

基于硅基APD的多通道探测器研究与设计

程宇琪¹, 唐俊雨¹, 梁 焰^{1,2*}

¹上海理工大学光电信息与计算机工程学院, 上海

²上海量子科学研究中心, 上海

收稿日期: 2025年4月17日; 录用日期: 2025年5月22日; 发布日期: 2025年5月30日

摘 要

为了满足无人机群、光计算、激光成像等领域的灵敏探测需求, 我们提出并设计了一种高增益低噪声的多通道雪崩光电二极管(Avalanche photodiode, APD)探测器。研究采用了多通道并行设计, 每个通道独立工作以降低串扰研究, 并集成了跨阻放大、高压偏置和噪声滤波等模块, 实现了对微弱光信号的高灵敏度同时捕获。我们通过分析APD电流与倍增因子的变化, 探究其最佳工作电压范围, 最终获得了九通道APD探测器的最大响应度为 1.3×10^7 V/W, 最小可探测光功率低至5 nW。每路探测器的响应度一致性较高, 单路探测在5~50 nW范围内线性相关系数为0.997, 可满足高性能光学伊辛机等应用的需求。

关键词

多通道探测, APD, 电压响应度, 线性响应度, 光学伊辛机

Research and Design of Multi-Channel Detector Based on Silicon APD

Yuqi Cheng¹, Junyu Tang², Yan Liang^{1,2*}

¹School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

²Shanghai Quantum Science Research Center, Shanghai

Received: Apr. 17th, 2025; accepted: May 22nd, 2025; published: May 30th, 2025

Abstract

In order to meet the sensitive detection requirements in the fields of UAV swarm, optical computing, and laser imaging, we propose and design a high-gain and low-noise multi-channel avalanche photodiode (APD) detector. The study employs a multichannel parallel design, where each channel

*通讯作者。

文章引用: 程宇琪, 唐俊雨, 梁焰. 基于硅基 APD 的多通道探测器研究与设计[J]. 物理化学进展, 2025, 14(2): 418-429.
DOI: 10.12677/japc.2025.142039

operates independently to reduce crosstalk studies, and integrates modules such as transimpedance amplification, high-voltage biasing, and noise filtering to achieve highly sensitive simultaneous capture of weak optical signals. We analyzed the variation of APD current and multiplication factor to explore its optimal operating voltage range, and finally obtained the average responsivity of the nine-channel APD detector to be 1.3×10^7 V/W, with the minimum detectable optical power as low as 5 nW. The responsivity consistency of each detector is high, and the linear correlation coefficient of the single-channel detection in the range of 5~50 nW is 0.997, which can meet the requirements of high-performance optical applications such as Ising machines.

Keywords

Multi-Channel Detector, APD, Voltage Responsivity, Linear Responsivity, Optical Ising Machine

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

在人工神经网络、无线通信和计算科学等多个前沿领域中，经常需要面对大规模组合优化问题的挑战[1]。为了应对这一难题，光学伊辛机作为一种创新性的解决方案应运而生。光学伊辛机是基于伊辛模型并利用光学系统进行模拟的新型系统，它主要依赖于光子的量子态或经典光场的非线性效应，适用于要求高精度和高效率的计算任务。该系统的核心思想是通过光学元件(如光纤、激光器、探测器等)构建一个物理系统，使其动力学行为符合伊辛模型的哈密顿量。

在光学伊辛机中，探测器扮演着至关重要的角色。它的主要任务是精确测量光脉冲的状态，并将这些测量结果迅速输入到现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)中，进行高速计算自旋间的相互作用并调制出反馈脉冲。这些反馈脉冲在光纤回路中与原始脉冲相耦合，从而动态地调节自旋间的耦合强度[2]。光学伊辛机本质上是一种模拟光计算系统，其中各元器件的响应特性对于系统的模拟计算精度具有至关重要的影响。特别是光电探测器的响应曲线，如果能够满足线性关系将极大地提高系统的模拟精度和稳定性。

本文采用一种基于多通道同时探测技术的设计方案，旨在提升系统计算精度、探测效率以及数据处理能力，为伊辛自旋规模的拓展提供支持。多通道同时探测技术是通过多个并行通道同时捕获信息的一种技术手段，广泛地应用于包括光学、雷达探测以及医学成像等领域。在光学领域，多通道探测技术应用于时间相关散射光谱成像(TCSPC)和高光谱成像中，能够显著提高图像采集速度和信息维度[3]；在雷达探测领域，多通道相控阵雷达系统实现了高分辨率成像和全天候工作能力，不仅提升了探测精度，还极大地扩展了应用场景和范围；在医学成像领域，通过增加通道数量，高光谱相干拉曼散射(HS-SRS)成像技术得以提高图像采集速度和信息维度[4]，为医学诊断提供更准确丰富的信息。

2. 设计方案

空间光子伊辛机主要原理是通过空分复用的模式利用相位加载自旋及相互作用，从而利用光场的相干叠加实现哈密顿量的并行计算。因此，相位响应曲线是实现高精度哈密顿量模拟计算的关键因素之一。由于所有的空间光调制器都是利用电学信号数模转换驱动每个对应像素的相位延迟的产生，因而，每个像素对于驱动信号的线性响应与不同空间像素之间的一致性空间光子伊辛机实现高精度模拟计算的关键。

键。光子伊辛机本质是一种模拟光计算系统,因而系统中各元器件尤其是主动器件包括光调制器、光电探测器及探测器阵列等响应曲线是否满足线性关系,以及响应误差的校正是影响系统模拟计算精度的重要因素。

利用一种特殊设计的衍射光栅分束器即达曼光栅分束器(DGBS),可以将原始光场“复制”多份,每一份都携带原始光场强度和相位信息,实现多通道并行延迟探测从而减少探测过程中随机噪声的影响,有利于系统计算精度进一步提升,最终有利于伊辛自旋规模的拓展。达曼光栅分束器决定了单次并行延迟探测的通道数,通道数越多则表示随机噪声抑制效果越好,但系统越复杂。将光斑阵列信噪比尤其是邻近级次“噪声”这一参数纳入到达曼光栅设计过程中,称之为邻级控制达曼光栅,主要采用非分离二维和连续相位结构,可以极大提高二维达曼光栅的衍射效率和聚焦区域光斑阵列的信噪比。设计了二维非分离 3×3 达曼光栅(对应 9 个并行探测通道),得到了 3×3 矩形排布的二维光斑阵列。

综上所述,探测器在光学伊辛机系统中需要满足三个要求:① 探测器的响应灵敏度高。② 探测器的响应曲线满足线性关系。③ 设计九通道探测器,且每个通道都要满足上述两个条件。针对这些条件对探测器进行系统设计。

2.1. 光电探测系统

光电探测系统主要包括光电探测器和相关电子电路。如图 1 所示,光源提供待检测的光学信息;光电探测器实现光能到电能的转换;相关电路主要是对转换后的电学信息进行处理;处理后的信号输入到 FPGA 中进行计算。

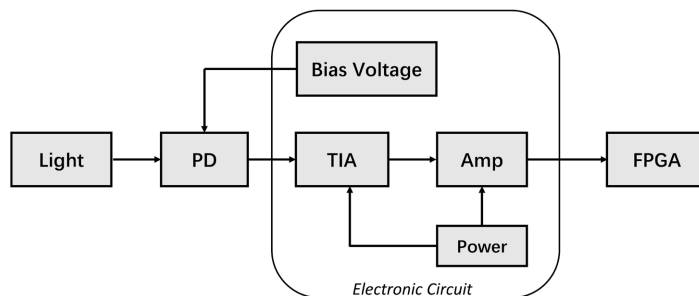


Figure 1. Structure diagram of detection system

图 1. 探测系统结构图

光学伊辛机的核心在于利用光子的相干性和量子特性来实现高效的计算,其中光源的稳定性直接影响到光子激发的质量和相干光处理的效果,因此采用具有高度相干性和稳定性的氦氖激光器作为系统的光源,其光谱线宽极窄(约 1 GHz),相干长度可达数百米,可有效提高光学伊辛机的计算精度。

在光通信、红外探测和激光测距等领域,常用的光电探测器包括本征光电二极管(PIN 光电二极管)、雪崩光电二极管(APD)、光电倍增管(PMT),以及基于内光电效应的光电晶体管和基于热效应的热探测器。其中, PIN 光电二极管缺乏增益放大,灵敏度相对较低。光电倍增管(PMT)具有高灵敏度和大增益,但它是真空器件,体积较大且工作电压高(通常在 1000~2000 V 之间),导致生产成本较高[5]。光电晶体管由于其放大结构噪声较高,热探测器则由于热效应噪声显著。雪崩光电二极管(Avalanche Photodiode, APD)体积小,量子效率高,通过雪崩倍增效应可以将微弱光信号放大 $10^2 \sim 10^3$ 倍。尽管其增益相对较小,输出电流信号较微弱,但 APD 的光谱响应范围广,覆盖了从紫外到红外的多个波段。例如,基于硅(Si)的 APD 适用于可见光和近红外波段,基于铟镓砷(InGaAs)的 APD 则适用于短波红外(SWIR)波段[6]。这对于光通信系统中的多波长传输和信号处理尤为重要。综合考虑以上因素选择雪崩光电二极管(APD)作为系统中

的光电探测器。

因为氦氖激光器主要在可见光频段工作, 所以探测器选用光谱响应范围为 400~1100 nm、峰值响应波长为 850 nm 的雪崩光电二极管(Si APD), 初始响应度为 0.6 A/W, 反向击穿电压范围为 120~200 V。为了确保探测器运行的稳定性, APD 在正常工作时需要施加合适的高反向偏置电压, 并且在不同环境温度下, 需调整偏置电压以达到 APD 的最佳增益[7]。因此, 为 APD 提供稳定且可调的偏置电压是一个亟待解决的问题。

2.2. APD 信号处理电路

雪崩光电二极管(APD)将光强信号转换成电流信号后, 需要进行电流 - 电压转换, 并将低电流输出转换为高电压输出, 为避免导致较差的频率响应和输出线性, 采用高增益、高带宽、低输入阻抗的跨阻放大器(Trans-impedance Amplifier, TIA)。由于运算放大器增益带宽积(GBW)的限制, TIA 的增益与带宽之间存在反比关系。单级 TIA 追求高增益需要牺牲带宽, 且高增益需要更大的反馈电阻或更复杂的电路设计, 会导致更高的功耗。为了解决单级 TIA 的局限性, 采用两级放大器级联, 在不显著降低带宽的情况下提高增益[8]。第二级放大器选择抗干扰能力强、闭环增益稳定的电压反相比例放大器, 进一步对第一级跨阻放大器输出的电压进行等比例放大。

具体的电路结构详见图 2, APD 产生的电流信号 I_{in} 输入到 TIA 中, 经过放大后转换为电压信号 V_1 输出, 然后输入到后续的电压反相放大器中获得最终的输出电压 V_{out} 。跨阻放大器的反馈电阻为 R_f , 反馈电容为 C_f , 电压反相放大器的增益由比例电阻 R_1 和 R_2 决定。

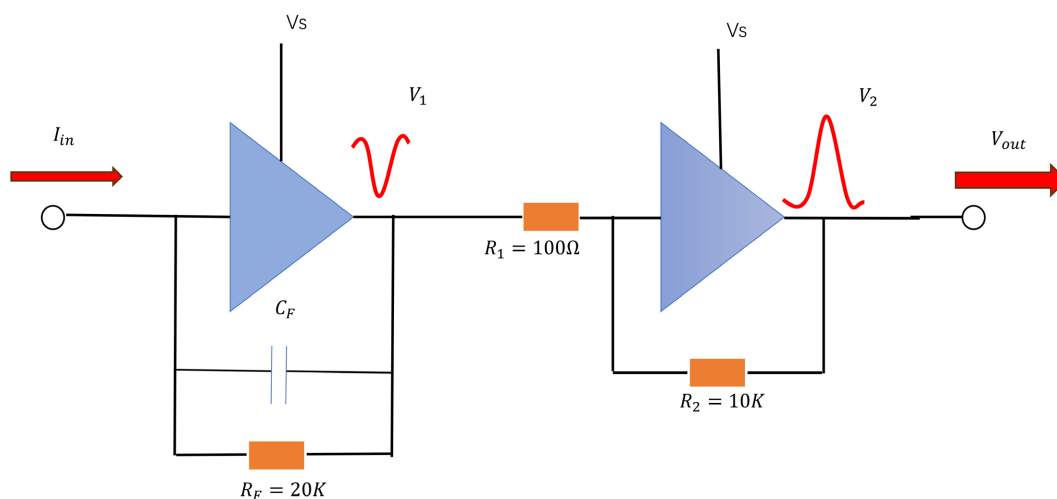


Figure 2. Amplifier circuit diagram

图 2. 放大电路原理图

TIA 电路选用的芯片增益带宽积为 4 GHz 且噪声较低。其中反馈电阻 R_f 的阻值受 TIA 带宽、最小噪声以及 APD 输出信号大小的影响, 如式(1)所示

$$R_f = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{V_{out}}{P_{in} \times R_0 \times M} \quad (1)$$

其中, I_{in} 为 APD 输出电流, P_{in} 为输入光功率, R_0 为 APD 初始响应度 0.6 A/W, M 为 APD 倍增因子。为了能探测到几百 nA 的微弱信号, 经跨阻放大后的信号幅度不能低于跨阻芯片的噪声电压 2 mV, 否则信号会被噪声淹没。因此放大倍数不能低于 10^4 , 最终选择 20 kΩ 反馈电阻 R_f 作为跨阻的增益。TIA 的带宽

计算公式为

$$f_{\text{TIA}} = \sqrt{\frac{\text{GBW}}{2\pi R_f C_{\text{in}}}} \quad (2)$$

式中, 增益带宽积 GBW 为 4 GHz, C_{in} 为运算放大器反相输入节点的总电容, 包括光电二极管的结电容 C_j 、运算放大器输入端的差分电容 C_{diff} 和共模电容 C_{com} , 即

$$C_{\text{in}} = C_j + C_{\text{diff}} + C_{\text{com}} \quad (3)$$

其中, APD 的结电容 C_j 受到偏置电压、材料、结构和频率的影响。具体关系为

$$C_j = C_0 \times e^{-\alpha V_b} \quad (4)$$

式中, C_0 是初始结电容, α 是与材料特性相关的系数, V_b 是偏置电压, 因此在高反向偏压下 APD 结电容显著降低[9]。当偏置电压达到 166 V 即倍增因子 M 为 100 时, APD 结电容为 1 pF, 输入总电容为 1.5 pF, 代入公式(2)得, 电路带宽约为 150 MHz。二级放大电路选用相同的芯片, 增益 G_2 计算公式为

$$G_2 = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5)$$

反相比例放大电路的带宽和增益的关系为

$$f = \text{GBW} / G_2 \quad (6)$$

探测系统整体的带宽范围由带宽最低的设备限制决定, 第一级放大器的带宽为 150 MHz, 为了不影响总带宽, 二级放大电路带宽不能低于 150 MHz。芯片增益带宽积 GBW 为 4 GHz, 代入式(6)计算可得增益不能超过 26.7 倍, 第二级放大电路增益设计为 10 倍, 所以放大模块的总增益为 2×10^5 V/A。

根据式(2), TIA 的带宽与输入电容有关, 该输入电容与 APD 的结电容有关。如果多个 APD 共用同一个 TIA, 这些 APD 的结电容并联会增加 TIA 的输入电容, 从而降低截止频率, 限制其带宽和高频响应能力[10]。因此设计九个结构相同且相互独立的电路, 这样既不影响带宽又能实现信号隔离, 提高信噪比。同时每个电路输出端都配有 LC 滤波电路, 允许频率 DC-150MHz 的信号通过, 抑制或衰减其他频率范围的噪声信号, 减少电路中的干扰, 提高信号质量。

2.3. 电源模块

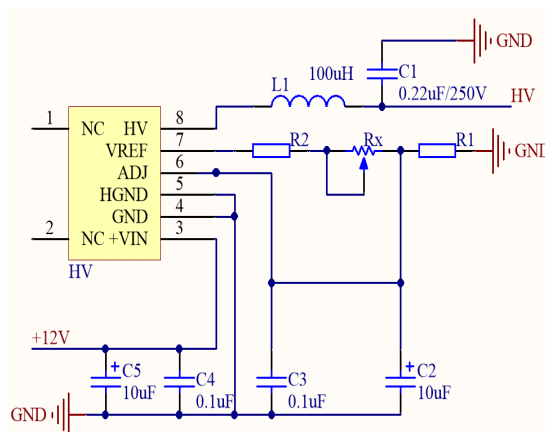


Figure 3. High-voltage bias circuit diagram
图 3. 高压偏置电路原理图

根据上文分析,为了给 APD 提供稳定且可调的高偏置电压,设计了高压电源模块,由高压电源与外围调节电路构成,如图 3 所示。通过滑动变阻器来调节有效阻值 R_x ,进而调节高压电源输出电压 U_{HV} 的大小。

基于电阻分压原理,高压模块输出电压 U_{HV} 和外围电阻 R_1 的关系为:

$$U_{HV} = \frac{R_1}{R_x + R_1} \times U_{MAX} \quad (7)$$

式中, R_x 为滑动变阻器接入电路中的阻值, U_{max} 为高压模块最大可输出电压值 250 V, 另一定值电阻 R_1 和滑动变阻器接入电路的电阻 R_x 取值对输出电压的影响如图 4 所示。其中 APD 偏置电压调节范围为 40~200 V, 而雪崩击穿电压接近 160 V, 设置偏置电压有效调节范围为 160~170 V。

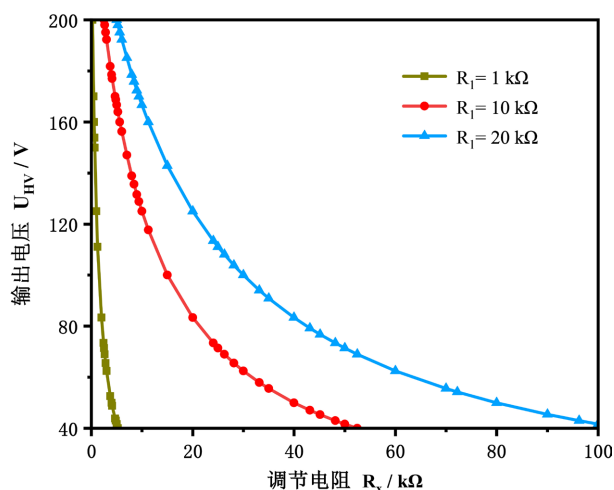


Figure 4. Resistance vs. output voltage diagram

图 4. 电阻与输出电压关系图

如果定值电阻 R_1 设计为 1 kΩ, R_x 最大需要 5 kΩ, 输出电压为 160 V 时 R_x 为 562.5 Ω, 此时电压增加至 161 V 需要电阻减少 10 Ω, 仅为阻值范围的 0.2%, 实际调节中精度较低; 电阻 R_1 为 20 kΩ 时, R_x 最大为 100 kΩ, 输出电压为 160 V 时 R_x 为 11.25 kΩ, 输出电压低于 160 V 对应 R_x 调节范围占总体调节范围的 95%, 电阻有效调节范围小, 利用率低; 电阻 R_1 为 10 kΩ 时, R_x 最大为 50 kΩ, 160 V 时为 5.625 kΩ, 此时电压增加 1 V 需要电阻减少 100 Ω 且输出电压高于 160 V 对应 R_x 调节范围占电阻总体调节范围的 6.25%, 调节范围与调节精度可以满足设计需求, 因此定值电阻 R_1 设计为 10 kΩ。

在外部调节电路中还设计了滤波电容 C_2 、 C_3 和 C_4 、 C_5 , 其中大电容 C_2 、 C_5 主要滤除低频纹波, 而小电容 C_3 、 C_4 主要滤除高频噪声。两者并联能互补, 形成从低频到高频的宽频滤波大电容, 同时两者均需接地良好以减少回路阻抗。因为高压模块最高可以输出 300 V 电压, 所以选取电容时要考虑它们的耐压值, 否则长期使用电容容易损坏。高压电源转换后经过电感 L_1 和电容 C_1 构成的 LC 滤波电路再输入到 APD, 可以有效滤除高频噪声, 平滑输出电压, 且在 PCB 布局中, L_1 和 C_1 靠近 APD 引脚放置, 减少导线引入的噪声。

为了防止滑动变阻器调节不当导致输出电压超出 APD 的工作电压范围, 从而引发 APD 内部不可逆的击穿, 根据公式(7)可得, 在电源模块与滑动变阻器之间串联一个阻值为 2.5 kΩ 的定值电阻 R_2 , 可以保证输出电源最大不超过 200 V 以保护 APD。

为了保持系统运行的稳定性并降低功耗, 两个高压电源模块分别为前 4 个通道和后 5 个通道供电。

此外,如图 5(a)所示,PCB 采用了上下分隔设计,最大程度减少空间占用和通道间的串扰,提高探测系统的集成度。实物外观如图 5(b)所示,整体尺寸为 150 mm × 100 mm × 80 mm。



Figure 5. Detector PCB map and physical map
图 5. 探测器内部 PCB 图和实物外观图

3. M 参数分析

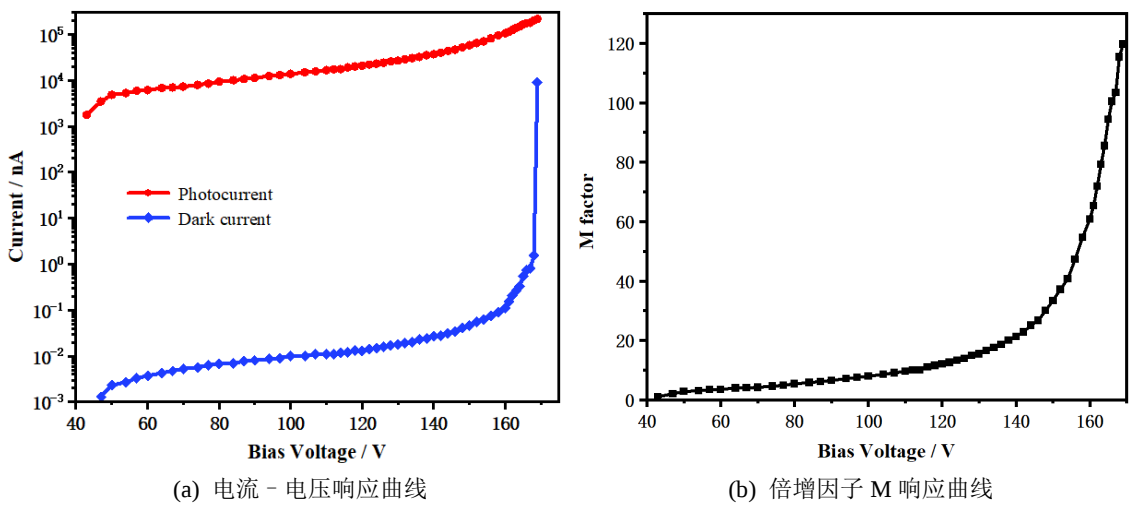


Figure 6. Response curve of the APD
图 6. APD 响应曲线图

倍增因子(M)是衡量 APD 性能的重要参数,定义为高偏置电压下倍增光电流与增益等于 1 时的初始光电流之比,如公式(8)所示。

$$M = \frac{I_p - I_d}{I_{p0} - I_{d0}} \tag{8}$$

式中, I_p 为不同反向偏置电压下的光电流, I_d 为对应的暗电流, I_{p0} 为 $M = 1$ 时的初始光电流, I_{d0} 为初始暗电流。倍增因子可以衡量光电流的放大倍数, 直接反映器件的增益能力, 过高的增益虽然会提升信号, 但同时也会加剧噪声(如散粒噪声)和热损耗, 甚至导致器件击穿, 而过低的增益则无法满足弱光探测需求。因此测试 APD 的倍增因子并确定最佳增益区间至关重要。

为了研究雪崩光电二极管(APD)的特性曲线, 使用 $1\ \mu\text{W}$ 、 $850\ \text{nm}$ 的连续光作为光源, 并用高精度万用表(KV-MCM02503)精确测量电流值。图 6(a)显示了 APD 在有光和黑暗环境下的 I-V 特性。随后将光电流和暗电流值带入公式(8), 计算得到不同偏置电压下 APD 的倍增因子 M , 结果如图 6(b)所示。

图 6(a)显示了暗环境下的 APD 产生非常低的暗电流, 在雪崩击穿之前($158\ \text{V}$)小于 $0.1\ \text{nA}$ 。当反向偏压接近雪崩击穿电压时($158\sim 168\ \text{V}$), 暗电流由 $0.1\ \text{nA}$ 开始急剧增加。当反向偏压超过雪崩击穿电压时($169\ \text{V}$), 暗电流将增加到 μA 量级, 接近光电流的水平。为了获取较大增益的同时减少暗电流噪声的影响, 工作点应略小于 $169\ \text{V}$ 。考虑以上方面, APD 最佳工作点设置为 $168\ \text{V}$, 此时增益约为 110, 响应度为 $66\ \text{A/W}$ 。

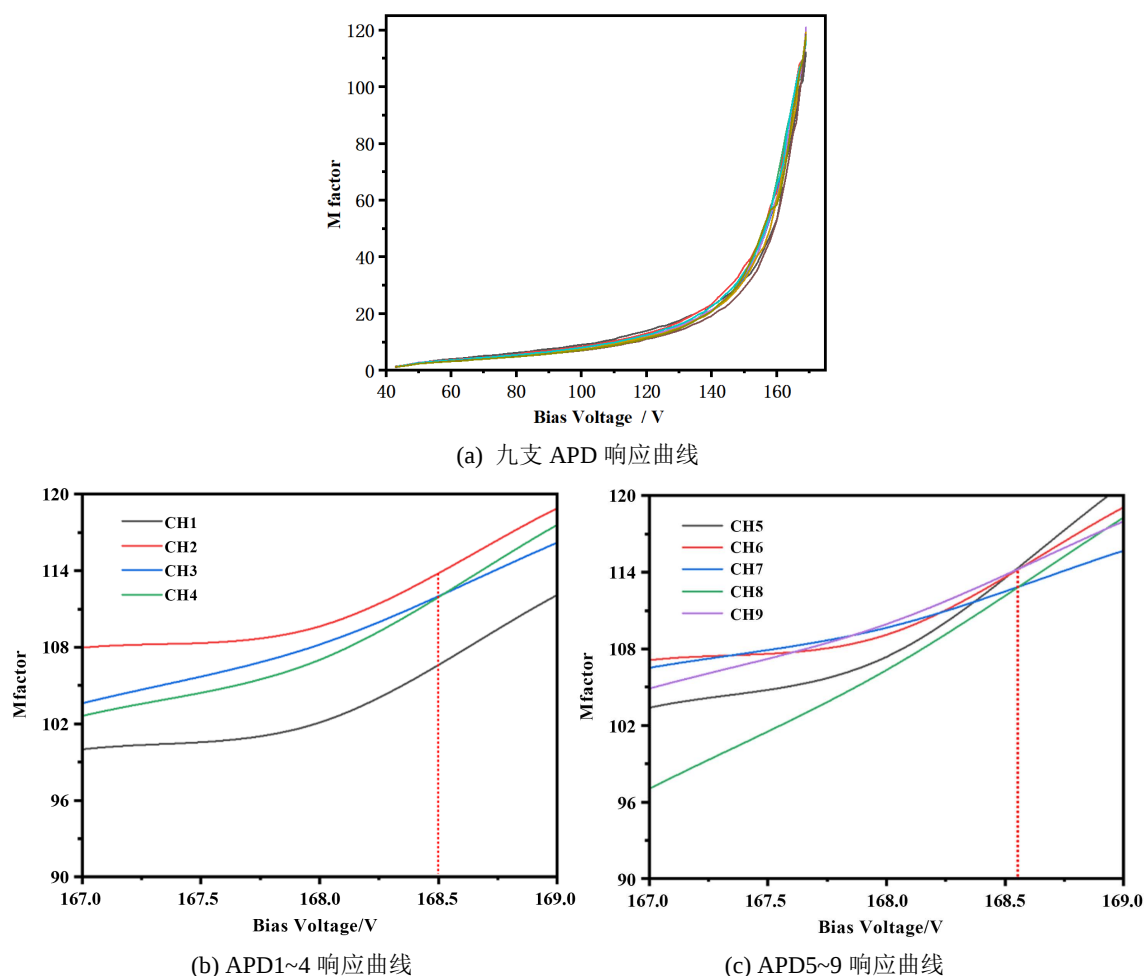


Figure 7. Response curves of 9 APDs

图 7. 九支 APD 响应曲线图

为了保证多通道 APD 的响应一致性和运行稳定性, 筛选九支性能相近的 Si APD, 它们各自的倍增因子 M 随偏置电压变化的曲线如图 7(a)所示, 图(b) (c)分别为 PCB 分隔的 1~4 与 5~9 通道 APD 偏置电

压在 168 V 左右时倍增因子的曲线。从图(b) (c)可以看出当偏置电压接近 168.5 V 时，多个通道的增益一致性较高，因此最佳偏置电压选择 168.5 V。

4. 结果与讨论

为了验证多通道 APD 探测器在光学伊辛机中对光信号的响应能力，以及探测器的响应曲线能否满足线性关系，多通道同时探测是否会对输出信号产生影响，以下将从电压响应度一致性、线性响应度以及多通道串扰这三个关键性能指标入手进行分析，并全面地比较不同探测器之间的性能差异，为评估探测器选择统一标准。

4.1. 通道响应度一致性

电压响应度定义为探测器输出电压与入射光功率的比值，它直接反映了探测器将光信号转换为电信号的能力[11]。高电压响应度意味着探测器能够更高效地将光信号转化为电信号，从而提高系统的灵敏度和可靠性。探测器输出电压理论值计算公式为：

$$U = P_{in} \times R_0 \times M \times G \quad (9)$$

其中， P_{in} 为输入光功率， R_0 为 850 nm 波段 Si APD 的倍增因子为 1 时响应度 0.6 A/W， M 为 Si APD 的倍增因子， G 为放大电路增益。因此电压响应度理论值为

$$R_v = \frac{U}{P_{in}} = R_0 \times M \times G \quad (10)$$

为了探究探测器的实际电压响应度是否符合公式(10)，实验采用响应波长为 850 nm，光功率为 10 nW 的连续光信号，针对多个通道分别进行测试。测试系统如图 8 所示，输入光信号经过光衰减器和 50:50 光分束器分成两路：一路连接光功率计实时监测光功率大小，另一路接入探测器，其输出端与示波器(RIGOL DHO4804, 800MHz)相连，进行信号采集。



Figure 8. Detector responsivity test experimental setup diagram

图 8. 探测器电压响应度测试实验装置图

根据图 7(b~c)，选择偏置电压为 168.5 V，输入光信号保持恒定，对探测器的九个通道逐一进行电压响应度的实验测试。将九通道 APD 各自的倍增因子 M 代入公式(10)，分别计算出九通道电压响应度的理

论预测值，并与实际测量值进行对比，计算出相对误差，结果汇总于表 1，探测器各通道电压响应度的平均误差率为 8.75%。

Table 1. Responsivity table for each channel of the APD photodetector
表 1. APD 光电探测器各通道响应度

	倍增因子 M	实际电压响应度 R_V V/W	理论电压响应度 R_V V/W	误差%
通道 1	106.86	1.12×10^7	1.28×10^7	12.50
通道 2	114.10	1.25×10^7	1.37×10^7	8.76
通道 3	112.16	1.21×10^7	1.35×10^7	10.37
通道 4	112.16	1.21×10^7	1.35×10^7	10.37
通道 5	114.20	1.29×10^7	1.37×10^7	5.84
通道 6	114.20	1.29×10^7	1.37×10^7	5.84
通道 7	112.83	1.22×10^7	1.35×10^7	9.63
通道 8	112.64	1.22×10^7	1.35×10^7	9.63
通道 9	114.20	1.29×10^7	1.37×10^7	5.84

由图 7 和表 1 对照可得，九通道输出响应度一致性较高，但不同 APD 的暗电流和增益特性会有微小差异，例如偏置电压为 168.5 V 时，通道 1~4 中，3 和 4 增益一致，相对误差也一致；通道 5~9 中，5、6 和 9 增益相同，7 和 8 增益也相同，与相对误差的差异吻合。

鉴于当前尚缺乏多通道 APD 光电探测器的实例，表 2 对比列出了本研究设计的 Si APD 多通道探测器、市面上高性能的 Si PIN 多通道探测器以及 Si APD 单通道探测器的关键性能指标。相较于多通道 PIN 探测器，本研究设计的探测器能够检测更微弱的光信号，并能实现更高的增益。而与单通道 APD 探测器相比，本研究设计的多通道探测器在增益方面呈现出显著优势。

Table 2. Summary table of detector performance test results
表 2. 探测器性能测试情况汇总表

	多通道 APD 探测器	多通道 PIN 探测器	单通道 APD 探测器
来源	本团队	桂林光翼智能公司	康冠光电公司
带宽 Bandwidth	DC-150 MHz	DC-200 MHz	DC-200 MHz
上升时间 Rise Time	2.3 ns	1.75 ns	1.75 ns
增益(最高) Gain	1.3×10^7 V/W	1.1×10^4 V/W	1.2×10^6 V/W
最小可探测光功率	-53 dBm (5 nW)	-29.6 dBm (1.1 uW)	

4.2. 线性响应度

光电探测器的响应曲线是否符合线性关系，对提升光学伊辛机的计算精度至关重要。为深入探究探测器响应曲线的线性相关性，将 APD 的偏置电压固定为 168.5 V，引入响应波长 850 nm、功率 0~50 nW 的连续光信号作为输入。通过记录输出电压随输入光功率变化的趋势，绘制出响应曲线，具体如图 9 所示。

经由线性拟合分析，所得曲线斜率 b 为 12.9，意味着探测器对于每 1 nW 的输入光功率，能够输出 12.9 mV 的电压，据此计算出电压响应度为 1.29×10^7 V/W。此外，线性决定系数 R^2 的值为 0.997，十分

接近理论上的完美值 1，这充分表明探测器响应曲线具备良好的线性关系，符合光学伊辛机对探测器性能的要求。

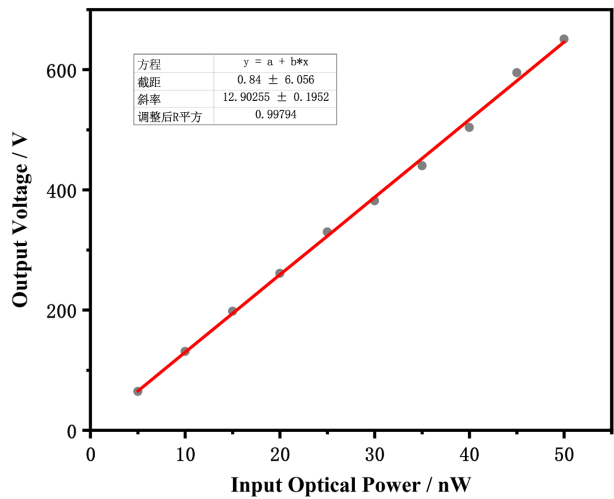


Figure 9. Detector response curve
图 9. 探测器响应曲线图

4.3. 通道间串扰

串扰(Crosstalk)是指在信号传输过程中，由于电磁耦合导致一个信号通道受到其他信号通道的影响，引起信号失真或干扰的现象[12]。为了探究探测器多个通道同时工作时是否存在串扰问题，采用响应波长 850 nm、光功率 10 nW 的直流光信号作为输入，并利用频谱分析仪(SP926B PROSOUND)对通道 2 的输出频谱曲线进行观测与分析。整个测试流程及结果如图 10 所示。

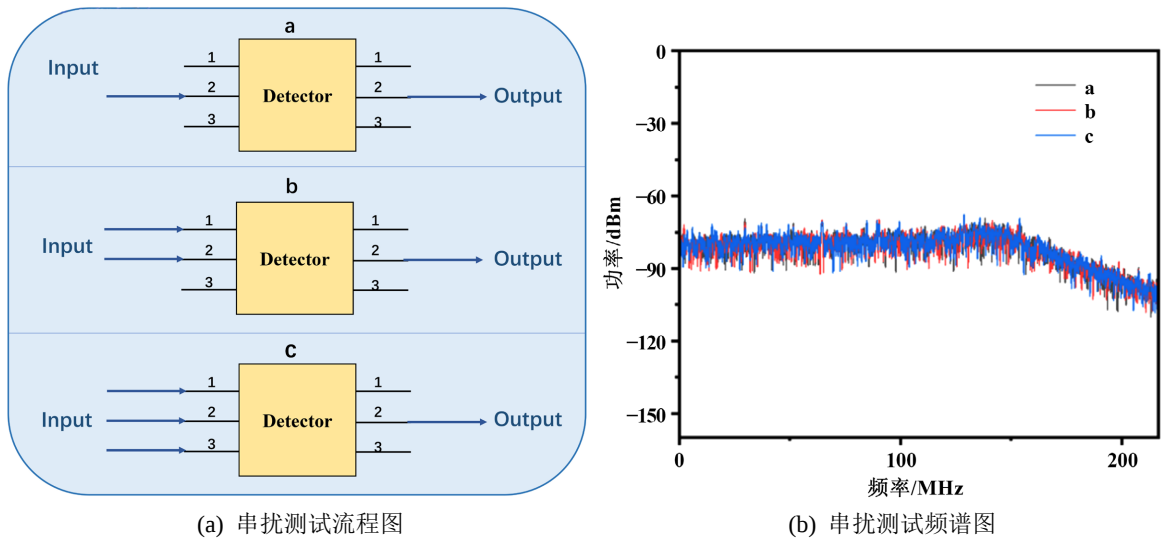


Figure 10. Crosstalk test flow diagram and spectrum map
图 10. 串扰测试流程图与频谱图

图 10(b)中的 a、b、c 三条曲线分别对应图 10(a)所示的三种不同工作场景，其中探测器各通道的输入光功率保持一致。在测试过程中，依次增加一个通道的输入信号，同时持续监测通道 2 的输出频谱变化。

数据结果显示,多通道同时工作并未对通道 2 产生显著的串扰效应。尽管本次测试仅选取了三个通道作为样本,但鉴于多通道探测器中每个通道的工作模式一致,且 PCB 布局采用了上下分隔设计,使得各通道间保持了相对较大的间距,从而有效降低了串扰的潜在影响。

5. 结语

本文提出了一种基于雪崩光电二极管的多通道光电探测器设计方案。结合 APD 应用背景的需求、APD 输出电流信号的处理和偏置电压可调的设计要求,开展了级联运算放大电路和输出范围广、精度高的高压输出电路等电路设计。通过实验验证了 Si APD 的 I-V 曲线和倍增因子,确定了 APD 的最佳工作电压是 168.5 V。在此基础上对探测器性能进行评估,结果表明,探测器九通道的电压响应度一致性较高,实际测量值与理论值平均相对误差为 8.75%;单通道输出电压与输入光功率的线性响应系数高达 0.997,充分证明探测器的准确度与线性度,可以满足光学伊辛机的应用需求。

基金项目

国家自然科学基金面上项目(62175152);上海市市级科技重大专项(2019SHZDZX01)。

参考文献

- [1] 吴佳蔚,王豪,付星,等.基于激光谐振腔的智能光子计算研究进展与挑战[J].中国激光,2023,50(11):24-39.
- [2] Lu, B., Liu, L., Song, J., Wen, K. and Wang, C. (2023) Recent Progress on Coherent Computation Based on Quantum Squeezing. *AAPPS Bulletin*, 33, Article No. 7. <https://doi.org/10.1007/s43673-023-00077-4>
- [3] Becker, W. and Bergmann, A. (2003) Lifetime Imaging Techniques for Optical Microscopy. *Engineering Materials Science Physics*. <https://www.chem.uci.edu/~unicorn/249/Handouts/lifetimeimaging.pdf>
- [4] 吴凡,李商羽,洪维礼,等.高光谱相干拉曼散射技术及其应用[J].激光与光电子学进展,2022,59(6):57-76.
- [5] 胡浪,张开琪,曾国强,等.CsI(Tl)晶体的 APD 前端读出特性研究[J].核技术,2016,39(10):45-49.
- [6] Lawrence, W.G., Varadi, G., Entine, G., Podniesinski, E. and Wallace, P.K. (2008) Enhanced Red and near Infrared Detection in Flow Cytometry Using Avalanche Photodiodes. *Cytometry Part A*, 73, 767-776. <https://doi.org/10.1002/cyto.a.20595>
- [7] 李天浩,包维.微弱光信号探测 APD 处理电路设计[J].光电技术应用,2014,29(1):55-60.
- [8] Singh, P., Gupta, M., Aggarwal, B. and Rai, S.K. (2021) Wideband High Gain Active Feedback Transimpedance Amplifier. *Wireless Personal Communications*, 123, 2721-2736. <https://doi.org/10.1007/s11277-021-09262-w>
- [9] Zhi, W., Quan, Q., Yu, P. and Jiang, Y. (2020) A 45 Nm CMOS Avalanche Photodiode with 8.4-GHz Bandwidth. *Micromachines*, 11, Article 65. <https://doi.org/10.3390/mi11010065>
- [10] Puryga, E.A., Khilchenko, A.D., Kvashnin, A.N., Moiseev, D.V. and Ivanenko, S.V. (2022) Erratum To: Broadband Signal Amplification Paths for Semiconductor Radiation and Particle Detectors (Review). *Instruments and Experimental Techniques*, 65, 538-538. <https://doi.org/10.1134/s0020441222030204>
- [11] 刘宇,林志诚,王鹏飞,等.超宽带光电探测器研究进展[J].红外与毫米波学报,2023,42(2):169-187.
- [12] 郑睿童,吴冠豪.基于线阵 APD 探测器的脉冲式一维非扫描激光雷达系统[J].红外与激光工程,2012,41(1):96-100.