

一种用于超大像元长波红外读出电路设计

袁媛, 杨斯博, 徐长彬, 岳冬青
(中电科光电科技有限公司, 北京 100015)

摘要:长波红外探测器具有暗电流大、暗电流波动难以控制的特点,且像元面积越大暗电流难控制。本文针对超大像元面积长波探测器设计了一款读出电路,通过将超大像元拆分为子像元、利用子像元等效积分的光电信号处理方式,有效的解决了长波探测器超大像元暗电流大、暗电流难以控制的难题。本文设计的电路将 $96\ \mu\text{m} \times 96\ \mu\text{m}$ 超大像元面积拆分为 3×3 个子像元,子像元积分后信号累加输出。电路同时兼具多档积分电容切换、对各子像元进行旁路测试、盲元替换等功能。文中还给出了电路的功能、性能仿真结果及测试结果。

关键词:ROIC;超大像元;子像元积分;盲元替代

中图分类号:TN214 **文献标识码:**A **DOI:**10.3969/j.issn.1001-5078.2023.09.019

Design of long-wave infrared ROIC with super-pixel

YUAN Yuan, YANG Si-bo, XU Chang-bin, YUE Dong-qing

(China Electronics Technology Group Corporation Electro-Optics Technology Corporation Limited, Beijing 100015, China)

Abstract: Long-wave infrared detectors have the characteristics of large dark current, difficult to control dark current fluctuations. The larger the area of the image element, the more difficult it is to control the dark current. In this paper, a readout circuit is designed for a long-wave detector with a super-pixel area. By splitting the super-pixel into several sub-pixels and using the sub-pixels equivalent integration, the problems of large dark current in super-pixel of long wave detector and difficult to control dark current can be effectively solved. The circuit designed in this paper splits $96\ \mu\text{m} \times 96\ \mu\text{m}$ area pixel into 3×3 sub-pixels, and the signal is accumulated and output after the sub-pixel integration. The circuit also has multiple integral capacitances and by-pass of each sub-pixel function, blind pixel replacement and so on. The functional and performance simulation results and test results of the circuit are also given in the paper.

Keywords: ROIC; super-pixel; sub-pixel integration; blind pixel replacement

1 引言

随着红外探测器材料和器件制备工艺的不断发展,各类红外系统的性能得到快速提升,其应用领域越来越广,已发展成为当代信息化社会、信息化军事等诸多领域不可替代的重要技术装备^[1]。在某些红外信号辐射变化幅度小,背景相对稳定的应用场景,电子学地面分辨率要求不高,为了降低光学系统的复杂性,同时满足目标红外辐射大幅宽需求,需要超大像元尺寸的长波红外探测器对目标信号进行探

测。但是对于长波红外探测器,像元面积的增大一方面会导致探测器暗电流急剧增加,另一方面使得探测器暗电流波动更加难以控制^[2]。本文给出了一款适用于超大像元尺寸长波读出电路方案,能够很好的解决超大像元面积对长波碲镉汞探测器性能带来的恶化。文中还对电路设计仿真工作做了详细介绍,最后给出了电路实测结果。采用该款读出电路的探测器组件已随相机整体完成了功能、性能验证。

2 超大像元面积读出电路像元积分方法

2.1 传统单像元积分读出方法

传统单像元积分读出方法,是指读出电路每个像素单元与单个探测器光敏元进行互联^[3],如图 1 所示,读出电路的像素级单元电路在与探测器光敏元相同的面积内完成对探测器信号的积分以及电荷-电压转换过程。

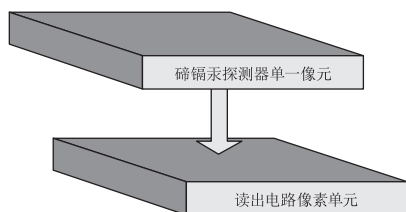


图 1 探测器单像元与读出电路像素单元传统互联方式
Fig. 1 Traditional interconnection between detector and readout circuit pixel unit

采用传统单像元积分读出的方法实现读出电路设计是最简单的,在超大的像素单元面积内,电路版图布局布线的空间大、受像元面积限制小,能够实现超大积分电容对长波信号进行积分,同时可以实现多档积分电容切换,更重要的是能够有效地降低版图寄生效应进而减小信号在输出链路中的衰减,更多的布线空间可以进行大量隔离环及隔离线的设计以解决像元间的信号互扰问题。但是对于超大像元面积长波红外探测器芯片,由于像元面积的增大使材料缺陷落在单像元内部的概率增加,例如在相同的碲镉汞材料缺陷密度的情况下,缺陷落在 $96\ \mu\text{m} \times 96\ \mu\text{m}$ 像元面积的概率是落在常规 $25\ \mu\text{m} \times 25\ \mu\text{m}$ 像元面积概率的 16 倍,这会导致探测器盲元个数急剧增加;另外,超大像元面积探测器芯片的动态结阻抗更小,这会导致长波探测器工作时暗电流的成倍增加,因此要实现性能良好的超大像元面积芯片是十分困难的。

2.2 超大像元分解为子像元积分合并读出方法

大像元面积探测器芯片整体的盲元率及暗电流难以控制,若要保证长波探测器芯片的良好性能,芯片的像元面积不宜过大,于是可将超大面积像元按情况分为具有 $n \times n$ 个子像元的像元矩阵,每个子像元面积为单像元的 $1/n^2$ 。相应的读出电路也需要设计 $n \times n$ 个子像素单元电路与探测器芯片中的 $n \times n$ 个子像元分别互联,对探测器的子像元信号进行积分以及电荷-电压转换,如图 2 给出了 3×3 子像元的像元矩阵与读出单路像素单元的互联方式示意图。

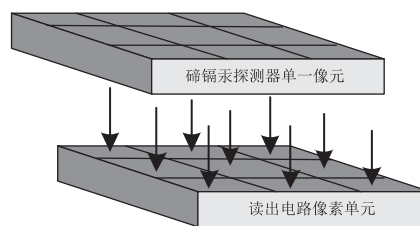


图 2 探测器子像元与读出电路子像素单元电路互联方式
Fig. 2 Circuit interconnection between detector sub-pixel and readout circuit sub-pixel

将超大像元分解为子像元后,各子像元的光信号进行独立积分,也就是在读出电路上每个子像元配有一套输入级电路,将各子像元光信号转换为电信号,各子像元的电信号通过后级电路处理累加后输出。对于读出电路来说,可以通过在每个子像元面积内设计多档积分电容来实现积分增益调整,同时也可以关键信号线间及各子像元间做好充分的隔离,以降低子像元间信号互扰。因此采用该方法,可以很好地解决高性能超大像元面积探测器芯片制备困难的难题。

3 超大像元读出电路设计

根据上述两种超大像元探测器用读出电路实现方法的比较,本文设计采用将超大像元分解为子像元的方案。电路设计以 $96\ \mu\text{m} \times 96\ \mu\text{m}$ 超大像元面积长波探测器为例,设计阵列规格为 80×1 的具有子像元积分合并读出功能的读出电路,电路采用 $0.35\ \mu\text{m}$ 标准 CMOS 工艺。

3.1 单像元信号传输链路设计

本设计以 80×1 像元规格为例,焦平面线列的 80 个像元排成一排,每个像元在探测器积分时间内单独积分,具有各自独立的信号传递输出链路,最终由列选译码器产生的多路选通信号控制,按顺序输出 80 个探测器的积分信号,图 3 给出了 80×1 像元规格读出电路工作的原理框图。

在图 3 结构的读出电路中,80 个像元的传输链路完全一致的,在一套数字时序控制下,80 个像元信号的积分、转移、处理都是独立的。本文设计的超大像元读出电路,将像元面积 $96\ \mu\text{m} \times 96\ \mu\text{m}$ 单像元以 3×3 矩阵形式分成 9 个子像素单元,每个子像素单元面积为 $32\ \mu\text{m} \times 32\ \mu\text{m}$,与探测器以图 2 的方式互联。单像元内的 9 个子像元积分后,在单像元单元内完成积分信号的累加,在时序的控制下,将单像元信号向后级电路传递输出,图 4 给出了单像元传输链路示意图。读出电路的输出摆幅、信噪比等关键指标由模拟信号链路决定,因此它是读出电路设计的关键^[4]。

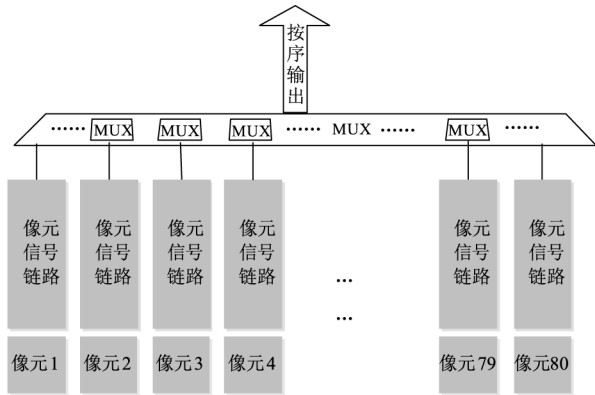


图3 读出电路工作原理框图

Fig. 3 Principle of readout circuit

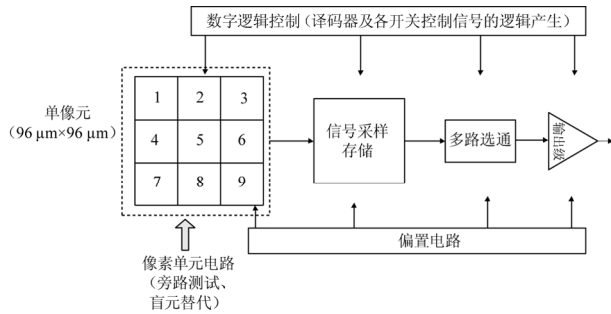


图4 单像元传输链路示意图

Fig. 4 Single pixel transmission link

为了提高探测器的帧频,读出电路采用边积分边读出(IWR)工作模式,即在第 N 帧积分时间内,各像元光电流经像素单元电路积分、转换、处理后的电压信号存储在采样存储电路内;像素单元电路完成信号转移后经过短暂复位,开始对第 $N + 1$ 帧信号进行积分,此时在采样存储单元内寄存的第 N 帧信号,在输出时序及多路选通信号控制下,通过输出级电路输出,图5给出了读出电路 IWR 工作模式的时序图。

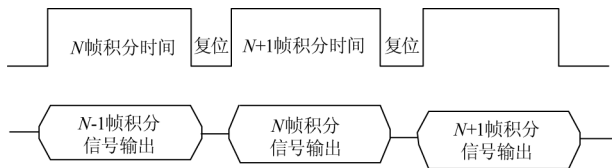


图5 IWR 工作模式时序图

Fig. 5 IWR mode sequence

3.2 输入级设计

本设计将 $96 \mu\text{m} \times 96 \mu\text{m}$ 像素单元面积等分成 3×3 个子像素单元,每个子像素单元拥有一套独立的输入级结构,即在面积 $32 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$ 子像素单元内要同时实现对探测器光电流积分、8 档积分电容增益切换、以及子像元盲元替代、旁路测试等功能。DI 输入级结构简单,所以相应其占用版图面积和功耗、噪声均较小^[5],本设计读

出电路为超大像元长波探测器专用,综合考虑版图面积、注入效率、实现难度等因素,输入级采用 DI 结构。

DI 输入级结构像素单元电路示意图如图6所示,9 个子像素单元各具备一套完全相同的 DI 输入级结构,分别对 9 个子像元光电流信号进行积分,积分完成后,子像元积分电容上的电压信号汇聚在积分总线 V_{int} 上,经过源随将电平平移后的积分电压信号从像素单元电路输出到后级采样保持电路中。图6中仅有一档积分电容增益,电路设计时,为实现 8 档积分电容增益切换,每个子像素单元内均有 4 个独立的积分电容,通过串口数据控制 4 个独立电容开关,实现电容重组,组合出 8 档积分电容。

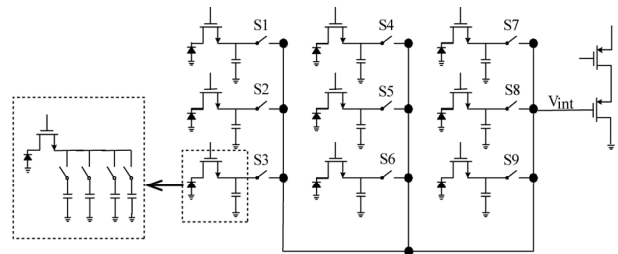


图6 像素级电路示意图

Fig. 6 Pixel level circuit

为了进一步降低探测器盲元率,本电路在像素单元内通过对各子像元积分电容上的信号进行开关控制,实现了旁路测试及盲元替代(子盲元剔除)。如图6,开关 $S1 \sim S9$ 通过外部给入的串口数据,对 9 个子像元分别进行单独的信号遍历即每次只闭合 $S1 \sim S9$ 中的一个开关,这时仅有一个子像元的积分电压信号接入 V_{int} ,相应的输出仅为该子像元的信号,即实现了旁路测试功能。

当确定 9 个子像元中盲元的位置时,通过外部串口数据对各像元内 9 个开关的控制,即可实现盲元替代功能。假设每个子像元对应的积分电容为 C_0 、子像元光电流 I_0 ,当该像元所有子像元均为非盲元时, $S1 \sim S9$ 默认均闭合,此时积分总线 V_{int} 上的电压 V_0 由式(1)决定:

$$V_0 = \frac{9I_0}{9C_0} = \frac{I_0}{C_0} \quad (1)$$

当某个像元中有 n (n 为整数, $1 \leq n \leq 9$) 个盲元时,根据旁路测试功能确定的子像元盲元位置,将该在子像元对应的开关 S 断开,断开子像元盲元积分电容与积分总线 V_{int} 的连接,此时积分总线 V_{int} 上的电压 $V1$ 由式(2)决定:

$$V_1 = \frac{(9 - n)I_0}{(9 - n)C_0} = \frac{I_0}{C_0} \quad (2)$$

由式(1)、式(2)可以看出,盲元替代后积分总线 V_{im} 上的电压 $V_0 = V_1$ 保持不变,通过控制子像元开关可以实现子像元盲元替代功能。

在对 80×1 个像元线列进行设计时,需对 80×9 个子像元开关进行编码,通过外部串口写入编码即可对开关进行控制。

3.3 信号采样存储电路

为了实现 IWR 功能,在像素输入级与输出级之间增加信号采样存储电路,图 7 虚线框内的采样存储电路由采样开关加采样存储电容构成。在第 N 帧积分时间内即将结束时,采样开关 S_c 闭合,采样电路像素级电路中源随输出电压信号被采样存储在采样电容 C_c 上,随后开关 S_c 断开;在第 $N + 1$ 帧积分时间内,多路选通开关 S_{MUX} 闭合,采样电容上的第 N 帧信号传递到输出级输出。

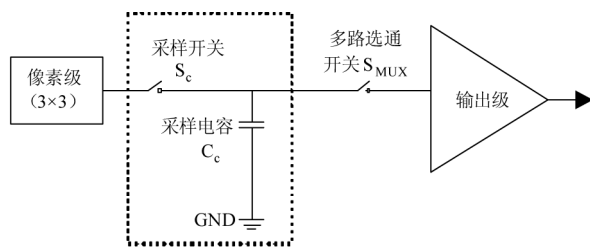


图 7 信号采样存储电路示意图

Fig. 7 Signal sampling and storage circuit

3.4 输出级电路

输出级电路由接成单位增益的运放实现^[6],用以增大信号的驱动能力。80 个像元积分信号在时钟的控制下,与多路选通电路配合,依次输出 1 ~ 80 元积分信号。

4 读出电路仿真、测试结果

4.1 像素级电路仿真

对图 6 中的具有 3×3 个子单元的像素级电路进行输出动态仿真,分别给每个像元均匀变化的电流,从图 9 的仿真结果可以看出,随着电流的线性增加,积分电压也线性增加,输入级设计范围 1.53 ~ 4.53 V 达到 3 V 的动态范围。

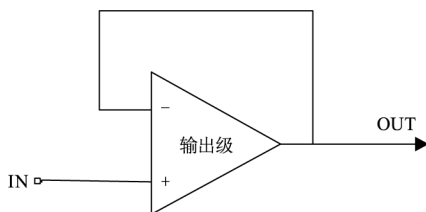


图 8 输出级电路结构

Fig. 8 Output stage circuit structure

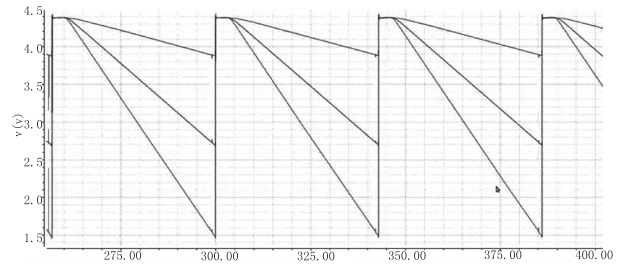


图 9 输入级仿真结果

Fig. 9 Results of input stage simulation

4.2 子像元盲元替代功能仿真

本款电路盲元替代在像素单元内完成,通过对子像元盲元积分信号的关断,自动实现子盲元替代功能。表 1 给出单个超大像元中存在不同个数子像元盲元时,盲元替代后的电平差异。电平差异主要来源于开关管的注入效应。

表 1 子像元盲元替代仿真结果

Tab. 1 Results of sub-pixel blind pixel replacement

被替代盲元数	输出电压/V	与 0 盲元输出电平差/mV
0	4.0119	/
1	4.0104	1.15
2	4.0093	2.65
3	4.0075	14.08
4	3.9978	14.13
5	3.9860	25.93
6	3.9705	41.45
7	3.9382	73.74
8	3.8421	169.84

4.3 噪声仿真

噪声仿真采用 tran noise 仿真,仿真时长 200 帧,带宽 200 MHz,最小频率为 100 Hz,在 900 fF 积分电容时,电路平均噪声约 0.25 mV。

4.4 整体 80×1 像元电路功能、性能仿真

对 80×1 像元规模的读出电路进行数模混合仿真,以验证整体电路设计的正确性及输出摆幅、建立时间等。

整体电路仿真时,采用 tran 瞬态仿真,仿真时将 80 元分为 8 组,每组 10 个像元,每组像元分别注入不同的积分电流,仿真结果如图 10 所示,各元输出电压随电流激励信号成正向线性变化,电路功能正确。

将图 10 中最大信号建立部分波形放大获得图 11 的细节图,电路在 106 ns 内可以建立 3 V 信号,电路摆率达到 $28.3 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。

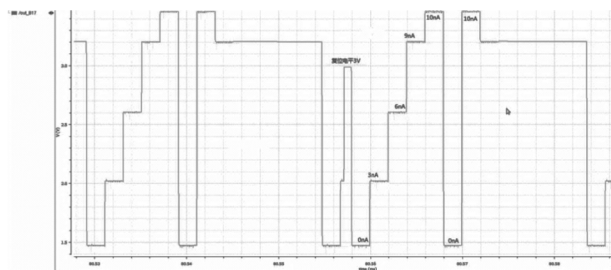


图 10 80 元整体电路仿真结果

Fig. 10 Overall circuit simulation results of 80 pixels

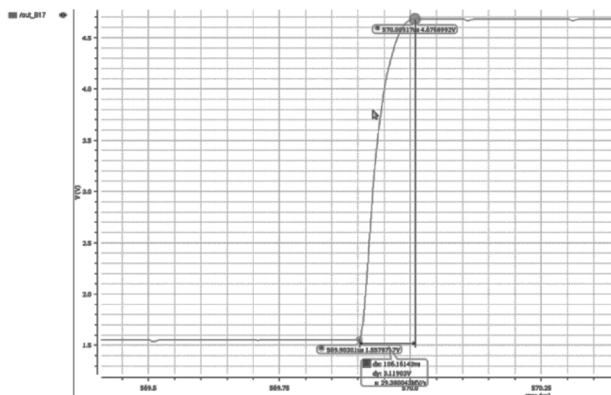


图 11 电路建立时间仿真细节图

Fig. 11 Circuit setup time simulation details

4.5 测试结果

采用 0.35 μm 标准 CMOS 工艺对读出电路进行流片后,将读出电路芯片与探测器芯片互联,对互联后的混成芯片进行功能、性能测试,测试结果如表 2 所示。

表 2 长波探测器混成芯片测试结果
Tab. 2 Test results of long-wave detector

测试项目	性能指标
旁路测试功能	有
子像元盲元替代功能	正确
输出电压范围/V	1.5 ~ 4.5
压摆率/(V · μs^{-1})	28
噪声/mV	0.35
动态范围/dB	78
盲元率/%	≤ 1

从长波探测器实测结果可以看出,本设计将超大像元拆分为 3×3 子像元后,通过对各子像元信号进行积分累加,能够等效单一像元对光电信号的积分,其信号、噪声、动态范围等性能与常规像元尺寸的探测器相当,同时利用盲元替代功能,显著地降低了盲元率。

5 结论

本文给出了可应用于超大像元面积长波探测器专用读出电路设计方法,即通过将单一超大像元分解为子像元分别积分,再进行信号合并读出的工作方式,有效的解决了长波探测器超大像元暗电流大、暗电流难以控制导致探测器噪声盲元多、信噪比低的难题。本方案读出电路在像素单元内采用了大量的开关,设计时应考虑开关动作引入的电荷注入效应对电路噪声的影响。基于上述方法,以 $96 \mu\text{m} \times 96 \mu\text{m}$ 超大像元面积、线列规模为 80×1 碲镉汞探测器为例,将单像元分为 3×3 个子像元对读出电路进行设计。通过仿真及实测结果,验证本款电路功能正确、性能优良。

参考文献:

- [1] Xia Xiaojuan, Liu Qi, Guan Yu, et al. Design of 320×256 IRFPA readout circuit [J]. Aero Weaponry, 2017, (3): 65 - 68. (in Chinese)
夏晓娟,刘琦,关钰,等. 320×256 阵列红外焦平面读出电路的设计[J]. 航空兵器, 2017, (3): 65 - 68.
- [2] Chen Xiaoshuang, Xu Jiao, Hu Weida, et al. Research progresses on dark current mechanisms of long-wavelength HgCdTe infrared detectors [J]. Infrared Technology, 2015, 37(5): 353 - 360. (in Chinese)
陈效双,许娇,胡伟达,等. 长波 HgCdTe 红外探测器的暗电流机理研究进展[J]. 红外技术, 2015, 37(5): 353 - 360.
- [3] Chen Xiao, Li Lihua, Liang Yan, et al. Progress of very high sensitivity infrared detector readout circuit [J]. Infrared and Laser Engineering, 2020, 49(1): 0103011-1-0103011-7. (in Chinese)
陈斌,李立华,梁艳,等. 甚高灵敏度红外探测器读出电路研究进展[J]. 红外与激光工程, 2020, 49(1): 0103011-1-0103011-7.
- [4] Zhou Jie. 320×256 MW/LW dual-color IRFPAs readout circuits [J]. Infrared and Laser Engineering, 2015, 44(10): 2880 - 2885. (in Chinese)
周杰. 320×256 中/长波双色 IRFPAs 读出电路设计[J]. 红外与激光工程, 2015, 44(10): 2880 - 2885.
- [5] P Y Song, Z H Ye, A B Huang, et al. Theoretical investigation on input properties of DI and CTIA readout integrated circuit [J]. Optical and Quantum Electronics, 2016, 48(3): 7.
- [6] Behzad Razavi. Design of analog CMOS intergrated circuit [M]. Xi' an: Xi' an Jiaotong University Press, 2003: 345 - 351.