

激光器线宽及 F-P 滤波器带宽对密集波分复用系统串扰的影响

杨晓辉 刘凤海 谢世钟 周炳琨
(清华大学电子工程系 北京 100084)

提要 研究了 F-P 型解复用器在密集波分复用系统中引入的信道间串扰对系统的影响。理论上分别建立了 F-P 的信道串扰模型和接收机的误码率模型, 并与实验结果进行了比较。在此基础上讨论了密集波分复用系统中 F-P 型解复用器带宽的参数优化。

关键词 串扰, Fabry-Perot(F-P), 功率代价, 密集波分复用

1 引 言

密集波分复用(HD-WDM)技术作为光纤通信系统扩容的有效手段,在光通信领域引起人们的广泛关注。随着技术的日益成熟和通信容量需求的增加,HD-WDM系统向着波长间隔越来越密集、各信道码速率越来越高的方向发展。由于信道的密集化,使得信道间串扰成为选择HD-WDM解复用器的关键因素。本文将结合F-P型解复用器讨论信道间串扰对密集波分复用系统功率代价的影响,并可以将其应用于其它类型的解复用器中。

2 信道光功率串扰模型

在建立信道光功率的串扰模型时,我们的基本前提假设^[1]是:

各信道在进入F-P解复用器之前具有相同的光功率 P_s 及相同的光谱形状——Lorentz型,其3dB线宽为 l_w 。中心频率为 f_{LD} 的光信道功率谱可表示为

$$S_{LD}(f) = \frac{2P_s}{\pi \times l_w} \times \frac{1}{1 + \left[\frac{2(f - f_{LD})}{l_w} \right]^2} \quad (1)$$

F-P光滤波器在精细度较高时透过谱在峰值附近可近似认为是Lorentz型,设3dB带宽为 f_w ,中心频率为 f_0 ,则透过谱为

$$S_{F-P}(f) = \frac{1}{1 + \left[\frac{2(f - f_0)}{f_w} \right]^2} \quad (2)$$

经过F-P后的光功率可由上面两式积分得到^[1],其中被选中信道功率为

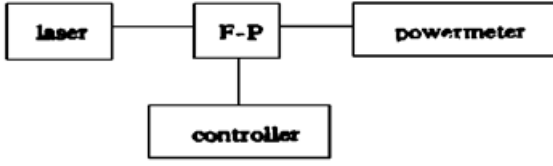


图 1 串扰测试原理图

Fig. 1 Experimental setup of measurement of crosstalk

为了验证串扰模型的准确性, 我们设计了一组实验, 其过程(参见图 1)如下: 使用 DFB 激光器, 测量其过 F-P 后的信道光功率即 P' , 然后将 F-P 设定在某一频率处, 其与前面激光器的中心频率具有一定的间隔 d , 测量此时 F-P 解复用器后的光功率即(4)式中的 P_x , 经数据处理得到信道间隔与光功率串扰关系图(图 2)。由图可知, 理论计算结果与实验结果基本相符。

3 误码模型

在计算串扰的影响时, 首先认为 F-P 的自由光谱区 FSR 很大, 比如我们使用的 F-P 的 FSR 为 40nm, 对于有限的信道来讲系统只利用了其中的一小部分。然后假设有 N 个信道频率间隔为 d , 每个信道出现“1”和“0”的概率相等。从接收机的角度看, 我们认为光探测器应用 PIN 光电二极管。由于光功率与转换成的光电流成正比, “1”和“0”对应的光电流的概率分布都满足 Gauss 分布, 设“1”和“0”对应的光电流平均值为 0 和 I_m , n_i 为光接收机的折合输入端噪声, 则光电流概率分布函数为

$$P_0(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi n_i}} \times e^{-\frac{I^2}{2n_i}} \quad (6-a)$$

$$P_1(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi n_i}} \times e^{-\frac{(I-I_m)^2}{2n_i}} \quad (6-b)$$

总共有 N 个信道, 其它 $N-1$ 个信道对选定信道的串扰就有 2^{N-1} 种组合可能, 则每种可能出现的几率为 $1/2^{N-1}$ 。设对应第 i 种 ($1 \leq i \leq 2^{N-1}$) 可能性中的第 j 个信道的信号值 (“1”或“0”) 为 $R(i, j)$, $P_x(j)$ 对应来自第 j 个信道的串扰光功率值, 则此时串扰光功率为

$$P_{sx}(i) = \sum_{j=1}^{N-1} R(i, j) P_x(j) \quad (7)$$

由于光电流 $I_x(i)$ 正比于 $P_{sx}(i)$, 所以有串扰情况下本信道“0”对应的光电流概率密度函数为

$$P_{0c}(I) = \sum_{i=1}^{2^{N-1}} \frac{1}{2^{N-1}} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi n_i}} \times e^{-\frac{[I-I_x(i)]^2}{2n_i}} \quad (8-a)$$

$$P' = \frac{P_s \times f_w}{l_w + f_w} \quad (3)$$

频率间隔为 d 的信道串扰光功率为

$$P_x = \frac{P_s \times f_w}{l_w + f_w} \times \frac{1}{1 + \left[\frac{2 \times d}{l_w + f_w} \right]^2} \quad (4)$$

归一化信道串扰为

$$X = \frac{P_x}{P'} = \frac{1}{1 + \left[\frac{2 \times d}{l_w + f_w} \right]^2} \quad (5)$$

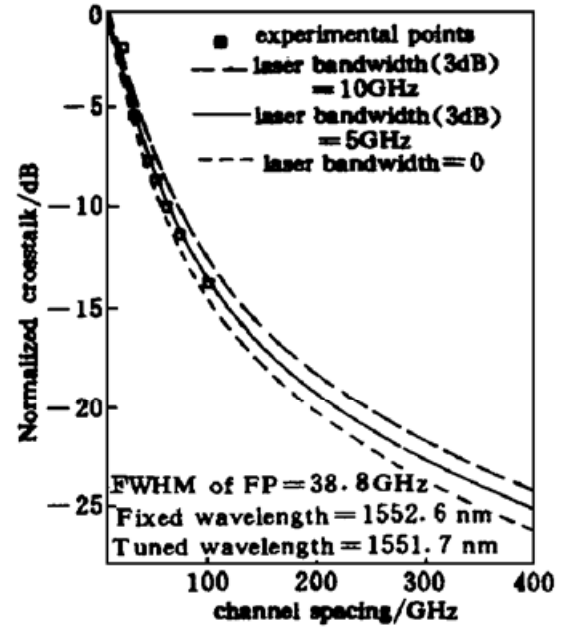


图 2 信道间隔与光功率串扰关系图

Fig. 2 Normalized crosstalk due to channel spacing

类似地可以求出本信道为“1”且有串扰时的光电流概率密度函数为

$$P_{1c}(I) = \sum_{i=1}^{2^{N-1}} \frac{1}{2^{N-1}} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi n_i}} \times e^{-\frac{[I - I_m - I_x(i)]^2}{2n_i}} \tag{8-b}$$

同时接收机中的判决点也因有串扰而发生改变,新的最佳判决点 D 为

$$D = \frac{1}{2} \times \left[I_m + \sum_{i=1}^{2^{N-1}} \frac{I_x(i)}{2^{N-1}} \right] \tag{9}$$

则系统误码率 P_e 有

$$P_e = \frac{1}{2} \times \int_{-\infty}^D P_{1c}(I) dI + \frac{1}{2} \times \int_b^{+\infty} P_{0c}(I) dI \tag{10}$$

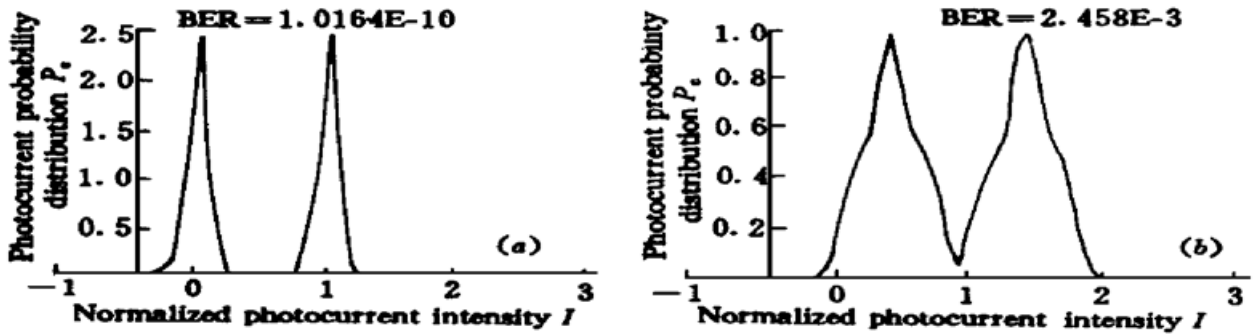


图 3 不同情形下光电流概率密度分布图

信道间隔为 100 GHz, (a) F-P 带宽(FWHM)为 100 GHz, 激光带宽(3 dB)为 1 GHz;

(b) F-P 带宽(FWHM)为 100 GHz, 激光带宽(3 dB)为 20 GHz

Fig. 3 Photocurrent probability distribution due to photocurrent intensity

Channel spacing is 100 GHz, (a) FWHM of F-P is 10 GHz, bandwidth (3 dB) of LD is 1 GHz;

(b) FWHM of F-P is 100 GHz, bandwidth (3 dB) of LD is 20 GHz

图 3 为几种情况下的光电流概率密度图和其对应的误码率,由图可知关于“1”和“0”的光电流概率密度分布呈判决点 D 对称,而且单一的关于“1”和“0”的光电流概率密度分布也是中心对称图形。由此可见,信道串扰会改变接收机收到“0”,“1”的光电流概率密度分布,从而产生误码。在计算系统误码率时我们是以误码率为 10^{-10} 为标准进行归一化处理的,设 I_m 为 1,因为对于只有一个信道的系统来说,“0”,“1”的误码率分别为^[2]

$$P_{e,1} = P_{e,0} = \frac{1}{2\pi} \int_Q^{\infty} e^{-x^2/2} dx \tag{11}$$

其中

$$Q = \frac{D}{\sqrt{n_i}} = \frac{I_m}{2 \times \sqrt{n_i}} = 6.36 \tag{12}$$

所以可计算得

$$n_i = 0.0061779 \tag{13}$$

由于 n_i 的大小由接收机决定,所以将其代入式(8-a), (8-b) 就能够得到有串扰系统的新的误码率。这时增加各个信道的光功率 P_s 使得增加功率后的误码率仍为 10^{-10} ,此时的 P_s 记作 P_s' ,由系统功率代价定义可知系统功率代价为

$$\text{Penalty} = 10 \times \log_{10} \left[\frac{P_s'}{P_s} \right] \tag{14}$$

为了确定上面所做的误码模型理论计算的正确性,专门设计了一套实验用以验证我们的理论模型。首先按照图 4 组成实验系统,其中 TR₁ 和 TR₂ 为两组 DFB 激光器,它们均以 622 Mbit/s 速率的伪随机码调制且两者不同步。实验时先以 TR₁ 作为主信道单测其误码曲线,然后 TR₁, TR₂ 同时工作再测一组 TR₁ 的误码曲线并记录串扰光功率,这时比较两条曲线在 BER 为 10⁻¹⁰ 处的差别就是此时系统串扰所引入的功率代价。调整 TR₂ 的中心频率或光功率就可以得到一组信道串扰功率和相应系统功率代价的数据,参见图 5。考虑到实验系统的误差为 0.2 dB,图 5 中的理论计算结果和实际测量结果满足误差允许范围。所以前面的误码理论模型基本得到验证。

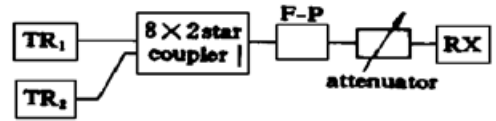


图 4 串扰引入功率代价测试原理图

Fig. 4 Experimental setup of measurement of power penalty due to crosstalk

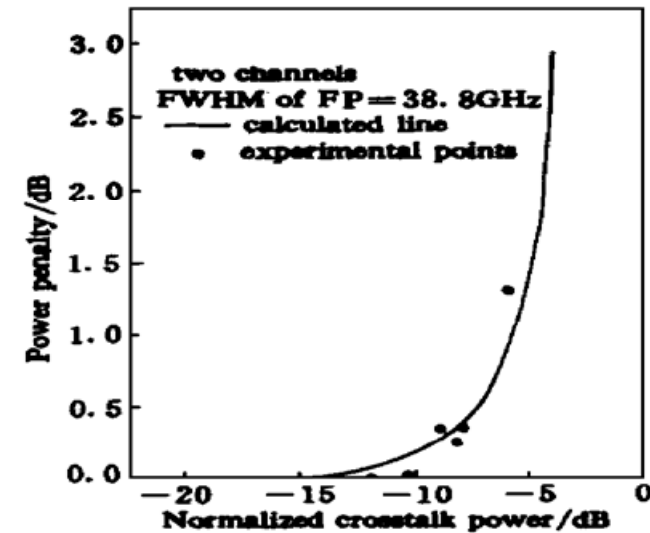


图 5 归一化串扰功率与系统功率代价图表

Fig. 5 Power penalty due to normalized crosstalk

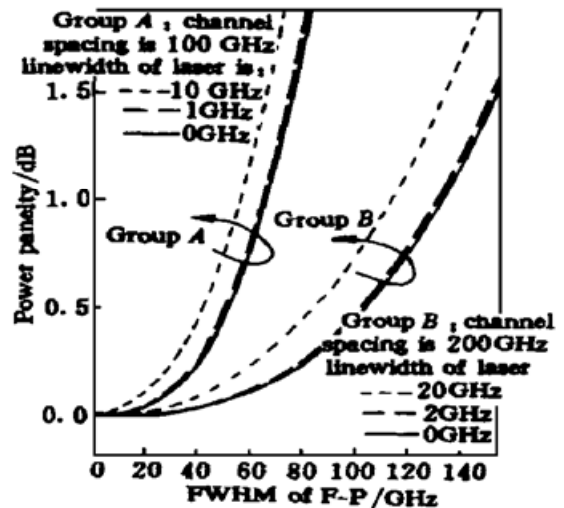


图 6 8 信道 HD-WDM 系统串扰功率代价图

Fig. 6 Power penalty due to various FWHM of F-P in an 8-channel WDM system

4 讨 论

由于当前波分复用系统发展的趋势是使用固定的信道间隔如 100 GHz 和 200 GHz,利用上面得到的两个模型可以推导出一些关于一定信道间隔,对应不同激光器动态谱宽和不同 F-P 3 dB 带宽的系统串扰功率代价的关系。在下面我们只讨论影响系统串扰最大的信道,即中间信道^[3]。图 6 为 8 路波分复用系统中第 4 路信道串扰功率代价图。信道间隔分别为 100 GHz 和 200 GHz,激光器动态线宽取了十分之一信道间隔、百分之一信道间隔和 0 分别进行处理。

另外由图 6 很容易看到:当激光器动态线宽很窄时,在一定的 F-P 带宽和信道间隔下,串扰引起的系统功率代价随激光器线宽减小而减小,但并不趋近于 0,而是收敛于图 6 中的实线附近,此时串扰引入的功率代价主要由 F-P 的带宽决定。

考虑到 F-P 型解复用器工作时的稳定性及解复用器工作时应尽量避免滤除信道光中有

效的部分,通常 F-P 型解复用器的透过谱宽至少要大于调制速率大小的两倍。为使波分复用系统由解复用器所引入的串扰功率代价不超过 0.5 dB,由图 6 可知, F-P 的带宽应小于 40 GHz(信道间隔为 100 GHz)和 80 GHz(信道间隔为 200 GHz),这是目前的 F-P 可以做到的。也就是说通常情况下可以使用单级带宽为 40 GHz 的 F-P 作为系统的解复用器。结论完全适用于信道间隔为 100GHz 的波分复用系统。

对于 4 路、16 路和 32 路等系统,同样可以利用上面的方法给出与图 6 相似的 F-P 带宽的范围,结论基本相同。

参 考 文 献

- 1 Shouhua Huang, Shizhong Xie, Bingkun Zhou *et al.*. Crosstalk of WDM Optical Communication Systems using Fabry-Perot Demodulators. *J. Opt. Commun.*, 1994, 3(15) : 101~ 103
- 2 Zhao Zisen. Optical Fiber Communication Engineering. Beijing : People's Postsand Communications Press, 1987, 325~ 337 (in Chinese)
- 3 Pierre A. Humblet, Walid M. Hamdy. Crosstalk analysis and filter optimization of single- and double-cavity Fabry-Perot filter. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1990, 6(8) : 1095~ 1107

Influence of LD Linewidth and F-P Filter Bandwidth on Crosstalk in HD-WDM Systems

Yang Xiaohui Liu Fenghai Xie Shizhong Zhou Bingkun

(*Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084*)

Abstract Crosstalk due to the F-P demultiplexer in HD-WDM systems is investigated. The models about crosstalk due to LD Linewidth and F-P Filter bandwidth and the BER of the receiver are presented and verified by experiments. Based on the models, optimized bandwidth of the F-P demultiplexer is discussed.

Key words crosstalk, Fabry-Perot (F-P), power penalty, HD-WDM