

基于组合代价函数的 双模式盲均衡新算法

肖 璞, 崔艳秋

(大连民族大学信息与通信工程学院, 辽宁大连 116600)

摘 要: 以常数模和判决引导准则设计的双模式盲均衡算法可显著提高均衡性能, 目前已有双模式盲均衡算法均需设置切换参数且切换参数选择和设定缺乏理论依据. 为解决双模式盲均衡算法中切换参数难以确定的问题, 提出一种组合代价函数的双模式盲均衡新算法. 利用常数模和判决引导准则通过加权设计代价函数, 在盲均衡器更新过程中自适应调节权值实现算法由常数模算法向判决引导算法的切换, 避免了在双模式算法中设计切换参数, 提高了算法的泛化性能. 为克服常数模算法相位盲的缺点, 在虚实分开改进的常数模算法基础上优化组合代价函数以及盲均衡器更新算法的设计, 进一步提高了算法收敛性能. 仿真结果证明, 组合代价函数双模式盲均衡新算法可充分发挥常数模算法和判决引导算法的优点, 具有更快的收敛速度和更小的稳态剩余误差.

关键词: 盲均衡; 常数模算法; 判决引导算法; 双模式算法

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2018)06-1482-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.06.030

A New Dual Mode Blind Equalization Algorithm Based on Combination Cost Function

XIAO Ying, CUI Yan-qiu

(College of Information and Communication Engineering, Dalian Nationality University, Dalian, Liaoning 116600, China)

Abstract: Although the dual mode blind equalization algorithm based on constant modulus and decision directed (DD) criterion can significantly improve the performance of equalization, the dual mode blind equalization algorithms at present need to set up the switching parameters which lack of theoretical basis. To solve the problem that the switching parameters are difficult to be determined in the dual mode blind equalization algorithm, a new dual mode blind equalization algorithm with combination cost function is proposed. The combination cost function is obtained by using the weighted constant modulus and DD cost function, and the weight is adaptively adjusted during the blind equalizer update process to switch from constant modulus algorithm (CMA) to DD algorithm, which avoids the design of the switching parameters in the dual mode algorithm, and the generalization performance can be improved. To overcome the shortcoming of phase blindness of CMA, the proposed algorithm is optimized based on modified CMA (MCMA), which can further improve the convergence performance. The simulation results show that the proposed dual mode blind equalization algorithm can take full advantages of CMA and DD algorithm, which has faster convergence rate and lower steady state error.

Key words: blind equalization; CMA; DD algorithm; dual mode algorithm

1 引言

盲自适应均衡技术由于具有不需要训练序列即可实现对通信信道补偿和跟踪的性能, 在无法获得训练

序列或训练序列不可用的通信场合中表现出独特优势^[1,2], 典型的如军事信息侦察与拦截和多点广播通信, 以及仍然依赖于单载波自适应均衡技术的水声通信等领域. 近年来, 盲自适应均衡技术在理论和算法上

收稿日期: 2016-12-05; 修回日期: 2017-06-07; 责任编辑: 梅志强

基金项目: 国家自然科学基金项目 (No. 61201418); 辽宁省高等学校优秀人才支持计划项目 (No. LJQ2013126); 中央高校基本科研业务费专项资金资助 (No. DC201502060302); 辽宁省自然科学基金 (No. 20170540198)

取得了大量研究成果,在各类盲均衡算法中,常数模算法(Constant Modulus Algorithm,简称 CMA)由于性能稳健、实现简单,得到了广泛应用^[3].但是 CMA 收敛速度慢、收敛后稳态误差大的缺点严重影响接收信号的恢复质量^[4-6].在 CMA 盲均衡的基础上,一系列改进算法得到了研究,其中双模式盲均衡算法就是其中一类典型改进算法^[7].与 CMA 相比,判决引导(Decision Directed,简称 DD)算法收敛速度快,收敛后具有较小的稳态剩余误差,但是,在接收信号眼图未张开的情况下,DD 算法缺乏稳健性,常导致发散或者误收敛^[8].双模式盲均衡通过在 CMA 和 DD 算法两种模式间适时切换,实现结合两种算法优点的目的,其基本思想是首先利用 CMA 算法的稳健性使接收信号眼图张开,而后切换至 DD 算法获得更快的收敛速度和更小的稳态剩余误差,从而提高均衡性能^[9].在目前已报道的双模式盲均衡算法中,模式切换均需设置切换参数,而切换参数的设置和选择缺乏理论依据,这直接导致很多双模式盲均衡算法规范化性能不佳.较为成功和通用的双模式盲均衡算法有基于判决圆判决的双模式盲均衡算法^[10]和基于输出误差符号判决的双模式盲均衡算法^[11].其中基于判决圆判决的双模式盲均衡算法利用发射信号星座图和接收信号信噪比构建判决圆,可实现两种模式在算法迭代过程中适时切换,且具有很好的冷启动能力,但是该方法需要事先确知发射信号的调制类型,并准确估计接收信号的信噪比.基于输出误差符号判决的双模式盲均衡算法根据均衡器输出信号在 CMA 和 DD 准则下的误差符号一致性作为判据,当两种准则下的输出误差符号一致,则认为接收信号可靠性较大,采用 DD 算法对盲均衡器进行更新,而当输出误差符号不一致时,则采用具有稳健收敛性能的 CMA 对盲均衡器进行更新.虽然基于输出误差符号判决的双模式盲均衡算法无需设置切换参数,但是,受传输信道噪声以及信道特性的影响,依赖输出误差符号判定输出信号可靠性缺乏理论依据,在实际应用中常常使算法无法稳健收敛,甚至存在误收敛的可能性.文献^[12]从凸组合滤波算法出发,设计了一种并联滤波的双模式盲均衡算法,并联合均衡器输出进行加权融合,权值依据归一化均方误差函数进行调整,获得了较好的均衡性能,但是归一化均方误差函数的引入增加了额外的计算复杂度,并且算法的冷启动需要利用归一化均方误差信息熵增量作为判据,该判据同样缺乏理论依据.为设计一种通用的双模式盲均衡算法,文中提出了一种组合代价函数双模式盲均衡新算法,算法中无需设定切换参数,为克服 CMA 算法相位盲的缺陷,在虚实分开改进的 CMA 算法^[13]基础上优化组合代价函数和盲均衡器更新算法的设计,进一步提高了算法的收敛性能.最后,利用计算机

仿真证明了文中提出算法的有效性.

2 CMA 和 DD 盲均衡

盲均衡的基本原理如图 1 所示.其中 $\mathbf{x}(n)$ 为输入信号矢量, $\mathbf{h}(n)$ 表示特性未知的信道冲激响应, $\mathbf{n}(n)$ 表示均值为零的高斯白噪声, $\mathbf{y}(n)$ 为接收到的观测信号矢量, $\mathbf{w}(n)$ 表示均衡器的权系数矢量, $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 为均衡输出信号.盲均衡的实质就是在发送信号 $\mathbf{x}(n)$ 和通信信道 $\mathbf{h}(n)$ 未知的情况下,对发送信号实现无差错估计.

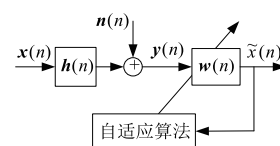


图1 盲均衡基本原理框图

根据通信信号传输过程可知

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{h}(n)\mathbf{x}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (1)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{y}(n) \quad (2)$$

CMA 盲均衡隶属于 Bussgang 类盲均衡算法,是 Godard 算法的一个特例.在 CMA 中间接利用了传输信号的高阶统计信息,具有良好的稳健性. CMA 代价函数为^[14]

$$J_{\text{CMA}}(n) = \frac{1}{4} [R - |\tilde{\mathbf{x}}(n)|^2]^2 \quad (3)$$

其中 R 为常模,按照式(4)计算

$$R = \frac{E[|\tilde{\mathbf{x}}(n)|^4]}{E[|\tilde{\mathbf{x}}(n)|^2]} \quad (4)$$

CMA 的本质为随机梯度下降算法,均衡器的权系数更新公式可以表示为^[15]

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e_{\text{CMA}}(n) \mathbf{y}^*(n) \quad (5)$$

其中 μ 为学习步长,控制着算法的收敛速度和收敛精度. $e(n)$ 为瞬时梯度误差,可以表示为

$$e_{\text{CMA}}(n) = \tilde{\mathbf{x}}(n)(R - |\tilde{\mathbf{x}}(n)|^2) \quad (6)$$

DD 算法利用均衡器输出信号的判决值设计代价函数,当接收信号眼图打开后,与 CMA 相比,DD 算法可以进一步提高收敛速度并降低稳态剩余误差. DD 代价函数为^[16]

$$J_{\text{DD}}(n) = \frac{1}{2} [\hat{\mathbf{x}}(n) - \tilde{\mathbf{x}}(n)]^2 \quad (7)$$

其中 $\hat{\mathbf{x}}(n)$ 为均衡器输出信号 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 的判决输出.令 DD 算法瞬时误差为 $e_{\text{DD}}(n)$

$$e_{\text{DD}}(n) = \hat{\mathbf{x}}(n) - \tilde{\mathbf{x}}(n) \quad (8)$$

则根据 DD 准则的盲均衡器更新公式为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e_{\text{DD}}(n) \mathbf{y}^*(n) \quad (9)$$

3 组合代价函数双模式新算法

分析中已知 CMA 算法收敛稳健,但是收敛速度慢,

收敛后稳态剩余误差大, DD 算法收敛速度快, 收敛后具有较小的稳态误差, 但是在接收信号眼图未张开的条件下常常发散或者误收敛, 算法不稳健. 从 CMA 和 DD 算法代价函数上看, CMA 代价函数是非凸的, 代价函数曲面上存在局部极小值, 而 DD 算法代价函数是凸的, 代价函数曲面具有唯一的全局最优值. 利用 CMA 和 DD 算法代价函数进行加权组合, 可改变代价函数曲面极值分布, 有利于算法的全局收敛. 组合代价函数写为

$$J_c(n) = \lambda(n)J_{\text{CMA}}(n) + (1 - \lambda(n))J_{\text{DD}}(n) \quad (10)$$

其中 $\lambda(n)$ 为权值, 控制着 CMA 和 DD 算法在盲均衡器更新过程中作用的大小. 通过加权组合可以改变代价函数的分布, 更有利于改善算法的全局收敛性能. 为充分结合 CMA 和 DD 算法的优势, $\lambda(n)$ 在初始阶段应该接近于 1, 以保证盲均衡器更新在 CMA 算法代价函数主导下进行, 随着算法迭代次数增加, 接收信号眼图逐渐打开, 算法在 $\lambda(n)$ 的控制下逐渐转入 DD 算法, 此时 $\lambda(n)$ 应趋向于 0. 将 $\lambda(n)$ 作为代价函数的可变参数, 那么最小化代价函数 $J_c(n)$ 由式(11)实现.

$$\min(J_c(n)) \Leftrightarrow \begin{cases} \partial J_c(n) / \partial \mathbf{w}(n) = 0 \\ \partial J_c(n) / \partial \lambda(n) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

根据随机梯度下降算法进行推导, 可得组合代价函数条件下的盲均衡器更新公式为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e_c(n) \mathbf{y}^*(n) \quad (12)$$

其中瞬时梯度误差 $e_c(n)$ 为

$$e_c(n) = \lambda(n)e_{\text{CMA}}(n) + (1 - \lambda(n))e_{\text{DD}}(n) \quad (13)$$

对于加权因子 $\lambda(n)$ 的自适应更新公式为

$$\lambda(n+1) = \lambda(n) + \mu_\lambda e_\lambda(n) \quad (14)$$

其中 μ_λ 为控制 $\lambda(n)$ 更新的学习步长, $e_\lambda(n)$ 为 $\lambda(n)$ 相对于组合代价函数的瞬时梯度误差, 可以表示为

$$e_\lambda(n) = J_{\text{CMA}}(n) - J_{\text{DD}}(n) \quad (15)$$

由组合代价函数双模式算法的推导过程可知, 算法不需设置模式切换参数, 模式转换由加权因子 $\lambda(n)$ 控制, 而加权因子在算法迭代过程中自适应更新, 因为算法适用范围更广, 泛化性能进一步得到提高.

4 MCMA-DD 双模式算法

4.1 算法实现流程

当通信传输信号受多普勒频移影响时, 在接收观测信号星座图上会表现出相位偏转, 而 CMA 代价函数中不包含相位信息, 即 CMA 是相位盲的, 此时即使利用 CMA 打开接收观测信号星座图, 由于相位偏转的原因, 也会导致判决信号中产生大量的误码. 针对这种情况, 提出了一种改进的 CMA 盲均衡算法, 称为 MCMA. MCMA 的基本思想是将传输信号的实部和虚部分成两部分来处理, 分别根据 CMA 代价函数计算实部和虚部的迭代误差, 在此基础上对均衡器权系数进行调整, 这一

方法可以有效的纠正相位偏转问题, 进一步提高 CMA 盲均衡的收敛性能. MCMA 代价函数为

$$J_{\text{MCMA}}(n) = J_R(n) + J_I(n) \quad (16)$$

其中 $J_R(n)$ 和 $J_I(n)$ 分别表示关于均衡器输出信号实部和虚部构建的 CMA 代价函数, 具有如下形式

$$\begin{cases} J_R(n) = \frac{1}{4} [R_R - |\tilde{x}_R(n)|^2]^2 \\ J_I(n) = \frac{1}{4} [R_I - |\tilde{x}_I(n)|^2]^2 \end{cases} \quad (17)$$

其中

$$\begin{cases} R_R = E[|x_R(n)|^4] / E[|x_R(n)|^2]^2 \\ R_I = E[|x_I(n)|^4] / E[|x_I(n)|^2]^2 \end{cases} \quad (18)$$

其中 $x_R(n)$ 和 $x_I(n)$ 分别表示发送信号的实部和虚部, 而 $\tilde{x}_R(n)$ 和 $\tilde{x}_I(n)$ 分别表示均衡器输出信号的实部和虚部. 令

$$\begin{cases} e_R(n) = \tilde{x}_R(n) [R_R - |\tilde{x}_R(n)|^2] \\ e_I(n) = \tilde{x}_I(n) [R_I - |\tilde{x}_I(n)|^2] \end{cases} \quad (19)$$

那么 MCMA 算法的瞬时梯度误差可以写作

$$e_{\text{MCMA}}(n) = e_R(n) + j e_I(n) \quad (20)$$

这样 MCMA 算法中均衡器权系数更新公式为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e_{\text{MCMA}}(n) \mathbf{y}^*(n) \quad (21)$$

利用这种虚实分开的处理方法, MCMA 代价函数中包含了相位信息, 因此可以有效的纠正相位偏转.

利用 MCMA 和 DD 算法组合代价函数可以写作

$$J_c(n) = \lambda(n)J_{\text{MCMA}}(n) + (1 - \lambda(n))J_{\text{DD}}(n) \quad (22)$$

同理推导可得组合代价函数下的盲均衡器更新公式为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e_c(n) \mathbf{y}^*(n) \quad (23)$$

只是这里的瞬时梯度误差 $e_c(n)$ 需要改写为

$$e_c(n) = \lambda(n)e_{\text{MCMA}}(n) + (1 - \lambda(n))e_{\text{DD}}(n) \quad (24)$$

同理对于加权因子 $\lambda(n)$ 的瞬时梯度误差需要修改为

$$e_\lambda(n) = J_{\text{MCMA}}(n) - J_{\text{DD}}(n) \quad (25)$$

4.2 稳态性能分析

根据 CMA 代价函数下误差函数式(6)和 MCMA 代价函数下误差函数式(20)可知, 在发射信号的常模特性不发生变化的情况下(即常模 R 为常数时), 即使信道特性发生变化, 误差函数 $e_{\text{CMA}}(n)$ 和 $e_{\text{MCMA}}(n)$ 曲线形状都不会发生变化, 并且不具有奇对称性. CMA 和 MCMA 算法误差函数的这一性质使得算法收敛速度慢, 当算法接近收敛点时, 误差函数不能补偿均衡器输出信号产生的幅度偏差, 从而产生较大的稳态剩余误差, 即使稳定收敛后收敛误差也不能达到零^[17]. 而根据 DD 算法误差函数式(8)可知, DD 算法误差函数是奇对称的, 并且算法稳定收敛后误差可以达到零. 因此, DD 算法收敛速度快, 同时具有更小的稳态剩余误差. 但是, DD 算法在信道眼图没有完全打开的情况下不具有稳健收敛性能. 文中提出的组合代价函数 $J_c(n)$ 利用加权

因子 $\lambda(n)$ 将 CMA、MCMA 代价函数和 DD 算法代价函数进行了组合,通过在算法迭代过程中,自适应调整 $\lambda(n)$ 实现算法模式的切换以获得更好的收敛性能. 定义 MCMA 与 DD 算法组合代价函数下系统输出的稳态超量均方误差 (Excess Mean Squared Error, EMSE) 为

$$E_{\text{MSE}} \triangleq \lim_{n \rightarrow \infty} E\{|e_c(n)|^2\} \quad (26)$$

根据式(24)和式(26)可以得到

$$E_{\text{MSE}} \triangleq \lim_{n \rightarrow \infty} E\{|\lambda(n)e_{\text{MCMA}}(n) + (1 - \lambda(n))e_{\text{DD}}(n)|^2\} \quad (27)$$

根据双模式算法的基本原理,如果 $\lambda(\infty) = 0$, 那么有

$$E_{\text{MSE}} \triangleq \lim_{n \rightarrow \infty} E\{|e_{\text{DD}}(n)|^2\} \quad (28)$$

即算法收敛后的稳态剩余误差与 DD 算法一致.

根据式(11)可知,最小化代价函数 $J_c(n)$ 是通过更新均衡器权系数与加权因子 $\lambda(n)$ 共同实现的,假设算法达到理想收敛状态,即 $J_c(\infty) = 0$, 这里不考虑均衡器截断误差与信道噪声干扰,则有

$$\lim_{n \rightarrow \infty} [\lambda(n)J_{\text{MCMA}}(n) + (1 - \lambda(n))J_{\text{DD}}(n)] = 0 \quad (29)$$

稍作整理后可得

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \lambda(n) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left[\frac{J_{\text{DD}}(n)}{J_{\text{MCMA}}(n) - J_{\text{DD}}(n)} \right] \quad (30)$$

由前述分析可知,MCMA 算法收敛后误差不为零,即 $\lim_{n \rightarrow \infty} J_{\text{MCMA}}(n) \approx \varepsilon$ (ε 为一个小的正常数),而 DD 算法收敛后误差可以达到零,即 $\lim_{n \rightarrow \infty} J_{\text{DD}}(n) = 0$. 因此得到算法保证稳健收敛的条件下有 $\lambda(\infty) = 0$.

综上,基于组合代价函数的双模式盲均衡算法的稳态剩余误差可以达到 DD 算法的量级水平,由式(11)最小化代价函数 $J_c(n)$ 可以实现双模式盲均衡算法的适时切换目标.

5 计算机仿真与分析

计算机仿真中,信道模型采用典型最大相位水声信道模型,信道传递函数为

$$H(z) = 0.35 + z^{-3} \quad (31)$$

信道噪声为加性高斯白噪声,信噪比 $\text{SNR} = 20\text{dB}$. 发送信号采用等概率二进制序列,调制方式为 QPSK. 盲均衡器长度为 16,中心抽头系数初始化为 1,其余抽头系数初始化为 0. 盲均衡器为线性横向均衡器结构,更新学习步长 $\mu = 0.002$. 加权因子 $\lambda(n)$ 更新学习步长 $\mu_\lambda = 0.001$. 采用剩余码间干扰进行性能比较,剩余码间干扰定义为^[18]

$$\text{ISI}(n) = \frac{\sum_i |C_i(n)|^2 - |C_i(n)|_{\max}^2}{|C_i(n)|_{\max}^2} \quad (32)$$

其中 $C(n)$ 表示均衡器与信道的联合冲激响应向量. 剩

余码间干扰收敛曲线和加权因子 $\lambda(n)$ 的变化趋势曲线分别如图 2 和图 3 所示.

仿真中分别对 CMA、MCMA 和文中提出的组合代价函数 MCMA-DD 盲均衡算法进行了比较. 由仿真结果可知,MCMA-DD 双模式盲均衡算法与 CMA 和 MCMA 盲均衡相比,收敛速度快了约 800 步,收敛后稳态剩余误差比 CMA 低约 10dB,比 MCMA 低约 6dB. 证明了组合代价函数双模式盲均衡算法在无需设置模式切换参数的情况下,有效提高了盲均衡性能. 图 3 中可以看出,加权因子 $\lambda(n)$ 随着算法迭代逐渐减小,由 MCMA 主导盲均衡器更新逐渐转入 DD 算法主导,到了月 3700 步迭代后,算法完全转入 DD 算法,这一变化趋势与文中理论分析结果一致.

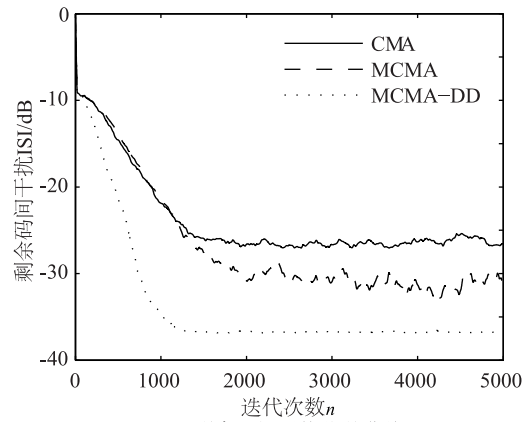


图2 剩余码间干扰收敛曲线

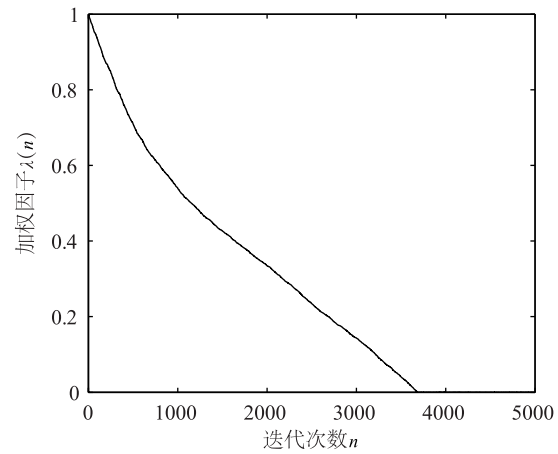


图3 加权因子变化曲线

为了进一步验证 MCMA-DD 双模式盲均衡算法的性能,在上述仿真条件不变的情况下改变信噪比,统计均衡输出误码率进行比较分析,500 次蒙特卡洛仿真获得的误码率统计结果如图 4 所示.

由误码率统计结果可知,在不同信噪比条件下,MCMA-DD 算法的均衡性能均有效得到了提高,当信噪比条件较低时,均衡输出受噪声干扰,信道眼图打开较

为困难,因此 MCMA-DD 算法的性能提升并不明显,随着信噪比的增加,MCMA-DD 算法均衡性能提高较为显著。

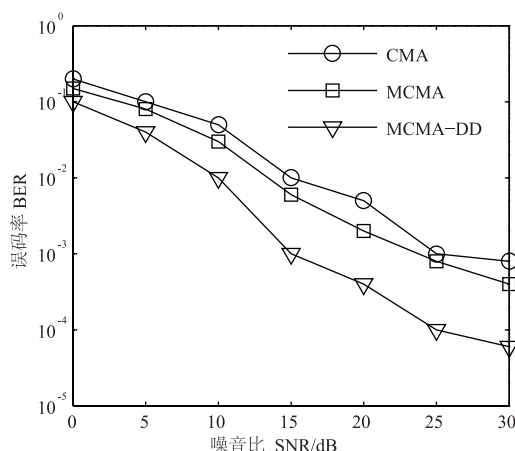


图4 不同信噪比条件下的误码率统计结果

6 结论

CMA 和 DD 算法组合的双模式盲均衡可有效提高算法收敛性能,文中根据 CMA 和 DD 准则设计了组合代价函数,通过加权因子自适应更新实现算法在两种模式间切换,避免了双模式盲均衡算法中切换参数设置困难问题,使得算法具有了更好的泛化性能.进一步将该思想推广到 MCMA 和 DD 算法设计组合代价函数双模式盲均衡算法,使得算法具有了更好的均衡性能,计算机仿真结果证明了算法的有效性。

参考文献

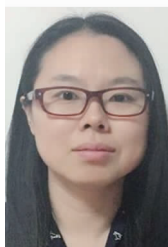
- [1] 李进,冯大政,刘文娟.快速 QAM 信号多模盲均衡算法[J].电子与信息学报,2013,35(2):273-279.
LI Jin, FENG Da-zheng, LIU Wen-juan. A fast multimodulus blind equalization algorithm for QAM signal[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(2): 273-279. (in Chinese)
- [2] 王大磊,杨宾,吴瑛,等.一种利用范数性质的无约束盲均衡准则[J].西安电子科技大学学报,2014,41(4):123-129.
WANG Da-lei, YANG Bin, WU Ying, et al. Unconstrained criterion for blind equalization using the property of the norm[J]. Journal of Xidian University, 2014, 41(4): 123-129. (in Chinese)
- [3] 阮秀凯,蒋啸,刘莉,等.一簇新的 Bussgang 类指数拓展多模盲均衡算法[J].电子与信息学报,2013,35(9):2187-2193.
RUAN Xiu-kai, JIANG Xiao, LIU Li, et al. A novel Bussgang category of blind equalization with exponential expanded multi-modulus algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(9): 2187-2193. (in Chinese)
- [4] Yuan J T, Chao J H, Lin T C. Effect of channel noise on blind equalization and carrier phase recovery of CMA and MMA[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(11): 3274-3285.
- [5] 饶伟,高惠娟,段美怡,等.一种新的基于复指数函数映射的盲均衡算法[J].电子学报,2016,44(5):1009-1016.
RAO Wei, GAO Hui-juan, DUAN Mei-yi, et al. New blind equalization algorithm based on a mapping from a complex exponential function[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(5): 1009-1016. (in Chinese)
- [6] 王大磊,杨宾,吴瑛,等.一种基于峰度的 QAM 信号盲均衡与载波相位恢复准则[J].电子学报,2014,42(7):1403-1409.
WANG Da-lei, YANG Bin, WU Ying, et al. A criterion for blind equalization and carrier-phase recovery of QAM based on kurtosis[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(7): 1403-1409. (in Chinese)
- [7] 郭业才,纪娟娟.基于正交小波包变换的变步长双模式盲均衡算法[J].系统仿真学报,2011,23(2):335-338+345.
GUO Ye-cai, JI Juan-juan. Variable step-size dual-mode blind equalization algorithm based on orthogonal wavelet packet transform[J]. Journal of System Simulation, 2011, 23(2): 335-338, 345. (in Chinese)
- [8] 郭元术,岳蕾,姚博彬.基于 Dual-Mode MCMA + DD 双模式盲均衡算法研究[J].光子学报,2009,38(10):2072-2076.
GUO Yuan-shu, YUE Lei, YAO Bo-bin. Dual mode blind equalization algorithm based on dual-mode MCMA + DD[J]. Acta Photonica Sinica, 2009, 38(10): 2072-2076. (in Chinese)
- [9] 侯永兴,张晓琴,卜庆华.一种新的双模式盲均衡算法研究[J].数学的实践与认识,2010,40(9):99-103.
HOU Yong-xing, ZHANG Xiao-qin, BU Qing-hua. Research of a new dual mode blind equalization algorithm[J]. Mathematics in Practice and Theory, 2010, 40(9): 99-103. (in Chinese)
- [10] 郭业才,张艳萍.采用判决圆判决的双模式常数模盲均衡算法[J].数据采集与处理,2007,22(3):278-281.
GUO Ye-cai, ZHANG Yan-ping. Decision circle based dual-mode constant modulus equalization algorithm[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2007, 22(3): 278-281. (in Chinese)
- [11] 肖瑛.水声通信常数模盲均衡:理论、算法与仿真[M].北京:人民邮电出版社,2015.
- [12] 肖瑛,董玉华.并联滤波的常数模与判决引导融合盲均衡算法[J].声学学报,2012,37(5):495-500.

- XIAO Ying, DONG Yu-hua. The fusion blind equalization algorithm based on constant modulus algorithm and decision directed with parallel filter[J]. Acta Acustica, 2012, 37(5): 495 – 500. (in Chinese)
- [13] GENG Nian, XUE Ni, RU Guobao. Blind equalization algorithm based on MCMA and DSE-CMA[J]. Wuhan University Journal of Natural Sciences, 2008, 13(1): 67 – 70.
- [14] Silva M T M, Arenas-Garcia J. A soft-switching blind equalization scheme via convex combination of adaptive filters[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(5): 1171 – 1182.
- [15] Bianchi P, Loubaton P. On the blind equalization of continuous phase modulated signals using the constant modulus criterion[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(3): 1047 – 1 – 61.
- [16] 郭业才, 吴华鹏, 王惠, 等. 基于 DNA 遗传蝙蝠算法的分数间隔多模盲均衡算法[J]. 兵工学报, 2015, 36(8): 1502 – 1507.
- GUO Ye-cai, WU Hua-peng, WANG Hui, et al. DNA genetic bat algorithm based fractionally spaced multi-modulus algorithm[J]. Acta Armamentarii, 2015, 36(8): 1502 – 1507. (in Chinese)
- [17] 郭业才, 张艳萍, 韩迎鸽, 等. 基于不同奇对称误差估计的盲均衡算法[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(24): 5639 – 5642.
- GUO Ye-cai, ZHANG Yan-ping, HAN Ying-ge, et al. Blind equalization algorithm with variable step size based on different odd symmetry error estimate[J]. Journal of System and Simulation, 2007, 19(24): 5639 – 5642. (in Chinese)
- [18] XIAO Ying, YIN Fu-liang. Blind equalization based on RLS algorithm using adaptive forgetting factor for underwater acoustic channel[J]. China Ocean Engineering, 2014, 28(3): 401 – 408.

作者简介



肖 瑛 女, 1979 年生于河北省隆化县. 大连民族大学教授, 研究方向为盲信号处理、智能信息处理和时频处理技术.
E-mail: xiaoying@126.com



崔艳秋 女, 1977 年生于吉林省柳河县. 大连民族大学副教授, 研究方向为图像处理和智能信息处理.
E-mail: cyq@dlnu.edu.cn