

基于 RENYI 熵的水声信道判决反馈盲均衡算法研究

张银兵 赵俊渭 李金明 孙勇
(西北工业大学航海学院 西安 710072)

摘要: 在水下通信系统中, 为了抑制由多径效应产生的严重码间干扰, 必须进行信道均衡。针对传统的常数模判决反馈盲均衡(CMA-DFE)收敛速度较慢的问题, 该文提出了一种基于 RENYI 熵的判决反馈盲均衡算法(RENVI-DFE)。该算法使用 RENYI 熵算法调节均衡器前向权向量, 用 CMA 算法调节均衡器反馈权向量, 与 CMA-DFE 相比, 该算法在计算量增加很小的情况下, 使得盲均衡算法的收敛速度显著增加。仿真结果证明了该算法的优越性。

关键词: 水声信道; 判决反馈; 盲均衡; RENYI 熵; Parzen 窗

中图分类号: TN929.3; TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0911-05

Decision Feedback Blind Equalization Algorithm Based on RENYI Entropy for Underwater Acoustic Channels

Zhang Yin-bing Zhao Jun-wei Li Jin-ming Sun Yong

(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In order to depress the severe Inter-Symbol Interference (ISI) caused by multi-path fading, channels must be equalized in underwater communication systems. To enhance the convergence ability of the traditional Constant Modulus Algorithm with Decision Feedback Equalization (CMA-DFE), a decision feedback blind equalization algorithm based on RENYI entropy is proposed in this paper. The proposed algorithm adjusts the forward equalizer coefficients with RENYI entropy algorithm and the backward equalizer coefficients with CMA algorithm. Compared with CMA-DFE, RENVI-DFE algorithm has accelerated the convergence speed of the blind equalizer with only little computational cost. The performance of the algorithm is validated by computer simulations.

Key words: Underwater acoustic channel; Decision-feedback; Blind equalization; RENYI entropy; Parzen window

1 引言

水声通信信道的可用带宽受多径干扰和传播损失的严重限制, 进而影响了传输速率和可靠性。自适应均衡算法需要重复发送训练序列, 造成了带宽的浪费。而使用盲均衡算法代替传统的自适应均衡算法, 不必发送训练序列, 节省了信道带宽, 可有效地提高信息的传输速率。因此, 研究盲均衡算法在水声信道中的性能是非常必要的^[1,2]。

从结构上, 均衡器可分为线性均衡器和非线性均衡器两大类, 线性均衡器适用于信道失真不十分严重的情况, 当信道频率响应特性存在频谱零点时, 为了补偿信道失真, 线性均衡器在频谱零点附近设置高增益, 结果导致接收信号中的加性噪声严重放大; 而非线性均衡方法, 如判决反馈均衡器(DFE)^[3,4], 对于信道存在深度频谱衰落的情况则具有较好的均衡效果, 因此判决反馈均衡器是目前在非线性均衡器中应用最广泛的一类。

近年来, 一种基于RENYI熵的新理论被成功地应用到包括自适应滤波、模式识别、盲分离、反卷积和基于训练序列的均衡等大量的实际应用中。但由于熵难于估计和最小化, 却一直没直接用到代价函数上。为了解决传统的常数模判决反馈盲均衡(CMA-DFE)收敛速度较慢的问题, 本文在文献[5]的基础上, 将RENYI熵与Parzen 窗概率密度估计法相结合, 直接把RENYI熵作为代价函数用到判决反馈盲均衡器上, 使得均衡器的收敛速度显著提高, 而计算量相对CMA-DFE却增加很少。为了算法的描述方便, 本文首先从Parzen 窗概率密度估计算法开始论述该算法的性能。

2 Parzen 窗概率密度估计法

对一个具有概率密度函数 $p(y)$ 的连续分布的随机变量 Y 的 α 阶RENYI熵定义为

$$H_{\alpha}(Y) = \frac{1}{1-\alpha} \log \left(\int_{-\infty}^{\infty} p^{\alpha}(y) dy \right), \quad \alpha > 0, \alpha \neq 1 \quad (1)$$

从式(1)可以看出, RENYI熵的计算需要涉及到对概率密度函数的非线性运算, 必须采用某种方法来获得对概率密度函数的近似估计。

为了解决盲均衡中的概率密度估计问题, 本文引入了 Parzen 窗概率密度估计法。Parzen 窗法是一种非参数的概率密度估计法^[6], 它起源于统计的基本理论。其基本思想就是利用一定范围内各点密度的平均值对总体密度函数进行估计。它可以在不知道信号的总体分布形式, 或分布不能写成某些参数的函数的情况下, 直接利用样本值来估计总体概率密度。

要估计任意点 \mathbf{x} 的概率密度 $p(\mathbf{x})$, 先假设区域 R_N 是一个 d 维超立方体, 若 h_N 是超立方体的棱长, 则该超立方体的体积为 $V_N = h_N^d$ 。定义窗函数为

$$K(\mathbf{u}) = \begin{cases} 1, & |u_i| \leq 0.5, \quad i = 1, 2, \dots, d \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

则落在该超立方体内的样本数可以用上式解析地表达出来。当样本值 $\mathbf{x}_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 落在以 \mathbf{x} 为中心, 体积为 V_N 的超立方体内时, 有 $K\left(\frac{\mathbf{x} - \mathbf{x}_i}{h_N}\right) = 1$, 从而落入该立方体内的样本数为

$$k_N = \sum_{i=1}^N K\left(\frac{\mathbf{x} - \mathbf{x}_i}{h_N}\right) \quad (3)$$

令

$$\hat{p}(\mathbf{x}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{V_N} K\left(\frac{\mathbf{x} - \mathbf{x}_i}{h_N}\right) \quad (4)$$

则在样本数 N 无限多的情况下, 有 $\lim_{N \rightarrow \infty} \hat{p}(\mathbf{x}) = p(\mathbf{x})$ 。式(4)为 Parzen 窗估计法的基本公式。当然, 若要估计 $\hat{p}(\mathbf{x})$ 为一密度函数, 还必须满足:

$$\left. \begin{aligned} K(\mathbf{x}) &\geq 0 \\ \int K(\mathbf{x}) d\mathbf{x} &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

可以证明式(2)满足该条件, 并称这种形式的函数为方窗函数。当采用高斯函数 $K(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x}\|^2}{2}\right)$, 取 $d = 1$ 时, 则得到基于高斯窗的概率密度函数估计式为

$$\begin{aligned} \hat{p}(x) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma} K\left(\frac{x - x_i}{\sigma}\right) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\|x - x_i\|^2}{2\sigma^2}\right) \\ &\triangleq \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N K_\sigma(x - x_i) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $\sigma = h_N$ 为可调参数。从而得到了一种用信号值 x_i 估计 x 点密度的方法, 采用此方法可以对规则分布或不规则分布的任何信号进行密度估计。而且只要样本足够多, 总可以保证估计值收敛于任何复杂的未知密度。

3 均衡器权向量的RENYI熵表示法

传统的 CMA 算法采用如下的代价函数^[7]:

$$J_{\text{CMA}}(k) = E\{|R_2 - |y(k)|^2|^2\} \quad (7)$$

式中 R_2 是该算法的模 $R_2 = \frac{E\{|s(k)|^4\}}{E\{|s(k)|^2\}}$, $s(k)$ 为发射信号序列, $y(k)$ 为均衡器的输出, $|\cdot|$ 表示取模值, $E\{\cdot\}$ 表示取数

学期望。可以看出, CMA 算法通过最小化均衡器输出信号的方差来达到均衡的目的。而由 RENYI 熵的定义知, 均衡器输出信号的熵与其概率密度函数有关, 因此通过最小化熵的方法可以提供输出信号更多的信息, 从而有望改善均衡器的性能。因此, 基于 RENYI 熵的盲均衡算法采用如下的代价函数^[5]:

$$J_\alpha(k) = H_\alpha(|y_k|^2 - R_2) \quad (8)$$

由于熵与信号的均值无关, 因此上式可以写为

$$J_\alpha(k) = H_\alpha(|y_k|^2) \quad (9)$$

令

$$V_\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} p^\alpha(y) dy \quad (10)$$

称 V_α 为信息势, 代入式(1)得到:

$$H_\alpha(Y) = \frac{1}{1-\alpha} \log V_\alpha, \quad \alpha > 0, \alpha \neq 1 \quad (11)$$

当满足 $\alpha > 1$ 时, 则最小化熵 $H_\alpha(Y)$ 等价于最大化信息势 V_α , 从而要使式(9)的代价函数最小, 只要使信号 $|y_k|^2$ 的信息势达到最大即可。由文献[8]知

$$V_\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} p^\alpha(y) dy = E[p^{\alpha-1}(y)] \quad (12)$$

因此信号 $|y_k|^2$ 的信息势可以表示为

$$V_\alpha(k) = E[p(|y_k|^2)^{\alpha-1}] \approx \frac{1}{N} \sum_{j=k+1-N}^k p(|y_j|^2)^{\alpha-1} \quad (13)$$

$V_\alpha(k)$ 表示 k 时刻对 V_α 的估计。为了最大化信息势 V_α , 均衡器抽头系数采用如下迭代式:

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) + \mu \frac{\partial V_\alpha(k)}{\partial \mathbf{f}} \quad (14)$$

当采用 Parzen 窗法对 $|y_k|^2$ 的概率密度函数进行估计时, 则有:

$$p(|y_j|^2) = \frac{1}{N} \sum_{i=k+1-N}^k K_\sigma(|y_j|^2 - |y_i|^2) \quad (15)$$

从而有:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_\alpha(k)}{\partial \mathbf{f}} &= \partial \left(\frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k p(|y_j|^2)^{\alpha-1} \right) / \partial \mathbf{f} \\ &= \frac{\alpha-1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k p(|y_j|^2)^{\alpha-2} \left(\partial [p(|y_j|^2)] / \partial \mathbf{f} \right) \\ &= \frac{\alpha-1}{N^2 \sigma^2} \sum_{j=k-N+1}^k \sum_{i=k-N+1}^k p(|y_j|^2)^{\alpha-2} (y_i \mathbf{X}^*(i) - y_j \mathbf{X}^*(j)) \\ &\quad \cdot (|y_j|^2 - |y_i|^2) K_\sigma(|y_j|^2 - |y_i|^2) \end{aligned} \quad (16)$$

式中 $\mathbf{X}(i)$ 为 i 时刻均衡器输入信号递归向量, 其定义见式(18), $*$ 表示复共轭运算。考虑到算法的复杂度和计算量, 这里取 $\alpha = 2, N = 2$, 从而得到均衡器抽头系数的迭代式变为

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) + \frac{\mu}{2\sigma^2} (y_{k-1} \mathbf{X}^*(k-1) - y_k \mathbf{X}^*(k)) t K_\sigma(t) \quad (17)$$

其中 $t = |y_k|^2 - |y_{k-1}|^2$ 。

4 基于 RENYI 熵的判决反馈盲均衡算法

判决反馈均衡器结构最初由 Austin 在 1967 年正式提出,

其性能优于线性均衡器。DFE可以补偿幅度失真,具有最小的噪声增益,可以完全均衡不超过其长度的信道。利用这种均衡器结构,前向滤波器不需近似于信道的逆,避免了增强噪声,反馈滤波器用于去除由先前已检测符号引起的符号间干扰。根据调整两个滤波器的向量所选择的不同方法,可得到基于不同算法的DFE。本文提出的基于RENYI熵的判决反馈均衡器的基带等效模型如图1所示。

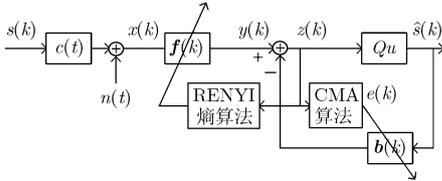


图1 基于RENYI熵判决反馈均衡器的基带等效模型

DFE算法的基本思想是:一旦检测到某个信息符号,由该符号引起的符号间干扰就被估计出来并被预先减去。由图1可以看出判决反馈均衡器由前向滤波器 $f(k)$ 、反馈滤波器 $b(k)$ 和量化判决器 Qu 组成。这样做的目的是,由前向滤波器 $f(k)$ 完成对最大相位分量的均衡,而由反馈滤波器 $b(k)$ 完成对最小相位分量的均衡。对于信道中靠近单位圆的最小相位零点,反馈滤波器 $b(k)$ 很容易构造相应的零点将其抵消,因此不会放大噪声。当然,也容易看出,对于靠近单位圆的最大相位零点,由于 $b(k)$ 无法构造位于单位圆外的零点,只能依靠前向滤波器来获得均衡。

图1中,发射信号 $s(k)$ 经过信道 $c(t)$ 后,加入高斯噪声 $n(t)$,接收端以发射码速率采样得到接收信号 $x(k)$ 。前向权向量用RENYI熵算法调整,反馈权向量用CMA算法调整, $e(k)$ 为经过CMA算法生成的盲均衡误差项。 $\hat{s}(k)$ 是对发射信号 $s(k)$ 的估计。

定义均衡器输入信号递归向量 $\mathbf{X}(k)$ 为

$$\mathbf{X}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N_f+1)]^T \quad (18)$$

过去判决值递归向量 $\hat{\mathbf{S}}(k)$ 为

$$\hat{\mathbf{S}}(k) = [\hat{s}(k), \hat{s}(k-1), \dots, \hat{s}(k-N_d+1)]^T \quad (19)$$

前向权向量 $\mathbf{f}(k)$ 和反馈权向量 $\mathbf{b}(k)$ 分别为

$$\mathbf{f}(k) = [f_0(k), f_1(k), \dots, f_{N_f-1}(k)]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{b}(k) = [b_0(k), b_1(k), \dots, b_{N_b-1}(k)]^T \quad (21)$$

则得到基于RENYI熵的判决反馈盲均衡算法(RENYI-DFE)的迭代过程为

$$\text{中心抽头初始化前向权向量 } \mathbf{f}(0) = [0, \dots, 1, \dots, 0]^T$$

$$\text{全零初始化反馈权向量 } \mathbf{b}(0) = [0, \dots, 0]^T$$

$$y(k) = \mathbf{X}^T(k)\mathbf{f}(k) \quad (22)$$

$$z(k) = y(k) - \hat{\mathbf{S}}^T(k)\mathbf{b}(k) \quad (23)$$

$$e(k) = z(k)(R_2 - z^2(k)) \quad (24)$$

$$t = |z_k|^2 - |z_{k-1}|^2 \quad (25)$$

$$K_\sigma(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (26)$$

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) + \frac{\mu}{2\sigma^2} (z_{k-1}\mathbf{X}^*(k-1) - z_k\mathbf{X}^*(k))tK_\sigma(t) \quad (27)$$

$$\mathbf{b}(k+1) = \mathbf{b}(k) - \mu_2 \hat{\mathbf{S}}^*(k)e(k) \quad (28)$$

式中 μ_1 和 μ_2 分别为前向权和反馈权的迭代步长。

5 算法性能仿真

为了比较本文提出的基于RENYI熵的判决反馈盲均衡算法(RENYI-DFE)与传统的常数模判决反馈均衡器算法(CMA-DFE)的优越性,进行了仿真实验。均衡器的结构采用横向均衡器,波特间隔系统。发射信号为QPSK信号,信噪比取25dB,前向权长度为25,反馈权长度为10,前向权迭代步长为 5×10^{-3} ,反馈权迭代步长为 5×10^{-5} ,迭代次数15000次,50次蒙特卡罗实验。为了衡量算法性能,定义剩余码间干扰(ISI)如下^[9]:

$$\text{ISI} = \frac{\sum_i |h_i|^2 - |h_{\max}|^2}{|h_{\max}|^2} \quad (29)$$

式中 h_i 是合成信道 \mathbf{h} 中的元素,而 h_{\max} 表示其中具有最大绝对值的元素。

5.1 水声信道模型

仿真中分别使用文献[10]中的浅海信道模型和文献[11]中的深海信道模型,这两种模型均已通过海上实验验证,具有较高的精度和可信度。浅海信道模型如下:载波频率10kHz,信道带宽2kHz,信息传输比特率为1000bit/s,风速20kn,接收机和发射机均位于水下10m,收发距离为5000m。选用声压幅度较大的8条本征声线,信道的归一化信道脉冲响应及零极点分布如图2所示,信道脉冲响应的计算表达式为

$$c(t) = \sum_i \alpha_i p(t - \tau_i) \quad (30)$$

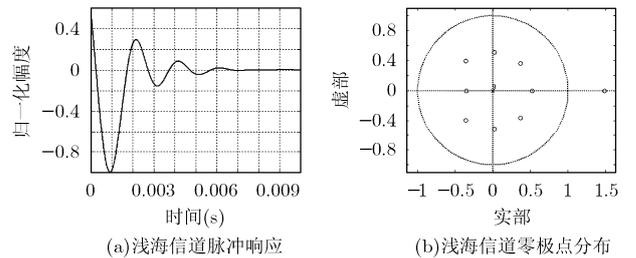


图2 浅海信道脉冲响应及零极点分布

α_i 是对应不同本征声线的声压幅值, τ_i 是相对时延, $p(t)$ 是降滚系数为20%的升余弦脉冲。深海信道模型的参数如下:海深5000m,声源位于水下1000m,接收机位于水下900m,二者距离56km,载波频率1kHz,信息传输比特率20bit/s,该信道的脉冲响应及零极点分布如图3所示。

5.2 仿真结果及性能分析

图4(a)是使用上述浅海信道模型的情况下,本文提出的

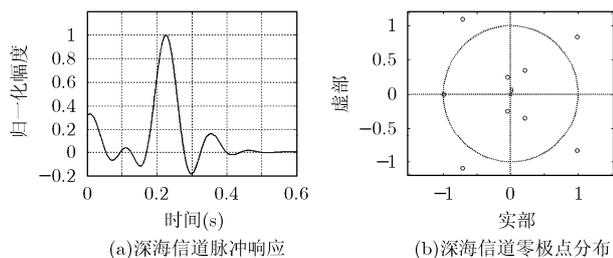


图3 深海信道脉冲响应及零极点分布

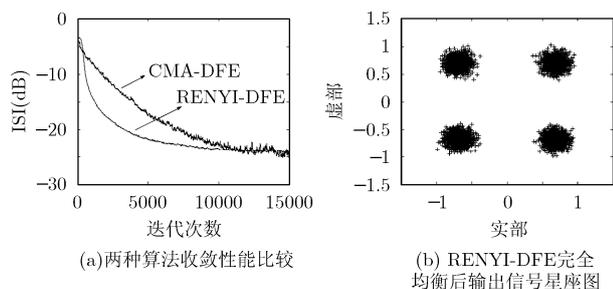


图4 浅海信道下均衡器性能分析

盲均衡算法 RENYI-DFE 以及 CMA-DFE 算法收敛性能比较, 图 4(b)是 RENYI-DFE 算法收敛后的信号星座图。

从图中可以看出, 本文提出的 RENYI-DFE 算法与传统的 CMA-DFE 算法相比, 以较快的速度完成了收敛, 且剩余码间干扰相同。同时, 由式(25)–式(27)可以看出, 若设均衡器长度为 L , 采用上次计算值保留的方法, 则相对于 CMA-DFE 算法, RENYI-DFE 算法在一次迭代中增加的计算量为 $(L+6)$ 次乘法, $(2L+3)$ 次加法, 1 次指数运算, 相对于一次迭代总的计算量, 本文的算法计算量增加不多。由于两种算法剩余码间干扰相同, 故这里只给出了 RENYI-DFE 完全均衡后输出信号的星座图。

图 5(a)是使用上述深海信道模型的情况下, 两种算法的收敛性能分析。从图 3(a)的深海脉冲响应图可以看出, 由于信号传输距离较远, 该信道多途现象较严重, 码间干扰较严重, 因此算法剩余码间干扰也有一定的增大。同时, 由图 3(b)可见看出该信道有一零点十分接近单位圆, 形成了很深的谱零点。从图 5(a)可以看出, 深海信道与浅海信道仿真结果相似, RENYI-DFE 算法有着良好的收敛性能。图 5(b)是 RENYI-DFE 算法收敛后的信号星座图, 可见均衡器输出信号眼图清晰张开。

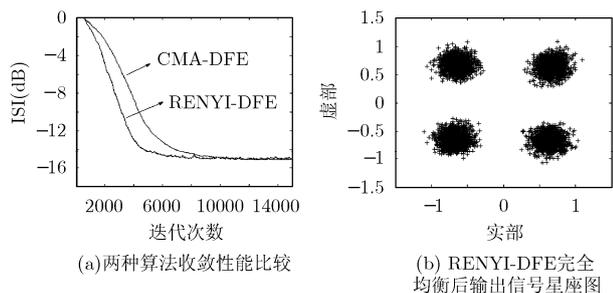


图5 深海信道下均衡器性能分析

6 结束语

为了解决传统的CMA-DFE算法收敛速度较慢的问题, 本文将RENYI熵与Parzen 窗概率密度估计法相结合, 直接把RENYI熵做为代价函数用到判决反馈盲均衡器上, 提出了RENYI-DFE算法。与传统的CMA-DFE算法相比, 该算法在计算量增加很小的情况下, 使得盲均衡算法的收敛速度显著增加。因此, 该算法提高了通信系统的质量, 具有一定的实用价值。

参考文献

- [1] 张艳萍, 赵俊渭, 李金明. 一种适用于水声信道的双模式盲均衡算法. 电子与信息学报[J], 2005, 27(10): 1535–1538.
Zhang Yan-ping, Zhao Jun-wei, and Li Jin-ming. A dual-mode blind equalization algorithm for underwater acoustic channel. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(10): 1535–1538.
- [2] 王峰, 赵俊渭, 李洪升. 一种混合常数模水声信道盲均衡新算法的研究. 声学学报[J], 2003, 28(2): 137–140.
Wang Feng, Zhao Jun-wei, and Li Hong-sheng. Blind equalization of underwater acoustic channel using a kind of combined constant modulus algorithm. *Acta Acustica*, 2003, 28(2): 137–140.
- [3] Lin Shou-Sheu and Wu Wen-Rong. Interpolated decision feedback equalization for long inter-symbol interference channels [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007, 87(11): 2673–2685.
- [4] Beasley A and Cole A R. A blind decision feedback equalizer for QAM signals based on the constant modulus algorithm [C]. Military Communications Conference, MILCOM 2006, Washington, D.C., 23-25 October, 2006: 1–7.
- [5] Santamaría I, Pantaleón C, Vielva L, and Principe J C. A fast algorithm for adaptive blind equalization using order- α RENYI's entropy [C]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002. Proceedings. (ICASSP '02). IEEE International Conference on, Orlando, 13-17 May, 2002, 3: 2657–2660.
- [6] 摆玉龙, 杨志民. 基于Parzen窗法的贝叶斯参数估计[J]. 计算机工程与应用, 2007, 43(7): 55–58.
Bai Yu-long and Yang Zhi-min. Bayes parameter estimation using Parzen windows methods. *Computer Engineering and Applications*, 2007, 43(7): 55–58.
- [7] Bianchi P and Loubaton P. On the blind equalization of continuous phase modulated signals using the constant modulus criterion [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007, 55(3): 1047–1061.
- [8] Erdogmus D and Principe J C. Convergence properties and data efficiency of the minimum error entropy criterion in adaline training [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(7): 1966–1978.

- [9] Kawamoto M, Kohno K, and Inouye Y. Robust super-exponential methods for blind equalization of SISO systems with additive Gaussian noise [C]. ISCAS 2005, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Japan, 23-26 May, 2005: 3031-3034.
- [10] 张艳萍, 赵俊渭等. 基于判决导引的水声信道混合盲均衡算法研究. 声学学报[J], 2005, 30(5): 442-446.
Zhang Yan-ping and Zhao Jun-wei, *et al.* On hybrid blind equalization algorithm based on decision-directed for underwater acoustic channel. *Acta Acustica*, 2005, 30(5): 442-446.
- [11] 范敏毅. 水声信道的仿真与应用研究. [博士论文], 哈尔滨工程大学, 2000.
Fan Min-yi. A study on simulation and application of underwater sound channel. [Ph.D. dissertation], Harbin Engineering University, 2000.
- 张银兵: 男, 1982年生, 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, 研究方向为水声信号处理、水声通信、声呐技术.
李金明: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为水声通信、水下信息对抗.
孙 勇: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为水声信号处理、声呐技术.