

一种新的基于复指数函数映射的盲均衡算法

饶 伟^{1,2},高惠娟²,段美怡²,张建秋¹

(1. 复旦大学信息科学与工程学院,上海 200433;2. 南昌工程学院信息工程学院,江西南昌 330099)

摘 要: 定义了一个新的复指数函数将典型的 16-QAM 非常模信号的实部和虚部分别映射至单位圆上,然后利用映射后星座坐标的实部和虚部之间的关系建立代价函数,从而提出了一种新的盲均衡算法. 新算法克服了著名的恒模盲均衡算法及其典型的改进算法在对非常模信号均衡时稳态误差大的缺点. 通过理论证明验证了新算法在无噪声环境下稳态均方误差为 0;通过仿真实验验证了新算法在有噪声环境下比恒模及其改进算法具有更低的稳态均方误差.

关键词: 盲均衡;恒模算法;复指数代价函数

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2016)05-1009-08

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.05.001

New Blind Equalization Algorithm Based on a Mapping from a Complex Exponential Function

RAO Wei^{1,2},GAO Hui-juan²,DUAN Mei-yi²,ZHANG Jian-qiu¹

(1. School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai 200433, China;

2. School of Information Engineering, Nanchang Institute of Technology, Nanchang, Jiangxi 330099, China)

Abstract: A new complex exponential function is defined to map the real and imaginary parts of a classic 16-QAM nonconstant modulus signal to the unit circle, respectively. With the relationship between the real and imaginary parts of the new constellation after mapping, a new cost function is built and then a new blind equalization algorithm is proposed. The proposed algorithm can converge the steady-state mean square error (MSE) to zero under a noiseless environment, which is different from the famous constant modulus algorithm (CMA) and some CMA-based improved algorithms. In addition, we provide the theoretical analysis of the proposed algorithm. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm has the lower steady-state MSE than CMA and some CMA-based improved algorithms.

Key words: blind equalization; constant modulus algorithm; complex exponential cost function

1 引言

在数字传输系统中受信道带宽有限及多径传输的影响,接收信号中会存在码间干扰(Intersymbol interference, ISI),致使信号产生严重失真^[1]. 因此在接收端常采用盲均衡技术^[2,3]来消除或减少 ISI,其中恒模盲均衡算法^[4](Constant Modulus Algorithm, CMA)因其强鲁棒性和易于实现性^[3,5]而被广泛使用与研究^[6,7]. 在发射端为了提高信道带宽的利用率,常采用高阶正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)信号^[8,9]. 对于低阶 QAM(4-QAM)信号,基于 CMA 的 T/2

分数间隔均衡器(Fractionally Spaced Equalizer, FSE)在无信道噪声环境下能实现迫零均衡^[5,10]. 而对于高阶 QAM 信号,如 16-QAM 信号,均衡器会呈现出相对较大的误调,致使算法稳态均方误差(Mean Square Error, MSE)大,收敛速度慢. 为了克服这一缺点,可以先利用 CMA 使接收信号的眼图睁开,然后切换到判决引导(Decision-directed, DD)算法来进一步减小残留误差^[11,12]. 但是只有当 CMA 的输出误差足够小时才能保证切换成功,而在实际环境中 CMA 往往达不到要求^[13]. 又或者采用软切换的方法^[13,14]在稳态 MSE 和切换的可靠性上进行折衷处理. 但是这种方法需要做大

收稿日期:2014-11-05;修回日期:2015-03-04;责任编辑:马兰英

基金项目:国家自然科学基金(No. 61401188, No. 61171127);江西省科技支撑计划项目(No. 2013ZBBE50016);国家(江西省)大学生创新创业训练计划项目(No. 201311319029)

量的判决处理,计算复杂度大幅提升.为了能够减小 CMA 的稳态误差,近年来提出了例如融入了粒子群优化以及正交小波变换的盲均衡^[15],或者基于电域反馈神经网络的自适应盲均衡方法^[16],或者基于混合误差函数的盲均衡^[17~19];又或者针对 CMA 和 DD 切换方式提出新的切换方法^[20]或降低其计算复杂度^[21].上述算法的稳态 MSE 较 CMA 虽有所减少,但对于非常模信号却仍无法收敛至 0.为此,文献[22]提出了一种基于坐标变换的盲均衡算法,并通过 DSP 加以实现^[23].但是这种变换并不是一一映射,这对算法的鲁棒性有一定影响.因此作者在文献[24]中定义了一种一一映射的变换方式,并提出了一种类似于 Sign_GA^[25]准则的代价函数与变换方式相配合.但是该算法在信道失真严重或者信噪比较低的情况下性能提升不明显^[24].

本文针对典型的 16-QAM 非常模信号定义了一种新的一一映射的复指数函数,该函数能将 16-QAM 信号的实部和虚部分别映射至 2 个单位圆上,再利用各单位圆上信号坐标的实部和虚部之间的关系建立起一个全新的代价函数,从而提出了一种新的盲均衡算法.该算法克服了传统盲均衡算法对非常模信号均衡时稳态误差大的缺点,并且新算法在信道失真严重或者信噪比较低的情况下依然具有良好的性能.利用理论证明的方式验证了在无噪声环境下新算法的稳态 MSE 为 0.同时,采用 Rice 大学信号处理数据库(SPIB)中的微波信道^[26]以及严重失真信道^[27]模型,在无噪和有噪环境下将新算法与具有代表性的盲均衡算法:CMA、CMA + SDD^[14]、MCMA^[28]、MMA^[29]、文献[24]算法,进行仿真实验对比,实验结果进一步验证了新算法的优越性能.

2 T/2 分数间隔盲均衡

研究 $T/2$ 分数间隔均衡器^[5],其结构模型如图 1 所示.

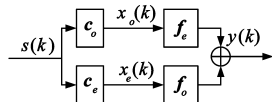


图1 $T/2$ -FSE多信道模型

图中 $s(k)$ 为发射信号;长度为 $2M$ 的信道冲激响应 $\mathbf{c}$ 分成奇偶两部分 $\mathbf{c}_e, \mathbf{c}_o$;长度为 $2N$ 的均衡器抽头系数向量 $\mathbf{f}$ 也分成奇偶两部分 $\mathbf{f}_e, \mathbf{f}_o$, 形成 2 个子均衡器. k 时刻 2 个子均衡器的输入向量分别为 $\mathbf{x}_{o,k} = [x_o(k) \cdots x_o(k - N + 1)]$, $\mathbf{x}_{e,k} = [x_e(k) \cdots x_e(k - N + 1)]$; $y(k)$ 为均衡器输出信号. 令 $\mathbf{x}_k = [\mathbf{x}_{o,k} \mathbf{x}_{e,k}]$, $\mathbf{f}_{k-1} = [\mathbf{f}_{e,k-1} \mathbf{f}_{o,k-1}]$, 则

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

式中, T 表示取转置操作.

在 $T/2$ -FSE 结构中使用不同的盲均衡算法,这

里以应用最为广泛的 CMA^[4,5] 为例. CMA 的代价函数定义为

$$J_{CM}(\mathbf{f}) = \frac{1}{4} E \{ |y(k)|^2 - R^2 \}^2 \quad (2)$$

式中, R^2 为发射信号的统计模值, 定义为

$$R^2 = E[|s(k)|^4] / E[|s(k)|^2] \quad (3)$$

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 $\mathbf{f}$ 更新公式为

$$\mathbf{f}_k = \mathbf{f}_{k-1} + \mu [-\nabla J(\mathbf{f})] = \mathbf{f}_{k-1} + \mu \mathbf{x}_k^* e_o(k) \quad (4)$$

式中, ∇ 表示求瞬时梯度操作, $e_o(k)$ 为误差函数项. 将代价函数(2)代入上式得 CMA 误差函数项

$$e_o(k) = y(k) [R^2 - |y(k)|^2] \quad (5)$$

由代价函数式(2)可知, CMA 的目的是期望每个输出信号的幅度模值 $|y(k)|$ 与 $|R|$ 相等, 此时代价函数被最小化, 误差函数项(5)为零, 均衡器抽头系数停止更新. 当均衡器稳定后的输出信号满足 $|y(k)| = |R| = |s(k)|$ 时, 称之为理想均衡, 此时 CMA 稳态 MSE 为 0. 对于常模信号, 基于 CMA 的 $T/2$ -FSE (简称 CMA) 在无噪声环境下, 可以实现理想均衡; 但对于非常模信号, CMA 无法实现理想均衡^[5,30].

3 新算法

非常模信号的幅度模值与 CMA 统计模值的平方根不相等是导致 CMA 稳态误差大, 收敛速度慢的主要原因之一. 因此, 针对典型的 16-QAM 非常模信号, 通过映射处理再结合适当的代价函数相配合, 从而克服上述缺陷:

考虑到 16-QAM 信号的实部和虚部均与 4 阶脉冲幅度调制 (Pulse-amplitude Modulation, PAM) 信号相同. 因此, 先以 4-PAM 非常模实信号为例引出新算法, 然后在通过对实部和虚部分开均衡的方法将新算法引入 16-QAM 信号中.

针对 4-PAM 信号定义复指数映射函数

$$\eta' = e^{j\pi\eta} \quad (6)$$

式中, η 为映射前信号, η' 为映射后信号. 通过映射, 4-PAM 发射信号的原坐标 $s(k) = \{-3, -1, 1, 3\}$ 被映射至 $s'(k) = \{e^{-j\frac{\pi}{4}}, e^{-j\frac{3\pi}{4}}, e^{j\frac{\pi}{4}}, e^{j\frac{3\pi}{4}}\}$.

如果均衡器的输出信号与发射信号相等, 即 $y(k) = s(k)$, 那么通过式(6)映射后的 $y'(k)$ 也与 $s'(k)$ 相等. 因此接下来是建立相应的代价函数使 $y'(k)$ 能与 $s'(k)$ 重合. 注意到 $|s'(k)| = |s'_i(k)| = \sqrt{2}/2$, 可得

$$|s'_r(k)| - |s'_i(k)| = 0 \quad (7)$$

式中, 下标 r 和 i 分别代表取实部和虚部操作. 因此建立新算法代价函数

$$J_{NEW}(\mathbf{f}) = \frac{2}{\pi} E \{ |y'_r(k)| - |y'_i(k)| \}^2 \quad (8)$$

如图 2 所示,新算法代价函数的目的使均衡器输出信号经过映射后满足 $|y'_r(k)| - |y'_i(k)| = 0$, 即 $y'_r(k) = y'_i(k)$ 或 $y'_r(k) = -y'_i(k)$. 又 $|y'(k)| = |e^{j\frac{\pi}{2}y(k)}| \equiv 1$, 因此当新代价函数达到最小值 0 时,有

$$\begin{aligned} & \begin{cases} |y'(k)| = 1 \\ |y'_r(k)| - |y'_i(k)| = 0 \end{cases} \\ & \Rightarrow y'(k) \\ & = \{e^{-j\frac{\pi}{2}}, e^{-j\frac{\pi}{2}}, e^{j\frac{\pi}{2}}, e^{j\frac{\pi}{2}}\} = s'(k) \end{aligned} \quad (9)$$

这正是我们所期望的理想均衡.

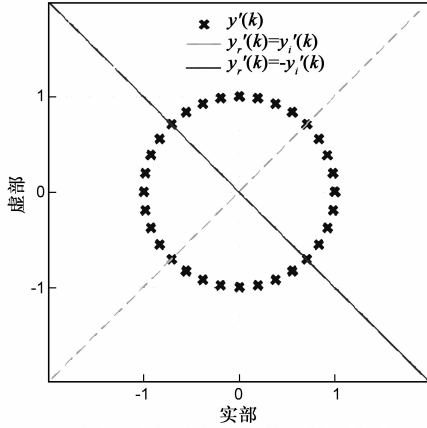


图2 新算法代价函数目的示意图

结合式(4)、(6)、(8)得适用与 4-PAM 信号的新算法误差函数项

$$e_o = \text{sgn} \left\{ \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot y(k) \right] \right\} \cos \left[\frac{\pi}{2} \cdot y(k) \right] \quad (10)$$

式中, $\text{sgn}[\cdot]$ 为符号函数.

由于 16-QAM 信号星座可以由 2 个正交的 4-PAM 信号星座组合而成, 因此利用实部和虚部分开均衡处理的思想可得适用于 16-QAM 信号的盲均衡新算法:

(1) 代价函数为

$$\begin{aligned} J_{\text{NEW}}(f) &= \frac{2}{\pi} E \{ |y'_{r,r}(k)| - |y'_{r,i}(k)| \}^2 \\ &+ \frac{2}{\pi} E \{ |y'_{i,r}(k)| - |y'_{i,i}(k)| \}^2 \end{aligned} \quad (11)$$

式中, $y'_{r,r}(k)$ 和 $y'_{r,i}(k)$ 为别为 $y'_r(k)$ 的实部和虚部, 而 $y'_r(k)$ 是均衡器输出信号的实部 $y_r(k)$ 经过式(6)映射后的值; $y'_{i,r}(k)$ 和 $y'_{i,i}(k)$ 为别为 $y'_i(k)$ 的实部和虚部, 而 $y'_i(k)$ 是均衡器输出信号的虚部 $y_i(k)$ 经过式(6)映射后的值.

(2) 将式(11)带入式(4)得新算法误差函数项

$$\begin{aligned} e_o &= \text{sgn} \left\{ \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot y_r(k) \right] \right\} \cos \left[\frac{\pi}{2} \cdot y_r(k) \right] \\ &+ j \text{sgn} \left\{ \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot y_i(k) \right] \right\} \cos \left[\frac{\pi}{2} \cdot y_i(k) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

4 新算法性能分析

4.1 新算法稳态 MSE 性能分析

应用一种反馈式性能评估方法^[30], 对新算法收敛后的稳态 MSE 进行评估, 其核心计算式为^[30]

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

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

$$E \left\{ \underbrace{\mu^2 \|\mathbf{x}\|^2}_{\gamma_1} |e_o|^2 \right\} = \underbrace{\mu E \{ e_a^* e_o + e_a e_o^* \}}_{\gamma_2} \quad (14)$$

通过该式, 可以得到算法的稳态 MSE: $E \{ |e_a|^2 \}$.

在进行评估之前, 先提出以下合理假设^[30]:

(a) 稳态时, 发射信号 s 与误差 e_a 相互独立, 即 $E \{ s^* e_a \} = 0$.

(b) 稳态时, $\mu^2 \|\mathbf{x}\|^2$ 与 y 相互独立, $\mu^2 \|\mathbf{x}\|^2$ 与 e_a 相互独立.

(c) 当 e_a^2 足够小时: $\mu^2 E \{ e_a^2 \} / E \{ \|\mathbf{x}_k\|^2 \}$ 可忽略

(1) 计算 T_1

将新算法误差项(12)代入 T_1 得

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{2} E \{ \mu^2 \|\mathbf{x}\|^2 [1 + \cos(\pi \cdot y_r)] \} \\ &+ \frac{1}{2} E \{ \mu^2 \|\mathbf{x}\|^2 [1 + \cos(\pi \cdot y_i)] \} \end{aligned} \quad (15)$$

利用余弦函数的麦可劳林展开式

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

并将 $y_r = s_r - e_{ar}$, $y_i = s_i - e_{ai}$ ^[30] 代入 T_1 , 再结合假设得

$$\begin{aligned} T_1 &\approx \frac{1}{2} E \{ \mu^2 \|\mathbf{x}\|^2 \left\{ \left[2 - \frac{\pi^2}{2!} s_r^2 + \frac{\pi^4}{4!} s_r^4 - \frac{\pi^6}{6!} s_r^6 + \cdots \right] \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \left[2 - \frac{\pi^2}{2!} s_i^2 + \frac{\pi^4}{4!} s_i^4 - \frac{\pi^6}{6!} s_i^6 + \cdots \right] \right\} \right\} \\ &= E \{ \mu^2 \|\mathbf{x}\|^2 \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot s_r \right) + \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot s_i \right) \right] \} \end{aligned} \quad (17)$$

(2) 计算 T_2

$$\begin{aligned} T_2 &= \mu E \{ 2e_{ar} \text{sgn} \left[\sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot y_r \right) \right] \cos \left(\frac{\pi}{2} \cdot y_r \right) \right. \\ &\quad \left. + 2e_{ai} \text{sgn} \left[\sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot y_i \right) \right] \cos \left(\frac{\pi}{2} \cdot y_i \right) \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

由于当算法收敛时 $\text{sgn} \left[\sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot y_r \right) \right]$

$$= \text{sgn} \left[\sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot s_r \right) \right], \text{ 因此}$$

$$T_2 = 2\mu E \left\{ \underbrace{e_{ar} \text{sgn} \left[\sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot s_r \right) \right] \cos \left(\frac{\pi}{2} \cdot y_r \right)}_{\gamma_{21}} \right\}$$

$$+ 2\mu E \{ e_{ai} \operatorname{sgn}[\sin(\frac{\pi}{2} \cdot s_i)] \cos(\frac{\pi}{2} \cdot y_i) \} \quad (19)$$

利用式(16)对 T_{21} 中的余弦函数进行展开, 并将 $y_r = s_r - e_{ar}$ 带入得:

$$\begin{aligned} T_{21} = & 2\mu E \{ e_{ar} \operatorname{sgn}[\sin(\frac{\pi}{2} \cdot s_r)] [1 - \frac{(\pi/2)^2}{2!} (s_r^2 - 2s_r e_{ar} + e_{ar}^2) \\ & + \frac{(\pi/2)^4}{4!} (s_r^4 - 4s_r^3 e_{ar} + 6s_r^2 e_{ar}^2 - 4s_r e_{ar}^3 + e_{ar}^4) \\ & - \frac{(\pi/2)^6}{6!} (s_r^6 - 6s_r^5 e_{ar} + 15s_r^4 e_{ar}^2 - 20s_r^3 e_{ar}^3 \\ & + 15s_r^2 e_{ar}^4 - 6s_r e_{ar}^5 + e_{ar}^6) - \dots] \} \quad (20) \end{aligned}$$

当 μ, e_{ar} 足够小时, 忽略包含 e_{ar} 的 3 次及更高次幂项, 则

$$\begin{aligned} T_{21} \approx & 2\mu E \{ e_{ar} \operatorname{sgn}[\sin(\frac{\pi}{2} \cdot s_r)] \\ & \cdot [1 - \frac{(\pi/2)^2}{2!} s_r^2 + \frac{(\pi/2)^4}{4!} s_r^4 - \frac{(\pi/2)^6}{6!} s_r^6 + \dots] \} \\ & + \pi \mu E \{ e_{ar}^2 \operatorname{sgn}[\sin(\frac{\pi}{2} \cdot s_r)] \\ & \cdot [\frac{\pi}{2} s_r - \frac{(\pi/2)^3}{3!} s_r^3 + \frac{(\pi/2)^5}{5!} s_r^5 - \dots] \} \quad (21) \end{aligned}$$

利用式(16)及正弦函数的麦可劳林展开式

$$\begin{aligned} \sin(x) &= x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \dots \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)!} \quad (22) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{得} \quad T_{21} \approx & 2\mu E \{ e_{ar} \operatorname{sgn}[\sin(\frac{\pi}{2} \cdot s_r)] \cos(\frac{\pi}{2} \cdot s_r) \} \\ & + \pi \mu E \{ e_{ar}^2 |\sin(\frac{\pi}{2} \cdot s_r)| \} \quad (23) \end{aligned}$$

由于 16-QAM 信号坐标实部为 $s_r = \{\pm 1, \pm 3\}$, 带入上式得: $\cos(\frac{\pi}{2} \cdot s_r) \equiv 0$, $|\sin(\frac{\pi}{2} \cdot s_r)| \equiv 1$, 因此

$$T_{21} \approx \pi \mu E \{ e_{ar}^2 \} \quad (24)$$

$$\text{同理可得} \quad T_{22} \approx \pi \mu E \{ e_{ai}^2 \} \quad (25)$$

$$\text{所以} \quad T_2 = T_{21} + T_{22} \approx \pi \mu E \{ |e_a|^2 \} \quad (26)$$

(3) 稳态 MSE

由 $T_1 = T_2$, 并结合式(17)、(26)得

表 1 新算法与文献[24]算法对比分析表(以 4-PAM 为例)

对比项目	文献[24]中的算法	本文算法
信源信号(4-PAM)	$s(k) = \{-3, -1, 1, 3\}$	$s(k) = \{-3, -1, 1, 3\}$
映射函数	$\eta' = e^{j\frac{\pi}{4}(\eta+1)}$	$\eta' = e^{j\frac{\pi}{4}\eta}$
匹配代价函数	$J(f) = E \{ [R - (y_r'(k) + y_i'(k))]^2 \},$ $R = \frac{E \{ [s_r'(k) + s_i'(k)]^2 \}}{E \{ s_r'(k) + s_i'(k) \}}$	$J(f) = \frac{2}{\pi} E \{ y_r'(k) - y_i'(k) \}^2$
	说明: 代价函数思想源于 Sign_GA 准则 ^[25] .	说明: 代价函数思想全新, 充分利用了信号映射后其实部和虚部之间的相互制约关系.

$$E \{ |e_a|^2 \}$$

$$\approx \frac{\mu}{\pi} E \{ \mu^2 \| \mathbf{x} \|^2 [\cos^2(\frac{\pi}{2} \cdot s_r) + \cos^2(\frac{\pi}{2} \cdot s_i)] \} \quad (27)$$

由于 16-QAM 信号坐标实部为 $s_r = \{\pm 1, \pm 3\}$ 得

$$\cos(\frac{\pi}{2} \cdot s_r) \equiv 0; \text{虚部为 } s_i = \{\pm 1, \pm 3\} \text{ 得 } \cos(\frac{\pi}{2} \cdot s_i) \equiv 0, \text{ 所以} \quad E \{ |e_a|^2 \} \approx 0 \quad (28)$$

因此, 针对 16-QAM 非常模复信号, 新算法稳态 MSE 约为 0.

针对 4-PAM 非常模实信号, 在分析其稳态 MSE 时, 可以把它看成虚部为 0 的 16-QAM 信号, 因此易得其稳态 MSE

$$E \{ |e_a|^2 \} \approx \frac{\mu}{\pi} E \{ \| \mathbf{x} \|^2 \cos^2(\frac{\pi}{2} \cdot s) \} = 0 \quad (29)$$

可见, 无论是 4-PAM 非常模实信号还是 16-QAM 非常模复信号, 新算法收敛后稳态 MSE 约为零, 而 CMA 稳态 MSE 不为零^[5,30].

4.2 新算法与文献[24]算法性能对比分析

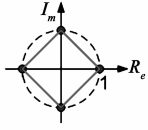
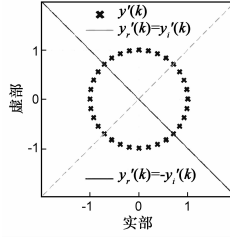
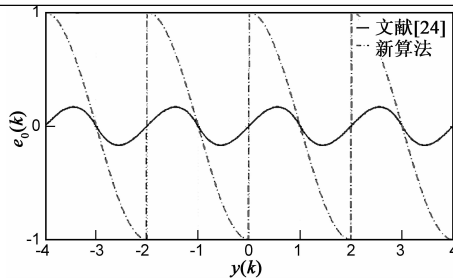
新算法与文献[24]算法属同一类算法, 因此有必要对这两种算法进行对比分析(这里以 4-PAM 信号为例), 详见表 1.

可见, 新算法的映射函数和文献[24]相比虽然只是一个 $\pi/4$ 的变化, 但是后续匹配代价函数的建立是全新的且它给算法性能, 包括计算量、收敛速度、稳态 MSE、工作环境的适应性等, 带来了较大的提升.

5 计算机仿真分析

为了进一步验证新算法的性能, 我们将新算法与 5 个极具代表性的盲均衡算法: CMA、CMA + SDD^[14]、MC-MA^[28]、MMA^[29] 以及文献[24]中的算法, 进行仿真实验对比. 首先, 通过无噪仿真实验来验证前面对新算法所做出的理论分析. 其次, 利用 Rice 大学信号处理数据库 (SPIB) 中的微波信道模型在不同信噪比的情况下, 对上述算法进行仿真实验分析. 最后, 通过仿真实验的方式来说明即便是在失真较为严重的信道环境^[27]中, 新算法同样能够体现出其优越的性能.

续表

对比项目	文献[24]中的算法	本文算法
匹配代价函数目的图		
	说明:(1)接收信号经过映射后分布在单位圆上. (2)代价函数的目的是迫使映射后的信号分布在正方形上,又因为映射后信号模值恒为1,所以代价函数最终目的是迫使映射后信号位于正方形的4个顶点上(理想均衡).	说明:(1)接收信号经过映射后分布在单位圆上. (2)代价函数的目的是迫使映射后的信号分布在两条正交的直线上,又因为映射后信号模值恒为1,所以代价函数最终目的是迫使映射后信号位于直线和单位圆的4个交点上(理想均衡).
均衡器权向量 $f(k)$ 的迭代公式	$f(k+1) = f(k) + \mu x^*(k) e_o(k)$ 说明:不同的算法对应的 $e_o(k)$ 不同(由代价函数决定),因此 $e_o(k)$ 直接影响着均衡器的性能.	
$e_o(k)$	$e_o(k) = \text{sgn} \left\{ \cos \left[\frac{\pi}{2} \cdot y(k) \right] \right\} \left \cos \left[\frac{\pi}{4} \cdot y(k) + \frac{\pi}{4} \right] \right - \left \sin \left[\frac{\pi}{4} \cdot y(k) + \frac{\pi}{4} \right] + \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot y(k) \right] \right $	$e_o(k) = \text{sgn} \left\{ \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot y(k) \right] \right\} \cos \left[\frac{\pi}{2} \cdot y(k) \right]$ 说明:新算法中权向量每次迭代的计算量比文献[24]少:1次正弦、1次余弦、2次求绝对值、1次乘法和2次加法运算,运算量减少1倍多.
通过 $e_o(k)$ 分析算法性能	 说明:(1)当均衡器工作正常且输出信号为 $\{-3, -1, 1, 3\}$ 时(与信源信号相同)为理想均衡,此时两种算法中的 $e_o(k)$ 为0,权向量均停止迭代. (2)均衡器在眼图未睁开期间(对应均衡器输出信号离信源信号位置较远),均衡器对接下来的输入信号应进行较大的“惩罚”(对应 $e_o(k)$ 值较大),以保证算法有较快的收敛速度和跟踪速度;当眼图睁开直至理想均衡期间(对应均衡器输出信号离信源信号位置较近,且不断靠近直至重合),均衡器对接下来的输入信号应进行越来越小的“惩罚”直至为0(对应 $e_o(k)$ 值较小,且不断减小直至为0),以保证算法有较低的稳态均方误差.这个思想与通过变步长的方式来提高算法收敛速度或稳态 MSE 是一样的,因为在均衡器权向量迭代公式中 μ 和 $e_o(k)$ 都是常数. 如图所示,以 $y(k)$ 从0变化到1为例(模拟均衡器输出信号眼图经历了从未睁开到睁开再到和信源信号重合的过程),文献[24]中的 $e_o(k)$ 是一个先增后减的过程,这个过程势必影响该算法的收敛速度.而且当信道失真严重或者信噪比较低时,离1处较远的接收信号增加,此时上述过程对算法的影响就更为严重.而新算法中的 $e_o(k)$ 是一个减函数与上述理想的 $e_o(k)$ 变化过程相同.所以在相同的步长下,新算法的收敛速度快.当然,为了提高文献[24]中算法的收敛速度可以增大迭代步长,但是迭代步长的增加将导致算法稳态 MSE 的增大. 所以,为了得到相近的稳态 MSE,新算法的收敛速度将比文献[24]快;为了得到相近的收敛速度,新算法的稳态 MSE 将比文献[24]低.	
对比分析总结	(1)新算法计算量比文献[24]低1倍. (2)新算法比文献[24]具有更快的收敛速度或更低的稳态 MSE. (3)新算法即使在信道失真严重且信噪比较低的情况下(接收信号偏离信源星座点较远)依然具有优越的性能,而文献[24]算法在该环境下无法发挥出其性能.	

5.1 无噪声环境下仿真实验

该仿真实验中,无噪声信道的脉冲响应为 $\mathbf{c} = [-0.0901, 0.6853, 0.7170, 0.0901]^{[30]}$, 发射信号为 16-QAM 信号. 所有算法均采用 $T/2$ 分数间隔均衡器结构, 各子均衡器抽头个数均为 5. 新算法的步长均为 0.001; 文献[24]中算法的步长为 0.002; CMA 和 MMA 的步长均为 0.000016; MCMA 中步长为 0.000016, 另一个参数取值为 100; CMA + SDD 中 CMA 部分步长为 0.000016, SDD 部分步长为 0.0016, 另一个参数取值为 0.3. 仿真结果如图 3 所示, 当各算法收敛后新算法和文献[24]算法的输出稳态 MSE 约为 -300dB , 即 $\text{MSE} \approx 10^{-30}$ 近似为 0, 远远小于其它几种算法的稳态 MSE. 但需要注意的是, 虽然新算法和文献[24]算法均能得到近似为 0 的稳态 MSE, 但是在保证这两种算法稳态 MSE 近似相等(实际上新算法稳态 MSE 略低)的前提下新算法收敛速度比文献[24]快了近 1 倍.

表 2 各算法在相同收敛速度(约 1500 次迭代)不同 SNR 情况下的仿真结果

SNR(dB)	对比项	CMA	MMA	MCMA	CMA + SDD	文献[24]	新算法
15	参数	步长:0.00004	—	—	—	—	步长:0.000017
	MSE(dB)	—1.5	均无法在 1500 次迭代内收敛				—5
20	参数	步长:0.000028	步长:0.000036	步长:0.000042 另一参数:35	CMA 步长:0.000032 SDD 步长:0.00064 另一参数 0.4	步长:0.0017	步长:0.00017
	MSE(dB)	—3	—5	—6	—6	—7	—9.5
25	参数	步长:0.000028	步长:0.000034	步长:0.00004 另一参数:35	CMA 步长:0.00003 SDD 步长:0.0006 另一参数:0.4	步长:0.0018	步长:0.00018
	MSE(dB)	—3.5	—7	—8	—8	—10.5	—13.5
30	参数	步长:0.000028	步长:0.00003	步长:0.000035 另一参数:30	CMA 步长:0.000027 SDD 步长:0.00054 另一参数:0.4	步长:0.002	步长:0.00024
	MSE(dB)	—4	—8.5	—9	—10.5	—13	—16
35	参数	步长:0.000024	步长:0.000035	步长:0.00035 另一参数:30	CMA 步长:0.00025 SDD 步长:0.0005 另一参数:0.4	步长:0.0018	步长:0.00022
	MSE(dB)	—4.5	—8.5	—10.5	—12	—15	—18
40	参数	步长:0.000024	步长:0.00003	步长:0.00003 另一参数:30	CMA 步长:0.00002 SDD 步长:0.0004 另一参数:0.4	步长:0.0018	步长:0.00022
	MSE(dB)	—5	—10	—11.5	—12.5	—16	—19

可见,新算法在不同的信噪比下均具有最小的稳态 MSE 且比次优算法(文献[24])小约 1 倍;此外,在低信噪比下(如 20dB)文献[24]算法与已有算法相比优势不够明显(这与文献[24]中的分析是一致的),但是新算法却依然能够体现出其优越的性能,该结论同样体现在接下来的仿真实验中.

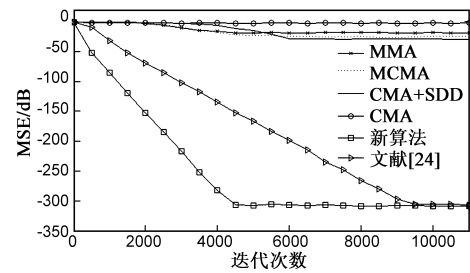


图3 16-QAM信号无信道噪声实验均方误差曲线

5.2 有噪声环境下微波信道仿真实验

采用 Rice 大学信号处理数据库(SPIB)中的微波信道模型 chan2^[26], 在不同信噪比下对比分析各算法的稳态 MSE, 且实验过程中以各算法经过大约 1500 次迭代后收敛为前提. 各算法参数设置及仿真结果如表 2 所示.

5.3 有噪声环境下严重失真信道仿真实验

采用文献[27]中失真最严重的信道模型对新算法的适用性进行仿真验证. 发射信号为 16-QAM 信号, 信噪比为 20dB. 所有算法均采用 $T/2$ 分数间隔均衡器结构, 各子均衡器抽头个数均为 9. CMA、MMA、文献[24]算法、新算法的步长分别为 0.000032、0.0002、0.003、

0.0004; MCMA 中步长为 0.0001, 另一个参数取值为 40; CMA + SDD 中 CMA 部分步长为 0.00004, SDD 部分步长为 0.0008, 另一个参数取值为 0.8. 仿真结果如图 4 所示: 新算法收敛后的稳态 MSE 约为 $-12\text{dB} \approx 0.0631$, 比文献[24]算法的 $-9\text{dB} \approx 0.1259$ 减少约一倍多. 此外, 就此次实验而言, 其中的两种算法 MCMA 和 CMA + SDD 在 5.1 和 5.2 中后者的性能要略优于前者, 而在 5.3 中正好相反. 造成这个问题的一个重要原因是这两种算法除步长外还受其它参数控制, 且参数和步长对算法性能的影响并不相互独立, 不同的参数组合对算法性能会产生不同的影响. 但是新算法不存在这种多参数的选择问题, 从这个角度讲新算法除了稳态 MSE 最低以外, 其在操作实现上也要比 MCMA 和 CMA + SDD 简单得多.

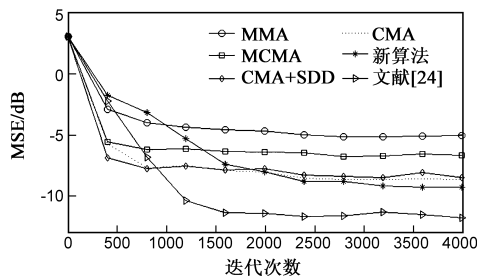


图4 严重失真信道实验均方误差曲线

6 结论

传统 CMA 及其改进的盲均衡算法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. 本文详细分析了产生上述问题的一个重要原因, 并据此针对典型的 16-QAM 非常模信号提出了一种基于复指数映射的盲均衡新算法. 利用理论证明和仿真实验验证了新算法在无噪声环境下稳态 MSE 能收敛至零; 在有噪声环境下通过仿真实验验证了新算法同样具有比同类算法更加优越的性能及强可操作性.

虽然新算法只适用于 4-PAM 和 16-QAM 信号, 但是却能为进一步提高现有盲均衡的性能提供一条新的途径. 例如对于其它类型非常模调制信号以及更高阶的 QAM 信号, 如果能找到适合的映射对象以及与之相匹配的代价函数, 那么盲均衡的性能可以得到很大提升.

参考文献

- [1] Simon Haykin. 郑宝玉, 等. 自适应滤波器原理(第四版) [M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 188 - 189.
- [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] 孙云山, 等. 改进恒模盲均衡在医学 CT 图像盲恢复中的应用[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(4): 878 - 884.
Sun Yunshan, et al. Application of improved constant modulus blind equalization algorithm in medical CT image blind restoration [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(4): 878 - 884. (in Chinese)
- [4] D Godard. Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, 28(11): 1867 - 1875.
- [5] 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.
- [6] Shafayat Abrar, Anum Ali, Azzedine Zerguine, Asoke K. Nandi. Tracking Performance of Two Constant Modulus Equalizers [J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(5): 830 - 833.
- [7] Adem Coskun, Izzet Kale. All-Adaptive blind matched filtering for the equalization and identification of multipath channels—a practical approach [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Paper, 2013, 60(1): 232 - 242.
- [8] 阮秀凯, 等. 一族新的 Bussgang 类指数拓展多模盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(9): 2187 - 2193.
Ruan Xiu-kai, et al. A novel bussgang category of blind equalization with exponential expanded multi-modulus algorithm [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(9): 2187 - 2193. (in Chinese)
- [9] 李进, 等. MIMO 通信系统中 QAM 信号的快速半盲均衡算法研究[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(1): 185 - 190.
Li Jin, et al. Study of fast semi-blind equalization algorithm for MIMO systems with QAM signal [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(1): 185 - 190. (in Chinese)
- [10] Jenq-Tay Yuan, Tzu-Chao Lin. Equalization and carrier phase recovery of CMA and MMA in blind adaptive receivers [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(6): 3206 - 3217.
- [11] K N Oh, J H Park. Property restoral approach to blind equalization of digital transmission channels [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1997, 43(3): 544 - 549.
- [12] L He, M Amin. A dual-mode technique for improved blind equalization for QAM signals [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2003, 10(2): 29 - 31.
- [13] F C C. De Castro, M C F. De Castro, D S Arantes. Con-

- current blind deconvolution for channel equalization[A]. IEEE International Conference on Communications[C]. Helsinki:IEEE,2001. 366 – 371.
- [14] S Chen. Low complexity concurrent constant modulus algorithm and soft decision directed scheme for blind equalization[J]. IEE Proceedings Vision, Image & Signal Processing,2003,50(5):312 – 320.
- [15] 郭业才,胡苓苓,丁锐. 基于量子粒子群优化的正交小波加权多模盲均衡算法[J]. 物理学报,2012,61(5):054304-1-054304-7.
- Guo Ye-Cai,Hu Ling-Ling,Ding Rui. Orthogonal wavelet transform weighted multi-modulus blind equalization algorithm based on quantum particle swarm optimization[J]. Acta Physica Sinica,2012,61(5):054304-1-054304-7. (in Chinese)
- [16] 阮秀凯,等. 基于电域反馈神经网络的自适应盲均衡方法[J]. 光学学报,2013,33(5):05060021 – 050600212.
- Ruan Xiukai,et al. Adaptive blind equalization using electrical recurrent Neural Networks[J]. Acta Optica Sinica,2013,33(5):05060021 – 050600212. (in Chinese)
- [17] 李进,等. 快速 QAM 信号多模盲均衡算法[J]. 电子与信息学报,2013,35(2):273 – 279.
- Li Jin,et al. A fast multimodulus blind equalization algorithm for QAM signal[J]. Journal of Electronics & Information Technology,2013,35(2):273 – 279. (in Chinese)
- [18] 刘祖军,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,et al. A novel hybrid blind channel equalization algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology,2009,31(7):1606 – 1609. (in Chinese)
- [19] 王彬,葛临东,霍亚娟. 适用于高阶 QAM 信号的多模混合盲均衡算法[J]. 数据采集与处理,2011,26(1):8 – 14.
- Wang Bin,Ge Lindong,Huo Yajuan. Multi-modulus based hybrid blind equalization algorithm for high-order QAM signals[J]. Journal of Data Acquisition & Processing,2011,26(1):8 – 14. (in Chinese)
- [20] 肖瑛,董玉华. 并联滤波的常数模与判决引导融合盲均衡算法[J]. 声学学报,2012,37(5):495 – 500.
- XIAO Ying,DONG Yuhua. The fusion blind equalization algorithm based on constant modulus algorithm and decision direction with parallel filter[J]. Acta Acustica,2012,37(5):495 – 500. (in Chinese)
- [21] Ning Xie,Hengyun Hua,Hui Wang. A new hybrid blind equalization algorithm with steady-state performance analysis[J]. Digital Signal Processing,2012,22(2):233 – 237.
- [22] 饶伟,郭业才,汪胜前,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, WANG Sheng-qian, et al. New constant modulus algorithm for blind equalization based on coordinate transformation[J]. Acta Electronica Sinica,2011,39(1):7 – 12. (in Chinese)
- [23] 郭业才,等. 坐标变换并行软切换盲均衡算法及其 DSP 实现[J]. 数据采集与处理,2014,29(2):186 – 190.
- GUO Ye-cai,et al. Coordinate transformation parallel soft switching blind equalization algorithm and its DSP implementation[J]. Journal of Data Acquisition and Processing,2014,29(2):186 – 190. (in Chinese)
- [24] RAO Wei. Blind equalization algorithm using a coordinate mapping approach for 4-PAM and 16-QAM signals[J]. 2014,23(CJE-1):124 – 128.
- [25] V Weerackody,S A Kassam,K R Laker. A simple hard-limited adaptive algorithm for blind equalization[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing,1992,39(7):482 – 487.
- [26] Microwave Data. Signal Processing Information Base [DB/OL]. <http://spib.rice.edu/spib>,2014 – 01 – 20.
- [27] Shahzad Amin Sheikh,Pingzhi Fan. Two efficient adaptively varying modulus blind equalizers:AVMA and DM/AVMA[J]. Digital Signal Processing,2006,16(6):832 – 845.
- [28] Lin He,Amin M G,Reed C Jr,Malkemes R C. A hybrid adaptive blind equalization algorithm for QAM signals in wireless communications[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2004,52(7):2058 – 2069.
- [29] K N Oh,Y O Chin. Modified constant modulus algorithm:blind equalization and carrier phase recovery algorithm[A]. Proc. of IEEE International Conference on Communications[C]. Seattle:IEEE,1995. 498 – 502.
- [30] 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.

作者简介



饶伟男,1982年出生,南昌工程学院信息工程学院副教授,复旦大学信息科学与工程学院在读博士研究生,主要从事通信信号处理及应用等方面的研究工作。
E-mail:wrao14@fudan.edu.cn

高惠娟女,1977年出生,硕士研究生,南昌工程学院信息工程学院讲师,主要从事通信信号处理、图像处理等方面的研究工作。