

文章编号: 1001-3806(2008)05-0484-03

高速光通信偏振模色散补偿前馈信号提取方法

龙 海^{1,2}, 陈 林^{2*}

(1. 湖南人文科技学院 计算机科学技术系, 娄底 417000; 2. 湖南大学 计算机与通信学院 通信工程系, 长沙 410082)

摘要: 为了得到高阶偏振模色散的前馈信息, 采用数值模拟的方法, 通过一种实时提取 1 阶和 2 阶偏振模色散的模型, 直接得到了偏振模色散的大小和方向。将模拟得到的偏振模色散大小与从琼斯矩阵理论中计算的结果进行比较, 结果表明, 采用该模型的模拟结果与理论计算值在差分群时延为一个比特周期内符合较好。从得到的偏振模色散矢量的大小和方向信息可以为高阶偏振模色散补偿提供前馈信息。这一结果对偏振模色散的前馈补偿系统的设计具有参考价值。

关键词: 光通信; 偏振模色散补偿; 高阶偏振模色散; 前馈方法

中图分类号: TN929.11; O436.3 **文献标识码:** A

Extraction of feed forward information for polarization mode dispersion compensation

LONG Hai^{1,2}, CHEN Lin²

(1. Department of Computer Hunan Institute of Humanities Science and Technology, Loudi 417000 China; 2. Department of Communication School of Computer and Communication, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract In order to get the polarization mode dispersion feed-forward information, a real-time estimation model for the first and second polarization mode dispersion was presented, by means of which the first and second polarization mode dispersion (PMD) value and orientation can be determined. The results of PMD value by numerical simulation are similar to that estimated by Jones matrix when differential group delay is less than a bit period. The PMD vector from our model will give the feed-forward information for high order PMD compensation. The result is useful for the design of feed forward compensation of PMD.

Key words optical communication; polarization mode dispersion compensation; high order polarization mode dispersion; feed-forward method

引 言

偏振模色散 (polarization mode dispersion, PMD) 已成为限制高速光纤通信系统发展的最严重的因素。因此, 人们对偏振模色散补偿进行了大量的研究, 提出了很多模型^[1-13]。

由于偏振模色散的统计特性, PMD 补偿器必须是自适应的, 要求补偿时间在毫秒量级^[5]。目前大多数偏振模色散补偿器采用反馈控制方法, 即连续调节多个控制参量而使得信号的质量得到优化。补偿器的性能和复杂度由控制参量的数量来决定^[1-9]。高阶偏振模色散补偿需要大量的控制参量, 补偿时间长, 很难实现实时 PMD 补偿; 反馈控制方式的控制算法也可能导致补偿器陷入局部极大值而使得补偿得不到很好的结果。另外, 反馈取样的信号如电功率, 偏振度 (degree

of polarization, DOP) 等与不同的码型是有关的, 因此, 对于不同的码型补偿也不一样。

最近, 有人提出了一种前馈控制方法^[9-13], 而且提出了一种能完全补偿 1 阶及 2 阶偏振模色散的前馈补偿的理论模型^[11]。前馈补偿技术可以克服反馈 PMD 补偿技术所固有的响应时间慢且容易陷入局部极大值的缺点。前馈技术是以 PMD 测量为基础的^[9]。一旦获得光纤链路中的 PMD 信息, 通过前馈控制算法, 将补偿器的参量迅速调节到所需要的状态。因此, 前馈补偿法的最大的优点是快速、实时, 无需长时间搜索算法。前馈方式的主要难点是提取偏振模色散信息即偏振模色散的矢量的大小和方向。CHEN 等人^[14]提出了一种从偏振度椭圆中提取偏振色散矢量的方法, 但这种方法只能提取 1 阶偏振模色散矢量的大小和方向。作者研究了一种高阶偏振模色散前馈方法, 用数值模拟方法直接提取高阶偏振模色散方向信息, 包括 1 阶和 2 阶偏振模色散矢量的大小和方向。

1 快速获取偏振模色散矢量的理论模型

对于如何快速提取 2 阶偏振模色散矢量的大小和

基金项目: 湖南省自然科学基金资助项目 (06JJ50108)

作者简介: 龙 海 (1976-), 男, 讲师, 硕士研究生, 主要从事光纤通信及光网络的研究。

* 通讯联系人。E-mail: lincenhn@sina.com

收稿日期: 2007-06-13; 收到修改稿日期: 2007-07-25

方向,采用如图 1 所示的光滤波的方法。

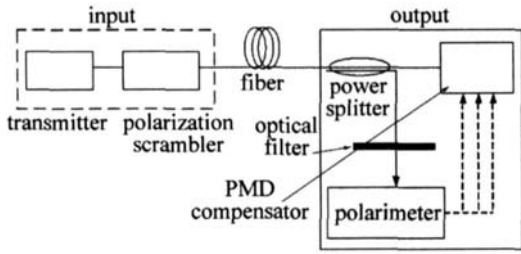


Fig 1 System model of feed-forward PMD compensation

从 PMD 理论的基本原理可知, PMD 矢量 $\vec{\Omega}(\omega)$ 表示输出偏振态 $\hat{S}(\omega)$ 在邦加球上运动的角频率函数关系式:

$$\frac{d}{d\omega}\hat{S}(\omega) = \vec{\Omega}(\omega) \times \hat{S}(\omega) \quad (1)$$

式中, ω 表频率。因差分群时延 (differential group delay, DGD) 等于 Ω , Ω 的方向是偏振主态 (principal state of polarization, PSP) 的方向, 将 $\hat{S}(\omega)$ 在中心频率 ω_0 附近进行泰勒展开至 2 阶, 即可得偏振态的平均值^[10]:

$$\vec{r} \approx \hat{S}(\omega_0) + \overline{\Delta\omega} [\vec{\Omega}(\omega_0) \times \hat{S}(\omega_0)] + \frac{1}{2} \left[\overline{\Delta\omega} \right]^2 \times [\vec{\Omega}(\omega_0) \times \hat{S}(\omega_0)] + \vec{\Omega}_\omega(\omega_0) \times \hat{S}(\omega_0) + \dots \quad (2)$$

式中, $\overline{\Delta\omega} \equiv \int_{-\infty}^{\infty} |f(\omega)|^2 (\omega - \omega_0)$, $\left[\overline{\Delta\omega} \right]^2 \equiv \int_{-\infty}^{\infty} |f(\omega)|^2 (\omega - \omega_0)^2$, $\vec{\Omega}_\omega(\omega_0) \equiv (d\vec{\Omega}) / (d\omega)$ 是 2 阶 PMD, 偏振计测量斯托克斯矢量 \vec{r} , $f(\omega)$ 为信号的频谱。为了测量窄带输出偏振态 (state of polarization SOP) $\hat{S}(\omega_0)$, 需要在偏振计之前联接一个窄带滤波器。这些 PMD 检测方法利用了滤波信号的频谱。

图 1 中, 信号在输出端从光纤中分支一部分, 对于在输入端的偏振扰动器所产生的每一个偏振态而言, 需要用偏振计对滤波的信号进行以下 3 次测量: (1) 测量窄带滤波器输出的中心频率附近的 $\hat{S}(\omega_0)$; (2) 测量高通光滤波器输出的平均偏振态; (3) 测量低通光滤波器输出的平均偏振态。为了简单起见, 理论分析中, 假设光滤波器的传输曲线为矩形, 频带宽度为 Δf_i 。

高通滤波器的传输的频率范围为: $f_0 < f \leq (f_0 + \Delta f_i)$, 而低通滤波器的传输频率范围为: $(f_0 - \Delta f_i) \leq f < f_0$ 。假设这些滤波器的特性是与偏振态无关的。

对于高通滤波器的信号有: $\overline{\Delta\omega} = \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i$, $\left[\overline{\Delta\omega} \right]^2 = \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i^2$, 而对于低通滤波器的信号有 $\overline{\Delta\omega} = - \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i$, $\left[\overline{\Delta\omega} \right]^2 = \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i^2$ 。下标 i 表示使用滤波器后得到的结果。故通过高通滤波器和低通滤波器后, 偏振计所测得滤波后的平均偏振态 (2) 式可写分别为:

$$\vec{r}_{HP} = \hat{S}(\omega_0)_i + \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i [\vec{\Omega} \times \hat{S}(\omega_0)] +$$

$$\frac{1}{2} \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i^2 [\vec{\Omega} \times [\vec{\Omega} \times \hat{S}(\omega_0)] + \vec{\Omega}_\omega \times \hat{S}(\omega_0)] + \dots \quad (3)$$

$$\vec{r}_{LP} = \hat{S}(\omega_0)_i - \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i [\vec{\Omega} \times \hat{S}(\omega_0)] +$$

$$\frac{1}{2} \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i^2 [\vec{\Omega} \times [\vec{\Omega} \times \hat{S}(\omega_0)] + \vec{\Omega}_\omega \times \hat{S}(\omega_0)] + \dots \quad (4)$$

两式之差可得:

$$(\vec{r}_{HP} - \vec{r}_{LP}) = 2 \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i [\vec{\Omega}(\omega_0) \times \hat{S}(\omega_0)] + \dots \quad (5)$$

这个矢量应该是在垂直于 $\vec{\Omega}(\omega_0)$ 的平面内, 由于偏振扰动器可得到很多的 $(\vec{r}_{HP} - \vec{r}_{LP})_i$ 矢量, 这些矢量都应该落在不同的且都与 $\vec{\Omega}(\omega_0)$ 垂直的平面内, 因此通过一个简单的搜索算法, 即可找到一个这样的单位矢量 \vec{p} , 与所有的 $(\vec{r}_{HP} - \vec{r}_{LP})_i$ 矢量都垂直, 由此可知, PSP 的方向 $\vec{p} = \vec{\Omega}(\omega_0)$ 。理论上应该满足: $(\vec{r}_{HP} - \vec{r}_{LP})_i \cdot \vec{p} = 0$ 但由于测量误差, 包含矢量 \vec{p} 的公式 $\sum_i^{all\ input\ SOP} (\vec{r}_{HP} - \vec{r}_{LP})_i \cdot \vec{p}$ 需要达到最小值, 则可认为上式是确定最佳 PSP 方向的标准, 需要的计算时间很少, 因此适合快速实时的 PMD 监测的要求。因为知道矢量 $(\vec{r}_{HP} - \vec{r}_{LP})$ 和 $\hat{S}(\omega_0)$, 从 (4) 式可以区分快主态和慢主态的方向。

确定 PSP 方向后, 将 \vec{r}_{HP} 和 \vec{r}_{LP} 的夹角投影到垂直于 PSP 的平面, 投影角为:

$$\cos\theta = \frac{\vec{r}_{HP\perp} \cdot \vec{r}_{LP\perp}}{|\vec{r}_{HP\perp}| |\vec{r}_{LP\perp}|} \quad (6)$$

式中, $\vec{r}_{HP\perp} = \vec{r}_{HP} - (\vec{r}_{HP} \cdot \vec{\Omega}) \vec{\Omega}$, $\vec{r}_{LP\perp} = \vec{r}_{LP} - (\vec{r}_{LP} \cdot \vec{\Omega}) \vec{\Omega}$, 则 DGD 可以由下式得到:

$$D_{DGD} = |\vec{\Omega}(\omega_0)| = \frac{\theta}{2 \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i} \quad (7)$$

将测得 DGD 对不同的输入偏振态取平均即可得到最后的 DGD。当输入偏振态方向正好接近输入 PSP 方向时, 得到的 $(\vec{r}_{HP} - \vec{r}_{LP})$ 矢量是很小的, 因此 DGD 加上权重因子 $|(\vec{r}_{HP} - \vec{r}_{LP})|$ 取平均。

根据 2 阶 PMD 定义: $\vec{\Omega}_\omega(\omega_0) \equiv (d\vec{\Omega}) / (d\omega)$, 将 (3) 式和 (4) 式两式相加得到:

$$(\vec{r}_{HP} + \vec{r}_{LP}) = 2\hat{S}(\omega_0) + \left[\overline{\Delta\omega} \right]_i^2 \times [\vec{\Omega}(\omega_0) \times [\vec{\Omega}(\omega_0) \times \hat{S}(\omega_0)] + \vec{\Omega}_\omega(\omega_0) \times \hat{S}(\omega_0)] + \dots \quad (8)$$

由此可得:

$$\vec{\Omega}_\omega(\omega_0) \times \hat{S}(\omega_0) \approx \frac{(\vec{r}_{HP} + \vec{r}_{LP}) - 2\hat{S}(\omega_0)}{\left[\overline{\Delta\omega} \right]_i^2} - \vec{\Omega}(\omega_0) \times [\vec{\Omega}(\omega_0) \times \hat{S}(\omega_0)] \quad (9)$$

因为已经确定了 1 阶偏振模色散矢量 $\vec{\Omega}(\omega_0)$, (9) 式右边也是已知量, 因此, 可以得到一个在垂直于 $\vec{\Omega}_\omega(\omega_0)$ 的平面内的矢量, 偏振扰动器可以得到多个不同偏振态的 $\vec{\Omega}_\omega(\omega_0) \times \vec{S}(\omega_0)$ 矢量, 故使用类似于 (6) 式的搜索算法, 即可找到一个垂直于所有 $\vec{\Omega}_\omega(\omega_0) \times \vec{S}(\omega_0)$ 的矢量, 该矢量即为 $\vec{\Omega}_\omega(\omega_0)$, 由 (9) 式可以计算得到 2 阶偏振模色散矢量的大小。

2 PMD 矢量大小和方向模拟

利用以上的理论进行了模拟, 输入偏振态为 100 个, 输入数据为 3 段模拟器所输出的琼斯矩阵, 模拟得到的结果如图 2~图 4 所示。图 2 为得到的 1 阶和 2

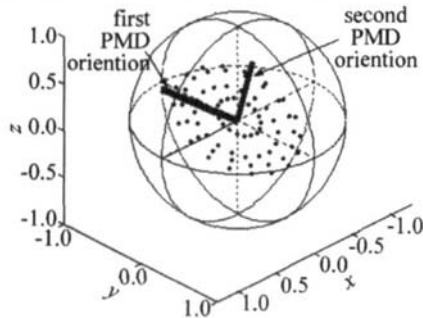


Fig. 2 Orientation of first and second-order PMD vector by simulation

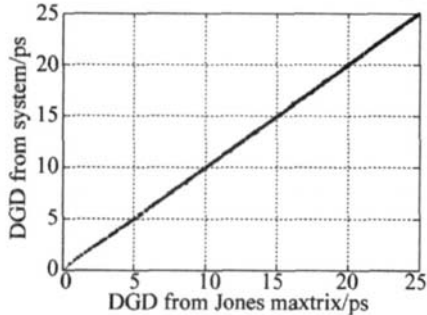


Fig. 3 The DGDs value from simulation system and Jones matrix of 1000 samples

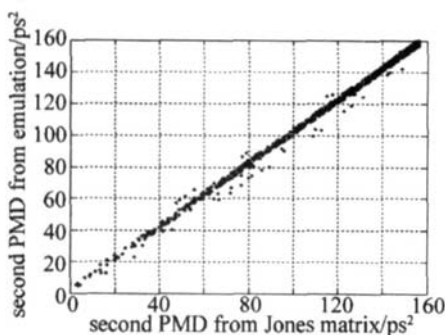


Fig. 4 Second-order PMD value from simulation system and Jones matrix of 1000 samples

阶 PMD 矢量的方向。图 3 为用琼斯矢量本征值法计算的 1 阶偏模色散大小和利用以上理论模拟得到的一阶偏振模色散大小的对比, 可以看出惊人的相符, 平均误差为 0.0904ps 。图 4 为用琼斯矢量本征值法计算的

2 阶偏模色散矢量大小和利用以上理论模拟得到的 2 阶偏振模色散矢量大小的对比, 可以看出也是相符的, 相对误差为 2.2176ps^2 。

3 结论

该方法与参考文献 [14] 中的椭球法相比, 优点是: (1) 在同样的精度要求下, 测量输入偏振态的数量可以大大减少。可以区分偏振主态的快慢轴方向, 而用椭球法不能区分。(2) 能够精确得到差分群时延的大小。(3) 只要偏振计的精度足够高, 也可得到 2 阶偏振模色散。(4) 仅需简单的搜索算法, 费时短。

参考文献

- [1] WANG G, LIK, KONG FM. Study of characteristics of polarization mode dispersion in single mode fibers with elliptical birefringence [J]. *Laser Technology*, 2006, 30(5): 465-468 (in Chinese).
- [2] MA L L, LI G H. Polarized light expressed by poicare sphere [J]. *Laser Technology*, 2003, 27(4): 302-303 (in Chinese).
- [3] PRATIG F E. Exact analytical evaluation of second-order PMD in part on the outage probability for a compensated system [J]. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 2004, 22(4): 988-996.
- [4] BUCHALI F, HENN NG B. Adaptive PMD compensation by electrical and optical techniques [J]. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 2004, 22(4): 1116-1126.
- [5] ZHANG X G, ZHENG Y, SHEN Y, *et al* Particle swarm optimization used as a control algorithm for adaptive PMD compensation [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(1): 85-87.
- [6] XIE Ch J, MOLLER L. Comparison of different feedback signals for one-stage polarization-mode dispersion compensators [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(3): 570-572.
- [7] KM N Y, LEE D, PARK J *et al* Comparisons on PMD-compensation feedback method for bandwidth-rich transmission formats [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2004, 16(6): 1597-1599.
- [8] XIE Ch J, WERNER D, HAUNSTEIN H. Dynamic polarization mode dispersion (PMD) and PMD compensation model and their application to the study of PMD compensator speed requirement [C] // *Optical Fiber Communication Conference (OFCC)* and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference, California OFCC, 2006: 3.
- [9] CHOU P C, FNI JM, HAUSH A. Demonstration of a feed-forward and PMD compensation technique [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2002, 14(2): 161.
- [10] PHUA P B, HAUSH A. Deterministic approach to first- and second-order PMD compensation [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2002, 14(9): 1270.
- [11] PATRICK C, CHOU JM, FNI *et al* Demonstration of a feed-forward and PMD compensation technique [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2002, 14(2): 161-163.
- [12] PHUA P B, FNI JM, HAUSH A. Real-time first- and second-order PMD characterization using averaged state-of-polarization of filtered signal and polarization scrambling [J]. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 2003, 21(4): 982-989.
- [13] MIAO H X, YANG Ch X, LI Sh G, *et al* Feed-forward polarization mode dispersion compensation with a step control algorithm [J]. *Opt Commun*, 2003, 222: 180-189.
- [14] CHEN L, XU J R, YANG B J *et al* A novel feed-forward adaptive polarization mode dispersion compensation method [J]. *Chinese Journal of Laser*, 2005, 32(9): 1225-1229 (in Chinese).