

线性模式主被动碲镉汞 APD 探测器测试研究

章琪文^{1,2}, 梁清华¹, 郭慧君¹, 陈洪雷^{1*}, 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: 碲镉汞雪崩光电二极管 (Avalanche Photodiode, APD) 探测器在主被动模式下能同时获取目标物体的强度信息和时间信息, 实现实时的三维探测。高精度时间标定的测试方法是验证三维测距的基础。文中分析了盖革模式和线性模式的优缺点, 针对一种线性模式主被动 HgCdTe APD 探测器的读出电路结构进行了分析, 并对 TOF 计算方法进行了研究, 在此基础上搭建了一套高精度时间标定的测试平台, 对系统和环境噪声进行了测试, 得到噪声带来的时间抖动为 179 ps。对测试仪器带来的固定时延进行了校准, 对影响 TOF 精度的电压、电容、斜坡发生器的精度以及高精度电压源的精度等参数进行了理论分析, 在 77 K 下完成了线性模式 HgCdTe APD 探测器的主动、被动信息的测试。测试结果得到低温下电路线性度高达 99.9%, 饱和电荷容量为 7 Me⁻, 时间精度抖动的均方根为 2.107 ns, 证明该测试平台和方法能有效地评估探测器的性能, 为红外精准探测提供了参考。

关键词: 线性模式 APD; 主被动探测; 飞行渡越时间; 时间精度

中图分类号: TN215 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20200460

Research on testing of active and passive HgCdTe APD detector in linear mode

Zhang Qiwen^{1,2}, Liang Qinghua¹, Guo Huijun¹, Chen Honglei^{1*}, 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: The mercury cadmium telluride avalanche photodiode (HgCdTe APD) detector can simultaneously obtain the intensity information and time information of the target object in the active and passive mode, to realize real-time three-dimensional detection. The testing method of high-resolution time calibration is the basis for verifying three-dimensional ranging. The advantages and disadvantages of Geiger mode and linear mode were analyzed. Besides, the readout circuit structure of a linear mode active and passive HgCdTe APD detector was analyzed, and the time-to-flight (TOF) calculation method was studied. On this basis, a set of high-precision time calibration test platform was built, the system and environmental noise were tested, and the time jitter caused by the noise was 179 ps. The fixed time delay caused by the test instrument was calibrated, and theoretical analysis was conducted on the voltage, capacitance, the accuracy of the ramp generator and the high-precision voltage source and other parameters that affected the TOF resolution. The active and passive information test of the linear mode HgCdTe APD detector was completed at 77 K. The test results show that the circuit linearity is as high as 99.9% at low temperature, the saturation charge capacity is 7 Me⁻, the root mean square (RMS) value of the time resolution jitters is 2.107 ns. It proves that the test platform and method can effectively evaluate the performance

收稿日期:2021-01-03; 修订日期:2021-04-02

作者简介:章琪文,男,博士生,主要从事红外焦平面读出电路设计和测试方面的研究。

通讯作者:陈洪雷,男,研究员,硕士生导师,主要从事集成电路设计、红外光电器件分析和评价技术等方面的研究。

丁瑞军,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。

of the detector, and provide reference for precise infrared detection.

Key words: linear mode APD; active and passive detection; time of flight (TOF); time resolution

0 引言

三维主被动测距成像技术具有探测距离远、精度高等优点^[1-2],被广泛地应用于工业测量、人工智能、航天遥感和军事目标物体追踪等领域。雪崩光电二极管 (Avalanche Photodiode, APD)^[3]具有高内增益、高灵敏度和高信噪比等特点,作为高性能光电探测器在检测微弱信号方面具有良好的应用前景。它具有两种工作模式:盖革模式 (Geiger-mode, GM) 和线性模式 (Linear-mode, LM),其性能对比如表 1 所示。

表 1 盖革和线性模式 APD 性能对比

Tab.1 Geiger and linear mode APD performance comparsion

Type	GM-APD	LM-APD
Gain	$10^5\text{-}10^6$	$10\text{-}10^3$
Dynamic range	Low	High
Quenching circuit	Yes	No
Intensity information	No	Yes
Continuous detection capability	No	Yes

盖革模式具有灵敏度高、能实现单光子探测等优点,在早期被广泛应用在硅基 APD 和 InGaAs APD。美国国家航天局戈达德航天飞行中心应用于火星全球探勘任务的火星轨道高度激光计 (Mars Orbiter Laser Altimeter, MOLA) 基于盖革模式 Si APD 能够实现 25 cm 的精度^[4],美国宇航局兰利研究中心研发的应用于自主着陆和危险规避技术项目的激光雷达,运用的是盖革模式下 InGaAs APD,能实现 20 cm 的精度^[5]。

盖革模式因死区时间长导致不能连续探测和不能获得强度信息等原因,使得在近些年线性模式 APD 被大量研究,它能够克服盖革模式下的缺点,能够实现连续探测目标物体的强度和时间信息,实现三维主被动探测。

目前在国外的相关报道中,线性模式 APD 有法国 Sofradir 公司研制的一种 320×256 面阵的 HgCdTe APD 焦平面,能实现 30 m 的测试量程以及 300 ps 的时间分辨率^[6-8],Raytheon 公司报道的线性 APD 读出电路测试能够分辨 400 ps 的时间精度^[9-10];国内的大多数报道主要集中在盖革模式下 APD,其中东南大学 InGaAs 材料的 APD 时间分辨率可以达到 0.8 ns^[11]和长春理工大学的 APD 时间分辨率可以实现 1.33 ns

的精度^[12-13],而对于线性模式 APD 的主被动探测的测试研究报道甚少。

文中对一种线性模式 HgCdTe APD 的读出电路结构进行了分析,对飞行渡越时间 (Time of flight, TOF) 的计算方法进行了研究,在此基础上搭建了一套测试平台,该系统噪声为 253 μV ,即系统带来的时间抖动为 179 ps,对影响 TOF 相关的参数(斜率 α 、输入电压 V_{ref} 、电容值 C 及 V_{2d} 和 V_{3d})进行了理论分析,同时对测试仪器带来的固定时延等参数进行了校准修正,在 77 K 下对该款线性模式 HgCdTe APD 读出电路进行了测试分析。为探索线性模式下 APD 的主被动探测的测试方法提供了新的思路。

1 读出电路分析和 TOF 计算方法

线性 HgCdTe APD 读出电路作为三维成像系统中的核心单元,它能实现对光子的飞行时间进行高精度和高速的实时量化和传输处理。目前量化时间精度的方法有模拟电压去量化时间 (TVC) 和数字去量化时间 (TDC)。

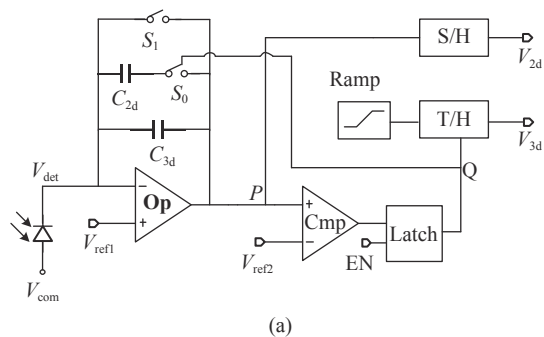
1.1 读出电路分析

文中基于模拟电压量化时间的方式,提出了一种 128×128 线性 HgCdTe APD 读出电路,针对 TOF 的精度测量对其单元电路进行了分析,其结构和工作时序如图 1 所示。

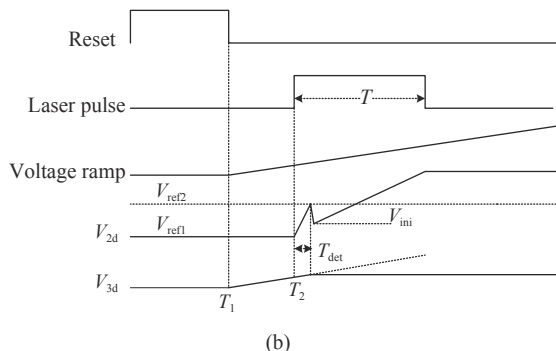
单元电路包括了 CTIA 输入级结构、比较器、锁存器、采样保持电路等模块。如图 1(a) 所示,其中 CTIA 运放增益高达 62 dB,以保证高的注入效率和稳定的偏压。比较器用于检测 CTIA 输出端 P 点电压,及时触发锁存器翻转,因此需要比较器提供较高的精度;当比较器无需翻转时应具有较低的静态电流来降低系统功耗。因此设计的比较器增益为 70 dB,阈值电压 $V_{\text{ref}2}$ 为 3 V,静态电流为 10 μA ,响应时间为 1 ns。电路有两个积分电容 C_{3d} 和 C_{2d} ,分别为 50 fF 和 400 fF。

电路有两种工作模式:被动探测和主动探测。为了准确直观地了解电路工作状态,通过对采样保持模块 (S/H) 保持常开对节点 P 进行实时监控,得到 V_{2d} 的完整积分过程,如图 1(b) 所示。

首先,线性 HgCdTe APD 接收到光信号时,在一定反偏下,PN 结中载流子获得动能,与晶格中原子碰



(a)



(b)

图 1 (a) APD 读出电路单元结构; (b) APD 读出电路工作时序

Fig.1 (a) APD readout circuit Unit structure; (b) APD readout circuit working sequence

撞使价带电子激发至导带,形成新的电子空穴对,耗尽层内运动的载流子因碰撞电离效应而获得雪崩倍增。从而形成光电流流入 CTIA 结构中。

当工作在被动探测下,使能信号 EN 为低电平,通过锁存结构控制 S_0 开关闭合,同时比较器处于静态工作点下以降低功耗。当 CTIA 复位信号下降沿到来时,电容 C_{3d} 和 C_{2d} 共同参与积分获得目标物体的强度信息。此时激光脉宽 T 不能使得电容积分达到饱和,否则无法分辨强度信息。

主动模式下的使能信号 EN 为高电平,首先 CTIA 结构完成复位操作,复位信号 Reset 的下降沿触发斜坡发生器 Ramp 开始发射斜坡电压,并同步触发激光脉冲发射激光。当激光脉冲到达 APD 探测器时,小电容 C_{3d} 会开始积分,节点 P 电压迅速达到比较器阈值 V_{ref2} 使其翻转,触发 Latch 模块控制开关 S_0 闭合和采样保持开关断开,对当下斜坡电压值进行锁定,得到与时间信息相关的电压 V_{3d} 值,其所对应的时间为 $(TOF+T_{det})$,此时电路将进入大电容积分模式,直至激光脉冲结束读出 V_{2d} 电压值,得到对应的强度信息。

电路流片采用 TSMC 0.18 μm 1P6M CMOS 工艺,其中数字电压 1.8 V,模拟电压 5 V。基本性能参数如表 2 所示。

表 2 读出电路性能参数

Tab.2 Readout circuit performance parameters

Parameter	Description
Technology	TSMC 0.18 μm 1P6M CMOS
Temperature/K	77
Pixel/ μm^2	50 \times 50
Output swing/V	1.5-4
Power/mW	17.5

1.2 TOF 计算方法

测试过程中,APD 探测器开始处于待测状态,通过时序控制激光发射脉冲,同时控制斜坡发生器产生斜坡,当激光碰到被测目标返回到探测器上产生光电流,使得电路翻转存储此时斜坡的电压值,根据标准斜坡电压可以计算出飞行时间 TOF 值,即发射激光脉冲到接收激光脉冲的时间。因电路积分存在一定延时,因此可以得到以下公式:

$$V_{3d} = \alpha(2TOF + T_{det}) \quad (1)$$

$$I \times T_{det} = C_{3d}(V_{ref2} - V_{ref1}) \quad (2)$$

$$I(T - T_{det}) = (C_{3d} + C_{2d})(V_{2d} - V_{ini}) \quad (3)$$

$$C_{3d}(V_{ref2} - V_{ref1}) = (C_{3d} + C_{2d})(V_{ini} - V_{ref1}) \quad (4)$$

式中: α 为斜坡发生器的斜率; T_{det} 为小电容的延迟时间; T 为激光脉宽; V_{ini} 为电容切换后 V_{2d} 下掉最低点的电压值。通过上述公式 (1)~(4) 计算得出 TOF 值:

$$2TOF = \frac{V_{3d}}{\alpha} - \frac{C_{3d}(V_{ref2} - V_{ref1})}{(C_{2d} + C_{3d})(V_{2d} - V_{ref1})} \times T \quad (5)$$

由公式 (5) 可知, V_{2d} 、 V_{3d} 的测量精度会影响最终 TOF 的探测精度, V_{ref1} 和 V_{ref2} 的精度也会对 TOF 产生影响,所以需采用高精度电压源提供该电压或者由设计片上基准电压源提供。高精度的线性斜坡电压非常关键,它的每个 LSB 直接影响能分辨的 V_{3d} 的电压值,斜坡斜率 α 的抖动对测试结果也影响很大。在相同的读出噪声情况下,斜率 α 值越大,则 TOF 的精度会越高,但相应的探测范围变小。

通过对同一激光脉宽下进行多次采样,计算每次采样的 V_{2d} 、 V_{3d} 和斜率 α 值,即可计算 TOF 的均方根值,其公式为:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_i^2} \quad (6)$$

2 测试平台建立及系统误差分析

高精度时间分辨的性能测试对测试平台的精度要求很高,基于上述的单元电路结构和工作原理,文

中利用 Labview 软件和模拟采集卡等硬件自主搭建了一套高精度时间标定的测试平台,如图 2 所示。测试平台主要包括激光脉冲源、高精度模拟信号源、斜坡发生器、时钟脉冲发生器模块、数据采集模块、示波器和计算机。

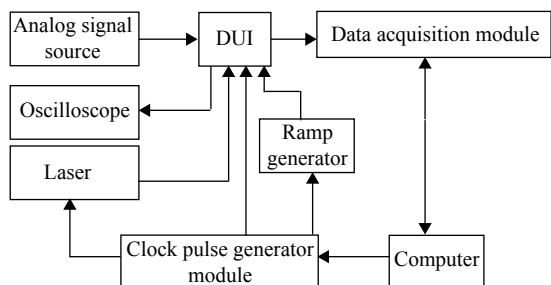


图 2 芯片测试系统图

Fig.2 System of circuit test

时钟脉冲发生器模块发射数字时序提供给探测器和芯片 (DUT), 以及提供同步信号给斜坡发生器和激光发生器。激光脉冲为探测器提供一个宽幅可控的光脉冲, 激光发生器的重频大小跟随时序发生器的帧频变化, 且最小激光脉宽为重频倒数的千分之一。因

项目需实现 10 ns 以下的精度, 所以斜坡发生器采用 keysight 81150A 能实现最高频率为 5 MHz 的频率, 其精度为 1 μ Hz, 对斜坡进行测试得到精度为 118.2 ps。高精度模拟信号源采用 Agilent N6700B, 其内置分辨率高达 24 bits 的 DAC, 能提供精准的输入模拟电压和数字电源电压, 抖动小于 1 mV, 满足指标需求。数据采集模块用于对输出电压的采集, 考虑到采集速度和精度的问题, 采取 NI 5122 板卡, 2 V 电压下能实现 0.122 mV 的电压分辨率。仪器精度如表 3 所示。

表 3 仪器参数

Tab.3 Instrument parameters

Instrument	Resolution	Highest frequency
5122	14 bits	100 MHz
81150A	118.2 ps	5 MHz
Agilent N6700B	<1 mV	-

在硬件的基础上, 建立一套实时、操作简便的软件系统是必不可少的。文中基于美国 NI 公司开发的 Labview 搭建了软件系统。主要包括两个部分: 数字时序模块、模拟采集模块。其软件前面板如图 3 所



图 3 Labview 软件设计前面板及参数设置

Fig.3 Labview software design front panel and parameter setting

示。在数字时序模块上可以设置所需加载的时序、通道数和数字电压范围,时钟频率最高可设置为 100 MHz,模拟采集模块实现四路采集,可以自行设置采样点数、采样频率、采样电压挡位以及采样起始点,最高采集频率为 100 MHz。

在搭建好软硬件测试平台下,根据电路工作原理对 DUT 进行测试,其测试过程如图 4 所示。通过模拟信号源和时钟脉冲发生器模块给探测器施加所需偏置和时序,控制斜坡发生器给电路提供所需波形,安装波长为 1550 nm 的激光源用于发射激光脉冲;启动 Labview 软件,设置好时序发生器和模拟采集部分的参数。运行软件,使封装于测试杜瓦的被测单元器

件(液氮冷却)正常工作;被测器件输出数据,然后通过测试软件采集若干次并保存数据至计算机。

基于该测试平台,文中对平台的测试误差进行了分析。首先,在空载下(即采集端不接入任何信号)对系统以及环境噪声进行测试,如图 5 所示,给出了多次测量的噪声电压值,此噪声电压使公式(5)中的 V_{2d} 、 V_{3d} 产生一定的偏移量,从而影响 TOF 的精度。通过公式(6)计算得到系统均方根噪声为 253.8 μV ,代入公式(5)中得到能分辨的时间精度为 179 ps。

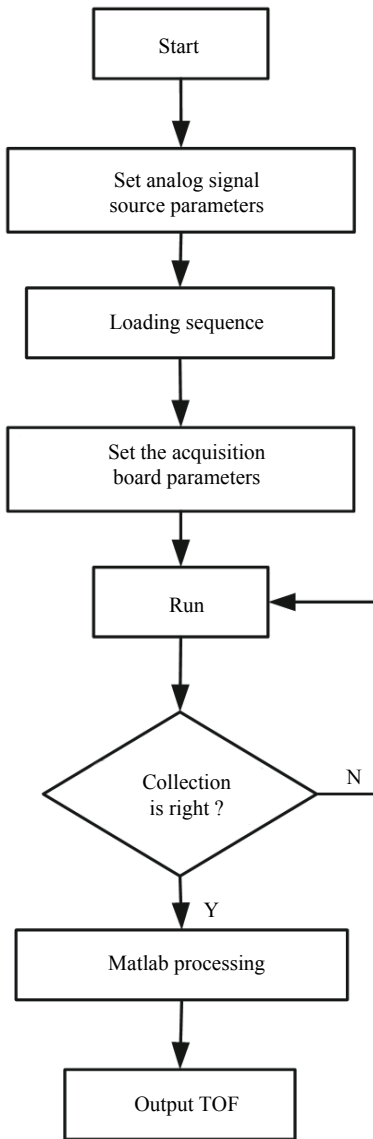


图 4 测试方法流程图

Fig.4 Test method flow

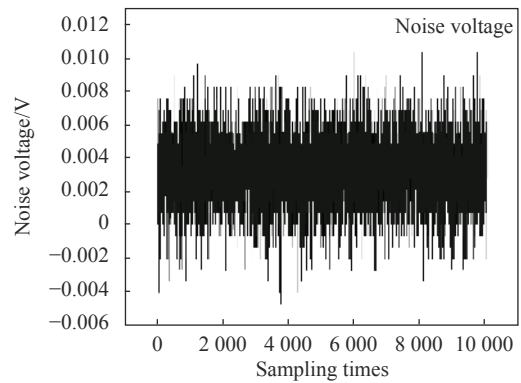


图 5 系统噪声测试

Fig.5 System noise test

同时文中也分析了测试平台中斜坡发生器带来的固定时延对时间精度的影响。如图 6 所示,用 5122 板卡的最高频率对斜坡发生器信号进行重复采样,得到斜坡发生器的一个固定时延为 370 ns,可以通过校准来消除,最终可以通过公式(5)中的增加修正项消除,即:

$$TOF = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{3d}}{\alpha} - \frac{C_{3d}(V_{ref2} - V_{ref1})}{(C_{2d} + C_{3d})(V_{2d} - V_{ref1})} \times T \right] + T_0 \quad (7)$$

式中: T_0 为修正项,为 370 ns。

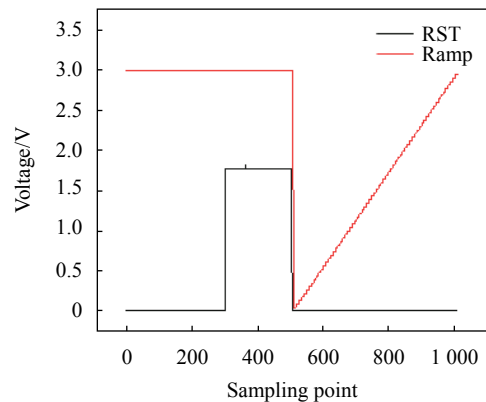


图 6 斜坡发生器固定时延

Fig.6 Ramp generator fixed time delay

3 APD 读出电路测试分析

基于上述理论计算和搭建的测试平台对该款线性 HgCdTe APD 探测器和读出电路进行耦合互联测试,探测器前端未加 1.55 μm 窄带滤光片和冷屏下,对探测器进行 I/V 测试,如图 7 所示。从图中可以得到当反偏电压为 2.5 V 以及激光功率为 0 时,背景光电流大约为 15.89 nA。

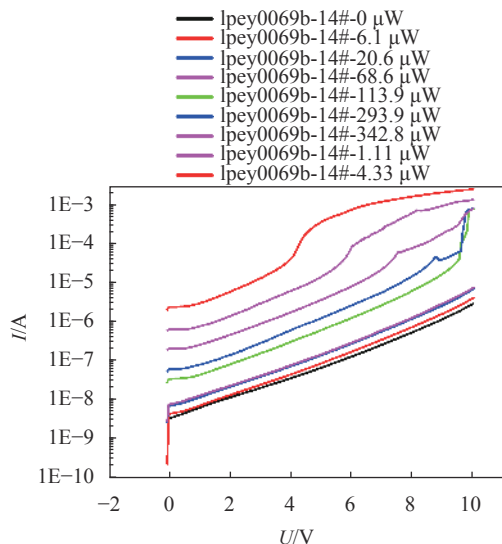


图 7 探测器 I/V 测试结果

Fig.7 Detector I/V test results

APD 电路采用 QFP64 封装,与探测器互联置于杜瓦内,在 77 K 环境下测试。实验测试中把激光器直接对准杜瓦里面的探测器,探测器前端不加 1.55 μm

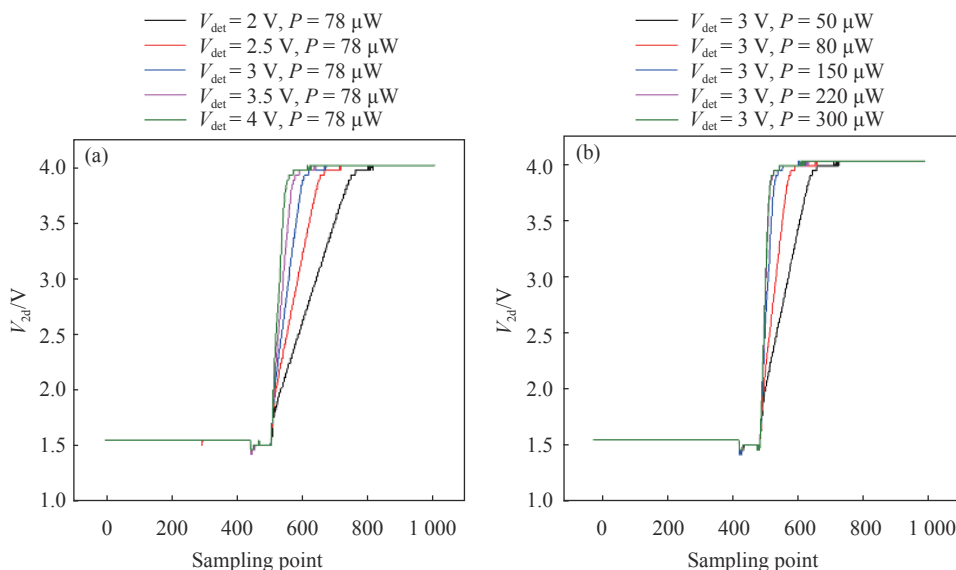


图 8 碲镉汞 APD 强度信息测试结果

Fig.8 Test results of HgCdTe APD intensity information

窄带滤光片和冷屏,即在没有激光脉冲的情况下也有 15.89 nA 的背景光电流进行积分,电路测试加载的条件如表 4 所示。

表 4 电路测试条件

Tab.4 Circuit test conditions	
Parameter	Value
Temperature/K	77
Preamp CTIA bias voltage/V	1.5
Comparator voltage/V	3
Ramp frequency/K	200
Ramp delay/ μs	1
Laser pulse width/ μs	4.5
APD reverse bias voltage/V	2.5 ($p=110 \mu\text{W}$)
Sampling frequency/MHz	100

3.1 线性模式 HgCdTe APD 被动模式测试

将图 1(a) 中的使能信号 EN 置低电平,处于被动模式下测试。测试在不同的激光功率和探测器在不同反偏电压下的强度信息变化情况。如图 8 所示。横坐标代表一帧下的采样点数,采样频率在 100 MHz 下每个点的时间为 10 ns,纵坐标为 V_{2d} 值。当固定激光功率 P 为 78 μW 时,随着探测器的反偏电压 V_{det} 不断增加,产生的电流变大,积分到达饱和值的时间更短。同样当探测器反偏电压为 3 V 时,不断增大光功率积分也更快达到饱和。从测试结果来看,低温下电路的线性度高达 99.9%,电路的输出范围为 1.5 V

到 4 V, 即电路的饱和电荷容量为 7 Me⁻, 符合电路的仿真结果。

3.2 线性模式 HgCdTe APD 主动模式测试

当使能信号 EN 置高电平时, 进入主动探测模式, 激光器直接贴敷在杜瓦窗口上, 电路测试采取改变斜坡起始时间来模拟目标物体的距离, 通过改变斜坡信号相对复位信号下降沿延迟时间 t 得到对应时间下的电压值 V_{3d} , 如图 9(a) 所示。当斜坡信号相对

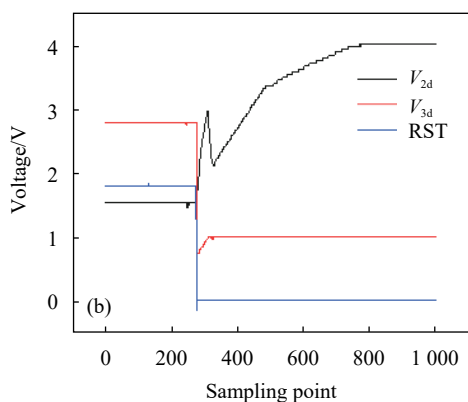
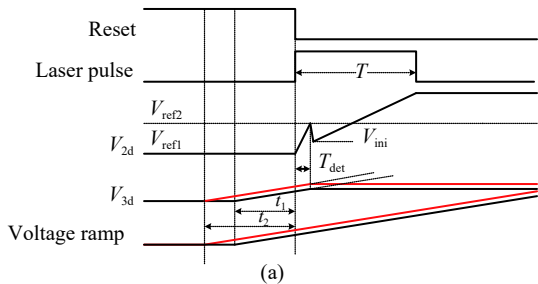


图 9 (a) 电路测试时序; (b) 碲镉汞 APD 探测器和电路耦合测试结果
Fig.9 (a) Circuit test sequence; (b) HgCdTe APD detector and circuit coupling test results

复位信号下降沿延迟时间分别为 t_1 和 t_2 时, 对应的电压值 V_{3d} 也相应地变化, 即得到不同的 TOF 值。其测试结果如图 9(b) 所示。

V_{2d} 和 V_{3d} 分别为目标物体强度信息和时间信息, RST 为电路的复位信号。CTIA 积分电压 V_{2d} 分为三段: 小电容 C_{3d} 的快速积分使得电压值达到比较器的翻转电压; 大电容 C_{2d} 与 C_{3d} 并联积分到激光脉宽结束; 背景光电流的积分直到电容饱和。当比较器翻转后, 控制锁存模块记录当下斜坡发生器值并输出, 即 V_{3d} 。

根据公式 (7), 文中分析了斜坡斜率 α 、电容值 C 、高精度电压源输出电压 V 、采样电压 V_{2d} 和 V_{3d} 值对 TOF 的精度带来的影响。

3.2.1 斜坡发生器发射斜坡抖动对 TOF 的影响

斜坡发生器发射的斜坡轻微抖动会使得 TOF 也存在一定的偏差, 且是不可逆的。其表述为公式 (8):

$$TOF = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{3d}}{\alpha + \Delta\alpha} - \frac{C_{3d}(V_{ref2} - V_{ref1})}{(C_{2d} + C_{3d})(V_{2d} - V_{ref1})} \times T \right] + T_0 \quad (8)$$

根据公式 (8) 可以计算斜坡变化对 TOF 的抖动, 表述为公式 (9):

$$\Delta TOF = \frac{V_{3d}}{2} \left[\frac{\Delta\alpha}{\alpha(\alpha + \Delta\alpha)} \right] \quad (9)$$

图 10 是对斜坡发生器发射的斜坡进行多次重复采样输出图。通过采集 100 组数据计算得到斜坡抖动 RMS 值为 0.00846 mV/ns。即在上面测试的 V_{3d} 下带来 TOF 的抖动为 118.20 ps。

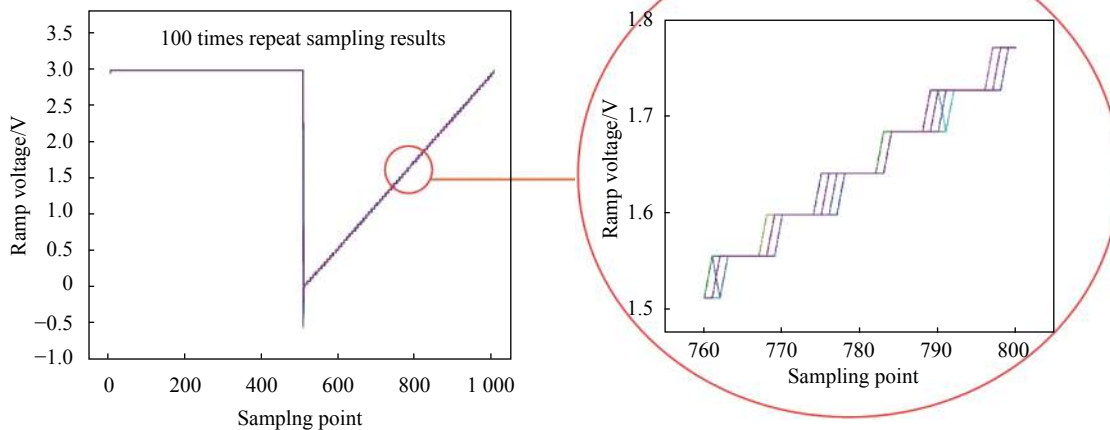


图 10 斜坡斜率

Fig.10 Ramp slope

3.2.2 电路流片工艺导致电容的偏差对 TOF 的影响

针对电路不管采用何种工艺流片, 电路的寄生效应和工艺偏差都会对电容值产生一定的偏差。对公式 (7) 修正得到公式 (10), 即:

$$TOF = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{3d}}{\alpha} - \frac{(\Delta C_{3d} + C_{3d})(V_{ref2} - V_{ref1})}{(C_{2d} + \Delta C_{2d} + C_{3d} + \Delta C_{3d})(V_{2d} - V_{ref1})} \times T \right] + T_0 \quad (10)$$

分别讨论公式 (10) 中 C_{2d} 和 C_{3d} 对 TOF 的影响, 得到公式 (11)~(12):

$$\Delta TOF = \frac{T(V_{ref2} - V_{ref1})}{2(V_{2d} - V_{ref1})} \times \frac{C_{3d} \times \Delta C_{2d}}{(C_{2d} + C_{3d})(C_{2d} + C_{3d} + \Delta C_{2d})} \quad (11)$$

$$\Delta TOF = \frac{T(V_{ref2} - V_{ref1})}{2(V_{2d} - V_{ref1})} \times \frac{\Delta C_{3d} \times C_{2d}}{(C_{2d} + C_{3d})(C_{2d} + C_{3d} + \Delta C_{2d})} \quad (12)$$

在激光脉宽为 4.5 μ s 下 V_{2d} 值为 3.347 V, 代入公式 (11) 可以计算得到电容存在 0.222 fF 的偏差, 使得 TOF 有 100 ps 的抖动。为电路流片工艺选择提供了参考。

3.2.3 高精度电压源带来的误差对 TOF 的影响

测试中电路激励和偏置电压都是采用高精度模拟信号发生器产生, 它内置 24 bits DAC, 但其输出结果存在一定的抖动。对公式 (7) 修正得到公式 (13), 即:

$$TOF = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{3d}}{\alpha} - \frac{C_{3d}(V_{ref2} + \Delta V_{ref2} - V_{ref1} - \Delta V_{ref1})}{(C_{2d} + C_{3d})(V_{2d} - V_{ref1} - \Delta V_{ref1})} \times T \right] + T_0 \quad (13)$$

同样分开讨论给 TOF 带来的影响, 得到公式 (14) 和 (15):

$$\Delta TOF = \frac{T \times C_{3d} \times \Delta V_{ref2}}{2(C_{2d} + C_{3d})(V_{2d} - V_{ref1})} \quad (14)$$

$$\Delta TOF = \frac{T \times C_{3d}(V_{ref2} - V_{2d}) \Delta V_{ref1}}{2(C_{2d} + C_{3d})(V_{2d} - V_{ref1})} \quad (15)$$

从电压源上采集的结果显示电压的抖动在 1 mV 以内, 代入公式 (10) 可以得到其对时间 TOF 的偏差为 135.36 ps。

3.2.4 采样 V_{2d} 和 V_{3d} 的偏差 TOF 的精度带来的影响

采集系统的精度直接影响 V_{2d} 和 V_{3d} 的精度, 这决定了 TOF 的抖动范围。因此对公式 (7) 修正得到公式 (16) 和 (17), 即:

$$TOF = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{3d}}{\alpha} - \frac{C_{3d}(V_{ref2} - V_{ref1})}{(C_{2d} + C_{3d})(V_{2d} + \Delta V_{2d} - V_{ref1})} \times T \right] + T_0 \quad (16)$$

$$TOF = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{3d} + \Delta V_{3d}}{\alpha} - \frac{C_{3d}(V_{ref2} - V_{ref1})}{(C_{2d} + C_{3d})(V_{2d} - V_{ref1})} \times T \right] + T_0 \quad (17)$$

由公式 (16)、(17) 可以分别得到 V_{2d} 和 V_{3d} 的抖动对 TOF 的影响, 即:

$$\Delta TOF = \frac{T \times C_{3d}}{2(C_{2d} + C_{3d})} \times \frac{\Delta V_{2d}(V_{ref2} - V_{ref1})}{(V_{2d} - V_{ref1})(V_{2d} + \Delta V_{2d} - V_{ref1})} \quad (18)$$

$$\Delta TOF = \frac{\Delta V_{3d}}{2\alpha} \quad (19)$$

即在 V_{3d} 抖动为 1 mV 的情况下, TOF 的偏移量为 0.833 ns; 在 V_{2d} 抖动为 1 mV 的情况下, TOF 的偏移量为 24.335 ps。因此 V_{3d} 的稳定性对 TOF 的精度起到决定性的影响, 而 V_{2d} 是对 TOF 值偏差的修正项。

因此测试系统和电路对 TOF 精度影响的具体参数如表 5 所示。从中可以得到为了预留一定量, V_{3d} 的抖动需控制在 10 ns 范围内, 采集系统在 2 V 范围下能实现 5 mV 的精度。

在表 4 的工作条件下进行 100 次重复采样, 得到 100 组 V_{2d} 和 V_{3d} 值, 如图 11(a)、(b) 所示, 从测试结果看出, V_{2d} 和 V_{3d} 的测量值存在一定的抖动, 对 100 组数据进行计算得到 V_{3d} 的 RMS 值为 0.00753 V, V_{2d} 的 RMS 值为 0.02076 V。

根据电路测试条件计算 TOF 的理论值为斜坡的时延 (1 μ s) 减去固定延时 (370 ns), 即为 630 ns。图 11(c) 展示了通过 Matlab 对数据进行处理后每帧下的 TOF 的值。从实验数据得到 TOF 的最大值为 647.961 ns, 最小值为 638.014 ns, TOF 抖动是由采样的斜坡斜率、 V_{2d} 和 V_{3d} 不相同导致, 代入公式 (6) 计算得到 TOF 的 RMS 为 2.107 ns。

在不改变工作条件下重复上述测试, 采集 10 次 100 组样本计算 RMS 得到的结果如图 12 所示。可以得到 TOF 的 RMS 值为 2.017~2.073 ns, 证明了测试平台在验证 ns 级别的可行性。

最后, 对文中工作和法国 Sofradir 公司测试平台参数和测试结果进行了比较, 如表 6 所示。斜坡发生模块中最高频率都是一样, 但文中每格可分辨的电压

表 5 影响 TOF 精度的性能参数

Tab.5 Performance parameters that affect TOF resolution

Type	Sub-type	Resolution
System	System noise	179 ps
	Ramp jitter	118.20 ps
	Voltage source error	135.36 ps@1 mV
Circuit	Capacitance deviation	100 ps@0.222 fF
	Output jitter(V_{2d})	24.335 ps@1 mV
	Output jitter(V_{3d})	833 ps@1 mV

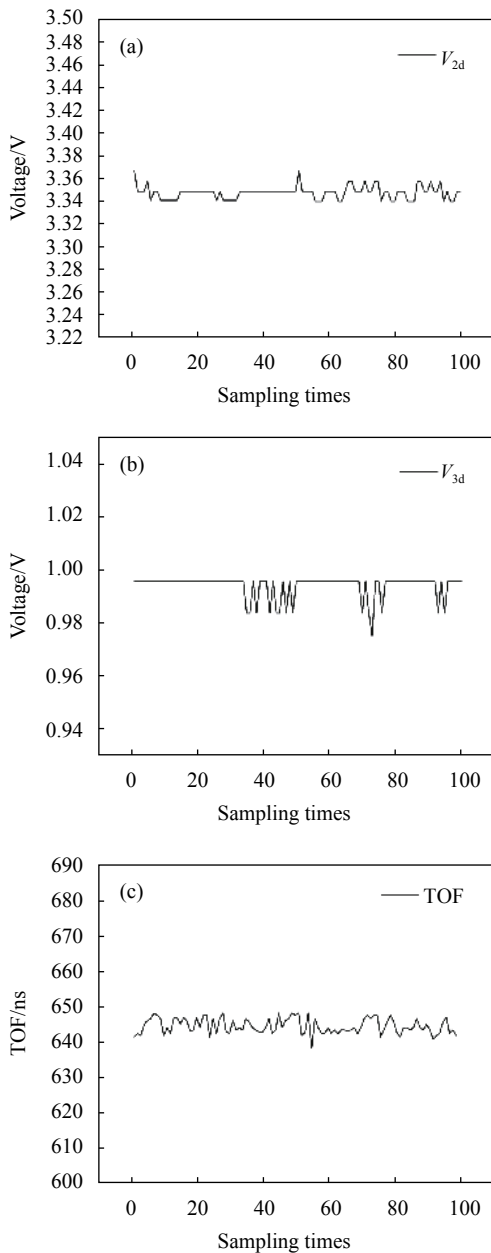


图 11 V_{2d} 、 V_{3d} 采集结果和 TOF 计算结果

Fig.11 V_{2d} , V_{3d} sampling results and TOF calculation results

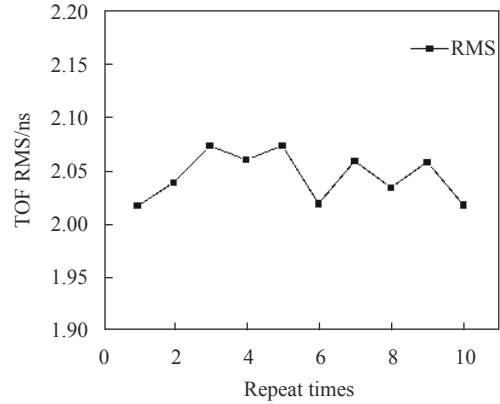


图 12 多次采集下 TOF 的 RMS 结果

Fig.12 RMS results of TOF under multiple collections

表 6 文中工作与 Sofradir 的测试平台和测试结果的比较

Tab.6 Comparison of the proposed work with the Sofradir test platform and test results

	Proposed work	Sofradir ^[14]
Temperature/K	77	80
Laser:min step/ns	10	12.5
Ramp	200 ns max; slope 15 mV/ns	200 ns; slope 10 mV/ns
A/D	14 bits; 2 V; 100 MHz	14 bits; 4 V; 100 kHz
Resolution/cm	63.21	60

值范围大,有利于采集的区分,在 A/D 部分,文中的采集频率最高可达 100 MHz,最终 TOF 测试结果略低于 Sofradir 的精度。

同时分析了改变斜坡延迟时间(即改变被测目标物体的距离)和斜率对 TOF 的影响,如图 13 所示。在 0.5 μ s 的时延下 TOF 的最大值为 119.960 ns,最小值为 112.508 ns,其 RMS 值为 2.109 ns。验证了不同景深情况下的 RMS 基本不变。从图 13(b)中可以看出,相对于 200 kHz,在 500 kHz 下测试的结果值与理论值(630 ns)更接近,因为斜坡频率提高了,使得分辨每个台阶的时间缩短,即增加了测试结果的精度。相对应地测量距离的范围变小。相应的也可以从电路设计中减小模拟电源电压,牺牲输出摆幅来减小 TOF 的抖动。

基于上述测试结果得到,在被动模式下,电路实

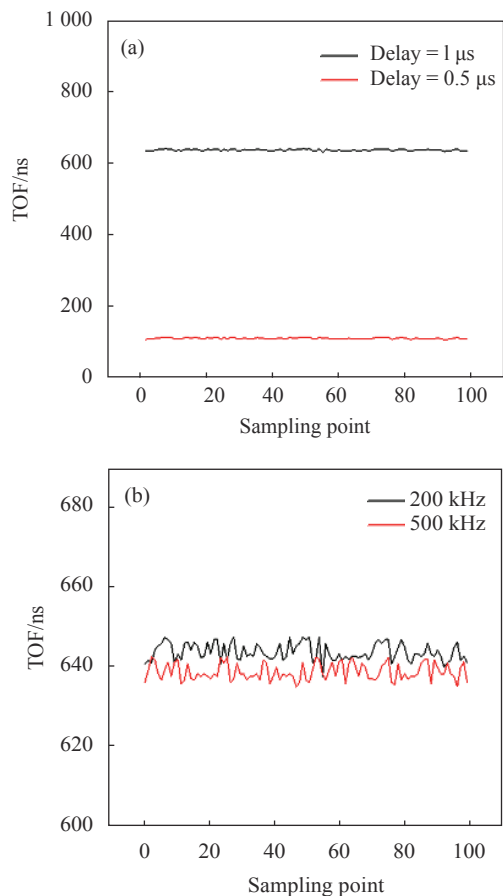


图 13 不同斜坡延时和斜率下 TOF 的测试结果

Fig.13 TOF test results under different ramp delays and slopes

现了随激光光强增大和反偏电压的变大,积分的速度变大,和电路仿真结果吻合。在主动模式下,分析了 TOF 相关的参数 (斜率 α 、输入电压 V_{ref} 、电容值 C 及 V_{2d} 和 V_{3d}) 对其带来的精度影响。测试得到电路能很好地展现不同状态下的积分情况,测得 TOF 的 RMS 为 2.107 ns, 能实现对线性 APD 读出电路的性能进行有效的评估,为探索线性模式下 APD 的主被动探测的测试方法提供了新的思路。

4 结 论

文中首先提出了一种适用线性模式碲镉汞 APD 探测器的主被动读出电路结构,并对电路进行了分析和 TOF 时间计算方法的研究。搭建了一套适合线性碲镉汞 APD 探测器和电路互联的软硬件测试平台,测量系统噪声得到 RMS 值为 253.8 μ V,通过对测试平台固定时延等参数进行校准来提高测试准确性,在 77 K 下完成了该款线性模式 HgCdTe APD 读出电路

的主、被动信息的测试。测试结果表明,被动模式下电路功能正常,与电路的仿真结果基本符合,主动模式下分析了斜率 α 、输入电压 V_{ref} 、电容值 C 及 V_{2d} 和 V_{3d} 等对 TOF 精度带来的影响。最终计算得到电路 TOF 的 RMS 值为 2.107 ns。测试结果证明该测试方法和测试平台能有效地对线性 APD 读出电路进行评估,在红外精准探测领域具有实际工程应用的价值。

参考文献:

- [1] Rogalski. Next decade in infrared detectors[C]//Electro-Optical and Infrared Systems: Technology and Applications XIV, 2017, 10433: 0L-1-0L-25.
- [2] Bu Yuming, Zeng Chaoyang, Du Xiaoping. Research progress of photoelectric mixing technology in laser three-dimensional imaging [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(8): 1-8. (in Chinese)
- [3] Antoni Rogalski, Antoszewski J, Faraone L. Third-generation infrared photodetector arrays[J]. *Journal of Applied Physics*, 2009, 105(9): 091101.
- [4] Zuber M T, Smith D E, Solomon S C, et al. Mars observer laser altimeter investigation[C]//SPIE, 1993, 1943(97): 14-18.
- [5] Amzajerdian F, Bulyshev A E, Pierrotet D F, et al. Imaging flash LIDAR for safe landing on solar system bodies and spacecraft rendezvous and docking[C]//SPIE Defense, Security and Sensing, 2015: 355-358.
- [6] Eric de Borniol, Fabrice Guellec, Johan Rothman, et. al. HgCdTe-based APD focal plane array for 2D and 3D active imaging: first results on a 320×256 with 30 μ m pitch demonstrator[C]//Infrared Technology and Applications XXXVI, 2010, 7660 (3D): 1-9.
- [7] Eric de Borniol, Johan Rothman, Fabrice Guellec, et al. Active three-dimensional and thermal imaging with a 30- μ m pitch 320×256 HgCdTe avalanche photodiode focal plane array [J]. *Optical Engineering*, 2012, 51(6): 061305.
- [8] Rothman J, Borniol Eric de, Gravrand O, et al. MCT APD focal plane arrays for astronomy at CEA-LETI[C]//SPIE Astronomical Telescopes, 2016, 99150B: 1-12.
- [9] William McKeag, Tricia Veeder. New developments in HgCdTe APDs and LADAR receivers[C]//Infrared Technology and Applications XXXVII, 2011, 8012 (30): 1-14.
- [10] Parahyba Victor E, Eric de Borniol, Regis Perrier, et al. Time-of-flight calibration of an MCT-APD sensor for a flash imaging LiDAR system[C]//International Conference on Space Optics, 2018, 11180(2K): 1-7.

- [11] Zheng Lixia. Research and implementation of GM-avalanche photodiode array readout circuit[D]. Nanjing: Southeast University, 2017. (in Chinese)
- [12] Wang Dan, Zou Yonggang, Zhao Xin, et al. Semiconductor laser range system and precision analysis[C]//International Conference on Optoelectronics and Microelectronics, 2015: 128-131.
- [13] Shen Guangyue, Zheng Tianxiang, Du Bingcheng, et al. Near-range large field-of-view three-dimensional photon-counting imaging with a single-pixel Si-avalanche photodiode [J]. *Chinese Physical Letters*, 2018, 114204: 42-45.
- [14] Fabrice Guellec, Andresen B F, Eric de Borniol, et al. Advanced pixel design for infrared 3D LADAR imaging[C]//SPIE, 2008, 6940: 69402M.