

大动态范围、高灵敏度红外焦平面数字像元读出 电路技术 (特邀)

陈楠, 张济清, 毛文彪, 李雄军, 宋林伟, 高玲, 姚立斌*

(昆明物理研究所, 云南昆明 650223)

摘要: 长波红外探测器一直以来受到读出电路电荷存储容量的限制, 导致信噪比、动态范围和灵敏度都难以提升, 制约了长波红外成像系统的发展和应用。文中对比分析了模拟像元和数字像元读出电路技术, 介绍了数字像元焦平面的发展现状和主要架构。采用脉冲频率调制方案设计了 384×288 ($25 \mu\text{m}$) 和 256×256 ($30 \mu\text{m}$) 两款数字像元读出电路, 其中比较器设计提高了功耗效率和强壮性, 并耦合碲镉汞探测器形成长波数字焦平面探测器组件进行测试, 结果与国内外相关工作进行比较分析, 峰值噪声等效温差分别达到 3.4 mK 和 1.9 mK , 动态范围达到 96 dB 。测试结果表明, 数字像元技术显著提升了长波红外焦平面的灵敏度和动态范围, 是提高红外探测器性能的有效途径。

关键词: 红外焦平面; 读出电路; 数字像元; 高灵敏度; 高动态范围

中图分类号: TN216 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20210821

High-dynamic-range and high-sensitivity IRFPA digital-pixel ROIC technology (*Invited*)

Chen Nan, Zhang Jiqing, Mao Wenbiao, Li Xiongjun, Song Linwei, Gao Ling, Yao Libin*

(Kunming Institute of Physics, Kunming 650223, China)

Abstract: The signal-noise ratio, dynamic range and sensitivity of long-wavelength (LW) infrared detector are limited by the charge capacity of digital readout integrated circuit (ROIC), which restricts the development and application of LW infrared imaging systems. The comparison and analysis of analog pixel and digital pixel ROIC technology were presented in this paper, the research status and main architectures of digital pixel focal plane array (FPA) were introduced. The 384×288 ($25 \mu\text{m}$) and 256×256 ($30 \mu\text{m}$) digital-pixel ROICs were designed with pulse frequency modulation scheme, and the designed comparator improved the power efficiency and robustness. Based on this, the digital LW FPA detector modules were designed with HgCdTe detector arrays, which measurement results were compared and analyzed with related works. The measured peak noise equivalent temperature difference are 3.4 mK and 1.9 mK , respectively, and the dynamic range achieves 96 dB . It's confirmed that the digital pixel technology significantly improves the sensitivity and dynamic range of LW IRFPA, which manifests that this technology is a promising way to improve the performance of infrared detector.

Key words: IRFPA; ROIC; digital pixel; high sensitivity; high dynamic range

收稿日期: 2021-11-05; 修订日期: 2022-02-25

作者简介: 陈楠, 男, 研究员, 博士生导师, 博士, 主要从事混合信号集成电路设计方面的研究。

通讯作者: 姚立斌, 男, 研究员, 博士生导师, 博士, 主要从事混合信号集成电路设计方面的研究。

0 引言

红外焦平面探测器在安防监控、军事装备和空间科学等领域有重要应用,其主要的发展方向包括更高的空间分辨率、更高的温度灵敏度和更大的动态范围,以及更快的响应速度和帧频。

数字焦平面技术是实现这些目标的一种有效手段。通过在探测器读出电路上集成列级模拟-数字转换器(ADC)和数字信号处理电路,实现探测器的数字信号输出,有效降低了短波和中波红外探测器的噪声,提高抗干扰能力和帧频,令红外成像系统的集成度进一步提升^[1]。

对于长波红外探测器,其光电流和暗电流相比短波和中波器件显著增加,原有的模拟焦平面技术和基于列级 ADC 的数字焦平面技术都体现出明显的局限性,因为读出电路电荷存储能力的限制导致长波探测器的动态范围和信噪比难以提升,温度灵敏度也受到限制。

数字像元读出电路技术通过数字积分克服了传统模拟积分方案电荷存储能力受限的缺陷,并在像元内集成 ADC 完成量化,可以有效提高探测器的动态范围和灵敏度,成为提升长波探测器性能的一种关键技术。

文中介绍了数字像元技术及其发展现状、数字像元读出电路设计,以及长波 384×288 数字像元红外焦平面探测器组件的设计和测试结果。

1 数字像元读出电路技术及发展现状

传统的探测器读出电路像元主要对红外探测器输出的电流信号进行积分,将获得的电压信号进行缓冲和输出,在列级或输出级电路进行放大、模数转换等处理。由于像元的输入和输出都是模拟信号,并且其积分过程是对模拟信号进行处理,因此称之为模拟像元,对应的积分方式称为模拟积分。

模拟像元电路如图 1 所示,积分节点完成复位后,其电压随探测器的电流放电而降低,达到设定的积分时间 t_{int} 时,将对应的电压 V_{int} 选通读出。像元电路最大的电荷存储容量由积分电容 C_{int} 和及其最大电压摆幅决定,而电压摆幅受电源电压和阈值电压的限制。

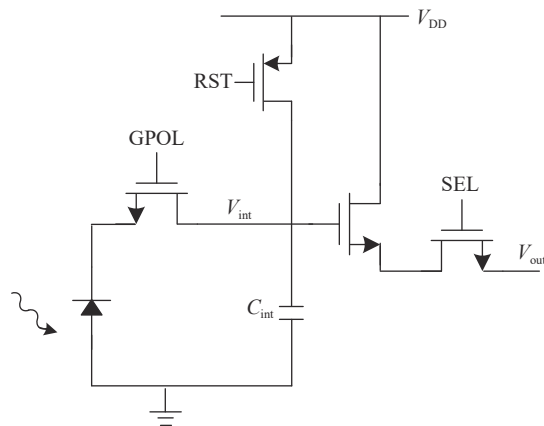


图 1 模拟像元电路 (直接注入结构)

Fig.1 Analog pixel circuit (direct injection structure)

$$Q_{max} = C_{int} \Delta V_{max} \quad (1)$$

探测器的信噪比主要由有效信号的电荷大小、探测器噪声和读出电路噪声决定。长波器件光电流较大,同时由于长波材料禁带宽度更窄,器件暗电流变大,因此主要噪声来源是光电流 (I_{ph}) 和暗电流 (I_{dk}) 的散粒噪声,其他噪声贡献较小,可以忽略,从而得到探测器的信噪比为:

$$SNR = \frac{Q_{sig}}{\sqrt{Q_{n_det}^2 + Q_{n_roic}^2}} \approx \frac{I_{ph} t}{\sqrt{q I_{ph} t + q I_{dk} t + Q_{n_roic}^2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{q}{I_{ph} t} + \frac{q I_{dk}}{I_{ph}^2 t} + \frac{Q_{n_roic}^2}{I_{ph}^2 t^2}}} \quad (2)$$

信噪比主要与光电流 I_{ph} 和积分时间 t_{int} 正相关,而像元电荷容量决定了所能接收的最大光电流和最长积分时间,因此增大电荷存储容量,能够提高信噪比。衡量温度灵敏度的指标——噪声等效温差 (NETD) 则与信噪比成反比,因而电荷存储容量越大,灵敏度越高。动态范围的上限也同样被电荷存储容量所限定。

对于给定的像元间距,所能获取的最大积分电容也随之确定,因此当目标辐射能量较强时,探测器较大的光电流会造成积分电压还未到 t_{int} 就饱和,无法获取更多的有效信息,如图 2 所示。因此虽然长波探测器具有更大的光电流,但因为模拟像元电荷存储容量的物理限制,导致其动态范围和温度灵敏度无法随着光电流变大而提升。

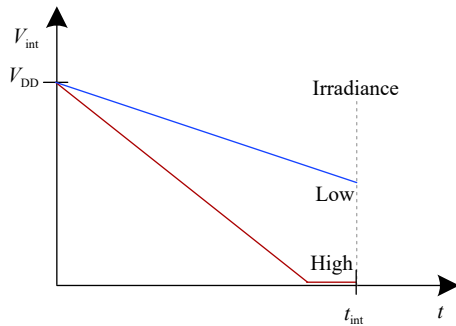


图 2 模拟积分原理示意图

Fig.2 Principle diagram of analog integration

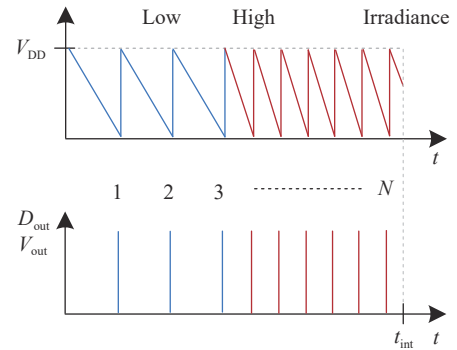


图 4 数字积分原理示意图

Fig.4 Digital integration

为了充分发挥长波器件光电流大的优势,可以由度量电容上单次积分电压绝对值的方式变为测量多次积分脉冲个数的相对值,从而避免单次积分电荷存储容量的限制。采用这种方式积分的像元为数字像元,其电路如图 3 所示,对应的数字积分原理示于图 4。其与模拟积分最大的区别在于积分过程不只是一次,而是在积分时间内积分电容进行复位、放电的多次重复,每次复位都会产生一个脉冲,令计数器加 1。最后读取计数值 N 即可得到对应辐射能量大小的相对值,因此数字像元在完成积分的同时也实现了模数转换的功能,无需像元以外的模拟信号处理电路和 ADC,简化了读出电路和成像系统的设计。

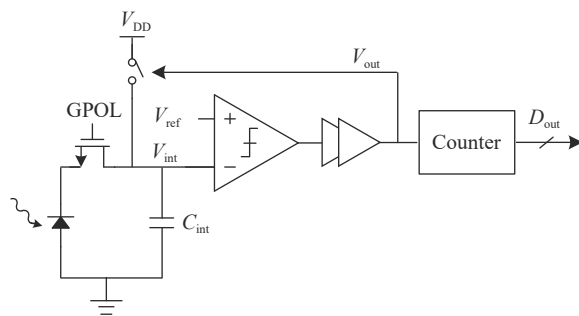


图 3 数字像元电路

Fig.3 Digital pixel circuit

数字像元的最大电荷存储容量为:

$$Q'_{\max} = N_{\max} C_{\text{int}} (V_{\text{DD}} - V_{\text{ref}}) \quad (3)$$

其中,电荷存储容量与最大计数值 N_{\max} 成正比,即计数器的长度越长,可以获得的动态范围和温度灵敏度也越高,从而突破了积分电容和电压摆幅的限制。

早在 2001 年美国就报道了采用像元级 ADC 技术的 CMOS 图像传感器设计^[2],采用电流振荡器等效

Sigma-Delta ADC 原理完成数字积分和模数转换,实现了 64×64 面阵、 $30 \mu\text{m}$ 像元间距的图像传感器,动态范围达到 104 dB。

2005 年美国麻省理工学院林肯实验室提出了数字像元的概念,在像元内实现了模数转换以及数字积分功能^[3],之后研制了多款长波 256×256 数字像元读出电路,像元间距为 $30 \mu\text{m}$,背景扣除后的动态范围达到 19 位。2010 年法国 CEA-Leti 及 Sofradir 报道了长波 320×256 数字像元焦平面探测器^[4],其读出电路采用了 $0.18 \mu\text{m}$ CMOS 工艺实现像元级 ADC 及数字积分技术,在 $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ 的像元内集成了 15 位的 ADC,等效电荷存储容量达到了 3×10^9 个电子,探测器积分时间超过 20 ms,峰值 NETD 达到 2 mK,比未采用数字积分技术的同类探测器的性能提高近一个数量级。

国内从 2010 年起有高校以及研究所开展列级 ADC 数字读出电路研究,目前昆明物理研究所已实现列级 ADC 中波数字焦平面探测器的工程应用^[1]和 InGaAs 短波数字焦平面探测器的研制^[5],并开展了数字像元读出电路的初步研究^[6]。中国科学院上海技术物理研究所 (SITP) 研制了面阵规模为 512×32 、像元间距为 $30 \mu\text{m}$ 的数字像元读出电路,并互连长波探测器测试验证,峰值 NETD 达到 8 mK^[7]。国内数字像元读出电路已有部分研究成果发表,但性能与国外先进水平尚存较大差距,且未见凝视型面阵数字像元红外探测器组件研制结果的报道。

2 数字像元读出电路设计

数字像元红外探测器区别于传统红外探测器的

主要部分在于使用数字像元读出电路,因此读出电路的设计是该类型探测器研制的重点。文中针对长波 384×288、25 μm 间距数字像元红外焦平面探测器的读出电路进行了设计,并用相同架构和电路设计了 256×256、30 μm 间距的数字像元读出电路。

2.1 读出电路架构设计

长波 384×288 数字像元读出电路的整体结构如图 5 所示。读出电路主要由以下功能模块组成:数字像元阵列、行选电路、列选电路、数字控制模块、模拟偏置产生电路和数字输出接口电路。

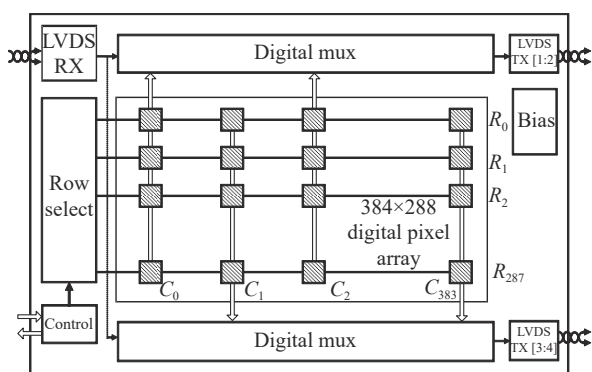


图 5 数字像元读出电路结构框图

Fig.5 Digital pixel ROIC diagram

数字像元电路完成探测器信号的读出、数字积分和模数转换功能,由 384×288 像素单元组成;行选电路完成 288 行探测器的积分及读出控制,主要包括复位控制和读出选通控制;列选电路完成数字信号的多路选通和输出,置于阵列上下两边保证横向宽度;最终以 16 位串行数字信号通过低压差分信号 (LVDS) 输出接口送至外部的成像处理电路,共 4 路输出接口,以提高帧频。数字控制模块主要产生电路内部所需的控制信号,根据工作模式和帧频完成对行选和列选电路的控制。电压和电流等偏置信号通过偏置产生电路在片上生成,确立模拟电路的直流工作点。

相比模拟读出和列级 ADC 数字读出,采用数字像元的读出电路,在整体架构上更为简洁,避免了列级放大器、输出放大器或者列级 ADC,因此极大消除了引起列级非均匀性的来源。

2.2 数字像元电路设计

数字像元电路是整个数字读出电路的核心部分,等效于集合了传统读出电路的像元、列级放大器、输

出放大器和 ADC 的功能,因此是设计的重点和难点。其他部分的电路设计,基本沿用原有列级 ADC 数字读出电路的成熟模块^[1,8],无需重新设计。

最为直接的数字积分方式是脉冲宽度调制 (PWM)^[9],其框图和工作原理如图 6 所示。探测器的偏置电压通过 GPOL 确定。每次积分开始前复位信号 RST 将积分电容复位,然后其电压 V_{int} 随探测器电流放电而减小,与此同时全局计数器在时钟 CLK 的驱动下计数,并将计数值 N 送到每一个像元。在 V_{int} 达到参考电压 V_{ref} 时, V_{out} 翻转触发积分结束脉冲,将该像元的计数值存储到缓存 (Memory) 中并停止更新计数值。在积分结束时,各像元存储的数值通过列总线 D_{out} 顺次读出。对于辐射强的目标,探测器单元的光电流大,较短时间完成放电,因此计数值小,因此计数值大小与探测器电流成反比。

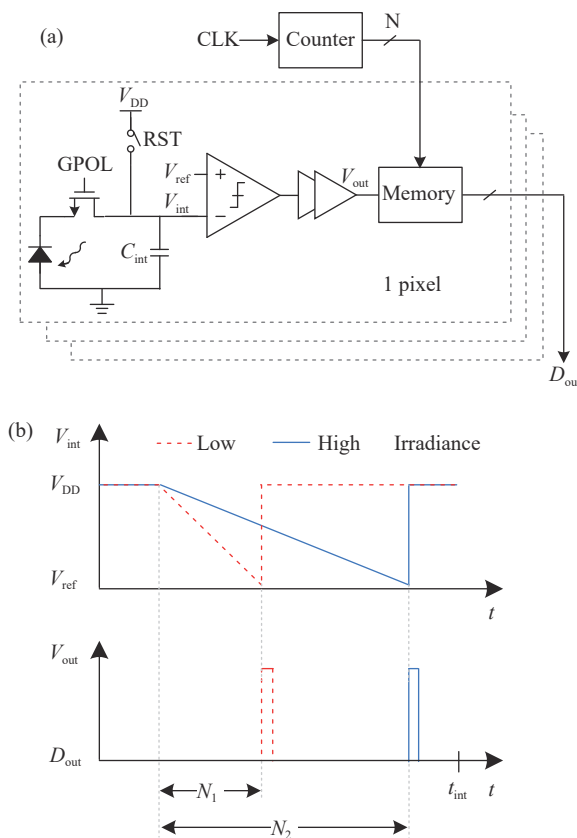


图 6 脉冲宽度调制数字像元框图和工作原理

Fig.6 PWM digital pixel diagram and working principle

虽然该方案实现了在像元内的数字积分和模数转换,但本质仍然是单次积分。要想获得更高的分辨率,要么增大积分电容,其最大值仍然受像元尺寸限

制;要么加快计数时钟频率,但由于计数值要送给所有像元,以 384×288 面阵为例有 11 万个像元,在如此重负载条件下提高频率将带来较大的功耗负担。假设像元级 ADC 分辨率为 16 位,则每个像元需要 32 位总线用于输入计数值和输出数值,极大增加了像元版图的布局和布线难度。

脉冲宽度调制的缺陷主要来自两个方面:积分电容大小对单次积分的限制,以及所有像元的计数值都要来自全局的计数器并由其时钟频率限制了分辨率。另一种数字积分方案脉冲频率调制 (PFM),能够突破这些限制。

基于脉冲频率调制设计的数字像元如图 7 所示,其与 PWM 的区别在于每个像元集成了自己的计数器,而计数时钟来自于各像元自身。其工作原理如图 4 所示,工作时序如图 8 所示。每次复位后,积分电压 V_{int} 放电达到参考电压 V_{ref} ,就会触发比较器翻转,产生脉冲,该脉冲引起计数值加 1,同时积分电压复位,依此重复。由于将 PWM 的单次积分变成多次积分,等效的积分电容增大,同时还具有多次采样平均获得的降噪效果。每个像元在自身脉冲频率下计数和复位,避免了全局计数时钟和计数值的制约,有利于功耗的降低。此外每个像元的数据总线宽度比 PWM 减半,只需要把数值输出到列总线 D_{out} 。基于上述优势,选择脉冲频率调制方案设计数字像元。

在光电流和暗电流分别为 I_{ph} 和 I_{dk} , 经过积分时间 t_{int} 得到的计数值为:

$$N = \frac{(I_{ph} + I_{dk})t_{int}}{C_{int}(V_{DD} - V_{ref})} \quad (4)$$

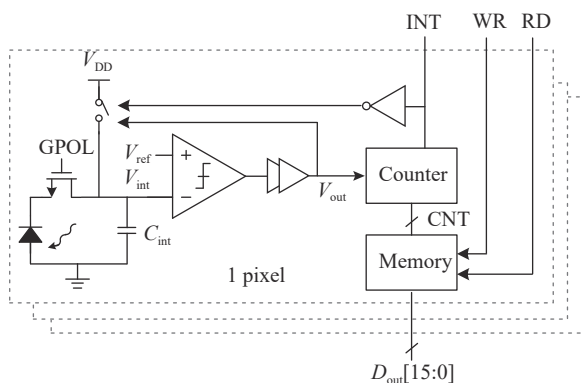


图 7 所设计的数字像元框图

Fig.7 Designed digital pixel diagram

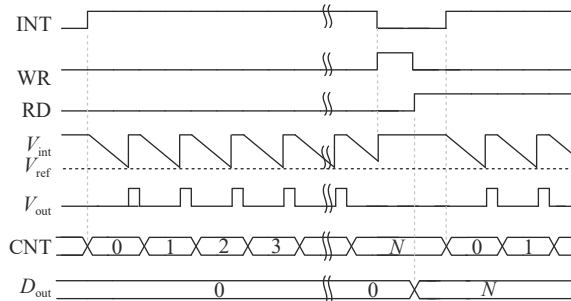


图 8 数字像元工作时序图

Fig.8 Timing diagram of digital pixel

所对应的脉冲频率为:

$$f = \frac{N}{t_{int}} = \frac{I_{ph} + I_{dk}}{C_{int}(V_{DD} - V_{ref})} \quad (5)$$

输出数值和脉冲频率都线性正比于光电流,因此可以测量辐射能量的大小。

像元所能达到的最大电荷存储容量为:

$$Q_{max} = 2^B C_{int} (V_{DD} - V_{ref}) \quad (6)$$

式中: B 是像元级 ADC 的位数,文中设计为 16 位,总的电荷存储容量达到 Ge-以上,脉冲频率大于 3 MHz。电荷存储容量的大小可以根据实际需要,通过复位电压和参考电压的差值进行调节。

为了最大程度利用帧频允许的积分时间来提高灵敏度,设计边积分边读出 (IWR) 模式。为此在像元内集成存储器用于存储计数值 CNT。INT 信号有效时开始积分,计数器对 V_{out} 的脉冲计数,在积分结束后写使能信号 WR 有效,将计数值 CNT 写入存储器。然后读使能信号 RD 有效,将数值读出到列输出总线 D_{out} 。下一帧的积分控制 INT 有效,对计数器清零,开始新的数字积分和计数。

采用全局曝光模式,避免了卷帘曝光对高速运动目标成像的变形问题,同时减小了行间的时域噪声。将所有像元在相同的 INT 和 WR 控制下同时积分和写入存储器,每一行有单独的 RD 控制逐行读出,实现全局曝光。

比较器是数字像元中唯一的模拟电路,其性能直接影响数字积分和模数转换的工作频率、线性度以及功耗。提高比较器电路的带宽,可以提高数字像元的最大脉冲频率,在相同积分时间内获得更多的计数值,从而提高电荷存储容量和灵敏度,但代价是消耗

更多的电流,造成读出电路功耗的增加。此外比较器的延迟会引起模数转换过程中产生输入电流相关的非线性。

采用图 9(a) 所示的简单反相器作比较器,几乎可以在没有静态偏置电流的条件下获得较大的输出电流,提高带宽和摆率,以较低的功耗提高脉冲的工作频率^[3]。但是该方案的缺陷在于没有外接控制的参考电压 V_{ref} , 触发比较器翻转的电平完全由比较器的阈值电压决定;此外没有固定的偏置电流,造成翻转电压受供电电源波动的影响,引入较大的噪声,降低了探测器的信噪比。

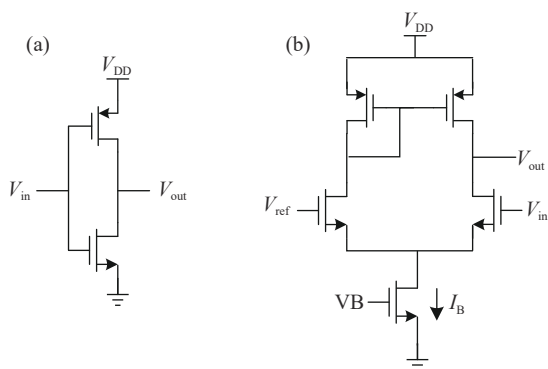


图 9 比较器电路

Fig.9 Comparator circuits

为了兼顾功耗、带宽、噪声和电源抑制,文中设计采用 5 T 结构放大器作为比较器,如图 9(b) 所示。该电路的直流工作点由偏置电流 I_B 决定,具有更好的电源抑制比;并且阈值电压由外部输入的参考电平 V_{ref} 确定,不受比较器自身工作条件的影响。相比两级放大器^[4, 7]、电流镜放大器等可以获得更高增益的结构,该电路仅由 5 个晶体管构成,减小了所占用的像元面积;同时在有限的偏置电流下可以获得更大的输出电流来提高带宽,带宽/功耗比高于其他更为复杂的结构。因此采用该结构设计比较器,输入管选取较大尺寸以减小 $1/f$ 噪声的影响。在 $0.5 \mu A$ 的偏置电流下仿真,增益达到 35 dB,带宽为 21.5 MHz,满足设计要求。

所设计的数字像元电路版图如图 10 所示,像元面积为 $25 \mu m \times 25 \mu m$ 。在积分时间为 20 ms,不同输入电流下进行仿真,脉冲频率和输出数值的结果示于图 11。输入电流从 0.5 nA 扫描至 35 nA, V_{out} 对应的

脉冲频率由 48 kHz 变化到 3.27 MHz,经量化后输出的数值由 958 增加到 65428。脉冲频率和输出数值在电流变化 35 nA 范围内均呈现出线性响应,有效扩展了探测器的动态范围。

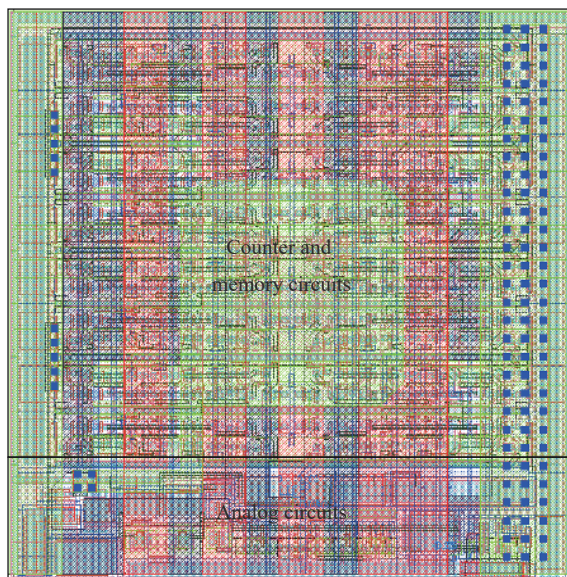


图 10 数字像元版图

Fig.10 Layout of digital pixel

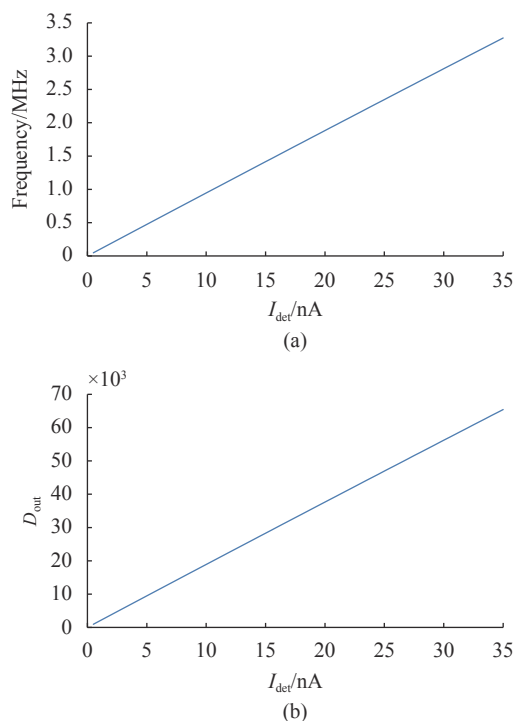


图 11 数字像元仿真结果: (a) 脉冲频率; (b) 输出数值

Fig.11 Simulation results of digital pixel: (a) Pulse frequency; (b) Digital output

3 长波数字像元探测器组件

长波数字像元焦平面探测器组件所用的碲镉汞材料为液相外延 (LPE) 生长的长波碲镉汞薄膜, 材料镉组分 $x=0.231$, 77 K 温度下所对应的截止波长 $\lambda_c \approx 9.5 \mu\text{m}$ 。碲镉汞导电类型为 p 型, 掺杂方式为汞空位掺杂, Hall 测试所得空穴浓度 $p_0=1.0\sim 5.0 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ 。

对于长波碲镉汞材料, 随着禁带宽度变窄, 缺陷控制和晶格完整性对后续器件性能的影响随之增大, 因而需加强碲锌镉衬底的筛选, 控制碲锌镉衬底与碲镉汞薄膜之间的失配, 提升碲镉汞薄膜质量。如图 12 所示为本单位采用液相外延技术在碲锌镉衬底上生长的长波碲镉汞材料, 薄膜表面平整光滑、交叉线明显, 薄膜表面质量达到了较高水平。



图 12 长波碲镉汞材料表面形貌图

Fig.12 The surface morphology of LW HgCdTe epilayers

碲镉汞薄膜材料经表面处理后, 采用磁控溅射依次溅射沉积碲化镉和硫化锌复合钝化层, 随后经光刻、刻蚀、金属膜沉积、电极刻蚀成型以及芯片划片等一系列工艺完成探测器芯片制备。将制备完成的长波探测器与数字像元读出电路通过钢缩球、倒装焊以及回流等工艺实现焦平面探测器芯片, 384×288 和 256×256 面阵的探测器照片如图 13 和图 14 所示。为提升探测器的长期可靠性, 通过填胶、固化以及背减薄膜工艺完全去除探测器芯片的衬底, 并进行背增膜沉积以减小红外辐射在芯片表面的反射。



图 13 长波 384×288 数字像元红外焦平面探测器芯片

Fig.13 LW 384×288 digital-pixel IRFPA detector chip



图 14 长波 256×256 数字像元红外焦平面探测器芯片

Fig.14 LW 256×256 digital-pixel IRFPA detector chip

经以上处理的长波 384×288 焦平面探测器芯片封装入中测杜瓦, 在液氮制冷状态下进行性能测试和筛选。将合格的探测器芯片采用金属杜瓦进行正式封装, 并经高温排气完成探测器杜瓦组件制备。经测试筛选合格的杜瓦组件与制冷机耦合实现了长波 384×288 焦平面探测器制冷组件的制备, 组件照片如图 15 所示。所选用的制冷机为笔者单位的 C308 型集成斯特林制冷机, 在环境温度为 70 °C 时能够提供 400 mW 的液氮低温制冷量, 探测器芯片实际工作温度为 77 K。探测器组件的质量小于 600 g, 尺寸为 143 mm×72 mm×58 mm。



图 15 长波 384×288 数字像元红外焦平面探测器组件

Fig.15 LW 384×288 digital-pixel IRFPA detector module

4 测试结果

对所研制的长波数字像元红外焦平面探测器组件进行了测试,主要依据 GB/T 17444—2013《红外焦平面阵列参数测试方法》,根据数字探测器输出量化数值的特点进行了数字值和国标中电压的转换和对应。通过定制设计的数字探测器测试电路板提供焦平面探测器的偏压及驱动信号,并采集探测器输出的 LVDS 信号,通过相机连线接口 (Cameralink 标准) 传输到计算机,经计算得到探测器的各性能参数。主要测试设备为高温黑体 (SR 80-HT) 和直流电源。

图 16 给出了长波 384×288 数字像元探测器输出的原始图像,由于读出电路没有列级放大器、输出放大器和列级 ADC 等模块,传统模拟像元读出电路常见的列级非均匀性在数字像元读出电路中显著减弱。整个面阵的响应率不均匀性测试结果为 4.7%。数字像元探测器的功耗为 113 mW,其中数字像元占据了 98% 的比例,平均每个像元的功耗为 1 μW。

图 17 给出了长波 384×288 数字像元红外焦平面探测器的 NETD 实测分布图, F 数为 2, 积分时间为 9 ms, 峰值 NETD 为 4.6 mK, 平均 NETD 为 8.5 mK。相同规格的模拟像元长波探测器,由于电荷存储容量仅为几十 Me-, 因此积分时间难以超过 1 ms, 造成平均 NETD 大约 15 mK。得益于数字积分对电荷存储容量的提升,所研制的数字像元探测器半阱容量的积分时间可以延长到 33 ms, 测试得到的 NETD 分布如



图 16 长波 384×288 数字像元探测器原始输出图像

Fig.16 Sample image of LW 384×288 digital-pixel detector

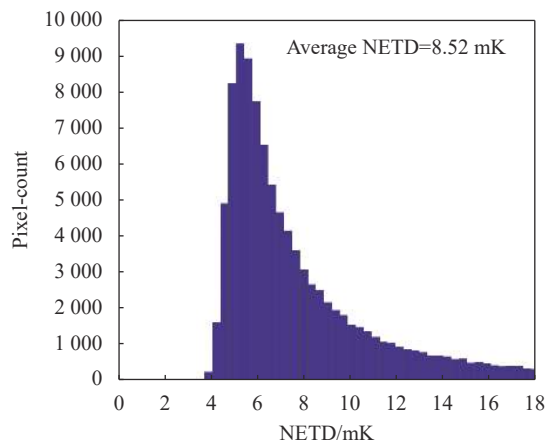


图 17 长波 384×288 数字像元探测器 NETD($t_{int} = 9$ ms)

Fig.17 NETD of LW 384×288 digital-pixel detector ($t_{int} = 9$ ms)

图 18 所示, 峰值 NETD 达到 3.4 mK, 平均 NETD 为 4.9 mK。

图 19 给出了长波 256×256 数字像元红外焦平面探测器的 NETD 实测分布图,在 F 数为 2、积分时间为 38 ms 时测得峰值 NETD 为 1.9 mK, 平均 NETD 为 2.8 mK。

理论上当探测器散粒噪声主导时, NETD 会随着电荷存储能力的增加而开平方根倍的降低,但实测结果并未达到这样理想的效果,在 NETD 分布图中可以明显看到拖尾,主要原因是其他来源贡献了大量的噪声,例如低频的 $1/f$ 噪声、读出电路噪声等,导致探测器的噪声并没有理想的由散粒噪声主导,限制了信噪比提升的效果。因此后续将对各种噪声来源深入研究,降低噪声,令 NETD 呈现出更符合正态分布的特性。

动态范围是红外探测器较为关注的指标,模拟像

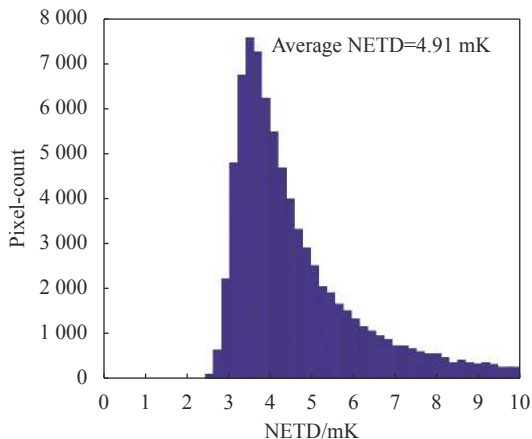


图 18 长波 384×288 数字像元探测器 NETD($t_{int} = 33$ ms)

Fig.18 NETD of LW 384×288 digital-pixel detector ($t_{int} = 33$ ms)

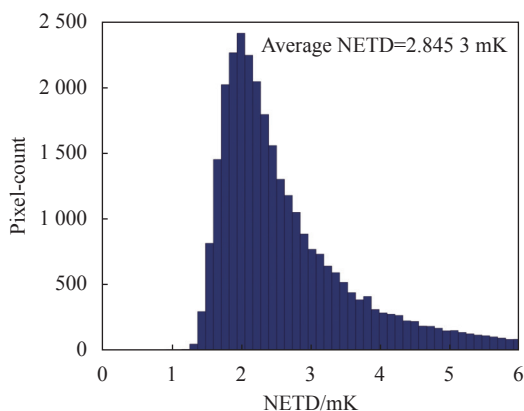


图 19 长波 256×256 数字像元探测器 NETD($t_{int} = 38$ ms)

Fig.19 NETD of LW 256×256 digital-pixel detector ($t_{int} = 38$ ms)

元探测器的动态范围同样受限于电荷存储容量,只能达到 70~75 dB 水平。所研制的数字像元探测器进行了动态范围测试,测试系统如图 20 所示,包含专用的数字探测器测试电路板、直流电源和高温黑体,其中高温黑体最高温度为 600 °C。测试方法参照 GB/T 17444,先用探测器对 20 °C 黑体采集数据计算噪声 D_n ,再调节高温黑体的温度,令输出达到最大灰度值 D_{max} ,根据定义计算出动态范围:

$$DR = 20 \lg \frac{D_{max}}{D_n} \quad (7)$$

在积分时间为 9 ms 时,长波 384×288 和 256×256 探测器测试得到的噪声分别为 0.99 LSB(图 21)和 0.83 LSB(图 22),输出最大值为 65 535,因此动态范围分别达到 96 dB 和 98 dB。即使不采用高动态图像处理算法,也极大提高了动态范围,可以满足大部分



(a)



(b)

图 20 探测器动态范围测试平台 (a) 和高温黑体 (b)

Fig.20 Dynamic range measurement system for detector (a) and high temperature black body (b)

应用的需求。

为了验证实际的成像动态范围,将所研制的长波 384×288 数字像元探测器配备光学镜头、成像电路和结构件,对照图 23 所示的电暖器和电烙铁等高温目标拍摄,经过盲元剔除、非均匀性校正和直方图均衡等简单的处理,获得图 24(a) 所示的热成像图片。电烙铁温度 300 °C 左右,而人手约 37 °C,衣袖和其他常温物体约 20 °C,因此实际成像动态范围估计为

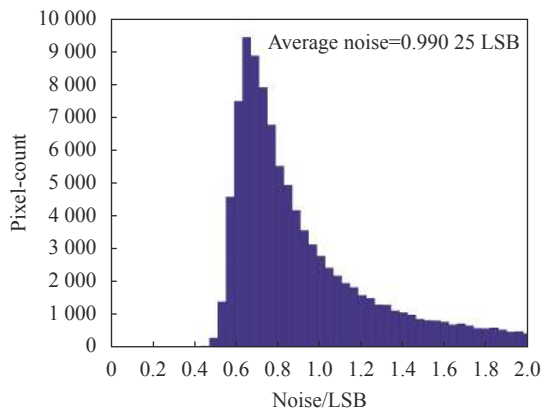


图 21 长波 384×288 数字像元探测器噪声 ($t_{int} = 9$ ms)

Fig.21 Noise of LW 384×288 digital-pixel detector ($t_{int} = 9$ ms)

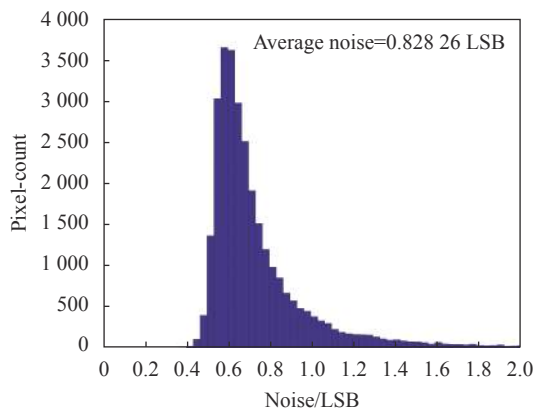


图 22 长波 256×256 数字像元探测器噪声 ($t_{int} = 9 \text{ ms}$)

Fig.22 Noise of LW 256×256 digital-pixel detector ($t_{int} = 9 \text{ ms}$)

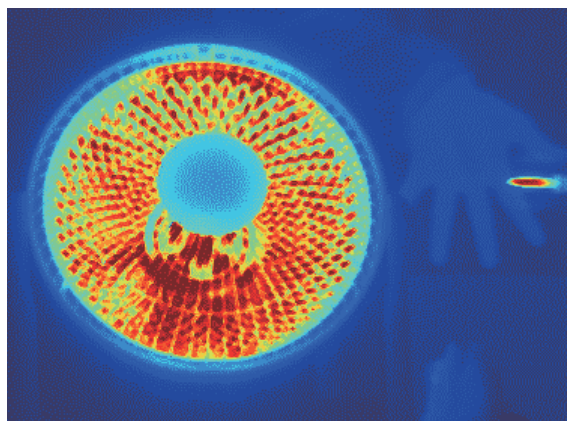


图 23 用于成像试验的电暖器和电烙铁

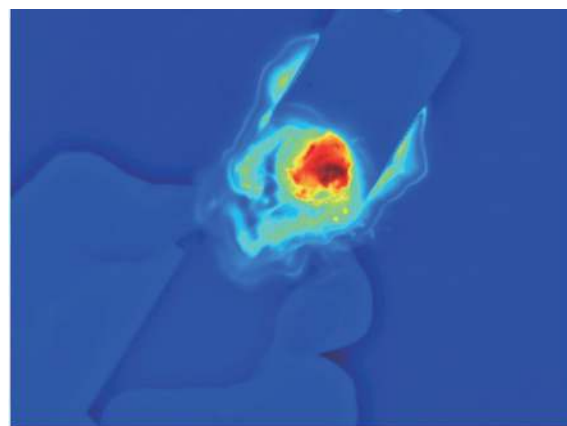
Fig.23 Heater and soldering iron for thermal imaging test

90 dB。图 24(b) 是对打火机点火过程拍摄的图片,最高温度接近 600 °C,可以清楚的分辨高温火焰、人手和常温的打火机身,由于火焰的最高温度与探测器高温黑体测试时接近,可以预计实际成像的动态范围也接近 96 dB。由于成像电路的直方图均衡算法自动将每幅图像的最高温部分拉伸到 8 位显示的最大值 255,因此尽管两幅图像中最高温度相差 200~300 °C,显示出来的最大灰度值都是 255。

表 1 给出了国内外具有代表性的数字像元长波探测器和文中数字像元探测器的性能比较。对于长波 384×288(25 μm) 的模拟像元探测器, $F/2$ 的半阱积分时间为 0.6 ms, NETD 为 14 mK, 动态范围仅为 75 dB, 明显数字像元探测器在电荷存储能力、NETD、动态范围等指标上具有显著提升。由于采用更为高效的



(a)



(b)

图 24 长波 384×288 数字像元探测器热成像图片

Fig.24 Thermal image captured by LW 384×288 digital pixel detector

方案设计比较器,文中的单个像元平均功耗低于法国和国内相关工作,在更大面阵规格探测器应用时有利于降低组件功耗。美国 MIT 林肯实验室的工作采用更为先进的 90 nm CMOS 工艺加工电路,并使用反相器作为比较器,因此功耗更低,但存在的问题在前文中已进行过分析。表中法国 Sofradir/CEA Leti 研究成果在满阱容量的 68%下测得的峰值 NETD 为 2 mK,文中相同像元中心距探测器在半阱容量下 NETD 峰值为 3.4 mK,在中心距增加到 30 μm 时才和法国水平相近。温度灵敏度相比国外水平还有一定差距,主要原因包括探测器的暗电流较大、量子效率有待提升,以及读出电路噪声较大。后续研究中可以采用暗电流更低的 P-on-N 结构,并提高器件的量子效率;研究更先进的数字像元方案,加强版图的屏蔽隔离等处理,进一步降低噪声。

林肯实验室选用 17 位像元级 ADC 获得更大的电荷存储容量,并采用背景扣除技术释放了原本被背

表 1 数字像元长波红外焦平面探测器性能对比

Tab.1 Comparison of different digital-pixel LW IRFPA detectors

Reference	Sofradir/CEA Leti	MIT Lincoln laboratory	SITP	This work	This work
Detector material	HgCdTe	N.A.	HgCdTe	HgCdTe	HgCdTe
Resolution	320×256	256×256	512×32	256×256	384×288
Pixel pitch	25 μm	30 μm	30 μm	30 μm	25 μm
Cut-off wavelength	9.2 μm	N.A.	10.5 μm	9.5 μm	9.5 μm
F#	F/1.3	N.A.	F/2	F/2	F/2
Peak NETD	2 mK(@22 ms)	N.A.	8 mK(@41 ms)	1.9 mK(@38 ms)	3.4 mK(@33 ms)
ADC resolution	15	17	16	16	16
Dynamic range	90 dB	114 dB*	85 dB	98 dB	96 dB
Chip power consumption	150 mW	30 mW	117 mW	63 mW	113 mW
Power consumption per pixel	1.8 μW	0.5 μW	7.1 μW	1.0 μW	1.0 μW

* After background subtraction

景占据的动态范围,从而达到 114 dB 的大动态。文中设计的 ADC 只有 16 位,并且读出噪声尚未优化到最低水平,因此与美国水平存在差距。在后续的工作中,可以增加数字像元的计数位数,并采用 P-on-N 结构等技术制备探测器获得更低的暗电流噪声,以及进一步降低读出电路噪声,获得更大的动态范围。而在读出电路上集成背景扣除等处理技术,也是值得研究的方向。

5 结 论

通过数字像元读出电路的设计和长波 384×288 和 256×256 数字像元红外焦平面探测器组件的测试表明,数字像元读出电路技术有效提高了探测器的电荷存储容量,令长波探测器的积分时间提升到数十毫秒量级,显著提升了灵敏度和动态范围。证明数字像元读出电路技术是提升长波红外探测器性能的有效途径。在后续的研究中,将针对探测器芯片的性能和读出噪声继续优化改进,进一步提升数字像元长波探测器的灵敏度,并将数字像元读出电路技术应用到更大面阵的长波红外探测器。

参考文献:

[1] Yao Libin, Chen Nan, Zhang Jiqing, et al. Digital IRFPA technology [J]. *Infrared Technology*, 2014, 38(5): 357-366. (in Chinese)

[2] McIlrath L. A low-power low-noise ultrawide-dynamic-range CMOS imager with pixel-parallel A/D conversion [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2001, 36(5): 846-853.

[3] Kelly Michael, Berger Robert, Colonero Curtis, et al. Design and testing of an all-digital readout integrated circuit for infrared focal plane arrays[C]//Proc of SPIE, 2005, 5902: 59020J.

[4] Bisotto Sylvette, Borniol Eric, Mollard Laurent, et al. A 25μm pitch LWIR staring focal plane array with pixel-level 15-bit ADC ROIC achieving 2 mK NETD[C]//Proc of SPIE, 2010, 7834: 78340J.

[5] Zhong Shengyou, Chen Nan, Fan Mingguo, et al. 640×512 digital InGaAs detector assembly [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2020, 49(7): 20190495. (in Chinese)

[6] Bai Piji, Yao Libin, Chen Nan, et al. Progress of pixel-ADC level digital long wave cooled infrared focal plane array detector [J]. *Infrared Technology*, 2018, 40(4): 301-308. (in Chinese)

[7] Chu Peisong. Research on high dynamic range readout integrated circuit for high sensitivity infrared focal plane array[D]. Shanghai: Shanghai Institute of Technical Physics, CAS, 2020. (in Chinese)

[8] Yao Libin, Chen Nan. High-performance low-noise digital readout circuit [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2020, 49(1): 0103009. (in Chinese)

[9] Kitchen Alistair, Bermak Amine, Bouzerdoum Abdesselam. A digital pixel sensor array with programmable dynamic range [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2005, 52(12): 2591-2601.