

GBAS 中抑制电离层异常的改进自适应 Hatch 滤波算法*

胡杰^{1,2}, 朱倚娴³, 单尧^{1,2}

(1. 中国电子科技集团公司第二十八研究所, 江苏南京 210007;

2. 空中交通管理系统与技术国家重点实验室, 江苏南京 210007; 3. 南通大学机械工程学院, 江苏南通 226019)

摘要:针对单频地基增强系统(Ground Based Augmentation System, GBAS)中电离层异常时 Hatch 滤波器平滑精度降低问题,系统分析了电离层延时对 Hatch 滤波器平滑精度的影响,提出一种改进自适应 Hatch 滤波算法。根据卫星信号计算码载偏离度,并利用二阶线性时不变低通滤波器抑制码载偏离度高频率信号,以实现电离层异常实时检测;建立平滑后伪距误差均方根与电离层延时变化率、伪距测量噪声标准差以及平滑时间三者之间的函数模型,并由此确定出 Hatch 滤波器最优平滑时间。利用 GBAS 原理样机进行验证实验,结果表明:自适应 Hatch 滤波算法能够根据卫星信号电离层延时变化率确定滤波器最优平滑时间,且当电离层异常时,自适应 Hatch 滤波器机载位置误差最大由 1.15 m 减小为 0.43 m,从而验证了所提算法的有效性。

关键词:电离层异常; Hatch 滤波器; 码载偏离度; 平滑时间

中图分类号: TN967.1 文献标志码: A 文章编号: 1001-2486(2020)04-115-08

Improved adaptive Hatch filter algorithm to minimize effects of ionospheric anomaly for GBAS

HU Jie^{1,2}, ZHU Yixian³, SHAN Yao^{1,2}

(1. The 28th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing 210007, China;

2. State Key Laboratory of Air Traffic Management System and Technology, Nanjing 210007, China;

3. School of Mechanical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract: Aimed at the problem that the smoothing accuracy of Hatch filter in single frequency GBAS (ground based augmentation system) is reduced by the ionospheric anomaly, the influence of ionospheric delay on the smoothing accuracy of Hatch filter was analyzed systematically, and an improved adaptive Hatch filter algorithm was proposed. The code-carrier divergence was calculated according to the satellite signal, and its high frequency was suppressed by using the second-order linear time-invariant filter to detect whether the ionosphere is abnormal. A function model between the root mean square of smoothed pseudorange error and the ionospheric delay rate, the standard deviation of pseudorange measurement noise and the smoothing time was established, from which the optimal smoothing time of Hatch filter was determined. The verification experiments were carried out by using GBAS prototype developed in the laboratory. The experimental results show that the adaptive Hatch filter algorithm is able to calculate the optimal smoothing time according to the ionospheric delay rate of satellite signal. When the ionospheric is abnormal, the maximum airborne position error is reduced from 1.15 m to 0.43 m, which verifies the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: ionospheric anomaly; Hatch filter; code-carrier divergence; smoothing time

全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)以卫星作为导航信号源,构建了一个全球、全天候的高精度导航网络,其在民用航空中的应用可有效保障飞行安全和提高运行效率^[1-2]。地基增强系统(Ground Based Augmentation System, GBAS)通过建立地面基准站,在采用差分技术提高 GNSS 定位精度的基础上,对其完好性进行监测,可有效增强其临近空域内的 GNSS 性能,是未来唯一能够支持民航

CAT II/III 精密进近着陆的 GNSS 增强系统^[3-4]。目前,基于全球定位系统(Global Position System, GPS) L1 C/A 码的 GBAS 已获得国际民航组织 CAT I 许可认证,正在开展 CAT II/III GBAS 关键技术攻关研究^[5]。未来 GBAS 将取代传统的地面仪表着陆系统,降低航空导航成本,增加航路设计和进场线路的灵活性。

GBAS 是基于伪距测量的差分系统,由于伪距测量噪声比载波相位测量噪声要大 2 个数量

* 收稿日期:2020-02-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61903204);国家重点研发计划资助项目(2017YFB0503401)

作者简介:胡杰(1987—),男,江苏盐城人,高级工程师,博士, E-mail: hj_student@163.com

级,且受多路径影响大,因此在计算伪距校正或实现机载差分定位前需要进行平滑预处理^[6]。Hatch 滤波器是一种常用的平滑算法,其算法原理是利用一阶低通滤波器抑制码减载波 (Code-Minus-Carrier, CMC) 高频噪声。根据 Hatch 滤波器原理可知,单频 GNSS 中 Hatch 滤波器平滑时间越大,相应伪距精度越高。然而,卫星信号中存在的码载偏离度会引起滤波器平滑精度降低,甚至使得滤波器结果发散。为此,Hwang 等^[7]提出一种适用于双频 GNSS 的加权 Hatch 滤波算法,该算法综合考虑了双频点伪距测量值对 Hatch 滤波器平滑精度的影响,提高了滤波器平滑效果。Sung 等^[8]对双频和双星座 GBAS 中 Hatch 滤波平滑算法进行了研究,分析比较了 DFree (divergence-free)算法和 IFree (ionosphere-free)算法性能,其中,DFree 算法通过组合不同频点载波相位测量值能够消除电离层梯度对滤波器精度影响,IFree 算法理论上可以消除电离层延时对伪距平滑精度影响,但是不同频点的伪距组合后会引入额外随机误差,算法平滑精度较差。由于目前仅 GPS L1 频点获得国际民航组织许可认证^[9],上述基于双频观测的 Hatch 滤波算法在单频 GBAS 中不适用。为提高单频 GBAS 伪距测量精度,许多学者开展了相关研究工作:Rife^[10]提出一种通过归一化 Hatch 滤波系数以减小卫星信号码载偏离度引起的滤波偏差的方差,但该方法存在最优系数设置难题;Sen^[11]将电离层延时假设为分段线性模型,提出一种非线性分歧排除算法,但该算法计算量大;Huang 等^[12]建立滤波器平滑时间与电离层空间梯度和时间梯度的函数模型,提出了一种平滑时间常数优化方法,但该方法假设电离层异常时平滑时间常数为无穷大,该假设在实际中无法成立;Park 等^[13]提出了一种自适应 Hatch 滤波算法,该算法通过建立电离层延时 Klobuchar 模型以实现电离层延时变化率在线估计,但当电离层异常时,该模型假设显然无法成立。

本文在上述学者研究基础上针对 GBAS 中电离层异常时 Hatch 滤波器平滑精度降低问题,提出一种适用于单频 GBAS 的自适应 Hatch 滤波算法。给出了载波相位平滑伪距算法原理,并在频域分析了 Hatch 滤波器误差传播过程;对自适应 Hatch 滤波算法进行了研究,提出一种基于二阶线性时不变 (Linear Time-Invariant, LTI) 低通滤波的电离层异常检测算法,并推导给出了 Hatch 滤波器最优平滑时间计算过程;利用 GBAS 原理样机进行了系统实验,实验结果验证了本文所提出

算法的有效性。

1 相位平滑伪距算法

单频点伪距和载波相位测距可建模^[14]为:

$$\begin{cases} \rho = r + \iota + \eta_\rho \\ \phi = r - \iota + N + \eta_\phi \end{cases} \quad (1)$$

式中: ρ 表示伪距测量值; r 由卫星与接收机之间几何距离、接收机钟差和卫星钟差等效距离以及对流层延时等组成; ι 表示电离层延时; ϕ 表示载波相位测量值; N 表示载波相位整周模糊度; η_ρ 、 η_ϕ 分别表示伪距和载波相位测量噪声,包括接收机噪声和多路径等。

1.1 Hatch 滤波器

Hatch 滤波器是一种最早提出且得到广泛应用的载波相位平滑伪距方法,其算法结构如图 1 所示。

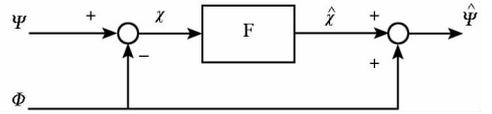


图 1 Hatch 滤波器算法框图

Fig. 1 Hatch filter algorithm diagram

图 1 中: Ψ 和 Φ 分别表示 GNSS 伪距和载波相位测距组合值; χ 为 CMC 值,由伪距和载波相位测量值作差求得。CMC 经过低通滤波,其高频噪声被消除后得到 $\hat{\chi}$,进一步与输入的载波相位 Φ 组合后可以得到平滑后的伪距值为 $\hat{\Psi}$ 。图 1 中低通滤波器 F 的频域传递函数为:

$$F(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (2)$$

式中, τ 表示低通滤波器 F 平滑时间, s 表示频域拉普拉斯算子。对于单频 GBAS 而言, $\Psi = \rho$, $\Phi = \phi$,因此,可得 CMC 值为:

$$\chi = \rho - \phi = 2\iota - N + (\eta_\rho - \eta_\phi) \quad (3)$$

进一步经过低通滤波器 F 后可得平滑后的 CMC 值为:

$$\hat{\chi} = F\chi = 2F\iota - N + F(\eta_\rho - \eta_\phi) \quad (4)$$

由式(1)和式(4)可得平滑后的伪距为:

$$\begin{aligned} \hat{\Psi} &= \hat{\chi} + \phi \\ &= r + \underbrace{(2F - 1)\iota}_\ell + \underbrace{F\eta_\rho + (1 - F)\eta_\phi}_\varepsilon \\ &= r + \ell + \varepsilon \end{aligned} \quad (5)$$

式中, ℓ 表示经低通滤波后伪距测量值所受电离层延时, ε 表示经低通滤波后的伪距误差。

假设 GNSS 接收机输出信号周期为 T_s ,则进一步可将式(5)写成时域离散递推形式^[15]:

$$\rho_{s,k} = \frac{1}{M}\rho_k + \frac{M-1}{M}(\rho_{s,k-1} + \phi_k - \phi_{k-1}) \quad (6)$$

式中, $\rho_{s,k}$ 、 $\rho_{s,k-1}$ 分别表示 k 和 $k-1$ 时刻平滑后的伪距测量值, $M = \tau/T_s$ 表示 Hatch 滤波器平滑时间, ρ_k 表示 k 时刻伪距测量值, ϕ_k 、 ϕ_{k-1} 分别表示 k 和 $k-1$ 时刻载波相位测量值。

1.2 Hatch 滤波器误差分析

由式(5)可知,平滑后伪距误差包括接收机噪声和多路径,令平滑后伪距误差 ε 的标准差为 σ ,假设不同历元间的伪距测量噪声和多路径不相关,由低通滤波器传递函数可得 σ 的表达式可近似为:

$$\sigma \cong \sigma_{\eta_p} \sqrt{T_s/2\tau} \quad (7)$$

式中, σ_{η_p} 表示伪距测量噪声标准差。一般情况下低通滤波器平滑时间 τ 值远大于 T_s 。因此由式(7)可知,伪距经相位平滑后其高频噪声得到有效抑制。

下面通过建立电离层延时数学模型分析 Hatch 滤波器误差特性。GBAS 中通常利用 Stanford 大学提出的电离层延时模型进行误差分析^[16],其数学表达式为:

$$\iota(t) = I_0 + I_d t \quad (8)$$

式中, I_0 表示电离层延时常值量, I_d 表示电离层延时变化率。进一步对式(8)进行 Laplace 变换可得电离层延时数学模型频域表达式为:

$$\iota(s) = \frac{I_0}{s} + \frac{I_d}{s^2} \quad (9)$$

令电离层延时经低通滤波后的变化量为 $\Delta\ell$,则根据式(5)可得 $\Delta\ell$ 的表达式为:

$$\Delta\ell = \iota - \ell = 2[1 - F(s)]\iota = \frac{2\tau s}{\tau s + 1}\iota \quad (10)$$

将式(9)代入式(10)可得 $\Delta\ell$ 的稳态误差为:

$$\Delta\ell_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \left[\frac{2\tau s}{\tau s + 1} \left(\frac{I_0}{s} + \frac{I_d}{s^2} \right) \right] = 2\tau I_d \quad (11)$$

由式(11)可知,当电离层延时变化率不等于 0 时,电离层延时经过低通滤波后会产生 1 项常值误差,该误差大小与滤波器平滑时间成正比。比如,当电离层延时变化率为 0.1 m/min、 τ 取值为 100 s 时,该项误差约为 0.33 m,由此可知,滤波器平滑时间越大,则引起的常值误差越大。然而由图 1 分析知,滤波器平滑时间越大,噪声抑制效果越好,因此,需要根据实际环境自适应确定滤波器平滑时间大小。

2 自适应 Hatch 滤波算法

大气层中电离层异常大约在 $10^{-8} \sim 10^{-7}$ 量

级,因此电离层无异常情况时 Hatch 滤波器平滑时间可取值为 100 s^[9],当 GBAS 地面或机载系统检测到电离层异常时则需要根据电离层延时变化率自适应计算 Hatch 滤波器平滑时间。图 2 为本文所提出的自适应滤波算法流程图,下文将分别给出电离层异常检测方法和 Hatch 滤波器最优平滑时间确定方法。

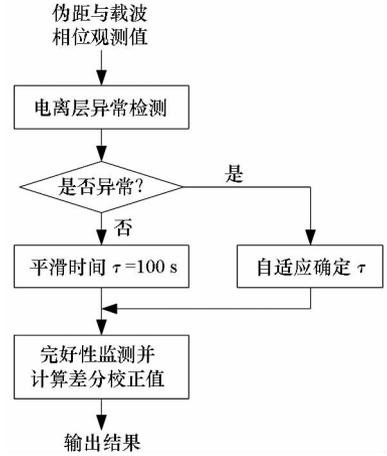


图 2 自适应滤波算法流程图

Fig. 2 Flow chart of adaptive filtering algorithm

2.1 电离层异常检测算法

理想情况下,对于同一颗卫星而言,其相邻两个历元间伪距和载波相位测量值的增量是相等的,但是由于受到电离层延时影响,伪距测量值会偏离载波相位测量值,此偏离量反映了卫星信号传播中受到的电离层延时大小。

对 CMC 进行差分是一种常用的电离层延时变化率估计方法,任意 k 时刻 CMC 可表示^[17]为:

$$\chi_k = \rho_k - \phi_k = 2\iota_k - N + (\eta_{\rho_k} - \eta_{\phi_k}) \quad (12)$$

假设一段时间内,接收机处于锁定状态,因而 N 值保持不变,同时令 $\delta\eta_k = \eta_{\rho_k} - \eta_{\phi_k}$,并结合式(8)有:

$$\begin{aligned} \Delta\chi_k &= \frac{1}{2T_s}(\chi_k - \chi_{k-1}) \\ &= \frac{1}{T_s}(\iota_k - \iota_{k-1}) + \frac{1}{2T_s}(\delta\eta_k - \delta\eta_{k-1}) \\ &= \dot{\iota}_k + \frac{1}{2T_s}(\delta\eta_k - \delta\eta_{k-1}) \\ &= I_{d,k} + \frac{1}{2T_s}(\delta\eta_k - \delta\eta_{k-1}) \end{aligned} \quad (13)$$

式中, $\Delta\chi_k$ 表示 k 时刻 CMC 差分, $\dot{\iota}_k$ 表示 k 时刻计算得到的电离层延时变化率。

伪距测量噪声属于高频信号,将 $\Delta\chi_k$ 经过低通滤波器处理后,其高频信号将被抑制,进而可以得到电离层延时变化率。Xie^[18] 提出利用一阶

LTI 低通滤波器抑制 $\Delta\chi_k$ 中的高频信号,其滤波模型如图 3 所示。为进一步减少低通滤波器响应时间,本文提出将两个一阶 LTI 低通滤波器进行串联,以抑制 $\Delta\chi_k$ 中高频信号,其滤波器模型如图 4 所示。

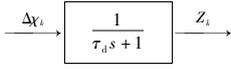


图 3 一阶 LTI 低通滤波模型

Fig. 3 Low pass filtering model based on first-order LTI

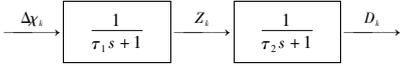


图 4 二阶 LTI 低通滤波模型

Fig. 4 Low pass filtering model based on second-order LTI

一阶 LTI 低通滤波模型:

$$Z_k = (1 - \alpha_1)Z_{k-1} + \alpha_1 \Delta\chi_k \quad (14)$$

式中: Z_k 、 Z_{k-1} 分别表示 k 和 $k-1$ 时刻经一阶低通滤波后得到的电离层延时变化率; $\alpha_1 = T_s/\tau_d$ 表示低通滤波器权重系数,其中, τ_d 取值为 100 s, T_s 取值为 1 s。

二阶 LTI 低通滤波模型:

$$Z_k = (1 - \beta_1)Z_{k-1} + \beta_1 \Delta\chi_k \quad (15)$$

$$D_k = (1 - \beta_2)D_{k-1} + \beta_2 Z_k \quad (16)$$

式中: D_k 、 D_{k-1} 分别表示 k 和 $k-1$ 时刻经二阶低通滤波后得到的电离层延时变化率; $\beta_1 = T_s/\tau_1$ 、 $\beta_2 = T_s/\tau_2$ 分别表示低通滤波器权重系数,其中, τ_1 和 τ_2 取值为 30 s。

2.2 Hatch 滤波器平滑时间自适应确定方法

任意 k 时刻伪距经 Hatch 滤波器平滑后的误差项 e_k 可表示为:

$$e_k = \rho_{s,k} - \rho_k \quad (17)$$

将式(6)代入式(17)可得平滑后伪距误差表达式为:

$$\begin{aligned} e_k &= \frac{1}{M}\rho_k + \frac{M-1}{M}(\rho_{s,k-1} + \phi_k - \phi_{k-1}) - \rho_k \\ &= \frac{M-1}{M}e_{k-1} - 2\frac{M-1}{M}(\nu_k - \nu_{k-1}) + \frac{1}{M}\eta_{\rho_k} \end{aligned} \quad (18)$$

进一步结合式(8),式(18)可表示为:

$$e_k = \frac{M-1}{M}e_{k-1} - 2\frac{M-1}{M}I_d + \frac{1}{M}\eta_{\rho_k} \quad (19)$$

假设 e 初始值为 0,则根据式(19)可得任意 k 时刻平滑后伪距误差递推解为:

$$e_k = -2I_d \sum_{i=0}^{k-1} \left(\frac{M-1}{M}\right)^{i+1} + \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{k-1} \left(\frac{M-1}{M}\right)^i \eta_{\rho_{k-i}} \quad (20)$$

由于 $0 < \frac{M-1}{M} < 1$,当 $k \rightarrow \infty$ 时,式(20)的稳态误差可表示为:

$$e_{ss} = -2(M-1)I_d + \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{k-1} \left(\frac{M-1}{M}\right)^i \eta_{\rho_{k-i}} \quad (21)$$

由式(21)可以看出,平滑后伪距误差由两部分组成,分别为系统误差和随机误差,令:

$$\lambda = -2(M-1)I_d \quad (22)$$

$$\Delta = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{k-1} \left(\frac{M-1}{M}\right)^i \eta_{\rho_{k-i}} \quad (23)$$

根据系统误差和随机误差传播定律可知,平滑后伪距误差均方根(Root Mean Square, RMS)表达式为:

$$RMS(e_{ss}) = \lambda^2 + \sigma_{\Delta}^2 \quad (24)$$

式中,

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta}^2 &= \frac{1}{M^2} \left[\sigma_{\eta_{\rho}}^2 + \left(\frac{M-1}{M}\right)^2 \sigma_{\eta_{\rho}}^2 + \right. \\ &\quad \left. \left(\frac{M-1}{M}\right)^4 \sigma_{\eta_{\rho}}^2 + \dots + \left(\frac{M-1}{M}\right)^{2(k-1)} \sigma_{\eta_{\rho}}^2 \right] \end{aligned} \quad (25)$$

令 $\gamma = \frac{M-1}{M}$,由幂级数展开式进一步将式(25)表示为:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta}^2 &= \frac{\sigma_{\eta_{\rho}}^2}{M^2} [1 + \gamma^2 + \gamma^4 + \dots + \gamma^{2(k-1)}] \\ &= \frac{\sigma_{\eta_{\rho}}^2}{M^2} \frac{1 - \gamma^{2k}}{1 - \gamma^2} \approx \frac{\sigma_{\eta_{\rho}}^2}{M^2} \frac{1}{1 - \gamma^2} \\ &= \frac{\sigma_{\eta_{\rho}}^2}{2M-1} \end{aligned} \quad (26)$$

又

$$\lambda^2 = 4(M-1)^2 (I_d)^2 \quad (27)$$

将式(26)和式(27)代入式(24)中有:

$$RMS(e_{ss}) = 4(M-1)^2 (I_d)^2 + \frac{\sigma_{\eta_{\rho}}^2}{2M-1} \quad (28)$$

其中, $\sigma_{\eta_{\rho}}$ 表示伪距测量噪声标准差,可以看出平滑后伪距误差 RMS 可以表示为电离层延时变化率 I_d 、伪距测量噪声标准差 $\sigma_{\eta_{\rho}}$ 和平滑时间 M 三者之间的函数,如式(29)所示:

$$RMS(e_{ss}) = f(M, I_d, \sigma_{\eta_{\rho}}) \quad (29)$$

由式(29)可知,当 I_d 和 $\sigma_{\eta_{\rho}}$ 已知时,函数 $f(M, I_d, \sigma_{\eta_{\rho}})$ 取值最小时的 M 值即为 Hatch 滤波器最优平滑时间。分析式(29)可知,该函数随 M 值变化先减小后增大,因此,取极值时满足式(30):

$$\frac{\partial f(M, I_d, \sigma_{\eta_{\rho}})}{\partial M} = 8(M-1)(I_d)^2 - \frac{2\sigma_{\eta_{\rho}}^2}{(2M-1)^2} = 0 \quad (30)$$

式(30)的解析解一般很难求得,因此,可将其近似表示为:

$$\frac{\partial f(M, I_d, \sigma_{\eta_p})}{\partial M} \cong f(M, I_d, \sigma_{\eta_p}) - f(M - 1, I_d, \sigma_{\eta_p}) \quad (31)$$

令 M 取值在 1 ~ 100 s 内进行搜索,则式(31)取值将由负变为正,当其计算结果第一次为正值时,所得 M 值即为 Hatch 滤波器最优平滑时间。

3 验证实验

3.1 实验环境

实验室研制了 GBAS 原理样机,可实时接收 GPS 卫星信号,对其完好性进行监测。GBAS 地面系统包括 4 个基准站及相应卫星信号接收天线、中心处理单元以及甚高频数据广播 (Very high-frequency Data Broadcast, VDB) 发射电台等,模拟机载用户包括 1 个 GNSS 接收机和卫星信号接收天线、数据处理中心以及 VDB 接收电台等。同时,还拥有 1 台 GNSS 模拟信号源,能够模拟仿真 GPS 信号和飞机终端区精密进近航迹,为验证本文所提出的算法提供了大量实验数据。

目前无法获得飞机终端区飞行测试 GPS 观测数据,因此利用 GNSS 模拟信号源生成终端区 GPS 观测数据对本文所提出算法进行验证。三维飞行轨迹如图 5 所示,初始经度为 118.87°、纬度为 32.02°,下降段初始高度为 3000 m;设置飞机下滑角为 5°,由初始点下降至高度 410 m 处拉平,并进行航向对准;然后以 3°的下滑角进近着陆。下降着陆过程中速度设置为:高度 3000 m 下降至高度 410 m 阶段飞机速度为 220 kn;高度 410 m 时飞机平飞速度为 140 kn;飞机着陆接地时的速度为 130 kn^[19]。

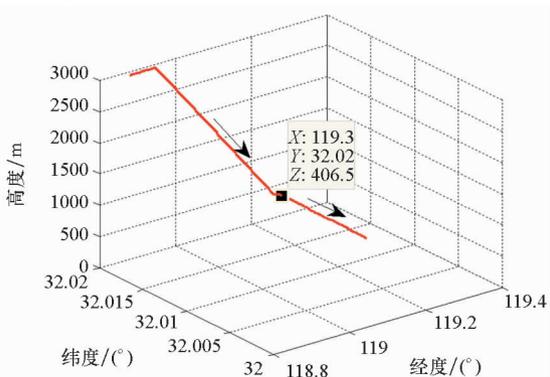


图5 三维飞行轨迹

Fig. 5 Three dimensional flight path

3.2 结果分析

3.2.1 电离层异常检测算法验证

由于电离层出现异常的概率极小^[20],实验中直接在每组观测数据中注入误差以模拟电离层延时。以 1 组卫星信号数据为基础,在 1 号 GPS 卫星 20° ~ 80° 仰角区间的伪距和载波相位测量值上分别注入梯度值为 0.015 m/s 的电离层延时模拟数据,比较一阶 LTI 和二阶 LTI 低通滤波器响应时间,实验结果如表 1 所示。图 6 为 GPS 时间 506 534 ~ 508 034 s 之间,对应卫星仰角 60° ~ 70° 时一阶 LTI 和二阶 LTI 低通滤波检测时间对比曲线。

表 1 不同卫星仰角两种方法检测时间对比

Tab. 1 Comparison of detection time of two methods with different satellite elevations

卫星仰角/(°)	一阶 LTI / s	二阶 LTI / s
[20,30)	271	115
[30,40)	244	101
[40,50)	227	86
[50,60)	208	66
[60,70)	197	62
[70,80]	198	56

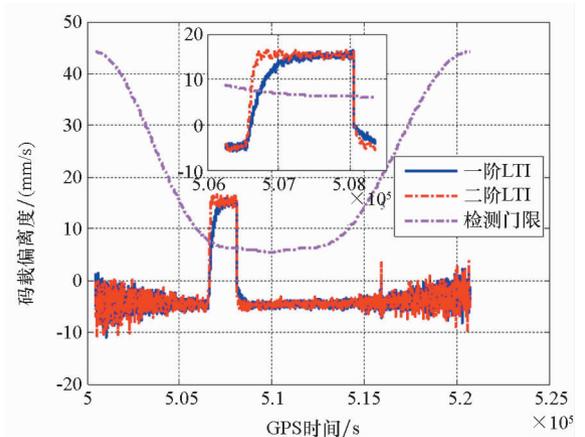


图 6 卫星仰角 60° ~ 70° 时两种方法检测时间对比
Fig. 6 Comparison of detection time of two methods for satellite elevation in the range of 60° to 70°

由表 1 可以看出,当卫星仰角相同时,基于二阶 LTI 低通滤波的电离层异常检测算法响应灵敏度要优于一阶 LTI 低通滤波器。由图 6 可以看出,当卫星仰角在 60° ~ 70° 时,电离层异常检测时间由 197 s 减小为 62 s,检测灵敏度得到提高。

3.2.2 自适应 Hatch 滤波算法验证

首先,对第 2.2 节中给出的平滑后伪距误差

RMS 进行理论分析。电离层无异常时,式(28)中 I_d 为 0,此时平滑后伪距误差 RMS 随平滑时间变化曲线如图 7 所示;电离层异常时,假设 I_d 为 0.015 m/s,相应平滑后伪距误差 RMS 随平滑时间变化曲线如图 8 所示。上述理论分析中假设伪距测量噪声方差取值为 3.5。

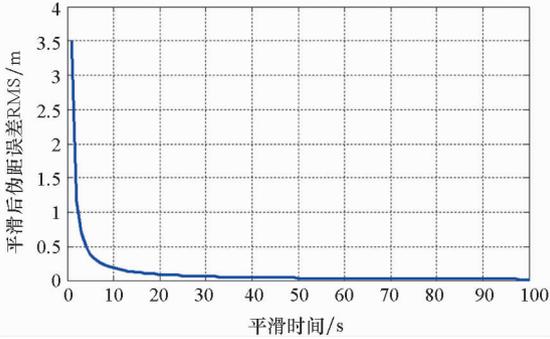


图 7 电离层平稳时平滑时间与伪距误差关系曲线
Fig. 7 Relation curve between smoothing time and pseudorange error in case of ionospheric normally

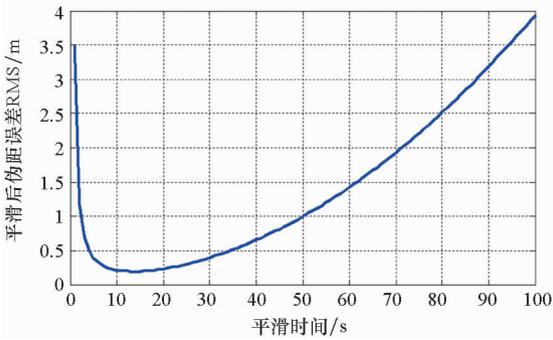


图 8 电离层异常时平滑时间与伪距误差关系曲线
Fig. 8 Relation curve between smoothing time and pseudorange error in case of ionospheric anomaly

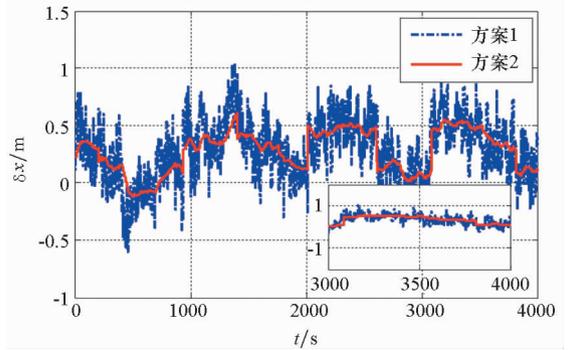
由图 7 可以看出,10 s 内随着平滑时间的变大,平滑后伪距误差 RMS 迅速变小;当平滑时间大于 10 s 时,平滑后伪距误差 RMS 缓慢减小。由图 8 可以看出,平滑时间在 0 ~ 100 s 内,相应的平滑后伪距误差 RMS 先减小后增大,当电离层延时变化率为 0.015 m/s 时,最优平滑时间为 14 s,即此时对应的 Hatch 滤波器最优平滑时间取值应为 14 s,仿真验证结果与理论分析具有一致性。

然后,与第 3.2.1 中分析一样,由于电离层异常属于极端事件,为验证本文所提出自适应滤波算法的有效性,在每组观测数据中注入误差以模拟电离层延时。基准站与机载端间隔一定距离,同时飞机飞行速度较大,因此根据式(8)电离层延时模型,在整个观测时段 3000 ~ 4000 s 之间分别在基准站与模拟机载端注入梯度为 0.005 m/s

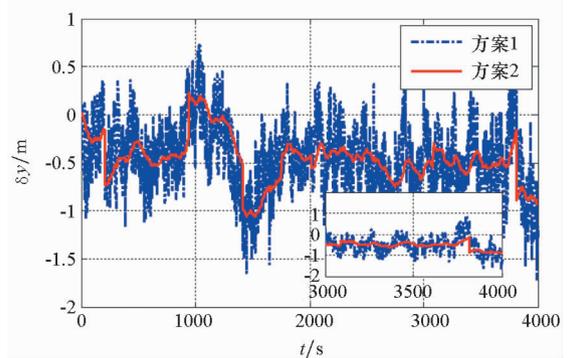
与 0.01 m/s 的电离层延时,进行了以下 4 种方案的验证实验,位置误差对比曲线如图 9 和图 10 所示,表 2 给出了 4 种实验方案下位置误差标准差统计结果。

方案 1: 电离层状态平稳,无异常现象,伪距不进行载波相位平滑,图 9 中蓝色曲线为机载端 3 个方向位置误差曲线。

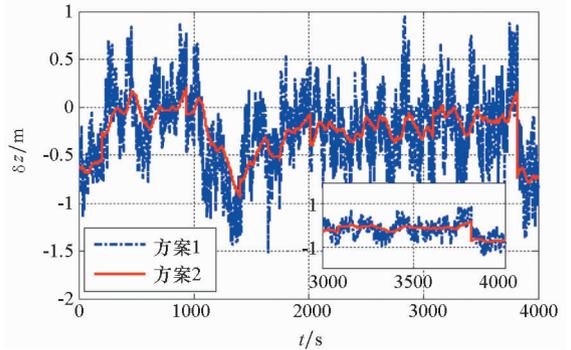
方案 2: 电离层状态平稳,无异常现象,Hatch 滤波器采用 100 s 的固定平滑时间,图 9 中红色曲线为机载端 3 个方向位置误差曲线。



(a) x 轴向位置误差对比
(a) Position error comparison for x-axis



(b) y 轴向位置误差对比
(b) Position error comparison for y-axis



(c) z 轴向位置误差对比
(c) Position error comparison for z-axis

图 9 方案 1 和方案 2 位置误差对比
Fig. 9 Position error comparison of scheme 1 and scheme 2

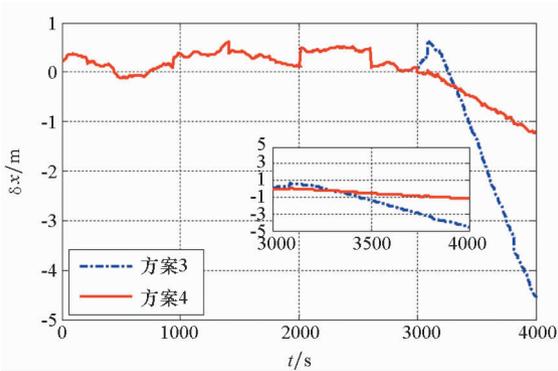
方案3:电离层出现异常现象,持续时间为1000 s,Hatch 滤波器采用100 s的固定平滑时间,图10中蓝色曲线为机载端3个方向位置误差曲线。

方案4:电离层出现异常现象,持续时间为1000 s,采用本文所提出的自适应方法确定平滑时间,图10中红色曲线为机载端3个方向位置误差曲线。

表2 3个方向位置误差标准差

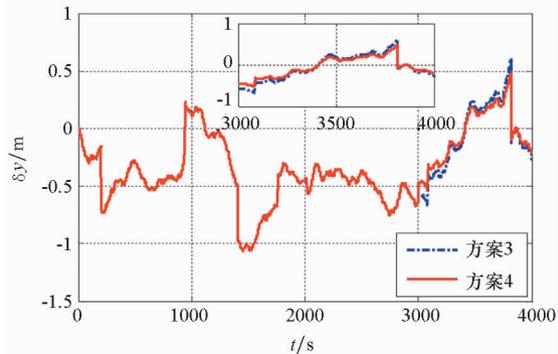
Tab.2 Standard deviation of position error in three directions

方案	x 轴向	y 轴向	z 轴向
方案1	0.26	0.37	0.41
方案2	0.18	0.24	0.23
方案3	1.15	0.42	0.99
方案4	0.43	0.30	0.32



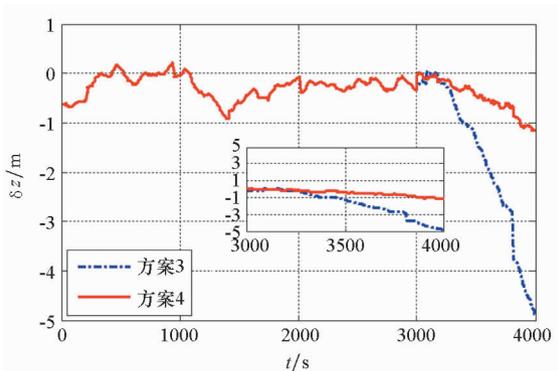
(a) x 轴向位置误差对比

(a) Position error comparison for x-axis



(b) y 轴向位置误差对比

(b) Position error comparison for y-axis



(c) z 轴向位置误差对比

(c) Position error comparison for z-axis

图10 方案3和方案4位置误差对比

Fig.10 Position error comparison of

scheme 3 and scheme 4

由图9和表2可以看出,当电离层平稳时,伪距经过 Hatch 滤波器平滑后其位置误差标准差明显减小。由图10和表2可以看出,当电离层异常时,如果 Hatch 滤波器依然采用100 s的固定平滑时间,其位置误差明显增大,说明电离层延时经 Hatch 滤波平滑后产生1项常值误差;当采用本文所提出自适应 Hatch 滤波算法后,3个方向位置误差得到减小,最大由1.15 m减小为0.43 m。但是,由于卫星信号受电离层空间梯度影响,3个方向上的位置误差相对电离层平稳状态时也有所变大,因此下一步需要重点开展 GBAS 地面站对较大异常电离层的实时完好性监测方法研究。

4 结论

为进一步提高单频 GBAS 受异常电离层影响时的载波相位平滑伪距精度,开展了自适应 Hatch 滤波平滑算法分析和研究工作,得到以下主要结论:

1) 电离层延时引起的位置误差与电离层延时变化率和 Hatch 滤波器平滑时间成正比,因此,需要根据实际环境自适应确定 Hatch 滤波器平滑时间大小。

2) 所提出的二阶 LTI 低通滤波器具有更优的异常电离层检测性能,并利用实验验证了该方法的有效性。

3) 自适应 Hatch 滤波算法能够根据电离层延时变化率确定滤波器平滑时间,并进行了系统验证实验,本文所提出的自适应 Hatch 滤波算法机载定位精度最优。

参考文献 (References)

[1] Lee J, Pullen S, Datta-Barua S, et al. Real-time ionospheric threat adaptation using a space weather prediction for GNSS-based aircraft landing systems [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2017, 18 (7): 1752 - 1761.

[2] 王党卫. 基于性能导航(PBN)技术研究[J]. 现代导航,

- 2013(1): 5 – 10.
- WANG Dangwei. Research of performance-based navigation technology[J]. *Modern Navigation*, 2013(1): 5 – 10. (in Chinese)
- [3] Wang Z P, Macabiau C, Zhang J, et al. Prediction and analysis of GBAS integrity monitoring availability at LinZhi airport[J]. *GPS Solutions*, 2014, 18(1): 27 – 40.
- [4] Dautermann T, Mayer C, Antreich F, et al. Non-Gaussian error modeling for GBAS integrity assessment [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(1): 693 – 706.
- [5] Circiu M S, Meurer M, Felux M, et al. Evaluation of GPS L5 and Galileo E1 and E5a performance for future multi-frequency and multi-constellation GBAS[J]. *Journal of the Institute of Navigation*, 2017, 64(1): 149 – 163.
- [6] 常志巧, 胡小工, 郭睿, 等. CNMC 与 Hatch 滤波方法比较及其在北斗相对定位中的精度分析[J]. *中国科学: 物理学 力学 天文学*, 2015, 45(7): 079508.
- CHANG Zhiqiao, HU Xiaogong, GUO Rui, et al. Comparison between CNMC and Hatch filter & its precision analysis for BDS precise relative positioning [J]. *Scientia Sinica: Physica, Mechanica & Astronomica*, 2015, 45(7): 079508. (in Chinese)
- [7] Hwang P Y C, Mcgraw G A, Bader J R. Enhanced differential GPS carrier-smoothed code processing using dual-frequency measurements [J]. *Journal of the Institute of Navigation*, 1999, 46(2): 127 – 137.
- [8] Sung Y T, Lin Y W, Yeh S J, et al. A dual-frequency ground based augmentation system prototype for GPS and BDS[C]//*Proceedings of the 32nd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS + 2019)*, Miami, Florida, 2019: 628 – 636.
- [9] DO-245A. Minimum aviation system performance standards for the local area augmentation system (LAAS) [S]. Washington DC: RTCA, 2004.
- [10] Rife J, Sen S. Design of a single-frequency filter that minimizes ionosphere divergence error [C]// *Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2007)*, Manassas, VA, 2007: 368 – 378.
- [11] Sen S, Rife J. Reduction of ionosphere divergence error in GPS code measurement smoothing by use of a non-linear process [C]//*Proceedings of IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, 2008: 312 – 320.
- [12] Huang Z G, Huang Z G, Zhu Y B. A new optimal Hatch filter to minimize the effects of ionosphere gradients for GBAS[J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2008, 21(6): 526 – 532.
- [13] Park B W, Sohn K, Kee C D. Optimal Hatch filter with an adaptive smoothing window width[J]. *Journal of Navigation*, 2008, 61(3): 435 – 454.
- [14] Zhao L, Yang F X, Li L, et al. GBAS ionospheric anomaly monitoring based on a two-step approach[J]. *Sensors*, 2016, 16(6): 763.
- [15] Zhang Q H, Chen Z S, Rong F J, et al. An improved Hatch filter and its application in kinematic positioning with single-frequency GPS[J]. *Measurement*, 2019, 146: 868 – 878.
- [16] Mcgraw G A. Generalized divergence-free carrier smoothing with applications to dual frequency differential GPS [J]. *Journal of the Institute of Navigation*, 2009, 56(2): 115 – 122.
- [17] Dautermann T, Felux M, Grosch A. Approach service type D evaluation of the DLR GABS testbed [J]. *GPS Solutions*, 2012, 16: 375 – 387.
- [18] Xie G. Optimal on-airport monitoring of the integrity of GPS-based landing systems [D]. California: Stanford University, 2004.
- [19] 胡杰, 严勇杰, 石潇竹. 面向民用航空的 SINS/DGPS 组合导航融合方法 [J]. *电光与控制*, 2020, 27(4): 38 – 43.
- HU Jie, YAN Yongjie, SHI Xiaozhu. Civil aviation oriented SINS/DGPS integrated navigation fusion method [J]. *Electronics Optics & Control*, 2020, 27(4): 38 – 43. (in Chinese)
- [20] Xue R, Zhang J, Zhu Y B. Cascade dual frequency smoothing for local area augmentation system [J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2009, 22(1): 49 – 55.