

DOI: 10.13382/j.jemi.B2104319

航磁矢量测量的误差分析和补偿算法研究

缪林良 米洒洒 王玮琳 金照南 杨志豪 欧阳君 杨晓非 陈 实
(华中科技大学 光学与电子信息学院 武汉 430074)

摘 要:由机载平台引起的干扰场是航磁测量的主要误差来源之一,为提高地磁矢量的航空测量精度,设计了一种基于分量约束的矢量航磁补偿算法,建立了包含固定、感应和涡流磁干扰的补偿模型。通过引入惯性传感器获得的载体姿态信息,将补偿系数求解问题线性化,并采用最小二乘法进行了参数求解。仿真结果表明,算法可准确估计补偿系数,并将磁场矢量的均方根误差减小至 3 nT 以内。使用直升机航磁测量系统进行了飞行验证试验,补偿后总场的均方根误差从 716.97 降低至 14.27 nT,三分量的均方根误差分别从 422.86、240.68、676.21 nT 降低至 54.21、52.34、38.61 nT,结果表明,该算法可显著提高航磁矢量的动态测量精度。

关键词:航磁干扰;矢量补偿;载体姿态;直升机航磁测量系统

中图分类号: TH762 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

Error analysis and compensation algorithm research of aeromagnetic vector measurement

Miao Linliang Mi Sasa Wang Weilin Jin Zhaonan Yang Zhihao Ouyang Jun Yang Xiaofei Chen Shi
(School of Optics and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract:The interference field caused by the airborne platform is one of the main sources of error in aeromagnetic measurement. In order to improve the accuracy of the aeromagnetic measurement of the geomagnetic vector, a vector aeromagnetic compensation algorithm based on component constraints is designed, and a compensation model including fixed, induced and eddy current magnetic interference is established. By introducing the attitude information of the carrier obtained by the inertial sensor, the problem of solving the compensation coefficient is linearized, and the parameter is solved by the least square method. The simulation results show that the algorithm can accurately estimate the compensation coefficient and reduce the root mean square error of the magnetic field vector to within 3 nT. The flight verification test was carried out using the helicopter aeromagnetic measurement system. After compensation, the root mean square error of the total field was reduced from 716.97 to 14.27 nT, and the root mean square error of the three components was reduced from 422.86, 240.68, and 676.21 nT to 54.21, 52.34, 38.61 nT, respectively. The results show that the algorithm can significantly improve the dynamic measurement accuracy of the aeromagnetic vector.

Keywords:aeromagnetic interference; vector compensation; carrier attitude; helicopter aeromagnetic measurement system

0 引 言

矿产资源作为能源和工业原料的主要来源,在国民经济建设中起着至关重要的作用。随着我国社会经济的发展,矿产资源的后备探明储量并不能满足日益增长的工业需求,如何提高我国后备矿产资源储量、降低矿产资源的对外依存度是当前亟待解决的战略安全问题^[1]。

航空磁探是在矿藏勘探领域被广泛使用的一种作业方式,具有使用方便、不受地形影响、作业范围广、效率高等优点。目前的航空磁探主要依赖标量磁传感器进行磁场总场的测量,并利用地下磁性矿体引起的磁异常现象探测地下矿产资源^[2]。但是磁标量的信息过于单一,不能体现磁异常的方向性,限制了矿藏勘探的探测能力。利用矢量传感器进行磁探作业可获取更丰富的磁异常信息,从而提高磁探质量。但是飞行载体中磁性材料引起

的航磁干扰严重影响了磁场矢量测量精度^[3],因此有必要探索更加有效的航磁矢量补偿方法,提高矢量测量精度。

目前航磁矢量补偿的研究成果还比较少,并且很多忽略了涡流干扰的影响。2016 年,Zhang 等^[4]建立了磁场矢量补偿的线性求解模型,该模型考虑了固定磁干扰和感应磁干扰。地面静态测量试验结果表明,该算法将矢量测量误差从约 2 000 下降到低于 30 nT。2020 年,Pang 等^[5]提出了一种便捷的抑制磁干扰的分量抑制方法,降低了以往方法中对设备和操作的严格要求。实验结果表明,所提出的方法相较于标量抑制算法残余误差更小,但是建模过程同样忽略了涡流干扰。2020 年,高全明^[6]针对机体产生的固定磁干扰和感应磁干扰,建立了矢量补偿模型,根据分量约束原则提出了基于 CS 算法的参数估计补偿法,仿真实验和无人机飞行试验验证了算法的有效性。目前也有少量文献在考虑涡流干扰的前提下建立矢量补偿模型,但是由于补偿系数的求解方式欠佳等原因,在实测数据中并未取得良好的补偿效果,补偿后仍然具有上百 nT 的误差^[7-8]。

为提高航磁矢量的测量精度,本文提出了包含涡流干扰的航磁矢量补偿模型,通过在模型中引入载体姿态信息建立分量约束的线性方程组,并利用最小二乘法求解补偿系数。仿真实验结果表明,算法可准确估计 21 项补偿系数,对磁场矢量具有良好的补偿效果。使用直升机航磁矢量测量系统进行了飞行验证试验,实测结果表明,直升机测磁系统动态测磁时会受到较强的涡流磁干扰,本文所设计的算法可以显著改善航磁矢量的补偿效果。

1 航磁矢量补偿算法

1.1 坐标系和坐标转换

航磁矢量测量值的描述,与坐标系的选取有关,一般使用的坐标系有载体坐标系和地理坐标系^[9]。载体坐标系,通常用 b 表示,坐标轴与飞行平台固连,规定 x 轴指向机头方向,即载体的前进方向, y 轴指向载体的右方, z 轴指向载体的下方。地理坐标系,也称为当地导航坐标系,通常用符号 n 表示,规定地理坐标系的 z 轴与地向保持一致,约指向地心; x 轴与地理北向保持一致,其在与 z 轴垂直的平面内且沿经线切线方向指向北极;由此得到的正交坐标系的 y 轴总是指向地理东向。

对于任意矢量 $\vec{r}$,由其在地理坐标系 n 下的坐标,可以得到其在载体坐标系 b 下的坐标,转换关系为:

$$\begin{bmatrix} x^b \\ y^b \\ z^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Phi & \sin\Phi \\ 0 & -\sin\Phi & \cos\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^n \\ y^n \\ z^n \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \cos\psi & \sin\psi & 0 \\ -\sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^n \\ y^n \\ z^n \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: Ψ 、 θ 、 Φ 为地理坐标系和载体坐标系之间的欧拉角,可由姿态测量单元解算得到^[10-11]。

1.2 航磁测量误差分析

飞行载体所使用的材料通常包含大量的磁性材料,对地磁矢量的测量产生严重的影响,降低了航磁矢量的测量精度。根据磁干扰的性质,飞行平台产生的航磁干扰可分为固定、感应和涡流磁干扰^[12],如式(2)所示。

$$\Delta H = H_p + H_l + H_E \quad (2)$$

式中: ΔH 表示飞行平台产生的总航磁干扰; H_p 表示固定磁干扰; H_l 表示感应磁干扰; H_E 表示涡流磁干扰。

固定磁干扰主要是由机体的硬磁性材料产生的,在载体坐标系下,其大小在很长一段时间内保持不变,因此,固定磁干扰可表示为:

$$H_p = [P_x \ P_y \ P_z]^T \quad (3)$$

式中: P_x 、 P_y 、 P_z 表示载体坐标系下三轴方向上的固定磁干扰。

感应磁干扰主要是由机体自身的软磁性材料在外部磁场下磁化产生的,该磁场大小和方向与外部磁场成正比。假设平台的体磁化率各向同性,则感应磁干扰可表示为:

$$H_l = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{33} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{gx} \\ H_{gy} \\ H_{gz} \end{bmatrix} = A \cdot H_g \quad (4)$$

式中: A 是感应系数矩阵; H_{gx} 、 H_{gy} 、 H_{gz} 表示地磁场在载体坐标系的三轴方向上的投影。

涡流磁干扰主要是由直升机自身的软磁性材料在飞行过程中切割磁感线产生的,其大小与外部磁场的变化率成正比。因此,涡流磁干扰可表示为:

$$H_E = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{33} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{gx}' \\ H_{gy}' \\ H_{gz}' \end{bmatrix} = B \cdot H_g' \quad (5)$$

式中: B 是涡流系数矩阵; H_{gx}' 、 H_{gy}' 、 H_{gz}' 表示地磁场在载体坐标系下三轴方向上投影的变化率^[13]。

综上所述,实际被测磁场值为地磁场与干扰磁场的矢量和,可表示为:

$$H_m = H_g + H_p + A \cdot H_g + B \cdot H_g' \quad (6)$$

1.3 航磁矢量补偿模型

航磁干扰补偿的主要思想是:首先建立补偿模型,然后让直升机在补偿段做机动飞行,利用补偿段数据求解补偿模型的补偿系数,最后再用该补偿系数为所有测量数据进行干扰补偿。为建立分量约束方程组,并求解式(6)中的补偿系数 H_p 、 A 和 B ,本文引入从载体坐标系到

地理坐标系的坐标转换矩阵 R , 则式(6)可变形为:

$$\mathbf{R} \cdot (\mathbf{H}_m - \mathbf{H}_g) = \mathbf{R} \cdot \mathbf{H}_p + \mathbf{R} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_g + \mathbf{R} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{H}_g' \quad (7)$$

其中:坐标转换矩阵 R 可由惯导系统输出的欧拉角计算得到; $\mathbf{H}_m$ 为三轴磁通门传感器的测量值; $\mathbf{H}_g$ 为理想地磁场,可查询国际地磁参考场(IGRF)得到。

将以上数据代入式(7)的 $\mathbf{R} \cdot (\mathbf{H}_m - \mathbf{H}_g)$, 可计算得到矢量航磁干扰值:

$$\begin{bmatrix} \Delta H_x \\ \Delta H_y \\ \Delta H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{mx} - H_{gx} \\ H_{my} - H_{gy} \\ H_{mz} - H_{gz} \end{bmatrix} \quad (8)$$

对式(7)的 $\mathbf{R} \cdot \mathbf{H}_p + \mathbf{R} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_g + \mathbf{R} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{H}_g'$ 进行展开,可得 x 轴航磁干扰:

$$\begin{aligned} \Delta H_x = & r_{11} H_{gx} \cdot a_{11} + r_{11} H_{gy} \cdot a_{12} + r_{11} H_{gz} \cdot a_{13} + \\ & r_{12} H_{gx} \cdot a_{21} + r_{12} H_{gy} \cdot a_{22} + r_{12} H_{gz} \cdot a_{23} + \\ & r_{13} H_{gx} \cdot a_{31} + r_{13} H_{gy} \cdot a_{32} + r_{13} H_{gz} \cdot a_{33} + \\ & r_{11} H_{gx}' \cdot b_{11} + r_{11} H_{gy}' \cdot b_{12} + r_{11} H_{gz}' \cdot b_{13} + \\ & r_{12} H_{gx}' \cdot b_{21} + r_{12} H_{gy}' \cdot b_{22} + r_{12} H_{gz}' \cdot b_{23} + \\ & r_{13} H_{gx}' \cdot b_{31} + r_{13} H_{gy}' \cdot b_{32} + r_{13} H_{gz}' \cdot b_{33} + \\ & r_{11} P_x + r_{12} P_y + r_{13} P_z = \sum_{i=1}^{21} L_{xi} \cdot k_i \end{aligned} \quad (9)$$

可得 y 轴航磁干扰:

$$\begin{aligned} \Delta H_y = & r_{21} H_{gx} \cdot a_{11} + r_{21} H_{gy} \cdot a_{12} + r_{21} H_{gz} \cdot a_{13} + \\ & r_{22} H_{gx} \cdot a_{21} + r_{22} H_{gy} \cdot a_{22} + r_{22} H_{gz} \cdot a_{23} + \\ & r_{23} H_{gx} \cdot a_{31} + r_{23} H_{gy} \cdot a_{32} + r_{23} H_{gz} \cdot a_{33} + \\ & r_{21} H_{gx}' \cdot b_{11} + r_{21} H_{gy}' \cdot b_{12} + r_{21} H_{gz}' \cdot b_{13} + \\ & r_{22} H_{gx}' \cdot b_{21} + r_{22} H_{gy}' \cdot b_{22} + r_{22} H_{gz}' \cdot b_{23} + \\ & r_{23} H_{gx}' \cdot b_{31} + r_{23} H_{gy}' \cdot b_{32} + r_{23} H_{gz}' \cdot b_{33} + \\ & r_{21} P_x + r_{22} P_y + r_{23} P_z = \sum_{i=1}^{21} L_{yi} \cdot k_i \end{aligned} \quad (10)$$

可得 z 轴航磁干扰:

$$\begin{aligned} \Delta H_z = & r_{31} H_{gx} \cdot a_{11} + r_{31} H_{gy} \cdot a_{12} + r_{31} H_{gz} \cdot a_{13} + \\ & r_{32} H_{gx} \cdot a_{21} + r_{32} H_{gy} \cdot a_{22} + r_{32} H_{gz} \cdot a_{23} + \\ & r_{33} H_{gx} \cdot a_{31} + r_{33} H_{gy} \cdot a_{32} + r_{33} H_{gz} \cdot a_{33} + \\ & r_{31} H_{gx}' \cdot b_{11} + r_{31} H_{gy}' \cdot b_{12} + r_{31} H_{gz}' \cdot b_{13} + \\ & r_{32} H_{gx}' \cdot b_{21} + r_{32} H_{gy}' \cdot b_{22} + r_{32} H_{gz}' \cdot b_{23} + \\ & r_{33} H_{gx}' \cdot b_{31} + r_{33} H_{gy}' \cdot b_{32} + r_{33} H_{gz}' \cdot b_{33} + \\ & r_{31} P_x + r_{32} P_y + r_{33} P_z = \sum_{i=1}^{21} L_{zi} \cdot k_i \end{aligned} \quad (11)$$

联立式(9)~(11),可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta H_x \\ \Delta H_y \\ \Delta H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{x1} & L_{x2} & \cdots & L_{x21} \\ L_{y1} & L_{y2} & \cdots & L_{y21} \\ L_{z1} & L_{z2} & \cdots & L_{z21} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & \cdots & k_{21} \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

式中: L 矩阵是由坐标旋转矩阵的元素和理想地磁值及其导数构成的, K 向量为待求向量,是由补偿系数构成

的,可表示为:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{31} & a_{32} & a_{33} \\ b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{31} & b_{32} & b_{33} \\ P_x & P_y & P_z \end{bmatrix} \quad (13)$$

在直升机机动飞行段进行 N 次不同的采样,则可得基于分量约束的矢量航磁补偿方程组:

$$\begin{bmatrix} \Delta H_{3,1} \\ \Delta H_{3,2} \\ \vdots \\ \Delta H_{3,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{3,1} \\ L_{3,2} \\ \vdots \\ L_{3,N} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{K} \quad (14)$$

将式(14)简写为:

$$\mathbf{HE} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{K} \quad (15)$$

根据式(15)求解补偿系数,可以选择线性最小二乘法,它使残差平方和最小,并对给定数据给出最佳估计^[14]:

$$\mathbf{K} = (\mathbf{L}^T \cdot \mathbf{L})^{-1} \cdot \mathbf{L}^T \cdot \mathbf{HE} \quad (16)$$

2 仿真实验

为验证该算法的有效性,使用 MATLAB 进行仿真。设置直升机分别沿北、西、南、东 4 个方向进行飞行,并且在每个航向上做俯仰($\pm 8^\circ$)、横滚($\pm 20^\circ$)、偏航($\pm 15^\circ$)的机动飞行^[15],则得到仿真的欧拉角数据,欧拉角仿真数据如图 1 所示。设置真实地磁三分量为 $[29\ 000\ \text{nT}\ -3\ 800\ \text{nT}\ 43\ 000\ \text{nT}]$ 。设置硬铁系数为 $P = [500\ 200\ 300]$,感应系数为 $A = [0.005\ 1\ -0.008\ 1\ 0.012\ 2; 0.018\ 4\ -0.004\ 3\ 0.005\ 2; 0.002\ 9\ -0.013\ 8\ 0.006\ 7]$,涡流系数为 $B = [0.003\ 5\ -0.000\ 7\ 0.006\ 1; 0.010\ 9\ -0.008\ 8\ 0.012\ 1; 0.006\ 5\ 0.004\ 2\ 0.000\ 9]$ 。测量噪声假定为方差为 10 nT 的零均值高斯噪声,得到磁通门传感器的仿真输出如图 2 所示。

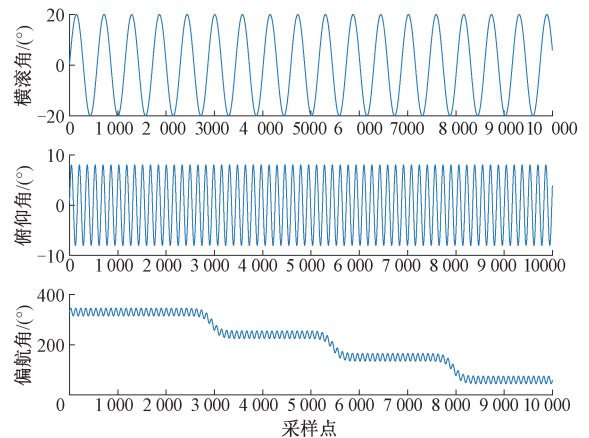


图 1 欧拉角仿真数据

Fig. 1 Euler angle simulation data

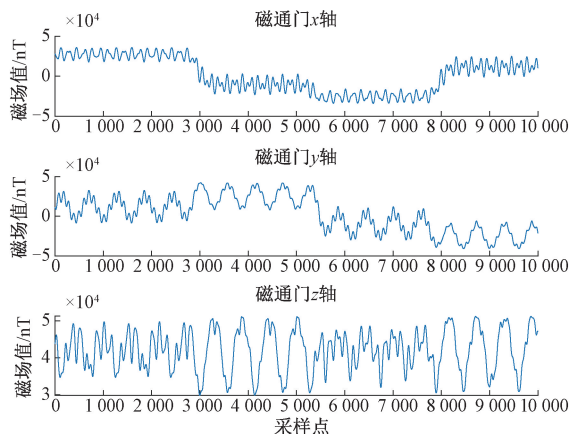


图 2 仿真磁通门传感器采样数据(载体坐标系下)

Fig. 2 Sampling data of simulated fluxgate sensor
(under carrier coordinate system)

以磁通门的仿真数据作为补偿对象进行补偿算法的验证。坐标旋转矩阵由仿真的欧拉角数据计算得到,通过最小二乘法计算得到矢量补偿模型 21 项补偿系数,求解结果为硬铁系数 $P = [500 \ 200 \ 300]$,感应系数 $A = [0.005 \ 1 \ -0.008 \ 1 \ 0.012 \ 2; 0.018 \ 4 \ -0.004 \ 3 \ 0.005 \ 2; 0.002 \ 9 \ -0.013 \ 8 \ 0.006 \ 7]$,涡流系数 $B = [0.003 \ 5 \ -0.000 \ 7 \ 0.006 \ 1; 0.010 \ 9 \ -0.008 \ 8 \ 0.012 \ 1; 0.006 \ 5 \ 0.004 \ 2 \ 0.000 \ 9]$ 。将求解结果与所设置的参数进行对比可知,该算法可以准确求解出补偿系数。用该补偿系数对磁通门仿真数据进行补偿,将补偿前后的地磁分量转换到地理坐标系下,结果如图 3 所示。

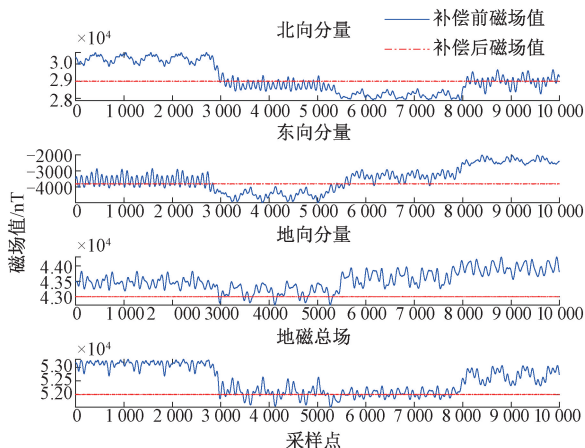


图 3 矢量航磁补偿算法仿真结果

Fig. 3 Simulation results of vector aeromagnetic
compensation algorithm

由图 3 可知,本文所设计的算法对地磁矢量具有良好的补偿效果,为量化补偿效果,计算地磁三分量补偿前后的均方根误差。补偿前三分量的均方根误差分别约为

859.9、808.7 和 618.0 nT。补偿后三分量的均方根误差分别约为 2.16、2.18 和 2.10 nT。将补偿前后的磁通门三分量数据求解矢量和,得到补偿前后的总场数据,补偿前的三分量合成总场的均方根误差约为 701.7 nT,补偿后总场的均方根误差约为 2.11 nT。仿真实验表明,该算法可以准确估计硬铁系数、感应系数和涡流系数,对地磁三分量和地磁总场均具有良好的补偿效果。

航磁矢量测量对姿态角敏感,算法的实际补偿效果将受到姿态角测量精度的影响。为分析姿态角测量误差对补偿效果的影响程度,以上述仿真条件为基础,在欧拉角 Ψ 、 θ 、 Φ 上加入测量误差。由于商业化的姿态传感器普遍存在航向角测量误差大于横滚角和俯仰角误差的现象^[16],所以此处将航向角误差设置为横滚角和俯仰角误差的 5 倍。仿真得到地磁三分量及总场补偿后的均方根误差结果如图 4 所示。

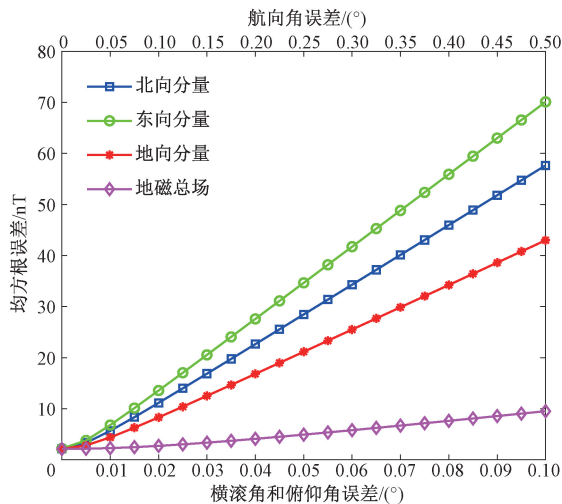


图 4 欧拉角测量误差对补偿效果的影响

Fig. 4 The influence of Euler angle measurement
error on compensation effect

由图 4 可知,随着俯仰角和横滚角的测量误差从 0° 逐渐增大至 0.1° ,同时航向角的测量误差从 0 逐渐增大至 0.5° ,补偿后地磁三分量和总场的均方根误差分别增加至 70、57、43 和 10 nT。一俯仰角和横滚角测量误差为 0.02° 、航向角测量误差为 0.1° 的姿态传感器将引起 8~15 nT 的矢量补偿误差。仿真实验表明,姿态测量误差对航磁矢量补偿的精度有一定的影响,因此在实际试验中应尽可能选用高精度姿态传感器。

3 飞行验证试验与结果分析

3.1 飞行验证试验

为验证该算法的实际补偿效果,本文设计了基于直

升机平台的航磁矢量测量系统。该系统的组件主要包括三轴磁通门传感器(巴庭顿 Mag-03 MSL100)、双 GPS 组合惯导(NovAtel PP7-E1)、多通道远程数据采集系统^[17]和无线电台等。磁通门传感器和双 GPS 组合惯导的性能指标如表 1 所示。

表 1 磁通门和组合惯导的主要性能指标

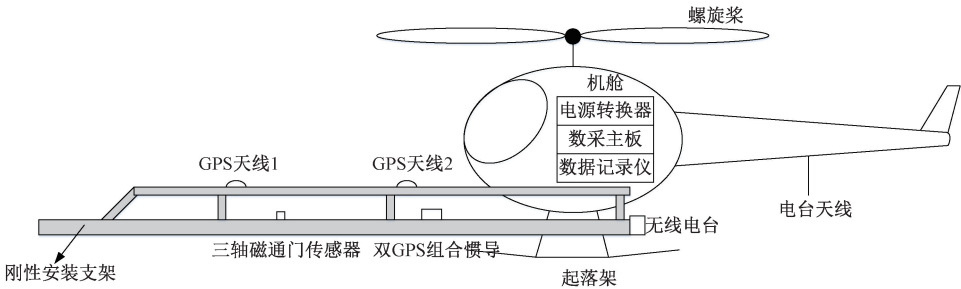
Table 1 Main performance indicators of fluxgate and combined inertial navigation

Mag-03MSL100 磁通门				PP7-E1 组合惯导		
噪声水平	非正交误差	零偏误差	灵敏度误差	横滚角精度(RMS)	俯仰角精度(RMS)	偏航角精度(RMS)
<6 pT/√Hz	<0.1°	<5 nT	<±0.5%	0.020°	0.020°	0.090°

通过直升机搭载以上组件,进行地磁矢量和飞行姿态等数据的测量,数据采集系统将这些数据保存至本地 SD 卡,并将其通过无线电台发送至地面,在地面由无线接收模块进行接收并通过上位机系统对数据进行解析和实时显示。航磁矢量测量系统的构成如图 5 所示。



(a) 飞行平台
(a) Flying platform



(b) 设备安装示意图
(b) Schematic diagram of equipment installation

图 5 航磁矢量测量系统构成

Fig. 5 Aeromagnetic vector measurement system composition

本文设计了两段直升机机动飞行轨迹,一段是“口字型”的补偿段,测试范围约为 2 km×2 km 的矩形区域,飞行高度设置为 3 000 m,用于求解补偿系数;另一段是“之字型”的测试段,测试范围约为 4 km×14 km 的矩形区域,飞行高度设置为 1 000 m,用于验证补偿系数的补偿效果。

双 GPS 组合惯导可实时输出经度、纬度、高度和欧拉角数据,本试验还使用后处理软件 NovAtel Inertial Explorer 进一步处理惯导数据,以获得更高精度的位置和姿态角数据并借助软件自带算法评估姿态角解算精度。根据实测数据绘制补偿段实际飞行轨迹和欧拉角,如图 6 和 7 所示。根据实测数据绘制测试段实际飞行轨迹和

欧拉角,如图 8 和 9 所示。

3.2 试验结果分析

首先利用补偿段采样数据求解改进前和改进后两种航磁矢量补偿算法的补偿系数,改进前的航磁矢量补偿算法仅考虑固定磁干扰和感应磁干扰,因此补偿系数共有 12 个参数,使用最小二乘法求得补偿系数,结果为:

$$\mathbf{H}_{pl} = [125.62 \quad -243.89 \quad 77.00] \text{ nT} \tag{17}$$
$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0.0168 & -0.0091 & 0.0118 \\ 0.0074 & 0.0114 & 0.0065 \\ 0.0174 & -0.0050 & 0.0091 \end{bmatrix} \tag{18}$$

改进后的航磁矢量补偿算法建模时包含了固定、感应和涡流磁干扰,因此补偿系数共有 21 个参数,使用最

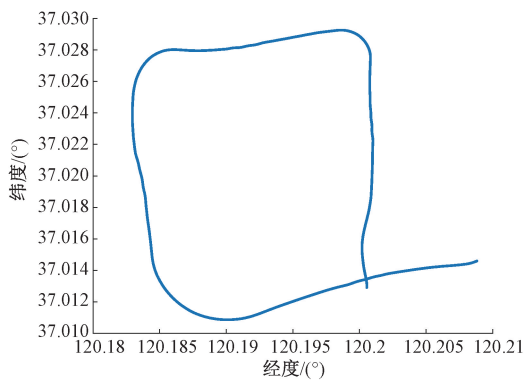


图 6 补偿段飞行轨迹

Fig. 6 Compensation section flight trajectory

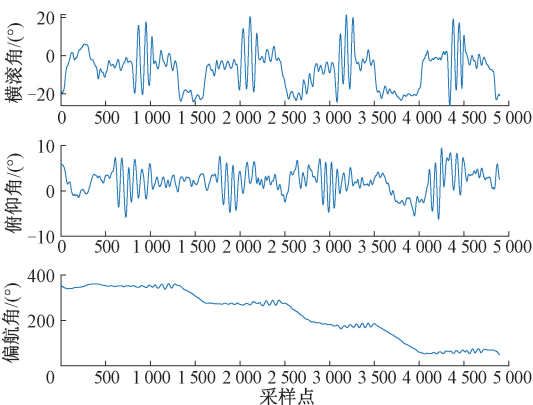


图 7 补偿段欧拉角

Fig. 7 Compensation section Euler angle

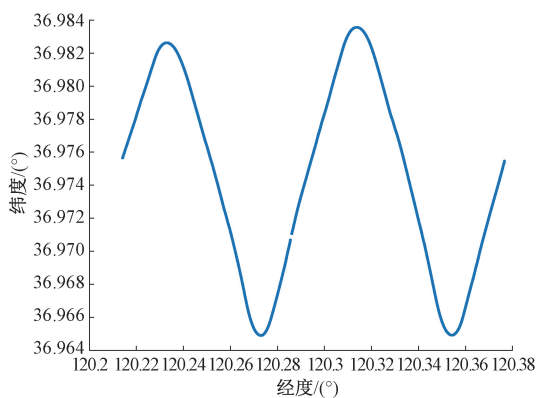


图 8 测试段飞行轨迹

Fig. 8 Test section flight trajectory

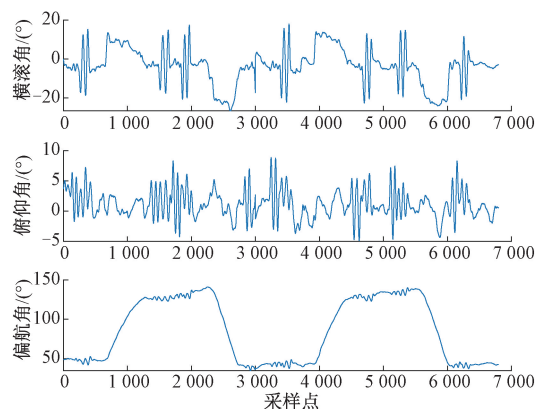


图 9 测试段欧拉角

Fig. 9 Test section Euler angle

$$B_2 = \begin{bmatrix} 9.63 \times 10^{-3} & 7.07 \times 10^{-4} & -2.12 \times 10^{-4} \\ -1.87 \times 10^{-4} & 1.09 \times 10^{-2} & -9.81 \times 10^{-4} \\ -4.98 \times 10^{-4} & -1.47 \times 10^{-4} & 1.14 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \quad (21)$$

使用上述两组补偿系数分别对补偿段和测试段的磁通门测量值进行补偿,将补偿前后的地磁三分量值都转换到地理坐标系下,则 x 轴分量指的是地磁的北向分量, y 轴分量指的是地磁东向分量, z 轴分量指的是地磁垂向分量,并将补偿前后的三分量值求矢量和得到补偿前后的总场值。补偿段的磁通门测量值补偿结果如图 10 所示,测试段的磁通门测量值补偿结果如图 11 所示。

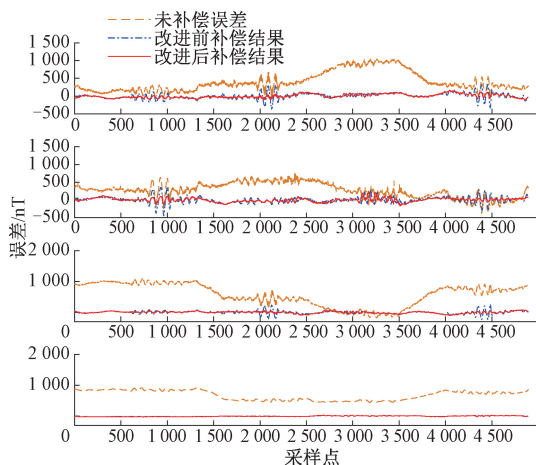


图 10 补偿段数据补偿结果

Fig. 10 Compensation section data compensation result

小二乘法求得补偿系数,结果为:

$$H_{p2} = [61.71 \quad -207.6579 \quad 23] \text{ nT} \quad (19)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0.0167 & -0.0090 & -0.0100 \\ 0.0070 & 0.0114 & 0.0057 \\ 0.0170 & -0.0047 & 0.0092 \end{bmatrix} \quad (20)$$

由图 10 和 11 可知,改进前的航磁矢量补偿算法对地磁三分量有一定的补偿效果,但是在磁场变化剧烈的阶段补偿后仍存在较大的误差,根据涡流磁场的建模可知,涡流磁场的大小与外部磁场的变化率成正比^[18]。因此,图中磁场变化剧烈阶段补偿效果较差可能是由于涡流磁场未补偿造成的,直升机动态测磁时受到的涡流磁干

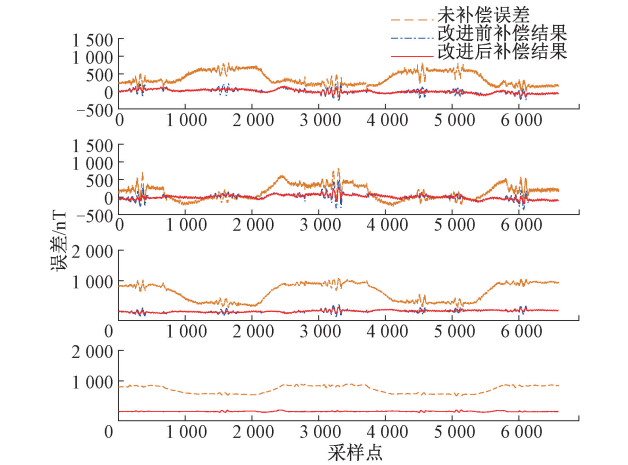


图 11 测试段数据补偿结果

Fig. 11 Test section data compensation result

表 2 算法改进前后航磁矢量补偿结果

Table 2 Aeromagnetic vector compensation results before and after the algorithm is improved

传感器	飞行段	坐标轴	补偿前均方根误差/ nT	补偿后均方根误差/nT		改善率	
				改进前	改进后	改进前	改进后
磁通门	补偿段	<i>x</i>	486.89	83.21	57.53	5.85	8.46
		<i>y</i>	342.97	89.31	59.07	3.84	5.81
		<i>z</i>	674.31	54.95	36.01	12.27	18.73
	总场		695.96	12.95	12.99	53.73	53.58
		<i>x</i>	422.86	82.75	54.21	5.11	7.80
		<i>y</i>	240.68	84.53	52.34	2.84	4.60
	测试段	<i>z</i>	676.21	56.79	38.61	11.91	17.51
		总场	716.97	14.13	14.27	50.75	50.24

由表 2 可知,补偿段求得的补偿系数对补偿段数据和测试段数据均具有良好的补偿效果,补偿前磁场三分量的均方根误差为数百 nT,补偿后磁场三分量的均方根误差均小于 60 nT,磁场总场和分量的误差相比于补偿前下降了一个数量级。通过对比改进前后算法的改善率 *IR* 可知,改进后的航磁矢量补偿算法有效提高了地磁分量补偿的改善率,使分量补偿后的均方根误差更小。

后处理软件自评估得到的飞行试验过程中传感器融合解算的姿态精度如图 12 所示。可以看到,整个飞行过程中俯仰角和横滚角的最大误差不超过 0.015°,偏航角的最大误差不超过 0.08°,符合技术手册给出的姿态角精度指标。根据仿真结果可知,上述量级的姿态测量误差将导致约 8~15 nT 的矢量补偿误差,是残余误差中不可忽略的一部分。另外,设备安装误差、IGRF 的精度^[20]和试验区域的磁场均匀性等因素也会对补偿结果造成影响。

4 结 论

相对于标量磁场,矢量磁场包含更丰富的信息。为

扰严重制约了地磁矢量测量精度,不可忽略。改进后的航磁矢量补偿算法显著改善了地磁矢量的补偿效果,明显降低了磁场变化剧烈段的误差。

为量化实际补偿效果,本文选择均方根误差和改善率 (*IR*) 作为衡量标准^[19]。均方根误差反映的是数据偏离真实值的程度,即反映了误差的大小。计算公式为:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (B_i - B)^2}$$

(22)

式中: B_i 为第 i 次采样的磁场值; B 为真实磁场值。

IR 指的是补偿前的均方根误差与补偿后的均方根误差之比:

$$IR = \frac{\sigma_{\text{before}}}{\sigma_{\text{after}}}$$

(23)

计算得到补偿段和测试段地磁测量值补偿前后的均方根误差和改善率,所得结果如表 2 所示。

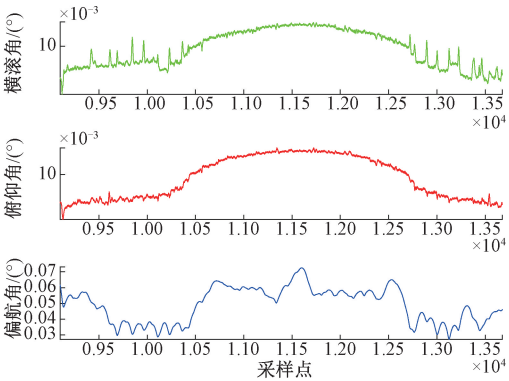


图 12 自评估姿态角误差

Fig. 12 Self-evaluated attitude angle error

提高地磁矢量的航空测量精度,本文设计了一种航磁矢量补偿算法,仿真实验表明,该算法可准确估计 21 项补偿系数,并将三分量的均方根误差减小至 3 nT 以内。本文使用直升机航磁测量系统进行了飞行验证试验,实测结果表明,航磁动态测量时受到的涡流干扰不可忽略,严重影响了地磁矢量的测量精度。本文所设计的算法可将

磁场三分量的均方根误差由 422.86、240.68 和 676.21 nT 分别降低至 54.21、52.34 和 38.61 nT,对航磁矢量具有良好的补偿效果。后续工作将研究如何降低姿态角测量误差等非模型因素对航磁矢量补偿精度的影响。

参考文献

- [1] 伍俊, 荣亮亮, 王永良, 等. 图形化系统设计平台在超导地球物理勘探中的应用研究[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(S1): 21-26.
WU J, RONG L L, WANG Y L, et al. Application of graphical system design platform for superconducting geophysical exploration[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(S1): 21-26.
- [2] BIAN J W, WANG X B, GAO S. Experimental aeromagnetic survey using a rotary-wing aircraft system: A case study in Heizhugou, Sichuan, China[J]. Journal of Applied Geophysics, 2020, 184(2-3): 104245.
- [3] 庞鸿锋. 捷联式地磁矢量测量系统误差分析及校正补偿技术[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2015.
PANG H F. Error analysis and calibration/ compensation method of strap-down geomagnetic vector measurement system [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2015.
- [4] ZHANG Q, PANG H F, WAN C B. Magnetic interference compensation method for geomagnetic field vector measurement [J]. Measurement, 2016, (91): 628-633.
- [5] PANG H F, PAN M C, QU W, et al. The application of attitude change information in magnetic interference component suppression [J]. Measurement, 2020, 160: 107841.
- [6] 高全明. 固定翼无人机航磁三分量系统误差校正与干扰补偿技术研究[D]. 长春: 吉林大学, 2020.
GAO Q M. Research on system error calibration and interference compensation technology of aeromagnetic three-component survey based on fixed-wing UAV [D]. Changchun: Jilin University, 2020.
- [7] 李婷, 张金生, 王仕成, 等. 地磁测量误差矢量补偿方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(11): 2682-2690.
LI T, ZHANG J SH, WANG SH CH, et al. Component compensation method for distortion magnetic field measurement [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(11): 2682-2690.
- [8] 胡浪. 航空地磁探测中地磁矢量测量误差补偿算法研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2019.
HU L. Research on geomagnetic vector measurement error compensation algorithm in aeromagnetic geomagnetic detection [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2019.
- [9] 李璜筹, 马文博, 李璐. 互补滤波在低成本四旋翼姿态解算中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(11): 157-162.
LI H CH, MA W B, LI L. Application of complementary filtering in low cost four-rotor attitude solution [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2019, 38(11): 157-162.
- [10] 卢艳军, 陈雨荻, 张晓东, 等. 基于扩展 Kalman 滤波的姿态信息融合方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(9): 281-288.
LU Y J, CHEN Y D, ZHANG X D, et al. Attitude information fusion method based on extended Kalman filter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(9): 281-288.
- [11] 王卫东, 万志毅. 一种小型化 SINS 的初始对准方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(8): 16-22.
WANG W D, WAN ZH Y. Initial alignment for miniaturized SINS [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(8): 16-22.
- [12] CHEN L Z, WU P L, ZHU W H, et al. A novel strategy for improving the aeromagnetic compensation performance of helicopters[J]. Sensors (Basel, Switzerland), 2018, 18(6): 1846.
- [13] WANG M, SHI Q Y, LV ER L, et al. A real-time tracking method for magnetism-driven capsule robot[J]. Instrumentation, 2019, 6(1): 48-54.
- [14] ZHANG D L, HUANG D, LU J, et al. Aeromagnetic compensation with partial least square regression [J]. ASEG Extended Abstracts, 2016, 2016(1): 1.
- [15] WU P L, ZHANG Q, CHEN L Z, et al. Aeromagnetic compensation algorithm based on principal component analysis[J]. Journal of Sensors, 2018, DOI:10.1155/2018/5798287.
- [16] RHUDY M B, LARRABEE T, CHAO H, et al. UAV attitude, heading, and wind estimation using GPS/INS and an air data system [C]. AIAA Guidance, Navigation, and Control (GNC) Conference, 2013: 5201.
- [17] 于波, 韩玉斌. 基于 STM32 的振动信号采集系统设计[J]. 电子测量技术, 2020, 43(4): 148-152.
YU B, HAN Y B. Design of vibration signal acquisitionsystem based on STM32 [J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(4): 148-152.
- [18] LI G Z, ZHAO S, ZHU R. Wearable anemometer with multi-sensing of wind absolute orientation, wind speed,

attitude, and heading[J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 19(1): 297-303.

[19] WANG Y Z, HAN Q, HU K, et al. An automatic method to estimate the calibration quality of the aeromagnetic compensation [C]. IGARSS 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2019: 3554-3557.

[20] WARDINSKI I, SATURNINO D, AMIT H, et al. Geomagnetic core field models and secular variation forecasts for the 13th International Geomagnetic Reference Field (IGRF-13) [J]. Earth, Planets and Space, 2020, 72(1): 1-22.

作者简介



缪林良, 2019 年于武汉理工大学获得学士学位, 现为华中科技大学在读博士研究生, 主要研究方向为航磁补偿算法和磁场信号处理。
E-mail: miaolinliang@foxmail.com

Miao Linliang received his B. Sc. degree from Wuhan University of Technology in 2019. He is currently a Ph. D. candidate at Huazhong University of Science and Technology. His main research interests include the aeromagnetic compensation algorithm and magnetic signal processing.



欧阳君 (通信作者), 2005 年于华中科技大学获得学士学位, 2012 年于华中科技大学获得博士学位, 现为华中科技大学副教授, 主要研究方向为智能材料和传感器。
E-mail: oyj@hust.edu.cn

Ouyang Jun (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Huazhong University of Science and Technology in 2005, Ph. D. degree from Huazhong University of Science and Technology in 2012, respectively. He is currently an associate professor at Huazhong University of Science and Technology. His main research interests include smart materials and sensors.