文章编号:1674-7070(2013)03-0262-05

基于误差函数的双模式混合盲均衡算法

张艳萍[1]　纪磊[1]

摘要

针对基于统计量和瞬时量盲均衡算法的特点,在分析双模式算法切换方式的基础上,提出了一种基于误差函数的双模式混合盲均衡算法.该算法针对修正的常数模算法(MCMA)和判决导引算法(DD)特点,利用2种算法误差函数间的互相关性,提出了新的加权因子选取方法,动态控制双模式混合下2种算法的权重比例,更为准确地控制切换时机,即使在误判决的情况下也能因其动态特性切换回合适的权重比例.水声信道仿真实验进一步说明了该算法在收敛速度上的优越性.

关键词

盲均衡;误差函数;相关性;混合双模式算法;水声通信

中图分类号 TN91

文献标志码 A

0　引言

水下通信系统中,水声信道的有限带宽及其多径效应易导致信号畸变,从而引起严重的码间干扰(Inter Symbol Interference,ISI),这是影响通信质量的主要因素.采用盲均衡技术可以有效克服多径效应[1].盲均衡算法中修正的常数模算法(Modified Constant Modulus Algorithm,MCMA)在代价函数中隐含地使用了锁相环,使其不受不确定的相位旋转影响,可以纠正星座旋转.另外,MCMA具有较快的初始收敛速度和重新启动的能力,但是收敛后剩余码间干扰较高[2],而判决导引算法(Decision Directed,DD)具有计算复杂度低,收敛速度快且剩余误差小的优点,但其明显的缺点在于当判决误码率较高时,可能无法收敛[3].

本文充分利用MCMA和DD算法的特点,提出了基于误差函数的双模式混合盲均衡算法.在收敛开始阶段,以MCMA为初始算法,提供起始收敛的下降方向;在收敛过程中利用2种算法的误差函数间的互相关性,建立两者之间的权重比例关系,达到动态切换的目的,充分体现MCMA的恢复能力和DD算法的收敛性能;达到一定的稳态收敛后,再完全切换为DD算法,以达到较小的稳态收敛误差.采用水声信道模型进行计算机仿真,与文献[2]和文献[4]的双模式算法相比,本文所提出的算法具有更快的收敛速度.

1　双模式类盲均衡算法

1.1　盲均衡系统模型

盲均衡系统的等效模型如图1.

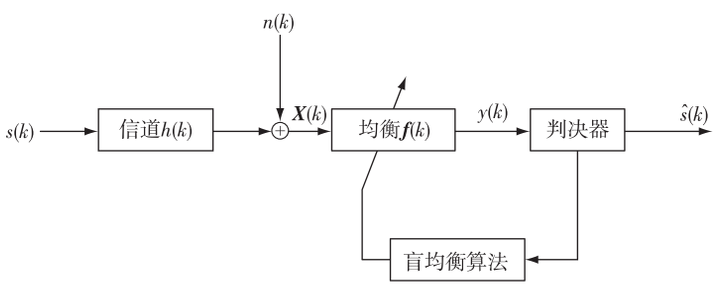


图1　盲均衡系统等效模型

Fig. 1　Equivalent model of blind equalization system

收稿日期 2012-03-27

资助项目 江苏省自然科学基金(BK2009410)

作者简介

张艳萍,女,博士,教授,研究方向为通信信号处理及水声通信,zypgjc@163.com

1　南京信息工程大学　电子与信息工程学院,南京,210044

发送信号经过信道后,均衡器的接收信号序列的表达式如下:

$$x(k) = \sum_{i=1}^{N} h(k)s(k-i) + n(k), \quad (1)$$

式(1)中,$s(k)$ 为原始信号等效基带符号序列,$h(k)$ 为信道的冲击响应,$n(k)$ 为独立于信道的加性高斯白噪声,其均值为0,方差为 σ^2. $\boldsymbol{X}(k)$ 为均衡器接收序列,$\boldsymbol{X}(k) = [x(k),x(k-1),\cdots,x(k-N+1)]$,$N$ 为均衡器的抽头长度.

图1中 $y(k)$ 为经均衡器均衡后的信号,$\hat{s}(k)$ 为判决后对原信号的估计,$\boldsymbol{f}(k)$ 为长度为 N 的横向滤波器抽头系数矢量:

$$\boldsymbol{f}(k) = [f_1(k),f_2(k),\cdots,f_N(k)]^{\mathrm{T}}, \quad (2)$$

其中,$[\cdot]^{\mathrm{T}}$ 表示转置运算.

假设均衡器是FIR结构,其输入输出关系如下:

$$y(k) = \boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{f}(k) = \sum_{i=1}^{N} f_i(k)x(k-i). \quad (3)$$

均衡器的权系数迭代公式如下:

$$\boldsymbol{f}(k+1) = \boldsymbol{f}(k) - \mu e(k)\boldsymbol{X}^{*}(k), \quad (4)$$

其中,$[\cdot]^{*}$ 表示共轭,$e(k)$ 为误差项,μ 为迭代步长.

1.2 双模式算法的不同切换方法

双模式算法大致分为3种:直接耦合型双模式算法、切换型双模式算法和混合型双模式算法. 其中,直接耦合型算法顾名思义是将2种算法直接联合使用,但因缺乏权重或切换时机很难发挥各算法的特点及性能;切换型双模式算法主要是以均方误差、判决圆环、判决方环和符号点判决等为切换准则,在迭代过程中依据判决信息进行算法切换;混合型往往以统计剩余均方误差、星座半径为依据,给出2种算法在迭代过程中的权重比例,在迭代过程中以不同比例发挥2种的算法特点.

2 基于误差函数的双模式混合盲均衡算法

本文提出了一种新的双模式混合盲均衡算法(HY-MCMA + DD,HMD),其等效基带模型如图2所示. $e_{\mathrm{MCMA}}(k)$ 和 $e_{\mathrm{DD}}(k)$ 分别为MCMA和DD算法的误差函数项,作为分段依据的统计剩余均方误差如下:

$$E_{\mathrm{MS}}(k+1) = \rho E_{\mathrm{MS}}(k) + (1-\rho)\,|\,y(k) - \hat{s}(k)\,|^2. \quad (5)$$

可以将式(5)统计剩余误差看作一个低通滤波器,ρ 为接近1的常数,当遗忘因子 ρ 越接近1时统计剩余均方误差项变动越小,虽然会使得算法的收敛速度降低,但达到稳态收敛后剩余码间干扰将减小. 假设 D 为相邻均衡区域之间的距离,$R_{\max}$ 为源信号所能达到的星座图最大半径,在受到噪声影响的情况下,判决切换阈值 d 的取值范围为[5]:

$$\frac{R_{\max}}{\sqrt{10^{R_{\mathrm{SN}}/10}}} < d < \frac{D}{2}. \quad (6)$$

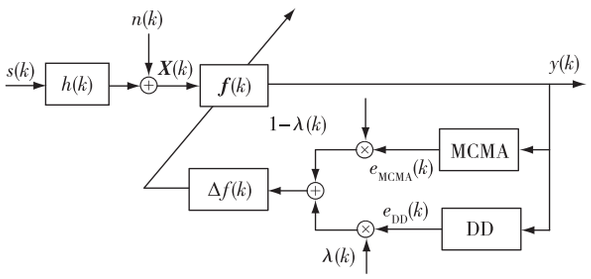


图2 HY-MCMA + DD算法的基带等效模型

Fig. 2 HY-MCMA + DD baseband equivalent model

切换权重参数 $\lambda(k)$ 有如下分段,其中 $d_1,d_2 \in d$,

$$\lambda(k) = \begin{cases} 0, & E_{\mathrm{MS}}(k) \geqslant d_1, \\ \dfrac{\Delta e_{\mathrm{r}}(k) - \Delta e_{\mathrm{r,min}}}{\Delta e_{\mathrm{r,max}} - \Delta e_{\mathrm{r,min}}}, & d_2 \leqslant E_{\mathrm{MS}}(k) < d_1, \\ 1, & E_{\mathrm{MS}}(k) < d_2, \end{cases} \quad (7)$$

其中 $\Delta e_{\mathrm{r,max}}$ 和 $\Delta e_{\mathrm{r,min}}$ 分别为 $\Delta e_{\mathrm{r}}(k)(k = 1,2,3,\cdots,k)$ 的最大值和最小值,Δe_{r} 为

$$\Delta e_{\mathrm{r}}(k) = |\,e_{\mathrm{MCMA}}(k)e_{\mathrm{DD}}(k)\,|^2, \quad (8)$$

其抽头系数权向量更新方程为

$$\boldsymbol{f}_{\mathrm{HMD}}(k+1) = \boldsymbol{f}_{\mathrm{HMD}}(k) - \mu e_{\mathrm{HMD}}(k)\boldsymbol{X}^{*}(k), \quad (9)$$

误差函数项 $e_{\mathrm{HMD}}(n)$ 为

$$e_{\mathrm{HMD}}(k) = (1-\lambda(k))\eta e_{\mathrm{MCMA}} + \lambda(k)e_{\mathrm{DD}}, \quad (10)$$

其中 η 为对MCMA的初始权重,以突出 $E_{\mathrm{MS}}(k)$ 在代价函数中的影响[4].

从式(10)可以看出,在收敛的起始阶段 $\lambda(k) = 0$,算法以MCMA为主导,保证了初始的收敛方向;随着迭代的进行,当剩余均方误差 $E_{\mathrm{MS}}(k)$ 减小并介于 d_1 和 d_2 之间时,算法进入混合阶段,此时 $0 \leqslant \lambda(k) \leqslant 1$. 当第 k 次迭代时,利用误差函数互相关性的历史信息控制权重的分配. 若2种算法的互相关性越大,误差函数越接近即 Δe_{r} 越大,证明其越接近稳态收敛,此时 $\lambda(k)$ 越趋向于1,算法越趋向稳态收敛性能强的DD算法,最后当 $E_{\mathrm{MS}}(k)$ 低于 d_2 时 $\lambda(k) = 1$,算法进入稳态收敛阶段,完全切换为DD算法.

利用 MCMA 和 DD 算法的误差函数互相关性,以历史信息动态控制算法的迭代权重比例,最大程度上分别发挥 MCMA 和 DD 算法在统计量和瞬时量上的优势,相较于硬切换即完全切换为另一种算法,这种软切换在保证了收敛性的同时,对切换过程进行了平缓估计. 在信号发生畸变,不能准确判定切换时机的情况下,这种动态控制 2 种算法比例权重的方法,保证了收敛的稳定性.

3 算法仿真及分析

文献[2]提出了一种利用判决域对 MCMA 和 DD 进行切换的双模式算法(MCMA + DD-LMS);文献[4]提出了一种通过统计剩余均方误差,根据门限阀值对算法权重进行分段的混合 CMA 算法(Hybrid New CMA, HY-NCMA). MCMA + DD-LMS 与本文有相同的基础算法,HY-NCMA 与本文有相似的分段方式,且两者都为混合双模式算法,仿真部分将上述算法及基础算法 MCMA 与本文算法做了仿真比较.

采用文献[6]的信道,其传递函数为 $c(z) = (1 - 0.183\,3z)(1 - 0.198\,7/z)(1 + 0.656/z)$,信道向量

$$\boldsymbol{c} = [1, 0.274, -0.214\,2, 0.023\,9],$$

并添加 $\pi/3$ 的相位旋转,信号源采用16-QAM的加性高斯白噪声信号,信噪比为25 dB,迭代步长均为 9×10^{-3},均衡器采用中心抽头初始化,抽头长度为 12,遗忘因子 ρ 为 0.99,初始权重 η 为 8,切换阀值 $d_1 = D/2$, $d_2 = D/20$. 均衡器的收敛性能剩余码间干扰 ISI 为[7]

$$I_{\mathrm{IS}} = \frac{\sum_k |h(k) * \boldsymbol{f}(k)|^2 - |h(k) * \boldsymbol{f}(k)|^2_{\max}}{|h(k)^2 * \boldsymbol{f}(k)|^2_{\max}}. \quad (11)$$

对上述提到的算法进行了 20 次蒙特卡罗对比仿真,码间干扰收敛曲线如图 3.

从图 3 的性能曲线可以看出,在该信道下 MCMA 算法的收敛速度较慢且收敛后的剩余码间干扰较大,MCMA + DD-LMS, HY-NCMA 和 HY-MCMA + DD 收敛后剩余码间干扰较小,约为 -38 dB. 同时可以看出,在收敛速度上,HY-NCMA、HY-MCMA + DD 较 MCMA + DD-LMS 收敛要快,其中本文提出算法在约 2 000 次迭代时进入稳态收敛阶段,在收敛速度上优于 HY-NCMA 约 600 次. 由于 HY-NCMA 和 HY-MCMA + DD 采用相似的分段混合方法,可以明显看出在迭代过程的开始阶段和稳定收敛阶段 HY-NCMA 和 HY-MCMA + DD 算法的收敛曲线基本重合,但在码间干扰下降过程中,可以看出本文利用 MCMA 和 DD 算法误差函数互相关性对算法收敛速度的控制性能,在约 800 次左右从 HY-NCMA 的曲线分离,以较快的下降速度降低码间干扰,可见本文提出的算法在收敛速度上的优越性.

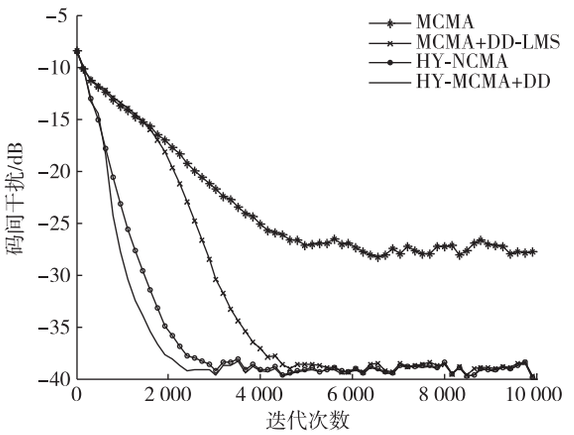


图 3 信噪比为 25 dB 时迭代次数与码间干扰关系曲线

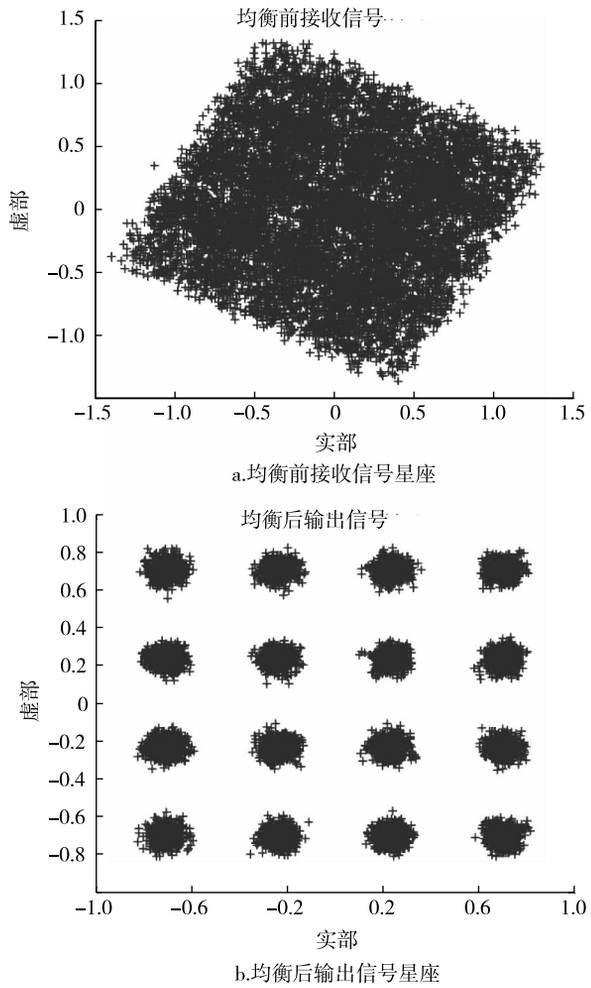
Fig. 3 Relationship between iterative times and ISI when $R_{\mathrm{SN}} = 25$ dB

信号在经过信道后均衡前如图 4a,信号星座图模糊成团不可辨认,并且发生了相位旋转,图 4b 为本文算法下均衡后的信号星座,可以看到星座图清晰可见,且算法纠正了由信道所引起的相位旋转,使得发送信号的星座图得以恢复.

在上述仿真条件下,将信噪比降低到 20 dB,切换阀值调整为 $d_1 = D/2$, $d_2 = D/10$,可以得到图 5 所示的码间干扰曲线. 由图 5 可以看出在低信噪比时 MCMA + DD-LMS 虽然保持一定的收敛速度,但其收敛后的剩余码间干扰较 HY-NCMA 和 HY-MCMA + DD 有所升高,可见其收敛性能的降低,而HY-NCMA 和 HY-MCMA + DD 仍保持较低的剩余码间干扰,约 -34 dB,而且本文算法略低于 HY-NCMA. 收敛速度上 HY-MCMA + DD 仍优于 HY-NCMA.

4 结束语

本文提出了一种新的基于误差函数的双模式混合盲均衡算法,加快了同种切换模式下的收敛速度性能. 通过水声信道下的仿真对比,其收敛速度优于文中提及的其他 2 种双模式盲均衡算法,收敛后的码间干扰较小,收敛速度较快,发挥了 MCMA 和 DD 算法误差函数的互相关性,对迭代权重比例进行了更为准确的控制,在低信噪比下仍达到了较好的收敛效果,具有一定的实用价值.



a.均衡前接收信号星座

b.均衡后输出信号星座

图4　HY-MCMA + DD 算法均衡前后信号星座

Fig. 4　Input and output signal constellation chart of equalizer of HY-MCMA + DD

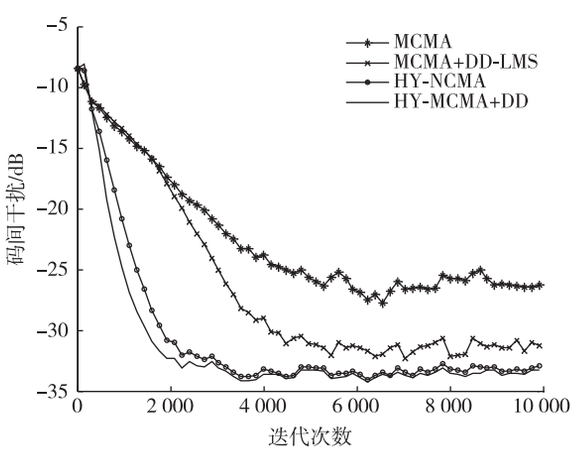


图5　信噪比为 20 dB 时迭代次数与码间干扰关系曲线

Fig. 5　Relationship between iterative times and ISI when R_{SN} = 20 dB

参考文献

References

[1] 张艳萍. 水声通信信道盲均衡理论与算法[M]. 北京:气象出版社,2009:4-6
ZHANG Yanping. Underwater acoustic communication channel blind equalization theory and algorithm[M]. Beijing:China Meteorological Press,2009:4-6

[2] 潘立军,刘泽民. 一种双模式盲均衡算法[J]. 北京邮电大学学报,2005,28(3):50-51
PAN Lijun, LIU Zemin. A dual-mode blind equalization algorithm[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications,2005,28(3):50-51

[3] Fan C P, Liang W H, Lee W. Fast blind equalization with two-stage single/multilevel modulus and DD algorithm for high order QAM cable systems[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems,2008:3001-3004

[4] 徐金标,王育民. 用于多电平 QAM 调制的新型的自恢复均衡技术的研究[J]. 电子学报,1997,25(7):39-41
XU Jinbiao, WANG Yumin. The study of new self-recovery equalization techniques for multi-level QAM modulation[J]. Acta Electronica Sinica,1997,25(7):39-41

[5] 王峰,赵俊渭,李桂娟,等. 一种常数模与判决导引相结合的盲均衡算法研究[J]. 通信学报,2002,23(6):105-109
WANG Feng, ZHAO Junwei, LI Guijuan, et al. On blind equalization united by constant modulus and decision directed algorithm[J]. Journal of China Institute of Communications,2002,23(6):105-109

[6] Hatzinakos D, Nikias C L. Blind equalization using a tricepstrum-based algorithm[J]. IEEE Transactions on Communications,1991,39(5):669-681

[7] Oh K N, Chin Y O. New blind equalization techniques based on constant modulus algorithm[C]//Global Telecommunications Conference, IEEE,1995,2:865-869

[8] Lim W G. New soft transition dual mode type algorithms for blind equalization[C]//Wireless Communications and Networking Conference, IEEE,2007:504-508

[9] Gong K X, Dong Z, Ge L D. A joint algorithm between timing and fractionally-spaced equalization applied to QAM signal[C]//International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011:634-637

[10] Lim W G, Kennedy R A, Abhayapala T D. Reliability based soft transition technique for dual-mode blind equalizers[C]//IEEE International Conference on Communications,2004,5:2641-2635

A dual-mode hybrid blind equalization algorithm based on error function

ZHANG Yanping[1] JI Lei[1]

1 School of Electronic & Information Engineer, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

Abstract On account of the characteristics of the statistic and instantaneous amount of blind equalization algorithm, this paper proposes a new dual-mode hybrid blind equalization algorithm based on error function by analyzing dual-mode algorithm. Concentrating on characteristics of Modified Constant Modulus Algorithm (MCMA) and Decision Directed (DD) algorithm and using correlation between the two algorithms' error function, this paper finds a new way to select weighting factor, which can control the weight ratio of the two algorithms in the dual-mode dynamically and choose the time to switch accurately. The algorithm can switch back to the right proportion even in error of judgment, due to its dynamic characteristics. The underwater acoustic channel simulation experiment illustrates the superiority of the algorithm in convergence rate.

Key words blind equalization; error function; correlation; dual-mode hybrid algorithm; underwater acoustic communication