

带间与带内串扰的理论分析与实验研究*

申云峰 何华杰 顾婉仪 李国瑞 徐大雄

(北京邮电大学 128 信箱 北京 100876)

提要 在波分复用(WDM)系统中不同信道之间的串扰将恶化每路信号的消光比,而多波长光交叉连接网络中还会出现带内串扰的情况,它所产生的拍频噪声对系统的影响远大于带间串扰。从不同的角度分析了这两种串扰,理论分析的结果与实验现象吻合良好。

关键词 多波长光交叉连接网络,带间串扰,带内串扰,误码率

1 引 言

以波分复用(WDM)传输和波长交叉连接为特点的多波长光交叉连接网络近年来成为研究的热点^[1]。在传统的 WDM 系统中,由于波长选择器件(如波分复用器/解复用器和可调谐光滤波器)性能的不完善,相邻波长信道之间会产生串扰,对系统性能造成影响。这种串扰被称为带间串扰(interband crosstalk)。这种串扰是一种加性串扰,即表现为在信号上叠加了一定功率的噪声,恶化了信号的消光比。而在多波长光交叉连接网络中,所有光纤链路中都波分复用了同一组波长,光交叉连接设备(OXC——Optical Cross-Connect)要对多条输入链路中的所有波长进行交叉连接,再复用(或耦合)到输出链路中。这样,在重新复用或耦合时,带间串扰就会转化为带内串扰^[2](intraband crosstalk),即不同链路中相同波长间的串扰和同一信号与自身的串扰。当光通道经过多个 OXC 时,由于每个 OXC 中波长选择器件的作用,带间串扰不会随着节点数的增加而积累。而带内串扰和信号在同一波长信道内,不受波长选择器件的影响,将随着节点数的增加而不断积累。因此带内串扰需要进行着重研究。

参考文献[3~5]已经对 OXC 中的串扰现象进行了研究,文献[3]将所有串扰都视为加性串扰,没有考虑串扰与信号的差拍。文献[4,5]研究了串扰与信号频率相同时,它们之间的拍频噪声对系统性能的影响。但是在[4]和[5]的实验系统中,作者使用的是外调制光源,线宽为 40 MHz,远小于接收机的带宽。文献[6]在理论上研究了拍频噪声与光源线宽的关系,证明了当线宽大于接收机带宽时,拍频噪声的影响将减小。

本文在理论上用简明的方法分析了直接调制情况下,带间串扰与带内串扰对系统误码率的影响。我们认为带间串扰主要通过恶化信号的消光比起作用;而带内串扰表现为对信号的“0”码和“1”码叠加了不同幅度噪声,实验结果与理论模拟有良好的吻合。

* 国家 863 计划资助项目。

2 理论分析

假设接收机的噪声谱为高斯型,则系统的误码率可以表示为^[7]

$$\text{BER} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}Q} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right) \quad (1)$$

其中 $Q = \frac{s_1 - s_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$, s_1, s_0 和 σ_1, σ_0 分别是“1”码和“0”码时的信号和噪声。当光源的消光比为 r 时, s_1 和 s_0 可以表示为

$$s_1 = \frac{q\eta P_s}{h\nu} \frac{2r}{r+1} \quad (2)$$

$$s_0 = \frac{q\eta P_s}{h\nu} \frac{2}{r+1} \quad (3)$$

式中 q 为电子电荷, η 为检测器的量子效率, h 为普朗克常量, ν 为光频, P_s 为信号的平均功率。将 (2), (3) 代入 Q 值的表达式可得

$$Q = \frac{\frac{q\eta P_s}{h\nu} \frac{2(r-1)}{r+1}}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (4)$$

没有串扰时,认为 $\sigma_1 = \sigma_0 = \sigma$ 。存在串扰时,只要根据串扰的特点计算出 Q 值,就可以求出相应的系统误码率。

2.1 带间串扰

在接收机进行光电检测时,由于相邻信道差拍出的中频频率远远超出了接收机的响应频带,因而带间串扰与信号不会形成拍频噪声,而是体现为同时增加了“1”码和“0”码的光功率,所以我们将串扰对信号的影响等效为使原信号的消光比恶化。为讨论方便,也与后面描述的实验条件一致,假设串扰光是稳定的直流光功率。当存在平均功率为 P_s 的带间串扰时,信号的消光比可以表示为

$$r' = \frac{P_s(1)}{P_s(0)} = \frac{P_s(1) + P_s}{P_s(0) + P_s} \quad (5)$$

式中 $P_s(1)$ 和 $P_s(0)$ 分别为“1”码和“0”码时的光功率。将 r' 代入 (4) 中计算出此时的 Q 值,从而得到相应的误码率。由于带内串扰只体现为功率的叠加,所以它对系统误码率的影响与信号和串扰的极化状态无关。

2.2 带内串扰

带内串扰可以分为两种情况:同一信号与自身的串扰和不同输入链路中相同波长信号间的串扰。前一种串扰发生在同一输入链路中多个波长经波长选择器件分开后,又重新复用(或耦合)到同一输出链路中时。这时信号光和串扰光的中心频率完全相同,但由于激光器随机相位噪声的影响,光电检测时它们之间会产生拍频噪声,落在接收机带宽内,对系统性能造成严重影响。由于不同链路中相同波长的信号是由不同的光源产生的,它们之间可能存在微小的频率差。这样,后一种串扰产生的差拍对系统的影响将取决于中频和接收机带宽的关系。因为前一种情况的串扰对系统的影响更大,为了简化分析过程,下面只研究中心频率完全相同情况下的串扰。

存在带内串扰时,电场的表达式为

$$\vec{E}(t) = E_s \cos[\omega t + \Phi_s(t)] \hat{i}_s(t) + E_x \cos[\omega t + \Phi_x(t)] \hat{i}_x(t) \quad (6)$$

式中 E_s 和 E_x 分别为信号和串扰电场强度的幅度, $\Phi_s(t)$ 和 $\Phi_x(t)$ 为两者的相位噪声, $\vec{i}_s(t)$ 和 $\vec{i}_x(t)$ 为两电场强度的单位矢量, 代表极化方向, ω 为两者的中心频率。接收机检测到“1”码和“0”码时的光生电流分别为

$$I_1(t) = \frac{q\eta P_{s1}}{h\nu} + \frac{q\eta}{h\nu} 4 \sqrt{P_{s1}P_x} \cos[\Phi_s(t) - \Phi_x(t)] [\vec{i}_s(t) \cdot \vec{i}_x(t)] \quad (7)$$

$$I_0(t) = \frac{q\eta P_{s0}}{h\nu} + \frac{q\eta}{h\nu} 4 \sqrt{P_{s0}P_x} \cos[\Phi_s(t) - \Phi_x(t)] [\vec{i}_s(t) \cdot \vec{i}_x(t)] \quad (8)$$

由于 P_x 比 P_s 小得多, 式中忽略了 P_x 项。上面两式的前一项是信号的光生电流, 后一项是串扰与信号的拍频噪声。请注意式(7), (8) 与文献[4]中式(2)的表达式有所不同。这是因为信号与串扰不会同步, 我们认为应该考虑串扰的平均功率而不是串扰的“1”码和“0”码对信号的影响。由公式可以看出串扰光和信号光的极化状态对拍频噪声的影响很大。当两者的极化状态相同时拍频噪声具有最大值, 极化状态正交时拍频噪声为零。在下面的分析中, 考虑最恶化的情况, 即两者的极化状态相同, $\vec{i}_s(t) \cdot \vec{i}_x(t) = 1$ 。我们还可以看出串扰对信号的影响在信号为“1”码和“0”码时是不同的, 因此应该分别计算“1”码和“0”码时的噪声功率。

令 $\Phi(t) = \Phi_s(t) - \Phi_x(t)$, 相位随机变量 $\Phi(t)$ 服从高斯分布

$$P(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta(\tau)^2}} \exp\left[-\frac{\Phi^2}{2\delta(\tau)^2}\right] \quad (9)$$

对于功率谱密度函数为洛仑兹线型的激光器来说, $\delta(\tau)^2 = 2\pi\Delta\nu\tau$, $\Delta\nu$ 为激光器的 3 dB 线宽, τ 为信号路径和串扰路径的时延差。通过计算(7), (8) 的自协相关函数, 再进行傅里叶变换, 在 $2\pi\Delta\nu\tau \gg 1$ 的条件下(直接调制情况下很容易满足), 得到噪声的功率谱密度

$$N_{1,0}(f) = \left(\frac{q\eta}{h\nu}\right)^2 \frac{16P_{s1,0}P_x}{\pi} \left(\frac{\Delta\nu}{f^2 + \Delta\nu^2}\right) \quad (10)$$

在接收机的带宽内对上式积分可求出相应的 $\sigma_1'^2$ 和 $\sigma_0'^2$ 。此时有

$$Q' = \frac{P_s 2 \frac{r-1}{r+1}}{\sqrt{\sigma^2 + \sigma_1'^2} + \sqrt{\sigma^2 + \sigma_0'^2}} \quad (11)$$

3 系统实验

测量带间串扰对系统误码率影响的实验框图如图 1 所示。图中 Tx1 的 DFB 激光器被 622 Mb/s 的伪随机序列直接调制, 光信号经过隔离器和极化控制器后进入 50:50 的星型耦合器, 其波长为 1554.5 nm。在没有串扰的情况下, $P_s = -30.0$ dBm 时 $\text{BER} = 1.0 \times 10^{-10}$, $P_s = -31.0$ dBm 时 $\text{BER} = 4.0 \times 10^{-10}$, $r = 10$ dB, 谱线宽度(调制后) $\Delta\nu = 11.7$ GHz, 接收机的带宽为 600 MHz。Tx2 的信号经过光衰减器和极化控制器后也进入星型耦合器, 其波长为 1550.2 nm。在保持进入接收机的信号光功率分别为 -30 dBm 和 -31 dBm 的情况下, 测量了串扰光功率与系统误码率的关系, 如图 2 所示。实验中发现调节串扰光的极化状态对系统误码率基本没有影响。这说明带间串扰对信号的影响表现为功率的叠加, 与它们之间的极化状态没有关系。

测量带内串扰对系统误码率影响的实验框图如图 3 所示。图中的 Tx 与上面的 Tx1 完全相同, Rx 也与上面的 Rx 相同。光信号经过星型耦合器后分为两路: 一路直接经过极化控制器进入耦合器; 另一路经过 900m 光纤、光衰减器和极化控制器后进入耦合器。这种情况下串扰

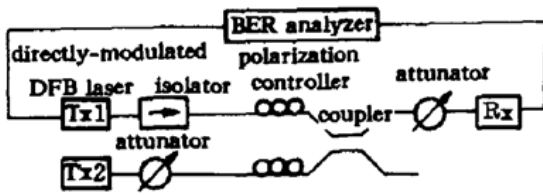


图 1 测量带间串扰与误码率关系的实验框图
Fig. 1 The experimental setup for measuring the relationship between interband crosstalk and BER

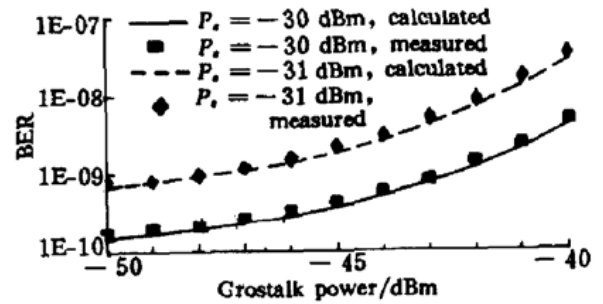


图 2 带间串扰功率与接收机误码率的关系
Fig. 2 BER versus interband crosstalk power

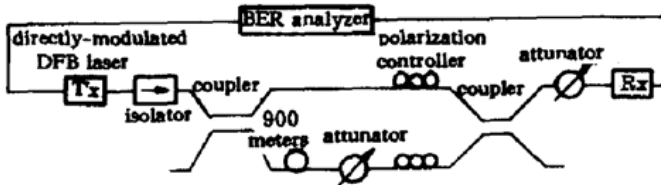


图 3 测量带内串扰与误码率关系的实验框图
Fig. 3 The experimental setup for measuring the relationship between intraband crosstalk and BER

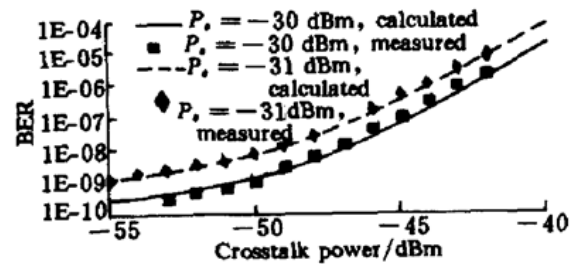


图 4 带内串扰功率与接收机误码率的关系
Fig. 4 BER versus intraband crosstalk power

光与信号光的中心频率完全相同,可以测量带内串扰对相同误码率的影响。串扰路中的 900 m 光纤是为了使信号与串扰的光程差大于光源的相干长度。实验中发现改变串扰光和信号光的极化状态时,系统误码率的变化非常大,符合我们的理论分析。调节串扰光路的极化控制器,使拍频噪声达到最大,然后仍然保持进入接收机的信号光功率分别为 -30 dBm 和 -31 dBm,对串扰光功率与系统误码率进行了测量,如图 4 所示。

4 讨 论

根据系统在无串扰情况下的接收机光功率与误码率的关系可以反推出 σ/η 的值,信号光的谱线宽度和消光比可以直接测得。在理论分析中无需取任何假定值或经验值,所以这种方法简明可信。

从图 2 看出带间串扰的误码率实测值比计算值略有恶化,这是因为在计算中只考虑了串扰对消光比的影响,而实际当“1”,“0”码的光功率增加时其噪声也随之有所增加。此外,在图 1 的实验中,模拟带间串扰的光源没有加调制,发出的是直流光。在实际系统中,带间串扰可以是模拟或不同速率的数字信号调制的光,它引起消光比的恶化应取“1”码的功率最小值与“0”码功率的最大值的比。故我们的计算略有优化。

在实验中观察到带间串扰的影响远小于带内串扰的影响,其原因从(7),(8)可明显地表现出来。带间串扰只与 P_s 有关,而带内串扰噪声与 $\sqrt{P_s P_c}$ 成正比,且 $P_s \gg P_c$ 。实际系统中,带间干扰是经调制的光信号,它所引起的串扰比我们的实验有所增加,即使如此,与带内串扰相比,它

也是在较低的水平上恶化误码率。因此,可以认为多波长光交叉连接网络中带内串扰将主要决定系统的性能和质量。另外,极化状态对带间串扰基本没有影响,但对带内串扰影响很大。在实际系统中往往是多路复用,所以不能期望调节极化态来改善每一路信道的带内串扰。在系统设计时需要考虑某些路信道可能出现最恶化的情况。

在本实验中激光器工作在直接调制方式下,其谱线宽度为 11.7 GHz,远远大于外调制方式下的谱线宽度。随着谱线宽度的增加,带内串扰的影响下降,比较我们的实验结果与文献[4]的结果可以看出这一点。

参 考 文 献

- 1 G. R. Hill, P. J. Chidgey, F. Kaufhold *et al.*. A transport network layer based on optical network elements. *J. Lightwave Technol.*, 1993, 11(5/6): 667~679
- 2 Jingyu Zhou, R. Cadeddu, E. Casaccia *et al.*. Crosstalk in multiwavelength optical cross-connect networks. *J. Lightwave Technol.*, 1996, 14(6): 1423~1435
- 3 Chung-Sheng Li, Franklin Fuk-Kay Tong. Crosstalk penalty in an all-optical network using dynamic wavelength routers. in Proc OFC'94, Technical Digest, San Diego, CA, 1994, 174~176
- 4 E. L. Goldstein, L. Eskildsen, A. F. Elrefaie. Performance implications of component crosstalk in transparent lightwave networks. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1994, 6(5): 657~660
- 5 E. L. Goldstein, L. Eskildsen. Scaling Limitations in transparent optical networks due to low-level crosstalk. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1995, 7(1): 93~94
- 6 Chung-Sheng Li, Frank Tong. Crosstalk and interference penalty in all-optical networks using static wavelength routers. *J. Lightwave Technol.*, 1996, 14(6): 1120~1126
- 7 N. A. Olsson. Lightwave system with optical amplifiers. *J. Lightwave Technol.*, 1989, 7(7): 1071~1082

Theoretic Analysis and Experimental Research of Interband and Intraband Crosstalks

Shen Yunfeng He Huajie Gu Wanyi Li Guorui Xu Daxiong
(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876)

Abstract The interband crosstalk in the WDM system will degrade the system BER by penalizing the extinction ratio in each channel. But in multi-wavelength optical cross-connect networks, there is another kind of crosstalk, intraband crosstalk, in addition to the interband crosstalk. The intraband crosstalk will result in beat-noise which can be detected by the receiver and has more severe impact on the system BER than interband crosstalk. In this paper, we analyze two kinds of crosstalks, and show that our calculated results coincide with the results from experiment very well.

Keywords multi-wavelength optical cross-connect networks, interband crosstalk, intraband crosstalk, BER