

精确测量薄层厚度的同态信号处理方法*

李素芝 杨建华

(国防科技大学电子技术系 长沙 410073)

摘要 针对精确测量薄层厚度的要求,本文提出一种新的同态信号处理的方法,这种方法在于得出被测信号能量谱ES的对数导数的付里叶反变换的包络。仿真结果表明,估计值与实际值非常相近。

关键词 同态信号处理; 能量谱; 付里叶变换

分类号 O174.22

在生物学和地球物理学的研究中,经常要在不破坏一个层的物理结构,且不允许测试仪器与待测层接触的环境中测量某个层的厚度。例如,在医学中若能测量动脉血管壁的厚度,这对有心血管疾病的人的诊断和定期复查无疑是最有效的方法。

用超声波同态信号处理测量动脉血管壁厚度的基本原理是通过测量由动脉壁表面反射回来的外部回波间的时间延迟,乘以介质中的声速来计算其厚度的。由于被测层很薄,回波重叠出现,要想分离各次回波需要非常复杂而先进的信号处理技术。在一些文献中已采用的技术有时域解卷积、倒谱分析等。但是当其中一个回波信号比另一个回波信号弱得多时,或在噪声环境中测量时,这些技术都受到限制。

现在提出一种新的适用于超声测量薄层厚度(其厚度接近于波长)的信号处理技术。这种方法在于提取被测信号 $s(t)$ 的能量谱(ES)的修正的对数倒数的付里叶反变换包络,被测信号 $s(t)$ 可表示为

$$s(t) = i(t) * h(t) + n(t) \quad (1)$$

式中 $i(t)$ 表示由测量系统发出的源信号; $h(t)$ 表示整个层的冲激响应,它包含了外部的影响; $n(t)$ 是附加噪声;“*”为卷积运算。

1 基本原理

假设准备测量的薄层是由二个特定的表面组成的,如图1所示,信号是无噪声的,反射面宽于波长,介质是低耗的。

首先,通过超声波探针发送源信号 $i(t)$,由于层(z_2)与其周围介质(z_1, z_3)对超声波阻抗不同而引起波的反射。若规定收到第一表面回波的时间为初始时间 $t=0$, τ 为两个表

* 1993年11月25日收稿

面回波之间的延迟（即波往返通过层所需时间）， α 为第二表面回波振幅与第一表面回波振幅的比值。显然，被测层的冲激响应 $h(t)$ 的数字模式为两个冲激响应之和，即

$$h(t) = \delta(t) + \alpha\delta(t - \tau) \quad (2)$$

根据(1)式，在不考虑噪声情况下，信号在频域的能量谱 ES 可表示为

$$|s(f)|^2 = |I(f)|^2 |H(f)|^2 \quad (3)$$

式中层响应的能量谱 ES $|H(f)|^2$ 从(2)得出

$$|H(f)|^2 = 1 + \alpha^2 + 2\alpha\cos(2\pi f\tau) \quad (4)$$

这是一个在频域具有周期为 $1/\tau$ 的余弦函数。这个函数中包含着所需要的厚度信息 τ 。显然，重要的问题是如何从 $|s(f)|^2$ 中提取这个周期函数。

一种方法是直接求其付里叶反变换，在时间 τ 处会出现一个峰值；但当层很薄，而表面距离太近时，该峰值可能被 $|I(f)|^2$ 提供的信息淹没掉。

另一种有效的方法是利用同态信号处理技术将(3)式的乘积运算变成 $|I(f)|^2$ 和 $|H(f)|^2$ 之和。这可通过取 ES $|s(f)|^2$ 的对数导数得到，即

$$\frac{(|s(f)|^2)'}{|s(f)|^2} = \frac{(|I(f)|^2)'}{|I(f)|^2} + \frac{(|H(f)|^2)'}{|H(f)|^2} \quad (5)$$

$$\frac{(|H(f)|^2)'}{|H(f)|^2} = \frac{-4\pi\tau\alpha\sin(2\pi f\tau)}{1 + \alpha^2 + 2\alpha\cos(2\pi f\tau)} \quad (6)$$

式(6)波形如图 2 所示，在频域它仍然是周期为 $1/\tau$ 的周期信号。从下面讨论中会发现式(5)中的 I 信号很容易被除掉。

在消除 I 信号的影响后，还要加一窗函数以滤掉信号边带外的噪声。结果在我们感兴趣的频带内得到一个周期函数。然后通过付里叶反变换的包络运算，便可得到所需要的周期 τ ，最终得到的曲线在 τ 及其整数倍的时间点上出现峰值，其中 τ 点处峰值最高。

超声波发送器产生的脉冲信号通常可用下面三种模式描述，分别讨论它们的波形和 ES 的对数导数。

模式 1 $i(t)$ 为一高斯包络的正弦信号，即

$$i_1(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{2\sigma^2}} \sin(2\pi f_0(t-t_0)) \quad (7)$$

示于图 3(a)中，其中 t_0 为脉冲中心相对于 $t=0$ 的时间延迟，要求 t_0 足够大，以确保 $i_1(t)$ 为因果信号； f_0 为信号基频， σ 决定脉冲宽度。

$i_1(t)$ 的 ES $|I(f)|^2$ 的对数导数为

$$\frac{(|I_1(f)|^2)'}{|I_1(f)|^2} = -8\pi^2\sigma^2(f - f_0\text{sgn}(f)) \quad (8)$$

正如图 3(b)指出的，对于正频率，这个函数以恒定斜率 $-8\pi^2\sigma^2$ 单调下降与频率轴交于 $f=f_0$ 点。这意味着 $|s(f)|^2$ 的对数导数是由周期函数 $(|H(f)|^2)'/|H(f)|^2$ 与一直

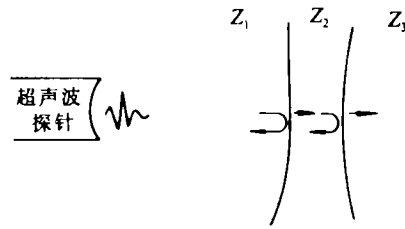


图 1

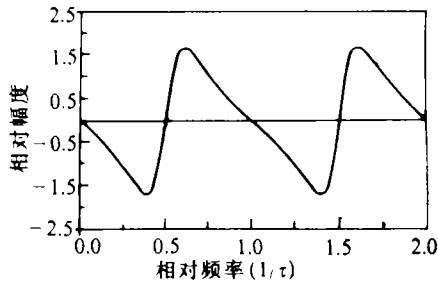


图 2

线相加而成的。因而，我们可以较容易的通过减去此斜线来实现系统分解。

模式 2 $i(t)$ 是包络为函数 $t \exp(-t/\sigma)$ 的正弦信号。

当超声波发送器的脉冲波形的增长和衰减部分不对称时， $i(t)$ 可用下述函数表示，其波形如图 4(a) 所示。

$$i_2(t) = Kte^{-t/\sigma} \sin(2\pi f_0 t), \quad \forall t > 0 \quad (9)$$

其中 K 值使 $i_2(t)$ 的最大值为 1， σ 决定脉冲宽度， f_0 为信号基频。 $i_2(t)$ 的 ES 对数导数为

$$\frac{(|I_2(f)|^2)'}{|I_2(f)|^2} = \frac{-16\pi^2(f - f_0 \text{sgn}(f))}{\frac{1}{\sigma^2} + 4\pi^2(f - f_0 \text{sgn}(f))^2} \quad (10)$$

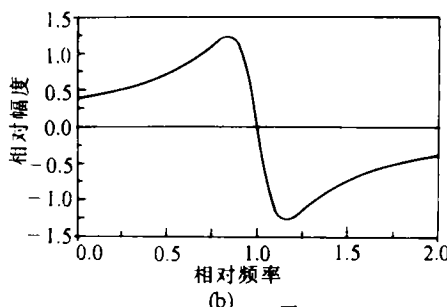
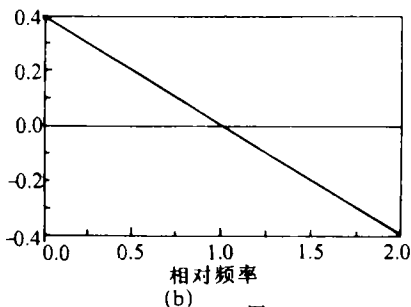
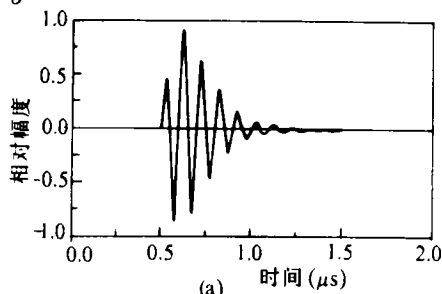
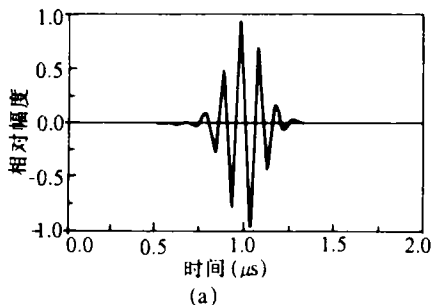


图 3

图 4

其波形如图 4(b) 所示。在频段 $[f_0 - \frac{1}{2}\pi\sigma, f_0 + \frac{1}{2}\pi\sigma]$ 区间可近似认为是一条直线：

$$\frac{(|I_2(f)|^2)'}{|I_2(f)|^2} = -16\pi^2\sigma^2(f - f_0 \text{sgn}(f)) \quad (11)$$

在此区间外为一双曲线函数 $-4/(f - f_0 \text{sgn}(f))$ 。因为在线性区间外 ES 的振幅很小，所以双曲线部分的影响可忽略不计。显然 $(|s(f)|^2)' / |s(f)|^2$ 亦可通过减去一斜线将 $(|H(f)|^2)' / |H(f)|^2$ 分解出来。

模式 3 $i(t)$ 为任意形状。

对于任意形状信号，我们需要得出一种通用的方法对系统进行分解。如果能使信号标准化，就可能估计出 $(|I(f)|^2)' / |I(f)|^2$ 的比例系数。源信号通过测量厚度处的反射面反射的回波模拟，如果层的形状为已知的，反射层应选择与其相同的形状，否则用一平面也可以。

如果信号无法提取特征，通常源信号的持续时间比层内传播延迟要长的多。它的频谱的对数导数在源信号基频附近 Δf 频率范围内可近似为一条直线。可以采取下面的步骤进行系统估计：在整个频域内计算已测得信号的能量谱，求出 ES 高于门限值 (ES 最

大值的 1%) 的频率范围 Δf , 在 Δf 内计算 ES 的对数导数, 系统分量就以 Δf 内的递减斜线模拟。

2 计算机仿真

计算机仿真的主要步骤是:

(1) 产生模拟信号: $s(t) = i(t) * h(t) = n(t)$

① 源信号 $i(t)$, 仿真中采用 10MHz 作为脉冲的中心频率, 用前面讨论的函数 $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 来模拟源信号, 其表示式分别为

$$i_1(t) = e^{-(t-t_0)^2/2\sigma^2} \sin(2\pi f_0(t-t_0))$$

$$i_2(t) = Kte^{-t/\sigma} \sin(2\pi f_0 t), \quad \forall t > 0$$

脉冲宽度 $\sigma = 0.1 \mu\text{s}$.

② 层响应 $h(t)$ 表示为 $h(t) = \delta(t) + \alpha\delta(t-\tau)$

为了看出幅度比 α 对信号处理的影响, 选用两种数值: $\alpha = 0.8$ 和 $\alpha = 0.25$. 相应的层响应为 $h_{0.8}(t)$ 和 $h_{0.25}(t)$. 延迟时间 τ 在 $0.1 \mu\text{s}$ 到 $1.0 \mu\text{s}$ 范围内取值。

③ 噪声 $n(t)$: 我们通过一组机内随机数来模拟噪声, 信噪比 SNR 依次选为 0, 20dB 和 40dB.

通过对 $s(t)$ 进行采样, 得到一组时域离散信号

$$s(n) = i(n) * h(n) + n(n)$$

(2) 对 $s(n)$ 利用 FFT 算法求离散付里叶变换

$$S(k) = I(k)H(k) + N(k)$$

(3) 求 $S(k)$ 的能量谱 $ES |S(k)|^2$

(4) 求 $|S(k)|^2$ 的对数导数 $\frac{(|S(k)|^2)'}{|S(k)|^2}$

(5) 减去系统分量 $\frac{(|I(k)|^2)'}{|I(k)|^2}$, 得出 $\frac{(|H(k)|^2)'}{|H(k)|^2}$

(6) 对 $\frac{(|H(k)|^2)'}{|H(k)|^2}$ 加一窗函数 $W(k)$ 滤波。

(7) 求其离散付里叶反变换。

(8) 对变换后的包络进行检索得其最高峰值点, 此峰值点对应的的时间即为延迟时间 τ 的估计值。

仿真中对于不同的延迟时间 (0.1, 0.2, 0.23, 0.4, 0.46, 0.6, 0.69, 0.8, 0.92, 1.0 μs) 及 SNR (0, 20dB, 40dB) 用下面四个公式分别进行处理, 得到估计值,

$$s_1(t) = i_1(t) * h_{0.8}(t) + n(t)$$

$$s_2(t) = i_1(t) * h_{0.25}(t) + n(t)$$

$$s_3(t) = i_2(t) * h_{0.8}(t) + n(t)$$

$$s_4(t) = i_2(t) * h_{0.25}(t) + n(t)$$

其估计值与实际值的比较如图 5 所示。

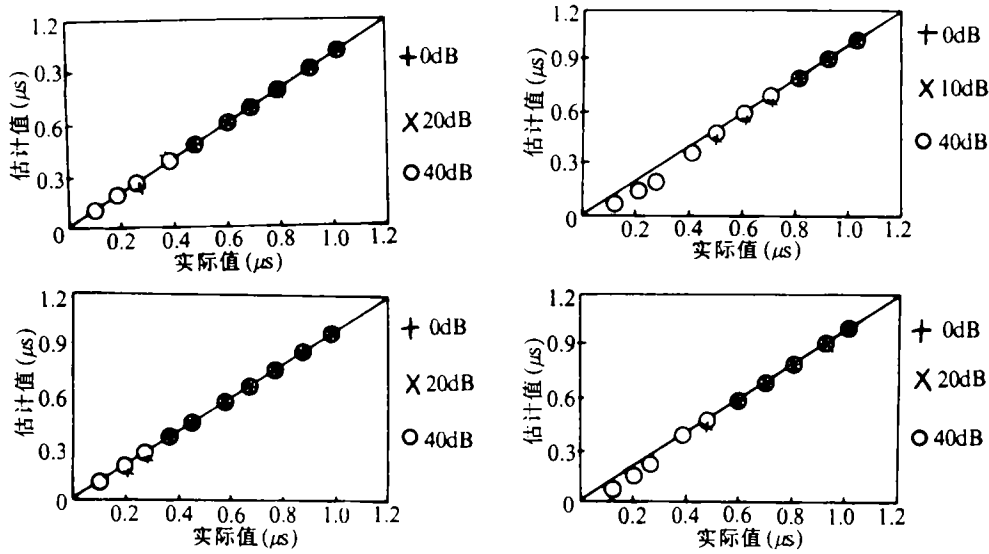


图 5

由上面仿真结果，可以得出如下结论：

- (1) 对于信噪比 SNR 大于 40dB 的信号，延迟不低于 $0.1\mu\text{s}$ 时，对于任意 α 值，其估计值与实际值都能很好的吻合。
- (2) 信噪比 SNR = 20dB 时，延迟低于 $0.2\mu\text{s}$ 或 $0.46\mu\text{s}$ 时，用上述方法进行分解无法得出理想结果。
- (3) 幅度比 α 当信噪比较小时，对恢复延时有较大影响。

参 考 文 献

- 1 A V 奥本海姆, R W 谢费著. 数字信号处理. 北京: 科学出版社, 1981, 384
- 2 Chantal Martin, Jean-Jacques Meister, Marcel Arditi, Pierre-Andre' Ferine. A Novel Homomorphic Processing of Ultrasonic Echoes for Layer Thickness Measurement. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(7): 1819

A Homomorphic Signal Processing Method for Accurate Thickness Measurement of Thin Layers

Li Suzhi Yang Jianhua

(The Department of Electronic Technology, NUDT, Changsha, 410073)

Abstract

A homomorphic signal processing method is presented for accurate thickness measurement of thin layers. The method consists in taking the envelope of the inverse Fourier Transform of a corrected logarithmic derivative of the energy spectrum (ES) of the measured signal. Simulations show excellent agreement between estimated and actual values.

Key words homomorphic signal processing; energy spectrum; Fourier transform