

doi:10.13756/j.gtxyj.2021.02.003

光通信系统与网络技术

基于正交空时分组码的空间脉冲位置调制

毛忠阳¹, 李寅龙¹, 刘锡国¹, 徐建武¹, 刘 敏¹, 伍 强²

(1. 海军航空大学, 山东 烟台 264001; 2. 解放军 91423 部队, 山东 莱阳 265201)

摘要:针对在湍流信道下空间脉冲位置调制(SPPM)系统误码性能较差的问题,文章将空时分组码与空间调制技术结合,提出了基于比特补码正交空时分组码的空间脉冲位置调制(BCOSTBC-SPPM),利用空时编码增加信息冗余度以改善系统误码性能。同时基于最大似然(ML)检测推导了系统的理论误比特率上界,并通过蒙特卡洛仿真对理论上的上界进行了验证。仿真结果表明,BCOSTBC-SPPM 的误码性能相比 SPPM 有较大提升。在弱湍流信道下,当系统误比特率为 10^{-4} 时,(4,2,4)-BCOST-BC-SPPM 相比(4,1,4)-SPPM 信噪比改善约 10 dB。该方式相较于传统正交空时编码方案在频谱效率方面有一定提升,实现了系统有效性和可靠性的合理权衡。

关键词:大气激光通信;空间调制;正交空时编码;空间脉冲位置调制

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

文章编号: 1005-8788(2021)02-0014-06

Orthogonal Space Time Block Coding for Spatial Pulse Position Modulation

MAO Zhong-yang¹, LI Yin-long¹, LIU Xi-guo¹, XU Jian-wu¹, LIU Min¹, WU Qiang²

(1. Naval Aviation University, Yantai 264001, China;

2. The Unit 91423 of PLA, Laiyang 265201, China)

Abstract: The system performance of Spatial Pulse Position Modulation (SPPM) is poor in turbulent channels. In order to solve this problem, the bit complement orthogonal space time Block Coding for Spatial Pulse Position Modulation (BCOSTBC-SPPM) is proposed by combining space-time block codes with spatial modulation technology to improve the bit error rate performance using the space-time coding information redundancy. Based on Maximum Likelihood (ML) detection, the bit error rate expression of the proposed modulation is derived and is verified by Monte Carlo simulation. The simulation results show that compared with SPPM, the error performance of BCOSTBC-SPPM is greatly improved. At the bit error rate of 10^{-4} , (4,2,4)-BCOSTBC-SPPM improves the signal-noise ratio by about 10 dB when comparing with (4,1,4)-SPPM under weak turbulence. Compared with the traditional orthogonal space-time coding scheme, this method has a certain improvement in spectrum efficiency, and realizes a reasonable trade-off between system effectiveness and reliability.

Key words: atmospheric laser communications; spatial modulation; orthogonal space-time block code; SPPM

0 引 言

光空间调制(Optical Spatial Modulation, OSM)技术作为一种新型多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术,将一部分信息隐含于激光器索引序号中,额外增加了一维空间信息,能够有效提高传输速率^[1-2]。Jaiswal 等人将空移键控(Space Shift Keying, SSK)应用于大气激光通信^[3];在此基础上,文献[4]将脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)引入 OSM,提出空间脉冲位置调制(Spatial Pulse Position Modulation, SPPM),可提升传输速率和误码性能;为有效权衡系统传输速率、频谱效率以及误码性能 3 者间的关系,在射频通信领域将空时编码与空间调制相结合,文献[5]提出了空间调制—正交空时分组码(Spatial Modulation-Orthogonal Space Time Block

Codes, SM-OSTBC);文献[6]为保证频谱效率,提出基于脉冲幅度调制的空时分组码—空间调制(Space Time Block Codes-Spatial Modulation, ST-BC-SM),证明了在大气湍流信道下空时编码与空间调制级联方案的可行性。

但在大气激光通信中常采用 PPM,需要针对 PPM 符号特点提出更为适用的级联方式。因此,针对在湍流信道中 OSM 误码性能较差的问题,本文提出适用于 PPM 的比特补码正交空时编码—SP-PM(Bit Complement Orthogonal Space Time Block Codes-SPPM, BCOSTBC-SPPM)(后文简称为 BC-SPPM),发射端将空时编码与 SPPM 相结合增加码字间最小欧式距离,接收端可使用多探测器接收从而进一步改善系统误码性能。在保证传输速率和频谱效率的基础上,所提方式与 SPPM 相比有效提升了系统误码性能。

收稿日期:2020-09-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61701518);山东省“泰山学者”建设工程专项经费基金资助项目(ts20081130)

作者简介:毛忠阳(1979—),男,河南新乡人。教授,博士,主要研究方向为无线光通信和新体制通信。

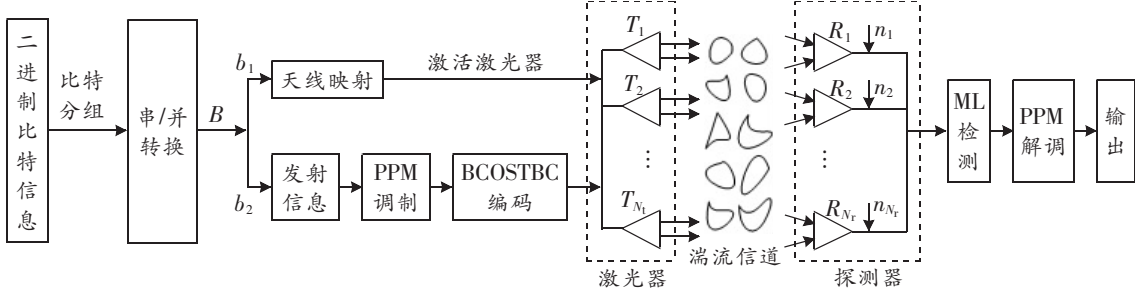
通信作者:李寅龙,硕士。E-mail:1282846014@qq.com

1 BC-SPPM 系统模型

在大气激光通信常用的强度调制/直接检测中,不能直接表示负信号与复共轭的形式,可通过对调制符号取补码的方式避免负信号和复共轭形式的出现^[7]。对任意长度的 L -PPM 符号(L 为符号长度),利用 BCOSTBC 可实现多天线上的空时编码,对二进制比特信息先取补码后调制来保证每个调制符号上的总功率不变。则对于一个 4-PPM 符号 X ,其补码码字 $\bar{X}$ 如表 1 所示^[8]。

表 1 4-PPM 调制下 BCOSTBC 对应码字

二进制比特	二进制比特补码	X	$\bar{X}$
00	11	1000	0001
01	10	0100	0010
10	01	0010	0100
11	00	0001	1000



注: T_{N_t} 为激光器序号; R_{N_r} 为探测器序号; n_{N_r} 为高斯白噪声; ML 为最大似然。

图 1 BC-SPPM 系统模型

表 2 所示为在 BC-SPPM 中采用固定激光器映射时对应的映射表。

表 2 BC-SPPM 激光器映射表

N_t	b_i	激活的激光器序号
4 (2 bit)	0 0	1 2
	0 1	3 4
	1 0	1 3
	1 1	2 4
5 (3 bit)	0 0 0	1 2
	0 0 1	1 4
	0 1 0	2 5
	0 1 1	3 4
	1 0 0	1 5
	1 0 1	2 4
	1 1 0	3 5
	1 1 1	2 3

在 4-PPM 下,构造 $(4,2,N_r)$ -BC-SPPM 的传输矩阵集合为 $\mathbf{X}$,每次发射的传输矩阵 $\mathbf{X}_x \in \mathbf{X}$,如

在 BC-SPPM 中,使用 (N_t, k, N_r) 来标注系统参数,其中, N_t 为发射端总激光器数目; k 为每次激活的激光器数目; N_r 为探测器数目。图 1 所示为 BC-SPPM 系统模型示意图,发射端对比特信息的处理流程描述如下:根据 N_t 和 k 确定激活比特 b_i 携带的比特数,并由激光器映射确定激活的激光器序号,再由 k 确定调制阶数和编码矩阵维数生成传输矩阵。以 $(4,2,N_r)$ -BC-SPPM 系统为例,每一个 $B = [b_1, b_2]$ 的比特数据块中含有 4 bit 信息,其中 b_1 分组内的 2 bit 信息根据激光器映射表激活对应的激光器; b_2 分组内的 2 bit 信息经过 PPM 和 BCOST-BC 编码构成传输矩阵并通过激活的激光器发射。已激活的激光器相当于每次传输一个 $2 \times 2L$ 维的 BCOSTBC 编码矩阵。

表 3 所示。与 SPPM 相比,该调制方式通过激活多个激光器增加冗余从而改善 SPPM 系统的误码性能。与使用正交空时编码的传输方式相比,所提调制方式在发射端增加了一维天线选择信息,这部分信息不通过激光器传输,因此在总发射功率不变的情况下提高了传输速率和频谱效率,且此传输矩阵的构造方式可以推广到任意数目激光器中。

当发射端传输矩阵 $\mathbf{X}_x$ 经过大气湍流信道后,探测器接收信号可表示为^[9]

$$\mathbf{Y} = \eta \mathbf{H} \mathbf{X}_x + \mathbf{N}, \quad (1)$$

式中: η 为光电转换效率,对于一般的 PIN 二极管或雪崩光电二极管, $\eta \in [0.5 \sim 0.7]$; $\mathbf{N}$ 为均值为 0、方差二极为 σ_n^2 的高斯白噪声矩阵; $\mathbf{H}$ 为 $N_r \times N_t$ 的信道矩阵,且 $\mathbf{H}$ 中元素 h 服从 Gamma-Gamma 分布, h 的概率密度可表示为^[10]

$$P(h) = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} h^{(\alpha+\beta)/2-1} \cdot K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}h), \quad h > 0, \quad (2)$$

式中: α 和 β 分别为大尺度和小尺度散射系数,其大

小由 Rytov 方差 σ_1^2 决定; $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数; $K_n(\cdot)$ 为第二类 n 阶修正贝塞尔函数。在湍流信道中用闪烁指数 σ_1^2 来表征湍流强度的大小, σ_1^2 与 α 和 β 的关系可表示为

$$\sigma_1^2 = \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{\alpha\beta}.$$

(3)

表 3 (4,2, N_r)-BC-SPPM 传输矩阵表

二进制比特 b_1, b_2	激光器序号	BCOSTBC 编码矩阵	$\mathbf{X}_x$
00,0000	12	$\begin{bmatrix} x_1=1000 & \overline{x_2}=0001 \\ x_2=1000 & \overline{x_1}=1000 \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} x_1 & \overline{x_2} & 0 & 0 \\ x_2 & \overline{x_1} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$
00,0001	12	$\begin{bmatrix} x_1=1000 & \overline{x_2}=0010 \\ x_2=0100 & \overline{x_1}=1000 \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} x_1 & \overline{x_2} & 0 & 0 \\ x_2 & \overline{x_1} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$
00,0010	12	$\begin{bmatrix} x_1=1000 & \overline{x_2}=0100 \\ x_2=0010 & \overline{x_1}=1000 \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} x_1 & \overline{x_2} & 0 & 0 \\ x_2 & \overline{x_1} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$
00,0011	12	$\begin{bmatrix} x_1=1000 & \overline{x_2}=1000 \\ x_2=0001 & \overline{x_1}=1000 \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} x_1 & \overline{x_2} & 0 & 0 \\ x_2 & \overline{x_1} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$
...	...	...	...
01,0000	34	$\begin{bmatrix} x_1=0001 & \overline{x_2}=1000 \\ x_2=0001 & \overline{x_1}=0001 \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & x_1 & \overline{x_2} \\ 0 & 0 & x_2 & \overline{x_1} \end{pmatrix}^T$
...	...	...	...
10,0000	23	$\begin{bmatrix} x_1=1000 & \overline{x_2}=0001 \\ x_2=1000 & \overline{x_1}=1000 \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & x_1 & \overline{x_2} & 0 \\ 0 & x_2 & \overline{x_1} & 0 \end{pmatrix}^T$
...	...	...	...
11,1111	14	$\begin{bmatrix} x_1=1000 & \overline{x_2}=0001 \\ x_2=1000 & \overline{x_1}=1000 \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} \overline{x_2} & 0 & 0 & x_1 \\ x_1 & 0 & 0 & x_2 \end{pmatrix}^T$

在接收端采用 ML 检测法检测,遍历所有可能的传输矩阵,选择与接收信号欧式距离最小的传输矩阵作为检测结果,激光器序号可由检测结果直接译出。

2 系统误码率

假设在发射端有 N_t 个激光器,此时 BC-SPPM 共有 c 种激光器选择,可构造 cL^2 个不同的传输矩阵。其误码率上界可表示为^[6]

$$P_b \leq \frac{1}{2^{2m}} \sum_{i=1}^{2^{2m}} \sum_{j=1}^{2^{2m}} \frac{P(\mathbf{X}_i \rightarrow \mathbf{X}_j) n_{i,j}}{2m},$$

(4)

式中: $\mathbf{X}_i$ 和 $\mathbf{X}_j$ 为任意两个码字, $P(\mathbf{X}_i \rightarrow \mathbf{X}_j)$ 为系统中将 $\mathbf{X}_i$ 误判为 $\mathbf{X}_j$ 的成对错误概率(Pairwise Error Probability, PEP); $2m$ 为两个连续的符号间隔中系统传输的比特数;在 BC-SPPM 中,存在 $cL^2 = 2^{2m}$ 个不同的传输矩阵, $n_{i,j}$ 为 $\mathbf{X}_i$ 和 $\mathbf{X}_j$ 之间的汉明距离,即 $n_{i,j} = w[(j-i)_2]$,式中, $w[\cdot]$ 为汉明重量; $(\cdot)_2$ 为二进制表示。在信道矩阵 $\mathbf{H}$ 分布已知时,利用矩量母函数计算 PEP 的均值,则 BC-SPPM 无条件 PEP 可表示为^[9]

$$P(\mathbf{X}_i \rightarrow \mathbf{X}_j) = E \left[Q \left(\frac{\sqrt{\rho S}}{2} \right) \right],$$

(5)

式中: $\rho = \eta^2 / \sigma_n^2$ 为信噪比; $S = \|\mathbf{H}(\mathbf{X}_i \rightarrow \mathbf{X}_j)\|^2$ 为错误码字的欧式距离,由 Q 函数定义^[11] 可将式(5) 表示为

$$P(\mathbf{X}_i \rightarrow \mathbf{X}_j) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_S \left(-\frac{\rho}{8 \sin^2 \theta} \right) d\theta,$$

(6)

式中: $M_S(t)$ 为随机变量 S 的矩量母函数; θ 为极坐标下的极角。令 $d = X_j - X_i, Y = h^2$,并将 S 的矩量母函数表示为多个矩量母函数的乘积形式,则

$$M_S(t) = \prod_{g=1}^Z M_{d_g h_g^2}(t) = \prod_{g=1}^Z M_{Y_g}(d_g t),$$

(7)

式中: Z 为随机变量的个数; d_g 和 Y_g 分别为第 g 个随机变量的取值; h_g 为服从 Gamma-Gamma 分布的随机变量。

由于随机变量 S 为 h_g^2 的加权和,因此并不服从 Gamma-Gamma 分布。由文献[12] 可知, $Y_g = h_g^2$ 的矩量母函数可由 Meijer's G 函数表示为

$$M_{Y_g}(t) = \frac{\sqrt{\alpha\beta}^{a+\beta} t^{-\frac{a+\beta}{4}}}{4\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \times G_{1,4}^{4,1} \left[\frac{(a\beta)^2}{16t} \middle| \frac{\alpha-\beta}{4}, \frac{\alpha-\beta+2}{4}, \frac{-\alpha+\beta}{4}, \frac{-\alpha+\beta+2}{4} \right], \quad (8)$$

进而求得 $M_S(t)$ 的矩量母函数为

$$M_S\left(-\frac{\rho}{8\sin^2\theta}\right) = \prod_{g=1}^Z \left(\frac{\sqrt{\alpha\beta}^{a+\beta} \left(\frac{\rho}{8\sin^2\theta}\right)^{-\frac{a+\beta}{4}}}{4\pi\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \times G_{1,4}^{4,1} \left[\frac{(a\beta\sin\theta)^2}{2d_{gl}^2\rho} \middle| \frac{\alpha-\beta}{4}, \frac{\alpha-\beta+2}{4}, \frac{-\alpha+\beta}{4}, \frac{-\alpha+\beta+2}{4} \right] \right)^{N_r}. \quad (9)$$

将式(9)代入式(6)得到 PEP 表达式,利用式(4)即可推导出 BC-SPPM 误码率上界表达式。

3 仿真结果分析

为保证仿真结果的有效性,仿真在以下条件下进行:

(1) 假设接收端已知信道信息,仿真中设置光电转换系数 $\eta = 0.5$ 。

(2) 为减小发射光束间的相干性,假设各激光器间距离满足 $l \geq \sqrt{\lambda D}$,式中: λ 为波长; D 为传输距离,且无特殊说明时,仿真结果均基于 4-PPM。

(3) 对于 Gamma-Gamma 信道模型,不同强度湍流的取值如表 4 所示。

表 4 不同尺度参数值

σ_1^2	α	β	σ_2^2	湍流强度
0.5	5.978	4.398	0.433	弱
1.0	4.394	2.564	0.706	中
10.0	5.689	1.102	1.243	强

3.1 理论误比特率验证

图 2 所示为理论误比特率的仿真结果,由图可知:(1) (4,2,2)-BC-SPPM 和 (4,2,4)-BC-SPPM 的系统性能与探测器数量呈正比关系,说明可通过接收分集降低误比特率;(2) 理论数值仿真结果与

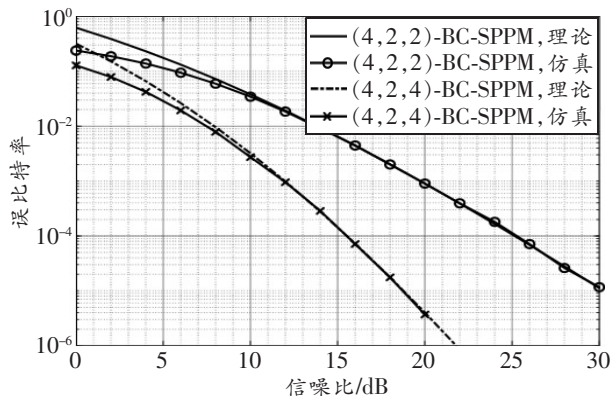


图 2 BC-SPPM 理论曲线和仿真曲线

蒙特卡洛仿真结果基本相同,在高信噪比时二者几乎重合;在低信噪比时,仿真结果仍低于理论上界,证明了理论上界推导结果的准确性。

3.2 误码性能分析

图 3 所示为采用 4 个探测器时不同系统在不同强度湍流信道下的误码性能。由图可知,探测器数量相同时,BC-SPPM 性能优于 SPPM 和广义空间脉冲位置调制 (Generalized Spatial Pulse Position Modulation, GSPPM),且在弱至强湍流下,系统误码性能均得到了较大改善。当误比特率为 10^{-4} 时,弱湍流下,(4,2,4)-BC-SPPM 相比 (4,1,4)-SPPM,信噪比得到约 10 dB 的改善,相比 (4,2,4)-GSPPM 改善约 12.5 dB。强湍流下,(4,2,4)-BC-SPPM 相比 (4,1,4)-SPPM 信噪比改善约 9 dB。

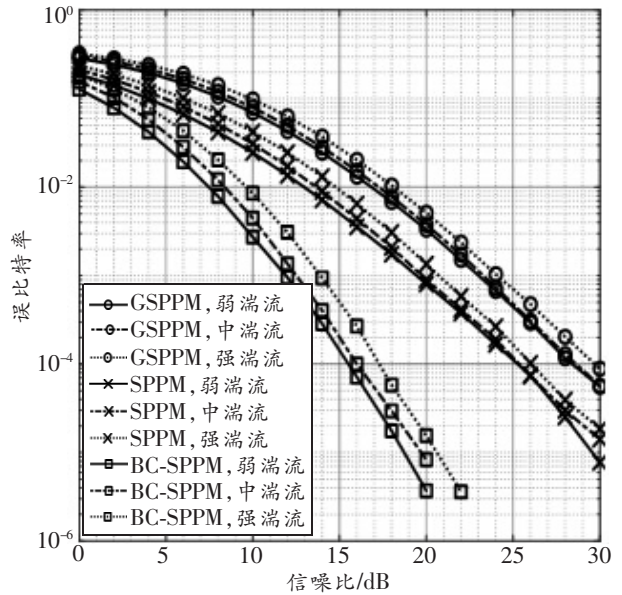


图 3 不同湍流强度下各系统误比特率

图 4 所示为 BCOSTBC 和 BC-SPPM 在中湍流信道中的误码性能。由图可知,在探测器数量相同时,BCOSTBC 性能优于 BC-SPPM。当激光器个数由 4 个增加至 5 个时,BC-SPPM 传输速率提高了 0.5 bit/s,频谱效率提升了 0.125 bit/s/Hz,在误比

特率为 10^{-4} 时, 2×4 -BCOSTBC 相比 $(4, 2, 4)$ -BC-SPPM 信噪比改善约 4 dB, 相比 $(5, 2, 4)$ -BC-SPPM 改善约 6 dB. BC-SPPM 在激光器上引入索引信息能够增加频谱效率和传输速率, 但同时也由于激光器索引产生干扰使接收端检测性能下降。

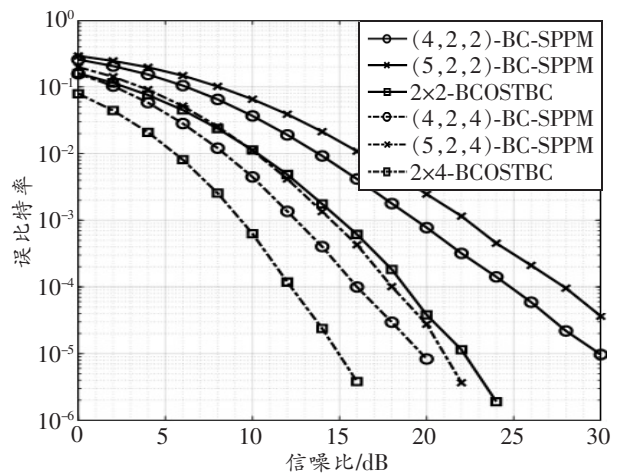


图 4 中端流下 BC-SPPM 与 BCOSTBC 性能比较

3.3 频谱效率分析

表 5 所示为不同调制方式下的传输速率和频谱效率, 表中 $C = [C_{N_t}^k]_{2^L}$, $C_{N_t}^k$ 为从 N_t 中选 k 的组合数, $[\cdot]_{2^L}$ 为向下取数值最大的 2 的整数次幂。由表可知, 随着 L 的增大, 采用 PPM 的系统传输速率会增大, 但频谱效率会降低。

表 5 4 种方式的传输速率和频谱效率

调制方式	传输速率/bit/s	频谱效率/bit/s/Hz
BCOSTBC	$\log_2 L$	$\log_2 L/L$
BC-SPPM	$\frac{1}{k} \log_2 C + \log_2 L$	$\left(\frac{1}{k} \log_2 C + \log_2 L\right)/L$
SPPM	$\log_2 C + \log_2 L$	$(\log_2 C + \log_2 L)/L$
GSPPM	$\log_2 C + k \log_2 L$	$(\log_2 C + k \log_2 L)/L$

图 5 所示为 $L = 2^M = 2$ 时频谱效率随 N_t 的变化, M 为比特分辨率。由图可知: (1) 当 k 一定时, 对于 BC-SPPM、SPPM 和 GSPPM, 增加激光器个数可增加索引位所携带的信息, 从而提高频谱效率, 但 BCOSTBC 在激光器索引上无有效信息, 因此频谱效率不变; (2) 当 $k = 2$ 时, BC-SPPM 与 SPPM 的频谱效率十分接近, 但随着 k 的增加, BC-SPPM 频谱效率逐渐降低, 与 SPPM 的差距逐渐加大, 但与 BCOSTBC 相比仍然具有一定优势; (3) 当 $k = 2$ 、 $N_t = 12$ 时, BC-SPPM 与 SPPM 的频谱效率相等, 相比 BCOSTBC 的频谱效率提高了 1.5 bit/s/Hz, 仿真结果表明, 当 N_t 越大和 k 越小时, BC-SPPM 优势更加明显。

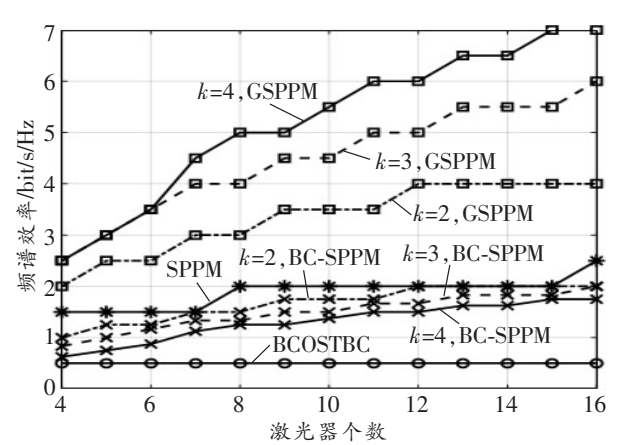


图 5 不同 k 时, 各系统频谱效率随激光器数量的变化

3.4 复杂度分析

假设采用 ML 检测, 此时复杂度主要来源于两部分: 一是信号组合数产生的循环次数; 二是 ML 检测时欧式距离的计算量。以 SPPM 为例, $\mathbf{X}$ 为 $N_t \times L$ 维传输矩阵, $\mathbf{H}$ 为 $N_r \times N_t$ 维信道矩阵, 对于一次 ML 检测过程, 计算 $\eta \mathbf{H} \mathbf{X}$ 需要 $N_t N_r L + N_t (N_r - 1)L + N_r L$ 次乘和加运算; 计算 $\|\mathbf{Y} - \eta \mathbf{H} \mathbf{X}_\chi\|_F^2$ 需要 $N_r L + N_r L$ 次乘和加运算; 由于 SPPM 信号空间中 共有 $N_t L$ 个信号组合, 故 SPPM 系统的计算复杂度为 $N_t L (2 N_t N_r L + 3 N_r L - N_t L)$ 。表 6 所示为不同系统的计算复杂度 (注: BCOSTBC 的计算复杂度依照 k 个激光器计算, 忽略未激活激光器的数目)。

表 6 不同系统 ML 检测计算复杂度

调制方式	ML 检测复杂度
SPPM	$N_t L (2 N_t N_r L + 3 N_r L - N_t L)$
GSPPM	$2^{\lceil \log_2 C_{N_t}^k \rceil} L^k (2 N_t N_r L + 3 N_r L - N_t L)$
BC-SPPM	$2^{\lceil \log_2 C_{N_t}^k \rceil} L^k (2 N_t N_r k L + 3 N_r k L - N_t k L)$
BCOSTBC	$L^k (2 N_r k^2 L + 3 N_r k L - k^2 L)$

图 6 所示为不同系统采用 ML 检测时的计算复杂度比较, 其中 $N_r = 4$, $k = 2$, $L = 2$, N_t 分别取 4 和

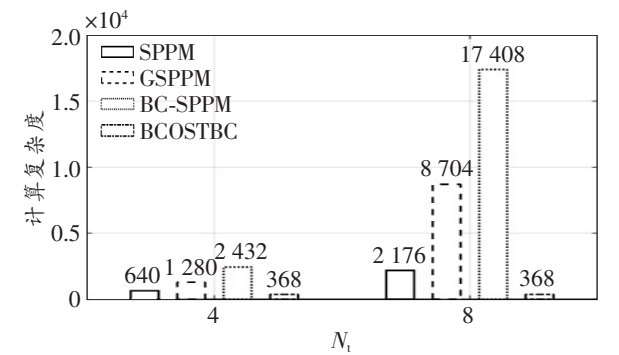


图 6 不同系统计算复杂度比较

8. 由图可知：在SPPM、GSPPM和BC-SPPM中，(1) BC-SPPM的计算复杂度最高，SPPM计算复杂度最低，在 $N_t = 8$ 时，BC-SPPM的计算复杂度是GSPPM的两倍，是SPPM的8倍；(2) BC-SPPM在系统中引入了空时编码，导致计算量增加；GSPPM系统中每次都需检测 k 个激光器上的调制符号，因此计算量高于SPPM；(3) BCOSTBC的计算复杂度较低的原因是其只考虑了 k 个激光器，而忽略了未激活激光器的数目，若增加激活激光器数目，其计算复杂度将会不断增加。

4 结束语

本文针对在大气湍流信道下OSM误码性能劣化的问题，在SPPM系统中级联空时编码，提出了一种基于BCOSTBC的SPPM方法，对其误比特率进行了理论推导，并结合仿真对误比特率、频谱效率和计算复杂度等性能进行了分析。理论和仿真结果表明，所提调制方法与BCOSTBC相比，在系统传输速率和频谱效率方面得到提高；与SPPM相比，在损失少量频谱效率和增加系统复杂度的代价下，误码性能得到较大改善。因此，本文提出的调制方法有效权衡了系统有效性和可靠性，具有一定的实际应用价值。

参考文献：

- [1] Renzo M D, 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] Mesleh R, Elgala H, Hass H. Optical Spatial Modulation[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2011, 3(3):234–244.
- [3] Jaiswal A, Bhatnager M R, Jain V K. Performance of Optical Space Shift Keying over Gamma-Gamma Fading with Pointing Error[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2017, 9(2):7200716.

- [4] 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 IEEE International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014). Hanoi, Vietnam: IEEE, 2014:144–148.
- [5] Le M T, Ngo V D, Mai H A, et al., Spatially Modulated Orthogonal Space-Time Block Codes with Non-Vanishing Determinants[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(1):85–99.
- [6] Fettahoglu F, Odabasioglu N. Space Time Block Coded Spatial Modulation for Free Space Optical Communication[C]//2017 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (Black Sea Com). Istanbul, Turkey: IEEE, 2017:1–5.
- [7] Simon M K, Vlinrotter V A. Alamouti-Type Space-Time Coding for Free-Space Optical Communication with Direct Detection[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(1):35–39.
- [8] 王惠琴, 柯熙政, 赵黎, 等. 大气激光通信中的正交空时块码[J]. *光学学报*, 2009, 29(s2):63–68.
- [9] 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):61–68.
- [10] Kono Y, Pandey A, Sahu A. BER Analysis of Lognormal and Gamma-Gamma Turbulence Channel under Different Modulation Techniques for FSO System[C]//2019 IEEE 3rd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI). Tirunelveli, India:IEEE, 2019:1385–1388.
- [11] Craig J W. A New, Simple and Exact Result for Calculating the Probability of Error for Two-Dimensional Signal Constellations[C]//1991 IEEE Military Communications Conference. McLean, VA, USA:IEEE, 2002:571–575.
- [12] Ozbilgin T, Koca M. Optical Spatial Modulation over Atmospheric Turbulence Channels[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(11):2313–2323.