

稀疏水声信道判决反馈盲均衡算法研究

张艳萍 赵俊渭 李金明
(西北工业大学声学工程研究所 西安 710072)
(南京信息工程大学 南京 210044)

摘要 针对高速水声通信中信道的稀疏特性,提出了一种基于常数模准则的稀疏水声信道判决反馈盲均衡算法。该算法将改进的常数模算法与一种变化的判决反馈均衡器结构(部分反馈均衡器)有机结合,利用水声信道的稀疏特性,不但很好地实现了稀疏水声信道的盲均衡,而且简化了计算,易于算法的硬件实现。用典型稀疏水声信道进行了计算机仿真。结果表明,该算法性能稳定,计算量小,稳态均方误差低,整体性能与基于自适应LMS的稀疏迭代算法接近。该研究为高速水声通信中稀疏信道的均衡提供了一种可实现的方法。

关键词 水声通信, 稀疏信道, 盲均衡, 判决反馈

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)06-1009-04

For Sparse Underwater Acoustic Channel Equalization

Zhang Yan-ping Zhao Jun-wei Li Jin-ming
(Institute of Acoustic Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)
(Nanjing University of Information Engineering, Nanjing 210044, China)

Abstract A blind equalization algorithm based on constant modulus and sparse underwater acoustic channel is presented according to the sparse characteristic of the high rate underwater acoustic communications. The algorithm combines the improved constant modulus algorithm with a variation of the decision feedback equalizer, namely the partial feedback equalizer, and uses the sparse characteristic of the underwater acoustic channel. It can not only achieve better equalization of the sparse underwater acoustic channel, but also calculate effectively and use easily hardware to carry out the algorithm. Simulation tests are dynamically conducted using the typical sparse underwater acoustic channel model. Simulation results show that the proposed algorithm has the advantages of robustness, calculation-efficient, lower steady state mean squared error, as compared to the self-adaptive LMS algorithm based sparse iteration.

Key words Underwater acoustic communication, Sparse channel, Blind equalization, Decision feedback

1 引言

高速数据传输和水下局域网发展的需求给水声无线通信提出了更高的要求^[1,2]。高的数据传输率和海面与海底反射形成的多途效应使得码间干扰长达几十个符号间隔。在相干高速水声通信中,信道响应可持续200ms或者更长,一个典型的数据包甚至可以达到几秒^[3]。一般情况下,接收机中均衡器长度一般应为信道响应的4倍才能获得较好的均衡效果。因此在实时传输场合,滤波器需要更新的抽头权数目十分庞大,势必增加算法的计算复杂度。由于海洋声信道的混响结构具有稀疏性,造成均衡器的权系数分布也具有稀疏性^[4]。所谓稀疏性,是指信道响应的能量集中在相隔较远的

几个抽头上,而大多数抽头的能量很小。现有稀疏水声信道的均衡方法中,几乎全部采用基于LMS算法的稀疏迭代方法和RLS算法^[4-6]。由于RLS算法计算量大,不太适合于高速水声通信场合。LMS算法需要训练序列,这对带宽十分有限的水声信道来说无疑不是首选的方法。而采用不需要训练序列的盲均衡方法完成稀疏水声信道均衡的文献尚不多见。

本文旨在利用水声信道的稀疏特性,使用判决反馈均衡器(Decision Feedback Equalizer, DFE)结构,采用常数模盲均衡算法对均衡器系数进行更新。本文首先介绍一种新的判决反馈均衡器结构,在此基础上提出一种判决反馈均衡算法。该算法利用信道的稀疏性,计算量小,均方误差较低。另外,用改进的常数模算法对均衡器系数进行更新,进一步减小了算法的均方误差,从而得到一种稀疏水声信道判决反馈盲均衡算法。该算法不仅减小了前向滤波器和反馈滤波器

2004-10-21收到,2005-04-21改回
国家自然科学基金(60372086)和国防科技重点实验室基金
(514460401, 03HK03002)资助课题

的计算量, 稳态均方误差小, 而且性能接近于基于自适应 LMS 的稀疏迭代算法。

2 新的判决反馈均衡器结构

判决反馈均衡器是目前在非线形均衡器中应用最广泛的一类, 其均衡的基本思想是: 一旦检测到某个信息符号, 就可以估计出它对后续符号产生的干扰, 从而事先将其减去。传统的判决反馈均衡器由一个前向滤波器和一个反馈滤波器构成, 反馈滤波器以判决器的输出作为输入, 用来消除先前已经检测到的符号序列对当前符号所产生的干扰。从功能上讲, 反馈滤波器用来从当前估值中滤出被检测符号引起的那部分符号间的干扰, 这样做的结果使得对发射信号的估计更为精确。因此, 判决反馈均衡器的稳态均方误差低于 FIR 均衡器的稳态均方误差^[7]。

本文介绍的新结构中, 还有一个“部分反馈滤波器”^[8], 见图 1。

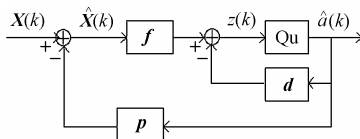


图 1 新 DFE 结构等效基带模型

Fig.1 The equivalent baseband model of the new DFE structure

图中, $X(k)$ 为信道输出信号, $\hat{X}(k)$ 为前向均衡器的输入信号, f , d 和 p 分别是前向滤波器、反馈滤波器及部分反馈滤波器的抽头系数向量, Qu 为量化判决器, $\hat{a}(k)$ 是对发射信号 $a(k)$ 的估计, $z(k)$ 是前向滤波器与反馈滤波器输出的差。

部分均衡器对判决输出进行处理, 并将信道输出与该处理结果的差, 输入到前向均衡器:

$$\hat{X}(k) = X(k) - \sum_{n=1}^p p_n \hat{a}(k-n) \quad (1)$$

$$z(k) = \sum_{n=1}^f f_n \hat{x}(k-n) + \sum_{n=1}^d d_n \hat{a}(k-n) \quad (2)$$

部分均衡器对前面检测符号的估计值进行处理, 并从信道输出中减去某些多余估计值, 从而减少了前向滤波器和反馈滤波器的计算量。

3 改进的常数模盲均衡算法

常数模算法的迭代式如下:

$$f(k+1) = f(k) + \mu \cdot X^*(k) \cdot e(k) \quad (3)$$

* 表示复共轭运算。误差项由下式表示:

$$e(k) = z(k)(R_{CM} - z^2(k)) \quad (4)$$

R_{CM} 是该算法的模:

$$R_{CM} = \frac{E\{|a(k)|^4\}}{E\{|a(k)|^2\}} \quad (5)$$

$|\cdot|$ 表示取模值。

水声信道高速数据传输时一般使用多电平调制, 如 MPSK 调制^[9]。本文采用其中具有常数模的信号 QPSK。为了进一步降低均方误差, 把式 (4) 中的误差项修改为

$$e(k) = z(k)(R_{CM} - |z(k)|) \quad (6)$$

4 稀疏水声信道判决反馈盲均衡算法(Sparse DFE)

4.1 稀疏水声信道的均衡

本文采用改进的常数模误差项对前向、反馈及部分滤波器的权系数进行更新:

$$f(k+1) = f(k) + \mu \cdot \hat{X}^*(k) \cdot e(k) \quad (7)$$

$$d(k+1) = d(k) - \varepsilon \cdot \hat{A}^*(k) \cdot e(k) \quad (8)$$

$$p(k+1) = p(k) - \eta \cdot \hat{A}^*(k) \cdot e(k) \quad (9)$$

$A(k)$ 为发射信号递归向量, $\hat{A}(k)$ 为对发射信号的估计递归向量, μ , ε 和 η 分别为前向权、反馈权及部分权的迭代步长。

将对均衡器所有抽头进行更新的算法称为全阶判决反馈盲均衡算法(Full DFE), 对响应很长的稀疏信道来说该算法的计算量很大。对于稀疏水声信道, 迭代过程中显著的均衡器抽头(能量高于某一门限的抽头)较少, 若只对均衡器中的显著抽头进行更新, 则会在很大程度上减少整个算法的计算量, 本文将基于显著抽头更新准则的算法称为稀疏信道判决反馈盲均衡算法(Sparse DFE)。Sparse DFE 在性能上优于 Full DFE, 这一点在后面的仿真中可以得到验证。

4.2 均衡器权系数的更新

自适应 LMS 算法用于稀疏信道均衡时, 在训练阶段对均衡器的所有抽头进行更新, 当训练过程完成后, 仅对显著抽头完成更新。由于盲均衡算法不使用训练序列, 所以本文采用常数模算法时的具体做法是: 算法开始迭代时对均衡器的所有抽头进行迭代, 只需要几次迭代即可转入部分迭代。部分迭代时, 只对显著抽头进行更新, 此时要确定各非零抽头的能量, 然后保留能量高于某一门限的那些抽头并进行更新。迭代步长用因子 β 相乘, 只有那些具有显著能量的抽头设 $\beta=1$, 其余抽头设 $\beta=0$ 。权向量 f 中第 i 个抽头的能量用下式计算:

$$E_i = f^2(i) \quad (10)$$

4.3 门限的选取准则

门限值的选取对算法的性能有着直接的影响。如果门限值太大, 收敛性能较 Full DFE 没有明显改进, 太小时会使得一些影响算法性能的抽头被忽略。因此, 在实际应用中, 应

适当选择门限，控制算法稀疏化的程度，在减小算法计算量的同时，保证误码率满足系统指标要求。

5 算法仿真及结果分析

本文仿真采用文献[10]中一条典型的稀疏水声信道，该信道基于 150kb/s 的视频传输速率和最简单的两径信道模型。据“射线跟踪”方法预测，17 是典型的信道反射路径时延^[11]。它具有如下传递函数：

$$C(z) = 1 + 0.4z^{-17} \quad (11)$$

该信道第 2 显著抽头距离第 1 显著抽头有 16 个码间间隔，具有明显稀疏性。

基带发射信号采用 QPSK 信号形式，信源信号是独立同分布的 4 个可能值 $\{\pm 1 \pm j\}$ 。均衡器前向滤波器、反馈滤波器和部分反馈滤波器的长度均取 81，前向滤波器系数向量采用中心抽头初始化，另外两个滤波器系数向量采用全零初始化，前向滤波器、反馈滤波器及部分反馈滤波器的迭代步长分别为 0.0075、0.000075 和 0.000075。

图 2 显示了全阶均衡器算法和稀疏信道判决反馈盲均衡算法的均方误差曲线。输入信噪比 20dB，门限值为 0.01。图中还同时显示了同条件下基于自适应 LMS 的稀疏迭代算法的均方误差曲线，以便进行收敛性能的比较。显然，Sparse DFE 算法的稳态均方误差曲线平稳且低于 Full DFE 算法，而且与基于自适应 LMS 的稀疏迭代算法有着几乎相同的稳态误差，但收敛速度略低。图 3 是上述参数设置下 Sparse DFE 算法收敛后均衡器的输出星座图。

表 1 列出了各种信噪比下 Full DFE、Sparse DFE 以及基于自适应 LMS 的稀疏迭代算法收敛后的稳态均方误差值，表中数据是 100 次蒙特卡罗仿真执行的平均值。

通过表 1 其中数据的分析对比，可以得出以下结论：

(1) Sparse DFE 算法的均方误差比 Full DFE 有所降低，说明基于新的判决反馈结构的算法在减小计算量的同时还降低了均方误差。

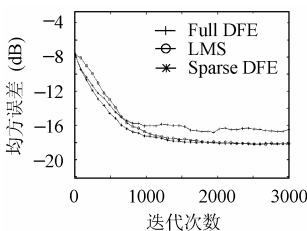


图 2 均方误差曲线

Fig.2 MSE curves for equalization of Sparse DFE

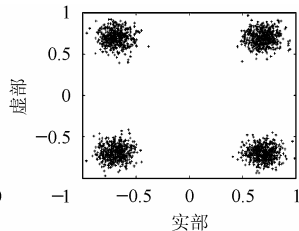


图 3 均衡器输出星座图

Fig.3 Output signal constellation after equalization

表 1 各算法的均方误差对比

Tab. 1 Contrast of MSEs

信噪比 (dB)	算法及稳态误差值(dB)		
	Full DFE	LMS	Sparse DFE
30	-21.23	-23.25	-23.31
25	-19.86	-21.35	-21.37
20	-16.68	-18.18	-18.20
15	-12.36	-13.92	-13.99
10	-7.09	-8.95	-9.18

(2) 使用改进后的常数模算法对均衡器系数进行更新进一步降低了算法的均方误差，而且收敛速度没受到明显的影响，其整体性能仅略次于基于自适应 LMS 的稀疏迭代算法。

6 结束语

本文利用水声信道的稀疏特性，提出了一种基于常数模准则的判决反馈盲均衡算法。新算法采用两种不同的方式利用水声信道的稀疏特性。首先，介绍了一种能够降低前向滤波器和反馈滤波器计算量的部分反馈滤波器；其次，只对那些具有显著能量的抽头进行更新。还根据发射信号的特点，对常数模算法进行了改进，并将改进后的常数模算法用于均衡器系数的调整。仿真结果表明：本文提出的稀疏水声信道判决反馈盲均衡算法性能稳健，不仅计算量小，而且稳态均方误差低，性能与基于自适应 LMS 的稀疏迭代算法相近。该研究为高速水声通信中稀疏信道的均衡提供了一种可行的方法。

参考文献

- [1] 高路, 贺志强等. 高速水声通信系统仿真研究. 声学学报, 2003; 28(1): 33-39.
- [2] Chatha H S, Kumar A, Bahl R. Simulation studies of underwater communication system in shallow oceanic channel. Oceans '02 MTS/IEEE, Oct. 29-31, 2002, Vol.4: 2401-2408.
- [3] Lopez M J, Singer A C, Whitney S L, Edelson G S. A DFE coefficient placement algorithm for underwater digital acoustic communications. OCEANS '99 MTS/IEEE. Riding the Crest into the 21st Century, 13-16 Sept., 1999, Vol.2: 996-1001.
- [4] Geller B, Capellano V, Jourdain G. Equalizer for real time high rate transmission in underwater communications. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1995, Vol.5: 3179-3182.
- [5] Kocic M, Brady D, Merriam S. Reduced-complexity RLS estimation for shallow-water channels. Proceedings of the 1994

- Symposium on Autonomous Underwater Vehicle Technology, 1994: 165–170.
- [6] Kocic M, Brady D, Stojanovic M. Sparse equalization for real-time digital underwater acoustic communications. Oceans '95 Conference Proceedings, 1995, Vol.3: 1417–1422.
- [7] Rontogiannis A A, Berberidis K. Efficient decision feedback equalization for sparse wireless channels. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2003, 3(2): 570–581.
- [8] De Parthaprathim, Bao Jay, Poon T. A calculation-efficient algorithm for decision feedback equalizers. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1999, 45(3): 526–532.
- [9] 王峰, 赵俊渭, 李洪升等. 一种混合常数模水声信道盲均衡新算法的研究. *声学学报*, 2003, 28(2): 137–140.
- [10] Geller B, Capellano V, Brossier J. Equalizer for video rate transmission in multipath underwater communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1996, 21(2): 150–156.
- [11] AIDA first year Tech. Rep., MAST 2/CT92/0017.
- 张艳萍: 女, 1966年生, 副教授, 在读博士生, 研究方向为水声信号处理、水声通信.
- 赵俊渭: 男, 1937年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号处理、水声通信.
- 李金明: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为水声信号处理、水声通信.