

一种光纤色散监测的改进方法

李纯丹, 陈福深, 郑光金

(电子科技大学 宽带光纤传输与通信网技术教育部重点实验室 成都 610054)

【摘要】在双边带相位监测方法的基础上,对系统结构进行了改进,提出了一种用于非归零码光纤通信系统累积色散实时监测的新方法,并进行了详细的理论推导和仿真计算。结果表明,在不对发射机做任何修改的情况下,就可获得较高精度的监测。在1.55 μm 工作波段,10 Gb/s数据的累积色散监测范围达到 ± 640 ps/nm。

关键词 光纤色散; 色散实时监测; 累积色散; 监测音子

中图分类号 TN 913.7 文献标识码 A

An Improved Method for Fiber Dispersion Monitoring

Li Chundan, Chen Fushen, Zheng Guangjin

(Key Laboratory of Brodband Optical Fiber Transmission and Communication Networks UEST of China, Ministry of Education Chengdu 610054)

Abstract An improved method on the structure of double sideband phase detection in optical fiber communication system with non return to zero data is described for real-time accumulated dispersion monitoring, the theory of this method is deduced and the numerical simulation is presented. The results show that this method achieves quite precise monitoring value without any modification of transmitters. In the 1.55 μm region, the range of accumulated dispersion for 10Gb/s data reaches ± 640 ps/nm.

Key words chromatic dispersion; real-time dispersion monitoring; accumulated dispersion; pilot tone

近年来,光纤通信正朝着高速率和长距离的方向迅速发展。色散作为光纤的一种重要特性,它会引起光脉冲展宽,严重限制光纤通信的信息容量和传输距离。随着全光网络的广泛应用,拓扑结构也越来越复杂,光交叉连接设备的动态路由功能使得光传输路径具有很大的不确定性,从而产生不同的色散累积。现有的固定色散补偿技术很难实现对光纤信道的完全色散补偿,已经不能满足高速光纤通信系统可靠、正常运作的需要,实时色散监测并进行动态补偿研究已成为光纤通信领域研究的重要课题。当前的色散监测方法主要包括误码率与眼图监测法^[1]、时钟功率监测法和单音信号功率监测法^[2~4],但这些方法都存在一些缺点。文献[5]提出了一种较新的双边带相位监测方法,但使用该方法有需修改发射机的问题。本文针对该问题,对系统结构进行了改进,提出了一种用于非归零码(Non Return to Zero, NRZ)光纤系统色散监测的新方法,并进行了理论推导和仿真计算。

1 工作原理及理论推导

新方法应用在传统的光纤通信系统中,不需要对发射机内部作任何修改,只需在发射机外面加一个调制器,用单频监测音子对带有数据信号的光载波进行调制深度较小的强度调制,在光频上产生监测信号的单频上边带(Upper Side-Band, USB)和下边带(Lower Side-Band, LSB),如图1所示。在色散光纤中,由于色散

收稿日期: 2004-06-09

作者简介: 李纯丹(1979-),男,硕士生,主要从事高速率、长距离光纤通信技术方面的研究。

的作用,不同频率的光波会以不同的速度传输。在接收端分别用光滤波器提取光载波的上、下边带,光电转换后就能恢复出监测信号,通过监测上、下边带监测信号的相对时延差就可以计算出色散大小。

由于数字信号对监测信号相当于噪声,为了推导方便,本文只考虑没有数字信号时的情况。在不考虑啁啾时,连续光载波经过余弦监测音子的强度调制后,电场表达式为

$$E = \sqrt{I_0} [1 + m \cos(\omega_m t + \phi_m)] \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (1)$$

式中, I_0 为光强, m 为调制深度, ω_0 和 ϕ_0 分别为光载波的中心角频率和初始相位, ω_m 和 ϕ_m 分别为监测音子的角频率和初始相位。

将式(1)展开成傅里叶级数可以写成

$$E = \frac{\sqrt{I}}{2} \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i [\cos(\omega_0 t + \phi_0 + i\omega_m t + i\phi_m) + \cos(\omega_0 t + \phi_0 - i\omega_m t - i\phi_m)] \quad i=1, 2, 3, \dots \quad (2)$$

式中

$$\alpha_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} [1 + m \cos(\omega_m t + \phi_m)]^2 d(\omega_m t + \phi_m) \quad (3)$$

$$\alpha_i = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} [1 + m \cos(\omega_m t + \phi_m)]^2 \cos(i\omega_m t) d(\omega_m t + \phi_m) \quad i=1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

可见经过强度调制后,调制信号包含许多边带($\omega_0 \pm i\omega_m$, $i=1, 2, 3, \dots$), 第一边带 $\omega_0 \pm \omega_m$ 信号最强。忽略高阶边带后,该电场可以看成是由光载波和监测音子的第一边带(包括上边带和下边带)组成。在考虑增益和损耗的情况下,当传输距离 L 后,用 $E_0(L, t)$, $E_U(L, t)$, $E_L(L, t)$ 分别表示光载波和监测音子的上下边带在该处的场强,改写式(2)为

$$E'(L, t) = E_0(L, t) + E_U(L, t) + E_L(L, t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \phi_0 - \beta(\omega_0)L] + A_U \cos[\omega_0 t + \omega_m t + \phi_0 + \phi_m - \beta(\omega_0 + \omega_m)L] + A_L \cos[\omega_0 t - \omega_m t + \phi_0 - \phi_m - \beta(\omega_0 - \omega_m)L] \quad (5)$$

式中 $A_0 = \frac{\sqrt{I}}{2} \alpha_0 \sqrt{e^{-\alpha L}} G$, $A_U = A_L = \frac{\sqrt{I}}{2} \alpha_1 \sqrt{e^{-\alpha L}} G$ 为电场强度振幅; β 为相位传播常数,可以在 ω_0 附近展开成泰勒级数

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_0'(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_0''(\omega - \omega_0)^2 + \dots \quad (6)$$

式中 β_0 , β_0' , β_0'' 分别为光载频处的传播常数、群时延和群速色散。在不考虑高阶色散的情况下,代入式(5)后化简有

$$E_0(L, t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0 - \beta_0 L) \quad (7)$$

$$E_U(L, t) = A_U \cos[\omega_0 t + \omega_m t + \phi_0 + \phi_m - (\beta_0 + \beta_0' \omega_m + \frac{1}{2} \beta_0'' \omega_m^2)L] \quad (8)$$

$$E_L(L, t) = A_L \cos[\omega_0 t - \omega_m t + \phi_0 - \phi_m - (\beta_0 - \beta_0' \omega_m + \frac{1}{2} \beta_0'' \omega_m^2)L] \quad (9)$$

在监测端,用贝塞尔光滤波器滤出上边带 E_U 的同时会残留部分 E_0 ,因此投射至光电检测器的光功率为

$$P(t) = |E_U + KE_0|^2 = K^2 A_0^2 + A_U^2 + 2KA_0 A_U \cos(\omega_m t + \phi_m - \beta_0' \omega_m L - \frac{1}{2} \beta_0'' \omega_m^2 L) \quad (10)$$

式中 K 为与光滤波器有关的比例系数。该光功率经过灵敏度为 R 的光电检测器,得到光电流 $I = RP$,再经过带通滤波器后,就可得到上边带监测信号

$$i_U(t) = 2RKA_0 A_U \cos(\omega_m t + \phi_m - \beta_0' \omega_m L - \frac{1}{2} \beta_0'' \omega_m^2 L) \quad (11)$$

同理可得到下边带监测信号

$$i_L(t) = 2RKA_0 A_U \cos(\omega_m t + \phi_m - \beta_0' \omega_m L + \frac{1}{2} \beta_0'' \omega_m^2 L) \quad (12)$$

因此上下边带监测信号的相位差

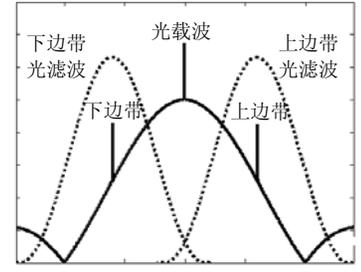


图1 上、下边带光滤波频谱示意图

$$\Delta\phi = -\beta_0'' \omega_m^2 L = \frac{\omega_m^2 \lambda^2 DL}{2\pi c} \quad (13)$$

式中 $D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_0''$ 为色散参数; c 为真空的光速; DL 为色散距离乘积, 又叫累积色散。

2 仿真系统的建立

在VPI公司的VPI transmission Maker平台上对Gbit/s的NRZ码型光纤通信系统进行了仿真, 系统结构模型如图2所示。发射机光载波中心频率为193.1 THz, 在强度调制器处被频率为 ω_m 的监测音子调制后输入G.652单模光纤。在接收端, 两个Bessel光滤波器分别提取出光载波的上边带, 其中心频率分别为 $\omega_0 + \omega_m$ 和 $\omega_0 - \omega_m$, 3 dB带宽大约等于 ω_m 。光电探测器后边的电带通滤波器中心频率等于 ω_m , 带宽大约为 $\omega_m/10$ 。最后的鉴相器完成对上下边带监测信号相位差的监测。

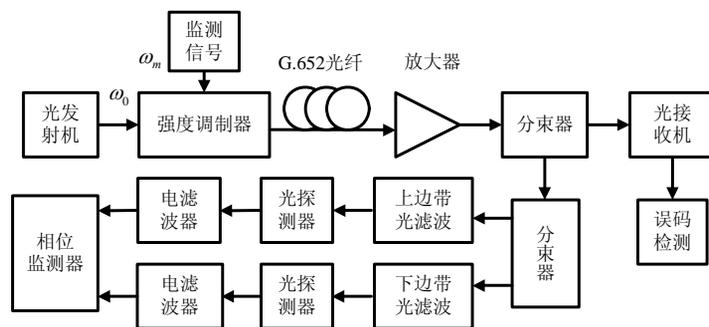


图2 色散监测系统结构示意图

监测音子的引入会导致数字信号误码率增加, 频率和调制深度是主要影响因素, 选取合适的监测音子频率和调制深度非常重要。

2.1 监测音子频率的选取

从式(13)可知, 使用较低频率的监测音子可以得到较大的监测范围。但从周期矩形脉冲的频谱来看, 其信号功率主要集中在第一个频谱功率为零的频率范围内, 只有当监测音子频率接近或大于该频率点时, 数字信号的失真才可以忽略。在较小调制深度下, 对不同频率的监测音子进行仿真, 数据误码率随色散光纤长度的变化曲线如图3所示。结果表明, 色散还是系统的主要限制因素, 系统监测音子频率小于8 GHz时对误码率的影响很大, 随着频率的增加误码率大体呈下降趋势。当频率在频谱功率零点处时误码率最小, 因此选用10 GHz作为监测音子的频率。

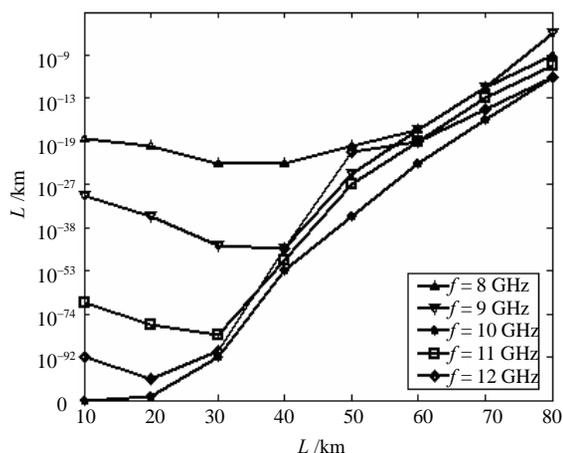


图3 不同频率监测音子的误码率曲线

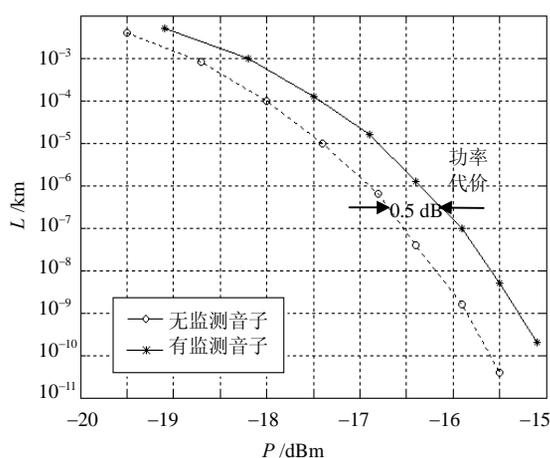


图4 发射机的输出光功率与误码率曲线

2.2 监测音子调制深度的选取

监测音子的引入实际上就是在数字信号中人为地加入了噪声,随着调制深度的增加,该噪声增大。为了保证误码率要求,总是希望调制深度尽量小,但是太小的调制深度无法保证监测信号的强度而使得接收端提取不到监测信号。当监测音子频率为10 GHz时,对不同的调制深度进行仿真,结果表明,数字信号的误码率随着调制器调制深度的增加而增大。当调制深度为0.2时,接收端有较强的监测信号,数据信号误码率的增加在可接受范围内,系统由此付出的功率代价约为0.5 dB,仿真结果如图4所示。

3 仿真结果与分析

通常情况下,鉴相器能够监测 $-180^\circ \sim +180^\circ$ 范围内的相位差^[6],由式(13)可以计算出当使用10 GHz的监测频率时,累积色散的监测范围约为 ± 640 ps/nm。在长距离波分复用光纤通信系统中,由于固定的色散补偿技术已不能完全补偿各信道的累积色散,此时该监测方法就非常有效。在不考虑调制器啁啾和非线性效应等情况下,信号经过了7段80 km长单模光纤的传输,每段光纤后面都使用色散补偿光纤进行了非完全补偿,最后得到的仿真结果如图5所示。图中实线是由式(13)得到的理论直线,星点为仿真的数据点。可以看出,仿真结果与理论直线吻合得相当好,验证了监测方法理论的正确性。

4 结 论

本文提出了一种用于NRZ码光纤通信系统累积色散监测的新方法。使用该监测方法不用对发射机内部作任何修改,通过监测光载波的上下两个边带监测信号的相位差就可以计算出累积色散的大小。在1.55 μm 工作波长区域,10 Gb/s数据的累积色散监测范围约为 ± 640 ps/nm,40 Gb/s数据的色散监测范围约为 ± 40 ps/nm。在高速率、长距离波分复用光纤通信系统中,如果使用动态可调谐的光滤波器还可以实现对多个信道累积色散的同时监测。

本文研究工作得到中兴通信科研基金资助,在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] Wiesmann R, Beck O, Heppner H. Cost effective performance monitoring in WDM systems [C]. In: Proc. Tech. Dig. OFC', Munich, 2000. 171-173
- [2] Sano A, Kataoka T, Tomizawa M, *et al.* Automatic dispersion equalization by monitoring extracted clock-power lever in a 40-Gb/s, 200-km transmission line[C]. In: Proc. ECOC', Kanagawa, 1996. 207-210
- [3] Petersen M N, Pan Z, Lee S, *et al.* Online chromatic dispersion monitoring and compensation using a single inband subcarrier tone[J]. IEEE Photon. Technol. Lett, 2002, 14(4): 570-572
- [4] Park K J, Youn C J, Lee J H. Performance comparisons of chromatic dispersion monitoring techniques using pilot tones[J]. IEEE Photon. Technol. Lett, 2003, 15(6): 873-875
- [5] Dimmick T E, Rossi G, Blumenthal D J. Optical dispersion monitoring technique using double sideband subcarriers[J]. IEEE Photon. Technol. Lett, 2002, 12(7): 900-902
- [6] Yu Qian, Pan Zhongqi, Yan Lian shan, *et al.* Chromatic dispersion monitoring technique using sideband optical filtering and clock phase-shift detection[J]. Journal of Lightwave Technology, 2002, 20(12): 2 267-2 271

编辑 熊思亮

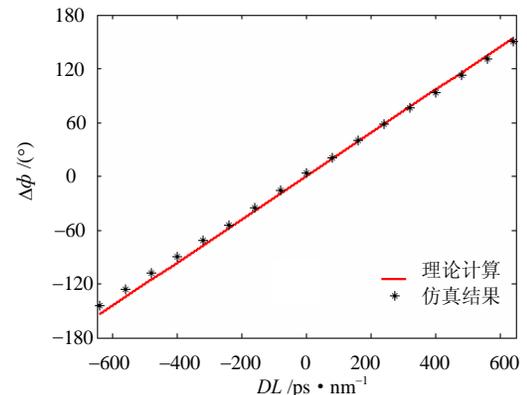


图5 不同累积色散值所对应的相位差