电容式微加速度计闭环检测电路

宋 星 房建成 盛 蔚

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院，北京 100191)

摘 要：针对硅微惯性器件中的微小差分电容检测，提出了一种应用于三明治结构差分电容式微机械加速度计的闭环检测电路.通过等电势屏蔽法，相干解调技术和增加激励信号对称性等技术屏蔽杂散电容，抑制了电路噪声和共模误差，提高了检测电路的微弱信号辨识能力；静电力平衡闭环检测克服了开环输出信号的非线性缺陷，实现了高线性度、高分辨率的电容检测.设计的闭环检测电路具有电路简单、线性度好、抗干扰性强和易于集成的特点.实验结果表明，加速度计量程可达 $\pm 15g$，电容分辨率可达 10^{-16}F.

关 键 词：微机械电容式加速度计；电容检测；微弱信号检测；锁相放大

中图分类号：TP 221

文献标识码：A **文 章 编 号**：1001-5965(2009)03-0384-05

Circuit for close-loop capacitive micro-accelerometers

Song Xing Fang Jiancheng Sheng Wei

(School of Instrument Science and Opto-electronics Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: A circuit to detect the micro-differential capacitance of micro-silicon inertia sensors was designed, which can be successfully applied in the capacitive MEMS(micro electro mechanical system) accelerometer, especially in the sandwich structure MEMS accelerometers with differential capacitance. The good linearity in large measurement range and high capacitance resolution was achieved by restraining common-mode noise, bias voltage and nonlinearity of voltage output using technologies, such as improving symmetry of rectangle wave source, equi-potential shielding action, coherent demodulation and electrostatic re-balance. The circuit is simple, its linearity, and ability of anti-disturbance are good, and it could be integrated easily. Experiment results show that the measurement range of the accelerometer is $\pm 15g$ and the capacitance resolution can reach 10^{-16}F.

Key words: MEMS(micro electro mechanical system) capacitive accelerometers; capacitance detection; weak signal detection; phase-locked-loop amplify

随着 MEMS(Micro Electro Mechanical System)技术的发展，采用静电力驱动、电容变化检测位移的电容式 MEMS 传感器因具有结构简单、动态响应快、分辨率高、温漂低等优点[1-2]，应用越来越广泛.采用闭环差动结构的电容式传感器可进一步提高灵敏度，减小非线性误差，是目前实现高性能加速度计的一个有效途径[3-4].

电容式微机械加速度计依靠对变化电容的检测来实现加速度敏感.接口电路性能是目前限制微加速度计性能的瓶颈，其难点主要表现如下：一方面体现在输出电容信号非常微弱，寄生电容对检测电路的分辨率和噪声影响很大[5-6].通过计算表明，被测电容的电容变化量通常只有 10^{-15} F，而寄生电容可达到 10^{-12}F 左右.另一方面，输出电容信号与待测加速度之间具有很强的非线性[5].当前主要有两种微弱电容检测方式：开关型和正弦调制解调型检测技术，但实际测试和理论计算分析结果表明这两种方案测量硅微加速度计

收稿日期：2008-03-19

基金项目：国家自然科学基金资助项目(6 0 7 3 6 0 2 5)

作者简介：宋 星(1983—)，男，湖北赤壁人，硕士生，songxing2003@gmail.com.

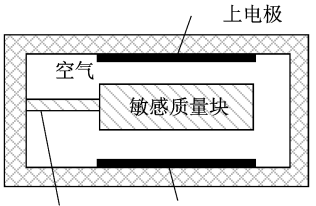
效果均不理想[7].

针对微加速度计的检测面临的问题,本文设计了一种微弱差分电容闭环检测方案,通过提高激励信号对称性,等电势屏蔽法和相干解调等技术屏蔽杂散电容等技术,提高了检测电路的微弱信号辨识能力,从而实现了高分辨率的电容检测;此外在不增加额外力矩电极的前提下实现静电力平衡闭环检测,很好地解决了输出信号的非线性问题.利用本电路对三明治结构微加速度计表头进行了测试,并给出了测试数据.

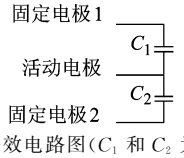
1　三明治结构微加速度计检测原理

三明治结构微加速度计的惯性敏感单元由 3 层结构组成:上电极(定电极)、敏感质量(动电极,亦称检测质量)和下电极(定电极),如图 1a 所示.

该结构为悬臂梁式设计,上下电极为玻璃,且镀有一定厚度的金膜作为导电极板并用特制引线导出,中间的敏感质量块为单晶硅材料.由于悬臂梁的弹簧特性,中间质量块可动,上下固定电极和中间动电极用静电键合工艺封装在一起构成上下两个差动电容.其等效电路图如图 1b 所示.在外界加速度的作用下,敏感质量块与检测电极间的空隙发生改变从而引起等效电容的变化,通过测量差分电容的变化来测量加速度大小和方向[8].



a　结构示意图



b　等效电路图(C_1 和 C_2 为电容)

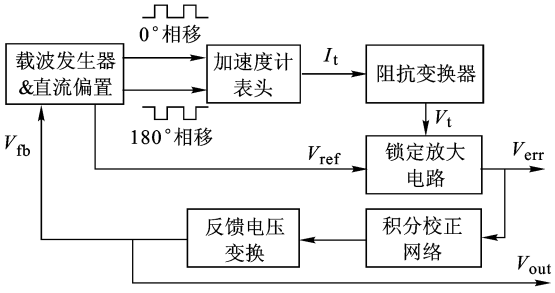
图 1　三明治结构硅微加速度计结构与等效电路图

由于极板间的静电引力作用,敏感质量块同时受到两固定极板的拉力,适当调整电极间的电压,使得静电力的合力与敏感质量块所受惯性力平衡,敏感质量块回复到初始平衡位置.工作时,敏感质量块被静电力限制在初始平衡位置附近很小的范围内运动,因此差分电容可以进行小范围线性化,同时静电力的合力与反馈电压成正比,从而很好地解决了输出信号的非线性问题.

2　双端反馈闭环检测电路设计

本文设计的三明治结构硅微加速度计差分电容闭环检测电路原理如图 2 所示.该闭环检测电路的工作原理为:在外界加速度作用下,加速度计的敏感质量块产生与加速度方向相反的位移,该位移导致上下电容发生微弱差动变化.在交变激励电压的作用下,位移检测电路将微弱差分电容变化转换为同频电压变化.该微弱电压信号经过相敏解调,放大和反馈单元积分后同时加至上下固定极板.

反馈电压和敏感质量块受到的静电反馈力均与位移的积分成正比,静电反馈力方向与惯性力方向相反.当静电反馈力与惯性力平衡时,敏感质量块回到初始位置,系统达到稳态.由于闭环回路的增益大,响应快,所以检测质量的位移很快趋于 0.

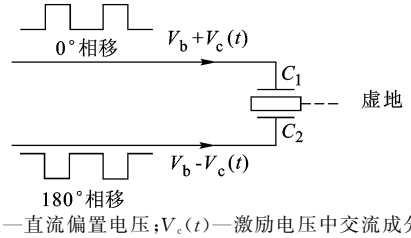


I_t—位移电流;V_t—信号电压;V_{err}—误差电压;
V_{ref}—参考电压;V_{fb}—反馈电压;V_{out}—输出电压.

图 2　硅微加速度计差分电容闭环检测电路原理框图

2.1　高对称激励信号源

当加速度敏感单元的两个固定电极分别注入幅度相同、相位相差 180°的方波信号时(图 3),活动电极作为公共电极输出检测电流信号.



V_b—直流偏置电压;$V_c(t)$—激励电压中交流成分.

图 3　方波驱动信号与表头作用示意图

当外界加速度 a 为 0 时,电容 $C_1=C_2=C_0$;当外界加速度不为 0 时,活动电极和固定电极之间的空隙 d_0 改变,C_1 和 C_2 随之发生差分变化.在激励信号作用下,电容的变化转换为电压的变化.由于动极板与加速度计基底之间的杂散电容是寄生电容的主要成分,因此本文设计了等电势

屏蔽法消除动极板与基底间的杂散电容:通过运放的虚地作用,强制动极板的电势为0.此时,C_1和C_2的差值可用流过动极板的位移电流大小来表征.

由图4和电路欧姆定律和戴维宁定理可知,3个支路电流分别为

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= \frac{V_{in+}-0}{1/C_1S} = V_{in+}C_1S \\ i_2 &= \frac{V_{in-}-0}{1/C_2S} = V_{in-}C_2S \\ i_3 &= i_1+i_2 = (V_{in+}C_1+V_{in-}C_2)S \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

其中,$V_{in+}=V_b+V_c(t)$;$V_{in-}=V_b-V_c(t)$;S为拉普拉斯算子.

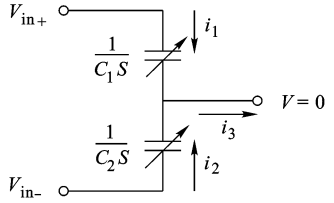


图4 三明治结构硅微加速度计复阻抗等效电路图

因为电容的隔直流作用,当激励电压V_{in+},V_{in-}中的交流成分$V_c(t)$是等幅反相的方波时,

$$i_3 = (V_{in+}C_1+V_{in-}C_2)S = (C_1-C_2)S\cdot V_c(t) \quad (2)$$

考虑到差分电容式加速度传感器中活动梁在加速度作用下的位移就是活动梁偏离平衡位置的位移Δd.因此在梁的工作范围内,动极板在平衡位置附近,即$\Delta d \ll d_0$,C_1和C_2可分别写成:

$$C_1 = C_0\left(\frac{d_0}{d_0-\Delta d}\right) \approx C_0\left(1+\frac{\Delta d}{d_0}\right) \quad (3)$$

$$C_0 = C_0\left(\frac{d_0}{d_0+\Delta d}\right) \approx C_0\left(1-\frac{\Delta d}{d_0}\right) \quad (4)$$

综合式(2)~式(4)可得

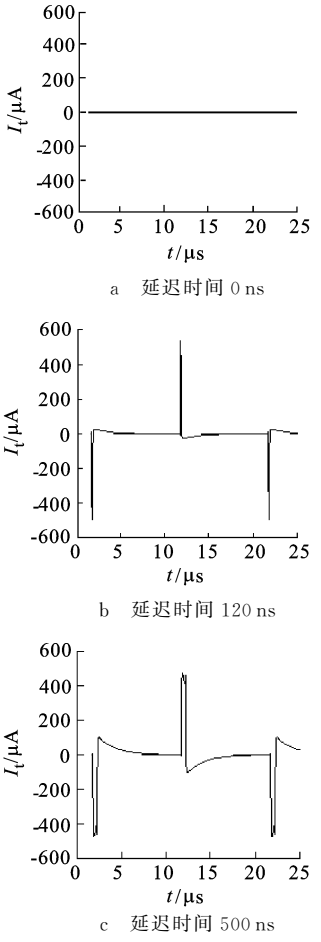
$$i_3 = (C_1-C_2)S\cdot V_c(t) = \Delta C\cdot\frac{\mathrm{d}V_c(t)}{\mathrm{d}t} \approx \frac{2C_0m}{d_0K_Z}\cdot\frac{\mathrm{d}V_c(t)}{\mathrm{d}t}\cdot a \qquad \Delta d \ll d_0 \quad (5)$$

其中,m为敏感质量块的质量;K_Z为悬臂梁的等效刚度.

由式(5)可知,电流i_3与加速度信号成正比,经后级阻抗变换电路后转换成与之成正比的电压信号.

当V_{in+},V_{in-}中的交流成分是等幅反相的方波,但彼此之间存在相位延迟,则会在加速度计表头的动极板输出电流I_t中出现较大的尖峰脉冲.如图5所示.

通常,运放反相电路引入的两路激励延迟约为500 ns左右,不满足高精度检测的要求;当两路激励电压的相位延迟较小时(小于120 ns,典型的如D触发器的正反相端输出),尖峰脉冲持续时间很短,经过后端积分处理后对电路最终输出影响不大,可满足一般精度的加速度计要求;对于高精度的应用场合,还需要进一步减小相位延迟.



a 延迟时间0 ns

b 延迟时间120 ns

c 延迟时间500 ns

图5 相位延迟时间对动极板输出电流的影响

本电路采用的是双异或门CD4030,由于同一路方波信号经过几乎完全对称的路径后得到两路反相的方波,因此两路激励信号的对称性非常好,延迟小于8 ns,在与图5同等条件下,动极板输出电流峰值降为150 μA,积分处理后对后端电路输出的影响只有原来(时延120 ns)的1/80.

2.2 同步相敏解调的带通作用

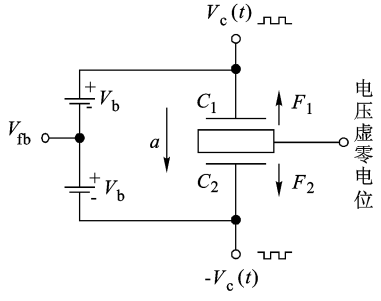
由于激励信号采用的是方波信号,因此采用全波整流电路就可以实现信号解调[9],本电路采用的解调方法是前端输出信号与激励信号通过模拟乘法器AD633相乘.

解调信号采用频率为50 kHz的正负对称方波激励信号,其频率远高于电路中的低频和直流噪声.低频成分的幅值在很短的时间间隔内可以看作是常数,经高频调制后变成幅值相等的正负

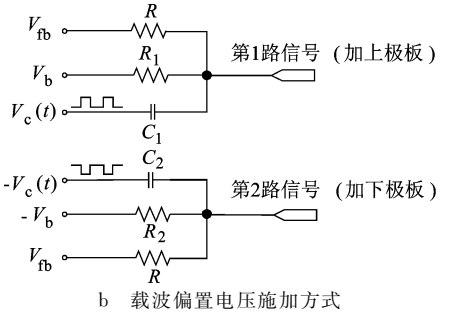
交替方波,在后端低通滤波器的作用下被平均为0,而待测信号与解调频率同频,在解调过程中有用信号得以保留.实验证明:同步相敏解调方法在滤除大幅值低频干扰信号的同时,完好地保留了有用信号的完整性,很好地解决了微弱信号检测中直流偏置和低频噪声干扰的问题.

2.3　双端反馈静电力平衡回路

为实现静电力再平衡控制,同时降低表头敏感单元悬臂梁的刚度以提高灵敏度,需要在加速度计的两个固定电极两端分别施加直流偏置电压[10].当极板上同时施加 $V_c(t)$,V_b 和 V_{fb} 时,两固定电极对可动电极的静电力作用如图 6 所示.



a　敏感结构中的静电力作用



b　载波偏置电压施加方式

图 6　敏感结构中的静电力作用和电压施加方式

静电力 F_1 和 F_2 分别与$[V_c(t)+V_b+V_{fb}]^2$和$[-V_c(t)-V_b+V_{fb}]^2$ 成正比,由于 $V_c(t)$的频率远高于质量块的固有频率,因此作用在动极板上的静电力表现为对时间的平均.若 $V_c(t)$的幅值为 V_0,那么$[V_c(t)+V_b+V_{fb}]^2$ 对时间的平均为$[V_0^2+(V_b+V_{fb})^2]$.于是:

$$\left.\begin{aligned} F_1 &= \frac{V_0^2+(V_b+V_{fb})^2}{d_0}C_0 \\ F_2 &= \frac{V_0^2+(V_b-V_{fb})^2}{d_0}C_0 \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

这样,动极板所受静电力合力 F_{ee}为

$$F_{ee}=F_1-F_2=\frac{4C_0V_b}{d_0}V_{fb} \tag{7}$$

因此,F_{ee}与 V_{fb}成正比,当 V_{fb}取某个适当值时,F_{ee}与惯性力平衡,且 V_{fb}与外界加速度呈线性关系.同理可以证明,若将适当的反馈电压加载在动极板上,同样可以得到静电力平衡的效果,但电路的"虚地"设计将不复存在,导致动极板与基底之间的分布电容不可忽略.因此采用固定极板施加反馈电压的方案在屏蔽对测量结果影响很大的分布电容方面有较大优势,可以很好地解决输出非线性问题和杂散电容噪声问题.

3　实验结果与讨论

三明治结构微机械加速度计表头如图 7 所示.表头是硅材料,采用体硅加工工艺制作而成,中心电容为 17 pF.检测电路采用±15 V 直流供电,可用反馈电压范围:−12～+12 V,激励信号源为 50 kHz 有源晶振,通过 CD4030 后得到等幅,相位差为 180°的两路方波,由图 6b 所示电路加载在表头的两固定极板上,输出信号经两级放大后通过模拟乘法器 AD633 解调,滤波后得到开环输出电压,最后采用比例积分电路得到反馈电压,通过加法电路实现闭环控制.

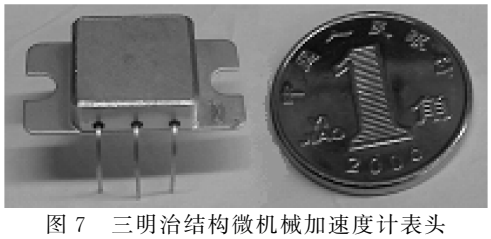


图 7　三明治结构微机械加速度计表头

将表头接入检测电路后放置在精密滚转台上进行 360°滚转测试,待测加速度为当地重力加速度在敏感轴上的投影,测试结果如图 8 和表 1 所示.由精密 LCR 测试仪 Agilent E4980A 对表头的标定结果表明:表头灵敏度为 1.200 3 pF/g,初始零偏为 1.51 pF,约合 1.26 g.

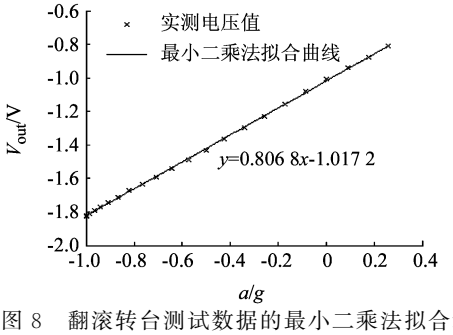


图 8　翻滚转台测试数据的最小二乘法拟合结果

拟合结果表明:该测试电路具有良好的线性输出特性,比例因数为 806.8 mV/g,折合 672.16 mV/g.结合电路的反馈电压范围可推出该电路的加速度测量范围:−15g～+15g.静态可辨识转角为 40″,换算为重力加速度为 0.2 mg,对应的被测电容变化量为 $2.400\,6\times10^{-16}$ F.

表1 三轴精密滚转台标定数据(部分)

倾角 θ/(°)	a/g	V_{out}/mV
−90	−1.000	−1826
−80	−0.985	−1812
−70	−0.940	−1771
−60	−0.866	−1710
−50	−0.766	−1634
−40	−0.643	−1543
−30	−0.500	−1432
−20	−0.342	−1298
−10	−0.174	−1155
0	0.000	−1009
10	0.174	−876.3

注:$a=g*\sin\theta$.

4 结束语

本文设计了一种微小差分电容闭环检测电路,通过优化信号延迟时间来提高激励信号对称性,结合等电势屏蔽法和相干解调等技术屏蔽杂散电容,抑制了电路噪声和共模误差,提高了检测电路的微弱信号辨识能力;同时,双路反馈静电力平衡法在不破坏等电势屏蔽的情况下,极大的提高了输出信号的线性度.通过实验测试结果表明:其加速度测量范围为$\pm(10^{-4}\sim15)g$,电容分辨率可达10^{-16} F.该电路结构简单,通用性强,便于集成,可应用于电容式MEMS器件和其它电容式传感器的微小差分电容测量.目前电路的分辨率主要受印刷电路工艺的限制,若采用单片集成封装工艺,电路性能将会进一步提升.

参考文献(References)

[1] Yazdi N, Ayazi F, Najafi K. Micromachined inertial sensors [J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(8):1640−1658

[2] Jean S. Market opportunities for advanced MEMS accelerometers and overview of actual capabilities vs. required specifications[J]. Position Location and Navigation Symposium, 2004,1:78−82

[3] Monajemi P, Ayazi F. Design optimization and implementation of a microgravity capacitive HARPSS accelerometer[J]. Sensors Journal, 2006, 6(1): 39−46

[4] Neil B, George S. Inertial sensor technology trends [J]. Sensors Journal, 2001,1(4): 332−339

[5] 高钟毓.微机械陀螺原理与关键技术[J].仪器仪表学报, 1996, 17(S1):40−44
Gao Zhongyu. The operation principle and key technique of micromechanical gyroscope[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,1996, 17(S1): 40−44 (in Chinese)

[6] Leland R P. Mechanical-thermal noise in MEMS gyroscopes [J]. Sensors Journal, 2005,5(3): 493−500

[7] Biswas K, Sen S, Dutta P. MEMS capacitive accelerometers [J]. Sensor Letters, 2007,5(3): 471−484

[8] Leuthold H, Rudolf F. An ASIC for high-resolution capacitive micro-accelerometers[J]. Sensors and Actuators, 1990, A21-A23:278−281

[9] Almaida T M, Piedade M S. High performance analog and digital PLL design[J]. Circuits and Systems, 1999,4: 394−397

[10] Larry K, Baxter. Capacitive sensors design and applications [M]. New York:Wiley-IEEE Press, 1996

(责任编辑:赵海容)