

DOI: 10.13382/j.jemi.B2003334

基于递归最小二乘的单通道混合信号时延估计算法^{*}

潘 峰¹ 王长林² 赵 超¹

(1. 西南交通大学 希望学院 信息工程系 成都 610400; 2. 西南交通大学 信息科学与技术学院 成都 610031)

摘 要:针对单通道混合信号的时延估计问题,提出了一种基于递归最小二乘(recursive least squares,RLS)的算法,将时延估计分为了基于循环统计量的粗估计和基于 RLS 的细估计过程,用二乘方的时间平均准则,对时延粗估计值进行迭代更新,完成整个估计过程。该算法结构简单,收敛速度快,估计精度提升明显,但较依赖于两路信号的时延差。仿真实验结果证明了该算法的有效性。

关键词:时延估计;递归最小二乘;单通道;混合信号

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510

Single channel mixed signal delay estimation algorithm based on recursive least squares

Pan Feng¹ Wang Changlin² Zhao Chao¹

(1. Department of Information Engineering, Southwest Jiaotong University Hope College, Chengdu 610400, China;
2. Department of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract:Aiming at the problem of delay estimation for single-channel mixed signals, an algorithm based on recursive least squares (RLS) is proposed, which divides the delay estimation into coarse estimation based on cyclic statistics and fine estimation based on RLS, using the time-averaged criterion of power of two to iteratively update the rough estimate of time delay to complete the entire estimation process. The algorithm has a simple structure, fast convergence speed, and obvious improvement in estimation accuracy, but it is more dependent on the delay difference of the two signals. Simulation experiment results prove the effectiveness of the algorithm.

Keywords:delay estimation; recursive least squares; single channel; mixed signal

0 引 言

随着无线通信领域的迅猛发展,新业务的出现、通信业务量成倍的增长以及频谱复用技术的大量应用,通信中同频干扰的问题越来越严重。例如,蜂窝通信中临近小区的同频干扰问题、卫星通信的邻星干扰问题。为了提高系统的通信质量,单通道同频混合信号中的同频干扰^[1-5]问题已经成为了研究热点,研究人员提出了很多干扰抑制技术^[6-12]。对于单通道混合信号接收系统,多天线抗干扰技术并不适用,需要采用联合符号的检测方法^[13],该方法在符号解调之前,需要对分量信号参数进行估计,时延参数的估计是该方法的关键。

针对时延的估计,文献[14]将分级搜索方法建立在最大似然函数之上,实现了对两路信号的联合定时,从而对同频混合信号实现了时延估计。该算法对频偏不敏感,复杂度较低,但需要干信比已知且需要较长的观测数据。文献[15]提出了一种基于信赖域思想的混合信号最大似然时延估计算法。该算法利用信赖域算法的快速收敛性和准确性,弥补最大似然时延估计算法中网格搜索法的不足,从而实现同频混合信号时延的快速精确估计,但该算法在信噪比大于 20 dB 时性能几乎不在提升,且估计误差较依赖于初始迭代点的选取。文献[16]利用同步头的信息,提出了一种数据辅助的估计方法,将时延估计分为了数据辅助的粗估计和最大似然的精估计两个过程,实现了同频混合信号的时延估计。该算法对频

偏不敏感,但对分量信号的时延差有依赖且不适用于高阶调制的信号。文献[17]构建了两路信号时延与循环自相关的方程,通过解方程得到了分量信号的时延估计,取得良好的估计性能。但该算法较依赖两路信号的载频差异,特别是在载频一致的情况下,该算法将不再适用。针对卫星通信中时频重叠的多载波信号,文献[18]提出了一种基于循环自相关函数的时延估计算法,该算法给出了信道参数已知和未知两种情况对应的算法理论和实现步骤,但该算法将受到载噪比大小、符号长度以及频率精度等参数的影响。文献[19]对接收的混合信号下变频后进行自相关,建立时延的方程组,通过延迟采样构造方程组适定的条件,解方程组得到了时延的估计。该算法在自相关数据量增大时误差减小,同时可以指导后续盲分离的初值设定。从通信信号盲分离的角度来看,粒子滤波算法^[20]、PSP 算法取得了比较好的分离效果,但这些算法都依赖信号的参数估计^[21],其中时延估计至关重要,直接影响后续符号定时的精度。

鉴于以上算法存在的局限性,本文首先在文献[17]的基础上,利用接收序列的循环统计量获得信号的时延粗估计,将粗估计的结果赋值为细估计的初值,加快细估计算法的收敛速度;利用递归最小二乘(RLS)算法,迭代更新参数精度,实现了时延的完全估计。

1 信号模型

一个单通道混合信号接收机,同时接收到两个同调制方式的数字通信信号,其接收的复基带模型可以表示为:

$$y(t) = \sum_{k=1}^2 A_k(t) e^{j(2\pi f_k(t)t + \theta_k(t))} x_k(t) + v(t) \quad (1)$$

式中: $A_k(t)$ 、 $f_k(t)$ 、 $\theta_k(t)$ 分别表示两路信号的传输衰落、载波频率偏差和载波初相; $v(t)$ 为均值为 0 的复加性高斯白噪声; 单边功率谱密度为 $N_0/2$; $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 为接收到的两路独立的同调制方式复基带信号。

$$x_1(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_1(m) g_1(t - mT_1 - \varepsilon_1 T_1) \quad (2)$$

$$x_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_2(n) g_2(t - nT_2 - \varepsilon_2 T_2) \quad (3)$$

式中: $s_1(m)$ 和 $s_2(n)$ 表示第 1 路信号源发送的第 m 个符号和第 2 路信号源发送的第 n 个符号, 方差为 $E[|s_i(n)|^2] = \sigma^2$; T_1 和 T_2 为两路信号的符号周期, $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 为两路信号的均方根升余弦滤波器, 包括成形滤波器、信道滤波器以及匹配滤波器, $\varepsilon_1 T_1$ 和 $\varepsilon_2 T_2$ 为两路信号与本地参考时钟间的时延, $0 \leq \varepsilon_k < 1, k = 1, 2$ 。假设信道参数在一定的数据长度内保持不变, 则接收信号的复基带模型可以表示为:

$$y(t) = A_1 e^{j(2\pi f_1 t + \theta_1)} x_1(t) + A_2 e^{j(2\pi f_2 t + \theta_2)} x_2(t) + v(t) \quad (4)$$

对接收机接收到的信号 $y(t)$ 按 P/T 速率进行采样, 可以得到离散基带信号:

$$y(n) = \sum_{k=1}^2 x_k(n) + v(n) \quad (5)$$

其中, P 为过采样倍数, $y(n) \triangleq y(t)|_{t=nT_s}$, $x_k(n) \triangleq A_k e^{j(2\pi f_k nT/P + \theta_k)} \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_k(l) g_k(n - lP - \varepsilon_k P)$, $g_k(n) \triangleq g_k(t)|_{t=nT_s}$, $k = 1, 2$ 。

对于式(5)表示的信号模型, 假设已经准确估计出两路信号的幅度、相位和载频。由于两路分量信号都是数字通信信号, 因此它们具有循环平稳特性, 且信号的循环统计量与调制参数有一定的定量关系, 可以用来估计信号的参数。下面通过信号的循环统计量对信号的时延参数进行粗估计。

2 时延的粗估计方法

2.1 信号的循环自相关

接收信号 $y(t)$ 的时变自相关函数定义为:

$$m_y(n, \tau) = E\{y(n)y^*(n + \tau)\} \quad (6)$$

式中: “*” 表示共轭运算。由于信号调制和噪声具有独立性, 可以得到:

$$m_y(n, \tau) = m_{x_1}(n, \tau) + m_{x_2}(n, \tau) + m_v(\tau) \quad (7)$$

信号的自相关函数为:

$$m_{x_i}(n, \tau) = |A_i|^2 \sigma^2 e^{-j2\pi f_i \tau / P} \sum_l g_i(n - lP - \varepsilon_i P) g_i^*(n + \tau - lP - \varepsilon_i P) \quad (8)$$

从式(8)可知, 信号的自相关函数是周期为 P 的周期函数, 其傅里叶级数的系数为循环自相关函数, 表达式为:

$$M_{x_i}(k, \tau) = |A_i|^2 \sigma^2 e^{-j2\pi k \varepsilon_i} e^{-j2\pi f_i \tau / P} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_i(n) g_i^*(n + \tau) e^{-j2\pi kn / P} \quad (9)$$

在等效信道滤波下信号的循环自相关函数表达式为:

$$M_{x_i}(k, \tau) = |A_i|^2 \sigma^2 \frac{P}{T} e^{-j2\pi k \varepsilon_i} e^{-j2\pi f_i \tau / P} e^{j\pi k \tau / P} F_i(k, \tau) \quad (10)$$

其中, $F_i(k, \tau) = \int_{-P/2T}^{P/2T} G_i(\beta - k/2T) G_i(\beta + k/2T) e^{-j2\pi \beta \tau / P} d\beta$, $G_i(f)$ 为 $g_i(t)$ 的傅里叶变换。由于均方根升余弦滤波器 $g_i(t)$ 为实偶函数, 则 $F_i(k, \tau)$ 为实函数, 且 $F_i(k, \tau) = F_i(-k, \tau)$ 。

根据式(7)可知, 接收信号 $y(t)$ 的循环自相关函数为两路分量信号循环自相关函数之和, 即:

$$M_y(k, \tau) = M_{x_1}(k, \tau) + M_{x_2}(k, \tau) + m_v(\tau) \delta(k) \quad (11)$$

$$k = 0, \pm 1$$

由式(10)、(11)可知, $k \neq 0$ 时, 循环统计量包含时延信息, 且此时噪声的循环自相关函数为 0, 可得:

$$M_y(1, \tau) = |A_1|^2 \sigma^2 \frac{P}{T} e^{-j2\pi\epsilon_1} e^{-j2\pi f_1 T \tau / P} e^{j\pi \tau / P} F_1(1, \tau) + |A_2|^2 \sigma^2 \frac{P}{T} e^{-j2\pi\epsilon_2} e^{-j2\pi f_2 T \tau / P} e^{j\pi \tau / P} F_2(1, \tau) \quad (12)$$

$$M_y(-1, \tau) = |A_1|^2 \sigma^2 \frac{P}{T} e^{j2\pi\epsilon_1} e^{-j2\pi f_1 T \tau / P} e^{-j\pi \tau / P} F_1(1, \tau) + |A_2|^2 \sigma^2 \frac{P}{T} e^{j2\pi\epsilon_2} e^{-j2\pi f_2 T \tau / P} e^{-j\pi \tau / P} F_2(1, \tau) \quad (13)$$

式(12)和(13)共有 $F_1(1, \tau)$ 、 $F_2(1, \tau)$ 、 A_1 、 A_2 、 ϵ_1 、 ϵ_2 六个未知数。假设信道成形滤波器的系数、信号的幅度是已知的。

2.2 基于循环统计量的时延粗估计方法

对式(12)取 $k = 1$, 则表达式变为:

$$M_y(1, \tau) = |M_y(1, \tau)| e^{j\varphi} = A e^{j\alpha} + B e^{j\beta} \quad (14)$$

其中, $A = |A_1|^2 \sigma^2 \frac{P}{T} F_1(1, \tau)$, $B = |A_2|^2 \sigma^2 \frac{P}{T} F_2(1, \tau)$, $\alpha = -2\pi f_1 T \tau / P + \pi \tau / P - 2\pi\epsilon_1$, $\beta = -2\pi f_2 T \tau / P + \pi \tau / P - 2\pi\epsilon_2$ 。

$M_y(1, \tau)$ 可由接收序列得到, A 、 B 为已知, α 、 β 里包含了时延的信息, 所以只要得到 α 和 β 的估计值, 就可以分别估计出 ϵ_1 和 ϵ_2 。

将式(14)重写, 可得:

$$|M_y(1, \tau)| \cos \varphi = A \cos \alpha + B \cos \beta \quad (15)$$

$$|M_y(1, \tau)| \sin \varphi = A \sin \alpha + B \sin \beta \quad (16)$$

消除 β , 可得:

$$\cos(\alpha - \varphi) = \frac{|M_y(1, \tau)|^2 + A^2 - B^2}{2A|M_y(1, \tau)|} \quad (17)$$

进一步可得:

$$\alpha = \varphi \pm \arccos \frac{|M_y(1, \tau)|^2 + A^2 - B^2}{2A|M_y(1, \tau)|} \quad (18)$$

将式(18)代入式(15)和(16), 可以得到时延的解:

$$\alpha = \varphi + \arccos \frac{|M_y(1, \tau)|^2 + A^2 - B^2}{2A|M_y(1, \tau)|}$$

$$\beta = \varphi - \arccos \frac{|M_y(1, \tau)|^2 + B^2 - A^2}{2B|M_y(1, \tau)|} \quad (19)$$

$$\alpha = \varphi - \arccos \frac{|M_y(1, \tau)|^2 + A^2 - B^2}{2A|M_y(1, \tau)|}$$

$$\beta = \varphi + \arccos \frac{|M_y(1, \tau)|^2 + B^2 - A^2}{2B|M_y(1, \tau)|}$$

根据式(19), 可得:

$$\epsilon_1 = \frac{1}{D+1} \sum_{\tau=0}^D \frac{1}{2\pi} (-2\pi f_1 T \tau / P + \pi \tau / P - \alpha \tau) \quad (20)$$

$$\epsilon_2 = \frac{1}{D+1} \sum_{\tau=0}^D \frac{1}{2\pi} (-2\pi f_2 T \tau / P + \pi \tau / P - \beta \tau) \quad (21)$$

至此, 得到两路分量信号的时延估计。可以看出, α 和 β 有两组不同的值, 则时延 ϵ_1 和 ϵ_2 也会有两组不同的值。分析算法原理可知, 本方法只用到了 $M_y(1, \tau)$ 的信息, 未用到 $M_y(-1, \tau)$ 的信息, 所以存在一组虚假值。因此, 可用式(13)来排除虚假值, 即将两组值代入式(13), 如果式(13)成立, 则为真实值, 否则判定为虚假值。

3 时延的细估计方法

RLS 算法在信号处理领域有广泛的应用, 算法具有优异的未知参数跟踪能力和快速的收敛性能。对于式(5)表示的信号模型, 假设已经由以上方法粗估计出分量信号的时延, 因为本文只研究信号时延的细估计问题, 则设其他参数已知(包括相位、幅度和频偏), 模型可以进一步写成:

$$y(n) = \sum_{k=1}^2 \sum_{i=0}^L h_k(i) x_k(n-i) + v(n) \quad (22)$$

其中等效信道 $h_k(i) \triangleq A_k e^{j(2\pi f_k n T / P + \theta_k)} \sum_{l=-\infty}^{\infty} g_k(lP + i - \epsilon_k P)$, $0 \leq i \leq L$, $k = 1, 2, L$ 为等效滤波器长度。

图1所示为算法的原理, $h[n]$ 表示在 n 时的等效信道, $x[k]$ 表示输入信号, $d[k] = d'[k] + v[k]$ 表示比较信号, 则估计误差定义为:

$$e[k] = d[k] - y[k] = d'[k] - h^H[n] x[k] \quad (23)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, n+1$$

其中:

$$d[n] = (d[0], d[1], \dots, d[n])^T$$

$$d'[n] = (d'[0], d'[1], \dots, d'[n])^T$$

$$y[n] = (y[0], y[1], \dots, y[n])^T$$

$$e[n] = d[n] - y[n] = (e[0], e[1], \dots, e[n])^T \quad (24)$$

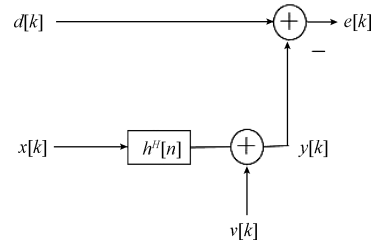


图1 算法原理

Fig.1 Algorithm schematic

算法的代价函数是:

$$\epsilon[n] = \sum_{k=0}^n \lambda^{n-k} |e[k]|^2 \quad (25)$$

式中: λ 称作遗忘因子, $0 < \lambda \leq 1$, 作用是使距离 n 时刻较近的误差赋予较大的权重; 距离 n 时刻较远的误差赋予较小的权重, 确保再过去某一时间段内的观测数据被遗忘, 从而使得滤波器可以工作在平稳状态下。引入如下 $M \times (n + 1)$ 矩阵和对角矩阵:

$$X[n] = (x[0]x[1]\cdots x[n]) \tag{26}$$

$$\Lambda[n] = \text{Diag}\{\lambda^n, \lambda^{n-1}, \cdots, 1\} \tag{27}$$

可得:

$$\varepsilon[n] = e[n]^H \Lambda[n] e[n] \tag{28}$$

$$e[n] = d'[n] - X[n]^T h^*[n] \tag{29}$$

细估计就是使代价函数值最小, 所以对代价函数求导, 可得:

$$\frac{\partial \varepsilon[n]}{\partial h} = -X^*[n]\Lambda[n]e[n] = 0 \tag{30}$$

进一步可得:

$$\begin{aligned} h_{opt}[n] &= (X[n]\Lambda[n]X^H[n])^{-1}X[n]\Lambda[n]d'^*[n] \\ n &\geq M - 1 \end{aligned} \tag{31}$$

从式(31)可以看出, 直接计算 h_{opt} 不仅涉及矩阵求逆的问题, 随着时间的推移, 矩阵的维数还会逐渐增大, 导致计算量剧增。为了避免矩阵求逆的运算, 令:

$$\begin{aligned} \Phi[n] &= X[n]\Lambda[n]X^H[n] \\ P[n] &= \Phi^{-1}[n] \end{aligned} \tag{32}$$

$$r[n] = X[n]\Lambda[n]d'^*[n]$$

可得:

$$h_{opt}[n] = P[n]r[n] \tag{33}$$

对矩阵求逆:

$$\begin{aligned} P[n] &= \frac{1}{\lambda}(P[n-1] - \\ &\frac{P[n-1]x[n]x^H(n)P[n-1]}{x^H(n)P[n-1]x[n] + \lambda}) \end{aligned} \tag{34}$$

$$r[n] = \lambda r[n-1] + d'^*[n]x[n] \tag{35}$$

至此, RLS 算法步骤表述如下:

- 1) 初始化: 将时延粗估计值代入信道模型 $h(n)$, 作为细估计算法的初始值;
- 2) 更新, 对 $k = 1, 2, \cdots$ 计算 $y[k] = h^H[k]x[k] + v[k]$, 估计误差 $d[k] = d'[k] + v[k]$;
- 3) 增益向量 $K[n] = \frac{P[n-1]x[n]}{x^H(n)P[n-1]x[n] + \lambda}$, 其中 $P[n] = \frac{1}{\lambda}(P[n-1] - K[n]x^H[n]P[n-1])$;
- 4) 更新信道参数 $h[n] = h[n-1] + K[n]e_p^*[n]$, 其中 $e_p[n] = d'^*[n] - h^H[n-1]x[n]$ 为先验误差;
- 5) 更新 $P[n]$ 。

由式(22)可知, 在信道参数 $h[n]$ 组合中, 使用了幅度、频偏以及初相的准确值, 那么信道参数的误差与两路信号的时延误差成线性关系, 所以由此得出两路信号的

时延高精度估计值。

4 仿真结果与分析

采用 MATLAB 对算法的性能进行仿真, 考察采用符号数目以及信噪比对算法性能的影响; 考察算法对时延估计的性能提升; 考察算法的收敛速度与迭代次数的关系。

仿真实验采用两路 QPSK 信号的混合, 码元随机均匀产生且独立同分布, 信道衰落系数 $h_1 = h_2 = 1$, 信号初相 $\theta_1 = \pi/4, \theta_2 = \pi/5$, 过采样倍数 $P = 4$, 升余弦滤波器滚降系数 $\beta = 0.35$, 等效滤波器长度 $L = 17$, 遗忘因子 $\lambda = 0.98$, 噪声为加性高斯白噪声, 信噪比定义为 $SNR = 10 \cdot \lg[(|A_1|^2 + |A_2|^2)E_s/2N_0]$, 单路信号的时延估计误差定义为:

$$MSE(\varepsilon_i) = \frac{1}{2K} \sum_{k=1}^K (|\hat{\varepsilon}_i^k - \varepsilon_i|^2) \quad i = 1, 2 \tag{36}$$

其中 $\hat{\varepsilon}_i^k$ 第 k 次仿真得到的第 i 路信号的幅度估计值。

4.1 不同符号数目对算法性能的影响

本实验考察采用不同的符号数目对两种算法性能的影响。实验条件设定为两路信号的时延分别为 $0.27T$ 、 $0.4T$, 频偏 $f_1 = 1 \times 10^{-2}T, f_2 = 1.011 \times 10^{-2}T$, 信噪比 $SNR = 10$ dB, 本文算法迭代次数为 10 次, 所得时延估计误差曲线如图 2 所示。从图 2 可以看出, 两种算法的时延估计精度随着采用符号数目增多而提升, 在符号数目为 1 000 以上时, 误差可以达到 10^{-3} 量级, 可以满足后续处理的需要。分析算法原理可知, 基于循环统计量的粗估计方法涉及高阶统计量, 采用数据越长估计精度越高, 而本算法的性能受前者所赋初值的影响, 所以两者在符号数量较大时性能更好。

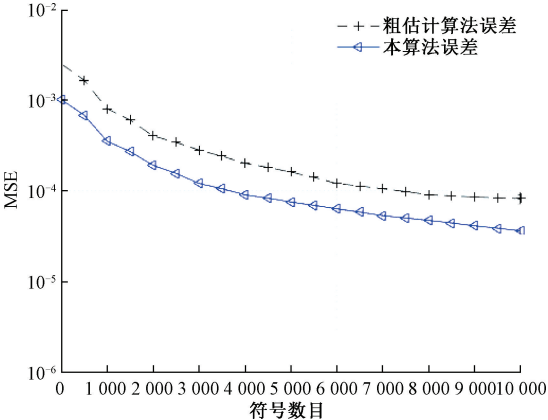


图 2 不同符号数目对算法性能的影响
Fig. 2 The effect of different symbol numbers on algorithm performance

4.2 不同信噪比对算法性能的影响

本实验考察不同信噪比下算法的性能表现。实验条件设定为两路信号的时延分别为 $0.27T$ 、 $0.4T$ ，频偏 $f_1 = 1 \times 10^{-2}T$ 、 $f_2 = 1.05 \times 10^{-2}T$ ，采用符号数目为 2 000，本算法迭代次数为 10 次，参与比较的算法有文献[8]所提 ML 算法、粗估计算法以及本算法，所得时延估计误差曲线如图 3 所示。从图 3 可以看出，3 种算法性能随信噪比的升高而提升，在信噪比为 4 dB 时，3 种算法对时延的估计误差均达到了 10^{-3} 量级。在估计误差为 10^{-3} 时，本算法较 ML 算法的性能提升为 3.7 dB，较粗估计算法的性能提升为 1.8 dB，算法的效果明显。同时，粗估计算法性能略微优于 ML 算法。本实验的条件是 $f_2 - f_1 = 0.05T$ ，分析算法原理可知，ML 算法是在无偏条件下推导得出^[8]，而粗估计算法的推导过程是考虑了频偏的情况，所以可以得此结论。ML 算法原理是通过搜索最大值得到的，算法复杂度较高；粗估计算法是基于循环统计量得到的方程解，算法复杂度较 ML 低；本文算法是在粗估计算法的基础上，利用 RLS 算法提升参数精度，复杂度处于两者之间，但性能提升较为明显，具有实用价值。

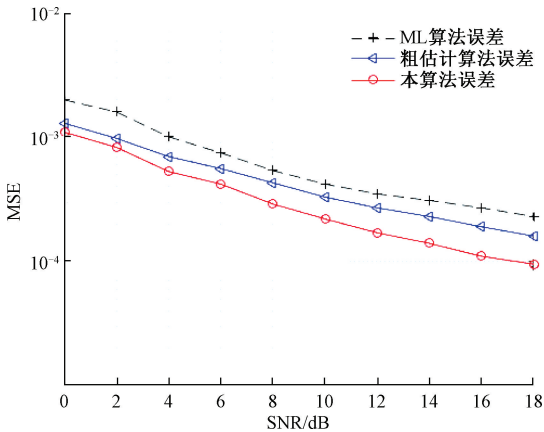


图3 不同信噪比对算法性能的影响

Fig. 3 The effect of different signal-to-noise ratio on algorithm performance

4.3 分量信号时延差对算法性能的影响

本实验考察分量信号不同的时延差对算法性能的影响。实验条件设定为两路信号频偏为 $f_1 = 1 \times 10^{-2}T$ 、 $f_2 = 1.05 \times 10^{-2}T$ ，采用符号数目为 2 000，信噪比为 10 dB，时延差定义为 $\Delta\varepsilon = \varepsilon_1 - \varepsilon_2$ ，本算法迭代次数为 10 次，所得时延估计误差性能曲线如图 4 所示。从图 4 可以看出，粗估计方法在分量信号时延差为 0.2 时，性能达到最优，在时延差为 0.5 时，性能最差，分析算法的原理可知，此处的循环统计量为 0，粗估计方法基本失效。而本算法在粗估计的基础上，时延估计误差减少 1/2，特别是在时延差为 0.5 时，得到的估计误差是本算法对时延的单独估计，误差较大。

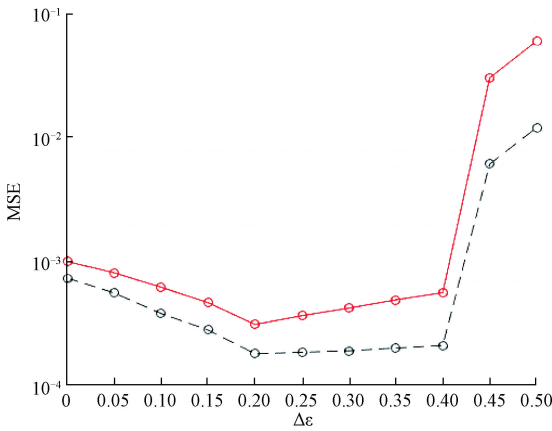


图4 分量信号时延差对算法性能的影响

Fig. 4 The effect of component signal delay difference on algorithm performance

4.4 算法收敛速度

本实验考察本算法随迭代次数的收敛速度情况。实验条件设定为两路信号的时延分别为 $0.27T$ 、 $0.4T$ ，频偏 $f_1 = 1 \times 10^{-2}T$ 、 $f_2 = 1.05 \times 10^{-2}T$ ，采用符号数目为 2 000，信噪比为 10 dB，所得算法收敛曲线如图 5、6 所示。从图 5、6 可以看出，经过粗估计后，两信号的时延估计误差为 5×10^{-4} ，本算法经过约 15 次的迭代后，估计误差在 1×10^{-4} ，精度提升作用较为明显，已经能较好的满足后续处理的需要。

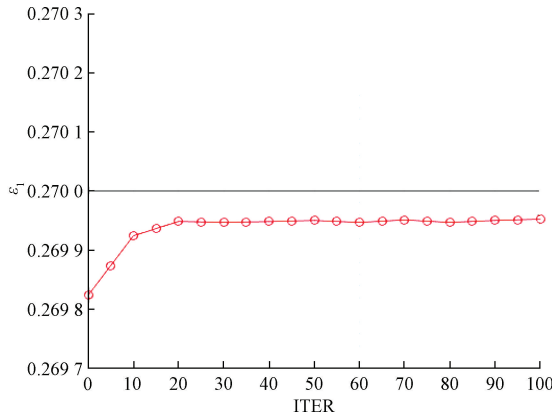
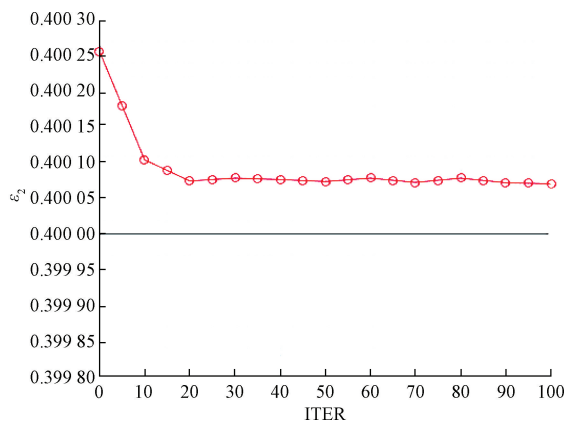


图5 本算法 ε_1 收敛曲线

Fig. 5 ε_1 convergence curve in this algorithm

5 结 论

本文提出了一种基于 RLS 的单通道混合信号时延估计算法，该算法利用期望信号与接收序列的差构造时延方程，用二乘方的时间平均准则，按照时间进行迭代更新信道参数，提升了时延估计的精度。仿真结果表明，本

图6 本算法 ε_2 收敛曲线Fig. 6 ε_2 convergence curve in this algorithm

文提出的算法对时延估计精度有较好的提升,收敛速度快,可以有效地估计混合信号的时延参数,为后续信号盲分离提供较好的指导。但在两路信号的时延差为周期的1/2时,估计性能有所提升但误差依然较大,还需要进一步的研究。

参考文献

- [1] OMAR A, YESTE O, JESUS G. Adaptive FRESH filters for compensation of cycle-frequency errors [J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2010, 58(1): 1-9.
- [2] WANG Y, JIANG Y C. ISAR imaging of maneuvering target based on the L class of fourth order complex lag PWVD [J]. IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing, 2010, 48(3): 1518-1527.
- [3] STEVENSON N, MESBAH M, BOASHASH B. Quadratic time-frequency distribution selection for seizure detection in the newborn [C]. 30th Annual International IEEE EMBS Conference, 2008: 20-24.
- [4] SHAMS P. Effect of co-channel interference on two-way untrustworthy relay selection [J]. Wireless Personal Communications, 2020, doi: 10.1007/s11277-020-07470-4.
- [5] BHASKAR V, SUBHA T S, JANARTHANAN S. A quantitative analysis of spectrum efficiency of various diversity combining schemes in the presence of co-channel interference [J]. Wireless Personal Communications, 2020, doi: 10.1007/s11277-020-07422-y.
- [6] ADNAN S, FU Y L, JUNEJO N U R, et al. Sparse detection with orthogonal matching pursuit in multiuser uplink quadrature spatial modulation MIMO system [J]. IET Communications, 2019, 13(20): 3472-3478.
- [7] ELEBI M I, GÜVENÇ İ, ARSLAN H, et al. Interference suppression for the LTE uplink [J]. Physical Communication, 2013(9): 23-44.
- [8] 石庆研, 吴仁彪, 钟伦珑. 单通道最优恒模自适应干扰抑制方法 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(5): 1126-1130.
SHI Q Y, WU R B, ZHONG L L. Single-channel optimal constant modulus adaptive interference suppression method [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(5): 1126-1130.
- [9] 郭巍, 潘申富, 陈敬乔. 基于选择性陷波的窄带干扰抑制策略研究 [J]. 无线电工程, 2020, 50(6): 437-441.
GUO W, PAN S H F, CHEN J Q. Research on narrowband interference suppression strategy based on selective notch [J]. Journal of Radio Engineering, 2020, 50(6): 437-441.
- [10] 马千里, 肖卓, 宋志群. OFDM 系统中的窄带干扰抑制 [J]. 计算机测量与控制, 2018, 26(10): 150-154.
MA Q L, XIAO ZH, SONG ZH Q. Narrowband interference suppression in OFDM system [J]. Computer Measurement and Control, 2018, 26(10): 150-154.
- [11] 张江, 陈剑斌, 朱蕾, 等. 基于盲源分离的单通道窄带干扰抑制算法 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(2): 239-243.
ZHANG J, CHEN J B, ZHU L, et al. Single-channel narrow-band interference suppression algorithm based on blind source separation [J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information, 2018, 16(2): 239-243.
- [12] 陆晓元. 直接序列扩频系统的窄带干扰抑制技术研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2019.
LU H Y. Research on narrowband interference suppression technology of direct sequence spread spectrum system [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2019.
- [13] TU S L, ZHENG H, GU N. Single channel blind separation of two QPSK signals using persurvivor processing [C]. IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, 2008: 473-476.
- [14] 廖灿辉, 周世东, 朱中梁. 基于最大似然的同频混合信号联合定时估计算法 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(6): 1121-1124.
LIAO C H, ZHOU S H D, ZHU ZH L. ML-based joint timing estimation algorithm for co-frequency signals [J]. Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(6): 1121-1124.
- [15] 曲阜平, 熊涛, 江桦, 等. 基于信赖域法的同频混合 QPSK 信号时延估计算法 [J]. 信息工程大学学报, 2015, 16(6): 685-688, 696.
QU F P, XIONG T, JIANG H, et al. Time delay estimation algorithm of same frequency hybrid QPSK

- signal based on trust region method [J]. Journal of Information Engineering University, 2015, 16(6): 685-688, 696.
- [16] 郭一鸣, 杨勇, 张冬玲, 等. 单通道同频混合信号时延高效估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(7): 1416-1421.
GUO Y M, YANG Y, ZHANG D L, et al. Efficient time delay estimation algorithm for single-channel co-frequency signals [J]. Systems Engineering and Electronics, 2014, 36(7): 1416-1421.
- [17] 赵宇峰, 曹玉健, 戴旭初. 单信道混合数字通信信号的时延估计方法[J]. 信号处理, 2015, 31(2): 1610-169.
ZHAO Y F, CAO Y J, DAI X CH. Time delay estimation for single-channel mixed digital communication signals [J]. Journal of Signal Processing, 2015, 31(2): 161-169. PH
- [18] 黄硕程, 陈星. 卫星多载波混合信号的时延估计算法[J]. 通信技术, 2019, 52(5): 1077-1083.
HUANG SH HC, CHEN X. Time delay estimation algorithm of satellite multi-carrier mixed signal [J]. Communication Technology, 2019, 52(5): 1077-1083.
- [19] 涂世龙, 郑辉. 单通道同频线性调制混合信号的时延估计[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(4): 449-453.
TU SH L, ZHENG H. Time delay estimation of single channel same frequency linear modulation mixed signal [J]. Data Acquisition and Processing, 2010, 25(4): 449-453.
- [20] MENG X L, LIU Z, JIANG W L. A single antenna interference cancellation algorithm based on fictitious channels filtering [C]. IEEE 11th International Conference on Signal Processing (ICSP), 2012: 179-182.
- [21] 马子骥, 彭强, 王炼红, 等. 基于压缩感知的低复杂度分数时延信道估计方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(5): 724-730.
MA Z J, PENG Q, WANG L H, et al. Low-complexity

fractional delay channel estimation method based on compressed sensing [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(5): 724-730.

作者简介



潘峰, 2005 年于西华师范大学获得学士学位, 2010 年于电子科技大学获得硕士学位, 现任西南交通大学希望学院副教授, 研究方向为数据分析与智能算法。

E-mail: newsunnyday@21cn.com

Pan Feng received his B. Sc. degree from China West Normal University in 2005, M. Sc. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 2010. Now he is an associate professor in Southwest Jiaotong University Hope College. His research interests are data analysis and intelligent algorithm.



王长林, 1982 年于中南矿冶学院获得学士学位, 1991 年于西南交通大学获得硕士学位, 现任西南交通大学希望学院教授, 研究方向为交通信息工程与控制。

E-mail: changlin_wang@sina.com

Wang Changlin received his B. Sc. degree in 1982 from Central South University, received his M. Sc. degree in 1991 from Southwest Jiaotong University. Now he is an professor in Southwest Jiaotong University Hope College. His research interests are traffic information engineering and control.



赵超, 2014 年于四川师范大学获得学士学位, 2017 年于成都理工大学获得硕士学位, 现为西南交通大学希望学院讲师, 主要研究方向为网络通信、信息处理。

E-mail: chaochao_zh@126.com

Zhao Chao received his B. Sc. degree from Sichuan Normal University in 2014 and his M. Sc. degree from Chengdu University of Technology in 2017. Now he is a lecturer in Hope College of Southwest Jiaotong University. His main research interests include network communication and information processing.