

引用:李旭升,许恒迎,许雅云,等. DP-CS-NFDM系统中频偏与偏振串扰的协同均衡方案[J]. 聊城大学学报(自然科学版), 2026,39(3):366-373.

Citation:LI Xusheng, XU Hengying, XU Yayun, ZHANG Yining, YANG Lishan, LI Xiaozheng, ZHUANG Conghao. Synergistic equalization of frequency offset and polarization crosstalk in DP-CS-NFDM systems[J]. Journal of Liaocheng University (National Science Edition), 2026,39(3):366-373.

文章编号 1672-6634(2026)03-0366-08

DOI 10.19728/j.issn1672-6634.2026010005

DP-CS-NFDM 系统中频偏与偏振串扰的协同均衡方案

李旭升¹,许恒迎^{1,2},许雅云¹,张义宁^{2,3},杨立山^{1,2},李晓政¹,庄聪豪¹

(1. 聊城大学 物理科学与信息工程学院,山东 聊城 252059;2. 聊城市工业互联网研究与应用重点实验室,山东 聊城 252059;3. 聊城大学 数学科学学院,山东 聊城 252059)

摘要 针对双偏连续谱非线性频分复用(DP-CS-NFDM)系统中激光器频偏与偏振串扰问题,提出一种频偏与偏振串扰的协同均衡方案(SE-FO-PC)。该方案基于同一短训练序列,同步实现自适应滤波器系数更新与频域时域两阶段频偏估计,并结合决策辅助机制优化滤波器系数,从而实现对偏振串扰的有效均衡。40 GHz DP-CS-NFDM 系统仿真结果表明:激光器线宽为 100 kHz、传输距离为 1 440 km 时,所提方案的频偏估计误差仍低于 1 MHz,相比较现有方案具有更广的适用范围和更高的估计精度。此外,在差分群时延大小为 180 ps 的情况下,该方案仅需 3 个突发训练序列即可达到与传统方案 13 个序列相当的偏振串扰均衡性能,在保证系统性能的同时有效提升了频谱效率。

关键词 连续谱;非线性频分复用系统;频偏估计;偏振串扰均衡

中图分类号 TN929.11

文献标志码 A

开放科学(资源服务)标识码(OSID)



Synergistic equalization of frequency offset and polarization crosstalk in DP-CS-NFDM systems

LI Xusheng¹, XU Hengying^{1,2}, XU Yayun¹, ZHANG Yining^{2,3},
YANG Lishan^{1,2}, LI Xiaozheng¹, ZHUANG Conghao¹

(1. School of Physics Science and Information Engineering, Liaocheng University, Liaocheng 252059, China; 2. Liaocheng Key Laboratory of Industrial-Internet Research and Application, Liaocheng 252000, China; 3. School of Mathematical Sciences, Liaocheng University, Liaocheng 252059, China)

Abstract To address the issues of laser frequency offset and polarization crosstalk in dual-polarization continuous-spectrum nonlinear frequency division multiplexing (DP-CS-NFDM) systems, we propose a synergistic equalization scheme of laser frequency offset and polarization crosstalk (SE-FO-PC). Based on the same short training sequence, this scheme simultaneously performs adaptive filter coefficient pre-updating and two-stage frequency offset estimation in the frequency and time domains, while incorporating a deci-

收稿日期:2026-01-14

基金项目:国家自然科学基金项目(62371216, 62101229, 61501213);山东省自然科学基金项目(ZR2025MS1018, ZR2022MF253);聊城大学博士科研启动基金(318051834, 318051835)资助

通信作者:许恒迎,男,汉族,博士,教授,博士生导师,研究方向:高速相干光通信,E-mail:xuhengying@qq.com。

sion-aided mechanism to optimize the filter coefficients, thereby effectively equalizing polarization crosstalk. Simulation results of 40 GHz DP-CS-NFDM system demonstrate that, with a laser linewidth of 100 kHz and a transmission distance of 1 440 km, the frequency offset estimation error of SE-FO-PC scheme remains below 1 MHz, demonstrating the broader applicability and higher estimation accuracy than the existing schemes. Furthermore, under a differential group delay of 180 ps, the proposed scheme requires only 3 burst training sequences to achieve polarization crosstalk equalization performance comparable to that of conventional schemes using 13 sequences, effectively enhancing the spectral efficiency of DP-CS-NFDM system.

Keywords continuous spectrum; nonlinear frequency division multiplexing systems; frequency offset estimation; polarization crosstalk equalization

0 引言

随着系统容量需求的持续增长,光纤通信系统正朝着超高速、大容量的方向演进。然而,光纤中的克尔非线性效应使得信道容量无法随信噪比线性提升,成为制约光纤通信系统容量进一步提升的主要瓶颈^[1]。为克服这一限制,研究者提出了非线性频分复用(Nonlinear Frequency Division Multiplexing, NFDM)系统^[2-4]。该系统利用非线性傅里叶变换将时域信号映射至非线性频域^[5],借助信号在非线性频域中的线性演化特性,在接收端仅通过线性滤波器即可完全补偿色散和克尔非线性效应,展现出突破非线性香农极限的巨大潜力^[6]。根据调制方式的不同,非线性频分复用系统可分为离散谱^[7-9]、连续谱以及全频谱调制^[10-14]。其中,双偏连续谱非线性频分复用(Dual-Polarization Continuous-Spectrum Nonlinear Frequency Division Multiplexing, DP-CS-NFDM)系统因其较高的频谱效率,已成为当前研究热点。

尽管 DP-CS-NFDM 系统在理论上能有效抑制克尔非线性效应,其实际性能仍受到线性损伤的制约,尤其是激光器频偏(Frequency Offset, FO)与偏振损伤这两大关键因素。在 DP-CS-NFDM 系统中,FO 会导致非线性频谱发生偏移,引发子载波间串扰^[15];偏振损伤则会破坏两路偏振信号间的正交性,引入偏振间串扰^[16]。二者共同造成非线性频谱失真,严重劣化系统性能。为应对上述问题,近年来研究者相继提出了多种针对 FO 与偏振损伤的补偿方案。例如,2021 年 Chen 等人使用 QPSK 调制格式的训练序列用于频偏估计(Frequency Offset Estimation, FOE)及偏振串扰均衡,但该方案仅依赖训练序列的频域特性,导致 FOE 误差较大^[17]。2022 年,He 等人利用恒幅训练序列,先通过频域峰值进行粗 FOE,再借助自相关性实现细 FOE,该方法在长训练序列下可实现较高精度,但序列开销较大且相位噪声鲁棒性较差^[15]。2025 年 Zhang 等人使用 QPSK 训练序列进行 FOE,同时采用与 CS-NFDM 信号格式一致的序列进行偏振串扰均衡,该方案虽具有较好的偏振串扰均衡能力,但多种训练序列的插入降低了系统频谱效率^[16]。

针对上述方案在 FOE 精度、训练序列开销与频谱效率之间的权衡问题,本文提出一种 FO 与偏振串扰的协同均衡方案(Synergistic Equalization Scheme of Laser Frequency Offset and Polarization Crosstalk, SE-FO-PC)。本工作的主要贡献如下:针对 DP-CS-NFDM 系统,设计了一种基于训练序列与决策辅助的自适应滤波器结构,该结构可显著降低训练序列的开销;同时,利用上述训练序列进行频域时域两阶段 FOE,两者协同处理 DP-CS-NFDM 系统中 FO 与偏振串扰问题。我们利用带宽为 40 GHz 的 DP-CS-NFDM 系统对方案的有效性进行了仿真验证。结果表明,与现有方案相比,所提方案在不同线宽水平以及长距离传输场景下仍保持较高的 FOE 精度,具有较广的适用范围。此外,借助决策辅助机制,本方案仅需使用 3 个突发训练序列,即可达到以往方案使用 13 个突发训练序列所能达到的偏振串扰均衡性能。

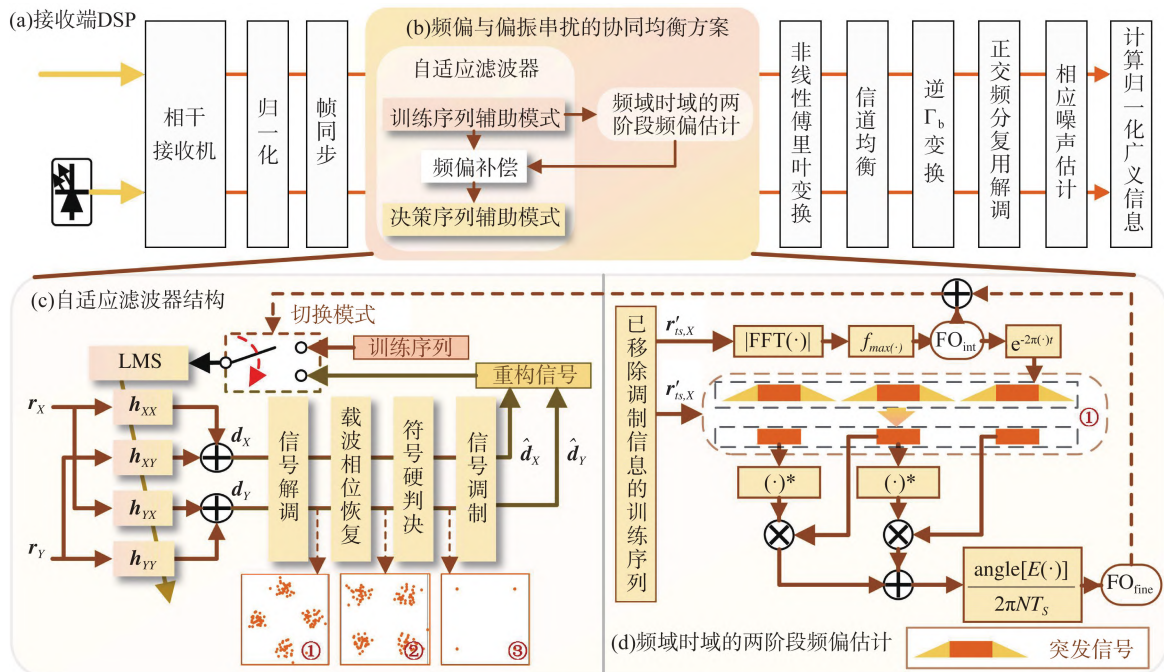
1 方案原理

如图 1(a)所示,所提方案位于接收端 DSP 流程中帧同步之后。帧同步完成后,接收信号可划分为三个部分:训练序列、QPSK 调制格式信号以及概率整形(Probabilistic Shaping, PS)的 64QAM 调制格式信号,三者均为 CS-NFDM 系统的信号格式。执行流程如图 1(b)所示:首先,自适应滤波器工作于训练序列辅助

模式,利用训练序列完成抽头系数预更新;同时,执行频域时域两阶段 FOE,以补偿激光器 FO 带来的影响。随后,将自适应滤波器切换至决策序列辅助模式,借助重构信号进一步优化抽头系数,完成偏振串扰的均衡。具体实现细节如下:

1.1 基于训练序列辅助模式的自适应滤波

为在 FOE 前移除偏振串扰的影响并实现滤波器抽头系数的预更新,本方案使用如图 1(c)所示的自适应滤波器结构,该结构与恒模算法类似。设帧同步之后 X 偏振和 Y 偏振的时域信号分别为 $r_X(k)$ 和 $r_Y(k)$,自适应滤波器的输出分别为 $d_X(k)$ 和 $d_Y(k)$, $T_X(k)$ 和 $T_Y(k)$ 分别表示 X 偏振和 Y 偏振的理想训练序列。在此模式下,自适应滤波器采用训练序列辅助的最小均方(LMS)算法进行滤波器抽头系数的预更新,更新过程由下式表示: $h_{XX} = h_{XX} + \mu d_X(k)(|T_X(k)| - |d_X(k)|) r_X^*$; $h_{XY} = h_{XY} + \mu d_X(k)(|T_X(k)| - |d_X(k)|) r_Y^*$; $h_{YX} = h_{YX} + \mu d_Y(k)(|T_Y(k)| - |d_Y(k)|) r_X^*$; $h_{YY} = h_{YY} + \mu d_Y(k)(|T_Y(k)| - |d_Y(k)|) r_Y^*$ 。其中, h_{XX} 、 h_{XY} 、 h_{YX} 和 h_{YY} 表示记忆长度为 L 的自适应滤波器抽头系数,其数值大小与差分群时延成正比。 r_X 和 r_Y 表示输入信号向量, μ 和 $(\cdot)^*$ 分别表示收敛步长和共轭操作。在实际调整中,取较大的 μ 有助于滤波器快速收敛,但也易导致收敛过程的震荡。



注: (a) 连续谱非线性频分复用系统接收端数字信号处理(DSP)流程; (b) FO 与偏振串扰的协同均衡方案流程框图; (c) 自适应滤波器结构; (d) 频域时域两阶段 FOE 方案框图。

图 1 非线性频分复用系统收端 DSP 流程与协同均衡方案总体框图

Fig. 1 Overall block diagram of the Receiver-side DSP flow and synergistic equalization scheme for CS-NFDM systems

1.2 基于频域时域的两阶段 FOE

受 FO、线宽以及高斯白噪声的影响,偏振串扰均衡后的训练序列 $r_{ts,X}(k)$ 、 $r_{ts,Y}(k)$ 与发端理想训练序列的关系可以表示为:

$$r_{ts,X}(k) = T_X(k) e^{j[2\pi F k T_s + \varphi(k)]} + n(k), \quad (1)$$

$$r_{ts,Y}(k) = T_Y(k) e^{j[2\pi F k T_s + \varphi(k)]} + n(k), \quad (2)$$

式中, F 、 $\varphi(k)$ 、 $n(k)$ 和 T_s 分别代表激光器 FO、激光器相位噪声、高斯白噪声以及两个采样点之间的采样间隔。

由于 FOE 过程中 X 偏振信号与 Y 偏振信号均经历相同过程,下文以 X 偏振信号为例进行说明。为移除公式(1)中训练序列的影响,需将 $r_{ts,X}(k)$ 进行发端理想训练序列 $T_X(k)$ 的共轭相乘,该过程表示为:

$$\mathbf{r}'_{ts,X}(k) = \mathbf{r}_{ts,X}(k) \mathbf{T}_X^*(k) = e^{j[2\pi F k T_s + \varphi(k)]} + \mathbf{n}(k) \mathbf{T}_X^*(k). \quad (3)$$

上述操作完成后,按图1(d)执行FOE流程。首先,对已经移除调制信息的训练序列 $\mathbf{r}'_X(k)$ 进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT),并通过搜索频谱峰值位置得到粗估计FO值 F_{int} ,这一过程可表示为 $F_{\text{int}} = \underset{f}{\operatorname{argmax}} |FFT(\mathbf{r}'_X(k))|$ 。式中, f 代表信号经过快速傅里叶变换后的频域信号所对应的频率, $|\cdot|$ 代表取模操作。

然后,利用粗估计FO值 F_{int} 对信号 $\mathbf{r}'_{ts,X}(k)$ 进行初步补偿,以消除主要的FO分量。在此基础上,再采用时域差分估计算法对残余的FO进行精细估计,从而提高整体的FOE精度。经过初步FO补偿的信号表示为:

$$\mathbf{r}'_{ts,X}(k) = \mathbf{r}'_{ts,X}(k) e^{-j2\pi F_{\text{int}} k T_s} = e^{j[2\pi F_{\text{res}} k T_s + \varphi(k)]} + \mathbf{n}(k) \mathbf{T}_X^*(k) e^{-j2\pi F_{\text{int}} k T_s} \quad (4)$$

式中, F_{res} 代表残余的FO损伤。

随后,对初步补偿的信号 $\mathbf{r}'_{ts,X}(k)$ 进行间隔为 N 的差分共轭相乘处理,并丢弃其中的保护间隔部分以减弱噪声对于估计结果的影响。该丢弃过程如图1(d)插图①所示,其中橙红色部分代表有效信号,黄色部分代表保护间隔。定义差分信号为 $\mathbf{D}(k) = [\mathbf{r}'_{ts,X}(k)]^* \mathbf{r}'_{ts,X}(k+N)$,将公式(4)代入 $\mathbf{D}(k)$ 展开可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(k) = & e^{j2\pi F_{\text{res}} N T_s + \Delta\varphi(k)} + e^{-j[2\pi F_{\text{res}} k T_s + \varphi(k) + 2\pi F_{\text{int}} \langle k+N \rangle T_s]} \mathbf{n}(k+N) \mathbf{T}_X^*(k+N) + \\ & \mathbf{n}^*(k) \mathbf{T}_X(k) e^{j[2\pi F_{\text{int}} k T_s + 2\pi F_{\text{res}} \langle k+N \rangle T_s + \varphi \langle k+N \rangle]} + \mathbf{n}^*(k) \mathbf{T}_X(k) \mathbf{n}(k+N) \mathbf{T}_X^*(k+N) e^{-j2\pi F_{\text{int}} N T_s}, \end{aligned} \quad (5)$$

式中, $\Delta\varphi(k) = \varphi(k+N) - \varphi(k)$ 表示激光器相位噪声 N 个样值的变化量。

由于噪声 $\mathbf{n}(k)$ 均值为零,且与信号和FO相互独立,因此可以通过对 $\mathbf{D}(k)$ 取统计求期望的方式抑制加性噪声影响,公式(5)中后三项的期望值可近似为0。对于第一项,其期望为 $E[e^{j2\pi F_{\text{res}} N T_s + \Delta\varphi(k)}]$,其中, $2\pi F_{\text{res}} N T_s$ 为残余FO所导致的恒定相位偏移,而 $\Delta\varphi(k)$ 是由相位噪声引起的随机相位起伏。在 $N T_s$ 采样间隔内,对于线宽为 $\Delta\nu$ 的激光器,依据相位噪声模型^[18],其变化量满足 $|\Delta\varphi(k)| \leq 3\sqrt{2\pi\Delta\nu \cdot N T_s}$ (3σ 原则)。因此,在仿真条件为 $\Delta\nu = 100$ kHz, $N = 512$, $T_s = 6.25$ ps的条件下,相位噪声最大变化量不会超过0.134 5 rad。在残余FO大小为1 MHz的情况下,产生的恒定相位偏移为20.106 2 rad。相位噪声的变化远小于由残余FO引起的固定相位偏移。因此,差分信号 $\mathbf{D}(k)$ 的统计期望可近似简化为 $E[\mathbf{D}(k)] \approx e^{j2\pi F_{\text{res}} N T_s}$ 。基于上述关系,残余FO的精细估计值可通过计算 $\mathbf{D}(k)$ 期望的辐角来获得, $F_{\text{fine}} \approx \frac{\arg(E[\mathbf{D}(k)])}{2\pi N T_s}$,式中 $\arg(\cdot)$ 表示取辐角操作。最终,总FO值 $\hat{F}$ 为粗估计与精细估计之和, $\hat{F} = F_{\text{int}} + F_{\text{fine}}$ 。

1.3 基于决策序列辅助模式的自适应滤波

完成FOE后,自适应滤波器同步切换至决策序列辅助模式,通过重构发射端理想信号作为参考信号,对自适应滤波器的抽头系数进行优化调整。具体步骤如下:首先,对经过FO补偿后的接收信号进行解调,结果如图1(c)插图①所示。随后,执行载波相位恢复用于恢复相位,结果如图1(c)插图②所示。接着,通过硬判决得到如图1(c)插图③所示的理想星座点。最后,将理想星座点重新调制为CS-NFDM信号。这里之所以选用QPSK调制格式的CS-NFDM信号作为决策序列,是由于在相同发射功率下,QPSK调制格式符号之间具有更大的欧式距离,在低信噪比或存在残余损伤时,其硬判决结果更为可靠,从而能生成质量更高的参考信号。

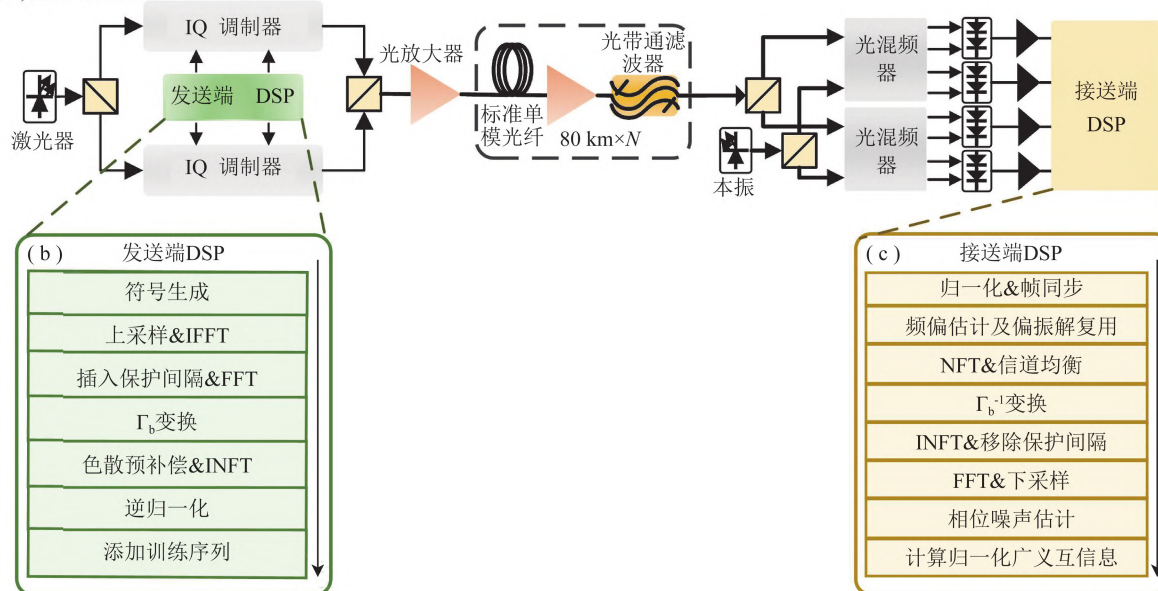
值得注意的是,在信号调制过程中需要引入一半的信道损伤 $e^{2\lambda^2 z}$,保证信号相关性,其中 λ 和 z 分别为非线性频率以及归一化传输距离,这一过程为CS-NFDM系统中的色散预补偿的逆操作^[19]。经过判决及重构后 X 偏振和 Y 偏振的信号表示为 $\hat{\mathbf{d}}_X(k)$ 和 $\hat{\mathbf{d}}_Y(k)$ 。则 $\mathbf{h}_{XX}$ 、 $\mathbf{h}_{XY}$ 、 $\mathbf{h}_{YX}$ 和 $\mathbf{h}_{YY}$ 的抽头更新公式可由以下公式进行表示: $\mathbf{h}_{XX} = \mathbf{h}_{XX} + \mu \hat{\mathbf{d}}_X(k)(|\hat{\mathbf{d}}_X(k)| - |\mathbf{d}_X(k)|) \mathbf{r}_X^*$; $\mathbf{h}_{XY} = \mathbf{h}_{XY} + \mu \hat{\mathbf{d}}_X(k)(|\hat{\mathbf{d}}_X(k)| - |\mathbf{d}_X(k)|) \mathbf{r}_Y^*$; $\mathbf{h}_{YX} = \mathbf{h}_{YX} + \mu \hat{\mathbf{d}}_Y(k)(|\hat{\mathbf{d}}_Y(k)| - |\mathbf{d}_Y(k)|) \mathbf{r}_X^*$; $\mathbf{h}_{YY} = \mathbf{h}_{YY} + \mu \hat{\mathbf{d}}_Y(k)(|\hat{\mathbf{d}}_Y(k)| - |\mathbf{d}_Y(k)|) \mathbf{r}_Y^*$ 。

2 仿真结果分析

2.1 仿真系统设计

为验证所提方案的实际性能,本研究基于图 2(a)所示系统结构,利用 MATLAB 与 VPI Design Suite 11.1 搭建了带宽为 40 GHz 的 DP-CS-NFDM 仿真系统。

(a) 仿真系统框图



注: (a) DP-CS-NFDM 仿真系统框图; (b) 发送端 DSP 处理流程; (c) 接收端 DSP 处理流程。

图 2 仿真系统框图

Fig. 2 Simulation system block diagram

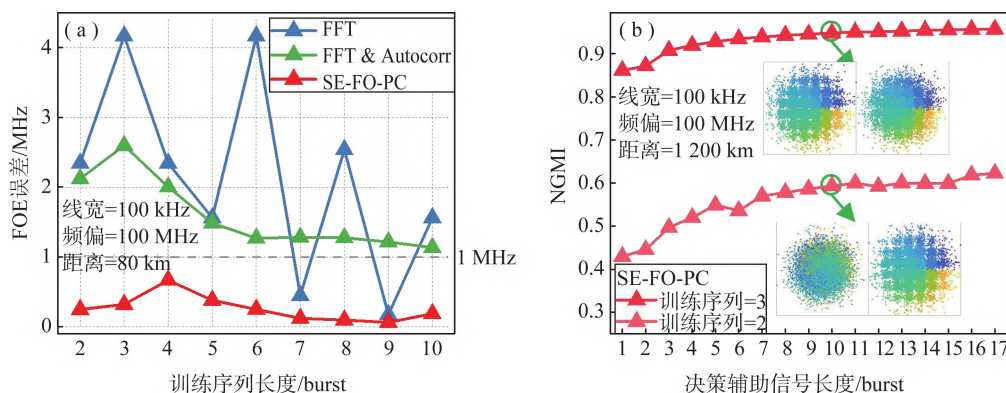
发射端数字信号处理流程如图 2(b)所示。首先,随机生成的符号依次经过上采样、快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)、插入保护间隔和 FFT。随后,通过 Γ_b 变换将信号调制至非线性频谱基函数 $b(\lambda)$ 上,再经过色散预补偿、非线性傅里叶逆变换以及逆归一化处理后,信号最终转换为时域波形。为实现 FO 及偏振串扰均衡,在信号中插入了相应的训练序列。系统参数设置如下:子载波数 $N_{sc} = 128$,有效时长 $T_0 = 3.2$ ns,调制格式为 PS-64QAM 且信源熵为 4.5 bits/symbol。每组信号传输过程中包含 128 个突发。该信号驱动 I/Q 调制器完成光电转换,经光放大器放大后注入光环路。每个传输环路包含 80 km 标准单模光纤、一个掺铒光纤放大器和一个 100 GHz 光带通滤波器。该标准单模光纤的色散系数、偏振模色散系数、非线性系数和衰减系数分别为 17.6 ps/(nm · km)、 5 ps/km⁻²、 1.3 W⁻¹ · km⁻¹ 和 0.2 dB/km。

接收端处理流程如图 2(c)所示,首先,输入信号经偏振分束器分为两路正交偏振分量,分别与本振激光器混频后输出四路 90°相位差的光信号,然后经平衡探测器完成光电转换。其次,电信号进行归一化处理,再利用训练序列进行初步 FOE 及偏振串扰均衡,并借助 QPSK 调制格式的 CS-NFDM 信号进一步更新自适应滤波器系数。随后,信号通过非线性傅里叶变换映射至非线性频域,进行信道均衡以消除信道响应。均衡后的信号依次经过 IFFT、保护间隔移除、FFT 及降采样处理以恢复符号。最后,经相位噪声补偿后计算归一化广义互信息(Normalized Generalized Mutual Informatim, NGMI),以评估系统性能。

2.2 仿真结果分析

为确定合适的训练序列长度及决策辅助信号长度,首先在传输距离为 80 km、线宽为 100 kHz 的条件下,比较了基于 FFT 与自相关特性(FFT & Autocorr)的估计方案^[15]、基于 FFT 的 FOE 方案^[17]以及所提 SE-FO-PC 方案在不同训练序列长度下的 FOE 误差,结果如图 3(a)所示。由于栅栏效应的影响,FFT 方法在某些情况下 FOE 精度较差;FFT & Autocorr 方法则在训练序列较长时精度较高;而所提方案在训练序

列长度大于2个burst时,FOE误差始终低于1 MHz。基于上述结果,为进一步确定训练序列长度以及决策辅助序列长度,本研究评估不同训练序列与决策辅助信号长度组合下的NGMI系统性能。图3(b)比较了训练序列长度为2和3个突发时,NGMI随决策辅助信号长度的变化趋势。可以看出,当训练序列长度为2个突发时,自适应滤波器仅能恢复一个偏振的信号;而当训练序列长度为3个突发时,两个偏振的信号均可被有效恢复,且NGMI在决策辅助信号长度达到10个突发后增速趋缓。因此,综合考虑频谱效率与信号恢复完整性,最终选取训练序列长度为3个突发,决策辅助信号长度为10个突发作为最优配置。

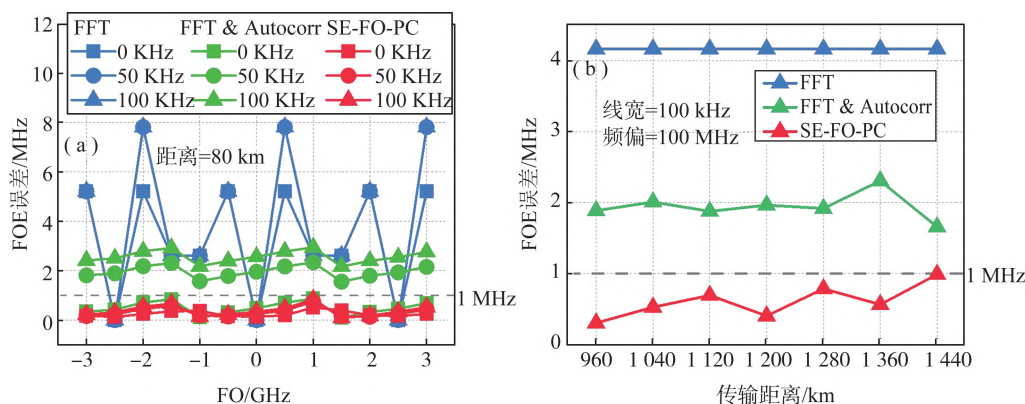


注: (a) FOE 误差随训练序列长度变化曲线; (b) NGMI 随决策辅助信号长度变化曲线。

图3 参数优化曲线

Fig. 3 Parameter optimization curve

为系统评估所提方案在不同信道条件下的FOE性能,本文从相位噪声水平与传输距离两个方面系统分析了FOE误差的变化情况。如图4(a)所示,在 $[-3\text{ GHz}, 3\text{ GHz}]$ 的FO范围内对比了FFT方案、FFT & Autocorr方案以及所提SE-FO-PC方案在不同线宽(0 kHz、50 kHz、100 kHz)下的FOE误差。可以发现随着线宽增加,FFT & Autocorr方案的估计误差逐渐上升;同时,受栅栏效应影响,FFT方案的误差亦呈现明显波动。相比之下,本文所提方案在不同FO与线宽条件下均能将FOE误差控制在1 MHz以内,且误差不随线宽的增加而增大,体现出对相位噪声更强的鲁棒性。进一步,在激光器线宽固定为100 kHz、FO设定为100 MHz的条件下,对FOE误差随传输距离的变化进行仿真分析。结果如图4(b)所示,在960 km至1440 km的长距传输场景下,所提方案的FOE误差始终低于1 MHz,而对比方案的误差均高于该值。上述结果表明,所提方案不仅对于相位噪声具有更高的鲁棒性,而且在长距离传输场景下仍能保持优异的FOE精度。



注: (a) 随FO变化; (b) 随传输距离变化。

图4 FOE误差变化曲线

Fig. 4 FOE error variation curves

图5比较了不同训练序列开销下的偏振串扰均衡性能。结果表明,所提SE-FO-PC方案仅需3个训练序列并辅以10个决策辅助序列,即可在NGMI为0.9时达到与使用13个训练序列的常规方案(T_s)相近的

传输性能。这表明所提方案能在显著减少训练序列开销的情况下有效实现偏振串扰均衡,从而提升系统频谱效率。

2.3 复杂度分析

复杂度是衡量通信系统设计方案可行性的关键指标之一。为此,对所提出的 SE-FO-PC 进行了详细的复杂度分析,以复数乘法次数作为核心度量。相关参数设定如下:训练序列样值数量为 T_{Num} ;自适应滤波器迭代次数抽头数量分别表示为 E 和 L ;保护间隔率与上采样率分别表示为 η 与 R_0 ,系统使用突发数量为 N_{burst} ,每个突发包含样值数量为 B ,结果汇总于表 1 所示。

从表 1 可知,SE-FO-PC 方案的计算复杂度主要来源于自适应滤波器的决策序列辅助模式,整体复杂度为 $O(ET_{\text{Num}}L + N_{\text{burst}}B\log_2^2 B + N_{\text{burst}}R_0N_{\text{sc}}\log_2(R_0N_{\text{sc}}))$ 。上述分析表明,尽管 SE-FO-PC 方案引入了非线性傅里叶变换与迭代决策反馈机制,其计算复杂度仍保持多项式增长特性。因此,在确保高精度 FOE 与偏振损伤补偿的同时,方案的整体复杂度仍在可控范围内,具备实际系统部署的可行性。

表 1 SE-FO-PC 方案计算复杂度

Tab. 1 Computational complexity of SE-FO-PC schme

阶段	复数乘法
自适应滤波器的训练序列辅助模式	$ET_{\text{Num}}(8L + 2)$
频域时域两阶段 FOE	$2T_{\text{Num}} + 0.5T_{\text{Num}}\log_2(T_{\text{Num}}) + T_{\text{Num}}/\eta - N_{\text{sc}}R_0$
自适应滤波器的决策序列辅助模式	$ET_{\text{Num}}(8L + 2)N_{\text{burst}}[2B + 2B\log_2^2(B)] + N_{\text{burst}}[R_0N_{\text{sc}}\log_2(R_0N_{\text{sc}}) + \eta R_0N_{\text{sc}}\log_2(\eta R_0N_{\text{sc}})]$

3 结论

本研究针对 DP-CS-NFDM 系统,提出了 SE-FO-PC 方案,并搭建了相应的仿真系统进行性能验证。仿真结果表明,该方案仅需 3 个突发训练序列,即可同步实现自适应滤波器抽头系数预更新与 FOE,FOE 误差低至 1 MHz,且具有较为广泛的适用范围。在此基础上,借助 10 个决策辅助序列进行自适应滤波器抽头系数优化,最终以显著降低的训练序列开销,实现了与使用 13 个训练序列的传统方案相当的传输性能。本研究为 DP-CS-NFDM 系统提供了一种高效、稳健的 FO 与偏振串扰均衡方案。

参 考 文 献

[1] 潘雨彤,张天泓,舒画,等. 高速光通信系统光纤非线性均衡技术进展[J]. 光学学报, 2025, 45(13): 99-121.

[2] YOUSEFI M I, KSCHISCHANG F R. Information transmission using the nonlinear Fourier transform, part I: mathematical tools[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 60(7): 4312-4328.

[3] YOUSEFI M I, KSCHISCHANG F R. Information transmission using the nonlinear Fourier transform, part II: numerical methods[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 60(7): 4329-4345.

[4] YOUSEFI M I, KSCHISCHANG F R. Information transmission using the nonlinear Fourier transform, part III: spectrum modulation [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 60(7): 4346-4369.

[5] WAHLS S, POOR H V. Fast numerical nonlinear Fourier transforms[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2015, 61(12): 6957-6974.

[6] TURITSYN S K, PRILEPSKY J E, LE S T, et al. Nonlinear Fourier transform for optical data processing and transmission: advances and perspectives[J]. Optica, 2017, 4(3): 307-322.

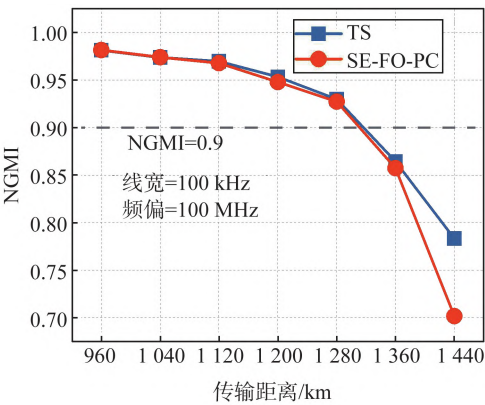


图 5 不同方案下 NGMI 随传输距离变化曲线
Fig. 5 Curves of NGMI with transmission distance using different schemes

- [7] GUI T, CHAN T H, LU C, et al. Alternative decoding methods for optical communications based on nonlinear Fourier transform[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(9): 1542-1550.
- [8] BI Y F, XU H Y, ZHANG Y N, et al. ASE noise mitigation with digital frequency offset loading for discrete spectrum nonlinear frequency division multiplexing systems[J]. *Optics Letters*, 2023, 48(21): 5707-5710.
- [9] HUANG T, LI J P, QIN Y W, et al. Experimental demonstration of optical waveform transmission with multiple-eigenvalue 16-APSK modulation[J]. *Optics Letters*, 2024, 49(9): 2501-2504.
- [10] WEI J C, XI L X, ZHANG X L, et al. Probabilistic shaping and neural network-based optimization for a nonlinear frequency division multiplexing system[J]. *Optics Letters*, 2021, 46(15): 3697-3700.
- [11] DA ROS F, CIVELLI S, GAIARIN S, et al. Dual-polarization NFDM transmission with continuous and discrete spectral modulation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(10): 2335-2343.
- [12] CHEN X Y, MING H, LI C J, et al. Two-stage artificial neural network-based burst-subcarrier joint equalization in nonlinear frequency division multiplexing systems[J]. *Optics Letters*, 2021, 46(7): 1700-1703.
- [13] WEI J C, XI L X, ZHANG X L, et al. Improvement for a full-spectrum modulated nonlinear frequency division multiplexing transmission system[J]. *Optics Express*, 2022, 30(17): 31195-31208.
- [14] HE J Q, LI J P, QIN Y W, et al. Multiple-signal-joint-processing-based guard interval shortening method for a CS-NFDM system[J]. *Optics Letters*, 2024, 49(16): 4489-4492.
- [15] HE Y H, LI J P, HE J Q, et al. Frequency offset estimation for nonlinear frequency division multiplexing with continuous spectrum modulation[J]. *Optics Express*, 2023, 31(20): 32887-32899.
- [16] ZHANG X L, XI L X, WEI J C, et al. Nonlinear frequency domain PMD modeling and equalization for nonlinear frequency division multiplexing transmission[J]. *Optics Express*, 2021, 29(18): 28190-28201.
- [17] CHEN X Y, FANG X S, YANG F, et al. 10.83 Tb/s over 800 km nonlinear frequency division multiplexing WDM transmission[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(16): 5385-5394.
- [18] DE ARRUDA MELLO D A, BARBOSA F A. Digital coherent optical systems: architecture and algorithms[M]. Cham: Springer International Publishing, 2021.
- [19] TAVAKKOLNIA I, SAFARI M. Dispersion pre-compensation for NFT-based optical fiber communication systems[C]//Proceedings of Conference on Lasers and Electro-Optics/IEEE, 2016: 1-2.

(责任编辑:赵海军)

(上接第 327 页)

- [18] ZHAO Z J, WU J L, MU C X, et al. Neural-network-based adaptive fixed-time control for a 2-DOF helicopter system with input quantization and output constraints[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2025, 36(4): 7065-7076.
- [19] THI H L, NGUYEN V C, NGUYEN T L. Adaptive finite-time extended state observer-based model predictive control with Flatness motivated trajectory planning for 5-DOF tower cranes[J]. *European Journal of Control*, 2025, 81: 101149.
- [20] FENG Y T, ZHOU Y, HO H W. Reinforcement learning based robust tracking control for unmanned helicopter with state constraints and input saturation[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2024, 155: 109549.
- [21] WANG F, MIAO Y, LI C Y, et al. Attitude control of rigid spacecraft with predefined-time stability [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2020, 357(7): 4212-4221.

(责任编辑:刘庆松)