

无线光通信中的增强型光空间调制

张悦¹, 王惠琴^{1*}, 曹明华¹, 黄瑞²

¹兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;

²兰州理工大学电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050

摘要 针对传统光空间调制传输速率低、激光器利用率不高等问题,提出了一种激活激光器数目可变的增强型光空间调制(EOSM)系统。通过每次激活一个或两个激光器的索引组合增大空间域映射,并结合脉冲位置调制(PPM)的特点来区分不同类的映射。详细介绍了空间域和信号域的映射规则,利用联合界技术推导出 EOSM 系统在弱湍流信道下的误码率的理论上界,并对 EOSM 系统与现有的三种光空间调制进行性能对比。结果表明:当激光器数和调制阶数固定时,EOSM 系统的传输速率大于空间脉冲位置调制(SPPM)和空间脉冲幅度调制(SPAM)系统。当传输速率为 6 bit/s、调制阶数为 4 时,EOSM 系统的误码率与 SPPM 系统相近,但明显优于 SPAM 系统和广义空间脉冲位置调制(GSPPM)系统。当误码率为 10^{-3} 时,EOSM 系统的信噪比比 SPAM 和 GSPPM 系统分别改善了约 4.5 dB 和 1.2 dB。EOSM 系统的计算复杂度比 SPAM 和 GSPPM 系统分别提高了 17.78% 和 2.6%,比 SPPM 系统降低了 70.2%。EOSM 系统提高了激光器的利用率,大幅降低了系统的建设成本。

关键词 光通信; 无线光通信; 增强型光空间调制; 脉冲位置调制; 传输速率; 误码率

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202040.0306001

Enhanced Optical Spatial Modulation in Wireless Optical Communication

Zhang Yue¹, Wang Huiqin^{1*}, Cao Minghua¹, Huang Rui²

¹ School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China;

² College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China

Abstract In this paper, an enhanced optical spatial modulation (EOSM) system with a variable number of activated lasers is proposed to solve the problems of low transmission rate and laser utilization in the traditional optical spatial modulation system. The spatial domain mapping is increased by activating index combinations of one or two separate lasers each time. The characteristics of pulse position modulation (PPM) are specifically utilized to distinguish the various types of mapping. In this work, a detailed discussion of the mapping rules of the spatial domain and the signal domain is given. The theoretical upper bound of the bit error rate (BER) of the EOSM system for the weak turbulence channel is derived by using the joint bound technique. Furthermore, the performance of the proposed system is compared with that of three existing optical spatial modulation systems. The results show that the transmission rate of the EOSM system is greater than those of the spatial pulse position modulation (SPPM) and spatial pulse amplitude modulation (SPAM) systems when the number of lasers and the modulation order are fixed. Considering a transmission rate of $6 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$ and a modulation order of 4, the BER of EOSM system is similar to that of the SPPM system, but it is significantly better than those of the SPAM system and the generalized spatial pulse position modulation (GSPPM) system. When the BER is 10^{-3} , the signal-to-noise ratio of EOSM system is improved by 4.5 dB and 1.2 dB compared with those of the SPAM and GSPPM systems, respectively. The computational complexity of the EOSM system is 17.78% and 2.6% higher than those of the SPAM and GSPPM systems, respectively, and 70.2% lower than that of the SPPM system. Moreover, the EOSM system can effectively improve the utilization of the laser and greatly reduce the construction cost of the system.

Key words optical communications; wireless optical communication; enhanced optical spatial modulation; pluse position modulation; transmission rate; bit error rate

收稿日期: 2019-07-26; 修回日期: 2019-08-27; 录用日期: 2019-09-26

基金项目: 国家自然科学基金(61861026, 61875080, 61465007)、甘肃省教育厅高等学校科学研究资助项目(2017A-011)、兰州理工大学博士基金(03-061616)

* E-mail: 15117024169@139.com

1 引 言

传统多输入多输出(MIMO)技术因容量大、可靠性高成为近十年来无线光通信(WOC)领域的研究热点之一^[1-2]。但信道间干扰强、子信道间同步要求高及接收信号处理复杂等缺点限制了其在实际中的广泛应用^[3]。为实现高速、可靠、低能耗的通信目标,空间调制(SM)应运而生。它作为一种新型的 MIMO 传输技术,可灵活应用空间资源,将传统的二维调制符号星座图扩展到三维,通过激活的激光器索引号和数字调制符号共同传递信息。同时,空间调制每次在同一字符周期内仅激活一个激光器,可有效地避免信道间干扰和同步问题^[4-5]。因此,空间调制为实现大容量、高速率的传输提供了一种有效途径^[6]。

光空间调制的研究最早起源于室内可见光通信(VLC)^[7-10]。2011年, Mesleh 等^[8]针对传统 MIMO 技术中存在的相关性问题,提出了光空间调制(OSM),并给出了 OSM 的误码率的理论上界。之后,文献^[9]将空移键控(SSK)和脉冲幅度调制(PAM)相结合,推导了 VLC 系统中 OSM 的平均误比特率(ABEP)。在此基础上,文献^[10]对比了 OSM、重复编码和空间复用(SMX)三种调制方式的系统性能,指出在强相关信道下 OSM 更具优势。随后,学者将 OSM 的研究扩展到室外大气激光通信中,并取得了一定的研究成果^[11-14]。其中,文献^[11-12]分别在对数正态、Gamma-Gamma、负指数湍流信道模型下,结合瞄准误差推导了 SSK 系统的平均误码率和信道容量。但由于 SSK 仅利用激活激光器索引号传输信息,因此其传输速率和频谱效率不够理想。鉴于此,文献^[13]将脉冲位置调制(PPM)引入 OSM 中,提出了一种适合于 WOC 的 SPPM,同时分析了大气衰减、湍流和瞄准误差联合效应下的 ABEP。虽然该方案提高了系统的传输速率、误码性能和功率增益,但系统的频谱效率会随着其调制阶数的提高而降低。为此,文献^[14]将 PAM 和 PPM 相结合,提出了一种空间脉冲位置-幅度调制(SPPAM)技术,实现了系统频谱效率和能量效率之间的有效折中。

上述方案每时刻仅激活一个激光器,其空间资源利用率受限,同时也在一定程度上限制了传输速率和频谱效率的提升。鉴于此,目前大量学者致力于研究集空时编码、空间复用和空间调制优点于一

身的增强型空间调制。文献^[15-17]针对 VLC 提出了广义空间调制(GSM),即通过每时刻激活多个激光器,利用激光器组合的索引号和数字调制符号共同携带比特信息,以提高系统的传输速率和频谱效率。但 GSM 真正可利用的激光器组合个数仅是 2 的幂次方,而且激光器组合冗余度较高,会造成空间资源的浪费。因此,本文每次可灵活选择激活一个激光器或两个激光器组合,并结合 PPM 的符号的特点,在 WOC 中提出了一种激活激光器数目可变的增强型光空间调制(EOSM)方案。

2 增强型光空间调制系统模型

一个有 N_t 个激光器(LD)、 N_r 个光电探测器(PD)的 EOSM 系统的模型图如图 1 所示。在图 1 中,输入的二进制信息比特流经过串/并变换成长度为 $\mathbf{B}=[b_1, b_2]$ 比特的数据块,其中, b_1 被映射为激活激光器序号的组合, b_2 被映射为 L -PPM 星座图中的某个调制符号。为了提高系统的传输速率和激光器利用率,本文在传统空间调制映射的基础上增加了激活激光器序号的组合的映射。所以, b_1 在映射时选择激活的激光器数目可变,即每次可选择激活一个激光器或两个激光器序号的组合,那么对应空间域的映射可分为三类:1)仅激活一个激光器时,共 $b_{11}=N_t$ 种情况;2)同时激活两个激光器时,共 $b_{12}=C_{N_t}^2$ 种情况;3)为了在不增加激光器数目的基础上进一步提高系统的传输速率,采用重复激活两个激光器来扩大空间域映射的比特数,即激活情况共 $b_{13}=C_{N_t}^2$ 种。因此,可利用的激活激光器的序号组合共 $N_t+2C_{N_t}^2$ 种,那么 b_1 可携带 $\text{floor}[\log_2(N_t+2C_{N_t}^2)]$ 比特的信息。与传统空间调制相比,所提方案在原有映射(即第一类映射)的基础上,增加了第二类和第三类映射,采用较少激光器实现了激活激光器序号组合数的进一步增大,使空间域映射的比特数增大了 $\text{floor}[\log_2(2C_{N_t}^2)]$,实现了系统传输速率的提高。同时,通过提高空间域资源(即激光器)的利用率可进一步降低成本。

PPM 不仅具有良好的正交性,而且可对时隙进行分组映射。鉴于此,所提方案采用 PPM。那么, $b_2=\{b_{2i}, i=1, 2, 3\}$ 中 b_{21} 、 b_{22} 和 b_{23} 分别对应三种不同激光器序号组合上加载的不同比特的信息。假设采用 L -PPM,即将一个符号周期划分为 L 个时隙,每次选择在其中一个时隙上发送信息,此时, b_2

中传输的信息量为 $\log_2 L$ 比特。为区别第二类和第三类映射,且保证两类映射中每个激光器上每次至少发送 1 bit 的信息,要求 $L \geq 4$ 。这时,EOSM 系统的传输速率为 $\text{floor}[\log_2(N_t + 2C_{N_t}^2)] + \log_2 L$ (单位:bit/s)。映射后的信号由光学天线发送出去,经过大气湍流信道和接收光学天线后,由光电探测器转换为电信号。再利用最大似然检测准则(ML)即可

可从该电信号中恢复出原始比特流。

EOSM 系统中的信号映射包括空间域映射(即可变激光器组合的序号映射)和信号域映射(即不同激光器组合上调制符号的映射)。依据空间域映射和信号域映射规则的不同,EOSM 系统中的信号映射可分为三类。设激活激光器的数目为 N_z ,EOSM 系统中映射方法可具体表述如下。

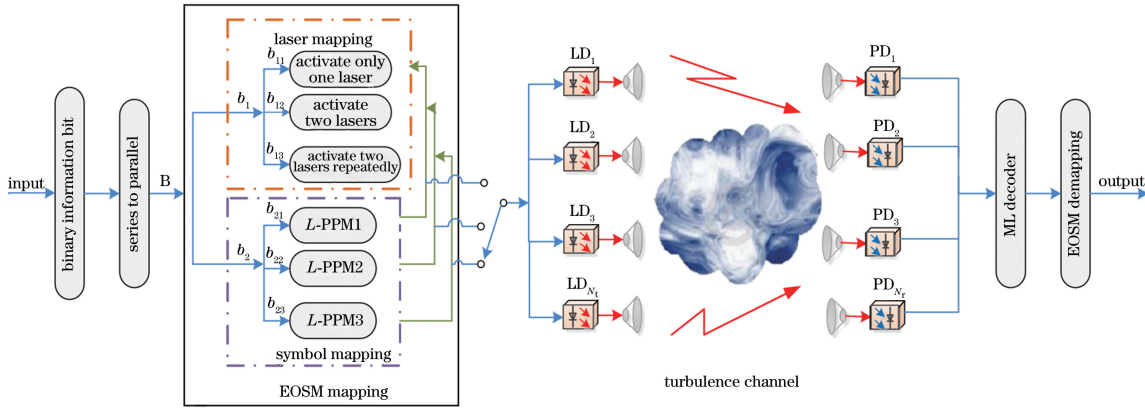


图 1 EOSM 系统模型

Fig. 1 Model of EOSM system

第一类映射,即仅激活一个激光器时的映射。当仅激活一个激光器(即 $N_z = 1$)发送信号时,第一类映射中空间域激活激光器序号的映射可以用一个仅含有 1 个非零元素的 $N_t \times 1$ 维的向量来表示,即 $\mathbf{x}_{s1} = [0, \dots, \underset{a_1\text{-th}}{1}, \dots, 0]^T$ ($1 \leq a_1 \leq N_t$),其中,非零元素的位置表示激活激光器的序号, $[\cdot]^T$ 表示转置运算。假设采用 L -PPM,则信号域的映射关系可以用 $1 \times L$ 维的向量 $\mathbf{x}_{m1} = [0, \dots, \underset{d_1\text{-th}}{A_m}, \dots, 0]$ ($1 \leq d_1 \leq L$)来表示,其中, A_m 表示发送的 L -PPM 符号的平均光强。那么,第一类映射对应的发送信号可表示为 $\mathbf{x}_1 = \mathbf{x}_{s1} \cdot \mathbf{x}_{m1}$ 。

第二类映射,即同时激活两个激光器时的映射。同时激活两个激光器(即 $N_z = 2$)发送信号,相当于第一类映射的复用。那么,第二类映射对应的发送信号可表示为

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{x}_{s2_1} \cdot \mathbf{x}_{m2_1} + \mathbf{x}_{s2_2} \cdot \mathbf{x}_{m2_2}, \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}_{s2_1} = [0, \dots, \underset{a_2\text{-th}}{1}, \dots, 0]^T$, $\mathbf{x}_{s2_2} = [0, \dots, \underset{(a_2 + \Delta)\text{-th}}{1}, \dots, 0]^T$ ($1 \leq a_2 \leq N_t$, Δ 取整数且 $\Delta \geq 1$),分别表示第一个和第二个激活激光器的空间域映射; \mathbf{x}_{m2_1} 和 \mathbf{x}_{m2_2} 分别表示第一个和第二个激活激光器上发送的调制符号。为了保证第二类映射与第一类映射的传输速率和发送信号维度相同,要求第二类映射中两个激活激光器各发送 $\log_2(L/2)$ 比特信息。

此时,两组 $\log_2(L/2)$ 比特的信息分别映射在激活激光器的前 $L/2$ 个时隙上,而后 $L/2$ 个时隙保持静默。那么,两个激活激光器上信号域的映射可分别表示为 $\mathbf{x}_{m2_1} = [0, \dots, 0, \underset{d_2\text{-th}}{A_m}, 0, \dots, 0]$, $\mathbf{x}_{m2_2} = [0, \dots, 0, \underset{(d_2 + \delta)\text{-th}}{A_m}, 0, \dots, 0]$ ($1 \leq d_2 \leq L/2$, δ 取整且 $\delta \geq 0$),其中,非零元素的位置表示发送光脉冲的位置。此时,光脉冲仅可能出现在前 $L/2$ 个时隙上。

第三类映射,即重复激活两个激光器时的映射。重复激活两个激光器时,信号映射的形式和第二类映射相似,即依然可用(1)式表示,唯一的区别在于其信号域的映射方法不同。在第三类映射中,其信号域的映射是将两组不同的 $\log_2(L/2)$ 比特的信息分别映射在两个激活激光器的后 $L/2$ 个时隙上,而此时前 $L/2$ 个时隙则保持静默。映射后的向量分别为 $\mathbf{x}_{m3_1} = [0, \dots, 0, \underset{d_3\text{-th}}{A_m}, 0, \dots, 0]$ 和 $\mathbf{x}_{m3_2} = [0, \dots, 0, \underset{(d_3 + \delta)\text{-th}}{A_m}, 0, \dots, 0]$ ($L/2 < d_3 \leq L$),其中, \mathbf{x}_{m3_1} , \mathbf{x}_{m3_2} 分别表示第一个和第二个激活激光器上发送的调制符号,非零元素的位置表示发送光脉冲的位置。此时,光脉冲仅可能出现在后 $L/2$ 个时隙上。

按上述映射规则构造的 EOSM 系统的发送信号为

$$\mathbf{x} = \begin{cases} \mathbf{x}_{sk} \cdot \mathbf{x}_{mk}, k = 1 \\ \mathbf{x}_{sk_1} \cdot \mathbf{x}_{mk_1} + \mathbf{x}_{sk_2} \cdot \mathbf{x}_{mk_2}, k = 2, 3 \end{cases} \quad (2)$$

依据上述规则,以 $N_t=4, L=4$ 为例说明。此

时, $b_1 = \text{floor}[\log_2(N_t + 2C_{N_t}^2)] = 4$ 被映射为激活激光器的序号及其序号组合,则发射信号的集合为

$$X \in \left\{ \begin{bmatrix} P_{14} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ P_{14} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ P_{14} \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ P_{14} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} P_{24}^1 \\ P_{24}^1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} P_{24}^1 \\ 0 \\ P_{24}^1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} P_{24}^1 \\ 0 \\ 0 \\ P_{24}^1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ P_{24}^1 \\ P_{24}^1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ P_{24}^1 \\ P_{24}^1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ P_{24}^1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} P_{24}^2 \\ 0 \\ P_{24}^2 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} P_{24}^2 \\ 0 \\ 0 \\ P_{24}^2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ P_{24}^2 \\ P_{24}^2 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ P_{24}^2 \\ P_{24}^2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ P_{24}^2 \end{bmatrix} \right\}, \quad (3)$$

式中: P_{14} 表示 $N_z=1$ 时的 4-PPM 调制符号集合,其映射后的发送信号可用一个 $N_t \times L (4 \times 4)$ 维的仅含有一个非零元素的向量来表示; P_{24}^1 表示第一次 $N_z=2$ 时的 4-PPM 调制符号的集合,此时虽然是 L -PPM 的调制符号的集合,但实际映射时仅用了前 $L/2$ 个时隙,其余时隙无光脉冲出现。换言之,PPM 调制符号仅映射在前两个时隙(即第 1, 2 位置)上,每个激活激光器各发送 1 bit 信息;同理, P_{24}^2 表示第二次 $N_z=2$ 时的 4-PPM 调制符号的集合,此时的调制符号仅映射在后两个时隙(即第 3, 4 位置)上。表 1 给出了 EOSM 系统的映射表,此时, $N_t=4, L=4$ 。依据 EOSM 系统传输速率的计算公式,当 $N_t=4, L=4$ 时,其传输速率为 6 bit/s。

调制后的信号 \mathbf{x} 经光学发送天线、大气信道和光学接收天线后由探测器接收,接收后的信号可表示为

$$\mathbf{Y} = \eta \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (4)$$

式中: η 为光电转换效率,就一般的 PIN 管或雪崩光电二极管而言, $\eta \in [0.5, 0.7]$; \mathbf{n} 为服从均值为 μ_n 、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声矢量; $\mathbf{H} = [h_{ij}]_{N_r \times N_t}$ 为 $N_r \times N_t$ 维的信道系数矩阵, h_{ij} 为信道衰落系数。当信道为弱湍流时, h_{ij} 服从对数正态分布,其概率密度函数^[18]为

$$f_1(h_{ij}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\chi^2}} \frac{1}{2h_{ij}} \exp\left\{-\frac{[\ln(h_{ij}) - 2\mu_\chi]^2}{8\sigma_\chi^2}\right\}, \quad (5)$$

式中: μ_χ 和 σ_χ 分别为对数振幅 χ 的均值和方差。对衰落强度进行归一化处理(即令 $E[h_{ij}] = 1$),可得 $\mu_\chi = -\sigma_\chi^2$ 。一般常采用闪烁指数 I_s 来表示大气湍流引起的光强起伏的强弱, $I_s = \exp(4\sigma_\chi^2) - 1$, 依

据文献[19], $I_s \in [0.4, 1.0]$ 。

在接收端,当信道状态信息(CSI)已知时,激活激光器序号的组合与调制符号可通过最大似然检测准则估计得到,再经解映射即可恢复出原始比特信息。最大似然检测准则为

$$(\hat{s}, \hat{m}) = \arg \min_{s, m} \|\mathbf{Y} - \eta \mathbf{H} \mathbf{x}\|_F^2, \quad (6)$$

式中: $\|\cdot\|_F$ 表示 F-范数; \hat{s} 和 \hat{m} 分别代表激活激光器的序号和发送的调制符号的估计值; s, m 分别表示激活激光器的序号和发送的调制符号的准确值。

3 系统误码率

在 EOSM 系统中,星座点间距离越小,检测到错误的概率就越高,此时系统的误码性能就越差。因此,传输信号星座点间的欧氏距离是系统错误概率的决定性因素。假设 CSI 已知,通过联合界技术可以获得采用最大似然检测算法时, EOSM 系统误码率(BER)的理论上限为^[20]

$$R_{\text{BE}} \leq \frac{1}{|X|} \sum_{x_i \in X} \sum_{\hat{x}_i \in X} d_H(x_i, \hat{x}_i) P(x_i \rightarrow \hat{x}_i | \mathbf{H}), \quad (7)$$

式中: $X = \{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{2^\nu}\}$ 表示调制后的发送信号集合, $|X|$ 表示所有发送信号的个数; ν 表示传输速率; $d_H(x_i, \hat{x}_i)$ 表示发送信号 x_i 被错误判决为 \hat{x}_i 时的比特数,即 x_i 与 \hat{x}_i 之间的汉明距离; $P(x_i \rightarrow \hat{x}_i | \mathbf{H})$ 表示当 CSI 已知时,发送 x_i 而被错检为 \hat{x}_i 的成对错误概率(PEP),依据文献[16],可将 $P(x_i \rightarrow \hat{x}_i | \mathbf{H})$ 定义为

表 1 EOSM 系统的码字表
Table 1 Codeword table of EOSM system

Source bit	Transmitter index	4-PPM signal
000000	$\mathbf{x}_{s1} = [1, 0, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [A_m, 0, 0, 0]$
000001	$\mathbf{x}_{s1} = [1, 0, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, A_m, 0, 0]$
000010	$\mathbf{x}_{s1} = [1, 0, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, 0, A_m, 0]$
000011	$\mathbf{x}_{s1} = [1, 0, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, 0, 0, A_m]$
000100	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [A_m, 0, 0, 0]$
000101	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, A_m, 0, 0]$
000110	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, 0, A_m, 0]$
000111	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, 0, 0, A_m]$
001000	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 0, 1, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [A_m, 0, 0, 0]$
001001	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 0, 1, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, A_m, 0, 0]$
001010	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 0, 1, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, 0, A_m, 0]$
001011	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 0, 1, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, 0, 0, A_m]$
001100	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 0, 0, 1]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [A_m, 0, 0, 0]$
001101	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 0, 0, 1]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, A_m, 0, 0]$
001110	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 0, 0, 1]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, 0, A_m, 0]$
001111	$\mathbf{x}_{s1} = [0, 0, 0, 1]^T$	$\mathbf{x}_{m1} = [0, 0, 0, A_m]$
010000	$\mathbf{x}_{s2_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s2_2} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m2_1} = [A_m, 0, 0, 0], \mathbf{x}_{m2_2} = [A_m, 0, 0, 0]$
010001	$\mathbf{x}_{s2_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s2_2} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m2_1} = [A_m, 0, 0, 0], \mathbf{x}_{m2_2} = [0, A_m, 0, 0]$
010010	$\mathbf{x}_{s2_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s2_2} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m2_1} = [0, A_m, 0, 0], \mathbf{x}_{m2_2} = [A_m, 0, 0, 0]$
010011	$\mathbf{x}_{s2_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s2_2} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m2_1} = [0, A_m, 0, 0], \mathbf{x}_{m2_2} = [0, A_m, 0, 0]$
010100	$\mathbf{x}_{s2_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s2_2} = [0, 0, 1, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m2_1} = [A_m, 0, 0, 0], \mathbf{x}_{m2_2} = [A_m, 0, 0, 0]$
010101	$\mathbf{x}_{s2_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s2_2} = [0, 0, 1, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m2_1} = [A_m, 0, 0, 0], \mathbf{x}_{m2_2} = [0, A_m, 0, 0]$
010110	$\mathbf{x}_{s2_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s2_2} = [0, 0, 1, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m2_1} = [0, A_m, 0, 0], \mathbf{x}_{m2_2} = [A_m, 0, 0, 0]$
...
100111	$\mathbf{x}_{s2_1} = [0, 0, 1, 0]^T, \mathbf{x}_{s2_2} = [0, 0, 0, 1]^T$	$\mathbf{x}_{m2_1} = [0, A_m, 0, 0], \mathbf{x}_{m2_2} = [0, A_m, 0, 0]$
101000	$\mathbf{x}_{s3_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s3_2} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m3_1} = [0, 0, A_m, 0], \mathbf{x}_{m3_2} = [0, 0, A_m, 0]$
101001	$\mathbf{x}_{s3_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s3_2} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m3_1} = [0, 0, A_m, 0], \mathbf{x}_{m3_2} = [0, 0, 0, A_m]$
101010	$\mathbf{x}_{s3_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s3_2} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m3_1} = [0, 0, 0, A_m], \mathbf{x}_{m3_2} = [0, 0, A_m, 0]$
101011	$\mathbf{x}_{s3_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s3_2} = [0, 1, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m3_1} = [0, 0, 0, A_m], \mathbf{x}_{m3_2} = [0, 0, 0, A_m]$
101100	$\mathbf{x}_{s3_1} = [1, 0, 0, 0]^T, \mathbf{x}_{s3_2} = [0, 0, 1, 0]^T$	$\mathbf{x}_{m3_1} = [0, 0, A_m, 0], \mathbf{x}_{m3_2} = [0, 0, A_m, 0]$
...
111111	$\mathbf{x}_{s3_1} = [0, 0, 1, 0]^T, \mathbf{x}_{s3_2} = [0, 0, 0, 1]^T$	$\mathbf{x}_{m3_1} = [0, 0, 0, A_m], \mathbf{x}_{m3_2} = [0, 0, 0, A_m]$

$$\begin{aligned}
 P(\mathbf{x}_i \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_i | \mathbf{H}) &= P[\|\mathbf{Y} - \eta\mathbf{H}\mathbf{x}_i\|^2 > \|\mathbf{Y} - \eta\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i\|^2] = \\
 &= P[\|\mathbf{Y}\|^2 - 2\mathbf{Y}^T\eta\mathbf{H}\mathbf{x}_i + \|\eta\mathbf{H}\mathbf{x}_i\|^2 > \|\mathbf{Y}\|^2 - 2\mathbf{Y}^T\eta\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i + \|\eta\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i\|^2] = \\
 &= P\left[\frac{2}{\eta}\mathbf{Y}^T\mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i) > \|\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i\|^2 - \|\mathbf{H}\mathbf{x}_i\|^2\right]. \tag{8}
 \end{aligned}$$

根据信道模型(4)式,(8)式可转换为

$$\begin{aligned}
 P(\mathbf{x}_i \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_i | \mathbf{H}) &= P\left[\frac{2}{\eta}(\eta\mathbf{H}\mathbf{x}_i + \mathbf{n})^T\mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i) > \|\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i\|^2 - \|\mathbf{H}\mathbf{x}_i\|^2\right] = \\
 &= P\left[\frac{2}{\eta}(\eta\mathbf{x}_i^T\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i - \eta\mathbf{x}_i^T\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H}\mathbf{x}_i + \mathbf{n}^T \cdot \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{n}^T \cdot \mathbf{H}\mathbf{x}_i) > \|\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i\|^2 - \|\mathbf{H}\mathbf{x}_i\|^2\right] = \\
 &= P[S > \|\mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i)\|^2], \tag{9}
 \end{aligned}$$

式中： $S = \frac{2}{\eta} \mathbf{n}^T \mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i)$ 为服从均值 $E[S] = 0$ 、方差为 $V_{ar}[S] = \frac{4\sigma_n^2}{\eta^2} \|\mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i)\|^2$ 的高斯分布的随机变量。因此，成对错误概率可以化简为

$$P(\mathbf{x}_i \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_i | \mathbf{H}) = Q\left[\frac{\|\mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i)\|^2 - E(S)}{\sqrt{V_{ar}(S)}}\right] = Q\left[\frac{\eta}{2\sigma_n} \|\mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i)\|\right], \quad (10)$$

式中： $Q(\cdot)$ 为标准正态分布的右尾函数。那么，将(10)式代入(7)式中，可得 EOSM 的误码率为

$$R_{BE} \leq \frac{1}{|X| \times \nu} \sum_{\mathbf{x}_i \in X} \sum_{\hat{\mathbf{x}}_i \in X} d_H(\mathbf{x}_i, \hat{\mathbf{x}}_i) \cdot Q\left[\frac{\eta}{2\sigma_n} \|\mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i)\|\right]. \quad (11)$$

由(11)式可知，发送信号个数 $|X|$ 、传输速率 ν 、信道状态参数 \mathbf{H} 、光电转换效率 η 、加性噪声的大小等均会影响 EOSM 系统的误码率，而有关各参数对系统误码性能的影响将在下文中通过仿真实验来具体分析。

4 仿真结果分析

为了验证理论分析的正确性，在假设接收端 CSI 已知，系统总功率为 1 的情况下，给出了 EOSM 系统误码率的理论曲线和蒙特卡罗仿真结果，并与现有的 SMX、SPPM、SPAM、GSPPM 系统就其传输速率、误码性能、计算复杂度以及频谱效率进行了对比，其结果如图 2~5 及表 2 所示。为方便识别，采用 (N_t, N_r, L) 来标注 EOSM 系统的参数。依据 I_s, η 和 L 的取值范围，仿真参数取值分别为 $I_s = 0.6, \eta = 0.5, L = 4$ 。

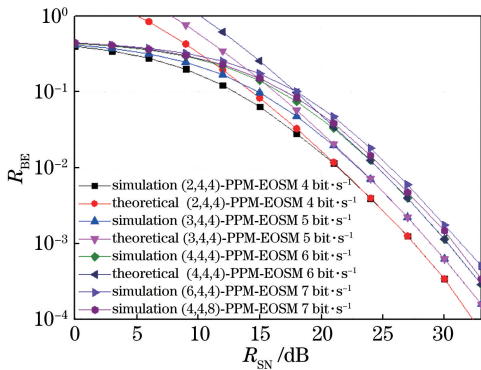


图 2 EOSM 系统误码率的理论上界与仿真性能

Fig. 2 Theoretical upper bound and simulation performance of BER in EOSM system

图 2 为 EOSM 系统误码率的理论上界与蒙特

卡罗仿真性能。由图 2 可知：1) 对于 (N_t, N_r, L) 分别为 $(2, 4, 4)$ 、 $(3, 4, 4)$ 和 $(4, 4, 4)$ 的 EOSM 系统而言，当信噪比 R_{SN} 分别为 25 dB、28 dB 和 30 dB 时，其误码率达到 10^{-3} 。2) 当信噪比较低 ($R_{SN} < 20$ dB) 时，EOSM 系统的实际误码率低于理论上界，而当信噪比较大 ($R_{SN} > 20$ dB) 时，误码率的理论上界曲线与实际曲线重合。例如， $(2, 4, 4)$ 、 $(3, 4, 4)$ 和 $(4, 4, 4)$ 的 EOSM 系统的误码率曲线均在 $R_{SN} = 21$ dB 左右开始基本重合，说明了理论推导的正确性。3) 当调制阶数一定时，随着 N_t 的增加，空间域映射比特数增加，传输速率随之增大，但误码率和成本也会相应提高。例如， N_t 由 4 增加到 6 后，系统传输速率增大了 1 bit/s；在 $R_{BE} = 10^{-3}$ 处， $(6, 4, 4)$ 系统较 $(4, 4, 4)$ 系统所需信噪比增加了 1.3 dB。4) 当 N_t 一定时，随着信号域调制阶数的增大，信号域映射的比特数增加，从而可提升系统的传输速率，但此时会带来信噪比和频谱效率的损失。例如，将 PPM 的调制阶数由 4 增大到 8 时，系统的传输速率提升了 1 bit/s；在 $R_{BE} = 10^{-3}$ 处， $(4, 4, 8)$ 系统的信噪比较 $(4, 4, 4)$ 系统的信噪比损失了 0.65 dB，频谱效率损失了 0.709 bit/(s · Hz)。这是因为随着传输速率的增大，信号检测时解映射出错的可能性增大。由此可知，增加激光器的数目和增大信号域的调制阶数均可提高系统的传输速率，但当传输速率提高相同量时，前者方法所造成的系统性能的损失要大于后者。因此，在实际应用中选择何种方式提高系统的传输速率应视具体情况而定。即，若建设成本较宽裕且对系统性能要求较高，可选前者提高系统的传输速率；若要在进一步降低成本的前提下提高系统的传输速率，则选择后者较为恰当。

为了较为全面地评价 EOSM 系统的性能，表 2 给出了 EOSM 系统和现有几种空间调制系统的传输速率、频谱效率、计算复杂度。EOSM 系统中的空间域映射共有 $(N_t + 2C_{N_t}^2)$ 种。其中，第一类映射有 N_t 种情况，所占比例为 $N_t / (2C_{N_t}^2 + N_t)$ ，对于 L -PPM 其频谱效率为 $N_t \log_2(N_t L) / [L(2 \cdot C_{N_t}^2 + N_t)]$ 。同理，第二、三类映射分别有 $C_{N_t}^2$ 种情况，总占比为 $2C_{N_t}^2 / (2C_{N_t}^2 + N_t)$ ，则其频谱效率为 $2C_{N_t}^2 \log_2(C_{N_t}^2 L^2) / [L(2C_{N_t}^2 + N_t)]$ 。因此，总频谱效率为 $[N_t \log_2(N_t L) + 2C_{N_t}^2 \log_2(C_{N_t}^2 L^2)] / [L(2C_{N_t}^2 + N_t)]$ 。根据 EOSM 系统的最大似然检测准则， $\|\mathbf{Y} - \eta \mathbf{H} \mathbf{x}\|^2$ 的计算复杂度为 $(2N_t L N_r + 2N_r L - 1)$ ，再从可遍历的所有可能 $(N_t + 2C_{N_t}^2)$ 中

找出误差最小的一种即为最优解,则其计算复杂度为 $(N_t + 2C_{N_t}^2) \cdot L(2N_tLN_r + 2N_rL - 1)$ 。

由表 2 可以看出: N_t 和调制阶数是影响各系统传输速率和频谱效率的两大因素。其中,SPAM 的传输速率与频谱效率相等,而 SMX、SPPM、GSPPM 和 EOSM 的传输速率均大于频谱效率。故,当频谱效率一定时,SPAM 的传输速率最低。当 N_t 和调制阶数固定时,比较各系统的传输速率,并由 $\log_2 N_t < \text{floor}[\log_2(2 \cdot C_{N_t}^2 + N_t)]$ 可知,EOSM 系统的传输速率大于 SPPM 和 SPAM 系统;由 $N_t \geq \text{floor}[\log_2(2 \cdot C_{N_t}^2 + N_t)]$ 可知,EOSM 系统的传输速率小于等于 SMX 系统。若 $(2 + N_t/C_{N_t}^2) \geq L$,则 EOSM 系统的传输速率大于等于 GSPPM 系统。由此可见,本文提出的 EOSM 系统具有较高的传输速率。同时,各系统复杂度除与 N_t 和调制阶数有关外,还与 N_r 有关,但 N_t 和调制阶数是影响计算复杂度的主要因素。当 N_t 和调制阶数固定时,比较各系统的计算复杂度可得,EOSM 系统的计算复杂度高于 SPAM 和 SPPM 系统,而低于 SMX 和 GSPPM 系统。

为进一步说明本文所提 EOSM 系统的性能,在传输速率固定的情况下,分别比较该系统与 SPPM、SPAM、GSPPM 和 SMX 系统的误码性能、计算复杂度和频谱效率,其结果如图 3、4 所示。

图 3 是不同系统的计算复杂度、频谱效率和误码率。此时,传输速率为 6 bit/s, $N_t = 4, N_r = 4$, SMX 系统的 $N_t = 6$ 。由图 3 可以看出:1)EOSM 系统的计算复杂度和频谱效率优于 SPPM 系统和 GSPPM 系统,但略差于 SPAM 系统;同时也比 SMX 系统的要低。具体而言,EOSM 系统的计算

复杂度比 SMX 系统、SPPM 系统和 GSPPM 系统分别降低了 21.67%、75.12%和 9.14%,而其频谱效率是 SPPM 系统的 4.5 倍。2)EOSM 系统的误码性能介于 SPAM 系统和 SPPM 系统之间,明显优于 SMX 系统,劣于 GSPPM 系统。例如,当 $R_{BE} = 10^{-3}$ 时,EOSM 系统信噪比比 SPAM 系统和 SMX 系统分别改善了约 7.5 dB 和 2.5 dB,比 SPPM 系统和 GSPPM 系统的信噪比分别损失了约 4.5 dB 和 2 dB。EOSM 系统的误码率高于 SPPM 系统和 GSPPM 系统的原因在于:EOSM 系统是以增大空间域映射比特数来提高系统的传输速率和频谱效率,而其中空间域映射比特出错的概率大于信号域比特出错的概率,所以当传输速率和激光器数目固定时,EOSM 系统的误码性能差于 SPPM 系统和 GSPPM 系统。由此可见,EOSM 系统在传输速率和激光器数目一定的情况下,达到了误码性能、计算复杂度和频谱效率的有效折中。

图 4 是不同系统的计算复杂度、频谱效率和误码率。此时,传输速率为 6 bit/s,调制阶数为 4, $N_r = 4$,GSPPM 系统的调制阶数为 2。由图 4 可以看出:1)EOSM 系统的复杂度比 SPPM 系统降低了 70.2%,频谱效率比 SPPM 系统提高了 0.17 bit/(s · Hz),但其误码率在信噪比小于 37 dB 时略高于 SPPM 系统,大于 37 dB 后低于 SPPM 系统。2)虽然 EOSM 系统的复杂度比 SPAM 提高了 17.78%,频谱效率比 SPAM 系统降低了 4.33 bit/(s · Hz),但其误码率明显优于 SPAM 系统。当 $R_{BE} = 10^{-3}$ 时,EOSM 比 SPAM 系统的信噪比改善了约 4.5 dB。3)虽然 EOSM 系统的复杂度比 GSPPM 提高了 2.6%,频谱效率比 GSPPM 降低了

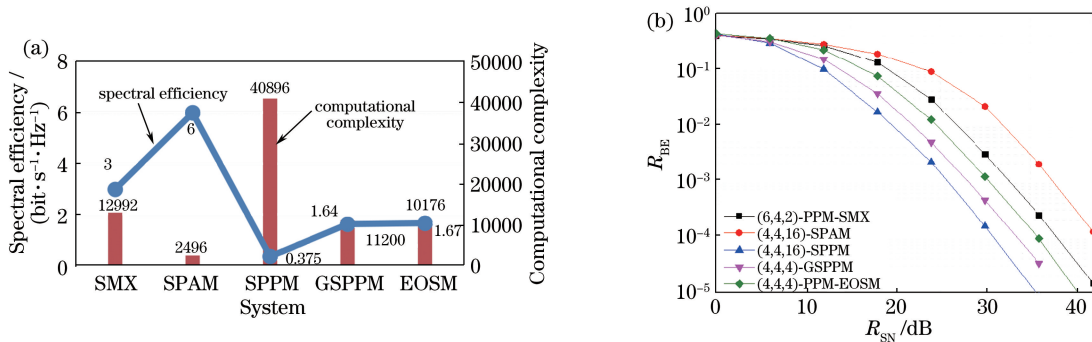


图 3 传输速率为 6 bit/s, $N_t = 4, N_r = 4$ 时,不同系统的计算复杂度、频谱效率和误码率。

(a)不同系统的计算复杂度和频谱效率;(b)不同系统的误码率曲线

Fig. 3 Computational complexity, spectral efficiency, and BER curves of different systems when transmission rate is 6 bit · s⁻¹, $N_t = 4$, and $N_r = 4$. (a) Computational complexity and spectral efficiency of different systems; (b) BER curves of different systems

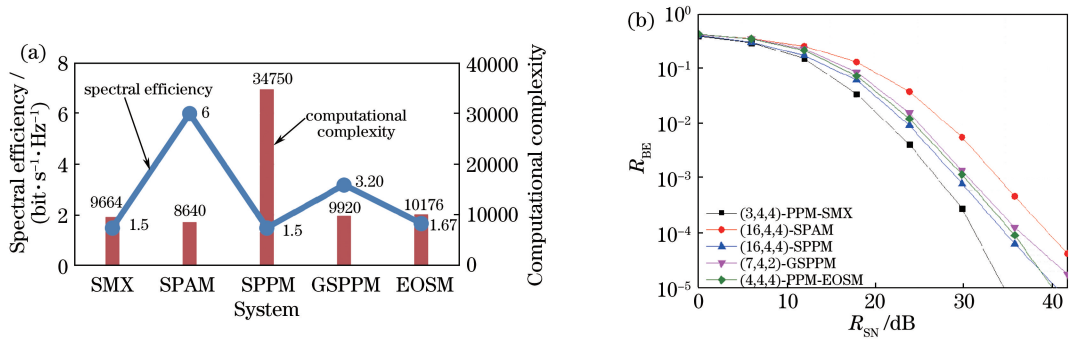


图 4 传输速率为 6 bit/s, $L=4, N_r=4$ 时,不同系统的计算复杂度、频谱效率和误码率。

(a)不同系统的频谱效率和复杂度;(b)不同系统的误码率

Fig. 4 Computational complexity, spectral efficiency, and BER curves of different systems when transmission rate is 6 bit·s⁻¹, $L=4$, and $N_r=4$. (a) Computational complexity and spectral efficiency of different systems; (b) BER curves of different systems

1.53 bit/(s·Hz),但其误码率优于 GSPPM 系统,并且随着信噪比的增加,其误码性能的优势更加明显。4)EOSM 系统的频谱效率比 SMX 系统提高了 0.17 bit/(s·Hz),但其误码率劣于 SMX 系统。当 $R_{BE}=10^{-3}$ 时,EOSM 系统比 SMX 系统的信噪比损失了约 2.5 dB。因此,当传输速率和调制阶数一定时,EOSM 的误码率与 SPPM 系统相近,明显优于 SPAM 系统和 GSPPM 系统,但劣于 SMX 系统。另外,在相同的条件下,EOSM 系统发送端仅采用了 4 个激光器,比 SPPM 系统和 SPAM 系统均节约了 12 个激光器,比 GSPPM 节约了 3 个激光器,有效地提高了激光器的利用率,极大地降低了成本。

由表 2 及图 3、4 分析可得,EOSM 系统在具有高传输速率的同时,不仅达到了误码性能、计算复杂度、频谱效率的有效折中,还满足了低成本、低能耗的通信要求。在此基础上,为了进一步优化 EOSM 系统的误码性能,使 EOSM 系统在实际通信中具有更强的应用价值,引入冗余(编码技术)。即将激光器序号映射 b_1 中的少量比特再次映射在调制符号中进行重复传输,其重复映射的比特数即为冗余,引入冗余越多对系统误码率的改善越大,系统性能越好。具体重复映射 1 bit 和 2 bit 后的系统性能曲线如图 5 所示。

图 5 是 EOSM 系统在不同参数下的误码率。由图 5 可知:1)当传输速率一定时,将激光器序号携带的少量比特再次重复映射在调制符号中进行传输,系统性能会有一定的提升。例如,当每次重复传输 1 bit 和 2 bit 信息时,在 $R_{BE}=10^{-3}$ 处,相对于 (4,4,4) 系统而言,(4,4,8)-repeat-1 bit 和 (4,4,

8)-(8,2)MPPM-repeat-2 bit 系统的信噪比分别改善了约 1.25 dB、4.3 dB。但此时系统会牺牲一定的编码效率和频谱效率。例如,相对于(4,4,4)系统而言,(4,4,8)-repeat-1 bit 系统和 (4,4,8)-(8,2)MPPM-repeat-2 bit 系统的编码效率分别降低了 1/7 和 1/4,其频谱效率分别降低了 0.71 bit/(s·Hz)和 0.31 bit/(s·Hz)。2)当 N_r 一定时,EOSM 系统的误码性能随探测器数目的增加而明显改善。例如,当 $R_{BE}=10^{-3}$ 时,(4,5,4)系统比(4,4,4)系统的信噪比改善了约 2.7 dB,但增大探测器数目会导致系统成本增加。由此可知,在保证传输速率不变的条件下,引入编码技术和增大探测器数目均可进一步改善系统的误码性能,并且随着重复映射比特数和探测器数目的增多,系统性能的改善量会随之增大。因此,在实际应用中选择何种方式改善系统性能应根据建设成本及系统性能改善量的具体情况而定。

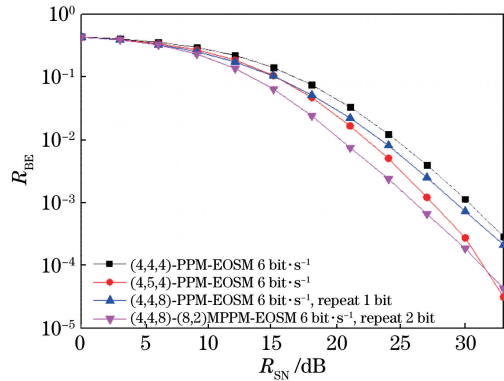


图 5 不同参数下的 EOSM 误码率曲线

Fig. 5 BER curves of EOSM system with different parameters

表 2 光空间调制系统的传输速率、频谱效率、计算复杂度

Table 2 Transmission rate, spectral efficiency, and computational complexity of optical spatial modulation system

Modulation	Transmission rate / (bit · s ⁻¹)	Spectral efficiency / (bit · s ⁻¹ · Hz ⁻¹)	ML Complexity
SMX (<i>L</i> -PPM)	$N_t \log_2 L$	$N_t (\log_2 L / L)$	$L^{N_t} (N_t^2 L + 2N_t N_r L - N_t L + 2N_r L - 1)$
<i>M</i> -SPAM	$\log_2 N_t + \log_2 M$	$\log_2 (M N_t)$	$N_t M (2N_t N_r + 2N_r - 1)$
<i>L</i> -SPPM	$\log_2 N_t + \log_2 L$	$\log_2 (L N_t) / L$	$N_t L (2N_t L N_r + 2N_r L - 1)$
<i>L</i> -GSPPM	$\text{floor}[\log_2 C_{N_t}^2] + 2\log_2 L$	$[\log_2 (C_{N_t}^2 L^2)] / L$	$\text{floor}[\log_2 C_{N_t}^2] \cdot L^2 \cdot (2N_t L N_r + 2N_r L + N_t L - 1)$
<i>L</i> -EOSM	$\text{floor}[\log_2 (2 \cdot C_{N_t}^2 + N_t)] + \log_2 L$	$\frac{N_t \log_2 (N_t L) + 2 \cdot C_{N_t}^2 \log_2 (C_{N_t}^2 L^2)}{L(2 \cdot C_{N_t}^2 + N_t)}$	$(N_t + 2C_{N_t}^2) \cdot L(2N_t L N_r + 2N_r L - 1)$

5 结 论

针对无线光领域高传输速率、低复杂度、低能耗的通信需求,本文通过每次可选择激活一个或两个激光器的索引组合,并在不同索引组合上映射不同PPM符号而提出了一种增强型的光空间调制方案。与已有的SPPM、SPAM和GSPPM等方案的对比结果表明:EOSM系统作为一种新型空间调制,在具有高传输速率的同时,实现了计算复杂度、误码性能、频谱效率的有效折中。同时,EOSM系统与SPPM、SPAM和GSPPM系统相比可有效提高激光器的利用率,极大降低系统的建设成本。在此基础上,如果引入编码技术还可以进一步优化EOSM系统的误码性能,使EOSM系统在实际通信中具有更强的应用价值。即将激光器序号映射中的少量比特再次重复映射到调制符号中进行传输,并且系统信噪比改善量由重复传输的比特数确定。该方案充分利用了空间域资源,不仅大大提升了系统的传输速率和频谱效率,而且还有效地降低了系统的计算复杂度。因此,更适合于高速率、大容量、低能耗的大气激光通信。

参 考 文 献

- [1] Cao Y, Zhang X, Peng X F, et al. Cascade scheme based on multiple-input multiple-output in spatial optical communication[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(1): 0106003.
曹阳, 张勋, 彭小峰, 等. 空间光通信中基于多输入多输出的级联码方案研究[J]. 光学学报, 2018, 38(1): 0106003.
- [2] Han L Q, You Y H. Performance of multiple input multiple output free space optical communication

under atmospheric turbulence and atmospheric attenuation[J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(7): 0706004.

韩立强, 游雅晖. 大气衰减和大气湍流效应下多输入多输出自由空间光通信的性能[J]. 中国激光, 2016, 43(7): 0706004.

- [3] Pham H T T, Dang N T. Performance improvement of spatial modulation-assisted FSO systems over Gamma-Gamma fading channels with geometric spreading[J]. Photonic Network Communications, 2017, 34(2): 213-220.
- [4] Zhu J X. Theory and technology of visible light communication based on spatial modulation [D]. Nanjing: Southeast University, 2018: 2-4.
朱建霞. 基于空间调制的可见光通信理论与技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2018: 2-4.
- [5] Mesleh R Y, Haas H, Sinanovic S, et al. Spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [6] Xiao L X. Researches on spatial modulation based large-scale multiple-input multiple-output transmission technology[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2017: 1-8.
肖丽霞. 基于空间调制的大规模MIMO传输技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2017: 1-8.
- [7] Mesleh R, Mehmood R, Elgala H, et al. Indoor MIMO optical wireless communication using spatial modulation[C]//2010 IEEE International Conference on Communications, May 23-27, 2010, Cape Town, South Africa. New York: IEEE, 2010: 11412210.
- [8] Mesleh R, Elgala H, Haas H. Optical spatial modulation[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2011, 3(3): 234-244.
- [9] 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, Kathmandu, Nepal. New York: IEEE, 2011: 12505444.
- [10] Fath T, Haas H. Performance comparison of MIMO techniques for optical wireless communications in indoor environments [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(2): 733-742.
- [11] Jaiswal A, Bhatnagar M R, Jain V K. Performance of optical space shift keying over Gamma-Gamma fading with pointing error [J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(2): 7200716.
- [12] 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.
- [13] Pham H T T, Chu D B, Dang N T. Performance analysis of spatial PPM-based free-space optical communication systems with Gaussian beam [C]// 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014), October 15-17, 2014, Hanoi, Vietnam. New York: IEEE, 2014: 144-148.
- [14] Özbilgin T, Koca M. Optical spatial modulation over atmospheric turbulence channels [J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(11): 2313-2323.
- [15] Olanrewaju H G, Thompson J, Popoola W O. Generalized spatial pulse position modulation for optical wireless communications [C]//2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), September 18-21, 2016, Montreal, QC, Canada. New York: IEEE, 2016: 16759118.
- [16] Alaka S P, Narasimhan T L, Chockalingam A. Generalized spatial modulation in indoor wireless visible light communication [C]//2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 6-10, 2015, San Diego, CA, USA. New York: IEEE, 2015: 15820546.
- [17] Rajesh Kumar C, Jeyachitra R K. Power efficient generalized spatial modulation MIMO for indoor visible light communications [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(11): 921-924.
- [18] Wang H Q, Wang X, Lynette K, et al. Performance analysis of MIMO wireless optical communication system with Q -ary PPM over correlated log-normal fading channel [J]. Optics & Laser Technology, 2018, 102: 153-159.
- [19] Wilson S G, Brandt-Pearce M, Cao Q L, et al. Optical repetition MIMO transmission with multipulse PPM [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(9): 1901-1910.
- [20] Abaza M, Mesleh R, Mansour A, et al. Performance analysis of space-shift keying over negative-exponential and log-normal FSO channels [J]. Chinese Optics Letters, 2015, 13(5): 051001.