

## 短参考正交多用户差分混沌键控方案的性能分析

张刚 赵畅畅\* 张天骐

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

**摘要:** 针对差分混沌移位键控(DCSK)传输率低这一缺点, 以及为了进一步改善系统的误码性能, 该文提出一种短参考正交多用户DCSK(SOM-DCSK)通信系统。该系统将参考信号缩短为每个信息承载信号的 $1/P$ , 通过延迟时间的不同传输多个用户, 然后在每个信息时隙中利用希尔伯特变换的正交性达到传输2 bit信息信号的目的。该文推导了SOM-DCSK系统在加性高斯白噪声(AWGN)和Rayleigh衰落信道下的比特误码率(BER)公式并进行了实验仿真。仿真结果表明: 相同条件下, 该方案相比于传统多用户系统的误码性能有了明显的改进, 具有很好的实用价值。

**关键词:** 差分混沌移位键控; 希尔伯特变换; 比特误码率; 多用户

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)09-2055-08

DOI: 10.11999/JEIT181038

## Performance Analysis of Short Reference Orthogonal Multiuser Differential Chaotic Shift Keying Scheme

ZHANG Gang ZHAO Changchang ZHANG Tianqi

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** Considering the shortcomings of Differential Chaos Shift Keying (DCSK) transmission rate and to further improve the system error performance, a Short reference Orthogonal Multiuser DCSK(SOM-DCSK) communication system is proposed. The system shortens the reference signal to  $1/P$  of each information bearing signal, and transmits multiple users by different delay times. Then the orthogonality of Hilbert transform is used in each information slot to achieve the purpose of transmitting a two-bit information signal. The Bit Error Rate (BER) formula of SOM-DCSK system in Additive White Gaussian Noise (AWGN) and Rayleigh fading channel is derived and experimentally simulated. The simulation results show that BER of the scheme has obvious improvement compared with the traditional multi-user system under the same conditions, and it has good practical value.

**Key words:** Differential Chaos Shift Keying (DCSK); Hilbert transform; Bit Error Rate (BER); Multiuser

### 1 引言

混沌作为非线性系统中的一种特殊复杂运动, 由于其显现出的奇异性, 已然成为一门诱人的研究课题<sup>[1]</sup>。混沌信号的基本特征包括: 初始条件敏感

性、非周期性、良好的自(互)相关性及类似白噪声的宽频特性等, 这些特征决定了混沌信号可以较好地应用于混沌保密通信领域<sup>[2-6]</sup>。而混沌数字调制技术作为混沌通信领域中的一种典型应用, 主要是利用混沌信号代替传统数字通信中的正弦载波, 实现了频谱扩展且具有很好的发展前景<sup>[7,8]</sup>。所以, 在保密通信中将混沌信号作为调制信息信号的载体具有一定的实际应用价值

混沌数字调制中利用非相干方式解调的差分混沌移位键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)是目前研究的热点<sup>[9]</sup>。DCSK系统解决了判决门限不稳定的问题, 具有良好的误码性能<sup>[10]</sup>。DCSK方案利用前 $1/2$ 时隙发送参考序列, 后 $1/2$ 时隙发送信息承载信号, 即只有 $1/2$ 的比特持续时间

收稿日期: 2018-11-13; 改回日期: 2019-05-13; 网络出版: 2019-05-24

\*通信作者: 赵畅畅 1842771469@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金(61771085, 61371164), 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(CSTC2009CA2003), 重庆市教育委员会科研项目(KJ1600427)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771085, 61371164), The Project of Key Laboratory of Signal and Information Processing of Chongqing (CSTC2009CA2003), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJ1600427)

用来传输信息, 传输效率比较低。为了提高系统的传输速率, 文献[11]提出的相关延迟移位键控(Correlation Delay Shift Keying, CDSK)调制方案, 将参考信号与信息信号叠加后一起传输, 提高了系统的比特传输速率, 但是以牺牲系统的误码性能为代价。2016年, Kaddoum等人<sup>[12]</sup>提出一种短参非相干混沌通信系统(Short Reference-DCSK, SR-DCSK), 该方案缩短了参考信号, 降低了发射信号的比特能量, 改善了系统的误码性能。文献[13]提出的正交混沌键控(Quadrature Chaos Shift Keying, QCSK)通信方案, 利用Hilbert变换得到的两个互相正交的信号, 可以传输2 bit的信息在两个连续的时隙, 但是该系统的复杂度提高了。

近年来, 利用多用户技术提高传输速率成为一种发展的潮流。2002年, 文献[14]提出的可变延迟多址(Variant Delay Multi Access-DCSK, VDMA-DCSK)通信系统, 利用每个时隙延迟时间的不同达到传输多用户的目的, 但是用户间的干扰变多了, 降低了误码性能。为解决用户间干扰的问题, 文献[15]中提出了正交多级DCSK(Orthogonal Multilevel-DCSK, OM-DCSK)方案, 该方案利用Hilbert变换构造的正交函数集用来传输信息, 减少了信号间的干扰, 并将参考信号和信息承载信号分别乘以同相信号和正交信号后叠加在一起传输。该方案实现了更高的数据速率和更好的频谱效率, 而且在不同信道条件下明显改善系统误码性能, 代价是收发器电路设计变得略微复杂些。文献[16]提出了一种多用户分段移位DCSK(MultiUser Segment Shift-DCSK, MU-SSDCSK)方案, 该方案利用了循环移位器及Walsh码区分每个信息承载信号, 同时确保每个用户之间的正交性来消除干扰, 虽提高了系统的传输速率, 但仍需花费1/2的时隙用来传输参考信号, 降低了频谱利用率。

针对使用多用户技术误码率高的问题, 本文提出一种短参考正交多用户DCSK(Short reference Orthogonal Multiuser-DCSK, SOM-DCSK)调制方案。该方案先传输将参考信号缩短的混沌序列, 然后利用希尔伯特变换产生与参考信号正交的混沌信号, 每个信息时隙中可传输2 bit的信息而不会引入

用户间的干扰。推导了SOM-DCSK系统在AWGN及Rayleigh信道下的误码率公式并进行了实验仿真, 实验结果表明: 本文方案能够有效改善系统的误码性能, 且系统的结构并没有变得过于复杂, 具有很好的应用价值。

## 2 SOM-DCSK系统原理

SOM-DCSK系统的帧结构如图1所示, 分为1个参考时隙和 $N$ 个信息时隙, 其中参考时隙的长度为 $R(R \cdot P = \beta)$ , 将参考序列的长度复制 $P$ 次作为每一个信息时隙的长度。则SOM-DCSK系统的信息时隙中共传输 $2N$  bit的信息信号。

本系统的发射端框图如图2所示。首先用Logistic映射<sup>[17]</sup>生成一段长度为 $R$ 的混沌序列 $y_{i,k}$ , 再经过符号函数形成归一化的参考信号 $x_{i,k}$ , 如式(1)所示

$$\left. \begin{aligned} y_{i+1,k} &= 1 - 2y_{i,k}^2, y_{i,k} \in (-1, 1) \\ x_{i,k} &= \text{sgn}(y_{i,k}), x_{i,k} \in (-1, 1) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中,  $i = 1, 2, \dots, R$ 。且混沌序列具有以下性质:  $E(x_{i,k}) = 0, \text{var}(x_{i,k}) = 1$ 。

$x_{i,k}$ 作为参考信号在第1个时隙中传输, 然后利用时间延迟的差异形成不同的信息时隙, 可以传输多个用户。在每个长度为 $\beta$ 的信息时隙中利用希尔伯特变换形成与参考信号正交的信息携带信号, 然后在该信息时隙中可以传输2 bit的信号, 且没有用户间的干扰。

如图2所示, 本系统在第 $k$ 帧内的传输信号表达式 $s_{i,k}$ 为

$$s_{i,k} = \begin{cases} x_{i,k}, & 0 \leq i < R \\ b_1 x_{i-R,k} + b_2 \hat{x}_{i-R,k}, & R \leq i < (1+P)R \\ b_3 x_{i-(PR+R),k} + b_4 \hat{x}_{i-(PR+R),k}, & (1+P)R \leq i < (1+2P)R \\ \vdots & \\ b_{2N-1} x_{i-[(N-1)P+1]R,k} + b_{2N} \hat{x}_{i-[(N-1)P+1]R,k}, & [(N-1)P+1]R \leq i < (1+NP)R \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可求, SOM-DCSK系统平均比特能量 $E_b$ 为

$$E_b = (1+2PN)RE(x_{i,k}^2)/2N \quad (3)$$

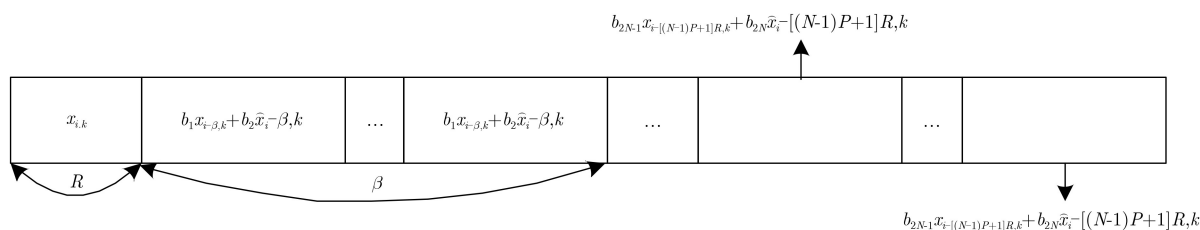


图1 SOM-DCSK系统帧结构图

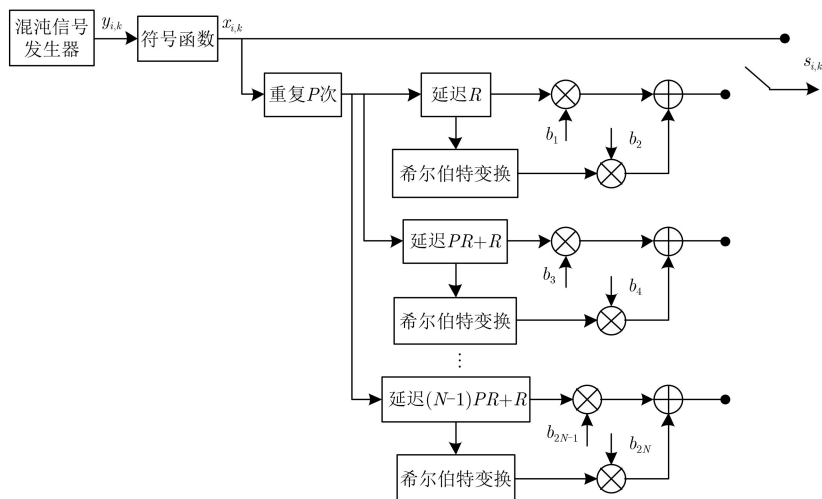


图 2 SOM-DCSK系统发射端框图

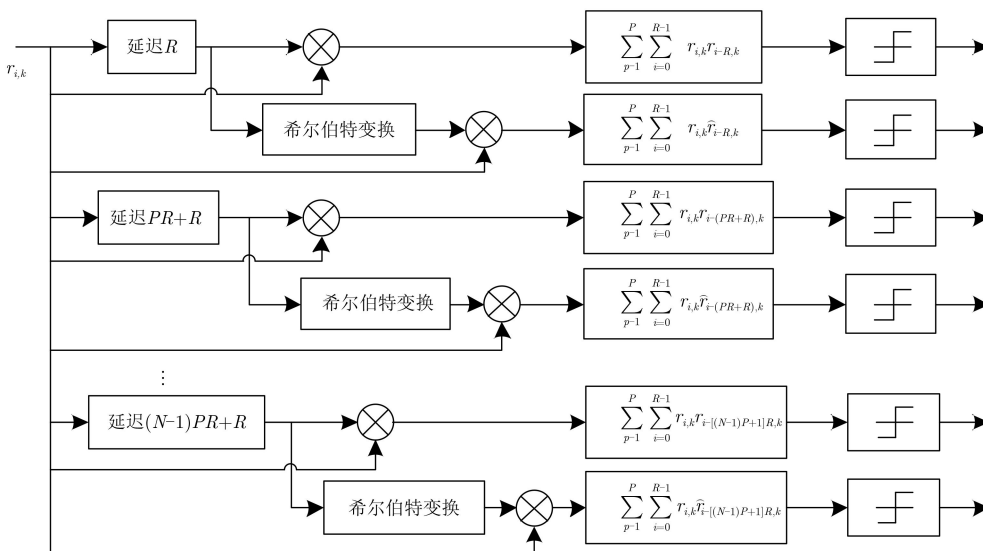


图 3 SOM-DCSK系统解调框图

本方案的解调端框图如图3所示。将接收信号  $r_{i,k}$  与延迟相应时间间隔后的信号取相关，然后重复  $P$  次，经过门限判决即可恢复出每个信息时隙中传输的第1个信息比特；使延迟后的信号再经过希尔伯特变换与接收到的信息取相关即可以恢复出该信息时隙中传输的第2个信息比特。

为恢复出SOM-DCSK系统在第  $k$  帧所传输的信息比特，需要分两种情况进行讨论：

(1) 当解调第  $2n - 1 (n = 1, 2, \dots, N)$  个用户的信息时，输出判决变量的表达式为

$$Z_{2n-1} = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} r_{i,k} r_{i-[(N-1)P+1]R,k} \quad (4)$$

(2) 当解调第  $2n (n = 1, 2, \dots, N)$  个用户的信息时，则输出判决变量的表达式为

$$Z_{2n} = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} r_{i,k} \hat{r}_{i-[(N-1)P+1]R,k} \quad (5)$$

在根据式(6)的判决准则，就可以恢复出信息信号  $b_{2n-1}$  和  $b_{2n}$ 。

$$b_{2n} = \begin{cases} -1, & Z_{2n} < 0 \\ +1, & Z_{2n} \geq 0 \end{cases}, \quad b_{2n-1} = \begin{cases} -1, & Z_{2n-1} < 0 \\ +1, & Z_{2n-1} \geq 0 \end{cases} \quad (6)$$

### 3 信息速率增强百分比和比特能量节约百分比

由图1可知，SOM-DCSK系统传输  $2N$  bit 信息所需要的时间  $T_{\text{SOM-DCSK}} = (R + N\beta) T_c$ ，DCSK系统传输 1 bit 信息需要的时间  $T_{\text{DCSK}} = 2\beta T_c$ 。则DCSK系统的传输速率  $R_{\text{DCSK}} = \frac{1}{2\beta T_c}$ ，SOM-DCSK系统的传输速率  $R_{\text{SOM-DCSK}} = \frac{2N}{(R + N\beta) T_c}$ 。则该系统相对于DCSK系统的信息速率增强百分比  $R_d$  为

$$R_d = \frac{R_{\text{SOM-DCSK}} - R_{\text{DCSK}}}{R_{\text{DCSK}}} \times 100\% = \frac{3N\beta - R}{N\beta + R} \times 100\% \quad (7)$$

SOM-DCSK系统的平均比特能量  $E_{b,\text{SOM-DCSK}} = \frac{(R+2N\beta)E(x_{i,k}^2)}{2N}$ , DCSK系统平均比特能量  $E_{b,\text{DCSK}} =$

$2\beta E(x_{i,k}^2)$ , 则该系统节约的比特能量  $E_b$  为

$$E_b = \frac{E_{b,\text{DCSK}} - E_{b,\text{SOM-DCSK}}}{E_{b,\text{DCSK}}} \times 100\% = \frac{2N\beta - R}{4N\beta} \times 100\% \quad (8)$$

图4、图5分别为  $N=1, \beta=100$  时的信息速率增强百分比和比特能量节约百分比仿真曲线图。从式(7)和式(8)可以看出, 当  $R=\beta$  时, 信息速率增强的百分比  $R_d$  和比特能量节约百分比  $E_b$  只与用户数  $N$  有关。当  $N=1$  时, SOM-DCSK系统传输的信息信号数是DCSK系统的两倍, 从图4和图5中也可以明显看出, 本文方案降低参考时隙的长度不仅使传输的比特能量明显降低, 而且信息传输速率有了明显的提高。

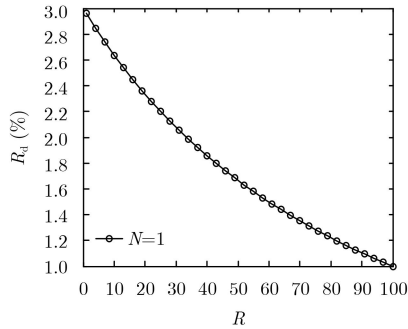


图4 信息速率增强百分比

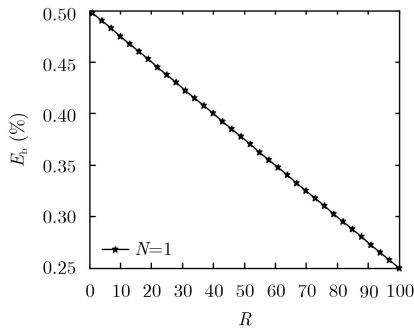


图5 比特能量节约百分比

#### 4 SOM-DCSK系统性能分析

在本节中, 推导SOM-DCSK系统在两径Rayleigh信道及高斯信道(Additive White Gaussian Noise, AWGN)中的比特误码率(Bit Error Rate, BER)公式, 都是在基于以下假设时实现的:

(1) 发送的二进制数据“+1”和“-1”都是等概率出现的;

(2)  $n_{i,k}$  是均值为0, 方差为  $N_0/2$  的高斯白噪声, 对于  $i$  和  $j$ ,  $n_{i,k}$  不仅与  $x_{j,k}$  互不相关, 并且当  $i \neq j$  的时候,  $n_{i,k}$  与  $n_{j,k}$  也互相独立。

两径Rayleigh信道模型如图6所示:

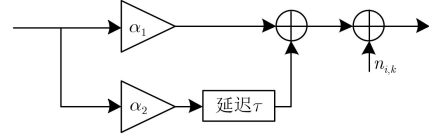


图6 两径Rayleigh衰落信道模型

其中,  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  是信道衰落系数,  $\tau$  是两条路径之间的延迟。  $n_{i,k}$  是均值为0, 方差为  $N_0/2$  的高斯白噪声。假设  $\alpha_h (h=1,2)$  在一个时隙的时间内保持不变, 则经过图6后接收到的信号表达式  $r_{i,k}$  为

$$r_{i,k} = \alpha_1 s_{i,k} + \alpha_2 s_{i-\tau,k} + n_{i,k} \quad (9)$$

第  $k$  帧内的第  $2n-1$  个用户和第  $2n$  个用户的解调方式相同, 下面以第  $2n-1$  个用户为例进行SOM-DCSK系统的BER公式推导, 具体推导过程为

$$\begin{aligned} \text{BER}[Z_{2n-1}] &= \frac{1}{2} \text{Prob}(Z_{2n-1} < 0 | b_{2n-1} = +1) \\ &\quad + \frac{1}{2} \text{Prob}(Z_{2n-1} > 0 | b_{2n-1} = -1) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left[ \frac{|E[Z_{2n-1}]|}{\sqrt{2\text{Var}[Z_{2n-1}]}} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $\text{erfc}$  为补误差函数, 表达式为  $\text{erfc}(\psi) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}$

$\int_{\psi}^{\infty} \exp(-x^2) dx$ 。则判决变量  $Z_{2n-1}$  表达式为

$$\begin{aligned} Z_{2n-1} &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} [(\alpha_1 b_{2n-1} x_{i-[(n-1)P+1]R,k} \\ &\quad + \alpha_1 b_{2n} \hat{x}_{i-[(n-1)P+1]R,k} \\ &\quad + \alpha_2 b_{2n-1} x_{i-[(n-1)P+1]R-\tau,k} \\ &\quad + \alpha_2 b_{2n} \hat{x}_{i-[(n-1)P+1]R-\tau,k} + n_{i,k}) \\ &\quad \cdot (\alpha_1 x_{i-[(n-1)P+1]R,k} + \alpha_2 x_{i-[(n-1)P+1]R-\tau,k} \\ &\quad + n_{i-[(n-1)P+1]R,k})] \\ &= A + B + C \end{aligned} \quad (11)$$

在式(11)中, 由于信息承载信号具有周期性, 可以观察到噪声分量  $n_{i,k}$ 、混沌信号序列  $x_{i-[(n-1)P+1]R,k}$  和  $x_{i-[(n-1)P+1]R-\tau,k}$  与  $P$  值的变化无关<sup>[12]</sup>。并利用希尔伯特变换的正交性及Logistic映射的自相关旁瓣为0, 对式(11)进行化简后的表达式为

$$\begin{aligned} A &= P \sum_{i=0}^{R-1} \left( \alpha_1^2 b_{2n-1} x_{i-[(n-1)P+1]R,k}^2 \right. \\ &\quad \left. + \alpha_2^2 b_{2n-1} x_{i-[(n-1)P+1]R-\tau,k}^2 \right) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
 B = & P \sum_{i=0}^{R-1} (\alpha_1 x_{i-[(n-1)P+1]R,k} n_{i,k} \\
 & + \alpha_2 x_{i-[(n-1)P+1]R-\tau,k} n_{i,k}) \\
 & + \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} [(\alpha_1 b_{2n-1} x_{i-[(n-1)P+1]R,k} n_{i-[(n-1)P+1]R,k} \\
 & + \alpha_1 b_{2n} \hat{x}_{i-[(n-1)P+1]R,k} n_{i-[(n-1)P+1]R,k} \\
 & + \alpha_2 b_{2n-1} x_{i-[(n-1)P+1]R-\tau,k} n_{i-[(n-1)P+1]R,k} \\
 & + \alpha_2 b_{2n} \hat{x}_{i-[(n-1)P+1]R-\tau,k} n_{i-[(n-1)P+1]R,k}] \quad (13)
 \end{aligned}$$

$$C = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} n_{i,k} n_{i-[(n-1)P+1]R,k} \quad (14)$$

$$\begin{aligned}
 E[Z_{2n-1}] &= EE(A) + E(B) + E(C) \\
 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) PRE(x_i^2) \\
 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \frac{2nP}{1+2nP} E_b \quad (15)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Var}[Z_{2n-1}] &= \text{Var}[A] + \text{Var}[B] + \text{Var}[C] \\
 &\quad + 2\text{Cov}[A, B] + 2\text{Cov}[A, C] \\
 &\quad + 2\text{Cov}[B, C] \\
 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \frac{2nP}{1+2nP} N_0 E_b \\
 &\quad + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \frac{nP^2}{1+2nP} N_0 E_b \\
 &\quad + \frac{N_0^2}{4} PR \quad (16)
 \end{aligned}$$

其中, Cov表示协方差, 并且Cov[A, B] = Cov[A, C] = Cov[B, C] = 0.

由式(10)、式(15)和式(16)可以求得SOM-DCSK系统在第k帧内第2n-1个用户的误码率公式为

$$\begin{aligned}
 \text{BER}[Z_{2n-1}] &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left[ \frac{(1+2nP)(2+P)}{2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)nP} \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{(1+2nP)^2}{(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2 8n^2 P} R \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (17)
 \end{aligned}$$

同理可求得SOM-DCSK系统在第k帧内第2n个用户的BER公式为

$$\begin{aligned}
 \text{BER}[Z_{2n}] &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left[ \frac{(1+2nP)(2+P)}{2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)nP} \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{(1+2nP)^2}{(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2 8n^2 P} R \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (18)
 \end{aligned}$$

则SOM-DCSK系统在第k帧内任一用户的BER公式为

$$\begin{aligned}
 \text{BER}_{\text{SOM-DCSK}} &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left[ \frac{(1+2nP)(2+P)}{2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)nP} \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{(1+2nP)^2}{(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2 8n^2 P} R \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (19)
 \end{aligned}$$

令 $\gamma_1 = \alpha_1^2(E_b/N_0)$ ,  $\gamma_2 = \alpha_2^2(E_b/N_0)$ ,  $\gamma_b = \gamma_1 + \gamma_2$ , 则式(19)可化简为

$$\begin{aligned}
 \text{BER}[\gamma_b] &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left[ \frac{(1+2nP)(2+P)}{2nP} (\gamma_b)^{-1} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{(1+2nP)^2}{8n^2 P} R (\gamma_b)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (20)
 \end{aligned}$$

令 $\bar{\gamma}_1 = E[\gamma_1] = (E_b/N_0)E[\alpha_1^2]$ ,  $\bar{\gamma}_2 = E[\gamma_2] = (E_b/N_0)E[\alpha_2^2]$ , 则 $\bar{\gamma}_1$ 和 $\bar{\gamma}_2$ 服从如式(21)的卡方分布

$$f(\gamma) = \frac{1}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, \gamma \geq 0 \quad (21)$$

则 $\gamma_b = \gamma_1 + \gamma_2$ 服从如式(22)的分布

$$f(\gamma_b) = \begin{cases} \frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_1} e^{-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_1}}, & E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] \\ \frac{1}{\bar{\gamma}_1 - \bar{\gamma}_2} \left( e^{-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_1}} - e^{-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_2}} \right), & E[\alpha_1^2] \neq E[\alpha_2^2] \end{cases} \quad (22)$$

根据式(20)和式(22), 可求得平均误码率计算的表达式为

$$\text{BER} = \int_0^\infty \text{BER}(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (23)$$

在式(19)中令 $\alpha_1 = 1, \alpha_2 = 0$ , 得到SOM-DCSK方案在AWGN信道中的BER公式为

$$\begin{aligned}
 \text{BER}_{\text{SOM-DCSK}} &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left[ \frac{(1+2nP)(2+P)}{2nP} \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{(1+2nP)^2}{8n^2 P} R \left( \frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (24)
 \end{aligned}$$

## 5 系统仿真结果与分析

本节对SOM-DCSK系统在AWGN信道及Rayleigh衰落信道中进行Monte Carlo实验仿真。所有仿真曲线值都是在 $10^6$ 次仿真结果取平均值的前提下得到的。为了叙述简洁, 系统传输的用户数为 $M(M = 2n)$ 。

### 5.1 AWGN信道下系统仿真分析

图7表示的是混沌参考序列长度 $R = 50, \beta = 100$ 时, 用户数不同的情况下系统的BER随信噪比

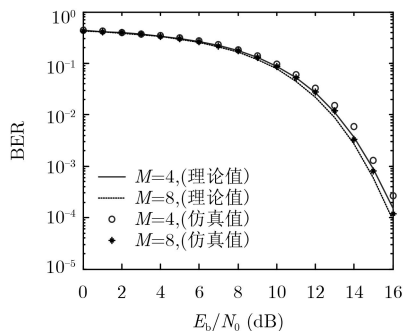


图7 SOM-DCSK的Monte Carlo仿真与理论值比较

$E_b/N_0$ 变化的仿真图。从图7中观察到，系统的Monte Carlo仿真与理论式(24)的仿真基本吻合，这表示式(24)推导的正确性。当 $E_b/N_0$ 固定的时候，系统的BER随 $M$ 的增大而降低，即SOM-DCSK系统的误码性能变好。主要是因为随着用户数 $M$ 的增大，信息时隙在帧结构中所占的比重增加，即所传输的信息信号增加。

图8给出的是用户数 $M=4$ ，数据时隙中的复制次数 $P=24$ ， $E_b/N_0=10$  dB, 14 dB时，在不同参考时隙长度情况下，系统的BER性能变化曲线。可以明显观察到， $P$ 值固定的时候， $E_b/N_0=14$  dB的BER比 $E_b/N_0=10$  dB的BER低，且随着 $R$ 的增加系统的BER增加。由于参考时隙的长度及数据时隙中的复制次数必须为整数，所以只在某些点上才有值。当参考时隙长度及 $E_b/N_0$ 固定的时候，SOM-DCSK系统的BER随着 $P$ 的增大而升高，主要因为随着数据信号复制次数的增加，则该系统的信号与噪声之间的干扰增多，系统的BER升高。

图9给出的是 $R=50$ ， $\beta=100$ ， $E_b/N_0=11$  dB, 14 dB, 16 dB时，系统的BER随 $M$ 变化的性能曲线。从图中观察到当 $E_b/N_0$ 增加的时候系统的BER降低，这表示系统的误码性能变好。且随着 $M$ 的变大，系统的BER减小，造成这种现象的原因主要是随着

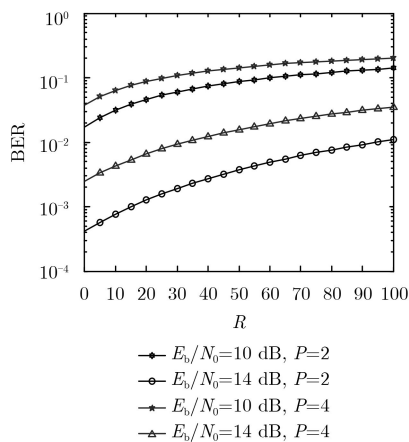
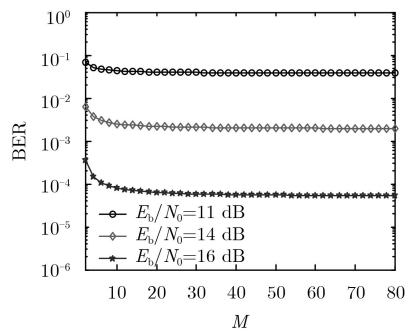


图8 BER随参考时隙长度变化曲线

图9  $E_b/N_0$ 不同时BER随用户数变化曲线

用户数的增多，系统的平均比特能量在降低，当用户数大到某一程度时，系统的BER会趋于稳定。

图10表示的是 $M=4, 8$ ， $P=1$ 及 $\beta=100, 200$ 时，SOM-DCSK系统与传统多用户MU-SSDCSK系统的BER对比仿真图。可以观察到当 $\beta$ 相同时，SOM-DCSK系统的BER明显比MU-SSDCSK系统低。主要是由于SOM-DCSK系统利用希尔伯特变化消除了用户间的干扰，降低了系统的BER，并在发射端加了符号函数，使比特能量恒定。

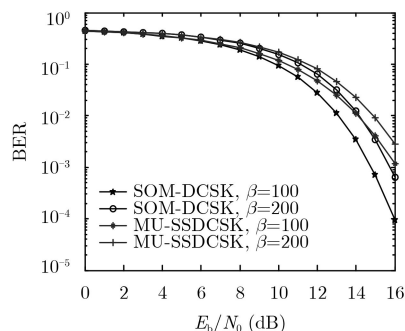


图10 AWGN信道中不同系统性能对比图

## 5.2 Rayleigh信道下系统仿真分析

本节中对SOM-DCSK系统在Rayleigh衰落信道下进行BER性能分析，主要讨论在两种不同路径增益下的误码性能。

情况1 两条独立路径的平均能量增益相等，即

$$E(\alpha_1^2) = E(\alpha_2^2) = 1/2 \quad (25)$$

情况2 两条独立路径的平均能量增益相差10 dB，即

$$E(\alpha_1^2) = 1/11, E(\alpha_2^2) = 10/11 \quad (26)$$

图11给出 $M=4$ ，参考序列长度 $R=50, 100$ 时，在Rayleigh信道中SOM-DCSK系统在两种不同路径增益下的Monte Carlo实验仿真图。从图中清晰地观察到，该系统的理论值与Monte Carlo值基本一致。且当 $R$ 固定的时候，两条路径增益相等时的BER总是比路径增益不相等时候BER低，即情况1时的误码性能优于情况2时的误码性能。

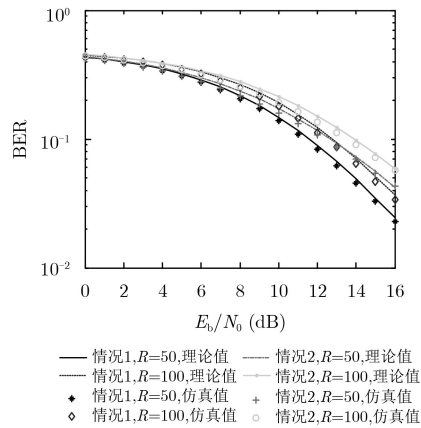


图 11 SOM-DCSK系统的在两种增益下的仿真比较

图12表示的是 $P = 1$ ,  $\beta = 100$ , 用户数 $M = 4$ 时, 在两种不同的信道增益情况下本系统与传统多用户系统的BER对比图。对比这两个系统同样可以观察到, 情况1的误码性能总是比情况2时的误码性能好, 且在传输相同的 $M$ 值时, SOM-DCSK系统的误码性明显优于MU-SSDCSK系统, 但是两系统之间的差距并没有AWGN信道中的明显。

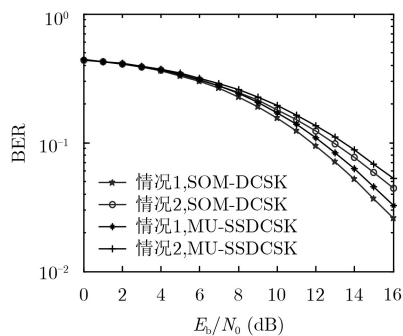


图 12 Rayleigh信道中不同系统性能对比图

## 6 结论

为了满足当今混沌通信发展的需求, 提高系统的传输速率及进一步增强误码性能是必不可少的。而多用户是目前的热点研究对象, 在DCSK发展的基础上, 本文提出了SOM-DCSK系统。在本系统中, 参考时隙的长度为信息时隙中携带信息信号长度的 $1/P$ , 且在信息时隙中通过利用希尔伯特变换消除了用户间的干扰, 降低了系统的误码率。虽然该系统的延迟线过多, 并且引入的希尔伯特变化变换提高了系统的复杂度, 但是通过对SOM-DCSK系统进行仿真分析, 明显观察到其具有良好的误码性能。这表示在信息传输的过程中出错的概率比较低, 可靠性比较好, 可以满足目前通信领域的发展要求, 具有很好的实际应用价值。

## 参考文献

[1] 陈志刚, 梁涤青, 邓小鸿, 等. Logistic混沌映射性能分析与改

进[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(6): 1547–1551. doi: 10.11999/JEIT151039.

CHEN Zhigang, LIANG Diqing, DENG Xiaohong, et al. Performance analysis and improvement of logistic chaotic mapping[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(6): 1547–1551. doi: 10.11999/JEIT151039.

[2] TONG Xiaojun. Design of an image encryption scheme based on a multiple chaotic map[J]. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2013, 18(7): 1725–1733. doi: 10.1016/j.cnsns.2012.11.002.

[3] LEE T F. Enhancing the security of password authenticated key agreement protocols based on chaotic maps[J]. *Information Sciences*, 2015, 290: 63–71. doi: 10.1016/j.ins.2014.08.041.

[4] KADDOUM G, TRAN H V, KONG L, et al. Design of simultaneous wireless information and power transfer scheme for short reference DCSK communication systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(1): 431–443. doi: 10.1109/TCOMM.2016.2619707.

[5] KENNEDY M P, KOLUMBÁN G, and KIS G. Chaotic modulation for robust digital communications over multipath channels[J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2000, 10(4): 695–718. doi: 10.1142/S0218127400000499.

[6] LÜ Yibo, WANG Ling, CAI Guofa, et al. Iterative receiver for  $M$ -ary DCSK systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(11): 3929–3936. doi: 10.1109/TCOMM.2015.2425877.

[7] HASLER M and SCHIMMING T. Chaos communication over noisy channels[J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2000, 10(4): 719–735. doi: 10.1142/S0218127400000505.

[8] KADDOUM G and SOUJERI E. NR-DCSK: A noise reduction differential chaos shift keying system[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2016, 63(7): 648–652. doi: 10.1109/TCSII.2016.2532041.

[9] DAWA M, KADDOUM G, and SATTAR Z. A generalized lower bound on the bit error rate of DCSK systems over multi-path Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2018, 65(3): 321–325. doi: 10.1109/TCSII.2017.2733381.

[10] KOLUMBAN G, VIZVÁRI B, SCHWARZ W, et al. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication[C]. *The 4th International Specialist Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, Seville, Spain, 1996: 87–92.

[11] SUSHCHIK M, TSIMRING L S, and VOLKOVSKII A R. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos[J]. *IEEE Transactions on Circuits*

- and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2000, 47(12): 1684–1691. doi: [10.1109/81.899920](https://doi.org/10.1109/81.899920).
- [12] KADDOUM G, SOUJERI E, and NIJSURE Y. Design of a short reference noncoherent chaos-based communication systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(2): 680–689. doi: [10.1109/TCOMM.2015.2514089](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2514089).
- [13] GALIAS Z and MAGGIO G M. Quadrature chaos-shift keying: Theory and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2001, 48(12): 1510–1519. doi: [10.1109/TCSI.2001.972858](https://doi.org/10.1109/TCSI.2001.972858).
- [14] LAU F C M, YIP M M, TSE C K, *et al.* A multiple-access technique for differential chaos-shift keying[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2002, 49(1): 96–104. doi: [10.1109/81.974883](https://doi.org/10.1109/81.974883).
- [15] YANG Hua, TANG W K S, CHEN Guanrong, *et al.* System design and performance analysis of orthogonal multi-level differential chaos shift keying modulation scheme[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2016, 63(1): 146–156. doi: [10.1109/TCSI.2015.2510622](https://doi.org/10.1109/TCSI.2015.2510622).
- [16] 张刚, 孟维, 张天骐. 多用户分段移位差分混沌键控通信方案[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(5): 1219–1225. doi: [10.11999/JEIT160795](https://doi.org/10.11999/JEIT160795).
- ZHANG Gang, MENG Wei, and ZHANG Tianqi. Multiuser communication scheme based on segment shift differential chaos shift keying[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(5): 1219–1225. doi: [10.11999/JEIT160795](https://doi.org/10.11999/JEIT160795).
- [17] MANDAL S and BANERJEE S. Analysis and CMOS implementation of a chaos-based communication system[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2004, 51(9): 1708–1722. doi: [10.1109/TCSI.2004.834482](https://doi.org/10.1109/TCSI.2004.834482).
- 张 刚: 男, 1976年生, 博士, 教授, 研究方向为混沌同步, 混沌保密通信.
- 赵畅畅: 女, 1993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, 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.