

基于小波滤波及载噪比估计的 GPS 接收机多径抑制

耿福泉, 赵 昀, 黄智刚

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 为了抑制城市环境 GPS(global positioning system) 导航应用中由复杂信号反射引起的多径效应, 提出了一种基于假设检验小波阈值滤波处理并联合载噪比估计的 GPS 接收机多径抑制方法. 这种方法作用于 GPS 导航接收机的码和载波跟踪环路, 通过估计由多径引起的跟踪误差, 补偿伪距估计量, 进而消除多径效应引起的定位误差. 仿真实验结果表明, 对于城市环境典型导航应用的多径场景, 所提出的方法显著改善用户定位精度, 能够将定位误差从标准接收机处理下的 15.95 m 降至 1.75 m, 而计算量无明显增加.

关 键 词: GPS(global positioning system); 多径抑制; 小波阈值滤波; 假设检验; 多径跟踪误差

中图分类号: TN 967.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-3026(2016)03-0327-06

Multipath Mitigation of GPS Receivers Based on the C/N_0 Estimation and Wavelet Method

GENG Fu-quan, ZHAO Yun, HUANG Zhi-gang

(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China. Corresponding author: GENG Fu-quan, E-mail: gkbuaaee@163.com)

Abstract: To mitigate the multipath effects caused by the complex signal reflection of urban application environments in GPS receivers, a multipath mitigation method based on a hypothesis testing wavelet thresholding filter and the carrier-to-noise density ratio (C/N_0) estimation was proposed. This technique was integrated into the code and carrier tracking loops, which estimated the multipath tracking errors by the wavelet thresholding filtering based on the C/N_0 estimation, and then removed the positioning errors in multipath environments by compensating the pseudorange measurements. The simulation tests were conducted in the typical multipath scenario under urban navigation environments, whose results showed that the statistical positioning error can be reduced from 15.95 m with the standard receiver processing to 1.75 m with the proposed method, which indicated that the proposed method achieves a significant improvement of positioning accuracy without an obvious additional computation load.

Key words: GPS(global positioning system); multipath mitigation; wavelet thresholding filter; hypothesis testing; multipath tracking error

尽管 GPS(global positioning system) 接收机技术已取得持续进步, 但目前还没有一种方法能很好地解决多径问题^[1]. 特别在大量反射体(如高层建筑物)存在的城市环境中, 多径引起的导航性能下降对于许多 GPS 应用不容忽视. 多径信道可形成百米量级的定位误差^[2-3]. 标准的接收机无法分辨接收到的导航信号是否历经多径信道. 多径效应对接收机的码时延锁定环(DLL,

delay lock loop) 和载波相位锁定环(PLL, phase lock loop) 均构成影响, 最终在用户位置估计中引入误差.

从接收机基带处理的角度, 现行的多径抑制方法主要包括改进跟踪通道和多径估计两类. 改进跟踪通道方法, 如 Strobe 相关器^[4] 和 Pulse Aperture 相关器^[5], 通过改变 DLL 鉴别器函数来降低多径误差, 处理简捷且计算量低, 但动态性能

收稿日期: 2014-12-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61101075, 61271197).

作者简介: 耿福泉(1960-), 男, 辽宁沈阳人, 北京航空航天大学博士后研究人员; 黄智刚(1962-), 男, 河北邢台人, 北京航空航天大学教授, 博士生导师.

也由此下降. 多径估计方法将多径抑制建立在多径分量估计的基础上, 如 MEDLL^[6] 和 MMT^[7] 运用最大似然估计, 只适合准静态应用. 基于粒子滤波的多径估计^[8], 需要已知多径分量的状态转移模型. 对于复杂的多径环境, 获取这种先验模型很困难; 所涉及的迭代计算也导致运算量大增. 将小波方法应用于多径抑制的研究尚很少见, 如文献[3]运用传统小波阈值方法来降低固定运动轨迹的 GPS 差分接收机多径误差, 但这种方法对一般导航应用的适用性尚不确定.

本文提出一种基于假设检验阈值小波滤波并联合载噪比估计的多径抑制方法, 通过估计码和载波相位的多径跟踪误差, 补偿伪距估计量, 进而消除多径效应引起的用户定位误差.

1 小波阈值滤波用于 GPS 导航接收机多径抑制

信号和噪声在小波多尺度空间上具有不同的 Lipschitz 指数^[9]. 文献[3]的研究表明, 多径误差和观测噪声具有差异显著的低频和低频特征. 实际上, GPS 接收机中相互混叠的视距 (LOS, line of sight) 信号扩频码时延或载波相位的观测量、多径误差及观测噪声具有不同的频率特征. 观测噪声具有典型的高频特征, LOS 信号观测量具有典型的低频特征, 而多径测量误差的频率特性介于两者之间. 由此, 通过设计合适的小波滤波器, 可以实现多径误差剥离.

图 1 为本文提出的基于假设检验小波阈值滤波

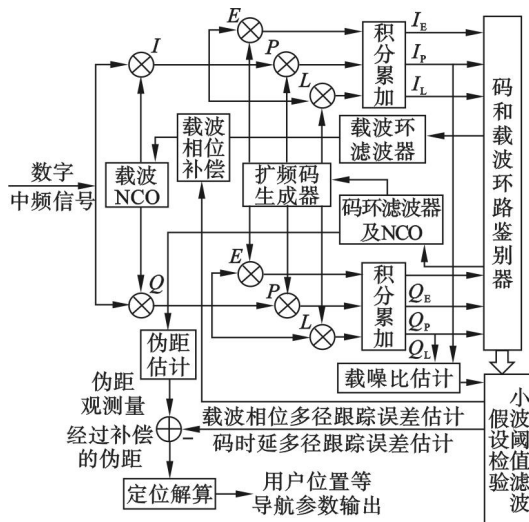


图 1 一个接收机通道中的假设检验小波阈值滤波多径抑制方法示意图

Fig. 1 Illustration of hypothesis testing wavelet thresholding multipath mitigation for a receiver channel

波的多径抑制方法在 1 个接收机跟踪通道中实现的示意图. 在 GPS 导航接收机标准跟踪环路的基础上, 设置假设检验小波阈值滤波器, 其输入来自 DLL 和 PLL 鉴别器输出的码和载波相位跟踪误差 (基于 1 ms 的相关采样), 而载噪比估计量亦为重要输入; 输出为码多径跟踪误差和载波相位多径跟踪误差的估计量, 输出间隔为 10 ms. 由于载噪比估计本质上是观测量采样的统计计算, 以 10 个采样点为估计窗, 这是载波比估计的一种典型设置. 上述估计量分别用于补偿伪距观测量以及本地生成的载波相位. 补偿伪距观测量能够消除多径引起的定位误差, 而补偿本地载波相位能够消除 PLL 的多径效应.

2 多径效应对接收机基带跟踪处理的影响

在理想信道条件下, 1 个 GPS 接收机跟踪通道输入的 LOS 导航信号 $s(t)$ 可表示为

$$s(t) = A_c c(t - \tau_0) \cos[\omega_c(t - \tau_0)] \quad (1)$$

其中: A_c 为 LOS 信号的幅度; ω_c 为相应的载波频率; $c(t)$ 为被调制的扩频码; τ_0 为 LOS 信号传播时延, 相应的载波相位即为 $-\omega_c \tau_0$. 这里假设导航数据已被解调, 并暂且省略噪声项. 当这个传输信道中存在 N 路多径信号分量时的输入信号 $s_m(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned} s_m(t) = & A_c c(t - \tau_0) \cos[\omega_c(t - \tau_0)] + \\ & \alpha_1 A_c c(t - \tau_0 - \tau_1) \cos[\omega_c(t - \tau_0) + \theta_{m1}] + \\ & \alpha_2 A_c c(t - \tau_0 - \tau_2) \cos[\omega_c(t - \tau_0) + \theta_{m2}] + \cdots + \\ & \alpha_N A_c c(t - \tau_0 - \tau_N) \cos[\omega_c(t - \tau_0) + \theta_{mN}] \end{aligned} \quad (2)$$

其中: $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N\}$ 为多径分量相对 LOS 信号的幅度比率; $\{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N\}$ 为多径分量相对时延; $\{\theta_{m1}, \theta_{m2}, \dots, \theta_{mN}\}$ 为多径分量载波相位. 这里忽略了多径引起的多普勒频移, 认为如果与 LOS 信号的频率差别大, 多径分量与 LOS 信号基本上是不相关的^[10].

经过前端处理及本地信号解调, 超前 (E) 与滞后 (L) 相关支路输出的同相分量 $R_{E1}(\tau)$ 和 $R_{L1}(\tau)$ 可表示为

$$R_{E1}(\tau) = A_c R_c(\tau - \tau_d) \cos \theta + \sum_{n=1}^N \alpha_n A_c R_c(\tau - \tau_d - \tau_n) \cos(\theta_{mn} - \theta) \quad (3)$$

$$R_{L1}(\tau) = A_c R_c(\tau + \tau_d) \cos \theta + \sum_{n=1}^N \alpha_n A_c R_c(\tau + \tau_d + \tau_n) \cos(\theta_{mn} - \theta) \quad (4)$$

其中:下标 I 表示同相分量; τ 为码时延估计,包括对 LOS 信号传播时延估计以及码跟踪误差; τ_d 为超前/滞后相关器的时延偏移量,即相关间距; θ 为载波相位估计,包括对 LOS 信号载波相位估计以及载波相位跟踪误差; $R_c(\cdot)$ 表示相关函数。而相关输出的正交相分量(Q),只需以 \sin 函数取代 \cos 函数。

在仅一路多径分量的条件下,只考虑与 LOS 信号同相和反相两种情况,以超前减滞后包络鉴别器^[10]为例并设相关间距为 0.5 码片,则多径效应引起的 DLL 鉴别器响应畸变示意图如图 2 所示。图中实线为鉴别器理想输出、交叉符号和圆圈符号标识的线分别为两种多径条件下的鉴别器输出。在同样的条件下,以反正切鉴别器^[10]为例,PLL 鉴别器响应的示意图如图 3。可见,多径影响下的 PLL 鉴别器输出(交叉符号和圆圈符号标识的线)与 LOS 信号的实际输出(实线)相差甚远。

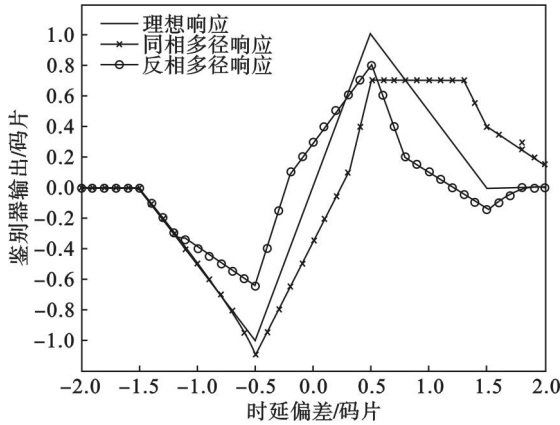


图2 多径效应导致的 DLL 鉴别器响应失真示意图

Fig. 2 Illustration of DLL discriminator response due to multipath effect

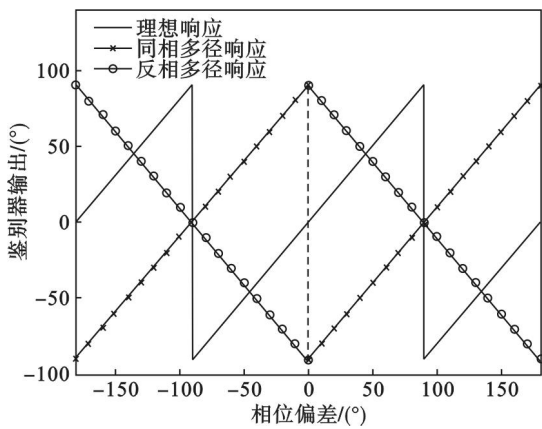


图3 多径效应导致的 PLL 鉴别器响应失真示意图

Fig. 3 Illustration of PLL discriminator response due to multipath effect

3 联合载噪比估计的假设检验小波阈值滤波器

为了将小波滤波器设计为多径跟踪误差的分离器,基于降低处理复杂度、提高算法实时性的考虑,本文选择小波阈值滤波方法^[11]。首先,运用 Mallat 快速算法^[9]实现小波变换与多尺度分解,设信号为 $f(t)$,其在尺度 j 上分解得到的近似信号可表示为

$$f(t) = \sum_k c_{j,k} 2^{-j/2} \Phi(2^{-j}t - k) + \sum_k d_{j,k} \psi(2^{-j}t - k). \quad (5)$$

其中: $\Phi(t)$ 和 $\psi(t)$ 分别表示尺度函数和小波函数; $c_{j,k}$ 和 $d_{j,k}$ 分别表示尺度 j 上尺度系数和小波系数的第 k 个元素,可由 $j-1$ 尺度的尺度系数推出,表示为

$$c_{j,k} = \sum_l h_{l-2k} c_{j-1,l}, \quad (6)$$

$$d_{j,k} = \sum_l g_{l-2k} c_{j-1,l}. \quad (7)$$

其中: h_l 和 g_l 分别表示高通滤波器和低通滤波器系数的第 l 个元素,它们唯一对应于 $\Phi(t)$ 和 $\psi(t)$ 。基于小波分解的信号重构则是相应的逆变换。

有关小波函数存在多种选择,其紧支性与平滑性不可兼得,合适的选择取决于具体应用。本文选取具有良好局部特性的 Symmlets 紧支集正交小波,并取消失矩阶数为 8,以期获得好的近似对称性,小波分解尺度设置为 5。

小波阈值滤波通过对小波分解得出的小波系数在小波域进行适合的阈值处理,达到滤波目的。本文中滤波的目的是将观测噪声与多径跟踪误差分离。对经过阈值处理的小波系数进行逆变换,得到滤除观测噪声的多径跟踪误差,即获得对多径跟踪误差的估计。

小波阈值滤波方法的主要难点在于合适阈值的设置。Donoho 通用阈值^[12]为小波阈值滤波提供了基本处理框架,相应的阈值 λ 可表示为

$$\lambda = \sigma \sqrt{2 \ln(L)}. \quad (8)$$

其中: L 为信号长度; $\ln(\cdot)$ 表示自然对数函数; σ 为期望通过滤波消除的信号分量的方差,它是这种滤波方法的核心。在实际应用中首先获得这种方差的估计是困难的,为此普遍采用的估计方法属于经验方法。如文献[3]对小波分解后最细尺度上的高频小波系数求取绝对值的中值,在此基础上除(或乘)一个经验比例系数而得到方差估计,可表示为

$$\hat{\sigma} = \text{median} \{ |cD_{J,k}| \} / 0.6745. \quad (9)$$

其中: $cD_{J,k}$ 表示在最细小波尺度 J 上高频小波系数的第 k 个元素; $\text{median}(\cdot)$ 表示取向量元素的中间值的函数; $|\cdot|$ 表示取绝对值, 而 0.6745 即为经验比例系数. 尽管简捷易行, 但上述及类似方法给出的经验阈值已被证明不是最优的^[9].

为了估计观测噪声的方差, 本文所采用的方法源于一种接收机载噪比 (C/N_0 , carrier-to-noise density ratio) 估计方法^[13], 这种方法可表示如下:

$$\hat{\sigma}_{IQ} = \sqrt{0.5(\bar{Z} - \sqrt{\bar{Z}^2 - \sigma_z^2})}. \quad (10)$$

其中, $\hat{\sigma}_{IQ}$ 表示接收机相关器累加输出 I 和 Q 分量中的噪声方差估计, 变量 \bar{Z} 和 σ_z 由下式确定:

$$\left. \begin{aligned} \bar{Z} &= (1/M) \sum_{i=1}^M (I_i^2 + Q_i^2); \\ \sigma_z^2 &= [1/(M-1)] \sum_{i=1}^M \sum_i (I_i^2 + Q_i^2 - \bar{Z}). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中, I_i 和 Q_i 为 i 时刻接收机相关器即时支路输出 I 和 Q 分量的累加量, 接收机常用的累加时间为 1ms, M 在本文中设置为 10. 进一步, 可得出 C/N_0 估计:

$$C/N_0 = 10 \lg [\sqrt{Z^2 - \sigma_z^2} / (2T_{ac} \sigma_{IQ}^2)]. \quad (12)$$

其中, T_{ac} 为累加时间. 此后, 通过下式可以得到码和载波相位跟踪误差的估计 $\hat{\sigma}_{DLL}$ 和 $\hat{\sigma}_{PLL}$ ^[10], 即

$$\hat{\sigma}_{DLL} = \sqrt{\frac{B_{DLLn} \cdot \tau_d}{2 \cdot C/N_0} \left(1 + \frac{2}{T_{ac} \cdot C/N_0 \cdot (2 - \tau_d)} \right)}, \quad (13)$$

$$\hat{\sigma}_{PLL} = \sqrt{\frac{B_{PLLn}}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{ac} \cdot C/N_0} \right)}. \quad (14)$$

其中, B_{DLLn} 和 B_{PLLn} 分别为 DLL 和 PLL 噪声带宽.

在理想信道条件下, 由式(13)和式(14)确定的是仅由观测噪声引起的码和载波相位跟踪误差的方差, 而在多径条件下, 则包含相应的多径误差分量. 然而, 多径影响可视为瞬时效应, 理论上经过长时间的平均可以将这种效应减至 0. 为此, 本文基于所有可利用的观测值在相应的时间长度上求取上述两种方差的期望, 将其视为观测噪声方差, 即

$$\hat{\sigma}_{DLLav} = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \hat{\sigma}_{DLL}(i), \quad \hat{\sigma}_{PLLav} = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \hat{\sigma}_{PLL}(i). \quad (15)$$

其中, $H \geq M$, $\hat{\sigma}_{DLL}(i)$ 和 $\hat{\sigma}_{PLL}(i)$ 分别为在 i 时刻估计得出的码和载波相位跟踪误差方差.

严格意义上观测噪声是不断变化的, 特别对于动态应用, 相应的阈值应为时变量, 为此, 将

Donoho 通用阈值改写为时变版本:

$$\lambda(t) = \sigma(t) \sqrt{2 \ln(L)}. \quad (16)$$

本文仍然认为观测噪声可用小波分解后最细尺度上的高频小波系数来表征, 但与式(9)相比, 去掉了经验比例系数, 但由此确定的方差估计仅被用作初始值, 可表示为

$$\hat{\sigma}_0(t) = \text{median} \{ |cD_{J,i}(t)| \}. \quad (17)$$

将式(17)的结果代入式(16)所得出的阈值设为初始阈值 $\lambda_0(t)$. 在此基础上, 运用假设检验统计方法对初始阈值做出修正. 在本文中, 相应的方法可解释为控制观测噪声被错误估计的概率, 而由式(15)确定的方差期望则被用作判断发生错误的依据, 这是与传统小波统计阈值方法设置固定经验判据条件^[11]的主要区别. 本文方法的另一个特点在于常规小波统计阈值方法^[14]认为与错误估计概率关联的判据条件只具有上界, 本文认为这种判据条件同时具备上界和下界, 这可以解释为限制观测噪声被高估或低估, 由于在两种情况下均影响对多径跟踪误差的正确分离.

采用短时间窗(本文中设为 10 ms)进行实时处理, 以码跟踪误差滤波为例, 上述基于假设检验的小波阈值滤波方法主要包括以下 4 个步骤:

1) 对于每个时间窗, 假设小波系数服从正态分布 $N(0, \sigma_0^2(t))$, 对每个小波系数 $cD_{J,k}(t)$ 计算其双边概率 $p_{jk}(t)$:

$$p_{jk}(t) = 2[1 - \Phi(|cD_{J,k}(t)|/\hat{\sigma}_0(t))]. \quad (18)$$

其中, $\Phi(\cdot)$ 为标准正态分布的分布函数.

2) 从 $k=1$ 开始, 采用如下判决条件, 对由式(18)确定的概率进行检验:

$$\begin{aligned} 2[1 - \Phi(\hat{\sigma}_{DLLav}/\hat{\sigma}_0(t))] &\leq p_{jk}(t) \leq \\ 2[1 - \Phi(2\hat{\sigma}_{DLLav}/\hat{\sigma}_0(t))] &. \end{aligned} \quad (19)$$

3) 对通过检验的 $p_{jk}(t)$ 进行排序, 取其中间值, 再依据式(18)的逆运算得出相应的小波系数并用作修正后的阈值 $\lambda'(t)$.

4) 对小波系数进行阈值滤波处理: 将小于 $\lambda'(t)$ 的小波系数置零, 而保留大于 $\lambda'(t)$ 的小波系数. 最后, 通过小波逆变换进行信号重构, 得到多径跟踪误差的估计.

4 仿真结果

为了测试本文的方法, 设计了如下仿真实验: GPS 多径仿真信号由导航信号模拟器^[15]生成, 设置的仿真场景为搭载 GPS 导航接收机的小型车辆, 沿城市道路行驶并受到道路两侧高层建筑物引起的多径影响. 这是一种城市环境中典型的多

径场景. 由此产生的仿真信号输出到嵌入本文方法的软件接收机^[16]中进行处理.

经过载噪比估计及假设检验小波阈值滤波处理分离出的码和载波相位多径跟踪误差, 见图 4, 以此分别补偿 DLL 和 PLL 鉴别器输出的原始跟踪结果, 如图 5 和图 6 所示. 图中, 与标准接收机的跟踪结果分别进行了比较.

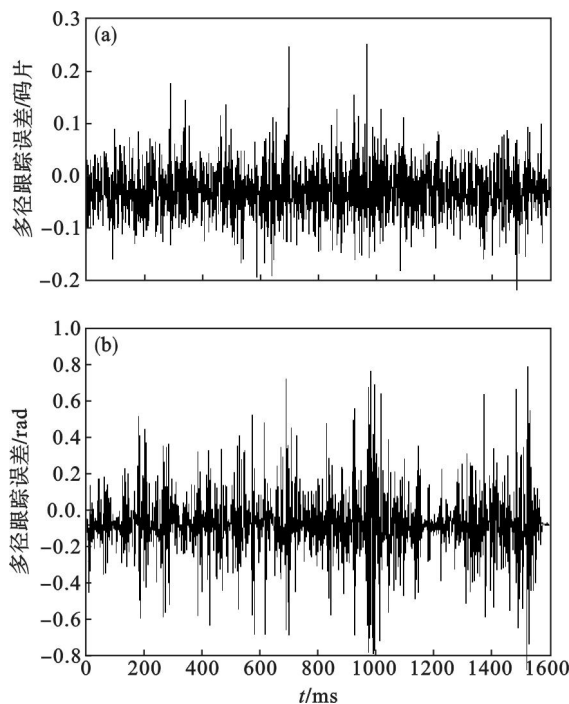


图 4 基于载噪比估计及小波阈值滤波分离的多径跟踪误差

Fig. 4 Multipath tracking errors separated by the wavelet thresholding based on the C/N_0 estimation

(a)—码时延多径跟踪误差估计;
(b)—载波相位多径跟踪误差估计.

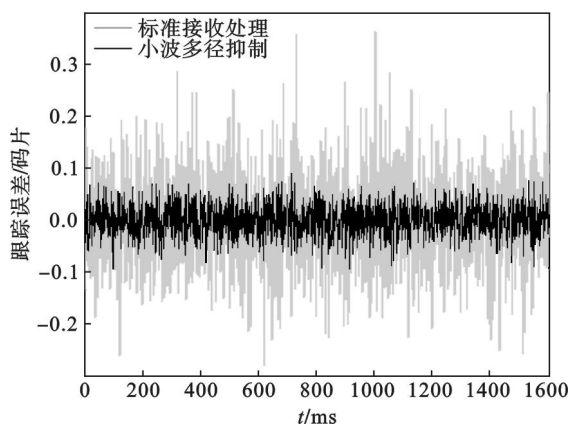


图 5 小波多径抑制与标准接收处理的码跟踪误差
Fig. 5 Comparison of the wavelet multipath mitigation and the standard receiver processing for code tracking errors

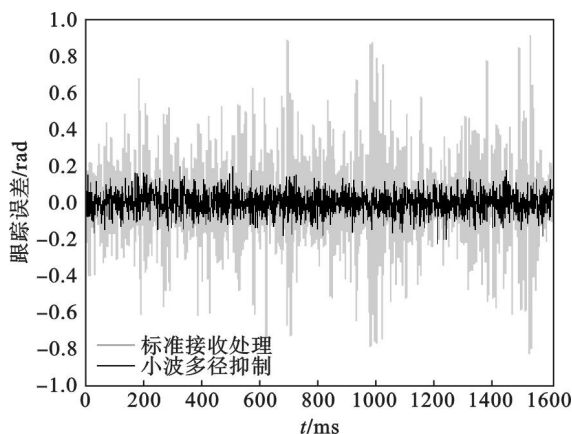


图 6 小波多径抑制与标准接收处理的载波跟踪误差
Fig. 6 Comparison the wavelet multipath mitigation and the standard receiver processing for carrier tracking errors

通过补偿得出的用户(水平)定位误差与标准接收处理结果进行了比较, 如图 7 所示. 其中, 标准接收机定位误差为 15.95 m (1σ), 经过小波多径抑制的定位误差为 1.75 m (1σ). 可以推知, 本文方法显著降低了多径引起的定位误差.

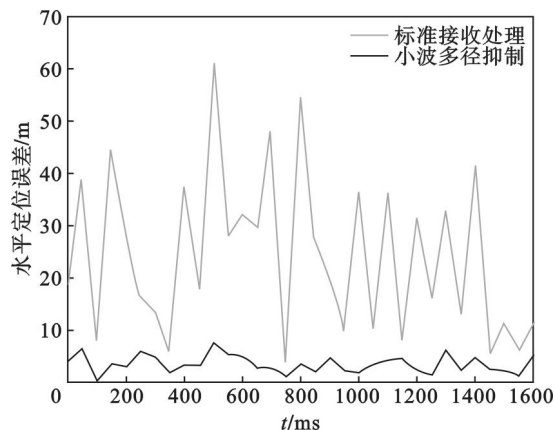


图 7 小波多径抑制与标准接收处理的水平定位误差比较
Fig. 7 Horizontal positioning error of the wavelet multipath mitigation and the standard receiver processing

5 结 论

1) 提出了一种联合载噪比估计的假设检验小波阈值滤波多径抑制方法, 用于分离并估计多径跟踪误差, 以此补偿伪距观测量, 进而消除多径效应引起的用户定位误差. 本文中的小波阈值滤波方法是以阈值实时估计为基础的时变处理, 对常规小波统计阈值方法的经验判据条件和判据条件只具备上界约束的局限做出了改进.

2) 仿真实验结果表明, 对于城市导航环境中的典型多径场景, 本文提出的方法能够显著降低

码和载波相位跟踪误差,对用户定位精度有明显改善.与其他基于接收机基带处理的多径抑制方法相比,本文的方法不影响跟踪的动态性能,并最小化先验信息使用;由于不涉及迭代计算,与标准接收机处理相比,运算处理量无显著增加.

参考文献:

- [1] Feng X, Wu X, Zhang Z, et al. Multipath mitigation technique based on modifications to GNSS monitor station antennas field [C]// CSNC 2012 Proceedings. Berlin: Springer-Verlag, 2012: 655 – 666.
- [2] Closas P, Fernandez-Prades C, Fernandez-Rubio J A. A Bayesian approach to multipath mitigation in GNSS receivers [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2009, 3(4): 695 – 706.
- [3] Souza E M, Monico J F, Polezel W G, et al. Spectral analysis and low-frequency multipath mitigation for kinematic applications [C]// 2008 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium. Seattle: Omnipress, 2008: 413 – 417.
- [4] Garin L, Diggelen F, Rousseau J M. Strobe and edge correlator multipath mitigation for code [C]// ION GPS-96 Proceedings. Manassas: ION, 1996: 657 – 664.
- [5] Jones J, Fenton P, Smith B. Theory and performance of the pulse aperture correlator [EB/OL]. (2004 – 06 – 09) [2014 – 12 – 17]. <http://www.novatel.com/assets/Documents/Papers/PAC.pdf>.
- [6] Townsend B R, Fenton P C, Dierendonck K J, et al. L1 carrier phase multipath error reduction using MEDLL technology [C]// ION GPS-96 Proceedings. Manassas: ION, 1995: 1539 – 1544.
- [7] Fenton P C, Jones J. The theory and performance of NovAtel Inc's vision correlator [C]// ION GNSS 2005 Proceedings. Manassas: ION, 2005: 2178 – 2186.
- [8] Lentmaier M, Krach B, Robertson P. Bayesian time delay estimation of GNSS signals in dynamic multipath environment [J]. *International Journal of Navigation and Observation: Special Issue on Future GNSS Signals*, 2008 (1): 1 – 11.
- [9] Mallat S. A wavelet tour of signal processing: the sparse way [M]. 3rd ed. Singapore: Elsevier Inc, 2009.
- [10] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS: principles and applications [M]. 2nd ed. Boston: Artech House, 2006.
- [11] 潘泉, 张磊. 小波滤波方法及应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
(Pang Quan, Zhang Lei. Wavelet filtering methods and applications [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.)
- [12] Donoho D L. De-noising by soft-thresholding [J]. *IEEE Transactions on Information and Theory*, 1995, 41(3): 613 – 627.
- [13] Sharawi M S, Akos D M, Alois D N. GPS C/N_0 estimation in the presence of interference and limited quantization levels [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(1): 227 – 237.
- [14] 杜文辽, 刘成良, 李彦明. 基于多假设检验的新型小波滤波算法 [J]. 振动与冲击, 2011, 30(7): 197 – 200.
(Du Wen-liao, Liu Cheng-liang, Li Yan-ming. Wavelet threshold de-noising based on multiple hypothesis test [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2011, 30(7): 197 – 200.)
- [15] Zhao Y, Kou Y. Multi-constellation GNSS signal simulator and its software implementation [C]// ION GNSS 2009 Proceedings. Manassas: ION, 2009: 2213 – 2219.
- [16] 赵昀, 张其善. 软件 GPS 接收机架构与捕获算法实现 [J]. 北京航空航天大学学报, 2006, 32(1): 53 – 56.
(Zhao Yun, Zhang Qi-shan. Architecture of software GPS receiver and implementation of its acquisition algorithm [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2006, 32(1): 53 – 56.)

(上接第 308 页)

波与模式有效折射率间的关系,并仿真得出随着外界折射率变化而移动的干涉光谱,证明了倏逝波的增强能够提高波长解调型的锥形模间干涉折射率传感器的灵敏度.最后计算了锥形区域在不同轮廓线、不同锥区长度以及不同锥径时的倏逝波强度,得到如下结论:在固定其他参数的情况下,锥区越长、锥径越细时,产生的倏逝波强度越大,不同锥区轮廓产生倏逝波强度大小为二次函数开口相反 > 指数函数 > 线性函数 > 二次函数开口相对,以此为指导来优化锥区形态.

参考文献:

- [1] Du C L, Yang X H. Highly sensitive refractive index measurement based on a thinned fiber taper [J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2014, 56(5): 1054 – 1057.
- [2] Layeghi A, Latifi H, Frazao O. Magnetic field sensor based on non-adiabatic tapered optical fiber with magnetic fluid [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, 26(19): 1904 – 1907.
- [3] Grazia A, Riccardo M, Ciaccheri F L. Evanescent wave absorption spectroscopy by means of bi-tapered multimode optical fibers [J]. *Applied Spectroscopy*, 1998, 52(4): 546 – 551.
- [4] Guo S, Albin S. Transmission property and evanescent wave absorption of cladded multimode fiber tapers [J]. *Optics Express*, 2003, 11(3): 215 – 223.
- [5] Ahmad M, Hensch L L. Effect of taper geometries and launch angle on evanescent wave penetration depth in optical fibers [J]. *Biosensors and Bioelectronics*, 2005, 20(7): 1312 – 1319.
- [6] Veldhuis G J, Parriaux O, Hoekstra H, et al. Sensitivity enhancement in evanescent optical waveguide sensors [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2000, 18(5): 677.
- [7] Love J D, Henry W M, Stewart W J, et al. Tapered single-mode fibres and devices. part 1: adiabaticity criteria [J]. *IEEE Proceedings Journal (Optoelectronics)*, 1991, 138(5): 343 – 354.
- [8] Leung A, Rijal K, Shankar P M, et al. Effects of geometry on transmission and sensing potential of tapered fiber sensors [J]. *Biosensors and Bioelectronics*, 2006, 21(12): 2202 – 2209.
- [9] Erdogan T. Cladding-mode resonances in short-and long-period fiber grating filters [J]. *Optical Society of America*, 1997, 14(8): 1760 – 1773.