

引用本文:王乾名,林琮凯,张振荣,等.一种集成接收机的信号处理方法[J].光通信技术,2023,47(4):32-37.

一种集成接收机的信号处理方法

王乾名,林琮凯,朱硕隆,曲勃源,郑嘉利,张振荣*

(广西大学 计算机与电子信息学院,南宁 530004)

摘要:针对在光接入网中传统相干接收机存在成本高、算法处理复杂的问题,提出一种低成本的简化相干接收机(SCR)信号处理方法。发送端使用四电平脉冲幅度调制(PAM4)高阶码型进行信号调制,接收端对输出信号先后采用不平衡度补偿算法、反馈式全数字时钟恢复算法进行处理,并通过帧同步、码元判决后计算误码率。仿真及实验结果表明:所提方法在系统中有着良好性能,在输入信号光功率为-9 dBm时,系统误码率为 10^{-4} 量级,低于硬判决前向纠错(HD-FEC)门限的误码率判决。

关键词:简化相干接收机;四电平脉冲幅度调制;信号处理;不平衡度补偿算法;时钟恢复算法

中图分类号:TN914 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2023)04-0032-06

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2023.04.006

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Signal processing method for an integrated receiver

WANG Qianming, LIN Congkai, ZHU Shuolong, QU Boyuan, ZHENG Jiali, ZHANG Zhenrong*

(School of Computer and Electronic Information, Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract: Aiming at the problems of high cost and complex algorithm of conventional coherent receiver in optical access network, a low cost simplified coherent receiver (SCR) signal processing method is proposed. The transmitter uses four-level pulse amplitude modulation (PAM4) high order code to modulate the signal, and the receiver uses unbalance compensation algorithm and feedback full digital clock recovery algorithm to process the output signal, and calculates the bit error rate through frame synchronization and code element decision. The simulation and experimental results show that the proposed method has good performance in the system. When the optical power of the input signal is -9 dBm, the bit error rate of the system is 10^{-4} , which is lower than the bit error rate decision of the hard decision forward error correction (HD-FEC) threshold.

Key words: simplified coherent receiver, four-level pulse amplitude modulation, signal processing, unbalance degree compensation algorithm, clock recovery algorithm

0 引言

随着云计算、第五代移动通信技术(5G)网络等业务兴起,对大容量、超高速、高光谱效率、低成本、低消耗光接入网络的需求正在迅速增加。无源光网络(PON)因其高带宽、低成本运维等优势被看作接入网的发展方向。波分复用 PON 极具前景,在用户接入数量、信号

速率、数据的安全性能方面具有显著优势。在接入网中,传统相干接收机采用信号光与本振光相干探测的技术探测出信号频率、幅度等多维度信息,其频率选择性的优点与波分复用技术紧密结合,但其数字信号处理(DSP)过程和接收机的结构较复杂,接收机成本敏感,不适合中短距离的信号接收和大范围的应用。

针对上述问题,国内外科研人员积极推进了简化相干接收机(SCR)的研发。文献[1]提出一种基于 120° 3×3 混频器的接收机,可以实现偏振独立的信号接收,该接收机无需复杂的 DSP 即可恢复基带信息,虽然降低了 DSP 复杂度,但只能探测到幅度调制信息,无法探测到相位相关信息,因此存在频谱效率不足的缺点。为了提高频谱效率,发送端可使用高阶调制格式的四电平脉冲幅度调制(PAM4)信号进行传输,每个码

收稿日期:2023-01-03。

基金项目:粤桂联合基金项目(2021GXNSFDA076001)资助。

作者简介:王乾名(1996—),男,硕士研究生,现就读于广西大学计算机与电子信息学院计算机科学与技术专业,主要从事光纤通信、基于 120° 混频器的集成接收机算法方面的研究工作,并对接收机信号传输相关算法进行理论研究及仿真验证。

*通信作者:张振荣(1976—),男,博士,教授,主要研究方向为通信网络及光纤传感技术。



元携带 2 bit 信息,有效提高光纤信道的通信容量。另外,随着集成光电子学、制造工艺精度的提升,接收机也由分离式器件向集成式发展,在体积、成本和性能上得到改善。文献[2]设计了一种基于绝缘体上硅(SOI)平台的集成 120° SCR,相比分离 SCR,该集成式 SCR 具有成本低、传输距离远、结构紧凑等优点,在波分复用 PON 中有可能实现大规模部署,是未来接入网接收机优先发展方向之一。因此,本文提出一种集成接收机的信号处理方法。

1 原理与算法

1.1 SCR 原理与信号传输流程

本文搭建的信号传输系统使用的 120°集成 SCR 结构图如图 1 所示。SCR 结构主要包括用于信号光输入的水平耦合器、用于本振光输入的水平耦合器、偏振分束器(PBS)、偏振分束旋转器(PSR)、3×3 多模干涉耦合器(MMI)、光电探测器(PD)。信号光 E_s 经过水平耦合器后输入 PSR,PSR 将信号光中 TE 模式分量和 TM 模式分量进行分离,并将分离出的 TM 模式分量转换为 TE 模式分量,使得 2 路输入 MMI 的信号光偏振态均为 TE 模式。本振光 E_{LO} 通过另一个水平耦合器输入 PBS,舍去 TM 模式分量,此时只留下与 2 路信号光相同的 TE 模式分量。3 路相同 TE 模式的光经 3×3 MMI 相干混频后由 PD 探测,将光信号转变为 3 路不同相位的电信号^[3-4]后进行不平衡度补偿、滤除直流、平方、求和、低通滤波(LPF)等操作,恢复出信号波形。最后,对信号波形采用时钟恢复算法找出最佳采样点,即可判决、恢复码元,计算误码率(BER)。

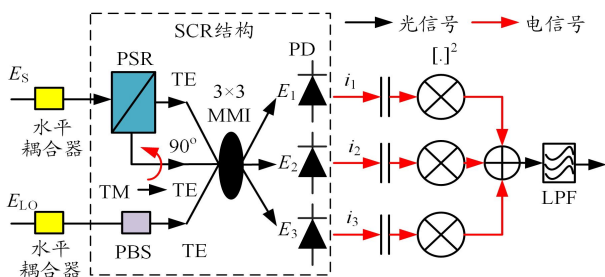


图 1 集成 SCR 结构图

PSR 分离出的 2 路信号光可用琼斯矩阵形式表示。本文以本振光频率为基准,为简化计算过程,公式推导过程中忽略 E_s 与 E_{LO} 的初始相位。输入随机偏振态的信号光表达式为

$$E_s(t) = \begin{bmatrix} E_{SX} \\ E_{SY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t)\exp(j(2\pi\Delta ft))\cos\phi \\ A(t)\exp(j(2\pi\Delta ft+\delta))\sin\phi \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, E_{SX} 与 E_{SY} 分别表示 SCR 前 2 路输入光, $A(t)$ 表示幅度调制信息, j 表示虚数符号, Δf 表示信号光与本振光频率的差值, δ 表示信号光偏振态椭圆角, ϕ 表示信号光对应的偏振椭圆主轴方位角, t 表示时间。3×3 MMI 理论传输矩阵 $N_{3\times 3MMI}$ 为

$$N_{3\times 3MMI} = \frac{1}{\sqrt{3}} \exp \begin{bmatrix} \pi & \frac{2\pi}{3} & -\pi/3 \\ 2\pi/3 & \pi & \pi/3 \\ -\pi/3 & 2\pi/3 & \pi \end{bmatrix} \quad (2)$$

当 3 路光从 120°混频器输入端输入时,每路光对应输出端 3 个不同的相位值,因此矩阵包含 9 个相位取值。由传输前后光场关系得出输出光场表达式为

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} = N_{3\times 3MMI} \begin{bmatrix} E_{SX} \\ E_{SY} \\ E_{LO} \end{bmatrix} \quad (3)$$

PD 将接收的光信号转为电信号,电信号表达式为

$$i_n = R |E_n|^2 \quad (4)$$

其中, i_n 为经 PD 后输出的 3 路电信号, $n=1,2,3$; R 为 PD 的响应度。对输出信号进行不平衡度补偿后,求得平方和 $S(t)$ 为

$$S(t) = i_1^2 + i_2^2 + i_3^2 = \frac{2}{3} R^2 E_{LO}^2 A^2(t) \times [1 - \sin(2\phi)\sin(4\pi\Delta ft + \delta - \pi/6)] \quad (5)$$

式(5)包含 2 个部分:第一部分是携带幅度调制信息的项, R 与 E_{LO} 对幅度调制信息 $A(t)$ 起了放大倍数的作用,增大了 SCR 灵敏度。在输入信号光功率低、 $A(t)$ 值小的情况下,通过增大本振光功率提高 E_{LO} 值来达到对第一项进行放大的目的。第二部分是在频率 $2\Delta f$ 处震荡的偏振相关项,由参数 δ 与 ϕ 共同决定, $\sin(2\phi)$ 为 0 时,偏振相关的干扰项消失,只剩下携带幅度调制信息的项; $\sin(2\phi)$ 不为 0 时,干扰项将影响幅度调制信息的提取,可利用 LPF 滤除信号带宽外 $2\Delta f$ 部分。此时, $2\Delta f$ 的选取必需在幅度调制信息频率范围之外,才能实现与偏振无关的幅度信息接收。

1.2 SCR 接收端算法

在理想情况下,传统相干接收机相干探测得到的 I 路与 Q 路信号完全正交,且 2 路信号幅度相等^[5]。然而,实际操作中,有多种原因(例如调制器与接收机工艺和性能不理想)造成接收机在终端探测到的 I 与 Q 2 路信号出现幅度不平衡、相位不正交的情况,不仅导致系统传输性能恶化,还会影响后续的信号接收工作,后续可以通过正交与平衡算法进行补偿^[6-7]。SCR 输出信号幅度、相位调整比传统接收机更复杂,存在 3 路信号的幅度不平衡和相位无法精确到 120°的情况,

王乾名,林琮凯,张振荣,等.一种集成接收机的信号处理方法

主要影响因素有信号调制器调制电压值设置不准确、3路PD响应度不相同、MMI分光比不对称等,在后续的3路信号平方、求和操作中会导致幅度小的信号被幅度大的信号完全覆盖;同时,针对 120° 相位不完美的现象,目前的有关SCR文献未提到相关的 120° 均衡算法,但可以通过在SCR中引入热调相移器来调节相位。PAM4信号传输系统中,发送端时钟与接收端时钟独立、信道传输存在延迟,导致接收端接收到的信号产生频率偏移与相位抖动现象,对接收到的波形无法确定何时采样并判决。针对以上影响,本文先采用不平衡补偿算法对3路输出信号幅度进行补偿,然后采用时钟恢复算法进行最佳采样点的插值恢复码元,并利用帧同步进行码元值对比和计算BER。

1.2.1 不平衡度补偿算法

为解决3路输出信号幅度差异大导致平方、求和操作后小幅度信号被大幅度信号覆盖的问题,本文对3路输出信号幅度值进行不平衡度补偿处理。由式(4)得出经PD探测后输出3路信号为

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{R}{3} A^2(t) \left[1 + \sin(2\phi) \cos(\delta - \frac{\pi}{3}) \right] + \frac{2R}{3} E_{L0} A(t) \times \\ &\quad \left[\cos(2\pi\Delta ft + \frac{4\pi}{3}) \cos\phi + \cos(2\pi\Delta ft + \delta + \pi) \sin\phi \right] \\ i_2 &= \frac{R}{3} A^2(t) \left[1 + \sin(2\phi) \cos(\delta + \frac{\pi}{3}) \right] + \frac{2R}{3} E_{L0} A(t) \times \\ &\quad \left[\cos(2\pi\Delta ft) \cos\phi + \cos(2\pi\Delta ft + \delta + \frac{\pi}{3}) \sin\phi \right] \\ i_3 &= \frac{R}{3} A^2(t) \left[1 + \sin(2\phi) \cos(\delta + \pi) \right] + \frac{2R}{3} E_{L0} A(t) \times \\ &\quad \left[\cos(2\pi\Delta ft - \frac{4\pi}{3}) \cos\phi + \cos(2\pi\Delta ft + \delta - \frac{\pi}{3}) \sin\phi \right] \end{aligned} \quad (6)$$

PAM4信号传输系统中,本振光功率远大于信号光功率,即 $E_{L0} \gg A(t)$ 。由式(6)可知, i_n 信号波形主要受 $\frac{2R}{3} E_{L0} A(t)$ 项影响,信号幅度与PAM4信号相同,有4种电平值,用 $p_v(v=1,2,3,4)$ 表示。3路接收信号幅度不平衡度说明图如图2所示。首先,在4个电平之间取得3个阈值,设为 $L_{nm}(n,m=1,2,3)$;然后,求得每路采样数据的平均值,设为第二阈值 L_{n2} ,将大于第二阈值采样点的平均值设为第一阈值 L_{n1} ,小于第二阈值采样点的平均值设为第三阈值 L_{n3} 。以对 i_1 操作为例,为减小信号放大或缩小倍数过大增加总体误差,首先,以幅度值第二大的信号 i_2 的3个阈值为基准,求得阈值 i_1 与 i_2 的比例倍数 L_{21}/L_{11} 、 L_{22}/L_{12} 和 L_{23}/L_{13} ;

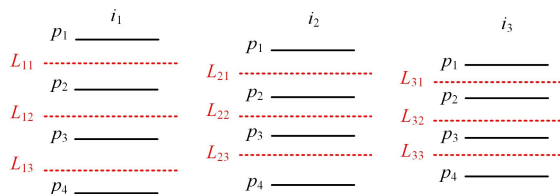


图2 3路接收信号幅度不平衡度说明图

然后,将 i_1 中所有采样点与 L_{22}/L_{12} 、大于 L_{12} 的点与 L_{21}/L_{11} 、小于 L_{12} 的点与 L_{23}/L_{13} 分别按照比例倍数的关系进行放大和缩小调节。同理,对 i_1 、 i_3 进行上述操作,使得 i_1 、 i_3 信号幅度趋势向 i_2 逼近,达到补偿幅度不平衡的效果。

1.2.2 反馈式全数字时钟恢复算法

由上述可知,滤波后信号只有幅度相关信息。为判决并恢复出码元,需对码元采样周期内的一个采样点进行判决并得到码元值。由于幅度信息中并不涉及载波频率、相位等信息,本文对比多种时钟恢复算法发现,反馈式全数字时钟恢复算法适合SCR接收信息的时钟恢复处理^[8-9]。基于Gardner算法的反馈式全数字时钟恢复算法的结构简单,计算快捷,每个采样周期只需2个采样点即可判决码元且载波相位不敏感,因此本文采用该算法对信号进行处理^[10]。算法实现流程图如图3所示。图中的数控振荡器(NCO)、分数间隔计数器分别控制内插基点 m_k 和分数间隔 u_k 同步过程如下:本地时钟以 T_s 为采样周期对接收信号 $x(t)$ 进行采样,插值滤波器对采样值 $x(mT_s)$ 进行内插值计算,得出的计算结果 $x(kT_a)$ 分2路输出:一路在最佳采样点时刻输出;另一路反馈给定时误差检测器计算误差值 $e(n)$,经环路滤波器处理带外噪声后得出 $w(n)$, $w(n)$ 控制NCO与分数间隔计数器产生内插基点 m_k 和分数间隔 u_k ,插值滤波器得到反馈值后进行下次内插值的更新,循环更新调整后在最佳采样时刻插入正确的判决值,即满足判决要求的码元同步采样点值。 $y(n)$ 表示NCO中寄存的内容。

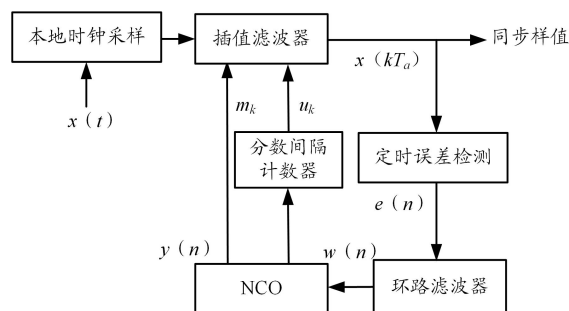


图3 算法实现流程图

$e(n)$ 表示输入采样点与最佳采样点之间的误差程度,表达式为

$$e(n)=I(n-\frac{1}{2})\times[I(n)-I(n-1)] \quad (7)$$

其中, $I(n)$ 、 $I(n-1)$ 为相邻2个码元的最佳采样点, $I(n-1/2)$ 为最佳采样点的中间值。通过判断 $e(n)$ 取值与0的大小关系来确定采样时钟是超前、滞后,还是定时准确,当 $e(n)$ 稳定在0附近时,说明同步完成^[1]。

环路滤波器是一个比例积分结构, $w(n)$ 与 $e(n)$ 关系为

$$w(n+1)=w(n)+C_1[e(n)-e(n-1)]+C_2e(n) \quad (8)$$

其中, C_1 、 C_2 为环路滤波器系数,用于频率、相位误差跟踪。NCO起相位递减器的作用,以原始采样周期 T_s 为间隔进行插值基点 m_k 的查找,同时为插值滤波器提供重采样时钟周期 T_a 值。 $y(n)$ 寄存深度为1,代表相位递减后的值,每隔 T_s 时间减去 $w(n)$,对存储值进行更新,差分方程为

$$y(n+1)=[y(n)-w(n)]\bmod 1 \quad (9)$$

同步情况下, $w(n)$ 趋于某恒定值 T_s/T_a 。分数间隔 u_k 以 T_s 为间隔,随 $y(n)$ 变化而更新,关系式为

$$\frac{u_k T_s}{y(m_k)} = \frac{(1-u_k) T_s}{1-y(m_k+1)} \quad (10)$$

插值滤波器采用立方插值方法在高频成分下有效减少失真,因此插值精度高。插值滤波器通过 u_k 、 m_k 确定 kT_a 位置, kT_a 代表最佳采样时刻,其表达式为

$$kT_a = \frac{kT_s}{T_s} = (m_k + u_k) T_s \quad (11)$$

求得最佳采样时刻后,对内插基点 m_k 附近4点采样值进行计算求得 $x(kT_a)$,计算公式为

$$x(kT_a) = x(m_k-2)G_{-2} + x(m_k-1)G_{-1} + x(m_k)G_0 + x(m_k+1)G_1 \quad (12)$$

其中, $G_u(u=-2,-1,0,1)$ 为滤波器系数,即关于 u_k 的函数^[1]。

2 仿真分析与实验测试

2.1 仿真分析

本文应用软件VPI或OptiSystem与Matlab对所提算法进行仿真。为更能接近真实性,在信号发送端添加频率偏移、相位抖动,设置信噪比(SNR);仿真码元个数取 10^5 个,采样率为6倍的码元速率,接收端因传输环境因素干扰,实际接收的每个码元数据点会在6个采样点上下移动,插值后每个码元输出2个插值。接收端利用不平衡度补偿算法、时钟恢复算法对基带信号进行恢复,得到准确的插值后进行判决。

由于调制方式不同,不平衡度补偿算法的复杂度和时钟恢复算法的精确度也会不同。为对比仿真结果,发送端信号分别使用二电平的非归零码(NRZ)调制信号与PAM4信号进行仿真,结果如图4所示。

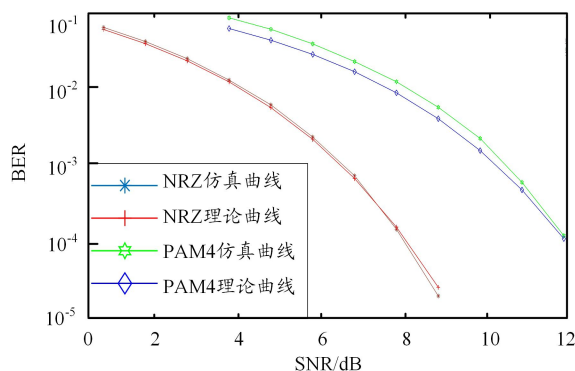
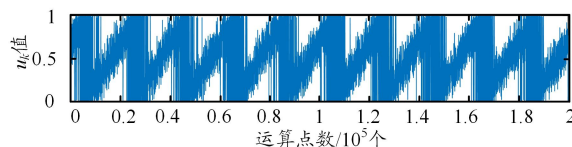


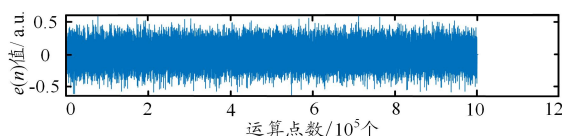
图4 不同 SNR 下的 BER 仿真曲线

由图4可知,当BER相同时,NRZ与PAM4信号两者存在4dB的损耗差,PAM4调制格式在增加频谱利用率的同时,需要更高的SNR。相比于NRZ信号拟合曲线的理想度,PAM4信号仿真值高于理论值,这是由于PAM4信号的电平数是NRZ信号的2倍,对噪声更敏感,不平衡度补偿误差大于NRZ信号,同时也受到时钟恢复算法的局限性的影响,因此可通过升采样提高采样点数来减少BER。仿真值与理论值的相差范围在可接受误差范围内,可以达到恢复码元的目的。

仿真仅通过调节SNR影响幅度大小,整个仿真流程主要以时钟恢复算法为主。本文在不平衡度补偿后,对时钟恢复算法的性能进行判断。时钟恢复算法稳定性与环路各组成部分性能密切相关,仿真结果如图5所示。可以看出,开始并未出现长期大幅度震荡抖动现象,整个环路快速趋于稳定;稳定后, u_k 值呈现周期性重复,定时误差 $e(n)$ 锁定在0附近, $e(n)$ 值在 ± 0.5 a.u.范围内波动,多数误差值维持在 ± 0.3 a.u.范围

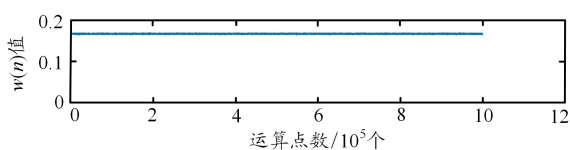


(a) 分数间隔 u_k 值仿真图



(b) 定时误差 $e(n)$ 值仿真图

王乾名,林琮凯,张振荣,等.一种集成接收机的信号处理方法



(c) 环形滤波器输出 $w(n)$ 值仿真图

图5 时钟恢复算法仿真结果

内, $w(n)$ 稳定在恒定值 T_s/T_a 处, 整个环路性能较好。

2.2 实验测试

2.2.1 系统结构

为测试实际系统中所提算法的性能, 本文对实验系统中 SCR 接收的 PAM4 信号进行离线处理, 实验链路系统结构图如图 6 所示。PAM4 信号由任意波长发生器(AWG)通过将内部存储的伪随机数进行比特到符号的映射, 在序列中插入帧头、帧尾用于计算传输前后信号的 BER 大小。信号光与本振光光源由工作波长在 1 550.016~1 550.068 nm 的分布式反馈(DFB)激光器产生。设置马赫-曾德尔调制器(MZM)工作电压在正交位置, DFB 输入光载波到 MZM 的同时, AWG 控制 PAM4 电信号驱动 MZM 输出光信号。光信号经标准单模光纤(SSMF)、可调光衰减器(VOA)、偏振控制器(PC)后输入接收机。其中, VOA 对输入接收机的光功率大小进行调整, PC₁、PC₂ 分别控制输入 SCR 信号光与本振光的偏振态, 偏置器分离信号中的交流、直流分量, 电源为 SCR 中的 PD 供电。SCR 输出的 3 路电信号经偏置器输入带宽为 33 GHz 的实时示波器(RTO)中, RTO 内置模/数转换器(ADC)以 80 GSa/s 采样频率对 3 路信号进行采样, 采样后的数据经不平衡度补偿、平方和、低通滤波以及时钟恢复后恢复基带信号码元信息。

设置 AWG 输入 5 GBaud (10 Gb/s) 的 PAM4 信号, 信号光功率为 -9 dBm, 波长为 1 550 nm, 本振光

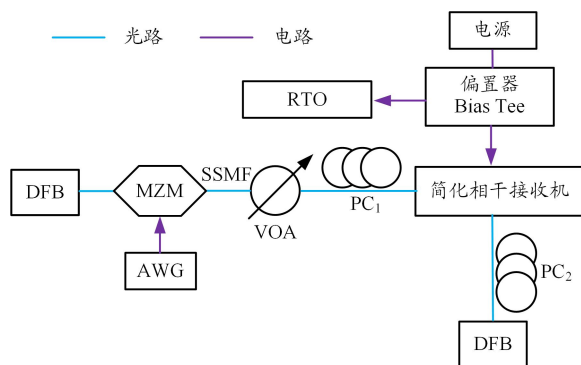
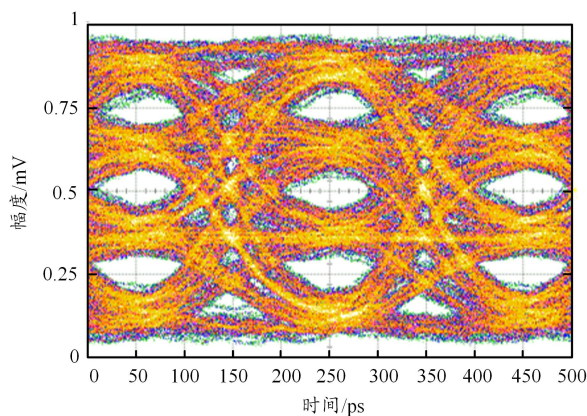


图6 实验链路系统结构图

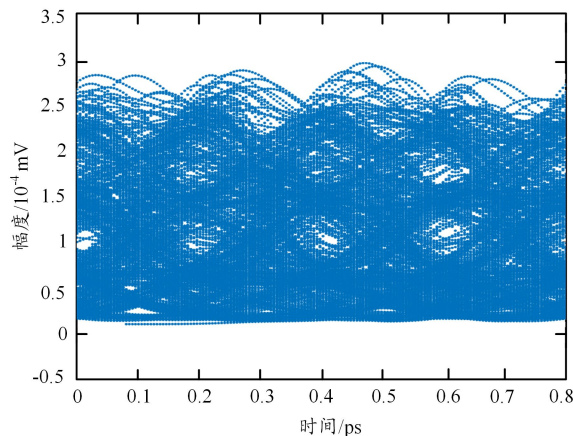
功率为 6 dBm, 控制本振光波长使得两者的 Δf 值为 5 GHz。 Δf 过小会落在信号带宽范围内无法通过滤波去除, 影响信号质量; Δf 过大, 则对 PD 探测带宽要求较高, 当超出探测范围时, 则无法探测 Δf , 影响后续 $2\Delta f$ 的计算, 达不到滤除频偏相关项的目的。因此, 实际选取 Δf 值应在可接受误码范围内尽可能小, 减少 PD 带宽, 降低成本。SCR 中 PD 的 3 dB 带宽为 7 GHz。

2.2.2 离线处理

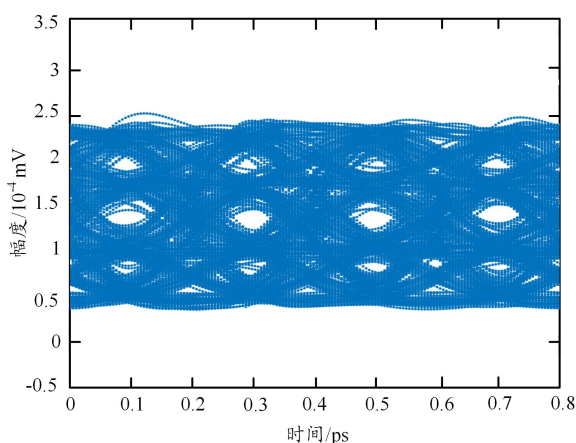
离线后的数据通过 Matlab 进行处理, 3 路数据通过不平衡度算法对信号幅度补偿后进行平方和操作; 采用 0.75B 带宽的低通滤波器滤除 $2\Delta f$ 成分, 其中 B 表示 5 GHz 的基带信号带宽。图 7 为发送端与接收端 PAM4 信号眼图。可以看出, 图 7(a)中眼图质量良好; 图 7(b)中眼图质量差, 无法获得基带信号; 图 7(c)与图 7(a)眼图形状接近, 眼图睁开可以恢复数据。眼图正常的信号经时钟同步、帧同步后, 进行 PAM4 信号 BER 计算, 可在信号功率低至 -9 dBm 的情况下, 实现 BER 为 10^{-4} 量级, 低于硬判决前向纠错(HD-FEC)门



(a) 发送端采样示波器采集到的信号眼图



(b) 未经过不平衡度补偿的数据眼图



(c) 经过不平衡度补偿处理后的眼图

图7 发送端与接收端 PAM4 信号眼图

限值的误码率判决。实验证明,不平衡度补偿算法和时钟恢复算法在电域可以实现 SCR 的5 GBaud-PAM4 信号接收。

3 结束语

针对传统 SCR 成本高、算法复杂的问题,本文提出了一种简化 SCR 的信号处理方法,并进行了仿真与实验。在输入信号低功率的情况下,通过不平衡度补偿算法和时钟恢复算法后实现了 5 GBaud-PAM4 信号的码元信息提取。整个系统仅需幅度调制,具有频谱效率高、算法处理简单、成本低的优点。在未来将其与波分复用技术结合,可大幅度降低接入网成本,具有很好的发展前景。我们下一步会针对 MMI 的 120° 相位不精准问题进行算法研究,同时在接收端对 3 路信号相位误差进行补偿。

参考文献:

- [1] CIARAMELLA E. Polarization-independent receivers for low-cost coherent OOK systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(6): 548-551.
- [2] SABER M G, OSMAN M, PATEL D, et al. Demonstration of a 120° hybrid based simplified coherent receiver on SOI for high speed PON applications[J]. Optics Express, 2018, 26(24): 31222-31232.
- [3] ARTIGLIA M, PRESI M, BOTTONI F, et al. Polarization-independent coherent real-time analog receiver for PON access systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(8): 2027-2033.
- [4] SABER M G, ABADIA N, PLANT D V. CMOS compatible all-silicon TM pass polarizer based on highly doped silicon waveguide[J]. Optics Express, 2018, 26(16): 20878-20887.
- [5] SCHUCHERT A, HASHOLZNER R, ANTOINE P. A novel IQ imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2001, 47(3): 313-318.
- [6] MAYER I. On Lowdin's method of symmetric orthogonalization [J]. International Journal of Quantum Chemistry, 2002, 90(1): 63-65.
- [7] CHANG S H, CHUNG H S, KIM K. Impact of quadrature imbalance in optical coherent QPSK receiver [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(11): 709-711.
- [8] GARDNER F M. Interpolation in digital modems -part I: fundamentals[J]. IEEE Transaction on Communications, 1993, 41(3): 501-507.
- [9] 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.
- [10] MUELLER K, MULLER M. Timing recovery in digital synchronous data receivers [J]. IEEE Transaction on Communications, 1976, 24(5): 516-531.
- [11] GARDNER F M. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers[J]. IEEE Transaction on Communications, 1986, 34(5): 423-429.
- [12] LIM D. A modified gardner detector for symbol timing recovery of MPSK signals [J]. IEEE Transaction on Communications, 2004, 52(10): 1643-1647.