

基于 Walsh 码的多用户正交调制混沌通信方案

陈宏滨, 冯久超

(华南理工大学 电子与信息学院, 广州 510641)

摘要: 基于 Walsh 码产生正交载波, 提出两种多用户正交调制混沌通信方案。方案一发送端对多个用户的数字信息进行正交调制, 接收端基于混沌同步根据最小误差概率准则检测数字信息。方案二发送端用多个不同的时隙同时传送多个用户的数字信息, 接收端采用相关法非相干检测。分析了两种方案的理论误码性能并进行了仿真, 结果表明两种方案的抗噪声及抗多径干扰的能力均较强。

关键词: 信息处理技术; 混沌通信; 正交调制; 多用户; Walsh 码; 最小误差概率准则; 相关法

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1671-5497(2007)04-0885-06

Multuser chaotic communication schemes with quadrature modulation based on the Walsh codes

Chen Hong-bin, Feng Jiu-chao

(College of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: Based on the Walsh codes, orthogonal carriers are generated. Two multuser chaotic communication schemes with quadrature modulation are proposed. In the first scheme, at the transmitter, the digital information bits of several users are modulated with quadrature modulation. At the receiver, based on chaos synchronization, the information bits are detected following the minimum error probability criteria. In the second scheme, the digital information bits of several users are transmitted at several different time slots. At the receiver, the information bits are detected noncoherently using the correlation method. The analytical expressions of the bit error rates and simulation results of both schemes show that both of them have good performance in noise reduction and multipath interference cancellation.

Key words: information processing; chaotic communication; quadrature modulation; multuser; Walsh codes; minimum error probability criteria; correlation method

混沌同步^[1]现象的发现激起人们研究混沌通信的热潮, 已提出多种基于混沌的宽带通信方案, 如混沌相移键控、差分混沌相移键控、混沌调制

等^[2]。正交幅度调制是两个正交的抑制载波双边带调幅信号的叠加调制方式, 它具有频谱利用率高, 抗噪声能力强等优点, 在卫星通信和有线电视

收稿日期: 2006-08-03.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60572025); 教育部基金重点资助项目(105137); 广东省自然科学基金资助项目(04205783); 华南理工大学优秀博士学位论文创新基金资助项目.

作者简介: 陈宏滨(1981-), 男, 博士研究生. 研究方向: 混沌信号与信息处理. E-mail: chbscut@163.com

通讯联系人: 冯久超(1964-), 男, 教授, 博士生导师. 研究方向: 数字信号处理, 数字通信, 非线性动力学及混沌理论与应用. E-mail: fengjc@scut.edu.cn

等领域得到广泛应用^[3]。近年来,一种基于混沌的正交调制通信方案已被提出来,它是利用级数展开的方法产生正交载波,但计算量大,且通信系统结构复杂^[4]。参考文献[5]中提出一种正交调制的混沌通信方案,它用施密特正交化的方法产生正交载波,通信系统结构简单,易于硬件实现,与文献[4]中的方案相比有更强的抗干扰能力,但载波正交化的过程计算量仍较大。参考文献[6]利用 Walsh 码的正交性,提出一种非相干的多用户混沌通信方案,该方案具有较好的误码性能,但是接收端在检测信息时需要知道发送端使用的 Walsh 码,而且没有给出理论误码性能。作者基于 Walsh 码产生正交载波,提出了两种多用户正交调制混沌通信方案,分析了两种方案的理论误码性能并进行了仿真。

1 正交载波产生方法

K 阶的 Hadamard 矩阵具有如下递推形式

$$\begin{cases} \mathbf{H}_1 = [-1] \\ \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & -\mathbf{H}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{K/2} & \mathbf{H}_{K/2} \\ \mathbf{H}_{K/2} & -\mathbf{H}_{K/2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $K=2^M, M=1, 2, \dots$; \mathbf{H}_K 的每一行就是一个 Walsh 码,这些码是相互正交的^[7]。一维的混沌映射可以表示为

$$x(n+1) = f(x(n), \mu) \quad (2)$$

式中: x 为状态变量; μ 为系统参数; f 表示映射。

选择合适的参数和初值进行迭代,产生 K 段长度均为 N/K 的混沌序列 (N 是扩频因子),分别记为 x_1, x_2, \dots, x_K 。载波分别记为 y_1, y_2, \dots, y_K , 令

$$y_i^j = \mathbf{H}_K^{ij} x_l, \quad i, j, l = 1, 2, \dots, K \quad (3)$$

式中: y_i^j 为 y_i 的第 j 段混沌序列; \mathbf{H}_K^{ij} 为 \mathbf{H}_K 的第 (i, j) 个元素。按某种顺序排列各混沌序列段,得到正交载波。例如,当 $K=2$ 时, $y_1 = [-x_1 -x_2]$, $y_2 = [-x_2 x_1]$, 是相互正交的; 当 $K=4$ 时 $y_1 = [-x_1 -x_2 -x_3 -x_4]$, $y_2 = [-x_1 x_3 -x_2 x_1]$, $y_3 = [-x_3 -x_4 x_1 x_2]$, $y_4 = [-x_2 x_1 x_4 -x_3]$ 是相互正交的。依此类推,可求得当 K 为其他值时的 y_i^j 。容易验证 $\langle y_p, y_q \rangle = 0, 1 \leq p, q \leq K, p \neq q$, $\langle \cdot \rangle$ 表示求内积,因此 y_1, y_2, \dots, y_K 是相互正交的。这种产生正交载波的方法更加简单,而且减

小了计算量。产生的载波具有良好的相关特性,定义 y_i 的归一化自相关函数为

$$R_{y_i}(\sigma) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-|\sigma|} y_i(n) y_i(n+|\sigma|) \approx \begin{cases} E[x^2(n)], & \text{如果 } \sigma = 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

$-N < \sigma < N$

y_p 和 y_q 的归一化互相关函数为

$$R_{y_p, y_q}(\sigma) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-|\sigma|} y_p(n) y_q(n+|\sigma|) \approx 0 \quad (5)$$

式中: $E[\cdot]$ 表示求均值。

当 $K=2$ 时,画出归一化自相关函数和互相关函数,可知自相关函数类似于 δ 函数,互相关函数值尽管出现负尖峰,但整体接近零,适合扩频通信应用。出现负尖峰是因为在 $\sigma = -N/2, N/2$ 两处, $R_{y_p, y_q}(\sigma) = -E[x^2(n)]/2$ 。当 K 为其他值时产生的载波同样具有良好的相关特性。

2 多用户正交调制方案

2.1 方案一

设计方案一(相干多用户正交调制方案)如图 1 所示。设有 K 个用户,它们的数字信息分别记为 b_1, b_2, \dots, b_K , 是随机的二进制比特流,每个比特等概取值“+1”和“-1”。第 α 个比特的发送信号(调制信号)为

$$s^\alpha(m) = \sum_{k=1}^K b_k^\alpha(m) y_K(m) \quad (6)$$

$m = 1, 2, \dots, N$

发送信号经过信道传输,受到噪声和多径干扰的影响,总的接收信号为

$$r(m) = \sum_{\tau=1}^L a(\tau) s(m-\tau+1) + v(m) \quad (7)$$

式中: $\mathbf{a} = [a(1), a(2), \dots, a(L)]$ 为信道系数矢量(这里考虑非时变多径信道模型); L 为信道路径

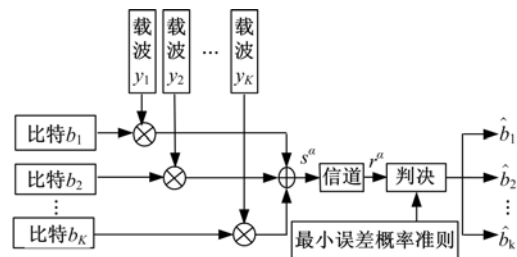


图 1 相干多用户正交调制

Fig. 1 Coherent multiuser quadrature modulation

数; v 是均值为零、方差为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声(AWGN)。

假设接收端和发送端的载波理想同步,接收端根据最小误差概率准则^[8]检测数字信息。对第 α 个比特,定义误差如下

$$\begin{cases} e_1^\alpha = \sum_{m=1}^N [r^\alpha(m) + y_1(m) + y_2(m) + \dots + y_K(m)]^2 \\ e_2^\alpha = \sum_{m=1}^N [r^\alpha(m) + y_1(m) + y_2(m) + \dots - y_K(m)]^2 \\ \vdots \\ e_{2^k}^\alpha = \sum_{m=1}^N [r^\alpha(m) - y_1(m) - y_2(m) - \dots - y_K(m)]^2 \\ e_{\min}^\alpha = \min(e_1^\alpha, e_2^\alpha, \dots, e_{2^k}^\alpha) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\min(\cdot)$ 表示求最小值。判决规则是:如果 $e_{\min}^\alpha = e_\beta^\alpha (\beta=1, 2, \dots, 2^k)$, 那么 $\hat{b}_\gamma^\alpha (\gamma=1, 2, \dots, K)$ 的第 α 个比特符号与 e_β^α 中的 y_γ 符号极性相反。

2.2 方案二

如果接收端和发送端的载波不能理想同步,设计了如图 2 所示的方案二(非相干多用户正交调制方案)。在这个方案中接收端不需要知道任何关于载波的先验信息(使用的混沌序列和 Walsh 码)。设有 K 个用户,将每个发送信号周期分成 $K+1$ 个时隙,发送信号的总长度为 $(K+1)N$ 。第 α 个比特的发送信号为

$$\tilde{s}^\alpha(m) = \begin{cases} \sum_{k=1}^K y_k(m), & 1 \leq m \leq N \\ b_p^\alpha y_p(m), & pN + 1 \leq m \leq (p+1)N \end{cases} \quad (9)$$

式中: $1 \leq p \leq K$ 。

发送信号经过信道传输,受到噪声和多径干扰的影响,第 α 个比特的接收信号为

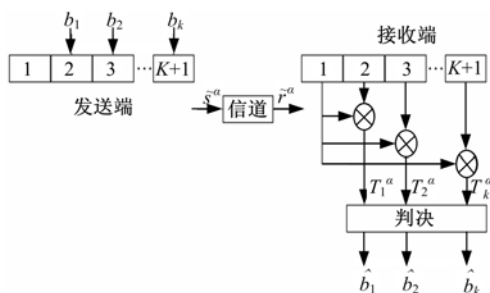


图 2 非相干多用户正交调制

Fig. 2 Noncoherent multiuser quadrature modulation

$$\begin{aligned} \tilde{r}^\alpha(t) &= \sum_{\tau=1}^L a(\tau) \tilde{s}^\alpha(t - \tau + 1) + v^\alpha(t) \\ 1 &\leq t \leq (K+1)N \end{aligned} \quad (10)$$

检测时 \tilde{r}^α 同样被分成 $K+1$ 个时隙,其第 1 个时隙的信号分别与第 $2-(K+1)$ 个时隙的信号相乘,得到

$$T_p^\alpha = \sum_{m=1}^N \tilde{r}^\alpha(m) \tilde{r}^\alpha(m + pN), \quad p = 1, 2, \dots, K \quad (11)$$

判决规则是:如果 $T_p^\alpha > 0$, 那么 $\hat{b}_p^\alpha = "1"$; 否则 $\hat{b}_p^\alpha = "-1"$ 。

3 性能分析

下面推导两种方案在 AWGN 信道环境下的理论平均误码率(Average BER, ABER)公式。 K 个用户的平均误码率定义为

$$ABER = \sum_{k=1}^K BER(k) / K \quad (12)$$

式中: $BER(k)$ 是第 k 个用户的误码率。

3.1 方案一

以 $K=2$ 为例进行分析,发送的第 α 个比特为 $b_1 = "1"$, $b_2 = "1"$ 时,第 α 个比特的发送信号为

$$\begin{aligned} s^\alpha(m) &= b_1^\alpha(m) y_1(m) + b_2^\alpha(m) y_2(m) = \\ &= y_1(m) + y_2(m), \quad m = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (13)$$

接收信号为

$$\begin{aligned} r^\alpha(m) &= s^\alpha(m) + v^\alpha(m) = \\ &= [y_1(m) + y_2(m)] + v^\alpha(m) \end{aligned} \quad (14)$$

根据式(8)计算误差。由于 AWGN 的存在,使得 e_{\min}^α 等于 $e_1^\alpha, e_2^\alpha, e_3^\alpha$ 中的一个,造成误码。如果 $e_{\min}^\alpha = e_1^\alpha$, b_1 和 b_2 都判决错误;如果 $e_{\min}^\alpha = e_2^\alpha$ 或 e_3^α , b_1 和 b_2 有一个判决错误。假设 $e_1^\alpha - e_2^\alpha, e_1^\alpha - e_3^\alpha, e_1^\alpha - e_3^\alpha$ 是相互独立的,那么

$$\begin{aligned} P(e_{\min}^\alpha = e_1^\alpha) &= P(e_1^\alpha < e_2^\alpha, e_1^\alpha < e_3^\alpha, e_1^\alpha < e_3^\alpha) = \\ &= P(e_1^\alpha - e_2^\alpha < 0) P(e_1^\alpha - e_3^\alpha < 0) P(e_1^\alpha - e_3^\alpha < 0) \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $P(\cdot)$ 表示求概率。

多段混沌序列组合后得到的正交载波序列保持原来的均值和方差,即

$$\begin{aligned} E[y_1^2(m)] &= E[y_2^2(m)] = E[x^2(n)] \\ \text{var}[y_1^2(m)] &= \text{var}[y_2^2(m)] = \text{var}[x^2(n)] \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $\text{var}[\cdot]$ 表示求方差。

如果用 Logistic 映射产生混沌序列,则 $E[x^2(n)] = 1/2, \text{var}[x^2(n)] = 1/8$ 。比特平均能量 $E_b = E[\sum_{m=1}^N (s^\alpha(m))^2] = 2N \cdot E[x^2(n)]$ 。定义 $z = \sum_{m=1}^N [y_1(m) + y_2(m)]v^\alpha(m)$, z 是均值为 0、方差为 $\text{var}[z] = E_b N_0/2$ 的随机变量,而且当 N 很大时趋于高斯分布(根据中心极限定理),那么

$$\begin{aligned} P(e_1^\alpha - e_1^\alpha < 0) &= P(\sum_{m=1}^N \{4[y_1^2(m) + y_2^2(m)] + \\ &4[y_1(m) + y_2(m)]v^\alpha(m)\} < 0) = \\ P(4z + 4E_b < 0) &= P(z < -E_b) = \\ \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{E_b}{\sqrt{2\text{var}[z]}}\right) &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

同理可得

$$P(e_1^\alpha - e_2^\alpha < 0) = P(e_1^\alpha - e_3^\alpha < 0) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \quad (18)$$

因此

$$P(e_{\min}^\alpha = e_1^\alpha) = \frac{1}{8} \left[\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \right]^2 \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (19)$$

同理可得

$$P(e_{\min}^\alpha = e_2^\alpha) = P(e_{\min}^\alpha = e_3^\alpha) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \right] \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \quad (20)$$

当发送的第 α 个比特为 $b_1 = "-1", b_2 = "-1"; b_1 = "-1", b_2 = "1"; b_1 = "1", b_2 = "-1"$ 时,情况与此类似。由以上推导得到方案一($K=2$)的平均误码率的理论上界为

$$\begin{aligned} \text{ABER}_u &= P(e_{\min}^\alpha = e_1^\alpha) + \\ \frac{1}{2} [P(e_{\min}^\alpha = e_2^\alpha) + P(e_{\min}^\alpha = e_3^\alpha)] &= \\ \frac{1}{8} \left[\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \right]^2 \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) + \\ \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \right] \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

当 K 为其他值时,方案一的理论平均误码率的推导过程与此类似。单用户相干 CSK 方案在 AWGN 信道环境下的误码率的理论上界^[7]为

$$\text{BER}_{\text{CSK}_u} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \quad (22)$$

方案一($K=2$)和单用户相干 CSK 方案的理论误码性能上界的对比如图 3 所示,从图 3 可以看出二者理论误码性能的上界基本相当。

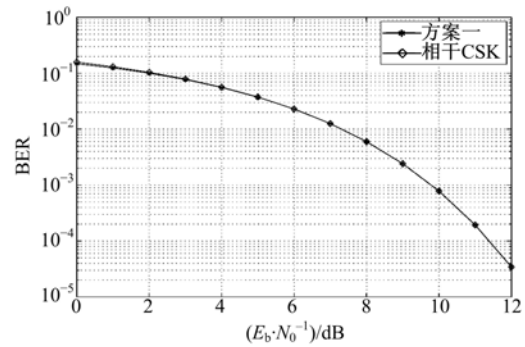


图 3 理论误码性能上界对比

Fig. 3 BER performance upperbound comparison

3.2 方案二

由式(9)–(11)得到

$$T_p^\alpha = \sum_{m=1}^N \left[\sum_{k=1}^K y_k(m) + v^\alpha(m) \right] [b_p^\alpha(m) y_p(m) + v^\alpha(m + pN)], \quad p = 1, 2, \dots, K \quad (23)$$

将 T_p^α 展开,得到

$$\begin{aligned} T_p^\alpha &= \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K b_p^\alpha(m) y_k(m) y_p(m) + \\ &\sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K y_k(m) v^\alpha(m + pN) + \\ &\sum_{m=1}^N b_p^\alpha(m) y_p(m) v^\alpha(m) + \\ &\sum_{m=1}^N v^\alpha(m) v^\alpha(m + pN) \end{aligned} \quad (24)$$

当 $p=1$ 时有

$$\begin{aligned} T_1^\alpha &= \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K b_1^\alpha(m) (y_1(m))^2 + \\ &\sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^K y_k(m) v^\alpha(m + N) + \\ &\sum_{m=1}^N b_1^\alpha(m) y_1(m) v^\alpha(m) + \\ &\sum_{m=1}^N v^\alpha(m) v^\alpha(m + N) \end{aligned} \quad (25)$$

当 N 足够大时,根据中心极限定理,可以认为 T_1^α 中各项趋于高斯分布。那么第 1 个用户的误码率

$$\begin{aligned} \text{BER}(1) &= \frac{1}{2} [P(T_1^\alpha < 0 | b_1^\alpha = 1) + \\ &P(T_1^\alpha > 0 | b_1^\alpha = -1)] = \\ \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{E[T_1^\alpha | b_1^\alpha = 1]}{\sqrt{2\text{var}[T_1^\alpha | b_1^\alpha = 1]}}\right) \end{aligned} \quad (26)$$

同上可以计算得

$$\begin{cases} E[T_1^\alpha | b_1^\alpha = 1] = N \cdot E[x^2(n)] \\ \text{var}[T_1^\alpha | b_1^\alpha = 1] = N \cdot \text{var}[x^2(n)] + \\ (K+1)N \cdot E[x^2(n)] \frac{N_0}{2} + N \cdot N_0^2/4 \end{cases} \quad (27)$$

比特平均能量为

$$\tilde{E}_b = \frac{1}{K+1} E \left[\sum_{m=1}^{(K+1)N} (\tilde{s}^a(m))^2 \right] = \frac{2KN}{K+1} E[x^2(n)]$$

如果用 Logistic 映射产生混沌序列,那么

$$BER(1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{N} + \frac{2KN_0}{\tilde{E}_b} + \frac{2K^2 NN_0^2}{(K+1)^2 \tilde{E}_b^2} \right]^{-1/2} \quad (28)$$

其他用户的误码率与此相同。因此方案二的理论平均误码率为

$$ABER = BER(1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{N} + \frac{2KN_0}{\tilde{E}_b} + \frac{2K^2 NN_0^2}{(K+1)^2 \tilde{E}_b^2} \right]^{-1/2} \quad (29)$$

单用户 DCSK、QCSK、4-ary QAM 方案^[3, 4, 7]在 AWGN 信道环境下的理论误码率分别为

$$\begin{cases} BER_{DCSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{N} + \frac{4N_0}{E_b} + \frac{2NN_0^2}{E_b^2} \right]^{1/2} \\ BER_{QCSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{4N_0}{E_b} + \frac{NN_0^2}{E_b^2} \right]^{1/2} \\ BER_{4QAM} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right] \end{cases} \quad (30)$$

方案一(K=2)、方案二(N=200, K=2)、单用户 DCSK(N=200)、QCSK(N=200)、4-ary QAM 方案的理论误码率性能的对比如图 4 所示。从图 4 可以看出与 DCSK、QCSK 方案相比,方案二(K=2)的理论误码性能较好,但是三者的理论误码性能均比 4-ary QAM 和方案一(K=2)的理论误码性能差,4-ary QAM 的理论误码性能又比方案一(K=2)的理论误码性能差。

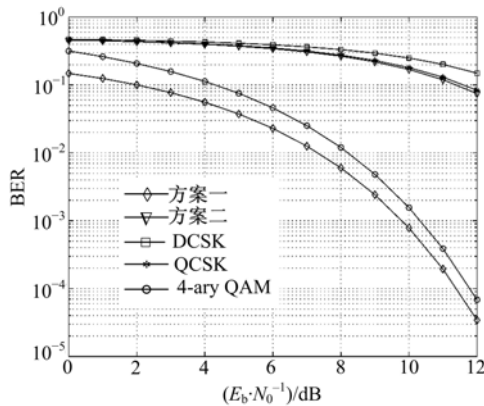


图 4 不同方案的理论误码性能对比

Fig. 4 BER performance comparison of different schemes

4 仿真结果

以 Logistic 映射为例,用 MATLAB 对两种

方案进行仿真。Logistic 映射的动力学方程为

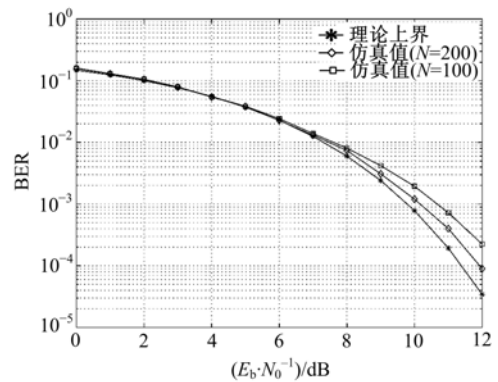
$$x(n+1) = 1 - 2\mu x^2(n), \quad -1 < x(n) < 1 \quad (31)$$

当 $1.4 \leq \mu \leq 2$ 时,映射处于混沌态^[7]。选择参数 $\mu=2$ 和初值进行迭代,产生 K 段混沌序列,按第 2 节方法生成正交载波。考虑两种非时变多径信道模型^[9],其信道系数矢量分别为

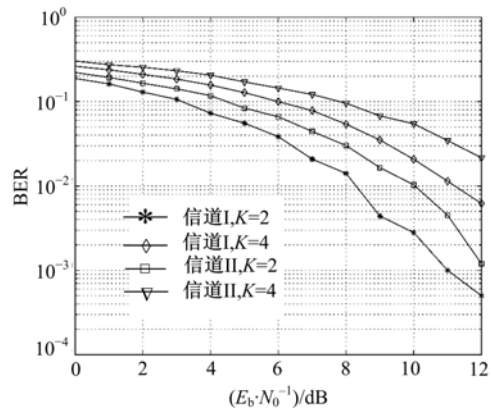
$$\begin{cases} \mathbf{a}_1 = [1, 0.45, -0.22] \text{ (信道 I)} \\ \mathbf{a}_2 = [1, 0.7, -0.3, 0.5, -0.1] \text{ (信道 II)} \end{cases} \quad (32)$$

4.1 方案一

在 AWGN 信道环境下,得到平均误码率的理论上界与仿真值的对比如图 5(a)所示。从图 5(a)可以看出,在 AWGN 信道环境下,方案一的仿真值与理论值相符,随着 N 的增大,仿真值越来越接近理论上界。文献[5]中,两个用户当扩频因子、 E_b/N_0 分别为 100、10 dB 和 200、10 dB 时,ABER 达到 10^{-3} 。而方案一两个用户当扩频因子、 E_b/N_0 分别为 100、10.6 dB 和 200、10.2 dB



(a) AWGN 环境下(K=2)



(b) 多径信道环境下(N=200)

图 5 方案一的平均误码率理论上界和仿真值

Fig. 5 Theoretical ABER upperbound and simulation results of the first scheme

时,ABER 达到 10^{-3} 。在多径信道 I 和 II 环境下,平均误码率的仿真值如图 5(b)所示。从图 5(b)可以看出,在多径信道环境下,随着用户数和信道路径数的增加,方案一的误码性能下降。对信道 I,文献[5]中单用户当扩频因子、 E_b/N_0 分别为 200、11 dB 时,BER 达到 10^{-3} 。而方案一两个用户当扩频因子、 E_b/N_0 分别为 100、11 dB 时,ABER 达到 10^{-3} 。对信道 II,文献[5]中单用户当扩频因子、 E_b/N_0 分别为 100、12.6 dB 时,BER 达到 10^{-3} 。而方案一两个用户当扩频因子、 E_b/N_0 分别为 100、12.1 dB 时,ABER 达到 10^{-3} 。

4.2 方案二

在 AWGN 信道环境下,平均误码率的理论值与仿真值的对比如图 6(a)所示。从图 6(a)可以看出,在 AWGN 信道环境下,方案二的仿真值与理论值相符,而且仿真显示当 E_b/N_0 约为 16 dB 时,BER 达到 10^{-3} 。在多径信道 I 和 II 环境下,得到平均误码率的仿真值如图 6(b)所示。从

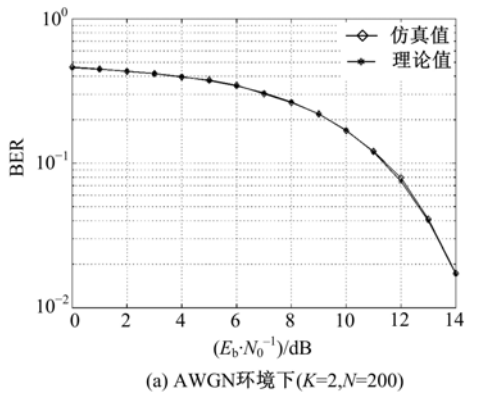
图 6(b)可以看出,在多径信道环境下,随着用户数和信道路径数的增加,方案二的误码性能下降。在多径信道 I 环境下,当 $K=2, E_b/N_0=16.7$ dB 时,方案二的 BER 达到 10^{-3} 。

5 结束语

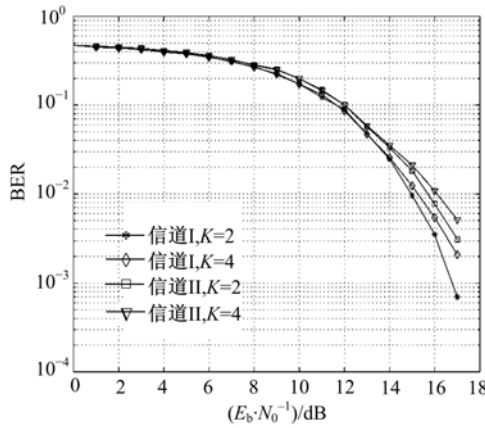
作者基于 Walsh 码产生正交载波,提出两种多用户正交调制混沌通信方案。仿真结果表明两种方案的抗噪声及多径抗干扰的能力均较强。

参考文献:

[1] Pecora L M, Caroll T L. Synchronization in chaotic systems[J]. Phys Rev Lett, 1990, 64(8): 821-824.
 [2] Feng J C, Tse C K. Reconstruction of Chaotic Signals with Applications to Chaos-based Communications [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.
 [3] Rappaport T S. 无线通信原理与应用[M]. 北京:电子工业出版社, 1998.
 [4] Galias Z, Maggio G M. Quadrature chaos shift keying: theory and performance analysis[J]. IEEE Trans Cir and Syst-II, 2001, 48(12): 1510-1519.
 [5] 陈宏滨,冯久超. 一种正交调制的混沌通信方案[J]. 量子电子学报,2007, 24(1):73-79.
 Chen Hong-bin, Feng Jiu-chao. A chaotic communication scheme with quadrature modulation[J]. Chinese Journal of Quantum Electronics, 2007, 24(1): 73-79.
 [6] 刘雄鹰,丘水生. 具有减少码间干扰的多用户混沌非相干通信系统[J]. 计算机工程与应用,2004, 19: 38-41.
 Liu Xiong-ying, Qiu Shui-sheng. A multi-user chaos-based noncoherent communication system with interference cancellation[J]. Computer Engineering and Applications, 2004, 19: 38-41.
 [7] Tam W M, Lau F C M, Tse C K. Digital Communications with Chaos: Multiple Access Techniques and Performance Evaluation [M]. London: Elsevier, 2006.
 [8] Koh C L, Ushio T. Digital communication method based on M-synchronized chaotic systems[J]. IEEE Trans Cir and Syst-I, 1997, 44(5): 383-390.
 [9] Zhu Z W, Leung H. Adaptive blind equalization for chaotic communication systems using extended-Kalman filter[J]. IEEE Trans Cir and Syst-I, 2001, 48 (8): 979-989.



(a) AWGN环境下(K=2,N=200)



(b) 多径信道环境下(N=200)

图 6 方案二的平均误码率理论值和仿真值
 Fig. 6 Theoretical ABER and simulation results of the second scheme