

## 一种混和型盲均衡算法\*

樊龙飞\*

何晓薇

查光明

(电子科技大学通信学院 成都 610054) (中国民航飞行学院 广汉 618307) (电子科技大学通信学院 成都 610054)

**【摘要】** 盲均衡器在通信系统中有着重要的作用,但一般的盲均衡器存在收敛速度慢的缺点。文中以广泛使用的 CMA(Constant Modulus Algorithm)为基础,提出了一种混和型盲均衡算法,不仅提高了收敛速度,而且减小了收敛后的剩余干扰,使均衡器收敛后不必切换到普通均衡方式。

**关键词** 自适应信号处理; 自适应均衡; 盲均衡; 码间干扰

**中图分类号** TN911.5

盲均衡是一种不需要发射机发送已知信号进行训练,仅利用发送信号的一些基本统计特性就能对信道的色散特性进行均衡的一种特殊的均衡技术。由于盲均衡技术在点对多点网络系统及数字微波中继系统中有特殊的作用<sup>[1,2]</sup>,近年来已越来越受到重视。

与采用训练序列的普通均衡器相比,一般的盲均衡器收敛速度慢,收敛后的剩余干扰也较大。在实际应用中,接收机的均衡器常采用“模式切换”的工作方式,即在初始阶段采用盲均衡模式,待收敛到一定程度,剩余干扰满足普通均衡器的收敛条件时,再切换到普通均衡模式,以进一步减小剩余干扰,满足通信要求,这就要求接收机有两套算法,并有恰当的切换机制,因而实现起来往往并不方便。另外,实用中对收敛速度也是十分关心的,因为盲均衡器的收敛速度直接影响着系统的效率,最近,文献[3]提出了一种自动控制均衡器步长和级数来提高收敛速度的方法,本文则从另一个角度出发来提高盲均衡器的收敛速度。

在已有的各种盲均衡算法中,Godard 提出的 CMA 算法是较为突出的一种<sup>[1]</sup>,其最大特点是均衡器的收敛与载波同步相独立,不要求在均衡器收敛之前完成载波同步,因而允许灵活采用载波同步方案。由于实际系统总存在一定的载波偏差,而 QAM 信号又是抑制载波信号,在均衡器收敛之前完成载波同步并非易事,故 CMA 算法对 QAM 系统非常实用,因而被广泛采用,但该算法也仍存在收敛速度慢和剩余干扰大的问题<sup>[2]</sup>。为了改善 CMA 的收敛速度,本文提出一种混合算法,不仅提高了收敛速度,而且减小了剩余干扰,使得盲均衡器收敛后不必切换到普通均衡方式就能满足通信要求。文献[4]的算法虽有类似的特点,但均衡器的收敛和载波同步不能独立进行,因而应用中很受限制。

### 1 混和型盲均衡算法

盲均衡系统的简化模型如图 1 所示。发射信号序列 $\{a_n\}$ 为非高斯的 i. i. d. 复序列(本文的信号均以复数形式表示)。设等效低通信道冲击响应序列为 $H = \{h_n\}$ ,则第 $nT$ ( $T$ 为码元间隔)时刻信道输出为

\* 1998 年 4 月 2 日收稿

\* 男 33 岁 博士生

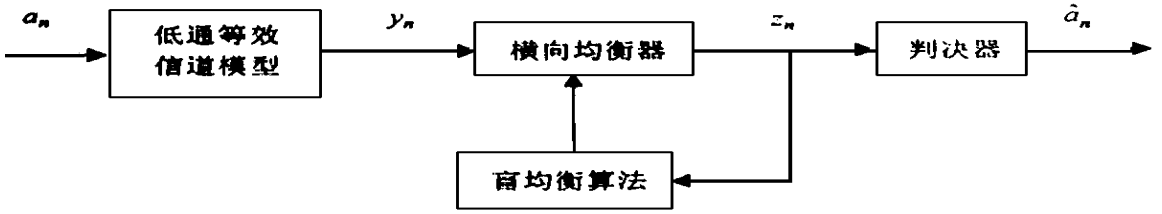


图 1 盲均衡系统模型

$$y_n = \sum_i h_i a_{n-i} \tag{1}$$

式中  $\sum_i$  的  $i$  取值范围为  $(-\infty, +\infty)$ , 以下同。令  $Y_n = [\dots, y_{n+1} y_n y_{n-1} \dots]$ ,  $C_n = [\dots c_i^{(n)} c_0^{(n)} c_1^{(n)} \dots]$ , 分别表示横向均衡器第  $nT$  时刻的状态矢量和抽头系数矢量, 则均衡器输出表示为

$$z_n = \sum_i c_i^{(n)} y_{n-i} = C_n Y_n^T \tag{2}$$

式中  $T$  表示矩阵转置。如果令  $S_n = [\dots S_i^{(n)} S_0^{(n)} S_1^{(n)} \dots]$  表示第  $nT$  时刻信道和均衡器组成的联合系统的等效低通冲激响应序列, 即  $S_n = C_n \otimes H$ , ( $\otimes$  表示卷积,  $H$  为  $h_i$  组成的矢量), 则均衡器输出还可表示为

$$z_n = \sum_i S_i^{(n)} a_{n-i} = S_0^{(n)} a_n + \sum_{i=0} S_i^{(n)} a_{n-i} \tag{3}$$

式(3)中和式的第二项即是码间干扰。

引用文献[1]中的两个函数如下

$$\begin{aligned} \xi &= E[(|z_n|^2 - |a_n|^2)^2] \\ \eta &= E(|z_n|^2 - R)^2 \end{aligned}$$

其中

$$R = \frac{E |a_n|^4}{E |a_n|^2} \tag{4}$$

分别为代价函数和色散函数,  $E[\ ]$  为均值运算符。显然, 当码间干扰为零时, 即  $|z_n| = |a_n|$  时, 也即  $S_0^{(n)} = e^{j\theta}$ , ( $\theta$  为任意相位值),  $S_i^{(n)} = 0 (i \neq 0)$  时,  $\xi = \xi_{\min} = 0$ , 即  $\xi$  的极小值点对应于码间干扰为零, 此时均衡器收敛到最佳解。文献[1]已证明  $\xi$  和  $\eta$  有相同的对应码间干扰为零的极小值点, 即应用经典的最陡梯度搜索法, 搜索  $\xi$  和  $\eta$  的极小值点均能使均衡器收敛到最佳解。正因如此, 文献[1]将  $\eta$  作为算法的目标函数, 实现了盲均衡。 $\xi$  和  $\eta$  的随机梯度矢量分别为<sup>[1]</sup>

$$\nabla_{\xi}^{(n)} = Y_n^* z_n (|z_n|^2 - |a_n|^2) \tag{5}$$

$$\nabla_{\eta}^{(n)} = Y_n^* z_n (|z_n|^2 - R) \tag{6}$$

CMA 是应用  $\nabla_{\eta}^{(n)}$  的随机梯度搜索算法, 算法形式如下

$$C_{n+1} = C_n - \lambda Y_n^* z_n (|z_n|^2 - R) \tag{7}$$

为了提高收敛速度, 本文组合使用  $\nabla_{\eta}^{(n)}$  和  $\nabla_{\xi}^{(n)}$ , 构成如下的算法

$$\begin{aligned} C_{n+1} &= C_n - \lambda [k_1 \nabla_{\eta}^{(n)} + k_2 \nabla_{\xi}^{(n)}] = \\ &C_n - \lambda [k_1 Y_n^* z_n (|z_n|^2 - R) + k_2 Y_n^* z_n (|z_n|^2 - |a_n|^2)] \end{aligned} \tag{8}$$

式中  $\lambda$  为步长因子;  $k_1, k_2$  为常数, 用来控制两个梯度矢量的比例。由于在盲均衡情况下,  $a_n$  或  $|a_n|$  是未知的, 实际应用时, 式(8)中的  $|a_n|$  要用接收机判决器的估计信号  $|\hat{a}_n|$  取代, 于是算法形式变为

$$C_{n+1} = C_n - \lambda [k_1 \nabla_{\eta}^{(n)} + k_2 \nabla_{\xi}^{(n)}] =$$

$$C_n - \lambda [k_1 Y_n^* z_n (|z_n|^2 - R) + k_2 Y_n^* z_n (|z_n|^2 - |\hat{a}_n|^2)] \quad (9)$$

式中  $\nabla \xi^{(n)} = Y_n^* z_n (|z_n|^2 - |\hat{a}_n|^2)$  表示接收机对  $\nabla \xi^{(n)}$  的估计值。上述算法与 CMA 相比,多使用了一个梯度矢量,即系数调整是由两个梯度矢量共同作用的结果,故称为混和算法,或简称 MA。

## 2 算法分析及参数的自适应调整

由于式(4)中的  $\xi$  和  $\eta$  具有相同的极小值点,因而采用  $\nabla \xi^{(n)}$  和  $\nabla \eta^{(n)}$  的梯度搜索算法都可使均衡器收敛到最佳解,消除码间干扰。通过分析表明,两者具有各自的优缺点,应用时受到不同的限制,混和算法则充分利用它们的优点,弥补其缺点,从而改善收敛性能。

由文献[1]可知,  $\xi$  是实际的代价函数,  $\nabla \xi^{(n)}$  即是期望的梯度,则应用  $\nabla \xi^{(n)}$  的梯度搜索算法具有(相对)最佳的收敛速度和剩余干扰(理想情况下,剩余干扰为零)。然而,盲均衡情况下实际使用的是  $\nabla \xi^{(n)}$  而不是  $\nabla \xi^{(n)}$ ,  $\nabla \xi^{(n)}$  是接收机对  $\nabla \xi^{(n)}$  的估计,估计的一致性取决于判决器判决的正确性,而判决器是一个非线性系统,判决的正确性由信号中的干扰大小决定。因此,与经典的 LMS 算法比较,不难得出这样的结论,即只有码间干扰足够小的情况下,判决器的正确率足够高(LMS 算法要求为 75%<sup>[7]</sup>),  $\nabla \xi^{(n)}$  才会使均衡器收敛,而随着均衡器的收敛,码间干扰逐渐减小,最后  $\nabla \xi^{(n)}$  和  $\nabla \xi^{(n)}$  几乎一致,意味着剩余干扰可以趋近于零。因此,应用  $\nabla \xi^{(n)}$  的限制是要求接收信号的码间干扰足够小,优点是收敛后的剩余干扰小。

$\nabla \eta^{(n)}$  只需要知道发送信号的二阶和四阶矩特性,而不需要发送信号的准确参数,因而适用于盲均衡情况,研究表明<sup>[5,6]</sup>,其优点为:应用  $\nabla \eta^{(n)}$  的 CMA 对接收信号的码间干扰不太敏感,通常情况下总能保证均衡器收敛;而其缺点为:CMA 的收敛速度较慢,收敛后的剩余干扰也较大。下面简单分析其原因,将  $\nabla \eta^{(n)}$  分解得到

$$\nabla \eta^{(n)} = Y_n^* z_n (|z_n|^2 - |a_n|^2) + Y_n^* z_n (|a_n|^2 - R) = \nabla \xi^{(n)} + \nabla \eta_I^{(n)}$$

其中 
$$\nabla \eta_I^{(n)} = Y_n^* z_n (|a_n|^2 - R) \quad (10)$$

由式(10)可知,  $\nabla \eta_I^{(n)}$  由期望的梯度  $\nabla \xi^{(n)}$  迭加一个干扰梯度  $\nabla \eta_I^{(n)}$  构成,进一步将  $\nabla \eta_I^{(n)}$  分解,得

$$\nabla \eta_I^{(n)} = Y_n^* s_0^{(n)} a_n (|a_n|^2 - R) + Y_n^* \sum_{i=0}^{n-1} s_i^{(n)} a_{n-i} (|a_n|^2 - R) \quad (11)$$

不难看出,式(11)中第二项是码间干扰的贡献,随码间干扰的减小而减小;由于  $S_0^{(0)}$  始终存在(收敛时  $|S_0^{(n)}| \xrightarrow{n \rightarrow \infty} 1$ ),因而即使均衡器收敛到最佳解式中第一项仍然存在。由此可见,CMA 搜索过程实际是由  $\nabla \xi^{(n)}$  和干扰梯度  $\nabla \eta_I^{(n)}$  共同控制的,由于  $\nabla \eta_I^{(n)}$  的存在,干扰了  $\nabla \xi^{(n)}$  的正常搜索,从而减缓了收敛速度;即使均衡器收敛到最佳解,由于  $\nabla \eta_I^{(n)}$  仍然存在,使得均衡器的系数在最佳解附近摄动,从而产生较大的超量均方差。可见,  $\nabla \eta_I^{(n)}$  是 CMA 收敛速度慢、剩余干扰大的原因。

上面分析了  $\nabla \xi^{(n)}$  和  $\nabla \eta_I^{(n)}$  的特性,不难得知,在均稀器收敛的初始阶段,由于码间干扰较大,应用  $\nabla \eta_I^{(n)}$  可以确保均衡器初步收敛,一定程度地减小码间干扰,而此阶段由于判决器的判决错误一般很大,则  $\nabla \xi^{(n)}$  对收敛没有积极作用。在均衡器收敛到一定程度后,码间干扰较小,由于干扰梯度的存在,  $\nabla \eta_I^{(n)}$  进一步减小码间干扰就很困难,但由于判决器正确率的提高,  $\nabla \xi^{(n)}$  的作用几乎与  $\nabla \xi^{(n)}$  相当,则应用  $\nabla \xi^{(n)}$  可以加快收敛速度,进一步减小码间干扰。因此,如果将  $\nabla \eta_I^{(n)}$  与  $\nabla \xi^{(n)}$  迭加进行梯度搜索,并且在收敛过程的不同阶段根据码间干扰的大小对其比例进行适当的调整(由式(9)中的常数  $k_1, k_2$  控制),就可以充分利用各自在不同阶段的优点,从而加快收敛速度。这就是混和算法的基本思想。

要充分利用  $\nabla \eta_I^{(n)}$  和  $\nabla \xi^{(n)}$  的优点,则在码间干扰较大的情况下应突出  $\nabla \eta_I^{(n)}$  的作用,而在码间

干扰较小的情况下则应逐渐突出  $\nabla_{\xi}^{(n)}$  的作用。因此, 需要一个码间干扰估计器, 用来对混合算法中的常数  $k_1$  和  $k_2$  进行自动控制。本文的码间干扰估计器如下

$$m = [ (|z_n|^2 - |\hat{a}_n|^2) ]_t \quad (12)$$

式中  $[ ]_t$  表示时间平均。其意义从  $\xi$  的表式即可看出, 实际上就是对代价函数  $\xi$  的估计。对算法的控制如下

$$k_1 = \begin{cases} 1 & m > e_2 \\ \frac{m - e_1}{m - e_2} & e_1 \leq m \leq e_2 \\ 0 & m < e_1 \end{cases} \quad (13)$$

$$k_2 = b(1 - k_1)$$

式中  $e_1$  和  $e_2$  是两个门限常数 ( $e_1 < e_2$ ), 当  $m$  在  $e_1$  与  $e_2$  之间时,  $k_1, k_2$  随  $m$  线性变化, 逐渐改变  $\nabla_{\xi}^{(n)}$  和  $\nabla_{\eta}^{(n)}$  的比例;  $b$  是  $\nabla_{\xi}^{(n)}$  的步长调整因子, 由于  $\nabla_{\xi}^{(n)}$  比  $\nabla_{\eta}^{(n)}$  的动态范围小, 允许使用更大的步长, 故一般取  $b > 1$ 。

### 3 计算机仿真及结果分析

以上分析说明了混和算法在收敛速度和剩余干扰方面要优于 CMA 算法。以下通过计算机仿真对两种算法进行比较, 进一步证明这个结论。

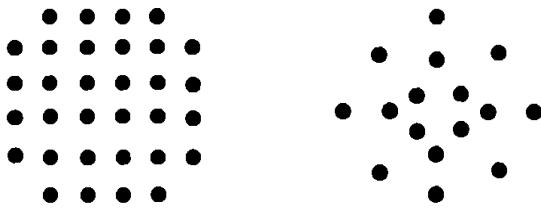


图 2 信号星座图

采用的信号为 32QAM 和 16QAM 两种, 其星座图如图 2 所示, 分别符合 ITU 的 V29 和 V32 建议。信道 1 和信道 2 具有不同的畸变特性, 信噪比均为 30 dB。

CMA 算法的初始步长取为满足收敛条件的最大值<sup>[1]</sup>, 以得到最快的收敛速度, 同时为了尽可能减小 CMA 算法的剩余干扰, 根据 Godard<sup>[1]</sup> 的建议, 其步长每隔一万码元减小一半。至于 MA, 算法参

数可以通过实验和计算相结合的办法来选择, 计算机模拟表明, 当码间干扰较大时, 码间干扰估计器的估计器的估计值  $m$  保持一个较大值基本不变, 而当码间干扰减小到一定程度时,  $m$  则随码间干扰的减小而减小, 证明式(12)可以大体测量出码间干扰的大小。  $e_1$  和  $e_2$  则是根据  $m$  的变化范围进行优化选择的,  $e_2$  应选在  $m$  的变化区间的上界;  $b$  要在稳态误差性能和收敛速度之间权衡选择, 经过比较, 本文取  $b=3$ 。最后, 得到的模拟结果如图 3、4 所示。

图 3 和图 4 分别是信道 1 和信道 2 的收敛曲线, 图中  $N$  表示码元间隔,  $M$  表示均方误差, Monte-Carlo 平均次数为 50 次。从图中可看出, MA 的收敛速度明显超过 CMA, 收敛后的 MSE 分别为  $-28$  dB 左右和  $-26$  dB 左右, 表明剩余干扰较小; 而 CMA 的收敛时间至少为 40 000 码元以上, 剩余干扰也比 MA 要大 2 dB 以上。可见, 混合算法的收敛速度确有明显提高, 收敛后剩余干扰也明显减小, 完全符合上节的分析结论。

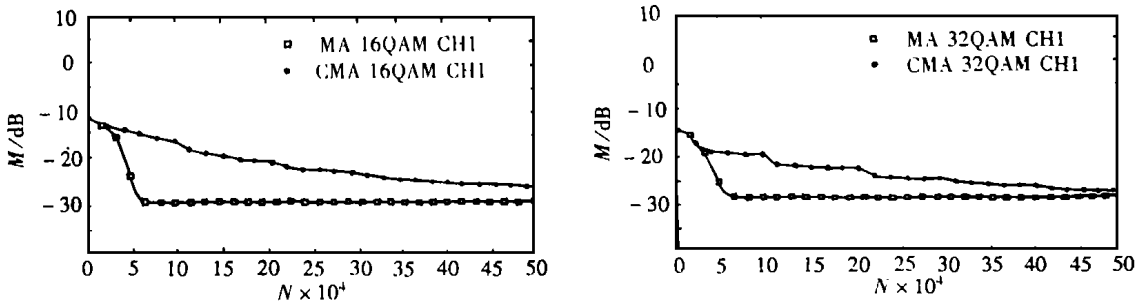


图3 信道1的模拟结果

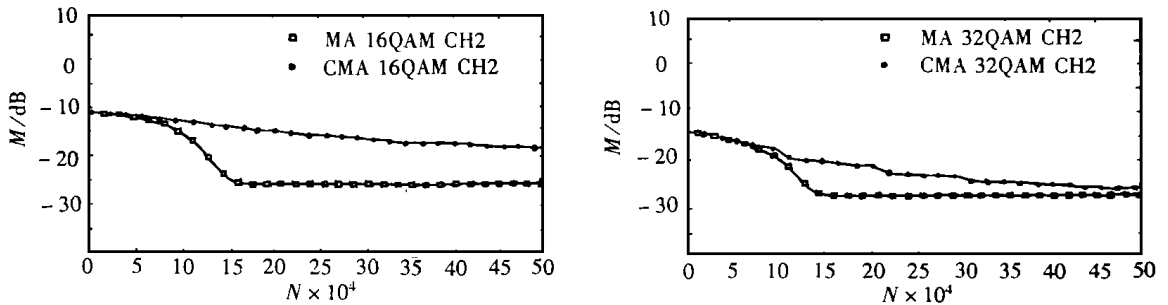


图4 信道2的模拟结果

## 4 结论

本文提出的混合算法,在保留广泛使用的CMA算法对载波偏差不敏感优点的基础上,提高了收敛速度,改善了稳态误差性能,运算量增加不多,不需要在两套算法间来回切换,实现简单,因而是一种面向实用的算法,对32AQM以下的低阶AQM信号具有实用价值。对于星座点更密集的信号,如64-QAM或128-QAM,则有待进一步研究。

## 参 考 文 献

- 1 Godard D N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system. IEEE Trans, 1980, COM-8(11): 1867~1875
- 2 Picchi G, Prati G. Blind equalization and carrier recovery using a 'stop-and-go' decision-directed algorithm. IEEE Trans, 1987, COM-35(11): 877~885
- 3 Wesolowski K. Adaptive blind equalizers with automatic controlled parameters. IEEE Trans, 1995, COM-43(2/3/4): 170~180
- 4 Benveniste A. Blind equalizers. IEEE Trans, 1984, COM-32(8): 871~880
- 5 Foschini G J. Equalizing without altering or detecting data. AT&T T J, 1985, 65(8): 1885~1890
- 6 Zhi Ding. Local convergence of globally convergent blind adaptive equalization algorithms. Proc. ICASSP'91: 1533~1536
- 7 Windrow B. 自适应信号处理. 成都: 四川大学出版社, 1991

# A Mixed Blind Equalization Algorithm

Fan Longfei

(Academy of Communication and Information Eng., UEST of China Chengdu 610054)

He Xiaowei

(Civil Aviation Flight of China Guanghan 618307)

Zha Guangming

(Academy of Communication and Information Eng., UEST of China Chengdu 610054)

**Abstract** Blind equalizer plays an important role in communication systems, but most blind equalizers have a shortage that convergence speed is low. This paper presents a mixed algorithm based on the widely used CMA (Constant Modulus Algorithm). The convergence speed is improved. The residual error is also reduced. Whoasmore the blind equalizer don't have to switch to general equalization mode after convergence.

**Key words** adaptive signal processing; adaptive equalization; blind equalization; inter symbol interference

编辑 黄 莘

.....  
°科研成果介绍°

## CDMA 抗干扰移动通信体制的研究

主研人员: 李仲令 葛造坤 郭 伟 王晓蕾

CDMA 抗干扰移动通信体制采用高速信号同步分解为多个低速信号进行同步扩频, 然后相加获得同步直扩 CDMA 信号的方法, 可以解决高速信号和高抗干扰性间的矛盾。并对其有关理论和技术作了广泛的研究, 该成果方案构思新颖, 理论研究具有创新性。

°科 卞°