

修正恒模算法分数间隔盲均衡

孙守宇^{1,2}, 郑君里¹, 徐忠勇², 张 琪¹

(1. 清华大学工程系, 北京 100084; 2. 北京信息技术研究所, 北京 100088)

摘 要: 分数间隔均衡(FSE)能够降低对时间同步误差的敏感性, 本文通过修正恒模算法(CMA)的误差函数, 提出了一种分数间隔盲均衡修正恒模算法(MCMA). 利用通信信号 8PSK, 对修正恒模算法和传统恒模算法进行了盲均衡性能比较, 在噪声环境下的频率选择性信道中, MCMA 比 CMA 具有更强的鲁棒性. 模拟结果显示 MCMA 能够通过提高收敛速率、降低稳态均方误差和符号间干扰(ISI), 有效地改进了信道均衡性能.

关键词: 分数间隔均衡 (FSE); 盲信道均衡; 恒模算法 (CMA); 修正恒模算法 (MCMA); 符号间干扰 (ISI)

中图分类号: TN 713 **文献标识码:** A **文章编号:** 03722112 (2003) 12173204

Blind Fractionally Spaced Equalization via Modified Constant Modulus Algorithm

SUN Shouyu, ZHENG Junli, XU Zhongyong, ZHANG Qi

(1. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Research Institute of Beijing Information Technique, Beijing 100088, China)

Abstract: Fractionally spaced equalization (FSE) can reduce sensitivity to timing synchronization errors. The constant modulus algorithm (CMA) for FSE can be improved by modifying its error function and a modified constant modulus algorithm (MCMA) for blind fractionally spaced equalization is proposed. The MCMA is compared with the conventional constant modulus algorithm (CMA) for FSE for 8PSK signals. It is shown that the MCMA is superior and more robust in noise environments under frequency selective channels. Simulation results demonstrate the MCMA can effectively improve channel equalizations by increasing convergence rate and decreasing steady-state mean square error and intersymbol interference (ISI).

Key words: fractionally spaced equalization (FSE); blind channel equalization; constant modulus algorithm (CMA); modified constant modulus algorithm (MCMA); intersymbol interference (ISI)

1 引言

无线通信始终处于令人头痛的衰落和多径环境之中, 衰落和多径导致信号严重失真. 有一些电路或算法用于对抗信道的影响, 其中最重要的电路之一是自适应均衡器. 均衡算法的性能可用多种方法衡量, 对于无线通信网最关心的是收敛时间和稳态均方误差(MSE). 收敛速率之所以重要是因为它关系到服务时间, 在通信初始阶段或信道发生变化或某种强干扰都会造成服务时间中断. 均方误差关系到均衡器收敛后正确的判决能力, 它直接影响系统的服务质量(QoS). 因此, 在不牺牲均方误差的前提下均衡器应尽可能地缩短收敛时间.

在没有关于信道任何先验知识和训练的情况下, 一个算法能够使均衡器快速精确地收敛, 该算法叫做盲算法. 恒模算法(CMA)是一种重要的盲信道均衡方法, 已经广泛地用于数字通信系统中. 90 年代, CMA 算法的分数间隔均衡器已经用于实际系统的信道均衡. 例如: 数字 HDTV 系统^[1], 短码 DS-SS CDMA 系统^[2], 无线 GSM 蜂窝系统等. 文献[3]对分数间隔盲均衡的恒模算法从理论上进行了深入的分析 and 研究, 文献[4]

提出的改进恒模算法过于复杂. 本文通过修正恒模误差函数提出了一种分数间隔盲均衡修正恒模算法(MCMA), 并在噪声环境下的频率选择性信道中, 用 8PSK 信号进行了 T/2 采样率的分数间隔盲均衡模拟实验. 与普通恒模算法相比, 修正恒模算法明显地改善了信道均衡性能. 另外, 还进行了时间偏移量对 MCMA 影响的仿真实验.

2 单输入多输出模型

设发射信息符号序列 $\{s_n\}$ 经由线性时不变信道传输, 接收的连续时间基带信号 $r(t)$ 可表示为

$$r(t) = \sum_{i=-1}^1 s_i h(t - iT) + w(t) \quad (1)$$

其中 T 是符号长度, $h(t)$ 是连续时间信道冲激响应, 它包含发射滤波器, 未知信道和接收滤波器三者合成的信道, $w(t)$ 表示加性高斯白噪声.

如果接收的连续时间基带信号 $r(t)$ 的采样率是波特率的 P 倍, 即在符号长度内采 P 个样点, 那么分数间隔信道输出表示为

$$r_k = r \left(k \frac{T}{P} \right) = \sum_i s_i h \left(k \frac{T}{P} - iT \right) + w \left(k \frac{T}{P} \right) = \sum_i s_i h_{k-P} + w_k = x_k + w_k \quad (2)$$

其中 x_k 是分数间隔无噪声信道输出, h_k 表示信道冲激响应分数间隔的样点, w_k 是噪声分数间隔的样点. 对于有限信道, 分数间隔信道响应的系数可以表示成矢量形式:

$$h = (h_0, h_1, h_2, \dots, h_{(L_h+1)P-1})^T$$

其中 L_h 表示以符号宽度为采样间隔的信道冲激响应长度.

分数采样率模型能够等效为单输入多输出 (SIMO) 的多信道模型 (如图 1 所示), 第 p 个子信道 ($p = \{1, 2, \dots, P\}$) 的冲激响应通过过采样矢量 h 获得, 记作 $h_n^{(p)} = h_{(n+1)P-p}$. 相对应的子信道输出

$$r_n^{(p)} = \sum_{i=0}^{L_h} s_i h_n^{(p)} + w_n^{(p)} \quad (3)$$

为了后面研究均衡方便起见, 这里定义三个以波特率表示的矢量

$$h_n = \begin{pmatrix} h_n^{(1)} \\ h_n^{(2)} \\ \vdots \\ s \\ h_n^{(P)} \end{pmatrix}, r_n = \begin{pmatrix} r_n^{(1)} \\ r_n^{(2)} \\ \vdots \\ s \\ r_n^{(P)} \end{pmatrix}, w_n = \begin{pmatrix} w_n^{(1)} \\ w_n^{(2)} \\ \vdots \\ s \\ w_n^{(P)} \end{pmatrix}$$

它们之间的关系是

$$r_n = \sum_{i=0}^{L_h} h_i s_{n-i} + w_n \quad (4)$$

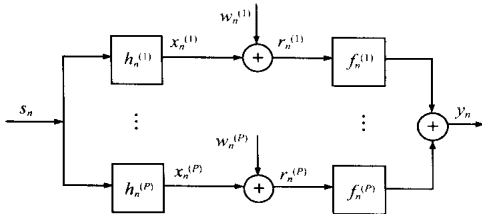


图 1 离散时间单输入多输出信道均衡模型

在图 1 所示的信道均衡模型中, 设第 p 个子信道 $h_n^{(p)}$ ($p = \{1, 2, \dots, P\}$) 对应的均衡器与多抽样率的关系是 $f_n^{(p)} = f_{n+P-p}$. 根据多信道输出矢量 r_n , 分数间隔均衡器关于信源序列 s_n 的估计是

$$y_n = \sum_{i=0}^{L_T} f_i^T r_{n-i} = f^T r(n) \quad (5)$$

其中

$$f_n = \begin{pmatrix} f_n^{(1)} \\ f_n^{(2)} \\ \vdots \\ s \\ f_n^{(P)} \end{pmatrix}, f = \begin{pmatrix} f_0 \\ f_1 \\ \vdots \\ s \\ f_{L_T} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_0 \\ f_1 \\ \vdots \\ s \\ f_{P(L_T+1)-1} \end{pmatrix}, r(n) = \begin{pmatrix} r_n \\ r_{n-1} \\ \vdots \\ s \\ r_{n-L_T} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{(n+1)P-1} \\ r_{(n+1)P-2} \\ \vdots \\ s \\ r_{(n+1)P-(L_T+1)P} \end{pmatrix}$$

将式(4)的接收信号进一步扩展为形式

$$\begin{pmatrix} r_n \\ r_{n-1} \\ \vdots \\ r_{n-L_T} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{L_h} & & & \\ & h_0 & h_1 & \dots & h_{L_h} & & 0 \\ & & \ddots & \ddots & \ddots & & \\ & & & h_0 & h_1 & \dots & h_{L_h} \end{pmatrix}}_H \begin{pmatrix} s_n \\ s_{n-1} \\ \vdots \\ s_{n-L_T} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_n \\ w_{n-1} \\ \vdots \\ w_{n-L_T} \end{pmatrix} \quad (6)$$

即

$$r(n) = Hs(n) + w(n) \quad (7)$$

其中 H 称作信道矩阵. 将式(7)代入式(5)得系统输出

$$y_n = f^T (Hs(n) + w(n)) = f^T Hs(n) + f^T w(n) = q^T s(n) + v(n) \quad (8)$$

其中 $q = H^T f$ 表示系统 (信道均衡) 冲激响应, 它的系数是以波特率采样的样点, $v_n = f^T w(n)$ 是系统输出噪声.

3 修正恒模算法

恒模算法 (CMA) 使均衡器输出的模值关于一个常数的扩散量最小, 文献[5] 提供的恒模代价函数是

$$J_{CAM}(y_n) = \frac{1}{4} |A_2^2 - |y_n|^2|^2 \quad (9)$$

其中 $A_2 = \frac{E \{ |s_n|^4 \}}{E \{ |s_n|^2 \}^2}$ 是由信源符号序列 s_n 确定的一个恒定常数, y_n 是均衡器输出信号. 均衡器系数矢量 f 的更新方程为

$$f(n+1) = f(n) + L e_{f^*}(n) \quad (10)$$

其中: L 表示学习率, $e_{f^*}(n)$ 表示在 n 时刻接收数据矢量的共扼矢量, 恒模误差函数 e_n 是

$$e_n = (A_2^2 - |y_n|^2) y_n \quad (11)$$

因此, 普通恒模算法 (CMA) 矢量 f 的更新方程是

$$f(n+1) = f(n) + L (A_2^2 - |y_n|^2) y_n^* f(n) \quad (12)$$

但是, 对于有限参数的均衡器, 恒模算法有时会陷入不可接受的局部最小点^[6], 而且收敛速度很慢^[7]. 为了提高 CMA 算法的收敛速度和改进均衡器性能, 文献[4] 提出了一种修正恒模算法, 在保留原来代价函数的基础上, 又增加了振幅和相位修正项, 使得算法过于复杂.

在自适应算法中, 牛顿法比最陡下降法收敛速度快^[8], 是因为牛顿法在自适应学习过程中, 利用了接收数据的自相关信息. 由此得到启发, 如果将式(11) 误差函数乘以修正因子: r_n / y_n , 那么

$$\frac{r_n}{y_n} e_n = \frac{r_n}{y_n} (A_2^2 - |y_n|^2) y_n = (A_2^2 - |y_n|^2) r_n \quad (13)$$

其中 $r_n = \frac{r_n^{(1)} + r_n^{(2)} + \dots + r_n^{(P)}}{P}$ 是 n 时刻 P 个子信道接收数据的平均值. 于是, 得出本文提出的修正恒模算法 (MCMA) 矢量 f 的更新方程

$$f(n+1) = f(n) + L (A_2^2 - |y_n|^2) r_n^* f(n) \quad (14)$$

4 模拟实验

为了比较式 (14) 的修正恒模算法与式(12) 的普通恒模算法关于分数间隔盲均衡的性能, 这里选择通信系统中典型的

8 比特移相键控(8PSK) 信号, 8 个星座等概率随机产生, 星座到原点的距离等于 1, 所以 $A_2=1$.

假设具有三条传输路径的频率选择性信道冲激响应的连续形式为

$$h_c(t) = h_c(t - 0.25T, B) + 0.4e^{-j2\pi(0.6)t} r_c(t - T, B) - 0.2e^{-j2\pi(0.3)t} r_c(t - 1.5T, B), \quad t \in [0, 4T] \quad (15)$$

其中 T 是符号长度, $r_c(t, B)$ 是滚降系数为 $B=0.35$ 的升余弦函数. 如果 $T=0.005$ 秒, 对 $h_c(t)$ 的采样率 $f_s=10^4$, 那么在 T 内有 50 个样点. 对于 $T/2$ 分数采样率的离散信道 $h_{T/2}(n) = h_c(nT/2)$, $n=0, 1, 2, \dots, 7$, 即 $h = [0.8936 - j 0.0272, 0.6695 + j 0.1550, -0.0283 + j 0.3576, -0.2854 + j 0.3293, -0.0393 + j 0.1086, 0.1054 - j 0.0406, 0.0157 - j 0.0288, -0.0331 + j 0.0142]$. 于是, 多采样率等效的两个子信道分别是: $h^{(1)} = [0.8936 - j 0.0272, -0.0283 + j 0.3576, -0.0393 + j 0.1086, 0.0157 - j 0.0288]$, $h^{(2)} = [0.6695 + j 0.1550, -0.2854 + j 0.3293, 0.1054 - j 0.0406, -0.0331 + j 0.0142]$.

在均衡模拟实验中, 信源符号数 $N=400$, 信噪比 $SNT=24$ dB, 其他参数 $L_r=3$, $L=0.05$, 初始状态 $r(0)=0, f(0)$ 在 $(0, 0.1)$ 之间随机产生. 在所有参数相同的条件下, 图 2 显示了两种算法分数间隔盲均衡输出星座图, 图 2(a) 显示了普通恒模算法分数间隔盲均衡输出信号的星座图, 本文提出的修正恒模算法分数间隔盲均衡输出星座图如图 2(b) 所示. 很显然, 经过 $N=400$ 个数据, 两种算法自适应收敛后 (见图 3), 图 2(b) 的星座图是模糊的, 而图 2(a) 更清晰.

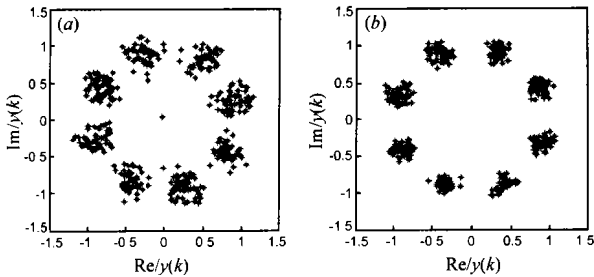


图 2 两种算法分数间隔盲均衡输出星座图比较
(a) CMA 分数间隔盲均衡输出星座图;
(b) MCMA 分数间隔盲均衡输出星座图

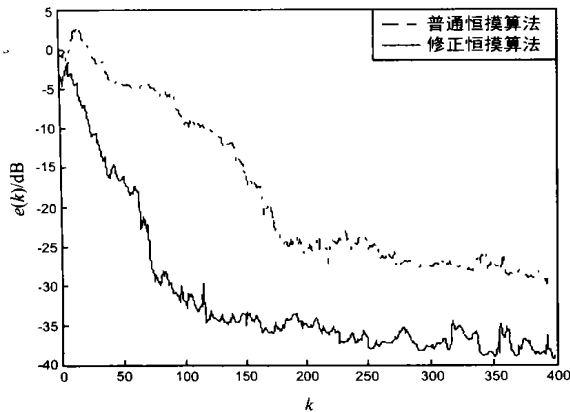


图 3 MCMA 和 CMA 分数间隔盲均衡性能比较

通常用均衡器输出符号间干扰 (ISI) 来衡量盲均衡性能, 其计算公式^[9]为

$$E(k) = \frac{\sum_{l=0}^{P_l} |q_l(k)|^2}{\max_{0 \leq j \leq P_l} |q_j(k)|^2} - 1 \quad (16)$$

其中 $q_j(k)$ 是系统 (信道 2 均衡器) 冲激响应 $q = H^T f$ 的系数. 图 3 显示 MCMA 和 CMA 两种算法分数间隔盲均衡性能曲线的比较情况, 很明显修正恒模算法比普通恒模算法的收敛速率快, 符号间干扰小.

在实验中, 普通恒模算法收敛后, 信道 2 均衡器冲激响应 $q = [0.10050 - j 0.10137, 0.18717 + j 0.13868, 0.10681 - j 0.10084, 0.11101 + j 0.11547, 0.10348 + j 0.10205, -0.10059 - j 0.10090]$, 峰值出现在第二个数据点, 说明信源符号有一个延迟, 表现在图 2(a) 的原点附近处有一个黑点. 修正恒模算法收敛后, 信道 2 均衡器冲激响应 $q = [0.19775 - j 0.10398, -0.10195 + j 0.10359, 0.10350 - j 0.10151, 0.10772 - j 0.10356, 0.10185 - j 0.10356, -0.10074 + j 0.10081]$, 没有符号延迟.

表 1 是修正恒模算法 (MCMA) 与普通恒模算法 (CMA) 在不同信噪比条件下的性能比较. 通过比较发现: (1) 修正恒模算法的收敛速度比普通恒模算法大约快一倍; (2) 修正恒模算法的均衡器无延迟输出; (3) 修正恒模算法收敛后均衡器输出的均方误差 (MSE) 大约小 1 到 6dB. 这些优点源于本文修正的误差函数, 见式 (13).

表 1 不同信噪比条件下修正恒模算法与普通恒模算法性能比较

| 信噪比 (dB) | 修正恒模算法 (MCMA) | | | 普通恒模算法 (CMA) | | |
|----------|---------------|--------------|-------|--------------|--------------|-------|
| | 收敛迭代次数 (约) | 收敛后均方误差 (dB) | 均衡器延迟 | 收敛迭代次数 (约) | 收敛后均方误差 (dB) | 均衡器延迟 |
| 30 | 110 | -18.2 | 0 | 220 | -12.3 | 1 |
| 24 | 100 | -16.0 | 0 | 200 | -10.1 | 1 |
| 18 | 120 | -13.1 | 0 | 190 | -8.8 | 1 |
| 12 | 110 | -9.2 | 0 | 200 | -8.0 | 1 |

5 采样时间偏移量的影响

信道仍假设为三路径的频率选择性信道, 见式 (15). 设 t_0 表示符号采样时间偏移量 (即时间同步误差), 对于 T/P 采样数据, 信道的冲激响应由 $h((nT/P) + t_0)$ 确定, 在下面的模拟实验中, 时间偏移量有 5 种情况 $t_0 = (0.1T, 0.1T, 0.2T, 0.3T, 0.14T, 0.15T)$.

现在检测式 (14) 的修正恒模算法 (MCMA) 的性能, 仍以 8PSK 信号作为例子, 信噪比是 $SNR=24$ dB. 图 4 显示了符号间隔盲信道均衡和分数间隔盲信道均衡在各种时间偏移量 $t_0 (= 0.0T, 0.1T, 0.2T, 0.3T, 0.4T, 0.5T)$, 从 20 次 Monte Carlo 仿真实验中得到的归一化均方误差 (MSE), 数据长度是 $N=3000$ 个符号, 两种均衡器的抽头数相同 (均为 6). 由图 4 可见, 像我们所期望的那样, 分数间隔均衡器对于各种时间偏移量能够保持较稳定性能, 而符号间隔均衡器则不能.

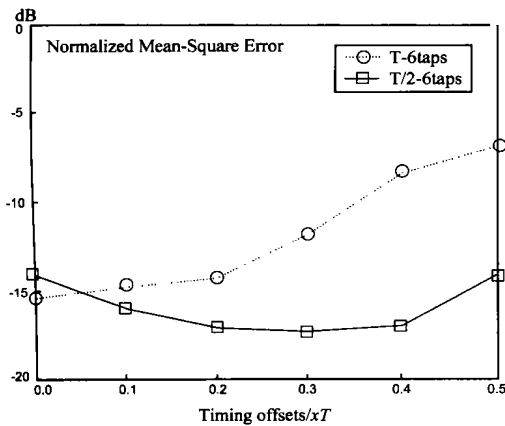


图4 符号间隔(虚线)和分数间隔(实线)均衡后均方差(MSE)

由图4可见,时间偏移量较大时,分数间隔均衡器的性能优于符号间隔均衡器的性能是明显的,当时间偏移量为0.4T和0.5T时,分数间隔均衡优于符号间隔均衡大约6dB.

6 结论

无线数字通信由于多径和信道带限的影响必须进行均衡,衡量均衡算法性能的主要指标是收敛时间和均方差(MSE).本文提出的修正恒模算法明显地改善了分数间隔盲均衡性能,具体表现在算法的收敛速率快,均方差(MSE)和符号间干扰(ISI)小以及降低了对时间同步误差的敏感性.

参考文献:

- [1] Trichler J R, Johnson C R. Blind fractionally spaced equalization of digital cable TV [A]. In Proc. 8th IEEE Workshop Statistical Signal Proc. [C]. Corfu, Greece, 1996. 122- 130.
- [2] Paulraj A J, Papadias C B. Space-time processing for wireless communications[J]. IEEE Signal Processing Mag, 1997, 14(6): 49- 83.
- [3] Johnson C R, Schniter Jr P, Fijalkow I, et al. The core of FSE-CMA behavior theory [A]. Simon Haykin. Unsupervised Adaptive Filtering Volume 0: Blind Deconvolution [C]. New York: Wiley, 2000. 12- 112.
- [4] Lin He, Moeness Amin, Charles Reed. Adaptive equalization techniques for indoor dynamic wireless communication channels [A]. Raghuvver M Rao, Soheil A Dianat, Michael D Zoltowski. Digital Wireless Communication [C]. Bellingham, Washington: SPIE, 2001. 28- 38.

- [5] Scott C Douglas, Shunzichi Amari. Natural gradient adaptation [A]. Simon Haykin. Unsupervised Adaptive Filtering Volume 1: Blind Source Separation [C]. New York: Wiley, 2000. 48- 54.
- [6] Ye Li, Zhi Ding. Global convergence of fractionally spaced godard (CMA) adaptive equalizers [J]. IEEE Transactions on Signal Processing 1996, 44(4): 818- 826.
- [7] 邹谋炎. 反卷积和信号复原 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- [8] Bernard Widrow, Samuel D. Stearns. Adaptive Signal Processing [M]. Prentice-Hall, Inc. 1985.
- [9] Scott C Douglas, Simon Haykin. Relationships between blind deconvolution and blind source separation [A]. Simon Haykin. Unsupervised Adaptive Filtering Volume 0: Blind Deconvolution [C]. New York: Wiley, 2000. 113- 145.
- [10] Prakriya S. Eigenanalysis-based blind methods for identification, equalization, and inversion of linear time-invariant channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(7): 1525- 1532.

作者简介:



Email: sunshouyu@tsinghua.org.cn.

孙守宇 男, 1962年10月生于江苏省沛县, 1984年毕业于空军电讯工程学院, 留校任教, 分别于1993年和2003年在清华大学电子工程系获得硕士和博士学位, 现任总参某研究所高级工程师, 主要从事数字通信、人工神经网络和盲信号处理等领域的研究工作, 发表学术论文20余篇(其中EI收录10余篇), 获军队科技进步奖4项.

郑君里 男, 1937年生于天津市, 1961年毕业于清华大学无线电工程系, 现任清华大学电子工程系教授、博士生导师, 主要研究方向: 通信信号处理、盲信号处理、人工神经网络、混沌理论及其应用.



徐忠勇 男, 1959年8月生于四川省成都市, 1988年毕业于武汉通信学院, 2001年解放军南京国际关系学院硕士毕业, 现任总参某研究所高级工程师, 主要从事无线通信领域的研究工作.