

跳时短参考载波索引差分混沌移位键控通信方案

杨华¹, 王宇¹, 徐思远¹, 蒋国平²

(1. 南京邮电大学电子与光学工程学院、微电子学院, 江苏 南京 210023; 2. 南京邮电大学自动化学院、人工智能学院, 江苏 南京 210023)

摘要: 为有效利用载波索引差分混沌移位键控通信系统中参考信号的发射功率, 提出了一种跳时短参考载波索引差分混沌移位键控通信方案。首先, 将符号时间分成多个时隙后, 根据参考索引比特取其中的一个时隙来发送短参考信号; 然后, 推导了所提方案在加性白高斯噪声信道和多径 Rayleigh 衰落信道下的理论误码率计算式。仿真结果表明, 所提方案在频带利用率、系统能量效率以及误码率性能方面都有显著提升。

关键词: 差分混沌移位键控; 载波索引调制; 短参考; 跳时; 频带利用率

中图分类号: TN918

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022060

Time hopping short reference carrier index differential chaos shift keying communication scheme

YANG Hua¹, WANG Yu¹, XU Siyuan¹, JIANG Guoping²

1. College of Electronic and Optical Engineering & College of Microelectronics, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China

2. College of Automation & College of Artificial Intelligence, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China

Abstract: In order to effectively utilize the transmission power of the reference signals in carrier index differential chaos shift keying (CI-DCSK), a novel time hopping short reference carrier index differential chaos shift keying communication system was proposed. Firstly, the symbol time was divided into multiple time slots, one of which was selected to send short reference signals according to the reference index bits. Then, analytical bit error rate expressions over additive white Gaussian noise and multipath Rayleigh fading channels were derived. Simulation results verify that the proposed scheme has a significant improvement in spectral efficiency, system energy efficiency and bit error rate performance.

Keywords: differential chaos shift keying, carrier index modulation, short reference, time hopping, spectral efficiency

0 引言

混沌现象在自然界中已存在许久, 在经济、气象以及工程等许多领域都有应用^[1-3]。混沌信号凭借其非周期、宽频谱以及良好的自相关等特性在通信领域中引起了越来越多的关注^[4]。基于混沌的通信系统作为一种扩频通信系统, 使用宽带非周期性混沌信号作为载波, 因此在抗干扰能力、截获概率等方面展示出了优越性^[5-7]。其中, 差分混沌移位键控 (DCSK,

differential chaos shift keying) 系统凭借其低复杂度和良好的抗多径衰落能力更受欢迎^[8-9]。

然而, DCSK 系统采取的传输-参考模式使其有一半的比特能量和时间花费在传输参考信号上, 从而导致数据传输速率低、能量效率不理想、误码率 (BER, bit error rate) 也有待改善。为提高 DCSK 系统的能量效率, Kaddoum 等^[10]提出了一种短参考 DCSK (SR-DCSK, short reference DCSK) 系统, 该系统将 DCSK 发送信号中的参考信号缩短, 使其占

收稿日期: 2021-08-03; 修回日期: 2021-12-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61971240, No.61873326); 湖南省自然科学基金资助项目 (No.2019JJ60024)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61971240, No.61873326), The Natural Science Foundation of Hunan Province (No.2019JJ60024)

用的时间少于比特持续时间的一半，有效地提高了数据传输速率和能量效率，同时不会增加系统结构的复杂性。考虑到上述系统的 BER 性能并没有得到很大的改善，Xu 等^[11]将 2 个比例系数分别应用于参考信号和信息信号，通过理论分析和仿真结果发现，对于给定的系统参数，2 个比例系数之间存在的最佳比值使 SR-DCSK 系统有更好的 BER 性能。考虑到脉冲位置调制 (PPM, pulse position modulation) 的系统结构简单，Miao 等^[12]提出了一种脉冲位置调制 DCSK (PPM-DCSK, pulse position modulation DCSK) 方案，通过改变信息信号的时隙位置来携带额外的数据比特，具有更出色的 BER 性能。

作为 5G 无线网络的一项关键技术，索引调制在过去几年中引起了相关研究人员的极大兴趣^[13]。通过改变诸如扩频码、载波、天线等传输实体的开关状态，索引调制不仅可以简化系统结构，而且在频谱和能量效率方面具有优势。因此，出现了大量基于索引调制的 DCSK 通信方案。Xu 等^[14]提出了一种码索引调制 DCSK (CIM-DCSK, code index modulation DCSK) 方案，该方案通过使用 Walsh 码索引来传输额外的数据比特，有效地提高了系统的频谱效率和能量效率。Cheng 等^[15]提出了 2 种类型的载波索引 DCSK (CI-DCSK, carrier index DCSK) 方案。这 2 个系统使用不同的参数设置和索引选择器来实现载波索引调制以发送额外的数据比特，分别提高了能量效率和频谱效率。Yang 等^[16]提出了一种高数据速率 CI-DCSK (HDR-DCSK, high data rate CI-DCSK) 方案。该方案通过利用 Walsh 码的正交性将多个承载数据的载波以并行的方式与参考信号一起传输，改善了系统的能量效率和 BER 性能表现。Cai 等^[17]提出了码索引调制多载波多进制 DCSK (CIM-MCM-DCSK, CIM multi-carrier M-ary DCSK) 方案，通过将码索引与多进制的载波差分混沌移位键控系统相结合的方法来提升系统的频谱效率和 BER 性能。在 PPM-DCSK 方案的基础上，Cai 等^[18]提出了一种具有索引调制的双模 DCSK (DM-DCSK-IM, dual-mode DCSK with index modulation) 方案。该方案将 PPM-DCSK 系统中非激活时隙也用来传输数据比特，因此具有更高的数据传输速率。在载波索引和码索引调制系统的基础上，Cai 等^[19]提出了联合载波码索引调制的多进制 DCSK (JCCIM- MDCSK, joint carrier-code

index modulation M-ary DCSK) 方案，在将调制比特送入 M 进制 DCSK 调制器的基础上，它同时使用载波索引和码索引传输额外的载波索引比特和码索引比特。与单独的索引调制系统相比，JCCIM-MDCSK 具有更好的 BER 性能表现。

可是，在上述方案中，参考信号未携带有用信息。为利用参考信号的发射功率，使参考信号携带额外的比特，本文提出一种跳时短参考载波索引 DCSK (TH SR-CI-DCSK, time hopping short reference carrier-index DCSK) 系统，该系统利用跳时技术改变短参考信号在参考子载波时间段上的位置来携带额外的数据比特，有效地提升了系统的频带利用率、系统能量效率和 BER 性能，具有广阔的应用前景。

1 TH SR-CI-DCSK 系统模型

1.1 发射端

为便于理解，表 1 列出了本文所提 TH SR- CI-DCSK 系统的主要参数。

表 1 系统主要参数

| 参数 | 含义 |
|-----------|-------------------------|
| M | 系统的数据子载波总数 |
| p | 索引比特总数 |
| p_{ref} | 参考索引比特个数 |
| p_{inf} | 子载波索引比特个数 |
| R | 混沌序列长度 |
| S | 混沌序列复制次数 |
| β | 信息信号长度 |
| $x_v(t)$ | 第 v 个符号周期内的混沌信号 |
| $y_v(t)$ | 第 v 个符号周期内经过复制的重复混沌信号 |
| $s_v(t)$ | 第 v 个符号周期内的发送信号 |

本文采用切比雪夫二阶映射生成离散混沌序列。在第 v 个符号周期内，混沌信号发生器生成混沌信号，长度为 R ，将其送入脉冲成形滤波器生成短参考信号 $x_v(t)$ 为

$$x_v(t) = \sum_{k=1}^R x_{v,k} h(t - kT_c) \quad (1)$$

其中， T_c 是码片时间， $x_{v,k}$ 是混沌信号发生器在第 v 个符号周期内生成的第 k 个混沌样本， $h(t)$ 是脉冲成形滤波器在时域上的冲击响应。对 $x_v(t)$ 进行 S 次复制，得到重复混沌信号 $y_v(t)$ ，长度为 β ，作为当前

符号周期内的信息载体，即

$$y_v(t) = \sum_{q=1}^{\beta} y_{v,q} h(t - qT_c) \quad (2)$$

其中，有

$$y_{v,q} = x_{v,k}, 1 \leq q = (n-1)R + k \leq \beta, 1 \leq n \leq S \quad (3)$$

TH SR-CI-DCSK 系统发射端原理如图 1 所示。系统可用子载波总数为 $M+1$ ，其中，利用中心频率为 f_0 的参考子载波发送短参考信号，并将剩余的 M 个数据子载波从 1 到 M 进行索引标记。系统中传输的数据比特的个数为 $p+1$ ，包括 p 个索引比特和一个调制比特。索引比特个数 p 可表示为

$$p = p_{\text{ref}} + p_{\text{inf}} \quad (4)$$

其中，参考索引比特个数 p_{ref} 和子载波索引比特个数 p_{inf} 分别为

$$p_{\text{ref}} = \text{lb}S \quad (5)$$

$$p_{\text{inf}} = \text{lb}M \quad (6)$$

令 $S_{v_inf} = [a_{v,1}, \dots, a_{v,p_inf+1}]$ 表示当前符号周期内数据子载波传输的 $p_{\text{inf}}+1$ 位数据比特。其中， $a_{v,1}, \dots, a_{v,p_inf}$ 为子载波索引比特， a_{v,p_inf+1} 为调制比特。首先，通过极性变换将调制比特 $a_{v,p_inf+1} \in \{0,1\}$ 变成极性调制比特 $b_{v,p_inf+1} \in \{-1,1\}$ 。随后，索引选择器将当前符号周期内的子载波索引比特映射为子载波系数 $d_{v,m}, m=1, \dots, M$ 。在这 M 个系数中，只有有效子载波对应的系数等于极性调制比特，所有无效子载波对应的系数均为 0。最后，极性调制比特被调制在重复混沌信号 $y_v(t)$ 上并经有效子载波以 DCSK 的方式传送出去。本文所涉及的索引选择器的系数使用自然二进编码的方法来映射。以

$p_{\text{inf}}=2$ 为例，当子载波索引比特 $a_{v,1}a_{v,2} = 01$ 且调制比特 $a_{v,3} = 1$ 时，生成的子载波系数 $d_{v,1}d_{v,2}d_{v,3}d_{v,4} = 0100$ ，有效子载波即第 2 条数据子载波。

令 $S_{v_ref} = [h_{v,1}, \dots, h_{v,p_ref}]$ 表示当前符号周期内参考信号传输的 p_{ref} 位参考索引比特。PPM 的调制器根据当前输入的参考索引比特通过自然二进编码的方法确定 S 个时隙系数。所有系数为 0 的时隙内不传输任何信号，系数为 1（即有效脉冲位置）的时隙内发送短参考信号 $x_v(t)$ 。以 $p_{\text{ref}}=2$ 为例，当参考索引比特 $h_{v,1}h_{v,2} = 10$ 时，生成的时隙系数 $\text{SPPM} = [0,0,1,0]$ ，即短参考信号在时隙 3 发送。

TH SR-CI-DCSK 发射机在第 v 个符号周期内的发送信号为

$$s_v(t) = \sum_{m=1}^M d_{v,m} y_v(t) \cos(2\pi f_m t + \varphi_m) + \sum_{n=1}^S \text{SPPM}_n x_v(t - nR) \cos(2\pi f_0(t - nR) + \varphi_0) \quad (7)$$

其中， SPPM_n 表示第 n 个参考子载波时隙系数， φ_m 和 f_m 分别表示第 m 个子载波的相位角和中心频率， φ_0 和 f_0 分别表示参考子载波的相位角和中心频率。图 2 给出 $R=20, p_{\text{ref}}=2, p_{\text{inf}}=2$ 时混沌信号发生器产生的混沌信号、复制 S 次后得到的重复混沌信号以及第 v 个符号周期内的发送信号。

1.2 接收端

TH SR-CI-DCSK 系统接收端原理如图 3 所示。 $M+1$ 个正弦子载波和接收到的信号依次相乘，然后输入匹配滤波器进行滤波并在每个 qT_c 时刻采样。采样后的离散短参考信号和离散信息信号分别存储为短参考矩阵 $\mathbf{A}_{S \times R}$ 和信息矩阵 $\mathbf{B}_{M \times \beta}$ 。不考虑噪声的影响，矩阵 \mathbf{A} 和矩阵 \mathbf{B} 中的元素可分别表示为

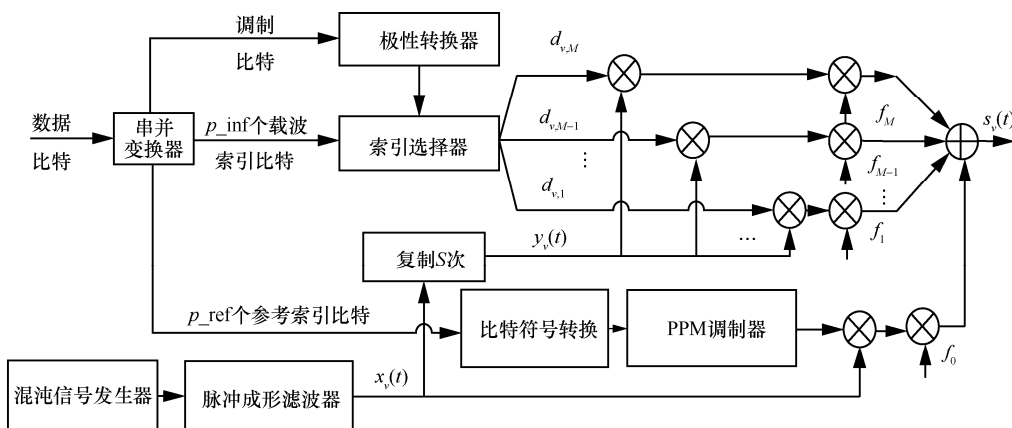


图 1 TH SR-CI-DCSK 系统发射端原理

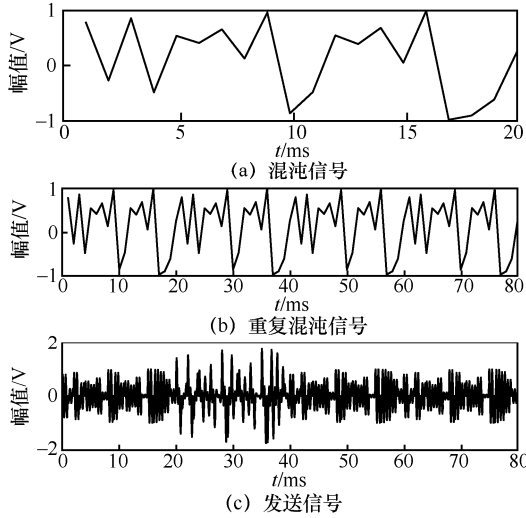


图2 混沌信号、重复混沌信号和发送信号

$$A_{n,k} = \begin{cases} 0, & n \neq c_{i_ref} \\ x_{v,k}, & n = c_{i_ref} \end{cases}, 1 \leq n \leq S, 1 \leq k \leq R \quad (8)$$

$$B_{m,q} = \begin{cases} 0, & m \neq c_{j_inf} \\ y_{v,q}, & m = c_{j_inf} \end{cases}, 1 \leq m \leq M, 1 \leq q \leq \beta \quad (9)$$

其中， c_{i_ref} 和 c_{j_inf} 分别表示有效参考脉冲时隙的索引和有效数据子载波的索引。

将2个矩阵分别存储在对应的存储模块 **A** 和 **B** 中，并将存储模块 **B** 中矩阵的每一行分成 S 段，对每一段相加取平均，得到新的解调矩阵 $G_{M \times R}$ ，矩阵 **G** 中的元素可以表示为

$$G_{m,k} = \begin{cases} 0, & m \neq c_{j_inf} \\ \frac{1}{S} \sum_{n=1}^S y_{v,(n-1)R+k}, & m = c_{j_inf} \end{cases}, 1 \leq m \leq M, 1 \leq k \leq R \quad (10)$$

将解调矩阵 $G_{M \times R}$ 存储在存储模块 **G** 中，并将其与存储模块 **A** 中的短参考矩阵做相关运算得到相

关矩阵 $Z_{S \times M}$ 。

$$Z_{S \times M} = A_{S \times R} \times (G_{M \times R})^T = \begin{pmatrix} Z_{1,1} & \cdots & Z_{1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{S,1} & \cdots & Z_{S,M} \end{pmatrix} \quad (11)$$

将相关矩阵 $Z_{S \times M}$ 存储在存储模块 **Z** 中，通过检测器计算其中每个元素的绝对值并取最大值，再根据其行列恢复出参考有效脉冲时隙的索引 c_{i_ref} 和数据子载波的索引 c_{j_inf} 。

$$(\hat{c}_{i_ref}, \hat{c}_{j_inf}) = \arg \max_{\substack{i=1, \dots, S \\ j=1, \dots, M}} (|Z_{i,j}|) \quad (12)$$

其中， \hat{c}_{i_ref} 和 \hat{c}_{j_inf} 分别表示第 v 个符号周期内参考有效脉冲时隙和有效子载波的索引估计值。

最后，调制比特由 **Z** 中绝对值最大的元素的极性符号确定，即

$$\hat{d}_v = \begin{cases} 0, & \text{sign}(Z_{\hat{c}_{i_ref}, \hat{c}_{j_inf}}) = -1 \\ 1, & \text{sign}(Z_{\hat{c}_{i_ref}, \hat{c}_{j_inf}}) = +1 \end{cases} \quad (13)$$

其中， \hat{d}_v 表示恢复出的第 v 个符号周期内发送的调制比特。

在 $p_ref=2$ 、 $p_inf=2$ 、 $R=20$ 的情况下，接收端采样开关在4个符号周期内输出的信号波形如图4所示。图4中，接收端在这4个符号周期内恢复出的有效参考脉冲时隙的索引分别为3、2、1、4；有效的信息子载波的索引分别为1、2、4、3。

2 系统 BER 性能分析

为了便于分析，假设在第 v 个符号周期内第一段参考脉冲时隙有效、第一个数据子载波有效。假设全部子载波是完全同步， $Z_{i,j}$ 可表示为

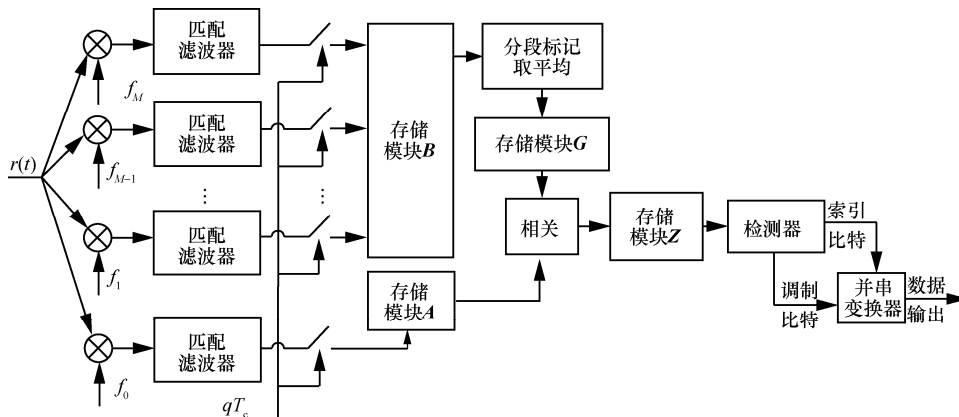


图3 TH SR-CI-DCSK 系统接收端原理

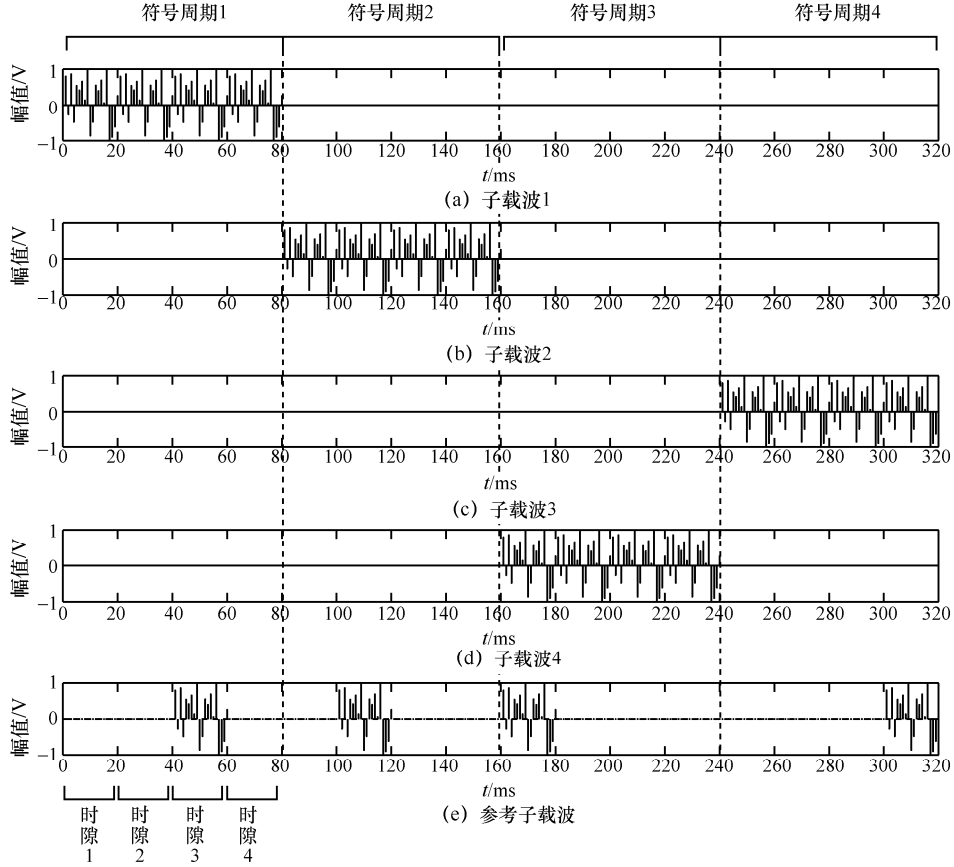


图 4 采样开关输出信号波形

$$Z_{i,j} = \begin{cases} \sum_{k=1}^R \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l} x_{v,k-\tau_l} d_{v,1} + u_{v,k}^j \right) \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l} x_{v,k-\tau_l} + n_{v,k}^i \right) = D_{v,a}, & i=1, j=1 \\ \sum_{k=1}^R \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l} x_{v,k-\tau_l} + n_{v,k}^i \right) (u_{v,k}^j) = D_{v,b}, & i=1, 1 < j \leq M \\ \sum_{k=1}^R \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{v,l} x_{v,k-\tau_l} + u_{v,k}^j \right) (n_{v,k}^i) = D_{v,c}, & 1 < i \leq S, j=1 \\ \sum_{k=1}^R n_{v,k}^i u_{v,k}^j = D_{v,d}, & 1 < i \leq S, 1 < j \leq M \end{cases} \quad (14)$$

其中, $u_{v,k}^j$ 表示数据子载波经过平均后的高斯噪声, $n_{v,k}^i$ 表示参考子载波的高斯噪声, $\alpha_{v,l}$ 表示第 l 径 Rayleigh 衰落信道的信道增益, τ_l 表示第 l 径 Rayleigh 衰落信道的信道时延。

当 R 较大时, 可以很容易得到

$$\sum_{k=1}^R x_{v,k-w} x_{v,k-z} \approx 0, w \neq z \quad (15)$$

$Z_{i,j}$ 的均值和方差可近似表示为

$$E[Z_{i,j}] \approx \begin{cases} \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v d_{v,1} = \mu, & i=1, j=1 \\ 0, & i=1, 1 < j \leq M \\ 0, & 1 < i \leq S, j=1 \\ 0, & 1 < i \leq S, 1 < j \leq M \end{cases} \quad (16)$$

$$\text{var}[Z_{i,j}] \approx \begin{cases} \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \left(\frac{N_0}{2} + \frac{N_0}{2S} \right) + \frac{N_0^2 R}{4S} = \sigma_1^2, \\ i=1, j=1 \\ \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{2S} + \frac{N_0^2 R}{4S} = \sigma_2^2, \quad i=1, \\ 1 < j \leq M \\ \sum_{l=1}^L \alpha_{v,l}^2 E_c^v \frac{N_0}{2} + \frac{N_0^2 R}{4S} = \sigma_3^2, \\ 1 < i \leq S, j=1 \\ \frac{N_0^2 R}{4S} = \sigma_4^2, \quad 1 < i \leq S, 1 < j \leq M \end{cases} \quad (17)$$

其中, $E_c^v = \sum_{k=1}^R x_{v,k}^2$ 表示混沌序列的能量。

在解调索引符号时, 其正确的条件为有效子载波的相关绝对值大于任意一个无效子载波的相关绝对值。则正确解调当前索引符号的概率可得

$$P_{C\text{-index}} = \text{prob}\left[|Z_{1,1}| > \max(|Z_{i,j}|) \mid i \geq 1, j \geq 1, i+j \neq 2\right] = \int_0^\infty \left(F_{|D_{v,b}|}(r)\right)^{M-1} \left(F_{|D_{v,c}|}(r)\right)^{S-1} \left(F_{|D_{v,d}|}(r)\right)^{SM-S-M+1} f_{|D_{v,a}|}(r) dr \quad (18)$$

其中, $f_{|D_{v,a}|}(r)$ 表示 $|D_{v,a}|$ 的概率密度函数 (PDF, probability density function), $F_{|D_{v,b}|}(r)$ 、 $F_{|D_{v,c}|}(r)$ 、 $F_{|D_{v,d}|}(r)$ 表示 $|D_{v,b}|$ 、 $|D_{v,c}|$ 、 $|D_{v,d}|$ 的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function)。在短参考信号长度 R 较大的前提下, 相关矩阵 \mathbf{Z} 中的各元素均服从高斯分布, 在经过能量检测器的绝对值处理后, 矩阵中各个元素均服从折叠正态分布。将式(16)和式(17)中计算出的各元素的均值和方差代入文献[20]所提供的折叠正态分布的累积分布函数与概率密度函数, $F_{|D_{v,b}|}(r)$ 、 $F_{|D_{v,c}|}(r)$ 、 $F_{|D_{v,d}|}(r)$ 、和 $f_{|D_{v,a}|}(r)$ 可分别表示为

$$F_{|D_{v,a}|}(r) = \text{erf}\left(\frac{r}{\sqrt{2\sigma_2^2}}\right) \quad (19)$$

$$F_{|D_{v,c}|}(r) = \text{erf}\left(\frac{r}{\sqrt{2\sigma_3^2}}\right) \quad (20)$$

$$F_{|D_{v,d}|}(r) = \text{erf}\left(\frac{r}{\sqrt{2\sigma_4^2}}\right) \quad (21)$$

$$f_{|D_{v,a}|}(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \left(e^{-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma_1^2}} + e^{-\frac{(r+\mu)^2}{2\sigma_1^2}} \right) \quad (22)$$

其中, $\text{erf}(\cdot)$ 表示误差函数。将式(19)~式(22)代入式(18)可得

$$P_{C\text{-index}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \int_0^\infty \left(\text{erf}\left(\frac{r}{\sqrt{2\sigma_2^2}}\right) \right)^{M-1} \left(\text{erf}\left(\frac{r}{\sqrt{2\sigma_3^2}}\right) \right)^{S-1} \left(\text{erf}\left(\frac{r}{\sqrt{2\sigma_4^2}}\right) \right)^{SM-S-M+1} \left(e^{-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma_1^2}} + e^{-\frac{(r+\mu)^2}{2\sigma_1^2}} \right) dr \quad (23)$$

因此, 索引比特的符号错误概率可写为

$$P_{\text{SER-index}} = 1 - P_{C\text{-index}} \quad (24)$$

索引比特的 BER 为

$$P_{\text{BER-index}} = \frac{2^{p-1}}{2^p - 1} P_{\text{SER-index}} \quad (25)$$

在恢复调制比特时, 应该考虑以下 2 种情况:

- 1) 索引符号恢复错误; 2) 索引符号恢复正确。

对于第一种情况, 调制比特的 BER 为

$$P_{\text{BER-mod1}} = \frac{1}{2} P_{\text{SER-index}} \quad (26)$$

对于第二种情况, 调制比特的 BER 为

$$P_{\text{BER-mod2}} = P_{\text{DCSK}} (1 - P_{\text{SER-index}}) \quad (27)$$

其中, P_{DCSK} 是传统的 DCSK 系统^[21]的 BER, 计算式为

$$P_{\text{DCSK}} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left[\left(\frac{4}{p\gamma_b} + \frac{2R}{p^2\gamma_b^2}\right)^{-0.5}\right] \quad (28)$$

其中, $\gamma_b = (S+1) \sum_{l=1}^L \frac{\alpha_{v,l}^2 E_c^v}{(p+1)N_0}$ 。因此, 调制比特的

BER 可表示为

$$P_{\text{BER-mod}} = P_{\text{BER-mod1}} + P_{\text{BER-mod2}} = \frac{1}{2} P_{\text{SER-index}} + P_{\text{DCSK}} (1 - P_{\text{SER-index}}) \quad (29)$$

在每个符号周期内, 系统发送 p 个索引比特和一个调制比特, 因此所提系统的 BER 值 P_{BER} 由两部分组成, 即索引比特的 BER 值 $P_{\text{BER-index}}$ 和调制比特的 BER 值 $P_{\text{BER-mod}}$ 。

$$P_{\text{BER}} = \frac{p}{p+1} P_{\text{BER-index}} + \frac{1}{p+1} P_{\text{BER-mod}} \quad (30)$$

若只考虑信道系数 $\alpha_1=1$ 、信道时延 $\tau_1=0$ 的第一条路径，式(30)还可以用来计算 AWGN 信道中系统的 BER。

TH SR-CI-DCSK 系统在多径 Rayleigh 衰落信道上的整体 BER 性能为

$$P_{\text{Rayleigh}} = \int_0^\infty P_{\text{BER}} g(\gamma_b) d\gamma_b \quad (31)$$

若仅考虑独立同分布 L 径 Rayleigh 衰落信道， γ_b 的概率密度函数为

$$g(\gamma_b) = \frac{\gamma_b^{L-1}}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} e^{-\left(\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_c}\right)} \quad (32)$$

其中， $\bar{\gamma}_c = \frac{E[\alpha_1^2] E_b}{N_0}$ 。

3 效率及系统复杂性分析

3.1 能量效率分析

TH SR-CI-DCSK 系统的符号能量为

$$E_s = E_{\text{data}} + E_{\text{ref}} \quad (33)$$

其中，每个符号的数据能量由 E_{data} 表示，每个符号的参考能量由 E_{ref} 表示。

$$E_{\text{data}} = S \sum_{k=1}^R x_{v,k}^2 \quad (34)$$

$$E_{\text{ref}} = \sum_{k=1}^R x_{v,k}^2 \quad (35)$$

一个符号周期内发送的比特数为 $p+1$ ，则系统的比特能量表示为

$$E_b = \frac{E_s}{p+1} = \frac{S+1}{p+1} \sum_{k=1}^R x_{v,k}^2 \quad (36)$$

根据数据能量与比特能量比 (DBR, data-energy-to-bit-energy ratio) 的定义，所提系统的 DBR 为

$$\text{DBR}_{\text{TH SR-CI-DCSK}} = \frac{E_{\text{data}}}{E_b} = \frac{(p+1)S}{S+1} \quad (37)$$

在子载波个数相同、信息信号长度相同的情况下，CI-DCSK 系统的 DBR 为

$$\text{DBR}_{\text{CI-DCSK}} = \frac{E_{\text{data}}}{E_b} = \frac{(p_{\text{inf}}+1)S}{S+1} \quad (38)$$

与 CI-DCSK 系统相比，所提系统在能量效率方面具有明显优势。所提系统发送的数据比特主要由两部分组成：第一部分是通过子载波索引传输的数据比特，第二部分是通过改变发送短参考

信号的时隙位置传输的参考索引比特。一方面，所提系统采用短参考能够消耗更少的能量来发送参考信号；另一方面，跳时技术的使用使参考信号上携带额外信息，提高了系统在子载波个数相同情况下的数据传输速率。综上所述，用更少的能量发送更多的数据比特使所提系统具有更高的能量效率。

3.2 频谱效率分析

假设每个子载波的带宽相同并用 B 表示，TH SR-CI-DCSK 系统和 CI-DCSK 系统的频谱效率分别为

$$\eta_{\text{TH SR-CI-DCSK}} = \frac{\text{bit rate}}{\text{total bandwidth}} = \frac{\frac{p+1}{\beta T_c}}{(M+1)B} = \frac{p+1}{(M+1)B\beta T_c} \quad (39)$$

$$\eta_{\text{CI-DCSK}} = \frac{\text{bit rate}}{\text{total bandwidth}} = \frac{p_{\text{inf}}+1}{(M+1)B\beta T_c} = \frac{p_{\text{inf}}+1}{(M+1)B\beta T_c} \quad (40)$$

TH SR-CI-DCSK 系统与 CI-DCSK 系统频谱效率的对比如图 5 所示。图 5 中，数据子载波个数 M 以及短参考信号长度 R 不变。从图 5 可以观察到，所提系统的频谱效率要比 CI-DCSK 系统的频谱效率高，这是因为所提系统随着信息信号长度 β 变长 (即短参考信号复制次数 S 的增加)，参考子载波额外携带的数据比特不断增加，使所提系统的比特速率增大；而在同等情况下 CI-DCSK 系统的比特速率并不会发生改变。所提系统和 CI-DCSK 系统的子载波个数和信息信号长度相同，所以具有更高比特速率的 TH SR-CI-DCSK 系统在频谱方面表现更佳。

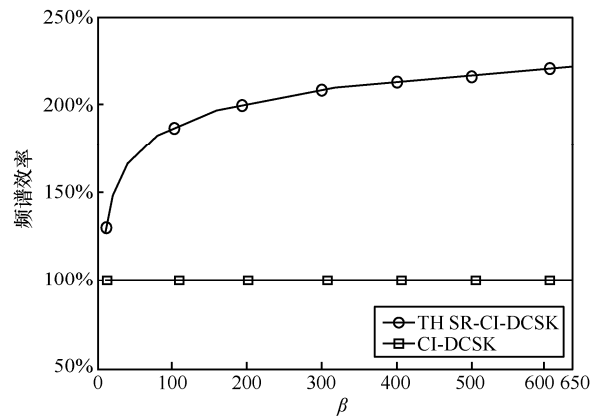


图 5 频谱效率对比

3.3 系统复杂性分析

为了比较硬件复杂性,表 2 和表 3 分别列出了所提系统和 CI-DCSK 系统发射端和接收端所需的元件。

如表 2 和表 3 所示, TH SR-CI-DCSK 系统在大部分元件的使用数量上与 CI-DCSK 系统基本相同,为了实现参考信号的跳时传输, TH SR-CI-DCSK 发射端增加了一个混沌序列复制器、一个 PPM 调制器和一个乘法器;接收端增加了一个平均器和一个存储模块。因此, TH SR-CI-DCSK 系统的硬件复杂性略高于 CI-DCSK 系统。

表 2 发射端硬件复杂性比较

| 元件 | TH SR-CI-DCSK | CI-DCSK |
|-----------|---------------|---------|
| 加法器 | 1 | 1 |
| 乘法器 | 2M+2 | 2M+1 |
| 索引映射器 | 1 | 1 |
| 极性转换器 | 1 | 1 |
| 脉冲成形滤波器 | 1 | 1 |
| 串并变换器 S/P | 1 | 1 |
| 混沌序列复制器 | 1 | — |
| PPM 调制器 | 1 | — |

表 3 接收端硬件复杂性比较

| 元件 | TH SR-CI-DCSK | CI-DCSK |
|-----------|---------------|---------|
| 乘法器 | M+1 | M+1 |
| 匹配滤波器 | M+1 | M+1 |
| 极性判决器 | 1 | 1 |
| 并串变换器 P/S | 1 | 1 |
| 采样器 | 1 | 1 |
| 存储模块 | 4 | 3 |
| 相关器 | 1 | 1 |
| 平均器 | 1 | — |

在系统计算复杂性分析中,一个符号周期内由发射机和接收机执行的乘法操作总数是一个重要的参数。在 TH SR-CI-DCSK 系统中,发送一个携带 $p+1$ 个数据比特的信号需要 $2^{p_inf+1} + 2$ 个乘法操作,而解调此信号需要 $2^{p_inf} + 1$ 个乘法操作。因此,所提系统传输 $p+1$ 个数据比特的计算复杂性为

$$O_{\text{THSR-CI-DCSK}} = 2^{p_inf+1} + 2 + 2^{p_inf} + 1 = 3 \times 2^{p_inf} + 3 \quad (41)$$

同理, CI-DCSK 系统传输 $p+1$ 个数据比特的

计算复杂性为

$$O_{\text{CI-DCSK}} = 2^{p+1} + 1 + 2^p + 1 = 3 \times 2^p + 2 \quad (42)$$

考虑到 $p=p_ref+p_inf$, TH SR-CI-DCSK 系统的计算复杂性明显低于传统的 CI-DCSK 系统,且 p_ref 越大,所提系统在计算复杂性上的优势越明显。

4 仿真结果

本节首先分别在 AWGN 信道和三径 Rayleigh 衰落信道条件下对 TH SR-CI-DCSK 系统进行仿真,验证第 3 节中理论分析的正确性;接着讨论系统参数(如参考信号的长度 R 和信息信号的长度 β)对 TH SR-CI-DCSK 系统 BER 性能的影响;随后进行不同系统之间的 BER 性能比较;最后对系统在非理想条件下的性能表现进行仿真与分析。本节仿真中使用的三径 Rayleigh 衰落信道模型参数分别为 $E(\alpha_1^2)=E(\alpha_2^2)=E(\alpha_3^2)=\frac{1}{3}$, $\tau_1=0$, $\tau_2=1$, $\tau_3=2$ 。

TH SR-CI-DCSK 系统在参考信号长度 $R=64$ 、信息信号长度 $\beta=256$ 的条件下,分别经过 AWGN 信道和三径 Rayleigh 衰落信道时,仿真和理论 BER 性能对比如图 6 所示。从图 6 中可以看出,式(30)得到的系统 BER 理论值与仿真值基本吻合,证明了理论推导的准确性。从图 6 中还可以看出,当 p_inf 增加时, TH SR-CI-DCSK 系统的 BER 性能逐渐提升。这是因为 β 和 R 固定时, p_ref 不变,此时增加 p_inf 意味着能够发送更多的比特数据,因此比特能量下降,导致在相同信噪比条件下噪声的影响减小,因此系统可以获得更加出色的 BER 性能。

AWGN 信道中 TH SR-CI-DCSK 系统的 BER 性能与 R 的关系如图 7 所示。图 7 中,信息信号长度 $\beta=256$,子载波索引比特个数 $p_inf=5$ 。从图 7 可以看出,随着 R 的增大,系统的 BER 性能逐渐变好,达到最佳值后逐渐变差。这是因为当 R 刚开始变大时,混沌信号自相关方差的迅速变小使系统 BER 性能得到提升;随着 R 继续变大,平均降噪次数 $S=\frac{\beta}{R}$ 明显变小,判决变量中噪声变大的趋势占上风,系统 BER 性能下降。所以 BER 性能先变好后变差。将式(30)对 R 求一阶导数,即 $\psi(R)=\frac{dP_{\text{BER}}(R)}{dR}$,并令 $\psi(R)=0$,可以求出当前条件下获得最佳 BER 性能的短参考信号长度值。

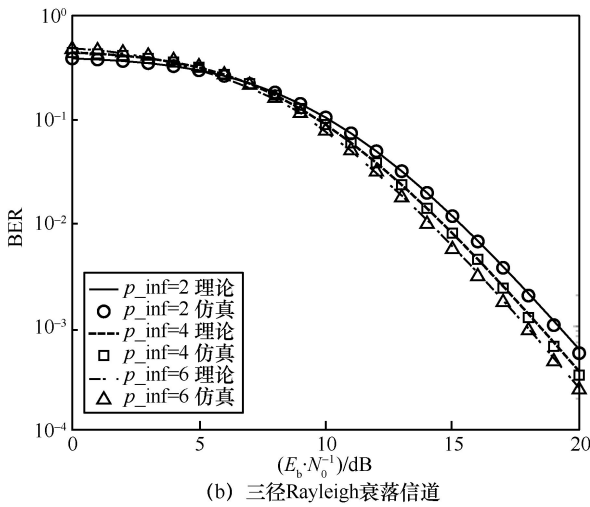
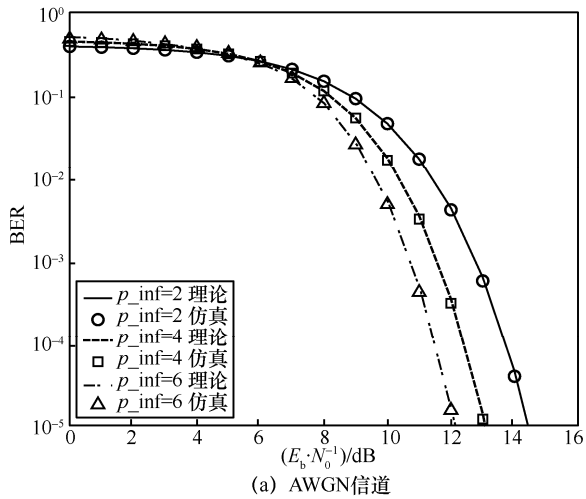


图 6 TH SR-CI-DCSK 系统的仿真和理论 BER 性能对比

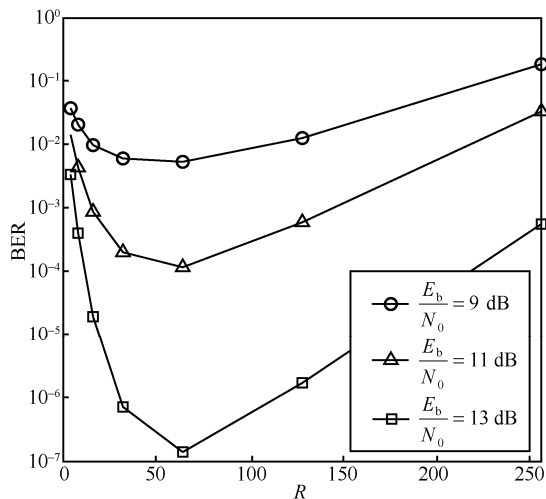


图 7 TH SR-CI-DCSK 系统的 BER 性能与 R 的关系

当短参考信号长度 $R=64$ 、子载波索引比特个数 $p_{\text{inf}}=5$ 时，AWGN 信道中 TH SR-CI-DCSK 系统的 BER 性能与信息信号长度 β 的关系如图 8

所示。从图 8 中可以看出，随着 β 的增大，系统的 BER 性能逐渐变好，达到最佳值后逐渐变差。在 R 和 p_{inf} 一定的情况下，影响系统 BER 性能的因素主要有 2 个，即系统在接收端进行平均降噪的次数 S 和系统经过信道时受到的噪声干扰。 β 刚开始变大时，系统解调端的平均降噪次数 S 增加，噪声的不利影响变小，系统 BER 性能得到提升。但是随着 β 不断变大，信号在经过信道时受到的噪声干扰越来越多，当降低的噪声影响不足以抵消增加的噪声影响时，便会出现图 8 中随着 β 变大 BER 性能先变好再变差的情况。将式(30)对 β 求一阶导数，即 $\Phi(\beta) = \frac{dP_{\text{BER}}(\beta)}{d\beta}$ ，并令 $\Phi(\beta) = 0$ ，

可以求出当前条件下获得最佳 BER 性能的信息信号长度值。

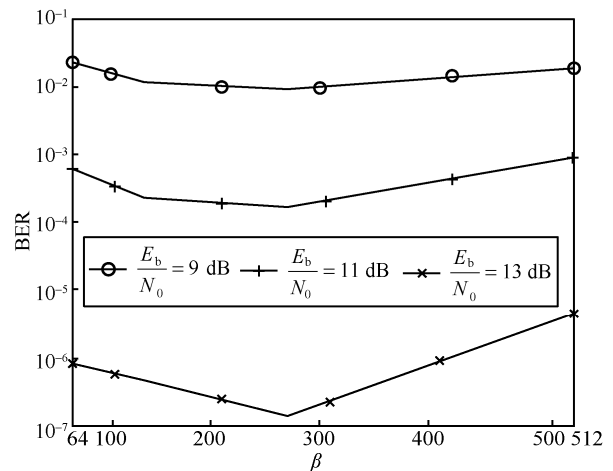


图 8 TH SR-CI-DCSK 系统的 BER 性能与 β 的关系

AWGN 信道和三径 Rayleigh 衰落信道中，TH SR-CI-DCSK 系统、CI-DCSK 系统、SR-DCSK 系统和 DCSK 系统的 BER 性能对比如图 9 所示。图 9 中，TH SR-CI-DCSK 系统和 SR-DCSK 系统短参考信号长度 R 均设置为 64，TH SR-CI-DCSK 系统和 CI-DCSK 系统子载波索引比特个数 p_{inf} 均设置为 5，所有系统的信息信号长度 β 均设置为 256。从图 9 可以明显看出，在 2 种信道中，TH SR-CI-DCSK 系统的 BER 性能都优于 CI-DCSK、SR-DCSK 系统和 DCSK 系统。

非理想情况下 TH SR-CI-DCSK 系统的 BER 性能如图 10 所示。从图 10 可以看出，当偏移量 $\delta > \frac{T_c}{16}$ 时，系统的 BER 性能将明显下降。这是因为在实

际系统中，由于发射机与接收机之间电波在传播过程中受到干扰影响和传输时延而产生差别，接收端中的扩频码与发送端中的扩频码之间码元同步发生偏移，必然会使部分有用信号的功率转换为噪声功率，从而导致系统 BER 性能下降。通过对比可以发现，即使是在非理想条件下，所提系统依然具有比其他系统在理想条件下更好的性能表现。因此，所提系统在实际应用中更具竞争力。

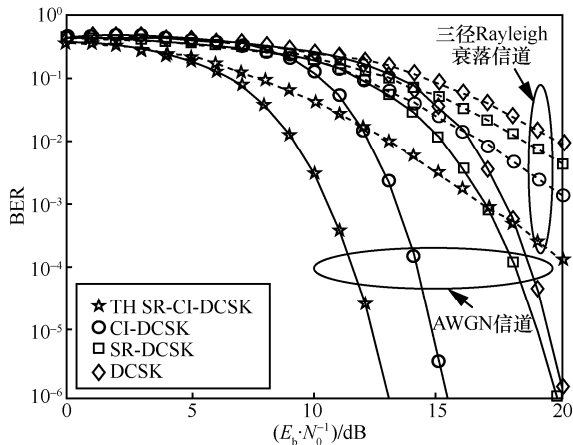


图 9 在 AWGN 和三径 Rayleigh 衰落信道上不同系统的 BER 性能对比

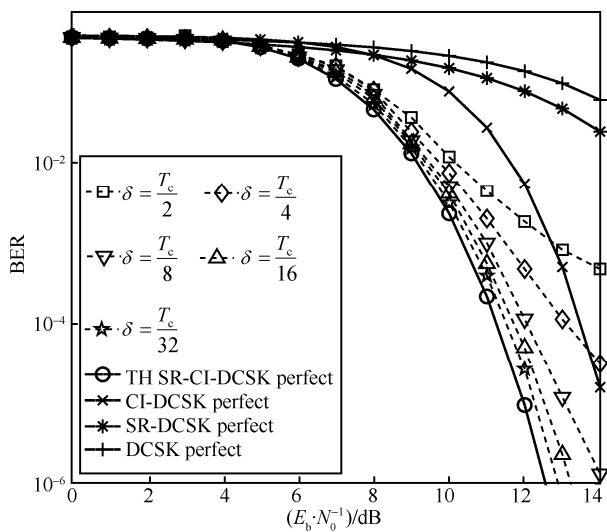


图 10 非理想情况下 TH SR-CI-DCSK 系统的 BER 性能

5 结束语

本文提出的 TH SR-CI-DCSK 系统通过使参考信号携带额外数据比特来有效利用参考信号的发射功率，使用高斯近似法推导了所提系统在 AWGN 信道和多径 Rayleigh 衰落信道下的理论误码率计算

式，并通过 Monte Carlo 仿真将所提系统与传统的 CI-DCSK 系统、SR-DCSK 系统和 DCSK 系统进行性能比较和分析。结果表明，所提系统具有更高的系统能量效率和频谱效率以及更出色的 BER 性能，具有一定的应用前景。

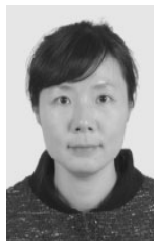
参考文献:

- [1] LORENZ H W, NUSSE H E. Chaotic attractors, chaotic saddles, and fractal basin boundaries: Goodwin's nonlinear accelerator model reconsidered[J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2002, 13(5): 957-965.
- [2] ZHANG H, FAN X, XU M, et al. Application of a global analysis method to a simplified climate model[J]. Theoretical and Applied Climatology, 1998, 61(1-2): 103-111.
- [3] AIHARA K. Chaos engineering and its application to parallel distributed processing with chaotic neural networks[J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 90(5): 919-930.
- [4] ABEL A, SCHWARZ W. Chaos communications-principles, schemes, and system analysis[J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 90(5): 691-710.
- [5] 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): 92-97.
YANG H, JIANG G P, DUAN J Y. High efficiency differential chaos shift keying modulation scheme without intra-signal interference[J]. Journal on Communications, 2015, 36(6): 92-97.
- [6] PIZOLATO J C, ROMERO M A, NETO L G. Chaotic communication based on the particle-in-a-box electronic circuit[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, 55(4): 1108-1115.
- [7] 周毅刚, 时颖. 改进型 DCSK 多址接入方案及其性能分析[J]. 通信学报, 2008, 29(4): 136-140.
ZHOU Y G, SHI Y. Performance of modified multiple access scheme for DCSK[J]. Journal on Communications, 2008, 29(4): 136-140.
- [8] WANG S L, WANG X D. M-DCSK-based chaotic communications in MIMO multipath channels with no channel state information[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2010, 57(12): 1001-1005.
- [9] FANG Y, HAN G J, CHEN P P, et al. A survey on DCSK-based communication systems and their application to UWB scenarios[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(3): 1804-1837.
- [10] 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.
- [11] XU W K, WANG L. Performance optimization for short reference differential chaos shift keying scheme[C]//Proceedings of 2017 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [12] MIAO M Y, WANG L, KATZ M, et al. Hybrid modulation scheme combining PPM with differential chaos shift keying modulation[J].

IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(2): 340-343.

- [13] BASAR E. On multiple-input multiple-output OFDM with index modulation for next generation wireless networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(15): 3868-3878.
- [14] XU W K, WANG L. CIM-DCSK: a differential chaos shift keying scheme with code-index modulation[C]//Proceedings of 2016 16th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT). Piscataway: IEEE Press, 2016: 100-104.
- [15] CHENG G X, WANG L, XU W K, et al. Carrier index differential chaos shift keying modulation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2017, 64(8): 907-911.
- [16] YANG H, XU S Y, JIANG G P. A high data rate solution for differential chaos shift keying based on carrier index modulation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(4): 1487-1491.
- [17] CAI G F, FANG Y, WEN J M, et al. Multi-carrier M-ary DCSK system with code index modulation: an efficient solution for chaotic communications[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2019, 13(6): 1375-1386.
- [18] CAI X M, XU W K, HONG S H, et al. Dual-mode differential chaos shift keying with index modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(9): 6099-6111.
- [19] CAI X M, XU W K, LAU F C M, et al. Joint carrier-code index modulation aided M-ary differential chaos shift keying system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(12): 15486-15499.
- [20] CHERNOV N I. Limit theorems and Markov approximations for chaotic dynamical systems[J]. Probability Theory and Related Fields, 1995, 101(3): 321-362.
- [21] SUSHCHIK M, TSIMRING L S, 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.

[作者简介]



杨华(1980-), 女, 河南南阳人, 博士, 南京邮电大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为非线性电路与系统、混沌保密通信、复杂网络等。



王宇(1998-), 男, 江苏无锡人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为混沌保密通信。



徐思远(1995-), 男, 广东佛山人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为混沌保密通信。



蒋国平(1966-), 男, 江苏镇江人, 博士, 南京邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为混沌保密通信、混沌控制、复杂网络等。