

基于保护时隙的一倍时隙频率采样光 PPM 时钟同步技术

向劲松, 陈雪莉*, 张培, 贾元明

重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065

摘要 针对一倍时隙频率异步采样的脉冲位置调制(PPM)系统,提出一种基于保护时隙的时钟同步技术。在发送端每个 PPM 信号中安排一个或多个保护时隙,根据保护时隙位置只有背景光子,而其他时隙既有背景光子也有信号光子的特性实现时钟同步。在接收端,将采样输出的数据以 PPM 信号中时隙个数为周期进行统计计数,基于保护时隙的统计分布特性对定时偏差进行粗同步,通过插值匹配搜索方式完成定时精同步。仿真结果表明,所提方法能够在大大定时偏差范围内实现有效同步,适当增加保护时隙数或增大统计数据量能获得较为理想的系统误码性能。

关键词 光通信; 脉冲位置调制; 光子探测; 时钟同步; 保护时隙

中图分类号 TN929.1

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201845.1006003

Clock Synchronization Technology for Pulse Position Modulation with Guard Time at Sampling Frequency of 1 Slot

Xiang Jingsong, Chen Xueli*, Zhang Pei, Jia Yuanming

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

Abstract Aiming at the pulse position modulation (PPM) system of asynchronous sampling at sampling frequency of 1 slot, we propose a clock synchronization technique based on guard time. One or more guard time are inserted into each PPM signal in the transmitter. Based on the fact that there are only background photons in these guard time, while other slots have the characteristics of both background photons and signal photons, we achieve clock synchronization. At the receiving end, the sampling data is counted periodically with the number of slots in PPM signal. Then, the coarse timing synchronization is carried out based on the statistical distribution characteristics of photon in guard time. Finally, the interpolation matching search method is used for the fine timing synchronization. The simulation results show that the proposed method can achieve efficient synchronization within the scope of large timing offset, and increasing the number of guard time or increasing the amount of statistics can achieve ideal system bit error performance.

Key words optical communications; pulse position modulation; photon detector; clock synchronization; guard time

OCIS codes 060.4510; 060.2605; 060.4080

1 引言

深空通信中空载终端的功率极其有限,能源非常宝贵,光子探测器阵列及脉冲位置调制(PPM)是被普遍认可的、用于提高发射端能量效率的两种关键技术^[1-2]。光 PPM 信号经空间信道传输后,接收

端信噪比极低,且采样时钟和发射端时钟总存在一定的频率漂移,时钟振荡器本身也不能达到理想状态,因此低信噪比下光 PPM 信号的时钟同步是实现可靠通信的关键^[3-4]。文献[5]中喷气推进实验室(JPL)针对月球激光通信演示实验(LLCD)项目设计了一套后备处理系统,该后备接收方案的亮点之

收稿日期: 2018-03-08; 修回日期: 2018-04-12; 录用日期: 2018-05-11

基金项目: 国家自然科学基金(61571072)

* E-mail: chenxlcqpt@163.com

一是结合了串行级联 PPM (SCPPM) 纠错码, SCPPM 只用一倍 PPM 时隙频率时钟进行异步采样并恢复数据,其后续数字处理系统通过周期性地插入训练序列来估计时钟误差,然后通过插值恢复 PPM 时隙数据。一般异步时钟采样要求两倍及两倍以上时隙频率,而一倍时隙频率采样一般需要闭环跟踪。文献[6-7]研究了一倍时隙频率异步采样光 PPM 系统的定时同步技术。文献[6]通过在 PPM 信号中插入训练序列,并依据各时隙间光子到达的泊松计数的相关性对时延差进行粗同步,然后采用早迟门方法实现精确同步,但这种插入训练序列的定时误差估计方法会浪费一定的发射功率。文献[7]提出了在信号间插入保护间隔的 PPM 最大似然同步算法,基于泊松信道模型,构造定时偏差下的对数似然函数,但文献中并没有考虑频偏对系统性能造成的影响。

文献[8]提出了基于光脉冲到达时间的最大似然同步算法,利用光子探测器输出的光子到达时间给出了定时偏差下的最大似然同步算法,并在信噪比较高的条件下实现定时同步,但实际深空通信系统中接收端的信噪比较低。文献[9]基于最大期望 (EM) 定时误差估计原理,研究了一种基于 SCPPM 码辅助的光 PPM 时隙同步技术,利用 EM 估计算法预测时钟偏差从而实现 PPM 时隙同步,但是该技术存在同步范围较小的问题。文献[10]在文献[9]的基础上提出了大定时偏差下基于 SCPPM 码

辅助的定时同步方案,该方案针对 SCPPM 码,利用译码软输出的均值进行定时粗同步,并基于 EM 算法进行定时细同步,从而获得较为理想的定时补偿。但文献[9]和文献[10]中给出的基于 SCPPM 码辅助的迭代定时同步方案,都是采用两倍时隙频率异步时钟采样,这种基于 EM 估计的码辅助迭代定时同步算法存在译码次数多、复杂度高的问题。本文提出了一种以一倍 PPM 时隙频率异步时钟采样的 PPM 时钟同步方法,基于保护时隙位置处的光子统计分布特性对定时偏差进行粗同步,通过插值匹配搜索方式实现了定时精同步。

2 系统模型

一倍 PPM 时隙频率采样信号的时钟同步模型如图 1 所示。在发送端,二进制数据流经过 SCPPM 编码^[11]和 PPM 后通过激光发射机发送入自由空间信道进行传输。到达接收端的信号由光子探测器阵列完成光子探测计数过程,再对信号进行一倍时隙频率异步时钟采样,然后用数据信号处理方式进行时钟同步及数据恢复。时钟同步方案分为定时粗同步和定时精同步,首先基于保护时隙位置处的光子统计分布特性对采样数据进行频偏粗估计,并对频率粗估计值进行插值补偿,再根据频偏调整后的光子统计分布特性进行初始相位偏差的粗估计;然后通过插值匹配搜索方式实现定时精同步;最后将同步后的采样数据送入译码器进行译码输出。

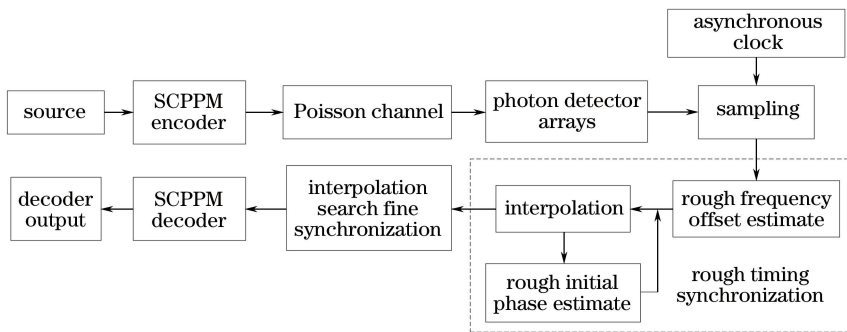


图 1 基于保护时隙的一倍时隙频率采样定时同步结构图

Fig. 1 Timing synchronization structure based on guard time with sampling frequency of 1 slot

2.1 信道模型

对信道特性的模拟主要考虑背景噪声和时延抖动的影响,信道模型采用泊松信道模型。一个 PPM 信号只有一个时隙存在信号光脉冲,当光脉冲经信道传输后,若发送端发送时隙信息为“1”,则接收端探测到的光子数包括信号光子和背景光子,若发送端发送时隙信息为“0”,则接收端探测到的光子数只

有背景光子。令 K_b 为一个 PPM 时隙上背景光子的平均计数, K_s 为一个 PPM 信号时隙上信号光子的平均计数,则在第 i 个时隙探测到 k_i 个光子,其发射端时隙信息为“1”和为“0”的软输出概率分布函数^[12]可分别表示为

$$p(k_i | 1) = \frac{(K_b + K_s)^{k_i}}{k_i!} \exp[-(K_b + K_s)], \quad (1)$$

$$p(k_i | 0) = \frac{(K_b)^{k_i}}{k_i!} \exp[-(K_b)]. \quad (2)$$

由(1)式和(2)式可得第 i 个时隙的似然比函数为

$$L_i = \frac{p(k_i | 1)}{p(k_i | 0)} = \left(1 + \frac{K_s}{K_b}\right)^{k_i} \exp(-K_s). \quad (3)$$

根据单光子探测器时延抖动特性,选取时延抖动模型为高斯抖动模型,各时隙中每个光子产生的抖动 δ 服从均值为零、方差为 σ^2 的高斯分布,其概率分布为^[13]

$$f_\delta(\delta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}\right). \quad (4)$$

接收端检测信号的光子脉冲分布波形可表示为^[13]

$$f(t) = p(t) \times f_\delta(t), \quad (5)$$

式中: $p(t)$ 为发射端激光脉冲波形。假设脉冲为宽度 $T_b = 1$ slot 的矩形脉冲,则由(4)式和(5)式可得接收端时隙信号光子的概率分布函数为

$$f_\delta(t) = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erf}\left(\frac{t}{\sigma\sqrt{2}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{t-1}{\sigma\sqrt{2}}\right) \right]. \quad (6)$$

2.2 一倍时隙频率采样定时误差模型

图 2 为一倍时隙频率采样定时误差示意图。由于信道的传输时延及收发端时钟存在一定的频率偏移,到达接收端的信号可能会跨越两个时隙周期。设标称采样周期 T_s 等于 PPM 时隙周期 T_c 。由于未同步,实际采样时钟与 PPM 时隙时钟之间存在时钟误差。第 n 个时隙处的定时误差可表示为^[14]

$$\tau_n = \tau_0 T_c + nT_s + \gamma n T_s, \quad (7)$$

式中: $\gamma = f_s/f_c - 1$ 为归一化频偏, f_s 为采样时钟频率, f_c 为 PPM 时隙频率; τ_0 (单位: slot) 为 $n = 0$ 时的初始相位偏差。

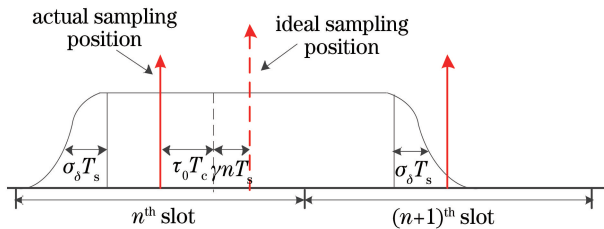


图 2 一倍时隙频率采样定时误差示意图

Fig. 2 Schematic diagram of timing error with sampling frequency of 1 slot

2.3 基于保护时隙的统计光子计数模型

在 PPM 信号中,一般会安排一个或多个保护时隙,这种保护时隙有多方面的作用。如激光器发射光脉冲后需要一定的恢复时间,否则激光器脉冲

间隔较小会导致后面的光脉冲能量较弱;接收端光子探测器探测光子后也需要一定的恢复时间,否则光子探测器在探测到一个光子后,会来不及探测相邻时隙到达的信号光子。另一方面,光脉冲信号经信道传输后会出现脉冲展宽,为了防止相邻脉冲产生混叠现象,加入保护时隙是很有必要的。此外,利用保护时隙位置处光子的统计特性也可实现 PPM 时钟同步。将采集的数据以 PPM 信号中时隙个数(PPM 调制阶数+保护时隙数)为周期进行统计计数,统计一段时间间隔内各 PPM 信号中各信息时隙及保护时隙位置处分别出现了多少个“1”脉冲。设 P 为 PPM 信号中所插入的保护时隙数, M 为 PPM 调制阶数, N 为 PPM 信号个数,采样输出的数据序列为 $x[m]$, $m \in \{1, \dots, N(M+P)\}$ 。经统计计数后 PPM 信号中第 m 个时隙所统计的光子数可表示为

$$y_m = \sum_{j=0}^{N-1} x[m + j(M+P)], \quad m \in \{1, \dots, M+P\}. \quad (8)$$

图 3(a)和(b)分别为时钟同步和定时误差为 $\tau_0 = -2.2$ slot, $\gamma = 5 \times 10^{-5}$ 的光子数统计示意图。从图 3(a)中可以看出,时钟同步下,PPM 信号中插入保护时隙位置处的光子数会明显少于信息时隙处的光子数,这是因为 PPM 信息时隙位置同时有背景光及信号光的计数,而保护时隙内只有背景光的计数。从图 3(b)中可以看出,由于存在时钟误差,统计后的 PPM 信号中光子数明显少的时隙位置为保护时隙,且其保护时隙的位置偏移出了实际理论上所插入保护时隙的位置。对比图 3(a)和(b)可以看出,时钟同步条件下各保护时隙位置处的光子数较为接近,且少于不同步条件下保护时隙位置处的光子数。此外,不同步条件下保护时隙位置处的相邻信息时隙的统计光子数也会受到一定干扰,其光子数会少于其他信息时隙。

3 基于保护时隙的定时粗同步

定时粗同步主要是确定定时偏差的大致范围,并为定时精同步提供初始补偿。定时粗同步分为两个部分:频偏的粗估计和初始相位偏差的粗估计。

频偏的粗估计主要是连续发送的一帧 PPM 信号,其频偏暂时稳定,且 PPM 信号中各时隙初始相位偏差具有相同的特点,通过统计不同时间段内一定数据样本量的 PPM 信号中各时隙的光子计数,根据各时间段内的统计光子计数分布曲线的相对偏移量,估计出频偏值。

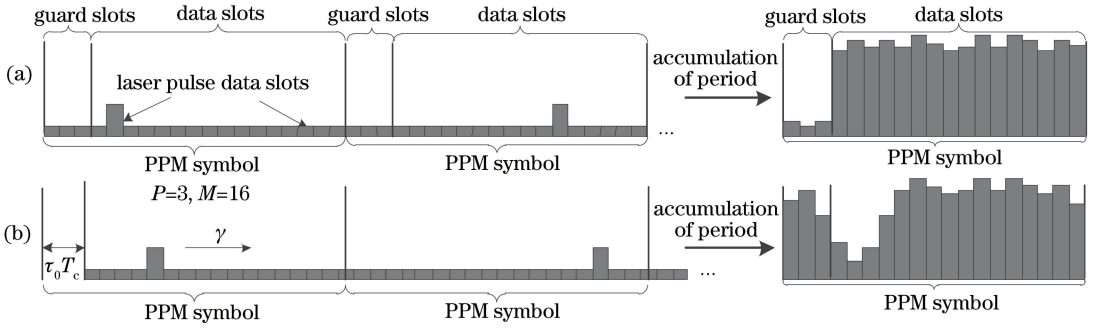


图 3 光子数统计示意图。(a)时钟同步;(b)不同步

Fig. 3 Statistical diagram of photon counts. (a) Synchronization; (b) non-synchronization

设采样信号的统计量 $N = 4 \times 2520$ 个 PPM 信号, $\sigma = 0.2$, $\tau_0 = 1.2$ slot, $\gamma = 50$, $P = 3$, $M = 16$, $K_s = 2$, $K_b = 0.2$, 首先将 N 个 PPM 信号的采样数据平均分成 4 份, 然后分别以 PPM 信号中时隙个数为周期进行统计计数, 得出如图 4 所示的每份采样数据的统计光子计数分布曲线。图 4 中从前的 4 条曲线分别为 1~2520 个符号、2521~2520×2 个符号、2520×2+1~2520×3 个符号及最后 2520 个符号的统计分布曲线。由于 PPM 信息时隙位置同时有背景光子及信号光子, 而保护时隙内只有背景光子, 经统计后保护时隙位置处的光子数目会明显比 PPM 信息时隙内的光子数目少。基于此特性可确定各统计时间段内保护时隙所处的大致位置。此外, 若只存在初始偏差, 而没有频偏的影响, 后面的三个统计分布曲线中各时隙的位置都与第一个相匹配, 例如图 4 中各个统计分布曲线中各保护时隙相对位置的变化正是由频偏造成的。故可以通过计算各个统计光子计数分布曲线中保护时隙位置的相对偏移量, 得出频偏估计值。但从图 4 可以看出, 如果以最低点处的保护时隙位置来计算相对偏移量, 只能得到整数倍的偏移量, 其误差相对较大。因此考虑采用曲线拟合的方法, 来得到各曲线位置的相对偏移量。

经过不同参数条件下多次仿真结果得出, 保护时隙位置及其邻近时隙处统计分布图可近似看作开口向上的抛物线。对图 4 中各统计光子计数分布曲线中最低的 5 个点进行抛物线拟合, 拟合后的曲线如图 5 所示。当然, 对各统计光子计数分布曲线进行抛物线拟合时, 要根据所插入的保护时隙数以及分布曲线选择合适的拟合点数。经多次仿真结果得出, 当插入保护时隙数 $P = 1$ 时, 选取最低的三个点进行拟合其估计性能较好, 当插入保护时隙数 P 为 2 和 3 时, 选取最低的 5 个点进行拟合其估计性能

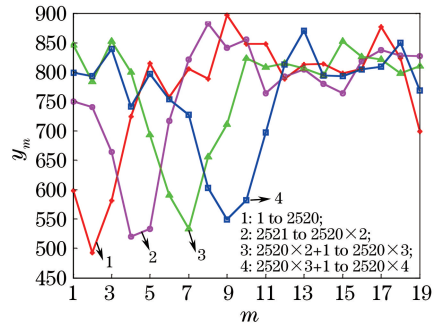


图 4 统计光子数分布曲线图($\sigma = 0.2$, $\tau_0 = 1.2$, $\gamma = 50$, $P = 3$, $M = 16$, $K_s = 2$, $K_b = 0.2$)

Fig. 4 Distribution curves of statistical photon counts ($\sigma = 0.2$, $\tau_0 = 1.2$, $\gamma = 50$, $P = 3$, $M = 16$, $K_s = 2$, $K_b = 0.2$)

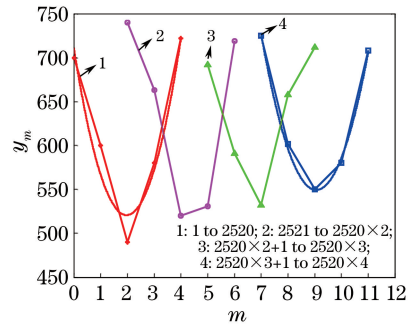


图 5 光子数分布曲线拟合示意图

Fig. 5 Fitting diagram of the distribution curves of photon counts

较好。然后根据拟合后的抛物线计算出各个曲线的最低点, 从而得到各统计光子计数分布曲线的相对偏移量, 并计算出频偏估计值。设曲线拟合后所得的第一个和最后一个抛物线的最低点分别为 t_1 和 t_d , 则定时粗估计中频偏估计值为

$$\hat{\gamma}_r = \frac{t_d - t_1}{(d - 1)(M + P)N/d}, \quad (9)$$

式中: d 为数据分段的段数。此外, 采样数据统计量的划分对频偏粗估计也有一定的影响, 经多次仿真

得出当数据量为 2×2520 、 4×2520 时将其分成 4 份的估计效果优于两份;当统计数据量较少(如 2520)时,将其分成两份的估计效果要比分成 4 份的估计效果好。这主要是由于当统计数据量较大且划分的份数较少时,每份所分得的时间段较长,容易造成频偏估计模糊;而当统计量较少时,若分成的份数较多,则每份的数据样本量太少,估计效果较差。

初始相位偏差的粗估计是对其整数部分的估计。如系统模型图 1 所示,当完成频偏粗估计后,根据所得的估计值对频偏进行插值补偿,然后对插值后的 PPM 数据同样以 PPM 信号中时隙个数为周期进行统计计数,并根据保护时隙所处位置与理论插入保护时隙位置的相对变化,得到初始相位偏差的粗估计值。本研究的插值模块中采用的插值算法为两点线性插值^[15],图 6 为信号采样点与插值调整点的定时关系图。图中 $I_k = \text{floor}(kT_c/T_s)$ 为整数间隔[$\text{floor}()$ 为向下取整函数], I_k 规定了计算第 k 个插值结果所用的采样数据, $\mu_k = kT_c/T_s - I_k$ 为小数间隔,确定了插值估计点。采用两点线性插值,选取接收到的两个采样点 $I_k T_s$ 、 $(I_k + 1) T_s$ 作为基本样点,其所处时隙内的光子数分别为 k_i 和 k_{i+1} ,则经插值调整后第 n 个时隙的光子数 $z(n)$ 的表达式为

$$z(n) = k_i(1 - \mu_k) + k_{i+1}\mu_k. \quad (10)$$

各时隙先对频偏进行插值调整,再对调整后的数据序列 $z(n)$ 同样以 PPM 信号中时隙个数为周期进行统计计数。经统计计数后 PPM 信号中第 m 个时隙所统计的光子计数可表示为

$$h_m = \sum_{j=0}^{N-1} z[m + j(M + P)], \quad m \in \{1, \dots, M + P\}. \quad (11)$$

然后根据统计所得的各时隙位置处的光子计数 h_m ,找出光子数明显少的时隙位置,即为经频偏插值调整后保护时隙所处的位置,从而得出初始相位偏差

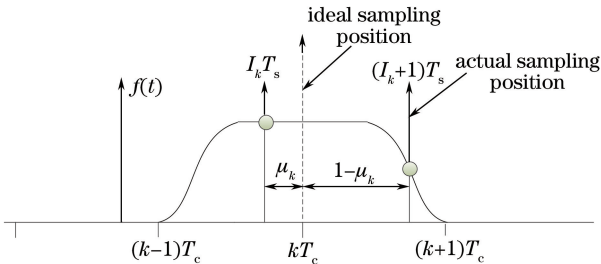


图 6 信号采样点与插值调整点的定时关系图
Fig. 6 Timing diagram of signal sampling point and interpolation adjustment point

的整数部分 $(\hat{\tau}_0)_r$ 。

按照上述方法进行频偏及初始相位偏差粗估计,并进行数据仿真。假设调制阶数 $M = 16$,每个时隙的平均背景光子数 $K_b = 0.2$,信号时隙的平均信号光子数 $K_s = 2$,抖动标准差 $\sigma_s = 0.2$,初始相位偏差 τ_0 (单位:slot)在 $[-5, 5]$ 个时隙范围内随机均匀分布,频偏 γ 在 $4 \times 10^{-5} \sim 6 \times 10^{-5}$ 范围内随机均匀分布,在以上设置下进行独立仿真 1000 次。图 7 为各估计频偏值距离真实频偏值的频偏估计误差统计结果。图中横坐标 $\Delta\gamma$ 为频偏粗估计值与理想值的误差范围,即 $\Delta\gamma = \hat{\gamma}_r - \gamma$, $|\Delta\gamma|$ 越小说明频偏粗估计结果越准确;纵坐标为各偏差范围内的统计次数。图 7(a)~(c)为相同统计数据量下,不同保护时隙数所对应的误差统计结果,可以看出,在相同统计数据量的条件下,插入的保护时隙数越多,频偏估计误差越小,且其误差分布类似于高斯分布。如图 7(a)所示,在 $N = 4 \times 2520$ 的条件下,当 $P = 3$ 时可将频偏估计误差缩小至为 $\pm 4 \times 10^{-6}$ 范围内,且大部分频偏估计值的误差集中在 $\pm 2 \times 10^{-6}$ 范围内。图 7(a)、(d)、(e)给出了相同保护时隙数下,不同统计数据量对应的频偏估计误差统计结果,可以看出在插入相同的保护时隙数下,统计数据量越少,频偏估计误差越大。

图 8 为不同保护时隙数及不同统计量下对初始相位偏差整数部分估计后,剩余小数部分偏差 $(\tau_0)_f$ 的统计结果,其中 $(\tau_0)_f = \tau_0 - (\hat{\tau}_0)_r$, $(\hat{\tau}_0)_r$ 为初始相位偏差的整数部分估计值。按照理论来说,初始相位小数部分偏差可以被局限在 $-0.5 \sim 0.5$ 个 PPM 时隙范围内,但从图 8 中可以看出,小数部分的偏差范围已超过了 $-0.5 \sim 0.5$ 个 PPM 时隙范围,这是因为当频偏粗估计值误差较大时,整数部分估计值会产生误差,例如,当初始相位偏差为 -1.6 个时隙时,由于频偏粗估计值误差较大,整数部分估计值可能会是 -1 ,而不是 -2 。

对比图 8(a)和(b)可以看出,插入的保护时隙数越多,统计结果越集中于 $-0.5 \sim 0.5$ 个 PPM 时隙范围内,小数部分偏差范围越小。这是由于在相同统计数据量下,插入的保护时隙越多,频偏粗估计值越准确,初始相位偏差的整数部分估计也会越准确。对比图 8(a)和(c)可以看出,插入保护时隙数相同,而统计数据量不同的条件下,统计数据量越大,其初始相位小数部分偏差越集中于 $-0.5 \sim 0.5$ 个 PPM 时隙范围内;而当统计数据量 $N = 2520$ 时,其

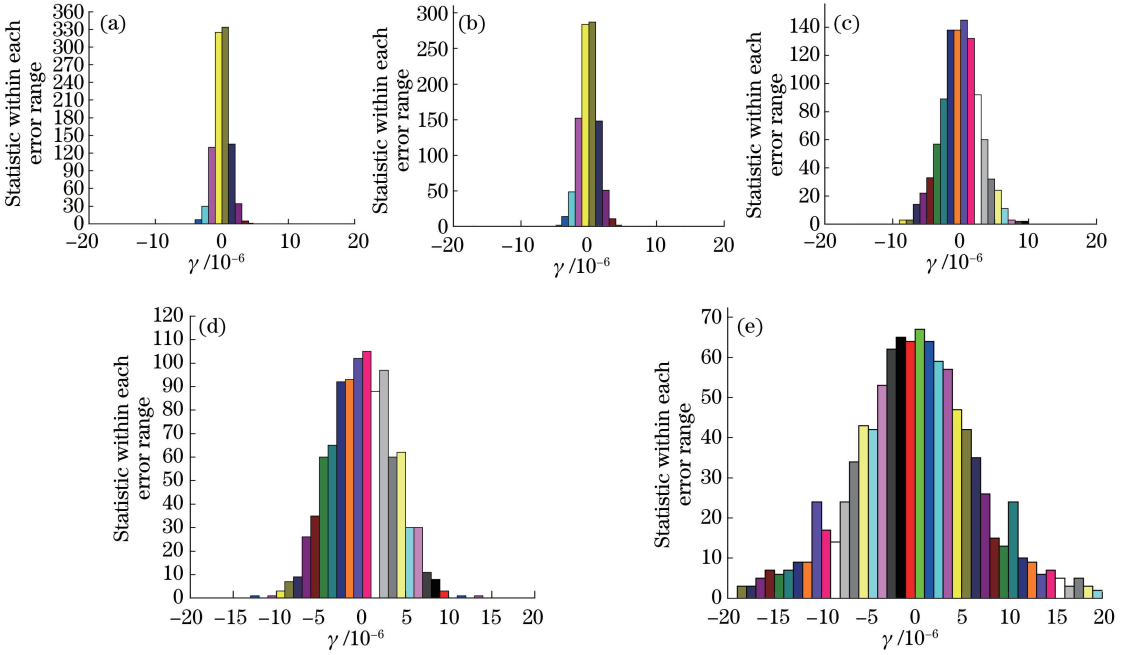


图 7 不同保护时隙数及不同统计量下的频偏估计误差统计。(a) $P=3, N=4 \times 2520$; (b) $P=2, N=4 \times 2520$;
(c) $P=1, N=4 \times 2520$; (d) $P=3, N=2 \times 2520$; (e) $P=3, N=1 \times 2520$

Fig. 7 Statistics of frequency offset estimation errors under different number of guard time and different statistical data amounts. (a) $P=3, N=4 \times 2520$; (b) $P=2, N=4 \times 2520$; (c) $P=1, N=4 \times 2520$; (d) $P=3, N=2 \times 2520$;
(e) $P=3, N=1 \times 2520$

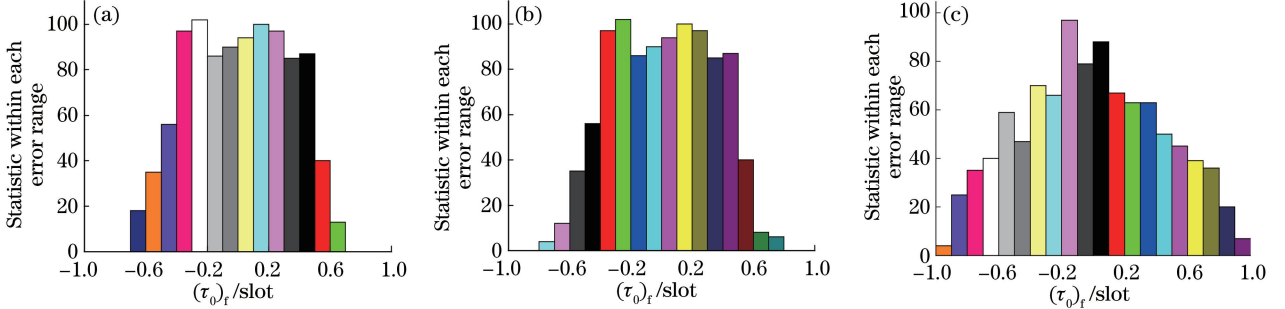


图 8 不同保护时隙数及不同统计量下的初始相位估计误差统计。(a) $P=3, N=4 \times 2520$;
(b) $P=1, N=4 \times 2520$; (c) $P=3, N=1 \times 2520$

Fig. 8 Statistics of estimated initial phase errors under different number of guard time and different statistical data amounts. (a) $P=3, N=4 \times 2520$; (b) $P=1, N=4 \times 2520$; (c) $P=3, N=1 \times 2520$

小数部分偏差范围为 $-1.0 \sim 1.0$ 个 PPM 时隙。

经过定时粗同步的插值补偿后,在不同保护时隙数及不同统计数据量条件下,接收机的频偏和初始相位偏差将被局限在一定范围内,这为定时精同步提供了良好的初始化条件。

4 基于保护时隙的定时精同步

经定时粗同步补偿后,定时精同步中初始相位偏差的小数部分 $(\tau_0)_i$ 的范围和频偏误差范围根据统计数据量的大小及插入的保护时隙数来确定。采样数据经定时粗同步插值调整后,将按照粗同步的

估计误差确定精同步的搜索范围。定时精同步方案是利用保护时隙的统计特性进行插值匹配搜索从而实现 PPM 信号的时钟同步。基于保护时隙的插值匹配搜索精同步方案如图 9 所示,当插值调整的定时偏差越接近实际定时偏差时,插值统计后的光子分布图中保护时隙位置处的光子数越少,且与信息时隙处的光子数区分度越明显。基于此特性,将对经粗同步插值补偿后的 PPM 序列进行初始相位小数偏差-频偏误差的二维空间内插值进行搜索匹配,从而得到较为理想的定时同步参数值以实现定时精同步。

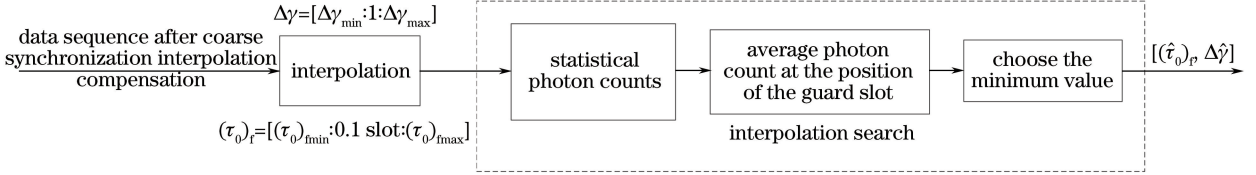


图 9 基于保护时隙的插值匹配搜索精同步方案

Fig. 9 Interpolation matching search fine synchronization scheme based on guard time

如图 9 所示,初始相位偏差小数部分在 $[(\tau_0)_{fmin}:0.1 \text{ slot}:(\tau_0)_{fmax}]$ 范围内搜索,频偏误差 $\Delta\gamma$ 在 $[\Delta\gamma_{min}:10^{-6}:\Delta\gamma_{max}]$ 范围内搜索,其中 $(\tau_0)_{fmin}$ 和 $(\tau_0)_{fmax}$ 分别表示初始相位偏差小数部分的最小值和最大值; $\Delta\gamma_{min}$ 和 $\Delta\gamma_{max}$ 分别表示频偏粗估计值与实际理想值之差的最小值和最大值。插值模块同上文一样采用两点线性插值,首先根据二维空间内的初始相位小数偏差-频偏误差对经粗同步补偿后的 PPM 信号进行插值调整;然后对插值调整后的数据序列进行光子数统计,选取使实际插入的保护时隙位置处的平均光子数最小的一组初始相位偏差-频偏误差点作为精同步估计值,完成二维空间内的插值搜索匹配精同步。

假设经粗同步插值补偿后实际初始相位偏差小数部分的值为 $(\tau_0)_f=0.2 \text{ slot}$,实际频偏误差 $\Delta\gamma=-1.8$ 。如图 10 所示,同一初始偏差下,当插值调整频偏误差值 $\Delta\gamma$ 接近实际频偏误差 -1.8 时,其插入保护时隙位置处的平均光子数最少;当 $\Delta\gamma$ 偏离实际频偏误差 -1.8 时,其插入保护时隙位置处的平均光子数会增大。如图 11 所示,在频偏误差 $\Delta\gamma=-2 \times 10^{-6}$ 的条件下,初始相位偏差为 $(\tau_0)_f=$

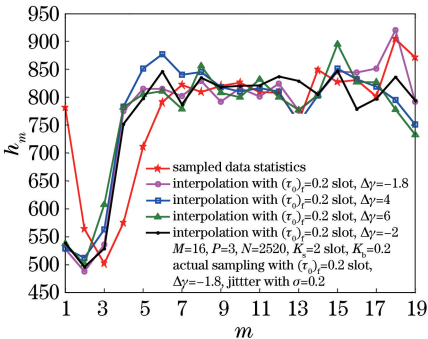


图 10 不同频偏误差统计光子数分布图 ($M=16, P=3, N=2520, K_s=2, K_b=0.2, (\tau_0)_f=0.2 \text{ slot}, \Delta\gamma=-1.8, \sigma=0.2$)

Fig. 10 Statistical photon count distribution of different frequency offset errors ($M=16, P=3, N=2520, K_s=2, K_b=0.2, (\tau_0)_f=0.2 \text{ slot}, \Delta\gamma=-1.8, \sigma=0.2$)

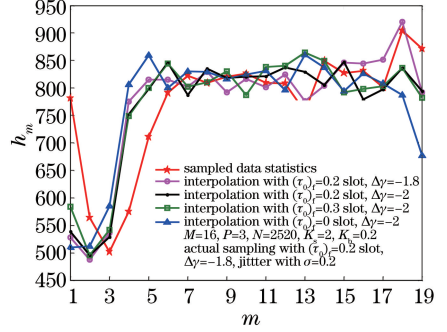


图 11 不同初始相位小数偏差统计光子数分布图 ($M=16, P=3, N=2520, K_s=2, K_b=0.2, (\tau_0)_f=0.2 \text{ slot}, \Delta\gamma=-1.8, \sigma=0.2$)

Fig. 11 Statistical photon count distribution of different initial phase fractional offset ($M=16, P=3, N=2520, K_s=2, K_b=0.2, (\tau_0)_f=0.2 \text{ slot}, \Delta\gamma=-1.8, \sigma=0.2$)

0.2 slot ,保护时隙位置处的平均光子数最接近理想同步时保护时隙位置处的平均光子数。当频偏误差 $\Delta\gamma=-2 \times 10^{-6}$ 不变,初始相位小数偏差偏离实际误差 $(\tau_0)_f=0.2 \text{ slot}$ 时,保护时隙位置处的平均光子数高于理想同步时的平均光子数。

5 误码性能

将所提出的基于保护时隙的光 PPM 时钟同步技术在 SCPPM 码的系统模型上进行性能仿真与分析,各仿真参数设置如下:SCPPM 纠错码帧长为 2520 个符号,调制阶数 $M=16$,时隙周期 $T_c=32 \text{ ns}$ 。实际通信系统中,初始相位偏差和频偏可能存在比定时精同步搜索步长更微小的偏差,且为了与文献[7]中基于保护时隙的 PPM 最大似然同步算法进行性能对比,图 12 设置初始相位偏差 $\tau_0=(1.8+0.05) \text{ slot}$,频偏 $\gamma=0$ 。图 13~15 中设置初始相位偏差 $\tau_0=(1.2+0.05) \text{ slot}$,频偏 $\gamma=(50+0.25) \times 10^{-6}$ 。

图 12 为所提同步方案与文献[7]中同步方法的误码率(BER)性能对比图,仿真参数为 $N=2520, P=3, K_b=0.2, \sigma=0.2$ 。从图中可以看出,所提同步

方案接近于理想同步,文献[7]中基于保护时隙的PPM最大似然同步算法与所提同步方案相比,误码率性能损失 0.25 dB。但文献[7]中没有通过搜索得到估计值,而是通过直接计算得到,复杂度相对较低。

文献[7]中没有考虑频偏对系统性能的影响,因此为了合理地验证所提同步方案的同步性能,图 13~15 中设置了一定的频偏,并与理想同步性能作对比。图 13 为统计量 $N = 2520$, $K_b = 0.2$, $\sigma = 0.2$ 的条件下,插入不同保护时隙数的同步性能对比。从图中可以看出,插入的保护时隙数越多,其定时同步性能越好。当插入保护时隙数 $P = 3$ 时,所提定时同步方法的性能约有 0.04 dB 的损失。但当插入的保护时隙数 $P = 1$ 时,其同步性能较差,所提算法的同步性能损失 0.3 dB。

当插入保护时隙数较少时,可以考虑通过增加统计数据量来提高系统误码率性能。图 14 为 $P = 1$ 、统计量 N 分别为 2520 和 2×2520 的条件下的系统误码率性能,仿真参数 $K_b = 0.2$, $\sigma = 0.2$ 。在仿真时,为了防止不同帧长的纠错码自身对系统性能的影响,在进行系统仿真时定时估计部分统计量 N 不同,但纠错码的帧长仍为 2520 个符号。从图 14 中可以看出,当 $P = 1$,且统计量 $N = 2520$ 时所提算法的系统性能损失较大;但当 $N = 2 \times 2520$ 时,所提算法的系统性能损失 0.03 dB。

图 15 为 $N = 2520$, $P = 3$, $K_b = 0.2$ 的条件下,不同抖动参数的同步性能对比图。从图中可以看出, $\sigma = 0.1$ 和 $\sigma = 0.2$ 的条件下所提算法的同步性能损失较少,但抖动较大($\sigma = 0.3$)时,所提算法的性能损失相对较大,约为 0.1 dB。这是由于时延抖动越大,光子偏出该时隙的概率越大,同步性能损失就越多。

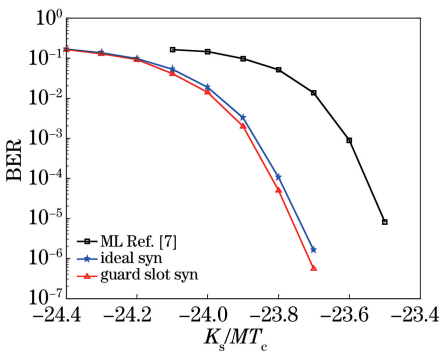


图 12 不同方法的误码性能对比
($N = 2520$, $P = 3$, $K_b = 0.2$, $\sigma = 0.2$)

Fig. 12 Comparison of bit error performance of different methods ($N = 2520$, $P = 3$, $K_b = 0.2$, $\sigma = 0.2$)

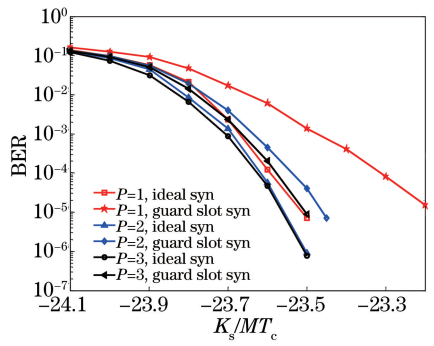


图 13 不同统计量的误码性能($N = 2520$, $K_b = 0.2$, $\sigma = 0.2$)
Fig. 13 Bit error performance of different statistics
($N = 2520$, $K_b = 0.2$, $\sigma = 0.2$)

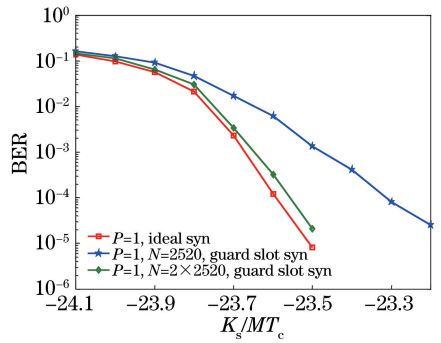


图 14 不同抖动参数下的误码性能($K_b = 0.2$, $\sigma = 0.2$, $P = 1$)
Fig. 14 Bit error performance of different jitter parameters
($K_b = 0.2$, $\sigma = 0.2$, $P = 1$)

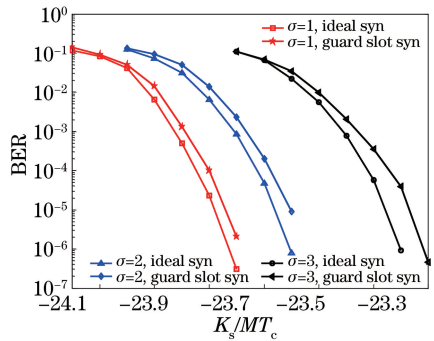


图 15 不同保护时隙数的误码性能($N = 2520$, $P = 3$, $K_b = 0.2$)
Fig. 15 Bit error performance under different guard time
($N = 2520$, $P = 3$, $K_b = 0.2$)

6 结 论

提出了一种基于保护时隙的一倍时隙频率采样 PPM 时钟同步技术,通过统计不同时间段内一定数据样本量的 PPM 信号中各时隙的光子计数,根据各时间段内的统计光子计数分布曲线的相对偏移量,对频偏进行粗估计。并根据所得的估计值对频偏进行插值调整,然后对经频偏粗调整后的数据序列以 PPM 信号中时隙个数为周期进行统计计

数,利用保护时隙位置的相对变化对初始相位偏差整数部分进行估计。最后在粗估计的基础上利用保护时隙位置处光子的统计特性进行插值匹配搜索定时精同步。仿真结果表明,所提方法能够在较大定时偏差下实现有效同步,适当增加保护时隙数或增大统计数据量能获得较为理想的系统误码性能。

参 考 文 献

- [1] Hemmati H, Biswas A, Djordjevic I B. Deep-space optical communications: future perspectives and applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99 (11): 2020-2039.
- [2] Boroson D M, Robinson B S, Burianek D A, *et al.* Overview and results of the Lunar Laser Communication Demonstration [J]. Proceedings of SPIE, 2014, 8971: 89710S.
- [3] Tu Y Y, Wu Z Y, Ma S, *et al.* Frame synchronization of pulse position modulation in high-speed optical communication with variable threshold [J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44 (11): 1106008.
涂焱阳, 吴志勇, 马爽, 等. 阈值可变的高速光通信脉冲位置调制的帧同步[J]. 中国激光, 2017, 44 (11): 1106008.
- [4] Willis M M, Robinson B S, Stevens M L, *et al.* Downlink synchronization for the lunar laser communications demonstration [C] // 2011 International Conference on Space Optical Systems and Applications, May 11-13, 2011, Santa Monica, CA, USA. New York: IEEE, 2011: 83-87.
- [5] Srinivasan M, Birnbaum K, Cheng M, *et al.* A post-processing receiver for the lunar laser communications demonstration project [J]. Proceedings of SPIE, 2013, 8610: 86100Q.
- [6] Quirk K J, Gin J W, Srinivasan M. Optical PPM synchronization for photon counting receivers [C] // 2008 IEEE Military Communications Conference, November 16-19, 2008, San Diego, CA, USA. New York: IEEE, 2008: 10457527.
- [7] Rogalin R, Srinivasan M. Maximum likelihood synchronization for pulse position modulation with inter-symbol guard times [C] // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 4-8, 2016, Washington, DC, USA. New York: IEEE, 2016: 16654598.
- [8] Erkmen B I, Moision B. Maximum likelihood time-of-arrival estimation of optical pulses via photon-counting photodetectors [C] // 2009 IEEE International Symposium on Information Theory, June 28-July 3, 2009, Seoul, South Korea. New York: IEEE, 2009: 1909-1913.
- [9] Xiang J S, Wu T, Huang S, *et al.* Slot synchronization aided by serial concatenated pulse position modulation code system [J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(8): 0806006.
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): 0806006.
- [10] Xiang J S, Zhang P, Wang J, *et al.* Timing synchronization technique based on SCPPM code auxiliary under large timing error [J]. Study on Optical Communications, 2017(6): 57-61.
向劲松, 张培, 王举, 等. 基于 SCPPM 码辅助的迭代定时同步技术[J]. 光通信研究, 2017(6): 57-61.
- [11] Moision B, Hamkins J. Coded modulation for the deep-space optical channel: serially concatenated pulse-position modulation [J]. Developmental Biology, 2005, 283(1): 113-127.
- [12] 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.
- [13] Moision B. Photonjitter mitigation for the optical channel [J]. The Interplanetary Network Progress Report, 2007, 171: 1-13.
- [14] Quirk K J, Srinivasan M. Optical PPM demodulation from slot-sampled photon counting detectors [C] // 2013 IEEE Military Communications Conference, November 18-20, 2013, San Diego, CA, USA. New York: IEEE, 2013: 1634-1638.
- [15] Erup L, Gardner F M, Harris R A. Interpolation in digital modems—part II: implementation and performance [J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(6): 998-1008.