

偏分复用系统信道串扰的理论模型及消除方案

孙 洋 席丽霞 张晓光 秦江星 林嘉川 梁晓晨

(北京邮电大学信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京 100876)

摘要 建立了偏分复用(PDM)系统中信道串扰的数学模型,并提出了消除该串扰的方案,即用解复用端一路光信号的射频(RF)功率作为反馈信号以监测光信号在链路中偏振态的变化和在接收端的串扰情况,用粒子群优化(PSO)算法作为逻辑控制单元的算法,控制偏振控制器以消除信道间的串扰。数值仿真了 RF 功率与信道串扰大小之间的关系,并在 2×50 Gb/s 偏分复用-差分正交移相键控(PDM-DQPSK)传输系统平台上仿真验证了消除串扰方案的效果。结果表明该方案能够大幅降低系统误码率,改善系统性能。

关键词 光通信;偏分复用;信道串扰;射频功率;反馈控制系统

中图分类号 TN29 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201232.0206006

Theoretic Model and Elimination Scheme of Crosstalk in Polarization Division Multiplexing System

Sun Yang Xi Lixia Zhang Xiaoguang Qin Jiangxing Lin Jiachuan Liang Xiaochen

(State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract A mathematical model of the crosstalk in polarization division multiplexing (PDM) system is induced. An adaptive crosstalk elimination scheme is proposed, in which the radio-frequency (RF) power of the optical signal related with the crosstalk is used as feedback signal and particle swarm optimization (PSO) algorithm is applied in the control unit to adjust the polarization controller and eliminate the crosstalk. The effectiveness is demonstrated in 2×50 Gb/s polarization division multiplexing-differential quadrature phase shift keying (PDM-DQPSK) system. The results show that with the crosstalk elimination scheme the performance of the system is improved remarkably and the bit error rate is reduced greatly.

Key words optical communications; polarization division multiplexing (PDM); crosstalk between channels; radio-frequency power; feedback control system

OCIS codes 060.4510; 060.2330; 060.4230

1 引 言

随着多媒体等新兴数据业务的不断发展,人们对通信系统的传输能力和效率有了更高的要求。偏分复用(PDM)技术能够将光纤传输系统的频谱效率提高一倍,而且不会大幅增加系统复杂度,因此成为提高光纤通信系统传输容量的重要技术之一^[1~9]。目前 100 Gb/s 及更高速率的光纤传输实验系统基本采用 PDM 与高阶码型调制相结合的方法

以满足传输速率的要求^[5~9]。

由于光纤自身的不对称性及外部扰动的影响,光信号的偏振态在传输过程中会随机变化。对于 PDM 系统来说,偏振态的变化会导致接收端的偏振分束器(PBS)无法将两路信号完全分离,从而造成信道间的串扰。目前,高速 PDM 系统有直接检测和相干检测两种接收方式。对于相干检测来说,一般是在电域采用相应的算法来实现偏振解复用及串

收稿日期: 2011-07-25; 收到修改稿日期: 2011-10-08

作者简介: 孙 洋(1987—),男,硕士研究生,主要从事光通信系统信号损伤恢复方面的研究。

E-mail: sunyanghenry@bupt.edu.cn

导师简介: 席丽霞(1973—),女,博士,副教授,主要从事光通信系统信号损伤恢复方面的研究。E-mail: xilixia@263.net (通信联系人)

扰消除,然而对于高速(100 Gb/s 及以上)传输系统而言,需要高速的模/数(A/D)转换及数字信号处理芯片,实时处理难度很大^[8,9]。对于直接检测系统而言,则是在光域实现偏分解复用。信道间串扰的大小直接决定了解复用效果的好坏。因此需要在直接检测系统的接收端进行偏振控制及串扰消除。国内外已有关于光域直接解复用方案的相关报道^[1,2,4~7]。这些方案的基本思路是:采用适当的反馈信号来检测信道串扰的大小,再通过偏振控制器将光信号调整到串扰最小的偏振态。各方案所检测的反馈信号主要有两种:1)体现光信号之间相干程度的射频(RF)功率信号^[1];2)体现两路信号混叠程度的功率差信号^[2,4]。这两种信号有其特定的使用条件,1)类信号只针对两路接收信号均为线偏振的情况;2)类信号需要在发射端的两路信号间引入固定的功率差。

本文利用斯托克斯矢量结合琼斯矢量推导出了描述两信道串扰的传输矩阵,并提出了一个自适应的串扰消除方案。该方案以解复用后的一路光信号的 RF 功率作为反馈信号,不受接收信号偏振态的限制,且无需在发射端引入功率差。在 100 Gb/s 偏分复用-差分正交移相键控(PDM-DQPSK)传输系统平台上对该方案进行了仿真验证。

2 PDM 系统中信道串扰的理论模型

假设光信号沿 z 轴方向传播,而且单模光纤及 PBS 的两个相互正交的本征偏振态与直角坐标系的 x 轴和 y 轴重合。光纤中的光信号可以表示为 $\mathbf{E} = [E_x \ E_y]^T$, E_x 和 E_y 是光信号在 x 和 y 轴上的振动分量。光信号还可以用斯托克斯矢量表示:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle |E_x|^2 \rangle + \langle |E_y|^2 \rangle \\ \langle |E_x|^2 \rangle - \langle |E_y|^2 \rangle \\ \langle 2E_x E_y \cos \delta \rangle \\ \langle 2E_x E_y \sin \delta \rangle \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中 δ 表示 x 和 y 轴方向上两线偏振光的相位差。先考虑一束完全偏振光,其归一化的斯托克斯矢量为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos 2\epsilon \cos 2\theta \\ \cos 2\epsilon \sin 2\theta \\ \sin 2\epsilon \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中 ϵ 是偏振光的椭圆率, θ 为偏振光的方位角。对于完全偏振光, (1) 式中的斯托克斯参量还可以表示为

$$\begin{cases} S_0 = \langle E_x E_x^* + E_y E_y^* \rangle \\ S_1 = \langle E_x E_x^* - E_y E_y^* \rangle \\ S_2 = \langle E_x E_y^* + E_y E_x^* \rangle \\ S_3 = \langle j(E_x E_y^* - E_y E_x^*) \rangle \end{cases}, \quad (3)$$

联立(2)式和(3)式, 推导得到完全偏振光琼斯矢量的另一种表达形式^[3,10]:

$$\mathbf{E}_i = \begin{bmatrix} E_{ix} \\ E_{iy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_i \cos \epsilon_i + j \sin \theta_i \sin \epsilon_i \\ \sin \theta_i \cos \epsilon_i - j \cos \theta_i \sin \epsilon_i \end{bmatrix}. \quad (4)$$

由于光纤制作过程本身的非完美性、外界的温度变化和振动等因素的影响, 光纤中光信号的偏振态会随机变化。在不考虑光纤的偏振模色散(PMD)和偏振相关损耗(PDL)的情况下, 入射的线偏振光在光纤传输链路中通常会演变为椭圆偏振光, 演变后的偏振光可以用(4)式表示。对于两个相互正交的线偏振光 1 和 2, 它们在同一光纤中传输时会各自演变为椭圆偏振光, 但两者仍保持相互正交的特性, 即满足^[2]

$$\begin{cases} \epsilon_2 = -\epsilon_1 \\ \theta_2 = \theta_1 + \frac{1}{2}\pi, \quad 0 \leq \theta_1 \leq \frac{1}{2}\pi \\ \theta_2 = \theta_1 - \frac{1}{2}\pi, \quad \frac{1}{2}\pi \leq \theta_1 \leq \pi \end{cases}. \quad (5)$$

因此演化后的两正交椭圆偏振光的琼斯矢量可以表示为

$$\begin{cases} \mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \cos \epsilon_1 + j \sin \theta_1 \sin \epsilon_1 \\ \sin \theta_1 \cos \epsilon_1 - j \cos \theta_1 \sin \epsilon_1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} -\sin \theta_1 \cos \epsilon_1 - j \cos \theta_1 \sin \epsilon_1 \\ \cos \theta_1 \cos \epsilon_1 - j \sin \theta_1 \sin \epsilon_1 \end{bmatrix} \end{cases}. \quad (6)$$

光纤对于光信号的作用可以用传输矩阵描述。根据上面的结果, 可以反推得到不考虑 PMD 和 PDL 情况下的光纤传输矩阵表达式^[3,10]:

$$\mathbf{J}(t) = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) \cos \epsilon(t) + j \sin \theta(t) \sin \epsilon(t) & -\sin \theta(t) \cos \epsilon(t) - j \cos \theta(t) \sin \epsilon(t) \\ \sin \theta(t) \cos \epsilon(t) - j \cos \theta(t) \sin \epsilon(t) & \cos \theta(t) \cos \epsilon(t) - j \sin \theta(t) \sin \epsilon(t) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

对于 PDM 系统, 发射端的光信号可以表示为

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} T_x(t) \exp\{j[\omega_0 t + \phi(t)]\} \\ T_y(t) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_0) + \phi(t + \tau_0)]\} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

式中 $T_x(t)$ 和 $T_y(t)$ 分别是 x 和 y 两支路上携带数据信息的复振幅, ω_0 是光载波的中心频率, $\phi(t)$ 是

光载波的随机相位波动, τ_0 是 x 和 y 两路信号之间的时延差。

经光纤传输后, PBS 前的信号可以表示为: $\mathbf{R} = \mathbf{J}\mathbf{T}$ 。经过 PBS 后, 得到 x 和 y 支路输出信号的表达式为

$$R_x(t) = (\cos \theta \cos \epsilon + j \sin \theta \sin \epsilon) T_x(t) \exp\{j[\omega_0 t + \phi(t)]\} - (\sin \theta \cos \epsilon - j \cos \theta \sin \epsilon) T_y(t) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_0) + \phi(t + \tau_0)]\}, \quad (9)$$

$$R_y(t) = (\sin \theta \cos \epsilon - j \cos \theta \sin \epsilon) T_x(t) \exp\{j[\omega_0 t + \phi(t)]\} + (\cos \theta \cos \epsilon - j \sin \theta \sin \epsilon) T_y(t) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_0) + \phi(t + \tau_0)]\}, \quad (10)$$

从(9)式和(10)式可以看出, 解复用后的 x 支路的信号不仅包含 x 支路的信息, 还包含有 y 支路的信息, 即经光纤传输后两信道相互影响, 出现信道串扰, 而且串扰的大小跟传输矩阵直接相关。因此可以把(7)式看作是描述信道串扰的数学表达式。对 θ 和 ϵ 进行如下四组取值:

$$\begin{cases} \theta = 0 \\ \epsilon = 0 \end{cases}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} R_x(t) = T_x(t) \exp\{j[\omega_0 t + \phi(t)]\} \\ R_y(t) = T_y(t) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_0) + \phi(t + \tau_0)]\} \end{cases}, \quad (11)$$

$$\begin{cases} \theta = \frac{\pi}{2} \\ \epsilon = \frac{\pi}{2} \end{cases}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} R_x(t) = j T_x(t) \exp\{j[\omega_0 t + \phi(t)]\} \\ R_y(t) = -j T_y(t) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_0) + \phi(t + \tau_0)]\} \end{cases}, \quad (12)$$

$$\begin{cases} \theta = 0 \\ \epsilon = \frac{\pi}{2} \end{cases}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -j \\ -j & 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} R_x(t) = j T_y(t) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_0) + \phi(t + \tau_0)]\} \\ R_y(t) = -j T_x(t) \exp\{j[\omega_0 t + \phi(t)]\} \end{cases}, \quad (13)$$

$$\begin{cases} \theta = \frac{\pi}{2} \\ \epsilon = 0 \end{cases}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} R_x(t) = -T_y(t) \exp\{j[\omega_0(t + \tau_0) + \phi(t + \tau_0)]\} \\ R_y(t) = T_x(t) \exp\{j[\omega_0 t + \phi(t)]\} \end{cases}, \quad (14)$$

两路信号完全分离, 串扰消除。值得注意的是, 对应(13)式和(14)式两种情况, 虽然无信道串扰, 但接收端 x/y 支路的信息与发射端的正好反了, 在实际应用时, 需要在发射端加标记以便接收端识别。当 θ 和 ϵ 取其他数值时, 都会有串扰存在, 导致系统误码率(BER)增大^[11]。因此直接检测的 PDM 系统在解复用之前要先消除串扰。

3 自适应的串扰消除方案

提出一种串扰消除模块如图 1 所示。它由功率分束器(BS)、光电探测器(PD)、RF 功率检测器、逻辑控制单元和偏振控制器组成。将 PBS 后的某一路信号的一部分输入到光电探测器, 光信号转化为光电流, 再用 RF 功率检测器检测该光电流的功率并作为反馈信号传给逻辑控制单元。用粒子群优化(PSO)算法搜索目标函数极值, 对偏振控制器的控制电压进行优化, 以达到消除串扰的目的。

在串扰消除模块中, 反馈信号能否准确反映串

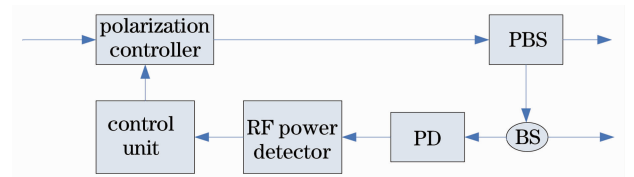


图 1 自适应的串扰消除系统框图

扰的大小是决定串扰消除效果的关键因素。以 y 支路上的信号 $R_y(t)$ 作为反馈信号进行分析。光电探测器将 $R_y(t)$ 转化为光电流。光电流的自相关函数为^[1]

$$I(\tau) = e \sigma G_E^{(1)}(0) \delta(\tau) + \sigma^2 G_E^{(2)}(\tau), \quad (15)$$

式中 e 为电子电荷, σ 为探测器的响应度, $\delta(\tau)$ 为单位脉冲函数, $G_E^{(1)}(0)$ 和 $G_E^{(2)}(\tau)$ 分别为一阶和二阶相关函数:

$$G_E^{(1)}(0) = \langle R_y(t) R_y^*(t) \rangle, \quad (16)$$

$$G_E^{(2)}(\tau) = \langle R_y(t) R_y^*(t) R_y(t + \tau) R_y^*(t + \tau) \rangle, \quad (17)$$

(15)式中的第一项表征光电探测器产生的激发噪声,第二项是探测器对 $R_y(t)$ 的响应。噪声项一般远小于响应项,可以忽略。经过傅里叶变换,可以得到光电流的功率谱

$$S(\omega) = (\sin \theta \cos \epsilon - j \cos \theta \sin \epsilon)^2 (\cos \theta \cos \epsilon - j \sin \theta \sin \epsilon)^2 \pi \sigma^2 \delta(\omega) + \sigma^2 \{ (\sin \theta \cos \epsilon - j \cos \theta \sin \epsilon)^4 + (\cos \theta \cos \epsilon - j \sin \theta \sin \epsilon)^4 + (\sin 2\theta \cos 2\epsilon - 2j \sin 2\epsilon) \cos(\omega_0 \tau_0) \exp[-(\Delta\omega \tau_0)/2] \} S_T(\omega) + \frac{1}{2} (\sin 2\theta \cos 2\epsilon - 2j \sin 2\epsilon)^2 \exp(-\Delta\omega \tau_0) S_T(\omega) \otimes S_T(\omega) \otimes S_{\text{corr}}(\omega), \quad (18)$$

式中 \otimes 表示卷积, $\Delta\omega$ 表示激光器线宽, $S_T(\omega)$ 表示调制包络的功率谱^[1]:

$$S_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \langle T_1(t) T_1(t + \tau) \rangle \exp(-j\omega\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \langle T_2(t) T_2(t + \tau) \rangle \exp(-j\omega\tau) d\tau. \quad (19)$$

(18)式中 $S_{\text{corr}}(\omega)$ 为光拍频信号的功率谱^[1]:

$$S_{\text{corr}}(\omega) = 4\pi \cos^2(\omega_0 \tau_0) \delta(\omega) + \frac{4\Delta\omega}{(\Delta\omega)^2 + \omega^2} \left\{ \cos^2(\omega_0 \tau_0) \left[\cos(\omega_0 \tau_0) - \exp(-\Delta\omega \tau_0) - \frac{\sin(\omega \tau_0) \Delta\omega}{\omega} \right] + \cosh(\Delta\omega \tau_0) - \cos(\omega \tau_0) \right\}. \quad (20)$$

数值仿真了光电流的 RF 功率与 (θ, ϵ) 之间的关系,结果如图 2 所示。当 $\theta=0, \pi/2$ 并且 $\epsilon=0, \pi/2$ 时,RF 功率具有最小值,仿真结果与理论分析结果一致。因此在仿真实验中,用粒子群优化(PSO)算法去搜索目标函数——RF 功率的最小值。

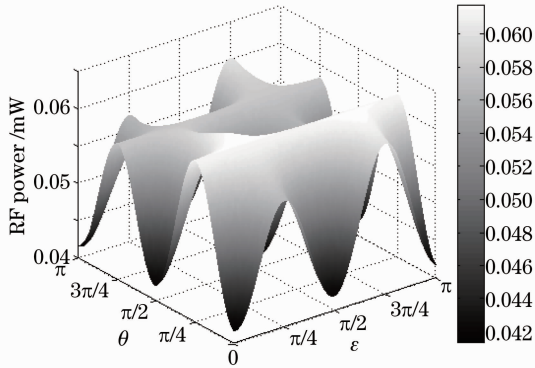


图 2 PDM 系统中 RF 功率与 (θ, ϵ) 关系

Fig. 2 RF power versus (θ, ϵ) in the PDM system

另外,偏分解复用模块的响应速度是决定其是否能实用的关键。偏分解复用模块的耗时来源于:反馈输出时间、算法时间和采集监测信号时间 3 部分。反映到具体的硬件及软件上,包括:1)偏振控制器的响应时间;2)指令输出时间;3)搜索算法耗时;4)输入响应时间。采用 Eospace 公司生产的铌酸锂电控偏振控制器,其响应时间约 $30 \mu\text{s}$;系统采用一段偏振控制器结构^[12,13]:控制一路电压需要 20 条指令,耗时 $2.5 \mu\text{s}$,共需要控制 3 路电压,则数/模(D/A)输出总时间约为 $7.5 \mu\text{s}$;在仿真过程中,一次全空间的搜索过程,需要 5 个粒子迭代 10 次,在数字信号处理(DSP)平台上平均一个粒子一次迭代需

要 $15 \mu\text{s}$;输入响应时间包括 A/D 及 RF 的响应时间,两者之和约为 $0.6 \mu\text{s}$ 。系统总的响应时间约为 $(30 + 15 + 7.5 + 0.6) \times 5 \times 10 = 2.155 \text{ ms}$ 。

不同条件下,光纤偏振态变化的快慢程度也不同,即串扰的变化速率不同,埋地光缆光偏振态变化约为 20 rad/s ,架空光缆光偏振态变化约为 50 rad/s ,埋地与架空混合的光缆光偏振态变化约为 100 rad/s ,将光纤环起来猛力震动后其偏振态变化约为 600 rad/s ^[14]。根据上面的分析可知,本文提出的解复用方案是能够满足一般实际系统的需求的。

4 仿真验证及结果

为了测试提出方案的效果,在 Optisystem 仿真软件中搭建了一个 $2 \times 50 \text{ Gb/s}$ 的 PDM-DQPSK 系统,如图 3 所示。线宽为 1 MHz 的连续激光器经过 PC 和 PBS 后分为两路功率相等的正交线偏振光,分别作为两路差分正交移相键控(DQPSK)信号的光载波。 $2^{20} - 1$ 的伪随机序列经过串并变换及 DQPSK 预编码后驱动两个同相/正交相(IQ)调制器,调制后的两路光信号再经过归零(RZ)码型切割器,得到两路归零-差分正交移相键控(RZ-DQPSK)信号,这两路信号的时延差为 τ_0 ,最后经偏振合束器(PBC)合成为一路信号发射到光纤链路中。在传输链路上,加入一定的串扰。在接收端,光信号经过解复用模块后分为两路。一路直接进入 DQPSK 解调器。另一路再分作两部分,一部分输入串扰消除模块用作反馈信号,另一部分进入解调器。两路解调信号分别进行解码判决,得到两路数据,再经过并串变换得到输出数据。

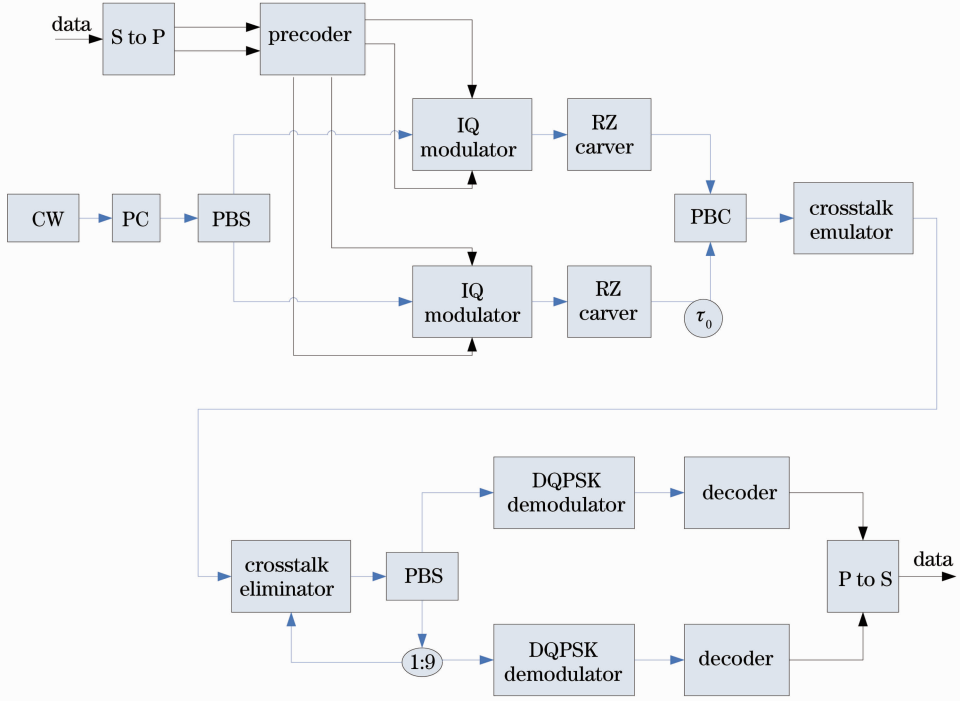


图 3 2×50 Gb/s PDM-DQPSK 系统框图

Fig. 3 Block diagram of 2×50 Gb/s PDM-DQPSK system

数值仿真了有串扰情况下采用和不采用串扰消除模块时接收端 x 和 y 支路的眼图及 BER 的表现，

结果如图 4 和图 5 所示。引入串扰后，眼图明显形变，系统性能严重下降。采用串扰消除模块后，眼图

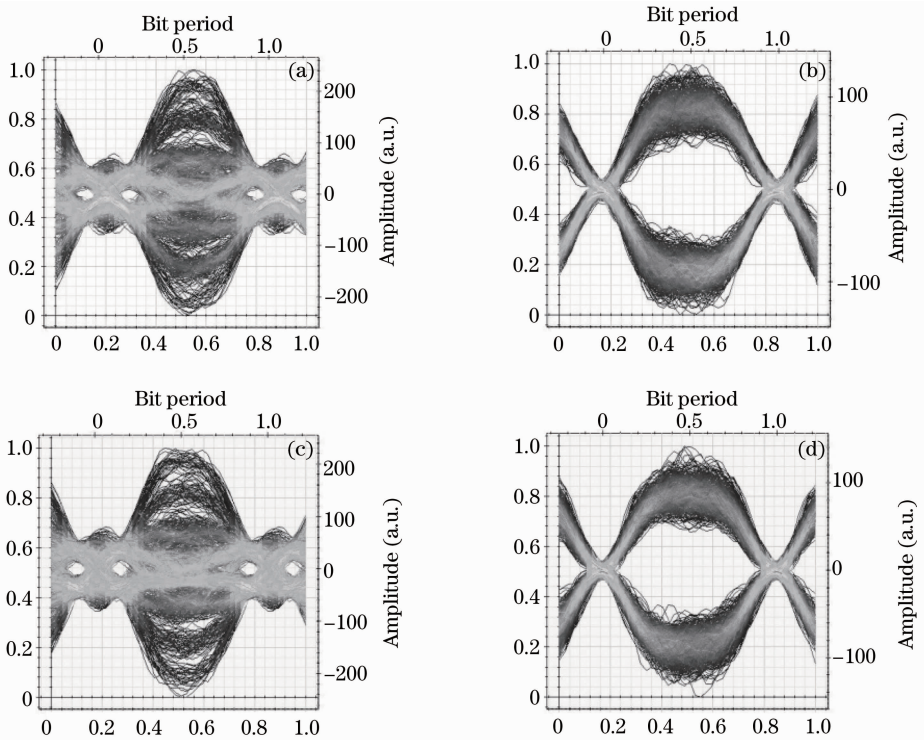


图 4 串扰消除(a)前(b)后 x 支路眼图,串扰消除(c)前(d)后 y 支路眼图

Fig. 4 Eye diagrams of x component (a) without and (b) with crosstalk elimination, and eye diagrams of y component (c) without and (d) with crosstalk elimination

张开度明显改善,当光信噪比(OSNR)达到 14.5 dB 时,系统的 BER 下降到 10^{-3} 量级;系统 BER 达到 10^{-6} 量级时,OSNR 为 17.5 dB,仅比无串扰的情况高 0.3 dB。

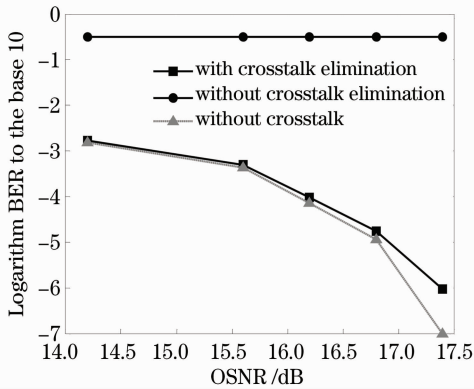


图 5 不同条件下误码率随信噪比变化曲线

Fig. 5 Logarithm BER to the base 10 versus OSNR for different situations

以上分析是针对发射端两路偏振信号功率相等的条件下进行的。因为在实际情况中,PDM 系统中两路信号的功率可能略有不同,所以还仿真了偏分解复用模块对发射端功率差的容忍度^[15]。如图 6 所示,在 OSNR 为 15.6 dB 的条件下,系统对功率差的容忍度约为 0.28 dB。在 OSNR 高于 15.6 dB 的条件下,由于 BER 整体下降,系统对功率差的容忍度会相应提高。

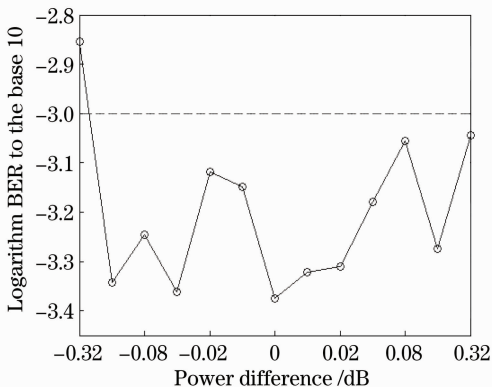


图 6 功率差引起的 BER 曲线

Fig. 6 Logarithm BER to the base 10 versus power difference

5 结 论

建立了 PDM 系统中信道串扰的数学模型,并提出了一种自适应消除串扰的方案。该方案以解复用端一路光信号的 RF 功率作为反馈信号。数值仿

真结果表明:信道串扰最小时 RF 功率达到最小值。基于此在逻辑控制单元中利用 PSO 算法动态调整偏振控制器,使反馈信号达到最小,实现串扰消除。在 2×50 Gb/s PDM-DQPSK 传输系统平台上仿真验证了消除串扰方案的效果。结果表明,应用该方案后,系统性能得到很大改善,BER 大幅降低。

参 考 文 献

- Z. Wang, C. Xie. Automatic optical polarization demultiplexing for polarization division multiplexed signals[J]. *Opt. Express*, 2009, **17**(5): 3184~3189
- X. S. Yao, L.-S. Yan, B. Zhang *et al.*. All-optic scheme for automatic polarization division demultiplexing[J]. *Opt. Express*, 2007, **15**(12): 7407~7414
- I. Roudas, A. Vgenis, C. Petrou *et al.*. Optimal polarization demultiplexing for coherent optical communications systems[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2010, **28**(7): 1121~1134
- Q. Di, X. Weng, Y. Sun *et al.*. An experiment of demultiplexing for polarization division multiplexing system by PSO algorithm[C]. *SPIE*, 2010, 511~512
- H. Wernz, S. Bayer, B. E. Olsson *et al.*. 112 Gb/s PolMux RZ-DQPSK with fast polarization tracking based on interference control[C]. *Optical Fiber Communication Conference*, 2009, OTuN4
- B. Koch, R. Noe, D. Sandel *et al.*. 200-Gb/s, 430-km PDM-RZ-DQPSK (4 bit/symbol) transmission with 10 krad/s endless polarization tracking [C]. *Optical Fiber Communication Conference*, 2010, OTuD4
- M. Huang, Y. Huang, E. Ip *et al.*. WDM transmission of 152-Gb/s polarization multiplexed RZ-16QAM signals with 25-GHz channel spacing over 15×80 -km of SSMF[C]. *Optical Fiber Communication Conference*, 2011, OThX2
- S. Okamoto, T. Omiya, K. Kasai *et al.*. 140 Gb/s coherent optical transmission over 150 km with a 10 Gsymbol/s polarization-multiplexed 128QAM signal [C]. *Optical Fiber Communication Conference*, 2010, OThD5
- T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura *et al.*. 120-Gb/s PDM 64-QAM transmission over 1280 km using multi-staged nonlinear compensation in digital coherent receiver [C]. *Optical Fiber Communication Conference*, 2011, OThF6
- Arun Kumar, Ajoy Ghatak. Polarization of Light with Applications in Optical Fibers[C]. *SPIE*, 2011. 94~95
- Dong Hongcheng, Liu Yang, Yi Kui *et al.*. Theory analysis of polarized beam coherent combination [J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(9): 2346~2351
董洪成,刘阳,易葵等.偏振光束相干合成的理论分析[J]. *中国激光*, 2009, **36**(9): 2346~2351
- Zhang Xiaoguang, Duan Gaoyan, Xi Lixia. Research on least number of degrees of freedom for transformation among arbitrary state of polarizations[J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, **29**(5): 1173~1176
张晓光,段高燕,席丽霞.偏振控制器完成任意偏振态变化的最小自由度研究[J]. *光学学报*, 2009, **29**(5): 1173~1176
- Zhang Xiaoguang, Fang Guangqing, Zhao Xinyuan *et al.*. Experimental research of polarization stabilization in optical fiber communication systems[J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, **29**(4): 888~891
张晓光,方光青,赵鑫媛等.光纤中偏振稳定控制的实验研究[J]. *光学学报*, 2009, **29**(4): 888~891
- Zhang Xiaoguang. Progress of polarization control technologies in high speed optical fiber communications [J]. *J. Beijing*

University of Posts and Telecommunications, 2011, **34**(1):

1~10

张晓光. 高速光纤通信中的偏振控制技术[J]. 北京邮电大学学报, 2011, **34**(1): 1~10

15 Wang Tiecheng, Yao Xiaotian, Wang Musen *et al.*. Effect of

polarization dependent loss on the orthogonality of channels in polarization division multiplexing system[J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(4): 879~883

王铁城, 姚晓天, 万木森等. 偏振相关损耗对偏振复用系统信道正交性的影响[J]. 中国激光, 2009, **36**(4): 879~883

栏目编辑: 谢 婧