

“鹊桥”通导遥星座系统光通信同步技术研究

汪晓燕, 陈祥, 徐常志

(中国空间技术研究院 西安分院, 西安 710100)

摘要: 针对“鹊桥”通导遥星座系统上行链路必须在各个脉冲位置调制 (Pulse Position Modulation, PPM) 符号之间插入脉冲的保护时间 (Inter-Symbol Guard Time, ISGT), 以避免在极短时间段内连续发射两个相邻脉冲的情况, 基于 M PPM + P ISGT 的帧结构且存在阻塞的情况下, 光子计数检测利用已有帧格式的保护时间问题, 提出了一种基于定时偏置估计的光通信同步方法, 即 ISGT 定时估计法, 以有效提取上行光信号帧结构所携带的定时统计信息, 可实现上行光信号的时隙同步。该方法有效避免了采用导频信号同步而产生的额外占用数据带宽的情况, 同时又消除或减少了地球影像和环境杂散光等噪声对上行光信号同步的影响。对该光通信同步方法进行了联合仿真, 定时偏置的估计结果验证了 ISGT 定时估计法的可行性。可为“鹊桥”通导遥星座系统提供技术支持。

关键词: 深空光通信; 光子计数检测; 定时同步

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

文章编号: 2096-9287(2025)04-0347-09

DOI: 10.3724/j.issn.2096-9287.2025.20250094

引用格式: 汪晓燕, 陈祥, 徐常志. “鹊桥”通导遥星座系统光通信同步技术研究[J]. 深空探测学报(中英文), 2025, 12(4): 347-355.

Reference format: WANG X Y, CHEN X, XU C Z. Research on optical communication synchronization for Queqiao navigation, telecommunication and remote sensing constellation system[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2025, 12(4): 347-355.

引言

作为重要空间基础设施建设的“鹊桥”通导遥星座系统, 为支持未来深空探测的发展, 将采用激光通信技术, 实现地月及深空骨干激光网络的空间数据传输。深空激光通信可提供比传统射频通信更高的数据传输速率。在深空应用场景中, 激光通信技术采用较窄的光束宽度, 可实现较大的有效功率增益, 从而提升空间通信系统的整体效能。

深空激光链路需采用脉冲位置调制 (Pulse Position Modulation, PPM) 作为数字信息的调制方式, 即利用在 M 个时隙中光脉冲所在的时隙位置来进行信息编码, 以表示长度为 $\log_2 M$ 的二进制用户数据序列^[1-4]。在 PPM 解调和解码过程中, 快速有效地识别出传输脉冲正确时隙是至关重要的一步。因此, 需在“鹊桥”通导遥星座系统的光接收机处接收光信号与本地时钟的定时偏置估计, 以实现 PPM 接收光信号的时钟同步, 进而完成后续解调和解码的过程。因此, PPM 光信号的定时同步算法是“鹊桥”通导遥星座系统深空激光链路的关键技术之一。

由于地面高功率激光发射设备需要一定的时间以积攒足够的能量, 才能发射一个高功率脉冲, 其脉冲重复频率会受到一定限制, 而发射相邻两个脉冲之间的时间间隔是脉冲重复频率的倒数。因此必须在深空上行链路 PPM 符号之间插入没有脉冲的保护时间 (Inter-Symbol Guard Time, ISGT)^[4]。这种 M PPM + P ISGT 帧格式的设计消除了激光设备在极短时间段内连续发射两个相邻脉冲的可能性, 适应了高功率激光器在发射连续脉冲时所必需的间隔时间。

本文提出的“ISGT 定时估计法”是利用现有 M PPM + P ISGT 帧格式的保护时间 ISGT 来推断相对定时偏差, 通过对上行接收光信号的统计变量分析和系统统计特性建模, 对定时偏置进行最大似然估计, 从而得到定时偏置的估计。

与传统方法相比, 基于保护时间 ISGT 的光通信同步技术一方面可避免深空上行链路用于传输带有脉冲导频信号而产生的带宽开销, 节省信道带宽资源, 降低了系统的复杂度; 另一方面可消除地球影像、环境杂光和器件暗计数等噪声对上行光信号同步性能的影响。同时本方法采用较少的相关计算, 有利于设计

出更简单、低功耗、低重量的激光终端设备。

在深空应用中,星载激光终端采用光子计数探测器阵列作为焦平面,例如盖革模式雪崩光电探测器(Geiger Mode Avalanche PhotoDiode, GMAPD),以实现来自地面上行信标光和信号光的检测^[3]。在星载激光终端焦平面上,接收到的地球影像和信标光占用不同的像素区域。通过合理的光学系统设计,可使信标光占用焦平面阵列的像素区域较小,例如一般可为 2×2 像素^[1,4-5],如图1所示。

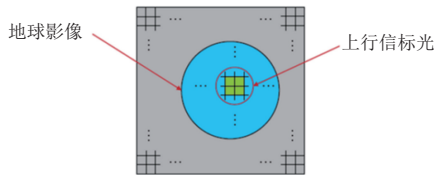


图1 包含地球影像和上行链路信标的焦平面阵列

Fig. 1 Focal plane array with the Earth and uplink beacon imaging

由于轨道运行而引起的星载激光终端与地球之间相对位置的变化,以及地球表面云层的遮挡而产生的不断变化等因素,焦平面的地球影像会随着发生变化。这使上行光信号定时偏置估计的结果会受到由地球影像引起噪声的影响,对参数估计的准确性造成影响。在传统估计算法中,估计变量的表达式有一个包含噪声均值的部分^[4],这会影响定时估计的性能。

在深空光通信链路中,系统通常根据通信距离的不同,设定不同的通信速率,以提高系统的整体效能。美国国家航空航天局(National Aeronautics and Space Administration, NASA)深空激光通信(Deep Space Optical Communications, DSOC)项目,在火星近地点处,空间激光终端与地面站之间的通信距离较近,为0.42 AU,接收光功率较强,则上行通信速率可达292 kbp/s;而在火星远地点处,通信距离较远为2.7 AU,接收光功率较弱,则上行通信速率可降为2.3 kbp/s或以下^[1-2]。因此星载激光终端需适应很大的通信速率变化范围。在深空激光终端光子计数器盖革模式GMAPD器件,也需适用于整个运行轨道的多种工况,能在通信速率变化范围很大的多种条件下均正常工作。

由于盖革模式GMAPD光子计数器存在死时间,在其进行光子计数检测时,尤其是在通信速率较高、接收光功率较强的情况下,会出现阻塞的现象,此时GMAPD器件检测光子个数的输出序列 $x[n]$ 服从高斯分布^[6]。针对在通信速率较高、接收光功率较强时的深空激光终端,虽然GMAPD的光子计数检测存在阻

塞现象,有些入射光子不能被检测到,但通过系统参数的合理选择及检测算法的合理设计等,仍然可不影响PPM光通信的系统性能,如误码率不受影响。因此,研究存在阻塞情况下光子计数检测的接收信号时隙同步问题,对于提高光子计数检测的性能、拓展光子计数检测的应用范围、增加其空间适应性等是非常有意义的。

光脉冲到达时间偏置的最大似然估计方法很多。有些方法由于过于复杂而不能直接应用于通信同步,文献[7]提出采用最大似然估计的方法。文献[8]提出一种新的基于编码理论的方法,但其依赖一个明确的同步序列,而传输同步序列需占用一定的数据带宽。文献[9]通过符号间的保护时间提供了一种信号同步方案,但该方法没有采用降低噪声的技术,会使其精度受到背景光的影响。文献[10]分析了用于PPM光通信系统的导频插入同步和符号间保护时间同步方案的性能,并评估了在深空光通信链路的代表性工作点。但其保护时间同步方案没有采用可消除噪声的方法。

本文针对基于 M PPM + P ISGT的帧结构、存在阻塞情况下的光子计数检测,提出了一种结合降计数方法的深空光通信同步技术新方案,给出了利用符号间保护时间ISGT对定时偏置进行最大似然估计的方法。与传统导频插入同步方法相比,这种利用现有帧保护时间ISGT进行光信号同步的方法,一方面节省了由于导频信号传输所带来的带宽开销;另一方面使用降低噪声的方法,消除或减少了地球影像、环境杂光和器件暗计数等影响。

1 系统建模与算法

传统PPM调制利用光脉冲所在的时隙位置进行信息编码。一个PPM符号包含有 M 个时隙, M 为整数。同时在各个PPM符号之间加入 P 个时隙保护时间ISGT, P 为整数,则形成了 M PPM + P ISGT帧格式,该帧结构包含 $(M+P)$ 个时隙,帧长度 T_{sym} ,时隙长度 $T_{\text{slot}} = T_{\text{sym}} / (M+P)$ 。通过在符号起始的 M 个时隙中的某一个时隙内发送光脉冲,即为“1”时隙,可对长度为 $\log_2 M$ 的二进制数据信息进行PPM调制。而在其余的 $(M-1)$ 个和 P 个时隙中,则不包含光信号脉冲,即为“0”时隙^[1-4]。本文主要针对深空上行激光链路, $P \geq M$ 帧格式的应用实现同步的问题进行讨论。具体参数的赋值选择取决于同步要求、硬件约束和数据速率的组合等,不在本文的讨论范围之内。

深空激光终端为适应超远距离传输,采用光子计数探测器接收上行光信号,该器件能够检测在每个时

隙内的到达光子个数。光子计数检测器输出的检测光子个数为随机变量 $x[n]$, 其中时隙序号为 n , $n \in \{0, \dots, [(M+P)N-1]\}$, N 为整数。通过观测 N 个 M PPM + P ISGT 帧的每个时隙输出检测光子个数的随机变量样本并进行计算, 可定时提取同步信息。

本文着重研究在光子计数检测存在阻塞条件下, M PPM + P ISGT 帧格式的深空光信号同步问题。假设整个检测过程没有频率偏移, 或者等效于频率偏移为已知。同时, 假设单个检测器输出的检测光子个数序列 $x[n]$ 为各态历经的随机变量。针对各态历经的随机变量, 可以通过一段足够长时间内的观测样本来表征其统计特性, 即统计平均值等于时间平均值。针对服从高斯分布的检测光子个数序列, 一段时隙序列的检测光子个数之和也为高斯分布随机变量, 可建立如下分析模型。

1) 光子计数检测器收到的背景光及检测器暗计数等噪声存在于各个 PPM 时隙。在没有信号光达到时, 光子计数检测器的输出序列 $x[n]$ 代表一个时隙 T_{slot} 内噪声部分的检测光子个数 X_b , X_b 服从高斯分布 $\text{Gaussian}(m_b, \sigma_b^2)$, 其中 m_b 、 σ_b^2 分别为 X_b 的均值和方差, 两者均与定时偏置 τ 无关。在 PPM 符号为 “1” 和 “0” 时隙的噪声检测光子个数的均值为 $m_b = \lambda_b T_{\text{slot}}$ 。其中 λ_b 为噪声的平均光子到达率, λ_b 与定时偏置 τ 无关, 因此在时隙 T_{slot} 内噪声检测光子数的均值 m_b 与定时偏置 τ 无关。

2) 在无定时偏置条件下, 光子计数检测器收到的信号光仅在一个 PPM 符号的 “1” 时隙有一个光脉冲, 在 PPM 符号的其它 “0” 时隙均无光脉冲。光子计数检测器的输出序列 $x[n]$ 中代表一个时隙 T_{slot} 内信号光部分的检测光子个数 x_n , 表示为

$$x_n = \begin{cases} X_s, & \text{PPM符号的“1”时隙} \\ 0, & \text{PPM符号的“0”时隙} \end{cases} \quad (1)$$

其中: X_s 为在无定时偏置、存在阻塞现象情况下, “1” 时隙内信号光的检测光子个数。根据文献[6]的计算, 假设光子计数检测器的死时间 T_d , 且 $T_d \leq T_{\text{slot}}$, 则在一个 PPM 符号的时隙 T_{slot} 内的检测光子个数 X_s 服从高斯分布, 其均值 m_s 和方差 σ_s^2 为^[6]

$$\begin{cases} m_s = \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{(1 + \lambda_s T_d)}, & \text{“1”时隙} \\ \sigma_s^2 = \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{(1 + \lambda_s T_d)^3}, & \text{“1”时隙} \end{cases} \quad (2)$$

其中: T_d 为光子计数检测器的死时间, 是确定变量。

通常为 $\lambda_s T_d \ll \lambda_s T_{\text{slot}}$, 且 $\lambda_s T_d$ 与时间偏置 τ 无关。上行链路信号时隙远大于探测器的后脉冲持续时间, 因此探测器的后脉冲对时间同步的影响可以忽略。

3) 在无定时偏置同时第 n 个时隙 T_{slot} 有信号脉冲的条件下, 即 “1” 时隙条件, 光电检测器的输出序列 $x[n]$ 为信号脉冲和噪声的检测光子个数之和。根据文献[11], 在 “1” 时隙的输出检测光子个数 X_1 可表示为两个高斯随机变量 X_s 和 X_b 之和, 即 $X_1 = X_s + X_b$ 。 X_1 分布服从高斯分布 $\text{Gaussian}(m_1, \sigma_1^2)$, 其中 m_1 、 σ_1^2 分别为一个时隙 T_{slot} 内信号脉冲的检测光子个数 X_1 的均值 $m_1 = m_s + m_b$ 和方差 $\sigma_1^2 = \sigma_s^2 + \sigma_b^2$ 。

4) 在无定时偏置同时第 n 个时隙 T_{slot} 没有信号脉冲的条件下, 即 “0” 时隙条件下, 光电检测器的输出序列 $x[n]$ 代表噪声的检测光子个数 $X_0 = X_b$, X_0 服从高斯分布 $\text{Gaussian}(m_0, \sigma_0^2)$, 其中 m_0 、 σ_0^2 分别为一个时隙 T_{slot} 内噪声的检测光子个数 X_b 的均值 $m_0 = m_b = \lambda_b T_{\text{slot}}$ 和方差 $\sigma_0^2 = \sigma_b^2$ 。在这种情况下, 观测向量 $x[n]$ 的各个分量是高斯分布随机变量。

在某一定时偏置 τ 条件下, 输出序列 $x[n]$ 为高斯分布, 可表示为

$$x[n] \sim \begin{cases} \text{Gaussian}(m_s + m_b, \sigma_s^2 + \sigma_b^2), & \text{“1”时隙} \\ \text{Gaussian}(m_b, \sigma_b^2), & \text{“0”时隙} \end{cases} \quad (3)$$

本文采用积分计数时间为 $T_{\text{int}} = N(M+P)T_{\text{slot}}$ 的 N 个 M PPM + P ISGT 帧, 并通过累加对应的时隙求平均, 构造信号计数变量 X_q , 再组成观测向量 \mathbf{X} 。上行链路光信号经过光电检测后输出的信号波形示意图, 以及合并观测结果以构造观测向量 \mathbf{X} 的方法如图 2 所示。

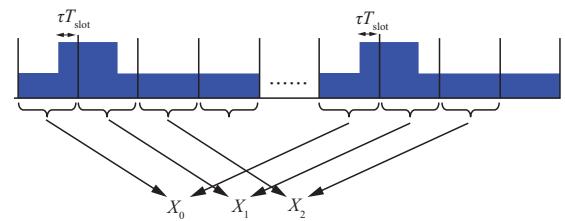


图2 观测向量 \mathbf{X} 计算的示意图

Fig. 2 Diagram of the calculation method of observation vector \mathbf{X}

构造的观测向量 \mathbf{X} 表示为

$$\mathbf{X} = [X_0 \ X_1 \ \dots \ X_q \ \dots \ X_{(M+P-1)}] \quad (4)$$

$$X_q = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x[(M+P)i+q] \quad (5)$$

其中: q 为 $q \in \{0, 1, 2, \dots, (M+P-1)\}$ 的整数。由于各个元素 $x[(M+P)i+q]\tau$ 是相互独立的高斯分布随机变量, 经过相应累加并求平均的计算以后, 观测向量 \mathbf{X} 的各个元素 X_q 也是相互独立的高斯分布随机变量, 服从 $\text{Gaussian}(m_x, \sigma_x^2)$ 分布, 可表示为

$$X_q|\tau \sim \text{Gaussian}(m_x, \sigma_x^2) \quad (6)$$

对于所有的整数 $k \neq l$, $X_k|\tau$ 和 $X_l|\tau$ 是相互独立的且 $k, l \in \{0, 1, 2, \dots, (M+P-1)\}$ 。

$$\begin{cases} m_x = \begin{cases} N \left(\frac{m_s}{NM} + \frac{m_b}{N} \right) = \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)} + \lambda_b T_{\text{slot}}, & 0 \leq q \leq (M-1) \\ N \left(\frac{m_b}{N} \right) = \lambda_b T_{\text{slot}}, & M \leq q \leq (M+P-1) \end{cases} \\ \sigma_x^2 = \begin{cases} N \left(\frac{\sigma_s^2 + \sigma_b^2}{N^2} \right) = \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{N(1+\lambda_s T_d)^3} + \frac{\sigma_b^2}{N}, & 0 \leq q \leq (M-1) \\ N \left(\frac{\sigma_b^2}{N^2} \right) = \frac{\sigma_b^2}{N}, & M \leq q \leq (M+P-1) \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

以美国 DSOC 项目深空上行激光链路“2PPM+2ISGT”帧格式为例, 观测向量 \mathbf{X} 的信号波形均值示意图如图 3 所示。

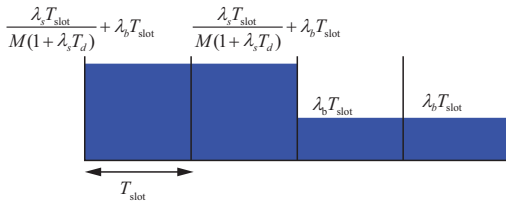


图3 观测向量 \mathbf{X} 的信号波形均值示意图

Fig. 3 Mean waveform diagram of observation vector \mathbf{X}

选取观测向量 \mathbf{X} 中元素的最小值为

$$X_{\min}|\tau = \min [X_q|\tau] \quad (8)$$

采用“降计数”方法来构造观测向量 \mathbf{R} , 以消除噪声对信号光检测均值的影响, 可表示为

$$\mathbf{R} = [R_0 \ R_1 \ \dots \ R_r \ \dots \ R_{(M+P-1)}] \quad (9)$$

$$R_r|\tau = X_r|\tau - X_{\min}|\tau \quad (10)$$

其中: r 为 $r \in \{0, 1, 2, \dots, (M+P-1)\}$ 的整数。对于所有整数 $k \neq l$, 观测向量 \mathbf{R} 的各个元素变量 $R_k|\tau$ 和 $R_l|\tau$ 是相互独立的高斯分布随机变量, 其中 $k, l \in \{0, 1, 2, \dots, (M+P-1)\}$ 。利用随机过程理论^[11],

通常情况下, 对于深空光通信系统, 用户数据可认为是一个二进制随机序列, 其经过 PPM 编码映射后形成 PPM 符号序列。其中在 M 个时隙中脉冲“1”的位置是随机出现的, 而且每个时隙出现脉冲的概率是相等的, 即脉冲是在 M 个时隙中等概率均匀分布。经过式 (5) 累加并求平均的计算, 结合 M PPM + P ISGT 帧格式 ($P \geq M$) 的特点, 利用随机过程理论^[11], 则所构造的观测向量 \mathbf{X} 的均值 m_x 和方差 σ_x^2 为

观测向量 \mathbf{R} 的元素服从高斯分布, 在无定时偏置的条件下 (即 $\tau=0$) 可表示为

$$R_{r,0}|\tau \sim \text{Gaussian}(m_{Rr,0}, \sigma_{Rr,0}^2) \quad (11)$$

$$\begin{cases} m_{Rr,0} = \begin{cases} \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)}, & 0 \leq r \leq (M-1) \\ 0, & M \leq r \leq (M+P-1) \end{cases} \\ \sigma_{Rr,0}^2 = \begin{cases} \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{N(1+\lambda_s T_d)^3} + \frac{2\sigma_b^2}{N}, & 0 \leq r \leq (M-1) \\ \frac{2\sigma_b^2}{N}, & M \leq r \leq (M+P-1) \end{cases} \end{cases} \quad (12)$$

其中: $m_{Rr,0}$ 、 $\sigma_{Rr,0}^2$ 分别为无定时偏置条件下 (即 $\tau=0$) 随机变量 $R_r|\tau$ 的均值和方差。

通过采用“降计数”来构造观测向量 \mathbf{R} , 在元素 $R_{r,0}|\tau$ 的均值 $m_{Rr,0}$ 中, 消除了噪声参数 λ_b , 从而消除了噪声对均值的影响。在元素 $R_{r,0}|\tau$ 的方差 $\sigma_{Rr,0}^2$ 中, 参数 N 是积分计数时间 T_{int} 中 M PPM + P ISGT 帧的个数, 通过延长积分时间和增加 PPM 符号个数, 可减少噪声对方差的影响。

在存在定时偏置 τ 的条件下 (即 $\tau \neq 0$), 高斯随机变量 $X_q|\tau$ 的均值 m_x 是按时隙分段的定时偏置 τ 的线性函数, $m_x(\tau)$ 可表示为均值 $m_{x,0}(\tau)$ 按时隙分段的循环移位。

$$[mXr\tau = mX, 0r - \tau \bmod M+P] = \begin{cases} (1-\tau) \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)} + \lambda_b T_{\text{slot}}, & \tau \bmod (M+P) \in [0, 1] \\ \lambda_b T_{\text{slot}}, & \tau \bmod (M+P) \in [1, P] \\ (\tau-P) \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)} + \lambda_b T_{\text{slot}}, & \tau \bmod (M+P) \in [P, P+1] \\ \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)} + \lambda_b T_{\text{slot}}, & \tau \bmod (M+P) \in [P+1, (M+P)] \end{cases} \quad (13)$$

其中: $\text{mod}(\cdot)$ 为取模运算。假设在参数 N 足够大的条件下, 高斯随机变量 $X_{q|\tau}$ 的方差 σ_X^2 随定时偏置 τ 的变化很小, 可忽略不计。

在存在定时偏置 τ 的条件下 (即 $\tau \neq 0$), 高斯随机变量 $R_{r|\tau}$ 的均值 m_{Rr} 是按时隙分段定时偏置 τ 的线性函数, $m_{Rr}(\tau)$ 可表示为均值 $m_{Rr,0}(\tau)$ 的按时隙分段的循环移位。假设在参数 N 足够大的条件下, 方差 σ_{Rr}^2 随定时偏置 τ 的变化很小, 可忽略不计。

$$[mRr\tau = mRr, 0r - \tau \bmod M+P] = \begin{cases} (1-\tau) \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)}, & \tau \bmod (M+P) \in [0, 1] \\ 0, & \tau \bmod (M+P) \in [1, P] \\ (\tau-P) \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)}, & \tau \bmod (M+P) \in [P, P+1] \\ \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)}, & \tau \bmod (M+P) \in [P+1, (M+P)] \end{cases} \quad (14)$$

高斯随机变量 $R_{r|\tau}$ 的概率密度函数可表示为

$$P_{R_{r|\tau}}(R_{r|\tau}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_R} e^{-\frac{(R_r - m_{Rr})^2}{2\sigma_R^2}} \quad (15)$$

通过利用概率密度函数, 构造对数似然函数 $l(\tau; \mathbf{R})$, 可表示为

$$\begin{aligned} l(\tau; \mathbf{R}) &= \ln \prod_{r=0}^{(M+P-1)} \left(\frac{1}{2\pi\sigma_{Rr}^2} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \left[-\frac{(R_r - m_{Rr})^2}{2\sigma_{Rr}^2} \right] \\ &= \sum_{r=0}^{(M+P-1)} \left[\frac{1}{2} \ln \left(\frac{1}{2\pi\sigma_{Rr}^2} \right) - \frac{(R_r - m_{Rr})^2}{2\sigma_{Rr}^2} \right] \\ &= \sum_{r=0}^{(M+P-1)} \left\{ \frac{-1}{2\sigma_{Rr}^2} [R_r - m_{Rr,0}((r-\tau) \bmod (M+P))]^2 + \text{常数} \right\} \quad (16) \end{aligned}$$

如果选取某个定时偏置 τ , 可使对数似然函数达到最大值, 则可得到定时偏置 τ 的估计。通过使对数似然函数的导数等于 0, 可求得定时偏置的估计 $\hat{\tau}_{ML}$ 。

由于 $m_{Rr,0}(\tau)$ 是分段定义的, 对数似然函数在整数上是不可导的。然而在每个开区间 $(r, r+1)$, 对数似然函数都是可导的, 因此可在分段的开区间 $(r, r+1)$ 求解对数似然函数的导数, 即使得 $\partial l(\tau; \mathbf{R}) / \partial \tau = 0$, 从而得到估计变量 $\hat{\tau}_{ML,j}$ 。

$$\begin{aligned} \frac{\partial l(\tau; \mathbf{R})}{\partial \tau} &= \sum_{r=0}^{(M+P-1)} \left\{ \frac{\partial \left[\frac{1}{2} \ln \left(\frac{1}{2\pi\sigma_{Rr}^2} \right) \right]}{\partial \tau} - \frac{\partial \left[\frac{(R_r - m_{Rr})^2}{2\sigma_{Rr}^2} \right]}{\partial \tau} \right\} \\ &= \sum_{r=0}^{(M+P-1)} \left\{ -\frac{2(R_r - m_{Rr})}{2(\sigma_{Rr}^2)} \frac{\partial m_{Rr}}{\partial \tau} \right\} = 0 \quad (17) \end{aligned}$$

如果估计 $\hat{\tau}_{ML,j} < r$, 则使 $\hat{\tau}_{ML,j} = r$, 如果 $\hat{\tau}_{ML,j} > r+1$, 则使 $\hat{\tau}_{ML,j} = r+1$ 。如此, 可得到关于估计变量 $\hat{\tau}_{ML,j}$ 的对数似然函数分段函数。通过对 $\dots r \in \{0, 1, \dots, (M+P-1)\}$ 中 $(M+P)$ 个估计 $\hat{\tau}_{ML,j}$ 的计算, 然后再选择使对数似然函数最大的估计 $\hat{\tau}_{ML}$, 则可得到最大似然估计。

$$\hat{\tau}_{ML} = \arg \max_{\hat{\tau}_{ML,j}} [l(\hat{\tau}_{ML,j}; \mathbf{R})] \quad (18)$$

因此, 定时偏置的估计可通过计算 $(M+P)$ 代数方程并计算最大值来得到。

2 深空上行光信号的定时偏置计算

深空上行链路的信令典型设置为采用 2 个 ISGT 时隙的 2-PPM 信号, 形成 “2PPM+2ISGT” 帧格式^[1-4], 光信号包络如图 4 所示。根据通信距离不同, 上行速率为分档可调, 以火星对地上行链路为例, 其典型速率 2.3~292 kbit/s@0.42 AU, 时隙 16 μs ~128 ns。光子计数检测器的读出帧频是发射时隙速率的倍数, 因此星载激光终端在每个时隙内能检测多个光子。本文在深空光通信上行链路模式下, 讨论利用保护时间

ISGT 进行时隙同步算法。对于上行传输数据的解调和解码等后续信号处理, 本文在此不做讨论。

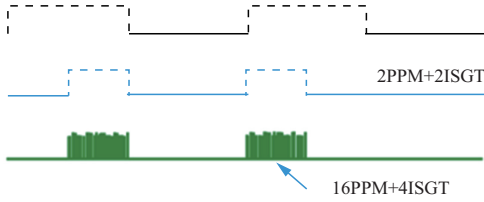


图4 “2PPM+2ISGT”帧格式的光信号包络

Fig. 4 Optical signal waveform of the 2PPM+2ISGT frame

假设发射信号和接收信号的时钟之间存在定时偏置 τ 。在进行估计的时间段内, 时钟没有明显的频率偏移或漂移。通过对每个时隙持续时间内的检测光子个数求累加并平均, 可得到接收信号的时隙计数。通过将 GMAPD 输出的 N 个 “2PPM+2ISGT” 时隙计数序列帧进行累加求和并平均, 则得到观测向量 \mathbf{X} 为

$$X_q = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x[4i+q] \quad q \in \{0, 1, 2, 3\} \quad (19)$$

其中: N 为观测 “2PPM+2ISGT” 帧的个数。并计算观测向量 \mathbf{X} 元素的最小值 $X_{\min}|\tau$, 再构造观测向量 \mathbf{R} 。

$$\mathbf{R} = [R_0 \ R_1 \ R_2 \ R_3] \quad (20)$$

$R_i|\tau$ 的归一化均值为

$$\frac{m_{R_0}(\tau)}{E_s} = \begin{cases} (1-\tau), & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2] \\ (\tau-2), & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3] \\ 1, & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4] \end{cases} \quad (21)$$

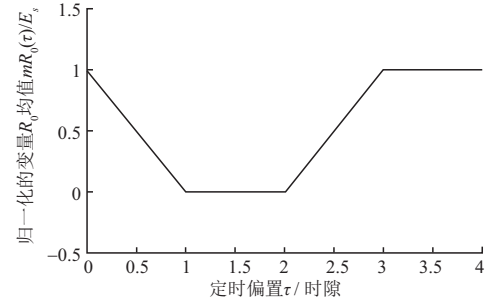
$$\frac{m_{R_1}(\tau)}{E_s} = \begin{cases} 1, & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1] \\ (2-\tau), & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3] \\ (\tau-3), & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4] \end{cases} \quad (22)$$

$$\frac{m_{R_2}(\tau)}{E_s} = \begin{cases} \tau, & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1] \\ 1, & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2] \\ (3-\tau), & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4] \end{cases} \quad (23)$$

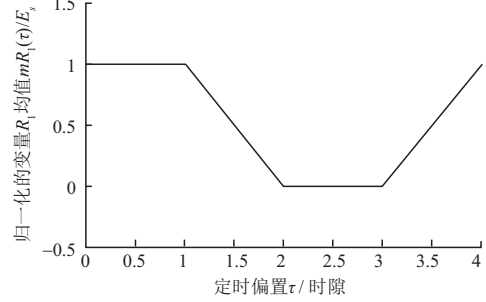
$$\frac{m_{R_3}(\tau)}{E_s} = \begin{cases} 0, & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1] \\ (\tau-1), & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2] \\ 1, & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3] \\ (4-\tau), & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4] \end{cases} \quad (24)$$

其中, $E_s = \frac{\lambda_s T_{\text{slot}}}{M(1+\lambda_s T_d)}$ 。

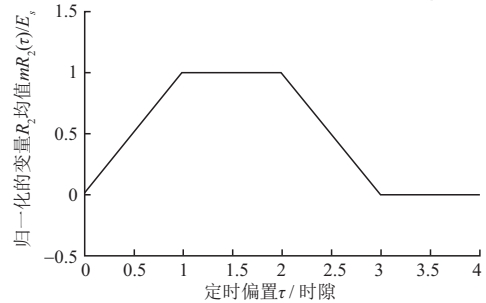
通过仿真可得到观测向量 \mathbf{R} 的均值如图 5 所示, 其纵坐标为归一化的 m_{R_0}/E_s 、 m_{R_1}/E_s 、 m_{R_2}/E_s 、 m_{R_3}/E_s , 其横坐标为定时偏置 τ 。



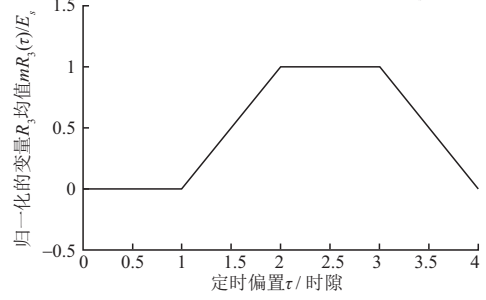
(a) 归一化的变量 R_0 均值 $m_{R_0}(\tau)/E_s$



(b) 归一化的变量 R_1 均值 $m_{R_1}(\tau)/E_s$



(c) 归一化的变量 R_2 均值 $m_{R_2}(\tau)/E_s$



(d) 归一化的变量 R_3 均值 $m_{R_3}(\tau)/E_s$

图5 观测向量 \mathbf{R} 的均值

Fig. 5 Mean waveform of the observation vector \mathbf{R}

$R_i|\tau$ 归一化均值的导数为

$$\frac{\partial \left[\frac{m_{R_0}(\tau)}{E_s} \right]}{\partial \tau} = \begin{cases} -1, & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2] \\ 1, & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4] \end{cases} \quad (25)$$

$$\frac{\partial \left[\frac{m_{R1}(\tau)}{E_s} \right]}{\partial \tau} = \begin{cases} 0, & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1] \\ -1, & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3] \\ 1, & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4] \end{cases} \quad (26)$$

$$\frac{\partial \left[\frac{m_{R3}(\tau)}{E_s} \right]}{\partial \tau} = \begin{cases} 0, & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1] \\ 1, & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3] \\ -1, & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4] \end{cases} \quad (28)$$

$$\frac{\partial \left[\frac{m_{R2}(\tau)}{E_s} \right]}{\partial \tau} = \begin{cases} 1, & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2] \\ -1, & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3] \\ 0, & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4] \end{cases} \quad (27)$$

构造对数似然函数 $l(\tau; \mathbf{R})$ 并使之等于 0, 求解 $\hat{\tau}_{ML}$, 其表达式为

$$\frac{\partial l(\tau; \mathbf{R})}{\partial \tau} = \sum_{r=0}^{r=3} \left\{ \frac{(R_r - m_{Rr})}{(\sigma_{R,r}^2)} \frac{\partial m_{Rr}}{\partial \tau} \right\} = 0 \quad (29)$$

$$\begin{cases} [R_0 - (1 - \tau)E_s](-E_s) + [R_2 - \tau E_s]E_s = 0, & R_0, R_2 \in [0, 1] \\ [R_1 - (2 - \tau)E_s](-E_s) + [R_3 - (\tau - 1)E_s]E_s = 0, & R_1, R_3 \in [1, 2] \\ [R_0 - (\tau - 2)E_s]E_s + [R_2 - (3 - \tau)E_s](-E_s) = 0, & R_0, R_2 \in [2, 3] \\ [R_1 - (\tau - 3)E_s]E_s + [R_3 - (4 - \tau)E_s](-E_s) = 0, & R_1, R_3 \in [3, 4] \end{cases} \quad (30)$$

通过按时隙分段的计算, 可以得到定时偏置 τ 的分段函数表达式为

$$\tau = \begin{cases} \frac{(R_2 - R_0 + E_s)}{2E_s}, & \tau \bmod(M+P) \in [0, 1]; R_0, R_2 \in [0, 1] \\ \frac{(R_3 - R_1 + 3E_s)}{2E_s}, & \tau \bmod(M+P) \in [1, 2]; R_1, R_3 \in [1, 2] \\ \frac{(R_0 - R_2 + 5E_s)}{2E_s}, & \tau \bmod(M+P) \in [2, 3]; R_0, R_2 \in [2, 3] \\ \frac{(R_1 - R_3 + 7E_s)}{2E_s}, & \tau \bmod(M+P) \in [3, 4]; R_1, R_3 \in [3, 4] \end{cases} \quad (31)$$

定时偏置 τ 在区间 $(r, r+1)$ 的最大似然估计 $\hat{\tau}_{ML}$ 的表达式为

$$\hat{\tau}_{ML} = \arg \max_{\hat{\tau}_{ML,j}} \left[l(\hat{\tau}_{ML,j}; \mathbf{R}) \right] \quad (32)$$

把式 (27) 分段表示的定时偏置 τ 表达式代入到式 (16), 计算对应分段的对数似然函数, 并求得对数似然函数最大值所对应的定时偏置 τ , 可得到最大似然估计 $\hat{\tau}_{ML}$ 。

利用蒙特卡罗仿真原理, 进行深空上行光链路同步方案的联合仿真, 其联合仿真系统模块组成图如图 6 和图 7 所示。根据仿真结果, 得到定时偏置的对数似然函数如图 8 所示。当接收信号 2PPM+2ISGT 的实际定时偏移量为 0.49 个时隙时, 仿真计算结果表明, 当定时偏差的 ML 估计结果为 0.49 时 (定时偏差的 ML 与实际定时偏移量一致), 对数似然函数最大, 由此可证明估计的正确性。

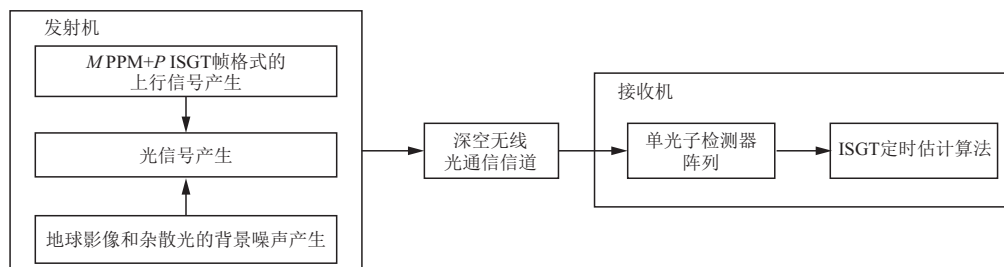


图6 深空上行光链路仿真的模块组成框图

Fig. 6 Block diagram of deep space optical uplink simulation

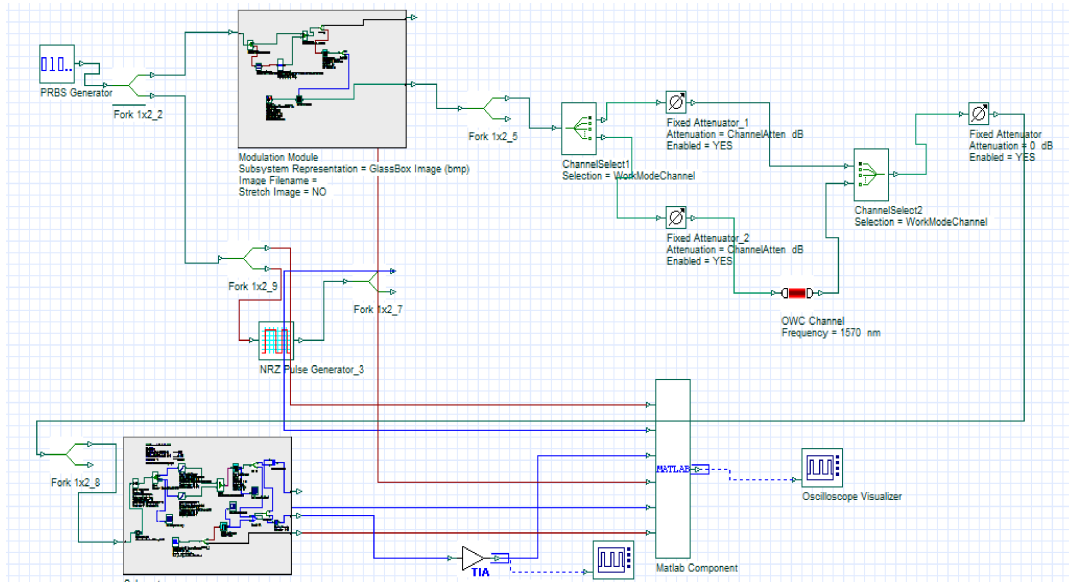


图7 联合仿真的组成框图

Fig. 7 Composition layout of the co-simulation

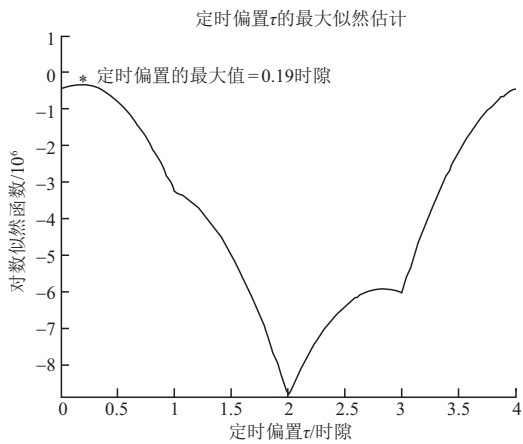


图8 联合仿真的输出对数似然函数曲线

(当定时偏置估计 $\hat{\tau}_{ML} = 0.19$ 时隙 $\in (0, 1)$ 时隙 时的似然函数)

Fig. 8 Output log-likelihood function curve of co-simulation

3 结论

本文提出了深空光通信应用“ M PPM + P ISGT”帧定时偏置的最大似然估计方法。通过采用ISGT同步估计与降计数相结合的设计方案,消除了噪声对同步估计的影响,同时不需要同步导频序列,在节省信道带宽资源的同时,降低了复杂度。本方法采用较少的相关计算,有利于实现更简单、低功耗、低重量的终端设备设计。通过以深空上行链路中光通信2PPM+2ISGT信令帧为例,进行了定时偏移估计的分析和计算,并对最大似然估计方案进行了仿真,并得到了仿真结果图,验证了该方案的可行性。

参考文献

- [1] SRINIVASAN M, ALERSTAM E, ALLMARAS J, et al. Flight system acquisition, tracking, and pointing results from the deep space optical communications technology demonstration[C]//Proceedings of Volume 13355, Free-Space Laser Communications XXXVII. San Francisco, California, United States: SPIE, 2025.
- [2] VELASCO E A, WRIGHT M, BISWAS A, et al. Deep space optical communications from the psyche mission[C]//Proceedings of 2024 IEEE Photonics Society Summer Topicals Meeting Series (SUM). Bridgetown, Barbados: IEEE, 2024.
- [3] HEMMATI H. Deep space optical communications[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [4] TKACENKO A, QUIRK J K, SRINIVASAN M. Deep-space optical transceiver uplink detection analysis: IPN Progress Report 42-193 [R]. USA: JPL, 2013.
- [5] SRINIVASAN M, ANDREWS S K, FARR H W, et al. Photon counting detector array algorithms for deep space optical communications [C]//Proceedings of Free-Space Laser Communication and Atmospheric Propagation XXVIII. San Francisco, California, United States: SPIE, 2016.
- [6] YU F D, FESSLER A J. Mean and variance of single photon counting with deadtime[C]//Proceedings of 1999 IEEE Nuclear Science Symposium. Seattle, WA, USA: IEEE, 1999.
- [7] ERKMEN B, MOISION B. Maximum likelihood time-of-arrival estimation of optical pulses via photon-counting photodetectors, in Information Theory[C]//Proceedings of 2009 IEEE International Symposium on Information Theory. Seoul, Korea (South): IEEE, 2009.
- [8] FUJIWARA Y. Self-synchronizing pulse position modulation with error tolerance[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(9): 5352-5362.
- [9] RO GALIN RYAN, SRINIVASAN M. Maximum likelihood synchronization for pulse position modulation with inter-symbol guard times [C]//Proceedings of 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Washington, DC, USA: IEEE, 2016.

- [10] QUIRK K, GIN J, SRINIVASAN M. Optical PPM synchronization for photon counting receivers[C]//Proceedings of in Military Communications Conference. San Diego, CA, USA: IEEE, 2016.
- [11] HSU P H. Schaum's outline of theory and problems of probability, random variables, and random processes[M]. New York: McGraw-Hill Companies, 1997.

作者简介:

汪晓燕(1971-),女,高级工程师,主要研究方向:深空激光通信系统。本文通信作者。

通信地址:陕西省西安市长安区东长安街504号(710100)

E-mail:1993969646@qq.com

Research on Optical Communication Synchronization for Queqiao Navigation, Telecommunication and Remote Sensing Constellation System

WANG Xiaoyan, CHEN Xiang, XU Changzhi

(China Academy of Space Technology (Xi'an), Xi'an 710100, China)

Abstract: Based on the uplink of the Queqiao communication, navigation, and remote sensing constellation system, it is necessary to insert an Inter-Symbol Guard Time (ISGT) between Pulse Position Modulation (PPM) symbols to avoid the transmission of two consecutive pulses within an extremely short time interval. Based on the frame structure of M PPM + P ISGT and in the presence of signal blockage, an optical communication synchronization method based on timing offset estimation, namely the ISGT timing estimation method, has been proposed to address the issue of photon count detection utilizing the guard time in the existing frame format. This method effectively extracts the timing statistical information carried by the uplink optical signal frame structure, enabling slot synchronization for uplink optical signals. It avoids the additional consumption of data bandwidth caused by pilot signal synchronization while also mitigating or eliminating the impact of noise, such as Earth imagery and environmental stray light, on uplink optical signal synchronization. A joint simulation of this optical communication synchronization method was conducted, and the estimation results of the timing offset verify the feasibility of the ISGT timing estimation method. This approach can provide technical support for the Queqiao communication, navigation, and remote sensing constellation system.

Keywords: deep space optical communications; photon-counting detection; synchronization

Highlights:

- Due to the fact that the ground-based high-power laser emitting equipment requires a certain amount of time to accumulate sufficient energy in order to emit a high-power pulse, its pulse repetition frequency is limited to a certain extent. The time interval between the emission of adjacent pulses is the pulse repetition frequency. Therefore, it is necessary to insert the inter-symbol guard times between PPM symbols in the deep space uplink to avoid the situation where the laser equipment continuously emits two adjacent pulses. If the traditional method of adding pilot signals is used, and the pilot signal contains pulses, it will occupy a certain amount of pilot bandwidth in the uplink data bandwidth limited by the pulse repetition frequency. The ISGT timing estimation method uses the ISGTs to estimate the timing offset, effectively avoiding the data bandwidth occupied by using pilot signal synchronization.
- The ISGT timing estimation method eliminates or reduces the effects of noises such as Earth images, environment stray light and dark count on the synchronization performance of uplink optical signals.
- The ISGT timing estimation method is implemented through co-simulation, and the simulation results verify the feasibility of the method.

[责任编辑: 杨晓燕, 英文审校: 宋利辉]