

Noise Analysis of Photoelectric and Capacitive Detection of MEMS Accelerometer Signal *

ZENG Fanlin^{1,2*}, ZHONG Shaolong¹, XU Jing¹, WU Yaming^{1*}

1. State Key Laboratory of Transducer Technology, National Key Laboratory of Microsystem Technology, Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China;
2. Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China

Abstract : The thermo-mechanical noise and electrical noise of MEMS torsional pendulum accelerometer are analyzed respectively, in which the sensitive signal is detected by capacitive or photoelectric circuits. The thermo-mechanical noise of the MEMS sensing structure is $2.4 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$, $0.28 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$ when the quality factor Q of the sensing structure equals 1, 85, respectively. The electrical noise is $3.27 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$ for capacitive detection, while the photoelectric detection has a resolution of $0.05 \mu g_n$ considering the electrical noise only. So the total noise of MEMS accelerometer with photoelectric detection is smaller than the total noise with capacitive detection.

Key words : capacitive detection; photoelectric detection; thermo-mechanical noise; electrical noise
EEACC : 7220; 7230Z

MEMS 加速度计信号光电检测与电容检测的噪声分析 *

曾凡林^{1,2*}, 钟少龙¹, 徐 静¹, 吴亚明^{1*}

1. 中国科学院上海微系统信息技术研究所: 传感技术国家重点联合实验室, 微系统技术国家级重点实验室, 上海 200050;
2. 中国科学院研究生院, 北京 100039

摘 要 : 在高精度 MEMS 扭摆式加速度计电容检测和光电检测实现原理的基础上, 分析了该加速度计热机械噪声和电学噪声特性。该加速度计结构在品质因数 $Q=1$ 和 $Q=85$ 时, 热机械噪声分别为 $2.4 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$ 和 $0.28 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$ 。对于电学噪声, 电容检测的电学噪声为 $3.27 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$, 光电检测在只考虑电学噪声时能分辨的最小加速度可达 $0.05 \mu g_n$ 。对比得出对于扭摆式加速度计结构, 光电检测具有比电容检测更小的系统总噪声。

关键词 : 电容检测; 光电检测; 热机械噪声; 电学噪声

中图分类号 : TH27.4; TB533

文献标识码 : A

文章编号 : 1004-1699(2008)05-0785-06

MEMS (Microelectromechanical system) 传感器由于其体积小、成本低、灵敏度高优点, 在军事和民用等各个领域应用日趋广泛, 如 MEMS 加速度计、振动传感器和陀螺等。在这些传感器中, MEMS 敏感结构输出信号主要采用电容式、压阻式、隧道电流式等电检测方式, 提高 MEMS 传感器的检测灵敏度受到信号检测电路噪声的限制。随着光纤传感技术的发展, 将 MEMS 敏感结构与光纤传感相结合形成了新颖的 MEMS 光纤传感技术, 该技

术在继承了 MEMS 传感器优点的同时, 采用光电信号检测技术来改进传统电检测方式, 从根本上改变了信号检测电路的噪声机理, 能进一步降低检测电路噪声, 提高传感器的灵敏度; 同时 MEMS 光纤传感器还具有抗电磁干扰、传输距离长、传感头不需供电等优势, 成为一类新型传感器。

本文通过对扭摆式 MEMS 加速度计电容检测与光电检测的噪声特性分析, 比较扭摆式 MEMS 加速度计的电容检测和光电检测技术的最小可分辨加

基金项目 : 中国科学院知识创新工程重要方向性项目和微系统技术国家级重点实验室基金项目资助

收稿日期 : 2007-09-08 **修改日期 :** 2007-11-03

速度。文章第一部分说明扭摆式加速度计电容检测和光电检测的原理,第二部分比较分析了两种检测方式的热机械噪声和电学噪声,最后一部分得出结论。对于扭摆式加速度计结构,与电容检测相比,光电检测方式的扭摆式 MEMS 加速度计有工艺实现简单、噪声小等优点,可以分辨更小的加速度信号。

1 扭摆式加速度计的原理

扭摆式加速度计的摆片及扭转梁结构如图 1 所示。支撑摆片的扭转梁将摆片分为不对称的两部分:平衡摆片和扭转摆片,其长度分别为 l_1, l_2 , 摆片宽度和厚度分别为 b, t ; 扭转梁长宽厚分别为 l, w, t 。当 Z 轴方向(摆片法向)有加速度时,摆片就会绕扭转梁扭转,即摆片相对初始位置有个偏转角,同时摆片与衬底的间距发生变化。利用平行板电容对极板间距变化的敏感特性,可用电容检测电路检测电容变化从而检测加速度信号;利用光纤准直器的耦合损耗对角度变化十分敏感的特性,可用双光纤准直器检测摆片的偏转角从而检测出加速度信号。这两种检测方式的扭摆式加速度计分别介绍如下。

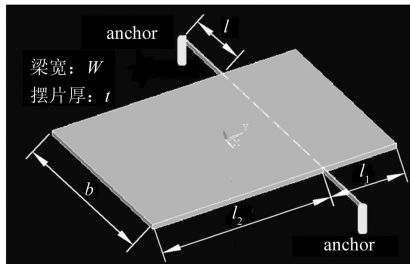


图 1 扭摆式加速度计摆片示意图

1.1 扭摆式加速度计电容检测的原理

扭摆式电容检测的加速度计^[1-2]剖面结构如图 2 所示,在衬底上以扭转梁为轴对称镀制金属膜制成一对检测电极和施力电极,电极与摆片构成平行板电容的两个极板。工作原理是当 Z 轴有加速度 a 时,扭转梁两侧的检测电极与摆片的间距发生相反的变化,从而形成一对差动检测电容。电路检测到该差动电容的变化便可以检测到加速度大小。具体的实现方式有开环和闭环两种。

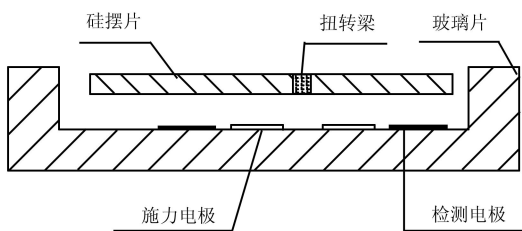


图 2 扭摆式电容检测加速度计剖面图

闭环工作模式下要引入施力电极,当检测电极

检测到电容变化后通过反馈电路在施力电极上施加电压将摆片保持在平衡位置附近,检测施力电极的电压便可检测加速度。开环工作模式下直接检测电容变化。闭环检测相对于开环检测具有大的动态范围,线性度好等优点,但由于其电路复杂,目前主要还是采用开环工作模式。

1.2 扭摆式加速度计光电检测的原理

光电检测式的 MEMS 光纤加速度计示意图如图 3,摆片的上表面镀制金属膜制成微反射镜,与双光纤准直器对准后封装在一起构成 MEMS 光纤加速度计。在图 3 中,光源发出的光经过准直器的入射光纤传输到微反射镜,反射后的光信号耦合到出射光纤,最后输入到 PIN 二极管。当 Z 轴有加速度 a 时,加速度对非对称结构会产生外加扭矩 T_{ex} , T_{ex} 引起微反射镜偏转角,而 又会引起扭转梁产生恢复扭矩 T_r ,从而达到平衡。根据力学原理可得:

$$T_{ex} = a \cdot \rho \cdot (l_2 - l_1) \cdot b \cdot t \cdot (l_1 + l_2) / 2 \quad (1)$$

$$T_r = K \cdot \theta \quad (2)$$

其中: ρ 为硅片密度, K 为梁的扭转刚度, θ 为摆片的偏转角。由式(1)、(2) 得出:

$$\theta = a \cdot \rho \cdot (l_2 - l_1) \cdot b \cdot t \cdot (l_1 + l_2) / (2 K) \quad (3)$$

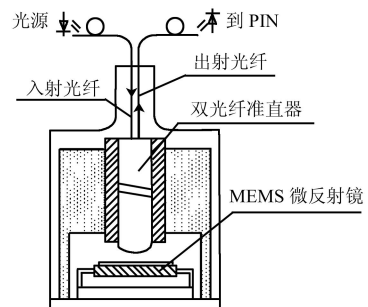


图 3 扭摆式光电检测加速度计示意图

微反射镜的偏转角 θ 导致双光纤准直器入射与出射光纤耦合效率 CR_p 发生变化,如式(4)^[3]:

$$CR_p = \exp(- (2 \cdot k \cdot \theta)^2 / 10^8) \quad (4)$$

其中 $k = 2 \cdot \pi / \lambda$ 为波数, λ 为入射光的波长。PIN 检测到光信号耦合效率的变化,由方程(4) 可得微反射镜偏转角 θ ,从而检测输入加速度 a 。

2 扭摆式加速度计的噪声特性

由于 MEMS 器件尺寸很小,其输出信号通常属微弱信号,外部环境的变化、器件材料物理原因引起的扰动等都会对信号造成影响。外部环境的干扰可以通过封装屏蔽等减小或消除;而由于器件或材料物理原因产生的扰动成为决定传感器最小可感知信号的主要因素,这种扰动称为噪声。扭摆式加速度计包括 MEMS 敏感结构和信号检测两部分,加速度

计的噪声也就来源于这两部分。由于摆片尺寸很小,分子的热运动会引起摆片的随机振动,称之为热机械噪声;由于电路器件的物理性质和温度等会引起载流子不规则波动,这会对光或电信号产生影响,称之为电学噪声。对于加速度系统,噪声通常由噪声等效加速度表示。因此,加速度系统的总噪声等效加速度 (TNEA) 由热机械噪声等效加速度 (MNEA) 和电学噪声等效加速度 (ENE A) 决定。

2.1 扭摆式加速度计的热机械噪声分析

由热力学定理可知,在热平衡状态下系统由于分子布朗运动而具有的热能为 $k_B T/2$, 其中, $k_B = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ 为玻尔兹曼常数, T 为绝对温度。随着 MEMS 器件尺寸和质量的减小,空气分子的布朗运动会引起 MEMS 可动摆片的随机振动,导致 MEMS 敏感结构产生了热机械噪声。对于扭转梁结构,其动力学方程为:

$$I \cdot \ddot{\theta} + R \cdot \dot{\theta} + K \cdot \theta = T_{\text{Tor}} \quad (5)$$

其中: I 为摆片的转动惯量, θ 为偏转角, R 为机械阻尼, T_{Tor} 为扭矩。将式 (5) 写成一阶形式如下:

$$I \cdot \frac{d\dot{\theta}}{dt} + R \cdot \dot{\theta} + K \cdot \theta = T_{\text{Tor}} \quad (6)$$

其中, $\dot{\theta}$ 为角速度。在电学中, LC 振荡电路的电流方程如下:

$$L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i + \frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt = U \quad (7)$$

其中 L, R, C, U, i 分别为电感、电阻、电容、电压和电流。根据式 (6) 和 (7) 得出电学与力学对应关系^[4] 如表 1。

表 1 电学与力学对应关系

电学	i	L	R	C	U
机械		I	R	$1/K$	T_{Tor}

导体中由于电子随机热运动,瞬时电流扰动在导体两端产生的噪声电压为电阻的热噪声 U_n :

$$U_n = \sqrt{4k_B \cdot T \cdot R \cdot f} \quad (8)$$

其中, f 为噪声带宽。由表 1 和式 (8) 可得噪声等效扭矩 T_n 如式 (9):

$$T_n = \sqrt{4k_B \cdot T \cdot R_p \cdot f} \quad (9)$$

根据式 (1) 和 (9) 得 MEMS 敏感结构的热机械噪声等效加速度 (MNEA) 为:

$$\text{MNEA} = \frac{\sqrt{4k_B \cdot T \cdot R_p \cdot f}}{(l_2 - l_1) \cdot b \cdot t \cdot (l_1 + l_2)/2} \quad (10)$$

由文献[5]可以计算出 MEMS 敏感结构的压膜阻尼 R 和品质因数 Q

$$R = 2 \cdot \eta \cdot b \cdot f(l_1, l_2) / h^3 \quad (11)$$

$$Q = \sqrt{K I} / R \quad (12)$$

其中, η 为空气动力粘度, $20 \text{ 时} = 18.1 \times 10^{-6} \text{Pa} \cdot \text{s}$, h 为摆片与衬底间距, $f(l_1, l_2)$ 为比例因子, 计算公式如下式。

$$f(l_1, l_2) = \frac{(l_1^2 + l_2^2 - l_1 \cdot l_2)^2 \cdot (l_1 + l_2)}{3} + \frac{l_1 \cdot l_2 (l_2 - l_1)^2 (l_1 + l_2)}{2} - \frac{l_2^3 + l_1^3}{5}$$

根据式 (10)、(11), MNEA 与摆片各参数的关系曲线如图 4 所示。由该图看出, 减小热机械噪声的措施为增加 h, b, t, l_2 , 即增加摆片质量, 减小阻尼或者提高系统品质因数 Q , 其中增大 h 是最有效地减小噪声的措施。图 5 是 [MNEA]、 Q 与 h 的关系曲线。由图 5, [MNEA] 随 h 的增大而减小, 品质因数 Q 随 h 的增大而增大。品质因数 Q 为敏感结构的总能量与一个周期内敏感结构损失能量比值的 2 倍, 为使加速度计系统迅速达到稳定状态而满足动态响应要求, Q 通常为 1 左右。如果提高 Q 值来减小噪声, 必须采用反馈回路才能获得较好的稳定性。

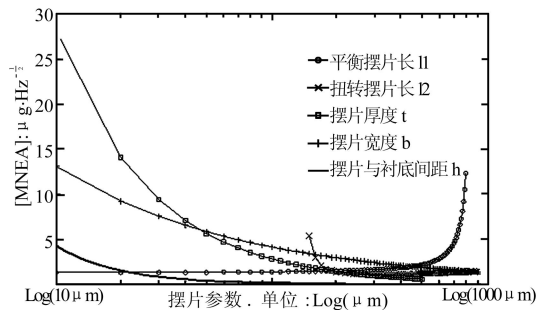


图 4 热噪声等效加速度与摆片参数关系曲线

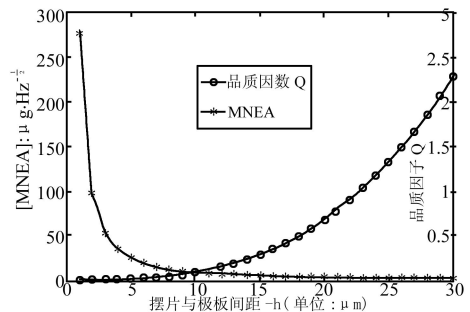


图 5 MNEA、 Q 与间距 h 关系图

根据上述分析对结构参数进行优化, 如表 2 所示。对于电容检测, 为保证初始电容不能太小, 间距 h 通常尽可能取得小, 如 $h = 2 \mu\text{m}$, 此时 Q 远小于 1, 为满足 $Q = 1$ 的动态响应要求, 通常在摆片上打阻尼孔来实现, 工艺实现较复杂。而光电检测方式中对 h 没有限制, 增大 h 至 $24 \mu\text{m}$ 便能满足 Q 值的要求。根据式 (10), 当 $Q = 1$ 时, $\text{MNEA} = 2.4 \mu\text{g}_n / \sqrt{\text{Hz}}$ 。若不考虑动态响应而进一步增加 Q 值, 热机械噪声可得到进一步减小, 如 $Q = 85$ 时, $\text{MNEA} = 0.28$

$\mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$ 。为了达到该 Q 值, 电容检测方式需要采用真空封装来实现, 而光电检测只需继续增大 h 至 $100 \mu\text{m}$ 即可, 工艺实现仍然相对简单。

表2 优化后摆片结构参数(单位: μm)

结构参数	l_1	l_2	b	l	t	w
优化结果	140	900	860	740	100	6

2.2 扭摆式加速度计信号检测的噪声分析

对于两种检测方式的扭摆式加速度计, 加速度变化被 MEMS 敏感器件转化为光或者电信号变化后, 都需要后续处理电路来检测光或电信号的变化。由于信号类型不同, 电路检测的机理不同, 噪声也就不同, 下面分别分析两种检测方式的噪声。

当采用电容检测时, 由于任何两个导体之间都会构成电容, 如摆片与衬底之间会引入很大寄生电容, 所以其检测原理与结构本身决定了电容检测需要在很大的寄生电容下检测很小的电容变化量, 对电路要求很高。由于电路噪声通常主要取决于第一级放大电路^[6-7], 所以只考虑第一级放大电路并引入结构的寄生电容, 差动电容检测简化电路模型如图6所示^[8]。

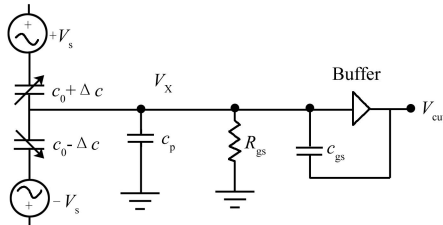


图6 电容检测简化电路模型

其中, V_s 为载波, C_0 为单边初始电容, C_p 为摆片寄生电容, C_{gs} 、 R_{gs} 分别为第一级运放输入电容和输入电阻。 R_{gs} 一般为兆欧级, 以保证流经该电阻的电流远小于信号电流。第一级放大器通常采用单位增益缓冲器以减小信号衰减^[8]。当没有加速度时候, 摆片处于水平位置, 两个检测电容相等均为 C_0 , 有加速度时, 摆片发生扭转, 检测电容分别变为 $C_0 + C$ 和 $C_0 - C$ 。加上载波后, 经过单位增益缓冲器后 $V_{out} = V_x$, 测得到 V_{out} , 便可测出加速度。

电路的噪声通常包括热噪声、闪烁噪声(低频噪声)、温漂噪声、载波波动带来的噪声等。对于图6所示电路, 工作频率远高于闪烁噪声频率, 而且后面的斩波和自举电路可以减小闪烁噪声和温漂噪声^[7]。载波的波动可以采用差分输入敏感接口来抵消, 对于缓冲器的噪声电压与噪声电流, 可以选用精密低噪声缓冲放大器如 OP37 系列来减小, 所以电路噪声主要来源于放大器的热噪声和寄生电容。根

据文献[7,8], 图6所示电路最小可检测电容满足如下关系:

$$\sqrt{\frac{C_{min}/C_0}{f}} = \frac{2.6}{V_s} \sqrt{\frac{k_B T}{f_T \cdot C_0} (1 + \frac{C_p + C_{gs}}{C_0})} \quad (13)$$

其中: C_{min} 为电路可以检测最小电容, f_T 为电路的截至频率, f 为噪声带宽。由文献[9]可知, 电学噪声等效加速度(ENEAA)及总噪声等效加速度(TNEAA)分别为:

$$[ENEAA] = C_{min}/S \quad (14)$$

$$[TNEAA] = \sqrt{[MNEAA]^2 + [ENEAA]^2} \quad (15)$$

其中, $S = C/a$ 为加速度计的静态灵敏度。根据式(13)、(14)和文献[1], 取 $V_s = 0.5 \text{ V}$, $f = 100 \text{ Hz}$, $C_{gs} = 300 \text{ fF}$, $C_p = 500 \text{ pF}$, $f_T = 100 \text{ MHz}$, 计算得 $ENEAA = 3.27 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$ 。由式(15), $Q = 1$ 时, 电容检测式的系统总噪声等效加速度 $TNEAA = 4.06 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$; 若采用真空封装使 $Q = 85$ 时, $TNEAA = 3.28 \mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$ 。

采用光电检测时, 加速度变化引起接收光功率变化, 从而引起 PIN 光电二极管光生电流变化, 经过电流-电压转换电路, 检测到电压变化便可检测加速度变化。电学噪声主要来源为光源波动、第一级放大器的噪声和 PIN 二极管噪声。光源波动可采用参考光路设计来消除; 第一级放大器的噪声来源于运放的噪声电压和噪声电流; PIN 二极管的噪声主要有热噪声和散粒噪声(由光子随机到达光电探测器引起光电流的随机起伏), 另外, 二极管的暗电流和噪声电流也会带来噪声。PIN 二极管的电路模型如图7所示^[10]。

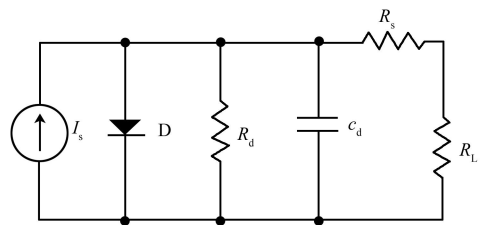


图7 PIN 二极管电路模型

其中: I_s 为 PIN 输出电流; D 为 PN 结等效电路; R_d 为并联电阻, 由二极管耗尽层电阻和污染电阻引起的漏电阻组成, 大小为几十千欧到上百兆欧; C_d 为二极管的结电容, 范围从几皮法到几千皮法; R_s 为串联电阻, 来自电极接触电阻和未耗尽的体电阻, 典型值为十欧到几十欧; R_L 为负载电阻。输出电流 I_s 由光生电流、暗电流和噪声电流组成, 由于暗生电流和噪声电流通常很小, 可以认为输出电流等于光生电流^[11]。根据文献[12-13]可知为使二极管工作在

线性区, 需要选择 R_d 大、 C_d 小的光电二极管, 同时 R_L 尽量小。为满足 R_L 尽量小这一条件, 可以在 PIN 后面接一个“虚短”的运放, 相当于 R_L 为零。根据图 7 并考虑运放的噪声, 建立 PIN - 运放的 $E_n - I_n$ 模型如图 8 所示。

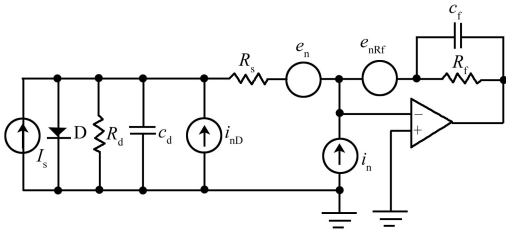


图 8 光电转换电路 $E_n - I_n$ 模型

其中 i_{nD} 为二极管的噪声电流; e_n 和 i_n 分别为运放的噪声电压和噪声电流; $e_{nRf} = \sqrt{4k_B \cdot T \cdot R_f}$ 为反馈电阻 R_f 的热噪声; 电容 C_f 并联在 R_f 两端减小噪声带宽来减小噪声^[13]。根据文献[6], 并联 C_f 后, 一级放大的噪声带宽 f 为 f_0 的 $1/2$ 倍, 即 $f = f_0/2 = 1/(4 \cdot R_f \cdot C_f)$, 其中 $f_0 = 1/(2 \cdot R_f \cdot C_f)$ 。

下面分别讨论各噪声源对输出噪声电压的影响。根据图 8, 并联电阻 R_d 的热噪声经过放大器后输出电压为:

$$E_{nD1} = \sqrt{4k_B \cdot T \cdot R_d \cdot f \cdot (1 + R_f/R_d)} \quad (16)$$

由于二极管的噪声电流为 $10^{-12} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$ 量级, 暗电流在零偏时候很小, 都可以忽略不计。不考虑暗电流和噪声电流, 根据散粒噪声公式^[10] 得到二极管散粒噪声经运放后输出电压为:

$$E_{nD2} = \sqrt{2 \cdot e \cdot I_s \cdot f \cdot R_f} \quad (17)$$

其中, $e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ 为单位电荷电量。 I_s 为信号电流, $I_s = P_r \cdot S$, P_r 、 S 分别为二极管接受的光功率和二极管的响应度。

运放的噪声电压 e_n 经运放后输出电压:

$$E_{nD3} = \sqrt{e_n^2 \cdot f \cdot (1 + R_f/R_d)} \quad (18)$$

运放的噪声电流 i_n 的输出噪声电压为:

$$E_{nD4} = \sqrt{i_n^2 \cdot f \cdot R_f} \quad (19)$$

反馈电阻一般很大, 热噪声不能忽略, 该噪声对输出噪声电压贡献为:

$$E_{nD5} = \sqrt{e_{nRf}^2 \cdot f \cdot (1 + R_f/R_d)} \quad (20)$$

当然, 放大器的温度失调电压和失调电流对运放的输出噪声电压也有影响, 但是对于精密运放来说, 这些影响可以忽略。根据上面分析, 整个电路输出噪声电压 E_n 为^[14]:

$$E_n = \sqrt{E_{nD1}^2 + E_{nD2}^2 + E_{nD3}^2 + E_{nD4}^2 + E_{nD5}^2} \quad (21)$$

电路可探测光功率 P_{\min} 经过二极管转换为信号

电流 $I_s = P_{\min} \cdot S$, I_s 经运放后信号电压 E_s 为:

$$E_s = I_s \cdot R_f = P_{\min} \cdot S \cdot R_f \quad (22)$$

从而得出信噪比:

$$\text{SNR} = E_s / E_n \quad (23)$$

选取北京海特光电公司生产的 PIN30712 光电二极管, 响应度为 $S = 0.85 \text{ A/W}$ 、结电容 $C_d = 12 \text{ pF}$ 、 $R_d = 100 \text{ M}$ 。取反馈电阻 $R_f = 10 \text{ M}$ 、 $C_f = 250 \text{ pF}$, 第一级放大器选择 AD549k, 其噪声电压和噪声电流在 1 kHz 带宽内分别为: $e_n = 35 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $i_n = 0.16 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, 根据以上参数可得输出端噪声电压 E_n , 信噪比 SNR, 最小可探测功率 P_{\min} 对应关系如表 3:

表 3 输出端噪声电压 E_n 、信噪比 [SNR] 与最小可探测功率 P_{\min} 关系

$E_n/\mu\text{V} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	1.49	1.48	1.48
SNR	114	11	1.1
P_{\min}/nW	0.2	0.02	0.002

根据式 (3)、(4) 及表 2 参数, 得偏角 θ 和 CR_p 与加速度 a 关系如式 (24) 和 (25):

$$\theta = 6.8 \times 10^{-5} \cdot a \cdot \text{rad}/(\text{m/s}^2) \quad (24)$$

$$CR_p = \exp(- (1.36 \times 10^{-4} \cdot k \cdot a)^2 / 10^8) \quad (25)$$

取 $a = g$ 为初始位置, 设 a 是能检测最小加速度, CR_p 是 a 对应的耦合效率变化。设光源功率为 P_0 , 则需要电路能检测的最小功率 $P = P_0 \cdot C_p$, 根据式 (24) 和 (25), 取入射光波长 $\lambda = 1550 \text{ nm}$, 对于不同 P_0 , 最小可探测加速度 a 与电路需检测最小功率 P 关系到表 4。

表 4 可探测加速度 a 、电路需检测功率 P 的关系

$P_0 = 0.1 \text{ mW}$	$a/\mu g_n$	5	0.5	0.05
$P_0 = 1 \text{ mW}$	$a/\mu g_n$	0.5	0.05	0.005
电路需检测功率 P/nW		0.2	0.02	0.002

由表 3 和 4, 取放大器输出端信噪比为 11, 光源功率 $P_0 = 0.1 \text{ mW}$ 时 $a = 0.5 \mu g_n$, $P_0 = 1 \text{ mW}$ 时 $a = 0.05 \mu g_n$, 可见, 提高光源功率可以提高最小可探测加速度 a 。目前商业化 FP 激光器的出纤功率一般可达 4 mW , 表明光电检测可探测最小加速度能进一步减小。对光电检测的热机械噪声等效加速度 MNEA, $Q = 1$ 时为 $2.4 \mu g_n/\sqrt{\text{Hz}}$, $Q = 85$ 时为 $0.28 \mu g_n/\sqrt{\text{Hz}}$, 取噪声带宽为 1 Hz 时热机械噪声分别为 $2.4 \mu g_n$ 和 $0.28 \mu g_n$, 都与 $P_0 = 1 \text{ mW}$ 时能分辨的加速度 $0.05 \mu g_n$ 有量级的差别, 而且噪声带宽一般为上百赫兹, 这意味热机械噪声会更大, 系统总噪声由热机械噪声决定。根据式 (15), 当 $Q = 1$ 时, 光电检测式系统总噪声等效加速度 TNEA 2.4

$\mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$; $Q=85$ 时, $TNEA/TNEA = 0.28\mu g_n / \sqrt{\text{Hz}}$ 。

2.3 电容检测与光电检测加速度计噪声特性比较

根据上面分析,将电容检测与光电检测两种方式的扭摆式加速度计的噪声特性与实现工艺进行对比,得到表5,如下所示。

表5 电容检测与光电检测的噪声特性与工艺比较

Q值	工艺条件	电容检测	光电检测
Q=1	$TNEA/\mu g_n \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	4.06	2.4
	是否打阻尼孔	是	否
Q=85	$TNEA/\mu g_n \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	3.28	0.28
	是否真空封装	是	否

从表5可见,无论是在 $Q=1$ 还是对于高 Q 值,与电容检测方式相比,光电检测都有更小的系统总噪声等效加速度,而且对噪声特性要求越高的场合,光电检测的优势越明显。同时,光电检测的工艺实现相对简单。

3 结论

从制造工艺上看,电容检测式必须使摆片与衬底间距尽可能小,为达到 Q 值要求或者减小热机械噪声通常需要打阻尼孔或真空封装;而光电检测式不受该间距的限制,增加便能满足 Q 值要求并得到较小的热机械噪声,工艺实现简单。从噪声特性上看,对于相同的 MEMS 敏感结构,在相同的 Q 值下,光电检测与电容具有相同的热机械噪声,但光电检测具有更小的电学噪声,从而具有更小的系统总噪声。综合得出,与电容检测相比,光电检测具有简单的工艺,较小的噪声,而且,光电检测具有电磁免疫,传感头无源和传输距离远等优点,因此对扭摆式加速度计, MEMS 与光纤传感相结合的新型 MEMS 光电检测技术比传统的电容检测技术具有更大优势,有更广阔的应用前景。

参考文献:

[1] 高钟毓,赵长德,张嵘,董景新. 微机械加速度计的研究[J]. 清

华大学学报,1998,38(11):4-8.

- [2] 罗晓章,周百令. 扭摆式硅微机械加速度计的研究[J]. 仪器仪表学报,2000,21(1):32-34.
- [3] Shifu Yuan and Nabeel A. Riza. General Formula for Coupling-Loss Characterization of Single-Mode Fiber Collimators by Use of Gradient-Index Rod Lenses[J]. Applied Optics, 1999,38(15):3214-3222.
- [4] Zoran Djuric. Mechanisms of Noise Sources in Microelectromechanical Systems[J]. Microelectronics Reliability, 2000, 40:919-932.
- [5] Minhang Bao, Yuanchen Sun, Jia Zhou and Yiping Huang. Squeeze-Film Air Damping of a Torsion Mirror at a Finite Tilting Angle[J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2006,16:2330-2335.
- [6] 曾庆勇. 微弱信号检测[M]. 第二版,浙江大学出版社,1993:10-12,27.
- [7] Bernhard E. Boser and Roger T. Howe. Surface Micromachined Accelerometers[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1996, 31(3):336-375.
- [8] Bernhard E. Boser. Electronics for Micromachined Inertial Sensors[C]// International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, 1997. 16-19.
- [9] Pejman Monajemi and Farrokh Ayazi. Design Optimization and Implementation of a Microgravity Capacitive HAPRSS Accelerometer[J]. IEEE Sensors Journal, 2006,6(1):39-46.
- [10] 钱浚霞,郑肩立. 光电探测技术[M]. 机械工业出版社,1991:34-45.
- [11] 梁万国,罗森林,周思永,郭正强. 光电探测器的设计[J]. 半导体光电, 1998,19(1):51-55.
- [12] 郭正强,于靖,吴石明. 使用硅光电二极管测量激光功率时的几个问题[J]. 激光与光学, 1986(1):8-13.
- [13] 刘卫东,刘延冰,刘建国. 光电检测电路的设计[J]. 电测与仪表, 1999,36(4):28-31.
- [14] Janos P. Makai and Jozsef J. Makai and Janos Balazs. Noise Characteristics of Bootstrapped Photovoltaic and Photoconductive Detectors[C]// Part of the SPIE Conference on Electronics for Solid State Sensors, 1999, SPIE 3794:108-114.



曾凡林(1979-),男,硕士研究生,目前主要从事 MEMS 工艺与光学 MEMS 器件研究, simzfl@gmail.com



吴亚明(1966-),男,博士后,中科院上海微系统与信息技术研究所研究员、博士生导师、光器件课题组组长,研究兴趣包括 MEMS 技术、集成光学技术、MEMS 光通信器件和光纤传感技术, yamingwu@mail.sim.ac.cn