干涉式大气垂直探测仪读出电路研究

褚培松[1,2],陈洪雷[1],李 辉[1,2],丁瑞军[1]

(1. 中国科学院上海技术物理研究所 红外成像材料与器件重点实验室,上海 200083;
2. 中国科学院大学,北京 100049)

摘 要:干涉式大气垂直探测仪是风云 4 号气象卫星的重要有效载荷,用于获取大气的多种三维信息。成功设计了一款适用于干涉式大气垂直探测仪的红外焦平面读出电路。电路采用 CTIA 注入级结构,积分电容 4 档可选。并且工作方式灵活,同时采用相关双采样结构有效地降低了电路输出噪声。电路使用 CSMC 0.5 μm 2P3M 5 V 工艺流片,电路测试结果符合理论设计预期,噪声小于 0.14 mV,动态范围达到 85.6 dB。耦合中波 HgCdTe 探测器测试正常,噪声小于 0.43 mV,动态范围达到 75.6 dB,符合干涉式大气垂直探测仪红外焦平面要求。

关键词:干涉式大气垂直探测仪; 读出电路; 相关双采样

中图分类号:TN215 **文献标志码**:A **DOI**:10.3788/IRLA201948.0704006

Research of ROIC for geostationary interferometric infrared sounder

Chu Peisong[1,2], Chen Honglei[1], Li Hui[1,2], Ding Ruijun[1]

(1. Key Laboratory of Infrared Imaging Materials and Detectors, Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Geostationary Interferometric Infrared Sounder (GIIRS) is an important payload of the FY-4 meteorological satellite. It is used to obtain a variety of three-dimensional information of the atmosphere.An infrared focal plane array(IRFPA) readout integrated circuit(ROIC) for GIIRS was successfully designed in this paper. The circuit choosed CTIA as the input stage, and had four levels of charge capacity. The working modes is flexible, and the correlated double sampling (CDS) structure was used to reduce circuit's output noise. The circuit was fabricated with CSMC 0.5 μm 2P3M 5 V process. The test results of the circuit have met the expectations of the design. The circuit's output noise is lower than 0.14 mV, and dynamic range reaches 85.6 dB. The circuit has been hybridized to MWIR HgCdTe detector and the test results show that the IRFPA works normally. The IRPFA's output noise is lower than 0.43 mV, and dynamic range is above 75.6 dB. The IRFPA meets the requirements of the GIIRS.

Key words: GIIRS; ROIC; CDS

收稿日期:2019-02-11; **修订日期**:2019-03-18

作者简介:褚培松(1993-),男,博士生,主要从事红外焦平面读出电路方面的研究。 Email:chups@hust.edu.cn

导师简介:丁瑞军(1964-),男,研究员,博士生导师,主要从事集成电路设计、红外光电器件及物理、分析和评价技术等方面的研究。 Email:DingRj@mail.sitp.ac.cn

0 引 言

风云四号气象卫星是我国第二代地球静止轨道气象卫星 (GEO)，其上搭载的干涉式大气垂直探测仪可以用于获取大气的温度、湿度、压强以及化学组分(CO,CO_2 和 O_3 等)的三维信息[1],对提高气象预测准确度有着十分重要的作用。目前世界上对干涉式大气垂直探测仪的研发越来越重视，主要有法国的IASI[2]和美国的 GIFTS[3]等。但是大部分项目因为技术不成熟或预算过高而暂停，风云四号是世界上首次将干涉式大气垂直探测仪应用于气象卫星中。

干涉式大气垂直探测仪的信噪比是一项重要的指标。其噪声来源最主要是红外焦平面的噪声,包括探测器噪声和读出电路噪声[4]。所以提高红外焦平面的信噪比可以有效提高干涉式大气垂直探测仪的信噪比。其中,读出电路的低噪声设计对提高红外焦平面信噪比起着关键的作用。

文中设计了一款用于风云四号 02 星干涉式大气垂直探测仪的 HgCdTe 焦平面读出电路,输入级采用电容反馈跨阻放大器(CTIA)结构,复位、采样等开关均采用 CMOS 开关结构来降低沟道电荷注入效应的影响,同时电路采用一种用户可以灵活控制的相关双采样(CDS)结构,可以有效地减小电路的 KTC 噪声、$1/f$ 噪声。另外,通过积分时间的增长,可以提高探测器的信噪比，所以电路设计的最大电荷容量达到 130 Me^-,最终焦平面测试动态范围大于 75.6 dB。

1 干涉式大气垂直探测仪工作原理

干涉式大气垂直探测仪采用傅里叶变换光谱仪,其基本原理为迈克尔逊干涉,图 1(a)表示干涉式大气垂直探测仪的主要结构,图 1(b)为迈克尔逊干涉仪基本光路。迈克尔逊干涉仪主要由定镜、动镜(由电机驱动)、分束片、聚光镜和红外探测器构成。工作时，入射光束通过分束片形成两束强度相同的光,两束光分别通过定镜和动镜反射,最终通过聚光镜汇聚于探测器上。当动镜沿着入射光轴做来回往复运动时，汇聚于探测器上的两束光的光程差发生周期性的变化,从而产生干涉信号,并由红外焦平面收集输出。数据处理与控制系统主要功能是同步控制所有系统的工作状态以及对红外焦平面采集数据进行相关处理。

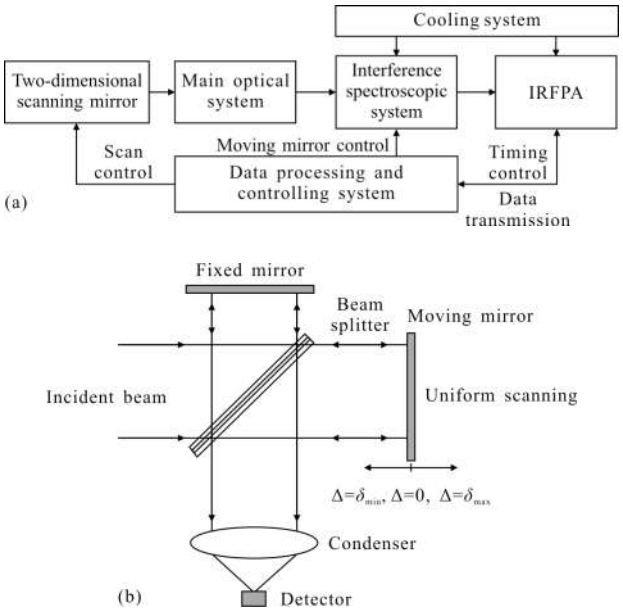

图 1 干涉式大气垂直探测仪(a)和迈克尔逊干涉仪(b)

Fig.1 GIIRS (a) and Michelson interferometer (b)

若入射光束为一束多色光，则通过迈克尔逊干涉仪后的干涉信号光强为：

$$I(\Delta)=\int_{-\infty}^{\infty}B(v)\cos(2\pi v\Delta)\mathrm{d}v \tag{1}$$

式中：Δ 表示分束后的两束光的光程差；v 表示入射光束的波束。公式(1)说明干涉光强可以表达为各个频率光的谱密度叠加,所以对公式(1)进行傅里叶变换则可以得到入射光束的光谱分布函数 $B(v)$[4]：

$$B(\Delta)=\mathrm{FT}\{I(\Delta)\}\int_{-\infty}^{\infty}I(\Delta)\cos(2\pi v\Delta)\mathrm{d}v \tag{2}$$

由于红外焦平面需要进行采样来获得干涉光强度信号,所以无法得到连续的干涉信号。则为了得到高精度的光谱信息，要求能够取得等光程差采样的干涉信号。目前,主要采用由 Brault 提出的数字方法重采样[5-7]来实现该目标。该方法需要对参考激光和入射光束同时进行等时采样，之后对采样得到的结果进行插值处理，由参考激光的插值结果获得准确的过零点时间，根据该时间对入射光束干涉信号进行重采样即可得到等光程差采样的结果。

因为干涉式大气垂直探测仪的工作特点，所以需要红外焦平面能够按照系统需求在合适的时间进行积分复位、采样和读出操作(读出电路控制与系统需要同步)。文中设计的读出电路采用时序控制外

置,则允许系统发送给读出电路积分复位、采样以及开始读出等时序信号。由于干涉式大气垂直探测仪在特定的工作条件下，需要将 CDS 两路输出均变为积分结束时采样得到的有效信号，所以文中 CDS 结构将两次采样结果均输出，不在片上进行差分处理,并且允许系统按照需求选择是否使用相关双采样功能。

2 读出电路结构

由于干涉式大气垂直探测仪中每个像元都可以获得一幅干涉信号图,采集得到数据量较大,对信号传输以及处理速度要求较高，并且由于干涉式大气垂直探测仪的等光程差采样等特性，较难采用积分型读出电路及其相应的光伏型探测器，所以目前干涉式大气垂直探测仪方案主要采用的是光导型探测器和相应板极信号处理电路(RTIA 注入结构),该结构不需要积分,帧频高,并且时序控制逻辑简单,但是一般规模较小，并且相较于积分型读出电路的噪声更大。所以目前国际上例如法国 IASI 每波段采用了 16 像元(4×4)探测器[2]。

风云四号 02 星干涉式大气垂直探测仪像元规模较大,采用 128 通路,每个通路对应于 1 个像元,每个像元获取地面 12 km×12 km 范围内的干涉图信息。其需要在 1 h 内获取大约 5 000 km×5 000 km 范围区域的干涉信息，其中二维扫描镜在每个区域停留时间为 10 s,期间迈克尔逊干涉仪动镜来回运动 8 次,每次运动需要采集 22 500 帧数据。根据上述要求,焦平面探测器像元分布采用 8 列分布,每列 16 像元,并且读出电路需要达到帧频 18 kfps。

读出电路整体结构中主要包含了 128 个单元模拟电路和数字移位寄存器两个部分，具体结构框图如图 2 所示。128 个单元电路采用线列方式排布,以获得更大的积分电容。采用 8 列、每列 16 像元分布的 128 像元探测器信号通过等长线输入相应的单元电路中。由于高帧频的要求,采用 1 路或者 2 路输出无法满足该速度要求,所以电路采用 4 路输出,但是相关双采样两次采样结果均输出，所以最终电路共有 8 个输出端口。另外由于探测器的性能限制以及干涉式大气垂直探测仪工作于高背景环境下，所以文中选取了探测器偏置稳定、高背景下线性度和注入效率较高的 CTIA 结构作为注入级结构。

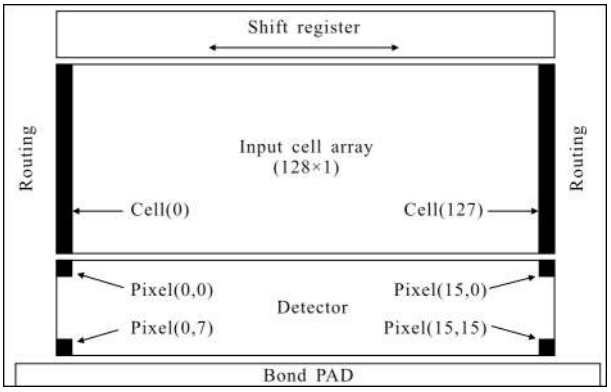

图 2 电路整体框图

Fig.2 Circuit block diagram

单元模拟电路中包含 CTIA 注入级结构、CDS 相关双采样以及源极跟随器输出缓冲器，结构如图 3 所示。由于 CTIA 中运算放大器的要求增益大于 60 dB,单位增益带宽大于 5 MHz,使用简单五管运放较难达到需求,所以放大器选取为两级放大器,第一级为简单五管差分放大器，第二级为电流源负载的共源极放大器。积分电容 4 档可选,分别为 2、4、6、8 pF。

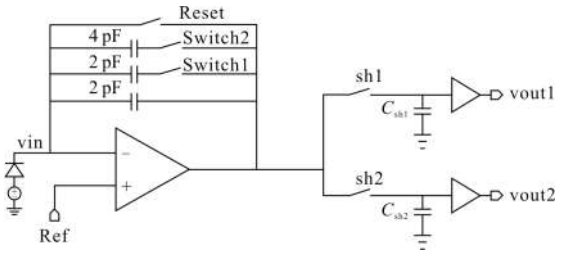

图 3 模拟电路结构

Fig.3 Structure of analog circuit

由于 MOS 管开关过程中，沟道内存储的电荷会注入到电路中的积分电容和采样电容中。所以为了降低沟道电荷注入效应对于电路的性能的影响,在设计中,采用在积分复位开关旁边串联补偿管和 CMOS 开关等方法以有效减小该效应引起的电压误差。

3 读出电路噪声模型分析

在上述读出电路结构中,噪声来源主要是 CTIA 输入级运放噪声,积分复位开关的 KTC 噪声以及源极跟随器噪声。其中运放噪声和源极跟随器噪声主要来源于 MOS 晶体管的热噪声和闪烁噪声 (1/f 噪

声)。根据经验,PMOS 晶体管的 1/f 噪声比 NMOS 晶体管低 2~5 倍[8],所以在设计过程中 CTIA 两级放大器输入晶体管选择使用 PMOS 晶体管。

3.1 CTIA 噪声

输入级采用两级运放结构，如图 4 所示。由于 M5 和 M7 为外接偏置电压控制放大器工作电流的晶体管(等效于恒流源),所以文中噪声分析中忽略了 M5 和 M7 的噪声影响。

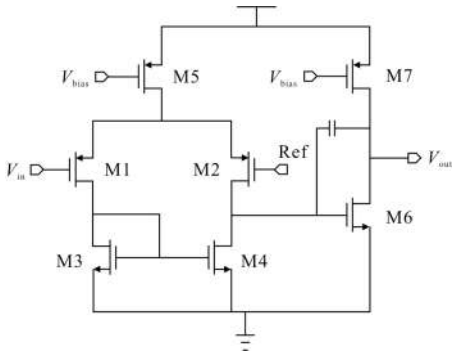

图 4 CTIA 两级运放

Fig.4 Two-stage amplifier of CTIA

该结构的运算放大器的总增益 $A_v=g_{m1}\ (r_{O1}||r_{O3})\times g_{m6}(r_{O6}||r_{O7})$,其中第一项为第一级运放增益,第二项为第二级运放增益。第二级共源极运放对两级运放等效输入噪声的影响为第二级运放等效输入噪声除以第一级运放增益,其表达式为:

$$\overline{v_{n2}^2}=\left(4kT\frac{2}{3g_{m6}}+\frac{K_N}{C_{ox}W_6L_6f}\right)\cdot\frac{1}{[g_{m6}(r_{O6}||r_{O7})]^2} \tag{3}$$

第一级简单差分运放对两级运放等效输入噪声的影响为:

$$\overline{v_{n1}^2}=2\times4kT\frac{2}{3}\left(\frac{1}{g_{m1}}+\frac{g_{m3}}{g_{m1}^2}\right)+2\times\left(\frac{K_P}{C_{ox}W_1L_1f}+\frac{K_N}{C_{ox}W_3L_3f}\frac{g_{m3}^2}{g_{m1}^2}\right) \tag{4}$$

所以该 CTIA 运算放大器的等效输入噪声为:

$$\overline{v_n^2}=\overline{v_{n1}^2}+\overline{v_{n2}^2} \tag{5}$$

式中:g_{m1}~g_{m6}、r_{O1}~r_{O7}、W_1~W_6、L_1~L_6 分别为相应 MOS 晶体管的跨导、等效电阻、沟道宽度和长度;k、T 分别为玻耳兹曼常数和温度;K_N、K_P 分别为 NMOS 和 PMOS 管的 1/f 噪声的工艺参数;C_{ox} 为单位面积栅氧化层电容。由于第一级运放的增益一般较高,所以在计算中可以忽略第二级运放噪声带来的影响。即 $\overline{v_n^2}\approx\overline{v_{n1}^2}$。

积分复位开关的 KTC 噪声为 $\overline{v_{n_KTC_C_{int}}^2}=kT/C_{int}$。综上所述,CTIA 级的输出噪声为:

$$\overline{v_{n_CTIA}^2}=\overline{v_{n_KTC_C_{int}}^2}+\left(\frac{C_{det}+C_{int}}{C_{int}}\right)^2\overline{v_n^2} \tag{6}$$

式中:C_{int} 和 C_{det} 分别为积分电容和探测器结电容的容值。

3.2 源级跟随器噪声

电路采用电阻做负载的源极跟随器，如图 5 所示。电阻负载 R=5.1 kΩ。其输出噪声为:

$$\overline{v_{n_SFD}^2}=\left(4kT\frac{2}{3g_{m8}}+\frac{K_N}{C_{ox}W_8L_8f}\right)R^2+4kTR \tag{7}$$

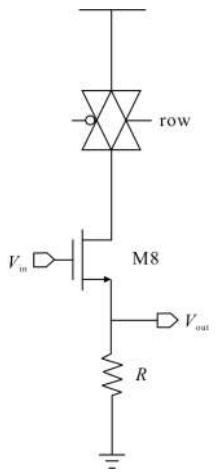

图 5 源级跟随器

Fig.5 Source follower

3.3 CDS 噪声分析

CDS 对每个像素在同一个积分过程中进行两次采样,第一次于积分刚开始进行采样,第二次于积分将要结束时进行采样，两次采样取得的差值作为有效信号。相关双采样技术可以有效降低 KTC 噪声。

若不采用 CDS 结构,则电路的 KTC 噪声为:

$$\overline{v_{n_KTC}^2}=\overline{v_{n_KTC_C_{int}}^2}+\frac{kT}{C_{sh}} \tag{8}$$

同一个积分过程中两次采样存在时间相关性,其相关系数为[9-10]:

$$P_R(\tau)=e^{-\frac{\Delta\tau}{R_{off}C}} \tag{9}$$

由此得到两次采样信号差分后,KTC 噪声为:

$$\overline{v_{n_\mathrm{KTC_CDS}}^2}=(1-\mathrm{e}^{-\frac{\Delta\tau}{R_{\mathrm{off}}C_{\mathrm{int}}}})\frac{kT}{C_{\mathrm{int}}}+\frac{2kT}{C_{\mathrm{sh}}} \tag{10}$$

式中：τ 为两次采样时间差；R_{off} 为采样开关的截止电阻；C_{sh} 为采样电容。

考虑源极跟随器的噪声，则采用 CDS 结构的噪声为：

$$\overline{v_{n_\mathrm{CDS}}^2}=\overline{v_{n_\mathrm{KTC_CDS}}^2}+\overline{v_{n_\mathrm{SDF}}^2} \tag{11}$$

3.4 模拟链路噪声

根据前几个小结的各模块的噪声分析，可以得到最终模拟链路的噪声情况。若不采用 CDS 结构，则噪声表达式为：

$$\overline{v_{n_\mathrm{analog}}^2}=\overline{v_{n_\mathrm{CTIA}}^2}+\overline{v_{n_\mathrm{SFD}}^2}+\frac{kT}{C_{\mathrm{sh}}} \tag{12}$$

若采用 CDS 结构，则噪声表达式为：

$$\overline{v_{n_\mathrm{analog_CDS}}^2}=\left(\frac{C_{\mathrm{det}}+C_{\mathrm{int}}}{C_{\mathrm{int}}}\right)^2\overline{v_n^2}+\overline{v_{n_\mathrm{CDS}}^2} \tag{13}$$

根据上述噪声模型的计算，在电路设计过程中，为了降低 MOS 管的 1/f 噪声，在不影响电路相关性能的前提下，尽可能地增大 MOS 管的栅极面积。最终由电路设计的相关参数，取 C_{int}=2 pF，计算得到 $\overline{v_{n_\mathrm{KTC}}^2}=5.25\times10^{-5}$ V，$\overline{v_{n_\mathrm{KTC_CDS}}^2}=3.78\times10^{-5}$ V。所以，可以看到采用 CDS 结构可以降低约 39%电路的 KTC 噪声，链路的噪声为 $\overline{v_{n_\mathrm{analog_CDS}}^2}=1.33\times10^{-4}$ V。KTC 噪声计算情况见表 1。通过表 1 可以发现：随着积分电容的增大，CDS 降噪的效果就越不明显，并且该电路在使用较大积分电容(6、8 pF)时，使用 CDS 会使电路 KTC 噪声增加，出现此现象的原因是当积分电容越大时，积分电容的 KTC 噪声越小，越接近于采样电容的 KTC 噪声，然而在使用 CDS 过程过采样电容噪声需要计算为两倍，所以 CDS 的降噪效果越小，特别是当积分电容的 KTC 噪声小于采样电容的 KTC 噪声时，此时采样电容的 KTC 噪声为主要噪声来源，若采用 CDS 结构反而会提高噪声。因此，建议用户在使用较大积分电容时可以选择不使用 CDS 功能。

表 1 KTC 噪声计算结果

Tab.1 Calculation results of KTC noise

C_{int}/pF	$\overline{v_{n_\mathrm{KTC}}}$/V	$\overline{v_{n_\mathrm{KTC_CDS}}}$/V
2	5.25×10^{-5}	3.78×10^{-5}
4	4.15×10^{-5}	3.73×10^{-5}
6	3.71×10^{-5}	3.72×10^{-5}
8	3.47×10^{-5}	3.71×10^{-5}

4 电路仿真与测试结果

对 CTIA 两级放大器的仿真显示，在 v_{bias}=3.60 V 时，增益 Av=71.70 dB，单位增益带宽为 5.80 MHz，相位裕度为 92°，共模抑制比 CMRR=102.75 dB。静态工作电流为 I=67.38 μA，功耗为 336.9 μW。

电路整体仿真中，积分电容选择为 2 pF。探测器模型选取中波探测器，其结电阻为 1 GΩ，结电容为 1 pF，光信号电流 I_{ph} 选取为 0~12 nA(步进步长 1 nA)。时序控制如图 6 所示。其中 cp 主时钟频率为 1 MHz，start 为开始读出信号 (信号于半个主时钟周期后开始读出)，q 为电路产生的读出结束指示信号。

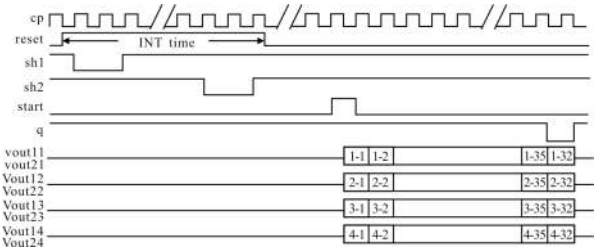

图 6 仿真控制时序

Fig.6 Controlling time series of simulation

图 7 的仿真结果显示：该 CTIA 结构具有较高的注入效率，并且常温下读出电路的输出摆幅达到 2.2 V，积分线性度以及最终输出电压的线性度也均大于 99.99%。

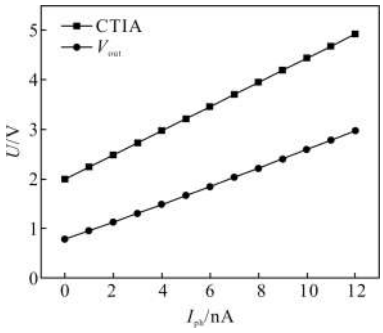

图 7 仿真结果

Fig.7 Results of simulation

读出电路使用 CSMC 0.5 μm 2P3M 5 V 工艺，电路版如图 8 所示。对读出电路的测试显示电路工作正常。常温工作条件下，在 v_{bias}=3.60 V 时，电路功耗约为 49.6 mW，输出摆幅为 2.2 V，与设计仿真值相同。低温(77 K)工作条件下，读出电路的性能优于常温。在 v_{bias}=3.55 V 时，因为低温下 MOS 管的阈值电压会升高，而 CTIA 工作电流采用的是电压控制 PMOS 管的方式产生，所以 CTIA 工作电流减小，并且由于低温下 MOS 管的迁移率、跨导的性能提高，在此工作电流下电路可以达到指标，所以，电路功耗减小为常温的 1/2，达到 25.0 mW。另外输出摆幅也大于常温测试的结果，为 2.6 V。

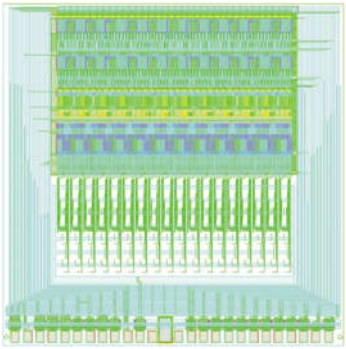

图 8 读出电路版图

Fig.8 Layout of ROIC

测试过程中采用 Stanford Research System Model SR560 Low-Noise Preamplifier 对输出信号进行差分处理。并且由于电路噪声较低，所以在噪声测试中为了降低测试系统噪声对电路噪声测试的影响，测试过程中将差分后的输出信号放大 5 倍进行采集计算噪声。在积分电容为 2 pF 时，差分输出噪声测试达到 1.36×10^{-4} V，则计算得到电路的动态范围为 85.6 dB。电路测试结果与理论计算值结果接近，达到理论预期。电路具体参数指标如表 2 所示。

将读出电路与中波 HgCdTe 探测器倒焊互联成焦平面后，测试了电路输出信号与积分时间的关系，其中积分电容选择 2 pF，结果如图 9(a)所示，在输出线性范围内线性度大于 99.9%。图 9(b)所示为该焦平面所有像元的响应图，像元平均响应率为 1.33×10^{7} V/W，响应率不均匀性 UR=2%。具体测试指标如表 2 所示，其中 NETD 测试条件为 *F*# 数为 4，积分电容 2 pF，积分时间为 40 μs。该焦平面已经达到干涉式大气垂直探测仪使用要求。

表 2 焦平面以及读出电路性能参数

Tab.2 Performance parameters of FPA and ROIC

Performance	FPA	ROIC
Supply voltage/V	5.0	5.0
Cutoff wavelength/μm	6.5	–
Charge capacity/Me$^-$	32.5/65.0/97.5/130.0	32.5/65.0/97.5/130.0
Output swing/V	2.6	2.6
Responsivity/V·W^{-1}	1.3×10^{7}	–
Detectivity*/cm·Hz$^{1/2}$·W^{-1}	3.6×10^{10}	–
Rms(noise)/V	4.3×10^{-4}	1.4×10^{-4}
Dynamic range/dB	75.6	85.6
UR	2.0%	–
Fixed pattern noise (FPN)/mV	11.1	2.3
NETD/mK	28.0	–
Power dissipation/mW	25.0	25.0

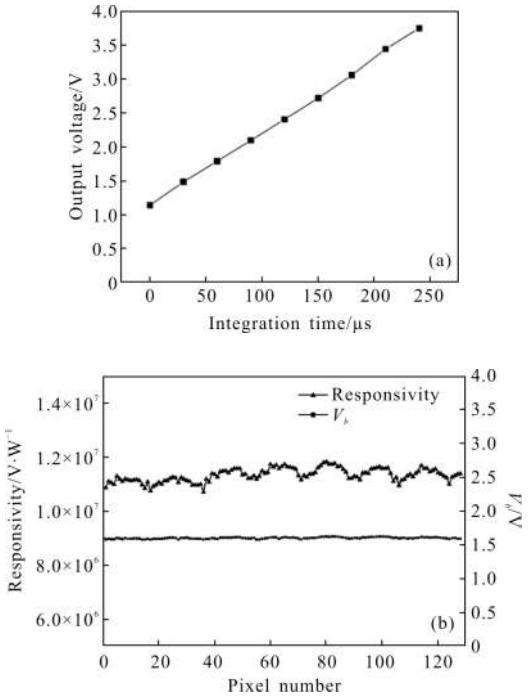

图 9 焦平面测试结果

Fig.9 Test results of FPA

焦平面噪声测试结果达到 4.32×10^{-4} V，动态范

围为 75.6 dB。考虑电路噪声的测试结果,则可以得到 HgCdTe 探测器的噪声为 4.10×10^{-4} V。所以在该焦平面中,HgCdTe 探测器的噪声电压约为读出电路噪声电压的 3 倍, 读出电路噪声对焦平面噪声贡献较小,读出电路设计符合焦平面要求。

5 结 论

文中设计了一款适用于干涉式大气垂直探测仪的 128 通路红外焦平面读出电路。该电路采用 CTIA 注入结构、相关双采样结构,积分电容 4 档可选,并且帧频大于 18 kfps。读出电路最小噪声优于 0.14 mV,动态范围为 85.6 dB。读出电路耦合 HgCdTe 探测器测试结果动态范围大于 75.6 dB。电路以及焦平面最终达到设计预期指标,满足风云四号 02 星干涉式大气垂直探测仪对红外焦平面的使用需求, 并且为今后更大规模的干涉式大气垂直探测仪的红外焦平面读出电路研发打下了基础。

参考文献:

[1] Dong Yaohai. FY -4 Meteorological satellite and its application prospect [J]. ***Aerospace Shanghai***, 2016, 33(2): 1-8. (in Chinese)

[2] Bermudo F, Rousseau S, Pequignot E, et al. IASI -NG program: A new generation of Infrared Atmospheric Sounding Interferometer [C]//2014 IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2014: 1373-1376.

[3] Smith W L, Harrison F W, Hinton D E. GIFTS - the precursor geostationary satellite component of the future Earth Observing System [C]//IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2002: 357-361.

[4] Zhang Lei. Research of the infrared fourier spectrometer information processing technology [D]. Shanghai: Shanghai Institute of Technical Physics of the Chinese Academy of Sciences, 2017. (in Chinese)

[5] Brault J W. New approach to high-precision Fourier transform spectroscopy [J]. ***Applied Optics***, 1996, 35(16): 2891-2896.

[6] Yang H, Griffiths P R, Manning C J. Improved data processing by application of Brault's method to ultra-rapid-scan FT-IR spectrometry [J]. ***Applied Spectroscopy***, 2002, 56(10): 1281-1288.

[7] Brasunas J C, Cushman G M. Uniform time-sampling Fourier transform spectroscopy [J]. ***Applied Optics***, 1997, 36(36): 2206-2210.

[8] Phillip E A, Douglas R H. CMOS Analog Circuit Design [M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011: 328-333. (in Chinese)

[9] Huang Zhangcheng, Huang Songlei, Zhang Wei, et al. Low noise readout circuit for infrared focal plane array: in integration while read[J]. ***J Infrared Millim Waves***, 2011, 30(4): 297-300. (in Chinese)

[10] Wang Xiao, Shi Zelin. Optimization of noise performance for infrared readout integrated circuit [J]. ***Semiconductor Optoelectronics***, 2013, 34(6): 939-942. (in Chinese)