

文章编号: 1001—1749(2009)01—0024—06

# 基于多采样率 FIR 数字滤波技术的 CSAMT 信号提取

李建华<sup>1,2</sup>, 林品荣<sup>2</sup>, 郑采君<sup>2</sup>, 何畏<sup>3</sup>

(1. 桂林工学院, 广西 桂林 541004;

2. 中国地质科学院地球物理地球化学勘查研究所, 河北 廊坊 065000;

3. 中国矿业大学, 北京 100083)

**摘要:** 在可控源音频大地电磁测深(CSAMT)中,通过接收机同步记录发射频率的信号,以获取高质量的观测数据。但受环境电磁干扰的影响,接收系统观测得到的原始资料是包含多种频谱的时间序列,这种时间序列中所包含的无用信息常常淹没了发射频率的信号。通过分析CSAMT时间序列的特征,将多采样率FIR数字滤波技术引入到CSAMT的信号提取中。实测资料的数据处理结果表明,运用该方法能有效提取待测信号并压制噪声,使处理后的结果更接近于实际,可取得较满意的效果。

**关键词:** 可控源音频大地电磁法(CSAMT);多采样率FIR数字滤波;信号提取

**中图分类号:** P 631.3<sup>+</sup>25 **文献标识码:** A

## 0 前言

可控源音频大地电磁法(CSAMT)作为地球物理勘探的主要方法之一,是进行多金属矿勘查、地下水、地热资源探测的有效手段。在CSAMT观测中,要求发射~接收之间需离开一定距离,使接收点所观测的电磁场基本满足平面电磁波的要求<sup>[1]</sup>。而随着收发距增大,接收点电磁场信号呈指数衰减,在接收机所实测的数据中,不仅有我们所需要的有用信号,同时也不可避免地包含有随机的天然电磁场噪声以及观测点附近的人文噪声。虽然这一问题可通过数据采集的多次叠加,以及抗干扰装置等手段得到一定地克服,但却不可能完全解决,这就需要通过数据处理的方法提取有效发射信号。

FIR数字滤波可以实现线性相位<sup>[2]</sup>,不会导致信号的波形畸变。应用该技术,可以在频率域直观地分析滤波的有效性。而滤波的过程是在时间序

列中实现<sup>[3]</sup>,它能有效地应用于信噪分离,从而实现电磁法勘探中高质量的数据处理,获得可靠的电磁响应函数。对干扰严重的CSAMT数据,在进入常规处理前,通过多采样率FIR数字滤波对其时间序列进行处理,再转入CSAMT常规计算,可使信噪比有所提高,阻抗结果也得到了改善。

## 1 基本算法

在分析CSAMT时间序列的特征及后期资料处理要求的基础上,结合FIR数字滤波<sup>[4,5]</sup>技术的特点,提出应用FIR数字滤波技术,以获取发射频率的有效电磁信号。在CSAMT测深实际工作中,信号的采样率非常高,而发射信号的频率却很低,这样,运用FIR数字滤波器进行选频处理,就需要设计过渡带非常窄的滤波器。但是,当滤波器的过渡带相对较窄时,滤波器的长度就会大大增加,其运算量也随之加大。所以,在对CSAMT时间域序列进行滤波处理之前,首先应降低原时间序列的采

基金项目:国家863重点项目(2007AA060601);国土资源部百名优秀青年科技人才计划项目;中国地质调查局科技项目(1212010660301)

收稿日期:2008-05-26

改回日期:2008-09-30

样率,然后在低采样率情况下,设计选频滤波器,以达到节省计算量和提高运算速度的目的。最后,再恢复原始采样率,以适合后期资料处理的需求。作者在本文中所提出的 CSAMT 有效信号提取算法流程如图 1 所示。

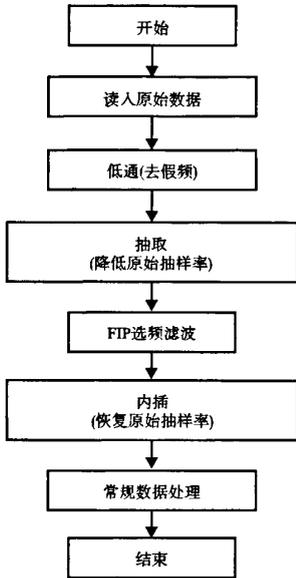


图 1 多采样率 FIR 数字滤波流程

Fig. 1 Process of multi-rate FIR digital filter

### 1.1 FIR 数字滤波理论

FIR (有限冲击响应) 数字滤波器的突出优点,是具有很好的稳定性和线性相位特征,所以在数字信号处理中被广泛应用。数字滤波器是对数字信号进行滤波处理,以得到期望的响应特性离散时间系统<sup>[6]</sup>,用软件实现时,它只是一段线性卷积程序。设数字滤波器的输入为  $x(n)$ 、冲击响应为  $h(n)$ 、输出为  $y(n)$ ,则数学表达式为

$$y(n) = \sum_{k=0}^{n-1} h(k)x(n-k) \quad (1)$$

在一般情况下,数字滤波器  $h(n)$  的频率响应可表示为

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-j\omega n} \quad (2)$$

FIR 数字滤波器是指冲击响应函数  $h(n)$  为有限个值的滤波器,其频率响应可表示为

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-j\omega n} \quad (3)$$

或

$$H(e^{j\omega}) = H_g(\omega)e^{j\theta(\omega)} \quad (4)$$

式中  $H_g(\omega)$  称为幅度特性;  $\theta(\omega)$  称为相位特性。

### 1.2 多采样率信号处理

所谓多采样率,是指在一个系统中存在二个或二个以上的采样速率,其目的是减少运算量和存储量,以便于信号的存储、传递和处理<sup>[7]</sup>。作者在本文中所用的多采样率信号处理,实际上是指对采样后的离散序列进行重新采样的过程,它主要包括抽取和内插二个内容。抽取和内插是多采样率信号处理中的基本环节,是窄带 FIR 数字滤波器设计的理论基础。使采样率降低的采样率转换称为抽取;反之称为内插。抽取和内插有时是整数倍的,有时是有理分数倍的。

整数倍抽取是指把原始采样序列  $x(n)$  每隔  $(D-1)$  个数据取一个,以形成一个新序列  $x_D(n)$ ,即  $x_D(n) = x(nD)$ 。可以证明,其频谱是抽取前原始序列频谱  $X(e^{j\omega_1})$  经过频移和  $D$  倍展宽后的  $D$  个频谱的叠加之和,即

$$X_D(e^{j\omega_2}) = \frac{1}{D} \sum_{k=0}^{D-1} X[e^{j(\omega_1 - 2\pi k)/D}] \quad (5)$$

当信号  $x(n)$  的最高数字频率大于  $\pi/D$  时,就会发生严重的混叠,所以在抽取前应加上一个抗混叠滤波器,滤除大于  $\pi/D$  频率的信号<sup>[8]</sup>。

整数倍内插基本上就是抽取的逆过程,就是在原始序列  $x(n)$  的相邻抽样点之间插入  $(I-1)$  个抽样值,从而形成一个新序列  $x_I(n)$ 。作者在本文中采用的是线性内插。设已知前一采样点值为  $x(n)$ ,其后一采样点值为  $x(n+1)$ ,则中间所插入的  $(I-1)$  个值可表示为

$$x(j) = \frac{x(n) - x(n+1)}{I} * j + x(n) \quad (6)$$

$$j = 1, \dots, I-1$$

经线性内插得到的新序列,其频谱不会出现镜像效应,基本上能从内插频谱  $X_I(e^{j\omega_2})$  中恢复原始频谱  $X(e^{j\omega_1})$ ,而且所插入的内插值也基本接近准确值。

## 2 FIR 数字滤波器的设计

### 2.1 抗混叠滤波器的设计

在抽取过程中,当信号  $x(n)$  的最高数字频率大于  $\pi/D$  时,会引起混叠,抽取后信噪比会有所恶化,所以去假频在重采样过程中非常重要。在设计中,采用近似于矩形幅度特性和线性相移特性的数字低通滤波器来实现这一操作。这种低通滤波器将低于某一频率  $\omega_c$  (截止频率) 的所有信号予以传送,而无失真,将频率高于  $\omega_c$  的信号在很大程度上

甚至完全衰减<sup>[9]</sup>。

滤波器的理想频率特性为

$$H_d(e^{j\omega}) = |H_d(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \quad (7)$$

其中

$$|H_d(j\omega)| = \begin{cases} 1, & 0 \leq |\omega| \leq \omega_c \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

$$\varphi(\omega) = -\tau\omega$$

对式(7)求逆傅式变换,可以得到其冲击响应为:

$$\begin{aligned} h_d(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H_d(e^{j\omega}) e^{jn\omega} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j(n-\tau)\omega} d\omega = \\ &= \frac{\omega_c}{\pi} \frac{\sin[\omega_c(n-\tau)]}{\omega_c(n-\tau)} \end{aligned} \quad (8)$$

采用窗函数法<sup>[10,11]</sup>设计该低通滤波器,在理想冲击响应函数的基础上,选择适合的窗函数进行加窗截取得到所设计的滤波器冲击响应。

低通滤波器的频率响应(包括幅频响应和相位响应)如图2所示。

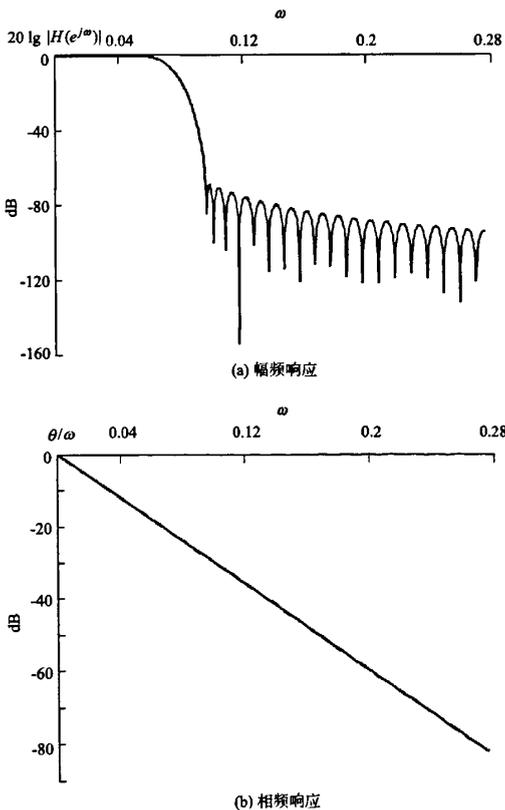


图2 FIR 数字低通滤波器的频率特性曲线  
Fig.2 Frequency response of FIR low-pass filter

### 2.2 FIR 数字选频滤波器的设计

作者采用模块法设计 FIR 数字选频滤波器。所谓模块法<sup>[12]</sup>,就是把滤波器所要求的频率特性,看成由若干个位于不同频率点上的,近似于三角形的基本频率单元(模块)组成,把与这些基本频率单元所对应的时域序列相加,得到滤波器的冲击响应。本设计将数字选频滤波器等效成为一个由基本频率单元构成的点通滤波器,如图3所示,进而推导出计算数字选频滤波器冲击响应的数学公式。

根据图3不难写出选频滤波器频率特性的数学表达式

$$H(j\omega) = B[j(\omega - \omega_s)] + B[j(\omega + \omega_s)] \quad (9)$$

式中  $B[j(\omega - \omega_s)]$  是位于  $\omega_s$  角频率处的基本频率单元,并且  $B(j0) = 1$ ;  $\omega_s$  为选频滤波器选频点的角频率。

为求得选频滤波器的权系数(冲击响应),对式(9)做逆傅立叶变换,有

$$\begin{aligned} h(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{B[j(\omega - \omega_s)] + \\ &B[j(\omega + \omega_s)]\} e^{jn\omega} d\omega \end{aligned} \quad (10)$$

进一步得到

$$h(n) = 2\cos\omega_s n \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(j\omega) e^{jn\omega} d\omega \quad (11)$$

式中  $\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(j\omega) e^{jn\omega} d\omega$  是对应于基本频率单元的时域序列。

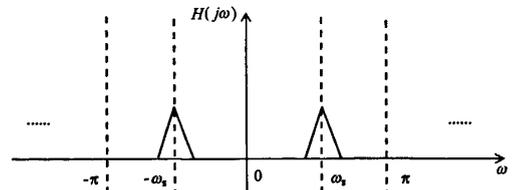


图3 模块法构成选频滤波器的频域示意图  
Fig.3 Sketch map of modules in frequency domain

理想三角形频率单元在时域上是无限宽的,而我们需要滤波器长度是有限的。为了得到有限的冲击响应,应将  $B(j\omega)$  所对应的时域序列限制为有限序列。在实际应用中,采用成熟的窗口序列作为基本频率单元的时域序列。注意到  $B(j0) = 1$  和窗口序列的  $\omega(0) = 1$ ,则应有

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(j\omega) e^{jn\omega} d\omega = K\omega(n) \quad (12)$$

其中  $K$  为常数,是由窗口宽度  $N$  及其形状所决定的。

通过对不同窗函数所设计选频滤波器的频率

响应的比较,最后选择凯瑟窗作为该滤波器的窗函数,经过一系列地推导,得到相应的具有多个( $p$ 个)独立选频点特性的滤波器计算公式

$$h(n) = 2K \sum_{i=1}^p \cos \omega_i \left( n - \frac{N-1}{2} \right) \omega \left( n - \frac{N-1}{2} \right) \quad (13)$$

$$0 \leq n \leq N-1$$

凯瑟(kaiser)窗可表示为

$$\omega(n) = \frac{I_0 \left[ \beta \sqrt{1 - \left( 1 - \frac{2n}{N-1} \right)^2} \right]}{I_0[\beta]} \quad (14)$$

$$0 \leq n \leq N-1$$

凯瑟窗的  $I_0[\beta]$  是修正后的零阶贝赛尔(Bessel)函数,  $\beta$  为依赖于  $N$  的参数,选择滤波器长度  $N$  可以产生各种过渡带宽和接近最优的阻带衰减。对于相同的  $N$ ,此函数可以提供不同的过渡带宽,这是其它窗函数做不到的。

在可控源音频大地电磁测深<sup>[13]</sup>实际工作中,原始资料的获取是将采样分布在多个不同的频段进行,每频段的采样率均不相同,且所发射信号频率各不相同。针对这一特征,在设计数字选频滤波器系数时,只需改变信号角频率及选择合适的凯瑟窗参数即可。不过,要实现高效最优的 FIR 数字选频滤波器性能指标,关键需要通过试验中的多次取值、寻优、逼近,分析设计中的不足,并对细节进行完善,方可满足设计要求。

### 3 信号提取的应用

根据上述算法,采用已设计的滤波器系数,对野外实测的 CSAMT 原始时间序列进行了信号提取预处理,取得了明显的效果。原始资料得到了改善,有利于获得高质量的处理结果。

下面以作者在江西某地进行的 CSAMT 勘探数据为例,验证该多采样率数字选频算法的实用性。本次探测使用物化探所阵列电磁法项目组开发研制的大功率多频发射及接收系统,发射极距  $AB = 1\ 500\ \text{m}$ ,收发距  $R = 6\ 000\ \text{m}$ ,接收极距  $MN = 100\ \text{m}$ ,供电电流达  $20\ \text{A}$ 。

图 4(a)为接收机所记录到的某测点的电场信号;图 4(b)为经过多采样率转换、选频滤波后的电压波形;图 4(c)为发射电流波形。由图 4 可见,原始记录波形与发射电流波形相比,因受环境电磁

干扰的影响,面目全非,而经过多采样率 FIR 数字选频滤波后,波形基本得以恢复。

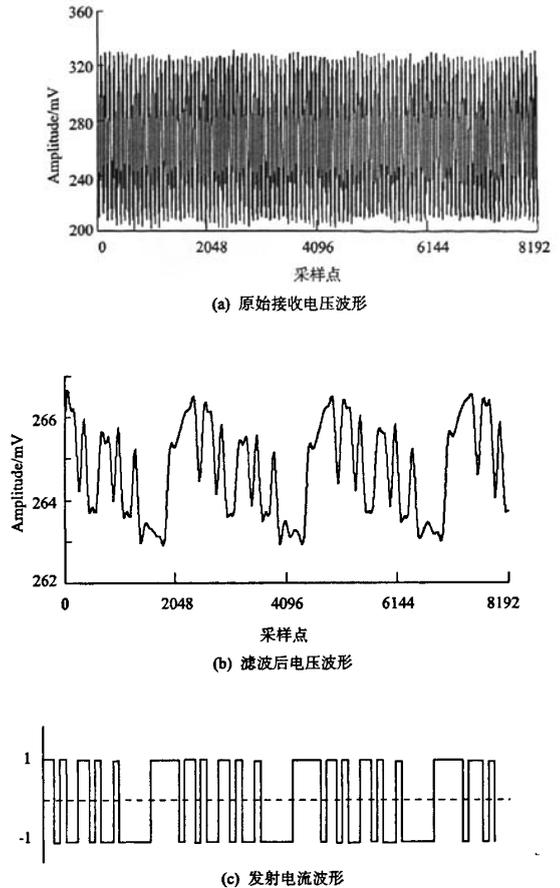


图 4 接收电场的电压波形选频滤波前、后的比较

Fig. 4 Comparison of voltage waveforms before and after filtering

图 5(见下页)为选频滤波前、后,该测点另一频组电场信号的频域特征对比。该频组的采样率为  $128\ \text{KHz}$ ,有效发射信号为  $640\ \text{Hz}$ 、 $320\ \text{Hz}$ 、 $160\ \text{Hz}$ 、 $80\ \text{Hz}$ 和  $40\ \text{Hz}$ 。为了更加清楚地显示图像效果,在此仅截取了区间  $0\ \text{Hz} \sim 2\ 560\ \text{Hz}$  的信号特征。从图 5(a)中显示的接收机所接收的原始信号频谱特征,我们根本无法辨识有效信号,突出的主要是  $50\ \text{Hz}$  及其谐波的干扰信号,对该电压信号在时间域进行选频滤波后,得到了如图 5(b)所示的频谱特征。从图 5 中,可以清晰地看到  $640\ \text{Hz}$ 、 $320\ \text{Hz}$ 、 $160\ \text{Hz}$ 、 $80\ \text{Hz}$  以及  $40\ \text{Hz}$  这五个频率的信号,而其它干扰均得到了很好地抑制。

根据前述的 CSAMT 原始资料的特征,作者设计了针对不同采样频段的多个 FIR 数字选频滤波

器,在 Fortran 环境下编制了多采样率选频滤波程序。

作者在滤波器的设计方法和指标参数方面,用理论数据及实测数据均做了大量的实验,结果表明,用多采样率 FIR 数字滤波技术进行 CSAMT 有用信号的提取,无论是在原始曲线及频谱对数曲线的主观视觉方面,还是在能量误差方面,都有较好的效果。

经过验证,各采样频段均取得了与图 4 和图 5 相似的效果。

图 6(a)是利用上述的原始数据,不做滤波处理直接计算的视电阻率曲线。曲线明显不连续,曲线上“飞点”多。

图 7(a)的阻抗相位曲线上,同样能看到类似的特征,在较高频区间的频点上,阻抗相位跳动幅度大,曲线不连续,根本无法判断曲线变化的趋势。

利用这样的曲线进行反演,往往会产生错误的结果。

经过多采样率选频滤波后,阻抗估算质量得到了明显地改善(见图 6(b)、图 7(b)),视电阻率曲线相对圆滑、连续,突变现象不明显。同样,阻抗相位曲线也得到了改善,原始阻抗相位曲线中的“飞点”得到了较为成功的抑制,即通过选频滤波后,有效地压制了干扰,使阻抗估算的结果更能反映地地质体的电性变化。

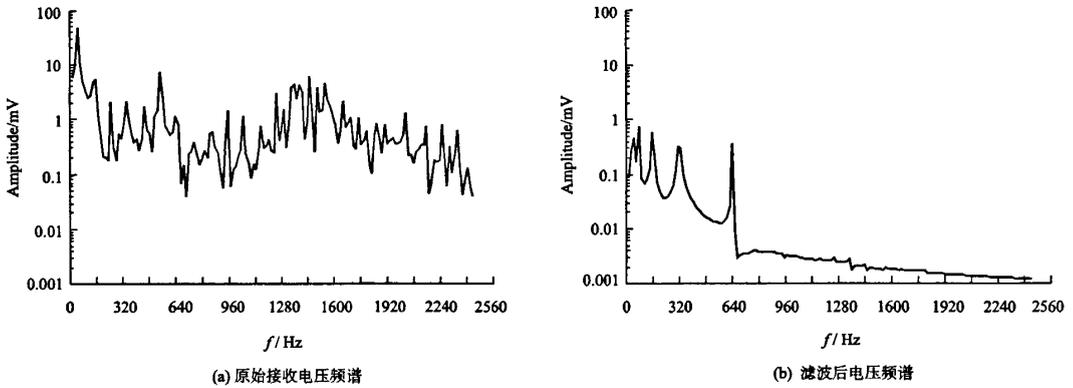


图 5 滤波前、后电场信号频谱特征对比  
Fig.5 Contrast to the spectrum of voltage waveforms before and after filtering

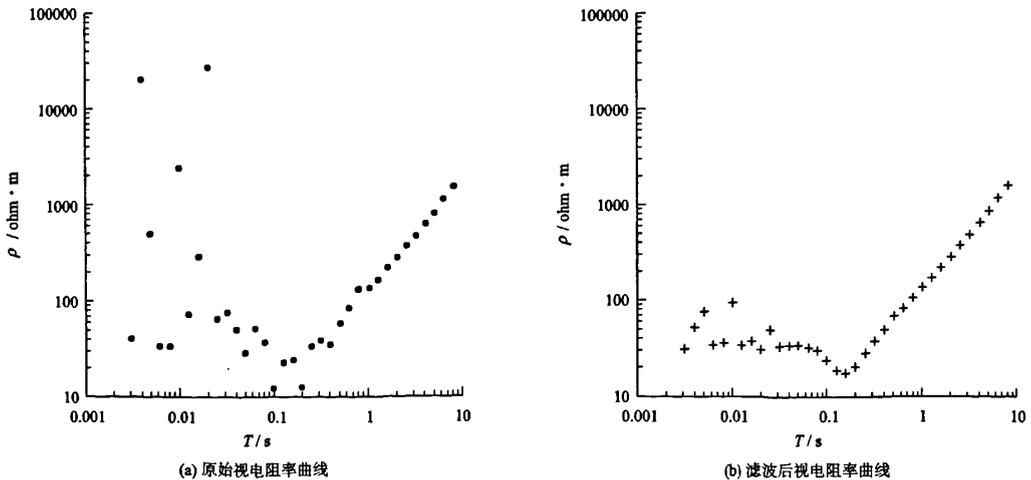


图 6 滤波前、后视电阻率曲线对比  
Fig.6 Curves contrast of resistivity

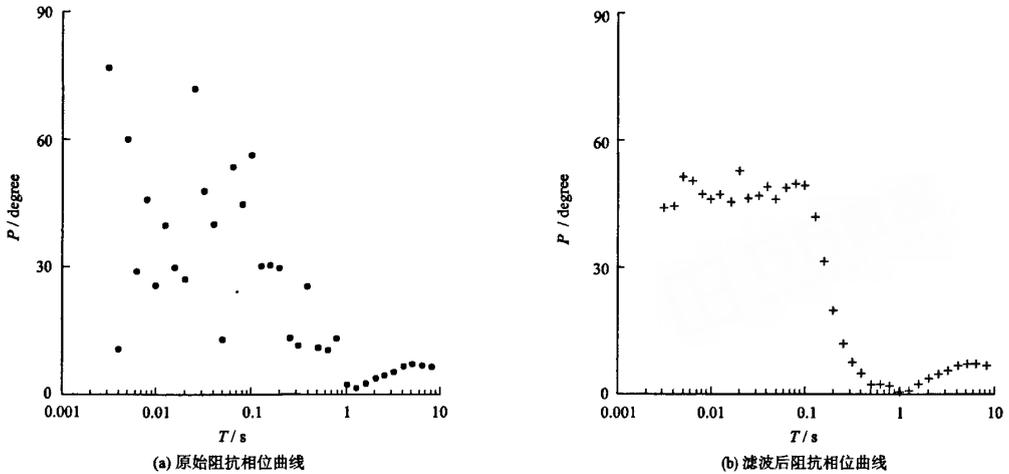


图7 滤波前、后阻抗相位曲线对比  
Fig.7 Curves contrast of impedance phase

## 4 结论

通过对 CSAMT 时间序列进行多采样率 FIR 数字选频滤波,可压制干扰,突出有效信号,较成功地实现 CSAMT 时间序列信号提取,提高 CSAMT 资料处理与解释的精度。

在设计数字滤波器的过程中,对已采样的离散序列进行重采样,可以大大减少系统计算量和对运算速度的要求,占用的资源大为减少,同时也提高了运算的效率。根据 CSAMT 实测资料的特征,确定滤波器指标性能,设计的滤波器实现方法简单、实用,同时本设计所涉及的方法,还可以用于其它高采样率场合,以及锐截止滤波器的设计。

### 参考文献:

- [1] 汤井田,何继善.可控源音频大地电磁法及应用[M].湖南:中南大学出版社,2005.
- [2] 程佩青.数字滤波与快速傅立叶变换[M].北京:清华大学出版社,1990.
- [3] M. 巴特.地球物理学中的谱分析[M].郑冶真,叶正仁.北京:地震出版社,1978.
- [4] 宗孔德,胡广书.数字信号处理[M].北京:清华大学出版社,1990.

- [5] 程佩青.数字信号处理教程(第2版)[M].北京:清华大学出版社,1995.
- [6] 丁玉美.数字信号处理(第二版)[M].西安:西安电子科技大学出版社,2001.
- [7] 宗孔德.多抽样率信号处理[M].北京:清华大学出版社,1996.
- [8] A. V 奥本海姆, R. W. 谢弗.离散时间信号处理[M].北京:科学出版社,1998.
- [9] MARGUES DESA J P. Digital FIR Filtering for Removal of ECG Baseline wander[J]. J Clin Eng, 1982, (8): 235.
- [10] ZHANG X, IWAKURA H. Novel method for designing digital allpass filters based on eigenvalue problem[J]. Electron Lett, 1993, 29(14): 1279.
- [11] NUTTALL A H. Some windows with very good side-lobe behavior[J]. IEEE. Trans, 1981, 1(4): 1023.
- [12] 董绍平,赵淑清.模块法设计 FIR 数字滤波器[J].电子学报, 1984, 13(2): 88.
- [13] 林品荣,郑采君,石福升,等.电磁法综合探测系统研究[J].地质学报, 2006, 8(10): 1539.

作者简介:李建华(1981-),女,研究生,地球探测与信息技术专业。