

低信噪比下的LMS自适应无偏时延估计

吴慧娟,文玉梅,李 平

(重庆大学光电工程学院,光电技术及系统教育部重点实验室,重庆 400044)

摘 要: 比较性研究了最小均方(LMS)时延估计器中有偏与无偏估计算法的时延估计性能,并基于 Treichler 的 $\hat{\mu}$ -LMS 算法提出了一种改进的无偏估计方法.利用自适应滤波器中最佳逼近原理的几何解释来估计输入噪声的功率,迭代过程中逐步去除输入噪声的影响,使得最优维纳解的真实峰值得到增强,在低信噪比或复杂噪声环境下显著改善了自适应时延估计性能.该方法无需假设输入与输出噪声功率相等或功率比已知、有用信号应为白过程等限制条件,因此具有广泛的应用价值.仿真与实际数据处理都验证了该方法的有效性.

关键词: 无偏时延估计; 最小均方自适应算法; 性能评估

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 03-0500-06

Bias-Free LMS Time Delay Estimation at Low Signal-to-Noise Ratio Levels

WU Hui-juan, WEN Yu-mei, LI Ping

(College of Optoelectronic Engineering, Key Laboratory for Optoelectronic Technology & System of Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The performances of least mean square (LMS) time delay estimator (TDE) are analyzed using biased and unbiased estimation methods. Then a modified LMS method based on Treichler's $\hat{\mu}$ -LMS algorithm is developed for unbiased estimation in the presence of white input and output noises, in which the input noise variance is simply obtained by the Euclidean geometric interpretation of the best approximation in adaptive filters without any a priori knowledge of the interference. With this estimated variance, the proposed bias-free LMS-TDE can iteratively eliminate the input noise effects and actually enhance the true peak, thus it can reduce the probability of anomalous peak in noisy environments at lower signal-to-noise ratio (SNR) levels. It gets rid of the assumptions that the input and output noise powers are the same or their ratio is known, or the signals are all white processes. Simulations and real data application are both provided to validate its effectiveness.

Key words: bias-free time delay estimation; least mean square adaptive algorithm; performance evaluation

1 引言

时延估计在管道泄漏检测、声纳、雷达目标定位、水下目标探测、语音信号处理、地震学、生物医学等距离估计或目标定位应用中都有重要意义^[1~3].最小均方(LMS)自适应时延估计算法^[4]无需信号与噪声的先验知识,能够跟踪动态目标和变化的环境,而且计算简便易于实现,故在声定位检测系统中得到了广泛的应用.实际条件恶劣,信噪比较低,LMS时延估计器的性能受环境噪声的影响很大.在低信噪比环境下,由输入噪声所引入的有偏维纳解的峰值严重衰减而淹没于噪声中,使得出现错误时延估计的概率大大增加,时延估计器的性能陡然下降,这种现象在时延估计中称为非线性现象^[5,6].

近年来,针对LMS算法的有偏估计问题提出了一些解决方法. So H. C.^[7]提出一种假设输入输出白噪声功率比已知的无偏估计算法,然后将其应用到时延估计中^[8],需要进一步假设输入输出噪声功率相等.最近, Rao Y. N. 等人^[9]又提出一种基于误差白化准则的无偏自适应系统辨识方法,通过移位自相关矩阵去除输入噪声的影响.需要选择一个大于滤波器阶数而小于信号相关时间的移位长度,因而只能用于低阶的系统辨识而仍然不适用于高阶的时延估计系统.本文在比较分析了有偏与无偏LMS自适应时延估计器的性能后,基于 Treichler 的 $\hat{\mu}$ -LMS 算法^[10]提出一种改进的无偏估计算法.算法中利用自适应滤波最佳逼近原理的几何解释来估计输入噪声功率,在迭代过程中逐步去除输入噪声的影响,最终得到无偏的系统函数.

收稿日期:2006-09-12;修回日期:2008-12-15

基金项目:国家自然科学基金(No. 60804061)

2 有偏 LMS 时延估计器的性能

2.1 有偏维纳解的来源

以单一固定时延估计模型为例,两个传感器接收的观测信号分别为

$$\begin{cases} x_k = s_k + n_{1k} \\ r_k = a \cdot s_{k-D} + n_{2k} \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中, s_k 是源信号, $a \cdot s_{k-D}$ 为其时延信号, a 为衰减因子, D 为未知时延. n_{1k} 与 n_{2k} 是未知的白噪声信号, 噪声功率分别为 $\frac{2}{n_1}$ 和 $\frac{2}{n_2}$.

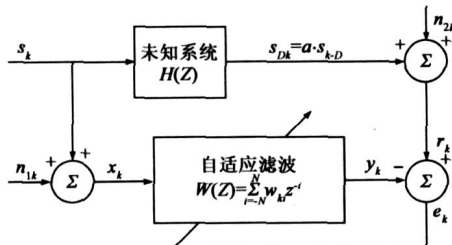


图1 LMS 自适应时延估计系统框图

典型的 LMS 自适应时延估计系统如图 1 所示. 两路观测信号 x_k 、 r_k 被看作是未知系统的输入与输出, 分别作为自适应滤波器的输入信号与参考信号. 系统的输入输出噪声 n_{1k} 、 n_{2k} 也是滤波器的输入与参考信号噪声. 滤波器阶数为 $n = 2N + 1$, 第 k 次迭代时的输入矢量及权系数矢量分别为 $X_k = (x_{k+N}, x_{k+N-1}, \dots, x_{k-N})^T$ 和 $W_k = (w_{-kN}, w_{-k(N-1)}, \dots, w_{kN})^T$, 输出信号 $y_k = W_k^T \cdot X_k = \sum_{i=-N}^N w_i x_{k-i}$, 误差信号 $e_k = r_k - y_k$. LMS 算法通过瞬时梯度来更新滤波器的权矢量^[4]:

$$W_{k+1} = W_k + 2 \cdot \mu \cdot e_k \cdot X_k \quad (2)$$

式中, μ 为控制算法收敛的迭代步长. 式(2)两边求期望可以得到:

$$E\{W_{k+1}\} = [I - 2\mu R_x] E\{W_k\} + 2\mu P_x \quad (3)$$

其中, $R_x = E\{X_k X_k^T\}$ 为输入自相关矩阵, $P_x = E\{r_k X_k\}$ 为互相关矢量. 由于 s_k 与 n_{1k} 相互独立, 故有 $R_x = R_s + R_{n_1}$. R_s 、 R_{n_1} 分别是信号与噪声的自相关矩阵, $R_{n_1} = \frac{2}{n_1} I$ 为对角阵. n_{1k} 与 n_{2k} 互不相关, 衰减因子 $a = 1$ 时, P_x 等于两路时延信号的相关矢量 P_s , 设真实系统 $H = (h_{-N}, h_{-N+1}, \dots, h_N)^T$, 有 $P_s = R_s H^{[11]}$. 当均方误差 $E\{e_k^2\} = E\{(r_k - \sum_{i=-N}^N w_i x_{k-i})^2\}$ 最小时, 权矢量收敛到维纳解

$$W^* = E\{W_k\} = (R_s + \frac{2}{n_1} I)^{-1} P_s \quad (4)$$

即

$$W^* = (R_s + \frac{2}{n_1} I)^{-1} R_s H \quad (5)$$

由式(5)可以看出, 在输入噪声存在时得到的最优维纳

解是真实系统响应的有偏估计. 只有当输入噪声功率 $\frac{2}{n_1} = 0$ 时, 维纳解 W^* 才是真实系统 H 的无偏估计. 而输出噪声 n_{2k} 对系统参数的有偏估计没有影响, 这一结论在文献[12]中也曾提到.

由式(3)可以得到,

$$E\{W_{k+1}\} = [I - 2\mu(R_s + \frac{2}{n_1} I)] E\{W_k\} + 2\mu P_s \quad (6)$$

设酉矩阵 $Q = [Q_{-N}, Q_{-N+1}, \dots, Q_N]$, 其组成元素分别为 R_s 的 $2N + 1$ 个标准正交特征矢量, $Q^T Q = I$, $Q^T R_s Q$

$$= \Lambda, \text{ 其中 } \Lambda = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{2N+1} \end{bmatrix} \text{ 是矩阵 } R_s \text{ 特征}$$

值的对角阵. 定义关系式为 $E\{W_k\} = Q W_k$, W_k 为变换后的权矢量, 则式(6)经变换可得

$$W_{k+1} = Q^T [I - 2\mu(R_s + \frac{2}{n_1} I)] \cdot Q W_k + 2\mu Q^T P_s \quad (7)$$

令 $Q^T P_s = C$,

$$W_{k+1} = [I - 2\mu(\Lambda + \frac{2}{n_1} I)] \cdot W_k + 2\mu C \quad (8)$$

即

$$w_{(k+1)i} = [1 - 2\mu(\lambda_i + \frac{2}{n_1})] \cdot w_{ki} + 2\mu c_i \quad (9)$$

$i = -N, \dots, N$. 当 $k \rightarrow \infty$,

$$W^* = \sum_{i=-N}^N w_i^* \cdot Q_i \quad (10)$$

其中 $w_i^* = \frac{c_i}{\lambda_i + \frac{2}{n_1}}$. 详细证明过程可参考文献[10].

同理, 无噪声的最优维纳解即系统响应的一致无偏估计可以表示为,

$$H = \sum_{i=-N}^N h_i Q_i = \sum_{i=-N}^N \frac{c_i}{h_i} \cdot Q_i \quad (11)$$

故有

$$w_i^* = \frac{1}{\lambda_i + \frac{2}{n_1}} \cdot h_i \quad (12)$$

式(12)两边进行反变换, 则维纳解与真实系统的关系为

$$w_i^* = \frac{1}{\lambda_i + \frac{2}{n_1}} \cdot h_i \quad (13)$$

其中 $i = -N, \dots, N$, 令 $\lambda_i = \frac{1}{i + \frac{2}{n_1}}$, 即为输入噪声引入的系统畸变系数, 则有 $0 < \lambda_i < 1$.

2.2 有偏估计器的性能

离散 LMS 时延估计器的性能可以通过概率方法进行评估^[13, 14]:

$$\text{var}(\hat{D}_{LMS}) = \sum_{i=-N}^N (i - D)^2 P(\hat{D}_{LMS} = i) \quad (14)$$

$P(\hat{D}_{LMS} = i)$ 表示估计时延 \hat{D}_{LMS} 等于整数时延 i 时的概率. 设第 k 次迭代时进入收敛, 则此时 \hat{D}_{LMS} 等于真实时

延 D 的概率由下式计算:

$$P(\hat{D}_{LMS} = D) = P\{w_{kD} > w_{ki}, i \neq D\} \quad (15)$$

$P(\hat{D}_{LMS} = D)$ 的闭合形式一般难于获得,通常假设权矢量噪声为不相关的高斯零均值随机变量,权噪声方差设为 $\frac{2}{f_w}$. 则 k 次迭代时的权噪声近似表示为:

$$E\{(f_w)_{ki}, (f_w)_{kj}\} = \begin{cases} \frac{2}{f_w}, & i = j \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

其中 $(f_w)_{ki} = w_{ki} - E\{w_{ki}\}$. 最终可得

$$P(\hat{D}_{LMS} = D) = \frac{1}{f_m \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} q\left(\frac{d_w(D, i) + x}{f_w}\right) e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (17)$$

其中 $q(A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^A e^{-\frac{x^2}{2}} dx$, 且 $e_w(D, i) = E\{w_{kD}\} - E\{w_{ki}\}$. 概率 $P(\hat{D}_{LMS} = D)$ 是 $e_w(D, i)$ 与 f_w 比值的函数. 假设 $i \neq D$ 时的权系数均值为零, 则有 $e_w(D, i) = E\{w_{kD}\} = w_D^*$. 因此文献[13, 14]中又定义了时延估计性能指标, $R = w_D^* / f_w$, $P(\hat{D}_{LMS} = D)$ 随 R 的增加而增加.

由以上定义可得, 无偏估计器的性能指标为

$$R_1 = h_D / f_w \quad (18)$$

相应地, 有偏估计器的性能指标为

$$R_2 = w_D^* / f_w \quad (19)$$

由式(13)可得,

$$w_D^* = \frac{h_D}{1 + \frac{D}{2n_1}} \quad (20)$$

故有

$$R_2 = \frac{D}{D + \frac{2}{n_1}} h_D / f_w = R_1 \quad (21)$$

可见, 有偏估计器总小于无偏估计器的时延估计性能, 并随着输入噪声的不断增大, 性能指标 R_2 不断减小, 错误估计概率 $P(\hat{D}_{LMS} = D)$ 以及时延估计方差 $\text{var}(\hat{D}_{LMS})$ 会快速增加. 只有当 $\frac{2}{n_1} = 0$ 时, $R_2 = R_1$, 在无偏估计情况下 LMS 时延估计器才能达到最佳的估计性能.

3 去除有偏的 LMS 时延估计器

3.1 无偏估计算法

Treichler 曾提出 无偏 LMS 算法来解决 LMS 有偏估计问题, 引入一个修正因子, 权的更新式变为^[10, 15]:

$$W_{k+1} = W_k + 2\mu e_k X_k \quad (22)$$

$\frac{2}{n_1}$ 已知时, 令修正因子 $\mu = 1 + 2\mu \frac{2}{n_1}$. 则式(22)求期望可以得到

$$E\{W_{k+1}\} = E\{W_k\} + 2\mu E\left\{\left(\frac{2}{n_1} I - X_k X_k^T\right) W_k\right\} + 2\mu E\{r_k X_k\} \quad (23)$$

设 W_k 与 X_k 独立, 则 $E\{X_k X_k^T W_k\} = E\{X_k X_k^T\} E\{W_k\}$. 滤

波器进入稳态后, 式(23)的权矢量收敛到无偏的维纳解即真实系统,

$$\bar{W}^* = E\{W_k\} = (R_x - \frac{2}{n_1} I)^{-1} P_s = R_s^{-1} P_s = H \quad (24)$$

显然, 无偏 LMS 算法是利用输入噪声功率 $\frac{2}{n_1}$, 在迭代过程中不断去除输入相关矩阵对角线上的噪声部分, 使得最终的权矢量收敛到系统真实值. 但是 无偏估计算法应用的主要障碍是信号与噪声先验知识有限时难以获得输入噪声的功率, 故需要寻找一种无需任何先验知识的估计方法.

3.2 输入噪声功率估计

基于式(1)中的信号模型, 用随机矢量表示信号, 则观测信号矢量对表示为

$$\begin{aligned} x &= s + n_1, \quad s \perp n_1 \\ r &= s_D + n_2, \quad s_D \perp n_2 \end{aligned} \quad (25)$$

且有 $n_1 \perp n_2$. 设源信号 s 与其时延信号 s_D 间的角度为

$$\theta_1, \text{ 则有 } \cos \theta_1 = \frac{s_D \cdot s}{\|s_D\| \|s\|} = 1, \text{ 其中 } \cdot \text{ 表示矢量内积, } \|\cdot\| \text{ 表示范数, 表明 } s \text{ 与 } s_D \text{ 二矢量沿同一方向. 根据信号间的正交关系, 空间上观测矢量对可以如图 2 进行描述和分解. 设 } x \text{ 与 } s \text{ 之间角度为 } \theta_1, r \text{ 与 } s_D \text{ 间角度为 } \theta_2, \text{ 则}$$

$$\cos \theta_1 = \frac{x \cdot s}{\|x\| \|s\|} \quad (26)$$

故有

$$\|n_1\|^2 = \|x\|^2 (1 - \cos^2 \theta_1) \quad (27)$$

也可以表示为

$$\frac{2}{n_1} = \frac{2}{\|x\|^2} (1 - \cos^2 \theta_1) \quad (28)$$

因此输入噪声功率 $\frac{2}{n_1}$ 可以通过估计 $\cos \theta_1$ 得到.

自适应滤波器收敛

时, 误差能量达到最小,

$$e^2 = \min \|r - y\|^2,$$

e 和 y 分别为稳态误差

矢量和输出矢量. 其本质

是用输入信号 x , 通过迭代

调整权系数找到参考

信号 r 的最佳逼近即稳

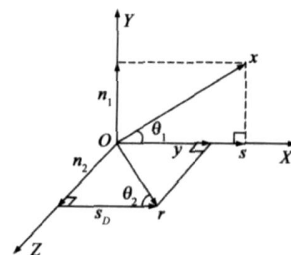


图2 观测信号矢量对的空间分解

态输出 y . 类似于文献[16]中的“最佳逼近原理”: 设

Hilbert 空间 $V = (X, Y, Z)$, $M = (X, Y)$ 是 V 的一个完备

子凸集, 输入信号 $x \in M$, 参考信号 $r \in V$. tr 是 r 在 M

上的投影, t 为投影操作子, 则有 $tr \in M$ 满足 $\|r - tr\|$

$= \min_{y \in M} \|r - y\|$. 最佳逼近原理说明, 用 M 中的元 y 来

逼近 r 时, 当且仅当 y 等于 r 在 M 上的投影即时 $y = tr$,

误差能量 $e^2 = \|r - y\|^2$ 达到最小, 逼近的程度最

好. 由于 M 子空间是由 s 与 n_1 张成的, r 与其中一分量

n_1 垂直,故 r 在 M 上的投影 y 在 n_1 上的分量为 0,其方向沿 s 方向,如图 2 所示.则 $\cos \hat{1}$ 可由稳态输出 y 与输入信号 x 近似得到

$$\cos \hat{1} = \frac{x \cdot y}{\|x\| \cdot \|y\|} \quad (29)$$

将估计结果带入式(28)即可得到输入噪声功率 $\hat{\sigma}_{n_1}^2$. 仿真实验中表 1 的估计结果验证了该方法估计输入噪声功率的有效性和可靠性.

参考信号 r 可以如图 2 所示分解为 $r = s_D + n_2$, s_D 进入自适应稳态时 r 又可以分解为 $r = y + e$, y 平行于 s_D ,故 y 与 s_D 方向一致.由于 r 沿同一方向投影的唯一性, $y^2 = s_D^2$, $e^2 = n_2^2$.因此,LMS 时延估计器中最小均方误差即为参考信号中的噪声功率, $\min = \frac{2}{f_w} \cdot \mu \cdot \min^{[17]}$,故有 $\frac{2}{f_w} \cdot \mu \cdot \frac{2}{n_2}$.此结论与文献[17,18]中一致,当 $\frac{2}{n_1} = \frac{2}{n_2}$ 时,与文献[13,14]中结论也一致.

有偏时延估计器的性能指标, $R_2 = w_D^* / f_w$,则可以表达为

$$R_2 = \frac{\frac{D}{D + \frac{2}{n_1}} h_D}{\sqrt{\mu \cdot \frac{2}{n_2}}} \quad (30)$$

时延估计器的估计性能既受输入噪声的影响也受输出噪声即参考信号噪声的影响,并随二者噪声方差的增大而减小.

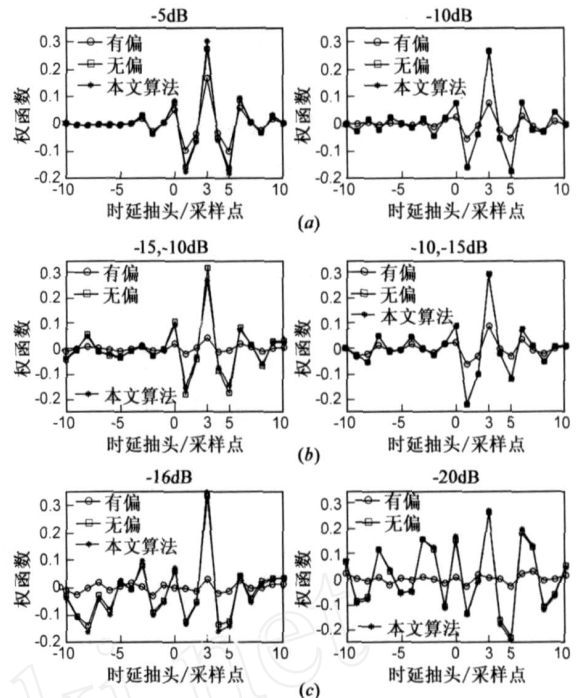
3.3 改进的无偏时延估计算法

改进的无偏时延估计算法具体分为三个步骤:第一步,传统 LMS 算法;第二步,估计输入噪声功率;第三步,去除有偏的 LMS 算法.传统 LMS 算法目的是得到参考信号的最佳逼近即稳态输出 y ,根据式(29)估计 $\cos \hat{1}$ 得到输入噪声方差 $\hat{\sigma}_{n_1}^2$.然后基于 LMS 算法,利用此估计方差引入一个修正因子,在迭代过程中逐步修正有偏的权系数,去除输入噪声的影响,最后得到系统函数的一致无偏估计.在第三步中,又可以将第一步传统 LMS 算法得到的稳态输出 y 作为其参考信号,因为 y 是参考信号 r 在其有用信号 s_D 上的投影,一定程度上可以抑制参考信号中无用噪声的影响.这种算法借助于传统 LMS 算法的估计结果,充分利用可获得的信息,通过对输入、输出噪声同时抑制来达到改善时延估计性能的目的.

4 实验结果

4.1 仿真实验

在不同信噪比下,分别产生加有噪声的平稳输入信号及有相对时延的参考信号,信号为有色的有限带



(注: -5dB, -10dB, -15dB, -20dB 分别表示 SNR1=SNR2=-5dB, -10dB, -15dB, -20dB; -15, -10dB 表示 SNR1=-15dB, SNR2=-10dB; -10, -15dB 表示 SNR1=-10dB, SNR2=-15dB)

图3 不同信噪比下权函数的比较
表 1 不同信噪比下输入噪声方差估计及时延估计方差比较

信噪比	$\frac{2}{n_1}$	$\hat{\sigma}_{n_1}^2$	$\frac{\text{var}(\hat{D})}{\text{采样点}^2}$		
			有偏	无偏	本文算法
SNR1 = SNR2 = 0dB	0.1765	0.2819	0	0	0
SNR1 = SNR2 = - 5dB	0.5598	0.6283	0	0	0
SNR1 = SNR2 = - 10dB	1.8033	1.8156	0	0	0
SNR1 = - 10dB ,SNR2 = - 15dB	1.8070	1.7971	0	0	0
SNR1 = - 15dB ,SNR2 = - 10dB	5.5296	5.3468	0.18	0	0
SNR1 = SNR2 = - 15dB	5.5828	5.5110	11.64	1.93	2.02
SNR1 = SNR2 = - 16dB	7.1751	7.1220	24.93	6.19	6.19
SNR1 = SNR2 = - 18dB	11.2111	11.1975	40.18	20.68	20.68
SNR1 = SNR2 = - 20dB	18.6493	18.8864	49.12	36.30	36.21

宽信号,噪声为白噪声,输入信号、参考信号信噪比分别为 SNR1、SNR2,数据长度 $L = 60000$ 点.衰减因子 $a = 1$,实际时延 D 为 3 个采样点,则滤波器阶数选择为 $n = 21 (N = 10)$,步长 $\mu = 2 \times 10^{-5}$.仿真中,传统 LMS 算法迭代 5000 次后的估计结果作为稳态输出.每次实验将数据迭代完毕,针对不同信噪比情况观察比较以下三种方法估计的稳态维纳解:(1)传统意义的 LMS 时延估计器,简称有偏算法;(2)利用真实输入噪声功率的无偏 LMS 算法,简称无偏算法;(3)本文中利用最佳逼近原理估计输入噪声功率,并且以稳态输出作为参考信号的改进算法,简称本文算法.比较结果如图 3 所示.在不同信噪比下重复 100 次独立实验得到的时延估计方差如表 1 所示,其中时延估计方差按 $\text{var}(\hat{D}) = \frac{1}{100} \sum_{i=1}^{100} (\hat{D}_i - D)^2$ 计算, \hat{D}_i 为每次试验得到的时延估

值, D 为真实时延.

从图 3 的结果可以看出: (1) 在各种不同信噪比情况下, 本文改进算法与无偏 LMS 算法的系统函数估计结果基本一致, 说明利用估计噪声功率进行修正与采用真实噪声功率进行修正的结果基本相同, 与表 1 中多次独立实验结果一致, 验证了所提出的基于最佳逼近原理的几何分解来估计输入噪声功率的有效性. (2) 有偏估计器的维纳解峰值随着信噪比的下降而逐渐衰减, 而改进算法的峰值基本不受信噪比的影响, 验证了所提出的改进无偏算法的有效性. (3) 当输入信噪比不等于参考信号信噪比时, 输入输出噪声分别在不同方面影响未知系统函数的估计. 其中, 随着 SNR1 的下降, 真实时延处的峰值急速下降, 并逐渐被淹没, 而 SNR1 保持不变时, 随着 SNR2 的下降峰值基本没有变化, 系统函数的估计噪声却明显增加. 这一点说明, 输入噪声引入了权的有偏估计, 导致了峰值的衰减, 而输出噪声即参考信号噪声是权系数估计噪声的直接来源, 二者对自适应估计结果均有影响, 使得峰值淹没于噪声中, 错误估计概率增大, 时延估计性能下降. 实际估计性能可由式 (30) 中的性能指标衡量. (4) 有偏估计器的真实峰在 -16dB 时已基本淹没于噪声中, 而使用本文的改进算法, 在 -20dB 情况下, 其真实峰仍然比较明显. 改进的无偏估计算法, 在增强真实峰值的同时也抑制了参考信号噪声, 故在低信噪比下有效减少了错误峰值概率的发生, 使得检测条件的极限至少可以下降 4dB .

从表 1 可以看出, 改进无偏算法的估计方差与采用真实噪声功率的无偏算法的时延估计方差基本相同, 均小于有偏时延估计器的估计方差, 尤其是在低信噪比下, 时延估计器的性能得到了较大的改善. 多次实验表明, 由于稳态信号一般比较长, 估计输入噪声功率时不需要获得稳态输出的准确起始迭代点.

4.2 实际数据处理

将改进的无偏时延估计算法应用于自来水管道泄漏检测上. 打开消防栓模拟真实泄漏的发生, 消防栓两端管道上各放置一传感器, 左边传感器距离消防栓 15m , 右边距离消防栓 45m . 根据水声在 250mm 管径的铸铁管道中传播速度为 1250m/s , 采样率为 10923.9Hz , 滤波器阶数设置为最大时延点数的两倍, 观测数据长 200000 点, 并将 20000 次迭代后的估计结果作为稳态输

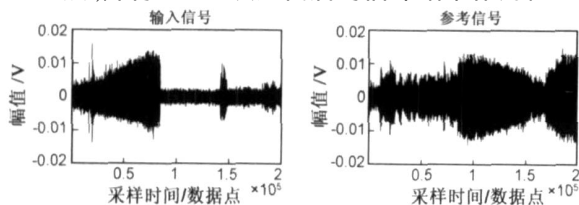


图4 实际采集的泄漏信号

出. 这里真实噪声功率不可获得, 故只与有偏算法进行比较.

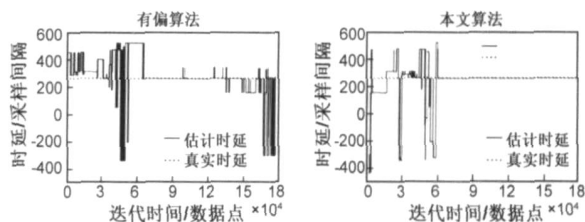


图5 时延估计曲线比较

实际采集数据如图 4 所示, 两路信号中均有明显的非平稳干扰. 应用传统有偏 LMS 算法和改进的无偏算法得到的时延估计曲线, 如图 5 所示. 传统有偏 LMS 算法进入收敛后由于其峰值容易受非平稳干扰噪声的影响, 时延估计曲线出现波动, 时延估计方差比较大, 而改进无偏算法由于其峰值得到了增强, 不易受噪声或突发干扰的影响, 进入收敛后其时延估计曲线基本没有变化. 图 6 为自适应结束时三个不同迭代时刻的检测结果: 有偏估计的权函数峰值完全淹没于噪声中, 不同时刻峰值位置受噪声影响而变化, 而无偏估计算法得到的权函数峰值比较明显, 位置基本不变, 估计结果准确而且稳定可靠. 可见, 改进的时延估计器在增强真实峰值的同时抑制了非平稳干扰的影响.

5 结论

本文比较分析了 LMS 有偏、无偏估计算法的时延估计性能, 并给出了一个与输入输出噪声有关的性能

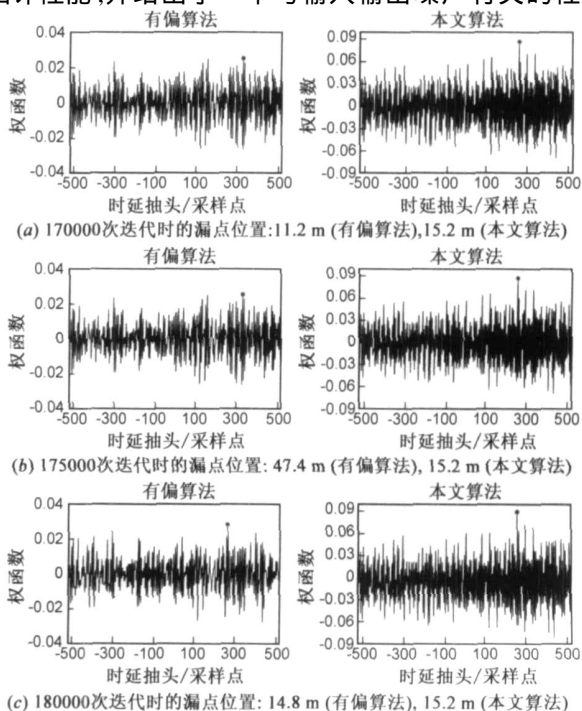


图6 不同迭代瞬时的泄漏定位结果比较

指标,基于 LMS 算法提出了一种改进的无偏时延估计方法.利用自适应滤波器参考信号最佳逼近的几何解释,无需任何先验知识就可以估计输入噪声功率,并在迭代过程中逐步去除输入噪声的影响.仿真实验和实际管道泄漏检测都验证了此改进无偏估计算法的有效性.对于平稳信号,此算法的检测极限可以下降 4dB,极大地改善了 LMS 时延估计算法在低信噪比环境下的检测能力,提高了自适应时延估计器的检测灵敏度;对于非平稳干扰,该无偏时延估计器也有很好的抑制作用,增强了自适应时延估计算法在实际复杂噪声环境中检测性能的稳定性、鲁棒性与可靠性.

参考文献:

- [1] BENESTY J, CHEN Jing-dong, HUANG Yi-teng. Time-delay estimation via linear interpolation and cross correlation[J]. IEEE Trans Speech and Audio Processing, 2004, 12(5): 509 - 519.
- [2] HUNAIDI O, CHU W T. Acoustical characteristics of leak signals in plastic water distribution pipes [J]. Applied Acoustics, 1999, 58(3): 235 - 254.
- [3] VIOLA F, WALKER W F. A comparison of the performance of time-delay estimators in medical ultrasound[J]. IEEE Trans Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2003, 50(4): 392 - 401.
- [4] WIDROW B, STEARNS S. Adaptive Signal Processing [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985. 80 - 113.
- [5] CHAN Y T, YANSOUNI P. Time delay estimation with low signal to noise ratios [A]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '84 [C]. New York: IEEE Press, 1984. 616 - 619.
- [6] IANNIELLO J P. Time delay estimation via cross-correlation in the presence of large estimation errors [J]. IEEE Trans Acoustics, Speech, and Signal Process, 1982, 30(6): 998 - 1003.
- [7] SO H C. LMS-based algorithm for unbiased FIR filtering with noisy measurements [J]. Electronics Letters, 2001, 37(23): 1418 - 1420.
- [8] SO H C. Noisy input-output system identification approach for time delay estimation [J]. Signal processing, 2002, 82(10): 1471 - 1475.
- [9] RAO Y N, ERDOGMUS D, PRINCIPE J C. Error whitening criterion for adaptive filtering: theory and algorithms [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2005, 53(3): 1057 - 1069.
- [10] TREICHLER J. Transient and convergent behavior of the adaptive line enhancer [J]. IEEE Trans Acoustics, Speech, and Signal Process, 1979, 27(1): 53 - 62.
- [11] CHAN Y T, RILEY J M, PLANT J B. A parameter estimation approach to time-delay estimation and signal detection [J]. IEEE Trans Acoustics, Speech, and Signal Process, 1980, 28(1): 8 - 16.
- [12] SO H C. Unbiased FIR system identification in the presence of input and output interference [A]. 42nd Midwest Symposium on Circuits and Systems [C]. New York: IEEE Press, 1999. 696 - 699.
- [13] KROLIK J, JOY M, PASUPATHY S, EIZENMAN M. A comparative study of the LMS adaptive filter versus generalized correlation method for time delay estimation [A]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '84 [C]. New York: IEEE Press, 1984. 652 - 655.
- [14] Krolik J, Eizenman M, Pasupathy S. Time delay estimation of signals with uncertain spectra [J]. IEEE Trans Acoustics, Speech, and Signal Process, 1988, 36(12): 1801 - 1811.
- [15] WU W R, CHEN P C. Adaptive AR modeling in white Gaussian noise [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1997, 45(5): 1184 - 1191.
- [16] 张鸣歧. 应用泛函分析引论 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1989. 174 - 185.
- [17] WIDROW B, GLOVER J R, MCCOOL J M, et al. Adaptive noise canceling: principles and applications [J]. Proceedings of the IEEE, 1975, 63(12): 1692 - 1716.
- [18] YOUNG D H, AHMED N, CARTER G C. An adaptive approach for time delay estimation of band-limited signals [J]. IEEE Trans Acoustics, Speech, and Signal Process, 1983, 31(3): 780 - 784.

作者简介:



吴慧娟 女, 1980 年出生于河南新乡. 现为重庆大学光电工程学院博士研究生, 主要研究方向为智能仪器信息获取与处理.

E-mail: huijuanwu2005cqu@163.com



王玉梅 女, 1964 年 3 月出生于重庆. 现为重庆大学光电工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为传感技术、智能仪器及系统、信息获取与处理、数字图像处理.

E-mail: ymwen@cqu.edu.cn