.)$ ve $G(.)$, $f_1(t)$ ve $g_1(t)$ eş çift olmak üzere sürücü-yanıt (drive-response) sistemini oluşturur. Haberleşme kanalındaki gürültü ihmal edildiğinde, alıcı taraftaki kaotik sistemin çıkışı verici tarafındakiyle aynı olur.

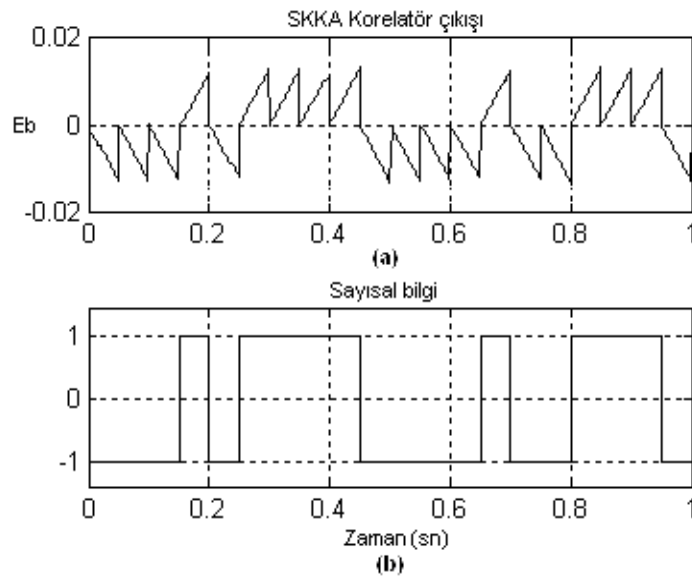
$$f_1(t) = g_1(t) \quad (3.42)$$

$$\dot{g}(t) = G[f_1(t), g(t)] \quad (3.43)$$



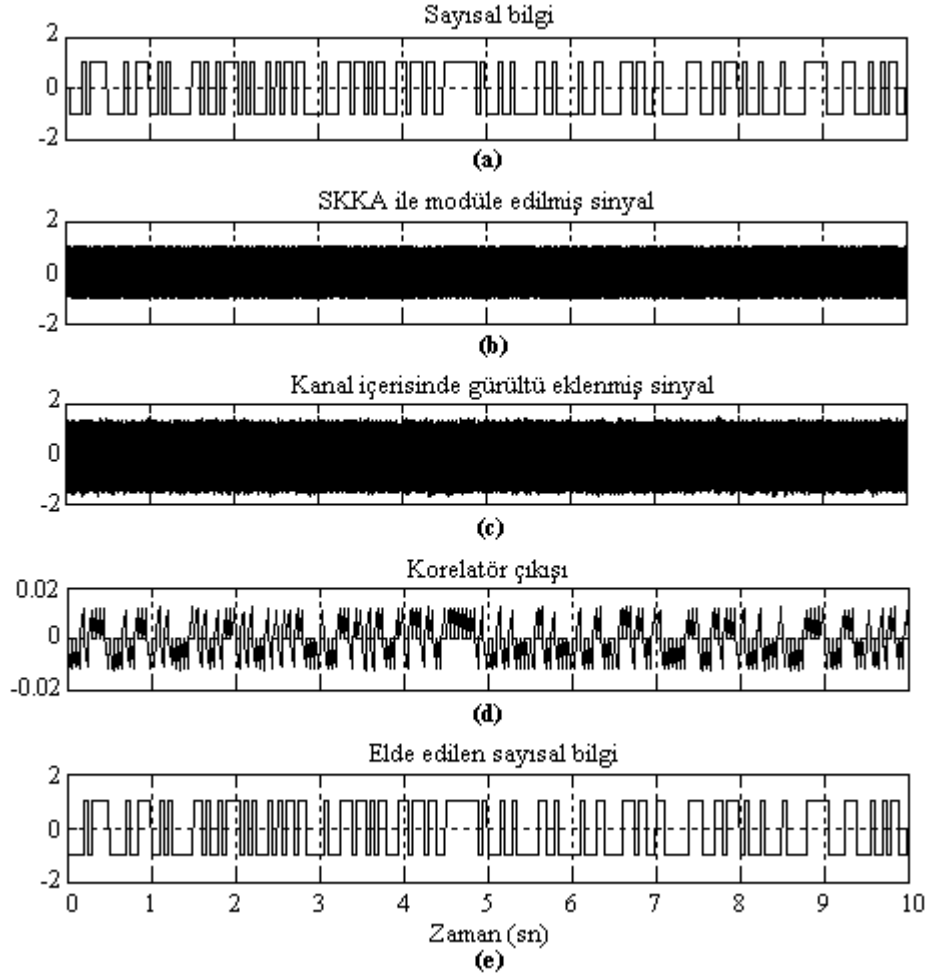
Şekil 3.45 SKKA (a) Demodülatör blok şeması (b) Simulink demodülatör yapısı

Her bir sembol periyodu sonunda gönderilen bilgi korelatör çıkışının işaretine bakılarak elde edilebilir. SKKA tekniğindeki korelatör çıkışı Şekil 3.46a 'da gösterilmiştir. Bu grafik sonucundan, korelatör çıkışının negatif bir değerken "–1" bilgisinin; pozitif bir değerken "1" bilgisinin vericiden gönderildiği sonucuna ulaşılabilir.



Şekil 3.46 (a) SKKA korelatör çıkışı (b) Korelatör çıkışına denk gelen sayısal bilgi

SKKA tekniği ile ilgili modelin benzetimi sonundaki korelatör çıkışı ve bu çıkış değerlerine göre elde edilen sayısal bilgi Şekil 3.47 'de gösterilmiştir.



Şekil 3.47 (a) Sayısal olan bilgi sinyali (b) SKKA ile modüle edilmiş sinyal (c) Kanal üzerinden gürültü ile iletilen sinyal (d) Korelatör çıkışı e) Elde edilen sayısal bilgi

Şimdiye kadar anlatılan kaotik sayısal modülasyon tekniklerinin maksimum gürültü performanslarına ulaşabilmeleri için gerekli olan koşul kaotik örnekleme fonksiyonlarının sabit bit enerjisine sahip olmasıdır [26,27]. Kaotik haberleşme, geleneksel haberleşme sistemlerine göre performans açısından daha az verime sahiptir. Buna karşın kaotik haberleşme sistemlerinin en büyük avantajı, güvenli iletişimi analog olarak gerçekleştirme potansiyeline sahip olmasıdır [8].

4. KAOS TABANLI SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMİ BENZETİM PAKETİ

Bu bölümde, şimdiye kadar anlatılan yedi farklı kaos tabanlı sayısal modülasyon tekniklerinin Simulink ortamında oluşturulmuş modellerini içeren ve MATLAB/GUI ortamında tasarlanmış olan görsel bir arabirim incelenecektir. Tasarlanacak olan bu arayüzün amacı, kaos tabanlı sayısal modülasyon teknikleri ile ilgili oluşturulmuş modellerin farklı şartlar altında benzetiminin gerçekleştirilmesi için ortam hazırlayarak, görsel bir arayüz üzerinden bu modellere ait grafiksel sonuçların incelenmesine ve analiz edilmesine imkan sağlamaktır. Kaos tabanlı Sayısal Haberleşme Sistemi Benzetim Paketi (KSHSBP) olarak tanımlanan bu araç, toplam 112 farklı Simulink modeli içermektedir ve kullanıcı farklı şartlar altında 112 modelden birinin benzetimini, bu arabirim üzerinden kolay ve hızlı bir şekilde gerçekleştirebilmektedir.

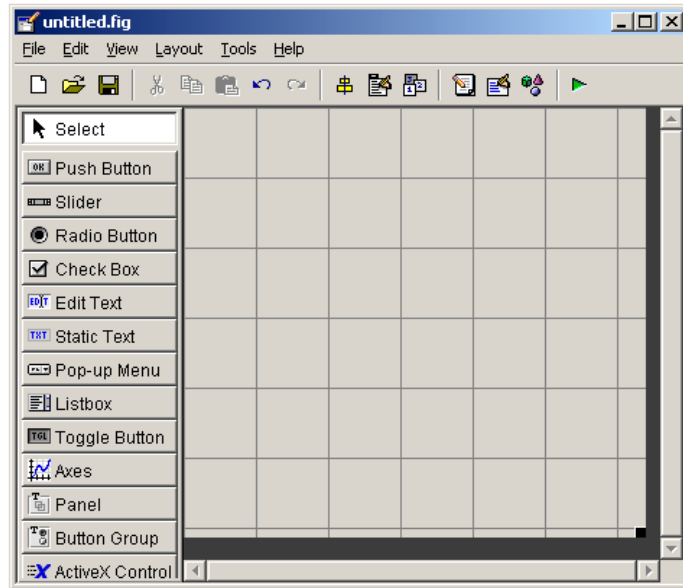
4.1. Matlab Grafiksel Kullanıcı Arayüzü

MATLAB, bilimsel ve mühendislik hesaplamaları için tasarlanmış ayrıca akademik araştırmalarda da kullanılan güçlü bir yazılım paketidir [28]. Özelleştirilebilir grafiksel arayüzü ve güçlü veri yapıları ile birlikte problem çözme ortamı sağlar. Matlab 'ın uzantısı olan ve Matlab ile beraber çalışan grafik kullanıcı arabirimi (GUI) programlanabilir görsel bir araçtır. GUI, grafiksel bir arayüz olmasının yanında içeriğinde yer alan nesnelerin kullanılmasıyla kullanıcıya kolaylık ve hız sağlar.

MATLAB komut satırından “*guide*” komutu verilerek ya da “*Start*” tuşunun tıklanıp MATLAB/GUIDE komutunun seçilmesiyle bu araç kutusu çalıştırılabilir. Daha sonra eğer yeni bir GUI uygulaması yapılacaksa açılan pencereden “*Blank GUI*” seçeneği seçilip, tamam tuşuna basılır. Şayet önceden yapılmış bir GUI tasarımı açılacaksa “*Open Existing GUI*” sekmesinden sonra istenilen uygulama seçilerek dosya açılır.

Yeni bir GUI tasarımına hazır bir çalışma penceresi Şekil 4.1 'de gösterilmektedir. Şekilde sağ alt tarafta bulunan siyah nokta üzerinden GUI çalışma alanı boyutları istenildiği gibi değiştirilebilir. Şekilde sol tarafta görülen kısımlar ise GUI 'de kullanılan nesne elemanlarıdır. Bu elemanlar: metin kutuları, tuşlar, eksen grafiği, liste kutuları gibi sayılabilir. GUI çalışma ortamına bu nesneler sürükleyip bırak tekniğiyle kolay bir şekilde eklenebilir.

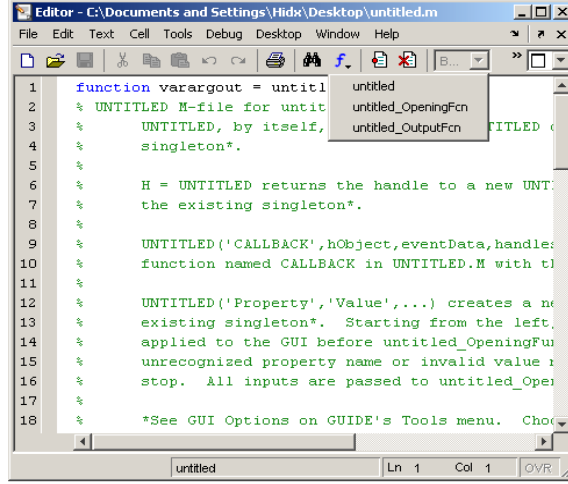
GUI 'de bulunan her nesnenin kullanılan tek bir adı (handle name) vardır. Bu durum, tasarımcının nesneye ait özelliklerine erişiminde kolaylık sağlar. Ayrıca, her nesnenin kendisine özgü bir etiketi (tag) bulunur ve bu özellik hangi nesnenin tutulacağına önemlidir. Örneğin, GUI çalışma alanı üzerindeki bir tuşun adı değiştirilmek istendiğinde öncelikle bu nesnenin etiket adı tutulur daha sonra nesne özellikleri içerisinde “string” özelliği kullanılarak istenen bir ad verilebilir. Nesneye ait özellikler, GUI çalışma alanına eklenmiş nesne üzerinde çift tıklamayla açılan yeni bir pencerede görülebilir. M-file kod sayfası üzerinden “*set(handles.pushbutton,'String','istenen_isim')*” kodu ile verilen durumu gerçekleştirmek mümkündür.



Şekil 4.1 GUI çalışma alanı

4.2. Arayüzün Programlanması

Bir GUI arabirimini programlanması demek, bu çalışmaya ait *m* uzantılı dosya içerisine kodlama satırlarının eklenmesi demektir. Bu *m* uzantılı dosyaya erişebilmek ve içeriğini görebilmek için GUI çalışma sayfası üzerinden “*View/M-file editor*” komutu çalıştırılır ve karşımıza Şekil 4.2 'deki gibi kaynak kodların olduğu bir pencere gelir.



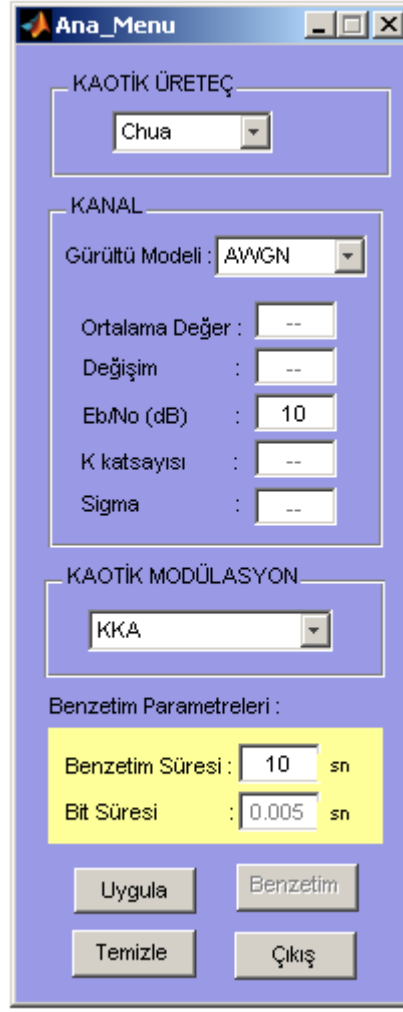
Şekil 4.2 Kod satırlarının yazıldığı kısım

Şekil 4.2 'de GUI arabirime ait pek çok kodun, Matlab tarafından kod satırlarının olduğu yere hazır olarak eklendiği görülmektedir. Burada % sembolünden sonra yeşil renkte yazılan ifadeler program içerisinde bir işlevi yoktur sadece bilgi amaçlı açıklamalar için kullanılır. Diğer kodlar ise MATLAB/GUI tarafından otomatik olarak oluşturulmuş ve arayüzünün çalıştırılması için gerekli olan kaynak kodlarıdır. Burada önemli olan kısım, çalışma alanı üzerindeki ilgili tuşlar, liste kutuları, metinler veya herhangi bir nesneye ait geri dönüşüm (callback) olarak adlandırılan yere alt program satırlarının yazılmasıdır. Bir nesneye ait geri dönüşüm fonksiyonun bulunduğu satıra gitmek için Şekil 4.2 'de görüldüğü gibi araç çubuğunda yer alan *f* simgesine tıklanır ve açılan simgeden ilgili nesneye ait geri dönüşüm ismi seçilir.

Ayrıca GUI çalışma alanındaki ilgili nesne üzerinden sağa tıklanarak “View Callbacks” menüsünden “Callback” kısmı seçilerek de bu nesneye ait program kodlarının yazılması gereken yere ulaşılabilir.

4.3. Arayüz Tasarımı

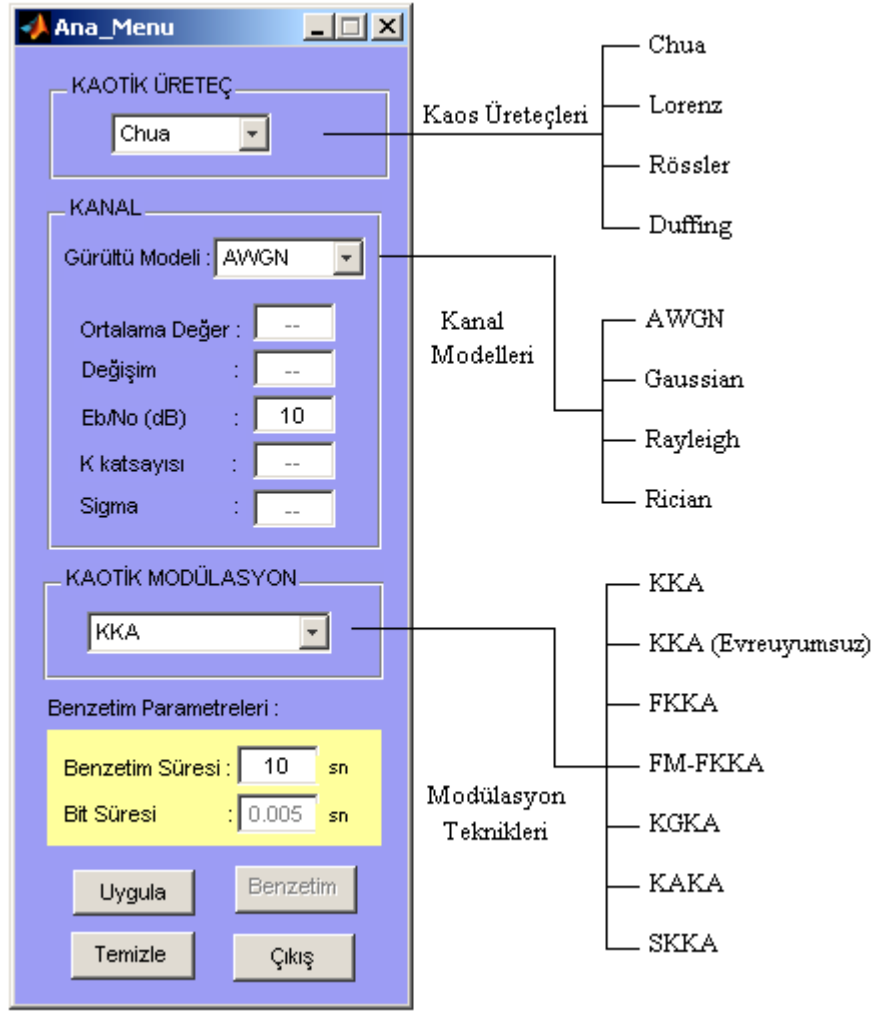
Şekil 4.3 'de GUI ortamında oluşturulmuş KSHSBP arayüzünün birinci bölümü olan ana menüye ait ekran görüntüsü verilmektedir. Bu arayüz: kaotik osilatörün, kanal modelinin, sayısal modülasyon tekniğinin seçildiği ve benzetim zamanının belirlendiği dört kısımdan oluşmaktadır. Herhangi bir kullanıcı, benzetim için farklı alternatifleri bu birim üzerinden seçebilmekte ve benzetim ile ilgili parametreleri girebilmektedir.



Şekil 4.3 MATLAB/GUI 'de oluşturulmuş arayüz

Bu arayüz üzerinde, bilgi sinyalinin gönderildiği kanalın türü ve gürültü şiddeti, kaos tabanlı haberleşme sisteminde kaotik taşıyıcının elde edildiği üreteç devre modelleri ve ayrıca yedi farklı kaos tabanlı sayısal modülasyon tekniklerini barındıran seçenekler bulunmaktadır. Bu alternatifler kullanıcı tarafından seçilebilmekte ve seçilen bu durumlara göre arka planda uygun bir Simulink modelinin çalıştırılması sağlanmaktadır.

Tasarlanan bu yazılım paketiyle, farklı kaotik üreteçlerin ve kaos tabanlı sayısal modülasyon tekniklerinin seçilebilmesiyle oluşturulan toplam 112 farklı modelin benzetimi için ortam sağlanarak, görsel bir arayüz üzerinden benzetim ile ilgili grafiksel sonuçların incelenmesi amaçlanmıştır. Ayrıca bu arabirim üzerinde isteğe bağlı olarak benzetim süresinin belirlenmesi de mümkündür.

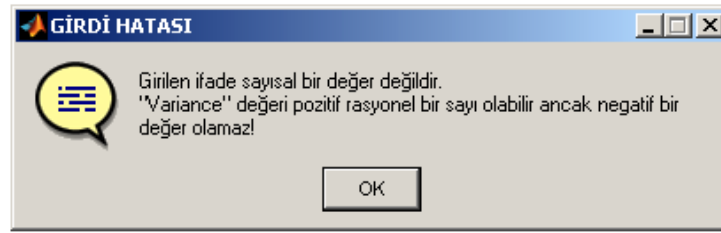


Şekil 4.4 Oluşturulan arabirime ait kısımlar

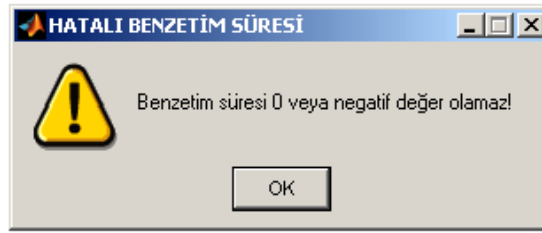
Şekil 4.4 'de gösterilen arabirimde, kullanıcının belirtilen kısımlarla ilgili seçilebilecek farklı alternatifleri gösteren şeması verilmiştir. Burada bulunan uygula tuşu, kullanıcının belirlediği ve girdiği parametreleri, diğer arabirimde (KSHSBP) kullanılmak üzere Matlab çalışma ortamına ekler ve benzetim tuşunu aktif yapar. Benzetim tuşu ile uygun Simulink modeli arka planda çalıştırılarak benzetim başlatılır.

Yazılım paketi programlanırken kullanıcının girdiği değerlere ve seçtiği durumlara bağlı olarak arayüz üzerindeki uygun kısımlar otomatik olarak değişmektedir. Örneğin, kanal kısmında toplanır beyaz gauss gürültülü model tipi seçildiğinde, bit enerji gürültü oranı değeri kullanıcının bir değer girebilmesi için aktif olur ve bit süresi 0.005 sn olarak değişir. Kanal modeli "Gaussian" olarak seçilirse, gürültü parametrelerden ortalama gürültü oranı ve değişim değeri aktif olur ve bit süresi 0.05 sn olarak değişir. Bu durum, arabirim programlanırken isteğe bağlı olarak böyle bir algoritma geliştirilmiştir.

KSHSBP, kullanıcının muhtemel girdiği hatalı ifadeleri algılama yeteneğine ve bu hatalara göre uyarı verme becerisine de sahiptir. Şekil 4.5 'de arabirim üzerinde girilen değerlere bağlı olarak uyarı mesajlarının nasıl verildiği gösterilmektedir. Sayısal bir değer olması gerekirken kullanıcı tarafından başka bir ifade girilmesi ile ilgili uyarı mesajı Şekil 4.5a 'da; benzetim süresinin "0" veya negatif bir değer girilmesi ile ilgili uyarı mesajı ise Şekil 4.5b 'de gösterilmiştir.



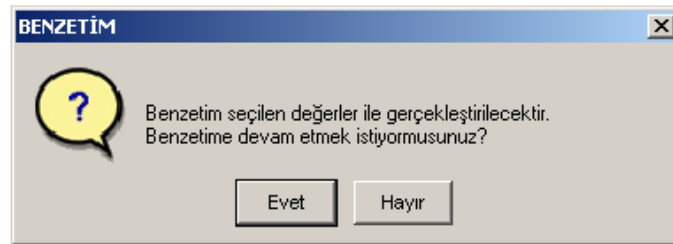
(a)



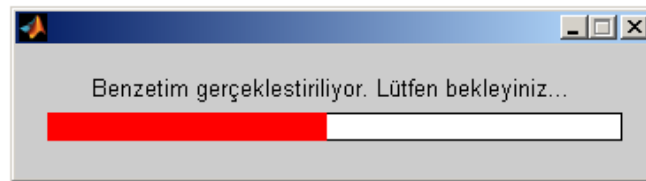
(b)

Şekil 4.5 Arayüzdeki uyarı mesajları (a) Sayısal olmayan bir değer girilmesi ile ilgili uyarı mesajı (b) Hatalı benzetim süresi ile ilgili uyarı mesajı

Şekil 4.6 'da çalıştırılan Simulink modelinin benzetim süresine bağlı olarak değişen süreç çubuğunun işleyişi gösterilmektedir.



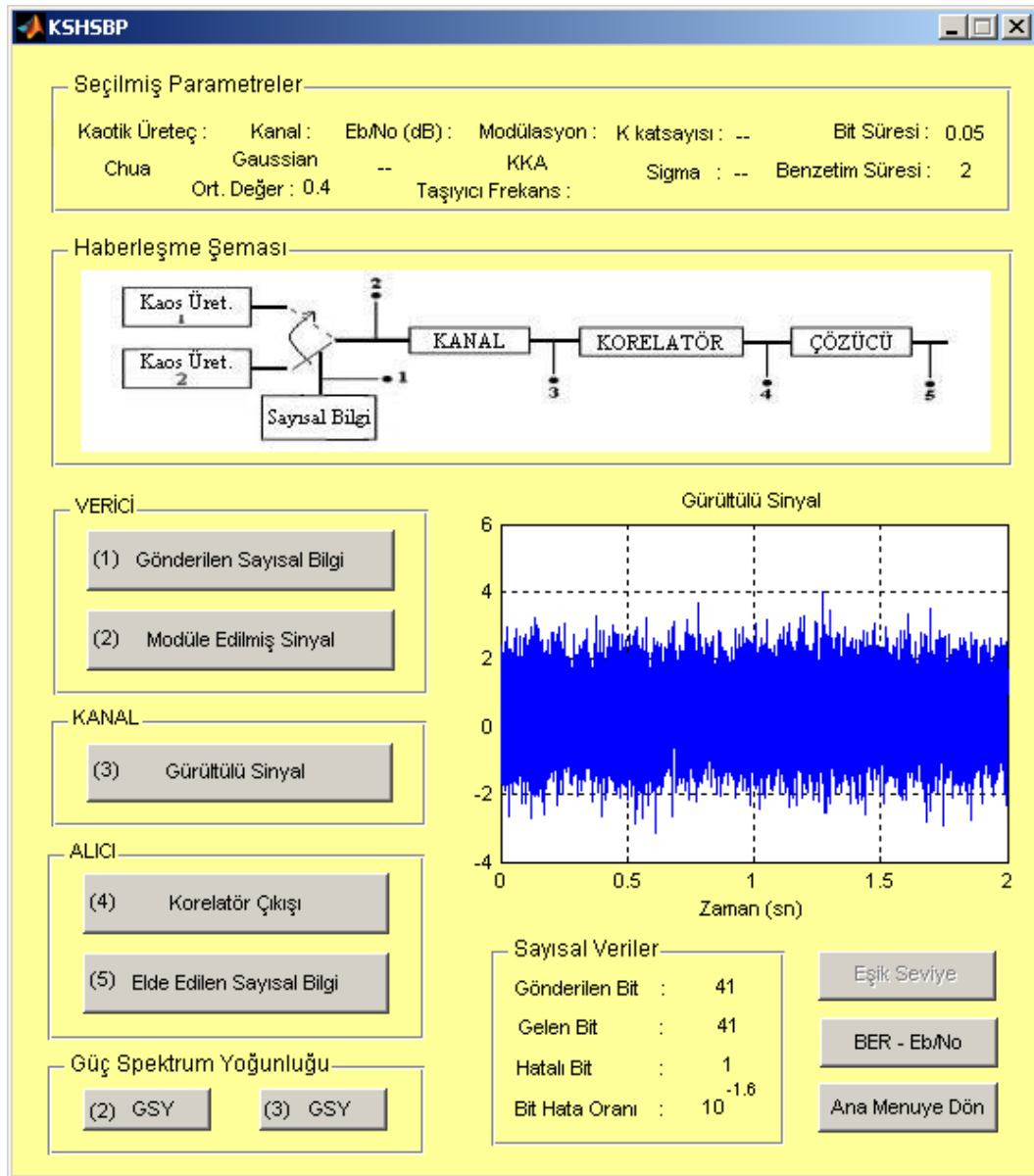
(a)



(b)

Şekil 4.6 (a) Benzetim için onay soru ekranı (b) Benzetim süreç çubuğu

Şekil 4.7 'de gösterilen ikinci arayüzü, kaos tabanlı sayısal haberleşme sistemi benzetim paketi (KSHSBP) olarak tanımlanmıştır ve bu arabirim sekiz temel kısımdan oluşmaktadır. En üst tarafta kullanıcı tarafından seçilen parametreler ile ilgili bilgi kısmı ve hemen altında seçilen modülasyon yapısına bağlı olan haberleşme şeması görülmektedir. Ayrıca haberleşme sinyalinin alıcı, kanal ve verici taraflardaki durumlarının ve modüle edilen sinyal ile kanaldaki sinyalin güç spektrum yoğunluklarının gösterildiği kısımlar grafiksel olarak kullanıcıya sunulmuştur. Bunun yanında benzetim ile ilgili sayısal verilerin bulunduğu kısım ve diğer seçeneklerden eşik değeri seviyesi ile BER grafiklerinin olduğu kısımlar bu görsel arayüzün bir diğer önemli özelliğini oluşturmaktadır.



Şekil 4.7 KSHSBP arayüzü

Şekil 4.8 'de KSHSBP arayüzünde bulunan ve benzetim sonunda elde edilen sayısal verilere ait sonuçlar gösterilmiştir. Bu benzetim sonunda görüldüğü gibi verici devreden 201 bitin gönderildiği ve alıcıda 7 bit hata ile sayısal bilginin elde edildiği gösterilmiştir. Bu verilere göre elde edilen BER değeri de bilgi amaçlı olarak kullanıcıyla paylaşılmıştır.

Sayısal Veriler	
Gönderilen Bit :	201
Gelen Bit :	201
Hatalı Bit :	7
Bit Hata Oranı :	$10^{-1.4}$

Eşik Seviye

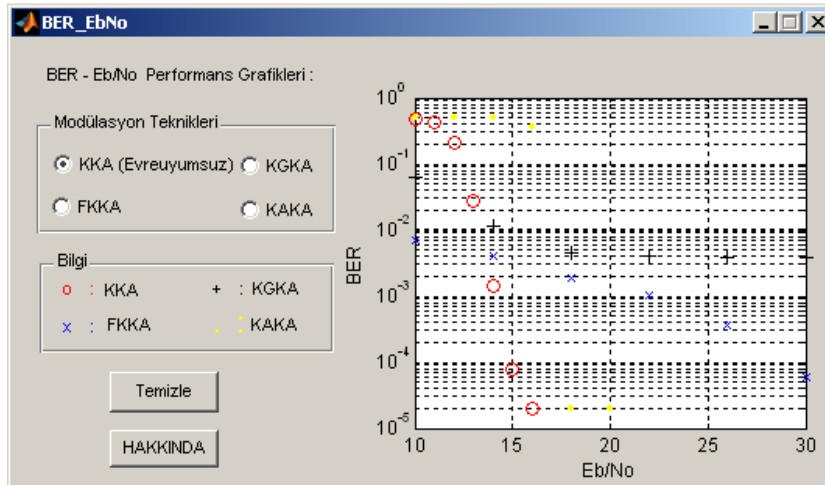
BER - Eb/No

Ana Menüye Dön

Şekil 4.8 KSHSBP 'deki sayısal veriler

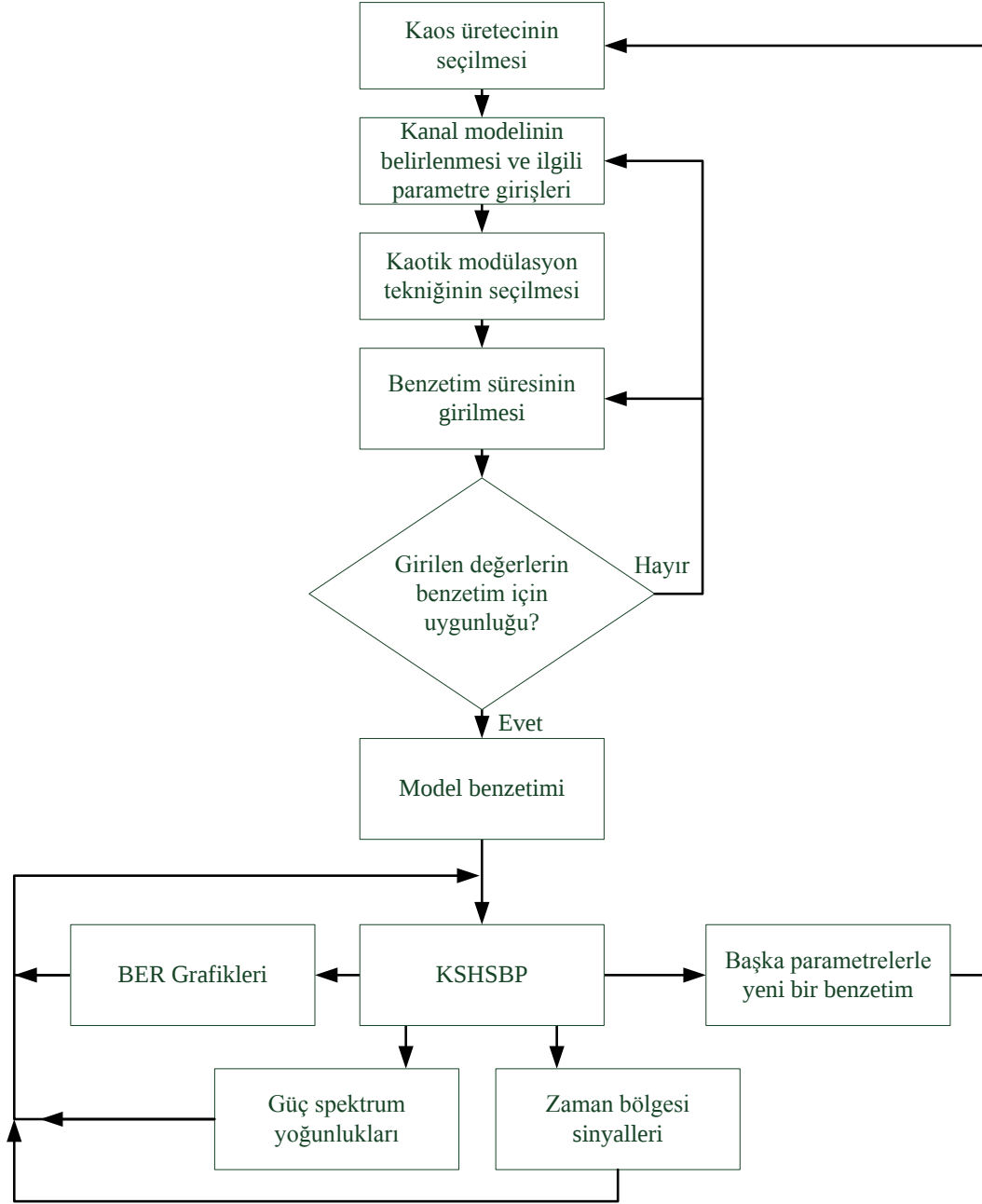
Alıcı devrede oluşan bu hatalı bitler, kanal gürültüsüne bağlı olmakla beraber kullanılan modülasyon tekniğine ve alıcı devrenin evreuyumlu ya da evreuyumsuz yapıda olmasıyla ilgilidir. Şekil 4.8 'de gösterilen eşik seviye tuşuna basılarak sayısal bilginin elde edilmesindeki eşik değer seviyesi ve korelatör çıkışı gözlemlenebilir.

BER tuşu ise modülasyon teknikleri arasındaki performans grafiğinin oluşturulmasında ve birbirleriyle karşılaştırılmasında kullanılabilir. Şekil 4.9 'da KKA, KGKA, FKKA, KAKA modülasyon tekniklerinin performanslarının karşılaştırılabileceği BER grafiği gösterilmiştir. Evreuyumlu alıcılar kanal gürültüsüne karşı evreuyumsuz alıcılara göre daha dayanıklıdır. Burada verilen bu dört tekniğin alıcı devresi, senkronizasyon kullanılmadığı evreuyumsuz yapıdadır ve bu tekniklerin farklı gürültü seviyesi altındaki performanslarının karşılaştırılabilmesi bu kısımda amaçlanmıştır.



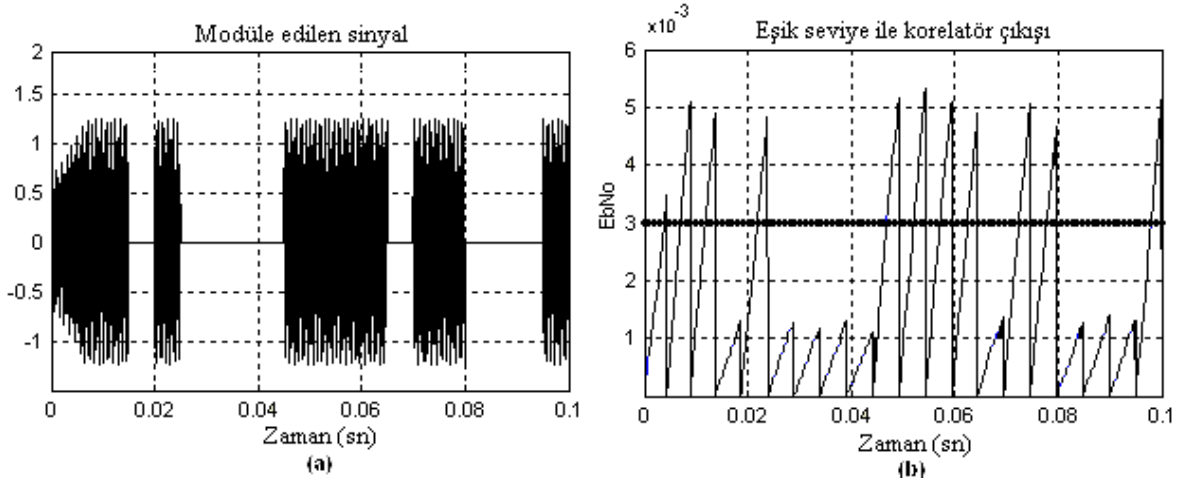
Şekil 4.9 BER performans grafikleri

KSHSBP arayüzünün çalışmayla ilgili akış şeması detaylı bir şekilde Şekil 4.10 'da verilmiştir.



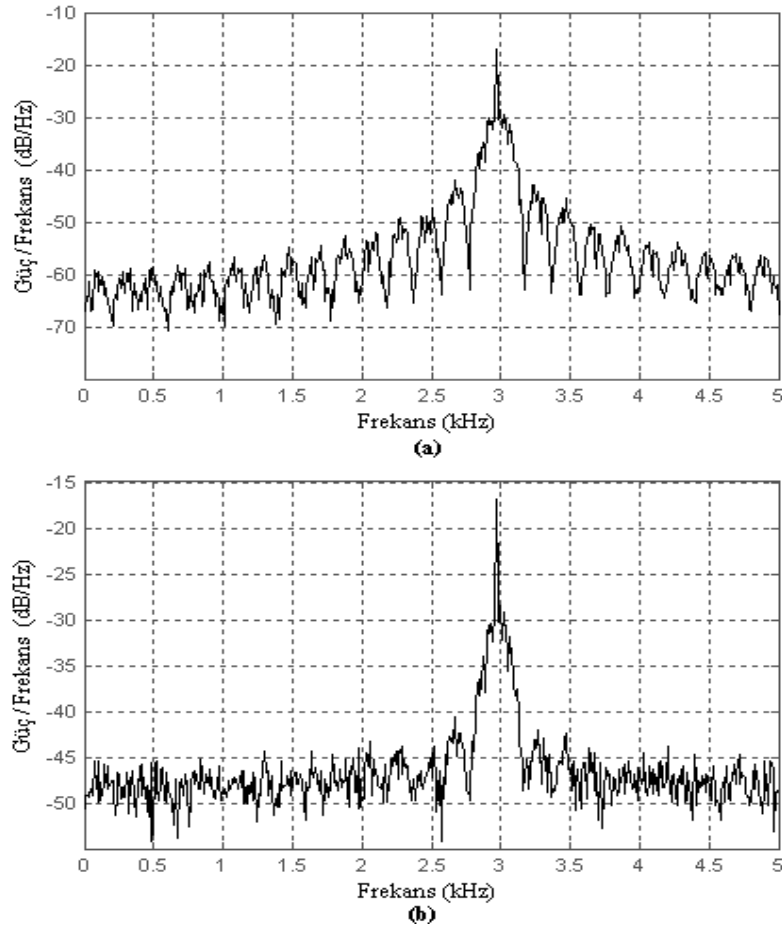
Şekil 4.10 KSHSBP akış şeması

Bu arayüze ait olan ana menüde KAKA modülasyon seçeneği seçilmiş olan ve bu benzetim sonunda, modüle edilmiş sinyal ile alıcıdaki korelatör çıkışını gösteren sonuçlar Şekil 4.11 'de gösterilmiştir.



Şekil 4.11 KAKA benzetim sonucu (a) Modüle edilen sinyal
(b) Eşik değeriyle birlikte olan korelatör çıkışı

Şekil 4.12 'de ise KAKA modelinin benzetimi sonundaki sinyallere ait güç spektrum yoğunlukları gösterilmiştir. Şekil 4.12a 'da modüle edilen sinyalin; Şekil 4.12b 'de ise kanal içerisindeki gürültülü sinyalin güç spektrum yoğunluğu gösterilmektedir.



Şekil 4.12 KAKA benzetimi (a) Modüle edilen sinyalin güç spektrum yoğunluğu (b) Kanaldaki sinyalin güç spektrum yoğunluğu

5. SONUÇLAR

Bu çalışma kaotik haberleşme sistemlerine ve kaos tabanlı sayısal modülasyon tekniklerine genel bir bakışı özetlemektedir. Bu anlamda, kaotik haberleşmenin bilinen analog ve sayısal haberleşme sistemlerine göre farklılıkları, birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları ve kullanılan modülasyon teknikleri bu çalışmada incelenmiştir. Kaotik sistemlerin kararsız olması ve periyodik olmaması, bu sistemlerin tanımlanmasını ve davranışlarının kestirilmesini zorlaştırdığı, dolayısıyla bu sistemlerin güvenli haberleşme sistemleri için kullanılabileceği düşünülebilir.

Kaotik sinyaller büyük bant genişliğine sahip ve güç spektrum yoğunluğu düşük sinyaller olduğu yapılan analiz sonuçlarıyla da desteklendiği ayrıca bu sinyallerin Chua devresi gibi basit bir sistemde bile herhangi bir frekans bandında elde edilebildiği görülmüştür.

Şimdiye kadar değinilen kaotik sayısal modülasyon tekniklerinin maksimum gürültü performanslarına ulaşabilmeleri için gerekli olan koşul kaotik örnekleme fonksiyonlarının sabit bit enerji değerine sahip olması olarak özetleyebiliriz. Ayrıca kaos tabanlı sayısal modülasyon tekniklerinin Simulink ortamında oluşturulmuş modellerini içeren, MATLAB/GUI kullanılarak tasarlanmış olan bir kullanıcı arabiriminden bahsedilmiş olup, bu arayüz ile birlikte bu modülasyon teknikleri ile ilgili oluşturulmuş modellerin benzetiminin gerçekleştirilmesi için ortam hazırlanıp, görsel bir arayüz üzerinden de bu modellere ait grafiksel sonuçları incelenmesine ve analiz edilmesine imkan sağlanmıştır.

Kanal gürültüsünün olmadığı durumlarda kullanılan bütün kaos tabanlı sayısal modülasyon teknikleri ile ilgili modellerin benzetimi sonunda alıcı devrede sadece tek bit hata ile sayısal bilginin elde edildiği ve bu hatalı bitin ise vericiden gönderilen ilk bit olduğu; ayrıca kanal gürültüsünün fazla olduğu durumlarda ve özellikle senkronizasyonun kullanılmadığı evreuyumsuz sistemlerin performans açısından kötü olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

Kaotik haberleşme geleneksel haberleşme sistemlerine göre performans açısından daha az verime sahiptir. Buna karşın kaotik haberleşme sistemlerinin güvenli iletişimi, analog olarak gerçekleştirme potansiyeline sahip olma yeteneği büyük bir avantaj olarak söylenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Tao, Y.,** (2004). A survey of chaotic secure communication systems, *International Journal of Computational Cognition*, 2, 81-130
- [2] **Kennedy, M., P., & Kolumban, G.,** (1998). Digital communications using chaos, *Signal Processing* 80,1307-1320.
- [3] **Ogorzalek, M., J.,** (1993). Taming Chaos Part-I: Synchronization, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 40, 693-699.
- [4] **Chen, G.,** (1997). Control and Anticontrol of Chaos, *Control of Oscillations and Chaos*, *Proceedings of IEEE*, 2, 181-186.
- [5] **Kis, G., Jako, Z., Kennedy, M., P., Kolumban, G.,** (1998). Chaotic communication without synchronization, 6th IEE Conference Telecommunications, No.451,49-53.
- [6] **Qamar, A., Kanwal, N., Salim, S.,** (2007). What is Chaos?, *J. Pak. Mater. Soc.*, 1,76-80.
- [7] **Riaz, A., & Ali, M.,** (2008). Chaotic Communications, their applications and advantages over traditional methods of communication, *IEEE 6th International Symposium Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*, 21-24.
- [8] **Farah, B., A., M., Kachouri, A., & Samet, M.** (2006). Design of secure digital communication systems using DCSK chaotic modulation, *IEEE International Conference on Design and Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology, DTIS 2006*, 200-204.
- [9] **Kennedy, M., P.,** (1993). Three steps to chaos Part II: A Chua's circuit primer, *IEEE Transactions on circuits and systems*, 40,657-673.
- [10] **Kennedy, M., P.,** (1993). Three Steps to Chaos–Part I: Evolution, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*,40, 640-656.
- [11] **Türk, M., & Ata, F.,** (2006). The multi-mode chaotic behaviors: N+N and 2D N-scroll chaotic attractors, *COMPEL: The International Journal For Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 25(4), 929-939.
- [12] **Uyaroğlu, Y., Gündüz, S., Yığın, İ., H., Keskin, H.,** (2009). Kaos teorisindeki Lorenz eşitliklerinin Matlab ve Simulink ortamında benzetimi ile karakterize edilmesi, *Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu*, 13-15 Mayıs, Karabük
- [13] **Tie-Qiang, G., Feng-Xiang, M., Li-Jie, C.,** (2008). Structure preserving algorithms for the Lorenz System, *Chinese Physics Letters*, 25(3),866-869
- [14] **Srisuchinwong, B.,** (2009). Integer-Order and Fractional-Order Chaotic Oscillators, *NTC International Conference*, March 5-6, Thailand
- [15] **Pandey, S., Kaushik, P., & Shrivastava, S., C.,** (2009). Rössler Nonlinear Dynamical Machine for Cryptography Applications.

- [16] **Ibanez, C.A, Sanchez H., J., Suarez, C., M., S., Martinez, G., R., & Garrido, R.,** (2006), Reconstructing and Identifying the Rössler 's System by using a high gain observer, *Asian Journal of Control*, 8, 401-407
- [17] **Gaspard, P.,** (2005). Rössler Systems, *Encyclopedia of Nonlinear Science*, 808-811.
- [18] **Ahmad, B., Alsaedi, A., Alghamdi, B., S.,** (2008), Analytic approximation of solutions of the forced Duffing equation with integral boundary conditions, *Nonlinear Analysis: Real World Applications*, 9, 1727 – 1740
- [19] **Jako, Z.,** (2003), Performance Improvement of Differential Chaos Shift Keying Modulation Scheme, Phd Thesis, Department of Measurement and Information Systems Budapest University of Technology and Economics, Hungary
- [20] **Corron, N., J., & Hahs, D., W.,** (1997). A new approach to communications using chaotic signals, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, 44(5), 373-383.
- [21] **Boukabou, A.,** (2007), Communication using chaotic modulation demodulation approach, *Arab Research Institute for Science&Engineering*, 3(2), 69-75
- [22] **Hasler, M.,** (1997). Recent advances in the transmission of information using Chaotic signal, Department of Electrical Engineering, Swiss Federal Institute of Technology, Switzerland
- [23] <http://dcstl.cge.ntou.edu.tw/DCSTL/DC1/sklar1.pdf> (12.01.2000)
- [24] **Chien, T., Liao, T.,** (2005), Design of secure Digital communication systems using chaotic modulation, cryptography and chaotic synchronization, *Chaos Solitons & Fractals*, 24, 241-255
- [25] **Kolumban, G., & Kennedy, M., P.,** (2000). The role of synchronization in digital communications using chaos Part-III: Performance bounds for correlation receivers, *IEEE Transactions on circuits and systems*, 47,1673-1683
- [26] **Stavroulakis, P.,** (2006). *Chaos Applications in Telecommunications*, Published by CRC Press.
- [27] **Kolumban, G., Kennedy, M., P., Jako, Z., & Kis, G.,** (2002). Chaotic Communications with Correlator receivers: Theory and Performance limits, *Proceedings of the IEEE*, 90(5), 711-731
- [28] **Dr. Richter,** (2008). *Matlab Guide*, Cleveland State University, Department of Mechanical Engineering
- [29] **Kolumban, G., Kennedy, M., P., & Chua, L., O.,** (1998). The role of synchronization in digital communications using chaos Part-II: Chaotic modulation and chaotic synchronization, *IEEE Transactions on circuits and systems*, 45(11), 1129-1140
- [30] **Kolumban, G., Kennedy, M., P., & Chua, L., O.,** (1997). The role of synchronization in digital communications using chaos Part-I: Fundamentals of digital communications, *IEEE Transactions on circuits and systems*, 44(10), 927-936
- [31] **J., Liu, C., Ye, S., Zang, W., Song,** (2000). The improved differential chaos shift keying scheme, *Proceedings International Conference*, 2, 1361-1363

- [32] **Kolumban, G., Kennedy, M., P., Kis, G., & Jako, Z.,** (1998). FM-DCSK: A novel method for Chaotic Communications, Proceedings of the IEEE International Symposium, 4, 477-480.
- [33] **Larson, L., E., Liu, J., Tsimring, L., S.,** (2006). Digital communication using chaos and nonlinear dynamics, Springer
- [34] **Lee, K., Kyeong, S., Kim, J., Kim, Y., & Park, H.,** (2006). The chaotic on-off keying with guard interval for ultra-wideband communication, IEEE Asia Pacific Wireless Communications Symposium.

ÖZGEÇMİŞ

Hidayet OĞRAŞ, 08.02.1983 tarihinde Diyarbakır merkez ilçesinde doğdu. İlköğrenimini Cemil Özgür İlköğretim okulunda tamamladı. Orta ve lise öğrenimini Nevzat Ayaz Anadolu Lisesinde tamamladıktan sonra 2002 yılında Gaziantep Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünü kazandı. 24.01.2008 tarihinde bu bölümden mezun oldu ve aynı yıl Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Telekomünikasyon Anabilim Dalında yüksek lisans öğrenimine başladı. 2009 yılından beri Batman Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.

İletişim Bilgileri:

Batman Üniversitesi Teknik Eğitim Fak.
Elektrik Eğitimi Bölümü / BATMAN

Email: hidayet.ogras@batman.edu.tr