

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2513853

磁流体动力学角振动传感器噪声等效指标优化分析*

李建翔¹, 李醒飞¹, 刘帆¹, 李嘉峰¹, 纪越²

(1. 天津大学精密测试技术及仪器全国重点实验室 天津 300072; 2. 天津工业大学控制科学与工程学院 天津 300387)

摘要: 磁流体动力学角振动传感器噪声等效指标是对带宽范围内标度因数以及输出噪声的综合评价, 即输出噪声越小, -3 dB低频截止频率越低, 则传感器实际应用性能更优。由于磁流体动力学角振动传感器极低的源阻抗, 采用变压器耦合的方式可以实现噪声匹配, 提高信噪比, 大幅降低输出噪声, 对最佳匝数比进行理论分析并建立变压器完整噪声输出模型。而引入变压器会导致传感器低频截止频率变高, 同时在实际应用中遇到传感器内部漏磁场对变压器磁芯产生影响的现象, 使得变压器磁化电感大大降低, 进而影响传感器的低频截止频率, 噪声等效指标不能达到预期效果。针对轴向磁场转径向磁场的特殊结构, 对噪声匹配变压器提出一种分段式、末端弧形的磁屏蔽结构, 在传感器小型化有限的空间范围内, 可以有效改善漏磁对噪声匹配变压器的影响并增强流体区域磁场均匀度, 通过有限元仿真、传感器实际测试验证其效果, 此种结构大大改善了传感器在实际应用中的低频性能, 显著优化传感器噪声等效指标。经实测, 磁流体动力学角振动传感器低频截止频率可达2 Hz以下, 噪声等效角速率可达2.6 $\mu\text{rad/s RMS}$, 噪声等效角位置可达32 nrad RMS。

关键词: 磁流体动力学; 低噪声; 噪声匹配; 变压器耦合; 磁屏蔽

中图分类号: TH73 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.4020

Optimization analysis of noise equivalent index of magnetohydrodynamics angular vibration sensor

Li Jianxiang¹, Li Xingfei¹, Liu Fan¹, Li Jiafeng¹, Ji Yue²

(1. National Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instrument, Tianjin University, Tianjin 300072, China;
2. School of Control Science and Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: The noise equivalent index of a magnetohydrodynamics (MHD) angular vibration sensor is a comprehensive evaluation of the scale factor and output noise in the bandwidth range. Specifically, lower output noise and a lower low-frequency cut-off frequency within the -3 dB range indicate better practical performance of the sensor. Due to the extremely low source impedance of the MHD angular vibration sensor, noise matching can be achieved by using transformer coupling, improving the signal-to-noise ratio and significantly reducing the output noise. In this paper, the optimal turn ratio is analyzed and the transformer complete noise output model is established. The introduction of a transformer can increase the low-frequency cutoff frequency of the sensor. At the same time, in practical applications, it is observed that the sensor's internal leakage magnetic field affects the transformer core, substantially reducing its magnetization inductance. This, in turn, degrades the low-frequency performance and prevents the noise equivalent index from reaching the expected level. To address this issue, a segmented and arc-shaped magnetic shielding structure is proposed for the noise-matching transformer, tailored to the sensor's unique structure that converts axial magnetic fields into radial magnetic fields. Within the limited spatial constraints of miniaturized sensors, this design effectively mitigates the impact of magnetic leakage on the transformer and enhances the uniformity of the magnetic field within the fluid region. The effect is verified through finite element simulations and experimental testing. This structure greatly improves the low-frequency performance of the sensor in practical applications and significantly optimizes the noise equivalent index. The experimental results show that the low cut-off frequency is reduced to below 2 Hz, the noise equivalent angular rate reaches 2.6 $\mu\text{rad/s RMS}$, and the noise equivalent angular position is reduced to 32 nrad RMS.

Keywords: magnetohydrodynamics (MHD); low noise; noise matching; transformer coupling; magnetic shield

0 引言

微振动目前已成为影响航天器稳定性、可靠性的关键因素,对微振动的测量、建模、抑制隔振、补偿已有大量的研究分析^[1-5]。磁流体动力学角振动传感器是基于磁流体动力学(magnetohydrodynamics, MHD)原理进行检测角速度信号的传感器,相较于陀螺仪、加速度计等其它传感器,其以带宽范围大、测量精度高、超低噪声等优势成为目前检测微角振动的最佳仪器设备之一。MHD 角振动传感器多用于航天在轨测试领域,随着深空探测的不断深入,对仪器设备的精度等指标提出了更高的要求;同时一些空间受限的测试场景,对传感器的尺寸又有较高的要求,因此未来 MHD 角振动传感器将会沿着高精度以及小型化两个方向发展,以适应未来更加严苛的测试环境。

MHD 角振动传感器自身敏感输出的电动势极其微弱,可低至 μV 量级,对输出信号的放大与检测至关重要,避免有效信号被噪声淹没。对于微弱信号的检测,前置放大器是引入噪声的主要元器件之一,有源器件的选择、直流工作点的调节、变压器匹配、有源器件并联是降低输出噪声的重要方法^[6],或者在算法中进行去噪处理^[7],但不能从根本上降低输出噪声。在前人的研究中,1991 年 Laughlin^[8]采用直接耦合方式进行输出,与去掉变压器相比,可以增加带宽,但其代价是器件的分辨率降低,于翔等^[9-10]都采用直接耦合的方法对 MHD 角振动传感器的信号进行放大输出。而 MHD 角振动传感器源电阻在 $10^{-4} \Omega$ 量级,频率范围覆盖几赫兹到几千赫兹,属于低源阻抗器件,直接耦合输出的方式并不理想,因此采用变压器耦合放大输出的方法能够获得更优的信噪比。杨凯丽^[11]通过使用噪声匹配变压器 SR554,搭建了一套变压器噪声匹配网络,优化了噪声系数,但使用外部噪声匹配变压器不利于传感器的小型化。吴建铭等^[12-13]将变压器进行小型化设计并与传感器进行一体化装配,完成了磁流体微角振动传感器径向磁场方案的设计研究。

引入变压器可以优化噪声系数,但传感器敏感元件的详细分析,以及引入变压器后的输出噪声前人尚未建立完整的理论和模型。为了使低频截止频率降低,通常会使用单匝电感量较大的磁芯,其高磁导率的特性虽然有助于集中磁通,但也意味着易受外界磁场干扰,使其对外部杂散磁场敏感。外界磁场干扰会对变压器产生诸多影响,例如会导致电压输出异常产生畸变^[14-16]、电流异常^[17]、损耗与发热加剧、电磁干扰增强,严重影响设备性能。针对外界磁场的影响,前人对磁屏蔽材料^[18]、多层磁屏蔽^[19]、缝隙及屏蔽结构^[20]已有相关研究,但在 MHD

传感器的研究中,研究者尚未对磁场对磁芯产生的影响进行深入研究。

本研究从传感器小型化研究的角度出发,对传感器最佳匝数比以及变压器输出噪声进行了完整的理论分析与建模,并针对磁场干扰的情况,提出一种具备磁屏蔽式的噪声匹配变压器,优化了传感器的噪声等效指标,在实际应用中具有优异性能。

1 理论分析

1.1 MHD 传感器原理及结构

磁流体动力学角振动传感器敏感角速度的原理是导电流体在旋转磁场中切割磁感线进而产生感生电动势。在小型化传感器的研制过程中,多采用径向磁场方案,磁场由上下两个轴向充磁永磁体产生,通过磁轭等高导磁部件将轴向磁场转化为径向磁场,进而形成闭合磁回路。产生的感生电动势由变压器进行一级放大,再经过后级低噪声信号放大电路进行放大输出。为保证传感器的小型化的要求,变压器通常置于环形流体腔体内部,如图 1 所示为径向磁场方案原理图。

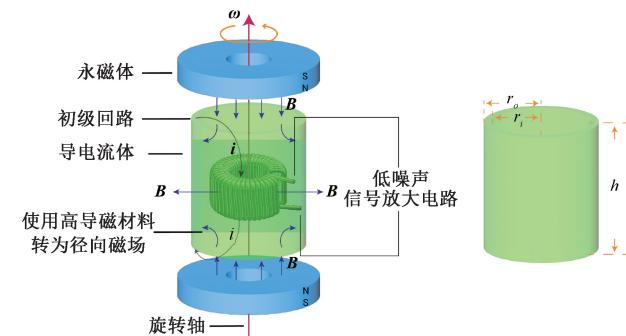


图 1 径向磁场方案原理

Fig. 1 Schematic diagram of radial magnetic field scheme

在不可压缩的情况下,针对牛顿流体,控制导电流体在恒定磁场下作用的矢量微分方程组如式(1)所示,式(1)中分别为连续方程、运动方程、磁扩散方程、磁场高斯定理和广义欧姆定律。

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \cdot \mathbf{V} = 0 \\ \rho \frac{d\mathbf{V}}{dt} = -\nabla p + \mu_f \nabla^2 \mathbf{V} + \mathbf{J} \times \mathbf{B} \\ \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = \frac{1}{\mu_0 \sigma} \nabla^2 \mathbf{B} + \nabla \times (\mathbf{V} \times \mathbf{B}) \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \\ \mathbf{J} = \sigma(\mathbf{E} + \mathbf{V} \times \mathbf{B}) \end{array} \right. \quad (1)$$

其中, V 为速度; ρ 为密度; p 为压力; μ_f 为动力粘度; J 为电流强度; B 为磁场强度; σ 为电导率; E 为电场强度。

由式(1)可以推导出导电流体通道上下电极的电势差 $\tilde{\varepsilon}_z$ 与输入角速度 $\tilde{\Omega}$ 的复振幅比为:

$$\frac{\tilde{\varepsilon}_z}{\tilde{\Omega}} = B_r h r \frac{i R_\omega (\tanh \lambda - \lambda)}{i \lambda R_\omega + M^2 \tanh \lambda} \quad (2)$$

其中, B_r 为穿越流体的径向平均磁感应强度; h 为流体高度; $r = (r_o + r_i)/2$ 为流体的平均半径; $R_\omega = \omega \rho l^2 / \mu_f$ 为振荡雷诺数^[21]; ω 为输入角速度频率; $l = (r_o - r_i)/2$ 为流体环宽度的一半; $M = B_r l \sqrt{\sigma / \mu_f}$ 为哈特曼数^[21]; $\lambda = \sqrt{M^2 + i R_\omega}$ 。

该函数描述了归一化的轴向输出电压 $\tilde{\varepsilon}_z$ 与旋转角速度 $\tilde{\Omega}$ 之间的频域关系。

在低频 ω 趋近于 0 时, $R_\omega \ll M^2$, 此时 $\lambda \approx M$, $\tanh \lambda \approx \tanh M$, 传递函数近似为:

$$\frac{\tilde{\varepsilon}_z}{\tilde{\Omega}} \approx B_r h r \frac{i R_\omega (\tanh M - M)}{i M R_\omega + M^2 \tanh M} \sim \frac{R_\omega}{M} \propto \omega \quad (3)$$

在高频 ω 趋近于 ∞ 时, $R_\omega \gg M^2$, 此时 $\lambda \approx \sqrt{i R_\omega} = (1+i)\sqrt{R_\omega/2}$, 且 $|\lambda| \gg 1$, 故 $\tanh \lambda \approx 1$, 传递函数简化为:

$$\left| \frac{\tilde{\varepsilon}_z}{\tilde{\Omega}} \right|_{\max} = B_r h r \cdot \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left| \frac{i R_\omega (\tanh \lambda - \lambda)}{i \lambda R_\omega + M^2 \tanh \lambda} \right| = \\ B_r h r \cdot \frac{i R_\omega (1 - \lambda)}{i \lambda R_\omega + M^2} \approx B_r h r \quad (4)$$

由式(3)、(4)分析可知, 传递函数在低频时输出随频率逐渐减小, 趋近于 0, 低频时由粘性力主导, 致使信号衰减。高频时输出幅值逐渐趋于稳定, 由流体惯性力主导。

MHD 传感器自身输出呈高通特性, 对于低频信号敏感效果不佳, 且自身输出幅值极低, 为 μV 量级, 这对后级信号处理电路提出极高的信噪比要求。

1.2 噪声匹配变压器

MHD 传感器的自身敏感元件电阻在 $10^{-4} \Omega$ 量级, 若采用放大器直接进行放大, 其噪声等效模型如图 2 所示, 其中 R_i 为敏感元件各电阻之和, 即自身电阻。其中敏感元件中的噪声主要来源于电阻热噪声及过剩噪声, 以及放大器引入的等效电压噪声 e_n 和等效电流噪声 i_n 。

敏感元件输出的电压噪声功率谱密度 $S_{e_s}(f)$ 为:

$$S_{e_s}(f) = 4\kappa T R_i + \frac{K I_d^2 R_i^2}{f} \quad (5)$$

其中, κ 为玻尔兹曼常数; T 为绝对温度; K 为常

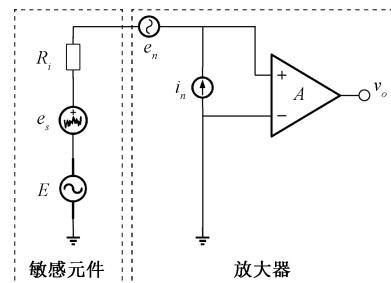


图 2 传感器与放大器噪声模型

Fig. 2 Sensor and amplifier noise models

数, 与电阻材料、工艺有关; I_d 为流过电阻的电流; f 为频率。

为了使系统的噪声性能达到最优, 使引入噪声最小化, 让信号能以最佳信噪比进行传输和处理, 采用变压器耦合放大的方式, 进行噪声匹配, 提高信噪比。噪声系数是衡量电子设备或者系统在各级电路引入噪声程度的一个重要指标。图 2 中放大器的噪声系数 F 为:

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = 1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 R_i^2}{4\kappa T R_i \Delta f} \quad (6)$$

其中, E_n 为中心频率为 f 的窄带宽 Δf 内的等效输入噪声电压有效值; I_n 为中心频率为 f 的窄带宽 Δf 内的等效输入噪声电流有效值。

对式(6)中 R_i 求导, 令 $\partial F / \partial R_i = 0$, 即可求得最佳源电阻 R_{so} :

$$R_{so} = \frac{E_n}{I_n} \quad (7)$$

此时电路可得噪声系数最小值为:

$$F_{\min} = 1 + \frac{E_n I_n}{2\kappa T \Delta f} \quad (8)$$

由式(7)可以得出所需变压比为 $1:n$ 的噪声匹配变压器关系为:

$$n = \sqrt{\frac{R_{so}}{R_i}} = \sqrt{\frac{E_n}{I_n R_i}} \quad (9)$$

相较于使用放大器直接进行信号输出, 噪声匹配变压器可有效降低输出噪声, 但其自身结构同样会对系统引入噪声。噪声等效模型如图 3 所示, 其中 R_p 为初级绕线电阻; e_p 为其热噪声; C_p 为初级等效电容, 包括层间电容、匝间电容、对地电容等; R_c 为铁芯损耗; I_c 为产生的热噪声; L_p 为初级磁化电感; R_{sec} 为二次绕组绕线电阻; e_{rs} 为其热噪声; C_s 为次级等效电容。

折合到 v_{o1} 端的电压噪声功率谱密度为:

$$S_{v_{o1}}(f) = 4\kappa T \frac{R_c (R_i + R_p)}{R_i + R_p + R_c} |H(f)|^2 + 4\kappa T R_{sec} \quad (10)$$

其中, $H(f)$ 为变压器复频域传递函数。

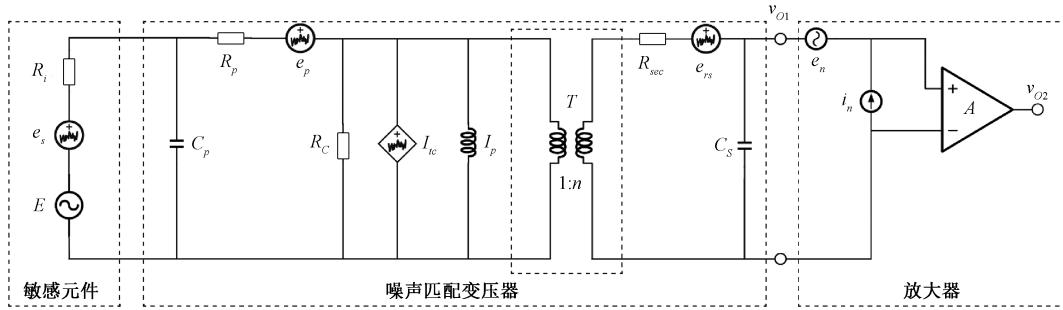


图 3 噪声匹配变压器等效模型

Fig. 3 Noise matching transformer equivalent model

由于传感器腔体内部结构紧凑,采用环形变压器,具有体积小、重量轻、低漏磁、效率高等优点。在变压器优化噪声的同时,还会影响系统的低频特性。在低频时,电容 C_p 引起的阻抗 X_c 会很大,可视为开路。磁化电感 L_p 可表示为:

$$L_p = \frac{\mu_r \mu_0 A e}{l_e} \quad (11)$$

其中, μ_r 为磁芯相对磁导率; μ_0 为空气磁导率; Ae 为磁芯横截面积; l_e 为磁路有效长度。

采用高导磁性能的磁芯时,磁化电感 L_p 远远大于漏感,在做等效计算时忽略不计。因此变压器的低频截止频率 f_L 为:

$$f_L = \frac{R_c(R_i + R_p)}{2\pi L_p(R_c + R_i + R_p)} \quad (12)$$

在初级电阻一定的情况下,提升变压器初级电感是降低低频截止频率最直接的方式。而磁芯易受外界磁场影响,改变其磁化状态、引入额外磁通路径以及干扰电磁耦合效率等。假设外界磁场在磁芯中引入附加磁通 Φ_{ext} ,则总磁通为:

$$\Phi_{total} = \Phi_{main} + \Phi_{ext} \quad (13)$$

电感量变化可近似为:

$$\Delta L \approx \frac{\mu_r \mu_0 A e}{l_e} \times \frac{\Phi_{ext}}{\Phi_{main}} \quad (14)$$

综上分析,通过噪声匹配变压器采用适当的变比可以大幅降低输出噪声,使得系统能够达到最优噪声系数。但引入变压器会改变系统整体的传递函数,若变压器电感量不能得到保证,则会导致传感器最终输出的低频截止频率增高。

前人尚未对 MHD 传感器的变压器磁芯进行相关研究,在实际使用过程往往会出现电感量未达指标要求,导致传感器低频截止频率较理论计算偏大的现象。本文将借助有限元仿真对变压器磁芯工作环境进行分析。

2 仿真分析

2.1 磁场仿真

如图 4 为传感器结构示意图,通过永磁体磁极相对放置,形成上下对称的磁回路结构,磁场径向穿越流体区域。表 1 中给出传感器结构的关键参数,其中 r_c 为放置变压器腔体内部半径; h_c 为腔体高度; r_i 为流体通道内半径; r_o 为流体通道外半径。

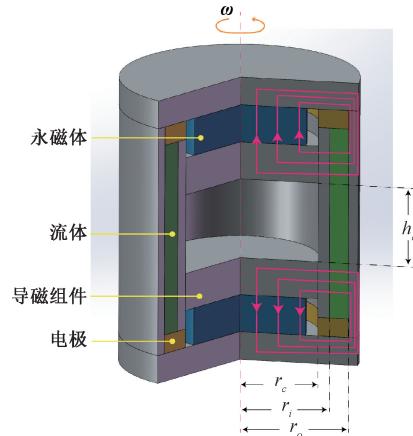


图 4 结构示意图

Fig. 4 Structural schematic diagram

表 1 结构关键参数

Table 1 Structural key parameters

符号	参数/mm	符号	参数/mm
r_c	8.3	h_c	9.8
r_i	9.5	r_o	11.5

将传感器整体结构导入 Ansys 中, 使用 Ansys Maxwell 进行磁场仿真, 永磁体材料使用钕铁硼材料, 导磁组件使用高导磁软磁合金, 其它材料设置不再赘述。将实测磁芯材料数据导入 Maxwell 中进行仿真, 本文重

点关注传感器腔体内部磁芯区域位置的磁场。经仿真,磁芯区域磁场如图5(a)和(b)所示,在传感器装配过程中磁芯只与一端相固连,在放入腔体内部时不能完全居于中心位置,导致磁芯上下所受磁场影响不对称,进而磁力线也并非关于中心对称,如图5(c)所示。从图中可以看出,由轴向磁场转向径向磁场的过程中,在腔体内部会产生漏磁场,同时由于不对称的原因,导致磁芯上下部分所受磁场也不尽相同,会造成固连一端受到漏磁场的影响较大。漏磁场的产生将会影响磁芯的工作状态,导致电感量下降。

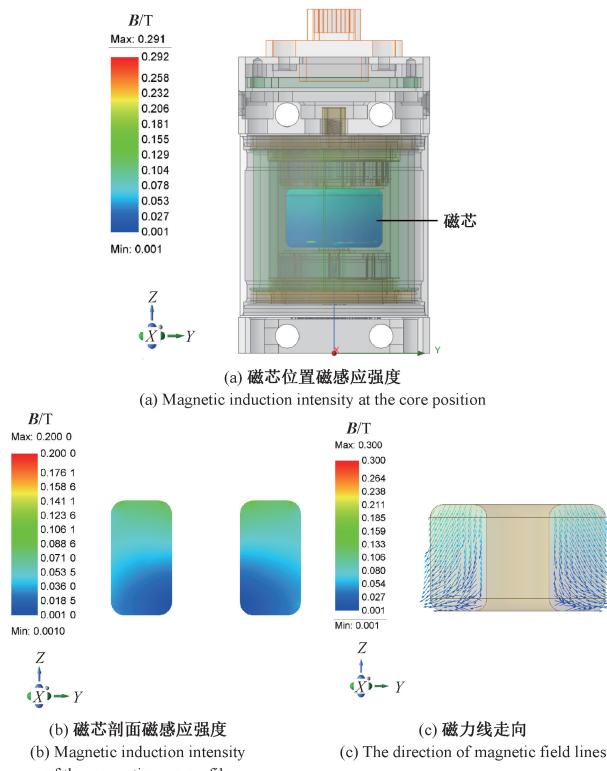


图5 原始结构磁场仿真

Fig. 5 Original structure magnetic field simulation

2.2 磁场优化仿真

从式(11)可以看出,若想增加电感,可以采用增大匝数比,增加磁路截面积,增大磁路长度的方法。同时从磁场仿真及实际测试的结果可以得出磁芯在内部受到漏磁场的影响导致磁化电感下降,也可以增加内部腔体空间使磁芯免受漏磁场的影响。但考虑到实际应用小型化的需求及应用场景,不可一味增大磁芯从而导致传感器整体结构增加,因此需要在不改变现有结构大小的情况下从内部优化漏磁场的影响。

为了减小漏磁场对腔体内部尤其是磁芯位置的影响,避免磁芯饱和或者磁芯工作在非线性区,在腔体内部设计一层磁屏蔽罩用于磁场的导磁作用。考虑到该区域是由轴向磁场转为径向磁场的关键部位,若转换为径向磁场的效果不佳,可能导致流体区域的磁感应强度受到影响,进而影响最终的输出标度,因此磁屏蔽结构并未采用传统的圆筒型结构,应用于传感器腔体内的磁屏蔽结构如图6所示,将泄露的磁场通过高导磁材料导流变换为径向磁场。

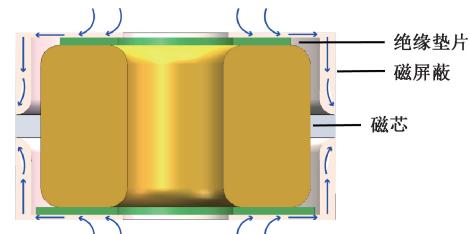


图6 磁屏蔽结构

Fig. 6 Magnetic shield structure

经过优化的结构仿真如图7所示,对比图5可以看出磁屏蔽材料的导磁作用十分明显,相较于未加磁屏蔽的结构,磁芯位置处的磁感应强度大大减小,同时磁力线走向也更加对称,对于流体区域磁感应强度的均匀性也能得到优化。

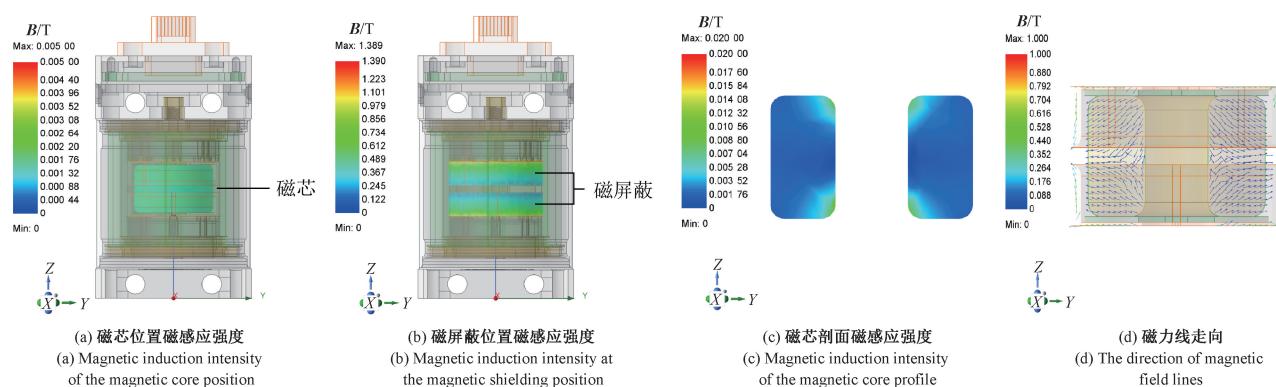


图7 加磁屏蔽后磁场仿真

Fig. 7 Simulation of magnetic shield structure

2.3 流体区域标度对比

磁流体动力学微角振动传感器流体区域的磁感应强度大小是影响传感器自身输出标度的关键,因此需要对比结构优化前后是否对流体区域的磁感应强度产生影响,避免结构优化前后流体区域磁感应强度发生显著变化,或者流体区域磁场均匀性受到影响而导致最终输出标度的改变,仿真结果如图 8 所示。通过使用 Ansys Maxwell 自带的 Fields Calculator 计算流体区域磁感应强度均为 0.2 T,并未因增加磁屏蔽结构导致敏感区域磁感应强度发生显著变化,因此改变结构前后输出标度应完全一致,同时磁芯受到漏磁场的影响更小。

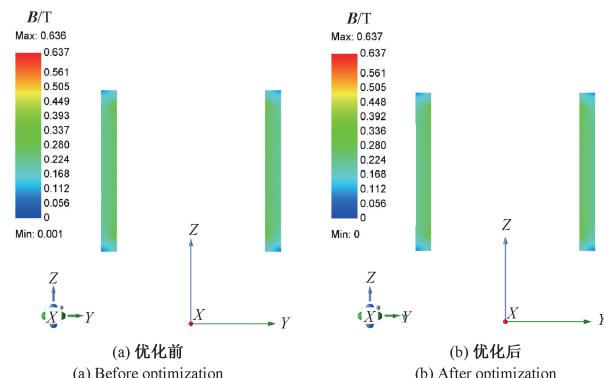


图 8 优化前后流体区域仿真

Fig. 8 Fluid region optimization comparison

优化后的漏磁得到明显改善,形成的径向磁回路更加对称,采用式(15)对流体区域的磁场均匀度进行评价^[22],即:

$$B_{\gamma} = \frac{B_{\max} - B_{\min}}{B_{\text{average}}} \quad (15)$$

通过对比分析得出表 2 结论,未使用磁屏蔽时会有漏磁场产生,在不改变结构大小的情况下增加磁屏蔽可有效改善漏磁大小以及磁力线的走向。优化前后流体区域磁感应强度并未发生显著变化,对输出标度无显著影响。同时由于优化后磁力线走向更加对称,流体区域磁场均匀度达到 6.18%。采用体平均法计算磁芯区域平均磁感应强度,从优化前 0.021 T 降至优化后的 0.002 T,优化效果明显。

表 2 优化前后磁场对比

Table 2 Magnetic field correlation

磁场特性指标	优化前	优化后
流体区域平均磁感应强度/T	0.223	0.226
流体区域磁场均匀度/%	11.323	6.180
磁芯区域平均磁感应强度/T	0.021	0.002

3 实验及结果分析

3.1 电感测试

使用 HIOKI 3532-50 LCR 测试仪在固定频率及 CC(恒流模式)下测试变压器线圈次级电感大小,分别在无磁场环境及完整装配的条件下分别进行测试,完成装配即内部已有永磁体作用产生恒定磁场,测试方法如图 9 所示,以对比不同磁场环境条件下磁芯电感的变化。

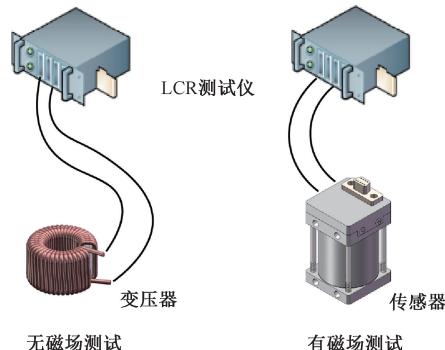


图 9 电感测试示意图

Fig. 9 Inductance test diagram

这里使用两种不同匝数的线圈进行测试(编号 N_1 和 N_2 ,次级匝数 $N_1 < N_2$, N_2 接近最优匝数比),对比结果如表 3 所示。分别在无磁场环境下测试得到两种不同匝数比磁芯的初始电感,在不使用磁屏蔽直接进行装配(即有磁场无磁屏蔽)测试后发现,磁芯电感衰减严重,衰减倍率可达 4~5 倍。采用磁屏蔽结构(即有磁场有磁屏蔽)优化后电感已接近初始电感,但仍未达到初始电感,印证了有限元仿真中漏磁的影响,进而影响磁芯磁化电感,若空间允许的情况下,增加磁屏蔽厚度等能够得到进一步的改善。

表 3 变压器电感测试对比

Table 3 Transformer inductance test comparison (H)

测试条件	N_1	N_2
无磁场次级电感	3.915	38.075
有磁场无磁屏蔽次级电感	1.065	7.241
有磁场有磁屏蔽次级电感	3.619	34.635

3.2 标度测试

磁流体动力学微角振动传感器频率范围覆盖 1~1 000 Hz,由于测试平台所限,进行频率测试时高频段与低频段需分开进行测试,高频段使用角振动台 105-AVT,低频段使用高精度单轴转台 TES-3V-AB,最后进行数据的融合处理,测试现场如图 10 所示。

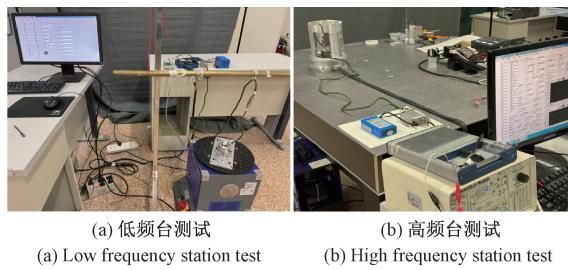


图 10 标度测试

Fig. 10 Scale test

对传感器进行全频带测试,低频台测试 0.1~16 Hz 之间的标度,高频台测试 16~1 000 Hz 之间的标度,标度测试结果如图 11 所示,使用 N_1 和 N_2 变压器搭配低噪声放大电路进行输出,由于变压器匝数比不同,调整低噪声放大电路的倍数使最终输出标度相同便于进行对比;同时使用 10 万倍放大线路不搭配变压器直接放大输出进行测试对比,需注意使用 10 万倍放大线路输出的标度小于搭配变压器输出标度约 5 倍,采用 10 万倍放大线路作用其一是验证变压器的噪声优化效果,其二是验证传感器自身敏感结构的低频截止频率,排除变压器的干扰。

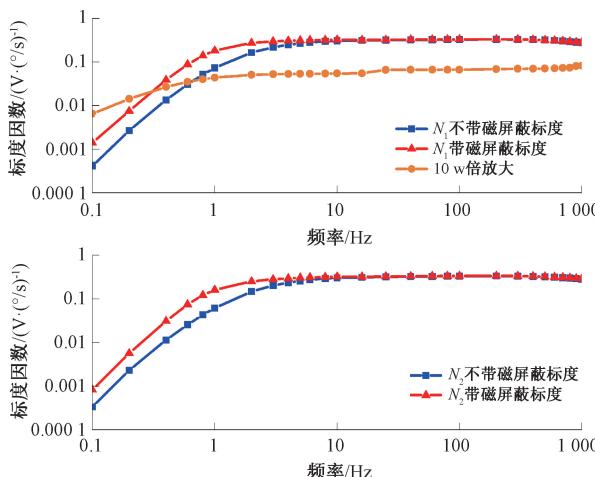


图 11 标度对比

Fig. 11 Scale contrast

从标度对比曲线可以看出使用 10 万倍放大线路时,测得传感器自身的低频截止频率大概在 0.5~0.8 Hz 之间,而使用变压器后会提高传感器最终的低频截止频率。分别测试带有 N_1 、 N_2 变压器的传感器,当变压器匝数比相同时,增加磁屏蔽会明显改善磁芯工作状态,增加磁化电感,在初级回路电阻相同的情况下,使得传感器低频截止频率进一步降低。当匝数比不同时,大线圈 N_2 可以提供更高的电感值,因此相较于 N_1 的低频截止频率会更低。

3.3 噪声测试

由于磁流体微角振动传感器对外界引入噪声极为敏感,测试传感器静态噪声时需保证尽可能少引入外界带来的噪声、振动等。测试静态噪声现场如图 12 所示。

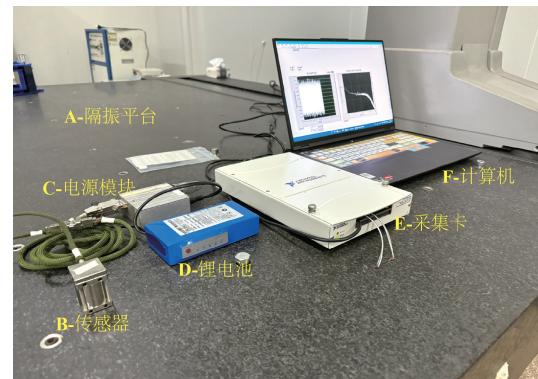


图 12 噪声测试实验现场

Fig. 12 Noise test site

静态噪声实验方法:将传感器以及配套的设备置于隔振平台上,减少周围其它设备的残余振动耦合影响。采用锂电池以及配套电源模块为传感器供电。待传感器上电稳定后,使用采集卡对传感器的本底噪声信号进行采样,采样频率 100 kHz,采样时间 100 s,采集多组数据进行比较,在得到的样本数据使用 Welch 方法计算噪声功率谱密度,采用 Welch 方法旨在改进传统周期图法的高方差和低分辨率问题。

通过实测传感器静态噪声,由图 13 可以看出,当不使用噪声匹配变压器时,对传感器输出直接放大 10 万倍,且此时最终输出标度远小于 N_1 和 N_2 变压器测试最终输出的标度,其噪声量级远远大于使用变压器的噪声,大约高出 3 个数量级。从实测数据看出,由于匝数比 N_2 大于 N_1 ,最终输出标度一致的情况下,采用 N_2 变压器的传感器输出噪声优于采用变压器 N_1 的传感器。即使用

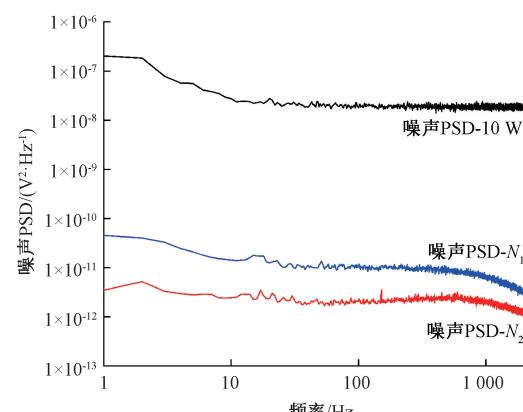


图 13 传感器静态噪声 PSD 对比

Fig. 13 Sensor static noise PSD comparison

噪声匹配变压器耦合的方式可以大幅降低输出噪声,且越接近最优匝数比,输出噪声越小。

3.4 传感器指标评价

评价磁流体微角振动传感器的性能优劣的重要指标包括噪声等效角速率及噪声等效角位置,二者是对MHD传感器低频截止频率以及噪声量级的综合评价。由式(5)可以看出,敏感元件输出的电压噪声功率谱密度与频率呈现反比关系,频率越低则噪声越大,意味着在评价1~1000 Hz带宽内的噪声等效指标时,低频段噪声反而占比较大,而传感器又呈高通特性,因此对传感器的下限截止频率提出很高要求,低频截止频率越低,则噪声等效指标越好。

使用式(16),计算传感器噪声等效角速率功率谱密度 $S_\theta(f)$:

$$S_\theta(f) = S_u(f) / \hat{K}_\Omega^2(f) \quad (16)$$

其中, $S_u(f)$ 为输出电压波形的功率谱密度; $\hat{K}_\Omega^2(f)$ 是频率 f 处的标度因数;

使用式(17),计算传感器噪声等效角位置功率谱密度:

$$S_\theta(f) = S_u(f) / [\hat{K}_\Omega^2(f) (2\pi f)^2] \quad (17)$$

使用式(18)和(19)分别计算传感器噪声等效角速率 σ_Ω 和噪声等效角位置 σ_θ ,其中 $f_{start} = 1$ Hz, $f_{end} = 1$ kHz。

$$\sigma_\Omega = \sqrt{\int_{f_{start}}^{f_{end}} S_\Omega(f) df} \quad (18)$$

$$\sigma_\theta = \sqrt{\int_{f_{start}}^{f_{end}} S_\theta(f) df} \quad (19)$$

由上可知,提升MHD传感器噪声性能指标需要提高其频带内的输出标度,同时需要降低其输出噪声。MHD传感器属于低源阻抗器件,因此使用噪声匹配变压器既能提高放大倍数,同时也能实现噪声匹配,降低输出噪声。

通过本文实测各项数据,与国内外目前技术领先的BlueHalo公司与上海航天控制技术研究所进行指标对比,如表4所示。可以得出的结论为:

1)采用10万倍放大线路进行了相应验证,传感器敏感元件自身低频截止频率介于0.5~0.8 Hz之间;验证了MHD角振动传感器自身输出呈现高通特性,对低频响应不佳;

2)相较于应用放大电路直接进行信号输出,采用噪声匹配变压器可以优化噪声系数,使得输出噪声大幅降低,同时匝数比越接近最优匝数比,输出噪声越低;

3)在有限的体积内,采用具备磁屏蔽结构的噪声匹配变压器能够降低磁场对磁芯的影响,提高磁化电感,进而降低传感器的低频截止频率,使得MHD传感器的噪声等效指标更优;

4)通过本文的优化,采用 N_2 型噪声匹配变压器的MHD传感器,配合在小型化结构腔体内磁屏蔽结构的使用,在体积与重量远小于其它单位时,实测传感器各项指标已远优于其它单位,达到目前国内外领先水平。

表4 指标对比

Table 4 Index comparison

指标	本文				ARS-14	ARS-16	CG-52	上海航天控制 技术研究所 ^[24]
	直接放大 10万倍	N_1 不带磁 屏蔽	N_1 磁屏蔽	N_2 不带磁 屏蔽				
低频截止频率/Hz	<0.8	<3	<2	<4	<2	<2	<2	2
噪声等效角速率/ (μ rad/s RMS, 1 Hz~1 kHz)	1 102	5.483	5.290	2.733	2.636	<5	<5	<5
噪声等效角位置/ (nrad RMS, 1 Hz~1 kHz)	21 660	208.40	89.30	77.84	32.02	<50	<40	<50
尺寸/mm	27.5×27.5×43.5				25.4×33×73.7	28.2×28.2×48.26	29×29×51	
重量/g	<150				200	200	<220	

4 结 论

理,对噪声抑制提出很高的要求,采用变压器耦合进行噪声匹配,再经过低噪声放大电路可有效抑制噪声,提高传感器的噪声性能,通过测试结果表明:

1)在结构空间允许的情况下,匝数比越接近最优匝

由于磁流体动力学微角振动传感器自身的敏感机

数比,其噪声性能指标越佳;

2)在实际应用场景中,由于结构紧凑,需要格外关注变压器磁芯的工作环境,采用磁屏蔽的方式进行优化设计,减弱受到漏磁场的影响,实际测试结果表明在腔体内部增加磁屏蔽结构能够减弱外界磁场对磁芯的影响,拓展低频截止频率。

综上所述,在不改变传感器结构大小的前提下,通过对传感器内磁芯进行磁屏蔽设计,提供一种具备磁屏蔽结构的噪声匹配变压器,使磁流体微角振动传感器的低频截止频率、噪声等效角速率、噪声等效角位置等指标达到目前领先水平,实现磁流体微角振动传感器小型化的设计及应用。

参考文献

- [1] 庞世伟,杨雷,曲广吉.高精度航天器微振动建模与评估技术最近进展[J].强度与环境,2007(6):1-9.
PANG SH W, YANG L, QU G J. New development of micro-vibration integrated modeling and assessment technology for high performance spacecraft[J]. Structure & Environment Engineering, 2007(6): 1-9.
- [2] GE M, YU K, WU Y SH, et al. Review of micro-vibration modeling, suppression, and measurement for spacecraft with high-precision[C]. International Conference on Signal and Information Processing, Networking and Computers. Singapore: Springer Nature Singapore, 2022: 787-796.
- [3] 谭天乐,朱春艳,朱东方,等.航天器微振动测试、隔离、抑制技术综述[J].上海航天,2014, 31(6): 36-45,51.
TAN T L, ZHU CH Y, ZHU D F, et al. Overview of micro-vibration testing, isolation and suppression technology for spacecraft [J]. Aerospace Shanghai, 2014, 31(6): 36-45,51.
- [4] 徐广德,武江凯,苟仲秋,等.国外航天器高精度高稳定度高敏捷指向技术综述[J].航天器工程,2017, 26(1):91-99.
XU G D, WU J K, GOU ZH Q, et al. High accuracy high stability and high agility pointing technology of spacecraft[J]. Spacecraft Engineering, 2017, 26(1): 91-99.
- [5] 金奇益,谢永,贾建军.基于FPGA的主动隔振载荷检测系统的设计与实现[J].电子测量技术,2024, 47(4): 165-171.
JIN Q Y, XIE Y, JIA J J. Design and implementation of detection system for active vibration isolation loads based on FPGA [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(4): 165-171.
- [6] 高晋占.微弱信号检测[M].北京:清华大学出版社有限公司,2004.
GAO J ZH. Weak signal detection [M]. Beijing: Tsinghua University Press Co., Ltd., 2004.
- [7] 张俊宁,赵礼豪,陈宁波,等.基于集合经验模态分解与样本熵联合小波的固肥流量微波信号去噪方法[J].电子测量与仪器学报,2024, 38(11): 118-125.
ZHANG J N, ZHAO L H, CHEN N B, et al. Microwave signal denoising method for solid fertilizer flow based on combined empirical mode decomposition and sample entropy joint wavelet[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38 (11): 118-125.
- [8] LAUGHLIN D R. Magnetohydrodynamic angular rate sensor for measuring large angular rates: U. S. Patent 5,067,351[P]. 1991-11-26.
- [9] 于翔,李醒飞,徐梦洁,等.一种磁流体陀螺的设计研究[J].传感技术学报,2013, 26(11): 1483-1487.
YU X, LI X F, XU M J, et al. Research on design of magnetofluid gyroscope [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2013, 26(11): 1483-1487.
- [10] 张云,李醒飞,吴腾飞,等.MHD角速度传感器预处理电路的低噪声设计方法研究[J].传感技术学报,2018, 31(7): 1033-1039.
ZHANG Y, LI X F, WU T F, et al. Study on MHD angular rate sensor's preprocessing circuit low noise design method [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2018, 31(7): 1033-1039.
- [11] 杨凯丽.磁流体动力学角速度传感器频域特性与噪声特性研究[D].天津:天津大学,2019.
YANG K L. Research on frequency domain characteristics and noise characteristics of magnetohydrodynamics angular rate sensor [D]. Tianjin: Tianjin University, 2019.
- [12] 吴建铭.基于磁流体动力学效应的角随机颤振传感器技术研究[D].上海:上海交通大学,2017.
WU J M. Research of angle random jitter sensor based on the magnetohydrodynamic effect [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2017.
- [13] 李通.磁流体动力学微角振动传感器关键技术研究[D].上海:上海交通大学,2017.

- LI T. Key technology study for magnetohydrodynamics (MHD) microradian angular vibratory sensor [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2017.
- [14] 李丹青,李汉青.浅析变压器谐波的产生、危害及抑制[J].机电工程技术,2004(8):157-158.
- LI D Q, LI H Q. A brief analysis of the generation, hazards and suppression of transformer harmonics [J]. Mechanical & Electrical Engineering Technology, 2004(8):157-158.
- [15] 樊尚春,陶泽辉,邢维巍.非晶/超微晶合金电子变压器谐波失真实验研究[J].仪器仪表学报,2011,32(5):1051-1056.
- FAN SH CH, TAO Z H, XING W W. Harmonic distortion experimental research of amorphous & nanocrystalline electronic transformer [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2011, 32 (5): 1051-1056.
- [16] 郭磊.基于非晶纳米晶磁芯的微型磁通门传感器及其在生物检测中的应用[D].上海:上海交通大学,2020.
- GUO L. Amorphous nanocrystal magnetic core-based miniature fluxgate sensor and its application in biological detection[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2020.
- [17] 李民.电流互感器的传变特性、影响因素及优化措施[D].南京:东南大学,2017.
- LI M. Transmission characteristics, influencing factors and optimization measures of the current transformer[D]. Nanjing: Southeast University, 2017.
- [18] 刘攀.光纤陀螺磁场误差机理分析与抑制措施研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2018.
- LIU P. Research on mechanism and suppression measures of magnetic field error of fiber optic gyroscope[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2018.
- [19] 孟佳旭.铯原子自激式光泵磁力仪磁传感系统的研究[D].天津:天津大学,2018.
- MENG J X. Study on magnetic sensing system of cesium self-oscillated optically pumped magnetometer [D]. Tianjin: Tianjin University, 2018.
- [20] 田慧,梁璀璨,张登伟.高精度光纤陀螺磁屏蔽技术[J].传感器与微系统,2019,38(7):61-63.
- TIAN H, LIANG C, ZHANG D W. Magnetic shielding technique for high-precision FOGs [J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2019, 38(7): 61-63.
- [21] DOMÍNGUEZ-LOZOYA J C, CUEVAS S, DOMÍNGUEZ D R, et al. Laboratory characterization of a liquid metal MHD generator for ocean wave energy conversion [J]. Sustainability, 2021,13(9):4641.
- [22] JI Y, LI X F, WU T F, et al. Study on magnetohydrodynamics angular rate sensor under non-uniform magnetic field[J]. Sensor Review, 2016, 36(4): 359-367.
- [23] 拓卫晓,蒋颖娇,李醒飞,等.磁流体动力学角速度传感器研究综述[J].仪器仪表学报,2024,45(9):290-307.
- TUO W X, JIANG H J, LI X F, et al. A review on the research of magnetohydrodynamic angular velocity sensors[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024,45(9):290-307.
- [24] 吴建铭,朱庆华,沈杰,等.磁流体宽频角运动传感技术研究进展与应用展望[C].惯性技术发展动态发展方向研讨会文集——惯性基导航、制导与控制技术发展新趋势,2022: 142-154.
- WU J M, ZHU Q H, SHEN J, et al. Research progress and application prospect of magnetic fluid wideband angular motion sensing technology [C]. Proceedings of the Symposium on the Dynamic Development Direction of Inertial Technology-The New Development Trend of Inertial Based Navigation, Guidance and Control Technology, 2022: 142-154.

作者简介



李建翔,2021年于中北大学获得硕士学位,现为天津大学精密仪器与光电子工程学院博士研究生,主要研究方向为磁流体动力学微角振动传感器相关技术。

E-mail:lijianxiang@tju.edu.cn

Li Jianxiang received the M. Eng. degree from North University of China in 2021. Now he is a Ph. D. candidate in the School of Precision Instrument and Opto-electronics Engineering at Tianjin University. His research interests are related to magnetohydrodynamics micro-angle vibration sensors.



李醒飞,1994年于东南大学获得硕士学位,2000年于天津大学获得博士学位,现为天津大学精密仪器与光电子工程学院教授。主要研究方向为智能制造、惯性传感、海洋预测与观测。

E-mail:lixf@tju.edu.cn

Li Xingfei received his M. Eng. degree from Southeast University in 1994 and his Ph. D. degree from Tianjin University in 2000. He is now a professor at the School of Precision Instrument and Opto-electronics Engineering of Tianjin University. His research interests include intelligent manufacturing, inertial sensing, ocean prediction and observation.



刘帆(通信作者),2024年于天津大学获得博士学位,主要研究方向为微角振动传感器的设计与测试,以及微弱电压信号的检测。

E-mail: liufan@tju.edu.cn

Liu Fan (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Tianjin University in 2024. His research interests include

the design and testing of micro-angle vibration sensors and the detection of weak voltage signals.



E-mail: jiyue@tiangong.edu.cn

Ji Yue received her B. Eng. and Ph. D. degrees from Tianjin University in 2011 and 2016, respectively. She is currently an associate professor at the School of Control Science and Engineering, Tiangong University. Her research interests include advanced sensor theory and detection technology, intelligent measurement equipment.