

基于光子到达时间测量的光子探测阵列 信号时隙同步方法

向劲松*, 贾元明, 王应, 查高孟

重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065

摘要 提出了一种基于光子到达时间测量的光子探测阵列信号时隙同步方法。通过测量每个支路不同光子的到达时间, 得到每个光子的到达时间相对于脉冲位置调制时隙位置的偏移量, 统计得到不同偏移量处的光子分布。在频偏存在的情况下, 光子分布更加平坦; 在初始相偏存在的情况下, 光子分布峰值会偏离中心位置。把均方误差或二阶矩作为不同频偏和初始相偏情况下同步程度的衡量标准, 利用搜索的方式实现时隙同步。仿真结果表明, 在计数时钟频率为时隙时钟频率两倍及以上的情况下, 所提方法能实现时隙同步。

关键词 光通信; 光子到达时间测量; 光子探测阵列; 光子分布; 时隙同步

中图分类号 TN929.1

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201845.0906002

Photon Detection Array Signal Slot Synchronization Based on Photon Arrival Time Measurement

Xiang Jingsong*, Jia Yuanming, Wang Ying, Zha Gaomeng

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

Abstract A synchronized method of photon detection array signal slot based on measurement of photon arrival time is proposed. Firstly, to obtain the offset of the arrival time of each photon relative to the position of the pulse position modulation slot, we measure the arrival time of different photons in each branch, and finally the photon distribution at different offsets is obtained statistically. In the presence of frequency offset, the photon distribution becomes much flatter. When the initial phase shift exists, the peak of the photon distribution can deviate from the center position. Then the mean square error or second moment is used as the standard of the synchronization under different frequency offsets and initial phase offsets, and the searching method is used to achieve the slot synchronization. The simulation results show that the proposed method can achieve the slot synchronization when the counting clock frequency is twice or more than the slot clock frequency.

Key words optical communications; photon arrival time measurement; photon detection array; photon distribution; slot synchronization

OCIS codes 060.4510; 040.5160; 040.1240

1 引言

月球探测及其他深空探测需要越来越高的数据传输能力。脉冲位置调制 (PPM) 技术结合光子探测器阵列直接检测的激光通信系统具有能量调制效率高、抗干扰能力强、探测灵敏度极佳等诸多优点, 是解决大容量数据传输的有效方式, 在深空光通信

研究中备受关注^[1-5]。深空通信链路长, 发射功率有限, 且各探测阵列信号容易受背景光噪声、时延抖动等信道特性的影响, 这会导致接收端信噪比低, 接收机同步性能不理想。因此, 在低信噪比下实现精确同步是一个亟待解决的问题。

在深空光通信中, 一般 PPM 时隙同步主要通过闭环跟踪的锁相环、早迟门等方式实现^[6-7]。月球

收稿日期: 2018-01-26; 修回日期: 2018-03-07; 录用日期: 2018-05-03

基金项目: 国家自然科学基金 (61571072, 61371096)

* E-mail: xiangjs@cqupt.edu.cn

激光通信演示(LLCD)系统的主要地面终端即月球激光通信地面终端(LLGT),其下行链路采用闭环跟踪方式,系统设计复杂。目前越来越多的通信系统,如高速光纤通信及其他基于软件无线电的通信系统等,开始采用与发射端独立振荡的异步时钟采样信号,然后通过数字信号处理的方式实现时钟同步及数据恢复。近年来,这种同步方案应用于光PPM调制的深空激光通信系统中。JPL(Jet Propulsion Laboratory)针对LLCD项目设计了一套地面后备接收系统^[8],地面接收机用与发射端独立振荡的异步时钟采样并存储PPM时隙信号,然后用数字信号处理的开环同步方式实现时隙同步。

在LLCD备份接收系统的异步时钟采样同步方案中,探测器阵列各单元信号先合并后采样,并根据周期性插入的训练序列来估计定时误差来实现时隙同步^[9]。但这种方式需要插入一定的训练序列,会浪费一定的发射功率。Quirk等^[9]提出了一种利用保护时隙估计定时误差的方法,该方法利用循环累积的时隙统计作为可观测量的集合,通过简单的相关性从中提取定时信息。Rogalin等^[10]给出了这些相同的可观测量的低复杂度最大似然定时误差估计器。基于上述两种同步方法,Srinivasan等^[11]考虑了一种混合的相位误差估计方法,利用相关方法估计整数时隙,利用最大似然方法估计小数部分,最后通过线性最小二乘拟合的方式根据相位估计序列的斜率估计频率偏差。上述利用保护时隙进行定时误差估计的方法以PPM符号为周期进行统计,每个统计点的数据量少,估计不精确,而且该方法会受到保护时隙个数的影响,一般在保护时隙较多的情况下估计结果较为准确。向劲松等^[12]提出了一种基于SCPPM(serially concatenated pulse-position modulation)码辅助的光PPM时隙同步技术,利用期望最大化(EM)算法估计算法预测时钟偏差,从而实现时隙同步,但是同步范围较小。文献^[13]在文献^[12]的基础上提出了大定时误差下基于SCPPM码辅助的定时同步方法,该方法利用SCPPM译码输出的软信息构造出评价函数并进行定时粗同步,再利用EM算法进行定时细同步,从而获得较为理想的定时补偿。上述基于SCPPM码辅助迭代定时同步算法,SCPPM的迭代译码复杂,运算量大。

针对上述问题,本文提出了一种基于光子到达时间测量的光子探测阵列信号时隙同步方法。该方法对所有支路每个光子到达时间相对于PPM时隙

位置的偏移量进行统计,利用不同偏移量处的光子分布进行定时误差估计。该方法不需要插入训练序列,以PPM时隙为周期进行数据统计,每个点统计的数据量较大,估计更加精准,并且该方法不受保护时隙个数的限制。将均方误差(MSE)或二阶矩(M_2)作为不同频偏和初始相偏同步程度的衡量标准,通过搜索MSE或 M_2 的最小值估计定时误差,相比利用SCPPM码辅助迭代搜索的方式运算量更小。

2 系统模型

光子探测阵列接收系统结构如图1所示。接收机的 N 个光学天线安装在一个万向支架上。每个子光学天线收集的光信号分别由一个光子探测器探测,总共有 N 个支路的信号输出。万向支架采用自动跟踪对准的方式,根据飞行器的方位实时转动,保证各探测器支路的信号时延基本对齐。测量得到 N 个支路信号每个光子到达时间为 $n_{ik}T_c$,($i=1,2,\dots,N;k=1,2,\dots$),其中 i 表示探测器不同支路序号, k 表示每个支路探测到的不同光子序号, n_{ik} 为时钟计数值, T_c 为本地时钟周期。由于接收机的计数时钟由同一时钟源发出,因此每个探测器输出信号的频偏基本一致。根据所有支路的每个时钟计数值 n_{ik} 进行定时误差估计,定时误差可通过估计各支路信号的频偏 γ 和初始相偏 τ 得到。接着完成PPM时隙数据恢复,根据估计值 $\hat{\gamma}$ 和 $\hat{\tau}$ 调整合并信号的频率和相位,并将其转换成似然比(LLR)的形式,送入SCPPM译码器,最终输出。

激光束在信道中传输要受到大气湍流、散射、对准误差等多种因素的影响,这使得光子的到达时间时前时后,发生随机抖动。在存在抖动和定时误差的情况下,每个光子的到达时间 T_{ik} 可表示为

$$T_{ik} = (1 + \gamma)n_{ik}T_c + \tau + \delta_{ik}, \quad (1)$$

式中: $i=1,2,\dots,N;k=1,2,\dots$; δ_{ik} 为第 i 个支路第 k 个光子的抖动随机变量。文献^[14]对InGaAsP PMT(photomultiplier tube),InGaAsP GM-APD(Geiger-mode avalanche photodiode)和NbN SSPD(niobium nitride superconducting single-photon detectors)三种单光子探测器进行实验,结果表明InGaAsP PMT和NbN SSPD单光子探测器的抖动随机变量 δ_{ik} 近似服从高斯分布。

3 定时误差估计

采用光子探测阵列进行接收时,由于各支路探

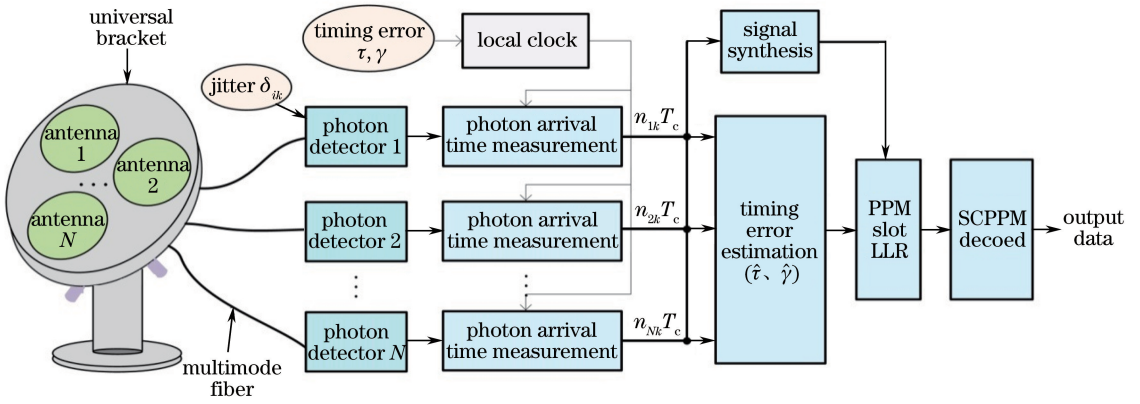


图 1 光子探测阵列接收系统示意图

Fig. 1 Schematic of photon detection array receiver system

测器输出信号信噪比很低, γ 和 τ 难以准确估计, 本方案将各支路信号联合协同估计 γ 和 τ , 从而提高估计精度。假设一个 PPM 时隙宽度为 T_s , PPM 时隙时钟频率 $f_s = 1/T_s$, 计数器时钟频率 $f_c = 1/T_c$, 故一个 PPM 时隙内的计数时钟分辨率为 $f_c/f_s = H$ 。如不考虑频率误差, 通常使 H 取偶整数, 这种时间测量方式实际上等效于在一个 PPM 时隙内采

样 H 个点。这里提出的定时误差估计方法要求 $H \geq 2$ 。

图 2 为定时误差估计流程图。如图 2 所示, 首先按照每一组搜索值 γ_s 和 τ_s 修正每个支路信号的计数值 n_{ik} , 修正值 n'_{ik} 可表示为

$$n'_{ik} = \text{int}[n_{ik} \times (1 + \gamma_s) + \tau_s], \quad (2)$$

式中: $\text{int}[\cdot]$ 表示按四舍五入取整。

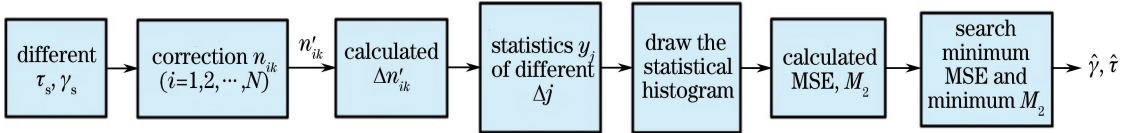


图 2 定时误差估计流程图

Fig. 2 Flow chart of timing error estimation

接着, 可以得到上述 N 个支路每个输出脉冲计数值相对于理想脉冲计数值的偏移量 $\Delta n'_{ik}$, 可表示为

$$\Delta n'_{ik} = n'_{ik} - H \times \left(\frac{n'_{ik}}{H} \right), \quad (3)$$

式中: 每个光子的偏移量 $\Delta n'_{ik} \in \{j - H/2\}$, $j = 0, 1, 2, \dots, H-1$ 。按照上述 H 个点将各支路不同光子的偏移量进行分类统计求和, 第 j 个偏移量 Δj ($\Delta j = j - H/2$) 处的光子个数记为 y_j , 再将 y_j 归一化, 可表示为

$$\omega_j = \frac{y_j}{\sum_{j=0}^{H-1} y_j}, \quad (4)$$

式中: ω_j 表示第 j 个偏移量处的光子分布概率。

假设一个发射激光脉冲的总能量为 E , 脉冲宽度 T_t , 归一化发射激光脉冲功率 $P(t) = E/T_t$, 本文假设脉冲为方波, 一个 PPM 信号时隙内的平均信号光子数为 n_s , 平均背景光子数为 n_b , 信号光子到达时延的分布函数为 $f_\delta(t)$ 。则接收端一个

PPM 信号时隙内接收到的光子随时间的分布可表示为

$$f(t) = \left(\frac{n_s}{n_s + n_b} \right) P(t) * f_\delta(t) + \left(\frac{n_b}{n_s + n_b} \right), \quad (5)$$

式中: $*$ 表示卷积运算。

在理想同步情况下, 第 j 个偏移量处的理想光子的分布概率 ω'_j 可表示为

$$\omega'_j = \int_{(j/H-0.5)T_s}^{(j/H+0.5)T_s} f(t) dt, j = 0, 1, 2, \dots, H-1. \quad (6)$$

在同步及不同步情况下, 光子分布统计图如图 3 所示。图中参数设置为: $H = 10, n_b = 0.2$, 发射激光脉冲宽度 $T_t = 0.1 T_s$, 抖动分布 $f_\delta(t)$ 服从均值为 0、标准差为 $0.2 T_s$ 的高斯分布, 横坐标 $x_j = j/H - 0.5$ 。图中红虚线所连接的值 ω'_j 为理想同步下不同偏移量处的光子分布概率。

如图 3(a) 所示, 当 $\gamma = 0, \tau = 0$ 时, 不同 Δj 处的

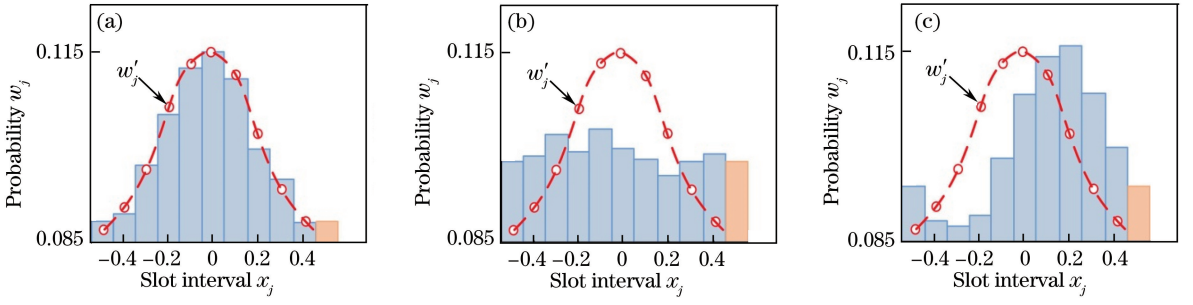

 图 3 光子分布统计图。(a) $\gamma=0, \tau=0$; (b) $\gamma=1 \times 10^{-5}, \tau=0$; (c) $\gamma=0, \tau=0.2$

 Fig. 3 Statistical charts of photon distributions. (a) $\gamma=0, \tau=0$; (b) $\gamma=1 \times 10^{-5}, \tau=0$; (c) $\gamma=0, \tau=0.2$

光子分布统计图与理想同步时的光子分布概率 w'_j 最接近。由图 3(b)和图 3(c)可知,当 $\gamma=1 \times 10^{-5}$, $\tau=0$ 和 $\gamma=0, \tau=0.2$ 时,统计图与理想同步时的分布区别明显。因此,可以按照不同搜索值 γ_s 和 τ_s 对计数值 n_{ik} 进行修正从而估计定时误差。修正后的光子分布与理想光子分布之间的 MSE 可以作为不同 γ_s 和 τ_s 情况下同步程度的衡量标准。MSE 可表示为

$$E_{\text{MSE}} = \frac{1}{H} \sum_{j=0}^{H-1} (\tau w_j - w'_j)^2. \quad (7)$$

另外,由图 3(b)可知,当 $\gamma=1 \times 10^{-5}, \tau=0$ 时,光子分布较理想同步更加平坦。由图 3(c)可知,当 $\gamma=0, \tau=0.2$ 时,光子分布峰值将会偏离中心位置。当分布图变得平坦或偏离中心位置时,其 M_2 会增大。因此光子分布图的 M_2 也可以作为同步程度的衡量标准。 M_2 越小,越接近理想同步。

图 3 中,用偶数个点进行 M_2 的计算时,中心位置将会发生偏移。因此将图 3 最左边 $x_j = -0.5$ 处的统计值按照 $x_j = 0$ 位置作对称映射,作为 $x_j = 0.5$ 位置处的统计值,然后进行 M_2 的计算。 M_2 可表示为

$$M_2 = \frac{1}{H+1} \times \left[(-0.5)^2 \omega_0 + \sum_{j=1}^{H-1} x_j^2 \omega_j + (0.5)^2 \omega_0 \right]. \quad (8)$$

当用 MSE 作为衡量标准时,需要知道理想同步时的光子分布概率 w'_j , 而用 M_2 作为衡量标准时,则不需要知道 w'_j 。

然后根据(2)~(8)式得到不同搜索值 γ_s 和 τ_s 对应的 MSE 或 M_2 , 在所有搜索值中,搜索最小的一组 $E_{\text{MSE}_{\min}}$ 或 $M_{2_{\min}}$ 。 $E_{\text{MSE}_{\min}}$ 或 $M_{2_{\min}}$ 所对应的一组 γ_s 和 τ_s 即为频偏和初始相偏估计值 $\hat{\gamma}$ 和 $\hat{\tau}$ 。根据 $\hat{\gamma}$ 和 $\hat{\tau}$ 调整合并信号的频率和相位来实现时隙同步。

在发送端,一个 PPM 符号包含 M 个时隙和 $1b$ M 个信息比特。在理想泊松信道情况下,在第 i 个支路($i=1, 2, \dots, N$),第 m 个时隙($m=0, 1, \dots, M-1$),第 j 个细分时间单元($j=0, 1, \dots, H-1$)内,探测到的光子个数记为 $k_{i,mH+j}^m$ (只能为 0 或 1), 则可得信号时隙和背景时隙对应的先验概率分别为

$$\begin{cases} p_{i,j}^m(k_{i,mH+j}^m | 1) = \frac{[(n_s + n_b)/NH]^{k_{i,mH+j}^m}}{k_{i,mH+j}^m!} \exp[-(n_s + n_b)/NH] \\ p_{i,j}^m(k_{i,mH+j}^m | 0) = \frac{(n_b/NH)^{k_{i,mH+j}^m}}{k_{i,mH+j}^m!} \exp(-n_b/NH) \end{cases}. \quad (9)$$

将经过同步后的时隙信息序列按照一个时隙为一组分别进行求和,并将其转换成时隙对数似然比的形式,送入 SCPPM 译码器,最后译码输出。根据文献[15],第 m 个时隙的信道似然比可表示为

$$R_{\text{LLR}}^m = \ln \frac{\prod_{i=1}^N \prod_{j=0}^{H-1} p_{i,mH+j}^m(k_{i,mH+j}^m | 1)}{\prod_{i=1}^N \prod_{j=0}^{H-1} p_{i,mH+j}^m(k_{i,mH+j}^m | 0)} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=0}^{H-1} k_{i,mH+j}^m \ln \left(1 + \frac{n_s}{n_b} \right) - n_s. \quad (10)$$

由于抖动的影响,一个时隙内不同细分时间单元探测到光子的可靠性是不同的,可用 ω'_j 衡量其可

靠性。根据文献[15],第 m 个时隙的信道似然比可改写为

$$R_{\text{LLR}}^m = \sum_{i=1}^N \sum_{j=0}^{H-1} k_{i,mH+j} \ln \left(1 + \frac{\omega'_j n_s}{n_b} \right) - n_s. \quad (11)$$

4 仿真分析

图 4(a)和图 4(b)分别为 $H=10$ 和 $H=2$ 情况下,不同 γ_s 和 τ_s 所对应的光子分布。仿真参数设置如下:采用 64-PPM 调制,一帧包含 2520 个 PPM

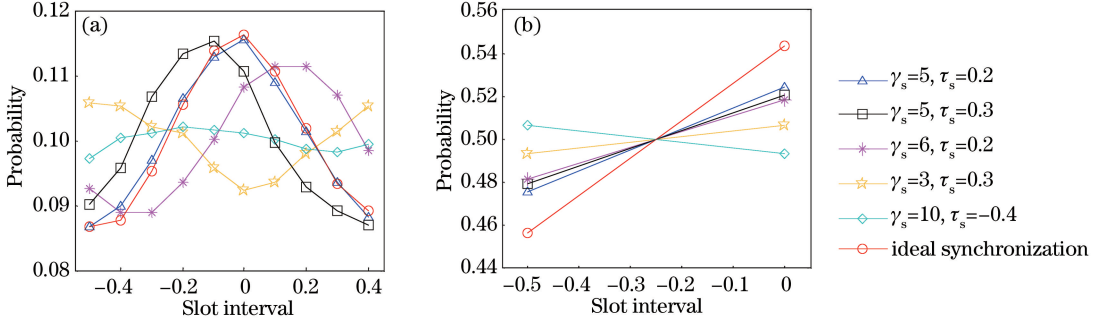


图 4 不同 γ_s 和 τ_s 所对应的光子分布。(a) $H=10$; (b) $H=2$

Fig. 4 Photon distributions with different γ_s and τ_s . (a) $H=10$; (b) $H=2$

从图 4(a)和图 4(b)中可以看出,当搜索值 γ_s 和 τ_s 最接近实际的定时误差 γ_0 和 τ_0 时,统计图最接近理想同步下的光子分布;当搜索值 γ_s 和 τ_s 偏离实际的定时误差 γ_0 和 τ_0 时,统计图与理想同步下区别明显,因此 MSE 可作为同步衡量标准。越接近同步时,统计光子分布图越尖锐,峰值位置越靠近零点,因此 M_2 也可以作为同步程度的衡量标准。

结合 SCPPM 纠错码系统^[16],对所提出的时隙同步方法的误码性能进行仿真。仿真参数设置如下:采用 64-PPM 调制, $N=8, n_b=0.2, T_s=32 \text{ ns}, T_t=0.1T_s$,采用均值为 0 标准差为 $0.2T_s$ 的高斯抖动分布模型。实际频偏 γ_0 取均值为 0,标准差为 3×10^{-6} 的服从正态分布的随机数,实际初始相偏

符号, $N=8, n_s=3, n_b=0.2, T_s=32 \text{ ns}, T_t=0.1T_s$,采用均值为 0 标准差为 $0.2T_s$ 的高斯抖动分布模型,频偏和初始相偏分别为 $\gamma_0=5 \times 10^{-6}, \tau_0=0.2$ 。在搜索时,由于大偏差可以通过速度估计等其他方式消除,故进行仿真时在 $[\gamma_0 - 10^{-5}, \gamma_0 + 10^{-5}], [-0.5, 0.5]$ 范围内,以 $10^{-6}, 0.1$ 为步长对 γ 和 τ 进行二维搜索。

τ_0 取 $(-0.5, 0.5)$ 之间服从均匀分布的随机数。 γ 和 τ 搜索范围分别为 $[\gamma_0 - 10^{-5}, \gamma_0 + 10^{-5}], [-0.5, 0.5]$,搜索步长分别为 $10^{-6}, 0.1$ 。一帧包含 2520 个 PPM 符号,SCPPM 译码迭代 9 次,每一次独立仿真 2000 帧数据。

图 5(a)为 $H=2, 4, 10$ 情况下采用 MSE 和 M_2 两种同步方式的误码性能对比。由图可知,当 $H=10$ 时,两种同步方式的误码性能与理想同步相比损失很小。随着计数器分辨率的降低,误码性能损失逐渐增大。当 $H=2$ 时,在误码率(BER)达到 10^{-4} 的情况下,MSE 和 M_2 两种同步方式分别有 0.15 dB 和 0.2 dB 的性能损失。采用更高的计数器分辨率可适当提高误码性能。另外,从图中可以看出 MSE 和 M_2 两种同

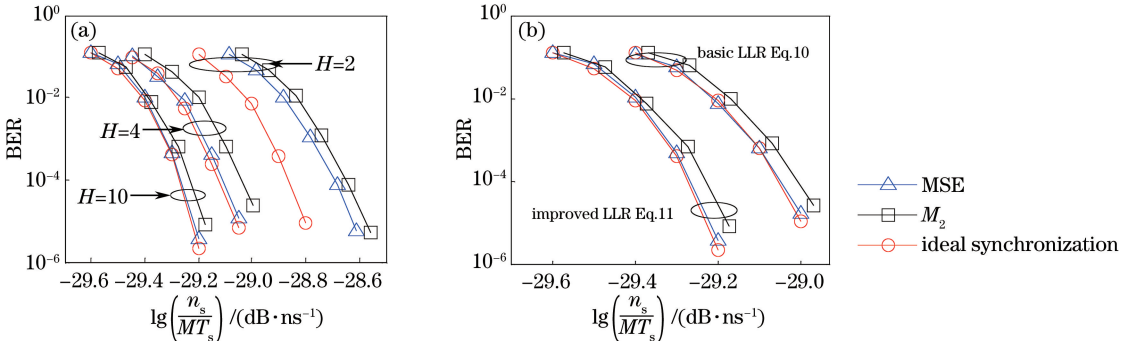


图 5 误码性能比较。(a)在 $H=2, 4, 10$ 情况下 MSE 和 M_2 同步方式;(b)基本似然比和改进似然比

Fig. 5 Comparison of BER performance. (a) MSE and M_2 synchronization in case of $H=2, 4, 10$;

(b) basic likelihood ratio and improved likelihood ratio

步方式的误码性能相差不大,但由于采用 M_2 同步方式不需要理想同步时的光子分布概率 ω'_j , 因此采用 M_2 作为衡量标准进行定时误差估计更合适。

图 5(b) 为当 $H=10$ 时, 基本似然比公式和改进似然比的误码性能。从图中可知, 在 BER 达到 10^{-4} 时, 改进的似然比公式与基本的似然比公式相比约有 0.2 dB 的性能提升。

图 6(a) 为探测器个数 N 分别取 4, 8, 16 时的误码性能对比, 图中采用 M_2 同步方式且 $H=10$ 。由图可知, 随着探测器个数的增加, 性能损失逐渐变小, 逐渐接近理想同步。尤其在深空条件下, 信号光非常微弱, 统计得到的信号光子数占整个光子数的权重非常小, 可以通过增加探测器个数, 增加整个光子统计值中信号光子的个数, 提高微弱光条件下探测的准确度, 减小性能损失。

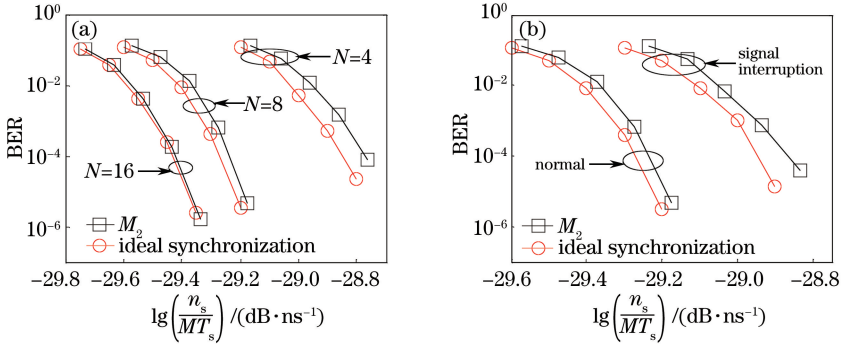


图 6 误码性能比较。(a) 探测器个数 N 分别为 4、8、16; (b) 正常情况和信号中断情况
Fig. 6 Comparison of BER performance. (a) Number of detectors N is 4, 8, 16, respectively; (b) normal circumstance and signal interruption

图 7 为不同发射激光脉冲宽度 T_t 对同步方式误码性能的影响。其中 H 分别取 10 和 2, 抖动标准为 $0.2T_s$ 。 T_t 分别取 $0.1T_s, 0.5T_s, 0.8T_s$ 时采用 M_2 同步方式的误码性能对比。从图中可知, 当 T_t 从 $0.1T_s$ 增加到 $0.5T_s$ 时, 误码性能损失很小; 当 T_t 从 $0.5T_s$ 增加到 $0.8T_s$ 时, 在 BER 达到 10^{-4} 的情况下, H 取 10 和 2 两种情况分别有 0.08 dB 和 0.12 dB 的性能损失; 当 T_t 继续增加时, 性能损失严重, 无法正确估计。

5 结 论

提出了一种基于光子到达时间测量的光子探测阵列信号时隙同步技术。根据光子达到时间偏移量的统计直方图, 采用最小化直方图 MSE 或 M_2 准则, 通过搜索估计出频偏和相偏。当 $H=2$ 时, MSE 和 M_2 两种同步准则相对于理想同步分别有 0.15 dB 和 0.2 dB 的性能损失。增大 H , 同步损失

信号对准及衰落会引起探测过程中发生信号中断, 图 6(b) 为正常情况和信号中断情况下的误码性能对比。图中采用 M_2 同步方式且 $H=10$, 一帧信号中 1/10 的时隙发生中断, 没有信号, 背景光仍然存在。从图中可知, 在理想同步情况下, 当 BER 达到 10^{-4} 时, 信号中断相比正常情况大约有 0.33 dB 的性能损失, 这是由于中断部分信号光子缺失造成的。另外, 从图中还可以看出, 当发生信号中断时, 采用 M_2 同步方式与信号中断情况下理想同步相比损失很小, 和正常情况下采用 M_2 同步方式的性能损失相差不大。因此, 信号中断对本文提出的时隙同步方法影响不大。并且, 当 BER 达到 10^{-4} 时, 一个 PPM 符号内约 2.3 个信号光子, 与 JPL 的结果相比, 光子灵敏度相差不大^[11], 说明所提方法的仿真结果是比较合理的。

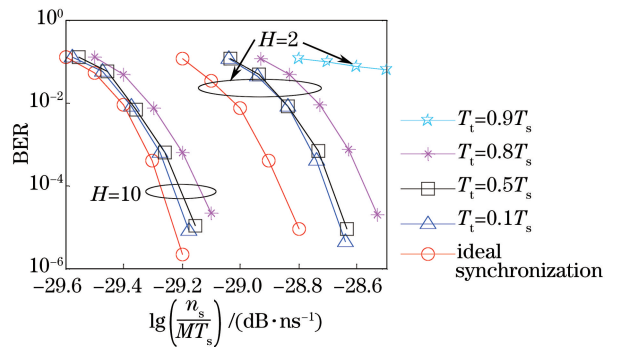


图 7 发射激光脉冲宽度对 M_2 同步方式误码性能的影响
Fig. 7 Effect of laser pulse width on BER performance of M_2 synchronization

还可进一步减小。 M_2 同步准则虽然性能略差, 但不需要知道理想同步下的光子概率分布, 在实际使用中更合适一些。

除 $H \geq 2$ 时的要求外, 本文的同步方法对发射激光脉冲宽度还有要求。要求发射激光脉冲宽度加

上时延抖动后,光子统计分布图在一个 PPM 时隙范围内,仍具有明显的中间高、两边低的分布特征,才能利用 MSE 或 M_2 准则实现同步,因此要求发射激光脉冲宽度尽可能小于 $0.5T_s$ 。

参 考 文 献

- [1] Mendenhall J A, Candell L M, Hopman P I, *et al.* Design of an optical photon counting array receiver system for deep-space communications [J]. Proceedings of IEEE, 2007, 95(10): 2059-2069.
- [2] 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.
- [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] 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.
- [5] Xue L, Li M, Zhang L B, *et al.* Long-range laser ranging using superconducting nanowire single-photon detectors [J]. Chinese Optics Letters, 2016, 14(7): 071201.
- [6] Ling G, Gagliardi R. Slot synchronization in optical PPM communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(12): 1202-1208.
- [7] Srinivasan M, Vilmrotter V, Lee C. Decision-directed slot synchronization for pulse-position-modulated optical signals [J]. Interplanetary Network Progress Report, 2005, 161: 1-12.
- [8] 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.
- [9] Quirk K J, Gin J W, Srinivasan M. Optical PPM synchronization for photon counting receivers [C] // MILCOM 2008 - 2008 IEEE Military Communications Conference, November 16-19, San Diego, CA, USA. New York: IEEE, 2008: 1-7.
- [10] Rogalin R, Srinivasan M. Maximum likelihood synchronization for pulse position modulation with inter-symbol guard times [C] // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 04-08, 2016, Washington, DC, USA. New York: IEEE, 2016: 1-6.
- [11] Srinivasan M, Rogalin R, Lay N, *et al.* Downlink receiver algorithms for deep space optical communications [J]. Proceedings of SPIE, 2017, 10096: 100960A.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] Moision B, Farr W. Communication limits due to photon detector jitter [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(9): 715-717.
- [15] Xiang J S, Jia Y M, Deng C H, *et al.* Channel likelihood correction for photon-counting array receivers in the presence of dead time and jitters [J]. Optics Express, 2018, 26(3): 2848-2856.
- [16] Moision B, Hamkins J. Coded modulation for the deep-space optical channel: serially concatenated pulse-position modulation [J]. IPN Progress Report, 2005, 42(161): 1-26.