

基于对数域同态滤波的时延估计算法研究

张 瑶¹, 付 进², 武建国¹

(1. 中国科学院沈阳自动化研究所机器人学国家重点实验室, 辽宁沈阳 110016;
2. 哈尔滨工程大学水声技术国家重点实验室, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 针对水声信道中窄带信号的多途时延估计问题, 本文在对复倒谱时延估计方法进行研究的基础上, 提出了一种基于对数域同态滤波的时延估计算法. 结合复倒谱与同态滤波思想, 将接收的窄带信号首先变换到对数域, 然后与本地存储的信号进行谱减法, 再对相减后的信号进行滤波以消除残余的信号与噪声成分, 最后将其恢复到时域以获取多途时延估计. 与传统的匹配滤波/相关处理以及复倒谱分析方法相比, 本文算法具有时延估计精度高、噪声抑制能力较强等特点. 仿真与湖试数据处理结果证明了该方法的有效性.

关键词: 窄带信号; 多途时延估计; 谱减法; 同态滤波;

中图分类号: TN911. 7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)12-2381-07

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.12.006

Multipath Time-Delay Estimation Based on Homomorphic Filtering in Logarithm Domain

ZHANG Yao¹, FU Jin², WU Jian-guo¹

(1. Key Laboratory of Robotics, Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang, Liaoning 110016, China
2. National Laboratory of Underwater Acoustics Technology, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: Aiming at solving the problem of multipath time-delay estimation for narrow-band signal in underwater acoustic channel, this paper studied the cepstrum method and proposed a time-delay estimation algorithm based on logarithm domain homomorphic filtering. With the thoughts of spectrum and homomorphic filtering, the received signal is turned into logarithm domain and then subtracted by the stored signal. After the residual signal and noise is filtered, the signal is turned back into the time domain to get the multipath time-delay estimation. Compared with the conventional method filtering/correlation and cepstrum methods, this algorithm has advantages in time-delay estimation precision and noise suppression capability. The validity of the proposed method is verified with simulation results and processed lake trial data.

Key words: narrow-band signal; multipath time-delay estimation; spectral subtraction; homomorphic filtering

1 引言

在水声信号处理领域, 由于声信道介质空间的不均匀性, 接收信号中除了直达声之外还混杂有多途分量, 尤其在浅海, 这种现象更为明显, 多径时延估计在声呐目标定位、多目标估计以及水声通信中都是非常重要的, 而水声信道的时变、空变特性又要求我们要及时、准确地获取多径时延信息. 常规的多径时延估计方法都是利用宽带信号较好的时延分辨能力, 通过接收端进行的相关运算来获取时延信息^[1,2], 但在某些条件下, 如系

统的带宽或硬件平台受限、对信号进行后处理时仅有窄带信号以及根据目标辐射的线谱信号进行深度估计时, 都需要利用窄带或单频线谱信号进行多径时延估计, 此时匹配滤波方法的估计精度将难以得到保证. 针对窄带信号的高分辨时延估计问题, 各国学者们进行了广泛而深入的研究, 极大似然估计方法、交替投影法、非线性最小二乘法、高阶统计量法相继被提出^[3-5], 这些方法虽具有较好的时延估计能力, 但也受到计算量较大、对噪声较敏感的限制.

同态滤波思想下的复倒谱(cepstrum)分析方法作为

一种新型的信号处理方法, 由于其对信号进行了非线性运算, 将信号中的相乘运算变成复倒谱域的相加运算, 从而可以将接收信号中的信号项与多途时延信息相分离. 研究证明, 在多途时延估计中, 倒谱分析方法比传统的相关等方法具有更好的时延估计精度, 其在语音信号处理以及数字水印等领域中, 已经得到广泛的应用^[6,7]. 在水声信号处理领域, 近年来也相继有在舰船噪声提取、目标定深、目标识别、信道估计等方面应用此方法的文献发表^[8-12].

本文将同态滤波分析方法应用于窄带信号的时延信息估计中, 首先分析复倒谱分析方法的基本原理以及基本性质, 并对线谱信号与多途信息的倒谱特性进行了理论推导, 针对其对噪声较敏感的问题, 提出了一种基于对数域谱减法的同态滤波时延估计算法, 仿真与试验分析结果表明: 基于对数域谱减法的同态滤波多途时延估计方法具有很高的估计精度, 与直接进行复倒谱运算相比, 有效的提高了其抗噪声能力, 而且对信号的多普勒频移也具有很好的适应能力.

2 复倒谱分析的原理和性质

2.1 复倒谱分析的原理

复倒谱分析方法是一种非线性处理方法, 其计算方法为: 首先对信号取 Z 变换, 然后对 Z 变换的结果取复对数, 再进行逆 Z 变换, 即:

$$\hat{C}_x(n) = Z^{-1}(\text{Ln}\{Z[x(n)]\}) \quad (1)$$

声信号的接收模型可以表示为信号与信道冲激响应函数的卷积, 即:

$$x(n) = s(n) * h(n) \quad (2)$$

其中, $s(n)$ 为信道的输入信号, $h(n)$ 为信道的单位冲激响应函数, 将式(2)带入式(1), 可有:

$$\begin{aligned} \hat{C}_x(n) &= Z^{-1}(\text{Ln}\{Z[s(n) * h(n)]\}) \\ &= Z^{-1}\{\text{Ln}[S(Z) \cdot H(Z)]\} \\ &= Z^{-1}\{\text{Ln}[S(Z)] + \text{Ln}[H(Z)]\} \\ &= Z^{-1}\{\text{Ln}[S(Z)]\} + Z^{-1}\{\text{Ln}[H(Z)]\} \end{aligned} \quad (3)$$

从上式中不难看出, 输入信号与信道之间的卷积关系已经变为求和的关系, 在对信号进行复倒谱运算后, 在倒谱域通过线性滤波技术将无用分量滤除, 并将保留的信号分量恢复到时域的方法就是通常所说的同态滤波方法.

如果输入信号 Z 变换的收敛域包括单位圆, 其傅里叶变换存在, 在计算时可以用傅里叶变换代替 Z 变换, 实际中运用的信号满足以上要求.

2.2 复倒谱的性质及多途时延估计原理

如果信号是稳定的, 那么它的 Z 变换一般具有有理分式的形式:

$$X(Z) = AZ^{-r} \frac{\prod_{i=1}^{M_1} (1 - a_i Z^{-1})}{\prod_{k=1}^{N_1} (1 - c_k Z^{-1})} \frac{\prod_{j=1}^{M_2} (1 - b_j Z)}{\prod_{l=1}^{N_2} (1 - d_l Z)} \quad (4)$$

上式中 $|a_i|$ 、 $|b_j|$ 、 $|c_k|$ 、 $|d_l|$ 均小于 1, $Z = a_i$ 与 $Z = c_k$ 分别为单位圆内的零点和极点, $Z = b_j^{-1}$ 与 $Z = d_l^{-1}$ 则分别是单位圆外的零点与极点, 对上式取逆 Z 变换, 其中 Z^{-r} 为一相对原点的延迟项, 由于其并不影响复倒谱的性质, 故将其忽略, 得到的变换结果为:

$$\hat{C}_x(n) = \begin{cases} -\sum_{i=1}^{M_1} \frac{a_i^n}{n} + \sum_{k=1}^{N_1} \frac{c_k^n}{n}, & n < 0 \\ \text{Ln}A, & n = 0 \\ \sum_{j=1}^{M_2} \frac{b_j^{-n}}{n} - \sum_{l=1}^{N_2} \frac{d_l^{-n}}{n}, & n > 0 \end{cases} \quad (5)$$

从式(5)可以看出, 复倒谱序列为双边序列, 具有以下性质:

性质 1 $\hat{C}_x(n)$ 为一无限长序列, 随着 $|n|$ 的增大, 其绝对值逐渐变小, 零极点值 ($|a_i|$, $|b_j|$, $|c_k|$, $|d_l|$) 越接近 0, 其衰减幅度越快, 并且其为一有界序列, 即当 $n \rightarrow \infty$ 时, $|\hat{C}_x(n)| < \alpha \beta^{|n|}$, 其中 α 为某一常数, $\beta = \max\{|a_i|, |b_j|, |c_k|, |d_l|\}$.

性质 2 当 $x(n)$ 的零极点均在单位圆内, 即为最小相位序列时, 此时 $|b_j|$ 与 $|d_l|$ 均等于 0, $\hat{C}_x(n)$ 为因果序列, 只在 $n \geq 0$ 时有值, 反之如果信号的零极点均在单位圆外, 则 $\hat{C}_x(n)$ 只在 $n \leq 0$ 时有值.

性质 3 对于间隔为 N_p 的一系列冲激串, 其复倒谱 $\hat{C}_h(n)$ 也是一系列间隔为 N_p 的冲激串.

对于信道冲激响应函数, $h(n) = \sum_{i=1}^M a_i \delta(n - n_i)$ 取 Z 变换并求对数, M 为信道中多途的数目, 得到:

$$\text{Ln}[H(Z)] = \text{Ln}(1 + a_1 Z^{-n_1} + \dots + a_m Z^{-n_m}) \quad (6)$$

令 $x = a_1 Z^{-n_1} + \dots + a_m Z^{-n_m}$, 则可得到 $|x| < 1$, 根据幂级数展开公式对上式进行展开, 取前三项有:

$$\begin{aligned} \text{Ln}(1 + \sum_{i=1}^m \frac{a_i}{Z^{n_i}}) &= \sum_{i=1}^m \frac{a_i}{Z^{n_i}} + \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^m \frac{a_i^2}{Z^{2n_i}} + 2 \sum_{i=1}^m \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \frac{a_i a_j}{Z^{n_i+n_j}} \right) \\ &\quad - \frac{1}{3} \left(\sum_{i=1}^m \frac{a_i^3}{Z^{3n_i}} + 2 \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^m \frac{a_i a_j a_k}{Z^{n_i+n_j+n_k}} \right) + \dots \end{aligned} \quad (7)$$

对上式取逆 Z 变换, 有:

$$\begin{aligned} \hat{C}_h(n) &= \sum_{i=1}^m a_i \delta(n - n_i) \\ &\quad + \frac{(-1)^1}{2} \left[\sum_{i=1}^m a_i^2 \delta(n - 2n_i) + 2 \sum_{i=1}^m \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m a_i a_j \delta(n - n_i - n_j) \right] \\ &\quad + \frac{(-1)^2}{3} \left[\sum_{i=1}^m a_i^3 \delta(n - 3n_i) + 2 \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^m a_i a_j a_k \delta(n \right. \end{aligned}$$

$$-n_i - n_j - n_k) + \dots \quad (8)$$

从式(8)的推导可看出,冲激响应函数在复倒谱域仍表现为一系列冲激响应,这与性质 3 是一致的,其位置为时延点的“倍频点”以及“交叉项”处。

从以上的性质中可以得到以下结论:由于复倒谱的绝对值随着 n 的增大而迅速衰减,信号的信息主要集中在低频部分,所以进行有限点的复倒谱运算即可保留信号的基本信息,而冲激函数在复倒谱域仍表现为一系列冲激函数,其位置为时域的延时以及不同时延值间的线性组合,从而可以通过复倒谱运算实现多途信息的提取与抗多途处理。

3 基于对数域谱减法的时延估计算法

3.1 算法的提出

从之前的分析可知,复倒谱分析方法可以得到高精度的时延信息,在倒谱域即可直接进行多途时延提取或滤除多途分量.但之前的分析忽略了一个重要参数——噪声项,当接收信号中有噪声项时,接收信号为: $x(n) = A \cdot s(n) * h(n) + z(n)$, $z(n)$ 为噪声项,接收信号的频谱可以表示为:

$$\begin{aligned} X(\omega) &= AS(\omega) \cdot H(\omega) + N(\omega) \\ &= A |S(\omega)| \cdot |H(\omega)| e^{j(\theta_s + \theta_h)} + N(\omega) \\ &= A |S(\omega)| \cdot |H(\omega)| e^{j(\theta_s + \theta_h)} N'(\omega) \end{aligned} \quad (9)$$

上式中: $N'(\omega) = 1 + N(\omega) / [AS(\omega)H(\omega)]$, 对式(9)取对数:

$$\begin{aligned} \log[X(\omega)] &= \log[|S(\omega)|] + \log[|H(\omega)|] + \log A \\ &\quad + \log[N'(\omega)] + j(\theta_s + \theta_h) \end{aligned} \quad (10)$$

当信噪比较高时,上式中的 $\log[N'(\omega)]$ 趋近于 0, 可以忽略,但当信噪比不甚大时,此项对输出影响将很大。

通过仿真分析噪声的影响,设发射信号为矩形包络的 CW 信号,脉宽为 200ms,载频为 2kHz,采样率为 10kHz,接收信号中混有两条多途信号,时延及归一化幅度分别为 (85, 120)ms 与 (-0.7, 0.5), 在不同信噪比条件下进行复倒谱计算得到的结果如图 1 所示。

如图 1(b)中的箭头所示,在信噪比足够高的情况下,可以通过复倒谱运算获得时延的估计结果,但当信噪比下降到 20dB 时,已经很难分辨出时延峰了(如图 1(a)),对于水声信道而言,很多时候是不能满足高信噪比条件的,此时复倒谱分析方法将会失效。

从式(10)中可以看出,经过对数运算后,卷积项变成了相加项,实部保留的是信号与多途的幅值,虚部保留的是相位信息,如果从中减去信号项,则有:

$$\begin{aligned} D(\omega) &= \text{Ln}[X(\omega)] - \text{Ln}[S(\omega)] \\ &= \text{Ln}(A) + \text{Ln}(|H(\omega)|) + j(\theta' + \theta_h) + \text{Ln}[N'(\omega)] \end{aligned} \quad (11)$$

上式中, θ' 为接收信号与本地信号的相位差,将相减的

结果恢复到时域可得:

$$\begin{aligned} F^{-1}\{\exp[D(\omega)]\} &= F^{-1}[AH(\omega)e^{j\theta'} + N(\omega)/S(\omega)] \\ &= Ah(n)\cos(\theta') + z'(n) \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $z'(n) = F^{-1}[N(\omega)/S(\omega)]$, 从式(12)中可以看出,减去了信号项以后只剩下了多途分量、信号的幅值 A 以及相位差项,只要噪声项足够小就可以在时域对多途值直接提取。

对此方法进行仿真,实验条件:信号的载频为 2kHz,脉宽为 20ms,直达波与两多途分量的到达时刻分别为: (1.4, 4.8, 11.1)ms, 幅度分别为: (1, -0.8, 0.6), 信噪比为 20dB, 利用谱减法得到的时延估计结果如图 2 所示。

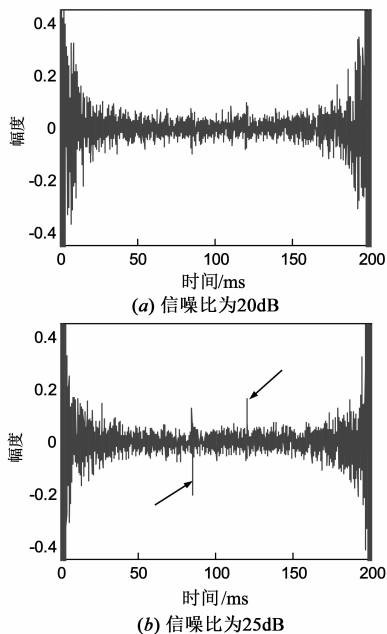


图1 不同信噪比的复倒谱结果

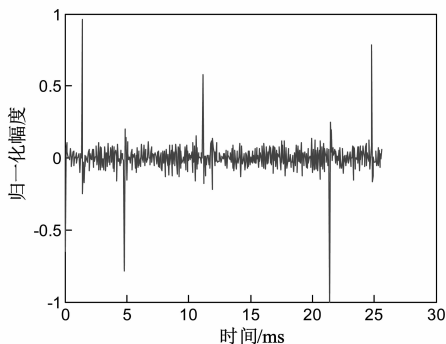


图2 多途估计结果

在图 2 中不但在多途真值 1.4ms 和 4.8ms 处获得了时延峰值,在 21.4ms 以及 24.8ms 也出现了时延峰值,这两个峰值是直达波与第一个多途分量在时域的伪峰,产生伪峰的原因是由于在相减后,多途信息的相位项受到破坏,在进行傅里叶反变换时产生周期延拓,

从而产生了伪峰. 由于这类伪峰与真值的时延差值为信号的脉宽, 所以在实际中很容易辨识, 并且还可以利用这一特点提高此方法的抗噪声能力: 将真值与其伪峰相加, 结果取平均, 来提高其抗噪声能力, 即:

$$h'(n) = \frac{1}{2} [h(n) + |h(n+N)|] \quad (13)$$

利用谱减法能正确估计多途信息的前提是在对数域能有效的消除信号分量, 这就要求接收信号与本地拷贝信号是一致的, 如果两信号的差别较大, 就会造成对数域信号成分无法消除, 从而影响多途估计结果. 图(3)为信号载频有 20Hz 频移情况下利用谱减法得到的多途估计, 显然, 此时利用谱减法不能获得满意的估计结果.

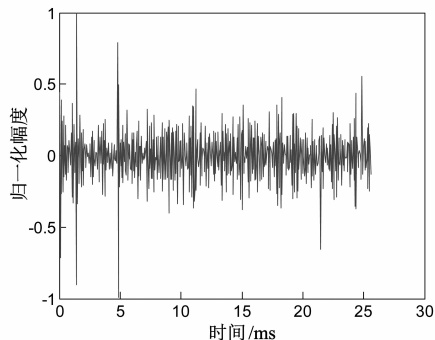


图3 有频移的多途估计结果

3.2 算法原理

考虑在进行反变换之前对幅度谱进行修正, 恢复其平坦特性, 并对恢复到时域的多途信息进行修正以得到多途时延分量, 称此方法为基于谱减法与同态滤波的时延估计方法, 具体实施方法步骤为:

步骤 1 对接收的含有多途分量的信号 $x(n)$ 进行短时傅里叶变换并求其对数谱 $L_x(\omega)$, 并求相同点数的本地拷贝信号 $s'(n)$ 的对数谱 $L'_s(\omega)$.

步骤 2 将接收信号的对数谱减去本地信号的对数谱 $L_h(\omega) = L_x(\omega) - L'_s(\omega)$, 并将对数谱序列减去其均值 M_h , 得到序列 $L'_h(\omega)$.

步骤 3 对序列 $L'_h(\omega)$ 进行搜索, 如果其绝对值大于门限值 d , 则将此点的值由 0 替代, 搜索结束后再将序列 $L'_h(\omega)$ 进行滑动平滑, 具体方法为每隔 N 个点取一次平均, 得到局部均值 M_i , 将这几个点的值均减去此局部均值, 直到整个序列全部平滑完成.

步骤 4 将修正后的对数谱 $L'_h(\omega)$ 恢复到时域, 进行带通滤波, 对滤波结果进行伪时延峰判断, 并将各伪时延峰的值取出并将此点及周围 m 个点置 0, 将此值加到真值处, 最后进行归一化处理.

步骤 3 的作用是消除随机噪声及残留的信号成分. 步骤 4 通过将伪峰值加到真值处有效的利用了信号的能量, 进一步增大了输出的信噪比, 而带通滤波的目的

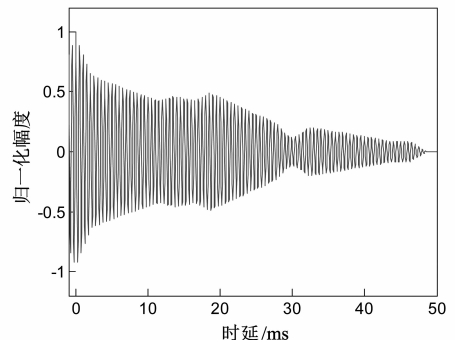
主要是消除输出的噪声分量.

4 仿真与试验分析

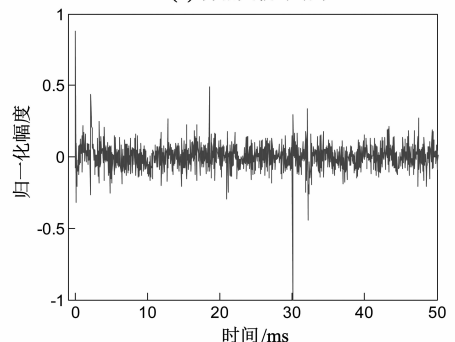
4.1 仿真分析

实验条件: 发射信号是载频为 4kHz 矩形包络的 CW 信号, 假设水中声速为 1500m/s, 不考虑声速分布不均匀性, 海面海底的反射系数分别为 -0.9 与 0.6, 系统的采样率为 20kHz, 带通滤波器的频带范围为 [1500 2500] Hz, 滤波器为 10 阶, 门限值 $d = 4$, 搜索点数 $m = 10$.

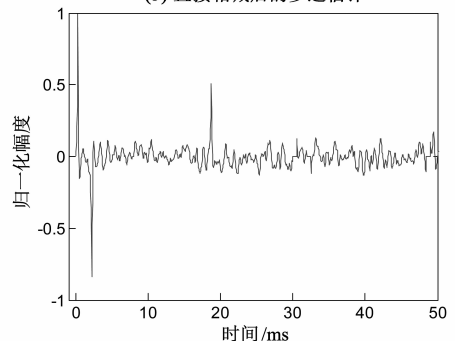
分析不同的信道条件下算法的有效性, 信号的脉宽为 30ms, 接收端的信噪比为 20dB, 接收换能器坐标为 (0, 0, 20) m, 目标的坐标为 (1000, 800, 100) m, 水深为 200m, 首先考虑仅有海面海底一次反射的情况, 经计算得到的直达波出现在 855.4ms 处, 海面、海底反射波相对直达波的传播时延分别为 2.1ms 与 18.5ms, 与直达波的归一化幅度分别为 0.89 与 0.43, FFT 点数为 1024 点,



(a) 自相关估计结果



(b) 直接相减后的多途估计



(c) 修正后的多途估计

图4 多途估计结果对比

作为比较,画出同条件下自相关的输出结果,如图 4 所示.

从图 4(a)中可以看出,相关方法不能有效提取多个时延峰值.在图 4(b)中可以看出,进行对数谱消除后直接进行恢复并不能得到很好的信道估计结果,而经过了平滑及滤波处理,恢复到时域后可以看到两个非常明显的时延峰,如图 4(c)所示,多途分量与直达波的时延差为: $[2.10, 18.55]$ ms,最大时延估计误差为 0.05 ms,估计精度较高,归一化幅度估计结果为: $[-0.81, 0.50]$,与真实值差别也较小.说明此时信号及噪声成分均得到了有效的去除.

假设信道的多途时延相对直达波的传播时延分别为: $[3.60, 12.35, 18.60, 25.40, 33.15]$ ms,相应的归一化幅度为: $[-0.85, 0.70, -0.58, -0.46, -0.33]$,信噪比为 20 dB,其它条件不变,多途估计结果如图 5 所示.从图 5 中可以看出,在多途数目较多的条件下本文算法也能保证较高的估计精度.

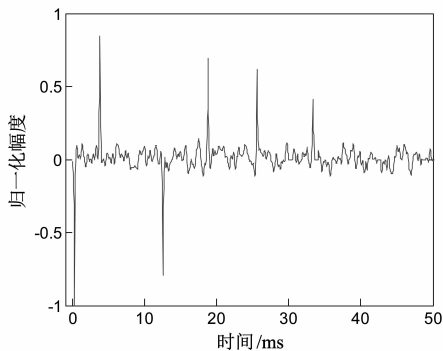


图5 多途估计结果

分析在信号有多普勒频移时算法的性能,仿真条件之前相同,目标的径向速度为 10 m/s,相应的频移为 53 Hz,不同信噪比条件下得到的多途时延估计结果如图 6 所示.

由图 6 可知,在信噪比得到保证的前提下,即使目标径向速度较大,算法仍能得到有效的时延估计,随着信噪比的降低,算法的性能开始下降.

分析算法的抗噪声能力,多途分量为 3 条(记为 d_1, d_2, d_3),其时延差随机分布在信号脉宽范围内,归一化幅度任意分布在 $[0.2, 0.7]$ 之间,进行 200 次仿真,不同信噪比条件下各多途分量的平均时延估计误差 (M_{dr})

表 1 不同 SNR 条件下的多途估计结果

SNR/dB	M_{dr}/ms			M_{da}		
	d_1	d_2	d_3	d_1	d_2	d_3
15	0.15	0.26	0.18	0.09	0.08	0.08
12	0.26	0.33	0.31	0.11	0.10	0.12
10	0.33	0.41	0.37	0.14	0.16	0.17
8	0.36	0.43	0.43	0.15	0.18	0.18

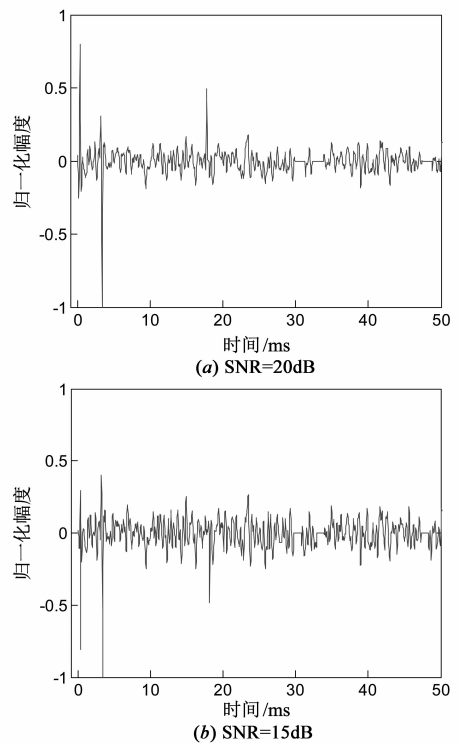


图6 不同信噪比条件下的多途估计结果

与归一化幅度估计误差 (M_{da}) 如表 1 所示.

从表 1 中可以看出,虽然算法的时延与幅度估计误差随着信噪比的下降开始变大但其精度始终保持在较高的水平上.

4.2 试验数据分析

试验数据来源于 2010 年夏的某次湖上试验,试验区域水深约为 30 m,声源布放于水下 3 m,水听器位于水下 15 m 左右,与声源水平距离约为 300 m,处于自由漂浮状态,发射的信号载频为 28 kHz,脉宽为 10 ms,系统的采样率为 192 kHz,脉冲发射周期为 1 s,接收信噪比约为 40 dB.

某一帧接收信号时域波形及利用本文方法得到的时延估计结果如图 7 所示.

从图 7(b)中可以看到,由于信噪比较高,计算得到的两条时延峰值非常明显.对多帧数据依次进行时延估计,得到的瀑布图如图 8 所示,在图中直达波与两条多途信号均较明显(如上部箭头所示),在图中也可看到不连续的峰值(如下部箭头所示),其原因应该为布放声源或水听器船体的反射声.

在接收信号中加入实测的背景噪声,信噪比为 15 dB 与 10 dB 时,数据的时域波形及其多途估计结果如图 9 所示.

从图 9 中可以看出,随着信噪比的降低,算法的估计能力开始下降,而对于幅度较高的多途信号,当信噪

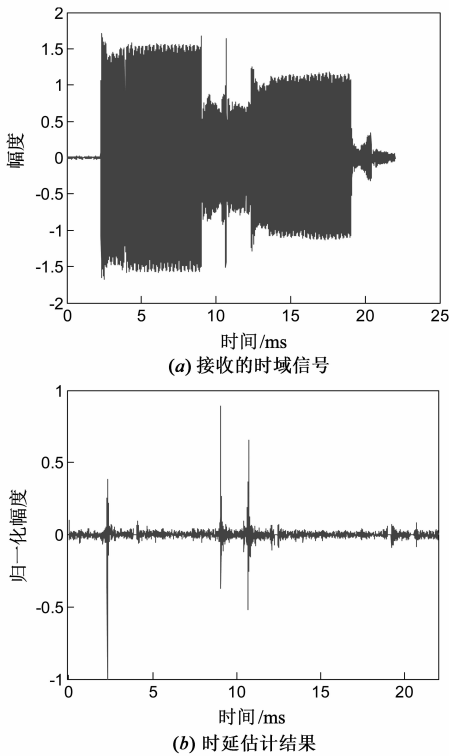


图7 接收信号及其多途估计结果

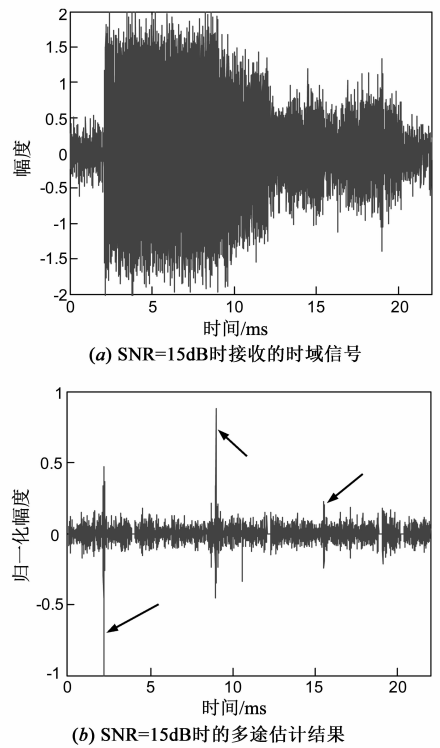


图8 多途时延估计结果瀑布图

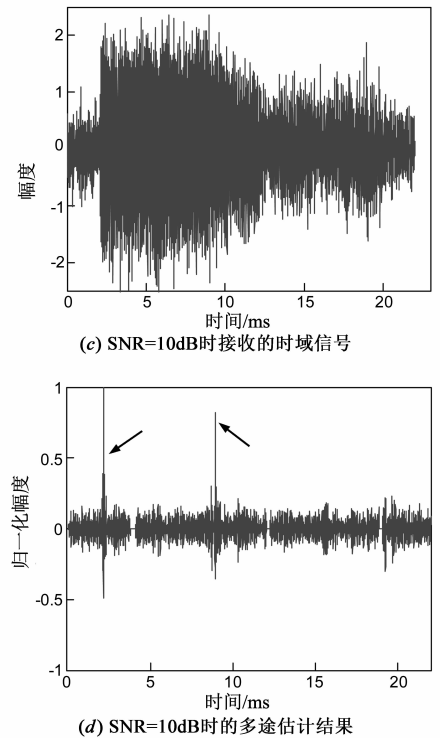


图9 不同信噪比下的接收信号及其多途估计结果

比下降到 10dB 时仍能进行有效估计,这与仿真分析的结果是一致的.

5 结论

线谱信号由于带宽窄,时延分辨能力较弱,复倒谱运算作为一种非线性运算,具有良好的多途时延估计精度,但其对信噪比要求较高,这很大程度上限制了它的应用.为了改善在窄带信号条件下的多途估计能力,本文利用主动系统的特点,提出了一种基于对数域同态滤波的时延估计方法,该方法充分利用信号的先验信息,将信号项在对数域减去,并对相减后的结果通过平滑及滤波算法消除残余的信号及噪声成分,再将信号恢复到时域,以得到多途时延信息.从仿真实验与湖

试数据的分析中可以证明,本文方法具有很高的估计精度,并且具有很好的噪声抑制能力,同时对多普勒频移具有很好的适应能力.

参考文献

- [1] 蒋德军, 胡涛. 时延估计技术及其在多途环境中的应用[J]. 声学学报, 2001, 26(1): 34 - 40.
Jiang De-jun, Hu Tao. Time-delay estimation and its application in multipath environment[J]. Acta Acustica, 2001, 26(1): 34 - 40. (in Chinese)
- [2] B M Bell, T E Ewart. Separating multipath by global optimization of a multidimensional matched filter[J]. IEEE Trans on Acoust Speech Signal Processing, ASSP, 1986, 34(5): 1029 - 1037.
- [3] P Stoica, K C Sharman. Novel Eigen analysis method for direction estimation[J]. IEE Proceedings of Communications Radar and Signal Processing, 1990, 137(1): 19 - 26.
- [4] R J Vaccaro, CS Ramalingam, D W Tufts. Least-squares time-delay estimation for transient signals in a multipath environment[J]. J Acoust, 1992, 92(1): 210 - 218.
- [5] 李军, 章新华, 王凯. 基于高阶统计的水声信道盲辨识[J]. 应用声学, 2009, 28(1): 42 - 46.
Li Jun, Zhang Xin-hua, Wang Kai. Underwater acoustic blind channel identification based on high-order statistics[J]. Applied Acoustics, 2009, 28(1): 42 - 46. (in Chinese)
- [6] 胡光锐, 韦晓东. 基于倒谱特征的带噪语音端点检测[J]. 电子学报, 2000, 28(10): 95 - 97.
Hu Guang-rui, Wei Xiao-dong. Endpoint detection of noisy speech based on cepstrum[J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(10): 95 - 97. (in Chinese)
- [7] 颜鑫, 李应. 利用抗噪幂归一化倒谱系数的鸟类声音识别[J]. 电子学报, 2013, 41(2): 295 - 300.
Yan Xin, Li Ying. Anti-noise power normalized c-epstral coefficients in bird sounds recognition[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(2): 295 - 300. (in Chinese)
- [8] J L Bonner, D T Reiter. Application of a cepstral F statistic for improved depth estimation[J]. Bulletin of the Seismo Logical Society of America, 2002, 92(5): 1675 - 1693.
- [9] 马元锋, 陈克安, 马苗. 一种新的可应用于声目标识别的倒谱系数[J]. 兵工学报, 2009, 30(11): 1477 - 1483.
Ma Yuan-feng, Chen Ke-an, Ma Miao. A new ce-pstrum coefficients applied to acoustic target recognition[J]. Acta Armamentarii, 2009, 30(11): 1477 - 1483. (in Chinese)
- [10] 王燕, 邹男, 付进, 梁国龙. 基于倒谱分析的单水听器目标运动参数估计[J]. 物理学报, 2014, 63(3): 1 - 12.
Wang Yan, Zou Nan, Fu Jin, Liang Guo-long. Estimation of single hydrophone target motion parameter based on cepstrum analysis[J]. Acta Phys Sin, 2014, 63(3): 1 - 12. (in Chinese)
- [11] 曾治丽, 李亚安, 刘雄厚. 基于高阶谱和倒谱的舰船噪声特征提取研究[J]. 计算机仿真, 2011, 28(11): 5 - 9.
Zeng Zhi-li, Li Ya-an, Liu Xiong-hou. Study on feature extraction of ship reaiated noise based on higher order spectrum and cepstrum[J]. Computer Simulation, 2011, 28(11): 5 - 9. (in Chinese)
- [12] Chen Li-Jun, Gao Xiang, An Liang. Multipath passive localization in shallow water channel[J]. Journal of Nanjing University(Natural Sciences), 2012, 48(5): 609 - 615.

作者简介



张 瑶 男, 1984 年 10 月出生于辽宁省建昌县, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为: 水声信号处理, AUV 目标探测与跟踪等.

E-mail: zhangyao@sia.cn