

正交多用户降噪差分混沌键控通信系统

吴雪霜, 贺利芳, 张鹏

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 400065, 重庆)

摘要: 针对差分混沌移位键控(DCSK)系统传输速率低和误码性能差的缺点,提出一种正交多用户降噪差分混沌键控(OMU-NRDCSK)通信系统。在发送端的参考时隙之后增加了连续的 N 个信息时隙,并引入希尔伯特变换使得单个信息时隙内可传输 2 bit 用户信息,利用希尔伯特变换优良的正交特性可消除用户间干扰,从而提升系统的传输速率和误码性能。在接收端,引入滑动平均滤波器对接收信号进行平均操作,降低了噪声方差,从而提升了系统误码性能。推导了 OMU-NRDCSK 系统在加性高斯白噪声(AWGN)信道和多径瑞利衰落(RFC)信道下的比特误码率公式并进行了仿真实验。仿真结果表明:在相同条件下,与多用户正交差分混沌键控系统相比,OMU-NRDCSK 系统的传输速率提升了约 50%,误码性能提升了将近 3 dB。

关键词: 差分混沌键控;多用户;滑动平均滤波器;比特误码率;希尔伯特变换

中图分类号: TN911.3 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202010013 **文章编号:** 0253-987X(2020)10-0108-08



OSID 码

Differential Chaotic Shift Keying System with Orthogonal Multiuser Noise Reduction

WU Xueshuang, HE Lifang, ZHANG Peng

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

Abstract: A differential chaotic shift keying (OMU-NRDCSK) communication system with orthogonal multiuser noise reduction is proposed to improve the low transmission rate and poor bit error performance of the conventional differential chaos shift keying (DCSK) system. N consecutive information time slots are added after the reference time slot at the modulator, and Hilbert transform is introduced to enable the transmission of two user information bits within a single information time slot and to eliminate the interferences between users in the information time slot. A moving average filter is introduced at the demodulator to average the received signal, which helps to reduce the noise variance and to improve system's bit error performance. A theoretical formula of bit error rate (BER) for the proposed system is derived under additive white Gaussian noise (AWGN) channel and multi-path Rayleigh fading (RFC) channel, and simulation experiments are performed. The simulation results and a comparison with orthogonal multiuser differential chaos shift keying system under the same conditions show that the transmission rate of OMU-NRDCSK system increases by about 50%, and the bit error performance increases by nearly 3 dB.

Keywords: differential chaotic shift keying; multiuser; moving average filter; bit error rate; Hilbert transform

确定性系统在受到内部随机性影响的情况下,会对外表现出一种复杂的、貌似没有规则的有序行为,这种没有周期的有序运动称为混沌。混沌信号是一种有界、非周期、类随机的信号,因其具有优良的带宽和低功率谱密度、良好的自(互)相关性、以及对初始状态的极度敏感性,能较好地替代传统载波应用于混沌数字调制技术中,在扩频通信和保密通信中有着诱人的前景和实用价值^[1-5]。

差分混沌移位键控(DCSK)系统作为非相干解调技术的重要代表之一,有解调方式简单,不需要载波同步和接收端的信道状态信息来恢复传输数据,且抗多径干扰能力强的优点,更适用于超移动带宽(UMB)系统应用^[6-7]。然而,由于系统采用传输参考(T-R)模式,使用一半时长发送不含任何信息的参考信号,使得传输速率和能量效率低下,且分时段发送的参考信号和信息信号在信道传输过程中都受到了信道噪声的干扰,因此系统误码性能较差。

为解决上述 DCSK 系统存在的不足,众多学者在 DCSK 系统基础上提出多种改进方案。Kolumban 等人提出一种调频 DCSK 系统,解决了 DCSK 系统中发射信号比特能量不恒定而导致系统误码性能恶化的问题^[8];文献[9]采用凸优化算法寻找最佳子载波功率分配方案,获得最佳性能增益;文献[10]设计一种正交混沌信号发生器用于消除信号间干扰,从而提升系统误码性能。为提升传输速率,研究者们对 DCSK 系统提出改进。Galias 和 Maggio 提出了四相混沌移位键控(QCSK)方案,利用希尔伯特变换产生两个正交信号将传输速率提升为 DCSK 的 2 倍^[11];文献[12-14]采用在参考时隙后紧跟了多个信息时隙的方法用于提升传输速率;文献[15-17]结合多载波调制技术(MCM)在解决高数据速率传输和延迟扩展等造成的码间干扰(ISI)难题方面的优势,在预定义载波频段上分别传输参考信号和多个信息承载信号,虽提升了传输速率,但也极大地增加了系统复杂度。

为解决 DCSK 系统传输速率低和误码性能差的问题,本文提出正交多用户降噪差分混沌键控(OMU-NRDCSK)系统。在参考时隙后增加了 N 路连续的信息时隙用于传输多用户信息比特,从而提升传输速率,并利用希尔伯特变换的正交性消除信息时隙内用户间的干扰。在解调端,引入滑动平

均滤波器用于降低噪声的方差,从而提升了系统误码性能。

1 OMU-NRDCSK 系统原理

在 OMU-NRDCSK 系统中,混沌序列的复制主要是通过与 Walsh 码进行克罗内克(Kronecker)积来实现的。复制的目的是在接收端进行滑动平均滤波器的平均操作。复制原理如下:混沌序列 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]$ 与 Walsh 码 $\mathbf{w}_1 = [1 \ 1]$ 进行 Kronecker 积后,运算结果为 $\mathbf{X} = [x_1 \ x_1 \ x_2 \ x_2 \ x_3 \ x_3]$ 。

2^n 阶 Walsh 码产生方式简单,可由一种含元素值为 1 和 -1 的 Hadamard 正交矩阵展开取行得到^[18],多阶 Hadamard 矩阵 $\mathbf{W}_{2^n}$ 的构造方式如下

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

其中,矩阵的每行代表一个长度为 2^n 的 Walsh 码, n ($n=1,2,3,\dots$)为阶数,决定了 Walsh 码的长度。

图 1 为 OMU-NRDCSK 系统第 k 帧发送信号 $s_{i,k}$ 的结构。 $s_{i,k}$ 由一个参考信号 R_k 和 N 个信息信号 $I_{1,k}, I_{2,k}, \dots, I_{N,k}$ 组成, $I_{1,k}, I_{2,k}, \dots, I_{N,k}$ 共用一个参考信号; R_k 由长度为 M/P 的混沌序列 $x_{\lceil i/P \rceil}$ ($i=1,2,\dots,M$) ($\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整)复制 P 次得到,在参考时隙内进行发送, $M=T_s/T_c$ 定义为扩频因子, T_s 为比特周期, T_c 为码片周期,为便于后文理论公式的推导,取 $T_c=1$ 。系统在参考时隙后扩展了连续的 N 路信息时隙分别用于传输 $I_{1,k}, I_{2,k}, \dots, I_{N,k}$ 。

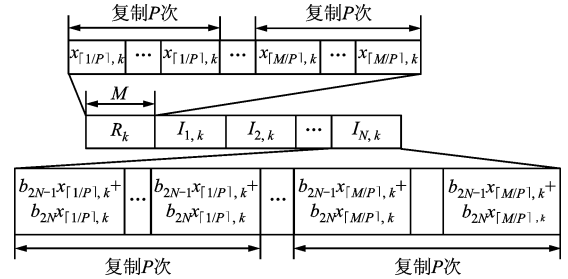


图 1 发送信号 $s_{i,k}$ 结构

图 2 为 OMU-NRDCSK 系统的发送机结构图。首先由混沌信号发生器产生一段长度为 M/P 的混沌序列 $x_{\lceil i/P \rceil,k}$, 并利用符号函数 $\text{sgn}(\cdot)$ 对 $x_{\lceil i/P \rceil,k}$ 进行归一化处理, 经归一化处理后的 $x_{\lceil i/P \rceil,k}$, 其均值为 0, 方差为 1。然后, 将 $x_{\lceil i/P \rceil,k}$ 与长度为 P 的 Walsh 码 $\mathbf{w}_1$ 进行 Kronecker 积实现复制 P 次, 得

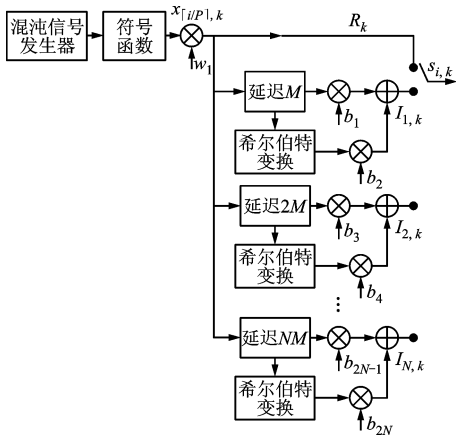


图2 OMU-NRDCSK 系统发送机的结构

到长度为 \$M\$ 的参考信号。最后,参考信号延迟 \$nM\$ (\$n=1,2,3,\dots,N\$)后再通过希尔伯特变换器得到 2 个正交的混沌信号 \$x_{\lceil i/P \rceil - nM,k}\$ 和 \$\hat{x}_{\lceil i/P \rceil - nM,k}\$,然后,由 \$x_{\lceil i/P \rceil - nM,k}\$ 和 \$\hat{x}_{\lceil i/P \rceil - nM,k}\$ 分别调制 1 bit 用户信息后,再相加得到 \$I_{n,k}\$,并在第 \$n\$ 个信息时隙内传输。则系统第 \$k\$ 帧发送信号 \$s_{i,k}\$ 的表达式为

$$s_{i,k} = \begin{cases} x_{\lceil i/P \rceil,k}, & 0 < i \leq M \\ b_1 x_{\lceil i/P \rceil - M,k} + b_2 \hat{x}_{\lceil i/P \rceil - M,k}, & M+1 \leq i \leq 2M \\ b_3 x_{\lceil i/P \rceil - 2M,k} + b_4 \hat{x}_{\lceil i/P \rceil - 2M,k}, & 2M+1 \leq i \leq 3M \\ \vdots \\ b_{2N-1} x_{\lceil i/P \rceil - NM,k} + b_{2N} \hat{x}_{\lceil i/P \rceil - NM,k}, & NM+1 \leq i \leq (N+1)M \end{cases} \quad (2)$$

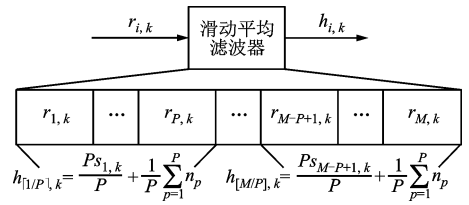
由式(2)可计算出 OMU-NRDCSK 系统的平均比特能量 \$E_b\$ 为

$$E_b = E[s_{i,k}^2] = \frac{M(2N+1)}{2N} E[x_{\lceil i/P \rceil,k}^2] \quad (3)$$

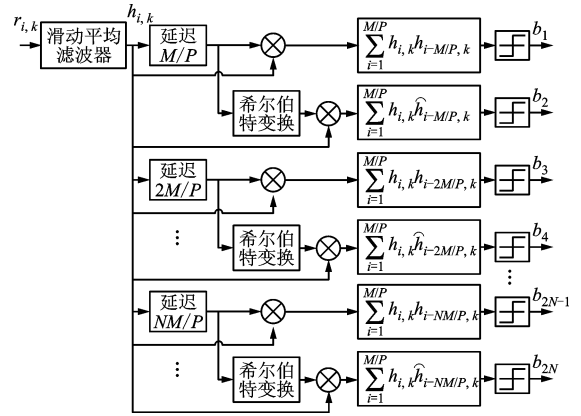
图 3b 为 OMU-NRDCSK 系统的接收机结构,以解调第 \$k\$ 帧第 \$2n-1\$ 和第 \$2n\$ 个用户为例,解调 \$b_{2n-1}\$ 和 \$b_{2n}\$ 的步骤如下:首先,将接收信号 \$r_{i,k}\$ 送入窗口为 \$P\$ 的滑动平均滤波器,其原理如图 3a 所示,从 \$r_{i,k}\$ 的第一个码片开始,每次平均 \$P\$ 个相同的码片,直至平均完所有码片,平均后的信号 \$h_{i,k}\$ 长度变为 \$M/P\$;然后,将 \$h_{i,k}\$ 与延迟 \$nM/P\$ 后的 \$h_{i-nM/P,k}\$ 作相关运算,相关运算值 \$Z_{2n-1}\$ 的表达式为

$$Z_{2n-1} = T_c \sum_{i=1}^{M/P} h_{i,k} h_{i-nM/P,k} \quad (4)$$

将延迟 \$nM/P\$ 的信号 \$h_{i-nM/P,k}\$ 先送入希尔伯特变换器,再与 \$h_{i,k}\$ 进行相关运算, \$Z_{2n}\$ 表达式为



(a) 滑动平均滤波器原理图



(b) OMU-NRDCSK 系统接收机

图3 OMU-NRDCSK 系统接收机及滑动平均滤波器结构

$$Z_{2n} = T_c \sum_{i=1}^{M/P} h_{i,k} \hat{h}_{i-nM/P,k} \quad (5)$$

最后,将相关运算输出 \$Z_{2n-1}\$ 和 \$Z_{2n}\$ 送入门限判决器,根据式(6)判决准则恢复出第 \$2n-1\$ 和第 \$2n\$ 个用户的信息比特 \$b_{2n-1}\$ 和 \$b_{2n}\$

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

2 传输速率、能量效率和安全性分析

在通信系统中,将信息比特的传输速率定义为单位时间内传输的比特数,将能量效率定义为传输的信息比特能量和总的传输能量的比值。计算并将 OMU-NRDCSK 和 DCSK 系统的传输速率 \$R_{d, \text{OMU-NRDCSK}} = 2N/(NM+M)\$ 和 \$R_{d, \text{DCSK}} = 1/(2M)\$ 代入式(7),能量效率 \$\eta_{E, \text{OMU-NRDCSK}} = 2N/(2N+1)\$ 和 \$\eta_{E, \text{DCSK}} = 1/2\$ 代入式(8),得到在扩频因子 \$M\$ 相同情况下,OMU-NRDCSK 系统相比于 DCSK 系统的传输速率提升百分比 \$R_d\$ 和能量效率提升百分比 \$\eta_E\$

$$R_d = \frac{R_{d, \text{OMU-NRDCSK}} - R_{d, \text{DCSK}}}{R_{d, \text{DCSK}}} \times 100\% = \frac{3N-1}{N+1} \times 100\% \quad (7)$$

$$\eta_E = \frac{\eta_{E, \text{OMU-NRDCSK}} - \eta_{E, \text{DCSK}}}{\eta_{E, \text{DCSK}}} = \frac{2N-1}{2N+1} \times 100\% \quad (8)$$

由以上 R_d 和 η_E 的计算可知,OMU-NRDCSK 系统的传输速率和能量效率都优于 DCSK 系统,且当 M 为定值时, N 是 R_d 和 η_E 的唯一影响因素。

图 4 为 DCSK 和 OMU-NRDCSK ($N=2, P=2$) 系统的平方幅度谱对比图(平方幅度和比特频率均为无量纲量)。观察图 4a 中 DCSK 系统的平方幅度谱可以发现,采样平方幅度在归一化的比特频率为奇数的时候为 0,因此很容易获得其采样频率,从而导致 DCSK 系统的安全性很低。出现这种现象是由于 DCSK 系统的信息信号只与参考信号同相或反相。虽然 OMU-NRDCSK 系统也采用 T-R 模式,但其在参考时隙后增加了 N 个连续的信息时隙,且每个信息时隙内传输的信息信号是 2 个正交信号的加和,与参考信号非常不相似。并且,由图 4b 中 OMU-NRDCSK 系统的平方幅度谱可以发现,系统消除了采样平方幅度为 0 的现象,其平方幅度谱具有类噪声性,增加了获取采样频率的难度,因此系统的安全性更佳。

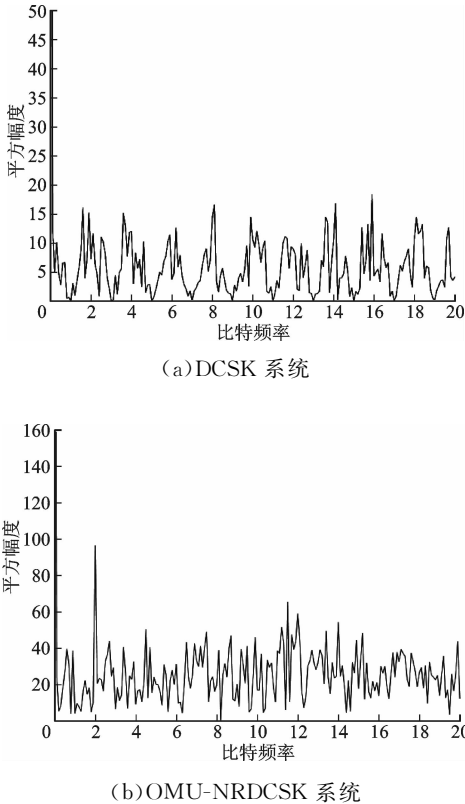


图 4 DCSK 和 OMU-NRDCSK 系统的平方幅度谱对比

3 性能分析

二阶 Logistic 混沌映射作为最简单、最常用的非线性系统方程之一,工作在纯混沌态,具有易产生

混沌序列的优点,利用该映射产生的混沌序列有良好的数学统计特性^[19],因此在本节的理论分析中利用该映射产生混沌序列,并对其进行归一化处理。

二阶 Logistic 混沌映射方程为

$$x_{i+1,k} = 1 - 2x_{i,k}^2, \quad x_{i,k} \in (-1, 1) \quad (9)$$

对混沌序列进行归一化处理是为了保证系统比特能量恒定,避免比特能量不恒定对系统误码性能造成影响。

本节中,OMU-NRDCSK 系统在 AWGN 信道和多径 RFC 信道下的理论比特误码率(BER)公式的推导是基于以下假设完成的:

- (1) $n_{i,k}$ 是均值为 0、方差为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声, $x_{i,k}$ 和 $n_{j,k}$ 之间互不相关,当 $i \neq j$ 时, $n_{i,k}$ 和 $n_{j,k}$ 之间也相互独立;
- (2) OMU-NRDCSK 系统发送的是二进制信息比特,且二进制信息比特 -1 和 1 是等概率发送的;
- (3) 扩频因子无穷大, Z_{2n-1} 和 Z_{2n} 近似服从高斯分布。

多径 RFC 信道在无线通信中常见,且信息信号在多条路径传输,安全性较好。此外,AWGN 信道也可作为多径 RFC 信道的特例分析,故假设信号在多径 RFC 信道中传输,在传输过程中受均值为 0、方差为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声信号 $n_{i,k}$ 的干扰,多径 RFC 信道模型如图 5 所示。

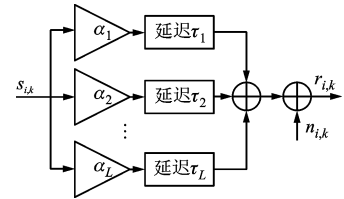


图 5 多径 RFC 信道模型

经图 5 信道传输后,接收信号 $r_{i,k}$ 表示为

$$r_{i,k} = \sum_{l=1}^L \alpha_l s_{i-\tau_l,k} + n_{i,k} \quad (10)$$

式中: L 是多径条数; α_l 和 τ_l 分别是第 l 条路径上的 RFC 衰落因子和信道延迟, τ_l 取值满足 $0 < \tau_l \ll MT_c$, T_c 为码片时间。

由于第 k 帧第 $2n-1$ 和第 $2n$ 个用户的解调方式相同,故以解调第 k 帧第 $2n-1$ 个用户为例,分析 OMU-NRDCSK 系统 BER 公式的推导。 Z_{2n-1} 表达式可表示为

$$Z_{2n-1} = \sum_{i=1}^{M/P} h_{i,k} h_{i-nM/P,k} = \sum_{i=1}^{M/P} \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-nM/P-\tau_l,k} + \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i+p-nM/P,k} \right) \cdot$$

$$\left(\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i+p,k} + \sum_{l=1}^L \alpha_l b_{2n-1} x_{i-nM/P-\tau_l,k} + \sum_{l=1}^L \alpha_l b_{2n} \hat{x}_{i-nM/P-\tau_l,k} \right) = A + B + C \quad (11)$$

根据希尔伯特变换的良好正交性,以及 Logistic 映射的自相关旁瓣为零的特性,将式(11)进一步简化为

$$A = \sum_{i=1}^{M/P} \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 b_{2n-1} x_{i-nM/P-\tau_l,k}^2 \quad (12)$$

$$B = \sum_{i=1}^{M/P} \left[\left(\sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-nM/P-\tau_l,k} \right) \left(\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i+p,k} \right) + \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l b_{2n} \hat{x}_{i-nM/P-\tau_l,k} \right) \left(\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i+p-nM/P,k} \right) + \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l b_{2n-1} x_{i-nM/P-\tau_l,k} \right) \left(\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i+p-nM/P,k} \right) \right] \quad (13)$$

$$C = \frac{1}{P^2} \sum_{i=1}^{M/P} \sum_{p=1}^P n_{i+p,k} n_{i+p-nM/P,k} \quad (14)$$

式(12)为有用信号项,式(13)和(14)为噪声干扰项。

$\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i+p-nM/P,k}$ 和 $\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i+p,k}$ 是平均后的噪声。

基于上述假设, $x_{i,k}$ 和 $n_{j,k}$ 、 $n_{i,k}$ 和 $n_{j,k}$ ($i \neq j$) 之间相互独立,使得 A、B 和 C 项之间相互独立。故采用中心极限法则对式(11)求均值和方差

$$E[Z_{2n-1}] = E[A] + E[B] + E[C] = \frac{1}{P} \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 M \quad (15)$$

$$\text{var}[Z_{2n-1}] = \text{var}[A] + \text{var}[B] + \text{var}[C] = \frac{MN_0^2}{4P^3} + \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \frac{3N_0}{2P^2} \quad (16)$$

$$R = \frac{1}{2} \text{prob}(Z_{2n-1} < 0 \mid b_{2n-1} = 1) + \frac{1}{2} \text{prob}(Z_{2n-1} \geq 0 \mid b_{2n-1} = -1) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_{2n-1}]|}{\sqrt{2\text{var}[Z_{2n-1}]}} \right) \quad (17)$$

式中: $E[\cdot]$ 代表求均值运算; $\text{var}[\cdot]$ 代表求方差运算; $\text{erfc}(\cdot)$ 为互补误差函数,其表达式为

$$\text{erfc}(x) = (2\sqrt{\pi}) \int_x^\infty e^{-u^2} du.$$

由于 Z_{2n-1} 近似服从高斯分布,则将式(15)(16)代入式(17),得到第 $2n-1$ 个用户的 BER 公式为

$$R_{2n-1} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{3(2N+1)}{2N \sum_{l=1}^L \alpha_l^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{M(2N+1)^2}{8N^2 P \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-1/2} \quad (18)$$

同理,可得第 $2n$ 个用户的 BER 公式为

$$R_{2n} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{3(2N+1)}{2N \sum_{l=1}^L \alpha_l^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{M(2N+1)^2}{8N^2 P \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-1/2} \quad (19)$$

则 OMU-NRDCSK 系统在多径 RFC 信道下的瞬时 BER 公式为

$$R(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{3(2N+1)}{2N \sum_{l=1}^L \alpha_l^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{M(2N+1)^2}{8N^2 P \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-1/2} \quad (20)$$

令 $\gamma_l = \alpha_l^2 (E_b/N_0)$, $\gamma_b = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (E_b/N_0)$, 将式(20)化简为

$$R(\gamma_b) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{3(2N+1)}{2N\gamma_b} + \frac{M(2N+1)^2}{8N^2 P \gamma_b^2} \right]^{-1/2} \quad (21)$$

对于 L 径独立且信道增益相同的 RFC 衰落信道, γ_b 服从式(22)瞬时概率密度分布^[20]

$$f(\gamma_b) = \frac{\gamma_b^{L-1}}{(L-1)\bar{\gamma}_l^L} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_l}\right) = f(\gamma_b, \bar{\gamma}_l, L) \quad (22)$$

式中: $\bar{\gamma}_l$ 为第 l 条路径上传输信号的平均信噪比增益, $\bar{\gamma}_l$ 的表达式为

$$\bar{\gamma}_l = E[\gamma_l] = \frac{E_b}{N_0} E[\alpha_l^2] = \frac{E_b}{N_0} E(\alpha_v^2), \quad l \neq v \quad (23)$$

由于信道参数是持续变化的,故 OMU-NRDCSK 系统在 RFC 信道下的平均 BER 公式为

$$\bar{R} = \int_0^\infty R(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left(\frac{3(2N+1)}{2N\gamma_b} + \frac{M(2N+1)^2}{8N^2 P \gamma_b^2} \right)^{-1/2} f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (24)$$

令 $\alpha_1 = 1, \alpha_2, \dots, \alpha_L = 0$, $\gamma_b = E_b/N_0$, 可得 OMU-NRDCSK 系统在 AWGN 信道下的 BER 公式为

$$R_{\text{AWGN}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{3(2N+1)}{2N} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{M(2N+1)^2}{8N^2 P} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-1/2} \quad (25)$$

4 仿真结果

本节在 AWGN 信道和 RFC 信道下对 OMU-

NRDCSK 系统进行了蒙特卡洛仿真,分析了 P 、 N 值变化对系统比特误码率的影响。两径 RFC 信道参数取值为 $E[|\alpha_1|^2]=E[|\alpha_2|^2]=1/2, \tau_1=0, \tau_2=1$ 。为确保仿真结果的准确性,所有仿真曲线均是在仿真结果取 10^6 次平均下得到的。

图 6 为各项参数取值分别为 $[M, P, N]=[512, 16, 2], [512, 16, 4], [512, 16, 8], [512, 2, 8]$ 时,在 AWGN 信道和 RFC 信道下,OMU-NRDCSK 系统比特误码率随信噪比变化的曲线。由图 6 可见,仿真值和理论值之间基本吻合,证明了理论比特误码率公式推导的准确性。然而,仿真值和理论值之间并不完全吻合,仍存在偏差,造成这种现象的原因是因为,高斯近似法只适用于扩频因子足够大的情况。由于这种局限性和仿真选取的扩频因子较小,所以导致相关运算值不能采用高斯分布近似。

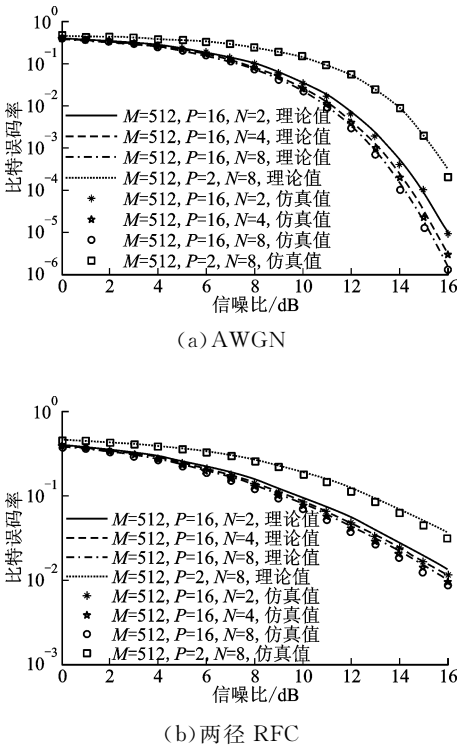


图 6 P 和 N 不同时两种信道下 OMU-NRDCSK 系统的误码率性能曲线

图 6a 中,当 $P=16, N=8$ 时的系统比特误码率比 $N=2$ 时的降低了将近 1 dB;当 $N=8, P=16$ 时,系统比特误码率比 $P=2$ 时的降低了将近 2 个数量级。图 6b 中,当 $P=16, N=8$ 时,系统的比特误码率同样低于 $N=2$ 时的;当 $N=8, P=16$ 时的系统比特误码率比 $P=2$ 时的提升了将近 4 dB。综上所述,不论是在 AWGN 信道还是在两径 RFC 信道下,当 M 和 P 一定时, N 值越大,系统比特误码率

越佳;当 M 和 N 一定,系统比特误码率随 P 的增加而大幅度降低,这是由于 P 的增加能有效降低噪声方差,从而抑制噪声干扰对比特误码率的影响。因此,若要改善系统的误码性能,增大 P 值更比增大 N 值能获得显著的效果。

为更详细地分析扩频因子 M 变化对 OMU-NRDCSK 系统比特误码率的影响,图 7 为信噪比不同、参数取值 $[P, N]=[4, 4]$ 时,在 AWGN 信道和两径 RFC 信道下的系统比特误码率随 M 变化的曲线。图 7a 和图 7b 中, M 变化对系统比特误码率的影响具有一致性,即随着 M 增加,比特误码率也随之增加,最后趋于一个定值,这是由于 M 的增大增加了信号间 (ISI) 干扰,从而导致系统误码性能恶化。通过图中比特误码率曲线的对比还可发现,信噪比越大,系统的误码性能越佳。

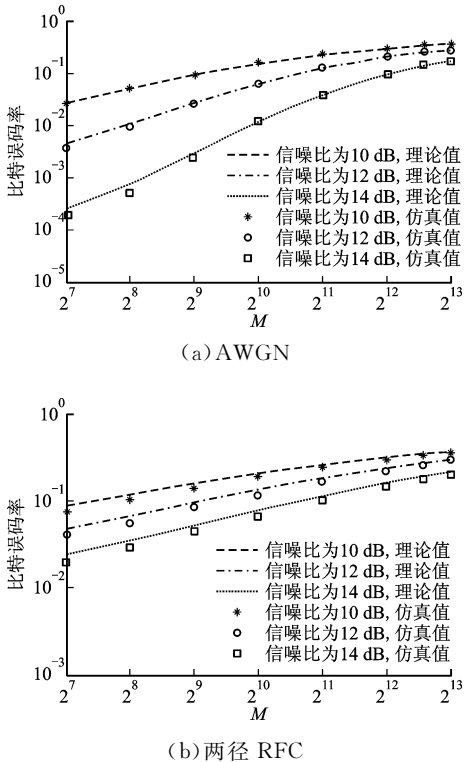
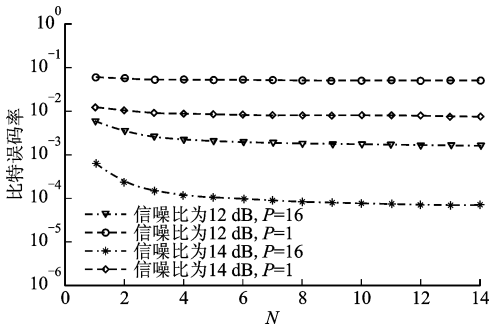


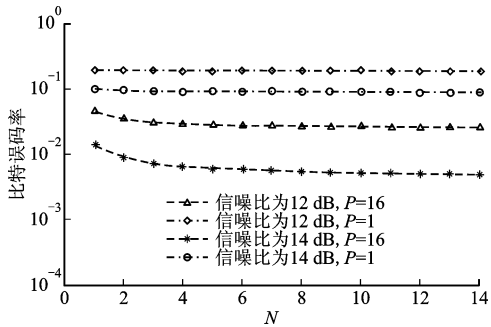
图 7 信噪比不同时 OMU-NRDCSK 系统的比特误码率随 M 变化曲线

图 8 为 $M=256, P$ 和信噪比取不同值时,AWGN 信道和两径 RFC 信道下的系统比特误码率随 N 值变化的曲线。由图 8a 和图 8b 可见,信噪比越大,比特误码率越佳,且系统的比特误码率会随着 N 值的增加逐渐降低,后趋于一个定值,而平均操作的引入能有效降低这一定值,证实了 OMU-NRDCSK 系统适用于多用户通信系统的可行性。

图 9 为扩频因子相同且取值为 256 的情况下,

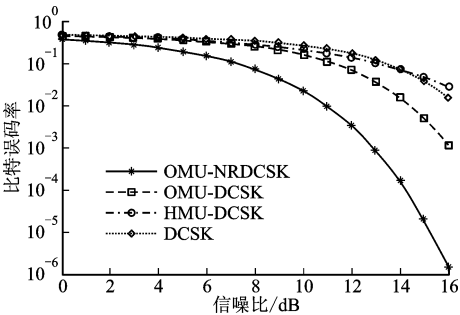


(a) AWGN

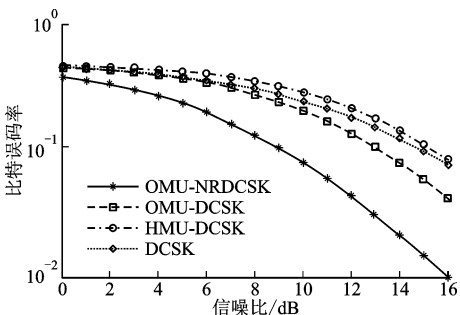


(b) 两径 RFC

图8 信噪比不同时 OMU-NRDCSK 系统的比特误码率随 N 变化曲线



(a) AWGN



(b) 两径 RFC

图9 4种系统的比特误码率比较

OMU-NRDCSK、OMU-DCSK、HMU-DCSK 和 DCSK 系统在两种信道下的比特误码率曲线,其中,几种多用户系统传输的信息比特数也相同。由图

9a 和图 9b 可见,两种信道下的 OMU-NRDCSK 系统相比于 DCSK 系统和其他几种多用户系统的误码性能更佳。

图 10 为 $M = 256$ 、 $P = 8$ 、 $N = 8$ 时, OMU-NRDCSK 系统在 L 径 RFC 衰落信道下的比特误码率曲线。 L 为多径路数,各路径参数在表 1 中给出。由图 10 可知,OMU-NRDCSK 系统的比特误码率随着 L 的增加而降低,且理论值和仿真值之间的吻合性也越来越好。

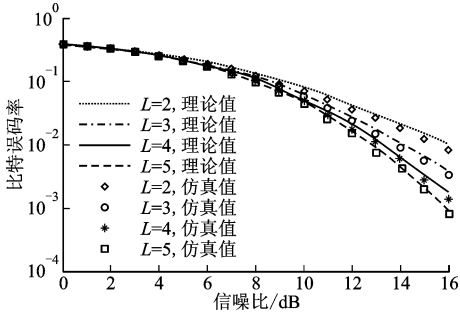


图10 不同路径数下 OMU-NRDCSK 系统的误码性能比较

表1 参数表

L	$E[a_l^2]$	τ_l
2	1/2, 1/2	0, 1
3	1/3, 1/3, 1/3	0, 1, 2
4	1/4, 1/4, 1/4, 1/4	0, 1, 2, 3
5	1/5, 1/5, 1/5, 1/5, 1/5	0, 1, 2, 3, 4

5 结 论

针对 DCSK 系统传输速率低和误码性能差的缺点,本文提出一种正交多用户降噪差分混沌移位键控系统——OMU-NRDCSK 系统,该系统具有传输速率、误码性能和能量效率俱佳的优点。通过理论分析及仿真结果详细分析了 P 、 N 变化对系统性能的影响,发现增大 P 值相比于增大 N 值更能显著改善误码性能,而增大 N 值则能有效提升系统的传输速率和能量效率,且 N 值变化是影响本文系统的传输速率和能量效率的唯一因素。此外,通过将本文 OMU-NRDCSK 系统与其他几种多用户 DCSK 系统的误码率曲线对比,证实了本文系统的优越性,为 OMU-NRDCSK 系统应用于多用户 DCSK 通信系统提供了理论依据。

参考文献:

[1] TONG X J. 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.
- [2] KADDOUM G, TRAN H V, KONG L. Design of simultaneous wireless information and power transfer scheme for short reference DCSK communication systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(1): 431-433.
- [3] LEE T F. Enhancing the security of password authenticated key agreement protocols based on chaotic maps [J]. *Information Sciences*, 2015, 290(1): 63-71.
- [4] 朱艳平, 赵喜玲. 混沌键控视频加密方案研究 [J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2017, 29(1): 90-97. ZHU Yanping, ZHAO Xiling. Chaotic keying video encryption scheme research [J]. *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2017, 29(1): 90-97.
- [5] LU Yibo, WANG Lin, CAI Guofa, et al. Iterative receiver for M-ary DCSK systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(11): 3929-3936.
- [6] DAWA M, KADDOUM G, 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 & Systems; II Express Briefs*, 2017, 65(3): 321-325.
- [7] LI S, ZHAO Y, HE L, et al. A novel STBC-DCSK transmission scheme for scalable video with unequal error protection property [C]//*IEEE International Conference on Consumer Electronics*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 339-340.
- [8] KOLUMBAN G, KENNEDY M P, KIS G, et al. FM-DCSK: a novel method for chaotic communications [C]//*Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1998: 477-480.
- [9] 代红英, 徐位凯. MC-DCSK 中子载波功率分配优化算法 [J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2015, 27(2): 170-173. DAI Hongying, XU Weikai. Optimal sub-carriers power allocation in MC-DCSK communication system [J]. *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2015, 27(2): 170-173.
- [10] 杨华, 蒋国平, 段俊毅. 无信号内干扰的高效差分混沌键控通信方案 [J]. 通信学报, 2015, 36(6): 88-93. YANG Hua, JIANG Guoping, DUAN Junyi. High efficiency differential chaos shift keying modulation scheme without intra-signal interference [J]. *Journal on Communications*, 2015, 36(6): 88-93.
- [11] GALIAS Z, MAGGIO G M. Quadrature chaos-shift keying theory and performance analysis [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems; I Fundamental Theory and Applications*, 2002, 48(12): 1510-1519.
- [12] 张刚, 郝怡曼, 张天骐. 高速降噪差分混沌键控系统 [J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(7): 1588-1594. ZHANG Gang, HAO Yiman, ZHANG Tianqi. High rate noise reduction differential chaos shift keying [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2018, 40(7): 1588-1594.
- [13] 张刚, 陈和祥, 张天骐. 多用户正交差分混沌键控通信系统 [J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(3): 667-673. ZHANG Gang, CHEN Hexiang, ZHANG Tianqi. Multiuser orthogonal differential chaos shift keying communication system [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2019, 41(3): 667-673.
- [14] 张刚, 陈和祥, 张天骐. 多用户降噪差分混沌键控通信系统 [J]. 电子与信息学报, 2019, 41(2): 362-368. ZHANG Gang, CHEN Hexiang, ZHANG Tianqi. A multiuser noise reduction differential chaos shift keying system [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(2): 362-368.
- [15] KADDOUM G, RICHARDSON F, GAGNON F. Design and analysis of a multi-carrier differential chaos shift keying communication system [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(8): 3281-3291.
- [16] YANG Hua, JIANG Guoping, et al. Multi-carrier differential chaos shift keying system with subcarriers allocation for noise reduction [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems; II Express Briefs*, 2017, 65(11): 1733-1777.
- [17] NGUYEN X Q. On the study of a quadrature DCSK modulation scheme for cognitive radio [J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2017, 27(9): 1750135.
- [18] CAI Guofa, WANG Lin, CHEN Guanrong. Capacity of the non-coherent DCSK system over Rayleigh fading channel [J]. *IET Communications*, 2016, 10(18): 2663-2669.
- [19] LI Hui, FENG Sifeng. UWB DCSK system design and simulation [J]. *IEEE International Conference on Test and Measurement*, 2009, 1: 311-314.
- [20] PROAKIS J G. *Digital communications* [M]. New York, USA: McGraw-Hill, 2001: 823-830.

(编辑 刘杨)