

一款基于解调信号相位校正技术的低噪声微陀螺接口电路芯片

吴焕铭^{①②} 杨海钢^{*①} 尹 韬^① 吴其松^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100049)

摘 要: 该文针对设计了一款基于解调信号相位校正技术的低噪声微陀螺接口电路芯片。读出电路采用全差分跨阻放大器结构优化噪声性能, 获得了 $0.63 \text{ aF}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的等效输入电容噪声。检测通路中采用双通道正交解调技术和解调信号相位校正技术, 完全消除了机械正交信号的干扰。芯片在 $0.35 \mu\text{m}$ CMOS 工艺下实现, 与电容式微陀螺的联合测试表明, 微陀螺系统的输入等效噪声为 $0.01^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$, 在 $8.5 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$ 标度因子和 5 V 供电电压条件下, 陀螺量程达到了 $\pm 200^\circ/\text{s}$, 线性度为 2% 。

关键词: 电容式微陀螺; 跨阻放大器; 解调信号相位校正

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)10-2524-08

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01511

A Low Noise Micro-gyroscope Interface Circuit on Chip with Demodulation Signal Phase Calibration Technique

Wu Huan-ming^{①②} Yang Hai-gang^① Yin Tao^① Wu Qi-song^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: A low noise interface circuit on chip is designed for capacitive micro-gyroscope with demodulation signal phase calibration technique. Fully differential trans-impedance amplifier structure is adopted in the readout circuits to optimize the noise performance, which achieves an equivalent input capacitive noise of $0.63 \text{ aF}/\sqrt{\text{Hz}}$. Dual channel quadrature demodulation technique and demodulation signal phase calibration technique are simultaneously applied to the sense channel, so that the interference of the mechanical quadrature signal is removed completely. The chip is implemented in $0.35 \mu\text{m}$ CMOS process. Experiments on a capacitive gyroscope show that an equivalent input noise of $0.01^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$ is achieved. Under conditions of $8.5 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$ scale factor and 5 V supply voltage, the full scale range of the gyroscope reaches $\pm 200^\circ/\text{s}$ with only 2% nonlinearity.

Key words: Capacitive micro-gyroscope; Trans-Impedance Amplifier (TIA); Demodulation signal phase calibration

1 引言

随着微机电(Micro-Electro-Mechanical System, MEMS)技术的发展, 微陀螺因其体积小、重量轻和功耗低等优点受到广泛关注^[1]。电容式微陀螺是微陀螺的一个重要分支, 其接口电路设计的一个重要挑战是在存在 $\text{fF}(10^{-15}\text{F})$ 量级机械正交信号的条件

下, 需要分辨 $\text{aF}(10^{-18}\text{F})$ 量级的电容变化。基于开关电容技术的读出电路具有功耗小, 温度稳定性高的特点^[2], 但其噪声水平受到开关噪声的限制。运用斩波技术能有效消除低频 $1/f$ 噪声^[3], 但对于共质量块结构的静电力驱动的微陀螺, 施加于

质量块上的斩波信号会使得驱动电路工作失效。本文采用了基于连续时间全差分跨阻放大器结构的读出电路, 在避免开关噪声的同时能兼容静电驱动电路正常工作。

微陀螺中存在的机械正交信号可达到 $1000^\circ/\text{s}$ 量级(对于典型的表面硅工艺的电容式微陀螺, 机械正交误差折算成电容变化量为 fF 量级), 会严重限制系统的量程, 甚至使系统因此饱和失效。正交解调技术常被用来消除机械正交信号, 但由于检测通路中存在微陀螺器件机械信号相移和读出电路电信号相移, 且相移大小不可确定^[4], 对产生相位严格正交的解调信号提出了挑战。传统的解调信号相位调节主要基于模拟 RC 移相电路, 由于微陀螺谐振频率通常在几千赫兹, 导致电容电阻无法在片内集成。并且对于不同的微陀螺谐振频率, 移相电路设计需

2012-11-20 收到, 2013-01-18 改回

国家自然科学基金(61106025)和国家 863 计划项目(2012AA012301)资助课题

*通信作者: 杨海钢 yanghg@mail.ie.ac.cn

要选取不同的电阻电容值。本文由锁相环产生正交解调信号，并在分频器单元中采用移位寄存器技术调节解调信号相位，相位调节与微陀螺谐振频率无关且调节精度小于 1° ，可产生严格的正交解调信号，完全消除机械正交信号的干扰。

本文结构如下：第 2 节概述了微陀螺的工作原理；第 3 节介绍了接口电路芯片的具体实现；第 4 节为测试结果；第 5 节为总结。

2 微陀螺工作原理

电容式微陀螺基于科氏力原理，由图 1 所示的驱动模态和检测模态的信号耦合关系描述如下。驱动力 F_{dr} 使得质量块在 X 方向(驱动方向)谐振，位移表示为 $x(t)$ 。当外界沿 Z 轴方向输入一角速度 Ω_z 时，在陀螺的 Y 方向(检测方向)会产生科氏力 F_{cor} ，使得质量块在 Y 方向产生频率与 $x(t)$ 相同、大小与 Ω_z 成正比的位移 $y(t)$ 。科氏力 F_{cor} 的表达式如(1)所示，其中 m 为质量块质量。

$$F_{cor} = 2m\Omega_z \frac{dx(t)}{dt} \quad (1)$$

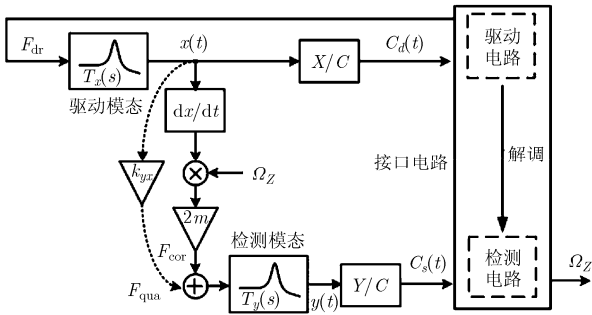


图1 微陀螺驱动模态和检测模态信号耦合关系图

产生的位移信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ 最终被分别转化成电容信号 $C_d(t)$ 和 $C_s(t)$ 输出。接口电路通过检测 $C_d(t)$ 并产生驱动力 F_{dr} ，与陀螺在驱动方向构成闭环，维持陀螺在 X 方向谐振。在检测方向，接口电路通过对电容信号 $C_d(t)$ 的检测与解调，最终获得角速度信号 Ω_z 。机械正交误差可等效为检测方向的力 F_{qua} ，其大小与 $x(t)$ 成正比，方向与 F_{cor} 相差 90° ，因此可以通过正交解调消除。

3 接口电路芯片

实现的接口电路芯片框图如图 2 所示，由检测通路和闭环驱动电路两部分构成。检测通路前端采用全差分跨阻放大器(Trans-Impedance Amplifier, TIA)将微陀螺输出的电容信号转变为电压信号，信号经过 1~120 倍可调增益级进一步放大，并经过有源 RC 高通滤波器消除直流失调后，采用开关类型的解调器解调，并由仪表放大器转成单端信号再经过低通滤波器，分别输出角速度信号(I 路)和机械正交误差信号(Q 路)。微陀螺质量块上施加 18 V 的极化电压 V_p ，而 TIA 中的共模反馈电路将读出电极偏置在 2.5 V 上，由此在电容两端形成 15.5 V 的直流偏置。

驱动环路基于自动增益控制(Automatic Gain Control, AGC)，用于维持微陀螺驱动模态的横幅振荡，并为检测通路提供解调时钟信号。驱动环路前端电路采用与检测通路相同结构的全差分跨阻放大器，高通滤波器的输出信号由可变增益放大器(Variable Gain Amplifier, VGA)进一步放大后施加到驱动极板上。接口电路与微陀螺在驱动方向构成

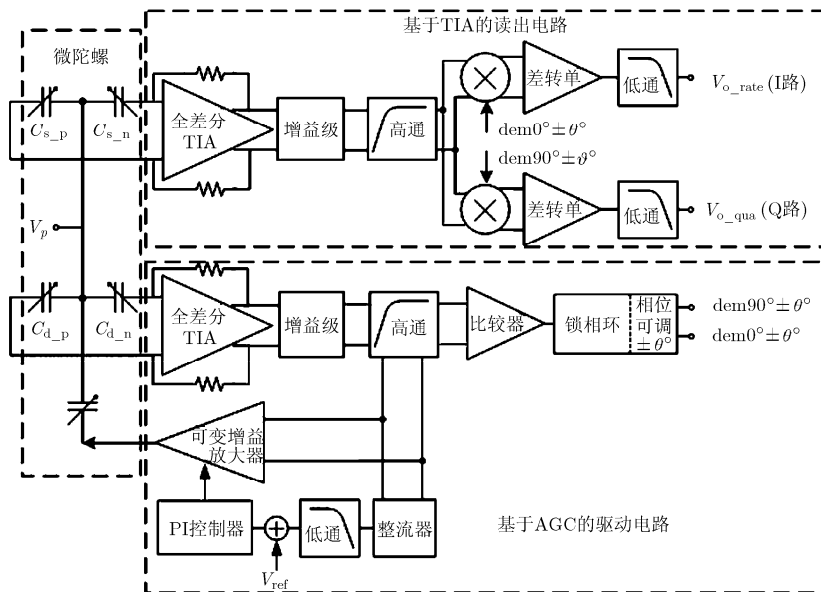


图2 接口电路芯片框图

一个“机械-电学”振荡器,其振荡幅度由整流器、低通滤波器、Gm-C 结构的 PI 控制器^[5]和 VGA 组成的自动增益控制(AGC)电路控制。高通滤波器的输出信号经过比较器后,由锁相环产生两路正交解调信号,分别用于角速度信号和正交误差信号的解调。为了产生相位严格正交的解调信号,以抑制和消除角速度信号中的正交耦合成分,电路基于解调相位矫正技术,采用可调相移分频器实现了优于 1° 的相位调节精度。

3.1 正交双通道检测通路

(1)TIA 读出电路 由于微陀螺输出的电容信号非常微弱,因此对 TIA 读出电路的噪声性能提出了非常严苛的要求。另外,由于大反馈电阻与 TIA 输入端的寄生电容引入额外的低频极点,TIA 内部环路存在相位裕度不足的问题。本节详细分析了 TIA 的噪声性能和稳定性问题,并给出了相应的优化方案与解决办法。

实现的全差分 TIA 读出电路如图 3 所示,由全差分放大器、电阻 R_F 和补偿电容 C_F 构成。其中, C_{s_p} 和 C_{s_n} 表示微陀螺输出的电容信号。微陀螺电容变化产生的电流信号经过大电阻 R_F 转变成电压信号。TIA 的增益可由式(1)表示,其中 V_{incm} 为 TIA 输入共模电压, V_p 为微陀螺中间极板施加的极化电压。由式(2)可知, TIA 的增益与输入信号频率成正比,并产生 90° 相移。

$$\frac{V_{\text{out}}}{\Delta C}(s) = (V_{\text{incm}} - V_p) \cdot R_F \cdot s \quad (2)$$

TIA 等效输入电容噪声由式(3)给出,其中包括了跨导放大器 (Operational Transconductance Amplifier, OTA) 和反馈电阻 R_F 的噪声贡献。式(3)中 C_{tot} 为 TIA 输入节点的总寄生电容,包括 MEMS 电极对衬底的寄生电容、电路芯片焊盘对衬底的寄生电容和 OTA 输入端对地的寄生电容, ω_0 为微陀螺驱动方向谐振频率, $\bar{V}_{\text{ota},n}^2$ 为 OTA 输入等效噪声。

$$\bar{C}_{\text{in},n} = \frac{\sqrt{4k_B T / R_F \cdot 2 + \bar{V}_{\text{ota},n}^2 (1 / R_F^2 + \omega_0^2 C_{\text{tot}}^2)}}{\omega_0 (V_p - V_{\text{incm}})} \quad (3)$$

分析式(3)中反馈电阻热噪声占 TIA 总噪声的比例,如图 4(a)的电路仿真结果所示,反馈电阻热噪声占 TIA 总噪声的比例随反馈电阻的增大而增大。当 R_F 大于 100 kΩ 时,其噪声贡献大于 94 %,相比而言 OTA 的噪声可以忽略不计。而当 TIA 以电阻噪声为主时,其输入等效电容噪声基本与 $\sqrt{R_F}$ 成反比,如图 4(b)所示,图中实线为电路仿真结果,虚线为斜率为 -1/2 (对数轴刻度下)拟合曲线。当 TIA 噪声以电阻噪声为主时, TIA 的等效输入电容

噪声在陀螺系统带宽内可以认为是白噪声,则 TIA 的电容分辨率可以表示为

$$\Delta C_{\text{min}} = \frac{\sqrt{4k_B T / R_F \cdot 2}}{\omega_0 (V_p - V_{\text{incm}})} \sqrt{\text{BW}} \quad (4)$$

其中 BW 为陀螺系统带宽。由式(4)可知, TIA 的电容分辨率与传感器偏置电压 $V_p - V_{\text{incm}}$ 成反比。本文使用的传感器偏置电压高,因此使用 TIA 有利于提高分辨率,降低电路复杂度。由式(4)进一步可知,提高 TIA 电容分辨率的有效方法是增大反馈电阻 R_F 。但考虑大电阻漏电流可能导致的电路工作失常问题和芯片面积的限制,本设计采用 1 kΩ / 方块电阻的高密度电阻实现 2 MΩ 的 R_F 。后仿真 TIA 在 2.8 kHz 处的等效输入电容噪声可达到 0.47 aF/√Hz。而式(3)中的理论计算值(忽略 OTA 输入等效噪声)同为 0.47 aF/√Hz,说明仿真结果与理论预测相符。

采用 2 MΩ 反馈电阻 R_F 以获得高电容分辨率的同时,由于其与 pF 量级的寄生电容 C_{tot} 构成一几十千赫兹量级的低频极点,会引入 OTA 与 R_F 构成的 TIA 内部环路的稳定性问题。如图 3 所示,引入与 R_F 并联的补偿电容 C_F 后,若不考虑反馈网络的负载效应, TIA 内部环路的传输函数可表示为

$$H_{\text{loop}}(s) = \frac{A_0}{1 + s / \omega_1} \frac{1 + s / \omega_f}{1 + (s / \omega_f + 1 / \omega_{\text{para}}) s} \quad (5)$$

其中 A_0 为 OTA 的直流增益, ω_1 为运放主极点, $\omega_f = 1 / (R_F C_F)$, $\omega_{\text{para}} = 1 / (R_F C_{\text{tot}})$ 。由式(5)知,补偿电路 C_F 为环路引入了一个负的零点,可补偿环路的相位裕度。由于零点 ω_f 总是大于环路次极点 $\omega_f \parallel \omega_{\text{para}}$, 因此 C_F 取值不能过小,否则零点离次极点过远,会影响补偿的效果;但 C_F 取值也不能过大,否则会限制 TIA 的带宽,对读出信号产生过大相移,从而增加解调信号相位矫正的负担。设计的 TIA 中补偿电容取值为 750 fF, TIA 相位裕度优于 80°, 带宽约为 100 kHz。

在 TIA 上电阶段, OTA 中的共模反馈环路可能稳定在 TIA 的输入和输出节点同时为电源电压的错误状态。因此,如图 3 所示, OTA 中增加了由 M_{12-17} 组成的输入共模电压检测(Input Common Voltage Monitor, ICVM)电路^[6],当输入共模电压接近电源电压时, M_5 进入三极管区,由此镜像电流源管 M_{16} 的源漏电压变得非常小,拉低 M_{14-15} 的栅极电压导致其导通。随后 M_{14-15} 为 M_{3-4} 注入偏置电流使其工作在饱和区,这使得共模反馈(Common Mode FeedBack, CMFB)电路重新正常工作。由于 OTA 外围反馈电阻 R_F 的存在,当共模反馈电路拉

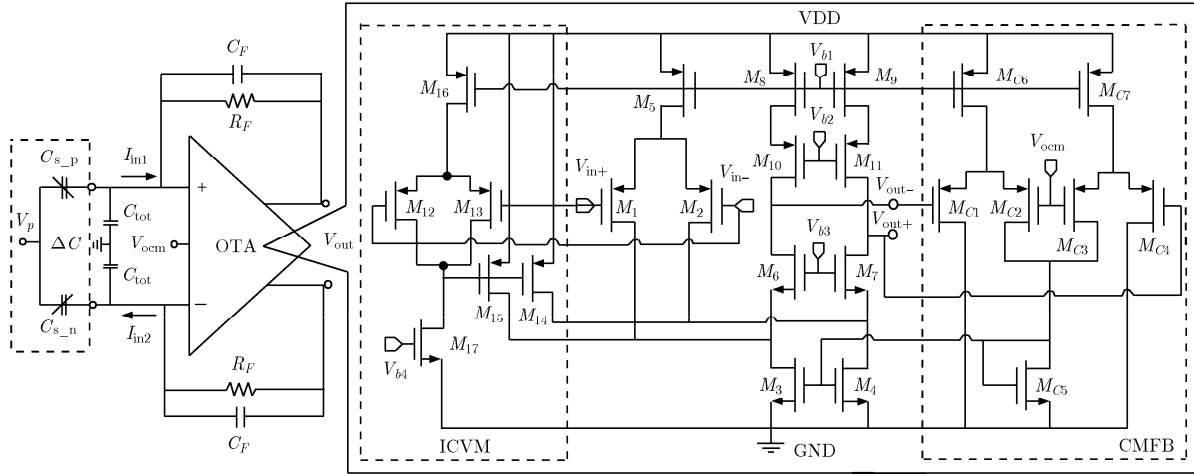


图3 全差分跨阻放大器

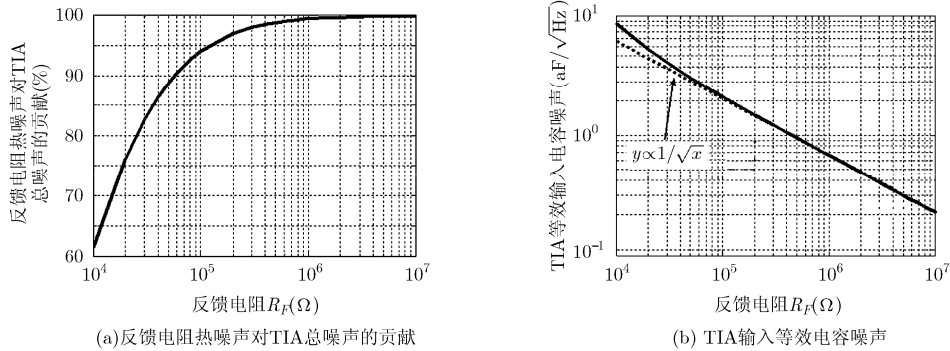


图4 TIA噪声

低输出共模电平时，输入共模电平也迅速恢复到合理电平。随后 M_{14-15} 关闭，OTA 开始正常工作。

(2)高通滤波器及其他模块 TIA 的输出信号由全差分结构的可调增益级用来进一步放大。可调增益级由两级组成，每级均基于全差分电阻比例放大结构，通过开关控制片内电阻分别实现了 1,3,7,15 倍和 1,2,4,8 倍的可调增益，共能实现 1~120 倍可调增益，以适应不同灵敏度的微陀螺。

在增益级之后，有源 RC 高通滤波器被用来消除直流失调^[7]，防止检测通路饱和，其结构如图 5 所示。高通滤波器的传输函数可以表示为

$$H_{\text{HPF}}(s) = \frac{sR_1C_1}{1 + sR_1C_2} \quad (6)$$

其中 R_1 为反馈电阻。由于微陀螺的谐振频率在 3 kHz 左右，为了保证足够小的信号相移，滤波器的 -3 dB 拐点需设置 300 Hz 以内。片上电容 C_2 取 2 pF，因此，反馈电阻 R_1 需要在 100 M Ω 量级。本设计采用了工作在线性区的宽长比均为 1 $\mu\text{m}/50 \mu\text{m}$ 的 M_{1-9} 实现了片上约 300 M Ω 的反馈电阻。高阻抗的反馈电阻要求偏置管 M_b 也要有高阻抗，因此 M_b 管

的偏置电流 I_b 设置为 8 nA 左右。滤波器中的 OTA 采用了标准两级结构的运放，同时也采用了 ICVM 电路防止输入输出共模电压同时被驱动到电源电压。

检测通路中的仪表放大器采用传统三运放结构，用来进一步放大解调后的信号并将其转成单端信号。随后的两级低通滤波器采用片外电容设置拐点频率为 160 Hz。仪表放大器和低通滤波器的增益均可通过调节片外电阻控制。

3.2 解调信号相位矫正技术

由于检测通路中采用相敏解调方式输出角速度信号，当解调信号与理想正交解调信号存在 θ° 的相差时，由于机械正交信号未能完全消除，在输出端造成的失调 Ω_{off} 可表示为

$$\Omega_{\text{off}} = \Omega_{\text{qua}} \cdot \sin \theta^\circ \quad (7)$$

其中 Ω_{qua} 为等效成角速度的正交误差。若 Ω_{qua} 为陀螺量程的 10 倍，则存在 5° 相差时，产生的满量程 87% 的失调。因此，产生严格的正交解调信号至关重要。

电荷泵结构的锁相环用来产生正交解调信号，结构如图 6(a)所示。其中，压控振荡器采用四级环

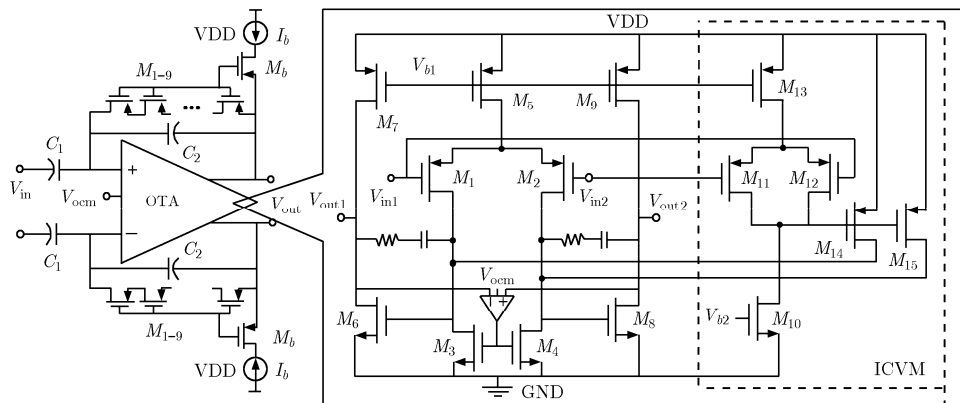


图5 有源高通滤波器

形振荡器结构,可产生 1~8 MHz 的方波信号,相应的分频器采用 1024 分频,可覆盖微陀螺 1~8 kHz 的谐振频率范围。可调相移分频器的结构如图 6(b)所示,其中正交解调信号的相移分别由 3 个延时单元实现,每个延时单元由分频器前端产生的不同时钟信号 $Clk_{1\sim3}$ 控制产生不同的延时。延时单元采用移位寄存器技术实现信号相移,如图 6(b)下图所示,即通过频率较快的时钟信号 Clk_1 寄存频率较慢的解调信号 D_0 产生延时信号 $D_{1\sim3}$,并由控制端 Ctr 控制多路选择器(Mux)选择输出。图 7 显示了分频器设置成最小可调相移情况下的电路仿真结果。图中经 1024 分频后所得的解调信号 D_0 经过由 Clk_1 控制的寄存器寄存 1 拍,输出信号 D_1 ,其相移可折算为 0.7° ($360^\circ/512$)。设计的可调相移分频器中采用了 3 个延迟单元级联,则可调的相移 Ph 可表示为

$$Ph = 360^\circ \cdot \left(\frac{Ctr_1}{512} + \frac{Ctr_2}{128} + \frac{Ctr_3}{32} \right),$$

$$Ctr_1, Ctr_2, Ctr_3 \in [0, 1, 2, 3] \quad (8)$$

由式(8)可知,通过 3 个延迟单元产生的正交解调信号可实现精度和步长为 0.7° , 范围为 $0^\circ \sim 44.3^\circ$ 的可调相移,从而完全消除正交误差信号的干扰,扩大微陀螺系统的量程。

4 测试结果

本文的接口电路芯片与微陀螺在 $3 \times 3 \text{ cm}^2$ 的 PCB 板上集成实现微陀螺系统,如图 8 所示。其中,微陀螺采用双质量块差分结构提高对称性,并采用真空封装提高灵敏度,其驱动模态和检测模态的谐振频率分别为 2.78 kHz 和 2.94 kHz。芯片采用 $0.35 \mu\text{m}$ CMOS 工艺实现,检测芯片和驱动芯片的面积分别为 $2.9 \times 1.1 \text{ mm}^2$ 和 $2.5 \times 2 \text{ mm}^2$ 。在 PCB 板上,两芯片被正反放置并尽量靠近陀螺,同时之间相连的数字解调信号被放置于远离读出端的左下角处,如

此可有效减少关键路径的信号耦合,如解调信号与检测读出信号的耦合。PCB 板上除微陀螺和两接口芯片外,仅包括少量电源解耦电容、片外滤波电容和上拉电阻。整个接口电路采用 5 V 单电源供电,陀螺质量块上施加 18 V 电压,由外部电源提供。

在未施加角速度输入信号时,陀螺系统的输出包含失调信号与机械正交耦合信号。其中失调信号主要由驱动端的激励信号通过寄生电容耦合至检测端造成。由于 TIA 读出电路采用全差分结构,可抑制呈现共模输入信号的耦合信号。在零角速度输入条件下测试,通过调节延时单元延时,直到正交通路 Q 路的直流输出出现峰值(或谷值),即可实现严格的正交解调。图 9(a)和图 9(b)分别显示了调试后 I 路和 Q 路的解调输出信号,此时相移设置为 20.4° 。在解调后续电路不进行输出电平微调的情况下,零角速度输入时电路输出为 2.59 V,仅存在 90 mV 的电路失调。

陀螺的标度因子测试曲线如图 10 所示,计算得到标度因子为 $8.5 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$,受输出端低通滤波器中运放输出范围的限制,陀螺量程为 $\pm 200^\circ/\text{s}$,线性度为 2%。图 11(a)为 TIA 差分输出信号的噪声频谱,计算可得到 TIA 等效输入电容噪声为 $0.63 \text{ aF}/\sqrt{\text{Hz}}$,比仿真结果略有增大,分析原因主要由测试时的环境噪声和电源噪声引起。图 11(b)显示陀螺输出噪声电压约为 $90 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$,由标度因子折算成等效输入角速度噪声为 $0.01^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。图中的峰值反映了真空封装下陀螺检测端的高品质因子。图 12(a)为零角速度输入下陀螺系统输出信号的上电采样图,前 15 min 约 $2^\circ/\text{s}$ 的零漂主要传感器机械参数随温度漂移造成,艾伦方差曲线如图 12(b)所示,偏置稳定性约为 $180^\circ/\text{h}$ 。

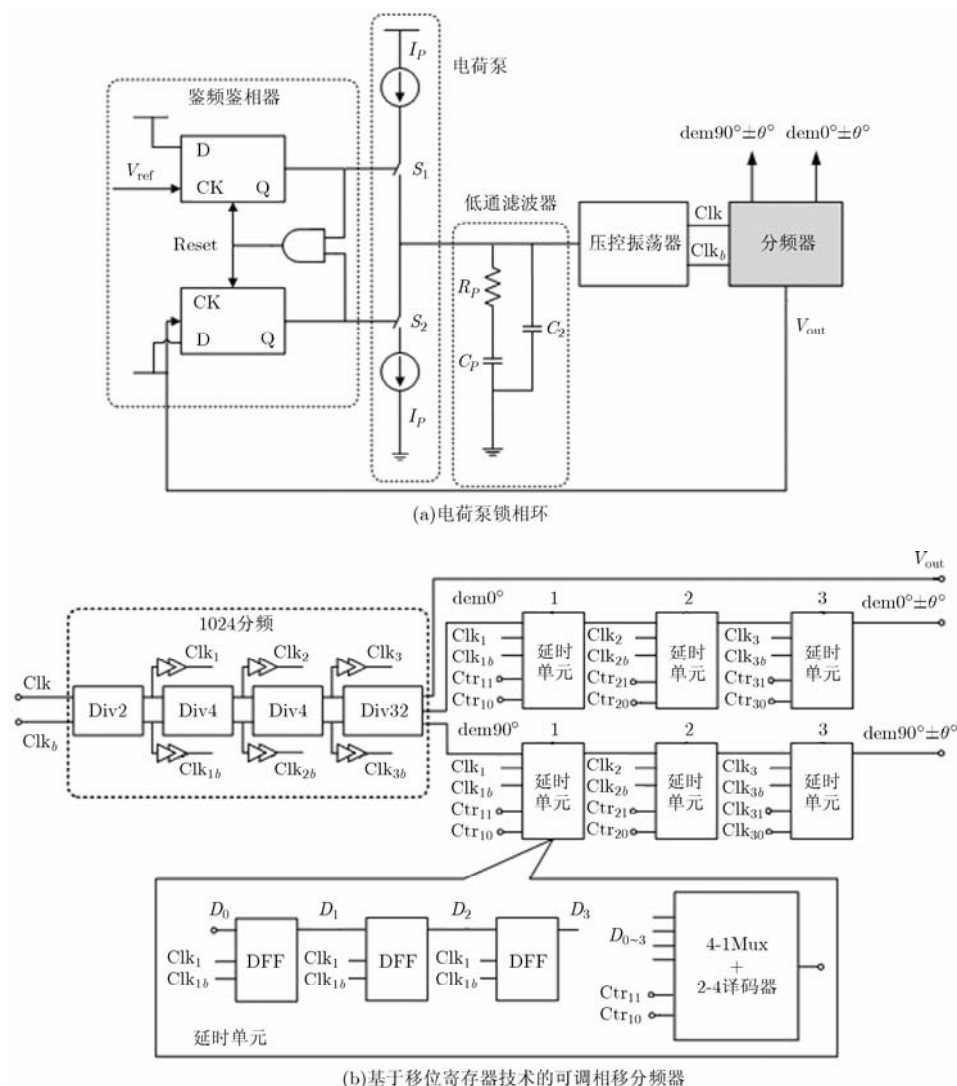


图 6 解调信号相位矫正技术的实现

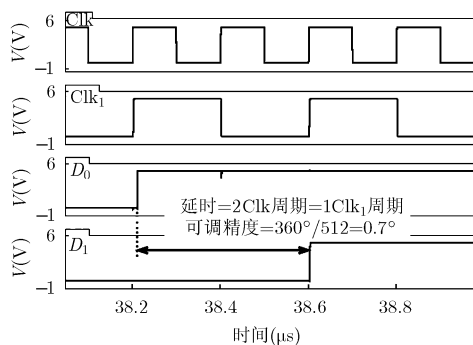


图7 可调相移分频器仿真结果

表1总结了陀螺的参数，并在表2中与已发表的陀螺对比了主要的性能参数。从表2可见，本文的陀螺噪声水平为最优。综合量程、噪声和线性度指标定义FOM值。从表2中可见，本文陀螺的FOM值要优于文献[10]和文献[11]。

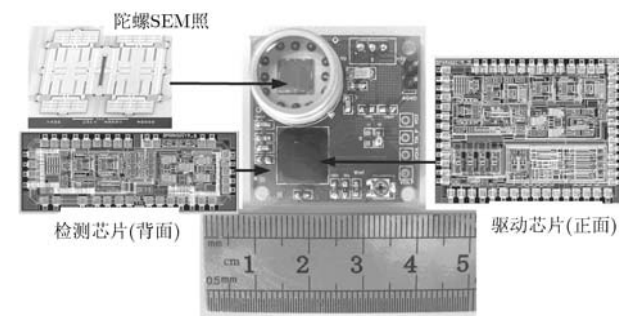


图8 微陀螺系统测试PCB板(3×3 cm²)

5 小结

本文设计了一款针对电容式微陀螺的接口电路芯片。读出电路采用全差分跨阻放大器结构，分析表明提高跨阻值能有效提高噪声水平，噪声优化后测得等效输入电容噪声达到了 $0.63 \text{ aF}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。检测

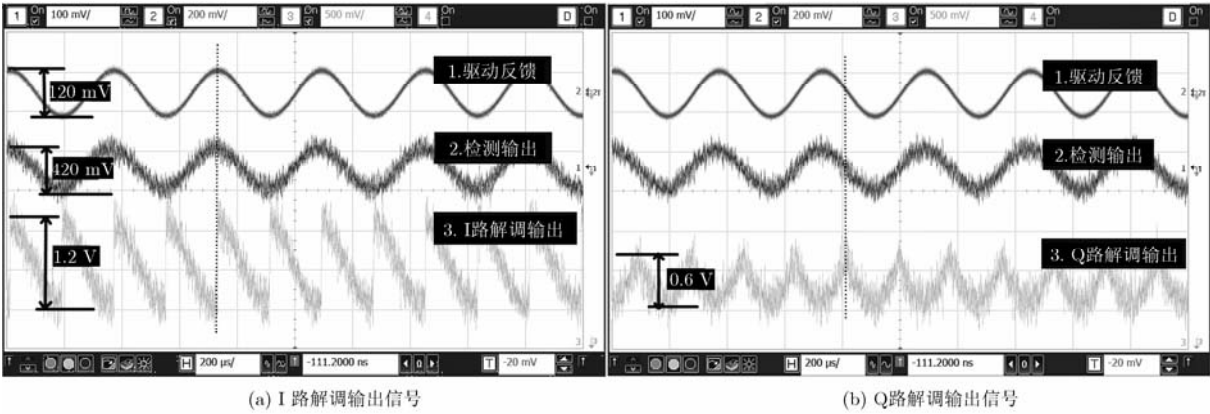


图 9 零角速度输入下 I, Q 两路解调输出信号对比

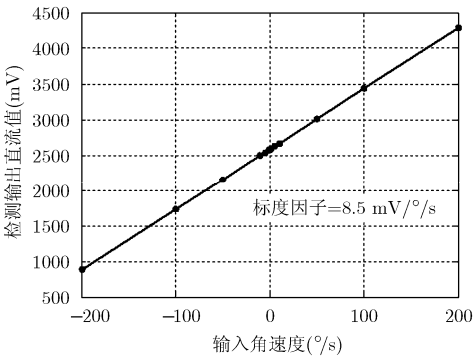
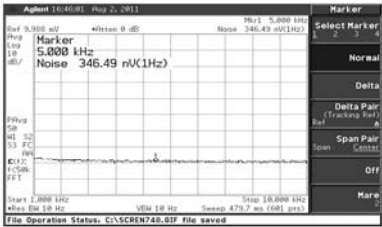


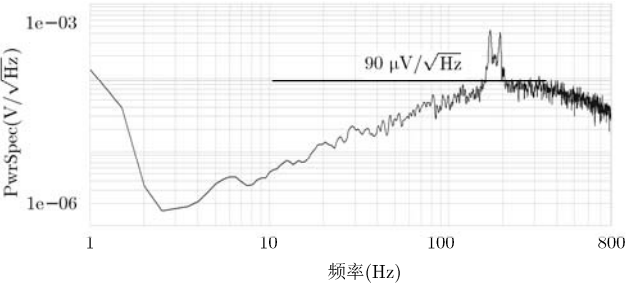
图 10 陀螺标度因子曲线

表 1 陀螺参数总结

传感器灵敏度 (aF/°/s)	16	标度因子 (mV/°/s)	8.5
工艺	0.35 μm CMOS	量程(°/s)	±200
功耗/电源电压 (mW/V)	100/5	线性度(‰)	2
芯片面积(mm ²)	2.9×1.1 + 2.5×2	带宽(Hz)	160
微陀螺中间极 板极化电压(V)	18	偏置稳定性 (°/h)	180
噪声水平 (°/s/√Hz)	0.01	等效正交误 差(°/s)	182

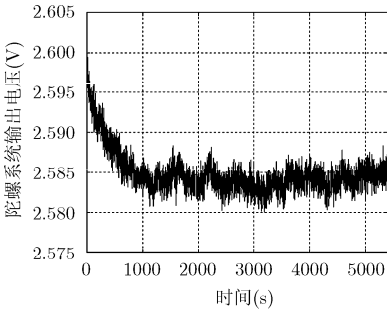


(a) TIA输出噪声频谱

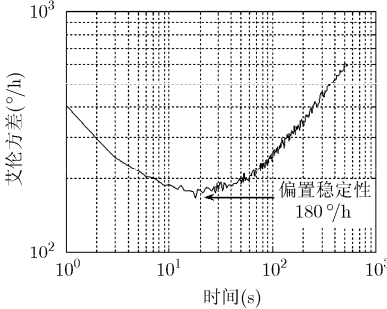


(b)陀螺系统输出信号的噪声频谱

图 11 输出信号的噪声频谱



(a)陀螺系统输出电压的上电采样图



(b)艾伦方差

图 12 陀螺系统的长时间稳定性能

表 2 电容式微陀螺性能比较

	文献[8]	文献[9]	文献[10]	文献[11]	本文
工艺	0.6 μm	0.35 μm	0.7 μm	0.35 μm	0.35 μm
	HVCMOS	CMOS	HVCMOS	HVCMOS	CMOS
读出电路类型	CSA + $\Sigma\Delta$ 闭环检测	DDA	CSA	伪连续时间	TIA
噪声水平($^{\circ}/\text{s} / \sqrt{\text{Hz}}$)	0.025	0.05	0.042	0.032(Y轴)/0.028(Z轴)	0.01
量程($^{\circ}/\text{s}$)	>1100	/	± 100	± 1000 (Y, Z轴)	± 200
线性度($\%$)	/	/	20	8(Y, Z轴)	2
*FOM 值	/	/	238	7.8×10^3 (Y轴)/ 8.9×10^3 (Z轴)	2×10^4

*FOM = 量程/噪声水平/线性度

通路中采用了双通道正交解调技术和解调信号相位矫正技术, 可调相位精度可到达 0.7° , 测试结果表明解调信号经相位矫正后可完全消除机械正交误差的干扰。陀螺的噪声水平达到了 $0.01^{\circ}/\text{s} / \sqrt{\text{Hz}}$, 标度因子为 $8.5\text{mV}/^{\circ}/\text{s}$, 在 $\pm 200^{\circ}/\text{s}$ 的量程内, 线性度为 2% 。

参 考 文 献

- [1] Yazdi N, Ayazi F, and Najafi K. Micromachined inertial sensors[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1998, 86(8): 1640-1659.
- [2] 吴其松, 杨海钢, 张翀, 等. 一种适用于 MEMS 陀螺仪的高性能电容读出电路[J]. *仪器仪表学报*, 2010, 31(4): 937-943.
Wu Qi-song, Yang Hai-gang, Zhang Chong, *et al.* High-performance capacitive readout circuit for MEMS gyroscope[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2010, 31(4): 937-943.
- [3] 尹韬, 杨海钢, 张翀, 等. 一种用于电容型硅微陀螺的低噪声读出电路芯片[J]. *电子与信息学报*, 2010, 31(1): 203-209.
Yin Tao, Yang Hai-gang, Zhang Chong, *et al.* A low-noise readout circuit for bulk micro-machined capacitive gyroscope [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 31(1): 203-209.
- [4] Saukoski M, Aaltonen L, and Halonen K A I. Zero-rate output and quadrature compensation in vibratory MEMS gyroscopes[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2007, 7(12): 1639-1652.
- [5] Wu Huan-ming, Yang Hai-gang, Cheng Xiao-yan, *et al.* Integrated Gm-C based PI controller for MEMS gyroscope drive loop[C]. *Proceedings of the 9th IEEE International Conference on ASIC*, Xiamen, China, 2011: 925-928.
- [6] Gata D G, Sijursen W, Hochschild J R, *et al.* A 1.1-V 270- μA mixed-signal hearing aid chip[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2002, 37(12): 1670-1678.
- [7] Aaltonen L and Halonen K A I. An analog driving loop for a capacitive MEMS gyroscope[J]. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2010, 63(3): 465-476.
- [8] Raman J, Cretu E, Rombouts P, *et al.* A closed-loop digitally controlled MEMS gyroscope with unconstrained sigma-delta force-feedback[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2009, 9(3): 297-305.
- [9] Sun Hong-zhi, Jia Ke-miao, Liu Xue-song, *et al.* A CMOS-MEMS gyroscope interface circuit design with high gain and low temperature dependence[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2011, 11(11): 2740-2748.
- [10] Saukoski M, Aaltonen L, Salo T, *et al.* Interface and control electronics for a bulk micromachined capacitive gyroscope[J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2008, 147(1): 183-193.
- [11] Aaltonen L, Kalanti A, Pulkkinen M, *et al.* A 2.2 mA 4.3 mm^2 ASIC for a 1000 deg/s 2-axis capacitive micro-gyroscope[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2011, 46(7): 1682-1692.

吴焕铭: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为数模混合信号 SOC 设计技术、模拟集成电路设计技术。

杨海钢: 男, 1960 年生, 研究员, 研究方向为高性能可编程逻辑芯片设计技术、数模混合信号 SOC 设计技术。

尹 韬: 男, 1980 年生, 副研究员, 研究方向为高性能模拟集成电路设计技术、数模混合信号 SOC 设计技术。

吴其松: 男, 1981 年生, 助理研究员, 研究方向为高性能模拟集成电路设计技术、数模混合信号 SOC 设计技术。