

基于中距相位共轭及色散管理的信道内四波混频补偿

曹文华*

深圳大学电子与信息工程学院, 广东 深圳 518060

摘要 基于中距相位共轭(OPC)结合色散管理的光纤非线性补偿方案,可满足 OPC 的传输对称性,改善非线性补偿效果,但是该方案用到了大量的反向色散光纤(IDF),不仅不便于对现有线路的升级改造,而且 IDF 尚未形成量产。采用色散补偿光纤(DCF)代替上述方案中的 IDF,对两种方案(分别称为 IDF 方案和 DCF 方案)的非线性补偿性能进行了比较,详细考察了两种方案对信道内四波混频(IFWM)的补偿。通过数值计算发现,如果在 DCF 方案中采取非对称功率传输,则可获得接近于 IDF 方案的理想补偿效果。

关键词 光纤光学; 光学相位共轭; 色散管理; 色散补偿光纤; 反向色散光纤; 信道内四波混频; 非线性补偿

中图分类号 TN913.7 **文献标志码** A

DOI: 10.3788/AOS221631

1 引言

对于准线性光纤信息传输,当单信道传输速率超过 40 Gbit/s 以后,信道内四波混频(IFWM)及信道内互相位调制(IXPM)是导致系统误码的主要因素^[1]。色散管理可抑制 IXPM 产生的定时抖动,但无法抑制 IFWM 引起的“1”码振幅抖动以及在“0”码位置产生的虚假脉冲(鬼脉冲)^[2-5]。数字反向传输(DBP)技术能有效补偿信道内非线性^[6-7],但由于受到电子接收机带宽限制,DBP 仅适合补偿单信道,对于波分复用系统(WDM),需要对每个信道逐一进行补偿,这增大运算量,难以保证实时处理。相反,光学补偿技术可以做到实时补偿,因为光学补偿在信号被接收之前就已完成,这样可克服电子接收机瓶颈限制。在众多光学补偿技术中,光学相位共轭(OPC)被认为是一种有效选择^[8-24],其主要优点包括:对已敷设好的线路改动较小;能处理高速多媒体信号而与信号的调制格式及传输速率无关;不仅适合于单信道传输,还适合于 WDM 传输。然而,对于 OPC 技术,传输对称性是影响其非线性补偿性能的关键因素,即:只有当传输线路上的信号功率与累积色散的关系曲线(称为功率-累积色散图,简称 PADD)相对于 OPC 完全对称时,才能获得理想的补偿效果。这一条件被认为是衡量 OPC 非线性补偿效果的标准^[8]。实际上,现有传输系统^[9-11]由于需要利用掺铒光纤放大器(EDFA)进行周期性放大,传输

功率呈周期性衰减,如果不采取额外措施,不可能获得对称的 PADD。一种解决办法是采用拉曼放大技术,通过管控 OPC 两边线路上的传输功率变化^[12-15],获得对称的 PADD;该方法可以获得很好的非线性补偿效果,但增加了系统复杂性,提高了系统成本。另一种解决办法是采用 EDFA 进行周期性放大,与此同时,在线路中插入一些色散模块或色散补偿光纤(DCF),通过修改线路色散图改善 PADD 对称性^[16-23],例如:Kaminski 等^[23]所提出的方法采用中距相位共轭(中距 OPC),同时利用反向色散光纤(IDF)补偿标准单模光纤(SSMF)的色散,OPC 两边 SSMF 及 IDF 按照相反顺序连接,从而获得对称的 PADD,取得了很好的非线性补偿效果;但是,该方法需要用到与 SSMF 等长度的大量 IDF,对现有线路的改动很大,而且 IDF 尚未形成量产。

本文在文献^[23]的基础上,探索采用 DCF 替换 IDF 的可行性。通过数值计算,对替换前后两种不同方案的非线性补偿性能进行了详细比较,重点考察了两方案(分别为 IDF 方案和 DCF 方案)对 IFWM 的补偿能力。研究发现,对于 DCF 方案,仅需要采取简单的非对称功率传输,即可获得接近于 IDF 方案的理想补偿效果。需要说明的是,与本文类似的基于 DCF 的传输线路已用于抑制相干光正交频分复用(OFDM)系统中的四波混频(FWM)效应^[18]。然而,OFDM 各子载波间的 FWM 与本文讨论的单信道内部 IFWM 具

收稿日期: 2022-08-22; 修回日期: 2022-09-28; 录用日期: 2022-10-10; 网络首发日期: 2022-10-20

基金项目: 深圳市科技计划项目(JCYJ20190808115601653)

通信作者: *wcao@szu.edu.cn

有完全不同的动力学过程,所用的理论模型各异。更重要的是,DCF方案的PADD仅具有部分对称性,如果不采取措施,其非线性补偿效果与IDF方案差距较大。本文采取了简单易行的非对称功率传输,显著改善了DCF方案的非线性补偿效果。

2 传输方案及 OPC 传输对称性分析

图 1(a)的上、下半图分别示出了 IDF 方案^[23]和 DCF 方案。两种方案中,OPC 两边均采用等周期(N)循环传输形式,且两边的光纤链接关于 OPC 完全对称。 $N=1$ 对应双段(或双跨)传输, $N>1$ 对应多

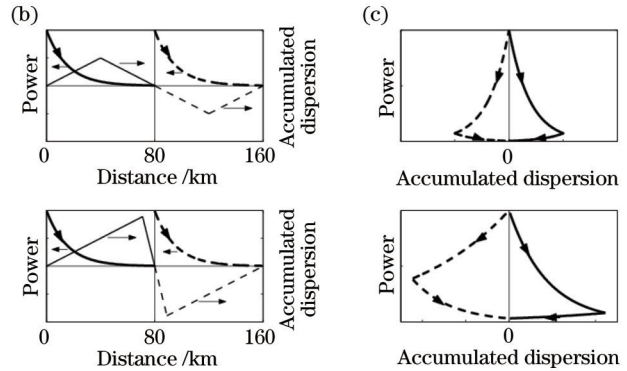
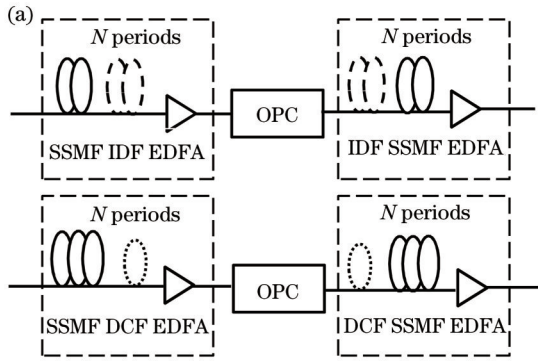


图 1 传输方案及 OPC 传输对称性分析。(a)两种传输方案图,上图为 IDF 方案,下图为 DCF 方案;(b)双段($N=1$)传输情况下传输功率随传输距离的演化情况;(c) PADD

Fig. 1 Transmission schemes and OPC propagation symmetry analysis. (a) Schematic of the IDF-managed (top) and DCF-managed (bottom) links; (b) corresponding power varying with transmission distance in case of two-span transmission ($N=1$); (c) PADD

表 1 数值计算设定的光纤参数

Table 1 Fiber parameters set for simulations

Fiber type	SSMF	IDF	DCF
Attenuation α_{dB} / (dB·km ⁻¹)	0.2	0.2	0.6
Dispersion β_2 / (ps ² ·km ⁻¹)	-20	20	160
Nonlinearity γ / (W ⁻¹ ·km ⁻¹)	1.3	1.3	3.9

在 IDF 方案中,IDF 和 SSMF 的长度、损耗系数、非线性系数以及 GVD 大小均分别相同,唯一区别是 GVD 符号相反^[23];而在 DCF 方案中,假设 DCF 的损耗系数以及非线性系数分别为 SSMF 的 3 倍,GVD 系数大小为 SSMF 的 8 倍(符号相反)。两种方案中,光纤损耗由 EDFA 完全补偿,SSMF 色散由 IDF 或 DCF 完全补偿。DCF 方案中,SSMF 长度为 DCF 长度的 8 倍,每周期内二者总长度为 80 km,固定不变。

图 1(b)为在双段($N=1$)传输情况下,两方案传输功率(粗实线和粗虚线)及累积色散(细实线和细虚线)随传输距离的演化情况;图 1(c)对应于两种方案的 PADD。在多段传输($N>1$)情况下,图 1(b)只需要以 OPC 为 midpoint 向两边进行周期对称延拓,而图 1(c)的曲线轮廓保持不变,因为 OPC 两边的曲线分别出现周期性重叠。可见:IDF 方案的 PADD 完全对称;而在 DCF 方案中,DCF 及 SSMF 二者的 GVD 大小失配,导

致其 PADD 仅是部分对称,结果将会直接影响 OPC 的非线性补偿效果。不仅如此,在 DCF 方案中(简单起见,考虑 $N=1$ 情况),OPC 左边 SSMF 产生的非线性需要 OPC 右边的 DCF 补偿;反之,OPC 左边 DCF 产生的非线性需要 OPC 右边的 SSMF 补偿(参考 DCF 方案的 PADD)。然而,DCF 及 SSMF 二者的非线性系数相差很大,在脉冲进入二者的初始阶段,脉冲宽度尚未来得及显著展宽,能量尚未显著衰减,因而,脉冲在 DCF 及 SSMF 传输过程中所受到的非线性效应影响程度也相差很大,造成 OPC 左边的 SSMF 及 OPC 右边的 DCF 非线性严重失配。如果不采取额外措施,DCF 方案很难获得较好的补偿效果。从图 1 也可看出,OPC 左边的 DCF 与 OPC 右边的 SSMF 也同样存在非线性失配,但脉冲得到足够展宽且功率已产生很大衰减,因而对非线性补偿效果的影响相对很小。

3 基本方程

设输入为归零码(RZ)格式,RZ 脉冲在单模光纤中的传输满足非线性薛定谔方程:

$$i \frac{\partial u}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u = -\frac{i}{2} \Gamma u + \frac{i}{2} \mu u, \quad (1)$$

式中: i 为虚数单位;参数 ξ 、 τ 、 u 均已归一化,分别表示

传输距离、时间以及脉冲复振幅; Γ 、 μ 分别对应光纤损耗和 EDFA 增益; 方程左边第二项表示 GVD, 其中“+”、“-”号分别对应 SSMF 的反常色散和 IDF 及 DCF 的正常色散; 方程左边第三项代表 Kerr 非线性效应, 包括 IFWM、IXPM 以及自相位调制 (SPM) 等信道内非线性效应。式 (1) 未考虑偏振模色散 (PMD)、高阶色散以及放大器噪声等因素, 这是因为: 在高速长距离准线性传输过程中, 相对于信道内非线性效应, 上述因素的影响很小, 可以忽略不计^[23]。

$$u(0, \tau) = u_1(0, \tau + 3q_0) + u_2(0, \tau + q_0) + u_3(0, \tau - q_0) + u_4(0, \tau - 3q_0) = A_1 \operatorname{sech}(0, \tau + 3q_0) + A_2 \operatorname{sech}(0, \tau + q_0) + A_3 \operatorname{sech}(0, \tau - q_0) + A_4 \operatorname{sech}(0, \tau - 3q_0), \quad (2)$$

式中: sech 为双曲正割函数; $2q_0$ 代表比特时隙 (脉冲间距), 每个比特均为相同宽度的双曲正割型脉冲; A_j ($j=1, 2, 3, 4$) 代表第 j 个比特的振幅, 所有“1”比特振

本文的 OPC 指时域光学相位共轭, 即信号脉冲时域包络各点复共轭, 即 $u(\xi, \tau) \rightarrow u^*(\xi, \tau)$ 。假设 OPC 除了相位共轭外, 对信号不造成其他损伤。

通常, 模拟实际系统的信号传输需要假设伪随机码输入。但假设长序列的伪随机码输入会产生巨大的计算量, 而且在考虑 IFWM 情况下的编程极其冗长, 精确数值求解式 (1) 几乎是不可能完成的任务。然而, 假设较短序列比特输入也具有一定的参考价值^[3, 24]。本文假设以下形式的 4 bit 输入:

幅相等, “0”比特振幅取远小于“1”比特振幅的有限值; u_i 表示第 i 个比特。将式 (2) 代入式 (1), 得到下述 4 bit 耦合方程组:

$$i \frac{\partial u_1}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_1}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_1 - \frac{i}{2} \mu u_1 = -(|u_1|^2 + 2|u_2|^2 + 2|u_3|^2 + 2|u_4|^2) u_1 - u_2^2 u_3^* - 2u_2 u_3 u_4^*, \quad (3)$$

$$i \frac{\partial u_2}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_2 - \frac{i}{2} \mu u_2 = -(|u_2|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_3|^2 + 2|u_4|^2) u_2 - u_3^2 u_4^* - 2u_1 u_3 u_2^* - 2u_1 u_4 u_3^*, \quad (4)$$

$$i \frac{\partial u_3}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_3}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_3 - \frac{i}{2} \mu u_3 = -(|u_3|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_2|^2 + 2|u_4|^2) u_3 - u_2^2 u_1^* - 2u_1 u_4 u_2^* - 2u_2 u_4 u_3^*, \quad (5)$$

$$i \frac{\partial u_4}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_4}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_4 - \frac{i}{2} \mu u_4 = -(|u_4|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_2|^2 + 2|u_3|^2) u_4 - u_3^2 u_2^* - 2u_2 u_3 u_1^*, \quad (6)$$

式中: u_i^* 表示 u_i 的复共轭, 方程中各归一化参量与实际参数的关系为

$$\xi = \frac{z}{L_D} = \frac{z|\beta_2|}{T_0^2}, \quad \tau = \frac{t - z/v_g}{T_0}, \quad \Gamma = \alpha L_D = \frac{\alpha T_0^2}{|\beta_2|}, \quad \mu = (g_0 - \alpha) L_D, \quad (7)$$

式中: L_D 为色散长度; z 、 t 、 v_g 分别表示实际距离、时间及群速度; T_0 为脉冲 1/e 强度处的半宽度; β_2 为 GVD 系数; α 为衰减系数; g_0 为 EDFA 小信号增益系数。式 (3)~(6) 右边各项依次代表 SPM、IXPM 以及 IFWM 效应。式 (2) 中第 j 个脉冲的初始振幅 A_j 和峰值功率 P_j 的关系为

$$A_j^2 = \frac{\gamma P_j T_0^2}{|\beta_2|}. \quad (8)$$

单个双曲正割脉冲能量与脉冲峰值功率、脉冲 1/e 强度处半宽度的关系为

$$E_{\operatorname{sech}} = 2P_j T_0. \quad (9)$$

数值求解式 (3)~(6), 并结合表 1 给出的各项光纤参数, 可分别求得信号在 SSMF、IDF 以及 DCF 中的传输情况。

4 计算结果及讨论

4.1 两种传输方案的非线性补偿效果比较

首先比较两种传输方案分别在三种不同传输距离

情况下的非线性补偿效果, 三种传输距离分别对应 2 段 ($N=1$)、6 段 ($N=3$) 以及 10 段 ($N=5$) 传输, 如图 1 所示。所有情况下的输入相同, 各传输段光纤长度完全相同, 固定在 80 km。

对于式 (2) 表示的 4 bit 输入, 存在多个位模式如 1110、0110、1010、1001 等。先前的研究表明^[24], 对于准线性传输, 信道内非线性引起的信号失真程度与位模式有关, 像 1110 这种连“1”位模式失真最大, 而 1010 或 1001 这类非连“1”位模式失真很小。因此, 本文假设所有输入均为 1110 位模式。假设三个“1”比特具有相同的初始振幅 ($A_j=0.3, j=1, 2, 3$) 和相同的初始宽度 ($T_{\operatorname{FWHM}}=3$ ps, $T_0=T_{\operatorname{FWHM}}/1.763 \approx 1.7$ ps, 其中, T_{FWHM} 表示脉冲两侧半极大振幅之间的全宽度)。根据式 (8) 和式 (9), 并结合表 1 给出的 SSMF 参数, 可知对应于上述“1”比特的初始峰值功率为 478 mW, 每个“1”比特的能量约为 1.63 pJ, 符合准线性传输条件 (介于线性传输和孤子传输之间)。假设“0”比特的初始宽度与“1”比特相同, 初始形状也相同 (均为双曲正割形状), 但具有远小于“1”比特的初始振幅 ($A_4=0.03$, 对

应的峰值功率为 4.78 mW)。假设相邻比特间距(比特时隙)为 $2q_0 \times T_0 = 12.5$ ps, 相当于传输速率为 80 Gbit/s。

本文假设输入脉冲的初始形状为双曲正割型完全是为了叙述上的方便, 例如: 在已知脉冲初始振幅 A_0 和初始宽度 T_0 的情况下, 由式(8)和式(9)可方便地估算出脉冲初始峰值功率 P_0 和脉冲能量 E_{sech} 。也可以假设输入脉冲为其他形状(如高斯型), 只需要在采样子程序中用高斯函数代替双曲正割函数即可, 这并不影响计算程序其余部分。实际上, 对于初始振幅和初始宽度相同的高斯脉冲和双曲正割脉冲, 其计算结果差别极小, 即中距 OPC 同样可以补偿高斯脉冲或其他形状脉冲在传输过程中的非线性。

图 2 对两种传输方案在不同传输距离条件下的补偿结果进行了比较。图 2(a)~(c) 分别为 2 段传输、6 段传输以及 10 段传输的输出波形, 图 2(d)~(f) 分别为与图 2(a)~(c) 波形相对应的频谱, 图中虚线表示 IDF 方案输出, 点划线表示 DCF 方案输出, 输入脉冲

的波形和频谱以实线表示。图 2(a)~(c) 中所有脉冲波形均用输入脉冲波形的峰值强度归一化表示, 图 2(d)~(f) 中所有脉冲频谱均用输入脉冲频谱的峰值强度归一化表示。可见, 三种传输距离下 IDF 方案的补偿效果均优于 DCF 方案, 表现在前者补偿输出的“1”码峰值强度起伏较小, 在“0”码位置产生的鬼脉冲也弱得多, 其原因在第 2 节末已有说明, 概括起来就是两方面: 一是 IDF 方案具有较对称的 PADD, 而 DCF 方案的 PADD 只是部分对称; 二是在 DCF 方案中, DCF 与 SSMF 的非线性系数相差很大, 导致 OPC 前后非线性失配。图 2 还表明, 随着传输段数的增多, 两种补偿方案的差距愈加明显。由图 1 可知, 在多段传输情况下, 基于中距 OPC 的非线性补偿实际上是在 OPC 两边按传输段逐一配对补偿, 即 OPC 右边的某个传输段负责补偿左边某段, 且一一对应。由于 DCF 方案存在前述缺陷, 各段未完全补偿的剩余非线性不断累积放大, 从而拉大了两种方案的补偿差距。

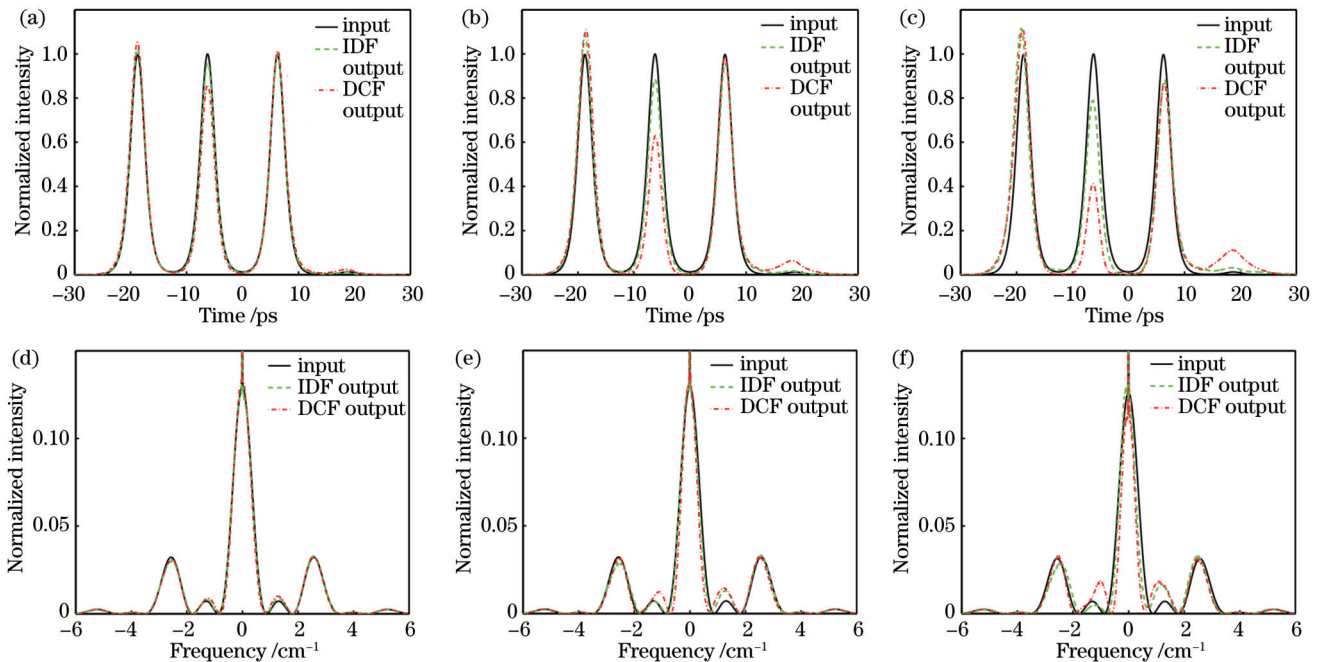


图 2 两种传输方案在不同传输距离条件下的补偿结果比较。(a) 2 段传输、(b) 6 段传输以及 (c) 10 段传输的输出波形; (d) 2 段传输、(e) 6 段传输以及 (f) 10 段传输相应的频谱

Fig. 2 Comparison of compensation performance of two transmission schemes for different transmission distance. Output pulse shapes of (a) two-span transmission, (b) six-span transmission, and (c) ten-span transmission; corresponding output spectra of (d) two-span transmission, (e) six-span transmission, and (f) ten-span transmission

显然, 图 2 中“1”码峰值强度的起伏以及“0”码位置产生的鬼脉冲皆起源于 IFWM。第 3 节给出的数值模型共包含 IFWM、IXPM 以及 SPM 三种信道。进一步计算比较了这三种非线性对上述两种传输方案影响程度的大小, 结果表明, IFWM 确实起最主要作用, 相对而言, IXPM 和 SPM 的影响可忽略不计, 与先前的研究结果一致^[24]。

从图 2 还可看出, 尽管 IDF 方案具有对称的 PADD, 其补偿结果也并不完美, 表现在输出(虚线)和输入(实线)不完全重合, 解释如下: 在图 1(b) 中按指数衰减的功率曲线实际上代表的是在光纤中各传输距离点上的平均功率, 即一个无限长脉冲序列在各时间点的平均功率。只要每个传输段的损耗相同且 EDFA 增益相同, 则 IDF 方案的 PADD 一定完全对

称,非线性也应该完全得到补偿;然而,本文假设的是一个 4 bit 输入,平均功率的概念已失去意义,图 2(a)~(c)为实际瞬时功率。IFWM 引起“1”码峰值强度起伏,以及在“0”码位置产生鬼脉冲,即使是在 IDF 方案中,OPC 两边的瞬时功率也不对称,导致非线性补偿性能下降。

为了对两种方案的补偿性能进行定量比较,定义并计算两个参数,分别是输出端三个“1”码的峰值强度相对于输入峰值强度的平均偏差 ΔP_{aver} 以及输出鬼脉冲峰值强度与输入“0”码峰值强度的比值(简称鬼脉冲相对峰值强度)。对于 1110 位模式, ΔP_{aver} 的具体定义如下:

$$\Delta P_{\text{aver}} = \frac{\sum_{j=1}^3 |P_{j(\text{out})} - 1|}{3}, \quad (10)$$

式中: $P_{j(\text{out})}$ 代表输出端第 j 个“1”码的峰值强度。所有输入及输出波形均用输入波形的归一化峰值强度表示,输入端“1”码的归一化峰值强度为 1。

通过计算上述两个参数,对两种补偿方案分别在 2 段传输[图 3(a)和(d)],6 段传输[图 3(b)和(e)]以及 10 段传输[图 3(c)和(f)]条件下的补偿性能进行了定量比较。由于输入为 4 bit,平均功率已不再适合,因而采用输入能量来表示输入信号的变化。这里的输入能量是指输入 4 bit 脉冲的总能量,单个脉冲能量可由式(8)及式(9)算出。图 3 为 ΔP_{aver} 和鬼脉冲相对峰值强度与输入能量的关系。所有情况下,输入脉宽及脉冲间距均固定不变且与计算图 2 所设定的值相同,仅通过改变输入脉冲振幅 A_j 使得输入脉冲能量有所变化。可见,对于双段传输补偿[图 3(a)和(d)],当输入能量较小时,由于脉冲在传输过程中受非线性影响程度较小,因而两方案补偿结果的差别也很小,表现为两个参数都很接近;随着输入能量的增加(或者传输段数的增大),两方案的差距越来越明显,DCF 方案的补偿性能急剧下降。这与图 2 所示的现象相一致,再次说明 PADD 的对称性以及传输光纤(SSMF)和补偿光纤(DCF)非线性系数的匹配对补偿结果至关重要。

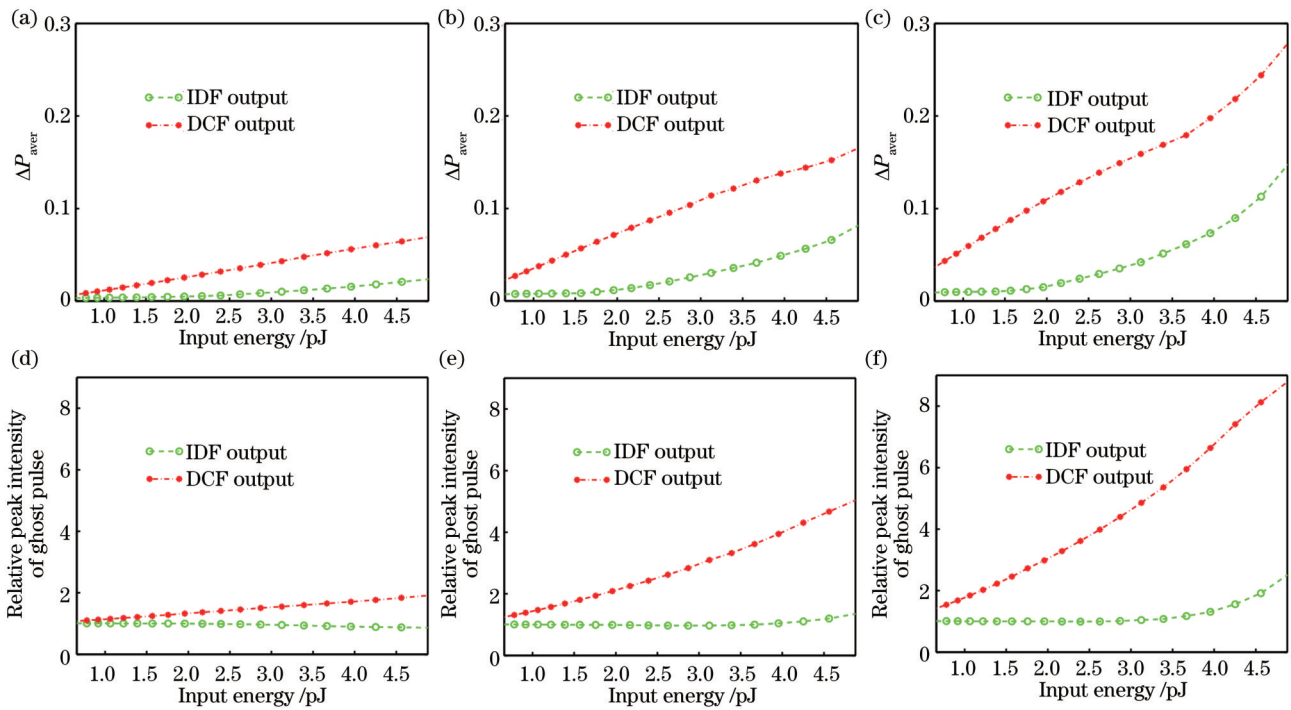


图 3 两种补偿方案的补偿性能比较。(a) 2 段传输、(b) 6 段传输以及 (c) 10 段传输条件下 ΔP_{aver} 与输入能量的关系;(d) 2 段传输、(e) 6 段传输以及 (f) 10 段传输条件下鬼脉冲相对峰值强度与输入能量的关系

Fig. 3 Comparison of compensation performance of two compensation schemes. Variation of ΔP_{aver} with input energy for (a) two-span transmission, (b) six-span transmission, and (c) ten-span transmission; variation of relative peak intensity of ghost pulse with input energy for (d) two-span transmission, (e) six-span transmission, and (f) ten-span transmission

4.2 DCF 方案非对称功率(能量)传输

对于本文的 DCF 方案,当传输线路确定之后,PADD 也随之确定,DCF 及 SSMF 之间的非线性系数匹配程度也确定。但是,还可以采取其他措施来平衡 OPC 两边的非线性,一种简单可行的办法就是在 OPC 两边线路上进行不对称功率传输,即通常所说的传输

功率管理。如第 2 节所述,图 1(a)中 OPC 左边 SSMF 产生的非线性需要 OPC 右边的 DCF 补偿,但 DCF 的非线性系数是 SSMF 的 3 倍,因而 OPC 左边线路的非线性明显小于右边线路的非线性。为了实现平衡,输入 OPC 左边 SSMF 的功率应该大于输入 OPC 右边 DCF 的功率。实际操作很简单,在图 1(a)所示的 DCF

方案中,只需要在 OPC 右边传输线路的入口处插入一个可变光衰减器(VOA)即可。在本文的数值计算中,为了便于计算 ΔP_{aver} 和鬼脉冲相对峰值强度,采取图 4 所示的传输方案:在 OPC 左边线路的入口处接入一个可变增益放大器(VGA),再在 OPC 右边线路入口处接入一个 VOA,线路其余部分与图 1(a)中的 DCF 方案完全相同。任何时候均要保证 VGA 的增益等于 VOA 的损耗,OPC 两边虚线方框内的 EDFA 正好补偿光纤损耗,从而确保图中的输入能量(E_{IN})与输出能量(E_{OUT})始终相等,便于计算前述两个参数。实际上,从功能上看,图 4 所示的线路与去掉 VGA 仅保留 VOA 的传输线路等效。

为方便起见,将 OPC 左边线路入口处和右边线路

入口处的输入能量分别标记为 E_1 和 E_2 ,如图 4 所示。 E_1 和 E_2 值可通过对波形各点强度值的求和得出。在固定 E_1+E_2 不变的前提下(以便后续不同方案之间的比较),通过同时调节图中的 VGA 和 VOA 以及输入 E_{IN} 改变比值 E_1/E_2 ,找到参数 ΔP_{aver} 的最小值 $\Delta P_{aver,min}$,与之对应的就是最佳能量比值 R_{opt} ,即最佳补偿条件。对 3 组不同值 E_1+E_2 进行了计算,结果如图 5 所示。所有计算都是在 6 段($N=3$)固定线路上完成的,初始输入脉冲宽度、脉冲间距以及位模式 1110 均固定不变且与计算图 2 和图 3 所设定的值完全相同,仅通过改变初始输入脉冲振幅以及同时调节 VGA 和 VOA 获得最佳补偿。

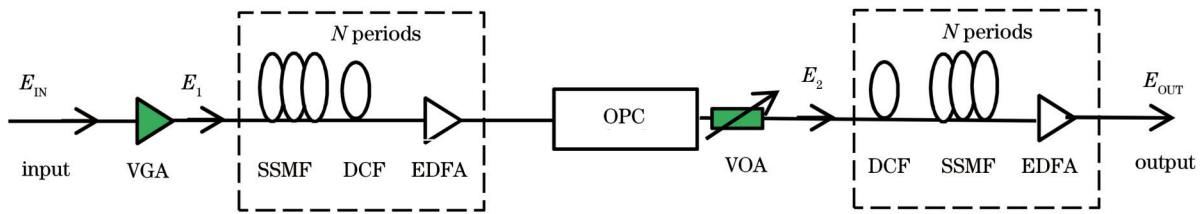


图 4 非对称功率(能量)传输方案图[该方案仅仅是在图 1(a)所示的 DCF 方案基础上插入了图中的 VGA 和 VOA]

Fig. 4 Scheme for asymmetric power (energy) transmission [scheme is identical to DCF-managed link shown in Fig. 1(a) added with VGA and VOA]

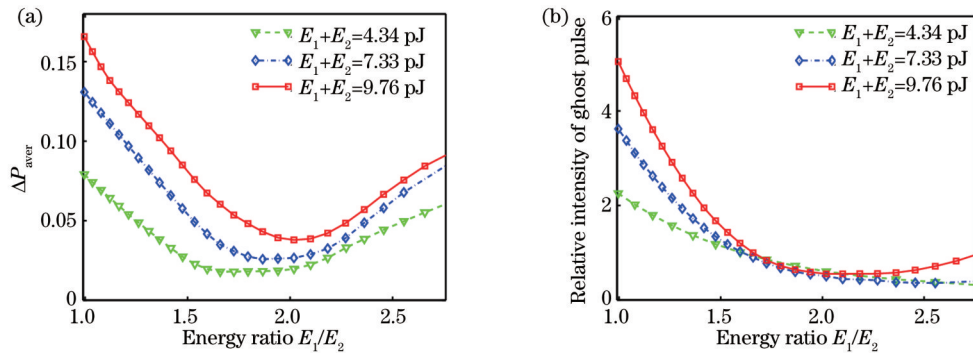


图 5 DCF 方案在 6 段传输条件下的补偿效果与 E_1/E_2 的关系。(a) ΔP_{aver} 与 E_1/E_2 的关系;(b) 鬼脉冲相对峰值强度与 E_1/E_2 的关系
Fig. 5 Relationship between compensation effect and E_1/E_2 for DCF scheme under six-span transmission. (a) Variation of ΔP_{aver} with E_1/E_2 ; (b) variation of relative peak intensity of ghost pulse with E_1/E_2

可见,对于每组确定值 E_1+E_2 ,两个参数均随 E_1/E_2 的变化而变化。在 E_1+E_2 保持不变的情况下,确实存在最佳能量比值 R_{opt} ,对应着 ΔP_{aver} 的最小值 $\Delta P_{aver,min}$,这表明在补偿后的输出中,由剩余非线性引起的“1”码峰值强度起伏最小。在实际传输线路上测得的是平均功率,很容易找到对应于最佳非线性补偿的最佳功率比值。此时图 4 中的 VGA 可省略,用两个光功率计分别置于 OPC 左、右边线路入口处(即图 4 中的 E_1 和 E_2 位置),输出端(图 4 中 E_{OUT} 位置)接入误码仪,通过同时调节图 4 中最左边的输入功率和 VOA,使得在 OPC 两边线路入口处的平均功率为某个固定值的情况下,误码仪显示的误码率最低,从而得

到最佳功率比值。

图 5(a)还表明,最佳能量比值 R_{opt} 与 E_1+E_2 有关, E_1+E_2 越大, R_{opt} 也越大,解释如下: E_1+E_2 代表 OPC 两边线路上传输的总能量,如果是对称传输($E_1=E_2$), OPC 两边的非线性失配会随着 E_1+E_2 的增加而更快地增加(因为 DCF 非线性系数是 SSMF 的 3 倍)。因此,为了平衡 OPC 两边的非线性,当 E_1+E_2 增大时,也需要增大 R_{opt} 。图 5(b)为鬼脉冲相对峰值强度与 E_1/E_2 的关系,由于其反映的是单个“0”码峰值强度的变化(而 ΔP_{aver} 反映的是三个“1”码峰值强度的平均起伏),其变化情况稍显复杂,但总体变化趋势与 ΔP_{aver} 相似。需要指出的是,由于 VGA 增益始终等于 VOA 损

耗,在保持 E_1+E_2 不变的条件下通过改变 E_1/E_2 计算图 5 中的某条曲线时,图 4 中输入 E_{in} 必须随着 VGA 增益的增大而减小,否则就不能保持 E_1+E_2 不变,曲线便失去意义。

如前所述,图 5 所示结果是在 6 段传输 ($N=3$) 情况下得到的。进一步的计算结果表明,对于确定的 E_1+E_2 ,最佳能量比值 R_{opt} 与 N 无关,解释如下:从图 4 所示的线路结构可看出,对于任意 N 值,OPC 两边 DCF 及 SSMF 所处位置均分别以 OPC 为中心呈两边对称;如前所述,基于中距 OPC 的非线性补偿实际上是在 OPC 两边按传输段逐一配对补偿,即 OPC 右边的某段负责补偿左边某段,且一一对应。因此,既然最佳能量比值 R_{opt} 适合于其中某一对传输段之间的非线性补偿,对其他段也同样适合。

最后举一个 DCF 方案非对称能量传输的具体例子,并与对称传输结果进行比较,如图 6 所示,图 6(a) 和图 6(b) 分别为波形和频谱比较,其中点划线表示对称能量传输 ($E_1/E_2=1$) 的输出结果,正好就是图 2(b)

和图 2(e) 中的点划线,即这两处点划线的传输条件完全相同,也与图 5 实线上最左边第一个点 ($E_1/E_2=1$ 处) 的传输条件完全相同。图 6 中点线表示非对称能量传输补偿结果,其传输条件与图 5(a) 实线上 ΔP_{aver} 极小值位置的传输条件完全相同,对应最佳能量比值 ($E_1/E_2 \approx 2$)。图 6 还用虚线示出了 IDF 方案的补偿结果,三者的归一化输入完全相同,用实线表示。三种情况下, E_1+E_2 完全相同。可见,对于 DCF 方案,非对称能量传输的补偿效果相对于对称传输的补偿效果大为改善,非对称传输输出的波形和频谱与输入波形和频谱几乎分别重合。有趣的是,在 E_1+E_2 完全相同的情况下,这里 DCF 非对称能量传输的补偿效果甚至好于 IDF 方案的补偿效果。这并不奇怪,部分原因前面已有所阐述,即:图中示出的是一个 4 bit 脉冲瞬时功率, IFWM 导致各“1”码峰强度起伏以及在“0”码位置产生鬼脉冲,因此,即使是在 IDF 方案中,OPC 前后波形(瞬时强度)不完全对称,除非采取额外措施(如非对称能量传输),否则也会影响非线性补偿效果。

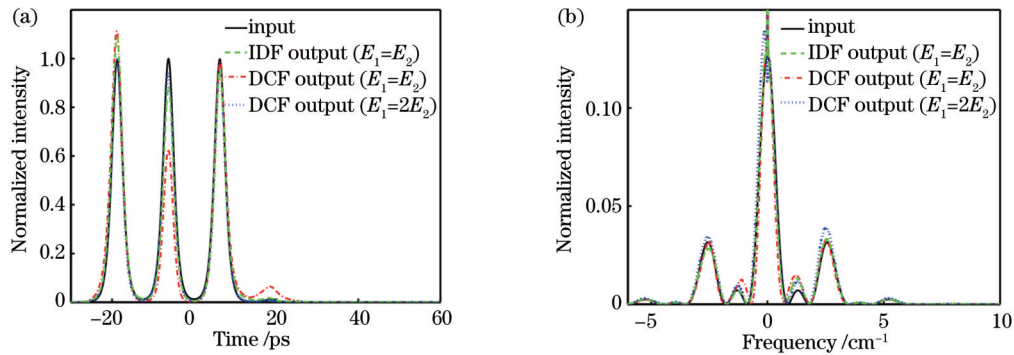


图 6 DCF 方案非对称能量传输和对称能量传输输出结果之间的比较。(a) 波形比较;(b) 频谱比较

Fig. 6 Comparison of output results of asymmetric energy transfer and symmetric energy transfer for DCF scheme. (a) Waveform comparison; (b) spectrum comparison

4.3 讨论

本文的理论模型和所有计算结果均考虑了 SPM、IXPM 以及 IFWM 三种信道内的非线性效应,但在分析和讨论中重点关注的是 IFWM 补偿,原因如下:本文研究的是准线性传输^[1,24,26],在准线性传输过程中,由于 SSMF 色散很大,所有 SSMF 传输段内光脉冲的色散长度远小于非线性长度,超短光脉冲在进入 SSMF 后迅速展宽,展宽范围可达几百甚至上千个比特时隙。对于多信道 WDM 系统传输,大范围的脉冲展宽以及不同波长脉冲之间的相互走离(walk off)使得不同信道(波长)之间的互相相位调制(XPM)引起的脉冲正负啁啾具有相互抵消的趋势,与此同时,脉冲走离还破坏了不同信道之间的 FWM 所需的相位匹配条件,从而大大减弱了多信道间的非线性效应(XPM 和 FWM)。然而,对于单个信道来说,大范围的脉冲重叠使得属于同一信道内的脉冲相互作用急剧增强,结果又产生了新的非线性效应,即 IXPM 和 IFWM,由于

单信道不存在脉冲走离,因此 IXPM 效应得不到抵消,而且 IFWM 所需的相位匹配条件自动满足(即当码元分布确定后,相位匹配条件不随传输距离变化,详见文献[26])。因此,无论是多信道还是单信道的准线性传输,信道内的 IFWM 和 IXPM 都是主要的非线性效应。众多研究表明^[1,24,26],在 SPM、IXPM 以及 IFWM 三种信道内非线性效应之中,IFWM 又起最重要作用,相对而言,IXPM 和 SPM 的影响很小,基本可以忽略不计。

OPC 技术包括两种^[27],分别是时域相位共轭(TPC)和频域相位共轭(SPC)。前者又称为频谱翻转技术,相当于取信号脉冲时域包络各点的复共轭;后者取脉冲包络在频域各点的复共轭,相当于 TPC 加时间反转。本文采用技术相对简单的 TPC,在对称 PADD 条件下,理论上可同时补偿 SPM、IXPM、IFWM 以及脉冲内拉曼散射(IRS)等非线性效应。在实际传输过程中,SPM 和 IXPM 比较容易补偿,因为二者只影响脉冲相位,并不改变 OPC 前后脉冲波形的对称性;在

准线性传输过程中,由于脉冲平均路径宽度很大,IRS 作用很小,也容易补偿;而 IFWM 导致脉冲之间能量转移,进而导致 OPC 前后脉冲波形的不对称。因此,中距 OPC 对 IFWM 的补偿难度相对较大。

理论模型及数值计算均未考虑 PMD,这是由于普通 SSMF 中的 PMD 具有随机统计特性,解析分析和数值计算都相当复杂,因而一般的基于 OPC 的非线性补偿研究对 PMD 都不予考虑^[18,20-21,23]。对于本文的归零码-开关键控(RZ-OOK)调制格式,偏振态的变化并不影响光强度直接检测,但对于单信道 80 Gbit/s 的信号传输,PMD 会导致额外的脉冲展宽(尽管远小于 GVD 引起的脉冲展宽),脉冲展宽会影响 OPC 前后波形的对称性,进而影响非线性补偿效果。PMD 不仅影响光域 OPC 的非线性补偿,同样也影响电域 DBP 的非线性补偿效果^[6]。已有研究表明^[28],通过减小 OPC 间距使得其小于偏振相关长度,可显著降低 PMD 对中距 OPC 非线性补偿效果的影响。

本文的补偿方案和数值计算针对的是强度调制直接检测(IM-DD)系统,采用 RZ-OOK 调制格式。虽然更先进的高阶调制格式如正交相移调制(QPSK)^[29]以及正交振幅调制(QAM)^[30-31]可实现更高速率的传输,但前者在开销、实施和能耗等方面更适用于实际系统的部署,至今仍在使用。对于 RZ-OOK、RZ-QPSK 或 RZ-QAM,最终调制生成的光信号都是以光脉冲形式在光纤中传输,传输过程中均存在脉冲展宽和重叠,同样受到 SPM、IXPM 以及 IFWM 等信道内非线性的影响,所以说基于 OPC 的非线性补偿与具体调制格式无关。本文的理论模型[式(3)~(6)]及计算程序同样适用于高阶调制,只需要在式(2)中假设各脉冲具有不同的初始相位和初始振幅,在输出端根据各采样点的实部和虚部提取相位和振幅信息,根据二者的失真情况分析非线性补偿效果。相对而言,在原始信号速率相同的情况下,高阶调制信号在传输过程中受到的非线性影响较小,更容易补偿,因为所传输的光脉冲比 RZ-OOK 光脉冲更宽。对于 RZ-QPSK 和 RZ-16QAM,在原始信号速率相同的情况下,脉冲宽度分别是 RZ-OOK 光脉冲的 2 倍和 4 倍,因而对于高阶调制,GVD 导致的脉冲展宽和重叠程度更小,非线性的影响也 smaller。当然,OPC 的 PADD 对称性对高阶调制也同样重要,因此本文补偿方案中的非对称功率(能量)传输对高阶调制也同样适用。

5 结 论

通过数值计算,对基于中距 OPC 的色散管理准线性传输 IFWM 等非线性补偿进行了详细研究,具体计算比较了采用 IDF 色散管理和 DCF 色散管理的两种中距 OPC 补偿方案(本文分别称为 IDF 方案和 DCF 方案)。IDF 方案虽然非线性补偿效果较好,但需要用到大量 IDF,不仅对现有线路的改造规模大,而且 IDF

尚未量产。因此,本文重点研究采用 DCF 替代 IDF 的可能性。研究发现,在 DCF 方案中,若在 OPC 两边线路上采取非对称功率(能量)传输,则可有效弥补 DCF 方案固有的 OPC 传输不对称缺陷,从而大大改善 DCF 方案对 IFWM 这一最重要非线性的补偿效果。研究还表明,对于确定的功率(能量)输入,DCF 方案 OPC 两边线路的输入功率(能量)存在一个最佳比值,与之对应的非线性补偿效果最好;最佳功率(能量)比值与 OPC 两边线路的传输段数无关,但随线路上总传输功率(能量)的增大而增大。

参 考 文 献

- [1] Agrawal G P. Applications of nonlinear fiber optics[M]. 3rd ed. New York: Academic Press, 2020.
- [2] Mamyshev P V, Mamysheva N A. Pulse-overlapped dispersion-managed data transmission and intrachannel four-wave mixing [J]. Optics Letters, 1999, 24(21): 1454-1456.
- [3] Johannisson P, Anderson D, Berntson A, et al. Generation and dynamics of ghost pulses in strongly dispersion-managed fiber-optic communication systems[J]. Optics Letters, 2001, 26(16): 1227-1229.
- [4] Lefrançois M, Barnasson E, Charlet G, et al. Numerical discrimination of intrachannel cross-phase modulation and intrachannel four-wave mixing and their respective effect on 40 Gbit/s transmissions[J]. Optics Letters, 2006, 31(4): 432-434.
- [5] Striegler A G, Schmauss B. Compensation of intrachannel effects in symmetric dispersion-managed transmission systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2004, 22(8): 1877-1882.
- [6] Ip E, Kahn J M. Compensation of dispersion and nonlinear impairments using digital backpropagation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(20): 3416-3425.
- [7] Júnior J H C, Sutili T, Rossi S M, et al. Fast adaptive digital back-propagation algorithm for unrepeated optical systems[C]// Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2020, March 8-12, 2020, San Diego, California. Washington, D. C.: Optica Publishing Group, 2020: T4I.2.
- [8] Minzioni P, Schiffrini A. Unifying theory of compensation techniques for intrachannel nonlinear effects[J]. Optics Express, 2005, 13(21): 8460-8468.
- [9] Sackey I, da Ros F, Karl Fischer J, et al. Kerr nonlinearity mitigation: mid-link spectral inversion versus digital backpropagation in 5×28-GBd PDM 16-QAM signal transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(9): 1821-1827.
- [10] Al-Khateeb M A Z, McCarthy M E, Sánchez C, et al. Nonlinearity compensation using optical phase conjugation deployed in discretely amplified transmission systems[J]. Optics Express, 2018, 26(18): 23945-23959.
- [11] Yoshima S, Sun Y J, Liu Z X, et al. Mitigation of nonlinear effects on WDM QAM signals enabled by optical phase conjugation with efficient bandwidth utilization[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(4): 971-978.
- [12] Sackey I, da Ros F, Jazayerifar M, et al. Kerr nonlinearity mitigation in 5×28-GBd PDM 16-QAM signal transmission over a dispersion-uncompensated link with backward-pumped distributed Raman amplification[J]. Optics Express, 2014, 22(22): 27381-27391.
- [13] Hu H, Jopson R M, Gnauck A H, et al. Fiber nonlinearity mitigation of WDM-PDM QPSK/16-QAM signals using fiber-optic parametric amplifiers based multiple optical phase conjugations[J]. Optics Express, 2017, 25(3): 1618-1628.

- [14] Ellis A D, Tan M M, Iqbal M A, et al. 4 Tb/s transmission reach enhancement using 10×400 Gb/s super-channels and polarization insensitive dual band optical phase conjugation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(8): 1717-1723.
- [15] Umeki T, Kazama T, Sano A, et al. Simultaneous nonlinearity mitigation in 92×180 -Gbit/s PDM-16QAM transmission over 3840 km using PPLN-based guard-band-less optical phase conjugation[J]. *Optics Express*, 2016, 24(15): 16945-16951.
- [16] Minzioni P, Cristiani I, Degiorgio V, et al. Experimental demonstration of nonlinearity and dispersion compensation in an embedded link by optical phase conjugation[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2006, 18(9): 995-997.
- [17] Kim I, Vassilieva O, Akasaka Y, et al. Enhanced spectral inversion for fiber nonlinearity mitigation[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2018, 30(23): 2040-2043.
- [18] Pechenkin V, Fair I J. On four-wave mixing suppression in dispersion-managed fiber-optic OFDM systems with an optical phase conjugation module[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2011, 29(11): 1678-1691.
- [19] Pelusi M D. WDM signal all-optical precompensation of kerr nonlinearity in dispersion-managed fibers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(1): 71-74.
- [20] Shao J, Kumar S. Optical backpropagation for fiber-optic communications using optical phase conjugation at the receiver [J]. *Optics Letters*, 2012, 37(15): 3012-3014.
- [21] Watanabe S, Shirasaki M. Exact compensation for both chromatic dispersion and Kerr effect in a transmission fiber using optical phase conjugation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1996, 14(3): 243-248.
- [22] Liang X J, Kumar S, Shao J. Ideal optical backpropagation of scalar NLSE using dispersion-decreasing fibers for WDM transmission[J]. *Optics Express*, 2013, 21(23): 28668-28675.
- [23] Kaminski P M, da Ros F, Yankov M P, et al. Symmetry enhancement through advanced dispersion mapping in OPC-aided transmission[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(9): 2820-2829.
- [24] Cao W H. Large predispersion for reduction of intrachannel nonlinear impairments in strongly dispersion-managed transmissions[J]. *Optical Fiber Technology*, 2016, 29: 13-19.
- [25] da Ros F, Gajda A, da Silva E P, et al. Optical phase conjugation in a silicon waveguide with lateral p-i-n diode for nonlinearity compensation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(2): 323-329.
- [26] 曹文华, 蔡威威, 刘超梁. 强色散管理准线性传输信道内非线性效应及其抑制研究[J]. *激光与光电子学进展*, 2014, 51(1): 011901.
- Cao W H, Cai W W, Liu C L. Intra-channel nonlinear effects and their suppression in quasi-linear strongly dispersion-managed transmission[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2014, 51(1): 011901.
- [27] 曹文华, 王勇, 刘颂豪. 光纤通信系统中基于光学相位共轭和预啾啾的色散及非线性补偿研究[J]. *光学学报*, 2012, 32(9): 0906005.
- Cao W H, Wang Y, Liu S H. Dispersion and nonlinearity compensation in optical fiber communication systems by optical phase conjugation incorporated pulse prechirp[J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(9): 0906005.
- [28] McCarthy M E, Kahteb M A Z A, Ferreira F M, et al. PMD tolerant nonlinear compensation using in-line phase conjugation [J]. *Optics Express*, 2016, 24(4): 3385-3392.
- [29] 刘翠微, 余建军, 熊良明, 等. 带预编码的六倍频矢量毫米波信号产生和探测[J]. *中国激光*, 2021, 48(9): 0906006.
- Liu C W, Yu J J, Xiong L M, et al. Generation and detection of six-fold frequency vector millimeter-wave signal with precoding [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2021, 48(9): 0906006.
- [30] 蒙建宇, 张洪波, 张敏, 等. 基于 IPCA-DNN 算法的光纤非线性损伤补偿[J]. *光学学报*, 2021, 41(24): 2406002.
- Meng J Y, Zhang H B, Zhang M, et al. Fiber nonlinear impairments compensation based on IPCA-DNN algorithm[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(24): 2406002.
- [31] 姜长鹏, 赵峰, 魏怡, 等. 一种多波段矢量毫米波信号概率整形性能分析[J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(21): 2106002.
- Jiang C P, Zhao F, Wei Y, et al. Performance analysis of a multi-band vector millimetre-wave signal probability shaping[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(21): 2106002.

Intrachannel Four-Wave Mixing Compensation in Dispersion-Managed Transmission Links with Mid-Span Optical Phase Conjugation

Cao Wenhua*

College of Electronics and Information Engineering, Shenzhen University, Shenzhen 518060, Guangdong, China

Abstract

Objective Mid-span optical phase conjugation (OPC) is a viable option for nonlinearity compensation in high-speed fiber-optic transmission systems. However, propagation symmetry is a key factor in the good performance of OPC. In other words, nonlinearity compensation is effective when the transmission link is symmetric with respect to OPC in terms of optical power and accumulated dispersion, which is the metric of OPC effectiveness, called the power versus accumulated dispersion diagram (PADD). Due to fiber loss, symmetric PADD cannot be obtained in common transmission systems based on the erbium-doped fiber amplifier (EDFA). Recently, a novel approach to satisfying the nonlinearity compensation criteria has been proposed, where symmetric PADD is obtained through optimized dispersion management with the inverse dispersion fiber (IDF). However, the approach relies on the availability of IDF which does exist, and IDF is not mass-produced. This paper numerically investigates the possibility of using the dispersion-compensating fiber (DCF) instead of IDF for link construction, which allows for a relatively simple modification and upgrades of installed fiber-optic links.

Methods Numerical simulations are performed by the use of the split-step Fourier method, and pulse evolution in the fibers is described by the generalized nonlinear Schrödinger equation, which includes intrachannel nonlinearities such as self-phase modulation (SPM), intrachannel cross-phase modulation (IXPM), and intrachannel four-wave mixing (IFWM). The performance of two links (for simplicity, called IDF-managed link and DCF-managed link, as shown in Fig. 1) is compared with respect to the IFWM-induced peak intensity fluctuation at the "1" bits and ghost pulse generation at the "0" bits. The links are made of three types of fibers with parameters near $1.55 \mu\text{m}$, as listed in Table 1. In the IDF-managed link, the standard single-mode fiber (SSMF) and the IDF have the same length, same loss, and same nonlinearity except for the reversed group velocity dispersion (GVD). Whereas in the DCF-managed link, the loss and nonlinearity of the DCF are three times as large as those of the SSMF, and the GVD of the DCF is eight times as large as that of the SSMF. The span length (amplifier spacing) is fixed at 80 km for each link. Fiber loss is compensated by EDFA, and GVD is compensated by the IDF or DCF. The input is assumed to be 4 bit with a bit pattern of 1110. The "1" bits have the same initial width and initial amplitude. The "0" bit has much smaller amplitude than that of the "1" bits. All bits have the same initial width $T_{\text{FWHM}}=3$ ps, with a bit separation of 12.5 ps, representing a bit rate of 80 Gbit/s. The OPC is modeled by ideal conjugation of the complex envelope of the pulse as $u(\xi, \tau) \rightarrow u^*(\xi, \tau)$, without any penalties associated with the process.

Results and Discussions Different transmission distances, i. e., two-span ($N=1$), six-span ($N=3$), and ten-span ($N=5$) are considered, and the compensation results of the two links are compared for each distance. In all cases, the same input is assumed. Figs. 2(a)–(c) compare the output pulse shapes, and Figs. 2(d)–(f) compare the spectra. It can be seen that in all cases, the IDF-managed link outperforms the DCF-managed link. As the transmission distance increases, the residual nonlinearity of the latter accumulates, and the nonlinear distortion is enlarged. For a quantitative comparison, two parameters of the output pulses are defined and calculated, i. e., the average peak intensity fluctuation (ΔP_{aver}) of the "1" bits and the relative peak intensity of the ghost pulse that is defined as the ratio of the peak intensity of the output ghost pulse to that of the input "0" bit. The results are compared in Fig. 3, where input energy is used, which is the total energy of the input 4 bit. In all cases, the input pulse width and bit slot are identical to those of the simulation in Fig. 2 except that the input energy varies with the amplitude of the input. For two-span transmission, there is little difference between the two links when the input energy is small. The difference is more and more significant as the input energy or the span number grows, and the performance of the DCF-managed link deteriorates rapidly relative to that of the IDF-managed link. The performance of the DCF-managed link could be improved by launching different energies into the spans before and after the OPC. The energy into the SSMF before OPC should be higher than that into the DCF after OPC because SSMF is less nonlinear than DCF. A variable gain amplifier (VGA) is inserted at the input end of the spans before OPC while a variable optical attenuator (VOA) is inserted at the input end of the spans after OPC, as shown in Fig. 4, where the magnification of the VGA equals the attenuation of the VOA. The energy into the spans before and after the OPC is denoted as E_1 and E_2 , respectively, where E_1 or E_2 is calculated by the summation of the intensity values of the pulse shape. For a fixed value of E_1+E_2 , the ratio E_1/E_2 is optimized to minimize the parameter ΔP_{aver} , which results in an optimum E_1/E_2 for optimum nonlinearity compensation. The results are shown in Fig. 5 for the three values of E_1+E_2 , where all calculations are obtained through six-span transmission ($N=3$). It can be seen that when E_1/E_2 increases to a certain value, a minimum ΔP_{aver} is obtained for a given value of E_1+E_2 , which indicates that an optimum counterbalance is achieved. Moreover, the optimum E_1/E_2 increases with E_1+E_2 . Further simulations reveal that for a fixed value of E_1+E_2 , the optimum E_1/E_2 is independent of the span number N . For example, Fig. 6 gives a comparison of the transmission results with and without nonlinearity counterbalance. The DCF-managed output is significantly improved by optimum nonlinearity counterbalance. Compared with the IDF-managed output, the DCF-managed output with optimum counterbalance is even closer to the input. This is reasonable since the pulse shapes depicted here are instantaneous power curves, and IFWM-induced pulse distortion occurs in the spans before the OPC while the bit-by-bit symmetry in the pulse shape about the OPC is not fulfilled. Thus, without a nonlinearity counterbalance, the OPC effectiveness would be decreased even with a perfect PADD as in the case of the IDF-managed link.

Conclusions We have numerically investigated intrachannel nonlinearity compensation in dispersion-managed links with mid-span OPC. The compensation effectiveness of two different links is compared with respect to IFWM-induced intensity fluctuation of the "1" bits and the generation of the ghost pulse. Results show that by asymmetric energy transmission, the nonlinearity mismatch of the DCF-managed link can be counterbalanced, and the performance can be significantly improved. For a given input energy, there exists an optimum ratio of the energies into the spans before and after the OPC, at which the compensation effectiveness of the DCF-managed link is very close to that of the IDF-managed link. The optimum energy ratio increases with the input energy but is independent of the span number of the link.

Key words fiber optics; optical phase conjugation; dispersion management; dispersion compensation fiber; inverse dispersion fiber; intrachannel four-wave mixing; nonlinearity compensation