

标记型多层光空间脉冲位置调制

王惠琴*, 叶归清, 彭清斌, 包仲贤, 曹明华

兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050

摘要 现有光空间调制存在传输速率低、发射器利用率低和误码性能不理想等问题,利用分层空间结构,并结合脉冲位置调制(PPM),提出了一种标记型多层光空间 PPM(MMLOSPPM)。它利用额外扩展的每个 PPM 符号内的时隙进行层标记,提高了首先检出层及其调制符号的正确性。此外,推导出了 Gamma-Gamma 湍流模型下系统理论误比特率的表达式,并用蒙特卡罗方法对其进行了验证。结果表明:当频谱效率为 $3/2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时, $(5 \times 4-2-2)$ MMLOSPPM 系统的传输速率相较 $(4 \times 4-2)$ 空间 PPM(SPPM)和 $(3 \times 4-2)$ 广义 SPPM(GSPPM)改善了 3 bpcu(bit per channel use);在传输速率相同的条件下, $(5 \times 4-2-2)$ MMLOSPPM 系统所需要的激光器数目分别比 $(7 \times 4-4)$ GSPPM 和 $(16 \times 4-4)$ SPPM 节约了 2 个和 11 个,并且在信噪比(SNR)区域(SNR 大于 28 dB)中 MMLOSPPM 系统获得了最好的误码性能。

关键词 光通信; 无线光通信; 光空间调制; 脉冲位置调制; 多层光空间调制

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS202242.1406003

Marked Multi-Layer Optical Spatial Pulse Position Modulation

Wang Huiqin*, Ye Guiqing, Peng Qingbin, Bao Zhongxian, Cao Minghua

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

Abstract The existing optical spatial modulation has some problems, such as low transmission rate, low transmitter utilization rate and undesirable bit error rate performance. A marked multi-layer optical spatial pulse position modulation (MMLOSPPM) scheme is proposed by employing the layered spatial structure and combining pulse position modulation (PPM). The timeslot of each PPM symbol is extended to distinguish layers, and the correctness of the first detection layer and its modulation symbol is improved. Besides, the theoretical bit error rate expression of the MMLOSPPM system is derived under the Gamma-Gamma turbulence model and is verified by Monte Carlo method. The simulation results show that when the spectral efficiency is $3/2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, the transmission rate of $(5 \times 4-2-2)$ MMLOSPPM is 3 bpcu (bit per channel use) better than that of $(4 \times 4-2)$ spatial PPM (SPPM) system and $(3 \times 4-2)$ generalized SPPM (GSPPM). When given the same transmission rate, the $(5 \times 4-2-2)$ MMLOSPPM system requires 2 and 11 fewer lasers than that of $(7 \times 4-4)$ GSPPM and $(16 \times 4-4)$ SPPM system respectively, and MMLOSPPM gains the best bit error rate performance in the high signal to noise ratio (SNR) region (SNR is greater than 28 dB).

Key words optical communications; wireless optical communication; optical spatial modulation; pulse position modulation; multi-layer optical spatial modulation

1 引言

随着第五代移动通信技术商用进程的加快,第六代移动通信系统(6G)的研发已被世界各国陆续提上日程^[1]。研究表明,6G将以泛物联网为目标^[1],进一步开发频谱资源,实现超大容量、超高精度和超低时延的海量数据传输,这些将给传统接入网技术带来巨大的挑战。无线光通信(WOC)具有带宽不受限、通信容

量大和安全性能好等优势,是实现高速率、大容量和低时延接入的一种良好措施。然而,由于大气信道和电子器件的限制^[2],其传输速率(TR)常被限制到 Gb/s 量级,难以发挥速率高达 Tb/s 量级的优势。

光空间调制(OSM)作为一种新型的光多输入多输出(OMIMO)技术。OSM利用额外扩展的空间维度(发射器索引)和传统数字域调制符号共同来传递信息,即将二维调制扩展至三维乃至更高维度,实现了通

收稿日期: 2021-11-29; 修回日期: 2021-12-25; 录用日期: 2022-01-10

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

信传输速率的大幅提升。同时,由于它在每个符号周期内仅激活一个发射器,有效解决了传统 OMIMO 技术中存在的信道间干扰和天线间同步困难的问题,而且还可以与先进的光学器件相结合^[3],这为满足用户对接入网大容量、高速率和高质量的要求提供了有效的解决措施。

OSM 由 Mesleh 等^[4]在可见光通信领域中提出。自 OSM 的概念被提出后,其在可见光通信领域中掀起了研究热潮,并取得了丰硕成果^[5-6]。后来,学者们将 OSM 应用于大气激光通信中,并相继提出了空移键控(SSK)^[7]、空间脉冲位置调制(SPPM)^[8]和空间脉冲位置幅度调制(SPPAM)^[9]等方案,提升了大气激光通信系统的频谱效率(SE)和误码性能。考虑到光信号在大气信道中传输时会受到湍流和瞄准误差等因素的影响,文献[10-11]分别针对不同的大气湍流模型研究了大气联合衰减效应下 OSM 系统的中断容量和误比特率(BER),给出了设计 OSM 方案的理论依据。然而,以上方案在每个符号周期内仅激活了一个发射器,导致发射器利用率低,且数据传输速率不够理想。

为解决上述问题,光广义空间调制(OGSM)^[12-15]应运而生。文献[12-13]利用同时激活的数目固定的多个发射器提高了传输速率,同时打破了传统方案要求发射器数目必须为 2 的幂次方的限制。文献[14-15]构建了激活发射器数目可变的 OGSM 方案,进一步提升了系统的传输速率。然而,在上述的 OGSM 方案中,传输速率与发射器数量之间成对数比例关系,系统传输速率的提升与复用技术相比还有较大的差距。这就需要探索提高发射器利用率和传输速率的新方法。文献[16]利用复用技术构造了一种分层 SSK 方案,有效提高了射频领域发射器的利用率和传输速率。然而,该方案仅用激活天线索引携带信息,进而传输速率的提高受到了限制。此外,该系统利用相位旋转

因子来区分层,导致此方法无法适用于采用强度调制/直接检测的 WOC 系统。鉴于此,文献[17]将这种分层技术引入到大气激光通信中,并采用不同调制方式进行分层,构造了一种适合于 WOC 的系统,但在该方案中脉冲幅度调制的加入导致了系统功耗的增加。因此,结合分层的空间结构,本文充分利用脉冲位置调制(PPM)的特点,通过额外少量扩展 PPM 符号时隙的方式,提出了一种标记型多层光空间 PPM(MMLOSPPM)。在该系统中,利用少量扩展的 PPM 时隙进行层标记,不仅提高了发射器的利用率和传输速率,还进一步改善了系统的误码性能。

2 标记型多层光空间脉冲位置调制系统模型

将分层(复用)技术与空间调制相结合,通过增加层映射可成倍提高传输速率和发射器利用率。借鉴射频领域的思想,本文将复用技术和 OSM 相结合来构建分层 OSM。然而,在该方案中首先检出层的准确性会直接影响其他层和调制符号的检测,这将导致系统误码性能变差。PPM 是一种利用符号周期内时隙位置来传递信息的调制方式,具有良好的正交性。因此,本文充分利用 PPM 调制的特点,在保证其符号周期不变的前提下,少量拓展其符号内时隙数,并利用额外扩展的时隙进行层标记来保证首先检出层及其调制符号的正确性。采用 PPM 调制构建的 MMLOSPPM 系统模型如图 1 所示。其中, N_t 和 N_r 分别为激光器(LD)和光电探测器(PD)的数目。

在图 1 中,输入的二进制比特流被分成若干个数据块,经层映射、激活激光器映射和带有层标记的符号域映射后形成 MMLOSPPM 信号。已调的 MMLOSPPM 信号经过湍流信道后被光电探测器接收,再经球形译码(SD)算法检测和解映射后即可恢复出原始信息。

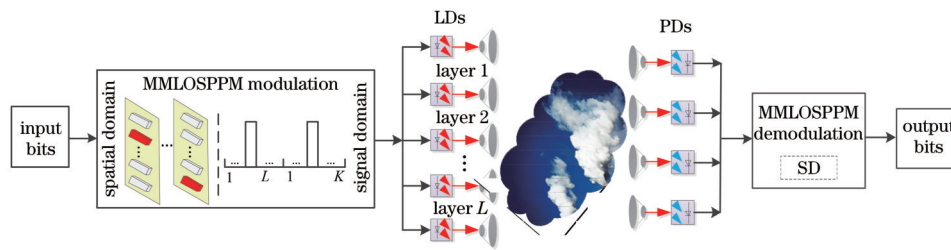


图 1 MMLOSPPM 系统模型
Fig. 1 MMLOSPPM system model

2.1 发送信号的映射

MMLOSPPM 系统是在传统 SPPM 方案的基础上增加了层映射,所以其调制模块包含层映射、激活激光器映射和带有层标记的符号域映射,其详细映射过程如下。

在层映射中,首先将输入的二进制比特流分割成长度为 $L \text{lb}(N_{\text{SSK}}K)$ 的数据块 B 。其中, L 为分层数, K 为符号域 PPM 的调制阶数, N_{SSK} 为每层选择激活激光器时 SSK 的调制阶数。这是因为多层 OSM 可看成是

对每层进行 SSK 调制的叠加。之后,再将 B 分为 L 层,即 $B = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_i \ \dots \ b_L]^T$ 。其中, b_i 表示第 i 层发送的信息比特。 b_i 中包含有 $\text{lb}(N_{\text{SSK}}K)$ 比特信息。其中, $\text{lb} N_{\text{SSK}}$ 为每层激活激光器携带的比特数, $\text{lb} K$ 为每层调制符号携带的比特数。因此,对于含有 L 层的 MMLOSPPM 系统而言,其传输速率为 $R_{\text{PT}} = L(\text{lb} N_{\text{SSK}} + \text{lb} K)$,因为额外扩展时隙中激活脉冲的位置仅用于携带层信息,而不携带二进制比特信息,所以

系统的频谱效率为 $R_{SE} = L(\text{lb } N_{SSK} + \text{lb } K)/(L + K)$ 。另外,由于 MMLOSPPM 系统中每层激活激光器都是由 SSK 调制所确定的,故每层激光器备选集合中包含有 N_{SSK} 个静默的激光器。当第一层激活激光器被确定后,剩余静默的激光器数目为 $N_{SSK} - 1$ 个,故需要在备选集合中去掉第一层已经激活的激光器后再加入一个静默的激光器,以此来进行第二层和其他层激活激光器的选取。以此类推,当层数为 L 时,MMLOSPPM 所需激光器数目为 $N_t = N_{SSK} + L + 1$ 。

MMLOSPPM 系统中的激光器映射可以看作是每层激光器进行空移键控调制的叠加,即通过 SSK 决定每层要激活的激光器个数。首先进行第一层的激光器映射。假设第一层激活激光器的备选集合为 $\Psi = \{1, 2, \dots, N_{SSK}\}$ 。根据 SSK 调制原理,将 b_1 的前 $\text{lb } N_{SSK}$ 个比特映射为第一层激活激光器的序号。若第一层激活激光器的序号为 $m_1, m_1 \in \Psi$,则映射后的信号可用仅包含一个非零元素的 $N_t \times 1$ 维的向量 $s_1 = [0 \dots 1 \dots 0]^T$ 来表示。第二层的激光器映射则需从集合 Ψ 中删除第一层已激活的激光器,并额外加入一个静默激光器构成新的备选集合 $\Psi_{\text{new}} = \{1, 2, \dots, N_{SSK} + 1\} \setminus \{m_1\}$ 。采用相同的方法,将 b_2 的前 $\text{lb } N_{SSK}$ 个比特按照 SSK 的规则进行映射。假设第二层激活激光器的序号为 m_2, m_2 为新集合中的任意一个元素,此时映射后的信号可表示为 $s_2 = [0 \dots 1 \dots 0]^T$ 。以此类推,在每进行一次激活激光器映射后,需更新一次激活激光器备选集合。若第 l 层激活激光器的序号为 $m_l, l \in [1, L]$,则其映射后的信号可表示为 $s_l = [0 \dots 1 \dots 0]^T$ 。

为提高首先检出层的准确性,对传统 PPM 调制的信号映射方式进行改进。在保证 PPM 调制符号周期

不变的条件下,将其时隙数少量增加。考虑到额外增加时隙是用于层标记的,故额外增加的时隙数等于分层数 L ,即将周期划分为 $L + K$ 个时隙,这样使得发送调制符号中携带了不同层的标记符号。最简单的方法就是将时隙序号与层序号相对应,即用第一个时隙标记第一层,同时将 b_1 中剩余的 $\text{lb } K$ 个比特信息按照传统 PPM 调制的规则映射到相应时隙处。那么,第一层含有层标记的调制信号可表示为 $u_1 = [A \dots 0 \dots 0 \dots A \dots 0]$ 。其中, A 表示脉冲光强,通常为一常数, k_0 表示第一层上发送的 PPM 符号的光脉冲所在时隙。以此类推,若用第 l 个时隙标记第 l 层,则含有层标记的第 l 层调制信号可表示为 $u_l = [0 \dots A \dots 0 \dots 0 \dots A \dots 0]$ 。其中, k_p 为第 l 层 PPM 符号光脉冲所在的时隙。由此可见,含有层标记的 PPM 调制符号可以看作是一个特殊的多脉冲位置调制 (SMPPM) 信号。为保持总能量不变,在 MMLOSPPM 系统中,对其进行能量归一化处理,处理后的脉冲光强为 $A = \sqrt{L}/(L + K)$ 。

在完成符号域映射之后,将含有层标记的调制符号加载到每层激活激光器上。若第 l 层发送的信号为 $x_l = s_l u_l$,则合成后的发送信号为

$$X = \sum_{l=1}^L x_l \tag{1}$$

为便于理解,表 1 给出了 MMLOSPPM 系统的映射表。此时 $N_t = 5, L = 2, N_{SSK} = 4, K = 2$ 。

2.2 接收信号的检测

发射端发送的信号 X 经湍流信道后到达接收端,假设探测器收到的信号 $Y^{[9]}$ 为

$$Y = \sqrt{\rho/2} HX + Z, \tag{2}$$

式中: Z 为服从均值为 0, 方差为 σ_z^2 的加性高斯白噪声;

表 1 MMLOSPPM 系统映射表
Table 1 Mapping table of MMLOSPPM system

Input bits ($b_1 b_2$)	Mapping symbol			
	1st layer		2nd layer	
	s_1	u_1	s_2	u_2
000 000	$[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$	$[A \ 0 \ A \ 0]$	$[0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$	$[0 \ A \ A \ 0]$
000 001	$[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$	$[A \ 0 \ A \ 0]$	$[0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$	$[0 \ A \ 0 \ A]$
000 010	$[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$	$[A \ 0 \ A \ 0]$	$[0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$	$[0 \ A \ A \ 0]$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
111 101	$[0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$	$[A \ 0 \ 0 \ A]$	$[0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$	$[0 \ A \ 0 \ A]$
111 110	$[0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$	$[A \ 0 \ 0 \ A]$	$[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T$	$[0 \ A \ A \ 0]$
111 111	$[0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$	$[A \ 0 \ 0 \ A]$	$[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T$	$[0 \ A \ 0 \ A]$

$\rho = \eta^2 P^2 / \sigma_z^2$ 为平均电信噪比 (SNR), 其中 P 为平均发送光功率, η 为光电转换系数; H 为 $N_r \times N_t$ 维信道矩阵, 其中元素 h 均服从 Gamma-Gamma 分布, 其概率密度函数^[11]为

$$\gamma_h(h) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} h^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} \Lambda_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}h), h > 0, (3)$$

式中: $\Lambda_\zeta(\cdot)$ 是 ζ 阶第二类修正 Bessel 函数; $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数; α 和 β 分别为大尺度散射系数和小尺度散射系数。依据文献[18], 当采用平面波时, α 和 β 分别为

$$\left\{ \begin{aligned} \alpha &= \left\{ \exp \left[\frac{0.49\sigma_0^2}{(1 + 1.1\sigma_0^{12/5})^{7/6}} \right] - 1 \right\}^{-1} \\ \beta &= \left\{ \exp \left[\frac{0.51\sigma_0^2}{(1 + 0.69\sigma_0^{12/5})^{5/6}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \end{aligned} \right. (4)$$

式中: $\sigma_0^2 = 1.23C_n^2 a^{7/6} D^{11/6}$ 为 Rytov 方差, 其中 $a = 2\pi/\lambda$ 是波数, λ 为激光器波长, D 为传输距离, C_n^2 为大气折射率结构常数。当从弱湍流变化到强湍流时, 通常情况下 C_n^2 的取值为 $10^{-17} \sim 10^{-12} \text{ m}^{-2/3}$ [12]。

在 MMLOSPPM 系统中, 接收端不仅需要解调出每层激活激光器序号和调制符号, 还需解调出其层序号。当采用最大似然检测 (ML) 算法时, 虽然能获得最优的误码性能, 但是其译码复杂度较大, 且计算复杂度随着激光器数目、分层数和符号调制阶数的增加在指数上升, 进而迫切需要寻找复杂度低、性能优良的译码算法。SD 算法与 ML 算法具有相似的误码性能^[19],

但其无需对整个矢量空间进行穷举搜索, 进而可大幅降低译码算法的复杂度。因此, 本方案采用 SD 算法对接收信号进行检测。若球体半径为 R , 则信号检测可表示为

$$\hat{X}_{\hat{m}, \hat{l}, \hat{k}} = \arg \min_{(m, l, k)} \left\{ \left\| Y - \sqrt{\rho/2} H X_{m, l, k} \right\|_2^2 \leq R^2 \right\}, (5)$$

式中: m, l 和 k 分别表示激活激光器的序号、层序号和 PPM 符号光脉冲所在的时隙; \hat{m}, \hat{l} 和 \hat{k} 为三者相应的估计值。对估计值进行解映射后即可恢复出原始信息。解映射的具体过程如下。

首先, 设待测格点为 (f_s, f_u) , 其中 $f_s \in \varphi_s$ 为激活激光器序号, $f_u \in \varphi_u$ 为 SMPPM 符号。 φ_s 和 φ_u 分别为激活激光器符号 s_i 和 SMPPM 符号 u_i 构成的集合, 其各自有元素 $2^{L \text{ lb } N_{\text{SSK}}}$ 个和 $L \times K$ 个。为确保所有待测点均在球内, 将其初始搜索半径设置为无穷大。定义 $O(f_s, f_u)$ 为点 (f_s, f_u) 在搜索路径上的累计欧氏距离误差。整个判决过程实际上形成了一棵二维搜索树, 树的高度和宽度分别为集合 φ_s 和 φ_u 中元素的个数。信号检测时每次从树的根节点出发, 对每个可能的格点逐一进行判决, 即计算出格点 (f_s, f_u) 所构成的信号矩阵的累计欧氏距离误差。若该路径的部分分支还未判决而 $O(f_s, f_u)$ 已大于 R^2 , 则放弃该点并对下个点进行判决。若该路径的所有分支都已判别而 $O(f_s, f_u)$ 仍小于 R^2 , 则判定此点包含在球体内。之后, 将该点暂置于新的集合 Φ_t 中, 并将搜索半径更新为 $O(f_s, f_u)$, 继续对下个点进行判决。待所有点均被检测完成后, 找到新集合 Φ_t 中 $O(f_s, f_u)$ 最小值所对应的点, 该点即为相应的最优解。

解调具体流程如图 2 所示。

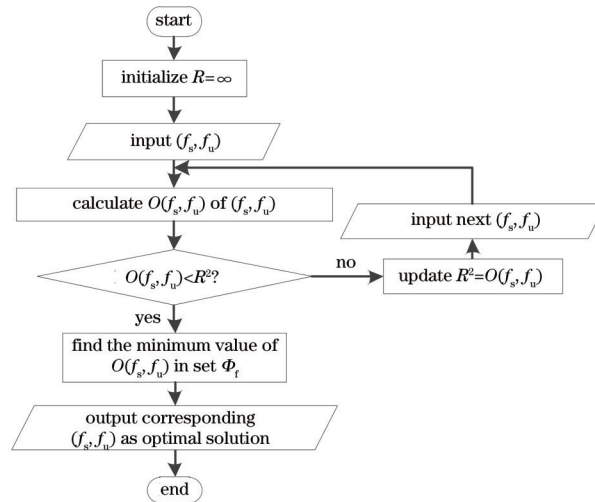


图 2 解调流程图

Fig. 2 Flow chart of demodulation

3 误比特率分析

由于 MMLOSPPM 系统包含层映射、激活激光器映射和含有层标记的符号域映射, 故分析系统误比特

率时, 不仅要考虑激活激光器的序号、调制符号和层标记符号之间的影响, 还要联合考虑先检出层对剩余层的影响。过程中采用慢衰落信道, 即在一帧数据中 H 参数保持不变。根据文献[20], 采用联合界技术时

MMLOSPPM 系统平均比特错误概率 (ABEP, M_{ABEP}) 的上界为

$$M_{\text{ABEP}} \leq \frac{1}{(L+K)(N_t-1)} \sum_m^{N_t-1} \sum_{\hat{m}}^{N_t-1} \sum_l^L \sum_{\hat{l}}^L \sum_k^K \sum_{\hat{k}}^K M_{\text{APEP}} \left[\left(X_{m,l,k} \rightarrow \hat{X}_{\hat{m},\hat{l},\hat{k}} \right) \middle| H \right], \quad (6)$$

式中: $M_{\text{APEP}}(\cdot)$ 为平均成对错误概率 (APEP)。根据文献 [10], 当发射端发送符号 X 而被接收端误检为 \hat{X} 时, APEP 可表示为

$$M_{\text{APEP}} \left[\left(X_{m,l,k} \rightarrow \hat{X}_{\hat{m},\hat{l},\hat{k}} \right) \middle| H \right] = E \left[Q \left(\sqrt{\rho W} / 2 \right) \right] = E \left[Q \left(\sqrt{\rho \left\| HX_{m,l,k} - H\hat{X}_{\hat{m},\hat{l},\hat{k}} \right\|_2^2 / 2} \right) \right], \quad (7)$$

式中: $Q(\cdot) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp \left[-\frac{(\cdot)^2}{2 \sin^2 \theta} \right] d\theta$ 为 Gaussian-Q 函数, θ 为积分变量; $E(\cdot)$ 为期望值。为描述方便, 定义

$$W = \left\| HX_{m,l,k} - H\hat{X}_{\hat{m},\hat{l},\hat{k}} \right\|_2^2 = \left\| Hs_m \mathbf{u}_{l,k} - Hs_{\hat{m}} \mathbf{u}_{\hat{l},\hat{k}} \right\|_2^2 = \left\| \mathbf{h}_m \mathbf{u}_{l,k} - \mathbf{h}_{\hat{m}} \mathbf{u}_{\hat{l},\hat{k}} \right\|_2^2, \quad (8)$$

式中: \mathbf{h}_m 为 H 的第 m 列, 是信道 H 和激活激光器向量 s_m 相乘的结果; $\mathbf{h}_{\hat{m}}$ 为第 m 列估计值 \hat{m} 相应的值。

从式 (8) 来看, 获得 ABEP 的关键是正确分析检测错误的类型, 并计算出其对应的 APEP。只有当每层的层标记符号、激活激光器序号和 PPM 调制符号均被

正确检出时, 信号才能被正确解调。因此, 综合考虑影响系统误码性能的因素, 其错误可归纳为以下七类。

1) 第一类错误。激活激光器序号、层标记符号和 PPM 符号均检测错误, 即 $m \neq \hat{m}, l \neq \hat{l}, k \neq \hat{k}$ 。其错误类型可表示为

$$\mathbf{h}_m \mathbf{u}_{l,k} - \mathbf{h}_{\hat{m}} \mathbf{u}_{\hat{l},\hat{k}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,1} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},1} & 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,1} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,2} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},2} & 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,2} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},2} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,N_t} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},N_t} & 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,N_t} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},N_t} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

\uparrow \uparrow \uparrow \uparrow
 l column \hat{l} column k column \hat{k} column

经过计算, 第一类错误结果为

$$W_1 = A^2 \sum_{i=1}^{N_t} (h_{m,i}^2 + h_{\hat{m},i}^2), \quad (10)$$

式中: $h_{m,i}$ 为信道矩阵 H 中第 i 行、第 m 列的元素; $h_{\hat{m},i}$ 为第 m 列估计值第 \hat{m} 列、第 i 行的元素值。第一类错误共计有 $(N_t-1)^2 K(K-1)L(L-1)$ 项。

2) 第二类错误。层标记符号和 PPM 符号检测正确而激活激光器序号检测错误, 即 $l = \hat{l}, k = \hat{k}, m \neq \hat{m}$ 。采用和第一类错误相同的分析方法, 并化简可得第二类错误结果, 即

$$W_2 = 2A^2 \sum_{i=1}^{N_t} (h_{m,i} - h_{\hat{m},i})^2, \quad (11)$$

第二类错误共计有 $(N_t-1)^2 KL$ 项。

3) 第三类错误。PPM 符号检测正确而激活激光器序号和层标记符号检测错误, 即 $k = \hat{k}, m \neq \hat{m}, l \neq \hat{l}$, 其分析方法也可参考第一类错误。经计算可得, 第三类错误的化简结果为

$$W_3 = A^2 \sum_{i=1}^{N_t} \left[h_{m,i}^2 + h_{\hat{m},i}^2 + (h_{m,i} - h_{\hat{m},i})^2 \right] = W_{3-1} + W_{3-2}, \quad (12)$$

式中: W_{3-1} 代表形式为加权平方累加和的前两项; W_{3-2} 代表形式为加权差的平方累加和的第三项。第三类错误共计有 $(N_t-1)^2 KL(L-1)$ 项。

4) 第四类错误。层标记符号检测正确而激活激光器序号和 PPM 符号检测错误, 即 $l = \hat{l}, m \neq \hat{m}, k \neq \hat{k}$ 。错误类型可表示为

$$\mathbf{h}_m \mathbf{u}_{l,k} - \mathbf{h}_{\hat{m}} \mathbf{u}_{\hat{l},\hat{k}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,1} - Ah_{\hat{m},1} & 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,1} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,2} - Ah_{\hat{m},2} & 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,2} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},2} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,N_t} - Ah_{\hat{m},N_t} & 0 & \cdots & 0 & Ah_{m,N_t} & 0 & \cdots & 0 & -Ah_{\hat{m},N_t} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

\uparrow \uparrow \uparrow
 l column \hat{l} column k column \hat{k} column

化简式(13)后,可得第四类错误的结果,即

$$W_4 = A^2 \sum_{i=1}^{N_i} \left[(h_{m,i} - h_{\hat{m},i})^2 + h_{m,i}^2 + h_{\hat{m},i}^2 \right] = W_{4-1} + W_{4-2}, \quad (14)$$

式中: W_{4-1} 表示加权差的平方和形式; W_{4-2} 表示加权平方累加和形式。第四类错误共计有 $(N_i - 1)^2 K(K - 1)L$ 项。

5) 第五类错误。激活激光器序号检测正确而标记符号和 PPM 符号检测错误, 即 $m = \hat{m}, l \neq \hat{l}, k \neq \hat{k}$ 。其错误类型表示方法与第一类相似, 只需将条件 $m = \hat{m}$ 代入即可。经计算得, 第五类错误的结果为

$$W_5 = 4A^2 \sum_{i=1}^{N_i} h_{m,i}^2, \quad (15)$$

第五类错误共计有 $(N_i - 1)K(K - 1)L(L - 1)$ 项。

6) 第六类错误。激活激光器序号和 PPM 符号检

测正确而层标记符号检测错误, 即 $m = \hat{m}, k = \hat{k}, l \neq \hat{l}$ 。其表达式与第三类错误相似, 经化简可得第六类错误的结果, 即

$$W_6 = 2A^2 \sum_{i=1}^{N_i} h_{m,i}^2, \quad (16)$$

此时, 对应的错误共计有 $(N_i - 1)KL(L - 1)$ 项。

7) 第七类错误。激活激光器和层标记符号均检测正确而 PPM 符号检测错误, 即 $m = \hat{m}, l = \hat{l}, k \neq \hat{k}$ 。其表达形式与第四类相似, 经化简可得第七类错误的结果, 其表达式与第六类错误类似。第七类错误共计有 $(N_i - 1)K(K - 1)L$ 项。

观察以上错误类型的表达式可发现它们共有两种计算形式, 一种为 h 加权平方累加和的形式, 另一种为 h 加权差的平方累加和形式。对于前一种形式而言, 由于 h 是服从 Gamma-Gamma 分布的随机变量, 故其平方的矩量母函数(MGF)^[21]为

$$R(y) = \frac{\sqrt{\alpha\beta}^{\alpha+\beta} y^{-\frac{\alpha+\beta}{4}}}{4\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} G_{1,4}^{4,1} \left[\begin{matrix} (\alpha\beta)^2 \\ 16y \end{matrix} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\alpha+\beta}{4} \\ \frac{\alpha-\beta}{4}, \frac{\alpha-\beta+2}{4}, \frac{-\alpha+\beta}{4}, \frac{-\alpha+\beta+2}{4} \end{matrix} \right], \quad (17)$$

式中: $G(\cdot)$ 为 Meijer G 函数。根据具有多个随机变量的 MGF 的性质^[21], 可求得 W_1 的 APEP 为

$$M_{\text{APEP}, W_1} \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{i=1}^2 \left\{ \frac{\sqrt{\alpha\beta}^{\alpha+\beta} \left(\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right)^{-\frac{\alpha+\beta}{4}}}{4\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} G_{1,4}^{4,1} \left[\begin{matrix} (\alpha\beta \sin \theta)^2 \\ 4c_i^2 \rho \end{matrix} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\alpha+\beta}{4} \\ \frac{\alpha-\beta}{4}, \frac{\alpha-\beta+2}{4}, \frac{-\alpha+\beta}{4}, \frac{-\alpha+\beta+2}{4} \end{matrix} \right] \right\} d\theta, \quad (18)$$

式中: $c_1 = c_2 = 2A^2$ 。

由于缺少 W_2 对应的 h 加权差的平方和形式的分布函数^[9], 因此采用高斯核密度估计(KDE)方法来计算此时的 APEP。其近似结果为

$$M_{\text{APEP}, W_2} \approx \sum_{i=1}^n \frac{1}{n\pi} \int_0^{\pi/2} J_{W_2} \left(-\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (19)$$

式中: n 为采样数; $J_{W_1}(j) = \exp\left(\epsilon_2 j + \frac{1}{2} d^2 j^2\right)$, 其中 ϵ_2 为根据 W_2 计算所得的均值, d 为核密度估计的窗宽。

W_3 中第一项和第二项的 APEP 的计算方法分别与 W_1 和 W_2 的 APEP 计算方法相同, 其结果为

$$M_{\text{APEP}, W_3} \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{i=1}^2 \left\{ \frac{\sqrt{\alpha\beta}^{\alpha+\beta} \left(\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right)^{-\frac{\alpha+\beta}{4}}}{4\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} G_{1,4}^{4,1} \left[\begin{matrix} (\alpha\beta \sin \theta)^2 \\ 4c_i^2 \rho \end{matrix} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\alpha+\beta}{4} \\ \frac{\alpha-\beta}{4}, \frac{\alpha-\beta+2}{4}, \frac{-\alpha+\beta}{4}, \frac{-\alpha+\beta+2}{4} \end{matrix} \right] \right\} d\theta + \sum_{i=1}^n \frac{1}{n\pi} \int_0^{\pi/2} J_{W_{3-2}} \left(-\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (20)$$

式中: $c_1 = c_2 = A^2$; $J_{W_{3-2}}(j)$ 中需代入 W_{3-2} 的均值计算。

同样地, 分别采用 KDE 方法和 MGF 方法即可计算出 W_4 中第一项和第二项的 APEP, 则第四类错误对应的 APEP 可表示为

$$M_{\text{APEP}, W_i} \approx \sum_{i=1}^n \frac{1}{n\pi} \int_0^{\pi/2} J_{W_{i-1}} \left(-\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{i=2}^2 \left\{ \frac{\sqrt{\alpha\beta}^{\alpha+\beta} \left(\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right)^{-\frac{\alpha+\beta}{4}}}{4\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} G_{1,4}^{4,1} \left[\frac{(\alpha\beta \sin \theta)^2}{4c_i^2 \rho} \middle| \frac{1 - \frac{\alpha+\beta}{4}}{\frac{\alpha-\beta}{4}, \frac{\alpha-\beta+2}{4}, \frac{-\alpha+\beta}{4}, \frac{-\alpha+\beta+2}{4}} \right] \right\} d\theta, \quad (21)$$

其中,在 KDE 的计算中需代入 W_{4-1} 的均值。第二项 MGF 公式中 $c_1 = c_2 = A^2$ 。

对于错误类型 W_5 、 W_6 和 W_7 , 同样使用 MGF 方法可分别求得 APEP, 即

$$M_{\text{APEP}, F} \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left\{ \frac{\sqrt{\alpha\beta}^{\alpha+\beta} \left(\frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} \right)^{-\frac{\alpha+\beta}{4}}}{4\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} G_{1,4}^{4,1} \left[\frac{(\alpha\beta \sin \theta)^2}{4c^2 \rho} \middle| \frac{1 - \frac{\alpha+\beta}{4}}{\frac{\alpha-\beta}{4}, \frac{\alpha-\beta+2}{4}, \frac{-\alpha+\beta}{4}, \frac{-\alpha+\beta+2}{4}} \right] \right\} d\theta, \quad F \in \{W_5, W_6, W_7\}, \quad (22)$$

当 $c = 4A^2$ 时, 可得到 M_{APEP, W_5} 。当 $c = 2A^2$ 时, 可得到 M_{APEP, W_6} 和 M_{APEP, W_7} 。

将以上错误类型对应的 APEP 代入式(6), 可得系统的 ABEP 为

$$M_{\text{ABEP}} \leq \frac{1}{(L+K)} \left[(N_t - 1)L(L-1)K(K-1)M_{\text{APEP}, W_1} + LK(N_t - 1)M_{\text{APEP}, W_2} + K(N_t - 1)L(L-1)M_{\text{APEP}, W_3} + (N_t - 1)LK(K-1)M_{\text{APEP}, W_4} + L(L-1)K(K-1)M_{\text{APEP}, W_5} + LK(L-1)M_{\text{APEP}, W_6} + LK(K-1)M_{\text{APEP}, W_7} \right]. \quad (23)$$

由式(23)可知, 系统的误比特率主要与发射端激活激光器数目、分层数和 PPM 的调制阶数有关。

4 仿真结果与分析

为验证第 3 节中理论分析的正确性, 在系统总功率不变、且接收端已知信道状态信息的条件下, 采用蒙特卡罗方法对所提方案进行仿真验证, 其结果如图 3~5 所示。为方便描述, 用 $(N_t \times N_r - L - K)$ 的形式来标注系统参数。实验中仿真参数取值分别为 $\eta = 0.5, \lambda = 1550 \text{ nm}, D = 1 \text{ km}, n = 2 \times 10^4, d = 1/1000$ 。若未特殊说明, 则 $C_n^2 = 6.0 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ 。此外, 假设各个激活激光器上的功率相等。

图 3 为不同湍流下 MMLOSPPM 系统误比特率的理论上界与蒙特卡罗仿真性能。此时, 弱湍流和强湍流的 C_n^2 值分别为 $9.0 \times 10^{-16} \text{ m}^{-2/3}$ 和 $2.5 \times 10^{-12} \text{ m}^{-2/3}$ 。在低信噪比区域中, 误比特率的实验值小于其理论值。当信噪比大于 35 dB 时, 系统误比特率的理论曲线和仿真曲线开始重合, 说明理论推导是正确的。这是因为在理论误比特率的推导中采用了误比特率的一致边界, 所以其只有在高信噪比时才能与实际误比特率十分紧密地重合。随着湍流强度的增大, MMLOSPPM 系统的误码性能越来越好。当误比特率为 10^{-3} 时, $(5 \times 4 - 2 - 2)$ MMLOSPPM 系统在强湍流下的信噪比比弱湍流下的信噪比改善了约 7 dB。这是强湍流中存在丰富的散射, 使得子信道间的差异性较为明显导致的。此结论与文献[11]中结论相同。

图 4 为符号域 PPM 调制阶数、分层数和发射端激

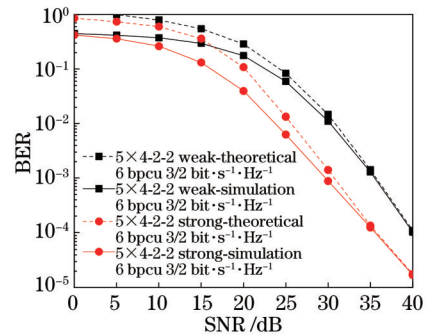


图 3 MMLOSPPM 系统误比特率的理论上界和仿真性能
Fig. 3 Theoretical upper bound and simulation performance of bit error rate in MMLOSPPM system

光器的数目对 MMLOSPPM 系统误码性能的影响。在激光器数目和分层数相同的条件下, 增加符号域 PPM 的调制阶数虽然会带来误比特率的损失, 但是它可以提高 MMLOSPPM 系统的传输速率。例如, 当 PPM 的调制阶数从 2 增加到 4 时, 与 $(5 \times 4 - 2 - 2)$ MMLOSPPM 系统相比, $(5 \times 4 - 2 - 4)$ MMLOSPPM 系统的信噪比在误比特率为 10^{-3} 处损失了约 6 dB, 但其传输速率却提高了 2 bpcu (bit per channel use)。对比 $(6 \times 4 - 3 - 4)$ 系统与 $(6 \times 4 - 3 - 2)$ 系统, 也可得到相同的结论。在激光器数目和 PPM 调制阶数相同的条件下, 随着系统分层数的增加, MMLOSPPM 系统的传输速率得到了改善, 但会导致误比特率变差。例如, $(5 \times 4 - 4 - 2)$ MMLOSPPM 系统的传输速率比 $(5 \times 4 - 2 - 2)$ MMLOSPPM 系统增加了 2 bpcu, 但其信噪比在误

比速率为 10^{-3} 时损失了约 3.5 dB。同样地,相比 $(5 \times 4-2-4)$ 系统, $(5 \times 4-4-4)$ 系统传输速率增加了 4 bpcu, 但其信噪比在误比特率为 10^{-2} 处损失了约 5 dB。在分层数和 PPM 调制阶数相同的条件下,增加发射端激光器的数目不仅可提高传输速率,还会带来误码性能的改善。例如, $(7 \times 4-4-2)$ MMLOSPPM 系统比 $(5 \times 4-4-2)$ MMLOSPPM 系统仅增加了两个激光器,但其传输速率增加了 4 bpcu,同时其信噪比在误比特率为 10^{-3} 时改善了约 0.5 dB。因此,根据实际情况,可通过适当的增加分层数或发射端激光器的数目来提高 MMLOSPPM 系统的传输速率。例如:当建设成本较低同时对误码性能要求较高时,可采用分层数较少的系统;当以大幅提高传输速率为目标且建设成本相对充裕时,可以选择层数较多的系统。

图 5 和表 2 分别为 MMLOSPPM 系统采用 ML 译码算法和 SD 译码算法时系统的误码性能和计算复杂

度。由图 5 和表 2 可知,SD 算法与 ML 算法具有相似的误码性能,且其计算复杂度减少了 $N_r(L+K)$ 次,这就是本文接收端采用 SD 算法的原因。

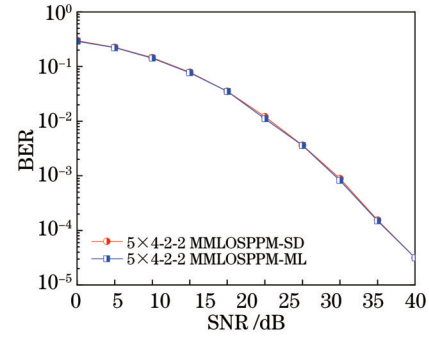


图 5 SD 和 ML 译码算法的误比特率

Fig. 5 Bit error rate performance of SD and ML decoding algorithms

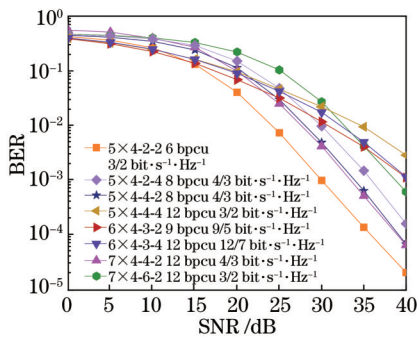


图 4 不同系统参数下 MMLOSPPM 系统的误码性能

Fig. 4 Bit error rate performance of MMLOSPPM system under different system parameters

为进一步说明所提方案的优越性,表 3 给出了 MMLOSPPM 系统、SPPM 系统和广义 SPPM (GSPPM) 系统的频谱效率和传输速率。其中,GSPPM 方案同时激活两个激光器,且不同的激活激光器发送不同的调制符号。各方案中 PPM 调制阶数均为 K 。由表 3 可知,三种方案的频谱效率和传输速率均与激光器数目和符号域调制阶数有关。GSPPM 方案的频谱效率和传输速率还与激活激光器数目有关,所提方案的频谱效率和传输速率还与分层数相关。然而,由于分层数只对 MMLOSPPM 系统产生影响,故下面将在给出具体参数时对表 3 所列三种方案的性能进行比对。

表 2 ML 与 SD 算法的计算复杂度

Table 2 Computational complexities of ML and SD algorithms

Decoding algorithm	Total complexity
ML	$(N_{SSK}^2 + \dots + N_{SSK}^L) \cdot (LK) \cdot [2N_r N_r (L+K) + 2N_r (L+K) - 1]$
SD	$(N_{SSK}^2 + \dots + N_{SSK}^L) \cdot (LK) \cdot [2N_r N_r (L+K) + N_r (L+K) - 1]$

表 3 不同 OSM 方案的频谱效率和传输速率

Table 3 Spectral efficiency and transmission rate of different OSM schemes

Modulation scheme	Spectral efficiency / $(\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1})$	Transmission rate / bpcu
K -SPPM ^[10]	$\text{lb}(N_r K) / K$	$\text{lb}(N_r K)$
K -GSPPM ^[11]	$\left[\text{lb} C_N^2 + 2\text{lb} K \right] / K$	$\left[\text{lb} C_N^2 + 2\text{lb} K \right]$
(L, K) -MMLOSPPM	$L \text{lb}(KN_{SSK}) / (L+K)$	$L \text{lb}(KN_{SSK})$

为更全面地分析 MMLOSPPM 系统的性能,图 6 给出了当频谱效率和传输速率分别相同时表 3 中各方案的误码性能。在传输速率为 6 bpcu 和 PPM 符号时隙数相同的条件下,所提方案在大信噪比区域能获得

更好的误比特率,同时所需的激光器数目也是最少的。例如,当信噪比大于 28 dB 时, $(5 \times 4-2-2)$ MMLOSPPM 系统的误码性能比 $(7 \times 4-4)$ GSPPM 和 $(16 \times 4-4)$ SPPM 系统都要好,且其所需的激光器数目

比前者和后者分别节约了 2 个和 11 个。当频谱效率同为 $3/2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时, 虽然 MMLOSPPM 系统牺牲了误比特率, 但是其传输速率得到了大幅改善。在误比特率为 10^{-3} 时, $(5 \times 4-2-2)$ MMLOSPPM 系统的信噪比分别比 $(3 \times 4-2)$ GSPPM 系统和 $(4 \times 4-2)$ SPPM 系统降低了约 3.5 dB 和 1.0 dB, 但 MMLOSPPM 系统的传输速率比 GSPPM 系统和 SPPM 系统改善了 3 bpcu。

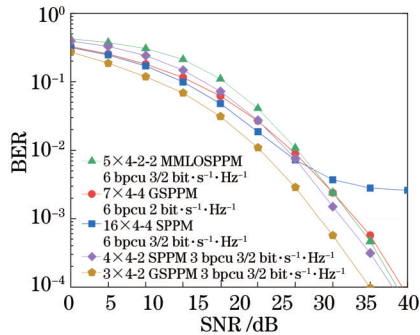


图 6 MMLOSPPM、SPPM 和 GSPPM 系统的误码性能

Fig. 6 Bit error rate performance of MMLOSPPM, SPPM and GSPPM systems

5 结 论

针对现有 OSM 存在的传输速率、发射器利用率低的问题和高通信质量的要求, 利用分层空间结构, 并结合 PPM 调制提出了一种 MMLOSPPM 方案。在该方案中, 利用复用技术大幅提高了系统的传输速率和发射器利用率。同时, 利用 PPM 调制的特点, 通过额外增加少量时隙进行层标记提高了首先检出层的正确性, 从而进一步改善了系统的误码性能。结果表明, 相比传统的 OSM 方案, MMLOSPPM 系统提高了传输速率和误码性能, 同时节省了所使用激光器的数目。当频谱效率相同时, MMLOSPPM 系统的传输速率相比 GSPPM 系统和 SPPM 系统提高了 3 bpcu。当传输速率相同时, $(5 \times 4-2-2)$ MMLOSPPM 系统比 $(7 \times 4-4)$ GSPPM 系统和 $(16 \times 4-4)$ SPPM 系统分别节省了 2 个激光器和 11 个激光器, 且 MMLOSPPM 系统在大信噪比区域中获得了更好的误码性能。此外, 随着分层数和 PPM 调制阶数的增加, MMLOSPPM 系统的传输速率会进一步提升, 但是会导致 BER 变差。因此, 在 MMLOSPPM 系统设计中, 可根据具体目标, 合理地选择分层数、PPM 调制阶数和发射器数目, 以此来达到传输速率、误比特率和建设成本的平衡。

参 考 文 献

[1] 钱志鸿, 肖琳, 王雪. 面向未来移动网络密集连接的关键技术综述[J]. 通信学报, 2021, 42(4): 22-43.
Qian Z H, Xiao L, Wang X. Review on strategic technology of dense connection for the future mobile network[J]. Journal on Communications, 2021, 42(4): 22-43.

[2] 任静峰, 杨玲珍, 祝王华, 等. 光注入掺铒光纤激光器的混沌特性[J]. 光学学报, 2021, 41(21): 2114002.
Ren J F, Yang L Z, Zhu W H, et al. Chaotic characteristics of erbium-doped fiber laser with optical injection[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(21): 2114002.

[3] 王晓斌, 曹阳, 刘春波, 等. 硅基光学相控阵芯片相位噪声补偿研究[J]. 光学学报, 2021, 41(23): 2323001.
Wang X B, Cao Y, Liu C B, et al. Phase noise compensation of silicon-based optical phased array chip [J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(23): 2323001.

[4] Mesleh R, Elgala H, Haas H. Optical spatial modulation [J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2011, 3(3): 234-244.

[5] Lian J, Brandt-Pearce M. Multiuser MIMO indoor visible light communication system using spatial multiplexing[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(23): 5024-5033.

[6] Ishikawa N, Sugiura S. Maximizing constrained capacity of power-imbalanced optical wireless MIMO communications using spatial modulation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(2): 519-527.

[7] Jaiswal A, Bhatnagar M R, Jain V K. Performance evaluation of space shift keying in free-space optical communication[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(2): 149-160.

[8] 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, October 15-17, 2014, Hanoi, Vietnam. New York: IEEE Press, 2014: 144-148.

[9] Özbilgin T, Koca M. Optical spatial modulation over atmospheric turbulence channels[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(11): 2313-2323.

[10] 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.

[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): 16755235.

[12] Jha M K, Kumar N, Lakshmi Y V S. Generalized spatial modulation for multi-user in visible light communication [C]//28th Wireless and Optical Communications Conference, May 9-10, 2019, Beijing, China. New York: IEEE Press, 2019: 18852033.

[13] Alaka S P, Narasimhan T L, Chockalingam A. Generalized spatial modulation in indoor wireless visible light communication[C]//IEEE Global Communications Conference, December 6-10, 2015, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2015: 28-35.

[14] Al-Nahhal M, Basar E, Uysal M. Flexible generalized spatial modulation for visible light communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70 (1): 1041-1045.

- [15] 王惠琴, 杨顺信, 张悦, 等. 大气激光通信中的完全光广义空间调制[J]. 光学学报, 2020, 40(13): 1301001.
Wang H Q, Yang S X, Zhang Y, et al. Fully optical generalized spatial modulation in atmospheric laser communication[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(13): 1301001.
- [16] 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.
- [17] 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.
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.
- [18] Bhatnagar M R, Ghassemlooy Z. Performance analysis of gamma-gamma fading FSO MIMO links with pointing errors[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(9): 2158-2169.
- [19] Jiang Y, Lan Y Q, He S Y, et al. Improved low-complexity sphere decoding for generalized spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(6): 1164-1167.
- [20] Elsayed E E, Yousif B B. Performance enhancement of hybrid diversity for M-ary modified pulse-position modulation and spatial modulation of MIMO-FSO systems under the atmospheric turbulence effects with geometric spreading[J]. Optical and Quantum Electronics, 2020, 52(12): 508.
- [21] Adamchik V S, Marichev O I. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system[C]//ISSAC '90: Proceedings of the international symposium on Symbolic and algebraic computation, August 20-24, 1990, Tokyo, Japan. New York: ACM Press, 1990: 212-224.