

文章编号: 0253-2239(2004)10-1370-5

自相位调制和交叉相位调制共同作用下 抽运探测波结构中的信号扰动研究*

熊 杰 罗 斌 潘 炜 王 刚

(西南交通大学光通信研究所, 成都 610031)

摘要: 针对强度调制直接检测波分复用系统研究了抽运探测波结构中自相位调制和交叉相位调制共同作用下的光信号传输, 给出了确定任意抽运信号下的探测波时域波形及强度调制率的理论解析方法, 分析了信道间隔、传输速率对于交叉相位调制的影响, 发现抽运波自相位调制的作用主要体现在使探测波时域强度调制率有所增大, 解析结果和数值仿真能较好地吻合。

关键词: 波分复用; 交叉相位调制; 自相位调制; 时域强度调制率; 频域强度调制率

中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

Crosstalk of Signal in Pump Probe Structure with Self-Phase Modulation and Cross-Phase Modulation

Xiong Jie Luo Bin Pan Wei Wang Gang

(Institute of Optical Communication, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031)

(Received 18 July 2003; revised 10 March 2004)

Abstract: The transmission of optical signal under the effects of cross-phase modulation (XPM) and self-phase modulation (SPM) together in pump-probe wave structure is investigated in intensity modulation direct detection wavelength division multiplexing (IM-DD WDM) systems. The analytical method to determine the time-domain shape of probe wave when arbitrary wave is inputted in pump channel is confirmed. The impact of channel spacing and transmission rate on XPM is assessed. It is found that the main effect of SPM in pump channel is to increase time-domain intensity-modulation index to a certain extent. The analytical result agrees well with numerical simulation.

Key words: wavelength division multiplexing; cross-phase modulation; self-phase modulation; time-domain intensity modulation index; frequency-domain intensity modulation index

1 引 言

提高波分复用(WDM)系统总传输容量的一个主要方法是通过减小信道间隔, 实现超密集型波分复用。但随着信道间隔的不断减小, 交叉相位调制(XPM)的影响逐渐增大, 成为限制波分复用系统容量的重要因素。交叉相位调制起源于光纤中的科尔

非线性效应, 光纤中一个信道内传输的光波的功率波动将会通过交叉相位调制对相邻信道光波进行相位调制(PM); 同时, 群速度色散(GVD)将交叉相位调制产生的相位调制转化为强度调制(IM), 从而降低了强度调制直接检测(IM-DD) 光纤通信系统性能。已有多篇文章通过理论分析、数值仿真和实验^[1~3]研究了波分复用系统中由交叉相位调制引起的性能下降。

和群速度色散一样, 自相位调制也对光信号在光纤中的传输产生重要影响, 当然, 同时考虑这二者的作用时会使数学上的处理更加复杂, 这可能是前

* 国家自然科学基金(10174057)、西南交通大学博士创新基金项目资助课题。

E-mail: jxiong9664@sina.com

收稿日期: 2003-07-18; 收到修改稿日期: 2004-03-10

期工作如文献[1~3]仅仅考虑群速度色散的原因之一,但是为了全面准确地反映交叉相位调制过程中的物理规律,同时考虑抽运波信道中的自相位调制和群速度色散是必要的。因此,本文在文献[2]的基础上引入了抽运波信道中的自相位调制,给出了当抽运波信道中输入为任意信号时确定探测波时域波形及时域强度调制率的理论解析方法。

2 理论分析

考虑极化状态相同的抽运-探测波结构光传输系统。

2.1 探测波信道强度调制频域解析式推导

考虑抽运波信道自相位调制、群速度色散共同作用时,确定由交叉相位调制引起的探测波信道强度调制频域解析式的过程,可以分为以下三步:

1) 在抽运波信道中,对于输入的任意调制信号 $P_2(0, t)$, 求出经过距离 Z 传输后信号的频域表达式 $\tilde{P}_2(Z, \omega)$;

2) 在探测波信道的 Z 处微段 dZ 内,由于交叉相位调制的作用,确定抽运波调制信号 $\tilde{P}_2(Z, \omega)$ 对探测波信道中相位调制的贡献 $d\tilde{\phi}_{1\text{XPM}}(Z, \omega)$;

3) 在探测波信道中,交叉相位调制产生的 $d\tilde{\phi}_{1\text{XPM}}(Z, \omega)$ 通过群速度色散的作用转化为强度调制 $d\tilde{P}_{1\text{XPM}}(Z, \omega)$,总的强度调制通过 $d\tilde{P}_{1\text{XPM}}(Z, \omega)$ 对从 0 到 L 积分后得到。

结合这三个步骤,下面进行具体推导并给出关键量的表达式。首先,以小信号调制为前提,并假定初始抽运波信号无外加相位调制,当抽运波调制信号传输到 Z 处时,其强度调制频域表达式是^[4]

$$\tilde{P}_2(Z, \omega) = \tilde{P}_2(0, \omega) H_2(Z, \omega) = \tilde{P}_2(0, \omega) [\cos(qZ) + \Pi_2(Z, \omega)], \quad (1)$$

这里 $\tilde{P}_2(0, \omega)$ 为 $P_2(0, t)$ 的傅里叶变换, $H_2(Z, \omega)$ 是考虑自相位调制、群速度色散共同作用下的抽运波频域传递函数,其中, $\cos(qZ)$ 反映的是抽运波信号群速度色散的贡献,而 $\Pi_2(Z, \omega)$ 为抽运波信号的自相位调制的贡献^[5]:

$$\Pi_2(Z, \omega) = \gamma_2 \bar{P}_2(0) \left\{ \frac{1}{\alpha^2 + (2q)^2} [a \sin(qZ)(1 + e^{-\alpha Z}) - 2q \cos(qZ)(1 - e^{-\alpha Z})] + \frac{1}{\alpha} \sin(qZ)(1 - e^{-\alpha Z}) \right\}, \quad (2)$$

式中 $q = \lambda_2^2 D_2 \omega^2 / (4\pi c)$, λ_2 、 D_2 、 γ_2 分别为抽运波信道的光波长、以及在该波长处光纤的色散参量和非线性系数, c 为光速, α 为损耗系数, $\bar{P}_2(0)$ 为抽运波信道输入端平均光功率。

接下来,考虑在光纤 Z 处的微段 dZ 内,由抽运波引起的探测波相移(相位调制) $d\tilde{\phi}_{1\text{XPM}}(Z, \omega)$, 它和抽运波 $\tilde{P}_2(Z, \omega)$ 通过以下表达式相关联:

$$d\tilde{\phi}_{1\text{XPM}}(Z, \omega) = 2\gamma_1 \tilde{P}_2(Z, \omega) \exp(-\alpha Z) \exp(-j\omega Z/v_{g2}) dZ, \quad (3)$$

式中 γ_1 为探测波信道所在波长处光纤的非线性系数, v_{g2} 为抽运波信道对应的群速度。

因光纤群速度色散的存在,以上 $d\tilde{\phi}_{1\text{XPM}}(Z, \omega)$ 经过从 Z 到输出端这段距离的传输将被转化为强度调制 $d\tilde{P}_{1\text{XPM}}(Z, \omega)$, 由小信号分析可得^[4]

$$d\tilde{P}_{1\text{XPM}}(Z, \omega) = 2\bar{P}_1(Z) \exp[-\alpha(L-Z)] \exp[-j\omega(L-Z)/v_{g1}] \sin[b(L-Z)] d\tilde{\phi}_{1\text{XPM}}(Z, \omega), \quad (4)$$

式中 L 为光纤长度, $\bar{P}_1(Z) = \bar{P}_1(0) \exp(-\alpha Z)$ 是探测波信道中 Z 处的平均光功率, $\bar{P}_1(0)$ 是该信道的平均输入光功率, v_{g1} 为探测波信道对应的群速度, $b = \lambda_1^2 D_1 \omega^2 / (4\pi c)$, λ_1 、 D_1 分别为探测波信道的光波长、以及在该波长处光纤的色散参量。

(4) 式中的 $d\tilde{P}_{1\text{XPM}}(Z, \omega)$ 代表的只是抽运波在 Z 处引起的探测波相位调制对总的探测波信道输出端强度调制的贡献,因此,对于传输长度为 L 的光纤,需要对(4)式从 0 到 L 积分来计算总的强度调制,即

$$\tilde{P}_{1\text{XPM}}(L, \omega) = \int_0^L d\tilde{P}_{1\text{XPM}}(Z, \omega) = 2\gamma_1 \bar{P}_1(0) \tilde{P}_2(0, \omega) \exp(-\alpha L) \exp(-j\omega L/v_{g1}) A, \quad (5)$$

通过较为繁复的运算,得到(5)式中 A 的表达式

$$A = \sum_{j=1}^2 \left\{ \frac{1}{a_j^2 + (b+q)^2} \{ a_j \sin(bL) - (b+q) \cos(bL) + [a_j \sin(qL) + (b+q) \cos(qL)] \exp(-a_j L) \} + \frac{1}{a_j^2 + (b-q)^2} \{ a_j \sin(bL) - (b-q) \cos(bL) + [-a_j \sin(qL) + (b-q) \cos(qL)] \exp(-a_j L) \} \right\} \times$$

$$\begin{aligned}
& [(2-j) + (-1)^i 2Bq] + \\
& \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{a_k^2 + (b+q)^2} \{ a_k \cos(bL) + (b+q) \sin(bL) + [-a_k \cos(qL) + (b+q) \sin(qL)] \exp(-a_k L) \} + \right. \\
& \left. \frac{1}{a_k^2 + (b-q)^2} \{ -a_k \cos(bL) - (b-q) \sin(bL) + [a_k \cos(qL) + (b-q) \sin(qL)] \exp(-a_k L) \} \right\} \times \\
& \left[B\alpha - (-1)^k \frac{\gamma_2 \bar{P}_2(0)}{\alpha} \right], \quad (6)
\end{aligned}$$

在 A 的表达式中, 两信道间的走离参量

$$d_{12} = (v_{g1}^{-1} - v_{g2}^{-1}) \approx D_1(\lambda_1 - \lambda_2),$$

其他变量定义为 $a_1 = \alpha - i\omega d_{12}$, $a_2 = 2\alpha - i\omega d_{12}$, $B = \gamma_2 \bar{P}_2(0) / (\alpha^2 + 4q^2)$ 。

(5) 式也能够以归一化频域传递函数形式写为

$$H(\omega) = \frac{\tilde{P}_{1\text{XPM}}(L, \omega)}{\bar{P}_2(0, \omega) \exp(-aL) \exp(-j\omega L / v_{g1})} = \frac{2\gamma_1 \bar{P}_1(0) A}{2\gamma_1 \bar{P}_1(0) A}, \quad (7)$$

至此, 已经将影响探测波信道中强度调制的诸多参量如: 调制频率、抽运波功率、探测波功率、走离参量、色散参量及光纤损耗等, 通过(5)式和(7)式表达出来。由于(6)式的复杂性, 下面结合实际系统参量, 对(6)式进行合理的简化。

2.2 简化的探测波信道强度调制频域解析式推导

通常, 信道间隔远小于工作波长(如 100 G 密集波分复用系统相邻信道间隔约 0.8 nm, 工作波长在 1530~1565 nm 范围), 因此, 探测波和抽运波信道中的两个重要参量 b 和 q 相差并不大。其次, 对于传输码率高达 10 Gb/s 到 40 Gb/s 这样的光波系统, 大多采用 G. 655 低色散光纤, 以该种光纤典型参量[损耗系数 $\alpha = 0.23$ dB/km, 色散系数 $D = 0.5$ ps/(nm·km)]进行计算, 可以发现 $b^2 \ll \alpha^2$, $q^2 \ll \alpha^2$ 这一条件在 40 Gb/s 传输码率以内可以得到很好的满足。最后考虑到光纤传输线路长达数十千米, 有 $\exp(-aL) \ll 1$ 。综合考虑以上条件, (5)式和(7)式中的因子 A 简化为

$$\begin{aligned}
A = & \frac{2}{a_1} \left[\sin(bL) - \frac{b}{a_1} \cos(bL) \right] + \\
& \frac{4b\gamma_2 \bar{P}_2(0)}{a_1^2 a_2} \left[\sin(bL) + \frac{(a_1 + a_2)b \cos(bL)}{\alpha a_2} \right], \quad (8)
\end{aligned}$$

(8) 式的物理意义已非常直观, 它的两部分分别对应抽运波信道中群速度色散和自相位调制对交叉相位调制的贡献。由三角函数的周期性可以预测, 交叉相位调制会随参量 b 出现极大与极小交替变化的波动现象, 考虑到 b 与传输码率的平方成正比, 这种变化的周期是随传输码率的增长而变得越来越短的。然而, 传输码率不能够无限增长, 它的上限应由信道间距决定, 不能超过信道所许可的传输带宽, 否则会引

起信道间的直接串扰。所以, 在许可的传输码率范围内, 是否会出现这种波动和参量 bL 有很大的关系。

2.3 任意抽运信号下交叉相位调制所致时域强度调制率推导

抽运波信道中输入任意调制信号时, 其光功率可表示为

$$P_2(0, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{P}_2(0, \omega) \exp(j\omega t) d\omega, \quad (9)$$

其中 $\tilde{P}_2(0, \omega)$ 为 $P_2(0, t)$ 的傅里叶变换。则该光波通过传递函数为 $H(\omega)$ 的系统后在探测波信道的输出可表示为

$$\begin{aligned}
P_1(L, t) = & \bar{P}_1(0) \exp(-aL) + P_{1\text{XPM}}(L, t) = \\
& \bar{P}_1(0) \exp(-aL) + \\
& \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \tilde{P}_2(0, \omega) \exp(j\omega L) d\omega, \quad (10)
\end{aligned}$$

所以, 交叉相位调制效应的影响可以等效为以 $H(\omega)$ 表示的传递函数的系统, 用它来研究抽运波信道输入为任意调制信号的情况。由于 $\exp(-aL)$ 对应长度为 L 的光纤中的传输损耗, 定义由交叉相位调制在探测波信道中引起的归一化时域强度调制率(简称时域强度调制率或时域强度调制率):

$$m_{\text{IM}}^{\text{XPM}} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{P_{1\text{XPM}}(L, t)}{\bar{P}_1(0) \exp(-aL)} \right]^2 dt, \quad (11)$$

其中 T 为探测波信号持续时间, 以此作为衡量交叉相位调制效应强弱的指标。

3 结果及讨论

为检验第二节中理论分析的正确性, 下面将对本文解析结果和由耦合非线性薛定谔方程(CNLSE)组进行分步傅里叶法数值模拟的结果进行比较。具体系统方案是: 采用长度 $L = 80$ km 的 G. 655 光纤, 在光纤的输入端, 探测波信道和抽运波信道的平均输入功率 $\bar{P}_1(0)$ 、 $\bar{P}_2(0)$ 均为 10 mW。光纤参量的典型值依据文献[2, 3], 其中: 色散斜率 $D_s = 0.044$ ps/(nm²·km), 非线性系数 $\gamma = 2.43$ W⁻¹km⁻¹, 损耗系数 $\alpha =$

0.23 dB/km, 探测波信道光波长和色散系数分别为 $\lambda_1 = 1550 \text{ nm}$, $D_1 = 0.5 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ 。

首先, 研究交叉相位调制引起的探测波信道中强度调制频域传递函数。这时, 抽运波信道在平均输入功率 $\bar{P}_2(0)$ 的基础上, 附加一小的正弦调制, 即在抽运波信道中的总输入为 $\bar{P}_2(0) + 0.1\bar{P}_2(0)\sin(\omega t)$ 。图 1 是具体的结果, 其中实线和虚线是分别利用(6)式和(8)式计算的探测波信道中强度调制的归一化频域传递函数, 离散点对应的是数值模拟结果, 其实质是反映了传输码率对交叉相位调制的影响。值得说明的是, 为了体现出在第 2 节分析中所预测的频域传递函数波动现象, 图 1 是在信道间距为 1.6 nm 的情况下得到的结果, 换算到频域, 信道间距达到 200 GHz。

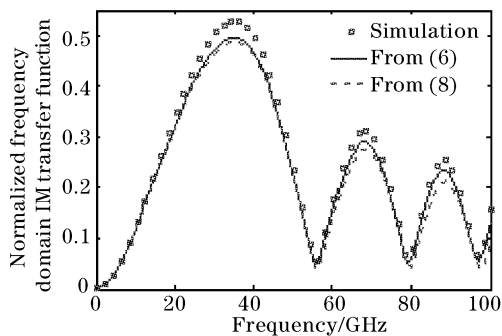


Fig. 1 Normalized frequency domain IM transfer functions versus modulation frequency. Channel spacing: 1.6 nm

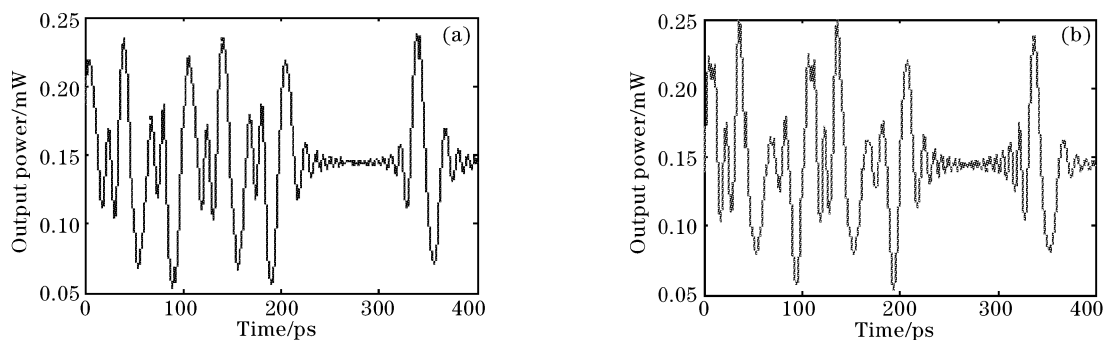


Fig. 2 Time-domain intensity-modulation induced by XPM in probe wave channel. Signal format of temporal power waveform inputted in pump channel is 20 Gb/s NRZ PRBS (10101110). (a) analytic result (b) simulation result.

Channel spacing: 0.4 nm

图 3 即给出了抽运波信道速率为 40 Gb/s 以内时, 在探测波信道输出的归一化时域强度调制率 $m_{\text{IM}}^{\text{XPM}}$ 随信道速率及信道间隔的变化情况, 理论计算结果以实线表示, 仿真模拟结果以方框表示, 三组曲线从上到下信道间隔依次为 0.4 nm, 0.8 nm, 1.6 nm。这和图 1 得到的结论是一致的, 因为在给定的系统参量条件下, 频域传递函数的第一个波峰所要求的传输码率大于 40 Gb/s。所以, 在图 3 中显

对于小一些的信道间距如 0.4 nm, 利用(6)式和(8)式计算的频率范围则应限制到 25 GHz 才有意义。该图也说明了, 通过(6)式简化的探测波信道强度调制频域解析式近似程度较高。同时, 频域传递函数的这种波动揭示出, 为了减弱交叉相位调制效应, 应该通过合理选择系统参量, 使得传输码率处所对应的频域传递函数值尽可能避开波峰, 所以, 这对于系统设计有一定参考作用。

下面, 通过在抽运波信道中输入伪随机非归零 (NRZ) 矩形脉冲序列, 对探测波信道输出的强度调制分别进行计算和数值模拟。抽运波信道输入的随机序列为 10101110, 其平均功率 10 mW, 调制深度 0.8, 传输码率 20 Gb/s。图 2 是信道间隔为 0.4 nm 时探测波信道输出的时域波形图, 图 2(a)、图 2(b) 分别对应理论计算和分步傅里叶方法的数值模拟结果。由图 2 可见, 理论计算和数值模拟是符合得比较好的, 两者在尖峰处(高频分量)的偏差, 是由于在抽运波信道中理论分析时采用小信号调制而实际采用的调制深度达到 0.8 所致。采用图 2 的方法, 在得到探测波信道输出的时域波形后, 就可以利用(11)式, 计算出归一化时域强度调制率。为了使伪随机序列对结果的影响降到最低, 抽运波信道输入的是位非归零伪随机码, 并通过多次输入得到统计平均结果。

示出随着传输码率的增大, 探测波信道的时域强度调制率也增大。这里说明一点, 对于非归零码, 40 Gb/s 传输码率所要求的传输带宽实际上小于 40 GHz, 而图 1 是以频率为横坐标, 因此图 1 中波峰处的频率值和实际的传输码率是有差异的。图 3 中给出的信道间隔对归一化时域强度调制率的影响, 通过(8)式也可以得到很好的解释。在(8)式中, 和信道间隔有关的量仅包含在 a_1 和 a_2 的虚部中,

当传输码率比较低的时候, a_1 和 a_2 的虚部远小于其实部, 可以忽略, 表明探测波信道强度调制频域传递函数和信道间隔无关。这对应图 3 中传输码率小于 3 Gb/s 的一段, 三种信道间隔情况下的归一化时域强度调制率基本上重合在一起。随着传输码率的提高, a_1 和 a_2 虚部的作用逐渐体现出来, 在 (8) 式的两部分中, 由于 a_1 和 a_2 均在分母中, 所以随着信道间隔的减小, 归一化时域强度调制率增大, 即交叉相位调制效应增强, 这也是物理上的直观结论。

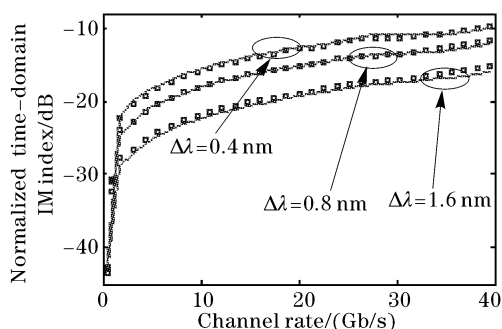


Fig. 3 Normalized time domain IM index (dB) versus channel rates for channel spacing of 0.4 nm, 0.8 nm and 1.6 nm. Solid lines are analytic results, squares — simulation results

最后, 为了考察抽运波自相位调制对交叉相位调制的影响, 定义 $K = (m_{\text{IM}}^{\text{XPM}} - m_{\text{IM}}^{\text{XPM,no}}) / m_{\text{IM}}^{\text{XPM}}$, 其中 $m_{\text{IM}}^{\text{XPM}}$ 对应考虑抽运波自相位调制时的探测波时域强度调制率, $m_{\text{IM}}^{\text{XPM,no}}$ 对应不考虑抽运波自相位调制时的探测波时域强度调制率, 以 K 值衡量抽运波自相位调制对于交叉相位调制的影响。图 4 给出了 K 随信道速率的变化情况, 抽运波输入与图 3 中相同。图中解析结果由实线表示, 仿真结果由方框表示。

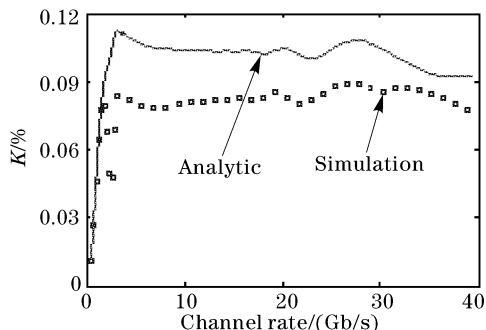


Fig. 4 K (%) versus channel rates. Solid lines are analytic results. Squares — simulation results. Channel spacing is 0.4 nm

由图可见, 考虑抽运波自相位调制后探测波时域强度调制率有所升高 (对应 $K > 0$), 这是由于考虑抽运波自相位调制后, 抽运波在整个传输过程中时域波形变形加剧, 其调制深度升高, 故在探测波信道引起的时域强度调制率升高。在信道速率约大于 3 Gb/s 后, 图中由解析结果所得抽运波自相位调制使探测波时域强度调制率升高约为 10%, 由仿真结果所得抽运波自相位调制使探测波时域强度调制率升高约为 8%。引起两者差异的原因有两个: 第一, 模型忽略了探测波信道中微弱的强度调制-强度调制转换效应; 第二, 由于 (6) 式的推导是在小信号分析的前提下得到的, 而本文采用的和实际系统接近的非归零码调制深度 0.8 和该假定有偏离所致。

结论 本文研究了强度调制直接检测波分复用系统中损耗、群速度色散、自相位调制及交叉相位调制共同作用下的光信号传输情况, 给出了当抽运波信道中输入为任意信号时确定探测波时域波形及强度调制率的理论解析方法, 并结合实际系统, 给出了相对简洁、物理意义明显的频域强度调制传递函数的近似公式, 所得到的理论解析结果和数值仿真能较好地吻合。这样, 不必使用数值方法求解耦合非线性薛定谔方程组, 就能获得波分复用系统中交叉相位调制所致的强度波动, 从而提高了计算效率, 对于设计和分析高容量的波分复用系统具有参考作用。

参 考 文 献

- 1 Chiang T K, Kagi N, Marhic M E *et al.*. Cross-phase modulation in fiber links with multiple optical amplifiers and dispersion compensations. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 1996, **14**(3): 249~260
- 2 Cartaxo A V T. Impact of modulation frequency on cross-phase modulation effect in intensity modulation direct detection WDM systems. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1998, **10**(9): 1268~1270
- 3 Thiele H J. Influence of fibre dispersion and bit rate on cross-phase-modulation-induced distortion in amplified optical fibre links. *Electron Lett.*, 1998, **34**(21): 2050~2051
- 4 Jiang Zhi, Fan Chongcheng. Frequency domain transfer function of optical fiber transmission system with dispersion and self-phase modulation. *Acta Optica Sinica* (光学学报), 2001, **21**(11): 1296~1300 (in Chinese)
- 5 Wang J, Petemann K. Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems. *J. Lightwave Technol.*, 1992, **10**(1): 96~100