

短参考多用户差分混沌移位键控通信系统性能分析

贺利芳 陈 俊* 张天骐

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

摘 要: 短参考差分混沌移位键控(SR-DCSK)系统主要的缺陷是数据传输速率较低。为此, 该文提出一种短参考多用户差分混沌移位键控(SR-MUDCSK) 通信方案。利用Walsh码的正交性传输多个用户的信息, 有效提高了数据传输速率。在AWGN和多径Rayleigh衰落信道环境下, 对其误码性能进行了理论分析, 并进行了实验仿真。结果表明: 该系统在传输速率方面有较大提升, 且能量效率也得到了显著改善, 因此其具有重要应用价值。

关键词: 短参考多用户差分混沌移位键控通信系统; 短参考差分混沌移位键控; Walsh码; 传输速率; 误码率

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)08-1902-08

DOI: 10.11999/JEIT190117

Performance Analysis of Short Reference Multi-User Differential Chaos Shift Keying Communication System

HE Lifang CHEN Jun ZHANG Tianqi

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

Abstract: The major drawback of Short Reference Differential Chaos Shift Keying (SR-DCSK) system is the low data transmission rate. To solve the problem, a Short Reference Multi-User Differential Chaos Shift Keying (SR-MUDCSK) communication scheme is proposed. The orthogonality of Walsh code is used to transmit the information of multiple users, which effectively improves the data transmission rate. The theoretical Bit Error Rate (BER) performance is analyzed, and experimental simulation is carried out under AWGN and multipath Rayleigh fading channel environment, respectively. The results show that the system has a significant improvement in transmission rate, and the energy efficiency is also significantly improved. Therefore, it is of great value in application.

Key words: Short Reference Multi-User Differential Chaos Shift Keying (SR-MUDCSK) communication system; Short Reference Differential Chaos Shift Keying (SR-DCSK); Walsh code; Transmission rate; Bit Error Rate (BER)

1 引言

混沌信号的初值敏感性、类随机性以及宽带功率谱连续等特殊性质^[1-4]使其广泛应用于通信领域^[5,6]。这些特殊性质也使得利用混沌信号作为载波进行同步通信十分困难, 因此当前国内外研究的主流技术

是无需混沌同步的(非相干)混沌数字调制技术。在现有的非相干混沌数字调制技术中, 拥有良好抗噪声干扰性能的差分混沌移位键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)^[7]技术是学者们研究最多的调制技术。

DCSK系统的数据传输速率很低, 其原因在于由两个相等时隙构成的信息帧中, 仅有一个时隙传输了携带数据信息的有用信号, 而另一个时隙仅传输参考信号。文献[8-12]提出了一系列的基于DCSK技术的改进型方案, 这些方案都不同程度地提高了DCSK系统的传输速率, 但也增加了系统设计的复杂度。文献[13]提出的SR-DCSK系统, 采用缩短参考信号的方式提高了系统的能量效率, 但是系统的传输速率并未得到较大的提升。文献[14]提出的SRMR-DCSK系统, 通过将参考信号延迟不同的时

收稿日期: 2019-02-27; 改回日期: 2020-01-08; 网络出版: 2020-07-02

*通信作者: 陈俊 945916163@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(KJ1600429)

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 (KJ1600429)

间间隔来传输多个信息比特而提高数据传输速率。由于SRMR-DCSK系统中采用了许多实际设计中难以实现的射频延迟线, 因此该系统实际应用价值较小。文献[15]提出基于频分复用的短参考正交混沌键控 (OFDM-based Short Reference Quadrature Chaos Shift Keying, OFDM-SRQCSK) 通信系统, 通过在发送端发送多个并行信息序列来提高SR-QCSK系统的传输速率, 有效降低了平均比特能量, 但是系统的设计较复杂。

为改善SR-DCSK系统的数据传输速率和能量效率, 本文提出了SR-MUDCSK通信系统。该系统利用具有良好正交特性的Walsh码传输多个用户的信息, 同时将参考序列的长度缩短, 不仅有效提高了数据传输效率和能量效率, 而且没有过多地增加系统收发端的设计复杂度。

2 SR-DCSK系统原理

图1为SR-DCSK系统原理框图。与DCSK系统相比, SR-DCSK系统缩短了参考信号的长度, 减少了参考信号的能量消耗, 因而在能量效率方面更有优势。

图1(a)所示为SR-DCSK系统的发送端框图。以第 k 帧发送信号为例, 此方案中, 1个信息帧被分为2个时隙, 前一长度为 R (R 表示对传输信号采样的点数)的时隙内发送的信号作为参考, 后一时隙则发送由长度为 RT_c 的参考信号复制 P 次后调制的长度为 β ($\beta = PR$)的信息比特。根据扩频因子 (Spreading Factor, SF) 的定义知, β 为半扩频因子。由图1(a)的发送端框图易得SR-DCSK系统第 k 帧发送信号的表达式为

$$s_{i,k} = \begin{cases} x_{i,k}, & 0 \leq i \leq R \\ b_k x_{i-R,k}, & R \leq i \leq (1+P)R \\ x_{i-R,k} \equiv x_{0,k}, & \text{mod}(R) \end{cases} \quad (1)$$

图1(b)为SR-DCSK系统的接收框图。接收信号 $r_{i,k}$ 与其自身延时 R 后的信号 $r_{i-R,k}$ 做相关运算, 得判决变量 Z_k 。将判决变量送入相应的判决电路,

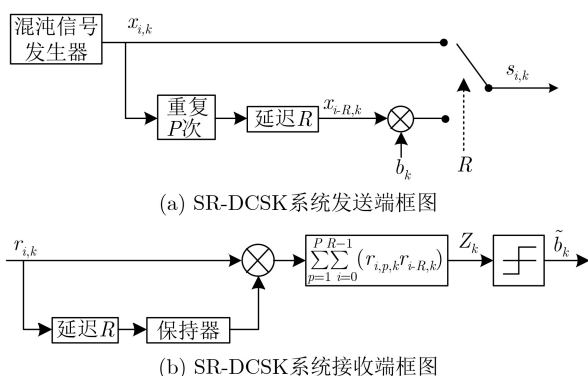


图1 SR-DCSK系统框图

根据判决门限, 可解调出 b_k 。由以上分析, 易得接收端相关器输出为

$$Z_k = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^R r_{i,p,k} r_{i-R,k} \quad (2)$$

根据式(3)的判决准则来进行信息比特的解调

$$\tilde{b}_k = f(Z_k) = \begin{cases} +1, & Z_k \geq 0 \\ -1, & Z_k < 0 \end{cases} \quad (3)$$

3 SR-MUDCSK系统原理

为了避免各用户间的干扰, SR-MUDCSK系统使用正交的Walsh码序列来区分传输每个用户的混沌载波信号。Walsh码序列可由Hadamard矩阵产生, Hadamard矩阵是一个方阵, 该方阵中的元素为+1或-1, 各行(或列)之间是正交的。利用该方阵可以很容易产生大量具有良好的自(互)相关特性的Walsh码序列, 因此本系统采用Hadamard矩阵构造Walsh码组。由Hadamard矩阵构造的 2^n 阶Walsh码组矩阵 W_{2^n} 可表示为

$$W_{2^n} = \begin{bmatrix} W_{2^{(n-1)}} & W_{2^{(n-1)}} \\ W_{2^{(n-1)}} & -W_{2^{(n-1)}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 $n = 1, 2, \dots$, $W_{2^0} = [1]$, 每行代表一个Walsh码组, 序列长度为 m , 且 $m = 2^n$ 。

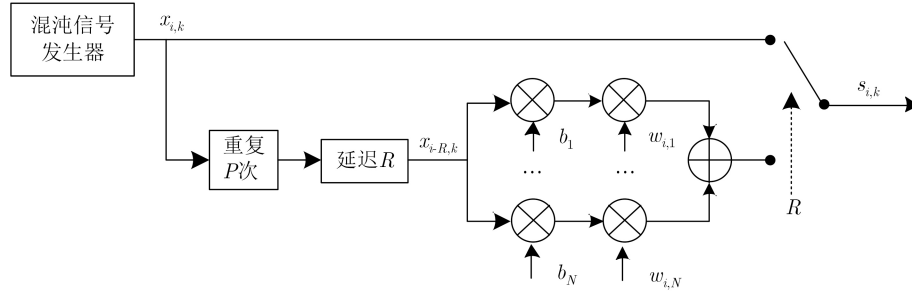
SR-MUDCSK系统的1个信息帧也由2个时隙构成, 前一长度为 R (R 表示对传输信号采样的点数)的时隙传输参考信号, 后一时隙则发送 N 个由参考信号复制 P 次后调制的长度为 β ($\beta = PR$)的用户数据信息之和。Walsh码具有良好的正交性, 能有效抑制、甚至消除用户间干扰, 因此利用Walsh码区分不同用户。图2(a)所示为SR-MUDCSK系统的发送框图。

由图2(a)不难得出SR-MUDCSK系统第 k 帧发送信号的表达式为

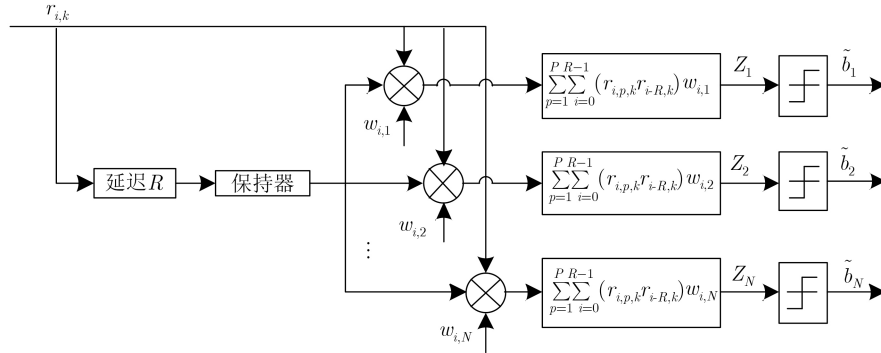
$$s_{i,k} = \begin{cases} x_{i,k}, & 0 \leq i < R \\ \sum_{j=1}^N (b_j x_{i-R,k} w_{i,j}), & R \leq i < (1+P)R \\ x_{i-R,k} \equiv x_{0,k}, & \text{mod}(R) \end{cases} \quad (5)$$

其中, $x_{i,k}$ 是长度为 R 的参考信号, b_j 代表第 j 个用户的数据信息且 $b_j \in \{+1, -1\}$, $w_{i,j}$ 对应于第 j 个用户数据信息调制时的Walsh码组。由式(5)计算可得SR-MUDCSK系统平均比特能量 E_b 为

$$E_b = \frac{1}{N} E \left[\sum_{i=0}^{R-1} x_{i,k}^2 + \sum_{j=1}^N \left(\sum_{i=R}^{(1+P)R} (b_j x_{i-R,k} w_{i,j}) \right)^2 \right] \quad (6)$$



(a) SR-MUDCSK系统发送端框图



(b) SR-MUDCSK系统接收端框图

图2 SR-MUDCSK系统框图

化简式(6)可得

$$E_b = \frac{R}{N}(1 + PN)E[x_{i,k}^2] \quad (7)$$

SR-MUDCSK系统的接收框图如图2(b)所示。为了便于研究,假设接收端各用户间能够实现很好的同步接收。在接收端采用相关解调可分别解码出第\$k\$帧全部用户的数据信息。首先,将接收信号\$r_{i,k}\$与其自身延迟\$R\$后的信号\$r_{i-R,k}\$在长度为\$R\$的时间内进行\$P\$次相关运算,得到共含有\$N\$个用户数据信息的相关结果;然后将此相关结果与每个用户调制时对应的Walsh码组分别相乘;最后将与Walsh码组分别相乘后的相关结果通过各自的门限判决器进行判决,根据判决变量的符号即可解调出每个用户发送的信息。因此,SR-MUDCSK系统第\$k\$帧第\$u\$个用户相关器输出的结果为

$$Z_u = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} (r_{i,p,k} r_{i-R,k}) w_{i,u} \quad (8)$$

式(8)中,\$r_{i,p,k}\$表示第\$k\$帧接收信号的信息时隙中第\$p\$个长度为\$R\$的信息序列,\$r_{i-R,k}\$表示接收端延迟后的信号,\$w_{i,u}\$为第\$u\$个用户调制时对应的Walsh码组。SR-MUDCSK系统在数据信息提取过程中的门限判决准则与SR-DCSK系统相同,因而不赘述。

4 SR-MUDCSK系统性能分析

为了凸显SR-MUDCSK系统的优越性,本节将从理论上对其误码性能、传输速率及能量效率等进

行分析。本文选用具有良好特性且实现方法简单的2阶Chebyshev映射^[16]产生混沌信号。

4.1 SR-MUDCSK系统误码性能分析

相对于高斯信道,多径Rayleigh衰落信道更接近于实际信息传输的信道环境。为此,本节将分析SR-MUDCSK系统在该信道环境下的性能。本文对于SR-MUDCSK系统误码性能的分析是以常见的两径Rayleigh衰落信道为例进行的,其信道模型如图3所示。

经过Rayleigh衰落信道传输后,得到的信号\$r_{i,k}\$的表达式为

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

其中,\$\tau\$表示信息在两路径间的传输时延,\$\alpha_1, \alpha_2\$分别为其传输增益,\$n_{i,k}\$是均值为0,方差为\$N_0/2\$的高斯白噪声。式(9)中,\$\alpha_1, \alpha_2\$服从Rayleigh分布,其概率密度函数为

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right), \quad \alpha > 0, \sigma > 0 \quad (10)$$

由于第\$k\$帧中每个用户数据信息的解调过程相同,因此文中仅以第\$u\$个用户数据信息的解调过程

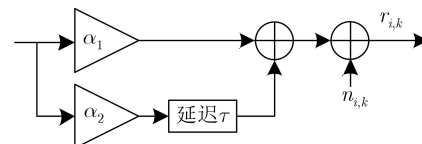


图3 两径Rayleigh衰落信道模型

为例进行具体分析。将式(9)代入式(8)并展开, 可得第 u 个用户数据信息的判决变量为

$$Z_u = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} \left(\begin{aligned} & \left(\alpha_1 \sum_{j=1}^N b_j w_{i,j} x_{i-R,k} \right. \\ & \left. + \alpha_2 \sum_{j=1}^N b_j w_{i,j} x_{i-R-\tau,k} + n_{i,p,k} \right) \\ & \times (\alpha_1 x_{i-R,k} + \alpha_2 x_{i-R-\tau,k} + n_{i-R,k}) \\ & \times w_{i,u} \end{aligned} \right) \quad (11)$$

$$= X + Y + H$$

式(11)中,

$$X = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} (\alpha_1^2 b_u x_{i-R,k}^2 + \alpha_2^2 b_u x_{i-R-\tau,k}^2) \quad (12)$$

$$Y = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} (\alpha_1 \alpha_2 b_u x_{i-R,k} x_{i-R-\tau,k} + \alpha_1 \alpha_2 \sum_{j=1, j \neq u}^N b_j w_{i,j} x_{i-R,k} x_{i-R-\tau,k} w_{i,u} + \alpha_1 b_u x_{i-R,k} n_{i-R,k} + \alpha_1 \sum_{j=1, j \neq u}^N b_j w_{i,j} x_{i-R,k} n_{i-R,k} w_{i,u} + \alpha_1 \alpha_2 b_u x_{i-R,k} x_{i-R-\tau,k} + \alpha_1 \alpha_2 \sum_{j=1, j \neq u}^N b_j w_{i,j} x_{i-R,k} x_{i-R-\tau,k} w_{i,u} + \alpha_2 b_u x_{i-R-\tau,k} n_{i-R,k} + \alpha_2 \sum_{j=1, j \neq u}^N b_j w_{i,j} x_{i-R-\tau,k} n_{i-R,k} w_{i,u} + \alpha_1 x_{i-R,k} n_{i,p,k} w_{i,u} + \alpha_2 x_{i-R-\tau,k} n_{i,p,k} w_{i,u}) \quad (13)$$

$$H = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} (n_{i-R,k} n_{i,p,k} w_{i,u}) \quad (14)$$

由于 $\tau \ll R$, 所以

$$\text{BER}_{Z_u} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_u]|}{\sqrt{2\text{var}[Z_u]}} \right) \quad (17)$$

根据上述假设条件可得第 u 个用户数据信息的判决变量 Z_u 的统计特性为

$$E[Z_u] = E[X] + E[Y] + E[H] = \frac{PNE_b}{1+PN} (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \quad (18)$$

$$\text{var}[Z_u] = P^2 R \frac{N_0}{2} (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) + PR \frac{N_0}{2} (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) + PR \frac{N_0^2}{4} \quad (19)$$

将式(18)和式(19)代入式(17), 可得第 k 帧第 u 个用户接收到的信息的误码率为

$$x_{i-R,k} x_{i-R-\tau,k} \approx 0 \quad (15)$$

因此, 式(13)可简化为

$$Y = \sum_{p=1}^P \sum_{i=0}^{R-1} (\alpha_1 b_u x_{i-R,k} n_{i-R,k} + \alpha_1 \sum_{j=1, j \neq u}^N b_j w_{i,j} x_{i-R,k} n_{i-R,k} w_{i,u} + \alpha_2 b_u x_{i-R-\tau,k} n_{i-R,k} + \alpha_2 \sum_{j=1, j \neq u}^N b_j w_{i,j} x_{i-R-\tau,k} n_{i-R,k} w_{i,u} + \alpha_1 x_{i-R,k} n_{i,p,k} w_{i,u} + \alpha_2 x_{i-R-\tau,k} n_{i,p,k} w_{i,u}) \quad (16)$$

式(12)为用户发送的有用信号项, 式(16)为用户的数据信号与信道噪声之间的干扰, 式(14)为噪声信号间的干扰。2阶Chebyshev映射的自相关旁瓣为零, 且不同Walsh码组间相互正交, 所以系统用户间干扰被消除了, 从而误码性能得到了改善。

2阶Chebyshev混沌映射产生的序列 $x_{i,k}$, 经归一化后的统计特性^[17]为

$$E[x_{i,k}] = 0, E[x_{i,k}^2] = 1, \text{var}[x_{i,k}] = 1, \text{var}[x_{i,k}^2] = 0$$

高斯近似法(Gaussian Approximation, GA)^[15]是一种有效的分析方法, 其广泛被用于分析混沌数字调制通信系统的误码性能。本文在推导误码率公式时也采用了该方法, 且所有的分析结果都是基于下述假设条件得到的:

(1) 信道中的高斯白噪声干扰信号 $n_{i,k}$, 其均值为0, 方差为 $N_0/2$; 当 $i \neq j$ 时, $n_{i,k}$ 和 $n_{j,k}$ 相互独立; 并且 $n_{i,k}$ 与混沌信号 $x_{i,k}$ 相互独立。

(2) 系统等概率发送二进制信息比特 b_j 。

据中心极限定理的定义可知, 当参考信号的长度 R 足够大时, 式(11)可近似地被认为服从高斯分布。因此, 通过SR-MUDCSK系统传输后得到的第 k 帧第 u 个用户数据信息的误码率可表示为

$$\text{BER}_{Z_u} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\left(\sqrt{\left(\frac{(1+PN)^2}{PN(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)} \cdot \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{R(1+PN)^2}{2PN^2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2} \cdot \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)} \right)^{-1} \right] \quad (20)$$

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(20)可以化简为

$$\text{BER}_{\gamma_b} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\left(\sqrt{\left(\frac{(1+PN)^2}{PN} \cdot \frac{1}{\gamma_b} + \frac{R(1+PN)^2}{2PN^2} \cdot \frac{1}{\gamma_b^2} \right)} \right)^{-1} \right] \quad (21)$$

令 $\bar{\gamma}_1 = E[\gamma_1] = (E_b/N_0) E[\alpha_1^2]$, $\bar{\gamma}_2 = E[\gamma_2] = (E_b/N_0) E[\alpha_2^2]$, 那么 γ_b 服从式(22)的分布

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

Rayleigh衰落信道对信号幅度有衰减作用, 因此根据式(21)和式(22), 可得SR-MUDCSK系统第

k 帧第 u 个用户精确的误码率公式为

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

由于第 k 帧其他用户信息的提取过程与第 u 个用户相同, 因此第 k 帧其他用户接收信息的误码率公式与式(23)相同。考虑Rayleigh衰落信道退变为高斯信道的情况, 即 $\alpha_1 = 1, \alpha_2 = 0$ 的特殊情况, 可得相应简化后的误码率公式为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\left(\sqrt{\left(\frac{(1+PN)^2}{PN} \cdot \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{R(1+PN)^2}{2PN^2} \cdot \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)} \right)^{-1} \right] \quad (24)$$

4.2 SR-MUDCSK系统传输速率及能量效率分析

为了凸显SR-MUDCSK系统在能量效率和传输效率方面的性能优势, 本节将不同系统的能量效率及传输速率进行了对比分析。在混沌数字调制系统中, 将传输的信息比特能量 E_B 与总的传输能量 E_T 之比定义为能量效率(Energy Efficiency, EE) E_η , 其能够显示系统能量的有效利用情况。信息比特的传输速率(Bit Rate, BR) R_B 则用1帧时间内传输的平均比特数来表示。表1列出了几种系统的能量效率和数据传输速率。

在SR-DCSK系统及SR-MUDCSK系统中, 半扩频因子 $\beta = PR$, 即表1中的 $PR = \beta$ 。由表1的数据可以看出, 随着用户数 N 的增多, SR-MUDCSK系统的能量效率会越来越高, 当用户数 N 较多时, 其能量效率接近于1。在信息传输速率方面, SR-MUDCSK系统的传输速率是最高的。只有当用户数为1时, SR-MUDCSK系统与SR-DCSK系统的信息传输速率相等。通过以上对比, 可以发现SR-MUDCSK系统在能量效率和传输速率方面都具有

很大的优势。因此, 该系统极大地提升了SR-DCSK系统的有效性。

5 SR-MUDCSK系统仿真分析

前述对SR-MUDCSK系统误码性能理论分析的正确性, 需要通过实验来进行验证。为此, 本节在AWGN信道和Rayleigh衰落信道环境下对前述理论分析的结果进行了仿真验证。图中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。

5.1 AWGN信道下系统仿真分析

图4是参考信号长度 R 分别为64, 128, 256, 信息时隙长度为参考时隙长度的4倍($P=4$), 用户数 N 为2时, SR-MUDCSK系统误码率的实验值和理论值随信噪比 E_b/N_0 变化的曲线。据图4可知, 误码率的实验仿真值与由式(24)得到的理论值高度一

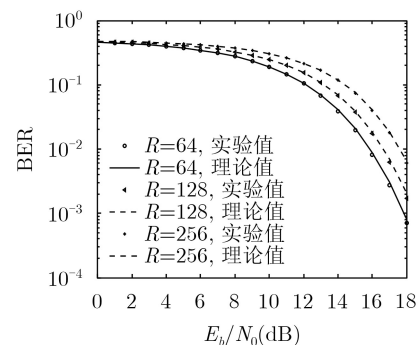


图4 R 取值不同时, 系统误码率的实验值和理论值随信噪比变化的曲线

表1 几种系统的能量效率和数据传输速率

系统名称	能量效率(E_η)	传输速率(R_B)
DCSK	$1/2$	$1/2\beta$
SR-DCSK	$P/(1+P)$	$1/(R+PR)$
SR-MUDCSK	$PN/(1+PN)$	$N/(R+PR)$

致, 表明了理论分析的正确性, 也说明了高斯近似法(GA)是一种有效的分析方法。

图5显示的是 $R = 64$, $P = 4$, 用户数 N 分别为1, 2, 4时, SR-MUDCSK系统的误码率随信噪比 E_b/N_0 变化的曲线。由图中的仿真曲线可知, 随信噪比 E_b/N_0 的增大, 系统误码率呈减小的趋势。半扩频因子 β ($\beta = PR$)的取值一定, 用户数 N 增多时, 随着 E_b/N_0 的增大, 系统的误码率反而变大, 这是由于用户数 N 的增多使得系统中用户与噪声间的干扰增多而导致的。

图6是 $R = 128$, $P = 2$, E_b/N_0 分别为12 dB, 15 dB, 18 dB时, SR-MUDCSK系统误码率随用户数 N 变化的曲线。从图6的曲线可知, 随着用户数 N 的增加, 系统误码率呈现增大的趋势, 表明该系统不存在最佳的用户数。另一方面, 与小信噪比情况相比, 系统在较大信噪比条件下拥有更好的误码性能。

图7为 $R = 128$, $P = 2$, 用户数 N 分别为2, 4时, SR-MUDCSK系统与SRMR-DCSK系统误码率的对比曲线。由图7的曲线可以看出, 用户数 N 增加时, SR-MUDCSK系统与SRMR-DCSK系统误码性能都变差, 但是SR-MUDCSK系统误码性能仍然比SRMR-DCSK系统好。SRMR-DCSK系统引入了大量在实际设计中难以实现的射频延迟线, 大大提高了系统设计的复杂度, 而SR-MUDCSK系统仅

在收发端各需要1根延迟线, 同时利用Walsh码的正交性消除了用户间干扰。因此, 与SRMR-DCSK系统相比, SR-MUDCSK系统不仅设计复杂度低、可实现性强, 而且在相同条件下, 其具有更好的误码性能。

5.2 Rayleigh信道下系统仿真分析

本节在分析Rayleigh衰落信道环境下SR-MUDCSK系统的误码性能时, 主要考虑了以下两种典型的平均能量增益情况:

情况1: 两条传播路径的平均能量增益相同;
情况2: 两条传播路径的平均能量增益不同(相差10 dB)。

图8所示为 $R = 128$, P 分别为2, 4, 用户数 N 为2时, Rayleigh衰落信道环境下 SR-MUDCSK系统在上述两种情况下误码率的实验值和理论值随 E_b/N_0 变化的曲线。显然, 图8的曲线中, 在信噪比较大时, SR-MUDCSK系统在两种情况下的理论值和实验值并不是十分吻合的。Rayleigh衰落信道中信号传输的时延引发混沌信号内部的微弱干扰, 而在理论分析中, 式(15)的近似忽略了该干扰因素, 这是理论值和实验值之间存在些许误差的原因。该误差在实验允许的范围之内, 因此仍能证明式(23)的理论推导是正确的。另一方面, 随着 P 值的增加, 即信息信号长度增加时, 系统误码性能变差。原因

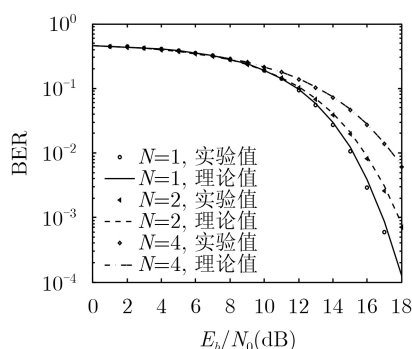


图5 用户数 N 不同时, 系统误码率随信噪比变化的曲线

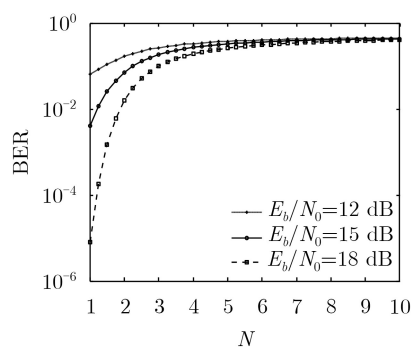


图6 信噪比 E_b/N_0 不同时, 系统误码率随用户数 N 变化的曲线

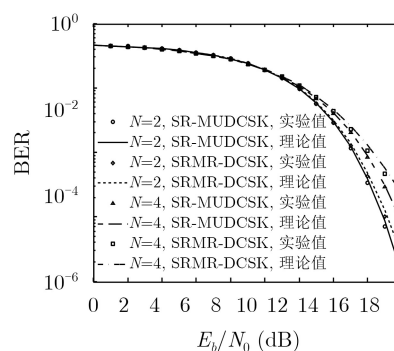


图7 用户数 N 为2, 4时, SR-MUDCSK系统与SRMR-DCSK系统误码率的对比曲线

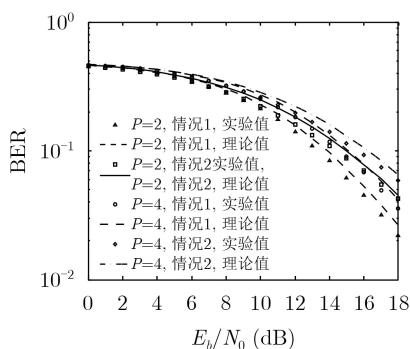


图8 SR-MUDCSK系统在两种情况下误码率的实验值和理论值能随 E_b/N_0 变化的曲线

在于信息信号长度增加后,信道噪声与信息信号间的干扰也增多,从而系统的误码性能下降。并且,复制次数 P 和用户数 N 一定时,等增益情况下的误码性能优于非等增益的情况。

图9是在相同的信息传输速率条件下, $R = 256$, $P = 4$, $N = 2$ 时, SR-MUDCSK系统与SRMR-DCSK系统在两种情况下的误码率对比曲线,据图9可看出,在大信噪比条件下, SR-MUDCSK系统的误码性能明显优于SRMR-DCSK系统,表明SR-MUDCSK系统的抗信道衰落能力更强。

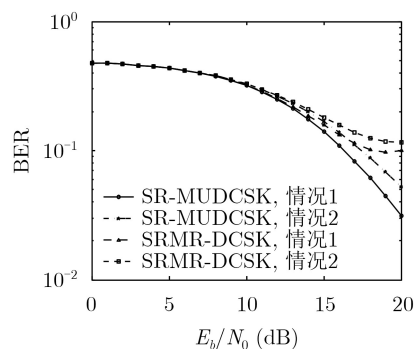


图9 SR-MUDCSK系统与SRMR-DCSK系统在两种情况下误码率的对比曲线

6 结束语

针对已有混沌通信系统的缺陷而提出的一些改进系统设计复杂度过高,越来越不能满足现代混沌通信的需求。为此,本文提出了SR-MUDCSK混沌通信系统。该系统利用Walsh码的正交性,同时传输多个用户的信息,有效提高了数据传输速率,同时缩短了参考信号的长度,提高了能量效率。分析了该系统在AWGN信道和多径Rayleigh衰落信道环境下的误码性能,导出了其误码率公式,并进行了实验仿真。此外,还将SR-MUDCSK系统与SR-DCSK系统、SRMR-DCSK系统进行了比较。结果表明, SR-MUDCSK系统在信息传输速率及能量效率方面都具有很大优势,且系统设计复杂度远低于SRMR-DCSK系统。因此, SR-MUDCSK系统更具实际应用价值。但是缩短参考信号的长度也使得相关解调器解码数据信息更加复杂,相应的接收机的设计复杂度也提高了,并且系统误码性能较差。下一步要解决的关键问题就是改善系统的误码性能,并适当地减小系统的设计复杂度。

参考文献

[1] 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.

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.

[2] 禹思敏, 吕金虎, 李澄清. 混沌密码及其在多媒体保密通信中应用的进展[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(3): 735–752. doi: 10.11999/JEIT151356.

YU Simin, LÜ Jinhui, and LI Chengqing. Some progresses of chaotic cipher and its applications in multimedia secure communications[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(3): 735–752. doi: 10.11999/JEIT151356.

[3] 张刚, 许嘉平, 张天骐. 基于希尔伯特变换的多用户DCSK通信系统性能分析[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(11): 2744–2751. doi: 10.11999/JEIT180110.

ZHANG Gang, XU Jiaping, and ZHANG Tianqi. Performance analyze for multiuser-DCSK communication system based on Hilbert transform[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(11): 2744–2751. doi: 10.11999/JEIT180110.

[4] HU Wei, WANG Lin, and KADDOUM G. Design and performance analysis of a differentially spatial modulated chaos shift keying modulation system[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2017, 64(11): 1302–1306. doi: 10.1109/TCSII.2017.2697456.

[5] ESCRIBANO F J, KADDOUM G, WAGEMAKERS A, et al. Design of a new differential chaos-shift-keying system for continuous mobility[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(5): 2066–2078. doi: 10.1109/TCOMM.2016.2538236.

[6] KADDOUM G, TRAN H V, LONG K, 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.

[7] KADDOUM G and GAGNON F. Design of a high-data-rate differential chaos-shift keying system[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2012, 59(7): 448–452. doi: 10.1109/TCSII.2012.2198982.

[8] YANG Hua and JIANG Guoping. High-efficiency differential-chaos-shift-keying scheme for chaos-based noncoherent communication[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2012, 59(5): 312–316. doi: 10.1109/TCSII.2012.2190859.

[9] 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.

- [10] YANG Hua and JIANG Guoping. Reference-Modulated DCSK: A novel chaotic communication scheme[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs*, 2013, 60(4): 232–236. doi: [10.1109/TCSII.2013.2251949](https://doi.org/10.1109/TCSII.2013.2251949).
- [11] 张刚, 孟维, 张天骐. 基于FDM的多进制多用户DCSK[J]. *系统工程与电子技术*, 2017, 39(1): 183–187. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2017.01.27](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2017.01.27).
ZHANG Gang, MENG Wei, and ZHANG Tianqi. Multiple user DCSK based on FDM[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2017, 39(1): 183–187. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2017.01.27](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2017.01.27).
- [12] 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).
- [13] 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).
- [14] 张刚, 郝怡曼, 张天骐. 短参倍速差分混沌键控系统[J]. *系统工程与电子技术*, 2018, 40(1): 184–190. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2018.01.27](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2018.01.27).
ZHANG Gang, HAO Yiman, and ZHANG Tianqi. Short reference multifold rate differential chaos shift keying[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2018, 40(1): 184–190. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2018.01.27](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2018.01.27).
- [15] HASAN F S. Design and analysis of an OFDM-based short reference quadrature chaos shift keying communication system[J]. *Wireless Personal Communications*, 2017, 96(2): 2205–2222. doi: [10.1007/s11277-017-4293-1](https://doi.org/10.1007/s11277-017-4293-1).
- [16] KADDOUM G, CHARGÉ P, ROVIRAS D, *et al.* A methodology for bit error rate prediction in chaos-based communication systems[J]. *Circuits, Systems and Signal Processing*, 2009, 28(6): 925–944. doi: [10.1007/s00034-009-9124-5](https://doi.org/10.1007/s00034-009-9124-5).
- [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).
- 贺利芳: 女, 1979年生, 硕士, 副教授, 研究方向为混沌保密通信, 微弱信号检测.
- 陈 俊: 男, 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、语音信号处理、神经网络实现以及信号的同步处理.
- 责任编辑: 陈 倩