

基于余弦代价函数的双模盲均衡算法

王旭光, 陈 红, 褚鼎立

(国防科技大学电子对抗学院, 合肥, 230000)

摘要 盲均衡算法不需要训练序列,就能够有效降低码间串扰(ISI),但是在脉冲噪声环境下,现有单滤波器均衡算法不能有效平衡收敛速率与均衡误差,算法收敛后 ISI 仍然较高。针对上述问题,提出了一种基于余弦代价函数的凸组合双模盲均衡算法。该算法将2个盲均衡器并联使用,其中一个作为快速滤波器以保证收敛速率,另一个作为慢速滤波器以降低均衡误差。为了进一步抑制脉冲噪声,将分数低阶统计量引入到基于余弦代价函数的盲均衡算法和基于判决反馈准则的盲均衡算法中,并分别作为快速滤波器和慢速滤波器的权向量更新算法。仿真实验表明:当噪声设置为25 dB的高斯白噪声时,新算法收敛后 ISI 会低于常模盲均衡算法 CMA 和基于余弦代价函数的盲均衡算法 CCF,星座图也较为清晰;当噪声环境为28 dB的 α 稳定分布噪声时,新算法利用分数低阶统计量以抑制脉冲噪声,能够得到较低的 ISI 和清晰的星座图,而凸组合结构兼顾了稳态误差与收敛速率,在进一步降低稳态误差的同时确保了较快的收敛速率。

关键词 盲均衡;脉冲噪声;凸组合结构;余弦代价函数

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2019.04.012

中图分类号 TN911.5 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2019)04-0078-06

A Dual-Mode Blind Equalization Algorithm Based on Cosine Cost Function

WANG Xuguang, CHEN Hong, CHU Dingli

(College of Electronic Engineering, National University of Defense Technology, Hefei 230000, China)

Abstract: Aimed at the problems that the blind equalization algorithm does not require a sequence and can effectively reduce inter-symbol interference, but under the impulse noise environment, the existing single filter equalization algorithm fails to effectively balance the convergence rate and steady state error, and fails to effectively reduce ISI, a convex combination blind equalization algorithm is proposed based on cosine cost function. The algorithm utilizes two blind equalizers in parallel (one as a fast filter) for guaranteeing the convergence rate and (the other as a slow filter) for reducing the equalization error. In order to further reduce the impact of impulse noise, the fractional low-order statistic is introduced into the blind equalization algorithm based on the cosine cost function and the blind equalization algorithm based on the decision-detection algorithm. These two algorithms are used as weight vector update algorithms for fast and slow filters, respectively. The simulation results show that when the noise is set to Gaussian white noise of 28 dB, the ISI of the new algorithm will be lower than CMA and CCF and the constellation diagram is also clear. When the noise environment is 28 dB α stable distribution noise, the new algorithm uses

收稿日期: 2018-09-17

作者简介: 王旭光(1994—),男,山东莱芜人,硕士生,主要从事信息处理研究。E-mail: clytzetony@foxmail.com

引用格式: 王旭光, 陈红, 褚鼎立. 基于余弦代价函数的双模盲均衡算法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2019, 20(4): 78-83. WANG Xuguang, CHEN Hong, CHU Dingli. A Dual-Mode Blind Equalization Algorithm Based on Cosine Cost Function[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2019, 20(4): 78-83.

the fractional low-order statistic to suppress the impulse noise to obtain lower ISI and clear constellation, and the convex combination structure takes into account the steady-state error and convergence rate, further reducing the steady-state error while ensuring a faster convergence rate.

Key words: blind equalization; impulse noise; convex combination; cosine cost function

盲均衡算法不需要训练序列,只需要依靠自身接收的信号的统计信息来更新均衡器向量,可以有效提高系统的宽带利用率^[1]。20世纪90年代,基于常模类盲均衡算法(Constant Modulus Blind Equalization Algorithm, CMA)的分数间隔均衡器得到了广泛发展和应用^[2]。这类最初的盲均衡算法研究是在无噪声的假设下进行的,这是由于当时大多数学者认为码间串扰(Intersymbol Interface, ISI)是引起通信信号失真的主要原因。这一假设对有线通信情况,如同轴电缆、光纤或双绞线是适用的,但是对于无线通信系统不合适^[3]。而后, Fijalkow 等人将信道噪声建模为高斯白色噪声模型,研究了加性高斯噪声信道对 CMA 算法的影响^[4]。但是自然界中的很多噪声,如枪炮声、雷电磁暴等,都具有很强的脉冲性,在很短时间内具有很强的幅度。而 α 稳定分布是唯一一种满足广义中心极限定理的分布,可以有效描述这一类噪声干扰^[5]。 α 稳定分布具有很强的代表性,可以描述各种不同类型的脉冲噪声。在这种噪声条件下,许多传统的信号处理方法性能下降严重。

文献[6]中提出了一种分数低阶常模盲均衡算法(FLOSCMA),该算法在一定程度上抑制了脉冲噪声,但是会产生相位偏转。LI S 等人提出了 FLOSMCMA 算法,该算法可以纠正相偏,但是均衡效果不理想^[7]。针对以上问题,本文提出了一种脉冲噪声环境下基于余弦代价函数的凸组合双模盲均衡算法。该算法利用双均衡器并联结构,其中快速均衡器保证收敛速度,慢速均衡器降低稳态误差。仿真实验表明,新算法可以有效克服 FLOSCMA 算法收敛速度慢、稳态误差大的问题。

1 脉冲噪声与分数低阶统计量

在无线通信中,尤其是在复杂电磁环境下,信号中的噪声和干扰往往具有较强的脉冲性而且不服从高斯分布,而 α 稳定分布模型则更适用于描述这些噪声。其特征函数为^[8]:

$$\phi(t) = \begin{cases} \exp\{j\mu t - \gamma|t|^\alpha[1 + j\beta\text{sgn}(t)\tan(\frac{\alpha\pi}{2})]\} & \alpha \neq 1 \\ \exp\{j\mu t - \gamma|t|^\alpha[1 + j\beta\text{sgn}(t)\frac{2}{\pi}\lg|t|]\} & \alpha = 1 \end{cases} \quad (1)$$

式中: α 是特征指数($0 < \alpha \leq 2$),当 $\alpha=2, \beta=0$ 时,式(1)可化简为 $\phi(t) = \exp(j\mu t - \gamma|t|^2)$,此时 α 分布可以看作为高斯分布。此外, α 越小,噪声的脉冲性就越强, γ 是分散系数,又叫尺度参数,反映了 α 稳定分布的离散程度,其值必须取正数, β 是对称系数,反映了 α 分布的倾斜程度,当 $\beta=0$ 时, α 稳定分布是关于 μ 对称的, μ 是位置参数。图1是 $\alpha=1.5$ 时的对称 α 稳定分布序列。

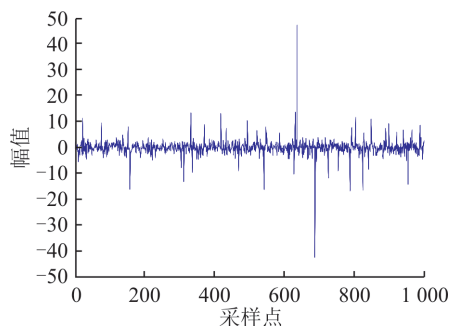


图1 $\alpha=1.5$ 时的对称 α 稳定分布序列

当 $\alpha < 2$ 时, α 稳定分布不再存在二阶以及高阶统计量,这使得 CMA 算法在脉冲噪声条件下性能严重退化。而在 α 稳定分布噪声条件下,分数低阶统计量(Fractional Lower Order Mom-Statistics, FLOS)在信道均衡中可以起到抑制脉冲噪声的效果^[10]。

2 盲均衡算法

2.1 基于余弦代价函数的盲均衡算法(CCF)

针对常模算法难以均衡非常模信号的缺陷,饶伟提出了一种基于余弦代价函数的盲均衡方法(CCF)^[11]。在复信号情况下,定义新的代价函数为^[11]:

$$J(f) = 2E\{\cos^2[z_r(k)]\pi/2\}/\pi + 2E\{\cos^2[z_i(k)\pi/2]\}/\pi \quad (2)$$

式中: $z_r(k)$ 、 $z_i(k)$ 分别为均衡输出信号的实部与虚部。利用随机梯度下降法可得均衡器抽头系数更新公式为:

$$f_k = f_{k-1} + \mu y_k^* \{\sin[z_r(k)\pi] + j\sin[z_i(k)\pi]\} \quad (3)$$

式中: μ 为步长。定义误差函数为:

$$e_1(k) = \sin[z_r(k)\pi] + j\sin[z_i(k)\pi] \quad (4)$$

式(2)~(4)即构成了基于余弦代价函数的盲均衡算法。

2.2 判决引导最小均方误差算法(DDLMS)

DDLMS 算法计算简单,收敛至最优时剩余稳态误差较小,但是只能用于均衡器输出眼图初步张开的阶段。因此可以将 DDLMS 算法与其他收敛能力较强的盲均衡算法混合使用,等误差降低到一定范围时,再切换到 DDLMS 算法。

DDLMS 算法判决器输出为:

$$\hat{x}(k) = \arg \min_{x_i \in X} |z(k) - x_i| \quad (5)$$

式中: $z(k)$ 为均衡器输出信号; X 为发送信号的星座点集合,定义误差信号为:

$$e_2(k) = |\hat{x}(k) - z(k)| \quad (6)$$

则 DDLMS 算法的代价函数为^[12]:

$$J_{\text{DDLMS}} = \frac{1}{2} E[|e_2(k)|^2] \quad (7)$$

3 α 稳定分布噪声下基于余弦代价函数的凸组合盲均衡算法

凸组合最小均方滤波算法(Convex Combination of Least-Mean-Square, CLMS)是最近几年提出的一种基于并行思想的自适应滤波器算法^[13]。单一滤波器系统为了协调系统的不同性能,如收敛速率与稳态误差,而往往采用折中的方式选择系统步长因子 μ 。针对这一缺点, Arenas 等人^[14]着眼于双滤波器并联结构,提出了基于凸组合的并联 LMS 滤波算法,该算法使 2 个独立运行的滤波器并联使用,使得系统在每次迭代过程中,其运行结果至少和性能最好的滤波器一致。在此基础上,于霞等人^[15]将原 CLMS 算法中一个固定步长滤波器改为基于均方误差快速收敛的变步长 LMS 滤波器,而另一滤波器设置为小步长迭代,这种算法在一定程度上增加了计算量,但是有效降低收敛误差。曾乐雅等人^[16]将 CMA 算法与 DD-LMS 算法进行凸组合,在算法初始阶段首先减小稳态误差,当误差足够小时切换到 DD-LMS 算法进行精确处理。受以上研究启发,为了解决脉冲噪声环境下现有盲均衡算法收敛速率慢,均衡误差过大的问题,本文提出了一种基于余弦代价函数的凸组合盲均衡算法。改进算法的原理见图 2。

图 2 中 $y(k)$ 表示均衡器输入信号, $z_1(k)$ 、 $z_2(k)$ 分别表示 2 个均衡器的输出信号, $\lambda(k)$ 表示联合参数, $f_1(k)$ 表示第一个均衡器权向量,由于第一路均衡器尽量选择收敛速率较快的盲均衡算法,所以在

这里我们选择第 2 节提到的 CCF 算法以保证收敛速率。 $f_2(k)$ 为第 2 个均衡器权向量,在这里选择收敛后稳态误差比较小的 DD-LMS 算法,使得算法后期能够有效降低稳态误差。

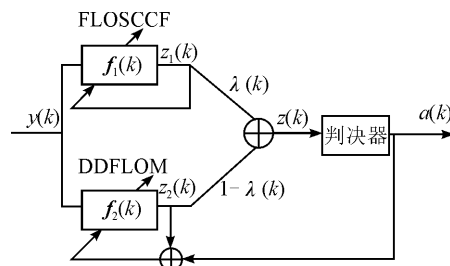


图 2 新算法原理图

3.1 基于余弦代价函数的分数低阶盲均衡算法 (FLOSCCF)

在脉冲噪声环境下,第 2 节提到的 CCF 算法的性能也会有一定程度的退化,具体表现为收敛速率变慢、剩余码间串扰变大等。参照 Rupi 等人提出的 FLOSCMA 算法,我们将分数低阶统计量引入到 CCF 中,提出了一种新的适用于 α 稳定分布噪声环境的盲均衡算法 FLOSCCF。定义新的代价函数如下:

$$J_{\text{FLOSCCF}}(\mathbf{f}) = 2E\left\{\frac{1}{\pi} \left| \cos\left[z_r(k) \frac{\pi}{2}\right] \right|^p + \frac{1}{\pi} \left| \cos\left[z_i(k) \frac{\pi}{2}\right] \right|^p \right\} \quad (8)$$

式中: p 为信号的 p 阶统计量 $0 < p < \alpha < 2$ 。利用随机梯度下降法对均衡器权向量进行更新,得:

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) + \frac{\partial J(\mathbf{f})}{\partial \mathbf{f}} = \mathbf{f}(k) + \mu p(e_r + je_i) \cdot \mathbf{y} \quad (9)$$

式中: μ 为步长; p 为低阶统计量的阶数; e_r 、 e_i 定义如下:

$$e_r = \left| \cos\left[\frac{\pi z_r(k)}{2}\right] \right|^{p-1} \cdot \text{sgn}(\cos\left[\frac{\pi z_r(k)}{2}\right]) \sin\left[\frac{\pi z_r(k)}{2}\right] \quad (10)$$

$$e_i = \left| \cos\left[\frac{\pi z_i(k)}{2}\right] \right|^{p-1} \cdot \text{sgn}(\cos\left[\frac{\pi z_i(k)}{2}\right]) \sin\left[\frac{\pi z_i(k)}{2}\right] \quad (11)$$

新算法的误差函数项 $e = e_r + je_i$ 。当信号为 M-QAM 信号时且均衡器理想均衡时,星座坐标为 $z_r(k) = \{\pm 1, \pm 3, \dots\}$, $z_i(k) = \{\pm 1, \pm 3, \dots\}$,此时可看出 $\cos[z_r(k)\pi/2] \equiv \cos[z_i(k)\pi/2] \equiv 0$,此时盲均衡代价函数为 0,稳态误差为 0,均衡器的抽头系数不再更新。

3.2 分数低阶判决反馈算法(FLOSDD)

为了抑制脉冲噪声,同理将分数低阶统计量引

入到 DD 算法中,新的代价函数公式如下:

$$J_{\text{FLOSDD}}(f) = E[|a(k) - z(k)|^p] \quad (12)$$

式中: $a(k)$ 为均衡器输出信号 $z(k)$ 经过判决后的判决信号,即与发射信号星座图集 X 中与 $z(k)$ 最近的点,记为 $a(k)$,具体判决公式如下:

$$a(k) = Q[z(k)] = \arg \min_{x_i \in X} |z(k) - x_i|^2 \quad (13)$$

利用最速下降法,对式(13)求导可得第2路均衡器权向量的更新公式为:

$$\begin{aligned} f_{\text{FLOSDD}}(k+1) &= f_{\text{FLOSDD}}(k) + \\ & p\mu_{\text{DD}} |a(k) - z(k)|^{p-1} e_2(k) \cdot y \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $e_2(k) = |a(k) - z(k)|$,表示第2个滤波器的误差函数; μ_{DD} 是 FLOSDD 算法的均衡步长。

3.3 构造联合参数

凸组合结构利用2个均衡器并联的方式求得均衡器权向量,即:

$$f(k) = \lambda(k)f_1(k) + [1 - \lambda(k)]f_2(k) \quad (15)$$

为了使得整个系统能够快速收敛,充分发挥凸组合结构的优势,需要合理的设置联合参数 $\lambda(k)$ 。一般选择一个辅助的混合参数 $\alpha(k)$ 来间接更改 $\lambda(k)$ 的值, $\lambda(k)$ 更新公式如下:

$$\lambda(k) = \text{sgm}[\alpha(k)] = \frac{1}{1 + e^{-\alpha(k)}} \quad (16)$$

式中: $\alpha(k)$ 更新关系式如下:

$$\begin{aligned} \alpha(k+1) &= \alpha(k) + \\ & \mu |e(k)| (|e_2(k)| - |e_1(k)|) \lambda(k) (1 - \lambda(k)) \end{aligned} \quad (17)$$

式中: $e(k)$ 为系统的联合误差,其定义为:

$$e(k) = \lambda(k)e_1(k) + (1 - \lambda(k))e_2(k) \quad (18)$$

可以看出,在系统运行初始阶段,由于第1个滤波器收敛速率比较快, $e_2(k) > e_1(k)$,这一阶段随着 $\alpha(k)$ 的增大, $\lambda(k)$ 也随之增大,此时第1个滤波器在系统中占有较大权重;随着系统运行, $e_2(k) \leq e_1(k)$, $\alpha(k)$ 会逐渐变小,此时 $\lambda(k)$ 也会随着变小,使得第2个滤波器所占比重越来越大。

凸组合滤波器的输出定义为:

$$z(k) = \lambda(k)z_1(k) + [1 - \lambda(k)]z_2(k) \quad (19)$$

算法具体步骤如下:

步骤1 初始化 α 稳定分布噪声参数,分数低阶矩,输入信号长度 N ,将2个滤波器权向量进行中心抽头初始化, $f_1 = f_2 = [0 \cdots 0 \underbrace{1 \ 0 \cdots 0}_L]$ 。

步骤2 在第 $n(n \leq N-L)$ 次迭代过程中,分别参照式(9)与式(14)更新2个均衡器的权向量,并同时按照式(16)、(17)计算系统的联合参数 $\lambda(k)$ 。

步骤3 将2个均衡器的输出按照公式进行凸组合,将系统均衡输出 $z(k)$ 送入判决器,得到判决

结果 $a(k)$,并用于均衡器 $c_2(k)$ 的更新。

步骤4 凸组合系统均衡器权向量为 $f(k) = \lambda(k)f_1(k) + [1 - \lambda(k)]f_2(k)$,并令 $n = n + 1$,返回步骤2,直到 $n > N - L$ 。

4 仿真分析

为了验证新算法的可靠性与有效性,将本节提出的基于凸组合结构的盲均衡算法与 FLOSCMA、CMA、基于余弦代价函数的盲均衡算法 CCF 等算法做对比。仿真平台为 Matlab R2014a。

4.1 仿真1

假设均衡器阶数为11,噪声环境为25 dB的高斯白噪声且与输入信号是不相关的,基于余弦代价函数的盲算法与CMA算法的步长为: $\mu_{\text{CCF}} = 0.0008$, $\mu_{\text{CMA}} = 0.0008$,而本节提出的新算法中2个滤波器的步长分别为: $\mu_{\text{FLOSCCF}} = 0.0008$, $\mu_{\text{FLOSDD}} = 0.00001$,混合参数 $\alpha(k)$ 初始值为 $\alpha(1) = -5$,更新步长为 $\mu_\alpha = 10$,蒙特卡洛实验次数为300,采用水声信道 $h = [0.3132 \ -0.1040 \ 0.8908 \ 0.3134]^{[17]}$,蒙特卡洛实验次数为300,星座取算法收敛后的3000点,仿真结果如图4所示。

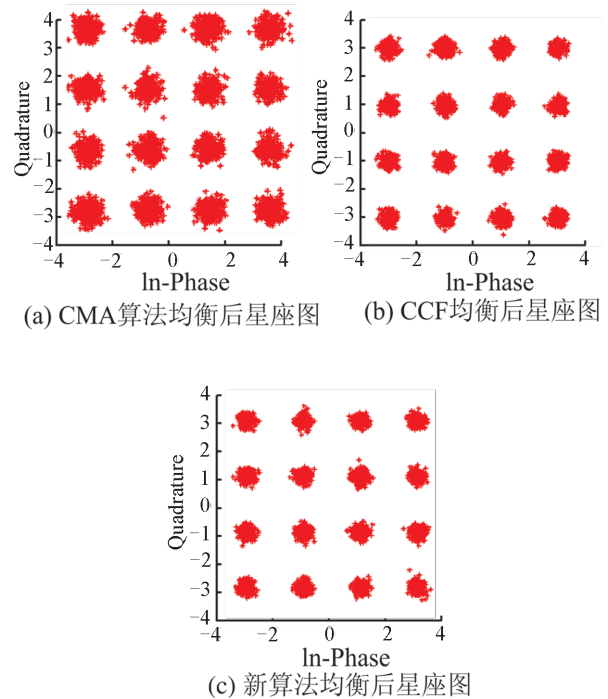


图3 不同算法均衡后星座图

从图4中可以看出,在高斯噪声环境下,新算法的星座图要略微优于CCF算法,明显好于CMA算

法,星座周围的零散点也明显少于其他 2 种对比算法。而从 ISI 对比来看,新算法与 CCF 算法要明显优于传统的 CMA 算法,新算法在收敛速率上比 CCF 算法慢了大约 200 步,比 CMA 算法快了大约 1 000 步。但新算法的 ISI 在收敛后能够达到 -37 dB,比 CCF 算法低了大约 3 dB,而比 CMA 算法大约低了 16 dB。

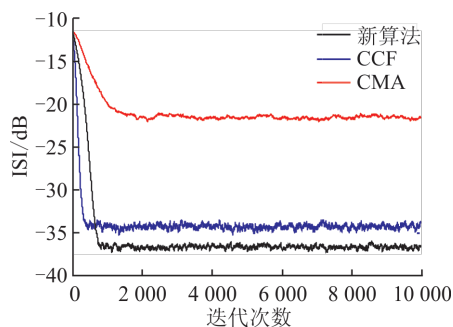


图 4 高斯噪声环境下 CMA、CCF、文中算法性能对比

4.2 仿真 2

设均衡器阶数为 11,噪声环境为 $\text{GSNR} = 28$ dB 的 α 稳定分布噪声,其中 GSNR 为广义信噪比,具体定义如下:

$$\text{GSNR} = 10 \lg(E(|y(k)|^2)/\gamma) \quad (20)$$

信道的冲激响应为 $h = [0.005, 0.009, -0.024, 0.854, -0.218, 0.049, -0.016]$,特征指数 $\alpha = 1.8$;发射信号为 10 000 的 16QAM 信号,FLOSCMA 算法的步长为 $\mu_{\text{FLOSCMA}} = 0.0008$,FLOSCCF 算法步长为 $\mu_{\text{FLOSCCF}} = 0.0008$,新算法中 2 个滤波器的步长分别为: $\mu_{\text{FLOSCCF}} = 0.0008$, $\mu_{\text{FLOSCDD}} = 0.00003$,分

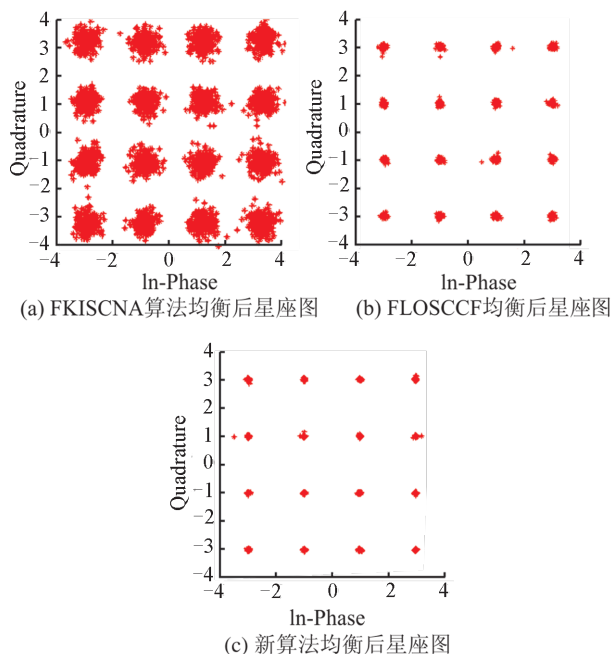


图 5 不同算法均衡后星座图

数低阶统计量阶数为 $p=1, 2$,混合参数 $\alpha(k)$ 初始值为 $\alpha(1) = -4$,更新步长为 $\mu_a = 10$,蒙特卡洛实验次数为 300,星座图取算法收敛后的 3 000 点,仿真结果如图 6 所示。

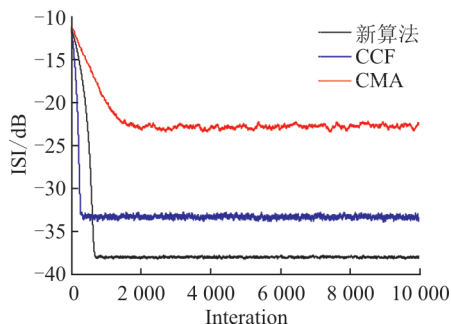


图 6 脉冲噪声环境下 FLOSCMA、FLOSCCF、文中算法性能对比

首先从星座图对比中我们可以看出,3 种算法稳态后新算法的星座图明显要比 FLOSCMA、FLOSCCF 算法的清晰;在 ISI 对比图里,新算法在收敛后误差要明显小于其余 2 种算法,分别低了大约 18 dB、5 dB,而在降低了剩余码间串扰的前提下,新算法在大约 800 步即可收敛,与 FLOSCCF 算法差别不大,但要明显快于 FLOSCMA 算法。

5 结语

针对单一滤波器盲均衡算法在脉冲噪声环境下收敛速率慢,稳态误差过大的问题,本文提出了一种脉冲噪声环境下基于余弦代价函数的凸组合盲均衡算法。该算法采用双滤波器并联结构,其中快速滤波器采用基于余弦代价函数的盲均衡算法,保证了收敛速率;慢速滤波器采用基于判决反馈算法的盲均衡算法,有效降低了稳态误差。仿真实验表明,新算法能够有效抑制脉冲噪声,提高了算法的收敛速率并降低了稳态误差,具有一定参考价值。

参考文献(References):

- [1] 丁锐. 免疫优化算法在正交小波盲均衡中的应用研究[D]. 合肥:安徽理工大学,2012.
DING R. Application Research of Immune Optimization Algorithm in Orthogonal Wavelet Blind Equalization[D]. Hefei: Anhui University of Science and Technology, 2009. (in Chinese)
- [2] JOHNSON R, SCHNITER P, ENDRES T J, et al. Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: a Review[J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 86 (10):1927-1950.

- [3] 郭莹,邱天爽, PARK Y W,等. 脉冲噪声环境下的恒模盲均衡算法[J]. 通信学报, 2009, 30(4):35-40.
GUO Y, QIU T S, PARK Y W. Constant Modulus Blind Equalization Algorithm in Impulsive Noise Environment[J]. Journal on Communications, 2009, 30(4):35-40. (in Chinese)
- [4] FIJALKOW I, TOUZNI A, TREICHLER J R. Fractionally Spaced Equalization Using CMA: Robustness to Channel Noise and Lack of Disparity[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 45(1):56-66.
- [5] CHRYSOSTOMOS L. Signal Processing with Alpha-Stable Distributions and Applications[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [6] RUPI M, TSAKALIDES P, RE E D, et al. Constant Modulus Blind Equalization Based on Fractional Lower-Order Statistics[J]. Signal Processing, 2004, 84(5):881-894.
- [7] LI S, QIU T S. Tracking Performance Analysis of Fractional Lower Order Constant Modulus Algorithm[J]. Electronics Letters, 2009, 45(11):545-546.
- [8] 马济通,邱天爽,李蓉,等. 基于概率密度函数匹配与分数低阶矩的并行盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(7):1532-1538.
MA J T, QIU T S, LI R, et al. Parallel Blind Equalization Algorithm Based on Probability Density Function Matching and Fractional Lower Moments[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(7):1532-1538. (in Chinese)
- [9] 马济通,邱天爽,李蓉,等. 脉冲噪声下基于 Renyi 熵的分数低阶双模盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(2):378-385.
MA J T, QIU T S, LI R, et al. Fractional Low-Order Dual-Mode Blind Equalization Algorithm Based on Renyi Entropy under Impulsive Noise[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40(2):378-385. (in Chinese)
- [10] 许芳. 基于分数低阶统计量的小波多模盲均衡优化算法[D]. 南京:南京信息工程大学, 2012.
XU F. Wavelet Multi-Mode Blind Equalization Optimization Algorithm Based on Fractional Low-Order Statistics[D]. Nanjing: Nanjing University of Information Science & Technology, 2012. (in Chinese)
- [11] 饶伟. 多径衰落环境中具有调制识别能力的盲均衡新算法[J]. 电子学报, 2013, 41(7):1284-1289.
RAO W. A New Blind Equalization Algorithm with Modulation Recognition Capability in Multipath Fading Environment[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(7):1284-1289. (in Chinese)
- [12] LI S, WANG Y, LIN B. Concurrent Blind Channel Equalization in Impulsive Noise Environments[J]. Chinese Journal of Electronics, 2013, 22(4):741-746.
- [13] 洪丹枫,苗俊,苏健,等. 一种变步长凸组合 LMS 自适应滤波算法改进及分析[J]. 电子学报, 2014, 31(11):475-480.
HONG D F, MIAO J, SU J, et al. Improvement and Analysis of an Adaptive LMS Adaptive Filtering Algorithm for Variable Step Size Convex Combination[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 31(11):475-480. (in Chinese)
- [14] ARENAS G J, FIGUEIRAS V A R, et al. Steady State Performance of Convex Combinations of Adaptive Filters[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. [S. l.]: IEEE, 2005:33-36.
- [15] 于霞,刘建昌,李鸿儒. 一种变步长凸组合自适应滤波器及其均方性能分析[J]. 电子学报, 2010, 38(2):480-484.
YU X, LIU J C, LI H R. A Variable Step Size Convex Combination Adaptive Filter and Its Mean Square Performance Analysis[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(2):480-484. (in Chinese)
- [16] 曾乐雅,许华,王天睿. 自适应切换双模盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(11):2780-2786.
ZENG L Y, XU H, WANG T R. Adaptive Switching Dual Mode Blind Equalization Algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(11):2780-2786. (in Chinese)
- [17] 季怿. 基于聚类技术的盲均衡算法研究[D]. 南京:南京信息工程大学, 2014.
JI Y. Research on Blind Equalization Algorithm Based on Clustering Technology[D]. Nanjing: Nanjing University of Information Science & Technology, 2014. (in Chinese)

(编辑:徐楠楠)