

# 基于 Dual-Mode MCMA+DD 双模式盲均衡算法研究\*

郭元术, 岳蕾, 姚博彬

(长安大学 信息工程学院通信工程系, 西安 710064)

**摘要:**为了兼顾误差性能和收敛速度,研究了将双模修正常量模算法和判决引导算法有机结合的双模式盲均衡算法.该算法在收敛初期采用双模修正常量模算法调整均衡器,然后根据判决条件自动切换到判决引导算法,最终实现信道的盲均衡.仿真结果表明:此算法收敛速度快、稳态误差小,并能在去除码间干扰的同时纠正信道固有的相位旋转,具有很好的实用性.

**关键词:**盲均衡;常量模算法;双模式盲均衡算法;修正常量模算法

**中图分类号:** TN911.5

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1004-4213(2009)10-2702-5

## 0 引言

在现代通信系统中,由于有限带宽通信信道的失真和畸变引起的码间干扰(Inter-symbol Interference, ISI)和信道间干扰(Inter-channel Interference, ICI)是影响通信质量的重要因素<sup>[1]</sup>.为了减少码间干扰和信道间干扰,降低误码率,获得理想的通信效果,必须对信道进行适当的校正,这种校正称为信道均衡.传统的信道均衡方法要求输入端有一个已知的训练序列,在输出端通过某种准则求解信道的逆传输函数.这类算法有一个致命的弱点:需要训练序列,训练序列的一个明显缺陷就是占用带宽.而盲均衡不需要训练序列,仅利用接收信号和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,近年来已经成为研究热点,相继出现了各种不同的盲均衡算法.在盲均衡技术中,常量模算法(Constant Modulus Algorithm, CMA)应用最为广泛,该算法具有计算复杂度低,易于实时实现,收敛性能好等优点,但该算法在收敛后仍有一个相位旋转,而且稳态时的剩余误差很大.为了解决相位旋转的问题,文献[2-4]中均采用 CMA 算法和判决引导(Decision Directed, DD)算法相结合的方式来实现信道均衡.另外,修正常量模算法(Modified CMA)在进行盲均衡的同时完成了对载波相位的恢复,但仍具有较大的稳态误差,为了进一步降低稳态误差,同时提高收敛速度,提出了双模修正常量模算法(Dual-mode MCMA).本文研究了将 Dual-mode MCMA 与 DD 算法相结合的双模式盲均衡算法,提出了一种适用范围广、均衡效果好的 Dual-mode

MCMA+DD 算法. DD 算法具有快的收敛速度和低的稳态剩余误差,但是当判决误差较高时,该算法无法收敛.本文提出的新算法充分利用了两种算法的优点,在收敛初期充分利用 Dual-mode MCMA 算法性能稳健的优势来更新均衡器抽头系数,在迭代过程中, Dual-mode MCMA 算法和 DD 算法之间完成自动切换,以达到最佳的效果.算法完全收敛之后,换到 DD 算法模式,得到较小的剩余均方差.文章最后进行了仿真,结果表明新算法不但使相位旋转得到恢复,而且收敛速度较快,收敛后具有较小的剩余误差,是一种有效的盲均衡算法.

## 1 Dual-Mode MCMA 算法

### 1.1 常量模算法(CMA)与修正常量模算法(MCMA)

常量模算法的基带等效模型如图 1.图 1 中,  $h(n)$  为离散时间传输信道;  $w(n)$  为均衡器的冲激响

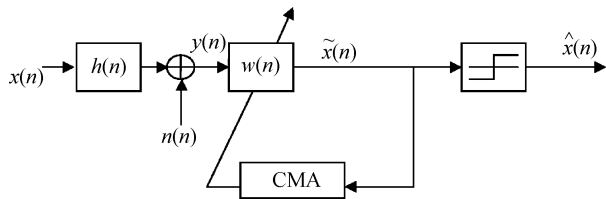


图 1 特殊模板图像说明及示例  
Fig. 1 CMA model in base-band

应,均衡器一般采用有限长横向滤波器,其长度为  $N+1$ ;  $x(n)$  为系统的发送序列;  $y(n)$  为经过信道传输后的接收序列,同时也是均衡器的输入序列;  $n(n)$  为信道上迭加的噪声;  $\tilde{x}(n)$  为经过均衡后的恢复序列;  $\hat{x}(n)$  表示判决器的输出序列.

该算法的代价函数为

$$J_{\text{CMA}}(n) = \frac{1}{4} E[(|\tilde{x}(n)|^2 - R_2)^2] \quad (1)$$

\* 国家自然科学基金:非平稳色噪声环境下自适应阵列信号处理方法的研究(69802009)

Tel: 029-82335358

Email: ysguo@chd.edu.cn

收稿日期: 2008-07-11

修回日期: 2008-08-27

式中  $R_2$  是该算法的模

$$R_2 = E[|x(n)|^4] / E[|x(n)|^2] \quad (2)$$

式中  $|\cdot|$  表示取模值,均衡器抽头更新方程为

$$W(n+1) = W(n) + \mu \nabla J_{\text{CMA}}(n) = W(n) + \mu e_R(n) Y^*(n) \quad (3)$$

式中  $\mu$  是步长参量,CMA 算法的误差信号表示为

$$e_R(n) = \tilde{x}(n)(R_2 - |\tilde{x}(n)|^2) \quad (4)$$

观察 CMA 盲均衡算法的代价函数,可以得出该算法只利用了信号的幅度信息,而对相位而言是盲的,均衡器的输出存在一个相位旋转,修正常量模算法(Modified CMA)在进行盲均衡的同时完成了对载波相位的恢复,是对传统 CMA 盲均衡算法的有效改进,它将代价函数分为实部和虚部两个部分

$$J(n) = J_R(n) + J_I(n) \quad (5)$$

$$J_R(n) = E\{(\tilde{x}_R^2(n) - R_{2R})^2\} \quad (6)$$

$$J_I(n) = E\{(\tilde{x}_I^2(n) - R_{2I})^2\} \quad (7)$$

式中,下标  $R$  为信号的实部, $I$  为虚部.

误差信号  $e(n)$  为

$$e(n) = e_R(n) + ie_I(n) \quad (8)$$

$$e_R(n) = \tilde{x}_R(n)(R_{2R} - \tilde{x}_R^2(n)) \quad (9)$$

$$e_I(n) = \tilde{x}_I(n)(R_{2I} - \tilde{x}_I^2(n)) \quad (10)$$

均衡器抽头向量迭代式为

$$W(n+1) = W(n) + \mu e(n) Y^*(n) \quad (11)$$

MCMA 算法在保留原来代价函数的基础上,增加了振幅和相位修正项,在一定程度上进行载波相位补偿,使得在进行盲均衡的同时完成了对载波相位的恢复,适用于信道参量随时间快速变化的系统.当通过实信道时,MCMA 退化为 CMA 算法.

## 1.2 双模修正常量模算法

虽然 MCMA 算法可以补偿载波相位,但同样 MCMA 算法具有较大的稳态误差,为了进一步降低稳态误差,同时提高收敛速度,提出了 Dual-mode MCMA 算法.与 MCMA 相比,它具有较快的收敛速度和较低的稳态误差.

$$\text{Dual-mode MCMA 的误差信号为} \\ e(n) = \gamma(n) e_{\text{MCMA}}(n) + \beta(n) e_{\text{DD}}(n) \quad (12)$$

$\gamma(n)$  与  $\beta(n)$  为自适应参量

$$e_{\text{MCMA}}(n) = \tilde{x}_R(n)(R_{2R} - \tilde{x}_R^2(n)) + i \tilde{x}_I(n)(R_{2I} - \tilde{x}_I^2(n)) \quad (13)$$

$$e_{\text{DD}}(n) = \hat{x}(n) - \tilde{x}(n) \quad (14)$$

均衡器抽头向量迭代式为

$$W(n+1) = W(n) + \mu e(n) Y^*(n) \quad (15)$$

Dual-mode MCMA 算法中引入了一个 Sigmoid 函数,因而提高了收敛速度,同时降低了稳态误差,Sigmoid 函数建立了一个  $\gamma(n)$  与  $\beta(n)$  之间的关系.

Sigmoid 函数为

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-0.5)}} \quad a > 0 \quad (16)$$

$$\gamma(n) = g(|e_{\text{DD}}(n)|) \quad (17)$$

$$\beta(n) = \frac{|e_{\text{MCMA}}(n)|}{|e_{\text{DD}}(n)|} \{1 - g(|e_{\text{DD}}(n)|)\} \quad (18)$$

从式(12),(16)和(17)中可以得出,误差信号  $e(n)$  的分量  $\gamma(n) e_{\text{MCMA}}(n)$  在收敛完成后不会等于 0,这是因为  $\gamma(n)$  不会为 0,即使信道被理想均衡,这样导致了较大的稳态误差.此外,参量  $a$  的取值范围被限制,当  $a$  取较大值时会提高收敛速度,但这样会导致较大的稳态误差,反之亦然.这些便是 Dual-mode MCMA 的不足之处.

## 2 判决导引算法

DD 是由 Lucky 在 60 年代提出的.其代价函数定义为

$$J(n) = \frac{1}{2} E[\hat{x}(n) - \tilde{x}(n)]^2 \quad (19)$$

式中: $\hat{x}(n)$  为  $\tilde{x}(n)$  的判决输出.

DD 中权向量的迭代过程为

$$W(n+1) = W(n) + \mu Y^*(n) [\hat{x}(n) - \tilde{x}(n)] \quad (20)$$

DD 算法具有收敛速度快,稳态剩余误差小的优点但是当判决错误率较高时,算法无法收敛.因此,DD 算法比较典型的应用是由其他收敛能力较强的盲均衡算法作冷启动,当判决错误率达到足够低的水平时,切换到 DD 算法.

## 3 基于 Dual-Mode MCMA+DD 双模式盲均衡

为了改进 Dual-mode MCMA 算法的不足之处,一种新的双模式盲均衡算法被提出.这个算法与 Dual-mode MCMA 算法的主要区别为:当收敛完成进入稳定状态时,算法硬切换到 DD 算法,这样可降低 Dual-mode MCMA 算法的稳态误差.这种算法的结构与前面讨论的其他算法不同,它包括 Dual-mode MCMA 算法、DD 算法和一个收敛判决装置,如图 2. 这个双模式算法充分利用了 Dual-mode MCMA 算法和 DD 算法的优点,因此,它在确保补偿载波相位的前提下,进一步提高了收敛速度,降低了稳态误差.

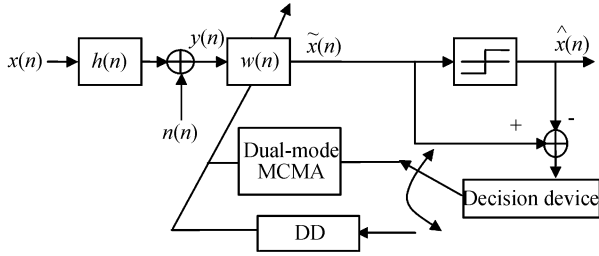


图2 Dual-mode MCMA+DD 算法等效框

Fig. 2 Framework of dual-mode MCMA+DD algorithm

### 3.1 Dual-mode MCMA 与 DD 的切换方法

本文是依据区域划分选择均衡模式,将信号星座点划分为两种区域,每种区域对应一种均衡模式,并根据均衡器输出信号所在的区域来选择均衡模式.如图3,对于16-QAM信号而言,信号点分布在

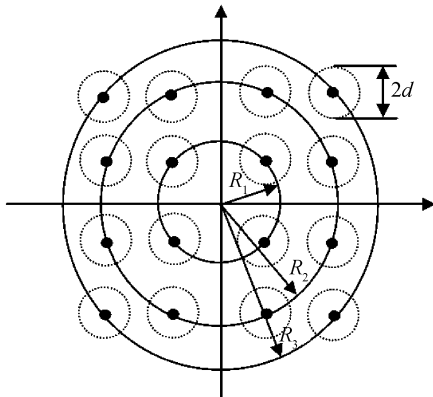


图3 16-QAM 信号的判决区域

Fig. 3 Decision domain of 16-QAM signal

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  $|R - \tilde{x}(n)| < d$  的 16 个小圆确定为 Dual-mode MCMA 算法的“判决区域”,16 个虚线圆便构成了判决域的全部情况.当均衡器输出落在虚线圆之外时,误差较大,认为均衡器还未收敛,利用 Dual-mode MCMA 算法调节均衡器系数使信号眼图张开;当均衡器输出落在虚线圆内时,误差较小,认为均衡器已经工作在收敛状态,用 DD 算法调节均衡器系数,加快收敛速度,减小稳态误差.其迭代公式如下

$$W(n+1) = W(n) + \mu_1 Y^*(n) e_{\text{DMM}}(n) \quad (21)$$

$$|R - \tilde{x}(n)| > d$$

$$W(n+1) = W(n) + \mu_2 Y^*(n) [\hat{x}(n) - \tilde{x}(n)]$$

$$|R - \tilde{x}(n)| < d$$

式中,  $\mu_1$  与  $\mu_2$  分别为 Dual-mode MCMA 与 DD 算法的迭代步长,  $e_{\text{DMM}}(n)$  为 Dual-mode MCMA 算法的误差信号.

### 3.2 判决区域划分边界的确定

本文根据均衡器输入端信噪比确定判决圆的边界,噪音的标准差为

$$\sigma = \sqrt{E[x^2]/10^{\text{SNR}/10}} \leq \frac{R_{\text{max}}}{\sqrt{10^{\text{SNR}/10}}} \quad (22)$$

式中  $\sigma$  表示噪音的标准差,  $E[x^2]$  为发射信号的平均功率, SNR 表示信噪比,  $R_{\text{max}}$  为发射信号星座最外层信号所在的圆半径.其中取  $d$  等于  $\sigma$  的上限

$$d = \frac{R_{\text{max}}}{\sqrt{10^{\text{SNR}/10}}} \quad (23)$$

在均衡起始阶段,大量的输出信号落在判决圆外,即使当输出位于判决圆内时,用 DD 算法来更新均衡器抽头系数是很不可靠的,因为这时眼图还没有睁开,判决错误的概率相当大,极易造成错误调节,从而降低算法的收敛速度.为了提高算法的收敛速度,可以在初始阶段充分利用 Dual-mode MCMA 算法性能稳健的优势来更新均衡器抽头系数.通过引入一个迭代阈值 Limit 来达到上述目的,当迭代次数小于 Limit 时先采用 Dual-mode MCMA 盲均衡算法来更新均衡器的抽头系数,其他情况下再根据判决圆来确定是采用 Dual-mode MCMA 算法还是 DD 算法来更新均衡器的抽头系数.在迭代过程中, Dual-mode MCMA 算法和 DD 算法之间完成自动切换,以达到最佳的效果.算法完全收敛之后,理论上将没有输出信号落在判决域之外,算法完全切换到 DD 算法模式,得到较小的剩余均方误差.

### 3.3 不同模式中步长的选择

在盲均衡算法自适应调节过程中,调整步长越大,算法收敛速度越快,但稳态误差也越大;反之,步长越小,收敛速度越慢,稳态误差越小.变步长算法是在算法未收敛时加大步长,以加快收敛速度,算法收敛后减小步长,以减小稳态误差.

在本文双模式盲均衡算法中, Dual-mode MCMA 算法主要应用在算法初始收敛阶段,可以采用较大的步长  $\mu_1$  以加快算法的收敛速度,增强算法跟踪信道变化的能力;而 DD 算法主要应用在算法收敛以后的稳态阶段,可以采用较小的步长  $\mu_2$  以减小收敛后的稳态误差.注意,由于 Dual-mode MCMA 算法和 DD 算法代价函数的不同,此处所说的较大步长  $\mu_1$  和较小步长  $\mu_2$  并不是说  $\mu_1$  相对于  $\mu_2$  较大,而是指  $\mu_1$  相对于适合 Dual-mode MCMA 算法的步长较大,  $\mu_2$  相对于适合 DD 算法的步长较小.

## 4 计算机仿真

在仿真实验中,采用式(24)所示的复信道.仿真条件为:发射信号为 16-QAM 信号,长度为 20 000,线性均衡器的抽头数为 21,中心抽头初始化,信噪比为 30 dB, CMA、MCMA 与 Dual-mode MCMA 算

法的迭代步长  $\mu=0.0001$ , 提出的新算法的迭代步长为:  $\mu_1=0.0005, \mu_2=0.00025$ . 算法的迭代阈值 limit 取值为 2000. 通过计算机仿真研究分析了 CMA 算法、MCMA 算法、Dual-mode MCMA 算法和 Dual-mode MCMA+DD 双模式盲均衡算法的收敛性能, 仿真结果如图 4 和图 5.

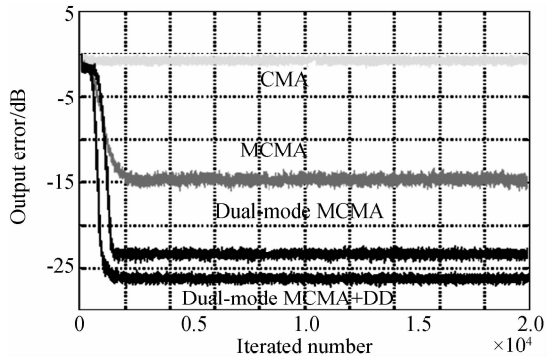


图 4 收敛曲线比较

Fig. 4 Convergence curves of different algorithms

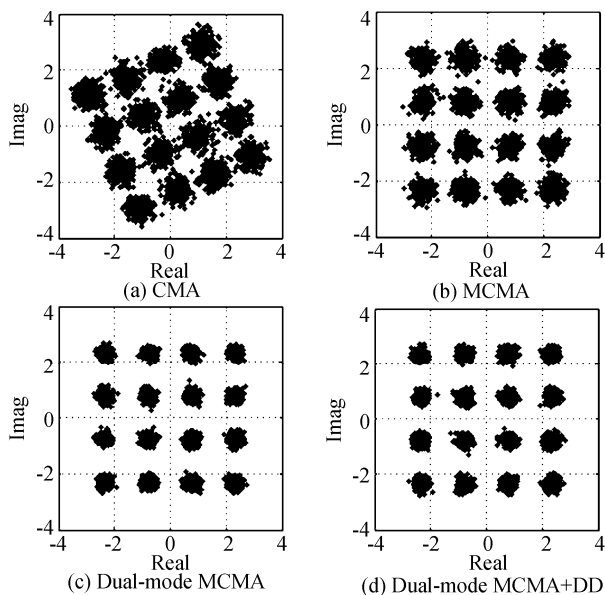


图 5 均衡器输出信号星座

Fig. 5 Signal constellation of equalizers' output

$$H(z) = (0.9344 - 1.0311i) + (2.2483 - 1.6682i)z^{-1} + (-1.0780 - 0.2138i)z^{-2} + (-0.6742 + 0.8835i)z^{-3} + (0.3755 - 0.2771i)z^{-4} + (0.0886 + 0.0628i)z^{-5} \quad (24)$$

图 5 为四种均衡器输出信号星座图, 通过比较这四幅图可得出: CMA 算法均衡效果最差, 且没有相位校正能力; MCMA 算法不但具有相位校正能力, 而且均衡效果比 CMA 算法均衡的效果稍好; Dual-mode MCMA 算法与我们重点研究的 Dual-

mode MCMA+DD 算法不但具有相位校正能力, 且均衡效果都很好, 这两种均衡器输出的星座图显示的更加紧凑和清晰. 由图 4 的收敛曲线表明: CMA 算法的收敛速度最慢, 且剩余误差也最大; 与 CMA 算法相比, MCMA 算法的收敛速度有显著提高, 且剩余误差较小; 而 Dual-mode MCMA 算法在收敛速度和剩余误差方面的性能进一步提高; 我们重点研究的 Dual-mode MCMA+DD 算法收敛性能最好, 它具有最快的收敛速度, 同时剩余误差也是最小的.

## 5 结论

本文提出了 Dual-mode MCMA+DD 算法, 它是一种具有相位校正能力的双模式盲均衡算法. 与 CMA 算法、MCMA 算法和 Dual-mode MCMA 相比, 它在收敛速度和剩余误差方面的性能有显著的提高, 但是这种算法的计算量也较前三种算法大. Dual-mode MCMA+DD 算法充分利用了 Dual-mode MCMA 算法较好的初始收敛特性与 DD 算法较低的剩余误差特性. 仿真结果也验证了 Dual-mode MCMA+DD 算法在收敛速度和剩余误差方面的良好表现.

### 参考文献

- [1] LIANG Bo, ZHU Hai, CHEN Wei-biao. Equalization and denoise techniques for optical communication in time-varied band-limited channel[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2008, **37**(6): 1195-1199.  
梁波, 朱海, 陈卫标. 时变带限信道中光通信的均衡与去噪技术[J]. *光子学报*, 2008, **37**(6): 1195-1199.
- [2] ZHANG Qiu-ling, WANG Hua-kui. An improvement algorithm of adaptive blind equalization[J]. *Journal Of TaiYuan University of Technology*. 2000, **31**(4): 372-375.  
张秋玲, 王华奎. 一种改进的自适应盲均衡算法[J]. *太原理工大学学报*. 2000, **31**(4): 372-375.
- [3] RAO Wei, GUO Ye-cai. A new dual-mode algorithm for blind equalization[J]. *Ship Science and Technology*, 2007, **29**(3): 126-129.  
饶伟, 郭业才. 一种双模式盲均衡新算法[J]. *舰船技术*, 2007, **29**(3): 126-129.
- [4] WANG Feng, ZHAO Jun-wei, LI Gui-juan, et al. On blind equalization united by constant modulus and decision directed algorithm [J]. *Journal Of China Institute Of Communications*, 2002, **23**(6): 105-112.  
王峰, 赵俊渭, 李桂娟等. 一种常量模与判决引导相结合的盲均衡算法研究[J]. *通信学报*, 2002, **23**(6): 105-112.

## Dual Mode Blind Equalization Algorithm Based on Dual-Mode MCMA+DD

GUO Yuan-shu, YUE Lei, YAO Bo-bin

(*Institute of Information Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China*)

**Abstract:** A dual mode blind equalization algorithm was proposed based on the dual-mode modified constant modulus algorithm and decision directed algorithm, which has more rapid convergence and smaller error. This algorithm firstly adjusts the coefficients of equalizer by dual-mode MCMA algorithm and then automatically switches to DD algorithm according to certain decision condition. Simulation shows that the new blind equalization algorithm has fast convergence rate and small steady-state error, and at the same time it can correct the channel phase rotation when removing the inter-symbol interference, thus is of practical importance.

**Key words:** Blind equalization; Constant modulus algorithm; Dual-mode blind equalization algorithm; Modified constant modulus algorithm



**GUO Yuan-shu** was born in 1962. He received his Ph. D. degree at Chang'an University. Now he is a Professor in Institute of Information Engineering, Chang'an University. His research interests focus on communication signal processing BSS and array signal processing.