

# 串行级联脉冲位置调制码辅助的时隙同步技术

向劲松 吴涛 黄胜 刘焕淋

重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065

**摘要** 针对深空光脉冲位置调制(PPM)通信,基于最大期望(EM)定时误差估计原理,研究了一种基于串行级联脉冲位置调制(SCPPM)码辅助的光 PPM 时隙同步的解决方案。由于标准的 SCPPM 译码方法无法获得 EM 估计时所需的期望值,因此提出一种将 SCPPM 译码输出的软信息转换为 PPM 各时隙期望值的方法。由 SCPPM 译码输出先进行硬判决,再通过累加模块获得累加器状态;根据该状态选择下一个 PPM 映射方式,进而获得各 PPM 时隙的概率及期望;最后利用 EM 算法预测时钟偏差值从而获得最佳采样点。仿真结果表明,对于 2 倍 PPM 时隙频率的异步采样信号,当时钟误差在  $-0.5\sim 0.5$  个 PPM 时隙范围内时,此方法能有效实现 PPM 时隙同步。

**关键词** 光通信; 时隙同步; 脉冲位置调制; 串行级联脉冲位置调制

**中图分类号** TN929.1 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201636.0806006

## Slot Synchronization Aided by Serial Concatenated Pulse Position Modulation Code System

Xiang Jingsong Wu Tao Huang Sheng Liu Huanlin

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

**Abstract** Aiming at deep space optical pulse position modulation (PPM) communications, based on the principle of expectation-maximization (EM) timing error estimation, a new solution of optical PPM slot synchronization based on serial concatenated pulse position modulation (SCPPM) code is studied. Due to that the expected value of EM estimation can not be got by the standard SCPPM decoding method, a method to convert the soft information output from SCPPM decoder to the expected value of each PPM slot is proposed. Firstly, the hard decision of output from the SCPPM decoder is made, and the accumulator state through accumulation module is got. Then, a mapping method according to the former accumulator state is chosen, and the probability and expectation of each PPM slot is obtained. Finally, EM algorithm is used to predict the clock offset and then to obtain the best sampling point. According to the simulation results, for the asynchronous sampling signal with two times PPM slot frequency, the proposed method can effectively achieve the PPM slot synchronization under the condition of the clock error among  $-0.5\sim 0.5$  PPM slots.

**Key words** optical communications; slot synchronization; pulse position modulation; serial concatenated pulse position modulation

**OCIS codes** 060.4510; 060.2605; 060.4080

## 1 引言

在深空光通信中,脉冲位置调制(PPM)<sup>[1-3]</sup>技术由于具有能量效率高和抗干扰能力强等优点而得到广泛应用。串行级联脉冲位置调制(SCPPM)是美国宇航局(NASA)在 2005 年为了支持火星演示系统(MLCD)提出的用于深空光通信的编译码系统<sup>[4]</sup>,深空通信数据传输主要存在信噪比(SNR)过低的问题,噪

**收稿日期:** 2016-03-14; **收到修改稿日期:** 2016-04-18

**基金项目:** 国家自然科学基金(61571072,61371096,61275077)

**作者简介:** 吴涛(1989-),男,硕士研究生,主要从事空间光通信方面的研究。E-mail: wutao363198897@sina.cn

**导师简介:** 向劲松(1975-),男,博士,副教授,硕士生导师,主要从事空间光通信方面的研究。

E-mail: xiangjs@cqupt.edu.cn(通信联系人)

声对信号的干扰比较严重,导致传统同步方法的性能不理想。因此,对于 PPM 调制而言,在此条件下实现精确的同步是急需解决的技术难题。

在传统的时钟恢复中一个符号对应一个采样点,而在全数字系统中对 2 倍以上的异步时钟先采样再结合码辅助对偏差信号进行时钟恢复的方法已成为一个重要的研究方向。基于最大期望值(EM)算法,文献[5]提出了迭代定时估计方法,定时偏移由 Turbo 译码器输出的软信息辅助估计。文献[6]针对二元低密度奇偶校验(LDPC)码,利用译码软输出均值进行定时粗同步,用简化的 EM 算法进行定时细同步,获得较为理想的定时补偿。文献[7]针对深空通信高阶 LDPC 码定时同步实现困难的问题,利用高阶 LDPC 码译码信息构造一种代价函数,先进行大定时偏移的粗同步,再使用 EM 算法进行细同步,从而能在较大时钟偏差范围内实现有效的定时同步。相比文献[6],文献[7]中的算法所能达到的定时同步范围更大且更为简化。文献[8]针对 LDPC 编码方式,给出了能够在较大载波频移范围内有效工作的码辅助载波同步实现方案。基于最大似然准则,文献[9]将码辅助同步与导频相结合,使同步精度和同步范围均有良好表现。但在光 PPM 调制方面还没有类似基于码辅助的同步方法的研究分析。

借鉴现有的 EM 同步原理,并结合深空通信系统在极低信噪比下的特性,本文提出一种适用异步采样时钟系统的 SCPPM 码辅助的同步思路。该方案基于码辅助联合迭代的思想,借助 EM 定时误差估计进行极低信噪比下 PPM 调制系统的时隙同步。但在 SCPPM 系统中,由于一个 PPM 符号对应多个时隙,所以无法由一个符号得出相应的期望值,这使得传统的 EM 算法在 SCPPM 系统中无法直接使用。更重要的是,由于 SCPPM 中的累加模块及 PPM 解调采用了单输入单输出(SISO)译码方法,在 EM 估计时无法由其输出的软信息获得正确的定时估计。为获得有效的定时误差估计,将译码输出的硬判决比特通过累加模块获得累加状态,根据该状态选择 PPM 映射方式,再结合由译码输出的比特似然比转换而来的不同映射状态下的符号似然比,得到每个时隙的概率和期望值,进而通过 EM 算法估计出最佳采样点,再通过插值运算得到采样点的数据值,从而达到光 PPM 时隙同步的目的。

## 2 系统模型

### 2.1 SCPPM 编译码系统结构

图 1 为 SCPPM 系统编译码结构。SCPPM 编码是一种串行级联结构,外码为(2,1,3)的非递归系统卷积码,码率为 1/2,其生成矩阵为 $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 。内码为一个累加器和一个 PPM 编码器联合组成,合称为 APPM。内外码之间用随机交织器相连。设编码后发送的  $N$  比特数据为  $\mathbf{a}=(a_1, a_2, a_3, \dots, a_N)$ ,这个序列经交织累加后进行  $M$  个时隙的 PPM 调制,产生  $K=N/\lg M$  个符号,帧周期为  $T$ ,每个时隙的时间为  $T_s$ 。定义向量  $\mathbf{n}=(n_1, n_2, \dots, n_K)$ ,  $n_k$  表示第  $k$  个时隙且  $k \in (1, 2, \dots, K)$ ,  $n_k \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 。调制后的信号经过信道传输,接收端先进行 2 倍时隙频率采样,再由预测的时钟偏差进行插值,通过 SISO 模块进行译码,将译码输出送入定时误差估计模块,然后进行定时误差检测,调整采样偏差,如此反复迭代有限次得到最佳采样点,再通过插值运算得到采样点的数据值,从而达到抑制同步误差的目的。

### 2.2 泊松信道下 PPM 调制后的采样模型

接收机的时隙同步、符号同步及性能很大程度上依赖于信道特性,主要是因为背景光噪声会引入虚假信号,传输过程中产生时延抖动。将信号的传输信道设定为泊松信道。

令  $l$  为某一时隙接收机检测到的光子数,  $n_b$  为一个 PPM 时隙上噪声光子的平均计数,  $n_s$  为一个 PPM 时隙上信号光子的平均计数。则第  $j$  个 PPM 帧中第  $i$  个时隙有光脉冲时的软输出概率密度函数和没有光脉冲时的软输出概率密度函数分别为

$$P_s(l|1) = \frac{(n_s + n_b)^l \exp[-(n_s + n_b)]}{l!}, \quad (1)$$

$$P_s(l|0) = \frac{(n_b)^l \exp(-n_b)}{l!}, \quad (2)$$

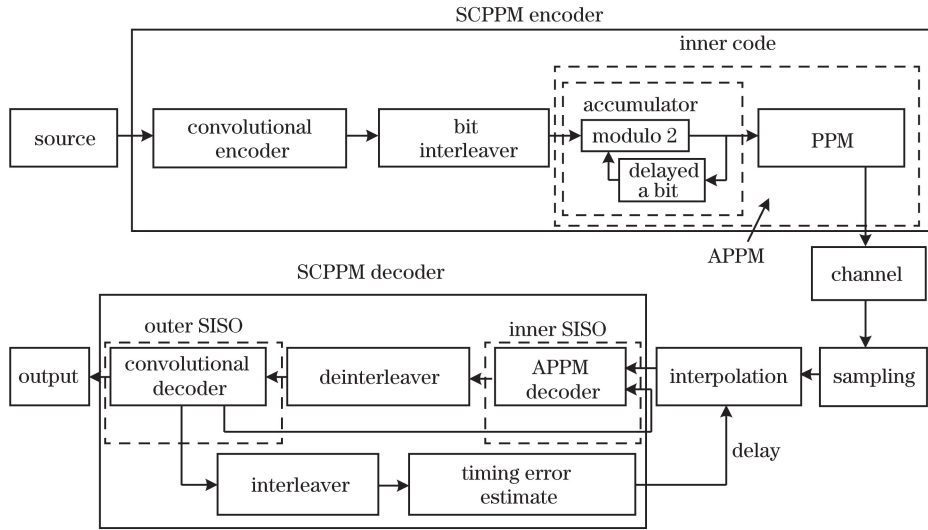


图 1 SCPPM 系统编译码结构

Fig. 1 SCPPM encoder/decoder structure

所以第  $j$  个 PPM 帧中第  $i$  个时隙的似然比函数为

$$L_i^j = \frac{P_s(l|1)}{P_s(l|0)} = (1 + n_s/n_b)^l \exp(-n_s). \quad (3)$$

图 2 为采样模型示意图,各时隙中每个信号光子产生抖动  $\delta_k$  (假设抖动满足均值为 0,方差为  $\sigma_s^2$  的高斯分布)会使 PPM 的波形脉冲展宽。对接收信号进行 2 倍时隙采样,假设图中虚线为最佳采样位置,由于存在抖动和背景光因素的影响且视背景光位置均匀出现,造成时钟与接收信号时钟不同步,实际采样中会产生偏差(实线为实际采样位置)。 $\tau$  表示实际采样与最佳采样位置的偏差值,其与初始采样偏差  $\tau_0$  和频偏  $\gamma$  有关<sup>[10]</sup>。设采样周期为  $T_c$ ,则第  $n$  个 PPM 时隙采样位置偏差可以表示为

$$\tau = \tau_0 + 2n\gamma T_c, \quad (4)$$

式中  $\gamma \triangleq f_c/f$ ,  $f_c$  为采样时钟偏差,  $f$  为实际的 PPM 频率时钟,每一个时隙采样 2 个点。

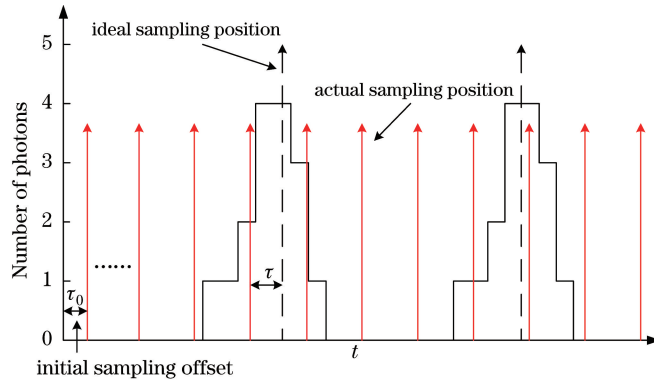


图 2 采样模型示意图

Fig. 2 Schematic diagram of sampling model

由于系统存在同步误差会导致系统性能恶化,所以需要进行插值来调整采样点。实现插值过程的方法有很多,比较常用的是基于多项式的插值,如拉格朗日插值和段抛物线插值等,这里为了加快后面 EM 算法的仿真速度,将 4 阶分段抛物线插值简化为两点线性插值<sup>[11]</sup>,其系数为

$$\begin{cases} C_{-1}(\tau) = \tau \\ C_0(\tau) = 1 - \tau \end{cases} \quad (5)$$

### 2.3 SCPPM 译码模型

SCPPM 系统译码结构如图 3 所示,它由 2 个 SISO 译码器串行级联组成。其中  $L_{C1,1}$  和  $L_{U1,1}$  分别为输

入内码译码器的信道信息似然比和符号对数似然比信息,经内码译码器计算得到新的符号对数似然比  $L_{U1,0}$ ,然后将这个符号对数似然比信息通过模块 A 转换成比特似然比信息,再经过解交织即可得外码译码器的比特信息输入  $L_{C2,1}$ 。卷积码译码出来的比特信息  $L_{C2,0}$ 分两路,一路经过交织后得到比特对数似然比信息  $L_a(d)$ ,其在进入内码译码器之前先经过模块 B 被转换成符号对数似然比信息,然后计算出每时隙的概率和期望值,再通过 EM 算法估计和插值得出新的  $L_{C1,1}$ ;另一路通过交织得到  $L_{U1,1}$ 。如此反复迭代有限次得到外码译码器的比特对数似然比  $L_{U2,0}$ ,再进行硬判决得到译码输出,具体两个 SISO 间译码算法参考文献[4]。

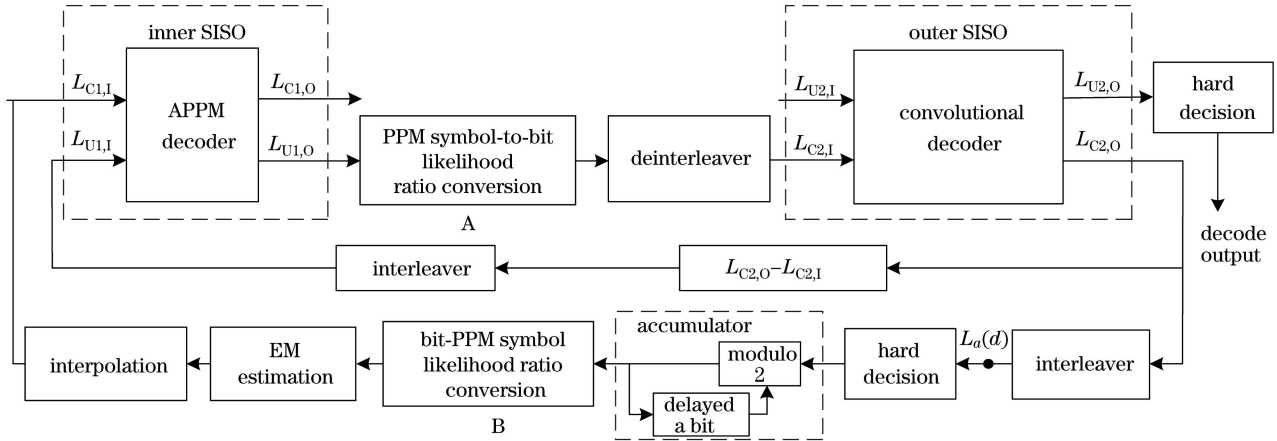


图 3 SCPPM 译码模型

Fig. 3 SCPPM decoder model

上述过程需要实现 PPM 符号似然比到信息比特似然比的转换,令  $d_k$  表示  $\text{lb } M$  个比特构成的一个 PPM 符号, $d_{k,n}$  表示  $d_k$  中的第  $n$  个比特,可以得到  $M$ -PPM 的信息比特对数似然比<sup>[4]</sup>为

$$L(d_{k,n}) = \ln \left[ \sum L(n_k = i); a_i^j = 1 \right] - \ln \left[ \sum L(n_k = i); a_i^j = 0 \right], \quad (6)$$

式中  $a_i^j$  为当  $n_k$  为第  $i$  个时隙时  $d_{k,n}$  的值,  $L(n_k)$  为符号似然比。(6)式的推导思路可以参考文献[12-13]。

同时,还需分析迭代过程中比特似然比到符号似然比的转化,即模块 B 的过程。同样以 8PPM 为例,第  $j$  个 PPM 帧的二进制信息比特序列是  $X = (b_0, b_1, b_2)$ ,对应一个 PPM 时隙,令  $P_{00}$  表示  $b_0 = 0$  时的比特概率, $P_{01}$  表示  $b_0 = 1$  时的比特概率; $P_{10}$  表示  $b_1 = 0$  时的比特概率, $P_{11}$  表示  $b_1 = 1$  时的比特概率; $P_{20}$  表示  $b_2 = 0$  时的比特概率, $P_{21}$  表示  $b_2 = 1$  时的比特概率。所以每个 PPM 时隙为“1”的概率,即  $f_{i1}$  分别为

$$\begin{cases} f_{01} = P_{00} P_{10} P_{20} \\ f_{11} = P_{00} P_{10} P_{21} \\ \dots \\ f_{71} = P_{01} P_{11} P_{21} \end{cases}, \quad (7)$$

且满足  $\sum_{i=0}^7 f_{i1} = 1$ ,把(7)式里的每个等式都作平方处理可以推出

$$\begin{cases} (P_{00} P_{10} P_{20})^2 = \frac{P_{00}}{P_{01}} \cdot \frac{P_{10}}{P_{11}} \cdot \frac{P_{20}}{P_{21}} \cdot P_{00} P_{01} P_{10} P_{11} P_{20} P_{21} \\ (P_{00} P_{10} P_{21})^2 = \frac{P_{00}}{P_{01}} \cdot \frac{P_{10}}{P_{11}} \cdot \frac{P_{21}}{P_{20}} \cdot P_{00} P_{01} P_{10} P_{11} P_{20} P_{21} \\ \dots \\ (P_{01} P_{11} P_{21})^2 = \frac{P_{01}}{P_{00}} \cdot \frac{P_{11}}{P_{10}} \cdot \frac{P_{21}}{P_{20}} \cdot P_{00} P_{01} P_{10} P_{11} P_{20} P_{21} \end{cases} \quad \begin{cases} f_{01} = P_{00} P_{10} P_{20} = \sqrt{\frac{P_{00}}{P_{01}} \cdot \frac{P_{10}}{P_{11}} \cdot \frac{P_{20}}{P_{21}} \cdot C} \\ f_{11} = P_{00} P_{10} P_{21} = \sqrt{\frac{P_{00}}{P_{01}} \cdot \frac{P_{10}}{P_{11}} \cdot \frac{P_{21}}{P_{20}} \cdot C} \\ \dots \\ f_{71} = P_{01} P_{11} P_{21} = \sqrt{\frac{P_{01}}{P_{00}} \cdot \frac{P_{11}}{P_{10}} \cdot \frac{P_{21}}{P_{20}} \cdot C} \end{cases}, \quad (8)$$

式中对于同一个 PPM 符号而言,每一个  $C = P_{00} P_{01} P_{10} P_{11} P_{20} P_{21}$  是相同的,所以运算中可以相互抵消。再对(8)式里的每个等式两边进行对数域计算就可以得到译码输出比特似然比到 PPM 各时隙的符号似然比的转换。对于一般情况,输入内码译码器前的符号对数似然比为

$$L(n_k = i) = \sum_{i=1}^{\text{lb } M} \frac{1}{2} (-1)^{a_i^j} L_a(d_{k,n}). \quad (9)$$

按照上述模型进行数据仿真,假设 SCPPM 系统采用 64PPM 进行调制,每时隙的光子数为  $n_b = 0.2$ ,每个时隙的时间  $T_s = 32 \text{ ns}$ ,每个光子到达时产生的抖动标准差为  $\sigma_o = 0.2$ ,迭代 11 次。假设采样时钟与实际时钟的偏差  $\gamma = 20 \times 10^{-6}$ ,初始采样偏差  $\tau_0 = 0.2T_c$ 。由于多普勒频移和时钟漂移等因素的影响,接收机在解调时无法准确地知道实际采样时钟参数,这是因为解调系统解调时使用的时钟参数( $\tau_{o,\text{de}}, \gamma_{\text{de}}$ )与实际采样的时钟参数( $\tau_0, \gamma$ )之间存在同步误差( $\Delta\tau_0, \Delta\gamma$ )。图 4 为  $\Delta\tau_0$  分别为  $0.1T_c$  和  $0.3T_c$ ,  $\Delta\gamma$  分别为  $1 \times 10^{-6}$ 、 $2 \times 10^{-6}$  和  $3 \times 10^{-6}$  时的误码性能,每纳秒中光子数的对数值  $R_s = 10 \lg [n_s / (MT_s)]$ 。可见存在同步误差时,译码率(BER)有明显恶化。在  $\Delta\gamma$  较大时,已不能正确地译码,这就对低信噪比条件下的同步提出了较高的要求。

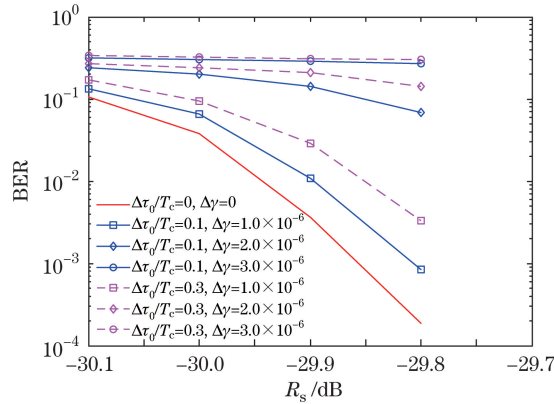


图 4 不同同步误差下的误码性能

Fig. 4 BER performance under different synchronization errors

### 3 基于 EM 的码辅助迭代估计算法

EM 算法<sup>[5,7]</sup>已被广泛地运用到参数估计领域,相比传统的多进制相移键控/正交调幅(MPSK/QAM)等调制而言,在 PPM 调制中,由于一个符号对应多个时隙,无法由一个符号得出期望值,更重要的是由于 SCPPM 中的累加模块及 PPM 解调采用了 SISO 译码方法,无法由其输出的软信息获得 EM 估计时所需要的符号期望值,导致 EM 算法在 SCPPM 系统中不能直接使用,故需提出一种解决方法。

EM 迭代估计过程中的 E 步骤为

$$Q[\tau, \tau^{(n-1)}] = \sum_{k=1}^{K \times M} \eta_k^* [y, \tau^{(n-1)}] \times y_k(\tau), \quad (10)$$

式中  $\tau^{(n-1)}$  为前一次迭代得到的定时偏差估计值,  $\eta_k^* [y, \tau^{(n-1)}]$  为由 SCPPM 译码软输出得到的各 PPM 时隙的期望值;  $\tau$  为本次迭代设定的一系列定时偏差,  $y_k(\tau)$  为经插值运算后各 PPM 时隙的输出值,  $Q[\tau, \tau^{(n-1)}]$  表示  $\eta_k^* [y, \tau^{(n-1)}]$  与  $y_k(\tau)$  的相关。

EM 迭代估计过程中的 M 步骤为

$$\tau^{(n)} = \arg \max Q[\tau, \tau^{(n-1)}], \quad (11)$$

该式表示求使  $Q[\tau, \tau^{(n-1)}]$  最大的  $\tau$  值作为本次迭代输出的定时偏差估计值  $\tau^{(n)}$ 。

图 5 为定时误差估计模块结构, SCPPM 译码输出分成两路。一路先进行硬判决转化为二进制比特流 A, 成为 APPM 的输入, 经累加器(模 2 加运算)后输出比特流 B。对于 B 而言, 每  $\text{lb } M$  比特输出一个状态, 然后根据该状态选择下一个 PPM 的映射方式。如果是“0”状态, 则按标准的映射形式输出 PPM 脉冲位置; 如果是“1”状态, 则先取反再输出 PPM 脉冲位置, 具体的映射方式参考文献[4]。另一路译码输出的软信息, 结合上一路得到的状态, 由(9)式得出每个时隙的符号似然比  $L_\varphi$ 。令  $L_{\varphi i}^j$  表示第  $j$  帧中的第  $i$  个时隙的符号似然比,  $(P_1)_i^j$  表示第  $j$  帧中的第  $i$  个时隙为“1”的概率,  $(P_0)_i^j$  表示第  $j$  帧中的第  $i$  个时隙为“0”的概

率,则第  $j$  帧中的第  $i$  个时隙期望值  $\mu_s(b)_i^j$  为

$$\mu_s(b)_i^j = (P_1)_i^j (n_s + n_b) + (P_0)_i^j n_b = (P_1)_i^j n_s + [(P_0)_i^j + (P_1)_i^j] n_b, \quad (12)$$

又因为  $(P_0)_i^j + (P_1)_i^j = 1$ , 每个时隙上的  $n_b$  和  $n_s$  是一定的, 所以时隙期望值  $\eta_k^* [y, \tau^{(n-1)}]$  可以等价于  $(P_1)_i^j$ , 且  $(P_1)_i^j$  为

$$(P_1)_i^j = \frac{\exp(L_{\varphi_i}^j)}{\sum_{i=1}^M \exp(L_{\varphi_i}^j)}, \quad (13)$$

式中每个符号中各个时隙的概率和为“1”。

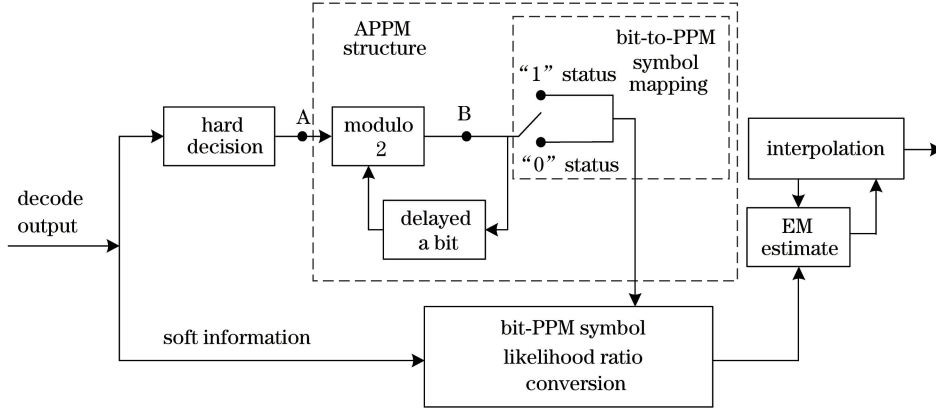


图 5 定时误差估计模块结构

Fig. 5 Structure of timing error estimate model

#### 4 仿真分析

当采用 EM 误差估计算法后,对于 SCPPM 系统同步性能的影响如图 6 和图 7 的仿真曲线所示,采用 64PPM 调制,  $n_b = 0.2$ ,  $T_s = 32$  ns, 时钟抖动标准差为  $\sigma_\delta = 0.2$  个 PPM 时隙, 迭代 11 次。在初次迭代时给定初始值  $(\tau_{0,de}/T_c)^{[0]} = (\tau_0 + \Delta\tau)/T_c$  和  $\gamma_{de}^{[0]} = \gamma + \Delta\gamma$ , 通过内插公式求得  $y_k[\tau^{(0)}]$ , 由  $y_k[\tau^{(0)}]$  进行 SCPPM 的迭代译码, 并求得 PPM 每个时隙的均值  $\eta_k^* [y, \tau^0]$ , 通过(10)式  $y_k[\tau^{(0)}]$  与均值进行相关运算得出一个 Q 函数的输出  $Q^{(1)}$ , 进而得到一个  $\tau^{(1)}$ 。当进行第  $n$  ( $n \geq 2$ ) 次迭代时, 将第  $n-1$  次的迭代输出通过内插公式得出  $y_k[\tau^{(n-1)}]$ , 再通过译码输出得到  $\eta_k^* [y, \tau^{(n-1)}]$ 。整个迭代过程中,  $\Delta\tau_0$  为  $[-0.2T_c, 0.2T_c]$  范围内以  $0.1T_c$  为间隔作为采样点, 频偏误差  $\Delta\gamma$  取值区间为  $-2 \times 10^{-6} \sim 2 \times 10^{-6}$ , 间隔为  $0.5 \times 10^{-6}$ , 采用以上次迭代的最佳位置为中心, 在其周边以搜索运算的方式进行数据的迭代更新, 由此可得到一串定时偏差估计值, 取其中最大的 Q 函数的值作为近似的最佳采样点, 再运用插值得到采样点的数据值, 送入译码器迭代有限次得出最终译码输出。但在搜索过程中, 实际情况是很难刚好符合最佳采样位置, 这里设置在搜索更新过程中  $\tau_0$  和频偏分别会有  $0.05T_c$  和  $0.25 \times 10^{-6}$  的小偏差, 即按照  $(\tau_{0,de}/T_c)^{[n]} = (\tau_{0,de}/T_c)^{[n-1]} + [-0.2:0.1:0.2] + 0.05$  和  $(\gamma_{de})^{[n]} = (\gamma_{de})^{[n-1]} + \{[-2:0.5:2] + 0.25\} \times 10^{-6}$  的方式进行更新。实际时钟参数  $\tau_0/T_c = 0.2$ ,  $\gamma = 20 \times 10^{-6}$ , 当  $\Delta\tau/T_c = 0$ ,  $\Delta\gamma$  分别为  $1 \times 10^{-6}$ ,  $2 \times 10^{-6}$ ,  $3 \times 10^{-6}$ ,  $4 \times 10^{-6}$  和  $5 \times 10^{-6}$  时的性能曲线如图 6 所示, 从图中可以看到采用 EM 估计后, 在  $\Delta\gamma$  分别为  $1 \times 10^{-6}$ ,  $2 \times 10^{-6}$  和  $3 \times 10^{-6}$  时, 相比于图 4 中未进行 EM 估计修正的误码性能而言, 误差得到明显的抑制, 性能得到提升。当然从图中也可以看到其性能有所损失, 这是由于在搜索过程中设置的小偏差所致, 但这样更符合实际情况。同时随着  $\Delta\gamma$  的增加, 抑制误差的性能也在逐渐下降, 当  $\Delta\gamma$  为  $5 \times 10^{-6}$  时基本上已无法抑制同步误差。图 7 为当  $R_s = -29.8$  dB 时定时同步有效收敛范围的三维图, 从图中可以看到不同时钟偏差下的收敛范围, 例如在  $\Delta\tau_0/T_c$  为 0 时,  $\Delta\gamma$  可在  $(-3.5 \sim 3.5) \times 10^{-6}$  范围内收敛。仿真采用 64PPM 调制, 一个 SCPPM 帧中有 2520 个 PPM 符号, 每一个符号有 64 个时隙外加 1 个保护时隙, 即一帧中一共有 16 万左右个时隙, 即累积时钟误差在小于  $\pm 0.5$  个 PPM 时隙范围内时能够有效地实现 PPM 时隙同步。

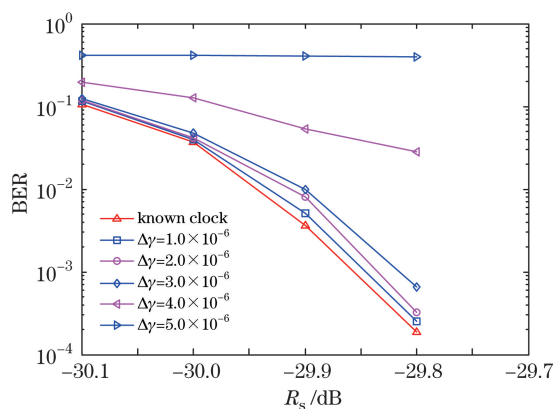


图 6 不同频偏误差条件下经 EM 修正后的误码率曲线  
( $\Delta\tau/T_c=0$ )

Fig. 6 BER curves after correcting of EM in different frequency offset error conditions when  $\Delta\tau/T_c=0$

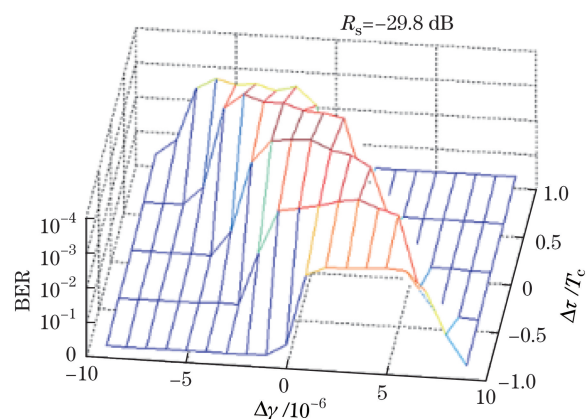


图 7 定时同步有效收敛范围

Fig. 7 Effective convergence range of the timing synchronization

## 5 结 论

在 SCPPM 系统中,先将用户信息进行编码调制送入泊松信道传输,在接收端对信号进行 2 倍异步时钟采样,然后进行译码,提出一种将 SCPPM 码输出的软信息转换为 PPM 符号各时隙期望值的方法,通过该方法可以使 EM 估计在 SCPPM 系统中得到正常的使用,再结合 SCPPM 码辅助达到光 PPM 时隙同步的目的。仿真结果表明,当时钟误差在  $-0.5 \sim 0.5$  个 PPM 时隙范围内,本文提出的方法能有效地实现 PPM 时隙同步,并且性能良好。

## 参 考 文 献

- Ren Xin, Li Hongzuo, Wang Yan, *et al.* Effect for modulation rate of pulsed fiber laser on pulse position modulation[J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(7): 0706002.  
任 鑫, 李洪祚, 王 岩, 等. 脉冲位置调制对脉冲式光纤激光器调制速率的影响[J]. 光学学报, 2014, 34(7): 0706002.
- Liu Hongzhan, Liao Renbo, Sun Jianfeng, *et al.* Performance analysis of new hybrid pulse modulation scheme in optical wireless system[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(7): 0706004.  
刘宏展, 廖仁波, 孙建锋, 等. 无线光通信新型组合脉冲调制性能分析[J]. 光学学报, 2015, 35(7): 0706004.
- Rouissat M, Borsali R A, Chikh-Bled M E. AH-MPPM a new modulation scheme for free space optical communication systems[C]. 8th International Conference on High-Capacity Optical Networks and Emerging Technologies, 2013, 35(2): 188-192.
- Moision B, Hamkins J. Coded modulation for the deep-space optical channel: serially concatenated pulse-position modulation[R]. The Interplanetary Network Progress Report 42-161, 2005: 1-26.
- Noels N, Lottici V, Dejonghe A, *et al.* A theoretical framework for soft-information-based synchronization in iterative (Turbo) receivers[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2005: 117-129.
- Man X, Zhai H T, Yang J, *et al.* Improved code-aided symbol timing recovery with large estimation range for LDPC-coded systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(5): 1008-1011.
- Zhou Xiangchao, Zhao Danfeng, Xue Rui. Soft timing synchronization algorithm for LDPC codes on GF(q) in deep space communication[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2014, 46(3): 110-114.  
周相超, 赵旦峰, 薛 睿. 深空通信系统中高阶 LDPC 码的软定时同步算法[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2014, 46(3): 110-114.
- Zhao Danfeng, Zhou Xiangchao, Qian Jinxi, *et al.* Code-aided carrier synchronization for LDPC-MSK systems in presence of residual frequency offset[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(9): 1900-1905.  
赵旦峰, 周相超, 钱晋希, 等. 残留频偏下 LDPC-MSK 系统码辅助载波同步算法[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(9): 1900-1905.

- 9 Shi Zhiping, Tang Fajian, Yan Hui, *et al.* Joint assisted carrier synchronization algorithm by pilot and code at extremely low SNR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(10): 2506-2510.  
史治平, 唐发建, 晏 辉, 等. 极低信噪比下的导频联合编码辅助载波同步算法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(10): 2506-2510.
- 10 Quirk K J, Srinivasan M. Optical PPM demodulation form slot-sampled photon counting detectors[C]. *IEEE Military Communications Conference*, 2013: 1634-1638.
- 11 Liu Lei, Xiao Jiangnan, Tang Jin, *et al.* Experimental research on timing recovery of a differential quadrature phase shift keying coherent optical transmission system based on an improved Gardner algorithm[J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(4): 0406002.  
刘 磊, 肖江南, 唐 进, 等. 相干光差分正交相移键控系统中改进的 Gardner 定时恢复方法实验研究[J]. *光学学报*, 2013, 33(4): 0406002.
- 12 Zhang Dingchen, Zhou Xiaolin, Du Jianhong. PPM iterative soft demodulation algorithm in free-space optical communication[J]. *Computer Engineering*, 2013, 39(4): 1-4.  
张鼎臣, 周小林, 杜建红. 自由空间光通信中的 PPM 迭代软解调算法[J]. *计算机工程*, 2013, 39(4): 1-4.
- 13 Hu Hao, Wang Hongxing, Xu Jianwu, *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.