

doi:10.13756/j.gtxyj.2026.260017.

专题:2025全国硕博士光通信菁英论坛

乔京帅,许恒迎,白成林,等.基于SCKF及子带处理的PCS系统偏振损伤均衡[J].光通信研究,2026(3):28-36.

Qiao J S, Xu H Y, Bai C L, et al. Polarization Impairments Equalization of PCS System based on SCKF and Subband Processing[J]. Study on Optical Communications, 2026(3): 28-36.

基于SCKF及子带处理的PCS系统偏振损伤均衡(特邀)

乔京帅¹,许恒迎^{1,2},白成林^{1,2},许雅云¹,刘红¹,刘婷¹

(1. 聊城大学物理科学与信息工程学院,山东聊城 252000; 2. 聊城市工业互联网研究与应用重点实验室,山东聊城 252000)

摘要:【目的】为了解决极端雷暴场景下快速偏振态旋转(RSOP)及偏振模色散(PMD)导致的传统多模算法(MMA)失效的问题,并缓解当前卡尔曼偏振损伤均衡方案复杂度较高,不利于实际应用的局限性,文章提出了一种适用于概率星座整形(PCS)正交幅度调制(QAM)偏振复用(PDM)系统的低复杂度平方根容积卡尔曼滤波(SCKF)及子带处理的两阶段偏振损伤均衡方案。【方法】文章所提方案创新性地融合了低复杂度SCKF与子带处理机制:第1阶段采用大步长更新策略,结合PCS信号的统计特性与最优阈值判决设计概率感知新息来构建滑窗式SCKF,实现对超快RSOP与PMD的初步均衡;第2阶段引入子带处理技术,将全带信号通过分析滤波器组分解为多个子带信号,进行并行低抽头数最小均方(LMS)算法均衡,以补偿残余偏振损伤与符号间干扰(ISI),最后经过合成滤波器组重构信号,完成偏振损伤均衡。【结果】32 GBaud PDM-PCS-64QAM系统的仿真结果表明,在信源熵为4.5和5.0 bits/symbol时,此方案可分别有效均衡RSOP=18 Mrad/s与差分群时延(DGD)为30 ps、RSOP=13 Mrad/s与DGD=30 ps的联合损伤,其均衡性能与传统SCKF方案相当;在信源熵为5.5 bits/symbol时仍能处理RSOP=5 Mrad/s与DGD=30 ps的联合损伤,均衡性能优于对比方案。此外,文章所提方案的计算复杂度仅为传统SCKF方案的62.19%,并且在不同信源熵条件下光信噪比(OSNR)代价降低了1.5 dB以上。【结论】综上所述,文章所提方案在显著降低复杂度的同时,保持了优异的偏振损伤联合均衡能力与抗噪性能,为极端场景下的偏振损伤均衡提供了一种可靠的解决方案。

关键词:平方根容积卡尔曼滤波;概率星座整形;子带处理;最小均方算法

中图分类号: TN929

文献标志码: A

Polarization Impairments Equalization of PCS System based on SCKF and Subband Processing

QIAO Jingshuai¹, XU Hengying^{1,2}, BAI Chenglin^{1,2}, XU Yayun¹, LIU Hong¹, LIU Ting¹

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

Abstract: 【Objective】To address the failure of traditional Multimode Algorithm (MMA) caused by rapid Rotation of State of Polarization (RSOP) and Polarization Mode Dispersion (PMD) in extreme thunderstorm scenarios, and to alleviate the high complexity of the current Kalman polarization impairment equalization scheme, this paper proposes a low-complexity two-stage polarization impairment equalization scheme based on Square-root Cubature Kalman Filtering (SCKF) and subband processing, which is designed for Probabilistic Constellation Shaping (PCS) Quadrature Amplitude Modulation (QAM) Polarization Division Multiplexing (PDM) system considering practical application. 【Methods】The proposed scheme innovatively integrates a low-complexity SCKF with subband processing mechanism. In the first stage, a large-step-size update strategy is adopted, incorporating the statistical characteristics of the PCS signal and an optimally designed threshold decision to construct a probability-aware innovation for a sliding-window SCKF. This achieves preliminary equalization of ultrafast RSOP and PMD. In the second stage, subband processing technology is introduced, where the full-band signal is firstly decomposed by an analysis filter bank into multiple subband signals. Then, the subband signals are processed in parallel using a low-tap Least Mean Square (LMS) algorithm to compensate for residual polarization impairments and Inter Symbol Interference (ISI). Finally, the signals are reconstructed through a synthesis filter bank to complete the polarization impairment equalization. 【Results】Simulation results on a 32 GBaud PDM-PCS-64QAM system demonstrate that the proposed scheme effectively equalizes combined impairments of RSOP=18 Mrad/s with Differential Group Delay (DGD)=30 ps at 4.5 bits/symbol source entropy, and RSOP=13 Mrad/s with DGD=30 ps at 5 bits/symbol. The achieved performance is comparable to that of the conventional SCKF-based approach. At a higher entropy of 5.5 bits/symbol, it remains capable of handling RSOP=5 Mrad/s with DGD=30 ps, outperforming the benchmark scheme. Benefiting from the large-step update strategy and the subband-parallel architecture, the computational complexity of the proposed method is reduced to only 62.19% of the traditional SCKF scheme, while lowering the required Optical Signal-to-Noise Ratio (OSNR) by more than 1.5 dB under various source entropy conditions. 【Conclusion】In conclusion, the proposed scheme significantly reduces computational complexity while maintaining excellent joint polarization impairment equalization capability and noise robustness, thereby providing a reliable solution for polarization impairment equalization in extreme scenarios.

Key words: SCKF; PCS; subband processing; LMS algorithm

收稿日期:2026-01-15; 修回日期:2026-02-09; 纸质出版日期:2026-06-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62371216,62101229,61501213);山东省自然科学基金资助项目(ZR2025MS1018, ZR2022MF253, ZR2020MF012, ZR2020QF005)

作者简介:乔京帅(2001-),男,山东聊城人。硕士,主要研究方向为高速光通信。

通信作者:许恒迎,教授。E-mail:xuhengying@lcu.edu.cn

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

0 引言

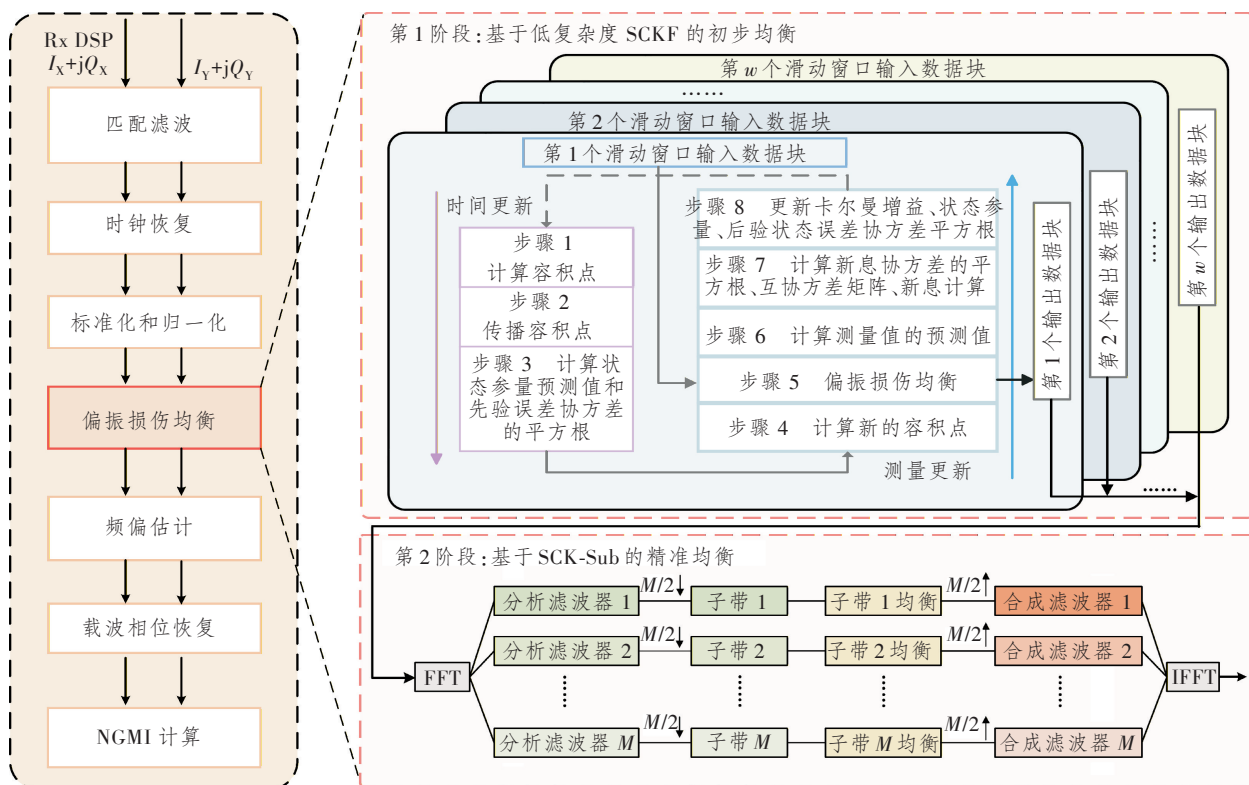
随着数据流量的爆发式增长,采用高阶调制格式与概率星座整形(Probabilistic Constellation Shaping, PCS)技术的偏振复用(Polarization Division Multiplexing, PDM)系统成为提升光网络容量的关键途径之一^[1-3]。然而,PDM 系统在传输过程中易受偏振模色散(Polarization Mode Dispersion, PMD)与偏振态旋转(Rotation of State-of-Polarization, RSOP)等损伤影响,尤其在雷击等极端场景下,超快 RSOP 会导致传统均衡算法失效,严重制约了系统的性能与可靠性^[4]。当前偏振损伤均衡方案可分为 3 类:基于多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)结构的自适应滤波算法^[5]、基于斯托克斯空间的几何方法^[6]以及基于卡尔曼滤波的跟踪方案^[7]。这些方法分别在收敛速度、损伤容忍度和计算复杂度等方面存在一定局限,尤其是在处理概率整形高阶信号与极端动态损伤时,难以兼顾均衡性能与可实现性。

为此,本文提出并验证了一种低复杂度基于平方根容积卡尔曼滤波(Square-root Cubature Kalman Filter, SCKF)及 SCKF-子带处理(SCKF-

Sub)的两阶段联合均衡方案。该方案通过融合概率感知判决与大步长更新机制,在显著降低计算复杂度的同时,保持对快速时变偏振损伤的初步均衡能力;进一步借助 SCKF-Sub 技术,在各子带内进行精细均衡,以补偿残余偏振损伤与符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)。仿真结果表明,该方案在实现实时、稳健高阶 PDM-PCS 系统偏振损伤均衡性能的同时,有效降低了系统的复杂度。

1 方案原理

为清晰阐释本方案的工作原理,图 1 左侧所示为 PDM-PCS 系统接收端数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)的整体流程。对接收到的两路偏振信号依次进行匹配滤波、时钟恢复及标准化和归一化处理,随后执行本文提出的两阶段偏振损伤均衡方案,进而完成频偏估计和载波相位恢复,最后计算归一化广义互信息(Normalized Generalized Mutual Information, NGMI)以表征系统传输性能。此外,图 1 右侧所示为两阶段偏振损伤均衡方案的算法流程,包括基于低复杂度 SCKF 的初步均衡阶段,以及基于 SCKF-Sub 的精准均衡阶段。具体执行过程如图所述。



注: Rx 为接收端; $I_X + jQ_X$ 为 X 或 Y 偏振方向接收复数信号; j 为虚数单位; FFT 为快速傅里叶变换; IFFT 为快速傅里叶逆变换; M 为子带数量。

图 1 PDM-PCS 系统接收端 DSP 流程及本方案框图

Figure 1 The DSP flowchart at the receiving end of the PDM-PCS system and the block diagram of this scheme

1.1 基于低复杂度 SCKF 的初步均衡阶段

传统扩展卡尔曼滤波器(Extended Kalman Filter, EKF)依赖一阶泰勒展开进行线性化近似,不仅会引入线性化误差,在处理高阶正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)信号时,其基于环半径连乘的新息设计易受星座点波动影响,导致参数敏感与估计性能下降^[8]。此外,在采用PCS的高阶调制系统中,由于内圈星座点出现概率更高,传统的判决方法(基于最小欧氏距离)不再是最优选择。为了解决上述问题,本课题组在2024年提出了一种融合概率感知和SCKF的RSOP和PMD联合均衡方案^[9],但该方案存在运算复杂度较高的问题,不利于实际应用。为进一步降低上述方案的计算复杂度,本文将状态更新的滑动步长 ΔS 从逐符号更新($\Delta S=1$)放宽至每两个符号更新一次($\Delta S=2$),可使SCKF计算量降低约50%。这种基于低复杂度SCKF的初步均衡主要由时间更新和量测更新两部分组成,具体流程如下所示:

①时间更新:该步骤主要基于系统状态方程,利用上一时刻($t-1$)的状态参量预测值 $\hat{x}_{i,t-1|t-1}$ (下标 i 为容积点索引)和误差协方差矩阵平方根 $S_{t-1|t-1}$,分别计算当前时刻 t 的状态参量预测值 $\hat{x}_{i,t|t-1}$ 和预测误差协方差矩阵平方根 $S_{t|t-1}$,可表示为

$$\hat{x}_{i,t|t-1} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} (S_{t-1|t-1} \zeta_i + \hat{x}_{t-1|t-1}), (i=1, 2, \dots, 2n), \quad (1)$$

$$S_{t|t-1} = \text{Tri}a \left[(S_{t-1|t-1} \zeta_i + \hat{x}_{t-1|t-1}) S_{Q,t-1} \right], \quad (2)$$

式中: n 为容积点的个数, $\zeta_i = \sqrt{n} \times [1]_i$; $\text{Tri}a(\cdot)$ 为三角化操作函数; $S_{Q,t-1}$ 为预测噪声协方差矩阵的平方根因子。

②量测更新:利用实际观测量 $\hat{G}_{tt} = \left(\frac{\tau_1}{T_s}, \frac{\tau_2}{T_s}, \frac{\tau_3}{T_s}, \frac{\alpha}{2\pi}, \frac{\beta}{2\pi}, \frac{\delta}{2\pi} \right)_t$ 对预测值 \hat{G}_{tt-1} 进行修

正,式中: τ_1, τ_2 和 τ_3 为PMD矢量; T_s 为符号周期; α, β 和 δ 为RSOP矢量。其中,本步骤的关键环节新息 e_t 可表示为

$$e_t = \begin{pmatrix} R_{\hat{k},X} \\ R_{\hat{k},Y} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_{t,X} \\ R_{t,Y} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

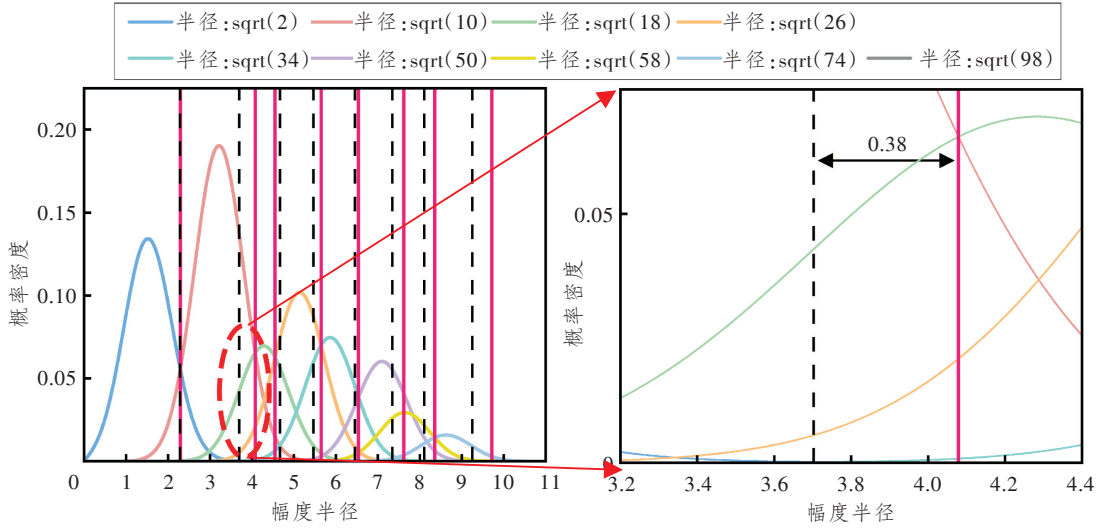
式中: $R_{\hat{k},X}$ 和 $R_{\hat{k},Y}$ 分别为结合最优阈值判决得到的均衡后 X 和 Y 偏振符号所属的圆环半径 \hat{k} 为最优的圆环索引; $R_{t,X}$ 和 $R_{t,Y}$ 分别为使用 \hat{G}_{tt} 进行偏振损伤均衡之后 X 和 Y 偏振输出符号半径。

在PCS系统中,由于星座点出现的概率非均匀,传统基于最小欧式距离的判决方法不再是最优选择^[10]。在加性高斯白噪声信道中,接收符号幅度在给定发送圆环下的分布服从Rician分布,由此可得第 k 个圆环的发送先验概率 $P(R_k)$ 。在实际判决时,决定接收符号幅度 r 最可能归属的圆环索引 \hat{k} 可表示为

$$\hat{k} = \underset{k}{\text{argmax}} p(r|R_k) P(R_k), \quad (4)$$

式中: $p(r|R_k)$ 为Rician似然函数; R_k 为星座图的第 k 个理想圆环半径, $k=1, 2, \dots, K$, K 为星座图不同半径的圆环总数。

为了更直观地展示最优阈值判决对接收符号判环的有利影响,图2给出了光信噪比(Optical Signal-to-Noise Ratio, OSNR)为25 dB、信源熵 $H=5.5$ bits/symbol的PCS-64QAM信号的概率密度分布曲线,图中红色实线为最优判决阈值线,黑色虚线为最小欧氏距离判决阈值线。由图中放大部分结果可知,基于最优判决的阈值线可以更好地表征相邻半径的分界位置,而基于最小欧式距离的阈值线会引入0.38的误差。综上所述,最优阈值判决通过充分利用PCS信号的概率信息,显著增强了PCS-64QAM信号在噪声与干扰下的星座环区分能力,为后续实现精准偏振损伤均衡奠定了关键基础。



注:sqrt为取平方根。

图 2 在 OSNR=25 dB, H=5.5 bits/symbol 条件下, PDM-PCS-64QAM 信号使用不同判决方案对比

Figure 2 Comparison of PDM-PCS-64QAM signals under OSNR = 25 dB and H = 5.5 bits/symbol conditions using different decision methods

1.2 基于 SCKF-Sub 的精准均衡阶段

在第 1 阶段 SCKF 完成对 RSOP 与 PMD 的初步补偿后, 信号中仍存在残余 PMD 损伤以及 ISI。为对这些残余损伤进行高精度、低复杂度的均衡, 本文在第 2 阶段引入了基于 SCKF-Sub 的自适应均衡结构。该结构的核心优势在于: ①对于具有频率依赖特性的 PMD 损伤, 子带分解技术通过将频域信号划分为若干个子带, 有效降低了各子带内偏振损伤的频率相关性。由于各子带内 PMD 特性近近平稳, 可在各子带内实施独立、精准的均衡处理, 从而有效抑制传统全带均衡方法中的残余 PMD。②通过对每个子带进行下采样, 子带内信号等效带宽与采样率相应降低, 信号频谱平坦度得到改善。因此, 各子带可用较少的均衡器抽头数实现有效均衡, 从而在保证系统性能的同时, 降低了自适应均衡方案的计算复杂度。

SCKF-Sub 的整体流程主要包含分解、均衡和合成 3 个核心步骤。首先, 利用分析滤波器组将接收到的全带信号 $r_{X,Y}$ 分解为 M 个频谱独立的子带信号 $u_{X/Y,m}$, 其中 $m=1, 2, \dots, M$ 。为确保信号在分解与重构过程中无信息损失, 本方案采用平方根升余弦 (Square Root Raised Cosine, SRRC) 滤波器作为原型滤波器, 保证子带分解滤波器与合成滤波器在组合后的增益为常数, 以满足子带完美重构的条件^[11]。由于每个子带的带宽仅为全带的 $1/M$, 其对应的奈奎斯特采样率可相应降低, 为后续低复杂度处理奠定了基础。

在分解得到的每一个子带内进行子带最小均方 (Least Mean Square, LMS) 算法均衡, 每个子带内的均衡器为 2×2 的 MIMO 滤波器, 均衡后信号序列 $v_{Y,m}$ 和 $v_{X,m}$ 可表示为

$$\begin{bmatrix} v_{X,m} \\ v_{Y,m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{XX,m}^T & h_{XY,m}^T \\ h_{YX,m}^T & h_{YY,m}^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{X,m} \\ u_{Y,m} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

式中: $h_{XX,m}$ 、 $h_{XY,m}$ 、 $h_{YX,m}$ 和 $h_{YY,m}$ 为第 m 个子带均衡器的抽头系数; $h_{XX,m} = [h_{XX,m,1} \ h_{XX,m,2} \ \dots \ h_{XX,m,TaP}]$ 抽头数为 TaP 。

在抽头系数更新阶段, 首先将合成后的全带信号 $\hat{z}_{X,Y}$ 进行载波相位恢复得到 $\hat{d}_{X/Y}$, 并进行符号判决, 得到理想的星座点 d_X, d_Y 。随后, 全带误差 $e_{X/Y}$ 可表示为

$$e_{X/Y} = [d_{X/Y} - \hat{d}_{X/Y}] \cdot \exp(j\theta_{X/Y}), \quad (6)$$

式中: $\theta_{X/Y}$ 为估计的全带相位噪声。

将全带误差 e_X 和 e_Y 通过分析滤波器组分解得到各子带误差 $e_{X,m}$ 和 $e_{Y,m}$, 通过下式进行抽头系数的更新:

$$\begin{aligned} h_{XX,m} &= h_{XX,m} + \mu e_{X,m} u_{X,m}^* \\ h_{XY,m} &= h_{XY,m} + \mu e_{X,m} u_{Y,m}^* \\ h_{YX,m} &= h_{YX,m} + \mu e_{Y,m} u_{X,m}^* \\ h_{YY,m} &= h_{YY,m} + \mu e_{Y,m} u_{Y,m}^* \end{aligned}, \quad (7)$$

式中: μ 为更新步长; $*$ 为共轭操作。

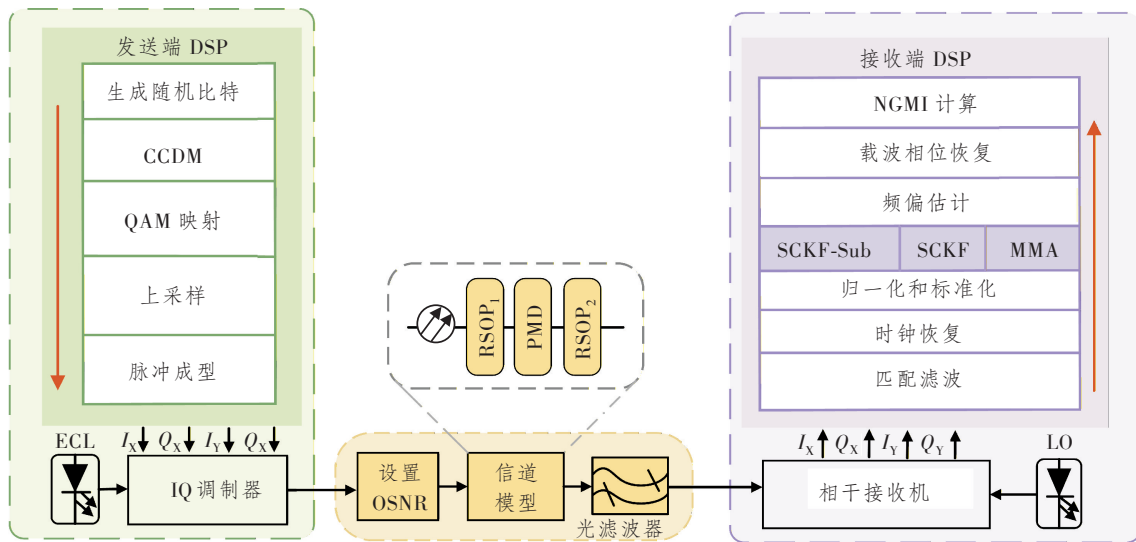
最后通过合成滤波器组进行上采样与滤波, 从而无失真地重构出完整的全带信号 $z_{X,Y}$, 完成偏振损伤均衡。

2 仿真分析

2.1 仿真参数设置

为了验证所提方案的有效性,本文使用 VPI Design Suite 11.2 和 Matlab 软件联合构建了 32 GBaud PDM-PCS-64QAM 仿真系统。其原理图如图 3 所示。在发送端,首先生成随机比特作为传输数据,并将这些数据输入恒定组成分布匹配 (Constant Composition Distribution Matching, CCDM) 模块以生成 PCS 信号^[12],之后进行 QAM 映射,使用滚降因子为 0.1 的 SRRC 滤波器进行脉冲整形。发射机激光器的中心波长和线宽分别固定

在 1 550 nm 和 100 kHz,并将发射机激光器与本地振荡激光器 (Local Oscillator Laser, LO) 之间的频率偏移设置为 100 MHz。在链路部分,利用图示偏振损伤模型来模拟 RSOP 和 PMD 损伤,使用带宽为 38.4 GHz 的光带通滤波器 (Optical Bandpass Filter, OBPF) 来消除带外噪声。接收端 DSP 流程已在图 1 进行了说明,在偏振损伤均衡部分,使用 SCKF-Sub、SCKF 及多模算法 (Multimode Algorithm, MMA) 3 种均衡方案进行性能对比。经过相干接收后,总共获取了 50 组符号,每组包含 32 768 个符号,使用这 50 组数据的平均 NGMI 作为最终的结果。



注: I_x 和 Q_x 分别为 X 偏振方向的同相分量和正交分量; I_y 和 Q_y 分别为 Y 偏振方向的同相分量和正交分量; ECL 为外腔激光器。

图 3 32 GBaud PDM-PCS-64QAM 仿真系统框图

Figure 3 32 GBaud PDM-PCS-64QAM simulation system block diagram

2.2 方案参数优化

本方案涉及两个核心阶段的参数优化。首先,针对 SCKF,其性能与滑动窗口长度、滑动步长、噪声协方差矩阵、初始误差协方差矩阵平方根因子和初始状态向量等多个参数密切相关。依据前期对 SCKF 的参数优化研究,将初始误差协方差矩阵 $S_{0|0}$ 固定为 $diag([1E-2 \ 1E-2 \ 1E-2 \ 1E-2 \ 1E-2 \ 1E-2])$,其中 $diag()$ 为将输入向量扩展为以该向量为对角线的对角矩阵函数,滑动窗口大小为 32,将噪声协方差矩阵 Q 和 R 的最优值分别设定为 $Q=diag([1E-4 \ 1E-4 \ 1E-4 \ 1E-6 \ 1E-6 \ 1E-6])$ 和 $R=diag([1 \ 1])$ 。为降低传统 SCKF 均衡器的计算复杂度,本文使用一种大步长更新机制,该机制将滑动窗口的步长 ΔS 从 $\Delta S=1$ 调整为 $\Delta S=2$,即每两个符号进行一次状态更新与滤波计算,进行偏振损伤的初步均衡。

随后是第 2 阶段的子带 LMS 自适应均衡的参数优化,其性能与抽头数和步长密切相关。为了将子带 LMS 调整到性能最佳的状态,当设置 $OSNR=25$ dB 时,在 $RSOP=100$ krad/s 和差分群时延 (Differential Group Delay, DGD) 为 15 ps 的联合偏振损伤下,对信源熵 $H=5$ bits/symbol 的 PDM-PCS-64QAM 信号分别进行全带和子带条件下不同的抽头和步长的测试,抽头数在 1~15 以步长 2 递增,步长在 $1E-6 \sim 1E-5$ 以 $1E-6$ 为步长扫描。所得 NGMI 性能图如图 4 所示,其中图 4(a) 为划分 4 个子带的 NGMI 热力图,在该情况下,每个子带内的 LMS 均衡器仅需 3 个抽头即可有效补偿损伤,而全带均衡需要更多的抽头数,并且子带 LMS 的步长适应范围更宽,具有更强的稳定性。基于该分析,最终选定子带个数为 4、抽头数为 3、步长为 $9E-6$ 进行后续的仿真验证。值得注意的是,当波特率改变、信

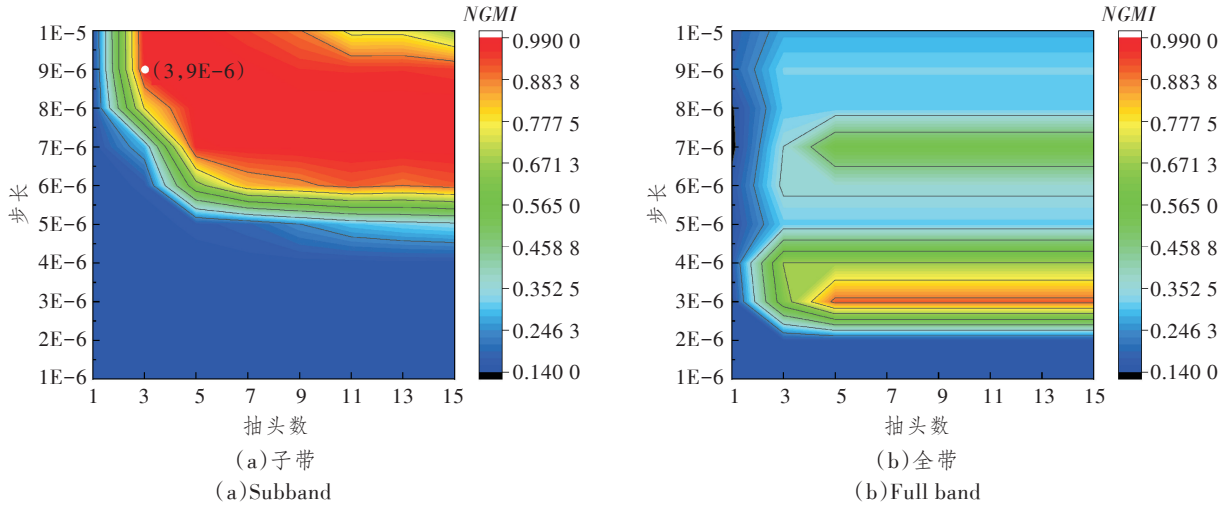


图 4 子带及全带 LMS 均衡的 NGMI 热力图对比

Figure 4 Comparison of NGMI heat maps for subband and fullband LMS equalization

号频谱宽度变化时,可能需要重新评估子带个数的选择,以确保算法性能和效率上的平衡^[13]。

2.3 仿真结果分析

为评估本方案在应对雷击场景下的均衡能力上限,本文在信源熵 $H=4.5, 5.0$ 和 5.5 bits/symbol 的不同整形强度下,对 RSOP 速率进行了遍历测试 (OSNR 固定为 25 dB)。将 RSOP 速率从 1 Mrad/s 遍历至 20 Mrad/s,旨在覆盖文献[14]提及的雷电所致高速 RSOP;同时设定 $DGD=30, 40$ 和 50 ps,以研究超过一个符号周期的 DGD 影响。图 5 所示为不同 H 值下,3 种方案于上述条件下联合均衡后的 NGMI 对比结果。为评估本方案的均衡能力上限,本文在 $H=4.5, 5.0$ 和 5.5 bits/symbol 的不同整形强度下对 RSOP 速率进行了遍历测试,固定 $OSNR=25$ dB。图 5 所示为不同 H 值下,3 种方案在 $DGD=30, 40$ 和 50 ps 条件下联合均衡后的 NG-

MI 对比结果。如图 5(a)所示,在 $H=4.5$ bits/symbol 时,所提方案进行 $RSOP=18$ Mrad/s 与 $DGD=30$ ps、 $RSOP=16$ Mrad/s 与 $DGD=40$ ps 以及 $RSOP=14$ Mrad/s 与 $DGD=50$ ps 的联合损伤均衡后,NGMI 均在阈值线 0.9 以上,达到了良好的均衡效果。在 $H=5.0$ bits/symbol 时,如图 5(b)所示,本方案在 $DGD=30$ ps 条件下,均衡 RSOP 最大为 13 Mrad/s;在 $DGD=40$ ps 条件下,均衡 RSOP 最大为 10 Mrad/s;在 $DGD=50$ ps 条件下,均衡 RSOP 最大为 8 Mrad/s。在上述信源熵条件下,与传统 SCKF 方案相比,本方案 RSOP 损伤容忍度提升约 1 Mrad/s,而 MMA 方案在相同条件下无法有效均衡上述联合偏振损伤。如图 5(c)所示,在 $H=5.5$ bits/symbol 的情况下,本方案可以处理 $RSOP=5$ Mrad/s 和 $DGD=30$ ps 的联合损伤,或者处理 $RSOP=3$ Mrad/s 和 $DGD=50$ ps 的联合损伤。而 SCKF 方案仅能处理

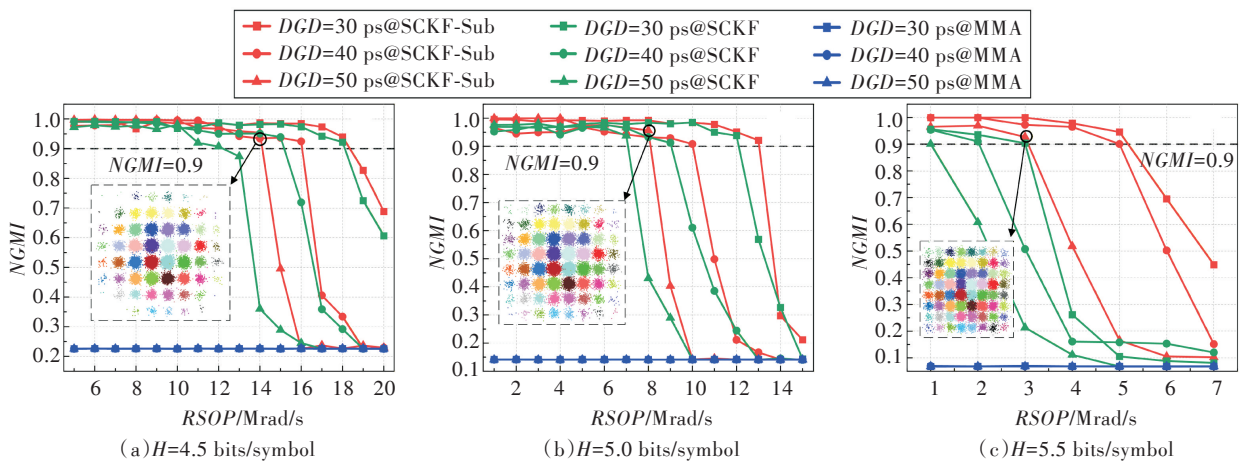


图 5 PDM-PCS-64QAM 系统中不同方案均衡偏振损伤的 NGMI 对比

Figure 5 Comparison of NGMI for different schemes in mitigating polarization impairments in PDM-PCS-64QAM systems

$RSOP=3$ Mrad/s 和 $DGD=30$ ps 或 $RSOP=1$ Mrad/s 和 $DGD=50$ ps。综上所述,与 SCKF 相比,本方案在不同信源熵条件下均可以提升偏振损伤均衡上限,而 MMA 方案存在算法失效的问题。

因 MMA 方案无法有效均衡 Mrad/s 量级的 RSOP 和超过一个符号周期 PMD 的联合损伤,本文对比了 SCKF-Sub 和 SCKF 方案在不同 OSNR 下的性能差异,以及两者对于残余色散的容忍度对比。图 6 所示为两者在相同损伤条件下均衡后的 NGMI 曲线。由图可知,在信源熵 $H=4.5$ bits/symbol, $RSOP=11$ Mrad/s 和 $DGD=50$ ps 的条件下,与 SCKF 方案相比,本方案 OSNR 代价降低了 1.5 dB;在 $H=5.0$ bits/symbol、 $RSOP=7$ Mrad/s 和 $DGD=40$ ps 的条件下,与 SCKF 相比,本方案 OSNR 代价降低了 1.8 dB;在 $H=5.5$ bits/symbol、 $RSOP=3$ Mrad/s 和 $DGD=30$ ps 的条件下,OSNR 代价降低可达 2.0 dB。这些结果意味着在相同传输性能下,本方案可有效降低发射功率或显著延长无中继传输距离。图 7 所示为两者在 $OSNR=25$ dB、 $DGD=30$ ps 条件下,不同 RSOP 及残余色散条件下均衡后的 NGMI 曲线。如图所示,本方案可以在 $RSOP=3$ 和 5 Mrad/s 的条件下,容忍 100 ps/nm 的残余色散,在 $RSOP=7$ Mrad/s 的条件下容忍 60 ps/nm 的

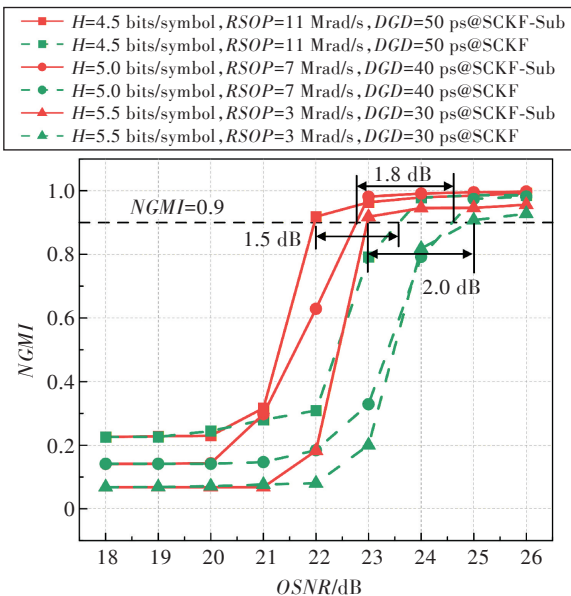


图 6 32 GBaud PDM-PCS-64QAM 系统中,在不同的 OSNR 下,对比本方案与 SCKF 方案在不同信源熵下对噪声的容忍度

Figure 6 In the 32 GBaud PDM-PCS-64QAM system, under different OSNR conditions, comparing the tolerance of noise for this scheme and the SCKF scheme under different source entropy conditions

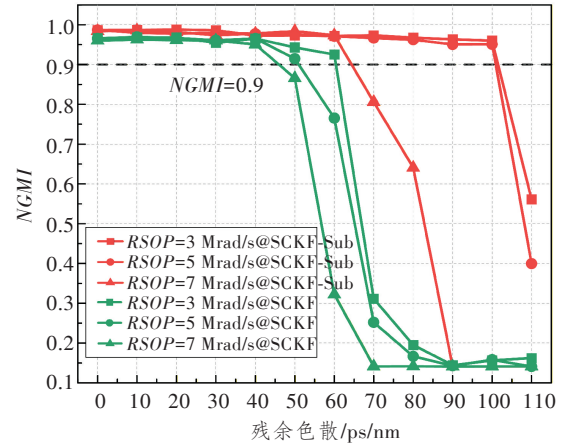


图 7 本方案与 SCKF 方案均衡不同残余色散得到的 NGMI 曲线对比

Figure 7 Comparison of NGMI curves obtained by the SCKF-Sub scheme and the SCKF scheme after balancing different residual dispersion

残余色散,均高于传统的 SCKF 方案,证明了本方案提升了残余色散的容忍度。

3 复杂度分析

复杂度是评估算法性能的另一个重要的指标^[15]。表 1 所示为 3 种方案的复杂度对比,其中本方案与 MMA 方案使用迭代次数 (CNT) 和均衡器抽头数 (Tap) 作为关键参数; M 为本方案的子带数量; N_s 为子带符号数; N 为全带符号数; L 为窗口长度。

为更准确地评估和比较各均衡算法的计算负荷,本文选取单位符号所需的实数乘法作为核心复杂度指标进行对比分析。由表 1 可知, MMA 方案在相同的参数取值下复杂度较小,但是在处理较大 RSOP 和 PMD 损伤联合均衡时存在算法失效的问题。根据文献[9], SCKF 方案复杂度处在 $O(L \log_2 L)$ 量级。而本文所提 SCKF-Sub 方案的复杂度包括 SCKF-Sub 的复杂度及 SCKF 的复杂度,由于 M 、 CNT 、 Tap 和 ΔS 均为较小的固定值(典型参数为 $L=32$ 、 $\Delta S=2$ 、 $Tap=3$ 、 $CNT=5$ 、 $M=4$ 、 $N_s=32\ 768$ 和 $N=65\ 536$),其复杂度主要取决于 L ,因此 SCKF-Sub 方案在提升偏振损伤均衡上限的同时,总体复杂度也保持在 $O(L \log_2 L)$ 量级。

此外,将上述典型参数代入后,以单位符号所需的实数乘法作为衡量指标,可发现本方案需要 35 404 次实数乘法,而 $L=32$ 、 $\Delta S=1$ 的 SCKF 方案需要 56 928 次实数乘法,因此本方案的实数乘法复杂度仅为 SCKF 方案的 62.19%。

表 1 SCKF-Sub、SCKF 和 MMA 方案中每个符号的运算复杂度

Table 1 The computational complexity of each symbol for SCKF-Sub, SCKF, MMA schemes 单位:次/符号

	实数乘	实数加	查表	比较
SCKF-Sub	$CNT \cdot (10M \log_2 N_s + 16M + 20 \log_2 N + 16M \cdot Tap + 212) + (260L \log_2 L + 416L + 2016) / \Delta S$	$CNT \cdot (10M \log_2 N_s + 12M + 20 \log_2 N + 16M \cdot Tap + 170) + (156L \log_2 L + 208L + 1152) / \Delta S$	$CNT \cdot N$	$63CNT \cdot N$
SCKF	$(260L \log_2 L + 416L + 2016) / \Delta S$	$(156L \log_2 L + 208L + 1152) / \Delta S$	$(2L + 9) / \Delta S$	0
MMA	$(32Tap + 61) \cdot CNT$	$(48Tap + 74) \cdot CNT$	55	24

4 结束语

为实现极端场景下 PDM-PCS-64QAM 系统超快 RSOP 与 PMD 联合损伤的有效补偿,本文提出了一种基于低复杂度 SCKF 及 SCKF-Sub 的两阶段偏振损伤均衡方案。仿真结果表明,本方案在保证偏振损伤均衡性能的同时,将计算复杂度降低至传统 SCKF 的 62.19%,并在多种信源熵条件下 OSNR 代价降低了 1.5 dB 以上,为替代传统的偏振损伤均衡方案提供了可行的新路径。未来的研究工作将进一步验证该方案的实际应用能力,包括搭建实验系统进行性能验证,并深入探究 RSOP、PMD 与光纤非线性等损伤的联合作用机理与均衡策略。

参考文献:

[1] 义理林,付松年,张俊文,等. “下一代超100 G光接入网关键技术”专题前言[J]. 光通信研究,2024(1):5-6.
Yi L L, Fu S N, Zhang J W, et al. Preface to “Key Technologies of Next Generation Ultra-100 G Optical Access Network” [J]. Study on Optical Communications, 2024(1):5-6.

[2] Askari M T, Lampe L. Probabilistic Shaping for Non-linearity Tolerance[J]. Journal of Lightwave Technology, 2025, 43(4): 1565-1580.

[3] 王雪霞,马会芳,闫映策,等. 基于偏振复用的18倍频16QAM毫米波生成方案[J]. 光电工程,2025, 52(7): 29-38.
Wang X X, Ma H F, Yan Y C, et al. The 18-Tupling Frequency 16QAM Millimeter-Wave Generation Scheme based on Polarization Division Multiplexing [J]. Opto-Electronic Engineering, 2025, 52(7): 29-38.

[4] 孙红光,邓黎,吴斌,等. 基于AR-HCF的OPGW雷击电磁耦合抑制及偏振态稳定性研究[J]. 光通信研究, 2025(5):250086.
Sun H G, Deng L, Wu B, et al. Research on Lightning Electromagnetic Coupling Suppression and Polarization State Stability of OPGW Cable based on Anti Resonant-Hollow Core Fiber[J]. Study on Optical Communica-

tions, 2025(5): 250086.

[5] Bajaj V, Van de Plas R, Wahls S. Blind Polarization Demultiplexing of Shaped QAM Signals Assisted by Temporal Correlations[J]. Journal of Lightwave Technology, 2024, 42(2): 560-571.

[6] Han S, Tang Y, Wang H, et al. Lightning Current Monitoring based on Accurately Tracking State of Polarization by Measuring Stokes Parameters of Optical Signal in OPGW Fiber[C]//2023 8th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE). Tianjin, China: IEEE, 2023: 10135639.

[7] Liang R, Zhong T, Ruan J, et al. Lightning Induced Polarization Effect Model and Polarization Equalization Using Kalman Filter[C]//2023 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC). Shanghai, China: IEEE, 2023: 10209952.

[8] Zhang Q, Cui N, Li X, et al. Kalman Filter Polarization Demultiplexing Algorithm based on Diagonalized Matrix Treatment[J]. Optics Express, 2022, 30(2): 2803-2816.

[9] Sun Z, Xu H, Qiao J. Equalization of RSOP and PMD Fused Probability-Aware with Square-Root Cubature Kalman Filter for the PDM PCS-64QAM System under Extreme Scenarios[J]. Optics Express, 2024, 32(6): 9710-9729.

[10] Tang X, Xu H, Bai C. Blind Frequency Offset Estimation Using the Optimal Decision Threshold-Assisted QPSK-Partition Method for Probabilistically Shaped MQAM Systems[J]. Optics Express, 2022, 30(20): 37175-37192.

[11] 陶然,张惠云,王越. 多抽样率数字信号处理理论及其应用[M]. 北京:清华大学出版社,2007.
Tao R, Zhang H Y, Wang Y. Theory and Application of Multi-Rate Digital Signal Processing [M]. Beijing, China: Tsinghua University Press, 2007.

[12] Schulte P, Böcherer G. Constant Composition Distribution Matching[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2016, 62(1): 430-434.

[13] Fan Z, Luo J, Zheng B, et al. Subband Processing for OQAM Digital-Subcarrier-Multiplexing Optical Coher-

- ent Systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2025, 43(9): 4218–4232.
- [14] Shan L, Zhang X, Sun P, et al. A More than 20 Mrad/s Speed RSOP Monitoring Method with Large PMD Tolerance in Optical Coherent Communication Systems[C]// 2023 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). San Diego, CA, USA: IEEE, 2023: 10117170.
- [15] 黄健, 朱齐雄, 陈登超. 高速光通信低复杂度软信息解调技术[J]. *光通信研究*, 2024(1): 230103.
- Huang J, Zhu Q X, Chen D C. Low Complexity Soft Information Demodulation Technology for High Speed Optical Communication[J]. *Study on Optical Communications*, 2024(1): 230103.