

doi:10.13756/j.gtxyj.2025.240093.

光通信系统与网络技术

刘群. 高速相干光通信中一种改进的 EEPN 补偿算法[J]. 光通信研究, 2025(5):240093.

Liu Q. An Improved EEPN Compensation Algorithm in High-speed Coherent Optical Communication [J]. Study on Optical Communications, 2025(5): 240093.

高速相干光通信中一种改进的 EEPN 补偿算法

刘群

(四川财经职业学院 信息学院, 成都 610101)

摘要:【目的】均衡增强相位噪声 (EEPEN) 是限制高速相干光通信中传输距离提高的主要因素之一, 为了减少 EEPN 的影响, 进一步提高光传输距离, 需要基于 $1/f$ (f 表示频率) 相位噪声模型对比 EEPN 效应对传输距离的影响。同时, 为了减少 EEPN 代价, 文章提出了一种改进的 EEPN 补偿算法, 并进行了仿真对比。【方法】文章通过理论分析, 给出了 EEPN 研究时 $1/f$ 相位噪声模型的建模方法, 并针对现有数字子载波联合的相位噪声补偿算法在大色散无收益的问题, 提出了一种新颖的基于多子载波联合与色散走离对消的改进算法。文章利用 Matlab 仿真软件对比了不同 $1/f$ 相位噪声模型下 EEPN 代价差异和改进方案的性能收益。【结果】结合理论分析和仿真对比不同 $1/f$ 相位噪声曲线, 结果表明, 低频相位噪声越小、线宽越小, EEPN 越低。改进的 EEPN 补偿算法在不同色散下均能看到明显的性能收益, 在 20 000 和 30 000 ps/nm 下, 性能收益分别在 0.2 和 0.3 dB 左右。【结论】除减少激光器线宽外, 减少激光器低频相位噪声也是改善 EEPN 代价的一种有效方式, 同时, 改进的相位噪声估计方法克服了现有算法在大色散下无收益的问题, 这对进一步提高光传输距离具有重大意义。

关键词: 高速相干光通信; 相位噪声; 均衡增强相位噪声; 数字多载波; 单载波

中图分类号: TN929.11

文献标志码: A

An Improved EEPN Compensation Algorithm in High-speed Coherent Optical Communication

LIU Qun

(Sichuan Vocational College of Finance and Economics, Information College, Chengdu 610101, China)

Abstract: 【Objective】Equalization Enhanced Phase Noise (EEPEN) is one of the main factors limiting the increase in transmission distance in high-speed coherent optical communication. In order to reduce the impact of EEPN, it is necessary to compare the impact of EEPN effect on transmission distance based on a $1/f$ (f represents frequency) phase noise model. At the same time, in order to reduce the penalty of EEPN, an improved EEPN compensation algorithm was proposed and compared through simulation. 【Methods】A modeling method for the $1/f$ phase noise model was proposed through theoretical analysis. To address the lack of benefit from existing digital subcarrier-combined phase-noise compensation algorithms under large accumulated dispersion, this paper proposes a novel enhanced scheme that jointly exploits multi-subcarrier cooperation and dispersion-walk-off cancellation. Matlab simulations are employed to compare the EEPN penalties under different $1/f$ phase-noise models and to quantify the performance gains of the proposed improvement. 【Results】Combining theoretical analysis and simulation comparison of different $1/f$ phase noise curves, the results show that the smaller the low-frequency phase noise and line width, the lower the EEPN. The improved EEPN compensation algorithm shows significant performance benefits under different dispersion levels, with performance benefits of around 0.2 and 0.3 dB at 20 000 and 30 000 ps/nm. 【Conclusion】In addition to reducing the linewidth of the laser, reducing the low-frequency phase noise of the laser is an effective way to reduce the penalty of EEPN. Meanwhile, the enhanced phase-noise estimation method overcomes the ineffectiveness of existing algorithms under high dispersion, offering significant potential for extending optical-transmission reach.

Key words: high speed coherent optical communication; phase noise; EEPN; digital subcarrier multiplexing; single carrier

0 引言

随着大数据等对光网络容量需求的不断增加, 现有的基于比特率为 100 和 200 Gbit/s 的密集波分复用 (Wavelength Division Multiplexing, WDM) 技术无法满足高带宽需求, 需要 400 或 800 Gbit/s 等

更高传输速率^[1-2]。激光器相位噪声和光纤色散耦合会引入均衡增强相位噪声 (Equalization Enhanced Phase Noise, EEPN), EEPN 严重制约了高速相干光通信中容量的进一步提高^[3-4]。常规的单载波技术对 EEPN 效应补偿效果有限^[5], 数字多载波技术具有更小的光纤非线性代价和更低的色散补偿复杂

收稿日期: 2024-05-14; 修回日期: 2024-06-11; 纸质出版日期: 2025-10-10

基金项目: 全国高等院校计算机基础教育研究会 2024 年度科研资助项目 (2024-AFCEC-107); 全国高等院校计算机基础教育研究会 2023 年度科研资助项目 (2023-AFCEC-064); 四川省 2022-2024 年职业教育人才培养和教育教学改革研究资助项目 (GZJG2022-602)

作者简介: 刘群 (1986-), 女, 湖南邵阳人。副教授, 硕士, 主要研究方向为通信与信息系统以及光通信技术。

通信作者: 刘群, 副教授。E-mail: liuq.1112@163.com

© Editorial Office of Study on Optical Communications. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license.

度等优点,成为近年相干光通信的研究热点^[6-9]。服从维纳分布的相位噪声模型,仅可描述线宽对EEPN影响。针对EEPN代价的研究,暂未看到有文献结合 $1/f$ (f 表示频率)噪声模型进行研究分析。文献[10]给出了一种多载波联合的EEPN补偿方法,但该方法在大色散下无收益。

本文详细介绍了EEPN效应产生的原理,通过理论分析和仿真对比了EEPN效应导致光传输劣化的主要影响因素,并首次提出将 $1/f$ 相位噪声建模原理应用于EEPN研究。针对现有基于数字多载波联合的相位噪声补偿算法在大色散下无收益的问题,本文提出了一种新颖的基于各数字子载波联合与色散走离对消的算法,有效解决了现有算法问题。文章结构如下,首先介绍了EEPN效应产生原理和影响因素,接着介绍了数字多载波技术原理,给出了一种新颖的基于数字多载波的EEPN补偿算法,最后进行了仿真分析。

1 激光器相位噪声及EEPN效应原理分析

相干光通信系统中,理想激光器和本振激光器的载波是一个单音信号,其频谱可以近似为狄拉克函数(冲击函数),而由于工艺的限制,实际激光器输出的载波频率存在一个小范围的频域漂移,频域漂移的大小即为激光器的线宽,简易的相位噪声模型近似为维纳过程,设接收信号 $r_n = s_n \cdot e^{j\theta_n} + n_k$,式中: s_n 为发送信号; θ_n 为相位噪声; e 为自然常数; j 为虚数单位; n_k 为高斯白噪声。 n_k 服从维纳分布:

$$\theta(t + \tau) = \theta(t) + n(t, \tau), \quad (1)$$

式中, $\theta(t)$ 和 $n(t, \tau)$ 分别为 t 时刻对应激光器的相位噪声和白噪声, τ 为相邻两个样点的时间间隔,为波特率的倒数,为常数。 $n(t, \tau) \sim N(0, 2\pi\Delta\nu\tau)$ 服从高斯分布, $\Delta\nu$ 为激光器半波全宽,定义为激光频谱功率下降至峰值一半时的频率宽度,用来衡量短期相位噪声大小。简化维纳模型可分析激光器线宽影响,但实际激光器模型相位噪声曲线比维纳分布更复杂,主要表现为不同频率成分相位噪声不同,且低频的相位噪声更大,其服从更广泛的 $1/f$ 分布,其对系统的影响表现为低频相位抖动。在EEPN代价研究时,简化的维纳分布模型不能表征不同频率下的相噪差异,例如对比典型外腔和分布式布拉格反射激光器差异时,维纳模型就不能很好地模拟不同频率下相位噪声不同引入的EEPN差异。在EEPN代价研究时,更为精准的频率相关性的 $1/f$

模型为

$$d\theta = \text{real}(\text{IFFT}(\sqrt{2\pi \frac{\text{PNPSD}(f)}{fs}}) \cdot \text{FFT}(\text{randn}(N, 1))), \quad (2)$$

$$\theta = \text{cumsum}(d\theta), \quad (3)$$

$$\text{PNPSD} = \text{ALW}/\pi, \quad (4)$$

式中: FFT 和 IFFT 分别为快速傅里叶变换和快速傅里叶逆变换; cumsum 为累加和运算函数; PNPSD 为相位噪声的功率谱密度(Phase Noise Power Spectral Density, PNPSD)函数,工程化应用可通过使用相噪仪测量实际激光器的频域相位噪声曲线来获得,仿真中为简化方便,可通过构造不同相位噪声的模板来模拟激光器相位噪声的影响; fs 为采样率; N 为符号个数; ALW 为激光器艾伦方差线宽(Allan Linewidth, ALW),ALW反映激光器的长期频率稳定性,在窄线宽激光器中,因低频噪声贡献显著,因此ALW通常远大于 $\Delta\nu$,当PNPSD与频率无关时,激光器相噪模型即从 $1/f$ 噪声分布退化为传统的维纳分布。

线宽或 $1/f$ 相位噪声和光纤色散耦合导致混合效应,称为EEPN效应,EEPN效应主要受线宽、光链路总色散及波特率影响,且与激光器线宽、光纤总色散和波特率 BaudRate 成正比,EEPN噪声越大,均衡器受到相位噪声的影响越大,均衡效果越差,进而接收端误差向量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)劣化越严重^[5-6],如下所示:

$$\text{EVM}_{\text{EEPN}}^2 \approx \pi^2 \cdot (\beta_2 |L|) \cdot \text{BaudRate} \cdot \text{ALW}, \quad (5)$$

式中: EVM_{EEPN} 为受到EEPN影响后的EVM大小; β_2 为光纤色散系数; L 为传输距离; $|\beta_2| \times L$ 为光传输链路中的总色散。随着相干光通信容量和调制格式的提高,传统单载波受EEPN影响显著增加。而基于数字子载波的技术,由于其在色散补偿方面具有复杂度低等特点,近年来成为相干光通信研究的热点,下面将对光数字多载波技术进行简单介绍。

2 数字多载波技术原理

传统的单载波架构,其光谱是一段连续频谱,而相干光通信中数字多载波在发送端数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)单元进行数字合波后,经过光载波调制后,在光谱上看,其被分割成 M 个独立的奈奎斯特子载波, M 为数字子载波个数,取值一般为2、4、8和16等。图1所示为单载波和数字多载波光谱对比,4个数字子载波($\text{SC}_0 \sim \text{SC}_3$)

中由于有功率注水,子载波 SC_0 和 SC_2 功率相当, SC_1 和 SC_3 功率相当。

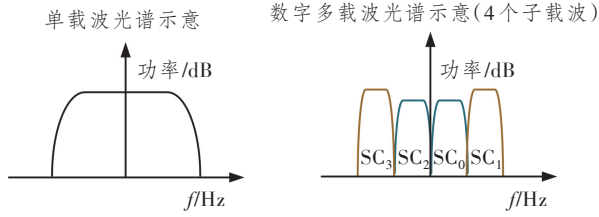


图 1 单载波和数字多载波光谱对比

Figure 1 Comparison of single carrier and digital multi carrier spectra

数字多载波技术的优势主要有^[7]:

①色散补偿复杂度低。这是因为色散补偿需要等效抽头数量与波特率平方成正比,由于数字多载波分成 M 个子载波,每个子载波的波特率仅为单载波的 $1/M$,而色散导致的符号展宽 $\Delta\tau_{CD}$ 与波特率 $BaudRate$ 平方成正比,因此在同样补偿能力下,波特率越小,色散补偿复杂度越低,即相同复杂度条件下,数字多载波的色散代价更小,EEPN 代价也 smaller,其中 $\Delta\tau_{CD}$ 为

$$\Delta\tau_{CD} \approx 2\pi \cdot |\beta_2| \cdot L \cdot BaudRate^2. \quad (6)$$

②数字多载波可对每个子载波进行注水,包括熵注水和功率注水,因此可更灵活应对信道损伤。例如在波长选择开关(Wavelength Selective Switch, WSS)窄带滤波器的长距下,可以对滤波器的子载波进行熵注水和功率注水,从而提高平均性能。由于中间的子载波受 WSS 滤波小,因此可以选择中间的子载波进行时钟鉴相,提高了时钟鉴相的质量。

③抗光纤非线性更强。根据文献^[6]的分析结

果,在固定波特率下,光纤非线性四波混频(Four-Wave Mixing, FWM)效应随着子载波个数增加而增强,而自相位调制(Self-Phase Modulation, SPM)效应随子载波个数的增加而减弱,交叉相位调制(Cross-phase Modulation, XPM)介于两者之间,因此存在一个最佳子载波个数选择,使整体的光纤非线性综合最小。

图 2 所示为数字多载波收发系统框图,其中发端经过符号映射后,各子载波完成独立的正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM),经过上采样,各子载波独立地进行根升余弦脉冲成型(Root Raised Cosine, RRC),然后经过不同数字频率搬移后进行合波处理,合波既可以在频域也可以在时域进行,发端在合波后进行发端器件预加重(Pre-emphasis),然后送入数/模转换器(Digital to Analog Converter, DAC)。经过马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)完成电/光转换后,送入光纤信道,光纤信道主要受色散效应 H_{CD} 影响。在接收端,相干接收机(Integrated Coherent Receiver, ICR)完成光/电转换,然后经过模/数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)采样,完成接收端器件损伤补偿,对损伤补偿后的信号进行分波处理后,进行独立的色散补偿及独立的动态均衡和载波恢复(Carrier Recovery, CR),完成频偏和相位噪声的估计及补偿,最后完成符号解映射。其中动态均衡通常用多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)实现解偏振操作。

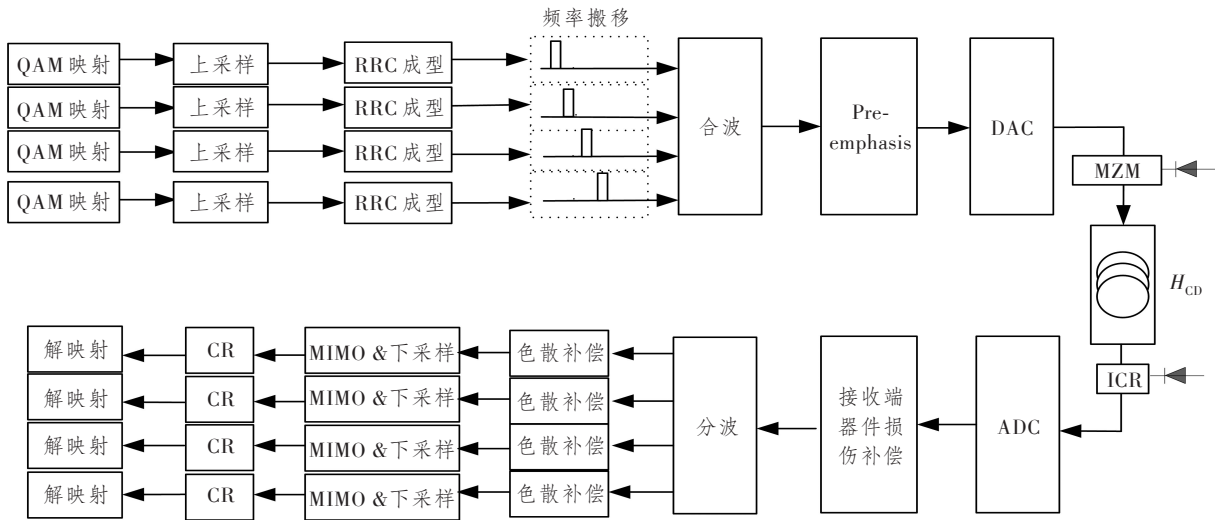


图 2 相干光通信中数字多载波收发系统框图

Figure 2 Block diagram of digital multi carrier transceiver system in coherent optical communication

3 数字多载波下改进 EEPN 补偿算法

在高速相干光通信系统中,相位噪声估计 DSP 算法包含基于前向结构和反馈结构的 DSP 算法。而由于高速相干光通信系统的高并行度,存在较大的反馈延迟,会使均衡环路的更新速度变慢,进而导致环路跟踪的稳定性变差,因此基于前向结构的 DSP 算法适应性更广。而前向结构一般分为基于训练序列(Train)辅助方法和盲估计方法,为了快速跟踪频偏和提高跟踪速度,要使用训练序列辅助方法,而训练序列太多会导致频谱浪费严重,因此在帧结构的设计中,通常是间隔插入已知导频(Pilot)符号来减少开销。帧结构设计中通常将已知符号称为 Pilot,图 3 所示为相干光通信中数字多载波帧结构示意图,其设计参考业界通用光互联网论坛标准(Optical Internetworking Forum,OIF)建议,Pilot 间隔为 64。

	Pilot	数据	Pilot	数据
SC ₀	1	63	1	63
SC ₁	1	63	1	63
SC ₂	1	63	1	63
SC ₃	1	63	1	63

图 3 相干光通信中数字多载波帧结构示意图

Figure 3 Schematic diagram of digital multi carrier frame structure in coherent optical communication

基于训练序列辅助方法用来估计相位噪声,并利用不同符号相位噪声的差分来估计频偏。

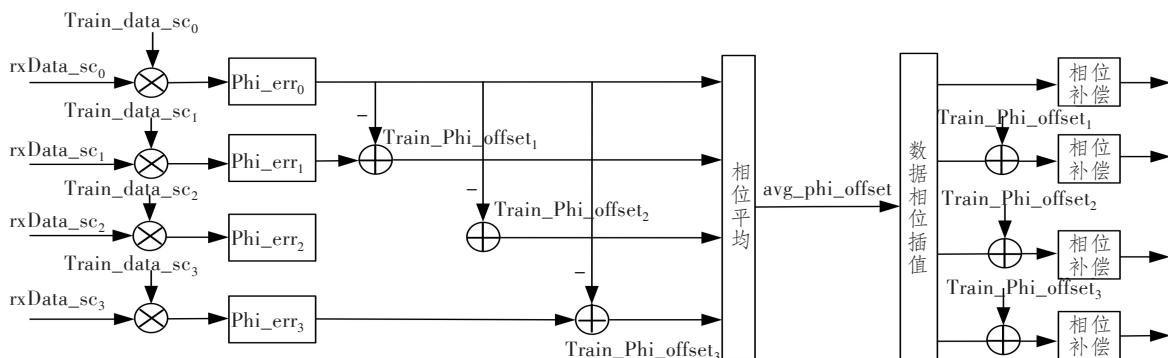
设 $r(t)$ 为 t 时刻接收符号, $x(t)$ 为 t 时刻发送符号, Δf 为频偏大小,则经过频偏后的接收符号为

$$r(t) = x(t)e^{j2\pi\Delta f t} \quad (7)$$

t_1 和 t_2 时刻对应的相位 $\phi(t_1)$ 和 $\phi(t_2)$ 可以表示为

$$\phi(t_1) = \text{angle}(r(t_1) \cdot x^*(t_1)) = 2\pi\Delta f t_1, \quad (8)$$

$$\phi(t_2) = \text{angle}(r(t_2) \cdot x^*(t_2)) = 2\pi\Delta f t_2, \quad (9)$$



注: rxData_sc₀~rxData_sc₃ 为第 0~3 个子载波接收到的符号; Train_data_sc₀~Train_data_sc₃ 为第 0~3 个子载波开销(已知)符号; Train_Phi_offset₁~Train_Phi_offset₃ 为第 1~3 个子载波下,相对第 0 个子载波,基于开销符号计算出来的相位偏差大小。

图 5 现有子载波联合相位补偿方案

Figure5 Existing subcarrier joint phase compensation schemes

式中: angle 为求相角操作; x^* 为对 x 求共轭操作。对式(8)和式(9)求差,就可以得到频偏 Δf 的估计值。

为了进一步提升残余频偏和相位噪声影响,一般在基于导频载波恢复算法的基础上,再级联一个盲估计的方法,盲估计方法最常用的是最大似然(Maximum Likelihood, ML)估计算法。ML 估计算法的原理框图如图 4 所示

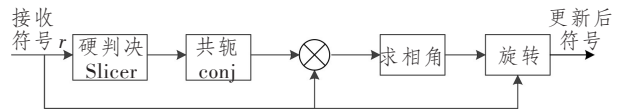


图 4 ML 估计算法原理框图

Figure 4 Block diagram of ML estimation algorithm

基于数字多载波的相位估计方法,在接收端进行数字载波的分载波后,常用的算法是采用基于导频的相位估计算法,这种算法处理虽然简单,但性能并非最佳,现有的改进算法是采用子载波相位噪声联合平均的方法^[8],该算法主要框图如图 5 所示,以 4 个子载波为例(SC₀~SC₃):

- ① 利用训练序列,获得训练序列符号各子载波的相位估计值,并将 SC₁~SC₃ 的相位与 SC₀ 的相位估计值进行差分,为了减少噪声影响,可对差分的相位值进行加窗降噪等处理后,得到第 1~3 个子载波相对第 0 个子载波相位大小;
- ② 对差分的相位差分取值平均后,获得相位偏差平均值 avg_phi_offset;
- ③ 利用相位偏差平均值,并结合帧结构,对数据符号进行相位线性插值,得到相位补偿后的符号;
- ④ 将步骤③的符号相位再加上步骤②得到的训练序列相位偏差值得到新的相位补偿值;
- ⑤ 将新的相位补偿值更新到每个子载波上,即可完成子载波联合的处理。

该方案在背靠背系统中有一定的性能收益,但色散稍大时,就没有收益了,反而有一定劣化^[10],原因是在背靠背或小色散时,发射端相位噪声 Φ_{TX} 和接收端的相位噪声 Φ_{LO} 每个频点受到噪声基本一致,采用子载波联合方式等效降噪,可降低白噪声影响,因此会有相噪的性能收益,但在光传输时,由于受到色散影响,尤其是当色散比较大时,每个子载波频率不同,高频和低频分量以不同速度在光纤上传播,每个子载波到达接收端的时刻不同,这一现象称为“色散走离”,因此仅采用简单平均相位噪声,在大色散时反而可能会导致性能劣化。

结合光电器件传输信道损伤和补偿的先后顺序,由于收、发端激光器相位噪声不同,理想的损伤补偿顺序是先补偿接收端器件的相位噪声,然后再做色散补偿和 MIMO 解偏振,最后再做发送端器件的相位噪声补偿^[11]。但实际应用中该方案非常复杂,基本无法实现,主要原因有两个:一个是接收到信号,在色散补偿和解偏振前,收端激光器的相位噪声估计的精度非常差,第二个是无法隔离收发激光器相位噪声,因此无法按照理想的顺序进行损伤补偿,性能自然是有损的。

下面给出一种考虑色散走离影响下的新颖数字载波联合的载波恢复算法,该算法原理为,先利用各子载波差分相频和数字导频方式将接收端相位噪声和发送端相位噪声,与收发激光器相位噪声进行隔离,然后结合色散走离方式实现性能优化,从而消除色散走离对数字子载波联合相位补偿的影响,主要原理框图如图 6 所示,主要步骤和原理如下:

步骤 1:利用子载波间的差分相位,去掉发端激光器共模相位噪声影响,得到接收端相位噪声粗估计值。其中 Align(对齐)主要功能是去除由于色散引起符号走离的影响,而第 m 个子载波上的相位噪声 Φ_{PNm} 可表示为

$$\Phi_{PNm}(t) = \Phi_{TX}(t) + \Phi_{LO}(t - (\frac{N_{SC} + 1}{2} - m)T_{CD}), \quad (10)$$

式中: t 为时间; $\Phi_{TX}(t)$ 为发端激光器相位噪声大小; Φ_{LO} 为本振激光器相位噪声大小; N_{SC} 为子载波总个数; T_{CD} 为两个相邻子载波由于色散群时延不同引入的符号走离大小,可通过式(6)计算得到。

子载波 m 和 n 接收到的相位噪声进行差分后可以消去公共项 Φ_{TX} 的影响,得到接收端相位噪声

差分估计值 $\Delta\Phi_{LO}(k)$, $\Delta\Phi_{LO}(k)$ 表示第 k 个符号下, Φ_{LO} 在 $|(m-n)T_{CD}|$ 时间内的相位变化量,单位为 s,其中 $|*|$ 为求绝对值符号。设 T_s 为符号周期, k 为子载波内第 k 个符号,详细的公式推导如下:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{LO}(k) &= \Phi_{PNm}(k) - \Phi_{PNn}(k) \\ &= \Phi_{LO}(kT_s - (\frac{N_{SC} + 1}{2} - m)T_{CD}) - \\ &\quad \Phi_{LO}(kT_s - (\frac{N_{SC} + 1}{2} - n)T_{CD}). \end{aligned} \quad (11)$$

由于在 $|(m-n)T_{CD}|$ 很短的时间内, $\Delta\Phi_{LO}(k)$ 是线性变化的,对 $\Delta\Phi_{LO}(k)$ 求差分后可以得到:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{LO}(k) - \Delta\Phi_{LO}(k-1) &= \frac{1}{\alpha} \Delta\Phi_{LO}(k), \\ \alpha &= \frac{(m-n)T_{CD}}{T_s}. \end{aligned} \quad (12)$$

对各符号累加后可得到,第 k 个符号受到的相位噪声 $\Phi_{LO}(k)$ 的估计值大小为

$$\Phi_{LO}(k) = \frac{1}{\alpha} \sum_{k'=1}^k \Delta\Phi_{LO}(k') + \Phi_{LO}(0), \quad (13)$$

由此, Φ_{TX} 被抵消,就可以得到 Φ_{LO} 第 1 次估计值(粗估),其中 $\Phi_{LO}(0)$ 为初始相位偏差,可以通过基于 Pilot 的载波恢复算法估计得到。

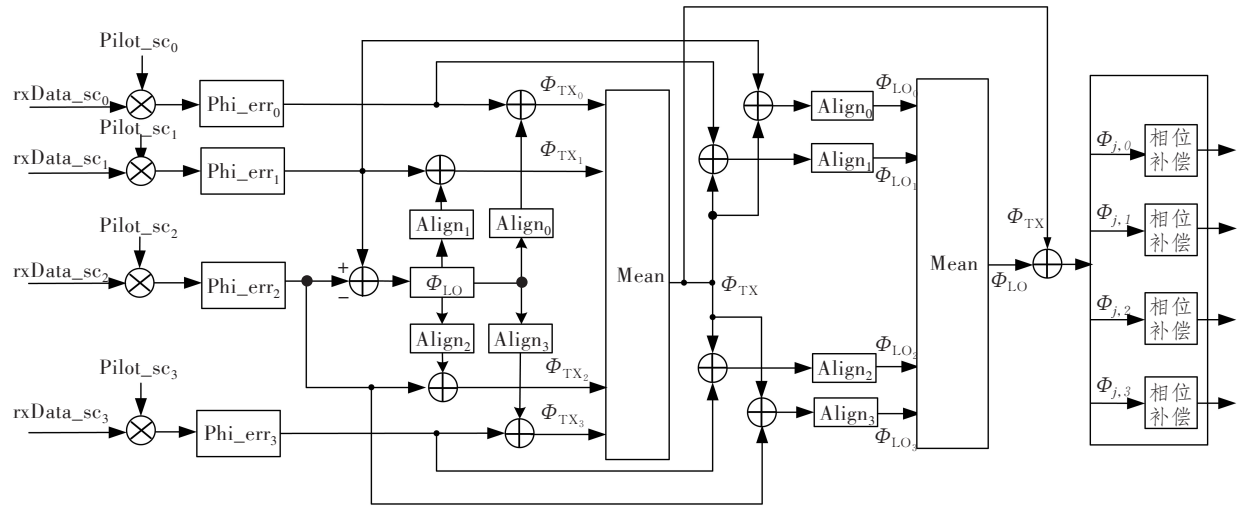
步骤 2:去除每个子载波由于色散引入的符号走离差异,该差异是由于色散在不同频率的群时延不同所导致的整数符号延时,其中符号走离对齐是通过不同的子载波进行不同的整数延时补偿。每个子载波中心频率不同,但均为固定值,因此在色散固定的情况下,色散引起的走离是固定的。将子载波间延时对齐后,将步骤 1 中的 Φ_{LO} 相位噪声补偿上(相位噪声补偿方法参考 ML 算法),得到第 k 个补偿 Φ_{LO} 后的 $rxData(k)$ 符号,然后再计算子载波相位估计值的平均值得到 Φ_{TX} ,如下式:

$$rxData(k) = rxData(k) \cdot \exp(-j\Phi_{LO}(k)), \quad (14)$$

$$\Phi_{TX} = \sum_{k=1}^M (rxData(k)) / M. \quad (15)$$

步骤 3:同样的,将子载波间延时对齐后,将步骤 2 中的 Φ_{TX} 相位噪声补偿上,再做一次所有子载波相位估计平均,即可得到接收端相位噪声估计值 Φ_{LO} 大小。

步骤 4:将精确估计的 Φ_{LO} 补偿后,合并 Φ_{TX} 和 Φ_{LO} 得到 Φ_j (总相位),将相位 Φ_j 补偿到各子载波数据上即可完成精确的补偿,补偿方法参考式(14)。



注:rxData_sc₀~rxData_sc₃为第0~3个子载波接收到的符号;Pilot_sc₀~Pilot_sc₃为第0~3个子载波导频符号;Phi_err₀~Phi_err₃为第0~3个子载波对应的相位偏差大小;Align₀~Align₃为第0~3个子载波色散走离对消; $\Phi_{TX_0} \sim \Phi_{TX_3}$ 为第0~3个子载波计算出来发端激光器相位大小;Mean为求均值操作; $\Phi_{LO_0} \sim \Phi_{LO_3}$ 为第0~3个子载波计算出来收端激光器相位大小; $\Phi_{j,0} \sim \Phi_{j,3}$ 为第0~3个子载波第j个符号计算处理的相位大小。

图6 考虑色散走离的子载波联合补偿改进方案

Figure 6 An improved subcarrier joint compensation scheme considering dispersion walk off

基于上述公式,可以得到算法的主要运算单元及算法主要步骤的复杂度,如表1所示。

表1 算法复杂度分析

Table 1 Analysis of algorithm complexity

步骤	算法主要运算单元	复杂度
1	加减法和求平均运算	$O(n)$
2	平均、求相角(angle)和exp运算	$O(n^2)$
3	平均、求相角(angle)和exp运算	$O(n^2)$
4	exp相位补偿	$O(n)$

注:exp为幂指数运算; $O(n)$ 表示运算算法的时间复杂度与输入规模n成正比; $O(n^2)$ 表示运算算法的时间复杂度与输入规模n的平方成正比。

4 仿真分析

为仿真对比不同1/f相位噪声分布下的EEP N影响大小,图7基于16QAM调制格式,仿真对比了不同PNPSD模板下的EEP N代价。其中仿真采用蒙特卡洛方式,仿真软件采用Matlab,已知符号开销为1.56%(1/64),收发端滤波器成型滤波器系数为0.05,总波特率为120 GBd(波特),子载波个数为4,每个子载波波特率为30 GBd,光电器件为理想器件模型,光纤链路仅考虑色散影响。忽略激光器频偏,只考虑激光器的相位噪声;忽略光纤传输非线性影响,只考虑色散效应,色散补偿采用频域重叠保留的色散补偿,色散补偿的抽头数固定为1024。横坐标是不同色散,纵坐标固定 $2E-2@$ 比特误码率(Bit Error Rate, BER)下对应的接收信噪比

(Received Signal-to-Noise Ratio, RSNR),RSNR值越大对系统性能要求越高。相位模板2和3的低频相位噪声不同,但高频相位噪声基本重合,即线宽相同,相位模板1则是低频相位噪声和高频噪声都较低,表示相对理想激光器。从不同PNPSD相位模板可以看出,相位模板1的RSNR最低,相位模板2次之,相位模板3的RSNR最高,说明相位模板1的EEP N代价最小,相位模板2次之,相位模板3代价最大。随着色散的增大,EEP N代价增大,且低频相位噪声对EEP N影响更大。因此对光传输系统来说,减少激光器低频相位噪声是减少EEP N代价和提高光传输性能的一种有效方式。

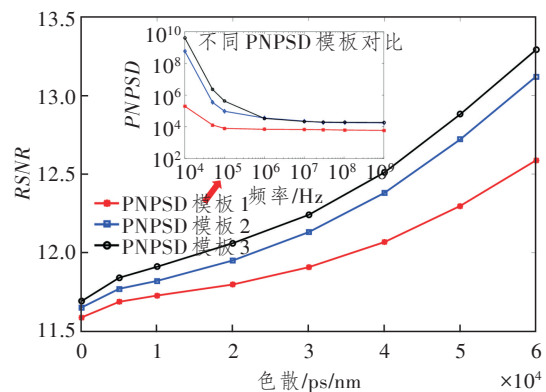


图7 不同1/f噪声模板下EEP N代价对比
Figure 7 Comparison of EEP N costs under different 1/f noise templates

为对比本文提出的改进算法的性能,图8所示为64QAM调制格式、不同色散(不同传输距离)下

的性能对比,为简化方便,其中 PNPSD 相位模板采用图 7 的模板 1,总波特率为 120 GBd,其他参数与上面相同。

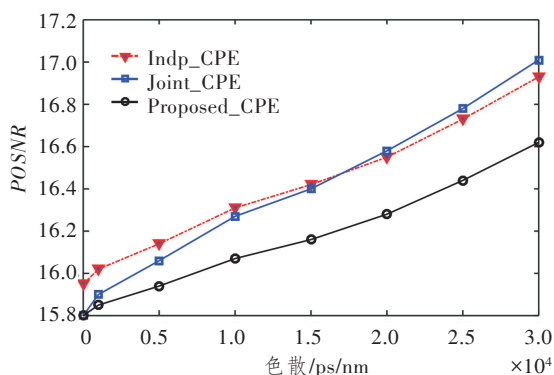


图 8 不同方案下 EEPN 代价和性能收益对比
Figure 8 Comparison of EEPN cost and performance benefits under different schemes

由图 8 可知,随着色散增大,采用子载波平均策略的 Joint_CPE 方案,相较于各子载波独立处理的 Indp_CPE 方案,所能获得的相对性能收益越来越小,甚至在色散大于 15 000 ps/nm 时反而有一定的劣化。而本文所提方案(Proposed_CPE)的性能收益在不同色散下均有一定的收益,在背靠背(0 色散)下,有 0.15 dB 性能收益,这与 Joint_CPE 方案基本相当,在 20 000 ps/nm 色散下,有 0.2 dB 性能收益,在 30 000 ps/nm 大色散下性能收益有 0.3 dB 左右。改进方案考虑了不同色散下对符号相位噪声的影响,性能收益较为稳定,鲁棒性强。

5 结束语

激光器的相位噪声及其与色散耦合产生的 EEPN 效应,是限制高速光传输系统传输距离进一步提升的关键因素。数字多载波技术凭借更低的 EEPN 敏感特性,可显著提升光系统传输距离容量。本文首先简单介绍了数字多载波技术原理,建立了融合 $1/f$ 相位噪声特性的精确激光器相噪模型,这为 EEPN 分析提供了新工具。接着给出了一种新颖的多子载波联合处理的色散走离抵消技术,最后仿真对比了不同 $1/f$ 分布下的 EEPN 代价和改进算法的性能收益。仿真结果表明,改进的算法在长距大容量的光传输中(大色散)有明显性能收益,这对进一步提高光传输距离具有重大意义。

参考文献:

[1] Lorences-Riesgo A, Bendimerad D, Le-Trung K, et al. PCS-16QAM vs QPSK: What Is the Best Choice for Next-generation Long-haul 400 G?[C]//2021 Eu-

ropean Conference on Optical Communication (ECOC). Bordeaux, France: IEEE, 2021: 9606133.

- [2] Zhang D, Zuo M, Chen H, et al. Technological Prospection and Requirements of 800 G Transmission Systems for Ultra-Long-Haul All-Optical Terrestrial Backbone Networks[J]. Journal of Lightwave Technology, 2023, 41(12): 3774–3782.
- [3] Sang B, Kong M, Zhou W, et al. 420-Gb/s/Channel WDM PS-64QAM Transmission over 4,000-km ULAF Using Ring-Wise Neural Network Equalization[C]//Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2023. San Diego, California, USA: Optica Publishing Group, 2023: Tu2G. 6.
- [4] Wang S, Song S, Wen M, et al. Improved Dual-reference-subcarrier Carrier Phase Estimation with Suppressed Noise Amplification[C]//2022 Asia Communications and Photonics Conference (ACP). Shenzhen, China: IEEE, 2022: 893–896.
- [5] Wang H, Yi X, Li F, et al. Analysis of EEPN-induced Phase and Amplitude Distortions in Coherent Optical QPSK Systems [C]//2022 Asia Communications and Photonics Conference (ACP). Shenzhen, China: IEEE, 2022: 885–888.
- [6] Sun H, Torbatian M, Karimi M, et al. 800 G DSP ASIC Design Using Probabilistic Shaping and Digital Sub-carrier Multiplexing [J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(17): 4744–4756.
- [7] Qian Z, Li Z, Zhang Q, et al. Learning-based Digital Backpropagation Scheme for Digital Subcarrier Multiplexing Optical Communication Systems[C]//2023 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC). Shanghai, China: IEEE, 2023: 10209918.
- [8] Neves M S, Lorences-Riesgo A, Martins C S, et al. Carrier-Phase Recovery for Coherent Optical Systems: Algorithms, Challenges and Solutions [J]. Journal of Lightwave Technology, 2024, 42(3): 1095–1108.
- [9] 韩美苗, 杨根根, 梁静远, 等. 影响相干检测灵敏度的因素[J]. 光通信研究, 2024(2): 230081.
Han M M, Yang G G, Liang J Y, et al. Factors Affecting the Sensitivity of Coherent Detection[J]. Study on Optical Communications, 2024(2): 230081.
- [10] Neves M S, Carena A, Nespola A, et al. Joint Carrier-Phase Estimation for Digital Subcarrier Multiplexing Systems with Symbol-Rate Optimization[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(20): 6403–6412.
- [11] Guiomar F P, Neves M S, Lorences-Riesgo A, et al. Recent Advances in Carrier Phase Recovery Algorithms [C]//2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). San Diego, CA, USA: IEEE, 2023: W3E. 1.