

正交多用户短参考高速差分混沌键控通信系统

张 刚 许可蓉* 贺利芳

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

摘 要: 针对传统多用户短参考混沌移位键控通信系统传输速率和能量效率低的问题, 该文提出了一种正交多用户高速短参考差分混沌移位键控(OMU-SRHR-DCSK)通信系统。系统将参考信号长度缩短为每个数据信号长度的 $1/P$, 通过增加两路连续的信息时隙来传输多个用户信息比特, 通过希尔伯特变换在每个信息时隙多传输 N 个用户信息比特, 极大地提高了系统的数据传输速率。将希尔伯特变换和Walsh码相结合完全消除了用户间干扰, 改善了误码率性能。推导了OMU-SRHR-DCSK系统在加性高斯白噪声(AWGN)信道和多径瑞利衰落信道(RFC)中的比特误码率(BER)公式并进行了实验验证。在两种信道下的仿真值和理论推导值均相等, 验证了理论推导的正确性。该系统的传输速率相对于传统多用户短参考系统的传输速率有极大提升, 传输比特数相同的条件下系统的误码性能明显优于传统多用户短参考系统, 证明了该系统具有优异的实用价值, 并为其应用于实际中提供了良好的理论支撑。

关键词: 混沌通信; 多用户; 希尔伯特变换; Walsh码; 传输速率

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)11-3131-10

DOI: 10.11999/JEIT200739

Orthogonal Multiuser Short Reference High Rate Differential Chaos Shift Keying Communication System

ZHANG Gang XU Kerong He Lifang

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

Abstract: An Orthogonal MultiUser Short Reference High Rate DCSK (OMU-SRHR-DCSK) communication system is proposed to solve the problem of low transmission rate and low energy efficiency of traditional MultiUser Short Reference Differential Chaos Shift Keying communication system. The system shortens reference signal length to $1/P$ of data signal, transmits multiple users' information bits by adding two continuous information time slots, and transmits additionally N user' information bit in each information time slot through Hilbert transform, which greatly improves the data transmission rate of the system. The interference between users is completely eliminated mainly by combining Hilbert transform with Walsh code, thus improving the Bit Error Rate (BER) performance. The theoretical BER formula of OMU-SRHR-DCSK system over Additive White Gaussian Noise (AWGN) and L -path Rayleigh Fading Channel (RFC) are derived and verified by experiments. The experimental simulation and theoretical derivation are consistent in the two channels, which proves the correctness of theoretical derivation. Compared with the traditional multiuser short reference system, the transmission rate of the system is greatly improved, and the BER performance of the system is obviously superior over that of the traditional multiuser short reference system under the condition of the same number of transmission bit. It is proved that the system has excellent practical value and provides a good theoretical support for its application in practice.

Key words: Chaos communication; Multiuser; Hilbert transform; Walsh code; Transmission rate

收稿日期: 2020-08-20; 改回日期: 2021-07-15; 网络出版: 2021-09-19

*通信作者: 许可蓉 2890164126@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金(61771085), 重庆市教育委员会科研项目(KJ1600407, KJQN201900601)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771085), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJ1600407, KJQN201900601)

1 引言

混沌信号以初值极端敏感、良好的频谱特性和产生电路简单等优势,在多用户通信、保密通信以及扩频通信等系统中具有极大的应用价值^[1-3]。混沌通信调制技术分为相干混沌调制和非相干混沌调制,其中利用非相干混沌调制的差分混沌移位键控(DCSK)被广泛研究^[4,5]。与传统的差分相移键控(DPSK)系统相比,DCSK系统不仅继承了无需信道状态信息(CSI)进行检测的优点,且在不需信道估计的情况下,系统也具有较好的性能^[6,7]。但DCSK在信息传输过程中,一半比特持续时间发送不含信息的参考样本,导致系统传输速率很低,且两次传输同样的混沌序列,使系统保密性极低^[8-10]。

为了改善DCSK系统的缺陷,以往的工作中提出了多种改进方案。Kaddoum等人^[11]提出了非相干短参考差分混沌移位键控(Short Reference Differential Chaos Shift Keying, SR-DCSK)通信系统,通过缩短参考时隙混沌样本的长度,在不增加系统复杂度的同时,提高了数据传输速率和能量效率。文献^[12]提出的正交多级差分混沌移位键控(Orthogonal Multi-Level Differential Chaos Shift Keying)调制方案,采用I/Q通道以并行的方式发送两路信号,通过正交调制的方法,使数据传输速率加倍,在消除延迟线的同时改善了系统误码性能,但收发电路较复杂。文献^[13]提出了一种多载波差分混沌移位键控(Multi-Carrier Differential Chaos Shift Keying, MC-DCSK)通信系统,通过对多个并行比特只发送一次参考信号的方案,节省传输比特能量的同时提升了频谱效率。文献^[14]提出了一种短参考倍速差分混沌移位键控(Short Reference Multifold Rate Differential Chaos Shift Keying, SRMR-DCSK)通信系统,通过不同的延时时间使数据承载时隙携带多个用户信息,提升了系统传输速率。文献^[15]提出了一种频分复用的高效差分混沌键控(Frequency Division Multiplexing-High Efficient Differential Chaos Shift Keying, FDM-HEDCSK)通信系统,通过将两路混沌信号的参考信号分别发送到对方信道上进行传输,然后用不同载波进行调制,在提高系统安全性的同时也提高了误码性能。

为了进一步提升传统多用户SR-DCSK系统传输速率和能量效率,本文提出的正交多用户短参考高速DCSK(OMU-SRHR-DCSK)系统,将参考信号缩短为原来的 $1/P$,使用不同延迟时间使系统多传输 $2N$ bit,并利用希尔伯特变换将每个信息时隙内不同路混沌信号区分开,使每时隙多传输 N bit用户信息,每路由不同的Walsh码区分各用户信

息,有效地提升了该系统的数据传输速率和能量效率,又由于希尔伯特变换和Walsh码有着良好的正交性,避免了用户间干扰对系统误码性能的影响,进而使系统的误码性能有所改善。

2 OMU-SRHR-DCSK系统原理

2.1 标准正交基函数集的设计

严格意义上,有限持续时间内的混沌信号不具备完全正交性。该系统通过将希尔伯特变换与Walsh码两者相结合,利用希尔伯特变换将混沌信号分为两组 $x_{i,k}$ 和 $\hat{x}_{i,k}$,在区分混沌信号的同时也确保不同组任意两个混沌信号间严格正交,用Walsh码定义同组内混沌信号,确保每组内的混沌信号严格正交^[16]。图1为正交混沌基信号集结构图,利用希尔伯特变换和Walsh码分别保证第1组与第2组和 $g_1(t)$ 与 $g_2(t)$, $g_3(t)$ 与 $g_4(t)$ 间的信号正交,对于同阶Walsh码构造的正交基信号集大小增加,会使系统比特传输速率加倍。

Hadamard矩阵中的元素只有“+1”和“-1”,利用式(1)所给的 2^n 阶Hadamard矩阵构建Walsh码序列^[17]:

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

其中, $n = 1, 2, \dots, L, W_{2^0} = [1]$, 矩阵的每行代表一个长度为 P 的Walsh码序列, $P = 2^n$ 。

2.2 OMU-SRHR-DCSK系统

图2为OMU-SRHR-DCSK和DCSK系统第 k 帧结构对比图。OMU-SRHR-DCSK系统将参考信号长度由原来的 β 缩短为 R ($R = \beta/P$),节约了时间和能量。其中定义 $\beta = T_s/T_c$ (T_s 为比特持续时间, T_c 为码片持续时间),令 $T_c = 1$ 。先将参考信号长度重复 P 次用来传输第1个信息时隙的信号,并在其后再多扩展一路信息时隙,1帧内共传输 $4N$ bit用户信息,使系统的传输速率和能量效率有很大的提升。

图3为OMU-SRHR-DCSK系统发送机结构。首先混沌信号发生器产生一段长度为 R 的混沌序列 $x_{i,k}$ 作为参考信号在第1个时隙内传输。然后将参考

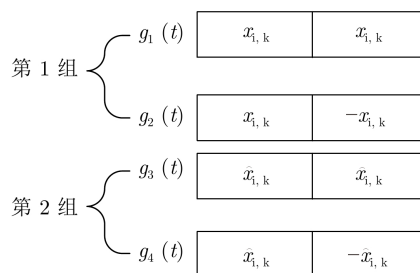


图1 正交混沌基信号集

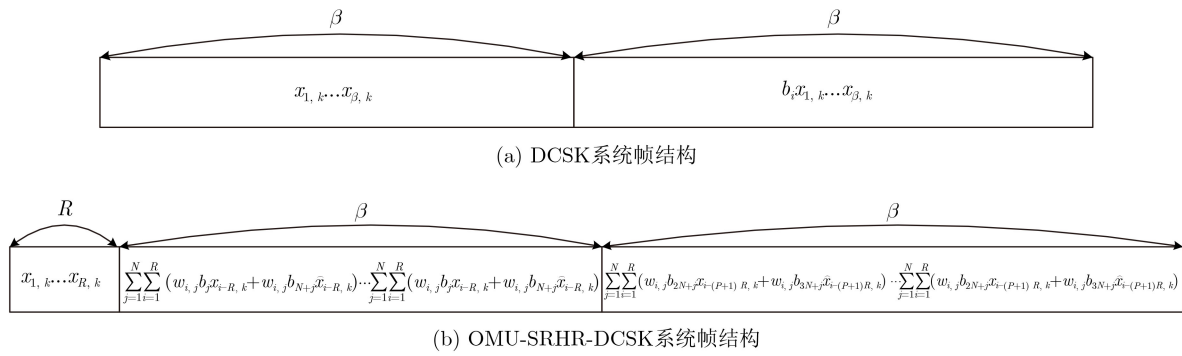
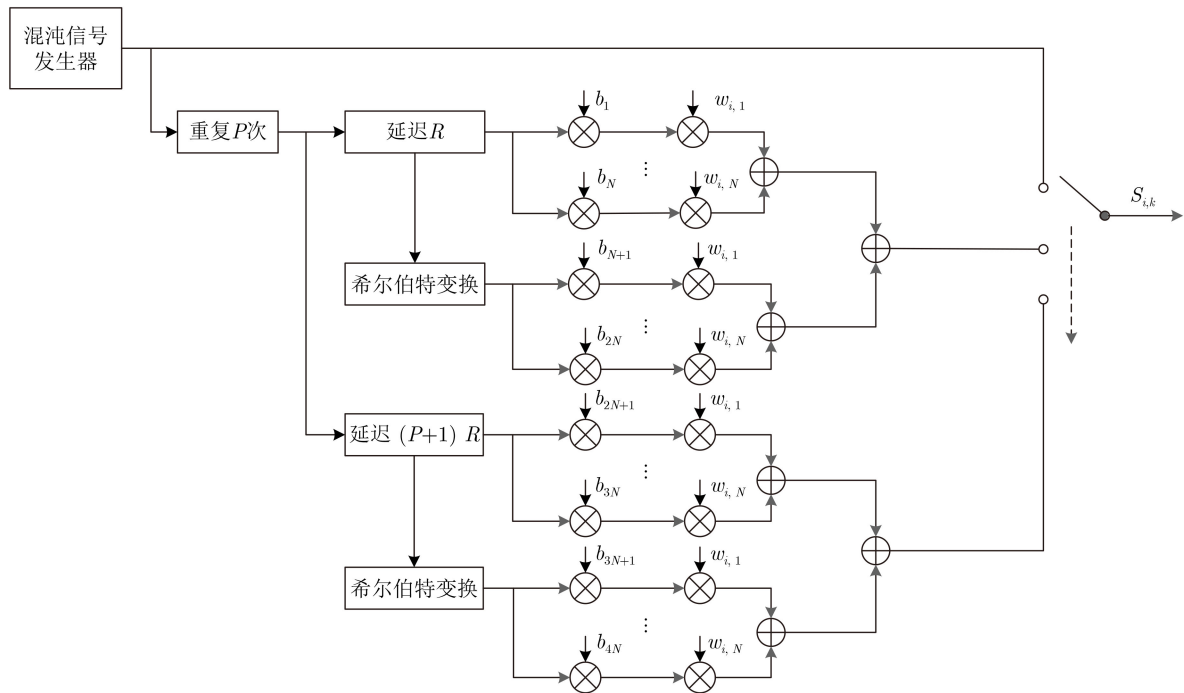
图2 OMU-SRHR-DCSK和DCSK系统第*k*帧结构对比图

图3 OMU-SRHR-DCSK系统发送端框图

信号重复 P 次得到长度为 β 的混沌序列，将其延迟 R 时间后通过希尔伯特变换将混沌信号分为两路来传输前 $2N$ 个用户信息，并给每个用户分别分配Walsh码 $w_{i,j} (j = 1, 2, \dots, N)$ ，最后用加法器将每路的 N 个用户信息加和在第2个时隙内传输。同理，将其延

迟 $(P+1)R$ 时间后通过希尔伯特变换将混沌信号分为两路来传输后 $2N$ 个用户信息，并给每个用户分别分配Walsh码 $w_{i,j}$ ，然后用加法器将每路的 N 个用户信息加和在第3个时隙内传输。系统第 k 帧内发送信号 $s_{i,k}$ 的表达式为

$$s_{i,k} = \begin{cases} x_{i,k}, & 0 < i \leq R \\ \sum_{j=1}^N (w_{i,j} b_j x_{i-R,k} + w_{i,j} b_{N+j} \widehat{x}_{i-R,k}), & R < i \leq (P+1)R \\ \sum_{j=1}^N (w_{i,j} b_{2N+j} x_{i-(P+1)R,k} + w_{i,j} b_{3N+j} \widehat{x}_{i-(P+1)R,k}), & (P+1)R < i \leq (2P+1)R \\ x_{i-R,k} \equiv x_{0,k}, & \text{mod}(R) \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可求得，OMU-SRHR-DCSK系统平均比特能量 E_b 为

$$E_b = (1 + 4NP)RT_c E(x_{i,k}^2) / 4N \quad (3)$$

图4为OMU-SRHR-DCSK系统接收端框图。

以解调第 k 帧第 u ， $N + u(2N + u, 3N + u)$ 用户为例，其中解调 $b_u, b_{N+u}(b_{2N+u}, b_{3N+u})$ 的原理如下：解调端将接收到的信号 $r_{i,k}$ 与对应Walsh码 $w_{i,u}$ 相乘，再分别与延迟 R 后的参考信号 $r_{i-R,k}$ 和延迟 R 并经过希尔伯特变换后的信号 $\widehat{r}_{i-R,k}$ 分别进行 P 次相

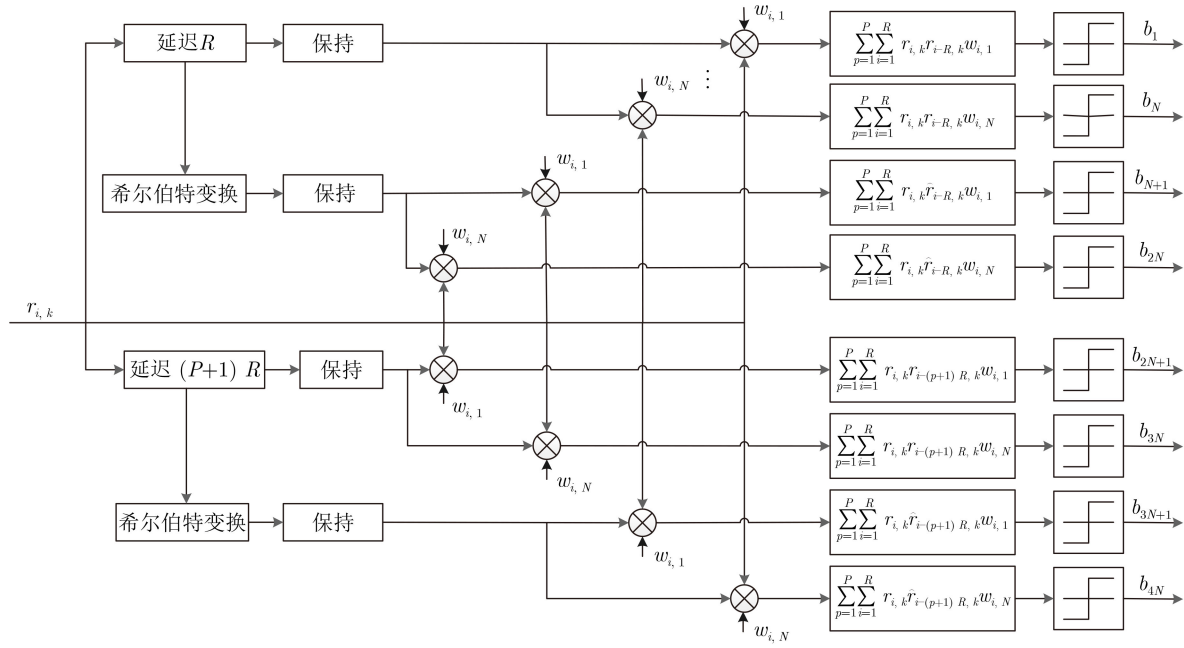


图4 OMU-SRHR-DCSK系统接收端框图

关运算,最后通过门限判决解调出信息信号 b_u 和 b_{N+u} 。同理分别与延迟 $(P+1)R$ 后的信号 $r_{i-(P+1)R,k}$ 和延迟 $(P+1)R$ 并经过希尔伯特变换后的信号 $\widehat{r}_{i-(P+1)R,k}$ 分别进行 P 次相关运算,最后通过门限判决解调出信息信号 b_{2N+u} 和 b_{3N+u} 。则该系统第 k 帧第 u , $N+u$ ($2N+u$, $3N+u$)用户的相关器输出值 Z_u, Z_{N+u} (Z_{2N+u}, Z_{3N+u})表示为

$$\left. \begin{aligned} Z_u &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R r_{i,k} r_{i-R,k} w_{i,u} \\ Z_{N+u} &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R r_{i,k} \widehat{r}_{i-R,k} w_{i,u} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_{2N+u} &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R r_{i,k} r_{i-(P+1)R,k} w_{i,u} \\ Z_{3N+u} &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R r_{i,k} \widehat{r}_{i-(P+1)R,k} w_{i,u} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

根据式(6)和式(7)的判决准则,可恢复出信息信号 b_u, b_{N+u} (b_{2N+u}, b_{3N+u})。

$$\left. \begin{aligned} b_u &= \begin{cases} -1, & Z_u < 0 \\ +1, & Z_u \geq 0 \end{cases} \\ b_{N+u} &= \begin{cases} -1, & Z_{N+u} < 0 \\ +1, & Z_{N+u} \geq 0 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} b_{2N+u} &= \begin{cases} -1, & Z_{2N+u} < 0 \\ +1, & Z_{2N+u} \geq 0 \end{cases} \\ b_{3N+u} &= \begin{cases} -1, & Z_{3N+u} < 0 \\ +1, & Z_{3N+u} \geq 0 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

3 OMU-SRHR-DCSK系统传输效率、能量效率和安全性能分析

分别计算OMU-SRHR-DCSK系统和DCSK系统的传输速率 $R_{\text{OMU-SRHR-DCSK}} = 4N/((R+2\beta)T_c)$ 和 $R_{\text{DCSK}} = 1/(2\beta T_c)$,代入式(8)中,得到OMU-SRHR-DCSK系统相对于DCSK系统传输速率提升百分比 R_d 。OMU-SRHR-DCSK系统和DCSK系统的平均比特能量 $E_{b,\text{OMU-SRHR-DCSK}} = ((1+4NP) \cdot RT_c E(x_{i,k}^2))/4N$ 和 $E_{b,\text{DCSK}} = 2\beta T_c E(x_{i,k}^2)$,代入式(9)中,得到OMU-SRHR-DCSK系统相对DCSK系统比特能量节约百分比 E_B 。

$$\begin{aligned} R_d &= \frac{R_{\text{OMU-SRHR-DCSK}} - R_{\text{DCSK}}}{R_{\text{DCSK}}} \times 100\% \\ &= \frac{8N\beta - (R+2\beta)}{R+2\beta} \times 100\% \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} E_B &= \frac{E_{b,\text{DCSK}} - E_{b,\text{OMU-SRHR-DCSK}}}{E_{b,\text{DCSK}}} \times 100\% \\ &= \frac{4N\beta - R}{8N\beta} \times 100\% \end{aligned} \quad (9)$$

图5和图6分别为 $[N, \beta] = [2, 128], [4, 128]$ 时传输速率提升百分比 R_d 和比特能量节约百分比 E_B 的仿真图。曲线表明,OMU-SRHR-DCSK系统相比DCSK系统,由于缩短了参考信号的长度,节约了系统比特能量,并且使传输速率有了极大地提升。从式(8)和式(9)可知,当 $R = \beta$ 时, R_d 和 E_B 只与用户数 $4N$ 有关。

图7和图8分别为DCSK系统和OMU-SRHR-

DCSK系统 $N=2$ 时的平方幅度谱对比图。图7中，由于DCSK系统的参考信号和数据承载信号同相或反相，相似性极高，因此归一化比特频率为奇数

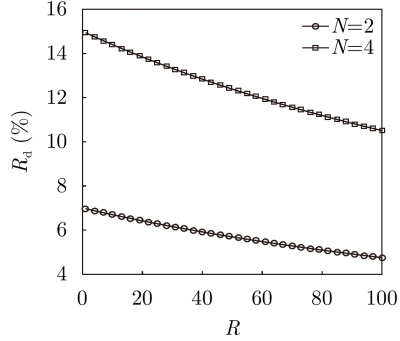


图5 传输速率提升百分比

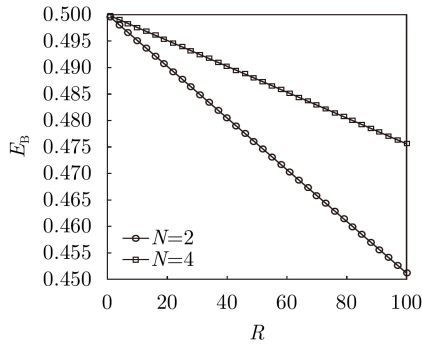


图6 比特能量节约百分比

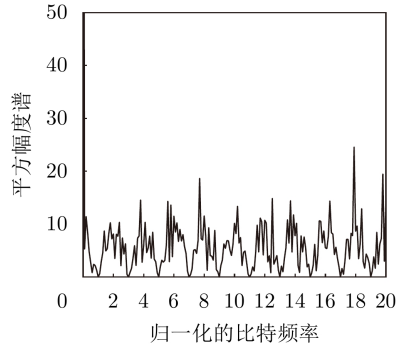


图7 DCSK的平方幅度谱图

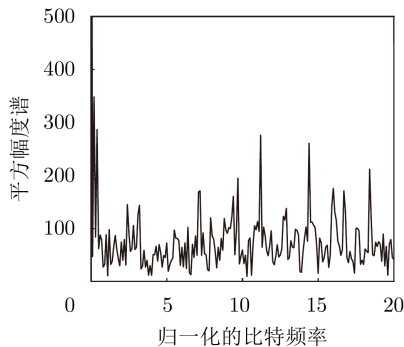


图8 OMU-SRHR-DCSK的平方幅度谱

时，其平方幅度谱数值近似为零，安全性较差，用户信息在传输时容易被泄露。由于OMU-SRHR-DCSK系统传输的是 $4N$ 个相互正交的信息信号的加和，与参考信号没有相似性，且参考时隙与信息时隙所占比例不相等，因此该系统传输的信息不易被侦破。图8中频谱所表现的类噪声性，也证明了该系统具有良好的保密性。

4 OMU-SRHR-DCSK系统性能分析

OMU-SRHR-DCSK系统采用2阶Logistic混沌映射产生混沌序列，并对其进行归一化处理，使生成的混沌信号的比特能量恒定。2阶Logistic混沌映射方程为

$$x_{i+1} = 1 - 2x_{i,k}^2, \quad x_{i,k} \in (-1, +1) \quad (10)$$

其中， $E[x_i] = 0$, $E[x_i^2] = 1$, $\text{Var}[x_i] = 1$, $\text{Var}[x_i^2] = 0$ 。

由于高斯近似法在扩频因子较大的情况下，系统接收端输出判决变量中各项均服从高斯分布，解调时可得到较为精确的分析结果。且多径瑞利衰落信道(Rayleigh Fading Channel, RFC)更符合信号实际传输的信道。因此OMU-SRHR-DCSK系统采用高斯近似(Gaussian Approximation, GA)法^[18]在多径RFC信道传输模型下，对其BER公式进行分析和推导。图9为多径RFC信道模型，AWGN信道是多径RFC的特例，假设多径RFC信道的延迟时间间隔远远小于符号间隔，可忽略符号间干扰的影响。

$s_{i,k}$ 经图9的信道传输后，接收端信号 $r_{i,k}$ 表示为

$$r_{i,k} = \sum_{l=1}^L \alpha_l s_{i-\tau_l,k} + n_{i,k} \quad (11)$$

其中， L 是信道衰落路径数， α_l 和 τ_l 分别是第 l 条路径的衰落因子和信道延迟。 $n_{i,k}$ 是均值为0且方差为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声， $x_{i,k}$ 和 $n_{i,k}$ 互不相关，且当 $i \neq j$ 时， $n_{i,k}$ 和 $n_{i,j}$ 两者相互独立。

由于第 k 帧第 u 个用户，第 $N+u$ 、 $2N+u$ 、 $3N+u$ 个用户的解调方式相同，所以以第 u 个用户为例，分析和推导OMU-SRHR-DCSK系统BER公式。则相关运算器输出值 Z_u 的表达式为

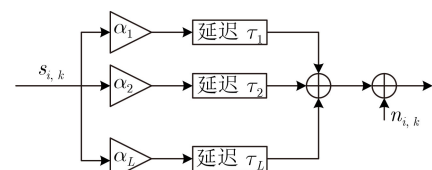


图9 多径RFC信道模型

$$\begin{aligned}
Z_u &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R r_{i,k} r_{i-R,k} w_{i,u} \\
&= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R \left(\left(\sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^N \alpha_l \left(w_{i,j} b_j x_{i-R-\tau_l,k} + w_{i,j} b_{N+j} \widehat{x}_{i-R-\tau_l,k} \right) + n_{i,P,k} \right) \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-R-\tau_l,k} + n_{i-R,k} \right) \right) w_{i,u} \\
&= A + B + C
\end{aligned} \tag{12}$$

由Logistic映射的自相关瓣为零、希尔伯特变换的良好正交性以及Walsh码的正交性, 则

$$A = \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 b_u x_{i-R-\tau_l,k}^2 \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
B &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R \left(\begin{aligned} &\sum_{l=1}^L \sum_{j=1, j \neq u}^N \alpha_l^2 w_{i,j} b_j x_{i-R-\tau_l,k} x_{i-R-\tau_l,k} w_{i,u} + \sum_{l=1}^L \alpha_l b_u x_{i-R-\tau_l,k} n_{i-R,k} \\ &+ \sum_{l=1}^L \alpha_l b_{N+u} \widehat{x}_{i-R-\tau_l,k} n_{i-R,k} + \sum_{l=1}^L \sum_{j=1, j \neq u}^N \alpha_l w_{i,j} b_j x_{i-R-\tau_l,k} n_{i-R,k} w_{i,u} \\ &+ \sum_{l=1}^L \sum_{j=1, j \neq u}^N \alpha_l w_{i,j} b_{N+j} \widehat{x}_{i-R-\tau_l,k} n_{i-R,k} w_{i,u} + \sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-R-\tau_l,k} n_{i,P,k} w_{i,u} \end{aligned} \right) \tag{14}
\end{aligned}$$

$$C = \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R n_{i,P,k} n_{i-R,k} w_{i,u} \tag{15}$$

由高斯近似法可知式(12)中的每一项都服从高斯分布, 则计算式(12)的均值和方差分别为

$$E[Z_u] = E[A] + E[B] + E[C] = \frac{4NP}{4NP+1} \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 E_b \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
\text{Var}[Z_u] &= \text{Var}[A] + \text{Var}[B] + \text{Var}[C] + 2\text{Cov}[A,B] + 2\text{Cov}[A,C] + 2\text{Cov}[B,C] \\
&= \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \frac{2NP(1+2NP)}{1+4NP} E_b N_0 + \frac{N_0^2}{4} PR
\end{aligned} \tag{17}$$

$$\text{BER}[Z_u] = \frac{1}{2} \Pr(Z_u < 0 | b_u = +1) + \frac{1}{2} \Pr(Z_u \geq 0 | b_u = -1) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_u]|}{\sqrt{2\text{Var}[Z_u]}} \right) \tag{18}$$

其中, $\text{Cov}[A,B] = \text{Cov}[A,C] = \text{Cov}[B,C] = 0$, $E[\cdot]$ 为期望运算, $\text{Var}[\cdot]$ 为方差运算, $\text{erfc}(\cdot)$ 是互补误差函数, $\text{erfc}(x) = 2 \int_x^\infty e^{-\mu^2} d\mu / \sqrt{\pi}$ 。将式(16)和式(17)代入式(18)中, 计算得到第 k 帧第 u 用户的BER公式为

$$\text{BER}[Z_u] = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{(1+2NP)(1+4NP)}{4NP \sum_{l=1}^L \alpha_l^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{(1+4NP)^2 R}{32N^2 P \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \tag{19}$$

同理, 第 $N+u(2N+u, 3N+u)$ 用户的BER公式和式(19)相同。则OMU-SRHR-DCSK系统在多径RFC信道下的瞬时BER公式为

$$\text{BER}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{(1+2NP)(1+4NP)}{4NP \sum_{l=1}^L \alpha_l^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{(1+4NP)^2 R}{32N^2 P \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \tag{20}$$

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

$$\text{BER}(\gamma_b) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{(1+2NP)(1+4NP)}{4NP\gamma_b} + \frac{(1+4NP)^2 R}{32N^2 P \gamma_b^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (21)$$

对与 L 条路径间相互独立且各路径平均信道增益相等的多径RFC信道, γ_b 的瞬时概率密度函数为

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

其中, $l = 1, 2, \dots, L$, $\bar{\gamma}_l$ 为第 l 条路径的平均信道增益。

$$\overline{\text{BER}} = \int_0^\infty \text{BER}(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left(\left(\frac{(1+2NP)(1+4NP)}{4NP\gamma_b} + \frac{(1+4NP)^2 R}{32N^2 P \gamma_b^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right) f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (24)$$

令 $\alpha_1 = 1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_L = 0$, $\gamma_b = E_b/N_0$, AWGN信道下的BER公式表示为

$$\text{BER}_{\text{AWGN}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{(1+2NP)(1+4NP)}{4NP} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{(1+4NP)^2 R}{32N^2 P} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (25)$$

5 系统仿真结果和分析

本节对OMU-SRHR-DCSK系统在AWGN信道和多径RFC信道下分别作了仿真分析, 为保证仿真结果的准确性, 仿真值的采样点数均是在 10^6 下取平均得到。

5.1 AWGN信道下的误码性能分析

图10为当各参数值设为 $[N, P, R] = [1, 2, 128]$, $[2, 2, 128]$ 时, BER随 E_b/N_0 变化的仿真图。从图中可看出系统理论值与仿真值相一致, 证明了公式(29)

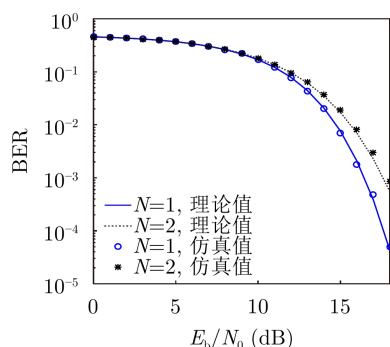


图 10 N 不同, BER随 E_b/N_0 变化曲线

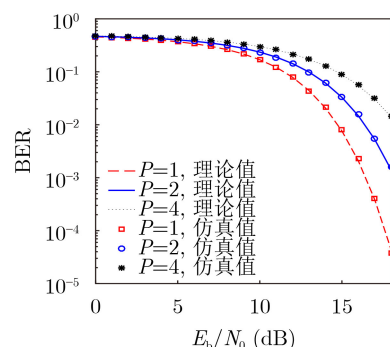


图 11 P 不同, BER随 E_b/N_0 变化曲线

益。 $\bar{\gamma}_l$ 的表达式为

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

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

推导的正确性。图10表明, 在 E_b/N_0 一定的情况下, BER随用户数的增加而增大, BER性能变差。这是由于 N 的增大使得噪声干扰项增多, 噪声干扰项方差随之变大。在 P 和 R 一定的情况下, 当 $E_b/N_0 < 10\text{dB}$ 时, 不同 N 值对应的BER值几乎相等; 当 $E_b/N_0 > 11\text{dB}$ 时, 不同 N 值对应的BER差值随信噪比的增大逐渐增大, 即曲线纵向间隔逐渐变大。

图11为当各参数值设为 $[N, P, R] = [2, 1, 256]$, $[2, 2, 256]$, $[2, 4, 256]$ 时, BER随 E_b/N_0 变化的仿真图。图11表明, 在 N 和 R 一定的情况下, 当 $E_b/N_0 < 6$ 时, 随着 P 的增加, 系统BER值几乎保持不变; 当 $E_b/N_0 > 8$ 时, 随 P 的增加, BER间的差值随着信噪比的增大逐渐增大。由此可得, E_b/N_0 较小时, P 值的变化只会引起BER性能曲线发生微小的变化, 而 E_b/N_0 大于某一特定值时, 参数 P 的变化是决定BER性能的主要因素。相对于用户数的增大对BER性能的影响, 重复次数增大所导致的误码性能恶化程度更大。

图12为各参数值设为 $[N, P, R] = [2, 2, 64]$,

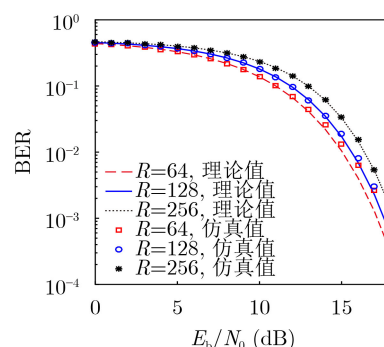


图 12 R 不同, BER随 E_b/N_0 变化曲线

[2, 2, 128], [2, 2, 256]时, 系统的BER随 E_b/N_0 变化的仿真图。图12表明, 在 N 和 P 一定的情况下, 随着 R 的增大, 系统的BER性能发生恶化, 且随着信噪比的增大, BER恶化的程度没有重复次数增大所导致的恶化程度大; 在 R 较小时, 系统的理论值与仿真值在信噪比较大时有一定的差别, 这是由于当扩频因子较小时式(14)的各项并不完全服从高斯分布。即当 $R=64$ 时, 理论值与仿真值在 E_b/N_0 较大时BER会出现偏差。

图13和图14为不同 E_b/N_0 下 N 和 P 变化对系统的BER影响的仿真图。图13和图14表明, 在 N 和 P 分别一定的情况下, E_b/N_0 大的系统的BER性能远优于 E_b/N_0 小的系统的BER性能。系统的BER值随 R 增大逐渐增大, 由于 R 的增大, 用户间干扰项增多, 导致BER性能变差。图13显示, 对于相同 E_b/N_0 不同 N 的情况下, BER值会随 R 增大最后将均趋于同一定值, 而图14显示, 对于相同 E_b/N_0 不同 P 的情况下, BER值随 R 增大最后将趋于不同定值。

图15为在AWGN信道中不同系统的BER性能对比图。假设所有系统的 β 值和传输的比特数均相等。图15表明, 在 $E_b/N_0 < 9$ dB时, OMU-SRHR-DCSK, SRMR-DCSK, HMU-DCSK和FDM-HEDCSK的误码率基本相等, 而在 $E_b/N_0 > 9$ dB时, OMU-SRHR-DCSK系统的误码性能最佳, 且

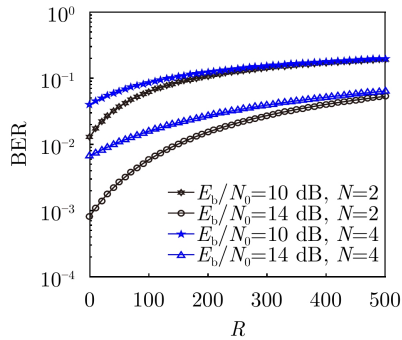


图 13 不同 N 和 E_b/N_0 , BER随 R 的变化曲线

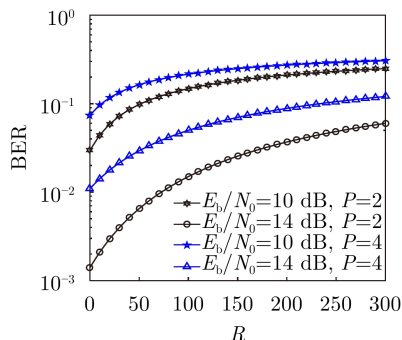


图 14 不同 P 和 E_b/N_0 , BER随 R 变化曲线

随着 E_b/N_0 的增加, 误码性能的优越性相比于其他3个系统越明显。且从表1中可以看出, 在 $N=1$ 时, 传输速率OMU-SRHR-DCSK系统远优于传统多用户短参考SRMR-DCSK和长参考HMU-DCSK系统, 但略低于FDM-HEDCSK, 能量效率OMU-SRHR-DCSK最优; 而在 $N>1$ 时, OMU-SRHR-DCSK系统的传输速率和能量效率均远优于SRMR-DCSK, HMU-DCSK和FDM-HEDCSK。

5.2 Rayleigh衰落信道下误码性能分析

本小节对OMU-SRHR-DCSK系统在两径Rayleigh衰落信道中进行BER性能分析, 主要分析以下两种情况下的BER性能仿真曲线。

情况1: 两条独立路径增益相等, 各路径平均能量增益分别为 $E(\alpha_1^2) = E(\alpha_2^2) = 1/2$ 。

情况2: 两条独立路径增益不相等, 各路径平均能量增益分别为 $E(\alpha_1^2) = 1/11$, $E(\alpha_2^2) = 10/11$ 。

图16为在两径Rayleigh衰落信道中不同系统的

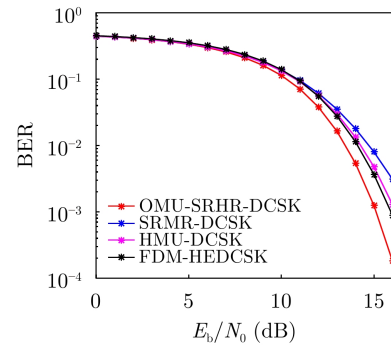


图 15 不同系统在AWGN信道中误码性能对比

表 1 OMU-SRHR-DCSK, SRMR-DCSK, HMU-DCSK和FDM-HEDCSK系统的传输速率和能量效率

系统	传输速率(R)	能量效率(EE)
OMU-SRHR-DCSK	$4N/(R+2\beta)$	$4N\beta/(R+4N\beta)$
SRMR-DCSK	$N/(R+\beta)$	$N\beta/(R+N\beta)$
HMU-DCSK	N/β	$2N/(1+2N)$
FDM-HEDCSK	$2/\beta$	$1/2$

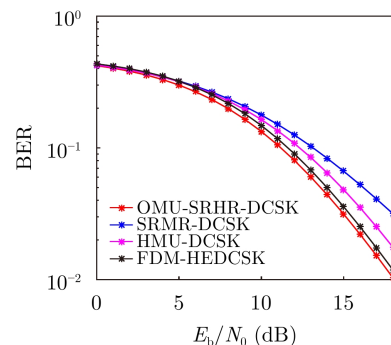


图 16 不同系统在两径RFC信道中误码性能对比

BER性能对比图。假设所有系统的 β 值和传输的信息比特数均相等。从图16中可以看出,在 E_b/N_0 较大时,OMU-SRHR-DCSK系统的误码率性能优于SRMR-DCSK, HMU-DCSK和FDM-HEDCSK系统,仿真对比结果和AWGN信道下的一致。Rayleigh衰落信道中的误码率变化比较平缓,没有AWGN信道中的陡峭,说明OMU-SRHR-DCSK系统的抗信道衰落能力更强。

图17为不同 R 时OMU-SRHR-DCSK系统在两种不同情况下的BER性能对比图。图17表明,在 R 一定的情况下,等增益路径下的BER性能均比非等增益路径下的BER性能好。对于同一种情况, R 小的BER性能更加良好。这主要是因为, R 越大,系统的用户间干扰越多,导致BER性能越差。

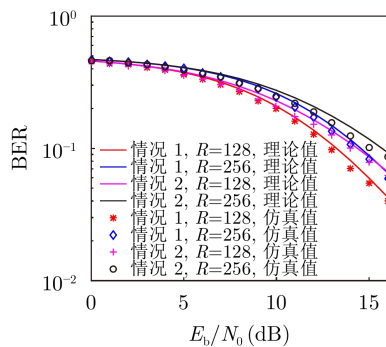


图 17 OMU-SRHR-DCSK系统在两种增益下的性能对比

6 结束语

OMU-SRHR-DCSK系统通过缩短参考信号长度节约能量,利用希尔伯特变换和Walsh码良好的正交性,使系统在一帧内多传输 $2N$ 个信息比特,同时也消除了用户间干扰。在提高传输速率和能量效率的同时,也弥补了缩短参考信号所导致信噪比降低造成BER性能恶化的影响。该系统所具有的高安全性适合用于多用户保密通信系统中。系统通过引入希尔伯特变换器件,重新设计了系统结构,虽然增加了系统的复杂度,但相比于传统多用户SR-DCSK系统,其传输速率与能量效率均有很大提升。该系统所表现良好的特性为其应用于实际中提供了理论基础与参考价值。此外,国内外学者还未提出载波调制技术与多用户SR-DCSK系统相结合的通信系统,下一步将会结合载波调制技术研究其对多用户短参考系统性能的影响。

参考文献

[1] 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](https://doi.org/10.1109/TCSII.2012.2198982).
 [2] 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](https://doi.org/10.1109/TCSII.2017.2697456).
 [3] BAO Jiayu, XU Weikai, WANG Lin, et al. Performance analysis and sub-carriers power allocation for MC-QCSK[C]. International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), Nanjing, China, 2015: 1–5. doi: [10.1109/WCSP.2015.7341173](https://doi.org/10.1109/WCSP.2015.7341173).
 [4] LIU Zhaofeng, ZHANG Lin, WU Zhiqiang, et al. A secure and robust frequency and time diversity aided OFDM-DCSK modulation system not requiring channel state information[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(3): 1684–1697. doi: [10.1109/TCOMM.2019.2951512](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2019.2951512).
 [5] KADDOUM G, TRAN H V, KONG Long, 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](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2016.2619707).
 [6] CAI Guofa, FANG Yi, HAN Guojun, et al. A new hierarchical M -ary DCSK communication system: Design and analysis[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 17414–17424. doi: [10.1109/ACCESS.2017.2740973](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2740973).
 [7] 贺利芳, 吴雪霜, 张天骐. 正交多载波降噪声差分混沌键控通信系统[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(4): 1120–1128. doi: [10.11999/JEIT200068](https://doi.org/10.11999/JEIT200068).
 HE Lifang, WU Xueshuang, and ZHANG Tianqi. Quadrature multicarrier noise reduction differential chaos shift keying system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(4): 1120–1128. doi: [10.11999/JEIT200068](https://doi.org/10.11999/JEIT200068).
 [8] TALEB F, BENDIMERAD F T, and ROVIRAS D. Very high efficiency differential chaos shift keying system[J]. *IET Communications*, 2016, 10(17): 2300–2307. doi: [10.1049/iet-com.2016.0411](https://doi.org/10.1049/iet-com.2016.0411).
 [9] QUYEN N X. On the study of a quadrature DCSK modulation scheme for cognitive radio[J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2017, 27(9): 1750135. doi: [10.1142/S0218127417501358](https://doi.org/10.1142/S0218127417501358).
 [10] 张琳, 徐位凯, 王琳, 等. 码复用差分混沌键控性能分析与同步算法[J]. 重庆邮电大学学报: 自然科学版, 2016, 28(3): 330–336. doi: [10.3979/j.issn.1673-825X.2016.03.008](https://doi.org/10.3979/j.issn.1673-825X.2016.03.008).
 ZHANG Lin, XU Weikai, WANG Lin, et al. Performance analysis and synchronization algorithm for CS-DCSK system[J]. *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications: Natural Science Edition*, 2016, 28(3): 330–336. doi: [10.3979/j.issn.1673-825X.2016.03.008](https://doi.org/10.3979/j.issn.1673-825X.2016.03.008).
 [11] 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).
- [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, RICHARDSON F D, and 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. doi: [10.1109/TCOMM.2013.071013.130225](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2013.071013.130225).
- [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] WANG Shaonan, LIU Yingjie, and Ma Weijiao. Design of a novel frequency division scheme for DCSK chaos communication system[C]. International Conference on Information Management, Chengdu, China, 2017: 317–321. doi: [10.1109/INFOMAN.2017.7950400](https://doi.org/10.1109/INFOMAN.2017.7950400).
- [16] 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](https://doi.org/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](https://doi.org/10.11999/JEIT180110).
- [17] CAI Guofa, WANG Lin, and CHEN Guanrong. Capacity of the non-coherent DCSK system over Rayleigh fading channel[J]. *IET Communications*, 2016, 10(18): 2663–2669. doi: [10.1049/iet-com.2016.0487](https://doi.org/10.1049/iet-com.2016.0487).
- [18] 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*, 2002, 47(12): 1684–1691. doi: [10.1109/81.899920](https://doi.org/10.1109/81.899920).
- 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.
- 许可蓉: 女, 1997年生, 硕士生, 研究方向为混沌保密通信.
- 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.

责任编辑: 陈 倩