

基于预编码的模群复用信号串扰抵消技术

富惠雯^{1,2}, 朱子岳^{1,2}, 陈健^{1,2*}

¹上海大学特种光纤与光接入网重点实验室, 上海 200444;

²上海大学特种光纤与先进通信国际合作联合实验室, 上海 200444

摘要 在基于光子灯笼强度调制直接检测(IM-DD)的模群复用传输系统中,提出一种用于降低信号串扰的基于单端信道估计的预编码方案。该方案使用环形器和分路器作为信号返回机制,将信号返回到发送端进行发送端单端信道估计,然后将得到的信道传递矩阵用于预编码。实验结果表明,经所提预编码方案的处理,在背靠背及连接 500 m 少模光纤的模群复用传输系统中,信号误码率(BER)在 1.3×10^{-2} 前向纠错(FEC)门限时,LP₀₁-LP₀₁ 和 LP_{11a}-LP_{11b} 信道的信号发送功率分别降低了约 3 dB 和 1 dB。本研究为解决点到多点的 IM-DD 模群复用传输系统中的信号串扰问题提供了一种有效的方案。

关键词 光通信; 模群复用; 信号串扰; 单端信道估计; 预编码

中图分类号 TN915.62

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202141.0606003

Crosstalk Mitigation Technology in Mode Group Division Multiplexing Transmission Based on Precoding

Fu Huiwen^{1,2}, Zhu Ziyue^{1,2}, Chen Jian^{1,2*}

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

²Joint International Research Laboratory of Specialty Fiber Optics and Advanced Communication,

Shanghai University, Shanghai 200444, China

Abstract A precoding scheme based on single-end channel estimation is proposed to mitigate crosstalk in received signals in intensity modulation direct detection (IM-DD) mode group division multiplexing transmission system based on photonic lantern. The scheme uses a signal feedback mechanism which is made up of a circulator and a splitter. Signals in receiving ends will return to the transmitting end for single-end channel estimation and the channel transmitting matrix will be used for precoding. The experimental results show that after the precoding processing in the back-to-back and 500-m few mode fiber mode group division multiplexing transmission systems, the transmitted power of LP₀₁-LP₀₁ and LP_{11a}-LP_{11b} channel signals can be reduced about 3 dB and 1 dB respectively when the bit error ratio (BER) is at the threshold of 1.3×10^{-2} forward error correction (FEC). This paper provides an effective solution to reduce signal crosstalk in point-to-multipoint IM-DD mode group multiplexing transmission.

Key words optical communications; mode group division multiplexing; signal crosstalk; single-end channel estimation; precoding

OCIS codes 060.4230; 200.4860; 070.6020

1 引言

随着光通信容量需求的不断增长,增加容量的

模分复用技术逐渐得到越来越多的关注,近年来发展迅速^[1-2]。然而,在模分复用系统中受扰动因素影响,不同模式之间会发生模式耦合,因此加载在不同

收稿日期: 2020-09-08; 修回日期: 2020-10-26; 录用日期: 2020-11-09

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

模式上的信号之间会产生串扰。为解决模分复用传输中的信号串扰问题,国内外研究人员展开了一系列的研究并获得了一定的成果。2011 年,Ryf 等^[3]使用 6×6 个前馈均衡器的多输入多输出(MIMO)数字信号处理技术来解决模式耦合问题。2016 年,Xiang 等^[4]比较了恒模算法和数据辅助时域均衡算法在少模光纤(FMF)传输系统中模式解复用的性能。2019 年,Khalid 等^[5]针对模式耦合,利用递推最小二乘恒模算法(RLSCMA),通过充分的自适应均衡成功地恢复了光 MIMO 传输。2019 年,陈健等^[6]使用数字正交滤波器和最小二乘法降低模分复用传输中的信号串扰。现有的串扰抵消技术和均衡技术均在接收端实现,且各个模式的接收信号必须同时获得,这种集中式的处理方式在一定程度上限制了接收端的异地放置,无法应用于无源光网络(PON)架构的场合。

多用户 MIMO 系统中的预编码技术,作为应用于发射端以减小用户间干扰的预处理技术,可以用于减小信道间干扰。在 MIMO 系统中,常用的预编码有复杂度较低而且性能较好的最大比传输(MRT)^[7]、迫零(ZF)预编码^[8-9]等。传统的脏纸编码包括 Costa 预编码^[10]、Tomlinson Harashima 预编码^[11-12]。2020 年,Dinh 等^[13]针对大规模 MIMO 系统,提出了一种低复杂度线性预编码算法。考虑到这些预编码方法可以实现从发送端处理以减小信道间干扰,因此运用预编码技术来解决模分复用系统中模式耦合引起的信号串扰问题。预编码系统发送端所需的信道状态信息可在接收端获取并反馈给发送端,或者根据信道互易性^[14]在发送端直接获得。

2018 年,Chen 等^[15]从信号光场角度出发,利用内窥镜工作原理,在发射端单端信道估计情况下,运用预编码方法在发射机侧用 MIMO 数字信号实现了 6 个空间和偏振模式的复用传输。强度调制直接

检测(IM-DD)传输方案并没有使用信号光场中的相位信息,因此可以将复数形式的信道传输矩阵估计简化成实数形式的信道功率或增益传输矩阵估计。

在基于光子灯笼的背靠背(BTB)及连接 500 m 少模光纤的模群复用系统中,本文采用 IM-DD 传输方案,利用环形器和分路器产生的反馈信号实现单端的信道功率传输矩阵估计,在传输系统发送端使用信号预编码方法,有效地减小了各接收端中的串扰信号。该预编码串扰抵消方案不仅减小了接收端的数字信号处理负担,而且可使接收端放置在异地,比原有的接收端串扰抵消集中处理方案更灵活。

2 预编码抵消技术

2.1 单端信道估计和预编码

考虑一个维度为 $N \times N$ 、有串扰的信道传输矩阵 \mathbf{H} , \mathbf{H} 中元素 $h_{n,m}$ 表示第 m 个发送端至第 n 个接收端的信道增益。当发送端的信号向量为 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ 、加性噪声向量为 $\mathbf{N} = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ 时,接收端的信号向量 $\mathbf{Y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{N}$ 。在已知输入向量 \mathbf{X} 和输出向量 \mathbf{Y} 的前提下,MIMO 信道传输矩阵 \mathbf{H} 的估计是容易获得的。

使用单端收发训练信号方式对模群复用的 MIMO 信道传输矩阵进行估计。实验中使用两个模式通道,且 IM-DD 传输方式中的电信号带宽小于光器件的带宽,因此可以用一个 2×2 的实数矩阵来描述传输矩阵 \mathbf{H} 。由于从发射端发出的训练信号经模群复用系统后可从接收端的环形器和分路器返回,从而可在发射端观测到经过信道的训练信号结果。由于训练信号在模群复用系统的通道中往返了一次,结合光学系统的互易特性,则往返传输矩阵为 $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$ 。然而,无法直接从 $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$ 中获得唯一的 \mathbf{H} ,因此本文采用部分训练信号延迟返回的方法使来自接收端的训练信号分时到达发射端。一个 2×2 往返传输矩阵 $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$ 所表示的信号转移路径如图 1 所示。

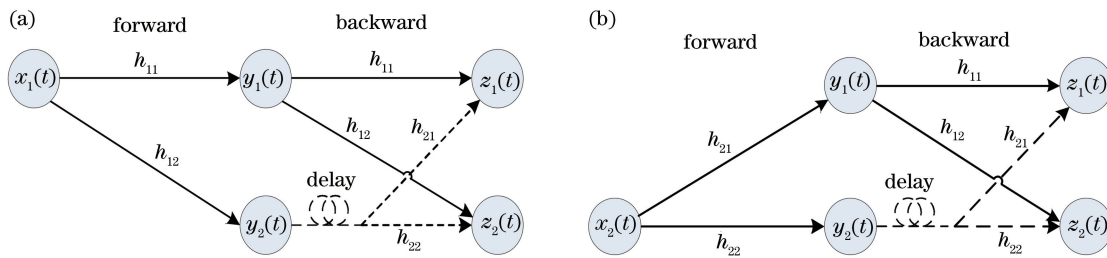


图 1 往返传输矩阵中信号的转移路径示意图。(a)只发送训练信号 $x_1(t)$ 的信号路径;(b)只发送训练信号 $x_2(t)$ 的信号路径
Fig. 1 Diagram of a signal transfer path represented by the round-trip transmission matrix. (a) Signal path for the training signal $x_1(t)$ only; (b) signal path for the training signal $x_2(t)$ only

假设施加在串扰信道输入端的两个训练信号为 $[x_1(t) \ x_2(t)]^T$, $[y_1(t) \ y_2(t)]^T$ 表示在接收端的接收信号, 往返经过串扰信道后的接收信号为

$[z_1(t) \ z_2(t)]^T$. 如果在接收端 $y_2(t)$ 信号的返回路径上有一段延时装置, 用 $D(t - T_d)$ 表示信号被延时 T_d , 则

$$\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{bmatrix} = \mathbf{H}^T \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & D(t - T_d) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{H} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中: $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix}$; $\begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix}$ 为加性噪声。(1)式展开后得

$$\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} h_{11}^2 & h_{11}h_{12} \\ h_{11}h_{12} & h_{22}^2 \end{bmatrix} + D(t - T_d) \begin{bmatrix} h_{21}^2 & h_{22}h_{21} \\ h_{22}h_{21} & h_{22}^2 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

将传输矩阵的计算放置在数据传输中的训练阶段, 训练的第一阶段在串扰信道输入端口 1 发送训练信号 $x_1(t)$, 端口 2 不发送训练信号, 即 $x_2(t) = 0$, 则有

$$\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{bmatrix} = x_1(t) \begin{bmatrix} h_{11}^2 \\ h_{11}h_{12} \end{bmatrix} + x_1(t - T_d) \begin{bmatrix} h_{21}^2 \\ h_{22}h_{21} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

可见, 延时 T_d 将两组原来混叠在一起的经历信道往返的训练信号区分开了, 从而可以容易地从输入训练信号 $x_1(t)$ 和接收信号 $[z_1(t) \ z_2(t)]^T$ 中计算出 \mathbf{H} 中的各元素。同理, 在训练的第二阶段, 延时 T_d 也起着分离混叠、便于计算的作用。为了降低加性噪声对传输矩阵 \mathbf{H} 的估计影响, 可以采用最小二乘法或递归最小二乘法获得更精确的 \mathbf{H} 。

对于主对角线上数值大于非对角线上数值的信道传输矩阵 \mathbf{H} , 在发送端采用矩阵对角化的预编码

方法, 便可使接收端的串扰最小化^[16]。根据每次训练阶段得到的 \mathbf{H} , 在下次数据传输阶段的预编码为

$$\begin{bmatrix} I'_1(k) \\ I'_2(k) \end{bmatrix} = \mathbf{H}^{-1} \begin{bmatrix} I_1(k) \\ I_2(k) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

式中: $I_1(k)$ 和 $I_2(k)$ 为预编码之前的原始信息序列; \mathbf{H}^{-1} 为 \mathbf{H} 的逆阵; $I'_1(k)$ 和 $I'_2(k)$ 为预编码处理之后的发送序列。当及时精确地估计出 \mathbf{H} 后, 接收端可获得含加性噪声的无串扰的原始信息序列。

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix} = \mathbf{H} \cdot \begin{bmatrix} I'_1(k) \\ I'_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{H}^{-1} \begin{bmatrix} I_1(k) \\ I_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1(k) \\ I_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

2.2 帧结构设计

实验中的帧结构设计如图 2 所示, 分为数据传

输帧和训练信号帧两部分。

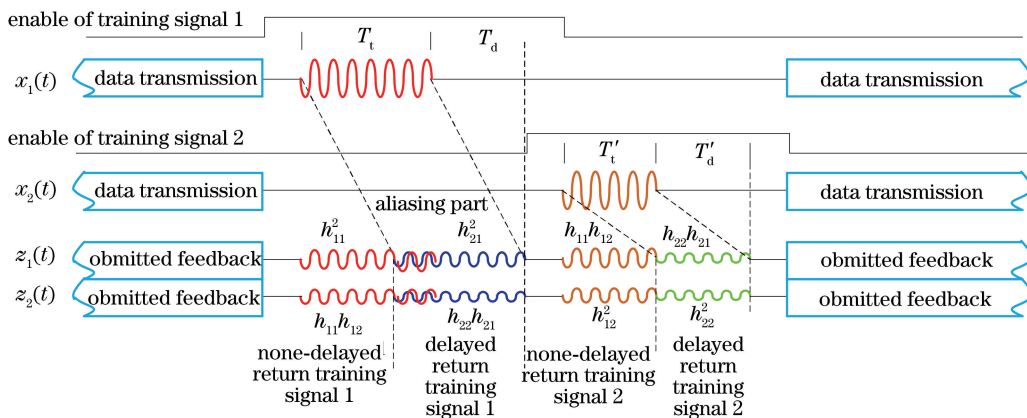


图 2 数据传输帧和训练信号帧的示意图

Fig. 2 Schematic of data transmission and training signal

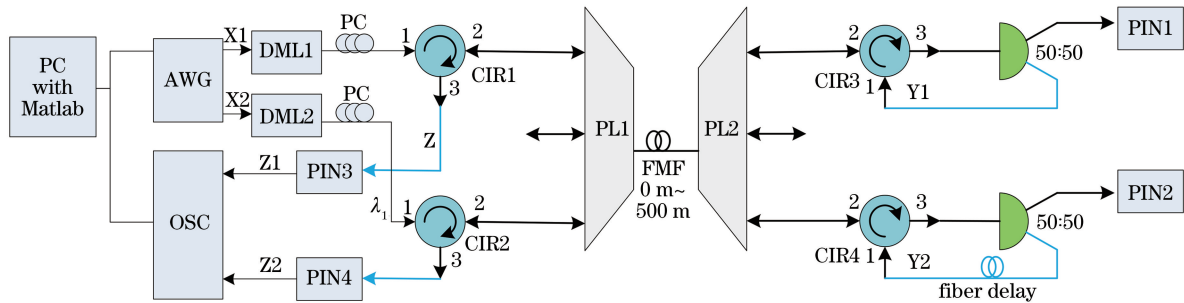
由(3)式可知,当延时 T_d 小于训练信号的持续时间 T_t 时,非延迟训练信号的后半段与延迟训练信号的前半段在返回发送端时存在信号混叠,如图 2 中只发送 $x_1(t)$ 的训练阶段所示;当延时 T_d 等于训练信号的持续时间 T_t ,延迟到达的训练信号不会与非延迟训练信号产生混叠,如图 2 中只发送 $x_2(t)$ 的训练阶段所示;当延时 T_d 大于训练信号的持续时间 T_t ,则延迟与非延迟到达的训练信号之间会有明显的分割界限,这有益于返回信号的分段采集,但同时也有有效数据传输率降低的缺点。实际使用中,虽然延时 T_d 一般是固定不变的,但是训练信号的持续时间 T_t 是可以动态调整的,因此这种训练帧的结构具有数据传输效率上的可变性。

3 基于预编码的模式复用传输实验

为了验证所提降低接收端模式串扰的预编码方案的可行性,实验中将可以激发 1 个 LP_{01} 模和 2 个 LP_{11} 模的模式选择性光子灯笼作为模式复用/解复用器,利用其中传输损耗最小的通道 LP_{01} - LP_{01} 和 LP_{11a} - LP_{11b} 作为传输信道进行预编码验证。

基于光子灯笼的预编码 IM-DD 模群复用系统信号传输实验框图如图 3 所示。在发送端,由任意

波形发生器(AWG)产生两路 PAM4 信号,AWG 的采样率设置为 1 GSa/s。由 2 个中心波长为 1550 nm、带宽为 2 GHz 的直调式反馈激光器将电信号转换为光信号,分别送入输入端环形器的 1 号口,从 2 号口输出的光信号分别进入模式复用光子灯笼的 LP_{01} 和 LP_{11a} 输入端进行模群复用。在接收端,同样的光子灯笼作为解复用器,光信号从 LP_{01} 和 LP_{11b} 端输出后,从输出端环形器的 2 号口进入,3 号口出;再由 2 个光分路器分别将光路信号分成两部分,其中 50%的光返回到接收端环形器的 1 号口,经 2 号口原路返回。实验中在 LP_{11} 路径接收端的返回路径上附加了一段长 50 m 的单模光纤,增加 250 ns 的延迟时间。延迟和非延迟的返回光再次经过模分复用/解复用系统之后从输入端的环形器 3 号口输出,然后光信号由带宽为 1.5 GHz 的光电探测器接收并送入模拟带宽为 4 GHz 的示波器进行采样。采样数据送入计算机控制端进行单端信道估计并将估计结果用于预编码。接收端光分路器剩余 50%的光则直接由带宽为 1.5 GHz 的光电探测器接收并送入带宽为 4 GHz 的示波器。实验系统的参数设置如表 1 所示,其中 DSO 为数字存储示波器。



AWG: arbitrary waveform generator; DML: directly modulated laser; PC: polarization controller; CIR: circulator; PL: photonic lantern; FMF: few mode fiber; OSC: oscilloscope; PIN: positive-intrinsic-negative

图 3 模群复用系统信号传输实验框图

Fig. 3 Experimental structure of signal transmission in a mode group division multiplexing system

表 1 实验系统参数

Table 1 Parameters of an experimental system

Parameter	Content	Parameter	Content
Modulation format	PAM4	PIN detector bandwidth /GHz	1.5
Training sequence length	100 symbols	Laser wavelength /nm	1550
Distributed feedback (DFB) driving voltage /V	2.1	Laser bandwidth /GHz	1.4
FMF length /m	BTB(0)/500	AWG sampling rate /(GSa·s ⁻¹)	1
Circulator insertion loss /dB	0.6	DSO sampling rate /(GSa·s ⁻¹)	10

在背靠背及连接 500 m 少模光纤的情况下,测得该实验系统从 X1、X2 分别到 Y1、Y2 的静态功率传输矩阵如表 2 和表 3 所示。

从单端信道估计的结果看,传输矩阵中的各系数在该静态矩阵系数周围发生缓慢的变化,因此只需在系统初始工作阶段多一些周期性的训练信号

帧,待信道估计结果稳定后可适当减少插入传输的训练信号帧的次数。

表 2 背靠背静态传输矩阵

Table 2 Static transfer matrix through back to back

Input	Output	
	LP ₀₁	LP _{11b}
LP ₀₁	0.237	0.008
LP _{11a}	0.032	0.076

表 3 连接 500 m 少模光纤静态传输矩阵

Table 3 Static transfer matrix through the few mode fiber with a length of 500 m

Input	Output	
	LP ₀₁	LP _{11b}
LP ₀₁	0.282	0.020
LP _{11a}	0.035	0.100

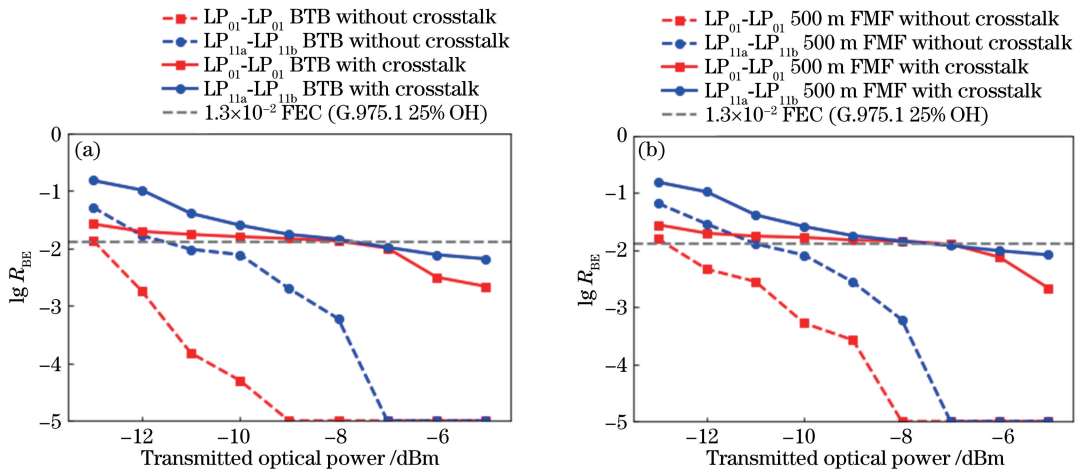


图 4 有串扰和无串扰情况下 BER 与发送光功率曲线。(a)背对背;(b) 500 m 少模光纤

Fig. 4 BER versus transmitted optical power with or without crosstalk. (a) BTB; (b) 500 m FMF

图 5(a)和图 5(b)分别为背靠背情况下信号发送功率为 -5 dBm 时,模群复用系统中解串扰前后的 LP₀₁ 信道信号眼图。图 5(c)和图 5(d)分别为 500 m 少模光纤情况下信号发送功率为 -6 dBm 时,模群复用系统中解串扰前后的 LP₀₁ 信道信号眼图。由图 5 可得,无论是在背靠背还是在连接 500 m 少模光纤的模群复用传输系统中,在利用所提解串扰技术之后,信号眼图质量有一定的提升,即表明信号质量有一定的提升。

图 6(a)和图 6(b)分别为背靠背及连接 500 m 少模光纤的情况下,利用所提基于单端信道估计获得的有无预编码的误码率与发送光功率曲线图。由图 6 可得,背靠背和经 500 m 少模光纤的模群复用系统中,使用预编码之后,在 ITU-T G. 975. 1 的 25% 开销时的 1.3×10^{-2} 前向纠错(FEC)门限时,

4 实验结果分析

在背靠背及连接 500 m 少模光纤的情况下,分别选取 LP₀₁-LP₀₁ 和 LP_{11a}-LP_{11b} 模式信道进行实验。调整光子灯笼模分复用器输入端的输入功率,使之从 -5 dBm 逐渐降低到 -13 dBm,在有串扰情况下和使用预编码技术前后分别进行信道信号的误码率(BER)分析,结果如图 4 和图 5 所示。

图 4(a)和图 4(b)分别为背靠背和连接 500 m 少模光纤情况下模群复用系统中有无串扰情况的误码率曲线。由图 4 可得,无论是在背靠背还是在连接 500 m 少模光纤的模群复用传输系统中,在有串扰的情况下,达到国际电信联盟标准 ITU-T G. 975.1 的 25% 开销(25% OH)时的 1.3×10^{-2} 误码率门限需要比无串扰时增加 3 dB 的发送光功率。

无串扰下 LP₀₁-LP₀₁ 通道的发送功率比有串扰时降低约 3 dB,LP_{11a}-LP_{11b} 降低了约 1 dB。可见,所提预编码方式可以缓解模群复用系统接收端的信号串扰问题,特别是对 LP₀₁ 模式。由于 LP₁₁ 模式的传输损耗大于 LP₀₁ 模式,单端信道估计的不准确结果会影响 LP₁₁ 通道的串扰抵消效果。

5 结 论

基于相同的两个模式选择性光子灯笼构成的模分复用器和解复用器,在背靠背及接入 500 m 少模光纤的 IM-DD 模群复用系统中,所提单端信道估计方法和预编码技术可有效降低模分复用传输中的模式串扰。实验结果表明,LP₀₁ 和 LP₁₁ 两个模式信道的 PAM4 信号在同样误码率门限下,发送光功率分别降低了 3 dB 和 1 dB,表明该方案是有效的。所

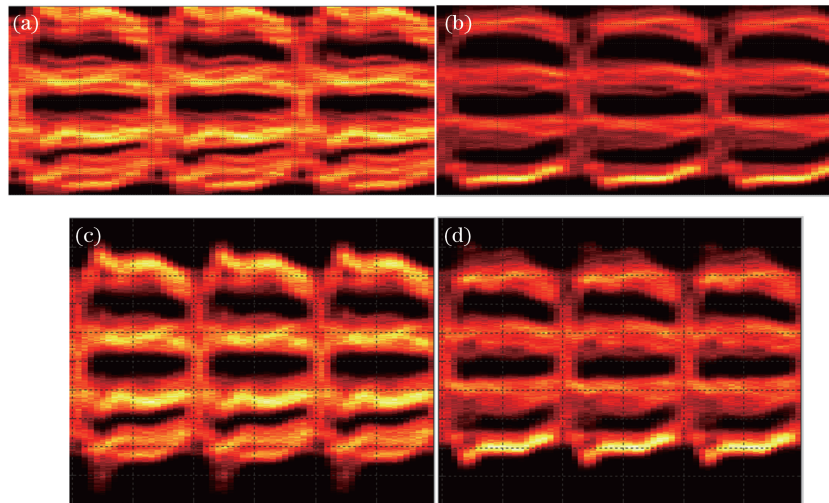


图 5 预编码前后的信号眼图。(a)背靠背预编码前;(b)背靠背预编码后;
(c) 500 m 少模光纤情况下预编码前;(d) 500 m 少模光纤情况下预编码后

Fig. 5 Signal eye diagrams before and after precoding. (a) Before precoding under BTB; (b) after precoding under BTB; (c) before precoding under 500 m few mode fiber; (d) after precoding under 500 m few mode fiber

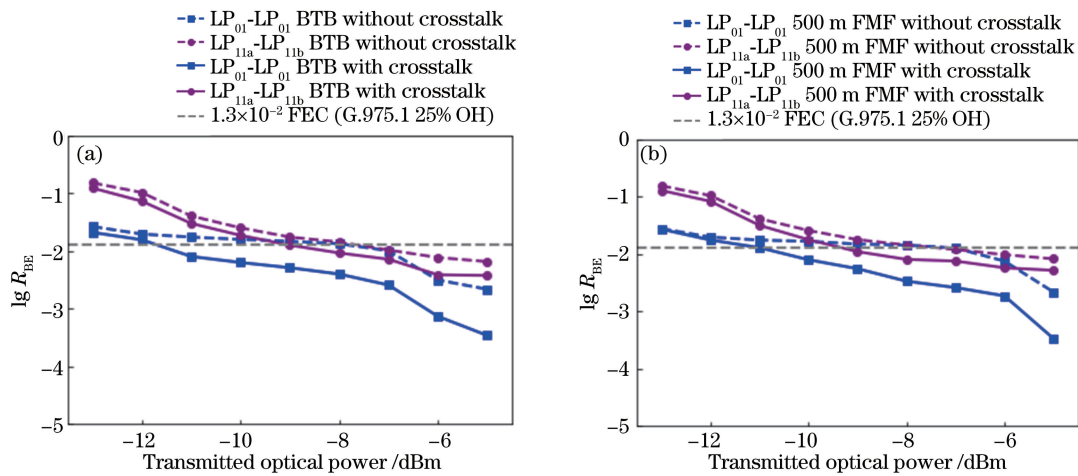


图 6 有预编码和无预编码情况下的误码率与发送光功率曲线。(a)背对背;(b) 500 m 少模光纤

Fig. 6 BER versus transmitted optical power with or without precoding. (a) BTB; (b) 500 m FMF

提基于单端信道估计的预编码方案为解决模分复用传输中的接收信号串扰问题提供了一种低成本、简便灵活的方法,但该方案在串扰抵消效果上还需要进一步改进和提高。

参 考 文 献

[1] Huang C, Li Y X, Meng W, et al. Effect of mode coupling on quantum bit error rate in mode division multiplexing simultaneous transmission system [J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(4): 0406002.
黄超, 李云霞, 蒙文, 等. 模式耦合对模分复用同传系统中量子误码率的影响 [J]. 光学学报, 2020, 40(4): 0406002.

[2] Zhang Q, Guo Y B, Chen J K, et al. A

communication experiment using mode division multiplexing with phase modulation-coherent detection[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(3): 0306001.

张强, 郭玉彬, 陈嘉轲, 等. 基于相位调制-相干检测的模分复用通信实验 [J]. 中国激光, 2020, 47(3): 0306001.

[3] Ryf R, Randel S, Gnauck A H, et al. Space-division multiplexing over 10 km of three-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing [C]//Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2011, March 6-10, 2011, Los Angeles, California. Washington, D. C.: OSA, 2011: PDPB10.

[4] Xiang X, Li Y, Tu C R, et al. Performance

- comparison of DA-TDE and CMA for MIMO equalization in multimode multiplexing systems [J]. Photonic Network Communications, 2016, 32(2): 218-223.
- [5] Khalid H A, Ullah R, Liu B, et al. Polarization-based 6×6 MIMO transmission over 75 km few-mode multicore fiber using recursive least squares constant modulus algorithm[J]. Optical Engineering, 2019, 58(2): 020501.
- [6] Chen J, Wang F, Li Z X, et al. Reducing signal crosstalk in IM-DD-mode-division multiplexing transmission via digital orthogonal filtering[J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(8): 0806005.
陈健, 王芳, 李正璇, 等. 利用数字正交滤波降低 IM-DD 模分复用传输中的信号串扰[J]. 光学学报, 2019, 39(8): 0806005.
- [7] Wang C Y, Wang J X, Sun Y M. Research of optimal precoding selection strategy in large scale MIMO[J]. Video Engineering, 2016, 40(5): 40-47.
王春燕, 王军选, 孙有铭. 大规模 MIMO 下最优预编码选择策略研究[J]. 电视技术, 2016, 40(5): 40-47.
- [8] Joham M, Utschick W, Nosske J A. Linear transmit processing in MIMO communications systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(8): 2700-2712.
- [9] Zheng X P, Liu L, Zhang S L. The study of STBC-MIMO-OFDM system performance based on ZF precoded [J]. Mechanical Management and Development, 2010, 25(4): 203-204.
郑秀萍, 刘丽, 张水利. 基于 ZF 预编码的 STBC-MIMO-OFDM 系统性能的研究[J]. 机械管理开发, 2010, 25(4): 203-204.
- [10] Costa M. Writing on dirty paper [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1983, 29(3): 439-441.
- [11] Du J, Kang G X. Tomlinson-Harashima precoding design with imperfect channel state information [J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science), 2010, 30(5): 38-41, 46.
杜娟, 康桂霞. 基于部分信道状态信息的 Tomlinson-Harashima 预编码设计[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2010, 30(5): 38-41, 46.
- [12] Harashima H, Miyakawa H. Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference [J]. IEEE Transactions on Communications, 1972, 20(4): 774-780.
- [13] Dinh V K, Le M T, Ngo V D, et al. PCA-aided linear precoding in massive MIMO systems with imperfect CSI [J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2020, 2020: 1-9.
- [14] Gu R Y, Mahalati R N, Kahn J M. Design of flexible multi-mode fiber endoscope [J]. Optics Express, 2015, 23(21): 26905-26918.
- [15] Chen H, Fontaine N K, Ryf R, et al. Remote mode-forming over multimode fiber employing single-ended channel estimation[C]//2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 23-27, 2018, Rome, Italy. New York: IEEE Press, 2018.
- [16] Cendrillon R, Ginis G, van den Bogaert E, et al. A near-optimal linear crosstalk precoder for downstream VDSL [J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(5): 860-863.