

基于湍流信道状态信息的变步长DFE-CMMA盲均衡算法

舒陈燕,赵馨*,丁笑颖,王欣瑶

(长春理工大学电子信息工程学院,长春 130022)

摘要:针对四电平脉冲幅度调制(PAM-4)大气激光通信系统中级联多模盲均衡算法(CMMA)均衡后残留的非线性码间串扰问题,提出一种基于湍流信道状态信息的变步长判决反馈级联多模盲均衡算法(VS-DFE-CMMA)。该算法结合DFE与CMMA,利用实时测量的闪烁指数 σ_I^2 作为信道状态信息,自适应确定最优迭代步长。仿真结果表明:VS-DFE-CMMA在不同湍流强度下均能稳定收敛,最快可在80次迭代内实现收敛;在 $\sigma_I^2=0.2$ 时,误码率相比CMMA下降约2.1个数量级;当 $\sigma_I^2<0.3$ 时,系统可实现无误码传输。

关键词:大气激光通信;对数正态分布;码间串扰;脉冲幅度调制;盲均衡算法

中图分类号:TN929.12 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2026)03-0107-06

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2026.03.018

Variable step DFE-CMMA blind equalization algorithm based on turbulent channel state information

SHU Chenyan, ZHAO Xin*, DING Xiaoying, WANG Xinyao

(School of Electronic Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China)

Abstract: To address the residual nonlinear inter-symbol interference (ISI) after equalization using the cascaded multi-modulus blind equalization algorithm (CMMA) in four-level pulse amplitude modulation (PAM-4) atmospheric laser communication systems, this paper proposes a variable-step-size decision feedback cascaded multi-modulus blind equalization algorithm (VS-DFE-CMMA) based on turbulence channel state information. The proposed algorithm integrates DFE with CMMA and adaptively determines the optimal iteration step size using real-time measured scintillation index σ_I^2 as channel state information. Simulation results show that VS-DFE-CMMA achieves stable convergence under different turbulence intensities, with convergence possible within as few as 80 iterations. At $\sigma_I^2 = 0.2$, the bit error rate is reduced by approximately 2.1 orders of magnitude compared to CMMA. When $\sigma_I^2 < 0.3$, the system can achieve error-free transmission.

Key words: atmospheric laser communication, log-normal distribution, inter-symbol interference, pulse amplitude modulation, blind equalization algorithm

0 引言

随着第五代移动通信(5G)、多输入多输出(MIMO)技术及云计算的迅猛发展,数据传输速率不断提升。多进制脉冲幅度调制(M-PAM)作为一种强度调制与

直接检测(IM/DD)技术,在短距离、高速率的大气激光通信系统中展现出显著的应用潜力^[1]。针对PAM-4调制方案下该系统存在码间串扰(ISI)的问题,可引入信道均衡技术予以补偿。

学术界对大气激光通信中均衡技术的研究起步较早。文献[2]验证了判决反馈均衡器(DFE)的引入可有效减轻大气湍流效应对自由空间光通信系统性能的影响。文献[3]提出了一种两步步长优化的恒模算法判决反馈均衡(DFE-CMA)方案,能有效补偿大气激光通信系统中的ISI,但恒模算法(CMA)仅对常模调制信号具有较优的均衡效果。文献[4]提出了一种基于改进门控循环单元(GRU)模型的大气湍流补偿技术,

收稿日期:2025-04-29。

基金项目:吉林省自然科学基金面上项目(20240101352JC)资助。

作者简介:舒陈燕(2001—),女,硕士研究生,现就读于长春理工大学电子信息工程学院信息与通信工程专业,主要研究方向为大气湍流信道模型建立、大气激光通信系统中码间串扰的抑制,以及均衡技术的改进。

***通信作者:**赵馨(1977—),男,博士,教授,主要研究方向为空间光信息处理。



舒陈燕,赵馨,丁笑颖,等:基于湍流信道状态信息的变步长DFE-CMMA盲均衡算法

然而神经网络的使用显著增加了系统复杂度。与此同时,针对M-PAM的短距离、高速率光通信信道均衡技术的研究也日益成熟。文献[5]将改进的实时级联多模算法(CMMA)、里德-所罗门(RS)编码及符号交织技术共同应用于一个实时Q波段PAM-4光载无线通信系统,使得该系统在经历25 km标准单模光纤和1 m无线传输后,误码率(BER)最低可达 1×10^{-7} 。文献[6]提出了一种结合CMMA与深度神经网络的均衡方案,能够有效缓解PAM-8信号在光纤无线电传输中的非线性损伤。基于该方案,研究在135 GHz频段上,通过10 km标准单模光纤和3 m无线链路,成功实现了60 Gb/s PAM-8信号的生成与传输。文献[7]提出采用非线性稀疏沃尔泰拉(Volterra)均衡器以补偿CMMA均衡后的非线性失真。将该方案应用于1 310 nm频段、速率25 Gb/s、传输距离20 km单模光纤的PAM-4系统中,可获得相比传统CMMA约2 dB的性能增益。上述均衡方案的研究均局限于光纤通信系统,尚未考虑大气湍流信道的传输特性。

为进一步补偿PAM-4调制大气激光通信系统经CMMA均衡后残留的非线性ISI,本文提出一种基于湍流信道状态信息的变步长DFE-CMMA盲均衡算法(下文简称VS-DFE-CMMA)。该算法引入DFE以进一步抑制系统经CMMA均衡后的非线性失真;同时采用可变步长系数,旨在增强算法在不同湍流强度信道下的适应性并加快收敛速度。

1 信道模型和系统结构

1.1 大气弱湍流信道特性

大气激光通信传输过程中,湍流效应会造成接收光强随机起伏,产生光强闪烁效应,进而引入ISI。在工程应用中,湍流强度通常采用闪烁指数 σ_I^2 进行量化。该指数是表征信道湍流强弱的关键参数,可通过接收光强的实时采样统计获得。

弱湍流场景下($\sigma_I^2 < 1$),接收光强服从对数正态分布,本文基于该分布搭建弱湍流信道仿真模型^[9],通过调整大气折射率结构常数控制 σ_I^2 在0~0.8变化,模拟不同湍流强度下的信道衰落特性,为后续盲均衡算法仿真提供信道支撑。

1.2 大气激光通信系统结构

本文采用IM/DD的PAM-4大气激光通信系统^[10]。发送端:二进制基带数据映射为PAM-4符号,经脉冲成形后调制到激光器,通过发射镜筒完成大气无线光传输。信号经过对数正态分布弱湍流信道,叠加高斯

白噪声,引入湍流衰落与非线性ISI。接收端:光电探测器完成光/电转换,经采样后送入盲均衡模块,通过均衡算法补偿系统中的ISI,再经判决、解映射恢复原始信号。接收端可实时采集光强信息并计算 σ_I^2 ,作为信道状态信息送入均衡模块,为后文变步长算法提供步长自适应调整依据。

2 VS-DFE-CMMA

2.1 CMMA

针对PAM-4调制大气激光通信系统中存在的ISI与非线性失真问题,采用盲均衡技术是一种有效的解决方案。该技术无需训练序列,带宽利用率高。然而,传统CMA仅适配恒模调制信号,对PAM-4这类非常模高阶调制信号均衡效果较差,稳态误差较大。

CMMA在CMA基础上引入多级半径误差函数,适配多电平PAM信号均衡,对PAM-4具备较好均衡能力^[11]。然而,CMMA采用线性均衡结构,对大气湍流引起的非线性信道失真抑制能力有限,均衡后仍残留明显的非线性ISI;此外,固定迭代步长使其难以兼顾收敛速度与稳态误差,在湍流强度变化时适应性较差。

2.2 DFE-CMMA

为提升CMMA在该类信道下的均衡性能,需要在其结构中引入非线性处理单元。DFE凭借其前馈与反馈相结合的非线性结构,已成功用于抑制大气湍流信道中的串扰。基于此,本文在DFE框架下融合CMMA,构建了DFE-CMMA结构。

DFE-CMMA由一个前馈滤波器的系数向量 $f(n)$ 和一个反馈滤波器的系数向量 $b(n)$ 构成,采用CMMA来调整 $f(n)$ 和 $b(n)$ 的权重系数。待均衡信号向量 $x(n)$ 由接收信号 $x(t)$ 经采样获得,此信号作为前馈滤波器的输入,均衡输出向量为 $y_f(n)$;向量判决器 $Q(\cdot)$ 的输出向量 $k(n)$ 则作为反馈滤波器的输入,其均衡后的输出向量为 $y_b(n)$; $y_f(n)$ 与 $y_b(n)$ 的差值即为DFE-CMMA的均衡输出向量 $z(n)$ 。 $e(n)$ 为均衡误差向量。

2.3 VS-DFE-CMMA

DFE-CMMA基于高阶统计量理论构建目标函数,收敛速度较慢。固定步长难以兼顾收敛速度与稳态精度,对均衡性能影响较大,采用自适应步长可有效缓解这一问题。此外,信道状态直接影响均衡性能:湍流引起的接收光强变化会作用于均衡器输入信号。湍流较强时,输入信号受扰严重,均衡后误差较大,此

时若采用大步长易导致算法发散;湍流较弱时,输入信号受扰较轻,若采用小步长则会降低收敛速度。由此可知,均衡算法需具备对信道环境变化的适应性。 σ_1^2 可实时表征信道湍流强度,且工程中易于实测。为此,本文将实时 σ_1^2 作为信道状态信息,构建湍流强度与均衡误差联动的自适应变步长均衡算法,即VS-DFE-CMMA:湍流越强、 σ_1^2 越大,自动压低步长,以保证算法稳定、降低稳态误差;湍流越弱、 σ_1^2 越小,自适应增大步长,以加快收敛速度。VS-DFE-CMMA原理图如图1所示。DFE中 $f(n)$ 和 $b(n)$ 的权重系数均由CMMA更新,且VS-DFE-CMMA的最佳迭代步长 $\mu(n)$ 由 σ_1^2 确定,算法的具体工作流程如下:

1)接收端将光信号经雪崩光电二极管(APD)转换为电信号,并分为2路:一路经采样后得到待均衡序列 $x(n)$,送入VS-DFE-CMMA均衡器;另一路经电流镜提取光电流,再经低通滤波器得到瞬时光电流值,用于计算当前湍流信道的 σ_1^2 。

2)将 σ_1^2 输入VS-DFE-CMMA均衡器,用于确定最佳迭代步长 $\mu(n)$,随后启动均衡。

3)均衡后的信号经门限判决与4-PAM解映射,输出最终数据。

实时测量信道 σ_1^2 的具体流程为:APD的阴极接入电流镜,用于提取APD镜像光生电流,经低通滤波器得到瞬时光电流值,利用模/数转换器采集光电流并通过式(1)^[8]实时测量湍流信道的 σ_1^2 。设置采样频率为1 kHz,以保证APD总体响应时间小于大气相干时间,在相干时间内可认为信道未发生明显变化。将实测的 σ_1^2 作为信道状态信息(CSI)。均衡部分采用VS-DFE-CMMA,算法的最佳迭代步长由当前CSI决定。

$$\sigma_1^2 = \frac{\langle I^2 \rangle - \langle I \rangle^2}{\langle I \rangle^2} \quad (1)$$

式中: I 为探测器接收光强。

均衡后输出向量表示为

$$z(n) = f^T(n)x(n) - b^T(n)k(n) \quad (2)$$

则DFE-CMMA权重系数迭代方程为

$$f(n+1) = f(n) - \mu_f x(n) e_{\text{CMMA}}^*(n) \quad (3)$$

$$b(n+1) = b(n) + \mu_b k(n) e_{\text{CMMA}}^*(n) \quad (4)$$

式中: $e_{\text{CMMA}}(n) = z(n) \left(\left| |z(n)|^2 - 5 \right| - 4 \right)$, μ_f, μ_b 分别为前馈和反馈滤波器的步长系数。

综上分析,VS-DFE-CMMA中的迭代步长^[12]可以表示为

$$\mu(n) = A \lg \left(\frac{1}{\sigma_1^2} \right) (1 - \exp(-B e_{\text{CMMA}}^2(n))) \quad (5)$$

式中: A 为控制步长因子取值范围的参数, B 为控制步长因子下降速度的参数, σ_1^2 用来限定步长尺度。

对接收信号幅度进行归一化后,控制参数 A 和 B 的取值分别约为0.02和4,其取值范围由接收信号的幅度决定^[12]。各参数对步长的影响如图2所示。可以看出,当 A 越小, $\mu(n)$ 的取值范围越小,算法收敛速度越慢;当 A 越大, $\mu(n)$ 的取值范围越大,算法收敛速度越快,故本文选取 $A=0.04$ 。当 B 越小, $\mu(n)$ 下降速度越快,算法收敛速度越快;当 B 越大,存在误差较小但步长因子仍较大的情况,进而降低算法收敛速度,故本文选取 $B=3$ 。当 σ_1^2 越大, $\mu(n)$ 的变化范围越小,采用小步长可避免算法在强湍流下发散;当 σ_1^2 越小,步长变化范围越大,采用大步长可加快收敛速度。所提VS-DFE-CMMA通过实测 σ_1^2 限定步长变化范围,实现最佳迭代步长的自适应选取。

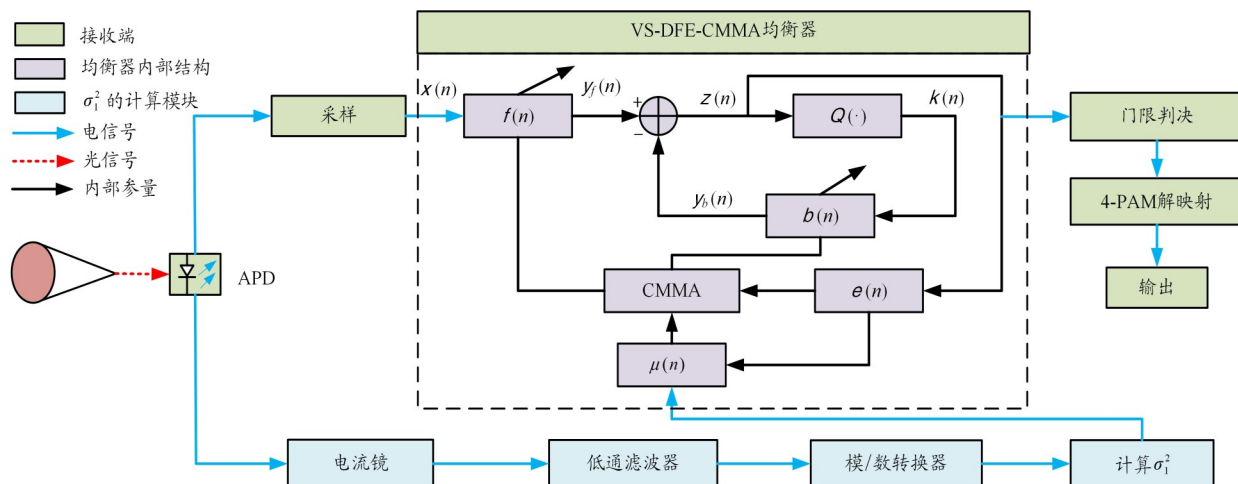


图1 VS-DFE-CMMA原理图

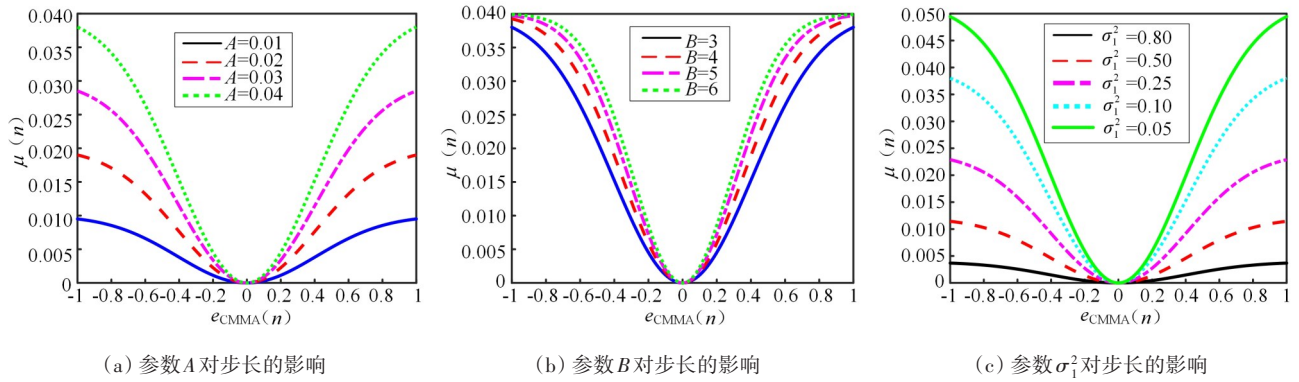


图2 各参数对步长的影响曲线

与固定步长算法相比,可变步长算法可根据每次迭代后的均衡误差动态调整步长系数,有效兼顾收敛速度与稳态均方误差,性能优势明显。

此时,VS-DFE-CMMA 均衡器权重系数与步长迭代公式变为

$$f(n+1) = f(n) - \mu(n)x(n)e_{\text{CMMA}}^*(n) \quad (6)$$

$$b(n+1) = b(n) + \mu(n)k(n)e_{\text{CMMA}}^*(n) \quad (7)$$

$$\mu(n) = 0.04 \lg\left(\frac{1}{\sigma_1^2}\right)(1 - \exp(-3e_{\text{CMMA}}^2(n))) \quad (8)$$

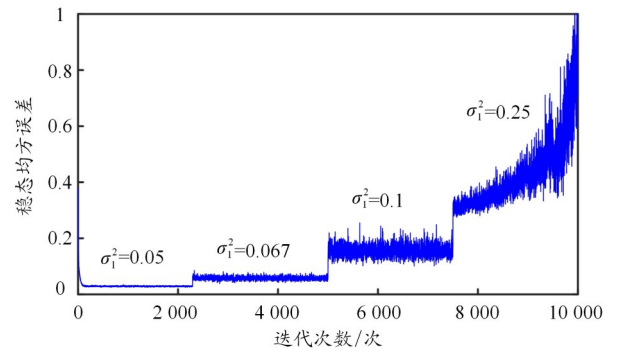
3 仿真分析

为验证所提 VS-DFE-CMMA 的性能,本文对基于 PAM-4 信号的大气激光通信系统进行蒙特卡洛仿真。采用对数正态分布模型搭建大气湍流信道,光波长 λ 设为 1 550 nm,传输距离 L_p 设为 300 m。通过调整大气折射率结构常数,控制 σ_1^2 在 0~0.8。传输码元个数设定为 500 000 个,APD 的光/电转换效率设为 1,数据传输速率设为 1.2 Gb/s,除大气湍流外不考虑其他噪声影响。

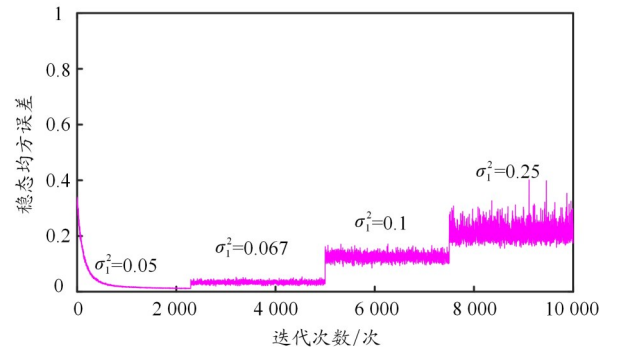
接收端的均衡算法分别采用 CMMA、DFE-CMMA 和 VS-DFE-CMMA。综合考虑计算复杂度与收敛性能,设定 CMMA 均衡器的阶数 $N_t = 9$,DFE-CMMA 中前馈及反馈滤波器的阶数 $N_f = 9, N_b = 7$,VS-DFE-CMMA 中前馈及反馈滤波器的阶数 $N_f = 5, N_b = 5$,3 种算法均使用中心抽头初始化。

3.1 算法收敛性能与湍流适应性

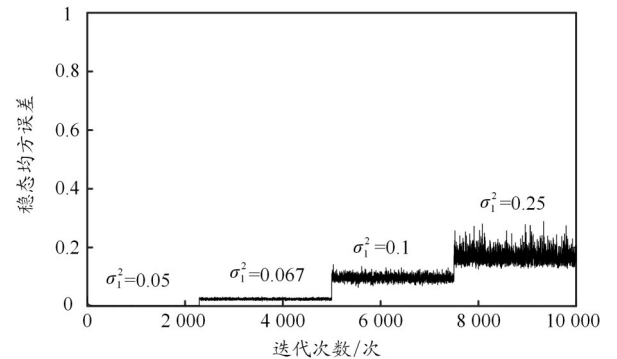
本文首先分析固定步长 DFE-CMMA 及 VS-DFE-CMMA 对不同强度湍流信道的适应性,收敛性能对比结果如图 3 所示。可以看出,当迭代步长设为较大值 ($\mu = 0.03$) 时,算法可在迭代 200 次后达到收敛,但在 σ_1^2 增大到 0.25 时出现发散;当迭代步长设为较小值 ($\mu = 0.005$) 时,算法虽然能在 $\sigma_1^2=0.25$ 时收敛,但在 $\sigma_1^2=$



(a) DFE-CMMA ($\mu=0.03$)



(b) DFE-CMMA ($\mu=0.005$)



(c) VS-DFE-CMMA 收敛曲线

图3 DFE-CMMA 和 VS-SFE-CMMA 收敛性能对比

0.05时的收敛速度明显变慢,需要迭代约1200次才能稳定;VS-DFE-CMMA在 $\sigma_1^2=0.05$ 时能够快速收敛(约80次迭代),在 $\sigma_1^2=0.25$ 时也能稳定收敛。同时,该算法在各湍流强度下的稳态均方误差均有所减小,表明其对不同强度湍流信道具有较强的适应性。

对比图3可知,采用大步长时,算法收敛速度快,但稳态均方误差大;采用小步长时,稳态均方误差减小,但收敛速度明显减慢。这表明固定步长算法难以兼顾收敛速度与稳态均方误差。而VS-DFE-CMMA能够在加快收敛速度的同时进一步减小稳态均方误差。

3.2 码元星座恢复性能

不同湍流强度 σ_1^2 下,3种算法均衡后的系统码元分布图如图4所示。可以看出,随着湍流强度增大,3种均衡算法对应信号的码元分布图都逐渐扩散,这表明各算法的收敛性能均受湍流增强而下降。在同一湍流强度下,VS-DFE-CMMA对应的系统码元分布收敛程度更高,表明所提算法具有更优的均衡效果。

3.3 BER性能分析

在 σ_1^2 为0.1~0.8时,对比未均衡系统及分别采用CMMA、DFE-CMMA与VS-DFE-CMMA均衡后的BER

性能,结果如图5所示。可以看出,3种算法均能降低系统BER,其中VS-DFE-CMMA的误码性能最优。在 $\sigma_1^2=0.2$ 时,VS-DFE-CMMA的BER相比未均衡系统、CMMA及DFE-CMMA分别下降约2.5、2.1和1个数量级,均衡效果显著。在 $\sigma_1^2=0.4$ 时,VS-DFE-CMMA的BER相比未均衡系统、CMMA及DFE-CMMA分别下降约0.8、0.6和0.2个数量级,均衡效果较好。即使在 $\sigma_1^2=0.6$ 时,该算法均衡后的BER较未均衡系统仍下降约

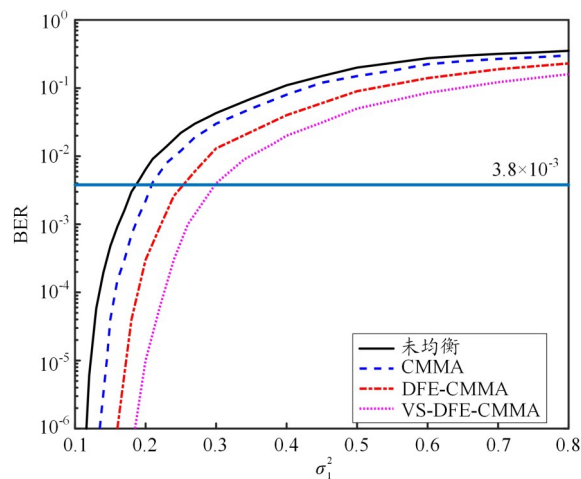


图5 3种算法的BER曲线

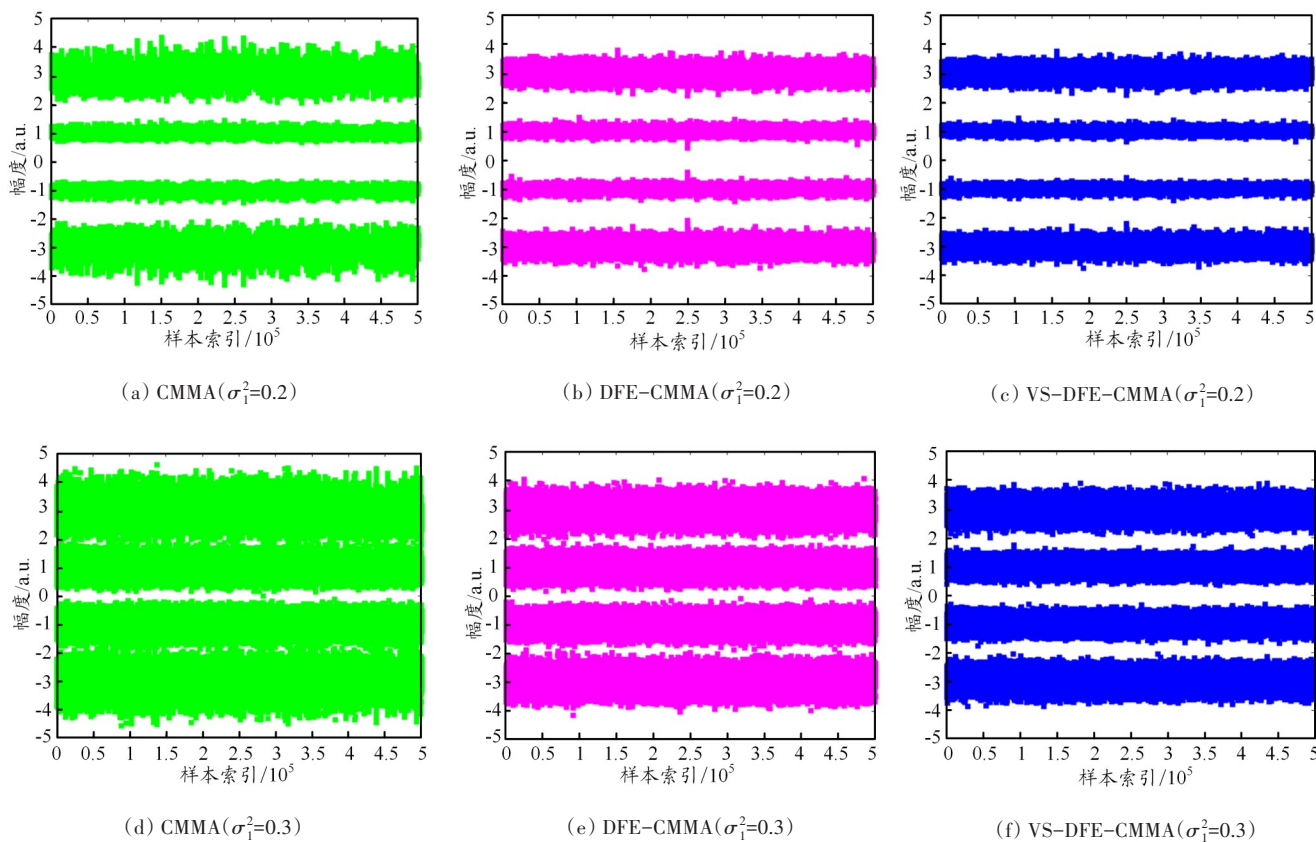


图4 3种算法码元分布图

舒陈燕,赵馨,丁笑颖,等:基于湍流信道状态信息的变步长DFE-CMMA盲均衡算法

0.5个数量级,误码性能明显优于CMMA。此外,当 $\sigma_1^2 < 0.3$ 时,系统经所提算法均衡后的BER均低于前向纠错硬判决阈值(3.8×10^{-3}),表明系统可在 $\sigma_1^2 < 0.3$ 时实现无差错传输。

3.4 收敛速度与计算复杂度

收敛速度是衡量均衡算法性能的重要指标。本文对比CMMA、DFE-CMMA及VS-DFE-CMMA这3种算法在不同湍流强度下的收敛速度,设置 σ_1^2 在0~0.8范围内变化时,仿真结果如图6所示。可以看出,CMMA与DFE-CMMA的收敛速度明显慢于VS-DFE-CMMA,这是因为前两者采用固定步长系数。而所提算法采用基于 σ_1^2 的可变步长策略,收敛速度随 σ_1^2 变化而自适应调整。当 σ_1^2 较小时,所提算法快速收敛,而当 σ_1^2 增加时,表明信道湍流强度加剧,此时算法的收敛速度减慢,以换取更高的收敛精度。这表明该算法能够有效跟踪信道变化,在收敛速度与收敛精度之间实现良好平衡。

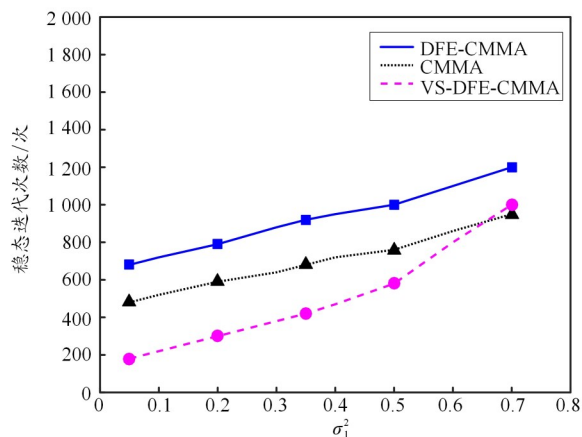


图6 3种算法收敛速度对比

在计算复杂度方面,本文算法虽导致迭代过程中的复数运算量略有增加,但可通过适当降低均衡器滤波器抽头数来抵消该增量。因此,算法仅需付出小幅的计算复杂度代价,即可在收敛速度、稳态精度及误码性能上获得全面提升。

4 结束语

针对PAM-4调制大气激光通信系统中CMMA难以有效补偿非线性ISI的问题,本文提出一种VS-DFE-CMMA。该算法将DFE与CMMA相结合,并利用实时测量的信道湍流强度自适应确定最佳迭代步长。通过蒙特卡洛仿真得到以下结论:所提算法在 σ_1^2

$= 0.05$ 和 $\sigma_1^2 = 0.25$ 时均能稳定收敛,最快可在80次迭代内实现收敛,而固定步长DFE-CMMA在大步长下发散、小步长下收敛缓慢;误码性能方面,所提算法显著优于对比算法,在 $\sigma_1^2 = 0.2$ 时,BER相比未均衡、CMMA及DFE-CMMA分别下降约2.5、2.1和1个数量级,当 $\sigma_1^2 < 0.3$ 时,BER低于前向纠错硬判决阈值(3.8×10^{-3}),可实现无误码传输;此外,所提算法采用基于 σ_1^2 的可变步长,收敛速度随 σ_1^2 增大而减慢(以换取更高的收敛精度),在收敛速度与精度间实现良好平衡,且仅以少量计算复杂度为代价。综上,VS-DFE-CMMA对不同强度湍流信道具有较强适应性,可有效降低系统BER。下一步工作考虑将该算法扩展至中强湍流(Gamma-Gamma分布)信道,并探索低复杂度的硬件实现方案。

参考文献:

- [1] 李征,廖志文,梁静远,等. 大气湍流模型与大气信道模型的研究与展望[J]. 光通信技术,2023,47(3):9-17.
- [2] Almogahed A, Amphawan A, Mohammed F, et al. Performance improvement of mode division multiplexing free space optical communication system through various atmospheric conditions with a decision feedback equalizer[J]. Cogent Engineering, 2022, 9(1):2034268.
- [3] 曹明华,孙沁雪,姚瑞芳,等. 指数Weibull信道下FTN无线光通信盲均衡优化算法[J]. 光学学报,2024,44(12):195-204.
- [4] 刘旭,洪燕青. 基于改进GRU模型的大气湍流补偿技术研究[J]. 海军航空大学学报,2025,40(1):179-188.
- [5] Deng Rui, Yu Jianjun, He Jing, et al. Experimental demonstration of a real-time PAM-4 Q-band RoF system based on CMMA equalization and interleaved RS code[J]. Optical Fiber Technology, 2018, 42:156-161.
- [6] Zhou Wen, Zhao Li, Zhang Jiao, et al. 135-GHz D-band 60-Gbps PAM-8 wireless transmission employing a joint DNN equalizer with BP and CMMA[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(14):3592-3601.
- [7] Reza A G, Rhee J K K. Blind nonlinearity mitigation of 10G DMLs using sparse Volterra equalizer in IM/DD PAM-4 transmission systems[J]. Optical Fiber Technology, 2020, 59:102322.
- [8] 柯熙政,张棋雯. FSO-WOFDM系统的实验研究[J]. 红外与激光工程,2018,47(10):247-253.
- [9] Bykboysky D. Free-space optical channel simulator for weak-turbulence conditions[J]. Applied Optics, 2015, 54(31):9055-9059.
- [10] Elamassie M, Sait S M, Uysal M. Finite-SNR diversity gain analysis of FSO systems over gamma-gamma fading channels with pointing errors[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(6):1940-1944.
- [11] Zhou Xiang, Yu Jianjun. Multi-level, multi-dimensional coding for high-speed and high-spectral-efficiency optical transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(16):3641-3653.
- [12] 赵太飞,刘龙飞,王晶,等. 无线紫外光散射通信中的改进CMA-FSE盲均衡算法[J]. 通信学报,2019,40(3):102-108.