

非线性补偿相干光纤传输系统的通信性能预测

闫慧文, 易小刚*

(太原理工大学 物理与光电工程学院, 太原 030024)

摘要: 对于完全补偿了信号-信号间非线性相互作用的相干光纤传输系统, 系统的通信性能主要受到非线性信号-噪声间相互作用(NSNI)的限制。提出了全阶 NSNI 的理论模型, 以速率为 256 Gb/s、调制格式为基于偏振复用的 16 阶正交振幅调制(16QAM)信号的奈奎斯特光传输系统为例, 对全阶 NSNI 模型进行了验证。实验结果表明: 仅考虑一阶和二阶 NSNI 效应会高估系统的通信性能, 全阶 NSNI 模型则能较准确地反映 NSNI 效应对系统的影响。

关键词: 相干光通信; 非线性补偿; 数字后向传输算法; 非线性信号-噪声相互作用; 信噪比

中图分类号: TN913.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1002-5561(2020)12-0011-05

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2020.12.003

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Communication performance prediction of nonlinear compensation coherent optical fiber transmission system

YAN Huiwen, YI Xiaogang*

(College of Physics and Optoelectronics, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: For a coherent optical fiber transmission system that fully compensates for the signal-signal nonlinear interaction, the communication performance of the system is mainly limited by the nonlinear signal-noise interaction (NSNI). The theoretical model of the full-order NSNI is proposed, and the full-order NSNI model is verified by taking a Nyquist optical transmission system with a rate of 256 Gb/s and a 16-order quadrature amplitude modulation (16QAM) signal based on polarization multiplexing as an example. The experimental results show that only considering the first-order and second-order NSNI effects will overestimate the communication performance of the system, while the full-order NSNI model can more accurately reflect the influence of the NSNI effect on the system.

Key words: coherent optical communication; nonlinear compensation; digital backward transmission algorithm; nonlinear signal-noise interaction; signal noise ratio

0 引言

借助于强大的光学相干检测和数字信号处理(DSP)技术, 光纤传输系统中的线性损伤(如色散和偏振模色散)可以在接收机处进行数字补偿。由光纤 Kerr 效应引起的非线性传输损伤成为相干检测光传输系统的主要损伤源。近年来, 人们提出了许多非线性补偿(NLC)方案以减少光纤 Kerr 效应引起的非线

性效应的影响^[1-4]。其中, 数字后向传输(DBP)技术被认为是补偿线性和非线性损伤的最合适的方法之一。

DBP 技术可以完美地补偿光纤传输系统中任何确定性的非线性效应, 故系统性能主要受限于不确定性效应的影响, 如非线性信号-噪声间相互作用(NSNI)和偏振模色散。到目前为止, 已经有许多文献对 DBP 系统中的 NSNI 效应进行了研究^[5-8], 也提出了 DBP 系统中的信噪比(SNR)的演化表达式^[9-11]。这些表达式考虑到了信号和线性放大自发辐射(ASE)噪声之间相互作用的一阶 NSNI 效应。然而, 在多跨段 DBP 传输链路中, 信号和 ASE 噪声的共同传输不仅会产生一阶 NSNI, 而且还会产生二阶 NSNI^[12]。本文在此基础上提出全阶 NSNI 效应的理论模型, 对光纤传输系统的性能进行预测分析。

收稿日期: 2020-04-30。

基金项目: 国家自然科学基金(批准号: 61475112)资助。

作者简介: 闫慧文(1994—), 女, 山东烟台人, 硕士研究生, 现就读于太原理工大学物理与光电工程学院电子科学与技术专业, 主要从事高速光纤通信方面的研究工作, 包括基于 DBP 算法的非线性补偿技术等, 多次荣获研究生学业奖学金。

* 通信作者: 易小刚(E-mail: yixiaogang@tyut.edu.cn)。



1 全阶 NSNI 模型推导

本文使用非线性的相干增强高斯噪声(EGN)模型^[13]对光纤通信系统中的传输损伤进行了建模,该模型中包含了一阶 NSNI 效应。对于无色散和非线性补偿的光传输系统,信号经相干接收机处理后得到其电 SNR 的表达式为^[14]:

$$SNR_{w/o\ NLC} \approx \frac{P_s}{N_s P_{ASE} + N_s^{1+\varepsilon_{ss}} \eta_{ss} P_s^3 + 3\xi \eta_{sn} P_s^2 P_{ASE}} \quad (1)$$

其中, w/o NLC 表示无非线性补偿, P_s 是信号功率, N_s 是链路中的跨段数, P_{ASE} 是每个掺铒光纤放大器(EDFA)产生的 ASE 噪声功率, ε_{ss} 是自信道干扰的相干因子, η_{ss} 是单跨段自信道干扰的非线性干扰因子, η_{sn} 是单跨段的非线性信号-噪声干扰系数, $\xi(\cdot) = \sum_{k=1}^n k^{1+\varepsilon_{ss}}$ 是

信号-噪声相互作用累积因子^[14], ε_{sn} 表示信号-噪声相互作用的相干因子。 ε_{ss} 和 η_{ss} 与信号-信号相互作用有关, 而 ε_{sn} 和 η_{sn} 则代表了信号-噪声相互作用的累积^[15-16]。通常情况下, $\eta_{ss} \approx \eta_{sn}$, $\varepsilon_{ss} \approx \varepsilon_{sn}$, 也可以通过文献[17]获得更准确的结果。为简单起见, 本文采用两者相等的形式。

当采用 DBP 技术时, 系统的非线性损伤得到完全补偿, 式(1)可简化为:

$$SNR_{w/NLC} \approx \frac{P_s}{N_s P_{ASE} + 3\xi \eta_{sn} P_s^2 P_{ASE}} \quad (2)$$

其中, w/NLC 表示有非线性补偿。如前所述, 式(2)分母中的 ξ 项仅仅是信号-噪声相互作用的一阶效应。

为了全面研究 NSNI 效应对系统的影响, 应考虑信号-噪声相互作用的全阶效应。本文考察一个由 N_s 个跨段组成的无非线性补偿传输链路中的 NSNI 累积, 其过程如图 1 所示。在链路的每个跨段末端均使用一个 EDFA 精确补偿该跨段的损耗, 每个 EDFA 都会产生功率为 P_{ASE} 的 ASE 噪声。不失一般性, 考虑第 n 个 EDFA 产生的 ASE 噪声对整个 NSNI 累积过程的贡献, 本文对无非线性补偿、有非线性补偿这 2 种情况进行分析。

1.1 无非线性补偿

首先, 信号功率 P_s 和 ASE 噪声 P_{ASE} 将沿着以后的 $(N_s - n)$ 个跨段共同传输, 这将在每个跨段中产生一阶 NSNI^[12]效应, 其功率为 $P_{SA}^{(1)}(n)$ 。 $(N_s - n)$ 个跨段的每个跨段中产生的一阶 NSNI 还将与信号功率 P_s 在其余的跨段中共同传输, 从而产生二阶 NSNI, 功率为 $P_{SA}^{(2)}(n)$ 。同理, 信号功率 P_s 和 $P_{SA}^{(m-1)}(n)$ 的共同传输将引起 m 阶 NSNI, 功率为 $P_{SA}^{(m)}(n)$ 。这一产生全阶 NSNI 的过程将一直持续到链路末端。所以, N_s 个跨段的传输链路中的第 n 个 EDFA (产生的 ASE 噪声) 贡献的全阶 NSNI 的总功率为: $P_{SA}^{full}(n) = P_{SA}^{(1)}(n) + P_{SA}^{(2)}(n) + \dots + P_{SA}^{(N_s-n)}(n)$ 。对于有非线性补偿的 DBP 系统, 这一全阶 NSNI 累积过程在前向传输(实际链路)和反向传输(虚拟链路)中均会发生。用 $P_{SA}^{(1)}(n)$ 表示一阶 NSNI 效应的功率, $(N_s - n)$ 个跨段中产生的一阶 NSNI 的功率总和^[12]为 $P_{SA}^{(1)}(n) = (N_s - n)^{1+\varepsilon_{ss}} 3 P_s^2 \times \eta_{sn} P_{ASE}$ 。

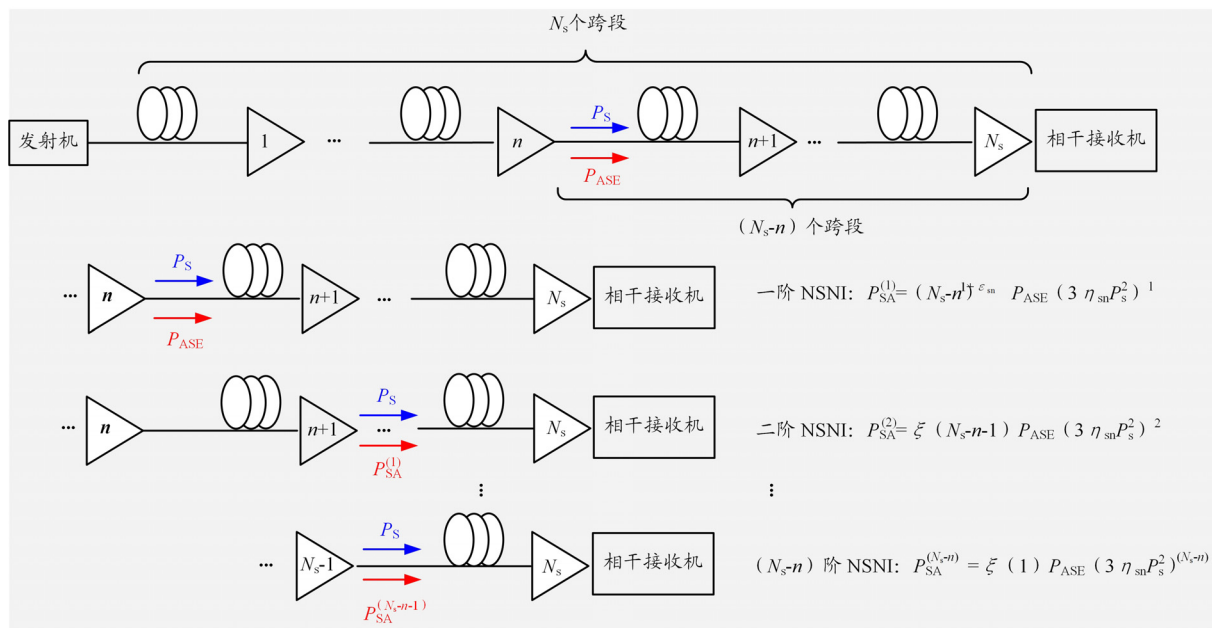


图 1 沿 N_s 个跨段的传输链路中 NSNI 效应的累积过程

其次, 从 $(N_s - n)$ 个跨段中的每一个跨段产生的一阶 NSNI (即 $3P_s^2 \eta_{sn} P_{ASE}$) 也会与信息信号功率 P_s 沿着剩余跨段共同传输, 产生二阶 NSNI。二阶 NSNI 功率 $P_{SA}^{(2)}$ 的总和为^[12]:

$$P_{SA}^{(2)}(n) = [(N_s - n - 1)^{1+\varepsilon_{sn}} + (N_s - n - 2)^{1+\varepsilon_{sn}} + \dots + 1^{1+\varepsilon_{sn}}] \times (3P_s^2 \eta_{sn})^2 P_{ASE} = \xi(N_s - n - 1) (3P_s^2 \eta_{sn})^2 P_{ASE} \quad (3)$$

同样, 此 NSNI 累积将一直进行到链路末端, 最终产生的 m 阶 NSNI, 其功率可以表示为:

$$P_{SA}^{(m)}(n) = \xi(N_s - m - n + 1) (3P_s^2 \eta_{sn})^m P_{ASE} \quad (4)$$

其中, $m=2, 3, \dots, (N_s - n)$ 。

由式(4)可知, 在 N_s 个跨段的传输链路中, 第 n 个 EDFA 产生的 ASE 噪声最终将导致产生 m 阶 NSNI, m 的最大值为 $(N_s - n)$ 。第 n 个 EDFA 产生的 ASE 噪声贡献的全阶 NSNI 的总功率则是所有阶 NSNI 功率的总和:

$$P_{SA}^{full}(n) = P_{SA}^{(1)}(n) + \sum_{m=2}^{N_s - n} P_{SA}^{(m)}(n) \quad (5)$$

由于传输链路中每个 EDFA 都会产生不相关的 ASE 噪声并对整个 NSNI 累积过程有贡献, 因此链路中所有 EDFA 产生的 ASE 噪声贡献的总全阶 NSNI 功率为:

$$P_{SA}^{total} = \sum_{n=1}^{N_s - 1} P_{SA}^{full}(n) = \sum_{n=1}^{N_s - 1} \left[P_{SA}^{(1)}(n) + \sum_{m=2}^{N_s - n} P_{SA}^{(m)}(n) \right] \quad (6)$$

由于链路末尾的最后一个 EDFA 产生的 ASE 噪声对 NSNI 累积没有贡献, 因此式(6)中的 n 值满足 $1 \leq n \leq (N_s - 1)$ 。

1.2 有非线性补偿

式(3)~式(6)代表了无非线性补偿(即不使用非线性补偿技术)的光传输系统中的全阶 NSNI 效应的累积过程。本文对于有非线性补偿的传输链路中的

NSNI 累积的情况分析如下:

图 2 给出了一个由 N_s 个跨段组成的传输链路, 其非线性补偿在发射机(预补偿)和接收机处(后补偿)进行。不失一般性, 假定有 N_B 个跨段的后补偿和 $(N_s - N_B)$ 个跨段的预补偿。

传输链路的第 n 个 EDFA 产生的 ASE 噪声 P_{ASE} 将与信息信号沿着 $(N_s - n)$ 个实际跨段和 N_B 个虚拟跨段共同传输。ASE 噪声和信号的这一共同传输均会在实际链路和虚拟链路中产生全阶 NSNI。如果 $N_s - n = N_B$, 则由于实际链路和虚拟链路的对称性, 产生的 NSNI 将相互抵消; 否则将产生额外的 NSNI 功率。这一额外的 NSNI 效应相当于沿着 $|N_s - n - N_B|$ 个跨段进行累积。由式(5)可以得到全阶 NSNI 功率为:

$$P_{SA}^{full} = P_{SA}^{(1)}(n) \sum_{m=2}^{|N_s - n - N_B|} P_{SA}^{(m)}(n) \quad (7)$$

其中, $P_{SA}^{(1)}(n) = (|N_s - n - N_B|)^{1+\varepsilon_{sn}} 3P_s^2 \eta_{sn} P_{ASE}$, $P_{SA}^{(m)}(n) = \xi(|N_s - n - N_B| - m + 1) (3P_s^2 \eta_{sn})^m P_{ASE}$ 。

考虑到每个 EDFA 产生的 ASE 噪声对 NSNI 的贡献, 全阶 NSNI 的总功率为:

$$P_{SA}^{total} = \sum_{n=1}^{N_s} P_{SA}^{full}(n) = \sum_{n=1}^{N_s} \left[P_{SA}^{(1)}(n) + \sum_{m=2}^{|N_s - n - N_B|} P_{SA}^{(m)}(n) \right] \quad (8)$$

式(7)和式(8)表示在非线性补偿光传输系统中的全阶 NSNI 的累加。如果假定不同跨段里产生的 NSNI 损伤相互之间不相关(即 $\varepsilon_{ss} = \varepsilon_{sn} = 0$), 则由式(8)可以得到与文献[12]中相同的结果。根据式(6)和式(8)可求解接收机处的 SNR 为:

$$SNR_{w/o NLC} \approx \frac{P_s}{N_s P_{ASE} + N_s^{1+\varepsilon_{sn}} \eta_{ss} P_s^3 + P_{SA}^{total} |_{N_B=0, n \leq N_s-1}} \quad (9)$$

$$SNR_{w/NLC} \approx \frac{P_s}{N_s P_{ASE} + P_{SA}^{total}} \quad (10)$$

式(7)~式(10)描述了相干光传输系统中全阶

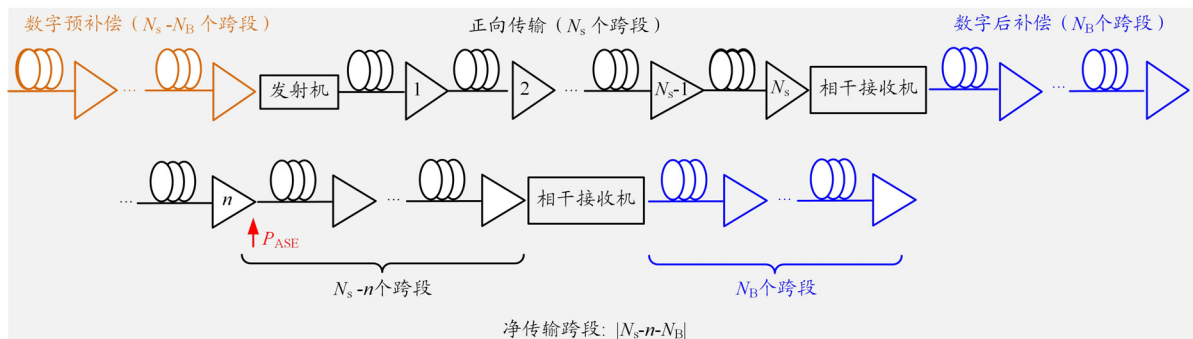


图 2 沿 N_s 个跨段的非线性补偿链路的 NSNI 累积过程

NSNI 损伤的累加过程并由此得到信号 SNR 的演化表达式。式(9)对应于系统无非线性补偿, 式(10)则对应于系统有非线性补偿的情况。因而, 根据式(7)~式(10)可以对系统的通信性能做出理论预测。

2 仿真模型

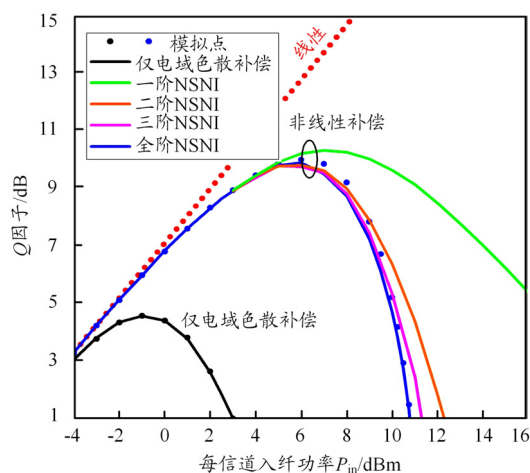
为了验证全阶 NSNI 模型的准确性, 本文模拟了 9 信道的奈奎斯特光传输系统沿着 10×100 km 链路的传输情况。调制信号是速率为 256 Gb/s 的基于偏振的 16 阶正交幅度调制 (PM-16QAM) 信号。每信道符号速率 $R_s = 32$ GBaud/s, 信道间隔 $\Delta f = 1.1 \times R_s = 35.2$ GHz, 脉冲形状为升余弦脉冲, 滚降因子为 0.1。每个信道用 4 列不相关的伪随机码 (PRBS) 编码, PRBS 在不同信道之间亦不相关。每个信道的调制光信号采用每符号 16 个采样点进行仿真。光纤传输链路由 $N_s = 10$ 个跨段组成, 光纤损耗系数 $\alpha = 0.22$ dB/km, 光纤色散系数 $D = 3.8$ ps/(nm·km), 光纤非线性系数 $\gamma = 1.5$ W/km, 偏振模色散设为 0。每跨段长度为 100 km, 跨段损耗由噪声系数为 7 dB 的 EDFA 精确补偿 (本文特意选择了较大的噪声系数, 以更明显地观察 NSNI 效应的累积过程)。使用分步傅里叶方法 (SSFM) 求解 Manakov 方程来模拟光纤的正向传输, 并以最大非线性相移为 3×10^{-3} rad 来计算 SSFM 步长。

在接收端采用相干检测法检测信号, 用每符号 2 个采样点的采样率得到基带电信号。为了实现全场 DBP, 本文首先对基带信号进行重采样, 采样率为每符号 16 个采样点。然后, 由每个信道的同向和正交分量重建光场。随后的 DBP (或发送端的预补偿) 过程同样使用 SSFM 算法解反向 Manakov 方程, 其步长为对数分布型^[18]。接收到的信号使用 15 抽头的有限冲激响应 (FIR) 蝶形滤波器进行二级均衡处理, 其加权系数通过最小均方 (LMS) 算法进行调整。最后, 使用直接错误计数来评估误码率 (BER)。仿真中, 每信道传输 $2^{18} = 262144$ 个符号。

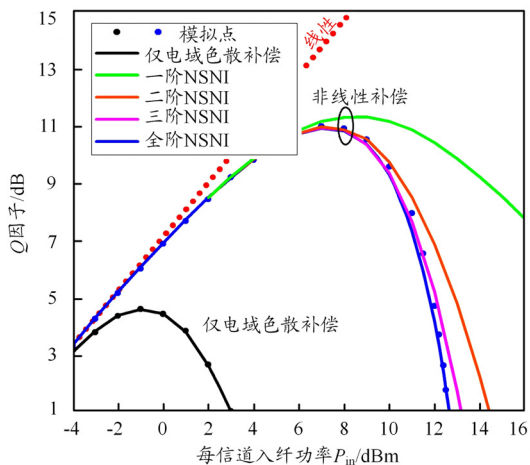
3 结果分析

本节将仿真结果和理论结果进行比较。图 3 为系统在经过 10×100 km 的传输后系统的 Q 因子和入纤功率的关系图。在图 3 中, 圆点表示模拟结果, 实线表示由式(9)和式(10)进行性能预测的理论结果。

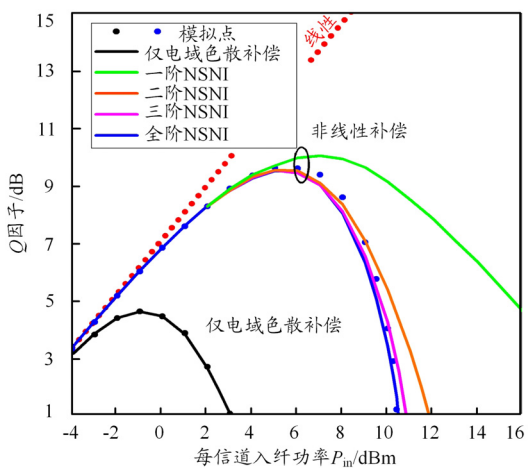
由图 3 可知, 当考虑全阶 NSNI 时, 数值模拟的结果和理论预测十分相符, 相对于仅色散补偿的情况, $N_B = 0$ 、 $N_B = 5$ 和 $N_B = 10$ 的非线性补偿方案可以将 Q 因子



(a) $N_B = 0$



(b) $N_B = 5$



(c) $N_B = 10$

图 3 近奈奎斯特 9 信道系统中, 不同非线性补偿方案得到的 Q 因子与光发射功率的模拟和理论关系

分别提高 5.4 dB、6.4 dB 和 5 dB。这充分说明了将非线性补偿跨段在发送机和接收机处进行等分配 (即 $N_B=N_S/2=5$) 可以获得最佳的性能提升。这个结论与文献[14]的结果是一致的。而且, 从图 3 中可以看出, 在非线性和高入纤功率的情况, 仅考虑一阶或二阶 NSNI 的近似值明显高估了系统性能。

本文将图 3 的 3 种非线性补偿方案的一阶、二阶、三阶和全阶 NSNI 的理论值分别与对应的模拟值作比较, 得到各阶 NSNI 模型的理论预测值相对于实际模拟值的误差如表 1 所示。

表 1 理论值预测值相对于模拟值的误差

各阶模型	误差/dB		
	$N_B=0$, 入纤功率=10 dBm	$N_B=5$, 入纤功率=12 dBm	$N_B=10$, 入纤功率=10 dBm
一阶 NSNI	4.4	5.7	5.1
二阶 NSNI	1.2	2.1	1.3
三阶 NSNI	0.1	0.5	0.2
全阶 NSNI	0.05	0.2	0.08

从表 1 可以看出, 在非线性和高入纤功率的情况, 仅考虑一阶或二阶 NSNI 效应得到的理论值与模拟值相差较远, 此时明显高估了系统性能。当考虑全阶 NSNI 时, 数值模拟的结果和理论预测十分相符。

4 结束语

对于补偿了非线性损伤的光纤通信系统, 信号和噪声间的非线性相互作用将是主要的损伤源。本文提出了信号-噪声间相互作用的完整理论模型, 并对该模型进行了模拟验证。实验结果表明: 仅考虑一阶或二阶 NSNI 效应会高估系统的通信性能, 尤其在高入纤功率的情况下, 这一现象更加明显。本文提出的全阶 NSNI 模型则可以较准确地预测系统的传输性能, 并且该模型可适用于不同的非线性补偿方案。

参考文献:

- [1] GAO Y, CARTLEDGE J C, KARAR A S, et al. Reducing the complexity of perturbation based nonlinearity pre-compensation using symmetric EDC and pulse shaping[J]. Optics express, 2014, 22(2): 1209–1219.
- [2] SECONDINI M, FORESTIERI E. On XPM mitigation in WDM fiber-optic systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(22): 2252–2255.
- [3] LIU X, CHRAPLYVY A R, WINZER P J, et al. Phase-conjugated twin waves for communication beyond the Kerr nonlinearity limit [J]. Nature

Photonics, 2013, 7(7): 560–568.

- [4] IP E. Nonlinear compensation using backpropagation for polarization-multiplexed transmission[J]. Journal of lightwave technology, 2010, 28(6): 939–951.
- [5] RAFIQUE D, ELLIS A D. Impact of signal-ASE four-wave mixing on the effectiveness of digital back-propagation in 112 Gb/s PM-QPSK systems [J]. Optics express, 2011, 19(4): 3449–3454.
- [6] GHAZISAEIDI A. A theory of nonlinear interactions between signal and amplified spontaneous emission noise in coherent wavelength division multiplexed systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(23): 5150–5175.
- [7] SERENA P. Nonlinear signal – noise interaction in optical links with nonlinear equalization [J]. Journal of Lightwave technology, 2016, 34(6): 1476–1483.
- [8] SEMRAU D, LAVERY D, GALDINO L, et al. The impact of transceiver noise on digital nonlinearity compensation [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(3): 695–702.
- [9] XU T, SHEVCHENKO N A, LAVERY D, et al. Modulation format dependence of digital nonlinearity compensation performance in optical fibre communication systems[J]. Optics express, 2017, 25(4): 3311–3326.
- [10] ELLIS A D, AL KHATEEB M A Z, MCCARTHY M E. Impact of optical phase conjugation on the nonlinear Shannon limit [J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 35(4): 792–798.
- [11] CARTLEDGE J C, GUIOMAR F P, KSCHISCHANG F R, et al. Digital signal processing for fiber nonlinearities[J]. Optics express, 2017, 25(3): 1916–1936.
- [12] AL-KHATEEB M A Z, MCCARTHY M, NCHEZ C, et al. Effect of second order signal – noise interactions in nonlinearity compensated optical transmission systems[J]. Optics letters, 2016, 41(8): 1849–1852.
- [13] CARENA A, BOSCO G, CURRI V, et al. EGN model of non-linear fiber propagation[J]. Optics express, 2014, 22(13): 16335–16362.
- [14] LAVERY D, IVES D, LIGA G, et al. The benefit of split nonlinearity compensation for single channel optical fiber communications [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(17): 1803–1806.
- [15] POGGIOLINI P, BOSCO G, CARENA A, et al. The GN-model of fiber non-linear propagation and its applications [J]. Journal of lightwave technology, 2013, 32(4): 694–721.
- [16] POGGIOLINI P, BOSCO G, CARENA A, et al. A simple and effective closed-form GN model correction formula accounting for signal non-Gaussian distribution [J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(2): 459–473.
- [17] IVES D J, BAYVEL P, SAVORY S J. Adapting transmitter power and modulation format to improve optical network performance utilizing the Gaussian noise model of nonlinear impairments [J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(21): 3485–3494.
- [18] BOSCO G, CARENA A, CURRI V, et al. Suppression of spurious tones induced by the split-step method in fiber systems simulation[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2000, 12(5): 489–491.