

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2311451

MEMS 环形陀螺模态间刚度耦合频率调谐*

陈钢¹, 刘宇鹏², 崔让¹, 申冲¹, 曹慧亮¹

(1. 中北大学仪器科学与动态测试教育部重点实验室 太原 030051; 2. 湖北三江航天红峰控制有限公司 孝感 432000)

摘要: MEMS 陀螺结构的驱动和检测模态谐振频率差 (Δf) 是决定其机械灵敏度的主要因素, 当 $\Delta f \approx 0$ 时, 陀螺处于频率调谐状态, 此时陀螺的机械灵敏度达到最大值。本文针对一种电容式全对称 S 形弹性梁硅基环形波动陀螺, 对其使用调频电压进行频率调谐过程中发现, 模态间存在一定的刚度耦合。本文分析其模态间刚度耦合产生的原因是结构误差 (环形谐振子的结构误差主要体现在两个振动参数, 一个是频率, 另一个是阻尼), 由于调频电压改变的主要参数是刚度系数, 所以本文仅对频率误差进行建模分析。首先, 介绍了环形陀螺结构, 同时以此结构为基础分析了静电负刚度原理。其次, 分析了其频率误差产生的原因, 并建模推导出调频电压对两个工作模式产生的影响。最后, 结合理论模型和实验结果比对, 验证理论推导的正确性, 并通过实验验证频率调谐状态下对环形陀螺的灵敏度提升了 2.7 倍。

关键词: MEMS 环形陀螺; 静电负刚度; 刚度耦合; 频率调谐; 灵敏度

中图分类号: TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 535.10

MEMS ring gyro frequency tuning for intermodal stiffness coupling

Chen Gang¹, Liu Yupeng², Cui Rang¹, Shen Chong¹, Cao Huiliang¹

(1. Key Laboratory of Instrument Science and Dynamic Testing, North University of China, Taiyuan 030051, China;
2. Hubei Sanjiang Aerospace Hongfeng Control Co. Ltd., Xiaogan 432000, China)

Abstract: The driving and detection modal resonant frequency difference (Δf) of MEMS gyro structure is the main factor that determines its mechanical sensitivity. When $\Delta f \approx 0$, the gyro is in the frequency tuning state, and the mechanical sensitivity of the gyro reaches the maximum value. In this article, a capacitive fully symmetric S-shaped elastic beam silicon ring wave gyro is presented. In the process of frequency tuning with frequency modulation voltage, there is a certain stiffness coupling between the modes. This article analyzes that the reason for the stiffness coupling between modes is the structural error. The structural error of ring harmonic oscillator is mainly reflected in two vibration parameters. One is frequency, and the other is damping. Since the main parameter of frequency modulation voltage change is the stiffness coefficient, this article only conducts modeling analysis on the frequency error. Firstly, the structure of ring gyro is introduced, and the principle of electrostatic negative stiffness is analyzed based on this structure. Secondly, the causes of frequency error are analyzed, and the influence of frequency modulation voltage on the two operating modes is deduced by modeling. Finally, by comparing the theoretical model with the experimental results, the correctness of the theoretical derivation is evaluated, and the sensitivity of ring gyro is increased by 2.7 times under the condition of frequency tuning.

Keywords: MEMS ring gyro; electrostatic negative stiffness; stiffness coupling; frequency tuning; sensitivity

0 引言

陀螺是测量物体相对于空间惯性运动的角度、角速

度和角加速度的传感器, 广泛应用于特种装备和民用领域^[1-2]。微机电系统 (micro electromechanical system, MEMS) 环形固体波陀螺具有体积小、重量轻、功耗低、成本低等优点, 因此在高精度姿态控制、短时智能导航等方

收稿日期: 2023-05-19 Received Date: 2023-05-19

* 基金项目: 科技部国家重点研发计划 (2022YFB3205000)、国家自然科学基金 NSAF 联合基金 (U2230206)、山西省基础研究计划 (20210302123020) 项目资助

面有着广泛的应用^[3-4]。与其他 MEMS 陀螺仪相比, MEMS 环形固体波动陀螺扁平紧凑的轴对称结构更适合现代 MEMS 硅加工工艺,有利于 MEMS 陀螺仪的批量化加工,也易于实现模式匹配,提高了陀螺仪在开环模式下的灵敏度和信噪比^[5-6]。因此环形固体波陀螺仪被认为是最具应用潜力的陀螺仪类型之一。本文对一种环形固体波动陀螺进行研究,旨在提高这种环形固体波动陀螺的灵敏度。但由于目前加工工艺和封装水平,环形谐振子两个工作模态会相互耦合产生频率误差,恶化陀螺仪角度输出精度^[7-8],至此导致陀螺在频率调谐时会产生耦合影响^[9-11]。本文将分析在陀螺存在频率误差的情况下,通过对陀螺施加调频电压进行开环频率调谐,探究存在刚度耦合时,静电负刚度效应对两个模态产生的影响,并探究在频率调谐状态下能否提高陀螺的灵敏度。

1 MEMS 环形陀螺工作原理

1.1 MEMS 环形陀螺结构及工作模式

MEMS 环形陀螺仪的工作原理是 1835 年由科里奥利(Coriolis)提出的哥氏效应,其敏感谐振子是一个驱动模态与检测模态共用的圆环形结构,工作状态下科氏能量在驱动模态与检测模态之间相互转换。其运动方程如下:

$$\begin{cases} m_x \ddot{x} + c_x \dot{x} + k_x x = F_{dx} \\ m_y \ddot{y} + c_y \dot{y} + k_y y = -2m_y \Omega_z \dot{x} \end{cases} \quad (1)$$

其中, m_x 、 m_y 分别是驱动和检测模态的等效质量;

$\omega_x = \sqrt{\frac{k_x}{m_x}}$ 、 $\omega_y = \sqrt{\frac{k_y}{m_y}}$ 分别是驱动和检测模态的谐振角频率; Q_x 、 Q_y 分别是驱动和检测模态的品质因数; x 、 y 分别是驱动和检测模态的广义位移; Ω_z 为输入角速度。假设驱动模态所受静电力为恒频恒幅的正弦波,即 $x(t) = A_x \sin \omega_d t$, 其中, A_x 为其驱动幅度, ω_d 为其驱动角频率。为了获得最高的驱动位移,通常另驱动模态工作在其谐振频率点,即 $\omega_d = \omega_x$ 。

为讨论误差对陀螺工作模式的影响,忽略 y 轴向的施力。而检测位移由 3 部分检测位移信号构成,分别为环形陀螺在哥氏响应下的位移响应;刚度耦合引入的位移响应;两阻尼主轴间的耦合在 y 轴上产生的位移响应。

其中,刚度耦合引入的位移响应主要是由正交误差产生的, $y_1(t) = A_1 \sin(\omega_d t + \theta_r)$, $y_1(t)$ 为其正交信号的位移响应, A_1 为其正交信号幅度, θ_r 为其解调相角。

$$\theta_r = -\arctan\left(\frac{\omega_y \omega_d}{Q_y(\omega_y^2 - \omega_d^2)}\right) \quad (2)$$

其中,环形陀螺在哥氏响应下的位移响应,描述的是谐振子对于特定角速度信号的位移响应,可反应出硅微

机械陀螺结构的机械灵敏度,通过上述参数可确定陀螺机械灵敏度:

$$S_{\text{mechanical}} \approx \frac{-F_{dx} Q_x}{m_x \omega_d^2 (\omega_y - \omega_d)} = \frac{-F_{dx} Q_x}{m_x \omega_d^2 \Delta\omega} \quad (3)$$

式中: $\Delta\omega$ 为驱动和检测模态谐振频率的差值, Q_x 、 Q_y 分别是驱动和检测模态的品质因数。

本文针对一种电容式全对称 S 形弹性梁硅基环形波动陀螺进行频率调谐的研究,环形陀螺的谐振结构如图 1(a) 所示,中心为固定锚点,外围的振动圆环通过其内侧的 8 个 S 形弹性梁与中心锚点连接在一起,振动圆环两侧均匀分布着 16 个内电极和 8 个外电极,主要用于对环形谐振子进行驱动和检测。

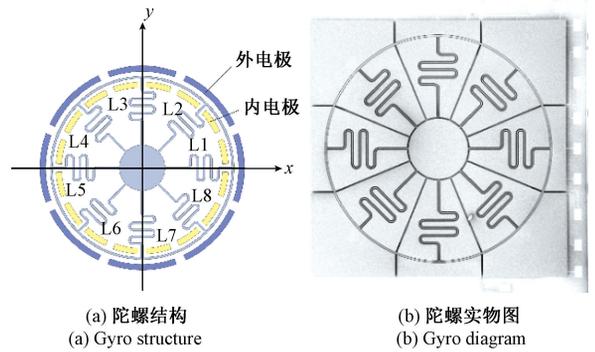


图 1 电容式全对称 S 形弹性梁环形陀螺结构及其实物图
Fig. 1 Structure of capacitive full symmetric S-shaped elastic beam ring gyro and its physical diagram

按照功能,可以将图 1(a) 电极分为驱动模态电极、检测模态电极。其中, 0° 、 90° 、 180° 和 270° 所在电极服务于驱动模态; L1 与 L5 方向电极互连后,与 L3 和 L7 方向电极构成差分对; 45° 、 135° 、 225° 和 315° 电极服务于检测模态,同样, L2 与 L6 方向的电极互连后,与 L4 和 L8 方向电极构成差分对。本文使用的环形陀螺将固有频率较高模态的差分对取出其内电极作为频率调谐的控制电极。

1.2 静电负刚度原理

环形谐振陀螺的内外电极均成圆弧形,其振动位移将导致读出电容的变化。图 2 所示为于 θ_p 轴向、弧长为 β_e 的读出电极与环形谐振子的示意图。

由图 2 可得,当电极间距 d_0 满足 $d_0 \ll R$ 时,位移 $r(\theta, t) \ll d_0$ 时,读出电极在 θ 处、在 $d\theta$ 微元角度范围内的电容量可表示为:

$$dC(t) \approx \frac{\epsilon_r R h d\theta}{d_0} \left[1 - \frac{r(\theta, t)}{d_0} \right] \quad (4)$$

式中: ϵ_r 是真空介电常数,其值为 8.852×10^{-12} F/m; R 为环结构的半径; h 为结构层的厚度; d_0 为电容的间距。

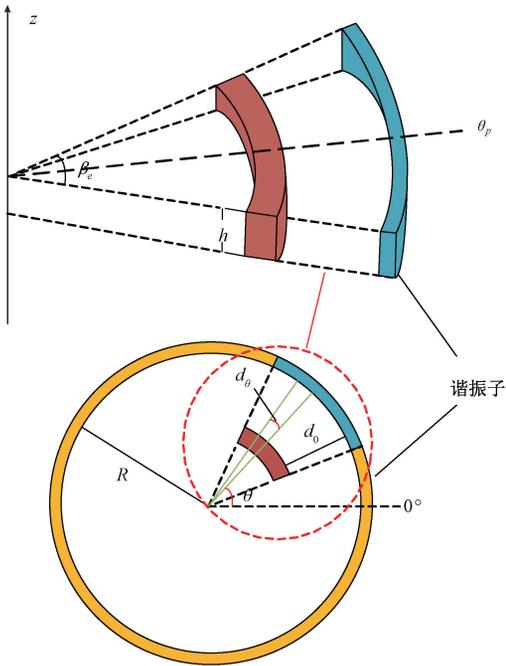


图2 环形谐振子与读出电极位置示意图

Fig. 2 Position diagram of ring harmonic oscillator and readout electrode

谐振子的位移在工作模式下满足式(4),此时该读出电极在 $[\theta_p - \beta_e/2, \theta_p + \beta_e/2]$ 角度范围内形成的电容量为:

$$C(t) = \int_{\theta_p - \beta_e/2}^{\theta_p + \beta_e/2} dC(t) = \int_{\theta_p - \beta_e/2}^{\theta_p + \beta_e/2} \frac{\varepsilon_r h R}{d_0} \left(1 - \frac{1}{d_0} [x_\omega(t) \times \cos 2(\theta + \theta_\omega) - y_\omega(t) \sin 2(\theta + \theta_\omega)] \right) d\theta \quad (5)$$

式(5)的计算结果为:

$$C(t) = \frac{\varepsilon_r h R}{d_0} \left(\beta_e - \frac{\sin \beta_e}{d_0} [x_\omega(t) \cos 2(\theta + \theta_\omega) - y_\omega(t) \sin 2(\theta + \theta_\omega)] \right) \quad (6)$$

对于 0° 和 180° 的电极,分别将 $\theta_p = 0$ 和 π 带入式(6)得到电极电容 $C_1(t)$,对于 90° 和 180° 的电极,分别将 $\theta_p = \pi/2$ 和 $3\pi/2$ 带入式(6)得到电极电容 $C_2(t)$ 。当 0° 、 180° 的电极和 90° 、 180° 的电极构成差分检测时,读出电容为 $C_2(t) - C_1(t)$ 。

假设所述陀螺驱动模式的谐振频率高于检测模式的谐振频率,应在谐振频率高的模式下即驱动模式内(外)电极处施加调频电压。在驱动模式的电极处施加直流,以本文所述陀螺的内电极电容为例,如图3所示。设图3中 L 为 E_{m1} , R 为 E_{m5} , E_{m1} 和 E_{m5} 形成一对弧形电容,对这对电容施加调频电压会产生静电驱动力,继而产生静电负刚度效应^[12],也就是施加调频电压会改变陀螺驱动模式的机械刚度。

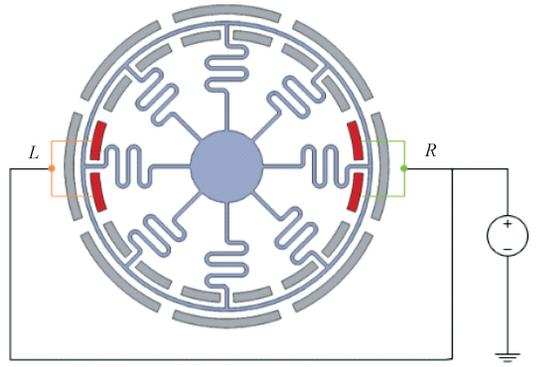


图3 调节电极示意图

Fig. 3 Diagram of adjusting electrode

驱动静电力产生具体公式如下:

$$\mathbf{F}_{d1,5}(t) = \frac{\delta U_{c1,5}}{\delta \mathbf{x}} = \frac{1}{2} \frac{dC_{m1,5}}{d\mathbf{x}} V_{dfe}^2 \quad (7)$$

其中, $C_{m1,5}$ 为驱动电容的电容值。

由于 $x_0 > \Delta x$,因此根据泰勒公式,式(7)可以简化为:

$$\mathbf{F}_{d1,5}(t) \approx \frac{1}{2} V_{dfe}^2 \frac{dC_{m1,5}}{d\mathbf{x}} = \frac{1}{2} V_{dfe}^2 \left(\frac{1}{x_0} + \frac{2}{x_0^2} \mathbf{x} \right) \quad (8)$$

式中: x_0 为电容静态极距,由结构参数决定; \mathbf{x} 为驱动模式间距位移;驱动电极电压 $V_{dfe}(t)$ 为驱动电极的直流偏置电压 V_{DF} 与驱动交流电压 $V_d(t)$ 的代数和,具体公式如下:

$$V_{dfe}(t) = V_{DF} + V_d \sin(\omega_0 t) \quad (9)$$

驱动模式所受的静电驱动力具体公式如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{d1,5}(t) &= \frac{1}{2} C_{a0} \left(\frac{1}{x_0} + \frac{2}{x_0^2} \mathbf{x} \right) (V_{DF} + V_d(t))^2 = \\ &= \frac{1}{2} \frac{C_{a0}}{x_0} (V_{DF} + V_d(t))^2 + \frac{C_{a0}}{x_0^2} (V_{DF} + V_d(t))^2 \mathbf{x} = \\ &= \frac{1}{2} \frac{C_{a0}}{x_0} V_{DF}^2 + \frac{C_{a0}}{x_0} V_{DF} V_d + \frac{1}{2} \frac{C_{a0}}{x_0} V_d^2 + \frac{C_{a0}}{x_0^2} (V_{DF} + V_d(t))^2 \mathbf{x} = \\ &= \frac{1}{2} \frac{C_{a0}}{x_0} V_{DF}^2 + \frac{C_{a0}}{x_0} V_{DF} V_d \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} \frac{C_{a0}}{x_0} (V_d \sin \omega_0 t)^2 + \\ &= \frac{C_{a0}}{x_0^2} (V_{DF} + V_d \sin \omega_0 t)^2 \mathbf{x} \end{aligned} \quad (10)$$

在电容驱动器中,活动极板振动位移或速度的变化引起的电容器间距变化能够产生静电刚度效应。静电负刚度 k_e 由静电驱动力求导可得,具体公式如下:

$$k_e = \frac{\delta \mathbf{F}_{d1,5}}{\delta \mathbf{x}} = \frac{C_{a0}}{x_0^2} (V_{DF} + V_d)^2 \quad (11)$$

其频率调谐方法只改变直流偏置电压 V_{DF} ,驱动交流电压 $V_d(t) = 0$,故静电负刚度公式具体如下:

$$k_e = \frac{\delta \mathbf{F}_{d1,5}}{\delta \mathbf{x}} = \frac{C_{a0}}{x_0^2} V_{DF}^2 \quad (12)$$

静电负刚度 k_e 变化时,所述环形陀螺结构工作模式的总刚度 k_{total} 具体公式如下:

$$k_{total} = k_m - \sum k_e \quad (13)$$

式中: k_m 、 k_e 分别为工作模式的机械刚度系数与静电刚度系数,单位均为 N/m。

所述 MEMS 环形振动陀螺工作模式的谐振频率具体公式如下:

$$\omega_{x,y} = \sqrt{\frac{k_m - \sum k_e}{m}} \quad (14)$$

式中: ω_x 、 ω_y 为驱动与检测模式的谐振频率,当静电刚度系数为 0 时, ω_x 、 ω_y 为驱动与检测模式的固有频率。

2 模态间刚度耦合

2.1 模态间刚度耦合模型

理想情况下环形谐振子 2 个工作模式的结构参数完全相同。但由于材料特性不理想、工艺水平的限制(如刻蚀不均匀、封装应力不均匀等)会产生一定的结构误差,可能会导致环形陀螺的驱动轴和检测轴的初始刚度不同,也可能同时导致环形陀螺的驱动轴和检测轴与弹性主轴产生一定的频率误差夹角,使谐振子无法保持模式匹配的状态,从而削弱环形陀螺的测量精度。

由于初始刚度和模态主轴 α 是一个由结构误差所确定的量,因此不受设计指标控制,相同工艺下制作的陀螺具有不重复性。如图 4(a)所示,图中坐标系为实际谐振子所在基座的物理坐标系,由于 x 方向定义为驱动轴, y 方向定义为检测轴,因此 $\{x, y\}$ 坐标轴相隔 45° ;如图 4(b)所示, $\{x', y'\}$ 表示位移坐标的映射空间,为了讨论方便,将两者表示为常见的 90° 正交轴^[13]。

图 4(b)中: x 和 y 轴为模态的惯性主轴(设计轴); x' 和 y' 分别为加工后的驱动和检测轴; 2α 为谐振子的模态主轴将固定在某一特定的轴向,这个夹角与加工误差有关可为正或负; k_x 和 k_y 是加工后的驱动梁和检测梁产生的实际刚度,分别作用在 x' 和 y' 轴上。通过“投影法”和

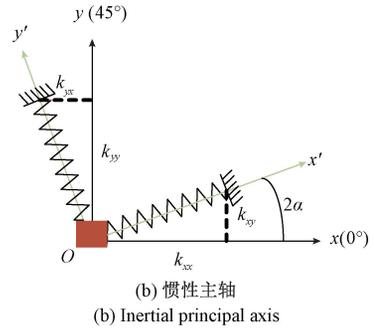


图 4 模态主轴示意图

Fig. 4 Diagram of model spindle

“刚度主轴原理法”可以得到 k_x 和 k_y 在 x 和 y 轴上的实际作用力和实际刚度^[14-16]。

$$\begin{bmatrix} F_{kx} \\ F_{ky} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\alpha & -\sin 2\alpha \\ \sin 2\alpha & \cos 2\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F'_{kx} \\ F'_{ky} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x \cos 2\alpha & -k_y \sin 2\alpha \\ k_x \sin 2\alpha & k_x \cos 2\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} \quad (15)$$

同时存在坐标变换:

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\alpha & \sin 2\alpha \\ -\sin 2\alpha & \cos 2\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (16)$$

将式(16)代入式(15)可得:

$$\begin{bmatrix} F_{kx} \\ F_{ky} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x \cos 2\alpha & -k_y \sin 2\alpha \\ k_x \sin 2\alpha & k_x \cos 2\alpha \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos 2\alpha & \sin 2\alpha \\ -\sin 2\alpha & \cos 2\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x \cos^2 2\alpha + k_y \sin^2 2\alpha & k_x \sin 2\alpha \cos 2\alpha - k_y \sin 2\alpha \cos 2\alpha \\ k_x \sin 2\alpha \cos 2\alpha - k_y \sin 2\alpha \cos 2\alpha & k_x \sin^2 2\alpha + k_y \cos^2 2\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (17)$$

根据式(17)右侧第一个矩阵的内容,不妨设:

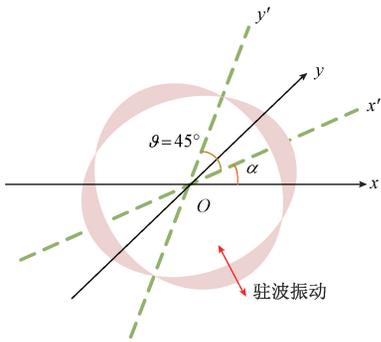
$$\begin{cases} k_{xx} = k_x \cos^2 2\alpha + k_y \sin^2 2\alpha \\ k_{xy} = k_x \sin 2\alpha \cos 2\alpha - k_y \sin 2\alpha \cos 2\alpha \\ k_{yx} = k_x \sin 2\alpha \cos 2\alpha - k_y \sin 2\alpha \cos 2\alpha \\ k_{yy} = k_x \sin^2 2\alpha + k_y \cos^2 2\alpha \end{cases} \quad (18)$$

式(18)中: k_{xx} 、 k_{yy} 、 k_{yx} 和 k_{xy} 分别为驱动和检测模态实际的刚度系数,驱动模态耦合到检测模态的刚度系数和检测模态耦合到驱动模态的刚度系数,且存在:

$$k_{xy} = k_{yx} = \frac{k_x - k_y}{2} \sin 4\alpha \quad (19)$$

2.2 模态间刚度耦合下的频率调谐

本文 1.2 节中提出在谐振频率高的工作模式所处的主轴的内(外)电极处施加调频电压,会产生静电负刚度效应。而静电负刚度效应会导致所加调频电压下的模态刚度减少,因为模态间存在刚度耦合的缘故,所以也会对另一模态的刚度也会产生一定影响。



(a) 实际物理坐标系
(a) The actual physical coordinate system

假设条件与1.2节保持一致,即驱动模态的谐振频率高于检测模态的谐振频率,据式(13)和(18)可知刚度与调谐电压的关系:

$$\begin{cases} k'_{xx} = \left(k_{mx} - 2 \frac{C_{d0}}{x_0^2} V_{DF}^2 \right) \cos^2 2\alpha + k_{my} \sin^2 2\alpha \\ k'_{xy} = \left(k_{mx} - 2 \frac{C_{d0}}{x_0^2} V_{DF}^2 \right) \sin 2\alpha \cos 2\alpha - k_{my} \sin 2\alpha \cos 2\alpha \\ k'_{yx} = \left(k_{mx} - 2 \frac{C_{d0}}{x_0^2} V_{DF}^2 \right) \sin 2\alpha \cos 2\alpha - k_{my} \sin 2\alpha \cos 2\alpha \\ k'_{yy} = \left(k_{mx} - 2 \frac{C_{d0}}{x_0^2} V_{DF}^2 \right) \sin^2 2\alpha + k_{my} \cos^2 2\alpha \end{cases} \quad (20)$$

式(20)中, k_{mx} 、 k_{my} 分别为驱动模态初始的机械刚度系数和检测模态初始的机械刚度系数,由结构加工工艺决定; k'_{xx} 、 k'_{yy} 、 k'_{yx} 和 k'_{xy} 分别为施加调频电压后的驱动和检测模态实际的刚度系数,驱动模态耦合到检测模态的刚度系数和检测模态耦合到驱动模态的刚度系数。

α 为频率误差夹角,实际工程中很小,所以加在驱动模态的静电力大部分作用于驱动模态,小部分耦合到检测模态。其中,

$$\alpha = -\arctan\left(\frac{\omega_y \omega_d}{Q_y(\omega_y^2 - \omega_d^2)}\right) \quad (21)$$

据式(14)和(20)可知两个模态的谐振频率与调谐电压的关系:

$$\begin{cases} \omega_x = \sqrt{\frac{k'_{xx} - k'_{yx}}{m_x}} \\ \omega_y = \sqrt{\frac{k'_{yy} - k'_{xy}}{m_y}} \end{cases} \quad (22)$$

又因为结构设计加工误差具有不确定性,每个陀螺的初始机械刚度不同,误差夹角不同,两个工作模式下的等效质量也不相等。以上原因都可能导致每个陀螺应设置的调谐电压的大小不一样,所以想要确定实际施加的调谐电压,需要结构和系统参数,本文所使用的陀螺的参数如表1所示。

表1 结构和系统参数

Table 1 Structure and system parameters

参数名称	参数值
驱动模态等效质量 m_x/mg	0.343 1
驱动模态谐振频率 $\omega_d/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	$7\,929.2 \times 2\pi$
驱动模态品质因数 Q_x	834.57
检测模态等效质量 m_y/mg	0.413 3
检测模态谐振频率 $\omega_y/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	$7\,939.9 \times 2\pi$
驱动模态品质因数 Q_y	923.12

3 频率调谐实验对比

本文在实际实验中,先使用相同的驱动电压(幅值为5 V的直流偏置电压和幅值为1.5 V的交流电压)对两个模态进行开环扫频,确定了固有频率较高的工作模态为检测模态。

根据上文提出的理论依据,利用MATLAB整理上述公式,模拟出调谐电压对驱动和检测模态谐振频率的影响。如图5所示, f_d 、 f_s 分别为驱动和检测模态的谐振频率随调谐电压的变化曲线,其检测模态的谐振频率为7 940 Hz,驱动模态的谐振频率为7 930 Hz,其初始频差为10 Hz左右,在调谐电压达到17 V时,驱动和检测模态的谐振频率皆达到7 926.5 Hz附近,这时 $\Delta f \approx 0$ 。

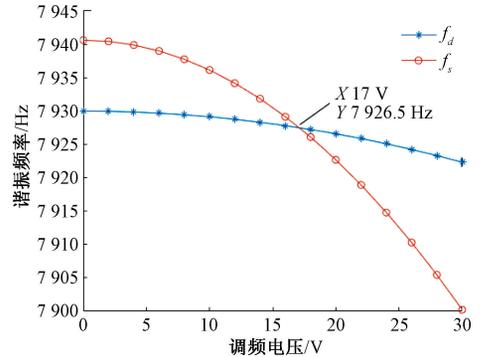


图5 调谐电压和谐振频率的理论关系曲线

Fig. 5 The theoretical relationship between tuned voltage and resonant frequency

实际扫频结果如图6所示, f'_d 、 f'_s 分别为驱动和检测模态的谐振频率随调谐电压的变化曲线,其检测模态的谐振频率为7 939.9 Hz,驱动模态的谐振频率为7 929.2 Hz,其初始频差为10.7 Hz,在调谐电压达到16.3 V时,驱动和检测模态的谐振频率皆达到7 926.13 Hz附近,这时 $\Delta f \approx 0$ 。

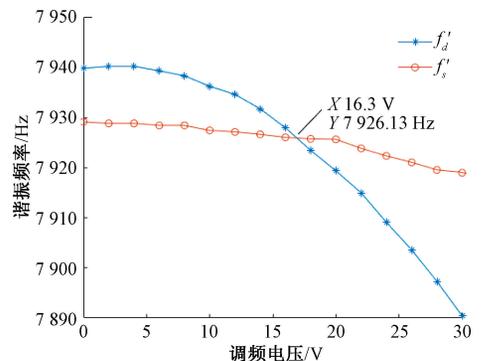
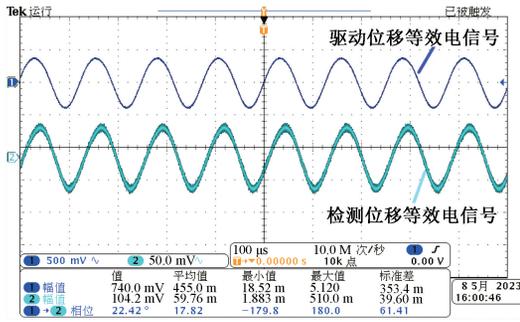


图6 调谐电压和谐振频率的实际关系曲线

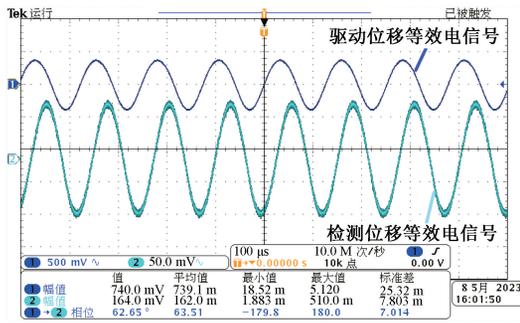
Fig. 6 The actual relationship between tuned voltage and resonant frequency

由图 5 和 6 对比可知,建模分析的理论模型与实际测试数据基本一致。实际应用中,谐振频率随调频电压的增加而降低,但因陀螺加工工艺受限以及存在一些其他的耦合信号和噪声导致变化规律呈现一定的非线性。

为了验证频率调谐方法的合理性,确保在陀螺处于驱动闭环工作状态下也能适用,在陀螺频率调谐前进行驱动和检测位移信号检测。因陀螺驱动和检测位移信号是 μm 级长度单位,需经过电路转换放大成电信号进行观测。图 7(a) 中,未加调频电压时,检测位移等效电信号初始幅值约为 104.2 mV。图 7(b) 中,在施加的调谐电压约为 16.3 V 时,检测位移等效电信号幅值达到最大值约为 164 mV。



(a) 频率调谐前驱动和检测位移等效电信号
(a) Drive and detect displacement equivalent electrical signals before frequency tuning



(b) 频率调谐后驱动和检测位移等效电信号
(b) Drive and detect displacement equivalent electrical signals after frequency tuning

图 7 频率调谐前后驱动和检测位移等效电信号对比
Fig. 7 Comparison of drive and detection displacement equivalent electrical signals before and after frequency tuning

实际情况下,如 1.1 节中所述,检测位移信号包括 3 部分,其中两阻尼主轴间的耦合在 y 轴上产生了位移响应,该响应位移与哥氏响应位移同相。环形谐振子两阻尼主轴间的耦合误差会直接影响陀螺仪的零位输出,该项误差的漂移也将直接反映为陀螺仪零位的漂移。据式(2)所述,理想频率调谐下状态下,当频差为 0 Hz 时,驱动位移信号应与正交位移信号保持 90° 相位,但由于阻尼误差的耦合效应,图 8(b) 中驱动位移与正交位移信号的相位未能达到理想状态。

如图 8 所示, V_{DS} 为驱动位移等效电信号幅值, V_{SS} 为检测位移等效电信号幅值,此时产生的检测位移等效电信号主要是正交误差产生的等效力信号。随着调频电压的增大, V_{DS} 基本没有发生变化, V_{SS} 随着调频电压变化而改变。未进行频率调谐时,陀螺控制系统以驱动模式的谐振频率工作,此时驱动模式的幅频响应达到最大;而检测模式以驱动模式的谐振频率工作,其幅频响应未能达到峰峰值。频率调谐后,陀螺的驱动与检测模式都将以相同的谐振频率工作,两者的幅频响应皆能达到最大。所以本文采用正交信号的峰峰值来作为判断频率调谐状态的依据^[13],当频率差趋于 0 Hz 时,正交等效电信号幅度达到最大,陀螺工作频率为 7 926.18 Hz 左右,与开环扫频时 16.3 V 时频率差约等于 0 时的谐振频率基本一致。

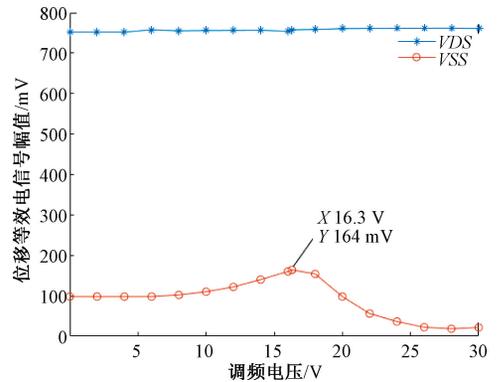


图 8 调频电压和位移信号幅值的关系

Fig. 8 The relationship between frequency modulation voltage and amplitude of displacement signal

接下来对 MEMS 环形陀螺仪进行动态标度因数实验测试,将陀螺水平放置在小型单轴速率转台上,接通电源并预热 30 min,正常工作后控制转台分别以 $\pm 1^\circ/\text{s}$ 、 $\pm 2^\circ/\text{s}$ 、 $\pm 5^\circ/\text{s}$ 、 $\pm 10^\circ/\text{s}$ 、 $\pm 20^\circ/\text{s}$ 、 $\pm 50^\circ/\text{s}$ 、 $\pm 100^\circ/\text{s}$ 、 $\pm 200^\circ/\text{s}$ 、 $\pm 300^\circ/\text{s}$ 进行转动,采用示波器观察转动过程中陀螺仪的输出波形并记录各速率点的陀螺输出电压(每个速率点 ≥ 30 个数据),重复测试 3 次,测试现场如图 9 所示。

由图 10 可知,频率调谐前标度因数为 $1.5 \text{ mV}/(^\circ \cdot \text{s}^{-1})$,频率调谐后标度因数为 $4.16 \text{ mV}/(^\circ \cdot \text{s}^{-1})$,针对于频率差为 10.7 Hz 左右的陀螺,标度因数提升了 2.7 倍左右,大大的优化了灵敏度等参数。由式(3)可分析出陀螺的机械灵敏度与驱动模式振动幅度成正比,与驱动和检测模式的频差成反比。而由图 8 可知,驱动模式振动幅度并没有随调频电压的变化而改变,所以仅是频差减小的原因便可以使机械灵敏度提高,从而提高角速度信号在检测输出的占比,提高陀螺输出的信噪比,从而提高陀螺仪的测量精度和稳定性,减少陀螺仪的漂移和温度敏感性,降低陀螺仪的功耗和成本。

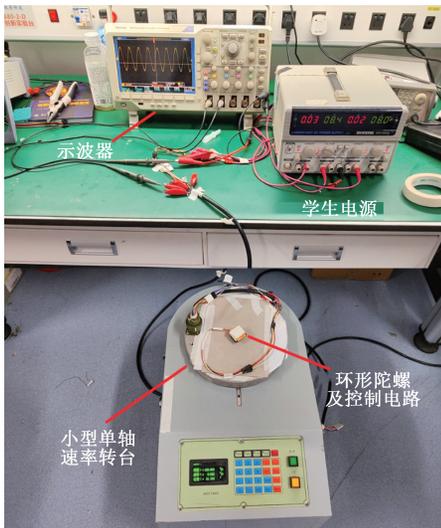


图9 动态标度测试

Fig. 9 Dynamic scaling test

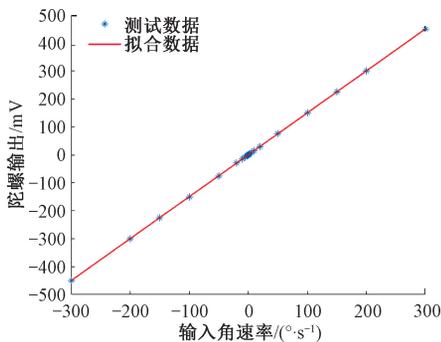
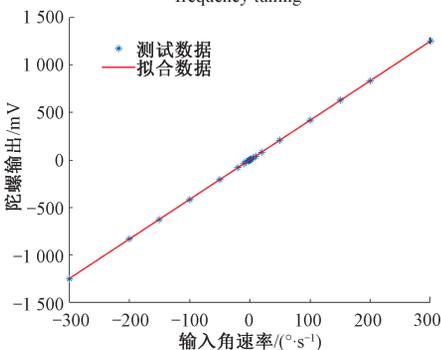
(a) 频率调谐前标度因数测试数据及拟合直线
(a) Scale factor test data and fitting line before frequency tuning(b) 频率调谐后标度因数测试数据及拟合直线
(b) Scale factor test data and fitting line after frequency tuning

图10 频率调谐前后标度因数数据对比

Fig. 10 Comparison of scale factor data before and after frequency tuning

4 结 论

较小的驱动和检测模态频率差能使微机械陀螺具有更高的灵敏度。本文分析了频率调谐时模态间存在刚度耦合,经过上述分析,考虑到刚度耦合的因素,可推导出频率调谐所需的调谐电压的大致范围,实现模态匹配的目的。而频差趋于 0 Hz 时,灵敏度会大幅度提升,但是带宽可能也随之降低,所以应控制合理的频差兼顾灵敏度和带宽的性能。了解 MEMS 陀螺模态间的刚度耦合关系,可以确定适合的调频电压加以控制工作模态的频差,为调控合适的频差提供了一个研究方向,对高精度导航设备等特种装备领域以及消费电子等民用领域的 MEMS 应用具有重要意义。

参考文献

- [1] 邹泽兰,徐同旭,徐祥,等. 基于两步修正法的 MEMS 三轴陀螺仪标定方法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(4): 191-198.
ZOU Z L, XU T X, XU X, et al. Based on two-step correction method of MEMS triaxial gyro calibration method[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(4): 191-198.
- [2] 杨成,李宏生,徐露,等. 基于低频调制激励的硅微陀螺仪自动模态匹配技术[J]. 中国惯性技术学报, 2016, 24(4): 542-547, 560.
YANG CH, LI H SH, XU L, et al. Automatic mode matching technology for silicon microgyroscope based on low frequency modulation excitation [J]. Journal of Chinese Inertia Technology, 2016, 24(4): 542-547, 560.
- [3] 南方伯,郜中星,徐睿东,等. 全角半球谐振陀螺控制回路的动态特性研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(10): 42-49.
NAN F B, GAO ZH X, XU R D, et al. Full angular hemispherical resonant gyro control loop dynamic characteristic study [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(10): 42-49.
- [4] 曹慧亮,李宏生,申冲,等. 基于偶极子补偿法的硅微机械陀螺仪带宽拓展[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(11): 2427-2434.
CAO H L, LI H SH, SHEN CH, et al. Silicon MEMS gyroscope bandwidth expanding based on bipole compensation technology [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(11): 2427-2434.
- [5] 曹慧亮,郭天琪,申冲. 抗过载环形 MEMS 固体波导陀螺设计加工与测试[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 1-7.

- CAO H L, GUO T Q, SHEN CH. Loop resistance to overload MEMS gyro solid fluctuations [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(5):1-7.
- [6] 徐露. 硅微振式陀螺仪模态频率自匹配技术研究[D]. 江苏:东南大学, 2016.
- XU L. Research on mode frequency self-matching technology of silicon micro-vibrating gyroscope [D]. Jiangsu: Southeast University, 2016.
- [7] XU Y, CHEN X, WANG Y. Two-mode navigation method for low-cost inertial measurement unit-based indoor pedestrian navigation [J]. Simulation, 2016, 92(9):839-848.
- [8] CAO H L, LI H S, SHENG X, et al. A novel temperature compensation method for a MEMS gyroscope oriented on a periphery circuit[J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 10(9), DOI: 10.5772/56881.
- [9] 薛日辉, 张英杰, 曹慧亮, 等. MEMS 环形陀螺仪正交误差补偿系统设计[J]. 中国惯性技术学报, 2021, 29(6):782-787.
- XUE R H, ZHANG Y J, CAO H L, et al. Design of orthogonal error compensation system for MEMS ring gyroscope [J]. Chinese Journal of Inertia Technology, 2021, 29(6):782-787.
- [10] BISHOP G C. Gravitational field maps and navigational errors [unmanned underwater vehicles] [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2002, 27(3):726-737.
- [11] KAUFFMAN K, RAQUET J. Navigation via H-field signature map correlation and INS integration[C]. 2014 IEEE Radar Conference (RadarCon), IEEE, 2014.
- [12] 曹慧亮, 张英杰, 闫捷, 等. 硅微机械陀螺仪频率调谐控制系统设计[J]. 中国惯性技术学报, 2017, 25(6):793-798.
- CAO H L, ZHANG Y J, YAN J, et al. Design of frequency tuning control system for silicon micromechanical gyroscope [J]. Journal of Chinese Inertia Technology, 2017, 25(6):793-798.
- [13] 张含. 微机电环形谐振陀螺力平衡模式正交调谐技术研究[D]. 江苏:东南大学, 2020.
- ZHANG H, Research on orthogonal tuning technique of force balance mode for mems ring resonator gyro [D]. Jiangsu: Southeast University, 2020.
- [14] LI H S, CAO H L, NI Y F. Electrostatic stiffness correction for quadrature error in decoupled dual-mass MEMS gyroscope[J]. Journal of Micro/nanolithography Mems & Moems, 2014, 13(3):033003.
- [15] PAINTER C C, SHKEL A M. Identification of anisoelectricity for electrostatic trimming of rate-integrating gyroscopes[J]. Proc Spie, 2002, 4700:157-168.
- [16] ZAMAN M F, SHARMA A, HAO Z, et al. A mode-matched silicon-yaw tuning-fork gyroscope with subdegree-per-hour allan deviation bias instability[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2008, 17(6):1526-1536.

作者简介



陈钢, 2020 年于青岛理工大学获得学士学位, 现为中北大学硕士研究生, 主要研究方向为 MEMS 惯性传感器。

E-mail: 447953690@qq.com

Chen Gang received his B. Sc. degree from Qingdao University of Technology in 2020. He is currently a master student at Central North University. His main research interest is MEMS inertial sensors.



曹慧亮 (通信作者), 2008 年于辽宁工业大学获得学士学位, 2014 年于东南大学获博士学位, 期间 2011-2012 年赴美国佐治亚理工学院留学。现为中北大学仪器与电子学院教授、博士生导师, 主要研究方向为 MEMS 传感器。

E-mail: caohuilang@nuc.edu.cn

Cao Huiliang (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Liaoning University of Technology in 2008 and Ph. D. degree from Southeast University in 2014. He studied at Georgia Institute of Technology in the United States from 2011 to 2012. He is currently a professor and a Ph. D. advisor in the School of Instrumentation and Electronics at North University of China. His main research interest is MEMS sensors.