

激光与光电子学进展

基于分数间隔均衡的变步长双模式盲均衡算法

杨祎, 杨方明*, 刘文皎, 贺锋涛, 张建磊, 刘妍

西安邮电大学电子工程学院, 陕西 西安 710121

摘要 大功率光源和高灵敏度探测器的带宽限制及海水信道多径效应引起的信号码间干扰严重影响了水下无线光通信(UWOC)系统的性能。针对该问题,提出了一种基于分数间隔均衡的反双曲正弦函数变步长双模式盲均衡算法。该算法将可变步长常数模分数间隔均衡算法和判决引导最小均方分数间隔均衡算法的输出结果根据混合参数进行凸组合,并通过迭代产生新的混合参数,以保证两种均衡算法的自适应切换,且切换的阈值不需要人为设定。该算法在保证快速收敛的情况下具有较小的均方误差,同时也不需要占用额外的带宽。仿真结果表明,双模式盲均衡算法在各种信噪比下均可快速收敛,且能有效降低稳态均方误差,抑制码间干扰,改善 UWOC 系统的误码性能。

关键词 光通信;反双曲正弦函数;盲均衡;凸组合;双模式;水下无线光通信

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1706003

Variable Step Size Dual-Mode Blind Equalization Algorithm Based on Fractional Spaced Equalizer

Yang Yi, Yang Fangming*, Liu Wenjiao, He Fengtao, Zhang Jianlei, Liu Yan

School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts & Telecommunications,
Xi'an 710121, Shaanxi, China

Abstract The bandwidth limitation of high-power light sources and high-sensitivity detectors, as well as the signal inter-symbol interference caused by the multipath effect of seawater channels, seriously affect the performance of underwater wireless optical communication (UWOC) systems. Aiming at this problem, an inverse hyperbolic sinusoidal function variable step size dual-mode blind equalization algorithm based on fractional spaced equalizer is proposed in this paper. The algorithm combines the variable step size constant-to-mode fractional spaced equalizer algorithm and the decision directed least mean square mode-fractional spaced equalizer algorithm through the mixed parameters for convex combination, and iteratively updates the mixed parameters to achieve the adaptive switching between the two equalization algorithms does not need to manually set the switching threshold, and has a small mean square error under the condition of ensuring rapid convergence, and at the same time, it does not need to occupy additional bandwidth. The simulation results show that the dual-mode blind equalization algorithm can quickly converge under various signal-to-noise ratios, reduce the steady-state mean square error, effectively suppress inter-symbol interference, and improve UWOC systems error performance.

Key words optical communications; inverse hyperbolic sine function; blind equalization; convex combination; dual mode; underwater wireless optical communication

1 引言

近年来,随着海洋调查、海上石油勘探和海底监测等水下活动的增加,人们对高速远距离水下无线通信的需求越来越强烈^[1]。水下无线光通信(UWOC)是一种理想的水下通信方式,具有传输速率高、承载信息能

力强、链路延迟小、保密性高、抗干扰能力强以及易于实现水下大容量数据传输的特点。

海水信道中存在的各种离子、叶绿素和悬浮颗粒等溶质对 UWOC 系统的性能会产生很大的影响。其中:光信号的能量衰减主要由微小颗粒吸收造成;散射是由于光子与水中悬浮颗粒或杂质碰撞发生随机

收稿日期: 2021-11-23; 修回日期: 2021-12-17; 录用日期: 2021-12-28

基金项目: 国家自然科学基金(61805199)、陕西省技术创新引导专项基金(2020TG-001)、陕西省微波光子与光通信创新团队(2021TD-09)、2020年西安邮电大学创新基金(CXJJLY202053)

通信作者: *936501428@qq.com

偏转,导致光的传输方向发生变化;多径效应是光子在传输过程中经历多次散射且每次传播的路径不同,接收端信号会出现脉冲时域展宽现象^[2]。当传输比特速率增大时,接收信号强度变弱且会造成严重的码间干扰(ISI),常用信道均衡算法解决码间干扰问题,如训练序列算法和盲均衡算法^[3]。典型的训练序列算法是最小均方(LMS)算法^[4],该算法具有计算简单、鲁棒性强、易于实现的特点,但会占用额外带宽,降低算法的性能。常用的盲均衡算法是常数模算法(CMA)^[5],该算法计算量少且易于实现,但在稳态阶段仍然存在很大的均方误差(MSE),误码率(BER)较高。为了解决该问题,人们结合CMA与判决引导最小均方误差(DD-LMS)算法提出了一种双模式算法^[6-8],在开始收敛时依靠CMA的冷启动和快速收敛特性进行均衡处理,再转化为DD-LMS算法进行处理。其切换时机^[9-11]主要通过人为设置MSE的阈值进行调节,但该阈值会受到各种因素的影响,如通信信道状况、信噪比(SNR)的大小以及系统器件自身的非线性等因素,导致最佳切换时机的寻找难度较大。为了解决人为设置阈值在两种模式间切换时带来的性能下降问题,人们提出了凸组合最小均方(CLMS)算法^[12],该算法通过并联具有不同迭代步长的最小均

方滤波器改善算法的性能,但其组成部分均为训练序列算法,会占用额外带宽,导致算法的收敛速度慢且均方误差较大。

综上所述,为了保证算法同时具有较小的均方误差和较快的收敛速度,本文提出了一种变步长的自适应双模式盲均衡算法。该算法先对信号接收端进行分数间隔均衡(FSE)采样(采样速率大于波特间隔,采样后信号的信噪比会有所提升,信息量变大,有助于补偿接收信号中产生的信道畸变),避免因频谱间隔变大欠采样造成的频谱混叠,且能及时跟踪信道的变化情况。然后,将基于FSE的反双曲正弦函数变步长常数模算法(VSCMA)和DD-LMS算法的输出结果进行凸组合,以加快收敛速度,使系统的性能更好。实验结果表明,在接收端用该均衡技术可抑制和抵消信道和器件对光信号的影响,减少信号间的码间干扰,实现长距离水下通信,且系统的误码率较低。

2 海水信道中的光信号传输模型

海水中含有各种各样且分布广泛的水分子和杂质微小颗粒,光子在海水中传输时碰到这些微小颗粒产生相互作用发生散射和吸收,导致接收端信号发生衰减和时域展宽,如图1所示。

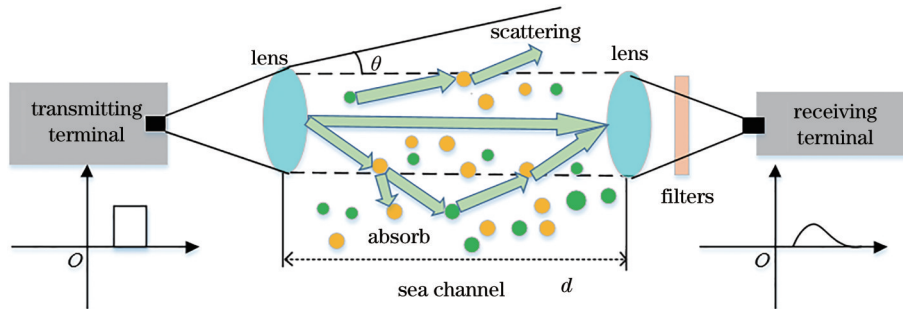


图1 UWOC信道的衰减模型
Fig. 1 Attenuation model of the UWOC channel

光在较长距离海水中传输时信号的信噪比较低,UWOC信道的衰减模型^[2]可表示为

$$P_r = P_t \times \exp(-c \times d) \left(\frac{a_r}{a_t + d \times \tan \theta} \right)^2, \quad (1)$$

式中, d 为水下无线光传输的距离, a_t 为发射机的发射半径, a_r 为探测器接收面的半径, θ 为光束发散半角, P_t 为发射信号光功率, P_r 为接收信号的光功率, c 为衰减系数。

3 盲均衡算法

3.1 传统的常数模算法

数字调制通信具有恒模特性,CMA是Busgang类盲均衡算法中最常用的一种,不需要已知训练序列,不会受限于有限的信号失真与形变^[13],可以采用隐式高阶统计特性构造代价函数调整均衡器的权向量,进

而搜索代价函数的极值点。传统CMA的均衡器结构如图2所示。其中, $a(n)$ 为发射信号, $c(n)$ 为信道长度为 M 的脉冲响应, $g(n)$ 为高斯白噪声, $y(n)$ 为均衡器接收到的信号, $w(n)$ 为均衡器的权重, L 为均衡器的阶长, $z(n)$ 为均衡器的输出信号,Dec(\cdot)为判决函数,

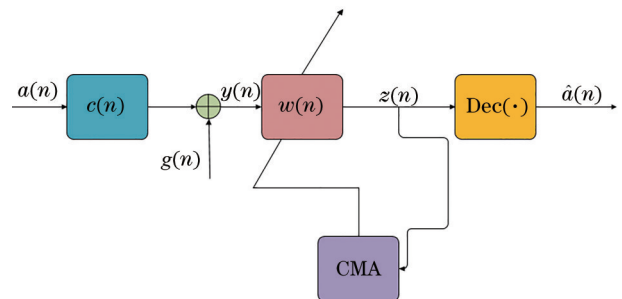


图2 CMA的结构
Fig. 2 Structure of the CMA

$\hat{a}(n)$ 为判决输出信号。

均衡器接收到的信号 $y(n)$ 和输出信号 $z(n)$ 可表示为

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i(n)a(n-i) + n(n), \quad (2)$$

$$z(n) = \sum_{i=-L}^L w_i(n)y(n-i), \quad (3)$$

发送序列 $a(n)$ 的模可表示为

$$R_2 = \frac{E[|a(n)|^4]}{E[|a(n)|^2]}, \quad (4)$$

式中, $E(\cdot)$ 为求期望的函数。CMA 的剩余误差可表示为

$$e(n) = |z(n)|^2 - R_2, \quad (5)$$

其代价函数可表示为

$$J_{\text{CMA}}(n) = \frac{1}{2} E[e^2(n)]. \quad (6)$$

3.2 基于反双曲正弦函数的常数模算法

CMA 均衡器权重系数的迭代公式可表示为

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu_{\text{CMA}}e(n)u(n), \quad (7)$$

式中: $w(n+1)$ 和 $w(n)$ 分别为下一时刻和当前时刻的权重系数; $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 为梯度下降法中的步长因子, 取反双曲正弦函数为迭代步长, 可控制算法的收敛速度和稳定性; $e(n)$ 为期望信号 $d(n)$ 与均衡器输出信号 $y(n)$ 之间的误差信号, $u(n)$ 为均衡器接收的信号。

传统 CMA 难以同时保证收敛速度和稳态误差。近年来, CMA 的改进主要集中在步长的调整上^[14]: 通过选择合适的步长迭代公式, 在算法初始阶段用大步长加快收敛速度; 当算法趋于稳态时, 需要减小步长因子, 以减小算法的稳态均方误差。考虑到无线信道的复杂特性, 通过引入反双曲正弦函数改进具有固定步长的 CMA。步长 $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 随误差信号 $e(n)$ 变化的函数可表示为

$$\mu_{\text{CMA}}(n) = B \times \text{arcsinh}[A|e(n)|^C], \quad (8)$$

式中, A 为控制曲线整体形状的参数, B 为控制步长因子取值范围的参数, C 为控制步长因子趋于零时稳态均方误差范围的参数。

A 、 B 、 C 三个控制参数可以使步长因子与误差信号之间的非线性函数关系更加可控。当参数 A 变化时, $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 和 $e(n)$ 的关系如图 3(a) 所示。可以发现, 参数 A 对 $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 和 $e(n)$ 关系的影响主要体现在曲线弯曲程度上, 即 A 主要用于控制步长灵敏度: 当 A 较小时, 步长也较小, 步长变化的灵敏度较低, 这会导致算法的收敛速度变慢; 当 A 较大时, 步长变化的灵敏度较高, 也可能导致通信系统稳态失调, 因此根据仿真环境选择 $A = 10$ 。当参数 B 变化时, $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 和 $e(n)$ 的关系如图 3(b) 所示。可以发现: B 越小, 步长因子 $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 的取值范围越小, 收敛速度越慢; B 越大, 步长因子 $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 的取值范围越大, 收敛速度越快, 因此根据仿真环境选择 $B = 0.033$ 。当参数 C 变化时,

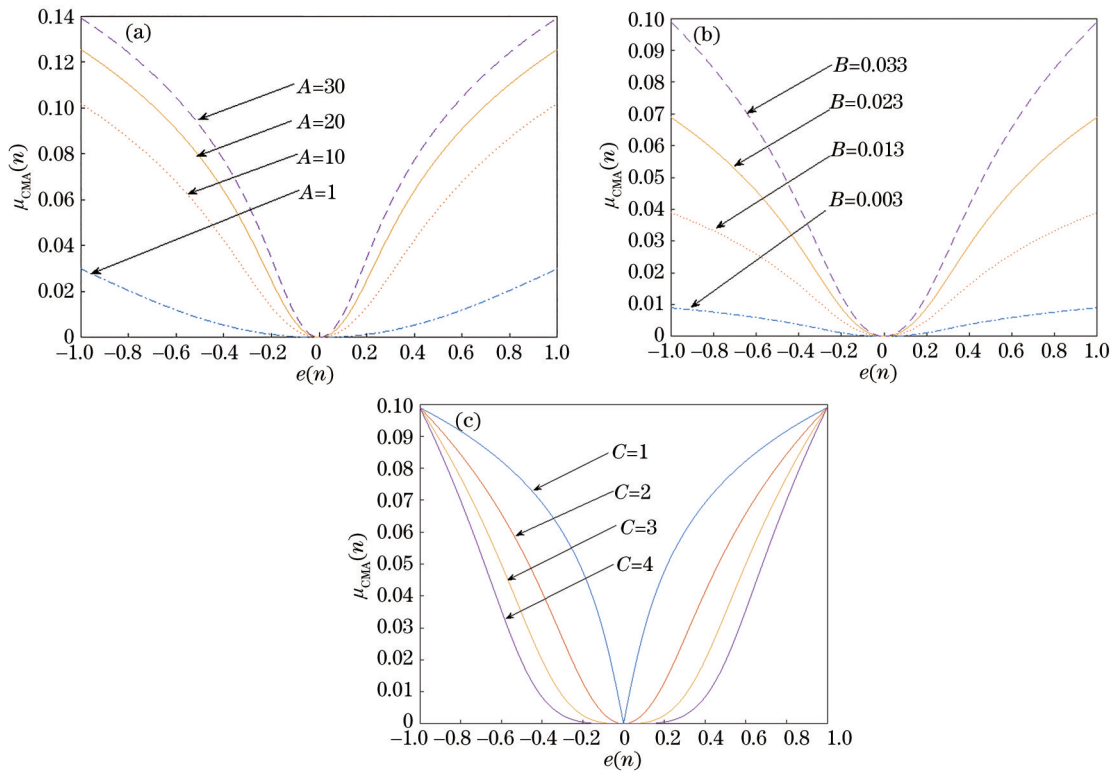


图 3 控制参数对 $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 和 $e(n)$ 关系的影响。(a) 参数 A ; (b) 参数 B ; (c) 参数 C

Fig. 3 Effect of control parameters on the relationship between $\mu_{\text{CMA}}(n)$ and $e(n)$. (a) Parameter A ; (b) parameter B ; (c) parameter C

$\mu_{\text{CMA}}(n)$ 和 $e(n)$ 的关系如图3(c)所示。可以发现:当 $C=1$ 时,曲线底部很尖,这表明通信系统趋于收敛时阶跃变化的灵敏度极高,可能导致稳态不平衡;当 C 继续增大时,曲线底部是光滑的;当 C 较大时,存在步长因子极小且误差仍然较大的情况,从而降低了算法的收敛速度。 C 为能量误差,其值不能过大,否则会导致计算量急剧增加,因此根据仿真环境选择 $C=2$ 。

收敛过程中误差 $e(n)$ 会一直变化,迭代步长 $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 也会随之不断改变:在收敛初期,误差 $e(n)$ 会相对较大,为了使迭代步长可以用最短时间保证收敛趋于平稳状态,迭代步长会逐渐变化到最大的迭代步长 μ_{max} ;在收敛中期时,误差 $e(n)$ 逐渐变小,当收敛处于稳态邻域时, $\mu_{\text{CMA}}(n)$ 也随之渐近为一个相应的值,从而使算法的稳态误差在较小范围内。

4 改进的 VSCMA+DD-LMS 盲均衡算法

4.1 基于 T/4 分数间隔采样常数模算法的原理

基于 T/4 分数间隔采样^[15-18]的多信道模型如图4所示。CMA是对接收信号 $y(n)$ 以 T/4 分数间隔进行采样,将一个单信道转换为单输入多输出(SIMO)的信道。

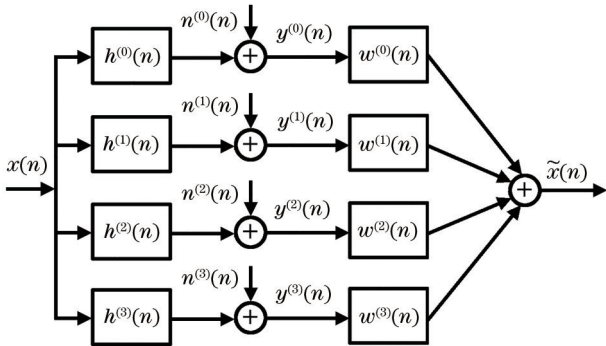


图4 T/4间隔FSE的多信道模型

Fig. 4 Multi-channel model of T/4 spaced FSE

在多信道模型中,第 $i(i=0,1,2,3)$ 个子信道的输出可表示为

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(n) \\ y^{(1)}(n) \\ y^{(2)}(n) \\ y^{(3)}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h^{(0)}(n) \\ h^{(1)}(n) \\ h^{(2)}(n) \\ h^{(3)}(n) \end{bmatrix} x(n) + \begin{bmatrix} n^{(0)}(n) \\ n^{(1)}(n) \\ n^{(2)}(n) \\ n^{(3)}(n) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

其中,

$$\mathbf{y}(n) = [y^{(0)}(n), y^{(1)}(n), y^{(2)}(n), y^{(3)}(n)]^T, \quad (10)$$

$$\mathbf{h}(n) = [h^{(0)}(n), h^{(1)}(n), h^{(2)}(n), h^{(3)}(n)]^T, \quad (11)$$

$$\mathbf{n}(n) = [n^{(0)}(n), n^{(1)}(n), n^{(2)}(n), n^{(3)}(n)]^T, \quad (12)$$

即

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{h}(n) \mathbf{x}(n) + \mathbf{n}(n). \quad (13)$$

T/4 分数间隔均衡后的输出就是 SIMO 模型的输

出信号,可表示为

$$\tilde{x}(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{y}(n). \quad (14)$$

当观测信号 $\mathbf{y}(n)$ 的样本长度为 N 时,发射信号序列 $\mathbf{x}(n)$ 的维度为 $(N+L-1) \times 1$,噪声 $\mathbf{n}^{(i)}(n)$ 的维度为 $N \times 1$, $\mathbf{y}^{(i)}(n)$ 为 N 个相邻接收信号序列向量。均衡器的权值向量 $\mathbf{w}(n)$ 可表示为

$$\mathbf{w}(n) = [\omega^{(0)}(n), \omega^{(1)}(n), \omega^{(2)}(n), \omega^{(3)}(n)]^T, \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{y}(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} \omega^{(0)}(k) y^{(0)}(n-k) + \\ &\sum_{k=0}^{N-1} \omega^{(1)}(k) y^{(1)}(n-k) + \sum_{k=0}^{N-1} \omega^{(2)}(k) y^{(2)}(n-k) + \\ &\sum_{k=0}^{N-1} \omega^{(3)}(k) y^{(3)}(n-k) = \sum_{i=0}^3 \sum_{k=0}^{N-1} \omega^{(i)}(k) y^{(i)}(n-k), \end{aligned} \quad (16)$$

将式(13)代入式(14),得到

$$\begin{aligned} \tilde{x}(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{y}(n) &= \mathbf{w}^T(n) [\mathbf{h}(n) \mathbf{x}(n) + \mathbf{n}(n)] = \\ &\mathbf{w}^T(n) \mathbf{h}(n) \mathbf{x}(n) + \mathbf{w}^T(n) \mathbf{n}(n) = \\ &\mathbf{u}(n) \mathbf{x}(n) + p(n), \end{aligned} \quad (17)$$

式中, $\mathbf{u}(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{h}(n)$ 为信道均衡系统复合脉冲响应, $p(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{n}(n)$ 为系统输出的噪声。当 $\mathbf{u}(n) = \{0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0\}$ 时,信道均衡系统达到最优效果。因此,基于 T/4 分数间隔采样的 CMA 权值迭代公式可表示为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu_{\text{CMA}} \tilde{x}(n) [|\tilde{x}(n)|^2 - R_2] \mathbf{y}(n). \quad (18)$$

从式(18)可以发现,T/4 分数间隔均衡的采样频率是原始 CMA 的 4 倍,增加了信号的信息量,提升了算法的收敛速度,减小了稳态均方误差,也解决了由欠采样产生的频谱混叠问题。

4.2 基于分数间隔的可变步长双模式盲均衡算法

基于分数间隔的自适应切换双模式盲均衡算法结构如图5所示,将可变步长常数模分数间隔均衡(VSCMA-FSE)算法和判决引导最小均方分数间隔均衡(DD-LMS-FSE)算法的输出通过具有变步长的混合参数进行凸组合,即将两个算法各自的输出在联合滤波层进行非负线性组合。利用迭代产生新的混合参数,以保证两种均衡算法的自适应切换,且切换的阈值

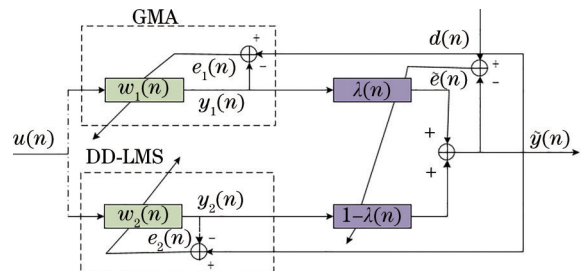


图5 自适应切换双模式盲均衡算法的结构

Fig. 5 Structure of the adaptive switching dual-mode blind equalization algorithm

不需要人为设定,使算法在保证快速收敛的情况下具有较小均方误差,能在低信噪比时有较好的均衡效果,也不需要占用额外的带宽。整个方案通过更新子均衡器的权重实现模式之间的自动切换,可以从一种均衡模式平滑过渡到另一种,无需设置 MSE 阈值转换。

本算法中, $w_1(n)$ 为 CMA 滤波器的加权值, $w_2(n)$ 为 DD-LMS 滤波器的加权值, $y_1(n)$ 为 CMA 滤波器的输出值, $y_2(n)$ 为 LMS 滤波器的输出值, $d(n)$ 为输出期望值, $e_1(n)$ 和 $e_2(n)$ 分别为两个滤波器的输出结果与期望之间的误差, $\lambda(n)$ 为凸组合参数, $\tilde{y}(n)$ 和 $\tilde{e}(n)$ 分别为等效输出和等效误差。本算法的加权值可表示为

$$\tilde{w}(n) = \lambda(n)w_1(n) + [1 - \lambda(n)]w_2(n), \quad (19)$$

式中,凸组合参数 $\lambda(n) \in [0, 1]$, 通过引入参数 $\alpha(n)$ 作为激活函数提高算法的稳定性, $\lambda(n)$ 利用梯度下降法更新,两者的关系可表示为

$$\lambda(n) = \varphi[\alpha(n)] = \frac{\text{sgm}[\alpha(n)] - \text{sgm}[-\alpha^+]}{\text{sgm}[\alpha^+] - \text{sgm}[-\alpha^+]}, \quad (20)$$

式中, α^+ 为 $\alpha(n)$ 允许取到的最大正值。当 $\alpha(n) = \alpha^+$ 时, $\lambda(n)$ 为 1; 当 $\alpha(n) = -\alpha^+$ 时, $\lambda(n)$ 为 0。通常取 $\alpha^+ = 4$, 则 $\lambda(n)$ 对应的取值范围为 $[0.018, 0.982]$ 。

$\text{sgm}(x) = \frac{1}{1 + \exp(-x)}$ 为 S 形函数。 $\alpha(n)$ 可表示为

$$\alpha(n) = \alpha(n-1) + \rho_a \{c(n)[y_1(n) - y_2(n)]\} \times \lambda(n)[1 - \lambda(n)], \quad (21)$$

式中, $c(n) = \tanh[|y_1(n)| - R]$, 步长参数 ρ_a 的取值可以为常数。为增强步长参数的鲁棒性, 将其进行归一化迭代处理, 将 $p(n)$ 作为 $y_1(n) - y_2(n)$ 的功率估计值, 则其更新规则可表示为

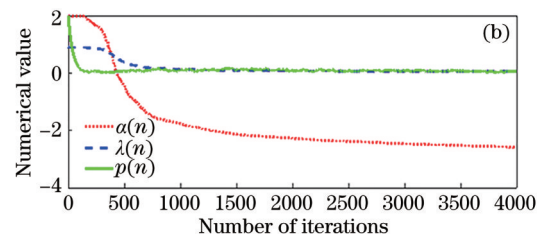
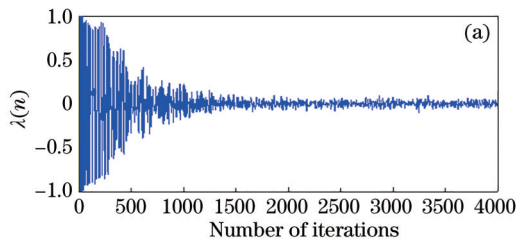


图 6 参数的迭代次数。(a)混合参数;(b)关键参数

Fig. 6 Number of iterations of parameters. (a) Mixed parameter; (b) key parameters

保持其他条件不变,用 4 种算法在信噪比为 9 dB 和 18 dB 时进行均衡性能仿真,结果如图 7 所示。可以发现,相比其他 3 种算法,本算法不仅收敛速度快,稳态均方误差也最小。

将本算法、传统 CMA+DD-LMS 算法和无均衡的算法进行了对比分析,将周期为 $2^{15} - 1$ 的伪随机序列作为初始数据,仿真得到不同信噪比下的误码率如图 8 所示。

$$p(n) = \eta p(n-1) + (1 - \eta) |y_1(n) - y_2(n)|^2, \quad (22)$$

式中, η 取小于且接近 1 的正数作为遗忘因子,以保证 $p(n)$ 收敛优先于 CMA 和 DD-LMS 算法。 $\tilde{y}(n)$ 和 $\tilde{e}(n)$ 可表示为

$$\tilde{y}(n) = \lambda(n)y_1(n) + [1 - \lambda(n)]y_2(n), \quad (23)$$

$$\tilde{e}(n) = \lambda(n)e_1(n) + [1 - \lambda(n)]e_2(n) =$$

$$\lambda(n)[d - w_1(n)u(n)^T] + [1 - \lambda(n)] \times$$

$$[d - w_2(n)u(n)^T] = d - \tilde{w}(n)u(n)^T. \quad (24)$$

5 仿真与分析

在仿真系统中采用远洋信道测试该算法的性能。相关的信道参数:远洋信道的衰减系数为 0.056 m^{-1} ,信道脉冲响应 $h = [0.2258, 0.5161, 0.6452, -0.5161]$,波长为 532 nm,发射机的发射半径为 15 mm,探测器接收面的半径为 75 mm,发射功率为 80 mW,光束发散半角为 0.5 mrad。输入信号为等概率二进制序列,采用开关键控调制(OOK)方式,加性噪声是均值为 0 的高斯白噪声,均衡器阶数为 21,采用中心抽头初始化,参数 $\mu_1 = 0.001$ 、 $\mu_2 = 0.001$ 、 $\rho_a = 0.025$,遗忘因子 $\eta = 0.9$,步长调节因子 $A = 10$ 、 $B = 0.033$ 、 $C = 2$ 。

本算法中混合参数和关键参数取值变化的曲线如图 6 所示。可以发现,大约在 1400 次迭代后, $\lambda(n)$ 的取值趋于稳定,因此,可认为第 1400 次迭代是两个滤波器切换的最佳时机。初始阶段 $\alpha(n)$ 取值较大,当 $\lambda(n)$ 接近于 1 时,系统进行粗略均衡,其输出与 CMA 均衡器匹配。当眼图的“眼睛”逐渐睁开时,DD-LMS 均衡器的输出权重逐渐增大, $\lambda(n)$ 逐渐减小直到趋近于 0 时,算法自适应切换到 DD-LMS 模式,继续降低剩余误差。

当误码率为 10^{-3} 时,传统的 CMA+DD-LMS 算法信噪比为 12 dB,本算法的信噪比为 10 dB,获得了 2 dB 的信噪比增益,远优于未均衡时算法的性能,误码性能有了较大的提升。均衡前后的眼图如图 9 所示。从图 9(a)可以发现,未均衡时有明显的码间干扰,眼图的“眼睛”张开很小,且眼图迹迹模糊不清;从图 9(b)可以发现,经本算法均衡后眼图的“眼睛”张开了且很端正,码间干扰有了明显改善。

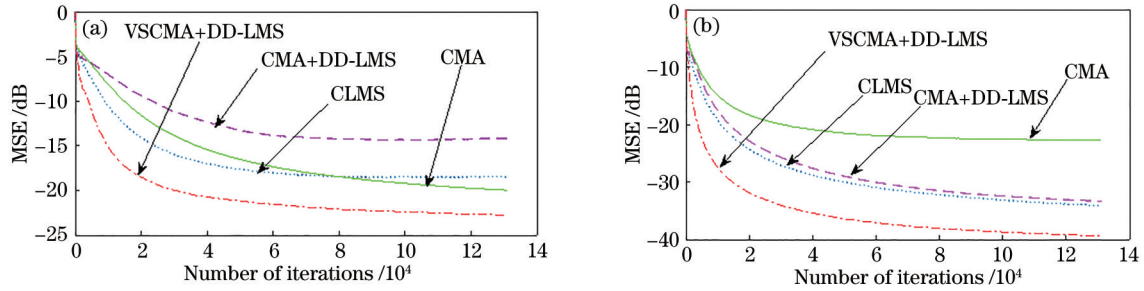


图 7 不同 SNR 下的 MSE。(a) SNR 为 9 dB; (b) SNR 为 18 dB
Fig. 7 MSE at different SNR. (a) SNR is 9 dB; (b) SNR is 18 dB

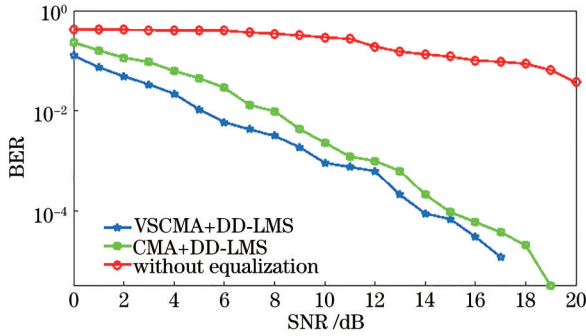


图 8 不同算法的 BER
Fig. 8 BER of different algorithms

入反双曲正弦函数和三个调整因子控制步长,并通过调整仿真因子设置合适的参数,从而对 CMA 进行改进。然后,利用 2 种算法各自的输出在联合滤波层进行非负线性组合。最后,对接收信号以 $T/4$ 分数间隔进行采样。整个方案通过更新子均衡器的权重实现模式之间的自动切换,无需事先设置转换阈值,就能通过调节混合参数 $\lambda(n)$ 尽可能地减少整个系统的代价函数。实验结果表明,本算法可有效补偿信道特性畸变,在高信噪比和低信噪比下均具有良好的均衡性和抗噪声性能。

参 考 文 献

- [1] 张奕, 杨祎, 阴亚芳, 等. 基于级联交织码的水下 LED 光通信误码性能分析[J]. 激光技术, 2021, 45(5): 662-669.
Zhang Y, Yang Y, Yin Y F, et al. Analysis of error code performance of underwater LED optical communication based on cascaded interleaving code[J]. Laser Technology, 2021, 45(5): 662-669.
- [2] 刘文皎. 水下 LED 无线光通信系统非理想传输特性研究[D]. 西安: 西安邮电大学, 2020.
Liu W J. Research on non-ideal transmission characteristics of underwater LED wireless optical communication system[D]. Xi'an: Xi'an University of Posts and Telecommunications, 2020.
- [3] Zeng Z Q, Fu S, Zhang H H, et al. A survey of underwater optical wireless communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(1): 204-238.
- [4] 宋小庆, 魏有财, 赵梓旭, 等. 高速可见光通信硬件预均衡技术研究进展[J]. 激光与光电子学进展, 2017, 54(8): 080003.
Song X Q, Wei Y C, Zhao Z X, et al. Research progress on hardware pre-equalization technology for high-speed visible light communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2017, 54(8): 080003.
- [5] 高鹰, 谢胜利. 一种变步长 LMS 自适应滤波算法及分析[J]. 电子学报, 2001, 29(8): 1094-1097.
Gao Y, Xie S L. A variable step size LMS adaptive filtering algorithm and its analysis[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(8): 1094-1097.
- [6] Yuan J T, Chao J H, Lin T C. Effect of channel noise on blind equalization and carrier phase recovery of CMA and

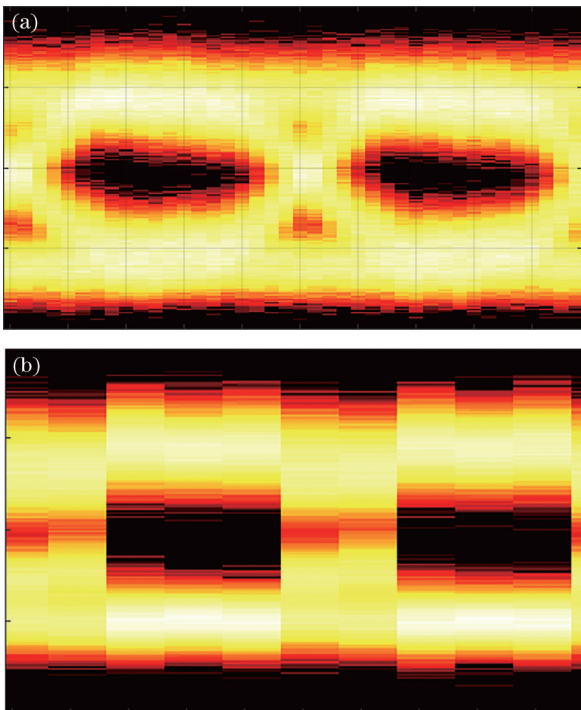


图 9 均衡前后眼图。(a)均衡前;(b)均衡后
Fig. 9 Eye diagram before and after equalization. (a) Before equilibrium; (b) after equilibrium

6 结 论

为了解决水下无线光通信的码间干扰问题,采用了两个具有相同输入信号的并行 VSCMA-FSE 算法和 DD-LMS-FSE 算法提高系统的均衡能力。首先,引

- MMA[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(11): 3274-3285.
- [7] 曾乐雅, 许华, 王天睿. 自适应切换双模盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(11): 2780-2786.
Zeng L Y, Xu H, Wang T R. Dual mode blind equalization algorithm based on adaptive switching[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(11): 2780-2786.
- [8] Liu S M, Shen G S, Zhang W H, et al. A 60-GHz RoF system with blind VSS-DD-LMS equalizer for optical-wireless transmission[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(21): 2383-2386.
- [9] Zhou Z L, Zhan Y J, Ruan X K, et al. A double-DD blind equalizer for PolMux QAM optical coherent systems[J]. Optics Communications, 2017, 382: 342-347.
- [10] 温强, 李积英, 杨永红, 等. 基于灰色预测的 LTE-R 越区切换算法[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(19): 190601.
Wen Q, Li J Y, Yang Y H, et al. LTE-R handover algorithm based on grey prediction[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(19): 190601.
- [11] 王蒙, 赵建平, 杨恒耀. 一种变步长凸组合自适应滤波算法及其性能分析[J]. 通信技术, 2016, 49(10): 1301-1305.
Wang M, Zhao J P, Yang H Y. Variable step-size convex-combination adaptive algorithm and its performance analysis[J]. Communications Technology, 2016, 49(10): 1301-1305.
- [12] Azhar M, Dawood H, Dawood H, et al. Detail-preserving switching algorithm for the removal of random-valued impulse noise[J]. Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, 2019, 10(10): 3925-3945.
- [13] Anand A, Kar A, Bakshi S, et al. Convex combinations of adaptive filters for feedback cancellation in hearing aids[J]. Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, 2017: 1-11.
- [14] Liu W J, Yang Y, Meng L L, et al. Limited length coding and improved energy detection for underwater photoelectric signal recovery[J]. Optical Engineering, 2019, 58(5): 053104.
- [15] 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.
Zhao T F, Liu L F, Wang J, et al. Improved CMA-FSE blind equalization algorithm for wireless ultraviolet communication[J]. Journal on Communications, 2019, 40(3): 102-108.
- [16] 崔鹏鹏, 韩迎鸽, 李保坤, 等. 基于余弦代价函数 $T/4$ 分数间隔盲均衡算法: Simulink 仿真[J]. 计算机工程与应用, 2018, 54(18): 110-114, 120.
Cui P P, Han Y G, Li B K, et al. Simulation of cosine cost function based $T/4$ fractionally spaced blind equalization algorithm based on Simulink[J]. Computer Engineering and Applications, 2018, 54(18): 110-114, 120.
- [17] 张晓琴, 张立毅. 基于 $T/4$ 分数间隔采样双模式盲均衡算法的研究[J]. 电路与系统学报, 2012, 17(1): 81-85.
Zhang X Q, Zhang L Y. Study of dual mode blind equalization algorithm based on $T/4$ fractionally spaced sampling[J]. Journal of Circuits and Systems, 2012, 17(1): 81-85.
- [18] 赵云冬. 基于分数间隔均衡的水声通信信道优化技术[J]. 舰船电子工程, 2018, 38(1): 56-60.
Zhao Y D. Channel optimization technology based on fractionally spaced equalization of underwater acoustic communication[J]. Ship Electronic Engineering, 2018, 38(1): 56-60.