

# 基于脉冲位置调制的无线光通信多级编码 调制及其多阶段解调译码算法

胡 昊<sup>1,2</sup> 王红星<sup>1,2</sup> 孙晓明<sup>1,2</sup> 徐建武<sup>2</sup> 刘 敏<sup>1,2</sup>

(<sup>1</sup>海军航空工程学院电子信息工程系, 山东 烟台 264001)

(<sup>2</sup>山东省信号与信息处理重点实验室, 山东 烟台 264001)

**摘要** 针对无线光通信脉冲位置调制(PPM)与信道编码的结合应用,提出了一种多级编码调制方案,利用多级编码的多级标签结构,将 PPM 符号所对应的分组比特分拆到不同子码通道的码字中,同时结合 PPM 的信号集分割和极大似然检测解调方法,推导了方案的多阶段解调译码算法。在弱湍流大气条件下的仿真分析表明,PPM 多级编码调制相对单级编码调制在误码率  $10^{-6}$  下获得 0.85 dB 以上的增益,且可实现对不同重要程度信息段的不等差错保护。在分量码型给定的条件下,按纠错能力逐级配置分量码并采用所推导的多阶段解调译码,可为系统提供更好差错性能,优于直接的并行译码方法。

**关键词** 光通信;脉冲位置调制;多级编码调制;多阶段解调译码;差错性能

**中图分类号** TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL201239.0405006

## Multilevel Coded Modulation of Free Space Optical Communication Based on Pulse Position Modulation with Multiple-Step Demodulation and Decoding Algorithm

Hu Hao<sup>1,2</sup> Wang Hongxing<sup>1,2</sup> Sun Xiaoming<sup>1,2</sup> Xu Jianwu<sup>2</sup> Liu Min<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University,  
Yantai, Shandong 264001, China

<sup>2</sup>Key Laboratory of Shandong Province for Signal and Information Processing,  
Yantai, Shandong 264001, China

**Abstract** Multilevel coded modulation (MLCM) scheme is proposed for the application of combination between pulse position modulation (PPM) and binary correct coding. The bits demodulated from one PPM symbol are divided into different subcode channels by using the multilevel labels structure of multilevel coding, and the multiple-step demodulation and decoding (MSDD) algorithm of the scheme is derived with signal set partitioning and maximum-likelihood detection of PPM. Simulation under weak turbulence shows that PPM MLCM gets 0.85 dB gain over single-level coded modulation under the bit-error rate (BER) of  $10^{-6}$ , and it can provide unequal error protection to information with different importance. When the subcode types are given, the system with the subcodes configuration in order of error corrective ability in levels, as well as MSDD being used, will have good error performance, much better than direct parallel decoding method.

**Key words** optical communications; pulse position modulation; multilevel coded modulation; multiple-step demodulation and decoding; error performance

**OCIS codes** 060.2605; 060.4510; 010.1330

收稿日期: 2011-10-17; 收到修改稿日期: 2012-01-04

作者简介: 胡 昊(1978—),男,博士研究生,主要从事大气无线光通信信道评估、调制和信道编码技术等方面的研究。

E-mail: daqi\_hh@163.com

导师简介: 王红星(1962—),男,教授,博士生导师,主要从事光通信技术、现代通信新技术等方面的研究。

E-mail: buaawhx@163.com

# 1 引 言

脉冲位置调制 (PPM) 相比目前广泛应用的通断键控 (OOK) 方式, 不仅可以有效提高系统的功率利用率, 而且无需设置动态判决门限即可进行最优检测, 因此被认为是一种适用于未来无线光通信并具有重要应用前景的调制方式<sup>[1~3]</sup>。为提高系统在大气环境下的抗干扰能力, 人们在无线光通信中引入信道编码技术<sup>[4~6]</sup>。PPM 作为一种高阶调制方式, 发生误解调时易呈现出突发错误特性, 使得直接级联二进制编码的纠错效果变差。针对此问题, 一些文献从纠符号错误能力出发, 研究了码字与调制的条件关系, 采用与 PPM 调制阶数相配的高阶编码进行纠错<sup>[6,7]</sup>。文献 [8, 9] 将网格编码调制 (TCM) 技术引入 PPM 中, 利用冗余的调制信号集增大码字序列的欧氏距离, 获得增益的改善。但无线光通信受大气衰减和湍流影响, 使得光信号在其中传输后呈现为深度和随机衰落特性, 因此, 对于高斯信道应用良好的编码调制在无线光通信中性能改善将变得有限。多级编码由 Imai 等<sup>[10]</sup> 提出, 其多子编码通道结构直接适用于高阶调制, 且具有简单交织的作用, 从而获得一定抗突发错误效果。多级编码结构可以很容易地构造任意长码字, 其次优的多阶段译码实现了性能与复杂度的良好折衷<sup>[11]</sup>。

本文将多级编码与 PPM 调制方式相结合, 提出了一种基于 PPM 的无线光通信多级编码调制 (MLCM) 方法。根据 PPM 信号集分割树, 从编码操作角度阐述了多级编码与 PPM 级联的内在关系及其等效模型, 然后基于 PPM 的极大似然检测解调方法, 推导了多阶段解调译码 (MSDD) 算法, 最后通过仿真对其性能进行比较分析, 重点分析了所推导的 MSDD 算法下各子编码通道的性能和关系, 讨论了解调译码时分量码的基本配置顺序, 并与并行译码进行比较。

# 2 PPM 多级编码调制方案

PPM 多级编码调制的基本结构由三部分组成: 输入信源的串并转换、多级编码和 PPM 调制, 其中串并转换路数和编码级数与 PPM 调制阶数相等。信源数据首先变换为  $M$  路并行数据, 分别送入  $M$  级编码器中进行编码, 各级编码码字长度相同, 每次输出组成一个调制分组, 在调制器中调制成 PPM 符号, 进而转换为光信号进行发送。设  $M$  级编码的第  $i$  ( $1 \leq i \leq M$ ) 级编码器  $C_i$  是长度为  $n$ , 维数为  $k_i$  的二进制线性分组码,  $C_1, C_2, \dots, C_M$  的输出码字分别表示为  $\mathbf{v}_1 = (v_{1,1}, v_{1,1}, \dots, v_{1,n}), \mathbf{v}_2 = (v_{2,1}, v_{2,2}, \dots, v_{2,n}), \dots, \mathbf{v}_M = (v_{M,1}, v_{M,2}, \dots, v_{M,n})$ 。通过简单交织可构造序列

$$\mathbf{v}_1 * \mathbf{v}_2 * \dots * \mathbf{v}_M \triangleq (v_{1,1} v_{2,1}, \dots, v_{M,1}, \dots, v_{1,n} v_{2,n}, \dots, v_{M,n}), \quad (1)$$

该序列经调制后变为  $n$  个 PPM 符号组成的一个序列。

## 2.1 PPM 信号集分割

PPM 是一种利用光脉冲的相对位置来传输信息的分组调制方式。对于不同调制阶数  $M$  的 PPM, 可以具体表示为  $2^M$ -PPM。对于比特-信号调制, 调制分组  $a_1 a_2 \dots a_M$  如同一个标签, 标记了  $2^M$ -PPM 全部信号所构成集合内的一个信号点。以三阶 8-PPM 调制为例, 其信号集分割树如图 1 所示。每个 8-PPM 信号由一个 3 bit 的基于 3 级二进制分割链 8-PPM/4-PPM/2-PPM 的序列  $a_1 a_2 a_3$  标记。令  $Q(a_1)$  表示 8-PPM 信号空间  $S$  中标签第一位是  $a_1$  的信号点集合, 则  $Q(a_1)$  构成一个 4-PPM。令  $Q(a_1 a_2)$  表示  $S$  中标签前两位是  $a_1 a_2$  的两个信号点集合, 每个  $Q(a_1 a_2)$  是一个 2-PPM。令  $Q(a_1 a_2 a_3)$  表示  $S$  中标签为  $a_1 a_2 a_3$  的信号点集合, 有  $Q(a_1) \supset Q(a_1 a_2) \supset Q(a_1 a_2 a_3)$ 。

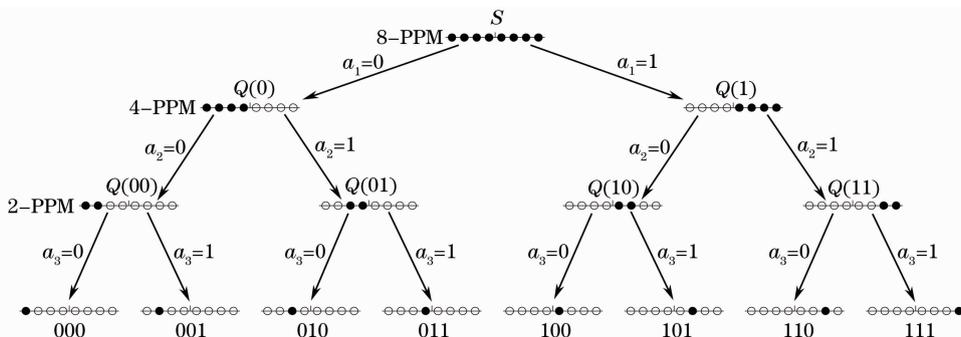


图 1 8-PPM 信号集分割树示意图

Fig. 1 Diagram of 8-PPM signal set partitioning tree

## 2.2 PPM 多级编码调制结构分析

基于以上所述 PPM 信号集分割方法, 整个 PPM 多级编码调制可以等效为一种编码操作过程。以 8-PPM 三级编码调制为例, 每个二进制分量码贡献一个标签比特, 第一个分量码字  $v_1 = (v_{1,1}, v_{1,1}, \dots, v_{1,n})$  选择出具有  $n$  个 4-PPM 信号集的序列  $[Q(v_{1,1}), Q(v_{1,2}), \dots, Q(v_{1,n})]$ ; 根据这  $n$  个 4-PPM 信号集序列, 第二个分量码字  $v_2 = (v_{2,1}, v_{2,2}, \dots,$

$v_{2,n})$  可以选择出具有  $n$  个 2-PPM 信号集的序列  $[Q(v_{1,1}v_{2,1}), Q(v_{1,2}v_{2,2}), \dots, Q(v_{1,n}v_{2,n})]$ ; 第三个分量码字  $v_3 = (v_{3,1}, v_{3,2}, \dots, v_{3,n})$  从 2-PPM 序列  $[Q(v_{1,1}v_{2,1}), Q(v_{1,2}v_{2,2}), \dots, Q(v_{1,n}v_{2,n})]$  中选出序列  $[Q(v_{1,1}v_{2,1}v_{3,1}), Q(v_{1,2}v_{2,2}v_{3,2}), \dots, Q(v_{1,n}v_{2,n}v_{3,n})]$ 。该序列即为最终的输出信号序列。图 2(a) 为 8-PPM 三级编码调制的基本结构, 图 2(b) 为其等效结构。

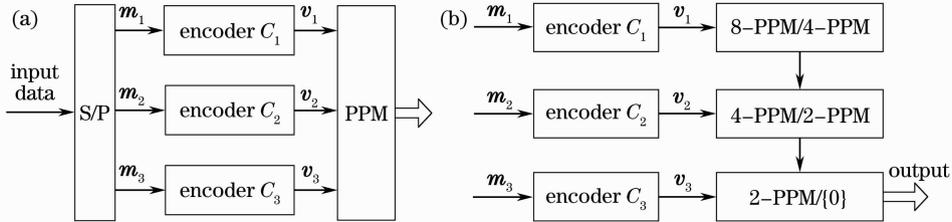


图 2 8-PPM 多级编码调制结构。(a) 基本结构; (b) 等效结构

Fig. 2 8-PPM multilevel coded modulation structure. (a) Basic structure; (b) equal structure

从图 2(a) 可以看出, 一个 8-PPM 符号所对应的 3 bit 分别来自不同的子编码通道, 因此当接收信号经解调并被重新送回对应子译码通道时, 单个 PPM 符号错误在每个子译码通道中最多只产生 1 bit 错误, 且同一个接收符号内的连续错误比特将至少被分散为  $n$  bit 间隔。同时, 由于各子通道独立编码, 对于不同重要程度的数据, 这种结构可方便地在子编码通道配置相应分量码实现发送信息的非对称错误保护, 在后面的仿真中我们还将看到, 采用多阶段解调译码将使得这种能力进一步提升。从图 2(b) 中可以看到, 任意一个 PPM 符号可以看作由多级编码器输出的比特标签在调制信号集内逐级选择下获得, 这种结构可在接收端进行多阶段联合解调和译码。

## 3 联合解调译码方法

多级编码的最大似然译码 (MLD) 方法在码长较长时过于复杂。为此, Imai 等<sup>[10]</sup> 提出一种次优的多阶段译码, 译码过程从第一级分量码开始, 结束于最后一级分量码, 每次一个分量码, 逐阶段进行, 每一阶段的译码信息传递到下一阶段<sup>[11, 12]</sup>。本文根据该原理, 结合 PPM 极大似然检测解调, 推导了 PPM 多级编码调制的多阶段解调译码算法。

### 3.1 多阶段译码原理分析

根据最大后验准则, 在信道输出为  $\mathbf{R}$  的条件下, 最优译码是从  $M$  级编码器输出  $v_1, v_2, \dots, v_M$  组成序列的所有可能组合中找出最相似的一组作为发送序列的估计, 表示成后验概率的形式为  $P(v_1, v_2, \dots,$

$v_M/\mathbf{R}$ )。对其运用贝叶斯公式得

$$P(v_1, v_2, \dots, v_M/\mathbf{R}) = P(v_M/\mathbf{R}, v_1, \dots, v_{M-1}) \cdots P(v_2/\mathbf{R}, v_1) P(v_1/\mathbf{R}). \quad (2)$$

假设估计  $v_i (i = 2, \dots, M)$  时,  $v_{i+1}, \dots, v_M$  不影响  $v_i$  且前  $i-1$  个编码器输出为已知, 则

$$P(v_M/\mathbf{R}, v_1, \dots, v_{M-1}) \cdots P(v_2/\mathbf{R}, v_1) P(v_1/\mathbf{R}) = P(v_i/\mathbf{R}, v_1, \dots, v_{i-1}). \quad (3)$$

当  $i=1$  时, 在相同假设下可得

$$P(v_M/\mathbf{R}, v_1, \dots, v_{M-1}) \cdots P(v_2/\mathbf{R}, v_1) P(v_1/\mathbf{R}) = P(v_1/\mathbf{R}). \quad (4)$$

对  $v_i$  中第  $j$  个比特  $v_{ij} (1 \leq j \leq n)$  运用最大后验概率 (MAP) 估计, 有

$$\begin{cases} P_i(v_{ij} = 0/v_1, v_2, \dots, v_{i-1}, \mathbf{R}) \geq \\ P_i(v_{ij} = 1/v_1, v_2, \dots, v_{i-1}, \mathbf{R}), \quad \bar{v}_{ij} = 0 \\ P_i(v_{ij} = 0/v_1, v_2, \dots, v_{i-1}, \mathbf{R}) < \\ P_i(v_{ij} = 1/v_1, v_2, \dots, v_{i-1}, \mathbf{R}), \quad \bar{v}_{ij} = 1 \end{cases} \quad (5)$$

(2)~(4) 式说明: 当前  $v_i$  的估计可由前级的输出及实际接收信号近似获得, 第一级的输出由实际接收信号直接获得。由于实际接收时接收端并不确定地知道  $v_1, v_2, \dots, v_{i-1}$ , 因此如  $\hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots, \hat{v}_{i-1}$  在大概率条件下与  $v_1, v_2, \dots, v_{i-1}$  相等, 则利用之前的估计值  $\hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots, \hat{v}_{i-1}$  来代替  $v_1, v_2, \dots, v_{i-1}$  即可较准确地估计  $v_i$ 。由 (5) 式得到的估计  $\bar{v}_i$  为中间估计值, 将  $\bar{v}_i$  分别送入对应的第  $i$  级译码器中译码, 获得最终估计值  $\hat{v}_i$ , 如图 3 所示。

### 3.2 基于 PPM 的多阶段解调译码算法

PPM 的最优检测解调方法是极大似然检测解调, 即从接收符号中检测光脉冲最可能的所在时隙

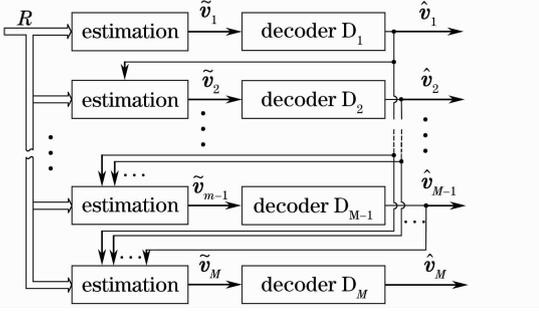


图3 多阶段译码原理框图

Fig. 3 Diagram of multiple-step decoding

位置,然后将位置信息解调为接收分组比特,一旦光脉冲位置检测完成,解调结果就已确定。

对 PPM 多级编码调制系统的 MSDD 解调译码算法需要结合 PPM 特定解调方式。为具体说明之,以三阶 PPM 调制为例,依照图 1 的 PPM 信号集分割树进行阐述。

设一个发送分组为  $(a_1 a_2 a_3)$ , 对应的 PPM 接收量为  $\mathbf{r} = (r_0, r_1, \dots, r_7)$ , 其分量表示各接收时隙的光电转换电流值, 对应的位置信息记为  $m_0, m_1, \dots, m_7$ 。由于 PPM 符号内只在一个时隙上有脉冲, 因此, 一旦某个位置上检测为“有”光脉冲(用“ $m_l = 1$ ”表示), 则其余位置上必为“无”光脉冲(用“ $m_l = 0$ ”表示), 即第  $l(0 \leq l \leq 7)$  个时隙位置上光脉冲检测为“有”的联合概率为

$$P_l(\mathbf{r}/m_l = 1) = \frac{P(m_l = 1/\mathbf{r})P(\mathbf{r})}{P(m_l = 1)} = \frac{P(\mathbf{r})}{P(m_l = 1)} P(m_l = 1/r_l) \prod_{\substack{j \neq l \\ 0 \leq j \leq 7}} P(m_j = 0/r_j). \quad (6)$$

在信源数据未知条件下, 可认为脉冲在  $m_0, \dots, m_7$  各位置上等概率出现, 而在同一接收  $\mathbf{r}$  下  $P(\mathbf{r})$  为定值, 因此影响 (6) 式的仅为  $P(m_l = 1/r_l) \prod_{\substack{j \neq l \\ 0 \leq j \leq 7}} P(m_j = 0/r_j)$  项。令接收机某个时隙位置上有光脉冲的概率密度为  $f_1$ , 无光脉冲时隙上接收电流的概率密度函数为  $f_0$ , 则

$$P_l(\mathbf{r}/m_l = 1) \propto \int_{-\infty}^{r_l} x f_1 dx \prod_{\substack{j \neq l \\ 0 \leq j \leq 7}} \int_{-\infty}^{r_j} x f_0 dx. \quad (7)$$

根据多阶段译码原理, 参照图 1 中 PPM 的信号集分割方式, 第一阶段的译码就是根据所接收的  $\mathbf{r}$ , 首先检测出脉冲位置落在第一级的  $Q(0)$  还是  $Q(1)$  的位置集合中, 对于  $a_1 = 1$  的情况, 要求“1”脉冲出现在  $m_0, m_1, m_2, m_3$  位置上, 即

$$P(a_1 = 1/\mathbf{r}) = \sum_{l=0}^3 P(\mathbf{r}/m_l = 1) \propto$$

$$\sum_{l=0}^3 P(m_l = 1) \prod_{\substack{j \neq l \\ 0 \leq j \leq 7}} P(m_j = 0). \quad (8)$$

同理,

$$P(a_1 = 0/\mathbf{r}) = \sum_{l=4}^7 P(\mathbf{r}/m_l = 1) \propto \sum_{l=4}^7 P(m_l = 1) \prod_{\substack{j \neq l \\ 0 \leq j \leq 7}} P(m_j = 0). \quad (9)$$

对 (8)、(9) 式进行判断, 得到  $a_1$  的中间估值  $\hat{a}_1$ , 并通过第一级译码器的纠错, 获得最终的  $a_1$ 。对于第二阶段解调译码, 由于  $a_1$  的估值  $\hat{a}_1$  已知, 即在  $Q(\hat{a}_1)$  确定的前提下, 检测光脉冲落在位置集合  $Q(\hat{a}_1 0)$  还是  $Q(\hat{a}_1 1)$  中, 这相当于在对应的 4-PPM 重新应用 (6)~(9) 式。第三阶段解调译码的方法同理。由此即完成了 8-PPM 三级编码调制的多阶段解调译码。

## 4 仿真分析

以上 PPM 多级编码调制结构及算法推导中并未涉及具体信道编码方式, 因此可以适用于线性码, 卷积码甚至 Turbo 码等多种信道码。为对其进行具体分析, 本文在弱湍流高斯级联信道条件下, 对采用 BCH 码为分量码的 8-PPM 三级编码调制无线光通信系统的性能进行了计算机蒙特卡罗仿真, 并认为光通信链路损耗为 1, 时隙信号独立传输且无码间干扰。接收时隙的数学模型为

$$r(t) = \eta P(t) + N(t), \quad (10)$$

$\eta = \gamma_e T e g \lambda / (hc)$  为光电转换效率,  $\gamma_e, T, g, \lambda, e, h$  和  $c$  分别是探测器量子效率、时隙间隔、倍增增益、波长、量子电荷、普朗克常数和光速, 在  $M$  阶 PPM 调制下  $T = T_{\text{OOK}} M / 2^M$ ,  $N$  是均值为零和方差为  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声,  $r$  为时隙接收电流。  $P$  为脉冲时隙的瞬时接收光功率, 在弱湍流大气中服从对数正态分布

$$f(P) = \frac{1}{2 \sqrt{2\pi\sigma_x^2} P} \exp \left[ -\frac{\left( \ln \frac{P}{P_0} + 2\sigma_x^2 \right)^2}{8\sigma_x^2} \right], \quad (11)$$

$P_0$  为其均值, 在路径损耗为 1 的条件下等于发射功率,  $\sigma_x$  为大气闪烁指数。为便于数值计算, 可将各时隙接收电流近似为高斯的, 则根据 (10)、(11) 式, 得到发送“1”脉冲的时隙接收电流均值和方差为  $\langle r_i \rangle = \eta P_0$  和  $\sigma_1^2 = (\eta P_0)^2 [\exp(4\sigma_x^2) - 1] + \sigma^2$ , 而发送“0”脉冲只受噪声  $N$  影响, 于是时隙脉冲“1”、“0”在接收端的电流概率密度可表示为

$$f_{m_i=1}(r_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1}} \exp\left[-\frac{(r_i - \eta I_0)^2}{2\sigma_1^2}\right], \quad (12)$$

$$f_{m_i=0}(r_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}\right). \quad (13)$$

因此,弱湍流中对于任意接收到的无线光 PPM 符号,其比特估计可通过将(12)、(13)式代入(8)、(9)

表1 仿真参量

Table 1 Simulation parameters

Parameter	$\lambda / \mu\text{m}$	$\gamma_e$	$g$	$T_{\text{OOK}}$	$\sigma_z$	$\alpha^2$
Value	1.55	0.5	100	$10^{-9}$	0.1	$2 \times 10^{-30}$

图4是8-PPM多级编码调制与普通的8-PPM单级编码调制(SLCM)在湍流下的仿真结果对比。MLCM的三级分量码均取SLCM相同码型,在MLCM中,分别采用直接的多级并行译码(PDL)和本文推导的MSDD两种方法,信道编码分别选用BCH(127,92)和BCH(127,99)两种码型。从图4中可以看出,MLCM要明显优于SLCM,在误码率 $10^{-6}$ 条件下,MLCM-PDL相比SLCM有约0.85 dB增益,其原因在于MLCM的多级结构使得PPM误解调引起的临近接收比特错误被分散到各级子编码通道中,从而改善了系统的纠错效果。同样在误码率 $10^{-6}$ 条件下,MLCM-MSDD相比SLCM有约1.1 dB的增益,好于MLCM-PDL,这是由于MLCM-MSDD采用了多阶段的解调译码方法,利用前级的译码结果修正下一级解调,这种联合解调译码效果比直接的PDL更接近最优的极大似然译码,故可获得更好的差错性能。

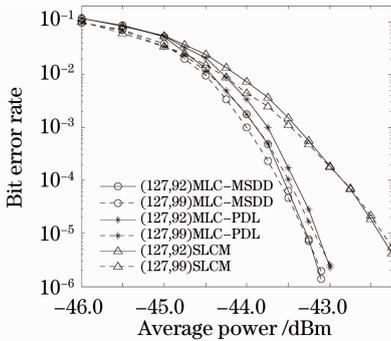


图4 MLCM和SLCM在弱湍流下的性能

Fig. 4 Performance of MLCM and SLCM under weak turbulence

为具体分析MLCM中各级编码纠错情况,在同样的仿真条件下,对BCH(127,99)为各级分量码型、解调译码分别采用MSDD和PDL方法时,各级子编码通道的差错性能进行仿真,subcode1、subcode2和subcode3分别对应第一、二和三级子编

码通道,结果如图5所示。从图中可以看出,采用PDL方法,各级子编码通道的误码性能曲线与总误码性能曲线几乎重叠在一起,其原因在于PDL方法是各级子通道独立译码,因此其性能互不影响。而当采用MSDD时,可以看到第一级子通道的误码性能曲线与PDL曲线重合,后续子通道的差错率逐级下降,MSDD的总误码率介于第一级和第二级误码性能曲线之间。这是由于第一级为直接解调译码,因此其纠错效果与PDL相同,此后,前级结果对后级解调译码起到了保护作用,从而使得后续子通道的差错性能获得提高。这也说明采用MSDD可使得多级结构固有的不等误差保护能力获得进一步提升。此外,由于MSDD的总差错性能以纠错效果最差和最好的子通道差错性能为上下限,同时考虑到前级对于后级解调译码具有保护作用,因此当各级子通道采用不同码时,应将分量码按纠错能力从大到小逐级配置。

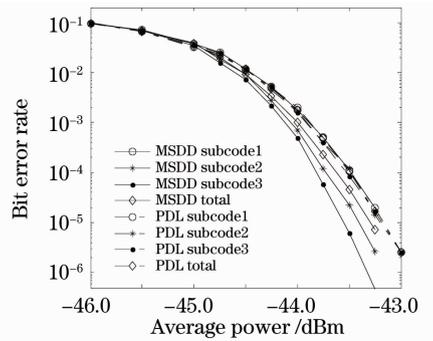


图5 MLCM中各级子编码通道的差错性能

Fig. 5 Performance of subcode channels for MLCM

为进一步分析各级分量码配置的关系,在系统总码率不变的条件下,选取BCH(127,85)、(127,99)和(127,113)码为分量码,三种码的纠错能力分别为6、4和2,分别用 $C_1$ 、 $C_2$ 和 $C_3$ 表示,在三种不同配置顺序下进行仿真,结果如图6所示。 $(C_1, C_2, C_3)$ 表示第一、二和三级分量码分别为 $C_1$ 、 $C_2$ 和

$C_3$ 。为便于比较分析,图中还给出采用上述三种分量码的 MLCM-PDL 的性能曲线以及分量码均为 BCH(127,99)码的 MLCM-MSDD 性能曲线,其中 MLCM-PDL 各子通道独立译码,故在任意配置顺序下均有相同的误码率。

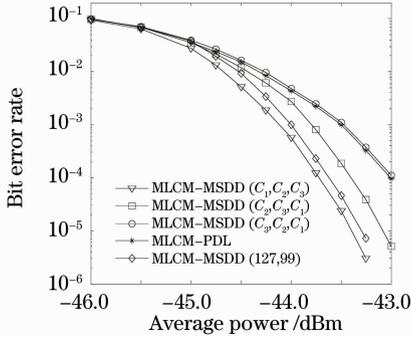


图6 不同分量码配置顺序下的性能比较

Fig. 6 Comparison of different subcode configuration sequences

首先对比三种配置方式的性能曲线可以看出,  $(C_1, C_2, C_3)$  性能最好, 其次为  $(C_2, C_3, C_1)$ ,  $(C_3, C_2, C_1)$  最差。对照分量码的纠错能力, 这验证了本文前述的有关分析。同时可以看到, 在  $(C_3, C_2, C_1)$  顺序下, MLCM-MSDD 的误码性能甚至差于 MLCM-PDL, 这是由于 MSDD 中前级的译码结果虽然可以对后级解调提供保护, 但从相反角度来说, 当前级译码中出现较多错误时, 也会对后级解调译码产生影响, 使得后级错误随之增加, 即出现错误传播现象。在各级分量码按纠错能力从小到大的相反顺序进行配置时, 由于前级分量码纠错能力较弱, 错误传播的影响将达到最严重的程度, 从而导致了 MLCM-MSDD 性能不如 MLCM-PDL 情况的出现。这也说明了 MLCM-MSDD 必须采用正确的配置顺序才能获得较好的性能。从图中还可以看到,  $(C_1, C_2, C_3)$  配置下 MLCM-MSDD 的性能曲线不仅明显好于 MLCM-PDL, 也优于采用 BCH(127,99)码的 MLCM-MSDD, 说明在相同总码率和码长条件下, 为获得更好性能, 可以通过不同分量码的选择来实现码字配置的优化, 这也为后续的进一步研究提供了方向。

## 5 结 论

本文提出了一种 PPM 多级编码调制方法, 首先分析了 PPM 信号集分割树及多级编码调制等效结构模型, 进而结合 PPM 的极大似然检测解调方法, 推导了其多阶段解调译码算法, 最后在大气弱湍流条件下进行了仿真比较分析。结果表明, 多级编

码调制相比单级编码调制具有更优差错性能, 在  $10^{-6}$  误码率下增益达 0.85 dB 以上, 其结构所固有的不等误差保护特性可通过多阶段解调译码进一步增强。在分量码给定的条件下, 采用多阶段解调译码需按纠错能力大小逐级配置分量码方法, 可获得明显优于 PDL 的性能。所提 PPM 多级编码调制和算法及有关分析结论可为无线光通信 PPM 与信道编码级联系统设计提供参考。

## 参 考 文 献

- Hu Hao, Wang Hongxing, Zhou Min *et al.*. Modeling and analyzing of error performance for pulse position modulation and digital pulse interval modulation under turbulence[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(5): 1269~1274
- 胡昊, 王红星, 周旻等. 湍流大气中脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制差错性能的建模与分析[J]. *中国激光*, 2010, **37**(5): 1269~1274
- Kamran Kiasaleh. Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2005, **53**(9): 1455~1461
- S. Wilson, M. Brandt-Pearce, Q. Cao *et al.*. Free-space optical MIMO transmission with Q-ary PPM [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2005, **53**(8): 1401~1412
- Liang Bo, Chen Weibiao. Error correction for optical PPM communication using combination of RS and trellis code modulation techniques[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2008, **37**(7): 1361~1364
- 梁波, 陈卫标. 基于 RS 编码及网格编码调制的光 PPM 通信纠错技术[J]. *光子学报*, 2008, **37**(7): 1361~1364
- Juanjuan Yan, Zheng Zheng, Weiwei Hu *et al.*. Improved performance of M-ary PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence due to forward error correction [C]. *Int. Conf. Commun. Technol.*, 2006. 1~4
- Zhang Tieying, Wang Hongxing, Xing Yongqiang *et al.*. PPM-based error control code modulation in optical wireless communications[J]. *Study on Optical Communications*, 2009, (4): 67~70
- 张铁英, 王红星, 邢永强等. 无线光通信中 PPM 的差错编码调制研究[J]. *光通信研究*, 2009, (4): 67~70
- Yin Zhiyun, Ke Xizheng, Zhang Bo. Research on error-correcting code in wireless laser communications over GF(3)[J]. *J. Electronic Measurement and Instrument*, 2009, **23**(7): 23~28
- 殷致云, 柯熙政, 张波. 无线激光通信中 GF(3)域上的纠错编码研究[J]. *电子测量与仪器学报*, 2009, **23**(7): 23~28
- Kamran Kiasaleh, Tsun-Yee Yan, Meera Srinivasan. Trellis-coded pulse-position modulation for optical communication systems impaired by pulsewidth inaccuracies[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(8): 1336~1346
- David C. M. Lee, J. M. Kahn, Malik D. Audeh. Trellis-coded pulse-position modulation for indoor wireless infrared communications[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, **45**(9): 1080~1086
- H. Imai, S. Hirakawa. A new multilevel coding method using error-correcting codes[J]. *IEEE Trans. Information Theory*, 1977, **23**(3): 371~377
- Shu Lin, D. J. Costello. Error Control Coding[M]. Yan Jian, He Yuanzhi, Pan Yahan *et al.* transl. Beijing: China Machine Press, 2007
- 林舒, 科斯特洛. 差错控制编码[M]. 晏坚, 何元智, 潘亚汉等译. 北京: 机械工业出版社, 2007
- W. Udo, Robert F. H. Fischer, Johannes B. Huber. Multilevel codes: theoretical concepts and practical design rule[J]. *IEEE Trans. Information Theory*, 1999, **45**(5): 1361~1391