

Málaga 湍流信道下改进型光广义空间调制

赵辉^{1,2}, 马薇雯^{1,2}, 李进^{1,2}, 邓文超^{1,2}, 万辉^{1,2}, 张天骐^{1,2}, 刘媛妮³

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 信号与信息处理重庆市重点实验室, 重庆 400065;
3. 重庆邮电大学网络空间安全与信息法学院, 重庆 400065)

摘要: 针对传统光广义空间调制 (OGSM) 使用固定的光学天线组合导致系统空间资源浪费和误码率性能受限的问题, 提出一种基于低复杂度自适应光学天线组合选择算法的改进型方案。首先, 利用信道状态信息计算光学天线组合之间的欧氏距离矩阵。然后, 基于欧氏距离等价原则和最大范数天线选择的思想, 删除信道状态较差的光学天线组合, 最终保留下的天线组合即当前状态下的最优光学天线组合。所提算法避免了对所有候选天线组合的遍历, 很大程度上降低了算法复杂度。仿真结果表明, 所提方案的误码率性能在不同条件下均优于传统 OGSM。

关键词: 自由空间光通信; 光广义空间调制; 光学天线组合选择; Málaga 湍流信道; 指向误差

中图分类号: TN929.12

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022200

Improved optical generalized spatial modulation in Málaga turbulent channel

ZHAO Hui^{1,2}, MA Weiwen^{1,2}, LI Jin^{1,2}, DENG Wenchao^{1,2}, WAN Hui^{1,2}, ZHANG Tianqi^{1,2}, LIU Yuanni³

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

2. Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing 400065, China

3. School of Cyber Security and Information Law, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: Aiming at the problems of space resource waste and error bit performance limitation caused by fixed optical antenna combination set used in traditional optical generalized spatial modulation (OGSM), an improved scheme based on low complexity adaptive optical antenna combination set selection algorithm was proposed. First, the Euclidean distance matrix between optical antenna combinations was calculated using channel state information. Then, based on the principle of Euclidean distance equivalence and the idea of maximum norm antenna selection, the optical antenna combination with poor channel state was deleted, and the final reserved optical antenna combination was the optimal optical antenna combination set in the current state. The traversal of all optical antenna combinations was avoided and the complexity of the algorithm was reduced to a large extent. The simulation results show that the BER performance of the improved OGSM scheme outperforms the conventional OGSM under different conditions.

Keywords: free space optical communication, optical generalized spatial modulation, optical antenna combination set selection, Málaga turbulent channel, pointing error

0 引言

近年来, 自由空间光通信 (FSOC, free space optical communication) [1-2] 凭借安全性高、传输带

宽大、抗干扰能力强、实施成本低等诸多优势引起人们广泛关注。然而, 大气湍流和指向误差^[3-4]一直制约着其发展。光空间调制 (OSM, optical spatial modulation) 作为一种新型的光多输入多输出技术,

收稿日期: 2022-07-10; 修回日期: 2022-09-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.12104078); 重庆市自然科学基金资助项目 (No.cstc2021jcyj-msxmX0836, No.cstc2020jcyj-msxmX1021); 重庆市教委科学技术研究基金资助项目 (No.KJZD-K202000602)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.12104078), The Natural Science Foundation of Chongqing (No.cstc2021jcyj-msxmX0836, No.cstc2020jcyj-msxmX1021), The Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (No.KJZD-K202000602)

由于每个符号周期仅激活一根光学天线，不仅有效避免了传统多输入多输出技术^[5]信道间干扰强和天线间同步难等问题，还降低了链路成本和接收端信号检测复杂度。此外，OSM 不仅采用传统数字调制星座（即信号域）传递信息，还通过天线索引（即空间域）来承载信息，很大程度上提高了系统的频谱效率。因此，近年来 OSM 引起了学者的广泛关注，高效的 OSM 方案是 FSOC 系统抵抗大气湍流和指向误差效应、提升系统性能的有效保障。

2015 年，Ozbilgin 等^[6]将 OSM 与脉冲位置调制和脉冲幅度调制相结合，构建了一种适用于大气激光通信的空间调制方案，并给出了该方案在对数正态和 Gamma-Gamma 信道下的理论分析框架。2017 年，Jaiswal 等^[7]提出了光空移键控（OSSK, optical space shift keying）调制方案，并推导了系统在 Gamma-Gamma 信道上的平均误码率上界。该方案只利用空间域传输信息，相较于 OSM 收发器设计更加简单。2020 年，王惠琴等^[8]提出了光完全广义空间调制方案，通过激活不同数量的光学天线使系统的频谱效率随光学天线数量的增加呈线性增长，并分析了该方案在对数正态信道下的误码率性能。2021 年，Bhowal 等^[9]研究了带有指向误差的 Gamma-Gamma 信道下的光广义空间调制（OGSM, optical generalized spatial modulation），通过光学天线组合的方式增加可选激活状态，克服了 OSM 光学天线数量必须为 2 的整数次幂的限制，提高了系统的频谱效率。

目前，FSOC 光空间调制技术的研究刚刚起步，现有研究大多致力于如何提高系统的频谱效率，且已有方案只针对 Gamma-Gamma 信道或对数正态信道展开研究，不能全面反映所有湍流状态下的系统性能。同时，现有方案大多选取预先固定的光学天线或天线组合，不仅浪费空间资源，而且由于没有考虑时变的信道状态信息（CSI, channel state information）限制了系统的误码率性能。因此，本文结合 CSI，提出一种基于欧氏距离的低复杂度发射天线组合自适应选择算法。与经典的欧氏距离最优天线选择（EDAS, Euclidean distance optimized antenna selection）算法^[10]相比，本文所提算法在牺牲较小误码率性能的条件下较大程度降低了光学天线组合选择的复杂度。此外，为了反映真实湍流信道下的系统性能，本文采用可以表征所有大气湍流状态的 Málaga 湍流^[11-13]信道，综合考虑大气

湍流、指向误差和路径损耗的联合影响，分析系统误码率性能，并推导出 OGSM 方案的误码率上界。

1 信道与系统模型

1.1 信道模型

采用适用于所有湍流强度的 Málaga 湍流信道，同时考虑指向误差和路径损耗的影响，信道衰减系数可以建模为^[14]

$$h = h_a h_l h_p \quad (1)$$

其中， h_a 为大气湍流引起的信道增益； h_l 为路径损耗，当传输距离一定时 h_l 可被认为是固定的； h_p 为指向误差，其概率密度函数（PDF, probability density function）可以表示为^[4]

$$f_p(h_p) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2}} h_p^{\xi^2-1}, \quad 0 \leq h_p \leq A_0 \quad (2)$$

其中， $\xi = \frac{w_{\text{zeq}}}{2\sigma}$ ， w_{zeq} 为等效波束半径， σ 为指向误差位移标准偏差； $A_0 = [\text{erf}(v)]^2$ 为指向损失， $v = \frac{\sqrt{\pi}a}{\sqrt{2}w_z}$ ， a 为检测孔径的半径， w_z 为高斯光束束腰。因此，联合效应下信道系数 h 的 PDF 为^[11]

$$f(h) = \frac{\xi^2 A}{2h} \sum_{m=1}^{\beta} b_m G_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \frac{h}{h_l A_0} \middle| \xi^2 + 1 \right] \quad (3)$$

其中，

$$A \triangleq \frac{2\alpha^{\frac{\alpha}{2}}}{g^{1+\frac{\alpha}{2}} \Gamma(\alpha)} \left(\frac{g\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\beta+\frac{\alpha}{2}} \quad (4)$$

$$b_m = a_m \left[\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \right]^{\frac{(\alpha+m)}{2}} \quad (5)$$

$$a_m = \binom{\beta-1}{m-1} \frac{(g\beta + \Omega')^{1-\frac{m}{2}}}{(m-1)!} \left(\frac{\Omega'}{g} \right)^{m-1} \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^{\frac{m}{2}} \quad (6)$$

其中， $g = 2b_o(1 - \rho_o)$ 为离轴涡旋接收到的散射分量的平均功率； $2b_o$ 为总散射分量的平均功率； $\Omega' = \Omega + 2b_o\rho_o + 2\sqrt{2b_o\rho_o\Omega} \cos(\phi_A - \phi_B)$ 为散射分量和非散射分量产生的相干光平均功率， Ω 为视距分量的光信号平均功率， ϕ_A 和 ϕ_B 分别为视距分量和耦合到视距分量的散射分量的相位， ρ_o 为耦合到视距分量的散射功率量（ $0 \leq \rho_o \leq 1$ ）， α 为与散射过程中大尺度涡旋的有效个数相关的正参数， β 为衰落参数且为自然数， $G[\cdot]$ 为 Meijer G 函数^[15]。

1.2 系统模型

改进型 OGSM 系统模型如图 1 所示。设系统含有 N_t 根光学天线 (OA, optical antenna) 和 N_r 个光电探测器 (PD, photoelectric detector), 发送端每次激活 N_a 根光学天线, 采用 M 阶的 QAM。系统的频谱效率为

$$\eta = \text{lb}M + \lfloor \text{lb}\psi \rfloor \quad (7)$$

其中, $\psi = \binom{N_t}{N_a}$ 为从 N_t 根光学天线中激活 N_a 根发射天线所有可能的组合个数, $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整运算。

具体地, 在每个传输周期内, 二进制比特流输入系统后经过串并变换被分为两部分。其中, 前 $\text{lb}M$ 个比特映射为 M 阶的 QAM 符号, 后 $\lfloor \text{lb}\psi \rfloor$ 个比特映射为特定的光学天线组合来发射调制符号。

一个大气信道是一个时变信道, 光信号经过不同的子信道时会受到不同程度的衰落影响。因此, 接收端根据当前 CSI, 结合天线组合集选择算法动态地从 ψ 种光学天线组合中选出 $\kappa=2^{\lfloor \text{lb}\psi \rfloor}$ 个光学天线组合, 作为当前状态下的最佳光学天线组合集, 并通过反馈链路反馈给发射端。发射端根据空间域比特映射的天线组合序号激活对应的 N_a 根光学天线来发送调制符号。因此, 系统发送的传输信号为

$$\mathbf{x} = [0, 0, \dots, x_1, \dots, 0, \dots, x_{N_a}, \dots, 0]^T \quad (8)$$

其中, \mathbf{x} 为 $1 \times N_t$ 维的向量; x_1, \dots, x_{N_a} 为发送的 N_a 个调制符号, 其位置对应激活光学天线的索引号。

电信号经过直流偏置转换为光信号, 经过大气信道传播后, 光电探测器接收到的信号为

$$\mathbf{y} = \sqrt{O_{\text{eff}}} E \mathbf{H} \mathbf{x} + n_0 \quad (9)$$

其中, O_{eff} 是系统的光学效率, E 是平均符号能量, \mathbf{H} 是 $N_r \times N_t$ 的信道矩阵, $n_0 \in \mathbb{C}_{N_r \times 1}$ 是均值为 0、方差为 σ_n^2 的加性白高斯噪声。

接收端采用最大似然 (ML, maximum likelihood) 算法从受到信道衰落和噪声干扰的接收信号 \mathbf{y} 中估计原始发送信号。其基本原理为

$$[\hat{l}_{\text{ML}}, \hat{s}_{\text{ML}}] = \arg \min_{l \in \psi, s \in \mathbb{R}} \|\mathbf{y} - \sqrt{O_{\text{eff}}} E \mathbf{H} \mathbf{s}\|_F^2 \quad (10)$$

其中, \hat{l}_{ML} 和 \hat{s}_{ML} 分别表示 ML 检测后得到的光学天线组合索引和发送的 QAM 符号, \mathbb{R} 为 M 阶的 QAM 符号集合。最后, 检测出的光学天线索引和调制符号经过相应的解映射后即可恢复出原始比特信息。

可见, 改进型 OGSM 系统充分考虑动态的信道状态信息, 自适应选择最佳发射天线组合集, 在提高系统空间资源利用率的同时, 通过有效利用最优信道改善系统的误码率性能。

2 低复杂度发射天线组合集选择算法

经典的天线选择算法包括 EDAS 算法、基于天线相关性 (AC, antenna correlation) 准则^[16]和最大化信道范数的天线选择算法^[8]等。对于采用 ML 检测的光空间调制系统, 接收机的性能与传输向量之间的最小欧氏距离有关。因此, EDAS 算法性能最优, 但需要遍历所有可能的候选天线组合和所有可能的接收星座点, 复杂度较高。为此, 本文基于欧氏距离等价原则, 提出一种低复杂度光学天线组合集选择算法, 简称 LCED (low

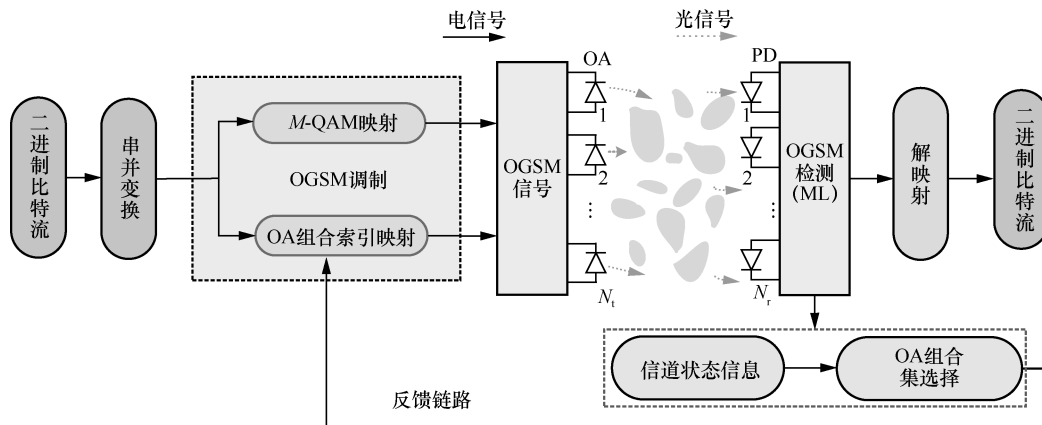


图 1 改进型 OGSM 系统模型

complexity Euclidean distance) 算法, 以改善 OGSM 方案的误码率性能。

在 OSM 系统中, 光学天线之间的欧氏距离可以表示为

$$d_{\min} = \begin{cases} \min_{w,f \in M} \|\mathbf{h}_i s_w - \mathbf{h}_j s_f\|_F^2, & i < j \\ \min_{w \neq f \in M} \|\mathbf{h}_i\|_F^2 |s_w - s_f|^2, & i = j \end{cases} \quad (11)$$

其中, \mathbf{h}_i 和 \mathbf{h}_j 表示信道矩阵中光学天线索引号对应的列向量, s_w 和 s_f 表示发送的 QAM 符号。而 OGSM 系统需要考虑光学天线组合之间的距离。此时, $\mathbf{h}_i = \mathbf{h}_i^1 + \mathbf{h}_i^2 + \dots + \mathbf{h}_i^{N_a}$ 和 $\mathbf{h}_j = \mathbf{h}_j^1 + \mathbf{h}_j^2 + \dots + \mathbf{h}_j^{N_a}$ 表示光学天线组合对应的信道矩阵列向量的和。

令 d_{i^*,j^*} 表示根据式(11)得到的欧氏距离矩阵中的最小值, i^* 和 j^* 表示欧氏距离矩阵中最小值对应的天线索引, $d_{Y_{EDAS}}$ 表示采用 EDAS 算法得到的光学天线组合集中的最小欧氏距离, 由欧氏距离等价原则^[17]可得

$$d_{Y_{EDAS}} > d_{i^*,j^*} \quad (12)$$

由式(12)可知, i^* 和 j^* 不会同时存在于最优光学天线子集中。

基于此, 本文通过降低光学天线组合对应的欧氏距离矩阵维度, 提出了一种低复杂度光学天线组合集选择算法, 具体流程如下。

1) 根据式(11)计算上三角距离矩阵为

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_{1,1} & d_{1,2} & d_{1,3} & \dots & d_{1,\psi} \\ 0 & d_{2,2} & d_{2,3} & \dots & d_{2,\psi} \\ 0 & 0 & d_{3,3} & \dots & d_{3,\psi} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & d_{\psi,\psi} \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中, 矩阵元素 $d_{i,j}$ 代表光学天线组合之间的欧氏

距离。矩阵的大小由光学天线组合个数 ψ 决定。

2) 找出 \mathbf{D} 中欧氏距离的最小值。根据天线组合相关对称性的特点^[18], \mathbf{D} 中元素的最小值可能不止一个。设矩阵 \mathbf{D} 中元素最小值集合为

$$I = \min(\mathbf{D}) = \{d_{i,j}, d_{p,q}, \dots\} \quad (14)$$

3) 确定 κ 的大小, 需要删除的组合个数为 $\psi - \kappa$ 。计算集合 I 中各元素所对应的天线组合范数, 删除范数较小的光学天线组合。如果 $\|\mathbf{h}_i\|_F < \|\mathbf{h}_j\|_F, \|\mathbf{h}_p\|_F < \|\mathbf{h}_q\|_F$, 同时删除 \mathbf{h}_i 和 \mathbf{h}_p 对应的行和列以得到新的距离矩阵。若需要删除的光学天线组合个数 $\tau (\tau < \psi - \kappa)$ 小于集合 I 中元素的个数, 则只计算 I 中前 τ 个元素所对应的范数。

4) 重复步骤 2)~步骤 3), 直到 \mathbf{D} 的大小恰好为 $\kappa \times \kappa$ 。矩阵元素对应的天线组合即当前信道状态下的最佳光学天线组合集。

具体地, 考虑一个含有 4 根光学天线和 4 个光电探测器的 OGSM 系统, 光学假设该系统每次激活 2 根光学天线, 使用 4-QAM, 光学天线组合集选择算法示例如图 2 所示。可能的光学天线组合为 $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \psi_5, \psi_6\}$, 如图 2(a)所示。根据式(11)计算出上三角距离矩阵, 如图 2(b)所示。可见, $d_{1,2}$ 与 $d_{5,6}$ 、 $d_{1,3}$ 与 $d_{4,6}$ 、 $d_{1,4}$ 与 $d_{3,6}$ 、 $d_{1,5}$ 与 $d_{2,6}$ 、 $d_{2,3}$ 与 $d_{4,5}$ 、 $d_{2,4}$ 与 $d_{3,5}$ 分别相等。找到矩阵的最小值 1.072 6, 其分别对应 ψ_1 与 ψ_2 、 ψ_5 与 ψ_6 之间的欧氏距离。再根据 $\text{norm} = \|\mathbf{H}_{\psi_i}\|$ 计算 ψ_1 与 ψ_2 、 ψ_5 与 ψ_6 的范数, 其中, \mathbf{H}_{ψ_i} 表示光学天线组合对应的信道矩阵的列向量, 有 $\psi_1 < \psi_2$ 、 $\psi_5 < \psi_6$, 删除范数小的 ψ_1 和 ψ_5 对应的组合, 则最后剩下的天线组合即当前信道状态下系统的最优光学天线组合集, 如图 2(c)所示。

综上, 本文所提算法不需要遍历所有可能的光学天线组合集, 也不需要重复计算光学天线组合之

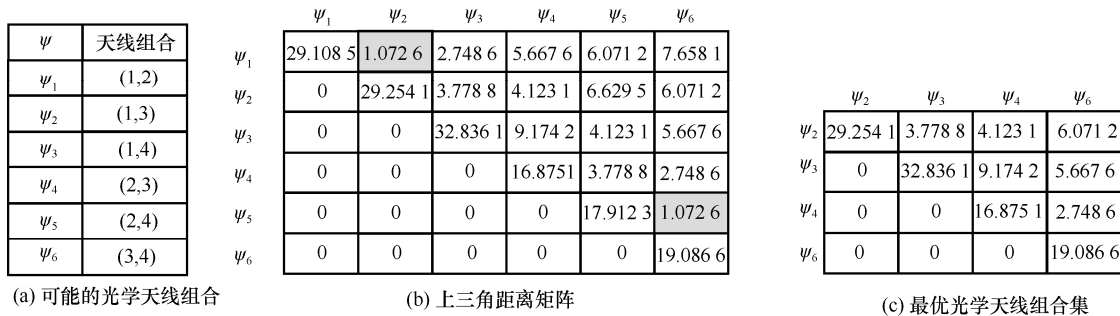


图 2 天线组合集选择算法示例

间的欧氏距离, 相比于 EDAS 算法, 复杂度显著降低, 更加适用于实际 FSOC。

3 性能分析

3.1 复杂度分析

光学天线组合集选择算法的复杂度由搜索复杂度和计算复杂度组成。对于本文所提 LCED 算法, 在第 δ 次迭代时矩阵中有 $C_{\psi+1-\delta}^2$ 个元素。若每次搜索的最小值集合都只包含一个元素, 则需要 $C_{\psi+1-\delta}^2 - 1$ 次搜索找出最小值。若每次搜索的最小值集合包含多个最小值, 则需要 $\zeta = C_{\psi+1-\delta(N_t-N_a)}^2 - 1$ 次对比操作。因此, 所提 LCED 算法的搜索复杂度为

$$\sum_{\delta=0}^{L-1} \zeta < O_{\text{LCED}}^{\text{sc}} < \sum_{\delta=0}^{\psi-\kappa-1} (C_{\psi+1-\delta}^2 - 1) \quad (15)$$

其中, $L = \left\lceil \frac{\psi - \kappa}{N_t - N_a} \right\rceil$, $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。 $L-1$ 表示每次搜索都存在多个最小值的情况下, 算法需要循环的次数。

根据光信号的特点, 本文以乘法运算次数衡量算法的复杂度, 由式(11)可知, $\mathbf{h}_i s_w$ 和 $\mathbf{h}_j s_f$ 各需要 $2N_r$ 次乘法运算, $\|\mathbf{h}_i s_w - \mathbf{h}_j s_f\|_F$ 需要 $2N_r$ 次乘法运算, $\|\cdot\|_F^2$ 需要一次乘法运算, $\|\mathbf{h}_i\|_F$ 需要 N_r 次乘法运算, $\|\mathbf{h}_i\|_F^2 |s_w - s_f|^2$ 需要 $N_r + 5$ 次乘法运算。因此, 所提 LCED 算法的计算复杂度为

$$O_{\text{LCED}}^{\text{cc}} = \psi C_M^2 (N_r + 5) + M^2 C_\psi^2 (6N_r + 1) \quad (16)$$

类似地, 可以得到 EDAS 算法和 ACAS 算法的搜索复杂度和计算复杂度。不同算法的复杂度对比如表 1 所示。可见, EDAS 算法和 LCED 算法的复杂度与 N_t 、 N_a 、 N_r 、 M 有关, ACAS 算法的复杂度与 N_t 、 N_a 、 N_r 有关。

表 1 不同算法的复杂度对比

算法	搜索复杂度	计算复杂度
EDAS	$C_\psi^\kappa (C_{\kappa+1}^2 - 1) + C_\psi^\kappa - 1$	$C_\psi^\kappa [\kappa C_M^2 (N_r + 5) + C_\kappa^2 M^2 (6N_r + 1)]$
ACAS	$C_\psi^\kappa (C_\kappa^2 - 1) + C_\psi^\kappa - 1$	$C_\psi^\kappa C_\kappa^2 (3N_r + 3)$
LCED	$\sum_{\delta=0}^{L-1} \zeta < O_{\text{LCED}}^{\text{sc}} < \sum_{\delta=0}^{\psi-\kappa-1} (C_{\psi+1-\delta}^2 - 1)$	$\psi C_M^2 (N_r + 5) + M^2 C_\psi^2 (6N_r + 1)$

表 2 和表 3 分别为 $N_a = 2$, $N_r = 4$, $M = 4$ 时系统所需搜索复杂度和计算复杂度与 N_t 的关系。由表 2 可知, 增加光学天线的数量, EDAS 算法、ACAS 算法的搜索复杂度都会急剧增加。当 $N_t = 4$ 时, 本文所提 LCED 算法的搜索复杂度比 EDAS 算法、ACAS 算法最多可降低 86.6%、77.5%。从表 3 可以看出, 当 $N_t = 6$ 时, EDAS 算法、ACAS 算法分别需要 74 851 920、2 702 700 次乘法运算, 而 LCED 算法仅需 42 810 次乘法运算。可见, 本文所提 LCED 算法相比于经典的天线选择算法在复杂度方面更具优势, 且随着光学天线数量的增加, 这种优势更加明显。

表 2 搜索复杂度与 N_t 的关系

算法	$N_t = 4$	$N_t = 5$	$N_t = 6$
EDAS	149	1 619	231 659
ASAC	89	1 259	180 179
LCED	20~34	54~98	183~553

表 3 计算复杂度与 N_t 的关系

算法	$N_t = 4$	$N_t = 5$	$N_t = 6$
EDAS	39 240	52 340	74 851 920
ASAC	1 350	18 900	2 702 700
LCED	6 324	18 540	42 810

3.2 误码率分析

为避免传统联合上界分析法在高阶调制和少量光电探测器的情况下分析精度受限的问题^[19-20], 本文在计算误码率上界时, 分别考虑空间域和信号域。因此, 系统的平均误码率 (ABER, average bit error rate) 上界可以表示为^[9]

$$P_e \leq P_{\text{symbol}} + P_{\text{index}} - P_{\text{symbol}} P_{\text{index}} \quad (17)$$

其中, P_{symbol} 表示调制符号 s 被检错成 s' 所引起的 ABER, P_{index} 表示光学天线索引号 j 被检错成 i 所引起的 ABER, 且有

$$P_{\text{symbol}} \leq \frac{1}{\eta 2^\eta} \sum_{s \in \mathbb{R}} \sum_{s' \in \mathbb{R}} n(s \rightarrow s') \text{APEP}(s \rightarrow s') \quad (18)$$

$$P_{\text{index}} \leq \frac{1}{\eta 2^\eta} \sum_{j \in \mathbb{W}} \sum_{i \in \mathbb{W}} n(j \rightarrow i) \text{APEP}(j \rightarrow i) \quad (19)$$

其中, $n(s \rightarrow s')$ 和 $n(j \rightarrow i)$ 分别表示信号域和空间域检测错误的比特数, $\text{APEP}(s \rightarrow s')$ 和 $\text{APEP}(j \rightarrow i)$ 分别表示信号域和空间域的平均成对错误率 (APEP, average pairwise error probability)。

根据文献[9], APEP($s \rightarrow s'$) 可以表示为

$$\text{APEP}(s \rightarrow s') = \frac{1}{2^\eta} \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[Q \left(\frac{1}{N_r} \sqrt{\frac{\bar{\lambda} \|\mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{H}\mathbf{s}'\|^2}{2}} \right) \right] = \frac{1}{2^\eta} \int_0^\infty Q \left(\frac{1}{N_r} \sqrt{\frac{\lambda \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^{N_t} \|h_{ij}s - h_{ij}s'\|^2}{2}} \right) f_{\gamma_{SM}}(h) dh \quad (20)$$

其中, $\mathbb{E}_{\mathbf{H}}[\cdot]$ 为信道衰减矩阵的期望值, $Q(\cdot)$ 为高斯 Q 函数, $\bar{\lambda} = \frac{\gamma O_{\text{eff}} E}{N_0}$ 为平均接收信噪比 (SNR, signal to noise ratio), γ 为光电探测器的响应度,

$$\gamma_{SM} = \sum_{j=1}^{N_r} \left(\sum_{i=1}^{N_t} h_{ij} \right)^2$$

空间域的 APEP 为

$$\text{APEP}(j \rightarrow i) = \sum_{k=0}^{\infty} \phi^{(N_r)} \frac{\Gamma\left(\frac{k+N_r+1}{2}\right) (2N_r)^{k+N_r}}{\sqrt{\pi} (k+N_r) \Gamma\left(\frac{k+N_r}{2}\right) (\bar{\lambda})^{\frac{k+N_r}{2}}} \quad (21)$$

其中,

$$\phi = \frac{\xi^4 A^2}{4h_t A_0} \sum_{m_1=1}^{\beta} \sum_{m_2=1}^{\beta} \frac{a_{m_1} a_{m_2}}{k!} \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\frac{2\alpha+m_1+m_2-2}{2}} \left[\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega') h_t A_0} \right]^k \Gamma\left(\frac{k+1}{2}\right) G_{5,5}^{3,4} \left[\begin{matrix} 0, k+1-\xi^2, k+1-\alpha, k+1-m_1, \xi^2 \\ \xi^2-1, \alpha-1, m_2-1, k-\xi^2, k \end{matrix} \right] \quad (22)$$

详细推导过程如附录 1 所示。

由于式(21)包含的 k 为 $0 \rightarrow \infty$ 的无穷级数和, 无法精确计算, 可通过将式(21) 中的无穷求和级数截断为求和变量的有限项求出近似值。下面, 证明式(21)中无穷级数的收敛性。令

$$a_k = \phi^{(N_r)} \frac{\Gamma\left(\frac{k+N_r+1}{2}\right) (2N_r)^{k+N_r}}{\sqrt{\pi} (k+N_r) \Gamma\left(\frac{k+N_r}{2}\right) (\bar{\lambda})^{\frac{k+N_r}{2}}} \quad (23)$$

则有

$$\frac{a_{k+1}}{a_k} = \frac{2N_r (k+N_r)}{(\bar{\lambda})^{\frac{1}{2}} (k+N_r+1)} \left(\frac{2N_r}{(k+1)(g\beta + \Omega') h_t A_0} \right)^{N_r}$$

$$\frac{\Gamma\left(\frac{k+N_r+2}{2}\right) \Gamma\left(\frac{k+N_r}{2}\right) \left(\frac{\Gamma\left(\frac{k+2}{2}\right) \right)^{N_r}}{\Gamma\left(\frac{k+N_r+1}{2}\right)^2 \left(\frac{\Gamma\left(\frac{k+1}{2}\right) \right)^{N_r}} \cdot \left(\sum_{m_1}^{\beta} \sum_{m_2}^{\beta} \frac{G_{5,5}^{3,4} \left[\begin{matrix} 0, k+2-\xi^2, k+2-\alpha, k+2-m_1, \xi^2 \\ \xi^2-1, \alpha-1, m_2-1, k+1-\xi^2, k+1 \end{matrix} \right]}{G_{5,5}^{3,4} \left[\begin{matrix} 0, k+1-\xi^2, k+1-\alpha, k+1-m_1, \xi^2 \\ \xi^2-1, \alpha-1, m_2-1, k-\xi^2, k \end{matrix} \right]} \right)^{N_r} \quad (24)$$

由于式(24)中 2 个 Meijer G 函数的比值对于 k 的所有值都是非零实数, 且分母中 k 的阶数比分子中 k 的阶数多 1, 因此 $\lim_{k \rightarrow \infty} \left| \frac{a_{k+1}}{a_k} \right| = 0$, 故无穷级数绝对收敛。图 3 为不同 SNR、 ξ 值和湍流强度下空间域 APEP 随 k 值的变化。可见, 随着 k 值的增大, APEP 趋于收敛, 且 SNR 越高, APEP 收敛得越快。因此, 考虑不同参数对 OGSM 系统的影响, 在利用 MATLAB 计算空间域 APEP 时, 令 $k=10$, 此时由级数截断引起的误差可忽略不计。

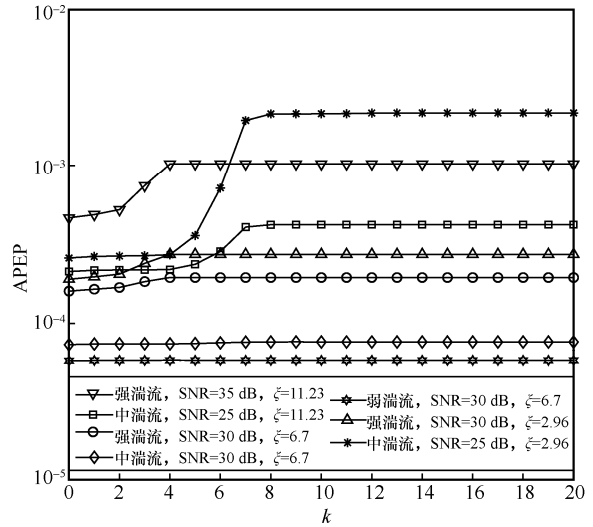


图 3 空间域 APEP 随 k 值的变化

4 仿真分析

本节利用蒙特卡罗仿真分析 Málaga 湍流信道下所提改进型 OGSM 方案的性能。假设光学天线间的距离超过其空间相干距离以确保信道间相互独立, 接收端已知全部 CSI。根据文献[11], 考虑大气折射率结构参数 C_n^2 分别为 $1.2 \times 10^{-13} \text{m}^{-\frac{2}{3}}$ 、 $1 \times 10^{-13} \text{m}^{-\frac{2}{3}}$ 、 $2.8 \times 10^{-14} \text{m}^{-\frac{2}{3}}$, Rytov 方差为

$\sigma_R^2 = 1.23C_n^2 k_w^{7/6} L^{11/6}$ 。因此可使用 $(\alpha = 2.296, \beta = 2)$ 、 $(\alpha = 4.2, \beta = 3)$ 、 $(\alpha = 8.1, \beta = 4)$ 分别表示强、中、弱湍流。其他系统参数如表 4 所示^[9,11]。为方便描述, 采用 $N_t - N_r - N_a$ 来标识 OGSM 的系统参数。

参数	数值
波长 λ /nm	785
FSO 链路长度/km	2
1 km 处光束半径/m	2.5
光束发散角 θ /mrad	2
$\phi_A - \phi_B$	$\frac{\pi}{2}$
系统光学效率 O_{eff}	0.85
光电探测器的响应度 γ	0.5
耦合到视距分量的散射功率量 ρ_0	0.597 6

不同光电探测器数量下 OGSM 系统的理论误码率与实际误码率仿真结果对比如图 4 所示。仿真参数如下: $\xi = 1.1$, 强湍流, $N_t = 4, N_a = 2, M = 4$ 。由图 4 可知, 在低信噪比区域, OGSM 系统受噪声影响较大, 导致理论误码率的计算误差较大。随着信噪比的逐渐增加, 理论误码率曲线与实际误码率曲线趋于重合, 验证了本文理论推导的正确性。此外, 当 $ABER = 1 \times 10^{-5}$ 时, 相较于 $N_t = 4, N_r = 5$ 时的信噪比增益约为 4 dB; 相较于 $N_t = 5, N_r = 6$ 时的信噪比增益约为 3.5 dB。由此可知, 光电探测器数量的增加可以提高 OGSM 系统的接收分集增益, 进而改善系统的误码率性能。

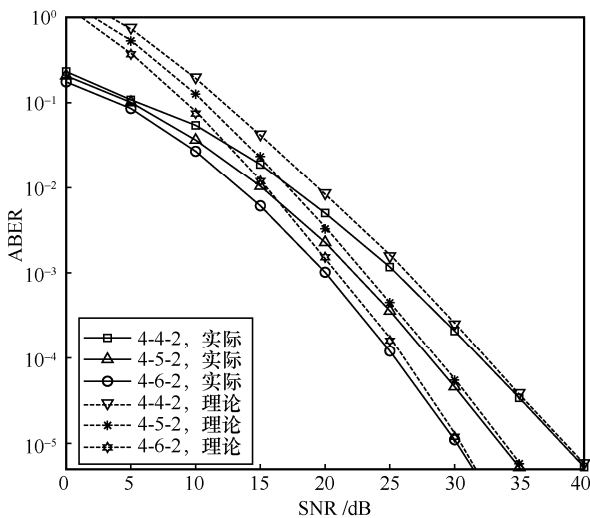


图 4 理论误码率与实际误码率仿真结果对比

指向误差与湍流强度对 OGSM 系统误码率性能的影响如图 5 所示。仿真参数如下: $N_t = 4, N_r = 4, N_a = 2, M = 4$ 。由图 5 可知, 当 $\xi = 1.1$ 、 $ABER = 1 \times 10^{-5}$ 时, 与弱湍流相比, 强湍流下的信噪比损失了约 4 dB。这说明当指向误差一定时, OGSM 系统的误码率性能随湍流强度的增加而逐渐恶化。此外, 在弱湍流的条件下, 当 $\xi = 1.1$ 时, 系统达到 $ABER = 1 \times 10^{-4}$ 所需的信噪比约为 29 dB; 而当 $\xi = 0.53$ 时, 系统达到相同 ABER 所需的信噪比约为 40 dB, 相较于 $\xi = 1.1$ 的情况, 信噪比损失了约 11dB。这说明当湍流强度一定时, 指向误差越大 (即 ξ 值越小), OGSM 系统的误码率性能越差。

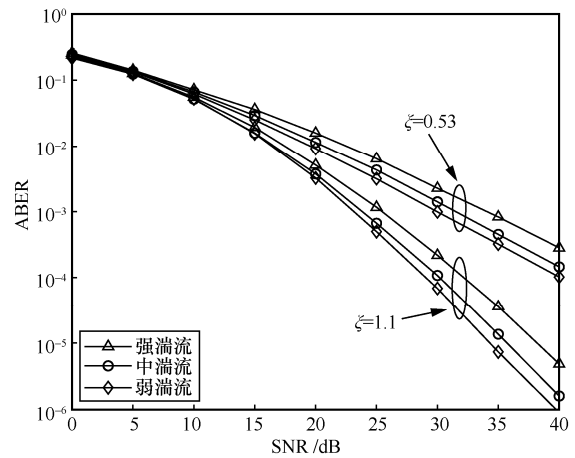


图 5 指向误差与湍流强度对 OGSM 系统误码率性能的影响

不同 N_t 和 N_a 对 OGSM 系统误码率性能的影响如图 6 所示。仿真条件如下: 频谱效率为 5 bpcu (bpcu 指每信道中传输的比特数), $N_t = 4, \xi = 1.1, M = 4$, 强湍流。由图 6 可知, (5-4-2)OGSM 方案与 (6-4-2)OGSM 方案的误码率曲线基本重合, 2 种方案所需的光学天线组合数 κ 相等。这说明 OGSM 系统误码率性能实际上与光学天线组合数 κ 有关, 与 N_t 无直接关系。但是采用 LCED 算法后, OGSM 系统的误码率性能更优。例如, 当 $ABER = 1 \times 10^{-4}$ 、 N_t 为 5 和 6 时, 本文所提 LCED-OGSM 方案相比于传统 OGSM 方案所需信噪比分别改善了约 5 dB 和 8 dB, 而且改善后的误码率曲线不会重合, 这是由于 (6-4-2)LCED-OGSM 方案相比于 (5-4-2)LCED-OGSM 方案 ψ 值更大, 增加光学天线数量使可选的天线组合范围变大, 进而误码率性能表现更优。相比于 (5-4-2)LCED-OGSM 方案, (5-4-3)LCED-OGSM 方案的误码率性能表现更差, 说明当激活的光学天线数 N_a 增加时, 系统误码率性能会明显恶化, 这是因为

接收端必须正确地估计更多数量的光学天线，增大了检测光学天线索引号出错的概率。

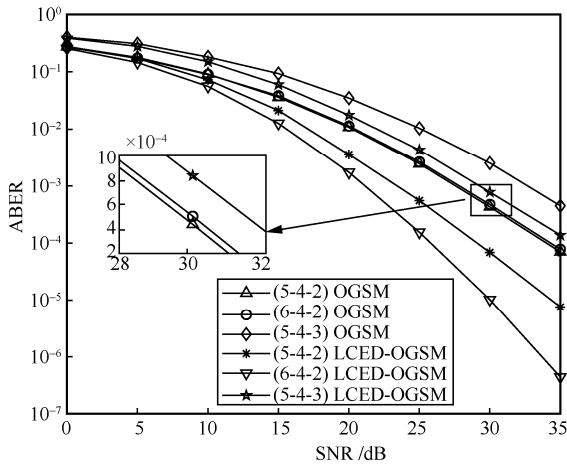


图 6 不同 N_t 和 N_a 对系统误码率性能的影响

不同调制阶数对系统误码率性能的影响如图 7 所示。仿真条件如下： $\zeta = 1.1$ ， $N_t = 4$ ， $N_r = 4$ ， $N_a = 2$ ，强湍流。由图 7 可知，OGSM 方案和 LCED-OGSM 方案都是在 4-QAM 时误码率性能最好。对于 OGSM 方案，当 $ABER = 1 \times 10^{-4}$ 时，相较于 16-QAM 和 32-QAM，采用 4-QAM 时的信噪比增益分别约为 3.1 dB 和 2.8 dB。采用本文提出的 LCED 算法之后，信噪比增益分别约为 4 dB 和 6.5 dB，说明调制阶数越高，OGSM 方案和 LCED-OGSM 方案的误码率性能越差，这是因为随着调制阶数的增大，星座点之间的间隔变小，进而导致信号域检测误差变大。此外，由图 7 可知，本文所提 LCED 算法对低阶的 OGSM 方案的误码率性能改善更加明显。

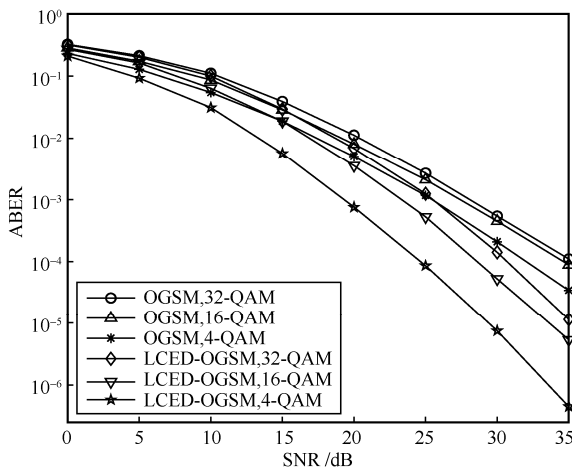
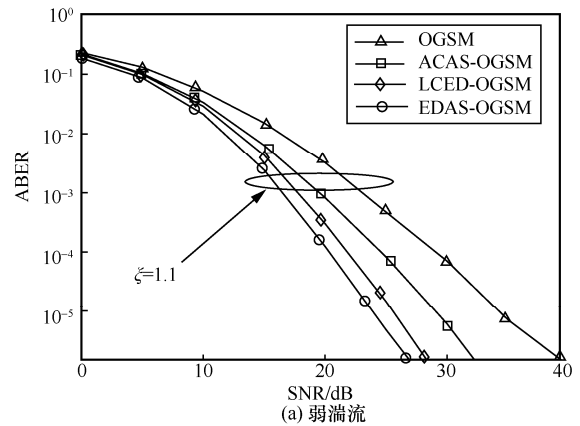


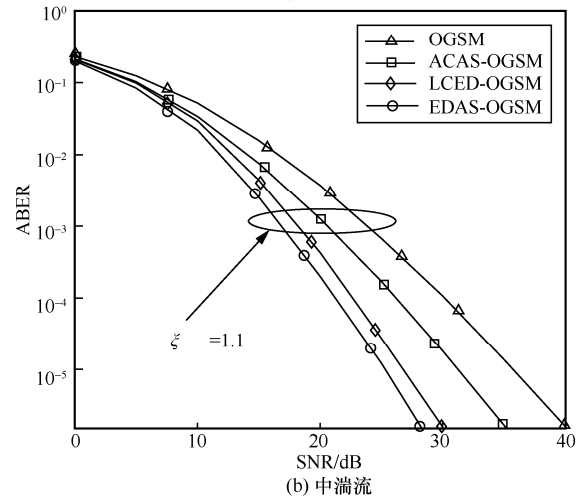
图 7 不同调制阶数对系统误码率性能的影响

ACAS 算法和 EDAS 算法是射频中经典的天线选择算法，本文将其应用于改进型 OGSM 方案并与

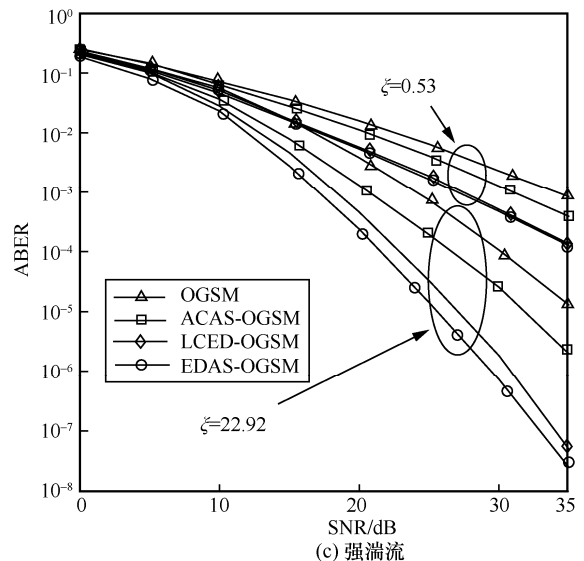
本文提出的 LCED 算法进行比较。不同算法的误码率性能对比如图 8 所示。仿真条件如下： $N_t = 4$ ， $N_r = 4$ ， $N_a = 2$ ， $M = 4$ 。



(a) 弱湍流



(b) 中湍流



(c) 强湍流

图 8 不同算法的误码率性能对比

由图 8 可知，本文所提 LCED-OGSM 方案在不同湍流与指向误差条件下均优于传统 OGSM 方案

和 ACAS-OGSM 方案。在图 8(c)中, 当 $\xi = 22.92$ 、 $ABER = 1 \times 10^{-5}$ 时, 本文所提 LCED-OGSM 方案信噪比约为 26 dB, 相较于传统 OGSM 方案和 ACAS-OGSM 方案, 信噪比增益分别约为 9 dB 和 5 dB。虽然与最优的 EDAS-OGSM 方案相比, 本文所提 LCED-OGSM 方案的信噪比损失约为 2 dB。但如表 2 和表 3 所示, 本文所提方案在复杂度方面占据更大的优势。当 $\xi = 0.53$ 时, 相比于 $\xi = 22.92$ 的情况, 3 种算法对 OGSM 系统性能的改善程度都有所下降, 但此时本文所提 LCED 算法与最优 EDAS 算法的性能非常接近。可见, 在不同湍流情况下, 本文提出的 LCED-OGSM 方案的误码率性能都明显优于传统 OGSM 方案和 ACAS-OGSM 方案; 与最优 EDAS-OGSM 方案相比, 在误码率性能相近的同时还大幅降低了复杂度。

5 结束语

针对现有 OGSM 方案使用预先固定天线组合导致空间资源浪费以及系统误码率性能受限的问题, 本文提出了一种低复杂度的天线选择 LCED 算法。该算法充分利用 CSI, 从天线候选集中删去信道状态较差的天线组合, 保留最优天线组合集, 不仅充分利用空间资源, 还有效改善了系统的误码率性能。同时, 采用可表征所有湍流强度的 Málaga 信道, 综合考虑指向误差和信道衰落的影响, 分别考虑信号域和空间域, 推导了 OGSM 的系统误码率上界。仿真结果表明, 相较于传统 OGSM 方案, 本文所提改进型 OGSM 方案在不同湍流强度和频谱效率条件下明显提高了系统误码率性能; 增加光电探测器的数量可提高接收分集增益, 有效改善系统的误码率性能; 相较于 EDAS 和 ACAS 天线组合选择算法, 所提 LCED 算法实现了复杂度和误码率性能的折中, 更适用于大容量、高速率的 FSOC。

附录 1 空间域 APEP 的推导

根据文献[21], 在检测光学天线索引时, 索引号 j 被错检成 i 的成对错误概率 (PEP, pairwise error probability) 为

$$PEP^{j \rightarrow i} = Q \left(\frac{1}{N_r} \sqrt{\frac{\lambda}{2} \sum_{e=1}^{N_r} |h_{ej} - h_{ei}|^2} \right) \quad (25)$$

其中, h_{ej} 和 h_{ei} 是服从式(3)的非负独立随机变量。令 $r_e \triangleq |h_{ej} - h_{ei}|^2$, $\ell \triangleq \sum_{e=1}^{N_r} r_e$, 结合文献[22-23], 计算得到 r_e 的

PDF 为

$$f_{r_e}(r_e) = \frac{\xi^4 A^2}{4h_1 A_0 \sqrt{r_e}} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m_1=1}^{\beta} \sum_{m_2=1}^{\beta} \frac{a_{m_1} a_{m_2}}{k!} \left(\frac{\alpha \beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\frac{2\alpha+m_1+m_2-2}{2}} \left[\frac{\alpha \beta \sqrt{r_e}}{(g\beta + \Omega') h_1 A_0} \right]^k G_{5,5}^{3,4} \left[1 \left| \begin{matrix} 0, k+1-\xi^2, k+1-\alpha, k+1-m_1, \xi^2 \\ \xi^2-1, \alpha-1, m_2-1, k-\xi^2, k \end{matrix} \right. \right] \quad (26)$$

其中, k 表示级数求和的范围, 其值为 $0 \rightarrow \infty$ 的非负整数。 r_e 的矩母函数 (MGF, moment generating function) 为

$$M_{r_e}(s) = \frac{\xi^4 A^2}{4h_1 A_0} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m_1=1}^{\beta} \sum_{m_2=1}^{\beta} \frac{a_{m_1} a_{m_2}}{k!} \left(\frac{\alpha \beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\frac{2\alpha+m_1+m_2-2}{2}} \left[\frac{\alpha \beta}{(g\beta + \Omega') h_1 A_0} \right]^k \Gamma \left(\frac{k+1}{2} \right) G_{5,5}^{3,4} \left[1 \left| \begin{matrix} 0, k+1-\xi^2, k+1-\alpha, k+1-m_1, \xi^2 \\ \xi^2-1, \alpha-1, m_2-1, k-\xi^2, k \end{matrix} \right. \right] s^{-\frac{k+1}{2}} \quad (27)$$

式(27)可改写为 $M_{r_e}(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \phi s^{-\frac{k+1}{2}}$, 又因为 $\ell \triangleq \sum_{l=1}^{N_r} r_e$,

所以 ℓ 的 MGF 为 $M_{\ell}(s) = \prod_{e=1}^{N_r} M_{r_e}(s)$, 根据柯西乘积有

$$M_{\ell}(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \phi^{(N_r)} s^{-\frac{k+N_r}{2}} \quad (28)$$

其中, $\phi^{(N_r)}$ 表示 ϕ 的 $N_r - 1$ 次卷积。对式(28)进行拉普拉斯逆变换可得到 ℓ 的 PDF

$$f_{\ell}(\ell) = \sum_{k=0}^{\infty} \phi^{(N_r)} \frac{\ell^{\frac{k+N_r}{2}-2}}{\Gamma \left(\frac{k+N_r}{2} \right)} \quad (29)$$

因此, 空间域的 APEP 为

$$APEP(j \rightarrow i) = \int_0^{\infty} Q \left(\frac{1}{N_r} \sqrt{\frac{\lambda}{2} \ell} \right) f_{\ell}(\ell) d\ell \quad (30)$$

利用 $\int_0^{\infty} \varpi^{\frac{a-1}{2}} \operatorname{erfc}(b\sqrt{\varpi}) d\varpi = 2 \frac{\Gamma \left(\frac{a+2}{2} \right)}{(a+1)b^{a+1}\sqrt{\pi}}$, 可将

式(30)化简为式(21)。

参考文献:

[1] KAUSHAL H, JAIN V K, KAR S. Free space optical communication[M]. New Delhi: Springer India, 2017.
 [2] JAHID A, ALSHARIF M H, HALL T J. A contemporary survey on free space optical communication: potentials, technical challenges, recent advances and research direction[J]. Journal of Network and

- Computer Applications, 2022, 200: 103311.
- [3] SMILIĆ M, NIKOLIĆ Z, MILIĆ D, et al. Comparison of adaptive algorithms for free space optical transmission in Málaga atmospheric turbulence channel with pointing errors[J]. IET Communications, 2019, 13(11): 1578-1585.
- [4] 陈丹, 鲁萌萌, 刘艳蓉. 湍流信道下指向误差对自适应副载波调制性能的影响[J]. 光学学报, 2020, 40(22): 50-58.
CHEN D, LU M M, LIU Y R. Effect of pointing error on adaptive subcarrier modulation performance in turbulent channel[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(22): 50-58.
- [5] BHATNAGAR M R, GHASSEMLOOY Z. Performance analysis of gamma-gamma fading FSO MIMO links with pointing errors[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(9): 2158-2169.
- [6] OZBILGIN T, KOCA M. Optical spatial modulation over atmospheric turbulence channels[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(11): 2313-2323.
- [7] JAISWAL A, BHATNAGAR M R, JAIN V K. Performance evaluation of space shift keying in free-space optical communication[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(2): 149-160.
- [8] 王惠琴, 杨顺信, 张悦, 等. 大气激光通信中的完全光广义空间调制[J]. 光学学报, 2020, 40(13): 7-13.
WANG H Q, YANG S X, ZHANG Y, et al. Fully optical generalized spatial modulation in atmospheric laser communication[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(13): 7-13.
- [9] BHOWAL A, KSHETRIMAYUM R S. Advanced optical spatial modulation techniques for FSO communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(2): 1163-1174.
- [10] RAJASHEKAR R, HARI K V S, HANZO L. Antenna selection in spatial modulation systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(3): 521-524.
- [11] ANSARI I S, YILMAZ F, ALOUINI M S. Performance analysis of free-space optical links over Málaga(M) turbulence channels with pointing errors[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(1): 91-102.
- [12] DAS A, BAG B, BOSE C, et al. Free space optical links over Málaga turbulence channels with transmit and receive diversity[J]. Optics Communications, 2020, 456: 124591.
- [13] 柯熙政, 王晨昊, 陈丹. Malaga 大气湍流信道下副载波调制系统相位噪声分析[J]. 通信学报, 2018, 39(11): 80-86.
KE X Z, WANG C H, CHEN D. Effects of phase noise on subcarrier modulation performance over Malaga turbulence channel[J]. Journal on Communications, 2018, 39(11): 80-86.
- [14] 陈生海, 言小琴, 黎赛, 等. 混合双跳 PLC-FSO 通信系统的性能分析[J]. 通信学报, 2021, 42(10): 243-250.
CHEN S H, YAN X Q, LI S, et al. Performance analysis of dual-hop PLC-FSO communication system[J]. Journal on Communications, 2021, 42(10): 243-250.
- [15] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products[M]. Salt Lake City: Academic Press, 2014.
- [16] ZHOU Z Q, GE N, LIN X K. Reduced-complexity antenna selection schemes in spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(1): 14-17.
- [17] SUN Z J, XIAO Y, YANG P, et al. Transmit antenna selection schemes for spatial modulation systems: search complexity reduction and large-scale MIMO applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(9): 8010-8021.
- [18] XIAO L X, XIAO P, XIAO Y, et al. Transmit antenna combination optimization for generalized spatial modulation systems[J]. IEEE Access, 2018, 6: 41866-41882.
- [19] YU S Y, GENG C, ZHONG J, et al. Performance analysis of optical spatial modulation over a correlated Gamma-Gamma turbulence channel[J]. Applied Optics, 2022, 61(8): 2025-2035.
- [20] 王惠琴, 侯文斌, 彭清斌, 等. 基于 K 均值聚类的 SPPM 分步分类检测算法[J]. 通信学报, 2022, 43(1): 161-171.
WANG H Q, HOU W B, PENG Q B, et al. Step-by-step classification detection algorithm of SPPM based on K-means clustering[J]. Journal on Communications, 2022, 43(1): 161-171.
- [21] BHOWAL A, KSHETRIMAYUM R S. Advanced spatial modulation systems[M]. Berlin: Springer, 2021.
- [22] JAISWAL A, ABAZA M, BHATNAGAR M R, et al. An investigation of performance and diversity property of optical space shift keying-based FSO-MIMO system[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(9): 4028-4042.
- [23] PRUDNIKOV A P, BRYCHKOV Y A, MARICHEV O I. Integrals and series[M]. New York: Gordon and Breach Science Publishers, 1990.

[作者简介]



赵辉 (1980-), 女, 黑龙江哈尔滨人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为信号与信息处理、空间光通信等。



马薇雯 (1998-), 女, 湖南常德人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为无线光通信理论与技术等。

李进 (1998-), 男, 山东菏泽人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为无线光通信理论与技术等。

邓文超 (1997-), 男, 河南周口人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为无线光通信、轨道角动量等。

万辉 (1997-), 男, 湖北襄阳人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为无线光通信、光智能反射面等。

张天骥 (1971-), 男, 四川眉山人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为盲信号识别、无线通信的智能信号处理等。

刘媛妮 (1982-), 女, 河南邓州人, 博士, 重庆邮电大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为网络空间安全。