

基于多像素光子计数器的光脉冲位置调制同步及数据恢复

向劲松*, 张少华

重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065

摘要 研究了基于多像素光子计数器的光脉冲位置调制 (PPM) 通信系统开环同步及数据恢复技术。首先, 对 PPM 异步采样信号进行快速傅里叶变换; 然后, 用 Quinn、Jacobsen 和 MacLeod 算法分别估计信号的初始频偏及时延偏差; 其次, 由频偏和时延偏差估计值及相关运算恢复 PPM 信号的光子数, 进而求得三种算法对应的三组时隙对数似然比序列; 最后, 从三组时隙对数似然比序列中选择标准差最大的序列作为纠错译码器的输入。仿真及实验结果表明, 该时隙同步方法在极低的光功率下同步精度高、运算速度快、鲁棒性强且易于实现; 对于 64PPM 调制信号, 本算法平均每信号时隙只需要探测 1.33 个光子, 就能使误码率小于 10^{-5} 。

关键词 光通信; 脉冲位置调制; 多像素光子计数器; 时隙同步; 数据恢复

中图分类号 TN929.1

文献标与码 A

doi: 10.3788/CJL202148.0906004

1 引言

深空探测技术的发展对光通信系统的传输能力提出了更高的要求, 脉冲位置调制 (PPM) 结合光子探测阵列可以有效提高光通信系统的传输容量, 在深空光通信领域中得到了广泛应用^[1-2]。阵列结构的多像素光子计数器 (MPPC) 具有体积小、成本低^[3]、增益大、时间分辨率高和光谱响应范围宽等优点, 近年来在激光测距、激光通信、水下光通信等领域中得到了人们的广泛研究^[4-9]。Shen 等^[6-9]通过测量 MPPC 输出脉冲的峰值计算探测的光子数, 即用每个 PPM 时隙中的最大采样值作为该时隙的光子数。但 MPPC 输出的脉冲比较尖锐, 未同步之前难以采样到峰值点; 且当多个光子的到达时间不同时, 各光子产生的电信号不能在峰值位置同时叠加。薛莉等^[10]通过数学反卷积方法得到光子分立时刻的解析解, 但该方法运算复杂, 且当多个光子到达时间的间隔较小时, 无法解算出光子位置, 导致测量的光子数不准确。

深空光通信中的输出信噪比极低, 导致通信系

统接收机的同步性较差。因此, Quirk 等^[11]提出了一种利用保护时隙估计定时误差的方法, 但该方法以 PPM 符号为周期进行统计, 每个统计点的数据量较少, 导致估计结果不准确, 且该方法受保护时隙数量的影响。Rogalin 等^[12]提出了一种基于保护时隙的最大似然同步方法, 可以有效降低运算量, 但该方法只在光功率较高以及保护时隙较多的情况下才有较好的同步性能。向劲松等^[13]提出了一种基于测量光子到达时间的光子探测阵列信号时隙同步方法, 比文献^[14]中基于串行级联 PPM (SCPPM) 码辅助的同步方法运算量小, 但该方法需要通过二维搜索方式找出最佳的定时误差估计值, 运算速度仍然较慢。基于快速傅里叶变换 (FFT) 的时钟同步方法运算速度快, 且有底层硬件的支持, 可适用于实时信号的处理, 在无线通信和光纤通信中得到了广泛应用。但 FFT 的栅栏效应会产生较大的频率测量误差, 通常需要用幅值比值法进行频率校正^[15], 如 Rife、Quinn^[15]、MacLeod 和 Jacobsen^[16]算法。但单个比值法在特定初始频偏和时延偏差情况下的频率估计精度较低, 鲁棒性较差。

收稿日期: 2020-09-28; 修回日期: 2020-10-29; 录用日期: 2020-12-16

基金项目: 国家自然科学基金 (61571072, 61371096)

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

针对上述问题, 本文将 FFT 算法应用到光 PPM 通信系统的时隙同步中, 从频域角度实现时隙同步。异步采样信号经过 FFT 后, 由 Quinn、Jacobsen 和 MacLeod 三种算法估计初始频偏和时延偏差, 并根据时隙对数似然比 (LLR) 的标准差最大准则选择最优值, 从而实现 PPM 的时隙开环同步。实验结果表明, 本算法不需要插入训练序列、不受保护时隙个数的限制, 且系统结构简单、易于硬件实现; 相比文献[13]中的时隙同步算法, 本算法的运算速度更快, 可在更低的光功率下实现精确的 PPM 时隙同步。相比单个比值法, 本算法的鲁棒性更强。此外, 针对现有基于 MPPC 的光子数恢复方法存在的问题, 提出了一种基于相关检测的数据恢复方法, 从 MPPC 输出脉冲面积的角度考虑, 将采样信号与标准单光子冲激响应波形进行相关运算, 从而恢复出各 PPM 时隙的光子数。

2 基本原理

2.1 基于 FFT 的光 PPM 时隙开环同步方法

图 1 为基于 FFT 的光 PPM 时隙开环同步方法

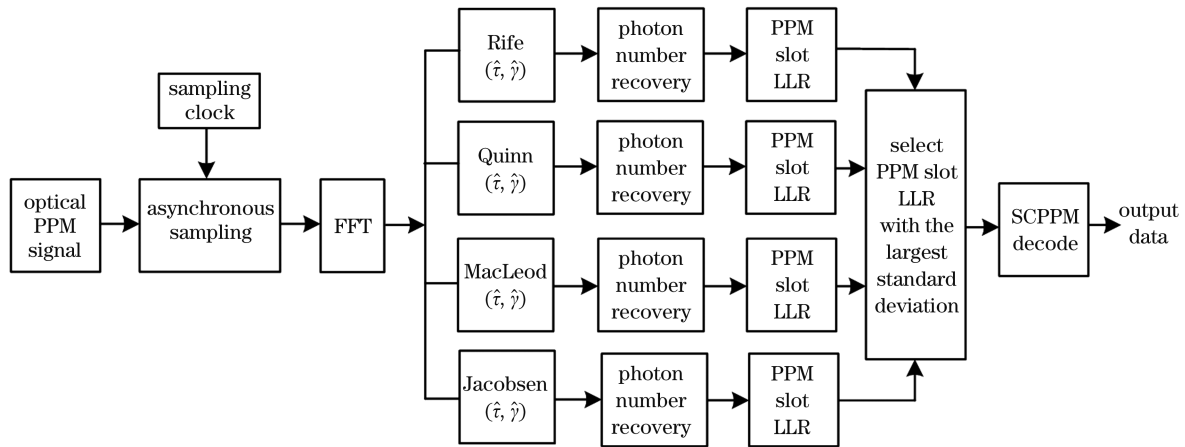


图 1 基于 FFT 的光 PPM 时隙开环同步原理图

Fig. 1 Schematic diagram of open-loop synchronization of optical PPM slots based on FFT

率分辨率, N 为每帧数据的 PPM 时隙个数。

Rife 算法用 FFT 主瓣内两条谱线的幅值比值估计信号频率位置, 其 δ_r 可表示为^[15]

$$\delta_r = \begin{cases} \frac{|X_{k+1}|}{|X_{k+1}| + |X_k|}, & |X_{k+1}| \geq |X_{k-1}| \\ -\frac{|X_{k-1}|}{|X_{k-1}| + |X_k|}, & |X_{k-1}| > |X_{k+1}| \end{cases} \quad (2)$$

的原理图, 其中, 光 PPM 信号经异步采样 (2 倍以上) 后进行 FFT。由于 FFT 谱线直接得到的信号参数误差较大, 需要进行频率校正, 而单个频率校正方法的鲁棒性差。因此, 先用 Quinn、Jacobsen 和 MacLeod 三种算法估计信号的初始频偏 $\hat{\gamma}$ 和时延偏差 $\hat{\tau}$; 然后由频偏、时延偏差估计值以及相关运算恢复 PPM 时隙的光子数, 并求出三组时隙 LLR 序列。最后从三组时隙 LLR 序列中选择标准差最大的序列作为纠错译码器的输入。

PPM 信号经异步采样得到采样序列 $x(n)$, 单个采样时钟周期 $T_c = T_s/H$ 。其中, T_s 为时隙宽度, H 为每个 PPM 时隙的采样个数。采样序列 $x(n)$ 经过 FFT 后变为 $X(f)$, 记 $X(f)$ 幅值最大处的谱线序号为 k , 与 k 谱线相邻的两条谱线序号为 $k+1$ 和 $k-1$, 这三条谱线的复数值分别为 X_{k-1} 、 X_k 和 X_{k+1} 。FFT 的频率分辨率较低会使信号频率估计不准确, 因此, 用频率细分方法来提高信号频率估计的精度。校正后的频率可表示为^[15]

$$f = (k - 1 + \delta) \Delta f, \quad (1)$$

式中, δ 为无量纲频率偏移量, $\Delta f = 1/(NT_s)$ 为频

Quinn 算法的 δ_q 可表示为^[15]

$$\delta_q = \begin{cases} \delta_{q1} = b_1 / (1 - b_1), & \delta_{q1} > 0, \delta_{q2} > 0 \\ \delta_{q2} = b_2 / (1 - b_2), & \text{other} \end{cases} \quad (3)$$

式中, $b_1 = \text{Re}(X_{k+1}/X_k)$, $b_2 = \text{Re}(X_{k-1}/X_k)$, $\text{Re}(\cdot)$ 为取实部操作。

MacLeod 算法的 δ_m 可表示为^[16]

$$\begin{cases} d = \text{Re}(X_{k-1}X_k^* - X_{k+1}X_k^*) / \text{Re}(2|X_k|^2 + X_{k-1}X_k^* - X_{k+1}X_k^*) \\ \delta_m = (\sqrt{1 + 8d^2} - 1) / 4d \end{cases} \quad (4)$$

式中, X_k^* 为 X_k 的共轭。

Jacobsen 算法的 δ_j 可表示为^[16]

$$\delta_j = \text{Re} [(X_{k+1} - X_{k-1}) / (2X_k - X_{k-1} - X_{k+1})]。 \quad (5)$$

通过算法估计出频率 f 后, 可得到信号的归一化相对频偏

$$\hat{\gamma} = 1 - fT_s = 1 - \frac{k-1+\delta}{N}。 \quad (6)$$

最强谱线处的复数表达式 $X(k) = a + bi$, 对应的最强谱线相角 $\theta_k = \arctan(b/a)$ 。 $X(f)$ 的长度 $L = HN$, 周期 $T = NT_s$, 第一个采样点的初始相偏为

$$\theta_0 = \theta_k - (1 - 1/L) [fT - (k - 1)] \pi = \theta_k - (1 - 1/L) \delta \pi。 \quad (7)$$

第一个采样点与理想位置的时延偏差 $\hat{\tau}_0$ 为 $\theta_0/2\pi$ 个 PPM 时隙。第 i 个采样点的累积时延偏差为

$$\hat{\tau} = \hat{\tau}_0 H - iT_c f。 \quad (8)$$

将经过数据恢复后的时隙光子数转换成时隙 LLR 的形式, 第 m 个时隙的 LLR 可表示为

$$X_m^{\text{LLR}} = k_m \ln \left(1 + \frac{n_s}{n_b} \right) - n_s, \quad (9)$$

式中, k_m 为第 m 个时隙的光子数, n_s 为信号时隙的平均光子数, n_b 为每个时隙的平均背景光子数。时隙 LLR 的标准差可表示为

$$R = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=1}^N (X_m^{\text{LLR}} - \overline{X^{\text{LLR}}})^2}, \quad (10)$$

式中, $\overline{X^{\text{LLR}}}$ 为时隙 LLR 的平均值。可以发现, R 越大, 表明时隙 LLR 的离散程度越大, 恢复的频偏和时延偏差的精确度越高, 把时隙 LLR 送入 SCPPM 译码器输出的误码率 (BER) 越低。因此, 实验以 R 作为衡量不同算法估计值 $\hat{\gamma}$ 和 $\hat{\tau}$ 精确度的标准。从 Quinn、Jacobsen 和 MacLeod 三种算法得到的时隙 LLR 序列中选择标准差最大的序列作为纠错译码器的输入, 然后译码输出。

图 2 是频偏为 $-50 \times 10^{-6} \sim 50 \times 10^{-6}$ 时, Rife、Quinn、Jacobsen 和 MacLeod 算法的频率估计误差图, 其中, $n_s = 1.15$, $n_b = 0.01$ 。可以发现, 单个比值法的鲁棒性较差, 且在不同频偏情况下, 频率估计精度不稳定。

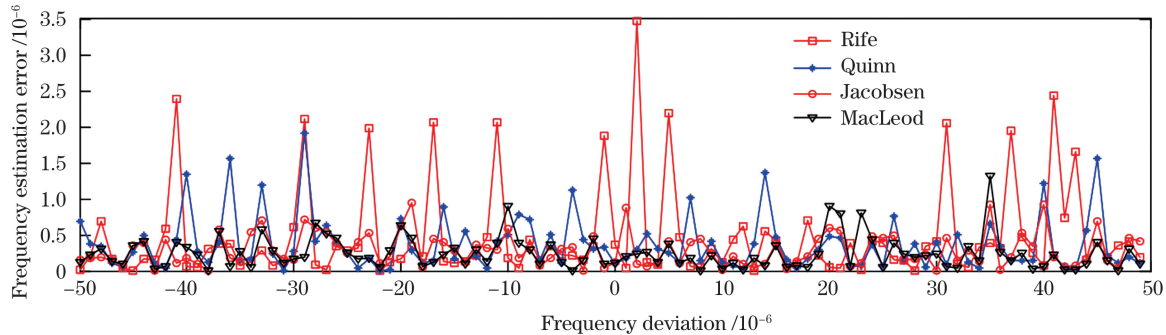


图 2 不同算法的频率估计误差

Fig. 2 Frequency estimation errors of different algorithms

实验仿真了 64PPM 信号, 每个 PPM 符号的时隙个数 $M = 66$, 其中 2 个是保护时隙, $n_b = 0.01$, $T_s = 32 \text{ ns}$, $H = 4$ 。图 3 为特定频偏和时延偏差下, 不同算法的 BER。可以发现, 只通过 FFT 估计信号频率的偏差较大, 需要进行频率校正。但在特定频偏和时延偏差下, 单个比值法的频率估计精度低, 对应的误码性能差, 而实际应用中, BER 应达到 10^{-5} 量级。当 $\hat{\gamma} = 5 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -T_c$ 时, Rife 算法的误码性能较差; 当 $\hat{\gamma} = 15 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.1T_c$ 时, Quinn 算法的误码性能较差; 当 $\hat{\gamma} = 40 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.7T_c$ 时, Quinn 和 Jacobsen 算法的误码性能较差; 当 $\hat{\gamma} = 24 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -0.2T_c$ 时, MacLeod 和 Rife 算法的误码性能较差。针对上述问题, 实验

设计了 3 种方案实现 PPM 信号的时隙同步。方案 1: 选择 Jacobsen 和 MacLeod 算法中的最优值; 方案 2: 选择 Quinn、Jacobsen 和 MacLeod 算法中的最优值; 方案 3: 选择 Rife、Quinn、Jacobsen 和 MacLeod 算法中的最优值。

图 4 为特定频偏和时延偏差下, 不同方案的 BER。可以发现, 在特定频偏和时延偏差下, 3 种方案的鲁棒性均比单个比值法强, 可实现精确的 PPM 时隙同步。其中, 方案 2 和方案 3 的误码性能相当, 方案 1 的误码性能略差。方案 1、方案 2、方案 3 的运算时间分别约为单个比值法的 1.07、1.13 和 1.21 倍。综合考虑误码性能和运算时间, 实验采用方案 2, 即异步采样信号经过 FFT 后, 由 Quinn、Jacobsen 和 MacLeod 三种算法估计初始频偏和时

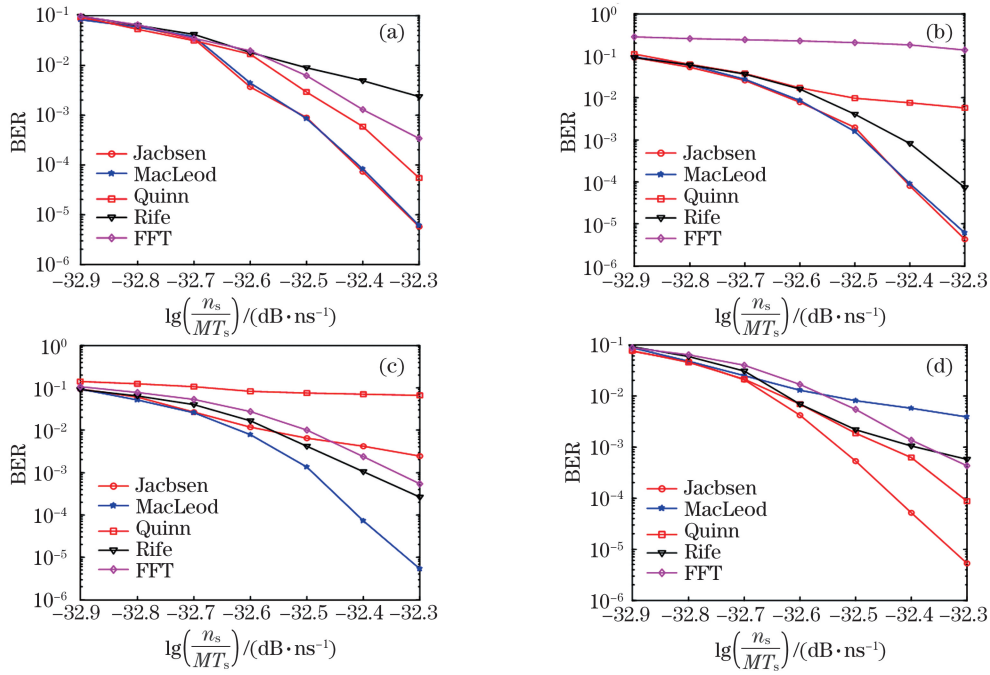


图 3 不同算法的 BER。(a) $\hat{\gamma} = 5 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -T_c$; (b) $\hat{\gamma} = 15 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.1T_c$; (c) $\hat{\gamma} = 40 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.7T_c$; (d) $\hat{\gamma} = 24 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -0.2T_c$

Fig. 3 BER of different algorithms. (a) $\hat{\gamma} = 5 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -T_c$; (b) $\hat{\gamma} = 15 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.1T_c$; (c) $\hat{\gamma} = 40 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.7T_c$; (d) $\hat{\gamma} = 24 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -0.2T_c$

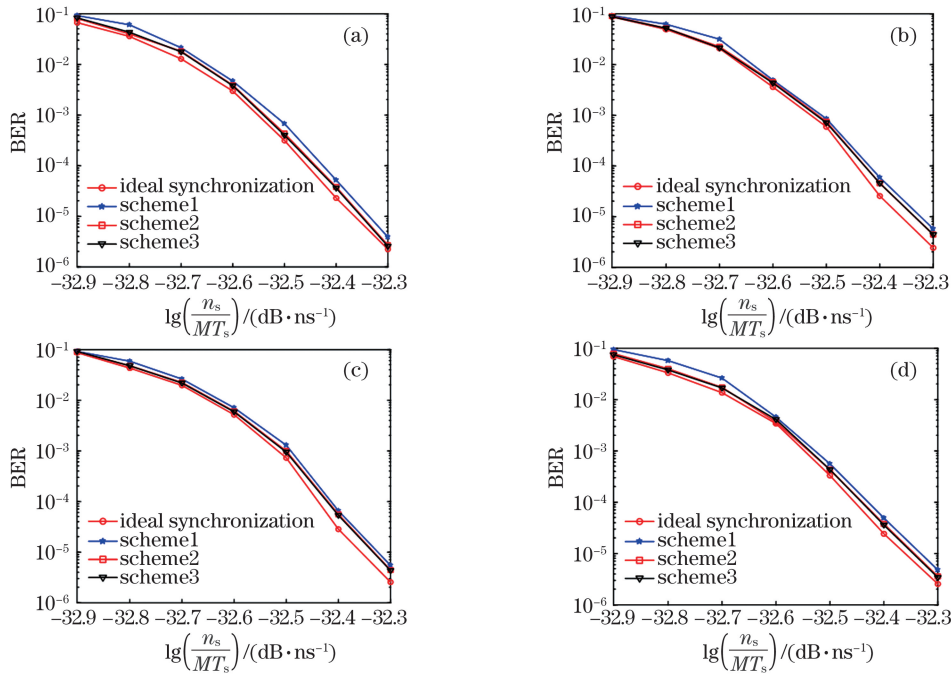


图 4 不同方案的 BER。(a) $\hat{\gamma} = 5 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -T_c$; (b) $\hat{\gamma} = 15 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.1T_c$; (c) $\hat{\gamma} = 40 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.7T_c$; (d) $\hat{\gamma} = 24 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -0.2T_c$

Fig. 4 BER of different schemes. (a) $\hat{\gamma} = 5 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -T_c$; (b) $\hat{\gamma} = 15 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.1T_c$; (c) $\hat{\gamma} = 40 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -1.7T_c$; (d) $\hat{\gamma} = 24 \times 10^{-6}$, $\hat{\tau} = -0.2T_c$

延偏差, 然后根据时隙 LLR 的标准差最大准则, 在 三种算法中选择最优值实现 PPM 时隙开环同步。

2.2 光子数恢复方法

考虑到 MPPC 输出脉冲的面积,实验使用的光子数恢复方法将采样信号与标准单光子的冲激响应波形进行相关运算,恢复出各 PPM 时隙的光子数。图 5(a)为 MPPC 输出的光子波形,其中,1 p.e. 表示 1 个光子。当多个像素不能同时探测到光子时,产生的多个脉冲不会在峰值处叠加,MPPC 输出的

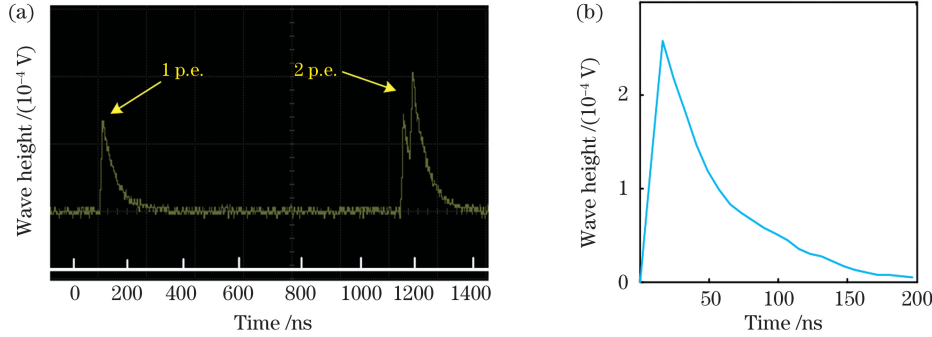


图 5 光子的波形图。(a)MPPC 输出的光子波形;(b)标准单光子冲激响应

Fig. 5 Waveform diagram of the photon. (a) Photon waveform output by MPPC; (b) standard single-photon impulse response

图 6(a)为实际信号采样示意图,图 6(b)为标准单光子冲激响应采样示意图。可以发现,数据窗口为 6 个时隙长度,每次在采样数据上滑动一个时隙;将窗口中的采样数据与标准单光子信号波形数据进行相关运算,并对结果进行取整,即可得到该时隙的

是由多个脉冲面积叠加的波形。如当 2 个光子不是同时被检测到时,MPPC 会输出一个由 2 个单光子脉冲面积叠加的信号。图 5(b)为标准的单光子脉冲响应曲线,选取其中 200 组单光子波形数据,对准起始位置,采用对位累加再求平均值的方法,得到标准的单光子脉冲响应曲线。光子的脉冲响应大约持续 200 ns,约有 6 个 PPM 时隙。

光子数目。忽略 6 个时隙长度窗口内的频率滑动,由(8)式得到第 m 个时隙处的累积时延偏差 $\hat{\tau}_m = \hat{\tau}_0 H - H(m-1)T_c f$,用 τ_{mn} 表示 $\hat{\tau}_m$ 的整数部分,用 τ_{md} 表示 $\hat{\tau}_m$ 的小数部分。则第 m 个时隙的光子数可表示为

$$s_m = \frac{\sum_{j=1}^{6H} h[(j + \tau_{md})T_c] x\{[H(m-1) + j + \tau_{mn}]T_c\}}{\sum_{j=1}^{6H} h[(j + \tau_{md})T_c]^2}, m = 1, 2, \dots, N, \quad (11)$$

式中, $x\{[H(m-1) + j + \tau_{mn}]T_c\}$ 为窗口滑动到第 m 个时隙时该窗口内第 j 个信号采样点的值,

$h[(j + \tau_{md})T_c]$ 为 $(j + \tau_{md})T_c$ 处的单光子冲激响应值。

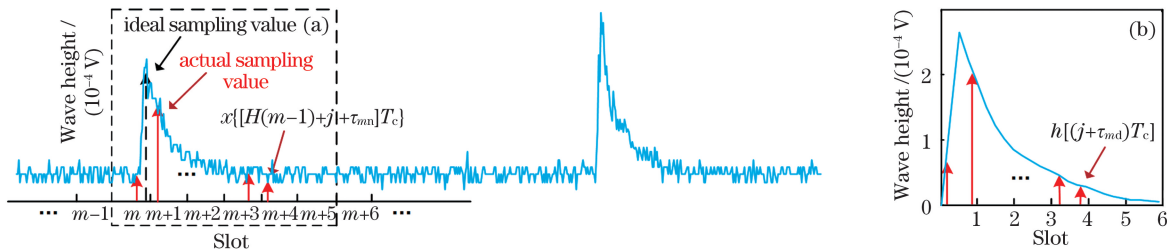


图 6 信号恢复示意图。(a)实际信号;(b)标准单光子冲激响应

Fig. 6 Schematic diagram of signal recovery. (a) Actual signals; (b) standard single-photon impulse response

实验中每个符号包含 66 个 PPM 时隙,增加的 2 个保护时隙会导致相关检测后真实的光子附近存在假光子。因此,相关检测后还需将每个符号中最大光子数附近 2 个时隙内的光子数判定为 0,令第 m 个时隙的光子数为

$$k_m = \text{int}[s_m], m = 1, 2, \dots, N, \quad (12)$$

式中, $\text{int}[\cdot]$ 为四舍五入取整。将 k_m 代入(9)式,即可计算出第 m 个时隙的 LLR。

3 实验设置

图 7 为基于 MPPC 的光 PPM 通信实验系统模型。首先,发射端由计算机通过 SCPPM 编码系

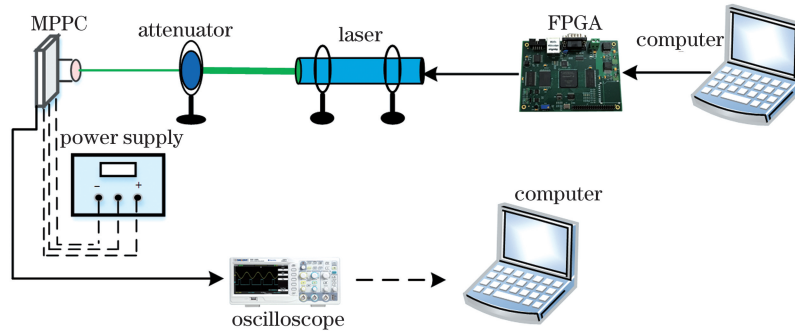


图 7 基于 MPPC 的光 PPM 通信系统模型

Fig. 7 Optical PPM communication system model based on MPPC

统^[13]完成编码,并通过连接线将编码数据传输到现场可编程门阵列(FPGA)中;然后,由 FPGA 驱动激光器,使激光器输出受数据调制的 PPM 光脉冲序列;不考虑大气湍流^[17]的影响,使 PPM 光脉冲序列经过光衰减器(控制接收端光功率,使最终的 BER 在 $10^{-1} \sim 10^{-6}$ 内可调)后进行短距离自由空间传

输。接收端由 MPPC 进行探测,光子计数器输出的信号通过示波器完成采样存储,采样信号传输到计算机后由本方法进行 PPM 时隙同步和数据恢复后,送入 SCPPM 译码器并输出。

表 1 和表 2 分别为实验中激光器和 MPPC 的主要参数,其中,激光器的实际调制频率为 31.25 MHz。

表 1 激光器的主要参数

Table 1 Main parameters of the laser

Product model	Output wavelength / nm	Maximum output power / mW	Maximum modulation frequency / MHz
RD520-20G3-TT	520	20	200

表 2 MPPC 的主要参数

Table 2 Main parameters of the MPPC

Product model	Detection area / mm×mm	Number of pixels	Spectral response range / nm	Quantum efficiency / %
C13365-3050SA	3×3	3600	270-900	40

实验中每帧数据包包含 2520 个 PPM 符号,每个符号有 66 个时隙(包括 2 个保护时隙)。 $T_s = 32 \text{ ns}$,每帧时隙个数 $N = 66 \times 2520$,每帧持续时间 $T = 66 \times 2520 \times 32 \text{ ns}$,约为 5.3 ms。帧同步头主要由 10 个符号组成,每个符号由 1 个 1(有脉冲),65

个 0(无脉冲)组成,且每个符号中 1 的位置相同。

4 实验结果与分析

图 8(a)为用本算法对 1 帧采样数据进行处理(没有取整)得到的光子个数统计图,可以发现,光子

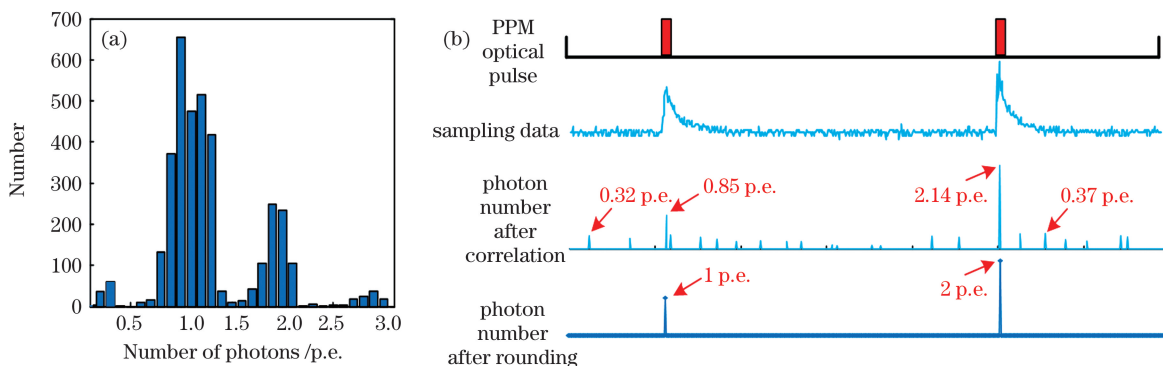


图 8 光子数恢复结果。(a)光子数统计图;(b)光子数对比图

Fig. 8 Recovery result of the photon number. (a) Statistical chart of the photon number; (b) comparison chart of the photon number

数集中分布在 1 和 2 附近,只有少量光子数分布在 0.5、1.5 和 2.5 附近,这表明实验中使用的四舍五入取整方法准确度较高。图 8(b)为光子数对比图,可以发现,MPPC 探测到光 PPM 脉冲时会产生一定面积的冲激响应,通过示波器输出对应的采样波形,结果表明,采样数据与通过本算法得到的光子数一致。

实验时先关断激光器,得到没有信号的采样数据;然后用本算法得到 1 帧采样数据中的背景光子及探测器暗计数,约为 1700,即每个 PPM 时隙的 $n_b \approx 0.01$ 。 n_s 的近似求法:在有 PPM 激光脉冲信号时,用 1 帧采样数据恢复后的光子总数减去平均背景光子总数,再除以 1 帧采样数据中 PPM 符号总数。

实验中进行 4 倍采样,并将 4 倍采样数据中奇数部分作为 2 倍采样数据。图 9 为不同采样率下本算法与已有峰值法的 BER。其中,峰值法是通过测量 MPPC 输出脉冲的峰值计算探测到的光子数,即用每个 PPM 时隙中的最大采样值作为该时隙的光子数。理想数据为没有抖动、不存在频偏和时延偏差、每个时隙的平均背景光子数 $n_b = 0.01$ 时,理想泊松信道下的仿真数据。可以发现,相比理想情况,采样倍数 H 分别为 2 和 4 时,本算法的性能分别损失了 0.65 dB 和 0.50 dB。这表明减小采样倍数会增大 BER,原因是采样倍数减小时,采样数据较少,通过相关检测恢复出的光子数精度下降。对于 4 倍

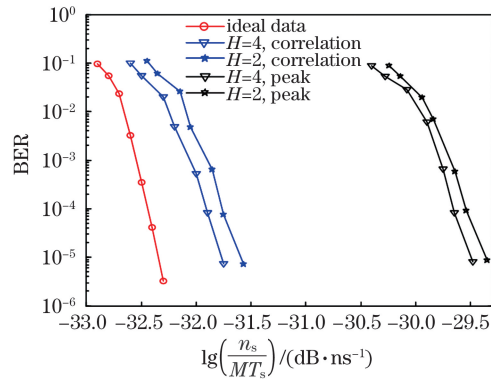


图 9 不同采样率下恢复算法的 BER

Fig. 9 BER of the recovery algorithm under different sampling rates

采样数据,本算法比峰值法的性能提高了约 2.25 dB,每信号时隙平均只需要探测 1.33 个光子就可使 BER 小于 10^{-5} ,平均每比特只需 0.221 个光子(未考虑 1/2 的 SCPPM 纠错码)。

表 3 为 4 倍采样数据通过本算法处理后,每信号时隙的平均光子数对应的 BER(部分数据)。可以发现,每信号时隙的平均光子数随光功率的增大而增加,对应的 BER 会进一步降低。喷气推进实验室(JPL)根据美国航天航空局(NASA)的行星探测计划建立了深空光通信系统,该系统的通信 BER 为 10^{-5} 量级^[18],实验搭建的光 PPM 通信系统的 BER 可达到该量级。

表 3 n_s 对应的 BER

Table 3 BER corresponding to n_s

n_s	1.22	1.26	1.29	1.33
BER	4.895×10^{-3}	5.246×10^{-4}	7.623×10^{-5}	7.275×10^{-6}

图 10 为方案 2 中的时隙同步算法与 Quinn、Jacobsen、MacLeod 算法和只经过 FFT 处理没有进

行频率校正的算法在实验数据下的 BER。图 10(a)为 2020 年 1 月的实验数据,多组实验数据的归一化

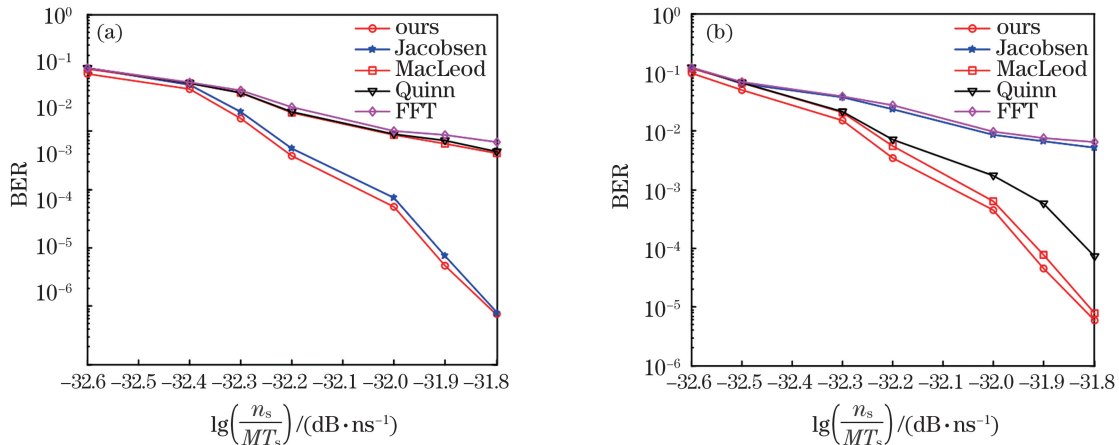


图 10 不同算法在实验数据下的 BER。(a)实验 1;(b)实验 2

Fig. 10 BER of different algorithms under experimental data. (a) Experiment1; (b) experiment2

平均频偏为 13×10^{-6} , 平均时延偏差为 $0.2T_c$ 。可以发现, Quinn、MacLeod 算法和只经过 FFT 没有进行频率校正的算法 BER 性能较差; 图 10(b) 为 2020 年 5 月的实验数据, 多组实验数据的归一化平均频偏为 8×10^{-6} , 平均时延偏差为 $1.1T_c$ 。可以发现, Jacobsen 算法和只经过 FFT 没有进行频率校正算法的 BER 性能较差。这表明只通过 FFT 估计信号频率的偏差较大, 需要进行频率校正, 但单个频率校正算法的鲁棒性差, 而本算法可在不提高运算复杂度的情况下, 在极低的光功率下达到较高精度的时隙同步, 且鲁棒性较好。

5 结 论

搭建了基于 MPPC 的光 PPM 通信实验系统, 将 FFT 方法应用到光子探测 PPM 通信系统的时隙同步中。根据时隙 LLR 的标准差最大准则从 Quinn、Jacobsen、MacLeod 三种算法中选取最优值实现 PPM 时隙开环同步。相比现有 PPM 时隙同步算法, 本算法具有不需要插入训练序列、不受保护时隙个数限制的特点, 且系统结构简单、易于硬件实现、运算速度快, 可在极低的光功率下实现 PPM 时隙同步。实验结果表明, 相比单个比值法, 本算法的鲁棒性较强。对于 2 倍和 4 倍的光 PPM 异步采样信号, 相比理想数据, 本算法的性能分别损失了 0.65 dB 和 0.50 dB。对于 64PPM, 4 倍 PPM 时隙频率异步采样, 本算法每信号时隙平均只需探测到 1.33 个光子, 就能使系统的 BER 小于 10^{-5} 。

参 考 文 献

- [1] Chang Y D, Liu Z. Performance analysis of a pulse position modulation system with a finite extinction ratio under platform jitter [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(15): 1506002.
常亦迪, 刘智. 卫星平台有限消光比脉冲位置调制系统性能分析 [J]. *光学学报*, 2020, 40(15): 1506002.
- [2] 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.
- [3] Liu Y X, Fan Q, Li X Y, et al. Realization of silicon single-photon detector with ultra-low dark count rate [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(10): 1004001.
刘岩鑫, 范青, 李翔艳, 等. 超低暗计数率硅单光子探测器的实现 [J]. *光学学报*, 2020, 40 (10): 1004001.
- [4] Zhang G Q, Gao X X, Liu L N, et al. Single photon laser ranging with no gating and nanosecond dead time by small pixel multi-pixel photon counter [J]. *Optik*, 2018, 154: 524-529.
- [5] He L J, Xue L, Zhai D S, et al. Satellite laser ranging system using MPPC array detector and its experiments [J]. *Journal of Optoelectronics • Laser*, 2016, 27(2): 132-138.
和丽娟, 薛莉, 翟东升, 等. 基于 MPPC 阵列探测器的激光测距系统与试验 [J]. *光电子 • 激光*, 2016, 27(2): 132-138.
- [6] Shen J N, Wang J L, Chen X, et al. Towards power-efficient long-reach underwater wireless optical communication using a multi-pixel photon counter [J]. *Optics Express*, 2018, 26(18): 23565-23571.
- [7] Kong M W, Chen Y F, Sarwar R, et al. Underwater wireless optical communication using an arrayed transmitter/receiver and optical superimposition-based PAM-4 signal [J]. *Optics Express*, 2018, 26 (3): 3087-3097.
- [8] Shen J N, Wang J L, Yu C Y, et al. Single LED-based 46-m underwater wireless optical communication enabled by a multi-pixel photon counter with digital output [J]. *Optics Communications*, 2019, 438: 78-82.
- [9] Wang J L, Yang X Q, Lü W C, et al. Underwater wireless optical communication based on multi-pixel photon counter and OFDM modulation [J]. *Optics Communications*, 2019, 451: 181-185.
- [10] Xue L, Li M, Li X Y, et al. Multi-photon time-of-arrival resolution enhancement by deconvolution in laser ranging [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2015, 42(7): 0702007.
薛莉, 李明, 李希宇, 等. 激光测距多光子分立时刻的反卷积解算方法 [J]. *中国激光*, 2015, 42 (7): 0702007.
- [11] Quirk K J, Gin J W, Srinivasan M, et al. Optical PPM synchronization for photon counting receivers [C]// MILCOM 2008-2008 IEEE Military Communications Conference, November 16-19, 2008, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2008: 1-7.
- [12] 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. New York: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [13] Xiang J S, Jia Y M, Wang Y, et al. Photon detection

- array signal slot synchronization based on photon arrival time measurement [J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(9): 0906002.
- 向劲松, 贾元明, 王应, 等. 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 [J]. 中国激光, 2018, 45(9): 0906002.
- [14] 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.
- [15] Bo L, Dong P F, Liu X F, et al. Accuracy analysis for frequency estimation of amplitude ratio method [J]. Journal of Chongqing University, 2010, 33(10): 7-13, 31.
- 柏林, 董鹏飞, 刘小峰, 等. 比值法的频率估计精度分析 [J]. 重庆大学学报, 2010, 33(10): 7-13, 31.
- [16] CandanÇ. A method for fine resolution frequency estimation from three DFT samples [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2011, 18(6): 351-354.
- [17] Cao M H, Wu X, Wang H Q, et al. Performance of faster-than-nyquist optical communication system under Gamma-Gamma atmospheric turbulence [J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(9): 0906003.
- 曹明华, 武鑫, 王惠琴, 等. Gamma-Gamma 大气湍流下超奈奎斯特光通信系统性能 [J]. 中国激光, 2020, 47(9): 0906003.
- [18] Alexander J W, Lee S, Chen C C, et al. Pointing and tracking concepts for deep-space missions [J]. Proceedings of SPIE, 1999, 3615: 230-249.

Optical Pulse Position Modulation Synchronization and Data Recovery Based on Multipixel Photon Counter

Xiang Jinsong*, Zhang Shaohua

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

Abstract

Objective Because of the extremely long communication link in deep space, the detection signal is easily affected by channel characteristics such as background light noise and delay jitter, and the output signal-to-noise ratio (SNR) is very low, which leads to the poor synchronization performance of a receiver. Therefore, it is very important to achieve precise synchronization at low SNR. In general, pulse position modulation (PPM) slot synchronization is mainly in the form of closed-loop tracking, such as phase-locked loop and early-late gate, and the system design is complex. According to the estimation of timing error of the training sequence inserted periodically, the open-loop synchronization is realized, which will waste certain transmitting power. Using the maximum likelihood synchronization method of the guard slot, this method can reduce the computational complexity effectively, however, the bit error rate (BER) will be obvious when the signal power is high. The slot synchronization method of a photon detector array based on photon arrival time measurement requires complexity that is still high. The clock synchronization method based on the fast Fourier transform (FFT) has fast computing speed and the support of underlying hardware. It is suitable for real-time signal processing and has been widely used in wireless communication and optical fiber communication. However, the error of the signal parameters obtained directly from the FFT line spectrum is sometimes very large, which requires frequency correction. However, the single frequency correction method is not robust. We will apply the classical FFT algorithm to the photon-detected PPM communication system in slot synchronization. A method of PPM open-loop synchronization is proposed by selecting the optimal value from the Quinn, Jacobsen, and MacLeod algorithms. To solve the problem that the existing data recovery methods are inaccurate, a data recovery method based on correlation detection is proposed.

Methods The optical PPM signal is sampled asynchronously more than twofold and passed through the FFT, but the error of the signal parameters obtained directly from the FFT line spectrum is sometimes very large, which requires refinement of the frequency estimation. The common frequency correction methods are Rife, Quinn, MacLeod, and Jacobsen. However, the robustness of a single frequency correction method is poor. In this paper, we estimate the initial frequency deviation of the PPM signal using Quinn, Jacobsen, and MacLeod algorithms, and then obtain the time delay deviation. According to the frequency deviation and time delay deviation estimators, the photon number of

the PPM signal is recovered through a correlation operation, and then three sets of slot logarithmic likelihood ratio sequences are obtained. Finally, the sequence with the largest standard deviation is selected from these three sets of time slot logarithmic likelihood ratio sequences as the input of the error correction decoder.

Results and Discussions The classical FFT method is applied to slot synchronization of a photon detection PPM communication system. Compared with existing PPM slot synchronization methods, the slot synchronization method proposed in this paper does not need to insert training series, is not limited by the number of guard slots, the system structure is simple, easy to implement by hardware, and the operation speed is fast, PPM slot synchronization can be achieved at very low optical power. The method estimates the initial frequency offset of the signal using the Quinn, Jacobsen, and MacLeod algorithms, and then obtains the time delay deviation of the signal, PPM open-loop synchronization is realized by selecting the optimal value from three ratio methods according to the maximum standard deviation criterion of logarithmic likelihood ratio of slots. Compared with the single ratio method, this method is more robust, and the calculation time is only 1.13 times that of the single ratio method. In this paper, the photon number recovery method based on correlation detection is proposed to verify the high-performance optical PPM experiment based on a multipixel photon counter (MPPC). For 64PPM and fourfold PPM slot frequency asynchronous sampling, the method in this paper only needs to detect 1.33 photons per signal pulse on average, which can make BER less than 10^{-5} .

Conclusions In this paper, an experimental optical PPM communication system based on MPPC is established, and the classical FFT method is applied to the photon detection PPM communication system. Through the maximum standard deviation criterion of the logarithmic likelihood ratio of the slot, the optimal value is selected from the three ratio methods to realize the open-loop synchronization of the PPM slot. Compared with the existing PPM slot synchronization method, the PPM open-loop synchronization method proposed in this paper does not require the insertion of training series and is not limited by the number of guard slots. The system is simple in structure, easy to implement by hardware, and fast in operation speed. PPM slot synchronization can be achieved at extremely low optical power. Compared with the single ratio method, the slot synchronization method is more robust, and the operation time is only 1.13 times that of the single ratio method. In this paper, a photon number recovery method based on correlation detection is proposed to verify the high-performance optical PPM experiment based on MPPC. The experimental results show that the BER performance of the proposed correlation detection algorithm is 0.65 dB and 0.50 dB compared with the ideal simulation data, for the asynchronous sampling signals with twofold and fourfold PPM slot frequency, respectively. For 64PPM and fourfold PPM slot frequency asynchronous sampling, the proposed method in this paper only needs to detect 1.33 photons per signal pulse on average, which can make BER less than 10^{-5} .

Key words optical communications; pulse position modulation; multipixel photon counter; slot synchronization; data recovery

OCIS codes 060.4510; 040.5160; 040.1240