

光学学报

光采样示波器软件同步算法研究

杨爱英*, 赵喆, 李谦

北京理工大学光电学院, 北京 100081

摘要 随着高速光通信信号速率的不断提高,电采样示波器所需的带宽也增加了。现有宽带高性能电采样示波器逐渐达到电子瓶颈决定的带宽极限。为了克服电子瓶颈,研制了基于光域采样技术的光采样示波器样机,其中软件同步算法的复杂度决定了样机测试的实时性。在基于啁啾 z 变换(CZT)的软件同步算法基础上,提出了基于选带傅里叶变换(ZoomFFT)的软件同步算法,进一步降低软件同步复杂度。与基于CZT的软件同步算法相比,基于ZoomFFT的软件同步算法所需实数乘法个数下降了68.8%。利用研制的光采样示波器样机,分别对不同速率的四电平脉冲幅度调制(PAM4)光信号、正交相移键控(QPSK)光信号进行了测量,并以宽带电采样示波器的测量结果进行对比,验证了光采样示波器能自适应地对不同速率的强度调制信号、相位调制信号进行测量。此外,为了表征光采样示波器本底噪声的影响,通过降低被测光通信信号功率,对 Q 因子进行了测量,结果表明, Q 因子下降3 dB对应的灵敏度约为10 dB。

关键词 光纤通信; 采样; 眼图; Q 因子

中图分类号 O436 **文献标志码** A

DOI: 10.3788/AOS230731

1 引言

在光通信领域,高速光通信信号的测量与分析是研发高速光通信器件、设备与系统过程中必不可少的。目前,对高速光信号进行时域测量的常用设备为光电混合型宽带示波器。这类示波器是带光接口的电采样示波器,工作原理是:光信号从测量通道输入示波器,经过光电转换和模/数(A/D)变换芯片采集数据,送入存储单元后进行数据处理,再经过数/模(D/A)转换和输出放大,最后输入显示器显示。光电混合型宽带示波器需要高速光电变换和高速信号处理电路,光电探测器的最快响应时间在皮秒量级,信号处理电路的极限带宽约为90 GHz,并且需要复杂的时钟同步电路,存在信号速率与调制格式不透明、系统构成复杂及价格昂贵等特点。

近十几年,超快光信号处理技术取代了传统的电信号处理技术,以克服光电转换过程、电子器件和线路所产生的带宽瓶颈,由此产生了超宽带光采样示波器^[1-2]。其工作原理为:在超快光采样中,可基于介质的超快非线性光学过程,采用光混频器与平衡探测器,以较低重复率的飞秒光脉冲对超高速光信号进行光域降采样,然后经过低速光电探测器变成电信号,再经一系列电处理,可以测量周期性超短光脉冲的波形、重复周期、上升时间/下降时间和脉冲宽度等参数,也可以

测得高速光数据信号的星座图、眼图、码型、 Q 因子及时间抖动等参数^[3]。超宽带光采样示波器不需要高速光电探测器,降低了对时钟同步电路与后续处理电路的带宽要求,能克服电子瓶颈的限制,可测量的信号带宽达THz。日本Yokogawa公司、美国贝尔实验室、普林斯顿大学和Agilent公司、德国HHI研究所、瑞典Chalmers理工大学等,都先后报道了采用不同方式实现超宽带光采样示波器的研究^[4-15]。我国在超宽带光采样示波器方面开展研究的单位有北京理工大学、天津大学、上海交通大学、电子科技大学、中国科学院西安光学精密机械研究所、清华大学、北京交通大学、北京邮电大学等^[16-29]。

本课题组研制了超宽带光采样示波器样机^[30],在所提啁啾 z 变换软件同步方法基础上,进一步提出基于选带傅里叶变换(ZoomFFT)的软件同步方法降低同步复杂度,并对不同速率、不同调制格式(强度调制、相位调制)高速光信号进行了测试评估,验证了光采样示波器的功能与性能指标。

2 宽带光采样示波器

2.1 宽带光采样示波器原理

如图1(a)所示,宽带光采样示波器采用光域固定频差的异步降频相干光采样技术^[1-2],其基本原理是:用于采样的超短光脉冲由锁模脉冲激光器

收稿日期: 2023-03-29; 修回日期: 2023-05-24; 录用日期: 2023-06-13; 网络首发日期: 2023-06-23

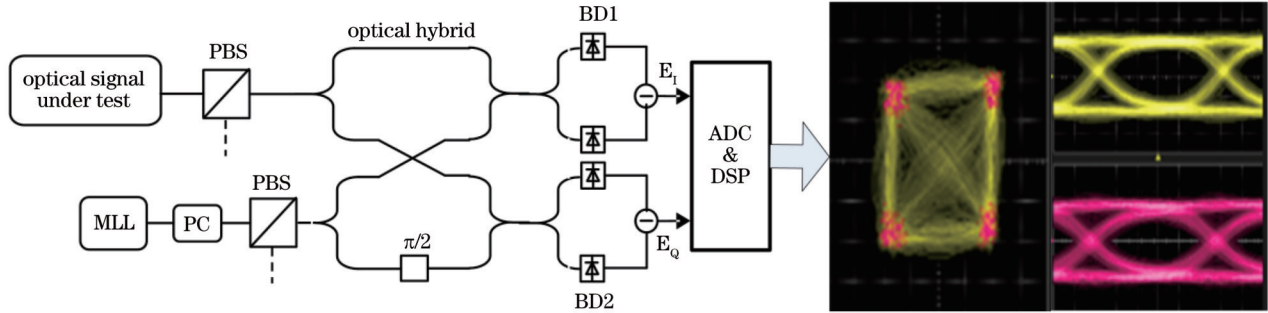
基金项目: 国家自然科学基金(61427813)

通信作者: *yangaiying@bit.edu.cn

(MLL)产生,重复频率远低于奈奎斯特采样频率,脉冲宽度为亚皮秒。采样光脉冲与待采样高速光信号进入 90° 光混频器,经平衡探测器(BD)输出被测信号的实部与虚部。平衡探测器的输出进入后续的模数转换器(ADC)以及数字信号处理(DSP)电路,再经相应的软件同步数字信号处理算法,分别恢复出光信号的星座图,以及实部与虚部的眼图。图1(a)中,偏振控制器(PC)用于调整采样光脉冲的偏振态,使

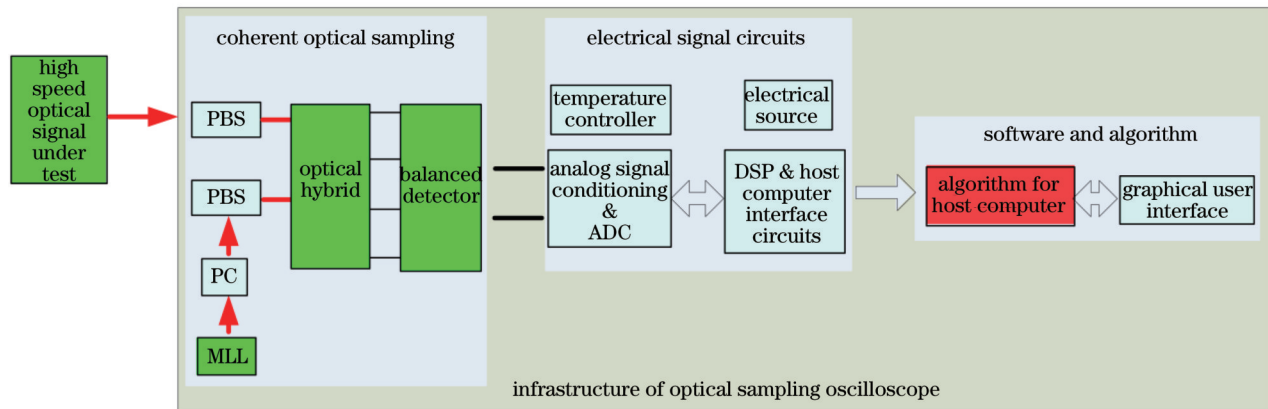
其与被测光信号的偏振态一致。如果被测信号是偏分复用信号,偏振分束器(PBS)将偏分复用信号和采样光脉冲分成两个偏振态分别进行相干光采样。

图1(b)是光采样示波器的内部结构图,包含光采样、电信号处理、数字信号处理以及人机交互测试界面。与实时示波器测量信号的完整波形不同,光采样示波器对高速光信号眼图、星座图、Q因子等参



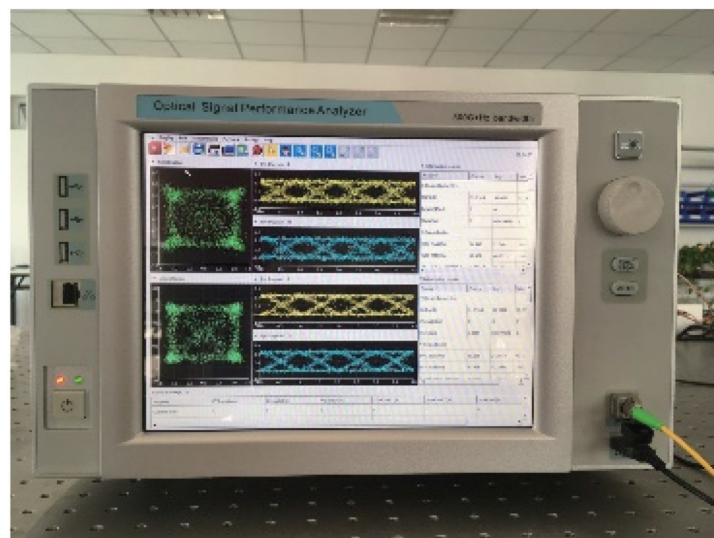
MLL: mode locked pulsed laser; PC: polarization controller; PBS: polarization beam splitter; BD: balanced detector; ADC: analog digital converter; DSP: digital signal processing

(a)



infrastructure of optical sampling oscilloscope

(b)



(c)

图1 光采样示波器样机。(a)原理图;(b)内部结构图;(c)实物外观图

Fig. 1 Optical sampling oscilloscope prototype. (a) Schematic diagram; (b) internal structure diagram; (c) physical appearance diagram

数的测量,本质上是通过等效时间采样对光数字信号的统计特征进行测量。因此,光采样示波器不需要使用高速器件。本课题组研制的光采样示波器样机所用的主要器件具体情况如下:锁模脉冲激光器的脉冲重复频率为 39.8 MHz,偏振控制器是电动控制的,二者均委托国内公司定制;Optical Hybrid 由国外公司提供;平衡电探测器(带宽为 75 MHz)由国内公司提供;数据采集模块、信号处理模块及其中的算法由本课题组自主研发;数据采集模块中的 ADC 芯片采样率为 80 MHz,由国内公司提供。用户测试界面在 Windows 操作系统上使用 C# 上位机开发而成。图 1(c)是依据图 1(b)研制的光采样示波器样机实物外观图。

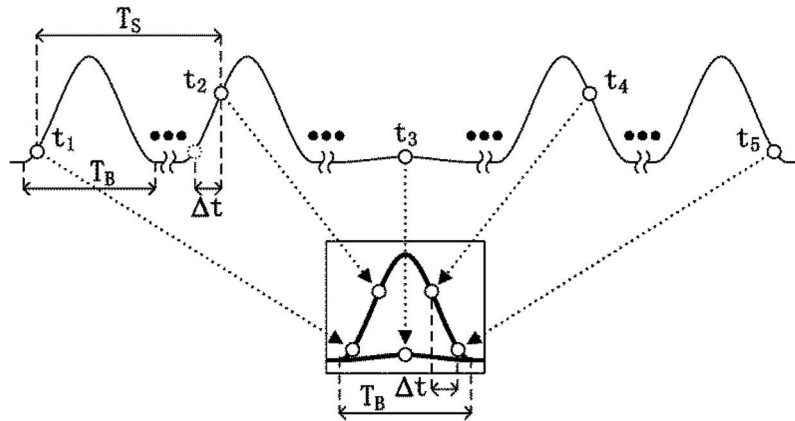


图 2 异步延迟光采样软件同步眼图重构原理图^[1-2]

Fig. 2 Schematic diagram of asynchronous delayed optical sampling software synchronous eye diagram reconstruction^[1-2]

假设异步降频光采样的采样周期为 T_s , 采样点的个数为 N_s , 光数据信号的比特周期为 T_B , 则降频等效采样时间步长 Δt 表示为

$$\Delta t = T_s - D \cdot T_B, \quad (1)$$

式中: D 为降频倍数。通过获取异步降采样的等效采样时间步长 Δt 参数, 将采样数据的时间位置按照步长 Δt 重新排列。排列时间长度超过信号比特周期 T_B 的点, 则将总时间减去 T_B 继续排列, 即将每个采样点的时间位置对 T_B 取余数:

$$t_n = \text{mod}(N_s \cdot \Delta t, T_B). \quad (2)$$

最终将所有采样点在 T_B 范围内重新排列, 即可获得高速光信号的等效时间采样时域眼图。在重构眼图中选取最大眼开度位置, 即判决时刻, 通过计算下式即可测量光信号的 Q 因子。

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (3)$$

式中: μ_1 、 μ_0 分别为 1 码和 0 码的平均值; σ_1 、 σ_0 分别为 1 码和 0 码的方差。由此可见, 从采样后的数字信号中精确获取异步降频光采样的 Δt 参数是整个软件同步眼图重构算法的关键。

瑞典 Chalmers 大学的 Westlund 等^[1]在 2005 年首

2.2 异步 ZoomFFT 降频光采样测量高速光信号眼图的原理

与实时采样相比, 等效时间采样技术降低了系统采样频率的要求, 可以实现以低带宽的光电探测和数字信号处理对高速光数据信号进行波形等效遍历采样。固定频差的异步降频光采样属于等效时间采样中的一种, 与同步光采样和随机异步光采样相比, 无需高速光信号数据时钟恢复和采样同步触发, 在对光信号进行幅度采样的同时, 还保留了被采样高速光信号的相位信息。在固定频差的异步降频光采样之后, 通过采用基于软件同步的眼图重构算法, 其原理如图 2^[1-2]所示, 可以实现对高速光数据信号的眼图恢复、星座图以及信号统计特征相关的参量测量。

次报道了基于异步降频光采样技术的软件同步算法和亚皮秒时域分辨率的光采样实验系统。该文献中的眼图重构算法采用统计搜索(CS)方法恢复 Δt 参数。CS 算法中, 获取 Δt 参数的精度取决于统计搜索算法对于置信区间的细分程度, 分得越细则精度越高, 但算法的计算量很大, 计算时间过长, 不利于对光数据信号进行实时的眼图监测。

2.3 基于 ZoomFFT 的软件同步算法

为了降低软件同步算法获得等效采样时间步长 Δt 的复杂度, 本课题组前期提出了基于啁啾 z 变换(CZT)的软件同步方法^[26]。在此基础上, 本文提出基于 ZoomFFT 的精确同步算法, 进一步降低复杂度。利用 ZoomFFT 变换的软件同步算法, 可以对一段窄带频谱进行细化分析。将 ZoomFFT 变换中的低通滤波替换为时域平均后, 可以使 ZoomFFT 的计算复杂度低于 CZT。下面介绍基于 ZoomFFT 变换的软件同步原理。

在光采样示波器系统(图 1)中, 进行异步降频光采样, 假设经 ADC 数据采集获得的数据点 $\{x_i\}$ 长度为 N_s 。图 3(a)是 9.18 Gbit/s 开关键控(OOK)信号通过 50 GSa/s 高性能示波器测得的眼图。图 3(b)是该

OOK 信号经过 125 MSa/s 降采样后得到的 7168 个采样数据点 $\{x_i\}$, 对应的等效采样比特数为 2980. 1917。从图 3(b) 可以看到, 降采样获得的数据点是杂乱的, 其包含的信息必须通过软件同步算法计算出等效采样

时间 Δt 才能获得。假设光数据信号的比特率为 B , 采样数据点对应的等效比特数为 S , 则等效采样时间步长 Δt 参数可以表示为

$$\Delta t = S / (B \cdot N_s). \quad (4)$$

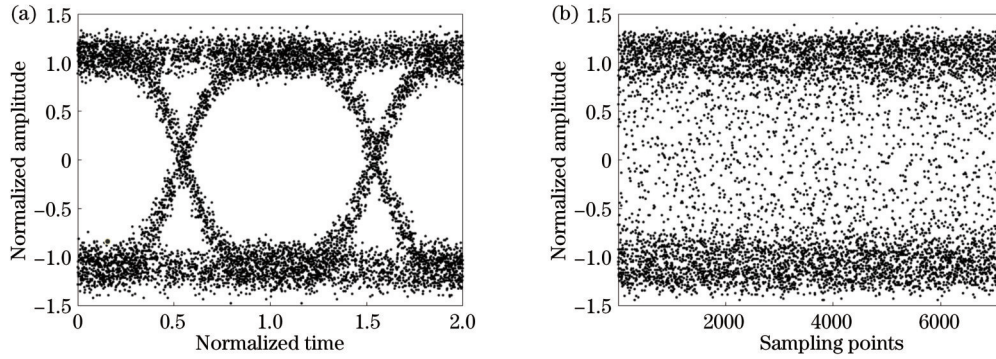


图 3 基于 ZoomFFT 的精确同步算法。(a) 9.18 Gbit/s OOK 信号通过 50 GSa/s 高性能示波器测得的眼图; (b) 7168 个降采样数据点的分布

Fig. 3 Accurate synchronization algorithm based on ZoomFFT. (a) Eye diagram of 9.18 Gbit/s OOK signal measured by 50 GSa/s high-performance oscilloscope; (b) distribution of 7168 downsampling data points

图 4 是采用 ZoomFFT 变换的软件同步过程, 包含粗同步与精同步两个步骤。为了获得采样数据点包含的等效比特数 S , 首先对 $\{x_i\}$ 进行变换, 得到 $y_i = (x_i - \bar{x})^2$, 其中 \bar{x} 是采样数据点 $\{x_i\}$ 的均值。然后对 $\{y_i\}$ 进行傅里叶变换 $\text{FFT}(\cdot)$, 得到幅度谱峰值所在的归一化频率点, 该值作为粗同步得到等效采样比特数 S_{coarse} ^[1]。图 5(a) 是 $\{y_i\}$ 的幅度谱, 其第一峰值对应的归一化频

率为 2980, 即 $S_{\text{coarse}} = 2980$ 。由于 FFT 栅栏效应的限制, 该值与等效采样比特数 (2980. 1917) 存在差异, 导致同步的眼图出现较大的时间抖动, 如图 5(b) 所示。因此, 为了得到更准确的眼图, 需要提高等效采样比特数 S 的估计精度。本文采用 ZoomFFT 对幅度谱峰值附近的频谱进行细化分析, 得到更精确的幅度谱峰值频率点, 也即得到更准确的等效比特数 S_{accurate} , 该过程称为精同步。

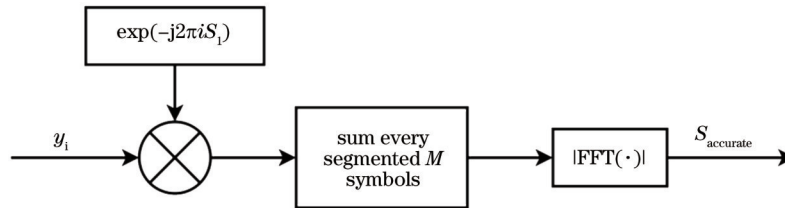


图 4 ZoomFFT 软件同步原理图

Fig. 4 Schematic diagram of ZoomFFT software synchronization

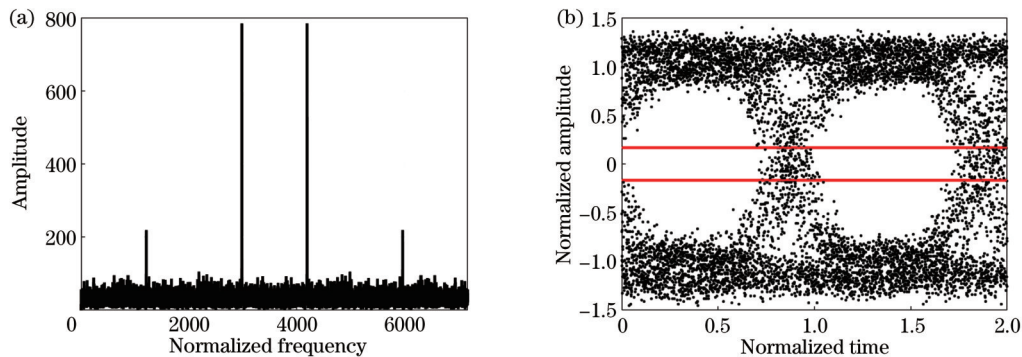


图 5 软件粗同步。(a) $\{y_i\}$ 傅里叶变换的幅度谱; (b) 降采样数据点根据粗同步的等效采样时间恢复的眼图

Fig. 5 Software coarse synchronization. (a) Amplitude spectrum of the Fourier transform of $\{y_i\}$; (b) eye diagram of downsampling data points recovered from equivalent sampling time for coarse synchronization

由粗同步得到等效采样比特数 S_{coarse} 后,对位于 $[S_{\text{coarse}} - R/2, S_{\text{coarse}} + R/2]$ 的频谱进行细化分析,其中 R 值需要在计算时间与频谱细化精度之间进行折中选取。经过优化, R 值取为 15。频谱的细化过程为:首先将方差变换后的信号 $\{y_i\}$ 乘以 $\exp(-j2\pi i S_1)$, 其中 $S_1 = S_{\text{coarse}} - R/2$, 即把等效采样比特数 S_{coarse} 对应的频谱分量迁移到零频附近。然后,对每 M 个采样点分段求和,实现低通滤波与降采样 ($M = \text{floor}(N_1/R)$, N_1 为粗同步时的 FFT 点数)。最后,进行 N_2 点的 FFT,

得到归一化频率 S_{coarse} 附近更精细的频谱。图 6(a) 是序列 $\{y_i\}$ 经过 1024 点 ZoomFFT 变换后,在 $[2972.5, 2987.5]$ 范围内的频谱细化结果。根据幅度谱峰值位置对应的归一化频率,得到等效采样比特数为 2980.197,与实际等效比特数 2980.1917 相差很小。将该数值代入式(4)中,计算等效采样时间间隔 $\Delta t = 45.305167$ ps,每个符号的时间漂移为 0.095 fs。图 6(b) 为精确同步后的信号眼图,可以发现,其各项特征参数与图 3(a) 的过采样信号眼图相近。

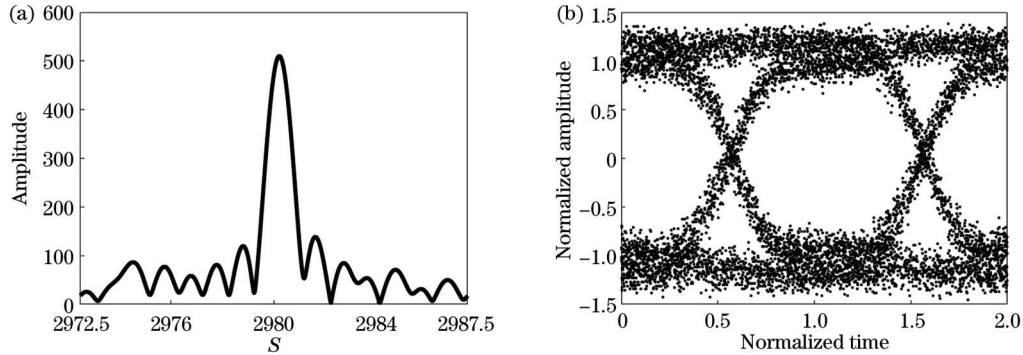


图 6 基于 ZoomFFT 变换的精同步信号处理。(a) $\{y_i\}$ 经过 ZoomFFT 变换得到的精细幅度谱;(b) 基于 ZoomFFT 精同步得到的信号眼图

Fig. 6 Fine synchronization signal processing based on ZoomFFT transformation. (a) Fine amplitude spectrum obtained by ZoomFFT transformation of $\{y_i\}$; (b) signal eye diagram based on ZoomFFT fine synchronization

2.4 ZoomFFT 软件同步复杂度

实验中,以基于 CZT 的软件同步作为对照,分析 ZoomFFT 软件同步算法的复杂度。对图 3(b) 中 7168 个采样数据点 $\{x_i\}$ 进行 CZT 软件同步,所需实数乘法个数一共为 266016,其中, CZT 的精确同步需要 204576 次实数乘法。对其进行 ZoomFFT 的软件同步,一共所需实数乘法个数为 82944,其中, ZoomFFT 的精确同步需要 21504 次实数乘法。分析结果表明,与基于 CZT 的软件同步算法相比,基于 ZoomFFT 的软件同步算法一共所需实数乘法个数下降了 68.8%,尤其是精确同步步骤所需的实数乘法个数下降了 89.5%,计算复杂度大幅降低。

2.5 实验结果

如图 1 所示的光采样示波器系统采用相干光采样,采样信号既能获得幅度信息,也能获得相位信息,因此既能对强度调制信号测量,也能对相位调制信号测量。本文分别用光采样示波器样机对不同速率的四电平脉冲幅度调制(PAM4)信号与正交相移键控(QPSK)信号进行了测量。

2.5.1 PAM4 信号的测量

实验系统中采用如图 7 所示的发射端产生 PAM4 信号。其中,马赫-曾德尔调制器(MZM)的 3 dB 带宽为 10 GHz,分别发送了 6.259 GBaud 和 9.696 GBaud 速率的 PAM4 信号,两个速率对应的降频系数 D 分别为 100 和 155,对应的降频余数均为 0.13742。

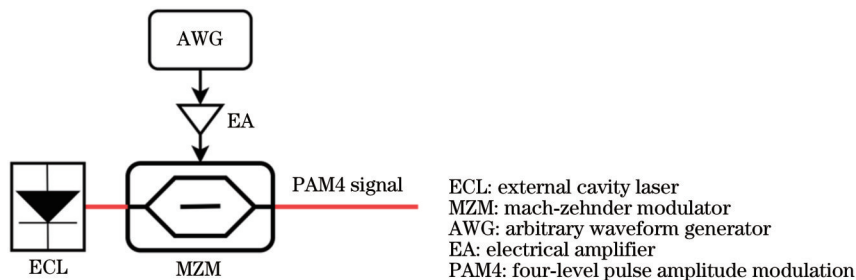


图 7 光 PAM4 信号发射机结构

Fig. 7 Structure of Optical PAM4 signal transmitter

为了与降采样的信号进行对比,首先使用采样率为 50 GSa/s、带宽为 20 GHz 的高速数字采样示波器 (DPO72504DX) 对两个速率的 PAM4 信号进行过采样。图 8(a) 和图 9(a) 分别展示了两个速率下的过采

样信号眼图,采样数据长度为 81920,图 8(b) 和图 9(b) 分别展示了降采样的眼图。结果表明,软件同步光采样示波器可以测量与过采样宽带示波器一致性很好的眼图。

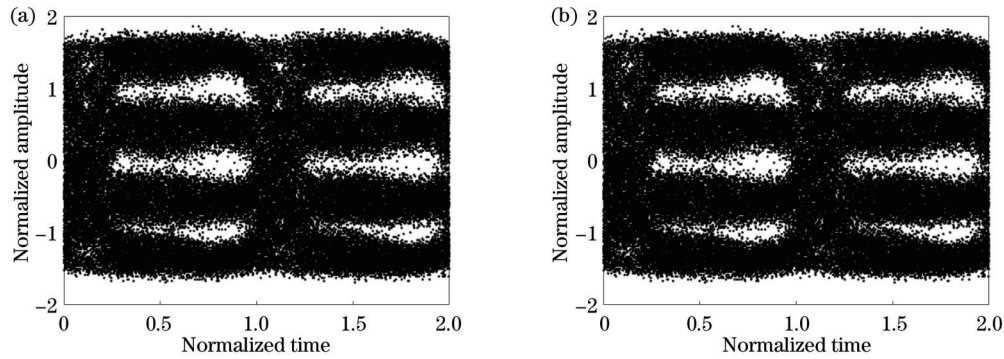


图 8 过采样与降采样眼图对比,PAM4 信号的符号率为 6.259 GBaud。(a) 采样率为 50 GSa/s;(b) 降采样
Fig. 8 Comparison of oversampling and downsampling eye diagrams, the symbol rate of PAM4 signal is 6.259 GBaud. (a) Sampling rate of 50 GSa/s; (b) downsampling

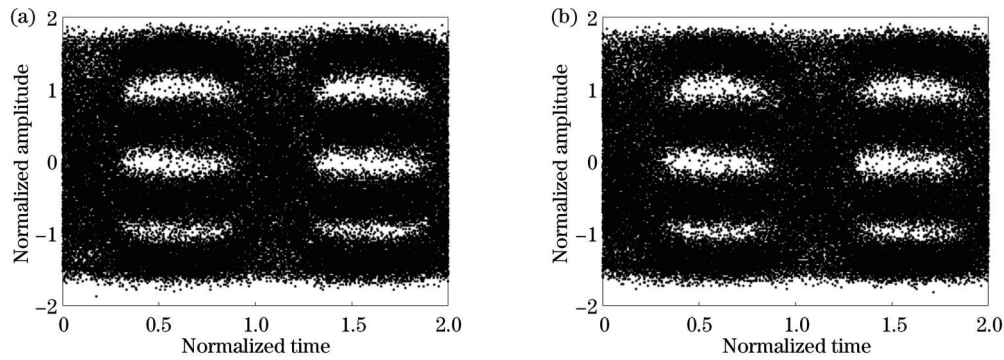


图 9 过采样与降采样眼图对比,PAM4 信号的符号率为 9.696 GBaud。(a) 采样率为 50 GSa/s;(b) 降采样
Fig. 9 Comparison of oversampling and downsampling eye diagrams, the symbol rate of PAM4 signal is 9.696 GBaud. (a) Sampling rate of 50 GSa/s; (b) downsampling

2.5.2 QPSK 信号的测量

光 QPSK 发射机的结构如图 10 所示,窄线宽激光器作为光 QPSK 发射机的光源,线宽为 100 kHz,输出功率为 +8 dBm,且在 C 波段内连续可调。脉冲码型

发生器产生两路 PRBS-15 序列作为 I 路和 Q 路的原始数据序列(I 路和 Q 路码型不同步),输出电信号幅度设定为 1.00 V_{pp},经放大后用以驱动 QPSK 调制器工作。将 QPSK 调制器输出的光信号导入宽带电示波器中,

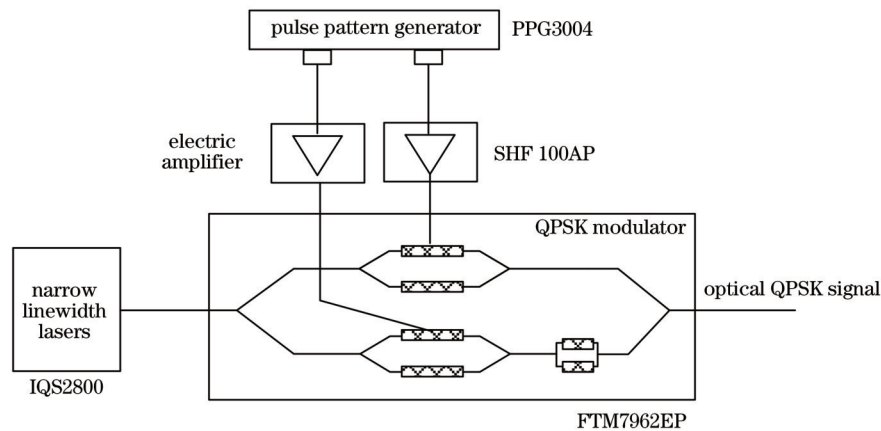


图 10 光 QPSK 信号发射机的结构
Fig. 10 Structure of optical QPSK signal transmitter

调节 QPSK 调制器的工作点偏置,使得输出的光 QPSK 信号眼图清晰、稳定,表现出双层眼皮的形式,此时 I 路和 Q 路的同速率电信号叠加在光载波上,系统承载的信号速率加倍。调整脉冲码型发生器的输出信号速率,得到不同速率下的光 QPSK 信号眼图。图

11 是用安捷伦实时示波器测得的符号速率分别为 10 Gbaud 和 20 Gbaud 的光 QPSK 信号眼图。图 12 是用光采样示波器样机测量的结果,可以看出样机能自适应地测量不同符号速率的 QPSK 信号眼图与星座图。

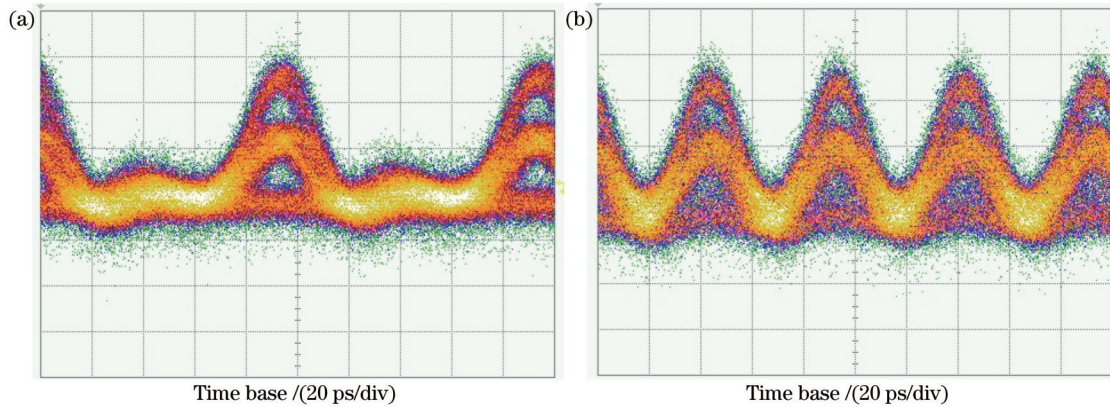


图 11 不同符号速率光 QPSK 信号眼图。(a) 10 Gbaud;(b) 20 Gbaud

Fig. 11 Eye diagrams of optical QPSK signals with different symbol rates. (a) 10 Gbaud; (b) 20 Gbaud

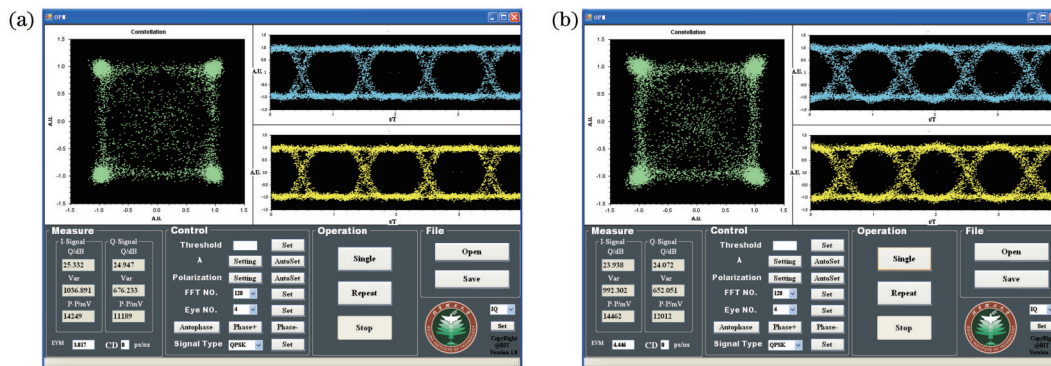


图 12 光采样示波器样机测得的不同符号速率 QPSK 信号眼图与星座图。(a) 10 Gbaud/s;(b) 20 Gbaud/s

Fig. 12 Eye diagrams and constellation diagrams of QPSK signals with different symbol rates measured by optical sampling oscilloscope prototype. (a) 10 Gbaud; (b) 20 Gbaud

2.5.3 光采样示波器本底噪声的影响

为了表征采样示波器样机本底噪声的影响,本文进行了鲁棒性测试。如图 13 所示,光 QPSK 信号发生器的输出经可调光衰减器接入光采样示波器,测量 Q 值随着输入光功率降低而变化的曲线。图 14 是测试结果,光 QPSK 信号的初始功率为 -5.0 dBm,初始 Q 值为 24.89 dB,通过线性拟合,得到 $y = 0.36465x + 27.093$ 。当 Q 值较初始 Q 值下降 3 dB 时,对应的输入光功率降低约 10.3 dB。由此可见,本底噪声的影响较小。

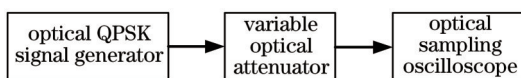


图 13 光采样示波器本底噪声影响的示意图

Fig. 13 Schematic of effect of background noise on optical sampling oscilloscope

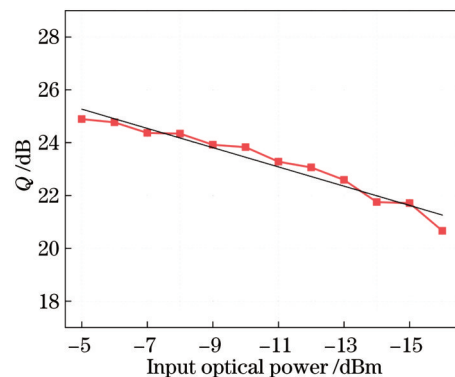


图 14 Q 值随输入光功率的变化曲线

Fig. 14 Variation curve of Q value with input optical power

3 结 论

本文介绍了光采样示波器中软件同步算法的研究进展。在前期 CZT 变换软件同步算法研究结果的基

基础上,提出了 ZoomFFT 变换软件同步算法,进一步降低了软件同步复杂度。实验结果表明,基于 ZoomFFT 的软件同步算法较 CZT 算法的复杂度下降了 68.8%。本课题组利用研制的光采样示波器样机,对 6.259 GBaud 和 9.696 GBaud 速率的光 PAM4 信号,以及 10 GBaud、20 GBaud 的光 QPSK 信号进行了测量,并与采样率为 50 GSa/s、带宽为 20 GHz 的宽带电采样示波器的测量结果进行对比,验证了光采样示波器能自适应地对不同速率的强度调制信号、相位调制信号进行测量。最后研究了光采样示波器本底噪声的影响,测量了 Q 因子随着被测光通信信号功率的降低而变化的情况,结果显示,当被测光信号功率下降 10.3 dB 时,测得的 Q 因子下降 3 dB,本底噪声的影响较小。

参 考 文 献

- [1] Westlund M, Sunnerud H, Karlsson M, et al. Software-synchronized all-optical sampling for fiber communication systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2005, 23(3): 1088-1099.
- [2] Shake I, Takara H, Kawanishi S, et al. Optical signal quality monitoring method based on optical sampling[J]. *Electronics Letters*, 1998, 34(22): 2152-2154.
- [3] Keysight[EB/OL]. [2023-03-29]. <https://www.keysight.com.cn/cn/zh/products/oscilloscopes.html>.
- [4] Takara H, Morioka T, Saruwatari M, et al. 100 Gbit/s optical waveform measurement with 0.6 ps resolution optical sampling using subpicosecond supercontinuum pulses[J]. *Electronics Letters*, 1994, 30(14): 1152-1153.
- [5] Nobuhide Y A M A D A, Hiroshi O H T A, Seiji N O G I W A. Optical sampling system using passively mode-locked fiber laser with KTP crystal[J]. *IEICE Transactions on Electronics*, 2003, E86-C(9): 1816-1823.
- [6] Kawanishi S, Yamamoto T, Nakazawa M, et al. High sensitivity waveform measurement with optical sampling using quasi-phasematched mixing in LiNbO₃ waveguide[J]. *Electronics Letters*, 2001, 37(13): 842-844.
- [7] Jinno M, Schlager J B, Franzen D L. Optical sampling using nondegenerate four-wave mixing in a semiconductor laser amplifier[C]//*Optical Amplifiers and Their Applications*, August 3, 1994, Breckenridge, Colorado. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 1994: FC2.
- [8] Diez S, Ludwig R, Schmidt C, et al. 160-Gb/s optical sampling by gain-transparent four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1999, 11(11): 1402-1404.
- [9] Chen S M, Anderson T, Hewitt D, et al. Optical performance monitoring for OFDM using low bandwidth coherent receivers [J]. *Optics Express*, 2012, 20(27): 28724-28733.
- [10] Ribeiro V, Costa L, Lima M, et al. Optical performance monitoring using the novel parametric asynchronous eye diagram [J]. *Optics Express*, 2012, 20(9): 9851-9861.
- [11] de Souza F R, Ribeiro M R N. An optical performance monitoring method for Carrier Ethernet networks using OAM continuity check messages[J]. *Photonic Network Communications*, 2012, 23(1): 74-82.
- [12] Ciaramella E, Peracchi A, Banchi L C, et al. BER estimation for performance monitoring in high-speed digital optical signals [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(13): 2117-2124.
- [13] Vo T D, Schröder J, Corcoran B, et al. Photonic-chip-based ultrafast waveform analysis and optical performance monitoring [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2012, 18(2): 834-846.
- [14] Schmidt C, Schubert C, Watanabe S, et al. 320 Gb/s all-optical eye diagram sampling using gain-transparent ultrafast-nonlinear interferometer (GT-UNI) [C]//2002 28TH European Conference on Optical Communication, September 8-12, 2002, Copenhagen, Denmark. New York: IEEE Press, 2002.
- [15] EXFO[EB/OL]. [2023-03-29]. <https://www.exfo.com/zh/products/lab-manufacturing-testing/electrical-ber-tester-sampling-oscilloscope/sampling-oscilloscope/>.
- [16] 张洪明. 高速光取样技术及应用[D]. 北京: 清华大学, 2003. Zhang H M. High speed optical sampling technique and applications[D]. Beijing: Tsinghua University, 2003.
- [17] 刘茂桐, 杨爱英, 孙雨南. 基于半导体光放大器四波混频原理的光采样[J]. *光学学报*, 2008, 28(1): 151-158. Liu M T, Yang A Y, Sun Y N. Optical sampling based on four-wave mixing theory in semiconductor optical amplifier[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, 28(1): 151-158.
- [18] Yang A Y, Wu X Y, Sun Y N. Robustness estimation of software-synchronized all-optical sampling for fiber communication systems[J]. *Chinese Optics Letters*, 2009, 7(3): 194-197.
- [19] 张尚剑, 刘永, 张谦述, 等. 半导体光放大器全光采样的线性度与转换效率表征[J]. *光学学报*, 2009, 29(9): 2529-2533. Zhang S J, Liu Y, Zhang Q S, et al. Characterization on linearity and conversion efficiency of all-optical sampling based on semiconductor optical amplifiers[J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, 29(9): 2529-2533.
- [20] 李铭. 多波长高速光采样技术的研究与实现[D]. 上海: 上海交通大学, 2010. Li M. Research and realization of high repetition rate multi-wavelength optical sampling technics[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2010.
- [21] 宁春梅, 杨爱英, 沈世奎, 等. 基于啁啾周期极化铌酸锂波导可选择光采样研究[J]. *光学学报*, 2010, 30(11): 3270-3275. Ning C M, Yang A Y, Shen S K, et al. Study on waveband optional optical sampling based on chirped periodically poled LiNbO₃ waveguide[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(11): 3270-3275.
- [22] 王文睿, 于晋龙, 罗俊, 等. 基于光参量放大的高速实时光取样技术[J]. *物理学报*, 2011, 60(10): 104220. Wang W R, Yu J L, Luo J, et al. High speed real-time optical sampling system based on optical parametric amplification[J]. *Acta Physica Sinica*, 2011, 60(10): 104220.
- [23] Yang A Y, Wu X Y, Qiao Y J, et al. Bit-rate adaptive optical performance monitoring method for fiber communication systems [J]. *Optics Communications*, 2011, 284(1): 436-440.
- [24] Zuo L, Feng L H, Yang A Y, et al. Experimental investigation on bit-rate-adaptive software synchronous optical sampling[J]. *Chinese Optics Letters*, 2013, 11(5): 50603-50606.
- [25] Ning C M, Yang A Y, Cui J M, et al. High speed optical sampling covering C band and L band using CPPLN waveguide [J]. *Optics Communications*, 2011, 284(5): 1412-1417.
- [26] Yang A Y, Lai J S, Sun Y N. A chirp-z-transform-based software synchronization method for optical performance monitoring[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(22): 1739-1741.
- [27] 吕济根. 基于光采样技术的高速光信号测量[D]. 北京: 北京交通大学, 2011. Lü J G. High speed optical signal measurements based on optical sampling technology[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2011.
- [28] 刘元山, 张建国, 唐定康, 等. 亚皮秒级时间分辨率的光取样示波器实验样机[J]. *光学学报*, 2012, 32(1): 0107002. Liu Y S, Zhang J G, Tang D K, et al. Prototype of an optical sampling oscilloscope with subpicosecond temporal resolution[J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(1): 0107002.
- [29] 刘茂桐. 光学非线性光采样及其在光网络监测中应用的研究

[D]. 北京: 北京理工大学, 2010.

Liu M T. Research on optical nonlinear optical sampling and its application in optical network monitoring[D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2010.

[30] Yang A Y, Zuo L, Zhou J, et al. Periodically poled lithium niobate based ultra-wide bandwidth optical sampling oscilloscope [J]. Proceedings of SPIE, 2013, 9043: 904302.

Software Synchronization Algorithm of Optical Sampling Oscilloscope

Yang Aiying*, Zhao Zhe, Li Qian

School of Optics and Photonics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China

Abstract

Objective In optical communication, the measurement and analysis of high-speed optical communication signals are essential in developing high-speed optical communication devices, equipment, and systems. At present, the common equipment for time-domain measurement of high-speed optical signals is an optoelectronic hybrid broadband oscilloscope, which has a signal processing circuit limit bandwidth of about 90 GHz and requires complex clock synchronization circuitry. Additionally, this type of oscilloscope also has disadvantages such as opaque signal rate and modulation format, complex system composition, and expensive price. To overcome this electronic bottleneck, we develop an optical sampling oscilloscope prototype based on optical domain sampling technology. The oscilloscope adopts a software synchronization algorithm, and the measurable signal bandwidth is up to THz without the requirement for high-speed photodetectors, which lowers the bandwidth requirements of the clock synchronization circuit and subsequent processing circuits. The limitation of the electronic bottleneck is also overcome. However, since we previously adopt a software synchronization algorithm based on chirped z-transform (CZT), its complexity affects the signal processing timeliness. To improve the signal processing efficiency and enhance the equipment practicability, it is necessary to study a less complex software synchronization algorithm suitable for optical sampling oscilloscopes.

Methods Generally, after the optical signal is asynchronously down-frequency optically sampled with a fixed frequency difference, the eye diagram reconstruction algorithm based on software synchronization can be employed to realize parameter measurement of high-speed optical data signals related to the eye diagram recovery, constellation diagram, and signal statistical characteristics (Fig. 2). The key to the entire software synchronous eye diagram reconstruction algorithm is to accurately obtain the down-frequency equivalent sampling time step parameter Δt of asynchronous down-frequency optical sampling from the sampled digital signal. To reduce the complexity of software synchronization, based on the CZT software synchronization method proposed by our research group, we put forward a software synchronization method based on the zoom fast Fourier transform (ZoomFFT). The proposed software synchronization algorithm is divided into two steps of coarse synchronization based on FFT and fine synchronization based on ZoomFFT (Figs. 4–6). After the FFT coarse synchronization, ZoomFFT is adopted to refine the spectrum near the peak of the amplitude spectrum to obtain a more accurate peak frequency point of the amplitude spectrum. Then a more accurate down-frequency equivalent sampling time step parameter Δt is obtained to realize fine synchronization. Among them, after replacing the low-pass filter in the ZoomFFT transform with time-domain averaging, the computational complexity of ZoomFFT is lower than that of CZT.

Results and Discussions First, we measure the four-level pulse amplitude modulation (PAM4) signal and quadrature phase-shift keying (QPSK) signal at different rates through an optical sampling oscilloscope prototype. In the measurement of the PAM4 signal, two rates of 6.259 GBaud and 9.696 GBaud are sent respectively. To compare with the downsampling signal, a high-speed broadband digital sampling oscilloscope with a sampling rate of 50 GSa/s and a bandwidth of 20 GHz is utilized to oversample the two-rate PAM4 signal. The results show that the software synchronous optical sampling oscilloscope can measure the eye diagram which is in good agreement with the oversampling broadband oscilloscope (Figs. 8–9). In the measurement of the QPSK signal, two rates of 10 GBaud and 20 GBaud are sent respectively. With the results measured by Agilent's real-time oscilloscope as a comparison, the software synchronous optical sampling oscilloscope can adaptively measure the eye diagram and constellation diagram of the QPSK signal with different symbol rates (Figs. 11–12). Meanwhile, we investigate the effect of the background noise in an optical sampling oscilloscope prototype, and the change curve of the Q value is measured by changing the input optical power. The results show that when the Q value decreases by 3 dB, the corresponding input optical power reduces by about 10.3 dB, and the influence of background noise is small (Fig. 14). It is worth noting that benefiting from the proposed ZoomFFT-based

software synchronization algorithm, the complexity can be greatly reduced. Compared with the CZT algorithm, the complexity is reduced by 68.8%.

Conclusions Based on the previous research results of the software synchronization algorithm of the CZT transform, our paper proposes a software synchronization algorithm of the ZoomFFT transform. The experimental results show that the software synchronization algorithm based on ZoomFFT reduces the complexity by 68.8% compared with the CZT algorithm. With the developed optical sampling oscilloscope prototype, the optical PAM4 signals of 6.259 GBaud and 9.696 GBaud rates, and the optical QPSK signals of 10 GBaud and 20 GBaud are measured. The measurement results are compared with those of a broadband electrical sampling oscilloscope with a sampling rate of 50 GSa/s and a bandwidth of 20 GHz. The measurement results verify that the optical sampling oscilloscope can adaptively measure intensity-modulated signals and phase-modulated signals at different rates. Additionally, the effect of the background noise in the optical sampling oscilloscope is investigated. The results demonstrate that when the measured input optical signal power drops by 10.3 dB, the measured Q factor decreases by 3 dB. Thus, the influence of the background noise is small.

Key words optical fiber communication; sampling; eye diagram; Q factor