



基于惯性传感器的多自由度电容传感标定测试方法

刘东旭^{1,2,3,4}, 王少鑫^{2*}, 齐克奇², 董鹏¹, 郭纬川², 贾建军^{1,5}

1. 国科大杭州高等研究院, 杭州 310024;
2. 中国科学院力学研究所, 北京 100190;
3. 中国科学院大学, 北京 100049;
4. 中国科学院上海光学精密机械研究所, 上海 201899;
5. 中国科学院上海技术物理研究所, 上海 200083

*联系人, E-mail: wangshaixin@imech.ac.cn

收稿日期: 2024-03-05; 接受日期: 2024-03-28; 网络出版日期: 2024-06-20

国家重点研发计划(编号: 2020YFC2200104)资助项目

摘要 电容传感器是实现空间任务中高精度位移探测的关键部件, 受到敏感结构加工误差以及电子学器件精度的影响, 系统电路的实际增益往往与理论之间存在一定差异. 本文以差分放大电路为核心, 对电容传感电路各环节的理论模型进行分析, 并在此基础上构建了其增益及零偏模型. 同时结合敏感结构工程样机开展了相关的标定实验, 实现了多自由度上位移到电压的精确高效标定. 此外, 还提出了一种与之相对应的调制标定方法, 能够有效地降低低频扰动造成的干扰, 并通过实验验证了该标定方案的可行性以及零偏模型的准确性. 结果显示, 在未进行温控调节的情况下, 各通路在多次测试下所得的标定增益系数的RMSPER值均小于0.2%.

关键词 电容传感, 多自由度标定, 敏感结构, 零偏模型

PACS: 06.20.fb, 07.07.Df, 07.50.Ek, 06.30.Bp

1 引言

惯性传感器作为空间精密探测任务的重要载荷之一, 其主要应用于全球重力场测量^[1-3]、等效性原理验证^[4,5]、空间引力波探测^[6,7]等领域. 惯性传感器主要由高精度敏感结构及前端电子学单元构成^[8], 后者又包括电容传感和静电力驱动控制两部分功能模块. 其中电容传感的主要作用是检测测试质量(TM)与电极笼

(EH)之间的相对位置关系, 为系统后续的精确控制提供输入. 在实际的应用中我们发现, 受到电子学器件精度、敏感结构加工误差等因素的影响, 电容传感电路(以下简称为“电路”)的理论增益与实际增益之间往往存在一定差异, 再加上空间任务的特殊性, 因而在入轨工作前需要构建地面标定系统, 以对电路的实际增益进行标定.

现阶段, Fichter等人^[9]在LISA计划中提出了卡尔

引用格式: 刘东旭, 王少鑫, 齐克奇, 等. 基于惯性传感器的多自由度电容传感标定测试方法. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2024, 54: 270407
Liu D X, Wang S X, Qi K Q, et al. Calibration test method of capacitance sensor for multiple degrees of freedom based on inertial sensor (in Chinese).
Sci Sin-Phys Mech Astron, 2024, 54: 270407, doi: 10.1360/SSPMA-2024-0090

曼滤波的方法对电容传感电路进行标定; 贺晓霞等人^[10]采用了模拟差分电容进行离散拟合的方法标定了实际测量值与理论值的拟合程度; Zhang等人^[11]和Yu等人^[12]依托于“天琴计划”提出了采用可调节模拟差分电容进行曲线拟合. 而在实际应用中, 上述方法仍存在一定的改进空间. 首先, 上述方法无法实现电容的连续性调节, 标定易受低频噪声的干扰. 其次, 上述方法未采用实际的敏感结构进行标定, 这就使得: 一方面, 无法确定传感电路连接到敏感结构后由位移到传感电压的关系, 以便更直观地通过传感电压值衡量TM与EH之间的相对位置关系; 另一方面, 仅能针对电路的性能进行标定, 无法测量敏感结构加工误差等因素对于传感标定的影响.

本文在上述研究成果的基础上提出了一种新的标定方法, 并将电路接入敏感结构工程样机, 利用PI多自由度驱动控制器的连续调节能力控制电极笼在单轴轴向做正弦运动, 通过检测与正弦运动同频传感电压来进行标定, 实现了由位移到电压的高精度转换, 降低了1/f噪声的干扰. 与此同时, 本文还提出了电路的零偏理论模型, 并通过实验验证了模型的正确性.

2 电容传感器的工作原理及模型构建

电容传感器的精密测量过程经历了位移信号到电容信号, 再到电压信号的转化. 其主要的工作原理为: 由敏感结构敏感TM与EH之间的相对位移, 并转化为差分电容信号; 将差分电容信号接入电路中, 施加激励, 得到响应电压信号.

电路的结构如图1所示, 其中, TM与EH内所附着的电极(ET)对构成差分电容, 实现位移信号到差分电容信号的转换; 差分放大电路(DAC)用于感应并放大差分电容信号, 产生电压信号; 选频放大器(FSA)的主

要作用是放大激励频率下的信号, 并抑制高低频噪声; 解调电路(DMC)由乘法器以及低通滤波器(LPF)构成, 其主要作用是对激励频率下的信号进行解调, 得到传感电压幅值. 高频激励信号(AC)的主要作用有两个方面: 一方面是为电路提供高频激励, 实现检测电路与控制电路的分频复用; 另一方面是对信号进行调制和解调, 以规避1/f噪声的影响^[13]. 模数转换器(ADC)的主要作用是进行数据采集, 以便于后续进行数字控制.

2.1 位移检测原理

敏感结构主要由EH和TM构成, EH内侧附ET, 其中, 测试质量及电极的分布如图2所示. 其中, TM位于EH中心位置, 设计为立方体结构. 在EH的每个平面上附有两个感应电极, 构成六对差分感应通路, 实现对TM与EH相对位置关系在六自由度的实时传感. 规定各坐标轴正向为各对电极的正电极, 反之为负电极.

敏感结构利用ET平面与TM平面发生相对位置变化时对所构成差分电容值的影响来检测二者之间的相对位移, 其原理如图3所示.

如图3(a)所示, 对于ET平面和TM平面构成的平行平板电容而言, 其电容值为

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d}, \tag{1}$$

其中, ϵ_0 为真空介电常数, 取值为 8.854×10^{-12} F/m, ϵ_r 为相对介电常数, 在轨近似真空环境下其值约为1, A 为ET和TM的正对电极面积, d 为二者间距. 电路中, TM与其两侧相对电极板构成一对差分电容, 如图3(b)所示, 当TM位于平衡位置时, 两侧电容完全相等, 差分电容为0; 而当TM相对于平衡位置偏移 x 时, 如图3(c)所示, 此时, 两侧电容不再相等, 差分电容值为

$$2 \cdot \Delta C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d_0 - x} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d_0 + x} = \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r A \cdot x}{d_0^2 - x^2}, \tag{2}$$

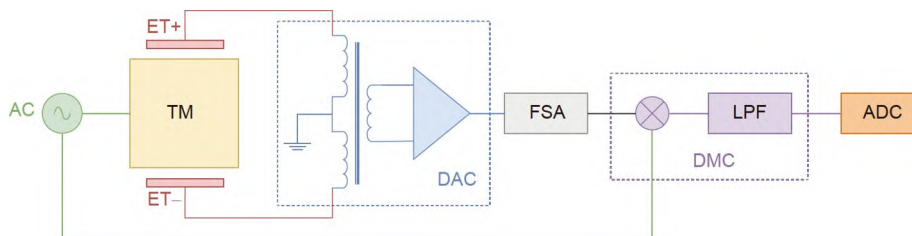


图1 (网络版彩图)传感电路结构图
Figure 1 (Color online) Structure diagram of sensing circuit.

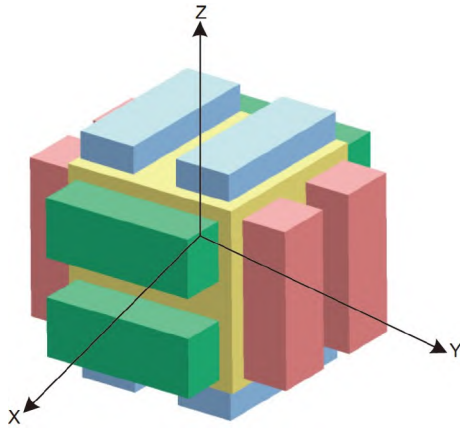


图 2 (网络版彩图)敏感结构中的TM及ET分布. TM位于中心位置,ET附于外侧. 其中,ET的划分为:在各轴正方向上, X 轴上侧为 $X1+$,下侧为 $X2+$; Y 轴左侧为 $Y1+$,右侧为 $Y2+$; Z 轴正方向左侧为 $Z1+$,右侧为 $Z2+$. 与其相对各电极分别为 $X1-$, $X2-$, $Y1-$, $Y2-$, $Z1-$, $Z2-$

Figure 2 (Color online) Test mass and electrode distribution in the sensitive structure. TM is located in the center and ET is attached to the outside. Among them, the distribution of ET is: in the positive direction of each axis, the upper side of X axis is $X1+$, and the lower side is $X2+$; the left side of Y axis is $Y1+$, and the right side is $Y2+$; the left side of Z axis is $Z1+$, and the right side is $Z2+$. The opposite electrodes are $X1-$, $X2-$, $Y1-$, $Y2-$, $Z1-$ and $Z2-$, respectively.

其中, ΔC 定义为当测试质量发生偏移时,单侧电容的变化量. 当 $x \ll d$ 时, x^2 可忽略,此时,式(2)可简化为

$$\Delta C = k_x \cdot x, \quad (3)$$

其中, $k_x = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d_0^2}$, 可以看到,此时, ΔC 近似与 x 呈正比,比例系数为 k_x ,因此,在微小位移范围内可以实现测试质量位移与差分电容的线性转换.

2.2 DAC模型

图1所示的电容检测电路原理图中,最关键的环节

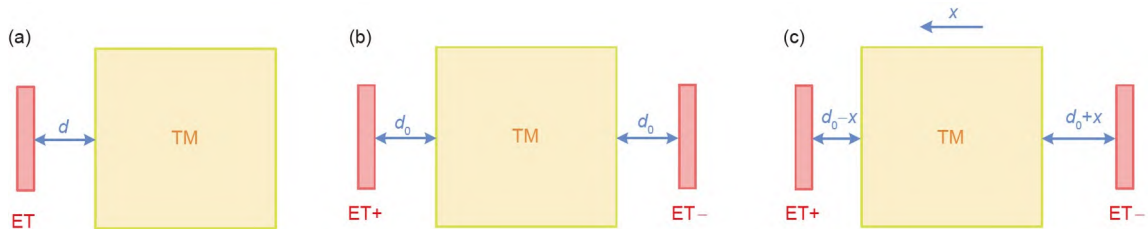


图 3 (网络版彩图)位移检测原理图. (a) TM平面与ET平面构成的电容; (b) TM位于EH中心位置时与两侧ET形成的差分电容; (c) TM偏离EH中心位置时与两侧ET形成的差分电容

Figure 3 (Color online) Schematic diagram of displacement detection. (a) Capacitance formed by TM plane and ET plane; (b) differential capacitance formed by TM and ET on both sides when TM is located at the center of EH; (c) differential capacitance formed by TM and ET on both sides when TM is deviation from the center of EH.

为DAC, 其为检测差分电容的核心部分. 本文借鉴文献[14]中设计的检驱一体化电路, 仅考虑激励信号的影响, 所设计的DAC结构如图4所示, 该电路主要由感应电桥及电荷放大器构成. 其中 U_i 为激励信号幅值, C_m 为标称电容, ΔC 为测试质量位移引起的单侧电容值变化, C_s 为同轴电缆对地杂散电容, R_b 为控制电压反馈电阻, C_p 为隔绝控制电压耦合进入传感通路的隔离电容, L 为线圈电感, C_g 为防止电荷放大器饱和的隔直电容, C_f , R_f 构成电荷放大器的反馈通路, 在此模型中忽略了变压器线圈的内阻以及线圈的分布电容等.

为了有利于建模分析对该电路进行简化处理, 作差分变压器副边左侧端口的戴维南等效电路. 根据基尔霍夫电流定律, 节点1-4的平衡方程为

$$(U_i - U_1) \cdot s \cdot (C_m + \Delta C) - U_1 \left(\frac{1}{R_b} + sC_s \right) = I_{p1}, \quad (4)$$

$$(U_i - U_2) \cdot s \cdot (C_m - \Delta C) - U_2 \left(\frac{1}{R_b} + sC_s \right) = I_{p2}, \quad (5)$$

$$(U_1 - U_{p1}) \cdot s \cdot C_p = I_{p1}, \quad (6)$$

$$(U_2 - U_{p2}) \cdot s \cdot C_p = I_{p2}, \quad (7)$$

由式(4)减去式(5)可得

$$2s\Delta C U_i - sC_m(U_1 - U_2) - s\Delta C(U_1 + U_2) - (U_1 - U_2) \left(\frac{1}{R_b} + sC_s \right) = I_{p1} - I_{p2}. \quad (8)$$

由于测试质量的位移区间极小, 且由于电路的对称结构, $U_1 + U_2 \approx 0$, 式(8)中的 $s\Delta C(U_1 + U_2)$ 项可近似为0, 式(8)可简化为

$$2s\Delta C U_i - sC_m(U_1 - U_2) - (U_1 - U_2) \left(\frac{1}{R_b} + sC_s \right) = I_{p1} - I_{p2}. \quad (9)$$

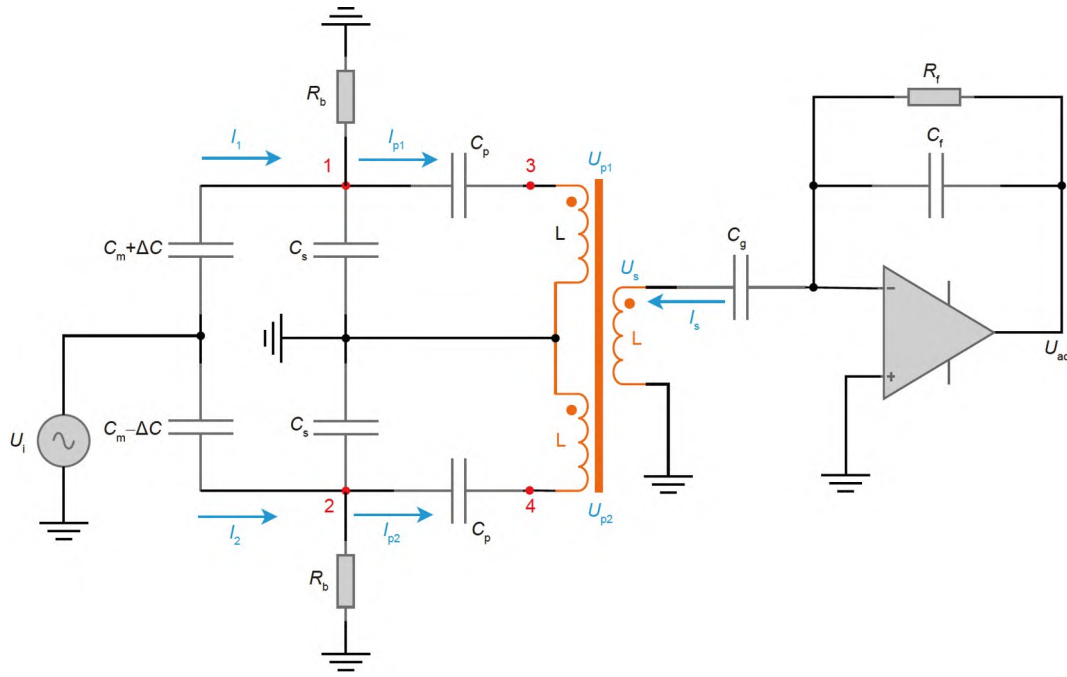


图 4 (网络版彩图) DAC原理图

Figure 4 (Color online) Schematic diagram of DAC.

由式(6)减去式(7)可得

$$(U_1 - U_2) \cdot s \cdot C_p - (U_{p1} - U_{p2}) \cdot s \cdot C_p = I_{p1} - I_{p2}. \quad (10)$$

同时, 根据变压器的耦合原理列写变压器的电压方程可得

$$U_{p1} = sLI_{p1} - skM_{12}I_{p2} + skM_{13}I_s, \quad (11)$$

$$U_{p2} = -skM_{12}I_{p1} + sLI_{p2} - skM_{23}I_s, \quad (12)$$

$$U_s = skM_{13}I_{p1} - skM_{23}I_{p2} + sLI_s, \quad (13)$$

其中, k 为变压器变比, M_{12} , M_{13} , M_{23} 为变压器的互感系数, 理想情况下有, $k = 1$, $M_{12} = M_{13} = M_{23} = L$. 此时, 由式(11)–(13)可得

$$I_{p1} - I_{p2} = \frac{U_s}{sL} - I_s, \quad (14)$$

$$U_{p1} - U_{p2} = 2U_s. \quad (15)$$

联立式(10), (14), (15)化简可得

$$U_1 - U_2 = \frac{(2s^2C_pL + 1) \cdot U_s}{s^2C_pL} - \frac{I_s}{sC_p}. \quad (16)$$

联立式(9), (14), (16)化简可得

$$2s\Delta CU_i = H(s)U_s - Z(s)I_s, \quad (17)$$

$$\text{其中, } H(s) = \frac{2s^2C_pL + 1}{s^2C_pL} \left(\frac{1}{R_b} + sC_p \right) + \frac{1}{sL}, \quad Z(s) =$$

$$\frac{\frac{1}{R_b} + s(C_s + C_m)}{sC_p} + 1, \text{ 当测试质量发生位移时, 前端电路}$$

阻抗会发生改变, 由于测试质量的位移范围极小, 可以以平衡位置的阻抗表示该变化阻抗, 此时 $\Delta C = 0$, 式(17)等式左侧值为0, 由此可得前端电路的等效阻抗为

$$Z_{eq} = \frac{Z(s)}{H(s)} = \frac{sL}{1 + \frac{2sL}{R_b} + 2s^2LC_t}, \quad (18)$$

式中, $C_t = C_s + C_m$, 由于隔直电容 C_p 的作用为隔绝反馈电压对电路的影响, 取值较大, 几乎不会影响传感通路, 因此在式(18)中予以忽略. 同时, 根据文献[15]中所述, 可知戴维南等效电压源值为

$$U_{eq} = s \cdot Z_{eq} \cdot 2\Delta C \cdot U_i. \quad (19)$$

据此, 可以将图4中的电路进行简化, 结果如图5所示.

其中电荷放大器反馈电阻 R_f 取值极大, 可以忽略. 根据深度负反馈下运算放大器“虚短”和“虚断”的特性, 结合基尔霍夫电流定律可得

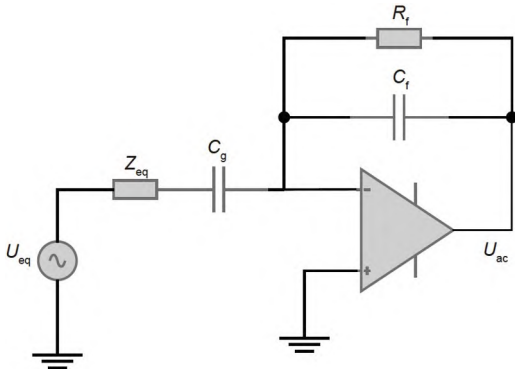


图5 DAC变压器副边左侧端口戴维南等效电路图
Figure 5 Thevenin equivalent circuit diagram for the left port of the transformer secondary side of the DAC.

$$\frac{U_{eq}}{Z_{eq} + \frac{1}{sC_g}} + U_{ac} \cdot s \cdot C_f = 0. \quad (20)$$

联立式(18)–(20)可得, DAC的输出电压为

$$U_{ac} = -\frac{2 \cdot s^2 \cdot k_g \cdot L \cdot \Delta C \cdot U_i}{1 + \frac{2sL}{R_b} + s^2L(2C_t + C_g)}, \quad (21)$$

其中, $k_g = C_g / C_f$, 主要起增益调节作用, $C_t = C_m + C_s$. 式(21)即为在完全对称情况下感应电桥的输出简化模型. 然而在实际电路中, 完全对称是不可能实现的, 不对称结构会对电路的输出产生影响, 如Gan等人^[16]研究发现不对称电感的存在会导致差分放大电路的输出存在一个与激励电压呈正比的直流偏置, 因此本文推断电路结构的不对称会导致DAC输出存在一个与 U_i 呈正比的直流偏置, 实际的感应电桥输出信号可以表示为

$$U_{ac_real} = k_{dac} \cdot \Delta C \cdot U_i + \delta_0 \cdot U_i, \quad (22)$$

其中, $k_{dac} = -\frac{2 \cdot s^2 \cdot k_g \cdot L}{1 + \frac{2sL}{R_b} + s^2L(2C_t + C_g)}$, δ_0 为直流偏置系数, 这部分也将在后文实验中进行验证.

进一步分析式(21)中的分母部分可以发现, 当电路达到谐振时, 满足 $1 + s^2L(2C_t + C_g) = 0$, 代入 $s = j\omega$ 以及 $\omega = 2\pi f$ 可以确定DAC发生谐振时的频率为和谐振时的输出电压分别为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L(2C_t + C_g)}}, \quad (23)$$

$$U_{acm} = \Delta C \cdot U_i \cdot R_b \cdot 2\pi f_0 \cdot k_g. \quad (24)$$

本文设计中为了降低频率偏移带来的影响, 将激励频率与谐振频率设计为不同值, 激励频率为100 kHz, 谐振频率为70–75 kHz. 在实际设计中, C_f 约为100 pf, 线圈电感约为4 mH, 根据式(23)可以选定隔直电容 C_g 为1 nf, 此时谐振频率为72.64 kHz, 满足设计要求.

2.3 FSA与DMC模型

将DAC输出的正弦信号接入FSA, 放大激励频率下的电压信号. 由于激励频率为一定值, 可将该FSA等效为一个固定增益 K_{fsa} , 即FSA的输出电压 U_{fsa} 为

$$U_{fsa} = K_{fsa} \cdot U_{ac_real}. \quad (25)$$

后续信号接入DMC进行解调, 为了保证频率的一致性, 载波由激励信号 U_i 提供, 乘法器设计选用AD734AN. 可以确定解调后输出直流电压 U_{dc} 为^[17]

$$U_{dc} = \frac{U_i \cdot U_{fsa}}{20}. \quad (26)$$

根据前文所述, 电容传感本质上是一个线性检测过程, 联立式(3), (22), (25), (26)可以确定, 传感输出电压值为

$$U_{dc} = \frac{U_i^2}{20} \cdot K \cdot x + \delta \cdot \frac{U_i^2}{20}, \quad (27)$$

其中, $K = K_{fsa} \cdot K_{dac} \cdot K_x$, 称为位移-电压增益系数, 简称为增益系数; $\delta = \delta_0 \cdot K_{fsa}$, 称为零偏系数.

根据实验室所选择的电子学器件相关参数, 可得各环节增益及电路增益系数的理论值如表1所示.

3 电路标定

本文基于上述原理研制了对应的电子学系统, 并开展了其增益系数标定以及所提出零偏模型验证的研究工作. 针对前者, 本文提出了一种调制标定的方案, 该方案在理论上可以极大程度地削弱低频噪声对标定

表1 电路各环节增益理论值

Table 1 Theoretical gain of each link of circuit

环节	数值
敏感结构由差分电容-位移增益 K_x	0.00462 pf/ μ m
DAC在100 kHz处增益 K_{dac}	0.0342 V/pf
FSA在100 kHz处增益 K_{fsa}	175 V/V
增益系数 K	0.02765 V/ μ m

结果带来的干扰, 提高标定结果的稳定性; 针对后者, 本文提出了一种利用正反接线的零偏电压测试方法, 基于此方法进行零偏模型的验证.

3.1 增益系数标定

3.1.1 标定系统

针对增益系数的标定, 本文中设计了一种六自由度标定系统, 其硬件结构如图6所示, 主要由对准调整机构、六自由度压电平台、敏感结构、电路箱、直流电源以及PI控制器构成. 对准调整机构主要包括倾斜调整机构、平动调整机构以及转动调整机构三部分, 倾斜调整机构固定于标定台底座上, 转动调整机构以及平动调整机构通过连接臂与底座相连. 对准调整机构可以实现对TM和EH之间相对位置在六自由度上的初步对准定位, 控制TM尽可能位于EH中心位置. 六自由度压电平台采用PI公司的压电陶瓷位移平台, 通过螺钉连接固定在倾斜调整机构上. PI控制器可以控制压电平台在六自由度上实现定量精密运动, 控制电极笼运动实现对TM和EH之间相对位置在六自由度上的定量细调节, 同时压电平台可以按需生成运动轨迹, 这是本文所述研究方法的基础. 敏感结构由EH和TM构成, 其中EH固定于压电平台上, TM通过刚性立柱与转动调整机构相连接, 在电极笼内部装有ET, 用于传感EH与TM的相对位置关系, 传感所需激励电压通过同轴电缆施加在刚性立柱与转动调整机构的连接处, 并通过立柱施加在TM上, 各ET通过同轴电缆线与电路箱内部的传感电路相连, 可实现对六通道的实时传感.

3.1.2 标定方法

本文提出了一种多自由度增益系数调制标定的方

法, 利用PI控制器的连续调节能力控制电极笼在一个轴向上做连续正弦运动, 同时对传感电压信号进行采样. 根据式(27)可知, 通过比较传感电压幅值与电极笼运动幅值即可确定电路的增益系数. 由于在单轴上存在两个通路, 因此每次运动可实现单轴两个通路(即两个自由度)的同时标定. 通过控制电极笼分别在X, Y, Z三轴进行运动, 即可实现在各通路的增益系数标定. 需要注意的是, 在实际测试中, 为了降低低频噪声的影响, 同时削弱压电陶瓷的迟滞效应, 正弦运动的频率优选0.2-1 Hz区间.

运动所得的传感电压为幅值调制的运动同频正弦电压, 为进一步求得增益系数, 需要对信号进行解调得到传感电压幅值, 本文采用相干解调的方法, 由于受到PI控制器控制频率误差以及上位机初始采样时刻不确定性的限制, 无法直接确定相干载波的频率和初始相位, 本文在相干解调的基础上进行优化, 设置多组载波的频率与初始相位, 通过寻找最优解的方式来近似传感电压幅值. 其具体的实现方法为, 设定载波信号幅值为2 V, 根据三角函数的性质, 当正弦传感电压信号与载波相乘时, 所得电压为

$$\begin{aligned}
 U_{\text{mul}} &= A\sin(\omega_1 t + \varphi_1) \cdot 2\sin(\omega_2 t + \varphi_2) \\
 &= A\{\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] \\
 &\quad - \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)]\}. \tag{28}
 \end{aligned}$$

记两信号相乘所得电压为积电压, 其中A为传感电压幅值, ω_1 与 φ_1 分别为传感电压的角频率与初始相位, ω_2 与 φ_2 分别为载波的角频率与初始相位. 由式(28)所示, 在积电压中包含一个近似直流分量, 和近似二倍频的高频分量. 由于信号频率较小, 所以难以直接通过低通滤波的方法滤除高频分量. 因此, 本文采用取均值的方法

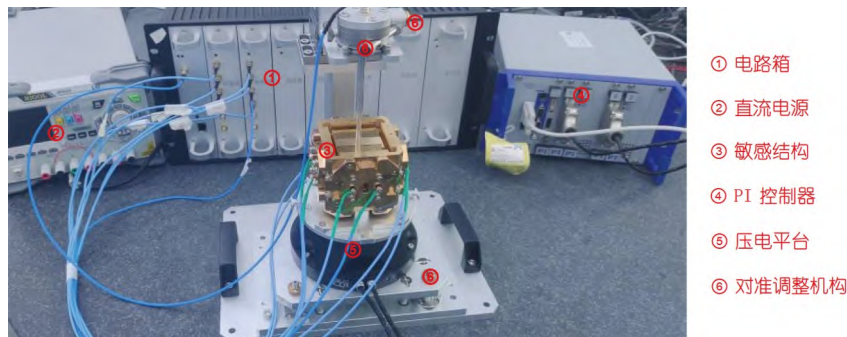


图 6 (网络版彩图)六自由度标定系统

Figure 6 (Color online) Six degrees of freedom calibration system.

来去除高频分量, 当采样点数足够多时, 高频分量带来的影响可以忽略, 因此由式(28)可得积电电压均值为

$$U_{\text{mul_mean}} \approx A \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)]. \quad (29)$$

此时, 给定载波可能的角频率区间 $\omega_2 \in [\omega_{\min}, \omega_{\max}]$ 与相位区间 $\varphi_2 \in [0, 2\pi]$, 其中 $\omega_{\min} < \omega_1 < \omega_{\max}$. 为保证 ω_1 落入 $[\omega_{\min}, \omega_{\max}]$ 内, 可以绘制各载波角频率下的积电电压均值峰值-载波频率响应曲线, 其中载波频率通过 $\omega = 2\pi f$ 来确定. 对于一个确定的载波角频率, 当其对应的积电电压均值达到峰值时, 必然存在 $\varphi_1 \approx \varphi_2$, 此时式(29)可以简化为

$$U_{\text{mul_mean_sim}} \approx A \cos(\omega_1 - \omega_2)t. \quad (30)$$

当满足 $\omega_{\min} < \omega_1 < \omega_{\max}$ 时, 积电电压均值峰值-载波频率曲线会在区间内部取最大值, 且向两侧递减; 若不满足该条件, 则曲线会在区间端点取得最大值.

当步长足够小时, 存在一组最优角频率及相位 $[\omega_2, \varphi_2]$ 使得式(29)的绝对值具有最大值, 可近似为解调后传感电压幅值, 即

$$U_{\text{am}} \approx \left| U_{\text{mul_mean}} \right|_{\max} \approx A. \quad (31)$$

此时, $\omega_1 \approx \omega_2$, $\varphi_1 \approx \varphi_2$. 进一步, 根据式(27), 可得传感电路增益系数为

$$K = \frac{20 \cdot U_{\text{am}}}{A_x \cdot U_i^2}, \quad (32)$$

其中, A_x 为六自由度压电平台所做正弦运动的幅值. 同时, 受限于调试精度的影响, 在传感信号中必然存在一定的直流偏置, 这是由于测试质量的初始位移以及电路的不对称性等因素导致的, 在解调的过程其会与载波信号相乘, 得到

$$U_{\text{mul_dc}} = A_0 \cdot 2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2), \quad (33)$$

其中, A_0 为直流偏置值, 该信号可以在如式(29)取均值过程中进行滤除. 需要注意的是, 在采样点数据选择的过程中应包含整数个正弦运动周期, 可以有效减少在均值滤波过程中由于初始相位不同引入的不确定波动.

3.2 零偏电压测试

在进行零偏模型验证之前, 首先需要对电路的零偏电压进行测试. 为此, 本文提出了一种正反接线的零偏电压测试方法, 并基于实验室前期调试所用单板

电路设计了实验. 该电路板具有较大的零偏系数, 同时能够有效减小接线切换过程中线缆寄生电容变化带来的影响. 具体的测试方案为: 将单板电路接入敏感结构X1通路, 其中电极X1+与X1-分别接入单板电路的两个输入端, 记此时接线方式为正接, 交换两个输入端的接线, 记此时接线方式为反接. 需要注意的是, 为减小接线过程中线缆变化引起的杂散电容的变化, 需尽可能减少正反接线交换的次数. 在本实验中, 先采集各组数据正接方式下的输出电压, 再采集反接方式下的输出电压, 仅需一次线路交换. 通过七位半数字万用表采集输出电压值, 在忽略随机噪声的情况下, 正、反接情况下的输出电压 U_+ , U_- 可分别表示为

$$U_+ = U_{\text{signal}} + U_{\text{bias}}, \quad (34)$$

$$U_- = -U_{\text{signal}} + U_{\text{bias}}, \quad (35)$$

其中 U_{signal} 与 U_{bias} 分别代表单板电路的输出电压信号值以及零偏值. 根据式(34)和(35)可得, 零偏电压值为

$$U_{\text{bias}} = \frac{U_+ + U_-}{2}. \quad (36)$$

4 综合标定实验

4.1 增益系数标定

本文中, 针对于X, Y轴的四个通路进行了标定实验. 实验前, 先通过3.1节中所述的对准调节及细调节控制TM位于EH中心位置. 利用PI控制器的连续调节能力, 控制电极笼分别在X, Y轴向上做频率为1 Hz, 幅值为30 μm 的正弦运动. 通过上位机采集输出电压值, 采样频率为50 Hz, 采样时间为5 min. 为了验证标定方案的稳定性, 连续进行5次测试. 根据3.2节中所设计的方案, 选择载波频率区间为 $[0.99985, 0.9999]$ Hz, 频率步长为 10^{-7} Hz, 初始相位步长设置为0.005. 分别绘制5组测试下各通路的积电电压均值峰值-载波频率响应曲线, 如图7所示. 从中可以看到, 受环境波动、电路噪声及压电平台频率误差等因素的影响, 各组测试取得最大传感电压的频率略有差异, 但均在所选择的区间内部. 在测试过程中, U_i 优选为5 V, 根据式(32)可以确定各通路的增益系数测试值如图8所示.

计算得到各组数据的均值以及根均方百分比误差(RMSPER)如表2所示, 并以各组数据均值作为增益系数标定值. 可以看出, 实际测试所得的各通道增益系

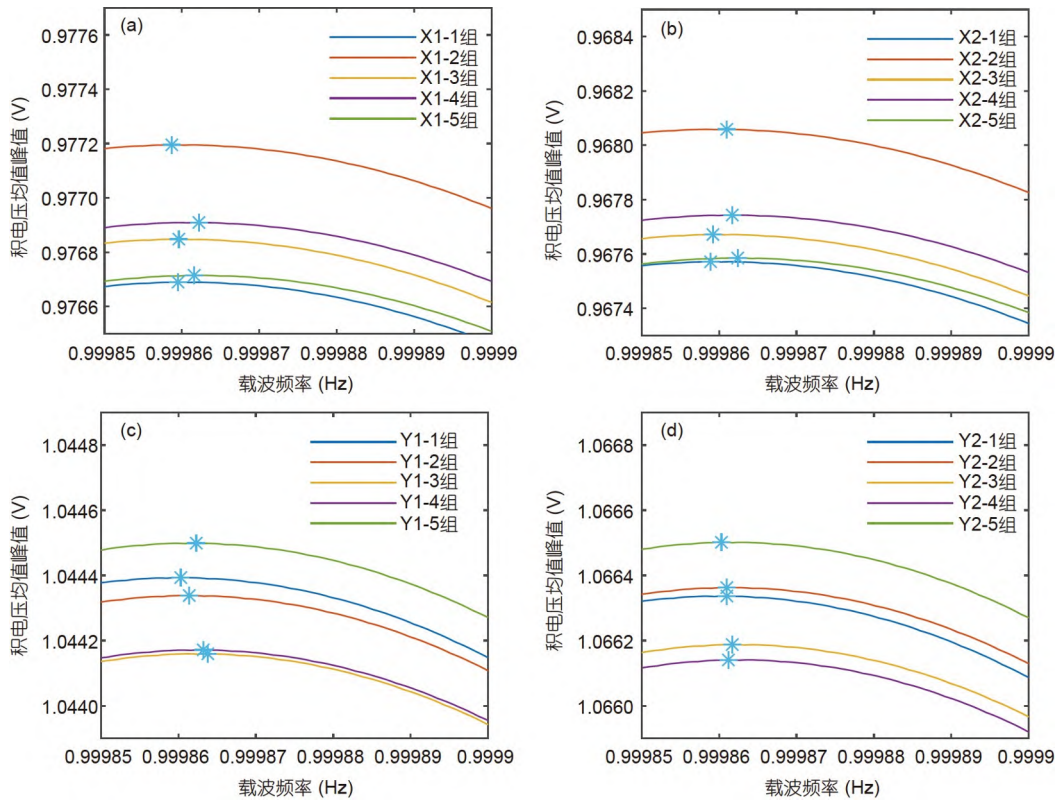


图 7 (网络版彩图)各通路积电压均值峰值-载波频率响应曲线. (a) X1通路; (b) X2通路; (c) Y1通路; (d) Y2通路
 Figure 7 (Color online) The peak of the average of product voltage-carrier frequency response curve of each channel. (a) X1 channel; (c) X2 channel; (a) Y1 channel; (d) Y2 channel.

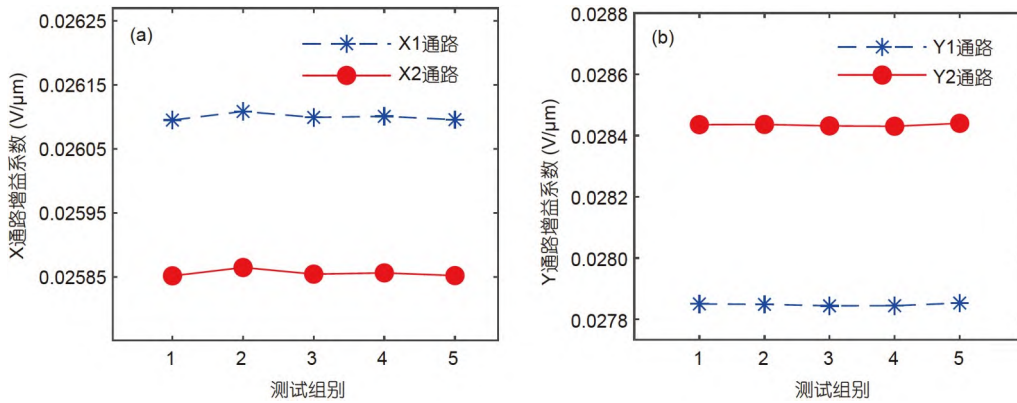


图 8 (网络版彩图)5次测试下各通路的增益系数. (a) X通路; (b) Y通路
 Figure 8 (Color online) The gain coefficients of each channel under five tests. (a) X channel; (b) Y channel.

数与理论值略有差异, 主要是由于电路器件的参数差异以及敏感结构的加工误差引起的. 同时, 4个通道在5组测试下所得结果的RMSPER值均小于0.2%, 验证了该标定方法的可行性与稳定性.

4.2 零偏模型验证

本文基于3.2节中所述的测试方法进行零偏模型的验证. 根据式(29)的推断, 可知传感电压零偏值的两个特性为: 一是与 x 无关; 二是与 U_i 的平方成正比.

表 2 各通路增益系数均值以及RMSPER

Table 2 Average and RMSPER of gain coefficient of each channel

通路	增益系数均值 (V/ μm)	增益系数RMSPER (%)
X1	0.02605	0.01854
X2	0.02581	0.01838
Y1	0.02785	0.01250
Y2	0.02844	0.01214

针对第一个特性, 通过PI控制器控制电极笼分别在X轴运动0, ± 5 , $\pm 10 \mu\text{m}$, 分别测量在不同x下输出电压的零偏值. 为了更具有普遍性, 在激励电压幅值为2.5, 3, 3.5 V的情况下分别进行测试, 数据采样时间为5 min, 采样频率设置为100 Hz, 对采样的数据做均值处理, 所得各种情况下的零偏电压值如图9所示. 可以看到, 当压电平台在X轴产生不同位移时, 所测得的各组零偏电压值保持稳定, 从而验证了零偏电压与位移x无关的特性.

针对第二个特性, 通过给定不同的激励电压幅值, 采取与上述一致的方法测量在不同激励电压幅值下的传感电路零偏电压值, 得到如图10所示的曲线. 可以看出, 激励电压幅值-零偏电压实验拟合曲线与二次函数曲线高度吻合, 充分验证了零偏电压与激励电压平方呈正比的电路特性.

5 结论

本文基于六自由度压电平台的正弦运动输出能力, 实现了对惯性传感器电容传感电路在两轴4个通道增益系数的有效标定, 所得到各通道连续5次标定值的RMSPER值均小于0.2%, 同时提出了电路的零偏系数理论模型并对其进行了实验验证.

由于未充分考虑压电平台在进行正弦运动时的运动稳定性问题, 在后续的研究当中, 可以通过引入更高精度的测量系统对压电平台的输出位移进行实时监测, 有望进一步提高标定的精度.

参考文献

- 1 Touboul P, Foulon B, Christophe B, et al. CHAMP, GRACE, GOCE instruments and beyond. In: International Association of Geodesy Symposia. Berlin, Heidelberg: Springer, 2012. 215-221
- 2 Flury J, Bettadpur S, Tapley B D. Precise accelerometry onboard the GRACE gravity field satellite mission. *Adv Space Res*, 2008, 42: 1414-

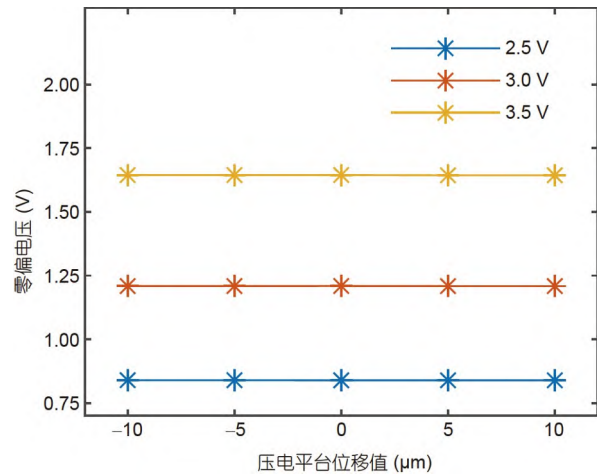


图 9 (网络版彩图)在2.5, 3, 3.5 V激励电压下不同压电平台位移所测得的零偏电压

Figure 9 (Color online) Zero-bias voltage measured by different piezoelectric platform displacements under 2.5, 3, 3.5 V excitation voltages.

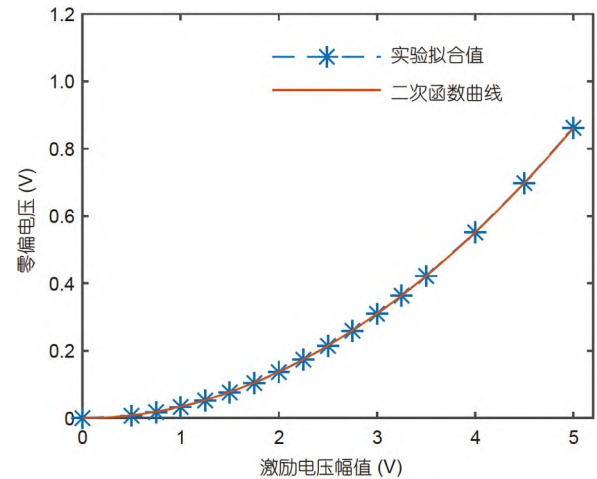


图 10 (网络版彩图)零偏电压-激励电压幅值响应曲线

Figure 10 (Color online) The response curve of zero bias voltage-amplitude of excitation voltage.

标定结果显示, 实际测试所得的各通道增益系数与理论值略有差异, 这主要是由电路器件的参数差异以及敏感结构的加工误差所引起的, 对于此二者在增益系数标定差异中所占的权重, 仍有待进一步研究.

1423

- 3 Armano M, Audley H, Auger G, et al. Capacitive sensing of test mass motion with nanometer precision over millimeter-wide sensing gaps for space-borne gravitational reference sensors. *Phys Rev D*, 2017, 96: 062004
- 4 Liorzou F, Touboul P, Rodrigues M, et al. MICROSCOPE instrument description and validation. *Class Quantum Grav*, 2022, 39: 204002
- 5 Touboul P, Bernard A. Electrostatic accelerometers for the Equivalence Principle test in space. *Adv Space Res*, 2003, 32: 1357–1360
- 6 Dolesi R, Bortoluzzi D, Bosetti P, et al. Gravitational sensor for LISA and its technology demonstration mission. *Class Quantum Grav*, 2003, 20: S99–S108
- 7 Luo Z R, Zhang M, Jin G, et al. Introduction of Chinese space-borne gravitational wave detection program “Taiji” and “Taiji-1” satellite mission (in Chinese). *J Deep Space Explor*, 2020, 7: 3–10 [罗子人, 张敏, 靳刚, 等. 中国空间引力波探测“太极计划”及“太极1号”在轨测试. *深空探测学报*, 2020, 7: 3–10]
- 8 Wang S X. Research on the Construction of the Sensitive Structure and Ground Evaluation Method of Space Inertial Sensor (in Chinese). Dissertation for Doctoral Degree. Changchun: Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, 2020 [王少鑫. 空间惯性传感器敏感结构构建及地面评价方法研究. 博士学位论文. 长春: 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 2020]
- 9 Fichter W, Ziegler T, Vitale S. Calibration methods for the lisa pathfinder drag-free system and expected performance. *AIP Conf Proc*, 2006, 873: 675–681
- 10 He X X, Zheng Z R, Han F T, et al. Design of displacement detection circuit for electrostatically suspended accelerometer in full earth gravity (in Chinese). *Navig Control*, 2020, 19: 40–50, 77 [贺晓霞, 郑峥嵘, 韩丰田, 等. 地面静电加速度计的位移检测电路设计. *导航与控制*, 2020, 19: 40–50, 77]
- 11 Zhang X, Li Z, Zou S, et al. Noise analysis and optimization of front-end circuit in ultra-high precision capacitive transducer. *IEEE Sens J*, 2022, 22: 13005–13011
- 12 Yu J, Wang C, Wang Y, et al. Investigation on stray-capacitance influences of coaxial cables in capacitive transducers for a space inertial sensor. *Sensors*, 2020, 20: 3233
- 13 Bai Y Z, Zhou Z B, Tu H B, et al. Capacitive position measurement for high-precision space inertial sensor. *Front Phys China*, 2009, 4: 205–208
- 14 Fan D, Jia H P, He Y. Design method for capacitive detection and driving integrated circuit of electrostatic suspension space-based ultra-quiet platform (in Chinese). *J Chin Inert Tech*, 2017, 25: 365–369 [范达, 贾海鹏, 贺杨. 静电悬浮天基超静平台电容式检驱一体化电路设计方法. *中国惯性技术学报*, 2017, 25: 365–369]
- 15 Mance D. Development of Electronic System for Sensing and Actuation of Test Mass of the Inertial Sensor LISA. Dissertation for Doctoral Degree. Split: University of Split, 2012
- 16 Gan L, Mance D, Zweifel P. LTP IS FEE sensing channel: Front-end modeling and symmetry adjustment method. *IEEE Sens J*, 2012, 12: 1071–1077
- 17 Fan D. System and Circuit Design and Ground Experimental Study for Spaceborne Electrostatic Levitated Accelerometer (in Chinese). Dissertation for Doctoral Degree. Beijing: Tsinghua University, 2013 [范达. 星载静电悬浮加速度计的系统及电路设计与地面实验研究. 博士学位论文. 北京: 清华大学, 2013]

270407-10

Calibration test method of capacitance sensor for multiple degrees of freedom based on inertial sensor

LIU DongXu^{1,2,3,4}, WANG ShaoXin^{2*}, QI KeQi², DONG Peng¹,
GUO WeiChuan² & JIA JianJun^{1,5}

¹ Hangzhou Institute for Advanced Study, University of Chinese Academy of Sciences (UCAS), Hangzhou 310024, China;

² Institute of Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

³ University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

⁴ Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201899, China;

⁵ Shanghai Institute of Technical Physics of the Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China

*Corresponding author (email: wangshaoxin@imech.ac.cn)

A capacitive sensor is a key component of high-precision displacement detection in space missions. However, due to the influence of sensitive structural manufacturing errors and electronics device precision, theoretical and actual system circuit gains often differ. Herein, as the core of the capacitive sensing circuit, the theoretical model of the differential amplifier circuit is analyzed. Considerably, a model of gain and zero bias of the circuit is proposed. Meanwhile, a corresponding modulation calibration method is applied using the sensitive structure engineering prototype to calibrate multiple degrees of freedom from displacement to voltage. Moreover, the calibration scheme feasibility and zero-bias model accuracy are experimentally verified. Results show that the RMSPER (Root Mean Square Percentage Error) value of the calibrated gain coefficient of each channel is <0.2% under multiple tests without temperature control.

capacitive sensing, multiple degrees of freedom calibration, sensitive structure, zero bias model

PACS: 06.20.fb, 07.07.Df, 07.50.Ek, 06.30.Bp

doi: [10.1360/SSPMA-2024-0090](https://doi.org/10.1360/SSPMA-2024-0090)