

多用户分段移位差分混沌键控通信方案

张 刚 孟 维* 张天骐

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室 重庆 400065)

摘 要: 为了满足现代通信的需求,多用户接入技术是近年来混沌通信的一个重要发展趋势。为了进一步改善现有多用户混沌通信方案的误码性能,该文提出一种多用户分段移位差分混沌键控(MultiUser Segment Shift Differential Chaos Shift Keying, MU-SSDCSK)通信方案。该方案根据传输的用户数,将 MU-SSDCSK 中的参考信号等分成 m 个信号段,再将这 m 个信号段进行移位,并配以不同的 Walsh 码,形成相互正交的信息携带信号。文中推导了该系统在加性高斯白噪声信道中的理论误码率公式并进行了仿真。仿真结果表明,该文提出的 MU-SSDCSK 方案能有效改善系统误码性能,在混沌通信领域具有一定的应用前景。

关键词: 多用户; Walsh 码; 分段移位; 传输速率; 比特误码率

中图分类号: TN918

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)05-1219-07

DOI: 10.11999/JEIT160795

Multiuser Communication Scheme Based on Segment Shift Differential Chaos Shift Keying

ZHANG Gang MENG Wei ZHANG Tianqi

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In order to meet the demand of modern communication, multiuser access technology is an important development trend of current chaotic communication. To improve the Bit Error Rate (BER) performance of the existing multiuser chaotic communication schemes, a MultiUser communication scheme based on Segment Shift Differential Chaos Shift Keying (MU-SSDCSK) is proposed. According to the users' number in transmission, the reference signal of MU-SSDCSK is divided into m segments, which are then shifted and matched with different Walsh codes that therefore can make the information-bearing signals orthogonal to each other. The theoretical BER formula of this new scheme is derived in Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel. The simulation results show that the proposed scheme can effectively improve BER performance, and has certain application prospect in the chaotic communication field.

Key words: Multiuser; Walsh codes; Segment shift; Transmission rate; Bit Error Rate (BER)

1 引言

混沌作为非线性系统中的一种特殊复杂运动,广泛存在于自然界及人类社会中,其本身表现出的奇异性引起人们的浓厚的兴趣^[1]。混沌信号的非周期性、长期的不可预测性、类似于白噪声的宽频谱特性、良好的自(互)相关特性、数目众多以及产生设备简单等特性使其非常适用于保密通信、扩频通信

等领域^[2-5]。混沌保密通信的基本思想是使用混沌信号作为信息传输的载波,并在接收端使用混沌的属性进行解调。主要技术包含混沌遮掩技术,混沌参数调制技术和混沌键控技术^[6-8]。混沌键控通信系统是近 20 多年来研究的最为广泛的一种安全通信方式,根据接收端的解调方式是否需要混沌同步系统,又将其分为相干解调与非相干解调。相干解调在系统误码性能上优于非相干解调,然而当信道中信噪比较低时,接收端同步很难实现。因此,非相干混沌键控通信系统是目前研究的最多的一种混沌数字通信方案^[9,10]。

在众多非相干混沌键控通信系统中,最具代表的是差分混沌移位键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)通信系统和相关延迟混沌键控(Correlation Delay Shift Keying, CDSK)通信系

收稿日期: 2016-07-26; 改回日期: 2016-12-30; 网络出版: 2017-02-28

*通信作者: 孟维 760551233@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金(61371164), 重庆市杰出青年基金(CSTC2011jjjq40002), 重庆市教育委员会科研项目(KJ130524)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61371164), The Chongqing Distinguished Youth Foundation (CSTC2011jjjq40002), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJ130524)

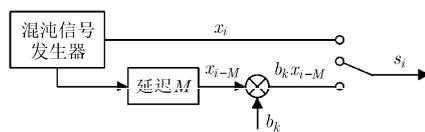
统^[11,12]。由于采用传输-参考(Transmitted-Reference, T-R)模式^[13], DCSK 系统具有较好的误码性能, 然而有一半的时间用于传输参考信号, 故其数据传输速率低。CDSK 系统的数据传输速率是 DCSK 系统的 2 倍, 但其误码性能差于 DCSK 系统。为了进一步提高系统传输速率, 多用户混沌键控通信系统是目前混沌通信研究的主流。在文献[14]中, 提出一种基于混沌二进制序列及 Walsh 码的多用户差分混沌键控通信系统(BWMA-DCSK), 在此系统中, 发送端的信号以及对应的接收端的信号分别与相同的 Walsh 码相乘, 由于混沌二进制信号的瞬时功率为常值以及 Walsh 码的正交特性使得用户之间的干扰得到抑制, 提高了系统误码性能。在文献[15]中, 提出了一种改进的 TLMA-DCSK 多址接入方案, 该方案将各用户的参考信号占用信道的不同时间隙, 而数据信号进行叠加并于参考信号后传输, 仿真分析表明该改进方案较原方案改善了系统性能。

为了进一步改善系统误码性能, 本文提出一种多用户分段移位差分混沌键控方案 MU-SSDCSK。该方案在发送端与 DCSK 相同, 采用了 T-R 模式, 在信息信号时隙中, 采用了与 CDSK 相似的结构。但是不同的是, 信息信号为参考信号的 N 个不同分段移位, 并配以不同 Walsh 码的相互正交信号之和。在接收端, 将接收到的参考信号进行与发送端相同操作, 并通过相关解调恢复出发送的数据信息。对 MU-SSDCSK 在 AWGN 信道中进行了仿真, 仿真结果表明, 本文方案能有效改善系统误码性能, 具有一定的应用前景。

2 DCSK 系统原理

DCSK 是 1996 年由 Kolumban 等人提出的一种非相干混沌调制系统, 原理框图如图 1 所示。DCSK 调制系统采用 T-R 模式, 发送的每一比特信息信号 b_k 由两段长度相同的混沌信号组成, 第 1 段信号为参考信号, 第 2 段信号用于携带信息信号。若 b_k 为 “+1”, 那么发送两段信号相同, 若 b_k 为 “-1”, 则携带信息的信号与参考信号相反。

在 DCSK 系统中, 定义扩频因子 $2M$ 为发送每比特信息信号的混沌采样数, 且 M 为整数。则在第 k 个比特时间内发送信号可表示为



(a) DCSK 发送框图

$$s_i = \begin{cases} x_i, & i = 2M(k-1) + 1, \dots, (2k-1)M \\ b_k x_{i-M}, & i = (2k-1)M + 1, \dots, 2kM \end{cases} \quad (1)$$

其中, x_i 为参考信号的混沌序列, x_{i-M} 为 x_i 延迟采样点数 M 的混沌序列。

为了解调出发送的信息信号, 将接收到的已调信号进行延迟, 然后再将延迟后的信号和原本接收到的信号通过相关器做自相关运算, 最后通过对相关器的输出结果进行判决, 从而恢复出发送端发送的信息信号。相关器的输出结果 Z_k 可表示为

$$\begin{aligned} Z_k &= \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} r_i \cdot r_{i-M} \\ &= \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} (b_k x_i^2 + x_i n_{i-M} + b_k x_i n_i + n_i n_{i-M}) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, 接收信号 $r_i = s_i + n_i$, n_i 是均值为零的加性高斯白噪声。式(2)中, 第 1 项 $b_k x_i^2$ 为携带信息信号的有用项, 其余 3 项为噪声干扰项。若 $Z_k < 0$, 则判定发送信号为 “-1”, 若 $Z_k \geq 0$, 则判定发送信号为 “+1”。

3 MU-SSDCSK 系统原理

由于 Hadamard 矩阵是正交矩阵, 其矩阵中的元素值为 “1” 或 “-1”。Walsh 函数系是一个正交完备的函数系, 利用 Hadamard 矩阵构造 2^n 阶 Walsh 码可表示为

$$\mathbf{W}_{2^n} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{2^{(n-1)}} & \mathbf{W}_{2^{(n-1)}} \\ \mathbf{W}_{2^{(n-1)}} & -\mathbf{W}_{2^{(n-1)}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, $n = 1, 2, \dots$, $\mathbf{W}_{2^0} = [1]$, 每列都代表一个 Walsh 码序列, 序列长度为 m , 且 $m = 2^n$ 。

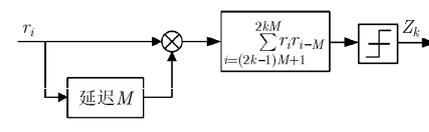
在本文性能分析及仿真中, 使用二阶切比雪夫映射产生混沌序列, 其表达式为

$$x_{i+1} = 1 - 2x_i^2, \quad x_i \in (-1, 1) \quad (4)$$

式中, $i = 1, 2, \dots$, 该混沌序列具有以下特性:

$E[x_i] = 0$, $\text{var}[x_i] = 1/2$, $\text{var}[x_i^2] = 1/8$, 其中, $E[*]$ 表示均值, $\text{var}[*]$ 表示方差。

设每一帧中, MU-SSDCSK 发送的参考信号 x_i 是长度为 M 的混沌采样序列, 在信息时隙中, 将参考信号 x_i 等分为 m ($m \leq M$) 个信号段, 即 $x_i^1 x_i^2 x_i^3 \dots x_i^m$ 。当用户数 $N = 1$ 时, m 取值为 1, 此时系统等效于 DCSK 系统; 当 $2^{n-1} < N \leq 2^n$ ($n = 1, 2, 3, \dots$)



(b) DCSK 接收框图

图 1 DCSK 系统框图

时, m 取值为 2^n , 此时系统所需的分段循环移位器个数为 $\log_2 m$, 即需要 n 个分段循环移位器, 且 $M = km$ ($k = 1, 2, \dots$)。系统将 $x_i^1 x_i^2 \dots x_i^m$ 作为一个用户的信息携带信号, 分段循环移位器 1 将参考信号 x_i 的 m 个信号段等分成 2 部分, 并将前后两部分进行互换, 形成信号 $x_i^{m/2+1} \dots x_i^m x_i^1 \dots x_i^{m/2}$ 。分段循环移位器 2 将参考信号 x_i 的 m 个信号段及分段循环移位器 1 的输出等分成 4 部分, 并从左往右将相邻部分进行互换, 形成信号 $x_i^{m/4+1} \dots x_i^{m/2} x_i^1 \dots x_i^{m/4} \cdot x_i^{3m/4+1} \dots x_i^m x_i^{m/2+1} \dots x_i^{3m/4}$ 和信号 $x_i^{3m/4+1} \dots x_i^m x_i^{m/2+1} \dots x_i^{3m/4} x_i^{m/4+1} \dots x_i^{m/2} x_i^1 \dots x_i^{m/4}$ 。同理, 分段循环移位器 3 将上述 4 个信号等分成 8 个部分, 并以相同方式进行互换。以此类推, 直到第 n 个分段循环移位器。这样, 可以形成 m 组相互排列不同的信号。对于一个用户数为 N ($N \leq m$) 的系统, 为其随机分配上述 m 组信号中的 N 组信号为信息携带信号, 并为其分配 N 组长度为 m 的不同 Walsh 码, 使这 N 组信息携带信号相互正交。最后将这 N 组用户数据信号合并为一组信息信号进行并行传输。下面以 4 用户为例, 详细介绍该方案的调制与解调机制。

如图 2 所示, 在一个帧周期内传送 4 bit 数据信息。以第 k ($k = 1, 2, \dots$) 个帧周期为例, 传送的信息信号为 $b_{4k-3}, b_{4k-2}, b_{4k-1}, b_{4k}$ 。首先, 利用混沌信号发生器产生长度为 M 的混沌采样序列 $x_{i,k}$ 作为参考信号在第 k 帧的前半个周期发送。在第 k 帧的后半个周期, 将参考信号 $x_{i,k}$ 等分成 4 个信号段 $x_{i,k}^1, x_{i,k}^2, x_{i,k}^3, x_{i,k}^4$ 作为 b_{4k-3} 的信息承载信号, 并将其分别传送给分段循环移位器 1 和分段循环移位器 2。按照上述方法, 分段循环移位器 1 的输出为 $x_{i,k}^3, x_{i,k}^4, x_{i,k}^1, x_{i,k}^2$, 将其作为 b_{4k-2} 的信息承载信号并传送给分段循环移位器 2。分段循环移位器 2 的输出为 $x_{i,k}^2, x_{i,k}^1, x_{i,k}^4, x_{i,k}^3$ 和 $x_{i,k}^4, x_{i,k}^3, x_{i,k}^2, x_{i,k}^1$, 将其分别作为 b_{4k-1} 和 b_{4k} 的信息承载信

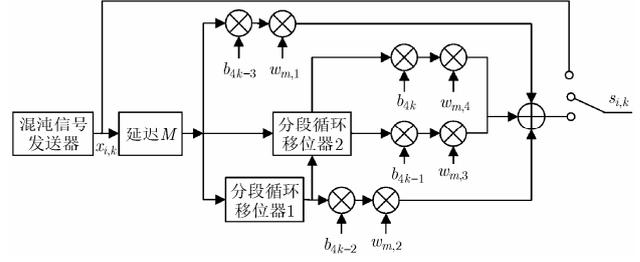


图 2 MU-SSDCSK-4 系统发送框图

号。令 Walsh 码 $w_{m,1} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]$, $w_{m,2} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]$, $w_{m,3} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]$, $w_{m,4} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]$ 。将上述分段信息承载信号与其相应的 Walsh 码相乘得到 4 组相互正交的混沌序列, 可表示为: $x_{1,k} = [x_{i,k}^1 \ x_{i,k}^2 \ x_{i,k}^3 \ x_{i,k}^4]$, $x_{2,k} = [x_{i,k}^3 \ -x_{i,k}^4 \ -x_{i,k}^1 \ x_{i,k}^2]$, $x_{3,k} = [x_{i,k}^2 \ -x_{i,k}^1 \ x_{i,k}^4 \ -x_{i,k}^3]$, $x_{4,k} = [x_{i,k}^4 \ x_{i,k}^3 \ -x_{i,k}^2 \ -x_{i,k}^1]$ 。则 MU-SSDCSK-4 的发送信号可表示为

$$s_{i,k} = \begin{cases} x_{1,k}(i), & 2(k-1)M < i \leq (2k-1)M \\ b_{4k-3}x_{1,k}(i-M) + b_{4k-2}x_{2,k}(i-M) \\ \quad + b_{4k-1}x_{3,k}(i-M) + b_{4k}x_{4,k}(i-M), & (2k-1)M < i \leq 2kM \end{cases} \quad (5)$$

不失一般性, 则当用户数为 N 时, 发送信号可表示为

$$S_{i,k} = \begin{cases} x_{1,k}(i), & 2(k-1)M < i \leq (2k-1)M \\ \sum_{j=1}^N b_{N(k-1)+j} x_{j,k}(i-M), & (2k-1)M < i \leq 2kM \end{cases} \quad (6)$$

其中, $b_{N(k-1)+j}$ 为第 k 帧中的第 j 个用户的数据信息, 且 $b_{N(k-1)+j} \in \{+1, -1\}$ 。

根据发送信号表达式, 可得 MU-SSDCSK 系统传输信号的平均比特能量 E_b 为

$$E_b = E \left[\frac{\sum_{i=2(k-1)M+1}^{(2k-1)M} x_{1,k}^2(i) + \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} \left(\sum_{j=1}^N b_{N(k-1)+j} x_{j,k}(i-M) \right)^2}{N} \right] = \frac{M(N+1)}{N} E[x_{j,k}^2(i)] \quad (7)$$

图 3 和图 4 分别为 DCSK 和 MU-SSDCSK-4 信号的平方幅度谱。观察图 3, 可以看出当频率是系统比特速率的奇数倍时, DCSK 信号的平方幅度谱为零。这是因为 DCSK 调制系统采用 T-R 模式, 发送的每一比特信号由两段长度相同的混沌信号组成, 第 1 段信号为参考信号, 第 2 段信号用于携带信息信号, 其为参考信号的同相或是反相。平方后两段信号完全相同, 则当频率为系统比特速率奇数倍频点时, 平方后的参考信号和平方后的信息信号

频谱分量相互抵消。因此, DCSK 系统的信息安全性能较差, 对于信息拦截者来说, 可以根据平方幅度谱获取系统的信息比特速率。MU-SSDCSK 同样采用 T-R 模式, 但是信息信号为参考信号的 N 个不同移位且相互正交的信号之和, 与参考信号不存在同相或反相的关系。因此, 在图 4 中, 发送信号的平方幅度谱是完全不重复的。对于信息拦截者来说, 很难从平方幅度谱中获取系统的信息比特速率。因此, MU-SSDCSK 系统具有很强的保密性。

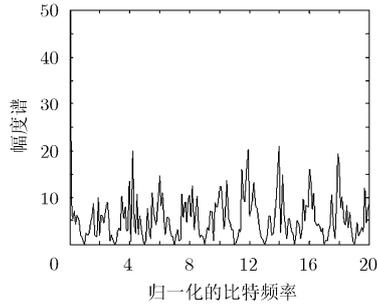


图 3 DCSK 信号的平方幅度谱

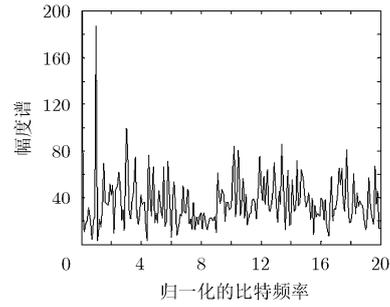


图 4 MU-SSDCSK-4 信号的平方幅度谱

图 5 为 4 用户 MU-SSDCSK 的接收框图。在第 k 个帧周期内, 为了解调出数据信息, 接收端先将接收到的前半周期信号以调制时相同的方式送入分段循环移位器进行分段循环操作, 其次将分段循环移位器的输出分别与后半周期的接收信号相乘, 并与用户调制时分配给不同用户相对应的 Walsh 码组相乘求和, 最后进行门限判决, 即可解调出信息信号。

在第 k 帧中, 当系统用户数为 N 时, 为了解调出第 u 个用户的数据信息, 则相关器的输出判决变量可表示为

$$Z_{N(k-1)+u} = \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} r_{i,k} r_{i-M,k}^* \mathbf{w}_{m,u} \quad (8)$$

其中, $r_{i,k} = S_{i,k} + \xi_{i,k}$, $\xi_{i,k}$ 为第 k 帧中的加性高斯白噪声信号, 其均值为零, 方差为 $N_0/2$ 。 $r_{i-M,k}^*$ 为参

$$\begin{aligned} Z_{N(k-1)+u} &= \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} \left[\sum_{j=1}^N b_{N(k-1)+j} x_{j,k}(i-M) + \xi_{i,k} \right] \left(x_{u,k}^*(i-M) + \xi_{i-M,k} \right) \mathbf{w}_{m,u} \\ &= b_{N(k-1)+u} \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} x_{u,k}^2(i-M) + \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} b_{N(k-1)+j} x_{u,k}(i-M) \left[\sum_{j=1, j \neq u}^N x_{j,k}(i-M) \right] \\ &\quad + \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} \left[\sum_{j=1}^N b_{N(k-1)+j} x_{j,k}(i-M) \right] \xi_{i-M,k} \mathbf{w}_{m,u} + \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} x_{u,k}(i-M) \xi_{i,k} \\ &\quad + \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} \xi_{i,k} \xi_{i-M,k} \mathbf{w}_{m,u} \end{aligned} \quad (9)$$

在式(9)中, $x_{u,k}^*(i-M)$ 为参考信号通过分段循环移位器的输出。式(9)的第 1 项为有用信号项, 第 2 项为不同用户间的干扰项, 其他项为噪声干扰项。由于在信息时隙中对参考信号进行不同的循环移位操作, 并分配不同的正交 Walsh 码, 使得式(9)中的第 2 项趋于零, 避免了不同用户间的信息干扰, 改善了系统的误码性能。又由于混沌序列及噪声信号不相关且均值都为零, 根据式(10)所示的判决即可实现解调

$$\hat{b}_{N(k-1)+u} = \begin{cases} -1, & Z_{N(k-1)+u} < 0 \\ +1, & Z_{N(k-1)+u} \geq 0 \end{cases} \quad (10)$$

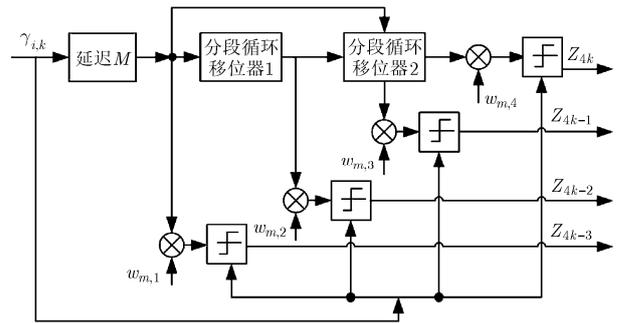


图 5 MU-SSDCSK-4 接收框图

考信号通过分段循环移位器的输出, $\mathbf{w}_{m,u}$ 为第 u 个用户的 Walsh 码。

将式 $r_{i,k}$ 代入式(8)中, 利用 Walsh 码以及不同用户信息信号间的正交特性, 式(8)可以扩展为

4 误码性能分析

$x_{i,k}$ 是均值为零的混沌序列, 当混沌采样点数 M 较大时, $x_{i,k}$ 近似为高斯随机过程。又 $\xi_{i,k}$ 是零均值, 方差为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声, 对于任意的 i 和 j , $\xi_{i,k}$ 不但与 $x_{j,k}$ 统计独立, 并且当 $i \neq j$ 时, $\xi_{i,k}$ 与 $\xi_{j,k}$ 仍统计独立。因此, 根据中心极限定理, 相关器的输出可以近似为高斯随机过程。由于在实际混沌通信中常采用较大的混沌信号采样点数 M , 这里可使用高斯近似法^[16]来推导 MU-SSDCSK 系统的理论误码率, 根据统计特性, 发送的二进制数据“+1”和“-1”是等概率出现的, 则 MU-SSDCSK 系统的误码率公式可表示为

$$\begin{aligned}
& \text{BER}_{\text{MU-SSDCSK}} \\
&= \frac{1}{2} \text{Prob}(Z_{N(k-1)+u} < 0 | b_{N(k-1)+u} = +1) \\
&+ \frac{1}{2} \text{Prob}(Z_{N(k-1)+u} > 0 | b_{N(k-1)+u} = -1) \\
&= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_{N(k-1)+u}]|}{\sqrt{2 \text{var}[Z_{N(k-1)+u}]}} \right) \quad (11)
\end{aligned}$$

其中, erfc 为补误差函数, 其表达式为 $\text{erfc}(\varphi) =$

$$\begin{aligned}
& \text{var}[Z_{N(k-1)+u}] = \text{var} \left[\sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} \left(x_{u,k}^2(i-M) + \sum_{j=1}^N x_{j,k}(i-M) \xi_{i-M,k} \mathbf{w}_{m,u} + x_{u,k}(i-M) \xi_{i,k} + \xi_{i,k} \xi_{i-M,k} \mathbf{w}_{m,u} \right) \right] \\
&= \frac{N^2 E_b^2}{2M(N+1)^2} + \frac{N^2 E_b}{(N+1)} \frac{N_0}{2} + \frac{NE_b}{(N+1)} \frac{N_0}{2} + \frac{M}{4} N_0^2 \\
&= \frac{N^2 E_b^2}{2M(N+1)^2} + \frac{NE_b N_0}{2} + \frac{M}{4} N_0^2 \quad (13)
\end{aligned}$$

将式(12)和式(13)代入式(11)中, 可得 MU-SSDCSK 系统的误码率表达式为

$$\begin{aligned}
& \text{BER}_{\text{MU-SSDCSK}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_{N(k-1)+u}]|}{\sqrt{2 \text{var}[Z_{N(k-1)+u}]}} \right) \\
&= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{1}{M} + \frac{(N+1)^2}{N} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\
&\quad \left. + \frac{M(N+1)^2}{2N^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (14)
\end{aligned}$$

当 $N=1$ 时, 式(14)即为 DCSK 系统的误码率公式。

由式(14)可知, 影响系统误码率的因素有 M , N 和 E_b/N_0 。当用户数 N 和 E_b/N_0 固定时, 一定存在一个最佳采样点数 M 使得系统的 BER 达到最小。令

$$y = \frac{1}{M} + \frac{(N+1)^2}{N} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{M(N+1)^2}{2N^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \quad (15)$$

对 y 关于 M 求导, 可得

$$y' = \frac{(N+1)^2}{2N^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} - \frac{1}{M^2} \quad (16)$$

则最佳采样点数 M_{opt} 为

$$M_{\text{opt}} = \frac{\sqrt{2}N}{N+1} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \quad (17)$$

对 y 关于 N 求导, 可得

$$y' = \left(1 - \frac{1}{N^2} \right) \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} - M \left(1 + \frac{1}{N} \right) \frac{1}{N^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \quad (18)$$

则最佳用户数 N_{opt} 为

$$N_{\text{opt}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4M \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1}} \quad (19)$$

$$\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\varphi}^{\infty} \exp(-x^2) dx。$$

不失一般性, 假设第 u 个用户的数据信号 $b_{N(k-1)+u} = +1$ 。此时, 判决变量 $Z_{N(k-1)+u}$ 的均值和方差分别为

$$\begin{aligned}
& E[Z_{N(k-1)+u}] = E \left[b_{N(k-1)+u} \sum_{i=(2k-1)M+1}^{2kM} x_{u,k}^2(i-M) \right] \\
&= \frac{NE_b}{(N+1)} \quad (12)
\end{aligned}$$

由式(17)可知, M_{opt} 与 E_b/N_0 成正比关系, E_b/N_0 越大, M_{opt} 越大; 反之, E_b/N_0 越小, 其对应的 M_{opt} 也越小。然而, 由式(19)可知, N_{opt} 与 E_b/N_0 成反比关系, 但与 M 成正比关系。当 M 越小, E_b/N_0 越大, N_{opt} 趋于 1。

5 仿真结果

图 6 给出了 E_b/N_0 分别为 10 dB, 12 dB, 15 dB 下, 用户数 N 为 2 和 4 时的 MU-SSDCSK 系统误码率随扩频因子 M 变化的性能曲线。其中, Monte Carlo 仿真曲线是 10^5 次仿真结果的平均值。从图可以看出, 随着信噪比的增大, 系统误码率逐渐减小。当 $M < 100$ 时, 数值仿真结果与 Monte Carlo 仿真结果并不十分吻合, 产生该现象的主要原因是: 当 M 较小时, 相关器的输出变量不完全服从高斯分布。因此, 在 M 较小时, 不能使用高斯近似法推导系统误码率公式。若要分析系统在扩频因子较小时的误码性能, 可采用非中心 F 分布近似法或数值积分法^[17,18]。其次, 随着 M 的增大, 系统误码率先减小后增大, 并且随着用户数 N 的增大, 系统误码性能变差。这是由于较大的 M 和 N 使得噪声干扰项的求和和区间以及项数增大, 导致该项方差增大, 增大了系统误码率。因此, 选择合适的 M 和 N 可使系统误码性能达到最佳状态。

图 7 给出了用户数 N 分别为 2, 4, 8 情况下, M 为 128 和 256 时的 MU-SSDCSK 系统误码性能随信噪比变化曲线。从图可知, 由式(14)计算得到的 MU-SSDCSK 系统误码率与 Monte Carlo 仿真得到的大致相吻合。用户数 N 固定时, 系统 BER 随着 E_b/N_0 单调递减, 且随着 M 的增大, 不同用户数下的系统误码性能曲线间隔减小。此外, 不同用户数

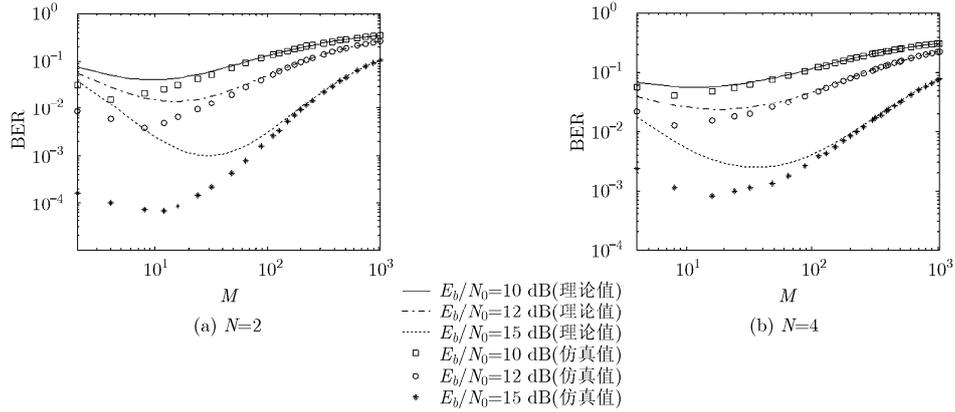


图 6 不同用户数下系统误码性能随扩频因子变化曲线

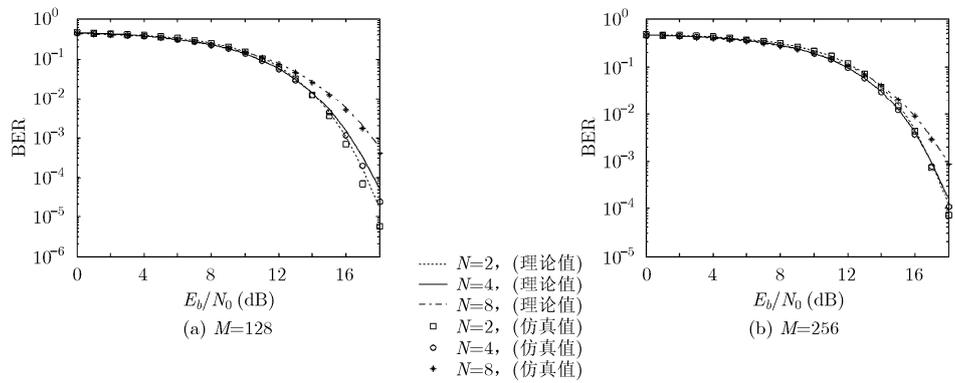


图 7 不同扩频因子下系统误码性能随信噪比变化曲线

下的系统误码性能曲线之间存在交点。当 E_b/N_0 较小时, N 越大, 系统 BER 越小; E_b/N_0 较大时, N 越小, 系统 BER 性能越好。由此可得, 不同 E_b/N_0 和扩频因子下, 系统最佳误码性能对应的用户数 N 不同。

图 8 给出了 E_b/N_0 分别为 12 dB, 15 dB, 18 dB 时, 采样点数为 200 和 400 时的 MU-SSDCSK 系统误码率随用户数 N 变化的性能曲线。由图可得, 随着 E_b/N_0 的增大, 系统误码率逐渐降低。当 $M=200$ 时, E_b/N_0 为 12 dB, 15 dB, 18 dB 对应的最佳用户数 N_{opt} 分别为 4, 3, 2; 然而当 $M=400$

时, 系统误码性能达到最优的 N_{opt} 分别为 6, 4, 3。这正好验证了式(19)的分析。

图 9 为 $M=128$, 用户数 $N=3$ 时, MU-SSDCSK 系统与 BWMA-DCSK 和 TLMA-DCSK 误码性能随信噪比变化曲线。由图可知, MU-SSDCSK 系统误码性能远优于 BWMA-DCSK 和 TLMA-DCSK。例如在误码率为 0.01 时, MU-SSDCSK 系统分别优于 BWMA-DCSK 和 TLMA-DCSK 系统的 3 dB 和 4 dB。这是由于正交的信息携带信号在接收端进行相关解调时消除了用户间干扰, 极大改善了系统的误码性能。

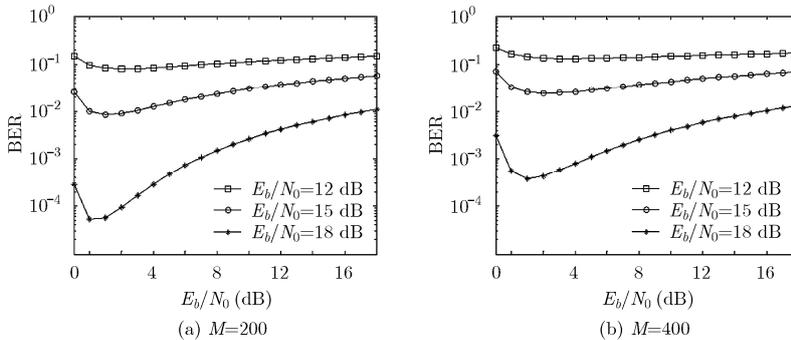


图 8 不同扩频因子下误码率随用户数变化曲线

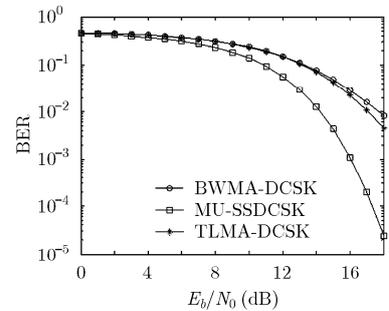


图 9 MU-SSDCSK, BWMA-DCSK, TLMA-DCSK 系统误码性能随信噪比变化曲线

6 结论

为了提高系统信息速率,多用户接入技术是近来混沌通信的一个重要发展趋势。本文针对现有混沌多用户系统误码性能不佳,提出一种多用户分段移位差分混沌键控方案(MU-SSDCSK)。详细描述了系统基本原理,并比较了MU-SSDCSK信号与DCSK信号的平方幅度谱,推导了系统在AWGN信道中的理论误码率公式,并对MU-SSDCSK在AWGN信道中进行了仿真,仿真结果表明,本文方案能有效改善系统误码性能,具有一定的应用前景。

参考文献

- [1] 黄琼丹,李勇,卢光跃. 脉间 Costas 跳频脉内多载波混沌相位编码雷达信号设计与分析[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(6): 1483-1489. doi: 10.11999/JEIT140653.
HUANG Qiongdan, LI Yong, and LU Guangyue. Design and analysis of inter-pulse costas frequency hopping and intra-pulse multi-carrier chaotic phase coded radar signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(6): 1483-1489. doi: 10.11999/JEIT140653.
- [2] DUAN Junyi, JIANG Guoping, and YANG Hua. Reference-adaptive CDSK: An enhanced version of correlation delay shift keying[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, 2015, 62(1): 90-94. doi: 10.1109/TCSII.2014.2362691.
- [3] KADDOUM G, ROVIRAS D, CHARG'EY P, et al. Performance of multi-user chaos-based DS-CDMA system over multipath channel[C]. IEEE International Symposium on Circuits & Systems, Taipei, 2009: 2637-2640. doi: 10.1109/ISCAS.2009.5118343.
- [4] 段俊毅,蒋国平,杨华. 无信号内干扰的相关延迟键控混沌通信方案[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(3): 681-687. doi: 10.11999/JEIT150660.
DUAN Junyi, JIANG Guoping, and YANG Hua. Correlation delay shift keying chaotic communication scheme with no intrasignal interference[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(3): 681-687. doi: 10.11999/JEIT150660.
- [5] DAS S, MANDAL S K, and CHAKRABORTY M. LMMSE equalized DCSK communication system over a multipath fading channel with AWGN noise[C]. Third International Conference on Computer, Communication, Control and Information Technology, Hooghly, 2015: 1-4. doi: 10.1109/C3IT.2015.7060167.
- [6] KOCAREV L, HALLE K S, ECKERT K, et al. Experimental demonstration of secure communications via chaotic synchronization[J]. *International Journal of Bifurcation & Chaos*, 1992, 2(3): 709-713. doi: http://dx.doi.org/10.1142/9789812798855_0017.
- [7] ITOH M and MURAKAMI H. New communication systems via chaotic synchronizations and modulations[J]. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications & Computer Sciences*, 1995, 78(3): 285-290.
- [8] MARTIN H and THOMAS S. Chaos communication over noisy channels[J]. *International Journal of Bifurcation & Chaos*, 2012, 10(10): 719-735. doi: http://dx.doi.org/10.1142/S0218127400000505.
- [9] KADDOUM G. Design and performance analysis of a multiuser OFDM based differential chaos shift keying communication system[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(1): 249-260. doi: 10.1109/TCOMM.2015.2502259.
- [10] KENNEDY M P and KOLUMBAN G. Digital communications using chaos[J]. *Signal Processing*, 2000, 80(7): 1307-1320. doi: 10.1016/S0165-1684(00)00038-4.
- [11] Yang H, Tang W K S, Chen G, et al. System design and performance analysis of orthogonal multi-level differential chaos shift keying modulation scheme[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I Regular Papers*, 2016, 63(1): 146-156. doi: 10.1109/TCSI.2015.2510622.
- [12] TAM W M, LAU F C M, and TSE C K. Generalized correlation-delay-shift-keying scheme for noncoherent chaos-based communication systems[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I Regular Papers*, 2006, 53(3): 712-721. doi: 10.1109/TCSI.2005.858323.
- [13] RUSHFORTH C. Transmitted-reference techniques for random or unknown channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1964, 10(1): 39-42. doi: 10.1109/TIT.1964.1053641.
- [14] 周志波,周童,王进祥. 一种改进的多用户DCSK性能分析[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(4): 730-735. doi: 10.3969/j.issn.1001-2400.2009.04.028.
ZHOU Zhibo, ZHOU Tong, and WANG Jinxiang. Performance analysis of an improved multiple-access differential chaos shift keying[J]. *Journal of Xidian University*, 2009, 36(4): 730-735. doi: 10.3969/j.issn.1001-2400.2009.04.028.
- [15] 周毅刚,时颖. 改进型DCSK多址接入方案及其性能分析[J]. 通信学报, 2008, 29(4): 136-140. doi: 10.3321/j.issn:1000-436X.2008.04.021.
ZHOU Yigang and SHI Ying. Performance of modified multiple access scheme for DCSK[J]. *Journal on Communications*, 2008, 29(4): 136-140. doi: 10.3321/j.issn:1000-436X.2008.04.021.
- [16] SUSHCHIK M, TSIMRING L S, and VOLKOVSKII A R. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I Fundamental Theory & Applications*, 2000, 47(12): 1684-1691. doi: 10.1109/81.899920.
- [17] KADDOUM G, CHARGE P, and ROVIRAS D. A generalized methodology for bit-error-rate prediction in correlation-based communication schemes using chaos[J]. *IEEE Communications Letters*, 2009, 13(8): 567-569. doi: 10.1109/LCOMM.2009.090715.
- [18] LONG Min, CHEN Yunfei, and PENG Fei. Simple and accurate analysis of BER performance for DCSK chaotic communication[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(11): 1175-1177. doi: 10.1109/LCOMM.2011.092011.111088.

张刚: 男, 1976年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为混沌同步、混沌保密通信。

孟维: 女, 1992年生, 硕士生, 研究方向为混沌保密通信。

张天骐: 男, 1971年生, 博士后, 教授, 主要研究方向为扩频信号的盲处理、神经网络实现以及信号的同步处理。