

改进的二阶互差分测量噪声方差估计算法

张义昕¹, 张海¹, 吴平²

(1. 北京航空航天大学, 北京 100191; 2. 北京航天自动控制研究所, 北京 100854)

摘要: 针对自适应 Kalman 滤波中测量噪声统计特性估计问题, 提出了一种基于 α - β - γ 滤波和二阶互差分的测量噪声方差估计算法。该算法通过 α - β - γ 滤波器构造测量信号的虚拟冗余观测序列, 将只适用于冗余测量条件下的二阶互差分算法推广到单一测量。在此基础上, 通过对数据的选择和对 α - β - γ 滤波器的优化, 达到提高计算精度的目的。仿真实验结果表明, 相对于通过经典的自适应 Kalman 滤波算法计算测量噪声方差, 该算法估计测量噪声方差精度更高, 能够有效抑制滤波发散。

关键词: 噪声方差估计; 自适应 Kalman 滤波; α - β - γ 滤波器; 二阶互差分

中图分类号: TP13 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2016)08-0013-05

An Improved Noise Variance Estimation Method Based on Second Order Mutual Differential

ZHANG Yi-xin¹, ZHANG Hai¹, WU Ping²

(1. Beihang University, Beijing 100191, China; 2. Beijing Aerospace Automatic Control Institute, Beijing 100854, China)

Abstract: Aimed at the statistical property estimation of measurement noise in the adaptive Kalman filtering, a method based on α - β - γ filter and second order mutual difference estimation is proposed to estimate measurement noise variance. By constructing a virtual redundant measurement sequence with α - β - γ filter, the second order mutual difference method only adaptive to redundant measurement is extended to single measurement. Based on which, the calculation precision is improved through selection of data and optimization of α - β - γ filter. Experimental result indicates that: compared with traditional adaptive Kalman filter, this method can compute the measurement noise variance more accurately, and restrain the filtering divergence.

Key words: noise variance estimation; adaptive Kalman filter; α - β - γ filter; second order mutual difference estimation

0 引言

在实际工程中, 为了保证 Kalman 滤波的精度和收敛性, 需要准确获得系统噪声和测量噪声的统计特性^[1], 但在通常情况下, 先验信息和测量方法的匮乏导致噪声的统计特性无法获得。工程上最为常见的算法是通过使用自适应 Kalman 滤波, 得到对噪声统计特性的估计。准确的噪声统计特性估计能够提高滤波精度, 抑制滤波发散。

目前, 国内外设计的自适应 Kalman 滤波主要通过

新息或者残差对测量噪声方差进行估计, 进而对 Kalman 滤波测量噪声方差阵 R 进行自适应调节。这类方法主要有 Sage-Husa 算法^[2-3]、抗差自适应 Sage 滤波^[4]算法、基于模糊自适应的 Kalman 滤波算法^[5]、RAE (residual-based adaptive estimation) 算法和 IAE (innovation-based adaptive estimation) 算法^[6]等, 但这些方法无法有效解决滤波滞后情况下测量噪声方差估计错误问题。通常情况下, 该问题会导致滞后加剧, 估计的测量噪声方差严重失真, 最终滤波发散。为克服该问题, 也有研究提出了直接对信号噪声方差进行测量, 主要有基于包络的噪声方差测量算法^[7]和二阶互差分对噪声方差的估计算法^[8-9], 而前者只能针对高斯白噪声且精度较低, 后者则需要冗余测量条件。

基于 α - β - γ 滤波器的二阶互差分算法在二阶互差分的基础上, 使用构造的 α - β - γ 滤波器输出作为虚拟

收稿日期: 2015-07-22

修回日期: 2016-05-15

基金项目: 中国航天集团公司卫星应用研究院创新基金(2014-CXJJ-DH-06); 自然科学基金国际(地区)合作与交流项目(61320106010)

作者简介: 张义昕(1990—), 男, 重庆人, 硕士生, 研究方向为组合导航系统。

冗余测量,并筛选出滤波器正确跟踪测量信号的数据段,以达到满足二阶互差分条件的目的,最终使用二阶互差分的方法计算出测量噪声的方差,这种算法独立于 Kalman 滤波工作,不受滤波滞后影响。在自适应 Kalman 滤波中,使用这种算法能够准确得到测量噪声方差矩阵 \mathbf{R} 的值,提高滤波精度。

1 测量噪声统计特性算法分析

使用 Kalman 滤波自适应的算法求得测量噪声方差阵 \mathbf{R} 从而得到测量噪声方差的典型算法是 RAE 算法和 IAE 算法,分别通过对残差和新息进行估计得到噪声方差^[5]

$$\tilde{\mathbf{Z}}(k|k) = \mathbf{H}(k)\hat{\mathbf{X}}(k|k) - \mathbf{Z}(k) \quad (1)$$

$$\tilde{\mathbf{Z}}(k|k-1) = \mathbf{H}(k)\hat{\mathbf{X}}(k|k-1) - \mathbf{Z}(k) \quad (2)$$

$$R_{\text{RAE}} = E(\tilde{\mathbf{Z}}(k-j|k-j) \cdot \tilde{\mathbf{Z}}(k-j|k-j)^{\text{T}}) - \mathbf{H}(k)P(k|k)\mathbf{H}^{\text{T}}(k) \quad (3)$$

$$R_{\text{IAE}} = E(\tilde{\mathbf{Z}}(k-j|k-j-1) \cdot \tilde{\mathbf{Z}}(k-j|k-j-1)^{\text{T}}) + \mathbf{H}(k)P(k+1|k)\mathbf{H}^{\text{T}}(k) \quad (4)$$

从上式中可以看出, $\hat{\mathbf{X}}(k|k)$ 和 $\hat{\mathbf{X}}(k|k-1)$ 的估计准确性会影响 $\tilde{\mathbf{Z}}(k|k)$ 和 $\tilde{\mathbf{Z}}(k|k-1)$,进而影响 R_{RAE} 和 R_{IAE} 的估计精度。可见观测噪声方差估计结果易受到状态估计精度的影响。特别在 $\hat{\mathbf{X}}(k|k)$ 和 $\hat{\mathbf{X}}(k|k-1)$ 出现系统性偏差情况下,噪声方差估计精度会严重降低,进而加剧系统性偏差,最终导致滤波发散。在使用低精度惯性器件的组合导航系统中,这种情况十分明显。

为避免因状态估计值出现系统偏差导致测量噪声方差估计精度下降的问题,文献[8]提出了利用冗余观测对测量噪声进行直接统计的二阶互差分处理方法,通过对测量以及冗余测量序列分别进行自差分而后互差分,计算出信号测量噪声方差。

设系统 S_1, S_2 在 k 时刻针对 $\mathbf{Z}(k)$ 的测量值 $Z_1(k), Z_2(k)$ 满足^[8]

$$\begin{cases} Z_1(k) = \mathbf{Z}(k) + \delta Z_1(k) + \mathbf{V}_1(k) \\ Z_2(k) = \mathbf{Z}(k) + \delta Z_2(k) + \mathbf{V}_2(k) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \delta Z_1(k) \approx \delta Z_1(k+1) \\ \delta Z_2(k) \approx \delta Z_2(k+1) \end{cases} \quad (6)$$

$$E(\mathbf{V}_1(k) \cdot \mathbf{V}_1(k)^{\text{T}}) \ll E(\mathbf{V}_2(k) \cdot \mathbf{V}_2(k)^{\text{T}}) \quad (7)$$

式中: $\delta Z_1(k)$ 和 $\delta Z_2(k)$ 为测量系统误差; $\mathbf{V}_1(k)$ 与 $\mathbf{V}_2(k)$ 为观测白噪声。可以求出 $\mathbf{V}_2(k)$ 的方差为

$$\text{var}(\mathbf{V}_2) = \frac{1}{2}E((\Delta Z_1(k) - \Delta Z_2(k)) \cdot (\Delta Z_1(k) - \Delta Z_2(k))^{\text{T}}) \quad (8)$$

式中, $\Delta Z_1(k)$ 与 $\Delta Z_2(k)$ 分别为 $Z_1(k)$ 和 $Z_2(k)$ 的差分。

$$\begin{cases} \Delta Z_1(k) = Z_1(k+1) - Z_1(k) \\ \Delta Z_2(k) = Z_2(k+1) - Z_2(k) \end{cases} \quad (9)$$

使用二阶互差分计算测量噪声方差具有对模型没有限制、噪声方差测量准确、不需要 Kalman 滤波存在的优点。但二阶互差分条件较强,需要满足具有冗余测量、系统误差在短时间内保持稳定和冗余测量系统噪声远小于原系统的条件。

2 基于 α - β - γ 滤波的二阶互差分算法

在通常情况下,实际工程中不具备冗余测量条件,为实现对噪声方差的有效估计,提出了基于 α - β - γ 滤波器的二阶互差分算法,通过 α - β - γ 滤波器构造虚拟冗余测量序列,然后利用二阶互差分运算实现测量噪声统计特性的有效估计。

2.1 α - β - γ 滤波器分析

α - β - γ 滤波是理论上稳定的滤波器,对于运动参数估计具有良好的适用性。真实测量值经 α - β - γ 滤波器滤波后,能够获得有效抑制噪声并反映真实信号信息的虚拟冗余测量,构成二阶互差分的冗余测量条件,进而实现对噪声统计特性的估计。

α - β - γ 滤波器模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} W(t) \quad (10)$$

$$\mathbf{Z}(t) = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} + V(t) \quad (11)$$

在滤波达到稳定时, $P(t|t)$ 不发生变化,增益矩阵 $\mathbf{K}(t)$ 保持定值

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\sqrt[3]{h} \\ 2\sqrt[3]{h^2} \\ h \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, $h = \frac{q}{r}$ 。

通过调整滤波器参数,使其能够满足二阶互差分冗余测量的条件。

2.2 α - β - γ 平滑滤波器设计

在二阶互差分算法中,理想的冗余测量能够在反映信号实际变化的同时,具有相对被测信号更小的随机抖动。这两个条件在使用 α - β - γ 滤波器构造虚拟冗余测量中是两个相反的需求:能够快速跟踪信号的滤波器输出噪声通常较大,而能够满足级差的滤波器在信号快变时不能快速跟踪。这两种情况都会降低噪声方差估计精度。

为解决这个问题,通过保证 α - β - γ 滤波器平滑性

能,大幅度压低噪声幅度,形成与原信号相比的噪声幅度级差,然后对数据变化情况识别分类,仅利用满足二阶互差分估计条件的非快变数据进行统计,实现噪声统计特性的准确估计。

保证虚拟冗余测量的噪声远低于原信号测量值,需要合理控制 α - β - γ 滤波器的Kalman增益 K ,即合理选择参数 h ,使得滤波结果在抑制噪声的同时准确地反映信号的真实变化。为达到这个目的,设计了基于包络分析的参数选择方案,其思想是通过比较原信号与 α - β - γ 滤波器滤波后信号的包络幅度,判定是否满足噪声级差要求。利用文献[7]中包络识别方法可以得到信号的包络以及在给定时间窗内的噪声平均幅度

$$|V| = \frac{\sum (U_k - L_k)}{2m} \quad (13)$$

式中, U_k 和 L_k 是长度为 m 的窗口内 k 时刻的上包络点和下包络点。

由于 h 为系统噪声与测量噪声方差之比,非绝对数值,对于噪声压制效果具有一定通用性,因此可采用离线优化的方式获得平滑型 α - β - γ 滤波器 h 的取值范围(h_{\min}, h_{\max})

$$\left\{ h \mid \frac{1}{20} \leq \frac{|V_1|}{|V_2|} \leq \frac{1}{10} \right\} \quad (14)$$

式中, $|V_1|$ 、 $|V_2|$ 分别为滤波信号与原信号数据的噪声幅度。

平滑滤波器的滞后问题通过对统计数据进行选择解决。

2.3 统计数据选择

鉴于使用平滑型 α - β - γ 滤波器构造的虚拟冗余测量只能正确反映信号缓变或者线性变化部分,但在信号变化规律突变时容易出现滞后情况,因此,使用 h 值为 h_T 的跟踪型 α - β - γ 滤波对原信号进行滤波,将滤波结果与已构造的 h 值为 h_S 的平滑型 α - β - γ 滤波器输出进行比较,选取不包含滞后的近似直线变化部分数据。

h 值为 h_T 的 α - β - γ 滤波器要求在较为准确跟踪原信号的同时噪声幅度较小。根据原信号的噪声幅度,将 h_T 取为 h_S 的10~100倍。

起始于 k 时刻、时间窗长度为 m 的平滑型与跟踪型 α - β - γ 滤波输出序列定义如下

$$\begin{cases} \hat{X}_S |_{k+1}^{k+m} = [\hat{x}_S(k+1) \quad \hat{x}_S(k+2) \quad \cdots \quad \hat{x}_S(k+m)]^T \\ \hat{X}_T |_{k+1}^{k+m} = [\hat{x}_T(k+1) \quad \hat{x}_T(k+2) \quad \cdots \quad \hat{x}_T(k+m)]^T \end{cases} \quad (15)$$

因为缓变或者线性变化的信号真值近似服从线性变化关系 $x(k+i) = a \cdot i + b$,使用最小二乘估计获得 a, b 的估值 $a_S(k), b_S(k)$ 与 $a_T(k), b_T(k)$,进而通过斜率与波动情况比较判定 k 到 $k+m$ 时间窗内数据的可

用性。

$\hat{X}_S |_{k+1}^{k+m}$ 满足线性变化关系

$$\begin{cases} \hat{X}_S |_{k+1}^{k+m} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} a_S(k) \\ b_S(k) \end{bmatrix} \\ \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ m & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (16)$$

通过线性最小二乘得到 $a_S(k), b_S(k)$

$$\begin{bmatrix} a_S(k) \\ b_S(k) \end{bmatrix} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \hat{X}_S |_{k+1}^{k+m} \quad (17)$$

同理,可以求得 $a_T(k), b_T(k)$ 。

将窗口内数据按时间分为前后两段,以拟合直线为中心,分别统计每段内 $\hat{X}_S |_{k+1}^{k+m}$ 的上下平均幅值 A_1, A_2, A_3, A_4 ,即

$$\begin{cases} A_1 = E \{ \hat{x}_S(k+i) - a_S(k)i - b_S | \hat{x}_S(k+i) \geq a_S(k)i - b_S, i \in (1, m/2) \} \\ A_2 = E \{ \hat{x}_S(k+i) - a_S(k)i - b_S | \hat{x}_S(k+i) < a_S(k)i - b_S, i \in (1, m/2) \} \\ A_3 = E \{ \hat{x}_S(k+i) - a_S(k)i - b_S | \hat{x}_S(k+i) \geq a_S(k)i - b_S, i \in [m/2, m) \} \\ A_4 = E \{ \hat{x}_S(k+i) - a_S(k)i - b_S | \hat{x}_S(k+i) < a_S(k)i - b_S, i \in [m/2, m) \} \end{cases} \quad (18)$$

可依据式(19)判定窗口内的 $\hat{X}_S |_{k+1}^{k+m}$ 是否为有效统计数据

$$\begin{cases} \left| \frac{A_1}{A_2} \right|, \left| \frac{A_2}{A_3} \right|, \left| \frac{A_3}{A_4} \right| \in (1 - \Gamma_{\text{amp}}, 1 + \Gamma_{\text{amp}}) \\ |\arctan a_S - \arctan a_T| < \Gamma_{\text{ang}} \end{cases} \quad (19)$$

式中, Γ_{amp} 和 Γ_{ang} 为判断幅度一致性和角度的阈值。式中,第一个条件考察以拟合直线为中心的平滑型滤波器滤波输出的包络合理性,当 A_1, A_2, A_3, A_4 绝对值近似相等时,平滑型滤波器输出近似线性;第二个条件判定跟踪型、平滑型拟合直线的相似度,若斜率相近,说明平滑型滤波未出现明显滞后。满足式(19)的平滑数据可以作为参考测量,进而利用二阶互差分实现测量噪声方差估计。

对于在时域内存在快变部分和缓变部分的任意信号,需要通过数据的选择,得到滤波器能够有效跟踪缓变或直线部分信号进行噪声方差统计,提高计算精度。对于已知其为缓变的信号,为降低计算量,可以跳过对信号的筛选过程,构建虚拟冗余测量后直接通过二阶互差分对信号噪声方差进行估计。

2.4 提高估计精度的方法

在完成滤波器设计后,使用 (h_{\min}, h_{\max}) 范围内固定的 h 值对测量信号进行跟踪,通过数据选取后,计算出噪声方差。

实际应用中,因观测数据随机性及滤波输出动态性影响,单一 h 值跟踪型滤波器会出现误拟合,影响有效统计数据样本数量,可以使用多个满足 (h_{\min}, h_{\max}) 的滤波器加以改善,能够增加满足式(19)条件的数据段,增加可用数据样本量,进而提高统计估计精度。

3 仿真实验

为验证算法的有效性,设计了对包含快变和缓变的信号噪声进行估计实验和 GPS 测量结果自适应滤波实验。

3.1 任意信号噪声估计

使用基于 $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ 滤波器的二阶互差分方法对具有快变和缓变的信号噪声进行估计,通过数据选取,保留缓变数据计算噪声方差。

取滤波器 $h = 1.5 \times 10^{-5}$,窗口长度 $m = 40$ 的数据,对图 1 中信号进行平滑、选取,最终求出噪声方差。

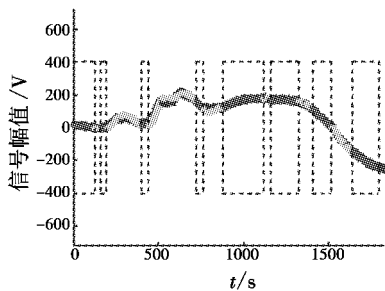


图 1 对任意信号的跟踪筛选结果

Fig. 1 Result of tracking and winnowing a certain signal

图 1 中:蓝色为测量信号;黄色为虚拟冗余测量中的快变部分;紫色为选择出的虚拟冗余测量缓变部分。

通过数据选择,使用本文设计的算法对加入了标准差为 5 的白噪声信号进行噪声方差估计。通过蒙特卡罗法进行 1000 次测量仿真,得到仿真的相对误差分布结果如图 2 所示。

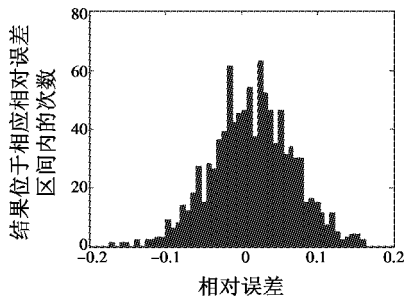


图 2 蒙特卡罗法相对误差仿真结果

Fig. 2 Result of Monte Carlo method

从蒙特卡罗法仿真结果可以看出,这种方法针对该信号的噪声方差测量具有较高的精度,95%的相对误差在 10% 以内,最高不超过 20%。

3.2 GPS 测量结果自适应滤波

载体在二维平面内以半径 300 m 做匀速圆周运动,角速度 $\pi/100$ rad/s,采样周期 0.5 s;东、北方向位置加入标准差为 5 m 的白噪声,速度和航向分别加入标准差为 $\sqrt{2}$ m/s 和 0.01 rad 的白噪声。

滤波模型为

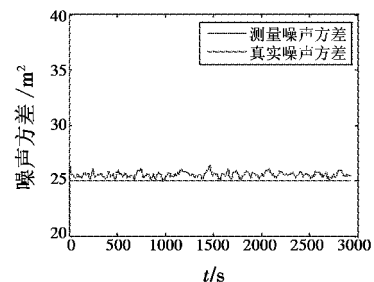
$$\begin{cases} \begin{bmatrix} p_E(k+1) \\ p_N(k+1) \\ v(k+1) \\ \theta(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \cos \theta(k) \\ & 1 & T \sin \theta(k) \\ & & 1 \\ & & & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_E(k) \\ p_N(k) \\ v(k) \\ \theta(k) \end{bmatrix} + W \\ Z(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ & 1 \\ & & 1 \\ & & & 1 \end{bmatrix} \hat{X}(k) + V \end{cases} \quad (20)$$

式中: p_E, p_N 分别为东、北向位移; v 为运动速率; θ 为航向; T 为采样周期。

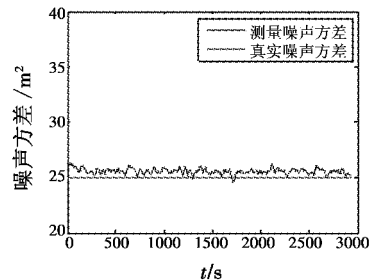
分别使用本文算法和 RAE 算法^[6]对测量噪声方差进行估计,并对测量噪声方差阵 R 进行自适应。仿真时间 3000 s,取初始测量噪声方差阵为 $R = \text{diag}[100 \ 100 \ 4 \ 0.01]$,使用蒙特卡罗法求得噪声方差测量的统计结果。

通过调整 $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ 滤波器的参数,得到平滑东、北向位移的滤波器 $h = 0.0009$,平滑速度的滤波器 $h = 1 \times 10^{-7}$,平滑航向的滤波器 $h = 0.0001$ 。并且由于信号本身为缓变信号,没有进行对数据的选择。

模型中各状态变量的滤波结果如图 3 所示。



a 东向位置噪声方差



b 北向位置噪声方差

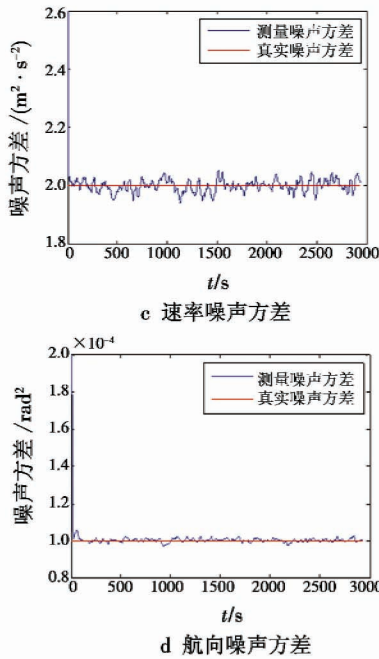


图 3 各状态滤波结果

Fig. 3 Filtering result of different state variables
最终自适应滤波结果如图 4 所示。

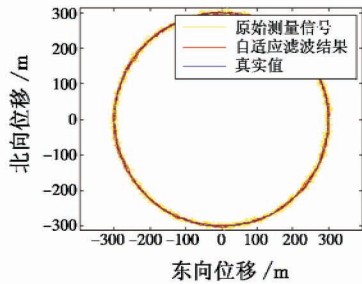


图 4 本文算法自适应滤波结果

Fig. 4 Final adaptive filter result

相同条件下,RAE 算法仿真结果如图 5 所示,受状态估计误差影响,噪声方差估计失真,滤波发散。

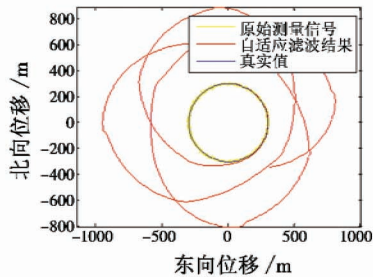


图 5 RAE 算法自适应滤波结果

Fig. 5 Adaptive filter result of RAE

从对比中可以看出,基于 $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ 滤波器的二阶互差分算法能够较为准确地测量真实噪声的方差,方差估计精度在 15% 以内。在 Kalman 滤波中,这种算法能够有效地对测量噪声方差进行自适应估计,抑制滤波发散。得到的噪声方差估计结果与 RAE 算法的结果

对比见表 1。

表 1 噪声方差估计结果对比

Table 1 Results of noise variance estimation

	东向位置 方差/ m^2	北向位置 方差/ m^2	速度方差/ 方差/ $\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$	航向方差/ rad^2
真实噪声方差 理论值	25	25	2	1E-4
本文算法噪声 方差测量值	25.008 7	27.138 3	2.140 4	9.759 8E-05
RAE 算法噪声 方差测量值	2.109 4E4	6.946 8E3	0.915 4	651.76

4 结论

针对传统自适应滤波中测量噪声方差估计算法的不足,在二阶互差分估计思想基础上,提出了利用跟踪型、平滑型 $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ 滤波构造冗余测量的算法,将二阶互差分估计算法推广到无冗余测量条件,并给出了能够提高估计精度的数据样本选择方案。仿真实验验证该算法能够准确估计测量噪声方差,提高自适应滤波精度与鲁棒性。该算法具有精度高、易于实现的优点。但是,由于 $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ 滤波器的模型问题,该算法对采样频率有较高的要求。

参考文献

- [1] KALMAN R E. A new approach to linear filtering and prediction problems[J]. Journal of Fluids Engineering, 1960, 82(1):35-45.
- [2] SAGE A P, HUSA G W. Adaptive filtering with unknown prior statistics[C]//Joint Automatic Control Conference, 1969(7):760-769.
- [3] 张常云. 自适应滤波方法研究[J]. 航空学报, 1998, 19(s1):97-100. (ZHANG C Y. Approach to adaptive filtering algorithm[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 1998, 19(s1):97-100.)
- [4] 高怡,高社生. 抗差自适应 Sage 滤波及其在组合导航中的应用[J]. 测控技术, 2015, 34(4):135-138. (GAO Y, GAO S S. Robust adaptive Sage filtering for integrated navigation system[J]. Measurement & Control Technology, 2015, 34(4):135-138.)
- [5] 徐田来,游文虎,崔平远. 基于模糊自适应卡尔曼滤波的 INS/GPS 组合导航系统算法研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(5):571-575. (XU T L, YOU W H, CUI P Y. Research on GPS/INS integrated navigation system based on fuzzy adaptive Kalman filtering[J]. Journal of Astronautics, 2005, 26(5):571-575.)
- [6] 杨元喜,徐天河. 基于移动开窗法协方差估计和方差分量估计的自适应滤波[J]. 武汉大学学报:信息科学

象,不同同步周期 TT 消息丢包情况对比如表 4 所示,可调整时钟同步周期和 TT 消息的接收窗口来保证时钟同步精度,从而保障 TT 消息传输的有效性。

表 4 不同同步周期 TT 消息丢包情况对比

Table 4 TT message loss rate comparison of different synchronization cycle

8 ms 同步周期				16 ms 同步周期			
TT 消息名称	调度次数	丢包次数	丢包率/%	TT 消息名称	调度次数	丢包次数	丢包率/%
消息 1	981	0	0	消息 1	963	0	0
消息 2	490	0	0	消息 2	481	0	0
消息 3	245	0	0	消息 3	240	0	0
消息 4	980	0	0	消息 4	962	0	0
消息 5	489	0	0	消息 5	480	0	0
消息 6	244	0	0	消息 6	239	0	0
32 ms 同步周期				64 ms 同步周期			
TT 消息名称	调度次数	丢包次数	丢包率/%	TT 消息名称	调度次数	丢包次数	丢包率/%
消息 1	927	466	50.26	消息 1	855	750	87.71
消息 2	463	233	50.32	消息 2	427	375	87.82
消息 3	231	116	50.21	消息 3	213	187	87.79
消息 4	926	402	43.41	消息 4	854	714	83.60
消息 5	462	229	49.56	消息 5	426	370	86.85
消息 6	231	172	74.45	消息 6	213	211	99.06

参 考 文 献

- [1] SAE. ARINC 664 Aircraft data network, part 7: Avionics Full Duplex Switched Ethernet (AFDX) network [S]. [s. l.]: ARINC, 2005.
- [2] CHARARA H, SCHARBARG J, ERMONT J, et al. Methods for bounding end-to-end delays on an AFDX network [C]//IEEE 18th Euromicro Conference on Real-Time Systems, 2006:192-202.
- [3] STEINER W. TTEthernet specification [Z]. TTTechCom-putertechnik AG, Vienna, Austria. 2008.
- [4] DUTRITRE B, EASWARAN A, HALL B, et al. Model-based analysis of timed-triggered ethernet [C]//Digital Avionics Systems Conference, 2012:9D2-1-9D2-11.
- [5] ABUTEIR M, OBERMAISSER R. Simulation environment for time-triggered Ethernet [C] //The 11th IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN), 2013: 642-648.
- [6] SUETHANUWONG E. Scheduling time-triggered traffic in TTEthernet systems [C]//IEEE 17th Conference on Emerging Technologies & Factory Automation (ETFA)2012:1-4.
- [7] 易娟,熊华钢,何锋,等. TTE 网络流量转换策略及其延时性能保障调度算法研究 [J]. 航空学报, 2014, 35 (4): 1071-1078. (YI J, XIONG H G, HE F, et al. Research on traffic classes transformation strategy and real-time guarantee scheduling algorithm in TT Ethernet [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35 (4): 1071-1078.)
- [8] STEINBACH T, KORF F, SCHMIDT T C. Comparing time-triggered ethernet with FlexRay: an evaluation of competing approaches to real-time for in-vehicle networks [C]//IEEE 8th International Workshop on Factory Communication Systems (WFCS), 2010:199-202.
- [9] SAE Aerospace. SAE AS6802. Time-triggered ethernet [S]. [s. l.]: SAE Aerospace Standard, 2011.
- [10] 黄臻,张勇涛,熊华钢. 基于离散事件方法的 AFDX 建模与仿真 [J]. 北京航空航天大学学报, 2011, 37 (10):1326-1332. (HUANG Z, ZHANG Y T, XIONG H G. AFDX modeling and simulation based on discrete event method [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(10):1326-1332.)
- (上接第 17 页)
- 版, 2003, 28 (6): 714-718. (YANG Y X, XU T H. An adaptive Kalman filter combining variance component estimation with covariance matrix estimation based on moving window [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2003, 28(6): 714-718.)
- [7] 杜锐锋. 无人机组合导航及自主着陆技术研究 [D]. 北京:北京航空航天大学, 2013. (DU R F. The research of integrated navigation and autonomous landing technology of unmanned arial vehicles [D]. Beijing: Beihang University, 2013.)
- [8] 张海,常艳红,车欢. 基于 GPS/INS 不同测量特性的自适应卡尔曼滤波算法 [J]. 中国惯性技术学报, 2010, 18 (6): 696-701. (ZHANG H, CHANG Y H, CHE H. Measurement-based adaptive Kalman filtering algorithm for GPS/INS integrated navigation system [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2010, 18(6): 696-701.)
- [9] 周启帆,张海,王嫣然. 一种基于冗余测量的自适应卡尔曼滤波算法 [J]. 航空学报, 2015, 36 (5): 1596-1605. (ZHOU Q F, ZHANG H, WANG Y R. A redundant measurement adaptive Kalman filter [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(5): 1596-1605.)