

doi:10.13756/j.gtxyj.2026.260024.

专题:面向6G的无线光通信

彭清斌,姚宇,王惠琴,等.混合索引调制辅助的ACO-OFDM系统设计与性能优化[J].光通信研究,2026(2):260024.

Peng Q B, Yao Y, Wang H Q, et al. Design and Performance Optimization of Hybrid Index Modulation-Aided ACO-OFDM System [J]. Study on Optical Communications, 2026(2):260024.

混合索引调制辅助的 ACO-OFDM 系统设计与性能优化(特邀)

彭清斌¹,姚宇²,王惠琴¹,王真¹,唐崎涵¹,张悦¹,曹明华¹

(1. 兰州理工大学 计算机与人工智能学院,兰州 730050; 2. 国网兰州供电公司,兰州 730050)

摘要:【目的】光正交频分复用(OFDM)-索引调制(IM)是无线光通信(OWC)中极具潜力的传输技术。然而,现有方案高度依赖精确的信道状态信息(CSI),因此,研究无需CSI的高可靠光传输方案具有重要研究价值。【方法】文章提出了一种混合索引调制(HIM)辅助的非对称限幅光(ACO)-OFDM方案。该方案通过将差分混沌移位键控(DCSK)引入ACO-OFDM框架,并结合HIM机制设计了灵活的子载波激活模式与信息映射。此外,文章还推导了系统在大气湍流(AT)信道的理论误码率(BER),并构建了以最小化BER为目标的功率分配(PA)优化模型。【结果】理论BER与仿真结果高度吻合。引入PA策略后,系统BER性能得到有效提升,且性能增益随信息子载波数的增加而增强。与现有方案相比,文章所提系统在BER性能方面取得了更好的表现。【结论】文章所提系统在无需CSI的条件下完成了非相干通信,并支持对子载波结构的灵活配置,为提升复杂信道环境下OWC系统的传输可靠性提供了一种有效方案。

关键词:无线光通信;正交频分复用;索引调制;差分混沌移位键控;信道状态信息

中图分类号:TN929

文献标志码:A

Design and Performance Optimization of Hybrid Index Modulation-Aided ACO-OFDM System

PENG Qingbin¹, YAO Yu², WANG Huiqin¹, WANG Zhen¹, TANG Qihan¹, ZHANG Yue¹, CAO Minghua¹

(1. School of Computer Science and Artificial Intelligence, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;

2. State Grid Lanzhou Electric Power Supply Company, Lanzhou 730050, China)

Abstract: 【Objective】Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) with Index Modulation (IM) is a highly promising transmission technology for Optical Wireless Communication (OWC). However, existing schemes usually rely heavily on accurate Channel State Information (CSI). Therefore, investigating high-reliability optical transmission schemes without CSI holds significant research value. 【Methods】This paper proposes a Hybrid Index Modulation (HIM)-aided Asymmetrically Clipped Optical OFDM (ACO-OFDM) scheme. By incorporating Differential Chaos Shift Keying (DCSK) into the ACO-OFDM framework, flexible subcarrier activation patterns and information mapping are designed based on the HIM mechanism. Furthermore, the theoretical Bit Error Rate (BER) of the system over Atmospheric Turbulence (AT) channels is derived, and a Power Allocation (PA) optimization model aimed at minimizing the BER is formulated. 【Results】The theoretical BER results show excellent agreement with simulation results. With the introduction of the PA strategy, the BER performance of the system is effectively improved, and the corresponding performance gain increases with the number of information subcarriers. Compared with existing schemes, the proposed system achieves superior BER performance. 【Conclusion】The proposed system achieves non-coherent transmission without requiring CSI and supports flexible subcarrier structure configuration, providing an effective solution for enhancing transmission reliability of OWC systems over complex channel environments.

Key words: OWC; OFDM; IM; DCSK; CSI

0 引言

无线光通信(Optical Wireless Communication, OWC)被视为突破第六代移动通信技术(6th Generation Mobile Communication Technology, 6G)频谱瓶颈的重要候选技术,其中光正交频分复用(Or-

thogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)-索引调制(Index Modulation, IM)展现出了广阔的应用前景^[1]。尽管研究人员提出了多种改进方案以挖掘其频谱潜能^[2-5],但这些方案在实现预期性能

收稿日期:2026-01-21; 修回日期:2026-02-12; 纸质出版日期:2026-04-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62565014,62261033,62265010)

作者简介:彭清斌(1983-),男,甘肃兰州人。讲师,博士,主要研究方向为无线光通信理论与技术。

通信作者:王惠琴,教授。E-mail: whq1222@lut.edu.cn

© Editorial Office of Study on Optical Communications. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license.

时通常高度依赖精确的信道状态信息(Channel State Information, CSI)。如何在避免信道估计的前提下实现高可靠传输,已成为亟待解决的关键问题。

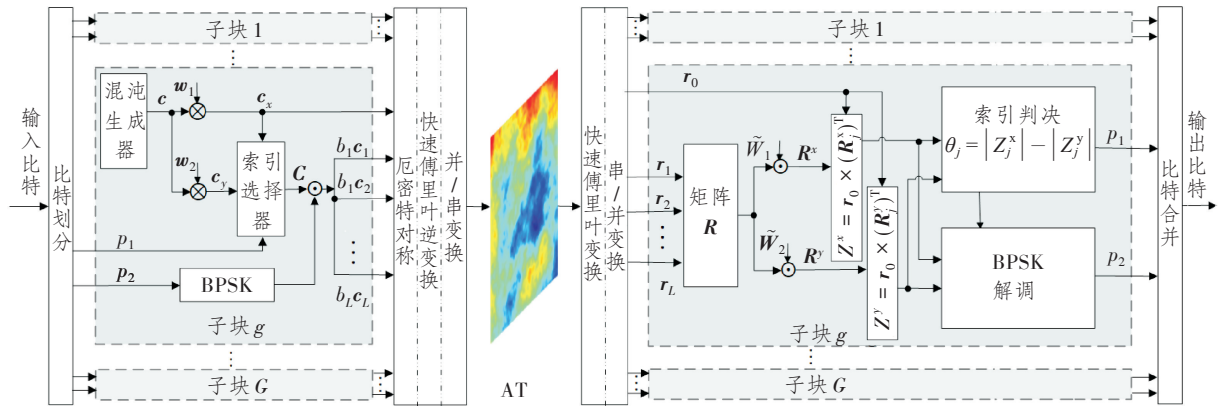
针对这一挑战,差分索引调制(Differential Index Modulation, DIM)利用符号间的差分关系消除了对 CSI 的依赖,但其映射复杂度较高^[6]。相比之下,差分混沌移位键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)无需混沌同步和 CSI,因此受到广泛关注^[7-8]。近年来,融合 DCSK 与 IM 技术以提升频谱效率成为研究热点,代表性工作包括码索引^[9]、四重码索引^[10]和载波索引^[11]等,特别是混合索引调制(Hybrid Index Modulation, HIM)通过联合利用子载波索引与子载波数索引,实现了子载波数的灵活配置^[12]。在 OWC 领域,文献[13]提出了正交多级混沌 IM 以扩展码索引维度;文献[14]结合正交混沌信号提出了 IM 辅助的非对称限幅光 OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM,

ACO-OFDM)方案,但仍存在信息子载波数限制。

然而,现有研究尚未将 HIM 理念引入到 OWC 系统,如何设计突破子载波数约束且满足 OWC 特性的信号格式,仍有待进一步研究。鉴于此,本文利用正交混沌信号的激活模式承载索引信息,提出了一种 HIM 辅助的 ACO-OFDM (HIM-ACO-OFDM)系统。进一步地,本文推导了系统理论误码率(Bit Error Rate, BER),并构建了以最小化 BER 为目标的功率分配(Power Allocation, PA)模型,为提升系统传输的可靠性提供了理论依据。

1 系统模型

HIM-ACO-OFDM 系统结构如图 1 所示。在发射端,输入比特流被划分为 G 个并行子块。由于各子块处理方式相同,不失一般性,以第 g 个子块为例说明系统的发射和接收过程($1 \leq g \leq G$)。



注: $b_1 \sim b_L$ 为星座符号向量 $\mathbf{b}$ 的 L 个元素; $c_1 \sim c_L$ 为信息承载矩阵 $\mathbf{C}$ 的第 1~ L 行向量; Z^x 和 Z^y 为相关判决向量。

图 1 HIM-ACO-OFDM 系统结构

Figure 1 The architecture of the HIM-ACO-OFDM system

在子块中,系统通过 Logistic 映射 $c_{i+1} = 1 - 2c_i^2$ 生成长度为 β 的混沌信号向量 $\mathbf{c}$, 式中, i 为第 i 个码片。接着,利用 Walsh 码 $\mathbf{w}_1 = [w_{1,1}, w_{1,2}]$ 和 $\mathbf{w}_2 = [w_{2,1}, w_{2,2}]$ 分别对 $\mathbf{c}$ 进行调制,以构造两路正交混沌信号 $\mathbf{c}_x = \mathbf{w}_1 \otimes \mathbf{c}$ 和 $\mathbf{c}_y = \mathbf{w}_2 \otimes \mathbf{c}$, 式中, $\otimes$ 表示 Kronecker 积。每个子块包含 $L+1$ 个子载波,其中第 1 个子载波传输参考信号 c_x ,其余 L 个子载波根据索引比特选择正交混沌信号作为信息承载信号。具体而言,对于第 j 个子载波($1 \leq j \leq L$),当索引比特 $a_j = 1$ 时,选择 c_x ; 否则选择 c_y 。为了便于理解,表 1 所示为 $L=3$ 时系统的 IM 映射表。

星座符号 $\mathbf{b}$ 由调制比特经二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)映射获得,并与索引选择器输出的信息承载矩阵 $\mathbf{C}$ 相乘以完成 DCSK

调制。因此,子块对应的频域信号可表示为 $\mathbf{s} = [1, \mathbf{b}]^T \odot [\mathbf{c}_x, \mathbf{C}]$, 式中: $[\cdot]^T$ 表示矩阵的转置; $\odot$ 表示 Hadamard 乘积。随后,将 G 个子块级联构成完整的 OFDM 符号,对其进行厄密特对称、快速傅里叶变换和并/串转换后通过光学天线发射。系统

表 1 $L=3$ 时系统的 IM 映射表

Table 1 The IM mapping table for the case of $L=3$

索引比特 [a_1, a_2, a_3]	信息 承载信号	索引比特 [a_1, a_2, a_3]	信息 承载信号
000	$[c_y, c_y, c_y]$	100	$[c_x, c_y, c_y]$
001	$[c_y, c_y, c_x]$	101	$[c_x, c_y, c_x]$
010	$[c_y, c_x, c_y]$	110	$[c_x, c_x, c_y]$
011	$[c_y, c_x, c_x]$	111	$[c_x, c_x, c_x]$

的扩频因子定义为 $\chi=2\beta$ 。

考虑到大气湍流 (Atmospheric Turbulence, AT) 和加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 的影响, 定义频域接收信号为 $y_{k,i} = \eta h_{k,i} s_{k,i} + v_{k,i}$, 式中: η 为光/电转换效率; $s_{k,i}$ 为 s 中第 k 个子载波上的第 i 个码片信号; $h_{k,i}$ 为对应的信道频率响应 (Channel Frequency Response, CFR); $v_{k,i}$ 为均值为 0、方差为 $\frac{N_0}{2}$ 的 AWGN, N_0 为噪声功率谱密度。AT 信道的统计特性服从指数威布尔 (Exponential Weibull, EW) 分布, 其概率密度函数可参见文献 [14]。

在接收端, 将子块第 1 个子载波信号记为参考信号 r_0 , 其余 L 个信息子载波构成信息矩阵 $R = [r_1, \dots, r_j, \dots, r_L]^T$ 。随后, 将 R 分别与扩展 Walsh 码 $\tilde{W}_1$ 和 $\tilde{W}_2$ 进行 Hadamard 乘积运算, 得到矩阵 $R^x = R \odot \tilde{W}_1$ 和 $R^y = R \odot \tilde{W}_2$, 式中, $\tilde{W}_u = w_u \otimes 1_{L \times \beta}$, $u \in \{1, 2\}$, 且 $1_{L \times \beta}$ 为全 1 向量。接下来, 通过将 r_0 分别与 R^x 和 R^y 进行相关运算来完成信息检测。以第 j 个子载波为例, 其相关度量分别为 $Z_j^x = r_0 \times (R_j^x)^T$ 和 $Z_j^y = r_0 \times (R_j^y)^T$, 式中, R_j^x 和 R_j^y 分别为矩阵 R^x 和 R^y 的第 j 行。子载波索引的判决度量 θ_j 定义为两路相关输出 Z_j^x 和 Z_j^y 的绝对值之差, 即 $\theta_j = |Z_j^x| - |Z_j^y|$ 。根据正交信号的相关特性, 当 $\theta_j > 0$ 时, 索引比特估计为 $\hat{a}_j = 1$; 否则, $\hat{a}_j = 0$ 。在星座符号解调阶段, 解调器根据 $\hat{a}_j$ 的判决结果在 Z_j^x 和 Z_j^y 之间选择对应的解调度量: 当 $\hat{a}_j = 1$ 时, 选取 Z_j^x 予以解调, 否则选取 Z_j^y 。

2 系统 BER 分析

在 HIM-ACO-OFDM 系统中, 每个子块传输 L 个索引比特和 L 个调制比特, 则系统的 BER 为 $P_{\text{sys}} = 0.5P_{\text{in}} + 0.5P_{\text{md}}$, 其中 P_{in} 为索引比特的 BER; P_{md} 为调制比特的 BER。

假设信号通过平坦慢衰落信道传输, 即在 χ 个码片时间内 CFR 保持不变。此时, 相关度量 Z_j^x 为

$$Z_j^x = \sum_{u=1}^2 \sum_{i=1}^{\beta} (\eta h_{0,u} w_{1,u}^2 c_{(u-1)\beta+i} + v_{u,i}^0) \times (\eta h_{j,u} w_{1,u}^2 b_j c_{(u-1)\beta+i} + v_{u,i}^j), \quad (1)$$

式中: η 为光/电转换效率; h_0 和 $v_{u,i}^0$ 分别为 r_0 的 CFR 和 AWGN; $c_{(u-1)\beta+i}$ 为信息承载信号的第 $(u-1)\beta+i$ 个码片; b_j 为星座符号向量 b 中的第 j 个元素; h_j 和 $v_{u,i}^j$ 分别为 R_j^x 的 CFR 和 AWGN。根据中心极限

定理, 当 χ 足够大时, 相关器件输出近似服从高斯分布^[11]。假设 $b_j = +1$, 则 Z_j^x 的均值为 $\mu_x =$

$\frac{2L}{L+1} E_b$, 方差为 $\sigma_x^2 = \frac{2L}{L+1} E_b N_0 + \chi N_0^2 / 4$, 式中, $E_b = \frac{L+1}{2L} \eta^2 h_j^2 \sum_{u=1}^2 \sum_{i=1}^{\beta} c_{(u-1)\beta+i}^2$ 为接收比特能量。利用 Walsh 码的正交特性, 同样可得出 Z_j^y 的均值为 $\mu_y = 0$, 方差为 $\sigma_y^2 = \sigma_x^2$ 。根据文献 [10], 高斯随机变量的绝对值服从折叠正态分布, 则 $|Z_j^x|$ 的均值为 $\mu_{|Z_j^x|} = \Omega \sqrt{E_b N_0}$, 方差为 $\sigma_{|Z_j^x|}^2 = E_b N_0 (K^2 \gamma + K + \frac{\chi}{4\gamma} - \Omega^2)$, 式中: $\gamma = E_b / N_0$ 为瞬时信噪比; $K = \frac{2L}{L+1}$, 且有:

$$\Omega = \sqrt{\frac{2(K + \frac{\chi}{4\gamma})}{\pi}} e^{-\frac{1}{2(\frac{1}{K\gamma} + \frac{\chi}{4K^2\gamma^2})}} - K\sqrt{\gamma} \operatorname{erf}\left[-\sqrt{\frac{1}{2(\frac{1}{K\gamma} + \frac{\chi}{4K^2\gamma^2})}}\right]. \quad (2)$$

同理, 可求得 $|Z_j^y|$ 的均值为 $\mu_{|Z_j^y|} = \Gamma \sqrt{E_b N_0}$, 方差为 $\sigma_{|Z_j^y|}^2 = E_b N_0 (\frac{K}{2} + \frac{\chi}{4\gamma} - \Gamma^2)$, 式中, $\Gamma = \sqrt{(K + \chi/8\gamma)/\pi}$ 。由于 Z_j^x 和 Z_j^y 彼此独立, 决策度量 θ_j 近似为高斯随机变量, 可求得其均值为 $\mu_{\theta_j} = (\Omega - \Gamma) \sqrt{E_b N_0}$, 方差为 $\sigma_{\theta_j}^2 = E_b N_0 (K^2 \gamma + \frac{3}{2} K + \frac{\chi}{2\gamma} - \Omega^2 - \Gamma^2)$ 。若第 j 个信息承载信号为 c_x , 当 $\theta_j < 0$ 时将发生索引判决错误。基于高斯近似法^[15], P_{in} 可表示为

$$P_{\text{in}} \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\left(\frac{(\Omega - \Gamma)^2}{K^2 \gamma + \frac{3}{2} K + \frac{\chi}{2\gamma} - \Omega^2 - \Gamma^2}\right)^{\frac{1}{2}}\right]. \quad (3)$$

本文所提系统中, 星座符号的解调依赖于索引检测结果。星座解调根据索引判决是否正确可分为两种情况。当索引判决正确时, 星座解调等效为传统的 DCSK 解调, 此时星座符号的 BER 为 $P_{\text{md}}^1 \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[(\frac{2}{K\gamma} + \frac{\chi}{2K^2\gamma^2})^{-0.5}\right]$ ^[14]; 当索引判决错误时, 接收端基于错误的索引结果选择相关度量, 此时星座符号的 BER 为 0.5。综合两种情况, 可得出 $P_{\text{md}} = P_{\text{md}}^1 (1 - P_{\text{in}}) + 0.5P_{\text{in}}$ 。进一步将 P_{in} 和 P_{md} 代入 P_{sys} 的表达式, 可得出本文所提系统在 EW 信道

上的 BER P_{sys} 为

$$P_{\text{sys}} = \int_0^{+\infty} P_{\text{sys}}(\gamma) f_{\text{EW}}(\gamma) d\gamma, \quad (4)$$

式中, $f_{\text{EW}}(\gamma)$ 为 γ 的概率密度函数^[14]。

为了提高 HIM-ACO-OFDM 系统的 BER 性能, 本文引入 PA 策略, 对参考信号与信息承载信号分别设置不同的功率系数。定义功率系数向量为 $\mathbf{\Delta} = [\delta_0, \delta_1, \dots, \delta_L]$, 其中 δ_0 为参考信号的功率系数, $\delta_1, \dots, \delta_L$ 为 L 个信息承载信号的功率系数; 且有 $\delta_{\text{tot}} = \delta_0 + \sum_{j=1}^L \delta_j$ 为子块所有功率系数总和。在引入 PA 后, 式(1)可重新表示为

$$Z_j^{x'} = \sum_{u=1}^2 \sum_{i=1}^{\beta} \left(\sqrt{\delta_0} \sqrt{\frac{1}{\epsilon}} \eta h_0 \omega_{1,u}^2 C_{(u-1)\beta+i} + v_{u,i}^0 \right) \times \left(\sqrt{\delta_j} \sqrt{\frac{1}{\epsilon}} \eta h_j \omega_{1,u}^2 b_j C_{(u-1)\beta+i} + v_{u,i}^j \right), \quad (5)$$

式中: $\sqrt{1/\epsilon}$ 为混沌信号的归一化能量系数; x' 为采用 PA 后的相关统计量。假设 $b_j = +1$, 则 $Z_j^{x'}$ 的均值为 $\mu_{x'} = \frac{2L}{\delta_{\text{tot}}} \sqrt{\delta_0 \delta_j} E_b$, 方差为 $\sigma_{x'}^2 = \frac{L}{\delta_{\text{tot}}} (\delta_0 + \delta_j) E_b N_0 + \chi N_0^2 / 4$ 。因此, 在采用 PA 策略后, 星座符号的 BER P_{md} 为

$$P_{\text{md}} \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\left(\frac{(\delta_0 + \delta_j) \delta_{\text{tot}}}{2L \delta_0 \delta_j E_b / N_0} + \frac{\chi \delta_{\text{tot}}^2}{8L^2 \delta_0 \delta_j (E_b / N_0)^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right]. \quad (6)$$

为确定最优功率系数, 构造目标函数 $F(\mathbf{\Delta})$ 为

$$F(\mathbf{\Delta}) = \frac{(\delta_0 + \delta_j) \delta_{\text{tot}}}{2L \delta_0 \delta_j \gamma} + \frac{\chi \delta_{\text{tot}}^2}{8L^2 \delta_0 \delta_j \gamma^2}. \quad (7)$$

根据互补误差函数的单调性, 优化问题可表述为

$$\begin{aligned} \min_{1 \leq j \leq L} F(\mathbf{\Delta}), \\ \text{subject to } \delta_{\text{tot}}. \end{aligned} \quad (8)$$

根据 Karush-Kuhn-Tucker 条件^[16], 优化问题的最优功率因子 δ_j^* 和最优对偶变量 λ^* 满足:

$$\begin{aligned} -\frac{\delta_T}{2L\gamma} \frac{1}{\delta_j^{*2}} - \frac{\chi \delta_{\text{tot}}^2}{8L^2 \delta_0 \gamma^2} \frac{1}{\delta_j^{*2}} + \lambda^* = 0, \\ \delta_0 + \sum_{j=1}^L \delta_j - \delta_{\text{tot}} = 0. \end{aligned} \quad (9)$$

求解式(9)可得到 $\delta_j^* = \sqrt{\frac{\rho \delta_{\text{tot}} + \varpi \delta_{\text{tot}}^2}{\lambda^*}}$, 式中: $\rho =$

$\frac{1}{2L\gamma}$; $\varpi = \frac{\chi}{8L^2 \delta_0 \gamma^2}$ 。将其代入约束条件, 可求得 $\lambda^* = \frac{L^2 (\rho \delta_{\text{tot}} + \varpi \delta_{\text{tot}}^2)}{(\delta_{\text{tot}} - \delta_0)^2}$, $\delta_j^* = (\delta_{\text{tot}} - \delta_0) / L$ 。该结果表

明, 采用最优 PA 策略时, 所有信息承载信号具有相同的功率系数, 即 $\delta_j^* = \delta$ 。因此, 原问题简化为单一变量 δ 的目标函数最小化问题。为便于分析, 引入信息承载信号与参考信号之间的功率比 $\kappa = \delta / \delta_0$, 则目标函数 $F(\kappa)$ 为

$$F(\kappa) = \left[\frac{1}{2L\gamma} + \frac{\chi}{8L^2 \gamma^2} \right] \kappa^{-1} + \left[\frac{1}{2\gamma} + \frac{\chi}{8\gamma^2} \right] \kappa + \left[\frac{L+1}{2L\gamma} + \frac{\chi}{4L\gamma^2} \right]. \quad (10)$$

由于 $F(\kappa)$ 是凸函数, 因此, 其最小值可以通过设 $dF(\kappa)/d\kappa = 0$ 求得, 进而得出最优功率比为 $\kappa^* = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{4L\gamma + \chi}{4\gamma + \chi}}$ 。

3 性能分析与讨论

本节基于蒙特卡洛仿真对 HIM-ACO-OFDM 系统的 BER 性能进行了评估, 并与 ACO-OFDM-DCSK、IM-ACO-OFDM-DCSK^[13] 和正交多级混沌索引调制 (Orthogonal Multilevel Chaos Index Modulation, OMCIM)-ACO-OFDM^[14] 系统进行了对比, 其中 ACO-OFDM-DCSK 系统是未采用 IM 的基准方案。AT 信道建模采用 EW 分布, 其参数如表 2 所示, 表中, α 与 τ 为形状参数, ζ 为尺度参数。仿真条件设定如下: 光波长为 780 nm, 接收孔径为 25 mm, OFDM 子载波数为 256, 光/电转换效率 η 为 0.5 A/W, 传输距离为 1 000 m。

表 2 AT 信道参数

Table 2 Parameters of AT channel

湍流强度	接收孔径/mm	α	τ	ζ
弱	25	3.67	1.97	0.73
中等		5.37	0.80	0.33
强		5.50	0.74	0.29

图 2 所示为未采用 PA 时, HIM-ACO-OFDM 系统的理论 BER 与仿真结果的对比, 其中 $L=8$ 。由图可知, 仿真结果与理论分析结果高度吻合, 验证了理论 BER 推导的正确性。进一步观察发现, 随着 AT 强度的增加, 系统 BER 性能逐渐恶化。例如, 在 $\chi=200$ 时, 当 AT 由弱增加至中等强度, 系统在 BER 为 10^{-3} 处的信噪比损失约为 7.2 dB; 当 AT 继续增加至强湍流时, 额外的信噪比损失约为 1.7 dB。该结果表明, 湍流引起的信道起伏对系统性能具有显著影响, 且在湍流从弱到中等阶段时性能退化最为明显。

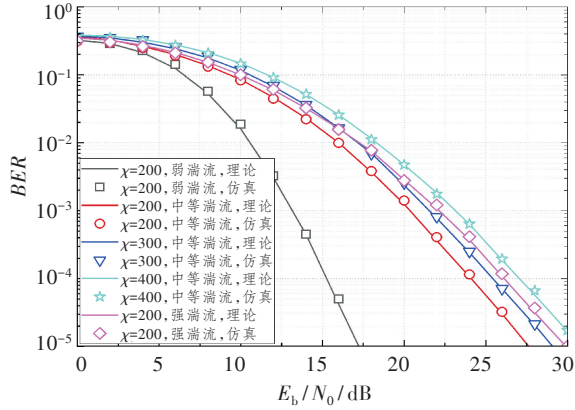


图2 未采用 PA 的 HIM-ACO-OFDM 系统的理论和仿真 BER

Figure 2 Theoretical and simulated BER results of the HIM-ACO-OFDM system without PA

此外,图2还表明,系统 BER 与扩频因子 χ 密切相关。中等 AT 条件下,当 χ 由 200 增加至 300 时,在 BER 为 10^{-3} 处的信噪比损失约为 1.2 dB;当 χ 进一步增大至 400 时,信噪比额外损失约为 1.5 dB。这是因为增加 χ 会导致相关检测中的噪声累积,从而造成系统 BER 性能下降。

图3所示为采用和未采用 PA 策略的 HIM-ACO-OFDM 系统的 BER 结果,其中 $\chi=200$ 。结果表明,未采用 PA 时,系统 BER 性能随着 L 的增加逐渐改善,但其边际效益逐渐减弱。例如,当 L 由 4 增加至 8 时,系统在 BER 为 10^{-3} 处的信噪比增益约为 1.6 dB;而当 L 进一步增加至 16 时,信噪比额外增益仅约为 0.6 dB。这表明,尽管增加子载波数量有助于提升系统可靠性,但过多的信息子载波并不会带来成比例的性能提升。

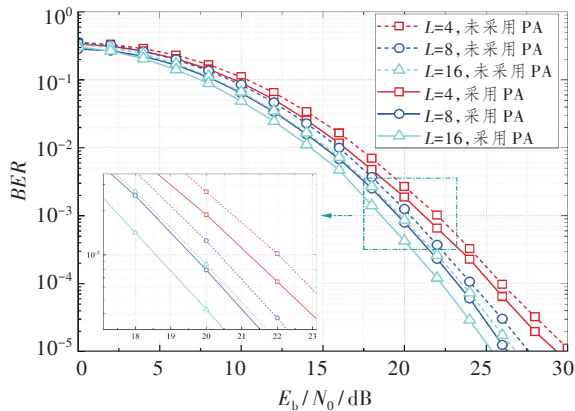


图3 采用和未采用 PA 的 HIM-ACO-OFDM 系统的 BER

Figure 3 BER results of the HIM-ACO-OFDM system with and without PA

由图可知,采用 PA 策略后,系统 BER 性能得到了显著改善,且性能增益随着信息子载波数 L 的增大而逐渐增加。与未采用 PA 的方案相比, $L=4$ 时,采用 PA 的方案在 BER 为 10^{-3} 处可获得约 0.7 dB 的信噪比增益;当 L 增大至 16 时,该增益提升至约 1.2 dB。在 PA 策略中,所有信息承载信号具有相同的功率系数;随着 L 的增加,系统能够在不显著降低信息承载信号功率的前提下,将更多的功率分配给参考信号。这一分配机制增强了参考信号在相关检测与索引判决中的鲁棒性,有效降低了索引判决和星座解调错误的概率,提升了系统 BER 性能。

图4所示为中等 AT 信道下,采用 PA 的 HIM-ACO-OFDM 系统与 ACO-OFDM-DCSK 系统的 BER 结果,其中 $\chi=200$ 。由图可知,HIM-ACO-OFDM 系统的 BER 低于 ACO-OFDM-DCSK 系统。例如,传输速率 $TR=8$ bpcu 时,HIM-ACO-OFDM 系统在 BER 为 10^{-3} 处可获得约 1.8 dB 的信噪比增益;当 TR 增加至 16 bpcu 时,该增益进一步提升至约 4 dB,表明本文所提系统在高传输速率场景下具有更加明显的性能优势。

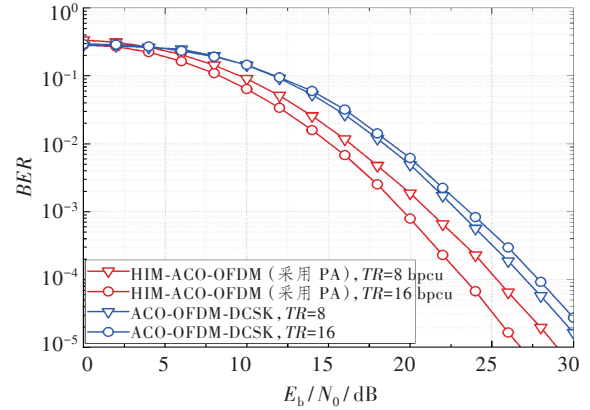


图4 采用 PA 的 HIM-ACO-OFDM 系统与 ACO-OFDM-DCSK 系统的 BER

Figure 4 BER results comparison between the HIM-ACO-OFDM system with PA and the ACO-OFDM-DCSK system

图5所示为中等 AT 信道下,采用 PA 的 HIM-ACO-OFDM 系统与 IM-ACO-OFDM-DCSK 系统的 BER 结果,其中 $\chi=200$ 。结果表明,HIM-ACO-OFDM 系统的 BER 低于 IM-ACO-OFDM-DCSK 系统。例如,当传输速率 $TR=10$ bpcu 时,HIM-ACO-OFDM 系统在 BER 为 10^{-3} 处可获得约 2.4 dB 的信噪比增益;当 TR 增加至 20 bpcu 时,信噪比增益扩大至约 4 dB。这是因为采用 PA 的 HIM-ACO-OFDM 系统的 BER 性能随着 L 的增

加而改善,而 IM-ACO-OFDM-DCSK 系统的性能却随着 L 的增大而逐渐恶化,造成两者间的性能差异在高传输速率条件下进一步变大。

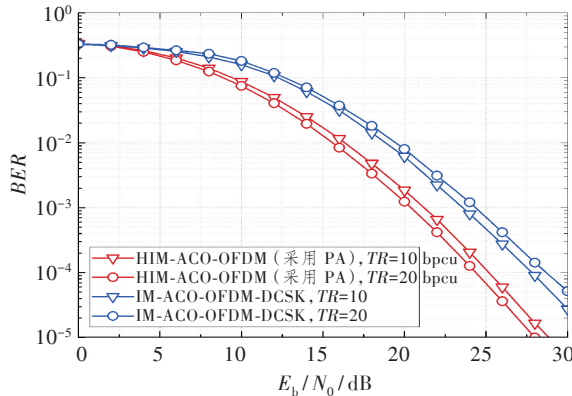
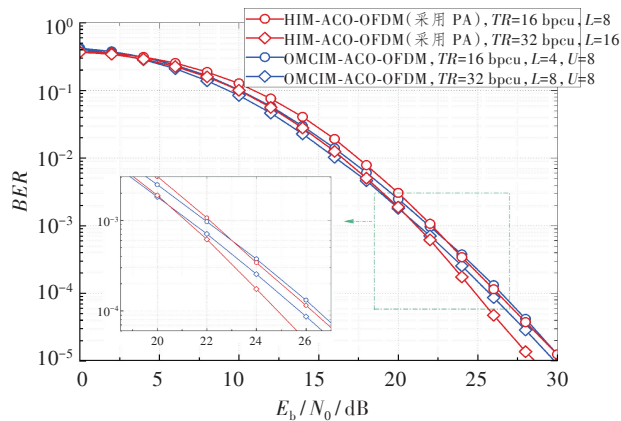


图5 采用 PA 的 HIM-ACO-OFDM 系统与 IM-ACO-OFDM-DCSK 系统的 BER

Figure 5 BER results comparison between the HIM-ACO-OFDM system with PA and the IM-ACO-OFDM-DCSK system

图6所示为在中等AT信道下,采用PA的HIM-ACO-OFDM与OMCIM-ACO-OFDM系统的BER结果,其中 $\chi=400$ 。在传输速率 $TR=16$ bpcu时,两种系统的BER性能较为接近,例如在 $BER=10^{-3}$ 处,其所需信噪比差异小于0.5 dB。然而,当TR提高至32 bpcu时,HIM-ACO-OFDM系统在中高信噪比区域展现出优势;在 $BER=10^{-4}$ 处,其所需信噪比相比OMCIM-ACO-OFDM系统低约0.9 dB。这一性能差异主要源于两种系统设计机制的不同:OMCIM-ACO-OFDM系统通过对子载波进行平均化处理实现噪声抑制,而HIM-



注:U为Walsh阶数。

图6 采用 PA 的 HIM-ACO-OFDM 系统与 OMCIM-ACO-OFDM 系统的 BER

Figure 6 BER results comparison between the HIM-ACO-OFDM system with PA and the OMCIM-ACO-OFDM system

ACO-OFDM 系统通过 PA 策略在子载波间进行能量优化配置。该优化策略在高传输速率或高信噪比条件下能够更加有效地抑制噪声影响,从而获得更好的 BER 性能。

4 结束语

本文构建了一种融合 HIM 与 DCSK 的 ACO-OFDM 系统框架。该方案有效突破了子载波激活数量的结构性限制,并在无需 CSI 的条件下实现了非相干通信。研究表明,AT 强度、扩频因子和信息子载波数是影响系统 BER 性能的关键因素。此外,本文所提 PA 策略通过优化参考信号与信息承载信号的功率配比,显著提升了系统的 BER 性能;且随着信息子载波数的增加,PA 带来的性能增益呈递增趋势,确保了系统在高传输速率下仍能保持可靠通信。与现有的多种混沌光 OFDM 系统相比,HIM-ACO-OFDM 系统展现出了更优的 BER 性能。

参考文献:

- [1] Wei Z, Wang Z, Zhang J, et al. Evolution of Optical Wireless Communication for B5G/6G [J]. Progress in Quantum Electronics, 2022, 83: 100398.
- [2] Nie Y, Chen C, Zeng Z, et al. Multi-Mode Index Modulation Aided Multi-Band CAP with Balanced Pair-wise Coding for Bandlimited VLC Systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2025, 43(5): 2053-2066.
- [3] 王惠琴,周伟煜,唐崎涵,等. 零填充双模光正交频分复用索引调制的三级分步检测算法 [J]. 光学学报, 2024, 44(11): 1106003.
- [4] Wang H Q, Zhou W Y, Tang Q H, et al. Three-Stage Stepwise Detection Algorithm for Zero-Padded Dual-Mode Optical OFDM Index Modulation [J]. Acta Optica Sinica, 2024, 44(11): 1106003.
- [4] 刘晓旭,李响,周伟,等. 基于深度学习的高维索引调制 OFDM 检测器研究 [J/OL]. 光通信研究. (2025-05-08) [2026-01-03]. <https://link.cnki.net/urlid/42.1266.TN.20250507.1749.002>.
- [5] Liu X X, Li X, Zhou W, et al. Research on Deep Learning-based Detector for High-Dimensional OFDM with Index Modulation [J/OL]. Study on Optical Communications. (2025-05-08) [2026-01-03]. <https://link.cnki.net/urlid/42.1266.TN.20250507.1749.002>.
- [5] Zhao Y, Chen C, Zhong X, et al. Enhancing OFDM with Index Modulation Using Heuristic Geometric Constellation Shaping and Generalized Interleaving for Underwater VLC [J]. Optics Express, 2024, 32(8):

- 13720-13732.
- [6] Wang Z, Wang H, Tang Q, et al. 4×4 Differential Index Modulation for Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing[J]. Optics Letters, 2024, 49(18): 5155.
- [7] 蔡相明, 徐位凯, 王琳. 差分混沌通信研究综述: 信号设计与性能优化[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(10): 3683-3696.
Cai X M, Xu W K, Wang L. Survey of Differential Chaotic Communications: Signal Design and Performance Optimization[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(10): 3683-3696.
- [8] 夏俊宇, 何杰明, 冯浩, 等. 基于混沌加密的无人机可见光安全传输系统[J/OL]. 光通信研究. (2026-01-15) [2026-01-17]. <https://link.cnki.net/urlid/42.1266.TN.20260115.1429.002>.
Xia J Y, He J M, Feng H, et al. High Security Chaotic Encryption - based Visible Light Transmission System for UAVs [J/OL]. Study on Optical Communications. (2026-01-15) [2026-01-17]. <https://link.cnki.net/urlid/42.1266.TN.20260115.1429.002>.
- [9] Zhang G, Chen X, Hu Y. Singular Value Decomposition Optimizes Multi - Level Orthogonal Code Index Modulation DCSK System[J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(12): 2874-2878.
- [10] Cai X, Xie Z, Chen P, et al. Quadruple Code Index Modulation[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2025, 11(4): 2327-2339.
- [11] Cheng G, Xu L, Zhang M, et al. Performance Analysis of SWIPT-Enabled Two-Way Relay based on Generalized Carrier Index Differential Chaos Shift Keying[J]. China Communications, 2025, 22(6): 131-139.
- [12] Tao Y, Fang Y, Ma H, et al. Multi - Carrier DCSK with Hybrid Index Modulation: a New Perspective on Frequency - Index - Aided Chaotic Communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(6): 3760-3773.
- [13] Peng Q, Wang H, Pei Y, et al. An Orthogonal Multi-level Chaos Index Modulation - Aided ACO - OFDM System [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2025, 37(10): 571-574.
- [14] Peng Q, Wang H, Wang Z, et al. Index Modulation - Aided ACO - OFDM Differential Chaos Shift Keying System for Optical Wireless Communications[J]. Applied Optics, 2025, 64(2): 330-339.
- [15] Mu Y, Zhang L, Chen Z, et al. Design of a Dual Index PPM-DCSK Transceiver for Covert Wireless Communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2025, 73(9): 8228-8242.
- [16] Boyd S P, Vandenberghe L. Convex Optimization[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004.