

256×1长波红外焦平面器件低噪声信息获取电路研制

姜婷^{1,2}, 王淦泉¹, 席红霞¹

(1.中科院上海技术物理研究所, 上海 200083; 2.中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 针对256×1长波红外焦平面器件工作原理和输出信号特点, 从低噪声需求角度出发, 阐述了长波红外焦平面器件信息获取电路设计过程。着重分析、并解决了信息获取电路如何降低硬件电路噪声问题, 同时对硬件电路的噪声来源进行了分析与建模。实验结果表明, 信息获取电路正常工作, 整个信息获取电路的输入均方根噪声为0.13 mV, 具有良好的噪声特性。

关键词: 256×1; 长波红外; 信息获取电路; 低噪声

中图分类号: TN215

文献标志码: A

文章编号: 1001-8891(2016)05-0378-06

Design of the Low-noise Information Acquisition Circuit for 256×1 LWIR FPA

JIANG Ting^{1,2}, WANG Ganquan¹, XI Hongxia¹

(1. Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: According to 256×1 long-wave infrared focal plane array detector working principle and characteristics of the output signal, this paper elaborates LWIR detector information acquisition circuit design process from the perspective of low noise. The emphasis is to solve the problem of how to reduce the noise of the hardware circuit, and an accurate noise model is established. The experimental results show that the information acquisition circuit is in normal operation and the input noise of the whole circuit is 0.13 mV, which has good noise characteristics.

Key words: 256×1, long-wavelength infrared, information acquisition circuit, low noise

0 引言

红外成像系统在航天、气象、医学、工业、安全等各个领域中有着广泛的需求, 而长波红外成像技术对地和太空观测已经成为一个重要的发展方向^[1-2]。长波红外探测器是长波红外成像系统中核心的部件之一。为了获得高质量的图像, 需要选择高性能的红外探测器, 研制与之匹配低噪声长波红外探测器信息获取电路也是十分重要的。

本文结合实际工程应用, 分析了信息获取电路噪声来源, 给出了一款长波红外焦平面器件信息获取电路低噪声设计方案和软硬件实现。经验证, 电路具有良好的噪声性能。

1 256×1长波红外焦平面器件信息获取系统概述

红外图像辐射通过光学系统耦合到碲镉汞焦平面器件上, 由信息获取电路模块产生焦平面器件所需的偏置电压和数字脉冲信号, 驱动焦平面器件输出模拟电压信号。输出的模拟信号经过信息获取电路完成信号处理, 传至上位机得到数字图像数据。长波红外焦平面器件由红外探测器和读出电路通过铟柱间接倒焊而成, 像元成两行品字形排列^[3], 如图1所示。长波红外探测器采用了碲镉汞薄膜材料, 读出电路采用对输入阻抗不敏感的电容跨导放大器(CTIA)作为输入级, 如图2所示。读出电路对碲镉汞光敏元探测阵列的信号进行积分、存储、转换, 输出模拟电压信号。同时为了降低探测器输出复位噪声, 采用了相关双采样设计^[4]。在低温下, 焦平面器件采用快照工作模式, 奇偶行像元同时曝光, 输出奇偶两路信号, 每一路像元通过相关双采样可以得到目标信号和暗背景信号。焦平面器件所需的驱动脉冲时序如图3所示, 读出速率为0.5 MHz。

收稿日期: 2015-12-10; 修订日期: 2016-03-01。

作者简介: 姜婷(1989-), 女, 江西上饶市人, 硕士生, 主要从事红外焦平面器件读出后处理技术方面的研究。E-mail: jiangting_sitp@163.com。

本文中采用的长波红外焦平面器件读出噪声达到了0.8 mV, 这给设计与之匹配的信息获取电路带来了不小的挑战。

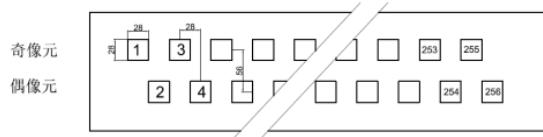


图1 256×1长波红外焦平面器件光敏元排列

Fig.1 Pixel layout of the 256×1 LWIR detector

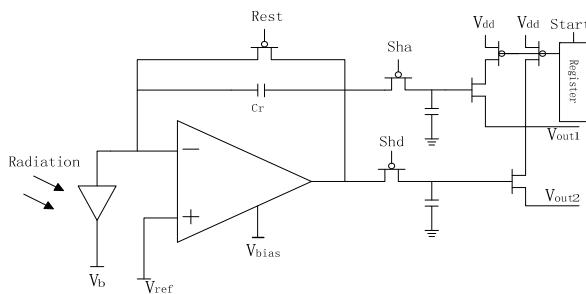


图2 焦平面器件读出电路意图

Fig.2 Readout integrated circuit model of the focal plane array

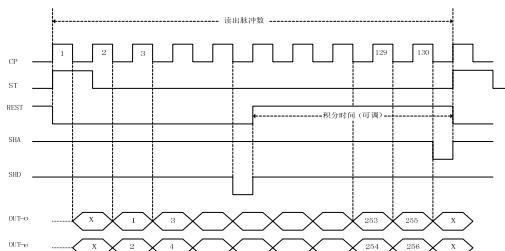


图3 焦平面器件驱动时序示意图

Fig.3 Focal plane array driving timing diagram

2 信息获取电路设计

如图4所示, 方框内为信息获取电路结构, 主要包括信号调理电路模块、FPGA模块、USB模块以及电源模块。红外辐射通过光学系统耦合到碲镉汞焦平面器件, 焦平面器件由电源模块给其提供所需的偏置电压, 同时由FPGA产生驱动脉冲, 驱动焦平面器件读出电路完成光电转换输出模拟电压信号。模拟信号经过放大、滤波和AD转换得到图像处理所需数字信号。FPGA完成图像数据处理, 生成基本的原始数据包, 通过USB传至上位机。

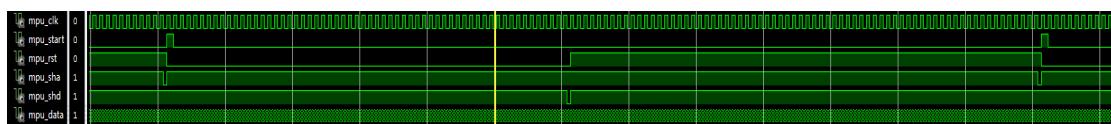


图5 时序仿真波形

Fig.5 Simulating timing wave

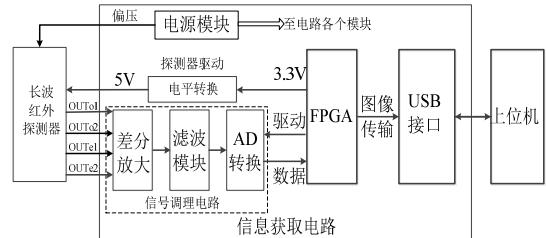


图4 信息获取电路结构

Fig.4 Information acquisition circuit structure

2.1 焦平面器件偏置电路及驱动程序设计

256×1长波红外焦平面器件需要提供3种偏置电压并在一定范围内可调。设计中选用低噪声精密参考电压源LT1021, 其噪声电压RMS值为2.2 μV (10 Hz ≤ f ≤ 1 kHz), 并通过外接可调变阻器调节到偏置电压典型值。

FPGA产生数字脉冲信号, 驱动焦平面器件奇偶像元同时积分读出。图5为驱动信号时序仿真波形, mpu_clk为主时钟信号; mpu_start为读出起始信号; mpu_RST为复位信号, 低电平复位, 高电平积分电容开始工作; mpu_SHA为信号采样脉冲; mpu_SHD为参考信号采样脉冲。

2.2 信号调理电路设计

信号调理电路包括差分放大、滤波、单端转差分和AD转换模块。模拟信号经过差分放大电路去除暗背景噪声和共模噪声, 然后经过滤波和单端转差分电路进入ADC得到数字信号。

焦平面器件输出信号摆幅约为2 V, 动态范围不小于60 dB, 读出速率为0.5 MHz。为保证输出的模拟信号不失真, 电路带宽应至少为读出频率的3~5倍, 故电路带宽设计为3 MHz。

由于焦平面器件的驱动能力有限, 故第一级调理电路需要较高的输入阻抗。设计中放大电路和滤波模块都选用低噪声高速运算放大器, 主要参数为: 低输入噪声1.6 nV/Hz^{1/2}, 高输入阻抗2 MΩ, 电源抑制比95 dB, 275 MHz单位增益带宽, 压摆率100 V/μs。运放的频率上限由增益带宽积和转换速率SR决定, 当增益设为2倍时, THS4031的上限频率为100 MHz, 因而信号可以被无失真地线性放大。当振幅为V_p的信号通过放大器, 其最大频率f_m与运放的转换速率应满足如下关系: SR ≥ 2π × f_m × V_p。

焦平面器件输出信号摆幅为2 V, 频率约为3 MHz, $2\pi \times f_m \times V_p = 37.68 \text{ V}/\mu\text{s} \leq 100 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。因此运放 THS4031 的这些特性使得信号能够快速、低噪、低失真地通过信号调理电路。

对于正弦波输入信号, ADC 的理论信噪比 SNR = $(6.02N + 1.76)\text{dB}$, 其中 N 为有效位数。因而为了提高信噪比, 设计中 ADC 选用美国 ADI 公司的一款高精度 16 位模数转换器 AD7626。该芯片最高转换速率为 10MSPS, 动态范围可达 91.5dB, 最小分辨率 LSB 为 0.125 mV, 量化噪声为 $\text{LSB}/12^{1/2} = 0.035 \text{ mV}$, 差分非线性误差为 $\pm 0.35 \text{ LSB}$ 。且 AD7626 的所有的转换结果通过一个 LVDS 自时钟串行接口即可获得, 从而减少了外部硬件连接。

差分放大电路采用由三运放组成的仪表放大电路^[5], 如图 6 所示。第一级由两个同相放大器组成, 电路增益可以通过调节 R_g 的大小来控制。信号调理电路的设计中考虑到电阻会引入热噪声, 其热噪声的电压谱密度函数为:

$$V_{nr} = \sqrt{4kTRB}$$

式中: $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, 为波尔兹曼常数; T 为以开尔文表示的工作温度; R 为电阻值; B 为带宽。由于电阻热噪声电压值与电阻阻值的平方跟成正比, 因此不宜采用过大阻抗的电阻, 同时为了保证电路的对称性, 本电路中 $R_1 \sim R_8$ 阻值均设为 1 k, 其热噪声约为 $4.1 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$ 。

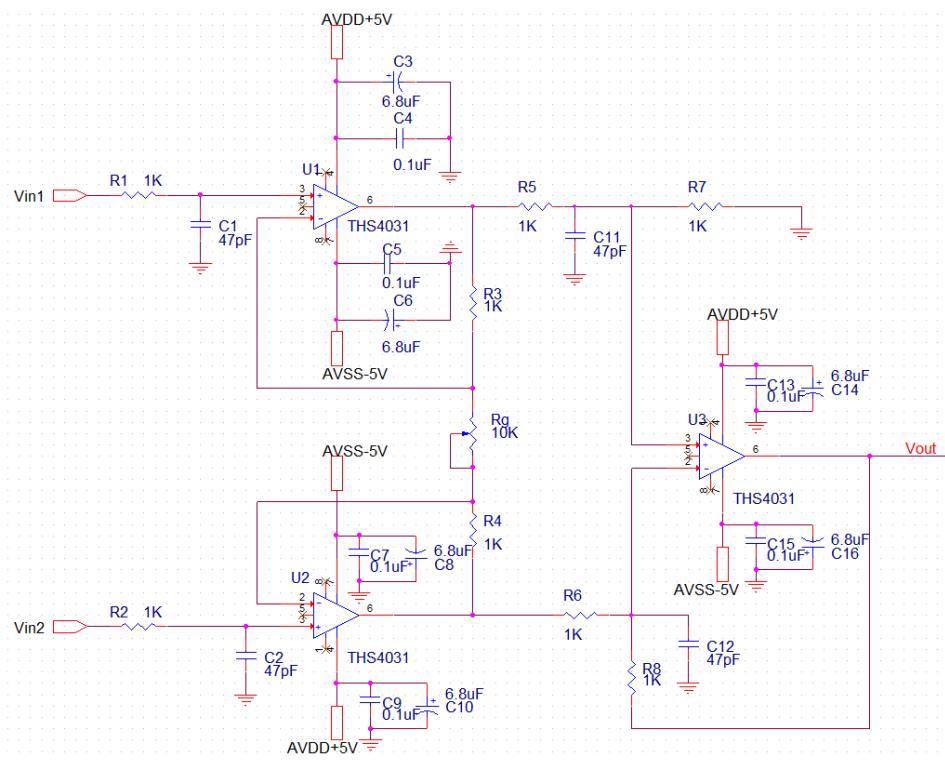


图 6 仪表放大器电路

滤波器的阶数越高, 截止频率特性越好, 但电路的稳定性也越差。综合考虑, 电路采用四阶具有最大通带平坦度的巴特沃斯低通有源滤波器, 如图 7 所示, 由两个二阶 Sallen-Key 型低通滤波器级联而成。图 8 为滤波器电路经过 Pspice 模型仿真的四阶滤波幅频响应^[6]。

2.3 电源模块设计

电源模块的设计对电路的噪声有一定的影响, 设计中重点考虑各个模块的供电需求, 由电平大小 V 、纹波水平 N_v 和驱动能力 I 三个指标共同来表征一个模块的电源需求。对于不同的模块其供电需求如表 1 所示。由于普通的开关电源噪声比较大, 故设计中均选用线性稳压源完成电平转换。电源分为模拟和数字两大类, 每一个电源模芯片都利用了去耦电容对其进行去耦, 并利用磁珠抑制电源线上的高频噪声和尖峰干扰, 吸收静电脉冲。

2.4 PCB 设计

对于一个模数混合的 PCB, 其合理的布局布线尤为重要。为减小 PCB 板引入的噪声, 在设计 PCB 时, 按电路模块进行布局如图 9 所示。电路模块中的元件采用了就近集中原则, 同时数字电路和模拟电路分开形成独立模块, 模拟部分的布线尽量短。每层地分割为模拟地和数字地, 并用电感和磁珠相连, 以阻隔数字地上噪声窜到模拟地上。电源层也按模拟部分和数字部分分割为模拟电源和数字电源。

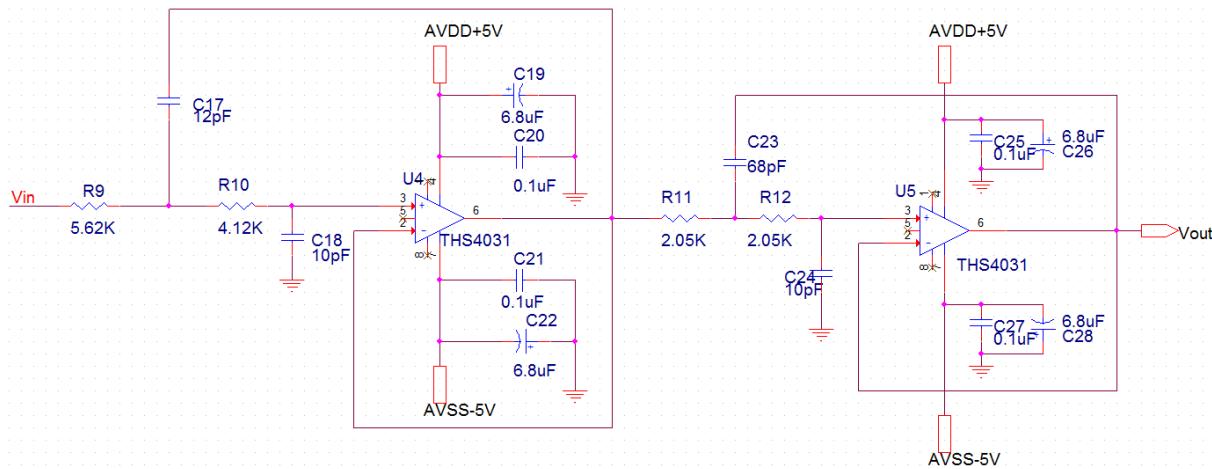


图 7 四阶滤波电路 Fig.7 Fourth-order filter circuit

表 1 各模块电平需求

Table 1 Power requirements of each module

模块	探测器	运放	FPGA	USB	ADC
电源	模拟 5V 数字 5V	模拟 ±5V	数字 1.2V 数字 3.3V 数字 2.5V 数字 5.0V	模拟 5V 模拟 2.5V 数字 2.5V 模拟源 1.2V	
			数字 3.3V		
			数字 2.5V		

在布线时采用了 8 层叠层设计, 有 4 层覆铜屏蔽层, 并形成两层最佳布线层, 大大降低了信号干扰。

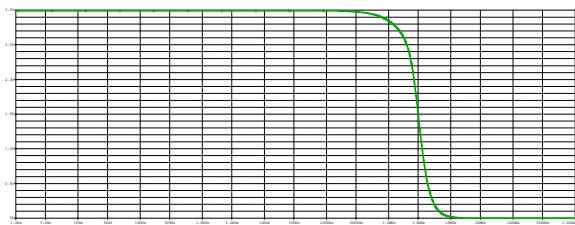


图 8 滤波器的幅频响应

Fig.8 Fourth-order filter frequency response

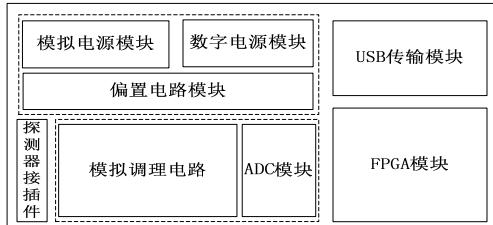


图 9 PCB 布局框图

Fig.9 PCB layout diagram

3 信息获取电路的噪声分析

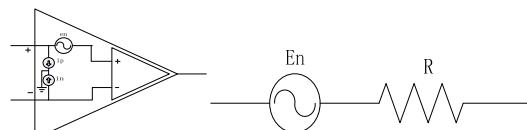
信息获取电路的噪声来源主要包括电磁干扰噪声、模拟调理电路噪声、电源噪声以及 ADC 噪声等。其中电磁干扰噪声主要是由 PCB 板和电缆引起的, PCB 板的噪声在 PCB 设计理论支持下会得到较好的抑制。为了减小电缆噪声对信号的影响, 采

用了对绞结构型的电缆, 并将内层屏蔽接至模拟地, 外层总屏蔽同探测器外壳相连。

信号调理电路中, 运放和电阻本身都是非理想器件, 运算放大器的噪声主要包括正负端的等效输入电流噪声及两端之间的等效输入电压噪声, 而电阻在电流流过时也是不可避免的会产生热噪声。

如图 10 所示, 运算放大器的噪声可以用一个理想运放加上两个等效输入端噪声电流源和一个等效输入端噪声电压源来表示^[7]。电阻的噪声模型可以等效为理想电阻和噪声电压源串联, 其热噪声的电

压谱密度函数为: $V_{nr} = \sqrt{4kTRB}$ 。因而可以得到模拟调理电路的噪声总体等效模型, 如图 11 所示。



(a) 运放噪声模型

(a) Op amp noise model

(b) 电阻噪声模型

(b) Resistor noise model

图 10 噪声模型

模拟调理电路的噪声总体等效模型可以按照信号流分为 4 个模块如图 11 虚线表示。其中第一个模块为信息获取电路的模拟输入部分, 主要完成共模抑制和信号放大; 第二个模块为差分减法电路, 消除焦平面器件相关双采样过程中的暗信号; 第三模

块是滤波电路, 滤除高频噪声; 第四模块为单端转差分电路, 以满足 ADC 差分输入需求。因而可以

$$V_{1_{-+}} = V_{1_{--}} = \sqrt{\frac{[(i_h R_2 (\frac{R_3}{R_g}))^2 (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + (e_h (\frac{R_3}{R_g}))^2 \cdot (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B)] + [(i_h R_1 (1 + \frac{R_3}{R_g}))^2 (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + (i_h R_2)^2 \cdot (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + (e_h (1 + \frac{R_3}{R_g}))^2 (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B)] + 4kTB[(1 + \frac{R_3}{R_g})^2 R_1 + (\frac{R_3}{R_g})^2 R_2 + R_3 + R_4 + (\frac{R_3}{R_g})^2 R_g]}{(f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + (e_h (1 + \frac{R_3}{R_g}))^2 (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + 4kTB[(1 + \frac{R_3}{R_g})^2 R_1 + (\frac{R_3}{R_g})^2 R_2 + R_3 + R_4 + (\frac{R_3}{R_g})^2 R_g]} \quad (1)$$

$$V_2 = \sqrt{16BkTR_7 + 2(i_h R_7)^2 (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + 4e_h^2 (f_{ec} \ln \frac{f_H}{f_L} + B)} \quad (2)$$

$$V_3 = \sqrt{4BkTR_9 + 4BkTR_{10} + (i_h^2 R_9^2) (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + 2e_h^2 (f_{ec} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + (i_h^2 R_{10}^2) (f_{ic} \ln \frac{f_H}{f_L} + B)} \quad (3)$$

$$V_{4_{-+}} = \sqrt{4BkT(R_{11} (\frac{R_{12}}{R_{11}})^2 + R_{12} + R_{13}) + e_{h1}^2 (\frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11}})^2 (f_{ec1} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + (i_{h1}^2 R_{12}^2) (f_{ic1} \ln \frac{f_H}{f_L} + B)} \quad (4)$$

$$V_{4_{--}} = \sqrt{4BkT[R_{14} (\frac{R_{15}}{R_{14}})^2 + R_{16} (1 + \frac{R_{15}}{R_{14}})^2 + R_{15} + R_{17}] + e_{h2}^2 (f_{ec2} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + [(i_{h1}^2 R_{15}^2) (f_{ic1} \ln \frac{f_H}{f_L} + B) + e_{h1}^2 (1 + \frac{R_{15}}{R_{14}})^2 (f_{ec1} \ln \frac{f_H}{f_L} + B)]]} \quad (5)$$

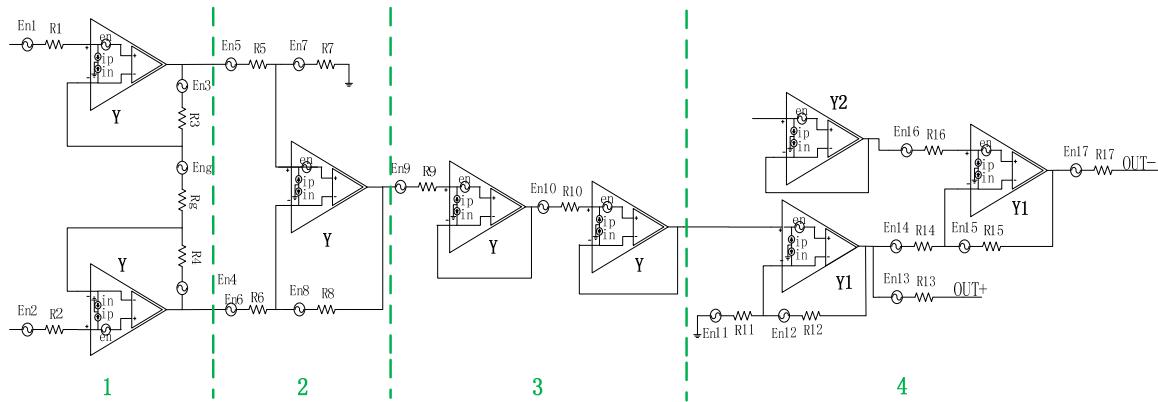


图 11 模拟调理电路噪声模型示意图

因此可以得到模拟调理电路总体等效输入输出噪声为:

$$V_{in_whole} = \frac{\sqrt{V_{1_{-+}}^2 + V_{1_{--}}^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_{4_{-+}}^2 + V_{4_{--}}^2}}{M} \quad (6)$$

$$V_{out_whole} = \sqrt{V_{1_{-+}}^2 + V_{1_{--}}^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_{4_{-+}}^2 + V_{4_{--}}^2} \quad (7)$$

式中: i_h 为运放高频电流白噪声谱密度; e_h 为运放高频电压噪声谱密度; f_H 为电路截止频率; f_L 为分析所选择的最低频率值; f_{ic} 和 f_{ec} 分别是运放电流和电压噪声的频谱转角频率点; B 为电路噪声等效带

得到 4 部分的等效噪声分别为^[8]:

Fig.11 Analog conditioning circuit noise model

宽; T 为电路工作时的温度; M 为噪声增益, 其余的为对应的具体电阻值。调理电路中 $R_1 \sim R_8$ 阻值均为 $1\text{k}\Omega$, 因此可以代入运放 THS4031、ADA48991、AD8056 的相关参数及相应电阻值如下:

$$\begin{aligned} B &= 3 \text{ MHz}, R_g = 4 \text{ k}\Omega, R_9 = 9.74 \text{ k}\Omega, R_{10} = 4.1 \text{ k}\Omega, \\ R_{12} &= 100, R_{13} = 20, R_{11} = R_{14} = R_{15} = 590, \\ R_{16} &= 50, R_{17} = 20, f_H = 3 \text{ MHz}, f_L = 10 \text{ Hz} \end{aligned}$$

可以计算出此时的模拟调理电路等效输入噪声为: 0.092 mV , 远小于焦平面器件读出噪声。

AD 转换过程中量化噪声是不可避免的, AD7626 的最小量化分辨率 LSB 为 0.125 mV , 引

入的量化噪声为 0.035 mV, 远小于焦平面器件读出噪声。

综上可以计算得出信息获取电路的等效输入噪声为:

$$V_{\text{all_noise}} = \sqrt{(0.092)^2 + (0.035/2)^2} = 0.094 \text{ mV} \quad (8)$$

小于焦平面器件读出噪声。

4 实验结果

为了测试所设计信息获取电路的噪声性能, 在不加探测器的情况下, 对整个信息获取电路的噪声进行了测试。测试方法为: 将信息获取电路的最前端即仪表放大电路的负向输入端接地, 利用电源模块中的稳压源输出接入仪表放大电路的正向输入端。采集经信息获取电路处理后的数据, 利用 Matlab 对数据进行统计分析如图 12 所示, 计算出其标准差即为整个信息获取电路的噪声。经过计算, 整个信息获取电路的输出均方根噪声为 2.1 个 LSB, 换算为电压值为 $2.1 \times 0.125 = 0.26 \text{ mV}$, 因而可以得到等效输入噪声电压为 0.13 mV。这说明信息获取电路的本身引入的噪声比较小, 且与理论分析值相近, 并远小于焦平面器件读出噪声。

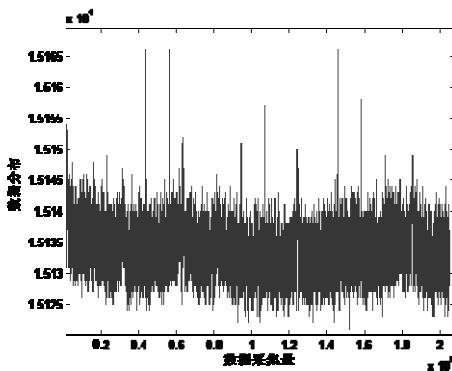


图 12 信息获取电路输出电压采样值分布
Fig.12 Information acquisition circuit output voltage sampling value distribution

5 结论

信息获取电路的噪声性能决定了该电路是否适用于焦平面器件的需求。本文针对 256×1 长波红外焦平面器件, 从低噪声需求角度出发, 阐述了低噪声设计思路和过程, 同时对信息获取电路的噪声来源进行了分析与建模。实验结果表明, 本文设计的信息获取电路输入均方根噪声值与理论模型分析相

近为 0.13 mV, 具有良好的低噪声特性, 满足了与长波红外焦平面器件的匹配要求。

参考文献:

- [1] 周世椿. 高级红外光电工程导论[M]. 北京: 科学出版社, 2014: 171-268.
- [2] ZHOU Shi-chun. *The Introduction of Advanced Infrared Photoelectric Engineering*[M]. Beijing: Science Press, 2014: 171-268.
- [3] 王华, 魏志勇, 张文昱, 等. 480×6 红外探测器信号处理电路设计[J]. 红外技术, 2009, 31(9): 504-508.
- [4] WANG Hua, WEI Zhi-yong, ZHANG Wen-yu, et al. Design of 480×6 infrared focal plane array signal processing circuit[J]. *Infrared Technology*, 2009, 31(9): 504-508.
- [5] 李春来, 林春, 陈小文, 等. 星载长波红外焦平面成像系统[J]. 红外与激光工程, 2012, 41(9): 2253-2260.
- [6] LI Chun-lai, LIN Chun, CHEN Xiao-wen, et al. Space-borne LWIR FPA imaging system[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2012, 41(9): 2253-2260.
- [7] 白丕绩, 赵俊, 刘会平, 等. 碲镉汞双色红外焦平面读出电路研究进展[J]. 红外技术, 2015, 37(10): 807-813.
- [8] BAI Pi-ji, ZHAO Jun, LIU Hui-ping, et al. Review of ROIC for MCT dual-band infrared focal plane arrays[J]. *Infrared Technology*, 2015, 37(10): 807-813.
- [9] 卫翠玉. 基于 HgCdTe 红外探测器微弱信号处理电路研究[D]. 西安: 中国科学院西安光学精密机械研究所, 2009: 14-24.
- [10] WEI Cui-yu. Research weak signal processing circuit based on HgCdTe infrared detector[D]. Xi'an: Xi'an Institute of Optics and Precision Mechanics, Chinese Academy of Sciences, 2009.
- [11] 刘焕淋, 陈勇. 基于 Pspice 的低通滤波器优化设计与仿真分析[J]. 微计算机信息, 2007, 23(4): 268-271.
- [12] LIU Huan-lin, CHEN Yong. Design optimization and simulating analisis of low pass filter based-on pspice[J]. *Microcomputer Information*, 2007, 23(4): 268-271.
- [13] 何峥嵘. 运算放大器电路的噪声分析和设计[J]. 微电子学, 2006, 36(2): 148-153.
- [14] HE Zheng-rong. Noise analysis and design of operational amplifier circuits [J]. *Microelectronics*, 2006, 36(2): 148-153.
- [15] 龚学艺, 苏晓峰, 黄思婕, 等. 红外探测器信息获取系统噪声特性[J]. 红外与毫米波学报, 2015, 34(1): 80-86.
- [16] GONG Xue-yi, SU Xiao-feng, HUANG Si-jie, et al. Noise characteristics of infrared detector signal acquisition system[J]. *J. Infrared Millim. Waves*, 2015, 34(1): 80-86.