

偏分复用系统中偏振模色散补偿与偏分解复用一体化方案*

林嘉川¹⁾ 席丽霞¹⁾ 张霞¹⁾²⁾ 田凤¹⁾ 梁晓晨¹⁾ 张晓光^{1)†}

1) (信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京邮电大学, 北京 100876)

2) (山东省光通信科学与技术省重点实验室, 聊城大学, 聊城 252000)

(2012年11月25日收到; 2013年2月16日收到修改稿)

本文建立了偏分复用系统中偏振模色散与信号偏振态变化引起信道串扰的数学模型, 分析了偏振模色散对偏分复用信道射频功率的影响, 并提出了适用于偏分复用系统的光域偏振模色散补偿与偏分解复用同时进行的方案: 用信道的射频功率作为反馈控制信号, 监测链路中偏振模色散和偏振态变化引起的信道串扰的大小, 用改进的粒子群优化算法对偏振控制器进行自适应控制, 同时完成偏振模色散补偿与偏分解复用. 在 112 Gb/s 偏分复用 - 差分正交相移键控 (PDM-DQPSK) 传输系统中仿真验证了该方案的有效性. 结果表明该方案可以使 112 Gb/s-PDM-DQPSK 传输系统完成自适应偏分解复用的同时, 在 1 dB 的光信噪比代价下, 使系统对偏振模色散的容忍度提高 20 ps.

关键词: 偏分复用系统, 信道串扰, 偏振模色散, 偏分解复用

PACS: 42.79.Sz, 42.81.Gs, 42.81.Uv

DOI: 10.7498/aps.62.114209

1 引言

在 100 Gb/s 以及更高速率的大容量长距离的传输系统中, 广泛采用高阶相位调制格式和偏分复用技术来提高频谱利用率^[1-3]. 由于采用了偏分复用技术, 传输系统对偏振效应更加敏感, 特别是信号在传输过程中的偏振态 (state of polarization, SOP) 变化以及链路中动态变化的偏振模色散 (polarization mode dispersion, PMD) 会在接收端引入额外的信道串扰^[4-7]. 对于这种动态的偏振相关的信号损伤补偿, 相干检测系统的解决方案是, 在接收端使用高速模数转换器 (AD) 采集信号 (对于 100 Gb/s PDM-QPSK 系统其带宽需要 28 GHz), 用盲均衡算法来进行补偿^[8]; 在直接检测系统中, 对于偏振引起的动态损伤, 需要使用有效的反馈控制补偿技术, 如光域的偏分解复用技术^[3,9-11]及偏振模色散补偿 (OPMDC) 技术^[12-17], 尤其需要偏

分解复用与偏振模色散补偿同时完成的解决方案. 目前对于骨干网升级到单波长 100 Gb/s 系统, 相干接收方案已经展现出了极大的优势, 但是对于一些使用色散管理技术的链路, 其传输速率主要受限于 PMD, 能够同时进行自适应偏振解复用和补偿 PMD 的 PDM-DQPSK 直接检测传输系统亦不失为一种经济可行的方案.

在单偏振的直接检测系统中, 关于自适应 PMD 光域反馈补偿方案的研究已经比较成熟^[12-15], 在偏分复用的直接检测系统中, 光域偏分解复用技术与 PMD 补偿技术大多基于各自独立的反馈控制系统分别进行^[3,9-11,16,17], 而两者能够同时进行的相关研究工作还鲜有报道^[18].

本文提出了一种适用于偏分复用系统中同时进行自适应 PMD 补偿与偏分解复用的方案. 该方案利用信道射频功率作为反馈信号, 仅使用一套反馈控制系统, 同时实现偏振模色散补偿和偏分解复用两个功能. 并仿真验证了该方案的有效性, 分析

* 国家自然科学基金 (批准号: 61205065)、高等学校博士学科点专项科研基金 (批准号: 20110005110014)、深圳市科技研发资金基础研究计划 (批准号: JC201105191003A) 和山东省自然科学基金项目 (批准号: ZR2010FM043) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: xgzhang@bupt.edu.cn

了该方案用在 112 Gb/s-PDM-DQPSK 系统时的误码性能.

2 信号 SOP 变化与链路 PMD 对偏分复用系统的影响

传输链路引起的信号 SOP 变化与链路中的 PMD 对偏分复用系统的影响主要体现在两个方面: 1) 信号 SOP 改变后与接收端 PBS 的偏振未对准和 PMD 的去偏振化效应都会引入信道间的相干串扰, 降低两个信道的分离度; 2) 当 PMD 比较大时, 会损伤偏分解复用过程所需的反馈信号, 导致现有的偏分解复用方案^[3,10,11]失效. 而消除信号 SOP 变化和 PMD 引起相干串扰的过程分别对应着偏分解复用和 PMD 补偿两个过程.

2.1 链路中的 PMD 以及信号 SOP 变化引起的信道间相干串扰分析

信号经过 PMD 模拟器和扰偏器, 被 PBS 分离出两个信道的过程, 可以用下式从频域进行表示:

$$\tilde{\mathbf{R}}(\omega) = U_{\text{PBS}} U_S U_{\text{PMD}} \tilde{\mathbf{E}}_{\text{in}}(\omega), \quad (1)$$

其中 $\tilde{\mathbf{E}}_{\text{in}}(\omega)$ 为两个偏分复用信道信号的琼斯矢量, U_{PBS} , U_S 和 U_{PMD} 为偏振分束器 (方位角为 0), 扰偏器和一阶 PMD 模拟器 (其偏振主态与 A 信道线偏振方向夹角为 45°) 的琼斯矩阵^[8,13], 那么在 PBS 端口 1 (PBS 的端口 1 和 2 分别对应 A 和 B 两个信道的接收机) 接收到信号的频域表示 $\tilde{\mathbf{R}}_1(\omega)$ 为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_1(\omega) = & [\tilde{\mathbf{A}}(\omega) \cos \theta + \tilde{\mathbf{B}}(\omega) \sin \theta] \cos \left(\frac{\omega \Delta \tau}{2} - \varepsilon \right) \\ & + j [\tilde{\mathbf{B}}(\omega) \cos \theta \\ & - \tilde{\mathbf{A}}(\omega) \sin \theta] \sin \left(\frac{\omega \Delta \tau}{2} - \varepsilon \right), \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\tilde{\mathbf{A}}(\omega)$ 和 $\tilde{\mathbf{B}}(\omega)$ 分别为两个信道输入的频域表达式, ω 为信号频谱分量的角频率与中心频率的频差, $\Delta \tau$ 为一阶 PMD 模拟器的差分群时延 (DGD), θ 和 ε 分别为信道 A 信号的方位角和椭圆率 (由于两个信道始终保持偏振正交, B 信道的方位角和椭圆率相应为 $\theta + \pi/2$ 和 $-\varepsilon$)^[9]. 从 (2) 式可以看出, 信号 SOP 变化和链路中 DGD 都会使 PBS 的一个输出端口中出现两个信道的信息, 引起信道间的相干串扰. 在 $\Delta \tau = 0$ ps 时, 仅有信号 SOP 变化引入的串扰, (2) 式简化为研究偏分解复用过程的信

道模型:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_1(\omega) = & [\tilde{\mathbf{A}}(\omega) \cos \theta + \tilde{\mathbf{B}}(\omega) \sin \theta] \cos(\varepsilon) \\ & - j [\tilde{\mathbf{B}}(\omega) \cos \theta - \tilde{\mathbf{A}}(\omega) \sin \theta] \sin(\varepsilon), \end{aligned} \quad (3)$$

来自信道 B 信号的串扰项 $\tilde{\mathbf{B}}(\omega)$ 的系数与频率无关, 仅与方位角和椭圆率有关, 当信号的 SOP 调整到 1) $\theta = 0, \varepsilon = 0$, 2) $\theta = \pi/2, \varepsilon = \pi/2$, 3) $\theta = 0, \varepsilon = \pi/2$, 4) $\theta = \pi/2, \varepsilon = 0$, 4 组特定状态时, 不存在信道串扰^[10], 此时对应着实现偏分解复用的情况. 当考虑 PMD 的影响时, 信道串扰项的系数则会变得与频率有关, PBS 无法将所有的频率分量完全分开. 考虑信道 A 信号中心频率分量的偏振态与 PBS 一致的情况 ($\theta = 0, \varepsilon = 0$), 仅有 PMD 引起的信道串扰^[7]

$$\tilde{\mathbf{R}}_1(\omega) = \tilde{\mathbf{A}}(\omega) \cos \frac{\omega \Delta \tau}{2} + j \tilde{\mathbf{B}}(\omega) \sin \frac{\omega \Delta \tau}{2}. \quad (4)$$

从 (4) 式中看出, PMD 会引起信道 A 自身的劣化, 同时 B 信道的旁瓣频率分量也会耦合到 PBS 的端口 1, 导致信道串扰. 图 1 给出了 $\theta = 0, \varepsilon = 0$, DGD 从 0 ps 到 40 ps 变化时, PBS 端口 1 (此时信道 A 关闭, 即信道 A 没有光信号输入) 测量到的来自 B 信道的串扰光谱. 可以看出串扰主要来自于信道 B 的旁瓣分量并且随着 DGD 的增加而增加. 我们定义信道分离度来衡量两个信道的分离程度与相互的串扰大小: 考虑信道 A 和 B 是光功率 P_0 相等的两个偏分复用信道, $\theta = 0, \varepsilon = 0$ 时, 关闭信道 A, 在 PBS 的 1 端口测量来自 B 信道的串扰光功率比 P_{B1} , 信道分离度的定义为

$$D = 10 \lg (P_0 / P_{B1}). \quad (5)$$

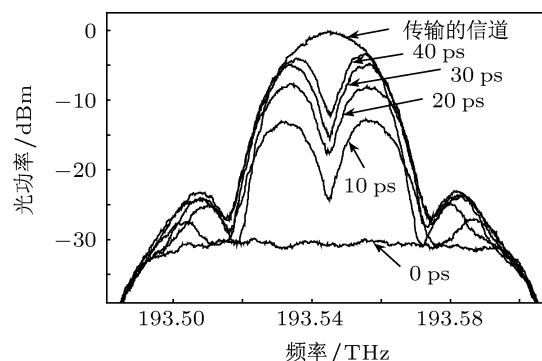


图 1 $\theta = 0, \varepsilon = 0$, 不同 DGD 下, 信道 B 耦合到 PBS 端口 1 的串扰光谱

根据 20/20 法则, 如果信道分离度为 20 dB, 那么眼图会有 1 dB 的闭合代价^[7]. 在后面的仿真图 4 中三角标注的线给出了在 OSNR=30 dB 的条件下, 一阶 PMD 从 0 ps—40 ps 变化时, 两个信道的分离度.

仿真结果表明, 信道的分离度随 DGD 的增加而减小, 信道间的相干串扰随之增大.

2.2 链路中的 PMD 对偏分解复用方案的影响

在基于射频功率反馈控制的偏分解复用方案中, 信道射频功率最小时, 对应着没有相干串扰的信号 SOP, 可以通过跟踪射频功率信号的最小值来消除信号 SOP 与 PBS 偏振未对准引入的相干串扰^[3,10,11]. 而当链路中的 PMD 较大时, 反馈信号的搜索地图会被破坏, 如果不进行偏振模色散补偿, 就不能将两个信道正确分离. 我们仿真了不

同 DGD 情况下 112 Gb/s-PDM-NRZ-DQPSK 系统接收端信道射频功率大小与 PBS 之前信号 SOP 变化的关系, 如图 2 所示. 图中水平的两个轴分别代表信道 A 的 SOP 方位角与椭圆率. 可以看出: DGD 小于 20 ps 时, 射频功率的最小值对应着正确的信道分离 SOP 值^[13], 当 PMD 变大时, 反馈信号的最大值与最小值之差会变小, 使搜索过程不易完成, 当 DGD = 30 ps 时, 射频功率最小值的点不再对应正确分离两个信道的 SOP 值了. 因此, 对于 PMD 较大的链路, 需要先进行 PMD 补偿, 将剩余 DGD 限定在一定范围内, 这样不仅可以减轻 PMD 引起的信道间相干串扰, 提高信道分离度, 而且还可以使偏分复用系统正常工作.

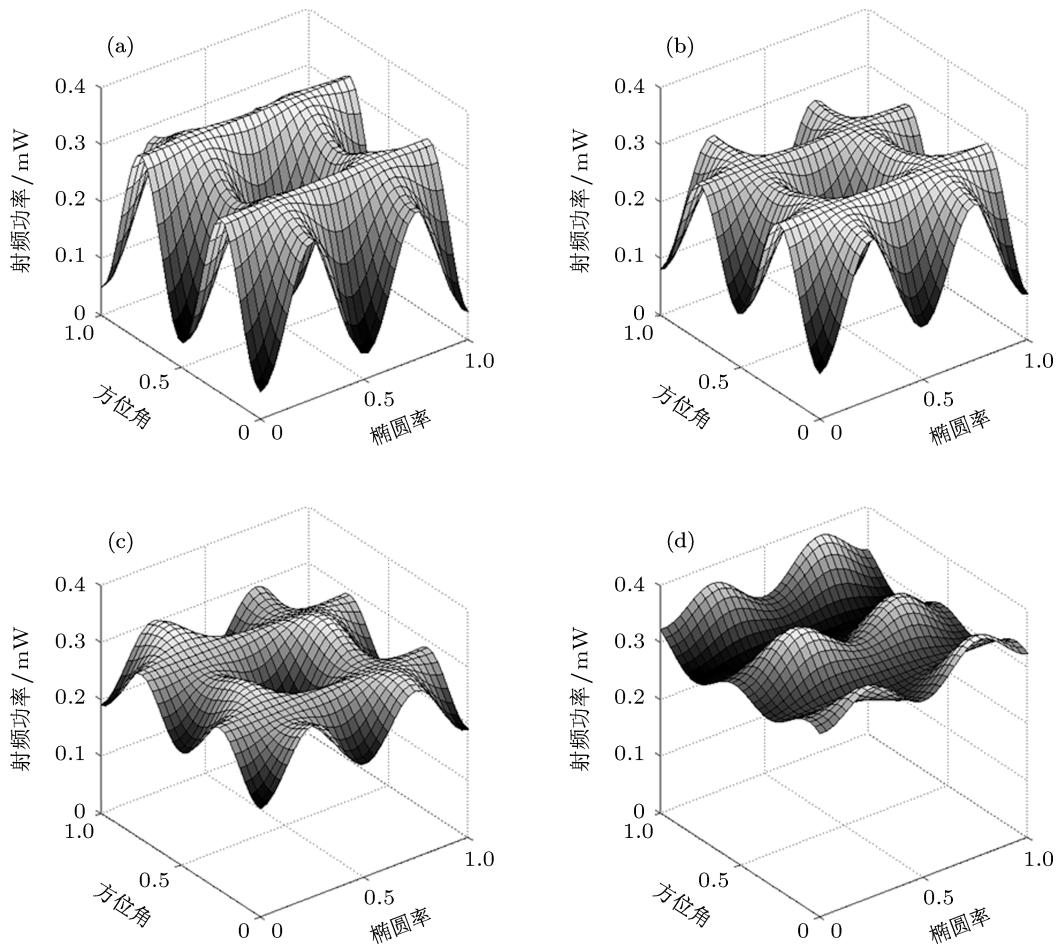


图2 不同 DGD 下的偏分解复用系统的反馈信号地图 (a) DGD = 0 ps; (b) DGD = 10 ps; (c) DGD = 20 ps; (d) DGD = 30 ps

3 适用于偏分复用系统的偏振模色散补偿与偏分解复用方案

同时实现偏分复用系统偏振模色散补偿与偏分解复用的关键问题就是反馈信号的选取. 首先

反馈信号要与链路终端(即 PBS 前)的差分群时延 $\Delta\tau$ 、以及链路终端对准 PBS 所需的参量 θ 和 ε 紧密相连; 其次反馈信号作为目标函数在处于全局极值(全局最大或者全局最小)时, 反映偏振模色散的参数 $\Delta\tau$ 以及反映偏分解复用的参数 θ 和 ε 恰好都

是最优值 (比如 $\Delta\tau = 0, \theta = 0, \varepsilon = 0$). 从以下分析可知, 本文选取的射频功率恰好满足上述反馈信号的特征, 它在 $\Delta\tau = 0, \theta = 0, \varepsilon = 0$ 时存在全局最小值. 因此, 可以通过跟踪这个反馈信号, 利用优质的算法, 搜索控制参数, 使反馈信号达到全局最小. 此时偏振模色散和偏分解复用同时完成. 上述过程用数学表示如下:

$$\text{MIN}_{\text{控制参数} \in \text{定义域}} f(\Delta\tau, \theta, \varepsilon),$$

其中 $f(\Delta\tau, \theta, \varepsilon)$ 是搜索的目标函数, 这里也就是射

频反馈信号. 信道的射频功率可以记为

$$P_{\text{RF}} = \int_{\Delta\omega} F \left[|R_1(t)|^2 \right] d\omega = f(\Delta\tau, \theta, \varepsilon), \quad (6)$$

其中 $R_1(t) = F^{-1}[\tilde{R}_1(\omega)]$, $\Delta\omega$ 为射频功率探测器的带宽, ε, θ 为 PBS 之前信号的方位角和椭圆率, $\Delta\tau = |\Omega_f + \Omega_c|$ 为系统的一阶 PMD, Ω_f 和 Ω_c 分别为链路和补偿器的 PMD 矢量 [19]. 由于 (6) 式的解析形式比较复杂, 我们数值仿真了 $\Delta\tau = 0-30$ ps 时, P_{RF} 与 θ 和 ε 在 $(-\pi/2, \pi/2)$ 遍历 (一个周期内) 的关系, 如图 3 所示.

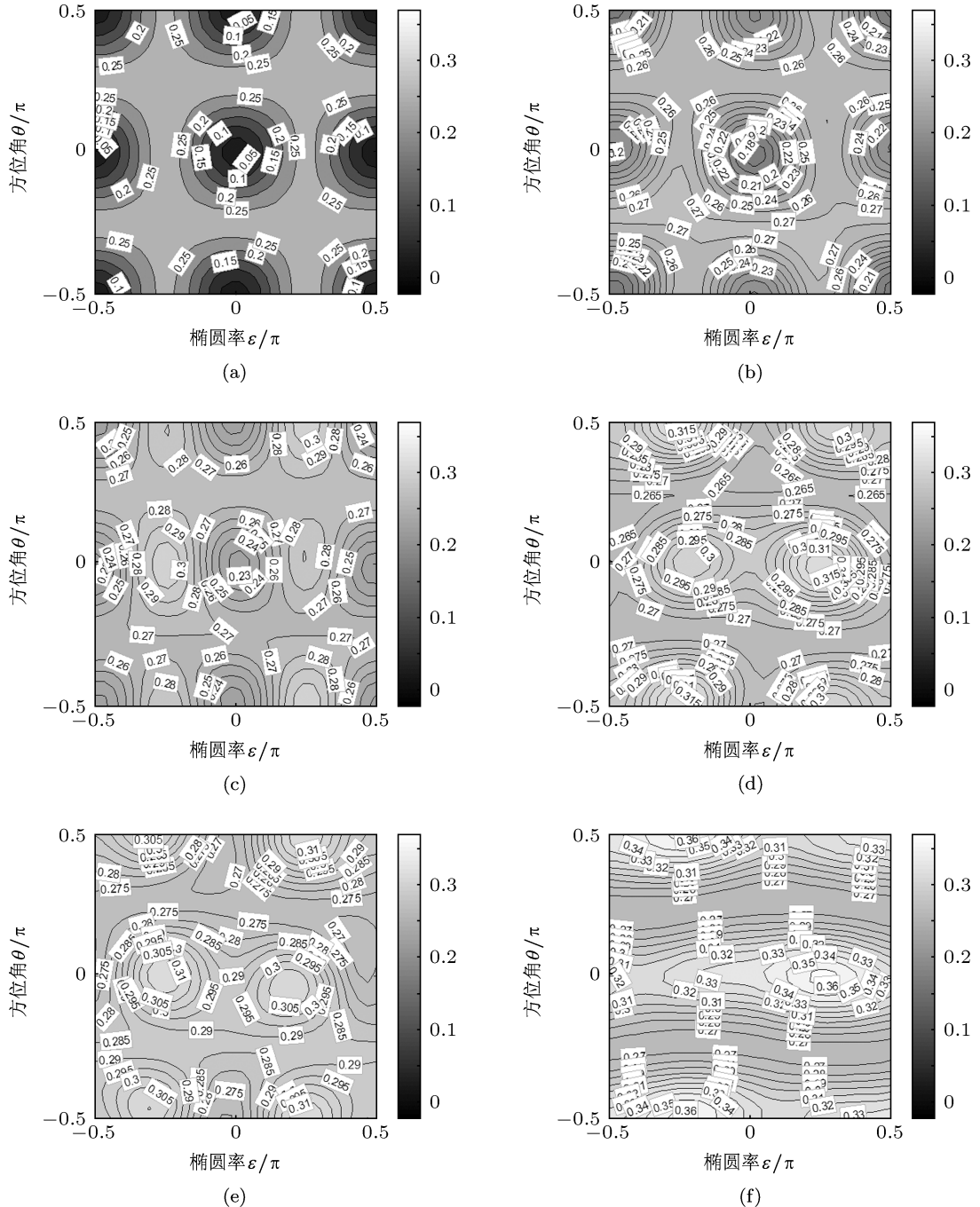


图 3 不同 DGD 下, 反馈信号与方位角和椭圆率的关系

在图 3(a), (b), (c) 中, $\Delta\tau$ 在 0—23.6 ps 变化时, 反馈信号地图的形状没有发生很大的变化, 射频功率的最小值都出现在 $(\theta = 0, \varepsilon = 0)$, $(\theta = \pi/2, \varepsilon = \pi/2)$, $(\theta = 0, \varepsilon = \pi/2)$ 和 $(\theta = \pi/2, \varepsilon = 0)$ 四组实现偏分解复用的最佳偏振态处, $\Delta\tau$ 为 0 ps, 20 ps, 23.6 ps 时, $\theta = 0, \varepsilon = 0$ 处 (其他 3 个位置的情况相同, 仅以该点为例进行说明) 的射频功率 P_{RF} 分别为 0.05 mW, 0.18 mW 和 0.23 mW, 随着 $\Delta\tau$ 的增加而增加. 在图 3(d), (e), (f) 中, P_{RF} 的最小值分别为 0.27 mW, 0.27 mW 和 0.27 mW, 不再随着 $\Delta\tau$ 的增加而增加, 并且不再出现在 4 组实现偏分解复用的位置. 可以看出, 对于反馈信号 $P_{RF} = f(\Delta\tau, \theta, \varepsilon)$, 只有当 $(\Delta\tau, \theta, \varepsilon)$ 取 $(0,0,0)$, $(0,\pi/2,\pi/2)$, $(0,\pi/2,0)$ 和 $(0,0,\pi/2)$ 4 组点时, 才能取到全局最小值, 并且全局最小值对应着偏分解复用的最优偏振态和 PMD 最小的情况.

因此信道的射频功率可以作为偏振模色散补偿与偏分解复用的公共反馈信号. 基于此我们提出一种适用于偏分解复用系统的偏振模色散补偿与偏分解复用同时进行的方案, 它仅需要使用一套反馈控制系统就可以完成两种动态损伤的补偿. 我们还考虑了射频功率探测器带宽对反馈信号性能的影响, 如图 4 所示, 可以看出: 带宽越大的探测器对反馈信号的响应越灵敏, 但是基于硬件成本的考虑, 10 G 带宽的射频探测器就可以满足反馈控制的需求.

图 5 为我们提出的偏振模色散补偿与偏分解

复用同时实现的实验框图. 该装置由两个偏振控制器、固定时延线、PBS、光电探测器 (PD), 射频功率探测器和逻辑控制单元组成. 其中第一个偏控和固定时延线用于 PMD 补偿, 第二个偏控和 PBS 完成偏分解复用信道的分离, 光电探测器、射频功率探测器实现反馈信号的获取, 在反馈控制过程中, 通过调节时延线和 PBS 之前的两个偏振控制器来改变 $\Delta\tau, \varepsilon$ 和 θ 来寻找 $P_{RF} = f(\Delta\tau, \theta, \varepsilon)$ 的全局最小值, 算法上使用改进的 PSO 算法 [12], 该算法具有收敛速度快、能够避免陷入局部极值、抗噪声等优点.

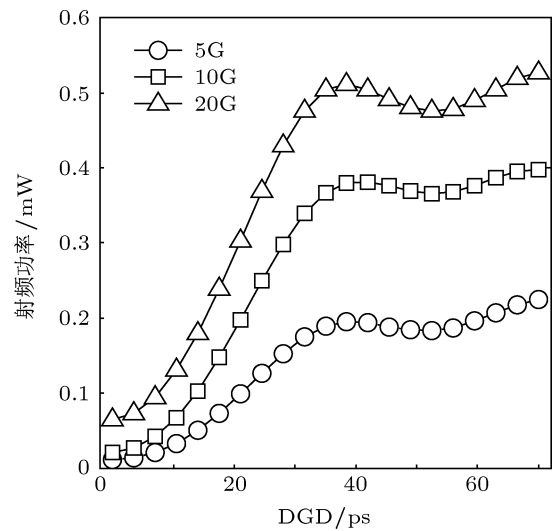


图 4 $\varepsilon = 0, \theta = 0$ 时不同带宽射频功率探测器的输出功率随 DGD 的变化

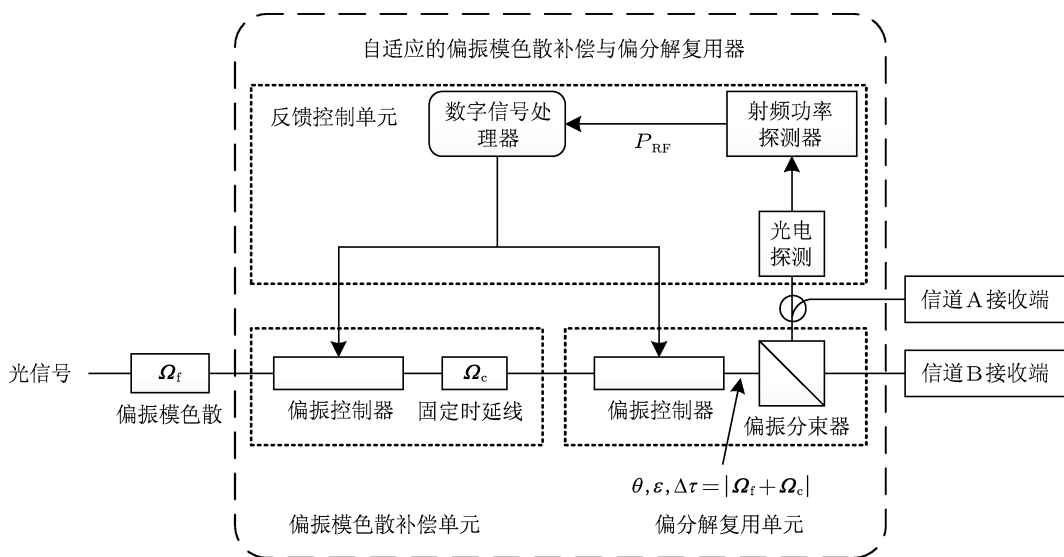


图 5 适用于偏分解复用系统的光域偏振模色散补偿方案

我们仿真研究了该方案对信道分离度和偏分解复用系统的反馈信号地图的改善情况,如图6所示. 仿真中,固定时延线的DGD选为20 ps. 当链路DGD = 10 ps时,对应PMD过补偿状态,信道分离度提高了4 dB;在DGD = 20 ps时,对应完全补偿状态,信道分离度提高了15 dB,效果最佳;在DGD = 30 ps和40 ps时,对应欠补偿状态,信道分离度提高了约8 dB和3 dB. 同时,在DGD = 30 ps的情况下,偏分解复用的搜索地图中的射频功率最低点重新与能正确分离两个信道的SOP状态对应.

4 112 Gb/s-PDM-DQPSK 系统中补偿方案的性能仿真结果

我们利用数值仿真研究了提出的PMD补偿与偏振解复用同时进行的方案用在112 Gb/s-PDM-DQPSK传输系统时的误码性能. 其中反馈控制算法采用了课题组研究的改进的PSO算法. 仿真中所使用的系统框图如图7所示,其中包括线宽为1 MHz的DFB激光器, PDM-NRZ-DQPSK调制器,自发辐射(ASE)噪声源,一阶PMD模拟器,以及加入如图5装置的直接检测接收机. 每一个信道都使用的是NRZ-DQPSK调制格式,比特速率为56 Gb/s(相应于28 Gbaud的符号速率). 在光纤传输链路中,仅考虑了一阶偏振模色散、偏振态变化和ASE噪声三个因素. 偏振控制器的模型为3段结构的LiNbO₃偏振控制器. 所用的接收机包含了平衡探测器和三阶贝塞尔电滤波器.

为了对比说明,我们分别研究了没有PMD补偿和有PMD补偿两种情况下系统的误码率与光信

噪比(OSNR)的关系,如图8所示. 由图可知:对于没有PMD补偿的系统,在DGD较大的情况下(例如30 ps或40 ps),系统性能严重劣化,根本无法正常工作;但加上PMD补偿后,系统的误码性能有了很大程度的提升,并且在DGD = 30 ps和40 ps的时候,系统也可以识别出两个偏分解复用信道. 图9给出了在BER = 10⁻³(FEC纠错阈值)条件下两种情况的OSNR代价. 结果表明:在1 dB的OSNR代价下,PMD补偿前后112 Gb/s-PDM-DQPSK系统对PMD的容忍度从11 ps提高到了31 ps;而且当DGD为20 ps时,补偿后系统的OSNR代价最小,对应PMD被完全补偿的状态,而其他点相应的为欠补偿或过补偿状态.

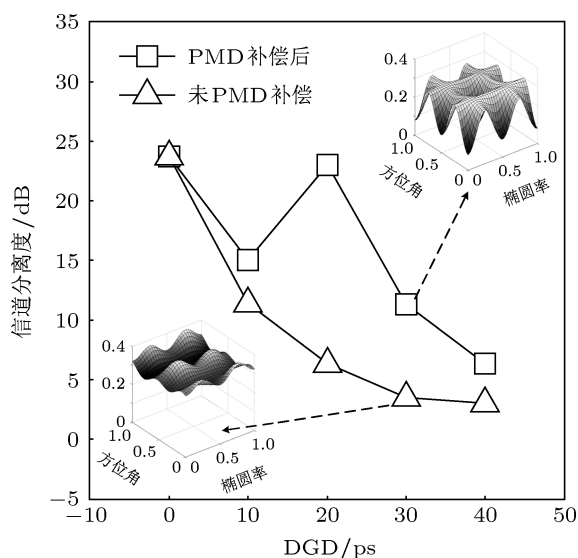


图6 不同DGD时的信道分离度与DGD = 30 ps时,PMD补偿和未补偿系统的偏分解复用反馈信号地图

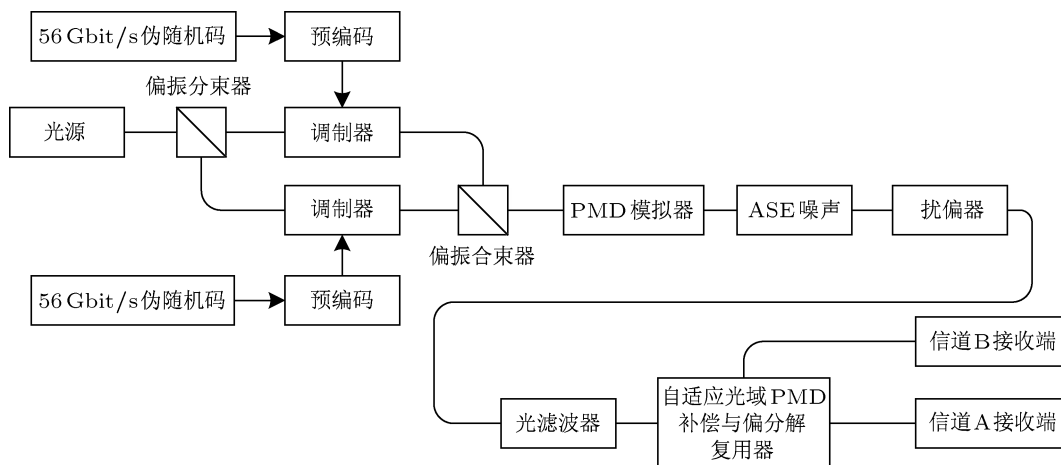


图7 112 Gb/s-PDM-DQPSK 传输系统框架示意图

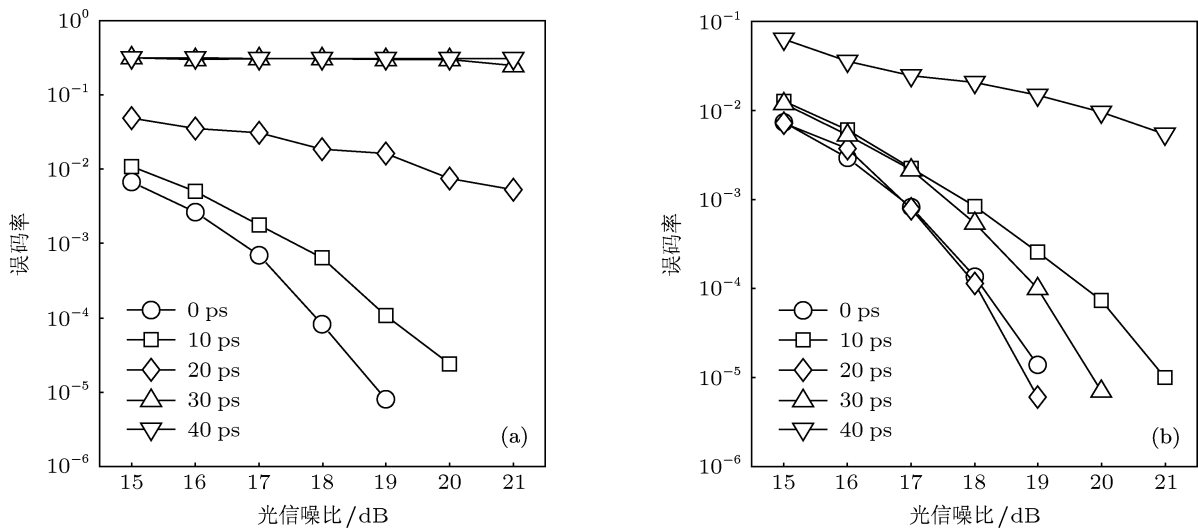


图8 不同仿真环境下的系统的 BER 与 OSNR 的关系曲线 (a) 未进行 PMD 补偿, 自适应偏分解复用系统; (b) 自适应 PMD 补偿和偏分解复用的系统

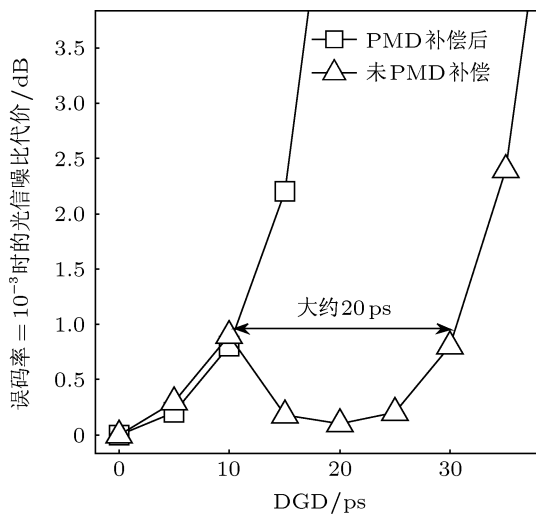


图9 BER = 10⁻³ 时传输系统的 OSNR 代价与 DGD 的关系

5 结论

在偏分复用系统中, 信号 SOP 变化与光纤链路中 PMD 都会引起信道间的相干串扰, 导致信道射频功率的变化. 仿真得到了信道射频功率最小的时候, 信号 SOP 变化与 PMD 引起的相干串扰最小. 由此提出了一种可以同时完成光域 PMD 补偿与偏分解复用的方案: 采用信道的射频功率为反馈信号, 用改进的 PSO 算法对两个偏振控制器进行控制. 结果表明, 该方案以较小的复杂性完成了两种偏振相关的动态损伤的补偿, 使 112 Gb/s-PDM-DQPSK 传输系统完成自适应偏分解复用的同时, 在 1 dB 的 OSNR 代价下, 对 PMD 的容忍度从 11 ps 增加到了 31 ps.

[1] Xie C J, Raybon G 2012 *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)* Amsterdam, Netherlands, September 16-20 Mo.2.C.4

[2] Zhou X, Yu J J, Huang M F, Shao Y, Wang T, Lynn N, Peter M, Martin B, Peter B, David W.P, Robert L, Zhu B Y. 2011 *J. Lightwave Technol.* **29** 571

[3] Koch B, Noé R, Sandel D, Mirvoda V, Filsinger V, Puntisri K 2010 *Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC / NFOEC)* San Diego, California, America, March 21-25, OThD4

[4] Toshihiko H, Toshiyuki H, Guan P Y, Masataka N 2011 *Optical Fiber Communication / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* Los Angeles, California, America, March 6-10 JThA44

[5] Noé R, Hinz S, Sandel D, Wüst F 2001 *J. Lightwave Technol.* **19** 1469

[6] Wang Z N, Xie C J, Ren X M 2009 *Opt. Express* **17** 7993

[7] Nelson L E, Nielsen N T, Kogelnik H 2001 *Photon. Technol. Lett.* **13** 738

[8] Johannisson P, Wymeersch H, Sjodin M, Tan A.S, Agrell Erik, Andrekson P, Karlsson M 2011 *Opt. Commun. Netw* **3** 493

[9] Yao X T, Yan L S, Zhang B, Willner A E, Jiang J F 2007 *Opt. Express* **15** 7407

[10] Sun Y, Xi L X, Zhang X G, Qin J X, Lin J C, Liang X C 2012 *Acta Opt. Sin.* **32** 0206006 (in Chinese) [孙洋, 席丽霞, 张晓光, 秦江星, 林嘉川, 梁晓晨 2012 光学学报 **32** 0206006]

[11] Wang Z N, Xie C J 2009 *Opt. Express* **17** 3183

[12] Zhang X G, Weng X, Tian F, Zhang W B, Zhang Y A, Xi L X, Zhang G Y, Xiong Q J 2011 *Optics Communications* **284** 4156

[13] Wang M G, Li T J, Lou C Y, Jian S S, Huo L, Yao H J, Zeng L, Cui J, Diao C 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 2774 (in Chinese) [王目光, 李唐军, 娄采云, 简水生, 霍力, 姚和军, 曾丽, 崔杰, 刁操 2005 物理学报 **54** 2774]

- [14] Li T J, Wang M G, Cai L B, Zhao J, Jian S S 2006 *Chin. Phys. Lett.* **23** 864
- [15] Huo L, Yang Y F, Pan S L, Luo C Y, Gao Y Z 2005 *Chin. Phys. Lett.* **22** 3087
- [16] Shen Y F, Liu X M, Zhong S, Zong L, Veselka J, Kim P, Fenment J, Sardesai P H 2010 *J. Lightwave Technol.* **28** 3282
- [17] Rao H 2008 *Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* San Diego, California, America, Feb. 24-28, OThU1
- [18] Ito T, Fujita S, Gabory E, Fukuchi K 2009 *Optical Fiber Communication / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* San Diego, California, America, March 22-26, OThR5
- [19] Zhang X G, Yu L, Zhou G T, Shen Y, Zheng Y, Li C Y, Liu Y M, Chen L, Yang B J 2003 *Chin. Opt. Lett.* **1** 447

A combined scheme of polarization mode dispersion compensation and polarization de-multiplexing in a polarization division multiplexing system with direct detection*

Lin Jia-Chuan¹⁾ Xi Li-Xia¹⁾ Zhang Xia¹⁾²⁾ Tian Feng¹⁾
Liang Xiao-Chen¹⁾ Zhang Xiao-Guang^{1)†}

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

2 (The Key Laboratory of Optical Communications Science & Technology in Shandong Province, Liaocheng University, Liaocheng 252000, China)

(Received 25 November 2012; revised manuscript received 16 February 2013)

Abstract

A model of polarization mode dispersion (PMD) and state of polarization (SOP) variation induced coherent crosstalk is established in a polarization division multiplexing system. The properties of radio frequency power of one channel in the presence of PMD are investigated. A combined scheme of PMD compensation and polarization de-multiplexing in optical domain is proposed, which is based on monitoring of the feedback signal of RF power. A modified particle swarm optimization algorithm is also used for the adaptive polarization control. The validity of the PMD compensation and polarization de-multiplexing scheme proposed here is demonstrated in a 112Gb/s-PDM-DQPSK simulation system. Results show that the PMD tolerance of the transmission system is increased by 20 ps with 1 dB OSNR margin and the channel separation is accomplished as well.

Keywords: polarization division multiplexing system, crosstalk, polarization mode dispersion, polarization de-multiplexing

PACS: 42.79.Sz, 42.81.Gs, 42.81.Uv

DOI: 10.7498/aps.62.114209

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61205065), the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (Grant No. 20110005110014), the Basic Research Program of the Shenzhen Science and Technology R & D Fund (Grant No. JC201105191003A), and the Provincial Natural Foundation of Shandong, China (Grant No. ZR2010FM043).

† Corresponding author. E-mail: xgzhang@bupt.edu.cn