

文章编号: 0253-2239(2006)01-0011-8

10 Gb/s 光纤通信系统一阶偏振模色散动态 补偿系统反馈控制的实现*

袁国慧 于晋龙 胡浩 王剑 杨恩泽

(天津大学电信学院光纤通信实验室光电信息技术科学教育部重点实验室, 天津 300072)

摘要: 在偏振模色散(PMD)自动补偿技术中,如何根据反馈信号得到相应的控制信号,使补偿速度跟随偏振模色散变化始终是该技术的一个核心问题。提出了一种新颖的自适应抖动跟踪算法,完成了以微波信号为反馈的多自由度的一阶偏振模色散自动反馈补偿系统的跟踪补偿实验。算法成功地解决了传统算法在跟踪搜索过程中易陷入局部极值的问题,有效地克服了系统中的重要控制器件偏振控制器的磁滞现象以及动态补偿时跟踪搜索过程中易出现的瞬间恶化现象。实验结果表明该算法在对出现突发偏振模色散扰动后自动进行补偿的响应速度在 ms 量级,最快能达到 1~2 ms。

关键词: 光纤通信技术; 偏振模色散; 自动补偿算法; 偏振模色散补偿

中图分类号: TN929.111 文献标识码: A

Adaptive Feedback Controlling of the First-Order Polarization Mode Dispersion Compensation System for the 10 Gb/s Optical Fiber Communication System

Yuan Guohui Yu Jinlong Hu Hao Wang Jian Yang Enze

(Key Laboratory of Opto-Electronics Information and Technical Science, Ministry of Education,
College of Electronics & Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072)

Abstract: How to get the corresponding control signal according to the feedback information and respond timely are the key problems for the polarization mode dispersion (PMD) adaptive compensation technique. An adaptive PMD compensation experiment for 10 Gb/s fiber optical system is completed by using a multi-degree of freedom compensator with the power of specific frequency component in the signal spectrum as the feedback signal, with a novel adaptive tracking algorithm. The novel algorithm successfully solves the problem of trapping into local optima, efficiently eliminates the hysteresis of polarization controller (PC) and is adopted in the tracking course with no visible worsening of the feedback signal in the adaptive tracking compensation process. The long term testing with multi-times disturbances shows that the response time for the compensator to recover from a sudden disturbance is at the level of milliseconds.

Key words: optical fiber communication technology; polarization mode dispersion; automatic compensation algorithm; polarization mode dispersion compensation

1 引 言

10 Gb/s 以上的光纤通信系统中,偏振模色散(PMD)的影响已不可忽略,它所引起的脉冲展宽成

为光纤通信容量的最主要限制,使比特率和中继距离的提高变得更加困难^[1],因此,偏振模色散补偿技术成为国内外光纤通信领域研究的热点问题

* 国家 863 计划(2001AA31222)和天津市自然科学基金(023800711)资助课题。

作者简介: 袁国慧(1982~),女,湖南衡阳市人,天津大学硕士研究生,主要从事光通信技术方面的研究。

E-mail: jililiyun@163.com

收稿日期: 2005-01-11; 收到修改稿日期: 2005-06-20

题^[2~11]。而由于偏振模色散的随机特性^[12],必须采用自适应反馈补偿来实现。要实现偏振模色散的自动补偿需要解决以下两个问题,即反馈信号的提取和利用反馈信号对线路上的偏振模色散进行实时补偿。目前常用的反馈信号有接收信号的偏振度(DOP)、电频谱分量功率等^[13],而无论用何种反馈信号,补偿系统都是根据反馈信号的大小用控制算法调节补偿器件对线路上的偏振模色散进行补偿。因此,控制算法成为自动补偿的核心技术^[4,5]。实际线路偏振模色散变化速度因线路所处的环境不同而改变,偏振模色散大的时候要求补偿器响应速度在 ms 级,目前大多数补偿算法都没这么快,一般在 10~1000 ms 之间。本文根据实时补偿的特点提出了一种新颖的抖动跟踪算法,并进行了以电频谱分量功率作为反馈信号的 10 Gb/s 的偏振模色散动态补偿实验,得到了很好的结果,补偿时间在 ms 量级,最快能达到 1~2 ms。

2 偏振模色散补偿系统的原理

在实际的光纤传输线路中,由一阶偏振模色散引起的两偏振模的时延差可以用相互正交的两偏振主态(PSP)的差分群时延(DGD)描述,它对接收信号功率谱的影响可用功率谱的相对值 $P(\omega, \Delta\tau)$ 来表示^[2]。即

$$P(\omega, \Delta\tau) = \frac{|\tilde{f}(\omega)|^2}{4T_0} \left[1 - 4\gamma(1-\gamma)\sin^2\left(\frac{\omega\Delta\tau}{2}\right) \right], \quad (1)$$

式中 $\Delta\tau$ 为差分群时延的值, T_0 为码元周期, γ 为两偏振模的分光比, $|\tilde{f}(\omega)|^2$ 由传输脉冲的波形 $f(t)$ 确定。当脉冲为非归零(NRZ)矩形脉冲时有

$$P(\omega, \Delta\tau) = \frac{T_0}{4} \left[\frac{\sin(\omega T_0/2)}{\omega T_0/2} \right]^2 \times \left[1 - 4\gamma(1-\gamma)\sin^2\left(\frac{\omega\Delta\tau}{2}\right) \right], \quad (2)$$

式中第一个平方项作为功率谱的因子随频率的升高而降低,表明高频分量的功率电平较低。而当 $\omega = 2\pi f$ 一定时,则 $P(\omega, \Delta\tau)$ 仅与时延差有 $\Delta\tau$ 关,即

$$P_e(\Delta\tau) = 1 - 4\gamma(1-\gamma)\sin^2\left(\frac{\omega\Delta\tau}{2}\right),$$

或

$$P(\Delta\tau) = 1 - 4\gamma(1-\gamma)\sin^2(\pi f\Delta\tau), \quad (3)$$

这一结论对于任意波形的脉冲信号,如高斯形或 sech 函数形等都有效,所不同的只是改变谱中的因子 $|\tilde{f}(\omega)|^2$, 而不改变谱的相对变化项 $P(\Delta\tau)$ 。

图 1 为接收信号频谱中 $f=2.5$ GHz、5 GHz、10 GHz 的频率分量归一化功率值随 $\Delta\tau$ 变化的情况。由图 1 可知,在一定的差分群时延范围内,接收信号中某一频率的功率随差分群时延的增大而减小。因此,可以选择接收信号频谱中的某一个频率分量的功率作为检测差分群时延变化的信号,而此时选择的频率应根据补偿线路速率确定,这是由于码速不同,对应的功率谱也不同,且对每一个频率,其功率值相对差分群时延都有一个单调范围。频率越高,其功率相对差分群时延的变化率就越大,即监测的灵敏度也就越高。而频率越低,单调范围越宽,可以检测的差分群时延的范围也越大。因此,一般情况下,作为监测信号的频率不易过高,也不易过低。

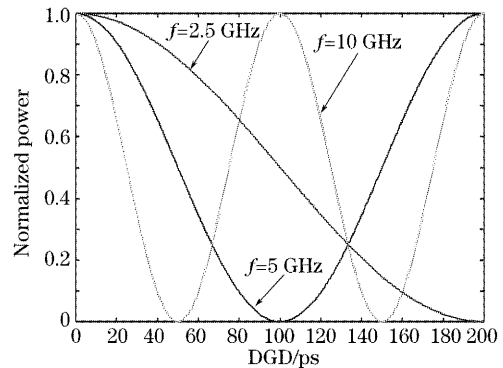


图 1 差分群时延与接收信号频率分量功率的理论关系
Fig. 1 Theoretical relationship between DGD and power of a certain frequency

图 2 为接收信号中 5 GHz 的功率相对差分群时延的实测结果。将图 1 中 $f=5$ GHz 的理论曲线和图 2 给出的实测曲线比较,可以发现二者变化规律是基本一致的。在 $\Delta\tau=100$ ps 处,功率值由下降变为上升,曲线表现出非单调性,这是由于两个偏振模在相差一个周期后再次重合的结果。因此选择

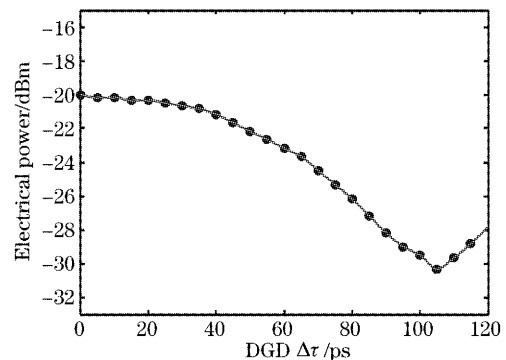


图 2 差分群时延与 5GHz 功率的实测结果
Fig. 2 Experimental results of the relationship between DGD and the power of 5 GHz

5 GHz 的功率作为本 10 Gb/s 的非归零(NRZ)传输系统的偏振模色散监测信号,偏振模色散检测范围可达 100 ps,满足系统需要。

实验系统如图 3 所示,光源经 LiNbO₃ 调制器(Modulator)后,产生 10 Gb/s 光伪随机码信号,经

过掺铒光纤放大器(EDFA)放大后送入模拟偏振模色散器。模拟器(Emulator)由两级光延迟器件组成,能提供大约 16 ps 到 60 ps 的差分群延迟(DGD),并能改变偏振主态(PSP)。

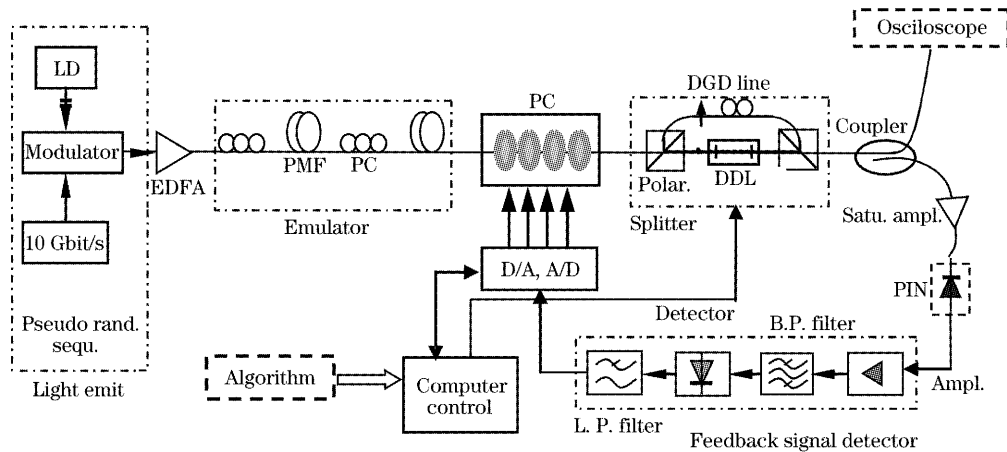


图 3 10 Gb/s 伪随机码序列偏振模色散补偿系统实验原理图

Fig. 3 Experimental setup of PMD compensation for 10 Gb/s pseudo random sequences

偏振补偿部分主要由偏振控制器(PC)和光差分延迟线(DGD Line)这两个器件组成。光反馈信号经耦合器(Coupler)输出到 PIN,变换后的电信号经过反馈信号检测(Feedback Signal Detector)、模数模块输入到计算机中进行处理。在补偿过程中,调节偏振控制器,使经过模拟器后的光的偏振主态与差分延迟线的快慢轴对准,然后调节差分延迟线,补偿模拟器产生的差分群时延。本实验选用的偏振控制器为 Corning 偏振控制器 PC-412,4 波片电压控制。每个波片加不同的电压时产生对应的相位延迟,控制电压为 0~4 V;差分延迟线选用的是 DGD Line-650,由微处理器控制,装有伺服电机,其移动速度为 1 mm/s。由于偏振控制器的速度远高于差分延迟线,补偿控制时采用多调节偏振控制器少调节差分延迟线的策略。

3 控制算法

偏振模色散的自动补偿算法根据反馈电功率信号的大小,调节偏振控制器和差分延迟线,从而使反馈信号达到设定的阈值电压以上,以完成跟踪补偿。对于多自由度的控制,如果没有优秀的搜索跟踪算法,那么补偿的计算量和时间是让人无法忍受的。

一个优秀的偏振模色散进行实时补偿跟踪算法要求具备以下特点:1) 收敛速度快,算法的响应速度能跟踪线路信号的偏振模色散变化;2) 避免陷入

局部极值点;3) 搜索过程中应当减少和避免线路信号出现瞬间恶化的情况;4) 抗噪声干扰性强。一般基于梯度搜索的方法^[14]很容易陷入局部极值点,并且抗噪声干扰性差,因此不能确保成功地补偿。基于粒子群的搜索算法^[11]在搜索过程中为了保证不陷入局部极值而采用了多粒子的搜索策略,但这样线路上会出现比较严重的瞬间恶化情况。

3.1 算法思想

为了满足以上要求,设计了一种与上述算法不同的抖动跟踪搜索算法。当全局搜索最佳电压完成后,得到一个最佳电压(V_{max}),让其乘以一定的系数以得到阈值电压(V_{th})(系数的选择条件是在此阈值电压下,通信线路能够正常通信,眼图和 Q 值无明显恶化)。之后立即启动该跟踪程序,根据反馈信号 V_{in} 是否低于阈值来判断是否在原最佳值附近的局部空间上对偏振模色散的抖动变化进行跟踪搜索补偿,以跟上变化着的最佳值。

自适应跟踪搜索补偿算法的主要思想描述如下:该算法主要由调节偏振控制器和调节差分延迟线两部分组成。调节偏振控制器时,在当前的状态下用某一电压作为搜索半径按照一定的搜索方向来改变四片上的控制电压。搜索中心、搜索方向和搜索半径定义如下:

1) 搜索中心是当前的状态 P_i ,这里 P_i 是个五维的向量,对应于偏振控制器四片控制电压向量 $V^i = (V_1^i, V_2^i, V_3^i, V_4^i)$ 和差分延迟线一定的延迟量

$(D^i), P_i = (V_1^i, V_2^i, V_3^i, V_4^i, D^i)$ 。

2) 搜索方向:对于加在偏振控制器波片上的控制电压有三种改变的方向,即增加(+)、不变(0)和减少(-),因此对于四块波片的组合就有 3^4 种搜索方向 $Sd_j (j=0, 1, \dots, 3^4-1)$ 。对于某个固定的差分延迟线延迟量, Sd_j 是个四维的向量,例如 $Sd_0 = (-1, -1, -1, -1)$ 。

3) 自适应的搜索半径 $R_{kl} (k=0, 1, \dots, M-1; l=0, 1, \dots, N-1)$ 是加在偏振控制器四片控制电压上的抖动电压。 M 表示 0 到阈值 V_{th} 间 M 种不同的区间,其中 $R_{0l} < R_{1l} < \dots < R_{(M-1)l}$; 而 N 表示在一定的区间 k 里 N 种不同的搜索半径,其中 $R_{k0} < R_{k1} < \dots < R_{k(N-1)}$ 。 R_{kl} 的自适应性表现在两个方面:首先, R_{kl} 随着反馈信号 V_{in} 的大小自适应的改变。当反馈信号特别小即线路上的偏振模色散很严重时,搜索半径应选择很大的值以快速收敛到一个好一些的位置;相反,当反馈信号接近阈值时,搜索半径就应当减小以免引起线路上信号的瞬间恶化。其次,如果以某个位置为搜索中心进行搜索的时候不能找到一个更好的位置使反馈电压增大时,那么搜索半径就应增加从而使搜索深度加深;相反,如果能找到一个更好的位置则搜索半径就应根据情况减小或者保持不变。

当搜索中心、搜索方向和搜索半径都确定的时候,每个被搜索的点的位置 $p_{ij} = (v_1^j, v_2^j, v_3^j, v_4^j, d^j)$ 就能计算出来。 p_{ij} 是个五维的向量对应于偏振控制器的四块波片控制电压组合 $v^j = (v_1^j, v_2^j, v_3^j, v_4^j)$ 和一定差分延迟线延迟(d^j)。

因为在调节偏振控制器这一部分的时候差分延迟线延迟量保持不变,我们可以通过计算施加到偏振控制器四片控制电压 v^j 来得到要搜索的点的位置。对于一定的 d^j ,

$$v^j = V^i + R_{kl} \cdot Sd_j, \quad (4)$$

R_{kl} 其中是根据反馈信号大小和搜索状态选择的搜索半径。一次搜索过程要搜索不多于 3^4 个点,每个搜索的点都对应于一个反馈电压 V_{in}^j 。一旦反馈电压高于阈值则搜索就提前停止了。如果一次搜索完成,没有反馈电压高于阈值,那么就其中选择一个反馈电压最大 $V_{in \max}^j$ 的位置。如果这个最好的位置不是搜索中心 [$Sd_j \neq (0, 0, 0, 0)$], 搜索半径会被搜索中发现的最好位置取代,而新一轮搜索会以该点为中心以减小或不变的搜索电压为半径。相反,如果这个位置就是搜索中心 [$Sd_j = (0, 0, 0, 0)$], 那么搜索中心不会变化但搜索半径会增加以避免被困在局

部极值。最坏的情况如果搜索半径不能再增加了,也就是目前的搜索半径是在某一区间 k 里最大的(此时 $l = N-1$), 则开始调节差分延迟线^[15]。如果调节差分延迟线后仍然不能使反馈信号高于门限阈值,则进一步调节偏振控制器并且记录差分延迟线调节的信息以作为以后的参考。如果在调节一定次数(LongTime)后,仍然不能使反馈信号高于阈值,则认为阈值因为线路上有严重的损坏或其他原因再也不能被满足了,那么最初的全局搜索则会重新开始。算法的流程图如图 4 所示。

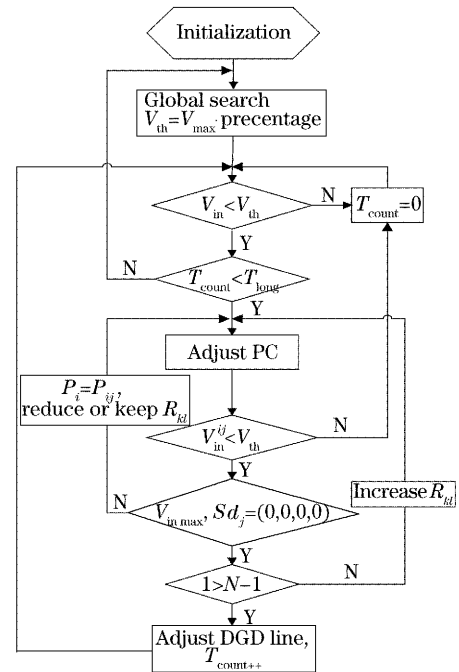


图 4 控制算法流程图

Fig. 4 Flowchart of the controlling algorithm

3.2 实验过程中需解决的问题

为满足上文提到的优化偏振模色散跟踪补偿算法的要求,需研究以下几个问题:1)局部极值;2)搜索的连续性;3)偏振控制器的磁滞现象。其中1)和2)是所有偏振模色散自动反馈补偿算法都需解决的,而3)是由于本系统选用的磁光器件造成的,会极大地影响补偿效果,因此也需采取一定方法以消除。

3.2.1 局部极值

偏振控制器四片控制电压与反馈电压之间存在着对应的关系,由于五维变量无法直观显示,只给出2,3,4片与反馈电压四维切片图。先调节偏振控制器和差分延迟线使反馈电压达到最大,然后以一定步长对其周围进行搜索,步长由 0.2 V 增加到 4 V,反馈电压如图 5 所示。

图 5 中 X、Y、Z 轴分别为第四、三、二块波片的

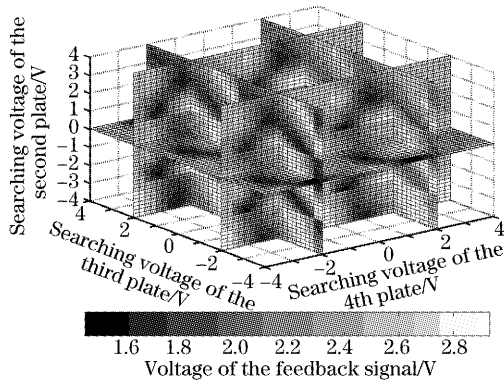


图5 偏振控制器的电压“地图”

Fig. 5 Voltage map of PC

搜索步长,五个切面分别为第二片的搜索步长为 0 (即保持原来电压不变)和第三、四片搜索步长为 2 V 时反馈信号的电压值。由图中可看出,搜索过程中存在许多局部极大值,为了避免搜索中陷入这些局部陷阱而不能离开,采用多层,变搜索电压的方式,必要时使用差分延迟线以跳离这些区域。具体的方法在跟踪算法思想的第 3) 部分有详细说明。由图 2 看出,由于反馈电压大的时候接近峰值,尽管变化比较缓慢,也需要用小步长搜索以免错过峰值;而反馈电压很小的时候,需要以大步长搜索以尽快跳离当前区间。

3.2.2 搜索的连续性

由(4)式可知偏振控制器四片控制电压为 $v^j = V^i + R_{kl} \cdot Sd_j$, 由于 v^j 的取值范围近似为 $0 \sim 4$ V, 在调节过程中,如果 $V^i + R_{kl} \cdot Sd_j$ 超出 $0 \sim 4$ V 搜索该如何进行呢? 如果令其大于 4 V 就让 v^j 取 4 V, 小于 0 V 则让 v^j 取 0 V, 这样会导致 v^j 在一定的区间没有变化,即搜索有可能停滞不前,因此必须使 v^j 连续变化。

对偏振控制器进行实验研究,图 6 为固定其余三片,调节一片所得到的曲线。横坐标为每个波片的控制电压 v^j 的平方,纵坐标为输出电压,由图 6 可看出每个波片的控制电压 v^j 从 $\sqrt{0.2} \sim \sqrt{15.5}$ V (即 $0.44 \sim 3.94$ V) 变化时,输出电压呈正弦变化,偏振控制器控制的有效区间为 $\sqrt{0.2} \sim \sqrt{15.5}$ V, 推测周期约为 3.5 V, 对应波片的 $0 \sim 2\pi$, 已被实验验证, 由图 6 中也可看出 4 V 左右为一个周期。

因此, $V^i + R_{kl} \cdot Sd_j$ 在 $0.44 \sim 3.94$ V 时,控制电压 v^j 的取值为

$$v^j = V^i + R_{kl} \cdot Sd_j, \quad (5)$$

$$0.44 < V^i + R_{kl} \cdot Sd_j < 3.94$$

而 $V^i + R_{kl} \cdot Sd_j$ 在 $0.44 \sim 3.94$ V 之外时, v^j 应取

值为

$$v^j = V^i + R_{kl} \cdot Sd_j - 3.5, \quad (6)$$

$$\text{if } V^i + R_{kl} \cdot Sd_j > 3.94,$$

$$v^j = V^i + R_{kl} \cdot Sd_j + 3.5, \quad (7)$$

$$\text{if } V^i + R_{kl} \cdot Sd_j < 0.44.$$

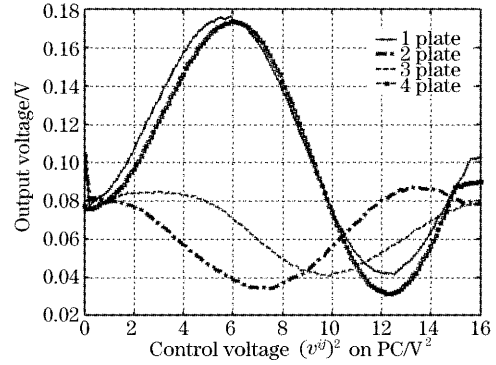


图6 偏振控制器控制电压的周期性

Fig. 6 Periodicity of controlling voltage on PC

3.2.3 偏振控制器的磁滞现象

在搜索过程中眼图有时会突然恶化,有时会停滞不前,这不符合算法的思想。通过记录观测搜索中的数据发现,很多情况下,偏振控制器搜索过程中遇到的状态是不可逆转的。将连续 4 kHz 正弦电压加至偏振控制器的一块波片,其余波片保持不变,输出的光经过一个检偏器,经过光电转换后从示波器上可看到明显的磁滞曲线,如图 7 所示,横坐标为正弦控制电压,纵坐标为输出光经过光电转换后的电压。

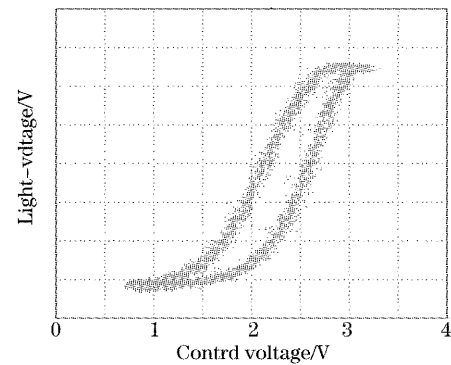


图7 偏振控制器的磁滞曲线

Fig. 7 Hysteresis of PC

图 7 意味着先搜索再跳过去这种方法在实时补偿中是不适用的,因为即使跳到搜索过程中原先的好点时,这个点已经不是原来的那个值了,即无法返回。由于磁滞的补偿方法一般都比较复杂^[16],不适合偏振模色散实时跟踪补偿,所以采取自适应的即时跳出的方法以避免搜索过程中的磁滞造成的瞬间恶化,具体为根据反馈电压所在区间的不同,设立不

同的增加比率 p , 如果 $V_{in} > (1+p)V_{original}$, 则

$$V_{original} = V_{in}, \quad (8)$$

$V_{original}$ 为初始值, 如果搜索到大于初始点一定比率的点则立即跳到该点, p 是个自适应的变量, 如果连续提前跳出, 则提高 p 的值, 如果一直未能提前跳出, 则降低 p 的值, 以适应不断变化的情况。图 8 与图 9 为未使用即时跳出方法和使用后的反馈电压图, 恢复过程中差分延迟线均未移动。由图中可看出, 虽然仍有少数点无法避免恶化, 但整体趋势已较之前已有明显改善, 磁滞现象得到抑制。

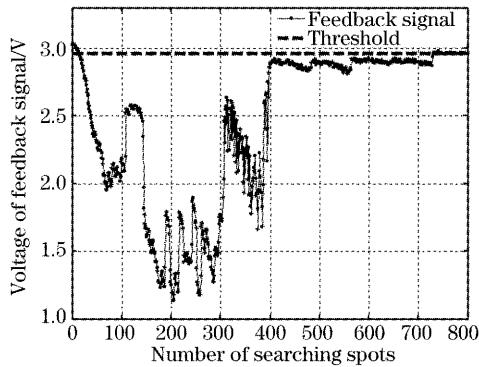


图 8 未采取提前跳出前

Fig. 8 Before adopting advance break

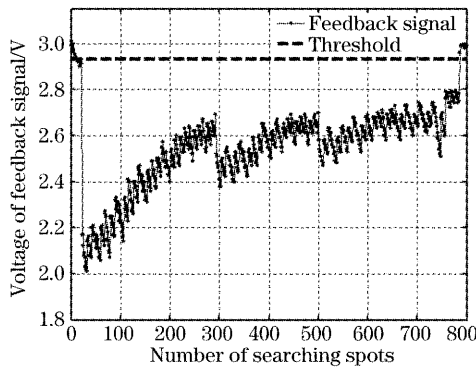


图 9 采取提前跳出后

Fig. 9 After adopting advance break

搜索过程中出现停滞不前的现象主要是由磁滞和噪声干扰这两个原因造成的, 为了解决这些问题, 设定了跳离的门槛, 即搜索过程中比较后得到的最大反馈电压值必须比初始点的反馈电压值大一定百分比, 如果低于这个比率则认为是干扰, 仍继续搜索。

4 实验效果

将跟踪阈值电压定为全局搜索得到的最佳电压的 96.3% (即系数为 96.3%), 因为在实验中发现阈值电压定的过高会导致偏振控制器和差分延迟线调

整的过于频繁, 而阈值电压太低会使眼图不好, Q 值过低、误码率过高。当反馈电压为此阈值电压附近时眼图、 Q 值与最佳值的差异不很明显, 而再降低阈值电压, 眼图和 Q 值将出现明显恶化。本补偿系统设计成在反馈信号高于阈值电压时不工作, 低于阈值电压后开始跟踪补偿。

图 10 为跟踪过程中连续八次补偿的情况, 横轴为搜索的点数, 左边的纵轴为反馈信号的电压值, 右边的纵轴为延迟线调节的次数, 每次补偿完毕后都让其归零。由图中可看出, 即使线路上偏振模色散现象已非常严重, 反馈电压在 1 V 以下 (约为阈值电压的 30%), 系统仍能恢复正常, 且整个搜索过程中都无明显的恶化情况, 反馈电压因搜索而波动的范围也随着搜索的进行而迅速减小。

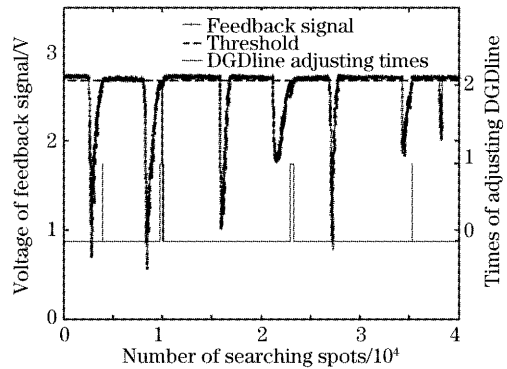


图 10 多次补偿过程

Fig. 10 Multi-times compensations

图 10 中的第二次受扰动后的补偿过程如图 11 所示 (此次补偿是比较差的情况): 补偿过程首先通过调节偏振控制器, 使反馈电压值逐渐增大, 同时搜索引起的反馈信号电压波动的幅度也逐渐小。但偏振控制器未能使反馈电压超过阈值电压, 这时调节差分延迟线一次, 仍未能超过阈值电压, 再次调节差分延迟线, 系统达到稳定。两次调节差分延迟线都

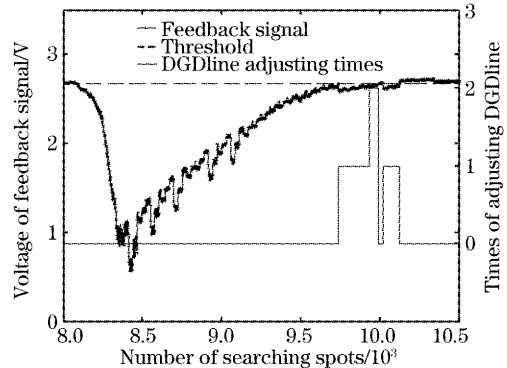


图 11 第二次扰动后的补偿过程

Fig. 11 Compensation course after the second disturbance

是在反馈信号达到阈值电压的 98% 以上才进行的, 因此每次调节不会给系统带来很大的恶化; 随后由于噪声影响, 反馈电压产生波动, 再次低于阈值电压 (约为阈值的 98%), 此时第二次补偿开始, 这次系统迅速达到稳定。

下面分析一下动态补偿的响应时间。补偿过程中每搜索一个点需要以下过程: 四次数-模(D/A)转换($4 \times 1 \mu\text{s}$)将控制电压写入偏振控制器(PC); 等待偏振控制器达到稳定($100 \mu\text{s}$); 一次模-数(A/D)转换移位加权平均以完成数字滤波($10 \mu\text{s}$); 计算机记录读入的反馈电压值进行处理, 并为搜索下个点做准备的耗时($T < 10 \mu\text{s}$)。因此, 搜索一个点所需时间为上述过程耗时总和, 约为 0.124 ms 。在程序中加入定时器进行验证, 搜索 6000 个点需 760 ms , 即一个点需要 0.127 ms , 考虑实验中其他因素的影响, 两个结果基本相同, 故认为搜索一个点需 0.127 ms 。差分群延迟线变化速度比较慢 (3 ps/s), 每次移动 10 ps , 需 3.3 s , 因此程序中只在必要时才调节差分延迟线。在下一步实验中将使用高速的延迟线 (General Photonics 公司的 ProDelayTM), 响应速度要小于 $250 \mu\text{s}$, 由于该响应速度与算法无关, 只取决于器件本身, 因此在计算补偿时间时, 按每调节一次差分延迟线需 $250 \mu\text{s}$ 算。

对系统进行长时间多次手动模拟器实验以测试其效果, 图 12 是差分延迟线调节次数的分布图, 图 13 为补偿响应时间的分布图。补偿时间是按搜索的点数乘以搜索每个点所需时间加上搜索过程中

差分延迟线调节的次数乘以每次调节所需的时间得到的。统计时考虑到反馈电压在阈值电压上下有一定波动性, 并未选取恶化量小于阈值电压电压 1.2% 和补偿时间小于 1 ms 的补偿。图 14 分别为补偿之前, 恶化时以及补偿完成后的眼图。

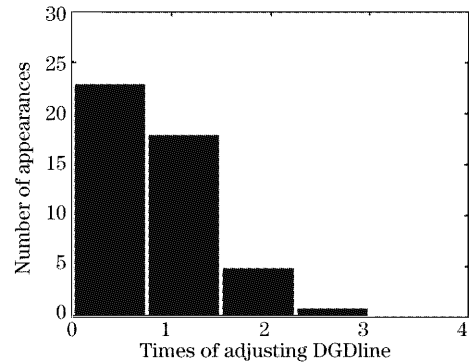


图 12 差分延迟线调节次数的分布图

Fig. 12 Distribution of DGD Line adjusting times

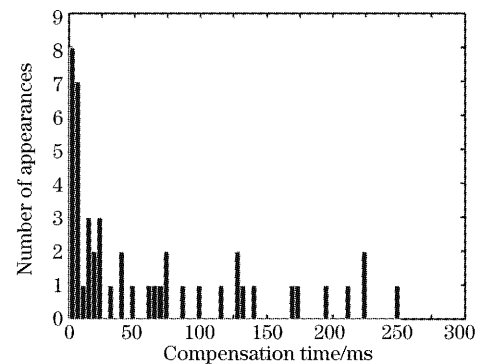


图 13 补偿时间的分布图

Fig. 13 Distribution of compensation time

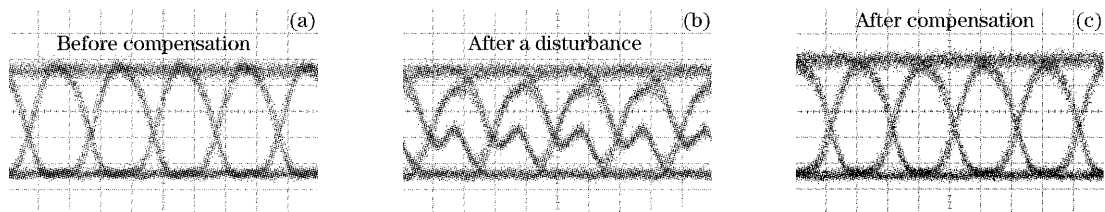


图 14 补偿过程中眼图的变化情况

Fig. 14 Eye diagram in the process of compensation

结合图 13 能看出, 若选取响应时间为 $250 \mu\text{s}$ 的差分延迟线, 补偿的响应时间应能达到 ms 量级, 补偿时间按计算应最快为 $1 \sim 2 \text{ ms}$ 。

5 结 论

使用了一种新颖的抖动跟踪算法, 以微波信号为反馈完成多自由度控制, 对线路上的偏振模色散进行实时补偿。当系统对整个线路搜索完毕得到阈

值电压后, 跟踪算法就开始工作。算法成功避免了补偿搜索中易陷入局部极值、偏振控制器的磁滞效应以及搜索过程中可能出现的瞬间恶化等情况, 实验结果表明, 补偿过程中, 反馈信号迅速增大, 并无明显恶化情况, 且反馈信号因跟踪搜索而造成的波动随着反馈信号的增大而很快减小。补偿响应时间在 ms 量级, 最快能达到 $1 \sim 2 \text{ ms}$ 。

参 考 文 献

- 1 Philippe Ciprut, B. Gisin, Nicolas Gisin *et al.*. Second-order polarization mode dispersion: impact on analog and digital transmissions [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1998, **16**(5): 757~771
- 2 Liu Jianfei, Yu Jinlong, Wang Jian *et al.*. Study on automatic compensation of first order PMD in 10 Gb/s optical fiber communication system[J]. *Chin. J. Lasers*, 2003, **30**(4): 349~352 (in Chinese)
刘剑飞, 于晋龙, 王 剑 等. 10 Gbit/s 的光纤通信系统中一阶偏振模色散自动补偿技术的研究[J]. *中国激光*, 2003, **30**(4): 349~352
- 3 Zhou Guangtao, Zhang Xiaoguang, Shen Yu *et al.*. The first order PMD adaptive compensation experiment in 10 Gb/s optical communication system[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2004, **30**(4): 448~451 (in Chinese)
周光涛, 张晓光, 沈 昱 等. 10 Gb/s 光通信传输系统中一阶 PMD 自适应补偿实验[J]. *光子学报*, 2004, **30**(4): 448~451
- 4 Lü Zenghai, Hu Qianggao, Sun Liping *et al.*. Research on adaptive feedback controlling techniques in PMD compensation systems[J]. *Study on Optical Communications*, 2002, (3): 32~35 (in Chinese)
吕增海, 胡强高, 孙莉萍 等. 偏振模色散补偿系统中自适应反馈控制技术研究[J]. *光通信研究*, 2002, (3): 32~35
- 5 Liu Hankui, Yang Li. Analysis of monitoring signal and control algorithm for optical polarization mode dispersion compensation [J]. *J. China West Normal University (Natural Sciences)*, 2003, **24**(3): 291~295 (in Chinese)
刘汉奎, 杨 莉. 光纤偏振模色散补偿的监测信号和反馈控制算法分析[J]. *西华师范大学学报(自然科学版)*, 2003, **24**(3): 291~295
- 6 Wang Hongli, Yu Jinlong, Yu Jian *et al.*. Theoretical analysis and experiment of degree of polarization-differential group delay for polarization mode dispersion compensation[J]. *Acta Optica Sinica*, 2004, **24**(11): 1533~1537 (in Chinese)
王宏丽, 于晋龙, 于 剑 等. 偏振模色散补偿中偏振度与差分群延时关系的理论分析和实验[J]. *光学学报*, 2004, **24**(11): 1533~1537
- 7 Liu Yumin, Yu Chongyuan, Huang Congying *et al.*. Investigation of the PMD compensation system with the DOP as a feedback signal[J]. *Chin. J. Lasers*, 2005, **32**(1): 79~82 (in Chinese)
刘玉敏, 俞重远, 黄聪颖 等. 偏振度作为反馈信号的偏振模色散补偿系统的性能研究[J]. *中国激光*, 2005, **32**(1): 79~82
- 8 F. Roy, C. Francia, F. Bruyere *et al.*. A simple dynamic polarization mode dispersion compensator [J]. *Electron. Lett.*, 1999, **35**: 275~278
- 9 N. Kikuchi. Analysis of signal degree of polarization degradation used as control signal for optical polarization mode dispersion compensation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2001, **19**(4): 480~486
- 10 J. C. Rasmussen, A. Isomura, G. Ishikawa. Automatic compensation of polarization mode dispersion for 40 Gb/s transmission systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2002, **20**(12): 2101~2109
- 11 Y. Zheng, X. G. Zhang, G. T. Zhou *et al.*. Automatic PMD compensation experiment with particle swarm optimization and adaptive dithering algorithms for 10-Gb/s NRZ and RZ formats [J]. *Quant. Electronics*, 2004, **40**(4): 427~435
- 12 G. J. Foschini, C. D. Poole. Statistical theory of polarization dispersion in single mode fibers [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1991, **9**(11): 1439~1456
- 13 C. Xie, L. Moller, R. M. Jopson *et al.*. Efficiency of different feedback signals for polarization mode dispersion compensators [C]. C. OFC2004 WE4
- 14 R. Noe, D. Sandel, M. Yoshida-Dierolf. Polarization mode dispersion compensation at 10, 20, and 40 Gb/s with various optical equalizers [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(9): 1602~1616
- 15 H. Sunnerud, Chongjin Xie, M. Karlsson *et al.*. A comparison between different PMD compensation techniques [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2002, **20**(3): 368~378
- 16 G. Tao, P. V. Kokotovic. Adaptive control of plants with unknown hystereses [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995, **40**(2): 200~212