

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2314496

微半球陀螺交直流混合电压切换驱动方法研究^{*}

张林 李荣冰 徐菁 李忠良

(南京航空航天大学自动化学院导航研究中心 南京 211106)

摘要: 微半球谐振陀螺的标度因数受阻尼不均匀程度和幅值控制精度影响,保证陀螺结构高度对称性的同时,驱动模态幅值控制精度也尤为重要。针对常见一倍频、1/2倍频电压驱动方式存在同频驱动噪声干扰和补偿相位延时导致微半球谐振陀螺驱动模态幅值控制精度较低,标度因数稳定性不足等问题,由于起振后陀螺等效驱动形式变化,基于微谐振子电压驱动原理构建了稳幅阶段微谐振子动态振动模型,提出了一种用于稳幅阶段的同相位二倍频电压驱动方式,设计了一种用于陀螺模态控制的交直流混合电压切换驱动方法,避免了相位补偿和同频驱动引起的幅值波动干扰。最后经力平衡模式仿真试验对比验证,混合电压切换驱动方法下驱动模态幅值控制精度提升 5.882%,陀螺仪标度因数稳定性提高 6.625%。

关键词: 微型半球谐振陀螺;电压驱动;变频控制;简谐振动;谐振频率

中图分类号: V241.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Research on AC-DC mixed voltage switching driving method for μ HRG

Zhang Lin Li Rongbing Xu Jing Li Zhongliang

(Navigation Research Center, College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: The scale factor of micro hemispherical resonator gyroscope (μ HRG) is affected by the degree of damping non-uniformity and amplitude control accuracy. While ensuring the high symmetry of the gyroscope structure, the accuracy of driving mode amplitude control is also particularly important. In response to the common problems of the same frequency driving noise interference and compensation phase delay in the common first harmonic and second harmonic voltage driving methods, such as low amplitude control accuracy of the driving mode of μ HRG and insufficient stability of the scale factor, due to the altered equivalent driving form of the gyroscope post-resonance, a novel approach is proposed based on the voltage driving principle of micro resonators. A dynamic vibration model for micro resonators during the stable amplitude stage is constructed. A same-phase double-frequency voltage driving method is introduced for this stage, alongside the design of a mixed AC-DC voltage switching driving method for gyroscope modal control. This method effectively mitigates amplitude fluctuation interference caused by phase compensation and same-frequency drive. Simulation experiments in force balance mode validate a 5.882% improvement in the control accuracy of modal amplitude and a 6.625% enhancement in the stability of the gyroscope scale factor under the mixed voltage switching driving method.

Keywords: μ HRG; voltage driving; frequency conversion control; harmonic vibration; resonant frequency

0 引言

微半球谐振陀螺 (micro hemispherical resonator gyroscopes, μ HRG) 是传统的半球谐振陀螺仪 (hemispherical resonator gyroscopes, HRG) 与微机电系统 (micro electro-mechanical system, MEMS) 技术的结合。它既具有半球谐振陀螺仪稳定性好、使用寿命长、可靠性

高、抗核辐射、高冲击、抗振动等突出优点,又具有 MEMS 陀螺仪的优点,如体积小、重量轻、功耗低、成本低等特点^[1]。

μ HRG 的常见结构组成包括锚柱、谐振子和电极基座,其中核心器件微半球谐振子的成功制造为微半球谐振陀螺的低成本制造与集成提供了巨大的潜力^[2]。与传统 MEMS 陀螺仪的平面结构相比, μ HRG 的弯曲三维结构允

收稿日期:2023-08-31

^{*} 基金项目:南京航空航天大学前瞻布局科研专项资金(1003ILA22033)项目资助

许在极小的尺寸下实现较高的共振频率^[3]。 μ HRG 工作基于科里奥利效应引起的两个简振模式之间的能量传递。其通常工作于二阶振型($n=2$)状态下,核心部分谐振子受驱动电压作用下发生径向驻波振动,在陀螺仪转动产生的科氏力影响下会出现一个进动角度,通过该进动角度可实现角速度测量^[4]。力平衡模式则在此基础上零化检测模式的幅值,从而将驻波固定于 0° 极轴。

匹配控制简振模式是陀螺仪敏感检测角速率及提高灵敏度的必要条件,微型半球谐振陀螺仪的电压驱动回路用于对谐振子施加外界激励力,以保持陀螺主振型的幅值及频率稳定^[5-6]。在半球谐振陀螺仪中,通常采用比例积分微分(PID)控制、自主控制等控制方法来稳定振型幅值、跟踪频率、调制解调、控制正交漂移等。PID 调节器因其结构简单、可靠性高而成为所有控制回路的首选^[7]。通过结合锁相环和 PID 控制器,利用自动增益控制来消除振荡^[8]。

对于 μ HRG 而言,仅有几微米厚的非常薄的外壳电极来进行驱动,等效面积小,模态驱动质量低,信号检测驱动难度相较于 HRG 较高^[9]。然而目前大多数研究集中在高质量谐振子的制造和集成上,针对驱动电信号层面的研究分析仍存在局限性^[10]。文献[11]中考虑到具体电路受外界环境变化后相关增益随之变化,影响主波波腹振幅,导致标度因数稳定性下降,通过引入低温漂精密电阻的方式保证误差信号准确与标度因数稳定,降低了电路设计难度。文献[12]在幅值控制目标值不变的基础上,利用幅值控制力与补偿锁相相位的特性,确定实际锁相误差,提高了陀螺仪零偏稳定性。文献[13]基于锁相闭环驱动检测设计的 MEMS 压控振荡器(VCO)系统,利用多次控制驱动信号幅值与调整移相模块补偿相位差,使系统保持工作于线性区,相较于传统 VCO 频率输出稳定性有所提高。

上述研究方法都致力于稳定精确的驱动信号幅值控制或基于精准的幅值控制来提高补偿相关系统性能,然而未考虑幅值驱动方式的影响,多采用单一驱动控制回路,驱动过程中容易导致谐振子振动模式的位移特性含有同频耦合干扰以及高频干扰成分,除此之外,驱动控制电压相位与输出信号相位的差异始终需要移相器的补偿作用,实际补偿相位受系统特性变化干扰,容易导致谐振子驱动模式幅值控制精度较低,检测模式幅值波动较大,陀螺仪标度因数稳定性不足。

为了进一步提高微半球谐振陀螺幅值控制回路对驱动模式幅值精准控制的能力,本文针对电压驱动对微型半球谐振陀螺主振型的影响和其驱动方式的多样性进行了原理性分析,根据谐振子起振后的谐振子振动特性,分析提出了二倍谐振频率稳幅驱动方式,并在主振型回路设计层面提出了变频交直流混合电压驱动方法,最后通过仿真验证,结果表明本文提出的变频交直流混合驱动方法成功实现对微型半球谐振子驱动模式振型稳幅稳频控制,与多种单一频率驱动回路控制方式相比,有效提高了驱动模式控制精度

和启动速度,提升微型半球谐振陀螺仪标度因数稳定性。

1 微型谐振子电压驱动原理

频率裂解及阻尼周向不对称考虑在内的微型半球谐振陀螺数学模型如下^[14]:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} + (\mathbf{D} + \Delta\mathbf{D} + \mathbf{K}) \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} + (\mathbf{R} + \Delta\mathbf{R}) \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: \mathbf{D} 、 $\Delta\mathbf{D}$ 表示微型谐振子的阻尼矩阵及阻尼不对称误差矩阵, \mathbf{R} 、 $\Delta\mathbf{R}$ 表示微型谐振子的刚度矩阵及频率裂解误差矩阵, \mathbf{K} 为敏感角速率矩阵。

$$\begin{cases} \mathbf{D} = \frac{2}{\tau} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \Delta\mathbf{D} = \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \begin{bmatrix} \cos 2n\theta_\tau & \sin 2n\theta_\tau \\ \sin 2n\theta_\tau & -\cos 2n\theta_\tau \end{bmatrix} \\ \mathbf{R} = \omega^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \Delta\mathbf{R} = \omega \Delta\omega \begin{bmatrix} -\cos 2n\theta_\omega & -\sin 2n\theta_\omega \\ -\sin 2n\theta_\omega & \cos 2n\theta_\omega \end{bmatrix} \\ \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & -2nk\Omega \\ 2nk\Omega & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

式中:

$$\omega^2 = \frac{\omega_x^2 + \omega_y^2}{2}, \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_x} + \frac{1}{\tau_y} \right), \omega \Delta\omega = \frac{\omega_x^2 - \omega_y^2}{2}, \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) = \frac{1}{\tau_x} - \frac{1}{\tau_y}.$$

ω_x 、 ω_y 分别为驱动模式及检测模式的谐振频率, τ_x 、 τ_y 分别为驱动模式及检测模式的时间衰减系数。 n 为工作模式阶数。 k 为进动因子,取决于谐振子材质,尺寸等等,在模型中为常值,一般约为 0.27。

定义矩阵 \mathbf{I} 中的第 m 行, n 列元素的表示形式为 I_{mn} 。

当 $x = A \sin \omega_x t$ 且 $F_y = 0$ 时,即驱动模式驱动力 F_x 使得驱动模式幅值恒定处于谐振频率点时且不存在力平衡反控力下,检测模式(y 方向)位移的稳态解为:

$$y = \frac{[\omega_x^2 - (R_{22} + \Delta R_{22})](\Delta D_{21} + K_{21})\omega_x + \Delta R_{21}(D_{22} + \Delta D_{22})\omega_x}{[\omega_x^2 - (R_{22} + \Delta R_{22})]^2 + (D_{22} + \Delta D_{22})^2 \omega_x^2} A \cos \omega_x t + \frac{-(\Delta D_{21} + K_{21})(D_{22} + \Delta D_{22})\omega_x^2 - \Delta R_{21}[(R_{22} + \Delta R_{22}) - \omega_x^2]}{[\omega_x^2 - (R_{22} + \Delta R_{22})]^2 + (D_{22} + \Delta D_{22})^2 \omega_x^2} A \sin \omega_x t \quad (3)$$

由式(3)可知,此时检测模式的响应为与驱动模式谐振频率同频的正余弦叠加形式,第 1 部分与驱动模式振型正交的信号部分通过控制回路中的正交控制,将直流电压输入施力电极从而可以改变某一方向上的刚度系数,从而消除谐振子存在的频率裂解,因此,可认为 $\Delta\omega = 0$, $\omega_x = \omega_y = \omega$,式(3)可以简化为:

$$y = y_1 + y_2 = \frac{-\Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \sin 2n\theta_\tau - 2nk\Omega}{\frac{2}{\tau} - \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \cos 2n\theta_\tau} A \sin \omega_x t \quad (4)$$

式(4)可以看出,受限于微型谐振子制造工艺水平,检测模式的振动信号中会多出一部分由阻尼不均匀而产生的与理想信号同相位的输出信号 y_1 ,这部分误差信号会产生陀螺零偏漂移,一般采用试验标定的方法来补偿该误差量。

y_2 为理想检测模式输出信号,该信号的振幅与输入角速率 Ω 成正比,力平衡模式通过检测并零化该信号幅值,从而从反控力中解算出输入角速率大小,经过信号处理电路解调后标度因数可以表述如下:

$$k_{\Omega} = \beta \frac{-2nkA}{\frac{2}{\tau} - \Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\cos 2n\theta_{\tau}} \quad (5)$$

式中: β 为解调电路增益。

由此可知,只有当驱动模式的幅值恒定且振动频率为谐振频率时,微型半球谐振陀螺才能进入工作状态。驱动模式幅值的恒定状态对于保证陀螺的标度因数稳定性有着至关重要的作用。除此之外,针对存在阻尼不均匀问题的微型谐振子,在保证幅值恒定且精准的前提之下,通过对质量不均引起的同相零偏漂移误差的标定补偿,可以对阻尼不均匀参数进行整定和识别。

微型半球谐振陀螺仪谐振子的驱动方式一般采用电容式驱动,谐振子的外壁经过镀膜处理后,与外部驱动电极等效形成平行板电容器。一般电极结构为8电极或者16电极,以便对谐振子进行激励检测,驱动模式通常经过相邻 180° 的施力电极并联驱动^[15]。

检测模式受科氏力影响产生的位移对主振型影响十分微弱,因此可忽略不计。结合式(1),驱动模式的位移方程可简化如下:

$$\ddot{x} + (D_{11} + \Delta D_{11})\dot{x} + (R_{11} + \Delta R_{11})x = \ddot{x} + \left[\frac{2}{\tau_e} + \Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\cos 2n\theta_{\tau}\right]\dot{x} + (\omega^2 - \omega\Delta\omega\cos 2n\theta_{\omega})x = F_x \quad (6)$$

阻尼不均匀及频率裂解受谐振子制造水平影响,因此可设定:

$$\begin{cases} \frac{2}{\tau_e} = \frac{2}{\tau} + \Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\cos 2n\theta_{\tau} \\ \omega_e^2 = \omega^2 - \omega\Delta\omega\cos 2n\theta_{\omega} \end{cases} \quad (7)$$

式中: τ_e, ω_e 为 x 方向等效时间衰减常数和等效谐振频率。

此时假设驱动模式的驱动力 $F_x = A_f \sin(\omega_f t)$,则此时驱动模式振动位移 x 的稳态响应可以表示为^[16]:

$$x = A_x \sin(\omega_f t + \theta_x) = \frac{A_f}{\sqrt{(\omega_e^2 - \omega_f^2)^2 + 4\omega_f^2/\tau_e^2}} \sin(\omega_f t + \theta_x) \quad (8)$$

式中: A_x 为振动位移幅值, ω_f 为驱动力频率, θ_x 为驱动模式振动位移所产生的滞后相位。

由式(8)可知,驱动模式的振动位移的幅值大小由驱动模式的谐振频率 ω_e 及驱动电压频率 ω_f 共同决定,当 $\omega_f = \omega_e$ 时,驱动模式的振动位移的幅值达到最大值 $A_f \tau_e / 2\omega_e$ 。

此时驱动模式振动位移的相位为 90° ,即驱动模式的振动位移相较于驱动电压的相位滞后为 90° 。

微型半球谐振子的振动位移量级一般在微米左右,微弱的位移大小增加了信号检测的难度,因此一般要求谐振子的振动位移尽可能大来提高信噪比,在驱动力层面即要求驱动模式的驱动力频率 ω_f 与方向上的等效谐振频率 ω_e 保持一致,在此基础上得到的驱动振型幅值达到极值。

假设谐振子的表面与驱动电极的电压差为 V ,驱动电极到谐振子表面的初始间距为 x_0 ,振动位移为 x ,谐振子的表面与驱动电极的相对极板面积为 S_0 ,谐振子表面这一侧所受到的静电引力可推导为:

$$F = -\frac{EQ}{2} = -\frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r V^2}{2(x+x_0)^2} \quad (9)$$

式中: E 为电场场强; Q 为谐振子表面总电荷量; $\epsilon_0 = 8.85418 \times 10^{-12}$ F/m为真空介电常数; ϵ_r 为相对介电常数。

由式(9)可知,静电引力大小与振动位移是非线性函数关系,考虑到 $x \ll x_0$,即振动位移远小于极板间初始间距,现将式(9)局部线性化处理,在 $x = x_0$ 进行泰勒展开并结合式(6),驱动电压与驱动模式振动位移的关系式如下:

$$\ddot{x} + \frac{2}{\tau_e}\dot{x} + \left(\omega_e^2 - \frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r V^2}{x_0^3}\right)x = -\frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r V^2}{2x_0^2} \quad (10)$$

由式(10)可以看出,当驱动电压施加在平行板电容器两侧时,驱动电压形成的驱动力分为了两个部分,第1部分与谐振子振动位移相关,仅表现为降低了谐振子的谐振频率,影响驱动模式的刚度系数。第2部分与振动位移无关,是引起谐振子外壁产生振动的静电引力 F_{true} 。

2 电压驱动起振方式分析

由第1章可知,静电引力 F_{true} 与驱动电压 V 的平方成线性关系:

$$F_{true} = -\frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r V^2}{2x_0^2} = KV^2 \quad (11)$$

式中: $S_0, \epsilon_0, \epsilon_r, x_0$ 均由微型半球谐振陀螺制造工艺决定,因此 $K = -S_0 \epsilon_0 \epsilon_r / 2x_0^2$ 为一定值。

2.1 一倍谐振频率交直流混合驱动方式

假设驱动电压采用一倍谐振频率交直流混合输出驱动的方式:

$$V = V_D + V_A \cos(\omega_e t) \quad (12)$$

式中: V_D 为直流电压大小, V_A 为交流电压幅值大小, ω_e 为谐振子驱动模式的等效谐振频率。

结合式(11)和(12),可知驱动电压产生的静电驱动力可写为式(13):

$$F_{true} = K(V_D + V_A \cos(\omega_e t))^2 = M_0 + M_1 \cos(\omega_e t) + M_2 \cos(2\omega_e t) \quad (13)$$

式中: M_0 为直流驱动力幅值, M_1 为一倍频交流驱动力幅值, M_2 为二倍频交流驱动力幅值,且:

$$\begin{cases} M_0 = K \left(V_D^2 + \frac{V_A^2}{2} \right) \\ M_1 = 2KV_D V_A \\ M_2 = \frac{KV_A^2}{2} \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)可以看出,直流驱动力对谐振子产生的效果为使谐振子的驱动模态产生一定的静态位移 A_0 ,交流驱动力和均能使谐振子产生正弦振动。

一倍频交流驱动力引起的谐振子驱动模态在谐振频率点的振动位移 $x_1 = A_1 \sin(\omega_e t)$ 是微型半球谐振陀螺工作模式需要的位移信号。在驱动模态控制回路中,需保持该信号的幅值 A_1 及振动频率 ω_e 等于谐振子实际谐振频率。二倍频交流驱动力引起的驱动模态在两倍谐振频率点的振动位移 $x_2 = A_2 \sin(2\omega_e t)$, x_2 为干扰信号。后期检测信号处理时可采用带通滤波的方式将直流偏置以及高频误差滤除。

由式(14)可知,谐振子的谐振信号幅值可通过驱动电压的直流量及交流量的大小共同控制。而观察到一倍频交流驱动力引起的干扰信号的幅值与驱动电压的交流量的平方成正比,因此在电压驱动电路中往往采用较大的直流分量,以此来提高陀螺信噪比,降低信号处理难度。

2.2 1/2 倍谐振频率交流驱动方式

假设驱动电压采用 1/2 倍谐振频率交流电压输出驱动的方式:

$$V = V_A \cos\left(\frac{1}{2}\omega_e t\right) \quad (15)$$

结合式(11)和(15),可知驱动电压产生的静电驱动力可写为式(16):

$$F_{true} = K \left(V_A \cos\left(\frac{1}{2}\omega_e t\right) \right)^2 = N_0 + N_1 \cos(\omega_e t) \quad (16)$$

式中: N_0 为直流驱动力幅值, N_1 为 1/2 倍频交流驱动力幅值,且:

$$\begin{cases} N_0 = K \frac{V_A^2}{2} \\ N_1 = \frac{KV_A^2}{2} \end{cases} \quad (17)$$

直流驱动力的效果相当于在谐振子上添加一个静态位移。交流驱动力能使谐振子产生工作模式需要在谐振频率点处的简谐振动,驱动力大小与交流电压幅值的平方成正比。

相较于一倍谐振频率交直流混合驱动方式,该种驱动模式下,谐振子的干扰信号仅含有直流偏置位移,与后续谐振子的振动信号检测信号无关,不存在一倍频交直流混合驱动引起的正弦干扰振动信号,后期的检测信号处理难度有所降低,信号精确程度有所提高。但同时,幅值较大的交流电压在 PID 控制下快速的变换以此调制幅值不同的交

流驱动电压可能对控制回路中频率跟踪回路的频率锁定产生干扰误差。

3 同相位电压驱动稳幅方式设计

微型半球谐振陀螺起振之后,谐振子存在位于谐振频率点附近的简谐振动时,考虑到微型半球谐振陀螺的振幅值较大,抗干扰能力较强,谐振频率点的振动的幅值要远远大于其他频率段的振动幅值。则可以认为此时极板间的原始振动位移为 $x_0 - x_1 \sin(\omega_e t)$, 根据原理分析可得驱动电压与驱动模态振动位移 x 的关系式如下:

$$\ddot{x} + 2\frac{1}{\tau_e}\dot{x} + \left(\omega_e^2 - \frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r V^2}{(x_0 - x_1 \sin(\omega_e t))^3} \right) x = \frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r V^2}{2(x_0 - x_1 \sin(\omega_e t))^2} \quad (18)$$

由式(18)可知,静电引力 F_{true} 在起振后的形式也产生了一定的变化:

$$F_{true} = -\frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r V^2}{2(x_0 - x_1 \sin(\omega_e t))^2} = -\frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r (V/x_0)^2}{2(1 - x_1 \sin(\omega_e t)/x_0)^2} \quad (19)$$

即使在完成起振后,相较于初始极板间距 x_0 , 振动位移的幅值 x_1 仍小得多,即 $x_1 \ll x_0$, 因此可知:

$$\left| \frac{x_1 \sin(\omega_e t)}{x_0} \right| \ll 1, \frac{x_1 \sin(\omega_e t)}{x_0} \approx 0 \quad (20)$$

于是可将 F_{true} 在 $x_1 \sin(\omega_e t)/x_0 = 0$ 处进行局部线性化处理,并忽略二次及以上高次项:

$$F_{true} = -\frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r (V/x_0)^2}{2(1 - x_1 \sin(\omega_e t)/x_0)^2} \approx \frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r V^2}{2x_0^2} + \frac{S_0 \epsilon_0 \epsilon_r x_1 V^2}{2x_0^3} \sin(\omega_e t) = KV^2 + K \frac{x_1}{x_0} V^2 \sin(\omega_e t) \quad (21)$$

由式(21)可知,用于驱动谐振子振动的静电引力分为了两个部分,第 1 部分与起振时电压驱动方式完全一致。因此,无论是一倍谐振频率交直流混合驱动方式还是二分之一倍谐振频率交流驱动方式,在维持谐振阶段仍能继续稳定工作在谐振子上,使其产生谐振运动。第 2 部分静电引力存在正弦信号的形式,与驱动电压的平方及谐振幅值 x_1 成线性关系。

假设 $V = V_D + V_A \sin(2\omega_e t)$, 静电引力为:

$$F_{true} = F_{true1} + F_{true2} = K(V_D + V_A \sin(2\omega_e t))^2 + K \frac{x_1}{x_0} (V_D + V_A \sin(2\omega_e t))^2 \sin(\omega_e t) \quad (22)$$

式中:第 1 部分静电引力:

$$F_{true1} = K(V_D + V_A \sin(2\omega_e t))^2 = C_0 + C_2 \sin(2\omega_e t) + C_4 \cos(4\omega_e t) \quad (23)$$

且:

$$\begin{cases} C_0 = K \left(V_D^2 + \frac{V_A^2}{2} \right) \\ C_2 = 2KV_D V_A \\ C_4 = -\frac{KV_A^2}{2} \end{cases} \quad (24)$$

该部分仅存在直流量以及 2, 4 倍谐振频率高频交流驱动信号, 对于谐振子谐振无意义。其产生的检测干扰信号可通过带通滤波器滤除。

第 2 部分静电引力:

$$F_{\text{true2}} = K \frac{x_1}{x_0} (V_D + V_A \sin(2\omega_e t))^2 \sin(\omega_e t) = B_1 \cos(\omega_e t) + B'_1 \sin(\omega_e t) + B_3 \cos(3\omega_e t) + B'_3 \sin(3\omega_e t) + B_5 \sin(5\omega_e t) \quad (25)$$

式中: B_1 为一倍谐振频率余弦驱动力幅值, B'_1 为一倍谐振频率正弦驱动力幅值, B_3 为三倍谐振频率余弦驱动力幅值, B'_3 为三倍谐振频率正弦驱动力幅值, B_5 为五倍谐振频率正弦驱动力幅值, 且:

$$\begin{cases} B_1 = K \frac{x_1}{x_0} V_D V_A \\ B'_1 = K \frac{x_1}{x_0} (V_D^2 + V_A^2) \\ B_3 = -V_D V_A \\ B'_3 = -B_5 = -\frac{V_A^2}{4} \end{cases} \quad (26)$$

一倍谐振频率正弦驱动力作用在驱动模式稳定的谐振子上时, 会影响谐振子有效弹性系数, 从而改变谐振频率。高倍谐振频率驱动力对于谐振子谐振无意义。其产生的检测干扰信号可通过带通滤波器滤除。一倍谐振频率余弦驱动力能够维持谐振子产生标准正弦谐振信号。由式(26)可知, 其幅值 B_1 由驱动模式振动幅值 x_1 , 电容极板间初始间距 x_0 的比值, 直流驱动电压 V_D 和交流驱动电压幅值 V_A 共同决定。该工作方式仅可作用在稳幅控制阶段。对半球谐振子起振无作用。

4 变频交直流混合驱动主振型控制回路设计

目前常见的微型半球谐振陀螺的控制模式分为力平衡模式和全角模式, 两种模式下, 微型半球谐振陀螺的主振型都应通过幅值控制回路及频率控制回路调制的控制信号通过电压驱动使其维持在谐振频率点上振动并保持幅值恒定^[17]。

由第 3 章所述可知, 一倍谐振频率交直流混合电压驱动方式可以选择直流电压大小 V_D 或者交流电压幅值 V_A 来控制驱动力大小, 然而与检测信号频率一致的驱动电压信号容易在单频信号检测中产生驱动耦合噪声, 该噪声与理想检测信号具有相同频率, 难以用简易滤波方式被消除, 且随着检测信号被逐层传输放大, 最后影响控制系统精度。

1/2 倍频交流电压驱动方式较之前者, 驱动电压与检

测信号处于不同频段, 避免了同频耦合干扰误差, 控制手段仅依靠交流量控制, 电路结构得以简化。但是, 频率跟踪回路中仍需对控制信号补偿 90° 相位延迟产生的基准信号才能维持谐振子驱动模式的正弦振动。

在谐振子驱动模式已经由幅值控制回路以及频率控制回路将幅值以及频率锁定后, 驱动电压稳幅方式相较于谐振子起振时可多采用同相位二倍谐振频率电压驱动的方式, 该方式相较于两种起振电压驱动方式, 不存在 90° 的相位延迟。驱动力大小受谐振幅值与极板间距比值影响, 灵敏度较高, 幅值控制精度优于前两者, 适用于稳幅控制。因此本文提出一种针对半球谐振子起振和稳幅控制下的变频交直流混合驱动方法, 其方案控制框图如图 1 所示。

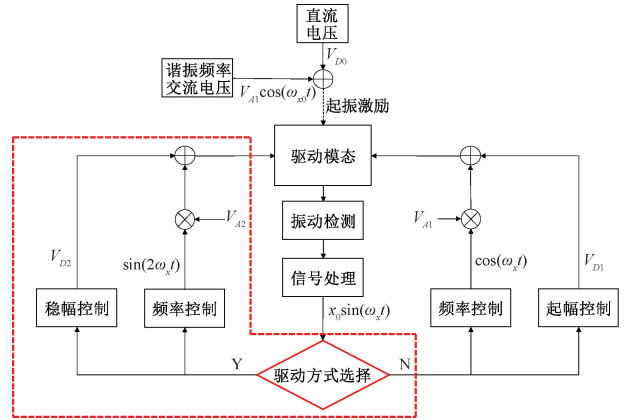


图 1 半球谐振子振幅控制的变频交直流混合驱动方式

当由一倍谐振频率交直流混合电压驱动的振动信号经过检测并通过滤波器对不同频段的干扰信号进行滤除后, 形成了理想正弦信号时, 首先经过判断, 当正弦信号的频率和振幅都满足一定范围要求时, 主振型驱动回路切换至二倍谐振频率交直流混合电压驱动回路, 对完成起振后的幅值和频率控制精度进行进一步的精确修正, 在提升动态性能的同时, 提升微型半球谐振陀螺工作的测量精度。

其中频率控制回路仅产生与前置滤波器处理后的输出正弦信号频率相一致的相位信息, 实现跟踪系统谐振频率, 对系统模型并不敏感。基于半球谐振子的固有频率和带宽要求即可设定其中 PLL 回路参数。幅值控制回路中 PID 参数取决于系统模型, 因此针对不同的驱动来源最终形成的不同数学模型, 需要构建两套不同的幅值控制回路才能达到理想的控制性能。

5 仿真实验及结果分析

为了验证本文所提出的变频交直流混合驱动方式的有效性, 搭建了微型半球谐振陀螺的理想谐振子数学模型以及基于力平衡控制模式下的完整仿真控制回路。微型半球谐振陀螺谐振子模型参数如表 1 所示。其中, ω 为陀螺谐振频率, τ 为时间衰减系数, $1/\Delta\tau$ 为阻尼误差, $\Delta\omega$ 为刚性

轴频率差, Q 为品质因数, Ω 为外界输入角速率。

表 1 半球谐振谐振子仿真模型参数

参数	数值
ω	6.283 kHz
τ	3 200 s
$1/\Delta\tau$	$3 \times 10^{-4}/s$
$\Delta\omega$	0.16 Hz
Q	100×10^4
Ω	$15^\circ/s$

力平衡模式仿真结构示意图如图 2 所示,其中:频率控制回路模块用于跟踪驱动模式频率与形成解调信号;振动信号检测处理模块包含了数字低通滤波器与高通滤波器;驱动方式选择模块对驱动模式信号的幅值和频率是否满足切换区间内进行验证。

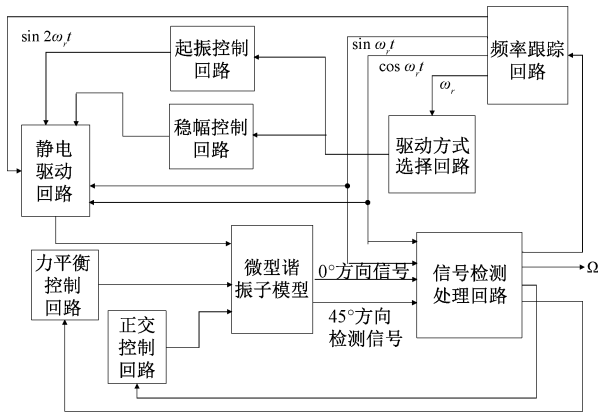


图 2 力平衡模式微型半球谐振陀螺变频交直流混合驱动仿真结构示意图

两个幅值控制回路用于根据设定的驱动模式理想幅值控制静电驱动电路内不同的交直流混合驱动方式并通过高压放大后施加在谐振子驱动模式控制电极上,驱动电极参数如表 2 所示。

表 2 静电驱动回路电极参数

d_0	A	V_{dc}	V_{gain}
2×10^{-5} m	2×10^{-6} m ²	5 V	57

其中, d_0 为电极板初始间隙, A 为微谐振子与电极板形成的有效平行电容器面积, V_{dc} 为驱动电压直流分量大小, V_{gain} 为回路电压放大倍数。

正交控制回路用以抑制谐振子存在的频率裂解和刚度不均匀问题,消除检测信号中与理想信号产生正交耦合误差的正交信号,使检测信号中幅值信息能够被频率控制回路输出的标准信号有效解调。

力平衡回路通过 PID 算法调制频率跟踪回路输出的标准信号,利用一倍谐振频率驱动方式将检测模式的幅值

抑制为 0,并根据反控力大小解调出角速度信息。

5.1 驱动模式幅值稳定性

图 3 给出了本文设计的变频交直流混合驱动方式控制下驱动模式幅值的控制结果。

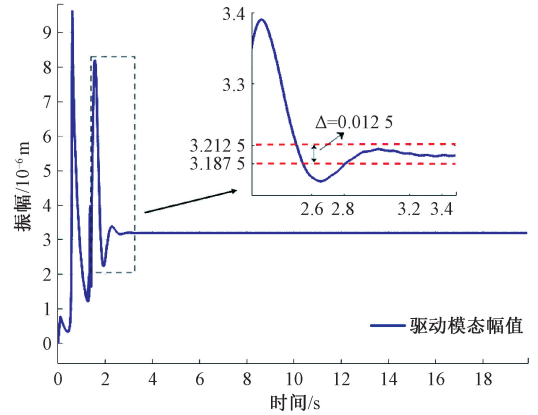


图 3 变频控制下驱动模式的仿真结果

如图 3 所示,半球谐振子的驱动模式在 2.8 s 后稳定在预设幅值 3.2×10^{-6} m 绝对误 $\Delta = 0.0125 \times 10^{-6}$ m 内,相对误差为 4%,可认定此时谐振子驱动模式振幅在自动增益回路以及频率锁定回路的共同作用下稳定在预设模式幅值附近,且频率与谐振子谐振频率保持一致,驱动模式达到陀螺仪工作模式要求。

5.2 检测模式零化稳定性

检测模式的仿真结果如图 4 所示,受用于零化检测模式对外界输入角速率响应的力平衡反控力影响,检测模式的幅值在 4.5 s 后稳定在零值左右,误差量级同样是谐振量级的千分之一,控制回路成功将进动的谐振子振型保持在预设的方位角上,使其在反控力的作用下保持非进动状态,外界输入角速率可通过解调施加的反控力得到。

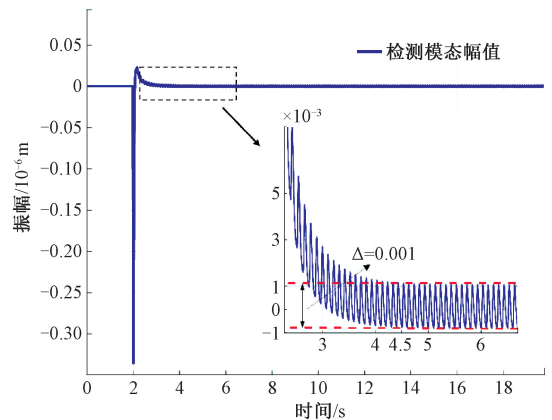


图 4 变频控制下检测模式的仿真结果

该仿真结果表明了本文所提出变频交直流混合驱动方法的有效性。通过变频实现二倍谐振频率交直流驱动能够实现微型半球谐振陀螺驱动模式的稳幅稳频控制。

5.3 幅值控制特性对比

为进一步分析验证本文设计的交直流混合变频电压驱动回路动态特性,另搭建常规所用的一倍谐振频率交直流混合电压驱动回路和 1/2 倍频交流电压驱动回路与本文改良控制回路进行对照,仿真结果对比如图 5 所示。

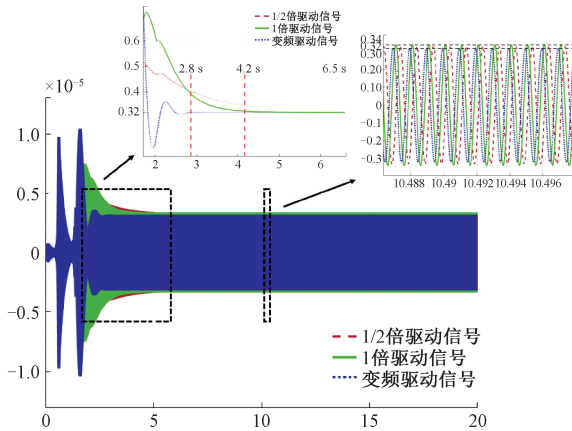


图 5 改良回路仿真结果对比

由图 5 可以看出,1/2 倍频率驱动信号在 6.5 s 左右收敛至理想幅值附近,一倍频率驱动信号则在 4.2 s 后即可收敛至理想幅值,原因是 1/2 倍谐振频率驱动静电力的大小仅由交流电压幅值决定,交流电压可控幅值变化程度受限,因此模态幅值控制速度较小,收敛时间较长。而一倍频率驱动方式的静电驱动力大小受直流电压与交流电压两个因素共同决定,因此考虑较大初始直流电压的方式,提高幅值控制速度。本文设计的改良变频驱动信号则在 2.8 s 后便控制幅值信号收敛,得益于前期一倍谐振频率的快速性和二倍谐振频率稳振方式的高灵敏度。

在幅值控制精度方面,本文设计的改良驱动方案因稳振阶段使用的高灵敏度二倍同相谐振频率驱动方式,最终驱动模态幅值控制精度上,相较于 1/2 倍驱动方式和一倍驱动方式,最大幅值精度提高约 5.882%。实验结果与上文驱动方式特性分析相一致,验证了本文改良幅值控制回路设计方案的快速响应速度与高控制精度。

5.4 标度因数稳定性对比

由式(5)可知,标度因数与阻尼误差以及驱动模态幅值相关,在通过标定去除阻尼不均匀带来的线性误差后,力平衡模式下反控力大小受标度因数影响,由于驱动模态振动位移较弱,采取一倍谐振频率驱动方式,力平衡回路 PI 输出为交流电压幅值,再结合上文推导可知其关系如下:

$$V_A \propto F_y \propto k_{\Omega} \Omega \quad (27)$$

当输入角频率一定时,力平衡反馈电压可以表征标度因数的稳定性,仿真结果如图 6 所示。

从图 6 中可得,相较于标度因数标准值 0.4,采用交直流混合电压驱动主振型的控制方式稳定性均值达到 0.401 3,1/2 倍谐振频率驱动方式标度因数稳定性均值达 0.416 5,

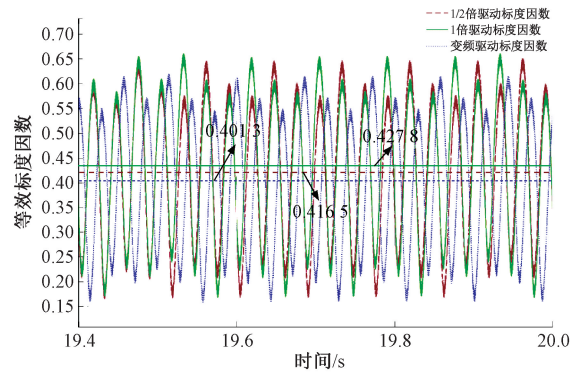


图 6 标度因数稳定性对比

一倍谐振频率驱动方式标度因数稳定性均值达 0.427 8。交直流混合电压驱动方式稳定性相较于其他两种驱动方式力反馈电压波动更小,敏感模态抑制效果更充分,陀螺仪解算输出外界角速度数据更接近理想值,标度因数稳定性最大提高 6.625%。

实验结果有效验证了微半球谐振陀螺驱动模态幅值的控制精度提升对陀螺仪标度因数稳定性具有积极作用,本文设计的改良变频交直流混合电压幅值控制回路能够使力反馈控制精度提升,微半球谐振陀螺仪标度因数稳定性得到一定程度的提高。

6 结 论

本文根据微型半球谐振陀螺电压驱动原理分析了起振驱动方式的多样性,根据起振后变化的谐振子振动特性,分析提出了稳幅阶段二倍谐振频率驱动方式,设计了一种用于谐振子主振型驱动的变频交直流混合电压驱动方式。基于微型半球谐振陀螺力平衡模式工作模式下,搭建了力平衡模式微型半球谐振陀螺动力学模型,结合多种单一频率驱动方式仿真数据进行对比,仿真结果表明本文所提出的变频交直流混合电压驱动方法能够在实现振动模态的快速准确控制,力平衡回路零化检测模态幅值能力强,一定程度上提高了微型半球谐振陀螺仪标度因数的稳定性,较之其他电压驱动方式能够更好满足微型半球谐振陀螺力平衡模式工作要求。除此之外,本文设计的驱动方式带来的高精度驱动模态幅值对于陀螺仪阻尼不平衡参数的逆向识别整定同样具有参考意义。

参考文献

- [1] RUAN Z H, DING X K, QIN Z C, et al. Modeling and compensation of assembly inclination error of micro hemispherical resonator gyroscope under force-to-rebalance mode[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(13): 14726-14738.
- [2] 石岩, 席翔, 吴学忠, 等. 微半球谐振陀螺技术研究进展[J]. 导航与控制, 2019, 18(2): 1-8.
- [3] WEI L, KUAI X B, BAO Y D, et al. The recent

- progress of MEMS/NEMS resonators[J]. *Micromachines*, 2021, 12(6): 724.
- [4] 郭裸琛, 吴宇列, 张勇猛, 等. 全角模式半球谐振陀螺阻尼误差补偿方法研究[J]. *自动化仪表*, 2021, 42(5): 6-9, 13.
- [5] CHO J Y, SINGH S, WOO J K, et al. 0.00016 deg/hr root hr angle random walk (ARW) and 0.0014 deg/hr bias instability (BI) from a 5.2M-Q and 1-cm precision shell integrating (PSI) gyroscope[C]. 2020 7th IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems, 2020.
- [6] CHO J Y, WOO J K, YAN J L, et al. Fused-silica micro birdbath resonator gyroscope (μ -BRG) [J]. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2014, 23(1): 66-77.
- [7] KIM S K, AHN C K, Proportional-derivative voltage control with active damping for DC/DC boost converters via current sensorless approach[J]. *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Express Briefs*, 2020, 68(2): 737-741.
- [8] XU Z Y, XI B Q, YI G X, et al. A novel model for fully closed-loop system of hemispherical resonator gyroscope under force-to-rebalance mode[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2020, 69(12): 9918-30.
- [9] SHI Y, XI X, LI B, et al. Micro hemispherical resonator gyroscope with teeth-like tines [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2021, 21(12): 13098-130106.
- [10] YU H, JIN X, LIU X H, et al. Pose error identification algorithm based on hemispherical resonant gyroscope assembly capacitance uniformity [J]. *Measurement*, 2022, 198: 111426.
- [11] 严隆辉, 江黎, 蒋春桥, 等. 力反馈模式半球谐振陀螺幅度控制方法优化[J]. *压电与声光*, 2020, 42(2): 197-199.
- [12] 赵万良, 夏昕, 成宇翔, 等. 锁相环相位误差对半球谐振陀螺零偏影响分析与校准[J]. *中国惯性技术学报*, 2022, 30(5): 620-625.
- [13] 王伟伟, 熊兴崑, 王坤锋, 等. 基于硅微谐振器的高稳定性 MEMS 压控振荡器[J]. *国外电子测量技术*, 2021, 40(8): 57-63.
- [14] 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.
- [15] 周同, 余卓林. 基于刚度轴偏角预估机制的 MEMS 多环谐振陀螺全闭环控制方法[J]. *仪器仪表学报*, 2023, 44(1): 46-54.
- [16] 李建朋, 武志忠, 刘吉利, 等. 一种半球谐振陀螺振幅控制方法[J]. *中国惯性技术学报*, 2021, 29(1): 90-94.
- [17] RANJI A R, DAMODARAN V, LI K, et al. Recent advances in MEMS-based 3D hemispherical resonator gyroscope (HRG)-A sensor of choice [J]. *MICROMACHINES*, 2022, 13(10): 1676.

作者简介

张林, 硕士研究生, 主要研究方向为微型半球谐振陀螺仪控制技术。

E-mail: zhangl@nuaa.edu.cn

李荣冰, 博士, 教授, 主要研究方向为 MEMS 微惯性系统、惯性导航与组合导航、大气数据系统等。

E-mail: lrbing@nuaa.edu.cn