第47卷 第5期
2015年5月
哈 尔 滨 工 业 大 学 学 报
JOURNAL OF HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY
Vol. 47 No. 5
May 2015

doi:10.11918/j.issn.0367-6234.2015.05.014

高斯粒子滤波的惯性/GPS紧组合算法

于永军[1], 徐锦法[1], 熊 智[2], 张 梁[1]

(1. 直升机旋翼动力国家级重点实验室(南京航空航天大学), 210016 南京; 2. 南京航空航天大学 导航研究中心, 210016 南京)

摘 要: 为提高组合导航系统的可靠性,针对以伪距、伪距率残差为量测信息的紧组合算法会带来线性化误差的缺点,推导了基于伪距、伪距率的非线性紧组合模型.针对紧组合系统状态维数高导致粒子滤波实时性差的问题,提出基于线性非线性结构分解的高斯粒子滤波算法,对状态方程中的非线性和线性部分利用高斯粒子滤波和经典卡尔曼滤波分别进行递推,有效降低了系统的运算量.仿真结果表明,使用改进的紧组合滤波算法系统定位精度相比线性化紧组合算法提高一倍.

关键词: 惯性导航;组合导航;紧组合;非线性滤波;高斯粒子滤波

中图分类号: V249.3 **文献标志码**: A **文章编号**: 0367-6234(2015)05-0081-05

SINS/GPS tightly integrated algorithm with gaussian particle filter

YU Yongjun[1], XU Jinfa[1], XIONG Zhi[2], ZHANG Liang[1]

(1.Science and Technology on Rotorcraft Aeromechanics Laboratory(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), 210016 Nanjing, China; 2. Navigation Research Center, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 210016 Nanjing, China)

Abstract: To improve the reliability of integrated navigation, a tightly coupling nonlinear model based on pseudo range and rate is proposed for reducing the estimation error of tradi-tional algorithm using linear measurement model in this work. For the application of particle filtering to SINS/GPS tightly integrated navigation system, the dimension of the state variables has been a major constraint for the Real-time system. In this new arithmetic, a linear KF deduction and nonlinear GPF method have been employed for the linear part and the non-linear part to improve the precision and real time performance, respectively. Results from the simulation show that the hybrid algorithm can effectively improve the performance of the integrated navigation system, and the precision increases one time.

Keywords: inertial navigation; integrated navigation; tightly coupling; non-linear filter; gaussian particle filter

涵道式垂直起降无人飞行器以其体积小、重量轻、噪声低、安全性高、适应飞行器高速和小型化的发展需求等特性,目前已经成为垂直起降无人机领域研究的重点和热点[1-3].当前以惯性导航系统为基础的基于卡尔曼滤波理论的惯性/GPS组合导航技术在无人飞行器自主导航领域得到了广泛应用[4-5].以速度、位置组合为特征的捷联惯导/GPS松组合方式虽然组合方案简单、实现较为容易,但当载体进行高动态机动或GPS接收机受到环境干扰时,系统精度将急剧下降,可靠性和抗干扰能力较差[6-7].相对于松组合方式,紧组合中GPS接收机只需提供更为原始、直接的星历和伪距、伪距率数据,无需直接提供载体的速度、位置信息.紧组合方式中GPS接收机和惯性导航系统相互辅助,从而使系统获得更好的导航性能[8-9].

随着捷联惯导/GPS组合导航系统应用条件的日益苛刻,非线性估计理论应用于SINS/GPS组合导航系统逐渐成为研究的热点[10-11].粒子滤波技术由于理论上适用于任意非线性系统的状态估计,因此在非线性组合领域日益受到关注[12-13].目前粒子滤波已在SINS/GPS组合导航系统的位置及姿态估计、SINS/GPS初始对准等方

收稿日期: 2014-05-19.
基金项目: 中国博士后科学基金(2013M541668);江苏高校优势学科建设工程资助;江苏省博士后基金(1401041B).
作者简介: 于永军(1982—),男,博士后;
徐锦法(1963—),男,教授,博士生导师;
熊 智(1976—),男,研究员,博士生导师.
通信作者: 徐锦法, xjfae@nuaa.edu.cn.

面得到了成功应用[14-15].

粒子滤波虽然能够有效解决 SINS/GPS 组合导航系统中的非线性滤波问题,但实际应用中随着系统维数增加,为保证粒子滤波的收敛,对高维系统必须采用更多数量的粒子,粒子数量随系统维数增加急剧增加[16].因此,粒子滤波的实时性严重制约了其在 SINS/GPS 组合导航系统中的应用[17-18].

针对紧组合导航系统特点,本文推导了基于伪距、伪距率的紧组合非线性滤波模型,去除了伪距、伪距率残差线性化过程的线性化误差.针对紧组合系统状态量多导致粒子滤波实时性差的问题,提出了基于线性非线性结构分解的粒子滤波算法,在保证组合滤波实时性的同时,有效提高滤波精度.

1 SINS/GPS 紧组合非线性模型

1.1 系统状态方程

导航系选为“东北天”坐标系,捷联惯性导航系统机体系(b)到导航系(n)转动四元数$\boldsymbol{Q}_b^n$的微分方程可以写成[19]

$$\dot{\boldsymbol{Q}}_b^n = \frac{1}{2}[\boldsymbol{Q}_b^n]\boldsymbol{\omega}_{nb}^b = \frac{1}{2}\langle\boldsymbol{\omega}_{ib}^b\rangle\boldsymbol{Q}_b^n - \frac{1}{2}[\boldsymbol{\omega}_{in}^n]\boldsymbol{Q}_b^n. \tag{1}$$

定义$\delta\boldsymbol{Q}=\hat{\boldsymbol{Q}}_b^n-\boldsymbol{Q}_b^n$,其中$\hat{\boldsymbol{Q}}_b^n$为计算四元数,$\boldsymbol{Q}_b^n$为真实四元数,姿态误差模型可表示为[19]

$$\delta\dot{\boldsymbol{Q}} = \frac{1}{2}\langle\boldsymbol{\omega}_{ib}^b\rangle\delta\boldsymbol{Q} - \frac{1}{2}[\boldsymbol{\omega}_{in}^n]\delta\boldsymbol{Q} + \frac{1}{2}\boldsymbol{U}(\boldsymbol{Q})\delta\boldsymbol{\omega}_{ib}^b - \frac{1}{2}\boldsymbol{Y}(\boldsymbol{Q})\delta\boldsymbol{\omega}_{in}^n. \tag{2}$$

其中$\delta\boldsymbol{Q}=[\delta q_0,\delta q_1,\delta q_2,\delta q_3]$,$\boldsymbol{U}(\boldsymbol{Q})$、$\boldsymbol{Y}(\boldsymbol{Q})$详细表述参见文献[19].

不考虑重力加速度误差项,速度误差模型可表示为

$$\delta\dot{\boldsymbol{V}} = \Delta\boldsymbol{C}_b^n\hat{\boldsymbol{f}}_b + \boldsymbol{C}_b^n\nabla^b - (2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n)\times\delta\boldsymbol{V} + (\boldsymbol{V}+\delta\boldsymbol{V})\times(2\delta\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \delta\boldsymbol{\omega}_{en}^n). \tag{3}$$

其中$\delta\boldsymbol{V}=[\delta\boldsymbol{V}_E,\delta\boldsymbol{V}_N,\delta\boldsymbol{V}_U]$

位置误差模型可表示为

$$\delta\dot{L} = \frac{\delta V_N}{R_M+h} - \frac{V_N}{(R_M+h)^2}\delta h,$$

$$\delta\dot{\lambda} = \frac{\delta V_E}{R_N+h}\sec L + \frac{V_E}{R_N+h}\tan L\sec L\delta L - \frac{V_E\sec L\delta h}{(R_N+h)^2},$$

$$\delta\dot{h} = \delta V_U.$$

其中R_M,R_N为地球曲率半径.

令$\delta\boldsymbol{P}=[\delta\lambda,\delta L,\delta h]$,则有

$$\delta\dot{\boldsymbol{P}} = \boldsymbol{A}_1\delta\boldsymbol{V} + \boldsymbol{A}_2\delta\boldsymbol{P}. \tag{4}$$

与松组合相比,紧组合的状态方程在松组合的基础上,增加了 GPS 的误差状态,即:等效时钟误差相应的距离率δt_u以及等效时钟频率误差相应的距离率$\delta\boldsymbol{t}_{ru}$.$\delta t_u$与$\delta\boldsymbol{t}_{ru}$的微分方程如下:

$$\begin{cases}\delta\dot{t}_u = \delta t_{ru} + w_{tu},\\ \delta\dot{t}_{ru} = -\beta_{tru}\delta t_{ru} + w_{tru}.\end{cases} \tag{5}$$

由此,系统状态量如下:

$$\boldsymbol{X} = [\delta q_0\ \delta q_1\ \delta q_2\ \delta q_3\ \delta V_E\ \delta V_N\ \delta V_U\ \delta L\ \delta\lambda\ \delta h\ \boldsymbol{\varepsilon}_{bx}\ \boldsymbol{\varepsilon}_{by}\ \boldsymbol{\varepsilon}_{bz}\ \nabla_x\ \nabla_y\ \nabla_z\ \delta t_u\ \delta t_{ru}]^{\mathrm{T}}.$$

其中,$\boldsymbol{\varepsilon}_{bx}$、$\boldsymbol{\varepsilon}_{by}$、$\boldsymbol{\varepsilon}_{bz}$为陀螺零偏,$\nabla_x$、$\nabla_y$、$\nabla_z$为加速度计零偏.

分析式(2)~(4)可以看出,系统状态方程非线性模型中,仅有速度误差模型是非线性的,而姿态、位置和 GPS 钟差等模型依然是线性的,因此,系统状态量可以表示成如下形式:

$$\boldsymbol{X} = [\boldsymbol{X}_L\quad \boldsymbol{X}_{NL}]^{\mathrm{T}}.$$

其中:

$$\boldsymbol{X}_L = [\delta q_0\ \delta q_1\ \delta q_2\ \delta q_3\ \delta L\ \delta\lambda\ \delta h\ \boldsymbol{\varepsilon}_{bx}\ \boldsymbol{\varepsilon}_{by}\ \boldsymbol{\varepsilon}_{bz}\ \nabla_x\ \nabla_y\ \nabla_z\ \delta t_u\ \delta t_{ru}]$$

表示系统的线性部分,而$\boldsymbol{X}_{NL}=[\delta V_E,\delta V_N,\delta V_U]$表示系统的非线性部分.

由此,系统状态方程可以表述成如下形式:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{X}}_L = \boldsymbol{F}_{L1}\boldsymbol{X}_{NL} + \boldsymbol{F}_{L2}\boldsymbol{X}_L + \boldsymbol{G}_L\boldsymbol{W}_L,\\ \dot{\boldsymbol{X}}_{NL} = \boldsymbol{F}_{NL1}(\boldsymbol{X}_{NL},\boldsymbol{W}_{NL}) + \boldsymbol{F}_{NL2}\boldsymbol{X}_L + \boldsymbol{G}_{NL}\boldsymbol{W}_L.\end{cases} \tag{6}$$

其中:$\boldsymbol{F}_{NL1}$,$\boldsymbol{F}_{NL2}$为系统非线性部分的转移矩阵;$\boldsymbol{F}_{L1}$,$\boldsymbol{F}_{L2}$为系统线性化部分的转移矩阵;$\boldsymbol{G}_L,\boldsymbol{G}_{NL}$为噪声系数矩阵.

1.2 伪距量测方程

GPS 接收机输出的对应某颗卫星i的伪距值为

$$\rho_{Gi} = [(x-x_{si})^2 + (y-y_{si})^2 + (z-z_{si})^2]^{\frac{1}{2}} + \delta t_u + v_{\rho i} = r_i + \delta t_u + v_{\rho i}. \tag{7}$$

其中:(x,y,z)为载体在$ECEF$坐标系上的位置真值;(x_{si},y_{si},z_{si})为 GPS 第i颗卫星在$ECEF$坐标系上的位置;$v_{\rho i}$为伪距测量误差.

载体真实位置(λ,L,h)与惯性导航系统输出位置(λ_I,L_I,h_I)有如下关系:

$$\lambda = \lambda_I - \delta\lambda,\ L = L_I - \delta L,\ h = h_I - \delta h. \tag{8}$$

根据下式:

$$\begin{cases}x = (R_N+h)\cos L\cos\lambda,\\ y = (R_N+h)\cos L\sin\lambda,\\ z = [R_N(1-f^2)+h]\sin L.\end{cases} \tag{9}$$

将载体真实位置(λ,L,h)转换到$ECEF$坐标系并代入式(7),可得到如式(10)的伪距量测方程.

$$\rho_{Gi} = [((R_N+h_I-\delta h)\cos(L_I-\delta L)\cos(\lambda_I -$$

$$\delta\lambda) - x_{si})^2 + ((R_N + h_I - \delta h)\cos(L_I - \delta L)\sin(\lambda_I - \delta\lambda) - y_{si})^2 + ([R_N(1-f)^2 + h_I - \delta h]\sin(L_I - \delta L) - z_{si})^2]^{\frac{1}{2}} + \delta t_u + v_{\rho i}. \tag{10}$$

1.3　伪距率量测方程

与伪距量测方程类似，GPS 接收机输出的对应某颗卫星 i 的测量伪距率为

$$\dot{\rho}_{Gi} = [(x - x_{si})(\dot{x} - \dot{x}_{si}) + (y - y_{si})(\dot{y} - \dot{y}_{si}) + (z - z_{si})(\dot{z} - \dot{z}_{si})]/r_i + \delta t_{ru} + v_{\dot{\rho}i}. \tag{11}$$

其中：$(\dot{x},\dot{y},\dot{z})$ 为载体速度真值；$(\dot{x}_{si},\dot{y}_{si},\dot{z}_{si})$ 为 GPS 第 i 颗卫星速度；$v_{\dot{\rho}i}$ 为伪距测量误差.

载体真实速度 (v_e, v_n, v_u) 与惯性导航系统输出速度 (v_{eI}, v_{nI}, v_{uI}) 有如下关系：

$$v_e = v_{eI} - \delta v_e, v_n = v_{nI} - \delta v_n, v_u = v_{uI} - \delta v_u. \tag{12}$$

根据坐标系的转换关系，地理系速度与 $ECEF$ 坐标系的速度转换关系为

$$\begin{bmatrix}\dot{x}\\ \dot{y}\\ \dot{z}\end{bmatrix} = C_n^e \begin{bmatrix}v_e\\ v_n\\ v_u\end{bmatrix}. \tag{13}$$

其中 C_n^e 为地理系到 $ECEF$ 坐标系的转换矩阵，且有

$$\boldsymbol{C}_n^e = \begin{bmatrix} -\sin\lambda & -\sin L\cos\lambda & \cos L\cos\lambda \\ \cos\lambda & -\sin L\sin\lambda & \cos L\sin\lambda \\ 0 & \cos L & \sin L \end{bmatrix}. \tag{14}$$

根据式(13)将载体速度 (v_E, v_N, v_U) 转换到 $ECEF$ 坐标系，并代入式(11)，可得到伪距率量测方程：

$$\dot{\rho}_{Gi} = [((R_N + h_I - \delta h)\cos(L_I - \delta L)\cos(\lambda_I - \delta\lambda) - x_{si})((-(v_{IE} - \delta v_E)\sin(\lambda_I - \delta\lambda) - (v_{IN} - \delta v_N)\sin(L_I - \delta L)\cos(\lambda_I - \delta\lambda) + (v_{IU} - \delta v_U)\cos(L_I - \delta L)\cos(\lambda_I - \delta\lambda)) - \dot{x}_{si}) + ((R_N + h_I - \delta h)\cos(L_I - \delta L)\sin(\lambda_I - \delta\lambda) - y_{si})(((v_{IE} - \delta v_E)\cos(\lambda_I - \delta\lambda) - (v_{IN} - \delta v_N)\sin(L_I - \delta L)\sin(\lambda_I - \delta\lambda) + (v_{IU} - \delta v_U)\cos(L_I - \delta L)\sin(\lambda_I - \delta\lambda)) - \dot{y}_{si}) + ([R_N(1-f)^2 + h_I - \delta h]\sin(L_I - \delta L) - z_{si})(((v_{IN} - \delta v_N)\cos(L_I - \delta L) + (v_{IU} - \delta v_U)\sin(L_I - \delta L)) - \dot{z}_{si})]/r_i + \delta t_{ru} + v_{\dot{\rho}i}. \tag{15}$$

根据式(10)和式(15)，可以得到第 i 颗卫星的量测方程为

$$\boldsymbol{Z}(t) = \begin{bmatrix}\rho_{Gi}\\ \dot{\rho}_{Gi}\end{bmatrix} = \boldsymbol{H}(t)(\boldsymbol{X}(t), \boldsymbol{V}(t)). \tag{16}$$

2　基于结构分解的高斯粒子滤波算法

针对形如

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_k = f(\boldsymbol{x}_{k-1}, \boldsymbol{\omega}_{k-1})\\ \boldsymbol{y}_k = h(\boldsymbol{x}_k, \boldsymbol{v}_k)\end{cases}$$

的非线性系统，高斯粒子滤波分为抽取采样点、时间更新和量测更新 3 个步骤. 假设 $k-1$ 时刻的后验概率密度已知：

第一步，根据 $k-1$ 时刻滤波结果抽取采样点：

$$\boldsymbol{x}_k = N(\boldsymbol{x}_{k-1}; \boldsymbol{\mu}_{k-1}; \boldsymbol{\Sigma}_{k-1};). \tag{17}$$

第二步，利用状态方程进行时间更新：

$$p(\boldsymbol{x}_k \mid \boldsymbol{z}_{k-1}) = \int p(\boldsymbol{x}_k \mid \boldsymbol{x}_{k-1}) p(\boldsymbol{x}_{k-1} \mid \boldsymbol{z}_{k-1}) \mathrm{d}\boldsymbol{x}_{k-1}. \tag{18}$$

并确定粒子权值

$$\boldsymbol{\omega}_k^i = \boldsymbol{\omega}_{k-1}^i \frac{p(z_k \mid \boldsymbol{x}_k^i) p(\boldsymbol{x}_k \mid \boldsymbol{x}_{k-1}^i)}{q(\boldsymbol{x}_k^i \mid \boldsymbol{x}_{k-1}^i, z_k)}.$$

其中 $p(\cdot)$ 表示概率密度，$q(\cdot)$ 表示重要性密度函数.

第三步，根据量测方程进行量测更新：

$$p(\boldsymbol{x}_k \mid z_k) = C_k p(z_k \mid \boldsymbol{x}_k) p(\boldsymbol{x}_k \mid z_{k-1}). \tag{19}$$

其中 C_k 为归一化因子，并利用式(20) 构造新的粒子

$$\boldsymbol{x}_{k+1}^i = N(\boldsymbol{x}_k; \boldsymbol{\mu}_k; \boldsymbol{\Sigma}_k;), \tag{20}$$

$$\begin{cases}\boldsymbol{\mu}_k = \sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{\omega}_k^i x_k^i,\\ \boldsymbol{\Sigma}_k = \sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{\omega}_k^i (\boldsymbol{\mu}_k - x_k^i)(\boldsymbol{\mu}_k - x_k^i)^{\mathrm{T}}.\end{cases} \tag{21}$$

针对由式(6)和式(16)构成的 GPS/INS 紧组合导航系统，由于系统方程中仅有速度误差为非线性，因此将非线性系统的更新过程按照如下步骤分解为非线性方程和线性方程分别进行：

第一步，根据式(17) 抽取采样点 $\boldsymbol{x}_k$，并根据式(6) 将 $\boldsymbol{x}_k$ 分解为线性部分 $\boldsymbol{x}_{kL}$ 和非线性部分 $\boldsymbol{x}_{kNL}$；

第二步，根据式(6) 和式(18)，对 $\boldsymbol{x}_{kNL}$ 进行高斯粒子滤波时间更新得到 $\boldsymbol{x}_{(k+1)NL}$，根据式(6)，利用经典卡尔曼滤波对 $\boldsymbol{x}_{kL}$ 进行时间更新 $\boldsymbol{x}_{(k+1)L}$；

第三步，将 $\boldsymbol{x}_{(k+1)NL}$ 和 $\boldsymbol{x}_{(k+1)L}$ 合并构成非线性系统的状态一步预测 $\boldsymbol{x}_{(k+1)}$，并利用 UT 变换求解一步预测均方误差；

第四步，利用式(19) 和式(21) 进行量测更新，并对 $\boldsymbol{x}_{(k+1)}$ 进行修正.

3　仿真验证

根据上述组合方案，对 SINS/GPS 紧组合算法进行仿真. 设惯性导航系统的陀螺常值漂移为 0.1 °/h，加速度计零偏为 3×10^{-4} G. GPS 接收机伪距白噪声 5 m，伪距率白噪声 0.2 m/s. 捷联惯导周期为 5 ms，GPS 输出周期为 1 s，滤波周期为 1 s. 仿真时间为 3 600 s. 粒子滤波粒子数取为 1 000 个.

载体的典型机动动作设置为:加速、爬升、平飞和 90°转弯.航迹如图 1 所示.

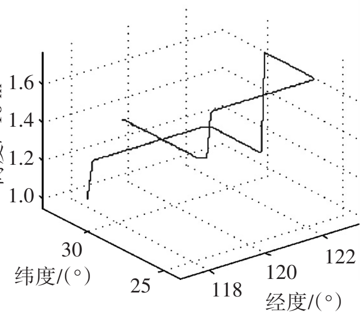

图 1 三维航迹

为了使验证具有代表性,将本文算法与基于经典卡尔曼滤波和线性化模型的 SINS/GPS 紧组合算法进行对比.经度误差对比如图 2 所示.由图 2 可以看出,在载体无机动保持平飞的情况下,以 3 000 ~3 500 s 时间段的经度误差为例,如图 3 所示,GPF 和 KF 两种算法的位置稳态估计精度相近.但在载体有机动的情况下,以图 4 所示的 2 500~2 700 s 转弯机动为例,从图中可以看出,GPF 滤波稳定性要明显高于 KF 滤波.

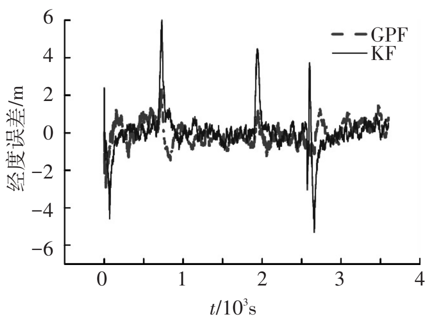

图 2 经度误差对比

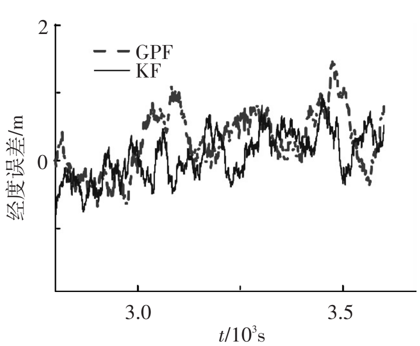

图 3 平飞时的经度误差

速度对比以北向速度为例,北向速度全局误差及平飞、转弯机动的误差对比如图 5~7 所示.

由图 5 和图 6 可以看出,即使在平飞状态下,GPF 的速度稳态估计精度明显优于 KF.由图 7 可知,在转弯机动时,GPF 速度稳态估计精度和稳定性明显优于 KF,这与式(3)中分析的速度非线性度高的分析相吻合.

姿态误差以横滚角为例,其误差如图 8 所示.

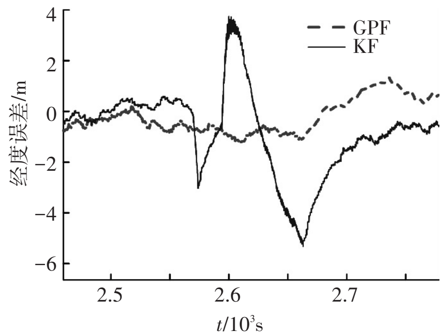

图 4 转弯机动时的经度误差

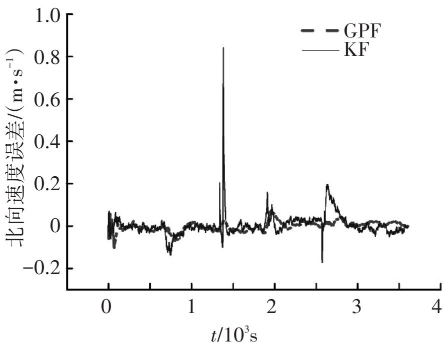

图 5 北向速度全局误差

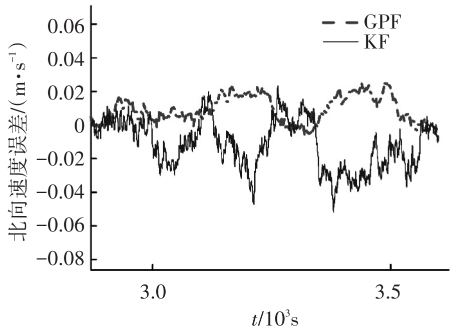

图 6 平飞时的北向速度误差

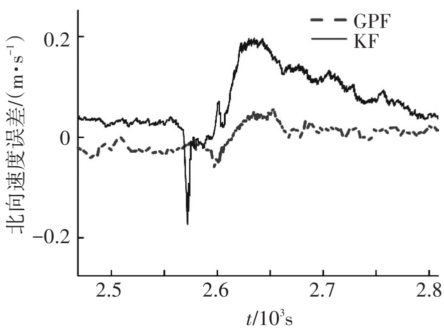

图 7 转弯机动时的北向速度误差

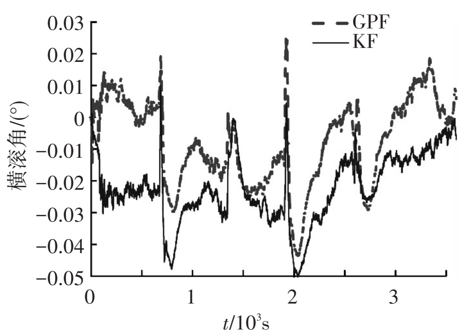

图 8 横滚角误差

从图 8 可以看出，GPF 的姿态精度略优于 KF，但相对速度和位置精度的改善程度，其精度改善不明显，这主要是由于伪距、伪距率组合时姿态不是直接观测量.

表 1 给出了两种算法的误差对比.仿真环境为 Thinkpad T440 i5－2.6 GHz CPU，4 G 内存，Matlab2013a 64 位版本.

由表 1 可以看出，本文的算法姿态精度提高了约 20%，定位精度提高一倍.同时在本文的仿真环境下，以一次 KF 的滤波时间作为 1 个基准时间，本文提出的算法耗时 1.54 个基准时间，时间消耗只增加 50%.

表 1　UKF 和 KF 紧组合参数误差对比

误差	姿态/(′)			位置/m			速度/($m \cdot s^{-1}$)		
	$\delta\gamma$	$\delta\theta$	δ_{ϕ}	$\delta\lambda$	δL	δh	δv_e	δv_n	δv_u
GPF	1.26	1.43	2.43	3.2	2.9	3.6	0.03	0.03	0.05
KF	1.58	1.75	3.05	6.3	5.9	8.2	0.08	0.07	0.12

4　结　语

针对捷联惯导/GPS 松组合方式可靠性和抗干扰能力较差的缺点，本文针对紧组合系统的特点，推导了基于伪距、伪距率的紧组合非线性滤波模型，提出了一种基于线性非线性结构分解的高斯粒子滤波算法.改进算法将系统状态方程分解为线性和非线性两部分，对线性系统部分采用线性 KF 滤波，对非线性系统部分采用高斯粒子滤波，在时间增加 50%的情况下，相比基于 KF 的紧组合算法定位精度提高一倍.本文提出的方法对 SINS/GPS 紧组合系统的研究和应用具有重要的理论和实际参考价值.

参考文献

[1] REN Xiaolu, WANG Changhong, YI Guoxing. Ducted fan UAV hovering attitude control[C]//2011 International Conference on Electronic&Mechanical Engineering and Information Technology. Harbin:[s.n.], 2011,1: 421-424.

[2] 李远伟,奚伯齐,伊国兴,等. 小型涵道式无人机的研究进展[J]. 哈尔滨工业大学学报,2010,42(5):700-704.

[3] OHANIAN O J, GELHAUSEN P A, INMAN D J. Nondimensional modeling of ducted-fan aerodynamics[J]. Journal of Aircraft,2012, 49(1): 126-140.

[4] FARHAD Samadzadegan, GHASEM Abdi. Autonomous navigation of unmanned aerial vehicles based on multi-sensor data fusion[C]//20th Iranian Conference on Electrical Engineering. Canada:[s.n.], 2012: 868-873.

[5] 于永军,刘建业,熊智,等.非同步量测特性的惯性/星光/卫星组合算法研究[J]. 仪器仪表学报,2011,12(3):2761-2767.

[6] de MARINA H G, PEREDA F J, GIRON-SIERRA J M. UAV attitude estimation using unscented Kalman filter and TRIAD[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2012, 59(11): 4465-4474.

[7] 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.

[8] KONDO S, KUBO N, YASUDA A. Evaluation of the pseudo range performance by using software GPS receiver[J]. Journal of Global Positioning System, 2005(4): 215-222.

[9] 李荣冰,刘建业,赖际舟,等. Sigma-Point 直接式卡尔曼滤波惯性组合导航算法[J]. 控制与决策,2009,24(7):1018-1022.

[10] ALI J, MIRZA MRUB. Performance comparison among some nonlinear filters for a low cost SINS/GPS integrated solution[J]. Nonlinear Dynamics, 2010, 61(3): 491-502.

[11] 熊剑,魏林生,郭杭,等. 基于加性四元数的 SINS/CNS 非线性紧组合方法[J].中国惯性技术学报,2012,20(5):596-600.

[12] LIM Jaechan, HONG Daehyoung. Gaussian particle filtering approach for carrier frequency offset estimation in OFDM systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(4):367-370.

[13] 段苛苛,李邓化. 粒子滤波在光纤陀螺四位置寻北中的应用研究[J]. 仪器仪表学报,2013,34(8):1749-1755.

[14] 刘建业,熊剑,赖际舟,等. 采用粒子滤波的捷联惯导非线性快速初始对准算法[J]. 中国惯性技术学报,2010,18(15):527-532.

[15] 周翟和,刘建业,赖际舟,等. 一种新的改进高斯粒子滤波算法及其在 SINS/GPS 深组合导航系统中的应用[J]. 控制与决策,2011,26(1):85-88.

[16] 文志强,朱艳辉,彭召意. 粒子滤波目标跟踪中的有效粒子数控制方法[J]. 控制与决策,2013,28(9):1349-1360.

[17] 于春娣,丁勇,李伟,等. 一种基于改进重采样的粒子滤波算法[J]. 计算机应用与软件,2013,30(2):296-299.

[18] 周翟和,刘建业,赖际舟,等. Rao-Blackwellized 粒子滤波在 SINS/GPS 深组合导航系统中的应用研究[J]. 宇航学报,2009(2):515-520.

[19] 刘建业,曾庆化,赵伟,等. 导航系统理论与应用[M]. 西安:西北工业大学出版社,2010.

（**编辑**　张　宏）