文章编号　1004-924X(2020)11-2437-07

Gamma-Gamma 湍流信道下广义空时脉冲位置调制

张　悦[1]，王惠琴[1*]，张莉萍[2]，包仲贤[1]
(1. 兰州理工大学 计算机与通信学院，甘肃 兰州 730050；
2. 中国铁路兰州局集团有限公司 兰州通信段，甘肃 兰州 730000)

摘要：针对现有光空间调制空间资源利用率较低、传输速率不理想等问题，本文将线性弥散码与光空间调制相结合，提出了一种广义空时脉冲位置调制(Generalized Space-time Pulse Position Modulation，GSTPPM)方案。详细介绍了广义空时弥散矩阵映射和脉冲位置调制映射原理，采用球形译码算法完成了信号检测。在此基础上，推导了 GSTPPM 方案的理论误码率表达式，并利用蒙特卡洛法将所提方案与现有的光空间调制方案进行了对比。仿真结果表明：当激光器数目和调制阶数固定时，GSTPPM 方案的传输速率明显高于空间复用、光空间脉冲位置调制和广义光空间脉冲位置调制。当传输速率相同时，(2，4，4)-GSTPPM 的误码率明显优于(32，4，4)-光空间脉冲位置调制和(5，4，4)-广义光空间脉冲位置调制。当 BER＝10^{-3}时，前者的信噪比比后者分别改善了约 7 dB 和 5.5 dB。

关　键　词：无线光通信；光空间调制；广义空时脉冲位置调制；误码率
中图分类号：TN929.12　　**文献标识码**：A　　**doi**：10.37188/OPE.20202811.2437

Generalized space-time pulse position modulation over Gamma-Gamma turbulence channel

ZHANG Yue[1], WANG Hui-qin[1*], ZHANG Li-ping[2], BAO Zhong-xian[1]

(1. *School of Computer and Communication*,
Lanzhou University of Technology, *Lanzhou* 730050, *China*;
2. *Lanzhou Railway Communication*,
China Railway Lanzhou Bureau Groups Co. Ltd, *Lanzhou* 730000, *China*)
* *Corresponding author*, *E-mail*: 15117024169@139.*com*

Abstract: To overcome the low space resource utilization and limited transmission rate of traditional optical spatial modulation, a Generalized Space-time Pulse Position Modulation (GSTPPM) scheme was proposed by combining a linear dispersion code with optical spatial modulation. The principles of generalized space-time dispersion matrix mapping and pulse position modulation mapping were introduced in detail. In addition, Signal detection was performed by using a sphere decoding algorithm. The theoretical bit error rate (BER) expression for the GSTPPM scheme was derived, and the performance of the proposed scheme was compared with existing optical spatial modulation schemes by using the Monte Carlo method. When the number of lasers and the modulation order are fixed, the results show that the transmission rate of the GSTPPM scheme is significantly higher than

收稿日期：2020-04-23；**修订日期**：2020-06-15.
基金项目：国家自然科学基金资助项目(No. 61861026，No. 61875080)

that of spatial multiplexing, spatial pulse position modulation (SPPM), and generalized spatial pulse position modulation (GSPPM). At the same transmission rate, the BER of (2,4,4)-GSTPPM is clearly superior than that of (32,4,4)-SPPM and (5,4,4)-GSPPM. When BER $=10^{-3}$, GSTPPM scheme improves the signal-to-noise ratio by approximately 7 dB and approximately 5.5 dB, respectively.

Key words: wireless optical communication; optical spatial modulation; generalized space-time pulse position modulation; bit error rate

1 引 言

无线光通信(Wireless Optical Communication, WOC)作为一种全新的接入技术,因具有带宽不受限、传输速率高、安全性强等优势成为了近年来的研究热点[1]。但是随着物联网、大数据以及人工智能等技术的迅猛发展,由此产生的海量数据对WOC系统的传输速率提出了更高的要求,这就对现有的无线光通信技术提出了新的挑战。光空间调制(Optical Spatial Modulation, OSM)技术的出现为解决该问题提供了一种新的途径[2]。

OSM作为一种新型的光多输入多输出(Optical Multple Input Multiple Output, OMIMO)传输技术,有效地利用了空间资源,在传统二维信号星座图的基础上增加了一维空间域映射(即激活激光器索引映射)。这样不仅可以利用传统的调制符号传输信息,还可以将另一部分信息隐含于激活激光器的索引中,使激光器的索引号成为一种额外数据信息的携带方式,从而提高系统的传输速率[3-4]。另外,由于OSM每次只激活一个激光器发送信息,有效地避免了OMIMO系统中存在的信道间干扰强、信道同步难以及接收端译码复杂度高等问题[5-6]。因此,OSM已成为大规模OMIMO通信中颇具应用前景的备选方案之一。

近年来,大量学者致力于OSM技术及其拓展应用的研究,已取得了一些研究成果[7-12]。文献[7]将OSM与脉冲位置-幅度调制(PPAM)相结合,提出一种具有高能量效率和高频谱效率的光空间脉冲位置-幅度联合调制(SPPAM),为OSM技术的研究奠定了理论基础。后来,文献[8-9]针对Gamma-Gamma衰落信道,推导了SPPM系统的理论误码率表达式。同时,构建了一种自适应闭环SPPM方案。相较于开环OSM,该方案有效改善了系统的误码性能。为了进一步降低OSM系统的复杂度,光空移键控(Optical Space Shift Keying, OSSK)被提出[10]。作为一种特殊的OSM技术,它仅利用激活激光器索引来传输信息。文献[11]分别针对对数正态、Gamma-Gamma和负指数3种衰落信道,研究了大气湍流和瞄准误差对OSSK系统信道容量和误码率的影响。随后,文献[12]提出了一种发射端基于部分信道增益排序的OSSK系统(PIT-OSSK),利用已知的部分信道增益,自适应地调整星座映射和功率分配,有效提升了系统的误码性能。

在上述OSM和OSSK方案中,仅利用空间资源实现了系统传输速率的提升,而忽视了其他资源的利用,如时间资源等。因此,本文将线性弥散码引入OSM,通过充分挖掘空间和时间资源设计了一种广义空时弥散矩阵,并与空间脉冲位置调制相结合提出了广义空时脉冲位置调制(Generalized Space-Time Pulse Position Modulation, GSTPPM),实现了系统传输速率和误码性能的有效提升。

2 广义空时脉冲位置调制系统模型

为了提高系统的传输速率和误码性能,GSTPPM方案除了利用传统调制符号传递信息外,还利用激活激光器构造的广义空时弥散矩阵来传递信息。对于一个有 N_t 个激光器(LD)和 N_r 个光电探测器(PD)的GSTPPM系统(LD和PD的排列方式为均匀圆阵,且LD阵列的圆心与PD阵列的圆心相对应),其系统模型如图1所示。在图1中,将经过串/并变换的二进制比特流分成长度为 $\boldsymbol{B}=[b_1,b_2]$ 比特的数据块。其中,b_1 比特经过两次映射后被映射为广义空时弥散矩阵,b_2 比特被映射为不同激活激光器上加载的不同脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)符号(即采用复用技术)。将两次映射的空时弥散矩阵与调制符号向量分别做克罗内克乘积后相加即可得到GSTPPM信号。该信号经发送光学天线、大气湍流信道、接收光学天线后由光电探测器转换成电信号,再经球形译码算法(SD)检测以及解映射即可恢复出原始比特数据块。

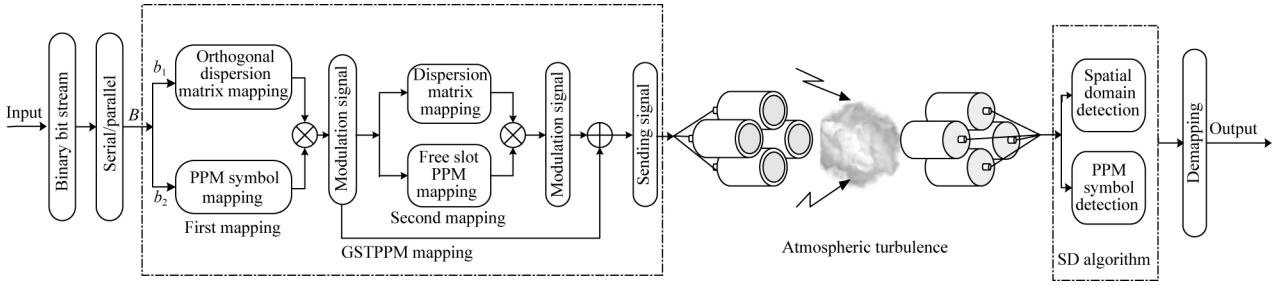

图 1　GSTPPM 系统模型

Fig. 1　GSTPPM system model

2.1　映射规则

根据映射规则，GSTPPM 系统可分为空间域映射（即广义空时弥散矩阵映射）和信号域映射（PPM 调制符号映射）。

在空间域映射中，同时考虑空间和时间资源，映射的广义空时弥散矩阵为 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{s}}=\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}+\boldsymbol{x}_{\mathrm{os}}$。其中，$\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}$ 和 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{os}}$ 分别表示第一次和第二次空间映射时对应的空时弥散矩阵。矩阵 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}$ 由 N_{t} 个激光器的索引按照弥散矩阵秩最大化准则生成。该矩阵满足正交性，能够保证映射过程中每列仅有一个激光器被激活，并且在连续的 N_{t} 列中每个激光器仅被激活一次。也就是说，$\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}$ 是一个每行每列均只有一个非零元素的 $N_{\mathrm{t}}\times N_{\mathrm{t}}$ 维方阵，可表示为 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}=[\boldsymbol{x}_{\mathrm{ts}_1},\boldsymbol{x}_{\mathrm{ts}_2},\cdots,\boldsymbol{x}_{\mathrm{ts}_i},\cdots\boldsymbol{x}_{\mathrm{ts}_{N_{\mathrm{t}}}}]$，$(1\leqslant i\leqslant N_{\mathrm{t}})$。其中，$\boldsymbol{x}_{\mathrm{ts}_i}=[0,\cdots,0,\underset{a_j}{1},0,\cdots 0]^{\mathrm{T}}$，$a_j$ 为非零元素的位置，代表第 i 列激活的激光器序号，$1\leqslant j\leqslant N_{\mathrm{t}}$。

第一次空间域映射完成后，采用复用技术进行第一次信号域映射，即在矩阵 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}$ 中各激活激光器上映射不同的 L-PPM 符号，L 为调制阶数。对于 L-PPM 而言，由于每符号周期仅有一个时隙发送光脉冲，则 PPM 符号可以用一个 $1\times L$ 维的向量来表示，即 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{rp}}=[0,\cdots,\underset{g_e}{A_{\mathrm{m}}},\cdots,0]$。其中，$g_e$ 为激活光脉冲的位置，$1\leqslant e\leqslant L$；A_{m} 表示发送光脉冲的平均光强。第一次映射后的调制信号矩阵可由向量 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}$ 与 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{rp}}$ 做克罗内克乘积得到，即：

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}=\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}\otimes\boldsymbol{x}_{\mathrm{rp}},\tag{1}$$

其中：$\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}$ 被扩展为一个 $N_{\mathrm{t}}\times(N_{\mathrm{t}}L)$ 维的矩阵。该矩阵可以看成是由 N_{t} 个仅含一个非零元素的 $N_{\mathrm{t}}\times L$ 维向量 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{tc}_i}$ 构成，可表示为 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}=[\boldsymbol{x}_{\mathrm{tc}_1},\boldsymbol{x}_{\mathrm{tc}_2},\cdots,\boldsymbol{x}_{\mathrm{tc}_i},\cdots\boldsymbol{x}_{\mathrm{tc}_{N_{\mathrm{t}}}}]$。其中，$\boldsymbol{x}_{\mathrm{tc}_i}$ 由 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{ts}_i}$ 扩展 L 列后得到。

仔细观察 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}$ 不难发现，L-PPM 的引入将原有正交空时弥散矩阵每列上的时隙进行了扩展，扩展后的总时隙数为 N_{t}^2L，但其中仅有 $N_{\mathrm{t}}L$ 个时隙被利用，其余时隙空闲。为了进一步提高时隙利用率，本文利用空闲时隙进行第二次映射，即在第一次映射的基础上选择剩余时隙进行符号调制，同时将它们加载在某一符号周期中未激活的激光器上。那么，第二次映射的空时弥散矩阵为 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{os}}=[\boldsymbol{O},\cdots\boldsymbol{O},\boldsymbol{x}_{\mathrm{tos}_k},\boldsymbol{O},\cdots\boldsymbol{O}]$。其中，$\boldsymbol{O}$ 是 $N_{\mathrm{t}}\times 1$ 维的零向量；$\boldsymbol{x}_{\mathrm{tos}_k}=[0,\cdots,0,\underset{a_\mu}{1},0,\cdots,0]^{\mathrm{T}}$，$1\leqslant k\leqslant N_{\mathrm{t}}$，$a_\mu$ 表示第 k 列上额外被激活的激光器序号，$1\leqslant\mu\leqslant N_{\mathrm{t}}$ 且 $\mu\neq j$。在本方案中，仅在 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{rs}}$ 中的某一列上额外激活了一个激光器，其他列不变。这样不仅更好地利用了 L-PPM 符号中的空闲时隙，还减小了空间相关性。

至此，空间域映射已完成，即获得了广义空时弥散矩阵 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{s}}$。映射后的 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{s}}$ 是一个含有 $N_{\mathrm{t}}+1$ 个非零元素的 $N_{\mathrm{t}}\times N_{\mathrm{t}}$ 维方阵，其中仅有一列含有两个非零元素，其余列中只有一个非零元素。

在 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{os}}$ 的信号域映射中，为了保证不同符号周期上发送的调制信号满足正交性，在 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}$ 中已激活时隙对应的列上不再激活脉冲。也就是说，仅在剩余的 $(N_{\mathrm{t}}^2-N_{\mathrm{t}})L-N_{\mathrm{t}}^2+N_{\mathrm{t}}$ 个时隙上发送光脉冲，此时的映射关系同样可用一个 $1\times L$ 维的向量 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{op}}=[0,\cdots,\underset{g_q}{A_{\mathrm{m}}},\cdots,0]$，$(1\leqslant q\leqslant L-1$ 且 $q\neq e)$ 来表示。那么，第二次映射后的调制符号为 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{o}}=\boldsymbol{x}_{\mathrm{os}}\otimes\boldsymbol{x}_{\mathrm{op}}$。

综上所述，GSTPPM 映射后的发送信号 $\boldsymbol{X}$ 为：

$$\boldsymbol{X}=\boldsymbol{x}_{\mathrm{c}}+\boldsymbol{x}_{\mathrm{o}}.\tag{2}$$

由于 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{s}}$ 中不同列上的非零元素位置不同，可构造出 $N_{\mathrm{t}}!$ 个广义空时弥散矩阵。此时，空间域

映射的比特数为$\lfloor \log_2(N_t!) \rfloor$，由此形成的 $\boldsymbol{x}_s$ 的集合为 Λ_s，Λ_s 中的元素个数为 $2^{\lfloor \log_2(N_t!) \rfloor}$。同时，由于信号域采用了 L-PPM 调制，每个调制符号包含 $\log_2 L$ bits 的信息。那么，第一次信号域映射携带的比特数为 $N_t \log_2 L$；第二次信号域映射携带的比特数为$\lfloor \log_2[N_t(N_t-1)(L-1)] \rfloor$，则信号域映射的总比特数为 $N_t \log_2 L + \lfloor \log_2[N_t(N_t-1)(L-1)] \rfloor$。将两次信号域映射的向量统一记作 $\boldsymbol{x}_p$。由 $\boldsymbol{x}_p$ 组成集合为 Λ_p，Λ_p 中元素个数为$[N_t(N_t-1)(L-1)]L^{N_t}$。

因此，GSTPPM 系统的传输速率为：

$$V = \lfloor \log_2(N_t!) \rfloor + N_t \log_2 L + \lfloor \log_2[N_t(N_t-1)(L-1)] \rfloor. \tag{3}$$

相应地，该系统的频谱效率可表示为 $\{\lfloor \log_2(N_t!) \rfloor + N_t \log_2 L + \lfloor \log_2[N_t(N_t-1)(L-1)] \rfloor\}/(N_t L)$ bit/(s·Hz^{-1})。

依据上述映射规则，以 $N_t=2$，$L=2$ 为例，给出了 GSTPPM 系统的映射，如表 1 所示。此时，GSTPPM 系统的传输速率为 4 bpcu。

表 1 GSTPPM 系统映射码字

Tab. 1 Codeword table of GSTPPM system

source bits	$\boldsymbol{x}_{rs}$	$\boldsymbol{x}_{rp_1}$	$\boldsymbol{x}_{rp_2}$	$\boldsymbol{x}_c$	$\boldsymbol{x}_o$	$\boldsymbol{X}$
0000	$\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}$	$[A_m,0]$	$[A_m,0]$	$\begin{bmatrix}A_m&0&0&0\\0&0&A_m&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0&0&0&0\\0&A_m&0&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}A_m&0&0&0\\0&A_m&A_m&0\end{bmatrix}$
0001	$\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}$	$[A_m,0]$	$[A_m,0]$	$\begin{bmatrix}A_m&0&0&0\\0&0&A_m&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0&0&0&A_m\\0&0&0&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}A_m&0&0&A_m\\0&0&A_m&0\end{bmatrix}$
0010	$\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}$	$[A_m,0]$	$[0,A_m]$	$\begin{bmatrix}A_m&0&0&0\\0&0&0&A_m\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0&0&0&0\\0&A_m&0&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}A_m&0&0&0\\0&A_m&0&A_m\end{bmatrix}$
…	…	…	…	…	…	…
1101	$\begin{bmatrix}0&1\\1&0\end{bmatrix}$	$[0,A_m]$	$[A_m,0]$	$\begin{bmatrix}0&0&A_m&0\\0&A_m&0&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0&0&0&0\\0&0&0&A_m\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0&0&A_m&0\\0&A_m&0&A_m\end{bmatrix}$
1110	$\begin{bmatrix}0&1\\1&0\end{bmatrix}$	$[0,A_m]$	$[0,A_m]$	$\begin{bmatrix}0&0&0&A_m\\0&A_m&0&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}A_m&0&0&0\\0&0&0&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}A_m&0&0&A_m\\0&A_m&0&0\end{bmatrix}$
1111	$\begin{bmatrix}0&1\\1&0\end{bmatrix}$	$[0,A_m]$	$[0,A_m]$	$\begin{bmatrix}0&0&0&A_m\\0&A_m&0&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0&0&0&0\\0&0&A_m&0\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0&0&0&A_m\\0&A_m&A_m&0\end{bmatrix}$

2.2 信道模型

发送信号 $\boldsymbol{X}$ 经过大气信道后由探测器接收。假设探测器的输出信号为：

$$\boldsymbol{Y} = \gamma \boldsymbol{H}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{n}, \tag{4}$$

其中：γ 是光电转换效率；$\boldsymbol{n}$ 是服从均值为 0，方差为 σ_n^2 的高斯白噪声；$\boldsymbol{H} = [h_{\chi\eta}]_{N_r \times N_t}$，是信道衰落系数矩阵。在中到强湍流条件下，信道衰落系数 $h_{\chi\eta}$ 服从 Gamma-Gamma 分布，其概率密度函数为[13]：

$$f(h_{\chi\eta}) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \cdot h_{\chi\eta}^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} \cdot K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta h_{\chi\eta}}), \tag{5}$$

其中：$K_\nu(\cdot)$ 为 ν 阶第二类修正 Bessel 函数，$\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数，α，β 分别为大尺度和小尺度散射系数，可分别表示为：

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

$$\beta = \left\{\exp\left[\frac{0.51\sigma^2}{(1+0.69\sigma^{6/5})^{7/6}}\right]-1\right\}^{-1}, \tag{7}$$

其中：$\sigma^2 = 1.23 C_n^2 \varphi^{7/6} Z^{11/6}$，为 Rytov 方差，$C_n^2$ 为大气折射率结构常数，$\varphi = 2\pi/\lambda$，λ 为波长，Z 为激光光束传输距离。

2.3 检测算法

目前，在 OSM 中应用最多的检测算法是最大似然(Maximum Likelihood，ML)检测准则。该算法是一种性能最优的接收机检测算法，但检测时需要穷尽搜索，使得其计算复杂度很高，通常将 ML 作为一种性能界来衡量其他译码算法的性能。和 ML 译码算法相比，球形译码算法能在有效降低系统检测复杂度的同时获得比拟 ML 检测的性能[14]。鉴于此，本文采用球形译码算法完成广义空时弥散矩阵索引和 PPM 符号的检测。

为了描述方便，将 $\boldsymbol{x}_s$，$\boldsymbol{x}_p$ 和 $\boldsymbol{X}$ 间的映射关系定义为$(\boldsymbol{x}_s, \boldsymbol{x}_p) \rightarrow \boldsymbol{X}$。假设 ξ 是球面半径，初始半

径设为无穷大，以保证全部路径均在球面范围内。定义 $\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 表示路径 $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 上的累积欧氏距离误差，$\varphi(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 为路径 $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 上的搜索深度。在搜索过程中，对于任意路径 $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$，按照广义空时弥散矩阵中的各元素逐一判决来计算累计误差。若该矩阵中元素未判决完而其误差累计已超过 ξ^2，拒绝判决剩余元素并放弃该路径，继续判决其他路径。若该矩阵中所有元素判决完后其误差累计不超过 ξ^2，则判定搜索路径 $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 在球面内，并将 ξ^2 更新为相应的 $\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$。当所有路径判决完毕，将包含在球面内的路径重新建立一个新集合 ζ_φ，在新集合中选择具有最小 $\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 对应的 $(\hat{\boldsymbol{x}}_s,\hat{\boldsymbol{x}}_p)$ 作为最优解输出。GSTPPM-SD 算法的具体流程如表 2 所示。

表 2　GSTPPM-SD 算法流程

Tab. 2　Flow of GSTPPM-SD algorithm

Input: Y, N_t;

Output: $\hat{\boldsymbol{x}}_s$, $\hat{\boldsymbol{x}}_p$;

Initialize: $\xi=\infty$, $\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=0$

①Euclidean distance:

for $\boldsymbol{x}_s\in\Lambda_s$

for $\boldsymbol{x}_p\in\Lambda_p$

for $\chi\in 1:N_r$

for $\eta\in 1:N_t$

$\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)+|\boldsymbol{Y}_t(\chi,\eta)-\boldsymbol{H}_t(\chi,\eta)\boldsymbol{X}_t(\chi,\eta)|$;

②judge: if $\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)\geqslant\xi^2$, then continue to the next $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$;

$\varphi(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=\varphi(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)+1$;

③update the radius: $\xi^2=\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$;

④sentence: $\zeta_\varphi=\underset{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}{\arg}(\varphi(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=\max(\varphi))$;

$(\hat{\boldsymbol{x}}_s,\hat{\boldsymbol{x}}_p)=\underset{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)\to\boldsymbol{X}\in\zeta_\varphi}{\operatorname{argmin}}(\delta(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p))$。

2.4　复杂度分析

计算复杂度是衡量一种算法能否被广泛应用的关键，下面对 GSTPPM-SD 算法的计算复杂度进行分析。将所有公式的运行时间作为计算复杂度，首先定义：

$$\boldsymbol{U}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)=\boldsymbol{Y}(\chi,\eta)-\boldsymbol{H}(\chi,\eta)\boldsymbol{X}(\chi,\eta),\tag{8}$$

其中 $\boldsymbol{Y}(\chi,\eta)=\boldsymbol{H}(\chi,\eta)\boldsymbol{X}_t(\chi,\eta)+n$。将 $\boldsymbol{Y}$ 带入式(8)可得：

$$\boldsymbol{U}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)=\boldsymbol{\tau}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)+\boldsymbol{n},\tag{9}$$

其中：$\boldsymbol{\tau}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)=\boldsymbol{H}(\chi,\eta)[\boldsymbol{X}_t(\chi,\eta)-\boldsymbol{X}(\chi,\eta)]$，$\boldsymbol{X}_t(\chi,\eta)$ 表示第 t 时刻发送的信息。

由式(9)可知，$\boldsymbol{U}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)$ 的概率密度函数为：

$$f_U(\boldsymbol{U}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)\,|\,\boldsymbol{X}_t,\boldsymbol{H},\sigma_n^2)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}}\exp\left\{-\frac{[\boldsymbol{U}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)-\boldsymbol{\tau}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)]^2}{2\sigma_n^2}\right\}.\tag{10}$$

那么，路径 $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 中欧氏距离平方的累加和为：

$$\bar{\omega}_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=\sum_{(\chi,\eta)}|\boldsymbol{U}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)|^2=\sigma_n^2\boldsymbol{\kappa}_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p),\tag{11}$$

其中：$\boldsymbol{\kappa}_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=\sum_{(\chi,\eta)}\left|\frac{\boldsymbol{\tau}_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)+n}{\sigma_n}\right|^2$，$w$ 是欧氏距离的计算次数，$1\leqslant w\leqslant N_tN_r$。

以 ξ 为半径的球面内存在路径 $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 的概率是：

$$P_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p,\xi)=\Pr(\bar{\omega}_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)\leqslant\xi^2\,|\,\boldsymbol{x}_{st},\boldsymbol{x}_{pt},\boldsymbol{H},\sigma_n^2)=\Pr\left(\kappa_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)\leqslant\left(\frac{\xi}{\sigma_n}\right)^2\,|\,\boldsymbol{x}_{st},\boldsymbol{x}_{pt},\boldsymbol{H},\sigma_n^2\right),\tag{12}$$

其中 $\kappa_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 服从非中心卡方分布。其中，非中心参数为[15] $\zeta_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=\sum_{(\chi,\eta)}|\tau_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}(\chi,\eta)|^2/\sigma_n^2$。根据 Marcum Q 函数的性质[16]，可将式(12)转化为：

$$P_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=1-Q_m^w\left(\sqrt{\zeta_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)},\frac{\xi}{\sigma_n}\right),\tag{13}$$

其中 $Q_m(\cdot)$ 为 Marcum Q 函数。那么，每条路径 $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$ 上计算欧氏距离的运行时间为：

$$O_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}=\sum_{w=1}^{N_tN_r}P_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)=\sum_{w=1}^{N_tN_r}1-Q_m^w\left(\sqrt{\zeta_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)},\frac{\xi}{\sigma_n}\right).\tag{14}$$

所以，所有路径上公式运行的总时间(即总计算复杂度)为：

$$O_{SD}=\sum_{\forall\boldsymbol{x}_s\in\Lambda_s}\sum_{\forall\boldsymbol{x}_p\in\Lambda_p}O_{(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)}=\sum_{\forall\boldsymbol{x}_s\in\Lambda_s}\sum_{\forall\boldsymbol{x}_p\in\Lambda_p}\sum_{w=1}^{N_tN_r}1-Q_m^w\left(\sqrt{\zeta_w(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)},\frac{\xi}{\sigma_n}\right).\tag{15}$$

对于 ML 检测，需要遍历所有的 $(\boldsymbol{x}_s,\boldsymbol{x}_p)$。由于 $\boldsymbol{x}_s\in\Lambda_s$，$\boldsymbol{x}_p\in\Lambda_p$，则 ML 的计算复杂度为：

$$O_{ML}=2^{\lfloor\log_2(N_t!)\rfloor}\cdot[N_t(N_t-1)(L-1)]L^{N_t}\cdot N_tN_r.$$

(16)

因此，与 ML 相比，SD 算法计算复杂度的降低率为：

$$R=\frac{O_{\mathrm{ML}}-O_{\mathrm{SD}}}{O_{\mathrm{ML}}}\times 100\%. \tag{17}$$

将式(15)与式(16)带入式(17)即可计算出 R 的具体数值。

3 系统误码率

在信道状态信息(CSI)已知的情况下，可通过联合界技术获得 GSTPPM 系统误码率的理论上界[17]：

$$BER\leqslant\frac{1}{2^V\cdot V}\sum\sum d_H(\boldsymbol{X}_i,\hat{\boldsymbol{X}}_i)P(\boldsymbol{X}_i\rightarrow\hat{\boldsymbol{X}}_i\mid H), \tag{18}$$

其中：$d_H(\boldsymbol{X}_i,\hat{\boldsymbol{X}}_i)$表示发送信号 $\boldsymbol{X}_i$ 与估计信号 $\hat{\boldsymbol{X}}_i$ 之间的汉明距离，$P(\boldsymbol{X}_i\rightarrow\hat{\boldsymbol{X}}_i\mid\boldsymbol{H})$表示当 CSI 已知时，发送 $\boldsymbol{X}_i$ 而被错误检测为 $\hat{\boldsymbol{X}}_i$ 的成对错误概率(PEP)。$P(\boldsymbol{X}_i\rightarrow\hat{\boldsymbol{X}}_i\mid\boldsymbol{H})$可定义为：

$$P(\boldsymbol{X}_i\rightarrow\hat{\boldsymbol{X}}_i\mid\boldsymbol{H})=$$
$$P\left(\frac{\gamma}{\sigma_n}\|\boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{X}}_i\|^2-2\boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{X}}_i>\frac{\gamma}{\sigma_n}\|\boldsymbol{H}\boldsymbol{X}_i\|^2-2\boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{X}_i\right)=$$
$$P\left(\frac{2\sigma_n}{\gamma}\boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(\hat{\boldsymbol{X}}_i-\boldsymbol{X}_i)>\|\boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{X}}_i\|^2-\|\boldsymbol{H}\boldsymbol{X}_i\|^2\right). \tag{19}$$

将式(4)带入式(19)可计算得到：

$$P(\boldsymbol{X}_i\rightarrow\hat{\boldsymbol{X}}_i\mid\boldsymbol{H})=$$
$$P\left(\frac{2\sigma_n}{\gamma}\boldsymbol{n}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(\hat{\boldsymbol{X}}_i-\boldsymbol{X}_i)>\|\boldsymbol{H}(\hat{\boldsymbol{X}}_i-\boldsymbol{X}_i)\|^2\right). \tag{20}$$

假设 $S=\frac{2\sigma_{\mathrm{n}}}{\gamma}\boldsymbol{n}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(\hat{\boldsymbol{X}}_i-\boldsymbol{X}_i)$，则 S 是服从均值 $\boldsymbol{E}[S]=0$，方差为 $\boldsymbol{Var}[S]=\frac{4\sigma_{\mathrm{n}}^2}{\gamma^2}\|\boldsymbol{H}(\hat{\boldsymbol{X}}_i-\boldsymbol{X}_i)\|^2$ 的高斯随机变量。因此，P 可以化简为：

$$P(\boldsymbol{X}\rightarrow\hat{\boldsymbol{X}}\mid\boldsymbol{H})=Q\left(\frac{\gamma}{2\sigma_n}\|\boldsymbol{H}(\hat{\boldsymbol{X}}_i-\boldsymbol{X}_i)\|\right)=$$
$$\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma^2}{8\sigma_{\mathrm{n}}^2}\|\boldsymbol{H}(\hat{\boldsymbol{X}}_i-\boldsymbol{X}_i)\|^2}\right), \tag{21}$$

其中：$Q(\cdot)$是 Gaussian Q 函数，$Q(x)=1/2\mathrm{erfc}(x/\sqrt{2})$。

那么，将式(21)代入式(18)中，可得 GSTPPM 的误码率为：

$$\mathrm{BER}\leqslant\frac{1}{2^{V+1}\times V}\sum\sum d_H(\boldsymbol{X}_i,\hat{\boldsymbol{X}}_i)\cdot$$
$$\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma^2}{8\sigma_{\mathrm{n}}^2}\|\boldsymbol{H}(\hat{\boldsymbol{X}}_i-\boldsymbol{X}_i)\|^2}\right). \tag{22}$$

由式(22)可知，GSTPPM 系统的误码率与系统的传输速率、发送信号和估计信号之间的汉明距离、光电转换效率、噪声方差以及信道状态矩阵有关。

4 仿 真

假设接收端 CSI 已知，系统总功率为 1 的情况下，仿真分析了 GSTPPM 的系统误码率，并与现有的 SMX、SPPM、GSPPM 方案进行了对比，其结果如图 2～图 6 及表 3 所示。在仿真过程中，假设发端采用平均功率分配机制，每个符号周期上分配的发送功率为 $1/\sqrt{N_{\mathrm{t}}}$。其中，当该符号周期上同时激活两个激光器时，其功率被再次平均分配，即每个激光器上分配的功率为 $1/2\sqrt{N_{\mathrm{t}}}$。为了方便识别，采用$(N_{\mathrm{t}},N_{\mathrm{r}},L)$来标注 GSTPPM 系统的参数。仿真参数取值为：$\gamma=0.5$，$Z=1\ 000$ m，$C_{\mathrm{n}}^2=1\times10^{-14}\mathrm{m}^{-2/3}$，$\lambda=1\ 550$ nm。

图 2 为 GSTPPM 系统误码率的理论上界与蒙特卡洛仿真性能。由图 2 可知：当信噪比较低(SNR<27)时，GSTPPM 系统的实际误码率低于理论上界；而当信噪比较大(SNR>27)时，误码率的理论上界曲线与实际曲线重合，这说明理论推导是正确的。在激光器数目不变的情况下，GSTPPM 系统的误码性能随探测器数目的增加而明显改善。当 BER$=10^{-3}$时，相对于 $N_{\mathrm{r}}=3$ 的系统而言，$N_{\mathrm{r}}=5$ 的系统信噪比改善了约6.5 dB。因此，在该系统中可以通过适当增加探测器的数目来降低系统的误码率。

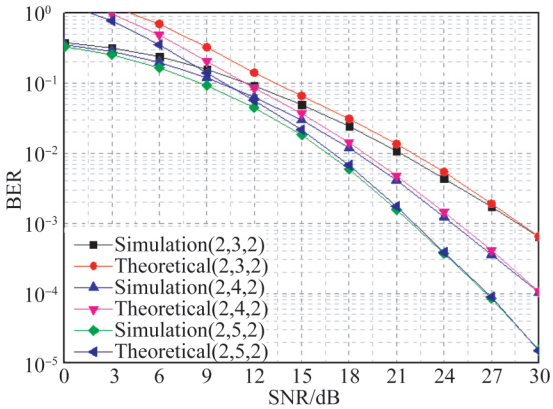

图 2 GSTPPM 系统误码率的理论上界与仿真性能

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

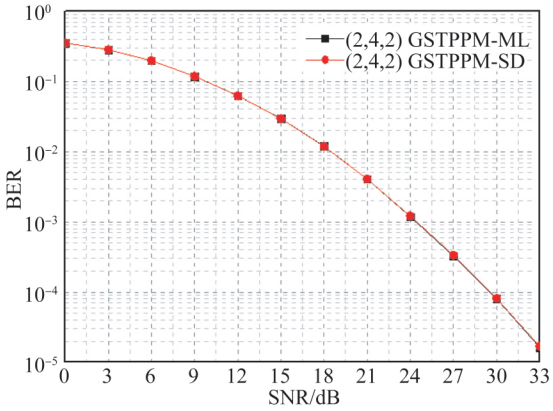

图 3　ML 和 SD 检测算法的误码率

Fig. 3　BER of ML and SD detection algorithms

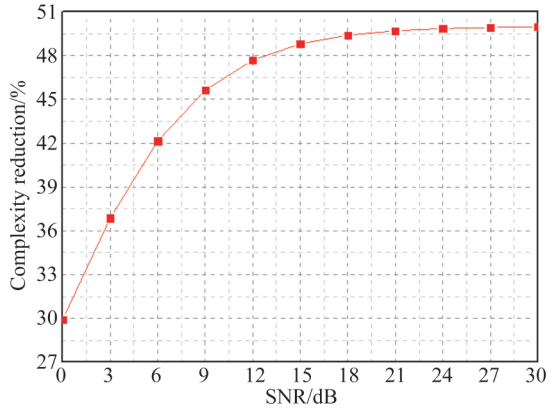

图 4　SD 算法的计算复杂度降低率

Fig. 4　Computational complexity reduction rate of SD algorithm

图 3 为采用 ML 检测和 SD 算法时 GSTPPM 系统的误码率。由图 3 可知，采用 ML 算法和 SD 算法的系统误码率曲线重合，说明 SD 算法的译码性能与 ML 相近，基本可以达到最佳接收。图 4 为 SD 算法的计算复杂度降低率。由图 4 可知，在信噪比大于 24 dB 后，相较于 ML 算法，SD 算法的计算复杂度减少了约 50%。由于 SD 算法的计算复杂度与球面半径 ξ 相关，ξ 越大，计算复杂度也就越高；否则，反之。然而，ξ 的大小又由信噪比决定。信噪比较小时，受噪声影响 SD 算法的半径无法更新到最小半径，其计算复杂度较高。同理，当信噪比逐渐增大时，噪声影响逐渐减小，此时更新后的半径最小，可将其视为最优半径，所以计算复杂度逐渐减小并趋于不变。由式(17)可知，相比 ML 算法，SD 算法的计算复杂度逐渐减小并最终趋于不变。由上述分析可知，SD 算法在具有最优译码性能的同时还具有较低的译码复杂度，因此本文采用 SD 算法进行译码。

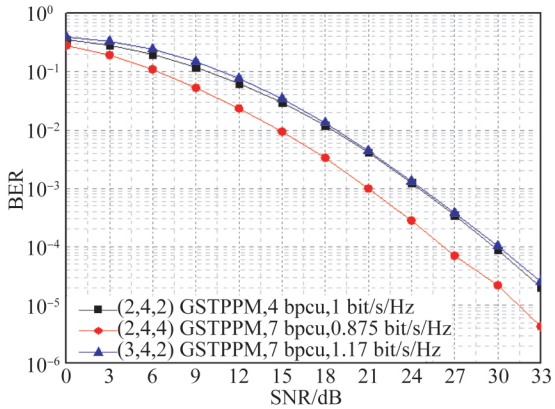

图 5　不同参数下 GSTPPM 系统的误码性能

Fig. 5　Error performance of GSTPPM with different parameters

图 5 为不同 GSTPPM 系统的误码率曲线。由图 5 可知：比较(2,4,2)系统和(3,4,2)系统可知，在探测器数目和调制阶数相同的情况下，随着激光器数目的增加，虽然 GSTPPM 系统的误码率会略微增大，但其频谱效率和传输速率均得到了提升。(3,4,2)系统的传输速率比(2,4,2)系统提高了近一倍，频谱效率提高了 0.17 bit/(s·Hz^{-1})，而在 BER = 10^{-4} 时，其信噪比仅仅损失了约 0.2 dB。比较(2,4,2)系统和(2,4,4)系统可得，在激光器数目和探测器数目相同的情况下，增大调制阶数会使系统的传输速率和误码性能得到提升，但其频谱效率有所损失。当 BER = 10^{-4} 时，(2,4,4)系统比(2,4,2)系统的信噪比改善了约 3.75 dB，而频谱效率仅损失了 0.125 bit/(s·Hz^{-1})。由此可知，增加激光器数目和调制阶数均可提高系统的传输速率，但增加激光器数目会增大系统误码率和建设成本；增大调制阶数则会牺牲系统的频谱效率，但在 WOC 中频谱效率不是衡量系统性能的主要参数。因此，在探测器数目确定的情况下，通过增大调制阶数来提高系统的传输速率和误码性能是一种更好的选择。

表3 不同光空间调制系统的传输速率

Tab. 3 Transmission rates of different optical spatial modulation systems

Modulation	Transmission rate/bpcu
SMX(L-PPM)	$N_t \log_2 L$
L-SPPM	$\log_2 N_t + \log_2 L$
L-GSPPM	$\lfloor \log_2 C_{N_t}^2 \rfloor + 2\log_2 L$
L-GSTPPM	$\lfloor \log_2 (N_t!) \rfloor + N_t \log_2 L + \lfloor \log_2 [N_t(N_t-1)(L-1)] \rfloor$

为了较为全面地评价GSTPPM系统的性能，表3给出了GSTPPM与传统SMX，SPPM和GSPPM系统的传输速率对比。

由表3中传输速率公式可知，各系统传输速率均由激光器数目和调制阶数决定。当N_t和调制阶数固定时，GSTPPM系统的传输速率最高，SPPM系统的传输速率最低，SMX和GSPPM系统的传输速率介于GSTPPM和SPPM二者之间。

图6为GSTPPM与SMX，SPPM，GSPPM系统的误码性能比较。由图6可知：在激光器数目和调制阶数相同的情况下，虽然(2，4，4)-GSTPPM系统的误码率略高于(2，4，4)-SMX和(2，4，4)-SPPM，但其传输速率比它们分别提高了3 bpcu和4 bpcu。(2，4，4)-GSTPPM系统的误码率明显优于(4，4，4)-GSPPM系统。当BER$=10^{-3}$时，前者的信噪比比后者改善了约4 dB，传输速率提高了1 bpcu，且前者所需的激光器数目为后者的1/2。在传输速率相同的情况下，(2，4，4)-GSTPPM系统的误码率明显优于(32，4，4)-SPPM和(5，4，4)-GSPPM系统。当BER$=10^{-3}$时，相比SPPM和GSPPM，GSTPPM的信噪比分别改善了约7 dB和5.5 dB，所需的激光器数目分别减少了30个和3个。

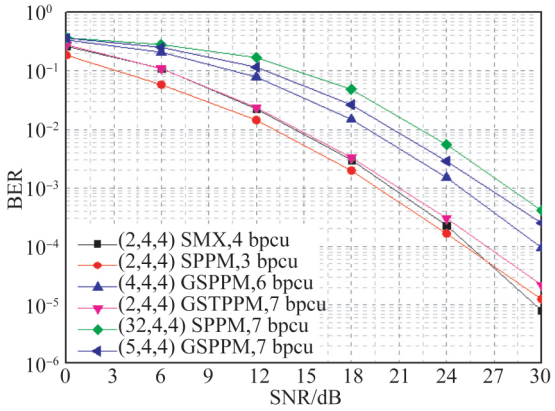

图6 不同光空间调制系统的性能

Fig. 6 Error performance of different optical spatial modulation systems

5 结 论

针对无线光通信系统对更高传输速率和更优通信质量的要求，本文将线性弥散码引入光空间调制，通过充分利用空间和时间资源，提出了一种GSTPPM方案。研究结果表明，GSTPPM方案不仅提高了系统的传输速率，而且节省了激光器的数目，降低了系统建设成本。在传输速率相同的情况下，(2，4，4)-GSTPPM系统的误码率明显优于(32，4，4)-SPPM和(5，4，4)-GSPPM系统，且GSTPPM所需的激光器数目更少。这就说明在保证高传输速率的条件下，GSTPPM系统比SPPM和GSPPM系统在误码率和激光器利用率上更具优势。特别地，在不增加成本的条件下，采用高阶数字调制不仅可以提高系统的传输速率，还可以降低系统的误码率。另外，在接收端本系统采用了球形译码算法，在降低译码复杂度的同时也保证了译码性能较优，可进一步推进所提方案在实际中的应用。

参考文献：

[1] 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.

[2] OLANREWAJU H G, THOMPSON J, POPOOLA W O. Performance of optical spatial modulation in indoor multipath channel [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(9): 6042-6052.

[3] BASAR E, WEN M W, MESLEH R, *et al*.. Index modulation techniques for next-generation wireless networks [J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 26452-26456.

[4] WU L, CHENG J L, ZHANG Z C, *et al*.. Low-

complexity spatial modulation for IM/DD optical wireless communications [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2019, 31(6): 475-478.

[5] MESLEH R, ELGALA H, HAAS H. Optical spatial modulation [J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2011, 3(3): 234-244.

[6] FREUDENBERGER J, ROHWEDER D, SHAVGULIDZE S. Generalized multistream spatial modulation with signal constellations based on Hurwitz integers and low-complexity detection [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(3): 412-415.

[7] ÖZBILGIN T, KOCA M. Optical spatial modulation over atmospheric turbulence channels [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(11): 2313-2323.

[8] 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.

[9] ABOU-RJEILY C, KADDOUM G. Optical spatial modulation for FSO IM/DD communications with photon-counting receivers: performance analysis, transmit diversity order and aperture selection [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2019, 37(9): 2053-2068.

[10] 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.

[11] 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.

[12] JAISWAL A, BHATNAGAR M R, JAIN V K. Partially informed transmitter based optical space shift keying under atmospheric turbulence [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(8): 3781-3796.

[13] TSIFTSIS T A. Performance of heterodyne wireless optical communication systems over Gamma-Gamma atmospheric turbulence channels [J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(5): 372-373.

[14] YOUNIS A, SINANOVIC S, DI DIRENZO M, *et al*.. Generalised sphere decoding for spatial modulation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(7): 2805-2815.

[15] PROAKIS J G. *Digital Communications* [M]. 4th ed., ser. McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, McGraw-Hill Higher Education, 2000.

[16] HAN S S, TELLAMBURA C. A complexity-efficient sphere decoder for MIMO systems [C]. *IEEE International Conference on Communications, Kyoto, Japan: ICC*, 2011: 1-5.

[17] ALAKA S P, NARASIMHAN T L, CHOCKALINGAM A. Generalized spatial modulation in indoor wireless visible light communication [C]. *IEEE Global Communications Conference, San Diego, USA: IEEE Globecom*, 2015: 1-7.

作者简介：

张　悦(1994－)，**女，甘肃天水人，博士研究生，2016 年于南京邮电大学获得学士学位，主要从事无线光通信 MIMO 技术方面的研究。**E-mail: zyue940209@163.com

王惠琴(1971－)，**女，甘肃渭源人，教授，博士生导师，2011 年于西安理工大学获得博士学位，主要从事无线光通信理论与技术方面的研究。**E-mail: 15117024169@139.com