第 21 卷 第 2 期
1999 年 3 月
电子科学学刊
JOURNAL OF ELECTRONICS
Vol.21 No.2
Mar. 1999

基于二阶、四阶矩的 QAM 系统盲均衡准则 [1]

樊龙飞　　查光明*　　黄顺吉*
(西南电子电信技术研究所　成都　610041)
*(电子科技大学　成都　610054)

摘　要　本文研究了 QAM 系统的盲均衡问题，提出了一个基于二阶、四阶矩的统计量匹配盲均衡准则，并由此导出了一种新的盲均衡算法，从而也加深了对盲均衡的理论认识.

关键词　盲均衡，高阶矩，高阶统计量，码间干扰
中图号　TN911.7

1　引　言

到目前为止，盲均衡技术可以分为两大类，一类是平稳信号盲均衡技术，其核心是高阶统计量 [1-4]；另一类是循环平稳 (非平稳) 信号盲均衡技术，其核心是过采样，采样频率为奈氏频率的整倍数，这是近几年才发展起来的一种快速盲均衡技术 [5]．本文的研究属于前者范围.

平稳信号盲均衡技术的基本特征之一是对接收信号按波特率采样，即每个码元取一个采样，故而所得到的观察序列是平稳的，这也是最先出现的盲均衡技术， Y. Sato[1] 是开创者. 尽管该技术的算法不少，但理论研究明显落后于实际应用，一些被广泛应用的算法 (如 CMA[2])，到现在仍然不能得到完整的、本质的理论解释. A. Benveniste[3] 及合作者应该是第一个对盲均衡理论作出重要贡献的人，他们提出两个论点，第一个论点指出在非高斯激励信号条件下，仅利用二阶统计量只能辨识出非最小相位系统的幅度特性，而无法辨识出相位特性，这个论点的意义在于指明了盲均衡至少要用到高阶统计量；第二个论点则给出了盲均衡的一个充分条件，即在非高斯信号条件下，当系统输入、输出的概率分布相等时，系统为理想无码间干扰系统，这个充分条件是盲均衡理论的重要基础，但该条件太苛刻，既不能很好地解释已有的盲均衡算法，也不能导出新的算法. O. Shalvi 和 E. Weinstein[4] 则取得了突破性进展，他们得到了一个一般的盲解卷积问题的充分必要条件，即在系统输入输出平均功率相等的约束条件下，峰态 [4] (kurtosis) 的绝对值相等. 这个条件比 A. Benveniste 的充分条件宽松得多，也实用得多，根据这个原理，他们形成了一个新的盲均衡准则，并由该准则导出了一种本质清楚的新算法，同时证明， CMA 算法的 $p=2$ 形式是其中的一个特定形式 [2]，部分地解释了 CMA 算法的本质，但由于该准则有约束条件限制，不能直接得到实用算法，他们不得不借助于一个中间函数将约束条件与准则联系在一起，从而形成所谓的无约束条件算法，因而算法的形式与中间函数的选择有关.

本文的研究以文献 [4] 为基础，力图进一步探索 QAM 系统盲均衡的本质. 本文将消除码间干扰作为主要任务，定义了一个与文献 [4] 不同的理想系统 (或期望解)，取消了与码间干扰无关的增益限制，以此为出发点，得到一个形式简单而又不带约束条件的、只涉及四阶矩和二阶矩的充分必要条件，形成一个更一般、也更简明的盲均衡的准则，并导出一种新的

[1] 1997-08-01 收到， 1998-04-26 定稿

盲均衡算法．在算法形成时，我们是直接由该准则在均衡器系数域进行的，所得算法能直接应用，不依赖于其他不定因素 (如中间函数)．

本文的第 2 节介绍新的盲均衡准则；第 3 节介绍算法实现，讨论了两种算法，一种算法直接由新准则得到，称为一般算法；另一种算法则考虑增益控制，称为带增益控制算法，被证明与文献 [4] 的算法是一致的；第 4 节给出计算机模拟结果，验证本文的一般算法；最后部分给出结论．

2 新的盲均衡准则

简化的 QAM 盲均衡系统如图 1 所示， a_n 为 i.i.d. 的非高斯 QAM 信号，一般满足如下条件

$$E|a_n| = 0, \qquad E[a_n^2] = 0; \tag{1}$$

H 表示非最小相位信道， x_n 为信道输出信号， C 表示横向均衡器， y_n 为均衡输出信号，这里 n 表示第 n 时刻，用 X_n 表示均衡器的状态矩阵， C_n 表示其系数矩阵，另处还规定 S=H*C(* 表示卷积) 为信道和均衡器组成的联合系统， s_n 为联合系统的冲激响应序列．

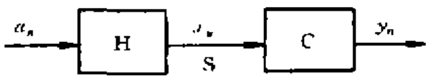

图 1 QAM 盲均衡系统

均衡的目的是为了消除码间干扰，我们定义联合系统的期望解或理想系统为

$$\{s_n\} = [\cdots 0, 0, \beta e^{j\theta}, 0, 0, \cdots], \quad (\beta \neq 0), \tag{2}$$

即 $\{s_n\}$ 序列中有唯一的一个非零元素， β 、 θ 为任意常数，分别表示理想系统的幅度和相位因子．显然，当系统理想时， $y_n = \beta e^{j\theta} a_n$ (忽略实际的延时)，均衡器输出中没有码间干扰．

定义如下的归一化四阶矩

$$\begin{aligned} M(y:4:2) &= E|y_n|^4/(E^2|y_n|^2), \\ M(a:4:2) &= E|a_n|^4/(E^2|a_n|^2), \end{aligned} \tag{3}$$

考虑到 (1) 式的条件，与文献 [4] 相似，定义峰态

$$K(a) = E|a_n|^4 - 2E^2|a_n|^2. \tag{4}$$

再由 (1) 式，可得到下式 [4]：

$$E|y_n|^4 = E|a_n|^4 \sum_l |s_l|^4 + 2E^2|a_n|^2 \left\{ \left(\sum_l |s_l|^2 \right)^2 - \sum_l |s_l|^4 \right\}, \tag{5}$$

$$E|y_n|^2 = E|a_n|^2 \sum_l |s_l|^2, \tag{6}$$

于是结合上述 (3) 、 (4) 式定义，我们得到等式：

$$M(y:4:2)-2=[M(a:4:2)-2]\sum_l |s_l|^4 \Big/ \left(\sum_l |s_l|^2\right)^2 . \tag{7}$$

不难证明：

$$\sum_l |s_l|^4 \Big/ \left(\sum_l |s_l|^2\right)^2 \le 1，\quad \text{当且仅当 } \{s_n\} \text{ 序列中有唯一的非零元素时等号成立.} \tag{8}$$

再考虑 $M(a:4:2)-2=K(a)/(E^2|a_n|^2)$，于是我们就得到下述原理：

原理 1　非高斯的 QAM 信号序列 $\{a_n\}$，经过线性时不变系统，系统响应为 $\{y_n\}$，若系统冲激响应为 $\{s_n\}$，则有下述关系成立：

$$M(y:4:2)\le M(a:4:2),\qquad K(a)>0; \tag{9}$$

$$M(y:4:2)\ge M(a:4:2),\qquad K(a)<0; \tag{10}$$

当且仅当 $\{s_n\}$ 为 (1) 式形式时，上式中等号成立.

上面的原理说明，$M(y:4:2)$ 存在唯一的极值点，而且该极值点就是 (1) 式所示的期望解. 换句话说，这意味着 QAM 信号盲均衡的充分必要条件是系统输入输出的归一化四阶矩相等 (或称匹配) . 据此，我们得到如下的盲均衡准则：

$$\text{极大化}\quad M(y:4:2)，\quad \text{若} K(a)>0; \tag{11}$$

$$\text{极小化}\quad M(y:4:2)，\quad \text{若} K(a)<0. \tag{12}$$

3　盲均衡算法形成

上节导出一种新的盲均衡准则，本节则根据该准则，形成盲均衡算法. 考虑到对一般的 QAM 信号来讲，$K(a)<0$[4] . 为简便，本文只考虑 $K(a)<0$ 的情况，至于 $K(a)>0$ 的情况，完全相似.

3 .1 一般算法

定义如下的代价函数：

$$\xi(C_n)=M(y:4:2)， \tag{13}$$

根据 (11) 式所示的盲均衡准则，应该使 $\xi(C_n)$ 极小化. 采用经典的最陡梯度下降法，形成如下的算法形式：

$$C_{n+1}=C_n-\mu\nabla_{C_n}[\xi(C_n)]， \tag{14}$$

式中 μ 为步长因子，∇_{C_n} 表示梯度，对 (13) 式求导，并将所得梯度的瞬时值代入 (14) 式，得到如下的随机梯度算法：

$$C_{n+1}=C_n-\mu\left[(|y_n|^2<|y|^2>_n-<|y|^4>_n)\Big/<|y|^2>_n^3\right]y_nX_n^*， \tag{15}$$

$$<|y|^2>_{n+1}=(1-\delta)<|y|^2>_n+\delta|y_n|^2， \tag{16}$$

$$<|y|^4>_{n+1}=(1-\lambda)<|y|^4>_n+\lambda|y_n|^4， \tag{17}$$

其中 (15) 式中原有的 $E|y_n|^2$ 和 $E|y_n|^4$ 已被它们的估计所代替， (16) 式和 (17) 式则分别表示它们的估计方法， δ 、 λ 为大于零远小于 1 的常数，以上三式即构成本文的一般算法。

需要说明，上述一般算法与文献 [4] 的算法都属于最陡梯度下降型算法，因而算法性质相似，另从算法的表达式也可看出，它们的运算量相当.

3 .2 带增益控制的算法

3.1 小节的一般算法将会最终得到 (1) 式所示的期望解，但正如 (1) 式所示该期望解还存在相位和幅度因子的不确定性. 实际应用时，均衡器之后还会加上幅度控制 (或增益控制) 和相位控制功能. 但我们也可以将增益控制功能交给均衡器来同时完成.

通常增益控制的目的是使 $E|y_n|^2$ 为某一常数，为了与文献 [4] 进行比较，假设要求 $E|y_n|^2 = E|a_n|^2$ ，我们就可以将 (11) 、 (12) 式所示的准则转化为

$$\text{极大化}\quad E|y_n|^4,\quad \text{保持}\quad E|y_n|^2 = E|a_n|^2,\quad K(a) > 0; \tag{18}$$

$$\text{极小化}\quad E|y_n|^4,\quad \text{保持}\quad E|y_n|^2 = E|a_n|^2,\quad K(a) < 0; \tag{19}$$

很容易证明这个准则与文 [4] 的准则是一致的.

因为 $E|y_n|^2 = E|a_n|^2 =$ 常数，对于 $K(a) > 0$ 情况，极大化 $E|y_n|^4$ 等效于极大化 $K(y)$(同 (4) 式定义) ；对于 $K(a) < 0$ 情况，极小化 $E|y_n|^4$ 等效于极小化 $K(y)$ ，再考虑到 $K(y)$ 与 $K(a)$ 同极性 [4] 。综合上述两种情况，等效为

$$\text{极大化}\quad |K(y)|,\quad \text{保持} E|y_n|^2 = E|a_n|^2. \tag{20}$$

这就是文献 [4] 的准则。

可见，本文的带增益控制算法或准则与文献 [4] 的准则是一致的，这也说明本文的新准则与文献 [4] 的区别就在于增益控制. 由于本文的准则没有增益控制限制，没有附加约束条件，因而是更一般的、更简明的准则.

本文的带增益控制算法也可直接由 (18) 、 (19) 式导出，步骤和结果形式与文献 [4] 一样，这里不必详细推导，但考虑到具体形式上的区别，下面简略列出关键步骤：

$$\text{代价函数：}\quad \psi = E|y_n|^4 + f(E|y|^2); \tag{21}$$

$$\text{中间函数：}\quad g(x) = M(a:4:2)x^2 + f(x),$$

$$\text{规定} g(x) \text{的唯一极值点为}\quad x = E|a_n|^2. \tag{22}$$

4　计算机模拟结果

3.1 节中的算法是本文的新算法. 本节通过计算机模拟来验证本文的新准则和新算法.

信号源采用常用的 64QAM，显然满足 (1) 式条件，两个信道模型的码间干扰分别为 0dB 和 -5dB ，信噪比为 35dB，码间干扰定义为

$$[S] = \left(\sum_l |S_l|^2 - |S_{\max}|^2\right) \Big/ \left(\sum_l |S_l|^2\right). \tag{23}$$

采用 (15) 、 (16) 、 (17) 式所示的算法，得到如图 2 所示收敛曲线，这里 Monte-Carlo 平均

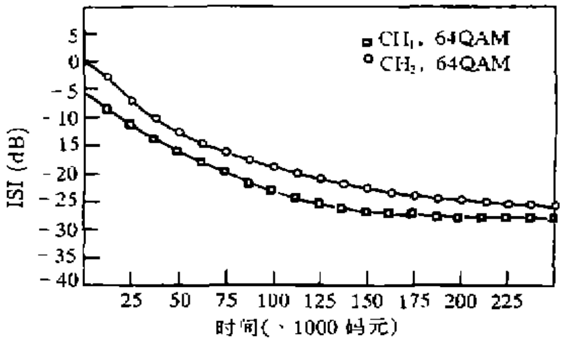

图 2 收敛曲线

次数为 10 次，步长 $\mu = 1 \times 10^{-3}$, $\delta = \lambda = 10\mu$.

由图可知，经过一段时间的盲均衡后，均衡器输出的码间干扰减小了 20dB 以上，证明本文算法是可行的；也可看出，算法的收敛速度较慢，有待改进. 另外需要指出，本文算法适用于其它满足 (1) 式条件的 QAM 信号.

5 结 论

本文在文献 [4] 的基础上，形成了一个更一般的 QAM 系统盲均衡准则，即归一化四阶矩匹配准则；揭示了 QAM 系统盲均衡本质的一个方面，从而进一步加深了对盲均衡的理论认识. 计算机模拟结果表明，由新准则导出的算法是有效的. 至于算法的性能或参数优化还有待进一步研究.

参 考 文 献

[1] Sato Y. A method for self recovering equalization. IEEE Trans. on Comm., 1975, COM-23(6): 679–682.

[2] Godard D. Self recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data Communication systems. IEEE Trans. on Comm., 1980, COM-28(11): 1867–1875.

[3] Benveniste A, *et al.* Robust identification of a non-minimum phase system: Blind adjustment of a linear equalizer in data communication. IEEE Trans. on Automat. Contr., 1980, AC-25(3): 385–399.

[4] Shalvi O, Weinstein E. New criteria for blind deconvolution of nonminimum phase systems(channels). IEEE Trans. on Inform. Theory, 1990, IT-36(2): 312–321.

[5] Li Y, Ding Z. Blind channel identification based on second-order cyclostationary statistics. ICASSP'93, Minneapolis, MN, 1993: 81–84.

BLIND EQUALIZATION CRITERIA FOR QAM SYSTEMS BASED ON SECOND AND FOURTH MOMENTS

Fan Longfei Zha Guangming* Huang Shunji*

(*Southwest Institute of Electronic & Telecommunication Technology, Chengdu* 610041)

*(*University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu* 610054)

Abstract This paper consider blind equalization of QAM systems, a new blind equalization criteria based on second and fourth order moments is presented, and a new blind equalization algorithm is derived, it also improved the understanding of blind equalization problem in theory.

Key words Blind equalization, Higher order moments, Higher order statistics, ISI

樊龙飞： 男，1964 年生，博士生，工程师，研究领域为自适应信号处理、调制与编码、数据传输.
查光明： 男，教授，研究领域为抗干扰扩频通信、移动通信.
黄顺吉： 男，教授，博士生导师，研究领域为雷达系统与信号处理.