

模糊分形方法在探地雷达信号处理中的应用

赵学军,王 瑛,王洪岭,宁书年

(中国矿业大学,北京 100083)

[摘 要]探地雷达是一种高精度的地球物理探测仪器,但是雷达信号中有较多的多次波干扰,一般方法较难滤除。应用模糊滤波技术和分形技术相结合的方法,提出模糊分形滤波技术,有效的解决了多次波干扰的问题,同时缩短了雷达子波在反射界面的延续时间提高了探地雷达信号的分辨率。

[关键词]探地雷达 分形 模糊滤波

[中图分类号]P631 [文献标识码]A [文章编号]0495-5331(2001)04-0071-02

1 函数的网格分形

分形,fractal 一词是 B. Mandelbort 为了给不规则、支离破碎的复杂图形命名,而于 1975 年由拉丁文转化而来的。它含有分裂和分数的含义。分形的研究经常涉及到形状。分形的理论基础是分形几何学。虽然分形几何学在现代数学的地位已经确立,但是其核心问题:究竟什么是分形?什么是分形维数?至今没有精确的定义。

虽然分形及其度量的定义尚未确定,但是人们已经开始应用分形的理论研究古典的欧基里德集合,近代微积分和传统数学不能解释的复杂自然和社会问题。从分形的概念提出至今,人们在物理学,化学,天文学,地学,人口和社会学中找到众多的关于分形的实例,同时分形方法在分析和解决这些领域的问题中得到广泛的应用。

下面讨论一种常见的也是易于实现的函数分形维数——网格分形维,以及它的计算方法。对于给定的函数 f 而言,存在多种分形方式。网格分形是其中的一种。函数网格的分形可以转化为函数图像的网格分形。

设在 R^{n+1} 空间上取 δ_i 网格。并将函数图像 $X = Gr(f)$ 置入网格中。令 X_{ij} 表示 R^{n+1} 空间上的 δ_i 网格和函数图像相交的一个格子,其中 $j = 1, 2, \dots, N_i$ 。 N_i 为覆盖集合 X 的格子个数。

$$\text{令: } X_i = \bigcup_{j=1}^{N_i} X_{ij} \quad (1)$$

显然当 $i \rightarrow \infty$ 时,取 $\delta_i \rightarrow 0$,有 $X_i \rightarrow X$,且 $|X_{ij}| \rightarrow 0$ 。所以集类序列 $\chi_i = \{X_{ij}; j = 1, 2, \dots, N_i\}$ 是集合 $X = Gr(f)$ 的网格分形序列,即函数图像的网格分形。

函数图像的网格分形是一种正规等测度分形,于是其网格分形示数为:

$$h_N(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\log N_i}{-\log \mu_i} \quad (2)$$

其中: μ_i —网格格子测度。

函数的分形示数有两条很好的性质:

❖ $h_N(f) \geq \frac{n}{n+1}$, 因此函数的网格分形维数为: $d_N(f) = h_N(f) \times (n+1)$

❖ $d_N \geq n$

在此省略了上面两条性质复杂的数学证明。

2 模糊分形滤波原理

首先介绍基于模糊参数控制的数字滤波器。

设 x_i 为雷达采样序列。

$$X_i = s_i + n_i \quad (3)$$

其中: s_i —有效信号; n_i —噪声

基于模糊控制的平滑方法为

$$y_i = \alpha X_i + (1 - \alpha) y_{i-1} \quad (4)$$

其中 α —模糊控制参数, $\alpha \in [0, 1]$

在应用模糊滤波时 α 的选取非常关键,当 α 较小时,噪声虽然得到消除,但是有效信号也受到损害;当它较大时,噪声残留的太多。所以模糊控制参数 α 保持恒定不利于噪声过滤。 α 必须有自适应能力,根据信号的特性动态的决定其取值的大小。下面将根据函数网格分形维数,应用短时分形维数作为 α 的调整依据,使其最优达到滤波的最佳效果。

对于上面的采样序列,令

$$D() = \sum_{j=1}^{N-1} |X_j - X_{j+1}|$$

$$D(2) = \sum_{j=1}^{\frac{N-1}{2}} (\max \{X_{2j-1}, X_{2j}, \dots, X_{2j+1}\} - \min \{X_{2j-1}, X_{2j}, \dots, X_{2j+1}\}) \quad (5)$$

$$\text{以及: } N() = D() / \quad (6)$$

$$N(2) = D(2) / (2) \quad (7)$$

其中 Δ —采样间隔, $N(\Delta)$ 及 $N(2\Delta)$ —分别表示用 Δ 和 2Δ 的正方形网格覆盖采样信号函数所需要的格子数。

由网格维数的定义, 信号的短时分形维数为:

$$d_F = \frac{\log N(\Delta) - \log N(2\Delta)}{\log 2} = 1 - \log_2 \frac{D(\Delta)}{D(2\Delta)} \quad (8)$$

当噪声较大时信号较为曲折, 相应的网格分形维数变大, 这时的 α 应较小; 而当噪声较小时, 信号较为光滑, 网格分形维数变小, 这时的 α 应较大。

下面的几种 α 和分形维数的关系可以供选择。

$$1 \quad \alpha = 2 - 2^{d_F - 1} \quad (9)$$

$$2 \quad \alpha = d_F(2 - d_F) \quad (10)$$

$$3 \quad \alpha = 2 - d_F \quad (11)$$

$$4 \quad \alpha = (2 - d_F)^2 \quad (12)$$

以上是模糊分形滤波的数学原理

3 应用实例与结论

在应用短时分形维数的方法时, 要将每道雷达的记录分成若干节, 如 64 个采样点或者 128 个采样点为一节, 在这一节内计算的短时分形维, 根据前面的几种方法来调整模糊控制参数 α , 然后计算下面的一节直到计算完成。

在雷达信号中应用上面的方法可以祛除其中的高频干扰, 但实际中如电线、电缆产生的磁场对雷达的影响是低频的, 这可以通过将滤波结果和原始记录相减的方法滤除其中的低频成分, 也可以从空间滤波滤除它。以下是某雷达剖面的原始文件(图 1)和处理结果(图 2)。某道雷达记录 4 个时窗内的模糊分形维数如图 3。

可以看出随着时间大变大, 模糊分形系数也逐渐变大, 这说明随着时间变大信号较平坦, 即信号的高频在减少, 这与实际情况中高频信号随着深度的

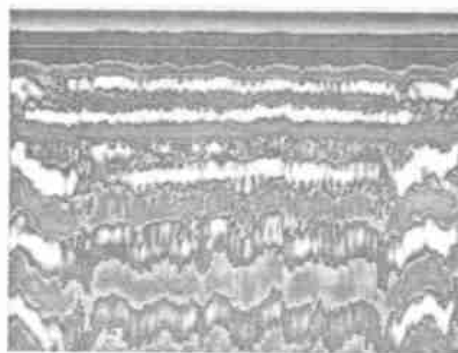


图 1 原始文件

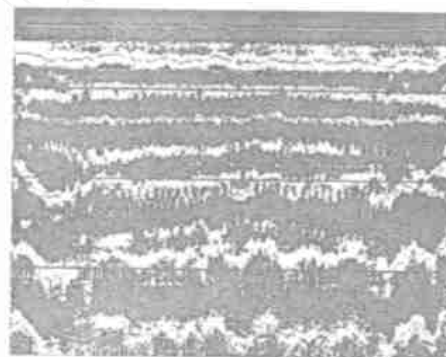


图 2 处理结果

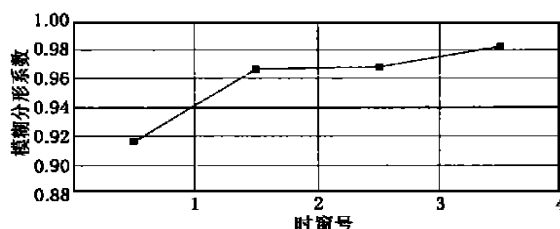


图 3 某道雷达记录 4 个时窗内的模糊分形维数增加而衰减的事实完全相符。

[参考文献]

- [1] 王东生, 等. 混沌、分形及其应用[M]. 北京: 中国科学技术大学出版社, 1995.
- [2] 吴敏金, 雷新宇. 语音信号的分形滤波[J]. 华东师范大学学报 1993, (2).

THE APPLICATION OF FUZZY FRACTAL TECHNOLOGY ON DIGITAL SIGNAL PROCESSING SYSTEM OF THE GROUND PENETRATING RADAR

ZHAO Xue - jun, WANG Ying, WANG Hong - ling, WU Wen - bing, NING Shu - nian

Abstract: The ground penetrating Radar is a geophysical instrument with high precision, but there is so many multi-wave disturb that it is difficult to remove disturb with general method. Using fuzzy filtering technology and fractal technology, fuzzy fractal filtering is brought forward to effectively solve multi-wave disturb and to shorten the radar sub-wave duration on reflect interface that improve the resolution of radar signal.

Key words: ground penetrating Radar, fractal, fuzzy filtering

[第一作者简介]

赵学军(1962年-),女,硕士,现在中国矿业大学机电系计算中心工作,多年来一直从事计算机应用(图形图像处理、地球探测)等方面的教学及科研工作。

通讯地址:北京市海淀区学院路 中国矿业大学机电系计算中心 邮政编码:100083

