

# 光放大器的噪声分析及光前放接收机的灵敏度计算

姚建国

(Dept. ESE, University of Essex, U. K)

杨淑雯

(深圳大学新技术研究中心, 深圳 518060)

## 提 要

本文介绍了光放大器的噪声分析以及作为光前置放大器在强度调制-直接检测(IMDD)光纤传输系统中的应用. 文中着重讨论了各种系统参数对接收机灵敏度的影响, 并推出了一个通用的灵敏度计算公式. 对一个 2.5 Gb/s 实验光纤传输系统的测试表明, 理论计算的灵敏度曲线与实测值非常接近. 利用光纤前置放大器及 IMDD 传输方式, 实验系统的灵敏度由原来的 -26.5 dBm 提高到 -39.5 dBm.

**关键词** 光通信, 光放大器.

## 1 引 言

光前置放大在接收机中的应用, 使常规的 IMDD 传输系统的灵敏度成倍提高, 接近于同类相干系统的指标, 而在系统稳定性, 可靠性及成本等方面则优于相干系统. 在光前放接收机中引入高 Q 值窄带光学滤波器, 不但可以使接收机的信噪比进一步得到改善, 而且增加了波长选择性. 这对于未来高速, 大容量波分复用(WDM)及频分复用(FDM)系统是非常有吸引力的. 目前已经报道的光前放接收机灵敏度达到了 2.5 Gb/s, 152 photon/bit<sup>[1]</sup> 及 10 Gb/s, 147 photon/bit<sup>[2]</sup>.

光放大器的噪声分析及光前放接收机的灵敏度计算大多数文章<sup>[3~5]</sup>都是从器件角度出发, 灵敏度公式中包含了一些器件与材料的特征参数, 而这些参数在实际工程设计与分析中难以直接测量. 本文着重介绍了光放大器在光前放接收机中的应用.

## 2 光放大器的噪声特性

光放大器的噪声特性可以用它的噪声系数 NF 来表示, 其定义为<sup>[6]</sup>:

$$NF = 2n_{sp} \chi \quad (1)$$

中  $n_{sp}$  为粒子数反转系数,  $\chi$  为过剩噪声系数. 在理想条件下, 即光放大器工在行波状态, 无端面

反射,无输入耦合损耗及波导损耗,粒子完全反转,此时  $n_{sp} = \chi = 1$ ,  $NF = 3 \text{ dB}$ .

由于粒子数反转系数  $n_{sp}$  在实际应用中无法直接测量,因此通常用光放大器的自发辐射功率谱密度  $\rho_{sp}$  来表示<sup>[7]</sup>. 对于目前普遍应用的掺铒光纤放大器,由于其端面反射及输入损耗很小 ( $\chi \approx 1$ ), 此时噪声系数可表示为:

$$NF = \frac{2\rho_{sp}}{h\nu \cdot G} \quad (2)$$

式中  $\rho_{sp}$  为对应于一种偏振状态的自发辐射功率谱密度,  $G$  为光放大器净增益,  $h\nu$  为光子能量. 光纤放大器的噪声系数主要受量子转换效率的影响,后者与泵源波长密切相关. 目前比较成熟的掺铒光纤放大器(EDFA),其泵源波长主要可分为 1480 nm 及 980 nm 二种. 前者具有饱和输出功率大,能量转换效率高,安全可靠等优点,但量子转换效率不高,因此泵源波长为 1480 nm 的 EDFA 其噪声系数的典型值为 5~6 dB. 与此相反,泵源波长为 980 nm 的 EDFA 其能量转换效率(980 nm→1550 nm)不高,但量子转换效率可接近百分之一百. 因此其噪声系数可接近 3 dB 量子极限.

### 3 光前放接收机信号与噪声分析

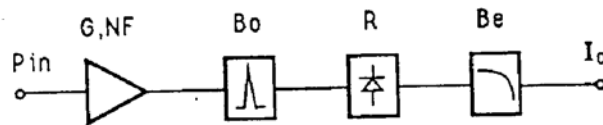


Fig. 1 Optically pre-amplified receiver model

光前放接收机的通用模型如图 1 所示,它由增益为  $G$ , 噪声系数为  $NF$  的光放大器,等效带宽为  $B_0$  的窄带光学滤波器,响应度为  $R$  的光电探测器及等效噪声带宽为  $B_e$  的低通型电子电路组成. 图中  $P_{in}$  为输入信号光功率,  $i_{e0}$  为输出电信号功率,包括信号功率  $i_{s0}^2$  和噪声功率  $i_{n0}^2$ . 假定光放大器的自发辐射(光放大器自发辐射)在光学滤波器的通常范围内是均匀分布的,则输出信号电流可表示为:

$$i_{s0}^2 = (RP_{in}G)^2 + (2\rho_{sp}B_0R)^2 = i_s^2 + i_{\text{光放大器自发辐射}}^2 \quad (3)$$

式中,  $i_s^2$  是由输入信号  $P_{in}$  产生的光电流,而  $i_{\text{光放大器自发辐射}}^2$  则是由光放大器自发辐射产生的直流光电流. 在通常情况下,  $i_{\text{光放大器自发辐射}}^2 \ll i_s^2$ , 因此在信噪比分析中  $i_{\text{光放大器自发辐射}}^2$  可以忽略不计. 接收机的输出噪声电流可表示为:

$$i_{n0}^2 = i_{\text{热}}^2 + i_{\text{信散}}^2 + i_{\text{自散}}^2 + i_{\text{信自}}^2 + i_{\text{自自}}^2 \quad (4)$$

式中,  $i_{\text{热}}^2$  为接收机电路部份产生的热噪声,  $i_{\text{信散}}^2$  为输入信号引起的散弹噪声,  $i_{\text{自散}}^2$  为光放大器自发辐射引起的散弹噪声,  $i_{\text{信自}}^2$  为输入信号与光放大器自发辐射之间的差拍噪声,  $i_{\text{自自}}^2$  为自发辐射相互之间的差拍噪声. (4)式中,第一项热噪声在室温下与其它四项噪声相比可以忽略不计,本文着重分析后四项噪声电流的表达式.

#### 3.1 输入信号产生的散弹噪声 $i_{\text{信散}}^2$

$i_{\text{散}}^2$  与注入到光电探测器中的信号光功率有关, 也与电子电路的等效带宽  $Be$  有关. 文献[8]给出了散弹噪声的表达式. 对应于光前放接收机,  $i_{\text{散}}^2$  可表示为:

$$i_{\text{散}}^2 = 2e(R \cdot P_{\text{in}} \cdot G)Be = \frac{2e^2 \eta G P_{\text{in}} Be}{h\nu} \quad (5)$$

式中  $e$  为电子电荷,  $R = \eta e/h\nu$  为光电探测器响应度,  $\eta = \eta_c \cdot \eta_o$  为总量子效率, 包括从光放大器输出到探测器输入之间的耦合效率  $\eta_c$  以及探测器本身的光电转换量子效率  $\eta_o$ . 在 IMDD 系统中, 由于  $i_{\text{散}}^2$  与输入信号光功率成正比, 因此它主要在输入信号为逻辑“1”状态时产生影响.

### 3.2 光放大器自发辐射产生的散弹噪声 $i_{\text{散}}^2$

由式(4)可以看出, 注入到探测器的光功率, 除了由输入信号产生的交流分量 ( $P_{\text{in}} \cdot G$ ) 以外, 还有光放大器自发辐射光放大器自发辐射产生的直流分量. 假定光放大器自发辐射在光学滤波器带宽内是均匀分布的, 则这部份直流光功率可表示为  $P_{\text{oc}} = 2\rho_{\text{sp}} \cdot B_o$ . 类似地,  $i_{\text{散}}^2$  可表示为:

$$i_{\text{散}}^2 = 2e(R \cdot 2\rho_{\text{sp}} \cdot B_o) \cdot B_c = 2e^2 \eta G N F B_o B_c \quad (6)$$

式中,  $NF = \frac{2\rho_{\text{sp}}}{h\nu \cdot G}$  为光放大器的噪声系数,  $B_o$  为光学滤波器矩形等效带宽. 必须注意的是, 由于光放大器自发辐射即使在无输入光信号时也存在, 因此  $i_{\text{散}}^2$  在输入为逻辑“0”状态时也起作用.

### 3.3 输入信号与光放大器自发辐射之间的差拍噪声 $i_{\text{信自}}^2$

输入光信号与光放大器自发辐射之间的差拍作用类似于相干接收机中输入光信号与本机振荡信号之间的外差作用, 只不过本机振荡信号通常接近于单频, 而光放大器自发辐射在光学滤波器带宽内接近于均匀分布. 文献[9]给出了相干接收机的输出光电流幅值为  $I^2 = 2R^2 P_1 \cdot P_2$ . 对应于光前放接收机,  $P_1 = P_{\text{in}} \cdot G$ ;  $P_2 = 2\rho_{\text{sp}} \cdot B_o$ . 则  $i_{\text{信自}}^2$  可表示为:

$$i_{\text{信自}}^2 = 2R^2 G \cdot P_{\text{in}} \cdot 2\rho_{\text{sp}} \cdot B_c \quad (7)$$

由于接收机电路带宽  $B_c < B_o$ . 因此  $i_{\text{信自}}^2$  中只有频率低于  $B_c$  的分量才能通过电路. 在(7)式中用  $B_c$  代替了  $B_o$ . 若将响应度  $R$  及噪声系数  $NF$  分别代入(7)式. 则  $i_{\text{信自}}^2$  可表示为:

$$i_{\text{信自}}^2 = \frac{2(e\eta G)^2 P_{\text{in}} N F \cdot B_c}{h\nu} \quad (8)$$

### 3.4 光放大器自发辐射自身的差拍噪声 $i_{\text{信自}}^2$

由于光放大器的自发辐射是一个宽带源, 各种不同频率的自发辐射分量相互之间也会产生差拍作用. 只不过此时  $P_1$  和  $P_2$  分别为二种不同频率的自发辐射. 类似地,  $i_{\text{信自}}^2$  可表示为:

$$\begin{aligned} i_{\text{信自}}^2 &= \int_0^{B_c} 4\rho_{\text{sp}}^2 R^2 (B_o - f) df = 2\rho_{\text{sp}}^2 R^2 (2B_o - B_c) \\ &= (\eta G N F e)^2 B_c \left( B_o - \frac{B_c}{2} \right). \end{aligned} \quad (9)$$

在以上所给出的四项主要噪声的表达式, 进一步分析表明, 在一定条件下, 只有其中二项噪声源是起主导作用的. 试比较:

$$\frac{i_{\text{信自}}^2}{i_{\text{散}}^2} = \frac{2(e\eta G)^2 P_{\text{in}} N F B_c / h\nu}{2e^2 \eta G P_{\text{in}} B_c / h\nu} = \eta G N F \quad (10)$$

对于光纤放大器,  $NF$  的典型值为 4~6 dB,  $\eta$  的典型值为 -6 dB, 因此只要光放大器的增益  $G > 10$  dB, 故  $i_{\text{信散}}^2$  相对就可忽略不计.

同理, 比较  $i_{\text{信自}}^2$  与  $i_{\text{信散}}^2$  也可得到:

$$\frac{i_{\text{信自}}^2}{i_{\text{信散}}^2} = \frac{1}{2} \eta G NF \left( 1 - \frac{B_c}{2B_0} \right) \quad (11)$$

通常, 电路带宽  $B_c \ll 2B_0$ , 因此  $i_{\text{信散}}^2$  相对来说也可忽略不计. 此时(4)式可简化成:

$$i_{\text{总}}^2 \approx i_{\text{信自}}^2 + i_{\text{信散}}^2 = (e\eta G)^2 NF B_c \left( NF \left( B_0 - \frac{B_c}{2} \right) + \frac{2P_{\text{in}}}{h\nu} \right) \quad (12)$$

#### 4 光前放接收机的灵敏度计算

光接收机的灵敏度是由其输出信号的信噪比来决定的. 对于理想的 Nyquist 接收机. 其误码率可用  $Q$  函数来估算:

$$\left. \begin{aligned} BER = Q(\gamma) &= \int_{\gamma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{w^2}{2}} dw, \\ \gamma &= \frac{m_1 - m_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中  $\gamma$  为接收机的输出信噪比,  $m_1$  及  $\sigma_1$  分别为逻辑“1”状态时的信号电平和噪声电平, 而  $m_0$  及  $\sigma_0$  则为“0”状态时的信号电平和噪声电平. 对于理想的 IMDD 系统, 输入信号消光比无穷大,  $m_0 = 0$ . 根据以上对信号与噪声的分析可得:

$$\gamma = \frac{P_{\text{in}} G \cdot R}{\sqrt{i_{\text{信自}}^2} + \sqrt{i_{\text{信自}}^2 + i_{\text{信散}}^2}} \quad (14)$$

假定输入信号为 NRZ 随机序列. “1”与“0”出现的概率相等, 则输入信号峰值也可用每比特光子数来表示, 即:

$$P_{\text{in}} = N_1 \cdot h\nu \cdot B_r \quad (15)$$

式中  $N_1$  为对应“1”状态时的每比特光子数,  $h\nu$  为光子能量,  $B_r$  为信号速率. 若将(8), (9)和(15)代入(14)可得:

$$\gamma = \frac{N_1}{NF \sqrt{K_c(K_0 - K_c/2)} (1 + \sqrt{1 + 2N_1/NF(K_0 - K_c/2)})} \quad (16)$$

式中:  $K_c = B_c/B_r$  为接收机电路带宽系数,  $K_0 = B_0/B_r$  为光学滤波器带宽系数. 对于 Nyquist 接收机, 误码率为  $10^{-9}$  时的  $\gamma \approx 6$ , 因此灵敏度计算公式可直接由(16)导出:

$$N_1 = 2\gamma^2 NF K_c + 2\gamma NF \sqrt{K_c(K_0 - K_c/2)} \quad (17)$$

在理想条件下,  $NF = 3$  dB,  $B_c = B_r/2$ ,  $B_0 = B_r$ , 无码型干扰 (ISI) 存在, 此时可得  $BER = 10^{-9}$  时的灵敏度约为 87 photon/bit. 这也是光前放接收机在 IMDD 系统中所能达到的量子极限.

对于实际的光纤传输系统, 往往还要考虑各种系统参数对灵敏度的影响, 因此式(17)还需作进一步的修正.

##### 4.1 热噪声对接收机灵敏度的影响

对于大多数商用的光电检测器组件, 热噪声的作用往往不能完全忽略. 热噪声主要在输入

信号为“0”状态时起作用,若引入热噪声系数:

$$K_{th} = 1 + \frac{i_{th}^2}{i_{自}^2} \quad (18)$$

则(14)的信噪比公式可修正为:

$$\gamma = \frac{P_{in}GR}{\sqrt{K_{th} \cdot i_{自}^2} + \sqrt{K_{th} \cdot i_{自}^2 + i_{信}^2}} \quad (19)$$

相应地其灵敏度计算公式修正为:

$$N_1 = 2\gamma^2 NFK_e + 2\gamma NF \sqrt{K_{in}K_e(K_0 - K_e/2)} \quad (20)$$

#### 4.2 消光比对接收灵敏度的影响

当输入信号的消光比不够大时,  $i_{自}$  即使在“0”状态也存在. 此外,消光比还将影响到有效的输出信号峰值  $m_1 - m_0$  ( $m_0 \neq 0$ ). 若引入消光比系数  $K_x = P_{in-0}/P_{in-1}$ , 其中  $P_{in-1}$  和  $P_{in-0}$  分别为逻辑“1”与“0”状态时的输入信号光功率, 则(19)可表示为:

$$\gamma = \frac{1}{2} \sqrt{K_{th} \left( \frac{K_0}{K_e} - \frac{1}{2} \right)} \left[ \sqrt{1 + \frac{2N_1}{NFK_{th} \left( K_0 - \frac{K_e}{2} \right)}} - \sqrt{1 + \frac{2N_1K_x}{NF \cdot K_{th} \left( K_0 - \frac{K_e}{2} \right)}} \right] \quad (21)$$

相应地其灵敏度公式修正为:

$$N_1 = \frac{2NF\gamma^2 K_e (1 + K_x)}{(1 - K_x)^2} + \frac{2NF\gamma}{(1 - K_x)^2} \cdot \sqrt{K_e (1 - K_x)^2 K_{th} \left( K_0 - \frac{K_e}{2} \right) + 4K_x \gamma^2 K_e^2} \quad (22)$$

#### 4.3 码型干扰对灵敏度的影响

在以上分析中,都假定接收机具有理想的 Nyquist 低通特性,但对于实际的通信系统,这样的低通特性是难以实现的,只能用其它的滤波特性去逼近. 此外,当  $B_0$  较小时,虽然可以减少噪声的影响,但由此产生的码型干扰也会影响系统灵敏度. 码型干扰不但与系统带宽滤波特性有关,也与信号码型有关. 码型干扰的大小可以用接收机输出眼图来估算,如图 2 所示. 其中  $m_1$  与  $m'_1$  分别“1”状态时最大与最小输出电平,而  $m'_0$  及  $m_0$  则为“0”状态时最大与最小输出电平. 其有效信号峰值可表示为:

$$(m_1 - m_0)_{ef} = \frac{1}{2} (m_1 - m_0) \left[ 1 + \frac{m'_1 - m'_0}{m_1 - m_0} \right] = K_i (m_1 - m_0) \quad (23)$$

式中  $K_i$  为码型干扰系数,其信噪比与灵敏度的表达式分别为:

$$\gamma = \frac{K_i}{2} \sqrt{\frac{K_{th} \left( K_0 - \frac{K_e}{2} \right)}{K_e}} \cdot \left[ \sqrt{1 + \frac{2N_1}{K_{th} NF \left( K_0 - \frac{K_e}{2} \right)}} - \sqrt{1 + \frac{2N_1K_x}{K_{th} NF \left( K_0 - \frac{K_e}{2} \right)}} \right] \quad (24)$$

$$N_1 = \frac{2NF\gamma^2 K_e (1 + K_x)}{(1 - K_x)^2 K_i} + \frac{2NF\gamma}{(1 - K_x)^2 K_i} \cdot \sqrt{(1 - K_x)^2 K_e^2 \left( K_0 - \frac{K_e}{2} \right) + 4K_x \gamma^2 K_e^2} \quad (25)$$

图 3 给出了  $K_0$ ,  $K_{th}$ ,  $K_x$ ,  $K_i$  与灵敏度的关系曲线. 由图 3(a) 可以看出,当光学滤波器带

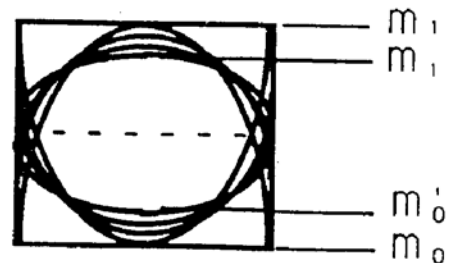


Fig. 2 Eye diagram with ISI

宽很小时,热噪声的影响可以忽略.当  $K_0 = 50$  时,  $K_{th} = 2$ (对应于  $i_{th} = i_{th0}$ ) 对灵敏度的劣化为  $1\text{ dB}$ ,而  $K_m = 3$  时对灵敏度的劣化为  $1.6\text{ dB}$ .与此相反,当  $K_0$  较小时,消光比对灵敏度的劣化较大.由图 3(b) 可以看到,  $K_0 = 1, K_r = 0.1$  时系统灵敏度劣化了  $2.6\text{ dB}$ .而同样的消光比在  $K_0 = 50$  时对系统灵敏度的劣化只有  $1\text{ dB}$ .相对来讲,码型干扰对灵敏度的劣化与  $K_0$  关系不是很大.

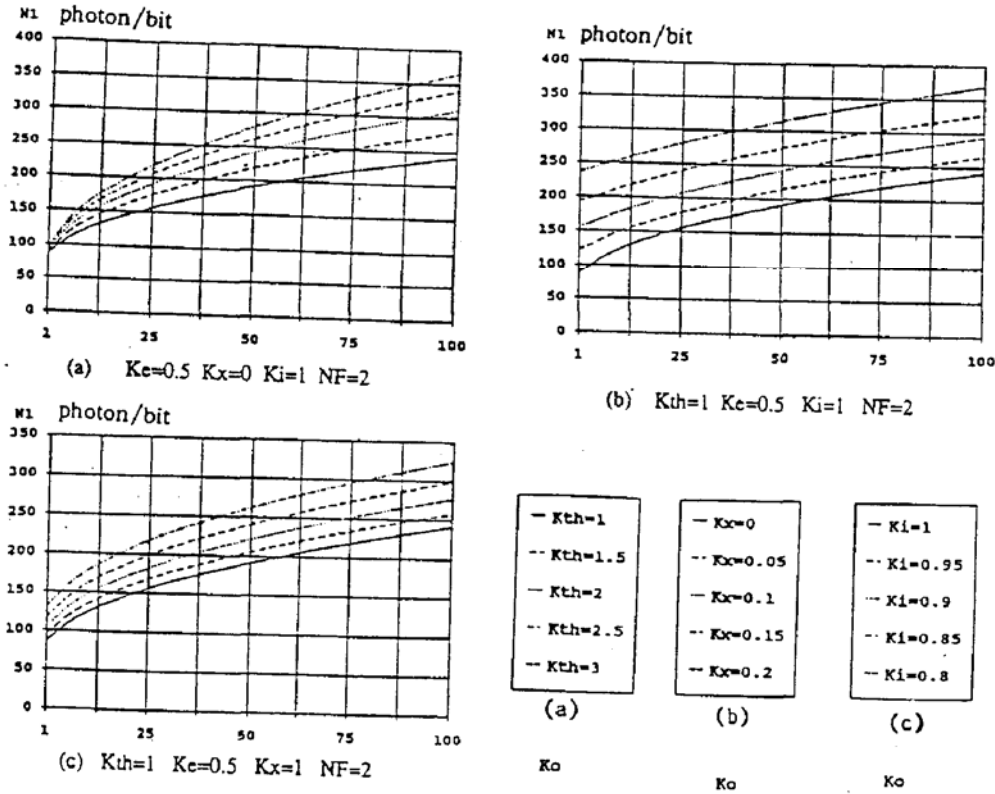


Fig. 3 Sensitivity with  $K_0, K_{th}, K_x$  and  $K_i$

综合起来讲,光学滤波器带宽对灵敏度影响最大,在普通应用条件下,若  $K_{th} = 2, K_r = 0.1, K_i = 1, NF = 2$ . 则  $K_0$  从 1 增加到 50 时灵敏度的劣化量为  $2\text{ dB}$ . 其次是消光比的影响. 在光前放接收机设计时应尽量采用窄带光学滤波器,并提高输入信号的消光比.

### 5 2.5 Gb/s 光前放接收实验

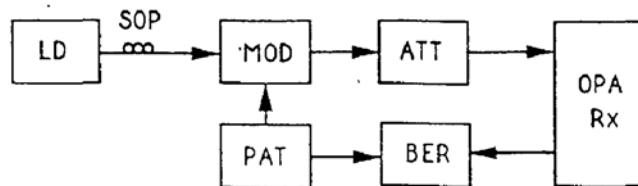


Fig. 4 Experimental system with optically pre-amplified receiver

为了检验前面所给出的噪声分析及灵敏度计算公式,建立了如图 4 所示的光前放接收实验传输系统. 发送端由激光器 LD, 外调制器 MOD, 偏振控制器 SOP, 及码型发生器 PAT 组成.

光前放接收部份(OPA R<sub>s</sub>)由泵源为 1480 nm 的光纤放大器( $NF = 5$ ,  $G = 24$  dB),等效带宽  $K_0 = 4$  的光滤波器,以及 2.4 Gb/s 商用 PIN-FET, RF 放大器组成. 接收机的电路带宽系数  $K_c \approx 0.52$ , 热噪声系数  $K_{th} = 2$ . 当传输码型为“1010...”人工码时,码型干扰可以忽略( $K_i \approx 1$ ). 此时(25)式给出的灵敏度( $BER = 10^{-9}$ )为 435 photon/bit, 对应于平均输入光功率为  $-41.5$  dBm, 而实测灵敏度为  $-41$  dBm. 采用短人工码时,  $K_i \approx 0.9$ , 灵敏度的理论计算值为 550 photon/bit, 对应于平均输入光功率为  $-40.5$  dBm, 而实测值为  $-40.3$  dBm. 采用伪随机码时,  $K_i$  降至 0.8, 理论计算和实测的灵敏度分别为  $-39.9$  dBm 及  $-39.5$  dBm. 图 5 给出了三组不同的误码特性曲线. 实线, 虚线, 点划线分别代表  $K_i = 1$ ,  $K_i = 0.9$ ,  $K_i = 0.8$  时的理论计算值, 而空三角, \* 号及实三角标记则分别为对应的实测值. 由图中可见二者的误差小于 0.5 dB.

在上节中曾提到, 光学滤波器带宽  $B_0$  对接收灵敏度有很大影响. 在实验系统中分别采用了三种不同的滤波器组合. 第一组采用双滤波器, 等效  $K_0 \approx 4$ . 第二组为 4.5 GHz etalon, 等效  $K_0 \approx 20$ , 第三组为 1 nm 光栅滤波器, 等效  $K_0 \approx 50$ . 式(4~14)给出的灵敏度分别为 655, 815, 1150 photon/bit, 相当于平均输入光功率为  $-39.8$ ,  $-38.8$  及  $-37.3$  dBm. 实测灵敏度为  $-39.5$ ,  $-38.7$  及  $-37.4$  dBm. 图 6 给出了三种不同滤波器组合时理论计算值和实测值. 由图 6 可以看出二者的误差仍然小于 0.5 dB. 由于实验系统的误码测试采用同一套误码仪, 光功率计及表耗器, 测试系统相对测试误差估计小于 0.2 dB, 理论计算和系统绝对测试误差在 0.5 dB 以内.

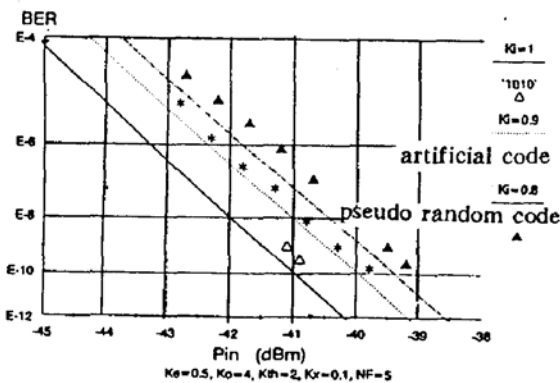


Fig. 5 Effect of ISI on system sensitivity

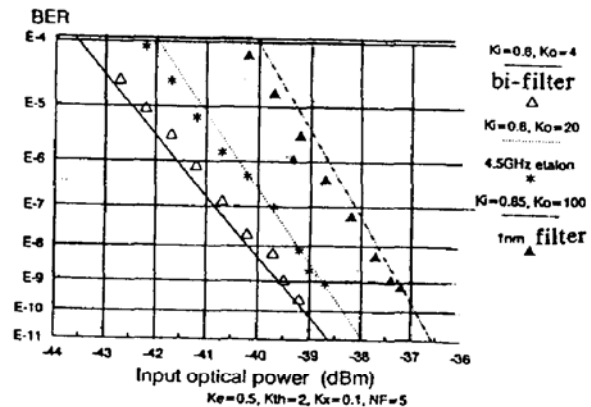


Fig. 6 Effect of optical filter bandwidth on BER performance

必须指出, 当采用 2.4 Gb/s PIN-FET 组件直接检测时, 实验系统的灵敏度只有  $-26.5$  dBm, 当采用光前置放大及双滤波器接收时, 其灵敏度为  $-39.5$  dBm, 整整提高了 13 dB!

## 6 小 结

本文对光放大器噪声及作为光前置放大时的接收灵敏度进行了详细的分析和推导. 当光放大器增益足够大时, 理论分析表明, 只有输入信号与自发辐射的差拍噪声及自发辐射本身的差拍噪声起主导作用. 对灵敏度公式的分析表明, 输入信号消光比及光学滤波器带宽对系统性能影响最大. 对一个 2.5 Gb/s 光前放实验系统的测试表明, 本文给出的灵敏度公式与实测值非常接近. 由于本文给出的灵敏度公式均以系统及器件可测参数为依据, 因此可以作为工程设

计和系统性能评价时的参考。

本文实验部分是在英国电信实验室(BTL)完成的,所用器件由 BTL 提供. BTL 的 Walker 博士及 G. Walker 博士对本文进行了有益的讨论与支持,特此感谢.

### 参 考 文 献

- [1] P. P. Smyth *et al.*, 152 photons per bit detection at 622 Mbit/s to 2.5 Gbit/s using an erbium fibre preamplifier. *Electronics Letters*, 1990, **26**(19):1604~1605
- [2] Tomoki Saito *et al.*, High receiver sensitivity at 10 Gbit/s using an Er-doped fibre preamplifier pumped with a 0.98  $\mu\text{m}$  laser diode. *IEEE Photonics Technology*, 1991, **3**(6):551~553
- [3] Dietrich Marcuse, Calculation of bit-error probability for a lightwave system with optical amplifiers and post-detection gaussian noise. *J. of Lightwave Technology*, 1991, **9**(4):505~513
- [4] Leonid G. Kazovsky, Ozan K. Tonguz, Sensitivity of direct-detection lightwave receivers using optical preamplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1991, **3**(1):53~55
- [5] R. C. Steel, G. R. Walkwe, N. G. Walker, Sensitivity of optically preamplified receivers with optical filtering. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1991, **3**(6):545~547
- [6] C. R. Giles *et al.*, Noise and performance of erbium doped fibre amplifier pumped at 1.49  $\mu\text{m}$  and application to signal preamplification at 1.8 Gbit/s. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1989, **1**(11):367~369
- [7] P. S. Henry, Error rate performance of optical amplifiers. *OFC' 89*, paper THK3, Feb. 1989:170
- [8] Amnon Yariv, *Optical electronics*, Holt-saunders International Editions, Third edition, New York; CBS College Publishing, 1985;Chapter 10:315~317
- [9] Ivan Andonovic, Deepak Uttamchandani, *Principles of modern optical systems*. Norwood; Artech House, 1989; Chapter 5:120~123

## Noise analysis and sensitivity calculation of optical amplifier and optically pre-amplified receiver

YAO Jianguo

(Dept. ESE, University of Essex, U. K.)

YANG Shuwen

(ATRC, Shenzhen University, China)

(Received 17 January 1993)

### Abstract

We present a practical model for optical amplifier noise amplifier noise analysis and its application in conventional intensity modulation-direct detection (IMDD) optical transmission systems. In particular, a general sensitivity calculation formulae for optically pre-amplified receiver is derived and the impact of different system parameters on BER performance is discussed. Measurements on a experimental system with a 2.5 Gb/s optically pre-amplified receiver show the good coincidence between the theoretical calculation and the experimental results. By using an optical pre-amplifier, the receiver sensitivity of the experimental system improved from  $-26.5$  dBm to  $-39.5$  dBm.

**Key words** optical communication, optical amplifier.