光电器件

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2024012902

双色红外焦平面数字读出电路研究

姜　羽[1,2]，梁清华[2]，卢　天[2]，丁瑞军[2*]

（1. 上海大学 微电子学院，上海 201800；2. 中国科学院上海技术物理研究所 红外探测全国重点实验室，上海 200083）

摘　要： 设计了一款中、长波双色应用的数字化红外焦平面读出电路。由于双色红外焦平面器件在注入电流及动态输出阻抗上存在着数量级的差异，同时双波段均要求高灵敏度，因此读出电路需要在有限像元面积内实现双输入级的结构设计和大动态范围。电路采用基于直接注入型输入级的脉冲频率调制结构，设计电荷复位单元代替传统电压复位结构，可降低可探测的电荷分辨率，并改善由复位遗失电荷带来的非线性影响，同时电路设计了 20 bit 混合结构的计数器，满足电路大电荷容量和低功耗的要求。仿真结果表明，实现的最小电荷分辨率为 692 e^-，对应电荷容量为 7.2×10^8 e^-，双波段探测线性度均高于 99.8%，在中、长波典型应用情况下功耗分别为 3.03，6.66 μW。

关键词： 中/长波红外焦平面读出电路；脉冲频率调制；电荷复位单元；20 bit 计数器

中图分类号： TN216　**文章编号：** 1001－5868(2024)03－0395－06

Research on Dual-Color Digital ROIC for IRFPA

JIANG Yu[1,2], LIANG Qinghua[2], LU Tian[2], DING Ruijun[2]

(1. School of Microelectronics, Shanghai University, Shanghai 201800, CHN; 2. National Key Laboratory of Infrared Detection Technologies, Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, CHN)

Abstract: In this study, we designed an infrared focal plane array (IRFPA) digital readout integrated circuit (ROIC) for medium/long-wave (MW/LW) dual-color applications. Owing to the variation in the magnitude of the injection current, dynamic output impedance of dual-color IRFPA devices, and the high sensitivity required for both bands, the structural design of two input stages and a large dynamic range must be achieved within the limited pixel area of the ROIC. Therefore, the proposed circuit adopted a pulse frequency modulation (PFM) structure based on a direct injection (DI) type input stage and a charge reset unit to replace the traditional voltage reset structure, reducing the detectable charge resolution and improved the nonlinear effect caused by the reset lost charge. We designed a 20-bit hybrid structure counter to satisfy the large-charge capacity and low-power consumption requirements of the circuit. Simulation results demonstrated that the minimum charge resolution was 692 e^-, corresponding to a charge capacity of 0.72 Ge. The dual-band detection linearity exceeded 99.8%, and the power consumption was 3.03/6.66 μW in typical MW/LW applications.

Key words: MW/LW IRFPA ROIC; PFM; charge reset unit; 20 bit counter

0　引言

双色红外探测器可同时接收两个波段的红外辐射，根据不同目标、背景和复杂干扰等在两种波段上所表现的不同辐射强度、光谱等特性来识别不同的背景和目标，能够有效抑制复杂的背景噪声，降低虚警率[1]。根据读出方式的不同，双色红外探测器分为同时读出型探测器和顺序读出型探测器[2]。同时

收稿日期：2024－01－29.

* 通信作者：丁瑞军

读出型探测器具有两个端口与读出电路像素单元输入级相接，可同时对两个波段信号进行读出，信号串扰小，但电路结构复杂，不易集成；顺序读出型探测器仅有一个端口与读出电路像素单元相接，一帧时间只能对单一波段信号进行读出，这种交替读出的模式导致信号间串扰较大，但电路结构较为简单，功耗较低，适合在大规模、小像元红外焦平面中集成。

传统双色红外探测器基于模拟读出电路技术，电荷处理能力有限且信号抗干扰能力差，无法实现大动态范围、高灵敏度。数字读出电路通过在片上集成模数转换器(ADC)，完成对探测器信号的数字域量化，相较于传统的模拟读出电路，具有信号抗干扰能力强、系统集成度高的优点[3]。其中，脉冲频率调制型(PFM)数字读出电路通过在像素单元内部集成 ADC，并且通过反馈回路在一帧时间内多次实现积分－复位，克服了传统积分结构电荷容量受限于电容大小的缺点，有效地提高了电路的电荷处理能力，是实现大动态范围、高灵敏度双色红外探测器的一种关键数字化技术[4-5]。

国外对于双色数字读出电路的研究起步较早，美国 MIT Lincoln Laboratory 于 2010 年提出两款双色数字读出电路 2008A 和 2008B，ADC 量化位数为 16 bit，其中 2008B 可实现的最小电荷分辨率(LSB)为 700～5 000 e^-[6]。美国 Lockheed Martin 公司数字读出电路产品 SBF272 支持中/长波探测，ADC 量化位数为 18 bit，满阱电荷容量分别为 4×10^8 e^-、6.6×10^7 e^-。目前国内对数字化技术的研究主要集中在单一波段探测器上，对应用于双色探测的数字读出电路研究较少。面向双色红外探测器对高灵敏度、大动态范围的应用需要，本文提出了一种基于 PFM 结构的顺序读出型中波(MW)、长波(LW)红外焦平面数字读出电路。针对采用传统电压复位结构能达到的电荷分辨率仅 10^4 e^- 量级，无法满足中、长波高灵敏探测的需要，提出一种采用电荷进行复位的方式，在进一步扩展电荷分辨率的同时改善由于电压复位遗失电荷带来的非线性影响。为满足中/长波对电荷处理能力的需求，设计了 20 bit 混合结构的计数器，实现 10^9 e^- 量级大电荷容量的同时且具有较低的功耗。

1 双色数字读出电路设计

本文提出的双色数字读出电路结构如图 1 所示，由注入级、积分复位模块、计数锁存模块组成。通过对各注入级结构在面积、功耗、注入效率等方面的比较，并结合中、长波探测器结阻抗及光电流参数的特点，选用直接注入结构(DI)作为注入级电路。为了实现较高的 ADC 分辨率并且便于集成，积分电容 C_{int} 选取工艺条件允许下最大电容率电容，容值为 8 fF。比较器采用 5T-N 型尾管放大器的结构，该结构与用多级反相器串联构成的比较器相比，优势在于可以通过外部信号 V_{ref} 调整翻转阈值，且 V_{ref} 受温度变化的影响较小，另外可以通过外部输入 V_{bias} 来控制电路的直流工作点，鲁棒性更强；与其他由多级复杂结构构成的高增益比较器相比，该结构具有功耗低、面积小的优势。比较器输出端通过两级反相器级联构成的数字缓冲器对脉冲波形进行整形，并增大对后级的驱动能力。计数器的位数决定了数字读出电路动态范围的上限，为实现最高 120 dB 的大动态范围，设计了 20 bit 混合结构的计数器，低位在高翻转频率下具有较低的功耗，高位则能对计数结果进行长时间保持。通过比较器输出的脉冲信号控制电荷复位单元完成对 C_{int} 的积分-复位。

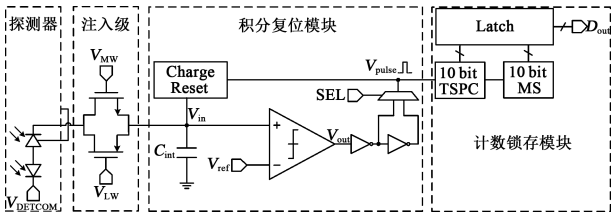


图 1 双色数字读出电路结构

1.1 电荷复位单元

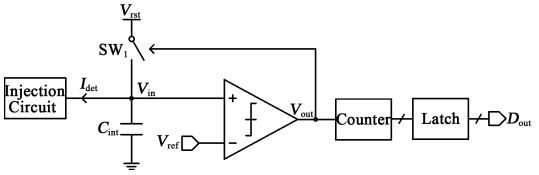
传统 PFM 电路采用电压复位模式，其结构与工作波形如图 2 所示。以 n-on-p 型器件为例，探测器电流 I_{det} 经过注入电路，在比较器输入结点处对积分电容 C_{int} 进行放电，从而转换成电压信号。当 V_{in} 低于 V_{ref} 时，比较器输出翻转为低电平，控制复位开关 SW_1 闭合，使 V_{in} 复位至 V_{rst}，此时 V_{in} 高于 V_{ref}，比较器输出翻转为高电平，从而形成一个脉冲波形，完成一次积分-复位。

在上述电路中，Q_{LSB} 为一次积分-复位过程中电路量化的电荷量：

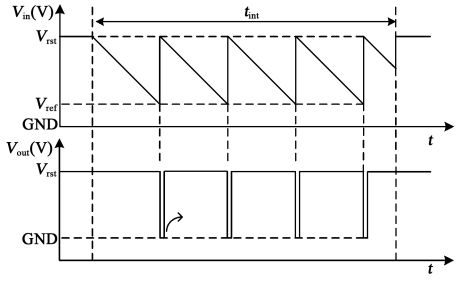
$$Q_{LSB}=C_{int}\cdot(V_{rst}-V_{ref}) \tag{1}$$

式中，V_{rst} 为复位电压，V_{ref} 为设定的比较器翻转电压，C_{int} 为积分电容。为了实现较高的探测灵敏度，需要 Q_{LSB} 尽可能的小，因此应当选取较小的积分电容 C_{int}。然而在实际电路中，由于受到器件本身及电路物理参数的影响，采用电压复位模式所能实现

的 Q_{LSB} 大于 10^4 e^-，无法满足高灵敏度中、长波探测的需求。并且这种结构在积分-复位过程中，会产生较为严重的非线性问题：复位开关 SW_1 从闭合到完全关断的这段时间（约等于 t_{pulse}），注入电流 I_{det} 仍在对电容进行放电，这部分电荷通过复位通路被泄放，而不参与积分过程。在强光照条件下，积分-复位频率增大，将会进一步恶化输入-输出线性度。为了减小这种影响，应当缩短电路的复位时间，降低比较器反馈回路的延时。在电路结构已经固定的情况下，可以通过增大比较器偏置电流来降低传输延迟，使得复位脉冲脉宽 t_{pulse} 比原来小，但这种方法会引起电路功耗的增加。



（a）电压复位结构



（b）工作波形图

图 2　电压复位型 PFM 电路

采用电荷复位的方式可以实现 10^3 e^- 量级甚至数百 e^- 量级的可探测电荷分辨率，并且可以在不增加电路功耗的前提下，改善由于复位遗失电荷带来的非线性影响，其结构如图 3 所示。

上述电路开始积分时，比较器尚未触发翻转，此时 SW_1 闭合，SW_2 断开，V_{comp} 对复位电容 C_{comp} 进行充电，C_{comp} 两端电荷量 $Q_{comp}=V_{comp}\times C_{comp}$；当 V_{in} 低于 V_{ref}，比较器触发翻转，此时 SW_1 断开，SW_2 闭合，由于 SW_2 两端存在电位差，C_{comp} 上一部分电荷将被转移到 C_{int} 上，导致 V_{in} 节点电压上升，形成一次复位操作。这部分被转移到积分节点的电荷即为 Q_{LSB}，其值可表示为：

$$Q_{LSB}=(V_{comp}-V_{ref})\cdot C_{comp}\cdot\frac{C_{int}}{C_{int}+C_{comp}} \quad (2)$$

式中，V_{comp} 为复位电容电压，C_{comp} 为复位电容，当 C_{int} 和 C_{comp} 相等时，可进一步简化为：

$$Q_{LSB}=(V_{comp}-V_{ref})\cdot\frac{C_{comp}}{2} \quad (3)$$

采用电荷复位的方法，通过调节 V_{comp} 和 V_{ref} 的差值，可以实现更小的 Q_{LSB}。每次复位是从 C_{comp} 转移固定数量的电荷，因此在复位过程中，不会产生电荷遗失现象，光电流的积分过程仍然有效。另外，通过外部控制 V_{comp}，使其高于或低于 V_{ref}，则可实现在复位时对 V_{in} 点电压进行抬高或降低，从而适配双色探测器两种不同极性的注入电流。

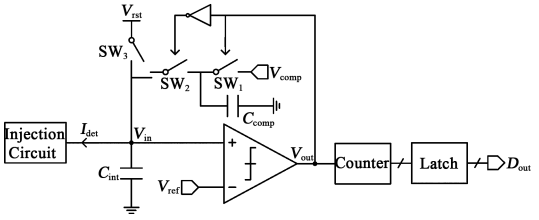


图 3　电荷复位型 PFM 电路

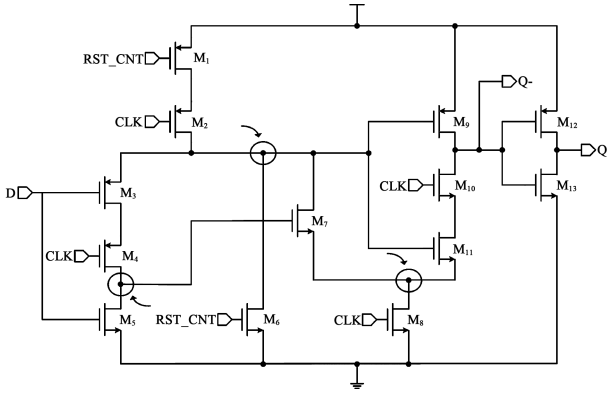
1.2　计数器模块

计数器的位数决定了数字读出电路的动态范围上限，其与锁存器部分占据了电路版图的绝大部分面积。在有限的像元面积内集成多位计数器，并且实现低功耗工作是设计这部分时重点考虑的内容。

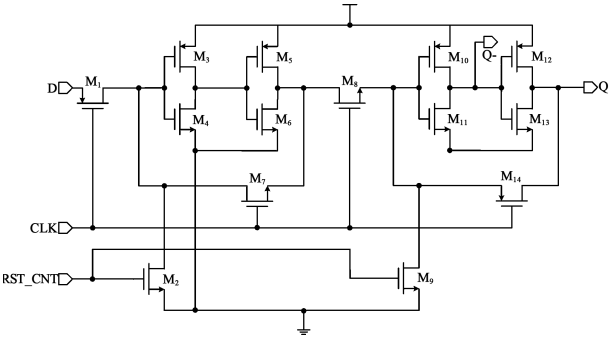
构成计数器的基本电路单元是 D 触发器，传统的静态主从式 D 触发器由两个 RS 锁存器和一个反相器构成，1 bit 计数位需要 46 个 MOS 管，由于消耗过多晶体管资源，并不利于在小像元内集成。本文提出的 20 bit 计数器结构如图 4 所示，由带复位功能的真单相时钟（True Single Phase Clock，TSPC）D 触发器以及带复位功能的 CMOS 逻辑门和传输晶体管构成的主从式 D 触发器组成[7-8]。

图 4(a)所示的 TSPC 型 D 触发器仅由 13 个 MOS 管构成，通过单相的时钟信号来驱动触发器电路，避免了时钟交叠问题，整体工作原理基于预充电和放电两个过程。复位信号 RST_CNT 高电平有效，执行异步复位。该结构依赖各个节点上的寄生电容来存储电位信息，适合在高翻转频率条件下工作，并且具有较低的功耗，若长时间保持电荷，会由于到地的泄露路径使得图 4(a)中圆圈所示节点电压下降，导致触发器进入无效状态，并引起较大的短路功耗。因此采用该结构作为计数器模块高翻转频率的低位。图 4(b)所示的主从式 D 触发器由 14 个 MOS 管构成，该结构基于反相器和传输晶体管，主要包括两个存储环路，可以长时间锁存信息。CLK 为低时，主锁存器更新为输入 D 的新值，从锁存器 Q 端保持先前的 D 值；当 CLK 上升为高，主锁存器进入锁存状态，从锁存器更新。这种结构的 D 触发

器是正边沿触发器，复位功能通过两个 NMOS 开关控制主从锁存器直接接地来实现，相当于异步复位。采用这两种结构构成 20 bit 计数器，极大地节省了晶体管资源，为在小像元内集成提供了可行性。



(a) TSPC D 触发器



(b) 主从式 D 触发器

图 4 计数器结构

2 电路仿真结果分析

图 5 是双色数字读出电路的工作时序图，两波段信号的积分依次进行。第一帧为中波 n-on-p 型器件光电流注入，表现为对积分电压 V_{in} 进行放电，每当 V_{in} 低于 V_{ref} 时，比较器触发翻转，产生一次脉冲，控制电荷复位单元对 C_{int} 进行一次固定电荷量充电，第一帧积分结束后，WRT信号拉高，对计数

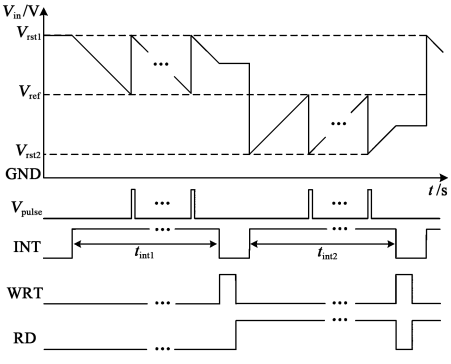


图 5 双色数字读出电路工作时序图

器量化结果进行采样，采样完成后 RD 信号拉高对数据进行读出；第二帧为长波 p-on-n 型器件光电流注入，初始复位电压 $V_{rst2}<V_{ref}$，表现为对积分电压进行充电，切换二选一选择器 SEL 信号使得当 V_{in} 高于 V_{ref} 时，比较器翻转产生与中波相同极性的脉冲信号，控制电荷复位单元对 C_{int} 进行固定电荷量放电，后续采样及读出时序则与中波相同。

2.1 电荷处理能力仿真

本文提出的双色数字读出电路所能处理的最大电荷量 $Q_{max}=Q_{LSB}\cdot 2^N$，最小电荷分辨率 $Q_{LSB}=|V_{comp}-V_{ref}|\cdot C_{comp}\cdot C_{int}/(C_{comp}+C_{int})$，当 C_{int} 和 C_{comp} 一定时，Q_{LSB} 只与 V_{comp} 与 V_{ref} 的电压差有关。

在模拟电源电压为 1.8 V 的条件下，对 V_{ref} 进行参数扫描，发现其取值在 0.6～1.5 V 之间比较器可以正常工作，则 $|V_{comp}-V_{ref}|$ 可调节范围为 0～1.5 V。通过调节 V_{comp} 与 V_{ref} 的差值，对 Q_{LSB} 大小进行仿真分析，得到如表 1 所示 Q_{LSB}，Q_{max} 的对应关系。

表 1 Q_{LSB}，Q_{max} 对应关系

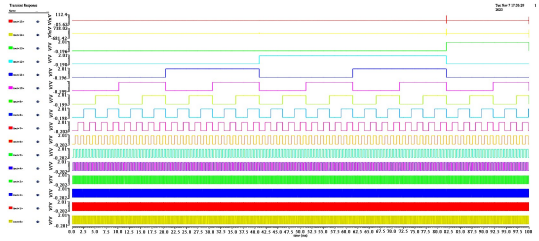
参数	$Q_{LSB}/10^3$ e$^-$	$Q_{max}/10^9$ e$^-$
Min	0.692	0.72
Max	46.436	48.69

结果显示，电路可分辨的电荷量 Q_{LSB} 为 6.92×10^2～4.644×10^4 e$^-$ 可调，采用 20 bit 计数器时对应的最大电荷处理量 Q_{max} 为 7.2×10^8～4.869×10^{10} e$^-$，表明电路具有数百 e$^-$ 量级的电荷分辨率，且具有 Ge$^-$ 量级的电荷处理能力，满足中、长波探测高灵敏度和大电荷容量的需求。

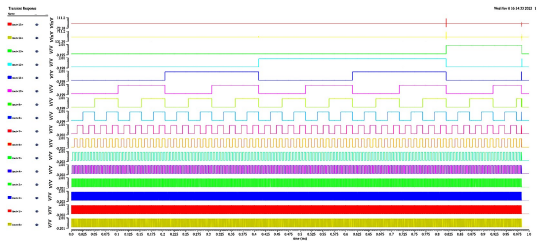
2.2 计数器仿真

对计数器进行仿真，通过输入 100 kHz、脉宽为 0.22 ns 的脉冲信号，来模拟中波皮安级注入电流条件下的脉冲输出情况，设置积分时长为 100 ms，得到仿真结果为图 6(a)所示；输入 10 MHz、脉宽为 0.58 ns 的脉冲信号模拟长波纳安级注入电流条件下的脉冲输出情况，积分时长为 1 ms，得到仿真结果如图 6(b)所示。

可以看到，无论是在低背景与高背景条件下，计数器都可以正常实现计数功能，在低背景条件下低



(a) 100 kHz，100 ms



(b)10 MHz,1 ms

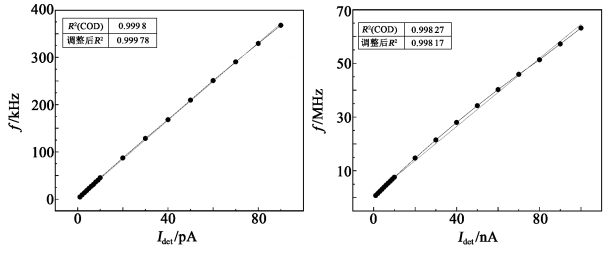
图 6　计数器仿真结果

位未出现信息丢失的现象，并且在长积分时间下高位能够有效保持电荷。

2.3　线性度仿真

线性度是评价红外焦平面性能的重要指标，线性误差过大则会严重影响电路动态范围等参数。比较器是完成光电流输入到脉冲输出转换的关键模块，对其进行线性度仿真得到结果如图 7 所示。

中波探测器光电流较小，通常在 1～100 pA 范围内，设置 $Q_{LSB}=692\ e^-$，选取 $I_{det}=1$～10 pA，步进为 1 pA，以及 $I_{det}=20$～100 pA，步进为 10 pA 时比较器的输出脉冲频率结果进行数据分析，结果如图 7(a)所示。通过线性拟合得到在中波典型光电流注入情况下比较器输入电流－脉冲频率线性相关系数 $R^2=0.999\ 78$。长波探测器光电流相较于中波要高出几个数量级，调整 $Q_{LSB}=3.633\ ke^-$，选取 $I_{det}=1$～10 nA，步进为 1 nA，以及 $I_{det}=20$～100 nA，步进为 10 nA 时比较器的输出脉冲频率进行数据分析，得到在长波探测应用场景下比较器输入电流－脉冲频率线性相关系数 $R^2=0.998\ 17$，如图 7(b)所示。可见，在中波及长波光电流输入范围内，比较器的线性误差非常小，适用于中、长波双色红外焦平面读出电路。



(a) 中波：1～100 pA　　(b) 长波：1～100 nA

图 7　比较器线性度仿真结果

2.4　积分时间-输出结果仿真

读出电路的信噪比 SNR 与注入电流 I_{det} 及积分时间 t_{int} 成正比关系，而噪声等效温差 NETD 与 SNR 成反比关系。在 I_{det} 一定的情况下，通过延长积分时间，则可降低噪声所带来的影响，达到较高的温度灵敏度，从而获得更高质量的红外图像。取 $I_{det}=10$ nA，$Q_{LSB}=3.633\ ke^-$ 作为高背景条件下典型值，设定 10 ms 的长积分时间对电路的输出线性度进行分析，得到积分时间 t_{int} 与计数输出 OUT 的关系如图 8 所示。

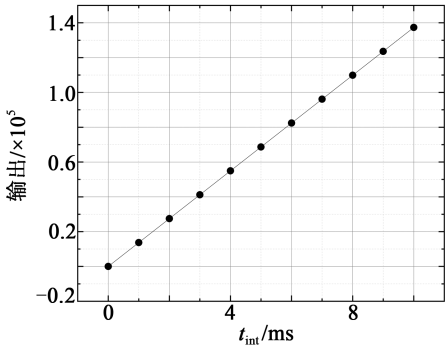


图 8　积分时间-计数输出线性度曲线

结果显示，在 0～10 ms 的积分时间里，输出与 t_{int} 呈现出良好的线性关系。当 $t_{int}=10$ ms 时，输出值为 137 353，计数器尚未达到上限，表明电路能够在数毫秒甚至几十毫秒的长积分时间下正常工作，从而实现较高的温度灵敏度。

2.5　功耗仿真

在数字读出电路中，功耗主要由两部分构成：比较器功耗和计数器功耗。比较器功耗由偏置电压 V_{bias} 和输出脉冲频率共同决定，在给定偏置条件下，注入电流 I_{det} 越大，设定的 Q_{LSB} 越小，则比较器翻转频率越高，功耗越大；计数器功耗主要由静态功耗和开关功耗构成，静态功耗由漏电流引起，而开关功耗与比较器的输出脉冲频率呈正相关。选取 $T=65$ K，$V_{bias}=610$ mV，$Q_{LSB}=692\ e^-$，$I_{det}=10$ pA，$t_{int}=1$ ms 作为中波探测典型应用场景，对电路进行仿真，得到比较器的输出脉冲频率为 45.319 kHz，功耗为 2.429 μW，此时计数器功耗为 0.601 μW，单元电路总功耗为 3.03 μW。工作温度、比较器偏置条件和积分时间不变的情况下，选取 $Q_{LSB}=3.633\times10^3\ e^-$，$I_{det}=10$ nA 作为长波探测典型应用场景，对电路进行仿真，结果显示比较器的输出脉冲频率为 7.6 MHz，功耗为 3.426 μW。可以看到，由于输出脉冲频率的增大，比较器功耗较中波探测时有所增加；计数器功耗为 3.24 μW，其中主要部分是由高位计数器长时间保持高电位信息引起的漏电流导致，在短积分时间条件下，计数器功耗将会显著降低，单元电路总功耗为 6.66 μW。

表 2 给出了电路电荷处理能力、ADC 量化位数的仿真结果，并与国内外相关研究进行了对比分析。可以看出，文中通过电荷复位单元的设计，与文献[9]采用传统电压复位结构相比，降低了两个数量级的可探测电荷分辨率，与文献[6]与 SBF272 相比，设计有 20 bit 混合结构的计数器，以较低的功耗和面积成本实现吉电子电荷量的负一次方量级的电荷处理能力，提供了一种实现高灵敏度、大动态范围的双色红外焦平面数字电路方案。

表 2 文中性能与国内外相关研究对比

参数	文献[6]	SBF272	文献[9]	本文
响应波段	双色	MW/LW	LW	MW/LW
$Q_{LSB}/10^3$ e$^-$	0.7～5	/	36～136	0.7～46
量化位数	16	18	16	20
$Q_{max}/10^9$ e$^-$	0.045～0.33	0.4/0.066	2.4～8.9	0.72～48

3 小结

本文首先对双色探测器及数字读出电路进行简要介绍，提出了一种基于 PFM 结构的顺序读出型中、长波红外焦平面数字读出电路。随后给出电路的整体方案，为了满足高灵敏度中、长波探测对电荷分辨率的要求，设计了电荷复位单元代替传统电压复位结构；为了实现大电荷容量及低功耗，设计了 20 bit 混合结构的计数器。

最后，通过仿真结果显示，所设计的双色数字读出电路可以实现最小 692 e$^-$ 的电荷分辨率，双波段注入线性度高于 99.8%，在高背景条件下能够实现数十毫秒量级的长积分时间，在中、长波典型应用场景下功耗分别为 3.03，6.66 μW。为实现大动态范围、高灵敏度双色红外焦平面数字读出电路提供了一种方案。

参考文献：

[1] 丁瑞军，叶振华，周文洪，等. 双色红外焦平面研究进展[J]. 红外与激光工程，2008，37(1)：14-17，29.
Ding Ruijun，Ye Zhenhua，Zhou Wenhong，et al. Review of two-color infrared focal plane arrays[J]. Infrared and Laser Engineering，2008，37(1)：14-17，29.

[2] 周 杰. 320×256 中/长波双色红外信号读出电路设计[D]. 上海：中国科学院研究生院(上海技术物理研究所)，2015.
Zhou Jie. Study of readout integrated circuits for 320 × 256 MW/LW dual-color IRFPAs[D]. Shanghai：Graduate School of Chinese Academy of Sciences：Shanghai Institute of Technical Physics，2015.

[3] 陈 楠，张济清，毛文彪，等. 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)[J]. 红外与激光工程，2022，51(3)：20210821.
Chen Nan，Zhang Jiqing，Mao Wenbiao，et al. High-dynamic-range and high-sensitivity IRFPA digital-pixel ROIC technology：Invited[J]. Infrared and Laser Engineering，2022，51(3)：20210821.

[4] Wang X，Wong W，Hornsey R. A high dynamic range CMOS image sensor with inpixel light-to-frequency conversion[J]. IEEE Trans. on Electron Devices，2006，53(12)：2988-2992.

[5] Chen Y，Yuan F，Khan G. A new wide dynamic range CMOS pulse-frequency-modulation digital image sensor with in-pixel variable reference voltage[C]// 2008 51st Midwest Symp. on Circuits and Systems，2008：129-132.

[6] Brown M G，Baker J，Colonero C，et al. Digital-pixel focal plane array development [C]// Quantum Sensing and Nanophotonic Devices Ⅶ.，2010，7608：76082H.

[7] 许其罗. 应用于阵列式时间数字转换器的 D 触发器设计[D]. 南京：东南大学，2016.
Xu Qiluo. Design of D flip-flop applied to array-type time to digital converter[D]. Nanjing：Southeast University，2016.

[8] Matey C V，Mendhe S K，Zade S A. A novel design of counter using TSPC D flip-flop for high performance and low power VLSI design applications using 45 nm CMOS technology [J]. IJSTM，2015，4(1)：63-71.

[9] 褚培松. 高灵敏度红外焦平面大动态范围读出电路研究[D]. 上海：中国科学院大学(中国科学院上海技术物理研究所)，2020.
Chu Peisong. Research on high dynamic range readout integrated circuit for high sensitivity infrared focal plane array [D]. Shanghai：University of Chinese Academy of Sciences：Shanghai Institute of Technical Physics，Chinese Academy of Sciences，2020.

作者简介：

姜 羽(1999—)，男，四川省乐山市人，硕士研究生，主要研究方向为红外焦平面数字化读出电路；

丁瑞军(1964—)，男，浙江省嵊州市人，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。