

IEPE 加速度计电路噪声分析*

杨 哲, 曹丽芳, 王玉田, 侯培国, 李泓锦, 程朋飞, 潘 钊

(燕山大学电气工程学院 秦皇岛, 066004)

摘要 研究压电集成电路加速度计的主要噪声源,利用 E_n-I_n 噪声模型将内部噪声源等效输入端,实现了输入噪声和输入信号的直接对比,能容易得到噪声对信号的影响。将 Y- Δ 变换原理引入 T 型网络噪声分析,降低噪声分析难度。通过对电路噪声的分析,在宽频范围内推导出可用于计算 IEPE 加速度计电路本底噪声的公式。将理论计算值与 PSpice 软件噪声分析所得值进行了对比,证明二者具有良好的相关性,同时得出了各噪声源在输入端对总噪声的贡献,提出了在不同频段内降低总噪声的方法,为 IEPE 加速度计电路的低噪声设计、参数选择和性能优化提供了理论依据。实验样机的实际值与理论值的对比结果表明,此法对于 IEPE 加速度计电路低噪声设计具有应用价值。

关键词 IEPE 加速度计; 电路噪声; 电荷放大器; PSpice 软件

中图分类号 TH73; TH823

引 言

压电集成电路(Integral electronics piezoelectric, 简称 IEPE)加速度计是利用正压电效应来测量振动加速度的传感器。它将加速度信号有效地转化为电信号,具有宽动态范围、宽频率响应、宽工作温度范围、低输出阻抗、高灵敏度,且易于实现小型化等优点^[1]。压电加速度计作为首选振动测量传感器,已经广泛应用于水利、采矿、交通、航空和建筑等部门的振动和冲击测试、信号分析、振动校准实验等^[2]。

目前,对于低频微弱振动信号的测量仍是一个难题。IEPE 加速度计的各种噪声源直接影响测量系统的信噪比、分辨率等性能指标。因此,研究 IEPE 加速度计的噪声特性对提高测量数据质量和设计高性能加速度测量系统具有重大意义。目前国内有关 IEPE 加速度计噪声分析的文献很少,国内几乎为空白。1993 年 Schloss^[3]对压电加速度计的噪声源进行了分析,但其忽略了场效应管沟道热噪声和 $1/f$ 噪声的影响。1996 年 Gabrielson^[4]对加速度计各噪声进行了定性分析,但没有分析具体计算表达式。2005 年,Levinzon^[5]对 IEPE 加速度的各噪声源建立的噪声模型,推导出了具体的计算公式,但在电路噪声分析时对偏置电阻只做了简单概述,并没有对复杂的 T 型网络做整体的噪声分

析^[5]。针对以上噪声分析的不足之处,笔者将对 IEPE 加速度各噪声源进行详细的分析,建立整体噪声模型,推导出了可用于计算 IEPE 加速度计电路本底噪声的公式,提出降低总噪声的方法,为 IEPE 加速度计电路的低噪声设计、参数选择和性能优化提供理论依据。

1 IEPE 加速度计工作原理

IEPE 加速度计主要由压电变换器和电荷放大器两部分组成,图 1 为其等效原理图。

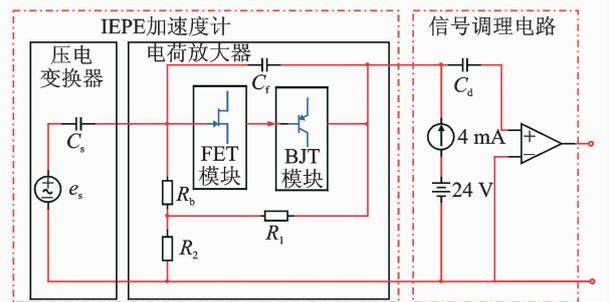


图 1 IEPE 加速度计原理图

Fig. 1 The schematic of IEPE accelerometer

压电变换器能够感受加速度信号并将其转化为电信号^[6]。在压电片上有力作用和撤消时,内部介质产生极化现象,电荷的产生与消失类似于电容器的充

* 国家自然科学基金资助项目(61471312,61403333);河北省青年科学基金资助项目(F2015203072)
收稿日期:2015-03-08;修回日期:2015-04-09

电与放电,因此在做 IEPE 加速度计本底噪声分析时可将其等效为一个电容器,如图 1 中的 C_s , e_s 为信号源电动势,相当于压电变换器的开路输出电压。

电荷放大器的作用是将压电变换器输出的电荷信号转化为电压信号同时对其进行放大^[7]。电荷放大器多利用运算放大器为核心元件,但运算放大器的噪声相对较大。为了获得更低的噪声,笔者采用分立元件构成电荷放大器,主要包括两部分,结型场效应管(junction field-effect transistor,简称 JFET)模块和双极型三极管(bipolar junction transistor,简称 BJT)模块。JFET 具有高输入阻抗的特性用以匹配压电变换器的高输出阻抗。BJT 的输出阻抗很低,能够使后级电路获得更大的有用信号。此外,电荷放大器还包含用以放大电荷信号的交流反馈电路和为 JFET 提供静态工作点的直流偏置电路。

信号调理电路为电荷放大器供电,同时对被测信号进行后续放大。去耦电容 C_d 在信号调理电路输入端消除传感器输出直流偏置电压。供电电路采用两线制(输出端和电路地),供电信号包含输出信号。

2 IEPE 加速度计电路噪声源分析

IEPE 加速度计加速度计电路本底噪声主要由电荷放大器提供。电荷放大器噪声是由 JFET 噪声、BJT 噪声和偏置电路电阻热噪声构成的。但是由于第 1 级(输入级)增益足够大,因此第 2 级(BJT 输出级)噪声可以被忽略,不对其进行详细分析。

2.1 电阻热噪声

电阻热噪声是由于导体内部载流子的无规则热运动产生的。带电载流子的这种无规则运动会在导体内部形成很多微小的电流波动。这些瞬时电流扰动会在导体两端产生噪声电压。电阻热噪声选诺顿电流噪声模型表示形式,如图 2 所示。

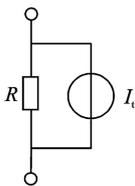


图 2 诺顿电流噪声模型

Fig. 2 The Norton current noise model

因此电阻开路热噪声电压有效值 E_t 和短路热噪声电流有效值 I_t 分别为

$$E_t = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (1)$$

$$I_t = \frac{E_t}{R} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}} \quad (2)$$

其中: k 为波尔兹曼常数; T 为热力学温度; R 为电阻值; Δf 为噪声带宽。

由此可知,电阻热噪声与频率无关,是一种白噪声。

2.2 JFET 噪声

JFET 噪声源包括沟道热噪声、感应栅噪声、栅极散粒噪声和 $1/f$ 噪声。

1) 沟道热噪声

JFET 是通过调制导电沟道的电阻来工作的。由上面的分析可知电阻性器件中存在热噪声,JFET 沟道中也存在沟道热噪声。沟道热噪声电流 I_{td} 的一般表达式为

$$I_{td} = \sqrt{4kT\left(\frac{2g_m}{3}\right)\Delta f} \quad (3)$$

其中: g_m 为 JFET 的正向跨导。

为了计算方便,沟道热噪声还可用等效到栅极输入端的噪声电压 E_{td} 表示为

$$E_{td} = \frac{I_{td}}{g_m} = \sqrt{4k_B T\left(\frac{2}{3g_m}\right)\Delta f} \quad (4)$$

2) 感应栅噪声

在高频时,沟道载流子的无规则热运动使栅极电压出现相应的起伏的感应栅噪声。此噪声与沟道热噪声是同源噪声,具有相关性。但只在频率接近于 JFET 的截止频率时噪声才较显著,因此分析时将其忽略^[8]。

3) 散粒噪声

在半导体器件中,载流子流过势垒区的数目是一个随机过程^[9],这使得流动着的载流子数目在其平均数附近发生统计起伏,由此而引起电流的瞬时涨落称为散粒噪声。

JFET 中存在 PN 结,流过其势垒区的平均直流电流即为反偏漏电流 I_{GSS} ,引起的散粒噪声电流 I_s 表达式为

$$I_s = \sqrt{2qI_{GSS}\Delta f} \quad (5)$$

其中: q 为电子电量; I_{GSS} 为 JFET 反偏漏电流; Δf 为噪声带宽。

4) $1/f$ 噪声

$1/f$ 噪声主要是由与污染和结晶缺陷有关的陷阱引起的^[10]。JFET 中的 $1/f$ 噪声是由漏极偏置电流引起的,可由噪声源 I_t 来表示为

$$I_f = \sqrt{K_f \frac{I_D^\alpha}{f} \Delta f} \quad (6)$$

其中： I_D 为漏极偏置电流； K_f 为给定器件的常数； α 为 0.5~2 之间的常量，对 JFET 而言通常近似等于 1。

3 E_n - I_n 噪声模型

为使问题简化明确，在噪声性能分析中，先把内

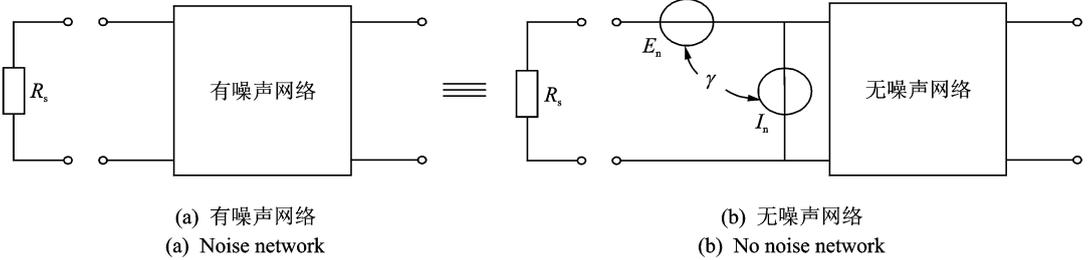


图 3 E_n - I_n 噪声模型代表二端口网络噪声

Fig. 3 The noise model of E_n - I_n represents two-port network noise

用此方法对 JFET 模块进行噪声建模。由上可知，JFET 主要噪声源包括沟道热噪声 I_{td} ， $1/f$ 噪声 I_f ，散粒噪声 I_s 。其低频噪声电路和 E_n - I_n 等效噪声模型分别如图 4 和图 5 所示，二端口分别用 g 和 d 表示。

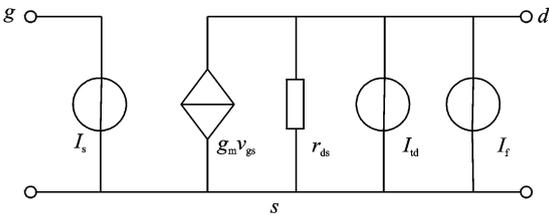


图 4 JFET 模块噪声电路

Fig. 4 The noise circuit of the JFET module

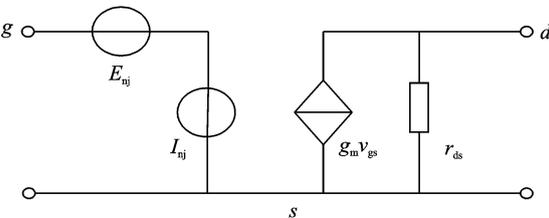


图 5 JFET 模块 E_n - I_n 噪声模型

Fig. 5 The noise model E_n - I_n of the JFET module

对于任意源阻抗 R_s ，两个电路会产生相同的输出噪声，得到

$$E_{nj} g_m + I_{nj} R_s g_m = I_s R_s g_m + I_{td} + I_f \quad (7)$$

部噪声源折合到输入端用其等效输入噪声源来表示，再通过等效输入噪声源来分析二端口网络的噪声性能^[11]。此方法可以直接将输入噪声和输入信号进行对比，能够容易地得到噪声对信号的影响。

为了完整、正确地反映内部噪声，网络内部噪声源必须用一个等效噪声电压源 E_n 和一个等效噪声电流源 I_n 来共同表示，如图 3 所示。如果已知内部噪声源，便可利用电路原理的知识求得两个等效噪声源 E_n 和 I_n ^[12]。

由于 JFET 各噪声源的大小与 R_s 取值无关，因此令 $R_s = 0$ ，即可求出 E_{nj} 和 I_{nj} 分别为

$$E_{nj} = \frac{I_{td} + I_f}{g_m} \quad (8)$$

$$I_{nj} = I_s \quad (9)$$

JFET 模块等效输入噪声电压和电流均方值表达式为

$$E_{nj}^2 = \frac{I_{td}^2 + I_f^2}{g_m^2} = 4kT \left(\frac{2}{3g_m} \right) \Delta f + K_f \frac{I_D^\alpha}{g_m^2 f} \Delta f \quad (10)$$

$$I_{nj}^2 = I_s^2 = 2q I_{GSS} \Delta f \quad (11)$$

4 电荷放大器电路整体噪声分析

为求出电荷放大器输入端总的等效噪声，需对电荷放大器电路进行整体噪声分析。上文已求出 JFET 模块输入端的等效噪声，为便于分析将 JFET 模块和 BJT 模块的组合等效成一个运算放大器。电荷放大器电路噪声源包括 JFET 模块等效输入噪声和 T 型网络电阻热噪声。由于 T 型网络是三端口网络，为便于分析利用 Y- Δ 等效变换可得到如图 6 所示的等效噪声电路，其输入端和输出端分别用 in 和 out 表示。

下面分析图 6 中的各噪声源在输出端的噪声贡献。

1) E_{t12} 、 E_{t13} 和 E_{t23} 在输出端的噪声贡献 E_{t12o} 、

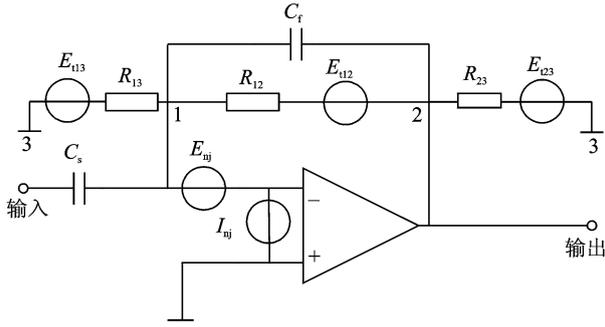


图 6 T 型网络 Y-Δ 变换等效噪声电路

Fig. 6 The T networks Y-Δ transform equivalent noise circuit

E_{t13o} 和 E_{t23o}

首先,将输入端和其他各噪声源置 0,可得节点 1 的电势为 0。然后在节点 1 利用 KCL 求得 E_{t12} 在输出端的噪声贡献 E_{t12o}

$$E_{t12o} = \frac{Z_{Cf}}{R_{12} + Z_{Cf}} E_{t12} \quad (12)$$

然后,将输入端和其他各噪声源置 0,可得节点 1 的电势为 0。在节点 1 利用 KCL 求的 E_{t13} 在输出端的噪声贡献 E_{t13o}

$$E_{t13o} = -\frac{R_{12} // Z_{Cf}}{R_{13}} E_{t13} \quad (13)$$

最后,将输入端和其他各噪声源置 0,可得节点 1 的电势为 0。在节点 1 利用 KCL 求得 E_{t23} 在输出端的噪声贡献 E_{t23o}

$$E_{t23o} = 0 \quad (14)$$

由以上结果可求得,电荷放大器内部噪声源在输出端的总噪声电压均方值 E_{out}^2 除以电荷放大器增益的平方 A^2 ,便可求出电荷放大器的等效输入噪声电压均方值 E_{in}^2 ,计算公式如下

$$E_{in}^2 = \frac{E_{out}^2}{K^2} \quad (15)$$

2) E_{nj} 在输出端的噪声贡献 E_{njo} 和 I_{nj} 在输出端的噪声贡献 E'_{njo}

首先,将输入端和其他各噪声源置 0,可得节点 1 的电势为 E_{nj} 。求得 E_{nj} 在输出端的噪声贡献 E_{njo} 为

$$E_{njo} = \left(1 + \frac{R_{12} // Z_{Cf}}{R_{13} // Z_{Cs}}\right) E_{nj} \quad (16)$$

再将输入端和其他各噪声源置 0,可得节点 1 的电势为 0,因此 R_{13} 和 C_s 两端的电势差均为 0,二者均无电流流过。在节点 1 利用 KCL 求得 I_{nj} 在输出端的噪声贡献 E'_{njo}

$$E'_{njo} = -(R_{12} // Z_{Cf}) I_{nj} \quad (17)$$

以上结果可求得电荷放大器内部噪声源在输出端的总噪声电压均方值 E_{out}^2 ,其计算公式如下

$$E_{out}^2 = E_{njo}^2 + E'_{njo}{}^2 + E_{t12o}^2 + E_{t13o}^2 + E_{t23o}^2 \quad (18)$$

将式(12)~(17)代入式(18),可得 E_{in}^2 的最终表达式为

$$E_{in}^2 = \left[\left(1 + \frac{C_f}{C_s}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2 C_s^2 (R_b + R_1 // R_2)^2} \right] \left[4kT \cdot \left(\frac{2}{3g_m}\right) \Delta f + K_f \frac{I_D^a}{g_m^2 f} \Delta f \right] + \frac{2qI_{GSS} \Delta f}{\omega^2 C_s^2} + \frac{4kT \Delta f}{\omega^2 C_s^2 (R_b + R_1 // R_2)} \quad (19)$$

求得电荷放大器的等效输入噪声电压谱密度为

$$S(f) = \frac{E_{in}^2}{\Delta f} = \left[\left(1 + \frac{C_f}{C_s}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2 C_s^2 (R_b + R_1 // R_2)^2} \right] \times \left[4kT \left(\frac{2}{3g_m}\right) + K_f \frac{I_D^a}{g_m^2 f} \Delta f \right] + \frac{2qI_{GSS}}{\omega^2 C_s^2} + \frac{4kT}{\omega^2 C_s^2 (R_b + R_1 // R_2)} \quad (20)$$

5 仿真与分析

利用 PSpice 在低频段(1 Hz~100 kHz)对电路进行噪声分析,如图 7 所示。其中:横轴代表频率;纵轴代表等效输入噪声电压谱密度。将其与推导出的理论值进行对比,如图 8 所示。二者具有良好的相关性,证明了上述噪声分析方法以及所推导噪声公式的正确性。由推导出的等效输入噪声电压谱密度公式可以得到低噪声电荷放大器设计原则:a. 选取 JFET 时尽可能选择高 g_m 和低 I_{GSS} 的元件;b. 对于直流偏置电路的设计,在满足所需直流偏置电压时,适当提高 R_b, R_1 和 R_2 的值可降低噪声。

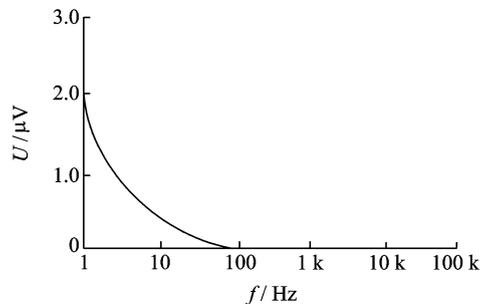


图 7 PSpice 噪声分析结果

Fig. 7 The noise analysis result by PSpice software

利用推导出的电荷放大器等效输入噪声电压谱密度公式,可分别求得各噪声源在输入端的噪声贡

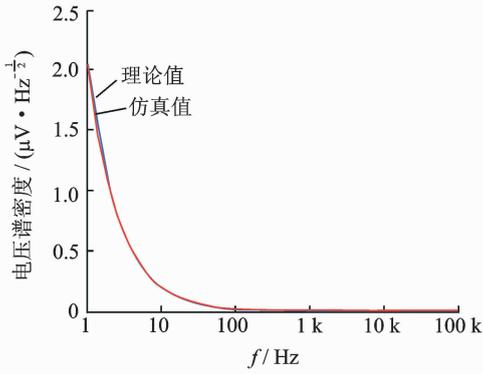


图8 理论与仿真对比图

Fig. 8 The theory and simulation comparison chart

献,如图9所示。其中:曲线a代表T型网络电阻热噪声;曲线b代表JFET栅极散粒噪声;曲线c代表JFET $1/f$ 噪声;曲线d代表JFET沟道热噪声。当 $f \leq 230$ Hz时,T型网络电阻热噪声占主导地位,频率越低此噪声在等效输入噪声中所占比重越大,因此,在较低频段内主要通过降低T型网络电阻热噪声来降低总噪声,例如适当提高 R_b 的值。当 $f > 230$ Hz时,JFET沟道热噪声贡献最大,频率越高其在等效输入噪声中所占比重越大。因此在较高频段内,主要通过降低JFET沟道热噪声来降低总噪声,例如选择更高 g_m 和更低 I_{GSS} 的JFET。

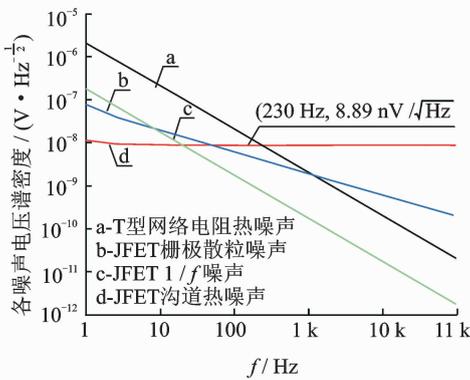


图9 各噪声源在输入端的噪声贡献

Fig. 9 The noise contribution of every noise resource at the input

6 样机噪声测试

为比较降噪设计的效果,制作了IEPE加速度计电荷放大电路供研究重点平面剪切型压电结构的实验样机进行噪声测试,如图10所示。样机性能如表1所示。



图10 实验样机照片

Fig. 10 The photo of the experimental prototype

表1 样机性能参数

Tab. 1 The performance parameters of the prototype

灵敏度/ ($V \cdot (m \cdot s^{-2})^{-1}$)	工作 频率/Hz	谐振 频率/Hz	供电 电压/V	供电 电流/mA	输出偏 置电压/V	质量/ g
1	0.1~2 k	8 k	+24	4	+12	125

数据采集卡的采样频率设定为25.6 kHz,采样时间设定为10.66 min,分析频率范围为0~10 Hz。噪声信号由数据采集卡采集后经USB数据线传到主机,由分析软件经频谱分析得到噪声电压谱密度实际值和理论计算值,对比如图11所示。

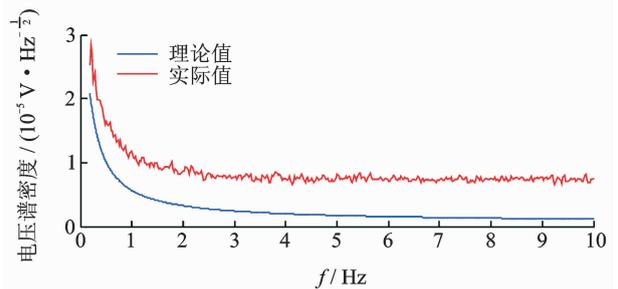


图11 理论值与实际值对比图

Fig. 11 The comparison chart of the theory and actual value

由图11可以看出,理论曲线与实际曲线有相同的变化趋势,算得二者相关系数为0.9704,表明两条曲线具有很好的相关性。尽管纵坐标上有一定误差,但在 $10^{-6} \sim 10^{-5} V/\sqrt{Hz}$ 量级上进行噪声估计时,此误差属于可接受范围。上述对比分析结果证明,利用推导出的电路噪声谱密度理论表达式对电路噪声进行估算的方法是有效的,其误差在允许范围内。

7 结束语

笔者对所设计的IEPE加速度计电路进行了噪

声分析,在宽频范围内推导出了可用于计算 IEPE 加速度计电路本底噪声的公式。将理论计算值与 PSpice 软件噪声分析所得值进行了对比,证明二者具有良好的相关性,说明了所推导出的噪声公式的正确性和有效性。同时,利用推导出的噪声公式得出了各噪声源在输入端对总噪声的贡献,提出了在不同频段内降低总噪声的方法。这些研究内容为 IEPE 加速度计电路的低噪声设计、参数选择和性能优化提供了理论依据。实验样机得到的电路噪声谱密度曲线的实际值与理论值的结果进一步表明,在一定误差允许范围内,此方法可以用于指导 IEPE 加速度计的低噪声设计。

参 考 文 献

- [1] 李翠,李效民,钟美芳. 压电式加速度传感器的智能应用[J]. 实验室研究与探索,2010,29(10):231-234.
Li Cui, Li Xiaomin, Zhong Meifang. Intelligent application of piezoelectricity type acceleration sensor[J]. Research and Exploration in Laboratory, 2010, 29(10):231-234. (in Chinese)
- [2] Sharapov V. Piezoceramic sensors [M]. Berlin: Springer Berlin Heidelberg, 2011:381-408.
- [3] Schloss F. Accelerometer noise[J]. Sound and Vibration, 1993,2(27):22-23.
- [4] Gabrielson T B. Modeling and measuring self-noise in velocity and acceleration sensors[C]// Acoustic Particle Velocity Sensors: Design, Performance, and Applications. American Institute of Physics: AIP Publishing, 1996:1-48.
- [5] Levinzon F A. Noise of piezoelectric accelerometer with integral FET amplifier[J]. IEEE Sensors Journal, 2005,5(6):1235-1242.
- [6] 褚祥诚,徐亚楠,袁松梅,等. 基于 PVDF 的新型高速公路压电动态称重传感器[J]. 振动、测试与诊断,2013,33(3):351-356.
Chu Xiangcheng, Xu Yanan, Yuan Songmei, et al. A novel WIM sensor for highway based on PVDF piezoelectric material[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2013,33(3):351-356. (in Chinese)
- [7] 徐志伟,陈杰,张磊,等. 用于智能蒙皮的集成化动静态测试系统设计[J]. 振动、测试与诊断,2014,34(3):463-466.
Xu Zhiwei, Chen Jie, Zhang Lei, et al. Design of testing system on dynamic and static parameter used in smart skin[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2014,34(3):463-466. (in Chinese)
- [8] 张东,姜岩峰,于明. 基于带隙基准源电路的噪声分析[J]. 电子测量与仪器学报,2011,25(12):1036-1040.
Zhang Dong, Jiang Yanfeng, Yu Ming. Noise analysis based on bang-gap reference circuit[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2011,25(12):1036-1040. (in Chinese)
- [9] 戴逸松. 微弱信号检测方法及其仪器[M]. 北京:国防工业出版社,1994:51-53.
- [10] 陈文豪,杜磊,庄奕琪,等. 电子器件散粒噪声测试方法研究[J]. 物理学报,2011,60(5):159-166.
Chen Wenhao, Du Lei, Zhuang Yiqi, et al. Shot noise measurement methods in electronic devices[J]. Acta Physics Sinica, 2011,60(5):159-166. (in Chinese)
- [11] 陈文豪. 电子元器件低频电噪声测试技术及应用研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2012.
- [12] Gray P R, Hurst P J, Meyer R G, et al. Analysis and design of analog integrated circuits[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2008:768-769.



第一作者简介:杨哲,女,1989年6月生,博士生。主要研究方向为光电检测与光纤传感技术。曾发表《基于 EMD-LWT 的低浓度石油类污染物荧光光谱去噪法》(《光学学报》2016年第36卷第5期)等论文。

E-mail: zheyang_her@163.com

通信作者简介:侯培国,男,1968年9月生,博士、教授。主要研究方向为智能控制、智能仪器研究与设计及光电检测技术。

E-mail: pghou@ysu.edu.cn

