

文章编号:1006-2467(2019)05-0575-09

DOI: 10.16183/j.cnki.jsjtu.2019.05.010

基于频分复用的无信号内干扰多用户 相关延迟键控通信系统

张 刚, 徐联冰, 张天骐

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 针对传统延迟键控系统误码性能差的缺点,在频分复用的基础上,提出了一种新型的无信号内干扰多用户相关延迟键控通信系统.在所提出的系统中,发送端产生两路正交的混沌信号,并使用串并转换器在一个比特周期内发送多比特信息信号,再将两路正交混沌信号简单加、减法的线性组合以及调制的信息信号通过频分复用的方式实现传输.接收端将接收到的信号分别与对应混沌信号的组合进行相关解调,恢复出发送的多比特信息信号.推导了在 Rayleigh 衰落信道中系统的比特误码率公式并进行 Monte Carlo 仿真实验.理论分析及仿真结果均表明:随着用户数增加,系统的误码性能和传输速率得到提升,因此具有较好的实际应用价值.

关键词: 频分复用; 无信号内干扰; 多用户相关延迟键控; 误码率; Rayleigh 衰落信道

中图分类号: TN 911

文献标志码: A

NISI-MU-CDSK Communication System Based on Frequency Division Multiplexing

ZHANG Gang, XU Lianbing, ZHANG Tianqi

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

Abstract: In view of the defects of poor error performance in traditional correlation delay shift keying, a novel multi-user correlation delay shift keying with no intra-signal interference communication (NISI) system is proposed based on frequency division multiplexing (FDM). In the proposed system, the transmitter uses two branches those are orthogonal to each other and uses serial-parallel converter to transmit multi-bit information in one bit period, and it utilizes FDM to send the linear combination of simple addition and subtraction of two orthogonal chaotic signals and simultaneous information bearing signal. At the receiver, the received signals are noncoherent demodulation with the chaotic signals respectively to recover the multi-bit information signal. The bit error rate (BER) formula over Rayleigh fading channel is derived and Monte Carlo simulation experiments are worked. Theoretical analysis and simulation results show that with the increase of the number of users, the new scheme proposed in this paper can effectively improve BER performance and transmission rate, which indicates the good practical application feasibility.

收稿日期: 2018-01-26

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)

作者简介: 张 刚 (1976-), 男, 四川省巴中市人, 副教授, 主要从事混沌同步和混沌保密通信的研究.

电话 (Tel.): 13527360166; E-mail: zhanggang_cqupt@163.com.

Key words: frequency division multiplexing (FDM); no intra-signal interference (NISI); multi-user correlation delay shift keying (MU-CDSK); bit error rate (BER); Rayleigh fading channel

混沌信号具有对初始条件敏感、非周期、类似于白噪声的宽频谱特性、良好的自相关和互相关性以及很强的抗噪声干扰能力等特性,可以在低信噪比和强干扰的环境中使用,因此被广泛用于高信息安全的通信领域^[1-5].

混沌键控技术是混沌通信三大保密技术之一,其采用混沌扩频序列调制信息信号,具体方式有两种:相干解调^[6]与非相干解调^[7].相比于非相干解调,采用相干解调的混沌系统具有更好的误码性能,但需要用到混沌同步技术来解调接收信号.由于混沌同步技术实现起来比较困难,所以近几年来,基于非相干解调的差分混沌移位键控^[8] (Differential Chaos Shift Keying, DCSK)和相关延迟键控^[9] (Correlation Delay Shift Keying, CDSK)方案成为研究者热点关注的话题^[10-11].然而,由于调制信息的过程中会引入更多的信号间干扰,CDSK 的误码性能远差于相干混沌系统.尽管 DCSK 通过传输-参考模式克服了相干解调过程中出现的门限漂移问题并提高了系统的误码性能,但 DCSK 的安全性能比 CDSK 更差,因此窃听者很容易截取到传输的信息^[12-13].

针对 DCSK 系统,研究者提出了一些改进方案.文献[14]提出了一种基于频分复用的高效差分混沌移位键控(FDM-HEDCSK)系统.该系统将两个混沌信号的简单加、减法线性组合作为参考信号调制对应的四比特信息信号,并通过频分复用的方式发送每一路信号,因此有效地提高了带宽效率和误码性能.此外,该系统通过利用两个混沌信号发生器发送四比特信息信号,提高了系统的安全性.文献[15]提出了一种基于正交混沌载波的多用户差分混沌移位键控(OMU-DCSK)系统.该系统利用正交混沌信号发生器产生一组互相正交的混沌序列,有效降低了系统平均比特能量并完全消除多址干扰,以牺牲较小复杂度的代价有效提高了系统的误码性能.文献[16]提出了一种无信号内干扰高效差分混沌移位键控(HE-DCSK)系统.该系统通过设计一个正交混沌信号发生器,确保产生两路严格正交的混沌信号来分别调制信息信号,彻底消除了解调时产生的信号内干扰分量,从而有效地提高了系统的误码性能.

针对 DCSK 系统及其改进的方案都不能同时

提高误码性能和传输速率的问题,本文提出一种基于 FDM 的 NISI-MU-CDSK (Multiple User Correlation Delay Shift Keying with No Intra-Signal Interference, NISI-MU-CDSK)通信系统.该系统利用正交混沌信号发生器产生两路正交的混沌信号,并将混沌信号进行简单加、减法线性组合,并与其调制的信息信号通过 FDM 实现传输,使得系统接收端解调时不会产生信号内干扰,从而达到提高误码性能的效果.文中将 NISI-MU-CDSK 在 AWGN 信道和 Rayleigh 衰落信道下的 Monte Carlo 仿真实验与理论推导进行对比,结果表明:该系统的 Monte Carlo 仿真实验和理论推导基本相符,且误码性能和传输速率得到提高,具有一定的研究前景.

1 NISI-MU-CDSK 系统原理

为避免接收端产生信号内干扰分量,引用一个正交混沌信号发生器^[16]产生两路严格正交的混沌载波信号,如图 1 所示.图中: β 为扩频因子; $x_{i,k}$, $y_{i,k}$ 为正交混沌信号发生器的输出.在前 $\beta/2$ 时隙内,输出信号 $x_{i,k}$ 和 $y_{i,k}$ 相同;在后 $\beta/2$ 时隙内,输出信号 $x_{i,k}$ 和 $y_{i,k}$ 相反,以保证输出信号 $x_{i,k}$ 和 $y_{i,k}$ 在一个 β 时隙内严格正交.正交混沌信号发生器的输出满足以下关系:

$$\left. \begin{aligned} x_{i,k} &= x_{i-\beta/2,k} \\ y_{i,k} &= -y_{i-\beta/2,k} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} k\beta < i \leq k\beta + \beta/2 \\ \sum_{i=k\beta+1}^{(k+1)\beta} x_{i,k} y_{i-m\beta,k} &= 0 \\ k, m &= 0, 1, \dots \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $i = 1, 2, \dots, \beta$; $x_{i,k}$ 和 $y_{i-m\beta,k}$ 为正交混沌信号发生器第 k 帧的输出项, m 的取值决定 $y_{i-m\beta,k}$ 所处的时隙.

FDM 使用不同频率发送各路数据信息以实现多路通信,其优点是信道复用率高、分路方便,因此在目前的通信系统中被广泛使用^[14].本文提出一种基于 FDM 的 NISI-MU-CDSK 系统,假设系统每帧传输 $2N$ 个用户,发送第 k 帧信息信号的发送端框图如图 2 所示.

在图 2 中,正交混沌信号发生器利用图 1 所示的结构和 Logistic 映射^[17]得到两路频率为 500

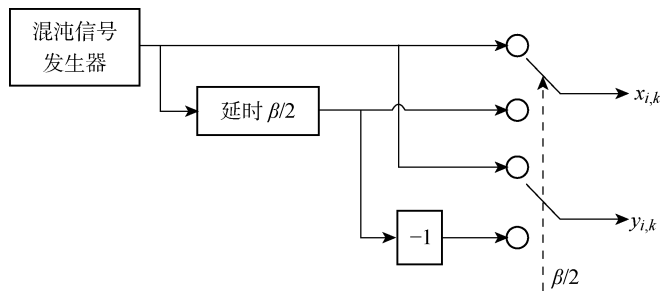


图 1 正交混沌信号发生器
Fig. 1 Orthogonal chaos signal generator

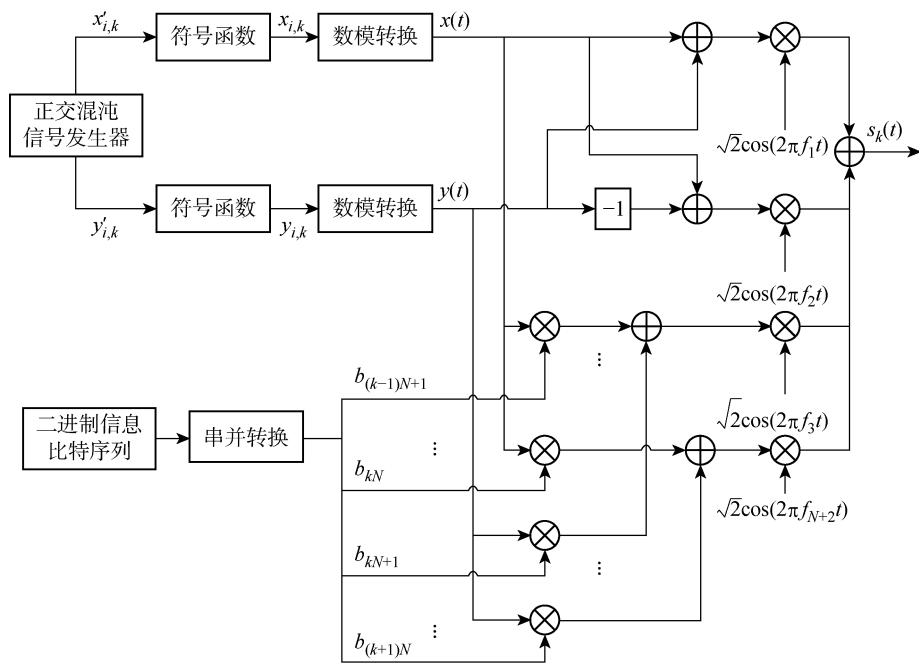


图 2 NISI-MU-CDSK 系统发送端框图
Fig. 2 Transmitter block diagram of the NISI-MU-CDSK

MHz、相互正交的混沌序列 $x'_{i,k}$ 和 $y'_{i,k}$ ；符号函数将两路相互正交的混沌序列 $x'_{i,k}$ 和 $y'_{i,k}$ 进行归一化处理后得到一组新的混沌序列 $x_{i,k}$ 和 $y_{i,k}$ ：

$$\left. \begin{aligned} x'_{i+1,k} &= 1 - 2x'^2_{i,k} \\ x_{i+1,k} &= \text{sgn}(x'_{i,k}) \\ x'_{i,k} &\in (-1, 1) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} y'_{i+1,k} &= 1 - 2y'^2_{i,k} \\ y_{i+1,k} &= \text{sgn}(y'_{i,k}) \\ y'_{i,k} &\in (-1, 1) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中： $x'_{i,k}$ 和 $y'_{i,k}$ 由 Logistic 映射后得到； $x_{i,k}$ 和 $y_{i,k}$ 由 $x'_{i,k}$ 和 $y'_{i,k}$ 经符号函数映射后得到。则

$$\begin{aligned} x_{i,k} &\in \{-1, +1\} \\ y_{i,k} &\in \{-1, +1\} \\ E[x_{i,k}] &= 0 \\ \text{var}[x_{i,k}] &= 1 \\ E[y_{i,k}] &= 0 \end{aligned}$$

$$\text{var}[y_{i,k}] = 1$$

其中： $E[\cdot]$ 表示均值； $\text{var}[\cdot]$ 表示方差；比特能量恒定。

数模转换将经过归一化处理得到的混沌序列 $x_{i,k}$ 和 $y_{i,k}$ 转换为一组带宽为 500 MHz 并且连续的模拟信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ ，然后将 $x(t)$ 和 $y(t)$ 通过加、减法线性组合生成的一组新信号 $x(t) + y(t)$ 和 $x(t) - y(t)$ 作为参考信号。将超宽带通信的频率范围 3.1~10.6 GHz 等分为 10 个带宽为 750 MHz 的频段，则在两个相邻的频段间有 250 MHz 作为保护频带来防止相邻频段间的信号干扰。混沌序列的周期为 T_b ，即 $T_b = 2\beta$ 。串并转换将一串携带 $2N$ 比特信息的二进制信息比特序列转换为一组并列的 $2N$ 比特信息，再将前、后 N 比特信息分别与 $x(t)$ 和 $y(t)$ 调制后求和，将所得信息 $\sum_{j=1}^N b_{(k-1)N+j}x(t)$ 和

$\sum_{j=1}^N b_{kN+j} y(t)$ 作为信息信号与参考信号 $x(t) + y(t)$ 和 $x(t) - y(t)$ 通过 FDM 的方式分别与载波 $\sqrt{2} \cos(2\pi f_p t)$ ($p = 1, 2, \dots, N+2$) 调制后之和作为第 k 帧发送端信号, 其中 f_p 为频分复用的载波频率, $f_p = (2.7 + 0.75p)$ GHz, t 为时域, $b_{(k-1)N+j}$ 和 b_{kN+j} 为第 j ($j = 1, 2, \dots, N$) 个用户的信息信号. 则发送第 k 帧信息的发送信号 $s_k(t)$ 为

$$s_k(t) = \sqrt{2} [x(t) + y(t)] \cos(2\pi f_1 t) + \sqrt{2} [x(t) - y(t)] \cos(2\pi f_2 t) + \sum_{j=1}^N \sqrt{2} [b_{(k-1)N+j} x(t) + b_{kN+j} y(t)] \cos(2\pi f_{j+2} t) \quad (5)$$

此时发送端发送信号的平均比特能量为

$$E_b = \frac{1}{2N} E \left[\int_{t=0}^{T_b} (s_k(t))^2 dt \right] = \frac{N+2}{N} \beta E[x_{i,k}^2] \quad (6)$$

系统的接收端框图如图 3 所示, 图中 $r_k(t)$ 为系统接收端接收到的信号. 先将接收到的信号通过 $N+2$ 个并行对应的带通滤波器 BPF_p , 其中中心频率为 f_k , 带宽为 500 MHz. 再与其相对应的载波 $\sqrt{2} \cos(2\pi f_p t)$ 解调并通过带宽为 500 MHz 的低通滤波器后进行采样, 采样间隔为 T_b/β , 随后将第 $j+2$ 路接收信号 $r_{i,k}^{j+2}$ 分别与第 1、2 路接收信号 $r_{i,k}^1$ 、 $r_{i,k}^2$ 进行相关解调并输出 R_j 和 R_{j+N} . 则根据判决变量 $Z_j = R_j + R_{j+N}$ 和 $Z_{j+N} = R_j - R_{j+N}$ 的值进行门限判决即可解调出发送信息 $\hat{b}_{(k-1)N+j}$ 和 \hat{b}_{kN+j} .

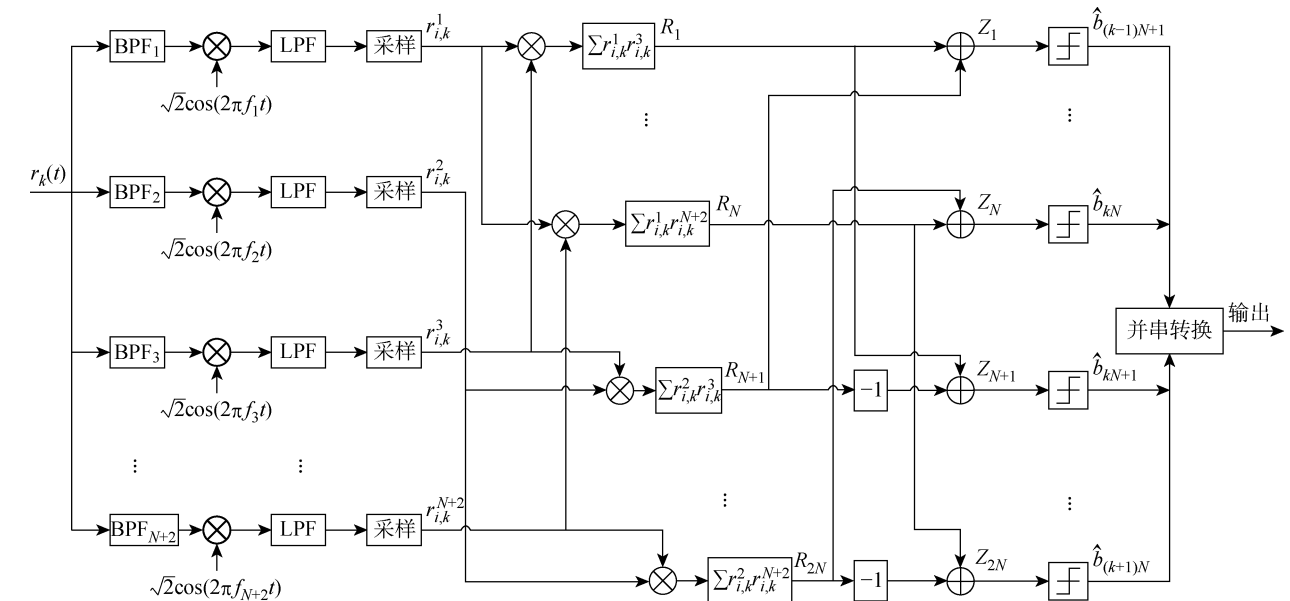


图 3 NISI-MU-CDSK 系统接收端框图

Fig. 3 Receiver block diagram of the NISI-MU-CDSK

在实际应用中, 信号在空间传输时反射和折射会消耗信号能量, 导致接收到信号的幅度、相位和时延会改变, 因此本文研究 NISI-MU-CDSK 系统在 Rayleigh 衰落信道中的误码性能. 为研究方便, 推导了 NISI-MU-CDSK 在两径 Rayleigh 衰落信道中的比特误码率 (BER) 公式. 图 4 所示为两条独立路径的 Rayleigh 衰落信道. 图中: α_1 和 α_2 为服从 Rayleigh 分布的相互独立的衰落系数; τ 为两条独立路径之间的时间延迟; $\zeta_k(t)$ 为满足一阶矩为零、二阶矩为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声. 文中假设 τ 远小于符号间隔, 即 $\tau \ll \beta$, 所以符号间干扰远小于多径干扰, 可以忽略不计. 本文讨论两径 Rayleigh 衰落信道中增益的两种常见情况.

情况 1 两条路径的平均能量增益均为 0.5, 即

$$E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] = 0.5$$

情况 2 两条路径的平均能量增益相差 6 dB, 即

$$E[\alpha_1^2] = 0.2, \quad E[\alpha_2^2] = 0.8$$

则在第 k 帧, NISI-MU-CDSK 系统接收端接收到的信号为

$$r_k(t) = \alpha_1 s_k(t) + \alpha_2 s_k(t - \tau) + \zeta_k(t) \quad (7)$$

每一路低通滤波器的输出为

$$r_k^1(t) = \alpha_1 x_k(t) + \alpha_1 y_k(t) + \alpha_2 x_k(t - \tau) + \alpha_2 y_k(t - \tau) + \zeta_k^1(t) \quad (8)$$

$$r_k^2(t) = \alpha_1 x_k(t) - \alpha_1 y_k(t) + \alpha_2 x_k(t - \tau) - \alpha_2 y_k(t - \tau) + \zeta_k^2(t) \quad (9)$$

$$r_k^{j+2}(t) = \alpha_1 b_{(k-1)N+j} x_k(t) + \alpha_1 b_{kN+j} y_k(t) +$$

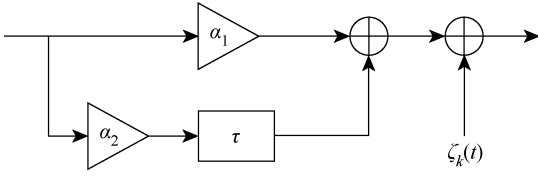


图4 两径 Rayleigh 衰落信道结构

Fig. 4 Two-path Rayleigh fading channel structure

$$\alpha_1 b_{(k-1)N+j} x_k(t-\tau) + \alpha_2 b_{kN+j} y_k(t-\tau) + \zeta_k^{j+2}(t) \quad (10)$$

每一路采样后的信号可表示为

$$r_{i,k}^1 = \alpha_1 x_{i,k} + \alpha_1 y_{i,k} + \alpha_2 x_{i-\tau,k} + \alpha_2 y_{i-\tau,k} + \zeta_{i,k}^1 \quad (11)$$

$$r_{i,k}^2 = \alpha_1 x_{i,k} - \alpha_1 y_{i,k} + \alpha_2 x_{i-\tau,k} - \alpha_2 y_{i-\tau,k} + \zeta_{i,k}^2 \quad (12)$$

$$r_{i,k}^{j+2} = \alpha_1 b_{(k-1)N+j} x_{i,k} + \alpha_1 b_{kN+j} y_{i,k} + \alpha_2 b_{(k-1)N+j} x_{i-\tau,k} + \alpha_2 b_{kN+j} y_{i-\tau,k} + \zeta_{i,k}^{j+2} \quad (13)$$

在接收端,解调第 j 个用户的信息输出为

$$Z_j = R_j + R_{j+N} =$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^{\beta} r_{i,k}^1 r_{i,k}^{j+2} + \sum_{k=1}^{\beta} r_{i,k}^2 r_{i,k}^{j+2} = \\ & \sum_{i=1}^{\beta} (r_{i,k}^1 + r_{i,k}^2) r_{i,k}^{j+2} = \\ & \sum_{i=1}^{\beta} (2\alpha_1 x_{i,k} + 2\alpha_2 x_{i-\tau,k} + \zeta_{i,k}^1 + \zeta_{i,k}^2) \times \\ & (\alpha_1 b_{(k-1)N+j} x_{i,k} + \alpha_1 b_{kN+j} y_{i,k} + \alpha_2 b_{(k-1)N+j} x_{i-\tau,k} + \\ & \alpha_2 b_{kN+j} y_{i-\tau,k} + \zeta_{i,k}^{j+2}) = A + B + C \end{aligned} \quad (14)$$

$$A = 2\alpha_1^2 b_{(k-1)N+j} \sum_{i=1}^{\beta} (x_{i,k}^2) + 2\alpha_2^2 b_{(k-1)N+j} \sum_{i=1}^{\beta} (x_{i-\tau,k}^2) + \sum_{i=1}^{\beta} (4\alpha_1 \alpha_2 b_{(k-1)N+j} x_{i,k} x_{i-\tau,k})$$

$$B = \sum_{i=1}^{\beta} [(2\alpha_1 x_{i,k} + 2\alpha_2 x_{i-\tau,k}) \zeta_{i,k}^{j+2} + (\alpha_1 b_{(k-1)N+j} x_{i,k} + \alpha_1 b_{kN+j} y_{i,k} + \alpha_2 b_{(k-1)N+j} x_{i-\tau,k} + \alpha_2 b_{kN+j} y_{i-\tau,k}) (\zeta_{i,k}^1 + \zeta_{i,k}^2)]$$

$$C = \sum_{i=1}^{\beta} [(\zeta_{i,k}^1 + \zeta_{i,k}^2) \zeta_{i,k}^{j+2}]$$

式中: A 为有用信号项; B 为信号与噪声间的干扰项; C 为噪声间的干扰项.通过对比本文相关解调输出表达式(14)与文献[18]中推导的传统通信系统 CDSK 的相关解调输出可以发现,CDSK 系统的相关解调输出有 12 项为信号间干扰项,而本文提出的系统完全消除了信号间干扰项.一方面,在发送端构造两路混沌信号的加、减法的线性组合作为参考信号,在接收端将相关器对应的输出进行对应的加、减法的线性组合,并通过 FDM 技术传输多用户信息.以上操作消除了用户间干扰,使得最终输出表达式的相关项减少,从而减少了部分信号间干扰项.另一

方面,通过在发送端使用正交混沌信号发生器确保产生的两路混沌信号 $x_{i,k}$ 和 $y_{i,k}$ 严格正交,使得式(14)的信号间干扰项 $(2\alpha_1 x_{i,k} + 2\alpha_2 x_{i-\tau,k}) (\alpha_1 b_{kN+j} y_{i,k} + \alpha_2 b_{kN+j} y_{i-\tau,k})$ 为零,从而彻底消除了所提系统的信号间干扰分量.此外,由于本文采用的是 Logistic 映射,其自相关旁瓣为零,则有

$$\sum_{i=(k-1)\beta+\tau+1}^{k\beta} x_{i,k} x_{i-\tau,k} \approx 0 \quad (15)$$

即 A 中的 $\sum_{i=1}^{\beta} (4\alpha_1 \alpha_2 b_{(k-1)N+j} x_{i,k} x_{i-\tau,k})$ 趋于零.所以本文提出的系统相比于传统通信系统具有更好的误码性能.

同理可得解调第 $j+N$ 个用户的信息输出为

$$Z_{j+N} = R_j - R_{j+N} =$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^{\beta} r_{i,k}^1 r_{i,k}^{j+2} - \sum_{k=1}^{\beta} r_{i,k}^2 r_{i,k}^{j+2} = \\ & \sum_{i=1}^{\beta} (r_{i,k}^1 - r_{i,k}^2) r_{i,k}^{j+2} = \\ & \sum_{i=1}^{\beta} (2\alpha_1 y_{i,k} + 2\alpha_2 y_{i-\tau,k} + \zeta_{i,k}^1 + \zeta_{i,k}^2) \times \\ & (\alpha_1 b_{(k-1)N+j} x_{i,k} + \alpha_1 b_{kN+j} y_{i,k} + \alpha_2 b_{(k-1)N+j} x_{i-\tau,k} + \\ & \alpha_2 b_{kN+j} y_{i-\tau,k} + \zeta_{i,k}^{j+2}) = D + E + F \end{aligned} \quad (16)$$

$$D = 2\alpha_1^2 b_{kN+j} \sum_{i=1}^{\beta} (y_{i,k}^2) + 2\alpha_2^2 b_{kN+j} \sum_{i=1}^{\beta} (y_{i-\tau,k}^2) +$$

$$\sum_{i=1}^{\beta} (4\alpha_1 \alpha_2 b_{kN+j} y_{i,k} y_{i-\tau,k})$$

$$E = \sum_{i=1}^{\beta} [(2\alpha_1 y_{i,k} + 2\alpha_2 y_{i-\tau,k}) \zeta_{i,k}^{j+2} + (\alpha_1 b_{(k-1)N+j} x_{i,k} + \alpha_1 b_{kN+j} y_{i,k} + \alpha_2 b_{(k-1)N+j} x_{i-\tau,k} + \alpha_2 b_{kN+j} y_{i-\tau,k}) (\zeta_{i,k}^1 + \zeta_{i,k}^2)]$$

$$F = \sum_{i=1}^{\beta} [(\zeta_{i,k}^1 + \zeta_{i,k}^2) \zeta_{i,k}^{j+2}]$$

式中: D 为有用信号项; E 为信号与噪声间的干扰项; F 为噪声间的干扰项.并且由式(15)可知 D 中的 $\sum_{i=1}^{\beta} (4\alpha_1 \alpha_2 b_{kN+j} y_{i,k} y_{i-\tau,k})$ 趋于零.通过对比 Z_j 和 Z_{j+N} 可知,由于混沌序列 $x_{i,k}$ 和 $y_{i,k}$ 的均值和方差相同,所以解调前 N 个用户信息的输出 Z_j 和后 N 个用户信息的输出 Z_{j+N} 的判决变量是相同的.因此,为了简化分析,本文只讨论解调第 j 个用户的信息输出 Z_j 的情况.

2 NISI-MU-CDSK 系统性能分析

本文采用高斯近似法(Gaussian Approximation, GA)分析并推导 NISI-MU-CDSK 在 Rayleigh 衰落信道下的 BER 公式. GA 法在 β 取较大的

值时能准确地分析系统的性能. 根据中心极限定理可得

$$\begin{aligned} E[Z_j] &= E[A] + E[B] + E[C] = \\ &= 2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)\beta b_{(k-1)N+j} E[x_{i,k}^2] = \\ &= \frac{2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)b_{(k-1)N+j}NE_b}{N+2} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\text{var}[Z_j] = \frac{4(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)NE_bN_0}{N+2} + \frac{\beta N_0^2}{2} \quad (18)$$

则可得 NISI-MU-CDSK 在两径 Rayleigh 衰落信道下的 BER 为

$$\begin{aligned} \text{BER}(\alpha_1, \alpha_2) &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{|E[Z_j]|}{\sqrt{2\text{var}[Z_j]}}\right) = \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left\{\left[\frac{2(N+2)}{N(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\beta(N+2)^2}{4N^2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2}\right]^{-\frac{1}{2}}\right\} \end{aligned} \quad (19)$$

式中: $\text{erfc}(\cdot)$ 为互补误差函数,

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-v^2} dv$$

令

$$\gamma_1 = \alpha_1^2 \left(\frac{E_b}{N_0}\right)$$

$$\gamma_2 = \alpha_2^2 \left(\frac{E_b}{N_0}\right)$$

$$\gamma_b = \gamma_1 + \gamma_2$$

则式(19)可进一步简化为

$$\begin{aligned} \text{BER}(\gamma_b) &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left\{\left[\frac{2(N+2)}{N}(\gamma_b)^{-1} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\beta(N+2)^2}{4N^2}(\gamma_b)^{-2}\right]^{-\frac{1}{2}}\right\} \end{aligned} \quad (20)$$

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 服从卡方分布:

$$f(\gamma) = \frac{1}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, \quad \gamma \geq 0 \quad (21)$$

γ_b 服从以下分布:

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

因此, 由式(20)和(22)得到 NISI-MU-CDSK 系统在两径 Rayleigh 衰落信道下的 BER 公式为

$$\begin{aligned} \text{BER}' &= \int_0^\infty \text{BER}(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b = \\ &= \int_0^\infty \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{2(N+2)}{N}(\gamma_b)^{-1} + \right. \end{aligned}$$

$$\left. \frac{\beta(N+2)^2}{4N^2}(\gamma_b)^{-2}\right)^{-\frac{1}{2}} f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (23)$$

观察式(23)可知, 在 Rayleigh 衰落信道中影响 NISI-MU-CDSK 系统 BER 的因素除了 N, β 以及信噪比 E_b/N_0 外, 还有 α_1 和 α_2 .

在式(19)中, 令 $\alpha_1 = 1, \alpha_2 = 0$, 则可得 NISI-MU-CDSK 系统在 AWGN 信道中的 BER 为

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{AWGN}} &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left\{\left[\frac{2(N+2)}{N}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\beta(N+2)^2}{4N^2}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2}\right]^{-\frac{1}{2}}\right\} \end{aligned} \quad (24)$$

由于实际信息传输中出现误码的情况是不可避免的, 所以误码率的研究尤为重要. 式(23)与(24)分别描述了 NISI-MU-CDSK 系统在 Rayleigh 衰落信道和 AWGN 信道下的误码性能表达式, 其物理意义为当要发送的信息比特为“0”(或者“1”), 而通过接收端解调出的信息比特为“1”(或者“0”)时, 系统传输该信息比特时发生错误. 而 BER 是用来描述一个系统在传输信息比特过程中出现误码的概率, 所以 BER 是评价系统性能的重要指标.

根据文献[14]、[15]和[18]可知, 使用具有相同均值和方差的映射也可推导出 CDSK、FDM-HEDCSK 以及 OMU-DCSK 的 BER 公式:

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{CDSK}} &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left\{\left[\frac{7}{\beta} + 8\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. 2\beta\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2}\right]^{-\frac{1}{2}}\right\} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{FDM-HEDCSK}} &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left\{\left[\frac{3}{\beta} + 4\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \beta\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2}\right]^{-\frac{1}{2}}\right\} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{OMU-DCSK}} &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left\{\left[\frac{1}{\beta} + \frac{(N+1)^2}{N}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{(N+1)^2\beta}{2N^2}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-2}\right]^{-\frac{1}{2}}\right\} \end{aligned} \quad (27)$$

对比式(24)与(25)可知, N 增加时, 系统的 BER 减小, 即当 $N=1$ 时, 系统的 BER 最大, 此时系统的 BER 明显小于 CDSK 系统的 BER, 所以本文所提系统的误码性能始终优于 CDSK 系统. 同样对比式(24)、(26)和(27)可知, 当 N 大于某个临界值时, 本文所提系统的误码性能优于 OMU-DCSK 和 FDM-HEDCSK 系统, 具体性能比较在下一节中体现.

3 仿真分析

本节对 NISI-MU-CDSK 系统在 AWGN 信道

和 Rayleigh 衰落信道下的 BER 进行 Monte Carlo 仿真实验并与理论推导进行对比;研究 NISI-MU-CDSK 性能与 N 、 β 和 E_b/N_0 的关系,同时与传统 CDSK、OMU-DCSK 以及 FDM-HEDCSK 的 BER 进行仿真对比分析. 仿真采用 Logistic 映射,仿真曲线为 10^6 次 Monte Carlo 仿真的结果.

图 5 和 6 分别为 NISI-MU-CDSK 系统在 $N=2,3,4$ 时, AWGN 信道和 Rayleigh 衰落信道下 BER 随 E_b/N_0 变化的曲线. 其中仿真时 β 取值为 100, Rayleigh 衰落信道的增益均为 0.5. 从图 5 和 6 可以看出, Monte Carlo 仿真的 BER 结果(用“仿真值”表示)和理论推导的 BER 结果(用“理论值”表示)大致相符. 当 N 一定时,系统 BER 随 E_b/N_0 的增大而减小;当 E_b/N_0 一定时,系统 BER 随 N 的增大而减小. 这是因为 N 的增加可以有效地降低系

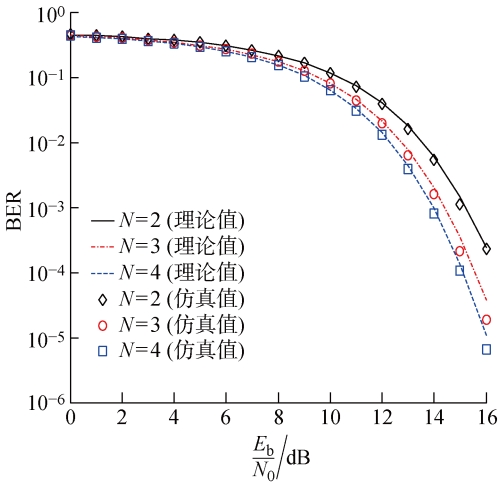


图 5 AWGN 信道中不同用户数 BER 变化曲线
Fig. 5 The BER performance curves with different users in AWGN channel

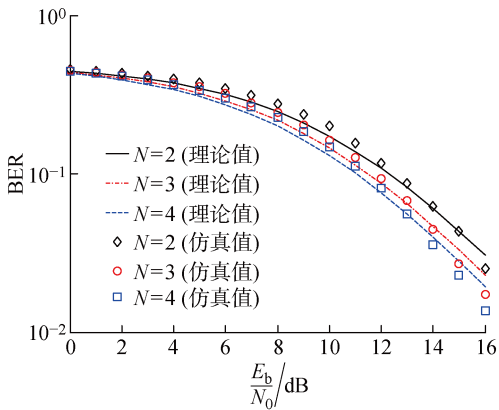


图 6 Rayleigh 信道中不同用户数 BER 变化曲线
Fig. 6 The BER performance curves with different users in Rayleigh channel

统平均比特能量,并且 NISI-MU-CDSK 系统彻底消除了信号间干扰项.

图 7 和图 8 分别为 NISI-MU-CDSK 系统在 AWGN 信道下 E_b/N_0 为 10、12 和 15 dB 时 BER 随 β 和 N 变化的曲线. 仿真时其余参数取值为图 7 中 $N=2$, 图 8 中 $\beta=100$. 从图 7 中可以看出, 当 E_b/N_0 一定时, 系统 BER 随 β 的增大而增大, 且只有当 β 较大时 BER 的仿真值与理论值基本吻合. 这是由于当 β 较小时, 接收端的判决变量不再满足高斯分布, 进一步验证了理论推导的正确性. 从图 8 中可以看出, 当 E_b/N_0 一定时, 系统 BER 随 N 的增大而减小, 当 N 接近 20 时, 系统 BER 趋近于稳定. 从式 (32) 中也可以看出, 随着 N 的增加, 系统的 BER 趋近于一个固定值.

图 9 和 10 分别为 NISI-MU-CDSK 系统在 AWGN 信道和 Rayleigh 衰落信道下 BER 与 CD-SK、OMU-DCSK 和 FDM-HEDCSK 系统的 BER

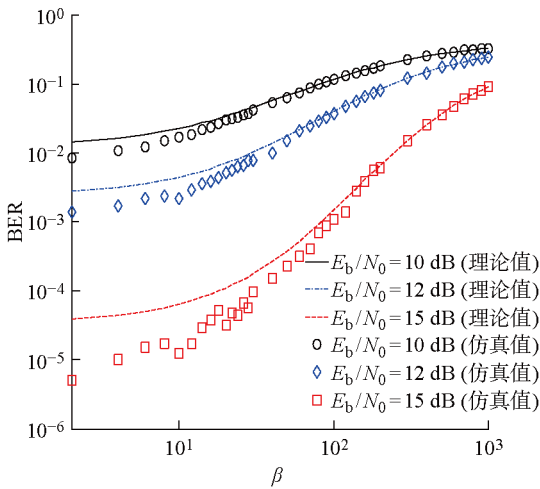


图 7 系统误码率随扩频因子变化曲线
Fig. 7 The system BER curve with different spreading factor β

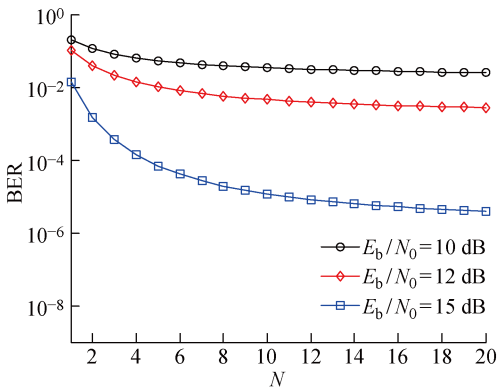


图 8 系统误码率随用户数变化曲线
Fig. 8 The system BER curve with different users N

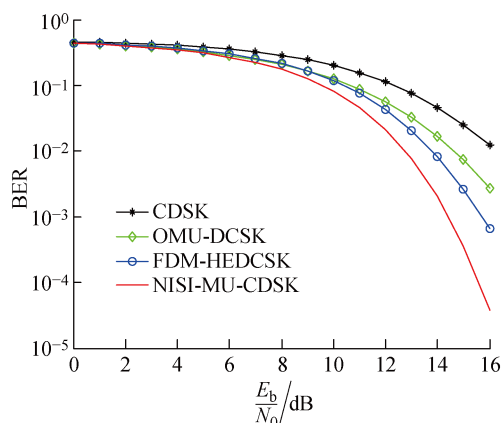


图 9 AWGN 信道中 NISI-MU-CDSK 与其它系统 BER 比较曲线

Fig. 9 The BER performance curve of NISI-MU-CDSK compared to other systems in AWGN channel

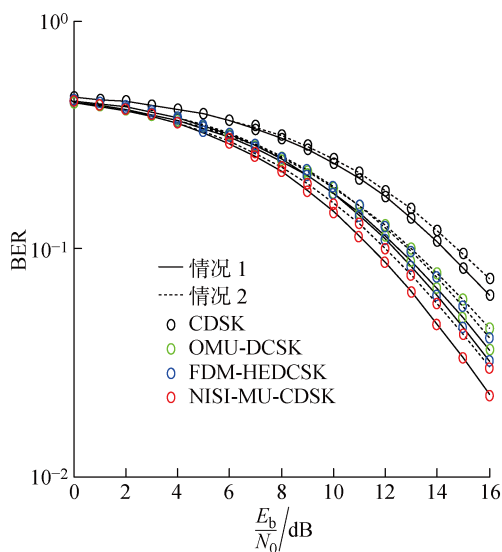


图 10 Rayleigh 信道中 NISI-MU-CDSK 与其它系统 BER 比较曲线

Fig. 10 The BER performance curve of NISI-MU-CDSK compared to other systems in Rayleigh channel

比较曲线。其中仿真时其余参数取值 $N=3, \beta=100$ 。可以看出, NISI-MU-CDSK 的 BER 远小于 CDSK、OMU-DCSK 和 FDM-HEDCSK 系统的 BER, 其原因有 3 个方面。首先, NISI-MU-CDSK 系统在发送端构造两路混沌信号的加、减法线性组合以及接收端构造对应的线性组合可减少信号间干扰项。其次, 在发送端使用正交混沌信号发生器使得系统在接收端进行相关解调时能消除信号间干扰。另外, 通过 FDM 技术传输多用户信息消除用户间干扰, 可提升系统的误码性能。从图 10 中还可以看出, 系统在两条路径平均能量增益不同时的误码性能比两条路径平均能量增益相同时的误码性能差。

4 结语

本文在传统 CDSK 系统的基础上提出了一种基于 FDM 的 NISI-MU-CDSK 混沌通信系统。该系统通过 FDM 方式传输多用户信息, 并引入正交混沌信号发生器, 在发送端构造两路混沌信号的加、减法线性组合, 能彻底消除信号间干扰, 可提高系统的误码性能。通过 GA 法推导了 NISI-MU-CDSK 系统在 Rayleigh 衰落信道下的 BER 公式并进行了 Monte Carlo 仿真。结果表明: 本文所提系统的误码性能较 CDSK 有很大提高, 甚至优于 OMU-DCSK 以及 FDM-HEDCSK 系统, 具有较好的研究意义和应用价值。

参考文献:

- [1] HASAN A M N, AMEER L F A. Implementation of digital chaotic signal generator with an efficient cross-correlation in wireless communications [J]. *International Journal of Advancements in Computing Technology*, 2009, 1(1): 18-23.
- [2] KADDOUM G, TRAN H V, KONG L, *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.
- [3] HERCEG M, KADDOUM G, VRANJES D, *et al.* Permutation index DCSK modulation technique for secure multi-user high-data-rate communication systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 67(4): 2997-3001.
- [4] DUAN J Y, JIANG G P, YANG H. Reference-adaptive CDSK: An enhanced version of correlation delay shift keying [J]. *IEEE Transactions on Circuits and System II: Express Briefs*, 2015, 62(1): 90-94.
- [5] CAI G, WANG L, CHEN G Y. Capacity of the non-coherent DCSK system over rayleigh fading channel [J]. *IET Communications*, 2016, 10(18): 2663-2669.
- [6] 马骏, 蒋铃鸽, 何晨. 一种改进的混合差分混沌键控及性能分析[J]. *上海交通大学学报*, 2004, 38(11): 1814-1817.
MA Jun, JIANG Lingge, HE Chen. An improved approach of hybrid differential chaos shift keying with BER performance analysis [J]. *Journal of Shanghai Jiao Tong University*, 2004, 38(11): 1814-1817.
- [7] KADDOUM G, SOUJERI E, NIJSURE Y. Design of a short reference noncoherent chaos-based communication systems [J]. *IEEE Transactions on*

- Communications**, 2016, 64(2): 680-689.
- [8] XIA Y, TSE C K, LAU F C M. Performance of differential chaos-shift-keying digital communication systems over a multipath fading channel with delay spread [J]. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital, Signal Processing**, 2004, 51(12): 680-684.
- [9] LEE J H, AN C Y, KIM B J, *et al.* Analysis of boss map according to delay time in CDSK system and proposed chaos system [C] // **IEEE International Conference on Consumer Electronics**, USA: IEEE, 2015: 521-524.
- [10] YANG H, TANG W K S, CHEN G R, *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.
- [11] KADDOUM G. Design and performance analysis of a multiuser OFDM based differential chaos shift keying communication system [J]. **IEEE Transactions on Communications**, 2016, 64(1): 249-260.
- [12] KADDOUM G, GAGNON F. Performance analysis of STBC-CSK communication system over slow fading channel [J]. **Signal Processing**, 2013, 93(7): 2055-2060.
- [13] QUYEN N X, DUONG T Q, NALLANATHAN A. Modelling, analysis and performance comparison of two direct sampling DCSK receivers under frequency non-selective fading channels [J]. **IET Communications**, 2016, 10(11): 1263-1272.
- [14] WANG S Y, LIU Y J, MA W J. Design of a novel frequency division scheme for DCSK chaos communication system [C] // **International Conference on Information Management**, Chengdu, China: IEEE, 2017: 317-321.
- [15] 张刚, 王传刚, 张天骐. 基于正交混沌载波的多用户 DCSK 系统性能分析 [J]. **系统工程与电子技术**, 2017, 39(2): 431-436.
- ZHANG Gang, WANG Chuangang, ZHANG Tianqi. Performance analyze for MU-DCSK system based on orthogonal chaotic carrier [J]. **Journal of Systems Engineering and Electronics**, 2017, 39(2): 431-436.
- [16] 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): 2015150-1-6.
- 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): 2015150-1-6.
- [17] MANDAL S, 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.
- [18] DUAN J Y, JIANG G P, YANG H. Multiple input multiple output CDSK chaotic communication system and its performance analysis [J]. **Wuhan University Journal of Natural Science**, 2016, 21(3): 221-228.

(本文编辑:陈晓燕)