

地磁测量误差矢量补偿方法研究*

李婷¹, 张金生¹, 王仕成¹, 李冬予², 吕志峰¹

(1. 火箭军工程大学 西安 710025; 2. 中国运载火箭技术研究院 北京 100076)

摘要:精确补偿磁测误差是确保地磁导航精度的一项关键技术。针对磁干扰补偿问题,提出了一种改进的基于模糊自适应卡尔曼滤波的矢量补偿方法。该方法对卡尔曼滤波中的观测矩阵进行修改,有效地解决了某些参数收敛过慢的问题;通过监视实时得到的量测新息的实际方差与理论方差的比值,应用模糊控制理论对卡尔曼滤波的量测噪声协方差进行递推修正,使其逐渐逼近真实噪声水平,进而得到最优估计参数。仿真结果表明,该方法对于时变的量测噪声具有较强的自适应性,总场补偿误差从175.8 nT降低到6.7 nT, X、Y、Z方向的补偿误差分别由59.2、110.2、122.2 nT降低到6.0、1.7、1.5 nT,总量和分量补偿精度显著提高。最后通过构建矢量测量系统实验验证了改进方法具有较快的收敛速度且具有更高的补偿精度,为磁场测量误差矢量补偿提供了良好的借鉴。

关键词:地磁导航;干扰磁场;矢量补偿;模糊自适应卡尔曼滤波;参数估计

中图分类号: TH762.3 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 460.4030

Component compensation method for distortion magnetic field measurement

Li Ting¹, Zhang Jinsheng¹, Wang Shicheng¹, Li Dongyu², Lv Zhifeng¹

(1. Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China;

2. China Academy of Launch Vehicle Technology, Beijing 100076, China)

Abstract: Aeromagnetic compensation accuracy is one of the key factors affecting the accuracy of geomagnetic navigation. A component compensation method is proposed based on improved Fuzzy Adaptive Kalman Filtering. The observation matrix in Kalman filter is modified to effectively improve the low speed convergence. By monitoring the variance ratio between the residual output and theoretical residual at each moment, the measurement noise covariance is modified step by step and the optimal parameters are obtained. Simulation results show that this presented method has strong adaptability to time-varying measurement noise. The total field compensation error is reduced from 175.8 to 6.7 nT, component error is reduced from 59.2, 110.2, 122.2 nT to 6.0, 1.7, 1.5 nT, respectively. Experiment is carried out by constructing a vector system and its results demonstrate that the proposed method performs better in convergence speed and compensation accuracy. The proposed method can provide a good reference to distortion magnetic field compensation.

Keywords: geomagnetic navigation; distortion magnetic field; component compensation; fuzzy adaptive Kalman filter; parameter estimation

0 引言

航空磁场测量精度是影响地磁导航精度的关键因素之一。测量误差的主要来源有两个:1)测量仪器的误差。由于制造工艺、安装工艺及制造材料的限制,磁力仪不可

避免的存在零偏误差、刻度因子误差和三轴非正交误差等;2)飞行载体本身及其周围环境的干扰,包括由载体中的铁磁性物质受磁场长期磁化形成的恒定磁场、易被磁场磁化而引起的感应磁场、载体运动引起的涡流磁场等以及一些难以建模的杂散磁场,这些干扰磁场共同作用于磁力仪的输出。剔除干扰磁场,剥离出纯净的地磁场

是地磁匹配的前提。

磁场测量误差可分为硬件补偿和软件补偿两类。硬件补偿通常采用硬件电路产生的新磁场来抵消干扰磁场,或将载体置于零磁空间中,或者利用数字低通滤波器消除噪声和干扰信号。该补偿方法需要外界硬件设备的辅助,操作繁琐,而且只能完成静态环境下的磁测误差补偿。软件补偿也称软补偿,对包括磁力仪标定在内的环境磁测误差建模,完成包含磁力仪校正和由载体引入的硬磁干扰、软磁干扰等综合干扰补偿,能够实现动态环境下的磁场补偿,提高了动态补偿精度。

针对软补偿,国内外学者从误差补偿模型和参数估计方法两个方面进行研究,发现磁力仪误差和载体干扰以相同的方式作用于磁力仪的输出,因此,可以对这两种误差建立统一模型对输出误差进行综合补偿^[1]。目前常用的方法有最小二乘法^[2]、模标定算法^[3]、两步法^[4]、椭圆拟合法^[5]、基于神经网络的补偿方法^[6]等,文献[7]提出了航向测量系统中等效传感器坐标系标定和等效非对准标定的等效两步法对磁传感器进行标定。此外,文献[8]针对观测方程两边都存在随机误差的病态问题提出了截断总体最小二乘方法。这些方法的基本原理是基于总量约束的磁干扰补偿,对于总量补偿起到了较好的效果,但是对于分量补偿效果较差^[9]。

文献[10]提出了一种适用于微小型无人机的现场数据采集策略,实现了三轴磁强计的现场校正,但是该校正模型中并未包含载体磁场变化引起的涡流磁场干扰。涡流磁场值虽然较小,但是制约着补偿精度的提高,因此不可忽略。文献[11]针对恒定磁场、感应磁场和涡流磁场的研究提出了一种简化的预处理模型,使载体在地面做单轴机动,并未考虑载体三轴间的耦合。

本文提出了一种包含涡流磁场干扰的矢量补偿方法。首先根据补偿模型构建卡尔曼滤波器,然后对其观测矩阵进行改进,最后采用模糊自适应卡尔曼滤波方法对模型参数进行估计。数值仿真结果表明该补偿方法达到了理想的总场和分量补偿精度,是一种有效的矢量补偿方法。

1 磁测误差分析与建模

Lawson W. E. 等人^[12]分析了动态环境下的载体干扰磁场并建立了 Tolles-Lawson 模型,但并未给出有效的模

型参数求解方法。针对此模型,Bickel S. H.^[13]提出了小信号补偿方法,但是该方法只是针对小干扰磁场,不能对强磁场干扰进行有效的补偿且要求飞行载体沿直线飞行;Leliak P^[14]提出了相对有效的解决办法,但是该方法的应用存在两个假设条件:

1) 要求单轴传感器的测量轴和地磁场矢量方向重合。实际应用中测绘区域的磁场方向是未知的,因此在地磁场方向未知的情况下该方法将无法使用。

2) 假设载体做纯粹的单轴运动,三轴之间不存在耦合。在飞行过程中,载体在一个轴向上的转动常常会引起其他轴向上的转动,纯粹的单轴转动难以实现。

针对上述假设存在的不足,文献[15]提出了如下测量模型:

$$\begin{bmatrix} T_{mx} \\ T_{my} \\ T_{mz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{px} \\ T_{py} \\ T_{pz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{T}_x \\ \dot{T}_y \\ \dot{T}_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $T_m = [T_{mx} \ T_{my} \ T_{mz}]^T$ 表示三轴磁力仪输出, $T = [T_x \ T_y \ T_z]^T$ 为地磁矢量在载体坐标系下的投影, $T_p = [T_{px} \ T_{py} \ T_{pz}]^T$ 为恒定磁场干扰, $\dot{T} = [\dot{T}_x \ \dot{T}_y \ \dot{T}_z]^T$ 表示单位时间内磁场分量的变化量, $A = \{a_{ij}\}_{3 \times 3}$ 、 $B = \{b_{ij}\}_{3 \times 3}$ 分别为感应磁场和涡流磁场系数矩阵。

假设地理坐标系下的磁场值 $T_0 = [T_{x0} \ T_{y0} \ T_{z0}]^T$, 可通过查询全球地磁场模型(international geomagnetic reference field, IGRF)得到^[16], $A(t)$ 为 t 时刻由地理坐标系到载体坐标系的转换矩阵,姿态角由惯导系统输出得到。

将未知量整理为状态向量 x , 将已知量整理为 y , 则系统模型可改写为:

$$y = H(t)x \quad (2)$$

式中: $y = [T_{mx} - T_x \ T_{my} - T_y \ T_{mz} - T_z]^T$, $x = [T_{px} \ T_{py} \ T_{pz} \ (a_{11} \cdots a_{33})_{1 \times 9} \ (b_{11} \cdots b_{33})_{1 \times 9}]^T$, $H(t) = [E_{3 \times 3} \ T_{3 \times 9}(t) \ \dot{T}_{3 \times 9}(t)]$ 。

$$T_{3 \times 9}(t) = \begin{bmatrix} T_x(t) & T_y(t) & T_z(t) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_x(t) & T_y(t) & T_z(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T_x(t) & T_y(t) & T_z(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\dot{T}_{3 \times 9}(t) = \begin{bmatrix} \dot{T}_x(t) & \dot{T}_y(t) & \dot{T}_z(t) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{T}_x(t) & \dot{T}_y(t) & \dot{T}_z(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dot{T}_x(t) & \dot{T}_y(t) & \dot{T}_z(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

在已知任意时刻载体的方向余弦矩阵及角速度的情况下,可以建立一个由21个未知数、3个方程组成的方程组。相较于Leliak模型,该模型同时考虑了各个方向轴上的转动,避免了各轴运动耦合造成的影响,同时用三轴传感器替代了单轴传感器,在实际应用中更具有普遍意义。

2 改进的模糊自适应卡尔曼滤波方法设计

2.1 卡尔曼滤波器的构造

应用第1节中所建模型,以未知量 \mathbf{X} 作为卡尔曼滤波器的状态量, \mathbf{Y} 作为观测量, \mathbf{H} 作为观测矩阵,则系统的状态方程和观测方程表示为:

$$\mathbf{X}(k) = \Phi(k)\mathbf{X}(k-1) + \mathbf{W}(k) \quad (5)$$

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{V}(k) \quad (6)$$

式中: $\mathbf{W}(k)$ 、 $\mathbf{V}(k)$ 分别为系统噪声和量测噪声,相应的协方差矩阵记为 \mathbf{Q} 、 \mathbf{R} 。由于卡尔曼滤波器的状态变量是时不变的,因此状态转移矩阵为单位阵,即 $\Phi = \mathbf{E}$,则式(5)可写为:

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{E}\mathbf{X}(k-1) + \mathbf{W}(k) \quad (7)$$

以 $\mathbf{X}(k|k-1)$ 、 $\mathbf{X}(k-1|k-1)$ 分别表示上一个状态的预测结果和期望,当前的控制量 $\mathbf{u}(k)$ 为0, $\mathbf{P}(k|k-1)$ 为 $\mathbf{X}(k|k-1)$ 的协方差, $\mathbf{P}(k-1|k-1)$ 为 $\mathbf{X}(k-1|k-1)$ 的协方差, \mathbf{K}_g 为卡尔曼增益,卡尔曼滤波求解磁场干扰系数的步骤表示如下式:

$$1) \mathbf{X}(k|k-1) = \mathbf{X}(k-1|k-1)$$

$$2) \mathbf{P}(k|k-1) = \mathbf{P}(k-1|k-1) + \mathbf{Q}$$

$$3) \mathbf{K}_g(k) =$$

$$\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T(k)[\mathbf{H}(k)\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T(k) + \mathbf{R}]^{-1}$$

$$4) \mathbf{X}(k|k) =$$

$$\mathbf{X}(k|k-1) + \mathbf{K}_g(k)(\mathbf{Y}(k) - \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k|k-1))$$

$$5) \mathbf{P}(k|k) = (\mathbf{E} - \mathbf{K}_g(k)\mathbf{H}(k))\mathbf{P}(k|k-1)$$

给状态向量 $\mathbf{X}(k)$ 赋初值,通过重复步骤1)~5),就可以估计出模型中的未知参数,求解模型参数后代入干扰补偿模型中,即可实现动态环境下的磁场测量误差补偿。

2.2 观测矩阵模型改进

状态向量 \mathbf{X} 表示待估计的恒定磁场分量、感应磁场系数和涡流磁场系数。基于式(2)中的模型,在求解过程中会出现个别参数收敛速度过慢的现象,针对此问题,本文提出了改进的观测矩阵模型。由2.1节可知:

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{Y}(k) - \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k|k-1) \quad (8)$$

$$\mathbf{X}(k|k) = \mathbf{X}(k|k-1) + \mathbf{K}_g(k)\mathbf{r}(k) \quad (9)$$

式中: \mathbf{r} 称为残差或者更新矢量,反映了该系统依赖测量值的程度。 K 时刻的估计值不仅与 $(K-1)$ 时刻的预测

值有关外,还与增益矩阵和残差的乘积相关,可以说增益矩阵 $\mathbf{K}_g(k)$ 与残差 $\mathbf{r}(k)$ 直接决定了参数收敛的速度,而 $\mathbf{K}_g(k)$ 和 $\mathbf{r}(k)$ 共同由观测矩阵 $\mathbf{H}(k)$ 决定, $\mathbf{H}(k)$ 的值在参数收敛的过程中起着至关重要的作用。

在模型求解过程中,所用地磁场单位均为nT,磁场值大小在 10^4 量级左右,经计算 $\dot{\mathbf{T}}$ 的数量级在几十至上千范围内,此时,观察 $\mathbf{H}(k)$ 的结构,发现单位矩阵中的1相对于数十至上千范围的其他元素来说过小,因此会严重制约参数变量 \mathbf{X} 中前3个参数的收敛速度。因此,有必要将观测矩阵修改为如下形式:

$$\mathbf{H}(k) = [1000 \times \mathbf{E}_{3 \times 3} \quad \mathbf{T}_{3 \times 9} \quad \dot{\mathbf{T}}_{3 \times 9}] \quad (10)$$

同时,状态向量中 \mathbf{X} 的前3个变量 T_{px} 、 T_{py} 、 T_{pz} 单位由nT变为 μT ($1 \mu\text{T} = 10^3 \text{nT}$),这样可以有效地避免参数收敛过慢的问题。

2.3 基于模糊自适应卡尔曼滤波的干扰磁场补偿

通过卡尔曼滤波器求得的残差方差的理论值与实测值分别为:

$$\mathbf{P}_r = \mathbf{H}(k)(\mathbf{P}(k-1|k-1) + \mathbf{Q})\mathbf{H}^T(k) + \mathbf{R} \quad (11)$$

$$\mathbf{C}_r = \frac{1}{n} \sum_{j=t-n+1}^t \mathbf{r}_j \mathbf{r}_j^T \quad (12)$$

式中: n 表示一段时间内的统计数。

如果数学模型足够准确,那么残差序列应为零均值的白噪声,残差方差的实测值与卡尔曼滤波得到的理论值之比应在1附近。如果此值长期偏离1,说明量测噪声水平发生了变化,需要重新对量测噪声协方差阵 \mathbf{R} 进行调整,目的是使比值回到1附近^[17]。根据上述思想,自适应部分设计如式(13)所示。

$$\mathbf{R}(k) = s_k^b \mathbf{R}(k-1) \quad (13)$$

式中: b 表示一个非负常数, $b > 1$ 时,放大 s_k 对 \mathbf{R} 的调整作用, $\mathbf{R}(k)$ 可以在较少的迭代步数逼近真实的量测噪声,但如果取值过大容易导致 $\mathbf{R}(k)$ 以真实量测噪声值为中心做小幅度的震荡; $b < 1$ 时,将缩小 s_k 对 $\mathbf{R}(k)$ 的调整作用,自适应的调整 $\mathbf{R}(k)$ 非常精确的稳定在真实量测噪声上,但会带来耗时问题;若 $b = 1$,则上述滤波过程等同于常规卡尔曼滤波^[18]。 b 的取值根据多次仿真试验确定, s_k 由模糊推理系统(fuzzy interference system, FIS)得到。

2.3.1 模糊自适应控制器的设计

本文采用Mamdani模糊逻辑系统来检测滤波器的发散程度,并调节滤波器使其达到最优。Mamdani模糊规则具有以下的一般形式:

$$\begin{aligned} R_i: & \text{If } x_1 \text{ is } A_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^i \\ & \text{then } y \text{ is } B^i \quad (i = 1, 2, \dots, m) \end{aligned} \quad (14)$$

式中: x_1, \dots, x_n 表示模糊系统的多个输入, y 表示单个输出, A_1^i, \dots, A_n^i 是变量 x_1, \dots, x_n 的模糊集合, B^i 是输出 y 的模糊集合。

2.3.2 模糊自适应卡尔曼滤波器的设计

将 FIS 与卡尔曼滤波器结合起来,构成模糊自适应卡尔曼滤波器。定义残差方差的实测值与理论值的比值为 ROR 。

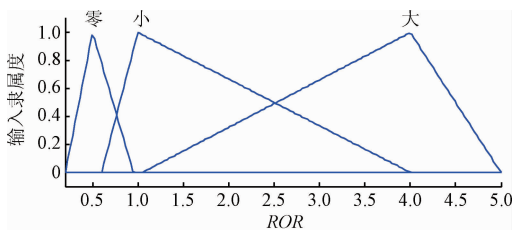
$$ROR = \frac{T_r(\mathbf{C}_r)}{T_r(\mathbf{P}_r)} \quad (15)$$

式中: $T_r(\cdot)$ 表示矩阵的迹。由式(11)~(13)、(15)可知,增加 $\mathbf{R}(k)$ 可使 ROR 减小,减小 $\mathbf{R}(k)$ 可增大 ROR 。因此可以通过调整 $\mathbf{R}(k)$ 来调节 ROR ,若 $ROR - 1 > \varepsilon$ (ε 为 >0 的一个小值),此时应增大 $\mathbf{R}(k)$ 来减小 ROR 使其回到1附近,反之减小 $\mathbf{R}(k)$ 使 ROR 正向接近1。

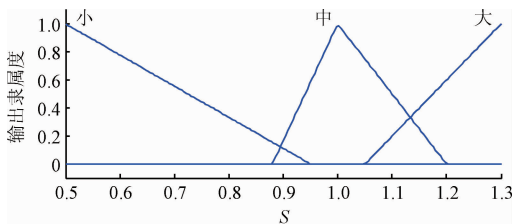
以 ROR 的值作为输入, s_k 作为输出。定义模糊子集 *equal* 表示在 1 附近, *small* 表示 <1 , *large* 表示 >1 , 调整输出的 3 条模糊规则如下:

$$\begin{aligned} \text{If } ROR \in \text{equal, then } s_k \in \text{medium} \\ \text{If } ROR \in \text{small, then } s_k \in \text{small} \\ \text{If } ROR \in \text{lagre, then } s_k \in \text{large} \end{aligned} \quad (16)$$

输入与输出的隶属度函数如图 1 所示。



(a) 输入隶属度曲线
(a) Membership curve of input



(b) 输出隶属度曲线
(b) Membership curve of output

图 1 输入和输出隶属度函数曲线

Fig. 1 Membership curves of input and output

将由 FIS 系统得到的 s_k 代入式(13)可实现对量测噪声的自适应调整。

3 仿真及分析

为了验证改进方法的有效性,利用仿真数据求解干扰磁场模型的系数并验证补偿效果。假设载体匀速转动,传感器各轴扰动设定为 5 nT 的高斯白噪声。初始参数设置如表 1 所示。

表 1 初始参数设置

Table 1 Initial parameters setup

参数	参数值
$X(0)$	$[0 \ 0 \ 0 \ [0.01 \dots 0.01]_{1 \times 9} \ [0.02 \dots 0.02]_{1 \times 9}]^T$
Q	$10^{-5} E_{21 \times 21}$
R	$10^{-3} E_{3 \times 1}$
P	$100 \times E_{21 \times 21}$
T_p	$[40 \ -100 \ 120]^T$ (单位: nT)
感应磁场系数 A	$A = \begin{bmatrix} 0.065 & 0.1 & 0.26 \\ 0.02 & 0.5 & 0.28 \\ 0.2 & 0.26 & 0.16 \end{bmatrix}$
涡流磁场系数 B	$B = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.32 & 0.22 \\ 0.13 & 0.16 & 0.61 \\ 0.16 & 0.17 & 0.02 \end{bmatrix}$

载体坐标系下的磁场仿真数据如图 2 所示。采样点数为 10 000,分别采用原始方法和改进方法进行仿真计算。

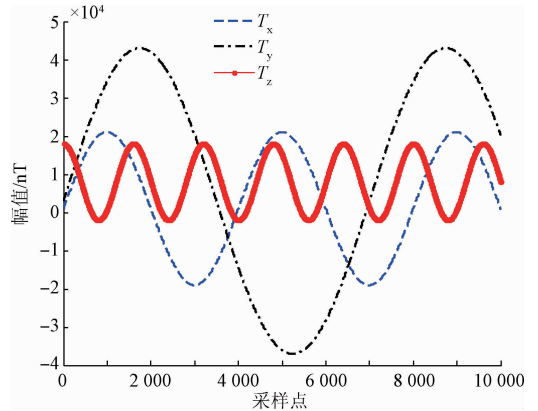


图 2 载体坐标系下的磁场分量

Fig. 2 Magnetic field component in carrier coordinate system

图 3~5 所示为原始方法的仿真结果。图 3 为恒定磁干扰,为了便于利用线型区分变量,只画出部分感应磁场系数和涡流磁场系数,如图 4、5 所示。

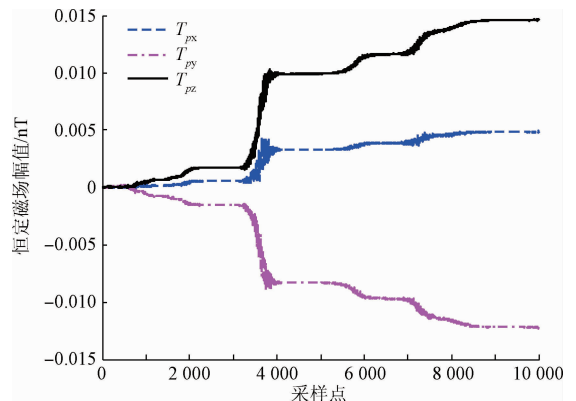


图 3 恒定磁场(10 000 个采样点)

Fig. 3 Constant magnetic field (10 000 sampling points)

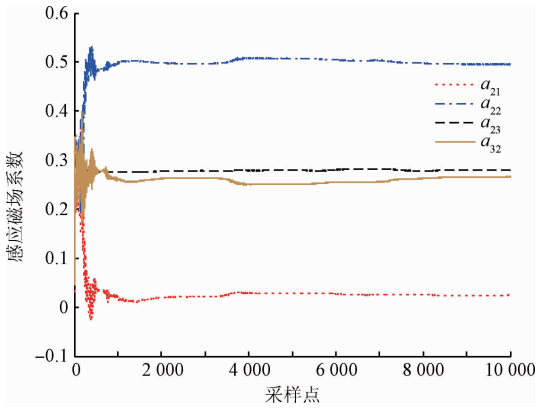


图4 感应磁场系数

Fig. 4 Induced magnetic field coefficient

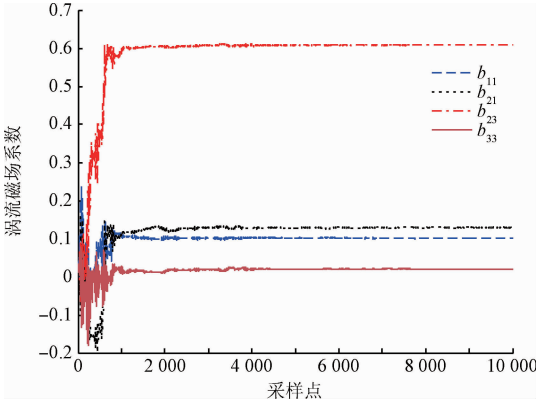


图5 涡流磁场系数

Fig. 5 Eddy current magnetic field coefficient

由图3可知,恒定磁场干扰并未收敛到真实值,且成发散趋势。增加采样点数量分别至50 000和200 000,结果如图6所示。

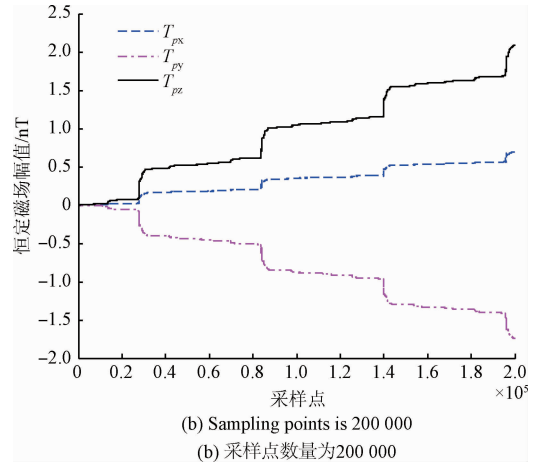
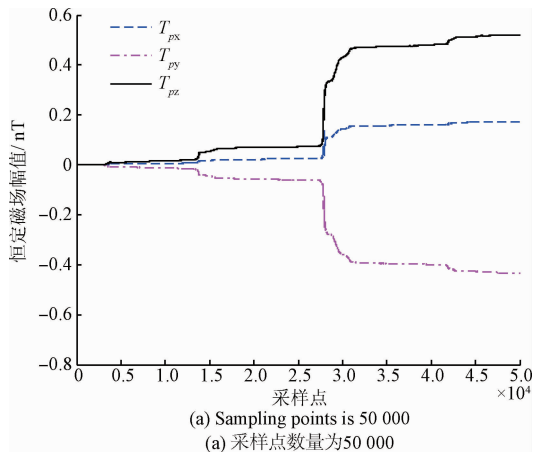


图6 不同采样点数量下的恒定磁场

Fig. 6 Constant magnetic field with different sampling points

由图3和图6可知,恒磁干扰的值随采样点数量的增多而以极其缓慢的速度向真实值靠近,验证了原始模型中的问题所在。将恒磁干扰以 μT 代入,采用式(10)中的观测矩阵,同时将模糊控制理论引入卡尔曼滤波,结果如图7所示,在第4 000个采样点附近,待估计参数收敛到真实值,由两种方法分别得到的参数估计结果如表2所示。

改进前 T_{px} 、 T_{py} 、 T_{pz} 单位为nT,改进后单位为 μT ,误差百分比由16.220 6%降到0.373 4%,将求解结果代入式(1)中对干扰磁场进行补偿,结果如图8和9所示。采用改进方法的分量补偿结果放大图如图10所示。

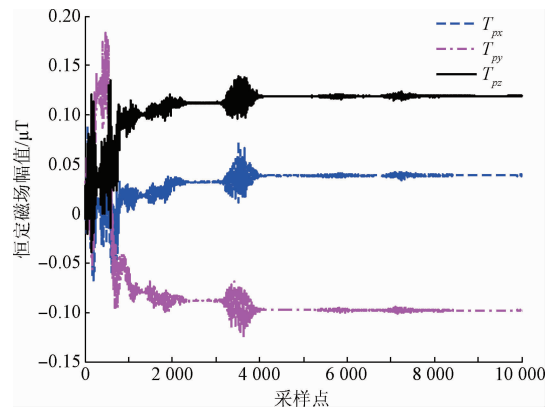


图7 基于改进方法的恒定磁场

Fig. 7 Constant magnetic field with proposed method

表 2 改进前和改进后参数估计结果对比
Table 2 Comparison of parameters estimation results with initial method and proposed method

参数	改进前		改进后	
	参数值	误差/%	参数值	误差/%
T_{px}	0.004 9	-99.98 8	0.039 2	-1.879
T_{py}	-0.012 0	-99.988	-0.098 7	-1.325
T_{pz}	0.014 7	-99.988	0.117 7	-1.952
a_{11}	0.062 5	-3.780	0.065 3	0.414
a_{12}	0.102 5	2.540	0.099 8	-0.222
a_{13}	0.259 9	-0.057	0.260 2	0.073
a_{21}	0.024 3	21.375	0.020 1	0.390
a_{22}	0.495 2	-0.958	0.499 9	-0.015
a_{23}	0.279 4	-0.208	0.280 0	0.002
a_{31}	0.195 4	-2.297	0.200 0	0.013
a_{32}	0.265 3	2.043	0.260 0	0.003
a_{33}	0.161 0	0.638	0.160 1	0.051
b_{11}	0.100 5	0.483	0.100 1	0.108
b_{12}	0.318 9	-0.355	0.319 5	-0.155
b_{13}	0.220 5	0.211	0.220 5	0.235
b_{21}	0.128 8	-0.920	0.129 6	-0.293
b_{22}	0.159 9	-0.041	0.160 1	0.091
b_{23}	0.609 3	-0.118	0.609 3	-0.111
b_{31}	0.161 1	0.710	0.159 8	-0.145
b_{32}	0.170 1	0.086	0.169 5	-0.300
b_{33}	0.020 8	3.848	0.020 0	0.046 5

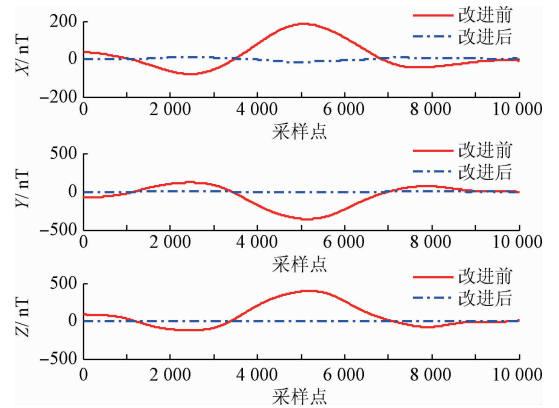


图 9 分量误差

Fig. 9 Comparison of component magnetic field error

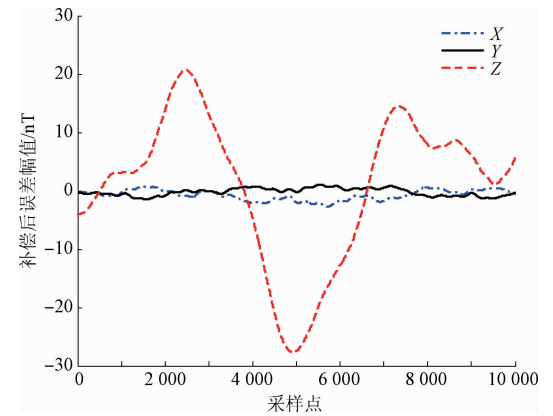


图 10 基于改进方法的分量补偿误差

Fig. 10 Component error with proposed method

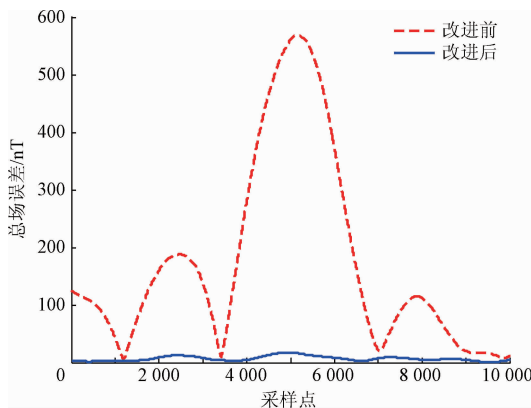


图 8 总场误差对比

Fig. 8 Comparison of total magnetic field error

改进前后两种方法的补偿效果对比如下:总场误差(绝对值)由 175.75 nT 降低到 6.658 5 nT, X、Y、Z 方向的补偿误差分别由 59.198 2 nT 降低到 6.027 4 nT, 110.200 3 nT 降低到 1.717 1 nT, 122.198 3 nT 降低到 1.520 5 nT,改进模型的模糊自适应卡尔曼滤波使得补偿误差降低了 100 倍,达到了理想的补偿效果。

4 实验及分析

实验地点选在一个空旷的相对均匀的磁场区域,磁场梯度小于 5 nT/m,周围没有明显的电磁干扰,时间为晚上 8 点以减弱日变对实验数据的影响。矢量测量系统主要包括一个三轴磁通门传感器、一架四旋翼无人机、惯导系统、GPS 接收器等,如图 11 所示。

将磁力仪捷联在无人机载体上,实验过程为无人机启动,按照预定规划航迹以 7 m/s 速度飞行,从惯导系统获取载体姿态信息,由 GPS 测量数据根据查询 IGRF2015 获得实验地点在地理坐标系下的地磁矢量为 $[-1\ 940\ 31\ 916\ -41\ 285]^T$ nT,经计算得载体坐标系下的磁场值及测量值如图 12 所示。

按照仿真过程分别利用基本卡尔曼滤波法和改进的方法对磁干扰进行补偿,结果如图 13、14 所示。部分感应磁场系数求解过程如图 13 所示。基本卡尔曼滤波方法在 149 次迭代时收敛,改进方法在 29 次迭代时收敛,

大大提高了收敛速度。补偿后, X 分量的均方根误差由 3 660 nT 分别降至 668、568 nT, Y 分量误差由 4 813 nT 降至 998、845 nT, Z 分量误差由 2 793 nT 降至 851、761 nT。改进方法的补偿误差最小, 且分量补偿精度至少提高了一个数量级。

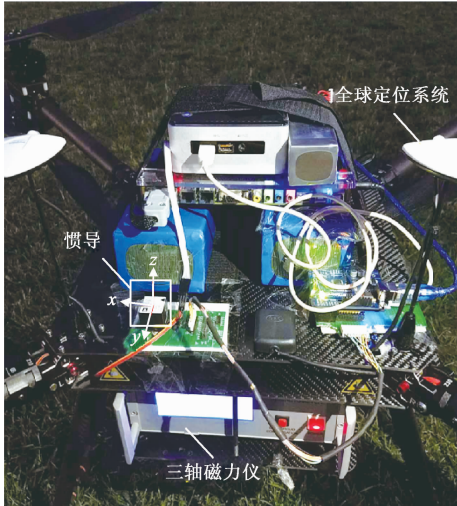
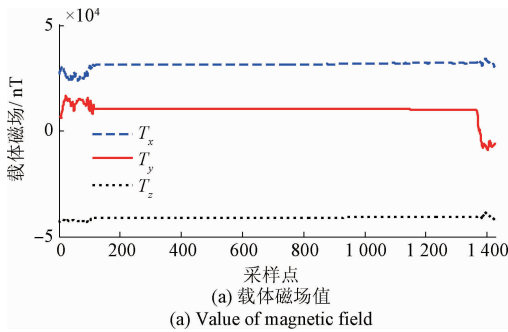
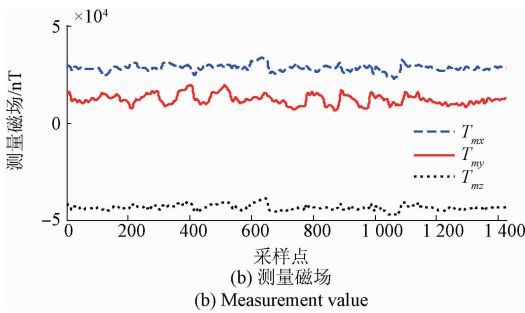


图 11 矢量测量系统

Fig. 11 Component measurement system



(a) 载体磁场值
(a) Value of magnetic field



(b) 测量磁场
(b) Measurement value

图 12 载体坐标系下的磁场值及测量值

Fig. 12 Magnetic field value and measurement value in the body coordinate system

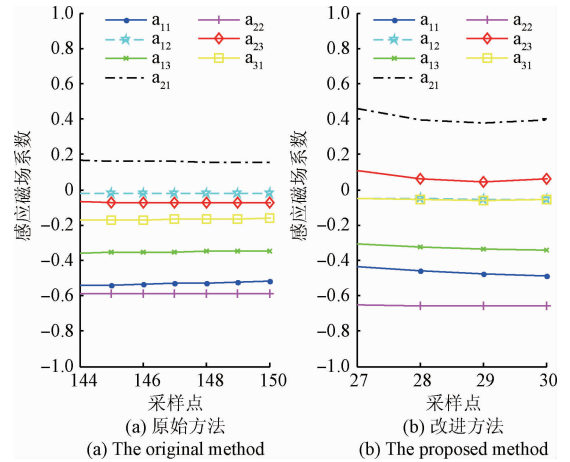


图 13 感应磁场系数局部放大

Fig. 13 Partial enlarged view of induced coefficients

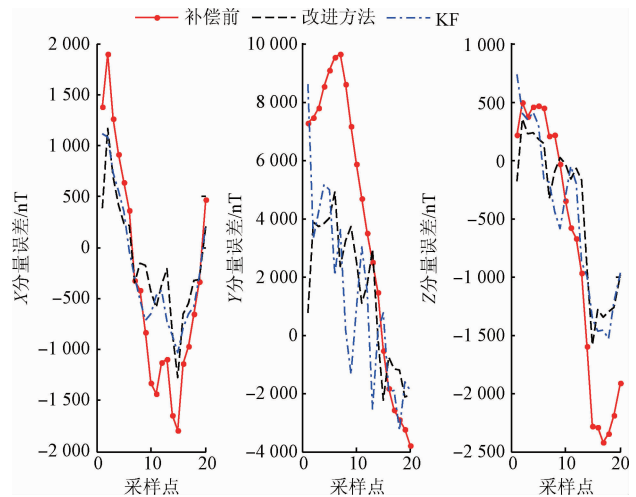


图 14 补偿前后三分量误差对比局部放大

Fig. 14 Partial enlarged view of error of three components before compensation and after compensation using the original method and proposed method, respectively

近年来, 矢量补偿的研究逐渐引起学者的关注, 目前, 关于矢量补偿的文献和成果较少, 参考文献[19]中对于式(1)的求解方法, 通过 $N(N \geq 21)$ 个测量点建立 N 个非线性方程, 对所建模型中 21 个参数直接求解。参数估计过程就是高阶超定非线性方程组的求解过程, 本文采用经典的 Levenberg-Marquardt 算法进行求解, 然后计算补偿误差, 部分结果如图 15 所示。补偿后分量误差 (均方根误差) 分别为 194 580、80 290、325 380 nT。远远大于补偿前误差, 说明直接对非线性方程组的求解结果并不理想。

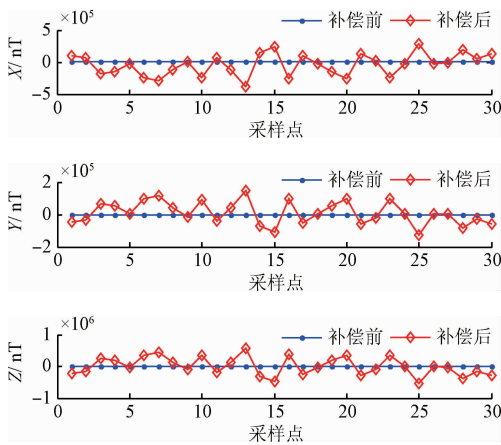


图 15 X、Y、Z 三分量补偿误差局部图

Fig. 15 Partial view of compensation error of X, Y, Z component using vector compensation method

本文所提方法虽然具有较快的收敛速度和较高的补偿精度,但是仍然存在一定的补偿误差,原因如下:

1) 由惯导铁磁性元器件引起的磁干扰场可由三轴磁力仪测量得到,但是由惯导初始对准误差引起的时变磁干扰分量,难以通过测量或者建模得到,对于磁干扰补偿结果有着直接的影响。如果惯导具有较高的初始对准精度,磁场干扰补偿精度将会得到根本性的提高。

2) IGRF 每 5 年更新一次,精度不高,因此对于补偿精度具有一定的影响。伴随精密仪器的发展和地磁寻北技术的提高,已知某一点精确的地磁矢量将成为可能,此时磁干扰补偿精度也会大幅度提高。

3) 实验区域的磁场均匀性并不理想,因此无人机载体在飞行过程中的真实地磁矢量是变化的。如果能在郊外大面积的空旷区域或者地磁台站附近进行实验,补偿精度也会大大提高。

4) 本次实验环境不理想,受实验条件的限制,短时间内无法找到理想实验环境,未知因素同样制约着补偿精度的提高。

5 结 论

针对磁场测量过程中的磁干扰补偿问题,本文提出了一种基于模糊推理自适应卡尔曼滤波的分量补偿方法。仿真结果表明该方法可以达到参数快速收敛的目的,分量补偿误差由数千 nT 降低到几百 nT,实验结果与仿真结果具有较好的一致性,为磁干扰分量补偿提供了良好的借鉴。

参考文献

[1] MUNSCHY M, BOULANGER D, ULRICH P, et al. Magnetic mapping for the detection and characterization of

UXO: Use of multi-sensor fluxgate 3-axis magnetometers and methods of interpretation [J]. Journal of Applied Geophysics, 2007, 61(3-4):168-183.

[2] WU Z, HU X, WU M, et al. Constrained total least-squares calibration of three-axis magnetometer for vehicular applications [J]. Measurement Science & Technology, 2013, 24(9): 095003.

[3] 李翔, 李智. 航姿参考系统三轴磁强计校正的点积不变法[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(8): 1813-1818.
LI X, LI ZH. Dot product invariance method for the calibration of three-axis magnetometer in attitude and heading reference system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(8): 1813-1818.

[4] GEBRE-EGZIABHER D, ELKAIM G H, POWELL J D, et al. A non-linear, two-step estimation algorithm for calibrating solid-state strapdown magnetometers [C]. International St Petersburg Conference on Navigation Systems, 2001: 28-30.

[5] 龙礼, 张合. 三轴地磁传感器误差的自适应校正方法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(1): 161-165.
LONG L, ZHANG H. Automatic and adaptive calibration method of tri-axial magnetometer[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(1): 161-165.

[6] 吴德会, 黄松岭, 赵伟. 基于 FLANN 的三轴磁强计误差校正研究[J]. 仪器仪表学报, 2009, 30(3): 449-453.
WU D H, HUANG S L, ZHAO W. Research on correction of tri-axial magnetometer based on FLANN[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(3): 449-453.

[7] 石岗, 李希胜, 李雪峰, 等. 航向测量系统中三轴磁传感器标定的等效两步法[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(2): 402-407.
SHI G, LI X SH, LI X F, et al. Equivalent two-step algorithm for the calibration of three-axis magnetic sensor in heading measurement system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(2): 402-407.

[8] 王立辉, 余乐, 梁冰冰, 等. 截断总体最小二乘法在抑制地磁导航磁力仪随机误差方面的应用[J]. 中国惯性技术学报, 2015, 23(6): 763-768.
WANG L H, YU L, LIANG B B, et al. Truncated total least squares algorithm in restraining random error of geomagnetic navigation magnetometer [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2015, 23(6): 763-768.

[9] PANG H, ZHU X J, PAN M, et al. The component compensation of geomagnetic field vector measurement system [J]. Journal of Magnetism & Magnetic Materials, 2015, 381(5): 390-395.

- [10] 吴永亮, 王田苗, 梁建宏. 微小型无人机三轴磁强计现场误差校正方法[J]. 航空学报, 2011, 32(2): 330-336.
WU Y L, WANG T M, LIANG J H. In-suit error calibration of three-axis magnetometer for unmanned aerial vehicle [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(2): 330-336.
- [11] 邓鹏, 谭斌, 林春生. 飞行器外部磁场干扰补偿的预处理[J]. 海军工程大学学报, 2011, 23(3): 58-61.
DENG P, TAN B, LIN CH SH. Pretreatment of compensation for aircraft's magnetic interference [J]. Journal of Naval University of Engineering, 2011, 23(3): 58-61.
- [12] OLLES W E. Magnetic field compensation system[P]. US, US2706801, 1955.
- [13] BICKEL S H. Small signal compensation of magnetic fields resulting from aircraft maneuvers [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 1979, AES-15(4): 518-525.
- [14] LELIAK P. Identification and evaluation of magnetic-field sources of magnetic airborne detector equipped aircraft[J]. IRE Transactions on Aerospace & Navigational Electronics, 1961, ANE-8(3): 95-105.
- [15] ZHANG Y, ZHAO Y X, CHANG S. An aeromagnetic compensation algorithm for aircraft based on fuzzy adaptive Kalman filter [J]. Journal of Applied Mathematics, 2014, 2014(6): 1-9.
- [16] LIU Z, PANG H, PAN M, et al. Calibration and compensation of geomagnetic vector measurement system and improvement of magnetic anomaly detection [J]. IEEE Geoscience & Remote Sensing Letters, 2016, 13(3): 447-451.
- [17] 柏菁, 刘建业, 袁信. 模糊自适应卡尔曼滤波技术研究[J]. 信息与控制, 2002, 20(3): 18-23.
BO Q, LIU J Y, YUAN X. Study of fuzzy adaptive Kalman filtering technology[J]. Information and Control,

2002, 20(3): 18-23.

- [18] 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.
- [19] PANG H, ZHANG Q, LI J, et al. Improvement of vector compensation method for vehicle magnetic distortion field [J]. Journal of Magnetism & Magnetic Materials, 2014, 353(3): 1-5.

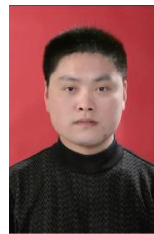
作者简介



李婷, 2012 年于西北工业大学获得学士学位, 2015 年于第二炮兵工程大学获得硕士学位, 现为火箭军工程大学博士研究生, 主要研究方向为地磁导航、磁场测量误差分析及补偿。

E-mail: 648033500@qq.com

Li Ting received her B. Sc. degree from Northwestern Polytechnical University in 2012, received her M. Sc. degree from The Second Artillery Engineering University in 2015. Now she is a Ph. D. candidate in Rocket Force University of Engineering. Her main research interests include geomagnetic navigation, analysis and compensation of the distortion magnetic field.



张金生, 2008 年毕业于第二炮兵工程学院, 现为火箭军工程大学控制工程系副教授, 主要研究方向为地磁导航。

E-mail: 35118796@qq.com

Zhang Jinsheng received his Ph. D. degree from the Second Artillery Engineering College in 2008. Currently, he is an associate professor in Department of Control Engineering in Rocket Force University of Engineering. His main research interest is geomagnetic navigation.