

文章编号: 1001-1595(2007)03-0279-07

中图分类号: P228.4

文献标识码: A

# 一种基于交叉验证技术的自适应小波变换 及其在削减 GPS 多路径误差中的应用

钟 萍<sup>1</sup>, 晓利<sup>1</sup>, 郑大伟<sup>2</sup>, 陈 武<sup>1</sup>, 黄 赓<sup>3</sup>

(1. 香港理工大学 土地测量与地理咨询学系, 香港 九龙; 2. 中国科学院 上海天文台 天文地球动力学研究中心, 上海 200030; 3. 西南交通大学 测量工程系, 四川 成都 610031)

## An Adaptive Wavelet Transform Based on Cross validation and Its Application to Mitigate GPS Multipath Effects

ZHONG Ping<sup>1</sup>, DING Xiao li<sup>1</sup>, ZHENG Da wei<sup>2</sup>, CHEN Wu<sup>1</sup>, HUANG Ding fa<sup>3</sup>

(1. Department of Land Surveying and GeoInformatics, The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong, China; 2. Center for Astrodynamics Research, Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030, China; 3. Department of Surveying and Mapping, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract** GPS multipath disturbance is a bottleneck problem that limits accuracy of Global Positioning System (GPS) positioning. A method based on the technique of cross validation to automatically identify wavelet signal layers is developed for separating noise from signals in data series, and applied to mitigate GPS multipath effects. Experiments with both simulated data series and real GPS observations show that the method is a powerful signal decomposer, which can successfully separate noise from signals as long as the noise level is lower than about half of the magnitude of the signals. A multipath correction model can be derived with the proposed method and the sidereal day to day repeating property of GPS multipath signals can be used to remove multipath effects in subsequent days of GPS observations, and therefore improve the quality of the GPS results.

**Key words:** cross validation; wavelet transform; GPS; multipath effects

**摘 要:** 多路径效应影响是目前限制 GPS 定位精度进一步提高的瓶颈。提出用交叉验证技术自动识别小波分解的信号层, 再通过小波重构实现降噪和信号提取, 并将该方法应用于 GPS 多路径误差的削减中。对模拟数据和实际 GPS 观测资料的分析表明, 该方法能合理分离不同噪声水平下资料序列中的信号和噪声; 当噪声水平小于信号振幅的一半时, 能成功分离资料序列中的高频信号。同时, 运用该方法得到的多路径改正模型和 GPS 多路径效应的重复性, 可有效地削弱多路径效应的影响, 提高 GPS 定位精度。

**关键词:** 交叉验证; 小波变换; GPS; 多路径效应

## 1 引 言

全球定位系统(GPS)以其精度高、速度快、全天候、自动化和无需站间通视等优点, 已广泛应用于高精度的导航和定位中, 如高层建筑、桥梁和大坝等工程结构的变形监测。当 GPS 应用于工程结构变形监测时, 基线通常布设较短(如小于 5 km), 因此, GPS 误差源中的卫星和接收机钟差通过双差被完全消除; 而与距离相关的误差(如,

电离层、对流层的折射与延迟误差, 及轨道误差), 由于它们在短基线间存在强相关性, 通过双差计算后其影响也可忽略。但与距离不相关的多路径误差不能通过差分法消除, 因而成为许多高精度 GPS 应用的主要误差来源<sup>[1]</sup>。

多年来, 国内外学者提出了许多削减 GPS 多路径效应的方法。选择较好的 GPS 测量点, 避开强反射面(如水面、平整的建筑物表面等)和射频干扰源, 能有效地削弱多路径效应的影响; 基于硬

收稿日期: 2006-06-30; 修回日期: 2007-01-22

基金项目: 香港特别行政区研究资助局资助项目(PolyU 5148/04E); 香港理工大学建筑与地政学院资助项目(897M)

作者简介: 钟 萍(1980), 女, 四川成都人, 博士研究生, 主要从事 GPS 理论及应用研究。E-mail: p.zhong@polyu.edu.hk

件的多路径处理技术,包括选择造型适宜且屏蔽良好的GPS天线以及对接收机内部相关算法的改进,都尽可能地在接收机信号处理阶段削弱码和(或)相位的多路径影响;基于软件的多路径处理技术,包括GPS天线周围多路径环境图的绘制,对GPS信号信噪比(SNR)的分析,以及各种滤波方法(如自适应FIR滤波<sup>[2]</sup>、小波滤波<sup>[3]</sup>、Vondrak滤波<sup>[4]</sup>等)的运用,以进一步分离或削弱残余的多路径误差。

由于各滤波法的基本原理(即频率响应特征)或算法不同,因而它们在滤波参数的选择和计算速度等方面各有优缺点。其中,小波滤波以其优良的时频局域化特性,在信号的提取和降噪中得到了广泛应用。降噪的目的在于对信号中噪声的抑制,通常小波去噪的方法有阈值去噪、模板大值去噪和去高频去噪。第三种方法的原理简单,即将小波分解的高频系数置为零,再将修改后的小波系数进行小波重构来恢复信号。虽然该方法最为简便,但若不能正确确定与噪声相应的高频部分,将导致有用信号的丢失或重构信号中的噪声过大。通常可借助频率的先验信息或频谱分析法确定小波分解的信号层,但在对信号频率先验无知或信噪比较小的情况下,将难以实现。因此,本文提出运用交叉证认<sup>[5,6]</sup>技术自动识别小波分解的信号层,使GPS资料序列中的信号和噪声合理分离。

本文将对GPS相位多路径信号的特征进行分析,并提出由上述两种方法相结合的滤波法;同时,我们将通过模拟试验和实测GPS数据,给出定量的研究结果。

## 2 GPS多路径信号特征

多路径效应(如图1所示)是指GPS信号通过其他物体的反射或折射到达GPS接收机天线,并对直接到达的GPS信号产生干扰,影响码和相位的测量,从而降低GPS的定位精度<sup>[1]</sup>。图1中的多路径误差由一距离接收机天线为 $d$ 的竖直反射面所产生。设直接信号为

$$S_d = A \cos \varphi \quad (1)$$

间接信号为

$$S_r = \alpha A \cos(\varphi + \theta), \quad (0 \leq \alpha \leq 1) \quad (2)$$

式中, $A$ 和 $\varphi$ 分别为直接信号的振幅和相位; $\alpha$ 为振幅衰减因子,其大小为间接信号与直接信号振幅的比值; $\theta$ 为间接信号的相位延迟。

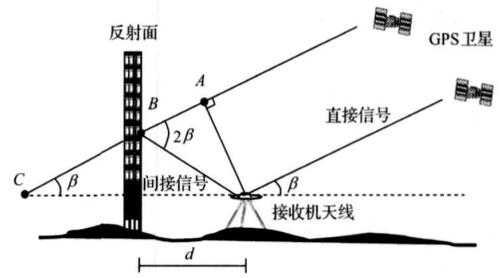


图1 GPS多路径现象示意图

Fig. 1 Schematic representation of GPS multipath phenomenon

从图1中可以看出,多路径的延迟量为线段 $AB$ 和 $BC$ 之和,即等于 $2d \cos \beta$ 。由此即可得到由多路径引起的相位延迟为

$$\theta = \frac{4\pi d}{\lambda} \cos \beta \quad (3)$$

其中, $\lambda$ 为载波信号的波长, $\beta$ 为卫星信号的入射角。此时,由直接信号和一个间接信号合成的信号可表示为

$$S = S_d + S_r = R \cos(\varphi + \psi) \quad (4)$$

式中,合成信号的振幅 $R$ 和多路径的相位延迟 $\psi$ 可分别表示为<sup>[1]</sup>

$$R = A(1 + 2\alpha \cos \theta + \alpha^2)^{1/2} \quad (5)$$

$$\psi = \arctan\left(\frac{\alpha \sin \theta}{1 + \alpha \cos \theta}\right) \quad (6)$$

从公式(6)中可以得到,当介质的反射系数 $\alpha$ 保持不变时,满足 $\partial \psi / \partial \theta = 0$ 的相位延迟达到最大值。当 $\alpha = 1, \theta = \pm \pi/2$ 时,即可引起 $\lambda/4$ 的距离误差(如对 $L1$ 载波,多路径效应的影响可达4.8 cm)。因此,对于定位精度要求达毫米级的高精度GPS应用,必须最大限度地削弱多路径误差。

多路径信号的频率 $f_\psi$ 可由相位延迟 $\theta$ 的变化率确定。对式(3)求导,并除以 $2\pi$ 可得

$$f_\psi = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} = \frac{2d}{\lambda} \sin \beta \frac{d\beta}{dt} \quad (7)$$

从式(7)中可以看出,多路径信号的频率与反射面到GPS天线的距离成正比,且为卫星高度角的函数。一般来讲,经接收机硬件削弱后的多路径信号周期约为几十秒到几十分钟<sup>[7]</sup>,因此,相对于随机噪声而言,多路径主要表现为低频特性。

多路径效应的影响主要取决于GPS卫星、反射面和天线间的几何构型,当GPS天线位置及其周围环境保持不变时,多路径效应具有周期性重复的特性<sup>[1,8]</sup>。在变形监测等GPS应用中,虽然多路径效应的重复性在某些条件下可能发生变化<sup>[9,10]</sup>

(如卫星轨道的调整), 但利用其重复性可削弱多路径效应对观测结果的影响。在本文分析中, 将先从前一天的 GPS 观测资料序列中提取精确的多路径模型, 然后利用多路径效应的重复性修正后来的观测, 实现 GPS 定位精度的提高。

### 3 小波滤波

小波变换的基本思想是用一族函数去表示或逼近一信号或函数。这一族函数称为小波函数系, 它由一基本小波函数(小波基)在尺度(频率)上的伸缩和位置(时间)上的平移构成。信号  $f$  的小波变换定义为<sup>[11]</sup>

$$W_f(a, b) = \langle f, \Psi_{a,b} \rangle = \int_R f(t) \frac{1}{\sqrt{|a|}} \cdot \overline{\Psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (8)$$

式中,  $\Psi(t)$  为小波基;  $a$  和  $b$  分别为伸缩和平移因子,  $a, b \in R$  且  $a \neq 0$ ;  $\overline{\Psi(t)}$  为  $\Psi(t)$  的共轭。

信号可通过小波逆变换进行重构:

$$f = \frac{1}{C_\Psi} \int_R \int_R \langle f, \Psi_{a,b} \rangle \Psi_{a,b}(t) \frac{da db}{a^2} \quad (9)$$

其中, 常数  $C_\Psi$  为小波的可容性条件。

通常观测所得的资料序列为离散采样的数据序列, 此时可采用 Mallat 塔式算法进行离散二进小波变换。二进小波对信号的分解具有数学显微镜的作用, 它可通过一对共轭镜像滤波器组实现。因小波滤波器具有带通滤波器的功能, 因此经小波分解后的各层代表信号的不同频段。为实现降噪和信号提取的目的, 分析中可将与噪声相应的高频部分的小波分解系数置为零, 再将修改后的小波分解系数进行小波重构来恢复信号<sup>[12]</sup>。为此, 本文引入交叉证认法<sup>[5,6]</sup>来自动识别小波分解的信号层。

### 4 交叉证认法

交叉证认的基本思想是通过测量资料序列中的部分样本的相互交叉证认实现信号和噪声的合理分离。用交叉证认实现小波滤波后信号提取的步骤为:

第一步, 将测量资料序列  $(x_i, y_i), i = 1, 2, \dots, N$  分为两部分: 样本一  $(x_{1,2m-1}, y_{1,2m-1})$  和样本二  $(x_{2,2m}, y_{2,2m}), m = 1, 2, \dots, N_1$  ( $N$  为偶数时,  $N_1 = N/2$ ;  $N$  为奇数时,  $N_1 = (N-1)/2$ )。将样本一作为滤波样本, 并对样本二进行随机采样, 组成证认样本(其样本数为  $N_2$ ), 且  $N_2 \ll N_1$ 。

第二步, 将样本一进行  $K$  层小波分解, 得到

某一层  $k$  所代表的滤波值  $f'$ , 并用下式计算证认样本对滤波值的方差

$$C(k, P) = \frac{1}{N_2} \sum_{i=1}^{N_2} [y_{2,i} - f'(x_{2,i})]^2 \quad (10)$$

式中,  $P$  表示对样本二的某次随机划分;  $(x_{2,i}, y_{2,i}), i = 1, 2, \dots, N_2$  为选取的证认样本;  $f'(x_{2,i})$  可用三次样条插值对滤波值  $f'$  在  $x_{2,i}$  时刻内插得到。

第三步, 选择  $k_1 (k_1 = 1, 2, \dots, K+1)$  和  $k_2 (k_2 = k_1, k_1+1, \dots, K+1)$  间的小波分解层作为滤波值, 重复第二步。其中, 第 1 到  $K$  层表示小波分解后的高频部分, 第  $K+1$  层表示小波分解的低频部分。对于每一个从  $k_1$  到  $k_2$  层的滤波值进行  $M$  次不同的随机划分  $P_j, j = 1, 2, \dots, M$ , 由公式(10)求得  $M$  个证认样本的方差  $C(k_{1,2}, P_j)$ , 并由下式计算其均值

$$\bar{C}(k_{1,2}, P) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M C(k_{1,2}, P_j) \quad (11)$$

选取  $\bar{C}(k_{1,2}, P)$  达最小时的  $k_{1,2}$ , 即  $k_1$  到  $k_2$  间的小波分解层为滤波样本的信号所在层。

第四步, 将原始资料序列进行  $K+1$  尺度小波分解, 并根据第三步的结果选取  $k_1+1$  到  $k_2+1$  间的小波分解层为原始资料的信号所在层。这是由于滤波样本为原始测量资料序列的奇数采样, 即滤波序列的采样率为原来的一半, 因此, 对于同一频段的信号, 滤波样本经小波分解后的信号所在层将比原始资料序列的小波分解层次少 1。然后, 将信号所在层的小波分解系数保持不变, 非信号所在层的小波分解系数置为零, 经小波重构得到原始资料的滤波序列。

本文分析中, 为了防止滤波计算中端部效应对计算结果的影响, 仅选用了资料序列中部约 70% 的数据作交叉证认样本的选取范围; 同时, 考虑到对资料序列进行多次随机划分时较大的计算量, 以及随机划分需充分反映资料序列的总体统计性质, 我们选取证认样本数  $N_2$  为滤波样本数  $N_1$  的 20%, 随机划分的次数  $M = 20$ 。

### 5 模拟试验与分析

设模拟数据模型为

$$u_t = \sin(2\pi t/2400) + \sin(2\pi t/300) + 0.6\sin(2\pi t/60) + e_t \quad (12)$$

式中, 资料序列  $u_t$  由服从正态分布的白噪声  $e_t$  和

信号量组成。为了较好地模拟多路径信号,模拟信号由周期分别为 2 400 s, 300 s 和 60 s 的三种谐波信号构成。模拟数据的采样间隔为 1 s, 样本数为 4 000。由于不同的小波基在滤波性能上的差异<sup>[13]</sup>, 本文选择具有较高信号逼近精度的离散 Meyer 小波作为小波基。

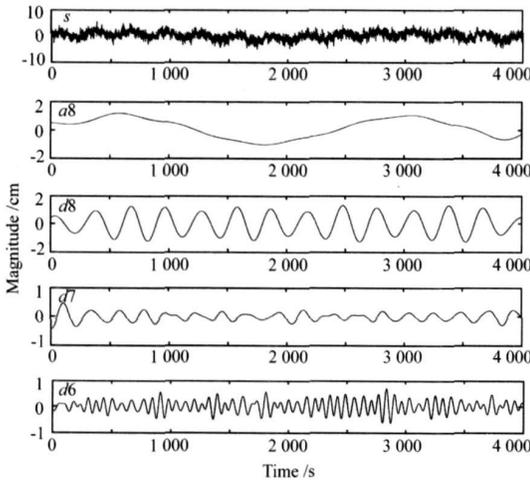


图 2 为随机噪声  $e_t$  服从正态分布  $N(0, 1.0)$  时, 资料序列的小波分解示意图。其中,  $s$  为模拟资料序列;  $a_8$  为第八层的低频部分;  $d_8 \sim d_1$  分别为八尺度小波分解的高频部分。由于小波变换属于线性变换, 则经小波分解后的原始信号可表示为  $s = a_8 + d_8 + d_7 + \dots + d_1$ 。

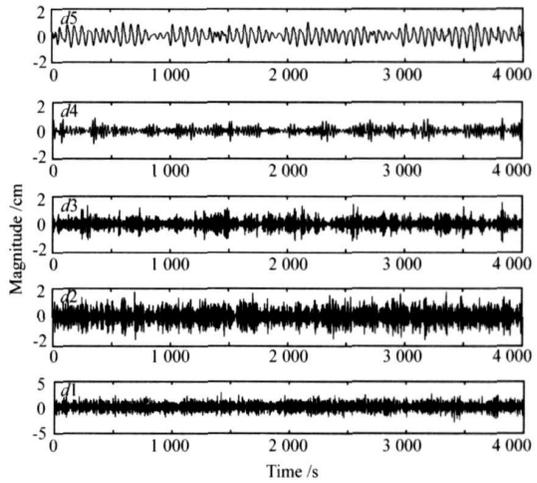
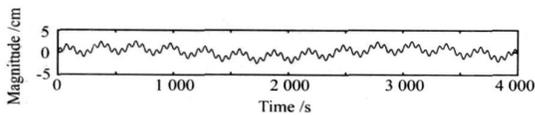


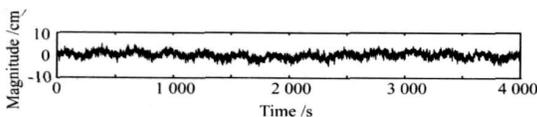
图 2 模拟资料序列在噪声水平为  $N(0, 1.0)$  下的小波分解

Fig. 2 Wavelet decomposition of simulated data series at noise level  $N(0, 1.0)$

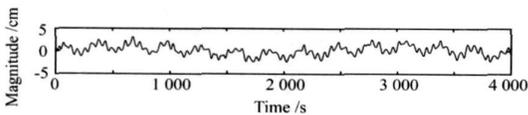
从图 2 中可以看出, 噪声极值点及其幅度随着分解层次的增加而减小, 因此较大尺度下的极值主要表现为信号。为了说明交叉证认法识别信号层的能力, 图 3 给出了经上述交叉证认法选择的小波分解信号层。该模拟数据序列的信号所在层为高频部分的  $d_5 \sim d_8$  和低频部分  $a_8$  (简记为  $d_5 \sim a_8$  层, 下同)。



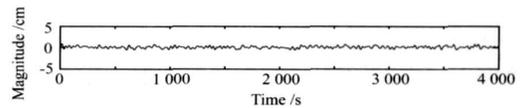
(a) 模拟信号序列



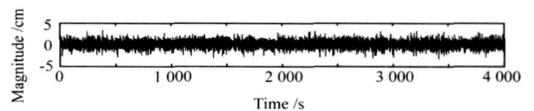
(b) 噪声水平为  $N(0, 1.0)$  的模拟信号序列



(c) 保留了图 1 中的高频部分  $d_5 \sim d_8$  和低频部分  $a_8$  的滤波曲线



(d) 模拟信号与滤波值间的差值序列



(e) 混有噪声的模拟信号与滤波值间的差值序列

图 3 用交叉证认法识别小波分解信号层的模拟试验结果  
Fig. 3 Test results of identifying wavelet-decomposed signal layers with the cross-validation method

表 1 中列出了本文使用的小波基的各分解层所对应的中心频率, 以便从理论上分析小波分解后信号所在层。

根据模拟资料序列的三种谐波信号频率和表 1 可知: 0.016 7 Hz (模拟信号周期为 60 s) 位于  $d_5$  和  $d_6$  层之间, 0.003 3 Hz (周期为 300 s) 位于  $d_7$  和  $d_8$  层之间; 根据二进小波分解的频带组合<sup>[3]</sup>可得, 低频部分  $a_8$  所表示的频带范围为  $[0,$

0.002 0] Hz, 因此信号频率中的 0.000 4 Hz(周期为 2 400 s) 位于  $a_8$  层。由此即可确定  $d_5 \sim d_8$  及  $a_8$  为信号所在层, 这与用交叉证认法选择的结果相同。

表 1 离散 Meyer 小波各分解层的中心频率(采样率 1 Hz)  
Tab. 1 Central frequencies of Meyer wavelet for data series with sampling rate of 1 Hz

层次	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$
频率/Hz	0.331 7	0.165 8	0.082 9	0.041 5
层次	$d_5$	$d_6$	$d_7$	$d_8$
频率/Hz	0.020 7	0.010 4	0.005 2	0.002 6

此外, 为进一步表明交叉证认法识别小波分解信号层的能力, 表 2 中给出了式(12)所表示的模拟资料序列在其他噪声水平下的一些模拟试验结果。

表 2 不同噪声水平下经交叉证认法选择的信号层及模拟信号与滤波值间差值序列的 RMS 值

Tab. 2 Signal layers selected with the cross validation method and RMS values of differences between simulated and filtered data series at different noise levels

噪声水平/cm	0.4	1.0	1.4
信号层	$d_5 \sim a_8$	$d_5 \sim a_8$	$d_5 \sim a_8$
差值序列 RMS/cm	0.100	0.262	0.364
噪声水平/cm	1.8	2.4	3.0
信号层	$d_7 \sim a_8$	$d_8 \sim a_8$	$d_8 \sim a_8$
差值序列 RMS/cm	0.476	0.520	0.535

从表 2 中可以看出, 经交叉证认法选择的信号层数随着噪声水平的增大而减少, 从而使得滤波曲线中所包含的信号量逐渐减少。同时, 从表 2 的模拟试验结果图中可以看出(限于篇幅未给出): 当白噪声均方差达 1.4 cm, 约为模拟信号振幅(2.6 cm)的一半时, 运用该方法仍能成功分离信号和噪声; 当噪声水平大于或等于 1.8 cm 时, 周期为 60 s 的高频信号在滤波过程中受到抑制。同时, 从表 2 中也可看出, 模拟信号与滤波值间差值序列的 RMS 值都非常小, 这说明对于不同噪声水平的资料序列, 结合小波变换和交叉证认法均能得到较为合理的滤波曲线。

### 6 GPS 多路径效应的削减

观测试验在香港理工大学某建筑物的楼顶进行, 这里具有多处产生多路径信号的强反射面。从 2004 年 3 月 10 日至 12 日, 用徕卡 SR530 型双

频 GPS 接收机和 AT502 型天线在一条约为 86 m 的基线上进行了三天的观测, 数据采样率为 10 Hz, 观测截止高度角为  $15^\circ$ 。采集 GPS 数据时, 第一天静止观测; 在第二、三天的观测中, 其中一个 GPS 天线置于一个由计算机控制的振动模拟台上作流动站, 另一个天线固定于水泥桩上作为参考站(如图 4 所示)。

振动台能在水平面的两个垂直方向上模拟任何一种由输入波的时间关系曲线所定义的波形, 其振幅模拟精度优于 0.1 mm。试验中的模拟振动为圆周振动, 第二天振动信号的频率和振幅分别为 0.06 Hz 和 40 mm; 第三天振动信号的频率为 0.1 Hz, 振幅从 40 mm 变为 20 mm, 再从 20 mm 变为 10 mm。我们选择连续约 45 min 的观测数据进行分析。

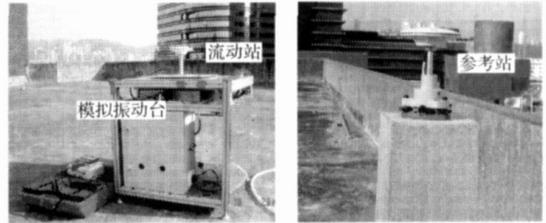


图 4 试验中的振动模拟台及参考站和流动站的分布  
Fig. 4 Motion simulation table and layout of reference and rover stations for the experiment

GPS 数据处理采用动态轨迹估计法, 逐个历元地解算出流动站的动态轨迹, 在坐标域中分析多路径效应的影响。分析中先将模拟振动信号从原始坐标序列中扣除, 得到多路径误差和噪声序列; 然后经小波变换和交叉证认法得到  $X$ ,  $Y$  和  $H$  方向上连续三天的滤波曲线及其差值序列, 结果分别如图 5, 6 和 7 中所示。其中,  $X$  和  $Y$  坐标分别表示经通用横轴墨卡托(UTM)投影后的东和北方向; 而  $H$  坐标为椭球高。由于随机噪声在滤波过程中受到抑制, 使得滤波曲线中仅包含多路径信号。值得一提的是, 滤波后第二、三天的资料序列中存在较明显的高频信号, 且信号与振动台模拟的振动具有相同的频率。我们认为这些高频的多路径信号是由模拟振动台的残余振动所致。小波分解后经交叉证认法得到的信号所在层及滤波后噪声序列的 RMS 值列于表 3 中。

从表 3 中可以看出, 经交叉证认法选择的第二、三天的信号层数较第一天多, 因而后两天的滤波资料序列中保留的信号量较多。这与滤波曲线

中(如图 5, 6 和 7) 高频多路径信号的存在一致。同时也可看出, 虽然同一天或同一方向上选择的信号层不同, 但滤波后同一方向噪声序列的 RMS

值却基本相同。这说明该方法能成功分离测量资料中的信号和噪声。

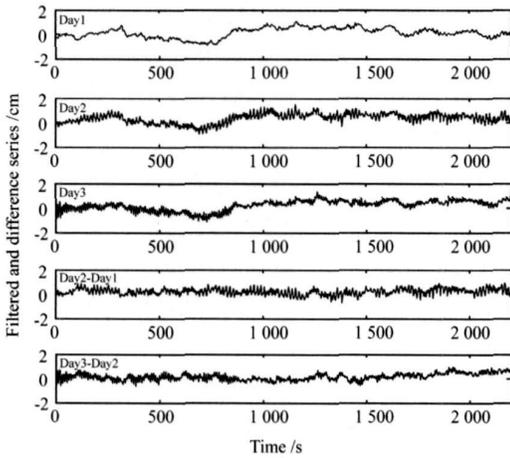


图 5 扣除模拟振动后观测资料的滤波曲线及其差值序列(*X* 方向)

Fig. 5 Filtered and difference series of the *X* direction, with the simulated motions removed

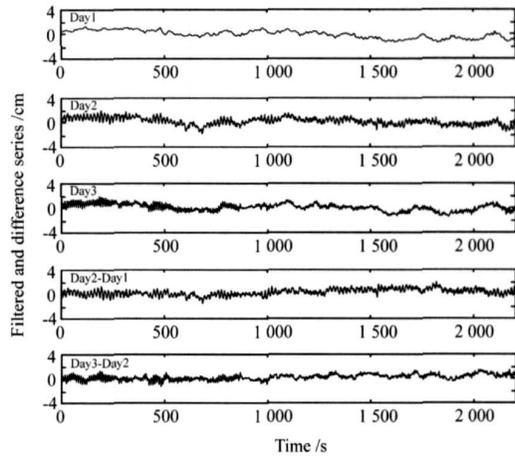


图 6 扣除模拟振动后观测资料的滤波曲线及其差值序列(*Y* 方向)

Fig. 6 Filtered and difference series of the *Y* direction, with the simulated motions removed

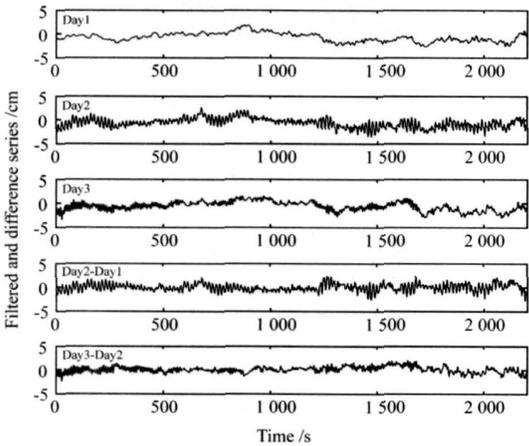


图 7 扣除模拟振动后观测资料的滤波曲线及其差值序列(*H* 方向)

Fig. 7 Filtered and difference series of the *H* direction, with the simulated motions removed

经计算可知, 尽管资料序列中存在高频多路径信号的影响, 但相邻两天多路径序列间的最大相关系数介于 0.548 和 0.807 之间, 在统计检验上它们都已大大超过由蒙特卡罗方法<sup>[14]</sup>得到的 ±0.22 的临界值(99% 的显著水平)。将第一天的滤波资料序列作为精确的多路径改正模型, 并利用多路径效应的重复性将其从后两天的滤波序列中扣除, 其结果如图 5, 6 和 7 中的第四、五个子图所示。则应用多路径改正模型后, 后两天坐标序列的 RMS 值比改正前减少了约 20%~ 40%。

### 7 结论与建议

本文在对 GPS 多路径信号特征进行分析的基础上, 提出将小波变换和交叉验证法相结合的方法, 即运用交叉验证法自动识别小波分解的信号层, 再经小波重构实现降噪和信号提取。通过

表 3 经交叉验证法选择的小波分解信号层及噪声序列的 RMS

Tab. 3 Signal layers of wavelet decomposition with cross validation method and RMS of noise series

Day	<i>X</i>		<i>Y</i>		<i>H</i>	
	信号层	RMS/cm	信号层	RMS/cm	信号层	RMS/cm
1	<i>d</i> 6~ <i>a</i> 8	0.122	<i>d</i> 7~ <i>a</i> 8	0.216	<i>d</i> 7~ <i>a</i> 8	0.462
2	<i>d</i> 5~ <i>a</i> 8	0.120	<i>d</i> 5~ <i>a</i> 8	0.236	<i>d</i> 6~ <i>a</i> 8	0.493
3	<i>d</i> 5~ <i>a</i> 8	0.122	<i>d</i> 5~ <i>a</i> 8	0.228	<i>d</i> 6~ <i>a</i> 8	0.509

对模拟数据和 GPS 观测资料的分析 and 处理表明: 当噪声水平小于信号振幅的一半时, 运用该方法能成功分离资料序列中的信号和噪声; 当噪声水平大于信号振幅的一半时, 虽然资料序列中的高频信号将在滤波过程中受到抑制, 但信号和噪声仍得到合理分离。同时, 运用该方法所得到的多路径改正模型, 可有效地削弱多路径效应的影响, 使 GPS 的定位精度提高约 20% ~ 40%。

组成证认样本并计算它对滤波值的方差时, 由于需进行多次重复的随机采样及对证认样本滤波值的内插计算, 因此这种方法的计算量较大。在交叉证认时, 尽管我们对原始资料序列进行了奇、偶数采样, 但当测量资料序列的信噪比足够大, 资料序列的采样间隔比较小(样本数比较多)时, 由此方法所得到的滤波曲线可以反应资料序列中精细的信号过程。

致谢: 本文第一作者感谢香港理工大学奖学金的资助。

参考文献:

[1] LEICK A. GPS Satellite Surveying ( 3rd edn) [ M ]. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2004.

[2] GE L, HAN S, RIZOS C. Multipath Mitigation of Continuous GPS Measurements Using an Adaptive Filter[J]. GPS Solution, 2000, 4(2): 19-30.

[3] HUNG D F, DING X L, CHEN Y Q, et al. Wavelet Filters Based Separation of GPS Multipath Effects and Engineering Structural Vibrations [J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2001, 30(1): 36-41. ( 黄丁发, 丁晓利, 陈永奇, 等. GPS 多路径效应影响与结构振动的小波滤波筛分研究[J]. 测绘学报, 2001, 30(1): 36-41. )

[4] ZHENG D W, ZHONG P, DING X L, CHEN W. Filtering GPS Time Series Using a Vondrak Filter and Cross Validation [J]. Journal of Geodesy, 2005, 79: 363-369.

[5] CLARK M R, THOMPSON R. Objective Method for Smoothing Paleomagnetic Data[J]. Geophys. J. Roy. Astr. S., 1978,

52(2): 205-213.

[6] BERIMAN L, FRIEDMAN JH, OLSHEN R A, STONE C J. Classification and Regression Trees[ M ]. Belmont: Wadsworth, 1984.

[7] HUANG S X, LI P H, YANG B C, XIANG D. Study of the Characteristics of Multipath Effects on GPS Dynamic Deformation Monitoring[ J ]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2005, 30(10): 877-879. ( 黄声享, 李沛鸿, 杨保岑, 向东. GPS 动态监测中多路径效应的规律性研究 [J]. 武汉大学学报·信息科学版, 2005, 30(10): 877-879. )

[8] HOFFMAN-WELLENHOF B, LICHTENEGGER H, COLLINS J. GPS Theory and Practice (4th edn) [ M ]. New York: Springer, 1997. 389.

[9] KIM D, LANGLEY R, BOND J, CHRZANOWSKI A. Local Deformation Monitoring Using GPS in an Open Pit Mine: Initial Study[ J ]. GPS Solutions, 2003, (7): 176-185.

[10] FORWARD T, STEWART M, TSAKIRI M. GPS Data Stacking for Small Scale GPS Deformation Monitoring Applications[ A ]. Proc 11th FIG Int Symp on Deformation Measurements[ C ]. Santorini: [s. n.]. 2003. 233-240.

[11] DAUBECHIES I. Ten Lectures on Wavelets[ R ]. Philadelphia: SIAM, 1992.

[12] XIONG Y L, DING X L, HUANG D F, et al. Integrated Single Epoch Algorithm Based on Wavelet Transform and Its Application to Structural Vibration Monitoring[ J ]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2005, 34(3): 202-207. ( 熊永良, 丁晓利, 黄丁发, 等. 基于小波变换的单历元算法及其在结构振动监测中的应用研究[J]. 测绘学报, 2005, 34(3): 202-207. )

[13] GAO F, QU J L, ZHOU Y P. The Comparison of Different Wavelet Bases on Filtering[ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2002, 23(4): 437-440. ( 高峰, 曲建岭, 周玉平. 不同小波基下滤波性能之比较[J]. 仪器仪表学报, 2002, 23(4): 437-440. )

[14] ZHOU Y H, ZHENG D W. Monte Carlo Simulation Test of Correlation Significant Levels[ J ]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 1999, 28(4): 313-318. ( 周永宏, 郑大伟. 相关估计显著水平的 Monte Carlo 模拟检验 [J]. 测绘学报, 1999, 28(4): 313-318. )

( 责任编辑: 雷秀丽 )