

湍流信道中的分层光空间调制

王惠琴*, 李亚婷, 曹明华, 包仲贤

兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050

摘要 将分层技术引入光空间调制中,同时激活两个分别采用脉冲位置调制(PPM)和脉冲幅度调制(PAM)的激光器,构建一种适用于湍流信道的分层光空间调制(LOSM)系统。在详细介绍系统中层映射和比特映射原理的基础上,推导出分层光空间调制系统的误码率表达式,并利用蒙特卡罗仿真进一步验证了该方案的正确性。结果表明,与传统光空间调制系统相比,分层光空间调制系统可大大提高系统的频谱效率。在传输速率相同的情况下,(5,4,2,4)-LOSM 系统的频谱效率是(8,4,16)-SPPM(空间脉冲位置调制)系统的 9 倍以上;当频谱效率为 $4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时,(5,4,2,4)-LOSM 系统与(8,4,2)-SPAM(空间脉冲幅度调制)系统具有相同的误码性能,但前者的传输速率几乎是后者的 2 倍。

关键词 光通信;无线光通信;分层光空间调制;脉冲位置调制;脉冲幅度调制;比特误码率

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0706001

Layered Optical Spatial Modulation in Turbulent Channels

Wang Huiqin*, Li Yating, Cao Minghua, Bao Zhongxian

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

Abstract Layered spatial modulation technique is introduced into free space optical communications. A layered optical spatial modulation (LOSM) system suitable for turbulent channels is proposed by simultaneously activating two lasers using pulse position modulation (PPM) and pulse amplitude modulation (PAM), respectively. The principle of layer mapping and bit mapping is described in detail, based on which the bit error rate expression of the proposed LOSM system is derived, and the Monte Carlo simulation is utilized to verify its reliability. The simulation results show that the LOSM system can greatly improve the spectral efficiency of the system. For example, the spectral efficiency of the (5,4,2,4)-LOSM system is more than 9 times that of the (8,4,16)-SPPM (spatial pulse position modulation) system for the same transmission rate. When the spectral efficiency is $4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, the transmission rate of the (5,4,2,4)-LOSM system is nearly twice that of the (8,4,2)-SPAM (spatial pulse amplitude modulation) system, and the two systems have the same bit error performance.

Key words optical communications; wireless optical communication; layered optical spatial modulation; pulse position modulation; pulse amplitude modulation; bit error rate

OCIS codes 060.4510; 010.1300; 010.1330

1 引 言

随着用户终端的迅速增长和各种业务数据量的急剧增大,人们对无线光通信系统的容量和传输速率提出了更高的要求,因此,高速率和高频谱效率成为未来无线光通信系统追求的目标^[1]。光多输入多输出(MIMO)技术使用多个天线同时向接收器发送数据,提高了系统的容量和可靠性^[2-3]。

但在传统的 MIMO 技术中,信道间干扰和天线间同步困难等问题使其推广和应用受到限制。空间调制(SM)作为一种新型 MIMO 传输技术,将二维映射扩展到三维映射,不仅利用传统的调制符号(即数字域)传输信息,还利用发送天线的索引号(即空间域)携带部分信息。发送天线不仅是形成无线链路的媒介,而且承载着信息。同时,由于同一字符周期内仅激活了一根天线,有效地避免了

收稿日期: 2019-02-13; 修回日期: 2019-03-13; 录用日期: 2019-03-22

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项目(2017A-011)、兰州理工大学博士基金(03-061616)

* E-mail: 15117024169@139.com

信道间干扰^[4-5]。因此,空间调制已成为目前大规模光 MIMO 技术研究的热点之一,并逐步受到业界青睐。

空间调制技术为提升通信系统的频谱效率和传输速率,建设大容量、高可靠性通信系统提供了一种有效手段。目前,关于室外光空间调制技术的研究已广泛开展,并取得了丰硕成果^[6-8]。文献[6]分析了湍流信道中空移键控(SSK)的误码性能,SSK 仅利用激光器索引号传输信息,导致其频谱效率不够理想。文献[7]将脉冲位置调制(PPM)与 SM 技术相结合,提出一种空间脉冲位置调制(SPPM)方案。虽然该方案有效提高了系统的传输速率,但对频谱效率的改善有限。鉴于此,文献[8]将脉冲幅度调制(PAM)和 SPPM 技术相结合,提出了空间脉冲位置-幅度调制(SPPAM)方案,进一步提高了系统的频谱效率。上述方案虽然在不同程度上提升了系统的频谱效率,但方案中只有一个激光器被激活,导致频谱效率的提升受限。若要获得更高的频谱效率,需要发送端配置大量激光器,这使得系统的实现难度和成本大大增加。

如何最大程度地利用空间资源来提高通信系统的频谱效率是空间调制中的关键问题。文献[9]在传统 SSK 技术的基础上,通过引入几根额外的发射

天线,提出了一种分层结构的空移键控(LSSK)调制方案,达到了成倍提高射频通信频谱效率的目的。例如,两层系统的频谱效率是单层系统的两倍。但该系统仅采用激活天线的序号传输信息,使频谱效率受到了限制;而且该系统利用信号相位旋转来区分层。有别于射频领域,目前的无线光通信(WOC)系统大多采用强度调制/直接检测方式,这使原有射频领域中有关空间调制的理论和方法在 WOC 中无法直接使用。本文将分层思想与光空间调制技术相结合,在不同层分别采用 PAM 和 PPM 方式,构建了一种分层光空间调制系统,从而实现频谱效率的提升。

2 分层光空间调制系统模型

对于一个有 N_t 个激光二极管(LD)、 N_r 个光电探测器的分层光空间调制(LOSM)系统,其系统模型如图 1 所示。图 1 中,发送端的二进制信息比特流经过 LOSM 后被转换为两层调制信号。其中,第一层(Layer1)信号采用空间脉冲幅度调制,第二层(Layer2)信号采用空间脉冲位置调制。两层调制信号再经激光器后由光学发射天线发送。在接收端利用最大似然(ML)检测准则即可恢复出经过湍流信道后的信号的原始比特信息。

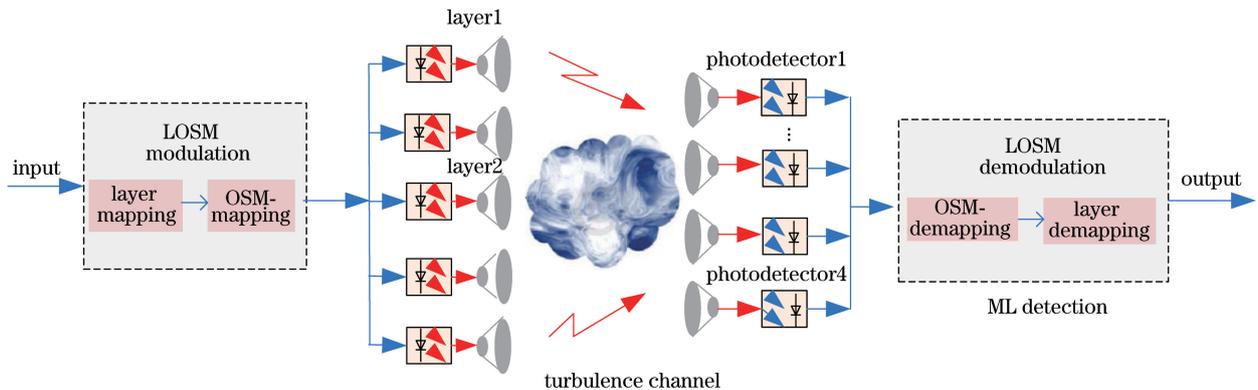


图 1 LOSM 系统模型

Fig. 1 LOSM system model

在分层光空间调制系统中,如何将二进制信息比特流转换成两层不同的空间调制信号是关键所在。为了提高系统的频谱效率,在 LOSM 中既进行 OSM 映射,又进行层映射(即采用复用技术)。层映射是将输入的比特信息分为两层,OSM 映射则是依据映射规则确定每层激活的 LD 序号以及脉冲幅度或脉冲位置。

在层映射中,首先将输入的比特流分块。设每块包含的比特数为 $\log_2(MLN^2)$,可表示为 $\mathbf{B} =$

$[b_1, b_2, \dots, b_f, \dots, b_{\log_2(MLN^2)}]$,其中 b_f 为第 f 个输入的比特, N, L, M 分别为 SSK, PAM 及 PPM 的调制阶数。对 \mathbf{B} 进行二次分割,即将 \mathbf{B} 分割为 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}^{(1)} \ \mathbf{b}^{(2)}]^T$ 。其中, $\mathbf{b}^{(1)} = [b_1, b_2, \dots, b_{\log_2(NL)}]$ 表示第 1 层的发送数据,包含比特数为 $\log_2(NL)$; $\mathbf{b}^{(2)} = [b_{\log_2(NL)+1}, \dots, b_{\log_2(MLN^2)}]$ 表示第 2 层的发送数据,包含比特数为 $\log_2(NM)$ 。

在 OSM 映射中,首先进行第一层的比特映射。假设第一层激活 LD 序号的备选集合为 $V =$

$\{1, 2, \dots, N\}$, 用 $\mathbf{b}^{(1)}$ 中前 $\log_2 N$ 个比特确定激活 LD 的序号。采用 N -SSK 调制的映射规则对其进行映射, 假设第一层激活 LD 的序号为 p 。 p 为备选集合 V 中的任意一个元素, 其值由比特信息具体确定。那么, 映射后的信号可用一个 $N_1 \times 1$ 维、仅含 1 个非零元素的向量来表示, 即 $\mathbf{x}_{t_1} = [0, \dots, \underset{\uparrow p^{\text{th}}}{1}, \dots, 0]^T$, 下标 t_1 表示第一层激光器序号映射, 非零元素的位置表示激活激光器的序号。 $\mathbf{b}^{(1)}$ 中剩余比特用于确定 L -PAM 中脉冲的第 l 个幅度, 可用 $A_l = l\Delta$ 表示, 其中 $\Delta = 2/(L+1)$, $l = 1, \dots, L$, Δ 为优先增量符号。采用 L -PAM 时激光器 p 上传送的第一层信号可以表示为 $\mathbf{x}_{\text{spam}} = \mathbf{x}_{t_1} \mathbf{x}_l$, $\mathbf{x}_l = A_l \mathbf{w}$ 表示 PAM 信号, 其中 \mathbf{w} 为 $1 \times M$ 维的全 1 矩阵。其次, 进行第二层的比特映射。将原有备选集合 V 扩大到 $N+1$ 个元素, 并从其中删除 p , 则更新后的备选集合为 $V = \{1, 2, \dots, N+1\} \setminus \{p\}$ 。用 $\mathbf{b}^{(2)}$

中的前 $\log_2 N$ 个比特进行 N -SSK 调制, 采用与第一层信号映射相似的方法。假设第二层激活 LD 的序号为 j , j 为备选集合 V 中的任意一个元素, 其值由比特信息具体确定。映射后的信号可用 $N_1 \times 1$ 维的向量表示为 $\mathbf{x}_{t_2} = [0, \dots, \underset{\uparrow j^{\text{th}}}{1}, \dots, 0]^T$, 其中非零元素的位置表示激活激光器的序号。 $\mathbf{b}^{(2)}$ 中剩余比特用于确定脉冲位置, 其映射关系可用 $1 \times M$ 维的向量表示为 $\mathbf{x}_m = [0, \dots, \underset{\uparrow m^{\text{th}}}{D_m}, \dots, 0]^T$ ($1 \leq m \leq M$), D_m 为 PPM 中第 m 个时隙的光强。采用 M -PPM 时激光器 j 上传送的第二层信号可以表示为 $\mathbf{x}_{\text{sppm}} = \mathbf{x}_{t_2} \mathbf{x}_m$ 。则发送端发送的信号可表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{x}_{\text{spam}} + \mathbf{x}_{\text{sppm}} \quad (1)$$

依据上述规则, 表 1 列出了 LOSM 系统的映射表 ($N_1 = 5, N = 4, L = 2, M = 4$)。

表 1 LOSM 系统的码字表

Table 1 Codeword table of LOSM system

Source bits $\mathbf{b}^{(1)}, \mathbf{b}^{(2)}$	First layer transmitter index	2-PAM signal	Second layer transmitter index	4-PPM signal
000,0000	$\mathbf{x}_{t_1} = [1, 0, 0, 0, 0]^T$	$A_l = \Delta$	$\mathbf{x}_{t_2} = [0, 1, 0, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_m = [D_m, 0, 0, 0]$
000,0001	$\mathbf{x}_{t_1} = [1, 0, 0, 0, 0]^T$	$A_l = \Delta$	$\mathbf{x}_{t_2} = [0, 1, 0, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_m = [0, D_m, 0, 0]$
000,0010	$\mathbf{x}_{t_1} = [1, 0, 0, 0, 0]^T$	$A_l = \Delta$	$\mathbf{x}_{t_2} = [0, 1, 0, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_m = [0, 0, D_m, 0]$
000,0011	$\mathbf{x}_{t_1} = [1, 0, 0, 0, 0]^T$	$A_l = \Delta$	$\mathbf{x}_{t_2} = [0, 1, 0, 0, 0]^T$	$\mathbf{x}_m = [0, 0, 0, D_m]$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
111,1111	$\mathbf{x}_{t_1} = [0, 0, 0, 1, 0]^T$	$A_l = 2\Delta$	$\mathbf{x}_{t_2} = [0, 0, 0, 0, 1]^T$	$\mathbf{x}_m = [0, 0, 0, D_m]$

发射端发送的信号经过大气信道后, 假设探测器接收到的信号为^[10]

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{2}} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{Z}, \quad (2)$$

式中: \mathbf{Z} 是均值为 0、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声矢量; $\rho = \eta^2 P^2 / \sigma_n^2$ 为信噪比 (SNR), η 为光电转换效率, $\eta \in [0, 1]$, P 为平均发送光强; \mathbf{H} 为 $N_r \times N_t$ 维信道矩阵。在弱湍流条件下, \mathbf{H} 中的元素 h 均服从对数正态分布, 其概率密度函数为^[11]

$$f_H(h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}h\sigma} \exp\left[-\frac{(\ln h - \mu)^2}{2\sigma^2}\right], \quad (3)$$

式中: $h = I/I_0$ 为湍流引起的信道衰落系数, I 为湍流条件下接收端接收信号的光强, I_0 为无湍流时接收端接收信号的光强; σ^2 和 μ 分别为对数光强起伏的均值和方差, $\mu = -\sigma^2 = -\ln(1 + \sigma_1^2)$, σ_1^2 为闪烁指数 (SI), 常用来表示大气湍流引起的光强起伏的强弱。闪烁指数 σ_1^2 定义为^[12]

$$\sigma_1^2 \approx \frac{\langle (I - \langle I \rangle)^2 \rangle}{\langle I \rangle^2} = \exp \sigma^2 - 1, \quad (4)$$

式中: 尖括号 $\langle \rangle$ 表示集体平均数。 σ_1^2 的典型值为 $0.4 \sim 1.0$ ^[2]。

在接收端, 激活 LD 的序号与调制符号可通过最大似然检测准则估计给出。最大似然检测准则为

$$[\hat{p}, \hat{j}, \hat{\ell}, \hat{m}] = \arg \min_{p, j, \ell, m} \left\| \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{\rho}{2}} \mathbf{H} \mathbf{X} \right\|^2, \quad (5)$$

式中: \hat{p}, \hat{j} 分别为第一层和第二层激活 LD 序号的估计值; $\hat{\ell}, \hat{m}$ 分别为脉冲幅度和位置的估计值。

3 系统误码率

在 LOSM 方案中, 发送的信息比特被分为两层, 即第一层发送 SPAM 信号, 第二层发送 SPPM 信号。第二层激活 LD 序号的备选集合完全依赖于第一层激活 LD 序号, 即第一层和第二层激活 LD 序号间存在一定的相关性。当第一层 LD 序号的检

测出错时,第二层 LD 序号的检测也一定出错,因此第二层的错误不仅要考虑自身错误,还需联合考虑第一层对其产生的影响。依据映射规则,根据文献[13]的分析并考虑第一层对第二层信号产生的影响,分层光空间调制系统误比特率的联合上界为

$$P_{\text{ABEP}} \leq \frac{1}{2L(N_t - 1)} \sum_{p=1}^{N_t-1} \sum_{\hat{p}=1}^{N_t-1} \sum_{\ell=1}^L \sum_{\hat{\ell}=1}^L P_{\text{APEP}}(\mathbf{x}_{\text{spam}} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_{\text{spam}}) + \frac{1}{M(N_t - 1)} \sum_{j=1}^{N_t-1} \sum_{\hat{j}=1}^{N_t-1} \sum_{m=1}^M \sum_{\hat{m}=1}^M P_{\text{APEP}}(\mathbf{x}_{\text{sppm}} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_{\text{sppm}}), \quad (6)$$

式中:不等号右侧第一项表示第一层出现错误的概率;第二项表示第二层出现错误的概率; $P_{\text{APEP}}(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ 表示将信号 \mathbf{X} 误判为 $\hat{\mathbf{X}}$ 的成对错误概率(APEP)。

由(6)式可知,计算 P_{ABEP} 的关键在于区分错误类型,并得到 P_{APEP} 的表达式。根据文献[8],将所有错误情况分为两类:第一类是激光器序号检测错误;第二类是激光器序号检测正确而调制符号检测错误。第二类错误是指激光器序号检测正确时第一层 PAM 中幅度检测错误或第二层 PPM 中脉冲位置检测错误。

根据文献[9],

$$P_{\text{APEP}}(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{H}) = E \left[Q \left(\sqrt{\frac{\rho S}{4}} \right) \right] = E \left[Q \left(\sqrt{\frac{\rho \|\mathbf{H}\mathbf{X} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}\|^2}{4}} \right) \right], \quad (7)$$

式中: $E[\cdot]$ 表示对其中的参数求均值; $Q(\cdot)$ 表示 Q 函数,即标准正态分布的右尾函数。为了描述方便,令

$$\begin{cases} S_{\text{I}} = \|\mathbf{h}_p \mathbf{x}_l - \mathbf{h}_{\hat{p}} \mathbf{x}_{\hat{l}}\|^2, \\ S_{\text{II}} = \|\mathbf{h}_j \mathbf{x}_m - \mathbf{h}_{\hat{j}} \mathbf{x}_{\hat{m}}\|^2, \end{cases} \quad (8)$$

式中: S_{I} 和 S_{II} 分别表示第一层与第二层符号与其估计值之间的欧氏距离; \mathbf{h}_p 和 \mathbf{h}_j 分别表示 \mathbf{H} 矩阵的第 p 和第 j 列; $\mathbf{h}_{\hat{p}}$ 、 $\mathbf{h}_{\hat{j}}$ 、 $\mathbf{x}_{\hat{l}}$ 、 $\mathbf{x}_{\hat{m}}$ 均为其对应变量的估计值。

当激光器序号检测错误时, S_{I} 和 S_{II} 中的错误类型可分别表示为

$$S_{\text{I}_1} = \sum_{r=1}^{N_r} (A_l h_{pr} - A_{\hat{l}} h_{\hat{p}r})^2, \quad (9)$$

$$S_{\text{II}_1} = S_{\text{II}_{1-1}} + S_{\text{II}_{1-2}} = \sum_{r=1}^{N_r} (D_m^2 h_{jr}^2 + D_{\hat{m}}^2 h_{\hat{j}r}^2) + \sum_{r=1}^{N_r} (D_m h_{jr} - D_{\hat{m}} h_{\hat{j}r})^2, \quad (10)$$

式中: S_{I_1} 表示第一层激光器序号检测错误时的情况; S_{II_1} 表示第二层激光器序号检测错误时的情况;

$S_{\text{II}_{1-1}} = \sum_{r=1}^{N_r} (D_m^2 h_{jr}^2 + D_{\hat{m}}^2 h_{\hat{j}r}^2)$ 表示第二层激光器序号检测和脉冲位置检测均错误时的情况; $S_{\text{II}_{1-2}} = \sum_{r=1}^{N_r} (D_m h_{jr} - D_{\hat{m}} h_{\hat{j}r})^2$ 表示第二层激光器序号检测错误而脉冲位置检测正确时的情况; h_{jr} 表示矩阵 \mathbf{H} 中第 j 行第 r 列元素; $h_{\hat{j}r}$ 表示矩阵 \mathbf{H} 中第 \hat{j} 行第 r 列元素的估计值。

当激光器序号检测正确而调制符号检测错误时, S_{I} 和 S_{II} 中的错误类型可表示为

$$S_{\text{I}_2} = \sum_{r=1}^{N_r} (A_l - A_{\hat{l}})^2 h_{pr}^2, \quad (11)$$

$$S_{\text{II}_2} = \sum_{r=1}^{N_r} (D_m^2 + D_{\hat{m}}^2) h_{jr}^2, \quad (12)$$

式中: S_{I_2} 表示第一层激光器序号检测正确而脉冲幅度检测错误时的情况; S_{II_2} 表示第二层激光器序号检测正确而脉冲位置检测错误时的情况。则(6)式可以改写为

$$P_{\text{APEP}} \leq \frac{N_t - 1}{2L} \sum_{l=1}^L \sum_{\hat{l}=1}^L P_{\text{APEP}_{S_{\text{I}_1}}}(l, \hat{l}) + \frac{1}{2L} \sum_{l=1}^L \sum_{\hat{l}=1, \hat{l} \neq l}^L P_{\text{APEP}_{S_{\text{I}_2}}}(l, \hat{l}) + (N_t - 1)(M - 1)P_{\text{APEP}_{S_{\text{II}_{1-1}}}} + (N_t - 1)P_{\text{APEP}_{S_{\text{II}_{1-2}}}} + (M - 1)P_{\text{APEP}_{S_{\text{II}_2}}}, \quad (13)$$

式中: $P_{\text{APEP}_{S_{\zeta}}}$ 为 S_{ζ} 对应的成对错误概率; L 为 PAM 信号的阶数。根据文献[14]可知,对数正态变量的加权和 $R = \sum_{g=1}^{n_1} c_g \mathbf{h}_g^2$ (c_g 为一个常数, n_1 为随机变量的个数, \mathbf{h}_g 为服从对数分布的随机变量)可以近似为另一个对数正态变量。因此,令 $R \approx \exp U$, U 服从均值和方差分别为 μ_U 和 σ_U^2 的正态分布。 R 的概率密度函数可写为^[14]

$$f_R(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_U R} \exp \left[-\frac{(\ln R - \mu_U)^2}{2\sigma_U^2} \right], \quad (14)$$

式中: $\mu_U = \ln \left(\mu_R / \sqrt{1 + \frac{\sigma_R^2}{\mu_R^2}} \right)$; $\sigma_U^2 = \ln \left(1 + \frac{\sigma_R^2}{\mu_R^2} \right)$ 。

又依据文献[15], Q 函数可写为

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp \left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (15)$$

则(7)式可以改写为

$$P_{\text{APEP}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} F_R \left(-\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (16)$$

式中: $F_R(t) = \int_0^\infty f_R(\Gamma) \exp(\Gamma t) d\Gamma$ 是随机变量 R 的矩量母函数。则 R 对应的 P_{APEP_R} 可写成^[8]

$$P_{\text{APEP}_R} \approx \sum_{n=1}^{N_e} \frac{\omega_n}{\sqrt{\pi}} Q \left[\sqrt{\frac{\rho}{2} \exp(\sqrt{2} \sigma_U a_n + \mu_U)} \right], \quad (17)$$

式中: a_n 为高斯-埃尔米特积分的权重; ω_n 为横坐标因子; N_e 为高斯-埃尔米特积分的变量个数。则 $S_{\text{II}_{1-1}}, S_{\text{I}_2}, S_{\text{II}_2}$ 对应的 $P_{\text{APEP}_{S_{\text{II}_{1-1}}}}, P_{\text{APEP}_{S_{\text{I}_2}}}, P_{\text{APEP}_{S_{\text{II}_2}}}$ 均可用(17)式近似表示。 $P_{\text{APEP}_{S_{\text{II}_{1-1}}}}$ 中均值 $\mu_{S_{\text{II}_{1-1}}} = N_r \exp(2\mu_X + 2\sigma_X^2) (c_1 + c_2)$, 方差 $\sigma_{S_{\text{II}_{1-1}}}^2 = N_r [\exp(4\sigma_X^2) - 1] \exp(4\mu_X + 4\sigma_X^2) (c_1^2 + c_2^2)$, $c_1 = D_m^2, c_2 = D_m^2$ 。 $P_{\text{APEP}_{S_{\text{I}_2}}}$ 中均值 $\mu_{S_{\text{I}_2}} = N_r \exp(2\mu_X + 2\sigma_X^2) c$, 方差 $\sigma_{S_{\text{I}_2}}^2 = N_r [\exp(4\sigma_X^2) - 1] \exp(4\mu_X + 4\sigma_X^2) c^2$, $c = (A_l - A_7)^2$ 。 S_{II_2} 对应的 $P_{\text{APEP}_{S_{\text{II}_2}}}$ 中均值

$\mu_{S_{\text{II}_2}} = N_r \exp(2\mu_X + 2\sigma_X^2) c$, 方差 $\sigma_{S_{\text{II}_2}}^2 = N_r [\exp(4\sigma_X^2) - 1] \exp(4\mu_X + 4\sigma_X^2) c$, $c = D_m^2 + D_m^2$ 。 μ_X 和 σ_X^2 是正态分布 $X = \ln h$ 的均值和方差。

S_{I_1} 和 $S_{\text{II}_{1-2}}$ 中包含 N_r 个平方项的和, 每个平方项为两个对数正态随机变量的加权差, 难以根据(17)式计算 P_{APEP} 。 又由文献[8]可知, 这两种错误均可用高斯核密度法近似

$$P_{\text{APEP}_{S_{\text{I}_1}, S_{\text{II}_{1-2}}}} \approx \sum_{i=1}^{n_2} \frac{1}{n_2 \pi} \int_0^{\pi/2} G_{(S_{\text{I}_1}, S_{\text{II}_{1-2}})_i} \left(-\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (18)$$

式中: $G_{(S_{\text{I}_1}, S_{\text{II}_{1-2}})_i}(t) = \exp\left(\mu_i t + \frac{1}{2} \zeta^2 t^2\right)$, μ_i 为高斯分布的均值, ζ 为高斯核密度估计的窗; n_2 为高斯核密度估计中变量的个数。

因此, 将(17)、(18)式代入(13)式即可求得 LOSM 系统的误码率上界为

$$\begin{aligned} P_{\text{ABEP}} \leq & \frac{N_t - 1}{2L} \sum_{i=1}^{n_2} \frac{1}{n_2 \pi} \int_0^{\pi/2} G_{(S_{\text{I}_1})_i} \left(-\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right) d\theta + \frac{1}{2L} \sum_{n=1}^{N_e} \frac{\omega_n}{\sqrt{\pi}} Q \left[\sqrt{\frac{\rho}{2} \exp(\sqrt{2} \sigma_{U_{S_{\text{I}_2}}} a_n + \mu_{U_{S_{\text{I}_2}}})} \right] + \\ & (N_t - 1)(M - 1) \sum_{n=1}^{N_e} \frac{\omega_n}{\sqrt{\pi}} Q \left[\sqrt{\frac{\rho}{2} \exp(\sqrt{2} \sigma_{U_{S_{\text{II}_{1-1}}}}} a_n + \mu_{U_{S_{\text{II}_{1-1}}})} \right] + \\ & (N_t - 1) \sum_{i=1}^{n_2} \frac{1}{n_2 \pi} \int_0^{\pi/2} G_{(S_{\text{II}_{1-2}})_i} \left(-\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right) d\theta + \\ & (M - 1) \sum_{n=1}^{N_e} \frac{\omega_n}{\sqrt{\pi}} Q \left[\sqrt{\frac{\rho}{2} \exp(\sqrt{2} \sigma_{U_{S_{\text{II}_2}}} a_n + \mu_{U_{S_{\text{II}_2}}})} \right]. \end{aligned} \quad (19)$$

由(19)式可知, P_{APEP} 不仅与发送天线的数目及调制符号的阶数 M 和 L 有关, 还与各成对错误概率 $P_{\text{APEP}_{S_\zeta}}$ 中的均值和方差有关。

4 仿真结果及分析

为了验证理论分析的正确性, 在假设接收端已知信道状态信息且系统总功率不变的情况下, 给出了 LOSM 系统在不同天线配置下比特误码率(BER)的蒙特卡罗仿真结果, 并与理论分析结果进行对比, 如图 2 所示。为了方便识别, 采用 (N_t, N_r, L, M) 来标注 LOSM 系统的参数。仿真条件为 $\sigma_1^2 = 0.5, \eta = 0.8$ 。

图 2 为 LOSM 系统的理论上界与蒙特卡罗仿真对比, 此时对应的仿真参数 N_r 分别为 5 和 6。由图 2 可见, 随着信噪比的增加, 系统 BER 逐渐减小。 N_r 为 5 和 6 的系统在电信噪比分别为 26 dB 和

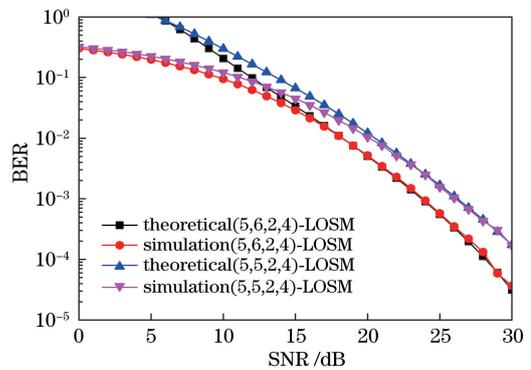


图 2 LOSM 系统的理论结果与仿真结果
Fig. 2 Theoretical results and simulation results of the LOSM system

24 dB 时, BER 达到 10^{-3} 。理论分析结果与蒙特卡罗仿真结果基本吻合。当信噪比较高时, N_r 为 5 和 6 的系统的误码率曲线分别约在 $\rho = 20$ dB 和 $\rho = 17$ dB 左右开始基本重合。低信噪比时, 实际仿真的

误码率依然低于理论上限,这说明该理论是正确性的。在激光器数目不变的情况下,LOSM 系统的误码性能随探测器数目的增加而明显改善。当 BER 为 10^{-3} 时,相对于探测器数目为 5 的系统而言,探测器为 6 的系统的信噪比约提高 2 dB,所以该系统可以适当增加探测器的数目从而降低系统的误码率。

为了进一步说明 LOSM 系统的高频谱效率,表 2 列出了本文方案与 SPAM^[8], PAM MUX^[16], SPPM^[7] 等不同光空间调制系统的频谱效率和传输速率。由表 2 可见, L -PAM MUX 和 L -SPAM 系统的频谱效率等于其传输速率。 L -PAM MUX 的

表 2 光空间调制的频谱效率

Table 2 Spectral efficiency of optical spatial modulation

Serial number	Modulation	Spectral efficiency / ($\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$)	Transmission rate / ($\text{bit} \cdot \text{s}^{-1}$)
1	L -PAM MUX	$N_t \log_2 L$	$N_t \log_2 L$
2	L -SPAM	$\log_2(LN)$	$\log_2(LN)$
3	M -SPPM	$\log_2(MN)/M$	$\log_2(MN)$
4	(L, M) -LOSM	$\log_2(LN) + \log_2(MN)/M$	$\log_2(LN) + \log_2(MN)$

为进一步说明本文提出 LOSM 方案的优越性能,分别在频谱效率和传输速率相同的情况下,仿真分析该系统的 BER 性能,结果如图 3 和图 4 所示。

图 3 为频谱效率为 $4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 和 $6 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时, LOSM, SPAM 和 PAM MUX 系统的误码率曲线,此时接收天线数均为 4。由图 3 可见,当频谱效率为 $4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时, $(5, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统的误码性能明显优于 $(4, 4, 2)$ -PAM MUX 和 $(4, 4, 4)$ -SPAM 系统。当 BER 为 10^{-2} 时, $(5, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统的信噪比相比 $(4, 4, 4)$ -SPAM 系统和 $(4, 4, 2)$ -PAM MUX 系统分别改善约 2 dB 和 6 dB。 $(5, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统与 $(8, 4, 2)$ -SPAM 系统的误码率曲线基本重合,但前者的传输速率几乎是后者的两倍,且后者需要的激光器数目比前者多 3 个,成本更高。当频谱效率增加至 $6 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时,各系统的误码性能都有所下降,但相同频谱效率下 PAM MUX 系统的性能最差。当 BER 为 10^{-2} 时, $(9, 4, 2, 2)$ -LOSM 系统的信噪比相比 $(32, 4, 2)$ -SPAM 和 $(16, 4, 4)$ -SPAM 系统分别改善约 1.5 dB 和 2.5 dB,且所需的激光器更少。

图 4 所示为传输速率为 $7 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$ 和 $9 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$ 时 LOSM 与 SPPM 系统的误码率曲线,此时接收天线数均为 4。由图 4 可见, $(5, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统与 $(16, 4, 8)$ -SPPM 系统的误码率曲线基本重合,说

明二者具有相同的误码性能,但前者的频谱效率几乎是后者的 4 倍,且前者采用的激光器更少。与 $(8, 4, 16)$ -SPPM 系统相比,当 BER 为 10^{-3} 时, $(5, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统的信噪比仅下降约 2 dB,但其频谱效率提高了 9 倍以上。 $(4, 4, 32)$ -SPPM 系统虽然所需的激光器数目最少,误码性能最好,但其频谱效率最低。当传输速率增加到 $9 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,各系统的误码性能都有所下降。当 BER 为 10^{-2} 时, $(9, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统与 $(32, 4, 16)$ -SPPM 系统的误码率曲线基本重合,但前者频谱效率提高了 9 倍以上;与 $(16, 4, 32)$ -SPPM 系统相比, $(9, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统信噪比下降约 1 dB,但其频谱效率提高了 18 倍以上,且所需的激光数更少。

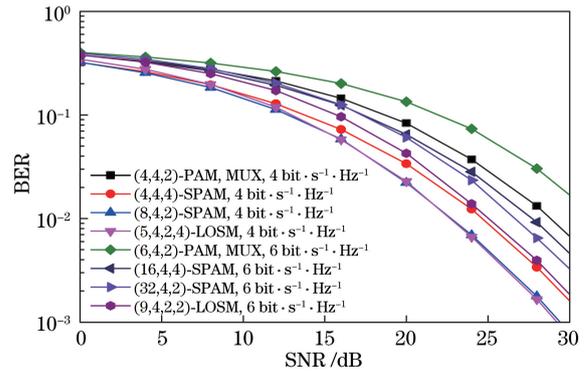


图 3 不同频谱效率下各系统的误码性能

Fig. 3 Bit error performance at different spectral efficiencies

明二者具有相同的误码性能,但前者的频谱效率几乎是后者的 4 倍,且前者采用的激光器更少。与 $(8, 4, 16)$ -SPPM 系统相比,当 BER 为 10^{-3} 时, $(5, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统的信噪比仅下降约 2 dB,但其频谱效率提高了 9 倍以上。 $(4, 4, 32)$ -SPPM 系统虽然所需的激光器数目最少,误码性能最好,但其频谱效率最低。当传输速率增加到 $9 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,各系统的误码性能都有所下降。当 BER 为 10^{-2} 时, $(9, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统与 $(32, 4, 16)$ -SPPM 系统的误码率曲线基本重合,但前者频谱效率提高了 9 倍以上;与 $(16, 4, 32)$ -SPPM 系统相比, $(9, 4, 2, 4)$ -LOSM 系统信噪比下降约 1 dB,但其频谱效率提高了 18 倍以上,且所需的激光数更少。

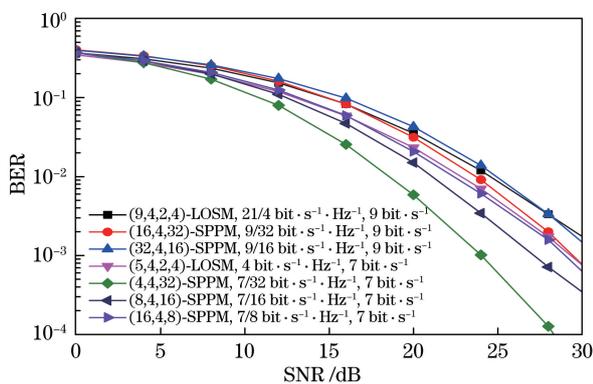


图4 传输速率不同时 LOSM 和 SPPM 系统的误码性能

Fig. 4 Bit error performance of LOSM and SPPM systems at different transmission rates

5 结 论

针对无线光通信系统对高频谱效率和高传输速率的要求,将分层思想引入光空间调制系统,结合 PAM 的高频谱效率和 PPM 的高能量效率,同时激活两个激光器,提出了一种适用于湍流信道的分层光空间调制方案,充分利用空域资源实现了系统频谱效率和传输速率的提高。在传输速率相同的情况下,(5,4,2,4)-LOSM 系统的频谱效率是(8,4,16)-SPPM 系统的 9 倍以上。当频谱效率为 $4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时,(5,4,2,4)-LOSM 系统与(8,4,2)-SPAM 系统具有相同的误码性能,但前者的传输速率几乎是后者的 2 倍。采用最大似然译码算法虽然获得了较低的误码率,但译码复杂度较高。为了促进分层光空间调制系统的推广和应用,将进一步对译码算法进行研究,寻找低复杂度的译码算法。

参 考 文 献

- [1] di Renzo M, Haas H, Ghayeb A, *et al.* Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation [J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(1): 56-103.
- [2] Wang H Q, Ke X Z. Free space optical communication based on vertical bell labs layered space-time[J]. Chinese Journal of Lasers, 2008, 35(6): 874-878.
王惠琴, 柯熙政. 基于垂直分层空时编码的自由空间光通信[J]. 中国激光, 2008, 35(6): 874-878.
- [3] 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.
- [4] Mesleh R Y, Haas H, Sinanovic S, *et al.* Spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [5] Mesleh R, Elgala H, Haas H. Optical spatial modulation[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2011, 3(3): 234-244.
- [6] Abaza M, Mesleh R, Mansour A, *et al.* The performance of space shift keying for free-space optical communications over turbulent channels[J]. Proceedings of SPIE, 2015, 9387: 93870V.
- [7] 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.
- [8] Özbilgin T, Koca M. Optical spatial modulation over atmospheric turbulence channels[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(11): 2313-2323.
- [9] Fang S, Li L, Hu S, *et al.* Layered space shift keying modulation over MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(1): 159-174.
- [10] Wang J T, Jia S Y, Song J. Generalised spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(4): 1605-1615.
- [11] Özbilgin T, Koca M. Optical spatial modulation with polarization shift keying over atmospheric turbulence channels[C]//2015 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP), December 14-16, 2015, Orlando, FL, USA. New York: IEEE, 2015: 1032-1036.
- [12] Ke X Z, Deng L J. Wireless optical communication [M]. Beijing: Science Press, 2016: 102-107.
柯熙政, 邓莉君. 无线光通信[M]. 北京: 科学出版社, 2016: 102-107.
- [13] di Renzo M, Haas H. Performance analysis of spatial modulation[C]//2010 5th International ICST Conference on Communications and Networking in China, August 25-27, 2010, Beijing, China. New York: IEEE, 2010: 11744362.
- [14] Wang H Q, Wang X, Cao M H. Bit error rate of optical multiple input multiple output system in correlated channel[J]. Optics and Precision Engineering, 2016, 24(9): 2142-2148.
王惠琴, 王雪, 曹明华. 相关信道中光多输入多输出系统的误码率[J]. 光学精密工程, 2016, 24(9):

- 2142-2148.
- [15] Craig J W. A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations[C]//Military Communications Conference, November 4-7, 1991, McLean, VA, USA. New York: IEEE, 2002: 571-575.
- [16] Yang G W, Khalighi M A, Virieux T, *et al.* Contrasting space-time schemes for MIMO FSO systems with non-coherent modulation[C]//2012 International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), October 22, 2012, Pisa, Italy. New York: IEEE, 2012: 6349694.