

多径衰落环境中具有调制识别能力的 盲均衡新算法

饶 伟

(南昌工程学院, 江西南昌 330099)

摘 要: 常数模盲均衡算法在对非常模信号进行均衡时稳态均方误差不能收敛至零, 且不具备信号调制识别能力. 因此, 依照常数模算法代价函数的构造方法定义了一种余弦代价函数, 提出了基于该代价函数的盲均衡新算法. 该余弦代价函数可将 BPSK、M-PAM、M-QAM 信号的不同星座点映射至原点, 从而使新算法在对上述常模或非常模信号进行均衡时稳态均方误差均能收敛至零, 更重要的是新算法能够在多径衰落环境下实现对上述信号的调制识别. 理论分析和仿真结果证明了新算法的优良性能.

关键词: 盲均衡; 多径衰落; 调制识别; 常数模算法; 余弦代价函数

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013)07-1284-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.07.007

New Blind Equalization Algorithm with Ability of Modulation Classification Under the Condition of Multipath Propagation

RAO Wei

(Nanchang Institute of Technology, Nanchang, Jiangxi 330099, China)

Abstract: For nonconstant modulus signals, the steady-state mean square error(MSE)of constant modulus algorithm(CMA) for blind equalization can not converge to zero and CMA can not achieve modulation classification. According to the construction method for CMA's cost function, a cosine cost function is defined and a new blind equalization algorithm based on it is proposed. Such cost function can take all the constellation points of BPSK, M-PAM and M-QAM signals mapped to the origin of constellation diagram, so the steady-state MSE of the proposed algorithm can converge to zero for both of constant modulus and nonconstant modulus signals. Furthermore, for above signals the proposed algorithm has the modulation classification ability under the condition of multipath propagation. Theoretic analysis and computer simulation results demonstrate that the proposed algorithm offers high performance.

Key words: blind equalization; multipath propagation; modulation classification; constant modulus algorithm; cosine cost function

1 引言

无线通信具有两个突出特点^[1]: 一是, 在接收端呈现多径衰落严重影响了信号的接收质量; 二是, 通信信号的体制、调制方式多样化、复杂化. 针对多径衰落, 可以通过信道均衡技术来改善^[2,3]; 针对信号调制方式的多样性, 需要通过调制识别对其进行有效管理.

虽然调制识别在过去的几十年中得到了飞速发展, 但是大多数研究都是建立在理想环境下的. 而在实际无线通信环境中多径衰落是无法避免的, 它给接收信号造

成的严重失真使现有的调制识别算法失效. 因此多径衰落环境下的调制识别一直是国内外学者关注的热点和难点问题, 其研究在信号确认、干扰识别、频谱管理和电子对抗等多个领域具有重要的理论意义和应用价值^[4,5].

目前, 关于多径衰落环境下调制识别的公开文献很少, 综合分析现有算法可以分为三类^[1]:

(1) 构造对信道衰落具有鲁棒性的特征参数对接收信号直接提取识别特征^[6~8]. 其缺陷在于要预先知道信道的冲激响应^[6,7]或算法只适用于低阶调制信号^[8].

(2)采用多个接收天线,利用天线的空间分集能力克服多径干扰^[9~11].其缺陷在于只能识别常模信号^[9]或不同阶数的单一调制信号^[10,11].

(3)先对接收信号进行盲均衡去掉信道带来的影响,再对恢复后的数据提取特征参数^[12~15].由于盲均衡技术是克服多径衰落的有效方法,因此对于该类调制识别方法的研究更具有实际工程价值.1997年 Paris 首次将常数模算法(Constant Modulus Algorithm, CMA)用于调制识别^[12],但是该方法只适用于常模信号.2000年 Barbarossa 等人^[13]首次提出了利用盲均衡器组对接收信号并行处理的思路,但是对于高阶 QAM 信号所需数据量很大并且盲均衡器太多增加了系统的负担及成本投入.2004年王建新等提出了基于星座图的数字调制方式识别算法^[14],对于 2ASK、QPSK、8PSK 和 16QAM 信号具有较好的识别效果,但该算法需要预先知道信道的阶数.随后,王彬等提出了基于信道盲辨识和盲均衡的多径信道调制方式识别算法^[15]能有效对 M-PSK 和 M-QAM 信号进行调制识别,但也需要先对信道进行盲辨识.

本人所在的课题组自 2007 年以来对具有调制识别能力的盲均衡技术进行了试探性研究,已实现盲均衡对相同调制方式下的各阶 QAM 信号^[16];不同调制方式下的 BPSK、2-PAM、4-QAM、4-PAM 和 16-QAM 信号^[17]的有效识别.我们通过研究发现:人们普遍认为调制识别与信道盲均衡是两个相互独立的分支,事实上为了实现无线衰落信道下信号的盲接收两者密切相关.将调制识别与信道盲均衡结合起来,是提高调制识别能力以及均衡效果的有效途径之一.

因此,本文在先期研究基础上定义了一种余弦代价函数并提出了基于该余弦代价函数的盲均衡新算法.新算法突破了以往研究中对信号调制识别种类的局限性,能同时适用于 BPSK、M-PAM 和 M-QAM 三大类信号.理论分析和仿真结果表明,新算法不但克服了 CMA 在对非常模信号进行均衡时稳态 MSE 大、收敛速度慢的缺陷,而且还实现了对上述不同调制类型信号的调制识别.

2 常数模算法(CMA)

研究 $T/2$ 分数间隔均衡器^[18],其结构如图 1 所示.图中 $s(k)$ 为发射信号;长度分别为 $2M$ 和 $2N$ 的信道 c 和均衡器抽头系数向量 f ,均被分成奇偶两部分 c_e 、 c_o 和 f_e 、 f_o ; k 时刻 2 个子均衡器的输入向量为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{o,k} &= [x_o(k) \cdots x_o(k-N+1)], \\ \mathbf{x}_{e,k} &= [x_e(k) \cdots x_e(k-N+1)]; \end{aligned}$$

$y(k)$ 为输出信号,且为

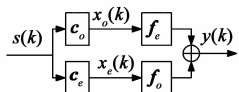


图1 $T/2$ -FSE多信道模型

$$y(k) = \mathbf{x}_k \mathbf{f}_{k-1}^T \quad (1)$$

式中, $\mathbf{x}_k = [\mathbf{x}_{o,k} \quad \mathbf{x}_{e,k}]$, $\mathbf{f}_{k-1} = [\mathbf{f}_{e,k-1} \quad \mathbf{f}_{o,k-1}]$, T 表示取转置操作.

Godard 盲均衡算法的代价函数定义为^[19]

$$J_G(\mathbf{f}) = E\{|y(k)|^p - R^p\}^2 / 2p, p = 1, 2 \quad (2)$$

式中, R^p 为发射信号统计模值,定义为

$$R^p = E\{|s(k)|^{2p}\} / E\{|s(k)|^p\}, p = 1, 2 \quad (3)$$

当 $p = 1$ 时 Godard 算法表示为 CMA1-2; $p = 2$ 时 Godard 算法表示为 CMA2-2. 由于 CMA2-2 鲁棒性强且易于实现^[18,19],因此考虑在 $T/2$ 分数间隔均衡器中使用 CMA2-2,简记为 CMA.

利用瞬时随机梯度下降法对 \mathbf{f} 进行更新以最小化代价函数,则 CMA 权向量更新公式为

$$\mathbf{f}_k = \mathbf{f}_{k-1} + \mu \mathbf{x}_k^* y(k) [R^2 - |y(k)|^2] \quad (4)$$

式中, μ 为步长, $*$ 表示复数共轭操作.

由式(4)可知,在不考虑噪声的情况下当均衡器输出信号模值 $|y(k)|$ 和 R 相等时,均衡器抽头系数停止更新,且此时代价函数(2)为零,均衡器的稳态 MSE 为零.而这种情况只有当发射信号为常模信号时才会发生^[19,20].所谓常模信号是指信号各星座点的幅度模值均相等.例如 4-QAM 信号,4 个星座点的坐标为 $s = \{\pm 1 \pm j\}$,每个星座点的幅度模值均为 $|s| = \{\sqrt{2}\}$.对于该常模信号,利用式(3)得其统计模值为 $R^2 = 2$,此时 $R = \sqrt{2} = |s|$.因此对于常模信号,CMA 在无噪声环境中的稳态 MSE 可以收敛至零.此外,对于如 M-PSK 常模信号,在未知 M 的情况下 CMA 不但能够完成均衡而且还可以识别出 M ,即具有调制识别能力^[12].

但是,对于非常模信号,如 16-QAM 信号,各星座点坐标为 $s = \{\pm 1 \pm j, \pm 3 \pm j, \pm 1 \pm 3j, \pm 3 \pm 3j\}$.其对应 3 个不同的幅度模值: $|s| = \{\sqrt{2}, \sqrt{10}, \sqrt{18}\}$.又根据式(3)得 $R = \sqrt{13.2}$, $|s| \neq R$,所以即使均衡器输出信号与信源完全重合(理想均衡)也无法满足 $|y(k)| = R$.此时代价函数值不为零,致使均衡器抽头系数一直保持(不为零的)微幅调整状态,从而改变了原本理想的均衡器输出.因此 CMA 非常适合用于常模信号,而对于非常模信号 CMA 虽然能够完成均衡但稳态 MSE 大、收敛速度慢.此外,对于非常模信号,CMA 不具备调制识别能力.

3 基于余弦代价函数的盲均衡新算法

3.1 实信号实信道情况

针对 CMA 的上述缺陷,仿照 CMA 的代价函数,在实信号实信道情况下定义余弦代价函数

$$J(\mathbf{f}) = 2E\{[R'^2 - \cos^2[y(k) \cdot \pi/2]]^2\} / \pi \quad (5)$$

式中的统计模值 R'^2 定义为

$$R'^2 = E\{\cos^4[s(k)\cdot\pi/2]\}/E\{\cos^2[s(k)\cdot\pi/2]\} \quad (6)$$

该代价函数的目的是迫使均衡器输出信号的余弦函数 $\cos[y(k)\cdot\pi/2]$ 与统计模值的平方根 R' 相等. 注意到: 当实信号为 BPSK (星座坐标为 $s = \{\pm 1\}$) 或 M-PAM (星座坐标为 $s = \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots\}$) 时, $\cos[s(k)\cdot\pi/2] = 0$, 此时 R'^2 无意义. 但是, 当均衡器理想均衡时 $\cos[y(k)\cdot\pi/2]$ 也恒为 0, 因此结合该代价函数的最初目的, 针对 BPSK 和 M-PAM 两类实信号, 简化代价函数式(5)得

$$J(\mathbf{f}) = 2E\{\{\cos^2[y(k)\cdot\pi/2]\}^2\}/\pi \quad (7)$$

进一步简化阶数得新算法的代价函数

$$J_{\text{NEW}}(\mathbf{f}) = 2E\{\{\cos[y(k)\cdot\pi/2]\}^2\}/\pi \quad (8)$$

新代价函数摆脱了对发射信号统计模值的依赖.

此时, 新算法的抽头系数向量更新公式为

$$\mathbf{f}_k = \mathbf{f}_{k-1} + \mu\mathbf{x}_k^* \sin[y(k)\cdot\pi] \quad (9)$$

式中, 新算法的误差函数项为

$$e_o(k) = \sin[y(k)\cdot\pi] \quad (10)$$

可见, 在无噪声实信道环境中不论是常模(BPSK、2-PAM)还是非常模(M-PAM, $M > 2$)实信号, 如果均衡器理想均衡则新算法的代价函数为零, 抽头系数停止更新, 稳态 MSE 为零.

3.2 复信号情况

针对 M-QAM 复信号将其分成实部和虚部, 并依照代价函数(8)定义复信号情况下的新算法代价函数

$$J_{\text{NEW}}(\mathbf{f}) = 2E\{\cos^2[y_r(k)\cdot\pi/2]\}/\pi + 2E\{\cos^2[y_i(k)\cdot\pi/2]\}/\pi \quad (11)$$

式中, $y_r(k)$ 、 $y_i(k)$ 分别为 $y(k)$ 的实部和虚部. 此时新算法抽头系数更新公式为

$$\mathbf{f}_k = \mathbf{f}_{k-1} + \mu\mathbf{x}_k^* \{\sin[y_r(k)\cdot\pi] + j\sin[y_i(k)\cdot\pi]\} \quad (12)$$

可见, 在无噪声环境中不论是常模(4-QAM)还是非常模情况(M-QAM, $M > 4$)复信号, 如果均衡器理想均衡则新算法的代价函数为零, 抽头系数停止更新, 稳态 MSE 为零.

4 新算法性能分析

4.1 稳态 MSE 性能分析

应用一种反馈式性能评估方法^[20], 对新算法的稳态 MSE 进行评估, 其核心计算式为^[20]

$$E\left\{\frac{|e_a(k)|^2}{\|\mathbf{x}_k\|^2}\right\} = E\left\{\frac{1}{\|\mathbf{x}_k\|^2}|e_a(k) - \mu\|\mathbf{x}_k\|^2 e_o(k)|^2\right\} \quad (13)$$

式中 $\|\mathbf{x}_k\|^2 = \mathbf{x}_k^* \mathbf{x}_k^T$. 为表示方便, 省略上式中的 k , 并展开等式右边得

$$E\left\{\underbrace{\mu^2\|\mathbf{x}\|^2}_{T_1}|e_o|^2\right\} = \mu E\left\{\underbrace{e_a^* e_o + e_a e_o^*}_{T_2}\right\} \quad (14)$$

通过该式, 可以得到算法的稳态 MSE: $E\{|e_a|^2\}$.

下面通过上述方法对新算法稳态 MSE 进行评估, 且评估之前先提出以下合理假设^[20]:

①发射信号为 BPSK 或 M-PAM 实信号, 信道为实信道, 无信道噪声.

②稳态时: 发射信号 s 与误差 e_a 相互独立; $\mu^2\|\mathbf{x}\|^2$ 与 e_a 相互独立.

③当 μ 和 e_a 足够小时: $\mu^2 E\{e_a^2\}$ 可以忽略; μe_a^m ($m \geq 4$) 可以忽略.

(1) 计算 T_1

将新算法误差项(10)代入 T_1 得

$$T_1 = \frac{1}{2} E\{\mu^2\|\mathbf{x}\|^2[1 - \cos(2\pi\cdot y)]\} \quad (15)$$

利用麦可劳林展开式(泰勒级数)

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{(2n)!} \quad (16)$$

并将 $y = s - e_a$ ^[20] 代入得

$$1 - \cos(2\pi\cdot y) = \frac{(2\pi)^2}{2!}(s^2 - 2se_a + e_a^2) - \frac{(2\pi)^4}{4!}(s^4 - 4s^3e_a + 6s^2e_a^2 - 4se_a^3 + e_a^4) + \dots \quad (17)$$

将上式代入式(15), 并结合假设得

$$T_1 \approx \frac{1}{2} E\{\mu^2\|\mathbf{x}\|^2[\frac{(2\pi)^2}{2!}s^2 - \frac{(2\pi)^4}{4!}s^4 + \dots]\} = E\{\mu^2\|\mathbf{x}\|^2 \sin^2(\pi\cdot s)\} \quad (18)$$

(2) 计算 T_2

$$T_2 = 2\mu E\{e_a \sin(\pi\cdot y)\} \quad (19)$$

利用麦可劳林展开式(泰勒级数)

$$\sin(x) = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \dots = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)!} \quad (20)$$

并将 $y = s - e_a$ 代入式(19)得

$$T_2 = 2\mu E\{e_a[\pi(s - e_a) - \frac{\pi^3}{3!}(s^3 - 3s^2e_a + 3se_a^2 - e_a^3) + \dots]\} \quad (21)$$

利用假设得

$$T_2 \approx 2\mu E\{-\pi e_a^2(1 - \frac{\pi^2}{2!}s^2 + \frac{\pi^4}{4!}s^4 - \dots)\} = 2\mu E\{-\pi e_a^2 \cos(\pi\cdot s)\} \quad (22)$$

(3) 稳态 MSE

由 $T_1 = T_2$, 并结合式(18)、(22)得

$$E\{e_a^2\} \approx \frac{\mu E\{\|\mathbf{x}\|^2 \sin^2(\pi\cdot s)\}}{-2\pi E\{\cos(\pi\cdot s)\}} \quad (23)$$

对于 BPSK 或 M-PAM 实信号, 由于其星座坐标为 $s = \{\pm 1\}$ 或 $s = \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots\}$, 代入上式有 $\sin^2(\pi\cdot$

$s) = 0$, 因此

$$E\{e_a^2\} \approx 0 \quad (24)$$

而 CMA 只对常模实信号有 $E[|e_a|^2] \approx 0$, 对非常模实信号 $E[|e_a|^2] \neq 0$ ^[20].

同理, 对于 M-QAM 复信号情况, 新算法有:

$$e_o = \sin(\pi \cdot y_r) + j\sin(\pi \cdot y_i) \quad (25)$$

$$T1 \approx E\{\mu^2 \|x\|^2 [\sin^2(\pi \cdot s_r) + \sin^2(\pi \cdot s_i)]\} \quad (26)$$

$$T2 \approx -2\pi\mu E\{e_{ar}^2 \cos(\pi \cdot s_r) + e_{ai}^2 \cos(\pi \cdot s_i)\} \quad (27)$$

式中, $e_a = e_{ar} + je_{ai}$, $s = s_r + js_i$.

由于发射信号为 M-QAM 信号, 此时 $s_r = s_i = \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots\}$, 所以有:

$$\textcircled{1} \sin^2(\pi \cdot s_r) = 0$$

$$\textcircled{2} \sin^2(\pi \cdot s_i) = 0$$

$$\textcircled{3} \cos(\pi \cdot s_r) = -1$$

$$\textcircled{4} \cos(\pi \cdot s_i) = -1$$

将上述式子分别代入式(26)、(27), 并结合 $T1 = T2$ 可得对于 M-QAM 复信号新算法的稳态 MSE

$$E\{e_a^2\} \approx 0 \quad (28)$$

而 CMA 在对非常模复信号(如 M-QAM, $M > 4$)进行均衡时, 其稳态 MSE 无法收敛至零^[20].

综上所述, 对于 BPSK、M-PAM 和 M-QAM 三大类常模或非常模信号, 在无信道噪声情况下新算法的稳态 MSE 均能收敛至零.

4.2 调制识别性能分析

新算法摆脱了对发射信号统计模值的依赖, 因此实信号实信道情况下的新算法可以对 BPSK 和 M-PAM 同时完成均衡和调制识别; 而复信号情况下的新算法可以对 M-QAM 同时完成均衡和调制识别.

现考虑利用复信号情况下的新算法对 BPSK, M-PAM, M-QAM 进行均衡和调制识别:

BPSK、M-PAM、M-QAM 的星座坐标实部分别为 $\{\pm 1\}$ 、 $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots\}$ 、 $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots\}$, 虚部分别为 $\{0\}$ 、 $\{0\}$ 、 $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots\}$. 假设新算法对上述信号进行理想均衡, 无噪声且均衡器输出信号与发射信号完全一致, 则有

$$J_{\text{NEW}}(f) = \begin{cases} 0, & \text{M-QAM 时} \\ 2/\pi, & \text{BPSK 或 M-PAM 时} \end{cases} \quad (29)$$

可见, 对于发射信号为 M-QAM 情况, 理想均衡时对应的代价函数为全局最小值点, 即 0. 而对于发射信号为 BPSK 或 M-PAM 情况, 理想均衡时对应的代价函数为局部最小值点, 即 $2/\pi$ (全局最小值点应为 0, 且此时均衡器输出信号的虚部为 $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots\}$), 虽然这与算法寻求代价函数全局最小值点的初衷相违背, 但是我们注意到, 由于该两类发射信号的虚部为零, 因此即便信号通过的是一个复信道, 多径效应对其虚部的

影响也要远小于对其实部的影响, 这就致使新算法在对这两类信号进行均衡时极易陷入该局部最小值点, 而这正是我们所期望的.

综上所述, 复信号情况下的新算法不但可以对 BPSK、M-PAM、M-QAM 这三大类信号进行均衡而且还可以进行调制类型识别.

5 计算机仿真分析

5.1 无噪声实信号实信道仿真实验

利用计算机仿真, 来验证上述理论分析的正确性. 仿真实验中, 无噪声实信道的脉冲响应为 $c = [-0.0901, 0.6853, 0.7170, 0.0901]$ ^[20], 信源为 4-PAM. CMA 和新算法均采用 $T/2$ 分数间隔均衡器结构, 各子均衡器抽头个数均为 5 且中心抽头初始化, 步长分别为 0.00006 和 0.004. 仿真结果如图 2 所示, 当两算法收敛后新算法输出稳态 MSE 约为 -300dB , 即 $\text{MSE} \approx 10^{-30}$ 近似为 0, 远远小于 CMA 的稳态 MSE; 且新算法收敛速度比 CMA 快约 1 倍.

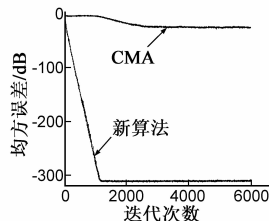


图2 4-PAM实验均方误差曲线图

5.2 复信号微波信道仿真实验

采用 Rice 大学信号处理数据库 (SPIB) 中的微波信道模型 chan2^[21] 对复信号有噪环境中的算法进行仿真实验. 信源为 16-QAM, 信噪比为 20dB. CMA 和新算法均采用 $T/2$ 分数间隔均衡器结构, 各子均衡器抽头个数均为 21 且中心抽头初始化, 步长分别为 0.00002 和 0.0002, 仿真结果如图 3~5 所示. 由图 3 可知, 新算法的稳态 MSE 和收敛速度均优于 CMA. 而通过对比图 4、5 可知, 新算法输出星座比 CMA 输出星座更加清晰易于最终判决.

5.3 信号调制识别仿真实验

通过计算机仿真来说明新算法所具备的调制识别能力. 实验信道信噪比为 30dB, 脉冲响应为 $c = [0.9656, 0.0906, 0.0578, 0.2368]$ ^[22]. 发射信号依次为 BPSK、2-PAM、4-QAM、4-PAM、16-QAM、8-PAM、32-QAM、64-QAM, 且均发射 3000 个字符. 各子均衡器抽头个数为 5 且中心抽头初始化, 迭代步长保持 0.0005 不变. 仿真结果如图 6~14 所示. 从图 6~13 中可以看出, 均衡器的输出信号的类型与发射信号类型完全一致, 这表明新算法实现了对上述多种不同类型信号的调制

识别而且均衡效果也非常好.图 14 从均方误差角度表明了新算法对不同类发射信号进行均衡和调制识别

的效果.

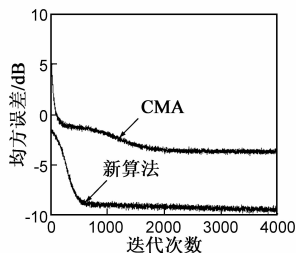


图3 16-QAM实验算法均方误差

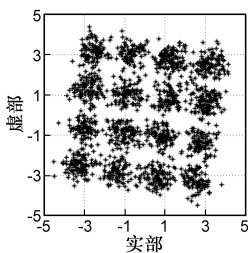


图4 CMA均衡器收敛后输出

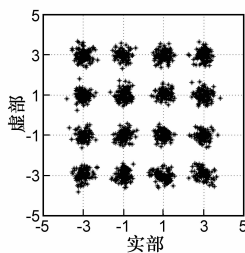


图5 新算法均衡器收敛后输出

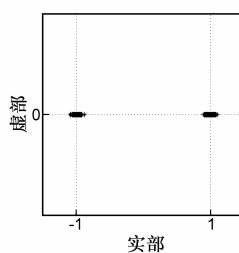


图6 1~3000字符段均衡器收敛后输出

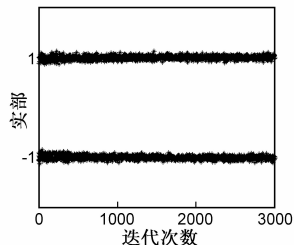


图7 3001~6000字符段均衡器输出

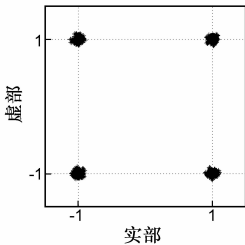


图8 6001~9000字符段均衡器收敛后输出

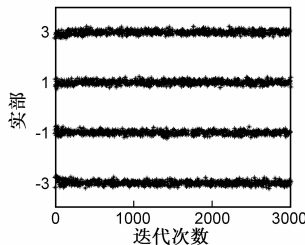


图9 9001~12000字符段均衡器输出

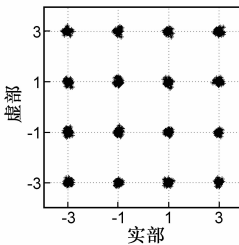


图10 12001~15000字符段均衡器收敛后输出

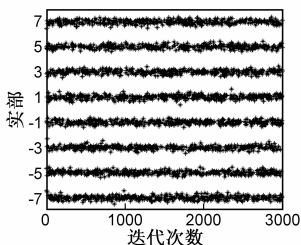


图11 15001~18000字符段均衡器输出

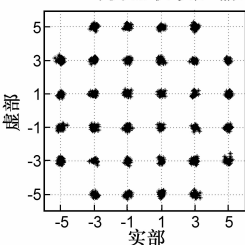


图12 18001~21000字符段均衡器收敛后输出

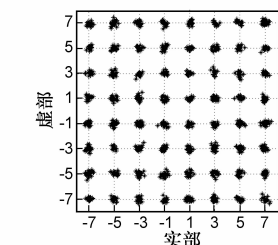


图13 21001~24000字符段均衡器收敛后输出

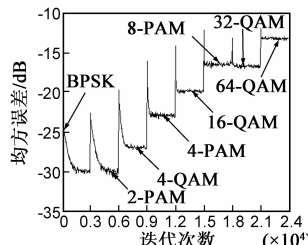


图14 新算法均方误差

6 结论

传统 CMA 盲均衡虽然能有效克服多径衰落,但是对于非常模信号均衡效果并不理想;此外,由于其需要借助发射信号的统计特性,因此不具备调制识别能力.而多径衰落环境中的调制识别的难点在于如何克服信号的多径衰落,因此本文提出了一种基于余弦代价函数的盲均衡新算法.该算法能将 BPSK、M-PAM、M-QAM 信号的不同星座点均映射至原点处,从而不但克服了 CMA 在对非常模信号进行均衡时稳态 MSE 大、收敛速度慢的缺陷,更重要的是其能够有效完成多径衰落环境中的调制识别.

参考文献

[1] 王彬.无线衰落信道中的调制识别、信道盲辨识和盲均衡技术研究[D].河南郑州:中国人民解放军信息工程大学,2007.
WANG Bin. Research on modulation classification, channel blind identification and equalization in wireless fading channels[D]. Zhengzhou, Henan: The PLA Information Engineering University,

ty, 2007. (in Chinese)
[2] 刘璐,何振亚.盲源分离和盲反卷积[J].电子学报,2002,30(4):570-576.
LIU Ju, HE Zhen-ya. A survey of blind source separation and blind deconvolution[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(4): 570-576. (in Chinese)
[3] 张玲,张贤达.MIMO-OFDM系统的盲信道估计算法综述[J].电子学报,2007,35(6A):1-6.
ZHANG Ling, ZHANG Xian-da. An overview of blind channel estimation algorithms for MIMO-OFDM systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6A): 1-6. (in Chinese)
[4] Vladimir D O, Miroslav L D. Automatic modulation classification algorithm using higher-order cumulants under real-world channel conditions[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(12): 917-919.
[5] 张路平,王建新.MQAM信号调制方式盲识别[J].电子与信息学报,2011,33(2):332-336.
ZHANG Lu-ping, WANG Jian-xin. Blind modulation recognition algorithm for MQAM signals[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(2): 332-336. (in Chinese)
[6] 陈卫东,杨绍全等.多径信道中MPSK信号的调制识别算

- 法[J].通信学报,2002,23(6):14-21.
- CHEN Wei-dong, YANG Shao-quan, et al. Algorithm for classification of MPSK signals in multipath channel environments[J]. Journal on Communications, 2002, 23(6): 14-21. (in Chinese)
- [7] 冯祥, 李建东. 调制识别算法及性能分析[J]. 电波科学学报, 2005, 20(6): 737-740.
- FENG Xiang, LI Jian-dong. Modulation classification algorithms and performance analysis[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(6): 737-740. (in Chinese)
- [8] Hsiao-Chun Wu, Saquib M, et al. Novel automatic modulation classification using cumulant features for communications via multipath channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(8): 3098-3105.
- [9] Liang Hong, Ho K C. Modulation classification of BPSK and QPSK signals using a two-element antenna array receiver[A]. Proceedings of IEEE Military Communications Conference[C]. USA: IEEE press, 2001. 118-122.
- [10] Hong Li, Dobre O A, et al. Quasi-hybrid likelihood modulation classification with nonlinear carrier frequency offsets estimation using antenna arrays[A]. Proceedings of IEEE Military Communications Conference[C]. USA: IEEE press, 2005. 570-575.
- [11] 贺涛, 周正欧. 使用分集技术的信号调制类型识别[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(4): 872-875.
- HE Tao, ZHOU Zheng-ou. Modulation classification using spatial diversity[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(4): 872-875. (in Chinese)
- [12] Paris B P, Orsak G C, et al. Modulation classification in unknown dispersive environments[A]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing[C]. USA: IEEE press, 1997. 3853-3856.
- [13] Sergio Barbarossa, Ananthram Swami, et al. Classification of digital constellations under unknown multipath propagation condition[A]. Proceedings of SPIE-Digital Wireless Communication II[C]. USA: Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers, 2000. 175-186.
- [14] 王建新, 宋辉. 基于星座图的数字调制方式识别[J]. 通信学报, 2004, 25(6): 167-173.
- WANG Jian-xin, SONG Hui. Digital modulation recognition based on constellation diagram[J]. Journal on Communications, 2004, 25(6): 167-173. (in Chinese)
- [15] 王彬, 葛临东, 徐立清, 刘媛涛. 一种基于信道盲辨识和盲均衡的多径信道调制方式识别算法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(8): 1810-1814.
- WANG Bin, GE Lin-dong, XU Li-qing, LIU Yuan-tao. A novel modulation identification algorithm for multi-path channels based on blind channel identification and equalization[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(8): 1810-1814. (in Chinese)
- [16] Wei Rao, Jing-jing Lian, Fei Xia, et al. Simple approach for joint blind equalization and order detection suitable for QAM signal[A]. IEEE International Workshop on Imaging Systems and Techniques[C]. USA: IEEE Computer Society, 2009. 344-347.
- [17] 饶伟, 郭业才, 等. 基于坐标变换的常数模盲均衡新算法[J]. 电子学报, 2011, 39(1): 7-12.
- RAO Wei, GUO Ye-cai, et al. New constant modulus algorithm for blind equalization based on coordinate transformation[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(1): 7-12. (in Chinese)
- [18] Johnson R Jr, Schniter P, Endres T J, et al. Blind equalization using the constant modulus criterion: a review[J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(10): 1927-1950.
- [19] Godard D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, 28(11): 1867-1875.
- [20] Junyu Mai, 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.
- [21] Signal processing information base. Microwave Data[OL]. <http://spib.rice.edu/spib>, 2007-07-04/2012-06-06.
- [22] 王峰. 基于高阶统计量的水声信道盲均衡理论与算法[D]. [博士学位论文]. 陕西西安: 西北工业大学, 2003.
- WANG Feng. Blind equalization algorithms using higher-order statistics for underwater acoustic channel[D]. Xi'an, Shaanxi: Northwestern Polytechnical University, 2003. (in Chinese)

作者简介



饶伟男, 1982年4月出生, 江西抚州人, 分别于2003年和2007年在安徽理工大学获得工学学士和工学硕士学位. 现在南昌工程学院任讲师. 主要从事通信信号处理、智能信息处理等方面的研究工作.

E-mail: rao_wei@163.com