

采用 ASK 调制的波分复用系统中 滤波器带宽的优化设计

赵建业 韩乃骞 徐安士 谢麟振

(北京大学电子系 北京 100871)

提要 提出了采用幅移键控(ASK)调制的波分复用(WDM)系统中光滤波器带宽的优化设计问题。并根据对长距离波分复用系统中影响信噪比的主要因素的分析,计算了优化设计问题,数值计算给出了一些有意义的结果。

关键词 ASK, 波分复用系统, EDFA, F-P 腔, 优化设计

波分复用系统(WDM)采用多路光信道复用的方式提高信息的传输速率。在使用了掺铒光纤放大器(EDFA)后,传输距离得以大大提高。但是 EDFA 的引入也同时使本来无噪声的光纤线路引入了 ASE 噪声,同时由于非线性效应会进一步放大 ASE 噪声,使问题进一步复杂。有关 EDFA 级联带来的一些特点已有许多讨论^[1~3],关于 ASE 噪声的影响也有一些结果发表^[4,5]。但是应当指出的是在一个波分复用系统中所有这些因素是联合起来起作用的。因此在设计解复用的光滤波器的时候,必须将接收机噪声性能、频道串扰和 ASE 噪声联合起来考虑,才能准确地设计光滤波器的带宽大小,得到最优的信号信噪比,从而提高接收机的灵敏特性。本文在给定信道间距、单路信号 ASK 调制码率和 EDFA 的级联数的情况下,优化设计了光滤波器的带宽。文章的结论可以为实际滤波器设计提供指导。

1 采用 ASK 调制的 WDM 系统中相关噪声分析

采用 ASK 调制的 WDM 系统中,由于调制啁啾的影响,激光器会有很大的频率展宽,大小在几个 GHz 的量级。当系统中使用 EDFA 时,ASE 噪声可以通过光滤波器进行一定程度的抑制。光滤波器带宽选择得比较大一些,有利于提高接收机接收的信号功率,但比较大的带宽同时也增大了 ASE 噪声和信道串扰的影响。带宽选择得小一些虽然有利于减小 ASE 噪声和信道串扰的影响,但同时也减弱了接收信号的功率,因此应当对滤波器的带宽优化设计。信号光显然会因四波混频(FWM)的效应而给接收频道带来串扰,但这一串扰是窄带的,一般远小于滤波器的带宽,所以它是一个固定的量,在优化设计中不再考虑。对于电滤波器,其通过函数也存在一个优化设计问题,但和本文关系较小,不再讨论。本文中认为电滤波器带宽取 $0.7 B_{\text{bit}}$ (按一般系统标准值),此时电滤波器已不会影响光滤波器的设计。本文在研究光滤波器的带宽

优化设计时,采用的模型是单路经过多个 EDFA 的光信号,在接收端存在其他等间距分布信道的串扰。系统的原理图如图 1 所示。

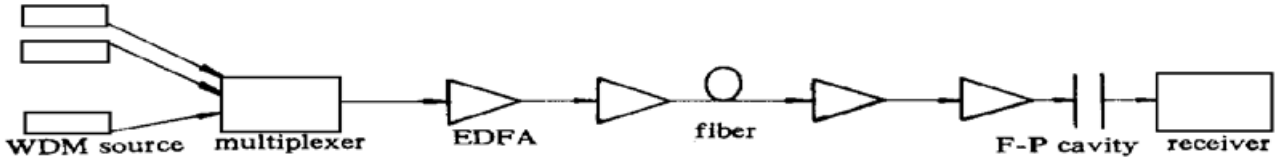


图 1 级联 EDFA 系统原理图

Fig. 1 A WDM system with cascaded EDFAs

1.1 ASE 噪声

ASE 噪声包括由线性因素引起的和非线性因素引起的噪声。一般线性因素引起的噪声通过光纤损耗后抵消掉了,而非线性因素引起的噪声却因额外的放大而不能忽略。四波混频(FWM)会放大 EDFA 中的 ASE 噪声。下面推导 ASE 噪声公式,单个 EDFA 的 ASE 噪声为

$$P_n = N_{sp}(G - 1)h\nu_s B \quad (1)$$

式中 N_{sp} 为自发辐射因子, B 为光信道带宽, ν_s 为入射光频率, G 为 EDFA 的增益。由 3 个波产生的四波混频的功率为

$$P_4 = \eta \frac{1024\pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left[\frac{DX_{111}L_{eff}}{A_{eff}} \right]^2 \exp(-\alpha L) P_1 P_2 P_3 \quad (2)$$

式中 X_{111} 为光纤的介电张量系数, n 为折射率, η 为四波混频的效率, L_{eff} , A_{eff} 分别为光纤内非线性效应的有效作用距离和横截面积。 D 为与三波简并情况有关的系数,在信号光与 ASE 中一个光谱成分作用的情况下, $D = 3$ 。信号光和噪声的一个谱成分的 FWM 作用产生的新波一个成分的功率为

$$dP_m(\nu) = \eta \frac{1024\pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left[\frac{3X_{111}L_{eff}}{A_{eff}} \right]^2 \exp(-\alpha L) P_{so}^2 [N_{sp}(G - 1)h(2\nu_s - \nu)\delta\nu] \quad (3)$$

式(3)中 P_{so} 为信号光入纤功率;在 FWM 作用下,ASE 噪声谱成分的光子数也会增加,数目和 FWM 光子数相同,计入衰减后,ASE 噪声谱一个成分的功率为

$$dP_n(\nu) = \left[\exp(-\alpha L) + \eta \frac{1024\pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left[\frac{3X_{111}L_{eff}}{A_{eff}} \right]^2 \exp(-\alpha L) P_{so}^2 \right] [N_{sp}(G - 1)h\nu_s \delta\nu] \quad (4)$$

在频带较窄的范围内,可以近似认为 $\nu_n = \nu_s$; 经过一段光纤和一个 EDFA 后,总的噪声就是 ASE 噪声和 FWM 波的和,其大小为

$$P_t = \int_{\nu_s - B/2}^{\nu_s + B/2} dP_m(\nu) + \int_{\nu_s - B/2}^{\nu_s + B/2} dP_n(\nu) = \left[\exp(-\alpha L) + 2\eta \frac{1024\pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left[\frac{3X_{111}L_{eff}}{A_{eff}} \right]^2 \exp(-\alpha L) P_{so}^2 \right] [N_{sp}(G - 1)h\nu_s B] \quad (5)$$

光信号经过增益平坦的(可以通过均衡的方法来实现)级联 EDFA 后,系统每个 EDFA 正好补偿光纤对光的损耗。得到总的噪声为

$$P_T = \left[1 + 2\eta \frac{1024\pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left[\frac{3X_{111}L_{eff}}{A_{eff}} \right]^2 P_{so}^2 \right]^{N-1} [N_{sp}(G - 1)h\nu_s B] + \left[1 + 2\eta \frac{1024\pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left[\frac{3X_{111}L_{eff}}{A_{eff}} \right]^2 P_{so}^2 \right]^{N-2} [N_{sp}(G - 1)h\nu_s B] + \dots +$$

$$\left[1 + 2\eta \frac{1024\pi^6}{n^4\lambda^2c^2} \left[\frac{3\chi_{111}L_{\text{eff}}}{A_{\text{eff}}} \right]^2 P_{\text{so}}^2 \right] [N_{\text{sp}}(G-1)h\nu_s B] \quad (6)$$

显然 FWM 及 ASE 噪声项是小量,求和的结果得到总的噪声功率谱密度为

$$P_T = \frac{1 - \left[1 + 2\eta \frac{1024\pi^6}{n^4\lambda^2c^2} \left[\frac{3\chi_{111}L_{\text{eff}}}{A_{\text{eff}}} \right]^2 P_{\text{so}}^2 \right]^N}{1 - \left[1 + 2\eta \frac{1024\pi^6}{n^4\lambda^2c^2} \left[\frac{3\chi_{111}L_{\text{eff}}}{A_{\text{eff}}} \right]^2 P_{\text{so}}^2 \right]} \left[1 + 2\eta \frac{1024\pi^6}{n^4\lambda^2c^2} \left[\frac{3\chi_{111}L_{\text{eff}}}{A_{\text{eff}}} \right]^2 P_{\text{so}}^2 \right] [N_{\text{sp}}(G-1)h\nu_s B] \quad (7)$$

代入一般值: $\chi_{111} = 4.0 \times 10^{-15} \text{ cm}^3/\text{erg}$, $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$, $A_{\text{eff}} = 55 \mu\text{m}^2$, $N_{\text{sp}} = 2.506$, $L_{\text{eff}} = 1/\partial = 17.7 \text{ km}$, 其中 ∂ 为光纤中光功率损耗系数(dB/km), 得到

$$P_T = \frac{[1 + 3000\eta P_{\text{so}}^2]^N - 1}{3000\eta P_{\text{so}}^2} [1 + 3000\eta P_{\text{so}}^2] [N_{\text{sp}}(G-1)h\nu_s B] \quad (8)$$

上式在 $N = 0$ 的情况下,总的噪声功率为 0,这和实际情况也是一致的,因为没有 ASE 噪声存在,也就不会有对它的放大作用。由于光滤波器带宽的一般取值范围是调制谱宽的几倍左右,可以认为此时的 FWM 效率 η 为 1。

下面分析信号光的 FWM 作用,这里采用有关文献的推导结果^[6]

$$P_F = 167P_{\text{so}}^3 \left[\frac{9}{2} \left[2 \frac{\Delta\beta}{D} \ln \frac{\Delta\beta}{D} + \sqrt{\frac{\Delta\beta}{D}} \right] + \frac{9}{2} \sqrt{\frac{\Delta\beta}{D}} \right] \quad (9)$$

其中 $\Delta\beta = \partial = 5.65 \times 10^{-5}/\text{km}$, $D = \frac{2\pi\lambda^2}{c} D_c \Delta f^2$, $D_c = 16 \text{ ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$, Δf 为频道间隔。根据式(9)作图得到 ASE 噪声和信号光间的 FWM 串扰情况(图 2)。图中显示,在入纤光功率不大(1 mW 左右),频道间隔在 100 GHz 以上时,当 EDFA 级联数增加到一定数目后, FWM 放大的 ASE 噪声要比信号光之间的 FWM 串扰大一个数量级。所以在优化设计中,我们只要考虑 ASE 噪声项即可。

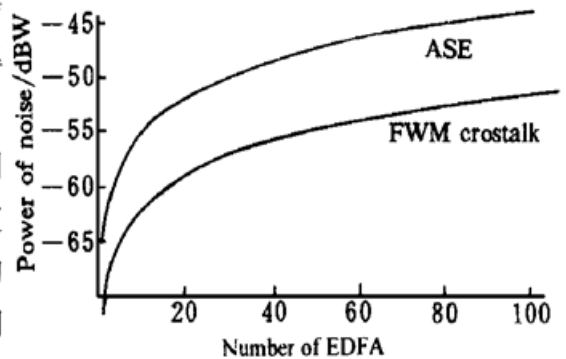


图 2 ASE 噪声和信号光间的 FWM 串扰随 EDFA 数目变化情况

Fig. 2 Variations of the ASE noise and FWM crosstalk when the number of EDFAs is changed

色散系数为 $16\text{ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$ 的普通光纤被广泛使用,我们仅分析这种情况下的光滤波器的优化设计问题,其他的色散系数光纤的结果可以按照同样的方法推导得到。色散系数为 $16\text{ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$ 的普通光纤,有效四波混频区域范围为 $\Delta f = 10 \text{ GHz}$ 。一般 WDM 系统的频道间距远大于 10 GHz,所以其他光信道信号对本信道 ASE 噪声的影响可以不用考虑。一般 WDM 系统的频道间距大于 200 GHz,所以使用普通光纤时信号光间因 FWM 的影响而引入的串扰可以忽略不计。通过光滤波器后噪声的功率为

$$P_{\text{ON}} = \int_{s-5}^{s+5} \frac{P_t}{B} \times T_{\text{FP}}(f) df \quad (10)$$

$T_{\text{FP}}(f)$ 为光滤波器的透过函数,其表达式为

$$T_{\text{FP}}(f) = \frac{1}{1 + \frac{F^2}{\pi^2} \left| \sin \pi \cdot \frac{(f-f_0)}{\text{FSR}} \right|^2} \approx \frac{1}{1 + \frac{(f-f_0)^2}{\Delta f_{\text{FP}}^2}} \quad (11)$$

上式的简化是考虑到自由光谱区宽度(FSR)和精细度 F 的值均很大,而通带相对于 FSR 来说只占很窄一个频段的情况,一般 FP 腔很容易满足这个条件。FP 腔的半高宽

$$\Delta f_{\text{FP}} = \text{FSR}/F \quad (12)$$

当光滤波器准确调谐后, $\nu_s = f_s = f_o$, 最后得到的通过光滤波器后噪声的功率为

$$\begin{aligned} \frac{P_t}{B} &= \int_{o^{-5}}^{o^{+5}} \frac{(1 + 3000\eta P_{s0}^2)^N - 1}{3000\eta P_{s0}^2} (1 + 3000\eta P_{s0}^2) \times [N_{\text{sp}}(G - 1)h\nu_s] \times \frac{1}{1 + \frac{(f - f_o)^2}{\Delta f_{\text{FP}}^2}} df = \\ &= \frac{(1 + 3000\eta P_{s0}^2)^N - 1}{3000\eta P_{s0}^2} (1 + 3000\eta P_{s0}^2) \times [N_{\text{sp}}(G - 1)h\nu_s] \times \Delta f_{\text{FP}} \times \arctg\left[\frac{5}{\Delta f_{\text{FP}}}\right] \times 2 \end{aligned} \quad (13)$$

知道 P_{s0}^2 的大小就可以得到通过光滤波器后噪声功率的值。

1.2 串扰引入的噪声

在波分复用系统中,光滤波器在通带外的非零阻带特性将引入串扰,串扰的大小与复用系统总的复用信道数有关。信道串扰实际上是一种噪声。信道串扰是制约频道间距并影响系统性能的主要因素之一^[7]。假设频道间距为 f_d ,由于串扰的大小按平方反比关系滚降,所以只要考虑临近的频道的串扰影响,其他信道的串扰影响可以忽略。由式(11)可以得到

$$P_{\text{CN}} = 2 \int_{-\infty}^{\infty} P_s \times T_{\text{FP}}(f - f_d) df \approx \frac{2P_s \Delta f_{\text{FP}}}{B + \Delta f_{\text{FP}}} \times \left[\frac{1}{1 + \frac{2f_d}{B + \Delta f_{\text{FP}}}} \right]^2 \quad (14)$$

2 带宽的优化设计

由上面的计算结果得到总的噪声功率为

$$P_N = P_{\text{ON}} + P_{\text{CN}}$$

下面计算通过滤波器后的信号光功率。信号光的功率谱密度由调制宽度和激光器在 ASK 调制下的频率啁啾决定。激光器的本征线宽很小。可以不用考虑。由于不同的激光器啁啾系数不同,加上和调制展宽的联合作用,分析起来比较复杂。我们分两种情况来考虑:一种是不考虑频率啁啾,这对应于采用电吸收调制器(EA)或外调制的情况,这时的啁啾展宽很小,可以认为仅有信号的调制展宽。另一种是只考虑啁啾,而不考虑调制信号的宽度,这对应于普通的内调制激光器,啁啾导致的线宽大大大于调制展宽。第一种情况的功率谱密度就是 ASK 的频谱分布。为了便于分析,可以视其为洛伦兹线形:

$$P_{s1} = \frac{2P_{s0}/\pi\Delta f_{\text{modu}}}{1 + \frac{(f - f_o)^2}{\Delta f_{\text{modu}}^2}} \quad (15)$$

因采用 EA 调制时传输码形展宽并不大,式(15)中调制功率谱密度 Δf_{modu} 取为调制码率 $2B$ 。

通过光滤波器后信号功率为

$$P_{\text{os}} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2P_{s0}/\pi B}{1 + \frac{4(f - f_o)^2}{B^2}} \times \frac{1}{1 + \frac{4(f - f_o)^2}{(\Delta f_{\text{FP}})^2}} df = \frac{P_{s0}}{2B + \Delta f_{\text{FP}}} \quad (16)$$

这样就可以通过计算信号功率与噪声(信道串扰与 ASE 噪声)之比来获得滤波器带宽的最佳值。

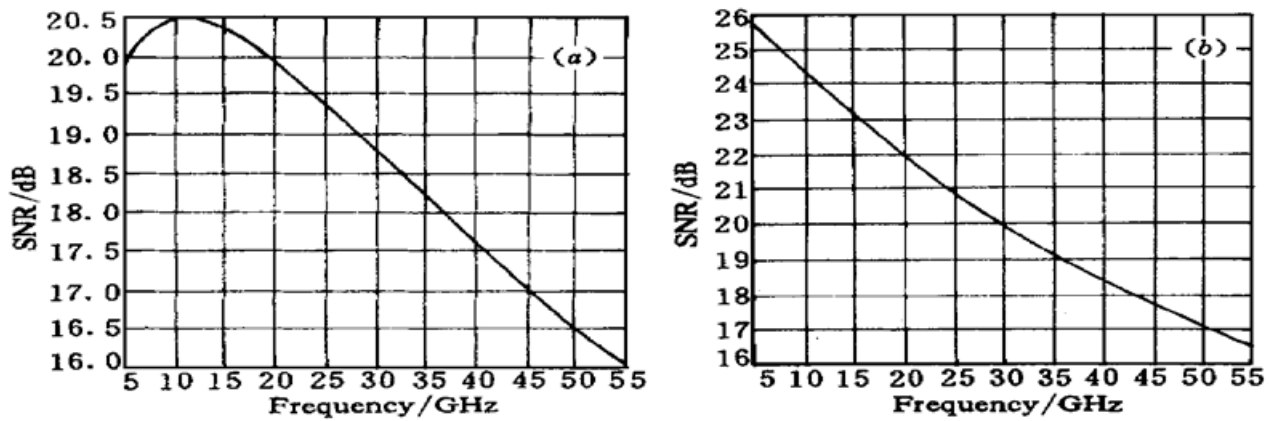


图 3 F-P 腔带宽-接收信噪比图

(a) 传输速率为 10 GHz, EDFA 个数= 100; (b) 传输速率为 10 GHz, EDFA 个数= 10

Fig. 3 The relationship between bandwidth of the F-P filter and SNR of the receiver

(a) bit rate= 10 GHz, number of EDFAs= 100; (b) bit rate= 10 GHz, number of EDFAs= 10

3 数值模拟结果

基于以上分析,我们对各种情形下滤波器带宽优化设计问题进行了数值计算,具体结果如图 3~ 6 所示,在以下仿真中,我们取信号功率典型值为 1 mW,传输速率为大规模海底光缆的典型值 10 GHz。图 3 (a) 为对传输速率为 10 GHz 的系统的模拟,按标准波分复用标准取频道间距 $f_d = 300$ GHz,放大器增益为 10 dB,EDFA 个数为 100 个。由 Nyquist 定理我们从滤波器带宽为 0.5 B 时开始搜索,逐步加大带宽,发现滤波器的带宽确实存在一个最佳值从而使此时的信噪比达到最优。图 3 (b) 中 EDFA 个数为 10 个,其他条件与图 3 (a) 相同,即使从 5 GHz 开始搜索也未发现极值点。原因在于使用 EDFA 个数较小时,ASE 噪声较小,对系统影响不大。而对于长距离传输系统滤波器的优化设计就成为一个应当考虑的问题了,因为此时所用 EDFA 个数比较多。

图 4 是传输速率为 10 GHz,频道间距为 300 GHz,放大器增益为 10 dB,EDFA 个数分别为 50 个和 100 个的情形,在 EDFA 个数取 50 个时,可以达到的信噪比更高一些,这是因为在 EDFA 个数比较多的情形下 ASE 噪声的影响比较大,所以在滤波器的带宽达到最优时,最佳的信噪比不能达到所用 EDFA 个数较少时的最佳信噪比。但是从另外一个角度考虑,当所用 EDFA 个数多时则传输距离较远。图 5 是传输速率为 10 GHz,频道间距为 300 GHz,当放大器增益为 10 dB 时,EDFA 个数为 100 个;当放大器增益为 20 dB 时,EDFA 个数为 50 个,这两种情形总的传输距离是相同的。但在滤波器达到最优带宽时,EDFA 个数较多达到的信噪比较优,即传输同样距离时 EDFA 个数应当取得多一些。这与[6]的结论是一致的。

图 6 是对传输速率为 40 GHz,频道间距为 300

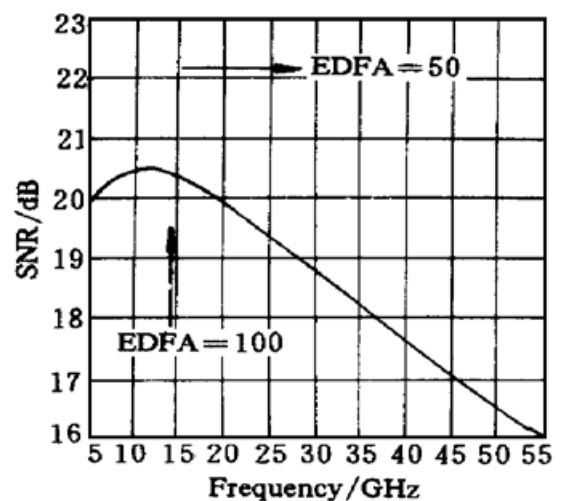


图 4 使用不同个数的放大器时 F-P 腔带宽-接收信噪比比较图

Fig. 4 The relationship between bandwidth of the F-P filter and SNR of the receiver when the number of EDFAs is changed

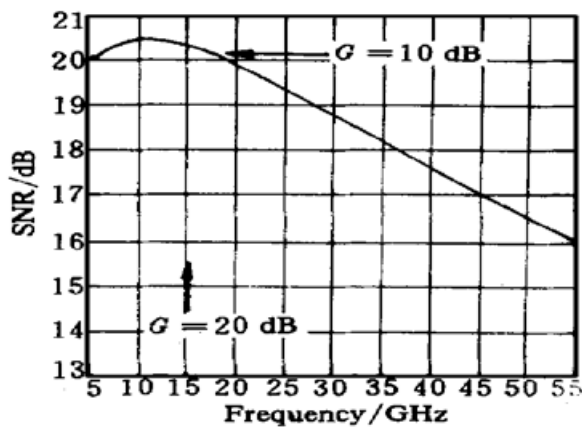


图5 传输同样距离时使用不同增益放大器时 F-P 腔带宽-接收信噪比比较图

Fig. 5 The relationship between bandwidth of the F-P filter and SNR of the receiver when the gain of EDFA is changed

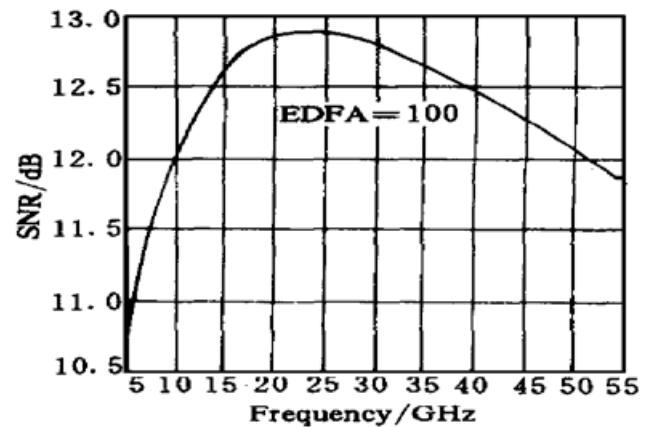


图6 高码率传输(传输速率 40 GHz)时的 F-P 腔带宽-接收信噪比图

Fig. 6 The relationship between bandwidth of the F-P filter and SNR of the receiver when the transmission speed is high (40 GHz)

GHz, 放大器增益为 10 dB, EDFA 个数为 100 个的情形计算, 可见在不同码率均存在带宽的优化问题。

参 考 文 献

- 1 A. E. Willner, S.-M. Hwang. Optically-amplified WDM ring network incorporating channel-dropping filters. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1994, **6**(6): 760~ 763
- 2 A. E. Willner, S.-M. Hwang. Transmission of many WDM channels through a cascade of EDFA's in long-distance links and ring networks. *J. Lightwave Technol.*, 1995, **13**(5): 802~ 816
- 3 E. Gay, M. J. Chawki, D. H. B. Hoa *et al.*. Theoretical simulation and experimental investigation on a WDM survivable unidirectional open ring network using tunable channel selecting receivers. *J. Lightwave Technol.*, 1995, **13**(8): 1636~ 1647
- 4 D. Macurse. Single-channel operation in very long nonlinear fibers with optical amplifiers at zero dispersion. *J. Lightwave Technol.*, 1991, **9**(3): 356~ 361
- 5 D. Macurse. Bit-error rate of lightwave systems at the zero-dispersion wavelength. *J. Lightwave Technol.*, 1991, **9**(10): 1330~ 1334
- 6 Hong Yuan. Nonlinear Effect in WDM system. Ph. D. Dissertation [Peking University]. 1996. 7
- 7 I. P. Kaminow, P. P. Iannone, J. Stone *et al.*. FDMA-FSK star network with a tunable optical filter demultiplexer. *J. Lightwave Technol.*, 1988, **6**(9): 1406~ 1414

Optimized Design of Bandwidth of a F-P Filter in ASK Modulation WDM Transmission Systems

Zhao Jianye Han Naiqian Xu Anshi Xie Linzhen
(Department of Electronics, Peking University, Beijing 100871)

Abstract An optimized design of bandwidth of a F-P filter in ASK modulation WDM transmission systems is studied in this paper. The main interference on SNR of a long haul WDM transmission system is analyzed. An optimal bandwidth of F-P filter in a long haul ASK modulation WDM system is found, and the numerical simulation confirms the result.

Key words ASK, WDM, EDFA, F-P filter, optimal desing