

## GM-APD 阵列高精度像素读出电路设计

赵佳姮<sup>1</sup>, 赵毅强<sup>1</sup>, 叶 茂<sup>1</sup>, 夏显召<sup>1</sup>, 周国清<sup>2</sup>

- (1. 天津市成像与感知微电子技术重点实验室(天津大学), 天津 300072;
2. 桂林理工大学 广西空间信息与测绘重点实验室, 广西 桂林 541004)

**摘要:** 提出并设计了一种适用于激光 3D 成像的盖革模式雪崩光电二极管 (Geiger-mode avalanche photodiode, GM-APD) 阵列像素读出电路。基于飞行时间(time-of-flight, TOF)原理, 像素读出电路主要由两部分组成: 有源淬灭电路 (active quenching circuit, AQC) 和时间数字转换器 (time-to-digital converter, TDC)。所采用的 TDC 是粗细结合的两段式计数方式, 成功实现了时钟频率和时间分辨率间的折中。基于内插技术, 由粗计数的线性反馈移位寄存器和细计数的延时线型 TDC 共同实现了高达 18-bit 的动态范围。同时两者的时钟频率分别降低至 250 MHz 和 500 MHz, 分别是常规设计频率的 1/20 和 1/10, 大大降低了设计和应用难度。电路采用 SMIC 0.18  $\mu\text{m}$  工艺设计, 后仿结果显示达到了 200 ps 的高精度时间分辨率, 对应的距离分辨率为 3 cm, 完全能够满足 3 km 激光 3D 成像中的测距要求。像素电路版图面积小于  $50 \times 95 \mu\text{m}^2$ , 总功耗为 0.89 mW, 具有小面积和低功耗的优势。

**关键词:** 读出电路; 盖革模式雪崩光电二极管; 延时线型 TDC; 激光 3D 成像

**中图分类号:** TN432   **文献标志码:** A   **DOI:** 10.3788/IRLA201746.0106007

## High precision pixel readout circuit design for GM-APD array

Zhao Jiaheng<sup>1</sup>, Zhao Yiqiang<sup>1</sup>, Ye Mao<sup>1</sup>, Xia Xianzhao<sup>1</sup>, Zhou Guoqing<sup>2</sup>

- (1. Tianjin Key Laboratory of Imaging and Sensing Microelectronic Technology (Tianjin University), Tianjin 300072, China;
2. Guangxi Key Laboratory for Spatial Information and Geomatics, Guilin University of Technology, Guilin 541004, China

**Abstract:** A pixel readout circuit was presented and designed for Geiger-mode avalanche photodiode (GM-APD) array applying to laser 3D imaging. Based on the principle of time-of-flight (TOF), the pixel readout circuit consisted of two main parts: active quenching circuit (AQC) and time-to-digital converter (TDC). The adopted TDC was a two-segment coarse-fine architecture to manage a trade-off between clock frequency and temporal resolution. Based on interpolation technique, the LFSR used for coarse counting and the delay-line type TDC used for fine counting achieved a wide dynamic range up to 18-bit together. Meanwhile the clock frequency used in those two parts were reduced to 250 MHz and 50 MHz, which are 1/20 and 1/10 of the conventional design frequency, respectively. Thus, the difficulties of design and applications were reduced significantly. The circuit was designed with SMIC 0.18  $\mu\text{m}$  process. The post-simulation results reveal a high precise temporal resolution of 200 ps and a

收稿日期: 2016-05-01; 修订日期: 2016-06-12

基金项目: 国家海洋局项目(cxf-39)

作者简介: 赵佳姮(1992-), 女, 硕士, 主要从事单光子 APD 方面的研究工作。Email: jjaheng@tju.edu.cn

通讯作者: 叶茂(1987-), 男, 讲师, 博士, 主要从事集成电路设计和红外系统方面的研究工作。Email: mao\_ye@tju.edu.cn

responding range resolution of 3 cm, satisfying the ranging requirements of 3 km laser 3D imaging. Furthermore, the pixel circuit layout area is less than  $50 \times 95 \mu\text{m}^2$ , and the total power consumption is 0.89 mW, having the advantages of small area and low power consumption.

**Key words:** readout circuit; Geiger-mode avalanche photodiode (GM-APD); delay-line type time-to-digital converter (TDC); laser 3D imaging

## 0 引言

工作在盖革模式的雪崩光电二极管 (Geiger-mode avalanche photodiode, GM-APD) 具有快速响应单个光子的灵敏度,能够在皮秒级的时间内产生毫安级的雪崩电流,逐渐成为激光探测领域中占主导地位的一类固态光电器件。除了灵敏度高和响应速度快,APD 还有优于其他光电器件如光电倍增管、量子点场效应晶体管等的几大优点:(1) 探测效率高;(2) 对磁场的敏感度低;(3) 体积小;(4) 功耗低;(5) 驱动简单;(6) 便于集成。而且,基于 GM-APD 阵列的读出电路能够实现全数字化读出,其电路结构相对简单,中间不引入任何传统模拟电路里常见的噪声,因此 GM-APD 在实现超大规模阵列探测上具有显著的优势,在例如隐蔽军事目标探测、外行星探测、单分子成像、荧光寿命成像等领域都有着极大的应用空间,自 20 世纪 90 年代以来逐渐成为国内外研究机构争相研究的热点。

目前国外 GM-APD 阵列激光 3D 成像技术主要集中在以美国为首的各高校和公司,如美国麻省理工学院林肯实验室(MIT Lincoln Laboratory,以下简称 MIT-LL)、美国波音公司旗下的光谱实验室(Boeing Spectroscopy Laboratory Inc.)、美国普林斯顿光波公司(Princeton Lightwave Inc.)、美国罗切斯特理工学院(Rochester Institute of Technology)、美国弗吉尼亚大学(University of Virginia)和意大利米兰理工大学(Politecnico di Milano)等等。其中以 MIT-LL 的研究起步最早、研究时间最长,且研究成果最为显著。1998 年,他们成功地将  $4 \times 4$  的 Si-APD 阵列与内含 16 个测量光子飞行时间的 CMOS 电路集成在一起,该混合阵列的时间分辨率达到了  $0.7 \text{ ns}^{[1]}$ 。在此后的设计中,MIT-LL 在时间测量电路上一直沿用最初的架构,主体部分是十几比特的伪随机数发生器,辅助部分是对主时钟进行  $90^\circ$  相移后得到的 2 bit

游标位,用以提高计数精度。这种两段式的计时思想成为各研究机构设计 GM-APD 阵列读出电路的主流方法。而国内对于 GM-APD 激光测距的研究起步较晚,主要有哈尔滨工业大学、北京航空航天大学、中国科学院上海技术物理研究所和东南大学等。2014 年,东南大学郑丽霞等人设计了针对  $2 \times 8$  GM-APD 阵列的读出电路,并通过流片验证了系统的时序和功能,是目前国内 GM-APD 阵列读出电路方面的代表,其电路结构即是上文提到的 MIT-LL 两段式计数结构<sup>[2]</sup>。

GM-APD 激光测距基于飞行时间 (time-of-flight, TOF) 测距原理,根据光子从激光发射到目标物体之间的飞行时间计算出目标物体的距离。为了实现目标物体的 3D 成像,需要俯仰角、方位角和距离这三个参数<sup>[3]</sup>,其中俯仰角和方位角由光学系统提供,因此距离就成为电路设计者需要关注的焦点。可以说,实现高精度激光测距是实现激光 3D 成像的重要基础。但是,尽管目前高精度测距需求迫切,单纯通过提高时钟频率来提高距离精度的方法并不切实可行。因此,为了获得更高的距离分辨率,设计出一种新的时钟计时机制显得尤为重要。文中提出并设计了一种用于 GM-APD 阵列激光 3D 成像的像素读出电路,实现了高精度时间分辨率,并同时具有小面积和低功耗的优势,有针对性地解决了上述问题。

## 1 GM-APD 工作原理

GM-APD 工作在反偏模式下,且它的反偏电压高于雪崩电压  $V_b$ ,此时 APD 产生的光电流与入射光子数量之间无固定的线性放大关系。一旦发生雪崩,在 APD 空间电荷区产生的光生载流子会在强电场的作用下不断加速碰撞电离,并在极短时间内迅速倍增直至自身饱和,导致器件从关断状态转换为开启状态。然后,APD 会对自身电容放电,直到内部电场不再足以维持雪崩过程之后,APD 重新关断。适当

的偏压能够使这个由开关转换产生的电压脉冲正好落在 CMOS 逻辑电路可处理的范围内,为后续实现全数字化读出奠定了基础。

如图 1 所示,GM-APD 阵列的每个像素读出电路包括有源淬灭电路 (active quenching circuit, AQC)、时间数字转换器 (time-to-digital converter, TDC) 和相应的时序控制电路。APD 偏置在盖革模式,其偏压为  $V_{B+ex}$ ,比正常雪崩电压  $V_B$  高出  $V_{ex}$ 。当激光脉冲发射时,TDC 开始计数。APD 响应入射光子后,在皮秒级时间内响应的雪崩电流会产生一个电压脉冲。通过调整 AQC 中比较器的阈值,这个由回波光子产生的电压脉冲能够与由暗电流产生的电压脉冲区分开来。随后,这个电压脉冲会被整形为 Stop 信号,并由这个信号控制 AQC 对 APD 淬灭,同时控制 TDC 电路停止计数。经过淬灭和再次复位后,APD 可以再次工作。

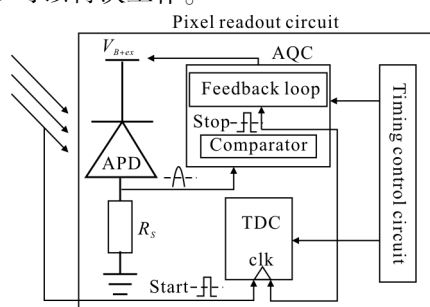


图 1 像素读出电路示意图

Fig.1 Schematic of pixel readout circuit

## 2 像素读出电路架构

### 2.1 系统描述

文中的设计适用于 3 km 范围内的准连续主动激光 3D 成像。从表 1 给出的各项设计指标可以看出,要达到 3 cm 的距离分辨率,其时间分辨率至少是 200 ps,即对应的时钟频率相当高(5 GHz)。为了满足系统指标,设计中采用的是 SMIC 0.18  $\mu\text{m}$  1.8 V CMOS 工艺,但考虑到 5 GHz 的高频时钟在此工艺下实现仍有很大困难,必须采用一定的方法在满足设计要求的前提下降低时钟频率。

内插技术(Interpolation technique)可以有效地解决上述问题<sup>[4]</sup>。通过粗细结合的两段式计数方式,将 TDC 拆分成两部分共同计数,粗计数的 TDC 只计粗时钟周期(较长)的个数,细计数的 TDC 则可以通过

将一个细时钟周期(较短)细分成  $n$  份更小的时间间隔来提高时间分辨率。如公式(1)所示,TOF 是粗细计数时间之和,其中时间分辨率由  $T_{clk}/n$  决定。

$$TOF = N_{\text{coarse}} \times T_{\text{clk}} + N_{\text{fine}} \times \frac{T_{\text{clkf}}}{n} \quad (1)$$

式中: $N_{\text{coarse}}$  和  $N_{\text{fine}}$  分别为粗细计数器的输出值(十进制); $T_{\text{clk}}$  为粗计数时钟周期; $T_{\text{clkf}}$  是细计数时钟周期; $n$  为细分后的微小时间间隔的份数。

表 1 GM-APD 阵列像素读出电路设计指标

Tab.1 Design specifications of the proposed pixel readout circuit for GM-APD array

Design specifications	Values
Laser repetition/kHz	1
System clock frequency/GHz	<1
Maximum detection distance/km	3
Maximum photon flight time/ $\mu\text{s}$	20
Ranging resolution/cm	3
Frame/kHz	1

当  $n$  取 10 时,细计数时钟频率能从常规设计的 5 GHz 降到 500 MHz,仅为其 1/10;再采用双边沿触发结构,粗计数时钟频率可以降到 250 MHz,仅为其 1/20。这样,不仅实现了相当高的时间分辨率,而且大幅度降低了时钟频率,设计和应用的难度都被大大降低了。

### 2.2 时序控制

由于 GM-APD 阵列无扫描的成像方式,帧频主要受限于激光脉冲的重频。如果激光重频是 1 kHz,那么帧频也是 1 kHz,则每一帧的数据需要在 1 ms 的时间内完成输出。下面结合图 2 进一步阐述阵列读出电路的工作时序。

在系统时钟信号 Clkf (500 MHz) 的控制下, System Start 的上升沿表示系统各项准备工作已完成。几十纳秒后, System EN 的上升沿代表系统正式开始工作。对于最大距离为 3 km 的测距深度,光子最长飞行 20  $\mu\text{s}$ 。在这 20  $\mu\text{s}$  中, System EN 保持高电平,确保每个像素 TDC 只在这段时间内计时。激光脉冲与 System EN 的正沿同时刻发出,脉冲宽度理论上约为 250 ps(FWHM)。TDC Start 表示每个像素内的粗 TDC 在激光脉冲发射的同时刻开始计数。

为了具有一般性,图 2 中的 Stop 信号代表 APD 阵列中任意四个像素的独立响应。不同 Stop 信号之间可能的重叠也在图中有所显示。当低频读时钟开始工作时,粗 TDC 和细 TDC 中的数据同时并行读出。而且在读出阶段,每个像素内的 APD 都已经在固定时间内完成了淬灭、延时和复位,并准备好迎接下一批入射光子的到来。

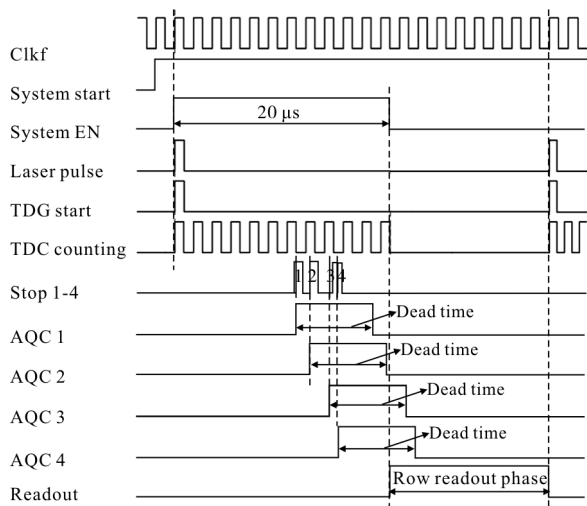


图 2 系统工作时序图

Fig.2 Timing diagram of system operation

### 3 电路实现

#### 3.1 AQC

GM-APD 实现淬灭的方式有三种:(1) 无源淬灭;(2) 门控淬灭;(3) 有源淬灭。相较之前两种淬灭方式,有源淬灭更适用于光子达到时间无法预知的场合,且由于快速淬灭和复位的特性,它能够实现对入射光子的准连续探测,即只在淬灭、延迟和复位这三个阶段内无法感知入射光子(即图 2 所示的死时间),一旦完成复位,能够直接进入下一次探测。

文中采用的 AQC 结构是在参考文献[5]的基础上设计完善的,并将其优化为更加精简和紧凑的结构。其中采用的反馈结构使得淬灭和复位的时间均小于 1 ns,此外,还实现了延迟时间 3.5~5 ns 可调。

图 3 的 AQC 工作分为三个阶段:淬灭阶段、延时阶段和复位阶段。当没有光子入射时,APD 阳极  $V_1$  接地,APD 被偏置在  $V_{B+ex}$ ,高出雪崩电压值  $V_{ex}$ 。此时, $M_1$  关闭,作为比较器的反相器  $Inv_1$  输出逻辑电平“1”。如果有入射光子被探测到,AQC 进入淬灭阶段, $V_1$  被雪崩电流拉高。当  $V_1$  超过  $Inv_1$  的阈值时,

$M_2$  关闭。此时,APD 的阳极通过  $M_3$  连接到  $V_B$ ,APD 的偏压降为  $V_{ex}$ ,低于  $V_B$ ,因此雪崩过程被阻止,淬灭阶段完成。由于  $Inv_1$  的输出  $V_s$  为“0”, $M_6$  开启,意味着延时阶段开始。电容  $C_1$  通过  $M_5$  和  $M_6$  充电,且充电时间可以通过  $V_{hold-off}$  调节。当  $V_{cap}$  超过了反相器  $Inv_2$  的阈值, $Inv_2$  的输出由“1”跳变为“0”, $M_4$  相应开启,表示复位阶段开始。APD 的阳极  $V_1$  被重新下拉到地,直至  $V_s$  变为“1”,然后  $M_3$  关闭。这样,对 APD 的复位完成。

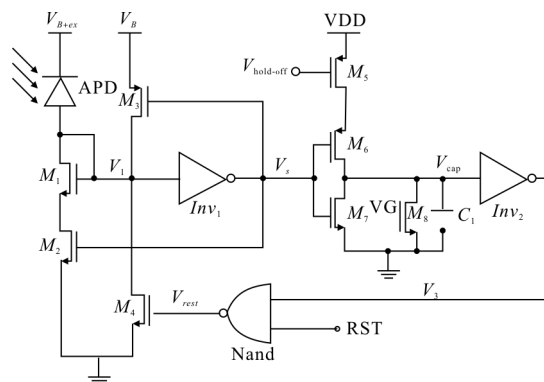


图 3 所采用的 AQC 结构

Fig.3 Proposed AQC schematic

#### 3.2 TDC

TDC 电路用于测量光子的飞行时间。进一步讲,TDC 对在光子飞行时间内经过的时钟周期个数进行计数<sup>[6]</sup>。从图 4 可以看出,光子到达的时刻并不是总与时钟的正沿对齐, $L_1$  和  $L_2$  之间的微小时间余量  $\Delta$  提供了提高时间精度的空间。对此,文中采用粗细结合的两段式计数架构,利用内插技术将  $\Delta$  表示出来,是一种实现时钟频率和时间分辨率之间折中的方法。

其中,TDC 由两部分实现:一个 4 bit 的细 TDC 和一个 14 bit 的粗 TDC。细 TDC 用来测量微小时间余量  $\Delta$ ,采用 10 bit 温度计编码的延时线型 TDC (delay-line type TDC)实现,工作频率为 500 MHz,并最终转换成 4 bit 的二进制码;而粗 TDC 为粗时钟周期计数,采用结构简单的 14 bit 线性反馈移位寄存器 (Linear Feedback Shift Register, LFSR)实现,由于采用的是双边沿触发结构,因此时钟频率又降低了一半,即工作在 250 MHz 的时钟下。LFSR 的位数由公式(2)确定:由于最大飞行时间为 20  $\mu s$ ,半时钟周期为 2 ns,因此需要计数 10 000 次,对应的计数器位数至少为 14 bit。

$$Times = \frac{T_{max}}{1/2T_{clk}} = \frac{20 \mu s}{2 ns} = 10\ 000 < 2^{14} = 16\ 384 \quad (2)$$

式中:  $Times$  为 LFSR 的计数次数;  $T_{max}$  为光子飞行的最大时间。由粗细 TDC 分别转换得出的两段二进制码一起组合成最终动态范围是 18 bit 的二进制码值,这也是目前所知的相当高的转换范围。

由于细计数时钟频率为 500 MHz,因此  $\Delta$  值不会大于 2 ns。对于图 4(a)和(b),计算  $TOF$  的公式稍有不同。当粗 TDC 输出数值的个数  $N$  为奇数时,认为  $Stop$  信号处在粗计数时钟的前半个时钟周期,  $TOF$  的计算方法为公式(3);当  $N$  为偶数时,认为  $Stop$  信号处在粗计数时钟的后半个时钟周期,  $TOF$  的计算方法为公式(4)。

$$TOF = T_{clk} \times (N-1) + \Delta_1 \quad (3)$$

$$TOF = T_{clk} \times (N - \frac{1}{2}) + \Delta_2 \quad (4)$$

在 MIT-LL 的设计中,细 TDC 的二进制码是通过将系统时钟的相位延时  $90^\circ$  得到的<sup>[7]</sup>。在这种情况下,仅有 2 bit 的码值用于提高时间分辨率,且又会造成新旧时钟不能准确对齐。而文中采用了一种能够大幅度提高时间分辨率且不耗费像素电路面积的方法。考虑到 200 ps 的时间分辨率和 2 ns 的细时钟

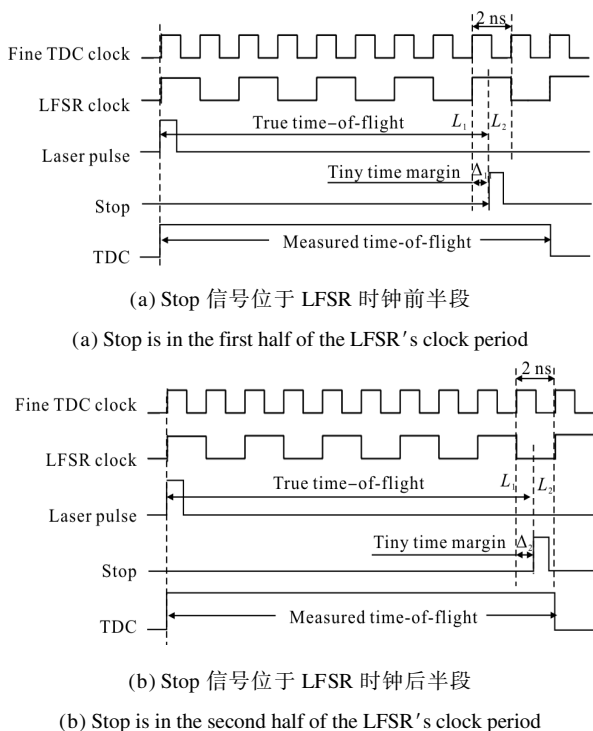


图 4 微小时间余量  $\Delta$  示意图

Fig. 4 Schematic of tiny time margin  $\Delta$

周期,将细时钟周期细分为 10 份,即将延时链 TDC 的延时单元设计为 10 个,每个延时单元输出一位二进制码。这样,细 TDC 会输出一个 10 bit 的温度计编码,再经转换得到一个 4 bit 的二进制码,将 TDC 的转换位数整体提高到 18 bit。

图 5 是文中采用的细 TDC 架构。这个延时链型 TDC 由 10 个相同的延时单元 BUF 和 1 个并行转串行模块组成。为了保证准确性,10 个延时单元的尺寸和版图都经过了仔细地设计,以保证每个单元延时均为 200 ps 左右,并经过了 PVT 验证。为了在保证性能的前提下尽量减小像素读出电路的面积,图中的 D 触发器均为动态 CMOS 结构,与静态 D 触发器相比节省了 70% 的面积;多路选择器也均为动态结构,与静态结构相比节省了 20% 的面积。

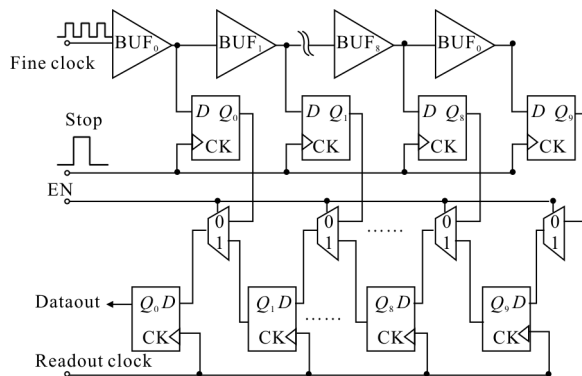


图 5 所采用的细 TDC 架构

Fig. 5 Architecture of the proposed fine TDC

500 MHz 的细计数时钟信号作为延时链中第一个延时单元的输入,  $Stop$  信号作为每个 D 触发器的输入。细时钟每经过一个延时单元,就会被延时 200 ps。被延时的时钟正沿会在对应的 D 触发器中被  $Stop$  信号的正沿采样。如果  $Stop$  信号采样到时钟信号的高电平,那么对应的 D 触发器输出“1”;反之输出“0”。最后,并转串模块会输出一个包含多个“1”和“0”的 10 bit 温度计编码,用以确定图 4 中  $Stop$  信号在一个细时钟周期中的精确位置,转换后的距离分辨率理论上为 3 cm。值得注意的是,读时钟信号的频率不必像细时钟那么高,它主要取决于整个系统的激光重频,一般在 1~10 kHz。

#### 4 像素读出电路的后仿结果

为了验证像素读出电路的逻辑功能和精度,文

中在后仿层面上对其进行了评估,使用 Cadence 环境下的 Spectre 仿真器完成。像素读出电路的总功耗为 0.89mW,其中 TDC 的功耗为 0.72 mW。目前,100  $\mu\text{m}$  是 GM-APD 阵列像素读出电路的特征尺寸<sup>[2,8-9]</sup>,而该设计的整体版图面积小于  $50\times 95 \mu\text{m}^2$ ,约为特征面积的 1/2,如图 6 所示。

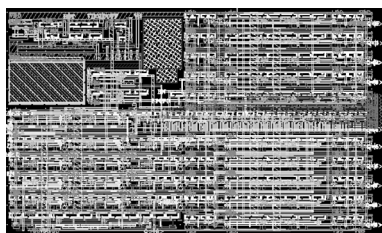


图 6 像素读出电路版图设计

Fig.6 Layout of the proposed pixel readout circuit

图 7 显示了 AQC 中四个关键信号  $V_1$ 、 $V_s$ 、 $V_{\text{cap}}$  和  $V_{\text{reset}}$ (见图 3)的后仿结果。当无光子响应时, $V_1$  和  $V_s$  的初始状态分别是“0”和“1”。APD 在 5 ns 的时刻响应时, $V_1$  迅速升高到“1”,

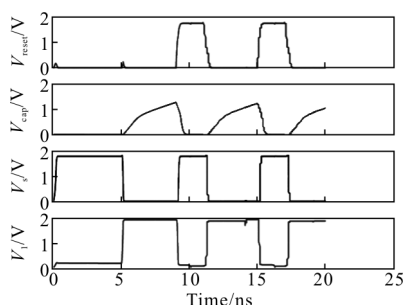


图 7 AQC 中四个关键信号的后仿结果

Fig.7 Post-simulation results of four key signals in AQC

APD 的阳极连接至  $V_B$ ,雪崩过程被阻止。相应地, $V_s$  降到“0”,而  $V_{\text{cap}}$  开始缓慢充电,充电时间由  $V_{\text{hold-off}}$  决定。当电容充电结束后, $V_{\text{reset}}$  由“0”变为“1”,APD 复位完成,12 ns 和 17 ns 时同理。从图 7 可以看出 AQC 的淬灭和复位时间均小于 1 ns,且延迟时间足够。

图 8 是细 TDC 线性度的后仿结果。经线性拟合后的曲线(直线)为  $y=0.972\ 01x-184.609\ 56$ ,与理想斜率的相对误差为 2.8%。为了验证整个像素电路的精确性,图 9 给出了在 20  $\mu\text{s}$  内整体电路的线性度。经线性拟合后的曲线(直线)为  $y=1.000\ 08x-3.540\ 06\times 10^{-4}$ ,与理想斜率的相对误差为 0.008%,

证实了整体像素读出电路的线性度良好。采用 162.25 ns 时刻的脉冲来模拟 APD 在此时的光子响应,得到像素读出电路的五个关键信号的后仿曲线(见图 10),尽管可以看出有毛刺,但这并不影响电路对 0 和 1 的分辨,其后仿数据见表 2。

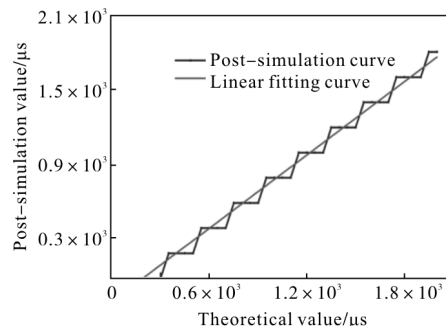


图 8 细 TDC 线性度的后仿结果及拟合曲线

Fig.8 Post-simulation results of fine TDC's linearity and linear fitting curve

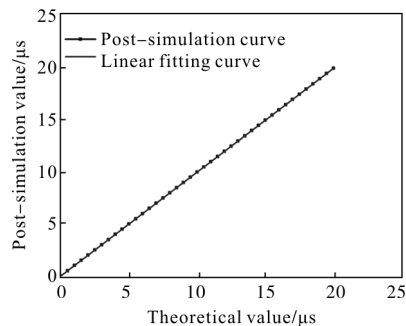


图 9 像素读出电路线性度的后仿结果及拟合曲线

Fig.9 Post-simulation results of the pixel readout circuit's linearity and linear fitting curve

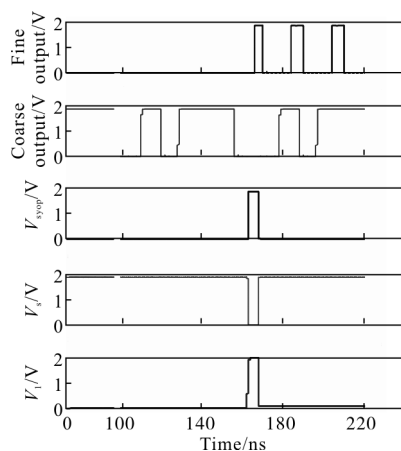


图 10 像素读出电路在 162.25 ns 时的后仿结果

Fig.10 Post-simulation results of the pixel readout circuit's outputs at 162.25 ns

**表 2 像素读出电路在 162.25 ns 时刻的后仿数据**  
**Tab.2 Post-simulation data of the pixel readout circuit's operation at 162.25 ns**

Parameters	Values
TOF theoretical value/ns	162.25
LFSR/ns	162
Fine TDC	10000 00111
Fine TDC measured value /ns	0.2 (after conversion)
TDC measured value/ns	162.2
Absolute error/ns	0.05

为了便于全面地评价文中工作,表 3 中总结了文中的各项设计性能参数,并与国外近四年的先进设计进行了对比。从中可以看出,<sup>[11]</sup>虽然在测距范围和时间精度上远优于文中,但其单个像素电路的功耗非常大,而文中是在满足设计要求的前提下做到了不过度设计。与其他设计相比,文中在大 TDC 动态范围的条件下实现了较低的像素电路功耗,很具有优势;考虑到所采用的工艺,文中的像素电路间距也与其他设计相当。综合来看,文中在中等工艺条件下实现了测量范围、时间精度和电路功耗的良好折中。

**表 3 文中性能与近四年的先进设计对比**

**Tab.3 Comparison of state-of-the-art designs in recent four years with the performance in this paper**

Parameters	[2]	[10]	[11]	[12]	[13]	[14]	[15]	[16]	This paper
Array	8×8	64×64	-	-	32×32	32×32	8×16	340×96	-
Range/km	0.9	0.367	-	49.05	0.011 55	1.5	0.039 24	0.1	3
TDC dynamic range/bits	13	16	15	21	10	10	12	12	18
Temporal resolution/ps	750	250	45	5	75.68	312	64.56	208	200
CMOS process/ $\mu\text{m}$	CMOS 0.5	CMOS 0.15	CMOS 0.15	CMOS 0.35	-	CMOS 0.35	CMOS0.13	CMOS HV 0.18	CMOS 0.18
Voltage/V	5	1.8	1.8	3.3	-	-	3.3	1.8/3	1.8
Pixel/ $\mu\text{m}$	150	60	-	-	50	150	-	50	< 95
Normalized power consumption/mW	-	0.012	0.95	80	-	0.068	2.34	-	0.89

## 5 结 论

文中设计并后仿完成了一个适用于 GM-APD 阵列激光 3D 成像的像素读出电路。读出电路主要包括 AQC、TDC 和相应的时序控制电路,其中 AQC 实现了淬灭和复位时间均小于 1 ns,且延迟时间 3.5~5 ns 可调;TDC 电路采用粗细结合的两段式计数架构实现,粗 TDC 是结构经过优化的 14 bit LFSR,利用双边沿触发采用 250 MHz 时钟实现了 5 GHz 时钟的效果,为常规设计频率的 1/20;细 TDC 采用 10 bit 延时线型 TDC 实现,通过内插技术采用 500 MHz 时钟实现了 5 GHz 时钟的效果,为常规设计频率的 1/10。在降频的前提下,同时将整体电路的时间分辨率提高到了 200 ps,对应的距离分辨率为 3 cm,完全能够满足目前激光 3D 成像的距离分辨率要求。电路采用 SMIC 0.18  $\mu\text{m}$  1.8 V 工艺完成

了版图设计和仿真,后仿结果进一步体现了读出电路的高精度和高线性度。电路版图面积小于 50×95  $\mu\text{m}^2$ ,总功耗为 0.89 mW,其中 TDC 的功耗为 0.72 mW,具有小面积和低功耗的优势。尽管初步的仿真结果表明这个像素读出电路具有高精度、小面积和低功耗的优势,在实现高精度激光 3D 成像方面具有极大的潜力,进一步地验证和改进还需要在流片之后完成。

## 参 考 文 献:

- [1] Aull B F, Loomis A H, Gregory J A. Geiger-mode avalanche photodiode arrays integrated with CMOS timing circuits[J]. *Device Research Conference Digest*, 1998, 56(7): 58-59.
- [2] Zheng Lixia, Yang Junhao, Liu Zhao, et al. Design and implementation of Gm-APD array readout integrated circuit for infrared 3D imaging [C]//*Proceedings of SPIE*, 2013, 8907: 1-10.

- [3] Li Qi, Chi Xin, Wang Qi. Principle and technology of 3D lidar on a single pulse using geiger-mode APD arrays [J]. *Laser & Infrared*, 2006, 12(3): 1116–1119. (in Chinese)  
李琦, 迟欣, 王骥. 基于盖革模式 APD 阵列的单脉冲 3D 激光雷达原理和技术 [J]. *激光与红外*, 2006, 12(3): 1116–1119.
- [4] Nutt R. Digital time intervalometer [J]. *The Review of Scientific Instruments*, 1968, 39(9): 1342–1345.
- [5] Vornicu I, CarmonaGalán R, RodríguezVázquez A. A CMOS 8×8 SPAD array for time-of-flight measurement and light-spot statistics [C]//2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2013), 2013: 2626–2629.
- [6] Zhu Kunkun, Li Binqiao, Xu Jiangtao. A wide input range 8 bit cyclic TDC [J]. *Application of Electronic Technique*, 2014, 21(1): 34–37. (in Chinese)  
朱昆昆, 李斌桥, 徐江涛. 一种宽输入范围 8 bit 循环 TDC [J]. *电子技术应用*, 2014, 21(1): 34–37.
- [7] Heinrichs R, Aull B F, Marino R M, et al. Three-dimensional laser radar with APD arrays [C]// Proceedings of SPIE, 2001, 4377: 106–117.
- [8] Yuan P, Sudharsanan R, Bai X, et al. 32×32 Geiger-mode lidar camera [C]// Proceedings of SPIE, 2010, 7684: 76840C1.
- [9] Villa F, Lussana R, Bronzi D, et al. High linearity SPAD and TDC array for TCSPC and 3D ranging applications [C]// SPIE, 2015, 9370: 93701U.
- [10] Perenzoni M, Perenzoni D, Stoppa D. A 64×64-pixel digital silicon photomultiplier direct ToF sensor with 100 Mphotons/s/pixel background rejection and imaging/altimeter mode with 0.14% precision up to 6 km for spacecraft navigation and landing [C]// 2016 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 2016: 118–119.
- [11] Perenzoni M, Xu H, Stoppa D. Small area 0.3 pJ/conv, 45 ps time-to-digital converter for arrays of silicon photomultiplier interfaces in 150 nm CMOS [J]. *Electronics Letters*, 2015, 51(23): 1933–1935.
- [12] Keränen P, Kostamovaara J. A wide range, 4.2 ps (rms) precision CMOS TDC with cyclic interpolators based on switched-frequency ring oscillators [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2015, 62(12): 2795–2805.
- [13] Perenzoni D, Gasparini L, Massari N, et al. Depth-range extension with folding technique for SPAD-based TOF LIDAR systems [J]. *IEEE SENSORS 2014 Proceedings*, 2014: 622–624.
- [14] Villa F, Lussana R, Bronzi D, et al. CMOS imager with 1024 SPADs and TDCs for single-photon timing and 3-D time-of-flight [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2014, 20(6): 364–373.
- [15] Braga L H C, Gasparini L, Grant L, et al. A fully digital 8×16 SiPM array for PET applications with per-pixel TDCs and real-time energy output [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2014, 49(1): 301–314.
- [16] Niclass C, Soga M, Matsubara H, et al. A 100 m range 10 frame/s 340×96 pixel time-of-flight depth sensor in 0.18 μm CMOS [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2013, 48(2): 559–572.