

微机械角速率传感器 CMOS 闭环驱动电路

尹 亮¹, 刘晓为^{1,2}, 陈伟平^{1,2}, 周治平¹

(1. 哈尔滨工业大学 微电子技术与科学系, 150001 哈尔滨, yinliang2003@126.com;

2. 哈尔滨工业大学 微系统与微结构制造教育部重点实验室, 150001 哈尔滨)

摘 要: 为解决微机械角速率传感器的驱动信号对检测电极的耦合问题, 提出一种基于电压频率调制闭环静电力驱动方法. 该方法将驱动电压调制到高频, 有效地将机械谐振频率与电压驱动频率分离, 同时不改变驱动静电力的相位与频率. 采用自动增益控制电路使得闭环驱动幅值非稳定性为 0.01%, 片上集成跨阻放大器可实现 $1 \text{ aF}/\sqrt{\text{Hz}}$ 电容变化测量. 闭环驱动电路采用 18 V 高压 N 阱 CMOS 工艺设计, 芯片面积 18.9 mm^2 . 在 $\pm 9 \text{ V}$ 电源条件下, 角速率传感器输出刻度因子 $10 \text{ mV} \cdot ((^\circ) \cdot \text{s}^{-1})^{-1}$, 线性度 0.3%, 偏置稳定性 $190 ((^\circ)/\text{h})$. 测试结果表明, 该方法在机械表头常压封装下 (品质因子为 80), 无需后续电路相位调整, 即能有效的实现传感器的闭环自激驱动.

关键词: 角速率传感器; 寄生电容; 跨阻放大器; 专用集成电路

中图分类号: TH824

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2011)11-0006-05

A CMOS closed-loop driving circuits for micro-mechanical angular rate sensor

YIN Liang¹, LIU Xiao-wei^{1,2}, CHEN Wei-ping^{1,2}, ZHOU Zhi-ping¹

(1. Dept. of Microelectronics, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China, yinliang2003@126.com;

2. Key Laboratory of Micro-Systems and Micro-Structures Manufacturing, Ministry of Education, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

Abstract: To solve the coupling problem from driving electrode to sensing electrode of micro-mechanical angular rate sensor, a closed-loop driving approach of electrostatic force based on voltage frequency modulation is proposed, which separates the mechanical resonance frequency from voltage drive frequency without changing the phase and frequency of electrostatic force. Automatic gain control circuits are adopted to get 0.01% amplitude instability of closed-loop drive, and integrated transimpedance amplifier on chip has capacitive resolution of $1 \text{ aF}/\sqrt{\text{Hz}}$. The chip is fabricated in the $2 \mu\text{m}$ two-metal and two-poly n -well CMOS process with an area of 18.9 mm^2 . The complete module operates from $\pm 9 \text{ V}$ supply and has a measured sensitivity of $10 \text{ mV}/((^\circ)/\text{s})$ with bias instability is $190 ((^\circ)/\text{h})$. Test results show that the proposed approach can be applied to closed-loop drive of micro-mechanical angular rate sensor without adjusting circuits phase in atmospheric package (Q is 80).

Key words: angular rate sensor; parasitic capacitance; transimpedance amplifier; ASIC

电容式微机械角速率传感器 (或称“电容式微机械陀螺”) 是基于 MEMS 技术的一种微惯性测量器件, 具有体积小、重量轻、价格低廉等特点, 该特

点适应于小型控制稳定系统, 可广泛应用于航天、航空武器、消费类电子等方向^[1-3]. 由于微陀螺的输出电容变化极其微弱, 因此其信号拾取控制电路已经成为国际研究的难点和热点^[4-6]. 电容式微机械陀螺基于 Coriolis 力原理, 采用静电力使得中间活动质量块在驱动方向 (x 方向) 产生谐振, 但由于微陀螺的驱动电极与检测电极之间存在寄生电

收稿日期: 2010-08-16.

基金项目: 国家高技术研究发展计划资助项目 (2008AA042201).

作者简介: 尹 亮 (1977—), 男, 博士研究生;

刘晓为 (1955—), 男, 教授, 博士生导师.

容, 检测电极非常容易受到驱动电压信号的干扰, 从而导致陀螺检测端的信号产生相位偏差, 使得微陀螺无法在机械谐振频率处自激振动, 严重的甚至无法谐振自激. 通常的解决办法是采用全对称驱动检测方案或真空封装技术, 但这 2 种方法的共同缺点是: 都可以相对减小驱动电极对检测电极的耦合干扰, 但无法完全消除^[7-8].

本文采用一种静电力频率调制方法, 该方法可以完全消除驱动电极对检测电极的耦合, 微机械陀螺表头采用常压封装 (品质因子 80), 电源电压 $\pm 9\text{ V}$ 条件下, 且无需后续调整检测电路相位, 即可实现微陀螺闭环自激谐振.

1 微机械角速率传感器驱动耦合原理

1.1 微机械角速率传感器工作原理

图 1 是振动式微机械角速率传感器. 该振动系统有 2 个相互垂直的振动模式: 1 个是质量块沿 x 方向的振动, 叫驱动模式; 另 1 个是质量块沿 y 方向的振动, 叫检测模式. 这 2 个模式的固有频率分别是 ω_x 和 ω_y . 工作时, 驱动力以驱动频率 ω 驱动质量块沿 x 方向振动, 当系统绕 z 轴以角速度 Ω 转动时, 沿 y 轴就出现了 Coriolis 力, 检测 Coriolis 力的大小就能知道角速度 Ω .

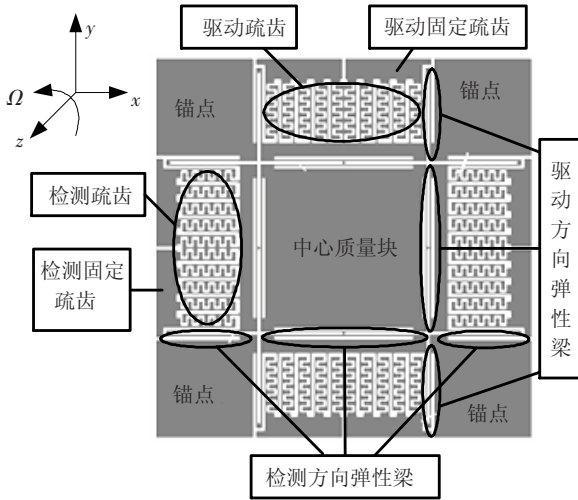


图 1 微机械角速率传感器

设微陀螺振动质量块在驱动方向 (x 方向) 受简谐力 $F_0 \sin \omega t$ 作用, 则陀螺在驱动模式 (x 方向) 和检测模式 (y 方向) 的运动可以由如下的动力学方程描述:

$$m_x \ddot{x}(t) + b_x \dot{x}(t) + k_x x(t) = F_0 \sin(\omega t), \quad (1)$$

$$m_y \ddot{y}(t) + b_y \dot{y}(t) + k_y y(t) = 2m_y \Omega \dot{x}(t). \quad (2)$$

式中: m 为等效质量; k 为弹性系数; b 为阻尼力系数; 下角标 x, y 分别表示驱动模式、检测模式.

1.2 微陀螺的制作

微机械陀螺结构芯片是利用北京大学的体硅微机械加工工艺完成, 关键工艺为硅-玻璃键合和 ICP 深槽刻蚀工艺. 结构制作流程为: 1) 硅片光刻; 2) ICP 浅刻; 3) 浅刻玻璃; 4) 溅射金属电极; 5) 硅-玻璃键合; 6) 硅片减薄; 7) 溅射、光刻铝; 8) ICP 释放结构.

1.3 微陀螺驱动电极对检测电极耦合原理

微机械陀螺驱动采用静电力驱动, 传统方法为推挽式驱动, 如图 2 所示, 其中

$$V_{d1} = V_{dc} + V_{ac} \sin \omega t,$$

$$V_{d2} = V_{dc} - V_{ac} \sin \omega t.$$

对于中间活动质量块, 其合力为

$$F_{\text{total}} = 4N_1 \varepsilon (z/y) V_{dc} \cdot V_{ac} \sin \omega t = F_o \sin \omega t. \quad (3)$$

其中 N_1 为驱动梳齿数量, ε 为电容介电系数. 由式 (1) 可知, 质量块的稳态位移为

$$x(t) = \frac{F_o/m_x}{(\omega_x^2 - \omega^2)^2 + 4\xi_x^2 \omega_x^2 \omega^2} [(\omega_x^2 - \omega^2) \sin \omega t - 2\xi_x \omega_x \omega \cos \omega t].$$

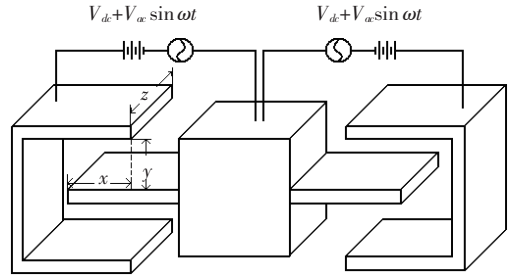


图 2 静电驱动原理

当输入驱动频率等于微机械驱动谐振频率时, 驱动方向上的质量块位移与静电力成 90° 相移, 跨阻放大器输出为

$$V_o = \frac{2dx}{dt} \cdot \frac{\varepsilon z N_2 V_{co} R}{y} = \frac{\varepsilon z N_2 V_{co} F_o / m_x}{\xi_x \omega_x y} \cdot \sin \omega_x t.$$

其中 N_2 为驱动敏感梳齿数量, ε 为电容介电系数. 然而, 由于微机械陀螺驱动电极与检测电极之间存在寄生电容, 如图 3 所示. 导致跨阻放大器输出产生干扰信号为

$$V_n = V_{ac} R \omega (CP_1 + CP_3 - CP_2 - CP_4) \cos \omega t.$$

其中驱动干扰信号与质量块位移敏感信号成 90° 相位, 2 种信号的叠加致使质量块位移检测出现幅值及相位偏差, 最总导致质量块无法自激在驱动模式的谐振频率上或自激失败. 通常采取的措施为: 在跨阻放大器后级采用移相电路, 手动补偿干扰信号导致的相位移动. 然而当外部环境条件变化, 导致寄生电容也发生变化时, 致使相位、幅度将再次发生变化, 最终使得系统稳定性下降.

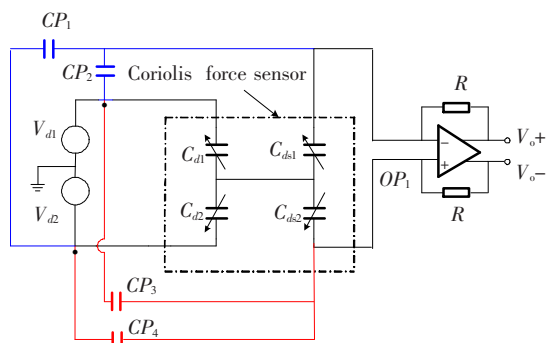


图3 电容式微陀螺驱动信号对检测电极的耦合

2 闭环调制驱动电路设计

2.1 调制驱动电路原理

为避免驱动信号对检测端的耦合,采用如图4所示电路结构原理。

闭环驱动电路结构中采用跨阻放大器、低通滤波器、自动增益控制模块、调制驱动模块完成微机械陀螺的静电力闭环驱动。其中调制信号 $U(t)$ 为

$$U(t) = \begin{cases} 1, & kT_s < t < kT_s + 0.5T_s; \\ -1, & kT + 0.5T_s < t < (k+1)T_s. \end{cases}$$

(4)

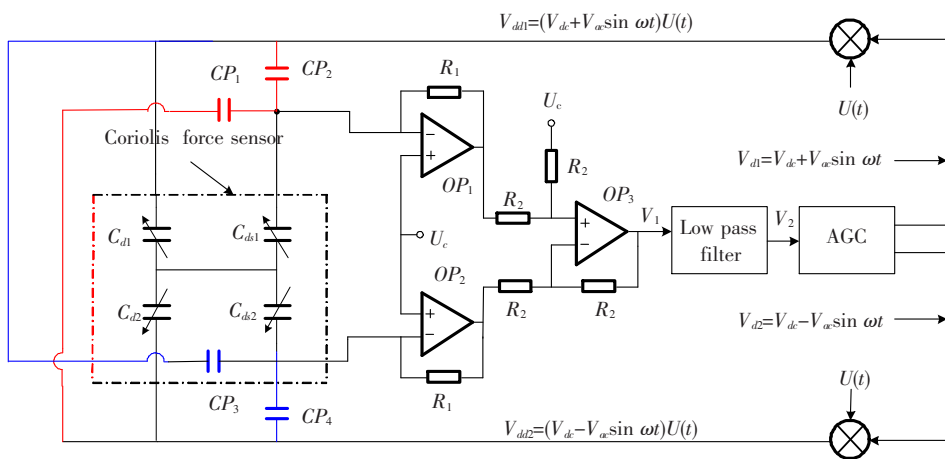


图4 微机械角速率传感器闭环驱动电路原理

其中 k 为整数, T_s 为调制方波的周期,其周期频率远大于驱动模态固有谐振频率。已知静电力计算公式为 $F_e = 0.5(\partial C/\partial x) \cdot U_d^2$ 。其中 C 为驱动模态的静态电容, U_d 为驱动电压(电容两端电压差),结合图5可知:

$$F_{\text{total}} = 0.5(\partial C/\partial x) \cdot (V_{dc} + V_{ac} \sin \omega t)^2 U^2(t) - 0.5(\partial C/\partial x) \cdot (V_{dc} - V_{ac} \sin \omega t)^2 U^2(t) = 2N_1 \varepsilon (z/\gamma) V_{dc} \cdot V_{ac} \sin \omega t = F_o \sin \omega t. \quad (5)$$

其中 N_1 为驱动梳齿数量, ε 为电容介电系数。由公式(5)可知:由于静电力公式与驱动电压平方成正比,虽然驱动电压信号被调制到高频,但静电力的幅值、频率、相位与调制前相同,依然可以满足闭环驱动条件(公式(5)的静电力幅值、相位与公式(3)一致)。其中驱动电压信号为

$$V_{d1,d2} = (V_{dc} \pm V_{ac} \sin \omega t)U(t) = (4/\pi)(V_{dc} \pm V_{ac} \sin \omega t)(\sin \omega_s t + (\sin 3\omega_s t)/3 + (\sin 5\omega_s t)/5 + \dots). \quad (6)$$

虽然经过调制的驱动电压依然通过寄生电容对跨阻放大器造成耦合干扰,但其驱动频率被调制信号调制到高频,如公式(6)所示,其与谐振频率相距较远,通过低通滤波器即可消除。

2.2 自动增益控制电路

自动增益控制电路的原理为调整闭环驱动电

压的直流偏置 V_{dc} ,从而实现静电力幅值的控制,其电路原理如图5所示。信号通过放大器 OP_4 构成的整流电路进行半波整流,后与放大器 OP_5 构成的积分器,电阻 R_3 、 R_4 完成全波整流、低通滤波功能。其中电压基准源通过电阻器 R_5 连接于积分器反相输入端,与积分器完成闭环幅值控制功能。其中 $R_1 = R_2$, $R_3 = 2R_4$, $R_7 = R_8 = R_9$, $R_{10} = R_{11} = R_{12}$ 。经闭环反馈后,积分器自动调整输出 V_{dc} ,迫使 V_2 处的交流电压幅值 V_{ac} 为 $V_{ac} = \pi R_3 V_{ref}/2R_5$ 。运算放大器 OP_6 构成的加法器将 V_{dc} 、 V_{ac} 进行叠加,之后经过放大器 OP_7 与晶体管 Q_1 、 Q_2 构成的乘法器完成驱动电压信号的调制,其中晶体管 Q_1 、 Q_2 的栅极分别由占空比 1:2,周期为 T_s 的电压方波控制,从而实现公式(4)中的 $U(t)$ 函数功能。

2.3 跨阻放大器设计

质量块位置检测采用跨阻放大器实现,而不采用具有更低噪声特性的电荷放大器,主要原因是:跨阻放大器输出信号相位可直接实现与质量块速度相位一致,从而避免后续 90° 移相器的设计,减小设计复杂度。跨阻放大器采用如图6所示电路结构,采用折叠式共源共栅三级放大器结构^[9]。

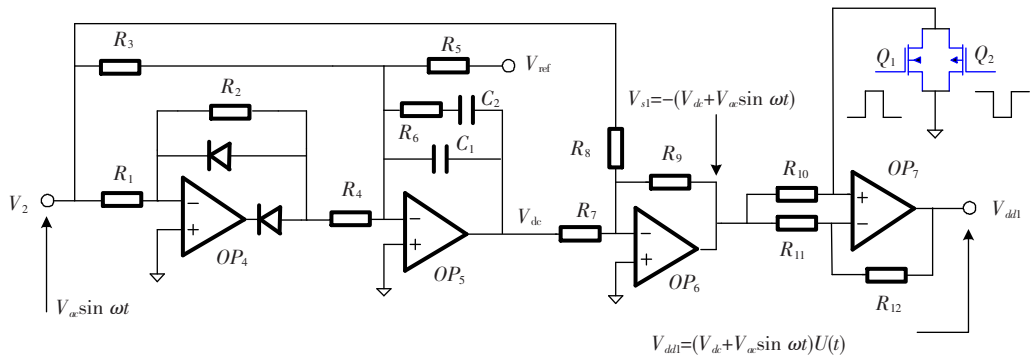


图 5 自动增益控制、调制驱动电路原理

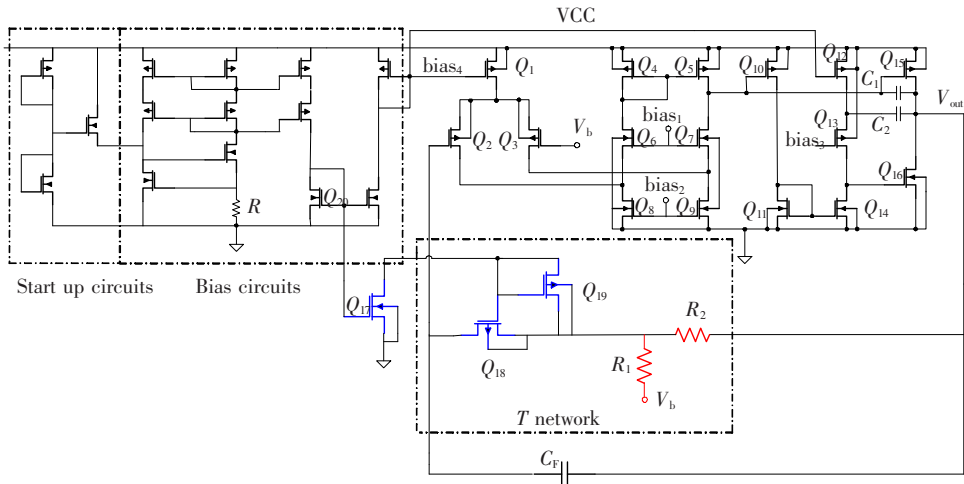


图 6 跨阻放大器电路结构

该放大器的等效输入噪声密度为

$$V_n^2 = \frac{16kT}{3} \left(\frac{1}{g_{m2}} + \frac{g_{m5} + g_{m8}}{g_{m2}^2} \right).$$

放大器的设计参数为: 开环直流增益为 110 dB, 单位增益带宽 1.5 MHz, 放大器热噪声 20 nV/Hz^{1/2}, 转换速率为 5 V/us, 采用晶体管 Q₁₇、Q₁₈、Q₁₉、R₁、R₂ 构成等效高阻值电阻 T 型网络. 其中晶体管 Q₁₈、Q₁₉ 具有同样的栅源电压, 调整 Q₁₇、Q₁₉ 使得 Q₁₈ 获得较小的栅源电压, 并将晶体管 Q₁₈ 设计为长沟道类型, 即较小的 W/L. 此时, 晶体管 Q₁₈ 工作在线性区, 等效为超过 10⁶ Ω 的高值电阻, 且由于是通过电流镜像, 因此等效电阻与偏置电路中电阻 R 成比例关系, 随时间、温度变化呈现稳定^[10]. 电容 C_F 为提高跨阻放大器稳定性而设计, 电容值约 0.3 pF. 为增加跨阻增益, 提高集成度, 希望获得大于 10⁷ Ω 的等效电阻, 因此在上述基础上采用 T 型网络结构. 其等效电阻为

$$R_{eq} = R_M(1 + R_2/R_1) + R_2.$$

其中 R_M 为晶体管等效电阻, 当 R_M ≫ R₁、R₂ 时, 当 R_M > 1 MegΩ 时, 跨阻放大器的主要噪声源来自电阻 R_M, 此时跨阻放大器输出信噪比为

$$R_{SN} = \sqrt{\frac{I_{IN}^2 R_{eq}}{4KT(R_2/R_1 + 1)}} \approx \sqrt{\frac{I_{IN}^2 R_M}{4KT}}. \quad (7)$$

其中 I_{IN} 为跨阻放大器输入电流, 表达式如下:

$$I_{IN} = \frac{\partial C}{\partial t} V_b = C_0 V_b \omega \sin \omega t. \quad (8)$$

其中 C₀ 为驱动敏感电容最大电容变化; V_b 为跨阻放大器正向偏置电压; ω 为驱动模态谐振频率. 由公式(7)、(8) 知: 增大电阻 R_M、偏置电压 V_b 可以提高检测电路的信噪比. 当偏置电压 V_b 为 5 V, 谐振频率为 10 kHz 时, 该跨阻放大器可以检测到低于 1 aF/sqrt(Hz) 的电容变化.

3 测试结果

微机械角速率传感器接口 ASIC 芯片放置于 PCB 电路板背面, 如图 7 所示, 接口 ASIC 芯片采用 18 V 高压 N 阱 CMOS 工艺设计, 芯片面积 18.9 mm², 采用硅铝丝压焊于待测电路板.

微机械角速率传感器表头在北京大学加工, 采用 Olympus STM6 型扫描隧道显微镜测试结构, 关键尺寸结果如表 1 所示.

采用电源 PW36-1.5ADP, 动态分析仪 HP35670A、示波器 TDS2012B 测试电容式微陀螺闭环驱动功能, 其频域、时域测试结果分别如图 8~9 所示, 结果显示该 ASIC 芯片实现了稳幅、稳频闭环驱动. 采用 Keithley2000 测试微陀螺驱动幅值稳定性

为 0.01%. 采用该闭环调制驱动原理的微机械角速率传感器的整表测试结果如下:电源电压为 $\pm 9\text{ V}$, 刻度因子为 $10\text{ mV} \cdot ((^\circ) \cdot \text{s}^{-1})^{-1}$, 线性度为 0.3%, 偏置稳定性为 $190 ((^\circ) \cdot \text{h}^{-1})$, 噪声密度为 $0.05 ((^\circ) \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2})$.

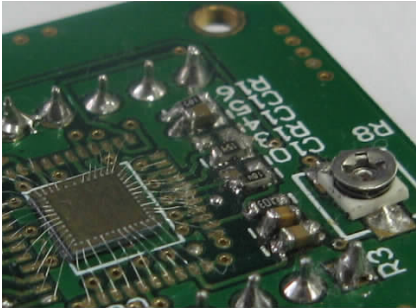


图 7 微机械角速率传感器接口 ASIC 芯片

表 1 微机械角速率传感器表头理论设计值与工艺误差

测试点	梳齿宽度/ μm	梳齿间距/ μm	梁宽度/ μm
1	11.7	4.8	13.8
2	11.5	4.6	14.2
3	10.9	5.5	14.3
4	10.6	5.1	13.9
5	10.8	5.2	14.0
理论值	12.0	4.0	15.0

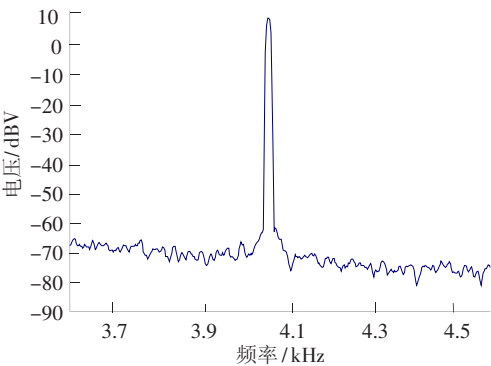


图 8 闭环自激驱动频谱测试

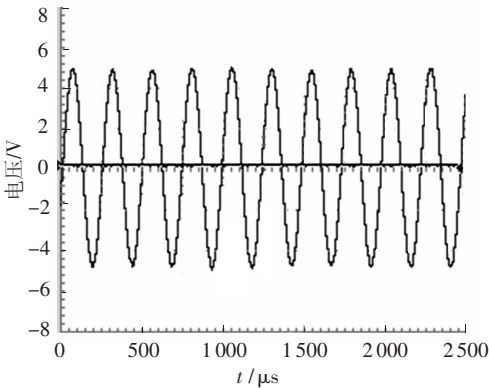


图 9 闭环自激驱动时域测试

5 结 论

采用调制驱动的静电力闭环自激电路原理有效消除驱动信号对检测电极的耦合,微机械陀螺表头在常压状态(机械表头品质因子 80),电源电压 $\pm 9\text{ V}$ 条件下即可实现稳幅、稳频闭环驱动,且无需后续调整检测电路相位.该方法亦可应用于真空封装微机械陀螺,从而提高微陀螺驱动稳定性.

参考文献:

[1] SAUKOSKI M, AALTONEN L, SALO T, *et al.* Integrated readout and control electronics for a microelectromechanical angular velocity sensor[C]//Proc Eur Solid-State Circuits Conf. Switzerland: Montreux, 2006:243 – 246.

[2] PHANI A S, SESHIA A A, PALANIAPAN M, *et al.* Modal coupling in micromechanical vibratory rate gyroscopes[J]. IEEE Sensors, 2006, 6(5): 1144 – 1152.

[3] AALTONEN L, SAUKOSKI M, HALONEN K. Upconverting capacitance-to-voltage converter for readout of a micromechanical Gyroscope [C]//Proc IEEE Norchip Conf. Sweden: Linköping, 2006:267 – 270.

[4] SHARMA A, ZAMAN M F, AYAZI F. A $0.2^\circ/\text{hr}$ micro-gyroscope with automatic CMOS mode matching [C]//Proc IEEE Int Solid-State Circuits Conf. San Francisco: CA, 2007:386 – 387.

[5] SAUKOSKI M, AALTONEN L, HALONEN K. Zero-rate output and quadrature compensation in vibratory MEMS gyroscopes [J]. IEEE Sensors, 2007, 7(12): 1639 – 1652.

[6] EZEKWE C D, BOSER B E. A mode-matching $\Sigma\Delta$ closed-loop vibratory-gyroscope readout interface with a $0.004^\circ/\text{s}/\text{Hz}^{1/2}$ noise floor over a 50 Hz band[C]//Proc IEEE Int Solid-State Circuits Conf. San Francisco: CA, 2008:580 – 581.

[7] SHARMA A, ZAMAN M F, AYAZI F. A 104-dB dynamic range transimpedance-based CMOS ASIC for tuning fork microgyroscopes [J]. IEEE Solid-State Circuits, 2007, 42(8): 1790 – 1802.

[8] ZAMAN M F, SHARMA A, AYAZI F. High performance matchedmode tuning fork gyroscope [C]//Proc IEEE MEMS. Piscataway:IEEE, 2006: 66 – 69.

[9] PENG Xiaohong, SANSEN W. Transconductance with capacitances feedback compensation for multistage amplifiers[J]. IEEE Solid-State Circuits, 2005, 40(7): 1514 – 1520.

[10] GEEN J A, SHERMAN S J, CHANG J F, *et al.* Single-chip surface micromachined integrated gyroscope with $50^\circ/\text{h}$ Allan deviation[J]. IEEE Solid-State Circuits, 2002, 37(12): 1860 – 1866.