

# 无线光通信中一种迭代解调的比特交织乘积 编码脉冲位置调制

胡 昊<sup>1,2</sup> 王红星<sup>1,2</sup> 徐建武<sup>2</sup> 孙晓明<sup>1,2</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)与信道纠错编码的有效结合问题,提出一种大气无线光通信乘积编码 PPM 新方案。将比特交织和迭代技术引入分组乘积编码 PPM 中,利用比特交织使信号衰落变得独立,并根据最大似然准则推导得到了弱湍流高斯级联信道下 PPM 软解调方法,将其与分组码的软输入软输出(SISO)译码算法相结合,进行解调译码的联合迭代。在弱湍流大气条件下仿真及分析表明,方案与独立解调解码的比特交织乘积编码 PPM 相比,在误码率  $10^{-5}$  下有约 1 dB 的增益,且在高码率下可获得优异差错性能,有利于降低系统传输带宽需求并提供高可靠性的信息传输,为纠错编码与 PPM 的高效联合提供了解决方法。

**关键词** 光通信;编码调制;迭代解调;脉冲位置调制;差错性能

**中图分类号** TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201131.0806004

## Bit Interleaved Product Coded Pulse Position Modulation with Iterative Demodulation for Free-Space Optical Communication

Hu Hao<sup>1,2</sup> Wang Hongxing<sup>1,2</sup> Xu Jianwu<sup>2</sup> Sun Xiaoming<sup>1,2</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** There is a poor efficiency for pulse position modulation (PPM) in combination with binary correction coding for free space optical communication. To solve the problem, a new scheme, which introduces bit interleaving and iteration technology into product coded PPM, is proposed. Bit interleaver is used to make signal decline independently. Soft demodulation method of PPM is derived under weak turbulence and Gaussian cascaded channel based on maximum-likelihood criterion. Combined with soft input soft output (SISO) algorithm of block decoding, iteration between demodulation and decoding is achieved. Simulations under weak turbulence show that, the scheme provides 1 dB gain at bit error rate (BER) of  $10^{-5}$  compared with bit interleaved product coded PPM with independent demodulation and decoding, and has perfect error performance at high code rate, which is valuable in high reliability in information transmission with comparatively lower bandwidth requirement. The proposed scheme provides a solution to efficiently unite error control coding with PPM in atmospheric optical wireless communication systems.

**Key words** optical communications; coded modulation; iterative demodulation; pulse position modulation; error performance

**OCIS codes** 060.2605; 060.4510; 010.1330

## 1 引 言

由于技术成熟、实现简单,无线光通信系统普遍

采用强度调制/直接检测(IM/DD)的开关键控(OOK)方式,并要求提供足够大的功率来克服大气

**收稿日期**: 2011-01-27; **收到修改稿日期**: 2011-05-06

**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: daqibudao@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和现代通信新技术等方面的研究。

E-mail: buaawhx@163.com

湍流引起的光信号随机衰落。但是激光器的高功率输出不仅困难,而且不经济,另外输出的光功率还应保证对人眼的安全。为此,人们研究在无线光通信中采用新的调制方式<sup>[1]</sup>。其中脉冲位置调制(PPM)作为一种“平均功率有效性调制”引起了人们的兴趣<sup>[2]</sup>。相比 OOK, PPM 不仅具有高的功率利用率,并且在硬判决时无需设置动态门限即可获得最优检测,差错性能也明显优于 OOK 和脉冲间隔调制(DPIM)<sup>[3]</sup>。PPM 的不利因素是牺牲了一定带宽,但光通信的频带资源丰富,限制主要来自收发器件的最高开关速率及信号展宽,这随着高性能器件的开发可逐步获得改善。基于以上原因,PPM 被认为是适用于未来无线光通信并具有重要应用前景的调制方式之一。同时,为提高无线光通信系统的抗干扰能力,需要采用信道编码技术,而如何实现 PPM 与信道编码的有效结合是一个重要的问题。

一些信道编码,如卷积码、Turbo 卷积码(TC)和里德-所罗门(RS)码等已经被提出应用于 PPM 中<sup>[4~6]</sup>。由于二进制编码不适用于高阶映射方式,当发生解调错误时,无法有效进行纠错。非二进制在高阶调制中具有更好的适用性,如,对于 $(n, k)$ RS 码和  $M$  阶 PPM,令  $n=2^M-1$ ,即可以实现二者匹配,因此在早期研究中 RS 码被广泛应用于 PPM 中,文献[7]还讨论了将 RS 码与卷积码的级联应用于大气无线光通信中。RS 码脱胎于二进制码,采用硬判决时对于一个符号内的多处错误具有较强的纠正能力,但是当发生多个符号错误时,其有效性并不高;而采用软判决的 RS 码由于算法复杂度过大,对于高速大气无线光通信系统不适用而很少被采用。此外,网络编码调制(TCM)技术也被应用于 PPM 调制中<sup>[8]</sup>,这种方案由于在设计时考虑了编码与调制的联合,可以有效增加调制信号集的最小欧氏距离,因此在高斯条件下获得额外的调制增益,但在衰

落信道中,该方案的有效性并不理想。由于高阶错误解调不适用于二进制码,为改善接收性能,一些文献采用译码器的软输出修正解调判决的方法。文献[9~11]给出了一种串行级联卷积编码 PPM 调制(SCPPM/SCAPPM)方案,将卷积码与带有累加器的 PPM 进行级联,信号在接收端的解调器和译码器间进行迭代,这种方案被应用于深空光通信中。文献[12]在其基础上,在编码器后增加了一个奇偶校验单元,在获得较优性能的同时,实现了可变码率,称为 SPC-SCPPM,但这种方案增加了译码的复杂度,且只能实现低码率下的调整。文献[13]直接将卷积码与 PPM 级联,给出一种减小了译码复杂度的 SCPPM 方案,并进一步研究了迭代解调在多脉冲位置调制(MPPM)中的应用。但由于卷积码的软输入软输出(SISO)算法在增加寄存器及并行输入输出数时会导致较大系统开销,因此上述方案均只适用于低码率的情况。

本文提出一种迭代解调译码的比特交织乘积编码脉冲位置调制(BIPCPPM-ID)方案,将比特交织、分组乘积编码 PPM 和迭代解调译码技术相结合,在运用比特交织实现信号时间分集的基础上,通过推导弱湍流与高斯级联信道下 PPM 的软解调方法和分析分组码 Chase SISO 译码算法,实现了解调译码的外信息联合迭代。通过仿真与独立解调解码的比特交织乘积编码位置调制(BIPCPPM),RS + PPM, TCM + PPM 和迭代卷积码 SCPPM 方案的比较分析,得出了相关结论。

## 2 系统模型

BIPCPPM-ID 大气无线光系统模型如图 1 所示。输入比特首先送入线性分组乘积编码器进行编码,已编码信息经过交织后映射为 PPM 符号形式,

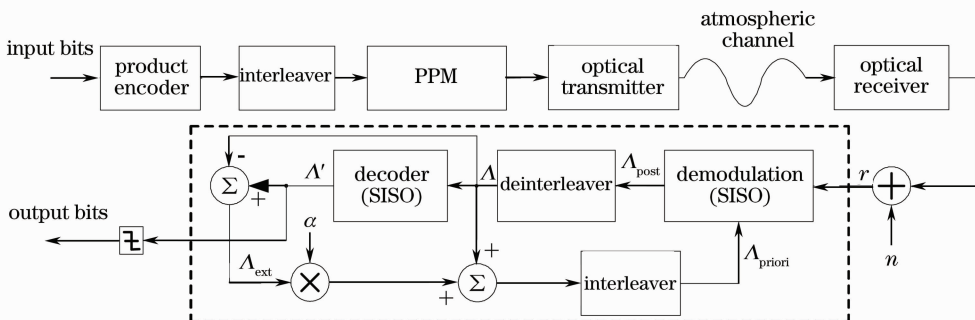


图 1 BIPCPPM-ID 系统模型

Fig. 1 BIPCPPM-ID system model

并转换为光脉冲发射出去。乘积编码结合交织器以及码元映射构成了一个串行级联系统。其中，比特交织把突发错误在时间域上打散，形成一种时间分集，使得输入译码器的分组比特间变得近似不相关，提高了译码正确性，在完全交织/解交织情况下，译码将达到最佳效果。而乘积码与码元映射分别相当于级联系统的外码和内码，因此，在接收端解调器和信道译码间可以采用联合迭代方法改善差错性能。

湍流是光信号大气传输中一项基本且不可忽略的因素。为集中分析方案在大气湍流下的性能，假设光强在每个 PPM 传输时隙内为常数且不存在码间干扰，并认为路径衰减系数为 1。对于一个 PPM 的“开”时隙，令  $I$  表示接收到的光功率，则对应时隙的接收电流为

$$r = \eta I + n, \quad (1)$$

式中  $\eta = \gamma_c T e g \lambda / (hc)$  为转换效率， $\gamma_c, T, g, \lambda, e, h$  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。接收机的噪声主要来自电路热噪声、探测器散弹噪声和暗电流等，在此假设接收机主要受热噪声影响并用  $n$  表示，它与接收的光信号无关，可用零均值、方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声表示<sup>[13]</sup>。注意到 PPM 的“关”时隙上没有光脉冲，此时接收电信号  $r = n$ 。

光脉冲受湍流扰动，将发生幅度和相位畸变，对于 IM/DD 系统，湍流对接收信号的影响主要表现为光强闪烁，使  $I$  变得随机。对于距离在几千米以内的大气无线光通信系统，通过孔径平滑，接收光信号服从对数正态分布<sup>[2,14]</sup>：

$$f(I) = \frac{1}{2 \sqrt{2\pi\sigma_x} I} \exp \left[ -\frac{(\ln \frac{I}{I_0} + 2\sigma_x^2)^2}{8\sigma_x^2} \right], \quad (2)$$

式中  $I_0$  为  $I$  的统计平均值， $\sigma_x$  为闪烁指数。

### 3 迭代解调与译码

利用(1)式，可以将接收到的未解调 PPM 符号  $\mathbf{R}$  表示为  $2^M$  个接收时隙  $r_i (i=0, 1, \dots, 2^M-1)$  的形式，即  $\mathbf{R} = (r_0, r_1, \dots, r_{2^M-1})$ ， $M$  为调制阶数。对  $\mathbf{R}$  执行软解调，解调软信息经解交织后送入 SISO 译码器，译码输出再经交织后送回解调器对解调进行修正，如此反复，从而获得更好性能。

#### 3.1 PPM 的软解调算法

最大似然准则下，解调器和译码器交换的软信息为对数似然比 (LLR) 度量值。对  $M$  阶调制的 PPM 接收符号  $\mathbf{R}$ ，解调后第  $j$  个接收比特  $d_j (j \in$

$\{0, 1, \dots, M-1\}$ ) 的后验概率 LLR 为

$$\Lambda_{\text{post}}(d_j) = \ln \frac{P(d_j = 1/\mathbf{R})}{P(d_j = 0/\mathbf{R})}. \quad (3)$$

利用贝叶斯公式可得

$$\Lambda_{\text{post}}(d_j) = \ln \frac{P(\mathbf{R}/d_j = 1)}{P(\mathbf{R}/d_j = 0)} + \ln \frac{P(d_j = 1)}{P(d_j = 0)} = \Lambda_c(d_j) + \Lambda_{\text{priori}}(d_j). \quad (4)$$

可以看出， $d_j$  的后验估计由两部分组成，第一部分为  $d_j$  被判为 1 或 0 条件下接收为  $\mathbf{R}$  的概率，其似然比用  $\Lambda_c(d_j)$  表示，第二部分为  $d_j$  的先验概率，其似然比用  $\Lambda_{\text{priori}}(d_j)$  表示。

首先分析  $\Lambda_c(d_j)$  部分。显然，接收 PPM 符号  $\mathbf{R}$  内任意的时隙位置  $i$  都对应着一个  $M$  比特的分组估计  $(d_0, d_1, \dots, d_{M-1})$ ，因此当接收比特  $d_j$  被估计为 0 或 1 时，在  $\mathbf{R}$  内必有对应时隙位置的脉冲被判为“1”。据此，可以将 PPM 符号中所有时隙位置分为两个集合，定义  $C_j^1$  为比特分组内第  $j$  个比特为“1”所对应的时隙位置集合， $C_j^0$  为比特分组内第  $j$  个比特为“0”所对应的时隙位置集合。显然， $C_j^1, C_j^0$  构成了一组集合对且  $C_j^1 \cup C_j^0 = \{0, \dots, 2^M-1\}$ 。注意到对于不同的  $j$ ，集合  $C_j^1, C_j^0$  内元素是不同的，令  $m_i$  为第  $i$  个时隙的二进制表示，则该部分可以改写为

$$\Lambda_c(d_j) = \ln \frac{\sum_{i \in C_j^1} P(\mathbf{R}/d_j = 1)}{\sum_{i \in C_j^0} P(\mathbf{R}/d_j = 0)} = \ln \frac{\sum_{i \in C_j^1} P(\mathbf{R}/m_i = 1)}{\sum_{i \in C_j^0} P(\mathbf{R}/m_i = 1)}. \quad (5)$$

由于一个 PPM 符号内只有一个“1”时隙且各接收时隙相互独立，有

$$\Lambda_c(d_j) =$$

$$\ln \frac{\sum_{i \in C_j^1} \left[ P(r_i/m_i = 1) \prod_{s \neq i, s=0}^{2^M-1} P(r_s/m_s = 0) \right]}{\sum_{i \in C_j^0} \left[ P(r_i/m_i = 1) \prod_{s \neq i, s=0}^{2^M-1} P(r_s/m_s = 0) \right]}. \quad (6)$$

从(6)式可以看到，似然比取决于发送“1”，“0”脉冲的概率密度分布。为便于数值计算和分析，可将发送“1”脉冲的时隙接收电流分布近似为高斯的，根据弱湍流和高斯级联模型，得到其均值和方差分别为  $\langle r_i \rangle = \eta P_0$  和  $\sigma_i^2 = (\eta P_0)^2 [\exp(4\sigma_x^2) - 1] + \sigma^2$ ，而“0”脉冲则只受噪声  $n$  影响，于是“1”，“0”脉冲在接收端的电流概率密度可分别表示为

$$p_1(r_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left[-\frac{(r_i - \eta I_0)^2}{2\sigma_1^2}\right], \quad (7)$$

$$p_0(r_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}\right], \quad (8)$$

代入(6)式并利用公式

$$Q(a) = \int_a^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-y^2/2) dy$$

得

$$\Lambda_c(d_j) = \ln \frac{\sum_{i \in C_j^1} \left\{ \left[ 1 - Q\left(\frac{r_i - \eta I_0}{\sigma_1}\right) \right] \prod_{s \neq i, s=0}^{2^M-1} \left[ 1 - Q\left(\frac{r_s}{\sigma}\right) \right] \right\}}{\sum_{i \in C_j^0} \left\{ \left[ 1 - Q\left(\frac{r_i - \eta I_0}{\sigma_1}\right) \right] \prod_{s \neq i, s=0}^{2^M-1} \left[ 1 - Q\left(\frac{r_s}{\sigma}\right) \right] \right\}}. \quad (9)$$

式中  $C_j^1, C_j^0$  划分由 PPM 映射方式确定。因此根据 PPM 具体映射方式和接收瞬时信号,由(9)式即可计算出接收比特  $d_j$  后验估计似然比的本征信息部分。

对于第二部分  $\Lambda_{\text{priori}}(d_j)$ ,由于  $P(d_j)$  不可能在信道译码之前得到,非迭代的编码调制系统通常认为它是等概的,因此一般从(4)式中消掉。这种假设尽管简化了计算,但带来了性能上的损失。而当采用图 1 虚线框内的迭代结构后,第 1 次迭代仍遵循上述假设,此后每次迭代均将上次译码输出的外信息作为先验概率反馈回解调器,解调器的度量计算能够充分利用信道译码器的输出反馈进行修正,从而提高性能。

### 3.2 分组码的 SISO 算法

解调获得的似然比经解交织输入译码器,需先进行码字判决并译码,再输出相应的软信息。乘积码是由短线性码构造高效长码的一种技术,其最优码字判决方法是极大似然序列判决(MLSD),可以保证搜索到与输入序列具有最小欧氏距离的合法码字,但这种方法在码字较长时效率很低,且只能输出硬译码结果。为此,本文采用改进 Chase 算法进行 SISO 译码。

设  $(n, k, d)$  分组码的译码器输入度量值为  $\mathbf{A} = (\Lambda_0, \Lambda_1, \dots, \Lambda_{n-1})$ ,利用 Chase 算法获得搜索子集  $\Omega$  并从中找出  $\mathbf{A}$  的极大似然码字  $\mathbf{C} = (c_0, \dots, c_{n-1})$ ,对于每一个  $c_l (l \in \{0, \dots, n-1\})$ ,译码器输出的置信度度量为<sup>[15]</sup>

$$\Lambda'(c_l) = \frac{|\mathbf{A} - \mathbf{C}'|^2 - |\mathbf{A} - \mathbf{C}|^2}{4} (2c_l - 1), \quad (10)$$

式中  $\mathbf{C}'$  为与  $\mathbf{A}$  具有最小欧式距离且其第  $l$  个比特不等于  $c_l$  的竞争码字。译码的修正结果通过译码前与译码后的置信度相减获得,称为外信息或非本征信息:

$$\Lambda_{\text{ext}}(c_l) = \Lambda'(c_l) - \Lambda(c_l) = \frac{|\mathbf{A} - \mathbf{C}'|^2 - |\mathbf{A} - \mathbf{C}|^2}{4} (2c_l - 1) - \Lambda(c_l). \quad (11)$$

当  $\mathbf{C}$  不在  $\Omega$  内时,  $\Lambda_{\text{ext}}(c_l)$  的一种合适方法是由  $\beta \cdot (2c_l - 1)$  给出,  $\beta$  可看作衡量码字不在搜索子集中软信息的平均值。注意到码字  $\mathbf{C}$  实际上是解调比特经译码后的纠正结果,因此其似然比信息可以作为下一次迭代的先验概率似然比反馈到解调的输入端,从而实现迭代解调。则第  $m$  次迭代后,解调器先验信息的更新方式为

$$[\Lambda_{\text{prior}}(m+1)] = [\Lambda_{\text{post}}(m) + \alpha(m)\Lambda_{\text{ext}}(m)]^\pi. \quad (12)$$

由于外信息在开始迭代时方差较大,并随迭代次数增加逐渐减小,因此引入因子  $\alpha$ ,用于减小比特错误概率较高时外信息对软输入输出译码的影响。 $\pi$  表示交织过程,  $[\ ]$  表示一个交织长度的序列。

## 4 仿真与分析

对 BIPCPM-ID 的性能进行计算机仿真,PPM 为格雷映射方式,乘积码两个分量码选同样的 BCH 码,比特交织采用随机交织方式,交织长度为一个乘积码块大小,信源速率为 1 Gb/s,其他仿真参数如表 1 所示。仿真结果及分析均在等平均功率条件下进行,即发送相同信息比特消耗相同光功率。此时,可得系统平均光功率  $I_{\text{aver}}$  与发射光功率  $I_{\text{trans}}$  的关系为

$$I_{\text{trans}} = I_{\text{aver}} R_c 2^M,$$

式中  $R_c$  为编码码率,  $M$  为调制阶数。

表 1 仿真参量

Table 1 Simulation parameter

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

图 2 是分别在高斯信道和弱湍流高斯级联信道两种信道中,三阶调制 BIPCPM-ID 在不同迭代次数条件下的差错性能仿真结果,其中乘积码为 BCH(63, 51)<sup>2</sup> 码,ITE 表示迭代次数,依次取 1, 3, 5, 7 次,弱湍流高斯级联信道的闪烁指数为 0.1。从图中可以看出,在误码率(BER)较高时(大于  $7 \times$

$10^{-2}$ ,如图中点划横线位置),多次迭代相对于1次迭代译码效果要差,但当继续增加功率,使得误码率进一步减小时,多次迭代的曲线随平均功率增加呈现出明显的瀑布下降趋势,并随迭代次数增多获得改善。对比两种信道条件下的差错性能曲线可以看到,虽然级联信道的曲线下下降趋势略差于高斯信道,但增大迭代次数取得的性能改善程度基本一致,这说明了BIPCPPM-ID方案中所推导算法的有效性。同时可以看出,随迭代次数增加,性能改善趋势逐渐减小,其中在误码率为 $10^{-5}$ 下3次迭代相比1次迭代可以获得0.7 dB的改善,5次迭代相比3次迭代只有约0.1 dB的改善,迭代7次的改善更小,而7次迭代时间代价是3次迭代的2倍以上。权衡不同迭代次数的时间开销及其带来的性能改善可以得到,本文算法的迭代次数取3~5次为宜。

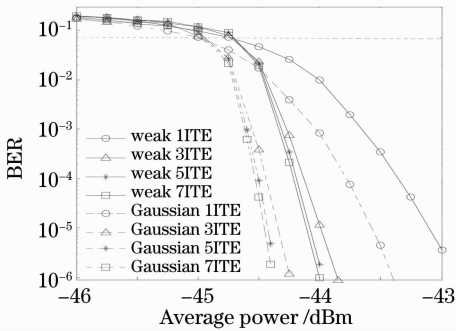


图2 高斯信道和弱湍流高斯级联信道中迭代性能

Fig. 2 Performance of BIPCPPM-ID with different iterations in Gaussian channel/weak turbulence and Gaussian cascaded channel

为进一步比较验证方案的性能,在 $\sigma_x = 0.1$ 的弱湍流高斯级联信道和3阶PPM下,将本文所提BIPCPPM-ID与独立解调译码的BIPCPPM、文献[12]的迭代SCPPM方案、RS+PPM及TCM+PPM进行仿真比较。其中乘积码分别选取 $(63, 51)^2$ 码和 $(31, 21)^2$ 码,采用本迭代方案并取3次迭代时分别以BIPCPPM-ID-1和BIPCPPM-ID-2表示,独立解调译码则以BIPCPPM-1和BIPCPPM-2表示。SCPPM中卷积码为1/2码率的 $g(7, 5)$ 码,并通过删余使总码率为0.5,译码为log-map算法,其交织长度、交织方式及迭代次数与BIPCPPM-ID-1相同。RS码为与三阶调制匹配的 $(7, 5)$ 码,TCM为2/3码率的 $(3, 2, 7)$ 码。仿真结果如图3所示。从图中可以看出,采用硬判决的TCM、RS码方案性能相近,但均差于采用了比特交织的卷积编码调制和乘积编码调制方案,说明在大气无线光通信中采

用比特交织编码调制的性能要优于匹配方法设计的编码调制方案。在比特交织乘积编码调制的方案中,BIPCPPM-ID-1,BIPCPPM-ID-2与对应的独立解调译码的BIPCPPM-1,BIPCPPM-2相比具有更好性能,在误码率 $10^{-5}$ 下均获得约1dB的增益改善。而在迭代解调译码方案中,BIPCPPM-ID-1的差错性能要优于SCPPM,BIPCPPM-ID-2差错性能劣于SCPPM,同样在误码率 $10^{-5}$ 下进行比较,相差分别约0.4 dB和0.6 dB,说明合理选择分量码才可使BIPCPPM-ID获得较优性能。同时,注意到BIPCPPM-ID-1的码率约为0.66,BIPCPPM-ID-2的码率为0.46,由于PPM具有放大输入速率的作用,所以在相同输入速率和调制阶数条件下,高码率编码调制对器件收发速率的要求更低。从这点上看,BIPCPPM-ID-1不仅提供了优异差错性能,还可有效降低系统的传输带宽需求,在给定器件最高开关速率限制下具有更好的可实现性。

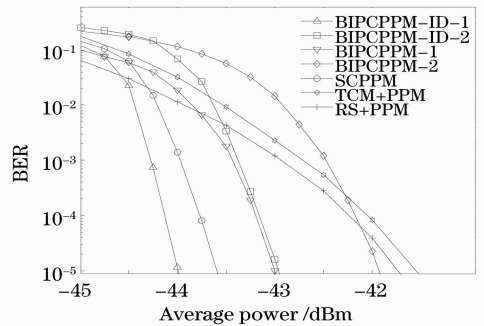


图3 不同方案在弱湍流高斯级联信道中的比较

Fig. 3 Comparison of different coded modulation schemes under weak turbulence and Gaussian cascaded channel

从以上分析可以看出,乘积码的选择会对方案的最终性能产生重要影响。乘积码为块编码,编码块的大小取决于分量码编码后的码字长度,因此分量码的码字越长,意味着交织长度越长,通过交织获得时间分集特性也就越好,此外,对于长码字,可选的分量码码型较多,配置也更灵活。但长码字会导致交织时延和算法复杂度增大,因此,在应用中首先应根据实际可接受的系统开销来确定适合的码字长度。在码字长度给定时,为进一步分析码型选取对方案的影响,以BCH(63,57)码、(63,51)码和(63,45)码为乘积码的分量码,对BIPCPPM-ID方案性能进行仿真比较,同时给出对应的独立解调译码BIPCPPM性能曲线,PPM调制阶数为3,大气闪烁指数为0.1。仿真结果如图4所示,图中实线为BIPCPPM-ID的性能曲线,虚线为BIPCPPM的性能曲线。从

图中可以看出,在误码率  $10^{-5}$  下采用同样分量码的 BIPCPM-ID 较 BIPCPM 均有 1 dB 左右的增益。对照不同分量码的 BIPCPM-ID 曲线可以看到, BCH(63,57) 码的曲线进入瀑布下降区较早,其次为(63,51)码,而(63,45)码则有较长的平坦区,这是由于(63,45)码所构成的乘积码码率较低,故需较多的平均功率才会引起误码率的瀑布下降,这也说明了低码率下系统会消耗更多的功率。对比瀑布区的曲线下下降趋势可以看到,与曲线进入瀑布区的顺序正好相反,(63,45)码曲线在瀑布区的下降趋势最为陡峭,其次为(63,51)码和(63,57)码。这是因为码率较低的码字有更多冗余比特,因此纠错能力更强,曲线下下降趋势更陡。从图中可以看到,尽管(63,45)码纠错能力更强,但由于码率较低导致其平坦区过长,使得其在误码率为  $10^{-5}$  时,与(63,57)和(63,51)码相比,仍存在 0.5 dB 的差距,对于其他低码率码字显然也会存在同样问题,因此,在码型选择上,应优先考虑具有较高码率的码型。进一步对比(63,57)码和(63,51)码的两条曲线,二者在平均功率约为 -43.9 dBm 处出现交叉,这意味着此后继续增大功率,(63,51)码将获得优于(63,57)的误码性能。因此,在码长 63 的 BCH 码中,(63,51)码是分量码的一个良好选择。

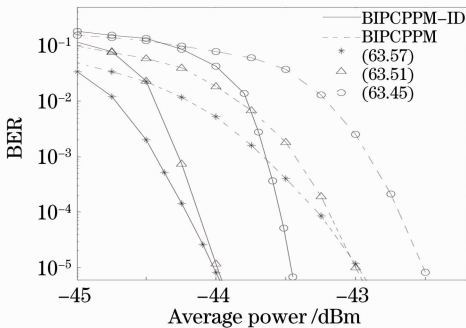


图 4 不同分量码下的 BIPCPM-ID 性能  
Fig. 4 Performance of BIPCPM-ID under different subcodes

综合以上仿真分析可以看出:1)所提方案是在比特交织乘积编码 PPM 的基础上,运用迭代解调和译码来挽回独立解调译码所带来的损失,相对独立解调译码方法,本方案在误码率  $10^{-5}$  下可获得 1 dB 的增益改善;2)综合迭代开销和改善效果,采用本文算法在迭代次数上宜取为 3~5 次;3)乘积码的选择将影响本方案的最终性能,考虑到无线光通信速率及性能要求,BCH 分量码应在码字较长和较高码率下进行选择,并通过仿真比较性能确定最终码

型,该结论同样适用于分量码采用其他线性码的情况;4)对于码长为 63 的 BCH 分量码,(63,51)码是一种良好选择。

## 5 结 论

本文提出的 BIPCPM-ID 将比特交织和联合迭代技术引入到乘积编码 PPM 中,利用比特交织使得衰落在码字趋于独立,并进一步基于最大似然准则推导了 PPM 符号的软解调方法,同时反馈 SISO 译码软输出结果给解调器形成解调译码间的软信息迭代,改善了系统在大气衰落信道下的性能。仿真分析表明,所提方案相对于独立解调译码 BIPCPM,在误码率  $10^{-5}$  下可获得 1 dB 左右的增益改善,并在高码率条件下可提供优异的差错性能,有利于在系统光收发器件最高速率限制下提供高传输效率、较低带宽需求和高可靠性的信息传输,为无线光通信中 PPM 和信道编码的结合应用提供了一种新的有效方法。

## 参 考 文 献

- 1 Cheng Gang, Wang Hongxing, Sun Xiaoming *et al.*. Dual pulse pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(7): 1750~1755  
程 刚, 王红星, 孙晓明 等. 无线光通信双脉冲间隔调制方法[J]. *中国激光*, 2010, **37**(7): 1750~1755
- 2 K. Akhavan, M. Kavehrad, S. Jivkova. High-speed power-efficient indoor wireless infrared communication using code combining—part I[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2002, **50**(7): 1089~1109
- 3 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
- 4 E. Forestieri, R. Gangopadhyay, G. Prati. Performance of convolutional codes in a direct-detection optical PPM channel[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1989, **37**(12): 1303~1317
- 5 S. Sheikh Muhammad, T. Javornik, I. Jelovcan *et al.*. Reed solomon coded PPM for terrestrial FSO links[C]. International Conference on Electrical Engineering 2007 (ICEE'07), 2007, 1~5
- 6 Kamran Kiasaleh. Turbo-coded optical PPM communication systems[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1998, **16**(1): 18~26
- 7 G. E. Atkin, H. P. Corrales. Orthogonal convolutional coding for the PPM optical channel[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1989, **7**(4): 731~734
- 8 David C. M. Lee, Joseph M. Kahn, Malik D. Trellis-coded pulse-position modulation for indoor wireless infrared communications[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, **45**(9): 1080~1087
- 9 B. Moision, J. Hamkins. Coded modulation for the deep-space optical channel: serially concatenated pulse-position modulation [R]. Pasadena, CA, IPN Progress Rep., May 15, 2005.

- 42-161; 1~25
- 10 M. F. Barsoum, B. Moision, M. Fitz *et al.*. Iterative coded pulse-position-modulation for deep-space optical communications [C]. Information Theory Workshop 2007 (ITW '07), 2007; 66~71
- 11 M. Cheng, M. Nakashima, B. Moision *et al.*. Optimizations of a hardware decoder for deep-space optical communications [J]. *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 2008, **55**(2): 644~658
- 12 Y. Tan, J.-Z Guo, Y. Ai. Iterative coded modulation with code rate flexibility for optical space communications [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2009, **21**(2): 67~69
- 13 Fang Xu, Mohammad-Ali K., Salah B. Coded PPM and multipulse PPM and iterative detection for free-space optical links [J]. *J. Opt. Commun. Netw.*, 2009, **1**(5): 404~414
- 14 Chen Dan, Ke Xizheng. Analysis on error rate of wireless optical communication using subcarrier modulation on turbo code [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(10): 2860~2863  
陈 丹, 柯熙政. 基于 Turbo 码的无线光通信副载波误码性能分析 [J]. *光学学报*, 2010, **30**(10): 2860~2863
- 15 Ramesh Pyndiah. Near-optimum decoding of product codes: block turbo codes [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1998, **46**(8): 1003~1010