

多用户降噪差分混沌键控通信方案

张 刚 陈和祥* 张天骐

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室 重庆 400065)

摘 要: 传统多用户差分混沌键控主要缺点是误码率差, 该文提出一种多用户降噪差分混沌键控(MU-NRDCSK)通信方案。在发射端, 发送 M/P 长度混沌序列, 复制 P 次后作为参考信号, 所有用户共用同一参考信号, 信息信号延迟不同的时间来区分用户。在接收端, 将接收到的信号通过滑动平均滤波器平均, 再与其不同时间延迟后的信号进行相关。该方案通过降低噪声项的方差来提高系统误码性能。文中推导了该方案在加性高斯白噪声(AWGN)信道和Rayleigh信道下的理论误码率公式并进行了蒙特卡洛仿真。理论分析和仿真结果表明, 理论公式与仿真结果能较好地吻合, MU-NRDCSK方案能较好地提高系统误码性能, 在混沌通信领域具有很好的发展前景与研究价值。

关键词: 混沌通信; 多用户; 滑动平均滤波器; 降噪; 比特误码率

中图分类号: TN918.6

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)02-0362-07

DOI: 10.11999/JEIT171173

A Multiuser Noise Reduction Differential Chaos Shift Keying System

ZHANG Gang CHEN Hexiang ZHANG Tianqi

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: One of the major drawbacks of the conventional Multiuser Differential Chaos Shift Keying is the poor Bit Error Rate (BER), a MultiUser Noise Reduction Differential Chaos Shift Keying (MU-NRDCSK) system is proposed. At the transmitter, M/P chaotic samples are transmitted and then duplicated P times as a reference signal, all users share the same reference signal, and information signals are delayed by different times to distinguish different users. At the receiver, the received signal is averaged by a moving average filter, and then the resultant filtered signal is correlated to different time-delayed replica. The scheme can enhance the performance of BER by reducing the variance of noise terms in the system. The theoretical BER formula of this new scheme is derived in Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel and Rayleigh channel. Theoretical analysis and the simulation results show that the theoretical formula and the simulation result are in good agreement. The MU-NRDCSK scheme can enhance the performance of BER better and has good development prospects and research value in the chaotic communication field.

Key words: Chaotic communication; Multiuser; Moving average filter; Noise reduction; Bit Error Rate (BER)

1 引言

混沌是非线性科学中的重要分支之一, 在自然

界以及人类社会普遍存在, 由于其本身的奇异性引起了科学界的广泛关注。混沌信号特性有: 非周期性、长期的不可预测性、类似白噪声的宽频谱特性以及良好的自(互)相关特性等, 这些特性能够很好地适用于扩频通信和保密通信等领域^[1-5]。混沌通信主要包括混沌扩频通信、混沌模拟调制以及混沌数字调制3种类型^[6-8]。其中, 混沌数字调制是最常见的调制方式, 分为相干解调和非相干解调。鲁棒的混沌载波没有得到改善, 相干解调所需要的混沌载波很难实现, 所以应用最多的是非相干解调^[9, 10]。

研究热点就是差分混沌移位键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)^[11]通信系统, 它克服了判决门限漂移的问题并具有良好的误码性能。但

收稿日期: 2017-12-14; 改回日期: 2018-11-21; 网络出版: 2018-11-26

*通信作者: 陈和祥 694368038@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金项目(61771085, 61671095, 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, KJ1600429)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771085, 61671095, 61371164), The Project of Key Laboratory of Signal and Information Processing of Chongqing (CSTC2009CA2003), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJ1600427, KJ1600429)

DCSK系统参考信号和信息信号各占一半时隙, 传输速率较低。为提高DCSK的传输速率, 文献[12]提出了相关延迟移位键控(Correlation Delay Shift Keying, CDSK)系统, 将参考信号与信息信号加在一起传输, 速率提升但是误码性能降低。为了进一步提高DCSK系统性能, 国内外研究学者提出了很多改进型系统。文献[13]提出了高效差分混沌移位键控(High-Efficiency DCSK, HE-DCSK)系统, 前半个时隙传输参考信号, 后半个时隙传输2 bit信息信号。速率和频谱利用率都得到提高, 甚至在适合的扩频因子以及信噪比条件下, HE-DCSK系统误码率接近于DCSK系统; 文献[14]提出正交混沌移位键控(Quadrature Chaos Shift Keying, QCSK)系统, 通过Hilbert变换产生2个正交的混沌信号, 利用正交性可以消除码间干扰, 提高系统的误码性能, 速率也变为DCSK的2倍, 但增加了系统的复杂度; 文献[15]提出改进型差分混沌移位键控(Improved DCSK, I-DCSK)系统, 利用时间翻转操作产生能与信息信号正交的参考信号, 再将2个信号加在一起, 接收端将接受到的信号与时间翻转操作后的信号直接相关, 取消延迟线, 提高系统误码性能。I-DCSK速率提升为DCSK的2倍, 系统误码率也能到提升, 同样系统复杂度增加; 文献[16]提出了可变延迟多址(Variant Delay Multiple Access-DCSK, VDMA-DCSK)系统, 通过用户的不同延迟来区分用户, 多用户传输提高系统的速率, 但多用户码间干扰增加, 降低系统误码率; 文献[17]提出码移差分混沌移位键控(Code-Shifted DCSK, CS-DCSK), 通过Walsh码来区分不同用户, 在接收端取消延迟线, 实现多用户的传输; 文献[18]提出的超高效差分混沌移位键控(Very High Efficiency DCSK, VHE-DCSK)方案, 将HE-DCSK系统拓展到多用户, 提高系统的传输速率, 但系统误码率仍然不够理想。混沌通信系统在实际的通信环境中也有较好的应用, 由于其拥有较强的抗干扰性能, 文献[19]研究一些混沌通信系统在水下通信中的应用, 体现出其优势。

针对多用户误码率不够理想的问题, 本文提出一种多用户降噪差分混沌键控方案。本方案在发射端发送 M/P 长度的混沌序列, 通过与Walsh码进行克罗内克积将每个混沌码片复制 P 次, 形成长度为 M 的混沌序列作为参考信号, 所有用户共用同一参考信号, 每个用户通过不同的时间延迟来区分, 每个接收端进行相关时的延迟与发射端信息信号的延迟相对应; 在接收端, 将接收到的信号经过滑动平均滤波器进行平均, 再分别与其延迟后的信号进行相关解调。滑动平均滤波器通过降低噪声的方差来实现系统误码性能的提升[20]。文中推导了该方案在

AWGN和Rayleigh信道下的理论公式, 并进行Monte Carlo仿真。实验表明, 理论公式与实际仿真能够较好地吻合, 验证了方案的正确性。系统的误码性能得到有效提升, 具有很好的实用价值和应用前景。

2 MU-NRDCSK系统原理

Hadamard矩阵是一个元素值只含有“+1”或“-1”的正交矩阵。Hadamard矩阵可以产生 2^n 阶Walsh码为

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

其中, $n = 1, 2, 3, \dots$, $\mathbf{W}_{2^0} = [1]$, 每一行代表每一个Walsh码的序列, 序列长度为 m , 且 $m = 2^n$ 。

在MU-NRDCSK系统中, Walsh码主要通过克罗内克积实现对混沌序列的复制功能。克罗内克运算原理如下: 假设发送 $x = [x_1, x_2, x_3]$ 的混沌序列和 $\mathbf{W}_1 = [1, 1]$ 的Walsh码, 它们克罗内克运算后得到 $X = [x_1, x_1, x_2, x_2, x_3, x_3]$ 的混沌序列, 实现了对混沌序列的复制。系统的第 k 帧结构如图1所示, 帧结构由一个参考信号 R_k 和信息信号 $I_{n,k}$ 组成, 其中 $n \in [1, N]$ 。所有信息信号共用一个参考信号, 不同信息信号通过不同时间延迟区分。首先混沌序列发生器产生长度为 M/P 的混沌序列, 再通过Walsh码实现对混沌样本的复制, 复制 P 次后形成长度为 M 的混沌序列作为参考信号, 参考信号乘以不同的比特信息就形成信息信号, 分别如图1中参考信号和信息信号结构所示。由帧结构分析可知, DCSK系统传输 N bit所需要的时间为 $2NM$, MU-NRDCSK则需要 $(N+1)M$ 的时间。因此, MU-NRDCSK系统相对于DCSK系统传输速率更高。

图2为系统的发射端结构, 首先产生一段长度为 M/P 混沌序列 $x_{[i/P],k}$, 乘以 $\mathbf{W}_1$ 对混沌序列进行复制 P 次, 形成长度为 M 的混沌序列作为参考信号, 经过 MT_c 后(一般设 T_c 为1), 开关打下来, 延迟 M 后的信号乘以信息比特 b_1 形成信息信号 I_1 ; 再经

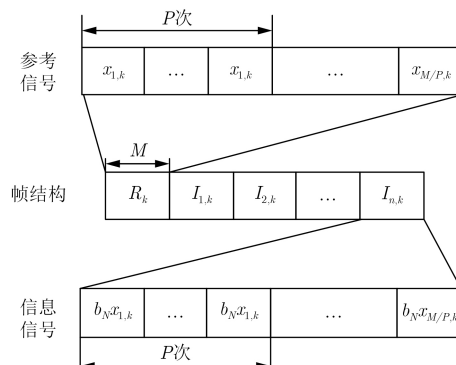


图1 MU-NRDCSK系统传输信号的帧结构

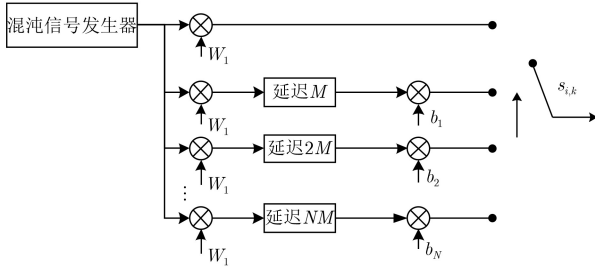


图2 MU-NRDCSK系统发射端结构

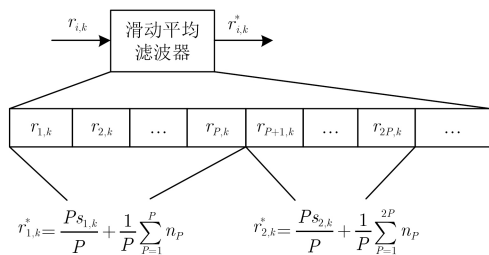
过 MT_c ，开关继续打下来，形成信息信号 I_2 ；直到形成最后一个信息信号 I_N ，不同信息信号调制在不同时间延迟线上，可以得到在第 k 帧内发送信号的表达式为

$$s_{i,k} = \begin{cases} x_{[i/P],k}, & 0 < i \leq M \\ b_1 x_{[i/P]-M,k}, & M < i \leq 2M \\ \vdots \\ b_N x_{[i/P]-NM,k}, & NM < i \leq (N+1)M \end{cases} \quad (2)$$

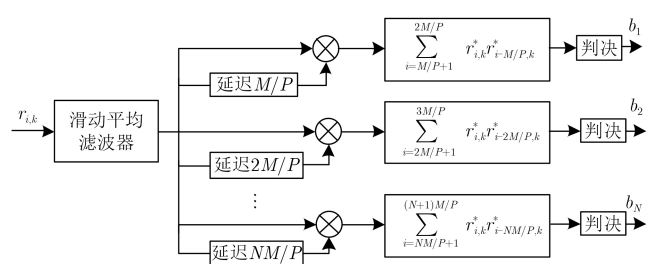
其中， $[\varepsilon]$ 表示取不小于 ε 的整数。值得注意的是，这里设计复制的混沌序列是为了后面滑动平均滤波器进行平均来提高系统的误码性能。由式(2)，可以算出系统的平均比特能量 E_b ，假设发送的用户数为 N ，则

$$E_b = E \left[P \left(\sum_{i=1}^{M/P} x_{i,k}^2 + b_1^2 \sum_{i=1}^{M/P} x_{i-M,k}^2 + \dots + b_N^2 \sum_{i=1}^{M/P} x_{i-NM,k}^2 \right) / N \right] = \frac{(N+1)M}{N} E[x_{i,k}^2] \quad (3)$$

系统的接收端如图3所示，接收到的信号 $r_{i,k} = s_{i,k} + n_{i,k}$ 先经过滑动平均滤波器得到平均后的信号 $r_{i,k}^*$ ，其中 $n_{i,k}$ 是均值为零、方差为 $N_0/2$ 的高斯白噪声，滤波器的滑窗为 P ，即先对第1个和第 P 个信号值进行加和求平均，再对第 $P+1$ 个到第 $2P$ 个信号值进行加和求平均，依次求平均直到最后一段长度为 P 的信号，所以平均后信号的长度变为原来的 $1/P$ ，平均后的信号 $r_{i,k}^*$ 再与每条不同延迟后的信号 $r_{i-uM/P,k}^*$ 作相关运算，相关后的结果 Z_u 送



(a) 滑动平均滤波器原理示意图



(b) 接收端结构

图3 MU-NRDCSK系统接收端结构图

入判决器进行判决，根据判决门限解调出 b_u 。

以第 k 帧第 u 个用户为例，为解调出信息数据，相关器的结果 Z_u 表示为

$$\begin{aligned} Z_u &= \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} r_{i,k}^* r_{i-uM/P,k}^* \\ &= \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} \left[\left(b_u x_{i-uM/P,k} + \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P,k} \right) \cdot \left(x_{i-uM/P,k} + \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P-uM/P,k} \right) \right] \\ &= \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} \left[b_u x_{i-uM/P,k}^2 + b_u x_{i-uM/P,k} \cdot \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P-uM/P,k} + x_{i-uM/P,k} \cdot \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P,k} + \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P,k} \cdot \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P-uM/P,k} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

式中，第1项为有用信号项，其余项为噪声干扰项。

$\frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P,k}$ 是平均后的加性高斯白噪声项， $x_{i-uM/P,k}$ 表示平均后的混沌信号，因为复制 P 次后有 P 个相同的样本，所以平均后的混沌信号还是本身。解调由式(5)决定

$$b_u = \begin{cases} -1, & Z_u < 0 \\ +1, & Z_u \geq 0 \end{cases} \quad (5)$$

3 性能分析

3.1 数据速率提高和比特能量节约

由系统帧结构可知，传输 N bit数据传统DCSK系统所需要的时间 $T_{\text{DCSK}} = 2NM T_c$ ，而MU-NRDCSK系统需要的时间 $T_{\text{MU-NRDCSK}} = (N+1)M T_c$ ，设 $T_c = 1$ ，则DCSK系统的速率 $R_{\text{DCSK}} = N/(2NM)$ ，MU-NRDCSK系统的速率 $R_{\text{MU-NRDCSK}} = N/[(N+1)M]$ ，可以推出MU-NRDCSK系统提高的速率为

$$R_D = \frac{R_{\text{MU-NRDCSK}} - R_{\text{DCSK}}}{R_{\text{DCSK}}} \times 100\% \\ = \frac{N-1}{N+1} \times 100\% \quad (6)$$

而MU-NRDCSK系统相比DCSK所节约的比特能量为

$$S_E = \frac{E_{b,\text{DCSK}} - E_{b,\text{MU-NRDCSK}}}{E_{b,\text{DCSK}}} \times 100\% \quad (7)$$

其中, DCSK的平均比特能量为 $E_{b,\text{DCSK}} = 2ME[x_k^2]$, MU-NRDCSK系统的平均比特能量为 $E_{b,\text{MU-NRDCSK}} = (N+1)/N \cdot ME[x_k^2]$, 代入可得

$$S_E = \frac{N-1}{2N} \times 100\% \quad (8)$$

3.2 误码性能分析

这节主要用GA法推导系统在AWGN信道以及多径Rayleigh信道下的理论公式。2阶切比雪夫映射因其容易产生以及良好的性能被用于产生混沌序列, 其表达式为 $x_{i+1} = 1 - 2x_i^2$, 其归一化后均值为零, 方差为1, 即 $E[x_i] = 0$, $\text{var}[x_i] = 1$ 。此外, 当 $i \neq j$ 时, 噪声 n_i 和噪声 n_j 相互独立; 混沌序列与信道噪声相互独立。基于这些假设条件, 由中心极限定理可知, 式(4)中每一项都可以近似为高斯分布。由式(4)可得 Z_u 的期望与方差

$$E[Z_u] = b_u \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} x_{i-uM/P,k}^2 = \frac{N}{P(N+1)} E_b \quad (9)$$

$$\text{var}[Z_u] = 2 \frac{M}{P} \frac{1}{P} \frac{N_0}{2} + \frac{M}{P} \left(\frac{1}{P} \frac{N_0}{2} \right)^2 \\ = \frac{MN_0}{P^2} + \frac{MN_0^2}{4P^3} \quad (10)$$

假设系统等概率发送二进制比特数据, 则MU-NRDCSK系统的误码率可以表示为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_u]|}{\sqrt{2 \text{var}[Z_u]}} \right) \quad (11)$$

其中, $\text{erfc}(\cdot)$ 为误差互补函数, $\text{erfc}(x) \equiv \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-\mu^2} d\mu$ 。将式(9)和式(10)代入式(11)中, 即可得到MU-NRDCSK系统的误码率公式为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_u]|}{\sqrt{2 \text{var}[Z_u]}} \right) \\ = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{2(N+1)}{N} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ \left. + \frac{M(N+1)^2}{2PN^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (12)$$

下面将推导系统在多径Rayleigh信道下的理论公式。以两径Rayleigh信道为例, 假设信道时间延迟 $0 < \tau \ll T_c M/P$, 这样符号间干扰可以忽略不计^[21]。如图4为两径独立的Rayleigh衰落信道。

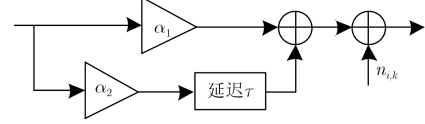


图4 两径Rayleigh衰落信道

则接收到的信号 $r_{i,k} = \alpha_1 s_{i,k} + \alpha_2 s_{i-\tau,k} + n_{i,k}$, 相关器的结果为

$$Z_u = \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} \left(\alpha_1 b_u x_{i-uM/P,k} + \alpha_2 b_u x_{i-uM/P-\tau,k} \right. \\ \left. + \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P,k} \right) \left(\alpha_1 x_{i-uM/P,k} \right. \\ \left. + \alpha_2 x_{i-uM/P-\tau,k} + \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P-uM/P,k} \right) \\ = A + B + C + D + E \quad (13)$$

其中

$$A = \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} \alpha_1^2 b_u x_{i-uM/P,k}^2 + \alpha_2^2 b_u x_{i-uM/P-\tau,k}^2 \quad (14)$$

$$B = \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} 2\alpha_1 \alpha_2 b_u x_{i-uM/P,k} x_{i-uM/P-\tau,k} \quad (15)$$

$$C = \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} \left((\alpha_1 x_{i-uM/P,k} + \alpha_2 x_{i-uM/P-\tau,k}) \right. \\ \left. \cdot \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P,k} \right) \quad (16)$$

$$D = \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} \left((\alpha_1 b_u x_{i-uM/P,k} + \alpha_2 b_u x_{i-uM/P-\tau,k}) \right. \\ \left. \cdot \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P-uM/P,k} \right) \quad (17)$$

$$E = \sum_{i=uM/P+1}^{(u+1)M/P} \left(\frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P-uM/P,k} \frac{1}{P} \sum_{P=1}^P n_{i+P,k} \right) \quad (18)$$

不同混沌序列的互相关性很低, 对于较大的 M/P 有式(19)

$$\sum_{i=1}^{M/P} (x_i x_{i-\tau}) \approx 0 \quad (19)$$

由式(13)-(19)可知系统的期望与方差为

$$E[Z_u] = \frac{M}{P} b_u (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) E[x_{i,k}]^2 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{var}[Z_u] &= \text{var}[C] + \text{var}[D] + \text{var}[E] \\ &= \frac{MN_0}{2P^2} (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) + \frac{MN_0}{2P^2} (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \\ &\quad + \frac{MN_0^2}{4P^3} \end{aligned} \quad (21)$$

由以上可知, Rayleigh信道下系统的条件误码率公式为

$$\begin{aligned} \text{BER}(\alpha_1, \alpha_2) &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E[Z_u]|}{\sqrt{2 \text{var}[Z_u]}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{2(N+1)}{N(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{M(N+1)^2}{2PN^2 (\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (22)$$

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(22)可简化为

$$\begin{aligned} \text{BER}(\gamma_b) &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{2(N+1)}{N} \gamma_b^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{M(N+1)^2}{2PN^2} \gamma_b^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (23)$$

因为 α_1 和 α_2 相互独立且服从Rayleigh分布, 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 γ_1 和 γ_2 服从式(24)的卡方分布

$$f(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, \gamma \geq 0 \quad (24)$$

那么 $\gamma_b = \gamma_1 + \gamma_2$ 服从式(25)的分布

$$f(\gamma_b) = \begin{cases} \frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_1^2} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_1}, & E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] \\ \frac{1}{\bar{\gamma}_1 - \bar{\gamma}_2} \left(e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_1} - e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_2} \right), & E[\alpha_1^2] \neq E[\alpha_2^2] \end{cases} \quad (25)$$

由式(23)和式(25)可得系统平均误码率为

$$\text{BER} = \int_0^\infty \text{BER}(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (26)$$

4 仿真结果

图5给出了MU-NRDCSK系统相比于DCSK系统的数据速率提高和比特能量节约随用户数变化的仿真图。由式(6)和式(7)可知, 数据速率提高和比特能量节约只与用户数 N 有关, 当用户数为1时, MU-NRDCSK系统即DCSK系统, 数据速率和比特能量与DCSK相同, 所以数据速率提高和比特能量

节约都为0, 与图中曲线 $N=1$ 点相对应。当用户数 N 不断增加时, 数据速率提高逐渐趋于1, 即相比与DCSK系统而言, 数据速率变为原来的2倍; 比特能量节约逐渐趋于0.5, 即比特能量只需要DCSK系统的1/2。

图6给出了系统分别在 E_b/N_0 为8 dB, 10 dB, 12 dB 下, 用户数 $N=2$ 和复制次数 $P=4$ 时误码性能随扩频因子变化的仿真图。从图可知, MU-NRDCSK系统理论公式误码率与Monte Carlo得到的仿真曲线基本吻合, 证明了此系统的可行性。当 M 较小时, 理论公式与仿真结果不是很吻合, 这是因为 M 较小时, 判决器中的变量并不完全符合高斯分布。而且随着 E_b/N_0 的增加, 要想得到吻合的曲线, 则需要更长的混沌序列。这是因为信道噪声在 E_b/N_0 较大时对系统误码率影响较低, 起主要影响作用的是混沌序列的长度。扩频因子 M 的增大导致系统误码性能变差。这是因为 M 变大导致噪声干扰项的方差变大, 系统的误码率也随之变大。

图7给出了 $M=512$ 以及 $P=2$ 时, 在AWGN信道和Rayleigh信道下(两条路径增益相同)系统误码率随用户数 N 变化的仿真图。由图可知, 随着用户数 N 的增大, 数据传输速率也在增大, 系统误码率逐渐降低。这是因为用户数 N 的增大, 由式(3)可知, 平均每比特能量在降低导致系统误码性能变好, 且由系统帧结构可知, 用户数 N 的增大导致信息信号占系统帧的比重增加, 即速率提高。但这些

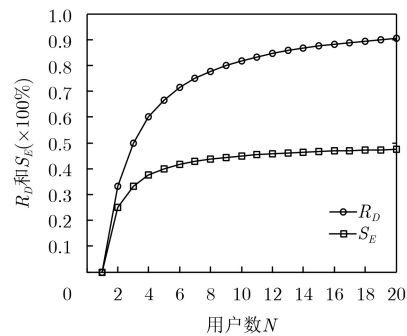


图5 系统 R_D 和 S_E 变化曲线

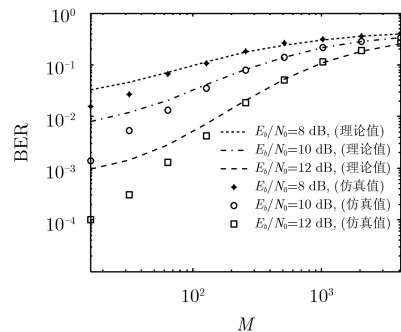


图6 不同信噪比条件下系统误码性能随扩频因子变化曲线

都是在牺牲系统复杂度的前提下, 不过这点牺牲是非常值得的。

图8给出 $M = 512$, $N = 2$, P 分别为 2, 4, 8, 16 时, 在 AWGN 信道和 Rayleigh 信道下 MU-NRDCSK 系统与 HE-DCSK 和 I-DCSK 误码性能随信噪比变化比较的仿真图。由图可知, 随着复制次数 P 的增大, 系统的误码率逐渐降低。这是因为滑动平均滤波器能够有效降低噪声干扰项的方差, 极

大地改善了系统误码性能。但随着复制次数 P 的增大, MU-NRDCSK 系统存在理论误码率下限值。由误码率式(12)可知, 以 2 用户为例, 下限理论误码率公式为 $\text{BER} = (1/2)\text{erfc}([3N_0/E_b]^{-1/2})$ 。当 $P=2$ 时, MU-NRDCSK 比 HE-DCSK 系统误码性能好, 但稍差于 I-DCSK 系统, 当 P 分别为 4, 8, 16 时, MU-NRDCSK 系统优于 I-DCSK 系统, 体现出该系统的良好误码性能。

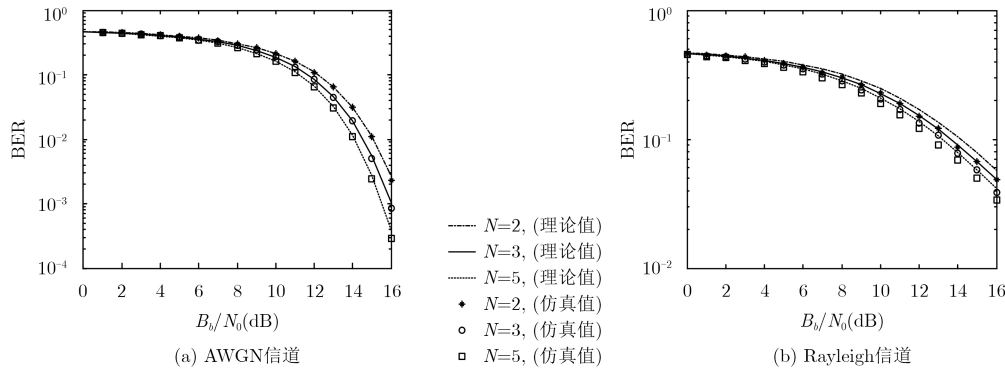


图 7 误码率随用户数在不同信道下变化曲线

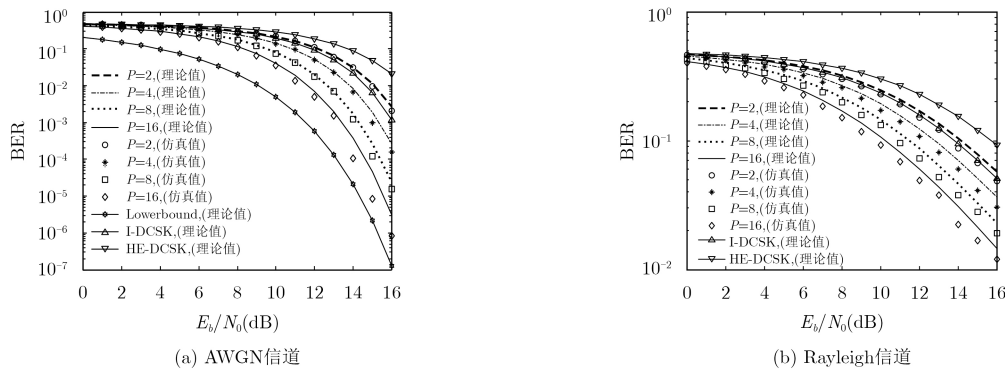


图 8 MU-NRDCSK, HE-DCSK, I-DCSK 系统误码性能比较曲线

5 结束语

为改善多用户系统误码率差的问题, 本文提出一种多用户降噪的差分混沌键控方案。主要是通过滑动滤波器的平均操作来降低噪声干扰项的方差, 达到改善系统误码率的效果。在 MU-NRDCSK 中, 产生 M/P 的混沌序列代替传统 DCSK 系统 M 长度混沌序列作为参考信号, 再将每个混沌序列复制 P 次, 然后将不同用户分配到各自不同延迟线上。接收端先将接收到的信号通过滑动平均滤波器, 再与自身延迟 NM 的信号进行相关, 最后送入判决器进行判决解调出比特信息。利用 GA 法推导出系统在 AWGN 信道和 Rayleigh 信道下的理论公式, 通过仿真证明了系统的可行性。仿真结果表明随着复制次数 P 的增加, 系统误码性能越来越好。当 $P > 2$ 时, MU-NRDCSK 优于 HE-DCSK 和 I-DCSK 系

统, 表现出 MU-NRDCSK 系统良好的误码性能。因为 MU-NRDCSK 系统良好的性能, 在水下通信环境也有较好的应用以及成为未来 UWB 应用的有力工具和潜在候选者。

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] 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](#).
- [3] XU Weikai, WANG Lin, and CHEN Guanrong. Performance of DCSK cooperative communication systems over multipath fading channels[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I Regular Papers*, 2011, 58(1): 196–204. doi: [10.1109/TCSI.2010.2071730](#).
- [4] DAS S, MANDAL S K, and CHAKRABORTY M. LMMSE equalized DCSK communication system over a multipath fading channel with AWGN noise[C]. Third International Conference on Computer, Communication, Control and Information Technology, Hooghly, India, 2015: 1–4. doi: [10.1109/C3IT.2015.7060167](#).
- [5] VALI R, BERBER S M, and NGUANG S K. Analysis of chaos-based code tracking using chaotic correlation statistics[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I Regular Papers*, 2012, 59(4): 796–805. doi: [10.1109/TCSI.2011.2169885](#).
- [6] FU Yongqing and LI Xingyuan. A novel chaos oscillation and its application in wireless communication[C]. International Conference on Smart and Sustainable City and Big Data, the Institution of Engineering and Technology, Shanghai, China, 2015: 83–90. doi: [10.1049/cp.2015.0258](#).
- [7] DING Qun and WANG Jianan. Design of frequency-modulated correlation delay shift keying chaotic communication system[J]. *IET Communications*, 2011, 5(7): 901–905. doi: [10.1049/iet-com.2010.0643](#).
- [8] 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](#).
- [9] MARTIN H and THOMAS S. Chaos communication over noisy channels[J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2000, 10(4): 719–735. doi: [10.1142/S0218127400000505](#).
- [10] FRANCIS C M L and CHI K T. On optimal detection of noncoherent chaos-shift-keying signals in a noisy environment[J]. *International Journal of Bifurcation & Chaos*, 2003, 13(6): 1587–1597.
- [11] YANG Hua, JIANG Guoping, and DUAN Junyi. Phase-separated DCSK: A simple delay-component-free solution for chaotic communications[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs*, 2014, 61(12): 967–971. doi: [10.1109/TCSII.2014.2356914](#).
- [12] ALBASSAM N N. A new hybrid DCSK-CDSK scheme for Chaos based communications[C]. International Conference on Information and Communication Systems, IEEE, Irbid, Jordan, 2014: 1–5. doi: [10.1109/IACS.2014.6841977](#).
- [13] YANG Hua and JIANG Guoping. High-efficiency differential-chaos-shift-keying scheme for chaos-based noncoherent communication[J]. *IEEE Transactions on Circuits System II Express Briefs*, 2012, 59(5): 312–316. doi: [10.1109/TCSII.2012.2190859](#).
- [14] GALIAS Z and MAGGIOM G M. Quadrature chaos-shift keying: Theory and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I Fundamental Theory & Applications*, 2001, 48(12): 1510–1519. doi: [10.1109/TCSI.2001.972858](#).
- [15] KADDOUM G, SOUJERI E, ARCILA C, *et al.* I-DCSK: An improved noncoherent communication system architecture[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs*, 2015, 62(9): 901–905. doi: [10.1109/TCSII.2015.2435831](#).
- [16] LAU F C M, YIP M M, TSE C K, *et al.* A multiple access technique for differential chaos shift keying[J]. *International Journal of Innovative Technology & Exploring Engineering*, 2013, 49(1): 96–104. doi: [10.1109/81.974883](#).
- [17] XU Weikai, WANG Lin, and KOLUMBAN G. A novel differential chaos shift keying modulation scheme[J]. *International Journal of Bifurcation & Chaos*, 2011, 21(3): 799–814. doi: [10.1142/S0218127411028829](#).
- [18] TALEB F, BENDIMERAD F T, and ROVIRASR D. Very high efficiency differential chaos shift keying system[J]. *IET Communications*, 2016, 10(17): 2300–2307. doi: [10.1049/iet-com.2016.0411](#).
- [19] BAI Chao, REN Haipeng, GREBOGI C, *et al.* Chaos-based underwater communication with arbitrary transducers and bandwidth[J]. *Applied Sciences*, 2018, 8(2): 162. doi: [10.3390/app8020162](#).
- [20] KADDOUM G and SOUJERI E. NR-DCSK: A noise reduction differential chaos shift keying system[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs*, 2016, 63(7): 648–652. doi: [10.1109/TCSII.2016.2532041](#).
- [21] 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](#).
- 张 刚: 男, 1976年生, 博士, 副教授, 研究方向为混沌同步、混沌保密通信。
- 陈和祥: 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处理、神经网络实现以及信号的同步处理。