

引用:孙沁雪,曹明华,张霞,等. 超奈奎斯特速率相干 FSO-MIMO 系统下的变步长盲均衡优化算法[J]. 聊城大学学报(自然科学版), 2025, 38(4): 527-534.

Citation: SUN Qinxue, CAO Minghua, ZHANG Xia, HUANG Min, ZHANG Lingyun, BAO Shan, ZHU Kai. Variable step-size blind equalization optimization algorithm for faster-than-Nyquist coherent FSO-MIMO systems[J]. Journal of Liaocheng University (Natural Science Edition), 2025, 38(4): 527-534.

文章编号 1672-6634(2025)04-0527-08

DOI 10.19728/j.issn1672-6634.2024100002

超奈奎斯特速率相干 FSO-MIMO 系统下的 变步长盲均衡优化算法

孙沁雪¹, 曹明华², 张霞³, 黄敏¹, 张凌云², 鲍珊¹, 朱凯¹

(1. 中国石油玉门油田分公司采油工艺研究院, 甘肃 玉门 735019; 2. 兰州理工大学 计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050; 3. 聊城大学 物理科学与信息工程学院, 山东 聊城 252059)

摘要 多输入多输出(MIMO)自由空间光通信(FSO)系统中使用超奈奎斯特(FTN)技术会引入码间干扰(ISI), 光信号受湍流效应会引起信号畸变等问题, 需要优化均衡算法来保障通信系统的可靠性。使用判决反馈(DFE)思想改进恒模均衡算法(CMA), 提升均衡器抵抗码间干扰的能力。同时, 依据 CMA 算法误差矢量函数的变化规律, 使步长系数变换服从指数威布尔(EW)分布模型, 设计了一种拥有可变步长的判决反馈 CMA 盲均衡优化算法。仿真结果表明, 增加接收端天线数目相比增加发射端天线数目能获得更高的误码率(BER)性能和误差矢量幅度(EVM)增益, 且相位噪声的消除结果更好。在 FTN 加速因子为 0.9、中湍流强度条件, 使用 2×4 天线时, 相较固定步长算法, 所提算法的 BER 性能提升了 36.39%, EVM 性能提升了 4.96%。将加速因子限定在一定范围内, 所提算法能补偿恢复 FTN 引起的 ISI。相较固定步长算法, 所提算法计算复杂度有所提升, 但同时换来了系统 BER 和 EVM 性能的提升, 且所提算法均衡器的收敛性能更优。

关键词 自由空间光通信; 超奈奎斯特; 多输入多输出; 盲均衡算法

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

开放科学(资源服务)标识码(OSID)



Variable step-size blind equalization optimization algorithm for Faster-than-Nyquist coherent FSO-MIMO systems

SUN Qinxue¹, CAO Minghua², ZHANG Xia³, HUANG Min¹,
ZHANG Lingyun², BAO Shan¹, ZHU Kai¹

(1. Production Technology Research Institute, Yumen Oilfield, CNPC, Yumen 735019, China; 2. School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China; 3. School of Physics Science and Information Technology, Liaocheng University, Liaocheng 252059, China)

收稿日期: 2024-10-12

基金项目: 国家自然科学基金项目(62265010); 山东省自然科学基金项目(ZR2022MF284)资助

通信作者: 曹明华, 男, 汉族, 博士, 教授, 研究方向: 无线光通信理论与技术, E-mail: caominghua@lut.edu.cn.

Abstract The utilization of Faster-than-Nyquist (FTN) technology in Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Free Space Optical (FSO) communication systems introduces inter-symbol interference and signal distortion caused by atmospheric turbulence effects, necessitating the optimization of equalization algorithms to ensure communication system reliability. By incorporating a decision feedback structure into the Constant Modulus Algorithm (CMA), the equalizer exhibits enhanced resistance against ISI. Based on observed variations in the error vector function of the CMA equalizer, a variable step size decision feedback structured blind equalization optimization algorithm is designed by following an Exponentiated Weibull (EW) distribution model for determining the step size coefficient. Simulation results demonstrate that increasing the number of receiving antennas compared to transmitting antennas yields higher gains in Bit Error Rate (BER) and Error Vector Magnitude (EVM), along with improved phase noise recovery. Under FTN acceleration parameter of 0.9 and moderate turbulence conditions, employing a 2×4 antenna configuration with the proposed algorithm enhances BER performance by 36.39% and EVM performance by 4.96%. By controlling the acceleration parameter within a certain range, effective recovery of FTN ISI is achieved using the proposed algorithm. Compared to fixed step size algorithms, although exhibiting increased computational complexity, our proposed algorithm demonstrates improved BER and EVM performance. Moreover, it demonstrates superior convergence capabilities for equalizers.

Keywords free space optical communication; Faster-than-Nyquist; Multiple-Input Multiple-Output; blind equalization algorithm

0 引言

第六代移动通信(6G)标准预计在2030年左右部署,5G到6G的演进带来了对无线通信技术在覆盖范围、传输速率与容量、定位精度、超密集连接和泛在智能等方面的更高要求。MIMO技术是5G关键技术之一,可以通过波束赋形、传输分集和空间复用来提高系统可靠性和有效性。自由空间光通信作为一种视距无线通信方案,是人们最希望应用于6G系统的前沿技术之一^[1-2]。在FSO通信检测方法中,相干检测的探测灵敏度高,可通过高频谱效率的光多级编码调制信号来节省带宽,对于创新和改进现有的光通信系统有着广阔的前景意义^[3-4]。FTN技术是一种非正交传输方式,通过压缩符号间隔来节省带宽,获得容量增益,能极大提高系统传输速率^[5]。在发送端控制加速因子的大小,可以控制FTN引入的码间干扰程度,再通过数字信号处理技术消除ISI^[6]。FTN的高传输速率和可控的ISI特性在传输大型无线数据中优势明显,因此可以将FTN引入相干FSO-MIMO系统。

然而,FTN速率相干FSO-MIMO系统不仅仅受到ISI影响。光信号在大气信道中传输时,会受到大气效应的影响而出现闪烁、失真和相位波动等现象,造成信号畸变^[7],极大影响通信可靠性。人们针对此类问题进行了积极探索。在发送端设计和信道估计方面,文献[8]在FTN光通信系统中引入阶梯码实现前向纠错,以较小复杂度显著提升系统BER性能。文献[9]提出一种基于MIMO预均衡的串扰消除方法,利用帧头插入的时分训练序列,在相干检测后估计信道的冲激响应,将估计结果用于发送端MIMO均衡器抽头系数的计算。在接收端相位估计与均衡算法方面,文献[10]研究了一种适用于多进制正交幅度调制(m-QAM)光通信系统的低复杂度载波相位估计算法,具有良好的线宽容忍度与放大自发辐射噪声容忍度。文献[11]提出一种自适应分数间隔盲均衡和自适应卡尔曼滤波相结合的方法,实现了不同线宽、闪烁和波前畸变下的相位同步。文献[12]针对FTN引起的ISI导致的最大似然序列检测复杂度过高的问题,提出一种简化设计的频域迭代块判决反馈均衡器(IBDFE),以更低的复杂度获得接近最大似然检测的性能。人工智能领域也有相关探索,如文献[13]采用反向传播神经网络和长短时记忆神经网络模型的信道均衡器来抑制宽带无线光相干通信中大气湍流产生的码间串扰。文献[14]提出一种联合深度置信网络均衡器,在500 GHz的20 km标准单模光纤和无线MIMO链路上实现了144 Gbps双偏振QPSK信号的产生和传输。

考虑到珍贵的带宽资源和复杂的信道环境等问题,兼顾成本和实用性,盲均衡算法更适用于相干光通信系统,可使用 Bussgang 类盲均衡算法中的 CMA 算法进行均衡器设计。FTN 和湍流信道对信号的干扰较强,因此首先改进 CMA 算法,加入了判决反馈结构来提高均衡器的抗 ISI 能力;其次针对常规 CMA 算法迭代步长固定不变导致的收敛速度慢、容易收敛到局部极小点等问题,提出了一种基于 EW 分布的变步长盲均衡优化算法,通过可变步长来提升收敛速度和信号均衡效果。将所提算法应用于 FTN 相干 FSO-MIMO 系统,从误码率、误差矢量幅度 EVM、相位噪声恢复情况和均衡器收敛曲线等方面与原算法作对比,评估均衡器性能,并讨论了计算复杂度。

1 系统模型

1.1 系统模型

相干 FTN-MIMO-FSO 系统如图 1 所示。发射端数据经 QPSK 映射、FTN 成形和数模转换后,经由一对马赫曾德尔 IQ 调制器(MZM)调制为两路正交的光信号,再使用 MIMO 技术进行大气信道传输。接收端由平衡探测器输出电信号,采用等增益合并后,通过信号处理模块,进行 QPSK 解映射和判决得到接收数据。

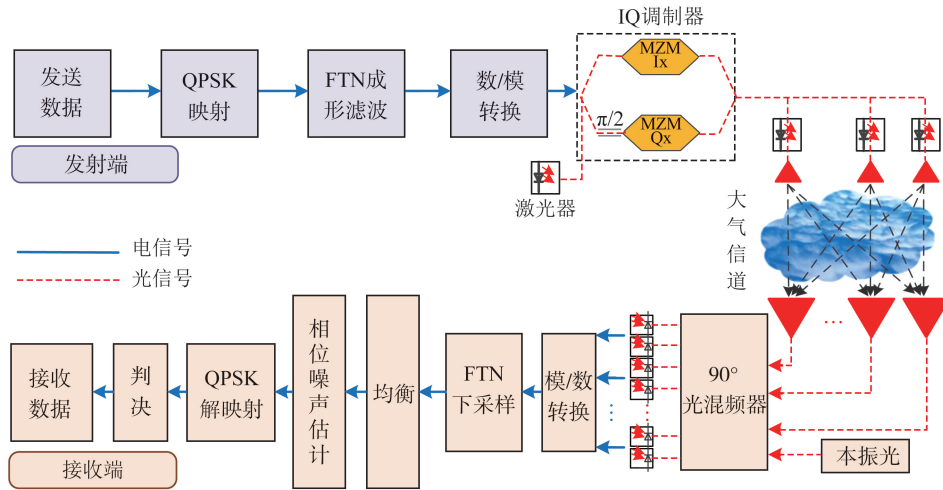


图 1 相干 FTN-MIMO-FSO 系统框图

Fig. 1 Block diagram of the coherent FTN-MIMO-FSO system

发射端 FTN 成形信号为^[15]

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{n=1}^N a_n g(t - n\tau T_s), 0 < \tau \leq 1, \quad (1)$$

式中 N 是传输信号比特数, a_n 是离散信息序列, $0 < \tau \leq 1$ 是 FTN 加速因子, τT_s 是信号采样间隔, $g(t)$ 是根升余弦滤波器冲激响应。湍流信道一般可使用 Gamma-Gamma 分布^[13]、对数正态分布和 K 分布等模型^[16],考虑到孔径平均效应,本系统使用 EW 分布模型^[17-18]

$$f_{EW}(I; \alpha_{EW}, \beta_{EW}, \eta_{EW}) = \frac{\alpha_{EW} \beta_{EW}}{\eta_{EW}} \left(\frac{I}{\eta_{EW}} \right)^{\beta_{EW}-1} \exp \left[- \left(\frac{I}{\eta_{EW}} \right)^{\beta_{EW}} \right] \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{I}{\eta_{EW}} \right)^{\beta_{EW}} \right] \right\}^{\alpha_{EW}-1}, \quad (2)$$

式中 I 是辐照度,形状参数 $\alpha_{EW}, \beta_{EW} > 0$ 中 α_{EW} 控制函数的错误率和衰落概率, β_{EW} 取值与大气闪烁指数有关, $\eta_{EW} > 0$ 是尺度参数,与 β_{EW} 值相关。MIMO 系统发送信号 $\mathbf{x}$ 和接收信号 $\mathbf{s}$ 的关系可表示为^[19-20]

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_t} \end{bmatrix} = \frac{\eta}{N_t} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} = \frac{\eta}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{Z}, \quad (3)$$

式中 $\mathbf{H}$ 为收发天线的信道衰落矩阵, $h_{N_t N_r}$ 为第 N_t 个发送天线与第 N_r 个接收天线间的信道衰落系数, η 为光电转换系数, $\mathbf{Z}$ 为高斯白噪声矩阵。FTN 引入的 ISI 和大气湍流会造成信号的严重失真, 通过 DFE 均衡前馈加反馈的非线性结构, 能更好对抗码间干扰^[21], 将 DFE 结构引入 CMA, 得到均衡后的信号 $\mathbf{y}(n)$ 为

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{f}^T(n)\mathbf{s}(n) - \mathbf{b}^T(n)\hat{\mathbf{y}}(n), \quad (4)$$

式中 $\hat{\mathbf{y}}(n)$ 为判决器输出, $\mathbf{f}(n)$ 和 $\mathbf{b}(n)$ 分别为前馈和反馈滤波器抽头系数, $\mathbf{T}$ 表示转置。 $\mathbf{y}(n)$ 再经维特比和维特比相位估计(VVPE)模块处理, 得到相位补偿后的信号

$$\tilde{\mathbf{y}}(n) = \mathbf{y}(n)\exp(-j\hat{\varphi}(n)), \quad (5)$$

式中 $\hat{\varphi}_n$ 为相位噪声估计值^[15], $\exp(\cdot)$ 表示自然指数函数, j 表示虚部运算。

1.2 基于 EW 分布模型的步长优化算法

CMA 均衡器收敛性能受步长影响很大, 需要优化步长更新方式。计算误差矢量函数 $\mathbf{e}(n) = [\hat{\mathbf{w}}(n) - \mathbf{w}(n)]^T \mathbf{s}(n)$, 其中 $\hat{\mathbf{w}}(n)$ 为最优抽头系数, $\mathbf{w}(n)$ 为实时调节抽头系数^[21]。均衡初期 $\hat{\mathbf{w}}(n)$ 与 $\mathbf{w}(n)$ 差值较大, 对应 $\mathbf{e}(n)$ 也较大。随着算法逐渐收敛, $\mathbf{e}(n)$ 趋于最小值。其变化规律与变步长思想中的步长变化规律相似, 基于此提出一种基于 EW 分布的变步长算法 EW-DFE-CMA, 利用 EW 分布模型的特点, 重建 CMA 均衡器步长变化模型, 保证均衡器稳定收敛。非线性函数控制步长的思想是将固定步长转换为一个非线性函数^[22-23]

$$\mu(n) = \xi[1 - \exp(-\vartheta|e(n)|)], \quad (6)$$

式中 ξ 控制函数幅度, ϑ 控制函数形状, 它们联合控制步长函数 $\mu(n)$ 的大小, $e(n)$ 为自变量。改进 $\mu(n)$ 非线性函数公式, 使其符合 EW 分布特征

$$\mu_{EW}(n) = \begin{cases} \xi \left\{ \frac{\alpha_{EW}\beta_{EW}}{\eta_{EW}} \left(\frac{|e(n)|}{\eta_{EW}} \right)^{\beta_{EW}-1} \exp \left[-\left(\frac{|e(n)|}{\eta_{EW}} \right)^{\beta_{EW}} \right] \left\{ 1 - \exp \left[-\left(\frac{|e(n)|}{\eta_{EW}} \right)^{\beta_{EW}} \right] \right\}^{\alpha_{EW}-1} \right\}, & |e(n)| < A \\ B, & |e(n)| \geq A. \end{cases} \quad (7)$$

参数 $\alpha_{EW}, \beta_{EW}, \eta_{EW}$ 的取值由模型的利托夫方差 σ_i^2 决定, 在 80 mm 孔径下, σ_i^2 在中湍流强度下的取值为 0.030。使用 ξ 参数调整函数幅度, 变化关系曲线如图 2 所示。

从图 2 中看到, 在 $|e(n)| \geq A$ 区间, $|e(n)|$ 增大, $\mu_{EW}(n)$ 不变, 对应的步长固定为最大值 B, 保证了算法初期较快的收敛速度。在 $|e(n)| < A$ 区间, 保持了 $\mu_{EW}(n)$ 随 $|e(n)|$ 减小而减小的特征, 实现了 EW 变步长算法。

2 仿真分析

2.1 仿真参数设置

为分析所提算法在相干 FTN-MIMO-FSO 系统中的均衡性能, 对系统进行蒙特卡罗仿真。传输的信号码元数设为 10^6 , 仿真参数如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数

Tab. 1 Parameters for the system

参数名称	参数值	参数名称	参数值
波长	780 nm	幅度参数 ξ	0.000 1
接收孔径大小	80 mm	滤波器滚降系数	0.4
光电转换系数	$0.5 \text{ A} \cdot \text{W}^{-1}$	FTN 加速因子	$\tau = 1, 0.9, 0.8, 0.7$
激光器线宽	100 kHz	DFE 抽头数	$N_f = 5, N_b = 5$

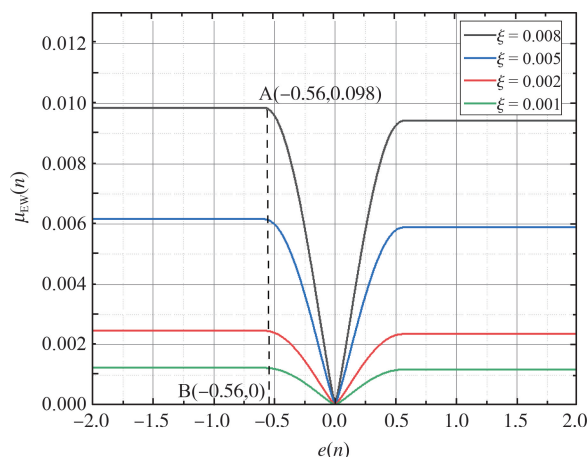


图 2 中湍流强度下 $\mu_{EW}(n)$ 变化曲线

Fig. 2 Variation curves of $\mu_{EW}(n)$ under moderate turbulence.

系统仿真从误码率和误差矢量幅度曲线、相位噪声恢复图线和均衡器收敛性能曲线等方面展开,并进行计算复杂度分析,与固定步长算法作对比。

2.2 系统性能分析

在不同天线数和加速因子条件下,分析使用 EW-DFE-CMA 算法系统的 BER、EVM 性能曲线,以及相位噪声恢复情况,并与固定步长 DFE-CMA 算法作对比。

2.2.1 EW-DFE-CMA 算法在不同天线数下的性能分析。图 3 给出了 Nyquist 速率(即 $\tau=1$)、中湍流强度下,不同信噪比 E_s/N_0 时 EW-DFE-CMA 算法在单输入单输出(Single-Input Single-Output, SISO)系统以及天线数分别为 2×1 、 1×2 、 2×2 、 2×4 和 4×2 时的 BER 曲线。随着天线总数增加,系统 BER 性能逐渐提升。以误码率为 10^{-3} 处为例,总天线数相同的情况下, 1×2 天线相较 2×1 天线获得约 3.5 dB 增益, 2×4 天线较 4×2 天线获得约 5.3 dB 增益。改变发射天线数,即 2×1 天线相较 SISO 天线获得约 1.3 dB 增益, 2×2 天线相较 1×2 天线获得约 0.7 dB 增益, 4×2 天线相较 2×2 天线获得约 0.4 dB 的增益,远小于之前的 3.5 dB 和 5.3 dB。因此适当增加接收端的的天线数比增加发射端的天线数获得的性能增益更大。

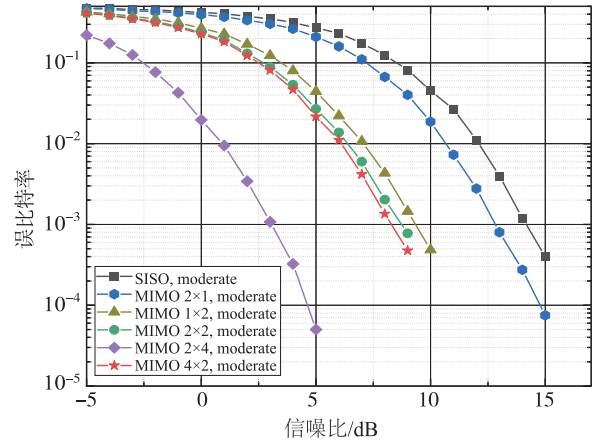


图 3 EW-DFE-CMA 系统在不同天线数下的 BER 性能曲线
Fig. 3 BER performance curves of the EW-DFE-CMA system under varying numbers of antennas

2.2.2 EW-DFE-CMA 算法在不同加速因子下的性能分析。系统在不同 FTN 加速因子下,图 4 中(a)和(b)分别为 BER 与 EVM 性能曲线。从图(a)的 BER 曲线图中看到 $\tau=1$ 时系统误码性能最优,随着加速因子减小,FTN 引入的 ISI 逐渐增大,系统性能恶化, $\tau=0.7$ 时,已经无法正确恢复信号。分析图(b)的 EVM 曲线图发现, 1×2 和 2×4 天线在 $\tau=1$ 与 $\tau=0.9$ 时,系统 EVM 逐渐下降,到 25 dB 附近,两者的 EVM 曲线非常接近,说明此时系统 EVM 性能得到了有效恢复。但在 $\tau=0.8$ 与 $\tau=0.7$ 时,随着信噪比增大,对应的 EVM 值先小幅度降低,后逐渐趋于平稳。说明 EW-DFE-CMA 算法在 τ 过小时不能完全消除 FTN 引入的 ISI。

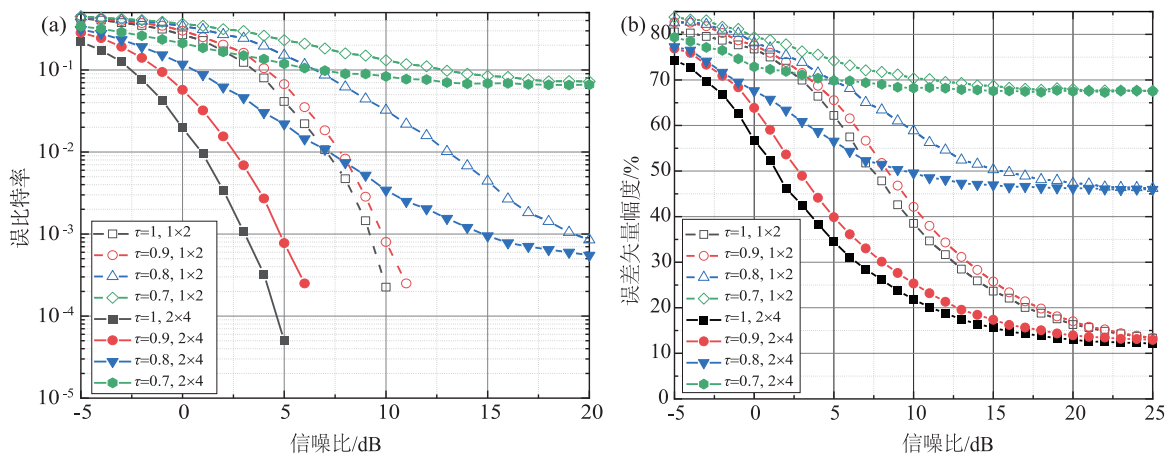


图 4 EW-DFE-CMA 系统在不同加速因子下的性能曲线

Fig. 4 Performance curves of EW-DFE-CMA system under different acceleration factor

图 5 展示了 $E_s/N_0=5$ 时,不同 τ 下信号相位噪声恢复情况。从图(a)和图(d)中可以看到在 $\tau=0.8$ 时, 1×2 天线和 2×4 天线都不能很好地恢复相位噪声,图(b)和图(e)中 τ 增大到 0.9 时,相较 1×2 天线, 2×4 天线能够基本恢复相位噪声,进一步说明增加接收端天线,系统恢复相位噪声能力更好。图(c)和(f)中 τ 增

大到 1 时, 1×2 天线和 2×4 天线的信号相位均得到了较好恢复。

2.2.3 EW 变步长算法与固定步长算法的性能对比。在 $\tau = 0.9$, 使用 1×2 天线和 2×4 天线时, 固定步长 DFE-CMA 与变步长 EW-DFE-CMA 算法的 BER 和 EVM 曲线分别如图 6 的(a)和(b)所示。可以看到, 使用变步长 EW-DFE-CMA 算法的系统 BER 和 EVM 性能相较于固定步长 DFE-CMA 算法有一定提升。

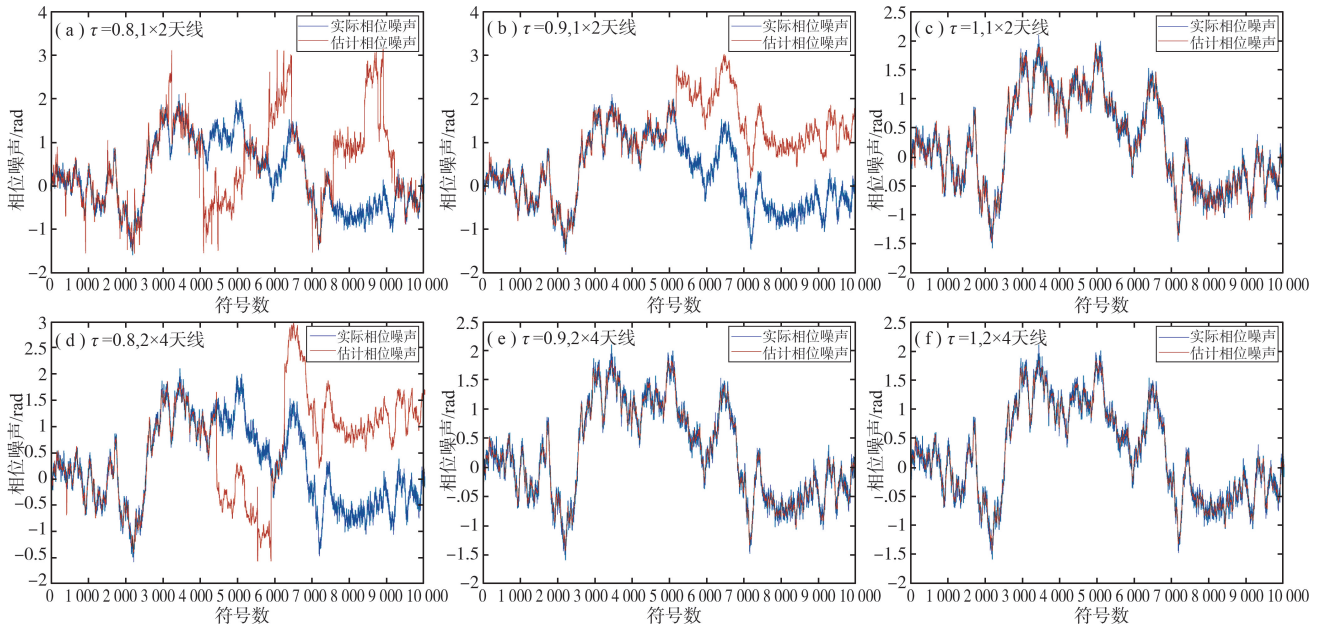


图 5 EW-DFE-CMA 系统在不同加速因子下的相位噪声恢复情况

Fig. 5 Phase noise recovery of the EW-DFE-CMA system at different acceleration factor

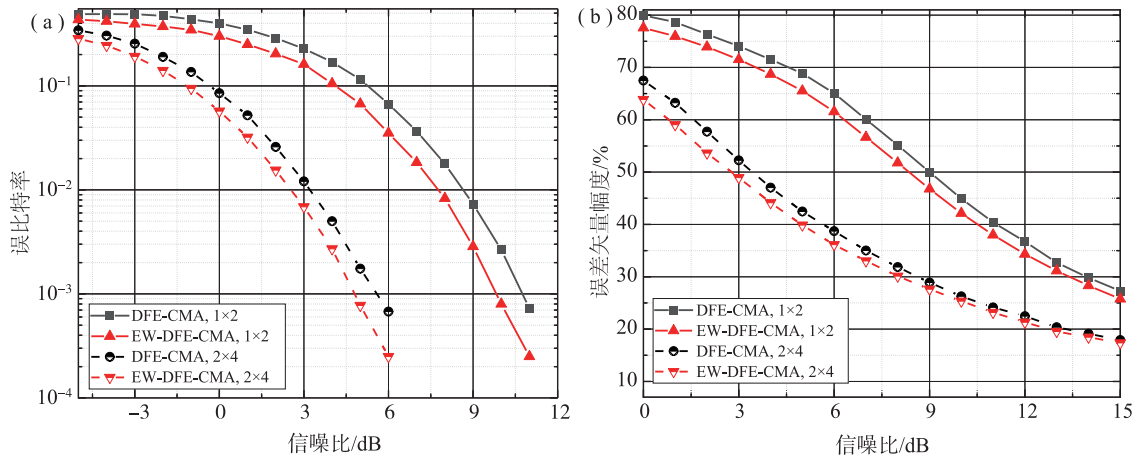


图 6 DFE-CMA 与 EW-DFE-CMA 算法下系统的性能曲线

Fig. 6 Performance curves of DFE-CMA and EW-DFE-CMA system

计算信噪比在 0~15 dB 时不同天线数下 EW 算法相对固定步长算法下系统的 BER 和 EVM 改善度分别为 $\Delta \bar{B}$ 和 $\Delta \bar{E}$, 计算公式为^[24]

$$\begin{cases} \Delta \bar{E} = \frac{E_A - E_B}{E_A} \times 100\%, \\ \Delta \bar{B} = \frac{B_A - B_B}{B_A} \times 100\%, \end{cases} \quad (8)$$

计算结果如表 2 所示。

仿真和计算结果表明, 与固定步长算法相比, 使用 EW-DFE-CMA 算法后系统的 BER 和 EVM 性能均有提升。控制加速因子在一定范围内如 $\tau = 0.9$ 和 $\tau = 0.8$ 时, 所提算法在适当信噪比条件下可以有效恢复码间干扰和相位噪声, 但当加速因子过小时算法均衡能力有限。

表2 EW-DFE-CMA 算法下系统 BER 和 EVM 改善度百分比(%)

Tab. 2 Improved BER and EVM percentages achieved by the EW-DFE-CMA system

算法	$\Delta \overline{B}_{1 \times 2}$	$\Delta \overline{B}_{2 \times 4}$	$\Delta \overline{E}_{1 \times 2}$	$\Delta \overline{E}_{2 \times 4}$
DFE-CMA/EW-DFE-CMA	34.99	36.39	4.57	4.96

2.3 均衡器收敛性能分析

在 SISO 系统中,加速因子 $\tau = 0.9$,中湍流强度,迭代 7 000 次下,仿真 EW-DFE-CMA 算法均衡器的收敛性能曲线并与固定步长算法作比较,结果如图 7 所示。比较图 7 中两种算法的收敛曲线可以看到,变步长 EW-DFE-CMA 算法均衡器在迭代约 3 000 次后逐渐趋于稳定,其迭代次数和稳态均方误差均优于固定步长 DFE-CMA 算法。

2.4 计算复杂度分析

EW-DFE-CMA 算法是以优化系统的误码性能为目标,步长根据误差矢量函数值的变化而改变。从信号处理角度分析均衡器计算复杂度,即输出一个符号所需要复数乘法的次数^[25]。假设每个符号均衡过程需要的复数乘法次数等于抽头系数值 N 次,则误差计算和抽头更新为 $N+1$ 次。设迭代次数为 N_I ,将 EW-DFE-CMA 与 DFE-CMA 算法作比较,结果如表 3 所示。

从表 3 中看到,EW 算法的计算复杂度相比固定步长 DFE-CMA 算法增加了 $2N_I(N_f + N_b)$,具体增加量会随抽头系数的变化而变化。复杂度增加换来了系统性能的提升。

3 结论

针对指数 Weibull 分布模型,设计了一种新的 EW 变步长优化算法 EW-DFE-CMA,引入相干 FTN-MIMO-FSO 系统分析性能。仿真结果表明,随着天线数目增加,所提算法的系统 BER 和 EVM 性能逐渐提升,在接收端增加天线数目得到的性能增益优于在发射端增加天线数目。将 FTN 加速因子控制在一定范围内,算法在适当的信噪比条件下可以有效应对 ISI 问题。与固定步长相比,所提变步长算法在误码性能、均衡器收敛性能上均有提升,代价是引入了一定的计算复杂度。从理论仿真层面讨论探索了 FTN 相干光通信中的均衡优化算法,后续研究可搭建实验平台测试实际通信性能,验证系统的实用价值。

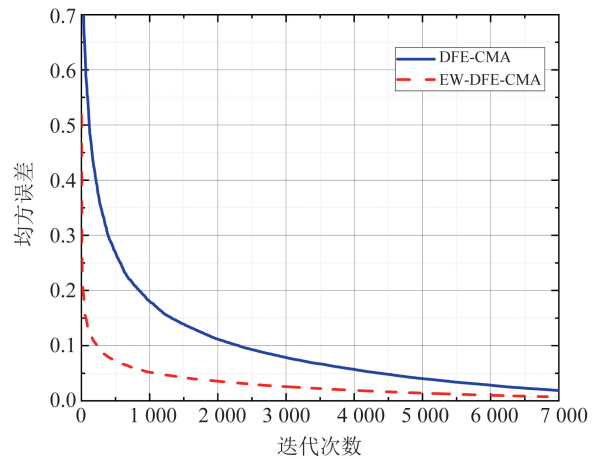


图7 固定步长算法与 EW 算法的收敛性能曲线

Fig. 7 Convergence performance curves of the constant step algorithm and the EW algorithm

表3 计算复杂度

Tab 3 Computational complexity

算法	复数乘法次数
DFE-CMA	$2N_I(N_f + N_b + 1)$
EW-DFE-CMA	$2N_I(2N_f + 2N_b + 1)$

参 考 文 献

- [1] ZHANG C, UYAMA K, ZHANG Z, et al. Recent trends in coherent free-space optical communications[C]//Proceedings of Metro and Data Center Optical Networks and Short-Reach Links IV SPIE, 2021: 19.
- [2] WANG C X, YOU X H, GAO X Q, et al. On the road to 6G: visions, requirements, key technologies and testbeds[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2023, 25(2): 905-974.
- [3] ALSULAMI O, HUSSEIN A T, ALRESHEEDI M T, et al. Optical wireless communication systems, a survey[EB/OL]. <http://arxiv.org/pdf/1812.11544>, 2018.
- [4] MOHSAN S A H, MAZINANI A, SADIQ H B, et al. A survey of optical wireless technologies: practical considerations, impairments, security issues and future research directions[J]. Optical and Quantum Electronics, 2022, 54(3): 187.

- [5] 先进调制编码技术研究报告[R]. 北京:IMT-2030(6G) 推进组, 2022.
- [6] ISHIHARA T, SUGIURA S, HANZO L. The evolution of faster-than-nyquist signaling[J]. IEEE Access, 2021, 9: 86535-86564.
- [7] 柯熙政, 吴加丽, 杨尚君. 面向无线光通信的大气湍流研究进展与展望[J]. 电波科学学报, 2021, 36(3): 323-339.
- [8] CAO M H, LIU L, LEI Y, et al. BER performance of Staircase Codes for FTN-FSO systems[C]// 2022 IEEE 10th International Conference on Information, Communication and Networks (ICICN), August 19-22, 2022, Zhangye, Gansu, China, 2022.
- [9] 欧阳远江, 张倩武, 黄烨恬, 等. 基于 MIMO 预均衡的模分复用无源光网络模式间串扰的消除方法[J]. 中国激光, 2023, 50(6): 123-132.
- [10] LI Y, ZHENG Q, XIE Y, et al. Low complexity carrier phase estimation for m-QAM optical communication systems[J]. Photonic Network Communications, 2019, 38(1): 121-128.
- [11] ZHANG S P, TAN L Y, MA J. Flexible phase synchronization for wireless optical coherent communication system with adaptive fractionally-spaced blind equalization combined with adaptive kalman filter[J]. IEEE Photonics Journal, 2023, 15(6): 1-11.
- [12] ZENG J, WANG Y, ZHANG X K, et al. Reduced-complexity IBDFFE for faster-than-Nyquist communication systems[C]// 2016 IEEE Military Communications Conference, November 1-3, 2016 Baltimore Maryland, USA, 2016.
- [13] 杨尚君, 柯熙政, 梁静远. 无线光相干通信智能信道均衡技术实验研究[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(5): 131-139.
- [14] LIU X, ZHANG J, GAO S, et al. Demonstration of 144 Gbps photonics-assisted THz wireless transmission at 500 GHz enabled by joint DBN equalizer[J]. Micromachines, 2022, 13(10): 1617.
- [15] 康中将. 大气激光通信超奈奎斯特系统的信道容量及相位恢复算法[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2021.
- [16] SHISHTER Y, ALI F, YOUNG R. Irradiance distribution and system analysis of optical wave propagation through turbulence in the presence of a random distribution of particles[J]. IEEE Transactions on Antennas and propagation, 2024, 72(4): 3607-3619.
- [17] BARRIOS R, DIOS F. Exponentiated Weibull fading channel model in free-space optical communications under atmospheric turbulence [J]. Optics Express, 2012, 20(12): 13055-13064.
- [18] 王惠琴, 李源, 胡秋等. 兰州地区夜间光强起伏特性实验[J]. 光子学报, 2018, 47(4): 188-195.
- [19] 刘玲. 阶梯码在超奈奎斯特无线光通信系统中的性能分析[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2023.
- [20] MOHAMED OUWAIS K, NESRINE Z, INTIDHAR H, et al. A quantitative analysis of MIMO channel performance in new generation networks: prospects and limitations[J]. Ain Shams Engineering Journal, 2024, 15(3): 1-10.
- [21] 张家生, 崔鹏鹏, 沈忱等. 一种改进的变步长常模判决反馈盲均衡算法[J]. 微型机与应用, 2017, 36(9): 71-73.
- [22] 朱振超, 梁广真. 一种新型变步长 CMA 盲均衡算法[J]. 现代电子技术, 2014, 37(18): 56-59.
- [23] TANG P S, LI J P, YANG F. Improved algorithm for blind channel equalization[C]// 10th International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing (ICCWAMTIP), December 17-19, 2013, University of Electronic Science and Technology, Chengdu, China, 2013.
- [24] ZHONG K, YANG H D. Two-step stage optimized CMA algorithm in super-high coherent optical telecommunications[J]. Journal of Applied Optics, 2019, 40(3): 505-510.
- [25] 童政. 简化数字相干光接收机中恒模算法的设计与优化[D]. 武汉: 华中科技大学, 2020.

(责任编辑: 赵海军)