

基于坐标变换的常数模盲均衡新算法

饶 伟¹,郭业才²,汪胜前¹,谭文群¹,夏 非¹,刘剑冰¹

(1.南昌工程学院,江西南昌 330099; 2.南京信息工程大学,江苏南京 210044)

摘 要: 结合信号星座图特点,对常数模算法的代价函数进行修正,提出了基于坐标变换的常数模盲均衡新算法.该算法通过坐标变换将发射信号的模值转换成零,从而克服了常数模算法在对非常模信号进行均衡时,输出误差无法收敛至零的缺点;并且该算法可以在未知发射信号调制类型的情况下完成均衡.理论分析和仿真结果证明了新算法的优良性能.

关键词: 常数模算法; 坐标变换; 盲均衡

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 01-0007-06

New Constant Modulus Algorithm for Blind Equalization Based on Coordinate Transformation

RAO Wei¹, GUO Ye-cai², WANG Sheng-qian¹, TAN Wen-qun¹, XIA Fei¹, LIU Jian-bing¹

(1. Nanchang Institute of Technology, Nanchang, Jiangxi 330099, China;

2. Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210044, China)

Abstract: by studying the characteristics of the constellations for different transmitted signals, we modify the cost function of Constant Modulus Algorithm (CMA) and propose a new CMA based on coordinate transformation. The proposed algorithm changes the modulus of transmitted signals to zero, which can lead the output error to converge to zero even for nonconstant modulus signals. Furthermore it can achieve blind equalization without any priori statistical information of transmitted signals. Theoretic analysis and computer simulation results demonstrate that the proposed algorithm offers high performance.

Key words: constant modulus algorithm; coordinate transformation; blind equalization

1 引言

在无线通信环境中,由多径传输和有限信道带宽引起的码间干扰,需要采用自适应均衡技术来克服.与传统的自适应均衡相比,盲均衡不需要使用训练序列,能提高信道带宽利用率,因此对盲均衡技术的研究在通信、生物医学工程和地震等各个领域具有非常重要的理论价值和实际意义^[1,2].

在盲均衡算法中,其代价函数往往由均衡器的输出信号和发射信号的统计信息组成,算法通过随机梯度下降法对均衡器抽头系数进行迭代更新,直至最小化代价函数.例如在应用广泛的常数模算法^[3,4](Constant modulus algorithm, CMA)中,发射信号的统计信息由其星座图决定,不同的星座图对应着不同的统计信息,我们把这个统计信息称之为“模值”.对于常模信号,CMA分数间隔均衡器(Fractionally-spaced equalizer, FSE)在无信道噪

声的情况下,输出误差可以收敛至零,而对于非常模信号,由于信号星座与模值不匹配,均衡器输出误差无法收敛至零^[5].Werner和Yang等^[6,7],从信号模值出发提出了著名的多模算法,减小了稳态误差而且一定程度上克服了相位旋转,但是非常模信号星座与模值不匹配的现象仍然存在;文献[8~10]对不同的QAM信号使用匹配的模值进行均衡,提升了均衡效果,但是算法却受到某些参数或条件的限制.文献[11,12]利用坐标变换的方法实现了非常模信号星座与模值的匹配,但其出发点改善对16-QAM这一特定信号的均衡效果,因此并不适用于其他类型调制信号.

本文通过研究BPSK, M-PAM, M-QAM信号星座的特点,定义了一种坐标变换方式,可将上述类型信号的各星座点均变换至坐标原点,因此新算法可以使用零模值对接收信号进行均衡,且均衡目的是使均衡器的输出信号经过相同的坐标变换后,均能位于坐标原点.从而有

效解决了 CMA 在对非常模信号进行均衡时, 稳态误差无法收敛至零的问题. 此外, 由于新算法使用的是统一的零模值对上述各类型信号进行均衡, 所以新算法可以在未知上述发射信号调制类型的情况下完成均衡.

2 问题的提出

研究基于 CMA 的 T/2-FSE, 其系统结构如图 1 所示^[13].

图中, $s(k)$ 为发射信号; 长度为 $2M$ 的信道 c 分成奇、偶两部分:

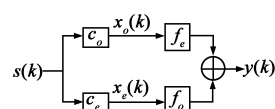


图1 T/2-FSE多信道模型

$$\mathbf{c}_e = [c(0), c(2), \dots, c(2M-2)]^T$$

$$\mathbf{c}_o = [c(1), c(3), \dots, c(2M-1)]^T$$

长度为 $2N$ 的均衡器抽头系数向量 \mathbf{f} , 也分成奇、偶两部分:

$$\mathbf{f}_e = [f(0), f(2), \dots, f(2N-2)]^T$$

$$\mathbf{f}_o = [f(1), f(3), \dots, f(2N-1)]^T$$

$\mathbf{x}_{o,k}$ 和 $\mathbf{x}_{e,k}$ 分别为 2 个子均衡器的输入向量:

$$\mathbf{x}_{o,k} = [x_o(k), x_o(k-1), \dots, x_o(k-N+1)]^T$$

$$\mathbf{x}_{e,k} = [x_e(k), x_e(k-1), \dots, x_e(k-N+1)]^T$$

$y(k)$ 为均衡器输出信号:

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

式中, $\mathbf{x}_k = [\mathbf{x}_{o,k} \ \mathbf{x}_{e,k}]^T$ 为均衡器输入信号向量, $\mathbf{f} = [\mathbf{f}_e \ \mathbf{f}_o]^T$ 为均衡器抽头系数向量.

在 T/2-FSE 中使用 CMA2-2^[3], 其代价函数定义为

$$J_{CM}(\mathbf{f}) = E\{(R_2^2 - |y(k)|^2)^2\} \quad (1)$$

式中, R_2^2 为发射信号的模值, 定义为

$$R_2^2 = E\{|s(k)|^4\} / E\{|s(k)|^2\} \quad (2)$$

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, 则更新公式为

$$\mathbf{f}_k = \mathbf{f}_{k-1} + \mu [-\nabla_k J(\mathbf{f})] = \mathbf{f}_{k-1} + \mu \mathbf{x}_k^* y(k) [R_2^2 - |y(k)|^2] \quad (3)$$

式中, $\nabla_k J(\mathbf{f})$ 表示对代价函数求瞬时梯度, μ 为步长, $*$ 表示复数共轭操作.

假设发射信号为 M-QAM, 其星座图坐标可表示为

$$\mathbf{s} = \{s_{mn} = (2m - Q - 1) + j(2n - Q - 1), 1 \leq m, n \leq Q\}$$

式中, $Q = \sqrt{M} = 2^L$, L 为正整数. 结合式(2)可知, M 取值不同则对应的模值也不同. 下面对 4-QAM 常模信号和 16-QAM 非常模信号星座图的特点进行对比分析, 来说明 CMA 在对非常模信号进行均衡时, 稳态误差无法收敛至零的主要原因. 此外, 如果令 4-QAM 坐标中的虚部为零则变成了 2-PAM 或 BPSK 信号; 如果令 16-QAM 坐标中的虚部为零则变成了 4-PAM 信号. 所以对于 4-QAM 信号以及 16-QAM 信号的分析结果也分别适用于

2-PAM、BPSK 信号以及 4-PAM 信号.

(1) 4-QAM

4-QAM 星座坐标为 $\mathbf{s} = \{s_{11} = -1 - j, s_{12} = -1 + j, s_{21} = 1 - j, s_{22} = 1 + j\}$, 如图 2 中的“×”所示, 其模值为 $R_2^2 = 2$. 假设代价函数最终最小化为零, 即

$$J_{CM}(\mathbf{f}) = E\{(R_2^2 - |y(k)|^2)^2\} = 0 \quad (4)$$

则有 $|y(k)| = R_2$, 又 $R_2 = \sqrt{2} = |s_{mn}|$, 所以 R_2 表示为图 2 中半径为 R_2 的圆环, 且信号均位于该圆环上. 此时均衡器的工作过程可理解成: 通过随机梯度下降法对 \mathbf{f} 进行更新, 使均衡器的输出信号如同发射信号一样(渐渐)位于圆环上. 当均衡器输出信号与发射信号完全重合或完全位于圆环上时, 式(4)成立.

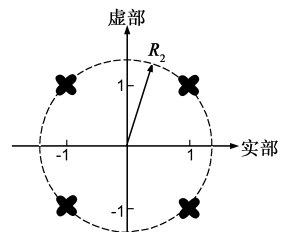


图2 4-QAM星座图

(2) 16-QAM

16-QAM 星座坐标为 $\mathbf{s} = \{\pm 1 \pm j, \pm 3 \pm j, \pm 1 \pm 3j, \pm 3 \pm 3j\}$, 如图 3 中的“×”所示, 其模值为 $R_2^2 = 13.2$, $R_2 = 3.6332$, 各星座点均不在半径为 R_2 的圆环上, 因此即使是均衡器输出信号与发射信号星座点完全吻合, 对应的 CMA 代价函数值并不为零, 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.

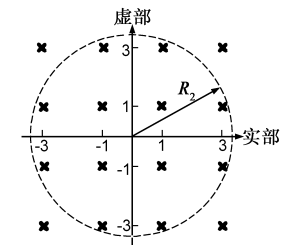


图3 16-QAM星座图

因此, CMA 非常适合用于常模信号, 而对于非常模信号 CMA 收敛速度慢, 稳态误差大.

3 基于坐标变换的常数模算法

针对 CMA 的上述缺陷, 以 16-QAM 非常模信号为例, 提出基于坐标变换的常数模新算法.

16-QAM 信号星座坐标为 $\mathbf{s} = \{\pm 1 \pm j, \pm 3 \pm j, \pm 1 \pm 3j, \pm 3 \pm 3j\}$, 定义如下坐标变换方式

$$\begin{aligned} s' &= \{s_r - 2\text{sign}(s_r) - \text{sign}[s_r - 2\text{sign}(s_r)]\} \\ &\quad + j\{s_i - 2\text{sign}(s_i) - \text{sign}[s_i - 2\text{sign}(s_i)]\} \end{aligned} \quad (5)$$

式中, s' 为新坐标, s_r, s_i 分别为原信号的实部和虚部, $\text{sign}[\cdot]$ 表示取符号操作. 经过坐标变换后, 16-QAM 各星座点均变换至原点, 此时发射信号对应的模值为 0, 并且所有信号均位于 0 模值上. 可见, 通过上述坐标变换方式可以将非常模信号变换成常模信号, 因此参照式(5)定义新代价函数式(6). 新代价函数的作用是使均衡器的输出信号通过坐标变换后模值为零.

$$J(\mathbf{f}) = E \{ \{ \{ y_r - 2 \operatorname{sign}(y_r) - \operatorname{sign}[y_r - 2 \operatorname{sign}(y_r)] \} + j \{ y_i - 2 \operatorname{sign}(y_i) - \operatorname{sign}[y_i - 2 \operatorname{sign}(y_i)] \} \}^2 \} \quad (6)$$

式中, y_r, y_i 分别为均衡器输出信号的实部和虚部. 对上式求瞬时梯度并带入抽头系数更新公式得

$$\mathbf{f}_k = \mathbf{f}_{k-1} + \mu \mathbf{x}_k^* \{ \{ 2 \operatorname{sign}(y_r) + \operatorname{sign}[y_r - 2 \operatorname{sign}(y_r)] - y_r \} + j \{ 2 \operatorname{sign}(y_i) + \operatorname{sign}[y_i - 2 \operatorname{sign}(y_i)] - y_i \} \} \quad (7)$$

式中, 定义 $e_o(k) = 2 \operatorname{sign}(y_r) + \operatorname{sign}[y_r - 2 \operatorname{sign}(y_r)] - y_r + j \{ 2 \operatorname{sign}(y_i) + \operatorname{sign}[y_i - 2 \operatorname{sign}(y_i)] - y_i \}$ 为新算法的瞬时误差信号, 则 $\mathbf{f}_k = \mathbf{f}_{k-1} + \mu \mathbf{x}_k^* e_o(k)$.

将基于代价函数(6)和均衡器抽头系数更新公式(7)的新常数模算法记为 CT-CMA(Coordinate Transformation-based CMA).

注意到, 对于 4-QAM、2-PAM、BPSK 常模信号以及 4-PAM 非常模信号, 通过式(5)进行坐标变换后, 各星座点也均变换至原点. 所以 CT-CMA 同样适用于 4-QAM、2-PAM、BPSK 以及 4-PAM 信号. 此外, 由于 CT-CMA 是采用统一的零模值对这些信号进行均衡, 所以 CT-CMA 可以在未知(这些)信号调制类型的情况下, 完成均衡和信号调制类型识别.

4 CT-CMA 稳态误差性能分析

4.1 均衡器稳态均方误差

理想均衡是指均衡器工作稳定后, 其权向量和信道的联合冲激响应为^[4]

$$\mathbf{h}_D = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T$$

式中, 向量中的“1”位于该向量的第 D 位. 使上式成立的均衡器称为迫零均衡器, 且此时的权向量记作 \mathbf{f}^{ZF} . 因此, 在理想均衡条件下均衡器的输出为

$$\mathbf{x}_k^T \mathbf{f}^{ZF} = s(k-D) \quad (8)$$

用 $e_a(k)$ 表示均衡器的输出与理想输出的误差估计, 则

$$e_a(k) = s(k-D) - y(k) = \mathbf{x}_k^T \mathbf{f}^{ZF} - \mathbf{x}_k^T \mathbf{f}_{k-1} = \mathbf{x}_k^T \tilde{\mathbf{f}}_{k-1} \quad (9)$$

式中, $\tilde{\mathbf{f}}_{k-1} = \mathbf{f}^{ZF} - \mathbf{f}_{k-1}$. 所以均衡器稳态均方误差 (Mean Square Error, MSE) 表示为

$$MSE = \lim_{k \rightarrow \infty} E \{ |e_a(k)|^2 \} \quad (10)$$

4.2 CT-CMA 稳态均方误差性能评估

Mai 和 Sayed 提出了一种反馈式性能评估方法^[5], 能够较为精确地对均衡器的稳态 MSE 进行评估^[14,15].

$$\begin{aligned} & E \{ \underbrace{\mu^2 \|\mathbf{x}\|^2 \{ \{ 2 \operatorname{sign}(y_r) + \operatorname{sign}[y_r - 2 \operatorname{sign}(y_r)] - y_r \} + j \{ 2 \operatorname{sign}(y_i) + \operatorname{sign}[y_i - 2 \operatorname{sign}(y_i)] - y_i \} \}^2}_{\mathbf{x}} \} \\ &= E \{ \underbrace{\mu e_a^* \{ 2 \operatorname{sign}(y_r) + \operatorname{sign}[y_r - 2 \operatorname{sign}(y_r)] + j 2 \operatorname{sign}(y_i) + j \operatorname{sign}[y_i - 2 \operatorname{sign}(y_i)] - y \}}_{\mathbf{e}_a} + \underbrace{\mu e_a \{ 2 \operatorname{sign}(y_r) + \operatorname{sign}[y_r - 2 \operatorname{sign}(y_r)] - j 2 \operatorname{sign}(y_i) - j \operatorname{sign}[y_i - 2 \operatorname{sign}(y_i)] - y^* \}}_{\mathbf{e}_p} \} \end{aligned} \quad (17)$$

因此, 本文也采用该方法评估新算法的稳态 MSE 性能. 在进行评估之前, 先提出以下合理假设^[5]:

稳态时:

A. 发射信号 $s(k-D)$ 与误差 $e_a(k)$ 相互独立.

B. $\mu^2 \|\mathbf{x}_k\|^2$ 与 $y(k)$ 相互独立, $\mu^2 \|\mathbf{x}_k\|^2$ 与 $e_a(k)$ 相互独立.

C. $E \{ e_a(k) \operatorname{sign}[y(k)] \} = 0$, $E \{ e_a(k) \operatorname{sign} \{ y(k) - 2 \operatorname{sign}[y(k)] \} \} = 0$.

此外, 当 $e_a^2(k)$ 足够小时:

D. $\mu^2 E(e_a^2) / E(\|\mathbf{x}_k\|^2)$ 可以忽略.

E. $\operatorname{sign}[y(k)] = \operatorname{sign}[s(k-D)]$.

考虑权向量迭代公式

$$\mathbf{f}_k = \mathbf{f}_{k-1} + \mu \mathbf{x}_k^* e_o(k) \quad (11)$$

用 \mathbf{f}^{ZF} 同时减上式两边得

$$\tilde{\mathbf{f}}_k = \tilde{\mathbf{f}}_{k-1} - \mu \mathbf{x}_k^* e_o(k) \quad (12)$$

式中, $\tilde{\mathbf{f}}_k = \mathbf{f}^{ZF} - \mathbf{f}_k$. 定义先验和后验误差分别为 $e_a(k) = \mathbf{x}_k^T \tilde{\mathbf{f}}_{k-1}$, $e_p(k) = \mathbf{x}_k^T \tilde{\mathbf{f}}_k$ 则

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

式中, $\|\mathbf{x}_k\|^2 = \mathbf{x}_k^T \mathbf{x}_k^*$. 将上式带入式(12)并整理得

$$\tilde{\mathbf{f}}_k + \frac{\mathbf{x}_k^*}{\|\mathbf{x}_k\|^2} e_a(k) = \tilde{\mathbf{f}}_{k-1} + \frac{\mathbf{x}_k^*}{\|\mathbf{x}_k\|^2} e_p(k)$$

令 $\bar{\mu}(k) = \frac{1}{\|\mathbf{x}_k\|^2}$, 并对等式两边取模的平方并求期望得

$$\begin{aligned} & E \{ \|\tilde{\mathbf{f}}_k\|^2 \} + E \{ \bar{\mu}(k) |e_a(k)|^2 \} \\ &= E \{ \|\tilde{\mathbf{f}}_{k-1}\|^2 \} + E \{ \bar{\mu}(k) |e_p(k)|^2 \} \end{aligned} \quad (14)$$

这里我们并不讨论算法是否能够收敛, 只讨论算法收敛后的均方误差, 所以有下式成立

$$E \{ \|\tilde{\mathbf{f}}_k\|^2 \} = E \{ \|\tilde{\mathbf{f}}_{k-1}\|^2 \}, k \rightarrow \infty$$

带入式(14)得

$$E \{ \bar{\mu}(k) |e_a(k)|^2 \} = E \{ \bar{\mu}(k) |e_p(k)|^2 \} \quad (15)$$

结合式(13)得

$$E \{ \bar{\mu}(k) |e_a(k)|^2 \} = E \{ \bar{\mu}(k) |e_a(k) - \frac{\mu}{\mu(k)} e_o(k)|^2 \} \quad (16)$$

为了表示方便, 定义在 $k \rightarrow \infty$ 时 $\bar{\mu} = \bar{\mu}(k)$, $e_a = e_a(k) = e_{ar} + j e_{ai}$, $e_o = e_o(k)$, $s = s(k-D) = s_r + j s_i$, $y = y(k) = y_r + j y_i = s - e_a$, 则将式(7)中的 $e_o(k)$ 带入上式并整理得

结合假设计算 A 得

$$A \approx E\{\mu^2 \|\mathbf{x}\|^2 \{10 + s_r^2 + s_i^2 - 4|s_r| - 4|s_i| - 2|s_r - 2\text{sign}(s_r)| - 2|s_i - 2\text{sign}(s_i)|\}\}$$

结合假设计算 B 得

$$B = \mu E\{2|e_a|^2\}$$

将 A 、 B 的值带入式(17)得 CT-CMA 的稳态 MSE

$$\begin{aligned} E\{|e_a|^2\} &\approx \frac{\mu}{2} E\{10 + s_r^2 + s_i^2 - 4|s_r| - 4|s_i| - 2|s_r - 2\text{sign}(s_r)| - 2|s_i - 2\text{sign}(s_i)|\} E\{\|\mathbf{x}\|^2\} \\ &= \frac{\mu}{2} E\{(1|s_r| - 2)^2 + (1|s_i| - 2)^2 + 2 - 2|s_r - 2\text{sign}(s_r)| - 2|s_i - 2\text{sign}(s_i)|\} E\{\|\mathbf{x}\|^2\} \end{aligned} \quad (18)$$

如果发射信号为 16-QAM 信号,则其坐标满足下列关系: $(1|s_r| - 2)^2 = 1$, $(1|s_i| - 2)^2 = 1$, $|s_r - 2\text{sign}(s_r)| = 1$, $|s_i - 2\text{sign}(s_i)| = 1$, 带入上式得

$$E\{|e_a|^2\} \approx 0 \quad (19)$$

而 CMA 在对非常模信号均衡时的稳态 MSE 为^[5]:

$$E\{|e_a|^2\} \approx \mu \frac{E[|s|^2(R_2^2 - |s|^2)^2]}{2E(2|s|^2 - R_2^2)} E(\|\mathbf{x}\|^2) \quad (20)$$

因为对于 16-QAM 信号有 $R_2^2 \neq |s|^2$, 所以此时 CMA 稳态 MSE, $E\{|e_a|^2\} \neq 0$.

显然,对于 16-QAM 非常模信号,CT-CMA 的稳态均方误差远小于 CMA.

同理可证,当发射信号为 4-QAM、2-PAM、BPSK 常模信号或 4-PAM 非常模信号时,对应的稳态 MSE 也均约等于零.

5 计算复杂度分析

CMA 的优点之一就是计算量小易于实现,表 1 给出了 CT-CMA 与 CMA 计算复杂度对比,其中 $2N$ 为均衡器抽头个数.相比之下,新算法除了符号运算外,加法的次数略有增加,但乘法次数相当.

表 1 每次均衡器抽头系数更新时计算复杂度对比

均衡器	乘法运算次数	加法运算次数	符号运算次数
CMA	$8 \times (2N) + 6$	$8 \times (2N)$	-
CT-CMA	$8 \times (2N) + 8$	$10 \times (2N) + 2$	6

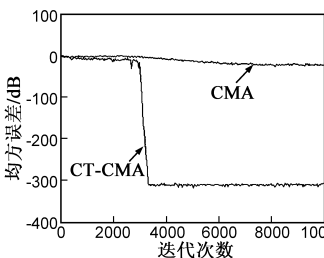


图4 16-QAM仿真学习曲线图

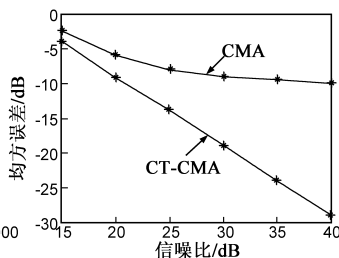


图5 不同信噪比下算法稳态误差

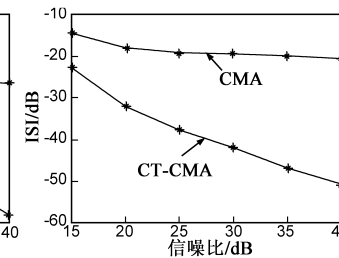


图6 不同信噪比下算法剩余码间干扰

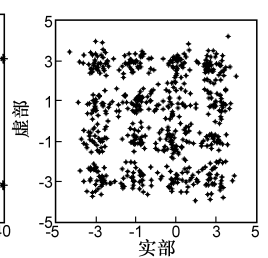


图7 信噪比为20dB时, CMA收敛后输出星座

6 计算机仿真分析

6.1 无噪声环境仿真实验

利用计算机仿真,来验证上述理论分析的正确性.仿真信道的冲激响应为 $\mathbf{c} = [0.1, 0.3, 1, -0.1, 0.5, 0.2]$ ^[5], 发射信号为 16-QAM, CMA 均衡器和 CT-CMA 均衡器抽头个数均为 4, 步长分别为 0.00002 和 0.02, 无信道噪声.仿真结果如图 4 所示,当两算法收敛后,CT-CMA 输出误差约为 -320dB,即 $MSE \approx 10^{-32}$ 近似为 0, 远远小于 CMA 稳态误差.

6.2 有噪声环境仿真实验

为了进一步检验 CT-CMA 的有效性,使用水声信道 $\mathbf{c} = [1, 0, 0.3e^{-0.7j}, 0, 0, 0.2e^{-0.8j}]$ ^[16], 研究在不同信噪比下 CT-CMA 的稳态误差性能.仿真中除了使用稳态误差进行算法评估外,还使用剩余码间干扰来衡量各均衡器的均衡能力,剩余码间干扰定义为

$$ISI = 10 \lg \frac{\sum_k |h_k|^2 - \max_k |h_k|^2}{\max_k |h_k|^2} \quad (21)$$

CMA 和 CT-CMA 均衡器抽头个数均为 11, 仿真结果如图 5~8 所示.由图 5、6 可知,在不同的信噪比下 CT-CMA 的稳态误差和剩余码间干扰均低于 CMA, 且信噪比越大, CT-CMA 的性能越优于 CMA.图 7、8 分别是信噪比为 20dB 时两均衡器的输出星座图,显然 CT-CMA 输出星座比 CMA 输出星座更加清晰.

6.3 信号调制类型识别仿真实验

下面通过计算机仿真来证明 CT-CMA 具有识别信号调制类型的能力,信道冲激响应为 $\mathbf{c} = [0.9656, 0.0906, 0.0578, 0.2368]$ ^{T[16]}, 信噪比为 30dB, 发射信号依次为 BPSK、2-PAM、4-QAM、4-PAM 和 16-QAM, 且均发射 1500 个字符,均衡器抽头个数为 10, 步长保持 0.005 不变,且抽头系数根据式(7)进行迭代.仿真结果如图 9~15 所示.从图 9~13 中可以看出,均衡器的输出信号的类型与发射信号调制类型一致,并且均衡效果非常好,图 14~15 从均衡器输出误差和剩余码间干扰两个方面进一步反映了 CT-CMA 对不同类型发射信号的均衡和识别效果.

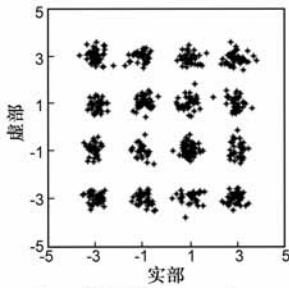


图8 信噪比为20dB时,CT-CMA收敛后输出星座

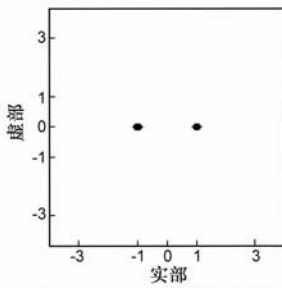


图9 1~1500字符段,算法收敛后均衡器输出

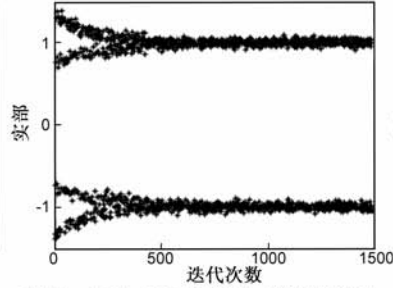


图10 1501~3000字符段,均衡器输出

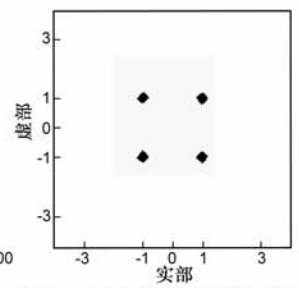


图11 3001~4500字符段,算法收敛后均衡器输出

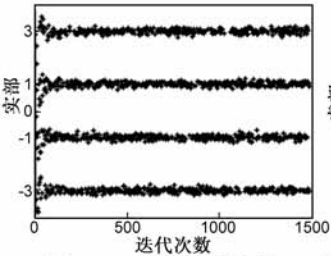


图12 4501~6000字符段,均衡器输出

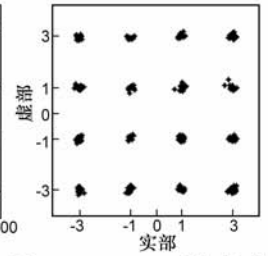


图13 6001~7500字符段,算法收敛后均衡器输出

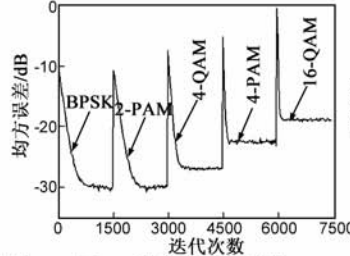


图14 均衡器输出误差

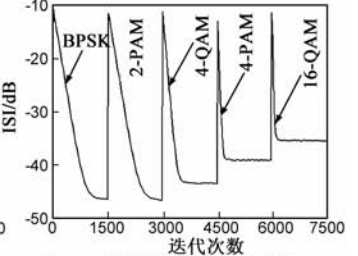


图15 均衡器剩余码间干扰

7 结论

本文针对不同类型信号星座图特点,提出了基于坐标变换的常数模盲均衡新算法.该算法克服了CMA对非常模信号进行均衡时稳态误差大的缺点,并且算法具有一定的信号调制类型识别能力.因此,CT-CMA不但具有低稳态误差的优点,使其更适合用于码间干扰严重的通信环境,而且适合用于非协作通信环境,譬如民用通信中的频谱管理、通信故障检测和军用通信中的通信对抗等,因为在这些环境中接收信号的调制类型无法预先获知.

此外,新算法并不仅限制于 BPSK, 2-PAM, 4-QAM, 4-PAM 和 16-QAM 信号,例如将坐标变换方式改成

$$s' = \{ s_r - 4 \operatorname{sign}(s_r) - 2 \operatorname{sign}[s_r - 4 \operatorname{sign}(s_r)] - \operatorname{sign}\{s_r - 4 \operatorname{sign}(s_r) - 2 \operatorname{sign}[s_r - 4 \operatorname{sign}(s_r)]\} + j \{ s_i - 4 \operatorname{sign}(s_i) - 2 \operatorname{sign}[s_i - 4 \operatorname{sign}(s_i)] - \operatorname{sign}\{s_i - 4 \operatorname{sign}(s_i) - 2 \operatorname{sign}[s_i - 4 \operatorname{sign}(s_i)]\} \} \} \quad (22)$$

则CT-CMA除了适用于上述信号以外,还适用于 8-PAM, 32-QAM 和 64-QAM 信号.以此类推,还可以得到适用于更高阶信号的 CT-CMA.

参考文献:

[1] 刘琚,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)

[2] 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)

- [3] D Godard. Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, 28(11): 1867-1875.
- [4] C R Johnson Jr, P Schniter, et al. Blind equalization using the constant modulus criterion; a review[J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(10): 1927-1950.
- [5] Junyu Mai, Ali H. Sayed. 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.
- [6] J J Werner, J Yang, et al. Blind equalization for broadband access[J]. IEEE Communications Magazine, 1999, 37(4): 87-93.
- [7] J Yang, J J Werner, et al. The multimodulus blind equalization and its generalized algorithms[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(5): 997-1015.
- [8] S Barbarossa, A Scaglione. Blind equalization using cost function matched to signal constellation[A]. Proceedings of the 31th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. USA: IEEE Comput. Soc, 1997. 550-554.
- [9] Sheikh SA and Fan PZ. Blind equalization techniques based on improved square contour algorithm[J]. Digital Signal Processing, 2008, 18(5): 680-693.
- [10] Ye-cai Guo, Wei Rao. A new dual-mode algorithm for multi-modulus blind equalization suitable for higher-order QAM signals[A]. Processing of The First International Symposium

on Test Automation and Instrumentation [C]. Beijing: World Publishing Corporation, 2006. 529 – 533.

- [11] Wei Rao, Kang-min Yuan, et al. A simple constant modulus algorithm for blind equalization suitable for 16-QAM signal [A]. Proceedings of 9th International Conference on Signal Processing [C]. USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2008. 1963 – 1966.
- [12] Y Guo, X Zhao, et al. A modified T/2 fractionally spaced coordinate transformation blind equalization algorithm [J]. Int. J. Communications, Network and System Sciences, 2010, 3(2): 183 – 189.
- [13] J R Treichler, I Fiyalkow, C R Johnson. Fractionally spaced equalizers: How long should they really be? [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1996, 13(3): 65 – 81.
- [14] Trasapong Thaiupathump, Lin He, Saleem A. Kassam. Square contour algorithm for blind equalization of QAM signals [J]. Signal Processing, 2006, 86(11): 3357 – 3370.
- [15] Magno T M Silva, Vitor H. Nascimento. Improving the tracking capability of adaptive filters via convex combination [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(7): 3137 – 3149.

[16] 王峰. 基于高阶统计量的水声信道盲均衡理论与算法 [D]. 西安: 西北工业大学, 2003. 43 – 47.

Wang Feng. Blind equalization algorithms using higher-order statistics for underwater acoustic channel [D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2003. 43 – 47.

作者简介:



饶伟 男, 1982 年 4 月出生, 硕士, 讲师, 现在南昌工程学院任教, 主要研究方向为: 通信信号处理, 智能信息处理.
E-mail: rao_wei@163.com



郭业才 男, 1962 年 11 月出生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为: 通信信号处理, 智能信息检测, 生物医学信息与图像处理, 气象信息技术与安全.