

时延估计技术及其在多途环境中的应用

蒋德军 胡 涛

(中国科学院声学研究所 北京 100080)

1999 年 8 月 16 日收到

1999 年 10 月 12 日定稿

摘要 将 Vaccaro 等人提出的带惩罚函数的最小二乘算法和 Li 等人提出的 WRELAX 时延估计算法结合起来, 给出了一种时延估计问题的混合算法, 其中 WRELAX 算法用于计算重叠信号时延和幅度的初始值, 带惩罚函数的频域最小二乘算法用于确定重叠信号时延和幅度的真实值。本文还介绍了利用相关系数进行时延估计运算以及确定有效多途信号数目的方法, 并成功地运用到实验数据处理。模拟数据显示混合算法具有很强的处理重叠多途信号, 以及抗噪声干扰的能力。对实验获得的时带积 (TB) 为 800, 带宽从 500 Hz 到 700 Hz 的线性调频 (LFM) 信号, 利用相关系数获得的重构接收信号与接收信号符合得非常好。

PACS 数: 43.60, 43.30

Time-delay estimation and its application in multipath environment

JIANG Dejun HU Tao

(Institute of Acoustics, The Chinese Academy of Sciences Beijing 100080)

Received Aug. 16, 1999

Revised Oct. 12, 1999

Abstract A hybrid algorithm combining the NLS estimator with penalty function proposed by Vaccaro and WRELAX algorithm proposed by Li is presented, where WRELAX algorithm and the NLS estimator with penalty function are used to obtain the initial estimates and the true values of the delays and the amplitudes of the superimposed signals, respectively. The methods for calculation of time-delay estimation using the correlation coefficient and for determining the number of effective multipath signals are also proposed. Numerical examples are provided to illustrate the performances of the hybrid algorithm. The experimental data of $f = 500 \sim 700$ Hz linear frequency modulation (LFM) signals with large time-bandwidth-product 800 is emphatically discussed here. The results show that the reconstructed signal is similar to the received signal in correlation space.

引言

在现代声呐系统中, 多途信号时间延迟的分辨能力已成为决定其性能的重要因素, 是多途分离、目标特性提取、分类及识别等信息提取技术的基础。经典的时延估计技术采用的是匹配滤波近似方法^[1,2], 利用发射波形与接收波形求相关后的峰值给出到达时间的估计。该方法的优点是对噪声具有较强的宽容性, 但它依赖于发射信号的自相关函数的主峰宽

度 (近似为信号带宽的倒数)。为了提高多途信号的分辨能力只能依靠发射更大带宽的信号, 从而对整个声呐系统提出了更高的要求。近年来, 由于高分辨率谱估计技术以及优化技术的迅速发展, 出现了许多时间延迟估计技术, 例如: (a) 最大似然 ML 方法^[3]; (b) 反演滤波方法^[4]; (c) 期望值最大 EM 算法^[5]; (d) 非线性最小二乘方法 (NLS)^[6-10] 等等。

非线性最小二乘方法求解多途信号时延估计问题具有适应性强和抗噪声干扰能力强等优点, 已成

为很有发展前途的计算方法。但由于发射信号通常是具有一定带宽的脉冲信号, 接收信号与发射信号之间的相关函数在发射的频率附近是一个振荡函数, 目前存在的许多算法, 如带惩罚函数的最小二乘算法^[6]、模拟退火算法^[8]和 WRELAX 算法^[10]等, 都面临一个局部优化点的问题。因为若限制信号幅度为实数, 从理论上而言可以获得时延参数的真实值, 但由于代价函数是激烈震荡的函数, 在实际运算过程中, 要获得代价函数的全局最小值非常困难。另一方面, 若允许信号幅度为复数, 可以解决代价函数的全局最小值问题, 但要求信噪比足够高, 否则将导致参数的估计存在偏差。解决这个问题的最好方法是首先将接收信号模拟成一个带有不同复数振幅的发射信号的时间漂移之和, 以便获得很好的时延参数的初始估计值。然后, 通过求解实数振幅的非线性最小二乘代价函数的全局最小值获得时延参数的真实值。

带惩罚函数的最小二乘算法和 WRELAX 算法都是在频域内求解非线性最小二乘代价函数全局最小值的算法。前者最显著的特点是在复数振幅的虚部添加一个惩罚项, 通过逐渐增大惩罚值, 直至惩罚值趋于无穷大时, 强制多途信号幅度为纯实数; 后者最显著的特性是将多维优化问题分解成一系列一维最优化问题。遗憾的是, 这两种算法都有可能收敛于局部最小值, 而不是全局最小值。前者是因为未能给出特定的初始条件, 后者则在求解代价函数的全局最小值问题时, 信号幅度为复数。

在本文中, 我们将上述两种算法结合起来, 讨论多途信号时延估计问题。首先, 我们假定信号幅度是复数, 用 WRELAX 算法求解一系列一维最优化问题, 获得时延和幅度参数的初始估计值。然后, 利用高斯-牛顿方法求解带惩罚函数代价函数的最小值, 确定时延和幅度参数的真实值。本文第一部分是介绍时延估计问题的混合算法, 同时介绍确定有效多途信号数目以及在相关空间进行数据处理的方法。之后, 将此混合算法用于模拟计算以及实验数据处理。文章的最后是小结。

1 理论分析

1.1 信号模型

如果不考虑信道的时散效应, 多途信号时延估计问题的信号模型可以表示为:

$$r(t) = \sum_{m=1}^M a_m s(t - \tau_m) + e(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

式中 $s(t)$ 为波形已知的发射信号, $e(t)$ 为方差 σ^2 的零均值白噪声。 M 、 a_m 和 τ_m 为未知的参数, 分别对应有效多途信号数, 第 m 条多途信号的幅度和时延。实际信号处理中, 接收信号是按一定的采样间隔 T_s 在时间上离散化。

$$r(nT_s) = \sum_{m=1}^M a_m s(nT_s - \tau_m) + e(nT_s), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (2)$$

用 $R(k)$ 、 $S(k)$ 和 $E(k)$ 分别代表 $r(nT_s)$ 、 $s(nT_s)$ 和 $e(nT_s)$ 的离散傅里叶变换, 其中 $k = -N/2, -N/2+1, \dots, N/2-1$, 这时可将式 (2) 变换到频域:

$$R(k) = S(k) \sum_{m=1}^M a_m e^{i\omega_m k} + E(k), \quad (3)$$

其中:

$$\omega_m = -\frac{2\pi\tau_m}{NT_s}. \quad (4)$$

如果式 (3) 两边除以已知信号谱 $S(k)$, 则时延估计问题等效于正弦曲线参数估计问题。然而, 由于以下几个方面的原因限制我们使用正弦曲线参数估计算法^[9]: (a) 信号谱 $S(k)$ 在某些频率点 k 上可能为零。(b) $E(k)/S(k)$ 为等效观测噪声, 而不是白噪声, 即使 $E(k)$ 是白噪声。(c) 当 $E(k)$ 为白噪声时, 在某些频率点 k 上 $S(k)$ 越大, 对应的 $R(k)$ 的信噪比 (SNR) 越高, 所以 $R(k)$ 除以 $S(k)$ 之后, 将降低那些 $R(k)$ 的信噪比。(d) 当前常用的高分辨率谱估计算法, 如 MUSIC、PRONY、ESPRIT^[11] 等都是为复数振幅设计的, 不能直接运用于实数振幅信号。

1.2 带惩罚函数的最小二乘估计器

通过求解下列 NLS 方程代价函数的最小值, 来估计未知参数 $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T$, $\boldsymbol{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M]^T$ 。

$$C(\mathbf{a}, \boldsymbol{\omega}) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left| R(k) - S(k) \sum_{m=1}^M a_m e^{i\omega_m k} \right|^2. \quad (5)$$

由于发射信号 $s(t)$ 和接收信号 $r(t)$ 都是实数, 它们的傅里叶变换是共轭对称, 即 $R(-k) = R^*(k)$, $S(-k) = S^*(k)$, $k = 1, 2, \dots, N/2-1$, 其中 $(\cdot)$ 表示复共轭, 而且 $R(-N/2)$ 、 $R(0)$ 以及 $S(-N/2)$ 、 $S(0)$ 为实数, 因此上述代价函数等效于:

$$C(\mathbf{a}, \boldsymbol{\omega}) = \sum_{k=-N/2}^0 \left| R(k) - S(k) \sum_{m=1}^M a_m e^{i\omega_m k} \right|^2. \quad (6)$$

为减少运算量以及运算误差, 我们可以给发射信号谱加一门限值, 将代价函数的运算限制在具有较高信噪比的区域进行, 通常将门限值设置为信号谱峰值的 1/20 至 1/10 之间^[7]。这样式 (6) 可进一步写成:

$$C(a, \omega) = \sum_{k \in \Omega} \left| R(k) - S(k) \sum_{m=1}^M a_m e^{i\omega_m k} \right|^2 = \left\| \tilde{R} - \tilde{P}(\omega) \tilde{a} \right\|^2, \quad (7)$$

式中: $\Omega = \{-N/2 \leq k \leq 0 : S(k) > \text{门限值}\} = \{q_1, q_2, \dots, q_L\}$ 。

$$\tilde{R} = (R[q_1], R[q_2], \dots, R[q_L])^T,$$

$$\tilde{a} = (a_1, a_2, \dots, a_M)^T,$$

$$\omega = (\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M)^T,$$

$$S = \text{diag}(S[q_1], S[q_2], \dots, S[q_L]),$$

$$A(\omega) = \begin{pmatrix} e^{i\omega_1 q_1} & e^{i\omega_2 q_1} & \dots & e^{i\omega_M q_1} \\ e^{i\omega_1 q_2} & e^{i\omega_2 q_2} & \dots & e^{i\omega_M q_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{i\omega_1 q_L} & e^{i\omega_2 q_L} & \dots & e^{i\omega_M q_L} \end{pmatrix},$$

$$\tilde{P}(\omega) = SA(\omega),$$

式 (7) 就是通常情况下的最小二乘估计器, 其中幅度允许是复数, 代价函数相对比较平滑, 有利于寻找全局最小值。然而, 如果发射信号的傅里叶变换存在任何一个零点, 将导致算法无法进行, 尤其是在 SNR 不是足够高时, 代价函数存在偏差, 将导致延迟参数的估计偏离真实值。Vaccaro 等人提出的改进方法是将式 (7) 中每一项的实部和虚部分开, 同时在复数振幅的虚部添加一个惩罚项, 即:

$$C_\alpha(a, \omega) = \left\| \begin{pmatrix} R_r \\ R_i \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} P_r - P_i \\ P_i \ P_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_r \\ a_i \end{pmatrix} \right\|^2 + \alpha \|a_i\|^2, \quad (8)$$

其中:

$$R_r = \text{Re}\{\tilde{R}\}, \quad R_i = \text{Im}\{\tilde{R}\},$$

$$P_r = \text{Re}\{\tilde{P}(\omega)\}, \quad P_i = \text{Im}\{\tilde{P}(\omega)\},$$

$$a_r = \text{Re}\{\tilde{a}\}, \quad a_i = \text{Im}\{\tilde{a}\}.$$

将式 (8) 右边写成一个范数形式, 得:

$$C_\alpha(a, \omega) = \left\| \begin{pmatrix} R_r \\ R_i \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} P_r - P_i & -P_i \\ P_i & P_r \\ 0 & \alpha I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_r \\ a_i \end{pmatrix} \right\|^2 = \left\| R - P(\omega) a \right\|^2, \quad 0 \leq \alpha \leq \infty. \quad (9)$$

其中:

$$P(\omega) = \begin{pmatrix} P_r - P_i & \\ P_i & P_r \\ 0 & \alpha I \end{pmatrix}, \quad R = \begin{pmatrix} R_r \\ R_i \\ 0 \end{pmatrix}, \quad a = \begin{pmatrix} a_r \\ a_i \end{pmatrix}.$$

显然, 惩罚值 $\alpha = 0$ 时, 式 (9) 的代价函数与式 (8) 的一致; 但当惩罚值 $\alpha \rightarrow \infty$ 时, 幅度将强制为纯实数。此时求解 $C_\alpha(a, \omega)$ 最小值的步骤如下: 首先, 令 $\alpha = 0$, 求解使 $C_0(a, \omega)$ 最小的 a 和 ω 值; 然后, 逐渐增加 α , 对每一个 α 求解使相应 $C_\alpha(a, \omega)$ 最小的 a 和 ω 值, 直至 $\alpha \rightarrow \infty$, 此时幅度 a 和时延 ω 参数为真实值。在本文计算过程中, 令惩罚值 α 以对数形式增长。

对任意固定的 ω 和 α , 使 $C_\alpha(a, \omega)$ 最小的幅度 a 满足:

$$a = (P^H P)^{-1} P^H R, \quad (10)$$

式中上标 H 代表共轭转置。将式 (10) 代入式 (9), 得:

$$C_0(\omega) = \left\| [I - P(\omega)(P^H P)^{-1} P^H] R \right\|^2, \quad 0 \leq \alpha \leq \infty. \quad (11)$$

现在, 代价函数仅仅是时延向量 ω 的函数。求解这种代价函数最小值的常用算法是 Gauss-Newton 方法。该方法采用一阶微扰展开的方式将非线性最小问题转化为线形问题, 求解一系列这种线形问题直到收敛为止。本文使用 MATLAB 软件包中 fsolve 函数寻找问题的解。

1.3 用于初始值估计的 WRELAX 算法

对初始值估计, 惩罚值 $\alpha = 0$ 。令:

$$R_m = R - \sum_{i=1, i \neq m}^M a_i P(\omega_i), \quad (12)$$

其中 $a_i, \omega_i (i = 1, 2, \dots, m-1, m+1, \dots, M)$ 为已知给定值, 那么式 (11) 变成:

$$C_0(a_m, \omega_m) = \|R_m - a_m P(\omega_m)\|^2 \quad (13)$$

一维最优化问题。在 $C_0(a_m, \omega_m)$ 达到最小时, 幅度 a_m 的初始估计值 $\hat{a}_m$ 满足

$$\hat{a}_m = \frac{P^H(\omega_m) R_m}{P^H(\omega_m) P(\omega_m)} \quad (14)$$

时延参数 ω_m 的初始估计值 $\hat{\omega}_m$ 满足:

$$\hat{\omega}_m = \underset{\omega_m}{\text{argmin}} \left\| R_m - \frac{P^H(\omega_m) R_m}{P^H(\omega_m) P(\omega_m)} P(\omega_m) \right\|^2. \quad (15)$$

1.4 最小二乘估计的混合算法

通过以上的分析, 现在我们描述混合算法的具体步骤:

(1) 假设 $M = 1$, 利用公式 (14) 和 (15), 从 R 中获得 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1}$ 。

(2) 假设 $M = 2$, 利用步骤 (1) 获得的 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1}$, 由式 (12) 计算 R_2 , 进而从 R_2 中获得 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=2}$; 之后, 利用获得的 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=2}$, 计算 R_1 , 重新确定 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1}$; 再利用新获得的 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1}$, 计算 R_2 , 进而重新确定 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=2}$ 。最后, 将重新确定的 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1,2}$ 作为初始值, 由 Gauss-Newton 方法计算代价函数 (11) 最小值, 确定振幅、时延的收敛值。

(3) 假设 $M = 3$, 利用步骤 (2) 获得的 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1,2}$, 由公式 (12) 计算 R_3 , 进而从 R_3 中获得 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=3}$; 之后, 利用 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=2,3}$, 计算 R_1 , 重新确定 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1}$ 。再利用 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=3}$ 以及新获得的 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1}$, 计算 R_2 , 进而重新确定 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=2}$ 。重复上述步骤, 重新确定 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=3}$ 。最后, 将重新确定的 $\{\hat{a}_m, \hat{\omega}_m\}_{m=1,2,3}$ 作为初始值, 由 Gauss-Newton 方法计算代价函数 (11) 最小值, 确定振幅、时延的收敛值。

(4) 重复进行上述过程, 直到 M 等于给定信号数目。从而最终确定未知参数 $\{a_m, \omega_m\}_{m=1,2,\dots,M}$ 。

与其它迭代运算方法一样, 混合算法的收敛速度取决于多途信号之间的间隔。对于在信号长度内包含许多多途信号的情况, 如本文下面的实验数据信号, 收敛速度将显著下降, 且在没有噪声的情况下, 也可能出现较小振幅的多途信号被遗漏的现象。在这里, 我们给出一种改进的方法, 利用相关系数进行信号处理, 即把匹配滤波输出看成接收信号, 发射信号的自相关看成发射信号, 信号长度近似为信号带宽的倒数 ($1/B$, B 为信号带宽)。此时, 相关系数之间的间隔等于多途信号时延之间的间隔, 相关系数之间的比值等于多途信号幅度之间的比值。这种处理方式可以分离开大部分重叠在一起的多途信号, 且有助于提高信噪比, 对大时带积 (TB) 脉冲信号优势特别明显。在实验数据处理过程中, 我们将直接采用这种处理方式。

1.5 有效多途信号数目 M 的确定

在以上分析过程中, 我们假定到达接收点的多途信号的数目 M 事先已知的。但在实际应用中, 参数 M 是不可预见的。例如, 在海洋传播的声信号, 即使我们能确定信道所能激发的模数 (模, 即简正波),

但由于信道的吸收衰减和边界反射衰减的影响, 接收点的有效模数随距离是变化的; 而且, 有效模数跟接收深度也有关, 对处于节点的模, 通常是观察不到的。

本文采用接收信号与重构接收信号之间求相关系数的方法, 确定有效的接收信号数目 M 。以下的数值计算表明, 当实际到达信号数目与设定的到达信号总数相等时, 相关系数最大。该处理过程可以加在混合算法步骤中每一步的最后进行, 并作为结束运算的依据。

2 数值计算

假设发射信号是一个加窗线性调频 FM 信号:

$$s(t) = a(t) \sin(2\pi(bt^2 + ct)), \quad 0 \leq t \leq T_0, \quad (16)$$

其中 $a(t)$ 是窗函数:

$$a(t) = \begin{cases} 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{\pi t}{T_w}\right), & 0 \leq t \leq T_w, \\ 1, & T_w \leq t \leq T_0 - T_w, \\ 0.5 - 0.5 \cos\left(\pi \frac{t - T_0}{T_w}\right), & T_0 - T_w < t \leq T_0. \end{cases} \quad (17)$$

T_0 是信号长度, f_1 和 f_2 分别表示 FM 信号下、上界频率, 常数 $T_w = T_0/10$, $b = (f_2 - f_1)/2T_0$, $c = f_1$, $f_1 = 0.1$, $f_2 = 0.15$, 取信号长度 $T_0 = 400T_s$ (T_s 为采样间隔, 取值等于 1), 样本点数为 $1024T_s$ 。假定有 3 个多途信号到达接收点, 幅度分别为 1、-0.8 和 0.4, 对应的时延为 $100T_s$ 、 $130T_s$ 和 $210T_s$, 转换到频域后时延值分别变成 -0.6136、-0.7977 和 -1.2885。图 1 表示的是发射信号。

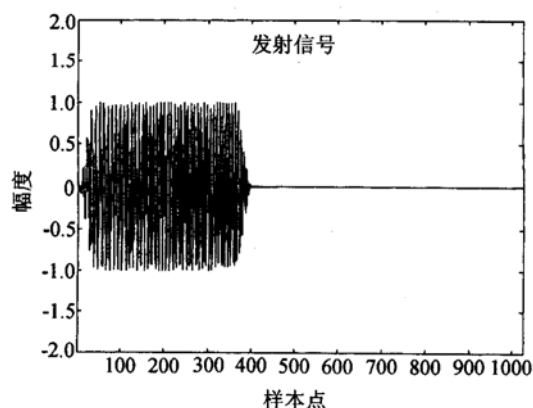


图 1 发射信号

首先我们考虑没有噪声的情况, 接收信号如图 2 所示。由于多途信号之间的间隔小于发射信号长度, 信号之间相干迭加, 与发射信号相比, 接收信

号形状已面貌全非。经 WRELAX 算法得出的时延初始值为 $\hat{\omega} = [-0.6134, -0.7966, -1.2888]^T$, 与给定的时延非常接近; 幅度初始值为 $\hat{a} = [0.9651 - 0.0452i, -0.7732 + 0.0920i, 0.3970 + 0.0165i]$, 其中实部为所要求的幅度值, 虚部则是要在最小二乘运算中逐步删除的量。经过几十次迭代运算后, 代价函数 $E_{\alpha}(\lambda)$ 在真实的时延和幅度值上收敛, 重构接收信号与接收信号完全一致。

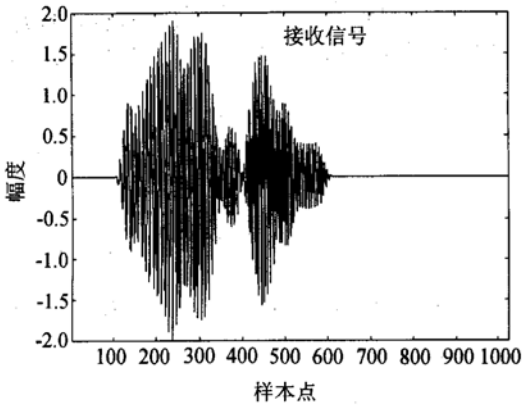


图 2 无噪声时的接收信号

其次, 我们考虑存在附加噪声的情况。假设噪声是方差为 σ^2 零均值实高斯白噪声, 信噪比定义为 $10\lg(P_s/\sigma^2)$, P_s 是接收信号功率。表 1 和表 2 分别是对应不同级别信噪比的时延和幅度的初始值和收敛值。总的变化趋势是信噪比越低, 偏差越大。图 3 表示的是信噪比为零分贝条件下的接收信号与重构接收信号。

表 1 对应不同级别信噪比的时延和幅度初始值

SNR/dB	延迟 1	延迟 2	延迟 3
0	-0.6139	-0.8037	-1.2857
10	-0.6151	-0.8029	-1.2873
20	-0.6156	-0.8015	-1.2882
40	-0.6133	-0.7967	-1.2888

SNR/dB	幅度 1	幅度 2	幅度 3
0	0.9581+0.0341i	-0.6872-0.4241i	0.4292-0.1235i
10	0.9533+0.1612i	-0.7347-0.1612i	0.4156-0.0554i
20	0.9434+0.2294i	-0.7854-0.2278i	0.4062-0.0204i
40	0.9648-0.0483i	-0.7741+0.0848i	0.3977+0.0148i

表 2 对应不同级别信噪比的时延和幅度收敛值

SNR/dB	延迟 1	延迟 2	延迟 3	幅度 1	幅度 2	幅度 3
0	-0.6134	-0.7977	-1.2877	0.9864	-0.8065	0.4451
10	-0.6135	-0.7977	-1.2882	0.9946	-0.8025	0.4170
20	-0.6136	-0.7977	-1.2884	0.9983	-0.8008	0.4052
40	-0.6136	-0.7977	-1.2885	0.9998	-0.8001	0.4005

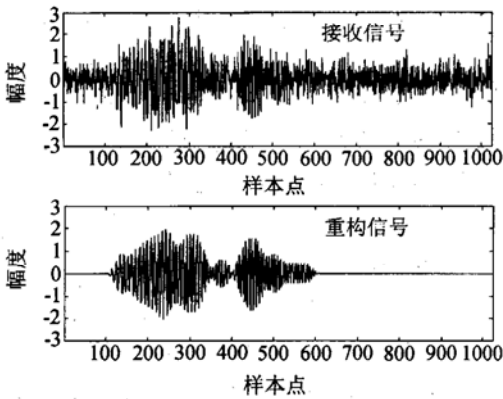


图 3 接收信号与重构接收信号 (SNR= 0 dB)

下面我们讨论上述例子利用相关系数的处理结果。图 4(a)~4(c) 显示的是在 0 dB 信噪比条件下, 经相关空间处理的发射信号、接收信号和重构接收信号。此时三个多途信号在时间延迟空间上已基本分开, 信噪比有极大提高。最终的时延和幅度收敛值分别为 $\omega = [-0.6132, -0.7977, -1.2876]^T$, $a = [1.0007, -0.7965, 0.4502]^T$, 精度与表 2 第 1 行的运算结果相当。

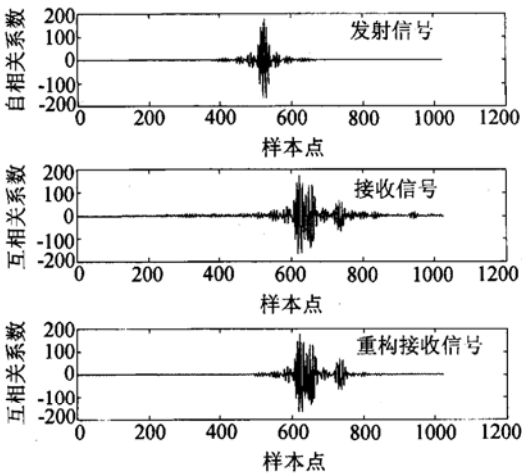


图 4 在 0 dB 信噪比条件下, 经相关空间处理后的发射信号、接收信号和重构接收信号。

最后, 我们讨论有效多途信号数目的确定。假设到达接收点的信号总数分别为 1、2、3、4、5, 重新确定幅度和时延。表 3 给出的是在无噪声条件

下, 估计的延时以及接收信号与重构接收信号之间的相关系数。从表中可以看出, 相关系数迅速增加, 到实际到达的信号数目与给定的信号总数相等时, 其值为 1, 之后相关系数将保持不变。在有噪声条件下, 相关系数的变化比较复杂, 在实际到达的信号数目与给定的信号总数相等时, 相关系数最大, 之后, 由于噪声的干扰, 相关系数将变小。表 4 给出的是在信噪比 0 dB 条件下, 估计的延时以及接收信号与重构接收信号之间的相关系数。

表 3 对不同有效多途信号数目的延时估计 (无噪声)

信号总数	延迟 1	延迟 2	延迟 3	延迟 4	延迟 5	相关系数
1	-0.7993	—	—	—	—	0.6694
2	-0.7993	-1.2878	—	—	—	0.6718
3	-0.6136	-0.7977	-1.2885	—	—	1.0
4	-0.6136	-0.7977	-0.8270	-1.2885	—	1.0
5	-0.6136	-0.7977	-0.7996	-0.8570	-1.2885	1.0

表 4 对不同有效多途信号数目的延时估计 (0dB)

信号总数	延迟 1	延迟 2	延迟 3	延迟 4	延迟 5	相关系数
1	-1.2873	—	—	—	—	0.5807
2	-1.2868	-1.6612	—	—	—	0.3037
3	-0.6134	-0.7977	-1.2877	—	—	0.7802
4	-0.7960	-0.8301	-1.2872	-1.8806	—	0.5449
5	-0.7835	-0.8068	-0.8319	-1.2871	-1.8807	0.5782

3 实验数据处理

3.1 实验概况

实验数据是 96 年夏末在东海海区获得的。实验海区平均水深 52 m。水层声速剖面是典型的夏季负约层、声线下折射剖面^[12]。海底为淤泥地质, 海底声参数取自在同一海域的资料数据。接收基阵是一个悬挂式垂直阵, 下端系 300 kg 重物, 阵总长 39 m, 由 13 个等间隔排列水听器组成, 最上端水听器离海面 3 m。声源为低频宽带大功率发射换能器, 发射的是带宽从 500 Hz 到 700 Hz 的线形调频 (LFM) 信号, 时带积 (TB) 为 800。声源距接收阵水平距离 5.1 km, 源深 11.3 m。实验期间海况为 1 级。本文仅选择 15 m 深接收水听器的处理结果。

3.2 数据处理

在用混合算法计算之前, 首先对接收信号进行过滤, 以减少海洋环境噪声的影响, 而后计算匹配滤波

波输出, 并把它作为待处理的接收信号, 如图 5 所示。用本文提出的混合算法, 估算时延和幅度的收敛值。用获得的这些参数重新构成的接收信号, 如图 6 所示, 接收信号与重构接收信号之间的剩余误差如图 7 所示。结果显示它们之间吻合得相当好, 这表明混合算法具有很高的精度。估算的时延和幅度参数在表 5 所示, 有效多途信号数目为 12, 与声场预报所能激发的 17 号模数^[12]有一定的差异, 主要是高号模由于介质吸收以及界面反射而衰减掉, 以及极个别模处于节点附近所致。

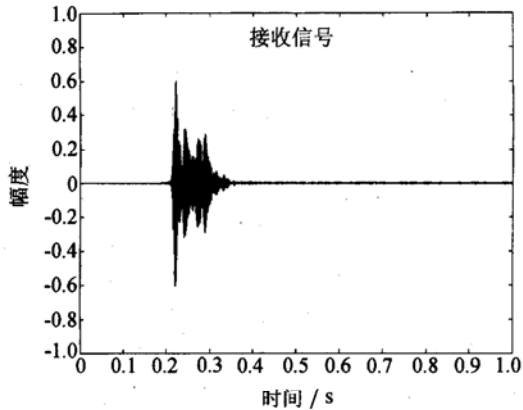


图 5 经相关处理后的接收信号

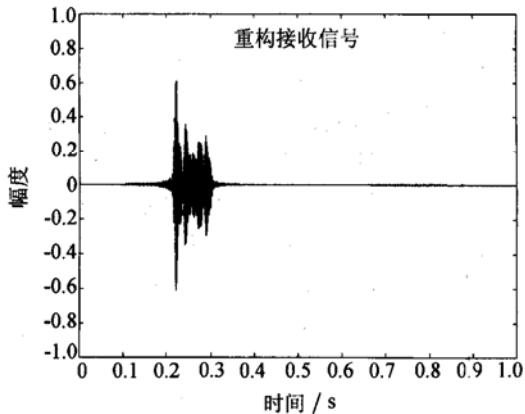


图 6 重新构成的接收信号

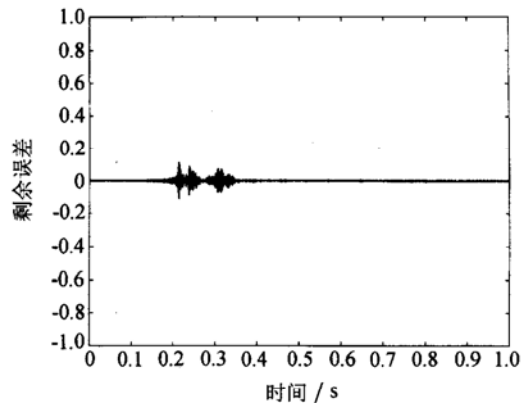


图 7 接收信号与重构接收信号的剩余误差

表 5 参数估计值

模数	时延	幅度	模数	时延	幅度
1	-4.5699	-0.3319	7	-4.9030	-0.1600
2	-4.9560	-0.3276	8	-4.5266	-0.6773
3	-4.6635	0.4055	9	-4.8741	0.2784
4	-5.0080	-0.1689	10	-4.7659	-0.2267
5	-4.8573	0.3318	11	-4.7211	-0.2463
6	-4.8048	0.2001	12	-4.6031	-0.1237

4 小结

本文将 Vaccaro 等人提出的带惩罚函数的最小二乘算法和 Li 等人提出的 WRELAX 时延估计算法结合起来, 给出一种时延估计问题的混合算法。其中 WRELAX 算法用于计算重叠信号时延和幅度的初始值, 带惩罚函数的频域最小二乘算法用于确定重叠信号时延和幅度的真实值。模拟数据显示混合算法具有很强的处理重叠多途信号的能力, 以及抗噪声干扰的能力。对时带积 (TB) 为 800, 带宽从 500 Hz 到 700 Hz 的线性调频 (LFM) 信号, 利用相关系数获得的重构接收信号与接收信号符合得非常好。

其次, 本文介绍了确定有效多途信号数目的方法。求解接收信号与重构接收信号的相关系数, 在无噪声情况下, 相关系数第一个到达最大的数值为有效多途信号数目, 在有噪声情况下, 相关系数的最大的数值为有效多途信号数目。

最后, 本文介绍了利用相关系数进行时延估计运算的方法, 并成功地运用到实验数据处理。结果表明: 利用相关系数进行时延估计运算, 可分离开大部

分重叠在一起的多途信号, 且有助于提高信噪比。

参 考 文 献

- 1 Carter G. Time delay estimation for passive sonar signal processing. *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing*. 1981; **ASSP-29**: 463—470
- 2 Bell B M, Ewart T E. Separating multipath by global optimization of a multidimensional matched filter. *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing*. 1986; **ASSP-34**: 1029—1037
- 3 Ehrenberg J E, Ewart T E, Morris R D. Signal processing techniques for resolving individual pulse in a multipath signal. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1978; **63**: 1861—1865
- 4 Senamato S, Childers D G. Signal resolution via inverse filtering. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1972; **AES-8**: 633—640
- 5 Feder M, Weinstein E. Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm. *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing*, 1988; **36**(4): 477—489
- 6 Vaccaro R J, Ramalingam C S, Tufts D W. Least-squares time-delay estimation for transient signals in a multipath environment. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1992; **92**: 210—218
- 7 Blackowiak T G, Vaccaro R J, Tufts D W. A least-squares algorithm for multipath-time-delay estimation. *IEEE Trans. Signal Processing*, 1994; **42**: 3229—3233
- 8 Blackowiak A D, Rajan S D. Multipath arrival estimation using simulated annealing: Application to crosshole tomography experiment. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 1995; **20**: 157—165
- 9 Renbiao Wu, Jian Li. Time-delay estimation via optimizing highly oscillatory cost functions. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 1998; **23**: 235—244
- 10 J Li, R Wu. An efficient algorithm for time delay estimation. *IEEE Trans. Signal Processing*, 1999; **24**: 123—129
- 11 张贤忠. 现代谱估计. 北京: 清华大学出版社
- 12 蒋德军, 王 涛, 胡 涛. 浅海宽带信号检测与预报. 中科院声学所, 1998