

## 一种适用于水声信道的双模式盲均衡算法

张艳萍<sup>\*\*\*</sup> 赵俊渭<sup>\*</sup> 李金明<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>(西北工业大学声学工程研究所 西安 710072)

<sup>\*\*</sup>(山西师范大学 临汾 041004)

**摘要:** 针对常数模算法(CMA)和符号回归常数模算法(SR-CMA)存在的问题,提出了一种基于分数间隔的双模式常数模(DCMA)盲均衡算法。该算法将常规CMA算法和SR-CMA算法相结合,通过判决圆环完成两种算法之间的切换,根据信噪比确定判决圆环的边界。仿真结果表明,DCMA的计算效率高于CMA,算法稳定性优于SR-CMA,而且可以获得较低的剩余均方误差。

**关键词:** 盲均衡, 分数间隔, 常数模, 符号回归

中图分类号: TN911.5 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2005)10-1535-04

## A Dual-Mode Blind Equalization Algorithm for Underwater Acoustic Channel

Zhang Yan-ping<sup>\*\*\*</sup> Zhao Jun-wei<sup>\*</sup> Li Jin-ming<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>(Institute of Acoustics Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

<sup>\*\*</sup>(Shanxi Teacher's University, Linfen 041004, China)

**Abstract** A kind of Dual-mode Constant Modulus Algorithm(DCMA) based on fractionally-spaced equalization for blind equalization is presented to compensate the defects of the Constant Modulus Algorithm(CMA) and the Signed-Regressor CMA(SR-CMA). DCMA combines the conventional CMA and SR-CMA, and the switch process between CMA and SR-CMA is realized by decision circle ring which boundary is decided by the signal-to-noise ratio. Computer simulation proves that DCMA is more robust than SR-CMA and more computationally efficient than CMA, and its residual mean-square error is lower than that of CMA and SR-CMA.

**Key words** Blind equalization, Fractionally-spaced, CMA (Constant Modulus Algorithm), SR (Signed-Regressor)

### 1 引言

水声信道的带宽非常有限,使得水下信息的传输速率很低,加上水声信道多途效应引起的码间干扰(ISI),造成信息传输的误码率很高<sup>[1,2]</sup>。由于盲均衡算法不需要训练序列,可节省大量带宽,因而得到了广泛的使用。在满足一定的盲均衡条件下,常数模分数间隔均衡器(FSE)具有较好的收敛性能,能很好地恢复出符号序列<sup>[2]</sup>。然而,常规FSE-CMA算法的计算复杂度较高,特别对于水声信道而言,由于其严重的多途效应,接收到的信号码间干扰严重,要很好地均衡这样的水声信道,均衡器必须具备很长的权值,这必然造成CMA算法的计算量大幅度增加。符号回归常数模算法(Signed-Regressor CMA,SR-CMA)在每次迭代时使用输入信

号的极性,提高了计算效率<sup>[3,4]</sup>,有利于水声信息的实时恢复,但SR-CMA算法的剩余均方误差较大<sup>[5]</sup>。

本文提出了一种基于分数间隔的双模式水声信道盲均衡算法DCMA(Dual-mode Constant Modulus Algorithm)。该算法由CMA和SR-CMA算法组成,使用判决圆环进行算法之间的切换,利用信噪比参数确定判决圆环的边界。当算法未收敛时,迭代以CMA模式进行,这样可以确保DCMA算法的稳健性。当算法收敛后,自动切换到SR-CMA模式,由于该模式计算量小,可以保证信息恢复的实时性。通过实测水声信道模型进行仿真,验证了该算法的有效性。

### 2 分数间隔系统模型

$T/2$  分数间隔均衡系统模型如图1所示:图中,  $a(k)$  是

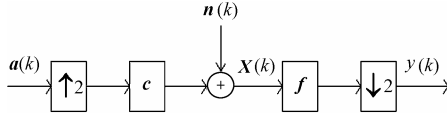


图 1  $T/2$  间距 FSE 多采样率系统模型

独立同分布的发射信号序列,  $c$  是长度为  $N_c$  的基带信道响应向量,  $n(k)$  为水声信道噪声,  $X(k)$  是均衡器的输入向量,  $f$  表示长度为  $N_f$  的均衡器抽头系数向量,  $y(k)$  是均衡器的输出. 信道响应和均衡器响应的长度分别为  $N_c$  和  $N_f$ , 则系统输出为

$$y(k) = a^T(k)Cf + n^T(k)f \quad (1)$$

其中  $[ ]^T$  表示转置运算, 且

$$\begin{aligned} a(k) &= [a_n, a_{n-1}, \dots, a_{n-N_a+1}]^T \\ N_a &= \lfloor (N_c + N_f - 1)/2 \rfloor \end{aligned} \quad (2)$$

式中的  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示下取整.

信道卷积矩阵  $C(N_a \times N_f)$  矩阵为

$$C = \begin{bmatrix} c_1 & c_0 & & & & & & \\ c_3 & c_2 & c_1 & c_0 & & & & \\ \vdots & \vdots & c_3 & c_2 & & & & \\ c_{N_c-1} & c_{N_c-2} & \vdots & \vdots & \ddots & c_1 & c_0 & \\ & & c_{N_c-1} & c_{N_c-2} & \ddots & c_3 & c_2 & \\ & & & & & \vdots & \vdots & \\ & & & & & c_{N_c-1} & c_{N_c-2} & \end{bmatrix} \quad (3)$$

则信道和均衡器响应的等效合成信道响应为

$$h = (h_0, \dots, h_{N_h})^T = Cf \quad (4)$$

3 DCMA 算法

3.1 CMA 与 SR-CMA 之间的切换

文献[6]采用判决圆完成算法的切换, 并根据信噪比确定判决圆的边界. 噪声的标准差如下[6]:

$$\sigma = \sqrt{E[a^2]/10^{N/10}} \leq \frac{r_{\max}}{\sqrt{10^{N/10}}} \quad (5)$$

式中  $\sigma$  表示噪声的标准差,  $E[a^2]$  为发射信号的功率,  $N$  表示信噪比,  $r_{\max}$  为发射信号星座最外层信号所在的圆半径.

与文献[6]中采用的判决圆方法不同, 本文采用判决圆环进行算法之间的切换, 并根据信噪比确定判决圆环的边界, 如图 2 所示. 对 16QAM 信号而言, 信号点分布在 3 个圆上, 分别用  $r_1, r_2, r_3$  表示这 3 个圆的半径, 且  $r_1 < r_2 < r_3$ . 将满足  $r_i - d < r < r_i + d$ ,  $1 \leq i \leq 3$  的圆环确定为 DCMA 算法的“判决区域”, 图中两个虚线圆构成的圆环是  $i=3$  时的情况. 取  $\sigma$  的上限为  $d$  的值:

$$d = \frac{r_{\max}}{\sqrt{10^{N/10}}} \quad (6)$$

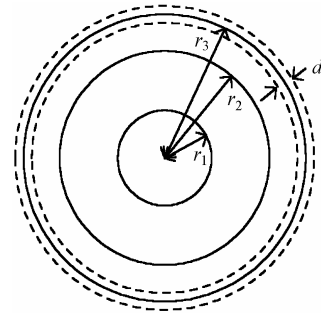


图 2 16QAM 信号的判决区域

当算法未收敛时, 均衡器输出落在“判决区域”外, 这时算法不稳定, 用性能稳健的 CMA 算法进行迭代. 算法收敛后, 即均衡器输出落在“判决区域”内, 则自动切换到运算量小的 SR-CMA 算法模式.

3.2 DCMA 算法模型

DCMA 算法的基带等效模型如图 3 所示. 图中,  $e_1(k)$  和  $e_2(k)$  分别为 CMA 和 SR-CMA 的盲均衡误差项. DCMA 算法的迭代过程如下:

$$f(k+1) = f(k) + \mu_1 e(k)X^*(k), \text{ (} y(k) \text{ 落在判决区域外)} \quad (7)$$

$$f(k+1) = f(k) + \mu_2 e(k)\text{sgn}(X^*(k)), \text{ (} y(k) \text{ 落在判决区域内)} \quad (8)$$

式(7)为 CMA 算法的迭代式, 式(8)为 SR-CMA 算法的迭代式,  $\mu_1, \mu_2$  分别为 CMA 和 SR-CMA 算法的迭代步长,  $\text{sgn}(\cdot)$  是标准的符号函数,  $*$  表示共轭转置运算.

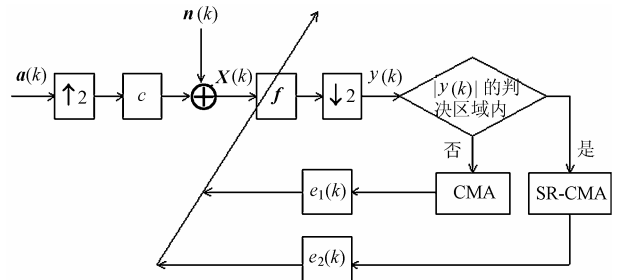


图 3 DCMA 算法基带等效模型

4 DCMA 算法仿真

4.1 水声信道模型

本仿真使用文献[7]中的浅海信道模型: 载波频率为 10kHz, 信道带宽 2kHz, 风速 20kn, 发射机和接收机均位于水下 10m, 二者距离为 5000m, 信息传输波特率为 1000 符号/s, 其本征声线参数如表 1 所示. 该模型已通过海上实验验证, 精度较高. 信道的脉冲响应由下式计算:

$$c(t) = \sum_i \alpha_i p(t - \tau_i) \tag{9}$$

式中  $\alpha_i$  是对应于不同本征声线的声压幅值， $\tau_i$  是相对时延， $p(t)$  是降滚系数为 20% 的升余弦脉冲。该信道的归一化信道脉冲响应如图 4 所示。

表 1 信道本征声线参数

声线数	声压归一化幅度	相对时延 (ms)
1	1.0000	0.000
2	-1.0000	0.026
3	-0.3286	0.026
4	0.3286	0.100
5	0.3286	0.100
6	-0.3286	0.240
7	-0.1080	0.420
8	0.1080	0.420

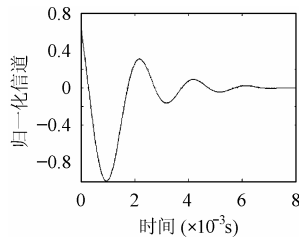


图 4 浅海信道脉冲响应

#### 4.2 DCMA 算法仿真

本文采用下式计算均方误差(MSE)<sup>[8]</sup>:

$$MSE = (\mathbf{h}_\delta - \mathbf{C}\mathbf{f})^* (\mathbf{h}_\delta - \mathbf{C}\mathbf{f}) \delta_s^2 + \mathbf{f}^* \mathbf{f} \delta_n^2 \tag{10}$$

式中  $\delta_s^2$  表示信号方差， $\delta_n^2$  表示噪声方差， $\mathbf{C}$  为信道卷积矩阵， $\mathbf{h}_\delta$  为获得理想均衡时，由多途水声信道和均衡器组成的合成信道响应向量，其元素除了在  $\delta+1$  位置为 1 外，其余位置均为 0:

$$\mathbf{h}_\delta = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T \tag{11}$$

图 5 为 DCMA 算法的 MSE 曲线图，为便于比较，同时给出了常规 CMA 和 SR-CMA 的 MSE 曲线。发射信号为 16QAM，均衡器权长 31，中心抽头初始化，输入信噪比为 30dB。CMA 和 SR-CMA 的步长均取  $1.5E-3$ ，DCMA 中 CMA 的步长取  $1.5E-3$ ，而 SR-CMA 的步长取  $2E-3$ ，大于 CMA 的步长，这是因为稳定切换到 SR-CMA 算法后，均衡器的输出位于稳定区域，取较大的步长值可以加快算法的收敛速度。从图中可以看出，在与 CMA 取相同步长的情况下，SR-CMA 算法误差曲线波动大，稳定性差，剩余均方误差也较大。CMA 算法收敛过程较平稳，剩余均方误差小于

SR-CMA。而 DCMA 的收敛性能比 CMA 和 SR-CMA 均有较大改善，剩余均方误差最小，且更加稳定，由于该算法收敛后工作在 SR-CMA 状态，计算效率高于 CMA 算法，因此 DCMA 比 CMA 具有更好的信息实时恢复性。

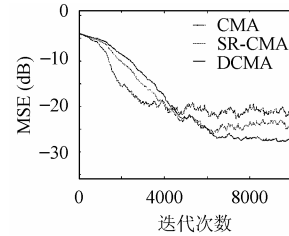


图 5 3 种算法的均方误差曲线

由于信噪比对算法有着直接的影响，为了说明不同信噪比下新算法的良好性能，表 2 中列出了 3 种不同算法执行后的稳态均方误差值(以迭代 10000 次为例)，而且表中数据是 100 次执行结果的平均值。

通过比较发现：在各种输入信噪比条件下，DCMA 算法的稳态均方误差都低于 CMA 和 SR-CMA 算法，进一步证明了本文提出的双模式算法良好的性能。

表 2 3 种算法稳态均方误差(dB)比较

算法 \ 信噪比(dB)	CMA	SR-CMA	DCMA
30	-24.8	-21.3	-27.6
20	-21.5	-18.8	-23.2
10	-18.6	-16.9	-21.7

#### 5 结束语

本文提出了一种适合于水声信道的双模式常数模盲均衡新算法 DCMA。该算法根据信噪比确定判决圆环的边界，将常规 CMA 算法与 SR-CMA 算法相结合，既继承了 CMA 算法的稳健性，又吸收了 SR-CMA 算法计算效率高的优点，实测浅海信道仿真结果证明了该算法的有效性。但是信噪比的变化会影响该算法的性能，若信噪比降低，则切换到 SR-CMA 算法的概率减小，剩余均方误差会随之增大。所以下一步将考虑不用信噪比参数，而间接地考虑利用信噪比的估计来完成常数模算法向 SR-CMA 算法的切换，这种方法与直接使用信噪比参数的切换算法相比，能更好地适应信噪比的变化。

#### 参考文献

[1] Luo Z Q T, Mei Meng, Wong K M, Jian-Kang Zhang. A fractionally spaced blind equalizer based on linear programming. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(7): 1650 – 1660.

[2] Endres T J. Equalizing with fractionally-spaced constant modulus

- and second order statistics blind receivers. [Ph.D. Dissertation], Ithaca, NY, Cornell University, 1997.
- [3] Sau-Gee Chen, Yung-An Kao, Kwung-Yee Tsai. A new efficient LMS adaptive filtering algorithm. Proceedings of TENCON '94. IEEE Region 10's Ninth Annual International Conference. Theme: Frontiers of Computer Technology. Aug. 1994, Vol. 2: 22 – 26, 644 – 648.
- [4] Koike S. Analysis of adaptive filters using normalized signed regressor LMS algorithm. *IEEE Trans. on Signal Processing* [see also *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*], 1999, 47(10): 2710 – 2723.
- [5] Costa M H, Bermudez J C M. A fully analytical recursive stochastic model to the normalized signed regressor LMS algorithm. 2003. Proceedings. Seventh International Symposium on Signal Processing and Its Applications, Volume: 2, July 1 – 4, 2003: 587 – 590.
- [6] 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. *通信学报*, 2002, 23(6): 105 – 109.
- [7] Adam Zielinskj, Young-Hoon, Lixue Wu. Performance analysis of digital acoustic communication in a shallow water channel. *IEEE of Oceanic Engineering*, 1995, 20(4): 293 – 298.
- [8] Johnson Jr C R, Schniter, P. Endres, J T, *et al.*. Blind equalization using the constant modulus criterion: a review. *Proc. IEEE*, 1998, 86(10): 1927 – 1949.
- 张艳萍: 女, 1966年生, 副教授, 博士, 研究方向为盲均衡、水声通信等.
- 赵俊渭: 男, 1937年生, 教授, 博士生导师, 主要从事声纳电子技术、信号处理等方面的教学和科研工作.
- 李金明: 男, 1977年生, 博士, 研究方向为盲均衡、水声通信等.