

# 波分复用环网中带内串扰的精确分析\*

金耀辉 曾庆济 唐晓东

(上海交通大学宽带光网技术与开发中心 上海 200030)

**提要** 分析了波分复用(WDM)全光通信环网中的串扰起因,指出单纤 WDM 环网中的串扰分析可以简化为单一串扰源的情况。接着从接收机检测光电流的概率分布函数出发,给出了单一串扰源的精确误码率表达式,串扰功率代价的分析结果与实验测量非常吻合。

**关键词** 波分复用,带内串扰,误码率,功率代价

波分复用全光通信网络将成为未来信息高速公路的基础结构,这种通信网络的优点是在一根光纤中同时传送多个波长信道,通过光分插复用(OADM)和光交叉互联(OXC)完成波长信道路由和上下路功能<sup>[1]</sup>。但在全光通信网络中,光学器件的非理想特性(如非理想滤波器件、非理想光开关、光纤连接器和光纤耦合器折射率不连续产生的内反射等)引起的带内串扰(intraband crosstalk),由于波长与主信号完全相同,无法由光学滤波器消除,经过多个网络节点后不断积累,在接收机端与主信号发生拍频(beating)现象,严重损伤通信系统的传输性能。

以前对带内串扰的分析主要是将拍频噪声近似为 Gaussian 分布,这个假设是不严格的,由于拍频项包含了激光器随机相位的 cosine 形式,它的分布应该是“双峰”的 arcsine 分布<sup>[2]</sup>。J. Mitchell 等<sup>[3]</sup>和 I. T. Monroy 等<sup>[4]</sup>利用信号检测理论,分别采用了修正 Chernoff 边界方法和鞍点近似方法计算了多串扰源的功率代价,但他们的误码率计算结果都没有较为直观的数学表达式。最近 K. Ho 等<sup>[5]</sup>给出了一个用合流超几何函数展开的单一串扰源的精确误码率表达式,形式非常复杂。

本文首先分析了 WDM 环网中的串扰起因,并从接收机检测光电流的概率分布函数出发,严格推导了单一串扰源的精确误码率表达式。这一表达式还考虑到发射机非理想消光比的情况,它的形式比文献[5]更加直观,在串扰水平为 0 的特殊情况下,它可以退化到经典的误码率表达式。最后,设计了一个简单的验证实验,理论分析结果与实验测量非常吻合。

## 1 环网串扰源分析

光分插复用是构成波分复用环网的主要网络单元,图 1 显示了一种典型的光分插复用结构。OADM 节点中的串扰源由两部分组成。一部分由于波分复用/解复用器的非理想滤波特

\* 863 计划(863-317-9602-03-1)、国家自然科学基金(编号:69990540-4)和上海市科技发展基金资助项目。

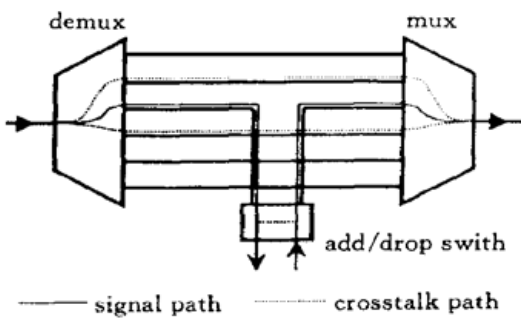


图 1 光上下复用节点结构示意图  
Fig. 1 Schematic of an optical add-drop multiplexer node

信号的串扰通道仅有一个,是来自同波长的下路信号(图 1)。总之,在波分复用环网中的串扰分析可以简化为单一串扰源的情况。

## 2 理论模型

假设下路串扰信号与上路主信号的波长完全相同(文献[9]考虑了不同波长的情况),它们的电场分别为  $E_{sig}(t) = \sqrt{b_i} E_0 \exp(i\omega t)$  和  $E_{xt}(t) = \sqrt{\epsilon b_j} E_0 \exp[i(\omega t + \varphi)]$ . 其中  $b_i, b_j \in \{1/r, 1\}$  分别代表二进制信息码流,  $r$  为消光比;  $\epsilon$  表示串扰水平;  $\varphi$  为激光器的随机相位,它在  $[0, 2\pi)$  范围内均匀分布。接收机产生的光电流  $i_{rec} = \frac{R}{2} \cdot |E_{sig} + E_{xt}|^2$  ( $R$  为光电二极管的响应),包含了主信号项、串扰信号项、信号-串扰拍频项和串扰-串扰拍频项,串扰-串扰拍频项与信号-串扰拍频项相比可以忽略。 $I_0 = \frac{R}{2} E_0^2$  代表没有串扰时信号为“1”时的光电流,接收机的输出光电流

$$i_{rec} = I_0 b_i + I_0 \epsilon b_j + 2I_0 \sqrt{\epsilon b_i b_j} \cos \varphi \tag{1}$$

第一、二项的概率密度函数(pdf)是 Gaussian 分布

$$p_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_1^2}\right] \tag{2}$$

$\sigma_1$  包含了热噪声和点噪声。第三项信号-串扰拍频电流的概率密度函数为

$$p_2(y) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{A^2 - y^2}}; & |y| \leq A \\ 0; & |y| > A \end{cases} \tag{3}$$

其中,  $A = RE_0^2 \sqrt{\epsilon b_i b_j}$ , 可以看出拍频噪声的分布与 Gaussian 分布相差甚远。根据中心极限定理,只有当串扰源数目足够多时,拍频噪声的 Gaussian 分布假设才是有效的。

接收机总光电流  $i_{rec}$  的概率密度函数是式(2),(3)的卷积

$$p(i_{rec}) = \int_{-\infty}^{+\infty} p_1(i_{rec} - y) \cdot p_2(y) dy \tag{4}$$

由式(1)~(4),单串扰源通信系统的误码率为

$$BER = \frac{1}{8\pi} \int_0^\pi \operatorname{erfc} \left[ \frac{I_0}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_0^2 + (1 + \epsilon) \cdot \sigma_s^2}} (1 + \epsilon - D + 2 \sqrt{\epsilon} \cos(\theta)) \right] d\theta +$$

性,主信号可能从邻近的两个信道泄漏,再重新汇合,构成二次滤波串扰(图 1)。随着制作工艺水平的不断提高,波分复用器的串扰水平有了显著改善,例如商品化的阵列波导型可以达到  $-30 \text{ dB}^{[6]}$ , 多层介质薄膜型甚至可以达到  $-45 \text{ dB}^{[7]}$ , 二次滤波串扰小于  $-50 \text{ dB}$ , 波分复用器非理想特性导致的串扰可以忽略。另一部分串扰是由于上下路光开关的非理想开关特性导致。在一般单纤(单向或双向)全光通信网情况下,如果没有波长变换,为了保证波分复用环网各节点在逻辑上完全网状互联(logical full meshed interconnection),分配给一对节点互联一条波长信道,总的波长数是  $[N(N-1)]/2$ 。因此,主信号

$$\int_0^\pi \operatorname{erfc} \left[ \frac{I_0}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_0^2 + (1 + \epsilon/r) \cdot \sigma_s^2}} \left| 1 + \frac{\epsilon}{r} - D + 2 \sqrt{\frac{\epsilon}{r}} \cos(\theta) \right| \right] d\theta +$$

$$\int_0^\pi \operatorname{erfc} \left[ \frac{I_0}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_0^2 + (\epsilon + 1/r) \cdot \sigma_s^2}} \left| D - \epsilon - \frac{1}{r} + 2 \sqrt{\frac{\epsilon}{r}} \cos(\theta) \right| \right] d\theta +$$

$$\int_0^\pi \operatorname{erfc} \left[ \frac{I_0}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_0^2 + (1 + \epsilon)/r \cdot \sigma_s^2}} \left| D - \frac{1 + \epsilon + 2 \sqrt{\epsilon \cos(\theta)}}{r} \right| \right] d\theta \quad (5)$$

其中,  $\sigma_0^2$  包含了热噪声和暗电流引起的点噪声,  $\sigma_s^2$  为没有串扰时信号为“1”的点噪声,  $D$  为相对判决电平。(5) 式中包含了四个不同的误码项, 它的每一项含义明确, 例如, 第一项是接收信号和串扰信号都为“1”。(5) 式的特例是串扰  $\epsilon = 0$  的情况

$$\operatorname{BER} = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left[ \frac{I_0(1 - D)}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_s^2}} \right] + \operatorname{erfc} \left[ \frac{I_0(D - 1/r)}{\sqrt{2} \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_s^2/r}} \right] \right] \quad (6)$$

即为通常的误码率计算公式<sup>[8]</sup>。

### 3 实 验

第二部分的理论分析可以通过一个简单的实验加以论证。图 2 显示了实验安排, 一个 DFB 激光器产生 10 MHz 线宽的连续波, 为了避免直接调制产生的频率啁啾, 使用 Mach-Zehnder 外调制器, 调制信号为 2.5 Gb/s 的  $2^{23} - 1$  伪随机码序列, 发射机消光比为 8。为了模拟带内串扰, 被调制的光信号分为两束, 它们之间的长度差 12 km 可以避免相干效应。偏振控制器用来调整主信号通道和串扰信号通道的偏振匹配, 使它们产生最大的拍频噪声。接收端是一个响应度为 0.8 A/W 的 APD 接收机, 灵敏度为 -34 dBm。通过调节串扰通道上的可调衰减器, 可以模拟不同的串扰水平。最后, 调节接收机前的可调衰减器可以测得不同串扰水平下的误码率特性和功率代价。

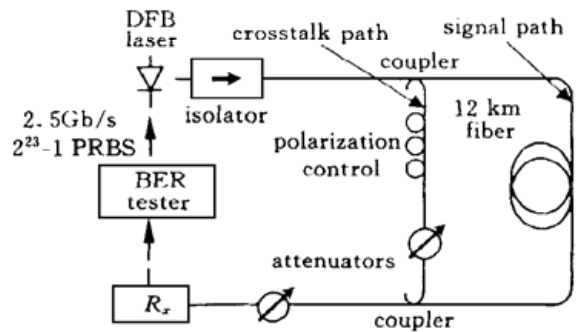


图 2 测量带内串扰功率代价的实验安排  
Fig. 2 Experimental setup to measure intraband crosstalk power penalty

### 4 结果与讨论

图 3 是串扰水平与功率代价关系的实验测量和理论计算的比较。曲线 1 的判决电平与没有串扰时的判决电平一样

$$D = \frac{\sigma_s + \sigma_M/r}{\sigma_s + \sigma_M} \quad (7)$$

其中  $\sigma_s = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_s^2/r}$   $\sigma_M = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_s^2}$  (8) 分别表示信号为“0”和“1”时的噪声。曲线 2 的判决电平根据式(4) 设定为最佳判决电平使得误码率最小。在相同的串扰水平下, 2 比 1 的功率代价小。但显然 1 更符合实际情况, 因为光通信网中的串扰水平未知, 很难设置接收机的判决电平随着不同的串扰水平变化而变化。从图 3 中亦可看出, 曲线 1 比曲线 2 更符合实验测量数据。作为对比我们还给出了 Gaussian 近似下串扰水平与功率代价的关系<sup>[9]</sup>。

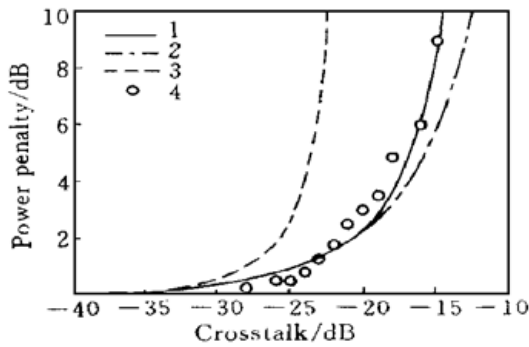


图3 功率代价与串扰水平的关系

1: 精确分析(判决电平与无串扰时相同); 2: 精确分析(判决电平在不同的串扰水平下完全优化); 3: Gaussian 近似; 4: 实验测量值

Fig. 3 Power penalty as a function of crosstalk level

1: exact analysis (the decision threshold level sets as the non-crosstalk case);  
2: exact analysis (the decision threshold level is fully optimized for different crosstalk level); 3: Gaussian approximation; 4: experimental data

第二部分已经分析了由商品化的波分复用器构成的 WDM 环网中, 仅有一个由于非理想光开关导致的串扰通道。从图 3 可见为了使得通信系统的功率代价小于 1 dB, 光开关的串扰水平必须小于 -24.2 dB, 目前大部分形式的商品化光开关如机械型、聚合物型、声光型、电光型及半导体型都可以满足这一要求<sup>[1]</sup>。另一方面, 如果已知 WDM 环网中的光开关类型, 即串扰水平已知, 还可以根据式(4)设置该串扰水平下的优化判决电平, 进一步减小功率代价。

## 参 考 文 献

- 1 S. Carter, N. Chinone. Optical crossconnects-towards a photonic network. *Lightwave*, 1998, **2**: 8~ 12
- 2 P. J. Legg, M. Tur, I. Andonovic. Solution paths to limit interferometric noise induced performance degradation in ASK/direct detection lightwave networks. *J. Lightwave Technol.*, 1996, **14**(9): 1943~ 1954
- 3 J. Mitchell, P. Lane, J. O'Reilly. Statistical characterization of interferometric beat noise in optical networks. in Optical Fiber Communication Conference, 1998 OSA Technical Digest Series (Optical Society of America, San Jose, 1998), WD3
- 4 I. T. Monroy, E. Tangdionga. Performance evaluation of optical cross-connects by saddlepoint approximation. *J. Lightwave Technol.*, 1998, **16**(3): 317~ 323
- 5 K. P. Ho, C. K. Chan, F. Tong *et al.*. Exact analysis of homodyne crosstalk induced penalty in WDM networks. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1998, **10**(3): 457~ 458
- 6 NTT Electronics Corporation *Products Catalog* (1998)
- 7 JDS FITEL Inc. *Products Catalog* (1998)
- 8 G. P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. New York: Wiley, 1992. 165~ 166
- 9 Y. Jin, Q. Zeng, W. Hu. Comparison of intraband crosstalk penalty in WDM networks for externally and directly modulated lasers. *Electron. Lett.*, 1999, **35**(3): 220~ 221

## Exact Analysis of Intraband Crosstalk in WDM Ring Networks

Jin Yaohui Zeng Qingji Tang Xiaodong

(Shanghai Jiao Tong University, Center for Broadband Optical Networking Technology, Shanghai 200030)

**Abstract** This paper studies the intraband crosstalk mechanisms in wavelength division multiplexed (WDM) ring networks. In WDM ring networks, the crosstalk analysis can be simplified to the single crosstalk source case. The exact BER expressions of single crosstalk path are derived from the probability density function of the output current in the optical receiver. The calculated crosstalk penalties are in good agreement with the experimental data.

**Key words** WDM, intraband crosstalk, BER, power penalty