

PPM 多级编码调制的硬判决迭代解调译码

胡昊¹, 张骁^{1,2*}, 刘敏^{1,2}, 杨凡^{1,2}, 安琪^{1,2}

¹海军航空工程学院电子信息工程系, 山东 烟台 264001;

²山东省信号与信息处理重点实验室, 山东 烟台 264001

摘要 针对脉冲位置调制(PPM)与多级编码结合中的错误传播问题,利用多阶段译码原理的“链式规则”,提出一种基于迭代的解调译码方法,给出了 8-PPM 多级编码调制的硬判决迭代算法。仿真分析表明,迭代解调译码方法可以改善错误传播现象,降低系统的误码率;在相同迭代次数下,信道衰减越大,该译码方法获得的增益越明显。综合考虑性能改善效果及成本, M 阶编码调制系统的迭代次数宜选 M 次以内。

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; 迭代

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201845.0306001

Hard Decision Iterative Demodulation and Decoding of PPM Multilevel Coded Modulation

Hu Hao¹, Zhang Xiao^{1,2}, Liu Min^{1,2}, Yang Fan^{1,2}, An Qi^{1,2}

¹Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China;

²Key Laboratory of Shandong Provincial Signal and Information Processing, Yantai, Shandong 264001, China

Abstract To solve error propagation problem in combination of pulse position modulation (PPM) and multilevel coding, we propose an iterative demodulation and decoding method based on "chain rule" of multistage decoding principle and give the hard decision iterative algorithm of 8-PPM multilevel coded modulation. The simulation results show that the error propagation is improved and the bit error ratio (BER) is decreased effectively by the hard decision iterative method. The larger the channel attenuation is, the more obvious the gain gets with the same iterations. Considering both improvement and cost, the iterations should be less than M times for M -order coded modulation system.

Key words optical communications; pulse position modulation; multilevel coded modulation; multistage demodulation and decoding; iteration

OCIS codes 060.2605; 060.4510; 010.1330

1 引 言

脉冲位置调制(PPM)方式是目前无线光通信研究中广泛采用的调制方式^[1-3]。受衰减和湍流的影响,光信号在大气信道中传输会产生深度和随机衰落^[4-5],为此,人们引入信道编码,开展编码与 PPM 调制结合的研究^[6]。在深度衰落情况下,PPM 误解调易出现连续的传输错误现象,而传统采用的

最大化欧式距离编码调制方法对此问题的改善有限。近年来研究人员将比特交织编码调制技术(BICM)与 Turbo 迭代技术结合,利用信道附加信息改善解调译码效果,该方法具有稳健性,在无线光通信中获得了广泛关注和研究^[7-8]。但采用软输入输出迭代方式,涉及接收信号似然度的反复运算和更新,算法复杂,时延较大。与 BICM 技术相对应,另一种提高系统稳健性的方法是多级编码

收稿日期: 2017-07-06; 收到修改稿日期: 2017-09-18

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

E-mail: daqi_hh@163.com

* 通信联系人。E-mail: 55512662@qq.com

(MLC)^[9-10]技术,其多级编码通道结构可直接适用于高阶调制,通过自交织作用可获得抗突发错误能力;同时,多级编码结构可以很容易地构造任意长码字,并运用多阶段译码(MSD)实现性能与复杂度的折中处理^[11]。多级编码在采用多阶段译码方法时也会出现“错误传播”问题,Hube等^[12]提出了一种信道容量准则配置方法,预先计算出多级编码调制各等价信道的信道容量,并使各级编码码率工作在信道容量限上,从而能在传输速率限制下,提供给各级子通道任意小的误码率,减小“错误传播”。但这种方法受限于系统各等价信道信道容量的估算,还须知道信道状态信息(CSI)条件。而文献[13]中提出采用多级并行译码(Parallel Decoding on Levels, PDL)结合不同映射规则的方案,这虽然可以避免错误传播现象,但PDL方案把各子信道看作是相互独立的部分,造成较大的性能损失。

本文将 PPM 调制与多级编码结合,在分析 PPM 信号集分割基础上,根据多阶段译码原理的“链式规则”,提出了多级编码调制基于迭代的解调译码方法,给出了 8-PPM 多级编码调制下硬判决迭代解调译码的具体实现算法,并通过蒙特卡罗方法

对其在大气湍流中的误码性能进行仿真分析。

2 PPM 多级编码调制

2.1 系统模型

大气无线光通信 PPM 多级编码调制系统模型如图 1 所示。 M 阶 PPM 调制对应 M 级子信道编码,其第 i ($1 \leq i \leq M$) 级子信道编码器 C_i 是长度为 n 、维数为 k_i 的子信道编码; $m_1, m_2 \dots m_M$ 表示图中各编码器输入的待编码的信息比特; C_1, C_2, \dots, C_M 的输出码字分别表示为 $\mathbf{v}_1 = (a_{1,1}, a_{1,2}, \dots, a_{1,n}), \mathbf{v}_2 = (a_{2,1}, a_{2,2}, \dots, a_{2,n}), \dots, \mathbf{v}_M = (a_{M,1}, a_{M,2}, \dots, a_{M,n})$ 。发送信息首先被并行(S/P)送入各子通道分别进行信道编码,编码完成后,从各子通道输出码字中分别取一个比特组合为一个调制分组进行 PPM 调制,再转换为光发射脉冲。上述过程通过交织构造出如下序列:

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

式中 $*$ 为码字间交织。该序列经调制后包含 n 个 PPM 符号。在接收端,探测器对受到干扰的光脉冲信号进行光电转换,再通过 PPM 解调和信道译码输出最终接收信息。

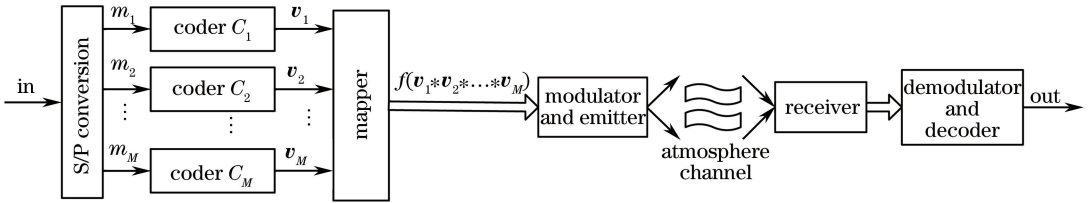


图 1 大气无线光 PPM 多级编码调制系统图

Fig. 1 Diagram of free space optics PPM multilevel coded modulation system

光信号大气传输主要受大气衰减效应、大气湍流效应以及背景光的影响。大气衰减效应主要影响通信链路的通信距离;大气湍流效应则是由于大气的湍流运动使大气折射率随机起伏,进而使接收信号随机变化,影响通信质量。在较长距离的大气光通信中还须讨论光束的瞄准、空间捕获及跟踪(APT)等。

在本文所建系统模型中,设光通信链路损耗为常数,背景光噪声通过滤光措施可有效消除,同时认为时隙信号独立传输且同步良好,则整个通信信道可等效为大气湍流与高斯级联信道,单个发射时隙上瞬时接收电流 I 表示为

$$I = \eta P + N, \quad (2)$$

式中, $\eta = \gamma_e T e g \lambda / (hc)$ 为光电转换效率; γ_e 、 T 、 g 、 λ 、 e 、 h 和 c 分别为探测器量子效率、时隙间隔、倍增

增益、波长、量子电荷、普朗克常数和光速; N 为接收电路中的热噪声,可表示为均值为零、方差为 α^2 的加性高斯白噪声; P 为脉冲时隙的瞬时接收光功率,弱湍流大气中 P 服从对数正态分布:

$$f(P) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_\chi P} \exp\left[-\left(\ln \frac{P}{P_0} + 2\sigma_\chi^2\right)^2 / 8\sigma_\chi^2\right], \quad (3)$$

式中, P_0 为其均值, σ_χ 为大气闪烁指数。

2.2 多级编码调制下 PPM 的信号集分割

一般将 M 阶 PPM 调制具体表示为 2^M -PPM。从信号集来看,调制分组 $a_1 a_2 \dots a_M$ 的所有组合构成了一个 2^M -PPM 调制信号集,其中的 $a_1 a_2 \dots a_{M-1}$ 构成一个 2^{M-1} -PPM 调制信号集。因此,可将 a_i ($i=1, \dots, M$) 看作一个标签比特,每个标签比特逐步缩小了调制信号集的选择范围,用信号集分割树

可直观描述。如三阶 8-PPM 调制,每个 8-PPM 信号由一个 3 比特序列 $a_1a_2a_3$ 标记,如图 2 所示。令 $Q(a_1)$ 表示 8-PPM 信号空间 S 中标签第 1 位是 a_1 的信号点集合,则 $Q(a_1)$ 构成一个 4-PPM 信号集。

$Q(a_1a_2)$ 表示 S 中标签前两位是 a_1a_2 的两个信号点集合,每个 $Q(a_1a_2)$ 是一个 2-PPM 集合。令 $Q(a_1a_2a_3)$ 表示 S 中标签为 $a_1a_2a_3$ 的信号点集合,有 $Q(a_1) \supset Q(a_1a_2) \supset Q(a_1a_2a_3)$ 。

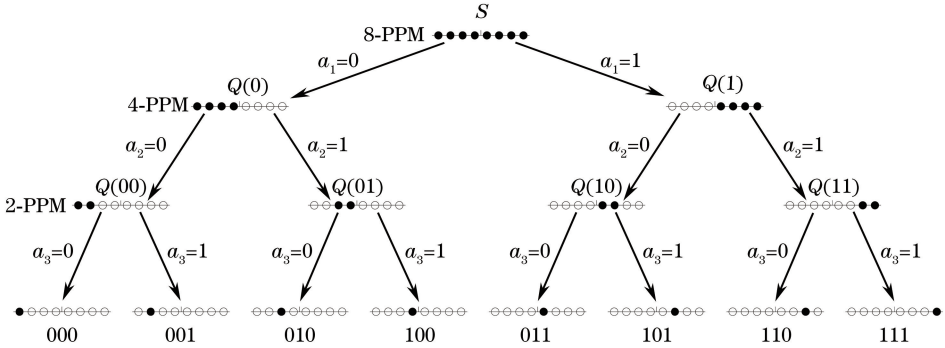


图 2 8-PPM 信号集分割树示意图

Fig. 2 Diagram of 8-PPM signal set partitioning tree

基于信号集分割树,PPM 多级编码调制可以用编码操作过程进行等效。如 8-PPM 三级编码调制中,三个分量编码器的输出构成一个调制分组,调制分组中的每个二进制分量码为 8-PPM 信号点贡献一个标签比特。因此,对于第 1 个分量编码器输出码字 $v_1=(a_{1,1},a_{1,2},\dots,a_{1,n})$,相当于选出 n 个 4-PPM 信号集的序列 $[Q(a_{1,1}),Q(a_{1,2}),\dots,Q(a_{1,n})]$;第 2 个分量码字 $v_2=(a_{2,1},a_{2,2},\dots,a_{2,n})$ 则根据这 n 个 4-PPM 信号集序列,从中再选出具有 n 个 2-PPM 信号集的序列 $[Q(a_{1,1}a_{2,1}),Q(a_{1,2}a_{2,2}),\dots,Q(a_{1,n}a_{2,n})]$;第 3 个分量码字 $v_3=(a_{3,1},a_{3,2},\dots,a_{3,n})$ 从 2-PPM 序列 $[Q(a_{1,1}a_{2,1}),Q(a_{1,2}a_{2,2}),\dots,Q(a_{1,n}a_{2,n})]$ 中选出序列 $[Q(a_{1,1}a_{2,1}a_{3,1}),Q(a_{1,2}a_{2,2}a_{3,2}),\dots,Q(a_{1,n}a_{2,n}a_{3,n})]$,从而完成整个 8-PPM 多级编码调制过程。

重构,构造一个超长码字,其极大似然(MLD)方法将非常复杂。Imai 等^[9]提出一种 MSD 方法,从第 1 级分量码开始,逐阶段进行,每一阶段的译码信息传递到下一阶段,结束于最后一级分量码。由于 MSD 中后级译码基于前级译码结果,因此当前级译码正确率较高时,可以提供一定保护作用,使得后级在码字纠错性能不强的条件下也具有较高的正确率;但当前级译码出现错误较多的情况时,MSD 方法也会引起“错误传播”现象,导致系统整体误码性能的恶化。基于此,应用多阶段译码原理的“链式规则”,提出多级编码调制的迭代解调译码方法。

3.1 多阶段译码原理

根据最大后验准则,在信道输出为 R 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,表示为 $p(v_1, v_2, \dots, v_M/R)$,对其进行贝叶斯展开有

3 迭代解调译码方法

多级编码调制是通过多级分量编码与调制实现

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

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

$$p(v_M/R, v_1, \dots, v_{M-1}) \cdots p(v_2/R, v_1) p(v_1/R) = p(v_i/R, v_1, v_2, \dots, v_{i-1}), \quad (5)$$

当 $i=1$ 时,在相同假设下可得

$$p(v_M/R, v_1, \dots, v_{M-1}) \cdots p(v_2/R, v_1) p(v_1/R) = p(v_1/R), \quad (6)$$

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

$$\begin{cases} p_i(v_{ij} = 0/v_1, v_2, \dots, v_{i-1}, R) \geq p_i(v_{ij} = 1/v_1, v_2, \dots, v_{i-1}, R), \tilde{v}_{ij} = 0 \\ p_i(v_{ij} = 0/v_1, v_2, \dots, v_{i-1}, R) < p_i(v_{ij} = 1/v_1, v_2, \dots, v_{i-1}, R), \tilde{v}_{ij} = 1 \end{cases} \quad (7)$$

式(4)~(6)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 1 级的输出可由实际接

收信号直接获得。由于实际接收时接收端并不知道 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, 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} 则可较准确估计 v_i , 这就是互信息“链式规则”在多阶段译码中的具体体现。由(7)式得到的估计 \tilde{v}_i 为中间估计值, 将 \tilde{v}_i 送入第 i 级译码器中译码, 获得最终估计值 \hat{v}_i , 如图 3 所示。

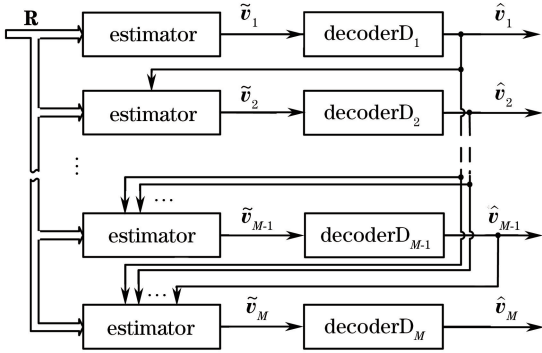


图 3 多阶段译码原理框图

Fig. 3 Diagram of multiple-step decoding

3.2 基于迭代的解调译码方法

在采用多阶段联合解调译码方法进行估计时, 如信道噪声使得前级的估计结果与发送存在较大偏差, 则必然造成整个接收错误率上升, 从而出现“错误传播”现象。但如能通过某些技术方法减小前级解调译码的差错率, 就可以降低“错误传播”的不利影响。综上所述, 减小“错误传播”的关键在于提高前级估计的准确性。

注意到(4)式右半部分是对下标 i 按小到大的顺序将 $p(v_1, v_2, \dots, v_M/\mathbf{R})$ 逐次展开得到, 如按倒序展开有

$$p(v_1, v_2, \dots, v_M/\mathbf{R}) = p(v_1/\mathbf{R}, v_2, \dots, v_M) \dots p(v_{M-1}/\mathbf{R}, v_M) p(v_M/\mathbf{R}), \quad (8)$$

对比(4)式和(8)式可以看到, 如果从第1级的 v_1 开

始进行估计, 逐次顺序进行多阶段译码, 最终将由前 $M-1$ 级分量码对第 M 级的估计 \hat{v}_M 提供保护; 如果从第 M 级的 v_M 开始进行估计, 逐次逆序进行译码, 则将由后 $M-1$ 级分量码对第 1 级的估计 \hat{v}_1 提供保护。显然, 后验概率 $p(v_1, v_2, \dots, v_M/\mathbf{R})$ 可以任意顺序展开, 并依据展开顺序逐次对后续项提供一定的保护。利用这种相互保护关系, 可以提供更为可靠的解调译码结果。

基于所述思路, 设计了一种解调译码的迭代结构, 如图 4 所示。其中, 图 4(a)为迭代的整体结构, 图 4(b)为第 m 次迭代时, 第 i 级估计 \hat{v}_i 的更新示意图。具体迭代步骤如下。

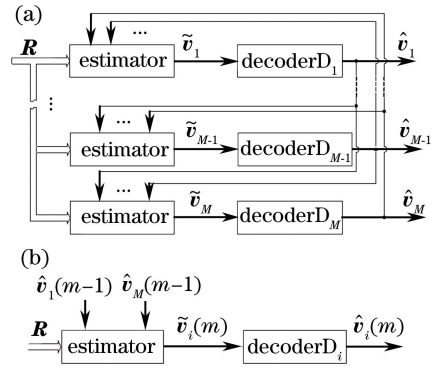


图 4 迭代解调译码结构。(a)迭代结构; (b)第 m 次迭代的第 i 级输出更新

Fig. 4 Structure of iterative demodulation and decoding.

(a) Structure for iteration; (b) output update of the i th level for the m th iteration

第 1 次迭代时, 对接收信号进行多阶段解调译码, 其目的是得到各级译码的初始估计值。将获得的输出估计表示为 $\hat{v}_1(1), \hat{v}_2(1), \dots, \hat{v}_M(1)$ 。

第 m 次迭代时, 利用已知的 $\hat{v}_1(m-1), \dots, \hat{v}_{i-1}(m-1), \hat{v}_{i+1}(m-1), \dots, \hat{v}_M(m-1)$ 重新估计第 i 级发送的 v_i , 对其第 j 个比特 a_{ij} , 计算其后验概率的对数似然值:

$$\Delta(a_{ij}) = \lg \frac{p[a_{ij} = 1/\hat{v}_1(m-1), \dots, \hat{v}_{i-1}(m-1), \hat{v}_{i+1}(m-1), \dots, \hat{v}_M(m-1), \mathbf{R}]}{p[a_{ij} = 0/\hat{v}_1(m-1), \dots, \hat{v}_{i-1}(m-1), \hat{v}_{i+1}(m-1), \dots, \hat{v}_M(m-1), \mathbf{R}]}, \quad (9)$$

获得 Δ 后, 可以选择硬判决译码和软判决译码两种方法对最终估计 $\hat{v}_i(m)$ 进行更新。

3.3 基于硬判决的 8-PPM 多级编码调制迭代解调译码算法

以 8-PPM 三级编码调制为例具体说明迭代解

调译码算法, 解调译码采用硬判决方法。

设 3 个子编码通道输出码字为 v_1, v_2 和 v_3 , 第 t 个 PPM 发送分组 $(a_{1,t}, a_{2,t}, a_{3,t})$ 的接收矢量为 $\mathbf{I} = (I_0, I_1, \dots, I_7)$, $I_i (i=0, \dots, 7)$ 表示 PPM 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(表示为“1”),则其余位置上必为“无”光脉冲(表示为“0”)。令接收机在有光脉冲的概率密度函数为 f_1 ,无光脉冲时隙上接收电流的概率密度函数为 f_0 ,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

$$p_l(\mathbf{I}/m_l = 1) \propto \int_{-\infty}^{I_l} x f_1 dx \cdot \prod_{\substack{j \neq l \\ 0 \leq j \leq 7}} \int_{-\infty}^{I_j} x f_0 dx. \quad (10)$$

基于图 2 信号集分割树,第 1 次迭代按照“ $a_1 \rightarrow a_2 \rightarrow a_3$ ”的分叉顺序进行多阶段解调译码。其中,第 1 阶段根据所接收矢量 \mathbf{I} ,首先检测出脉冲位置落在第 1 级的 $Q(0)$ 还是 $Q(1)$ 的信号集合中,对于 $a_{1,t} = 1$,光脉冲出现在 m_0, m_1, m_2, m_3 位置上,即

$$p(a_{1,t} = 1/\mathbf{I}) = \sum_{l=0}^3 p(m_l = 1/\mathbf{I}) \propto \sum_{l=0}^3 p(I_l/m_l = 1) \prod_{\substack{j \neq l \\ 0 \leq j \leq 7}} p(I_j/m_j = 0), \quad (11)$$

同理,

$$p(a_{1,t} = 0/\mathbf{I}) = \sum_{l=4}^7 p(m_l = 1/\mathbf{I}) \propto \sum_{l=4}^7 p(I_l/m_l = 1) \prod_{\substack{j \neq l \\ 0 \leq j \leq 7}} p(I_j/m_j = 0), \quad (12)$$

对计算结果进行判决得到 $a_{1,t}$ 的中间估值 $\tilde{a}_{1,t}$ 。

所有 $\tilde{a}_{1,t}$ 构成中间估计 $\tilde{\mathbf{v}}_1$,将其送入第 1 级译码器,获得估计 $\hat{\mathbf{v}}_1 = (\hat{a}_{1,1}, \hat{a}_{1,2}, \dots, \hat{a}_{1,n})$ 。对于第 2

阶段解调译码, $\hat{a}_{1,t}$ 已知,则在 $Q(\hat{a}_{1,t})$ 确定的前提下,检测光脉冲落在信号集合 $Q(\hat{a}_{1,t} = 0)$ 还是 $Q(\hat{a}_{1,t} = 1)$ 中,这相当于在对应的 4-PPM 检测解调得到 $\tilde{a}_{2,t}$,并通过第 2 级译码更新获得 $\hat{a}_{2,t}$ 。第 3 阶段解调译码的方法同理。

从第 2 次迭代开始,对第 1 级的 $\hat{\mathbf{v}}_1$ 进行更新,需要借助 $\hat{\mathbf{v}}_2$ 和 $\hat{\mathbf{v}}_3$,即已知 $\hat{a}_{2,t}, \hat{a}_{3,t}$,估计 $a_{1,t}$ 。此时,光脉冲只可能出现在特定的两个时隙位置上,用信号集分割树可以清楚描述这一情况。图 5 为顺序“ $a_2 \rightarrow a_3 \rightarrow a_1$ ”的信号集分割树,当 $\hat{a}_{2,t}, \hat{a}_{3,t}$ 估计为“00”时,光脉冲位置只能出现在 m_1 或 m_4 位置上,分别对应着 $a_{1,t} = 1$ 和 $a_{1,t} = 0$ 两种情况。故可得 $a_{1,t}$ 似然度量为

$$\Lambda(a_{1,t}) = \lg \frac{p(a_{1,t} = 1/\mathbf{I}, \hat{a}_{2,t} = 0, \hat{a}_{3,t} = 0)}{p(a_{1,t} = 0/\mathbf{I}, \hat{a}_{2,t} = 0, \hat{a}_{3,t} = 0)} = \frac{p(I_0/m_0 = 1)}{p(I_4/m_4 = 1)} = \lg \left(\int_{-\infty}^{I_1} x f_1 dx \right) / \left(\int_{-\infty}^{I_4} x f_1 dx \right). \quad (13)$$

考虑到电流概率密度函数 f_1 是增函数,因此如果采用硬判决方式,直接比较 I_1 和 I_4 大小得到中间估值 $\tilde{a}_{1,t}$ 。 $\hat{a}_{2,t}, \hat{a}_{3,t}$ 为其他组合情况,同理。最后通过译码更新估值 $\hat{\mathbf{v}}_1$ 。

同法更新 $\hat{\mathbf{v}}_2, \hat{\mathbf{v}}_3$ 。

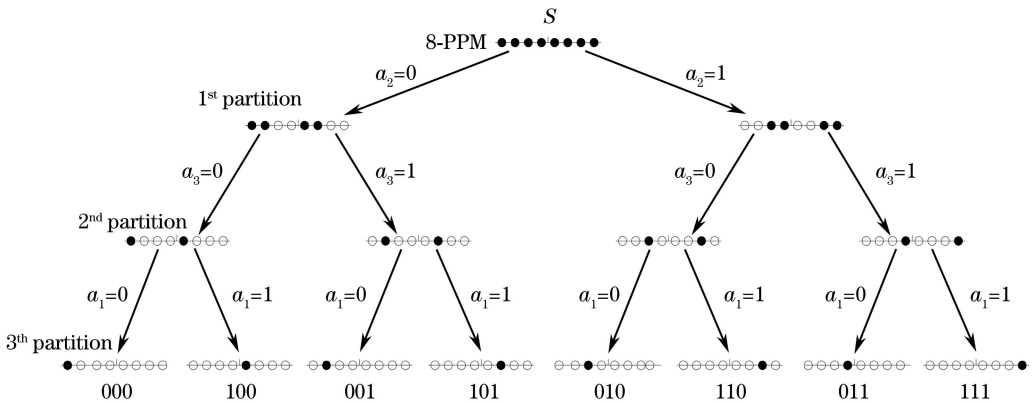


图 5 $a_2 a_3 a_1$ 顺序的 8-PPM 信号集分割树

Fig. 5 Signal set partitioning tree of 8-PPM with $a_2 a_3 a_1$ order

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,基于 8-PPM 三级编码调制

无线光通信系统,以 BCH(127,113)码、BCH(127,99)码和 BCH(127,85)码为各级子信道编码,首先在弱湍流高斯级联信道下对基于硬判决的迭代性能进行了计算机蒙特卡罗仿真。由于编码冗余将消耗额

外系统功率,因此在平均光功率 P_{average} 下对误码性能进行对比分析,并假设路径衰减为常数 1,则平均光

功率 P_{average} 与输出光功率 P_0 的关系为 $P_0 = P_{\text{average}} \cdot R \cdot 2^M$, R 为编码码率。具体仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参量

Table 1 Simulation parameters

Parameter	$\lambda / \mu\text{m}$	γ_e	g	$T/10^{-9}$	σ_x	$\alpha^2/10^{-25}$
Value	1.55	0.5	100	1	0.1/0.2/0.3	2

图 6~图 8 是在大气闪烁指数为 0.1 的条件下,子信道编码分别按不同顺序配置时,不同迭代次数下的误码率曲线, x_{ITE} 表示迭代次数。其中,图 6 是系统的 3 个子信道 C_1 、 C_2 和 C_3 依次配置 BCH(127,113)码、BCH(127,99)码和 BCH(127,85)码(以下分别依次简称为 B1、B2 和 B3)得到的仿真结果。可以看到,经迭代后系统的误码性能曲线得到改善。其中,迭代 2 次相比迭代 1 次(即未迭代)时误码性能得到了较为明显的改善,与误码率为 10^{-4} 时做对比,迭代 2 次获得了约 0.5 dB 的增益。在此基础上继续进行迭代则改善不明显,如图 6 所示,3 次和 4 次迭代时的误码性能曲线相比 2 次迭代略好,但两条曲线几乎重叠,即继续迭代将无法进一步改善性能。图 7 是各子信道分量码按照 B1、B3 和 B2 顺序配置后的仿真结果,从图 7 可以看出,与图 6 相似,迭代改善了误码性能,在误码率为 10^{-4} 下迭代 2 次有约 0.4 dB 的性能改善,迭代 3 次以上改善不明显。从迭代次数的效果上看,本仿真实验迭代设置为 3 次以内为宜,而从 3.2 节中看出,当有 M 个分量码时,进行 M 次迭代可形成较为充分的相互保护关系,但也会导致系统成本增加。因此,对于 M 级编码调制系统,可根据实际运行效果和系统成本考虑选择 M 次以内的迭代。从迭代引起的时延上看,由于本文迭代为硬判决迭代方法,时延随迭代次数增加呈固定的线性增长关系,时间成本增加有限,这与时延会随迭代次数呈指数级增加的软迭代

方法相比具有明显优势。

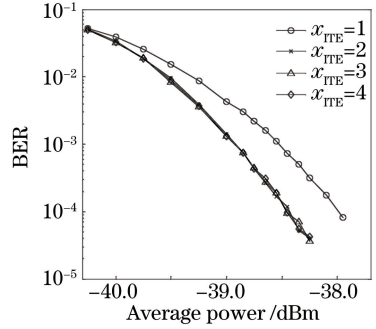


图 7 弱湍流下的迭代性能(分量码配置顺序 B1、B3、B2)
Fig. 7 Iterative performance in weak turbulence in order of B1, B3, B2

图 8 是按照 B3、B2、B1 顺序配置后的仿真结果。可以看到,此时迭代的性能改善并不明显。同时,对比图 6~图 8 可以看到,在 3 次迭代下,为达到 10^{-4} 误码率,图 6 的平均功率需求约为 -38.5 dBm,图 7 平均功率约为 -38.6 dBm,图 8 约为 -38.7 dBm。图 6~图 8 这种性能改善和功率需求差异是由于不同分量码配置方式所引起的错误传播程度不同所造成的。在本仿真采用的 3 种分量码中,B1 纠错能力最弱,B3 纠错能力最强,B2 居中。因此,在按照 B1、B2、B3 顺序配置并进行 MSD 解调译码时,前级编码所引起的错误传播最为严重,使得误码性能变差。此时,采用迭代获得性能改善最多,但功率需求仍相对大。而当按照 B3、B2、B1 顺序配置时,MSD 解调译码的错误传播最小,故功

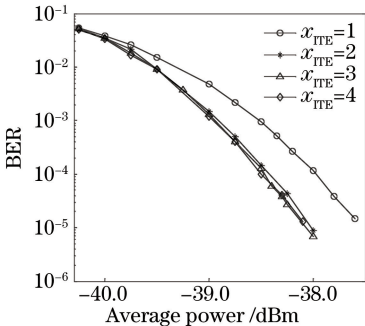


图 6 弱湍流下的迭代性能(分量码配置顺序 B1、B2、B3)
Fig. 6 Iterative performance in weak turbulence in order of B1, B2, B3

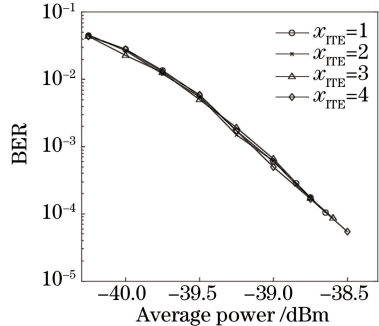


图 8 弱湍流下的迭代性能(分量码配置顺序 B3、B2、B1)
Fig. 8 Iterative performance in weak turbulence in order of B3, B2, B1

率需求小,迭代改善也最小。换言之,各级分量码的配置对系统性能具有重要作用,本文迭代方法可以有效改善多阶段译码中错误传播现象。

为进一步研究本文迭代方法对错误传播的改善情况,首先在闪烁指数 σ_x 分别为 0.1、0.2 和 0.3 条件下对 3 次迭代和不迭代时系统误码性能进行仿真对比分析,为便于观察,分量码按 B1、B2、B3 顺序配置,结果如图 9 所示。从图中可以明显看到,随着闪烁指数增加,迭代获得了更多增益。在误码率为 10^{-4} 时做对比,闪烁指数为 0.1 时,3 次迭代相比不迭代有约为 0.5 dB 的增益;闪烁指数为 0.2 时,3 次迭代获得了约 0.6 dB 的增益;当闪烁指数增加到 0.3 时,3 次迭代获得的增益达到约 0.8 dB。图 10 则是分别在在高斯信道、弱湍流(闪烁指数 $\sigma_x=0.2$)以及强湍流(服从负指数分布)条件下仿真获得的迭代 3 次与不迭代的误码性能曲线。对比曲线看出,高斯信道下系统的误码性能最佳,迭代获得的改善程度最小,弱湍流中系统误码性能次之,迭代改善居中,而在强湍流条件下,系统误码性能最差,迭代获得的增益也最大。原因在于信道条件恶劣会使错误传播问题加剧,从而导致系统误码性能恶化,而对于这种情况本文所提迭代方法可以起到有效改善作用。因此,当信道条件变差时,同样迭代次数获得的性能改善也就越大。

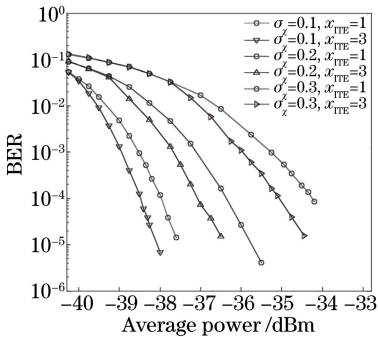


图 9 弱湍流中不同闪烁指数下的迭代性能

Fig. 9 Iterative performance in weak turbulence of different scintillation indexes

5 结 论

分析了 PPM 信号集分割树及多级编码调制的等效结构;在此基础上,基于多阶段译码原理的“链式规则”,提出了一种基于迭代的解调译码方法,并给出了 8-PPM 多级编码调制在硬判决下的迭代解调译码具体算法;最后进行了仿真比较和分析。结果表明,本文所提基于硬判决的迭代解调译码方法可以有效改善错误传播影响,降低系统误码率,且随

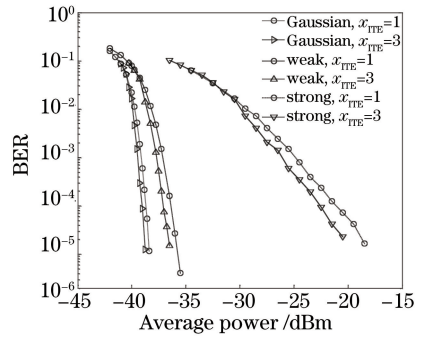


图 10 不同信道下的迭代性能

Fig. 10 Iterative performance in different information channels

信道条件恶化,迭代获得增益改善增加。同时,硬判决迭代在时延上随迭代次数线性增加,时间成本远小于软迭代方法,对于 M 阶的编码调制系统,综合考虑性能改善效果及成本,其迭代次数应选 M 次以内。

参 考 文 献

- [1] Wang Y, Zhang H X, Zhang M, *et al.* New pulse-position modulation technology in deep-space optical communications [J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(5): 0505008.
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): 0505008.
- [2] Xiang J S, Wang J, Wu T, *et al.* Data recovery technique for asynchronous sampling signal modulated by optical pulse position based on pulse broadening waveform [J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(1): 0106004.
向劲松, 王举, 吴涛, 等. 基于脉冲展宽波形的光脉冲位置调制异步采样信号的数据恢复技术 [J]. 光学学报, 2017, 37(1): 0106004.
- [3] Hu H, Wang H X, Zhou M, *et al.* Modeling and analyzing of error performance for pulse position modulation and digital pulse interval modulation under turbulence [J]. Chinese Journal of 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] Li Y Q, Wang L G, Wu Z S, *et al.* Degree of polarization for partially coherent flat-topped beams in slant turbulent atmosphere [J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(11): 1105001.
李亚清, 王利国, 吴振森, 等. 斜程湍流大气中部分相干平顶光束的偏振度研究 [J]. 中国激光, 2016, 43(11): 1105001.

- [5] Ke X Z, Wang C Z. Intensity distribution of partially coherent off-axis vortex beam propagating in atmospheric turbulence [J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(1): 0101005.
柯熙政, 王超珍. 部分相干离轴涡旋光束在大气湍流中的光强分布 [J]. *光学学报*, 2017, 37(1): 0101005.
- [6] Liang B, Chen W B. 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.
- [7] Hu H, Wang H X, Liu M, *et al.* TPC-PPM coded modulation based on TPC code with simulation under turbulence[J]. *Journal of Optoelectronics • Laser*, 2011, 22(6): 858-863.
胡昊, 王红星, 刘敏, 等. 基于 TPC 码的 TPC-PPM 编码调制及其在湍流下的仿真分析 [J]. *光电子 • 激光*, 2011, 22(6): 858-863.
- [8] Hu H, Wang H X, Xu J W, *et al.* Bit interleaved product coded pulse position modulation with iterative demodulation for free-space optical communication [J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, 31(8): 0806004.
胡昊, 王红星, 徐建武, 等. 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 [J]. *光学学报*, 2011, 31(8): 0806004.
- [9] Imai H, Hirakawa S. A new multilevel coding method using error-correcting codes [J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 1977, 23(3): 371-377.
- [10] Hu H, Wang H X, Sun X M, *et al.* Multilevel coded modulation of free space optical communication based on pulse position modulation with multiple-step demodulation and decoding algorithm [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2012, 39(4): 0405006.
胡昊, 王红星, 孙晓明, 等. 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 [J]. *中国激光*, 2012, 39(4): 0405006.
- [11] Wachsmann U, Fischer R F H, Huber J B. Multilevel codes: theoretical concepts and practical design rule [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, 45(5): 1361-1391.
- [12] Huber J, Wachsmann U. Capacities of equivalent channels in multilevel coding schemes[J]. *Electronics Letters*, 1994, 30(7): 557-558.
- [13] Schramm P. Multilevel coding with independent decoding on levels for efficient communication on static and interleaved fading channels [J]. *The 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1997: 5862980.