

湍流信道下非对称限幅光OFDM自适应索引调制方案

王惠琴, 裴岩浩, 王真, 唐崎涵, 茹辉, 张红彦

(兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050)

摘要: 针对现有光正交频分复用 (OFDM) 索引调制技术难以适应信道变化, 导致系统传输速率受限的问题, 构建了一个以最大化传输速率为目标的阈值优化模型。通过动态地寻找最佳M-QAM调制切换阈值, 提出一种光OFDM自适应索引调制方案。在详细介绍信号的映射原理后, 推导出所提方案在不同湍流强度下的最佳阈值和理论误码率。仿真结果表明, 与传统光OFDM索引调制方案相比, 所提方案在满足目标误码率的前提下, 显著提升了系统的传输速率。

关键词: 索引调制; 自适应调制; 最佳阈值; 传输速率

中图分类号: TN929.12

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024200

Asymmetric clipped optical OFDM adaptive indexing modulation scheme under turbulent channels

WANG Huiqin, PEI Yanhao, WANG Zhen, TANG Qihan, RU Hui, ZHANG Hongyan

School of Computer and Communication, Lanzhou University of Science and Technology, Lanzhou 730050, China

Abstract: Given the issue that existing optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with index modulation (OOFDM-IM) struggle to adapt to channel variations, which results in limitations on transmission rate. A threshold optimization model aimed at maximizing transmission rate was constructed. By dynamically identifying the optimal M-QAM modulation switching threshold, an optical OFDM adaptive indexing modulation scheme was proposed. After a detailed introduction to the mapping principle of the signal, the optimal threshold and theoretical bit error rate under different turbulence intensities were derived. The simulation results show that compared with traditional OOFDM-IM schemes, the proposed scheme significantly enhances transmission rate while satisfying the target bit error rate.

Keywords: indexed modulation, adaptive modulation, optimal threshold, transmission rate

0 引言

随着下一代无线通信需求的快速增长, 可用带宽日益稀缺, 光无线通信 (OWC, optical wireless communication) 技术因其无限的调制带宽而备受关注。在现有OWC技术中, 光正交频分复用索引调制 (OOFDM-IM, optical orthogonal frequency di-

vision multiplexing with index modulation) 凭借其利用子载波索引携带额外信息的独特优势^[1], 被认为是极具竞争力的新型OWC技术之一。与传统光OFDM系统相比, OOFDM-IM能够提供更高的传输速率和更好的误码性能。然而, OOFDM-IM系统面临子载波利用率低和载波间干扰等问题, 导致系统传输速率和误码性能下降, 使其难以满足用户

收稿日期: 2024-09-02; 修回日期: 2024-11-06

通信作者: 王惠琴, Whq1222@lut.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62261033, No.62265010); 甘肃省重点研发计划基金资助项目 (No.22JR5RA278)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62261033, No.62265010), Gansu Provincial Key Research and Development Program (No.22JR5RA278)

对通信技术高速率和高可靠性的需求。

目前,学者的研究主要集中在 OOFDM-IM 系统的传输速率^[2-6]和误码性能^[7-8]方面。其中,文献[2]在索引调制中采用 2 两种不同的星座模式。此外,学者还分别利用离散余弦变换^[3]、离散小波变换^[4]和离散哈特莱变换^[5]替代傅里叶变换,避免将信号转换为正实数时的厄米特对称,从而提高子载波的利用率。Azim 等^[6]提出一种分层非对称限幅光索引调制方案,通过增加附加层来填充前一层剩余的奇数子载波,以提高系统性能。在改善误码性能方面,文献[7]通过采用正交循环矩阵进行预编码,有效抑制频率选择性衰落。赵黎等^[8]依据最大化激活子载波间最小欧氏距离的原则,提出一种组合索引与欧氏距离相结合的 OFDM-IM 可见光通信系统,通过对子载波进行分块组合索引,提升了系统的抗干扰能力。尽管上述研究有效提升了 OWC 系统的传输速率和误码性能,但由于采用固定的调制方式而难以适应信道变化,从而限制了系统的传输性能。

自适应技术作为缓解信道衰落影响的有效方法之一,能够根据信道状态动态调整调制阶数^[9-10]、传输模式^[11]和调制方式^[12]等参数,从而提高系统的传输速率,为解决索引调制中调制方式固定带来的问题提供了思路。其中,文献[9]通过固定信噪比阈值切换不同的调制阶数,提高了系统的传输速率。然而,由于该阈值不是最佳值,导致系统传输速率的提升有限。文献[10]通过优化平均功率和目标中断概率,进一步改进了阈值,从而提升系统性能。然而,该研究未深入分析瞬时误码率 (BER, bit error rate) 对阈值的影响。此外,自适应技术还具有与其他技术易于结合的特点。例如,Chen 等^[11]提出一种自适应 MIMO 系统,通过切换 MIMO 的传输模式有效提高吞吐量。文献[12]则将自适应技术与 OFDM-IM 技术结合,提出基于预设阈值在不同调制方式间切换的自适应双模 OFDM-IM 方案。虽然该方案提高了传输速率,但由于无法根据信道特性自动调整阈值,导致系统性能受限,同时缺乏阈值获取及确定最佳阈值的方法。

鉴于此,为满足 OWC 系统对超高速率和高可靠性的通信需求,本文将自适应技术与 OOFDM-IM 相结合,构建一种非对称限幅光 OFDM 自适应索引调制 (ACO-OFDM-AIM, asymmetrically clipped optical OFDM with adaptive index modulation) 方

案。本文通过构建以最大化传输速率为目标的阈值优化模型,研究了本文所提方案在目标误码率约束下的最佳阈值获取方法。依据该方法计算在不同条件下切换多进制正交幅度调制 (M-QAM, multidecimal quadrature amplitude modulation), 调制的最佳阈值,从而选择适合方案的最佳调制阶数,实现系统传输速率的最大化。

1 ACO-OFDM-AIM 系统模型

对于 ACO-OFDM-AIM 系统,其模型如图 1 所示。由图 1 可以看出,与传统 ACO-OFDM-IM 系统相似,该系统同样将二进制比特流映射为子载波索引和星座符号,并经过与 ACO-OFDM 相同的处理后发送到接收端。在接收端,光电检测器接收到的信号先经过傅里叶变换和子载波恢复处理,再通过最大似然 (ML, maximum likelihood) 检测算法恢复原始比特。与传统 ACO-OFDM-IM 系统不同,ACO-OFDM-AIM 系统的独特之处在于其星座符号的映射过程。首先,系统建立候选调制类型与电接收信噪比阈值之间的映射关系。然后,根据信道状态信息选择最佳的调制阶数,并通过反馈信道将结果反馈给发送端。最后,发送端依据选择的调制阶数进行索引映射与星座映射。在这个过程中,最佳调制阶数的选择是构建 ACO-OFDM-AIM 系统的关键,需要综合考虑调制星座图、瞬时电接收信噪比及阈值等多方面因素。

1.1 映射与解映射

假设系统采用 M-QAM 候选调制类型的集合 A 定义为 $A = \{M_0, M_1, \dots, M_i, \dots, M_{L-1}\}$ 。其中, $M_i \in A (i = 0, \dots, L-1)$ 为 M_i -QAM 的调制阶数, $L = 1, 2, 3, \dots$ 为候选调制类型的个数。根据调制类型的个数,电接收信噪比的范围被划分为 L 个衰落区域,相邻衰落区域间的边界为切换 M-QAM 调制的阈值。电接收信噪比阈值集合为 $B = \{\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_i, \dots, \gamma_{L-1}, \gamma_L\}$, 其中, $\gamma_0 = 0$ 为第一个衰落区域的下边界, $\gamma_L = +\infty$ 为第 L 个衰落区域的上边界, $\{\gamma_1, \dots, \gamma_i, \dots, \gamma_{L-1}\}$ 为最佳阈值。当瞬时电接收信噪比 γ 落在 $[\gamma_i, \gamma_{i+1}]$ 时,系统选择 M_i -QAM 调制并反馈给发送端。假设每时隙中 ACO-OFDM-AIM 符号包含 N 个子载波,子载波块的数量为 G , 每个子载波块包含 $n = \frac{N}{G}$ 个子载波。在每个子载波块上的二进制输入信息被划分为

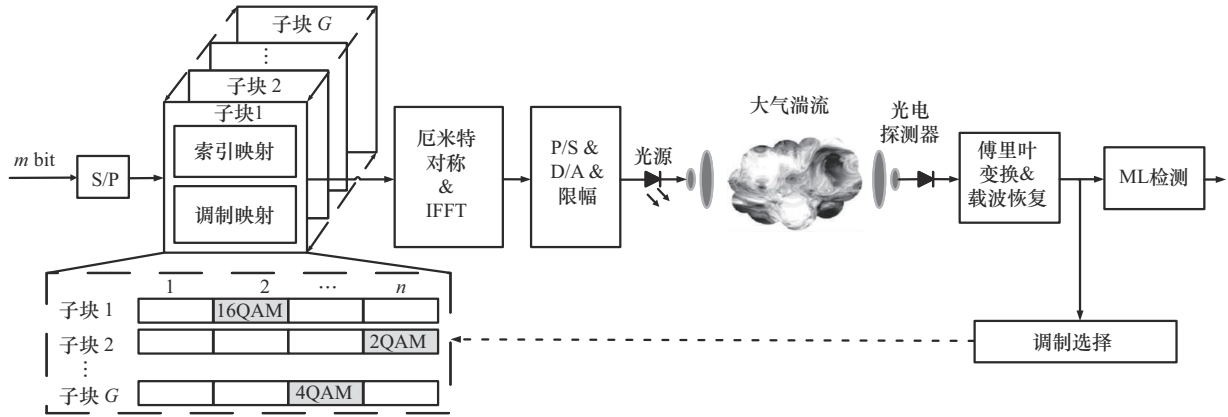


图1 ACO-OFDM-AIM系统模型

索引比特 ρ_1 和自适应调制比特 ρ_2 两部分，即 $\rho = \rho_1 + \rho_2$ 。当每个子载波块上激活 k 个子载波时，子载波块上传输的比特数分别为 $\rho_1 = \lfloor \text{lb}(C_n^k) \rfloor$ 、 $\rho_2 = \sum_{r=1}^k \text{lb}(M_r')$ 。其中， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整运算， C_n^k 表示二项式系数， $M_r' \in A$ 。当第 g 个子载波块上激活 k 个子载波时，子载波索引映射向量可表示为 $\mathbf{V}_g = [\dots, 0, \underset{\uparrow}{1}, \dots, 0, \underset{\uparrow}{1}, 0, \dots]$ ，其中， $v_{g,k}$ 为激活子载波索引。假设其相应子载波上传输的星座符号向量为 $\mathbf{S}_g = [\dots, 0, \underset{\uparrow}{s_1}, \dots, 0, \underset{\uparrow}{s_k}, 0, \dots]$ ，其中 $s_k \in \mathcal{G}_k$ ， \mathcal{G}_k 为 M_k' -QAM 调制的所有星座点集合。第 g 个子载波块上的频域信号可表示为 $\mathbf{X}_g = \mathbf{V}_g \mathbf{S}_g$ 。之后，合并各子载波块上的信号，得到映射后的传输信号为 $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_g, \dots, \mathbf{X}_G]^T$ 。

该传输信号经快速傅里叶逆变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform)、厄米特对称^[1]与限幅技术^[6]等处理后转换为正实信号，并由光源发出。经过大气信道传输的光信号，由光电探测器接收。假设探测器接收到的信号为

$$\mathbf{y} = \eta \mathbf{h} \otimes \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (1)$$

其中， η 是光电转换效率， \mathbf{w} 是服从均值为零、方差为 σ^2 分布的加性高斯白噪声， \otimes 表示卷积运算。 \mathbf{h} 是信道衰落矩阵，该矩阵中的元素服从指数威布尔 (EW, exponential Weibull) 分布^[13]。依据文献^[13]，EW 分布能有效描述点接收和孔径平均效应下弱、中、强湍流的特性。与对数正态分布模型和双伽马分布模型相比^[10]，EW 分布更接近实验值，在无线光通信中被广泛应用。EW 分布的概率密度函数

$f_{EW}(h)$ 和分布函数 $F_{EW}(h)$ 分别为

$$f_{EW}(h) = \frac{\alpha\beta}{\delta} \left(\frac{h}{\delta}\right)^{\beta-1} \exp\left[-\left(\frac{h}{\delta}\right)^\beta\right] \left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{h}{\delta}\right)^\beta\right]\right\}^{\alpha-1} \quad (2)$$

$$F_{EW}(h) = \left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{h}{\delta}\right)^\beta\right]\right\}^\alpha \quad (3)$$

其中， β 和 α 是形状参数， δ 是尺度参数， $\alpha, \beta, \delta > 0$ ， $h > 0$ 。

接收信号经过傅里叶变换和子载波恢复等处理后，通过 ML 译码算法检测星座调制符号和子载波索引，其准则为

$$(\hat{\mathbf{V}}_g, \hat{\mathbf{S}}_g) = \arg \min_{\mathbf{V}_g, \mathbf{S}_g} \|\mathbf{Y}_g - \eta \mathbf{H}_g \mathbf{X}_g\|_F^2 \quad (4)$$

其中， $\|\cdot\|_F$ 表示 F 范数， $\hat{\mathbf{V}}_g$ 和 $\hat{\mathbf{S}}_g$ 分别是第 g 个子载波块上激活子载波索引向量和星座符号向量的估计值， \mathbf{H}_g 是第 g 个子载波块的频域信道信息，其中， \mathbf{H} 和 \mathbf{h} 是一对傅里叶变换对。

1.2 最佳阈值

由于大气湍流的影响，光信号在大气中传输时会出现光强闪烁、光束扩展和光束漂移等现象^[14]，这些现象导致接收信号强度出现动态变化，进而增加系统误码率。根据 ACO-OFDM-AIM 的工作原理，该系统通过调节阈值以选择不同的调制阶数，从而适应大气湍流的变化，提高系统的传输速率。其中，阈值的选取对系统性能至关重要。为了获得最佳阈值，定义子载波的瞬时电接收信噪比^[12]为

$$\gamma(a) = \left|\eta H(a)\right|^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (5)$$

其中， $H(a)$ 是子载波 a 的频域信道系数， E_s 是光信号能量， N_0 是噪声功率。

由式(5)可见,子载波的瞬时电接收信噪比会受到信道系数 H 的影响。由于 H 的随机变化,瞬时电接收信噪比也会随机变化。结合式(2)、式(3)、式(5)以及文献[15]可得,瞬时电接收信噪比的概率密度函数 $f_\gamma(\gamma)$ 和分布函数 $F_\gamma(\gamma)$ 分别为

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\alpha\beta\gamma^{\beta-1}}{2} \left[\frac{1}{\delta\eta\sqrt{\frac{E_S}{N_0}}} \right]^\beta \exp \left[- \left[\frac{\sqrt{\gamma\frac{E_S}{N_0}}}{\delta\eta} \right]^\beta \right] \cdot \left\{ 1 - \exp \left[- \left[\frac{\sqrt{\gamma\frac{E_S}{N_0}}}{\delta\eta} \right]^\beta \right] \right\}^{\alpha-1} \quad (6)$$

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{1}{2\eta\sqrt{\gamma\frac{E_S}{N_0}}} \left\{ 1 - \exp \left[- \left[\frac{\sqrt{\gamma\frac{E_S}{N_0}}}{\delta\eta} \right]^\beta \right] \right\}^\alpha \quad (7)$$

假设大气湍流信道是慢衰落信道,即信道参数 h 在一定时间内保持不变。那么,此时的信道就可以看作一个恒参信道。依据文献[16],采用 M_i -QAM 信号的瞬时误码率为

$$\text{BER}(M_i, \gamma) \approx 0.2 \exp \left(\frac{-3\gamma}{2(M_i - 1)} \right) \quad (8)$$

同时,假设目标误码率为 BER_0 , 将实现 BER_0 所需的信噪比作为切换 M_i -QAM 调制的阈值。因此,依据式(8)可以得到切换 M_i -QAM 的阈值 γ , 即

$$\gamma \approx -\frac{2}{3}(M_i - 1) \ln(5\text{BER}_0) \quad (9)$$

由式(9)可以看出,阈值仅与目标误码率和调制阶数密切相关。当目标误码率和调制阶数一定时,获得的阈值为—常数(即固定阈值)。可见,该方法未反映出大气湍流的影响,难以根据信道的变化进行动态调整,这限制了系统的动态调整能力以及传输速率的提升空间。为此,本文以最大化传输速率为目标函数构建优化模型,使本文系统在信道条件发生变化时,能够获得最佳阈值。通过计算最佳阈值,可以获得相应的最佳调制阶数。构建的

优化模型为

$$\begin{aligned} & \max \sum_{i=0}^{L-1} P_i \text{lb}(M_i) \\ & \text{s.t.} \frac{\sum_{i=0}^{L-1} (\text{lb} M_i) \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} \sum_j \varepsilon_{ij} Q(\sqrt{\phi_{ij}\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma}{\sum_{i=0}^{L-1} P_i \text{lb}(M_i)} \\ & = \text{BER}_0 \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $\sum_j \varepsilon_{ij} Q(\sqrt{\phi_{ij}\gamma})$ 是 M_i -QAM 的误码率,

$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$, ε_{ij} 和 ϕ_{ij} 是系数项^[17]; P_i 为

$\gamma \in [\gamma_i, \gamma_{i+1}]$ 时 M_i -QAM 的使用概率,其表达式为

$$P_i = \Pr \{ \gamma_i \leq \gamma \leq \gamma_{i+1} \} = F_\gamma(\gamma_{i+1}) - F_\gamma(\gamma_i) \quad (11)$$

由式(11)可见,约束模型涉及多个阈值的获取,而且约束条件函数比较复杂。因此,本文通过拉格朗日乘子法^[18]来寻找最佳阈值,即

$$\begin{aligned} A(B; \lambda) &= \sum_{i=0}^{L-1} P_i \text{lb}(M_i) - \\ & \lambda \text{BER}_0 \sum_{i=0}^{L-1} P_i \text{lb} M_i + \\ & \lambda \sum_{i=0}^{L-1} (\text{lb} M_i) \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} \sum_j \varepsilon_{ij} Q(\sqrt{\phi_{ij}\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (12)$$

其中, λ 为拉格朗日乘子。待优化的阈值 $\gamma_p \in [\gamma_1, \gamma_{L-1}]$ 和所有阈值分别满足的条件为

$$\begin{aligned} \frac{\partial A}{\partial \gamma_p} &= \left\{ (1 - \lambda \text{BER}_0) (\text{lb}(M_{p-1}) - \text{lb}(M_p)) - \right. \\ & \lambda \text{lb}(M_p) \sum_j \varepsilon_{pj} Q(\sqrt{\phi_{pj}\gamma_p}) + \\ & \left. \lambda \text{lb}(M_{p-1}) \sum_j \varepsilon_{p-1j} Q(\sqrt{\phi_{p-1j}\gamma_p}) \right\} f_\gamma(\gamma_p) = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial A}{\partial \lambda} &= \sum_{i=0}^{L-1} (\text{lb} M_i) \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} \sum_j \varepsilon_{ij} Q(\sqrt{\phi_{ij}\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma - \\ & \text{BER}_0 \sum_{i=0}^{L-1} \text{lb}(M_i) \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

对于式(13),当 $f_\gamma(\gamma_p) = 0$ 时,等式恒成立;当 $f_\gamma(\gamma_p) \neq 0$ 时,满足条件为

$$\frac{\text{lb}(M_{p-1}) \sum_j \varepsilon_{p-1j} Q(\sqrt{\phi_{p-1j}\gamma_p}) - \text{lb}(M_p) \sum_j \varepsilon_{pj} Q(\sqrt{\phi_{pj}\gamma_p})}{\text{lb}(M_{p-1}) - \text{lb}(M_p)} = \text{BER}_0 - \frac{1}{\lambda} \quad (15)$$

为了便于描述, 定义函数 $v(\gamma_p) = \text{BER}_0 - \frac{1}{\lambda}$, 由该等式的右端可知, $v(\gamma_p)$ 为常值函数, 且 $v(\gamma_1) = \dots = v(\gamma_p) = \dots = v(\gamma_{L-1})$, 则有

$$v(\gamma_p) - v(\gamma_1) = 0 \quad (16)$$

由式(16)可知, 对于任意 $\gamma_p \in [\gamma_1, \gamma_{L-1}]$ 均满足上述关系, 即多个阈值的获取与阈值 γ_1 有关。因此, 本文采用割线法^[19]求解式(16)的根, 并将求得多个阈值代入式(14)以获得最佳阈值。

为比较固定阈值与本文算法获得的最佳阈值之间的差异, 本文以 2QAM、4QAM 和 16QAM 为候选调制类型, 以目标误码率 $\text{BER}_0 = 1 \times 10^{-3}$ 为例说明最佳阈值的选择方法。图 2 显示了在不同湍流强度与接收孔径下, 固定阈值和最佳阈值的计算结果。由图 2 可知, 与固定阈值曲线不同, 最佳阈值曲线随着信噪比的增加出现动态变化, 这种动态变化反映了最佳阈值为了适应不同信道环境而进行的动态调整。此外, 需要注意的是, 当信噪比增加到某个临界值时, 式(14)无解。这意味着在该条件下不存在最佳阈值, 此时本文系统将直接采用最高阶调制。

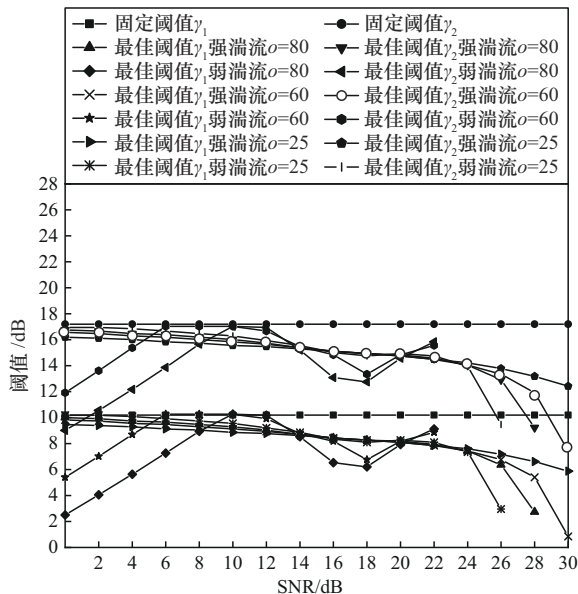


图 2 不同湍流强度与接收孔径下固定阈值与最佳阈值的计算结果

2 性能分析

2.1 传输速率、频谱效率和计算复杂度

在本文系统中, 由于实际传输星座符号的调制

阶数动态变化, 调制比特也随之动态变化。鉴于此, 本文通过调制类型的使用概率来计算系统的传输速率 (TR, transmission rate) (单位为 bpcu), 即每时隙传输的比特数为

$$\text{TR} = G\rho_g = G(\rho_1 + \rho_2) G\left(\left\lfloor \text{lb}(C_n^k) \right\rfloor + k \sum_{i=0}^{L-1} \text{lb}(M_i)P_i\right) \quad (17)$$

其中, ρ_g 是每个子块传输的比特数。

此外, 计算系统的频谱效率 (SE, spectral efficiency) (单位为 bit/(s·Hz)), 即每个子载波每时隙平均传输的比特数为

$$\text{SE} = \frac{\left\lfloor \text{lb}(C_n^k) \right\rfloor + k \sum_{i=0}^{L-1} \text{lb}(M_i)P_i}{4n} \quad (18)$$

根据本文系统的设计原理, 每个子载波块内可能采用不同的候选调制类型。因此, 本文系统涉及调制选择和信号解调两部分的计算复杂度。在调制选择部分, 由于每个子载波块内包含 n 个子载波, 且每个子载波均需计算瞬时电接收信噪比, 这涉及 $3n$ 次乘法运算。因此, 对于 G 个子载波块进行调制选择时, 所需的计算复杂度为 $O_{\text{mod}} = 3Gn$ 。在信号解调部分, 通过加权计算不同概率下每种候选调制类型的计算复杂度, 得到本文系统的整体计算复杂度, 即

$$O_{\text{demod}} = 2^{\left\lfloor \text{lb}(C_n^k) \right\rfloor} (P_0 M_0^k + \dots + P_i M_i^k + \dots + P_{L-1} M_{L-1}^k) \quad (19)$$

由式(17)~式(19)可以看出, 传统系统的传输速率、频谱效率和解调计算复杂度可视为本文所提自适应系统在特定情况下的特例。例如, 当 M_i -QAM 的使用概率 $P_i = 1$ 时, 式(17)~式(19)均可化简为传统系统采用 M_i -QAM 时的传输速率、频谱效率和解调计算复杂度。此外, 在 n 和 k 不变的情况下, 本文系统的传输速率、频谱效率和解调计算复杂度受调制阶数 M_i 及其使用概率 P_i 的影响。具体而言, 传输速率越高, 系统的解调计算复杂度也会随之增大。因此, 在设计系统时, 需要在传输速率、频谱效率和解调计算复杂度之间进行权衡, 以获得最佳的系统性能。

2.2 理论误码率

为验证系统的误码性能, 本文借助联合界技术推导本文系统的理论误码率。假设各子载波块相互独立, 且接收端已知信道状态信息矩阵 H_g , 依据联合界技术, 第 g 个子载波块的平均误码率为

$$\begin{aligned} \text{ABER}_g \leq & \frac{1}{\rho_g D_g} \left(P_0 \sum_{X_g^0} \sum_{\hat{X}_g^0} d(X_g^0 \rightarrow \hat{X}_g^0) P(X_g^0 \rightarrow \hat{X}_g^0) \right. \\ & + \dots + P_i \sum_{X_g^i} \sum_{\hat{X}_g^i} d(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i) P(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i) + \dots + \\ & \left. P_{L-1} \sum_{X_g^{L-1}} \sum_{\hat{X}_g^{L-1}} d(X_g^{L-1} \rightarrow \hat{X}_g^{L-1}) P(X_g^{L-1} \rightarrow \hat{X}_g^{L-1}) \right) \end{aligned} \quad (20)$$

其中, $d(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i)$ 和 $P(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i)$ 分别表示采用第 i 种调制时发送信号与估计值之间的汉明距离和无条件成对错误概率, D_g 表示发送信号 X_g 的所有备选向量个数。利用式(1)的信道模型, 第 i 种调制的条件成对错误概率为^[4,6]

$$P(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i | H_g) \approx \mathcal{Q} \left(\frac{\eta}{2\sigma} \left\| H_g (X_g^i - \hat{X}_g^i) \right\|_F \right) \quad (21)$$

式(21)利用克雷格公式^[20]可变换为

$$P(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i | H_g) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp \left(-\frac{\eta^2 \Omega}{8\sigma^2 \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (22)$$

其中, 令 $\Omega = \left\| H_g (X_g^i - \hat{X}_g^i) \right\|_F^2$, 同时对 Ω 进行化简, 可得化简后 Ω 为

$$\Omega = \sum_{a=1}^n |H(a)|^2 \left| (X_g^i - \hat{X}_g^i) \right|^2 \quad (23)$$

对式(23)求解期望, 可得第 i 种调制类型的无条件成对错误概率为

$$P(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i) = E \left[P(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i | H_g) \right] \quad (24)$$

式(24)利用矩量母函数 (MGF, moment generating function) ^[21]可化简为

$$\begin{aligned} P(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i) & \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \text{MGF}_\Omega \left(-\frac{\eta^2}{8\sigma^2 \sin^2 \theta} \right) d\theta \\ & \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\sum_{\tau=0}^{\infty} \frac{\varphi^\tau \alpha \delta^{2\tau} |X_g^i - \hat{X}_g^i|^{2\tau}}{\tau!} \Gamma \left(\frac{2\tau}{\beta} + 1 \right) \right. \\ & \left. \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j \Gamma(\alpha)}{j!(j+1)^{\frac{2\tau}{\beta}+1} \Gamma(\alpha-j)} \right] d\theta \end{aligned} \quad (25)$$

其中, $\varphi = \frac{-\eta^2}{8\sigma^2 \sin^2 \theta}$, $\text{MGF}_\Omega(\cdot)$ 是 Ω 的矩量母函数, $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数。

根据上述分析, 计算所有候选调制类型的无条件错误概率和使用概率, 并将计算结果代入式(20)中, 即可得到本文系统在 EW 湍流信道下的平均误码率上界, 其表达式为

$$\begin{aligned} \text{ABER} \leq & \sum_{g=1}^G \frac{1}{\pi \rho_g D_g} \sum_{i=0}^{L-1} P_i \\ & \sum_{X_g^i} \sum_{\hat{X}_g^i} d(X_g^i \rightarrow \hat{X}_g^i) \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\sum_{\tau=0}^{\infty} \frac{\varphi^\tau \alpha \delta^{2\tau} |X_g^i - \hat{X}_g^i|^{2\tau}}{\tau!} \right. \\ & \left. \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j \Gamma(\alpha)}{j!(j+1)^{\frac{2\tau}{\beta}+1} \Gamma(\alpha-j)} \Gamma \left(\frac{2\tau}{\beta} + 1 \right) \right]^n d\theta \end{aligned} \quad (26)$$

3 仿真分析

为了进一步验证本文方案的正确性, 本文采用蒙特卡罗方法进行仿真实验。其中, 传统方案指的是采用固定阈值的 ACO-OFDM-AIM, 而所提方案则为基于图 2 中最佳阈值的 ACO-OFDM-AIM。仿真参数设置为子载波数 $N = 512$, 光电转换效率 $\eta = 0.5$, 传输距离为 1 000 m, 发射波长 $\lambda = 780$ nm, 子载波间隔为 100 GHz, 同步偏差为 0, 峰均比不受限, 候选调制类型为 2QAM、4QAM 和 16QAM, 目标误码率 $\text{BER}_0 = 1 \times 10^{-3}$ 。EW 大气湍流信道的相关参数^[5]如表 1 所示, 其中, C_n^2 为大气折射率结构常数。为了方便描述参数, 本文用 (n, k) 来标记 ACO-OFDM-AIM 系统。除特别说明外, 均基于 ACO-OFDM-AIM(4,3) 进行仿真实验, 并在接收孔径 $o = 80$ mm 以及强湍流条件下进行仿真。

表 1 EW 大气湍流信道的相关参数

湍流强度	$C_n^2/\text{m}^{-2/3}$	o/mm	α	β	δ
弱湍流	7.2×10^{-15}	25	3.67	1.97	0.73
		60	1.69	8.27	1.00
强湍流	3.6×10^{-13}	80	1.01	19.27	1.03
		25	5.50	0.74	0.29
强湍流	3.6×10^{-13}	60	4.80	1.08	0.48
		80	4.39	1.34	0.58

图 3 展示了不同湍流强度下本文方案的性能分析结果。其中, 图 3(a) 为误码率仿真结果, 图 3(b) 为传输速率仿真结果, 图 3(c) 为调制的使用概率仿真结果。由图 3 可知, 在低信噪比时, 仿真误码率明显低于理论误码率上界, 但在高信噪比时, 理论误码率与仿真误码率曲线趋于一致, 主要原因在于联合界技术推导中的函数近似引入的偏差。随着信噪比

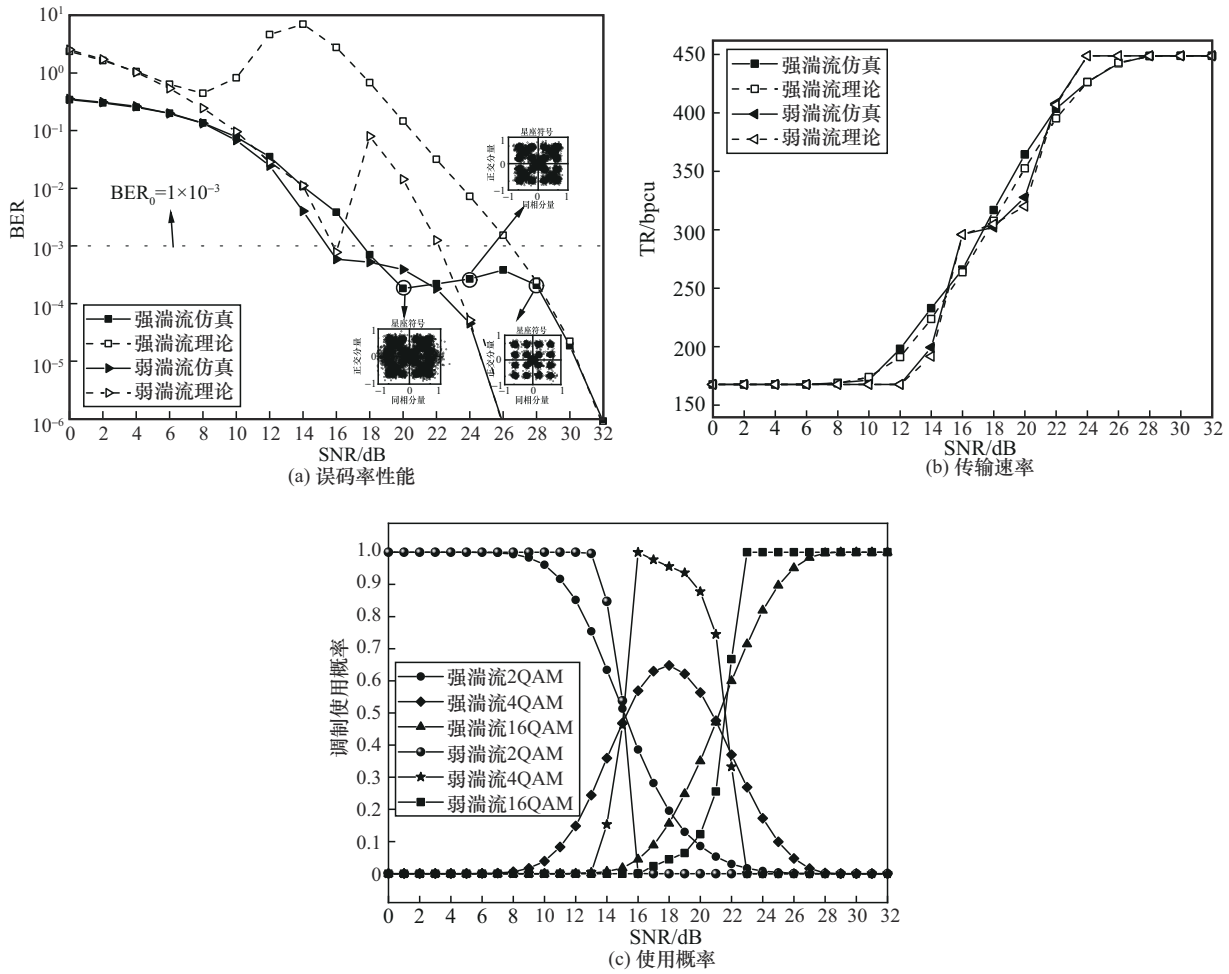


图3 不同湍流强度下的系统性能

的增大，系统误码率逐渐下降，尤其是在高信噪比区域，误码率曲线呈不单调变化趋势。这是因为在低信噪比区域，系统未达到目标误码率，激活子载波仅采用低阶调制；而在高信噪比区域，受大气湍流和噪声影响，接收信号产生随机波动，系统根据瞬时接收电信噪比动态切换调制方式，以保持目标误码率。此时每个子载波上可能同时使用多种调制方式，且高阶调制使用概率较大。例如，在强湍流条件下，当信噪比分布为 20 dB、24 dB 和 28 dB 时，2QAM、4QAM 和 16QAM 的使用概率分别为 {0.08, 0.57, 0.35}、{0.01, 0.17, 0.82} 和 {0.00, 0.00, 1.00}，对应的误码率分别为 1.82×10^{-4} 、 2.66×10^{-4} 和 2.08×10^{-4} ，其相应的星座图如图 3(a) 所示。传输速率的仿真曲线与理论曲线在整个 SNR 范围内高度重合，尤其在中高 SNR 区间 (12 ~ 28 dB)，在强湍流和弱湍流条件下，仿真结果与理论值接近，表明理论推导结果与实际仿真具有良好的一致性，验证了

理论分析的正确性。在弱湍流条件下，系统传输速率曲线呈现出比强湍流条件下更明显的阶梯状上升趋势，而误码率和调制使用概率曲线则波动更大。由于弱湍流下信道状态相对稳定，系统能更敏锐地响应信道状态变化。

图 4 展示了不同接收孔径对系统性能的影响。其中，图 4(a) 为误码率仿真结果，图 4(b) 为传输速率仿真结果，图 4(c) 为解调计算复杂度仿真结果。由图 4 可以看出，随着接收孔径的增大，系统的误码率得到改善，传输速率和解调计算复杂度的增长趋势也变得更为陡峭。具体而言，从 6 dB 开始，接收孔径为 $o = 25$ mm 的传输速率率先增长，但增长速度相对缓慢；当信噪比达到 18 dB 时，接收孔径为 $o = 80$ mm 的传输速率和解调计算复杂度的增长速度超越接收孔径为 $o = 25$ mm 和 $o = 60$ mm 的曲线，并率先达到峰值；当信噪比增至 24 dB 时，接收孔径为 $o = 80$ mm 的传输速率与接收孔径为 $o = 25$ mm 之间的差

异最大,此时接收孔径为80 mm时的传输速率是接收孔径为25 mm的1.1倍。仿真结果表明,随着信噪比的增大,较大的接收孔径能够显著提升系统的传输速率。

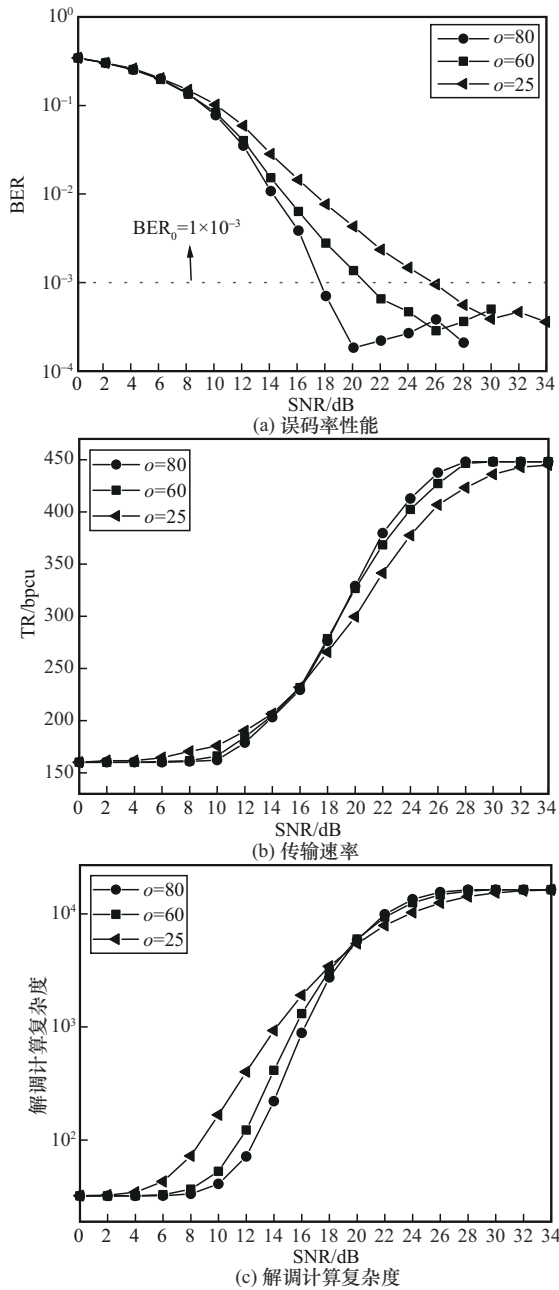


图4 不同接收孔径下的系统性能

图5展示了不同激活子载波数和子载波块长度对系统性能的影响。其中,图5(a)为误码率仿真结果,图5(b)为传输速率仿真结果,图5(c)为解调计算复杂度仿真结果。由图5可以看出,增加激活子载波数能显著提升传输速率,但会导致误码性能下降。例如,当误码率 $BER = 1 \times 10^{-3}$ 时,相较于(4,1)

系统,(4,3)系统的传输速率提升了约1.5倍,但误码率损失了约3.6 dB。增加子载波块长度可以改善误码率性能,但同时会降低传输速率并增加解调计算复杂度。例如,当误码率 $BER = 1 \times 10^{-3}$ 时,与(4,3)系统相比,(8,3)系统的误码率性能改善了约2 dB,但传输速率下降了约40%,解调计算复杂度增加了约1.5倍。因此,在实际应用中,需要根据具体的性能需求,在激活子载波数和子载波块长度之间进行权衡,以达到最佳的系统配置。

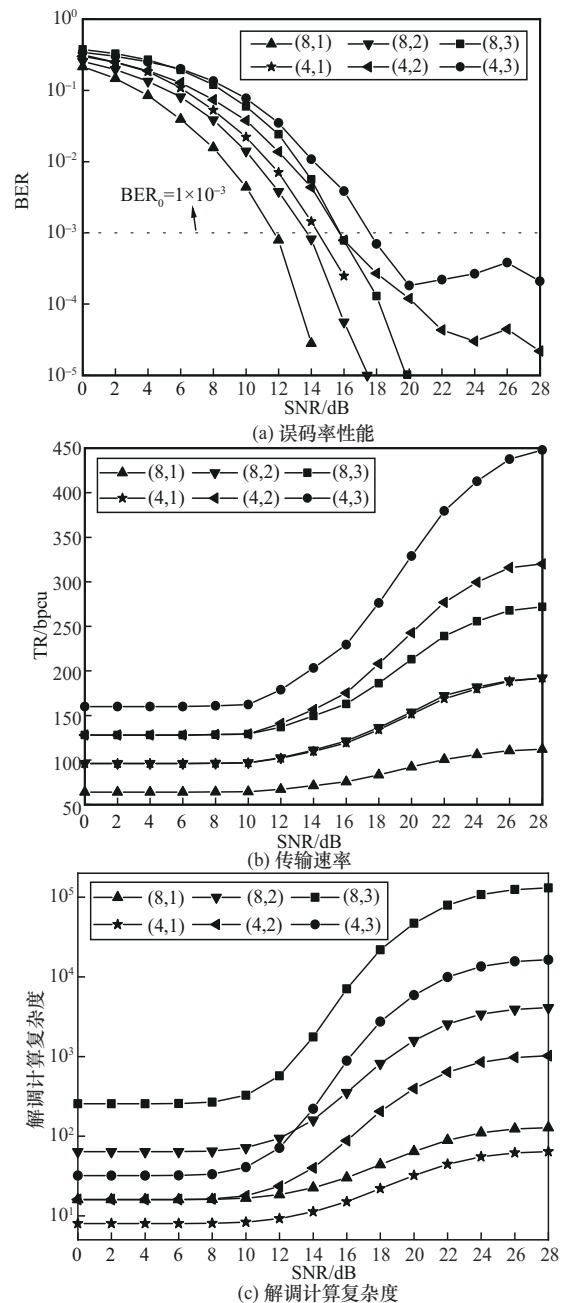


图5 不同激活子载波数下的系统性能

图6展示了本文方案、传统方案和单一调制系统的性能对比。其中，图6(a)为误码率仿真结果，图6(b)为传输速率仿真结果，图6(c)为解调计算复杂度仿真结果。由图6可见，在低信噪比区域，传统方案和本文方案的误码率曲线基本重合。但当信噪比增大至20 dB时，本文方案的误码率先出现波动，相比传统方案提前了2 dB。此外，相较于传统方案，本文方案的误码率更接近目标误码率，且传输速率也更高。相较于单一调制系统，本文方案在满足目标误码率的同时实现了传输速率最大化，虽然增加了解调计算复杂度，但系统传输速率的提升较显著。例如，当信噪比为22 dB时，本文方案的解调计算复杂度增加至9 921，但传输速率相较于2QAM调制提高了约136.8%。

4 结束语

针对现有 OOFDM-IM 系统因采用固定调制方案而导致传输速率受限的问题，本文提出一种 ACO-OFDM-AIM 系统。该系统通过构建以最大化

传输速率为目标的阈值优化模型，获得不同湍流条件下的最佳阈值，并据此选择最佳调制阶数。与传统系统相比，本文方案在满足目标误码率的前提下，实现了系统传输速率的最大化。然而，本文仅针对调制阶数进行自适应研究，这在一定程度上限制了系统性能。为推动 ACO-OFDM-AIM 系统的应用，未来将考虑对激活子载波数和星座模式进行自适应选择，以进一步提升系统性能。

参考文献:

- [1] BASAR E, PANAYIRCI E. Optical OFDM with index modulation for visible light communications[C]//Proceedings of the 2015 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW). Piscataway: IEEE Press, 2015: 11-15.
- [2] MAO T Q, JIANG R, BAI R W. Optical dual-mode index modulation aided OFDM for visible light communications[J]. Optics Communications, 2017, 391: 37-41.
- [3] AZIM A W, CHAFII M, GUENNEC Y L, et al. Spectral and energy efficient fast-OFDM with index modulation for optical wireless systems[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(8): 1771-1774.
- [4] 王惠琴, 杨丽荣, 彭清斌, 等. 基于离散小波变换的 O-OFDM-DIM[J]. 北京邮电大学学报, 2022, 45(3): 57-63.

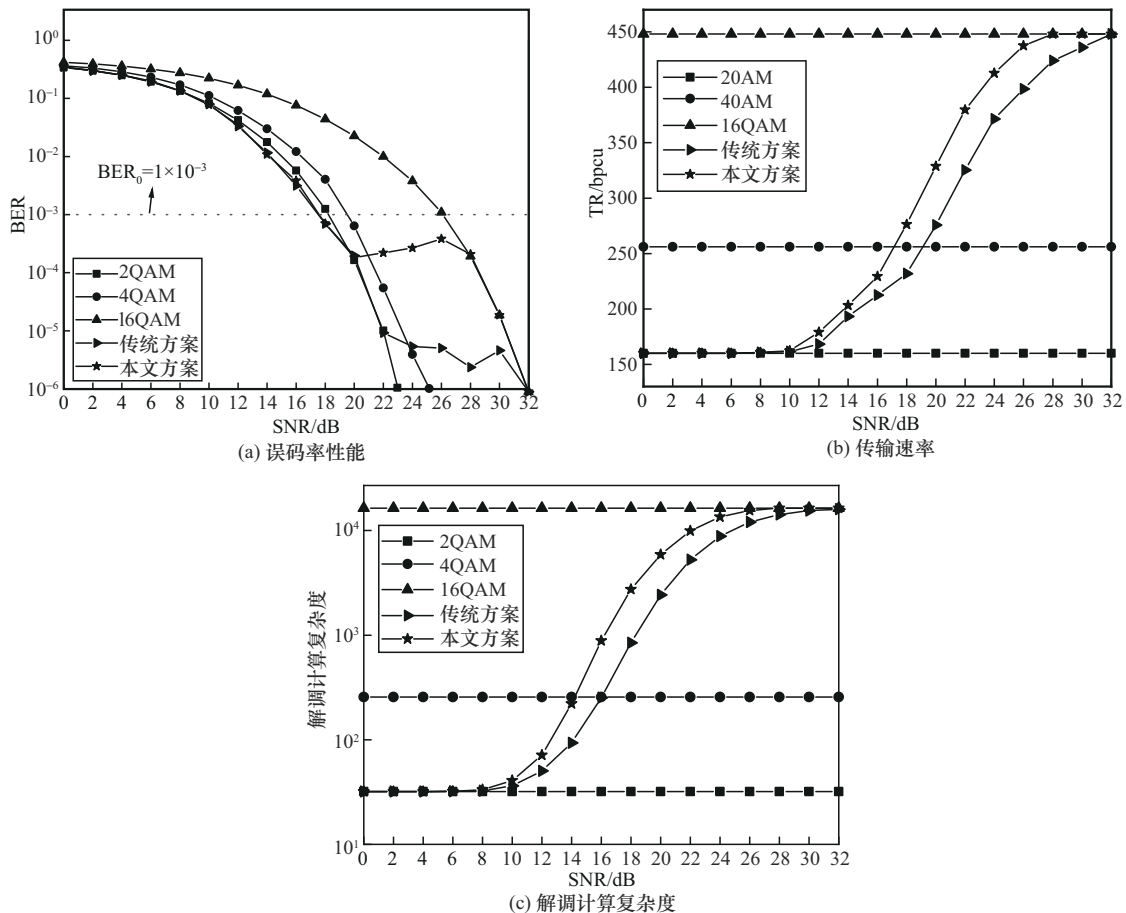


图6 不同方案的性能对比

- WANG H Q, YANG L R, PENG Q B, et al. O-OFDM-DIM based on discrete wavelet transform[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2022, 45(3): 57-63.
- [5] XU X Y, ZHANG Q, YUE D W. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation based on discrete hartley transform in visible light communications[J]. IEEE Photonics Journal, 2022, 14(3): 7330310.
- [6] AZIM A W, GUENNEC Y L, CHAFII M, et al. LACO-OFDM with index modulation for optical wireless systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(3): 664-667.
- [7] WEN H, CHEN H, CHEN Q H, et al. Performance enhanced dual-mode index modulation OFDM with OCT precoding in VLC systems[J]. Optics Communications, 2023, 530: 129191.
- [8] 赵黎, 何欢洁, 孟祥艳, 等. 基于组合索引与欧氏距离相结合的 OFDM-IM 可见光通信系统研究[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(8): 2710-2716.
- ZHAO L, HE H J, MENG X Y, et al. Research on OFDM-IM visible light communication system based on combination index and euclidean distance[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(8): 2710-2716.
- [9] ZHENG Z N, DU H Q, XUE J, et al. Adaptive spatial modulation for indoor visible light communications[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(10): 2240-2244.
- [10] NOURI H, SAIT S M, UYSAL M. Adaptive modulation for FSO IM/DD systems with multiple transmitters and receivers[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(2): 586-590.
- [11] CHEN D, LIU Y, GAO Y, et al. Adaptive transmission based on MIMO mode switching over Malaga turbulence channel with pointing error[J]. IEEE Photonics Journal, 2023, 15(2): 7301111.
- [12] ÇOLAK S A, ACAR Y, BASAR E. Adaptive dual-mode OFDM with index modulation[J]. Physical Communication, 2018, 30: 15-25.
- [13] NADARAJAH S, GUPTA A K. On the moments of the exponentiated weibull distribution[J]. Communications in Statistics: Theory and Methods, 2005, 34(2): 253-256.
- [14] KAUSHAL H, KADDOUM G. Optical communication in space: challenges and mitigation techniques[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(1): 57-96.
- [15] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital communications[M]. Boston: McGraw-hill, 2008.
- [16] WU L, ZHANG Z C, DANG J, et al. Adaptive modulation schemes for visible light communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(1): 117-125.
- [17] DONG C, YANG L L, HANZO L. Performance of buffer-aided adaptive modulation in multihop communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(10): 3537-3552.
- [18] YU X B, PAN Q, LI Y, et al. Adaptive spatial modulation and thresholds optimization for MIMO systems in correlated Rayleigh channels[J]. International Journal of Electronics and Communications, 2018, 89: 167-173.
- [19] ALLENMB, ISAACSONEL. Numerical analysis for applied science[M]. New York: John Wiley & Sons Inc, 2019.
- [20] BEHNAD A. A novel extension to craig's Q-function formula and its application in dual-branch EGC performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(7): 4117-4125.

- [21] LUONG T V, KO Y. Spread OFDM-IM with precoding matrix and low-complexity detection designs[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(12): 11619-11626.

[作者简介]



王惠琴 (1971-), 女, 甘肃渭源人, 博士, 兰州理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线光通信理论与技术。



裴岩浩 (1999-), 男, 甘肃武山人, 兰州理工大学硕士生, 主要研究方向为无线光通信理论与技术、自适应调制。



王真 (1998-), 男, 山西应县人, 兰州理工大学博士生, 主要研究方向为无线光通信理论与技术、深度学习。



唐崎涵 (1996-), 男, 陕西勉县人, 兰州理工大学博士生, 主要研究方向为无线光通信理论与技术、深度学习。



茹辉 (1997-), 女, 甘肃酒泉人, 兰州理工大学硕士生, 主要研究方向为无线光通信理论与技术、信道估计。



张红彦 (1999-), 女, 甘肃甘谷人, 兰州理工大学硕士生, 主要研究方向为无线光通信理论与系统、深度学习。