

基于二、四阶累积量的双模式盲均衡算法

王华荣, 王英民

(西北工业大学航海学院, 西安 710072)

摘要: 针对 Shalvi-Weinstein(SW) 准则和一种有约束条件的 SW 准则而导出盲均衡算法有不直接性的弊端, 介绍了一种归一化累积量的盲均衡准则, 同时介绍了基于此准则导出的通过线性时不变系统的盲均衡算法(HOS 算法); 并将此算法结合传统的直接判决算法, 形成了一种基于二阶和四阶累积量的双模式盲均衡(dual-mode HOS)算法。计算机仿真结果表明, 双模式盲均衡算法比由准则直接导出的盲均衡算法误差小, 有着更优越的性能。

关键词: 归一化累积量; HOS 算法; 双模式盲均衡算法

中图分类号: TN 911.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2006)-03-0222-04

Dual-mode algorithm for blind equalization based on second and fourth order cumulants

WANG Hua-rong, WANG Ying-min

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

Abstract: This paper considers the general blind equalization problem of non-minimum systems. A normalized cumulant consisting of second and fourth cumulants is proposed, and a blind equalization criterion for normalized cumulant matching presented. A new HOS algorithm is then derived, and an improved algorithm (dual-mode algorithm) proposed. Computer simulation results are included to compare the performance of the proposed algorithm.

Key words: normalized cumulant; HOS algorithm; dual-mode HOS algorithm

1 引言

水声信道的带宽非常有限, 且存在着严重的多途干扰, 这在很大程度上限制了水下通讯的速率。传统的自适应均衡技术(LMS), 需要发送大量的训练序列, 以获得信道特征, 这将占用大量并不富裕的水下信道带宽。而目前发展起来的盲均衡技术可以不需要训练序列, 即可自动跟踪通道的变化, 大大减少对水下信道的带宽的占用。

目前, 盲均衡技术已经形成了两大类, 一类是平稳信号盲均衡技术; 另一类是周期平稳(非平稳)

信号盲均衡技术。基于平稳信号盲均衡技术, 针对 SW^[1] 准则和一种有约束条件的 SW 准则^[2] 导出盲均衡算法不直接性的弊端, 本文介绍了一种归一化累积量的盲均衡准则, 同时介绍了基于此准则导出的通过线性时不变系统的盲均衡算法(HOS 算法); 并将此算法结合传统的直接判决算法(简称 DD 算法), 形成了一种基于二阶和四阶累积量的双模式盲均衡算法(dual-mode HOS 算法)。

2 基于归一化累积量的盲均衡准则

考虑一个线性系统^[3,4], 设输入序列 $\{a_i\}$ 为非高斯、零均值平稳随机序列, 非最小相位的线性时不变系统与均衡器组成的联合系统的冲击响应序列为

$\{s_i\}$, 则盲均衡的期望解^[1]为:

$$\{s_i\}=[\dots, 0, 0, \beta e^{j\theta}, 0, 0, \dots] \quad \beta \neq 0 \quad (1)$$

即 $\{s_i\}$ 序列中有唯一的非零元素 $\beta e^{j\theta}$, 其中 β θ 分别表示理想系统的幅度和相位因子。

对于复数信号 z , 定义如下的四阶和二阶累积量^[5]:

$$\begin{aligned} \text{CUM}(z^4) &= \text{CUM}(z, z, z^*, z^*) \\ &= E[z^4] - 2E^2[z^2] - |E[z^2]|^2 \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{CUM}(z^2) = \text{CUM}(z, z^*) = E[z^2] \quad (3)$$

其中, $\text{CUM}()$ 是一般的联合累积量表示, $*$ 表示复数共轭。若信号满足 $\text{CUM}(a_i; 4) \neq 0$, $\text{CUM}(a_i; 2) \neq 0$, 定义如下的归一化累积量

$$Q(z; 4:2) = \text{CUM}(z^4) / (\text{CUM}(z^2))^2 \quad (4)$$

其中 $\text{CUM}(z^2) \neq 0$ 。由于式(2)所示累积量与 SW 准则中的峰态表示完全相同, 则有

$$\text{CUM}(y_n; 4) = \text{CUM}(a_i; 4) \sum_i |s_i|^4 \quad (5)$$

$$\text{CUM}(y_n; 2) = \text{CUM}(a_i; 2) \sum_i |s_i|^2 \quad (6)$$

由于 $\text{CUM}(a_i; 2) \neq 0$, 故 $\text{CUM}(y_n; 2) \neq 0$, 两式相除得

$$\frac{\text{CUM}(y_n; 4)}{(\text{CUM}(y_n; 2))^2} = \frac{\text{CUM}(a_i; 4)}{(\text{CUM}(a_i; 2))^2} \frac{\sum_i |s_i|^4}{(\sum_i |s_i|^2)^2} \quad (7)$$

$$|Q(y_n; 4:2)| = |Q(a_i; 4:2)| \frac{\sum_i |s_i|^4}{(\sum_i |s_i|^2)^2} \quad (8)$$

不难证明 $|Q(y_n; 4:2)| \leq |Q(a_i; 4:2)|$ (当且仅当 $\{s_i\}$ 为式(1)时, 等号成立) (9)

由此形成如下的盲解卷积准则, 即归一化累积量准则^[9]:

$$\text{极大化 } |Q(y_n; 4:2)| \quad (10)$$

3 盲均衡算法(HOS算法)

假设盲均衡器的结构为横向滤波器, n 时刻均衡器的抽头矢量为 C_n 。根据式(10)所示的盲均衡准则, 定义目标函数:

$$\xi(C_n) = |Q(y_n; 4:2)| \quad (11)$$

并采用常见的梯度算法使目标函数极大化, 即 $C_{n+1} = C_n + \mu [-\xi(C_n)]$, 式中 μ 为步长, C_n 表示梯度, 则:

$$C_{n+1}[\xi(C_n)] = 4 \text{sgn}[Q(y_n; 4:2)] E\{[(|y_n|^2 E|y_n|^2 - E|y_n|^4 + |E[y_n^2]|^2) y_n - E[y_n^2] E|y_n|^2 y_n^*] X^*\} E^{-3}|y_n|^2 \quad (12)$$

由于 $\text{sgn}[Q(y_n; 4:2)] = \text{sgn}[Q(a_i; 4:2)]$, 所以有如下算法

$$C_{n+1} = C_n + \mu \varepsilon X^* \quad (13)$$

其中, $\varepsilon = \text{sgn}[Q(y_n; 4:2)] E[(|y_n|^2 E|y_n|^2 - E|y_n|^4 +$

$$|E[y_n^2]|^2) y_n - E[y_n^2] E|y_n|^2 y_n^*] E^{-3}|y_n|^2,$$

对 $E[y_n^2]$ 、 $E|y_n|^2$ 、 $E|y_n|^4$ 的估计分别由下式求出:

$$E[y_{n+1}^2] = (1 - \rho) E[y_n^2] + \rho y_n^2$$

$$E|y_{n+1}|^2 = (1 - \delta) E|y_n|^2 + \delta |y_n|^2$$

$$E|y_{n+1}|^4 = (1 - \lambda) E|y_n|^4 + \lambda |y_n|^4$$

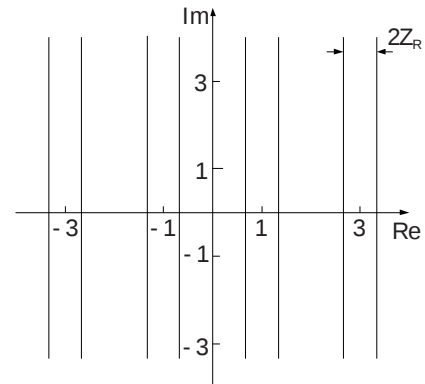
上式中 ρ δ λ 为大于零且远小于 1 的常数。

4 双模式盲均衡算法(dual-mode HOS算法)

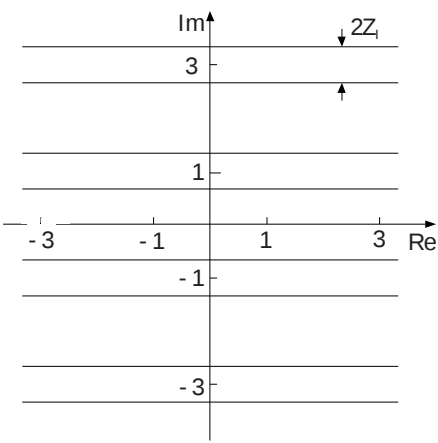
由于一般盲均衡算法收敛后都会有较大的误差, 所以此算法将上面的 HOS 算法与直接判决算法(DD 算法)相结合, 形成了一种新的算法, 即 dual-mode HOS 算法。算法的基本思想: 算法开始采用 HOS 算法使系统输出眼图基本上睁开, 然后采用输出误差比较小的 DD 算法, 目的是提高算法的稳定性, 使得系统达到完美的均衡, 同时系统的输出误差更小一点。

由此思想出发, 考虑复数系统, 定义均衡器系数调节公式(13)中的 ε 的原则为: 若系统输出 $y_R(k)$ Z_R , $y_i(k)$ Z_i (如图 1 所示), 则使用 DD 算法, 即 $\varepsilon(k) = y(k) - \text{dec}(y(k))$; 否则 ε 按 HOS 算法中取值。

分析此算法, 若 $0 < Z_R$, $Z_i < 1$, 则算法在 HOS 算法与 DD 算法之间切换; 若 $Z_R = Z_i = 1$, 则算法变为简单的 DD 算法; 若 $Z_R = Z_i = 0$, 则算法则变为前面所述的 HOS 算法。因此, 要提高算法稳定性, 减小系统输出误差, 应该选取 $0 < Z_R$, $Z_i < 1$, 一般取 $Z_R = Z_i = 0.5$ 。



(a) 实部域 Z_R real range



(b) 虚部域 Z_i image range

图 1 判决域

Fig.1 Decision range

5 计算机仿真

为了验证上述 dual-mode HOS 算法性能, 在计算机上进行了仿真实验。仿真条件为: 信源采用 16-QAM 信号; 均衡器的结构采用横向均衡器, 其阶数为 21, 均衡器采用中心抽头初始化, 即中间的为 1, 其余为 0; 输入信噪比为 25dB; 信源速率为 2kbts/s; 载波频率为 10kHz。

5.1 水声信道模型

仿真中用到时变信道模型^[6]。此模型考虑由发射机和接收机的相对移动引起的信道模型的变化。为了提高计算速度, 首先考虑一些简化原则: 忽略由于发射机的移动导致传播距离的变化而引起的多径幅度变化, 即在各传播途径间仅内部相位随时间变化。多途信道模型的时间离散化。假设反射为镜像反射时, 幅度的衰减是与传播路径的长度、海面反射系数等因素有关的。

时变信道冲激响应的表达式^[6]为:

$$h(n,t)=\delta(n)+\sum_{i=1}^L\delta(n-n_i)\alpha_ie^{-j\beta_i(t)}$$

(14)

其中, L 是多途路径的数量。

$$\beta_i(t)=2\pi\frac{f_0}{f_s}\frac{v_t}{c_0}(\cos(\phi_r-\theta_{ii})-\cos\phi_i)t$$

(15)

式中, f_0 为载波频率, f_s 为码源速率, v_t 为发射机运动的速度, θ_{ii} 为直达波和多径波的夹角, ϕ_i 为发射机相对于接收机运动方向与直达波之间的夹角, c_0 为海水中的声速, 这里取 1500m/s。

此仿真中, 取两条多途路径, 时变信道模型的参数见表 1。为了简化问题, 假设发射机是沿着发射机与接收机之间的连线方向运动的, 即式 (15) 中的 $\phi_i=0$ 。并且发射机运动的速度为 0.5m/s, 即式 (15) 中的 $v_t=0.5$ 。

表 1 多途延迟和幅度参数

Table 1 Delay and amplitude of auxiliary paths

	幅度	延迟/ms	方向/o
直达波	1	0	0
第一个多途到达波	0.94	5	+5
第二个多途到达波	0.71	15	-5

5.2 仿真结果及性能分析

采用上述信道模型的仿真, 结果如图 2~图 4 所示。其中, 图 2 为 HOS 算法的输出信号星座图; 图 3 为 dual-mode HOS 算法的输出信号星座图; 图 4 为两种算法的误差曲线比较图。从图 2、3 中可以看出两种算法均能收敛, 但是 dual-mode HOS 算法比 HOS 算法的收敛性好; 从图 4 中可以看出, dual-mode HOS 算法的输出误差比 HOS 算法更小一些, 同时算法的收敛速度也较快一些。也就是说, dual-mode HOS 算法是对 HOS 算法的进一步改进与发展。

6 结 论

本文介绍了一种归一化累积量的盲均衡准则, 同时介绍了由此准则导出的盲均衡算法 (HOS 算法)。并将其结合 DD 算法, 形成了一种改进的基于二阶

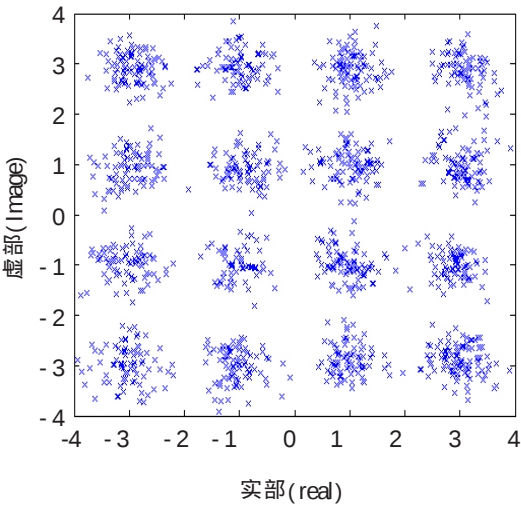


图 2 HOS 算法的输出

Fig.2 Output of HOS algorithm

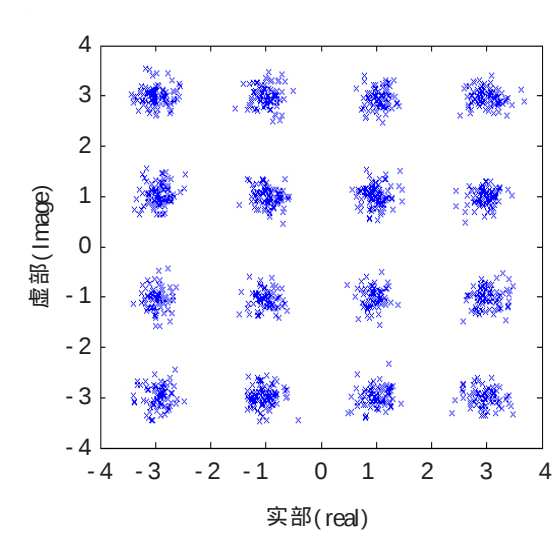


图 3 Dual-mode HOS算法的输出

Fig.3 Output of dual-mode HOS algorithm

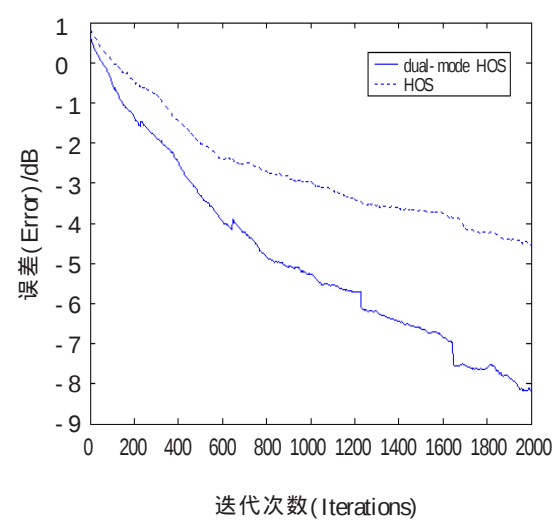


图 4 两种算法的误差曲线

Fig.4 Error curve of the two kinds of algorithm

和四阶累积量的 dual-mode HOS算法。通过计算机仿真可以看出两类算法均可以达到均衡效果,而 dual-mode HOS的输出误差比 HOS算法更小一些,即 dual-mode HOS算法的确提高了由归一化累积量盲均衡准则导出的算法的性能。

参 考 文 献

[1] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京. 国防工业出版社, 2000.
ZHANG Xianda, BAO Zheng. Communication Signal Processing[M]. Beijing National Defense Industry Press 2000.

[2] O. SHALVI, E. WEINSTEIN, New Criteria for Blind Deconvolution of Nonminimum Phase Systems (Channels) [J]. IEEE Trans Info, 1990, 36(2), 312-322.

[3] 曹惠刚, 钱亚生. 现代通信原理[M]. 清华大学出版社, 1992.
CAO Huigang, QIAN Yasheng. Modern Communication Theory[M]. the Press of Qinghua University. 1992.

[4] Godard D N. Self-Recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communications systems [J]. IEEE Trans on Commun, 1980, COM-28(11): 1867-1875.

[5] 何晓薇, 樊龙飞, 查光明. 基于二阶、四阶累积量的盲解卷积准则[J]. 电子科技大学学报, 1998: 4(27).
HE Xiaowei, FAN Longfei, ZHA Guangming. Criteria and algorithm for blind deconvolution (Equalization) based on second and fourth order cumulants[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 1998: 4(27).

[6] Adam Zielinski, Young-Hoon, Wu Lixue. Performance analysis of digital acoustic communication in a shallow water channel[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1995, 20(4): 293-298.