

文章编号:1001-1986(2005)05-0072-04

# 瞬时属性估计器在探地雷达数据处理中的应用

王晋国<sup>[1,2]</sup>, 廖祖文<sup>3</sup>, 魏俊波<sup>2</sup>, 田丰<sup>2</sup>

(1. 西安交通大学波动与信息研究所, 陕西 西安 710049; 2. 长安大学应用物理系,  
陕西 西安 710064; 3. 中国人民解放军94402部队, 山东 济南 250002)

**摘要:**为了提高浅层埋藏目标识别的瞬时物理属性的精度,根据极平坦频率特性有限脉冲相应滤波器的思想,首次提出用它作为微分器和延时器组成解析信号瞬时属性估计器(FIFM),对探地雷达信号的瞬时属性进行提取。结果表明,瞬时属性剖面的分辨率得到了明显的提高;采用瞬时属性估计器进行探地雷达信号瞬时参数的研究是一种非常有效的方法,可用于公路、桥梁、隧道等结构物的无损检测数据分析。

**关键词:**瞬时属性估计器;瞬时频率;探地雷达;数据处理

**中图分类号:**P631.325    **文献标识码:**A

## Instantaneous attributes estimator using in ground penetrating radar data

WANG Jin-guo<sup>1,2</sup>, LIAO Zu-wen<sup>3</sup>, WEI Jun-bo<sup>2</sup>, TIAN Feng<sup>2</sup>

(1. Institute of Wave and Information, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;  
2. School of Science, Chang'an University, Xi'an 710064, China;  
3. The 94402<sup>nd</sup> Army of The Chinese People's Liberation Army, Jinan 250002, China)

**Abstract:** In order to advance the identifying power of the buried objects and improve the estimate precision of the ground penetrating radar(GPR) data instantaneous attributes. The instantaneous attributes estimator of analytic signal is composed of the differentiator and integrator based on FIR filters having maximally flat frequency response. They first are applied to study the instantaneous attributes in GPR data and compare with the center difference method(CFDM). The results find that the resolving power is advanced using the instantaneous frequency estimator of filter( FIFM )in GRP data. It is proved that the FIFM method is very valid to deal with the GPR data and can be applied identifying the position and shape of the buried objects.

**Key words:** instantaneous attributes estimator; instantaneous frequency; ground penetrating radar; data processing

## 1 引言

如何准确地估计信号的瞬时属性是信号处理领

域一个重要的研究课题。传统的瞬时频率估计方法首先是将实信号经过希尔伯特变换得到它的正交分量;其次是用原实信号和其正交分量构成解析信号

**收稿日期:**2005-01-31

**基金项目:**陕西省自然科学基金项目(2004A07)资助;长安大学校基金项目(04J01)资助

**作者简介:**王晋国(1964—),男,陕西周至人,博士,副教授,信号处理与信号分析。

余厚度为5.7 m;煤层夹矸至观测点为4.7 m。在测点附近采用钻探法得到的顶煤残余厚度为5.82 m,测量结果与实际钻探结果非常接近,相对误差小于3%。

## 4 结论

小波多尺度分析将顶煤厚度实测信号分解到不同尺度的小波空间中,大尺度表示了信号的低频概貌,小尺度则表示了信号的细节。通过对信号不同尺度上的分解结果,可以综合分析判断煤岩界面的反射波信号,从而较为准确地求得顶煤残余厚度。实测信号处理结果表明:小波多尺度分析大大改善

了煤岩界面反射波的识别能力,比较清晰地获得了煤岩界面的反射波信号,取得了理想的煤厚探测效果。

## 参考文献

- [1] 朱国维,王怀秀,刘盛东.声波探测综放面顶煤厚度的试验研究[J].煤炭科学技术,1997,25(12):17—20.
- [2] 程正兴.小波分析算法与应用[M].西安:西安交通大学出版社,1998.
- [3] 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.
- [4] Mallat S. A theory for multiresolution signal decomposition [J]. The wavelet representation, IEEE Pattern Anal. and Machine Intell., 1989, 11(7):674—693.

(复信号);然后对复信号的相位进行求导得到信号的瞬时频率<sup>[1]</sup>。这种方法虽然在理论上是可行的,但是在数值计算中,对相位求导通常采用差分法,一般采用二阶中心差商(CFDM)。这在奈奎斯特采样间隔下会产生较大误差,且信号的频率越高,估计的瞬时频率相对误差越大。另外,常用的时频分析方法是将信号从时域变换到时频域来估计瞬时频率,该方法对复合信号具有明显的优势,但由于时频原子受不确定性原理的约束,频率的分辨率受到了限制,且在频域内存在定位模糊等缺点。

为了提高瞬时属性的计算精度(特别是对高频成分),以E. Hermanowicz等人提出的一种具有极平坦频率特性有限脉冲响应(FIR)滤波器<sup>[2]</sup>的思想为基础,将它作为微分器和延时器组成解析信号瞬时属性估计器(FIFM),用该估计器提取实测探地雷达信号的瞬时属性,结果得到的瞬时属性剖面的分辨率明显优于传统方法,且计算量和CFDM在同一数量级,同时具有计算精度高的特点。

## 2 FIR 延时器和微分器

### 2.1 延时器

理想延时器的频率响应定义为<sup>[2]</sup>:

$$H(w) = \exp(-jw\alpha), \quad (1)$$

其中  $j = \sqrt{-1}$ ;  $\alpha$  表示延时量,是非负实数;  $w$  取  $(-\pi, \pi)$ 。假设有长度为  $N$  的 FIR 因果滤波器,其频率响应为

$$H_{N,\alpha}(w) = \sum_{n=0}^{N-1} h_{N,\alpha}(n) \exp(-jwn), \quad (2)$$

式中 系数  $h_{N,\alpha}(n)$ ,  $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ , 代表滤波器的脉冲响应。要想在  $w_0 \in (-\pi, \pi)$  极平坦,即  $h_{N,\alpha}(w)$  最接近  $H(w)$ , 必有

$$\frac{d^k [H(w) - H_{N,\alpha}(w)]}{dw^k} = 0, \quad (3)$$

$w=w_0$ ,

$k=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

由式(3)得<sup>[2]</sup>

$$\vec{h} = \mathcal{Q}^{-1} \vec{\alpha}, \quad (4)$$

其中  $\mathcal{Q}$  是一范德蒙矩阵:

$$\begin{aligned} q_{ik} &= (k-1)^{i-1}, \quad i=1, 2, 3, 4, \dots, N-1; \\ \vec{h} &= [h_{N,\alpha}(0), h_{N,\alpha}(1), \dots, h_{N,\alpha}(N-1)]^T; \\ \vec{\alpha} &= \{\exp(-jw_0 \alpha), \alpha \exp[-jw_0(\alpha-1)], \dots, \\ &\quad \alpha^{N-1} \exp[-jw_0(\alpha-N+1)]\}^T. \end{aligned}$$

由式(4)可得到  $h_{N,\alpha}(n)$  的闭式解

$$h_{N,\alpha}[n] = \exp[jw_0(n-\alpha)] \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{N-1} \frac{\alpha-k}{n-k}. \quad (5)$$

### 2.2 微分器

同理,理想微分器的频率响应定义为<sup>[2]</sup>:

$$D(w) = jw \exp(-jw\alpha), \quad (6)$$

其中  $\alpha$  表示延时量,是非负实数;  $W$  取  $(-\pi, \pi)$ 。假设有长度为  $N$  的 FIR 因果滤波器,其频率响应为

$$D_{N,\alpha}(w) = \sum_{n=0}^{N-1} d_{N,\alpha}(n) \exp(-jwn), \quad (7)$$

式中 系数  $d_{N,\alpha}(n)$ ,  $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ , 代表滤波器的脉冲响应。要想在  $w_0 \in (-\pi, \pi)$  极平坦,即  $D_{N,\alpha}(w)$  最接近  $D(w)$ , 必有

$$\frac{d^k [D(w) - D_{N,\alpha}(w)]}{dw^k} = 0, \quad (8)$$

$w=w_0$ ,  $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

由式(8)得<sup>[2]</sup>:

$$\vec{d} = \mathcal{Q}^{-1} \vec{\alpha}, \quad (9)$$

其中  $\mathcal{Q}$  是一范德蒙矩阵:

$$q_{ik} = (k-1)^{i-1} \exp[-j(k-1)\alpha],$$

$i=1, 2, 3, 4, \dots, N$ ;

$$\vec{d} = [d_{N,\alpha}(0), d_{N,\alpha}(1), \dots, d_{N,\alpha}(N-1)]^T;$$

$$\vec{\alpha} = \exp(-jw_0 \alpha) \times [jw_0, jw_0 \alpha - 1, \alpha(jw_0 \alpha - 2), \dots,$$

$$\alpha^{N-2} (jw_0 \alpha - N + 1)]^T.$$

由式(9)可得到  $d_{N,\alpha}(n)$  的闭式解为:

$$d_{N,\alpha}[n] = \exp[jw_0(n-\alpha)] \times \frac{jw_0 \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{N-1} (\alpha-k)}{\prod_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{N-1} \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n \\ k \neq l}}^{N-1} (\alpha-k)}. \quad (10)$$

### 3 瞬时频率估计器(FIFM)的结构及原理

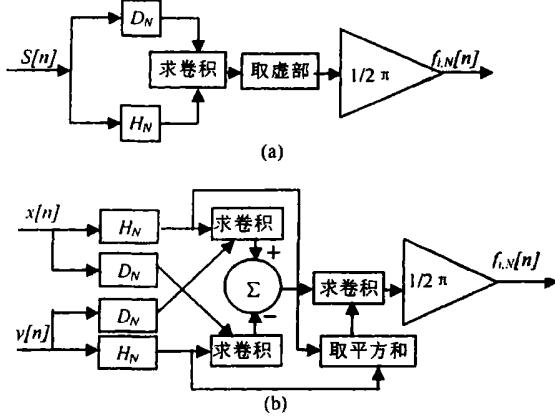
用具有极平坦频率特性因果的 FIR 滤波器的延时器和微分器组成的探地雷达信号瞬时频率估计器,如图 1 所示,  $D_N$  和  $H_N$  分别表示长度为  $N$  的微分器和延时器。由图 1 很容易得到用 FIFM 求探地雷达信号归一化瞬时频率为:

$$\begin{aligned} f_{i,N}[n] &= \frac{1}{2\pi} \frac{\{h_{N,\alpha}[k] * x[n]\} \{d_{N,\alpha}[k] * y[n]\}}{\{h_{N,\alpha}[k] * x[n]\}^2 + \{h_{N,\alpha}[k] * y[n]\}^2} - \\ &\quad \frac{1}{2\pi} \frac{\{d_{N,\alpha}[k] * x[n]\} \{d_{N,\alpha}[k] * y[n]\}}{\{h_{N,\alpha}[k] * x[n]\}^2 + \{h_{N,\alpha}[k] * y[n]\}^2}, \end{aligned} \quad (11)$$

式中  $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ ;  $n$  表示数据点; \* 表示卷积。

同理,用 FIFM 求得的瞬时带宽的公式为<sup>[2]</sup>

$$\sigma_{i,N}[n] = \frac{1}{2\pi} \left| \frac{\frac{\{h_{N,\alpha}[k] * x[n]\} \{d_{N,\alpha}[k] * y[n]\}}{\{h_{N,\alpha}[k] * x[n]\}^2 + \{h_{N,\alpha}[k] * y[n]\}^2} + }{\frac{\{d_{N,\alpha}[k] * x[n]\} \{d_{N,\alpha}[k] * y[n]\}}{\{h_{N,\alpha}[k] * x[n]\}^2 + \{h_{N,\alpha}[k] * y[n]\}^2}} \right|, \quad (12)$$

图 1 估计瞬时频率  $f_{i,N}[n]$  流程图Fig. 1 Flow chart of instantaneous frequency ( $f_{i,N}[n]$ ) estimator $s[n]$  复探地雷达信号;  $x[n]$  和  $y[n]$  是  $s[n]$  的两个笛卡儿分量; $f_{i,N}[n]$  是估计的瞬时频率;a——用  $s[n]$  复探地雷达信号直接估计  $f_{i,N}[n]$ ;b——用  $s[n]$  的两个笛卡儿分量  $x[n]$  和  $y[n]$  估计  $f_{i,N}[n]$ 

进而得到瞬时主频( $f_{i,N}[n]$ )<sup>[3]</sup>。对待分析的信号,总希望其有效频带处在该系统静态特征的线性区,这样估计的误差较小<sup>[3,4]</sup>。

#### 4 利用 FIFM 估计几种典型信号的瞬时频率

为了更清晰的说明 FIFM 特点,把 FIFM 和 CFDM 两种方法对比用于几种典型信号分析。

##### 4.1 线性信号(Chirp 信号)瞬时频率估计

对于线性调频信号  $s(t) = \cos(\pi \alpha t^2)$  ( $\alpha = 300$ , 噪声为均匀白噪声,信噪比是 26 dB,信号真实瞬时频率  $f_{\text{true}} = \alpha t$ ),采样频率  $f_s = 1000$  Hz,在时间宽[0, 1]s 内,此信号带宽占频宽  $[0, f_s/2]$  的 60%,如果允许的误差小于 -60 dB,选择滤波器的最小长度  $N = 22$ ,用 CFDM 和 FIFM 估计该带噪信号的瞬时频率及相对误差如图 2。

对比图 2a 与图 2b 可见,CFDM 计算 Chirp 信号瞬时频率误差较大,而 FIFM 估算的瞬时频率精度高。

##### 4.2 窄带信号瞬时频率估计

假定高斯包络调制信号:

$s(t) = \exp[-222(t-0.3)^2] \cos[-60\pi(t-0.3)^2] + \exp[-2467.5(t-0.8)^2] \cos[-200\pi(t-0.8)^2]$ , 采样频率  $f_s = 1000$  Hz,用 CFDM 和 FIFM 估计该信号的瞬时频率如图 3 所示。

由图 3a、图 3b 可见,当信号的频率较低时,如在时间点 0.3 s 处,FIFM 估计相对误差为 0.003%,CFDM 的相对误差为 0.006%;当信号频率较高时,如在时间点 0.8 s 处,FIFM 估计相对误差为 0.01%,CFDM 的相对误差为 6.7%。由此可见,CFDM 和

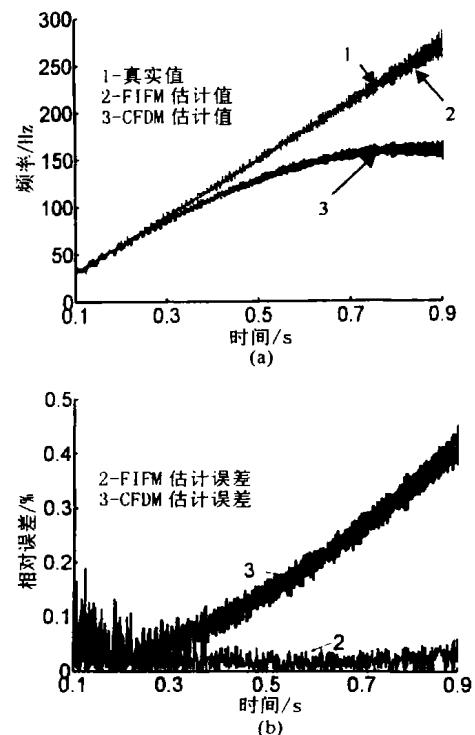


图 2 估计带噪信号的瞬时频率估计及误差

Fig. 2 Instantaneous frequency and error estimator of signal with noise

a——瞬时频率;b——相对误差

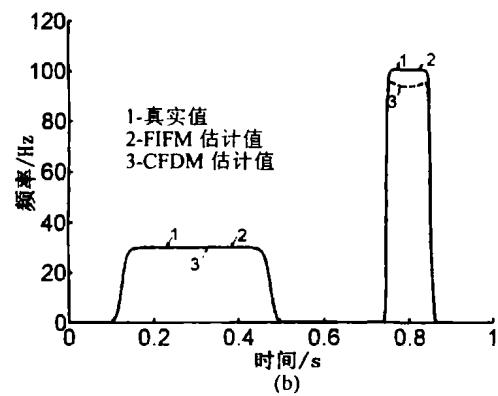
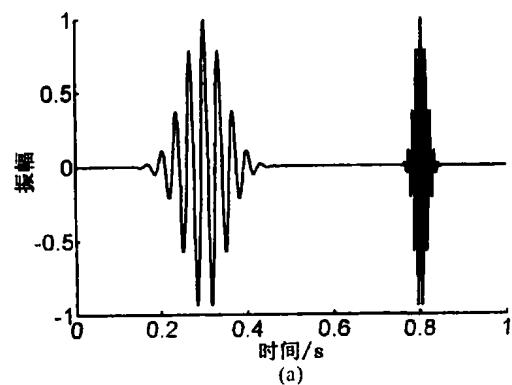


图 3 窄带信号瞬时频率估计

Fig. 3 Instantaneous frequency and error estimator of narrowband signal

a——窄带信号;b——瞬时频率

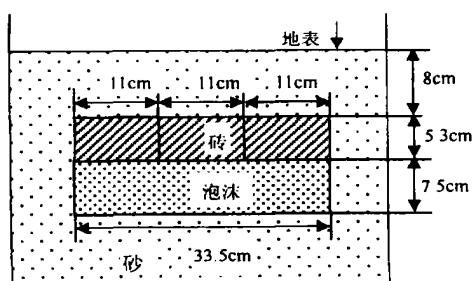


图4 实际测量示意图

Fig. 4 Practical measure picture

FIFM 计算结果相差较大,用 FIFM 计算的结果比用 CFDM 计算的相对误差小的多;很明显 FIFM 计算精度高。

## 5 FIFM 用于探地雷达信号算例

实验数据采用测量天线为 1 GHz 的 GPR 收发一体加载平面天线测得。如图 4 所示,测试是在一个细沙坑中进行的。测试参数为:水平道间距间隔 1 cm,天线距地表 1.5~2.0 cm,采样时窗为 20 s,512 个采样点,70 道数据;测量目标为一埋藏深度 13.5 cm 的泡沫塑料长方体,上面放置了 3 块尺寸为  $a \times b \times c = 23.7 \times 11 \times 5.3 \text{ cm}^3$ (长×宽×高)、埋藏深度为 8.0 cm 的红砖。

图 5a 为实测的原始雷达剖面,很难直接看出砖块的顶面、底面反射。图 5b 为中差商法得到的剖面。图 5c 为 FIFM 得到的剖面。由图 5b、图 5c 可以看出,顶面和底面反射较为清晰(图中方框 A、B 所示)。比较图 5b 和图 5c 可以看出,FTFM 方法得到的顶部反射比中心差商法得到的反射清楚,同时砖块的底部反射也能清晰的辨别出有 3 个目标,而中心差商法则不能分辨出来,这也显示了 FTFM 法的分辨效果明显比中心差商的分辨能力强。

## 6 结论

a. FIFM 方法用于探地雷达的目标识别与解释是非常有效的,而且可以提高图像的分辨率。

b. FIFM 方法与 CFDM 相比较,FIFM 的分辨率明显高于 CFDM 的分辨率。

c. 利用 FIFM 方法,可采用多种瞬时参数对目标进行综合识别和解释。

虽然该方法仅在沙土中进行了目标识别,但也可以推广应用到公路、桥梁、隧道等结构物的无损检测数据分析中。

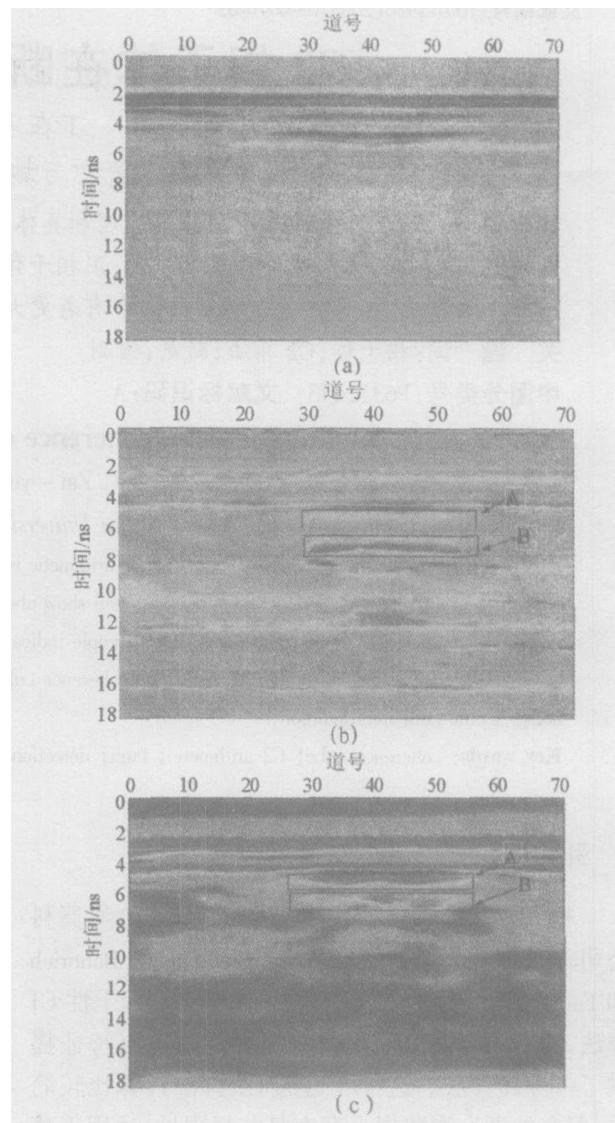


图5 实测剖面图 Fig. 5 Practical profile

a—原始雷达剖面;b—中心差商法得到的剖面;

c—FIFM 得到的剖面

## 参考文献

- [1] Bares E. Instantaneous spectral bandwidth and dominant frequency with application to seismic reflection data [J]. Geophysics, 1993, 58 (3): 419—428.
- [2] Hermanowicz E, Rojewski M, Cain G D, et al. On instantaneous frequency estimator with FIR filters having maximally flat frequency response error magnitude [J]. Signal Processing, 2001, 81(7): 1491—1501.
- [3] Hermanowicz E, Rojewski M, Cain G D, et al. Design of FIR first order digital differentiators of variable fractional sample delay using maximally flat error criterion [J]. Electron Letter, 1994, 30(1): 17—18.
- [4] Hermanowicz E. Explicit formulas for weighting coefficients of maximally flat tunable FIR delayers [J]. Electronics Letter, 1992, 28 (20): 1936—1937.