

双模三维索引调制差分混沌移位键控系统的设计及性能分析

贺利芳¹, 武兴根¹, 薛岩松²

(1.重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2.重庆邮电大学光电工程学院, 重庆 400065)

摘要: 针对传统差分混沌移位键控系统速率低、误码性能差的问题, 提出了一种双模三维索引调制差分混沌移位键控系统。该系统利用时隙、正交码和顺序索引, 在选中与未选中的时隙上均传输信息比特。在接收端, 通过采用降噪技术, 减小了噪声的方差, 提升了系统误码性能。推导了在加性白高斯噪声信道和多径瑞利衰落信道下的比特差错率公式。仿真结果显示, 与相似的混沌键控系统相比, 所提系统具备更高的数据速率和更为优越的误码性能。

关键词: 混沌通信; 差分混沌移位键控; 索引调制; 联合解调算法

中图分类号: TN911.3

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024116

Design and performance analysis of dual-mode triple-dimensional index modulation differential chaos shift keying system

HE Lifang¹, WU Xinggen¹, XUE Yansong²

1. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. School of Optoelectronic Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: Given the issues of low transmission rate and poor bit error performance in traditional differential chaos shift keying systems, a dual-mode three-dimensional index modulation differential chaos shift keying (DMTD-IM-DCSK) system was proposed. This system simultaneously utilized time slots, orthogonal codes, and sort index to transmit information on both selected and unselected time slots. At the receiver, the variance of noise was reduced and the system's error performance was improved by the use of denoising techniques. Formulas for bit error rate (BER) were derived for additive white Gaussian noise channels and multipath Rayleigh fading channels. Simulation results demonstrate that, compared to similar chaotic keying systems, the proposed system achieves higher data rates and superior error performance.

Keywords: chaos communication, differential chaos shift keying, index modulation, joint demodulation algorithm

0 引言

无线通信作为当代通信领域的关键组成部分, 以低成本、强适应性和卓越的扩展性备受广泛瞩目^[1-3]。混沌信号因具备类似随机性、对初始条件的敏感性、非周期性以及良好的自相关性等特征,

在扩频通信和保密通信领域展现出广泛的应用前景。混沌行为是确定性系统在内部随机性影响下呈现的一种无规律而有序的特性。这种对初始条件的极度敏感性使得混沌信号在长时间尺度上难以被预测和捕获, 因而在保密通信中具备巨大的应用潜力^[4]。

收稿日期: 2024-01-10; 修回日期: 2024-06-06

通信作者: 武兴根, 1140391621@qq.com

基金项目: 重庆市自然科学基金资助项目(No.CSTB2023NSCQ-MSX0235, No.cstc2021jcyj-msxmX0836)

Foundation Items: The Chongqing Natural Science Foundation (No.CSTB2023NSCQ-MSX0235, No.cstc2021jcyj-msxmX0836)

在混沌调制通信系统中,根据接收端是否需要混沌同步,将通信系统分为相干接收和非相干接收2种,差分混沌移位键控(DCSK, differential chaos shift keying)系统是针对混沌通信提出的经典系统之一^[5],其特点是收发器结构简单,只需配置一个简单的非相干解调器,就可以在接收端恢复出信息比特。然而,传统的DCSK系统却存在着数据速率和频谱效率较低的问题,因为一半的符号周期都用于传输参考信号。

近年来,索引调制(IM, index modulation)技术在DCSK系统的改进上引起了研究者的广泛关注^[6-8]。在这一背景下,Xu等^[9]提出了一种创新的码索引调制DCSK(CIM-DCSK)系统,其独特之处在于充分利用了Walsh码的正交性。通过将额外的信息比特巧妙地映射到特定的Walsh码上,并通过参考信号加载该特定的Walsh码,该系统在接收端只需进行简单的相关操作,即可成功恢复出信息比特。这一方法不仅有效地提高了传输的信息量,而且通过充分利用Walsh码的正交性,使该系统在面对噪声等干扰时的鲁棒性更好,从而在实际应用中具有更高的可靠性。另一方面,Miao等^[10]则提出了一种脉冲位置调制DCSK(PPM-DCSK)系统,通过在时隙的不同位置上嵌入传输信息比特,创造了一个新的维度。相较于传统DCSK系统,该系统在相同传输能量的情况下能够传输更多的信息比特,从而实现了更高的信息传输效率。这种独特的设计思路使得系统能够更好地适应多样化的通信环境,并在误码性能方面取得更为显著的改进。

Cai等^[11]提出了一种双索引调制DCSK(DCSK-DIM)系统,该系统引入Hilbert变换,使得时域传输的映射比特不仅由原参考信号携带,还可通过Hilbert变换后的正交参考信号携带,相较PPM-DCSK系统,传输比特数增加了一倍,与此同时也提高了误码性能。Cai等^[12]提出了一种双模索引调制DCSK(DM-DCSK-IM)系统,在激活时隙和未激活时隙分别传输DCSK调制比特和M进制DCSK(MDCSK)调制比特,大大提升了系统的传输速率。

本文提出并设计的双模三维索引调制DCSK系统通过充分利用时隙资源,将经过排序索引决定的顺序向量对Walsh码进行排序后依次在K组合映射选中的各个时隙上进行调制。这一设计不仅实现了

时隙索引、码索引和顺序索引的同时传输,还引入了Hilbert变换,使得未选中的时隙也能够被有效利用来传输额外的信息比特,有效提高了系统的时隙资源利用率,为当今通信发展的高速传输需求提供了新的解决方案。在系统的接收端,采用了滑动平均进行降噪,并提出了联合解调算法,使得3种索引信息能够同时而有效地恢复。这一手段在提高系统鲁棒性的同时,也为系统在复杂信道条件下的可靠性提供了坚实的基础。此外,通过推导系统的BER(bit error ratio)公式并进行蒙特卡罗仿真模拟,不仅验证了系统性能的可靠性,还为后续研究提供了重要的性能评估依据。

最后,在对本文系统性能进行深入分析的基础上,将其与已有系统进行对比,确切地证明了本文系统在数据速率和误码性能方面的显著优势。这种优越性不仅源于系统结构的巧妙设计,还得益于在接收端降噪和联合解调等关键技术的有效应用。本文系统为未来高速、可靠通信的发展提供了思路,为深入探索混沌通信技术的边界和应用场景开辟了新的可能性。

1 系统模型

1.1 系统发送端

DMTD-IM-DCSK系统发送端框架如图1所示。混沌信号发生器采用Logistic映射并产生一段长为 θ 的混沌序列 $\mathbf{c}_x = [c_{x,1}, c_{x,2}, \dots, c_{x,\theta}]$,满足 $p_{i+1} = 1 - 2p_i^2$, $c_{x,i} = \text{sgn}(p_i)$,其中 $i = 1, \dots, \theta$, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号化操作,然后该混沌序列与一个长度为N的全1序列 $\mathbf{I}_{1 \times N}$ 做克罗内克积,记为 $\mathbf{C}_x = \mathbf{I}_{1 \times N} \otimes \mathbf{c}_x$,其中,N为Walsh码矩阵的阶数, \otimes 为克罗内克积。 \mathbf{C}_x 作为系统发送端的参考信号,在第0个时隙被发送至无线信道。信息共有g bit,经过串并转换后分为 g_1, g_2, \dots, g_7 bit,其中, g_1 为时隙索引, g_2 和 g_3 为码索引映射, g_4 和 g_5 为顺序映射, g_6 和 g_7 为DCSK调制, s_1, s_2, \dots, s_5 为对应的 g_1, g_2, \dots, g_5 映射比特通过比特-符号转换得到的符号。

K组合映射算法通常是指一种基于K个特征的组合映射算法,用于处理数据集的特征映射和转换。该算法通过考虑特征之间的组合关系,实现了综合特征表达、非线性建模和对抗高维稀疏性,提高了数据的丰富性和模型的灵活性^[13]。

此外,K组合映射算法还提供了索引符号与传

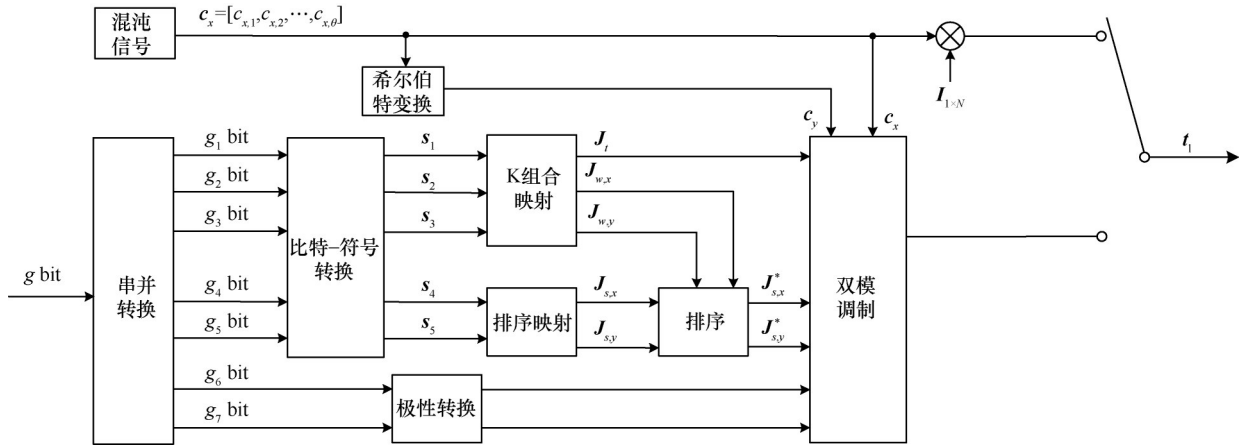


图 1 DMTD-IM-DCSK 系统发送端框架

输实体索引（如时隙和 Walsh 码）间的一对一映射，对于固定的 P 和 U ，所有符号 $Z \in \{0, C_P^U - 1\}$ 都可以通过一个严格递减的长度为 U 的序列 $J = \{\alpha_U, \dots, \alpha_1\}$ 来表示，其中， $C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!}$ 为二项式系数， $\alpha_U > \dots > \alpha_1 \geq 0$ 都从 $\{0, \dots, U-1\}$ 取出，可以通过式(1)实现。

$$Z = C_{\alpha_U}^U + \dots + C_{\alpha_2}^2 + C_{\alpha_1}^1 \quad (1)$$

排序映射算法^[14]的优势在于通过有效的排序策略，提高模型对数据的整体结构理解能力，从而增强排序特征的显著性，改善模型性能。该算法建立了区间 $[0, n! - 1]$ 中的数字与按字典序排列的集合 $V = \{1, 2, \dots, n\}$ 中的元素之间的一对一映射关系。排序映射序列生成的过程如下。将排序映射比特转换为一个十进制数 K ，其中 $K \in [0, n! - 1]$ ，对于不同的 K ，可以使用 $K = (c_n - 1) \cdot (n-1)! + \dots + (c_2 - 1) \cdot 1! + (c_1 - 1) \cdot 0!$ 计算，总能找到一个序列 $D = \{c_n, \dots, c_y, \dots, c_1\}$ ，其中每个 $c_y \in V$ ，一旦获得了序列 D ，就可以根据 D 和 V 按照以下步骤生成所需要的排序序列 J_s 。

首先从集合 V 中选择第 c_n 小的值作为 J_s 的第一个元素，并从 V 中移除这个值；然后从剩余的 V 中选择第 c_{n-1} 小的值作为 J_s 的第二个元素，并从 V 中移除这个值，重复这个步骤，直到选择了序列 D 中所有值，最终得到的 J_s 即排序映射序列。例如，对于 $n = 3$ ，可以得到以下序列 D 和 J_s 。

$$\begin{aligned} 0 &= (1-1) \cdot 2! + (1-1) \cdot 1! + (1-1) \cdot 0! \rightarrow \\ D &= \{1, 1, 1\} \rightarrow J_s = \{1, 2, 3\} \\ 1 &= (1-1) \cdot 2! + (2-1) \cdot 1! + (1-1) \cdot 0! \rightarrow \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D &= \{1, 2, 1\} \rightarrow J_s = \{1, 3, 2\} \\ 2 &= (2-1) \cdot 2! + (1-1) \cdot 1! + (1-1) \cdot 0! \rightarrow \\ D &= \{2, 1, 1\} \rightarrow J_s = \{2, 1, 3\} \\ 3 &= (2-1) \cdot 2! + (2-1) \cdot 1! + (1-1) \cdot 0! \rightarrow \\ D &= \{2, 2, 1\} \rightarrow J_s = \{2, 3, 1\} \\ 4 &= (3-1) \cdot 2! + (1-1) \cdot 1! + (1-1) \cdot 0! \rightarrow \\ D &= \{3, 1, 1\} \rightarrow J_s = \{3, 1, 2\} \\ 5 &= (3-1) \cdot 2! + (2-1) \cdot 1! + (1-1) \cdot 0! \rightarrow \\ D &= \{3, 2, 1\} \rightarrow J_s = \{3, 2, 1\} \end{aligned}$$

上述的 2 种算法中，K 组合映射算法用于选择时隙和 Walsh 码，排序映射算法用于对选中的 Walsh 码的索引进行排序。具体而言， g_1 bit 通过比特-符号转换后得到符号 s_1 ，然后进行 K 组合映射，从 M_T 个总时隙中选中 M_S 个作为激活时隙，记为 J_l ，在激活的时隙上进行模式 1 传输，待传输比特个数分别为 g_2, g_4, g_6 ，在未激活的时隙上进行模式 2 传输，待传输比特个数分别为 g_3, g_5, g_7 。模式 1 传输步骤如下：由 g_2 bit 转换的符号 s_2 通过 K 组合映射算法，从 N 个 Walsh 码中选择 M_S 个，记为 $J_{w,x}$ ，接下来由 g_4 bit 转换的符号 s_4 通过排序映射算法，得到一个长度为 M_S 的顺序向量 $J_{s,x}$ ，然后将选择的 Walsh 码 $J_{w,x}$ 按照顺序向量 $J_{s,x}$ 排序，得到排序后的 Walsh 码索引 $J_{s,x}^*$ ，再从 Walsh 码矩阵 W 中分别取 $J_{s,x}^*$ 中的第 i 个 ($i = 1, \dots, M_S$) 索引值的行，记为 $W(J_{s,x}^*(i), :)$ ，分别在选中的第 i 个时隙上与混沌信号 c_x 做克罗内克积并进行 DCSK 调制，即完成了模式 1 的信息传输。

模式 2 传输与模式 1 类似，符号 s_3 进行 K 组合映射，从 N 个 Walsh 码中选择 $M_T - M_S$ 个，记为 $J_{w,y}$ ，符号 s_5 经过排序映射得到长度为 $M_T - M_S$

的顺序向量 $\mathbf{J}_{s,y}$, 将 $\mathbf{J}_{w,y}$ 按照 $\mathbf{J}_{s,y}$ 排序, 得到排序后的 Walsh 码索引 $\mathbf{J}_{s,y}^*$, 再从 Walsh 码矩阵 \mathbf{W} 中分别取 $\mathbf{J}_{s,y}^*$ 中的第 j 个 ($j = 1, \dots, M_T - M_S$) 索引值的行, 记为 $\mathbf{W}(\mathbf{J}_{s,y}^*(j), :)$, 分别在未选中的第 j 个时隙上与混沌信号 \mathbf{c}_y 做克罗内克积并进行 DCSK 调制。

为了更深入地了解发送端的调制过程, 图 2 给出了 DMTD-IM-DCSK 系统在 $M_T = 8$ 、 $M_S = 4$ 时的帧结构, 其中, d 代表经过极性转换后的二进制符号, $\mathbf{s}_{x,p}^* = \mathbf{W}(\mathbf{J}_{s,x}^*(p), :) \otimes \mathbf{c}_x$, $p = 1, \dots, M_S$, $\mathbf{s}_{y,q}^* = \mathbf{W}(\mathbf{J}_{s,y}^*(q), :) \otimes \mathbf{c}_y$, $q = 1, \dots, M_T - M_S$, p 和 q 为计数变量。

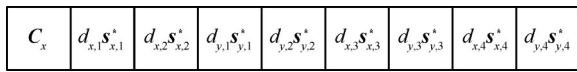


图2 DMTD-IM-DCSK 系统帧结构

DMTD-IM-DCSK 系统的发送信号可以表示为

$$\mathbf{t}_l = \left[\begin{array}{c} \mathbf{c}_x \\ \underbrace{\mathbf{u}(1), \mathbf{u}(2), \dots, \mathbf{u}(j), \dots, \mathbf{u}(M_T)}_{\text{信息承载信号}} \end{array} \right] \quad (2)$$

参考信息

其中, $\mathbf{u}(j) = \begin{cases} d_j s_{x,p}^* j \in J_l \\ d_j s_{y,q}^* j \notin J_l \end{cases}$, p 从 1 开始依次递增到

M_S , q 从 1 开始依次递增到 $M_T - M_S$, 此外, 定义系统的扩频因子为 $\beta = (1 + M_T)N\theta$, 每个时隙的能量为 E_c , 因为混沌序列是经过符号化的, 所以系统的发送能量为 $E_s = (1 + M_T)E_c$, 由此可以得到系统的平均比特能量为 $E_b = \frac{E_s}{g}$, 进而得到 E_b 与 E_c 间的关系为 $E_b = \frac{1 + M_T}{g} E_c$ 。

1.2 系统接收端

DMTD-IM-DCSK 系统的接收端框架如图 3 所示。假设发射信号经过多径瑞利衰落信道衰减, 则接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_l = \sum_{i=1}^L \alpha_i \delta(t - \tau_i) * \mathbf{t}_l + \mathbf{n}_l \quad (3)$$

其中, L 代表路径数, α_i 和 τ_i 分别代表第 l 条路径的信道系数和路径时延, “*” 代表卷积运算, \mathbf{n}_l 代表均值为 0、方差为 $\frac{N_0}{2} \mathbf{I}$ 的加性白高斯噪声 (AWGN), \mathbf{I} 为单位矩阵。在接收端, 接收到的基带离散信号可以表示为一个 1 行 β 列的向量 $\mathbf{y}_l = [y_{l,1} y_{l,2} \dots y_{l,(1+M_T)N\theta}]$ 。为了恢复出信息信号, 需要

从接收信号 \mathbf{y}_l 中提取参考矩阵和信息矩阵, 分别是接收信号 \mathbf{y}_l 的前 $N\theta$ 序列和后 $NM_T\theta$ 序列, 用符号 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 表示。

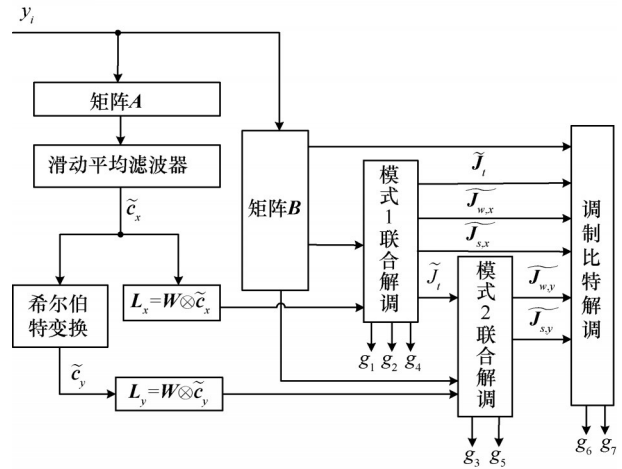


图3 DMTD-IM-DCSK 系统接收端框架

参考矩阵 $\mathbf{A} = [\mathbf{Y}_1^R, \dots, \mathbf{Y}_i^R, \dots, \mathbf{Y}_N^R]$, 其中, $\mathbf{Y}_i^R = [y_i^R(1), y_i^R(2), \dots, y_i^R(\theta)]$, 信息矩阵 $\mathbf{B} = [\mathbf{Y}'_1, \dots, \mathbf{Y}'_j, \dots, \mathbf{Y}'_{M_T}]$, 其中, $\mathbf{Y}'_j = [y'_j(1), y'_j(2), \dots, y'_j(N\theta)]$, 参考矩阵 \mathbf{A} 经过长度为 N 的滑动平均滤波器, 得到平均参考信号^[15]为

$$\tilde{\mathbf{c}}_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{Y}_i^R = \sum_{i=1}^L \alpha_i \mathbf{c}_{x,\tau_i} + \mathbf{n}_R \quad (4)$$

其中, \mathbf{n}_R 为加性白高斯噪声, 均值为 0、功率谱密度为 $\frac{N_0}{2N}$ 。

接下来, 本文提出了一种联合解调算法, 用于恢复时隙以及模式 1 和模式 2 的 Walsh 码和顺序索引, 具体的步骤如下。首先, 将 Walsh 码矩阵 \mathbf{W} 的第 i 行与经过滑动平均后的参考信号 $\tilde{\mathbf{c}}_x$ 做克罗内克积运算, 得到辅助向量 $\mathbf{r}_{i,x} = \mathbf{W}(i,:) \otimes \tilde{\mathbf{c}}_x$, 为便于后续分析, 定义 $\mathbf{r}_{i,x} = \mathbf{e}_{i,x} + \hat{\mathbf{n}}_R$, 其中, $\mathbf{e}_{i,x} = \mathbf{W}(i,:) \otimes \sum_{i=1}^L \alpha_i \mathbf{c}_{x,\tau_i}$, $\hat{\mathbf{n}}_R = \mathbf{W}(i,:) \otimes \mathbf{n}_R$, 得到用于联合解调的辅助参考矩阵^[16]

$$\mathbf{L}_x = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{1,x} \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{N_x,x} \end{bmatrix}_{N \times N\theta} \quad (5)$$

其次, 对信息矩阵 \mathbf{B} 进行重组, 得到重组信息矩阵

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1^I \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{M_T}^I \end{bmatrix}_{M_T \times N\theta} \quad (6)$$

对辅助参考矩阵 \mathbf{L}_x 和重组信息矩阵 \mathbf{K} 的转置进行矩阵块乘法, 用符号 \odot 表示, 得到判决矩阵^[17]

$$\mathbf{G}_x = \mathbf{L}_x \odot \mathbf{K}^T = \begin{bmatrix} r_{1,x}(\mathbf{Y}_1^I)^T, \dots, r_{1,x}(\mathbf{Y}_j^I)^T, \dots, r_{1,x}(\mathbf{Y}_{M_T}^I)^T \\ \vdots \\ r_{i,x}(\mathbf{Y}_1^I)^T, \dots, r_{i,x}(\mathbf{Y}_j^I)^T, \dots, r_{i,x}(\mathbf{Y}_{M_T}^I)^T \\ \vdots \\ r_{N,x}(\mathbf{Y}_1^I)^T, \dots, r_{N,x}(\mathbf{Y}_j^I)^T, \dots, r_{N,x}(\mathbf{Y}_{M_T}^I)^T \end{bmatrix}_{N \times M_T} \quad (7)$$

\mathbf{G}_x 是一个 $N \times M_T$ 的判决矩阵, 从该矩阵中找到 M_S 个最大值, 依次记录这 M_S 个最大值的行和列索引, 然后将它们从小到大进行排序, 记排序后的 2 个索引向量分别为 $\widetilde{\mathbf{J}}_t$ 和 $\widetilde{\mathbf{J}}_{w,x}$, 即恢复出时隙索引和模式 1 传输的 Walsh 码索引, 接下来进行模式 1 传输的顺序索引恢复。首先取出判决矩阵 \mathbf{G}_x 中的所有 $\widetilde{\mathbf{J}}_t$ 行和所有 $\widetilde{\mathbf{J}}_{w,x}$ 列, 然后从第一列开始, 依次记录每列最大值出现的行号, 共记录 M_S 个值, 记为向量 $\widetilde{\mathbf{J}}_{s,x}$ 。在模式 1 联合解调时, 已经得到了激活时隙, 因此在模式 2 联合解调恢复信息比特时, 直接将 $\widetilde{\mathbf{J}}_t$ 在集合 $\{1, 2, \dots, M_T\}$ 上取补集, 记为 $\widetilde{\mathbf{J}}_i$, 即得到了未激活时隙。模式 2 联合解调步骤与模式 1 相同, 首先构造矩阵 \mathbf{L}_y , 然后与重组信息矩阵 \mathbf{K} 的转置做矩阵块乘法, 得到判决矩阵 \mathbf{G}_y , 在 \mathbf{G}_y 中找到 $M_T - M_S$ 个最大值, 记录行索引并排序, 得到向量 $\widetilde{\mathbf{J}}_{w,y}$, 再取出判决矩阵 \mathbf{G}_y 的所有 $\widetilde{\mathbf{J}}_i$ 行和所有 $\widetilde{\mathbf{J}}_{w,y}$ 列, 依次记录每列最大值所在行号, 共记录 $M_T - M_S$ 个值, 记为向量 $\widetilde{\mathbf{J}}_{s,y}$ 。

至此, 接收端已经恢复了时隙索引向量 $\widetilde{\mathbf{J}}_i$, 模式 1 传输 Walsh 码索引向量 $\widetilde{\mathbf{J}}_{w,x}$ 和顺序索引向量 $\widetilde{\mathbf{J}}_{s,x}$, 模式 2 传输 Walsh 码索引向量 $\widetilde{\mathbf{J}}_{w,y}$ 和顺序索引向量 $\widetilde{\mathbf{J}}_{s,y}$, 根据发送端对应索引使用的 \mathbf{K} 组合映射算法和排序映射算法逆映射, 即可得到对应的映射符号, 进而通过十进制到二进制转换, 可恢复出对应的所有映射比特。此外, 加载了顺序和码

索引 2 种模式下的调制比特, 在上述索引向量恢复后, 再依次在对应时隙上使用相应的 Walsh 码做相关检测, 进行极性转换的逆运算, 即可恢复对应调制比特。

2 性能分析

2.1 BER 性能分析

基于前文对系统接收端的描述, DMTD-IM-DCSK 系统在恢复信息比特的过程中, 首先通过模式 1 联合解调出时隙索引以及模式 1 下的码索引和顺序索引, 然后进行模式 2 的码索引和顺序索引解调, 进而得到每个模式的索引信息, 然后进行调制比特的解调, 在所有比特的恢复过程中, 共有以下 2 种判决变量。

1) 解调当前时隙所用 Walsh 码与发送端排序后的 Walsh 码一致, 即

$$I_k = \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{e}_{i,x} + \widehat{\mathbf{n}}_R \right] \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l d_k \mathbf{e}_{i,x} + \mathbf{n}_l \right]^T \quad (8)$$

2) 解调当前时隙所用 Walsh 码与发送端排序后的 Walsh 码不一致, 即

$$I'_k = \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{e}_{i,x} + \widehat{\mathbf{n}}_R \right] \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l d_k \mathbf{e}_{j,x} + \mathbf{n}_l \right]^T \quad (9)$$

在混沌通信系统的分析中, 最常用的方法为高斯近似法, 该方法假设对于较大的 θ , 随机变量 I_k 和 I'_k 服从高斯分布^[12], 因此这 2 个随机变量的均值和方差分别为

$$\begin{aligned} E[I_k] &= \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 d_k E[\mathbf{e}_{i,x} \mathbf{e}_{i,x}^T] + \underbrace{\sum_{l=1}^L \alpha_l E[\mathbf{e}_{i,x} \mathbf{n}_l^T]}_{=0} + \\ &\underbrace{\sum_{l=1}^L \alpha_l d_k \mathbf{e}_{i,x} E[\widehat{\mathbf{n}}_R \mathbf{e}_{i,x}^T]}_{=0} + E[\widehat{\mathbf{n}}_R \mathbf{n}_l^T] = \\ &\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 d_k E_c = \mu_1 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} E[I'_k] &= \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 d_k E[\mathbf{e}_{i,x} \mathbf{e}_{j,x}^T] + \sum_{l=1}^L \alpha_l E[\mathbf{e}_{i,x} \mathbf{n}_l^T] + \\ &\sum_{l=1}^L \alpha_l d_k \mathbf{e}_{i,x} E[\widehat{\mathbf{n}}_R \mathbf{e}_{i,x}^T] + E[\widehat{\mathbf{n}}_R \mathbf{n}_l^T] = 0 = \mu_2 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[I_k] &= \text{Var}[I'_k] \approx \\ &\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \text{Var}[\mathbf{e}_{i,x} \mathbf{n}_l^T] + \text{Var}[\widehat{\mathbf{n}}_R \mathbf{n}_l^T] + \\ &\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \text{Var}[\widehat{\mathbf{n}}_R \mathbf{e}_{i,x}^T] = \end{aligned}$$

$$E_c \left(\frac{N_0}{2} + \frac{N_0}{2N} \right) + \frac{\theta N_0^2}{4} = \sigma_1^2 = \sigma_2^2 \quad (12)$$

其中, $E[\cdot]$ 和 $\text{Var}[\cdot]$ 分别是均值运算和方差运算。式(10)中由于噪声的均值为0, 因此信息信号与噪声的交叉项和噪声与噪声的乘积的期望均为0; 式(11)中参考信号与信息信号之间的相关值由于Walsh码的正交性也为0。因为判决变量 I_k 和 I'_k 是独立同分布的高斯随机变量, 且它们的均值分别为 μ_1 和 μ_2 , 方差分别为 σ_1^2 和 σ_2^2 , 所以随机变量 $|I_k|$ 和 $|I'_k|$ 满足折叠高斯分布^[9]。随机变量 $|I_k|$ 的概率密度函数及 $|I_k|$ 和 $|I'_k|$ 的分布函数分别为

$$f_{|I_k|}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \left\{ \exp\left(-\frac{(x-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) + \exp\left(-\frac{(x+\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) \right\} \quad (13)$$

$$F_{|I_k|}(x) = \frac{1}{2} \left[\text{erf}\left(\frac{x-\mu_1}{\sqrt{2\sigma_1^2}}\right) + \text{erf}\left(\frac{x+\mu_1}{\sqrt{2\sigma_1^2}}\right) \right] \quad (14)$$

$$F_{|I'_k|}(x) = \text{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2\sigma_2^2}}\right) \quad (15)$$

其中, $\exp(\cdot)$ 为指数函数, $\text{erf}(\cdot)$ 为误差函数, 表示为 $\text{erf}(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x e^{-t^2} dt$ 。为便于分析, 定义 $Y = \min\{|I_{k,m}|\}$, $m \in \{1, \dots, M_S\}$, $X = \max\{|I'_{k,n}|\}$, $n \in \{1, \dots, NM_T - M_S\}$, 可以得到联合解调错误概率 $P_{\text{ed}}^{\text{Model1}}$ 为^[16]

$$\begin{aligned} P_{\text{ed}}^{\text{Model1}} &= \int_0^\infty [1 - \Pr\{X \leq y\}] f_Y(y) dy = \\ &= \int_0^\infty \left[1 - \prod_{n=1}^{NM_T - M_S} \Pr\{|I'_{k,n}| \leq y\} \right] f_Y(y) dy = \\ &= \int_0^\infty \left[1 - \left(F_{|I'_{k,n}|}(y) \right)^{NM_T - M_S} \right] f_Y(y) dy \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $f_Y(y)$ 为 Y 的概率密度函数, 因为来自 $\{|I_{k,1}|, |I_{k,2}|, \dots, |I_{k,M_S}|\}$ 的 M_S 个随机变量之间相互独立, 所以可以得到 Y 的分布函数为

$$F_Y(y) = 1 - \left[1 - F_{|I_k|}(y) \right]^{M_S} \quad (17)$$

对式(17)求导, 可得 Y 的概率密度函数为

$$f_Y(y) = M_S \left[1 - F_{|I_k|}(y) \right]^{M_S - 1} f_{|I_k|}(y) \quad (18)$$

因此, 式(16)中的联合检测错误概率 $P_{\text{ed}}^{\text{Model1}}$ 可

进一步推导为

$$\begin{aligned} P_{\text{ed}}^{\text{Model1}} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \int_0^\infty \left\{ 1 - \left[\text{erf}\left(\frac{y}{\sqrt{2\sigma_2^2}}\right) \right]^{NM_T - M_S} \right\} \\ &= M_S \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\text{erf}\left(\frac{y-\mu_1}{\sqrt{2\sigma_1^2}}\right) + \text{erf}\left(\frac{y+\mu_1}{\sqrt{2\sigma_1^2}}\right) \right] \right\}^{M_S - 1} \\ &= \left\{ \exp\left(-\frac{(y-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) + \exp\left(-\frac{(y+\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) \right\} dy \end{aligned} \quad (19)$$

同理, 模式2采用的联合检测算法是从 NM_T 个判决变量中找到 $M_T - M_S$ 个最大值, 可重复上述步骤, 将 Y 中 m 的取值范围变为 $m \in \{1, 2, \dots, M_T - M_S\}$, X 中 n 的范围变为 $\{1, 2, \dots, (N-1)M_T + M_S\}$, 最终可得模式2下的联合检测错误概率 $P_{\text{ed}}^{\text{Model2}}$ 为

$$\begin{aligned} P_{\text{ed}}^{\text{Model2}} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} (M_T - M_S) \cdot \\ &= \int_0^\infty \left\{ 1 - \left[\text{erf}\left(\frac{y}{\sqrt{2\sigma_2^2}}\right) \right]^{(N-1)M_T + M_S} \right\} \\ &= \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\text{erf}\left(\frac{y-\mu_1}{\sqrt{2\sigma_1^2}}\right) + \text{erf}\left(\frac{y+\mu_1}{\sqrt{2\sigma_1^2}}\right) \right] \right\}^{M_T - M_S - 1} \\ &= \left\{ \exp\left(-\frac{(y-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) + \exp\left(-\frac{(y+\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) \right\} dy \end{aligned} \quad (20)$$

由于接收端采用的是联合检测算法, 因此在模式1联合解调时得到的3个索引(时隙索引、模式1码索引和顺序索引)的比特差错率可以同时计算得到, 记为 $P_{\text{b,map}}^{\text{Model1}}$; 同理, 在模式2联合解调过程中共有2个索引(模式2码索引和顺序索引)的比特差错率, 记为 $P_{\text{b,map}}^{\text{Model2}}$ 。当联合解调出现错误时, 接收端会估计到错误的映射比特组合, 相比于正确的映射比特组合, 每个错误的映射比特组合均包含不同数量的映射比特, 而检测到错误的映射符号的概率是相同的, 根据文献[18], 可以得到联合索引比特错误概率与联合解调错误概率的关系为

$$P_{\text{b,map}}^{\text{Model1}} = \frac{2^{g_1 + g_2 + g_4 - 1}}{2^{g_1 + g_2 + g_4} - 1} P_{\text{ed}}^{\text{Model1}} \quad (21)$$

$$P_{\text{b,map}}^{\text{Model2}} = \frac{2^{g_3 + g_5 - 1}}{2^{g_3 + g_5} - 1} P_{\text{ed}}^{\text{Model2}} \quad (22)$$

其中, $P_{b, \text{map}}^{\text{Mode1}}$ 和 $P_{b, \text{map}}^{\text{Mode2}}$ 的本质是平均的联合索引比特错误概率, 平均体现在考虑了 K 组合映射算法中的无效状态对比特差错率的影响^[19]。

模式 1 和模式 2 下的 DCSK 调制比特错误概率均存在联合检测正确和联合检测错误两种情况, 当联合检测错误时, 由于对应时隙所用的 Walsh 码恢复错误, DCSK 调制比特的错误概率为 $\frac{1}{2}$; 当联合检测正确时, DCSK 调制比特的错误概率为

$$P_{\text{DCSK}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \left(\frac{2 \operatorname{Var}(I_k)}{[E(I_k)]^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \left(\frac{(N+1)(M_T+1)}{Ng\gamma_b} + \frac{\theta(1+M_T)^2}{2g^2\gamma_b^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right\} \quad (23)$$

其中, $\gamma_b = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \frac{E_b}{N_0}$, 因此可以得到模式 1 和模式 2 下的调制比特错误概率为

$$P_{b, \text{mod}}^{\text{Mode1}} = (1 - P_{\text{cd}}^{\text{Mode1}}) P_{\text{DCSK}} + \frac{1}{2} P_{\text{cd}}^{\text{Mode1}} \quad (24)$$

$$P_{b, \text{mod}}^{\text{Mode2}} = (1 - P_{\text{cd}}^{\text{Mode2}}) P_{\text{DCSK}} + \frac{1}{2} P_{\text{cd}}^{\text{Mode2}} \quad (25)$$

综上, 可以推出系统的比特差错率 P_{sys} 为

$$P_{\text{sys}} = \frac{(g_1 + g_2 + g_4)}{g} P_{b, \text{map}}^{\text{Mode1}} + \frac{(g_3 + g_5)}{g} P_{b, \text{map}}^{\text{Mode2}} + \frac{g_6}{g} P_{b, \text{mod}}^{\text{Mode1}} + \frac{g_7}{g} P_{b, \text{mod}}^{\text{Mode2}} \quad (26)$$

根据上述的分析, 系统 BER 的表达式可通过将式(21)、式(22)、式(24)和式(25)代入式(26)中得到, 本文假设多径瑞利衰落信道中所有路径相互独立, 在此条件下, 可以得到 γ_b 的瞬时概率密度函数为

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

其中, $\bar{\gamma}_l = E[\gamma_l] = \left(\frac{E_b}{N_0}\right) E[\alpha_l^2]$ 为每条路径上信号的平均信噪比。综上所述, 系统在多径瑞利衰落信道下的平均 BER 表达式为

$$P_{\text{BER}} = \int_0^\infty P_{\text{sys}} f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (28)$$

2.2 数据速率和复杂度分析

为验证本文提出的 DMTD-IM-DCSK 系统的卓越性能, 本节对与该系统结构相似的混沌系统在数据速率和复杂度方面进行了分析, 其中, 数据速率定义为传输总比特数与每符号传输持续时间之

比^[6]。本文系统充分利用了每个时隙传输的信息比特, 具体而言, 模式 1 传输时隙索引比特 $g_1 = \lfloor \log_2 C_{M_T}^{M_s} \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整函数, 码索引比特 $g_2 = \lfloor \log_2 C_N^{M_s} \rfloor$, 顺序索引比特 $g_4 = \lfloor \log_2 (M_s!) \rfloor$, ! 为阶乘运算; 模式 2 传输的码索引比特 $g_3 = \lfloor \log_2 C_N^{M_T - M_s} \rfloor$, 顺序索引比特 $g_5 = \lfloor \log_2 [(M_T - M_s)!] \rfloor$, 调制比特为 $g_6 = M_s$, $g_7 = M_T - M_s$ 。因此, 总传输比特数为 $g = \lfloor \log_2 C_{M_T}^{M_s} \rfloor + \lfloor \log_2 C_N^{M_s} \rfloor + \lfloor \log_2 C_N^{M_T - M_s} \rfloor + \lfloor \log_2 (M_s!) \rfloor + \lfloor \log_2 [(M_T - M_s)!] \rfloor + M_T$, 从而得到 DMTD-IM-DCSK 系统的数据速率为 $\Omega_1 = \frac{g}{\beta(M_T + 1)T_c}$, DCSK-DIM、DM-DCSK-IM、PPM-DCSK 系统的数据速率分别为 $\Omega_2 = \frac{\lfloor \log_2 M_T \rfloor + 2}{\beta(M_T + 1)T_c}$, $\Omega_3 = \frac{\lfloor \log_2 M_T \rfloor + 2M_T + 1}{\beta(M_T + 1)T_c}$, $\Omega_4 = \frac{\lfloor \log_2 M_T \rfloor + 1}{\beta(M_T + 1)T_c}$, 其中, T_c 为码片周期, M_T 为时隙数。

图 4 分析了不同时隙数 M_T 下系统的数据速率。从图 4 中可以明显看出, 随着 M_T 的增加, DMTD-IM-DCSK 系统的数据速率远远超过其他系统。特别是当 $M_T = 10$ 时, DMTD-IM-DCSK 系统的数据速率分别是 DM-DCSK-IM、DCSK-DIM、PPM-DCSK 系统的 2.21 倍、10.6 倍、13.3 倍, 这表明本文系统在数据速率传输方面具有显著的优势。

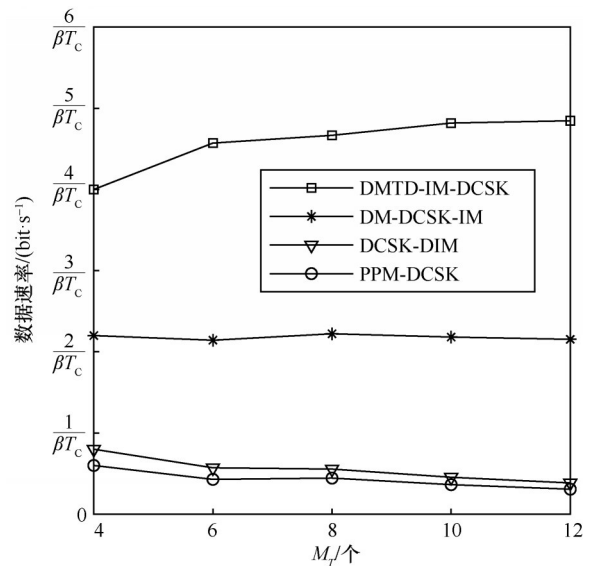


图 4 不同时隙数 M_T 下系统的数据速率

分析系统复杂度的意义在于评估系统的设计和性能,为优化提供指导。系统复杂度包括乘法复杂度和搜索复杂度,具体而言,乘法复杂度包括调制和解调信息比特所需要的乘法次数,搜索复杂度是指检测传输实体的激活模式所涉及的比较操作次数。对于 DMTD-IM-DCSK 系统而言,调制和解调共需 $2M_T N \theta$ 次乘法,在联合解调过程中,为构建 $N M_T$ 个长度为 $N \theta$ 的判决变量需要 $2 M_T N^2 \theta$ 次乘法运算,此外,2种过程的搜索复杂度均需要从 $N M_T$ 个判决变量中找到 M_S 个最大值,带来的搜索复杂度为 $2 C_{N M_T}^{M_S}$,按照上述复杂度的计算式,可以得到各系统复杂度表达式:DMTD-IM-DCSK 系统的复杂度为 $\chi_1 = 2 M_T N \theta + 2 M_T N^2 \theta + 2 C_{N M_T}^{M_S}$, DCSK-DIM、DM-DCSK-IM、PPM-DCSK 系统的复杂度分别为 $\chi_2 = (2 + M_T) \theta + 2 C_{M_T}^1$, $\chi_3 = (4 M_T - 1) \theta + C_{M_T}^1$, $\chi_4 = (1 + M_T) \theta + C_{M_T}^1$ 。图 5 分析了不同混沌序列长度 θ 下系统每传输一个比特的复杂度,即对应的系统复杂度与数据速率之比。从图 5 中可知,DMTD-IM-DCSK 系统每传输一个比特的复杂度高于其余 3 个系统。

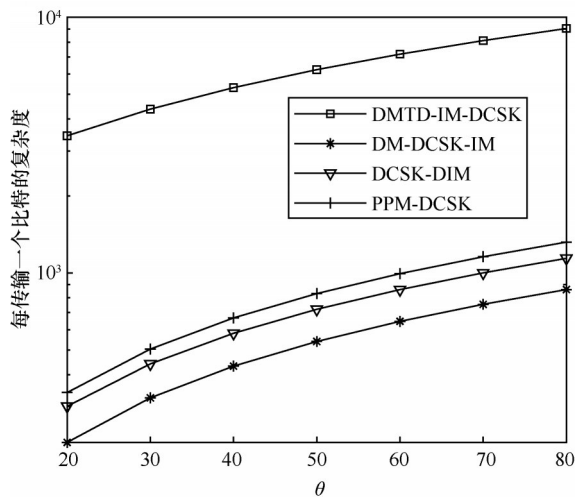


图 5 不同混沌序列长度 θ 下系统每传输一个比特的复杂度

3 仿真分析

本节在 AWGN 信道和多径瑞利衰落信道下研究了混沌序列长度 θ 、Walsh 码阶数 N 以及时隙数 M_T 对 BER 的影响,然后对比了相似结构的混沌系统,包括 DM-DCSK-IM、DCSK-DIM 和 PPM-DCSK,由于 DCSK-DIM 和 PPM-DCSK 系统的数据速率很低,因此只对比了 DMTD-IM-DCSK 与

DM-DCSK-IM 在相似的数据速率下的 BER 性能,此外还对比了 DMTD-IM-DCSK 与其余 3 个系统在占用相同资源条件下的 BER 性能。

大量文献证明,等增益条件下的 BER 性能明显优于不等增益的情况^[20-22],因此,为确保仿真结果的一致性,在后续所有的仿真中,本文均选择采用三径等增益的多径瑞利衰落信道。

3.1 DMTD-IM-DCSK 系统相关分析

图 6 分析了不同序列长度 θ 下系统 BER 随 $\frac{E_b}{N_0}$ 的变化曲线,各参数取值分别为 $[M_T, M_S, N, \theta] = [8, 4, 8, 32], [8, 4, 8, 64], [8, 4, 8, 128]$ 。由图 6 可知,随着 θ 的增大,系统 BER 逐渐变差,这是因为 θ 的增大会引入更多噪声,导致系统 BER 中噪声分量变大,误码性能变差。此外,在低信噪比下,仿真性能曲线相较于理论曲线略有优势,这是因为在联合解调错误时,仿真值无法准确检测到“3 种索引中的一种或多种出现错误,但均未错到无效状态”的情况,导致这部分概率被错误地归类为正确的概率。然而,在较高信噪比下,系统的联合解调错误概率减小,理论值与仿真值曲线的匹配程度变好。此外,本文采取的高斯近似法也对曲线的匹配产生了影响,在较低的混沌序列长度 θ 下,理论值与仿真值存在一定偏差。

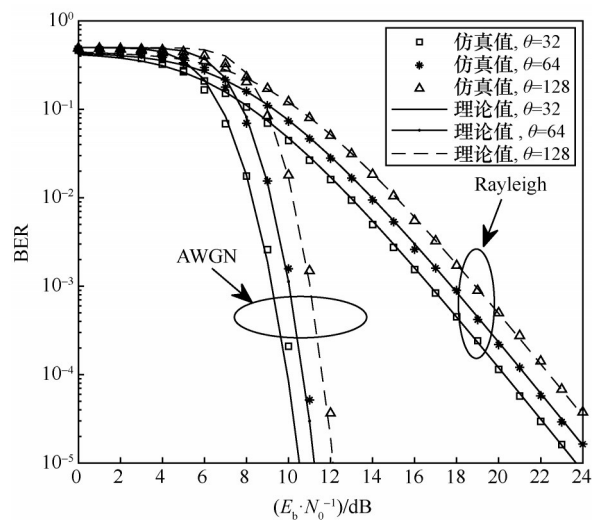


图 6 不同序列长度 θ 下系统 BER 随 $\frac{E_b}{N_0}$ 的变化曲线

图 7 分析了不同 Walsh 码阶数 N 下系统 BER 随 $\frac{E_b}{N_0}$ 的变化曲线,各参数取值分别为 $[M_T, M_S, \beta, N] =$

[6,3,1024,4],[6,3,1024,8]。从图 7 中可以观察到，随着 Walsh 码阶数 N 的增大，系统的 BER 性能变好，这是因为 N 的增大会带来传输比特数的升高，在相同的发送能量 E_s 条件下，比特数的升高意味着更多的索引映射比特被映射到符号内，即实现一定 BER 性能所需的 $\frac{E_b}{N_0}$ 降低了。更具体地说，索引映射比特并不依赖传输实体隐式传输，因此这些比特可以在不消耗传输能量的情况下传输。此外，从图 7 中还可以看到，系统 BER 性能的仿真值与理论值曲线吻合，说明了本文推导的理论 BER 计算式(28)的正确性。

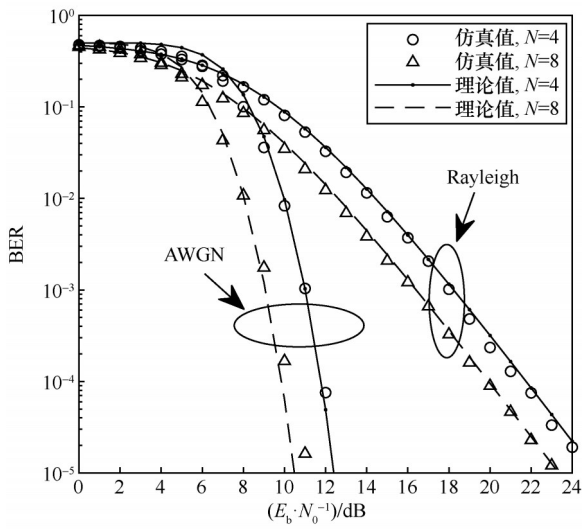


图 7 不同 Walsh 码阶数 N 下系统 BER 随 $\frac{E_b}{N_0}$ 的变化曲线

图 8 分析了不同 Walsh 码阶数 N 下系统 BER 随 M_T 的变化曲线，其中， $\theta = 64$ ， $M_S = \frac{M_T}{2}$ 。从图 8 中可知，在 AWGN 信道下，当 $\frac{E_b}{N_0} = 9 \text{ dB}$ 、 $N = 16$ 时， M_T 的变化会使系统 BER 性能处于一个动态范围内，原因有以下两个：一方面，当 $\frac{E_b}{N_0}$ 和 N 固定时，随 M_T 的增大，系统传输的数据速率增大，即隐式传输的比特数增多，导致 BER 有变好的趋势；另一方面，随着 M_T 的增大，系统的扩频因子 β 也会增大，从而引入更多的噪声，导致 BER 有变差趋势。因此系统 BER 曲线趋势需要综合 2 个方面共同决定，但始终在一个合理的比特差错率区间内波动。

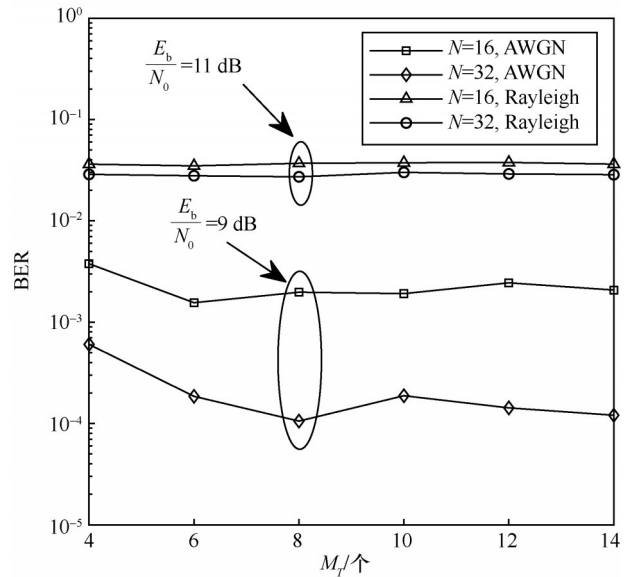


图 8 不同 Walsh 码阶数 N 下系统 BER 随 M_T 的变化曲线

3.2 DMTD-IM-DCSK 系统与其他系统对比分析

图 9 分析了相似数据速率下 DMTD-IM-DCSK 系统与 DM-DCSK-IMBER 系统的 BER 曲线对比（由于系统结构限制，2 个系统无法完美实现一模一样的数据速率，故取最接近的数据速率作为对比）。其中，DMTD-IM-DCSK 系统在数据速率 $\Omega = \frac{18}{\beta(M_T + 1)T_c}$ 和 $\Omega = \frac{12}{\beta(M_T + 1)T_c}$ 时的系统参数分别为 $[M_T, N, \theta] = [6, 4, 64]$ 和 $[M_T, N, \theta] = [4, 4, 64]$ ；

DM-DCSK-IM 系统在数据速率为 $\Omega = \frac{18}{\beta(M_T + 1)T_c}$

和 $\Omega = \frac{13}{\beta(M_T + 1)T_c}$ 时的系统参数分别为 $[M_T, \theta] =$

$[8, 64]$ 和 $[M_T, \theta] = [6, 64]$ 。从图 9 中可以观察到，在 AWGN 信道和多径瑞利信道下，2 种数据速率条件下 DMTD-IM-DCSK 系统的 BER 都明显优于 DM-DCSK-IM 系统，可见本文系统拥有卓越的误码性能。

图 10 分析了在 AWGN 信道和多径瑞利信道下，占用相同时隙资源条件下 DMTD-IM-DCSK 系统与其他混沌系统的 BER 曲线对比，各系统参数分别为 $[M_T, N, \beta] = [4, 4, 512]$ 。从图 10 中可知，在 2 种信道下，本文系统都有更好的误码性能，例如，在 AWGN 信道下，本文系统在 BER 为 10^{-5} 时，分别优于 DCSK-DIM、PPM-DCSK、DM-DCSK 约 2 dB、2.5 dB、4 dB。

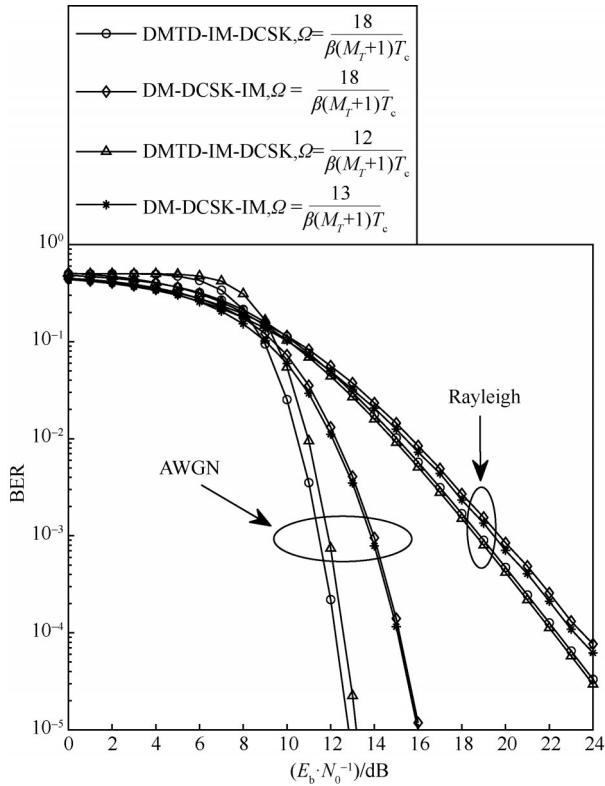


图9 相似数据速率下DMTD-IM-DCSK系统与DM-DCSK-IM系统的BER曲线对比

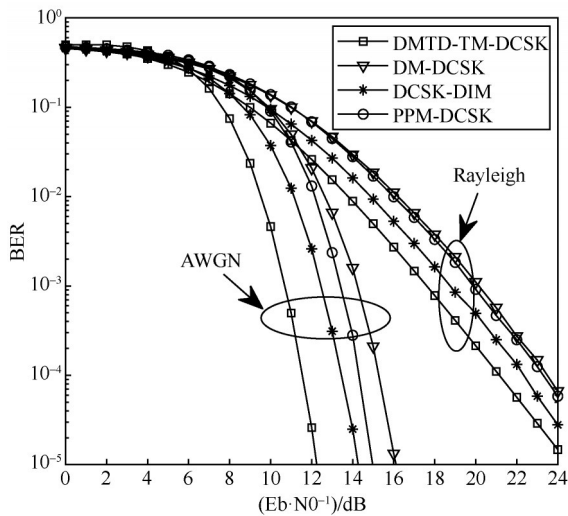


图10 占用相同时隙资源条件下DMTD-IM-DCSK系统与其他混沌系统的BER曲线对比

4 结束语

本文通过结合时间、Walsh码和顺序索引,以及巧妙地利用混沌序列的Hilbert变换,构建了一个复杂而又高效的双模三维索引调制差分混沌移位键控系统。在接收端,引入了联合解调算法,成功实现了对单一模式下所有隐式传输映射信息的同时

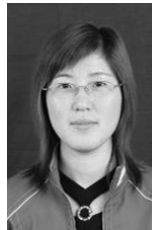
恢复,而且采用了降噪操作,有效提高了系统性能。本文在AWGN信道和多径瑞利信道下对DMTD-IM-DCSK系统的BER计算式进行了推导,并通过仿真验证了其性能。与其他混沌通信系统相比,特别是在相同数据速率和占用相同时隙资源条件下,DMTD-IM-DCSK系统表现出卓越的性能。这为其在实际应用中的优越性提供了有力的支持。然而,本文也指出了系统在提高数据速率的同时增加了复杂度。在这一背景下,下一步的关键问题是如何在不影响系统性能的前提下降低系统复杂度。这不仅能够使系统更易于在实际中应用,还为混沌通信系统在更广泛的应用领域中拓展提供了可能性。

参考文献:

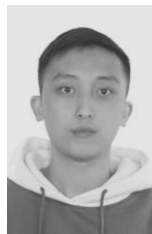
- [1] CHONG C C, YONG S K. UWB direct chaotic communication technology for low-rate WPAN applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(3): 1527-1536.
- [2] KADDOUM G. Wireless chaos-based communication systems: a comprehensive survey[J]. IEEE Access, 2016, 4: 2621-2648.
- [3] FANG 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.
- [4] 蒋国平, 杨华, 段俊毅. 混沌数字调制方案及性能分析[M]. 北京: 科学出版社, 2015.
- [5] JIANG G P, YANG H, DUAN J Y. Chaotic digital modulation scheme and performance analysis[M]. Beijing: Science Press, 2015.
- [6] KOLUMBAN G, KENNEDY M P, JAKO Z, et al. Chaotic communications with correlator receivers: theory and performance limits[J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 90(5): 711-732.
- [7] FANG Y, ZHUO J M, MA H, et al. Design and analysis of a new index-modulation-aided DCSK system with frequency-and-time resources[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(6): 7411-7425.
- [8] MA H, FANG Y, CHEN P P, et al. A novel differential chaos shift keying scheme with multidimensional index modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(1): 237-256.
- [9] MA H, FANG Y, CAI G F, et al. A new frequency-bin-index LoRa system for high-data-rate transmission: design and performance analysis[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(14): 12515-12528.
- [10] XU W K, TAN Y S, LAU F C M, et al. Design and optimization of differential chaos shift keying scheme with code index modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(5): 1970-1980.
- [11] 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.
- [12] CAI X M, XU W K, WANG L, et al. Design and performance analysis of differential chaos shift keying system with dual-index modulation[J]. IEEE Access, 2019, 7: 26867-26880.
- [13] CAI X M, XU W K, HONG S H, et al. Dual-mode differential chaos shift keying with index modulation[J]. IEEE Transactions on Commu-

- nications, 2019, 67(9): 6099-6111.
- [13] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(22): 5536-5549.
- [14] WEN M W, BASAR E, LI Q, et al. Multiple-mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(9): 3892-3906.
- [15] KADDOUM G, 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.
- [16] 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.
- [17] CAI X M, XU W K, WANG L, et al. Towards high-data-rate noncoherent chaotic communication: a multiple-mode differential chaos shift keying system[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 4888-4901.
- [18] CAI X M, XU W K, MIAO M Y, et al. Design and performance analysis of a new M-ary differential chaos shift keying with index modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(2): 846-858.
- [19] PROAKIS J G, SALEHI M. Communication systems engineering[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1994.
- [20] 张刚, 王磊, 蒋忠均. 扩容型正交抑噪多级差分混沌移位键控通信系统[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(3): 1032-1042.
ZHANG G, WANG L, JIANG Z J. Expanded capacity orthogonal noise suppression multi-level differential chaotic shift keying communication system[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(3): 1032-1042.
- [21] ZHANG G, ZHAO C C, ZHANG T Q. Performance analysis of MISO-MU-OHE-DCSK system over Rayleigh fading channels[J]. AEU- International Journal of Electronics and Communications, 2020, 115: 153048.
- [22] 张刚, 李超凡, 蒋忠均. 基于时隙变换的多用户多载波相关延迟移位键控系统[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(10): 3568-3577.
ZHANG G, LI C F, JIANG Z J. Multi-user multi-carrier correlated delay shift keying system based on time slot transformation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(10): 3568-3577.

[作者简介]



贺利芳 (1979-), 女, 河南济源人, 重庆邮电大学副教授, 主要研究方向为混沌保密通信、随机共振微弱信号检测等。



武兴根 (1999-), 男, 河北石家庄人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为混沌保密通信。



薛岩松 (2000-), 男, 山东临沂人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为混沌保密通信。