

## 基于 Gabor 变换的超声回波信号时频估计

卢振坤<sup>\*①②</sup> 杨萃<sup>①</sup> 王金炜<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(华南理工大学电子与信息学院 广州 510641)

<sup>②</sup>(梧州学院数理系 梧州 543002)

**摘要:** 在无损伤检测中, 超声回波往往是一个重叠较严重, 含有噪声的多回波信号。根据Gabor变换时频分析的特点, 该文提出一种基于Gabor变换的超声回波信号时频估计方法。该文建立回波信号与Gabor变换分析窗函数相似度(即距离)模型, 通过模型相似度最小化问题转化为求解回波信号Gabor变换系数模的最大值来估计回波信号的传播时间(TOF)和中心频率(CF), 最后推导它们的克拉美-罗界(CRLB)以评价算法的性能。Monte Carlo仿真和实验结果表明该文提出的算法, 无论对低信噪比的单回波信号或重叠的多回波信号都能达到较高的精度, 而且估计的均方误差在高信噪比时, 达到CRLB, 即使在低信噪比, 也接近CRLB。

**关键词:** 超声检测; 时频估计; Gabor变换; 高斯模型; 克拉美-罗界

中图分类号: TB553

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)03-0652-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00831

## Gabor Transform Based Time-frequency Estimation of Ultrasonic Echo Signal

Lu Zhen-kun<sup>①②</sup> Yang Cui<sup>①</sup> Wang Jin-wei<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

<sup>②</sup>(School of Mathematics and Physics, Wuzhou University, Wuzhou 543002, China)

**Abstract:** In non-destructive testing, ultrasonic echo is often an overlapping multi-echoes signal with noise. A time-frequency estimation algorithm for ultrasonic echo signal based on Gabor transform is presented according to the characteristics of time-frequency analysis in Gabor transform. The similarity (i.e. distance) for echo signal and the Gabor transform window function is modeled. Time Of Flight (TOF) and Center Frequency (CF) of echo signal are estimated by translating model for solving the minimum into solving the maximum of Gabor transform coefficient modulus. Finally, the CRLB is derived to evaluate the performance of the algorithm. The Monte Carlo simulation and experimental results show that the proposed method is efficient and successful. The estimation of single echo or overlapping echoes obtains high accuracy even in low signal to noise ratio. The Mean Square Error (MSE) of estimation achieves CRLB at high SNR, and is close to CRLB, even in low signal to noise ratio.

**Key words:** Ultrasonic testing; Time-frequency estimation; Gabor transform; Gaussian model; Cramer-Rao Low Bound (CRLB)

### 1 引言

超声波能穿透大多数材料, 可用于探测这些材料内部和表面的缺陷, 评价材料的物理和力学性质。由于超声检测方法具有灵敏度高, 设备比较简单, 对人身无伤害, 检测费用低且便于实现现代化的信息处理和计算机自动控制等优点, 因此它被广泛应用于无损检测技术中<sup>[1-3]</sup>。超声的信号处理方法通

常是用来估计回波信号参数, 如传播时间(TOF)、波达时间(TOA)和中心频率(CF)等。传统的TOF估计方法有互相关法、阈值比较法和滑动窗法等<sup>[4]</sup>, 然而, 回波信号波形的畸变造成互相关方法估计的偏差, 这个偏差比传统的TOF估计的标准差还要大<sup>[5]</sup>, 而且互相关方法性能最优必须满足两个条件<sup>[6]</sup>: (1)接收的信号中噪声为高斯白噪声(WGN); (2)接收到的信号与参考波形相比仅是时域变化, 幅度成比例。因此, 若不满足以上任何一个条件都将制约互相关法求解到达时间的精度。除此之外, 互相关方法最大缺陷是经验模型不可用, 理论上换能器脉冲响应可以作为参考信号, 但是脉冲响应波形是未知的,

2012-06-29 收到, 2012-11-02 改回

国家自然科学基金(61201349, U1035003), 广东省自然科学基金(S2011040001426)和广西自然科学基金(2010GXNSFB013056)资助课题

\*通信作者: 卢振坤 lzk06@sina.com

为克服这个缺点, 常用经验模型作为参考信号, 它比实测数据更为灵活, 此外, 基于信号稀疏表示的估计方法也成为了近期的研究热点<sup>[7,8]</sup>。经典的频率估计方法有自相关函数法<sup>[9]</sup>、子空间法<sup>[10]</sup>。虽然这些方法是有效的, 但是共同的缺点是计算多个自相关延迟带来一定的计算量, 不能直接用于分析多频信号, 而且子空间估计一般需要计算接收信号的二阶统计量, 需要较大的样本量才能得到较准确的估计, 因此在实际应用中受到一定的限制。

常用的超声脉冲经验模型有高斯模型<sup>[6]</sup>、混合指数模型<sup>[11]</sup>和双指数模型<sup>[3]</sup>, 由于其参数设置灵活, 参数估计精度高等优点被广泛应用于实际工作中。而常用的参数化估计方法是极大似然估计法<sup>[6]</sup>, 主要是把参数估计问题转化为非线性的无约束最小二乘优化问题来求解, 在迭代过程中常用高斯牛顿法(GN)、期望最大(EM)算法, 在高信噪比的回波信号中, 这些方法估计精度较高, 但缺点是在低信噪比, 重叠的多回波信号中, 估计误差较大, 而且运算量大。

为克服以上这些缺点, 本文从时频分析的角度出发, 将Gabor变换应用于超声信号的时频估计中。Gabor变换, 因其揭示了一个信号或一幅图像的局部频率的分布规律, 而被广泛应用于信号参数估计<sup>[12]</sup>。时频分析方法因其具有较好的时频特征提取能力被应用于运动目标参数估计<sup>[13]</sup>和宽带多线性调频信号2维波达方向估计<sup>[14]</sup>。经过与几个经典算法和CRLB进行比较, 本文提出的算法, 性能更优, 即使在低信噪比, 重叠的回波信号也能达到较高的估计精度。

## 2 Gabor 变换

连续时间信号  $x(t)$  的 Gabor 变换(CGT)定义为<sup>[15]</sup>:  $\text{CGT}: L^2(R) \rightarrow L^2(R^2)$ , 即

$$\begin{aligned} \text{CGT}(\omega, \tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \gamma^*(t - \tau) \exp(-j2\pi\omega t) dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \gamma_{\omega, \tau}^*(t) dt \end{aligned} \quad (1)$$

其中  $\gamma_{\omega, \tau}(t) = \gamma(t - \tau) \exp(j2\pi\omega t)$ ,  $\gamma(t)$  是一个双正交分析窗函数,  $\gamma^*(t)$  是它的复共轭。这样信号  $x(t)$  可用一个 2 维的时频信号表示。给定一个综合窗函数  $h(t)$ , 可通过 Gabor 逆变换重构信号  $x(t)$ , 定义为:  $\text{IGT}: L^2(R^2) \rightarrow L^2(R)$ , 即

$$\begin{aligned} x(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{GT}(\omega, \tau) h(t - \tau) \exp(j2\pi\omega t) d\omega d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{GT}(\omega, \tau) h_{\omega, \tau}(t) d\omega d\tau \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $h_{\omega, \tau}(t) = h(t - \tau) \exp(j2\pi\omega t)$ 。

## 3 超声回波信号时频参数估计算法

根据超声回波的物理特性, 超声换能器的脉冲响应可以模拟成高斯信号:

$$s(t) = \beta \exp(-\alpha(t - \tau)^2) \cos(2\pi f_c(t - \tau) + \phi) \quad (3)$$

用复数表示为

$$z(t) = \beta \exp(-\alpha(t - \tau)^2 + j(2\pi f_c(t - \tau) + \phi)) \quad (4)$$

信号  $s(t)$  与  $\gamma_{\omega, \tau}(t)$  的距离定义为

$$\|s(t) - \gamma_{\omega, \tau}(t)\|^2 = \|s(t)\|^2 + \|\gamma_{\omega, \tau}(t)\|^2 - 2|\text{CGT}(\omega, \tau)| \quad (5)$$

$s(t)$  与  $\gamma_{\omega, \tau}(t)$  的最佳相似度可通过最小化式(5)得到, 即

$$\min \|s(t) - \gamma_{\omega, \tau}(t)\|^2 \quad (6)$$

由于  $\|s(t)\|^2 > 0$  与  $\|\gamma_{\omega, \tau}(t)\|^2 > 0$  且其大小与  $\omega$  和  $\tau$  的取值无关, 因此式(6)的最小值问题可以转化为式(7)的最大值问题。

$$\max |\text{CGT}(\omega, t)| \quad (7)$$

根据 Gabor 变换,  $h(t)$  是一个具有单位能量的综合窗。若  $\gamma(t) \approx ah(t)$ , 其中  $a = \|\gamma(t)\| > 0$ , 则可以通过 Gabor 变换来度量信号  $s(t)$  与 Gabor 基本函数  $h_{\omega, \tau}(t)$  之间的相似度, 在这种情况下, 只要窗函数  $h(t)$  是局部化的, Gabor 变换就能很好地反映信号的时频局部特性。本文中, 由于信号  $s(t)$  是一个高斯模型, 为此, 选择一个具有高斯核的分析窗函数  $\gamma_{\omega, \tau}(t) = \eta \exp\left[-r_0(t - b)^2 + j\omega_0\left(\frac{t - b}{a}\right)\right]$ 。为规范化高斯核函数能量, 取  $\eta = \left(\frac{2r_0}{\pi}\right)^{1/4}$ 。因此, 所给信号式(4)的 Gabor 变换表示为

$$\begin{aligned} \text{CGT}(a, b) &= \eta\beta \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-t^2(\alpha + r_0) \right. \\ &\quad \left. - t\left(-2\alpha\tau - j\omega_c - 2br_0 + j\frac{\omega_0}{a}\right) \right. \\ &\quad \left. - (\alpha t^2 + j\omega_c\tau - j\phi + r_0b^2 - jb)\right] dt \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $\omega_c = 2\pi f_c$ 。在这里, 根据 Gabor 谱图<sup>[16]</sup>, 我们用  $|\text{CGT}(a, b)|$  的极值点来估计信号的中心频率  $f_c$  和传播时间  $\tau$ 。由式(8)得到

$$\begin{aligned} |\text{CGT}(a, b)| &= \eta\beta \sqrt{\frac{\pi}{\alpha + r_0}} \exp\left[-\frac{1}{4(\alpha + r_0)} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left(4\alpha r_0(b - \tau)^2 + \left(\omega_c - \frac{\omega_0}{a}\right)^2\right)\right] \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)的极值可以通过  $|\text{CGT}(a, b)|$  分别对参数  $a$  (与中心频率  $f_c$  有关) 和  $b$  (与传播时间  $\tau$  有关) 求偏导数得到。当  $\omega_c = \omega_0/a$  和  $b = \tau$  时, 式(9)取得极大值。

由以上分析可知, 信号的中心频率  $f_c$  和传播时间  $\tau$  可以通过  $|\text{CGT}(\omega, t)|$  的极值点来估计, 它是一个无偏估计。对于式(3)给出的信号模型, 其时频估计过程可描述为

$$\{\hat{\omega}, \hat{t}\} = \arg \max_{\omega, t} |\text{CGT}(\omega, t)| \quad (10)$$

$$\hat{f}_c = \hat{\omega}/(2\pi), \quad \hat{\tau} = \hat{t} \quad (11)$$

很显然, 估计模型式(10)的求解是一个 2 维搜索, 可以通过网格搜索方法来寻找  $|\text{CGT}(\omega, t)|$  的极大值。为提高估计精度, 可通过缩小搜索步长来实现, 但这样会增大计算量。为兼顾估计精度和计算复杂度, 本文引入拟牛顿法。这里, 先令  $f(\theta) = -|\text{CGT}(\omega, t)|$ , 其中  $\theta = (\omega, t)$ , 这样估计模型式(10)可转化为  $\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} f(\theta)$ , 其中  $\hat{\theta} = (\hat{\omega}, \hat{t})$ 。首先,

以较大步长搜索获得粗略估计  $\theta^{(0)} = (\omega_0, t_0)$ 。最后, 以这一估计值为初始值, 利用拟牛顿法迭代搜索得到精确估计值。具体过程如下:

(1) 给一个初始值  $\theta^{(0)}$ , 一个初始矩阵  $\mathbf{H}_0 = \mathbf{I}_2$  和精度  $\varepsilon > 0$ ;

(2) 如果  $\|\nabla f(\theta^{(0)})\| < \varepsilon$ , 则停止, 否则转到(3);

(3) 设  $p^{(0)} = -\mathbf{H}_0 \nabla f(\theta^{(0)})$  和  $k = 0$  (迭代次数);

(4) 求解  $f(\theta^{(k)} + d_k p^{(k)}) = \min_{d \geq 0} f(\theta^{(k)} + dp^{(k)})$ , 并令  $\theta^{(k+1)} = \theta^{(k)} + t_k p^{(k)}$ ;

(5) 如果  $\|\nabla f(\theta^{(k+1)})\| < \varepsilon$ , 则停止, 否则转(6);

(6) 取

$$\mathbf{H}_{k+1} = \mathbf{H}_k + \frac{[\theta^{(k+1)} - \theta^{(k)}][\theta^{(k+1)} - \theta^{(k)}]^T}{[\theta^{(k+1)} - \theta^{(k)}]^T [\nabla f(\theta^{(k+1)}) - \nabla f(\theta^{(k)})]}$$

$$\frac{\mathbf{H}_k [\nabla f(\theta^{(k+1)}) - \nabla f(\theta^{(k)})] [\nabla f(\theta^{(k+1)}) - \nabla f(\theta^{(k)})]^T \mathbf{H}_k}{[\nabla f(\theta^{(k+1)}) - \nabla f(\theta^{(k)})]^T \mathbf{H}_k [\nabla f(\theta^{(k+1)}) - \nabla f(\theta^{(k)})]}$$

和  $p^{(k)} = -\mathbf{H}_{k+1} \nabla f(\theta^{(k+1)})$ , 令  $k = k + 1$ , 转(4)。其中  $\nabla f(\theta) = \left[ -\frac{\partial |\text{CGT}(\omega, t)|}{\partial \omega}, -\frac{\partial |\text{CGT}(\omega, t)|}{\partial t} \right]^T$ 。

由式(9)可知, 本文所定义的二元函数  $f(\theta) = -|\text{CGT}(\omega, t)|$  是凸的二阶连续可微函数且有下界, 根据文献[17], 用拟牛顿法求解这样的凸目标函数的优化问题收敛速度快并且全局收敛。仿真分析表明, 迭代 2-4 次即可达到精度要求。

#### 4 算法性能分析

为了便于克拉美-罗界(CRLB)的推导, 我们用  $s_R(t_n; \theta) = \beta \exp(-\alpha(t_n - \tau)^2) \cos(2\pi f_c(t_n - \tau) + \phi)$

$s_I(t_n; \theta) = \beta \exp(-\alpha(t_n - \tau)^2) \sin(2\pi f_c(t_n - \tau) + \phi)$  分别表示解析信号式(4)采样后的实部与虚部, 其中  $\theta = [\beta, \alpha, \tau, f_c, \phi]$ 。

一般, 一个参数最优估计量应该是无偏的, 而且该参数估计算法的均方误差不能小于克拉美-罗界(CRB界)。对于一个参数向量  $\theta$  的CRLB可定义为<sup>[18]</sup>:  $\text{var}(\hat{\theta}_i) \geq [\mathbf{I}^{-1}(\theta)]_{ii}$ , 其中,  $\mathbf{I}(\theta)$  是Fisher信息矩阵, 其元素为<sup>[19]</sup>

$$I_{ij} = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \frac{\partial s_R}{\partial \theta_i} \frac{\partial s_R}{\partial \theta_j} + \frac{\partial s_I}{\partial \theta_i} \frac{\partial s_I}{\partial \theta_j} \right) \quad (12)$$

为了便于计算, 式(12)可转化为近似表达式<sup>[20]</sup>:  $I_{ij} \cong \frac{T_s}{\sigma_n^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{\partial s_R}{\partial \theta_i} \frac{\partial s_R}{\partial \theta_j} + \frac{\partial s_I}{\partial \theta_i} \frac{\partial s_I}{\partial \theta_j} \right) dt$ , 其中,  $T_s$  为采样频率,  $i, j = 1, 2, 3, 4, 5$ 。

假设  $J_{ij} = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{\partial s_R}{\partial \theta_i} \frac{\partial s_R}{\partial \theta_j} + \frac{\partial s_I}{\partial \theta_i} \frac{\partial s_I}{\partial \theta_j} \right) dt$ , 可知

$J_{ij} = J_{ji}$ 。此外, 我们知道超声信号式(3)的能量为<sup>[6]</sup>

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t) dt = \frac{\beta^2}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\alpha}} \left( 1 + e^{-\frac{2\pi^2 f_c^2}{\alpha}} \right)$$

很明显, 当  $f_c^2 \geq 0.2328\alpha$  时, 能量  $E_s = \frac{\beta^2}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\alpha}} \geq 99\%E$ , 所以为了简化计算, 我们用  $E_s$  来代替信号的能量  $E$ 。因此可通过下面的式子得到Fisher信息矩阵  $\mathbf{I}(\theta)$  的元素。

$$J_{11} = \frac{2}{\beta^2} E_s, \quad J_{12} = -\frac{1}{2\alpha\beta} E_s, \quad J_{13} = 0, \quad J_{14} = 0,$$

$$J_{15} = 0, \quad J_{22} = \frac{3}{8\alpha^2} E_s, \quad J_{23} = 0, \quad J_{24} = 0, \quad J_{25} = 0$$

$$J_{33} = 2\alpha E_s + 8\pi^2 f_c^2 E_s, \quad J_{34} = 0, \quad J_{35} = -4\pi f_c E_s$$

$$J_{44} = \frac{2\pi^2}{\alpha} E_s, \quad J_{45} = 0, \quad J_{55} = 2E_s$$

我们定义信噪比  $\gamma = E_s/\sigma_n^2$ , 则Fisher信息矩阵的逆矩阵为

$$\mathbf{I}^{-1}(\theta) = \frac{1}{T_s \gamma} \begin{bmatrix} \frac{3}{4}\beta^2 & \alpha\beta & 0 & 0 & 0 \\ \alpha\beta & 4\alpha^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2\alpha} & 0 & \frac{\pi f_c}{\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\alpha}{2\pi^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\pi f_c}{\alpha} & 0 & \frac{\alpha + 4\pi^2 f_c^2}{2\alpha} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Fisher信息矩阵的逆矩阵主对角线上的元素就是CRLB界, 即

$$\text{var}(\hat{\tau}) \geq \frac{1}{2\alpha T_s \gamma} \quad (14)$$

$$\text{var}(\hat{f}_c) \geq \frac{\alpha}{2T_s \gamma \pi^2} \quad (15)$$

## 5 仿真实验及结果分析

### 5.1 仿真分析

考虑一个具有  $M$  重回波的超声信号：

$$x(t) = \sum_{i=1}^M \beta_i \exp\left(-\alpha_i(t - \tau_i)^2\right) \cdot \cos\left(2\pi f_i(t - \tau_i) + \phi_i\right) + n_w(t) \quad (16)$$

其中  $\alpha_i$ ,  $\tau_i$ ,  $f_i$ ,  $\phi_i$  和  $\beta_i$  分别表示第  $i$  个回波信号的带宽因子, 到达时间, 中心频率, 相位和幅度系数。 $n_w(t)$  是零均值, 方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声。

连续时间信号采样频率为 200 MHz。信噪比定义为  $\text{SNR} = 10 \lg(E_s/\sigma^2)$  (dB), 其中  $E_s$  为回波信号能量。

**实验 1** 考虑单回波信号, 即  $M = 1$ , 参数  $\alpha_1 = 10$  (MHz)<sup>2</sup>,  $\tau_1 = 1.5 \mu\text{s}$ ,  $f_1 = 5$  MHz,  $\phi_1 = 1$  rad 和  $\beta_1 = 1$ 。加入  $\text{SNR} = 5$  dB 高斯白噪声的回波信号(如图 1(a)所示), 在时域上信号已经变形, 但是从 Gabor 时频图(如图 1(b)所示)看, 回波信号的传播时间和中心频率清晰可辨, 通过本文估计方法, 估计结果是  $\tau = 1.5023 \mu\text{s}$ ,  $f = 4.9978$  MHz, 它们的误差分别为  $0.0023 \mu\text{s}$ ,  $0.0022$  MHz, 精确度分别达到 99.77% 和 99.96%。为了证实本文提出的算法的性能, 在  $\text{SNR} \in [-20, 20]$  dB 范围内, 间隔 2 dB, 在不同信噪比下利用 Monte Carlo 仿真运行 500 次, 将其与互相关法所得到的估计均方误差与理论计算的 CRLB(式(14))进行比较, 如图 2 所示。从图 2 可以看出, 在高信噪比下, 互相关法在  $\phi = 0$  均方误差很小, 但是当回波信号受到相位调制时, 均方误差变大, 在  $\text{SNR} \leq 5$  dB 时, 基本上不能用来估计时

延, 这也印证了引言中的两个条件, 但是互相关法, 其仿真结果仍与 CRLB 有较大的距离。而本文提出的算法, 在信噪比  $\text{SNR} \geq -12$  dB 时其估计的均方误差都基本达到 CRLB, 性能最优。从图 3 可知, 对于中心频率的估计, 与 MUSIC 算法相比, 本文提出的算法性能更优, 在  $\text{SNR} \geq -12$  dB 时, 均方误差都能达到 CRLB, 而 MUSIC 方法在  $\text{SNR} < 14$  dB 时, 均方误差开始偏离 CRLB。

**实验 2** 考虑多回波信号, 取  $M = 4$ , 参数  $\alpha = [10, 10, 10, 10]$  (MHz)<sup>2</sup>,  $\tau = [1, 1.5, 2, 3] \mu\text{s}$ ,  $f = [5, 4.8, 4.6, 4.5]$  MHz,  $\phi = [1, 1, 1, \pi/5]$  rad,  $\beta = [1, 0.95, 0.9, 0.88]$ 。加入  $\text{SNR} = -2$  dB 高斯白噪声的 4 重叠回波信号(如图 4 所示), 前 3 个回波重叠较严重, 很难分辨回波数目, 如图 4(a)所示, 而噪声影响下时域的信号更难分辨(如图 4(b)所示), 但是从 Gabor 时频图看(如图 5 所示), 4 回波信号的时延和中心频率均可清晰辨别。通过本文算法, 搜寻各自的峰值点, 以达到估计各个回波的时延和中心频率。本文进行了 100 次仿真, 估计结果如表 1 所示, 由于信号的叠加, 一定程度上影响信号的 Gabor 时频曲面, 从而造成估计误差, 如表 1 的第 2 和第 3 回波的估计结果, 而无叠加或叠加很少的信号, 估计精度就比较高。

### 5.2 实验分析

为了验证本文提出的算法的有效性, 我们用实际超声系统检测厚度分别为 13 mm 和 5 mm 的两个钢制样品, 距离上表面 5 mm 和 1.4 mm 处分别有一个人为的缝隙。测试时, A-扫描方式的超声换能器的中心频率为 4.6 MHz, 采样频率是 100 MHz。

图 6(a)是实测的回波信号, 表示从上下表面和缝隙反射回的超声波。图 6(b)是图 6(a)的时频表示图。时间和频率的估计结果如表 2 所示。上表面与缝隙的时间间隔为  $\Delta\tau = 1.72 \mu\text{s}$ , 对应超声波的传

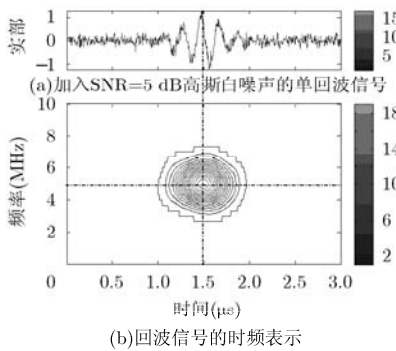


图 1 单回波信号及其时频表示

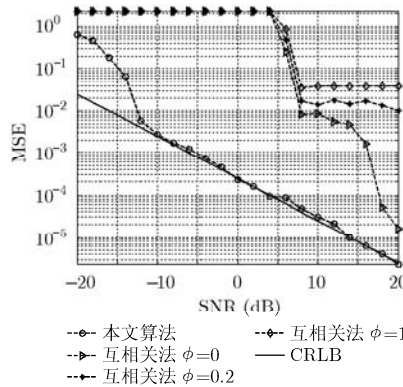


图 2 几种算法在不同信噪比估计传播时间 (TOF) 的均方误差(MSE)与 CRLB 的比较

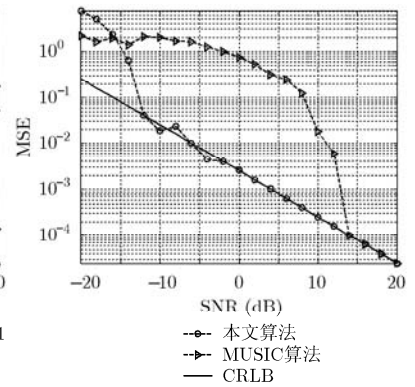


图 3 几种算法在不同信噪比中心频率 (CF) 的均方误差(MSE)与 CRLB 的比较

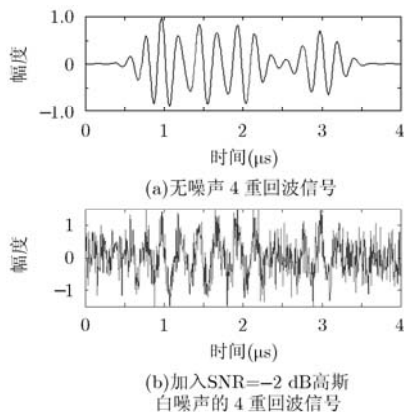


图4 4重回波信号

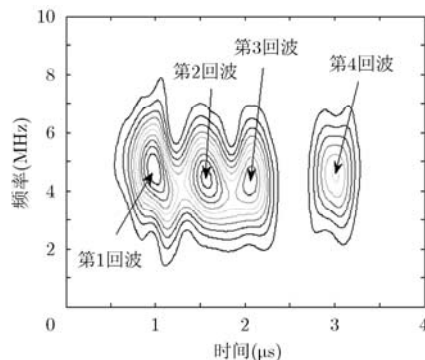


图5 回波信号的时频表示

表1 4重回波信号时延和中心频率的理论值与估计值的比较

估计参数	时延(μs)			中心频率(MHz)		
	真实值	估计均值	均方差	真实值	估计均值	均方差
第1回波	1.0	1.00	1.02E-03	5.0	4.9925	0.0036
第2回波	1.5	1.49	2.16E-03	4.8	4.8014	0.0076
第3回波	2.0	1.99	1.39E-03	4.6	4.5921	0.0024
第4回波	3.0	3.00	1.05E-03	4.5	4.5001	0.0006

表2 实测回波信号的时频估计结果

估计参数	时延(μs)		中心频率(MHz)	
	本文方法	互相关法	本文方法	MUSIC
第1回波	1.69	1.60	4.5912	4.5898
第2回波	3.41	3.66	4.5801	4.5842
第3回波	6.08	6.24	4.5845	4.5901

播距离是  $\Delta d = 5.05 \text{ mm}$ ，而上下表面的时间间隔为  $\Delta \tau = 4.39 \text{ μs}$ ，对应超声波的传播距离是  $\Delta d = 12.94 \text{ mm}$ 。从实测的结果看，测量的尺寸与实际样品的物理尺寸是很接近的。另外，图7是厚度为5 mm 钢制样品的测试结果，时间和频率的估计结果

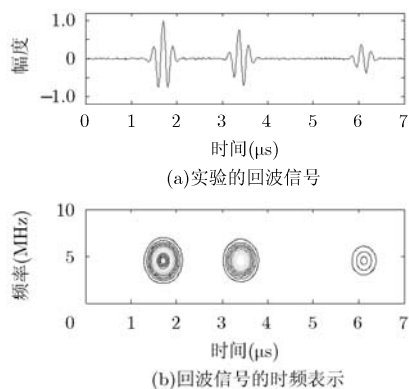


图6 非重叠的实测回波信号及其时频表示

如表3所示。上表面与缝隙处和下表面的时间间隔分别为  $\Delta \tau = 0.48 \text{ μs}$  和  $\Delta \tau = 1.70 \text{ μs}$ ，对应距离分别为  $\Delta d = 1.42 \text{ mm}$  与  $\Delta d = 5.01 \text{ mm}$ ，与实际样品的物理尺寸比较接近。从表2和表3可知，互相关法估计得样品1和样品2的上表面与缝隙的距离分别为  $\Delta d = 6.05 \text{ mm}$  和  $\Delta d = 1.97 \text{ mm}$ ，与实际样品的物理尺寸误差较大，而用MUSIC算法估计中心频率，若信号不重叠，精度较高，但是若有重叠信号，则很难分辨重叠部分。

## 6 结束语

实际超声系统回波信号往往可以模拟为高斯回波信号，通过估计高斯信号模型中的参数可以得到

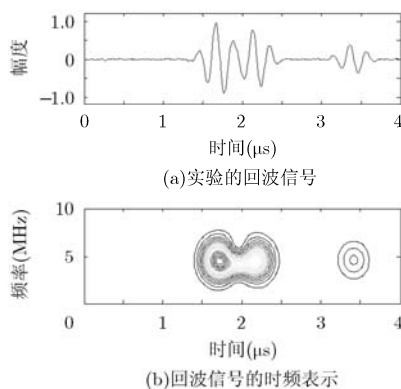


图7 有重叠的实测回波信号及其时频表示

表3 实测回波信号的时频估计结果

估计参数	时延( $\mu\text{s}$ )		中心频率(MHz)	
	本文方法	互相关法	本文方法	MUSIC
第1回波	1.69	1.58	4.5712	4.5000
第2回波	2.17	2.25	4.5268	4.5000
第3回波	3.39	3.84	4.5026	4.5608

超声多回波信号的传播时间及中心频率。本文将 Gabor 变换应用于超声信号的时频估计。估计 TOF 时, 在回波信号受到相位调制时, 互相关法估计性能较差, 相比互相关法和 GN 算法, 本文提出的算法, 即使在低信噪比, 估计精度都更高。无论是 TOF 还是 CF 估计, 相比几个经典算法, 本文提出的算法, 在高信噪比时, 估计均方误差均达到 CLRB, 即使在低信噪比, 估计均方误差也更接近于 CLRB。此外, 用于估计重叠的多回波信号也能获得较高的精度。最后, 通过对实际超声信号的处理, 验证了算法的有效性。

### 参考文献

- [1] Pereyra M and Batatia H. Modeling ultrasound echoes in skin tissues using symmetric  $\alpha$ -stable processes[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferro Electrics and Frequency Control*, 2012, 59(1): 60-72.
- [2] Rajagopal P, Skelton E A, Choi W, et al. A generic hybrid model for bulk elastodynamics, with application to ultrasonic nondestructive evaluation[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferro Electrics and Frequency Control*, 2012, 59(6): 1239-1252.
- [3] 郭纲, 王树勋, 孙晓颖, 等. 超声信号的双指数模型及参数确定方法[J]. *电子学报*, 2009, 37(7): 1501-1504.  
Guo Gang, Wang Shu-xun, Sun Xiao-ying, et al. Ultrasonic double exponential model and its parameter determination [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(7): 1501-1504.
- [4] Barshan B and Ayrulu B. Performance comparison of four time of flight estimation methods for sonar signals[J]. *Electronics Letters*, 1999, 34(16): 1616-1617.
- [5] Sabatini A M. Correlation receivers using Laguerre filter banks for modeling narrowband ultrasonic echoes and estimating their time of flights[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferro Electrics and Frequency Control*, 1997, 44(6): 1253-1263.
- [6] Demirli R and Saniie J. Model-based estimation of ultrasonic echoes Part I: analysis and algorithms[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferro Electrics and Frequency Control*, 2001, 48(3): 787-802.
- [7] Zhang Guang-ming, Zhang Cheng-zhong, and Harvey D M. Sparse signal representation and its applications in ultrasonic NDE[J]. *Ultrasonics*, 2012, 52(3): 351-363.
- [8] Guo Jin-ku, Wu Jin-ying, Yang Xiao-jun, et al. Ultrasonic nondestructive signals processing based on matching pursuit with gabor dictionary[J]. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, 2011, 24(4): 591-595.
- [9] Peng K W, Xu A L, and Yang Z X. Optimal correlation based frequency estimator with maximal estimation range[C]. International Conference on Communications, Circuits and Systems, Xiamen, China, May 25-27, 2008: 259-263.
- [10] Besson O and Stoica P. Analysis of MUSIC and ESPRIT frequency estimates for sinusoidal signals with lowpass envelopes[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996, 44(9): 2359-2364.
- [11] Chow S K and Schultheiss P M. Delay estimation using narrowband processes[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1981, 29(3): 478-484.
- [12] Bonmassar G. The stochastic gabor function enhances bandwidth in finite-difference-time domain s-parameter estimation[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, 55(4): 601-606.
- [13] 邓云凯, 刘亚东, 行坤, 等. 一种结合时频分析与 Dechirp 技术提高运动目标参数估计精度的多通道方法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(1): 14-20.  
Deng Yun-kai, Liu Ya-dong, Xing Kun, et al. A high accurate method of estimating moving target's parameters using time-frequency analysis and dechirp technology with multi-channel[J]. *Journal on Electronics & Information Technology*, 2011, 33(1): 14-20.
- [14] 许建忠, 孙红伟, 孙业岐, 等. 采用 Radon-Wigner 变换的二维波达方向估计[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(4): 997-1001.  
Xu Jian-zhong, Sun Hong-wei, Sun Ye-qi, et al. 2-D direction of arrival estimation method using radon-wigner transform[J]. *Journal on Electronics & Information Technology*, 2012, 34(4): 997-1001.
- [15] Redding N J and Newsam G N. Efficient calculation of finite Gabor transforms[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996, 44(2): 190-200.
- [16] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998: 109-143.  
Zhang Xian-da and Bao Zheng. Non-Stationary Signal Analysis and Processing[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1998: 109-143.
- [17] Powell M J D. Some global convergence properties of a variable metric algorithm for minimization without exact line searches [C]. Proceedings of Nonlinear Programming, Society for Industrial and Applied Mathematics and American Mathematical Society, Philadelphia, 1976: 53-72.
- [18] Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing [M]. New Jersey: Prentice Hall, 1993: 30-45.
- [19] 杨萃. 噪声环境下频率估计算法研究[D]. [博士学位论文], 华南理工大学, 2010.  
Yang Cui. Study on frequency estimation under noise environment[D]. [Ph.D. dissertation], South China University of Technology, 2010.
- [20] Lu Zhen-kun, Wei Gang, and Chen Fang-jiong. TOF estimation of ultrasonic echo signal for object location[J]. *Information Technology Journal*, 2011, 10(11): 2182-2188.

卢振坤: 男, 1979年生, 博士生, 副教授, 研究方向为超声信号处理、信号参数估计、图像处理等。

杨萃: 女, 1983年生, 博士, 讲师, 研究方向为频率估计、音频编码等。

王金炜: 男, 1985年生, 博士生, 研究方向为非平稳信号处理。