78077

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

KAOSUN SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMLERİNE UYGULAMALARI

Elektronik Müh. Mesut KAYA

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce
"Elektronik Yüksek Mühendisi"
Ünvanı Verilmesi için Kabul Edilen Tezdir.

78077

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 25.09.1998
Tezin Savunma Tarihi : 04.11.1998

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Yusuf BALTACI

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Rıfat YAZICI

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Asım KADIOĞLU

Trabzon 1998

ÖNSÖZ

Gizli haberleşmede geniş bir uygulama alanı bulan kaosun, sayısal sistemlerdeki uygulamalarının incelendiği ve yeni yöntemlerinin geliştirildiği bu çalışma, K.T.Ü. Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Bilgisayar Laboratuvarlarında yapılmıştır.

Yüksek lisans tezi danışmanlığımı üstlenerek gerek konu seçimi, gerekse çalışmaların yürütülmesi sırasında bilgi ve tecrübesini esirgemeyen sayın hocam Yrd. Doç. Dr. Yusuf BALTACI 'ya teşekkür ederim.

Çalışmalarım sırasında yardımlarını esirgemeyen Arş. Gör. Mehmet TURHAL 'a, yüksek lisans eğitimim boyunca bana destek olan aileme ve Elk. Müh. Haluk ÖNDER 'e teşekkürlerimi sunarım.

Mesut KAYA

İÇİNDEKİLER

ÖZET

Bazı kaotik sistemlerin kendi kendini senkronize edebilme özelliği bilinmektedir. Benzer yapıdaki iki kaotik sistem uygun şartlar altında, biri diğerini sürecek olursa, bu iki sistem ayni davranışı gösterecektir. Kaotik davranışın önceden tahmin edilemeyen ve gürültüye benzer yapısından dolayı, senkronizasyon özelliği kullanılarak gizli haberleşme yapılmasında geniş bir uygulama alanı bulmuştur.

Bu tezde, kaotik sistemlerin senkronizasyon özellikleri ayrıntılı olarak incelenmiş ve kaosun sayısal haberleşme sistemlerine uygulanması için bazı yöntemler sunulmuştur. Bu yöntemlerin genel teorileri geniş bir biçimde verilmiştir. Bu yeni yöntemlerle birlikte karşılaştırma yapmak için mevcut kaotik sayısal haberleşme uygulamalarından bazıları da bilgisayar benzetimiyle incelenmiştir. Çalışmalar yaygın olarak bilinen kaotik Lorenz sistemi esas alınarak yapılmıştır. Fakat oluşturulan yapılar Lorenz sistemiyle sınırlı değildir.

Ayrıca bu çalışmada, yöntemler bilgisayar simulasyonuyla farklı gürültü seviyelerinde karşılaştırılmıştır. Sonuçta öne sürülen yöntemlerin mevcut yöntemlerden teorik olarak daha iyi performans gösterdiği anlaşılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kaos, Senkronizasyon, Kaydırmalı Anahtarlama, Modülasyon.

SUMMARY

Applications of Chaos in Digital Communication Systems

It is well known that some chaotic systems have self synchronization property. Two similar chaotic systems will show the same behaviour, if one is driven by the other under some conditions. Chaotic systems has found a wide range of applications, especially on secret communication, due to fact that they have noise like unpredictable behaviour.

In this thesis, the self synchronization property of chaotic systems has been examined in detail and some methods to use the chaotic systems in communication have been introduced. New methods and conventional methods have been simulated and analyzed to make a comparison. The work has been done using Lorenz chaotic systems, however it is applicable to all other chaotic systems.

In addition, the methods have been compared using computer simulation in different noise levels. It has been found that new method outperforms the conventional methods proposed so far.

Key words: Chaos, Synchronization, Shift Keying, Modulation.

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

TABLOLAR DİZİNİ

Sayfa No

SEMBOLLER DİZİNİ

u, v, w	: Dinamik değişkenler .
σ, ρ, β	: Sabit sistem parametreleri.
$s(t)$	: İletilen işaret.
b_n	: Binary veri dizisi.
f_n	: Bit süresindeki entegrasyon.
σ_g	: Gauss gürültüsünün standart sapması.
x, y, z	: Dinamik değişkenler.
$V(x)$	: Lyapunov fonksiyonu.
k, q	: Filtre parametreleri.
λ	: Modülasyon parametresi.
λ_n	: Lyapunov üstelleri.
A	: Alıcı vektörü.
V	: Verici vektörü.
H	: Hata vektörü.
n	: İndis.
τ	: Örnekleme süresi.
t	: Zaman.
m(t)	: Bilgi işareti.
$\widetilde{b}_n$	: Algılanan veri.
$\phi(t)$	: Taşıyıcı işaret.

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Son çeyrek yüzyıl içerisinde fizikçiler, matematikçiler, astronomlar ve bilim adamları doğadaki karmaşıklığa bakarak yeni bir davranış biçimi ortaya koydular. Bu davranış kaos teorisi olarak adlandırıldı. Dolayısıyla doğada gözlenebilen bir davranıştır. Kaos matematiksel olarak basit nedensel (deterministic) sistemlerle oluşturulan rasgelelik olarak tanımlandı. Elektronik elemanlarla da böyle bir yapıyı oluşturmak mümkündür. Bu rasgelelik kaotik sistemlerin başlangıç şartlarına duyarlılığının bir sonucudur [1].

Kaotik sistemler haberleşme alanında işaretin modellenmesi ve üretilmesi için zengin bir mekanizma sağlar. Çünkü kaotik işaretler geniş bantlı spektruma sahiptir, gürültüye benzer ve tahmin edilmesi zordur. Bu yüzden yayılmış spektrumlu (spread spektrum) sistemlerde dalga şeklinin modülasyonu ve bilgi taşıyan işaretlerin maskelenmesi gibi çeşitli durumlarda kullanılabilir [1].

Pratik olarak kaotik sistemlerin önemi kendi senkronizasyon (self-synchronization) özelliğine sahip olmasıdır. Bu özellik benzer yapıdaki kaotik sistemlerden ikinci sistem (alıcı) birinci sistem (gönderici) tarafından sürülürse kısa bir sürede senkronize olmasını sağlar ve bu senkronizasyon zamanla devam eder [2].

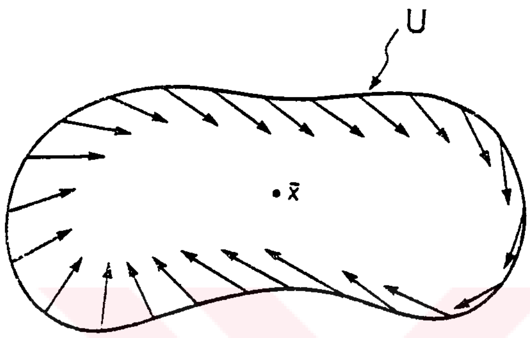
1.2. Lyapunov Fonksiyonları

$$\dot{x} = f(x,t,c) \qquad (x \in R^n, c \in R^n) \qquad (1)$$

(1) eşitliğiyle bir dinamik sistem verilsin; zamana bağlı olması sebebiyle otonom olmayan sistem olarak adlandırılır. R^n uzayında otonom olmayan herhangi bir sistem x_{n+1}= t yapılarak R^{n+1} uzayında otonom yani zamana bağlı olmayan sistem haline getirilebilir [3]. Burada x bağımlı değişken ve c kontrol parametresidir.

$$\dot{x} = f(x,c) \qquad (x \in R^{n+1} \text{ , otonom}) \tag{2}$$

Lyapunov karalılık yöntemi, doğrusal olmayan sistemin bir $\overline{x}$ denge noktası civarındaki karalılığını tanımlamak için kullanılır. Lyapunov 'a göre (2) ifadesinde verilen doğrusal olmayan sistemde $\overline{x}$ denge noktasının U komşuluğunda kısmi türevleri sürekli bir V fonksiyonu tanımlansın (Şekil 1).



Şekil 1. U sınırlarındaki dinamik sistem

$$V:U \to R \tag{3}$$

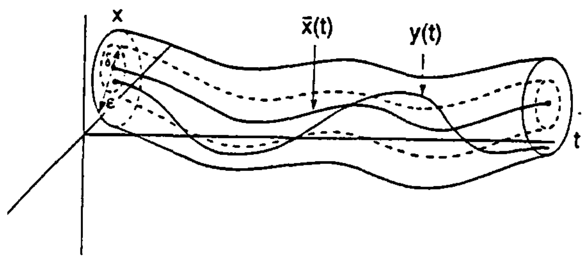
Eğer V fonksiyonu aşağıdaki ilk iki şartı sağlıyorsa Lyapunov anlamında düzgün karalıdır (Şekil 2). Son şartı da sağlıyorsa düzgün asimtotik karalıdır [4].

I. $V(\overline{x}) = 0$ ve $V(x) > 0$, $x \neq \overline{x}$ için (kesin pozitiflik koşulu)

II. $\dot{V}(\overline{x}) \leq 0$, $U - \{\overline{x}\}$ için (yarı-kesin negatiflik koşulu)

III. $\dot{V}(\overline{x}) < 0$, $U - \{\overline{x}\}$ için (kesin negatiflik koşulu)

Lyapunov fonksiyonları sistemin davranışını tanımlayan bir aktif enerji fonksiyonudur. Sistemde bir denge durumu varsa ve sistemde depo edilen enerji ile aynı değişimi bir fonksiyon $t \to \infty$ için sonsuza gidiyorsa sistem kararsızdır. Aksi takdirde sistem karalı olarak ifade edilir. Lyapunov fonksiyonları sistemin durum değişkenlerine bağlı olup, Fonksiyonun türevinin işareti ise sistemin düzgün kararlılığını, düzgün asimtotik karalılığını veya karasızlığını ifade eder. Lyapunov yöntemi doğrusal olmayan dinamik sistemlerin geniş anlamda karalılığını inceler.



Şekil 2. Lyapunov karalılığı [4].

1.3. Poincarè Haritası

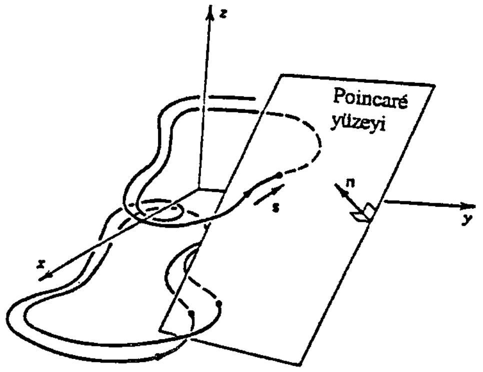
Poincarè tarafından ortaya atılan Poincarè haritası, çeşitli davranışların (dönemli, yarı dönemli, kaotik) belirlenmesinde kullanılır.

Poincarè haritasını oluşturmak için dinamik sistemlerdeki değişkenlerden en az bir tanesi atılır. Bu, yüksek boyutlu ve anlaşılması güç olan dinamik sistemlerde boyut azaltılması nedeniyle anlaşılabilirliliği arttırmaktadır.

Düşük boyutlu sistemlerde ($D \leq 4$) sayısal yöntemlerle hesaplanmış Poincarè haritaları, sistemin genel değişimlerinin kolay kavranabilirliğini ve göze batan görüntülerini sağlar [4].

Fakat, Poincarè haritasını oluşturmak için istenilen bir dinamik sisteme uygulanabilen bir yöntem yoktur [4]. Poincarè haritasının oluşturulması için dinamik sistemin faz resmindeki geometrik yapısı hakkında birtakım bilgiler gereklidir.

Üç tane birinci dereceden diferansiyel denklemle ifade edilen bir dinamik sistem göz önüne alınırsa, harekete ait yörüngeler üç boyutlu uzayda gösterilir. Poincarè haritası ise bu uzayda yörüngelerin içinden geçtiği iki boyutlu bir yüzeyin tanımlanmasıyla oluşturulur (Şekil 3). Bu yüzeyde dinamik sistemin akışına ait bilgi varsa, verilen sisteme ait t_n ve t_{n+1} deki yerleşimler arasında bağlantı kurulabilir.



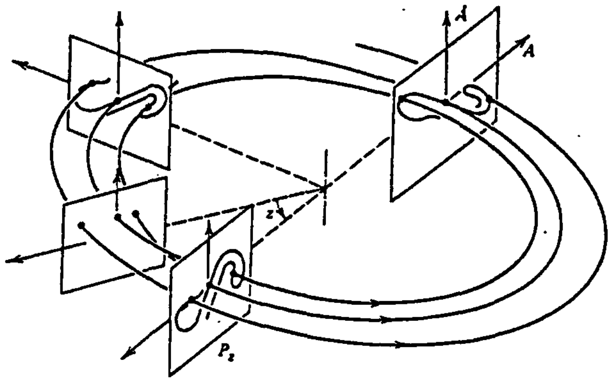
Şekil 3. Üç boyutlu uzayda oluşturulan Poincarè yüzeyi [4].

Şekil 3 'deki düzlem, $n=(n_1, n_2, n_3)$ normal vektörler olmak üzere, $n_1x + n_2y + n_3z = c$ şeklinde seçilir. Özel bir durum olarak x=0 seçilirse o zaman Poincarè bu yüzeyi delip geçen yörüngelerin noktalarını içerir.

Dönemli kaynağa sahip bir doğrusal olmayan sistem,

$$\dot{x} = y$$
$$\dot{y} = F(x,y) + f_0 \cos z$$
$$\dot{z} = w$$

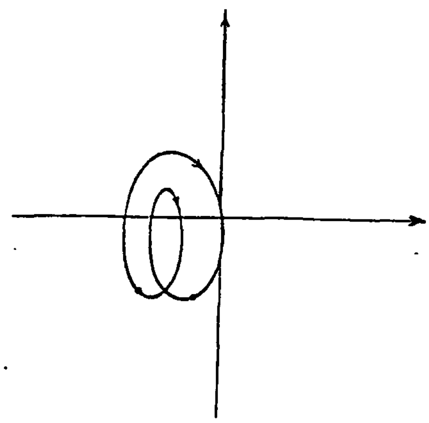
olarak yazılırsa, bu sistem için doğal örnekleme zamanı z=0 iken seçilmelidir. Bu sistem z değişkeni $0 \le z \le 2\pi$ şeklinde sınırlandırılmış olarak silindirik bir faz uzayında davranmaktadır diye düşünülebilir (Şekil 4).



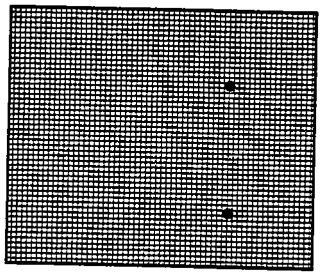
Şekil 4. Dönemli kaynağa sahip bir dinamik sistemde Poincarè haritasının oluşturulması [4].

Eğer bir dinamik sistemin değişimlerine sadece ayrık zamanda bakılırsa bu durumda Poincarè haritasında faz düzlemine ait noktalar dizisi görülür. Poincarè haritasının oluşturulmasında t_n örnekleme zamanı belirli bir kurala göre seçilir.

Bir kaynakla sürülen T dönemli bir davranış varsa Poincarè haritası için örnekleme zamanı doğal olarak $t_n = nT + \tau_0$ seçilir. Bu, dönemli ve dönemli olmayan davranışların arasından birine karar vermeye olanak sağlar (Şekil 5). Şekil 5 'deki dönemli davranışın Poincarè haritasındaki görünümü ise iki nokta olacaktır (Şekil 6).



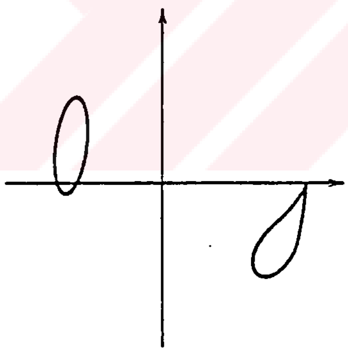
Şekil 5. Dönemli bir davranışın faz resmi [4].



Şekil 6. Dönemli bir davranışın Poincarè haritasındaki görünümü

Yarı dönemli davranışa sahip bir dinamik sistemin Poincarè haritasındaki görünümü şekil 7 'de verilmektedir. Frekansların ikisinden birine karşılık gelen anlarda örnekleme yapılırsa, Poincarè haritasındaki görünüm sürekli kapalı bir yörünge halini alacaktır.

$$x(t) = c\sin(w_1 t + d_1) + c\sin(w_2 t + d_2)$$



Şekil 7. Yarı dönemli dinamik sistemin Poincarè haritası [4].

1.4. Lyapunov Üstelleri

Lyapunov üstelleri, dinamik sistemde yakın yörüngelerin ayrılmasındaki oran olarak tanımlanır [5]. Sistem davranışının belirlenmesinde önemli bir ölçüttür ve sistem hakkında bilgiler verir. Bir sistemin kararlı olup olmadığına karar vermek için kullanılan çok önemli bir parametre olup, Rus matematikçi Alexander M. Lypunov tarafından ortaya atılmıştır.

Bir dinamik sistemin davranışı başlangıç şartlarına çok hassassa, zaman ilerledikçe faz uzayındaki yakın yörüngeler birbirlerinden uzaklaşır. Bu durumda sistemin karasız olmaya başladığı düşünülebilir. Fakat sisteme ait çoğu yörünge bilinmediği için bu düşünce yanlış olabilir. Ancak ifade edilen yörüngelerle de yetinilme zorunluluğu vardır [3].

$$x_{n+1} = f(x_n) \tag{4}$$

(4) eşitliğindeki gibi tek boyutlu ayrık bir sistem düşünülsün; burada n tekrarlama sayısını göstermektedir. (x_0, y_0) noktaları R faz uzayında birbirine yakın iki başlangıç noktası olsun.

$$x_n = f^n(x_0) \quad , \quad y_n = f^n(y_0) \tag{5}$$

(5) ifadesinde x_n ve y_n f 'in n. tekrarıdır. Eğer bu noktalar n ile üstel olarak birbirinden ayrılırsa

$$|y_n - x_n| = Ae^{\lambda n} \qquad (\lambda > 0)$$

$$A = |y_o - x_o| \quad , \text{ büyük n için}$$

$$\frac{1}{n}\ln|y_n - x_n| \to \lambda \quad , \text{ büyük n için}$$

halini alır.

Sınırlı bir bölgede hareket durumunda çok büyük n için, başlangıç noktaları (x_0, y_0) çok yakın olmadıkça üstel ayrılma oluşmaz. Bu yüzden $n \to \infty$ olmadan önce $|y_0 - x_0| \to 0$ olmak zorundadır. Bu ise bir sabiti tanımlar [3].

$$\lambda_\gamma = \lim_{n\to\infty} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \ln\left|\frac{df^n(x_k)}{dx_k}\right| \tag{6}$$

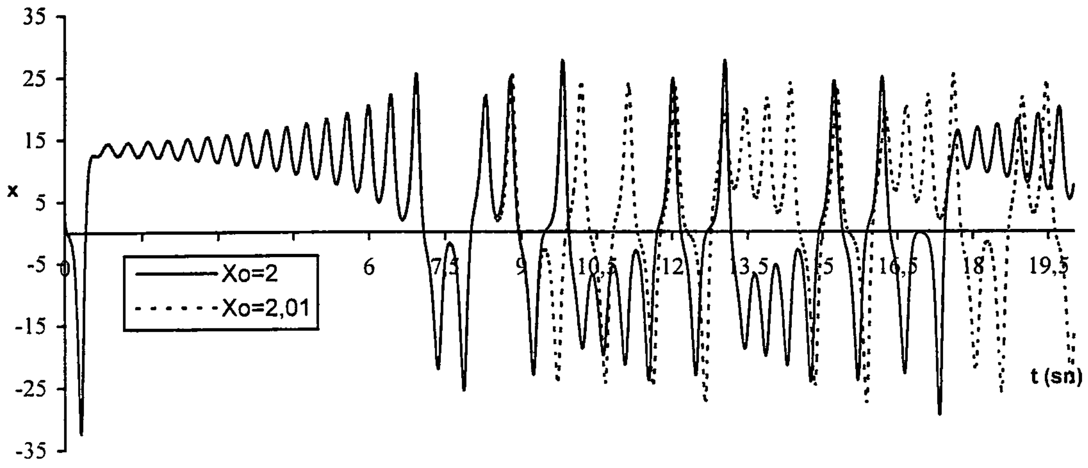
(6) eşitliği $\gamma \equiv \{x_n = f^n(x_0)\ ;\ \mathrm{n} = 0,1,2,...\}$ yörüngesi için Lyapunov üstelini tanımlar [3]. Dinamik sistemin boyutu kadar Lyapunov üsteli vardır. Lyapunov üstellerinin toplamı, sıfırdan küçük ise kayıplı bir sistemi, sıfır ise kayıpsız bir sistemi (Hamiltonian sistem), sıfırdan büyük ise genişleyen bir sistemi tanımlar. Lyapunov üstellerini diferansiyel denklem sistemlerine uygulamak için, diferansiyel denklemler ayrık sistemlere dönüştürülmelidir [9].

1.5. Kaos

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

1.5.1. Başlangıç Şartlarına Hassasiyet

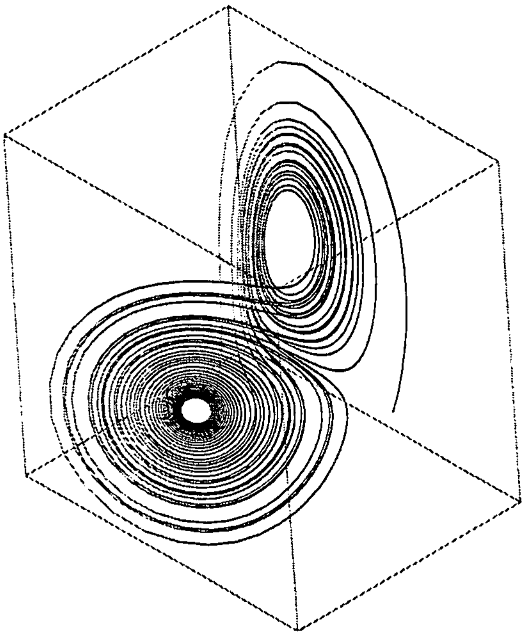
Kaotik sistemler, başlangıç şartlarındaki en küçük değişliğe hassas, doğrusal olmayan dinamik sistemlerdir [1,4,7]. Benzer yapıdaki iki kaotik sistem başlangıç değerlerindeki çok küçük bir farkla çalışmaya başlarlarsa kısa bir süre sonra birbirlerinden uzaklaşacaklardır. Kaotik Lorenz sisteminde, σ=16, ρ=45.92 ve β=4 parametreleriyle başlangıç değerlerindeki %1 'lik fark neticesinde x değişkeninin zamanla değişimi şekil 8 'de görülmektedir.



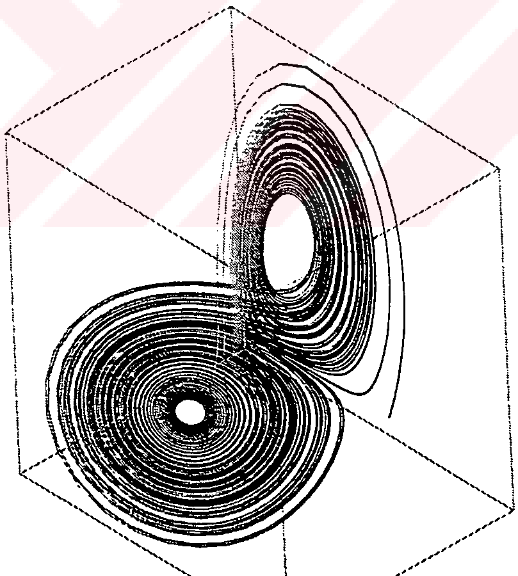
Şekil 8. Kaotik Lorenz sisteminde x değişkeninin başlangıç değerinde %1 'lik fark olması durumunda sistemin davranışları

1.5.2. Faz Resmi Görünümü

Faz uzayı, dinamik sistemin bir dinamik değişkenle birleştirilen eksenlerin her birindeki grafiğidir. Faz uzayındaki bir nokta belirli bir zamanda sistemin durumunu gösterir. Zamanla sistem durum uzayında bir noktadan diğer bir noktaya hareket eder ve bir yörünge yada eğri belirtir. Bu yörünge dinamik sistemin geçmişini gösterir. Kaotik sistemler doğrusal olmadıkları için yörüngeleri çok karışıktır fakat rasgele değildir. Zaman ilerledikçe, yörüngeler faz uzayını doldurmaya başlar ve hiçbir zaman üzerine kapanmaz, tekrar eder [8]. Bu şekilde bir davranış kaosa işarettir. Şekil 9 'da kaotik Lorenz sistemine ait faz resimleri görülmektedir.



(a)

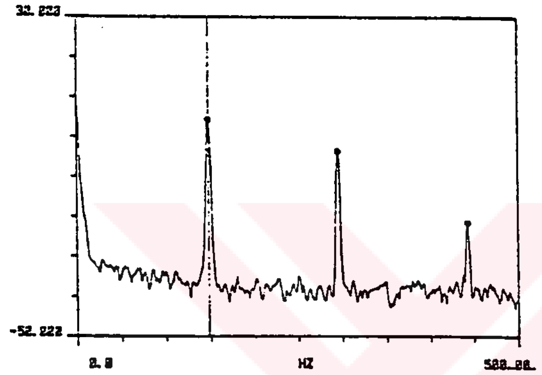


(b)

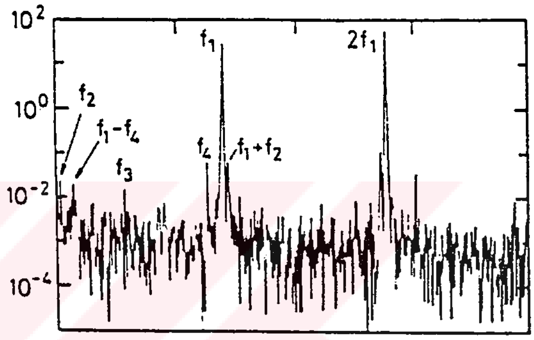
Şekil 9. Kaotik Lorenz sisteminin 3 boyutlu faz uzayını doldurması. (a) 0-40 saniye (b) 0-100 saniye

1.5.3. Frekans Spektrumu

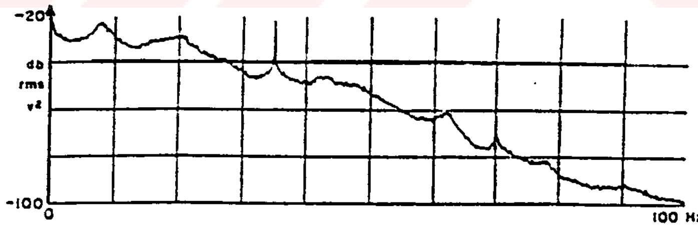
Kaotik davranışı belirleyen önemli ölçütlerden birisi de frekans spektrumudur. Kaotik sistemler geniş bantlı frekans spektrumuna sahiptir [8]. Eğer sistemin boyutu düşük ise (1≤ D ≤3) daha önemli bir hal alır;aksi takdirde kaotik davranışın belirlenmesinde yardımcı olmayabilir. Şekil 10 ‘da dönemli, yarı dönemli ve kaotik işaretlerin frekans spektrumları görülmektedir [8,9].



(a)



(b)



(c)

Şekil 10 (a) Temel frekans bileşeni ve bir kaç harmonik içeren dönemli işaretin frekans spektrumu [8,9]. (b) Dört temel grekans bileşeni içeren yarı dönemli bir işaretin frekans spektrumu [8,9]. (c)Kaotik bir işaretin frekans spektrumu [8,9].

1.5.4. Lyapunov Üstelleri

Kaotik davranışı belirleyen belki de en önemli kriter Lyapunov üstelleridir. Lyapunov üstelleri bir dinamik sistemin başlangıç şartlarına hassasiyetinin de ölçüsüdür [8]. Bir dinamik sistem toplamları sıfırdan farklı olmak üzere, sıfırdan büyük en az bir Lyapunov üsteli içeriyorsa kaotik olarak tanımlanır [10].

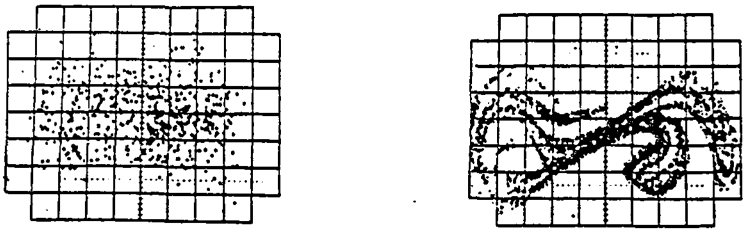
Tablo 1 'de kaotik davranan çeşitli dinamik sistemlere ait Lyapunov üstelleri verilmektedir [10].

Tablo 1. Çeşitli dinamik sistemlere ait Lyapunov üstelleri [10].

Sistem	Parametre değeri	Lyapunov Üstelleri (bit/s)
Hénon: $\dot{x} = 1 - ax_n + y_n$ $\dot{y} = bx_n$	a=1.4 b=0.3	λ_1=0.603 λ_2=-2.34
Rossler-kaos: $\dot{x} = -(y+z)$ $\dot{y} = x + ay$ $\dot{z} = b + z(x-c)$	a=0.15 b=0.20 c=10.0	λ_1=0.13 λ_2=0.00 λ_3=-14.1
Lorenz: $\dot{x} = \sigma(y-x)$ $\dot{y} = \rho x - y - xz$ $\dot{z} = xy - \beta z$	σ=16.0 ρ=45.92 β=4.0	λ_1=2.16 λ_2=0.00 λ_3=-32.4
Rossler-hiperkaos: $\dot{x} = -(y+z)$ $\dot{y} = x + ay + w$ $\dot{z} = b + xz$ $\dot{w} = cw - dz$	a=0.25 b=3.0 c=0.05 d=0.5	λ_1=0.16 λ_2=0.03 λ_3=0.00 λ_3=-39.0

1.5.5. Poincarè Haritası

Bir dinamik sisteme ait Poincarè haritası şekil 6 'daki gibi sonlu bir noktalar kümesi ya da şekil 7 'deki gibi kapalı yörüngelerden birini içermezse davranış kaotik olabilir (Şekil 11) [8].

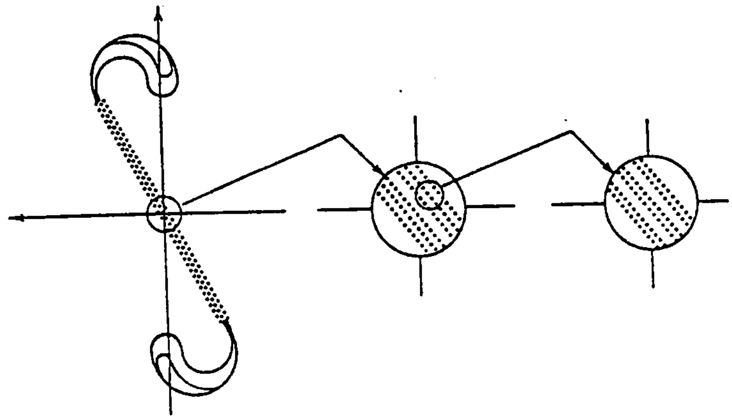


(a) (b)

Şekil 11. (a) Düşük sönümlü bir kaotik davranışın Poincarè haritası [8]. (b) Daha yüksek sönümlü bir kaotik davranışın Poincarè haritası [8].

O halde, sistemin hakkında sönümlü ya da sönümsüz olduğuna karar vermek gerekir. Sönümsüz veya çok düşük sönümlü dinamik sistemlerde kaotik hareketin Poincarè haritası, Poincarè kesitinde düzensiz noktalardan oluşmuş bir bulut şeklinde görülür (Şekil 11.a) [8]. Sönümlü sistemlerde kaotik hareketin Poincarè haritası ise, birbirine paralel görünümü veren, oldukça düzenli sonsuz bir noktalar kümesi şeklinde görülür (Şekil 11.b) [8].

Sayısal benzetim teknikleriyle çözülen bir kaotik sistemde, Poincarè haritasının bir parçası büyütüldüğünde uzaktaki yapılar gözlenebilir. Bu noktalar kümesinin yapılanması pek çok büyütmeden sonra hala mevcutsa bu sistem acayip çekici (strange attractor) adıyla anılan bir davranış gösterir (Şekil 12) [8]. Poincarè haritasındaki bu iç içe gömülmüş yapılanma da kaotik davranışın bir göstergesidir [8].



Şekil 12. Poincarè haritasının belli bir bölgesi büyütülen sistemde, birbirini tekrar eden yapılar [8].

1.6. Kaotik Sistemler

Kaotik sistemler haberleşme uygulamalarında sinyal modellenmesi ve üretilmesi için zengin bir mekanizma sağlarlar. Çünkü kaotik işaretler, geniş bantlı spektruma sahip, gürültüye benzer ve önceden tahmin edilmesi zordur. Bazı kaotik sistemler dinamik ve statik değişkenler içeren matematiksel denklemlerle ifade edilir. Dinamik değişkenler, zamanla değişen temel nicelliklerdir; parametre olarak adlandırılan statik değişkenler ise sabit değerlidir.

1.6.1. Kaotik Lorenz Sistemi

1960 yılında Edward Lorenz tarafından ortaya atılan Lorenz sistemi, bilinen en meşhur kaotik sistemdir.

$$
\begin{aligned}
\dot{x} &= \sigma(y - x) \\
\dot{y} &= \rho x - y - xz \\
\dot{z} &= xy - \beta z
\end{aligned}
\qquad (7)
$$

(7) denklem sisteminde gösterilen Lorenz sisteminde x,y ve z dinamik değişkenler, σ, ρ ve β parametrelerdir. x, y ve z değişkenlerinin değerleri elektronik devre uygulamalarında besleme sınırlarını aştığı için doğrusal bir dönüşümle uygun bir hale

getirilmelidir. O halde u=x/10, v=y/10 ve w=z/20 dönüşümleri yapılırsa sistem (8) eşitliğinde gösterilen hali alır.

$$\begin{aligned} \dot{u} &= \sigma(v-u) \\ \dot{v} &= \rho u - v - 20uw \\ \dot{w} &= 5uv - \beta w \end{aligned} \tag{8}$$

1.6.2. Kaotik Sistemlerin Senkronizasyonu

Benzer yapıdaki iki kaotik sistem aynı başlangıç şartlarıyla çalışmaya başlarlarsa, bu şartlardaki en küçük bir fark zamanla üstel olarak büyüyecektir [11]. 1990 yılında Pecora ve Caroll [12], kaotik sistemlerin kendi kendilerine senkron hale gelebilme (self-synchronization) özelliğine sahip olduklarını ortaya çıkardı. Eğer bir kaotik sistem kendi kendine senkron hale gelebiliyorsa, bir süren sistem ve bir ortak süren işaretle senkronize olan kararlı tepke alt sistem olarak iki alt sisteme ayrılabilir [13]. Açık bir ifadeyle Pecora ve Caroll [11], iki kaotik sistemin doğru bir işaretle sürülmesi halinde senkronize olabileceklerini göstermişlerdir.

Pecora ve Caroll [11] 'a göre, kaotik davranan bir dinamik sistemin bazı alt parçalarının kopyalarını çıkarıp, kopyalanmamış parçadan alınan işaretle gerçek alt sistemi ve kopyasını sürmek gereklidir.

$$\dot{u} = f(u) \qquad u = (u_1, u_2, \ldots, u_n) \tag{9}$$

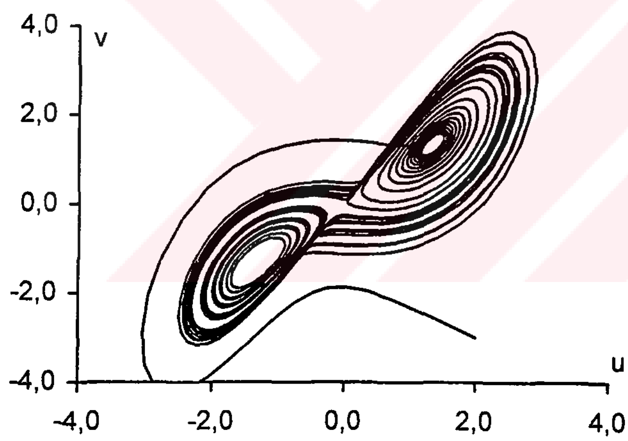
(9) eşitliğindeki dinamik sistem iki alt sisteme bölünürse, $v = g(v,w)$, $w = h(v,w)$ elde edilir. w alt sisteminin kopyası çıkartılıp, yeni w' değişkeni olarak kullanılır. (10) eşitliğindeki v-w alt sistemi w' 'den bağımsız çalıştığı için süren sistem olarak algılanır ve v işareti w' alt sistemine sürmesi için gönderilir. $w'(t)$ değişkeni, zamanla asimtotik olarak w(t) değişkenine yaklaşacaktır ve daha sonra w(t) ile aynı değişimi gösterecektir.

$$\begin{aligned} \dot{v} &= g(v,w) \\ \dot{w} &= h(v,w) \\ \dot{w}' &= h(v,w') \end{aligned} \tag{10}$$

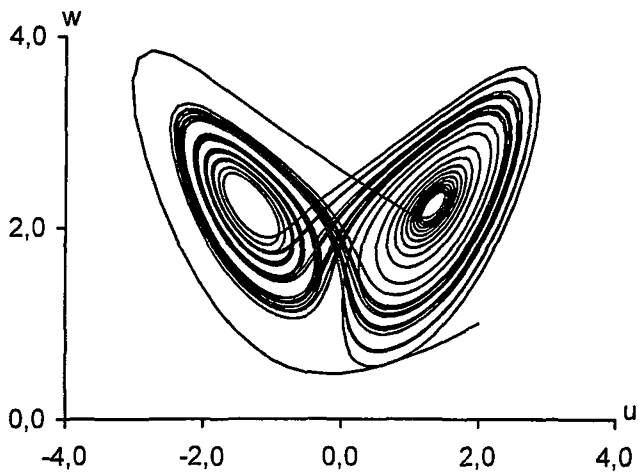
Senkronizasyon için gerek yeter şart, w alt sisteminin Lyapunov üstellerinin işaretlerinin sıfırdan küçük olmalarıdır. Kaotik sistemlerin senkronizasyon yetenekleri çok güçlüdür.

1.6.3. Kaotik Lorenz Sisteminde Senkronizasyon

Doğrusal bir dönüşümle ifade edilen Lorenz sistemi (8) eşitliğinde gösterilmiştir. Bu denklem takımı için kaotik parametre değerleri σ=16, ρ=45.6, ve β=4 olarak alınabilir. Bu parametre değerleri için sistemin faz resimleri şekil 13 ve şekil 14 'de verilmiştir.



Şekil 13. Kaotik Lorenz sisteminin u-v faz resmi



Şekil 14. Kaotik Lorenz sisteminin u-w faz resmi

Senkronizasyon için iki alt sisteme ayırmak gerektiğinden, süren alt sistem olarak u seçilirse sürülen alt sistem (11) denklem takımındaki gibi olur.

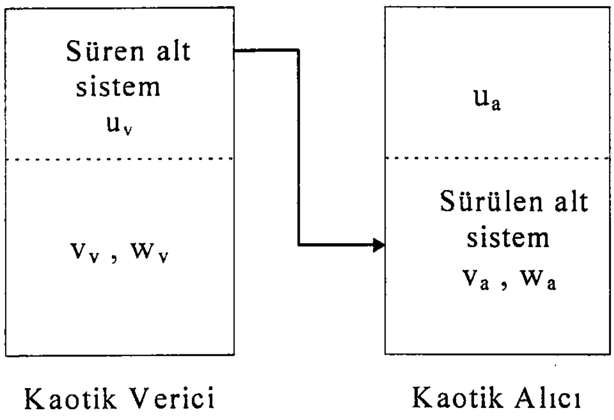
$$\begin{aligned} \dot{v} &= \rho u - v - 20uw \\ \dot{w} &= 5uv - \beta w \end{aligned} \qquad (11)$$

(11) eşitliğindeki gibi seçilen sürülen alt sistemin özdeğerlerinin ikisi de karmaşık düzlemin sol yarısında olduğu için kararlıdır. Verici sistemi yazarsak (12) eşitliği elde edilir.

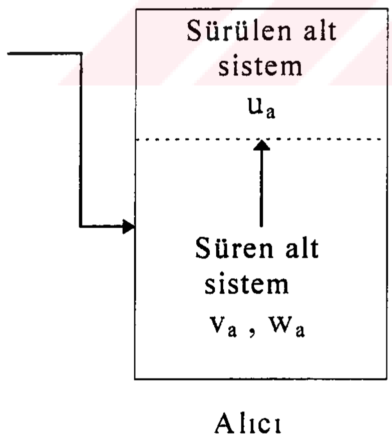
$$\begin{aligned} \dot{u}_v &= \sigma(v_v - u_v) \\ \dot{v}_v &= \rho u_v - v_v - 20u_v w_v \\ \dot{w}_v &= 5u_v v_v - \beta w_v \end{aligned} \qquad (12)$$

Alıcı, (11) eşitliğinde verilen sürülen alt sistemden oluşmakla birlikte senkronizasyon için vericiden gelecek olan u_v değişkenini kullanacaktır. Ayrıca alıcının u değişkenini elde edebilmesi için $\dot{u} = \sigma(v - u)$ alt sistemi de eklenirse alıcı (13) eşitliğindeki gibi olur.

$$
\begin{aligned}
\dot{u}_a &= \sigma(v_a - u_a) \\
\dot{v}_a &= \rho u_v - v_a - 20 u_v w_a \\
\dot{w}_a &= 5 u_v v_a - \beta w_a
\end{aligned}
\tag{13}
$$



Şekil 15. Verici yönünden bakıldığında süren ve sürülen alt sistemler



Şekil 16. Alıcı yönünden bakıldığında süren ve sürülen alt sistemler

Senkronizasyonun gerçekleşmesi için, $V = (u_v, v_v, w_v)$ ve $A = (u_a, v_a, w_a)$ vektörleri arasındaki hata vektörü H=V-A, $t \to \infty$ için sıfır olmalıdır [2]. Bu ise tanımlanan hata dinamik sisteminin kararlı olmasını gerekli kılar.

$$h_1 = (u_v - u_a)\ h_2 = (v_v - v_a)\ h_3 = (w_v - w_a)$$

$$\dot{h}_1 = (\dot{u}_v - \dot{u}_a) \quad \dot{h}_2 = (\dot{v}_v - \dot{v}_a) \quad \dot{h}_3 = (\dot{w}_v - \dot{w}_a) \tag{14}$$

Hata dinamik vektörünün (14) eşitliğindeki türevinde, alıcı ve vericideki $\dot{u}$, $\dot{v}$ ve $\dot{w}$ ifadeleri (12) ve (13) denklemleri kullanılarak yerine yazılarak düzenlenirse (15) eşitliği elde edilir.

$$\dot{h}_1 = \left[\sigma(v_v - u_v) - \sigma(v_a - u_a)\right]$$
$$\dot{h}_2 = \left[(\rho u_v - v_v - 20u_v w_v) - (\rho u_v - v_a - 20u_v w_a)\right]$$
$$\dot{h}_3 = \left[(5u_v v_v - \beta w_v) - (5u_v v_a - \beta w_a)\right]$$

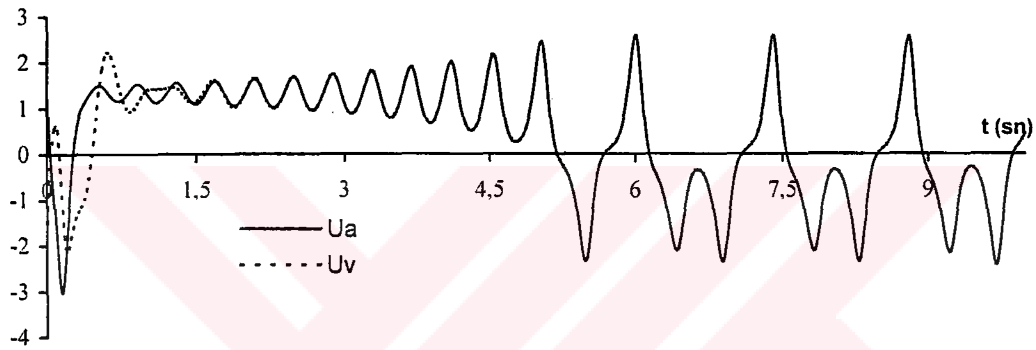
$$\dot{h}_1 = \sigma\left[(v_v - u_v) - (v_a - u_a)\right]$$
$$\dot{h}_2 = -(v_v - v_a) - 20u_v(w_v - w_a)$$
$$\dot{h}_3 = 5u_v(v_v - v_a) - \beta(w_v - w_a)$$

$$\begin{aligned} \dot{h}_1 &= \sigma(h_2 - h_1) \\ \dot{h}_2 &= -h_2 - 20u_v h_3 \\ \dot{h}_3 &= 5u_v h_2 - \beta h_3 \end{aligned} \tag{15}$$

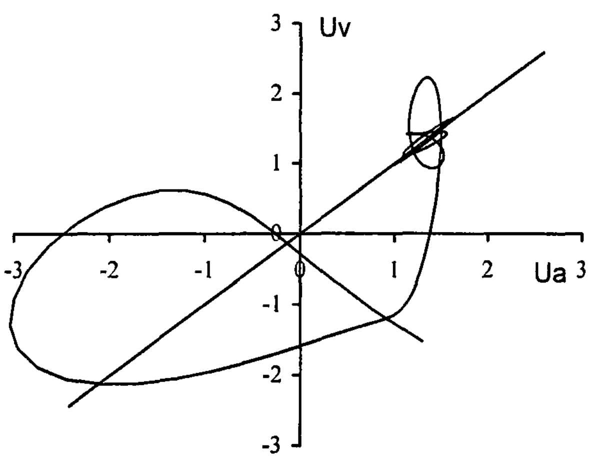
(15) eşitliğinde elde edilen hata dinamik sisteminin asimtotik olarak karalı olduğunu göstermek üzere kendisi sıfırdan büyük, türevi sıfırdan küçük olan Lyapunov fonksiyonu (16) ifadesindeki gibi tanımlanabilir [14].

$$\begin{aligned} V(h,t) &= \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\sigma}h_1^2 + h_2^2 + h_3^2\right) > 0 \\ \dot{V}(h,t) &= -\left(h_1 - \frac{1}{2}h_2\right)^2 - \frac{3}{4}h_2^2 - 4\beta h_3^2 < 0 \end{aligned} \tag{16}$$

(16) eşitliğinde görüldüğü gibi hata dinamik sisteminin kendisi sıfırdan büyük, türevi sıfırdan küçük bir Lyapunov fonksiyonu tanımlanabildiği için, alıcı ve verici sistemler senkron olurlar. Alıcı ile verici arasındaki senkronizasyon, kaotik parametre değerleriyle (12) ve (13) eşitliklerindeki Lorenz sistemlerinde gösterilirse u_a 'nın u_v 'ye farklı başlangıç değerleri altında yaklaştığı ve kısa bir süre içinde senkron olduğu şekil 17 'deki gibi görülür. Senkronizasyon sağlandıktan sonra, alıcı ile vericinin $u_a - u_v$ düzlemindeki faz resmi şekil 18 'de verilmiştir.



Şekil 17. Alıcı ile verici arasındaki senkronizasyon sağlandıktan sonra u_a ile u_v değişimleri



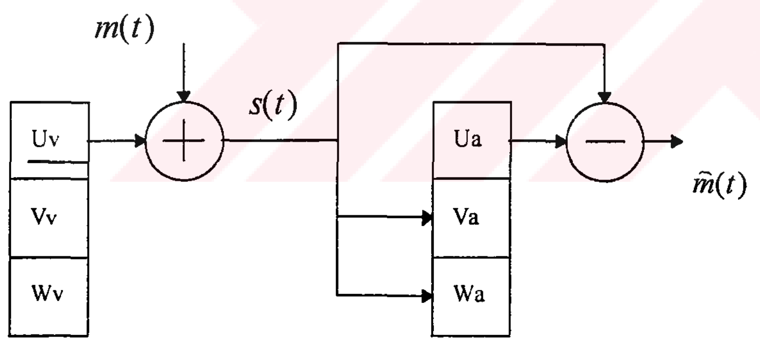
Şekil 18. Alıcı ile vericinin $u_a - u_v$ düzlemindeki faz resmi

1.7. Kaotik Sistemlerin Haberleşme Uygulamaları

Kaotik senkronizasyonun önemli uygulamalarından biri haberleşmedir. Kaos sistem parametrelerine aşırı hassastır ve geniş bantlı bir spektruma sahiptir. Bu yüzden yayılmış spektrumlu (spread spektrum) haberleşmede sistemlerinde kullanılır [1]. Kaotik haberleşme sistemleri kaos maskeleme (chaos masking), kaos modülasyon (chaos modulation) ve kaos kaydırmalı anahtarlama (chaos shift keying) olarak sınıflandırılır [17].

1.7.1. Kaotik Maskeleme Sistemlerinde Bilgi İletimi

Haberleşme uygulamalarındaki bu yaklaşım, bilgi işaretini maskeleme ve geri elde etme üzerine kuruludur. Yaklaşım. kaotik Lorenz sistemi kullanılarak şekil 19 'da verilmiştir. Bu düşünce sadece Lorenz sistemiyle sınırlı olmayıp, daha geniş bir potansiyele sahiptir. Dikkat edilmesi gereken bir nokta, alıcı ile verici aynı yapıda olmalıdır.



Şekil 19. Kaotik işaret maskeleme sistemi

İşaret maskelemede, vericide bilgi taşıyan işaret $m(t)$ 'ye gürültü benzeri maskeleme işareti eklenir ve alıcıda maskeleme kaldırılır. Sistemde temel düşünce, alıcıda gönderilen işareti maskeleme işaretini yeniden üretmek için kullanmak ve $m(t)$ 'yi elde etmek amacıyla gönderilen işaretten yeniden oluşturulan maskeleme işaretinden çıkarmaktır. Bu işlem senkronize alıcı devresiyle gerçekleştirilebilir; çünkü bu devre sürücü işaretteki dönmelere karşı çok hassas değildir. Vericinin (8) ifadesindeki Lorenz sistemi olduğu düşünülürse, iletilen işaretin formu ise (17) eşitliğinde verilmiştir.

$$s(t) = u(t) + m(t) \tag{17}$$

Maskeleme için, $m(t)$ 'nin genlik değerinin $u(t)$ 'ye göre oldukça küçük olduğu düşünülür. Alıcıda oluşturulan dinamik sistem ise, (18) eşitliğinde gösterildiği gibidir.

$$\begin{aligned} \dot{u}_a &= \sigma(v_a - u_a) \\ \dot{v}_a &= \rho s(t) - v_a - 20s(t)w_a \\ \dot{w}_a &= 5s(t)v_a - \beta w_a \end{aligned} \tag{18}$$

Eğer alıcı, (18) eşitliğindeki gibi $s(t)$ ile sürülürse, $u_r(t) \approx u(t)$ ve sonuç olarak $m(t)$, $\hat{m}(t) = s(t) - u_r(t)$ olarak yeniden elde edilir.

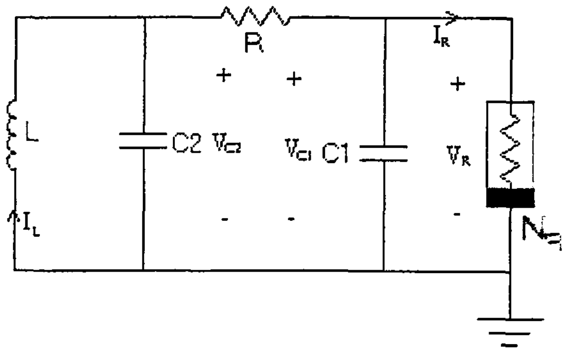
Bu yöntemin dezavantajı, bilgi işaretinin kaotik maskelenme işaretinden en az 20 dB düşük olması gerekmektedir [14]. Ayrıca, bilgi işaretiyle aynı seviyeli kanal gürültüsü algılama işlemini bozar [14].

1.7.1.1. Chua 'nun Kaotik Osilatörü Kullanılarak Kaotik Maskeleme

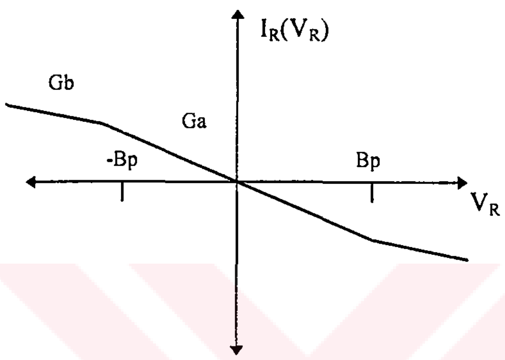
Şekil 20 'de gösterilen Chua kaotik osilatörü, bir direnç, bir endüktans, iki kapasiteden oluşan doğrusal devre elemanları ile Chua 'nun diyodu olarak adlandırılan bir doğrusal olmayan devre elemanından meydana gelmiştir [15,16].

Kirchoff 'un akımlar yasası kullanılarak şekil 20 'de gösterilen devreye ilişkin durum denklemleri takımı (19) eşitliklerindeki gibi elde edilir; buradaki h(.) fonksiyonu, şekil 20.b 'de gösterilen doğrusal olmayan devre elamanının gerilime karşı akım fonksiyonudur.

$$\begin{aligned} C_1\dot{V}_{C1} &= 1/R(V_{C2} - V_{C1}) - h(V_{C1}) \\ C_2\dot{V}_{C2} &= 1/R(V_{C1} - V_{C2}) + i_L \\ L\dot{i}_L &= -V_{C2} \end{aligned} \tag{19}$$



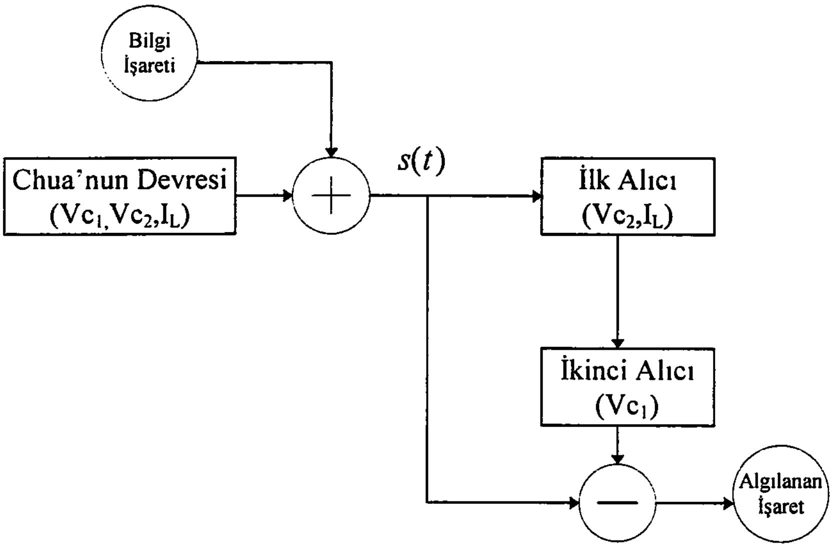
(a)



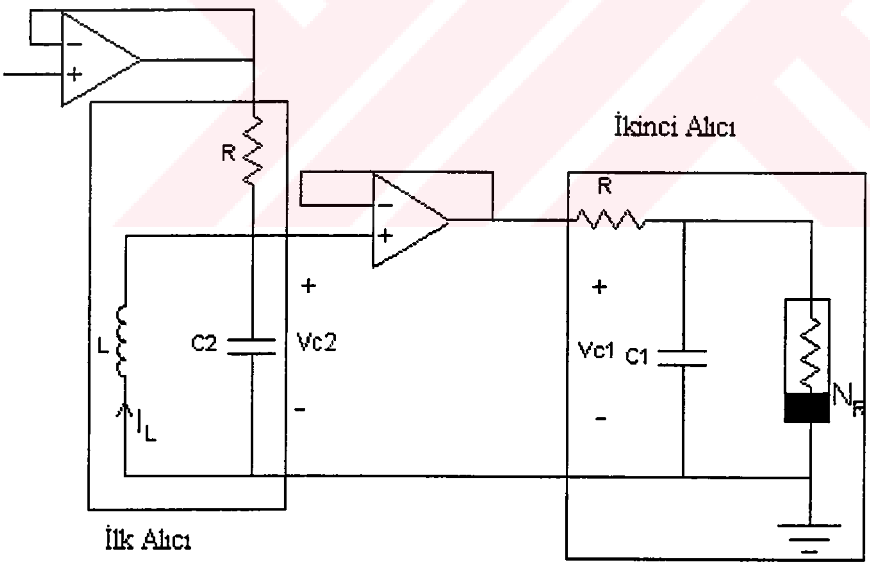
(b)

Şekil 20. (a) Chua 'nun kaotik osilatörü (L=18.78 mH, R=1.721 KΩ, C_1=10.02 nF, C_2=9873 nF.) (b) Doğrusal olmayan elemanın akım-gerilim karakteristiği (G_a=-4.07*10^{-4}S, G_b=-7.55*10^{-4}S, B_p=1V) [15,16].

Şekil 21 'de Chua 'nun devresi kullanılarak oluşturulan kaotik işaret maskeleme sistemi görülmektedir. Bilgi işareti $s(t)$, senkronizasyon için seçilen süren işaret $V_{C1}(t)$ ve alıcıya gönderilen işaretse $r(t) = s(t) + V_{C1}(t)$ 'dir. Ayrıca şekil 22 'de alıcı alt sistemler gösterilmiştir.



Şekil 21. Chua 'nun osilatörünü kullanan kaotik maskeleme sisteminin blok diyagramı



Şekil 22. Alıcı alt sistemleri

Şekil 22 'de gösterilen alıcı alt sistemleri için durum denklemlerini yazarsak, gönderilen işaret $r(t)$ tarafından sürülen birinci alt sistemin ve birinci alt sistemin $V'_{C1}(t)$ işareti tarafından sürülen ikinci alt sistemin durum denklemleri sırasıyla (20) ve (21) eşitliklerinde verilmiştir.

$$\begin{aligned} C_2\dot{V}'_{C2} &= 1/R\,(r(t) - V'_{C2}) + i'_L \\ L\dot{i}'_L &= -V'_{C2} \end{aligned} \tag{20}$$

$$C_1\dot{V}'_{C1} = 1/R\,(V'_{C2} - V'_{C1}) - h(V'_{C1}) \tag{21}$$

(20) ve (21) eşitliklerinden, (19) eşitliği çıkartılarak hata dinamik fonksiyonları, $V'=V'_{C1}$ - V_{C1} , $V''=V'_{C2}$ - V_{C2} ve $i'=i'_L$ - i_L olarak yazılırsa (22) ve (23) eşitlikleri elde edilir.

$$\begin{aligned} C_2\dot{V}'' &= 1/R\,(s(t) - V' - V'') + i' \\ L\dot{i}' &= -V'' \end{aligned} \tag{22}$$

$$C_1\dot{V}' = 1/R\,(V'' - V') - h(V'_{C1}) + h(V_{C1}) \tag{23}$$

(22) ve (23) eşitlikleri asimtotik kararlıdır; bununla birlikte (23) de $V'_{C1}= V_{C1}$ olur ve bu $s(t)$ 'ye nazaran küçük olduğu için $s(t)$ işaretinin frekans spektrumu yeniden elde edilen işaretin doğal frekansından oldukça uzaktır [18]. Sonuç olarak elde edilen $\hat{s}(t)$ işareti (24) eşitliğindeki gibi elde edilir.

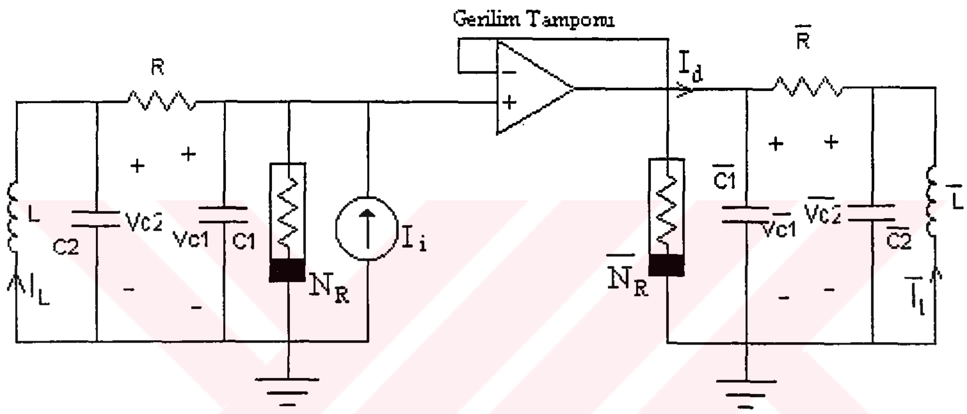
$$\hat{s}(t) = r(t) - V'_{C1}(t) = V_{C1}(t) + s(t) - V'_{C1}(t) \approx s(t) \tag{24}$$

1.7.2. Kaotik Modülasyonla Bilgi İletimi

Bu metotta, kaotik işaret bilgi işareti ile modüle edilerek alıcı sisteme gönderilir. Ayrıca kaotik sistemdeki bir parametrenin modülasyonu ile de haberleşme yapılabilir. Sonuçta böyle bir yaklaşımın, kaotik maskeleme sistemlerine göre bazı avantajlar vardır. İlk olarak, bilgi işareti kaosun spektrumu üzerine yayılır; bu nedenle yayılmış spektrumlu sistemlerin tüm avantajlarına sahiptir [19]. Ayrıca parametre değişimlerine daha hassastır, dolayısıyla bilgi işaretinin arzu edilmeyen dinleyiciler tarafından elde edilmesi daha zordur [19].

1.7.2.1. Chua 'nun Osilatörü Kullanılarak Kaotik Modülasyon

Şekil 20.a 'daki Chua 'nun kaotik osilatörü kullanılarak gerçekleştirilen bu uygulamanın devre şeması şekil 23 'de verilmiştir. Burada bilgi işareti, geniş bantlı spektruma sahip kaotik işaretle çarpılmıştır ve çarpımın sonucu yine kaotiktir [19]. Alıcı, bilgi işaretini algılamak için, kaotik işareti yeniden elde etmede vericide kullanılan parametrelerin aynılarına ihtiyaç duyar [19]. Gizli haberleşmeyi sağlayan bu sistemin ana özelliği, parametrelerdeki en küçük bir değişikliğe aşırı derecede hassas olmasıdır [19].



Şekil 23. Kaotik modülasyon sisteminin Chua 'nun devresi kullanılarak oluşturulan devre şeması

$i_i(t)$ işareti vericideki Chua 'nun devresine bir giriş olarak verilmiştir. Vericinin çıkışındaki $V_1(t)$ işareti, alıcı tarafından alındıktan sonra $i_d(t)$ 'yi elde etmek için kullanılır. $i_i(t)$, göndermek istediğimiz $V_S(t)$ bilgi işaretinin kodlanmış biçimidir. Kodlama işlemi $i_i(t) = c(V_S(t))$ şeklindeki tersi alınabilir bir fonksiyonla gerçekleştirilmektedir. Alıcıda ise, elde edilen $i_d(t)$ işaretinden kodlama fonksiyonun tersini kullanılarak $V_r(t) = c^{-1}(i_d(t))$ bulunur ve $V_r(t) \approx V_S(t)$ elde edilmeye çalışılır. Alıcı ve vericideki doğrusal olmayan devre elemanlarının I-V fonksiyonları (25) ve (26), durum denklemleri ise (27), (28), (29), (30), (31) ve (32) eşitliklerindeki gibidir.

$$i_R = f(V_R) = G_b V_R + 1/2(G_a - G_b) * \left|V_R + B_p\right| - \left|V_R - B_p\right| \tag{25}$$

$$\widetilde{i}_R = \widetilde{f}(\widetilde{V}_R) = \widetilde{G}_b \widetilde{V}_R + 1/2(\widetilde{G}_a - \widetilde{G}_b) * \left|\widetilde{V}_R + \widetilde{B}_p\right| - \left|\widetilde{V}_R - \widetilde{B}_p\right| \tag{26}$$

$$C_1 \dot{V}_1 = 1/R(V_2 - V_1) - f(V_1) + i_i(t) \tag{27}$$

$$C_2 \dot{V}_2 = 1/R(V_1 - V_2) + i_L \tag{28}$$

$$L\dot{i}_L = -V_2 \tag{29}$$

$$\widetilde{C}_1 \dot{\widetilde{V}}_1 = 1/\widetilde{R}(\widetilde{V}_2 - \widetilde{V}_1) - \widetilde{f}(\widetilde{V}_1) + i_i(t) \tag{30}$$

$$\widetilde{C}_2 \dot{\widetilde{V}}_2 = 1/\widetilde{R}(\widetilde{V}_1 - \widetilde{V}_2) + \widetilde{i}_L \tag{31}$$

$$\widetilde{L}\dot{\widetilde{i}}_L = -\widetilde{V}_2 \tag{32}$$

Giriş akımı sıfır olduğu zaman, giriş gerilimini çıkış gerilimine eşit olan gerilim tampounu kullanılmasından dolayı $V_1(t) \approx \widetilde{V}_1(t)$ ifadesini (31) ve (32) eşitliklerini sırayla (28) ve (29) eşitliklerinden çıkartarak yerine yazalım.

$$C_2(\dot{V}_2 - \dot{\widetilde{V}}_2) = -1/R(V_2 - \widetilde{V}_2) + (i_L - \widetilde{i}_L) \tag{33}$$

$$L(\dot{i}_L - \dot{\widetilde{i}}_L) = -(V_2 - \widetilde{V}_2) \tag{34}$$

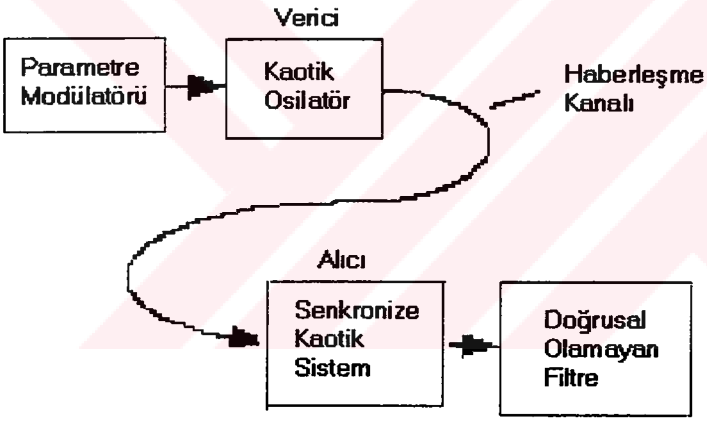
(33) ve (34) eşitliklerinde, sistem parametre değerlerine aşırı derecede hassas olduğu için $R = \widetilde{R}$, $C_1 = \widetilde{C}_1$ ve $C_2 = \widetilde{C}_2$ olarak alınmıştır [20]. Ayrıca (30) eşitliğinden (27) eşitliğini çıkartırsak;

$$i_d(t) - i_i(t) = 1/R(V_2 - \widetilde{V}_2) \tag{35}$$

elde edilir. Devrede, t→∞ için $V_2 - \widetilde{V}_2 \to \infty$ olacaktır [19]. Bundan dolayı, (35) eşitliğinden t→∞ için $i_d(t) \approx i_t(t)$ olur. Ve dolayısıyla t→∞ $V_r(t) \approx V_S(t)$ elde edilir [19].

1.7.2.2. Kaotik Parametre Modülasyonu ile Bilgi İletiminin Bir Uygulaması

Ned J. Corron ve Daniel W. Hahs [21] kaotik sistemleri kullanarak, bir yapı oluşturmuşlardır. Bu yapının blok diyagramı şekil 24 'de verilmiştir. Buradaki temel düşünce, vericideki kaotik osilatörün bir parametresi kullanılarak analog bilgi işareti, süren işaret üzerine kodlanır ve vericiyle aynı yapıdaki alıcıda bu süren işaretle senkronizasyon sayesinde oluşturulan işaretten bir doğrusal olmayan filtre sayesinde bilgi işaretinin elde edilmesine dayanır [21]. Teoriyi üçüncü dereceden kaotik bir osilatörle göstermişlerdir.



Şekil 24. Parametre modülasyonu kullanılarak oluşturulan haberleşme sisteminin blok diyagramı

Alıcı ve verici taraftaki kaotik osilatörlerin formları (36) ve (37) eşitliklerinde verilmiştir. Eşitliklerde x,y ve z vericideki, y_a ve z_a alıcıdaki dinamik değişkenlerdir; λ ise analog bilgi işareti olarak kullanılacak sitemdeki bir parametredir [21]. Bilgi işaretini, λ=λ(t) şeklinde modülasyon parametresine atama yapılmaktadır. Yalnız dikkat edilmesi gereken nokta, λ(t) 'nin genlik değeri sistemin kaotik yapısın bozmaması gerekmektedir [21].

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x,y,z{:}\lambda) \\ \dot{y} &= g(x,y,z) \\ \dot{z} &= h(x,y,z) \end{aligned} \tag{36}$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_a &= g(x,y_a,z_a) \\ \dot{z}_a &= h(x,y_a,z_a) \end{aligned} \tag{37}$$

Alıcı, x değişkeni tarafından sürülmektedir. Doğrusal olmayan filtrenin matematiksel formu (38) eşitliğinde verilmiştir. Eşitlikteki, f_0 fonksiyonu süren işaretin matematiksel formundaki modülasyon parametresi olan λ 'ya bağlı olmayan ve f_1 fonksiyonu ise λ 'ya bağlı olan terimler olarak tanımlanır [21].

$$\begin{aligned} \dot{w}_0 &= f_0(x,y_r,z_r) + kx - kw_0 \\ \dot{w}_1 &= f_1(x,y_r,z_r) - kw_1 \end{aligned} \tag{38}$$

Alıcıda elde edilen analog bilgi işaretinin matematiksel formu ise (39) eşitliğinde verilmiştir. k ve q filtre parametreleri olarak tanımlanmışlardır [21].

$$\dot{\lambda}_a = \frac{q\,\mathrm{sgn}(w_1)}{1+|w_1|}(x - w_0 - w_1\lambda_a) \tag{39}$$

1.7.3. Kaos Kaydırmalı Anahtarlama Metodu ile Bilgi İletimi

Bu metotta, iki kodlanmış işaret vericide master, alıca slave olarak setlenmiş master-slave konfigürasyonunda birleştirilen kaotik sistemlerin iki kararlı durumuna kaydedilir [17]. Bu işlem üç şekilde gerçekleştirilir.

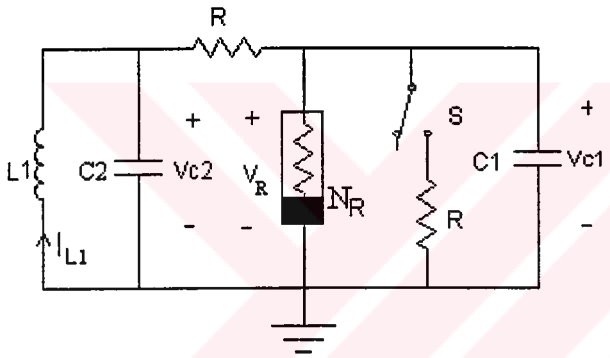
1. İkili kodlanmış işaret alıcı ve verici arasında, senkronize olunan ve senkronize olunmayan iki durumu gösterecek şekilde kaydedilir.

2. İki farklı kaotik sistem çifti kullanılarak ikili kodlanmış işaretten "0" bir sistemin, "1" ise diğer sistemin senkronizasyonunu gösterecek şekilde kaydedilir.

3. Kaotik senkronizasyonun iki farklı tipi kullanılır. Bu metot kaotik faz kaydırmalı anahtarlama olarak adlandırılır [17].

1.7.3.1. Chua 'nun Osilatörü Kullanılarak Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama

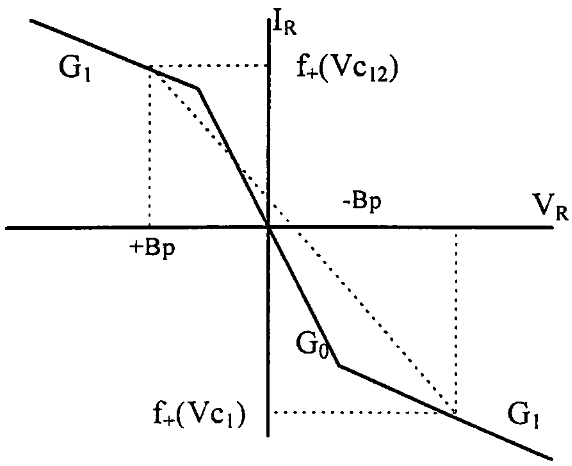
Bu uygulama için kullanılan verici taraftaki kaotik Chua osilatörünün devre şeması şekil 25 'de verilmiştir. Bu yapıdaki temel düşünce, +1 gönderilmek istendiği zaman T süresince S anahtarı açık tutulacak, -1 için ise aynı süre içersinde anahtar kapatılacaktır [17]. Bu şekilde, vericinin iki karalı durumu oluşturulur. Verici için durum denklemleri (40) eşitliğinde verilmiştir.



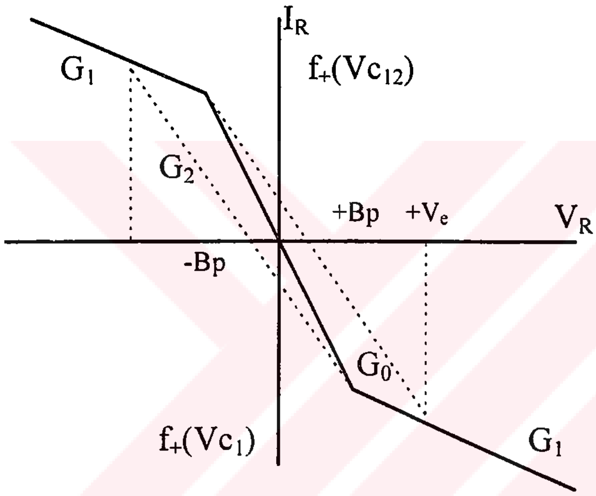
Şekil 25. Kaotik kaydırmalı anahtarlama için kullanılan Chua osilatörü

$$\begin{aligned} C_1\dot{V}_{C1} &= 1/R\,(V_{C2}-V_{C1})-f_{\pm}(V_{C1}) \\ C_2\dot{V}_{C2} &= -1/R\,(V_{C2}-V_{C1})+i_L \\ L\dot{i}_L &= -V_{C2} \end{aligned} \tag{40}$$

$f_{\pm}(V_{C1})$, Chua osilatörünün akım-gerilim karakteristiğidir. Şekil 26.a 'da, +1 gönderildiği zamanki yani anahtar açıkken $f_{+}(V_{C1})$; şekil 26.b 'de ise -1 gönderildiği zamanki $f_{-}(V_{C1})$ görülmektedir [17].



(a)

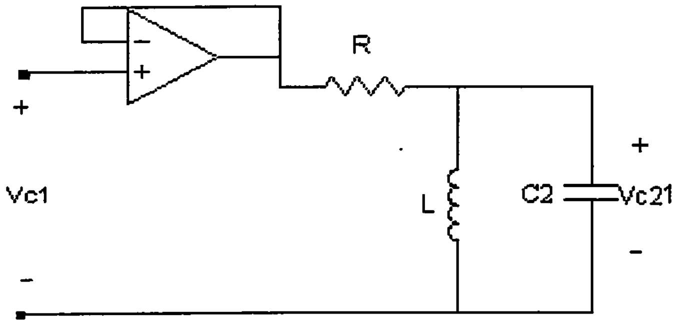


(b)

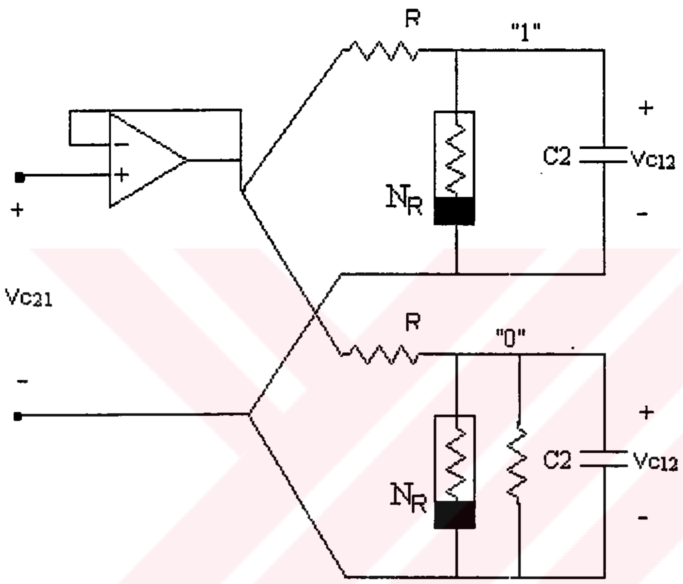
Şekil 26. (a) Kaotik kaydırmalı anahtarlama metodunda +1 gönderildiği zaman oluşan Chua osilatörünün akım-gerilim karakteristiği. (b) -1 gönderildiği zamanki akım-gerilim karakteristiği [17].

Alıcı, üç alt sisteme ayrılmıştır (Şekil 27). V_{C1}, sistemdeki süren işarettir. Gönderilen işaret, ilk alt sistem tarafından alındıktan sonra V_{C2} 'nin kopyası olacak V_{C21} işareti oluşturulur. İlk alt sistemin durum denkleri (41) eşitliğinde verilmiştir.

$$
\begin{aligned}
C_2\dot{V}_{C21} &= -1/R(V_{C21} - V_{C1}) + i_{L2} \\
L\dot{i}_{L2} &= -V_{C21}
\end{aligned}
\qquad (41)
$$



(a)



(b)

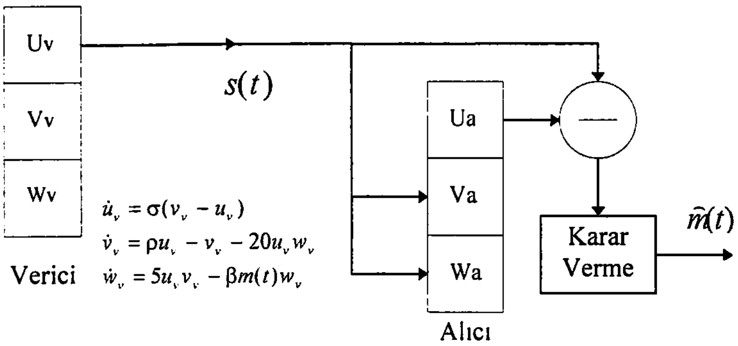
Şekil 27. (a) İlk alıcı sistem (b) İkinci ve üçüncü alt sistemler [17].

Şekil 27.b 'deki ikinci ve üçüncü alt sistemler, V_{C21} işaretini kullanarak sırasıyla V_{C12}, $\widetilde{V}_{C12}$ işaretini oluştururlar. Sonuçta, eğer +1 biti gönderildiyse V_{C12} işareti V_{C1} 'e, -1 biti gönderildiyse de $\widetilde{V}_{C12}$ işareti V_{C1} 'e eşit olacaktır [17]. İkinci ve üçüncü alt sistemlerin durum denklemleri (42) eşitliğinde gösterilmiştir. Bu çalışma kaotik kaydırmalı anahtarlama metotlarından ikincisine bir örnek oluşturur.

$$\begin{aligned} C_1\dot{V}_{C12} &= 1/R(V_{C21} - V_{C12}) - f_+(V_{C12}) \\ C_1\dot{\widetilde{V}}_{C12} &= 1/R(V_{C21} - \widetilde{V}_{C12}) - f_-(\widetilde{V}_{C12}) \end{aligned} \tag{42}$$

1.7.3.2. Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama Metoduna Bir Uygulama

Bu uygulama Kevin M. Cuomo ve Alan V. Oppenheim [14] tarafından gerçekleştirilmiştir. Yöntemin yapısı, doğrusallaştırılmış kaotik Lorenz sistemini baz alarak şekil 28 'da verilmiştir.



Şekil 28. Kaotik kaydırmalı anahtarlama yöntemi için uygulanan bir haberleşme sisteminin yapısı.

Ancak yöntem Lorenz sistemiyle sınırlı değildir. Ayrıca vericinin durum denklemleri (43) eşitliğinde verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{u}_v &= \sigma(v_v - u_v) \\ \dot{v}_v &= \rho u_v - v_v - 20u_v w_v \\ \dot{w}_v &= 5u_v v_v - \beta m(t) w_v \end{aligned} \tag{43}$$

Temel düşünce, enformasyon taşıyan bir dalga formu ile bir verici parametresini modüle ederek kaotik sürücü sinyali iletmektir [14]. Alıcıda sabit modülasyonla, alınan sürücü işareti ve alıcının ürettiği işaret arasında modülasyona bağlı olarak bir hata işaret genliği, kısaca senkronizasyon hatası üretilecektir. Bu senkronizasyon hatası kullanılarak, modülasyon algılanabilir.

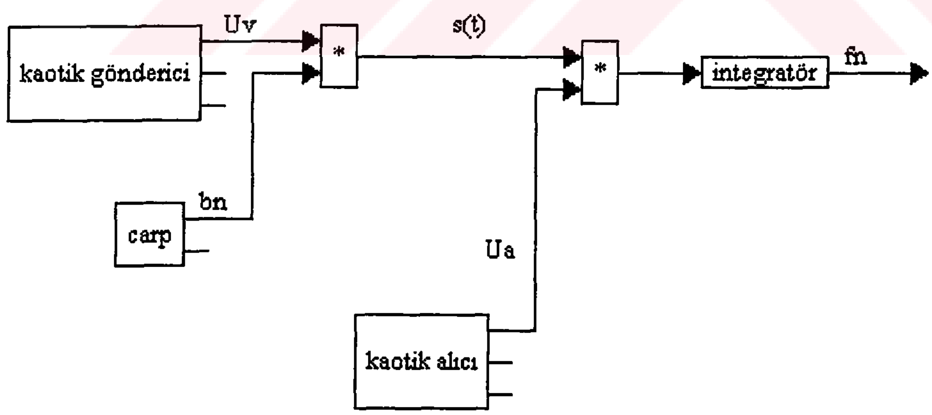
Bilindiği gibi kaotik sistemler parametre değerlerine aşırı duyarlıdır. Bu nedenle, parametrelerdeki en ufak bir farklılık alıcı ve verici arasındaki senkronizasyonun kaybolmasına yol açar. Bu uygulamada iki değerli bit dizeleri m(t) sayesinde kaotik verici iki kararlı durum arasında anahtarlanarak süren işaret gönderilmekte, “1” bit değerini gösteren durumda alıcı ile verici arasında senkronizasyon sağlanır; “0” gönderildiği zaman senkronizasyon kaybolur [14]. Sonuçta, alıcıda basit bir yapı oluşturarak bu bit dizeleri algılanabilir. Bu uygulama, anlaşılacağı gibi kaotik kaydırmalı anahtarlama metotlarından ilkine girer.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

Bu bölümde, kaotik sistemlerde ikili kodlanmış (binary) verilerin iletimi için geliştirilen yeni yöntemler anlatılacaktır. Mevcut yöntemlerden farklı olan bu yapıların geliştirme aşamaları adım adım gösterilecektir. Bilgisayar simulasyonu olarak yapılacak bu yeni sistemlerin incelemeleriyle birlikte karşılaştırma amacıyla mevcut uygulamalardan bazıları da gerçekleştirilecektir. Yapılar kaotik Lorenz sistemi esas alınarak oluşturulacak fakat incelemeler genel olup, Lorenz sistemiyle kısıtlı değildir.

2.1. Genel Teori

Kaotik sistemler başlangıç şartlarına oldukça hassas olduğu söylenmişti. Aynı yapıdaki iki kaotik sistem, başlangıç şartlarındaki küçük bir farkla çalışmaya başlarlarsa kısa bir süre içerisinde birbirlerinden uzaklaşacaklardır. Fakat aynı koşullarda çalışmaya başlarsa davranışları benzer olacaktır. Bunu göz önüne alarak şekil 29 ‘da gösterilen yapıyı verebiliriz.



Şekil 29. Alıcıyı bir işaretle sürmeksizin oluşturulan sistemin blok diyagramı.

Şekil 29 ‘da binary veriler b_n=(0,1), vericinin çıkışında, u_v değşikeniyle, 1 ‘e karşılık +1 ve 0 ‘a karşılık -1 olacak şekilde çarpılmaktadır. Verici sistemi ve alıcıya gönderilen s(t) işaretini, (44) ve (45) eşitliklerindeki gibi yazabiliriz.

$$\begin{aligned}\dot{u}_v &= \sigma(v_v - u_v)\\ \dot{v}_v &= \rho u_v - v_v - 20u_v w_v\\ \dot{w}_v &= 5u_v v_v - \beta w_v\end{aligned} \tag{44}$$

$$s(t) = a * u_v \tag{45}$$

$$a = \begin{cases} -1 & , \quad b_n = 0 \text{ için} \\ +1 & , \quad b_n = 1 \text{ için} \end{cases}$$

Alıcı ise gönderilen işareti, senkronizasyon için kullanmayacaktır. Yani, bu yapıda verici sistemin bir sürücü işaretle alıcı tarafı sürmesi söz konusu değildir. Verici ile alıcı bağımsız çalışmaktadırlar. Alıcı sistemin yapısı (46) eşitliğindeki gibidir.

$$\begin{aligned}\dot{u}_a &= \sigma(v_a - u_a)\\ \dot{v}_a &= \rho u_a - v_a - 20u_a w_a\\ \dot{w}_a &= 5u_a v_a - \beta w_a\end{aligned} \tag{46}$$

Alıcı tarafta, gönderilen işaret, vericiden bağımsız olarak oluşturulan u_a değişkeniyle çarpılacaktır. Gönderilen binary veriyi algılamak için ise çarpım, entegralden geçirilerek yapılmaktadır. Dikkat edilmesi gereken husus, bir verinin süresin alıcı tarafta bilinmesi gerekmektedir. Çünkü entegrasyon işlemi, verinin T süresinde gönderildiğini varsayarsak bu süre içinde her bit için ayrı ayrı yapılmalıdır. Alıcıdaki çarpımın entegralini yazarsak (47) ifadesi elde edilir.

$$f_n(t) = \int_{nT}^{(n+1)T} s(t) * u_a \, dt \qquad , \ (n = 0,1 \ldots \mathrm{N}) \tag{47}$$

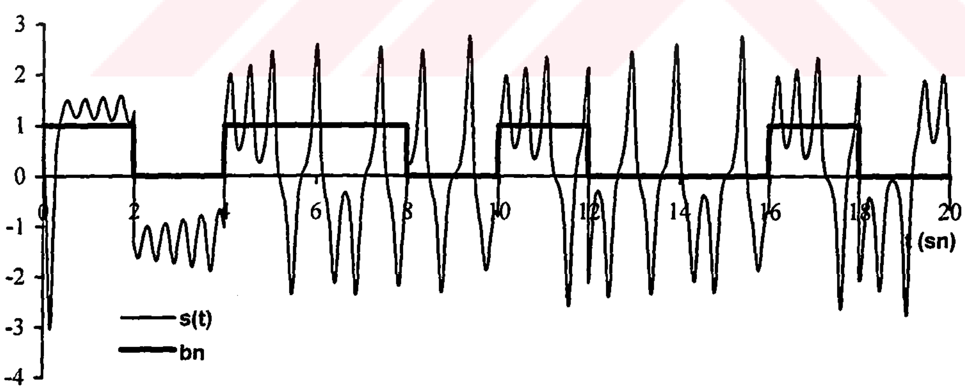
n gönderilen, N de toplam bit sayısını göstermektedir. Alıcı ve vericini eş zamanlı olarak, aynı başlangıç değerleriyle çalışmaya başladıkları düşünürsek; $u_a = u_v$, $v_a = v_v$ ve $w_a = w_v$ olacaktır. Bu durumda (47) ifadesini ve (45) eşitliğinden de faydalanarak yazarsak (48) eşitliği elde edilir.

$$f_n(t) = \int_{nT}^{(n+1)T} a \cdot u_v^{\,2} dt \qquad , \ (n = 0,1...N) \tag{48}$$

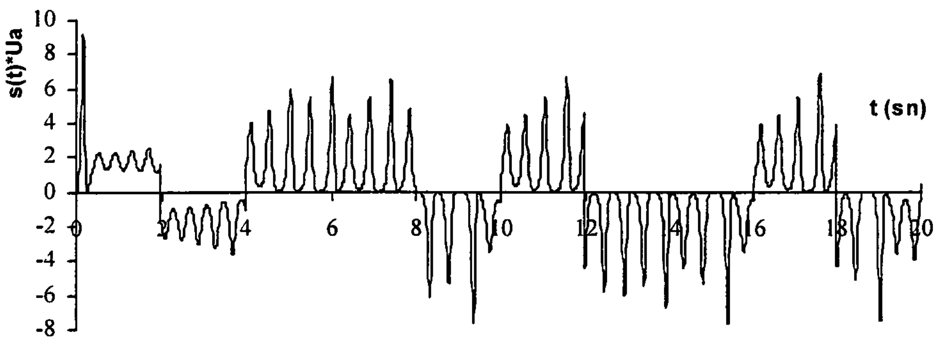
Eğer gönderilen değer b_n=1 ise, a=1 dolayısıyla entegralin sonucu da pozitif olacaktır. Aksi halde b_n=0 iken, a=-1 ve entegral sonucu da negatif bir değer olur. Bu durumda algılama işlemini, entegralin sonucuna göre verebiliriz. Bunu matematiksel ifadeyle (49) eşitliğindeki gibi gösterebiliriz.

$$\tilde{b}_n = \begin{cases} 0 & , \ f_n(t)<0 \text{ için} \\ 1 & , \ f_n(t)>1 \text{ için} \end{cases} \tag{49}$$

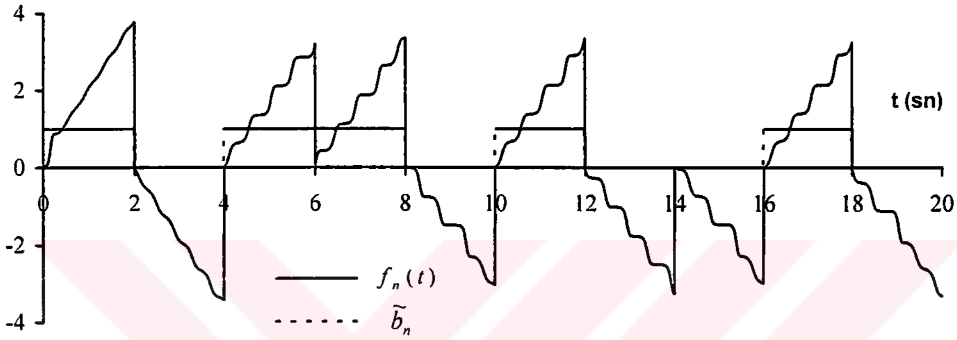
Kaotik Lorenz sistemini, σ=16, ρ=45.6 ve β=4 parametreleriyle bu yapıyı göstermek için kullanabiliriz. Şekil 30 ‘ da, verilen bir binary veri dizisi için gönderilen işaret s(t) işaretine bağlı olarak, alıcıdaki çarpımın sonucu, algılanan $\tilde{b}_n(t)$ bitleri ve sınırlı entegral $f_n(t)$ ‘in grafiği şekil 31 ‘de verilmiştir.



Şekil 30. Herhangi bir binary $b_n(t)$ dizisine karşılık gönderilen $s(t)$ işareti



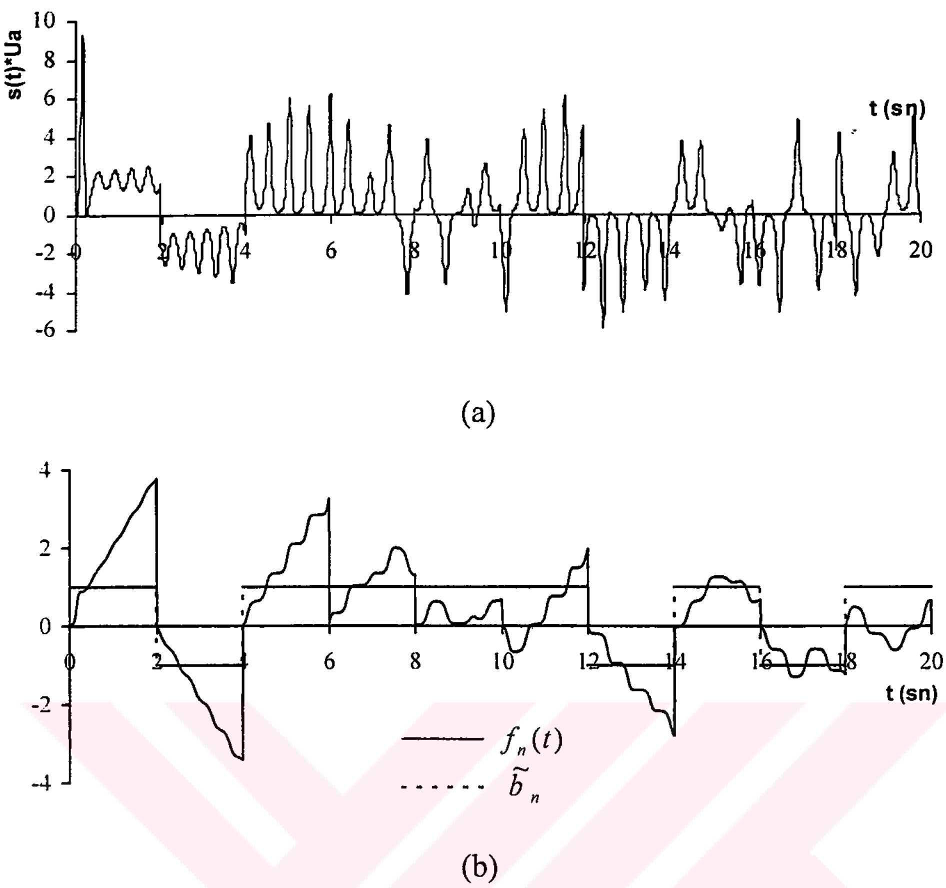
(a)



(b)

Şekil 31. (a) Alıcıdaki çarpım, (b) Entegralin zamana bağlı grafiği ve bu sonuca göre algılanan $\tilde{b}_n(t)$ binary dizi.

Bu ortaya atılan düşüncede, verici sistemin alıcıyı bir işaretle sürmediğini, iki sistemin de tamamen aynı başlangıç değerleriyle, eşzamanlı olarak çalışmaya başladığını söyledik. Teorik olarak bilgisayar simulasyonu ile gösterilen yapıyı pratik olarak gerçekleştirmek olanaksızdır. Kaotik sistemlerin başlangıç şartlarındaki en ufak değişimlere hassas olduğundan, alıcı ile verici arasındaki küçük bir fark sonucu bile sistemlerin davranışları değişecek ve öne sürdüğümüz ilk düşüncenin şekil 32 'de de görüldüğü gibi geçerliliği ortadan kalkacaktır.

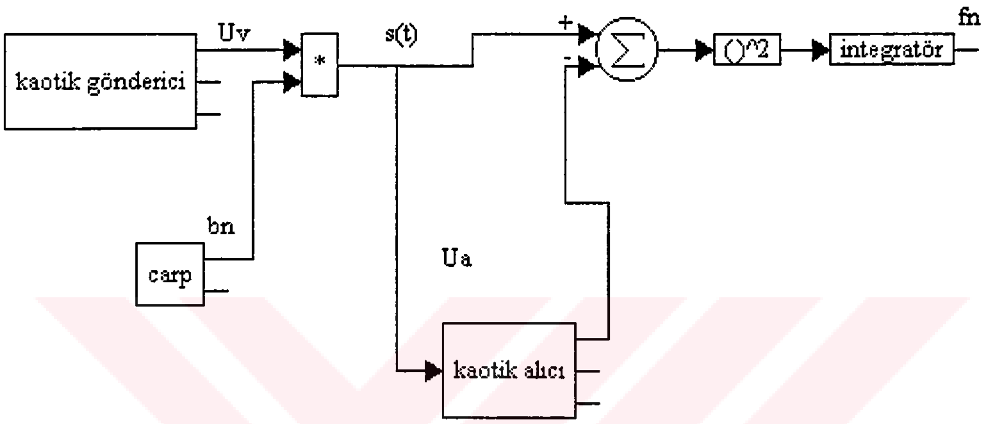


Şekil 32. (a) Başlangıç değerleri arasındaki %1 'lik fark neticesinde alıcıdaki çarpım, (b) Entegralin zamana bağlı grafiği ve algılanan $\tilde{b}_n$ veri dizisi

Şekil 32.b 'deki algılanan veri dizisiyle şekil 30 'daki gerçek diziye bakıldığında, alıcı ve verici sistemleri eşzamanlı olarak aynı şartlar altında çalışmaya başlamadıkları zaman öne sürdüğümüz bu düşünce hatalı olmaktadır. Anlaşılacağı üzere kaotik sistemlerle haberleşme yapılabilmesi için alıcı ile verici arasında senkronizasyon kaçınılmaz olmaktadır. Bundan sonraki aşamalarda bu yapı üzerinde sistemler arasında senkronizasyon sağlanarak bir çözüm yolu aranacaktır.

2.1.1. Bit Değişimlerindeki Senkronizasyon Hatasından Faydalanarak Kaotik Haberleşme

Şekil 29 'daki yapı üzerinde kaotik vericinin çıkışında binary veri dizisi ile çarparak gönderdiğimiz s(t) işareti ile alıcı sistemi sürersek, alıcı bu taşıyıcı s(t) işaretine senkronize olacaktır. Fakat, binary verimizdeki her bit değişimlerinde, yani 1-0 ve 0-1 geçişlerinde sürücü işaretimiz ters çevrildiği için alıcı ile verici arasında herhangi bir τ süresinde senkronizasyon kaybı olacaktır. Alıcı oluşturulacak bir yapıyla bu hata algılanabilir. Basit yapı olarak, sürücü işaretle alıcıda oluşturulan kopya işaretin farkı alınıp daha sonra bu farkın karesi bir τ süresindeki entegralini bir eşik değeri ile karşılaştırılabilir. Karşılaştırmanın sonucuna göre alıcı, ya s(t) işareti ya da tersiyle sürülür. Bu anlattığımızı blok diyagramı ile şekil 33 'deki gibi gösterebiliriz.



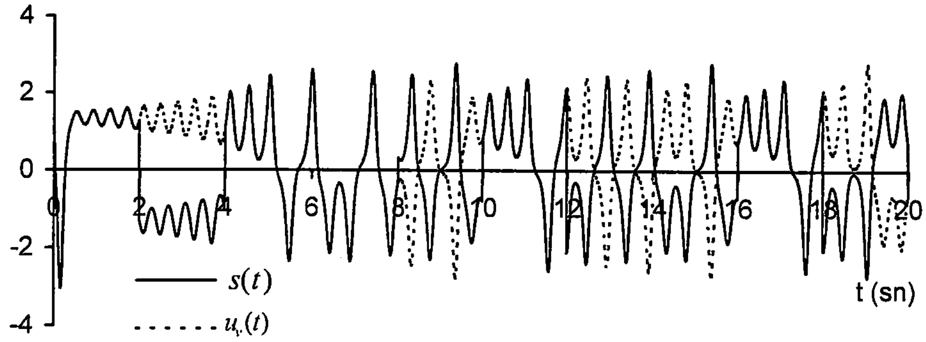
Şekil 33.Senkronizasyon hatasından faydalanmak için fark alınarak oluşturulan devrenin genel yapısı.

Şekil 33 'de gösterilen yapıda, süren işaretle kopya işaret arasında fark alınmasıyla, kanaldaki gürültü hesaba katılırsa belirli bir eşik değerine göre karar vermek çok güçleşir. Verici taraf bir önceki düşünce ile aynı yapıdadır. Bit değişimlerini algılamak için kullanılan ifade (50) eşitliğinde verilmiştir.

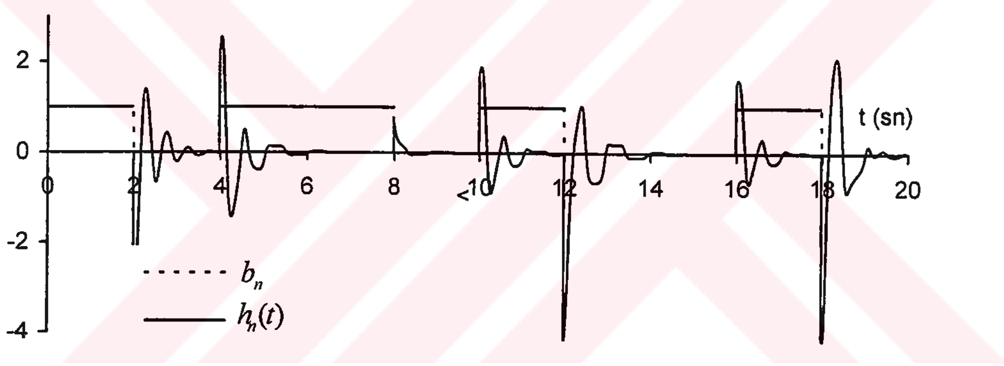
$$h_n(t) = \int_{nT}^{n+\tau} (s(t) - u_a(t))^2 \, dt \qquad , \ (n = 0,1 \ldots \mathrm{N}) \text{ ve } (\tau < \mathrm{T}) \tag{50}$$

$$\tilde{s}(t) = \begin{cases} -s(t) & , \quad h_n(t) > V_\gamma \\ s(t) & , \quad h_n(t) < V_\gamma \end{cases}$$

Bu ifadede τ entegral devresinin band genişliği olup bir bit süresinden küçük olmalıdır. Şekil 34.a, b 'de vericideki $u_v(t)$ ile binary veriyi taşıyan $s(t)$ işareti ve alıcıdaki bit değişimlerinde algılanan hata görülmektedir.



(a)



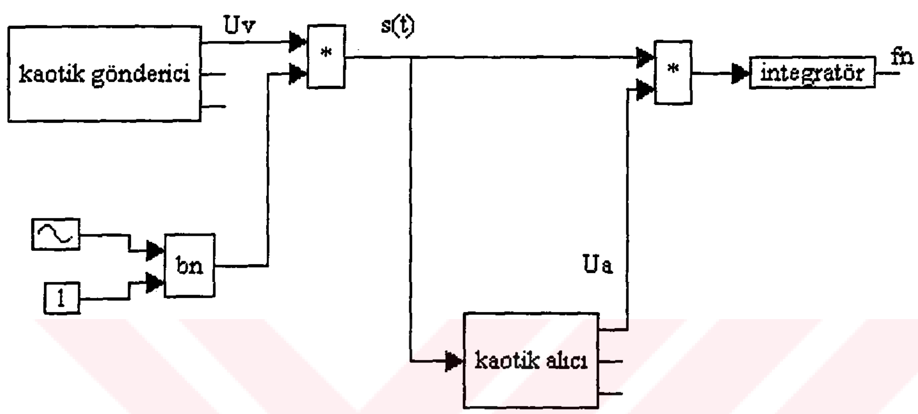
(b)

Şekil 34. (a) Verici sistemdeki kaotik işaret ve bu işarete bilgi eklenerek oluşturulan sürücü işaret, (b)Bit değişimlerinde oluşan senkronizasyon hatası.

Bit değişimlerini algılamak için kullanılan yapıların en önemli sıkıntıları, sürücü işaretteki bit değişimlerinin sıfır geçlerinde veya kanaldaki gürültüyü düşününce sıfıra yakın yerlerde olmasıdır. Bu durumda oluşacak bir hata diğer bitlerin de ters alınmasına neden olacaktır; oluşacak ikinci hata sistemi doğru hale getirecektir. Yani bu tür yapılarda hatayı başka bir hata düzeltecektir.

2.1.2. Frekans Kaydırmalı Anahtarlama Kullanarak Kaotik Sayısal Haberleşme

Bu aşamada, sayısal haberleşme sistemlerine uygulanan frekans kaydırmalı anahtarlama yöntemini kaotik sistemler üzerinde denemeye çakıştık. Sistemin blok yapısı şekil 35 ‘de gösterilmiştir.



Şekil 35. Kaotik sistemler için önerilen frekans anahtarlamalı yapının blok diyagramı.

Frekans kaydırmalı anahtarlamada, gönderilecek ikili değere göre, işaret iki farklı frekans bileşenine sahip bir işaretle çarpılır. Bu yaklaşımı kaotik sistemlere uygulamak için, ikili değerden birini alıcıda entegrasyon işlemi kullandığımızdan ortalama değeri sıfır, genliği 1 olan bir işaretle, ikili değerden diğerini ise 1 ’le çarpıyoruz; yani kaotik işaretin kendisini gönderiyoruz. Bu (51) eşitliğinde gösterilmiştir.

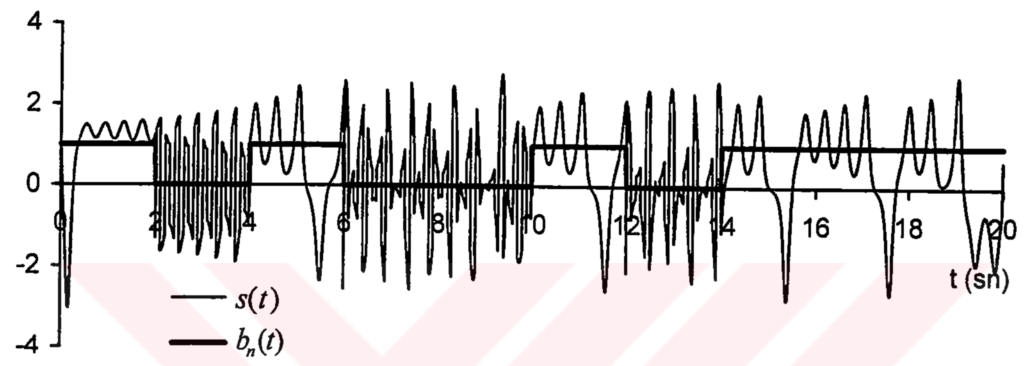
$$s(t) = a(t) * u_v(t) \tag{51}$$

$$a(t) = \begin{cases} \phi(t) & , \; b_n = 0 \text{ için} \\ +1 & , \; b_n = 1 \text{ için} \end{cases} \tag{52}$$

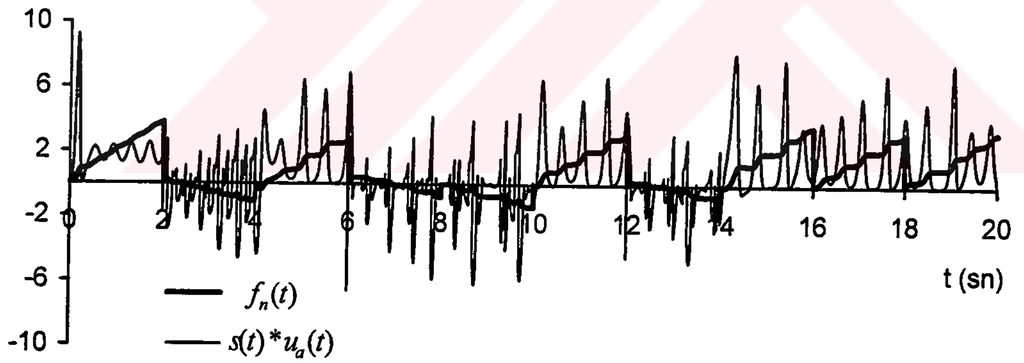
(52) eşitliğinde, iletilecek bit eğer sıfır ise $u_v(t)$ yüksek frekanslı bir $\phi(t)$ işaret ile çarpılmaktadır; örneğin bir sinüs veya kare dalga olabilir. τ bir bit süresini gösterirse, $\phi(t)$

işaretinin periyodu en azından τ/10 seçilebilir. Şekil 36.a 'da, (53) eşitliğindeki gibi seçilen bir ϕ(t) işareti için, iletilmek istenen veri dizisi ve buna karşılık alıcıya gönderilen s(t) işareti, şekil 36.b 'de ise alıcıdaki çarpım ile entegrasyonun sonucu görülmektedir.

$$\phi(t) = \begin{cases} 1 & , \quad 0 < t < \tau/20 \\ -1 & , \quad \tau/20 < t < \tau/10 \end{cases} \tag{53}$$



(a)



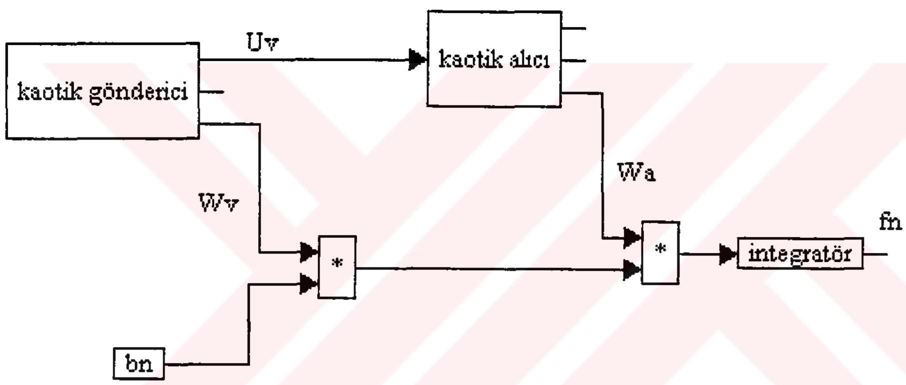
(b)

Şekil 36. (a) Frekans kaydırmalı anahtarlama ile gönderilecek ikili veri dizisi ile iletilen s(t) işareti, (b) Alıcıdaki çarpım ve entegrasyonun grafiği

Şekil 36.b 'deki entegrasyonun bir eşik değeriyle karşılaştırarak gönderilen ikili veri anlaşabilir.

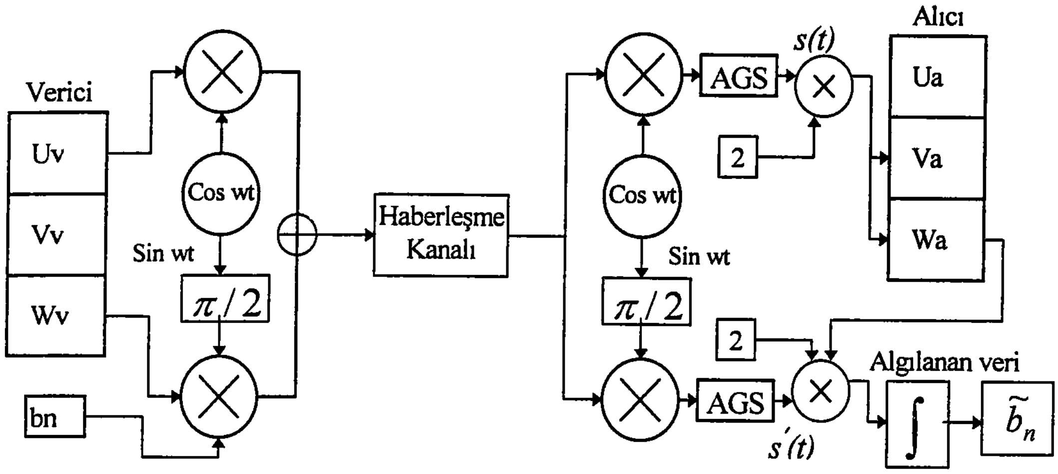
2.1.3. Kuadratur Modülasyon Kullanarak Kaotik Sayısal Haberleşme

Bundan önce anlatılan iki yöntemde alıcı tarafa, sadece ikili veriyi taşıyan işaret gönderilmekteydi. İlk yöntemde, alıcıyı bir işaretle sürmeksizin, iki tarafın devamlı senkronize olduğu düşünülmüştü. İkinci yöntemdeki, bit değişimlerinde meydana gelecek senkronizasyon hatalarının algılanmasının ise gürültüye hassas olduğu söylenmişti. Bilindiği üzere senkronizasyon sayesinde, alıcıda sadece sürücü işaretlerin değil, vericideki diğer işaretlerin de kopyası çıkartılır. Bundan dolayı eğer alıcıya hem senkronizasyon işareti hem de ikili veriyi taşıyan işaret gönderilirse şekil 37 'de gösterildiği gibi bir yapı verilebilir.



Şekil 37. İki değişken kullanılarak sayısal haberleşme sisteminin yapısı.

Şekil 37 'de gösterilen yapı iki kanal gereksinim oluğundan iyi bir çözüm sayılmaz. Fakat şekil 38 'de gösterilen kuadratur modülasyon sistemi kullanılarak senkronizasyon ve binary veriyi taşıyan işaretler birleştirilerek tek kanaldan gönderilebilir.



Şekil 38. Kuadratur modülasyon kullanarak oluşturulan kaotik haberleşme sistemi

Verici tarafta eş frekanslı ancak π/2 faz farklı iki taşıyıcı alınır. Senkronizasyon ve binary veriyi taşıyan işaretler bu iki taşıyıcı ile birlikte çift yan bant modülasyonu ile ayni kanaldan iletilirler. Kanaldaki s(t) işareti (54) eşitliğinde gösterildiği gibi oluşur.

$$a = \begin{cases} -1 & , \quad b_n = 0 \text{ için} \\ +1 & , \quad b_n = 1 \text{ için} \end{cases}$$

$$s(t) = u_v(t) * \cos w_0 t + a_n w_v(t) * \sin w_0 t \qquad (54)$$

Alıcıda ise s(t) işareti, eş frekansta ve π/2 faz farklı işaretlerle çarpılır ve ifadeler düzenlenirse,

$$\tilde{s}(t) = s(t) * \cos w_0 t$$

$$\tilde{s}(t) = (u_v(t) * \cos w_0 t + a_n w_v(t) * \sin w_0 t) * \cos w_0 t$$

$$\tilde{s}(t) = u_v(t) * \frac{1}{2}(\cos 2w_0 t + 1) + \frac{1}{2} a_n w_v(t) * \sin 2w_0 t$$

$$\tilde{s}(t) = \frac{1}{2} u_v(t) + \frac{1}{2} u_v(t) \cos 2w_0 t + \frac{1}{2} a_n w_v(t) * \sin 2w_0 t \qquad (55)$$

$$s'(t) = s(t) * \sin w_0 t$$

$$s'(t) = (u_v(t) * \cos w_0 t + a_n w_v(t) * \sin w_0 t) * \sin w_0 t$$

$$s'(t) = \frac{1}{2} u_v(t) * \sin 2w_0 t + a_n w_v(t) * \frac{1}{2}(1 - \cos 2w_0 t)$$

$$s'(t) = \frac{1}{2} u_v(t) * \sin 2w_0 t + \frac{1}{2} a_n w_v(t) - \frac{1}{2} a_n w_v(t) * \cos 2w_0 t \qquad (56)$$

(55) ve (56) ifadeleri elde edilir. Ayrıca $\tilde{s}(t)$ ve $s'(t)$ işaretleri bir alçak geçirgen filtreden geçirilip $2w_0t$ terimleri elimine edildikten sonra 2 katı alınırsa,

$$\tilde{s}(t) = u_v(t) \qquad (57)$$

$$s'(t) = a_n w_v(t) \qquad (58)$$

bulunur. Elde edilen $\tilde{s}(t)$ işaretiyle alıcı sürülürse, $w_v(t)$ işaretinin kopyası oluşturulur ve kopya işaretinin $s'(t)$ ile çarpımı entegrasyon geçilirse iletilen binary veriler rahatlıkla algılanabilir.

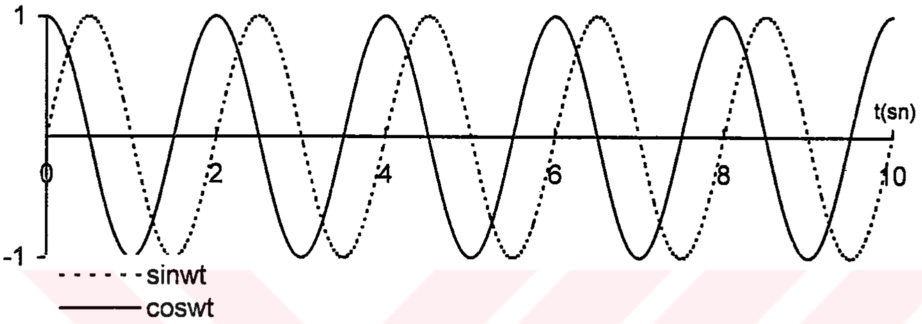
$$f_n(t) = \int_{nT}^{(n+1)T} s'(t) * w_a \, dt \quad , (n = 0,1\ldots\mathrm{N})$$

$$f_n(t) = \frac{1}{2} \int_{nT}^{(n+1)T} a_n * w_V{}^2 \, dt \quad , (n = 0,1\ldots\mathrm{N}) \qquad (59)$$

Eğer gönderilen değer b_n=1 ise, a=1 dolayısıyla (59) ifadesindeki entegralin sonucu da pozitif olacaktır. Aksi halde b_n=0 iken, a=-1 ve entegral sonucu da negatif bir değer olur. Bu durumda algılama işlemini, entegralin sonucuna göre verebiliriz. Bunu matematiksel ifadeyle (60) eşitliğindeki gibi gösterebiliriz.

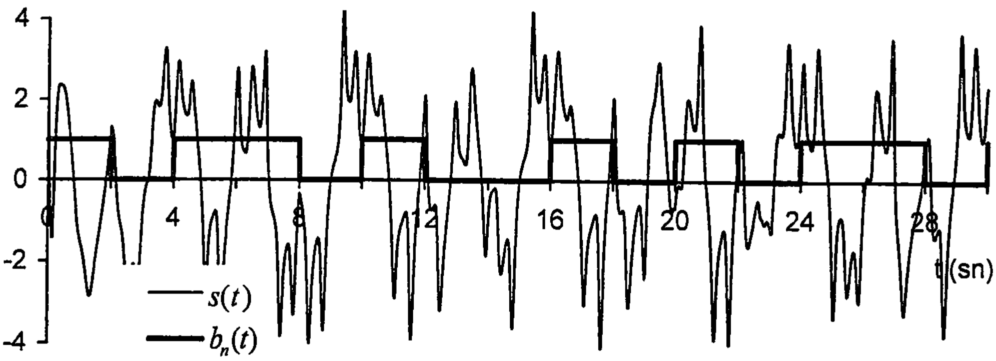
$$\tilde{b}_n = \begin{cases} 0 & , \quad f_n(t)<0 \text{ için} \\ 1 & , \quad f_n(t)>1 \text{ için} \end{cases} \tag{60}$$

Bu anlatıları kaotik Lorenz sisteminde σ=16, ρ=45.6 ve β=4 parametreleri ile gösterelim. Kuadratur modülasyon için seçilen π/2 faz farklı eşit frekanslı iki taşıyıcı işaret şekil 39 'da gösterilmiştir.

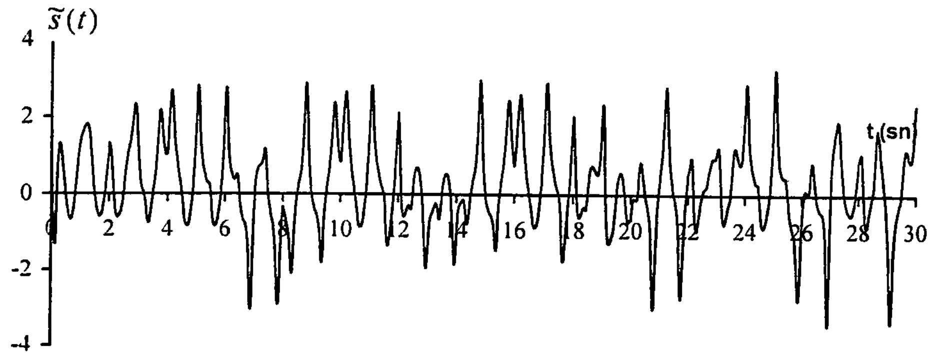


Şekil 39. Kuadratur modülasyon için seçilen taşıyıcı işaretler

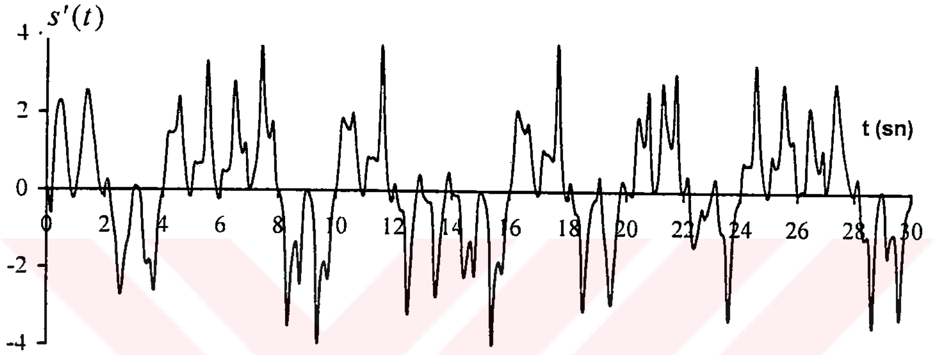
Bu taşıyıcı işaretler için herhangi bir veri dizisi için kanalda iletilen işaret ise şekil 40 'da görülmektedir. Sistemin Lyapunov üstelleri hesaplanırsa, iletilen işaretin kaotik olduğu görülür.



Şekil 40. Alıcıya gönderilen s(t) işareti



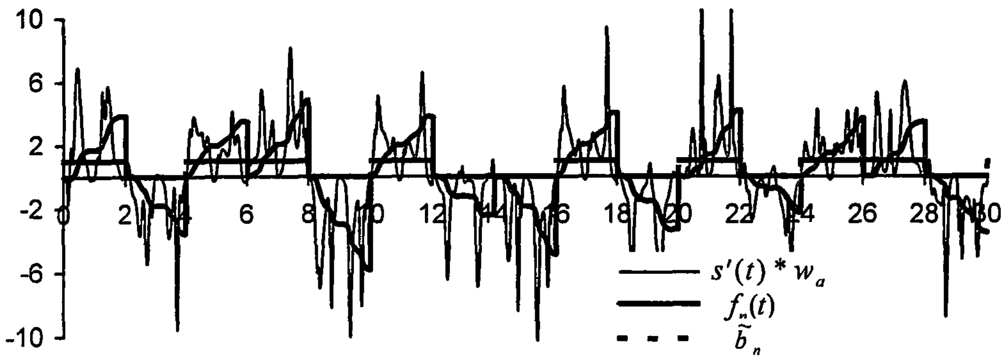
(a)



(b)

Şekil 41. Alıcıda yapılan demodülasyon sonucu elde edilen işaretler (a) $\tilde{s}(t)$ (b) $s'(t)$

Şekil 41.a 'daki $\tilde{s}(t)$ işareti ile alıcı sistem sürülür ve w_v işaretinin kopyası else edilirse, $s'(t)$ ile bu kopya işaretinin çarpımı, çarpımının entegrasyonu ve algılanan binary veriler şekil 42 'de gösterilmiştir.



Şekil 42. Kuadrator modülasyonu kullanılarak oluşturulan sistemde alıcıdaki çarpım, entegrasyon ve algılanan binary veriler

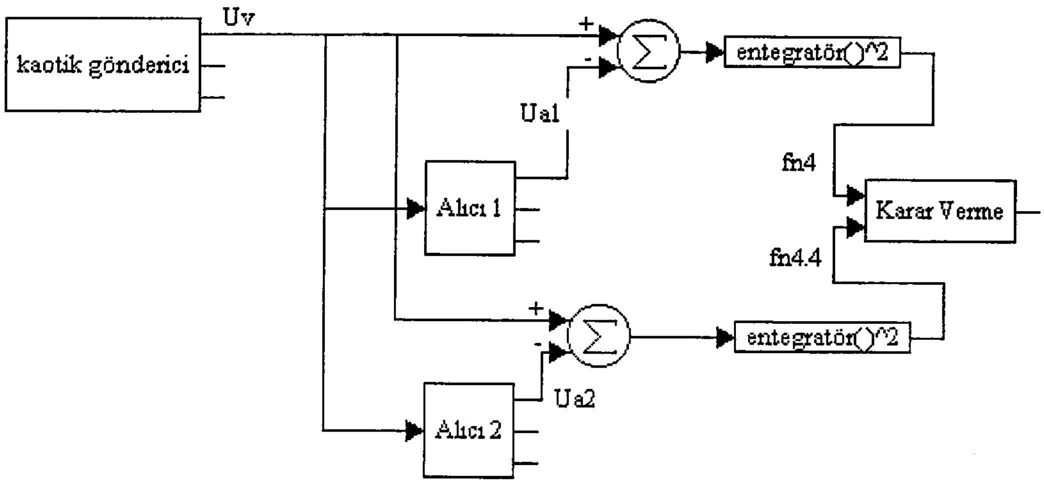
2.2. Mevcut Kaotik Sayısal Haberleşme Metotlarının İncelenmesi

Burada bazı kaotik sayısal haberleşme metotlarının incelemesini bilgisayar simulasyonu ile yapacağız. Bu uygulamalarda yine kaotik Lorenz sistemi baz alınmıştır.

2.2.1. Kaotik Kaydırmalı Anahtarlama

Kevin M. Cuomo ve Alan V. Oppenheim [14] tarafından oluşturulan sistemin genel yapısını bir önceki bölümde vermiştik. Vericinin formu (61) eşitliğindeki gibiydi.

$$\begin{aligned} \dot{u}_v &= \sigma(v_v - u_v) \\ \dot{v}_v &= \rho u_v - v_v - 20 u_v w_v \\ \dot{w}_v &= 5 u_v v_v - b(m(t)) w_v \end{aligned} \tag{61}$$

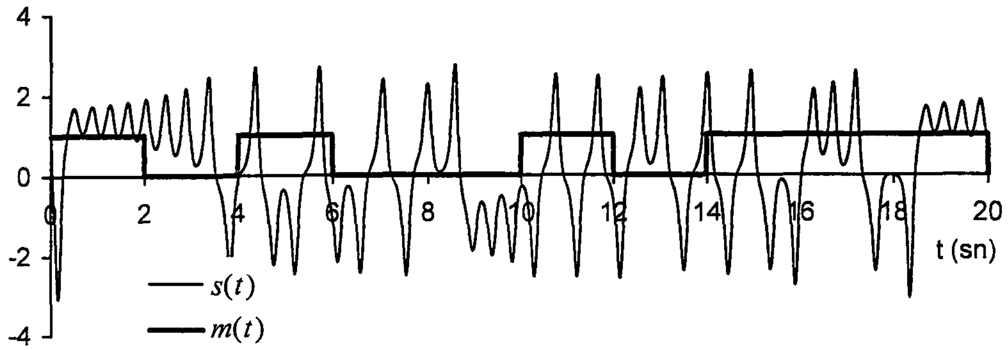


Şekil 43. İletilen ikili veriyi algılamak için oluşturulan yapı

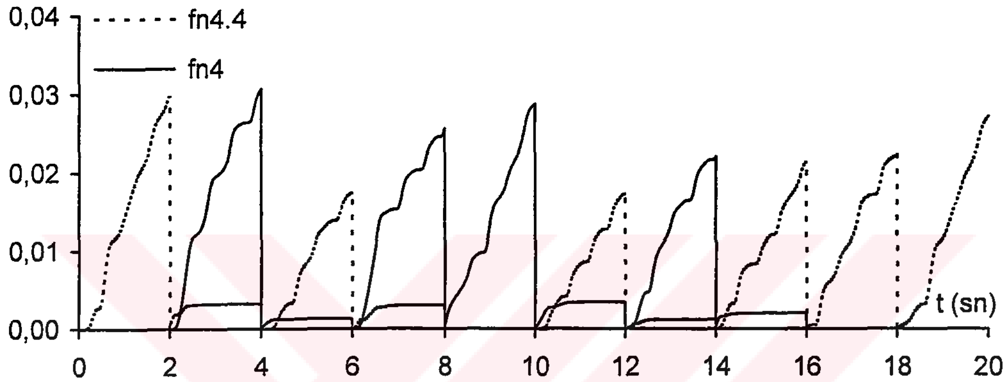
Anlatıldığı üzere, iletilecek ikili veriyi ifade eden m(t) işareti ile bir katsayı modüle edilerek sistem iki kararlı durum arasında değiştirilir. Alıcı ise bu karalı durumlar iki ayrı yapı ile oluşturulur. Algılama için oluşturulan yapı şekil 43 'de verilmiştir. Alıcıda oluşturulan kopya işaretlerle sürücü işaretin farkının karesi alındıktan sonra entegralden geçirilir. Alıcıdaki iki yapıdan entegrasyon sonucu büyük olan sistem senkronize olur ve karalı durumunun gösterdiği bit alınmış kabul edilir. Algılama işlemi için kullanılacak entegrasyon ifadesi (62) eşitliğindeki gibidir.

$$f_n(t) = \int_{nT}^{(n+1)T} (u_v - u_a)^2 dt \qquad , \ (n = 0,1 \ldots N) \tag{62}$$

Tekniği göstermek amacıyla m(t) için bir kare dalga kullanılabilir. Kaotik Lorenz sistemini σ=16, ρ=45.6 ve iki karalı durum sıfır ve bir bitleri için b(0)=4, b(1)=4.4 olacak şekilde seçelim. Alıcı tarafta ise, iki sistem aynı σ ve ρ fakat bir tanesi β=4, diğeri β=4.4 parametreleri seçilecek şekilde (13) eşitliğindeki gibi oluşturulurlar. Bunlara göre şekil 44.a 'da, verilen bir ikili dizi için alıcılara gönderilen $u_v(t)$ ve şekil 44.b 'de ise alıcıların entegrasyon sonuçları ile bu sonuçlara göre algılanan ikili dizi görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 44. (a) Verilen bir m(t) dizisi için iletilen s(t) sürücü işareti, (b) β=4.4 ve β=4 için alıcıların entegrasyon grafikleri

Şekil 44.b 'deki değerler sıfıra çok yakın oldukları için karar verebilmek oldukça güçtür. Bu zorluk kanaldaki gürültüyü de düşünürsek daha da artacaktır.

2.2.2. Parametre Modülasyonu

Ned J. Corron ve Daniel W. Hahs [21] 'in oluşturdukları yapı bir önceki bölümde anlatılmıştı. Bu yapıyı bilgisayar simulasyonu ile gerçeklemek için kaotik Lorenz sisteminde sürücü işaret olarak v_v 'yi ve modulasyon parametresi olarak da ρ 'yu seçebiliriz. Alıcı ile vericinin ifadeleri, σ=16, β=4 parametreleri için (63) ve (64) eşitliklerinde verilmiştir.

$$\begin{aligned}\dot{u}_v &= 16(v_v - u_v)\\ \dot{v}_v &= \lambda(t)u_v - v_v - 20u_v w_v\\ \dot{w}_v &= 5u_v v_v - 4w_v\end{aligned} \tag{63}$$

$$\begin{aligned}\dot{u}_a &= 16(v_v - u_a)\\ \dot{w}_a &= 5u_a v_v - 4w_a\end{aligned} \tag{64}$$

Modülasyon parametresi λ(t) 'yi,

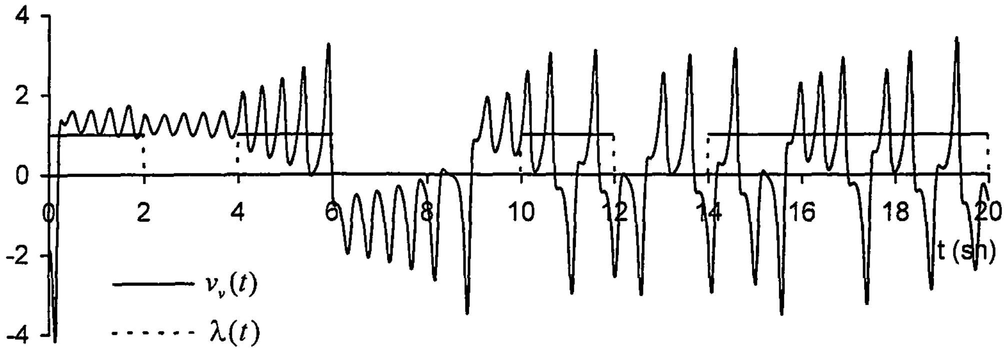
$$\lambda(t) = \begin{cases} 45 & , \quad b_n = 0 \quad \text{için,} \\ 35 & , \quad b_n = 1 \quad \text{için,} \end{cases}$$

şeklinde düşünüp; alıcıdaki doğrusal olmayan ve (38) ile (39) eşitliklerinde anlatılan filtre yapısını doğrusallaştırılmış Lorenz sistemi için;

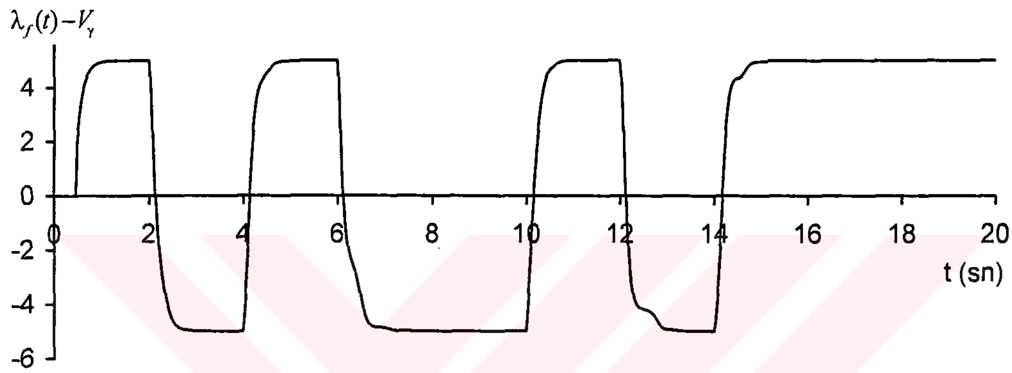
$$\begin{aligned}\dot{w}_0 &= 10(k-1)v_v - 200u_a w_a - kw_0\\ \dot{w}_1 &= 10u_a - kw_1\end{aligned} \tag{65}$$

$$\dot{\lambda}_a = \frac{q\,\mathrm{sgn}(w_1)}{1+|w_1|}(10v_v - w_0 - w_1\lambda_a) \tag{66}$$

olarak elde edilir. Alıcıdaki taraftaki filtre parametreleri k=20 ve q=20 olarak alınabilir [21]. Alıcı tarafta oluşturulan $\lambda_a(t)$ bir Vγ eşik değeriyle karşılaştırılıp ikili bite karar verilir. Bu değer için λ(t) 'nin ortalama değerini almak uygundur. Şekil 45 'de bu değerler ışığında bir ikili veri dizisi için iletilen sürücü işaret, elde edilen $\lambda_f(t)$- Vγ işareti ve buna bağlı algılanan bitler gösterilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 45. (a) Alıcıyı süren $v_v(t)$, (b) Doğrusal olmayan filtreden elde edilen işaretin eşik değeriyle karşılaştırılması ($\lambda_f(t)$-Vγ(t))

3. BULGULAR

Bundan önceki bölümde, kaotik sistemlerde sayısal haberleşme için bazı yöntemler önerilmiş ve bu yöntemlerin genel yapıları hakkında bilgiler verilmişti. Bu kısımda ise önerilen yöntemlerin incelenmesi ve performans analizleri yapılacaktır. Sistemlerin farklı gürültü seviyelerinde hatalı bit oranlarına göre değerlendirmeleri yapılacaktır.

Kaotik Lorenz sistemi üzerinde yapılacak olan bu incelemelerde, diferansiyel denklem takımlarının çözümünde, 0,01 sn. adımlarla beşinci dereceden Runge-Kutta algoritması kullanılacaktır. Hatalı bit oranları ise 10.000 binary veri üzerinden verilecektir. Ayrıca elde edilen sonuçlar, mevcut olan kaotik sayısal haberleşme yöntemlerinden bazıları ile karşılaştırılacaktır.

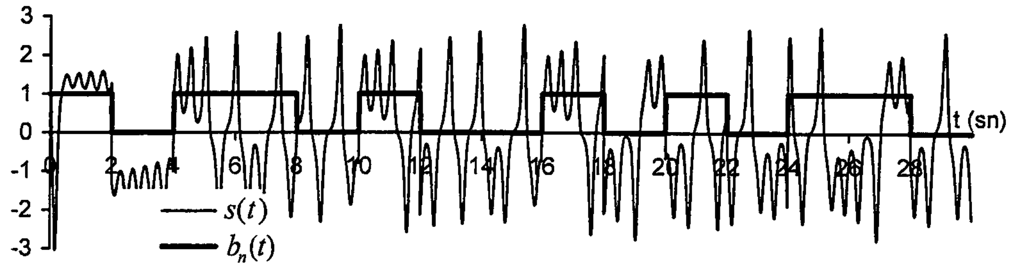
3.1. Temel Düşüncenin Performans Analizi

İlk yöntemde, aynı başlangıç koşullarında, eşzamanlı olarak çalışan, benzer yapıdaki iki kaotik sistem kullanılarak sayısal haberleşme yapılmıştı. Bu sistemin özelliği alıcıya süren işaret değil binary veriyi taşıyan işareti gönderilmesidir; yani alıcı sistemi herhangi bir işaretle sürmek mevzu bahis değildir. Bir önceki kısımda, genel teorisi ayrıntılı olarak verilen sistemde şimdi gürültünün etkilerini bilgisayar simulasyonu ile inceleyeceğiz.

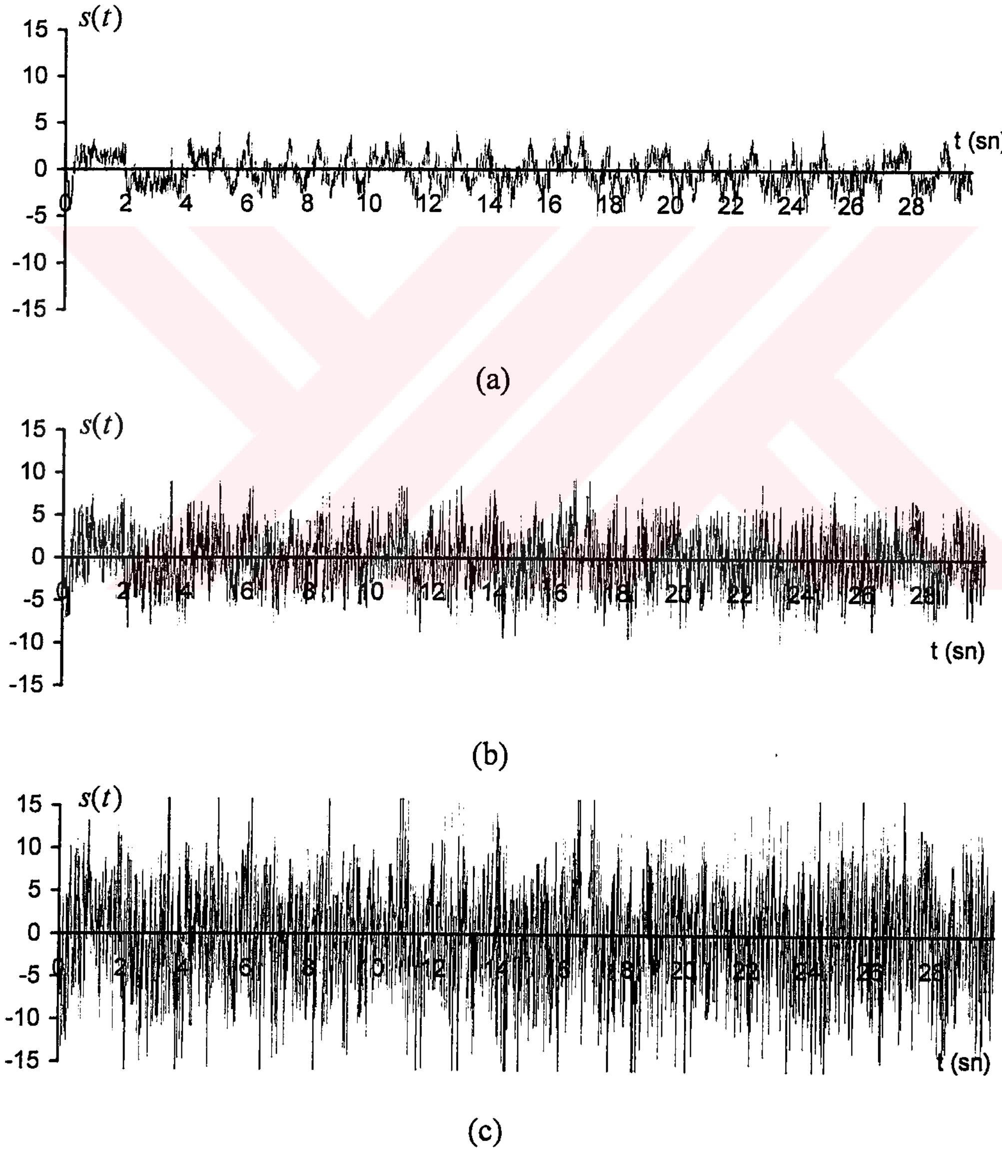
3.1.1. Gürültünün Etkisi

Bu bölümde, alıcıya gönderilen binary veriyi taşıyan s(t) işaretine farklı gürültü seviyelerinde bozucu işaret eklenerek sistemin performansı incelendi. Standart sapması σ_g, ortalama değeri sıfır olan beyaz gürültü kullanılmıştır. İncelemeler (8) eşitliğinde verilen Lorenz sisteminde, $\sigma=16$, $\rho=45.6$, $\beta=4$ parametreleri kullanılarak yapılmıştır.

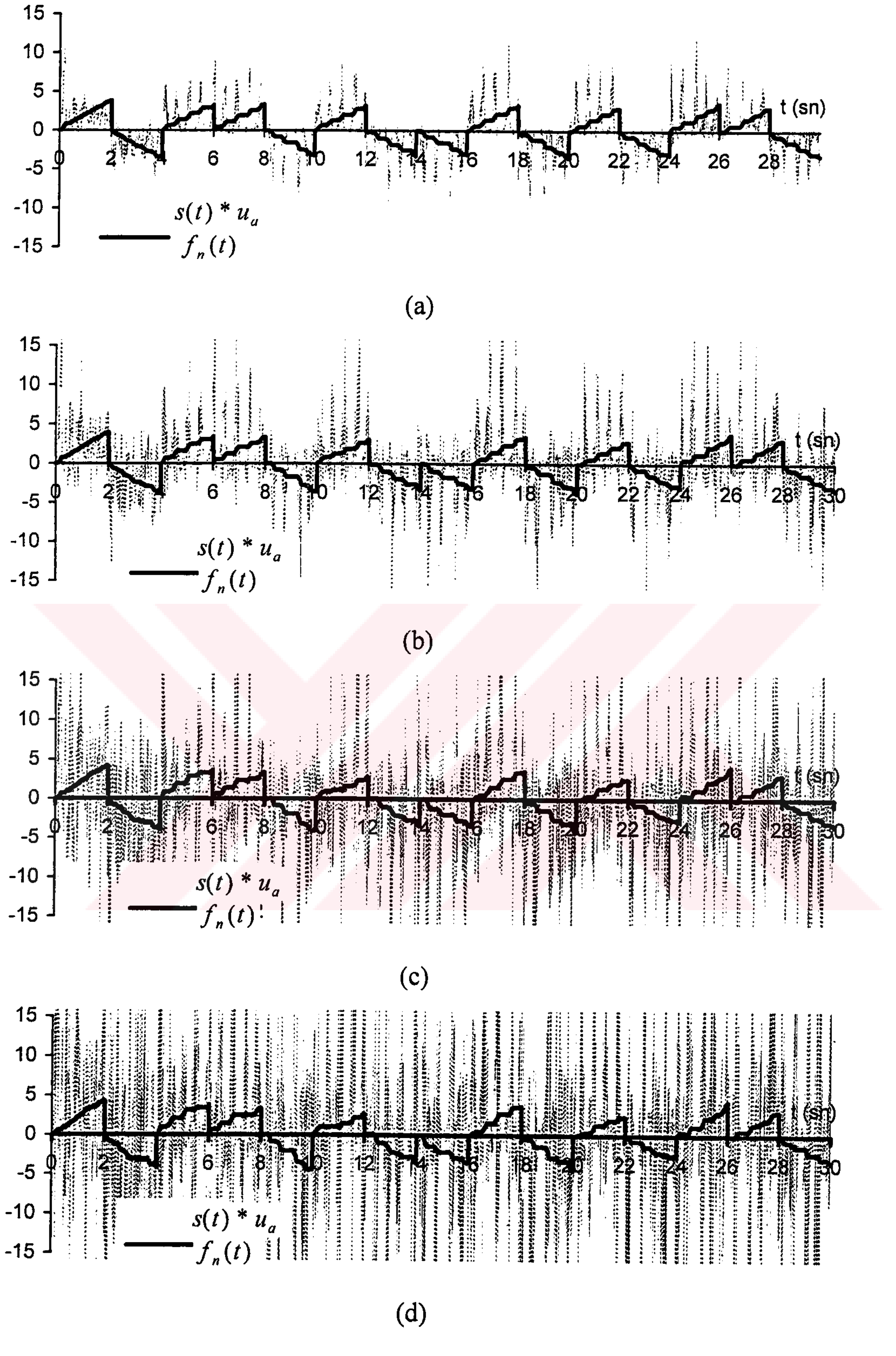
Şekil 46 'da herhangi bir binary veri dizisi için alcıya gönderilen s(t) işaretinin orijinal hali ve şekil 47 'de de çeşitli gürültü seviyelerinde s(t) işareti görülmektedir.



Şekil 46. Alıca gönderilen binary veri dizisi ve gürültü eklenmemiş s(t) işareti



Şekil 47. Çeşitli gürültü seviyelerinde s(t) işareti (a) σ_g=1 (b) σ_g=3 (c)σ_g=6

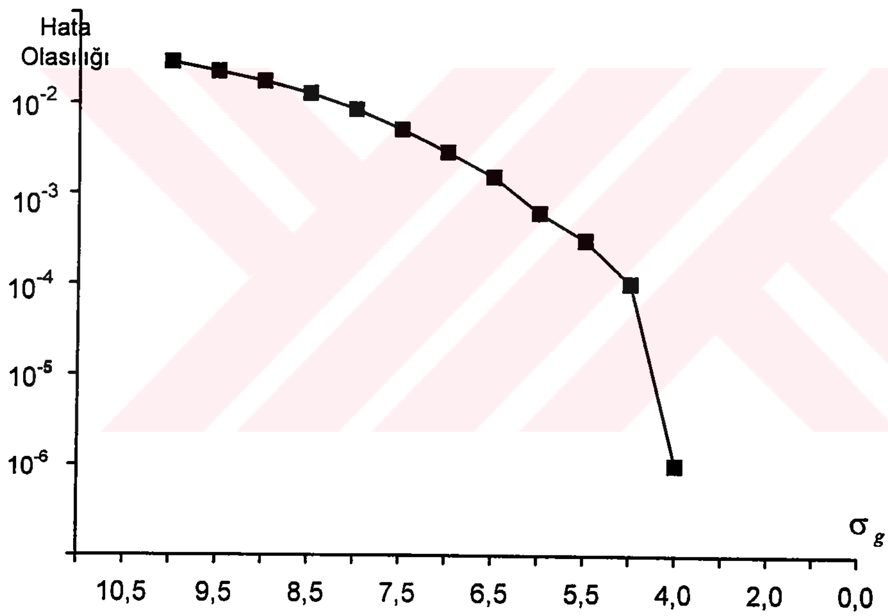


Şekil 48. Çeşitli gütültü seviyelerinde alıcıdaki çarpım ve entegrasyon. (a)σ_g=1 (b)σ_g=3 (c)σ_g=6 (d)σ_g=8.

Kaotik bir işaretin, haberleşme kanalındaki biçiminin gürültüye benzediği şekil 47'den de görülmektedir. Fakat alıcıda yapılan işlemlerinden sonra binary veriler bu iletilen işaretten kolayca algılanabilmektedir. Bu sistem için çeşitli gürültü seviyelerinde hatlı bit oranları tablo 2 'de verilmiştir.

Tablo 2. Temel düşüncenin bazı standart sapma değerlerindeki hata sayıları

σ_g	4	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5
Hata	-	1	3	6	15	28	50	83	125	171	220



Şekil 49. Gürültünün standart sapmasına göre hata olasılığının değişimi.

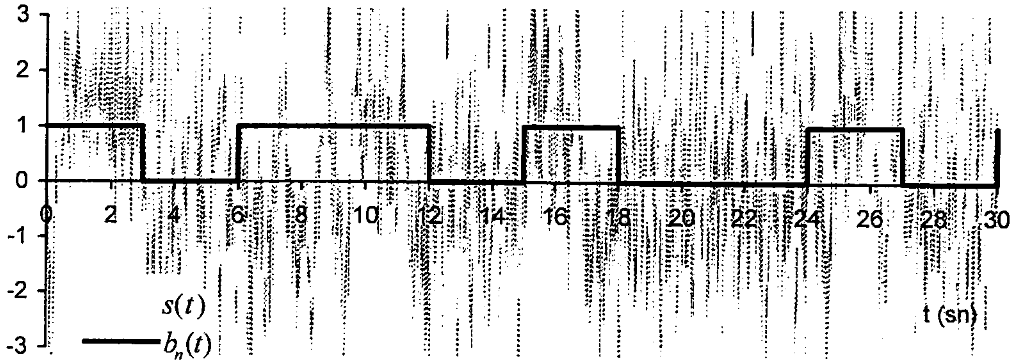
Yöntemin hata olasılığının, gürültünün standart sapmasına göre değişimi şekil 49 'da verilmiştir. Diğer yöntemlerin de gürültüye hata olasılığı incelendikten sonra tüm sistemlerin karşılaştırılması verilecektir. Ama şunu yine belirtelim ki; bu yapının pratik olarak gerçeklenmesi mümkün değildir. Çünkü alıcı ile verici arasındaki en küçük bir fark sistemi yapısını tamamıyla bozacaktır.

3.2. Frekans Kaydırmalı Anahtarlama Yönteminin Performans Analizi

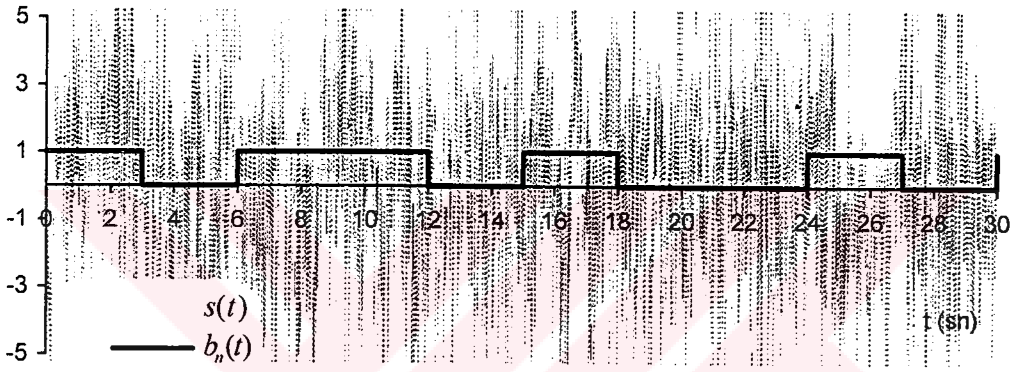
Bundan önceki kısımda anlatıldığı üzere bu yöntemde, sürücü işaret gönderilecek ikili değer göre ya ortalaması sıfır olan bir işaretle ya da '1' ile çarpılarak gönderilmekteydi. Bu yöntemin performansını incelerken gürültünün etkisine, ikili değerden '0' verisini iletmek için, önce ortalama değeri sıfır olan kare dalga sonra da sinüs işareti kullanarak bakacağız.

3.2.1. Gürültünün Etkisi

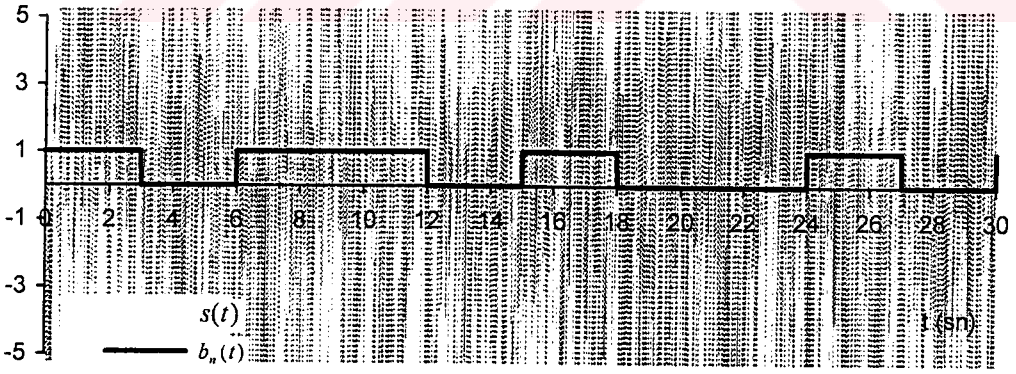
İlk önce '0' verisi için, (53) eşitliğindeki gibi bir kare dalga seçildi. Bu işaretin periyodu bir bit periyodunun onda biri olarak düşünüldü. σ=16, ρ=45.6 ve β=4 parametreleriyle kaotik Lorenz sistemini kullanarak, sistemin performansı çeşitli gürültü seviyelerinde incelendi. Herhangi bir ikili veri dizisi için farklı σ_g değerlerinde kanaldaki işaretin biçimi şekil 50 'de verilmiştir.



(a)

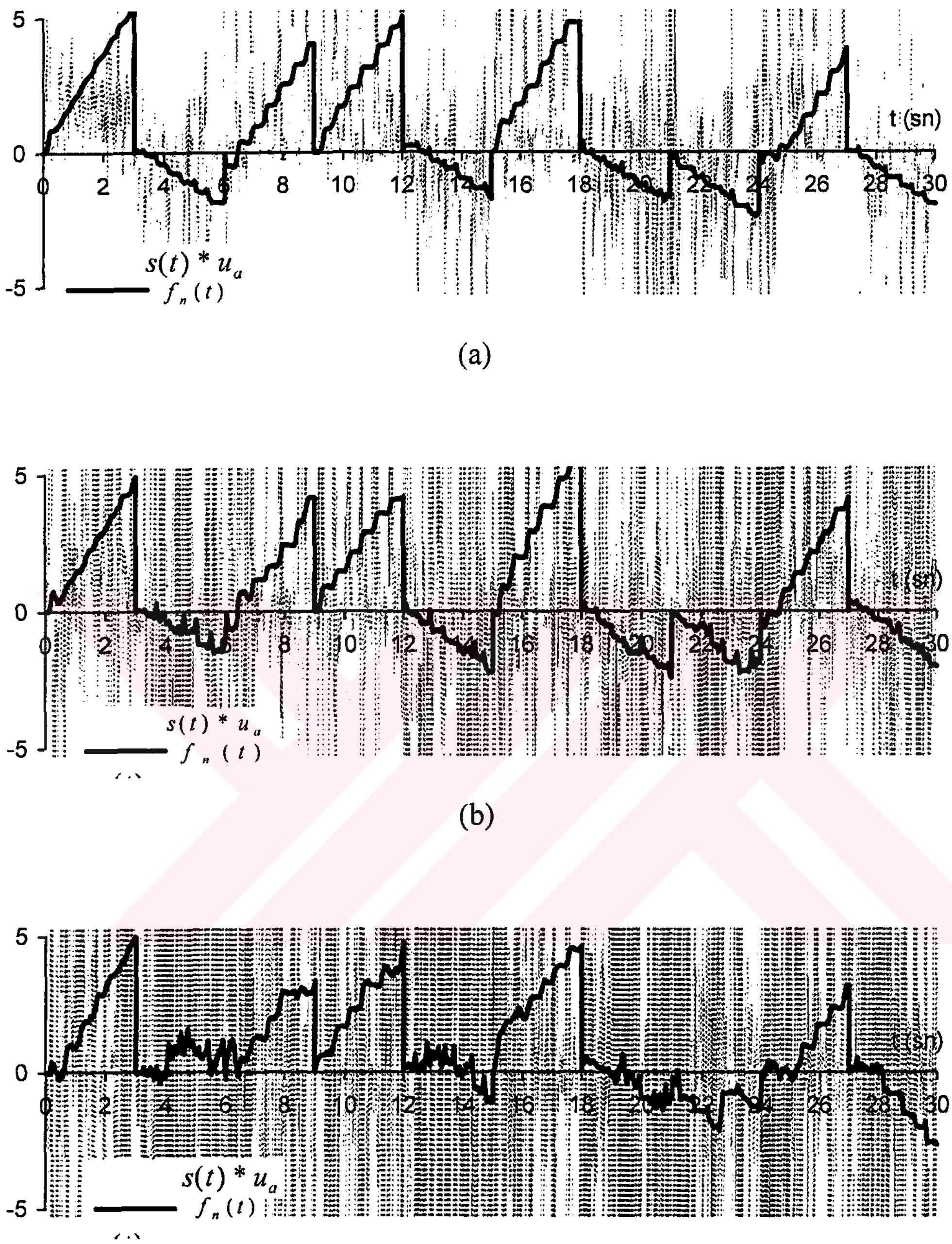


(b)



(c)

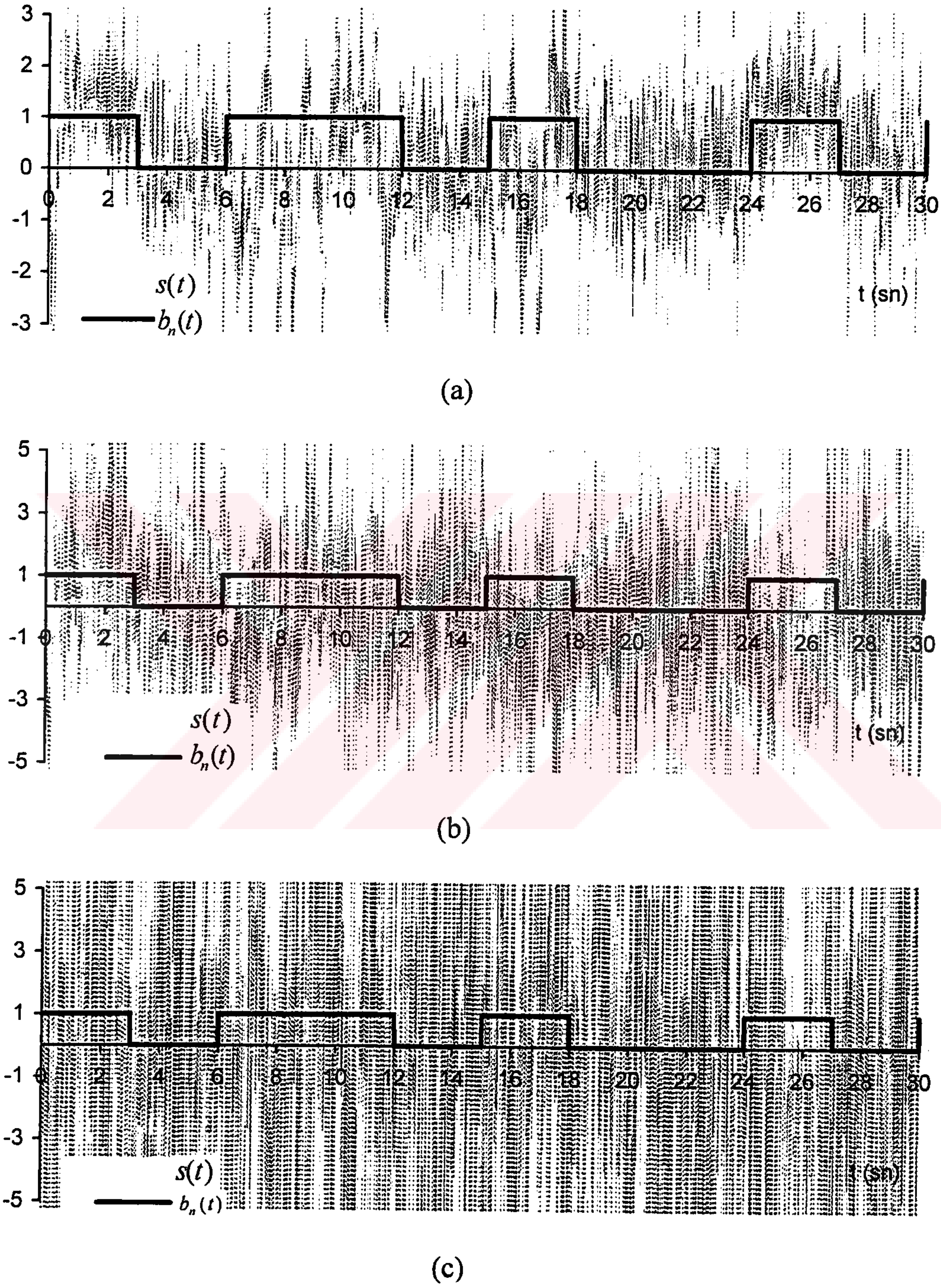
Şekil 50. Frekans kaydırmalı anahtarlamada çeşitli gürültü seviyelerinde kanaldaki işaret. (a)σ_g=1 (b)σ_g=3 (c)σ_g=5



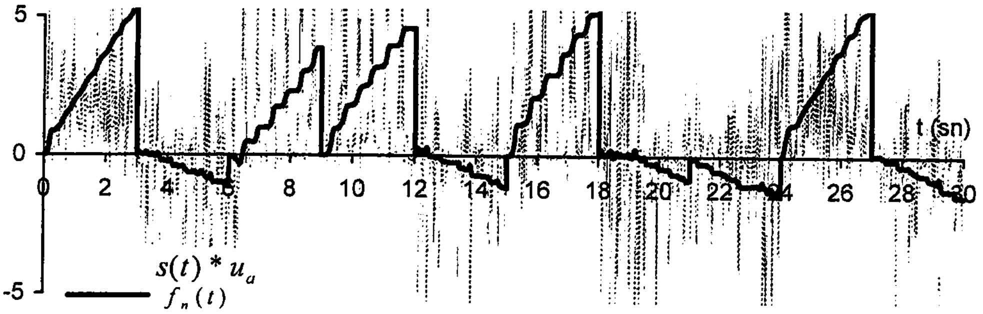
(a) (b) (c)

Şekil 51. Frekans kaydırmalı anahtarlama için farklı gürültü seviyelerinde alıcıdaki çarpım ve entegrasyon. (a) σ_g=1 (b) σ_g=3 (c) σ_g=5

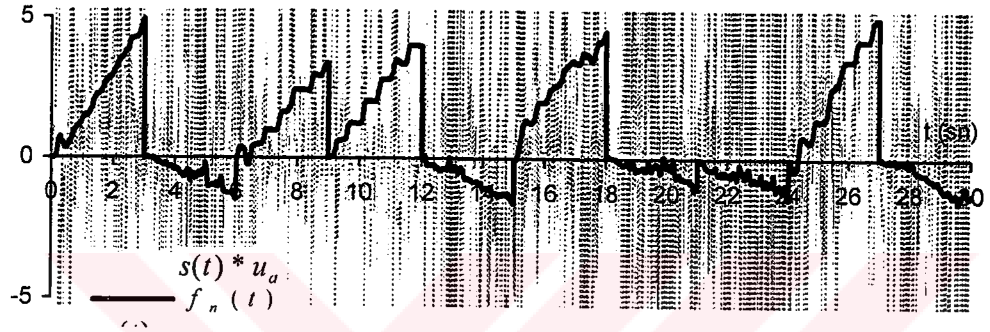
Alıcıdaki çarpım ve entegrasyon ise şekil 51 ‘de görülmektedir. Bu yöntemi ayrıca ‘0’ verilerini iletmek için ortalama değeri sıfır olan sinüs biçimli bir işaret için aynı periyotta incelersek, faklı gürültü seviyelerinde kanaldaki işaret şekil 52 'de, alıcıdaki çarpım ile entegrasyon ise şekil 53 'de verildiği gibi olur.



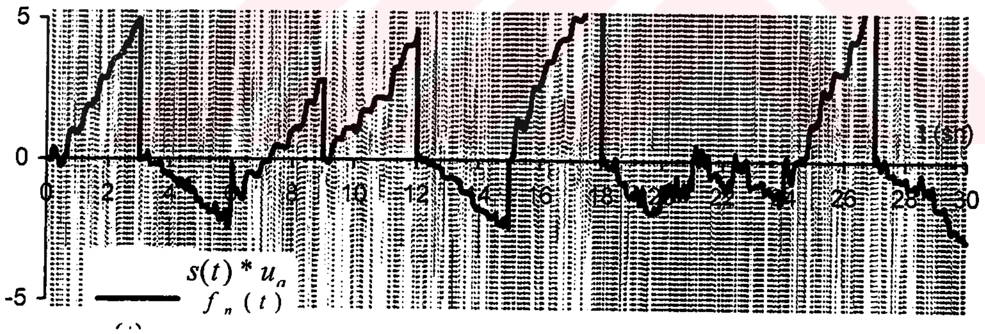
Şekil 52. Frekans kaydırmalı anahtarlamada çeşitli gürültü seviyelerinde kanaldaki işaret. (a)σ_g=1 (b)σ_g=3 (c)σ_g=5



(a)



(b)

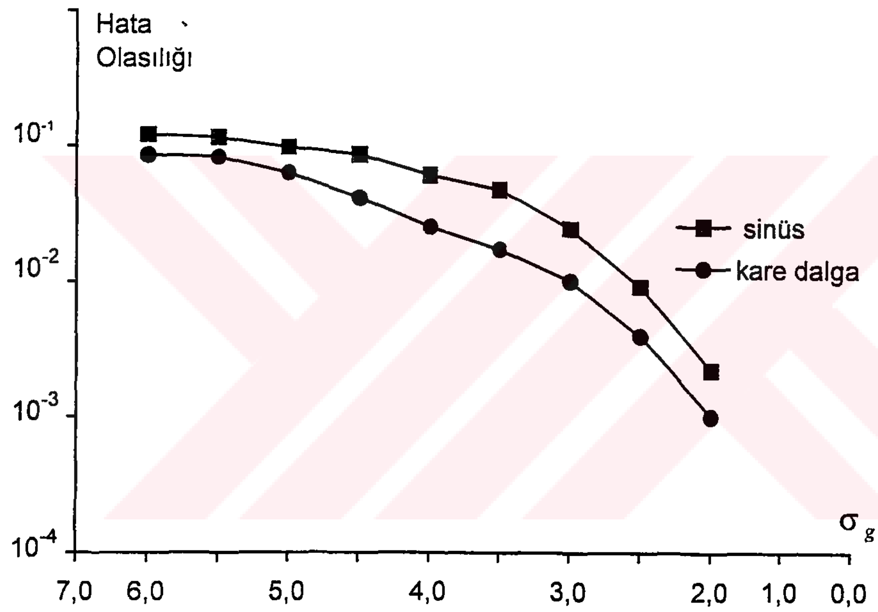


(c)

Şekil 53. Frekans kaydırmalı anahtarlama için farklı gürültü seviyelerinde alıcıdaki çarpım ve entegrasyon. (a) σ_g=1 (b) σ_g=3 (c) σ_g=5

Tablo 3. Frekans kaydırmalı anahtarlama yöntemin bazı standart sapma değerlerindeki hata olasılıkları.

σ_g	1	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
'0' için kare dalga kullanılırsa	-	9	24	98	175	250	410	630
'0' için sinüs dalga kullanılırsa	-	10	90	240	470	600	860	970



Şekil 54. Gürültünün standart sapmasına göre hata olasılığının değişimi.

Tablo 3 'de 10.000 veri üzerinden bulunan, '0 verisi için sinüs biçimli ve kare dalga işaretleri kullanıldığı zaman elde edilen hata sayısı verilmiştir. Farklı gürültü seviyelerinde hata olasılığının değişimi ise şekil 54 'de görülmektedir.

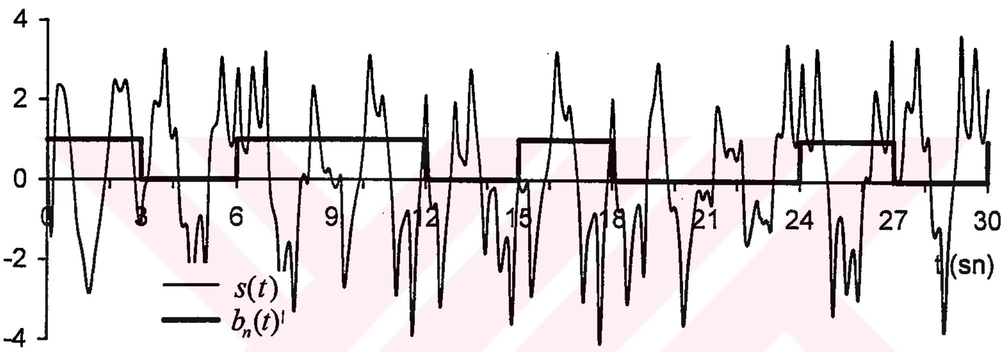
3.3. Kuadratur Modülasyonlu Sistemin Performans Analizi

Bu yöntemde, bir önceki kısımda anlatıldığı gibi senkronizasyon sağlayan ve binary veriyi taşıyan iki kaotik işaret modüle edilip ayni kanal üzerinden gönderilmekteydi.

Taşıyıcı işaret olarak aralarında $\pi/2$ faz farkı bulunan eşit frekanslı şekil 39 'da verilen işaretleri kullanacağız ve sistemin performansını farklı seviyelerdeki beyaz gauss gürültüsü için analiz edeceğiz.

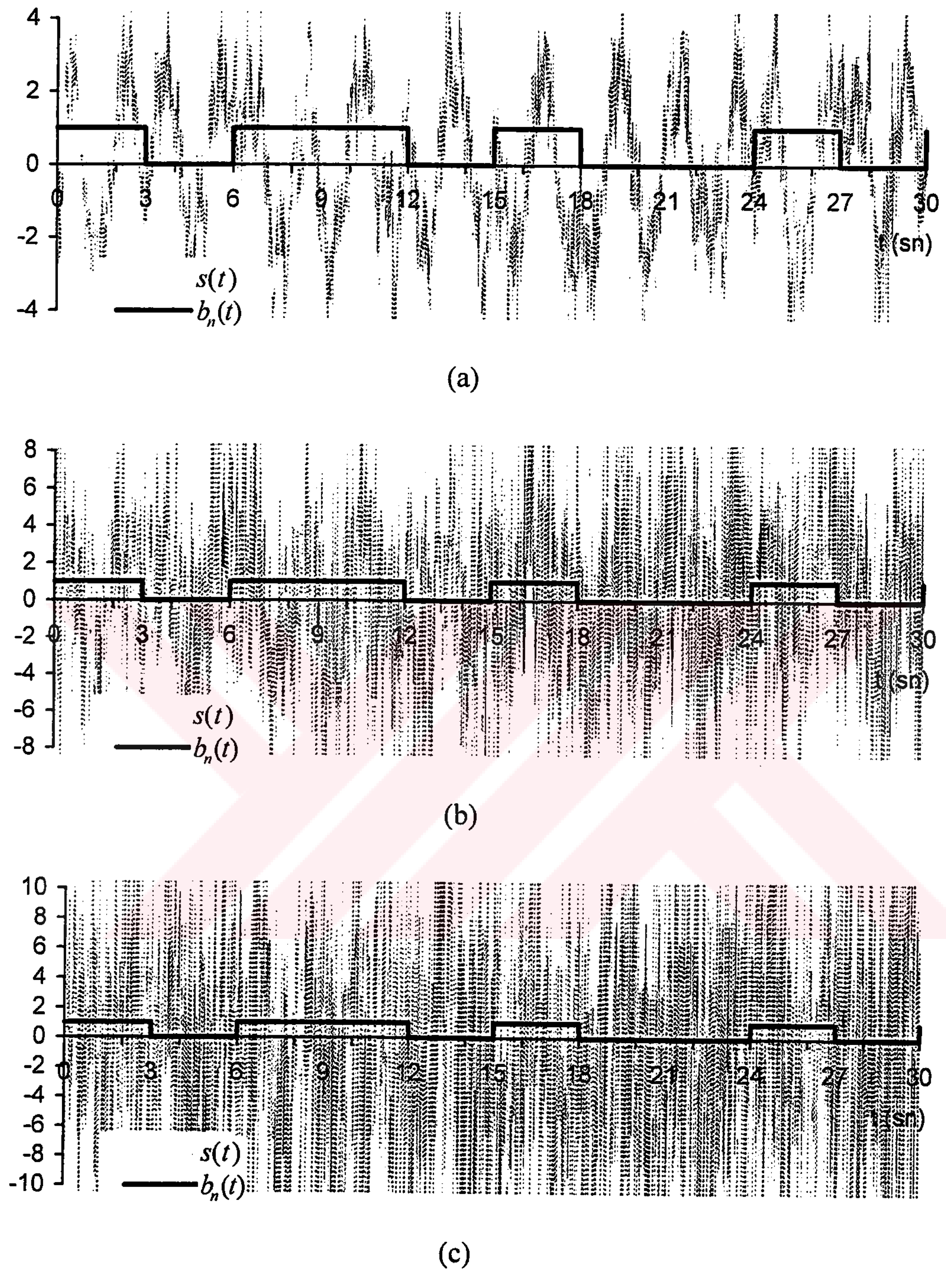
3.3.1. Gürültünün Etkisi

Yine kaotik Lorenz sistemini σ=16, ρ=45.6 ve β=4 parametreleriyle kullanalım. Bu değerler altında herhengi bir veri dizisi için gürültüsüz ortamdaki işaret şekil 55 'de gösterilmiştir.

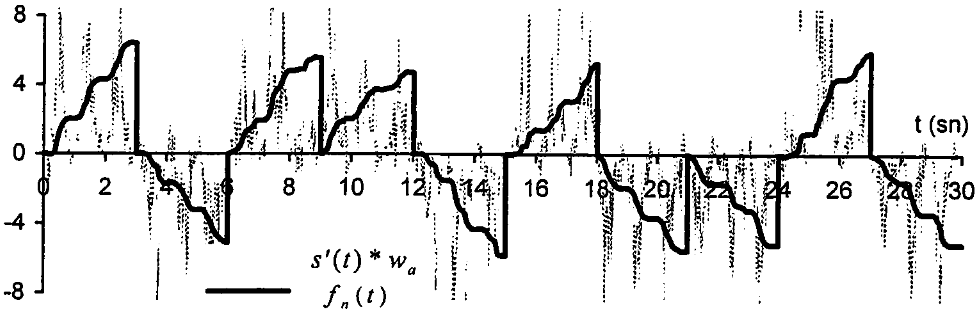


Şekil 55. Kuadratur modülasyonu kullanıldığında gürültüsüz ortamdaki alıcıya gönderilen işaret

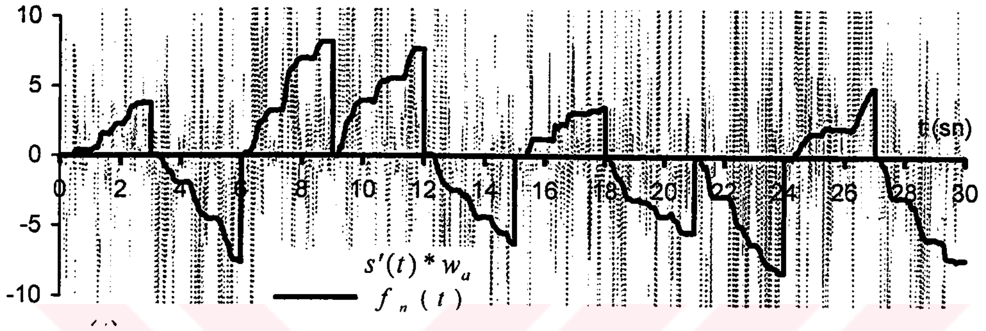
Modülasyona uğratılan bu işaretin formundan kaotik yapıya sahip olduğu görülmektedir. Aynı ikili veri dizisi için farklı σ_g değerlerinde kanaldaki işaretin biçimi şekil 56 'da verilmiştir.



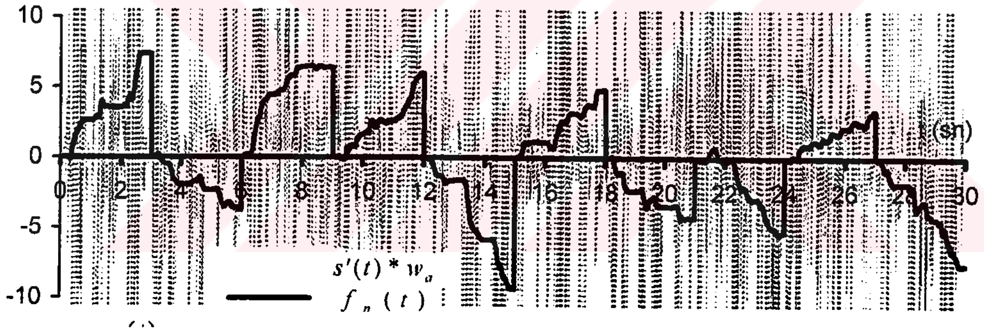
Şekil 56. Kuadratur modülasyonu kullanılan sistemde çeşitli gürültü seviyelerinde kanaldaki işaret. (a)σ_g=1 (b)σ_g=5 (c)σ_g=8



(a)



(b)



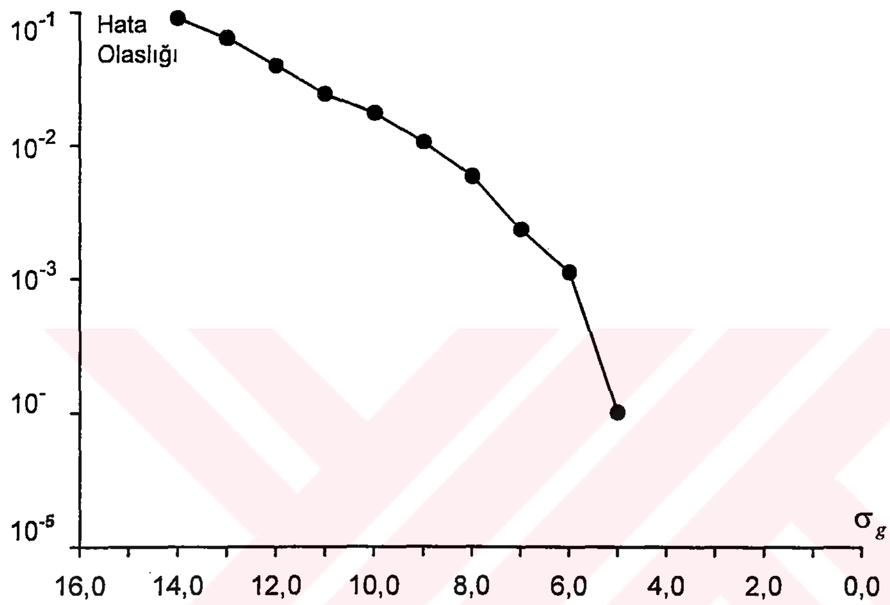
(c)

Şekil 57. Kuadratur modülasyonlu sistem için farklı gürültü seviyelerinde alıcıdaki çarpım ve entegrasyon. (a) σ_g=1 (b) σ_g=5 (c) σ_g=8

Alıcıdaki çarpım ve entegrasyonun grafiği şekil 57 'de verilmiştir. Ayrıca tablo 4 'de 10.000 veri üzerinden bilgisayar benzetimiyle elde edilen hata sayısı verilmiştir. Farklı gürültü seviyelerinde hata olasılığının değişimi ise şekil 58 'de görülmektedir.

Tablo 4. Kuadratur modülasyonu ile sayısal haberleşmenin bazı standart sapma değerlerindeki hata sayıları

σ_g	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Hata	-	1	11	23	58	104	172	240	391	630	893



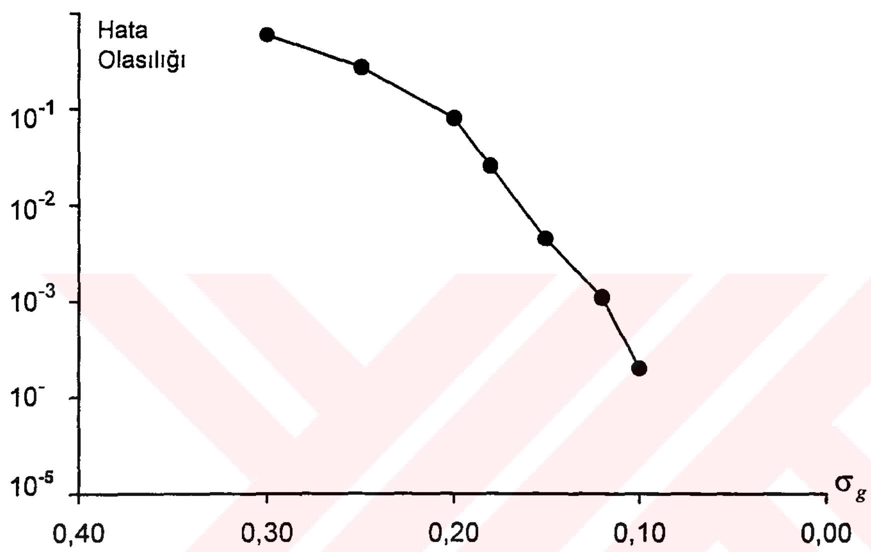
Şekil 58. Gürültünün standart sapmasına göre hata olasılığının değişimi

3.4. Mevcut Yöntemlerin Performans Analizi

Bu kısımda iki farklı tipteki sayısal haberleşme yöntemlerinin farklı gürültü seviyelerinde performanslarını, yapılan simulasyonları neticesinde elde ettiğimiz hata olasılıkları ile vereceğiz. İlk olarak, bir önceki kısımda ayrıntılı olarak verilen, Kevin M. Cuomo ve Alan V. Oppenheim [14] tarafından oluşturulan kaotik kaydırmalı anahtarlama metodunda 10.000 ikili veri üzerinden yapılan bilgisayar benzetimiyle ortaya çıkan hata sayısı, farklı gürültü seviyelerinde tablo 5 'de verilmiştir.

Tablo 5. Kaotik kaydırmalı anahtarlamanın bazı standart sapma değerlerindeki hata sayısı

σ_g	0.05	0.08	0.1	0.12	0.15	0.18	0.2	0.25	0.3
Hata	-	-	2	11	44	108	196	350	587



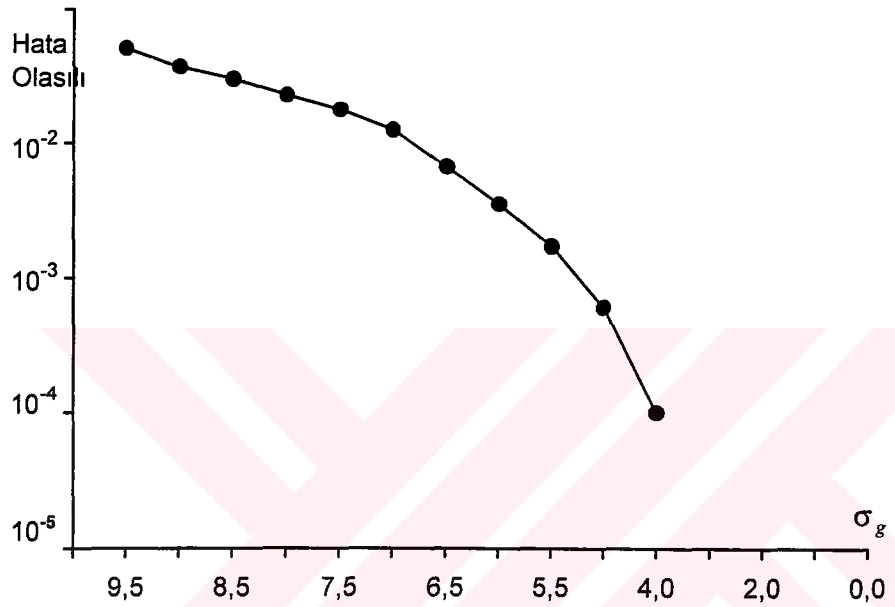
Şekil 59. Gürültünün standart sapmasına göre hata olasılığının değişimi

Hata olasılığının gürültünün standart sapmasına göre değişimi ise şekil 59 ‘da görülmektedir. Elde edilen sonuçlara bakılınca, yapının gürültüye karşı çok hassas olduğu açıkça görülmektedir.

Ned J. Corron ve Daniel W. Hahs [21] ‘in oluşturdukları yapının ise farklı gürültü seviyelerindeki hata sayıları tablo 6 ‘da, hata olasılığının gürültünün standart sapmasına göre değişimi ise şekil 60 ‘daki gibi elde edilmiştir.

Tablo 6. Parametre modülasyonu ile sayısal haberleşmenin bazı standart sapma değerlerindeki hata sayıları

σ_g	4	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5
Hata	1	6	17	35	66	125	174	226	229	369	510

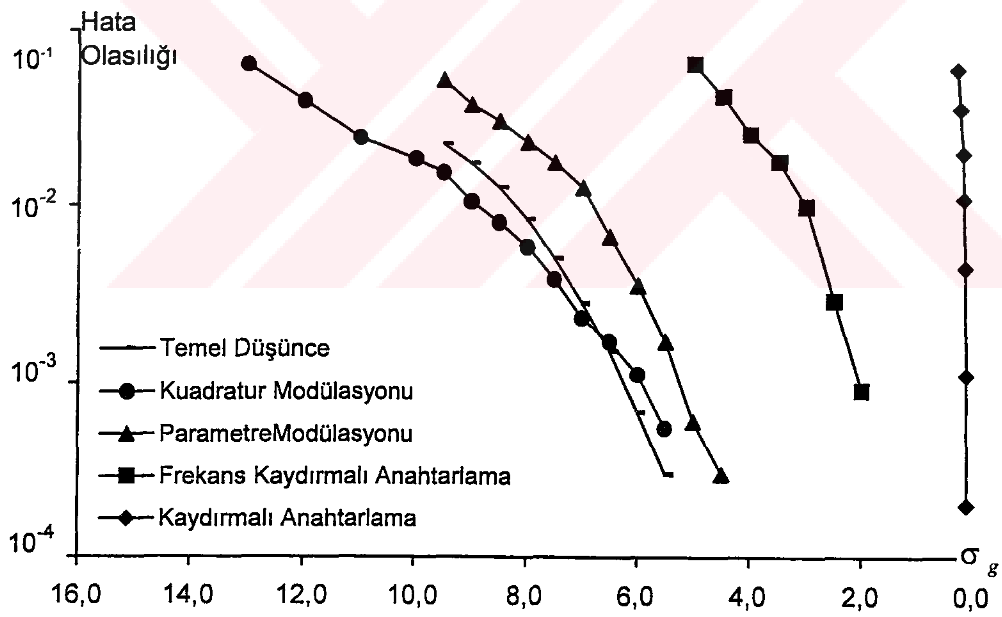


Şekil 60. Gürültünün standart sapmasına göre hata olasılığının değişimi

4. İRDELEME

Bu bölümde; geliştirilen ve mevcut yöntemlerin karşılaştırmasını, elde edilen sonuçların irdelemesi yapılacaktır.

Bu çalışmada önerdiğimiz, alıcıyla vericinin tamamıyla aynı şartlarda eşzamanlı olarak çalıştığı sistemi I. yöntem, frekans kaydırmalı anahtarlama sistemini II. yöntem ve kuadratur modülasyonu ile gerçekleştirilen sistemi III. yöntem olarak adlandırdık. Ned J. Corron ve Daniel W. Hahs [21] 'in oluşturdukları parametre modülasyonlu yöntem, Kevin M. Cuomo ve Alan V. Oppenheim [14] oluşturdukları kaotik kaydırmalı anahtarlama yöntemi ve önerdiğimiz üç yöntemin bulgular bölümündeki farklı gürültü seviyelerindeki hata olasılıklarını aynı grafikte şekil 61 'de gösterilmiştir.



Şekil 61. İncelenen sayısal haberleşme metotlarının farklı gürültü seviyelerindeki hata olasılıkları

Şekil 61 'den de görüldüğü gibi teorik olarak önerilen tüm yöntemler, sayısal haberleşme için kullanılan kaotik kaydırmalı anahtarlama yöntemine göre çok daha iyi sonuçlar vermiştir. Parametre modülasyonu yapılarak oluşturulan sistem gerçekte analog haberleşme için ortaya koyulmuştu. Fakat bunu biz teorik olarak sayısal sistemlere uydurarak bir yöntem oluşturduk. Pratik olarak böyle bir sistemi oluşturmak zordur. Çünkü gönderilen işaretin genliğine bağımlıdır. Alıcı bir alçak geçirgen süzgeç kullanılması gereklidir. Gürültünün etkisi esas alınarak yapılan bu değerlendirmede en iyi sonucu senkronizasyon işareti ile binary veriyi taşıyan işaretin kuadratur modülasyonu ile ayni kanaldan iletilip, alıcıda demodülasyon ile sistemler arasında senkronizasyonun sağlanmasına dayanan III. yöntem vermiştir.

Frekans kaydırmalı anahtarlama yöntemi ile de teorik olarak iyi sonuç alınmasına karşı sistem simgeler arası girişime duyarlı olabilir. I. yöntem olan alıcıya vericinin tamamen ayni koşullarda ve eş zamanlı olarak çalışıldığı düşünülerek oluşturulan sistem yine teorikte çok iyi sonuç vermesine karşı böyle bir yapıyı pratik olarak gerçeklemek imkansızdır.

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada, kaosun sayısal haberleşme sistemlerine uygulanabilmesi için bazı yöntemler geliştirilmiş ve karşılaştırma yapmak için mevcut bazı kaotik sayısal haberleşme sistemleri de incelenmiştir. Önerilen üç yöntemin de mevcut kaotik kaydırmalı anahtarlama yönteminden teorik olarak çok daha iyi sonuç verdiği görülmüştür. İki kaotik sistemin tamamen ayni şartlarda başladığı düşünülerek önerilen sistem üzerinde yapılan çalışmalarda haberleşme için kaotik senkronizasyonun kullanılmasının kaçınılmaz olduğu anlaşılmıştır.

Bilinen sayısal haberleşme yöntemi olan frekans kaydırmalı anahtarlama ve kuadratur modülasyon ile alıcıya gönderilen kaotik işaretin yapısını bozmadan oluşturulan sistemlerle sayısal haberleşmenin mümkün olduğu görülmüştür. Bu yöntemlerle elde edilen sonuçların teorik olarak oldukça tatmin edicidir.

Ayrıca bit değişimleri esnasında oluşacak senkronizasyon hatasından faydalanılarak oluşturulan sistemlerin çok fazla işaret gücü gerektirdiği anlaşılmıştır. Ayrıca bu tür sistemlere oluşacak bir hata diğer verilerde hata doğuracağı ve hatayı ikinci bir hatanın düzelteceği anlaşılmıştır.

6. ÖNERİLER

Yapılan bu çalışmada ortaya atılan ilk düşüncede, eğer ikili veri ile çarpılıp gönderilen işaretten senkronizasyon işareti ayrılıp alıcı ile verici arasındaki sürekli senkronizasyon sağlanabilirse, bunun sonucunda ortaya konulan ilk yöntemin pratik olarak gerçeklenmesi mümkün olur. Fakat sistem doğrusal bir yapıda olmadığı için bunu gerçeklemek oldukça güçtür.

Bu çalışmada denenen frekans kaydırmalı anahtarlama ve kuadratur modülasyonlu sistemlerde olduğu gibi, kaotik davranış iyi analiz edilirse geçerli sayısal haberleşme yöntemleri de kaotik haberleşme için uygulanabilir. Fakat dikkat edilmesi gereken nokta, alıcıya gönderilen işaretin yapısı da kaotik olmalıdır. Aksi takdirde kaotik haberleşme sitemlerinin ana özelliği olan gizli haberleşme ortadan kalkar ve gönderilen işaret üçüncü bir kişi tarafından algılanabilir.

Ayrıca eğer bit değişimlerindeki senkronizasyon hatasından faydalanılan sistemde eğer hata rahat algılanabilecek kadar büyütüle bilinirse iyi sonuçlar elde edilebilir.

7. KAYNAKLAR

1. Cuomo, K. M., Analysis and Synthesis of Self-Synchronizing Chaotic Systems, MIT Research Laboratory of Electronics, 582, (1994) 329-337.

2. He, R., Vaidya, P. G., Analysis and Synthesis of Synchronous Periodic and Chaotic Systems, Phys. Rev. A, 46, 1992, 7387-7392.

3. Jackson, E. A., Perspectives of Nonlinear Dynamics, Vol. I-II First Edition, Cambridge Universty Press, New York, 1989.

4. Wiggins, S., Introduction to Applied Nonlinear Dynamical Systems and Chaos, First Edition, Springer-Verlag, New York, 1990.

5. Tsonis, A., Chaos from Theory to Applications, Plenum Press, New York, 1992.

6. McCauley, J. L., Chaos, Dynamics and Fractals, First Edition, Cambridge Universty Press, New York, 1993.

7. Guckenheim, J., Holmes, P., Nonlinear Oscillations Dynamical Systems and Bifurcations of Vector Fields, Fourth Edition, Springer-Verlag, New York, 1993.

8. Moon, F. C., Chaotic Vibrations, John Wiley & Sons, New York, 1987.

9. Eckmann, J. P., Ruelle, D., Ergodic Theory of Chaos and Strange Attractors, Rev. of Modern Physics, 57, (1985), 617-656.

10. Wolf, A., Swift, J. B., Swinney, H. L., Vastano, J. A., Determining Lyapunov Exponents from a Time Series, Physica 16D, (1985), 285-317.

11. Caroll, T. L., Pecora, L. M., Synchronizing Chaotic Circuits, IEEE Trans. On Circuits and Systems, 38, (1991), 453-456.

12. Pecora, L. M., Caroll, T. L., Synchronization of Chaotic Systems, Phys. Rev. Lett., 64, (1990), 821.

13. Pecora, L. M., Caroll, T. L., Phys. Rev. Lett. A, 44, (1991), 2374.

14. Cuomo, K. M., Oppenheim, A. V., Circuit Implementation of Synchronized Chaos with Applications to Communications, Phys. Rev. Lett. A, 71, (1993), 65.

15. Kennedy, M. P., Experimental Chaos Via Chua's Circuit, Proc of the First Experimental Chaos Conference, (1992), 340-351.

16. Cruz, J. M., Chua, L. O., A CMOS IC Nonlinear Resistor for Chua's Circuit, IEEE Trans. On Circuits and Systems, 39, (1992), 985-995.

17. Dedieu, H., Kennedy, M. P., Hasler, M., Chaos Shift Keying: Modulation and Demodulation of a Chaotic Carrier Using Self-Synchronizing Chua's Circuits, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 40, (1991), 634-641.

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

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

20. Oppenheim, A. L., Wornell, G. W., Isabelle, S. H., Cuomo, K. M., Signal Processing in the Context of Chaotic Signals, IEEE ICASSP, 4, (1992), 117-120.

21. Corron, N. J., Hahs, D. W., A New Approach to Communications Using Chaotic Signals, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 44 (1997, 373-382.

8. ÖZGEÇMİŞ

1973 yılında Ordu iline bağlı Ünye ilçesinde doğdu. İlk öğrenimini Ünye Kaledere İlkokulu'nda tamamladı. Daha sonra sırasıyla Ünye Merkez Ortaokulu ve Ünye Lisesi 'ni bitirdi. 1991 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünü kazandı. 1995 yılında aynı bölümü Elektronik Mühendisi ünvanıyla mezun oldu.

1996 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Anabilim Dalında yüksek lisans öğrenimine başladı. Halen kaotik sistemler üzerine araştırmalar yapmaktadır. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.