

# 红外探测器用偏置电压源的设计及其低频噪声测量

陈坦坦, 姚立斌, 毛文彪, 周立钢, 张宝辉, 李中文

(昆明物理研究所, 云南 昆明 650223)

**摘要:** 红外成像系统利用光学系统和红外探测器接收目标物体的红外辐射, 并将红外辐射分布图以人眼可观测的方式显示出来。成像处理电路功能包括为探测器提供电源、偏置电压和驱动信号使探测器能够正常工作。偏置电压源的噪声将给探测器的输出引入噪声, 增大系统的 NETD, 降低系统性能。在设计低噪声偏置电压源的基础上, 采用经典噪声测量电路对偏置电压源的噪声进行了测量。为测量偏压源的低频噪声, 噪声测量电路分为前置放大电路和 0.1~10 Hz 滤波电路。对红外探测器用偏置电压源各级电压进行噪声测量后, 得出了噪声值最小的红外探测器用偏置电压源的设计方案。

**关键词:** 红外探测器; 偏置电压源; 噪声测量电路; 噪声测量

中图分类号: TN215

文献标识码: A

文章编号: 1001-8891(2018)03-0233-08

## Design and Low Frequency Noise Measurement of Bias-Voltage Source for Infrared Detector

CHEN Tantan, YAO Libin, MAO Wenbiao, ZHOU Ligang, ZHANG Baohui, LI Zhongwen

(Kunming Institute of Physics, Kunming 650223, China)

**Abstract:** The infrared imaging system utilizes an optical system and an infrared detector to receive the infrared radiation of the target object and handle the infrared radiation distribution in a way that is visible to the human eye. The functions of the imaging processing circuit include providing power supply, bias voltage, and the drive signal for the detector. The noise of the bias voltage source introduces noise to the output of the detector, increases the noise equivalent temperature difference (NETD) of the system and lowers the system performance. In this study we employ a classic noise measurement circuit to measure the noise of bias voltage on the basic design of the low noise bias voltage source. In order to measure the low frequency noise, the measurement circuit can be divided into the pre-amplifier and the 0.1-10 Hz filter. We developed a program for the low noise bias voltage source for the noise measurement of bias voltage.

**Key words:** infrared detector, bias voltage source, noise measurement circuit, noise measurement

## 0 引言

红外辐射是指频段介于可见光和微波之间的电磁波, 波长为 0.76~1000  $\mu\text{m}$ 。人眼无法直接观察到红外辐射, 通常把它转换为其他易于测量的物理量并将其分布图以人眼可观测的方式显示出来, 该过程即为红外成像<sup>[1]</sup>, 其核心是红外探测器。红外探测器在一定偏置电压下, 将红外信号转换为电信号, 通过读出电路对电信号进行积分、放大、模数转换等处理, 最终还原目标信息。

红外探测器读出电路主要有直接注入型 (DI)、缓冲直接注入型 (BDI)、电容反馈跨阻放大器 (CTIA)

等, 以 DI 结构为例, 其典型电路结构如图 1 所示<sup>[2]</sup>。该电路中, 由偏置电压  $V_{\text{Gpol}}$ 、 $V_{\text{RST}}$  和电源电压  $V_{\text{DDA}}$  保证电路稳定工作, 其中偏置电压  $V_{\text{Gpol}}$ 、 $V_{\text{RST}}$  的性能将直接影响输出电压  $V_{\text{out}}$  的噪声。此外, 红外探测器的正常工作还需要其他偏置电压。为避免由偏置电压源引入的噪声导致系统性能下降, 应保证偏置电压源稳定低噪。

因此, 对红外探测器用偏置电压源进行噪声测量可以得到偏置电压源的噪声值, 对偏置电压源的设计及后级成像处理电路具有重要意义。

## 1 噪声测量原理

收稿日期: 2017-09-08; 修订日期: 2017-10-23.

作者简介: 陈坦坦 (1990-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为红外技术驱动电路设计。E-mail: Ctt\_0204@163.com.

通信作者: 姚立斌 (1968-), 男, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为混合信号集成电路设计。E-mail: libin.yao@gmail.com.

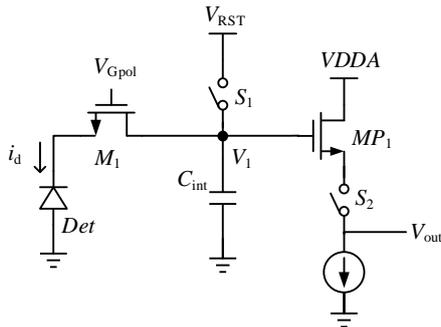


图1 直接注入型典型电路

Fig.1 The typical circuit of direct injection

### 1.1 测量带宽的选取

在实际电路中，噪声是随机出现的，具体幅值不能被预测，但可通过测量噪声的平均功率来衡量噪声的大小。平均功率的定义如式(1)所示：

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2+T} v^2(t) dt \quad (1)$$

式中： $v(t)$ 为周期型电压； $T$ 为电压周期； $P_{av}$ 为平均功率。另外，也可使用功率谱密度（PSD）来衡量噪声大小。一般情况下电路噪声频谱密度如图2所示。高频噪声为白噪声，其频谱密度不会随频率而变化。在低频条件下，随频率的降低，噪声频谱密度会以3 dB/倍频上升，密度在此区域与频率成反比，所以噪声频谱密度与频率的平方根成反比，即为 $1/f$ 噪声。噪声开始增加时的频率称为“ $1/f$ 转折频率”（ $1/f$  corner），是品质因数之一，该频率越小越好。

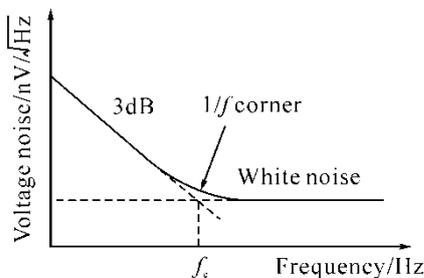


图2 噪声频谱密度

Fig.2 The noise spectrum density

电路的高频噪声易用电容滤除，对电路的影响较小；而由于低频段内 $1/f$ 噪声分量较大、难滤除且对电路影响较大，因此注重对偏置电压低频噪声的测量及分析。在本文采用的电路中，取0.1~10 Hz带宽。

### 1.2 噪声测量方法

微小噪声电压较难测量，测量仪器的噪声使测量问题更加复杂，一般放大器通常配置为高闭环增益，以放大输入噪声便于测量。采用图3所示的测量系统对0.1~10 Hz带宽噪声进行测量<sup>[3]</sup>。前置放大器高增益放大待测信号噪声电压；0.1~10 Hz滤波器不仅放大电压信号，还实现0.1~10 Hz带宽间噪声电压滤波；

最后通过示波器显示测量值。

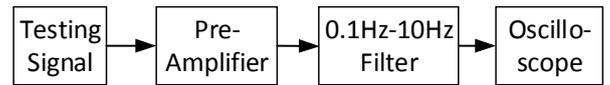


图3 噪声测量系统结构图

Fig.3 The system diagram of noise measurement

假设噪声测量电路的总增益为 $10^5$ ，基本测量原理是：

- 1) 输入接地，测得的噪声电压除以增益所得的电压值为测量系统的本底噪声 $V_{nb}$ ；
- 2) 输入接待测信号，测得总输出噪声 $V_{total}$ ；
- 3) 设待测信号的噪声电压为 $V_{nin}$ ，根据噪声计算方法RSS（和的平方根），测量电路输出总噪声可用本底噪声和待测噪声表示，如式(2)所示：

$$V_{total}^2 = (V_{nin} \times 10^5)^2 + (V_{nb} \times 10^5)^2 \quad (2)$$

- 4) 本底噪声 $V_{nb}$ 和总输出噪声 $V_{total}$ 已知，因此待测噪声电压如式(3)所示：

$$(V_{nin} \times 10^5)^2 = V_{total}^2 - (V_{nb} \times 10^5)^2 \quad (3)$$

## 2 噪声测量电路

### 2.1 前置放大电路

在复杂的电路中，信号的传递通路由多级电路串联而成，不仅各级电路会产生噪声，前级噪声也会因前级放大器被放大，为使系统的噪声系数降低，第一级电路的噪声系数越低越好。结型场效应管（JFET）属于体效应器件，具有极低的噪声，又因其输入阻抗高、响应速度快，可用于低噪声前置放大电路中<sup>[4]</sup>。又由于差分电路的对称性，当温度变化或电源电压波动时，差分对的参量同时变化，在理想情况下，可使输出电压不变，从而抑制零点漂移，所以差分放大电路可用作多级直接耦合放大电路的输入级<sup>[5]</sup>。因此采用参数一致的JFET差分对作为前置放大电路的输入级。

根据多级线性网络级联的噪声传递理论，为降低系统的噪声系数，不仅要降低第一级的噪声系数，还需增大其增益以减小后级电路噪声对系统信噪比的影响。本文要求前置放大电路增益为60 dB。一般运放开环增益可达120 dB，可实现本文的设计要求。

虽然JFET具有噪声低的优势，但由于制造工艺的不确定性，标称相同的器件也存在有限的失配，因此JFET差分对的失调和漂移很难抑制。为有效抑制失调和漂移，采用直流伺服电路进行调节<sup>[6]</sup>，具体的前置放大电路如图4所示。待测信号低于0.1 Hz的低频信号被电容 $C_1$ 和电阻 $R_1$ 构成的高通滤波器隔离，高于0.1 Hz的噪声信号被送至JFET管 $Q_1$ ，经差分放大电路输至运放 $A_2$ ，运放的增益由反馈电阻和放大电阻决定 $A_u = R_{10}/R_{11}$ 。

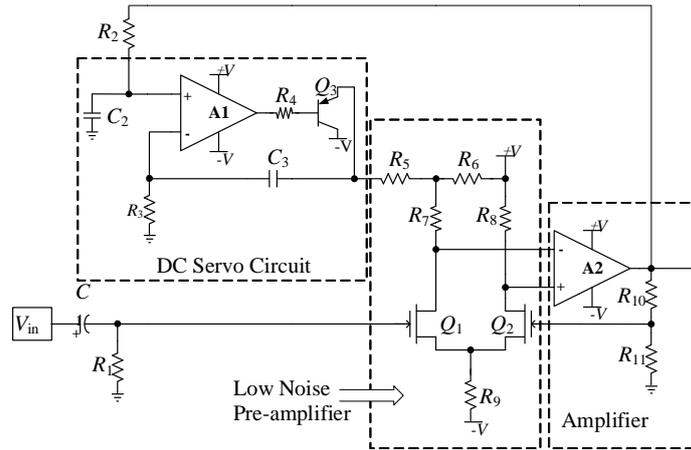


图4 低噪声前置放大电路 Fig.4 The low noise pre-amplifier circuit

2.2 0.1~10 Hz 滤波电路

要求滤波电路带宽为0.1~10 Hz, 具有40 dB的增益。带通滤波器只允许特定频带内的信号通过, 可由低通和高通的共同部分构成, 具体的滤波电路如图5所示。A<sub>3</sub>及其外围电阻、电容构成高通滤波器, 增益为,  $A_u = R_4/R_L$ , 通过具体设置 R<sub>5</sub>、C<sub>6</sub>、C<sub>7</sub> 的值, 使 f<sub>L</sub> 为 0.1 Hz; A<sub>4</sub> 与 R<sub>2</sub>、R<sub>3</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>3</sub> 构成二阶低通滤波器, 合理设置电容、电阻值可使截止频率 f<sub>H</sub> 为 10Hz; C<sub>4</sub>、C<sub>5</sub> 和 R<sub>6</sub> 构成高通滤波器, 设置电容、电阻值, 使 f<sub>L</sub> 为 0.1 Hz。

实现 0.1~10 Hz 间闭环增益 80 dB。直流伺服、滤波电路的运放 A<sub>2</sub>、A<sub>3</sub>、A<sub>4</sub> 选用 Linear Technology 的低噪声运放 LT1012。

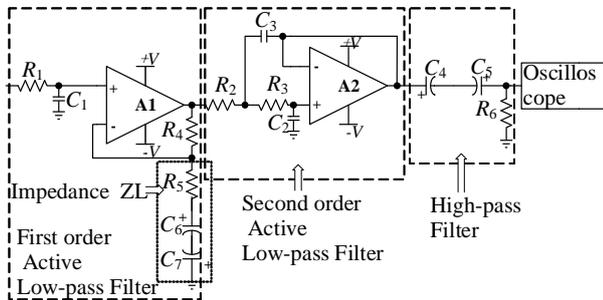


图5 0.1~10 Hz 滤波电路 Fig.5 The 0.1-10 Hz filter circuit

2.3 噪声测量电路仿真

前置放大电路中, 输入端高通滤波器电容 C<sub>1</sub> 的漏电流应小于 5 nA 以减小直流误差和引入噪声, 选用中国振华集团生产的 CA35 系列钽电容, 电容的容值为 1500 μF。对电容进行 24 h 充电后, 用 6 位半数字万用表对其漏电流进行测量, 测量电容的漏电流约为 2~3 nA, 符合要求。差分放大电路选用 Linear Systems 的 LSK389 芯片, LSK389 是具有超低噪声特性的双 N 沟道 JFET 晶体管。运算放大电路的运放 A<sub>1</sub> 选用 Linear Technology 的 LT1097 芯片, 其具有低频输入噪声低和电压增益高等特性。其幅频特性曲线如图 6 所示, 图中其在 10 Hz 时具有 100 dB 的增益, 可

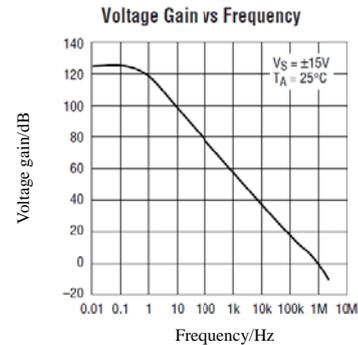


图6 LT1097 幅频特性

Fig.6 The amplitude-frequency characteristic of LT1097

1) 幅频特性

本文要求电路带宽为 0.1~10 Hz, 增益为 100 dB。基于 LTspice 软件平台, 采用上述元器件搭建测量电路并对其幅频特性仿真。仿真频率为 0.01~100 Hz, 其幅频特性曲线如图 7 所示。从图可得电压增益为 100 dB, -3 dB 处的低频截止频率为 0.1 Hz, 高频截止频率为 10 Hz, 符合要求。

2) 噪声特性

基于 LTspice 软件平台, 对噪声测量电路进行噪声特性仿真。仿真频率为 0.1~10 Hz, 电路等效输入噪声谱密度如图 8 所示。用积分法对图中 0.1~10 Hz 带宽间噪声谱密度进行积分, 可得电路输出本底噪声 RMS 为 9.285 mV; 电路总增益为 10<sup>5</sup>, 因此等效输入本底噪声 RMS 为 92.85 nV, 则该数值在 0.1 μV 量级, 能够保证测量待测信号输出噪声的正确性。

3 偏置电压源噪声测量及分析

3.1 偏置电压源电路设计及实现

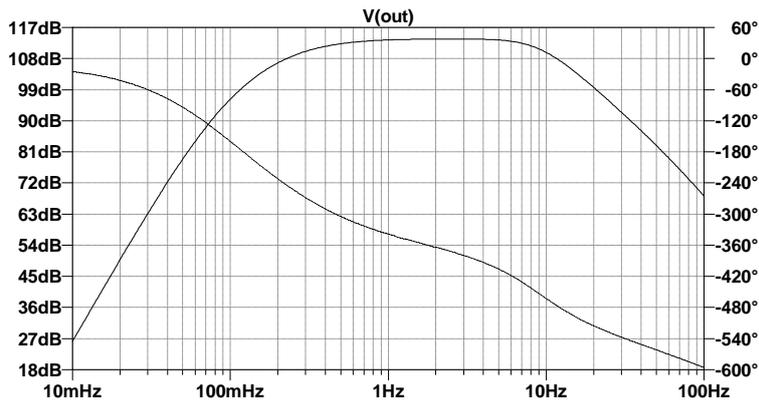


图7 噪声测量电路幅频特性 Fig.7 The amplitude-frequency characteristic of noise measurement circuit

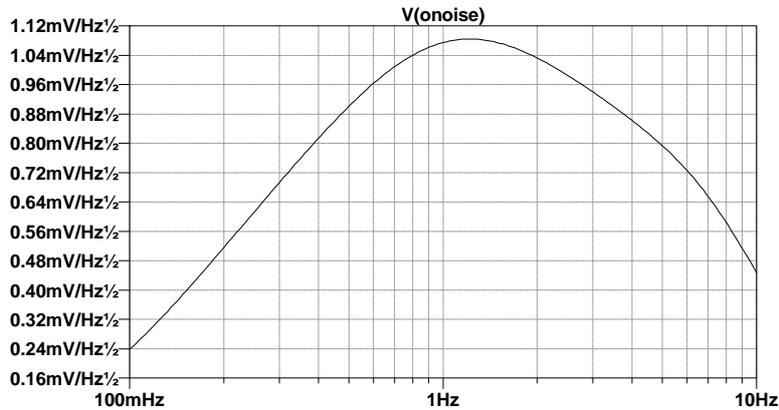


图8 测量电路输出本底噪声谱密度 Fig.8 The output noise floor spectral density of measurement circuit

结合红外探测器对偏置电压源的需求，其应具有稳定性好、噪声低、输出阻抗小、精度高的特性。本文采用了两种方案产生偏置电压源。

第一种方案原理如图9所示。电压基准输出电压值  $V_1$ ，通过数字电位器分压得到可调电压值  $V_2$ ，经RC滤波后得电压值  $V_3$ ，通过运算放大器缓冲后得到偏置电压  $V_4$ 。

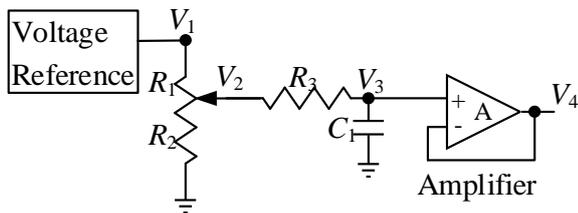


图9 偏置电压源设计方案一

Fig.9 The first design of bias voltage source

电压基准的作用是输出一个非常稳定的电压，该电压不随时间、温度的变化而变化；根据噪声传递理论，由于电压基准为电路的第一级，其噪声系数应越小越好。主要从长期稳定性、温度稳定性和输出噪声3个参数选择电压基准。表1所列为几款电压基准芯片的性能对比。1、2号芯片输出噪声值小，温度稳定性和时间稳定性好，本文选用作为偏压源电路的第一级。数字电位器主要实现偏置电压可调的要求，选用AD5272芯片实现。RC滤波电路的电阻为160kΩ，电容为0.1μF，截止频率为0.1Hz。为避免运放引入较大噪声，要求其等效输入噪声越小越好，选用OPA211实现。方案一各级电路如表2所示。

第二种方案是使用集成线性稳压器产生偏置电压。本文选取了两款线性稳压器，其相关性能如表3所示。

表1 电压基准芯片性能对比

Table 1 The performance comparison of voltage references

Number	Voltage reference	Output voltage noise (peak to peak,0.1-10Hz)	Temperature stability	Long-term stability
1	LTC6655	625 nV	2 ppm/°C	60 ppm/kHr <sup>1/2</sup>
2	ADR441	1.2 μV	3 ppm/°C	50 ppm/ kHr <sup>1/2</sup>
3	REF5025	3 μV	3 ppm/°C	100 ppm/kHr <sup>1/2</sup>
4	MAX6126	1.45 μV	3 ppm/°C	20 ppm/ kHr <sup>1/2</sup>

表2 偏置电压源设计方案一 Table 2 The first design of bias voltage source

Number	Voltage reference	Digital potentiometer	RC filter	Amplifier
1-1	LTC6655	AD5272	$R=160\text{KC}=10\mu\text{F}$	OPA211
1-2	ADR441	AD5272	$R=160\text{KC}=10\mu\text{F}$	OPA211

表3 偏置电压源设计方案二 Table 3 The second design of bias voltage source

Number	Linear regulator	Output voltage noise(RMS,10~100 kHz)	Output current
2-1	LT3045	0.8 $\mu\text{V}$	500 mA
2-2	ADM7154	1.6 $\mu\text{V}$	600 mA

### 3.2 偏置电压源的噪声测量

#### 3.2.1 测量电路的本底噪声

测量平台为 TELEDYNE LECROY 公司 HDO6104 示波器。根据噪声测量原理, 电路输入端接地, 噪声电压除以总增益为电路的本底噪声  $V_{nb}$ 。示波器测得本底输出噪声 RMS 值如图 10 所示。由图可知电路输出本底噪声 RMS 为 10.95 mV, 由于电路增益为  $10^5$  (100 dB), 则测量电路等效输入噪声 RMS 值为 109.5 nV。而用 LTspice 仿真得电路本底噪声 RMS 值为 92.85 nV, 测量值与仿真值相差不大。

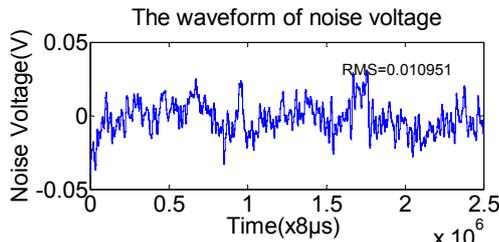


图10 测量电路本底输出噪声 RMS 值图

Fig.10 The output voltage RMS of measurement circuit noise floor

此外用示波器采集了噪声数据, 采样率为 125 kHz, 每帧数据采集时间为 20s。基于 Matlab 对噪声数据进行快速傅里叶变换 (FFT), 采样率为 125 kHz, 所得 0.1~20 Hz 间噪声幅值频谱曲线如图 11 所示。图中红圈所标为电压分量值最大处所对应的频率值(下图同)。由图可知, 主要频率分量集中在 0.1~10 Hz 内, 频率大于 10 Hz 时, 噪声电压幅值迅速下降。

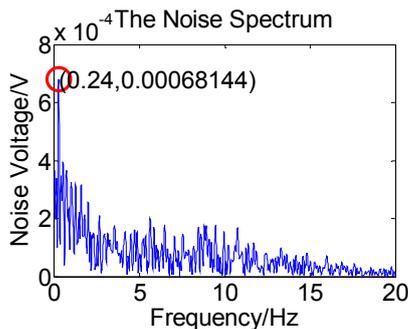


图11 测量电路本底噪声频谱

Fig.11 The noise floor spectrum of measurement circuit

#### 3.2.2 方案一偏压源的噪声测量

##### 1) 基于 LTC6655 的偏压源的噪声测量

①输入端接 LTC6655 输出电压  $V_1$ , 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 15.93 mV, 根据式(3)计算得  $V_1$  噪声 RMS 值为 115.7 nV。其频谱曲线如图 12(a)所示。

②输入端接数字电位器的输出电压  $V_2$ , 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 16.93 mV, 计算得  $V_2$  输出噪声 RMS 值为 129.1 nV。其频谱曲线如图 12(b)所示。

③输入端接 RC 滤波后电压  $V_3$ , 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 14.44 mV, 计算得  $V_3$  输出噪声 RMS 值为 94.1 nV。其频谱曲线如图 12(c)所示。

④输入端接偏压源输出电压  $V_4$ , 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 36.91 V, 计算得  $V_4$  输出噪声 RMS 值为 352.5 nV。其频谱曲线如图 12(d)所示。

由图 12 可以看出, 图(a)与图 11 相比噪声幅值在 0.1~10 Hz 内增加; 图(b)与图(a)相比噪声幅值在 0.1~10 Hz 间稍微增加; 图(c)与图(b)相比噪声幅值在 1~10 Hz 内有所下降; 图(d)与图(c)相比噪声幅值主要在 0.1~1 Hz 有所增加。

##### 2) 基于 ADR441 的偏压源输出噪声的测量

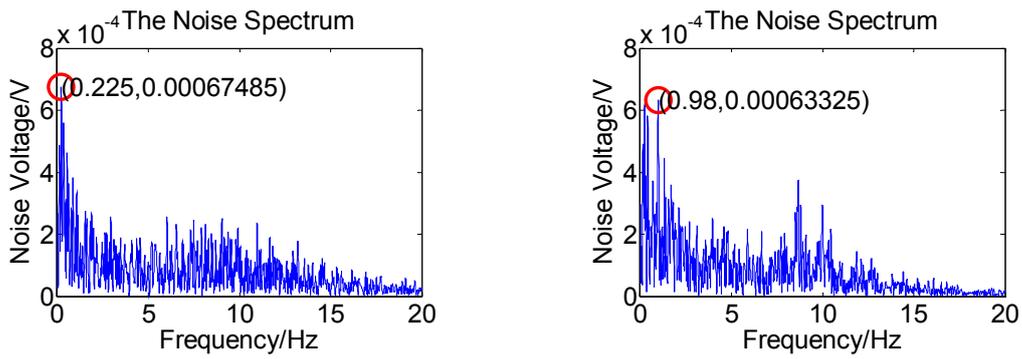
①输入端接 ADR441 输出电压  $V_1$ , 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 50.47 mV, 根据式(3)计算得  $V_1$  噪声 RMS 值为 492.7 nV。其频谱曲线如图 13(a)所示。

②输入端接数字电位器的输出电压  $V_2$ , 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 54.72 mV, 根据式(3)计算得  $V_1$  噪声 RMS 值为 536.1 nV。其频谱曲线如图 13(b)所示。

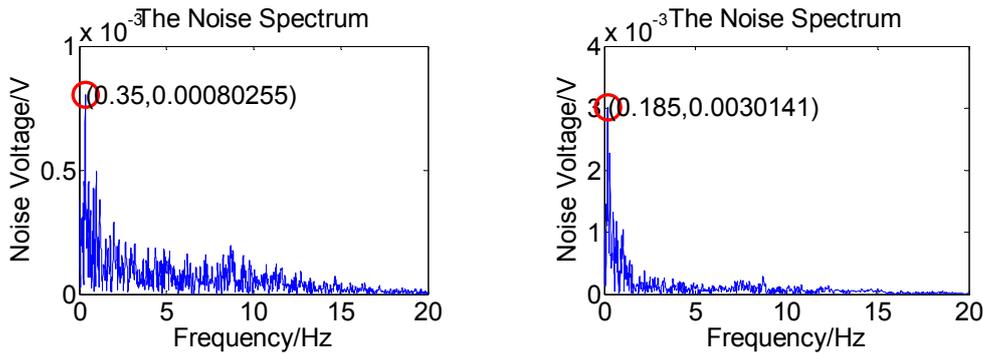
③输入端接 RC 滤波后电压  $V_3$ , 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 13.34 mV, 计算得  $V_3$  输出噪声 RMS 值为 76.2 nV。其频谱曲线如图 13(c)所示。

④输入端接偏压源输出电压  $V_4$ , 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 40.6 mV, 计算得  $V_4$  输出噪声 RMS 值为 391.0 nV。其频谱曲线如图 13(d)所示。

由图 13 可以看出, 图(a)与图 11 相比噪声幅值在 0.1~10 Hz 内有所增加; 图(b)与图(a)相比噪声幅值在 0.1~10 Hz 间稍微增加; 图(c)与图(b)相比噪声幅值在 1~10 Hz 内有所下降; 图(d)与图(c)相比噪声幅值主要在 0.1~1 Hz 有所增加。

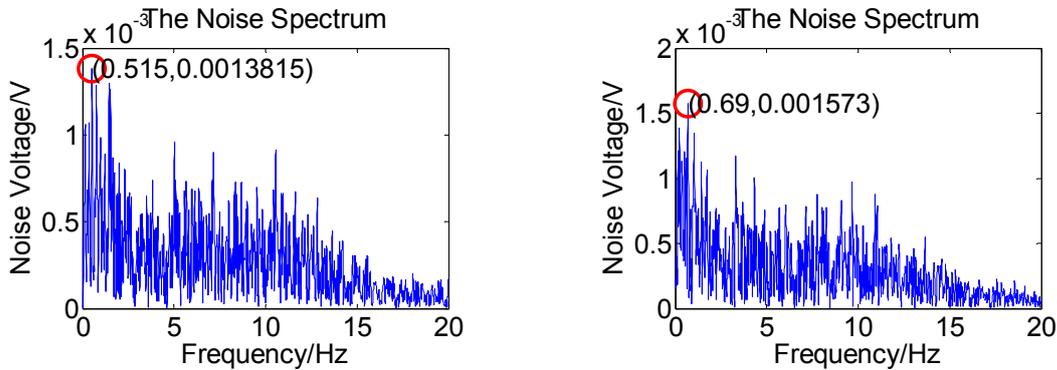


(a) 输出电压  $V_1$  的噪声频谱曲线 (a) The noise spectra of  $V_1$  (b) 输出电压  $V_2$  的噪声频谱曲线 (b) The noise spectra of  $V_2$

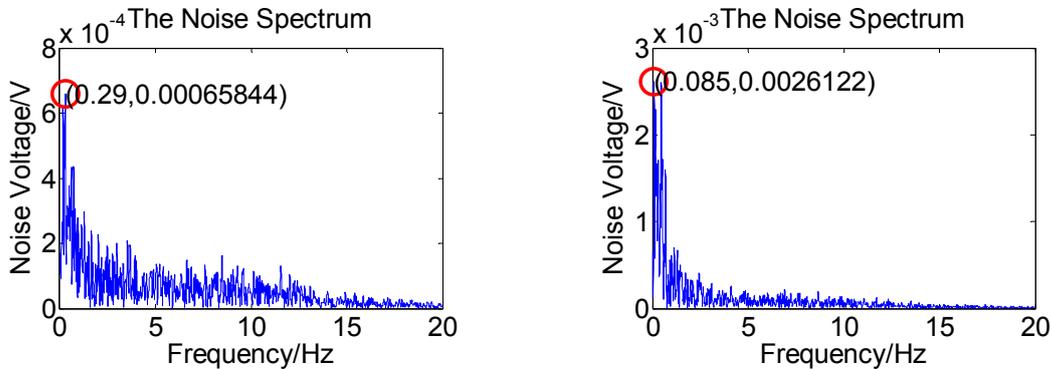


(c) 输出电压  $V_3$  的噪声频谱曲线 (c) The noise spectra of  $V_3$  (d) 偏压源  $V_4$  的噪声频谱曲线 (d) The noise spectra of  $V_4$

图 12 基于 LTC6655 的偏压源各级电压噪声频谱 Fig.12 The noise spectra of bias voltage source based on LTC6655



(a) 输出电压  $V_1$  的噪声频谱曲线 (a) The noise spectra of  $V_1$  (b) 输出电压  $V_2$  的噪声频谱曲线 (b) The noise spectra of  $V_2$



(c) 输出电压  $V_3$  的噪声频谱曲线 (c) The noise spectra of  $V_3$  (d) 偏压源  $V_4$  的噪声频谱曲线 (d) The noise spectra of  $V_4$

图 13 基于 ADR441 的偏压源各级电压噪声频谱

Fig.13 The noise spectra of bias voltage source based on ADR441

综合对方案一偏压源各级电压输出噪声的幅值频谱曲线可以看出, RC 滤波可有效滤除 1~10 Hz 内噪声, 运放的引入增加了偏压源 0.1~1 Hz 内噪声。

### 3.2.3 方案二偏压源的噪声测量

1) 输入端接 LT3045 输出值, 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 21.63 mV, 根据式(3)计算得其输出噪声 RMS 值为 186.5 nV。其频谱曲线如图 14(c)所示。

2) 输入端接 ADM7154 输出值, 电路输出噪声 RMS 值  $V_{total}$  为 112.95 mV, 根据式(3)计算得其输出噪

声 RMS 值为 1.124  $\mu$ V。其频谱曲线如图 14(d)所示。

由图 14 可以看出, 图(c)即 LT3045 的噪声频谱曲线与方案一的偏压源噪声频谱曲线(图 14 的(a)和(b))走向相同, 优势是其噪声幅值更小; 图(d)即 ADM7154 的噪声频谱曲线与图(a)、(b)、(c)相比, 在 0.1~10 Hz 噪声幅值更大。

### 3.3 测量结果分析

经过测量和计算得两种方案偏压源的输出噪声在 0.1~10 Hz 内的 RMS 值, 如表 4 和表 5 所示。

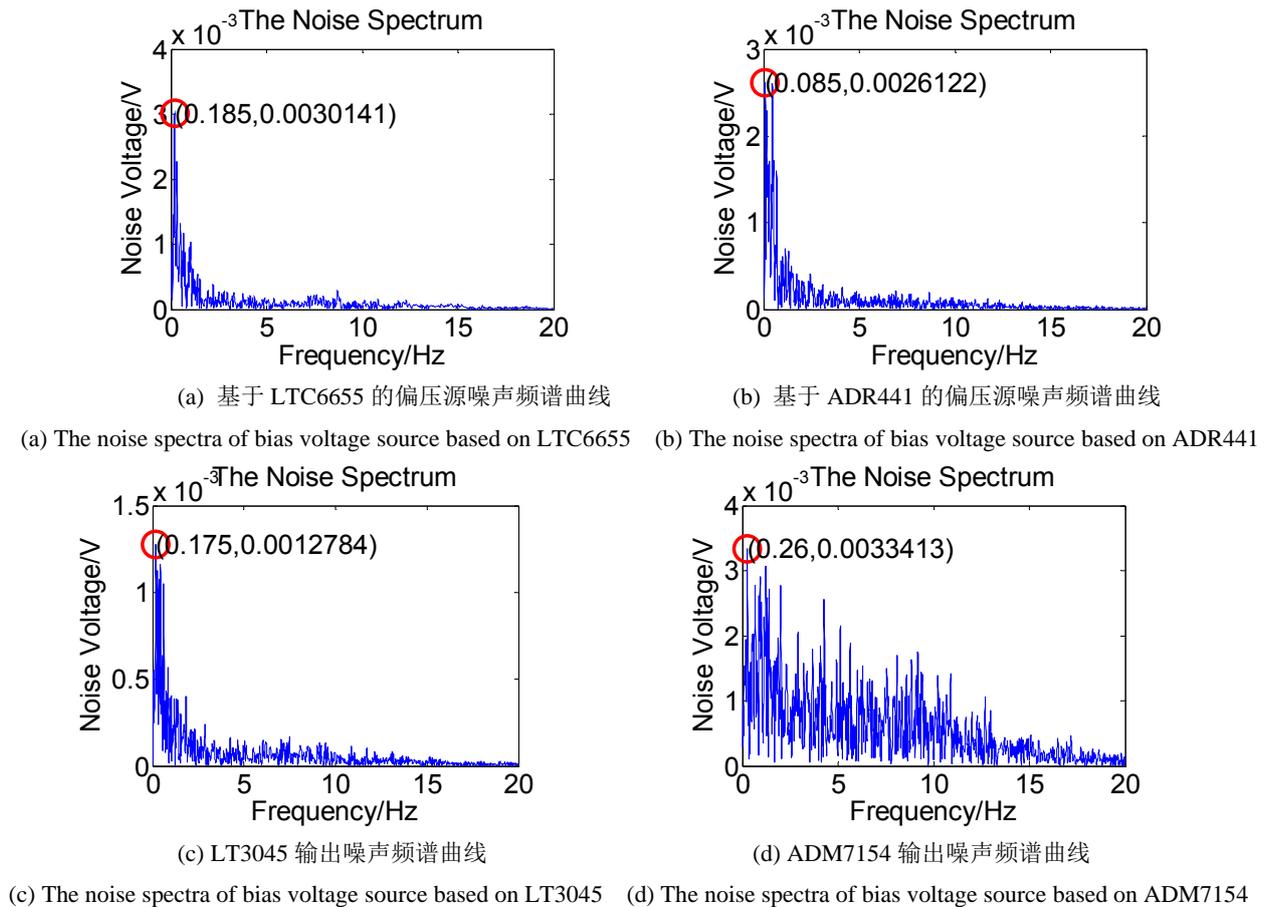


图 14 几种偏压源噪声频谱

Fig.14 The noise spectra of bias voltage source

表 4 方案一偏压源噪声测量结果 (RMS)

Table 4 The measurement results of bias voltage source for the first design

Number	Noise voltage of $V_1$	Noise voltage of $V_2$	Noise voltage of $V_3$	Output noise voltage $V_4$
1-1	115.7 nV	129.1 nV	94.1 nV	352.5 nV
1-2	492.7 nV	536.1 nV	76.2 nV	391.0 nV

表 5 方案二偏压源噪声测量结果 (RMS)

Table 5 The measurement results of bias voltage source for the second design

代号	Linear Regulator	Output noise voltage
2-1	LT3045	186.5 nV
2-2	ADM7154	1.12 $\mu$ V

由表4可知,对于方案一RC滤波效果明显,运放的引入明显增大偏压源的低频噪声;对于方案二LT3045的低频噪声比ADM7154的小。

#### 4 结论

本文在分析红外探测器用偏置电压源噪声性能对成像系统的影响的基础上,强调了偏置电压源低噪特性的重要性;根据偏置电压源的性能指标提出了两种偏压源设计方案并硬件实现;基于经典噪声测量电路改进低频噪声测量电路并仿真验证其功能;采用噪声测量电路测量了偏压源方案一和二的输出噪声;基于本文所测低频0.1~10 Hz噪声实验数据,得出以下结论:

1) 在用分立器件搭建产生偏置电压的方案一中,基于LTC6655和基于ADR441的偏压源输出噪声频谱曲线走向一致,幅值相差不大;其噪声RMS值分别为352.5 nV和391.0 nV。

2) 采用集成线性稳压器产生偏置电压的LT3045芯片输出噪声频谱曲线与方案一频谱曲线走向一致,噪声主要集中在0.1~1 Hz频带间。

3) 采用集成线性稳压器产生偏置电压的ADM7154芯片输出噪声频谱曲线与其他频谱曲线相比,噪声较大。

4) 集成线性稳压器LT3045在所测4个偏压源噪声数据中,0.1~10 Hz的噪声RMS值最小,为186.5 nV;

0.1~10 Hz 频谱曲线中噪声幅值最小。

#### 参考文献:

- [1] 庄严. 320×256 制冷型红外高灵敏度成像硬件研制[D]. 武汉: 华中科技大学, 2013.  
ZHUANG Yan. Hardware Design and Implement of Highly Sensitive 320 × 256 Cooled Infrared Imaging System[D]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology, 2013.
- [2] Bluzer Nathan, Jensen, Arthur S. Current readout of infrared detectors[J]. *Optical Engineering*, 1987, 26(3): 241-248.
- [3] Williams Jim. 775 Nanovolt Noise Measurement for A Low Noise Voltage Reference[Z/OL][2009-07]. Linear Technology Corporation, Application Note 124: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an124f.pdf>.
- [4] Henry W Ott. 电子系统中噪声的抑制与衰减技术[M]. 2 版: 王培清, 李迪, 译. 北京: 电子工业出版社, 2003.  
Henry W Ott. *Suppression and Attenuation of Noise in Electronic Systems*[M]. 2nd edition: Wang Peiqing, Li Di, translated. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003.
- [5] 康华光. 电子技术基础[M]. 5 版: 北京: 高等教育出版社, 2008.  
KANG Huaguang. *Electronic Technology Foundation*[M]. 5th edition: Beijing: Higher Education Press, 2008.
- [6] 张达. 增益从 1 到 1000 倍可变的高精度低噪声放大器[N]. 电子报, 2004: A08.  
ZHANG Da. High-precision low-noise amplifier with variable gain from 1 to 1000 [N]. *Electronic Newspaper*, 2004: A08.