

基于相位调制本振的相干检测系统

李赞¹, 李正璇^{1*}, 黄新刚², 杨波², 钟一鸣², 马壮², 宋英雄¹

¹上海大学特种光纤与光接入网重点实验室, 上海 200444;

²中兴通讯公司, 上海 201203

摘要 提出了一种简化的相干检测系统,通过在时域上交替探测信号的同向(I)及正交(Q)信息分量,实现了基于单个平衡光电探测器(BPD)的相位分集接收。仿真结果表明,25 Gbit/s 的非归零信号经过 25 km 标准单模光纤传输时,在 10^{-3} 误码率门限下,其接收灵敏度为 -39.97 dBm。用 Gram-Schmidt 正交化过程算法对信号光与本振(LO)光之间频率偏移引起的 I、Q 分量失配角进行补偿,当频率偏移小于符号速率的 $1/5$ (± 5 GHz)时,灵敏度代价约为 3.2 dB。此外,当 LO 光功率较高时,用单 PD 取代 BPD 的灵敏度损失约为 3 dB。本方案为实现低成本的相干检测提供了一种解决方法。

关键词 光通信; 相干检测; 相位调制; 频率偏移; 正交化算法

中图分类号 TN929.11

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202141.2006001

Coherent Detection System Based on Phase-Modulated Local Oscillator

Li Yun¹, Li Zhengxuan^{1*}, Huang Xingang², Yang Bo², Zhong Yiming²,
Ma Zhuang², Song Yingxiong¹

¹Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200444, China;

²ZTE Corporation, Shanghai 201203, China

Abstract We propose a simplified coherent detection system, which achieved phase diversity reception based on a single balanced photodetector (BPD) by alternately detecting the in-phase (I) and quadrature (Q) information components of a signal in the time domain. The simulation results show that a 25 Gbit/s non-return-to-zero signal has a receiving sensitivity of -39.97 dBm at a bit-error-rate threshold of 10^{-3} after 25 km of standard single-mode fiber transmission. The Gram-Schmidt orthogonalization process algorithm is used to compensate the mismatch angle between the I and Q components caused by the frequency offset between the signal light and the local oscillator (LO) light. When the frequency offset is less than $1/5$ of the symbol rate (± 5 GHz), the sensitivity penalty is about 3.2 dB. In addition, a single PD can be used to replace the BPD if the LO optical power is high, and the sensitivity penalty is about 3 dB. The scheme provides a solution for low-cost coherent detection.

Key words optical communications; coherent detection; phase modulation; frequency offset; orthogonalization algorithm

OCIS codes 060.4510; 060.1660; 060.2330

1 引言

近年来,随着移动终端数量的大幅增长以及新型移动业务的不断出现,人们对通信系统容量的需

求进一步提高,高速无源光网络(PON)的接入标准也随用户带宽的需求不断演进^[1-2]。传统的直调直检方案虽然结构简单,但很难满足 PON 系统的功率预算要求,而相干检测可提供较高的接收灵敏

收稿日期: 2021-03-05; 修回日期: 2021-04-15; 录用日期: 2021-05-06

基金项目: 上海市科委项目(20511102400,20ZR1420900)、111 计划(D20031)

通信作者: *zhengxuanli@shu.edu.cn

度^[3-4],成为相关领域的研究热点。传统相干检测系统架构复杂,且接收端需要大量的数字信号处理(DSP)技术进行频率偏移(频偏)估计^[5-6]和相位恢复^[7-10],不适用于对成本敏感的 PON 系统,因此,设计并实现简化的相干检测系统尤为重要^[11-12]。

传统的相干接收机往往需要多个平衡光电探测器(BPD)实现相位分集^[13-14]和偏振分集^[15-18],导致系统的实现成本较高,减少相干探测所需的光学元件可在一定程度上降低总成本。Saber 等^[19]采用基于 120°光混合器的单端光电探测器(PD)相干接收机架构,通过对不同 PD 的输出进行简单的组合运算,实现对信号同向(I)以及正交(Q)信息分量的探测。Prat 等^[20]采用发端扰偏法实现偏振无关接收,即利用一个偏振调制器,以 2 倍的时钟速率将待发送的数据在 X 与 Y 偏振态分别发送一遍。Tabares 等^[21]提出了一种基于 120°光混合的偏振无关相干接收机,将信号或本振(LO)经过偏振分束器(PBS)作为光混合器的输入,在输出端将 PD 接收到数据滤波后进行平方和运算,再经过滤波器实现偏振无关接收。2019 年,丹麦 Bifrost 通讯公司提出了一种简化的准相干接收机^[22],用两个光电二极管(PIN)探测器分别探测 PBS 分束的两路偏振态信号,进而采用包络检波器实现幅度信息的解调。该系统通过实验演示了单波长 25 Gbit/s 的相干接收,灵敏度可达到 -25 dBm。梁凌寰等^[23]利用注入锁定激光器为下行链路提供了光谱纯净的接收 LO 光,避免在信号解调时使用频偏估计算法,从而降低 DSP 算法的复杂度。Erkilinc 等^[24]在发送端用双偏振调制器对两个偏振态上的调制信号进行偏振时间块编码(PTBC),在接收端进行解码,从而实现偏振分集接收。目前,大多数低成本相干检测系统需要用相位分集接收机或在数字域对接收信号进行下变频处理^[25],进而获取 I、Q 信息分量,因此,进一步降低系统复杂度成为低成本相干检测的研究重点。

本文通过对 LO 光进行 0 和 $\pi/2$ 的交替相位调制,实现了基于单个 BPD 的相位分集相干检测。在接收端用 Gram-Schmidt 正交化过程(GSOP)算法补偿 I、Q 分量不平衡后,对强度调制信号进行取模运算,实现信号解调,避免了载波恢复算法的使用。通过搭建仿真平台演示了 25 Gbit/s 的非归零(NRZ)信号相干接收,结果表明,本方案在保证高接收灵敏度的同时可以有效降低传统相干系统的复杂度,推动了相干检测技术在光接入网中的应用进程。

2 基本原理

2.1 接收原理及接收端离线 DSP 算法

理想状态下,对强度调制信号的接收仅考虑其幅度信息,但受激光器自身线宽的影响,发端信号与 LO 光之间会产生相应的相位偏移,且实际中两个独立激光器之间的频率很难保持一致。在相偏及频偏的共同作用下,相干探测得到的信号中具有附加的相位噪声,导致 Q 分量上也携带了信息,因此,需要对相干检测后的 NRZ 信号进行 I、Q 分量的接收。基于相位调制 LO 光的相干探测系统架构如图 1 所示,其中, E_s 为发送端的调制信号(为更具一般性,以复信号为例展开说明),可表示为

$$E_s(t) = A_s(t) \exp(j\omega_s t), \quad (1)$$

式中, t 为时间, $A_s(t)$ 和 ω_s 分别为信号光的幅度和角频率。对接收端的 LO 光在时域上进行 0 和 $\pi/2$ 交替的相位调制,可表示为

$$\begin{cases} E_{LO(0)}(t) = A_{LO}(t) \exp(j\omega_{LO} t) \\ E_{LO(\pi/2)}(t) = A_{LO}(t) \exp[j(\omega_{LO} t + \pi/2)] \end{cases}, \quad (2)$$

式中, $A_{LO}(t)$ 为 LO 光的幅度, ω_{LO} 为 LO 光的角频率。

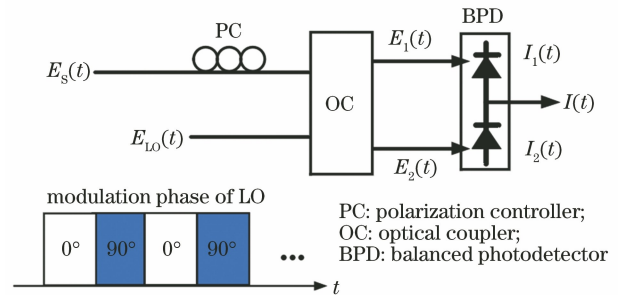


图 1 基于相位调制的相干探测系统

Fig. 1 Coherent detection system based on phase modulation

为了保证信号光与 LO 光偏振态的一致性,在信号进入光混合器(3 dB 光耦合器)之前,用偏振控制器(PC)对信号光的偏振态进行调节。经相位调制的 LO 光与信号光混合后的输出矩阵可表示为

$$\begin{bmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s(t) \\ E_{LO}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s(t) + E_{LO}(t)] \\ \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s(t) - E_{LO}(t)] \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中, $E_1(t)$ 和 $E_2(t)$ 分别为光耦合器上、下分支输出的信号, $E_{LO}(t)$ 为经相位调制后的 LO 光信号。

当 LO 光的调制相位为 0 时,两个 PD 接收信号后的输出电流可分别表示为

$$I_{1(0)}(t) = \frac{R}{2} | A_S(t) \exp(j\omega_S t) + A_{LO}(t) \exp(j\omega_{LO} t) |^2 = \frac{R}{2} (P_S + P_{LO}) + R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos[(\omega_S - \omega_{LO})t + \theta_S(t) - \theta_{LO}(t)], \quad (4)$$

$$I_{2(0)}(t) = \frac{R}{2} | A_S(t) \exp(j\omega_S t) - A_{LO}(t) \exp(j\omega_{LO} t) |^2 = \frac{R}{2} (P_S + P_{LO}) - R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos[(\omega_S - \omega_{LO})t + \theta_S(t) - \theta_{LO}(t)], \quad (5)$$

式中, R 为光电二极管的响应度, P_S 和 P_{LO} 分别为信号和 LO 光的功率, θ_S 和 θ_{LO} 分别为接收信号和 LO 光的相位。BPD 探测的光电流可表示为

$$I_{(0)}(t) = I_{1(0)}(t) - I_{2(0)}(t) = 2R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos[(\omega_S - \omega_{LO})t + \theta_S(t) - \theta_{LO}(t)]. \quad (6)$$

同理可知, LO 相位调制为 $\pi/2$ 时相干探测的输出电流为

$$I_{(\pi/2)}(t) = I_{1(\pi/2)}(t) - I_{2(\pi/2)}(t) = 2R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos[(\omega_S - \omega_{LO} - \pi/2)t + \theta_S(t) - \theta_{LO}(t)] = 2R \sqrt{P_S P_{LO}} \sin[(\omega_S - \omega_{LO})t + \theta_S(t) - \theta_{LO}(t)]. \quad (7)$$

基于相位调制 LO 光的相干检测方案可实现 I、Q 分量的探测, 不同调制频率的相干探测原理如图 2 所示。其中, S_n 为发端信号的第 n 个符号, LO 光的调制相位分别为 0 和 $\pi/2$ (交替出现), I_n 、 Q_n 分别为第 n 个接收符号的 I 和 Q 信息分量。图 2(a) 是调制频率 $R_F = 2R_S$ 时 LO 光的接收原理, 以 2 倍的符号速率交替对 LO 光进行 0 和 $\pi/2$ 的相位调制, 接收端的采样速率与 LO 光的调制速率保持一致, 从而采集到按 $I_1 Q_1 I_2 Q_2 \dots$ 顺序排列的信

息分量, 即按每个符号的 I、Q 顺序进行接收。该接收方案下, R_F 为 R_S 的 2 倍, 对收发端器件的带宽要求较高, 从而增加了系统的成本。为降低对系统带宽的需求, 采用图 2(b) 所示的 LO 光调制方案, 保证 $R_F = R_S$ 的情况下, 在每个发送端符号的半个符号周期处改变 LO 光的调制相位, 并对接收到的数据以 2 倍的 R_S 进行上采样, 从而得到 I、Q 信息分量 $I_1 Q_1 Q_2 I_2 I_3 Q_3 \dots$, 并进一步恢复出每个接收符号。

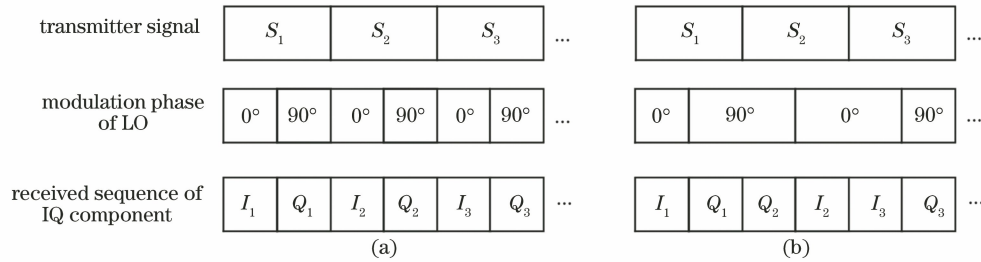


图 2 不同调制频率下相干检测系统的接收原理。(a) $R_F = 2R_S$; (b) $R_F = R_S$

Fig. 2 Receiving principle of coherent detection system with different modulation frequency. (a) $R_F = 2R_S$; (b) $R_F = R_S$

图 2(b) 中的方案通过对 LO 光进行 0 和 $\pi/2$ 交替的相位调制, 并在接收端用一个 BPD 直接检测信号的 I、Q 分量, 相比传统的相位分集接收机, 节省了一半数量的 BPD, 简化了接收机架构。此外, 相比图 2(a) 中的方案, 图 2(b) 中 $R_F = R_S$ 的方案对器件带宽的要求降低了一半, 进一步提高了系统的成本效益。

当信号与 LO 激光器之间存在频偏时, 接收端相邻采样点之间会发生频偏, 且在本方案中, 每个接收符号的 I、Q 信息分量分别为两个相邻的采样点, 则第 n 个接收符号的 I、Q 分量可表示为

$$\begin{cases} I_n = 2R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos(2\pi \cdot 2n \Delta f T + \varphi) \\ Q_n = 2R \sqrt{P_S P_{LO}} \sin[2\pi \cdot (2n + 1) \Delta f T + \varphi] \end{cases}, \quad (8)$$

式中, T 为采样周期, $2\pi \cdot 2n \Delta f T$ 、 $2\pi \cdot (2n + 1) \Delta f T$ 分别为 I、Q 分量中由信号与 LO 光载波之间的频偏 Δf 产生的累积相偏, φ 为相位噪声。可以发现, 同一符号的 I、Q 分量之间存在的相位偏移为 $2\pi \cdot \Delta f T$, 从而会造成 I、Q 不平衡。

以 -33 dBm 的接收光功率为例, 图 3(a) 为无 Δf 时 NRZ 接收信号的星座图, 图 3(b) 和图 3(c) 分别表示 LO 与发端激光器之间的 Δf 为 3.5 GHz 和

5 GHz 时,受 I、Q 平衡影响的 NRZ 接收信号星座图。计算结果表明,图 3(a)~图 3(c)中存在的正交不平衡角度 $|\theta|$ 分别为 0° 、 25.2° 、 36° 。可以发现,存在频偏时,星座图外侧呈现出两个交叉对称的偏斜

椭圆环,且 Δf 越大, $|\theta|$ 也越大,接收到的星座图中的椭圆就越扁平。原因是本方案使用 IQQI 的顺序接收信号,即 IQ 与 QI 接收顺序对应的同相与正交分量之间的相位失配角 θ 是反向的。

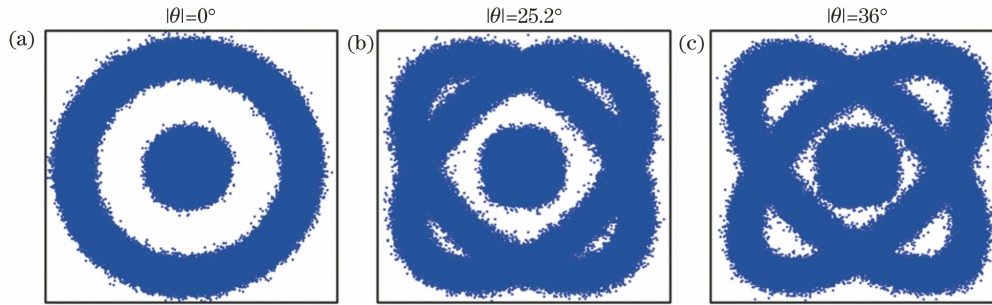


图 3 不同 Δf 下接收信号的星座图。(a) $\Delta f=0$ GHz; (b) $\Delta f=3.5$ GHz; (c) $\Delta f=5$ GHz

Fig. 3 Constellation diagrams of received signal with different Δf . (a) $\Delta f=0$ GHz; (b) $\Delta f=3.5$ GHz; (c) $\Delta f=5$ GHz

为解决 I、Q 不平衡问题,采用文献[26]提出的 GSOP 算法分别对 Δf 造成的两种反向相位失配角进行补偿。经过 GSOP 算法补偿后,发端信号与 LO 光源之间的 Δf 以及激光器线宽会导致接收信号星座点发生旋转成环现象。但就强度调制信号而言,不同的环表示不同的幅度电平,可通过对接收符号进行取模运算并判决,避免载波恢复算法的使用,从而降低接收端 DSP 算法的复杂度。

2.2 相干检测系统的仿真设计

为分析基于相位调制 LO 光的相干检测系统性能,采用 VPI Photonics 仿真软件搭建系统平台,其传输系统框图如图 4 所示。发送端由伪随机序列 (PRBS15) 调制生成 NRZ 电信号,符号速率为 25 Gbaud。电信号经过马赫-曾德尔调制器 (MZM) 转换为光信号,同时将载波中心频率为 193.100 THz、线宽为 1 MHz 的连续光源 (CW1) 作为 MZM 的输入。信号经过色散系数为 16 ps/(nm·km) 的 25 km 标准单模光纤 (SSMF) 传输,并用色散补偿光纤 (DCF) 消除由 SSMF 传输带来的色散损耗,其

色散系数为 -90 ps/(nm·km)。用可变光衰减器 (VOA) 调节信号进入光耦合器 (OC) 的功率,以实现相干接收系统的灵敏度分析。通过一个 PC 保证信号光与 LO 光的偏振态一致。接收端用一个与发射机具有相同中心波长及线宽的 CW2 激光器输出 LO 光,其功率为 10 dBm。相位调制器 (PM) 由调制频率为 25 GHz 的时钟信号驱动,时钟信号发送到 PM 前用电延迟线 τ 进行调节,延迟时间为半个信号符号周期 (20 ps),从而在每个发端符号的 1/2 符号周期处对 LO 相位进行交替调制。将传输后的强度调制 NRZ 信号及相位调制后的 LO 光信号经过一个 OC 进行混合,然后用一个 3 dB 带宽为 37.5 GHz 的 BPD 接收,并用信号分析仪 (SA) 观察其频谱,结果如图 5 所示。可以发现,该谱线的较高处依次出现在 0 GHz、12.5 GHz、37.5 GHz 处,原因是相位调制 LO 光时采用时钟信号频谱。将经 BPD 后的电信号用一个模数转换器 (ADC) 转换为数字信号,然后用 Matlab 软件进行离线处理。仿真过程中的参数如表 1 所示。

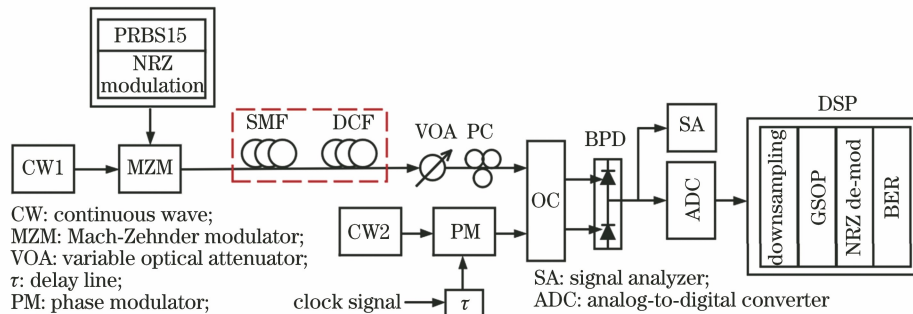


图 4 相干检测系统的仿真框图

Fig. 4 Simulation block diagram of coherent detection system

表 1 仿真系统的参数

Table 1 Simulation system parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
Modulation format	NRZ	PRBS order	15
NRZ symbol rate / $(\text{Gbit}\cdot\text{s}^{-1})$	25	LO power /dBm	10
Laser frequency /THz	193.100	Delay time /ps	20
Laser bandwidth /MHz	1/10/50/100	BPD 3 dB bandwidth /GHz	37.5
SMF length /km	0/15/25/40	PM modulation frequency /GHz	25
SMF dispersion coefficient / $[\text{ps}\cdot(\text{nm}\cdot\text{km})^{-1}]$	16	DCF dispersion coefficient / $[\text{ps}\cdot(\text{nm}\cdot\text{km})^{-1}]$	-90

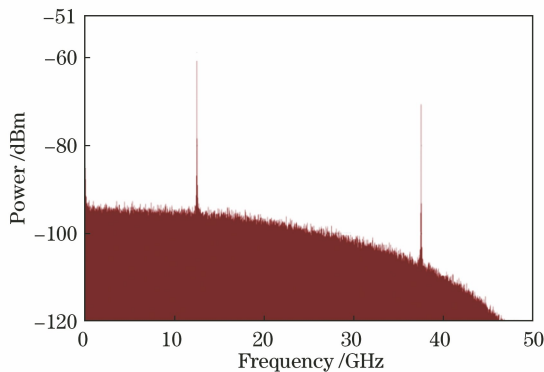


图 5 接收信号的频谱图

Fig. 5 Frequency spectrum of received signal

在离线处理部分, 首先将接收到的数据以 2 倍的信号速率进行采样, 然后用 GSOP 算法补偿收、发端激光器之间的 Δf 带来的 I、Q 不平衡问题。使用 GSOP 算法后, 通过取模运算实现 NRZ 信号的解调, 并计算出系统的误码率(BER)。

3 仿真结果分析

3.1 激光器及调制器参数对系统性能的影响

激光器的波长漂移会导致信号与 LO 光之间的载波发生偏移, 为验证 GSOP 算法对激光器波长漂移导致的 I、Q 不平衡补偿效果, 基于 2.2 小节搭建的相干传输系统将 NRZ 信号进行光背靠背(B2B)传输。图 6 为使用 GSOP 算法前后系统的 BER 曲线, 上下两个插图分别为 $\Delta f=5$ GHz、接收光功率为 -33 dBm 时, 使用 GSOP 算法前后 NRZ 接收信号的星座图。其中, w/o 表示未采用对应方法, w/ 表示采用对应方法。可以发现, 使用 GSOP 算法后, 星座图外侧由原来两个偏斜交叉的椭圆环变成了一个圆环, 这表明 GSOP 算法成功补偿了 Δf 导致的 I、Q 不平衡。由于采用取模判决实现对 NRZ 接收信号的解调, 通过消除相位失配获得更干净的圆环可提高判决的准确度, 从而降低系统的 BER。

以 $\Delta f=0$ GHz 时的 BER 作为参考, 分别研究了 $\Delta f=\pm 2$ GHz、 ± 4 GHz 时 GSOP 算法对系统性能的影响。可以发现, GSOP 算法可以明显降低系统的 BER, 当 $\Delta f=\pm 4$ GHz, BER 门限为 10^{-3} 时, GSOP 算法可将系统的灵敏度提升约 5 dB。

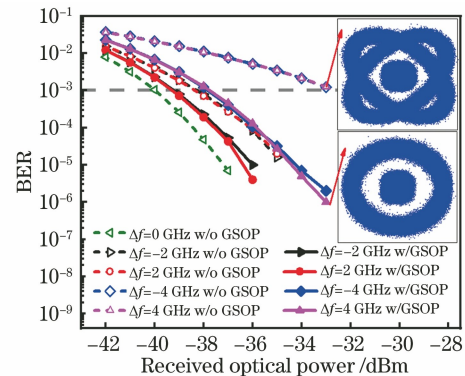


图 6 不同 Δf 下 GSOP 算法对系统 BER 的影响

Fig. 6 Influence of GSOP algorithm under different Δf on system BER

为了探究频偏引入的灵敏度代价, 进一步分析了 Δf 在 $-5\sim 5$ GHz 范围内, 不同 Δf 系统下光 B2B 的传输情况。以误码率门限为 10^{-3} 和 10^{-5} 、 $\Delta f=0$ GHz 时系统的接收灵敏度为参考值, 得到不同 Δf 对应的灵敏度损失曲线如图 7 所示。可以发

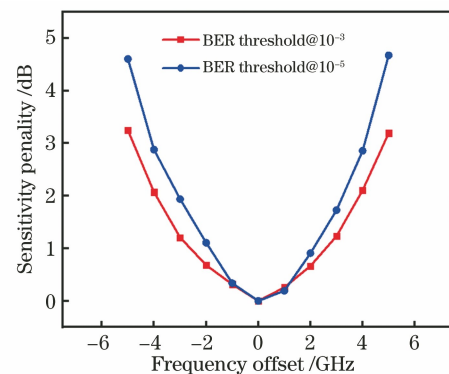


图 7 B2B 传输下 Δf 与灵敏度损失的关系

Fig. 7 Sensitivity penalty versus Δf for B2B transmission

现,即使采用正交化算法,灵敏度代价也会随 Δf 绝对值的增加而增加,且绝对值相同的一对 Δf 对应的灵敏度代价十分接近。此外,随着 Δf 绝对值的增加, 10^{-5} 误码率门限下的灵敏度损失速率明显比 10^{-3} 误码率门限快;且在误码率门限为 10^{-3} 、 $\Delta f = \pm 5$ GHz 时,会带来约 3.2 dB 的灵敏度代价。由频偏导致的相位失配角取决于 Δf 与 T 的乘积,即符号速率越高,频偏容忍度越高。仿真时符号速率 $R_s = 25$ GBaud,灵敏度损耗为 3.2 dB,频偏容忍度为 $\pm R_s/5$ 。

为研究激光线宽引入的相位噪声对相干探测系统 BER 性能的影响,分别在 $\Delta f = 0$ GHz 和 $\Delta f = 2$ GHz 条件下,同时调节信号光和 LO 光的线宽,并计算了系统 B2B 传输后的 BER,结果如图 8 所示。可以发现,当 $\Delta f = 0$ GHz 和 $\Delta f = 2$ GHz 时,1 MHz 和 10 MHz 激光器线宽对应的系统 BER 曲线几乎完全重合,随着激光器线宽的增加,系统的

BER 也逐渐增大。原因是 LO 光进行相位调制时,激光器线宽的增加导致调制角度与 $\pi/2$ 产生一定的偏离,影响了取模判决的准确性。当激光器线宽由 1 MHz 上升至 100 MHz 时,在 $\Delta f = 0$ GHz 和 $\Delta f = 2$ GHz 情况下,系统的接收灵敏度分别下降了 0.63 dB 和 1.09 dB,比无频偏情况下的 BER 下降更明显。

相比 MZM,电吸收调制激光器(EML)的成本更低,因此,对基于 EML 发射机的相干检测系统在不同 Δf 下进行了光 B2B 的传输仿真,并在相同接收光功率(-36 dBm)下对比了两种不同发射机得到的星座图,结果如图 9 所示。可以发现,由于 EML 调制信号消光比 MZM 低,系统的灵敏度较差。误码率门限为 10^{-3} 、 Δf 为 0 GHz、2 GHz 和 4 GHz 时,相比 MZM 发射机,EML 发射机的灵敏度分别下降了 1.77 dB、1.81 dB 和 2.19 dB。

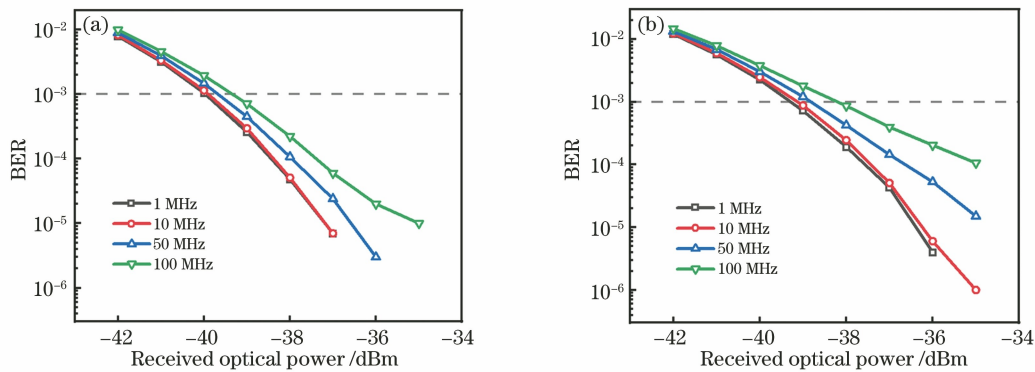


图 8 激光器线宽对 BER 的影响。(a) $\Delta f = 0$ GHz; (b) $\Delta f = 2$ GHz

Fig. 8 Influence of laser linewidth on BER. (a) $\Delta f = 0$ GHz; (b) $\Delta f = 2$ GHz

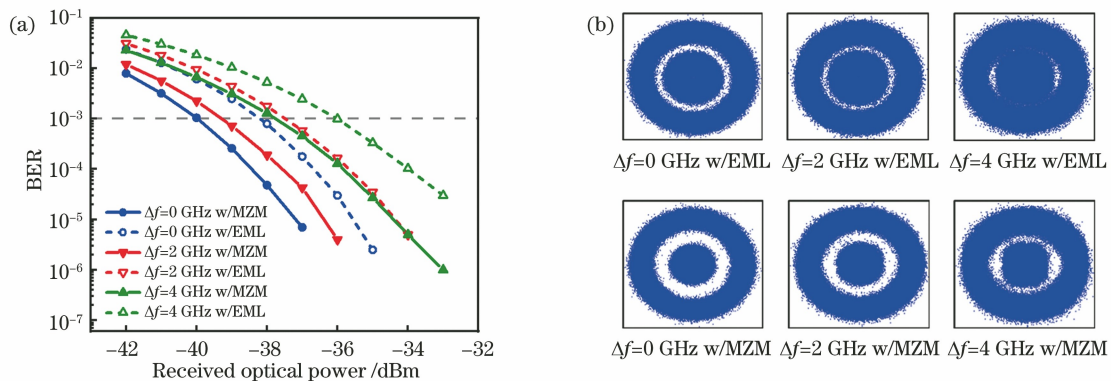


图 9 不同 Δf 下基于 EML 与 MZM 系统的性能对比。(a) BER 曲线; (b) 星座图

Fig. 9 Performance comparison based on EML and MZM systems with different Δf . (a) BER curve;

(b) constellation diagram

3.2 系统的传输特性

为了研究该相干检测系统的传输特性,仿真了不同 SSMF 传输距离下,25 Gbit/s 的 NRZ 信号在

使用 DCF 前后系统的 BER 曲线,结果如图 10(a)所示。可以发现,当误码率门限为 10^{-3} 时,该零差检测系统经过 B2B 传输后,可获得 -39.97 dBm 的接

收灵敏度。使用 DCF 前,系统的 BER 随传输距离的增加而下降,原因是 C 波段下光纤的色散损耗较高。对不同 Δf 下 25 Gbit/s 的 NRZ 信号经过光 B2B 和 25 km 的 SSMF(使用 DCF 对 SSMF 进行色散损耗补偿)传输情况下系统的 BER 进行仿真,结果如图 10(b)所示。可以发现,无论 Δf 是否存在,

经不同 SSMF 传输并用 DCF 进行色散补偿后的 BER 曲线与 B2B 情况几乎重合,这表明系统没有色散以外的损伤。还可以发现,相比 $\Delta f = 0$ GHz 的情况, Δf 为 2 GHz 和 4 GHz 时分别带来了 0.68 dB 和 2.17 dB 的灵敏度损伤。

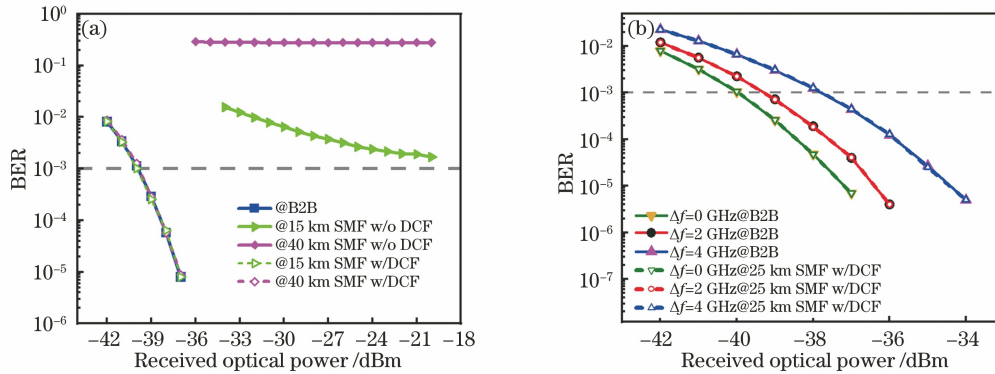


图 10 不同传输距离下的 BER 曲线图。(a)不存在 Δf ; (b)存在 Δf

Fig. 10 BER curves for different transmission distance. (a) Without Δf ; (b) with Δf

为探究该相干探测方案与传统相位分集相干接收方案^[15]的性能差异,采用相同的仿真参数设置,将 25 Gbit/s 的 NRZ 信号分别在两种方案下进行光 B2B 传输,并对比了系统的 BER 和频偏容忍度,结果如图 11 所示。从图 11(a)可以发现,相比传统的相位分集接收方案,本方案的灵敏度提高了约 3 dB。原因是本方案采用 3 dB 耦合器对信号和 LO 光进行混合,经平衡探测后的输出为接收信号的 I 或 Q 分量,而传统相位分集方案采用 90°光混频器,两个 BPD 分别探测信号的 I、Q 分量,即 90°混频器额外损失了 3 dB 的光功率。从图 11(b)可以发现,对于 -5~5 GHz 范围内 Δf 引起的灵敏度代价(误码率门限为 1×10^{-3}),传统相干接收方案的灵敏度

损失在 0 dB 附近波动,而本方案的灵敏度损失随 Δf 绝对值的增加而增大。原因是传统相干接收方案中,频偏会导致接收信号的星座点发生旋转,而本方案采用取模判决实现信号解调,不会影响系统的灵敏度,但频偏会引起 I、Q 不平衡现象,即使采用 GSOP 算法进行补偿,也会对灵敏度造成损伤。综上所述,基于相位调制 LO 光的相干探测方案比传统相位分集接收方案的灵敏度提升了 3 dB,但频偏容忍度性能的下落比较明显,且在 $\pm R_s/5$ 的频偏处,灵敏度损耗约为 3.2 dB。

3.3 单 PD 取代 BPD 的接收性能

为了探究单个 PD 的接收效果,在不同 LO 光功率下,对单 PD 探测的相干系统 BER 性能进行了

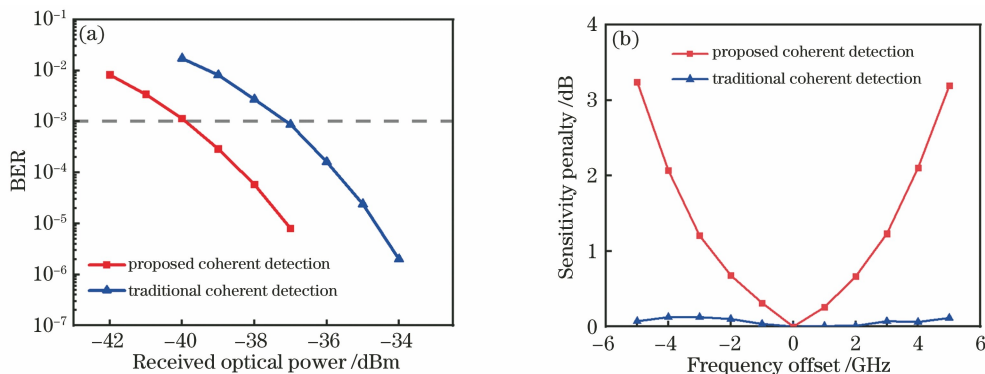


图 11 本方案与传统相干接收方案的性能对比。(a) B2B 传输下的 BER 曲线; (b) 不同 Δf 下的灵敏度损失曲线

Fig. 11 Performance comparison between our scheme and traditional coherent detection scheme.

(a) BER curves for B2B transmission; (b) sensitivity penalty curves with different Δf

分析,仿真结果如图 12 所示。其中,PD 的 3 dB 带宽与 BPD 一致。此外,还给出了接收光功率为 -34 dBm、LO 光功率分别为 15 dBm 与 0 dBm 时接收信号的星座图。可以发现,LO 光功率从 15 dBm 降低到 0 dBm 时,系统的 BER 下降速度加快。原因是用单个 PD 作为接收机时,PD 的平方律检波会产生信号的拍频项,随着 LO 光功率的降低,LO 光与信号之间的光功率差距减小,导致拍频干扰越来越严重。

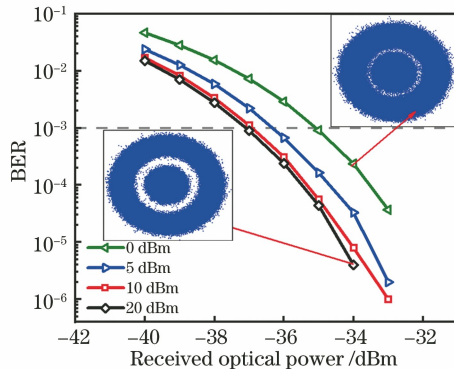


图 12 不同 LO 光功率下单 PD 接收系统的 BER 性能
Fig. 12 BER performance of single PD receiving system under different LO optical powers

在 LO 光功率为 10 dBm 且其他条件不变的情况下,将单 PD 与 BPD 接收的性能进行对比,结果如图 13 所示。可以发现,相比 BPD,用 PD 接收机进行探测的接收灵敏度下降了约 3 dB。原因是单 PD 仅对 OC 其中一个输出端口进行接收,导致信号光与 LO 光混合后一半的输出被浪费。

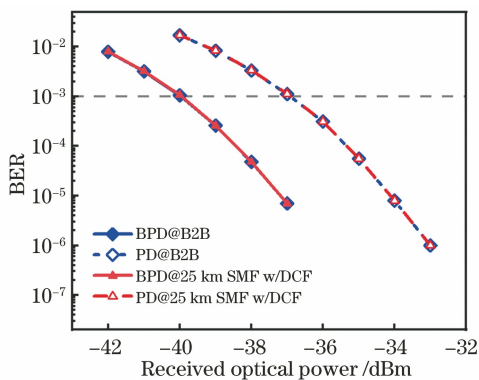


图 13 单 PD 和单 BPD 接收机的 BER 性能
Fig. 13 BER performance of single PD and single BPD receivers

4 结 论

提出了一种基于相位调制 LO 光的相干检测系统,通过对 LO 光的 0 和 $\pi/2$ 相位调制实现信号 I、

Q 分量的交替探测,所需 BPD 及 ADC 的数量仅为传统相位分集接收机的一半,极大简化了传统相干接收系统的架构。采用强度调制信号进行系统传输时,接收端无需使用载波恢复算法,降低了 DSP 算法的复杂度。仿真结果表明,该方案下 25 Gbit/s NRZ 信号经 25 km 的 SSMF 传输后可实现 -39.97 dBm 的接收灵敏度,且 3 dB 灵敏度损伤下系统的频偏容忍度约为符号速率的 $1/5$ (± 5 GHz)。此外,采用单 PD 替代 BPD 接收可进一步简化系统架构的复杂度,其灵敏度代价为 3 dB。

参 考 文 献

- [1] Wey J S. The outlook for PON standardization: a tutorial[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(1): 31-42.
- [2] Yu J J. Technologies for high-speed data center interconnection[J]. ZTE Technology Journal, 2019, 25(5): 2-8.
余建军. 数据中心高速光互连技术[J]. 中兴通讯技术, 2019, 25(5): 2-8.
- [3] Kikuchi K, Tsukamoto S. Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(13): 1817-1822.
- [4] Yue C L, Sun J F, Liu L, et al. High-sensitivity homodyne coherent receiver using EDFA as preamplifier[J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(11): 1106001.
岳朝磊, 孙建锋, 刘磊, 等. 掺铒光纤放大器作为光学预放的高灵敏度零差相干接收机[J]. 中国激光, 2019, 46(11): 1106001.
- [5] Li L, Tao Z N, Oda S, et al. Wide-range, accurate and simple digital frequency offset compensator for optical coherent receivers [C]//OFC/NFOEC 2008-2008 Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference, February 24-28, 2008, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2008: 1-3.
- [6] Zhao D H, Xi L X, Tang X F, et al. Digital pilot aided carrier frequency offset estimation for coherent optical transmission systems [J]. Optics Express, 2015, 23(19): 24822-24832.
- [7] Pfau T, Hoffmann S, Noe R. Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M-QAM constellations [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(8): 989-999.
- [8] Zhou X. An improved feed-forward carrier recovery algorithm for coherent receivers with M-QAM modulation format [J]. IEEE Photonics Technology

- Letters, 2010, 22(14): 1051-1053.
- [9] Ma J J, Sun T F, Li Z X, et al. Blind phase noise compensation algorithm for CO-OFDM system based on projection histogram [J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(4): 0406001.
马俊洁, 孙腾雾, 李正璇, 等. 基于投影直方图的 CO-OFDM 系统盲相位噪声补偿算法 [J]. *光学学报*, 2018, 38(4): 0406001.
- [10] Zhang J, Qiu Q. High-precision fourth power carrier phase recovery algorithm [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(13): 130604.
张杰, 邱琪. 一种高精度的四次方载波相位恢复算法 [J]. *激光与光电子学进展*, 2019, 56(13): 130604.
- [11] Tang M, Li W H, Feng Z H. High-sensitivity and low-cost coherent communication technology for optical access network [J]. *ZTE Technology Journal*, 2019, 25(5): 9-16.
唐明, 李伟昊, 冯振华. 光接入网高灵敏度低成本相干通信技术 [J]. *中兴通讯技术*, 2019, 25(5): 9-16.
- [12] Lavery D, Erkilinc S, Bayvel P, et al. Recent progress and outlook for coherent PON [C]//2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018: 1-3.
- [13] Hoang T M, Morsy-Osman M, Chagnon M, et al. Phase diversity methods for optical coherent receiver [C]//2015 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), May 10-15, 2015, San Jose, CA, USA. New York: IEEE Press, 2015: 1-2.
- [14] Houtsma V, van Veen D. Bi-directional 25G/50G TDM-PON with extended power budget using 25G APD and coherent detection [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(1): 122-127.
- [15] Erkilinc M S, Lavery D, Shi K, et al. Comparison of low complexity coherent receivers for UDWDM-PONs (λ -to-the-user) [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(16): 3453-3464.
- [16] Ishimura S, Nishimura K, Nakano Y, et al. Polarization-diversity Stokes-analyzer-based coherent receiver [J]. *Optics Express*, 2019, 27(6): 9071-9078.
- [17] Kamran R, Naaz S, Manikandan S, et al. Self-homodyne 16-QAM scheme for low complexity 200 Gbps data center interconnects [C]//2019 IEEE Optical Interconnects Conference (OI), April 24-26, 2019, Santa Fe, NM, USA. New York: IEEE Press, 2019: 1-2.
- [18] Ma B B, Ke X Z, Zhang Y. Polarization control and control algorithm of beams in coherent optical communication system [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2019, 46(1): 0106002.
马兵斌, 柯熙政, 张颖. 相干光通信系统中光束的偏振控制及控制算法研究 [J]. *中国激光*, 2019, 46(1): 0106002.
- [19] Saber M G, Morsy-Osman M, Hui M, et al. DSP-free 25-Gbit/s PAM-4 transmission using 10G transmitter and coherent amplification [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2018, 30(17): 1547-1550.
- [20] Prat J, Cano I N, Presi M, et al. Technologies for cost-effective udWDM-PONs [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(2): 783-791.
- [21] Tabares J, Polo V, Prat J. Polarization-independent heterodyne DPSK receiver based on 3×3 coupler for cost-effective udWDM-PON [C]//2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 19-23, 2017, Los Angeles, CA, USA. New York: IEEE Press, 2017: 1-3.
- [22] Altabas J A, Valdecasa G S, Suhr L F, et al. Real-time 10 Gbps polarization independent quasicohherent receiver for NG-PON2 access networks [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(2): 651-656.
- [23] Liang L H, Song Y X, Lin R J. Demonstration of coherent orthogonal frequency division multiplexing passive optical network system based on optical frequency comb and injection locking local laser [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(9): 0906004.
梁凌寰, 宋英雄, 林如俭. 基于光梳状谱发生器和注入锁定本地激光器的相干正交频分复用无源光网络系统 [J]. *光学学报*, 2019, 39(9): 0906004.
- [24] Erkilinc M S, Emmerich R, Habel K, et al. PON transceiver technologies for ≥ 50 Gbits/s per λ : Alamouti coding and heterodyne detection [J]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 2020, 12(2): A162-A170.
- [25] Ip E, Lau A P, Barros D J, et al. Coherent detection in optical fiber systems [J]. *Optics Express*, 2008, 16(2): 753-791.
- [26] Fatadin I, Savory S J, Ives D. Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, 20(20): 1733-1735.