

一种基于 $0.35\mu\text{m}$ CMOS 工艺的单片集成 微机械陀螺仪接口电路

罗旭程, 冯 军

(东南大学射频与光电集成电路研究所, 江苏南京 210096)

摘 要: 本文介绍了一种用于读取角速度信号的单片集成微机械陀螺仪接口电路, 该接口电路采用了相关双采样技术以抑制 $1/f$ 噪声和运算跨导放大器的失调. 为了方便系统仿真和测试, 本文设计了一种微机械陀螺仪的等效电路. 该接口电路采用 $0.35\mu\text{m}$ CMOS 工艺设计并制造, 芯片总面积为 $1.09\text{mm} \times 0.87\text{mm}$. 后仿真结果表明, 该接口电路能达到 0.58aF 的电容分辨精度, 动态范围达 99.7dB . 测试结果表明, 接口电路系统增益为 $26.6\text{mV}/\text{fF}$, 在 3.5V 电源电压下系统总功耗为 20.4mW .

关键词: 接口电路; 微机械陀螺仪; 相关双采样

中图分类号: TN432 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)09-1868-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.09.032

A Monolithic MEMS Gyroscope Interface Circuit in $0.35\mu\text{m}$ CMOS

LUO Xu-cheng, FENG Jun

(Institute of RF- & OE-ICs, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: This paper presents a monolithic micro-electro-mechanical systems (MEMS) gyroscope interface circuit for angular velocity signal readout. The proposed interface circuit uses correlated double sampling (CDS) to reject $1/f$ noise and the offset from operational transconductance amplifiers (OTAs). In order to facilitate the circuit simulation and the test, a MEMS gyroscope equivalent circuit is developed. The interface circuit has been fabricated in $0.35\mu\text{m}$ CMOS process, and the chip area is $1.09\text{mm} \times 0.87\text{mm}$. Post-layout simulation results show that the interface circuit has a capacitance resolution of 0.58aF , and the dynamic range is 99.7dB . Test results show that the system gain is $26.6\text{mV}/\text{fF}$, and the total power consumption is 20.4mW with a 3.5V power supply.

Key words: interface circuit; micro-electro-mechanical systems (MEMS) gyroscope; correlated double sampling (CDS)

1 引言

微机械陀螺仪是一种利用科里奥利效应来测量物体角速度的装置, 它主要是通过微机械工艺在基体材料上刻蚀出一个可以转动的转子来实现的. 随着微机械技术的快速发展, 微机械陀螺仪的研究也取得了巨大的进步, 目前微机械陀螺仪已被广泛应用于汽车、消费电子、医药、生物技术及航天器导航等领域^[1]. 但是由于微机械陀螺仪输出的角速度信号非常微弱, 极易被自身机械噪声和接口电路噪声所淹没^[2], 从而给微机械陀螺仪接口电路设计带来了巨大挑战.

目前有多种方法可对微机械陀螺仪输出信号进行检测, 如电子隧穿效应法检测、压阻式检测、压电式检测及电容式检测等^[3]. 其中电容式检测与其他方法相比, 结构更简单, 温度系数更低, 灵敏度更高, 且与 CMOS 工

艺兼容^[4], 因此被广泛应用于陀螺仪输出角速度信号读取.

相关双采样 (Correlated Double Sampling, CDS)^[3,5-8] 和斩波稳定 (CHopper Stabilization, CHS)^[9-11] 是两种最常用的电容式检测技术, 两者都可以有效降低闪烁噪声对接口电路性能的影响, CDS 同时还对放大器失调有较好的抑制效果. 另外, 由于 CHS 技术需要大的片上 RC 元件, 与之相比 CDS 技术更加节省芯片面积, 因此本文采用了 CDS 技术来实现接口电路的前端部分. 为了进一步降低输出噪声, 接口电路还采用了底板采样技术以减小开关电荷注入效应的影响, 并设计了一个低压差线性稳压器 (Low DropOut regulator, LDO regulator) 给电路供电以抑制电源电压纹波. 通过采用上述技术手段, 本文设计的接口电路在保持较小芯片面积的同时达到了非常高的电容分辨率.

2 系统结构

本文采用开环结构来实现接口电路,因为它比闭环结构更加简单^[10],可以节省一定的芯片面积.接口电路的系统框图如图 1 所示,它由敏感电荷放大器、解调电路、低通滤波器(LPF)、缓冲器和包络检波器构成.微机械陀螺仪被简化为一对差分变化的电容 C_{S+} 和 C_{S-} ^[3], $C_{S+} - C_{S-} = \Delta C_{S0} + \Delta C_S$,其中 ΔC_{S0} 是由微机械工艺误差引起的静态敏感电容差, ΔC_S 是随角速度变化的动态敏感电容差.接口电路的功能就是检测 ΔC_S ,并将其转换为电压信号,然后通过其他参数即可计算出微机械陀螺仪检测的角速度信号.

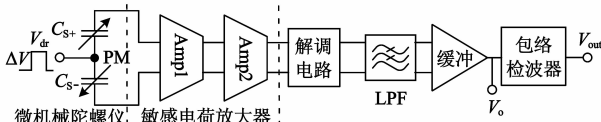


图1 接口电路的系统框图

CDS是通过在陀螺仪的质量块上施加一方波驱动信号 V_{dr} 来实现的,其幅度为 $\Delta V = V_{dd}$, V_{dd} 为接口电路的电源电压. ΔC_S 首先由敏感电荷放大器转换成电压信号,然后由后续电路解调和滤波,以获得所需的角速度信号.接口电路的增益为

$$A_{C \rightarrow V} = \frac{V_o}{\Delta C_S} = \frac{V_{o,pp}}{2\Delta C_S} \quad (1)$$

设 $V_{o,max}$ 为 V_o 点的最大线性范围,它受限于接口电路的电源电压,则接口电路所能处理的最大动态敏感电容差为

$$\Delta C_{S,max} = \frac{V_{o,max}}{A_{C \rightarrow V}} \quad (2)$$

接口电路最小可检测的动态敏感电容差为

$$\Delta C_{S,min} = \sqrt{\frac{S_{n,out}^2 \cdot BW_{noise}}{A_{C \rightarrow V}^2}} \quad (3)$$

其中 $S_{n,out}^2$ 为 V_o 的功率谱密度, BW_{noise} 是等效噪声带宽. $\Delta C_{S,min}$ 表示接口电路检测微弱角速度信号的能力,其值越小,接口电路的电容分辨率就越高.增大接口电路增益可减小 $\Delta C_{S,min}$,但同时减小了 $\Delta C_{S,max}$. 对接口电路而言,通常高的电容分辨率比大的 $\Delta C_{S,max}$ 更为重要,因此一般将系统增益设置大一些比较好.

接口电路动态范围的表达式为

$$DR = 20 \lg \left(\frac{\Delta C_{S,max}}{\Delta C_{S,min}} \right) \quad (4)$$

因此可以通过增大 $\Delta C_{S,max}$ 或减小 $\Delta C_{S,min}$ 来增大动态范围,但是由(2)式可知,对于给定的 $A_{C \rightarrow V}$, $\Delta C_{S,max}$ 没有太大的调节余地,因此增大动态范围主要靠通过减小接口电路输出噪声以减小 $\Delta C_{S,min}$ 来实现.

3 微机械陀螺仪的等效电路

在微机械陀螺仪的简化模型中, C_{S+} 和 C_{S-} 随角速度信号动态改变,由于在现实中没有这样随时间变化的电容存在,为了方便接口电路的仿真和测试,本文提出了一种等效电路来模拟 C_{S+} 和 C_{S-} ,其电路结构如图 2 所示.图中 $M_1 \sim M_4$ 为四个开关, V_a 和 V_b 为一对差分输入信号, $V_a = V_{CM} + v_s$, $V_b = V_{CM} - v_s$,其中 V_{CM} 是共模电压, $v_s = A_s \sin(\omega t)$, $\omega = 2\pi \times 4\text{kHz}$ 是微机械陀螺仪沿驱动轴的振动频率. V_{dr} 控制 M_1 和 M_4 周期性的开启和关断,形成对输入信号的采样. V_{REF} 为基准电压,通常设置与 V_{CM} 相等.为了给接口电路提供足够小的输入信号,设置 $(W/L)_2 = (W/L)_3 = 4(W/L)_1 = 4(W/L)_4$ 对输入信号进行衰减.

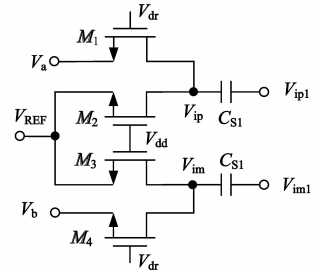


图2 微机械陀螺仪等效电路

在 V_{dr} 的一个周期内,陀螺仪等效电路送给后续电路进行处理的差分电荷量为

$$\Delta Q = -\frac{2}{5} v_s C_{S1} \quad (5)$$

忽略 ΔC_{S0} 的影响,在 V_{dr} 的一个周期内,由 C_{S+} 和 C_{S-} 提供的差分电荷量为

$$\Delta Q' = -\Delta V \Delta C_S \quad (6)$$

为了使等效电路与微机械陀螺仪模型等效,需满足 $\Delta Q = \Delta Q'$, 因此

$$\Delta C_S = \frac{2C_{S1}}{5\Delta V} v_s \propto v_s \quad (7)$$

由式(7)可知,电容的变化 ΔC_S 可由改变 v_s 的幅度和频率来替代,此时图 3 所示等效电路具有与微机械陀螺仪相同的功能.

等效电路不但可以替代微机械陀螺仪直接用于接口电路的测试,也可以与真实陀螺仪进行联合测试,此时将等效电路的输入和控制信号稍作改动,即可有效抑制 ΔC_{S0} 造成的输出直流电压偏差.例如,当 $C_{S+} > C_{S-}$ 时, $C_{S0+} - C_{S0-} = \Delta C_{S0}$,将 M_1 和 M_4 的栅电压改设为 V_{dd} ,让这两个开关一直导通,同时设置 $V_b = V_{REF}$,设置 V_a 为一方波电压,它与 V_{dr} 频率相等,相位相差 180° ,幅度为 ΔV_a .那么在 V_{dr} 的一个周期内,等效电路向节点 V_{ip1} 提供的电荷量为 $\Delta Q_a = \Delta V_a C_{S1} / 5$. 在 V_{dr} 的一个周期

内,由于 ΔC_{S0} 的存在,微机械陀螺仪向节点 V_{ip1} 提供的电荷量为 $\Delta Q_0 = -\Delta V \Delta C_0$, 当 $\Delta V_a = 5\Delta V \Delta C_{S0} / C_{S1}$ 时, $\Delta Q_a + \Delta Q_0 = 0$, 由陀螺仪向 V_{ip1} 点注入的失调电荷 ΔQ_0 被等效电路提供的 ΔQ_a 所抵消, ΔC_{S0} 的影响被消除.

4 接口电路设计

4.1 敏感电荷放大器

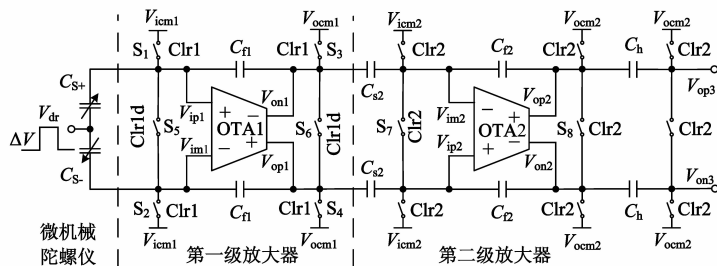


图3 敏感电荷放大器

图4所示为敏感电荷放大器控制信号的时序图,其中 CK 为 20MHz 的输入时钟信号.在 t_1 阶段,所有开关开启,OTA1 和 OTA2 的输入、输出的共模电压被初始化.在 t_2 阶段,OTA1 初始化结束,Clr1d 比 Clr1 略晚一些降为零,因此 $S_1 \sim S_4$ 断开后, S_5 和 S_6 仍然处于短接状态,可以将 OTA1 输入输出端的差分电荷均匀分配变为共模电荷,而全差分电路具有很高的共模抑制比,少量的共模电荷对电路基本没有影响.在 t_2 阶段末,OTA2 的共模电压初始化结束,此时第一、二级放大器的 $1/f$ 噪声和失调电压分别被存储在 C_{S2} 和 C_h 的左极板上,CDS 的第一次采样完成.后续的 t_3 和 t_4 阶段为敏感电荷放大器的信号处理阶段.在 t_3 阶段开始, V_{dr} 从零翻转为 V_{dd} ,敏感电荷放大器开始进行 CDS 的第二次采样.由于 V_{dr} 的频率远高于输入信号 V_a 和 V_b 的,因此可近似认为在 V_{dr} 的一个周期内,放大器的 $1/f$ 噪声和失调电压保持不变,通过将两次采样结果相减,可得到几乎不受 $1/f$ 噪声和失调电压影响的输出信号,接口电路的电容分辨率得到大幅提高.

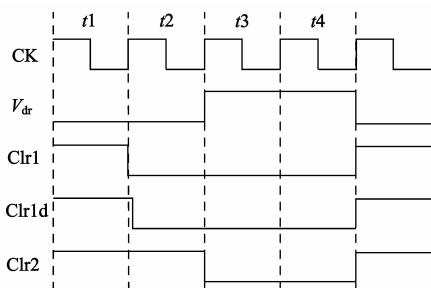


图4 敏感电荷放大器控制信号时序图

图3为敏感电荷放大器的具体结构,它主要由一开关电容放大器构成.由于单级放大不能满足系统增益的要求,而多级电路的功耗较大,因此开关电容放大器折衷选择两级结构.第一级的放大器 OTA1 采用了套筒式结构,因为陀螺仪的输出信号非常微弱,对其共模输入电压范围要求不高.OTA2 采用折叠式共源共栅结构,以提高输入和输出摆幅.

关电荷注入效应的影响.在 t_3 阶段, V_{ip1} 和 V_{im1} 节点悬空,两节点电荷被“冻结”,总量保持不变,当输入端信号采样开关断开时,开关的沟道电荷不能通过 C_{S1} 向 V_{ip1} 、 V_{im1} 注入,因此开关的电荷注入效应被大幅减弱.

4.2 其他模块

系统的解调电路是一个零阶保持器,它将敏感电荷放大器输出的离散信号解调转换为连续时间信号.零阶保持器仅由一个采样开关和一个保持电容组成,与传统由开关电容放大器实现的采样保持电路相比,电路复杂性大大降低,更加节省芯片面积.

解调电路后接 RC 低通滤波器,以滤除解调后信号中包含的高频杂波和噪声.后续的缓冲器为单级放大器,其差分输入对管的源级间接有源级负反馈电阻,这样不仅增加了缓冲器的线性度,而且还增大了其共模输入电压范围.缓冲器将差分输入信号转换为单端输出信号 V_o ,并可驱动示波器的 14pF 输入电容.由于缓冲器将差分输入转换为单端输出 V_o , V_o 的摆幅约为单端输入的两倍左右,因此缓冲器必须具有足够大的输出线性范围,否则系统的动态范围将会受到局限.缓冲器的失调电压仅引起 V_o .微小的直流偏移,对输出角速度信号影响不大.

系统的最后一级为包络检波器,它完成系统的第二次解调和滤波,得到 100Hz 带宽的角速度信号 V_{out} .系统还包含一开关信号控制模块、一电压电流偏置模块和一个 LDO, LDO 将 3.5V 输入电压转换为稳定的 3.3V 电压给接口电路供电.

5 仿真和测试结果

接口电路采用 $0.35\mu\text{m}$ CMOS 工艺设计并制造,图 5

敏感电荷放大器还采用了底板采样技术以减小开

所示为接口电路芯片的显微照片,芯片总面积为 $1.09 \times 0.87\text{mm}^2$ 。

接口电路芯片键合于如图 6(a)所示的 PCB 板进行测试,图 6(b)所示为芯片测试平台.测试时所加输入信号 $CK = 20\text{MHz}$, $V_a = 1.65 + 0.05\sin(\omega t)$, $V_b = 1.65 - 0.05\sin(\omega t)$,其中 $\omega = 2\pi \times 4\text{kHz}$.图 7 所示为测得的输出信号 V_o 的波形,其频率为 4kHz,与输入信号相吻合,峰峰值 $V_{o,pp} = 637.9\text{mV}$.将测试结果代入式(1)和式(7),可得系统增益约为 $26.6\text{mV}/\text{fF}$.

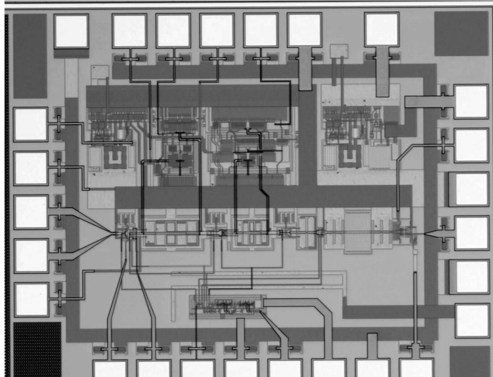
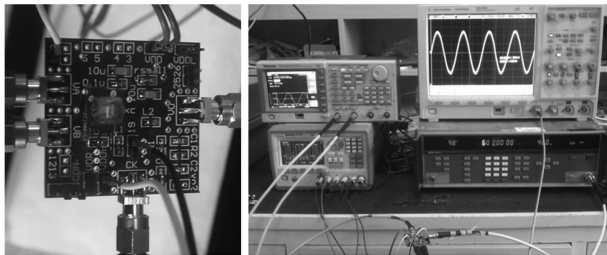


图5 接口电路芯片显微照片



(a) 测试PCB

(b) 测试平台

图6 接口电路的测试

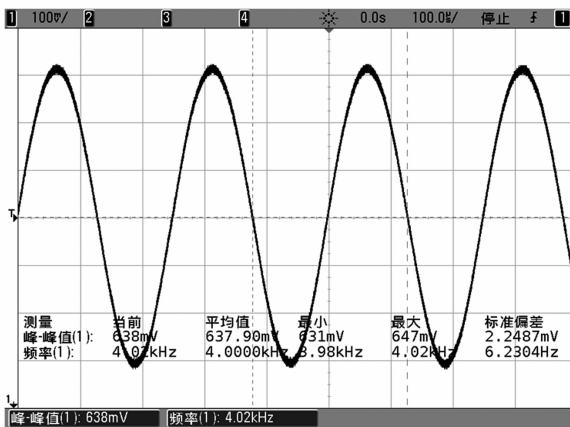


图7 V_o 的测试波形

逐步增大输入信号 V_a 和 V_b 中交流部分 v_s 的幅度,将测得的输出电压峰峰值记录下来并绘制于图 8,得到

系统的线性度测试结果.由图 8 可知,当 v_s 的幅度小于 120mV 时,系统具有较好的线性度,对应接口电路缓冲器的最大线性输出范围为 $V_{o,max} = 1.49\text{V}$,将该值代入式(2),得到 $\Delta C_{S,max} = 56\text{fF}$.芯片总功耗为 20.4mW .

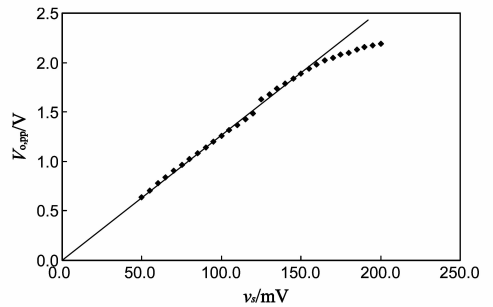


图8 接口电路线性度测试结果

图 9 所示为接口电路噪声性能的后仿真结果,由图可知在 4kHz 处系统的输出噪声为 $2.35 \times 10^{-12} \text{V}^2/\text{Hz}$,将此值代入式(3),可得接口电路最小可分辨动态敏感电容差 $\Delta C_{S,min} = 0.58\text{aF}$.再将 $\Delta C_{S,max}$ 和 $\Delta C_{S,min}$ 的值代入式(4),可得接口电路的动态范围为 99.7dB .由于接口电路的输出噪声比用于测试的示波器的底噪还低得多,接口电路的噪声性能暂未能测试.

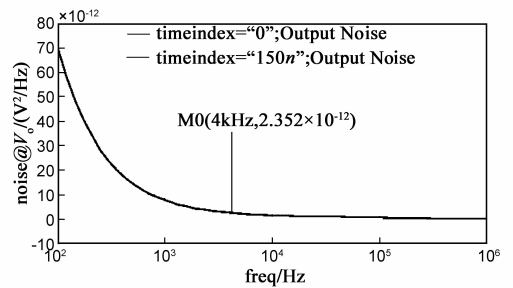


图9 接口电路输出噪声

表 1 总结了近年来发表的微机械陀螺仪接口电路的性能,并与本文的设计进行了对比.文献[9,10]均采用了 CHS 技术来抑制 $1/f$ 噪声,由于需要大的片上 RC 元件,芯片面积都比较大.虽然文献[10]中芯片包含了驱动和检测两部分电路,但两部分的结构大体相似,检测电路的面积约占总面积的一半,也是远大于本文芯片面积的.文献[12,13]的接口电路均采用开关电容放大器来实现,但由于放大器都是单端结构,系统的电容分辨率都不高.相比之下,本文所述接口电路芯片具有电容分辨率高、动态范围大和芯片面积小等优点.

6 总结

本文基于 $0.35\mu\text{m}$ CMOS 工艺,设计了一种高电容分辨率的单片集成微机械陀螺仪接口电路,芯片总面积为 $1.09 \times 0.87\text{mm}^2$.为了方便电路仿真和测试,本文还设计了一种微机械陀螺仪的等效电路.通过采用 CDS

技术和底板采样技术,接口电路的噪声性能得到大幅优化,系统达到了 0.58aF 的电容分辨率和 99.7dB 的动态范围.

表 1 微机械陀螺仪接口电路性能对比

参考文献	工艺	芯片面积(mm ²)	功耗(mW)	灵敏度(mV/°F)	电容分辨率(aF)	动态范围(dB)	输入电压(V)
[9]	0.35 μ m CMOS	5	45	0.2	20	106	5
[10]	0.35 μ m CMOS	6.25	N/A	N/A	6	N/A	5
[12]	0.35 μ m CMOS	5	6.5	1 or 10	95	83.4	5
[13]	0.35 μ m CMOS	1.42	2.3	25.9	12.73	N/A	3.3
本文	0.35 μ m CMOS	0.95	20.4	26.6	0.58*	99.7*	3.5

注: * 后仿真结果

参考文献

- [1] Armenise M N, Ciminelli C, Dell'olio F, et al. Advances in Gyroscope Technologies[M]. Bari: Springer, 2010. 83 – 85.
- [2] 董林玺, 颜海霞, 钱 ■, 等. 倾斜梳齿的 MEMS 电容式传感器惯性脉冲响应特性研究[J]. 电子学报, 2008, 36(5): 1035 – 1040.
Dong Lin-xi, Yan Hai-xia, Qian Xian, et al. Study of inertial pulse response of MEMS capacitive accelerometer with non-parallel combs[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(5): 1035 – 1040. (in Chinese)
- [3] Lemkin M, Boser B E. A three-axis micromachined accelerometer with a CMOS position-sense interface and digital offset-trim electronics[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1999, 34(4): 456 – 468.
- [4] Yun W. A Surface Micromachined Accelerometer with Integrated CMOS Detection Circuitry[D]. Berkeley: Univ of California at Berkeley, 1992. 45 – 47.
- [5] Wongkomet N, Boser B E. Correlated double sampling in capacitive position sensing circuits for micromachined applications [A]. Keitaro Sekine. The 1998 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems[C]. Chiangmai: Sangsilp Printing Ltd, 1998. 723 – 726.
- [6] Jiang Xue-song, Seeger J I, Kraft M, et al. A monolithic surface micromachined z-axis gyroscope with digital output[A]. David Scott. Symposium on VLSI Circuits [C]. Gaithersburg: Widerkehr and Associates, 2000. 16 – 19.
- [7] He Lin, Xu Yong-ping, Palaniapan M. A CMOS readout circuit for SOI resonant accelerometer with 4- μ g bias stability and 20 μ g/ $\sqrt{\text{Hz}}$ resolution [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2008, 43(6): 1480 – 1490.
- [8] Lu T C, Huang Y J, Chou H P. A novel interface circuit for capacitive sensors using correlated double sampling demodulation technique[A]. Mathilde Benveniste. Second International Conference on Sensor Technologies and Applications[C]. Cap Esterel: IEEE Computer Society, 2008. 396 – 400.
- [9] Zhang Chong, Yin Tao, Wu Qi-song, et al. A large dynamic range CMOS readout circuit for MEMS vibratory gyroscope [A]. Pietro Siciliano. Electronic Proceedings of the Seventh IEEE Sensors Conference[C]. Lecce: The Printing House Inc, 2008. 1123 – 1126.
- [10] Fang Ran, Lu Wen-gao, Liu Chang, et al. A low-noise interface circuit for MEMS vibratory gyroscope [A]. Tang Ting-ao. 10th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology[C]. Shanghai: IEEE Press, 2010. 1456 – 1458.
- [11] 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.
- [12] Yin Tao, Yang Hai-gang, Zhang Chong, et al. A low-noise readout circuit for MEMS vibratory gyroscope[A]. William C T. IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems[C]. Sanya: IEEE Press, 2008. 124 – 127.
- [13] CHANG Ming-hui, HUANG Han-pang. A novel offset cancellation based on parasitic-insensitive switched-capacitor sensing circuit for the out-of-plane single-gimbaled decoupled CMOS-MEMS gyroscope[J]. Sensors, 2013, 13(3): 3568 – 3587.

作者简介



罗旭程 男, 1987 年出生于四川巴中. 硕士研究生, 研究方向为传感器接口电路设计与电源管理 IC 设计.

冯 军(通信作者) 女, 1953 年 6 月出生于江苏南京. 东南大学信息科学与工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为光通信用集成电路设计和光电子集成电路设计.

E-mail: fengjun_seu@seu.edu.cn