

深空光通信中抗时延抖动的 MPPM 星座映射方案

向劲松, 查高孟*, 卢小辉, 钟 路, 乔婉珍

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 针对深空光通信中现有的多脉冲位置调制(MPPM)方案存在星座点利用率较低及位置选择有待优化的问题, 通过比较不同的 MPPM 方案星座点间的平均汉明距离及信号脉冲位于相邻时隙的概率, 提出一种抗时延抖动能力更强的 MPPM 星座映射方案。基于现有的串行级联脉冲位置调制(SCPPM)译码算法, 推导了串行级联 MPPM(SCMPPM)迭代译码算法。仿真结果表明: 该方案的性能比现有方案更优, 不仅能够使通信系统保持较高的信息传输速率, 还可以降低 MPPM 星座点间符号串扰(ISI)及时隙串扰(ITI)的概率, 提高通信系统抗时延抖动的能力。

关键词: 深空光通信; 多脉冲位置调制; 星座映射; 迭代译码; 抗时延抖动

中图分类号: TN929.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 1002-5561(2020)06-0051-07

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2020.06.012

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



MPPM constellation mapping scheme against delay jitter in deep space optical communication

XIANG Jingsong, CHA Gaomeng*, LU Xiaohui, ZHONG Lu, QIAO Wanzhen

(College of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In view of the existing multi-pulse position modulation (MPPM) schemes in deep space optical communication, the constellation points have a low utilization rate and the location selection needs to be optimized. By comparing the average hamming distance between constellation points of different MPPM schemes and the probability of signal pulses in adjacent time slots, an MPPM constellation mapping scheme with stronger anti-delay jitter capability is proposed. Based on the existing serial concatenated pulse position modulation (SCPPM) decoding algorithm, a SCMPPM iterative decoding algorithm is derived. Simulation results show that the performance of this scheme is better than the existing schemes. It not only enables the communication system to maintain a high information transmission rate, but also reduces the probability of inter-symbol interference (ISI) and inter-slot interference (ITI) between MPPM constellations, thereby improving the anti-delay jitter capability of communication system.

Key words: deep space optical communication; multi-pulse position modulation; constellation mapping; iterative decoding; anti-delay jitter

0 引言

激光通信由于具有传输容量大、功耗低、天线尺寸小和抗干扰能力强等优势^[1,2], 因此在远距离空间激光通信中极具发展前景。在深空激光通信中, 由于光

收稿日期: 2019-11-15。

基金项目: 国家自然科学基金(61571072)资助。

作者简介: 向劲松(1975—), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 现任教于重庆邮电大学通信与信息工程学院, 主要研究方向为空间激光通信等。主持或主研完成国家自然科学基金、国家 863 项目及省、部级项目多项。在国内外光学期刊及会议上发表论文数十篇, 其中 SCI/EI 检索 20 余篇。授权发明专利 3 项。

* 通信作者: 查高孟 (Email: 2078745248@qq.com)。



子探测技术和脉冲位置调制(PPM)这 2 项技术具有能量效率高、抗干扰能力强以及探测效率高等诸多优点, 得到广泛应用。PPM 主要分为单脉冲位置调制(LPPM)、差分脉冲位置调制(DPPM)和多脉冲位置调制(MPPM) 3 种形式。其中, 相对于 LPPM, MPPM 具有更高的信息传输速率和带宽利用率; 相对于 DPPM, MPPM 更容易进行接收端符号同步, 误码性能更好。因此, 现在有关 MPPM 的研究已经成为一个重要的研究方向。

文献[3]中美国喷气推进实验室针对深空光通信中 MPPM 和 LPPM 方式的信息传输速率、带宽利用率及在峰值功率与平均功率约束条件下的误码性能进

行分析对比,结果表明 MPPM 具有更高的信息传输速率和带宽利用率,且在相同信息传输速率及峰值功率受限条件下误码性能更加优异。文献[4]采用具有更高编码增益的网格编码与不规则的 2-17MPPM 相结合的编码调制方案,仅有 6%的星座点未被利用,传统的 2-16MPPM 每星座点仅传输 6 bit 信息,还有 47%的星座点未被利用,而不规则的 2-17MPPM 每星座点能传输 7 bit 信息,但该方案选择的星座点的抗抖动性能较差,星座点位置选择有待优化。文献[5]采用了纠错性能更好的串行级联脉冲位置调制(SCPPM)与 2-16MPPM 相结合的串行级联 MPPM(SCMPPM)方案,但文中的 2-16MPPM 每星座点仅传输 4 bit 信息,还有 87%的星座点未被利用。文献[6]采用 SCPPM 与不规则的 2-12MPPM 相结合的 SCMPPM 编码调制方案,但存在和文献[4]类似的选取的星座点抗抖动能力较弱及位置选择有待优化的问题。文献 [7] 提出将 2-16MPPM 中 2 个信号脉冲的位置分别限制在前 8 个时隙及后 8 个时隙,相当于由 2 个单脉冲 8PPM 组合而成,可以有效降低 MPPM 星座点内信号脉冲间的干扰,但 MPPM 星座点利用率较低。文献[8,9]提出了一种新型的变脉冲位置调制方案,通过改变 MPPM 星座点中脉冲数目来增加 MPPM 可用星座点数目提升信道容量,但未考虑深空信道中信号光子易受到大气湍流及散粒噪声的影响,从而无法确定信号 MPPM 星座点内脉冲数目。文献[10-12]提出了混合调制方案,如二进制相移键控-多脉冲位置调制(BPSK-MPPM)、正交幅度调制-多脉冲位置调制(QAM-MPPM)和差分相移键控-多脉冲位置调制(LDPSK-MPPM),极大地提高了信道容量,但并未提高 MPPM 的星座点利用率,且接收端需要进行相干解调,复杂度太高。

针对深空光通信中现有的 MPPM 星座映射方案存在较大的符号串扰(ISI)及时隙串扰(ITI)问题,本文提出一种基于星座点间平均汉明距离及信号脉冲位于相邻时隙概率的抗时延抖动能力更强的高速率 MPPM 星座映射方案。

1 MPPM 性能分析

MPPM 是一种脉冲时隙位置随调制信号变换而改变的调制方式。由于 MPPM 星座点数目 Q 往往不是 2 的整数次幂,因此在实际编码过程中一般通过仅选用部分 MPPM 星座点的方法来降低发射端编码复杂度。传统的 MPPM 中信息时隙数目 M 为 2 的整数次幂,缺点为星座点利用率较低;而不规则的 MPPM 中信息时

隙数目 M 不是 2 的整数次幂,故可以通过调节每个 MPPM 符号中信息时隙数目 M 来提高 MPPM 的星座点利用率。

假设采用 k 脉冲 M 阶 MPPM,则星座点总数为 $Q = \binom{M}{k} = \frac{M!}{k!(M-k)!}$ 。理论上每星座点最高可以传递 $\log_2 Q$ 位二进制数据,但实际上为了保持较低的编码复杂度,往往仅选取其中 $Q' = 2^{\lfloor \log_2 Q \rfloor}$ 种 MPPM 星座点,星座点利用率 $U_c = Q'/Q$ 。每星座点 MPPM 传递 $n = \lfloor \log_2 Q \rfloor$ 位二进制比特信息。传统的 MPPM 和不规则的 MPPM 的性能参数对比如表 1 所示。

表 1 传统的 MPPM 和不规则的 MPPM 的性能参数对比

传统的 MPPM 和不规则的 MPPM		MPPM 星座点数目 Q	选用的 MPPM 星座点数目 Q'	MPPM 星座点利用率 U_c	每星座点传输的信息比特数 n
传 统 的 MPPM	2-4MPPM	6	4	67%	2
	2-8MPPM	28	16	57%	4
	2-16MPPM	120	64	53%	6
不 规 则 的 MPPM	2-5MPPM	10	8	80%	3
	2-9MPPM	36	32	89%	5
	2-12MPPM	66	64	97%	6
	2-17MPPM	136	128	94%	7

由表 1 可知,不规则的 MPPM 与传统的 MPPM 相比,前者的星座点利用率 U_c 远高于后者,且前者每星座点传递信息比特数 n 也高于后者。因此,不规则的 MPPM 的系统信息传输容量更高。然而,当通信系统要求更低的误码率或更少的译码时间时,则可以选择传输速率更低的传统的 MPPM。本文主要对不规则的双脉冲 MPPM 的星座映射方式进行优化,进一步提高通信系统的译码性能。

2 MPPM 的星座映射方案

本文以 2-9MPPM 为例,3 种不同的 2-9MPPM 方案的星座映射图如图 1 所示。图中黑色实心圆圈代表编码过程中使用的星座点,白色空心圆圈代表编码过程中未使用的星座点,而相应的数字代表该星座点在进行二进制比特组与选用星座点间映射时二进制比特组对应的十进制数字序号;横坐标代表 MPPM 符号

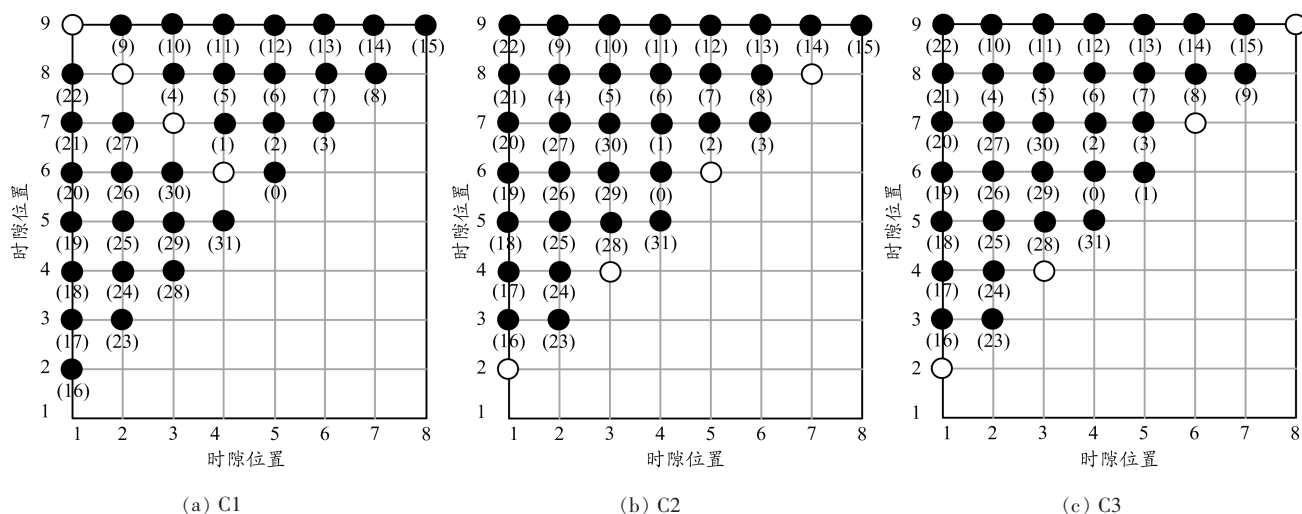


图1 3种不同的2-9MPPM方案的星座映射图

中第一个信号脉冲所在时隙位置, 纵坐标代表 MPPM 符号中第二个信号脉冲所在时隙位置。C1 为文献[4]中的 MPPM 星座映射方案, 该编码方案的基础信号集满足 Zehavi 和 Wolf(Z-W)条件的对称属性, 可以大大简化汉明距离的计算。C2 和 C3 是本文方案。与 C1 相比, C2、C3 中未使用星座点的信号脉冲间距离较远, 这是因为相邻时隙有信号脉冲的 MPPM 星座点的抗时延抖动能力较弱, 在传输过程中信号光子更可能会抖动到临近时隙, 产生 ITI; 而若将该部分星座点丢弃不使用, 则可以有效降低接收端的误码率。C2 和 C3 区别在于 C2 中选出的星座点间隔选取; 而 C3 中选出的星座点间隔对称选取, 这样可以降低相邻符号间发生 ISI 和 ITI 的概率, 进而提高接收端的性能。

对于不同的 MPPM 方案, 其星座点间的平均汉明距离越大, 发生 ISI 的概率就越小, 接收端的译码性能往往越好; 信号脉冲位于相邻时隙的概率越小, 发生 ITI 的概率就越小, 其抗时延抖动的能力就越强, 接收端的译码性能则往往越好。因此, 本文通过定义并计算信号脉冲位于相邻时隙的概率及 MPPM 星座点间的平均汉明距离, 随后根据 MPPM 星座映射方案的性能判定规则, 从中选出最优的编码方案。

2.1 星座点间的平均汉明距离

假设选用的 MPPM 星座点间的汉明距离矩阵为 D_h , 易知不同星座点之间的汉明距离为 2 或 4 (即矩阵 D_h 中元素非 2 即 4), 则 MPPM 星座点间的平均汉明距离为:

$$d_h = \frac{1}{(Q')^2} \sum_{v=1, v \neq u}^{Q'} \sum_{u=1}^{Q'} (|x_{v1} - x_{u1}| + |x_{v2} - x_{u2}|) \quad (1)$$

其中, $|x_{v1} - x_{u1}|$ 代表第 v 个星座点和第 u 个星座点中

第一个信号脉冲所在时隙位置差的绝对值, $|x_{v2} - x_{u2}|$ 代表第 v 个星座点和第 u 个星座点中第二个信号脉冲所在时隙位置差的绝对值, $(|x_{v1} - x_{u1}| + |x_{v2} - x_{u2}|)$ 代表任意 2 个星座点间的汉明距离。

2.2 信号脉冲位于相邻时隙的概率

假设 D_1 为任意 MPPM 星座点内的 2 个信号脉冲之间的距离矩阵, 若 x_{ji} 代表第 j 个 MPPM 星座点内第 i 个脉冲时隙位置, 则矩阵里每一个元素:

$$d_{ji} = x_{j2} - x_{j1} \quad (2)$$

统计矩阵 D_1 中 d_{ji} 为 1 时出现的次数 $N_{d1,1}$ (信号脉冲的时隙距离 d_{ji} 大于或等于 2 时对接收端的影响较小可忽略不计) 及 d_{ji} 为任意距离时出现的总次数 N_{d1} , 最后得到 MPPM 星座点内 2 个信号脉冲位于相邻时隙的概率为:

$$P_{d1} = \frac{N_{d1,1}}{N_{d1}} \quad (3)$$

假设 D_2 为任意 2 个相邻 MPPM 星座点间的 2 个信号脉冲 (前一个星座点的第二个脉冲和后一个星座点的第一个脉冲) 之间的距离矩阵。当 2 个 MPPM 星座点间无保护时隙时, 则矩阵 D_2 里面每一个元素为:

$$d_{ji} = x_{j2} - x_{(j-1)1} + M \quad (4)$$

统计矩阵 D_2 中 d_{ji} 为 1 时出现的次数 $N_{d2,1}$ 及 d_{ji} 为任意距离时出现的总次数 N_{d2} , 得到 2 个 MPPM 星座点间 2 个信号脉冲位于相邻时隙的概率为:

$$P_{d2} = \frac{N_{d2,1}}{N_{d2}} \quad (5)$$

由于概率 P_{d2} 为星座点间信号脉冲相邻的 2 个星座点所共有, 因此将概率 P_{d2} 折合到单个 MPPM 星座点时需乘以 1/2, 此时 2 个信号脉冲位于相邻时隙的

概率为:

$$P_d = P_{d1} + \frac{1}{2} \times P_{d2} \quad (6)$$

当 2 个 MPPM 星座点间有保护时隙时, D_2 中 d_{ji} 至少为 2, MPPM 星座点间 2 个信号脉冲位于相邻时隙的概率为 0。因此, 此时 2 个信号脉冲位于相邻时隙的概率为:

$$P_d = P_{d1} \quad (7)$$

定义 MPPM 星座映射方案性能判定规则: 首先比较选用星座点的平均汉明距离 d_h , d_h 越大, 接收端的误码性能越好; 然后比较信号脉冲位于相邻时隙的概率 P_d , P_d 越小, 接收端的误码性能越好。

因此, 根据 MPPM 星座映射方案性能判定规则可以得出不同星座映射方案的性能差别。3 种不同 MPPM 星座映射方案的性能对比如表 2 所示。

表 2 3 种不同 MPPM 星座映射方案的性能对比

3 种不同的 MPPM 星座映射 方案		星座点间的 平均汉明 距离 d_h	信号脉冲位于		性能 比较 结果
			相邻时隙的概率 P_d		
			保护时隙 $N_g=0$	保护时隙 $N_g=1$	
2-5MPPM	C1	2.7143	0.5703	0.5000	较差
	C2	2.7143	0.3438	0.2500	良好
	C3	2.7143	0.3203	0.2500	优秀
2-9MPPM	C1	3.2097	0.2739	0.2500	较差
	C2	3.2097	0.1523	0.1250	良好
	C3	3.2097	0.1489	0.1250	优秀
2-17MPPM	C1	3.5571	0.1319	0.1250	较差
	C2	3.5571	0.0698	0.0625	良好
	C3	3.5571	0.0694	0.0625	优秀

从表 2 可以发现, 在相同调制阶数条件下, 对于 3 种不同的 MPPM 星座映射方案, 其星座点间的平均汉明距离 d_h 都相同。在每个 MPPM 符号前不添加保护时隙时, 信号脉冲位于相邻时隙的概率 $P_{d3} < P_{d2} < P_{d1}$; 在每 MPPM 符号前添加了保护时隙时, 信号脉冲位于相邻时隙的概率 $P_{d3} = P_{d2} < P_{d1}$ 。因此, 根据 MPPM 星座映射方案性能判定规则可以得出: 当 MPPM 星座点间无保护时隙时, C3 的性能优于 C2, C2 优于 C1; 当 MPPM 星座点间有保护时隙时, C3 的性能和 C2 基本相同, 且都优于 C1。

此外, 根据 2.1 节星座点间的平均汉明距离数学模型和 2.2 节信号脉冲位于相邻时隙概率数学模型,

采用部分搜索的方法可以找到性能最优的星座映射方案解, 该解可能唯一, 也可能不唯一。经过搜索可以发现上述星座映射方案 C3 是搜索出来的性能最优的星座映射方案解的真子集。部分搜索方法的基本思路是: 先通过全搜索找出 MPPM 星座点间平均汉明距离最大的星座映射方案; 然后从该部分星座映射方案中通过全搜索得到信号脉冲位于相邻时隙的概率最小的星座映射方案, 即最优解。以 2-9MPPM 为例, 采用部分搜索方法可以得到的 3 种不同的星座映射方案解, 而前面提出的星座映射方案 C3 正好就是通过部分搜索找到的 3 种性能较优的方案之一。采用同样方法搜索 2-5MPPM、2-12MPPM 中性能较优的星座映射方案, 可以发现 2-5MPPM、2-12MPPM 搜索出来的方案仅有一种, 正好是对应前面星座映射方案 C3; 而 2-17MPPM 在有限时间内已搜索不出最优解。

由于部分搜索方法的代价(时间复杂度和空间复杂度)太大, 尤其对于高阶 MPPM (16 阶及其以上) 而言, 采用搜索得出最优的 MPPM 星座映射方案的任务几乎不可能完成, 因此前文给出的直接选择性能较优星座映射方案的思路无疑可以替代搜索的方法。

3 SCMPM 迭代译码算法

SCMPM 编译码系统框图如图 2 所示。该系统结构主要由 SCMPM 编码、深空光信道及 SCMPM 译码三大模块组成。发射端为了保证数据传输的正确性, 在编码前先进行循环冗余校验(CRC)。SCMPM 编码模块是一种串行级联结构, 主要由外编码器、交织器及内编码器三部分组成。外编码器采用 (2, 1, 3) 非递归系统卷积码, 码率为 1/2。内编码器是由一个累加器和一个 MPPM 调制器联合组成, 合称为 AMPPM。内外编码器之间通过随机交织器相连。接收机采用 SCMPM 迭代译码系统, 与传统的 SCPPM 迭代译码系统相比, 两者区别在于内部软输入/软输出(SISO)模块的符号对数似然比到比特对数似然比的转换过程。图 2 中 u 、 x 、 a 、 b 和 c 是传输的二进制比特序列在经过各个模块后的输出序列, y 是 MPPM 信号经过接收端信号采样后所得的输出信号序列。本文详细介绍该对数似然比转换过程。

在深空光通信中, 信号信道传输模型为泊松信道。假设 l 为接收机在某一时刻检测到的光子数, n_s 为每时隙信号光子平均计数, n_b 为每时隙背景光子平均计数, 则当 $n_b > 0$ 时, 在接收端第 j 个 MPPM 符号第 i 个时隙有光脉冲和无光脉冲的对数似然比函数^[14]为:

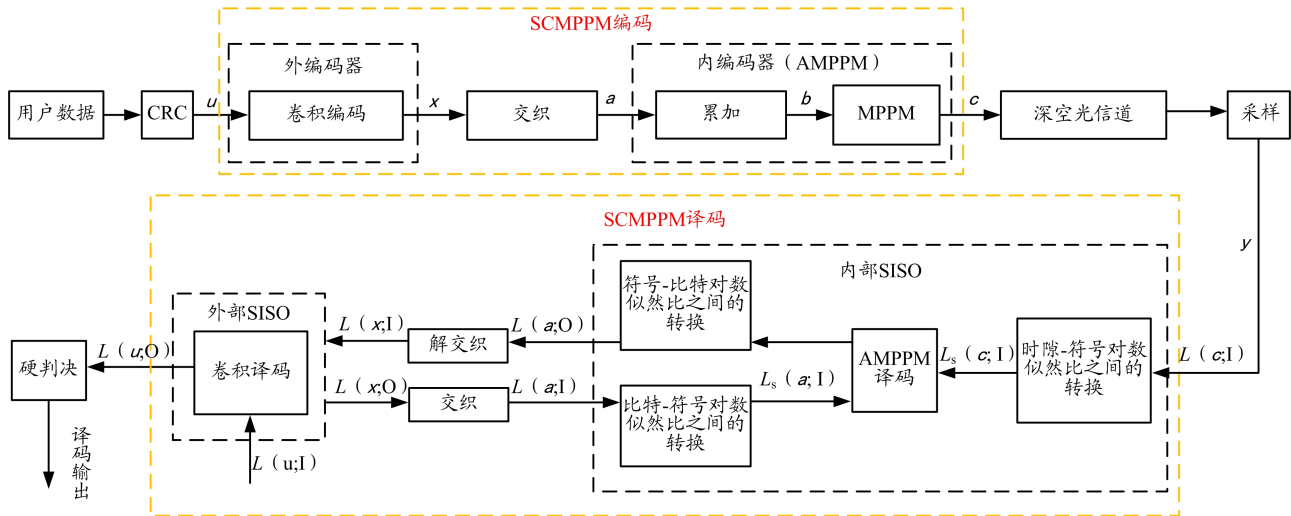


图2 SCMPPM 编译码系统框图

$$L(c_{j,i}; I) = \ln \frac{P_s(I|1)}{P_s(I|0)} = I \cdot \ln(1 + \frac{n_s}{n_b}) - n_s \quad (8)$$

从而得到第 j 个 MPPM 符号时隙对数似然比矩阵 c_j ，最后得到迭代过程中的 MPPM 符号对数似然比矩阵为：

$$L_s(c_j; I) = T_{b,s} \times L(c_j; I) \quad (9)$$

其中, $T_{b,s}$ 为比特到 MPPM 符号的映射表, 矩阵维度为 $Q' \times M$ 。将第 j 个 MPPM 比特组的比特对数似然比矩阵 a_j 转化为迭代过程中的符号对数似然比矩阵：

$$L_s(a_j; I) = \frac{1}{2} [(T_{s,b} \times L(a_j; I) - (1 - T_{s,b}) \times L(a_j; I))] \quad (10)$$

其中, $T_{s,b}$ 为 MPPM 符号到比特的解映射表, 矩阵维度为 $Q' \times n$ 。

另外, 本文以 2-5MPPM 为例介绍映射表 $T_{b,s}$ 和解映射表 $T_{s,b}$ 的由来。2-5MPPM 方案的星座映射图如图 3 所示, 对应的映射表 $T_{b,s}$ 和解映射表 $T_{s,b}$ 为：

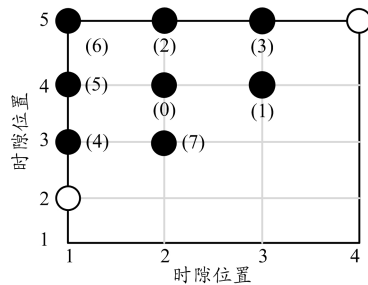


图3 2-5MPPM 方案的星座映射图

$$T_{b,s} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, T_{s,b} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, 映射表 $T_{b,s}$ 的矩阵维度为 8×5 , “8”代表共选择的 8 种 MPPM 符号, “5”代表每个 MPPM 符号中有 5 个信息时隙, 每一行中的 “1” 代表该时隙位置有信号脉冲, “0” 代表该时隙位置无信号脉冲, 如第 0 行的 “01010” 代表第一个符号中第 2 个时隙和第 4 个时隙中有信号脉冲, 而在第 1、3、5 个时隙无信号脉冲; 解映射表 $T_{s,b}$ 的矩阵维度为 8×3 , “8” 仍代表共选择的 8 种 MPPM 符号, “3” 代表每个 MPPM 符号中传递 3 bit 信息, 如第 1 行的 “001” 对应星座图中索引值为 1 的 MPPM 符号, 第 7 行的 “111” 对应星座图中索引值为 7 的 MPPM 符号。

此外, SCMPPM 译码还需要涉及交织、解交织及外部 SISO 的比特到符号之间对数似然比的转换等过程, 这与 SCPPM 译码算法相同, 可详见文献[13, 14], 这里不再赘述。

4 仿真分析

假设 SCMPPM 编译码系统采用不规则的双脉冲 MPPM 调制, 其中仿真参数为: 每一次对 2000 帧数据进行独立仿真, 每帧数据量为 15120 bit, 译码迭代次数为 9 次, 每时隙持续时间 $T=32$ ns, 每时隙背景光子数 $n_b=0.2$ 。本文将针对不同条件下接收端的误码性能进行仿真分析。其中, 仿真图中的横坐标代表每 MPPM 符号中信号光子的平均到达率, 单位为 photos/ns, 可以由 $10 \lg[2n_s/(MT)]$ 转换为 dB 表示, 纵坐标代表误码率。

星座映射方案 C1、C2 和 C3 在星座点间有、无保护时隙时的误码性能对比如图 4 所示。其中, 仿真参数为: 信号脉冲占空比 $\rho=1$, 每时隙光子到达的抖动标

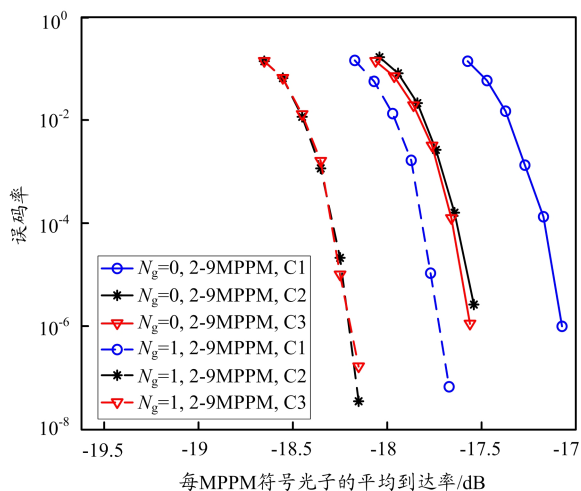


图4 C1、C2、C3在有、无保护时隙时的误码率对比

准差 $\sigma=0.1$ slot。

从图4可以发现,在MPPM星座点之间无保护时隙时,3种星座映射方案中性能最优的是C3,其次是C2,性能最差的是C1,且C3比C1性能提升0.50 dB;在MPPM星座点之间有1个保护时隙时,3种星座映射方案中C3和C2的性能基本相同,都优于C1,且C3比C1性能提升0.48 dB。这与第2节的理论结论相符。进一步研究发现,在MPPM星座点之间添加保护时隙确实可以改善C3和C1的误码性能,但在不添加保护时隙时误码性能增益更大。这是因为C3中尽可能使2个信号脉冲不出现在MPPM星座点的第一个时隙和最后一个时隙,从而降低相邻两星座点之间信号脉冲位于相邻时隙的概率,降低星座点间的ISI和ITI,提高接收端的译码性能。

星座映射方案C1和C3在不同抖动标准差时的误码性能对比如图5所示。其中,仿真参数为:MPPM星座点之间的保护时隙数目 $N_g=1$,信号脉冲占空比 $\rho=1$ 。

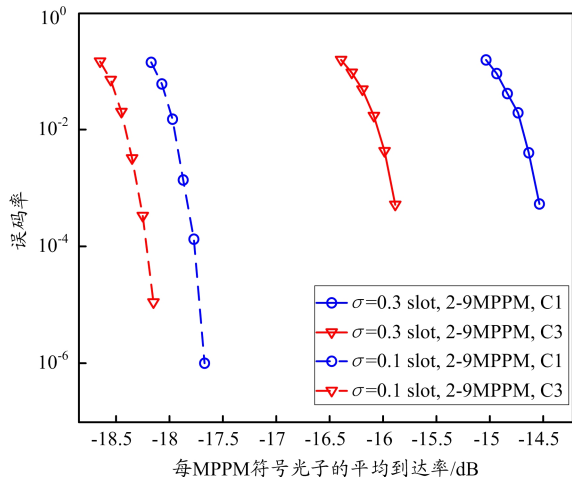


图5 C1和C3在不同抖动标准差时的误码率对比

从图5可以看出,当每时隙光子到达的抖动标准差为0.3 slot时,采用C3比C1性能提升1.35 dB;当每时隙光子到达的抖动标准差为0.1 slot时,采用C3比C1性能提升0.48 dB。因此,采用C3相比于C1可以提高接收端的误码性能,抖动越大时误码性能增益越大。这是因为在光子抖动标准差越大时信号波形展宽到临近时隙的概率也越大,从而造成ITI增大,接收端判决出错的概率迅速增大。C3中尽可能使每星座点内2个信号脉冲隔离开,从而降低抖动对彼此的影响,这会极大提高接收端正确译码的概率。

星座映射方案C1和C3在不同脉冲占空比时的误码性能对比如图6所示。其中,仿真参数为:MPPM星座点之间的保护时隙数目 $N_g=1$,每时隙光子到达的抖动标准差 $\sigma=0.1$ slot。

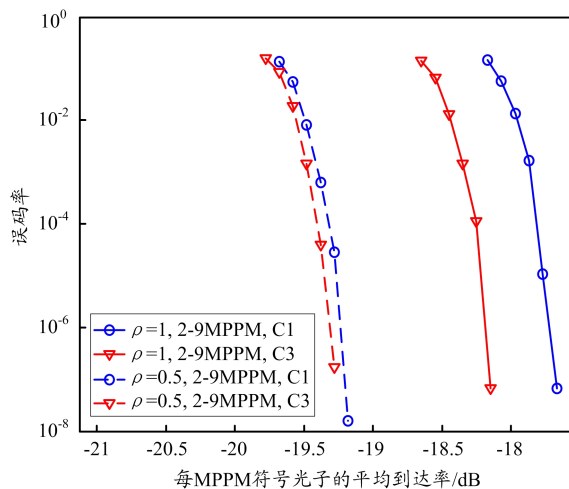


图6 C1和C3在不同脉冲占空比时的误码率对比

从图6可以看出,当脉冲占空比为1时,采用C3比C1性能提升0.48 dB;当脉冲占空比为0.5时,采用C3比C1性能提升0.10 dB。因此,采用C3相比于C1确实可以提高接收端的误码性能,脉冲占空比越大时误码性能增益越大。这是因为脉冲占空比越大,发生ITI的概率也会越大,而C3具有更强的抗ITI的能力,对于接收端译码性能的改善效果也就更加显著。

2-5MPPM、2-9MPPM和2-17MPPM采用星座映射方案C3时的误码率仿真如图7所示。其中,仿真参数为:MPPM星座点之间的保护时隙数目 $N_g=1$,信号脉冲占空比 $\rho=1$,每时隙光子到达的抖动标准差 $\sigma=0.1$ slot。

仿真结果表明,具有更强的抗时延抖动能力的星座映射方案C3同时也适用于2-5MPPM、2-17MPPM等其它的不规则的MPPM星座映射方案。

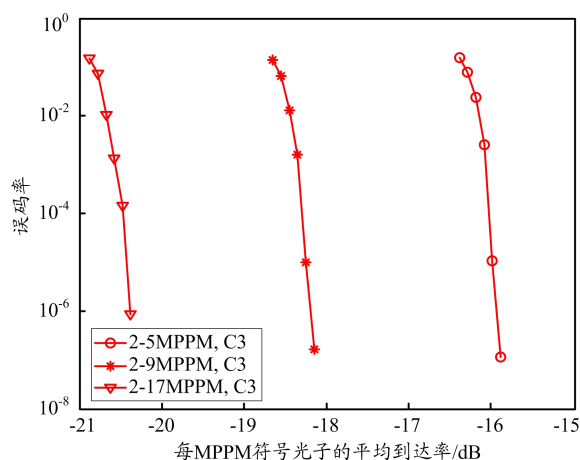


图7 2-5MPPM、2-9MPPM 和 2-17MPPM
采用星座映射方案 C3 时的误码率对比

5 结束语

本文设计了一种 MPPM 星座映射方案性能判定规则,通过计算并比较不同 MPPM 星座映射方案的星座点间的平均汉明距离及信号脉冲位于相邻时隙的概率,提出了一种抗时延抖动的高速率 MPPM 星座映射方案,并给出了在 MPPM 调制阶数较高(16 阶及其以上)时采用直接选择 MPPM 星座映射方案的思路来替代时间和空间复杂度都太高的部分搜索方法。仿真验证了直接选择的 MPPM 星座映射方案 C3 的性能比现有方案 C1 更优,且在不同信道条件下都能有效提高接收端的译码性能,尤其是在大时延抖动、大脉冲占空比及无保护时隙条件下性能增益更明显。

参考文献:

- [1] KHALIGHI M A, UYSAL M. Survey on free space optical communication: a communication theory perspective [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(4): 2231–2258.
- [2] 向劲松, 陈雪莉, 张培, 等. 基于保护时隙的一倍时隙频率采样光 PPM 时钟同步技术[J]. 中国激光, 2018, 45(10): 232–240.
- [3] SIMON M K, VILNROTTER V A. Multi-pulse pulse-position-modulation signaling for optical communication with direct detection[J]. Interplanetary Network Progress Report, 2003, 42(155): 1–22.

- [4] PARK H, BARRY J R. Trellis-coded multiple-pulse-position modulation for wireless infrared communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(4): 642–651.
- [5] XU F, KHALIGHI M A, BOURENNANE S. Coded PPM and multi-pulse PPM and iterative detection for free-space optical links[J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2009, 1(5): 404–415.
- [6] TAN Y, LIU W, GUO J Z, et al. Iterative coded multipulse pulse position modulation for high data rate optical space communication[J]. Chinese Journal of Electronics, 2011, 20(1): 121–124.
- [7] LI J, HYLTON A, BUDINGER J, et al. Dual-pulse pulse position modulation (DPPM) for deep-space optical communications: Performance and practicality analysis [C]// 2012 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Oct. 25–27, 2012, Huangshan, China. New York: IEEE, 2012: 1–7.
- [8] SELMY H, SHALABY H M H, KAWASAKI Z. Performance analysis of gradual multi-pulse pulse-position modulation in deep-space optical communications [J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2012, 4(10): 812–820.
- [9] 王岩, 张化勋, 张猛, 等. 深空通信中新型脉冲位置调制技术研究[J]. 中国激光, 2016, 43(5): 167–175.
- [10] SELMY H, SHALABY H M H, KAWASAKI Z I. Proposal and performance evaluation of a hybrid BPSK-modified MPPM technique for optical fiber communications systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(22): 3535–3545.
- [11] KHALLAF H S, SHALABY H M H, GARRIDO-BALSELLS, et al. Performance analysis of a hybrid QAM-MPPM technique over turbulence-free and Gamma - Gamma free-space optical channels [J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(2): 161–171.
- [12] ELFIQI A E, KHALLAF H S, SHALABY H M H, et al. Chaotic polarization-assisted LDPSK-MPPM modulation for free-space optical communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(9): 4225–4237.
- [13] MOISION B, HAMKINS J. Coded modulation for the deep-space optical channel: serially concatenated pulse position modulation [J]. Developmental Biology, 2005, 283(1): 112–127.
- [14] 向劲松, 吴涛, 黄胜, 等. 串行级联脉冲位置调制码辅助的时隙同步技术[J]. 光学学报, 2016, 36(8): 63–70.

敬告作者

为广泛构架起作者和读者之间的桥梁,本刊加入了中国知网、万方数据知识服务平台、维普网和中国光学期刊等数据期刊网,即每期刊物出版后,我们将把同样的数据送至上述数据库或网站,使信息能以最快的速度国际化、网络化。其中稿费已包含于本刊一次性所附作者的稿费中。

为尊重作者的著作权,如果有作者不同意将出版后的文章进入上述数据库或网站,来稿时敬请注明,否则将视为同意,谢谢合作。

《光通信技术》编辑部