

# 基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法

张艳萍<sup>1</sup> 陈世波<sup>1</sup>

## 摘要

针对常数模算法收敛速度慢的缺点,在分析基于正交小波变换盲均衡器结构和并行软判决盲均衡算法的基础上,提出一种基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法.该算法将正交小波变换引入到并行软判决算法中,利用正交小波变换对信号很强的去相关能力,降低信号的自相关性,以加快算法的收敛速度.水声信道仿真结果表明,与并行的软判决盲均衡算法相比,所提出的基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法具有更快的收敛速度.

## 关键词

盲均衡;正交小波变换;软判决;水声信道

中图分类号 TN91

文献标志码 A

## 0 引言

水下通信系统中,带宽受限和多径传播会导致严重的码间干扰(Intersymbol Interference, ISI),需要在接收端采用均衡技术来消除<sup>[1-2]</sup>.在各种盲均衡算法中,由 Godard 提出的常数模算法(Constant modulus algorithm, CMA)运算量小,因而在实际中应用广泛,但该算法收敛速度慢、稳态误差大.文献[3]提出了一种并行软判决盲均衡算法,它利用常数模算法和均衡器输出序列后验概率密度估计的思想同时参与均衡器抽头系数的调整,有效地加快了算法的收敛速度,但没有改变输入信号的自相关性.文献[4-5]的研究表明:在自适应均衡算法中,通过对均衡器的输入信号进行正交小波变换,可以降低信号的自相关性,从而有效地加快均衡算法的收敛速度.

为进一步提高算法的收敛速度,本文将正交小波变换引入到并行软判决盲均衡算法中,新算法对均衡器的输入信号进行正交小波变换,改变了均衡器的结构,在收敛速度上有较大改进.

## 1 并行软判决盲均衡算法<sup>[6]</sup>

图1为盲均衡系统等效基带框图, $s(k)$ 为信源发送的原始信号集, $h(k)$ 为未知的信道的冲击响应, $n(k)$ 为均值为零的高斯白噪声, $x(k)$ 为均衡器输入的采样序列, $y(k)$ 为均衡器输出序列, $\hat{s}(k)$ 为判决器输出, $w(k)$ 是长度为 $2N+1$ 的线性滤波器.

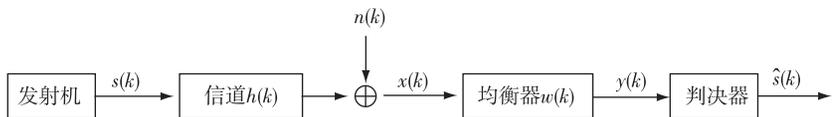


图1 盲均衡系统等效基带框图

Fig. 1 Block diagram of blind equalization system

设发射序列  $s(k) = s_r(k) + js_l(k)$  为独立同分布的 MQAM 信号,则该符号集<sup>[7]</sup>可以表示为

$$s = \{s_{il} = (2i - 1 - Q) + j(2l - 1 - Q), 1 \leq i, l \leq Q\}, \quad (1)$$

式(1)中  $Q = \sqrt{M}$ ,在信道达到均衡后,均衡器的输出可以近似表示为

$$y(k) = s(k - d) + n(k), \quad (2)$$

式(2)中  $d$  为整数,表示由信道和均衡器组成的信道延迟, $n(k)$ 可近

收稿日期 2011-10-11

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以及水声通信. zypgic@163.com

<sup>1</sup> 南京信息工程大学 电子与信息工程学院, 南京,210044

似为复高斯白噪声,从而在发射信号  $s_{il}$  时,均衡器的输出可以看成是均值  $s_{il}$ , 方差为  $\sigma^2$  的  $M$  阶高斯簇模型. 因此  $y(k)$  的后验概率密度函数可表示为

$$p(w, y(k)) \approx \sum_{i=1}^Q \sum_{l=1}^Q \frac{p_{il}}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{il}|^2}{2\sigma^2}\right). \quad (3)$$

式(3)中  $p_{il}$  为  $s_{il}$  的先验概率密度函数,假设在区间  $[1, Q]$  上均匀分布,取值为  $\frac{1}{M}$ .

软判决盲均衡算法 (Soft Decision-Directed, SDD) 是按照最大后验概率准则设计的,代价函数定义为

$$J_{\text{SDD}}(y(k)) = E\{\sigma^2 \log(p(w, y(k)))\}. \quad (4)$$

其梯度可以表示为

$$\nabla J_{\text{SDD}}(y(k)) = \frac{\sum_{i=1}^Q \sum_{l=1}^Q \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{il}|^2}{2\sigma^2}\right) (s_{il} - y(k))}{\sum_{i=1}^Q \sum_{l=1}^Q \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{il}|^2}{2\sigma^2}\right)} \mathbf{x}^*(k). \quad (5)$$

式(5)中  $*$  表示共轭,  $\nabla$  表示梯度,从而利用随机梯度下降算法,得到 SDD 均衡器的抽头系数迭代公式为

$$\mathbf{f}_{\text{SDD}}(k+1) = \mathbf{f}_{\text{SDD}}(k) + \mu_{\text{SDD}} \nabla J_{\text{SDD}}(y(k)). \quad (6)$$

其中  $\mu_{\text{SDD}}$  为算法的步长. 结合 CMA 算法均衡器的迭代公式,将两者同时用于调节均衡器的抽头权重向量,便得到并行的软判决盲均衡算法(CMA-SDD).

CMA-SDD 算法利用常数模算法和均衡器输出后验概率密度估计的思想共同参与均衡器抽头系数的调整,有效地加快了均衡器的收敛速度,但是其没有改变均衡器输入信号的自相关性,而这是影响算法性能的主要因素之一. 基于此,提出了基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法,即将正交小波变换引入到 CMA-SDD 算法中,利用正交小波变换的良好去相关能力,降低输入信号的自相关性,进一步提高收敛速度.

## 2 基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法

设信道冲击响应为  $\mathbf{h} = [h(0)h(1)\cdots h(k-1)]^T$ , 则信道和均衡器的联合冲击响应为

$$\mathbf{f} = [f(0)f(1)\cdots f(L_f - 1)]^T = \mathbf{h}^* \mathbf{w}, \quad (7)$$

其中,  $L_f = n + m - 1$  是联合冲击响应的长度,  $T$  表示转置,由此可得出均衡器的软输出<sup>[8]</sup>

$$y(k) = f(0)s(k) + \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^n f(i)s(k-i) + \sum_{i=-N}^N w(i)n(k-i). \quad (8)$$

因此,均衡后均衡器的输出可以近似为两部分

$$y(k) \approx s(k) + v(k), \quad (9)$$

其中,  $v(k) = v_R(k) + jv_I(k) = \sum_{i=-N}^N w(i)n(k-i)$ ,

可近似为高斯白噪声<sup>[9]</sup>, 满足

$$\begin{bmatrix} E[v_R^2(k)] & E[v_R(k)v_I(k)] \\ E[v_I(k)v_R(k)] & E[v_I^2(k)] \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \sigma^2 & 0 \\ 0 & \sigma^2 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

在上述条件下,  $y(k)$  的后验概率密度函数为

$$p(w, y(k)) \approx \sum_{i=1}^Q \sum_{l=1}^Q \frac{p_{il}}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{il}|^2}{2\sigma^2}\right). \quad (11)$$

$p_{il}$  是  $s_{il}$  的先验概率密度函数,假设在区间  $[1, Q]$  上,其分布是均匀的.

CMA + SDD 均衡算法中, CMA 部分是为了将眼图打开, SDD 部分是为了使得均衡器输出的后验概率密度的对数值最大

$$\bar{J}_{\text{LMAP}}(\mathbf{w}) = E[J_{\text{LMAP}}(\mathbf{w}, y(k))]. \quad (12)$$

通过随机梯度法调整  $\mathbf{w}$ , 其中

$$J_{\text{LMAP}}(\mathbf{w}, y(k)) = \sigma^2 \log(p(\mathbf{w}, y(k))). \quad (13)$$

SDD 均衡器的抽头权重系数的迭代方程为

$$\mathbf{f}_{\text{SDD}}(k+1) = \mathbf{f}_{\text{SDD}}(k) + \mu_{\text{SDD}} \frac{\partial J_{\text{LMAP}}(\mathbf{w}, y(k))}{\partial \mathbf{f}_{\text{SDD}}}. \quad (14)$$

其中

$$\frac{\partial J_{\text{LMAP}}(\mathbf{w}, y(k))}{\partial \mathbf{f}_{\text{SDD}}} = \frac{\sum_{i=1}^Q \sum_{l=1}^Q \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{il}|^2}{2\sigma^2}\right) (s_{il} - y(k))}{\sum_{i=1}^Q \sum_{l=1}^Q \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{il}|^2}{2\sigma^2}\right)} \mathbf{x}^*(k). \quad (15)$$

若令  $\mathbf{V}$  为正交小波变换矩阵, 则

$$\mathbf{V} = [\mathbf{G}(0), \mathbf{G}(1)\mathbf{H}(0), \mathbf{G}(2)\mathbf{H}(1)\mathbf{H}(0), \cdots, \mathbf{G}(J-1)\mathbf{H}(J-2)\cdots\mathbf{H}(1)\mathbf{H}(0), \mathbf{H}(J-1)\mathbf{H}(J-2)\cdots\mathbf{H}(1)\mathbf{H}(0)]. \quad (16)$$

式(16)中,  $\mathbf{H}(J)$  和  $\mathbf{G}(J)$  分别为小波滤波器系数  $h(k)$  和尺度滤波器系数  $g(k)$  所构成的矩阵.

设

$$\mathbf{R}(k) = [r_{1,0}(k), r_{1,1}(k), \cdots, r_{J,k_j}(k), S_{J,0}(k), \cdots, S_{J,k_j}(k)]^T \mathbf{w}(k) = [d_{1,0}(k),$$

$$[d_{1,1}(k), \dots, d_{J,k_j}(k), v_{J,0}(k), \dots, v_{J,k_j}(k)]^T, \quad (17)$$

则

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{y}(k)\mathbf{V}, \quad (18)$$

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{w}^T(k)\mathbf{R}(k). \quad (19)$$

这时,

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{\text{SDD}}(k+1) &= \mathbf{f}_{\text{SDD}}(k) + \mu_{\text{SDD}} \frac{\partial J_{\text{LMAP}}(\mathbf{w}, \mathbf{y}(k))}{\partial \mathbf{f}_{\text{SDD}}} = \\ & \mathbf{f}_{\text{SDD}}(k) + \mu_{\text{SDD}} \hat{\mathbf{R}}^{-1}(k)\mathbf{R}(k) \cdot \\ & \frac{\sum_{i=1}^Q \sum_{l=1}^Q \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{il}|^2}{2\sigma^2}\right)(s_{il} - y(k))}{\sum_{i=1}^Q \sum_{l=1}^Q \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{il}|^2}{2\sigma^2}\right)} \mathbf{x}^*(k), \quad (20) \end{aligned}$$

式(20)中,  $\hat{\mathbf{R}}^{-1}(k) = \text{diag}[\sigma_{1,0}^2(k), \sigma_{1,1}^2(k), \dots, \sigma_{J,k_j-1}^2(k), \sigma_{J+1,0}^2(k), \dots, \sigma_{J+1,k_j-1}^2(k)]$  且

$$\sigma_{J,n}^2(k+1) = \beta\sigma_{J,n}^2(k) + (1-\beta)|r_{j,n(k)}|^2, \quad (21)$$

$$\sigma_{J+1,n}^2(k+1) = \beta\sigma_{J+1,n}^2(k) + (1-\beta)|s_{j,n(k)}|^2. \quad (22)$$

此时式(17)–(22)构成了本文所提出的基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法。

由小波分析理论可知,正交小波变换是一种线性变换,均衡器输入信号经过正交小波变换后,其噪声与信号依然是相互独立的.将小波变换引入到CMA-SDD算法的实质是在同一尺度下对均衡器的输入信号进行正交小波变换,改变了均衡器的结构。

该算法利用正交小波变换良好的去相关特性,对输入信号的高、低频分量进行了分解,降低输入信号的自相关性,加快了算法的收敛速度,这有利于跟踪水声信道的时变特性,有利于增强算法的实时性和实用性。

### 3 算法性能仿真

为了验证本文提出的基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法(WTCMA-SDD)的性能,进行了计算机仿真.本仿真采用文献[10]浅海信道模型:载

波频率为10 kHz,信道带宽2 kHz,风速20 km/h,发射机和接收机均位于水下10 m,二者距离为5 000 m,信息传输波特率为1 000 bit/s.该模型已通过海上实验验证,精度较高.衡器的结构采用横向均衡器系统,均衡器长度为16,发射信号为QPSK信号,信噪比取20 dB.算法中SDD部分步长取 $1 \times 10^{-3}$ ,其他各部分步长取 $4 \times 10^{-3}$ ,迭代10 000次,20次蒙特卡罗实验。

为了比较算法的性能,本文同时给出了CMA-SDD算法和WTCMA-SDD算法的剩余码间干扰曲线和星座。

图2给出了并行软判决盲均衡算法和基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法的剩余码间干扰曲线。

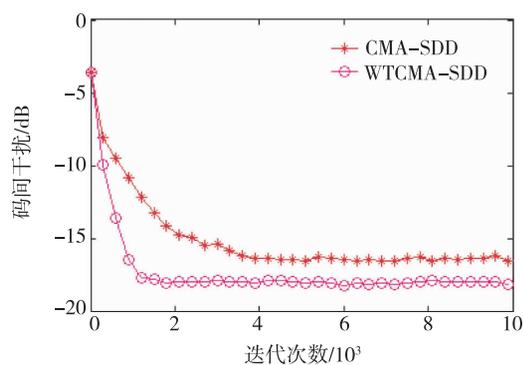


图2 收敛性能比较

Fig. 2 Convergence performance comparison between CMA-SDD and WTCMA-SDD

图3a给出了均衡器输入信号星座,图3b和图3c分别给出了并行软判决盲均衡算法和基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法的输出星座。

从图2可以看出,CMA-SDD算法收敛速度较慢,在大约5 000步的时候才收敛,而WTCMA-SDD

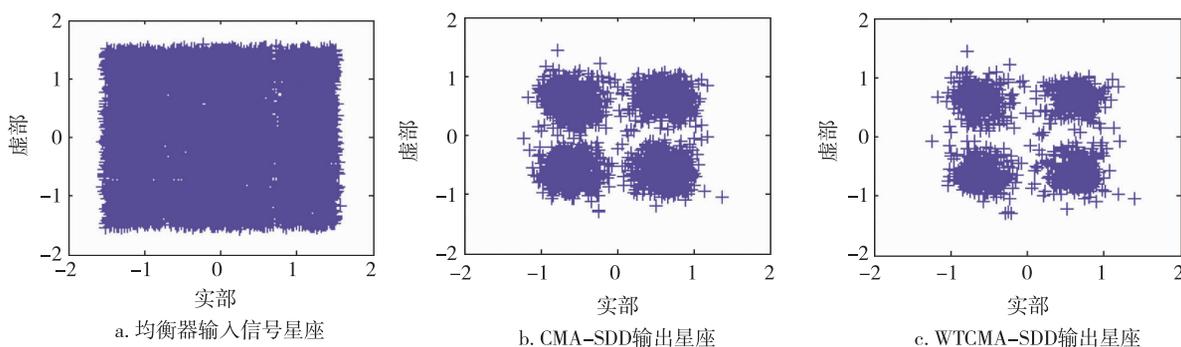


图3 均衡器输出结果

Fig. 3 Input signal constellation by equalizer, output signal constellation by CMA-SDD and WTCMA-SDD

算法由于引入了正交小波变换对输入信号高、低频分量进行了分解,降低了输入信号的自相关性,收敛速度非常快,在 1 500 步的时候已经收敛,比 CMA-SDD 算法快大约 3 500 步. 从输出星座图(图 3)可以看出 WTCMA-SDD 算法的输出星座图比 CMA-SDD 算法的输出星座图更加清晰、紧凑. 总的来说, WTCMA-SDD 算法在收敛速度方面明显优于 CMA-SDD 算法,码间干扰方面也有所改善. 仿真结果表明本文提出的基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法是一种有效的水声信道盲均衡算法.

#### 4 结论

本文在分析基于正交小波变换的盲均衡算法和并行软判决盲均衡算法的基础上,提出了一种基于正交小波变换的并行软判决盲均衡算法,该算法利用小波变换的良好去相关能力和均衡器输出序列后验概率密度估计的思想共同参与均衡器抽头系数的调整,进一步加快了均衡器的收敛速度. 水声信道模型的计算机仿真实验表明,该算法相对于 CMA-SDD 算法,获得了更快的收敛速度,具有一定的实用价值.

#### 参考文献

##### References

- [ 1 ] Stojanovic M. Recent advances in high-speed underwater acoustic communications [ J ]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1996, 21( 2 ): 125-136
- [ 2 ] Johnson C R Jr, Schniter P, Endres J T, et al. Blind equalization using the constant modulus criterion: A review [ J ]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86( 10 ): 1927-1949
- [ 3 ] de Castro F C C, de Castro M C F, Arantes D S. Concurrent blind deconvolution for channel equalizations [ C ] // Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, 2001, 2: 366-371
- [ 4 ] 韩迎鹤, 郭业才, 李保坤, 等. 引入动量项的正交小波变换盲均衡算法 [ J ]. 系统仿真学报, 2008, 20( 6 ): 1559-1562  
HAN Yingge, GUO Yecai, LI Baokun, et al. Momentum term and orthogonal wavelet-based blind equalization algorithm [ J ]. Journal of System Simulation, 2008, 20( 6 ): 1559-1562
- [ 5 ] 郭业才, 丁雪洁. 正交小波变换和时间分类联合盲均衡算法 [ J ]. 南京信息工程大学学报: 自然科学版, 2010, 2( 1 ): 1-5  
GUO Yecai, DING Xuejie. The orthogonal wavelet transform and time diversity combined blind equalization algorithm [ J ]. Journal of Nanjing University of Information Science & Technology: Natural Science Edition, 2010, 2( 1 ): 1-5
- [ 6 ] Chen S, Chng E S. Concurrent constant modulus algorithm and soft decision directed scheme for fractionally-spaced blind equalization [ C ] // IEEE International Conference on Communications, 2004, 4: 2342-2346
- [ 7 ] 张银兵, 赵俊渭, 郭业才, 等. 水声信道并行软判决盲均衡算法 [ J ]. 西北工业大学学报, 2009, 27( 4 ): 522-526  
ZHANG Yinbing, ZHAO Junwei, GUO Yecai, et al. A FSE-SEI-SDD algorithm better for underwater acoustic communication [ J ]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2009, 27( 4 ): 522-526
- [ 8 ] Proakis J G. Digital communication [ M ]. New York: McGraw-Hill, 2001
- [ 9 ] Shalvi O, Weinstein E. Super-exponential methods for blind deconvolution [ J ]. IEEE Transactions on Information Theory, 1993, 39( 2 ): 504-519
- [ 10 ] Zielinskj A, Yoon Y H, Wu L X. Performance analysis of digital acoustic communication in a shallow water channel [ J ]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1995, 20( 4 ): 293-299

## Soft decision-directed blind equalization algorithm based on orthogonal wavelet transform

ZHANG Yanping<sup>1</sup> CHEN Shibo<sup>1</sup>

<sup>1</sup> School of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

**Abstract** Aiming at the slow convergence rate of constant modulus algorithm, a soft-decision blind equalization algorithm was proposed on the basis of orthogonal wavelet transform. The blind equalizer structure of orthogonal wavelet transform and characteristics of soft-decision blind equalization algorithm are analyzed. Then the de-correlation ability of orthogonal wavelet transform is utilized to reduce the signal autocorrelation, thus accelerate the convergence rate of proposed soft-decision algorithm. Simulation tests with underwater acoustic channel indicate that the proposed soft decision-directed blind equalization algorithm is improved in convergence rate compared with parallel soft decision equalization algorithm.

**Key words** blind equalization; orthogonal wavelet transform; soft-decision; underwater channel