

文章编号: 0253-2239(2003)02-0188-05

偏振模色散引起的脉冲展宽对接收灵敏度及频谱的影响*

刘剑飞^{1,3} 于晋龙¹ 王 剑¹ 胡 浩¹ 刘仲恒² 杨思泽¹

1 天津大学电子信息学院, 教育部光电信息技术中心重点实验室, 天津 300072
2 华为技术有限公司, 深圳 518057
3 河北工业大学信息学院, 天津 300130

摘要: 在 10 Gbit/s 以上的光纤通信系统中, 偏振模色散的影响已不可忽略。它可以引起信号脉冲的展宽, 使接收系统的误码率上升。分析了偏振模色散引起的脉冲展宽对接收灵敏度及接收信号频谱的影响, 并进行了实验验证。对进行偏振模色散的自动补偿具有重要意义。

关键词: 光纤通信技术; 偏振模色散; 接收灵敏度; 信号功率谱; 偏振模色散补偿

中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

1 引 言

在实际的单模光纤中, 由于光纤芯径椭圆度或残余内应力以及外场微扰的作用, 可以造成纤芯中折射率的变化, 这些变化表现为单模光纤的随机双折射。从而引起光纤中传输的光信号偏振态的变化, 造成两个偏振模传播常量的差异, 使两个偏振模群延时不同, 形成偏振模色散(PMD)。在 10G bit/s 以及更高速率的数字光纤通信系统中, 偏振模色散的影响已不可忽略。它可以引起数字信号脉冲的展宽, 使接收系统的误码率上升。而在模拟传输系统中, 偏振模色散可以造成信号的失真^[1]。研究表明, 单模光纤中的偏振模色散表现出一种统计随机规律^[2], 无法象波长色散那样进行补偿。尤其在几年前铺设的光纤往往具有较高的偏振模色散值, 这就使得整个系统向更高速率升级成为问题。因此, 了解偏振模色散特性对偏振模色散的补偿有十分重要的意义。

2 偏振模色散引起的脉冲展宽对接收灵敏度的影响

用于分析单模光纤中的偏振模色散的一个重要概念是主偏振态(PSP)^[1]。主偏振态的定义是: 在

单模光纤中存在一对正交输入的偏振态, 在无偏振相关损耗时, 输出偏振态也是正交的且对频率的一阶导数为零。这样, 一阶偏振模色散可由两输出主偏振态间的差分群时延(DGD)来描述^[1]。下面我们为主偏振态的概念分析偏振模色散引起的脉冲展宽对接收机灵敏度的影响。

如图 1 所示, $f_1(t)$ 为初始输入光脉冲, 由于传输线路偏振模色散的影响 $f_1(t)$ 在接收端分解为两个主偏振态上的光脉冲, 即 $\gamma f_1(t + \Delta\tau/2)$ 和 $(1 - \gamma)f_1(t - \Delta\tau/2)$ 。其中 $\Delta\tau$ 为偏振主态的差分群时延, γ 为两个正交的主偏振态上的分光比 ($0 < \gamma < 1$)。因此, 接收机光电探测器输出的归一化电脉冲可以表示为

$f_2(t) = \gamma f_1(t + \Delta\tau/2) + (1 - \gamma)f_1(t - \Delta\tau/2)$, 其均方根宽度 σ_2 由下式给出:

$$\sigma_2^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 f_2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} f_2(t) dt} - \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} t f_2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} f_2(t) dt} \right]^2, \quad (1)$$

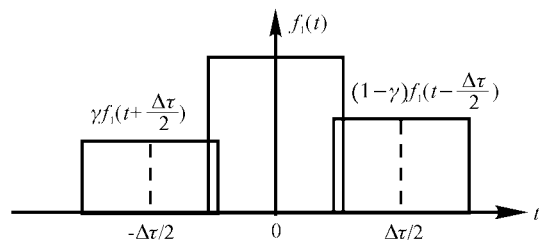


Fig. 1 Initial pulse divided into two with time delay $\Delta\tau$

* 国家科委 863 计划支持项目(8632001AA31222)、华为技术有限公司资助课题。

E-mail: jfliu@cyou.com

收稿日期: 2002-02-04; 收到修改稿日期: 2002-06-10

假定 $f_1(t)$ 对称于纵轴, 则 $f_1(t + \Delta\tau/2)$, $f_1(t - \Delta\tau/2)$ 也关于纵轴对称, 经过推导(1)式可以表示为

$$\sigma_2^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 f_1(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) dt} + \left(\frac{\Delta\tau}{2}\right)^2 - \left[(1-2\gamma)\frac{\Delta\tau}{2}\right]^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 f_1(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) dt} + \Delta\tau^2 \gamma(1-\gamma), \quad (2)$$

当传输光纤无偏振模色散效应时, $\Delta\tau = 0$, 脉冲的均方根宽度为

$$\sigma_1^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 f_1(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) dt} + \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} t f_1(t) dt\right]^2}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) dt\right]^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 f_1(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) dt}, \quad (3)$$

由(2)式、(3)式可得,

$$\sigma_2^2 = \sigma_1^2 + \Delta\tau^2 \gamma(1-\gamma), \quad (4)$$

上式右端第二项反映了偏振模色散对脉冲展宽的作用。脉冲展宽使接收机的灵敏度恶化, 其恶化量 D 为

$$D = 10 \lg \frac{\sigma_2}{\sigma_1} = 5 \lg \frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2} = 5 \lg \left[1 + \frac{\Delta\tau^2 \gamma(1-\gamma)}{\sigma_1^2} \right]. \quad (5)$$

设脉冲的半峰全宽(FWHM)为 αT_0 , 其中 T_0 为码元周期, α 为脉冲占空比常量因子。在脉冲波形为矩形时, 由(3)式可得, $\sigma_1^2 = 0.083(\alpha T_0)^2$ 。若脉冲为高斯形, 则有 $\sigma_1^2 = 0.18(\alpha T_0)^2$ 。考虑到在实际的传输线路中, 高斯形脉冲更有意义。下面给出输入为高斯脉冲时, 灵敏度的恶化量与脉冲展宽的关系。

由图 2(a)可知, 为避免恶化量高于 1 dB, 在 $\alpha = 1, 0.5, 0.25$ 的情况下, $\Delta\tau$ 应分别小于 $0.65T_0, 0.33T_0$ 和 $0.17T_0$ 。对于 10 Gbit/s 的传输系统, $T_0 = 100$ ps, 在其脉冲半高全宽为上述情形时, $\Delta\tau$ 应分别小于 65 ps, 33 ps 和 17 ps。显然, 归零(RZ)码比非归零(NRZ)码受偏振模色散引起的脉冲展宽的影响要大, 且与脉冲的占空比呈线性关系。以上是理论计算结果, 实际传输线路中还有偏振相关损耗(PDL)、模式耦合等因素的影响。而且, 目前的光纤通信系统大多采用非归零码, 因此, 为使偏振模色散的功率代价小于 1 dB, 世界标准组织(ITU-T)提出光路的偏振模色散不能超过 1/10 比特周期。图 2(b)说明在 $\gamma = 0.5$, 即两个偏振模同等激励时, 由偏振模色散引起的接收机灵敏度的恶化量最大。 $\gamma = 0, 1$ 表示仅在一个轴上有光信号, 没有偏振模色散问题。而在 $0.25 < \gamma < 0.75$ 时, 曲线非常接近, 偏振模色散引起的灵敏度的恶化量均较大, 不容忽视。

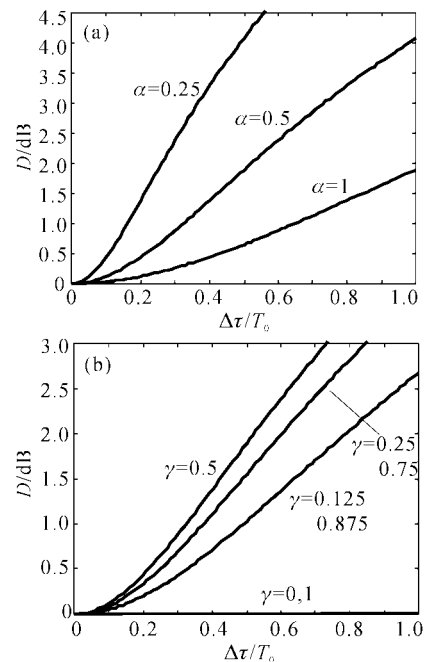


Fig. 2 Effects of PMD-induced pulse broadening on receiver sensitivity. (a) $\gamma = 0.5$; (b) $\alpha = 0.5$

3 偏振模色散对接收信号功率谱的影响

3.1 理论分析

为推导简单并不失一般性, 设光纤中所传输的随机光脉冲序列在两相互垂直的偏振方向上具有相同的波形 $f(t)$, 功率比为 γ , 相对时延为 $\Delta\tau$ 。则两个偏振方向的光脉冲可以分别写为 $\gamma f(t)$ 和 $(1-\gamma)f(t - \Delta\tau)$ 。光脉冲到达接收端, 由光电探测器转换为电脉冲。设光电探测器的响应度为 R , 且有足够的响应带宽, 则输出电脉冲的波形为

$$f_c(t) = R[\gamma f(t) + (1 - \gamma)f(t - \Delta\tau)], \quad (6)$$

其功率谱具有如下形式:

$$|f_c(\omega)|^2 = R^2 |f(\omega)|^2 \left[1 - 4\gamma(1 - \gamma)\sin^2 \frac{\omega\Delta\tau}{2} \right]. \quad (7)$$

$$S_c(\omega) = |f_c(\omega)|^2 S(\omega) = R^2 \frac{|f(\omega)|^2}{4T_0} \left[1 - 4\gamma(1 - \gamma)\sin^2 \frac{\omega\Delta\tau}{2} \right] \left[1 + \frac{2\pi}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_0}\right) \right], \quad (8)$$

其中, $|f(\omega)|$ 由脉冲波形 $f(t)$ 确定. 因此, 由偏振模色散引起的两偏振模的时延差 $\Delta\tau$ 对接收信号功率谱的影响可用上式线状谱的相对值 $P(\omega, \Delta\tau)$ 来表示. 即

$$P(\omega, \Delta\tau) = \frac{|f(\omega)|^2}{4T_0} \left[1 - 4\gamma(1 - \gamma)\sin^2 \frac{\omega\Delta\tau}{2} \right]. \quad (9)$$

当脉冲为全占空比矩形脉冲时有,

$$P(\omega, \Delta\tau) = \frac{T_0}{4} \left[\frac{\sin(\omega T_0/2)}{\omega T_0/2} \right]^2 \left[1 - 4\gamma(1 - \gamma)\sin^2 \frac{\omega\Delta\tau}{2} \right]. \quad (10)$$

上式中的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. 当 $\omega_c = 2\pi f_c$ 一定时, 则 $P(\omega, \Delta\tau)$ 仅与时延 $\Delta\tau$ 有关^[5], 即

$$P_c(\Delta\tau) = 1 - 4\gamma(1 - \gamma)\sin^2 \frac{\omega_c \Delta\tau}{2},$$

或

$$P(\Delta\tau) = 1 - 4\gamma(1 - \gamma)\sin^2(\pi f_c \Delta\tau). \quad (11)$$

图 3 表示 $f_c = 2.5 \text{ GHz}, 5 \text{ GHz}, 10 \text{ GHz}$ 时的归一化功率值随差分群时延 ($\Delta\tau$) 变化的情况. 应注意到, 对于每一频率, $\Delta\tau$ 在某一范围内曲线是单调的, 随着 $\Delta\tau$ 的增大曲线表现为周期性. 这是因为对于信号中的某一频率而言, 两个偏振模在传输过程中表现出拍长效应.

现设光纤中传输的信号为一随机序列, 码元周期为 T_0 , 其功率谱为 $S(\omega)$. 此随机序列经过一段具有上述特性的光纤传输后, 由光电探测器输出的电脉冲的功率谱为^[3]

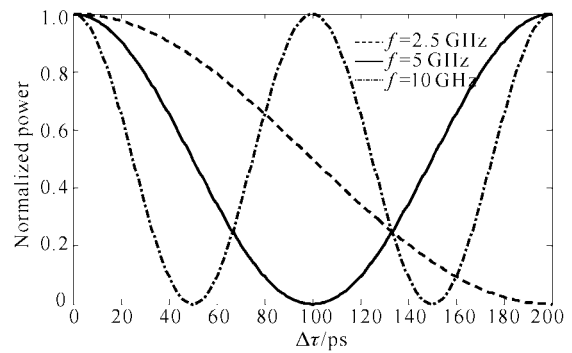


Fig. 3 Relation between differential group delay and power of frequency components

上述结论对于任意波形的脉冲信号, 如高斯形或双曲正割函数形等都有效, 所不同的只是改变谱中的因子 $|f(\omega)|^2$. 而不改变谱的相对变化项 $P(\omega, \Delta\tau)$.

3.2 实 验

实验原理图如图 4 所示, 由此可以检测 10 Gbit/s 光信号在经过具有偏振模色散的传输线路后, 在接收信号中 5 GHz 频率分量的功率与偏振模色散(差分群时延)的关系.

图 4 中, LD 为 10 Gbit/s 伪随机信号光发射机. PC 为偏振控制器, 用于调节两偏振态(模)的分光比. 偏振分束器 PBS1、PBS2 分别将输入光信号分为两个正交的偏振态和将两个偏振态重新合成在一起. ODL 为美国 OZ 公司的光可变延时线 ODL-100, 用于

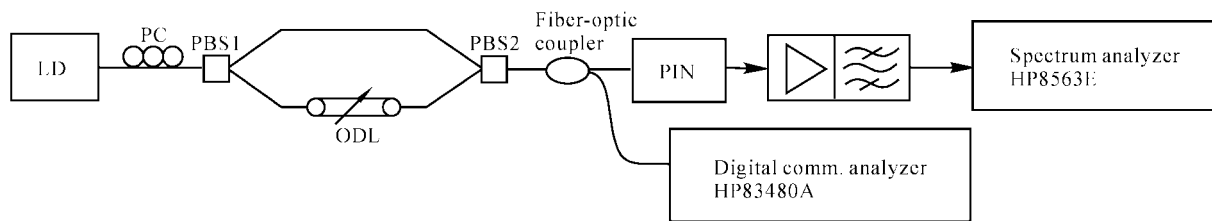


Fig. 4 Set-up for measuring the power of 5 GHz component with variable differential group delay

调整一个臂长以改变其中一个偏振态的延时量. PIN 为光电探测器, 它将光信号变成相应的电信号, 经过微波放大器和 5 GHz 的窄带滤波器后, 输出的

5 GHz 的功率由频谱仪 (HP8563E) 检测. 示波器 (HP83480A) 用于在差分群时延变化过程中监视信号眼图的变化情况. 在实验开始时将传输两个偏振

模的臂长调节一致,然后,连续调节 ODL,每调节一次差分群时延约变化 5 ps,记录其对应的功率值。由此可得到图 5 所示的关系曲线。图 6 为分别为 $\Delta\tau=0$ ps, 25 ps, 50 ps, 75 ps 和 100 ps 时对应的信号眼图。

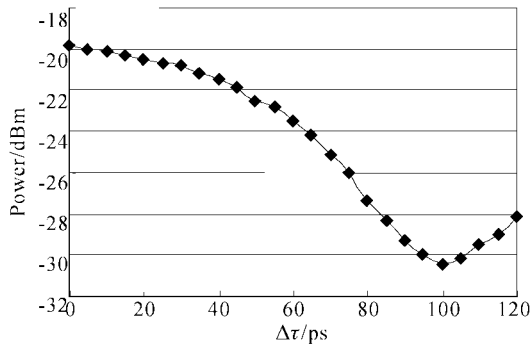


Fig. 5 Experimental result of 5 GHz power varying with differential group delay

3.3 讨 论

将图 5 与图 3 中 $f=5$ GHz 的曲线比较,可以发现二者的变化规律是基本一致的。当差分群时延超过 100 ps 时,两个偏振模的光脉冲又在相差一个

周期(100 ps)后重合,功率值也随之上升(实验中测到 $\Delta\tau=120$ ps)。即图 3 与图 5 中的曲线表现的非单调性。图 3 与图 5 表明,在一定范围内,某一频率的功率随差分群时延($\Delta\tau$)的增大而减小。因此,在偏振模色散自动补偿系统中,可以选择接收信号频谱中的一个频率分量的功率的变化情况作为检测变化的信号。但要注意,对每一个频率,其功率值相对都有一个单调范围。频率越低,单调范围越宽,可以检测的 $\Delta\tau$ 越大;图 3 还表明,频率越高,功率的变化率越大,即检测的灵敏度越高。但是,由式(10)可知,高频分量的绝对功率电平较低。因此,作为检测信号的频率不易过高,也不易过低。对于 10 Gbit/s 的非归零传输系统,可以选择 5 GHz 的频率作为偏振模色散自动补偿的检测信号。这时,检测范围可达 100 ps,同时又有相对较高功率电平。另一种方法是选择几个频率点,如 2.5 GHz、5 GHz 和 7.5 GHz,分段进行检测,可以使灵敏度和补偿范围都大大提高,缺点是增加了系统的复杂性。由图 6 可以明显看到,随着传输线路的引起的差分群时延的增加,信号质量随之变差。

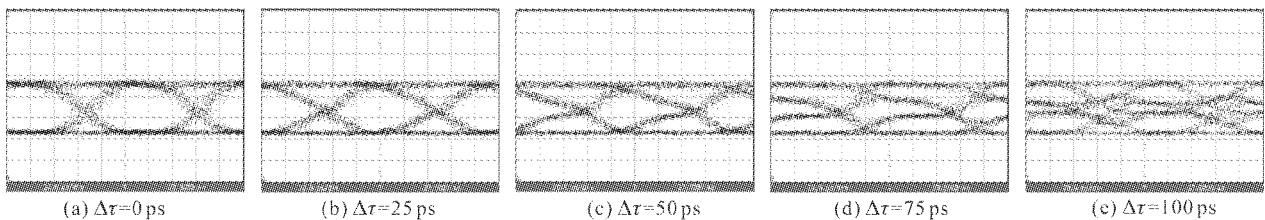


Fig. 6 Degradation of eyes patterns with differential group delay ($\Delta\tau$). (a) $\Delta\tau=0$ ps; (b) $\Delta\tau=25$ ps; (c) $\Delta\tau=50$ ps; (d) $\Delta\tau=75$ ps; (e) $\Delta\tau=100$ ps

结论 分析了由于偏振模色散引起的脉冲展宽对接收信号灵敏度的影响,给出了不同码型信号偏振模色散对系统的限制。然后分析了偏振模色散对接收信号功率谱的影响,并经过了实验验证。为进行偏振模色散自动补偿提供了一个重要依据,并据此提出了通过提取信号功率谱分量的进行偏振模色散补偿的基本方法。

参 考 文 献

- 1 Ciprut P, Gisin B *et al.*. Second-order polarization mode dispersion: Impact on analog and digital transmission. *J. Lightwave Tech.*, 1998, **16**(5):757~770
- 2 Foschini G J, Poole C D. Statistical theory of polarization dispersion in single mode fibers. *J. Lightwave Tech.*, 1991, **9**(11):1439~1456
- 3 Lathi B P. *Modern Digital and Analog Communication Systems*. Sacramento: California State University, 1983
- 4 Takahashi T, Imai T, Aiki M. Automatic compensation technique for time-wise fluctuating polarization mode dispersion in in-line amplifier systems. *Electron. Lett.*, 1994, **30**(4):348~349
- 5 Heismann F, Fishman D A, Wilson D L. Automatic compensation of first-order polarization mode dispersion in a 10 Gb/s transmission system. *ECOC '98*, Madrid, Spain, 1998, 529~530

Study on Effect of PMD-Induced Pulse Broadening on Sensitivity and Frequency Spectrum

Liu Jianfei^{1,3} Yu Jinlong¹ Wang Jian¹ Hu Hao¹
Liu Zhongheng² Yang Enze¹

¹ School of Electronics and Information Engineering, Tianjin Univ., Key Lab. of Opto-Electronics Information Technical Science, EMC, Tianjin 300072

² Huawei Com. Ltd., Shenzhen 518057

³ Hebei University of Technology, Tianjin 300130

(Received 4 February 2002; revised 10 June 200)

Abstract: The PMD-induced pulse broadening may cause degradation of receiver sensitivity and has negative effects on the power spectrum of received signals. The effect of PMD-induced pulse broadening on receiver sensitivity, the effect of PMD on the spectrum of received power is analyzed, and the experiment results are provided. Finally, the scheme with which the power of a certain frequency component is extracted as a feedback control signal in a PMD compensation system is discussed.

Key words: optical fiber communication technology; polarization mode dispersion (PMD); receiver sensitivity; power frequency spectrum; PMD compensation