引用格式: WANG Hui-qin, LI Ya-ting, CAO Ming-hua, et al. Multi-layer Spatial Pulse Position Amplitude Modulation in Atmospheric Laser Communications[J]. Acta Photonica Sinica, 2020, **49**(5):0501002

王惠琴,李亚婷,曹明华,等.大气激光通信中的多层空间脉冲位置幅度调制[J].光子学报,2020,49(5):0501002

大气激光通信中的多层空间脉冲位置幅度调制

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, 兰州 730050)

摘 要:针对现有光空间脉冲位置调制频谱效率低、激光器利用率不高等问题,将分层技术与空间脉冲 位置幅度调制相结合,提出了一种适合于大气激光通信的多层空间脉冲位置幅度调制方案.通过额外增 加少量几个激光器构成多层结构,并通过脉冲位置幅度调制中的脉冲位置携带比特信息,不同层通过脉 冲幅度得到区分.介绍了系统中层映射、空间脉冲位置幅度映射及其逆映射的原理,并推导出该方案的 误码率表达式.利用蒙特卡洛仿真方法进一步验证了该方案的正确性,并与传统空间调制系统的性能进 行了对比.结果表明:与传统光空间调制系统相比,所提方案提高了系统的频谱效率,且所用激光器数目 更少.在传输比特相同的条件下,相对于(32,4,128)-空间脉冲位置调制系统,(9,4,8,2)-多层空间脉冲 位置幅度调制系统的频谱效率提高了 16 倍,当误码率为 10⁻³时,其信噪比改善了约 1 dB,且所用激光 器数目不到前者的 1/3.其中,括号中的参数分别表示激光器数目、探测器数目、采用调制方式的阶数及 层数,层数为 1 时忽略.

关键词:大气激光通信;多层光空间调制;脉冲位置幅度调制;频谱效率;误码率 中图分类号:TN929.12 文献标识码:A doi:10.3788/gzxb20204905.0501002

Multi-layer Spatial Pulse Position Amplitude Modulation in Atmospheric Laser Communications

WANG Hui-qin, LI Ya-ting, CAO Ming-hua, BAO Zhong-xian

(School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: In order to solve the problems of low spectral efficiency and low laser utilization of existing optical spatial pulse position modulation, a layered spatial pulse position amplitude modulation method suitable for atmospheric laser communication is proposed by combining layering technology with spatial pulse position amplitude modulation. In this method, a small number of additional lasers are added to form a multilayer structure, and the pulse position in the pulse position amplitude modulation is used to carry bit information, and the pulse amplitude is used to distinguish different layers. The principle of system layer mapping, spatial pulse position amplitude mapping and its inverse mapping is descripted in detail. Moreover, the bit error rate expression of the proposed scheme is derived. The Monte Carlo simulation methods. Simulation results show that the proposed scheme can greatly improve the spectral efficiency and reduce the used laser number. For example, at the same transmission bits, the spectral efficiency of (9,4,8,2) – spatial pulse position amplitude modulation scheme. When bit error rate is 10^{-3} , our proposal improves the signal-to-noise ratio by about 1 dB with employ less than 1/3 number of lasers that used in the (32,4,

第一作者:王惠琴(1971-),女,教授,博士,主要研究方向为无线光通信理论与技术. Email:15117024169@139.com

收稿日期:2020-01-20;录用日期:2020-03-02

http://www.photon.ac.cn

基金项目:国家自然科学基金(Nos.61861026,61875080)

128)-spatial pulse position modulation scheme. Among them, the parameters in parentheses respectively indicate the number of lasers, the number of detectors, the order of the modulation method, and the number of layers, which are ignored when the number of layers is 1.

Key words: Atmospheric laser communications; Multi-layer optical spatial modulation; Pulse position amplitude modulation; Spectral efficiency; Bit error rate

OCIS Codes: 010.1300; 010.1330; 060.4510

0 引言

大规模光多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output,MIMO)技术因其高速可靠的优势已成为未 来移动通信中的关键技术^[1].空间调制(Spatial Modulation,SM)作为一种新型的 MIMO 传输技术,灵活地 使用空间资源,在二维信号星座图上外加一维空间星座图(发射天线序号),不仅可以利用传统调制符号传输 信息,还可利用发送天线的索引号(即空间域)携带部分信息.由于空间调制每一时刻只激活一根天线,克服 了传统 MIMO 系统收发复杂度较高的问题,同时有效地降低了天线间干扰,避免了同步困难等问题,实现了 频谱效率、能量效率与复杂度之间的有效折中,因而受到了学者的广泛关注,已成为大规模 MIMO 技术中具 有应用前景的备选方案之一^[2-5].

空间调制技术为提升通信系统的频谱效率提供了一种有效手段.目前,已有大量学者致力于光空间调制 技术的研究,并取得了丰硕的成果^[6-13].文献[6-7]将 SM 技术与脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)结合,提出空间脉冲位置调制(Spatial Pulse Position Modulation, SPPM)方案.虽然该方案有效降低 了系统的误码率并提高了功率增益,但其频谱效率会随 PPM 调制阶数的增加而降低.鉴于此,文献[8]将脉 冲幅度调制 (Pulse Amplitude Modulation, PAM) 引入 SPPM 中,构建了一种空间脉冲位置-幅度调制 (Spatial Pulse Position and Amplitude Modulation, SPPAM)方案.但在该方案中,当 PAM 调制阶数较大时 会产生更高的峰均功率,使得发射器工作在其非线性区域,导致系统的误码率增大.之后,文献[9]将极化移 位键控(Polarization Shift Keying, POLSK)与 SM 结合提出了空间多级极化移位键控(Multilevel Polarization Shift Keying, MPOLSK) 调制方案.该方案充分利用偏振态携带了部分比特信息,有效地降低了 PAM 调制所需的阶数,从而提供了超过传统光通信系统的频谱效率、功率效率及误码性能.但上述方案均因 仅激活一个激光器导致其频谱效率的提升有限,为此,文献「10-13]提出一种广义光空间调制,通过采取激光 器组合的方式增大可选激活状态来提高频谱效率.但在这些组合方式中,真正可以利用的组合只有2的幂指 数个,而且激光器数目较多时将造成更多的浪费,因此难以充分利用空间资源获得更高的频谱效率[14].而文 献[14]在传统空移键控(Space Shift Keying,SSK)技术中构建分层结构,提出了一种分层空移键控调制 (Layered Space Shift Keying, LSSK),大大提高了传统 SSK 系统的频谱效率.但在该系统中,由于仅采用激 活天线的序号传输信息,使其传输速率的提升受到了限制,而且该系统是采用符号相位的旋转来进行层区 分.有别于射频领域,目前的无线光通信(Wireless Optical Communications,WOC)系统大多采用强度调制/ 直接检测方式,使得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.

本文将分层与光空间调制技术相结合,通过额外增加少量的几个激光器形成多层空间结构.同时,引入 脉冲位置幅度调制(Pulse Position Amplitude Modulation,PPAM),构建了多层光空间脉冲位置幅度调制系统(Multi-layer Spatial Pulse Position Amplitude Modulation,MLSPPAM),实现系统传输速率的提升和层 区分.

1 MLSPPAM 系统模型

包含有 N_i 个激光器(Laser Diode,LD)和 N_r 个光电探测器的 MLSPPAM 系统的结构框图如图 1 所示.发送端的二进制信息比特流经串/并变换后分成长度为 $n = \sum_{i=1}^{L} m_i$ 比特的数据块,再经层映射和 SPPAM 调制后形成 MLSPPAM 信号,其中 L 为调制层数, m_i 为每层信号传送的比特数.已调的 MLSPPAM 信号经过大气信道后,在接收端采用最大似然检测准则(Maximum Likelihood,ML)进行译码并经解映射后恢复出原始比特信息.



图 1 MLSPPAM 系统框图 Fig.1 MLSPPAM system model

为了获得更高的频谱效率,MLSPPAM 系统在传统光空间调制的基础上增加了层映射(即采用复用技术),使得整个系统包含层映射、激光器映射(LD 映射)和 PPAM 映射,其中 LD 映射和 PPAM 映射组成 SPPAM 映射.三部分的具体映射关系如下:

在层映射中,首先将输入的比特流划分成长度为 *n* 比特的数据块 *B*,再对比特块 *B* 进行分层,即将 *B* 分 割为 $B = [b^{(1)}b^{(2)}\cdots b^{(L)}]^{T}$.其中, $b^{(i)} = [b_{mi-1+1}b_{mi-1+2}\cdots b_{mi}](1 \le i \le L)$ 表示第 *i* 层的发送数据,包含 $\log_2 N_{t,ssk} + \log_2 M$ 个比特, $\log_2 N_{t,ssk}$ 为每层激光器携带的比特数, $\log_2 M$ 为 PPAM 中脉冲位置所携带的比 特数,脉冲幅度用来区分层,不携带任何比特信息,因此 PPAM 中脉冲幅度调制的阶数等于系统层数 *L*,*M* 为 PPAM 中脉冲位置的调制阶数, $N_{t,ssk}$ 为每层空移键控(Space Shift Keying,SSK)调制时所需激光器数目. MLSPPAM 系统中每多一层需要在 N_t 基础上多增加一个激光器,若层数为 *L* 层,则 MLSPPAM 所需激光 器数为 $N_t = N_{t,ssk} + L - 1$ 个.

在 SPPAM 映射中,首先进行第一层的 LD 映射.根据传统 SSK 调制原则,用 $b^{(1)}$ 中的前 $d = \log_2 N_{t,ssk}$ 个 比特确定激活 LD 的序号.假设第一层激活 LD 的序号为 a_1 ,那么,映射后的信号可用仅含有 1 个非零元素的 $N_t \times 1$ 维向量来表示,即 $\mathbf{x}_{t1} = [0\cdots 1\cdots 0]^T$.同理,用 $b^{(i)}$ 中的前 d 个比特用来确定第 i 层激活 LD 的序号.假 设第二层数据 $b^{(2)}$ 中前 d 个比特经映射后得到第二层激活 LD 的序号为 a_2 ,将 a_2 与 a_1 进行比较,若 $a_2 < a_1$,则 a_2 无需调整;若 $a_2 \ge a_1$,则 $a_2 = a_2 + 1$,即原来第二层激活的 LD 序号向后移动一位,同时调整信号向 量为 $x_{t2} = [0\cdots 1\cdots 0]^T$.同理,第 i 层数据 $b^{(i)}$ 的前 d 个比特经调制后得到激活 LD 的序号为 a_i ,将 a_i 与前 i-1 层激活 LD 的序号 a_j ($j \in (1,i-1)$)进行比较,每次比较若 $a_i \ge a_j$,则 $a_i = a_i + 1$,且第 i 层映射后的向 量也相应调整为 $\mathbf{x}_{ti} = [0\cdots 1\cdots 0]^T$.

PPAM 调制中脉冲幅度用来区别不同层,因此不携带任何比特信息. $b^{(i)}$ 中剩余比特全部用于确定(M, L)-PPAM 调制中的脉冲位置.那么映射后的每层 PPAM 调制信号可用 $1 \times M$ 维的向量表示为 $\mathbf{x}_{m_i} = [0, \dots, A_{m_i}, \dots, 0], 1 \leq m \leq M, A_{m_i}$ 为 PPAM 调制中第 $i \in \mathbb{R}$ m 个时隙上的光强, $A_{m_i} = i\Delta, 1 \leq i \leq L, \Delta = 2$

 $\sqrt{M}/(L+1)^{[8]}$.这样每层采用(M,L)-PPAM 调制的信号可以表示为 $x_i = x_{t_i} x_{m_i}$.那么,发送端发送的信号 可表示为

$$\boldsymbol{X} = \sum_{i=1}^{L} \boldsymbol{x}_i \tag{1}$$

依据上述规则,表 1 和图 2 分别给出了当 $N_t = 5$, $N_{t,ssk} = 4$, M = 4, L = 2 时的映射表和 MLSPPAM 系 统的流程.

Table 1 Codeword table for WEST FAM System					
Source bits	First layer	(4,2)-PPAM	Second layer	(4,2)-PPAM	
$m{b}^{(1)}$, $m{b}^{(2)}$	transmitter index	signal	transmitter index	signal	
0000,0000	$\boldsymbol{x}_{t1} = [1,0,0,0,0]^{\mathrm{T}}$	$\boldsymbol{x}_{m1} = [\Delta, 0, 0, 0]$	$\boldsymbol{x}_{t2} = [0, 1, 0, 0, 0]^{\mathrm{T}}$	$\boldsymbol{x}_{m2} = [2\Delta, 0, 0, 0]$	
0000,0001	$\boldsymbol{x}_{t1} = [1,0,0,0,0]^{\mathrm{T}}$	$\boldsymbol{x}_{m1} = [\Delta, 0, 0, 0]$	$\boldsymbol{x}_{t_2} = [0, 1, 0, 0, 0]^T$	$\boldsymbol{x}_{m2} = \begin{bmatrix} 0, 2\Delta, 0, 0 \end{bmatrix}$	
0000,0010	$\boldsymbol{x}_{t1} = [1,0,0,0,0]^{\mathrm{T}}$	$\boldsymbol{x}_{m1} = [\Delta, 0, 0, 0]$	$\boldsymbol{x}_{t2} = [0, 1, 0, 0, 0]^{\mathrm{T}}$	$\boldsymbol{x}_{m2} = \begin{bmatrix} 0, 0, 2\Delta, 0 \end{bmatrix}$	
1111,1111	$\boldsymbol{x}_{t1} = [0,0,0,1,0]^{\mathrm{T}}$	$\boldsymbol{x}_{m1} = [0, 0, 0, \Delta]$	$\boldsymbol{x}_{t_2} = [0,0,0,0,1]^T$	$\boldsymbol{x}_{m2} = [0, 0, 0, 2\Delta]$	
$\begin{bmatrix} \text{Input} \\ i=1 \\ N_t = \{1,2,N_{t,ssk}\} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} \text{Remove } a_i \\ \text{add } N_{t,ssk} + 1 \text{ to } N_t \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} (M,L) - \text{PPAM} \\ \text{modulation, get pulse} \\ \text{position and amplitude} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} i=i+1 \\ \text{ves} \\ \text{Modulated} \end{bmatrix}$					

表 1 MLSPPAM 系统的码字表 Table 1 Codeword table for MLSPPAM system

图 2 MLSPPAM 系统的流程 Fig.2 MLSPPAM system flow chart

假设系统总功率为 $E_s(无湍流时 E_s=1)$,激活激光器的数量为 $N_a(N_a=L)$.系统采用平均分配功率,那么,每个激活激光器上的平均功率为 $1/\sqrt{N_a}$.在该假设条件下,发送端的映射信号经准静态平坦衰落信道后 由探测器接收.假设探测器接收到的信号^[11]可以表示为

$$Y = rHX + Z \tag{2}$$

式中,*Z* 是服从均值为 0,方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声.*r* 为光电转换效率,取值范围为 $r \in [0 \sim 1]$. *H* 为 $N_r \times N_t$ 的信道矩阵.湍流条件下,*H* 中的元素 *h* 通常服从 Gamma-Gamma 分布,其概率密度函数为^[15]

$$\varphi(h) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{a+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \cdot h^{\frac{a+\beta}{2}-1} \cdot K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta h}) \qquad h > 0$$
(3)

式中, $K_V(\bullet)$ 为 V 阶第二类修正 Bessel 函数, $\Gamma(\bullet)$ 为 Gamma 函数, $\alpha \, , \beta$ 分别为大尺度散射系数和小尺度 散射系数. $\alpha \, , \beta$ 可分别表示为^[16]

$$\alpha = \left[\exp\left(\frac{0.49\sigma_l^2}{(1+1.11\sigma_l^{12/5})^{7/6}}\right) - 1 \right]^{-1}$$
(4)

$$\beta = \left[\exp\left(\frac{0.51\sigma_l^2}{(1+0.69\sigma_l^{12/5})^{5/6}}\right) - 1 \right]^{-1}$$
(5)

式中,Rytov 方差 $\sigma_l^2 = 1.23 C_n^2 k^{7/6} D^{11/6}$, C_n^2 为大气折射率结构常数,D 为激光光束传输距离, $k = 2\pi/\lambda, \lambda$ 为 波长.

最大似然检测准则(ML)遍历所有的信号空间,可以从中选出欧氏距离最小的发射信号作为最佳估计 信号^[4].因此,在 MLSPPAM 系统的接收端中,每层激活 LD 的序号与调制符号可通过最大似然检测准则联 0501002-4 合译出^[14],其表达式为

$$\begin{bmatrix} \stackrel{\wedge}{p}, \stackrel{\wedge}{m} \end{bmatrix} = \arg \min_{p, m} \| \mathbf{Y} - \mathbf{H} \mathbf{X}_{(p, m)} \|^2$$
(6)

式中, *p*, *m* 分别为激活 LD 的序号和脉冲位置的估计值.该信号经相应的解映射后即可恢复出原始比特信息.

2 系统误码率

假设 X_i 为发射信号,X_j 为估计信号,在信道状态已知的情况下,给出 MLSPPAM 系统基于最大似然检 测准则时的误码率性能.根据文献[10],MLSPPAM 的平均误比特率(Average Bit Error Probability,ABEP) 可以写成

$$P_{e,bit} \leqslant \frac{1}{\eta 2^n} \sum_{i=1}^{2^n} \sum_{j=1, j \neq i}^{2^n} d_H(\boldsymbol{X}_i, \boldsymbol{X}_j) P(\boldsymbol{X}_i \rightarrow \boldsymbol{X}_j | \boldsymbol{H})$$
(7)

式中, $d_{\rm H}(X_i, X_j)$ 表示发射信号 X_i 和估计值 X_j 映射标签之间的汉明距离, $P(X_i \rightarrow X_j | H)$ 表示发送信号 X_i 被误判为信号 X_j 的概率, η 为LD索引号所携带的比特数.在MLSPPAM中,LD索引号出错的概率远大于 调制方式出错的概率,因此 $\eta = L \log_2 N_{\rm t,ssk}$.

为了简化计算,用归一化噪声方差对式(2)和(7)进行归一化处理,可得

$$\mathbf{y} = \frac{r}{\sigma_{\mathrm{n}}} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{Z} \tag{8}$$

$${}^{\wedge} = \operatorname{argmin}_{p,m} \left(\frac{r}{\sigma_{n}} \parallel HX \parallel^{2} - 2y^{T}HX \right)$$
(9)

由文献[14]可知,在信道信息 H 给定的条件下其成对错误概率为

$$P(\mathbf{X}_{i} - \mathbf{X}_{j} | \mathbf{H}) = P\left(\frac{r}{\sigma_{n}} \parallel \mathbf{H}\mathbf{X}_{j} \parallel^{2} - 2\mathbf{y}^{\mathsf{T}}\mathbf{H}\mathbf{X}_{j} > \frac{r}{\sigma_{n}} \parallel \mathbf{H}\mathbf{X}_{i} \parallel^{2} - 2\mathbf{y}^{\mathsf{T}}\mathbf{H}\mathbf{X}_{i}\right) = P\left(\frac{2\sigma_{n}}{r}\mathbf{y}^{\mathsf{T}}\mathbf{H}(\mathbf{X}_{j} - \mathbf{X}_{i}) > (\parallel \mathbf{H}\mathbf{X}_{j} \parallel^{2} - \parallel \mathbf{H}\mathbf{X}_{i} \parallel^{2})\right)$$
(10)

将式(8)带入式(10)可得

$$P(\boldsymbol{X}_{i} \rightarrow \boldsymbol{X}_{j} | \boldsymbol{H}) = P\left(\frac{2\sigma_{n}}{r} \boldsymbol{Z}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H} (\boldsymbol{X}_{j} - \boldsymbol{X}_{i}) > \| \boldsymbol{H} (\boldsymbol{X}_{j} - \boldsymbol{X}_{i}) \|^{2}\right)$$
(11)

定义 $R \triangleq \frac{2\sigma_n}{r} Z^T H(X_j - X_i)$,此时 R 服从均值为 0,方差为 $\sigma_R^2 = \frac{4\sigma_n^2}{r^2} \| H(X_j - X_i) \|^2$ 的高斯分布.那么式(11) 可以写成

$$P(\mathbf{X}_{i} \rightarrow \mathbf{X}_{j} | \mathbf{H}) = Q\left(\frac{r}{2\sigma_{n}} \parallel \mathbf{H}(\mathbf{X}_{j} - \mathbf{X}_{i}) \parallel \right)$$
(12)

因此,采用最大似然检测准则后,MLSPPAM 系统的误码率上界可以写成

$$P_{\text{e,bit}} \leqslant \frac{1}{\eta 2^{n}} \sum_{i=1}^{2^{n}} \sum_{j=1, j \neq i}^{2^{n}} d_{\text{H}}(\boldsymbol{X}_{i}, \boldsymbol{X}_{j}) P(\boldsymbol{X}_{i} - \boldsymbol{X}_{j} | \boldsymbol{H}) = \frac{1}{\eta 2^{n}} \sum_{i=1}^{2^{n}} \sum_{j=1, j \neq i}^{2^{n}} d_{\text{H}}(\boldsymbol{X}_{i}, \boldsymbol{X}_{j}) Q\left(\frac{r}{2\sigma_{n}} \| \boldsymbol{H}(\boldsymbol{X}_{j} - \boldsymbol{X}_{i}) \| \right)$$
(13)

由式(13)可见,MLSPPAM系统误码率取决于三维星座符号之间的欧氏距离和它们映射标签之间的汉明 距离.

3 性能分析

为了验证理论分析的正确性,在系统总功率不变的情况下,将随机产生的 2×10^6 个二进制比特流,采用 蒙特卡洛方法经 MLSPPAM 系统映射、模拟信道、最大似然检测和解映射后恢复出原始比特,统计误码个数 并计算出误码率,从而完成仿真实验的性能分析.同时,对比了 MLSPPAM 系统在不同湍流强度下的理论分 析和仿真实验结果,并与不同空间调制系统的性能进行了对比.为了方便识别,采用 (N_x, N_x, M, L) 来标注 MLSPPAM 系统的参数.此时的仿真条件为:假设系统总功率归一化为 1,接收端已知信道状态信息,r = 0.5, $\lambda = 1550 \text{ nm}$,D = 1000 m,不特别说明 $C_n^2 = 5.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$.

图 3 为强、中、弱三种不同大气湍流强度下系统理论误码率与蒙特卡洛仿真结果对比. $C_n^2 = 5.0 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ 为强湍流, $C_n^2 = 5.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ 为中等湍流, $C_n^2 = 1.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ 为弱湍流.由图 3 可知:1)理论分析结果与 蒙特卡洛仿真结果基本吻合.系统在信噪比为 27 dB 时开始重合,而低信噪比时,理论结果远高于仿真实验 结果,这是因为理论误码率的计算并不是等式,仅是系统误码率的上界.低信噪比下,理论误码的概率大大增 大,使得理论上界与仿真结果出现了偏差,但从图中可以看出仿真误码率依然低于理论上界.2)系统在强和 中等湍流条件下的性能基本相同,而且比弱湍流下的系统性能要好.当 *BER* = 10⁻³ 时,强湍流下的系统性能 比弱湍流下的系统性能改善了约 4 dB,这是因为 MLSPPAM 系统的性能取决于信道衰落系数之间的差异. 在弱湍流条件下,信道衰落系数与均值的偏差很小,因此,与强、中等湍流相比,任何时刻的信道增益差异都 较小.这说明该系统特别适合于散射丰富的环境.





Fig.3 Simulation comparison of MLSPPAM systems under different turbulence intensities

在 MLSPPAM 系统中,PPAM 调制中的脉冲幅度用来区别层,相当于每个激活的激光器采用 PPM 调制方式发送每层信号.因此每层携带 $\log_2(N_{t,ssk}M)$ 个比特信息,根据 SPPM 的频谱效率为 $\log_2(N_{t,ssk}M)/M$,则 MLSPPAM 的频谱效率为 $L\log_2(MN_{t,ssk})/M$.为了进一步说明 MLSPPAM 系统具有更高的频谱效率,表 2 给出了 MLSPPAM 与传统 SPPM 和 SPPAM^[9]系统的频谱效率对比.可以看出,MLSPPAM 系统的频谱效率与层数和 PPM 阶数有很大关系,当 L=2 时,MLSPPAM 系统与 SPPM 系统相比,仅增加了一个激光器,但其频谱效率却被成倍提高.图 4 给出了上述三种系统在总的调制阶数相同的情况下,频谱效率随发送激光器数增加的对比,其中采用(M,L)来标注不同系统下的参数.由图 4 可见,所提方案的频谱效率最高.

ᆘᅙᆣᅘᇾᇦᅻᇊᆋᄔᅛ

₩ 2 m 值 X 平 7 LL						
	Table 2 Spectrum eff	ficiency comparison				
Serial number	Modulation	Spectral efficiency(bit $\cdot s^{-1} \cdot Hz^{-1}$)				
1	(N_t, M) -SPPM	$\log_2\left(M N_{ m t} ight)/M$				
2	(N_t, M, L) -SPPAM	\log_2 ($MN_{ m t}L$) $/M$				
3	(N_t, M, L) -LSPPAM	$L\log_2$ ($MN_{ m t,ssk}$) $/M$				
Spectral efficiency/(bit·s ⁻¹ Hz ⁻¹)						
	. 112 N _t	20 20				
	图 4 不同系统下的	的频谱效率对比				
Fig.4	Comparison of spectral efficiency in different systems					
	050100	2-6				

图 5 给出了传输比特相同情况下 MLSPPAM 与 SPPM 和 SPPAM 系统的频谱效率及误码率性能的对 比.可知在相同的传输比特下,(9,4,8,2)-MLSPPAM 系统的误码率明显优于(32,4,128)-SPPM 系统和 (32,4,64,2)-SPPAM 系统的误码率.当 BER=10⁻³时,前者的信噪比比后者分别改善了约 1 dB 和 4 dB,其 频谱效率分别提高了 16 倍和 8 倍,且前者所需的激光器数目不到后者的 1/3.同样地,(5,4,4,2)-MLSPPAM 系统与(8,4,32)-SPPM 系统相比,当 BER=10⁻⁴时,信噪比恶化了约 2.5 dB,但前者的频谱效 率是后者的 8 倍.(5,4,4,2)-MLSPPAM 系统与(8,4,16,2)-SPPAM 系统相比误码性能基本一样,但其频谱 效率是后者的 4 倍.这说明在探测器数目和传输比特相同的条件下,MLSPPAM 系统比 SPPM 和 SPPAM 系统在频谱效率和激光器的利用率上更具优势.



图 5 MLSPPAM 与其他系统的误码性能仿真对比 Fig.5 Simulation comparison of error performance of MLSPPAM and other systems

图 6 给出了不同 MLSPPAM 系统的误码率曲线.可知:1)比较(9,4,8,2)和(5,4,8,2)系统可得,在探测器数目、调制层数和调制阶数相同的情况下,随着激光器数目的增加,MLSPPAM 系统的频谱效率和传输比特得到了提升,但会导致 MLSPPAM 系统误码率的恶化.(9,4,8,2)比(5,4,8,2)系统的传输速率提高了 1/5 倍,但当 BER=10⁻³时,其信噪比恶化了约 2.5 dB.2)比较(5,4,4,4)系统与(5,4,2,4)系统可得,在激光器数目、探测器数目和调制层数相同的情况下,虽然脉冲位置调制阶数的增加会引起其频谱效率的下降,但系统的传输比特提高了 1/2 倍,误码率性能得到了改善.当 BER=10⁻³时,相对于后者,前者的信噪比改善了约 1 dB.因此,一定程度上,可以通过增加 PPM 的调制阶数来改善系统的误码性能.3)比较(5,4,8,2)系统与(5,4,4,4)系统可得,在激光器数、探测器数和调制阶数相同的情况下,调制层数越多,系统的频谱效率和传输比特也会相应增加,但会导致系统误码率增大.因此,若建设成本较宽裕且对系统误码性能要求较高时,可选用层数较少,以及 PPAM 中脉冲位置调制阶数高的系统结构;若在最大程度降低成本的前提下提高系统的频谱效率和传输比特,选择层数较多的系统结构较为恰当.



图 6 不同 MLSPPAM 系统的误码性能仿真对比

Fig.6 Simulation comparison of error performance of different MLSPPAM systems

4 结论

针对大气激光通信系统对高频谱效率和高传输速率的要求,将分层思想引入到光空间脉冲调制系统,通

过每层同时激活一个激光器而提出了一种适合于大气信道的多层空间脉冲位置幅度调制系统.研究结果表 明,该系统充分利用空域资源,不仅提高了系统的频谱效率,还节省了激光器的数目,特别适合于散射丰富的 大气衰落环境.在传输比特数相同的情况下,(9,4,8,2)-MLSPPAM 系统的误码率明显优于(32,4,128)-SPPM 系统的误码率,其频谱效率提高了 16 倍,所需的激光器数目不到后者的 1/3.在 MLSPPAM 系统中, 影响其频谱效率、传输速率和误码性能的主要因素除了激光器数目和调制阶数之外,还受调制层数的影响, 因此不能单纯地增加层数来提高频谱效率,在构造 MLSPPAM 系统时,需要合理地选择激光器数目、调制层 数和调制阶数来达到频谱效率、传输速率和误码率之间的折中.另外,本文虽采用最大似然译码算法获得了 较好的误码性能,但其译码复杂度较高.为了加大多层光空间脉冲位置幅度调制系统的推广和应用,下一步 将引入压缩感知理论对其译码算法进行改进,寻找一种适合于该系统的低复杂度译码算法.

参考文献

- [1] RENZO M D, HAAS H, GHRAYEB A, et al. Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation[J]. Proceedings of the IEEE, 2014, **102**(1): 56-103.
- [2] MESLEH R, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [3] MESLEH R, ELGALA H, HAAS H. Optical spatial modulation[J]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications* and Networking, 2011, **3**(3):234-244.
- [4] XIAO L X, YANG P, XIAO Y, et al. Efficient compressive sensing detection for generalized spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(2):1284-1298.
- [5] CAO Yang, ZHANG Xun, PENG Xiao- feng, 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.
 [6] POPOOLA W O, POVES E, HAAS H. Spatial pulse position modulation for optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(18): 2948-2954.
- [7] 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.
- [8] ÖZBILGIN T, KOCA M. Optical spatial modulation over atmospheric turbulence channels[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, **33**(11):2313-2323.
- [9] ÖZBILGIN T, KOCA M. Optical spatial modulation with polarization shift keying over atmospheric turbulence channels [C]. Symposium on Signal Processing for Optical Wireless Communications, IEEE, 2015:1032-1036.
- [10] ALAKA S P, NARASIMHAN T L, CHOCKALINGAM A. Generalized spatial modulation in indoor wireless visible light communication[C]. Global Communications Conference, San Diego, CA, USA, 2015: 7416970.
- [11] KUMAR C R, JEYACHITRA R K. Power efficient generalized spatial modulation MIMO for indoor visible light communication[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(11):921-924.
- [12] QIU L, JIANG M. A generalized spatial modulation for indoor optical wireless communications[C].Opto-Electronics and Communications Conference, Shanghai, 2015:1-3.
- [13] OLANREWAJU H G, THOMPSON J, POPOOLA W O. Generalized spatial pulse position modulation for optical wireless communications[C]. Vehicular Technology Conference, Montreal, QC, Canada, 2016:1-5.
- [14] SHU F, LI L, SU H, et al. Layered space shift keying modulation over MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(1):159-174.
- [15] JAISWAI A, BHATNAGAR M R, JAIN V K. BER analysis of optical space shift keying in atmospheric turbulence environment[C]. 2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), IEEE, 2016:1-6.
- [16] GHASSEMLOOY Z, POPOOLA W O, LEITGEB E. Free-space optical communication using subearrier modulation in Gamma-Gamma atmospheric turbulence[C]. 9th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Italy, 2007, 3: 156-160.

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (Nos.61861026, 61875080)