

## 高频谱效率的高维差分光空间调制

王惠琴<sup>1\*</sup>, 毛一聪<sup>1</sup>, 黄瑞<sup>2</sup>, 彭清斌<sup>1</sup>, 曹明华<sup>1</sup><sup>1</sup>兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;<sup>2</sup>兰州理工大学电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050

**摘要** 针对已有差分光空间调制系统(DOSM)中存在的频谱效率不理想问题,利用高能量效率的脉冲位置调制(PPM)和高频谱效率的脉冲幅度调制(PAM),通过构建满足差分过程的空时弥散矩阵,提出一种包含空间域、时间域和数字符号域的高维 DOSM(HD-DOSM)方案。在详细介绍 HD-DOSM 的差分编码原理后,推导了 HD-DOSM 的理论误码率上界,并与 DOSM 进行了性能对比。结果表明:所提方案实现了频谱效率和误码性能的折中。当频谱效率为  $1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 、误码率为  $1 \times 10^{-3}$  时,和基于 PAM 的 DOSM 相比,HD-DOSM 的信噪比改善了约 2 dB,其传输速率增加了 2 bpcu (bit per channel use)。利用发送信号的稀疏性,提出了一种先检测 PPM 符号的分步检测算法,以有效降低接收端译码算法的计算复杂度。当 PPM 阶数为 4 时,相较于最大似然检测算法,所提方案的复杂度降低了约 75%。

**关键词** 光通信; 光空间调制; 信道状态信息; 差分光空间调制; 误码率; 频谱效率

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202242.0106004

## High Dimensional Differential Optical Spatial Modulation with High Spectrum Efficiency

Wang Huiqin<sup>1\*</sup>, Mao Yicong<sup>1</sup>, Huang Rui<sup>2</sup>, Peng Qingbin<sup>1</sup>, Cao Minghua<sup>1</sup><sup>1</sup> School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China;<sup>2</sup> School of Electrical Engineering and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China

**Abstract** In order to effectively solve the problem of suboptimal spectrum efficiency of a differential optical spatial modulation scheme (DOSM), a high-dimensional DOSM (HD-DOSM) including spatial, time, and digital signal domains is proposed by using pulse position modulation (PPM) with high energy efficiency and pulse amplitude modulation (PAM) with high spectrum efficiency to construct the space-time dispersion matrix which satisfies the differential process. After the differential coding principle is introduced in detail, the upper bound of the theoretical bit error rate of HD-DOSM is deduced, and its performance is compared with the DOSM system. The results show that the proposed scheme achieves a compromise between spectrum efficiency and error performance. When the spectrum efficiency is  $1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$  and the bit error rate is  $1 \times 10^{-3}$ , the signal-to-noise ratio (SNR) of HD-DOSM is improved by about 2 dB, compared with DOSM based on PAM. Meanwhile, the transmission rate of HD-DOSM improves by 2 bpcu (bit per channel use). Based on the sparsity of the transmitted signals, a stepwise detection algorithm is proposed to detect PPM symbols first, which effectively reduces the computational complexity of the decoding algorithm at the receiver. When the PPM order is 4, the complexity of the proposed scheme is reduced by about 75% compared with the maximum likelihood detection algorithm.

**Key words** optical communications; optical spatial modulation; channel state information; differential optical spatial modulation; bit error rate; spectrum efficiency

收稿日期: 2021-05-10; 修回日期: 2021-07-18; 录用日期: 2021-07-28

基金项目: 国家自然科学基金(61861026, 61875080)、甘肃省科技计划资助(20JR5RA472)

通信作者: \*whq1222@lut.edu.cn

## 1 引言

光空间调制(OSM)作为一种新型的光多输入多输出(OMIMO)技术<sup>[1]</sup>,除了利用符号域传递信息,还利用空间域激光器索引额外携带信息。OSM将传统二维数字调制拓展到由数字域和空间域组成的高维调制,从而大大提高了系统的传输速率和频谱效率。相较于传统的 OMIMO 技术,OSM 在每个符号周期内仅激活一个激光器,这提高了 OMIMO 系统的能量利用率,有效克服了信道间干扰和天线间同步困难等问题<sup>[2]</sup>。

OSM 自提出后,便引起了学者的广泛关注<sup>[3-7]</sup>。其中,文献[3]提出了空间脉冲幅度调制方案,该方案有效提高了系统的传输速率,但脉冲幅度调制(PAM)阶数的增加会带来系统误码性能的恶化。为此,文献[4]提出了空间脉冲位置调制方案,从而提高了 OSM 系统的误码性能,但其以频谱效率损失为代价。基于此,文献[5]利用脉冲位置-幅度调制(PPAM)提出了空间脉冲位置-幅度调制(SPPAM),实现了频谱效率和误码性能的折中。为了进一步提高系统的传输速率,文献[6-7]提出了分层光空间调制和增强型光空间调制。文献[8]将脉冲位置调制(PPM)和脉冲间隔调制相结合,研究了多孔径接收时 OSM 系统的误码性能以及能量增益。

上述研究较好地分析了 OSM 系统,但 OSM 的研究均假设收发端信道状态信息(CSI)完全已知。然而,在无线光通信系统中,复杂多变的大气环境导致信道状态不稳定,要实时获得较为准确的 CSI 难度较大。另外,信道估计的复杂程度还与激光器和探测器的数量有关,即随着激光器和探测器数量的增大而增加<sup>[9]</sup>。为了有效避免 CSI 估计问题,射频领域提出了差分空间调制(DSM)方案<sup>[10]</sup>。随后诸多学者从误码性能<sup>[11]</sup>、传输速率<sup>[12-13]</sup>和接收端的译码算法<sup>[14-15]</sup>等方面对 DSM 系统进行优化。

相较于射频系统,无线光通信系统中的光载波信号在大气中的传输受湍流效应的影响更为严重,CSI 的估计难度更大。因此,文献[16]将 DSM 引入无线光通信系统,提出差分光空移键控(DOSSK)和差分光空间调制(DOSM)的方案。该方案采用 PAM 有效提高了系统的频谱效率,但是高阶 PAM 会带来较高的峰均比,这将严重影响系统的误码性能。文献[17]将高能量效率的 PPM 与 DOSM 相结合,有效改善了 DOSM 的误码性能。但是,较高的

PPM 阶数导致 DOSM 系统的频谱效率不理想。鉴于此,本文将高频谱效率的 PAM 和高能量效率的 PPM 与 DOSM 相结合,构建了满足差分过程的空时弥散矩阵,提出了一种包含空间域、时间域和数字符号域的高维 DOSM(HD-DOSM)方案,从而提高系统的频谱效率。此外,针对接收端最大似然算法的复杂度较高的问题,将符号域和空间域进行分步检测,并提出低复杂度的译码算法。

## 2 高维差分光空间调制系统模型

对于一个有  $n_t$  个激光器(LD)和  $n_r$  个光电探测器(PD)的 HD-DOSM 系统而言,其系统模型如图 1 所示。在图 1 中,输入的比特流  $q$  被划分为数据块  $q_1, q_2, q_3$ 。其中,数据块  $q_1$  的比特个数  $|q_1| = \text{floor}[\log_2(n_t!)]$  用于选择激光器索引矩阵  $A_t$  ( $t$  时刻),  $\text{floor}[\cdot]$  代表向下取整函数;数据块  $q_2$  的比特个数  $|q_2| = n_t \log_2 L$  被映射为 PPM 符号矩阵  $B_t, L$  表示 PPM 阶数;数据块  $q_3$  的比特个数  $|q_3|$  被映射为 PAM 符号矩阵  $V_t$ 。激活激光器可发送相同或不同的 PAM 符号;当发送相同的 PAM 符号时,其携带的比特个数为  $|q_3| = \log_2 M, M$  是 PAM 阶数;当发送不同的 PAM 符号时,其携带的比特个数为  $|q_3| = n_t \log_2 M$ 。比特个数  $|q|$  被映射为空时映射矩阵  $X_t$ , 再将  $X_t$  进行差分处理后获得其传输矩阵并由 LD 阵列发送出去,其在接收端经过大气信道的传输矩阵由 PD 阵列接收,并通过最大似然(ML)检测和解映射恢复出原始比特信息。

### 2.1 HD-DOSM 差分编码

本文的差分过程是利用  $t$  时刻的空时映射矩阵  $X_t$  和  $t-1$  时刻的传输矩阵  $S_{t-1}$  的乘积作为  $t$  时刻的传输矩阵  $S_t$  来实现的,即

$$S_t = S_{t-1} X_t, \quad (1)$$

式中:  $S_t$  和  $X_t$  的集合分别为  $S$  和  $X$ 。为了能够进行差分运算,  $S_t$  和  $X_t$  需满足条件<sup>[8]</sup>

$$S_{t-1} X_t \in S. \quad (2)$$

另外,在数据开始传输之前,首先需要发送一个初始矩阵  $S_0$ 。由此可见,设计满足上述条件的  $S_t$  和  $X_t$  是实现差分过程的关键。

传输矩阵  $S_t = [s_1 \ s_2 \ \cdots \ s_i \ \cdots \ s_{n_t}]$  被设计成一个空时弥散矩阵,即矩阵中每行每列仅有一个非零元素。也就是说,在每一个符号周期仅有一个激光器被激活;同时,每个激光器在矩阵的  $n_t$  个周期内仅激活一次<sup>[8]</sup>。因此,  $S_t$  可被看作是由传

统 OSM 向量  $s_i = [0 \cdots 0 \kappa_\gamma 0 \cdots 0]^T$  扩展  $n_t$  个周期而构成,其中,  $\kappa_\gamma$  表示第  $\gamma$  个激光器发送的数字调制符号,  $[\cdot]^T$  表示转置运算。例如,在  $n_t = 2$  的系统中,传输矩阵  $S_t = \begin{bmatrix} \kappa_1 & 0 \\ 0 & \kappa_2 \end{bmatrix}$  表示在第 1 个符号

周期内激光器 1 上发送的数字符号为  $\kappa_1$ , 在第 2 个符号周期内激光器 2 上发送的符号为  $\kappa_2$ 。当对每个数字符号  $\kappa$  采用  $L$  阶 PPM 时,  $S_t$  的维度被扩展为  $n_t \times (n_t L)$ 。

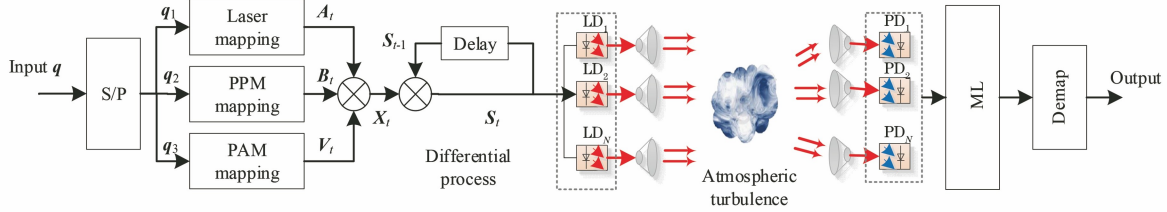


图 1 HD-DOSM 系统模型

Fig. 1 HD-DOSM system model

空时映射矩阵  $X_t$  是由空间域激光器索引矩阵  $A_t$  和调制符号矩阵所构成。其中,数字调制符号矩阵是通过将 PAM 符号加载到 PPM 符号而产生。也就是说,将 PPM 符号矩阵  $B_t$  和 PAM 符号矩阵  $V_t$  相乘得到调制符号矩阵。那么,空时映射矩阵  $X_t$  的映射关系可表示为

$$X_t = A_t B_t V_t. \quad (3)$$

激光器索引矩阵  $A_t$  和  $S_t$  具有相同的形式,二者均为空时弥散矩阵。对于一个具有  $n_t$  个激光器的系统而言,当不考虑符号域调制时,共可以产生  $n_t!$  个空时弥散矩阵,因此只需从其中选择

$2^{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor}$  个空时弥散矩阵作为激光器索引矩阵即可。另外,PPM 的使用导致传统空时弥散矩阵的维度发生变化,造成无法直接进行差分运算。为此,用一个  $L \times L$  的单位矩阵  $E$  来表示  $A_t$  中一个激光器索引,其维度由 PPM 的阶数  $L$  决定。例如,  $n_t = 2$  的 DOSM 系统的  $A_t$  如表 1 所示。当输入比特符号为 1 时,激光器的索引矩阵  $A_t = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & E \\ E & \mathbf{0} \end{bmatrix}$ , 它表示激光器的索引顺序为 (2, 1), 在第 1 个符号周期内只激活第 2 个激光器, 在第 2 个符号周期内只激活第 1 个激光器,  $\mathbf{0}$  代表元素全部为 0 的  $L \times L$  矩阵。

表 1 激光器映射矩阵

Table 1 Mapping matrices of lasers

Symbol	Laser index matrix	Index order	Symbol	Laser index matrix	Index order
0	$\begin{bmatrix} E & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & E \end{bmatrix}$	(1 2)	1	$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & E \\ E & \mathbf{0} \end{bmatrix}$	(2 1)

PPM 符号矩阵  $B_t$  由多个 PPM 符号所构成。由于传统 PPM 符号是一个向量,所以无法直接将其加载到激光器上实现差分运算。本文利用 PPM 符号的正交性,将 PPM 符号矩阵用分块矩阵来表示,即  $B = \text{diag}(b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_p \ \cdots \ b_{n_t}) (1 \leq p \leq n_t)$ ,  $\text{diag}(\cdot)$  表示对角矩阵。其中,  $b_p = [W \ W\Omega_1 \ W\Omega_2 \ \cdots \ W\Omega_{L-1}]^T$  代表一个  $L \times L$  维 PPM 符号矩阵,  $W = [0 \ \cdots \ 0 \ 1 \ 0 \ \cdots \ 0]$  表示传统的 PPM 调制符号,1 为发送光脉冲的位置,  $\Omega$  为一组  $L \times L$  的循环置换矩阵,用于实现差分过程中 PPM 符号脉冲位置跳变。例如,当采用 2-PPM 时,循环置换矩阵

$$\Omega = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

在 PAM 符号矩阵  $V_t$  中,如果采用传统的 PAM 方式直接进行映射,PAM 符号在差分迭代过程中不满足(2)式的条件,导致无法进行差分运算。为了实现 PAM 幅度值的差分运算,本文引入幅度比来构建 PAM 差分过程<sup>[11]</sup>。下面以 2 阶 PAM 为例来具体说明其映射方法。2 阶 PAM 的映射规则为

$$\tilde{a}_{t,i} = \begin{cases} \rho_1/\rho_2 & \text{if } |q_3| = 1 \text{ and } a_{i,t-1} = \rho_2 \\ \rho_2/\rho_1 & \text{if } |q_3| = 1 \text{ and } a_{i,t-1} = \rho_1, \\ 1 & \text{if } |q_3| = 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\tilde{a}_{t,i}$  表示  $t$  时刻第  $i$  列非零元素对应的映射幅度值;  $a_{i,t-1}$  表示传输矩阵  $S_{t-1}$  中第  $i$  行的非零元素幅度值;  $\rho_1$  和  $\rho_2$  表示 2 阶 PAM 的两个幅度值。

由(4)式可见,  $t$  时刻矩阵  $\mathbf{V}_t$  中的幅度值  $\tilde{a}_{i,t}$  由  $t$  时刻输入的二进制比特信息  $\mathbf{q}_3$  和  $\mathbf{S}_{t-1}$  中非零元素幅度值  $a_{i,t-1}$  共同决定。如果  $t$  时刻每个矩阵块中所有激活激光器传输不同的 PAM 符号, 则 PAM

映射矩阵可表示为  $\mathbf{V}_t = \begin{bmatrix} \tilde{a}_{1,t}\mathbf{E} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{a}_{2,t}\mathbf{E} \end{bmatrix}$ ; 若传输相同的 PAM 符号, 则  $\mathbf{V}_t = \tilde{a}_t \begin{bmatrix} \mathbf{E} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{E} \end{bmatrix}$ 。下面以  $n_t = 2, M = 2$  的系统为例来说明 PAM 映射矩阵中每个符号周期的映射过程。假设 PAM 的幅度值分别取 0.75 和 1.25, 且  $\mathbf{S}_{t-1}$  的幅度值  $a_{i,t-1} = 1.25$ 。那么, 当  $t$  时刻 PAM 的映射比特  $\mathbf{q}_3 = \mathbf{0}$  时, 映射矩阵中  $\tilde{a}_{i,t}$  值为 1; 当  $\mathbf{q}_3 = \mathbf{1}$  时,  $\tilde{a}_{i,t}$  值则为 0.75/1.25。

**2.2 差分检测**  
发送信号  $\mathbf{S}_t$  经过大气信道后由 PD 接收, 假设  $t$  时刻接收到的信号为

$$\mathbf{Y}_t = \eta\mathbf{H}_t\mathbf{S}_t + \mathbf{N}_t, \quad (5)$$

式中:  $\eta$  表示光电转换效率;  $\nu$  表示归一化总能量限定条件下每个激光器的平均幅度;  $\mathbf{N}_t$  表示均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的实值高斯白噪声矩阵;  $\mathbf{H}_t$  为  $n_t \times n_t$  的信道特性矩阵,  $\mathbf{H}_t$  中的每个元素  $h$  表示 Gamma-Gamma 湍流信道衰减系数, 其概率密度函数<sup>[16]</sup>为

$$f(h) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} h^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} G_{0,2}^{2,0} \left( \alpha\beta h \left| \begin{matrix} \cdot \\ \cdot \\ \alpha - \beta \\ \beta - \alpha \end{matrix} \right. \right) \quad (6)$$

$h > 0,$

式中:  $\Gamma(\cdot)$  为伽马函数;  $G_{0,2}^{2,0}(\cdot | \cdot)$  为 Meijer-G 函数;  $\alpha$  和  $\beta$  分别是大尺度散射系数和小尺度散射系数, 可表示为

$$\left\{ \begin{matrix} \alpha = \left\{ \exp \left[ \frac{0.49\sigma_t^2}{(1 + 1.11\sigma_t^{12/5})^{7/6}} \right] - 1 \right\}^{-1} \\ \beta = \left\{ \exp \left[ \frac{0.51\sigma_t^2}{(1 + 0.69\sigma_t^{12/5})^{5/6}} \right] - 1 \right\}^{-1} \end{matrix} \right., \quad (7)$$

式中:  $\sigma_t^2$  表示 Rytov 方差。

同理,  $t-1$  时刻接收端检测到的信号可表示为

$$\mathbf{Y}_{t-1} = \eta\mathbf{H}_{t-1}\mathbf{S}_{t-1} + \mathbf{N}_{t-1}. \quad (8)$$

假设在相邻的两个矩阵块之间, 信道衰落系数近似不变, 即  $\mathbf{H}_t = \mathbf{H}_{t-1}$ 。将(1)、(8)式代入(5)式中并化简为

$$\mathbf{Y}_t = \mathbf{Y}_{t-1}\mathbf{X}_t + \mathbf{N}_t - \mathbf{N}_{t-1}\mathbf{X}_t, \quad (9)$$

则 HD-DOSM 系统的 ML 检测准则可表示为

$$\hat{\mathbf{X}}_t = \underset{\mathbf{X}_t \in \mathcal{X}}{\text{minarg}} \|\mathbf{Y}_t - \mathbf{Y}_{t-1}\mathbf{X}_t\|_{\text{F}}^2, \quad (10)$$

式中:  $\hat{\mathbf{X}}_t$  是 ML 估计所得结果, 该信号再经过解映射后可恢复出原始比特信息。

### 3 系统性能分析

#### 3.1 系统理论误码率

HD-DOSM 系统的错误概率由信号星座点的欧氏距离所决定, 系统的误码率 (BER, 其值可用  $R_{\text{BER}}$ ) 随着欧氏距离的减小而增大。因此, 可以通过联合界技术<sup>[6]</sup>来获得系统的理论误码率上界。当采用 ML 检测算法时, 系统理论误码率的上界可表示为

$$R_{\text{BER}} \leq \frac{1}{|\mathbf{q}|2^{|\mathbf{q}|}} \sum_{\mathbf{X}_l \in \mathcal{X}} \sum_{\hat{\mathbf{X}}_l \in \mathcal{X}} d(\mathbf{X}_l \rightarrow \hat{\mathbf{X}}_l) P(\mathbf{X}_l \rightarrow \hat{\mathbf{X}}_l | \mathbf{H}), \quad (11)$$

式中:  $d(\mathbf{X}_l \rightarrow \hat{\mathbf{X}}_l)$  表示调制信号  $\mathbf{X}_l$  被错误检测为  $\hat{\mathbf{X}}_l$  时对应比特块间的汉明距离;  $P(\mathbf{X}_l \rightarrow \hat{\mathbf{X}}_l | \mathbf{H})$  表示调制信号  $\mathbf{X}_l$  被错误检测为  $\hat{\mathbf{X}}_l$  时的瞬时成对错误概率 (PEP)。根据文献<sup>[10]</sup>, PEP 可定义为

$$P(\mathbf{X}_l \rightarrow \hat{\mathbf{X}}_l | \mathbf{H}) = P(\|\mathbf{Y}_t - \mathbf{Y}_{t-1}\mathbf{X}_l\|_{\text{F}}^2 > \|\mathbf{Y}_t - \mathbf{Y}_{t-1}\hat{\mathbf{X}}_l\|_{\text{F}}^2) = P(\|\mathbf{N}_t - \mathbf{N}_{t-1}\mathbf{X}_l\|_{\text{F}}^2 > \|\mathbf{U} + \mathbf{N}_t - \mathbf{N}_{t-1}\hat{\mathbf{X}}_l\|_{\text{F}}^2), \quad (12)$$

式中:  $\mathbf{U} = \eta\mathbf{H}\mathbf{S}_{t-1}(\mathbf{X}_l - \hat{\mathbf{X}}_l)$ 。将(12)式中不等式两边展开, 并忽略其中的二次噪声项, 则(12)式被化简为

$$P(\mathbf{X}_l \rightarrow \hat{\mathbf{X}}_l | \mathbf{H}) = P[2\text{trace}(\mathbf{U}^T\mathbf{\Psi}_2) > \|\mathbf{U}\|_{\text{F}}^2]. \quad (13)$$

当  $\mathbf{S}_{t-1}$  被正确传输时,  $2\text{trace}(\mathbf{U}^T\mathbf{\Psi}_2)$  近似服从均值为 0、方差为  $4\sigma^2 \|\mathbf{U}\|_{\text{F}}^2$  的高斯分布。那么, PEP 可表示为

$$P(\mathbf{X}_l \rightarrow \hat{\mathbf{X}}_l | \mathbf{H}) = Q\left(\frac{\|\mathbf{U}\|_{\text{F}}^2}{\sqrt{4\sigma^2}}\right), \quad (14)$$

式中:  $Q(\cdot)$  代表高斯 Q 函数。

综上所述, 当  $t-1$  时刻的  $\mathbf{S}_{t-1}$  被正确估计时, HD-DOSM 系统的理论误码率上界为

$$R_{\text{BER}} \leq \frac{1}{|\mathbf{q}|2^{|\mathbf{q}|}} \sum_{\mathbf{X}_l \in \mathcal{X}} \sum_{\hat{\mathbf{X}}_l \in \mathcal{X}} d(\mathbf{X}_l \rightarrow \hat{\mathbf{X}}_l) Q\left(\frac{\|\mathbf{U}\|_{\text{F}}^2}{\sqrt{4\sigma^2}}\right). \quad (15)$$

### 3.2 系统频谱效率、传输速率和复杂度

除了误码性能外,频谱效率、传输速率和复杂度也是衡量系统性能的重要参数。具有  $n_t$  个激光器的 HD-DOSM 系统包含  $n_t!$  个空时弥散矩阵,那么可从集合  $2^{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor}$  中选择  $\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor$  个空时弥散矩阵作为激光器索引矩阵。假设采用  $L$ -PPM 和  $M$ -PAM,利用两种调制方式构建的矩阵有  $2^{ML^{n_t}}$  个,所以其频谱效率  $\varphi$  ( $\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ) 和传输速率  $R$  分别为

$$\varphi = \frac{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor + n_t \log_2 L + \log_2 M}{n_t L}, \quad (16)$$

$$R = \lfloor \log_2(n_t!) \rfloor + n_t \log_2 L + \log_2 M. \quad (17)$$

由(16)式可得,系统的频谱效率随着  $n_t$  和  $M$  的增加而增加,随着  $L$  的增加而减小。由(17)式可得,增加  $n_t$ 、 $L$  和  $M$  都可显著增加系统的传输速率,其中,增加  $L$  对系统传输速率的提升效果最为显著。

本文利用乘法数来衡量系统的复杂度。在一次 ML 检测中,计算  $n_r \times n_t$  矩阵与  $n_t \times L$  矩阵的乘积所需的乘法数为  $n_r n_t L$ ,计算  $n_r \times n_t$  矩阵的二范数所需的乘法数为  $n_r n_t$ 。因此,HD-DOSM 系统的复杂度  $\xi$  为

$$\xi = 2^{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor} ML^{n_t} (n_t L + 1) n_r n_t L. \quad (18)$$

## 4 仿真及性能分析

为了验证所提方案的正确性,在系统能量归一化条件下,本节研究了系统的误码性能和频谱效率,并与现有的 DOSM<sup>[16-17]</sup> 系统进行了性能对比,其结果如图 2~7 所示。此时,系统的仿真参数为:2 阶 PAM 的幅度比  $e = \rho_1 / \rho_2$ ,令  $\rho_2 = 1, \rho_1$  的取值范围为  $0 \leq \rho_1 \leq 1$ ;光电转换效率  $\eta = 0.5$ ,每个激光器的

平均幅度  $v = \frac{M \sqrt{L}}{\sum_{i=1}^M \rho_i} \rho_j$  ( $j = 1, 2, \dots, M$ )。Gamma

湍流信道参数:弱湍流  $\alpha = 11.6, \beta = 10.1$ ;中湍流  $\alpha = 4.0, \beta = 1.9$ ;强湍流  $\alpha = 4.2, \beta = 1.4$ <sup>[5]</sup>。如果没有特殊说明,该部分的仿真都是指强湍流条件下的性能。为方便描述,采用  $(n_t, n_r, L, M)$  表示 HD-DOSM 的重要参数,用 HD-DOSM\_1 来表示所有激活激光器传输不同 PAM 符号时的 HD-DOSM 系统。

图 2 为不同湍流强度下  $(2, n_r, 2, 2)$  HD-DOSM 系统误码率的仿真和理论性能。

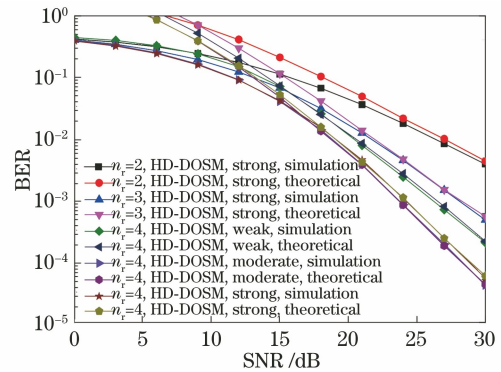


图 2 不同湍流强度下  $(2, n_r, 2, 2)$  HD-DOSM 系统的误码率对比

Fig. 2 Comparison of BER of  $(2, n_r, 2, 2)$  HD-DOSM system for different turbulence intensity

由图 2 可知:

1) 当信噪比(SNR)较低时,系统的仿真误码率低于理论上界,这是因为联合界技术的 BER 表达式是系统误码率的理论上界满足的不等式,在低信噪比阶段,系统受噪声影响较大,导致计算结果存在误差。随着信噪比的增大,误码率的理论上界与仿真曲线呈渐近的趋势,说明理论推导的正确性。

2) 系统在中湍流条件下的误码性能最优。当 BER 为  $10^{-3}$  时,相对于强湍流和弱湍流的情况,中湍流条件下 HD-DOSM 系统的信噪比分别改善了 0.5 dB 和 3 dB,说明该系统更适用于散射更为丰富的中到强湍流。这是因为湍流越强,散射越丰富,则在分集系统中,接收端每个 PD 接收到的信号差异性越大,基于合并比准则恢复出来的信号越准确,因此中到强湍流条件下,系统的误码性能较优。

根据(4)式,幅度比  $e$  是影响系统误码性能的重要参数之一。为此,在信噪比固定的情况下,给出了  $(2, 2, 2, 2)$  HD-DOSM 和 HD-DOSM\_1 系统理论误码率与  $e$  的关系,其结果如图 3 所示。从图 3 可见:信噪比一定时,HD-DOSM 和 HD-DOSM\_1 的误码率随着  $e$  值的增加均呈现出先减小后增大的趋势。HD-DOSM\_1 系统约在 0.35 处获得最优幅度比  $e_{\text{opt}}$ 。HD-DOSM 系统的最优幅度比  $e_{\text{opt}}$  随着信噪比的增大而逐渐增大。当信噪比分别为 20 dB、30 dB 和 40 dB 时,对应的最优幅度比分别为 0.5、0.6、0.7。为了进一步分析 HD-DOSM 的最优幅度比,给出不同幅度比条件下的理论误码率曲线,其结

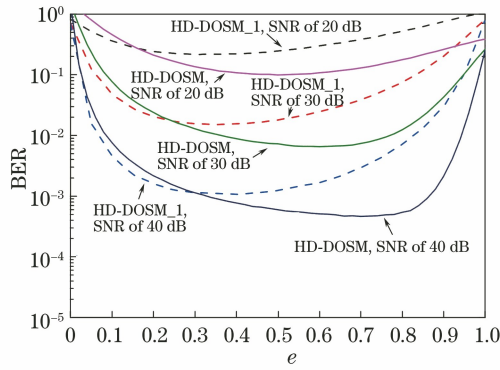


图 3 不同信噪比条件下幅度比  $e$  与误码率的关系曲线  
Fig. 3 Amplitude ratio  $e$  varying with BER under different SNR conditions

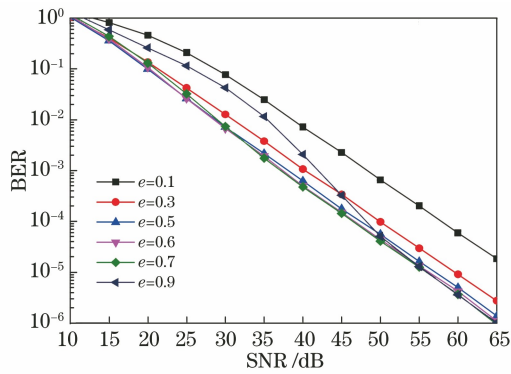


图 4 (2, 2, 2, 2) HD-DOSM 系统在不同幅度比  $e$  时的理论误码率曲线

Fig. 4 Theoretical BER curves of (2, 2, 2, 2) HD-DOSM system for different amplitude ratio  $e$

果如图 4 所示。由图 4 可见:当  $e=0.6$  时,在整个信噪比范围内,HD-DOSM 系统的误码率均达到了最小值。为此,选择 0.6 作为 HD-DOSM 系统的最优幅度比。

图 5 为符号调制对 HD-DOSM 系统性能的影响。

从图 5 可见:

1)随着 PPM 阶数的增加,系统的误码性能得到了明显改善,但其带来了频谱效率的降低。相较于(2, 4, 2, 2) HD-DOSM 系统,当 BER 为  $10^{-3}$  时,(2, 4, 4, 2) HD-DOSM 系统的信噪比提高了约 2 dB,但其频谱效率却降低了  $0.25 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。

2)当每个激光器携带不同的 PAM 符号时,系统的频谱效率得到了提高,但其误码性能却损失严重。相较于(2, 4, 2, 2) HD-DOSM 系统,(2, 4, 2, 2) HD-DOSM\_1 的频谱效率提高了

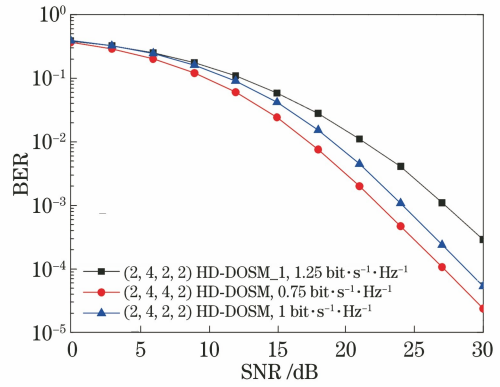


图 5 符号调制对 HD-DOSM 系统性能的影响  
Fig. 5 Influence of symbol modulation on system performance of HD-DOSM

$0.25 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ,但其误码性能损失了 4 dB。所以,HD-DOSM 系统可以在误码性能和频谱效率之间取得折中。

为了全面评估 HD-DOSM 系统的性能,本文从频谱效率、传输速率、复杂度和误码性能等方面,对 HD-DOSM 与 HD-DOSM\_1、DOSM-PAM、DOSM-PPM、DOSSK、SPPAM<sup>[5]</sup> 等系统进行对比,其结果如表 2 和图 6、图 7 所示。

图 6 为不同 DOSM 系统和 SPPAM(假设 CSI 完全已知)系统的误码性能,此时频谱效率为  $1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。从图 6 中可以看出:在频谱效率相同的情况下,HD-DOSM 的误码性能优于 DOSSK、DOSM-PAM 和 DOSM-PPM 系统。相对于 DOSM-PAM 系统,当 BER 为  $10^{-3}$  时,HD-DOSM 系统的信噪比提高了约 1 dB,且其每个符号的传输速率增加了 2 bpcu(bit per channel use)。相同条件下,HD-DOSM 系统的信噪比比 DOSSK 和 DOSM-PPM 系统分别提高了约 4.5 dB 和 2 dB,且其所用激光器个数仅为后两者的一半,HD-DOSM 系统节省了成本,提高了资源利用率。HD-DOSM 系统相较于 SPPAM 虽然有 1.5 dB 的信噪比损失,但完全避免了收发端的信道估计问题。图 7 为相同条件下不同 DOSM 系统和 SPPAM 系统的传输速率、复杂度。由图 7 可见: DOSM-PPM 系统的传输速率和复杂度最高, DOSM-PAM 的传输速率和复杂度最低,其余系统的性能介于这二者之间,而且 HD-DOSM、DOSSK、SPPAM 具有相同的传输速率。因此,在相同频谱效率下,HD-DOSM 系统实现了传输速率和复杂度的折中。

表 2 不同系统的频谱效率、传输速率和复杂度对比

Table 2 Comparison of spectrum efficiency, transmission rate, and complexity of different systems

Modulation	Spectrum efficiency / (bit · s <sup>-1</sup> · Hz <sup>-1</sup> )	Transmission rate /bpcu	Complexity
HD-DOSM	$\frac{\text{floor}[\log_2(n_t!)] + n_t \log_2 L + \log_2 M}{n_t L}$	$\text{floor}[\log_2(n_t!)] + n_t \log_2 L + \log_2 M$	$2^{\text{floor}[\log_2(n_t!)]} ML^{n_t} (n_t L + 1) n_r n_t L$
HD-DOSM_1	$\frac{\text{floor}[\log_2(n_t!)] + n_t \log_2(LM)}{n_t L}$	$\text{floor}[\log_2(n_t!)] + n_t \log_2(LM)$	$2^{\text{floor}[\log_2(n_t!)]} (ML)^{n_t} (n_t L + 1) n_r n_t L$
DOSM-PAM	$\frac{\text{floor}[\log_2(n_t!)] + \log_2 M}{n_t}$	$\text{floor}[\log_2(n_t!)] + \log_2 M$	$2^{\text{floor}[\log_2(n_t!)]} (n_t + 1) n_r n_t M$
DOSM-PPM	$\frac{\text{floor}[\log_2(n_t!)] + n_t \log_2 L}{n_t L}$	$\text{floor}[\log_2(n_t!)] + n_t \log_2 L$	$2^{\text{floor}[\log_2(n_t!)]} L^{n_t} (n_t L + 1) n_r n_t L$
DOSSK	$\frac{\text{floor}[\log_2(n_t!)]}{n_t}$	$\text{floor}[\log_2(n_t!)]$	$2^{\text{floor}[\log_2(n_t!)]} n_r n_t (n_r n_t + 1)$
SPPAM	$\frac{\log_2(n_t LM)}{L}$	$\log_2(n_t LM)$	$2^{\text{floor}[\log_2(n_t!)]} ML(n_t + 1) n_r L$

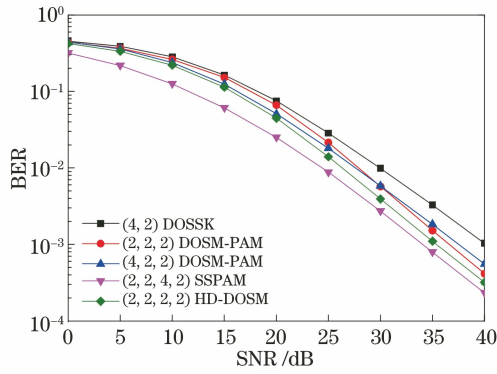


图 6 频谱效率为 1 bit · s<sup>-1</sup> · Hz<sup>-1</sup> 时不同系统的误码率曲线  
Fig. 6 BER curves of different systems for spectrum efficiency of 1 bit · s<sup>-1</sup> · Hz<sup>-1</sup>

### 5 基于分步检测的低复杂度译码算法

在 HD-DOSM 系统中,为了在接收端检测出空间域激光器的索引矩阵和符号域星座点,通常采用 ML 检测算法。ML 检测算法可以获得最优的误码性能,但遍历所有可能的映射组合致使其计算复杂度较大,而且 PPM 的采用进一步扩展了矩阵维度,导致计算复杂度进一步增大。鉴于此,本文结合发送信号的稀疏性特点,提出了一种分步检测的低复杂度译码算法,即利用  $\mathbf{X}_i$  的稀疏性先对矩阵中的 PPM 信号进行检测,再对激光器索引和 PAM 信号进行检测。具体的译码过程如下。

1)将接收端的接收信号表示为

$$\mathbf{Y}_i = \mathbf{Y}_{i-1} \mathbf{X}_i + \tilde{\mathbf{N}}_i, \quad (19)$$

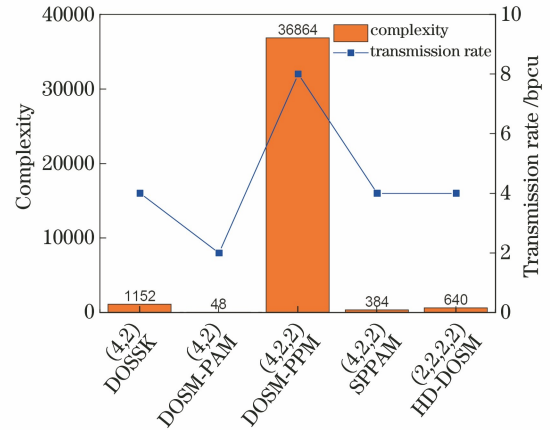


图 7 频谱效率为 1 bit · s<sup>-1</sup> · Hz<sup>-1</sup> 时不同系统的传输速率和复杂度

Fig. 7 Transmission rate and complexity of different systems for spectrum efficiency of 1 bit · s<sup>-1</sup> · Hz<sup>-1</sup>

式中: $i(1 \leq i \leq n_t)$ 表示矩阵的第  $i$  列。假设在  $n_t$  个符号周期内,信号  $\mathbf{X}_i$  的激光器激活次序为  $[l_1, l_2, \dots, l_{n_t}]$ 。当不考虑噪声时,根据(1)式,每个激光器对应的 PPM 符号可表示为

$$\mathbf{b}_i = (\mathbf{S}_{i-1}^T)^T \mathbf{S}_i. \quad (20)$$

因此,可根据上一时刻的接收信号  $\mathbf{Y}_{i-1}$  和当前时刻的接收信号  $\mathbf{Y}_i$  估计出  $L$ -PPM 信号:

$$\hat{\mathbf{b}}_i = \mathbb{Q} \left[ \frac{(\mathbf{Y}_{i-1}^T)^T \mathbf{Y}_i}{\|\mathbf{Y}_{i-1}^T\|_F} \right], \quad i = 1, 2, \dots, n_t, \quad (21)$$

式中: $\mathbb{Q}(\cdot)$ 表示量化,即解调后重新调制,其结果是映射过程的 PPM 符号。

2) 利用 ML 算法估计出激光器索引矩阵  $\hat{\mathbf{A}}_t$  和 PAM 信号  $\hat{\mathbf{V}}_t$ :

$$\{\hat{\mathbf{A}}_t, \hat{\mathbf{V}}_t\} = \underset{\mathbf{A}, \mathbf{V}}{\text{minarg}} \|\mathbf{Y}_t - \mathbf{Y}_{t-1} \mathbf{A} \text{diag}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{V}\|_F^2, \quad (22)$$

式中:  $\mathbf{A}$  和  $\mathbf{V}$  分别表示所有可能的激光器索引矩阵和 PAM 信号矩阵。 $\hat{\mathbf{b}}$  的估计可以通过(21)式获得。

为了说明所提译码算法的性能,图 8 给出了采用所提译码算法和 ML 译码算法时的误码曲线,此时采用(2, 2, 2, 2)HD-DOSM 和(2, 2, 2)DOSM-PPM 系统。由图 8 中可见:所提译码算法与 ML 算法具有相似的误码性能。表 3 为不同译码算法的复杂度对比。

表 3 不同译码算法的复杂度对比

Table 3 Comparison of complexity of detection algorithms

Decoding algorithm	HD-DOSM	DOSM-PPM
ML algorithm	$2^{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor} M L^{n_t} (n_t L + 1) n_r n_t L$	$2^{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor} L^{n_t} (n_t L + 1) n_r n_t L$
Proposed algorithm	$2^{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor} M(2n_r n_t L^2 + n_r n_t L)$	$2^{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor} (2n_r n_t L^2 + n_r n_t L)$

为了说明本文算法的计算复杂度,表 3 给出了 HD-DOSM 和 DOSM-PPM 系统采用本文译码算法和 ML 译码算法的复杂度。在分步检测算法中,估计每个激光器上的 PPM 星座点所需的乘法数为  $2n_r L^2$ ,  $n_t$  个激光器所需要的乘法数为  $2n_r n_t L^2$ ;空间域 ML 检测算法的乘法次数为  $n_r n_t L$ 。所以,所提算法的计算复杂度为  $2^{\lfloor \log_2(n_t!) \rfloor} M(2n_r n_t L^2 + n_r n_t L)$ 。同时,图 9 给出了 PPM 阶数对所提算法和 ML 算法复杂度的影响。结合表 3 可以看出,当  $n_t$ 、 $n_r$  和  $M$  都给定时,ML 算法的复杂度随 PPM 阶数  $L$  的增加显著增加,而所提算法大大降低了 PPM

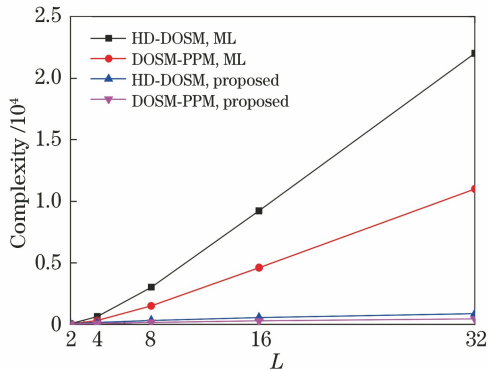


图 9 不同译码算法复杂度与 PPM 阶数  $L$  的关系

Fig. 9 Relationship between complexity of different decoding algorithms and order  $L$  of PPM

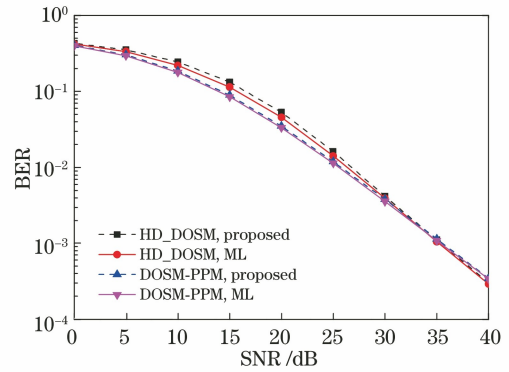


图 8 所提算法与 ML 算法的性能对比

Fig. 8 Performance comparison between proposed algorithm and ML algorithm

阶数对复杂度的影响。例如,对于(2, 2, 4, 2)HD-DOSM 系统而言,相较于 ML,所提算法的复杂度降低了 75%;当  $L$  增加到 8 时,所提算法的复杂度降低了约 90%。

## 6 结 论

针对已有 DOSM 系统中存在的频谱效率不理想问题,利用高能量效率的 PPM 和高频谱效率的 PAM 提出了一种高维的差分空间调制方案,从而实现空间域、时间域和数字符号域的联合多维调制。所提方案不仅实现了误码性能和频谱效率的折中,而且更适用于散射更为丰富的中到强湍流信道。研究表明,在相同的频谱效率下,HD-DOSM 系统的误码性能明显优于 DOSM-PPM、DOSM-PAM 和 DOSSK 系统,且所用激光器个数仅为 DOSSK 和 DOSM-PPM 的一半。这为实际通信系统的设计提供了更为灵活的选择方案。同时,结合发送信号的稀疏性,提出了一种分步检测的译码算法,实现了系统译码算法复杂度的降低,从而促进了 HD-DOSM 系统的推广和应用。

## 参 考 文 献

[1] Mesleh R, Elgala H, Haas H. Optical spatial modulation [J]. IEEE/OSA Journal of Optical



- Communications and Networking, 2011, 3(3): 234-244.
- [2] Bhowal A, Kshetrimayum R S. Advanced optical spatial modulation techniques for FSO communication [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(2): 1163-1174.
- [3] Fath T, Haas H, di Renzo M, et al. Spatial modulation applied to optical wireless communications in indoor LOS environments [C]// 2011 IEEE Global Telecommunications Conference-GLOBECOM 2011, December 5-9, 2011, Houston, TX, USA. New York: IEEE Press, 2011: 1-5.
- [4] Popoola W O, Poves E, Haas H. Spatial pulse position modulation for optical communications [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(18): 2948-2954.
- [5] Özbilgin T, Koca M. Optical spatial modulation over atmospheric turbulence channels [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(11): 2313-2323.
- [6] Wang H Q, Li Y T, Cao M H, et al. Layered optical spatial modulation in turbulent channels [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(7): 0706001.  
王惠琴, 李亚婷, 曹明华, 等. 湍流信道中的分层光空间调制 [J]. *光学学报*, 2019, 39(7): 0706001.
- [7] Zhang Y, Wang H Q, Cao M H, et al. Enhanced optical spatial modulation in wireless optical communication [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(3): 0306001.  
张悦, 王惠琴, 曹明华, 等. 无线光通信中的增强型光空间调制 [J]. *光学学报*, 2020, 40(3): 0306001.
- [8] Abou-Rjeily C, Mourad A. Optical spatial modulation with improved energy harvesting for MIMO FSO communications [C]//2020 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC), June 15-19, 2020, Limassol, Cyprus. New York: IEEE Press, 2020: 1474-1479.
- [9] Chen Y, Yin H, Liu H L. Adaptive channel estimation for MIMO-OFDM visible light communication system [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2016, 43(9): 0906003.  
陈勇, 尹辉, 刘焕淋. MIMO-OFDM 可见光通信系统的自适应信道估计 [J]. *中国激光*, 2016, 43(9): 0906003.
- [10] Bian Y Y, Cheng X, Wen M W, et al. Differential spatial modulation [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 64(7): 3262-3268.
- [11] Wen M W, Ding Z G, Cheng X, et al. Performance analysis of differential spatial modulation with two transmit antennas [J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(3): 475-478.
- [12] Mesleh R, Althunibat S, Younis A. Differential quadrature spatial modulation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(9): 3810-3817.
- [13] Liu J, Dan L L, Yang P, et al. High-rate APSK-aided differential spatial modulation: design method and performance analysis [J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(1): 168-171.
- [14] Xiao L X, Yang P, Lei X, et al. A low-complexity detection scheme for differential spatial modulation [J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(9): 1516-1519.
- [15] Wen M W, Cheng X, Bian Y Y, et al. A low-complexity near-ML differential spatial modulation detector [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(11): 1834-1838.
- [16] Jaiswal A, Bhatnagar M R, Soni P, et al. Differential optical spatial modulation over atmospheric turbulence [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 13(6): 1417-1432.
- [17] Wang H Q, Mao Y C, Zhang Y, et al. Differential optical spatial modulation with pulse position modulation over atmospheric turbulence [J]. *Optical Engineering*, 2020, 59(9): 096109.