

利用数字正交滤波降低 IM-DD 模分复用传输中的信号串扰

陈健^{1,2}, 王芳^{1,2}, 李正璇^{1,2*}, 富惠雯^{1,2}

¹上海先进通信与数据科学研究院, 上海 200444;

²上海大学特种光纤与光接入网重点实验室, 上海 200444

摘要 提出了使用数字正交滤波降低 LP_{11a} 和 LP_{11b} 空间模式信号串扰的方法。基于模式选择性光子灯笼的强度调制直接检测(IM-DD)模分复用传输实验表明,PAM8 信号在背靠背及经过 500 m 少模光纤的模分复用传输中,使用数字正交滤波方法结合传统的干扰抵消算法,可使信号的误码率(BER)降低至少 2 个数量级。该方法从信号处理的角度出发,为低成本、短距离模分复用数据传输中的模式串扰问题提供了一种解决方案。

关键词 光通信; 数字正交滤波; 模式串扰; 模分复用

中图分类号 TN915.62

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0806005

Reducing Signal Crosstalk in IM-DD-Mode-Division Multiplexing Transmission via Digital Orthogonal Filtering

Chen Jian^{1,2}, Wang Fang^{1,2}, Li Zhengxuan^{1,2*}, Fu Huiwen^{1,2}

¹Shanghai Institute for Advanced Communication and Data Science, Shanghai 200444, China;

²Key Laboratory of Specialty Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200444, China

Abstract This study proposes a method for reducing signal crosstalk between LP_{11a} and LP_{11b} spatial modes via digital orthogonal filtering. The experimental results of testing the intensity-modulation direct-detection (IM-DD)-mode-division multiplexing transmission based on mode-selective photonic lanterns demonstrate that the bit error rate of the PAM8 signal can be reduced by at least two orders of magnitude via digital orthogonal filtering and conventional interference cancellation in back-to-back, 500-m few-mode fiber transmission. With respect to signal processing, this method provides a solution for modal crosstalk mitigation in low-cost, short-distance IM-DD-mode-division multiplexing transmission.

Key words optical communications; digital orthogonal filtering; modal crosstalk; mode division multiplexing

OCIS codes 060.2330; 060.4230; 060.4510

1 引 言

随着近年来对光纤容量需求的不断增加,单模光纤的容量已不能满足需求,由少模光纤(FMF)支持的多个模式组的模分复用(MDM)作为通信扩容的一种方案引起了人们的广泛关注^[1]。为了应对模式串扰,相干检测和多输入多输出(MIMO)数字信号处理(DSP)被广泛应用于长距离模分复用传输^[2]。数据中心互连、移动前传、城域接入和云计算等互联网应用带宽需求的不断增长拉动了部

署规模庞大、成本敏感的短距离光互连的需求^[3-4]。直接调制激光器(DML)具有成本低、输出功率大、体积小等优点^[5],在商业化中比外部调制激光器(EML)的性价比更高。使用不同模群的强度调制/直接检测(IM-DD)传输的可行性已得到了证明^[6]。

自 2000 年 Stuart^[7]提出使用多模光纤的模式增加光纤传输容量后,贝尔实验室在 2014 年制作出了模式选择性光子灯笼,并以此作为复用/解复用器,使用相干检测的方法,实现了 3 路单波长信号经

收稿日期: 2019-03-14; 修回日期: 2019-04-09; 录用日期: 2019-04-22

基金项目: 国家自然科学基金(61420106011, 61605006, 61601277, 61601279)、上海市科委项目(17010500400, 18511103400, 16YF1403900)

* E-mail: zhengxuanli@shu.edu.cn

1500 m 少模光纤的复用传输^[8]。2017 年,陈嘉轲等^[9]采用 IM-DD 系统,以光子灯笼作为复用/解复用器,实现了非归零码(NRZ)在 10 km 少模光纤中的复用传输。2018 年,陈健等^[10]实现了在基于光子灯笼的 IM-DD 系统中,自适应比特加载的正交频分复用(OFDM)信号在 50 m OM4 多模光纤中的复用传输。陈保峰等^[11]实现了 IM-DD 系统中使用光子灯笼的 LP₀₁ 模和 LP₁₁ 模的 2 路 20 Gb/s 的 PAM4 信号模群复用传输。Zhang 等^[12]使用导频辅助的最小二乘算法减小 OFDM 信号在 LP₀₁ 模和 LP₁₁ 模的模群复用 IM-DD 传输中的串扰。目前基于光子灯笼的 IM-DD 模分复用实验大多属于模群复用,在 3 阶模式选择性光子灯笼中,由于 LP_{11a} 和 LP_{11b} 是简并模式,具有强模式耦合,模式间串扰较

大,如何降低空间模式的串扰成为低成本模分复用研究的一个重点。

本文使用通用的分布式反馈(DFB)激光器,选用模式选择性光子灯笼的 LP_{11a} 模和 LP_{11b} 模作为传输信道,利用数字正交滤波(DOF)的方法有效地减小了 LP_{11a} 和 LP_{11b} 模式间的信号串扰,实现了在 500 m 少模光纤中 PAM8 信号低于低密度奇偶校验前向纠错(LDPC-FEC)误码率门限的 IM-DD 模分复用传输。

2 数字正交滤波降低信号串扰

在信道复用传输中,数字正交滤波方法^[13-14]一般用于将两路信号复用到一个信道上传输的情况,其传输原理如图 1 所示。

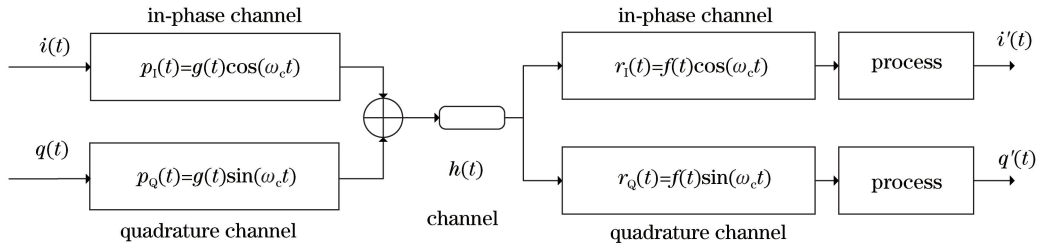


图 1 使用数字正交滤波的信道复用

Fig. 1 Channel multiplexing using digital orthogonal filtering

设 I 路表示同相信道,Q 路表示正交信道; $i(t)$ 和 $q(t)$ 是发送端产生的 I 和 Q 两路信号; $g(t)$ 和 $f(t)$ 是平方根升余弦(SRRC)低通成形滤波器函数; ω_c 表示将基带信号的负频域移至正频域的最小载波频率; $h(t)$ 表示信道冲击响应; $p_1(t)$ 和 $p_Q(t)$ 分别表示发射端同相和正交滤波器脉冲响应, $p_1(t)$ 和 $p_Q(t)$ 形成希尔伯特变换对,接收端相应的希尔伯特变换对匹配滤波器脉冲响应 $r_1(t)$ 和 $r_Q(t)$ 为

$$\begin{cases} r_1(t) = p_1(-t) \\ r_Q(t) = p_Q(-t) \end{cases} \quad (1)$$

基于希尔伯特变换对的数字滤波器可以实现两个信道间的正交性

$$r_A(t) \otimes p_B(t) = \begin{cases} \delta(t - T_0), & A = B \\ 0, & A \neq B \end{cases} \quad (2)$$

式中: A 和 B 分别为 I 和 Q; T_0 为由数字滤波引起的时间延迟; $\delta(t - T_0)$ 为冲激函数; \otimes 表示卷积。理想情况下,从发送端滤波器的输出到匹配滤波器输入之间的信道没有损耗和延时,故 I 路同相匹配滤波器的输出为

$$i'(t) = [i(t) \otimes p_1(t) \otimes r_1(t)] + [q(t) \otimes p_Q(t) \otimes r_1(t)], \quad (3)$$

式中:第二项 $q(t) \otimes p_Q(t) \otimes r_1(t)$ 为 Q 路对 I 路的干扰,将(2)式代入后可知第二项为 0,即使用数字正交滤波可以消除信道间的串扰。

数字正交滤波一般用于将两路信号复用到一个信道上传输的情况,将数字正交滤波用于两个简并模的模分复用传输中,以此来减小信道间信号串扰的影响。在模分复用传输系统中,光纤模式信道并不是理想的,信号 $i(t)$ 和 $q(t)$ 的传输会受到信道响应 $h(t)$ 的影响。因此,接收端 I 路匹配滤波器的信号输出^[15-16]可表示为

$$i'(t) = [i(t) \otimes p_1(t) \otimes h(t) \otimes r_1(t)] + c_{QI}(t) + w_1(t), \quad (4)$$

$$c_{QI}(t) = q(t) \otimes p_Q(t) \otimes h(t) \otimes r_1(t). \quad (5)$$

由(4)式可知,I 路匹配滤波器的输出除了有用信号,还包含 Q 路对它的串扰分量 $c_{QI}(t)$ 以及 I 路的噪声分量 $w_1(t)$ 。同理可得,Q 路匹配滤波器的输出函数为

$$q'(t) = [q(t) \otimes p_Q(t) \otimes h(t) \otimes r_Q(t)] + [i(t) \otimes p_1(t) \otimes h(t) \otimes r_Q(t)] + w_Q(t), \quad (6)$$

$$c_{IQ}(t) = i(t) \otimes p_1(t) \otimes h(t) \otimes r_Q(t), \quad (7)$$

式中: $c_{IQ}(t)$ 为 I 路对 Q 路的串扰分量; $w_Q(t)$ 为 Q

路的噪声分量。信道间串扰分量的存在会导致信道传输性能严重下降,故需要进行串扰抵消。要重建 $c_{\text{QI}}(t)$, 必须知道发送端的 $q(t)$, 而 $q(t)$ 显然是未知的, 用 Q 路实际接收到的信号 $q'(t)$ 作为估计值来代替 $q(t)$, 则串扰信号的估计可表示为

$$e_{\text{QI}}(t) = q'(t) \otimes p_{\text{Q}}(t) \otimes h(t) \otimes r_1(t). \quad (8)$$

同理可得串扰分量 $c_{\text{IQ}}(t)$ 的估计 $e_{\text{IQ}}(t)$ 。使用数字正交滤波后的信道间的串扰分量 $c_{\text{QI}}(t)$ 和 $c_{\text{IQ}}(t)$ 比不使用数字正交滤波时要小, 故可以达到减小串扰的效果。

使用最小二乘 (LS) 算法对信道矩阵 \mathbf{h} 进行估计^[12]。设 I 路和 Q 路发送的训练序列分别为 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$, 信道矩阵为

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

则接收端的信号为

$$\begin{cases} y_1(t) = h_{11} \times x_1(t) + h_{12} \times x_2(t) \\ y_2(t) = h_{21} \times x_1(t) + h_{22} \times x_2(t) \end{cases}. \quad (10)$$

已知 I 路和 Q 路的训练序列发送向量和接收向量分别为 \mathbf{x}_t 和 \mathbf{y}_t , 则

$$\mathbf{y}_t = \mathbf{h}\mathbf{x}_t + \mathbf{w}_t, \quad (11)$$

式中: \mathbf{w}_t 为噪声向量。信道响应 \mathbf{h} 的估计值 $\hat{\mathbf{h}}$ 为

$$\hat{\mathbf{h}} = \underset{\mathbf{h}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y}_t - \mathbf{x}_t \mathbf{h}\|^2. \quad (12)$$

使用 LS 算法求出 (12) 式中的 $\hat{\mathbf{h}}$ 为

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{x}_t^{\text{H}} \mathbf{x}_t)^{-1} \mathbf{x}_t^{\text{H}} \mathbf{y}_t, \quad (13)$$

式中: $(\cdot)^{\text{H}}$ 为共轭转置。由此可求出 $e_{\text{QI}}(t)$ 和 $e_{\text{IQ}}(t)$ 的值, 然后从每个信道的接收信号中分别减去对应的串扰分量的估计值来抵消串扰, 得到接收信号的新的估计值为

$$\begin{cases} i''(t) = i'(t - T_{\text{E}}) - e_{\text{QI}}(t) \\ q''(t) = q'(t - T_{\text{E}}) - e_{\text{IQ}}(t) \end{cases}, \quad (14)$$

式中: T_{E} 为串扰估计信号的延迟。 $i''(t)$ 和 $q''(t)$ 可以代替 $i(t)$ 和 $q(t)$ 进行下一步的信号解调, 也可以代入 (14) 式进行第二次迭代, 理论上可以进一步减小剩余的串扰分量。

3 基于光子灯笼的 IM-DD 模分复用传输系统

实验使用可以激发三个模式的模式选择性光子灯笼作为复用/解复用器, 即一个 LP_{01} 模和两个 LP_{11} 模, 实验选取 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 模作为传输信道。首先, 测量背靠背和接入 500 m 少模光纤后光子灯

笼 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 两个简并模的插入损耗情况。将两个光子灯笼的少模光纤端分别进行背靠背熔接和接入 500 m 少模光纤熔接。光子灯笼 A 的 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 模对应的单模光纤端作为两个输入端, 分别对其输入光功率为 -15.6 dBm 的信号; 光子灯笼 B 的 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 模对应的单模光纤端作为两个输出端, 分别用于测量接收光功率并计算损耗, 所得的结果如表 1 所示。在背靠背及接入 500 m 少模光纤情况下, 当发送端是 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模时, 接收端是 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模时的光功率损坏和接收端是 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 模时的光功率损耗接近, 由此可知, $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 模之间的隔离度很小, 信号易引起串扰。与背靠背时相比, 接入 500 m 少模光纤后, $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 模的光功率损耗略有增加, 增加的损耗主要来自熔接损耗。

表 1 光子灯笼 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 模的插入损耗

Table 1 Insertion losses of $\text{LP}_{11\text{a}}$ and $\text{LP}_{11\text{b}}$ modes in photonic lantern

Input port	Output port	Back-to-Back /dB	Over 500 m FMF /dB
$\text{LP}_{11\text{a}}$ port	$\text{LP}_{11\text{a}}$ port	5.9	5.96
$\text{LP}_{11\text{a}}$ port	$\text{LP}_{11\text{b}}$ port	5.3	6.47
$\text{LP}_{11\text{b}}$ port	$\text{LP}_{11\text{a}}$ port	4.5	5.65
$\text{LP}_{11\text{b}}$ port	$\text{LP}_{11\text{b}}$ port	5.5	7

光子灯笼的 LP_{11} 模的模场分布如图 2 所示。由图可知, $\text{LP}_{11\text{a}}$ 和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 是两个简并模, 由于两个模式之间的隔离度很小, 当少模光纤受到干扰时, 两个模式会发生旋转/改变, 在同时使用 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 模和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 模时, 会产生模式间串扰, 从而导致信号的传输质量下降。

基于光子灯笼的脉冲振幅调制 (PAM) 信号 IM-DD 模分复用系统实验框图如图 3 所示。在发送端, 由任意波形发生器 (AWG) 产生两路 PAM8 信号, AWG 的采样率设置为 2 GSa/s。两路信号经过 10 倍的前置放大器放大后, 由 2 个两个中心波长分别为 1551.182 nm 和 1550.188 nm、带宽为 1.4 GHz 的直调分布式反馈激光器将电信号转换为光信号, 并分别送入光子灯笼 A 的 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 端和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 端进行复用。在光子灯笼 A 前接入可变光衰减计来调节入射端的光功率; 在进入光子灯笼前接入两组偏振控制器, 用于调节入射光的偏振态。在接收端, 用同样的光子灯笼 B 作为解复用器, 由 $\text{LP}_{11\text{a}}$ 和 $\text{LP}_{11\text{b}}$ 端输出, 再由两个带宽为 1.5 GHz 的光电探测器 (PIN) 将接收到的信号送入模拟带宽为 4 GHz 的示波器进行采样, 采样率为 20 GSa/s, 最后对采得的数据进行离线处理。实验系统的参数设置如表 2 所示。

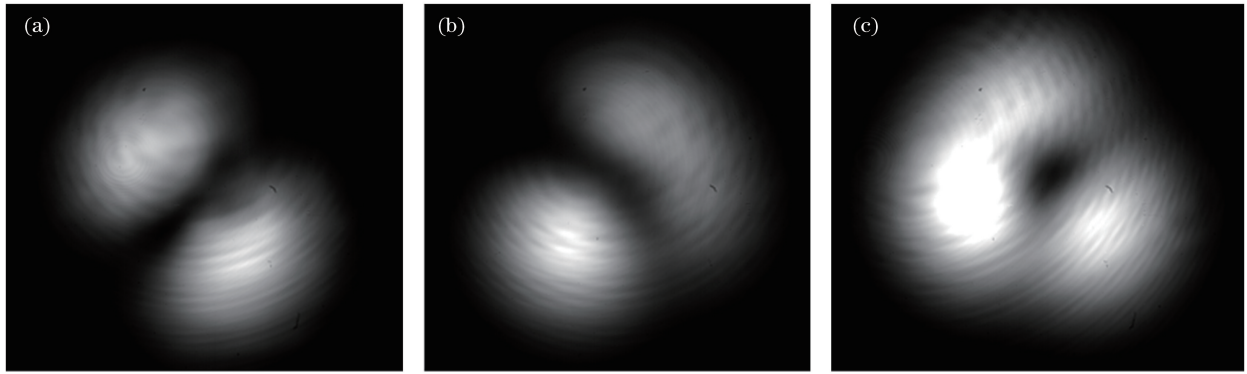
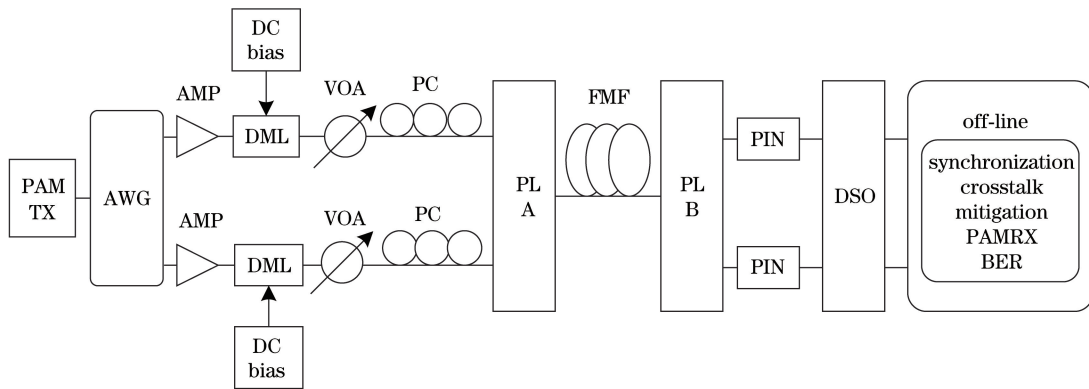


图 2 LP₁₁ 模的模场分布图。(a) 仅使用 LP_{11a} 模;(b) 仅使用 LP_{11b} 模;(c) 同时使用 LP_{11a} 模和 LP_{11b} 模
Fig. 2 Field distributions of LP₁₁ mode. (a) Only use LP_{11a} mode; (b) only use LP_{11b} mode; (c) use both LP_{11a} mode and LP_{11b} mode



PAM: pulse amplitude modulation; AWG: arbitrary waveform generator; AMP: amplifier; DC: direct current; DML: directly modulated laser; VOA: variable optical attenuator; PC: polarization controller; PL: photonic lantern; FMF: few mode fiber; DSO: digital storage oscilloscope

图 3 IM-DD 模分复用系统 PAM 信号传输实验框图

Fig. 3 Experimental structure of PAM signal transmission in IM-DD mode division multiplexing system

表 2 实验系统参数

Table 2 Parameters of experimental system

Parameter	Value	Parameter	Value
Modulation format	8PAM	PIN detector bandwidth /GHz	1.5
Training sequence length	90 symbols	Laser wavelength /nm	1551.182/1550.188
DFB driving voltage	2.1 V _{pp}	Laser bandwidth /GHz	1.4
FMF length /m	back-to-back/500	AWG sampling rate /(GSa·s ⁻¹)	2
Amp /dB	10	DSO sampling rate /(GSa·s ⁻¹)	20

Note: V_{pp} is peak-to-peak value of received signal amplitude

实验信号的产生与离线检测的流程图如图 4 所示。设 LP_{11a}-LP_{11a} 信道为施加正交滤波 I 路的信道,LP_{11b}-LP_{11b} 信道为施加正交滤波 Q 路的信道。两路伪随机二进制序列(PRBS)经过 PAM 调制后,再经过相互正交的两个数字滤波器产生 I 路和 Q 路信号,分别在 I 路和 Q 路信号前加一段由连零序列和 Gold 码构成的训练序列作为信号帧头,如图 4(a)所示。在接收端,利用连零信号找到帧头

后,使用训练序列进行信道估计,再分别经过相应的匹配滤波器和 PAM 解调器进行解调,最后进行误码率的计算,如图 4(b)所示。

发送端 I 路和 Q 路使用的两个相互正交的滤波器的频率响应和时域波形如图 5(a)~(d)所示,接收端的匹配滤波器波形是与之相应的发送滤波器的镜像。

在实验中,由于两端的两根单模光纤的尾纤长

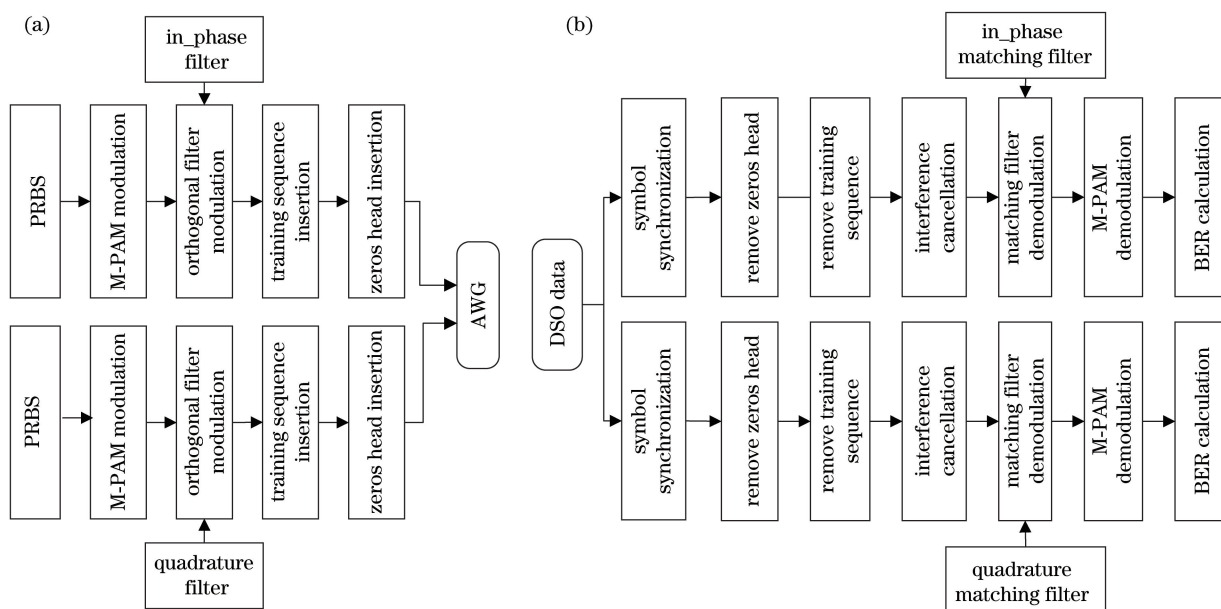


图 4 测试信号的产生与离线检测的流程图。(a)调制和组帧;(b)解调和译码

Fig. 4 Diagrams of test signal generation and offline detection. (a) Modulating and framing; (b) demodulating and decoding

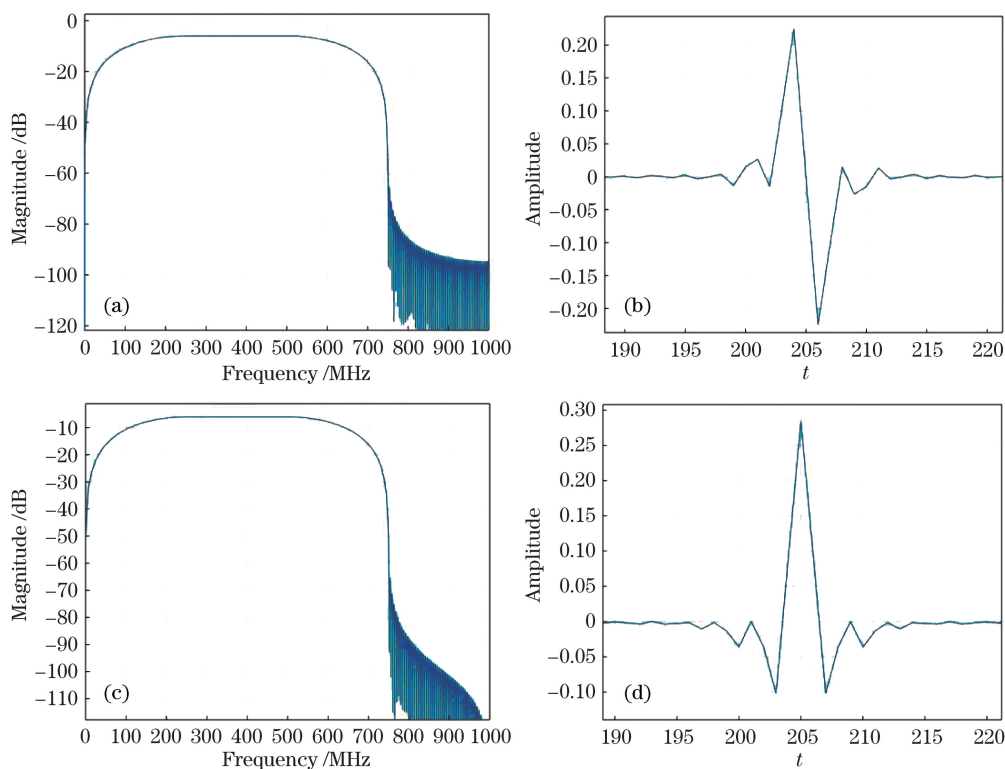


图 5 发送端使用的正交滤波器。(a)发送端 I 路滤波器的频率响应;(b)发送端 I 路滤波器的时域波形;(c)发送端 Q 路滤波器的频率响应;(d)发送端 Q 路滤波器的时域波形

Fig. 5 Orthogonal filter used by the transmitter. (a) Transmitter I path filter frequency response; (b) transmitter I path filter time domain waveform; (c) transmitter Q path filter frequency response; (d) transmitter Q path filter time domain waveform

度不同,两路信号间会有一定的时延差,为保证 I 路和 Q 路两个波形的正交性,实验中采用可调光纤延

迟线调节时延差,避开两路信号互相关度最高的那个点,使接收端两路信号保持正交。

图 6 为接收端 I 路和 Q 路信号波形的帧头部分,由一段连零序列和训练序列组成。连零序列用作帧定界,用于确定信号帧头开始的大概范围,训练序列用于进行信道估计和定时同步。

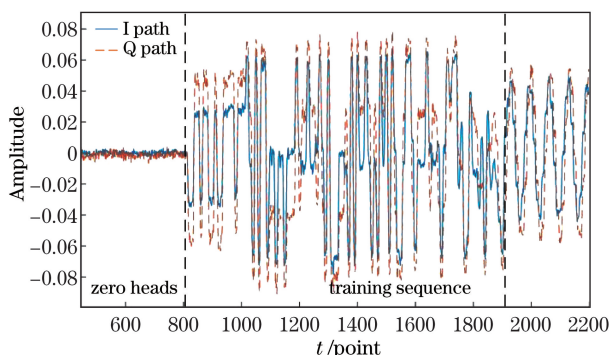


图 6 接收端 I 路和 Q 路信号波形图

Fig. 6 Signal waveforms of I path and Q path of receiver

4 实验结果分析

实验选用的两路信道是 LP_{11a} - LP_{11a} 信道和 LP_{11b} - LP_{11b} 信道。首先研究单路信号传输质量。在不使用 LP_{11b} - LP_{11b} 信道时,使用 LP_{11a} - LP_{11a} 信道单路传输 PAM8 信号,调节接收端 LP_{11a} 光功率从 -11 dBm 到 -21 dBm,经过背靠背和 500 m 少模光纤传输,实验参数设置如表 2 所示,得到无串扰情况下单路传输 PAM8 信号的误码率(BER, R_{BER}) 曲线图,如图 7 所示。在背靠背和经过 500 m 少模光纤传输的情况下,随着接收光功率的降低,误码率增大。与背靠背情况相比较,经过 500 m 少模光纤传输后,在接收光功率相同时,PAM8 信号的误码率有一定程度的劣化,误码率在 LDPC-FEC 门限值处

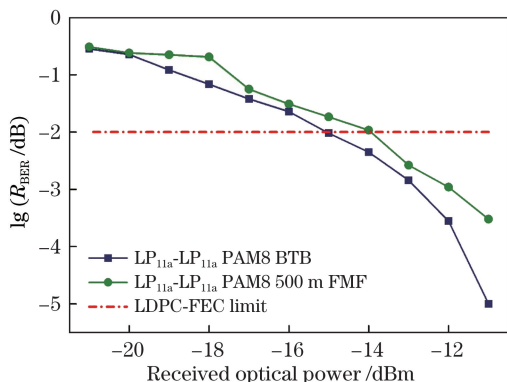


图 7 PAM8 信号经过 LP_{11a} - LP_{11a} 信道背靠背/500 m 少模光纤单路传输无串扰时的 BER 曲线

Fig. 7 BER curves of PAM8 signal through LP_{11a} - LP_{11a} channel back-to-back/500 m FMF transmission without crosstalk

时,PAM8 的接收光功率增加了约 1 dB。

然后研究两路信号同时传输时的质量。保持 LP_{11a} - LP_{11a} 路接收端光功率在 -11 dBm 不变,调节 LP_{11b} - LP_{11b} 路的可变光衰减计,使其对 LP_{11a} - LP_{11a} 路的串扰光功率从 -24 dBm 逐渐增大到 -14 dBm,对接收到的数据进行解调,得到未使用数字正交滤波的误码率曲线如图 8 所示。在背靠背情况下,随着串扰光功率的增大, LP_{11a} - LP_{11a} 路 PAM8 信号误码率逐渐变差,在串扰光功率大于 -23 dBm 时,误码率在 LDPC-FEC 门限以上。经过 500 m 少模光纤传输后的误码率变化趋势和背靠背情况下相同,但在相同串扰光功率下比背靠背情况下劣化了约 1 个数量级。

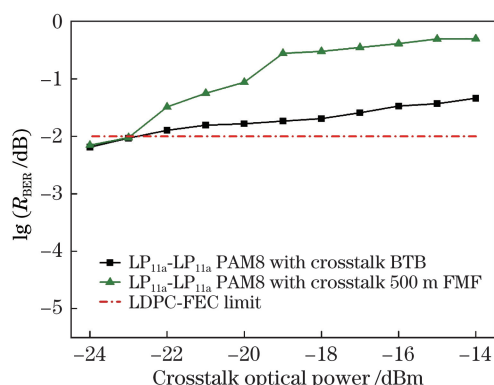


图 8 PAM8 信号经过 LP_{11a} - LP_{11a} 信道背靠背/500 m 少模光纤传输有串扰时的 BER 曲线

Fig. 8 BER curves of PAM8 signal through LP_{11a} - LP_{11a} channel back-to-back/500 m FMF transmission with crosstalk

在背靠背情况下,使用数字正交滤波结合 LS 算法对接收到的信号进行处理,解调后的 BER 曲线如图 9 所示。结果表明:仅使用 LS 算法,可以将误码率降低至少 1 个数量级;仅使用数字正交滤波也可以降低误码率,并且串扰光功率越小,误码率降低的效果越好;使用数字正交滤波方法结合 LS 算法可以降低误码率超过 2.5 个数量级,比单独使用 LS 算法或数字正交滤波方法降低误码率的效果更好。

经过 500 m 少模光纤传输后,接收到的 PAM8 信号使用数字正交滤波结合 LS 算法解调后的 BER 曲线如图 10 所示。仅使用 LS 算法,可以将误码率降低至少 1 个数量级;仅使用数字正交滤波方法也可以降低误码率,但效果相对于背靠背情况下有所降低;使用数字正交滤波方法结合 LS 算法,在串扰光功率大于 -22 dBm 时,可以降低误码率至少 2 个数量级,且均在 LDPC-FEC 门限值之下,降低误码

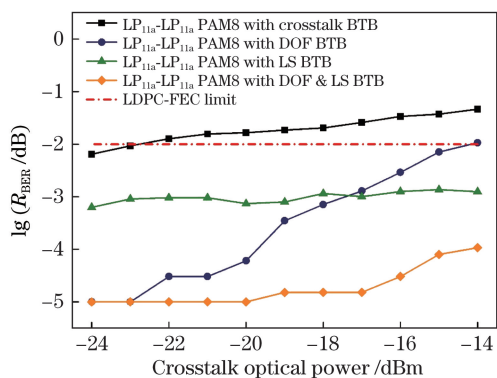


图 9 背靠背传输 PAM8 信号时使用数字正交滤波结合 LS 算法解调后的 BER 曲线

Fig. 9 BER curves of PAM8 signal through back-to-back transmission with digital orthogonal filtering and LS algorithm

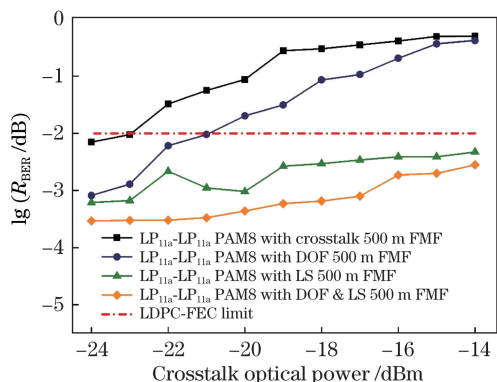


图 10 经过 500 m FMF 传输 PAM8 信号时使用数字正交滤波结合 LS 算法解调后的 BER 曲线

Fig. 10 BER curves of PAM8 signal after 500 m FMF transmission with digital orthogonal filtering and LS algorithm

率的效果较之单独使用 LS 算法或数字正交滤波方法更好。

图 11 为背靠背情况下使用数字正交滤波方法结合 LS 算法并经过迭代后的误码率曲线。可知经过迭代后,误码率有所改善,迭代次数越多,误码率降低的效果越好。

5 结 论

在采用低成本的直调 DFB 激光器的 IM-DD 模式复用传输系统中,使用模式选择性光子灯笼分别作为复用器和解复用器,选取 LP_{11a}-LP_{11a} 信道和 LP_{11b}-LP_{11b} 信道传输 PAM8 信号,使用数字正交滤波结合 LS 算法,降低了背靠背和经过 500 m 少模光纤模式复用传输中的模间串扰。实验结果表明:采用所提出的方法,在背靠背情况下,可以使误码率

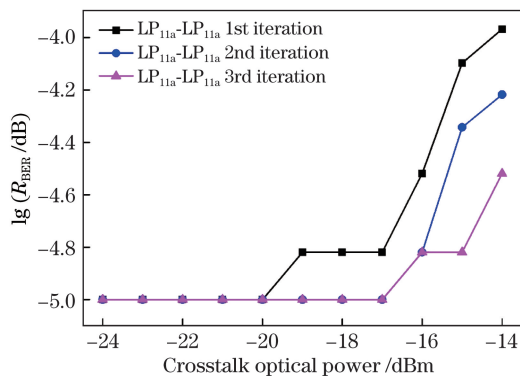


图 11 背靠背传输 PAM8 信号时使用数字正交滤波结合 LS 算法经过迭代后解调的 BER 曲线

Fig. 11 BER curves of PAM8 signal through back-to-back transmission after iteration by digital orthogonal filtering and LS algorithm

降低超过 2.5 个数量级;经过 500 m 少模光纤传输后,可以降低误码率至少 2 个数量级,均低于 LDPC-FEC 门限,有效地减小了模式间串扰对信号传输的影响。

提出的数字正交滤波降低串扰的方法从信号处理的角度可以实现模式间串扰的降低,具有成本低、实验结构简单的特点,为短距离信号模式复用传输系统中的串扰问题提供了一种解决方案。

参 考 文 献

- [1] Franz B, Bülow H. Mode group division multiplexing in graded-index multimode fibers[J]. Bell Labs Technical Journal, 2013, 18(3): 153-172.
- [2] Bai N, Ip E, Huang Y K, et al. Mode-division multiplexed transmission with inline few-mode fiber amplifier[J]. Optics Express, 2012, 20(3): 2668-2680.
- [3] Li Z H, Shubin I, Zhou X. Optical interconnects: recent advances and future challenges[J]. Optics Express, 2015, 23(3): 3717-3720.
- [4] Plant D V, Morsy-Osman M, Chagnon M. Optical communication systems for datacenter networks [C] // Optical Fiber Communication Conference 2017, March 19-23, 2017, Los Angeles, California. Washington, D.C.: OSA, 2017: W3B.1.
- [5] Gao Y, Cartledge J C, Yam S S H, et al. 112 Gb/s PAM-4 using a directly modulated laser with linear pre-compensation and nonlinear post-compensation [C] // 42nd European Conference on Optical Communication, September 18-22, 2016, Dusseldorf, Germany. New York: IEEE, 2016: 121-123.
- [6] Liu H Y, Wen H, Zacarias J C A, et al. 3×10 Gb/s mode group-multiplexed transmission over a 20 km

- few-mode fiber using photonic lanterns[C]//Optical Fiber Communication Conference 2017, March 19-23, 2017, Los Angeles, California. Washington, D.C.: OSA, 2017: M2D.5.
- [7] Stuart H R. Dispersive multiplexing in multimode optical fiber[J]. *Science*, 2000, 289(5477): 281-283.
- [8] Ryf R, Fontaine N K, Montoliu M, *et al.* Photonic-lantern-based mode multiplexers for few-mode-fiber transmission[C]//Optical Fiber Communication Conference 2014, March 9-13, 2014, San Francisco. Washington, D.C.: OSA, 2014: W4J.2.
- [9] Chen J K, Hu G J, Han Y Y. Communication experimental system with 3×3 mode division multiplexing based on photonic lantern[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(11): 1106009.
陈嘉轲, 胡贵军, 韩悦羽. 基于光子灯笼的 3×3 模分复用通信实验系统[J]. *中国激光*, 2017, 44(11): 1106009.
- [10] Chen J, Huang Q Q, Zhang Q W, *et al.* Orthogonal frequency division/mode division multiplexing IM-DD multimode fiber transmission system based on photonic lanterns[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(6): 0606008.
陈健, 黄青青, 张倩武, 等. 基于光子灯笼的正交频分/模分复用 IM-DD 多模光纤传输系统[J]. *光学学报*, 2018, 38(6): 0606008.
- [11] Chen B F, Wu Y T, Zhang Q W, *et al.* 2×20 Gb/s PAM4 signal mode division multiplexing transmission based on photon lantern[J]. *Optical Communication Technology*, 2019, 43(3): 16-19.
陈保峰, 吴雅婷, 张倩武, 等. 基于光子灯笼的 2×20 Gb/s PAM4 信号模分复用传输[J]. *光通信技术*, 2019, 43(3): 16-19.
- [12] Zhang Q W, Wang F, Huang Q Q, *et al.* Modal crosstalk mitigated IM/DD mode-multiplexed transmission based on pilot assisted least square algorithm[C]//Conference on Lasers and Electro-Optics 2018, May 13-18, 2018, San Jose, California. New York: IEEE, 2018: 18001745.
- [13] Gao J, Leung Y H, Sreeram V. Digital filters for carrierless amplitude and phase receivers[C]//Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology, August 19-22, 2001, Singapore. New York: IEEE, 2001: 7154340.
- [14] Shi J Y, Zhou Y J, Zhang J W, *et al.* Enhanced performance utilizing joint processing algorithm for CAP signals[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(16): 3169-3175.
- [15] Al-Rawachy E, Giddings R P, Tang J M. Experimental demonstration of a DSP-based cross-channel interference cancellation technique for application in digital filter multiple access PONs[J]. *Optics Express*, 2017, 25(4): 3850-3862.
- [16] Deng M L, Sankoh A, Giddings R P, *et al.* Experimental demonstrations of 30 Gb/s/ λ digital orthogonal filtering-multiplexed multiple channel transmissions over IMDD PON systems utilizing 10G-class optical devices[J]. *Optics Express*, 2017, 25(20): 24251-34261.