

基于时隙变换的多用户多载波相关延迟移位键控系统

张刚^① 李超凡^① 蒋忠均*^②

^①(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

^②(中共贵州省委网络安全和信息化委员会办公室 贵阳 550000)

摘要: 为了改善多用户相关延迟移位键控(CDSK)系统误码率(BER)较高的缺点, 该文提出一种基于时隙变换的多用户多载波相关延迟移位键控(TST-MUMC-CDSK)系统。该方案采用置换矩阵对参考信号进行变换达到传输多用户信息的目的。在发送端, 复制 P 次之后的混沌信号与经过希尔伯特变换的正交信号一同经过时隙变换器, 产生 $2N$ 个相互正交的混沌信号来承载 $2N$ 个用户信息, 大大提高了系统的传输速率。该文推导了该系统在加性高斯白噪声(AWGN)信道和瑞利衰落信道(RFC)下的误码率表达式, 通过理论分析以及数值仿真验证了理论推导的正确性。仿真结果表明对比于其他同类系统, 所提系统在相同误码率的情况下可以节约更多的比特能量, 在误码率同为 10^{-2} 时, 该系统所需的信噪比比降噪多用户相关延迟移位键控(NR_MUCDSK)系统低1.5 dB, 比无信号间干扰多用户相关延迟移位键控(NISI_MU_CDSK)系统低2.6 dB。该系统具有良好的理论价值, 且为实际应用提供了良好的参考。

关键词: 相关延迟移位键控; 时隙变换; 希尔伯特变换; 多用户多载波; 高速

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2023)10-3568-10

DOI: 10.11999/JEIT221113

Multi-User Multi-Carrier Correlated Delay Shift Keying System Based on Time Slot Transformation

ZHANG Gang^① LI Chaofan^① JIANG Zhongjun^②

^①(School of Communication and Information Engineering,

Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

^②(Cyberspace Administration of Guizhou Province, Guiyang 550000, China)

Abstract: In order to improve the high Bit Error Rate(BER) of multi-user Correlated Delay Shift Keying(CDSK) system, a Multi-User Multi-Carrier Correlated Delay Shift Keying system based on Time Slot Transformation (TST-MUMC-CDSK) system is proposed. The scheme uses a permutation matrix to transform the reference signal for the purpose of transmitting multi-user information. At the transmitter, the chaotic signals are copied P times and passed through the time slot converter together with the Hilbert transformed orthogonal signals, resulting in $2N$ mutually orthogonal chaotic signals to carry $2N$ user messages, greatly increasing the transmission rate of the system. In this paper, the theoretical BER expressions of the system are derived for the Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel and the Rayleigh Fading Channel (RFC), and the correctness of the theoretical derivation is verified by numerical simulation. Simulation results show that the proposed system can save more bit energy with the same BER than other similar systems, and the required signal-to-noise ratio is 1.5 dB lower than that of Noise Reduction Multi-User Correlated Delay Shift Keying(NR_MUCDSK) and 2.6 dB lower than that of Multi-User Correlated Delay Shift Keying with No Intra-Signal Interference(NISI_MU_CDSK) at the same BER of 10^{-2} . The system has good theoretical value and provides a good reference for practical engineering applications.

收稿日期: 2022-08-24; 改回日期: 2023-02-09; 网络出版: 2023-02-18

*通信作者: 蒋忠均 jiangzhongjun1989@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61771085), 重庆市自然科学基金面上项目(cstc2021jcyj-msxmX0836), 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 General Program of Chongqing Natural Science Foundation(cstc2021jcyj-msxmX0836), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJ1600407, KJQN201900601)

Key words: Correlated Delay Shift Keying(CDSK); Time slot conversion; Hilbert transform; Multi-user multi-carrier; High speed

1 引言

近年来, 混沌技术作为一种热门的技术被广泛地应用在数字通信之中^[1-3], 其中最为典型的便是混沌数字调制。与传统的数字调制不同的是, 混沌数字调制采用的是混沌信号而非正弦信号, 由于混沌信号所具有的不可预测、对初值敏感以及电路简单的特性, 采用混沌信号的混沌数字调制在众多调制方式中脱颖而出, 成为学界众多学者多年研究的方向。

目前, 混沌数字调制技术最主要的两种调制方式分别为差分混沌移位键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)^[4]以及相关延迟移位键控(Correlated Delay Shift Keying, CDSK)^[5], 两者都采用了非相关的解调方式, 避免了现下还没有解决的混沌同步问题, 也是现有混沌调制技术皆倾向的调制方式。DCSK将参考信号和信息承载信号分开传输, 避免了信号间干扰; CDSK改善了DCSK系统的传输速率较低的缺点, 同时提高该系统的保密性。与DCSK不同, CDSK将信息承载信号与上一帧的参考信号叠加同时发送, 但也因为如此引入了用户间干扰, 从而导致了系统的抗噪性能变差。

为了改善通信中存在的高误码率、低传输速率以及保密性差等问题, 学术界提出了多种方案^[6-11], 为了解决用户间干扰问题, 文献^[12]提出了无信号内干扰的降噪多用户CDSK混沌通信系统, 通过对参考信号进行复制, 最后经过滑动平均实现降噪, 利用Walsh码的正交性, 进一步提升传输速率。近些年, 许多学者又提出了采用置乱矩阵的调制方案^[6,13], 文献^[14]提出了基于时间反转的多用户差分混沌键控系统, 该系统在每个时隙中将参考信号进行反转后传输双倍的信息比特。文献^[15]提出多用户分段移位差分混沌键控通信方案, 该方案根据传输的用户数的不同, 将参考信号分段后进行交换, 形成相互正交的信息承载信号。

为了提升传输速率并降低误码率, 本文提出一种基于时隙变换的多用户多载波相关延迟移位键控(Multi-User Multi-Carrier Correlated Delay Shift Keying system based on Time Slot Transformation, TST-MUMC-CDSK)系统。本系统采用移位后的单位矩阵作为置换矩阵对混沌参考信号进行移位, 产生多路正交的混沌信号以承载多用户比特信息, 并利用多载波进行传输, 提高传输速率的同时降低了误码率。接收端对接收到的信号进行滑动平

均, 通过对信号分段求和求平均, 降低噪声部分的方差, 以达到提高系统抗噪声干扰的目的。根据中心极限定理, 在扩频因子足够大时, 接收端判决变量整体近似服从高斯分布, 所以利用高斯近似法(Gaussian Approximation, GA)推导系统在高斯信道和瑞利衰落信道下的理论误码率表达式, 并对系统进行蒙特卡罗仿真证明理论推导与仿真结果的一致性。仿真结果表明对比于其他同类多用户系统, 所提系统具有更好的抗噪声性能和高传输速率。本系统具有良好的理论价值, 且为实际工程应用提供了良好的参考。

本文结构安排如下: 第2节分别描述了TST-MUMC-CDSK系统发送端和接收端的模型; 第3节为TST-MUMC-CDSK系统的性能分析, 分析并推导了本系统分别在多径瑞利衰落信道和高斯信道下的理论误码率公式, 并对系统传输效率和能量效率进行对比分析; 第4节为系统的仿真结果与分析, 对系统进行蒙特卡罗仿真证明理论推导与仿真结果的一致性; 第5节结论与展望。

2 系统模型

2.1 TST-MUMC-CDSK发送端

TST-MUMC-CDSK发送框图如图1所示。混沌信号发生器采用2阶Logistic映射产生一段混沌参考序列 $\mathbf{x}'_{i,k}$, 长度为 β/P , 如式(1)所示

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

$\mathbf{x}'_{i,k}$ 即为第 k 帧的混沌信号, 其中 $i = 1, 2, \dots, \beta/P$ 。将 $\mathbf{x}'_{i,k}$ 与一段长度为 P 的全1序列 W 进行克罗内克(Kronecker)积复制 P 次: $\mathbf{x}_{i,k} = \mathbf{x}'_{i,k} \odot W$ (\odot 表示克罗内克积), 得到长度为 β 的序列 $\mathbf{x}_{i,k}$ 作为第 k 帧的参考信号加载到中心频率为 f_0 的载波上传输。 $\mathbf{x}_{i,k}$ 作为混沌信号, 具有均值为0, 方差为1的特性, 即: $E(\mathbf{x}_{i,k}) = 0, \text{var}(\mathbf{x}_{i,k}) = 1$ 。其中, 信号表达式如式(2)

$$\mathbf{x}_0(t) = \sum_{i=1}^{\beta} \mathbf{x}_{i,k} h_T(t - iT_c) \quad (2)$$

其中, $h_T(t - iT_c)$ 是脉冲成形滤波器产生的冲激响应, T_c 为码片时间, 且一般取1。

混沌信号 $\mathbf{x}_{i,k}$ 通过希尔伯特变换产生正交信号 $\mathbf{y}_{i,k}$, 并同时通过时隙变换器, 分别产生 N 路序列顺序不同的混沌信号用于承载用户信息: $\mathbf{x}_{i,k}^{(1)}$,

$\mathbf{x}_{i,k}^{(2)}, \dots, \mathbf{x}_{i,k}^{(N)}, \mathbf{y}_{i,k}^{(N+1)}, \dots, \mathbf{y}_{i,k}^{(2N)}$, 因为混沌随机信号具有良好的互相关特性, 所以变化前后的混沌随机信号在不同序列段之间的相关度近似为0, 即产生的各路信号之间相互正交, 且变化后的序列具有和变化前序列相同的混沌特性, 即均值为0, 方差为1。时隙变换器首先将输入的混沌信号等分成 β/P 段, 每段长度为 P , 再经过矩阵 $\mathbf{E} = [\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2, \dots, \mathbf{E}_{\beta/P}]$ 对输入信号进行移位。其中 \mathbf{E}_1 是 β/P 阶的单位矩阵, \mathbf{E}_2 为 \mathbf{E}_1 中的所有列向量全部左移1位得到的新矩阵, \mathbf{E}_3 为 \mathbf{E}_2 中的所有列向量全部左移1位得到的新矩阵, 以此类推, 如式(3)所示, 产生的信号结构如图2所示

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{E}_1 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}_{\frac{\beta}{P} \times \frac{\beta}{P}} \\ \mathbf{E}_2 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix}_{\frac{\beta}{P} \times \frac{\beta}{P}} \\ \mathbf{E}_{\beta/P} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}_{\frac{\beta}{P} \times \frac{\beta}{P}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

通过时隙变换后得到的信号可以表达为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_{i,k}^{(1)} &= \mathbf{x}_{i,k} \cdot \mathbf{E}_1 \\ &\vdots \\ \mathbf{y}_{i,k}^{(N+1)} &= \mathbf{y}_{i,k} \cdot \mathbf{E}_1 \\ &\vdots \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

变换前后的所有信号之间相互正交, 即相关值为0, 如式(5)表示

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_{i,k} \cdot (\mathbf{x}_{i,k}^{(m)})^T &= 0 \\ \mathbf{x}_{i,k}^{(m)} \cdot (\mathbf{x}_{i,k}^{(n)})^T &= 0 \\ \mathbf{y}_{i,k} \cdot (\mathbf{y}_{i,k}^{(N+m)})^T &= 0 \\ \mathbf{y}_{i,k}^{(N+m)} \cdot (\mathbf{y}_{i,k}^{(N+n)})^T &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中, $m = 1, 2, \dots, N; n = 1, 2, \dots, N; \text{且} m \neq n$ 。

$2N$ 个用户的数据 b_1, b_2, \dots, b_{2N} 经过串并变换之后分别加载到 $2N$ 个相互正交的混沌信号 $\mathbf{x}_{i,k}^{(1)}, \mathbf{x}_{i,k}^{(2)}, \dots, \mathbf{x}_{i,k}^{(N)}, \mathbf{y}_{i,k}^{(N+1)}, \dots, \mathbf{y}_{i,k}^{(2N)}$ 上, 随后由 $\mathbf{x}_{i,k}$ 变换产生的第 n 路信号 $\mathbf{x}_{i,k}^{(n)}$ 与由 $\mathbf{y}_{i,k}$ 产生的第 n 路信号 $\mathbf{y}_{i,k}^{(N+n)}$ 相加得到 $x_n(t)$, 并加载中心频率为 f_n 的载波进行传输, 表达式为

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^{\beta} (b_1 \mathbf{x}_{i,k}^{(1)} + b_{N+1} \mathbf{y}_{i,k}^{(N+1)}) h_T(t - iT_c) \quad (6)$$

$$x_n(t) = \sum_{i=1}^{\beta} (b_n \mathbf{x}_{i,k}^{(n)} + b_{N+n} \mathbf{y}_{i,k}^{(N+n)}) h_T(t - iT_c) \quad (7)$$

则本系统第 k 帧的发送端信号 $s_k(t)$ 的表达式为

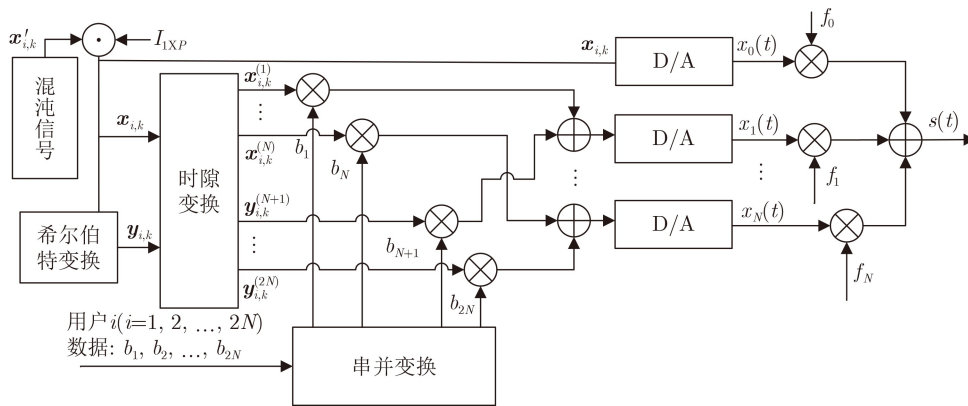


图1 TST-MUMC-CDSK系统发送端框图

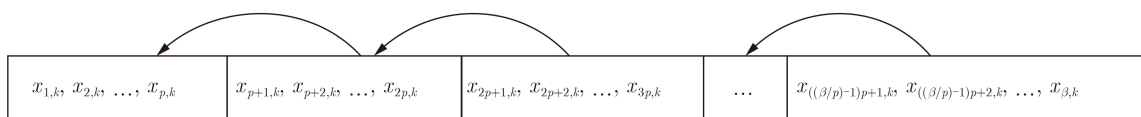


图2 时隙变换结构图

$$s_k(t) = x_0(t) \cos(2\pi f_0 t) + \sum_{n=1}^N x_n(t) \cos(2\pi f_n t) \quad (8)$$

其中, f_n 为所用载波的中心频率, 假设其是 $1/T_c$ 的倍数且 $f_n \gg 1/T_c$ 。

根据式(8)则可以计算系统的平均比特能量 E_b 为

$$E_b = \frac{E(s^2(t))}{2N} = \frac{(2N+1)\beta E(x_{i,k}^2)}{2N} \quad (9)$$

2.2 TST-MUMC-CDSK接收端

TST-MUMC-CDSK的接收框图如图3所示。接收端接收到信号 $r(t)$ 后与每一路对应的载波相乘, 再通过匹配滤波器并采样之后恢复出离散的信息信号。随后将该 N 路信息信号送入矩阵 \mathbf{A} 中, 矩阵 \mathbf{A} 可以表示为: $\mathbf{A} = [\mathbf{R}^{(1)}, \mathbf{R}^{(2)}, \dots, \mathbf{R}^{(N)}]^T_{(N \times \beta)}$, 其中 \mathbf{R}_n 为包含两路用户信息的信息承载信号: $\mathbf{R}^{(n)} = b_N \mathbf{x}_{i,k}^{(n)} + b_{N+n} \mathbf{y}_{i,k}^{(N+n)} + \mathbf{n}_{i,k}^{(n)}$, $\mathbf{n}_{i,k}$ 是加性高斯白噪声, 其均值为0, 方差为 $N_0/2$ 。矩阵 \mathbf{A} 经过滑动平均滤波器降噪后得到矩阵 $\bar{\mathbf{A}}$, 则矩阵 $\bar{\mathbf{A}}$ 可以表示为

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{1}{P} \begin{pmatrix} \sum_{\theta=1}^P R_1^{(1)}(\theta) & \dots & \sum_{\theta=1}^P R_{\beta/P}^{(1)}(\theta) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{\theta=1}^P R_1^{(N)}(\theta) & \dots & \sum_{\theta=1}^P R_{\beta/P}^{(N)}(\theta) \end{pmatrix}_{N \times \beta/P} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{i,k}^{(R1)} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{i,k}^{(RN)} \end{pmatrix} \quad (10)$$

$R_{\beta/P}^{(N)}(\theta)$ 表示矩阵 \mathbf{A} 第 N 行中第 β/P 段的信息。

参考信号经过滑动平均滤波器后得到 $\hat{\mathbf{x}}_{i,k}$, 再经过希尔伯特变换得到正交的信号 $\hat{\mathbf{y}}_{i,k}$, 两路信号分别经过时隙变换器产生 $2N$ 个与信息承载信号相对应的参考信号, 分别存入矩阵 \mathbf{B} 和矩阵 \mathbf{C} , 可用式(11)、式(12)表示。

将矩阵 \mathbf{B} 每一行与矩阵 \mathbf{A} 的每一行进行相关, 然后送入判决器判决即可解调出前 N 个用户的比特信息, 将矩阵 \mathbf{C} 的每一行与矩阵 \mathbf{A} 相关并判决, 可得到后 N 个用户的信息比特

$$\mathbf{B} = \frac{1}{P} \begin{pmatrix} \sum_{\theta=1}^P x_1^{(1)}(\theta) + n^1 & \dots & \sum_{\theta=1}^P x_{\beta/P}^{(1)}(\theta) + n^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{\theta=1}^P x_1^{(N)}(\theta) + n^N & \dots & \sum_{\theta=1}^P x_{\beta/P}^{(N)}(\theta) + n^N \end{pmatrix}_{N \times \beta/P} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{i,k}^{(R1)} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{i,k}^{(RN)} \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{C} = \frac{1}{P} \begin{pmatrix} \sum_{\theta=1}^P y_1^{(N+1)}(\theta) + n^1 & \dots & \sum_{\theta=1}^P y_{\beta/P}^{(N+1)}(\theta) + n^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{\theta=1}^P y_1^{(2N)}(\theta) + n^N & \dots & \sum_{\theta=1}^P y_{\beta/P}^{(2N)}(\theta) + n^N \end{pmatrix}_{N \times \beta/P} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{h}}_{i,k}^{(R1)} \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{h}}_{i,k}^{(RN)} \end{pmatrix} \quad (12)$$

滑动平均滤波器结构如图4所示, 其可以将信号分段求平均。

解调第 k 帧的第 n 个用户和第 $N+n$ 个用户的信息的相关器输出可以表示为

$$Z_n = \sum_{i=1}^{\beta/P} h_{i,k}^{(Rn)} h_{i,k}^n = \frac{1}{P} \begin{bmatrix} \sum_{\theta=1}^P x_1^{(n)}(\theta) + n^1 & \dots & \sum_{\theta=1}^P x_{\beta/P}^{(n)}(\theta) + n^1 \\ \sum_{\theta=1}^P R_1^{(n)}(\theta) & \dots & \sum_{\theta=1}^P R_{\beta/P}^{(n)}(\theta) \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

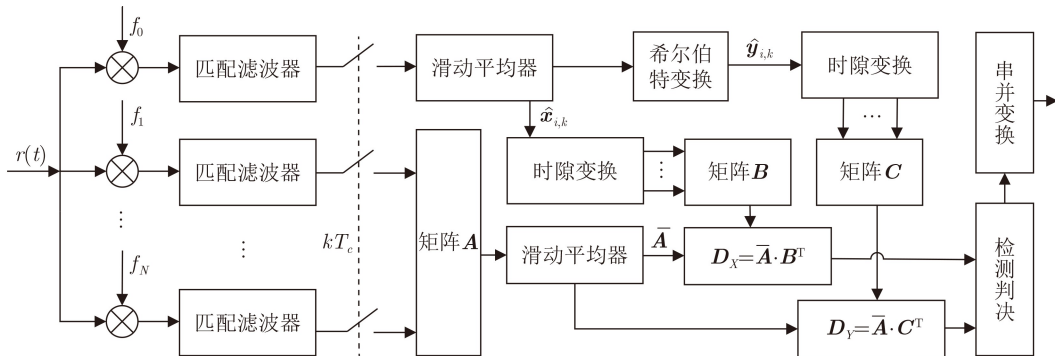


图3 TST-MUMC-CDSK系统接收端框图

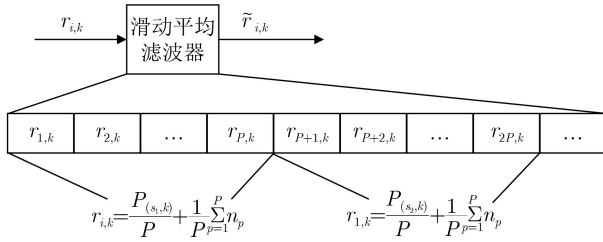


图4 滑动平均滤波器结构

$$Z_{N+n} = \sum_{i=1}^{\beta/P} \hat{h}_{i,k}^{(Rn)} h_{i,k}^n$$

$$= \frac{1}{P} \left[\sum_{\theta=1}^P y_1^{(n)}(\theta) + n^1 \cdots \sum_{\theta=1}^P y_{\beta/P}^{(n)}(\theta) + n^1 \right]$$

$$\cdot \frac{1}{P} \left[\sum_{\theta=1}^P R_1^{(n)}(\theta) \cdots \sum_{\theta=1}^P R_{\beta/P}^{(n)}(\theta) \right]^T \quad (14)$$

其中, $\mathbf{h}_{i,k}^{(Rn)}$ 表示 $\hat{\mathbf{x}}_{i,k}$ 经过时隙变换后得到的第 n 路参考信号, $\hat{\mathbf{h}}_{i,k}^{(Rn)}$ 表示 $\hat{\mathbf{y}}_{i,k}$ 经过时隙变换得到的第 n 路参考信号, $\mathbf{h}_{i,k}^n$ 表示矩阵 \mathbf{A} 中第 n 行包含两个用户比特的信息承载信号。

根据如下的判决规则, 即可解调出第 n 个用户和第 $N+n$ 个用户的信息比特

$$b_n = \begin{cases} -1, & Z_n < 0 \\ +1, & Z_n \geq 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$b_{N+n} = \begin{cases} -1, & Z_{N+n} < 0 \\ +1, & Z_{N+n} \geq 0 \end{cases} \quad (16)$$

3 性能分析

3.1 BER分析

本文采用2阶Logistic映射产生的混沌参考信号经过归一化后具有以下数字特征:

$E(\mathbf{x}_{i,k}) = 0, \text{var}(\mathbf{x}_{i,k}) = 1, \text{var}(\mathbf{x}_{i,k}^2) = 0$, 其中, $E(\cdot)$ 表示均值, $\text{var}(\cdot)$ 表示方差。

本节将分析该系统在高斯信道和多径瑞利衰落信道下的抗噪声性能, 图5为多径瑞利衰落信道模型。经过该多径瑞利衰落信道后接收到的信号可以表示为 $r(t)$

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l s(t - \tau_l) + n(t) \quad (17)$$

其中, L 为多径瑞利衰落信道的路径数, $\alpha_l (l=1, 2, \dots, L)$ 为第 l 条路径的衰落系数, τ_l 为第 l 条路径的延迟。假设信道延迟远小于扩频因子, 即 $\tau_l \ll \beta$, 则符号间干扰便可近似为0, 即: $\mathbf{x}_{i-\tau_j,k}^n \mathbf{x}_{i-\tau_l,k}^n \approx 0, j = (1, 2, \dots, L | j \neq l)$ 。

采用高斯近似法分析系统误码性能。因为 $2N$ 个用户信息相互独立, 所以只需推导其中1个用

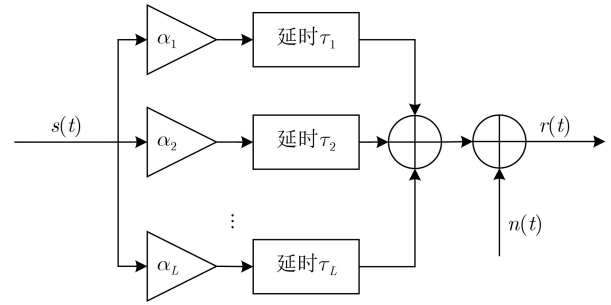


图5 多径瑞利衰落信道模型

户比特的错误概率即可, 则第 k 帧的第 n 个用户比特信息的相关器输出为

$$Z_n = \sum_{i=1}^{\beta/P} h_{i,k}^{(Rn)} h_{i,k}^{(n)}$$

$$= \sum_{i=1}^{\beta/P} \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 b_n x_{i-\tau_l,k}^{(n)} x_{i-\tau_l,k}^{(n)} \right.$$

$$+ \sum_{l=1}^L \alpha_l x_{i-\tau_l,k}^{(n)} \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^{(n)}$$

$$+ \sum_{l=1}^L \alpha_l b_n x_{i-\tau_l,k}^{(n)} \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^{(1)}$$

$$+ \sum_{l=1}^L \alpha_l b_{N+n} y_{i-\tau_l,k}^{(N+n)} \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^{(1)}$$

$$\left. + \frac{1}{P^2} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^{(1)} n_{i,k}^{(n)} \right]$$

$$= E + F + G \quad (18)$$

其中

$$E = \sum_{i=1}^{\beta/P} \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 b_n x_{i-\tau_l,k}^2 \quad (19)$$

$$F = \sum_{i=1}^{\beta/P} \sum_{l=1}^L \left(\alpha_l x_{i-\tau_l,k}^{(n)} \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^{(n)} + \alpha_l b_n x_{i-\tau_l,k}^{(n)} \right.$$

$$\left. \cdot \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^{(1)} + \alpha_l b_{N+n} y_{i-\tau_l,k}^{(N+n)} \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^{(1)} \right) \quad (20)$$

$$G = \frac{1}{P^2} \sum_{i=1}^{\beta/P} \sum_{p=1}^P n_{i,k}^{(1)} n_{i,k}^{(n)} \quad (21)$$

E 为有用信号, F 为信息承载信号与噪声的干扰项, G 是噪声之间的干扰项。理论误码率公式为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \Pr \{ Z_n < 0 | b_n = +1 \}$$

$$+ \frac{1}{2} \Pr \{ Z_n \geq 0 | b_n = -1 \}$$

$$= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|E(Z_n)|}{\sqrt{2\text{var}(Z_n)}} \right) \quad (22)$$

其中， $\text{erfc}(\cdot)$ 是互补误差函数，即： $\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\mu} d\mu$ 。

则 Z_n 的均值和方差为

$$\begin{aligned} E(Z_n) &= E(E) + E(F) + E(G) = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 b_n E(\mathbf{x}_{i-\tau_l, k}^2) \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 b_n \frac{2NE_b}{(2N+1)P} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \text{var}(Z_n) &= \text{var}(E) + \text{var}(F) + \text{var}(G) \\ &= \sum_{l=1}^L \frac{3\alpha_l^2 N_0 N E_b}{(2N+1)P^2} + \frac{\beta N_0^2}{4P^3} \end{aligned} \quad (24)$$

将均值与方差代入误码率公式之中，得到瞬时BER

$$\begin{aligned} \text{BER} &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{3(2N+1)}{2N \sum_{l=1}^L \alpha_l^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\beta(2N+1)^2}{8N^2 P \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (25)$$

令 $\gamma_l = \alpha_l^2 \frac{E_b}{N_0}$ ， $\gamma_b = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \frac{E_b}{N_0}$ ，则式(25)化为

$$\begin{aligned} \text{BER}[\gamma_b] &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{3(2N+1)}{2N} \gamma_b^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\beta(2N+1)^2}{8N^2 P} \gamma_b^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (26)$$

多径瑞利衰落信道第 l 条路径的平均信噪比增益表示为 $\bar{\gamma}_l = E(\gamma_l) = (E_b/N_0)E(\alpha_l^2)$ ，则 γ_b 的瞬时概率密度函数可以用式(27)表示

$$f(\gamma_b) = \frac{\gamma_b^{(L-1)}}{(L-1)! \bar{\gamma}_l^L} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_l}\right) \quad (27)$$

则TST-MUMC-CDSK系统在多径瑞利衰落信道下的平均误码率公式可以表示为

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{RFC}} &= \int_0^{\infty} \text{BER}(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \text{erfc} \left(\frac{3(2N+1)}{2N} \gamma_b^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\beta(2N+1)^2}{8N^2 P} \gamma_b^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} f(\gamma_b) d\gamma_b \end{aligned} \quad (28)$$

令 $\alpha_1 = 1, \alpha_2 = 0, \dots, \alpha_L = 0$ ，则误码率公式等价于在加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道中的误码率公式，即

$$\begin{aligned} \text{BER} &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{3(2N+1)}{2N} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\beta(2N+1)^2}{8N^2 P} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-2} \right)^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (29)$$

3.2 TST-MUMC-CDSK系统传输效率、能量效率分析

本节将分析TST-MUMC-CDSK系统的比特传输速率、平均比特能量以及能量效率，并将之与其他同类系统进行比较。以与传统的CDSK系统对比为例

$$E_{b, \text{TST}} = \frac{(2N+1)\beta E(\mathbf{x}_{i, k}^2)}{2N} \quad (30)$$

$$E_{b, \text{CDSK}} = 2\beta E(\mathbf{x}_{i, k}^2) \quad (31)$$

平均每比特节约的比特能量百分比为

$$E_B = \frac{E_{b, \text{CDSK}} - E_{b, \text{TST}}}{E_{b, \text{CDSK}}} \times 100\% = \frac{2N-1}{4N} \times 100\% \quad (32)$$

$$R_{\text{TST}} = \frac{2N}{\beta T_c} \quad (33)$$

$$R_{\text{CDSK}} = \frac{1}{\beta T_c} \quad (34)$$

提升的传输速率百分比为

$$R_d = \frac{R_{\text{TST}} - R_{\text{CDSK}}}{R_{\text{CDSK}}} \times 100\% = (2N-1) \times 100\% \quad (35)$$

从表1可以看出，本文所提系统在传输速率上优于NISI_MU_CDSK系统，与NR_MUCDSK相同，并且在能量效率上均优于这两个多用户系统。

如图6表示本文系统相对于其他系统所提升的传输速率百分比 R_d 和节约的平均每比特能量百分比 E_B 随用户数 N 增加的变化曲线，图7将TST-MUMC-CDSK系统与其他系统的能量效率作对比。从中可以看出，本系统因为传输多路信息比特而只传输1路参考信号，降低了平均每比特能量。

表1 TST_MUMC_CDSK与其他系统的传输速率和能量效率对比

系统	传输速率 R	能量效率 EE
TST_MUMC_CDSK	$2N/\beta T_c$	$2N/(2N+1)$
NISI_MU_CDSK	$N/\beta T_c$	$N/(N+1)$
NR_MUCDSK	$2N/\beta T_c$	$N/(N+1)$
CDSK	$1/\beta T_c$	$1/2$

4 系统仿真结果和分析

本节对TST_MUMC_CDSK系统分别在高斯信道和多径瑞利衰落信道下的误码率进行了蒙特卡罗仿真，并与理论公式进行对比，仿真结果均是在仿真进行 10^6 次所得。

图8给出了TST_MUMC_CDSK系统与其他多用户系统的误码率对比。参数分别为： $\beta = 256$, $P = 8$, $N = 8$ ，仿真在高斯信道下进行。从中可以看出，本文所提系统要明显优于其他系统，拥有更低的误码率和更好的抗噪声性能。

图9给出了高斯信道下TST_MUMC_CDSK

系统误码率在不同 E_b/N_0 时随着扩频因子 β 变化的曲线。 E_b/N_0 分别取8 dB, 10 dB, 12 dB和14 dB，其他参数分别为 $N = 4$, $P = 8$ 。在扩频因子 β 较小时，仿真结果和理论推导数值吻合度较差。这是因为高斯近似法所具有的局限性：当 β 较小时，其判决变量不满足高斯分布，导致仿真值与理论值有较大偏差。

如图10(a)给出了系统误码率在高斯信道和多径瑞利衰落信道下不同扩频因子 β 时随着 E_b/N_0 变化的曲线。扩频因子分别取 $\beta = 128, 256, 512$ 。其他参数为： $N = 4, P = 8$ 。多径瑞利衰落信道为3径

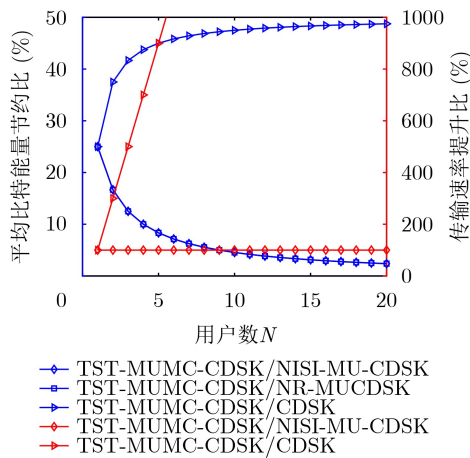


图6 R_i 和 E_B 与其他系统对比

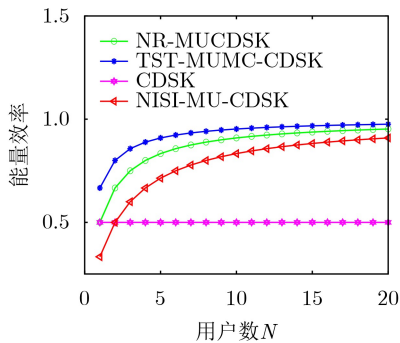
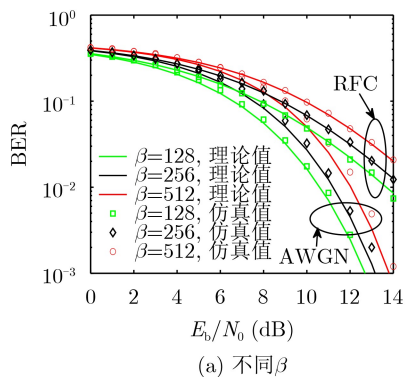


图7 与其他系统的能量效率对比



(a) 不同 β

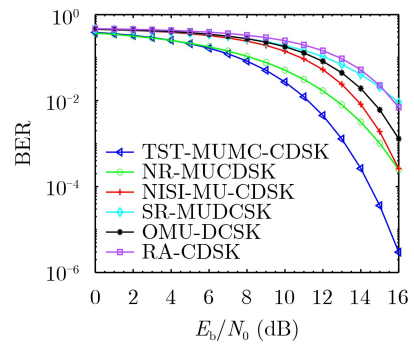


图8 TST_MUMC_CDSK系统与其他系统的对比

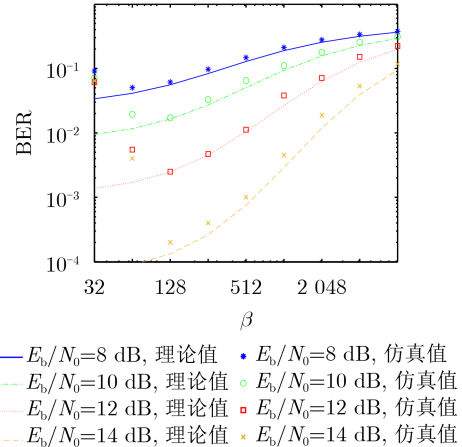
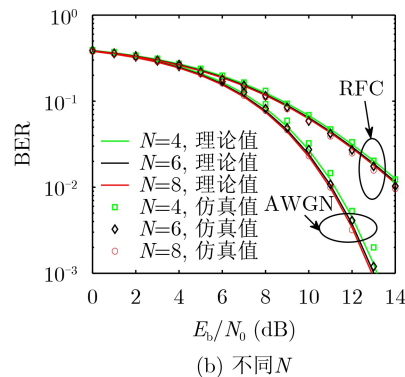


图9 E_b/N_0 不同，BER随 β 的变化



(b) 不同N

图10 BER在高斯信道和多径瑞利衰落信道下随 E_b/N_0 的变化

等增益信道，即 $E(\alpha_1^2) = E(\alpha_2^2) = E(\alpha_3^2) = 1/3$ 。从中可以看出，当扩频因子 $\beta = 128$ 时，系统的抗噪声性能最好，并且随着扩频因子的增加，抗噪声性能逐渐下降。这是因为随着 β 的增加，噪声产生的干扰部分的方差变大，导致误码率变高。

如图10(b)给出了系统误码率在高斯信道和多径瑞利衰落信道下不同用户数 N 时随着 E_b/N_0 变化的曲线。用户数分别取值为： $N = 4, 6, 8$ ，其他参数分别为： $\beta = 256, P = 8$ 。多径瑞利衰落信道为3径等增益信道。从中可以看出，当用户数 N 增加时，BER逐渐降低。这是由于当用户数增加时，系统的平均比特能量 E_b 降低，从而导致系统的误码率降低。

如图11给出了系统误码率在瑞利衰落信道下不同路径数 L 时随着 E_b/N_0 变化的曲线。路径数分别取： $L = 2, 3, 4, 5$ ，信道为等增益信道。其他参数分别为： $\beta = 256, P = 8, N = 6$ 。从中可以看出，在多径瑞利衰落信道下，随着路径数的增加，系统具有更好的抗噪声性能和更低的误码率。图12给出了系统误码率在多径瑞利衰落信道下等增益和不等增益， β 分别取 $\beta = 256$ 和 $\beta = 512$ 时随 E_b/N_0 变化的

曲线。等增益时为3径等增益信道，即 $E(\alpha_1^2) = E(\alpha_2^2) = E(\alpha_3^2) = 1/3$ ，3径不等增益信道的各路径平均增益分别为： $E(\alpha_1^2) = 1/111, E(\alpha_2^2) = 10/111, E(\alpha_3^2) = 100/111$ 。从中可以看出，等增益时系统的误码率明显低于不等增益时。

如图13给出了该系统在AWGN信道下的BER随扩频因子 β 和 E_b/N_0 变化的3维图。其他的参数分别取： $N=4, P=4$ 。从中可以看出，当 E_b/N_0 不变时，系统误码率随着扩频因子的增加而增加，并且当信噪比 E_b/N_0 较小时，扩频因子变化对系统BER带来的影响也逐渐变小，此时 E_b/N_0 对系统的BER影响占主导地位。

图14给出了本系统在AWGN信道下的BER随复制次数 P 和 E_b/N_0 变化的3维图。其他的参数分别取： $\beta=256, N=4$ 。从中可以看出，较大的复制次数可以给系统带来更好的抗噪声性能，且复制次数一定时，系统误码率随着 E_b/N_0 的增加而减少。

5 结束语

本文所提TST-MUMC-CDSK系统通过时隙变换器将复制 P 次之后长度为 β 的混沌序列等分成 β/P 段后进行移位操作，产生 N 个相互正交的混沌序列。再经由希尔伯特变换，共产生 $2N$ 个相互正

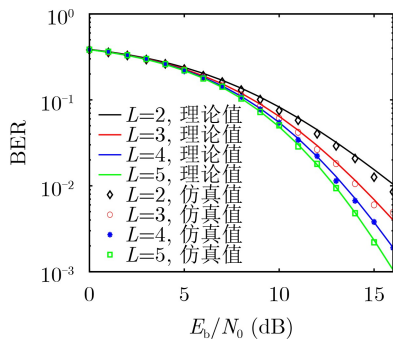


图 11 L 不同, BER随 E_b/N_0 的变化

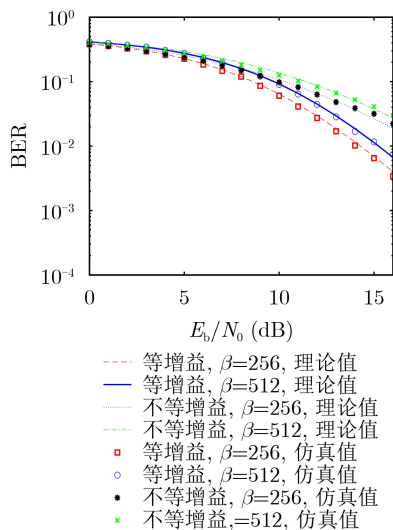


图 12 等增益与不等增益, BER随 E_b/N_0 的变化

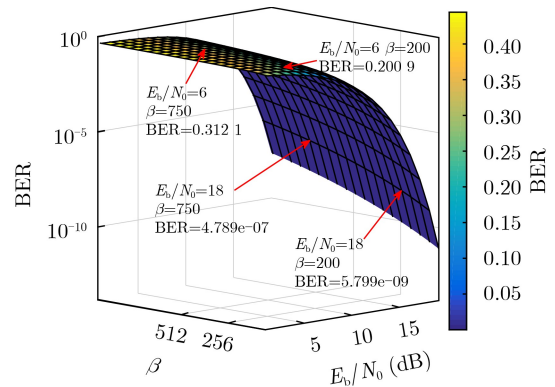


图 13 BER随 E_b/N_0 和 β 变化3维图

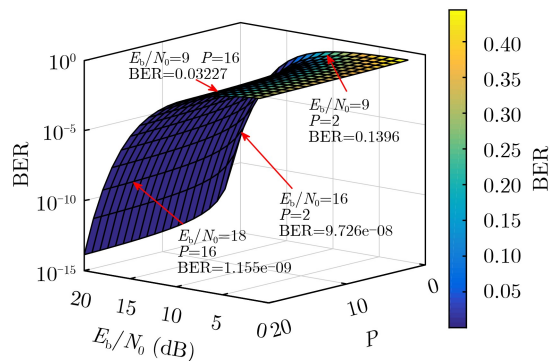


图 14 BER随 P 和 E_b/N_0 变化3维图

交的混沌序列同时传输 $2N$ 个用户信息。在接收端对接收到的信号进行滑动平均,以达到降噪的目的。最后用GA法推导本系统在高斯信道和多径瑞利衰落信道下的理论误码率公式,通过理论分析及数值仿真验证了理论推导的正确性。通过与其他系统的对比,本文所提系统误码率均明显低于其他系统,即在满足同样误码率的同时该系统只需更低的 E_b/N_0 。如:在误码率同为 10^{-2} 时,本系统所需的 E_b/N_0 比NR_MUCDSK系统低1.5 dB,比NISI_MU_CDSK系统低2.6 dB;在误码率同为 10^{-3} 时,本系统所需的 E_b/N_0 比NR_MUCDSK系统低1.9 dB,比NISI_MU_CDSK系统低2.2 dB;进一步表明该系统误码性能方面的优越性。

本文下一步工作是在该系统的基础上进一步提高系统的能量效率,降低平均比特能量,探索该系统应用于实际工程中的可行性。

参考文献

- [1] XU Weikai, HUANG Tingting, and WANG Lin. Code-shifted differential chaos shift keying with code index modulation for high data rate transmission[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(10): 4285–4294. doi: [10.1109/TCOMM.2017.2725261](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2725261).
- [2] CHENG Guixian, WANG Lin, XU Weikai, et al. Carrier index differential chaos shift keying modulation[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2017, 64(8): 907–911. doi: [10.1109/TCSII.2016.2613093](https://doi.org/10.1109/TCSII.2016.2613093).
- [3] CAO Xuepeng, LV Yibo, HUANG Tingting, et al. Performance of different DCSK schemes over the UWB in-body channel[J]. *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications: Natural Science Edition*, 2016, 28(1): 72–77.
- [4] KOLUMBÁN G, VIZVÁRI B, SCHWARZ W, et al. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communication[J]. *proc ndes*, 1996. https://www.researchgate.net/publication/239666158_Differential_chaos_shift_keying_A_robust_coding_for_chaos_communication.
- [5] 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*, 2000, 47(12): 1684–1691. doi: [10.1109/81.899920](https://doi.org/10.1109/81.899920).
- [6] 徐思远, 杨华, 蒋国平. 短参考载波索引差分混沌移位键控通信方案[J]. *南京邮电大学学报: 自然科学版*, 2021, 41(4): 35–42. doi: [10.14132/j.cnki.1673-5439.2021.04.005](https://doi.org/10.14132/j.cnki.1673-5439.2021.04.005).
XU Siyuan, YANG Hua, and JIANG Guoping. Short reference carrier-index differential chaos shift keying modulation scheme[J]. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications: Natural Science Edition*, 2021, 41(4): 35–42. doi: [10.14132/j.cnki.1673-5439.2021.04.005](https://doi.org/10.14132/j.cnki.1673-5439.2021.04.005).
- [7] KADDOUM G, RICHARDSON F D, GAGNON F, et al. 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).
- [8] 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. doi: [10.1109/TCOMM.2015.2502259](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2502259).
- [9] KADDOUM G and SOUJERI E. NR-DCSK: A noise reduction differential chaos shift keying system[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2016, 63(7): 648–652. doi: [10.1109/TCSII.2016.2532041](https://doi.org/10.1109/TCSII.2016.2532041).
- [10] 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).
- [11] 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).
- [12] 张刚, 和华杰, 张天骢. 无信号内干扰的降噪多用户DCSK混沌通信系统[J]. *系统工程与电子技术*, 2020, 42(9): 2098–2106. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2020.09.28](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2020.09.28).
ZHANG Gang, HE Huajie, and ZHANG Tianqi. Chaotic communication system of noise reduction multiuser correlation delay shift keying with no intra-signal interference[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2020, 42(9): 2098–2106. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2020.09.28](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2020.09.28).
- [13] 徐磊, 林文珂, 林文豪, 等. 基于置乱矩阵的短参差分混沌键控系统[J]. *系统工程与电子技术*, 2019, 41(10): 2365–2370. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2019.10.28](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2019.10.28).
XU Lei, LIN Wenke, LIN Wenhao, et al. Short-reference differential chaos shift keying system based on scrambling matrix[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2019, 41(10): 2365–2370. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2019.10.28](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2019.10.28).
- [14] 张刚, 赵畅畅, 张天骢. 基于时间反转的多用户差分混沌键控方案[J]. *上海交通大学学报*, 2020, 54(4): 352–358. doi: [10.16183/j.cnki.jsjtu.2020.04.003](https://doi.org/10.16183/j.cnki.jsjtu.2020.04.003).
ZHANG Gang, ZHAO Changchang, and ZHANG Tianqi. Multiuser differential chaos shift keying scheme based on

- time reverse[J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2020, 54(4): 352-358. doi: [10.16183/j.cnki.jsjtu.2020.04.003](https://doi.org/10.16183/j.cnki.jsjtu.2020.04.003).
- [15] 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](https://doi.org/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](https://doi.org/10.11999/JEIT160795).
- 张 刚: 男, 博士, 教授, 研究方向为随机共振微弱信号检测、混沌键控技术.
- 李超凡: 男, 硕士生, 研究方向为混沌键控技术.
- 蒋忠均: 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为随机共振微弱信号检测、混沌键控技术.
- 责任编辑: 余 蓉