

一种适用于高阶 QAM 系统 Bussgang 类盲均衡新方法

阮秀凯^{*①} 蒋啸^② 李昌^①

^①(温州大学物理与电子信息工程学院 温州 325035)

^②(南京邮电大学自动化学院 南京 210046)

摘要: 该文提出一种适用于高阶 QAM 系统的新 Bussgang 类多模盲均衡算法。将新的代价函数与星座匹配误差函数结合, 给出一种瞬时双模切换混合算法, 然后设计了一种基于判决圆的模式切换准则, 从而达到进一步有效降低新算法稳态误差的效果。最后, 仿真结果以高阶 256QAM 信号为例, 验证了该算法对于高阶 QAM 信号的盲均衡能力和良好效果。

关键词: 无线通信; 盲均衡; 正交幅度调制; Bussgang; 瞬时双模切换

中图分类号: TN92; TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)08-2018-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.01403

A Novel Method of Bussgang-type Blind Equalization in High-order QAM Systems

Ruan Xiu-kai^① Jiang Xiao^② Li Chang^①

^①(College of Physics and Electronic Information Engineering, Wenzhou University, Wenzhou 325035, China)

^②(College of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210046, China)

Abstract: A novel multi-modulus method of Bussgang-type blind equalization algorithm in higher-order Quadrature Amplitude Modulation (QAM) systems is proposed. To reduce the steady-state error effectively, an instantaneous switch-mode hybrid algorithm whose associative cost function is formulated by the novel cost function and the Constellation Matched Error (CME) is proposed, and a criterion of circular mode switching decision is designed. Finally, 256-QAM signal is used to simulate, all of these results verify the proposed blind equalization algorithm can achieve good performance in high-order QAM systems.

Key words: Wireless communication; Blind equalization; Quadrature Amplitude Modulation (QAM); Bussgang; Instantaneous switch

1 引言

相同的速率下, 增加正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)方式信号同相/正交部分所属字符集(电平)个数, 即采用高阶 QAM 调制方式, 可发挥 QAM 频带利用率高这个显著优势。但是, 随着字符集数目的增加, 信号星座点之间距离与相位差随之减小, 致使在相同条件下, 系统会因为通信信道有限带宽限制与多径传播等因素的影响所产生的符号间干扰就会增加。对于 QAM 系统盲均衡性能良好的算法主要有 Bussgang 类的盲均衡算法方法^[1-3]以及由它们演化而来的各种拓展算法^[4-6]。恒模算法(Constant Modulus Algorithm, CMA)^[1]因其模型简单, 稳定性强等特性而被广泛运用, 但是 CMA 的代价函数仅与信号幅值有关, 对相位偏移不敏感。广义的 Sato 算法 (Generalized

Sato Algorithm, GSA)^[2]具有算法简单、易于实现, 但不能保证算法的全局收敛性。而多模算法 (Multi-Modulus Algorithm, MMA)^[3], 被认为是该类算法中性能最为理想的盲均衡方法, 但对于高阶 QAM 系统的盲均衡问题而言, MMA 算法收敛后依然存在较大的稳态误差, 致使接收端剩余符号间干扰 (Inter-Symbol Interfere, ISI) 依旧严重而无法正确区分信号点所属字符集。为解决该问题, 很多学者提出了混合算法^[7-10], 来降低收敛时的稳态误差; 文献[7]提出了一种混合信道盲均衡算法, 采用双判决切换机制, 但对于高阶 QAM 系统的盲均衡结果并不理想。文献[8]提出的双模式盲均衡算法是在算法启动阶段, 采用基于矩形区域划分为多模算法, 在“眼图”张开后切换到判决引导 (Decision-Directed, DD) 算法, 从而降低稳态误差, 但 DD 算法只有当信号“眼图”张开时才能保证可靠的收敛。文献[9]将软判决思想引入 DD 算法, 以期获得在同等条件下的更快收敛速度; 然而软判决需要做大量的区域判决, 同时引入指数运算, 增加了计算复杂度。文

2011-12-29 收到, 2012-03-14 改回

国家自然科学基金青年项目(61001067)资助课题

*通信作者: 阮秀凯 ruanxiukai@163.com

献[10]则提出了基于指数权步长递归最小二乘算法的恒模混合算法,但对于高阶 QAM 的适用性至今并未相关报道。

考虑以上因素,本文首先提出一种新的改进多模算法(Modified Multi-Modulus Algorithm),命名为 TMA(Triple M Algorithm)算法。并在此基础上,将新的代价函数与星座匹配误差(Constellation Matched Error, CME)函数结合,给出一种瞬时双模切换混合算法,从而达到进一步降低算法收敛时的稳态误差的效果。然后以星座点甚为密集的高阶 256QAM 信号为例,通过仿真验证该算法对于高阶 QAM 信号的盲均衡能力和收敛性能都较传统 Bussgang 盲均衡算法有所提高。

2 TMA 算法

考虑基带线性、时不变、单输入单输出的离散时间系统。假设传输序列 $\{s_n\}$ 是独立同分布(i.i.d)序列,接收信号的表达式为: $\mathbf{x} = \mathbf{h}_{L_h} \otimes s_n + \mathbf{v}_n$, 其中 s_n 为输入信号, \mathbf{h}_{L_h} 为时不变信道脉冲响应向量。 $\hat{s}(n)$ 是接收端传输信号的盲估计序列。 L_h 为信道阶数, \mathbf{v} 为加性高斯白噪声, \otimes 表示卷积运算。均衡器的输出可表述为: $\mathbf{y}_n = \mathbf{w}_L^T \mathbf{x}_n$, 其中 \mathbf{w}_L 是均衡器的脉冲响应矢量, L 是均衡器的抽头数, \mathbf{x}_n 是接收矩阵。下文中,使用下标 R 和 I 分别表示复数信号的同相分量部分和正交分量,下标 P 同时表示 R 和 I 。

本节重点论述本文提出的 TMA 算法。该算法的代价函数为

$$J_{\text{TMA}} = E \left[\left(|y_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3 \right)^4 \right] + E \left[\left(|y_{I,n}|^3 - R_{\text{TMA},I}^3 \right)^4 \right] \quad (1)$$

其中 $y_{R,n}$ 和 $y_{I,n}$ 分别表示均衡器输出向量的同相与正交部分, $R_{\text{TMA},R}$ 和 $R_{\text{TMA},I}$ 为先验已知常数。

该代价函数可利用星座图的幅度和相位信息,能够纠正由信道引入的相位偏转,较好地恢复传输信号。图 1 给出了 TMA 代价函数的 3 维和等高线图。TMA 算法则使输出信号收敛于图 1 所示的区域。此时,均衡器权矢量更新误差函数为

$$\tilde{e}_{n,\text{TMA}} = \left(|y_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3 \right)^3 y_{R,n}^2 \text{sgn}(y_{R,n}) + j \left(|y_{I,n}|^3 - R_{\text{TMA},I}^3 \right)^3 y_{I,n}^2 \text{sgn}(y_{I,n}) \quad (2)$$

下面的主要任务是决定 $R_{\text{TMA},R}$ 和 $R_{\text{TMA},I}$ 的值。假设当均衡器达到理论均衡效果时,则有 $y_{R,n} \rightarrow s_{R,n}$ 和 $y_{I,n} \rightarrow s_{I,n}$, 则代价函数可以写成

$$J_{\text{TMA}} = E \left[\left(|s_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3 \right)^4 \right] + E \left[\left(|s_{I,n}|^3 - R_{\text{TMA},I}^3 \right)^4 \right] \quad (3)$$

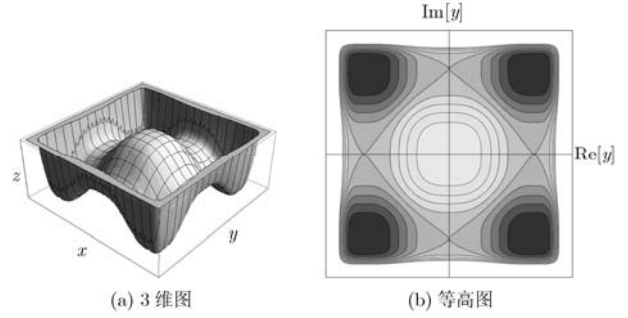


图 1 TMA 的代价函数 3 维图和等高图

对于方形 QAM 信号而言,其同相和正交部分是彼此相互独立同分布的,并且 $R_{\text{TMA},R} = R_{\text{TMA},I}$, $E[|s_{R,n}|^q] = E[|s_{I,n}|^q]$, 其中 q 是一个正整数。鉴于同相与正交部分的等同性,下面只给出同相部分的分析。

由于 $\mathbf{y}_n = \mathbf{w}_L^T \mathbf{x}_n$, 式(3)在均衡权值矢量方向上的导数为

$$\begin{aligned} \nabla J_{\text{TMA},R} &= \frac{\partial J_{\text{TMA},R}}{\partial \mathbf{w}_{R,n}} \\ &= 12E \left[\left(|y_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3 \right)^3 y_{R,n}^2 \text{sgn}(y_{R,n}) \mathbf{x}_{R,n} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

根据 Bellini 准则可知:当达到理想均衡时,即 $y_{R,n} \rightarrow s_{R,n}$ 时,控制着均衡器放大系数的恒定量 R , 可以通过计算均衡器权值零增益来获得,即 $\nabla J_{\text{TMA},R} / \nabla \mathbf{w}_{R,n} = 0$ 。令 k 为由信道引入的一个增益固定量,则有 $E[s_{R,n} \mathbf{x}_{R,n}] = kE[s_{R,n}^2]$ 。那么可以进行如下推演:

$$\begin{aligned} &E \left[\left(|s_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3 \right)^3 s_{R,n}^2 \text{sgn}(s_{R,n}) \mathbf{x}_{R,n} \right] \\ &= k \cdot E \left[\left(|s_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3 \right)^3 s_{R,n}^3 \text{sgn}(s_{R,n}) \right] = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

那么只要 $E[(|s_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3)^3 |s_{R,n}^3|] = 0$, 式(5)总能得以满足。下面对式(5)进行求解:

$$\begin{aligned} &E \left[\left(|s_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3 \right)^3 |s_{R,n}^3| \right] \\ &= E \left[|s_{R,n}|^{12} \right] - 3R_{\text{TMA},R}^3 E \left[|s_{R,n}|^9 \right] \\ &\quad + 3R_{\text{TMA},R}^6 E \left[|s_{R,n}|^6 \right] - R_{\text{TMA},R}^9 E \left[|s_{R,n}|^3 \right] \end{aligned} \quad (6)$$

其中,信号序列统计量 $E[|s_{R,n}|^{3m}]$, $m=1,2,3,4$ 均为确定已知的先验恒定量。式(6)中各系数如表 1 所示。

为简便计,令 $y = E[(|s_{R,n}|^3 - R_{\text{TMA},R}^3)^3 |s_{R,n}^3|]$, $R_{\text{TMA},R}^3 = x$, $E[|s_{R,n}|^3] = a$, $E[|s_{R,n}|^6] = b$, $E[|s_{R,n}|^9] = c$, $E[|s_{R,n}|^{12}] = d$, 则式(6)改写为 $f(x) = -ax^3 + 3bx^2 - 3cx + d$, 显然,式(9)为关于自变量 x 的非

表1 不同QAM调制方式的 $E[|s_{R,n}|^{3m}]$, $m=1,2,3,4$ 先验值

调制方式	$E[s_{R,n} ^3]$	$E[s_{R,n} ^6]$	$E[s_{R,n} ^9]$	$E[s_{R,n} ^{12}]$
16-QAM	1.400×10^1	3.650×10^2	9.842×10^3	2.657×10^5
64-QAM	1.230×10^2	3.350×10^4	1.058×10^7	3.522×10^9
256-QAM	1.016×10^3	2.332×10^6	6.479×10^9	1.956×10^{13}

线性方程。令 $z = \frac{df(x)}{dx} = -3ax^2 + 6bx - 3c = -3a \cdot$

$\left(x - \frac{b}{a}\right)^2 + 3\left(\frac{b^2}{a} - c\right)$, 当 $x = \frac{b}{a}$ 时, 该式出现极大值

$z_{\max} = 3\left(\frac{b^2}{a} - c\right)$ 。根据表1, 分别计算发送信

号为16-QAM, 64-QAM和256QAM情况时, z_{\max} 的值分别为 -9.778×10^2 , -4.592×10^6 和 -3.383×10^9 , 即总有 $z < 0$; 从而保证了 $R_{\text{TMA},R}^3$ 值的唯一性。那么, 要使得 $y = 0$, 即求式(9)与 x 轴的交点位置, 可采用作图法获得它们的交点, 以256QAM为例, 易得 $x \approx 2152$, 则有 $R_{\text{TMA},R} \approx 12.900$ 。同理, 16QAM时 $R_{\text{TMA},R} \approx 2.702$, 64QAM时 $R_{\text{TMA},R} \approx 6.203$ 。

3 基于TMA与CME的混合双模盲均衡算法

为提高盲均衡性能, 提出将TMA代价函数基础上加入CME函数, 可以有效地降低收敛后的剩余误差。构造新的代价函数

$$J_{\text{ETMA}} = J_{\text{TMA}} + \beta J_{\text{CME}} \quad (7)$$

其中 J_{CME} 表示CME的代价函数。

常用的CME函数有形如 $\psi(y_n) = E\left\{\prod_{i=1}^n |y_n - c_i|^2\right\}$ 和 $\lg(1 + \psi(y_n))$, 但是该类函数对所有星座符号的作用不具有均匀性和平等性; 比较而言, 文献[4,5]所提出CME的误差函数具有结构简单、公平惩罚的特点, 故这里采用文献[4,5]的CME函数, 其形式如下:

$$g(x) = 1 - \sin^2\left(\frac{x}{2d}\pi\right) \quad (8)$$

其中 $2d$ 是信号点之间的最小欧式距离, 这里 n 是正整数。一般情况, 选取 $n=1$, 则式(7)可改写为

$$J_{\text{ETMA}} = E\left\{\left[|y_{R,n}|^3 - R_R^3\right]^4 + \left[|y_{I,n}|^3 - R_I^3\right]^4\right\} + \beta\left[\left[1 - \sin^2\left(\frac{y_{R,n}}{2d}\pi\right)\right] + \left[1 - \sin^2\left(\frac{y_{I,n}}{2d}\pi\right)\right]\right] \quad (9)$$

由式(9)可得, ETMA的均衡器权值的更新误差函数为

$$\tilde{e}_{n,\text{ETMA}} = \frac{\partial J_{\text{ETMA}}}{\partial \mathbf{w}_{n,\text{ETMA}}} = \tilde{e}_{n,\text{TMA}} + \beta \tilde{e}_{n,\text{CME}} \quad (10)$$

$\tilde{e}_{n,\text{TMA}}$ 参见式(2), CME项的均衡器权值的更新

误差函数为

$$\tilde{e}_{n,\text{CME}} = -\frac{\pi}{d} \left[\sin\left(\frac{y_{R,n}}{2d}\pi\right) \cos\left(\frac{y_{R,n}}{2d}\pi\right) + j \sin\left(\frac{y_{I,n}}{2d}\pi\right) \cos\left(\frac{y_{I,n}}{2d}\pi\right) \right] \quad (11)$$

则算法的权值向量更新为

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu [\tilde{e}_{n,\text{TMA}} + \beta \tilde{e}_{n,\text{CME}}] \mathbf{x}_n^* \quad (12)$$

β 值的选择需要考虑稳态均方误差和收敛速度的折中平衡。为了使该算法收敛, 在最初自适应过程中, 需要抑制CME的作用, 即在式(10)中CME的误差函数的绝对值应小于TMA误差函数的最大值。

$$\beta |\tilde{e}_{n,\text{CME}}|_{\max} < \max |\tilde{e}_{n,\text{TMA}}| \quad (13)$$

文献[11]在一种方形轮廓算法(Square Contour Algorithm, SCA)中加入CME, 采用类似式(12)的结合方式, 虽然该文给出了 β 值的选取范围, 但CME对迭代初期的影响仍然较大, 由于 β 是一个固定正实数, 两种算法相互制约, 缺乏适应性。这里采取瞬时双模切换来降低CME对收敛速度的影响, 同时达到降低收敛后的稳态误差的目的。这里采用判决圆做为算法模式间切换的判据, 这种切换方式根据信噪比来确定判决圆的半径边界。考虑噪声, 信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)定义为

$$\text{SNR} = 10 \lg\left(E[s^2(n)]/\sigma_n^2\right) \quad (14)$$

其中 $E[s^2(n)]$ 表示传输符号的功率, σ_n^2 是噪声方差。则噪声的标准差为

$$\sigma_n = \sqrt{E[s^2(n)]/10^{\text{SNR}/10}} \leq \frac{r_{\max}}{\sqrt{10^{\text{SNR}/10}}} \quad (15)$$

其中 r_{\max} 为传输信号星座最大圆的半径, 即信号星座最外层所处的圆的半径。

理想状态, 希望算法收敛时均衡器的输出落入距离实际星座点半径为 $r_{\max}/\sqrt{10^{\text{SNR}/10}}$ 的圆内。据式(15), 可得判决圆的半径范围为

$$\frac{r_{\max}}{\sqrt{10^{\text{SNR}/10}}} < r < d \quad (16)$$

实际中, SNR 是一未知数, 则只需将式(16)退化为 $0 < r < d$ 即可, 当算法未收敛时, 均衡器的输出有大量符号点落入图2中的阴影判决圆外。假设

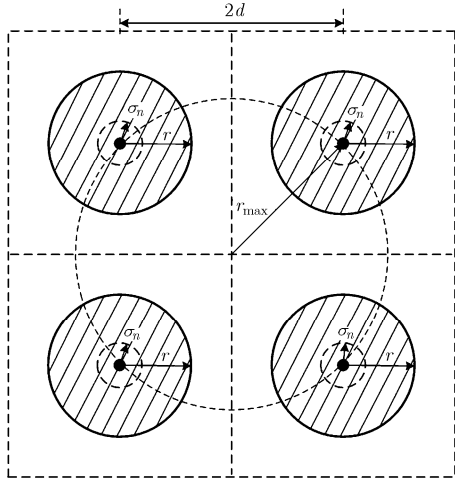


图 2 切换判决区域示意图(4QAM)

权值第 n 次迭代，其输出信号落入判决圆外，则第 $n + 1$ 次权值迭代可以采用鲁棒性好，且收敛较快的 TMA 来进行权值更新，反之，若第 n 次权值的迭代，输出信号对落入判决圆内，下一次迭代则采用 CME 进行更新，如此反复交替，直到迭代结束。根据式 (16) 给出的判决条件，本文提出的 TMA 与 CME 的混合双模盲均衡算法框图见图 3。此时，算法的迭代可以表示如下：

$$w(n+1) = \begin{cases} w(n) + \mu_1 \times e_1(n) x^*(n), & |y_n - \hat{y}_n| > r \\ w(n) + \mu_2 \times e_2(n) x^*(n), & |y_n - \hat{y}_n| \leq r \end{cases} \quad (17)$$

其中 $e_1(n)$ 和 $e_2(n)$ 分别表示 TMA 和 CME 误差函数， \hat{y}_n 为 y_n 经判决后的输出， r 值为门限值。

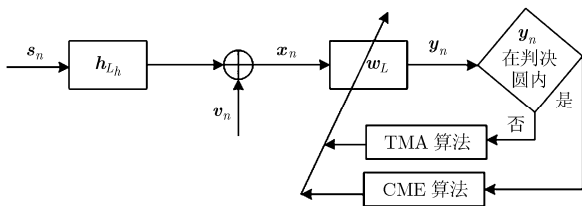


图 3 TMA+CME 算法的框图

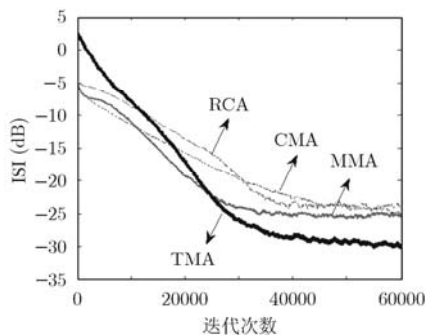


图 4 TMA 算法与 CMA, RCA, MMA 性能比较

4 算法性能仿真及分析

实验条件如下：(1)均衡器的阶数 $L = 9$ ，采用中心抽头初始化(权向量中间抽头为 1，其余为零)；(2)采用固定复值信道^[12]，信道阶数为 $L_h = 7$ ；(3)如未做特殊说明，实验的输入信噪比 SNR=30 dB，Monte Carlo 的实验次数为 100；(4)采用 256-QAM 做为实验调制方式，本文算法中，取 $d = 1$ 。

(1)TMA 算法与经典 HOS 算法的比较 图 4 是本文 TMA 算法分别与 CMA, RCA, MMA 进行性能比较。由图可得，CMA 和 RCA 算法的剩余 ISI 较大，TMA 对于 256QAM 的盲均衡性能明显优于其他 3 种 Bussgang 类算法，该算法和其余 3 种相似。TMA 算法在收敛速度上虽无明显优势，但在稳定状态下，剩余 ISI 比其他 3 种算法有了 4.5 dB 左右的性能提高。

(2)TMA 算法与 TMA+CME 算法的比较 图 5 是 TMA 与 CME 双模算法中，门限值 r 的不同取值的性能比较。由图可得，引入 CME 函数，对算法性能有一定提高。但 TMA 和 CME 两者切换的门限值大小对算法性能有较大的影响。 r 的取值较大时，虽然收敛后剩余 ISI 更少，但是算法收敛速度受到较为严重的影响。

(3)各算法收敛后的均衡器输出信号 2 维眼图 图 6 分别是信号经过 CMA, RCA, MMA, TMA, TMA+CME 算法收敛后的 2 维眼图。仿真均采用长为 $N=50000$ 的数据量。图 6(a) 显示了均衡器的输入信号星座图，从图可知，由于信道干扰，噪声干扰和信道突变，信号通过信道后被严重破坏。从图 6(b)-6(f) 可知，RCA, MMA, TMA, TMA+CME 可以补偿相位偏移，而且 TMA+CME 的信号星座图是最集中和清晰的。

5 结束语

本文提出了一种新的适合高阶 QAM 信号盲均衡的改进的多模算法。该算法不仅能够纠正由信道引入的相位偏转，也能较好地恢复传输信号。并在

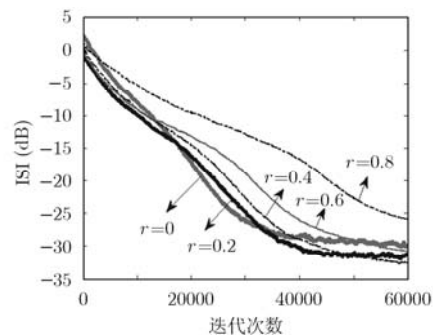


图 5 TMA 与 CME 双模算法，门限值 r 的不同取值的性能比较

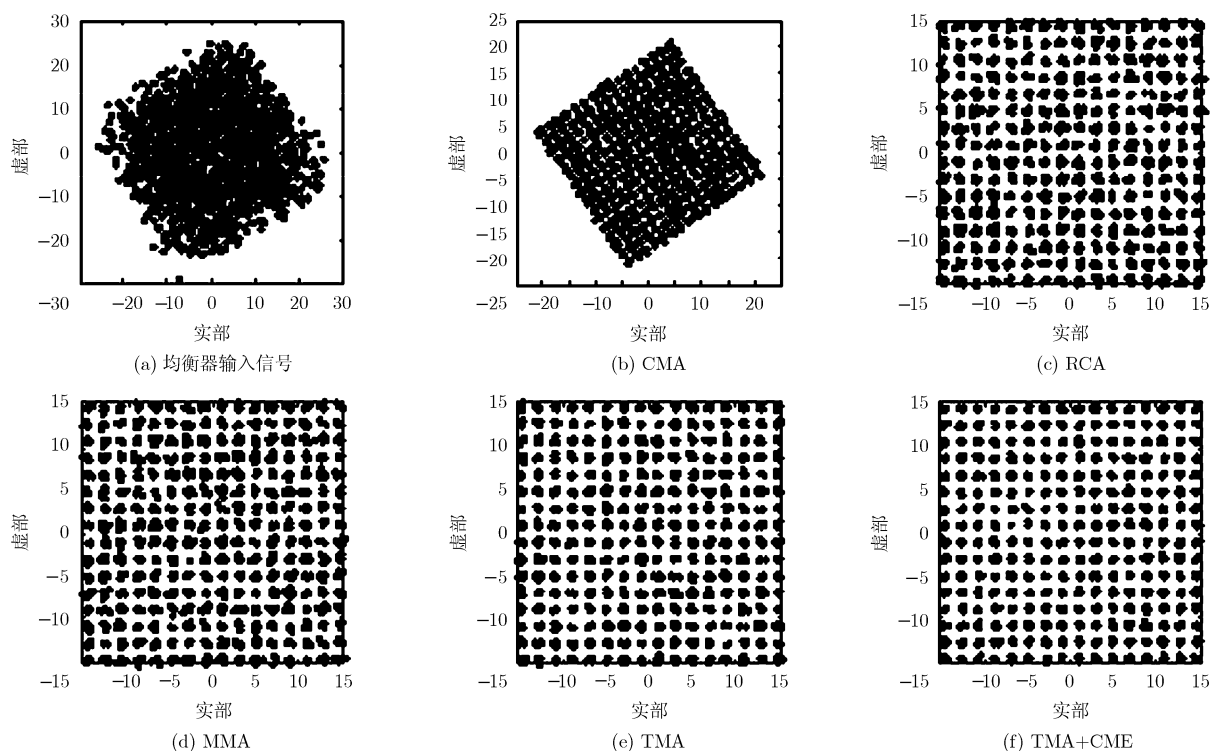


图6 单次独立试验, CMA, RCA, MMA, TMA, TMA+CME双模算法收敛后的2维眼图对比

此算法的基础上,再提出将该新的代价函数与星座匹配误差函数结合瞬时双模切换混合算法,并且设计了一种基于判决圆的模式切换准则,从而达到进一步有效降低稳态误差的效果。仿真结果,验证了该算法对于高阶QAM信号的盲均衡能力和良好效果。由于该算法隶属于Bussgang类算法,依赖统计量,天然地要求的数据量较大,因此也直接造成了算法的收敛速度较慢,如何加快算法的收敛速度以及提高算法的稳定性,还需要更进一步的提高。

参考文献

- [1] Abrar S and Nandi A K. An adaptive constant modulus blind equalization algorithm and its stochastic stability analysis[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2010, 17(1): 55-58.
- [2] Abrar S. A family of reduced-constellation algorithms for blind equalization of square-QAM signals[C]. Proceeding of 17th International Microelectronics Conference, Islamabad, Pakistan, Dec. 2005: 296-300.
- [3] Abrar S and Nandi K. Blind equalization of square-QAM signal: a multimodulus approach[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(6): 1674-1685.
- [4] Li H, Moeness G, and Charles R. A hybrid adaptive blind equalization algorithm for QAM signals in wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(7): 2058-2069.
- [5] 阮秀凯, 张志涌. 一种复杂星座信号的盲均衡新方法[J]. *电子学报*, 2011, 39(7): 1502-1507.
Ruan Xiu-kai and Zhang Zhi-yong. A novel blind equalization method of complex constellation signals[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(7): 1502-1507.
- [6] Abrar S and Axforjdjr R A. Sliced multi-modulus blind equalization algorithm[J]. *Electronics and Telecommunications Research Institute*, 2005, 27(3): 257-266.
- [7] 刘祖军, 徐海生, 王杰令, 等. 一种新的混合信道盲均衡算法[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(7): 1606-1609.
Liu Zu-jun, Xu Hai-sheng, Wang Jie-ling, et al. A novel hybrid blind channel equalization algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(7): 1606-1609.
- [8] Li Chi-sheng, Dong Wen-juan, Wan Guo-jin, et al. A new multi-modulus blind equalization algorithm for QAM signals[C]. Proceedings of 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Beijing, China, Sept. 2009: 1-4.
- [9] Chen S. Low complexity concurrent constant modulus algorithm and soft decision-directed scheme for blind equalization[J]. *IEE Proceedings, Vision, Image and Signal Processing*, 2003, 150(5): 312-320.
- [10] Nassar A M and Nahal W E. New blind equalization technique for Constant Modulus Algorithm (CMA)[C]. Proceeding of 2010 IEEE International Workshop Technical Committee on Communications Quality and Reliability, Vancouver, June 2010: 1-6.
- [11] Thaiupathump T, Lin H, and Kassam S A. Square contour algorithm for blind equalization of QAM signals[J]. *Signal Processing*, 2006, 86(11): 3357-3370.

阮秀凯: 男, 1979年生, 博士, 讲师, 研究方向为通信系统中的智能信号与信息处理、计算神经科学与复杂网络动力学。
蒋 啸: 女, 1986年生, 硕士生, 研究方向为通信系统辨识、建模与仿真。
李 昌: 男, 1974年生, 讲师, 研究方向为通信信号处理与系统仿真。