科学通报 2009 年 第 54 卷 第 20 期: 3060 ~ 3064
专题: 高速光电子 论 文 www.scichina.com csb.scichina.com
《中国科学》杂志社
SCIENCE IN CHINA PRESS

一种只需单个判决阈值的全光误码指示新方法

张旨遥[①], 周晓军[①], 叶通[②], 梁锐[①], 秦祖军[①], 刘永[①]

① 电子科技大学光电信息学院, 宽带光纤传输与通信网技术教育部重点实验室, 成都 610054;
② 上海交通大学电子工程系, 区域光通信网络与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200030
E-mail: zhangzhiyao@uestc. edu. cn

2008-11-25 收稿, 2009-02-04 接受
国家自然科学基金重点项目(批准号: 60377021)、教育部新世纪优秀人才支持计划(编号: NCET-07-0152)和四川省青年科学基金(批准号: 08ZQ026-012)资助项目

摘要 提出了一种基于自相位调制和带通滤波的全光误码指示新方法. 放大后的原比特流经过高非线性光纤的自相位调制和带通滤波器的带通滤波后输出误码指示信号流, 原比特流中的误码对应误码指示信号流中的高峰值功率脉冲, 而原比特流中的"1"码和"0"码对应误码指示信号流中的低峰值功率脉冲, 并且误码指示信号流与经过光延迟线的原比特流同步. 因此, 仅需在误码指示信号流中设置一个阈值就能判定原比特流中误码的位置. 通过数值实验, 我们对速率为 80 Gb/s 的归零码系统进行了验证. 该方法可作为未来采用归零码型的超高速光传输系统中误码指示的一种可选途径.

关键词
误码监测
自相位调制
带通滤波器
高非线性光纤

全光误码监测对未来高速大容量光传输与接入网络中的故障管理和光层保护等是至关重要的 [1~3]. 与传统的误码监测系统不同, 全光误码监测无需昂贵的高速光-电转换设备, 并且生成的误码指示信号流(EBIS)可以通过传输网络与原比特流同步传送到相应的网络结点进行处理, 这种实时监测的特性对未来全光网络十分有利. 2003 年, 香港理工大学的Chan等人利用两只注入锁定式的F-P型激光二极管分别作为全光逻辑"非"门和"同或"门, 实验得到了 10 Gb/s非归零码信号的EBIS[4]. Chan等人的工作对全光误码监测的发展起到了很好的指导作用. 但是, 由于F-P型激光二极管中载流子的动态输运过程较慢, 该方案很难应用于速率高于 40 Gb/s的光传输网络.

我们提出了一种新颖的全光误码指示方法. 该方法利用高非线性光纤(HNF)中的自相位调制(SPM)效应和光学带通滤波器(BPF)生成EBIS, 可以实现超高速OTDM传输系统中归零码(RZ)信号的全光误码指示 [5,6]. 本文对 80 Gb/s的RZ码型比特流进行了数值实验, 计算结果表明: 仅需在EBIS中设置一个阈值就能识别出原比特流中的误码.

1 系统结构和工作原理

1.1 系统结构

图 1 为全光误码监测系统的结构示意图. 原比特流(OBS)由光耦合器分束成两路, 一路经掺铒光纤放大器(EDFA)放大后进入误码指示器 EBI(图中虚线框内部分所示)生成 EBIS, 另一路经光延迟线(ODL)延迟后与 EBIS 同步. 两路比特流通过传输网络传送到相应网络结点进行处理, 例如: 通过光控光开关和光逻辑门可以

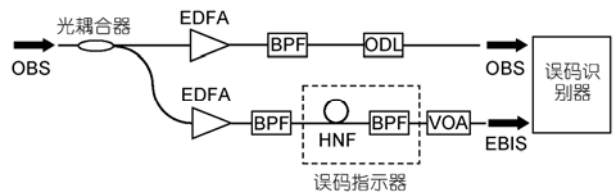


图 1 全光误码监测系统结构示意图

ODL 为光延迟线; BPF 为带通滤波器; HNF 为高非线性光纤; VOA 为可调光衰减器; EDFA 为掺铒光纤放大器; OBS 为原比特流; EBIS 为误码指示信号流

引用格式: 张旨遥, 周晓军, 叶通, 等. 一种只需单个判决阈值的全光误码指示新方法. 科学通报, 2009, 54: 3060~3064
Zhang Z Y, Zhou X J, Ye T, et al. A novel bit-error indicating scheme using only one judge threshold. Chinese Sci Bull, 2009, 54: 3674－3678, doi: 10.1007/s11434- 009-0291-3

实现误码位置、持续时间及误码率等的测量.

1.2 工作原理

图 2 给出了图 1 中虚线框内所示误码指示器(EBI)的工作原理. EBI 由两部分组成: 首先, 经 EDFA 放大后的 OBS 进入 HNF, HNF 中的 SPM 效应在信号脉冲中引入非线性相移, 使信号脉冲的频谱发生展宽甚至分裂; 随后, HNF 的输出比特流经具有与 OBS 相同中心波长的 BPF 滤波后得到 EBIS. 在 EBI 中, 经 EDFA 放大后的 OBS 会出现三种典型的现象: 第一种, 当输入信号脉冲为“0”码时, 由于其具有低的峰值功率, 在 HNF 中 SPM 作用很弱, 信号脉冲频谱展宽很小, 脉冲的绝大部分能量通过 BPF, 但由于输入脉冲峰值功率小, 所以输出脉冲峰值功率很小; 第二种, 当输入信号脉冲为“1”码时, 由于其具有高的峰值功率, 在 HNF 中 SPM 作用很强, 通过合理设计 EDFA 增益和 HNF 长度, SPM 使脉冲频谱严重展宽, 并且由于非线性相移导致的频域相干, 脉冲频谱在中心波长处发生分裂, 脉冲能量中绝大部分无法通过 BPF, 虽然输入脉冲峰值功率大, 但是 EBI 输出脉冲峰值功率仍然很小; 第三种, 当输入信号脉冲为误码(“Error”)时, 由于其峰值功率介于“0”码和“1”码之间, 所以 SPM 使脉冲频谱展宽但不发生分裂, 经过 BPF 滤波后输出脉冲峰值功率是三种状态中最大的. 引起 SPM 的光学克尔效应是光纤中典型的三阶非线性效应, 其响应时间在飞秒量级, 因此, 本文提出的全光误码指示方法在未来超高速网络中具有潜在应用价值.

2 理论分析及数值实验

2.1 理论分析

超短光脉冲在光纤中的传输满足广义非线性薛定谔方程(GNLS)[7]:

$$\frac{\partial A}{\partial z}+\frac{\alpha}{2}A+\frac{i\beta_2}{2}\frac{\partial^2 A}{\partial T^2}-\frac{\beta_3}{6}\frac{\partial^3 A}{\partial T^3}=i\gamma\left(|A|^2A+\frac{i}{\omega_0}\frac{\partial(|A|^2A)}{\partial T}-T_R A\frac{\partial|A|^2}{\partial T}\right),\tag{1}$$

式中 A 和 ω_0 分别为光脉冲的慢变包络复振幅和中心角频率. T 和 z 分别为随群速度移动坐标系中的时间坐标和空间坐标. α, β_2, β_3, γ和 T_R 分别为光纤的损耗系数、群速度色散(GVD)系数、三阶色散(TOD)系数、非线性系数和拉曼延迟响应函数一阶矩. (1)式左边第 2 项到第 4 项分别描述了光纤的损耗、群速度色散和三阶色散; 右边第 1 项到第 3 项分别表示 SPM、自陡效应和拉曼响应.

为了简化分析, 我们首先忽略(1)式中的所有色散项、自陡效应项和拉曼响应项, 得到仅包含光纤损耗和 SPM 效应在内的光脉冲传输方程:

$$\frac{\partial A}{\partial z}+\frac{\alpha}{2}A=i\gamma|A|^2A,\tag{2}$$

令慢变包络复振幅 $A=V\cdot\exp(i\cdot\phi_{NL})$, 代入(2)式并分离实部和虚部得到:

$$\frac{\partial V}{\partial z}=-\frac{\alpha}{2}\cdot V,\tag{3}$$

$$\frac{\partial\phi_{NL}}{\partial z}=\gamma\cdot|V|^2,\tag{4}$$

式中 V 和 ϕ_{NL} 分别为复振幅和非线性相移, 两者都是时间 T 和位置 z 的函数. 设输入脉冲复振幅为 V_0, V_0 仅为时间 T 的函数, 则由(3)和(4)式得到:

$$V(z)=V_0\cdot\exp\left(-\frac{\alpha}{2}\cdot z\right),\tag{5}$$

$$\phi_{NL}(z)=L_{\text{eff}}\cdot\gamma\cdot P,\tag{6}$$

式中 $L_{\text{eff}}=\dfrac{1-\exp(-\alpha z)}{\alpha}$ 和 $P=|V_0|^2$ 分别为光纤有效长度和脉冲功率. 从(6)式可以看到, 脉冲内各时刻

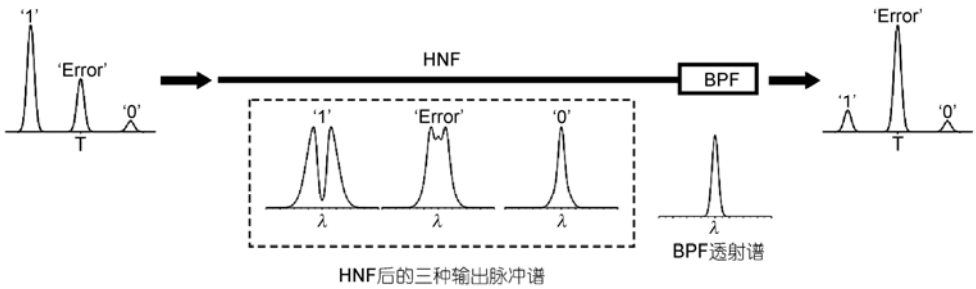


图 2 误码指示器工作原理示意图

的非线性相移与该时刻的脉冲功率成正比. 定义 SPM 所致啁啾 $\Delta\omega(T)$ 为:

$$\Delta\omega(T)=-\frac{\partial\phi_{NL}}{\partial T}. \tag{7}$$

对于高斯脉冲 $V_0(T)=V_{\text{peak}}\cdot\exp\left(-\frac{T^2}{2T_0^2}\right)$, 根据(7)式得 SPM 所致啁啾为:

$$\Delta\omega(T)=\frac{T}{T_0^2}\cdot L_{\text{eff}}\cdot\gamma\cdot P_{\text{peak}}\cdot\exp\left(-\frac{T^2}{T_0^2}\right), \tag{8}$$

式中 $P_{\text{peak}}=|V_{\text{peak}}|^2$ 和 T_0 分别为输入脉冲峰值功率和脉冲半宽度(以功率下降到峰值 1/e 处定义). 图 3 自上而下依次为归一化高斯脉冲功率、非线性相移和啁啾随时间的分布.

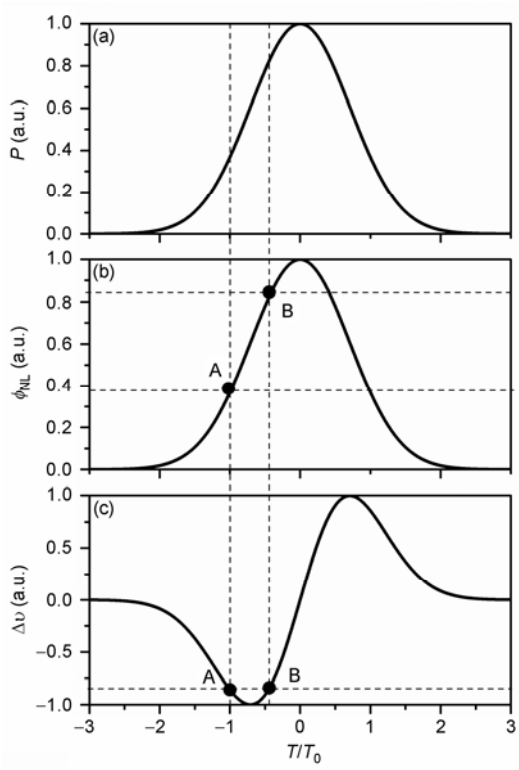


图 3 归一化高斯脉冲功率(a)、非线性相移(b)和啁啾(c)随时间的分布

从图 3 可以看到, 脉冲在两个不同的时刻有相同的啁啾, 但对应时刻的非线性相移不同(图 3 中 A, B 两点), 这表明脉冲包含具有同一频率但相位不同的两个波, 它们的相对相位差引起的频域内相长或相消干涉形成脉冲频谱的分裂. 这也是本文所提出全光误码指示方法的关键点. 最大非线性相移出现在脉冲中心处:

$$\phi_{\max}=L_{\text{eff}}\cdot\gamma\cdot P_{\text{peak}}. \tag{9}$$

图 4 给出了 $\phi_{\max}$ 分别为 0, 0.5π, π和 1.5π时的归一化脉冲频谱. 当 $\phi_{\max}$ 在 0 和 0.5π 之间时, 脉冲频谱展宽很小, 对应本方法的"0"码情况; 当 $\phi_{\max}$ 在 0.5π 和π之间时, 脉冲频谱展宽较大, 但不发生分裂, 对应本方法的误码("Error")情况; 当 $\phi_{\max}$ 在π和 1.5π 之间时, 脉冲频谱展宽很大并且发生分裂, 对应本方法的"1"码情况. 经过具有与 OBS 相同中心波长的 BPF 滤波后, 误码("Error")情况输出脉冲峰值功率最大, 因此本文提出的方法能实现 OBS 中误码的指示.

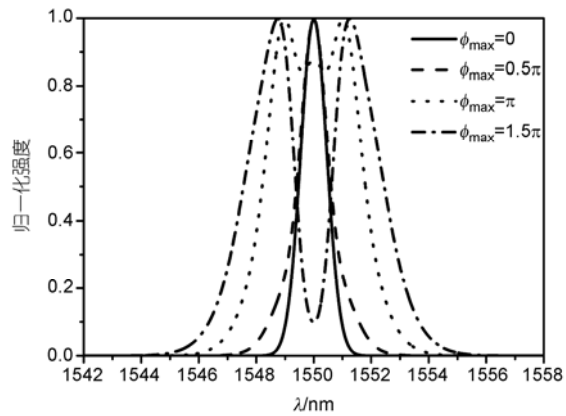


图 4 归一化脉冲频谱

在所有被忽略的色散及高阶非线性效应中, GVD对SPM所致频谱展宽和分裂的影响最大. SPM在脉冲内引入正啁啾, 脉冲前沿中心波长红移, 脉冲后沿中心波长蓝移, 所以正常GVD会使脉冲展宽, 峰值功率降低, 非线性相移减小, 为了获得脉冲频谱分裂, 需要较高的入射脉冲峰值功率; 反常GVD会使脉冲压缩, 峰值功率增加, 非线性相移增加, 较小的入射脉冲峰值功率就能实现脉冲频谱分裂. 综上所述, 为了在较小功率下实现误码指示功能, 且尽量减小GVD对SPM所致频谱展宽及分裂的影响, 误码指示器中的HNF采用非线性系数γ高、GVD系数β_2低的反常色散平坦光纤(ADFF). 此外, 本研究所采用的BPF与文献 [6]和 [8]中的BPF类似, 具有高斯型透射谱. 表 1 列出了ADFF和BPF参数.

本研究考虑速率为 80 Gb/s 的 RZ 码型 OBS, 脉冲为高斯波形, 中心波长为 1550 nm, 脉冲宽度(FWHM)为 3.33 ps(T_0 = 2 ps). 如果仅考虑 SPM, 当"1"码脉冲

表 1　ADFF 和 BPF 参数

符号	物理量	数值
β_2	GVD 系数/ps^2/km^{-1}	–3.1992
β_3	TOD 系数/ps^3/km^{-1}	0.0244
γ	非线性系数/W$^{-1}\cdot$km^{-1}	3.9
T_R	拉曼响应函数一阶矩/fs	3
α	损耗系数/dB/km^{-1}	0.24
L	光纤长度/m	750
λ_0	BPF 中心波长/nm	1550
$\Delta\lambda$	BPF 的 3 dB 带宽/nm	1

峰值功率为 $P_{\text{peak}}=1.61$ W 时，最大非线性相移 $\phi_{\max}=1.5\pi$，脉冲频谱发生分裂. 此时，量化GVD效应作用大小的色散长度为 $L_D=T_0^2/|\beta_2|=1250$ m，量化SPM效应作用大小的非线性长度为 $L_{NL}=1/(\gamma\cdot P_{\text{peak}})=159$ m. 由于 $L_{NL}<L<L_D$，本文所采用 ADFF 中反常GVD对“1”码脉冲频谱分裂的影响不大.

2.2　数值实验

为了验证 EBI 在上述速率为 80 Gb/s 的 RZ 码系统中的性能，我们利用分步傅里叶方法对(1)式进行了数值求解. 图 5 为 EBI 输出脉冲峰值功率随输入脉冲峰值功率的变化曲线. 图中水平虚线对应的功率值为 EBI 输出 EBIS 的误码判决阈值，而两竖直点线对应的功率值为相应的 OBS 误码判决阈值. EBIS 中峰值功率高于水平虚线的输出脉冲所对应的输入脉冲为 OBS 中的误码. 因此，经 EBI 转换后，仅需要一个判决阈值就能代替传统误码监测中所需要的两个判决阈值，大大简化了系统结构. 从图 5 还可以看到，由于反常 GVD 的影响，“1”码脉冲频谱分裂所需要的入射峰值功率为 1.06 W，低于仅考虑 SPM 时的 1.61 W，这与 2.1 节中关于 GVD 对 SPM 所致频谱展宽和分裂影响的理论分析一致. L=750 m 时，EBIS 中“Error”码和“1”码峰值功率的最大对比度为 4.8 dB. 此外，我们还计算了 L = 500 和 1000 m 时 EBIS 中“Error”码和“1”码峰值功率的最大对比度，分别为 11.6 和 2.2 dB. 由此可见，光纤越短，反常 GVD 对脉冲频谱分裂的影响越小，但是实现脉冲频谱分裂所需要的入射脉冲峰值功率越大，计算得到 L = 500 和 1000 m 时，“1”码脉冲频谱分裂所需要入射峰值功率分别为 1.6 和 0.82 W.

最后，我们利用长度为 8 bit 的带误码的信号比特流“1E0EEE10”对 EBI 在上述速率为 80 Gb/s 的 RZ

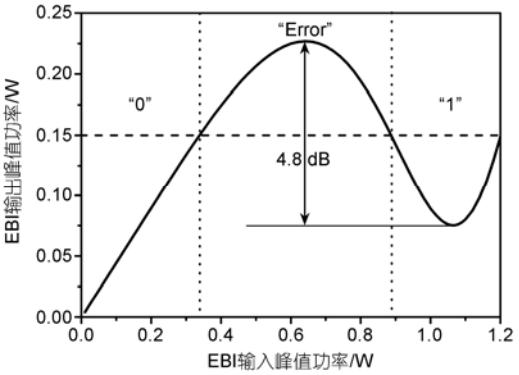


图 5　EBI 输出脉冲峰值功率随输入脉冲峰值功率的变化曲线

码系统中的性能进行了仿真. 图 6 为 EBI 的 OBS 输入(a)和相应的 EBIS 输出(b). 从图中可以看到，OBS 与 EBIS 在时间上同步，且 OBS 中的误码在 EBIS 中对应高峰值功率脉冲，所以只需在 EBIS 中设置一个阈值就能判定 OBS 中误码的位置. 因此，EBI 生成的 EBIS 具有误码指示功能. 由于 BPF 的滤波特性，EBIS 中脉冲宽度较 OBS 中脉冲宽度略有增加，且 EBIS 中“1”码脉冲的前后沿会有小脉冲出现，但是并不影响误码的判断.

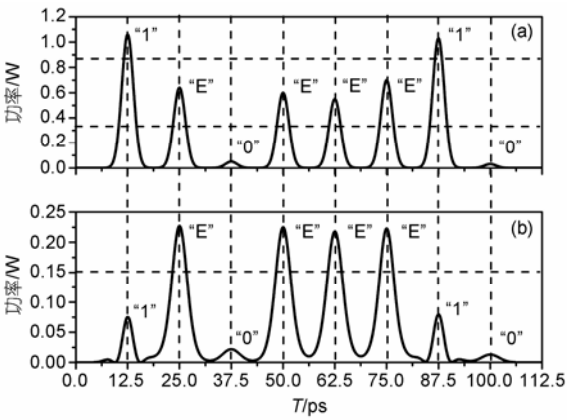


图 6　EBI 的 OBS 输入(a)和 EBIS 输出(b)

3　结论

本文提出了一种基于高非线性光纤中自相位调制效应和带通滤波器带通滤波特性实现实时全光误码指示的新方法，并进行了理论分析和数值实验验证. 对于速率为 80 Gb/s 的 RZ 码比特流，仿真结果表明：经功率放大后的原比特流通过误码指示器生成与原比特流同步的误码指示信号流，误码指示信号流中的高峰值功率脉冲对应误码，因此，本文提出的

方法能实现超高速信号的误码指示功能. 此外, 与传统误码监测需要两个误码判决阈值不同, 该方法仅需要一个误码判决阈值, 大大简化了误码监测系统结构. 如果选用非线性系数更大、反常色散系数更小的光纤, 系统所需要的入射脉冲功率会大大减小, 并且输出误码指示信号流中“Error”码和“1”码峰值功率的最大对比度会大大增加. 总而言之, 本文提出的方法可被用于超高速 RZ 码信号的全光误码指示和监测.

参考文献

1 Okamoto S. Photonic transport networks architecture and OA&M technologies to create large scale robust networks. IEEE J Select Areas Commun, 1998, 16: 995—1007[DOI]

2 Shake I, Takara H. Averaged Q-factor method using amplitude histogram evaluation for transparent monitoring of optical signal-to-noise ratio degradation in optical transmission System. J Lightwave Technol, 2002, 20: 1367—1373[DOI]

3 Ding L, Zhong W D, Lu C, et al. New bit-error-rate monitoring technique based on histograms and curve fitting. Opt Express, 2004, 12: 2507—2511[DOI]

4 Chan L Y, Qureshi K K, Wai P K A, et al. All-optical bit-error monitoring system using cascaded inverted wavelength converter and optical NOR gate. IEEE Photon Technol Lett, 2003, 15: 593—595[DOI]

5 Kwok C H, Lin C L. Polarization-insensitive all-optical NRZ-to-RZ format conversion by spectral filtering of a cross phase modulation broadened signal spectrum. IEEE J Select Topics Quantum Electron, 2006, 12: 451—458[DOI]

6 Dong J J, Zhang X L, Xu J, et al. 40 Gb/s all-optical NRZ to RZ format conversion using single SOA assisted by optical bandpass filter. Opt Express, 2007, 15: 2907—2914[DOI]

7 Agrawal G P. Nonlinear Fiber Optics. 4th ed. San Diego: Academic Press, 2007. 80—83

8 Oda S, Maruta A. Two-bit all-optical analog-to-digital conversion by filtering broadened and split spectrum induced by soliton effect or self-phase modulation in fiber. IEEE J Select Topics Quantum Electron, 2006, 12: 307—314[DOI]