

正交多用户短参考差分混沌移位键控通信系统性能分析

贺利芳 吴雪霜* 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系统传输速率和能量效率低的缺点, 该文提出一种正交多用户短参考差分混沌移位键控(OMU-SR-DCSK)通信系统。系统将参考信号长度缩短为每个信息承载信号长度的 $1/P$, 并在参考时隙后增加了两路连续的信息时隙, 每个信息时隙内, N 个用户信息在Walsh码正交特性作用下同时传输, 利用Walsh码的正交特性可完全消除用户间干扰, 从而改善系统误码性能。推导了OMU-SR-DCSK在加性高斯白噪声(AWGN)信道和Rayleigh衰落信道下的理论比特误码率(BER)公式并进行了仿真。仿真结果和理论推导的吻合证明了理论推导的正确性, 从而为OMU-SR-DCSK应用于多用户串行传输系统提供了理论依据。

关键词: 混沌通信; 多用户; 差分混沌移位键控; 传输速率; Walsh码; 误码率

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)10-2445-09

DOI: 10.11999/JEIT190778

Performance Analysis of Orthogonal Multiuser Short Reference Differential Chaos Shift Keying Communication System

HE Lifang WU Xueshuang ZHANG Tianqi

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

Abstract: An Orthogonal MultiUser Short Reference Differential Chaos Shift Keying (OMU-SR-DCSK) communication system is proposed to overcome the dominant drawbacks of DCSK system relating to low transmission rate and energy efficiency. The proposed system shortens the reference signal to $1/P$ of information bearing signal. Two consecutive information time slots are added after the reference time slot. Due to the excellent features of Walsh codes, the system sends information from N users in one information time slot. Meanwhile, the use of orthogonality of the Walsh code eliminates completely intra-signal interference and enhances the performance of Bit Error Rate (BER) better. The theoretical BER formula of OMU-SR-DCSK over Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel and Rayleigh fading channel are derived and simulations are carried out respectively. The coincidence between the simulation results and the theoretical derivations proves the correctness of the theoretical derivation, providing a theoretical basis for the application of OMU-SR-DCSK to multiuser serial transmission system.

Key words: Chaotic communication; Multiuser; Differential Chaos Shift Keying (DCSK); Transmission rate; Walsh code; Bit Error Rate (BER)

1 引言

20世纪90年代, 混沌同步现象首次被发现存在于两个耦合的系统中, 这一突破性的发现为混沌理论应用于通信领域奠定了基础。此后, 国内外众多

学者开始研究混沌理论在通信领域的应用, 混沌通信技术成为非线性动力学系统中的一个重要应用分支。混沌信号产生方式简单, 具有初始条件极度敏感性、优良的频谱特性、高度随机性、非周期性以及良好的自(互)相关性等特性^[1,2], 在保密通信中具有较大应用价值^[3-6]。

Kolumban等人于1996年提出第1种非相干混沌数字解调技术——差分混沌移位键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)技术; 后又针对DCSK中发送信号比特能量不恒定的问题, 提出调频DCSK(Frequency Modulated DCSK, FM-DCSK)技

收稿日期: 2019-10-09; 改回日期: 2020-06-03; 网络出版: 2020-06-26

*通信作者: 吴雪霜 3319154122@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金(61771085, 61371164), 重庆市教育委员会科研项目(KJQN201900601, KJ1600407)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771085, 61371164), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJQN201900601, KJ1600407)

术。DCSK和FM-DCSK都采用传输参考(Transmitted-Reference, T-R)模式, 分时隙发送参考信号和信息信号, 因此具有较好的误码性能, 但也造成了系统的传输速率极低^[7,8]。针对传输速率低的缺点, 文献[9–12]以DCSK和FM-DCSK为基础提出改进方案, 虽提高了传输速率, 但也增加了系统复杂度。文献[13]以高效差分混沌移位键控(High Efficiency Differential Chaos Shift Keying, HE-DCSK)系统为基础进行改进, 提出VHE-DCSK(Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying)系统, 将信息信号延迟不同时间从而实现多用户传输。文献[14]提出多载波差分混沌移位键控(MultiCarrier Differential Chaos Shift Keying, MC-DCSK)系统, 通过使用多个不同中心频率的载波来实现信息比特的并行传输。文献[15]提出短参倍速差分混沌键控(Short Reference Multifold Rate Differential Chaos Shift Keying, SRMR-DCSK)系统, 增加单个信息时隙内传输的比特数用于提升系统的传输速率。

Walsh码具有良好的正交特性和产生方式简单等优点, 且Walsh码的引入不会过多地增加系统复杂度。为有效提升传输速率和能量效率, 本文结合Walsh码的优良特性, 提出一种OMU-SR-DCSK系统, 将参考时隙缩短为信息时隙的 $1/P$, 并在参考时隙后增加两路连续的信息时隙, 使得系统发送一帧共可传输 $2N$ bit用户信息, Walsh码保证用户间完全正交, 完全消除了相关运算时产生的用户间干扰, 改善了系统误码性能。

2 OMU-SR-DCSK系统原理

Hadamard矩阵中只包含“+1”和“-1”两种元素, Walsh函数码是一组同步正交码, 故可由 2^n 阶Hadamard矩阵产生, 码序列构造为^[16]

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

式(1)中, $n = 0, 1, \dots$, $\mathbf{W}_{2^0} = [1]$ 。矩阵的每行代表一个长度 P 的Walsh码序列, $P = 2^n$ 。

图1为DCSK和OMU-SR-DCSK系统第 k 帧结构对比图。相比于DCSK系统, OMU-SR-DCSK系统将参考信号长度缩短为 $R(R = \beta/P)$, 有效节省了时间和能量, 其中, 将扩频因子 β 定义为比特周期 T_b 和码片周期 T_c 的比值, 为便于后文理论公式的推导, 取 $T_c = 1$; 此外, 还将信息时隙由1路扩展为2路, 每个信息时隙内, 用户之间乘以不同的Walsh码 $w_{i,j}$ 加以区分, 使得系统发送1帧共可传输 $2N$ bit用户信息, 从而提高了传输速率和能量效率, Walsh码的引入消除了用户间干扰项, 改善了系统误码性能。

图2为OMU-SR-DCSK系统的发送机结构。首先由混沌信号发生器产生一段 R 长度的混沌序列 $x_{i,k}$, 经重复 P 次后, 其长度变为 β 。然后将这段长度为 β 的混沌序列延迟 R , 用于传输前 N 个用户的信息比特, 每个用户分别与 $w_{i,j}$ ($j = 1, 2, \dots, N$)相乘, 后由加法器将前 N 个用户信息加和在第1个信息时隙内传输; 同理, 将这段长度为 β 的混沌序列延迟 $(P+1)R$, 用于传输后 N 个用户的信息比特, 为每个用户分配一段Walsh码序列 $w_{i,j}$, 后将这 N 个用户信息加和在第2个信息时隙内传输。则第 k 帧的发送信号 $s_{i,k}$ 表达式为

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

式(2)中, $w_{i,j}$ 为第 j 和第 $N+j$ 个用户所乘的Walsh码序列, b_j 和 b_{N+j} 分别为第 j 和第 $N+j$ 个用户的信息比特, 由 $s_{i,k}$ 表达式计算平均比特能量 $E_{b, \text{OMU-SR-DCSK}}$ 为

$$E_{b, \text{OMU-SR-DCSK}} = (1 + 2NP)RT_c E(x_{i,k}^2) / (2N) \quad (3)$$

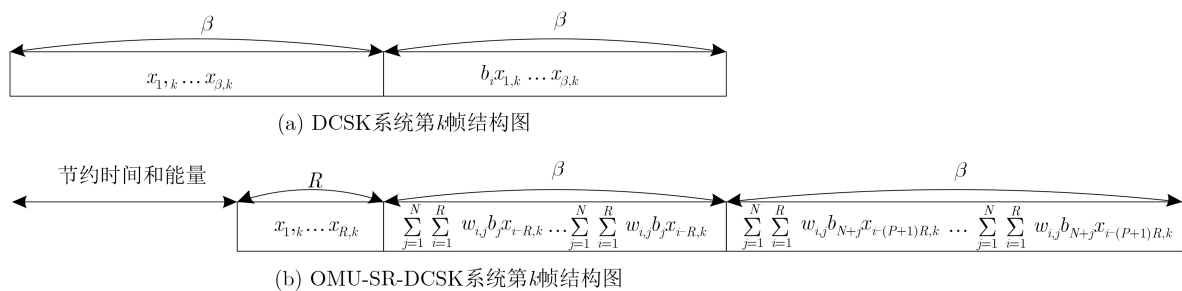


图1 OMU-SR-DCSK和DCSK系统第 k 帧结构对比图

图3为OMU-SR-DCSK的接收机结构。解调端将接收信号 $r_{i,k}$ 延迟 R ，用于分离出前 N 个用户信息的参考信号；同理，延迟 $(P+1)R$ 用于分离出后 N 个用户信息的参考信号；若要解调出信息比特 $b_u(b_{N+u})$ ，需将接收信号 $r_{i,k}$ 与对应的Walsh码 $w_{i,u}$ 相乘，再与参考信号进行 P 次相关运算，则第 k 帧第 $u(u=1,2,\dots,N)$ 个用户和第 $N+u$ 个用户的相关器输出值 Z_u 和 Z_{N+u} 表示为

$$Z_u = \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R r_{i,k} r_{i-R,k} w_{i,u} \quad (4)$$

$$Z_{N+u} = \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R r_{i,k} r_{i-(P+1)R,k} w_{i,u} \quad (5)$$

相关运算值 $Z_u(Z_{N+u})$ 经相关器输出后，再送入门限判决器进行判决，根据式(6)的判决准则，最终可恢复出信息信号 $b_u(b_{N+u})$ 。

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

3 OMU-SR-DCSK系统性能分析

2阶Chebyshev映射作为最常用的产生混沌序列的混沌映射方程之一，且利用该映射产生的混沌序列拥有良好的数学统计特性。因此，OMU-SR-DCSK系统采用2阶Chebyshev映射产生混沌序列 $x_{i,k}$ ，并将其归一化。归一化后的混沌序列其均值为0，方差为1。

多径Rayleigh衰落信道更接近于实际应用中的传输信道，因此采用两径Rayleigh衰落信道模型作为OMU-SR-DCSK系统信道模型，两径Rayleigh衰落信道模型如图4所示。

其中， $n_{i,k}$ 是均值为0，方差为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声， τ 是两个独立信道之间的延迟， α_1 和 α_2 代表两个独立的、服从Rayleigh分布的信道随机变量，其概率密度函数表示为

$$f(\alpha|\sigma) = (\alpha/\sigma^2)e^{-\alpha^2/(2\sigma^2)}, \quad \alpha > 0 \quad (7)$$

经图4中Rayleigh信道传输后，接收信号 $r_{i,k}$ 的表达式可表示为

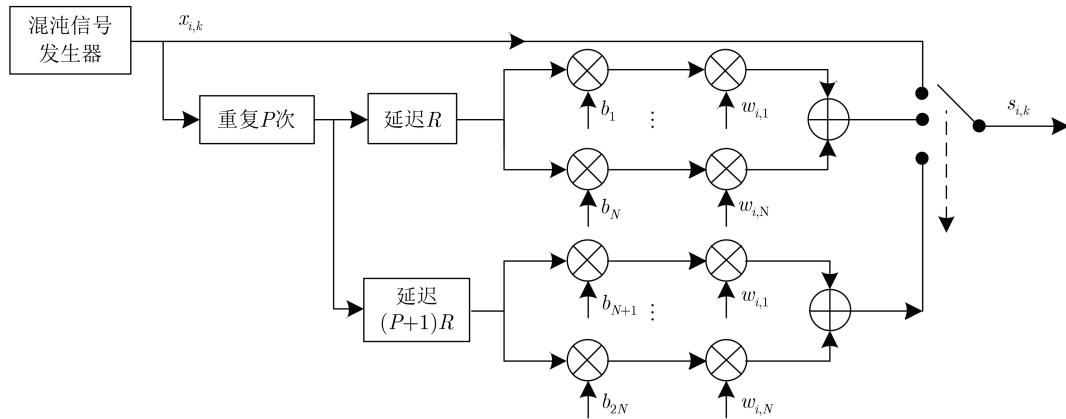


图2 OMU-SR-DCSK系统发送机结构

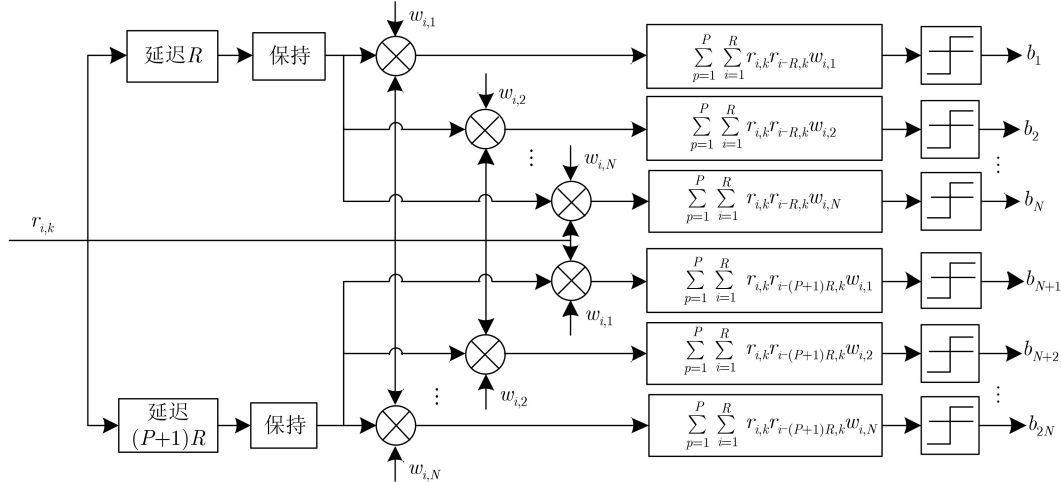


图3 OMU-SR-DCSK系统接收机结构

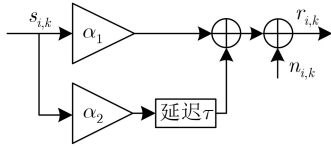


图4 两径Rayleigh衰落信道模型

$$r_{i,k} = \alpha_1 s_{i,k} + \alpha_2 s_{i-\tau,k} + n_{i,k} \quad (8)$$

由于第 k 帧第 u 个和第 $N+u$ 个用户的解调方式相同，故以解调第 k 帧第 u 个用户的信息比特为例，分析OMU-SR-DCSK系统理论BER公式的推导过程。则相关运算值 Z_u 的表达式可进一步表示为

$$\begin{aligned} Z_u &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R (r_{i,k} r_{i-R,k} w_{i,u}) \\ &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R \left(\left(\alpha_1 \sum_{j=1}^N w_{i,j} b_j x_{i-R,k} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \alpha_2 \sum_{j=1}^N w_{i,j} b_j x_{i-R-\tau,k} + n_{i,P,k} \right) \right. \\ &\quad \left. \cdot (\alpha_1 x_{i-R,k} + \alpha_2 x_{i-R-\tau,k} + n_{i-R,k}) w_{i,u} \right) \\ &= A + B + C \end{aligned} \quad (9)$$

$$A = \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R (\alpha_1^2 b_u x_{i-R,k}^2 + \alpha_2^2 b_u x_{i-R-\tau,k}^2) \quad (10)$$

$$B = \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R (n_{i,P,k} n_{i-R,k} w_{i,u}) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} C &= \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^R \left(\alpha_1 x_{i-R,k} n_{i,P,k} \right. \\ &\quad + \alpha_1^2 \sum_{j=1, j \neq u}^N w_{i,j} b_j x_{i-R,k} x_{i-R,k} w_{i,u} \\ &\quad + \alpha_2^2 \sum_{j=1, j \neq u}^N w_{i,j} b_j x_{i-R-\tau,k} x_{i-R-\tau,k} w_{i,u} \\ &\quad + \alpha_2 x_{i-R-\tau,k} n_{i,P,k} + \alpha_1 \alpha_2 \\ &\quad \cdot \sum_{j=1, j \neq u}^N w_{i,j} b_j x_{i-R,k} x_{i-R-\tau,k} w_{i,u} \\ &\quad + \alpha_1 \sum_{j=1}^N w_{i,j} b_j x_{i-R,k} n_{i-R,k} w_{i,u} \\ &\quad + \alpha_2 \sum_{j=1}^N w_{i,j} b_j x_{i-R-\tau,k} n_{i-R,k} w_{i,u} \\ &\quad + 2 \alpha_1 \alpha_2 b_u x_{i-R,k} x_{i-R-\tau,k} \\ &\quad \left. + \alpha_1 \alpha_2 \sum_{j=1, j \neq u}^N w_{i,j} b_j x_{i-R-\tau,k} x_{i-R,k} w_{i,u} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

假设Rayleigh衰落信道的延迟 τ 远远小于符号

间隔，忽略不计 τ 的影响，有 $\sum_{i=1}^R x_{i,k} x_{i-\tau,k} \approx 0$ ； $n_{i,k}$ 和 $n_{i,p,k}$ 具有相同的统计特性，都是均值为0、方差为 $N_0/2$ 的高斯白噪声，其瞬时值服从高斯分布； $n_{i,k}$ 和 $x_{i,k}$ 之间相互独立，且当 $i \neq j$ 时， $n_{i,k}$ 和 $n_{j,k}$ 之间也相互独立；系统等概率发送二进制信息“+1”和“-1”。

基于以上假设，当扩频因子足够大时， Z_u 近似服从高斯分布，故采用高斯近似法推导OMU-SR-DCSK在Rayleigh衰落信道和AWGN信道下的理论BER公式，对式(9)计算均值和方差得

$$E[Z_u] = E[A] + E[B] + E[C] = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) P R \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_u] &= \text{Var}[A] + \text{Var}[B] + \text{Var}[C] \\ &= \frac{1}{2} (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) (NP + 1) P R N_0 + \frac{1}{4} P R N_0^2 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{BER}[Z_u] &= \frac{1}{2} \Pr(Z_u < 0 | b_u = +1) \\ &\quad + \frac{1}{2} \Pr(Z_u \geq 0 | b_u = -1) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_u]|}{\sqrt{2 \text{Var}[Z_u]}} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

其中， $E[\cdot]$ 表示数学期望运算， $\text{Var}[\cdot]$ 表示方差运算， $\text{erfc}(x) = 2 \int_x^\infty e^{-\mu^2} d\mu / \sqrt{\pi}$ 为互补误差函数。将式(13)和式(14)代入式(15)，计算第 k 帧第 u 个用户的BER公式为

$$\begin{aligned} \text{BER}(Z_u) &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left[\frac{|E[Z_u]|}{\sqrt{2 \text{Var}[Z_u]}} \right] \right) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left[\frac{(NP + 1)(2NP + 1) \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1}}{2NP(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{(2NP + 1)^2 R}{8PN^2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

从而可得到OMU-SR-DCSK系统的瞬时BER公式为

$$\begin{aligned} \text{BER}(\alpha_1, \alpha_2) &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left[\frac{|E[Z_j]|}{\sqrt{2 \text{Var}[Z_j]}} \right] \right) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left[\frac{(NP + 1)(2NP + 1) \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1}}{2NP(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{(2NP + 1)^2 R}{8PN^2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

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(17)可进一步化简为

$$\text{BER}(\gamma_b) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left[\frac{(NP+1)(2NP+1)}{2NP} (\gamma_b)^{-1} + \frac{(2NP+1)^2 R}{8PN^2} (\gamma_b)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (18)$$

令 $\bar{\gamma}_1 = E[\gamma_1] = (E_b/N_0)E[\alpha_1^2]$, $\bar{\gamma}_2 = E[\gamma_2] = (E_b/N_0)E[\alpha_2^2]$, $\bar{\gamma}_1$ 和 $\bar{\gamma}_2$ 服从式(19)的卡方分布

$$f(\gamma) = e^{-\gamma/\bar{\gamma}}/\bar{\gamma}, \gamma \geq 0 \quad (19)$$

因此 $\gamma_b = \gamma_1 + \gamma_2$ 服从式(20)的卡方分布

$$f(\gamma_b) = \begin{cases} (e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_1} \gamma_b)/\bar{\gamma}_1^2, & E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] \\ (e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_1} - e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_2})/(\bar{\gamma}_1 - \bar{\gamma}_2), & E[\alpha_1^2] \neq E[\alpha_2^2] \end{cases} \quad (20)$$

由于信道参数是持续变化的, 因此采用式(21)得到OMU-SR-DCSK在Rayleigh衰落信道下的BER公式为

$$\begin{aligned} \text{BER} &= \int_0^\infty \text{BER}(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b \\ &= \int_0^\infty \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left[\frac{(NP+1)(2NP+1)}{2NP} (\gamma_b)^{-1} + \frac{(2NP+1)^2 R}{8PN^2} (\gamma_b)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \right) f(\gamma_b) d\gamma_b \end{aligned} \quad (21)$$

令式(17)中 $\alpha_1=1$, $\alpha_2=0$, 得到AWGN信道下的BER公式为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left[\frac{(NP+1)(2NP+1)}{2NP} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{(2NP+1)^2 R}{8PN^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (22)$$

4 OMU-SR-DCSK系统传输速率、能量效率和安全性分析

计算OMU-SR-DCSK和DCSK的传输速率 $R_{\text{OMU-SR-DCSK}} = 2N/((R+2\beta)T_c)$ 和 $R_{\text{DCSK}} = 1/(2\beta T_c)$, 平均比特能量 $E_{b,\text{OMU-SR-DCSK}} = (1+2NP)RT_c E(x_{i,k}^2)/(2N)$ 和 $E_{b,\text{DCSK}} = 2\beta T_c E(x_{i,k}^2)$, 并分别将其代入式(23)和式(24), 得到OMU-SR-DCSK相比于DCSK的传输速率提升百分比 R_d 和节省比特能量的百分比 E_B 。

$$\begin{aligned} R_d &= \frac{R_{\text{OMU-SR-DCSK}} - R_{\text{DCSK}}}{R_{\text{DCSK}}} \times 100\% \\ &= \frac{4N\beta - (2\beta + R)}{2\beta + R} \times 100\% \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} E_B &= \frac{E_{b,\text{DCSK}} - E_{b,\text{OMU-SR-DCSK}}}{E_{b,\text{DCSK}}} \times 100\% \\ &= \frac{4N\beta - (1+2NP)R}{4N\beta} \times 100\% \end{aligned} \quad (24)$$

图5和图6中分别分析了 $[P, N] = [4, 2], [4, 4]$ 时, R_d 和 E_B 的曲线。曲线表明: OMU-SR-DCSK相比于DCSK, 极大程度上提升了传输速率, 节约了比特能量。从式(23)和式(24)可以看出: 当 $R = \beta$ 时, 传输速率提高百分比 R_d 只与用户数 $2N$ 有关, 比特能量节约百分比 E_B 只与用户数 $2N$ 和重复次数 P 有关。

图7和图8分别为DCSK和OMU-SR-DCSK的平方幅度谱。图7中, 在归一化的比特频率为奇数时, DCSK的平方幅度为零, 这是由于DCSK的信息信号只与参考信号同相或反相, 从而导致了DCSK的安全性很低。而OMU-SR-DCSK的信息信号是 N 个

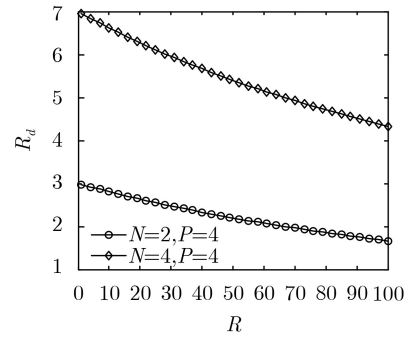


图5 传输速率提升百分比 R_d

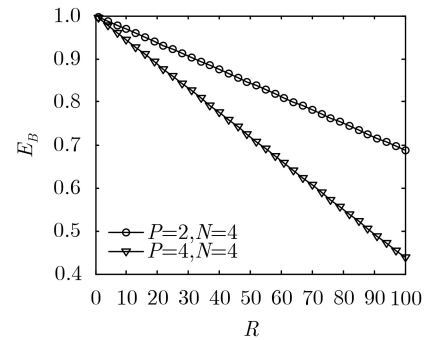


图6 比特能量节省百分比 E_B

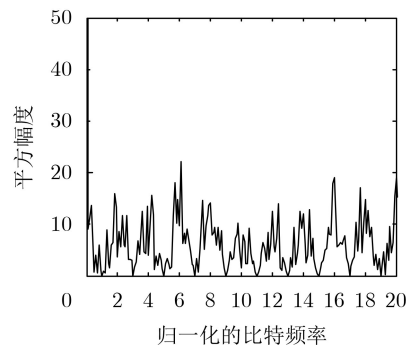


图7 DCSK的平方幅度谱

信号的加和, 且其参考时隙和信息时隙不等长, 从图8中也可以发现, OMU-SR-DCSK的平方幅度谱具有类噪声性, 证实了OMU-SR-DCSK的安全性很高。

5 系统仿真结果及分析

本节将在AWGN信道和两径Rayleigh衰落信道下对OMU-SR-DCSK系统进行仿真, 验证理论BER公式推导的正确性, 为确保仿真结果的准确性, 仿真值均是在 10^6 次仿真结果取平均值的前提下得到的。

5.1 AWGN信道下的误码性能分析

图9为各项参数取值 $[R, N, P] = [64, 2, 2], [128, 2, 2], [256, 2, 2]$ 时, 系统BER随 E_b/N_0 变化的曲线, 理论值和仿真值的良好契合验证了理论BER公式推导的准确无误性。图中显示 $R=64$ 时系统BER明显优于 $R=128$ 时的BER, 这是由于 R 的增加导致信号间干扰增多, 从而导致系统误码性能恶化。

图10为 $[R, N, P] = [128, 1, 4], [128, 2, 4], [128, 4, 4]$ 时, 系统BER随 E_b/N_0 变化的曲线。 R 和 P 一定, 在 $E_b/N_0 \leq 10$ dB的情况下, 不同 N 值对应的BER值基本吻合, 而当 $E_b/N_0 > 12$ dB时, BER随着 N 的增加而增加。据此可见: E_b/N_0 较低的情况

下, 用户数变化不足以影响BER, 此时扩频因子和重复次数为主要决定因素, 而 E_b/N_0 较高的情况下, 用户数成为误码性能恶化的主要影响因素。

图11为 $[R, N, P] = [128, 4, 1], [128, 4, 2], [128, 4, 4]$ 时, 系统BER随 E_b/N_0 变化的曲线。 R 和 N 一定, 当 $E_b/N_0 \leq 6$ dB时, 不同 P 值对应的BER值基本吻合, 而当 $E_b/N_0 > 7$ dB时, BER随着 P 的增加而增加。与 N 变化对BER的影响类似, 在 E_b/N_0 较低的情况下, P 值变化对误码性能的影响微乎其微, 扩频因子和用户数为主要决定因素, 而在 E_b/N_0 大于某个定值时, 误码性能随着 P 值的增加呈现恶化的趋势。区别于 N 值变化对系统误码性能影响的是: 重复次数的变化对系统误码性能的影响更为显著。

图12和图13为 $E_b/N_0 = 10$ dB, 14 dB, N 和 P 取不同数值时, 系统BER随 R 变化的曲线。根据图中曲线可以发现: E_b/N_0 越大误码性能越佳, 且当 E_b/N_0 一定时, 系统误码性能随着 R 的增加呈现恶化的趋势, 最后趋于一个定值, 而 P 值变化会影响

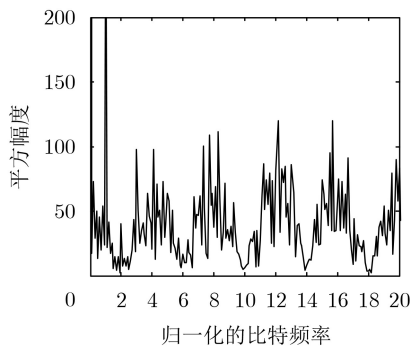


图8 OMU-SR-DCSK的平方幅度谱

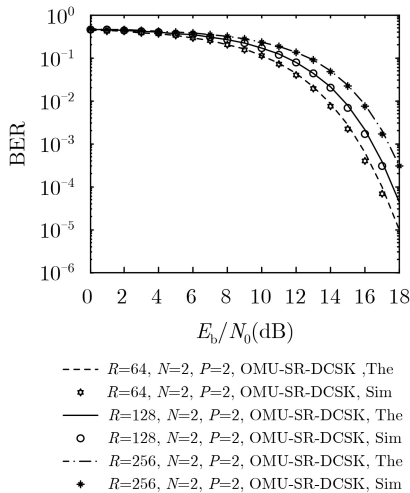


图9 R 不同时BER随 E_b/N_0 变化的曲线

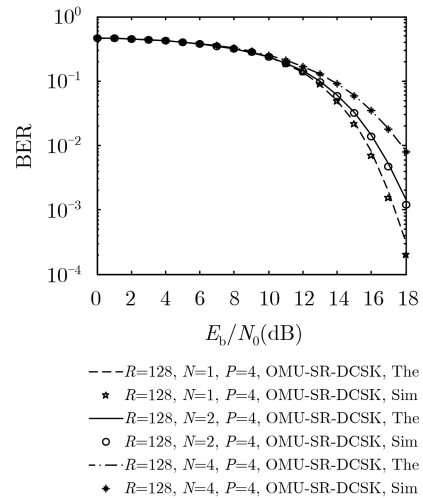


图10 N 不同时BER随 E_b/N_0 变化的曲线

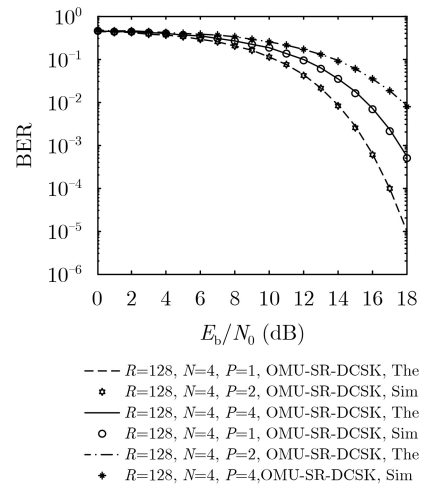
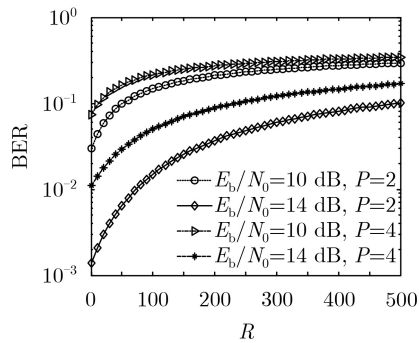
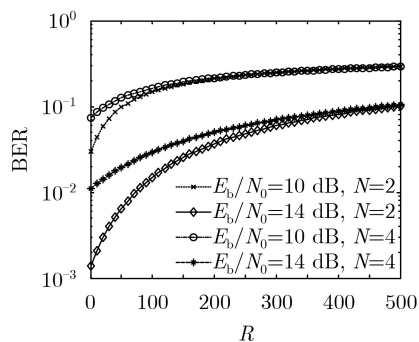


图11 P 不同时BER随 E_b/N_0 变化的曲线

图 12 E_b/N_0 , P 不同时 BER 随 R 变化的曲线图 13 E_b/N_0 , N 不同时 BER 随 R 变化的曲线

这一定值, N 值变化却不会影响这一定值。

表1中对比了OMU-SR-DCSK, SRMR-DCSK, VHE-DCSK和MC-DCSK系统的传输速率和能量效率, 假设这几种系统的 β 都相等。与长参考系统VHE-DCSK和短参考系统SRMR-DCSK相比, OMU-SR-DCSK的能量效率和传输速率都较优, 而与多用户并行传输系统MC-DCSK相比, OMU-SR-DCSK采用多用户串行传输的方法, 其能量效率虽优于MC-DCSK, 但传输速率却远低于MC-DCSK。

为进一步分析表1中对比的几种系统的误码性能, 图14中对比了AWGN信道下这几种系统的BER曲线。假设所有系统传输的信息比特数都相等, 且 β 也相等。观察图中BER曲线, 当 $E_b/N_0 \leq 11$ dB时, OMU-SR-DCSK, MC-DCSK和SRMR-DCSK的误码率基本相等, 且都优于VHE-DCSK的误码率。但当 $E_b/N_0 > 11$ dB时, MC-DCSK的误码性能最优, 其次是OMU-SR-DCSK。虽然OMU-SR-DCSK的误码性能差于多用户并行传输系统, 但是相比于其他两种多用户串行传输系统, 其误码性能较优。

5.2 两径Rayleigh衰落信道下的误码性能分析

本小节将在两径Rayleigh衰落信道下分析了OMU-SR-DCSK的误码性能。图15为 R 不同时, 两种不同增益情况下的OMU-SR-DCSK系统BER曲线, 其中, 情况1为等增益情况, 平均信道增益取

表 1 OMU-SR-DCSK, SRMR-DCSK, VHE-DCSK和MC-DCSK系统的能量效率及传输速率

系统名称	传输速率(R_B)	能量效率(E_η)
OMU-SR-DCSK	$2N/(R+2\beta)$	$2N\beta/(R+2N\beta)$
SRMR-DCSK	$N/(R+\beta)$	$N\beta/(R+N\beta)$
VHE-DCSK	$N/(2\beta)$	$N/(1+N)$
MC-DCSK	N/β	$N/(1+N)$

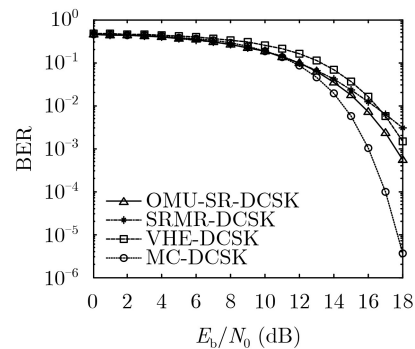


图 14 AWGN信道下不同系统间误码性能对比

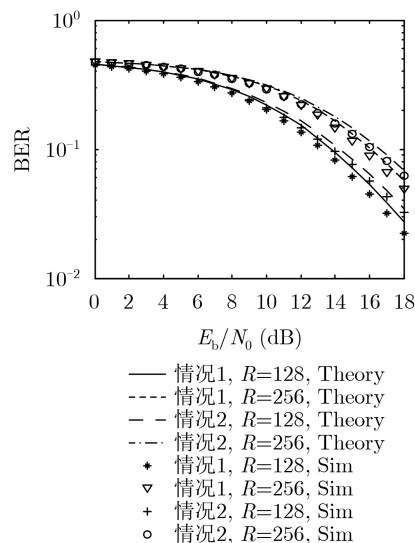


图 15 OMU-SR-DCSK系统在两种增益下的性能比较

值为: $E[|\alpha_1|^2] = E[|\alpha_2|^2] = 1/2$, 情况2为非等增益的情况, 平均信道增益取值为: $E[|\alpha_1|^2] = 1/5$, $E[|\alpha_2|^2] = 4/5$ 。与AWGN信道下仿真类似, BER随着 R 增大而增大, 且等增益情况下系统误码性能总是优于非等增益情况下的误码性能。

图16中对比了表1中几种系统的误码性能。当 E_b/N_0 较小时, OMU-SR-DCSK和SRMR-DCSK的误码率基本相等, 都略优于MC-DCSK。但随着信噪比的增加, MC-DCSK的误码率逐渐降低, 最后都优于其他几种系统, 与AWGN信道下的对比结果一致, 相比于其他两种多用户串行传输系统, OMU-SR-DCSK的误码性能最优。

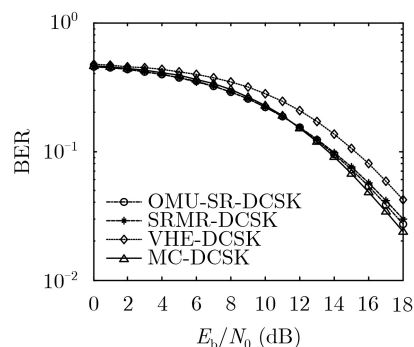


图 16 不同系统在等增益情况下的性能比较

6 结束语

本文提出的OMU-SR-DCSK缩短了参考信号的长度,虽然会造成信噪比降低,从而影响系统的误码性能,但同时也提升了系统的传输速率、能量效率和安全性。此外,通过引入构造简单的Walsh码消除了用户间干扰,改善了OMU-SR-DCSK的误码性能,弥补了信噪比降低对系统误码性能造成的影响。通过仿真验证了OMU-SR-DCSK在传输速率和能量效率方面的优势,从而为其应用于多用户串行传输系统提供了理论依据。本文只分析了两路延迟线的情况,后续可扩展为 M 条延迟线,更大程度上提升系统的传输速率和能量效率;此外,将OMU-SR-DCSK与多载波技术结合,实现多用户并行传输也是后续需要研究的内容。

参考文献

- [1] ÇICEK S, KOCAMAZ U E, and UYAROĞLU Y. Secure chaotic communication with Jerk chaotic system using sliding mode control method and its real circuit implementation[J]. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 2019, 43(3): 687–698. doi: [10.1007/s40998-019-00184-9](#).
- [2] 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](#).
- [3] 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](#).
- [4] 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): 431–433. doi: [10.1109/TCOMM.2016.2619707](#).
- [5] 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](#).
- [6] 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.
- [7] 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.
- [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] KOLUMBAN G and KIS G. Multipath performance of FM-DCSK chaotic communications system[C]. 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Geneva, Switzerland, 2000: 433–436. doi: [10.1109/ISCAS.2000.858781](#).
- [10] BAO Jiyu, XU Weikai, WANG Lin, *et al.* Performance analysis and sub-carriers power allocation for MC-QCSK[C]. 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing, Nanjing, China, 2015: 1–5. doi: [10.1109/WCSP.2015.7341173](#).
- [11] 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](#).
- [12] 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](#).
- [13] YANG Hua, JIANG Guoping, TANG W K S, *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*, 2018, 65(11): 1733–1777. doi: [10.1109/TCSII.2017.2752754](#).
- [14] 张刚, 赵畅畅, 张天骐. 短参考正交多用户差分混沌键控方案的性能分析[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(9): 2055–2062. doi: [10.11999/JEIT181038](#).
- [15] ZHANG Gang, ZHAO Changchang, and ZHANG Tianqi. Performance analysis of short reference orthogonal multiuser differential chaotic shift keying scheme[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(9): 2055–2062. doi: [10.11999/JEIT181038](#).
- [16] 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).
- [14] 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).
- [15] 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).
- [16] 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).
- 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.
- 吴雪霜: 女, 1996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: 余 蓉