

文章编号 1000-5013(2002) 03-0246-06

交叉相位调制对 WDM 系统性能的影响

林其银 杨胜利

(厦门大学物理系, 厦门 362011)

摘要 在多个信道和任意调制的情况下, 推导 XPM 效应对光纤波分复用(WDM)系统性能的影响. 通过数值模拟计算表明, 在此情况下的 XPM 效应是限制系统性能一个重要因素, 应在系统功率预算中给予考虑. 同时, 提出抑制 XPM 影响的几种方法.

关键词 波分复用, 交叉相位调制, 功率代价, 离散效应

中图分类号 TN 929.11 TN 250.1

文献标识码 A

在使用波分复用(WDM)技术和掺铒光纤放大器(EDFA)的光纤通信系统中, 多个波长的光波以较大的功率在同一根光纤中传输. 由于光克尔效应的作用, 导致交叉相位调制(XPM)效应. 即一个光波的功率波动, 会调制同一光纤中传播的其它光波相位, 从而引入附加噪声, 影响系统性能. 在复用光波数和信号调制速率都较低的情况下, XPM 效应对系统性能的影响并不明显. 但是, 对于复用波长数目大、单信道调制速率高($> 2.5 \text{ GHz}$)、光波波长间隔小的 DWDM 系统来说, XPM 效应的作用会明显出现, 成为限制系统性能的重要因素. 文献 [1] 在忽略离散效应和损耗的情况下, 分析了 XPM 对 WDM 系统传输信道数的影响, 并进行数值模拟. 文献 [2] 根据周期性放大的非线性色散光纤中的信号传播的非线性薛定鄂方程(NLS), 推导出非归零码(NRZ)调制信号由于 XPM 作用引起的脉冲展宽的近似解. 从而计算出两信道波分复用系统中的最小信道波长间隔的表达式. 文献 [3] 根据慢变幅度近似的非线性波动方程, 推导出 XPM 效应对两个信道的 WDM 系统传输特性的影响. 系统配置为两信道, 干扰信道为正弦调制, 其结论得到了实验的验证. 文献 [4] 的分析是根据文献 [3] 的结果, 进一步推导了系统配置为两信道, 且干扰信道为随机基带 NRZ 信号调制时的 XPM 效指数的表达式. 在实际 DWDM 系统中, 经常是多个信道(4, 16, 32 等)复用. 因此, 为了考察 XPM 效对多信 DWDM 系统影响的情况, 本文利用文献 [4] 的结果, 进一步推导多个信道和任意调制的情况下 XPM 效应对系统的影响. 同时, 介绍抑制 XPM 影响的几种方法.

1 XPM 对两信道系统性能的影响

在文献 [4] 的分析中, 为了忽略其它非线性效应的影响, 只考虑两个信道(分别为信道 1 和 2)复用系统. 同时, 它假设群速色散(GVD)不明显导致光波场 $A_i(z, t)$ 波形的展宽, 只是使两

个波长出现“离散”现象. 所得到任意信号调制下, 交叉相位调制造成的信道 1 的相移 $\Phi(L, t)$ 表达式为

$$\Phi(L, t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\omega 2\gamma_1 \sqrt{\eta_{\text{XPM}}(\omega) L_{\text{eff}}} |P(0, \omega)| \cdot \exp[i\omega(t - \frac{L}{V_{g1}} + i\mathcal{Q}(\omega))] d\omega \quad (1)$$

其中 L 为实际光纤长度, $L_{\text{eff}} = (1 - e^{-\alpha L})/\alpha$ 为有效光纤长度, α 为光纤损耗系数, η_{XPM} 为 XPM 效率, $P(0, \omega)$ 光纤输入功率, γ_1 为非线性系数, ω 是光波角频率, V_{g1} 为信道 1 的群速率. 上式中, $\eta_{\text{XPM}}(\omega)$ 和 $\mathcal{Q}(\omega)$ 分别为

$$\eta_{\text{XPM}} = \frac{\alpha^2}{\Omega_m^2 d_{12}^2 + \alpha^2} \left[1 + \frac{4 \sin^2(\Omega_m d_{12} L / 2) e^{-\alpha L}}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right], \quad (2)$$

$$\mathcal{Q}(\omega) = \cos^{-1} \frac{1 - e^{-\alpha L} \cos(\Omega_m d_{12} L)}{(1 - e^{-\alpha L})^2 + 4 \sin^2(\Omega_m d_{12} L / 2) e^{-\alpha L}} - \cos^{-1} \frac{\alpha}{\Omega_m^2 d_{12}^2 + \alpha^2}, \quad (3)$$

其中 d_{12} 为离散距离, Ω_m 为信道调制角频率. $\Delta\Phi = 2\gamma_1 P_{2m} \sqrt{\eta_{\text{XPM}} L_{\text{eff}}}$ 定义为 XPM 指数, 则可将相移表达式 (1) 改写为

$$\Phi(L, t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\omega |P(0, \omega)| H(\omega) \exp[i\omega(t - \frac{L}{V_{g1}})] d\omega \quad (4)$$

其中系统的传递函数 $H(\omega)$ 为

$$H(\omega) = 2\gamma_1 \sqrt{\eta_{\text{XPM}}(\omega) L_{\text{eff}}} \exp[i\mathcal{Q}(\omega)]. \quad (5)$$

文献 [4] 根据文献 [5] 的计算方法, 采用曲型接收机参数, 在误码率 P_e 给定时, 利用高斯逼近算法计算需要的光功率值, 作出 XPM 影响下的幅度噪声功率谱和灵敏度曲线变化图. 这是只有两个信道复用的情况. 而在实际 DWDM 系统 (4, 8, 16, 32 等信复用) 中, 必须将前面的分析加以扩展到多信道 DWDM 系统的情况.

2 XPM 对多信道系统性能的影响

2.1 正弦调制的情况

为讨论方便, 假设各干扰信道对被测信的影响是互相独立的, 且由于 XPM 只改变信号相位, 各干扰信道之间的 XPM 作用不改变信光功率. 这样可以认为, 总的 XPM 效应是单个信道的作用的代数叠加. 将光脉冲包络 $A_j(x, t)$ 满足的波动方程改写为

$$\frac{\partial A_j}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A_j + \frac{1}{V_{gj}} \frac{\partial A_j}{\partial t} = i\gamma_j (|A_j|^2 + 2 \sum_k |A_k|^2) A_j, \quad (6)$$

式中的符号与前面类似, v_{gj} 是各光频群速度, $\gamma_j = (3/4)n_2 \omega / c A_{\text{eff}}$ 是非线性系数, n_2 是介质的三阶非线性极化系数引起的非线性折射率, ω 是光波角频率, A_{eff} 是有效纤芯面积. 等式右边的两项由 n_2 产生, 分别代表了自相位调制 (SPM) 和交叉相位调制 (XPM) 的影响. 方程 (6) 解的形式为

$$A_j(z, t) = A_j(0, t - \frac{z}{V_{gj}}) \exp\{ -\frac{\alpha z}{2} - i\Phi_j(z, t) \} \quad (7)$$

其相移表达式为

$$\Phi(z, t) = \gamma_j \left[\frac{1 - e^{-\alpha}}{\alpha} \left| A_j(0, t) - \frac{z}{V_{gj}} \right|^2 + 2 \sum_{k=0} \left| A_k(0, t - \frac{z}{V_{gj}} + d_{jk}z) \right|^2 e^{-\alpha} dz \right]. \quad (8)$$

设 $z=0$ 时, 信道 j (被测信道) 的光功率表达式为

$$P_j(0, t) = |A_j(0, t)|^2 = P_{j0}. \quad (9)$$

信道 k (干扰信道) 为正弦调制, 角频率为 Ω_m . 那么, 在 $z=0$ 时, 其光功率的表达式为

$$P_k(0, t) = |A_k(0, t)|^2 = P_{k0} + P_{km} \cos(\Omega_m t). \quad (10)$$

将式(9), (10)代入式(8), 得

$$\Phi(L, t) = \gamma_j \left[\frac{1 - e^{-\alpha}}{\alpha} P_{j0} + 2 \int_0^L \left(P_{k0} + P_{km} \cos \left(\Omega_m \left(t - \frac{L}{V_{gj}} + d_{jk}z \right) \right) \right) e^{-\alpha} dz \right] = \gamma_j (P_{j0} + 2P_{k0}) L_{eff} + \Delta\Phi \cos(\Omega_m(t - \frac{L}{V_{gj}}) + \Phi), \quad (11)$$

式中的符号定义同前. $\Delta\Phi = 2\gamma_j P_{km} \overline{\eta_{\text{XPM}} L_{\text{eff}}}$ 定义为 XPM 指数, XPM 效率表达式 η_{XPM} 为

$$\eta_{\text{XPM}} = \frac{\alpha^2}{\Omega_m^2 d_{jk}^2 + \alpha^2} \left[1 + \frac{4 \sin^2(\Omega_m d_{jk} L / 2) e^{-\alpha}}{(1 - e^{-\alpha})^2} \right], \quad (12)$$

$$\Phi = \cos^{-1} \frac{1 - e^{-\alpha L} \cos(\Omega_m d_{jk} L)}{(1 - e^{-\alpha})^2 + 4 \sin^2(\Omega_m d_{jk} L / 2) e^{-\alpha}} - \cos^{-1} \frac{\alpha}{\Omega_m^2 d_{jk}^2 + \alpha^2}. \quad (13)$$

式(13) Φ 为相位延迟因子, 它与 Ω_m 有关.

2.2 任意调制信号的情况

对任意调制信号, 式(8)中等式右边的第二项代表 XPM 效应的影响. 它可表示为不同时刻各子波分量的积分和. 对任意形状的信号, 可由它的各频谱分量的付里叶积分和表示为

$$P(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(z, \omega) e^{-i\omega t} d\omega \quad (14)$$

其中 $P(z, \omega)$ 为 $P(z, t)$ 的付里叶变换. 即

$$P(z, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} P(z, t) e^{-i\omega t} dt. \quad (15)$$

将式(14)代入式(8), 可得到多信道系统交叉相位调制造成的相移表达式为

$$\Phi(L, 1) = \frac{1}{\pi} \sum_{k=0} \gamma_j \overline{\eta_{\text{XPM}}(\omega) L_{\text{eff}}} |P_k(0, \omega)| \cdot \exp[i\omega(t - \frac{L}{V_{gj}}) + i\Phi(\omega)] d\omega \quad (16)$$

式中 $\eta_{\text{XPM}}(\omega)$ 和 $\Phi(\omega)$ 由式(12), (13)给出. 这样, 可以得出干扰信道为任意信号调制时, 考察信道的相移为

$$\Phi(L, 1) = \frac{1}{\pi} \sum_{k=0} |P_k(0, \omega)| H_{jk}(\omega) \exp[i\omega(t - \frac{L}{V_{gj}})] d\omega \quad (17)$$

其中 $H_{jk}(\omega)$ 的表达式为

$$H_{jk}(\omega) = 2\gamma_j \overline{\eta_{\text{XPM}}(\omega) L_{\text{eff}}} \exp[i\Phi(\omega)]. \quad (18)$$

$H_{jk}(\omega)$ 是光纤色散、信道间隔和传输距离的函数, 它代表第 k 个干扰信道对被测信道的 XPM 效应的等效函数. 式(17)表示 $\Phi(L, t)$ 是 $P_k(0, \omega)$ 通过传递函数 $H_{jk}(\omega)$ 的系统输出的.

3 XPM 光功率代价计算及结果分析

现以典型接收机的参数, 计算多信道 XPM 的光功率代价. 把光接收机的输出电压作一级近似, 忽略其高阶累积量(可以看作是 Gauss 过程). 输出电压在判决时刻的样值是 Gauss 变量, 对它只需知道均值和方差就能写出其概率密度函数, 从而计算判决错误的概率. 把误码率 P_e 表示为^[6]

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{2}\right), \quad (19)$$

式中 Q 为信噪比. 即

$$Q = \frac{V(b_{\max}) - V(b_{\min})}{\sigma(b_{\max}) + \sigma(b_{\min})}, \quad (20)$$

其中 b_{\max} , b_{\min} 分别为光探测器接收到“1”, “0”码的光功率, $V(b_{\max})$, $\sigma^2(b_{\max})$ 和 $V(b_{\min})$, $\sigma^2(b_{\min})$ 分别为光接收机接收“1”, “0”码时输出电压均值和方差. 它们由下式决定^[8]

$$\left. \begin{aligned} \sigma^2(b_{\min}) &= G^{2+x} e R^2 f_b \left[R b_{\max} \left(\frac{1+E}{2} \Sigma_1 - \frac{1-E}{2} I_1 \right) + I_d I_2 \right] + R^2 Z + \sigma_{\text{PM-AM}}^2, \\ \sigma^2(b_{\max}) &= G^{2+x} e R^2 f_b \left[R b_{\max} \left(\frac{1+E}{2} \Sigma_1 + \frac{1-E}{2} I_1 \right) + I_d I_2 \right] + R^2 Z + \sigma_{\text{PM-AM}}^2, \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

$$\left. \begin{aligned} V(b_{\min}) &= G R b_{\min} R_I + G I_d R_I H_I(0), \\ V(b_{\max}) &= G R b_{\max} R_I + G I_d R_I H_I(0). \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

上式是考虑了光电转换散弹噪声、主放大器电路噪声、暗电流散弹噪声和 XPM 引起的相位-幅度噪声之后的待判决信号方差. 其中, G 为光探测器平均雪崩增益, x 为过量噪声指数(对于 PIN 管, $G=1$, $x=0$), e 为电子电量, R 为光探测器响应度, I_d 为暗电流, f_b 为信号码, E 为光发送机的消光比, Z 为接收放大器的电路噪声因子. I_1, I_2, Σ 为接收机平衡后波形 Personik 系数. 这里的 $\sigma_{\text{PM-AM}}^2$ 是接收机判决前, 信号的噪声方差^[8].

首先研究一个四信道的系统, 采用典型接收机参数. 其信道间隔 $\Delta\lambda=0.8 \text{ nm}$, 调制速率 $1.99 \text{ A} \cdot \text{s}^{-1}$, 在 G 652 普通的单模光纤上传输 ($D=17 \text{ ps} \cdot (\text{nm} \cdot \text{km})^{-1}$). 光纤损耗系数 $\alpha=0.2 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$, 波长 $\lambda=1550 \text{ nm}$, 色散常数 $D=17 \text{ ps} \cdot (\text{nm} \cdot \text{km})^{-1}$, 有效纤芯截面积 $A_{\text{eff}}=5.5 \times 10^{-11} \text{ m}^2$, 非线性折射率 $n_2=3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2 \cdot \text{W}^{-1}$. 误码率要求 $P_e=10^{-9}$, 发送机平均发送光功率 $P_{02}=0.9 \text{ mW}$, 接收机平均光电流 $I_{02}=0.50 \mu\text{A}$, 响应度 $R=0.8$, 消光比 $E=1/20$, 光探测器暗电流 $I_d=0.02 \mu\text{A}$. 假设输入高斯波形占空系数为 0.4, 输出升余弦波滚降系数为 1. 利用高斯逼近算法计算需要的光功率值^[6], 作出幅度噪声功率谱和灵敏度 (P_{\min}) 曲线变化图.

由图 1, 2 可以看出, 四信道比两信道的光功率代价有所增加, 并且随着信道位置的不同而有所不同. 这是因为波长在边上的信道(信道 1, 4)与干扰信道波长间隔较远, 离散距离也增

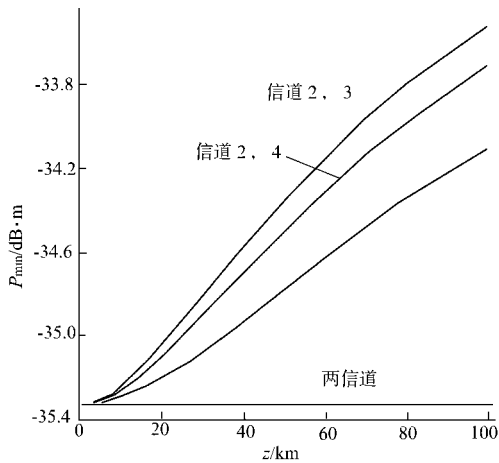


图 1 四信道系统接收灵敏度与距离(z)关系

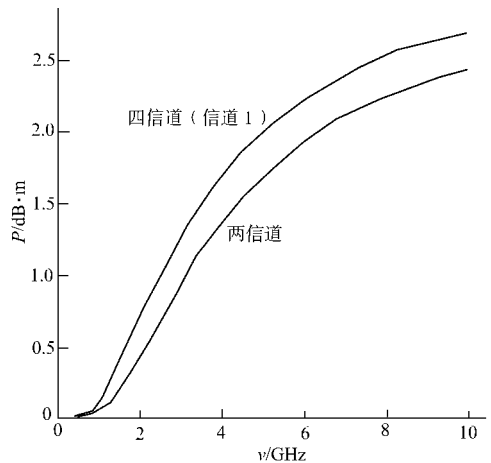


图 2 四信道系统光功率代价(P)和调制信号码速(v)关系

大. 图中, $L = 60$ km. 信道数更多的情况, 如图 3 所示. 从图中可见信道数目较大时, 再增加

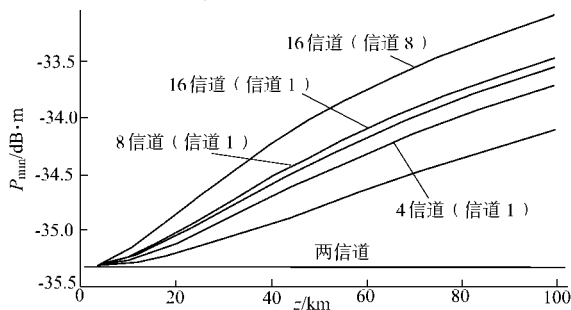


图 3 多信道系统接收灵敏度与距离关系

波分复用数对光功率代价的影响逐渐减弱. 因为, 此时增加的光波波长与中心波长间隔较远. 但此时由 XPM 引起的系统光功率代价, 已经增大到不可忽视的程度, 成为系统设计时应考虑的最重要的非线性效之一.

4 抑制 XPM 影响的方案

为抑制 XPM 引起的功率代价和串扰, 可以 4 个方面考虑.

(1) 控制最小信道间隔、最大信道功率及最大信道数. 为了抑制 XPM 引起的串扰, 采用普通单模光纤 G 652 的 WDM 系统, 其最小信道间距为⁶⁾

$$V_{\omega} = \frac{2\alpha}{B_g D_g M}.$$

其中 B 为比特率, D 为光纤色散系数, M 为联级数. 设每个信道有相等的平均功率和相同的功率涨落. 如果 XPM 引起的功率损耗在 1 dB 以内⁷⁾, 则每个信道的功率必须满足 $P_i <$

$\frac{0.15\alpha}{4N-3}$, N 为信道数.

(2) 采用有效纤芯面积 A_{eff} 大、损耗系数 α 小的光纤. 有效面积代表在光纤中用于传输的

光功率的平均面积, 因而大大地提高了光纤中 SBS, SRS, SPM 和 XPM 等非线性效应的阈值, 从而使系统具有更大的功率传输能力.

(3) 采用有一定色散的光纤, 对系统进行色散管理. 色散使不同波长的光波在传输时出现“离散”效应, 削弱了 XPM 对系统性能的负面影响. 但色散又限制传输距离. 为了解决这一矛盾, 可以采用色散管理技术, 使传输中采用的光纤的色散值正负交替, 系统总的色散为零. 文献 [8] 通过理论分析和实验证实, 对每中继段分别进行色散补偿是减少 XPM 影响的很好的方案.

(4) 有学者提出了利用扩展的 RZ 脉冲传输的信号传输格式方法, 来抑制 XPM 效应. 另外有研究已表明, 采用最佳的光信号脉宽可以抑制因 XPM 引入的非线性影响.

参 考 文 献

- 1 Marcuse D. Dependence of cross-phase modulation on channel number in fiber WDM systems[J]. J. of Lightwave Tech., 1994, 12(5): 885 ~ 889
- 2 Kodama Y, Wabnitz S. Analytical theory of guiding-center nonreturn-to-zero and return-to-zero signal transmission in normally dispersive nonlinear optical fibers[J]. Optics Letters, 1995, 20(22): 2 291 ~ 2 296
- 3 Chiang T K. Cross-phase modulation in dispersive fibers: Theoretical and experimental investigation of the impact of modulation frequency[J]. IEEE Photonics Lett., 1994, 6(6): 733 ~ 738
- 4 Zhu Xu, Lin Rujian. Influence of cross-phase modulation on performance of dense wavelength division multiplexed systems[J]. Optical Communication Technology, 2000, 2(2): 152 ~ 157
- 5 林如俭. 光纤传输技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2000. 21 ~ 120
- 6 Marcuse D, Chraplyvy A R, Tkach R W. Dependence of cross-phase modulation on channel number in fiber WDM systems[J]. J. Lightwave Tech., 1994, 12(6): 885 ~ 890
- 7 Chraplyvy A R, Marcuse D, Henry P S. Carrier-induced phase noise in anglemodulation optical fiber systems[J]. J. Lightwave Tech., 1984, 2(1): 6 ~ 10
- 8 Rongqing H, Demarest K R. Cross-phase modulation in multispan WDM optical fiber systems[J]. J. Lightwave Tech., 1999, 17: 1 081 ~ 1 026

Influence of Cross-Phase Modulation on the System Performance of Wave Division Multiplex

Lin Qiying Yang Shengli

(Dept. of Physics, Xiamen Univ., 361005, Xiamen)

Abstract Under the condition of multiple channel and arbitrary modulation, the authors derive the influence of cross-phase modulation (XPM) effect on the system performance of wave division multiplex (WDM). As indicated by numerical analog computation, XPM effect is an important factor restricting system performance which should be taken into account in the budget of system power. Several methods are proposed for inhibiting the influence of XPM.

Keywords wave division multiples, cross-phase modulation, power penalty, walk-off effect