

高阶调制通用恒模盲均衡算法

杨大龙^{*①②} 陈大海^② 张健^② 陈志强^①

^①(清华大学工程物理系 北京 100084)

^②(中国工程物理研究院电子工程研究所 绵阳 621900)

摘要: 在无线通信高速数据传输中, 限带效应及多径信道带来的码间干扰(ISI)严重影响接收信号的质量。目前广泛采用恒模盲均衡算法(CMA)消除 ISI, 但是对于高阶非恒定幅度调制信号, CMA 算法收敛后的稳态误差很大, 收敛效果较差。该文在改进原 CMA 算法误差更新函数的基础上, 提出了一种新的均衡算法。新算法有效地降低了高阶调制下均衡器的稳态偏差并能适应各种调制体制。理论分析和数值仿真给出, 新算法在 MQAM 以及 MAPSK 调制下都较原 CMA 算法性能有较大的提升, 适合应用在高阶调制体制的通信系统中。

关键词: 无线通信; 盲均衡; 恒模算法; 剩余误差

中图分类号: TN92; TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)12-2855-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00619

Constant Modulus Equalization Algorithm for Higher-order General Constellations

Yang Da-long^{①②} Chen Da-hai^② Zhang Jian^② Chen Zhi-qiang^①

^①(Department of Engineering Physics Tsinghua University, Beijing 100084, China)

^②(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China)

Abstract: High data rate communication over limited bandwidth or multi-path channels suffers severe distortion due to the Inter-Symbol Interference (ISI). Constant Modulus blind equalization Algorithms (CMA) are widely used for mitigating this phenomenon. But for higher-order no constant amplitude modulations, CMA works less effective for its large residual error. A simple modified error function which is suitable for variable constellation is proposed for better convergence performance. The new algorithm is well verified by theoretic analysis and numerical simulations, and the theoretic analysis and simulations show that the new algorithm's residual error is much less than the origin algorithms' in MQAM and MAPSK modulation systems and the new algorithm is suitable for applications under these conditions.

Key words: Wireless communication; Blind equalization; Constant modulus algorithm; Residual error

1 引言

随着无线通信系统的发展, 高数据率传输的需求日益加大, 调制体制向高阶调制方向发展, 信号的带宽也越来越宽, 导致多径信道下接收数据的码间干扰(ISI)越来越严重。针对长时延扩展信道的均衡问题, 文献[1]指出采用单载波频域均衡方式具有很好的发展前景。但采用频域均衡方式大多需要进行数据辅助^[2], 利用导频信号进行信道估计。也有利用系统特殊结构^[3]或者是在满足一定假设条件下, 采用盲信道估计算法实现频域均衡的相关文章^[4], 但其复杂度往往较高, 参数众多, 实现困难。而恒模盲均衡算法(CMA)^[5]以及修正的恒模算法

(MCMA)^[6,7], 可以在完全不需要导频信号的情况下进行信道均衡, 适用于传统的无数据辅助通信架构。但是将 CMA 算法应用在高阶调制时, 比如 MQAM, MAPSK 等, 收敛后存在很大的稳态误差, 收敛效果较差。文献[8-11]采用了多模算法对稳态误差进行了修正, 但这类算法需要事先根据星座图划分好区间, 不能直接适应多种调制方式。文献[12]采用停止与前进(Stop And Go)的方式只对满足误差条件的数据进行更新, 数据利用率不高。文献[13,14]等针对特定的调制方式 4PAM 或者 16QAM 优化了误差函数, 但对于其它调制方式并不满足条件。本文采取一种简单的方式对更新函数进行了调整, 不但能适应 QAM 调制, 也可以适应 APSK 调制方式, 稳态性能较 CMA 也有较大提升。

本文针对 CMA 恒模算法在稳态收敛误差上的

2012-05-21 收到, 2012-09-27 改回

*通信作者: 杨大龙 yangdleo@gmail.com

缺陷,对误差函数进行了改进。文章第2节对CMA算法以及MCMA算法进行了简单的介绍;第3节从剩余稳态误差角度分析了改进算法的性能,并对算法进行了详细的理论分析,给出了改进算法与原算法的稳态性能比较;第4节采用多种调制体制对改进算法进行了对比仿真验证,最后进行了归纳和总结。

2 盲均衡算法

假设加性高斯白噪声信道下,发射端信号序列 $\{a_k\}$,经过信道 $\{h_i(k)\}$,在接收端收到的数据为

$$x_k = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(k) a_{k-i} e^{j\varphi_k} + n_k \quad (1)$$

其中 $\{n_k\}$ 表示接收噪声, φ_k 表示相位噪声和频偏的总和, L 表示信道冲激响应长度。均衡算法通过自适应调整 M 阶滤波器抽头系数 $\{w_i(k), i=0, \dots, M-1\}$,对接收数据进行自适应滤波得到均衡输出 $\{y_k\}$:

$$y_k = \mathbf{x}_k^T \mathbf{w}(k) \quad (2)$$

其中 $\mathbf{x}_k = [x_k \ x_{k-1} \ \dots \ x_{k-M+1}]^T$ 。

(1)CMA算法 代价函数及参数更新方程分别为

$$J_{\text{CMA}}(k) = E \left[\left(|y_k|^p - R_p \right)^2 \right] \quad (3)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \cdot e_{\text{CMA}}^p(k) \cdot \mathbf{x}_k^* \quad (4)$$

其中 p 表示CMA算法的阶次, $R_p = E\{|a_k|^{2p}\} / E\{|a_k|^p\}$ 。

$$e_{\text{CMA}}^p(k) = 2p \cdot y_k |y_k|^{p-2} (|y_k|^p - R_p) \quad (5)$$

下文中如果不做特殊说明,CMA都特指阶次为2的恒模算法。

(2)改进型CMA算法(MCMA) 代价函数及参数更新方程分别为

$$J(k) = E \left\{ \left(|y_{\text{R},k}|^2 - R_{2,\text{R}} \right)^2 \right\} + E \left\{ \left(|y_{\text{I},k}|^2 - R_{2,\text{I}} \right)^2 \right\} \quad (6)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \cdot e_{\text{MCMA}}(k) \cdot \mathbf{x}_k^* \quad (7)$$

其中,下标R,I分别表示取信号的实部和虚部,

$$R_{2,\text{R}} = E|a_{\text{R},k}|^4 / E|a_{\text{R},k}|^2, R_{2,\text{I}} = E|a_{\text{I},k}|^4 / E|a_{\text{I},k}|^2.$$

$$e_{\text{MCMA}}(k) = 4y_{\text{R},k} \cdot \left(|y_{\text{R},k}|^2 - R_{2,\text{R}} \right) + j4y_{\text{I},k} \cdot \left(|y_{\text{I},k}|^2 - R_{2,\text{I}} \right) \quad (8)$$

MCMA算法对数据实、虚部分别进行误差计算,是针对MQAM调制体制的一种改进型CMA算法。

3 改进的均衡算法

3.1 基于提升稳态性能的误差更新函数

对于MQAM以及MAPSK等高阶调制信号,即使均衡器处于理想收敛状态,其输出数据幅度

$|y(k)|$ 也并不是常数。直接造成CMA算法的误差函数在稳态情况下依然表现出较大的波动,且波动的大小与星座点的位置分布直接相关。这种不稳定的波动噪声会造成均衡信号出现较大的稳态误差。

针对这个问题本文提出了一种新的误差更新函数,以上标Ch进行标注。为简化起见,后续讨论中都省略误差函数中的常数倍数因子。本文提出的CMA误差函数为

$$e_{\text{CMA}}^{\text{Ch}}(k) = y_k (|y_k|^2 - A_{\text{QAM}} \cdot |y_k| / E|a_k| \cdot R_2) \quad (9)$$

其中 A_{QAM} 是为使稳态收敛时均衡器系数更新量(对应代价函数的梯度向量)期望值为零而设置的调整参数。通过上面的修改,算法具有两个优势:

(1)改进算法具有较小的稳态误差。新的误差函数能跟随均衡输出幅值的变化调节误差函数被减数的幅值,将稳态误差控制在一个较小的范围内,减小了稳态波动。

(2)改进算法具有适应各种调制体制的特点。各调制体制的差别表现在信号的幅度和相位分布上,新的误差函数能根据信号幅度调整误差函数,保证各种调制体制下稳态误差值都相对较小。只需调整常数参数 A 的值即可适应不同的调制体制。

下面推导调整参数 A_{QAM} 值的确定:

假设条件1 发射数据具有独立同分布随机特性,满足 $E\{a_k a_j^*\} = \delta(k-j)E\{|a_k|^2\}$ 。调制星座映射满足对称条件:对于实数调制系统满足 $E\{a_k\} = 0$,对于复数调制系统同时满足 $E\{a_k^2\} = 0$ 。并且信号与信道噪声统计独立,满足 $E\{a_k n_j^*\} = 0$ 。

当均衡器收敛后,稳态误差更新量的期望值应当为零,即 $E\{e_k \cdot \mathbf{x}_k^*\} = 0$ 。取 \mathbf{x}_k 向量中的任意元素 x_{k-i} 进行分析可得出:

$$A_{\text{QAM}} = \frac{E\{y_k |y_k|^2 x_{k-i}^*\} \cdot E\{|a_k|\}}{E\{y_k |y_k| x_{k-i}^*\} \cdot R_2} \quad (10)$$

文献[5]给出,理想均衡后均衡器输出 $y(k)$ 满足 $y_k = a_k e^{j\varphi_k} + n_k \approx a_k e^{j\varphi_k}$,并将式(1)代入式(10)有

$$A_{\text{QAM}} = \frac{E \left\{ a_k |a_k|^2 \left[\sum_{j=0}^{M-1} h_j a_{k-i-j} e^{j\varphi_{k-i}} + n_{k-i} \right]^* \right\}}{E \left\{ a_k |a_k| \left[\sum_{j=0}^{M-1} h_j a_{k-i-j} e^{j\varphi_{k-i}} + n_{k-i} \right]^* \right\}} \cdot \frac{E\{|a_k|\}}{R_2} \quad (11)$$

由于数据 $\{a(k)\}$ 相互统计独立,当且仅当 $i=j=0$ 时,式(11)分母不为零,此时有

$$A_{\text{QAM}} = E \left\{ a_k |a_k|^2 h_0^* a_k^* \right\} \cdot E \left\{ |a_k| \right\} / \left(E \left\{ a_k |a_k| h_0^* a_k^* \right\} \cdot R_2 \right) \\ = E |a_k|^2 \cdot E |a_k| / E |a_k|^3 \quad (12)$$

将式(12)代入误差表达式式(9)并简化可得

$$e_{\text{CMA}}^{\text{Ch}}(k) = y_k \left(|y_k|^2 - |y_k| \cdot E |a_k|^4 / E |a_k|^3 \right) \quad (13)$$

同理，可以得出 MCMA 的改进误差函数为

$$\left. \begin{aligned} e_{\text{R},k}^{\text{Ch}}(k) &= y_{\text{R},k} \cdot \left(|y_{\text{R},k}|^2 - |y_{\text{R},k}| \cdot E |a_{\text{R},k}|^4 / E |a_{\text{R},k}|^3 \right) \\ e_{\text{I},k}^{\text{Ch}}(k) &= y_{\text{I},k} \cdot \left(|y_{\text{I},k}|^2 - |y_{\text{I},k}| \cdot E |a_{\text{I},k}|^4 / E |a_{\text{I},k}|^3 \right) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

以 16QAM 调制方式为例，理想均衡情况下，改进前后更新函数稳态归一化误差曲线如图 1 所示。从图中可以看出 Ch-CMA 的稳态绝对偏差明显小于 CMA 算法，且在 3 种比较的误差函数中，新的误差函数偏差分布最为均匀，稳定性最好。

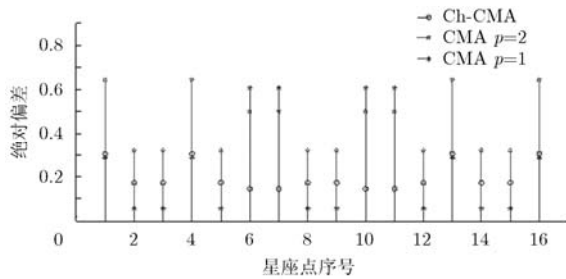


图 1 CMA 与 Ch-CMA 算法稳态误差绝对值曲线

3.2 算法归纳

通过 3.1 节对误差函数的推导，可以很容易反推 Ch-CMA 算法的代价函数为

$$J_{\text{Ch-CMA}}^{(4)}(k) = E \left[|y_k|^4 - R_4' |y_k|^3 \right] \quad (15)$$

其中 $R_4' = 4/3 \cdot E |a_k|^4 / E |a_k|^3$ 。通过归纳，还可以延伸出一类代价函数，即

$$J_{\text{Ch-CMA}}^{(p')}(k) = E \left[|y_k|^{p'} - R_{p'}' \cdot |y_k|^{p'-1} \right] \quad (16)$$

其中 p' 表示新代价函数的阶数， $R_{p'}' = p' / (p'-1) \cdot E |a_k|^{p'} / E |a_k|^{p'-1}$ 。

特别地，当 $p'=2$ 时，新代价函数退化为与 $p=1$ 时 CMA 代价函数等价的形式，即

$$J_{\text{Ch-CMA}}^{(2)}(k) = E \left[(|y_k| - R_1)^2 \right] - \left(E |a_k|^2 / E |a_k| \right)^2 \quad (17)$$

通过求解代价函数的梯度得出新算法的系数更新方程为

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \cdot y_k \left(|y_k|^{p'-2} - |y_k|^{p'-3} \right) \cdot R_{p'}' \cdot (p'-1) / p' \cdot \mathbf{x}_k^* \quad (18)$$

3.3 理论分析

考虑高阶次算法硬件实现可行性差的问题，本文主要针对 $p'=4$ 的 Ch-CMA 算法进行分析和讨

论。由于代价函数只与信号的幅度有关，为简化理论推导，这里采用 PAM 调制信号分析新算法的性能，复数调制系统也具有相似的结论。文献[5]给出，无噪情况下均衡输出信号的通用形式为

$$y_n = \sum_k a_{n-k} s_k, \quad \forall n \quad (19)$$

其中 $\{s_k\}$ 表示均衡器与信道等的接收系统总体冲激响应。理想均衡情况下，满足 $s_k = \delta(k)$ 。

假设条件 2 $\{s_k\}$ 序列中某一项占主导地位，不妨设为 s_0 ，且满足 $s_0 > 0$ ；若 $s_0 < 0$ ，对式(20)两边同时取反，并不影响绝对值的大小。假设条件的数学表示为： $s_0 > 0, s_0^2 \gg \sum_{k \neq 0} s_k^2$ 。

假设条件 2 下，累加和的绝对值近似满足

$$|y_n| = \left| \sum_k a_{n-k} s_k \right| \approx \text{sgn}(a_n) \cdot \left(\sum_k a_{n-k} s_k \right) \quad (20)$$

其中 $\text{sgn}()$ 表示取实数信号的符号。那么以此为基础，可以推导出 $E\{|y_n|^4\}$ 和 $E\{|y_n|^3\}$ 的值，将推导出的结果代入式(15)，可得

$$\begin{aligned} J_{\text{Ch-CMA}}^{(4)}(k) &= E a_n^4 \cdot s_0^4 + E a_n^4 \cdot \sum_{k \neq 0} s_k^4 + 6(E a_n^2)^2 \\ &\quad \cdot s_0^2 \sum_{k \neq 0} s_k^2 + 3(E a_n^2)^2 \cdot \left(\left(\sum_{k \neq 0} s_k^2 \right)^2 - \sum_{k \neq 0} s_k^4 \right) \\ &\quad - 4/3 E a_n^4 \cdot s_0^3 - 4 \cdot E a_n^4 / E |a_n|^3 \cdot E a_n^2 \\ &\quad \cdot E |a_n| \cdot s_0 \cdot \sum_{k \neq 0} s_k^2 \\ &= (E a_n^4 \cdot s_0^4 - 4/3 E a_n^4 \cdot s_0^3 + E a_n^4 / 3) \\ &\quad + A_J + B_J - E a_n^4 / 3 \\ &= E a_n^4 \cdot (s_0 - 1)^2 \left((s_0 + 1/3)^2 + 2/9 \right) \\ &\quad + A_J + B_J - E a_n^4 / 3 \end{aligned} \quad (21)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} A_J &= E a_n^4 \cdot \sum_{k \neq 0} s_k^4 + 3(E a_n^2)^2 \cdot \left(\left(\sum_{k \neq 0} s_k^2 \right)^2 - \sum_{k \neq 0} s_k^4 \right) \geq 0 \\ B_J &= \left(6 s_0^2 (E a_n^2)^2 - 4 s_0 E a_n^4 E a_n^2 E |a_n| / E |a_n|^3 \right) \cdot \sum_{k \neq 0} s_k^2 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

式(21)第 1 项以及第 2 项 A_J 恒为正，那么当 s_0 近似为 1 时，只要满足不等式

$$3E |a_n|^2 \cdot E |a_n|^3 > 2E |a_n|^4 \cdot E |a_n| \quad (23)$$

那么代价函数存在极值点 $s_k = \delta(k)$ ，且此极值点为理想均衡条件。对于此极值点存在条件，恒模调制一定满足；同时分析给出常用的调制体制 $E |a_n|^2 \cdot E |a_n|^3$ 与 $E |a_n|^4 \cdot E |a_n|$ 近似相当，都满足条件式(23)。说明改进的代价函数对于常用的调制体制都是适用的。

由于代价函数可能存在多个极值点, 下面进一步讨论算法收敛到理想状态的条件。对于实数调制情况, 均衡器收敛时满足如下方程:

$$\begin{aligned} & \left[\partial J_{\text{Ch-CMA}}^{(4)}(k) / \partial \mathbf{w} \right]_{\mathbf{w}=\mathbf{w}(k)} \\ & = E \left(4y_k \left(|y_k|^2 - |y_k| \cdot E|a_k|^4 / E|a_k|^3 \right) \cdot \mathbf{x}_k \right) = 0 \quad (24) \end{aligned}$$

考虑式(24)分析起来较为困难, 将式(19)代入式

$$\left. \begin{aligned} & s_0 \left[E|a_k|^4 \left(|s_0|^2 - s_0 \right) + \left(3(E|a_k|^2)^2 - 2 \frac{E|a_k|^4 E|a_k|^2 E|a_k|}{s_0 E|a_k|^3} \right) \sum_{k \neq 0} |s_k|^2 \right] = 0, \quad l=0 \\ & s_l \left[E|a_k|^4 |s_l|^2 + 3(E|a_k|^2)^2 \sum_{\substack{k \neq l \\ k=0}} |s_k|^2 + 3(E|a_k|^2)^2 |s_0|^2 - 2E|a_k|^2 E|a_k| s_0 \right] = 0, \quad l \neq 0 \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

当满足 $|s_0| > 2E|a_k|/3E|a_k|^2$ 时, 式(26)第 2 个方程只有零解, 均衡器将收敛到理想状态。同时考虑到式(22)中 B_j 的值应恒为正, 所以同时应当满足 $|s_0| > 2E|a_n|^4 \cdot E|a_n| / (3E|a_n|^2 \cdot E|a_n|^3)$ 。假如采用中心抽头初始化均衡器权向量, 并假设信道冲激响应最大幅值为 h_{\max} , 那么初始化时中心权值 w_M 应当满足:

$$\left. \begin{aligned} w_M & > \frac{2E|a_n|^4 \cdot E|a_n|}{|h_{\max}| \cdot 3E|a_n|^2 \cdot E|a_n|^3} \\ w_M & > \frac{2E|a_n|}{|h_{\max}| \cdot 3E|a_n|^2} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

3.4 稳态性能

新误差函数对于误差更新项的改进与原 CMA 算法在稳态性能上的差别可以采用文献[15]提出的方法进行衡量。权向量更新函数统一形式表示为

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \cdot e_o(k) \cdot \mathbf{x}_k^* \quad (28)$$

其中 $e_o(k)$ 泛指各种误差函数形式。假设以 \mathbf{w}_{opt} 表示理想权矢量, 文献定义稳态误差 MSE 为

$$\begin{aligned} E\{e_a^2\} & = E\left\{ \left[\mathbf{x}_k^T \tilde{\mathbf{w}}(k) \right]^2 \right\} \\ \tilde{\mathbf{w}}(k) & = \mathbf{w}_{\text{opt}} - \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (29)$$

文献[15]给出在满足一定稳态假设条件下, 均衡器的稳态均方误差可通过下式求解:

$$\frac{E\left\{ \mu^2 \|\mathbf{x}\|^2 |e_o|^2 \right\}}{T_1} = \frac{\mu E\left\{ e_a^* e_o + e_a e_o^* \right\}}{T_2} \quad (30)$$

同时, 文献给出了 CMA 算法的近似稳态 MSE 计算表达式为

$$E\left\{ |e_a|^2 \right\}_{\text{CMA}} \approx \mu \frac{E\left\{ |a|^2 R_2^2 - 2R_2 |a|^4 + |a|^6 \right\}}{2E\left\{ 2|a|^2 - R_2 \right\}} E\left\{ \|\mathbf{x}\|^2 \right\} \quad (31)$$

把 Ch-CMA 误差公式式(13)代入式(30), 并将

(15), 并对 $\{s_k\}$ 求梯度, 得出

$$\begin{aligned} \partial J_{\text{Ch-CMA}}^{(p)} / \partial s_l & = 4Ea_{n-l} \sum_k a_{n-k} s_k \left[\left(\sum_k a_{n-k} s_k \right)^2 \right. \\ & \quad \left. - E|a_k|^4 / E|a_k|^3 \cdot \left(\sum_k a_{n-k} s_k \right) \right] = 0, \quad \forall l \quad (25) \end{aligned}$$

当满足假设条件 1, 假设条件 2 时, 方程可以简化为

$y = ae^{j\theta} - e_a$ 代入可得

$$\begin{aligned} T_1 & = \mu^2 E\left\{ \|\mathbf{x}\|^2 \right\} E\left\{ |y|^6 - 2R|y|^5 + R^2|y|^4 \right\} \\ & \approx \mu^2 E\left\{ \|\mathbf{x}\|^2 \right\} E\left\{ |a|^6 - 2R|a|^5 + R^2|a|^4 \right\} \quad (32) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_2 & = \mu E\left\{ e_a^* y \left(R|y| - |y|^2 \right) \right\} + \mu E\left\{ e_a y^* \left(R|y| - |y|^2 \right) \right\} \\ & = \mu E\left\{ e_a^* \left(ae^{j\theta} - e_a \right) \left(R|a| \left| 1 - \frac{e_a}{a} e^{-j\theta} \right| - |a|^2 \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - |e_a|^2 + ae^{j\theta} e_a^* + a^* e^{-j\theta} e_a \right) \right\} + \mu E\left\{ e_a \left(a^* e^{-j\theta} - e_a^* \right) \right. \\ & \quad \left. \cdot \left(R|a| \left| 1 - \frac{e_a}{a} e^{-j\theta} \right| - |a|^2 - |e_a|^2 + ae^{j\theta} e_a^* + a^* e^{-j\theta} e_a \right) \right\} \\ & \approx 2\mu E\left\{ |e_a|^2 \left(|a|^2 + |e_a|^2 - R|a| \right) + |e_a|^2 |a|^2 \right\} \\ & \approx 2\mu E\left\{ |e_a|^2 \left(2|a|^2 - R|a| \right) \right\} \quad (33) \end{aligned}$$

其中常数因子 R 表示 $3/4R_4'$, 将计算结果代入式(30), 得出新算法的稳态均方误差可近似表示为

$$E\left\{ |e_a|^2 \right\}_{\text{Ch-CMA}} \approx \mu \frac{E\left\{ |a|^6 - 2R|a|^5 + R^2|a|^4 \right\}}{2E\left\{ 2|a|^2 - R|a| \right\}} E\left\{ \|\mathbf{x}\|^2 \right\} \quad (34)$$

从式(31)和式(34)可以看出, 当信号本身为恒模信号时, $R_2=|a|^2, R=|a|$, 两种算法的稳态误差都为零。当信号不满足恒模条件时, 表 1 给出了对功率归一化的几种常用高阶调制方式下, 两种算法的稳态误差结果。通过比较可以看出新算法的稳态误差比原恒模算法低大约一个数量级, 表现出很好的稳态性能。

表 1 CMA 与 Ch-CMA 稳态误差比较

算法 \ 调制方式	16APSK(4+12)	16QAM	32QAM	64QAM
CMA	0.0324	0.1600	0.1333	0.6010
Ch-CMA	0.0020	0.0244	0.0183	0.0742

4 计算机仿真

本文按照文献[16]给出的频域块均衡实现方法对新算法在各种调制体制下的性能进行了仿真实验。该频域算法将传统的时域连续信号划分成彼此部分重叠的数据块，再进行 FFT 块信号处理，大大降低了算法的实现复杂度。同时其性能与时域实现完全等价，保证了算法的理论正确性。

仿真中采用了文献[6]中给出的 7 参数复数信道模型，信道特性为

$$\begin{aligned}
 H(z) = & (-.005 - j.004)z^{-3} + (.009 + j.030)z^{-2} \\
 & + (-.240 - j.104)z^{-1} + (.854 + j.520)z^0 \\
 & + (-.218 + j.273)z^1 + (.049 - j.074)z^2 \\
 & + (.160 + j.020)z^3 \tag{35}
 \end{aligned}$$

本文对 16QAM, 16APSK, 32QAM 以及 64QAM 进行了仿真，其中 16APSK 采用(4+12)形式，内外圆半径比值 2.71。测试数据采用伪随机数生成，频域均衡块长度为 32，重叠长度为 32，输入信号功率归一化为 1，更新步长为 $1.5E^{-3}$ ，信噪比 SNR 参数见表 2。

仿真中采用剩余 ISI 的负对数及其方差的形式评价均衡的效果，以 * 表示卷积运算符，剩余 ISI 定义为

$$\begin{aligned}
 \text{ISI} = & \left(\sum_k |h(k) * w(k)|^2 - |h(k) * w(k)|_{\max}^2 \right) \\
 & / |h(k) * w(k)|_{\max}^2 \tag{36}
 \end{aligned}$$

图 2, 图 3 分别是在 SNR=25 dB 时 16APSK 和 16QAM 的均衡后数据星座图。同时表 2 给出了均衡收敛后详细的性能指标。从仿真结果可以看出

改进的算法在收敛效果上明显优于原算法，剩余稳态误差较原算法约有 5 dB 的性能提升；同时从剩余问题误差的方差可以看出，新算法稳态波动也减小了很多。同时仿真给出 Ch-CMA 更适用于 MAPSK, Ch-MCMA 更适用于 MQAM，与文献[7]给出的性能分析一致。从图 3 还可以看出 Ch-CMA 算法保持了 CMA 类算法不受载波频偏影响的特点，有利于载波同步与信道均衡的独立进行。为验证低信噪比下的性能，我们也对较低信噪比(比如 SNR=10 dB)进行了仿真并得到了相似的结果。

对于更高阶的调制方式，本文采用 MCMA 算法形式进行了仿真，图 4, 图 5 分别给出 32QAM, 64QAM 调制体制的仿真结果，进一步验证了算法在高阶调制中的优越性。

5 结束语

本文针对高阶调制情况下，CMA 算法稳态误差大，收敛性能差的情况，分析了稳态波动产生的原因并改进了算法的误差函数，推导了新误差函数的幅度补偿值，并进一步归纳出此类算法的统一表达式。新算法只需进行常数参数的简单修改就可以适应各种调制方式，适应性强。文中从理论上证明了当满足假设条件 1, 假设条件 2 时，新算法理想收敛极值点的存在性，同时给出当满足初值条件式(29)时，算法理想收敛的唯一性。为进一步比较新算法与原 CMA 算法在稳态性能上的差别，文中推导了新算法的稳态误差表达式并与文献[15]的结果进行了比对，结果显示新算法的稳态性能较原 CMA 算法性能有明显的提升。文章最后采用多种调制体制以频域处理的方式对均衡算法进行了仿真实验。

表 2 不同参数下各算法收敛性能表

	调制方式	SNR(dB)	CMA	Ch-CMA	MCMA	Ch-MCMA
ISI 均值(dB)	16APSK	25	29.6	35.2	24.9	30.2
	16APSK	10	19.0	20.8	18.3	20.4
	16QAM	25	23.7	27.4	28.8	34.9
	16QAM	10	17.1	18.9	19.3	20.9
	32QAM	28	-	-	24.0	28.5
	64QAM	31	-	-	25.6	30.0
ISI 方差	16APSK	25	7.40E-08	2.84E-09	7.38E-07	6.04E-08
	16APSK	10	1.18E-05	3.26E-06	1.04E-05	2.63E-06
	16QAM	25	1.72E-06	2.84E-07	1.52E-07	5.10E-09
	16QAM	10	1.60E-05	5.45E-06	5.80E-06	2.17E-06
	32QAM	28	-	-	1.30E-06	1.48E-07
	64QAM	31	-	-	5.16E-07	5.44E-08

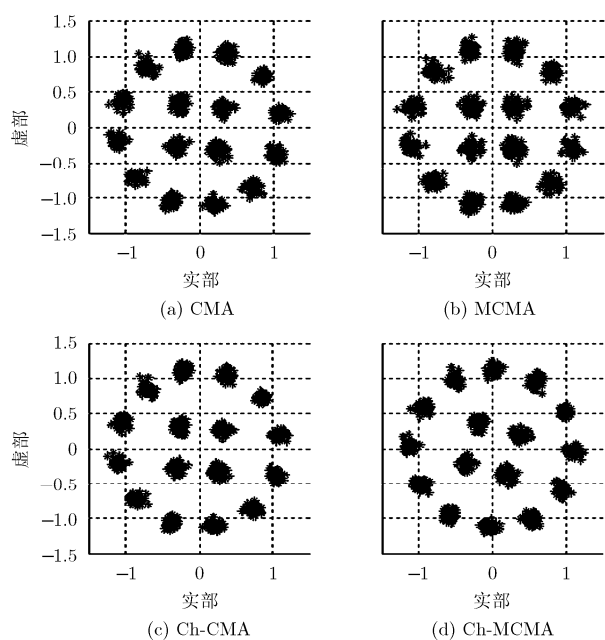


图2 16APSK, 25 dB 各均衡算法收敛星座图

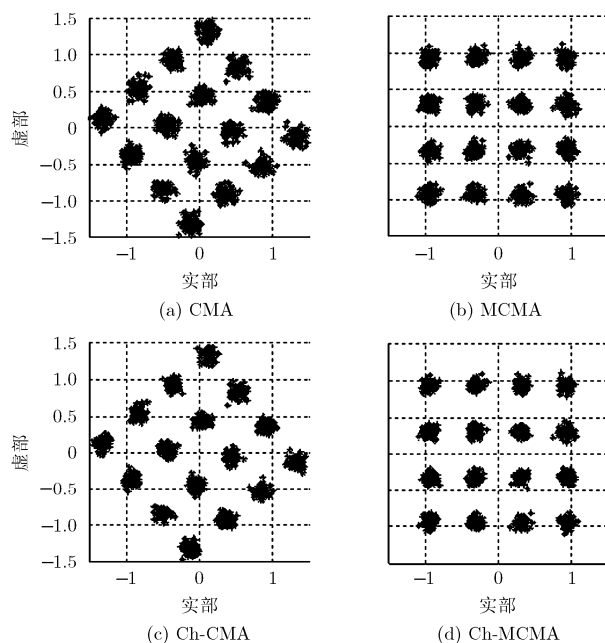


图3 16QAM, 25 dB 各均衡算法收敛星座图

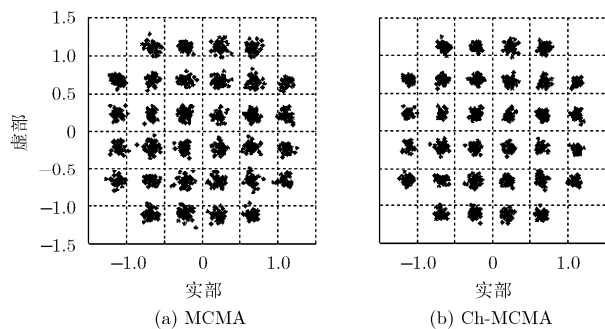


图4 32QAM, 28 dB 均衡后星座图

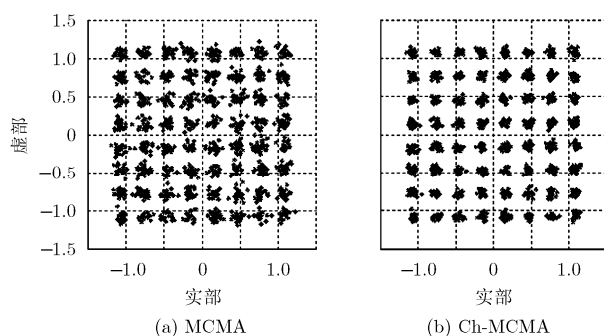


图5 64QAM, 31 dB 均衡后星座图

仿真结果显示: Ch-CMA 算法在处理 MAPSK 调制信号上性能优于原 CMA 算法, Ch-MCMA 在处理 MQAM 调制信号上优于原 MCMA 算法, 都提升了均衡效果, 说明改进算法能很好地适应各种高阶调制方式, 适合应用在高阶调制的通信系统中。

参考文献

- [1] Benvenuto N, Dinis R, and Falconer D. Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: an idea whose time has come—again[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2010, 98(1): 69–96.
 - [2] Benvenuto N and Tomasin S. Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(11): 1867–1875.
 - [3] Wu C, Bao D, and Zeng X. An efficient iterative frequency domain equalization for ATSC DTV receiver[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2010, 56(4): 2148–2154.
 - [4] Liu H and Schniter P. Iterative frequency domain channel estimation and equalization for single-carrier transmission without cyclic-prefix[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(10): 3686–3691.
 - [5] Godard D N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1980, 28(11): 1867–1875.
 - [6] Oh K N and Chin Y O. Modified constant modulus algorithm: blind equalization and carrier phase recovery algorithm[C]. *IEEE International Conference on communications*, Seattle, 1995: 498–502.
 - [7] Yuan J T and Tsai K D. Analysis of the multimodulus blind equalization algorithm in QAM communication systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(9): 1427–1431.
 - [8] 徐金标, 葛建华, 王新梅. 一种新的盲均衡算法[J]. *通信学报*, 1995, 16(3): 78–81.
- Xu J B, Ge J H, and Wang X M. A new blind equalization algorithm[J]. *Journal of china Institute of Communications*,

- 1995, 16(3): 78-81.
- [9] 郑应强, 李平, 张振仁. 用于 MQAM 调制的双模式 Sign-CMA 盲均衡算法[J]. 通信学报, 2004, 25(5): 155-159.
Zheng Y Q, Li P, and Zhang Z R. Dual-mode blind equalization algorithm for multi-level QAM modulation based on Sign-CMA[J]. *Journal of China Institute of Communications*, 2004, 25(5): 155-159.
- [10] Li C S, Dong W J, and Chen L M. A new multi-modulus blind equalization algorithm for QAM signals[C]. 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Nanchang, 2009: 1-4.
- [11] Wen S Y and Liu F. Dual-mode multi-modulus algorithm for blind equalization of QAM signals[C]. (ICIME), 2nd IEEE International Conference on Information Management and Engineering, Jinan, 2010: 681-684.
- [12] Xue W, Yang X N, and Zhang Z Y. A stop and go blind equalization algorithm for QAM signals[C]. 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing, Jiaxing, 2010: 1-4.
- [13] Rao W and Yuan K M. A simple constant modulus algorithm for blind equalization suitable for 16QAM signal[C]. 9th International Conference on Signal Processing, Nanchang, 2008: 1963-1966.
- [14] 饶伟, 孙辉, 郭业才, 等. 适用于非常模信号的常数模新算法[J]. 通信学报, 2011, 32(9): 167-173.
Rao Wei, Sun Hui, Guo Ye-cai, *et al.*. New constant modulus algorithm suitable for nonconstant modulus signals[J]. *Journal on Communications*, 2011, 32(9): 167-173.
- [15] Mai J and Sayed A H. A feedback approach to the steady-state performance of fractionally spaced blind adaptive equalizers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, 48(1): 80-91.
- [16] Dam H H, Nordholm S, and Zepernick H J. Frequency domain constant modulus algorithm for broadband wireless systems[C]. Global Telecommunication Conference, Nedlands, 2003, Vol.1: 40-44.
- 杨大龙: 男, 1987 年生, 博士生, 研究方向为宽带接收机自适应均衡技术.
- 陈大海: 男, 1987 年生, 博士, 副研究员, 研究方向为宽带数字接收机技术.
- 张 健: 男, 1968 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为电子学和电子信息对抗理论、软件无线电等.