

# 基于盖革 APD 阵列的单通道激光 雷达信号读出电路设计

贾国辉, 刘缠牢

(西安工业大学 光电工程学院, 西安 710021)

**摘要:** 随着测量技术的发展, 激光雷达技术成为研究的热点, 选取工作在盖革模式下的集成 APD 阵列雪崩二极管作为激光雷达的光电探测器, 在探测距离为 100~200 m 范围内, 选择上升沿为 5 ns 的激光脉冲, 则接收带宽在 70~88 MHz 范围内, 在此范围内 APD 探测器将接收到的回波信号转化为电信号, 用 TIA 跨阻放大器反向放大模式将电流信号转化为电压信号, 并将信号有效放大, 输入至时刻鉴别电路, 时刻鉴别电路用电压比较器来实现, 最终可输出 COMS 逻辑电平信号; 用 TINA 仿真软件进行仿真, 仿真结果表明在接收带宽范围内 TIA 放大器的增益动态范围达到了 54 dB, 总体电路延迟约为 10 ns。

**关键词:** 激光雷达; APD; 光电探测; 脉冲信号; 跨阻放大器

## Design of Single-Channel LIDAR Signal Readout Circuit Based on Geiger APD Array

JIA Guohui, LIU Chanlao

(School of Optoelectronic Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China)

**Abstract:** With the development of measurement technology, lidar technology has become a research hotspot. The integrated avalanche photodiode (APD) array avalanche diode working in Geiger mode is selected as the photodetector of LIDAR, and the laser pulse with rising edge of 5 ns is selected in the detection distance of 100~200 m, then the receiving bandwidth is in the range of 70~88 MHz, in which the APD detector converts the received echo signal into the electrical signal, and the TIA transimpedance amplifier mode is used to convert the current signal is into a voltage signal by the TIA transimpedance amplifier, and the signal is effectively amplified and input to the moment identification circuit, which is implemented with a voltage comparator, and finally the COMS logic level signal can be output. The simulation results show that the gain dynamic range of the TIA amplifier reaches 54 dB within the receiving bandwidth, and the overall circuit delay is about 10 ns.

**Keywords:** LIDAR; APD; photodetection; pulse signal; transimpedance amplifier

### 0 引言

激光雷达是光电技术发展的产物, 由于其测量速度快, 可靠性高, 得到了各领域的广泛应用<sup>[1]</sup>。但随着科技的发展各领域对信号的探测提出了更高的要求。APD (Avalanche Photodiode, 雪崩光电二极管), 它是根据内光电效应原理而制成的一种光电探测器, 根据不同的应用场景有两种工作方式, 当二极管所加偏置电压低于 PN 结的临界电压时工作在线性模式, 这种方式探测输出的电信号强度与接收到的光信号强度成正比, 适合于探测近距离范围, 而且灵敏度比较低, 当二极管所加偏置电压高于 PN 结的临界电压时工作在盖革模式, 此时探测器捕捉到单个光子时也会发生雪崩现象, 会输出连续大电流, 所以灵敏度较高, APD 阵列有极高的光电响应速度, 探测效率大大提升, 而大规模的阵列探测系统也会带来一些问题, 更大

的面积, 更大的功耗, 而 APD 阵列的信号读出电路会直接影响后续信号的处理, 所以研究 APD 阵列的信号读出电路有重要的实际意义<sup>[2]</sup>。林肯实验室在 2002 年研制出 32×32 像元 Gm-APD 探测器<sup>[3]</sup>, 得到了 500 m 外目标的 128×128 像素距离像, 这项研究系统解释了测距原理和雷达成像原理, 使 Gm-APD 从理论走向了实际。2010 年, 普林斯顿光波公司公开了其所研制的 32×32 和 32×128 的单光子 APD 阵列<sup>[4]</sup>, 探测器响应波长从 920 nm 到 1 670 nm, 实现了较大范围的探测。受国外技术封锁的影响, 国内 APD 探测器件的研究主要以小阵列器件为主。哈尔滨工业大学的王飞等人于 2010 年研制出一种宽脉冲激光发射系统<sup>[5]</sup>, 通过比较脉冲回波的间隔与脉冲脉宽, 来判定回波信号的位置。实验给出了在探测距离为 9.6 m 处的距离像, 其测距的最大误差为 1.5 m。2020 年长春理工大学的杨波副教授使用以阵列 APD 为核心单元的多像素光子

收稿日期: 2023-02-08; 修回日期: 2022-02-20。

作者简介: 贾国辉(1996-), 男, 甘肃武威人, 硕士, 主要从事光电测试技术及仪器方向的研究。

通讯作者: 刘缠牢(1962-), 男, 陕西西安人, 博士, 教授, 主要从事光电测试计量技术方向的研究。

引用格式: 贾国辉, 刘缠牢. 基于盖革 APD 阵列的单通道激光雷达信号读出电路设计[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(5): 293-299.

计数器 (MPPC, multi-pixel photon counter) 作为激光雷达的探测器<sup>[6]</sup>, 设计了后端信号处理电路, 并进行了实验, 实验结果显示系统测量范围在 30 cm~2 km 之间, 实际测距误差小于 45 cm。由于阵列 APD 是由多个 APD 组成的, 因此对这类探测器的后端信号处理系统提出了更高的要求。本设计选择盖革模式下的 APD 阵列作为激光雷达的探测器, 选取日本滨松公司型号为 S13360—3075CS 的 MPPC 探测器来进行激光雷达信号读出电路分析设计并进行了相应的电路仿真, 实现了在视场角 8°, 探测距离为 100~200 m 范围内的脉冲式激光雷达的回波信号探测。

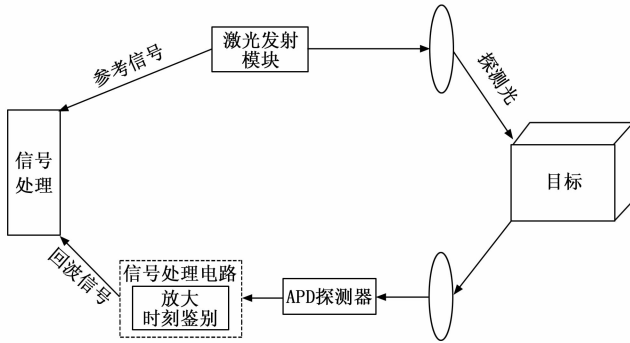


图 1 激光雷达信号处理系统图

### 1 激光雷达信号处理系统

如图 1 所示为激光雷达信号处理系统, 激光发射模块利用调制激光器和分光镜将激光器发射的激光分成两束, 一束作用于目标物产生回波信号用于探测器 APD 的接收, 另一束作为参考信号作为测量的起始时刻, 激光照射于被测物体上时, 被测物会反射微弱回波激光信号, 工作在盖革模式下的 APD 探测器可将接收到的微弱回波信号由光信号转化为电信号, 输出至信号处理电路, 其中信号处理电路主要有放大电路和时刻鉴别电路, 放大电路一般选用跨阻放大电路, 目的是为了将输出的雪崩电流转化为电压方便后续处理, 并将电压放大一定的倍数, 时刻鉴别电路是为了将模拟脉冲信号转化为数字脉冲信号, 当回波信号被探测器接收后可以产生计时停止信号, 使系统停止计时。时刻鉴别的方法主要有 3 种: 前沿时刻鉴别法、高通阻容鉴别法和恒比鉴别法。通过对比优缺点选择前沿时刻鉴别法来设计时刻鉴别电路, 并通过设定特定阈值电压的电压比较器来实现。最后通过时间测量系统测量激光脉冲发射的起始时间和回波信号的停止时间, 计算之间的时间间隔, 就可以获得目标物的距离信息。

### 2 APD 探测器的选择及特性参数计算

#### 2.1 APD 探测器的特性参数

如表 1 所示在温度为 25 °C 时, 该款 APD 探测器有如下特性参数。

如图 2 所示为探测器 S13360—3075CS 的光谱响应曲线, 图 3 为探测器的过偏压与量子探测效率、增益、串扰概率的关系。从图中可看出: S13360—3075CS 的光子探测

效率峰值为 50%, 此时波长为 450 nm。另外从图中可看出 APD 探测器的增益、量子探测效率、串扰概率随着探测器过偏压的升高而升高。

表 1 APD 探测器特性参数

特性参数	符号	数值	单位
像素数量		1600	
光谱响应范围	$\lambda$	270~900	nm
响应峰值波长	$\lambda_p$	450	nm
光子探测效率	PDE		50
暗计数 典型值		500	kcps
最高值		1 500	
终端电容	$C_t$	320	pF
增益	$M$	$4 \times 10^4$	
击穿电压	$V_{BR}$	$53 \pm 5$	V
推荐工作电压	$V_{OP}$	$V_{BR} + 3$	V
测试条件	$T_a$	25	°C

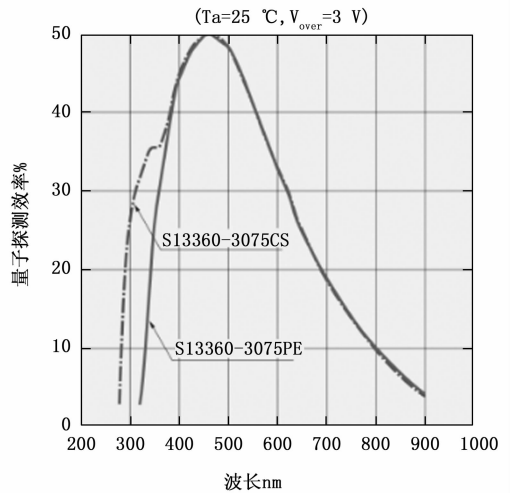


图 2 S13360—3075CS 的光谱响应曲线

#### 2.2 系统相关参数计算

参考文献 [7] 中所给出的激光雷达距离方程, 见公式 (1), 可以得到激光回波功率  $P_r$  与距离  $l$  和发射功率  $P_t$  等参数之间的关系。由式可知激光回波功率与距离的平方成反比。

$$P_r = \frac{\tau_a^2 \eta_r \rho_r P_t A_t A_r \cos \beta}{\pi l^2 A_i} \quad (1)$$

式中,  $\tau_a$  为激光在大气中的单程透射率;  $\eta_r$  为接收光学系统效率;  $\rho_r$  为目标反射率;  $P_t$  为激光发射功率;  $A_t$  为目标照射部分投影面积;  $A_r$  为有效接收面积;  $\beta$  为发射系统与目标法向夹角;  $l$  为与目标的距离;  $A_i$  为目标处激光光束横截面积。

$A_t$  和  $A_i$  可以分别表示为:

$$A_t = \pi R^2 \theta_i^2 / 4 \quad (2)$$

$$A_i = \pi R^2 \theta_r^2 / 4 \quad (3)$$

其中:  $\theta_i$  是探测单元的光学系统接收视场角;  $\theta_r$  为激光束发散角。

当激光束发散角与光学系统接收视场角近似相等时,

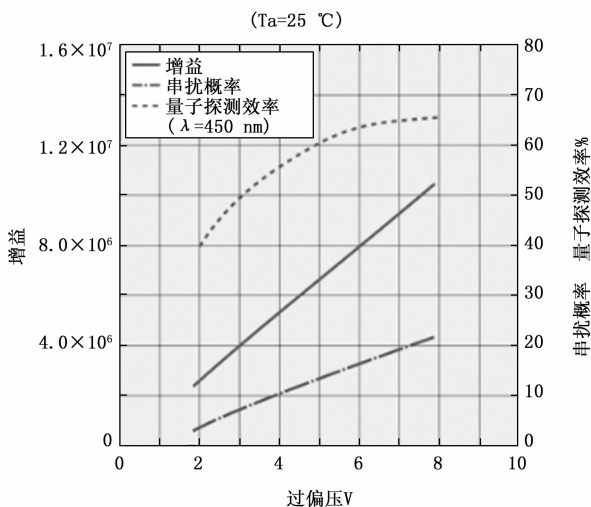


图 3 过偏压与量子探测效率、增益、串扰概率的关系

可以得出阵列激光雷达距离方程<sup>[8]</sup>:

$$P_r = \frac{\tau_c^2 \eta_r \rho_T P_t A_r \cos\beta}{\pi l^2} \quad (4)$$

公式 (4) 可以看出影响激光雷达回波功率的主要因素有选取的光电探测器的性能, 作用距离, 激光脉冲的发射功率等。回波功率随着作用距离的增大而逐渐衰弱, 当激光雷达的作用距离已确定时, 本文选择在 100~200 m 范围内, 影响激光雷达回波功率主要因素有: 脉冲激光的发射功率、目标反射率、大气透射率、光学系统参数、选取的光电探测器的性能等。

通过上述分析可得结论: 选择光电转化性能好、速度快的光电探测器和发射功率高的脉冲激光, 并设计精密的光学系统和低噪声, 高性能的脉冲信号处理电路, 对阵列激光雷达回波信号的处理和精度提升有非常重要的作用。

在选定的作用距离内根据脉冲式激光雷达的作用机理, 下一个激光脉冲信号发出时上一个激光脉冲信号要被光电探测器所接收到, 由此可以计算出在所选探测范围内脉冲激光器的频率范围:

$$f \leq \frac{1}{R_{\max} \times 2/c} = \frac{1}{(200 \times 2 / (3 \times 10^8))} = 0.75 \text{ MHz} \quad (5)$$

在选定视场角为 8° 时根据以下公式可以计算出脉冲激光打到目标物上形成的光斑尺寸大小为:

$$s_1 = l_1 \tan\alpha = 200 \times \tan 8^\circ \approx 28.11 \text{ (m)} \quad (6)$$

$$s_2 = l_2 \tan\alpha = 100 \times \tan 8^\circ \approx 14.05 \text{ (m)} \quad (7)$$

通过上面的公式计算可得上式计算可知, 当探测距离为 200 m 时目标物形成的光斑尺寸为 28.10 m × 28.10 m, 当探测距离为 100 m 时目标物形成的光斑尺寸 14.05 m × 14.05 m。

下面计算光电探测器的最小光功率, 由于探测器存在暗电流<sup>[9]</sup>, 即使是在无脉冲激光发射的情况下探测器也会产生微弱光电流, 光电探测器的这种性能用暗计数特性来表征。选择峰值波长为 450 nm 的调制激光器, 通过暗计数

可以计算出探测器所能接收到的最小光功率。

由下式计算单个光子的能量:

$$E_p = h\nu = \frac{hc}{\lambda} = \frac{6.63 \times 10^{-34} \times 3 \times 10^8}{450 \times 10^{-9}} = 4.42 \times 10^{-19} \text{ (J)} \quad (8)$$

式中,  $h$  为普朗克常数, 取值为  $6.63 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$ ;  $c$  为光速, 取值为  $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ;  $\lambda$  为波长。

将 S13360—3075CS 探测器的暗计数特性参数代入下式得到探测器所能接收并探测的最小光功率为:

$$P_{\min} = R \cdot E_p = 1500 \times 10^3 \times 4.42 \times 10^{-19} = 6.63 \times 10^{-13} \text{ (W)} \quad (9)$$

式中,  $R$  为光子数;  $E_p$  为单个光子能量

根据文献 [10], 公式 (4) 中参数取值为  $\tau_c = 0.98, \eta_r = 0.7, \rho_T = 0.1, P_t = 0.2 \text{ W}$ , 在选定视场下单通道激光雷达当探测距离为 200 m 时目标物形成的光斑尺寸为 28.10 m × 28.10 m, 当探测距离为 100 m 时目标物形成的光斑尺寸 14.05 m × 14.05 m。利用阵列激光雷达距离方程可以计算出在所选范围内所接收到的最小光功率, 100 m 时计算结果见式 (10)、200 m 时计算结果见式 (11)。

$$P_{r1} = \frac{0.98^2 \times 0.7 \times 0.1 \times 0.2 \times 14.05 \times 14.05}{\pi \times 100^2} \approx 8.449 \times 10^{-5} \text{ (W)} \quad (10)$$

$$P_{r2} = \frac{0.98^2 \times 0.7 \times 0.1 \times 0.2 \times 28.11 \times 28.11}{\pi \times 200^2} \approx 8.455 \times 10^{-5} \text{ (W)} \quad (11)$$

结合式 (9) ~ (11) 所得出的计算结果, 可以看出: 探测器所能接收并探测的最小光功率远小于在所选范围内所接收到的最小光功率, 所以选择的探测器可以满足探测的要求。根据图 2 和图 3 APD 探测器参数特性曲线可知: 当过偏压为 5 V 该探测器单个 APD 像素的增益为  $4 \times 10^6$ , 典型响应波长为 450 nm, 此时器件的光子探测效率为 50%。根据响应度公式 (12) 可得单个 APD 的响应度为:

$$R_i = \frac{e\eta_c M}{h\nu} = \frac{e\eta_c M \lambda}{hc} = \frac{\eta_c M \lambda}{1.24} = \frac{0.5 \times 4 \times 10^6 \times 450 \times 10^{-9}}{1.24} \approx 0.7258 \text{ (A/W)} \quad (12)$$

式中,  $e$  为单个电子的电荷量;  $\nu$  接收到的脉冲激光的频率;  $h$  为普朗克常数;  $\eta_c$  为 APD 探测器的量子探测效率;  $M$  为增益。

由式 (13) 可以计算得到当探测距离为 200 m 时, 单个 APD 像素输出光电流为:

$$i_{s0} = R_i P_r = 0.7258 \times 1.3200 \times 10^{-6} \approx 9.58 \times 10^{-7} \text{ (A)} \quad (13)$$

则整个探测器在 200 m 探测范围内接收到的总电流为:

$$i_{\text{总}} = i_{s0} \times N_{\text{onr}} = 9.58 \times 10^{-7} \times 1600 = 1.5328 \times 10^{-3} \text{ (A)} \quad (14)$$

通过上面的参数计算可知, 当与目标物作用距离为 200 m 时, APD 探测器会输出在  $1.53 \times 10^{-3} \text{ A}$  的光电流, 后续电路主要将对幅值为  $1.53 \times 10^{-3} \text{ A}$  的电流脉冲信号进

行分析设计。

### 3 信号处理电路设计

#### 3.1 电路的带宽

在电路设计时要根据回波信号的上升时间和脉冲宽度选择合适的电路带宽，表征为设计的电路是否能够对探测器输出的光电流做出迅速回应，所选择的脉冲激光的上升时间为 5 ns，回波信号远距离传输后信号会衰减，需要进行增益放大，但是较高增益和带宽会使电路复杂，功耗增大，会带来高噪声，所以在设计电路时，既要保证信号有合适的电路带宽，也要使电路有较高的信噪比，减低电路噪声，下面将分析电路带宽与激光脉宽之间的关系

激光脉冲的波形可以近似为高斯脉冲或钟形脉冲<sup>[11]</sup>，波形可由以下函数表示：

$$P_s(t) = \frac{E}{2\tau_s \sqrt{\pi}} e^{-t^2/4\tau_s^2} \quad (15)$$

其中： $E$  为激光脉冲能量振幅；其中  $\tau_s$  为脉冲峰值的半峰宽度。对上式作傅里叶变换，可得：

$$P_s(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(t) e^{-i\omega t} dt = E e^{-\tau_s^2 \omega^2} \quad (16)$$

激光脉冲的能量为：

$$E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} |P_s(\omega)|^2 d\omega \quad (17)$$

通过上式计算可以得出，激光脉冲信号的能量大多都集中在  $\Delta f = 0.45/\tau$  内。在此带宽范围内设计的电路有较高的信噪比。

根据实际使用和相关参考文献<sup>[12-15]</sup>，对最佳信噪比频率响应的分析显示，当  $\omega = (0.35 \sim 0.44) / \tau$  时，信噪比较好，所选用的脉冲激光器的光脉冲上升时间 5 ns，计算所需设计的放大电路的带宽  $F$

$$F = \frac{0.35}{t_r} \sim \frac{0.44}{t_r} \quad (18)$$

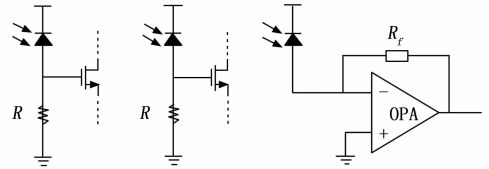
通过计算结果可知：所要设计微弱信号探测模块电路的带宽范围满足 70~88 MHz。

#### 3.2 放大电路设计

APD 探测器输出光电流后与前置放大器<sup>[15]</sup> 直接相连，主要是将输出的电流信号转化为电压信号，并对信号放大，是电路设计的最前端，前置放大器的性能会影响电路整体性能，因此至关重要。设计电路时要关注电路的增益带宽积和信噪比，前置放大器的噪声要足够低，以防止比较器错误翻转和输出错误结果。

使用前置放大器的目的是为了将电流信号转换为电压信号，为电路信号的后续处理做准备。最简单的方法是通过电阻转换实现，根据此原理有 3 种电路实现方法如图 4 所示，分别为低阻抗放大器、高阻抗放大器、跨阻放大器。低阻抗放大器和高阻抗放大器的结构相同，在探测器后面连接对地电阻，当电流流过电阻时分压产生压降从而使电流转换为电压，电阻上的电压节后面其他放大器实现放大。低阻抗放大器电阻值较低，但低阻值引入了高的热噪声，放大器灵敏度不高，在高阻抗放大器中，电阻较高

会影响电路带宽使电路响应速度变慢。结合以上两种放大器的优缺点，本设计采用 TIA 跨阻放大器<sup>[16-17]</sup>，有良好的增益带宽积 (GBP) 且噪声低。通过对市场上的跨阻放大器调研分析，对比参数选择了 TI 公司的 OPA855 跨阻放大器作为此电路的前置放大器。主要特性有高达 8 GHz 的增益带宽积，低输入的电压噪声 0.98 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，压摆率为 2 750 V/ $\mu\text{s}$ 。



(a) 低阻抗放大器 (b) 高阻抗放大器 (c) 跨阻放大器

图 4 APD 前置放大器的类别

选定了 APD 探测器则寄生电容也就确定了，选定了放大器运放增益带宽积也是固定的，根据增益和带宽之间的关系。跨阻放大器的 -3 dB 带宽计算如下：

$$f_{-3dB} = \sqrt{\frac{GBP}{2\pi R_f C_s}} \quad (19)$$

式中， $R_f$  为反馈电阻， $C_s$  为输入寄生电容。本设计所用的 APD 探测器， $C_s$  为 320 pF。

将所选放大器的增益带宽积代入公式 (20) 可以计算出该放大电路的反馈电阻为：

$$R_f = \frac{GBP}{(f_{-3dB})^2 \times 2 \times \pi \times C_s} = \frac{8 \times 10^9}{(88 \times 10^6)^2 \times 2 \times \pi \times 320 \times 10^{-12}} \approx 514 \Omega \quad (20)$$

把跨阻放大电路设计分析为二阶闭环传递函数，跨阻放大器的噪声和信号电流增益关系图<sup>[18-19]</sup> 如图 5 所示。

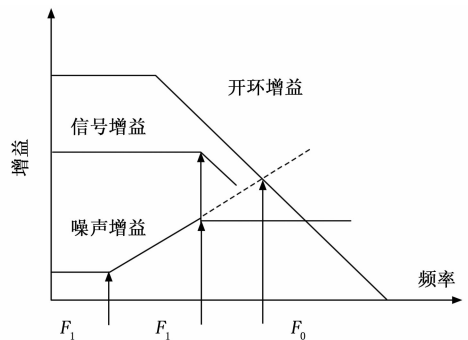


图 5 跨阻放大器的噪声和信号电流增益关系

跨阻放大器为微分电路，反馈电阻、寄生电容和运算放大器构成的环路会形成相位移动造成运放不稳定，容易引起自激振荡。根据巴克豪森稳定性判据，通过加入补偿电容<sup>[20]</sup>  $C_F$ ，引入一定的相位裕度来可以稳定电路。在实际应用和相关文献中有如下公式描述可计算出补偿电容为：

$$C_F = \sqrt{\frac{C_s}{2\sqrt{2}\pi GBP R_f}} = \sqrt{\frac{320 \times 10^{-12}}{2\sqrt{2} \times \pi \times 8 \times 10^9 \times 510}} = 2.97 \text{ pF} \quad (21)$$

在放大电路使用过程中, 趋向于使用反向放大电路, 这是因为反向放大电路输入端没有共模信号, 因此反向操作的转换速率较高, 电路失真情况也会得到改善, 根据电路优势, 此电路选择反向放大的方法输出信号。

### 3.3 时刻鉴别电路设计

激光脉冲在大气中传播时会受到折射、散射等因素的影响, 接收到的回波信号会发生衰减导致信号发生畸变, 发射的脉冲与接收到的脉冲在幅值和形状上有很大的不同, 这给准确确定脉冲的起始时间造成困难, 另外由放大电路输入噪声引起的时间抖动也给波形时刻的确定带来误差。通过设计时刻鉴别电路消除时间抖动, 准确确定脉冲的起始时刻可减小测量误差。所以, 脉冲时刻鉴别电路是激光雷达系统的关键技术。

目前主要有 3 种鉴别脉冲时刻的方法<sup>[21]</sup>: 目前时刻鉴别的方法主要有 3 种: 前沿鉴别 (LED, leading edge discriminator)、恒定比值鉴别 (CFD, constant fraction discriminator) 和高通阻容鉴别 (CR-High pass Discriminator)。

前沿时刻鉴别法如图 6 所示, 它通过事先确定一个特定的阈值电压来确定脉冲信号的起始时刻, 当脉冲前沿的幅值大于或者等于设定的阈值电压时输出数字脉冲信号, 该时刻称之为起始时刻, 通过脉冲前沿的幅值来判断起始时间。由于脉冲幅值和波形的不同, 当脉冲幅度与形状变化时会引起的漂移误差误差的大小与确定的阈值有关, 但最大值不会超过脉冲的上升时间。

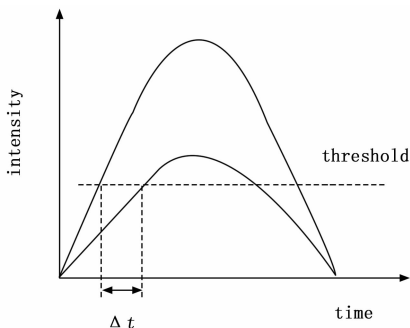


图 6 前沿鉴别法

恒定比值鉴别法, 原理如图 7 所示, 恒定比值指的是通过选取脉冲幅值的一定比例来确定脉冲时刻, 如可以选取脉冲上升至最高点一半时间的时刻作为起始时刻, 由于这种方法不考虑波形畸变和噪声等其它因素的影响, 消除了由于脉冲幅值变化引起的误差。

高通阻容鉴别法, 如图 8 所示, 是将输入信号接入一个阻容滤波电路, 阻容滤波电路是一种微分电路, 电路利用了一个电容与电阻进行组合, 实现对输入信号的微分转换。经放大电路放大的信号经过这个阻容滤波电路后输出的是双极性信号, 原来的极值点转变为零点, 以此作为起止时刻点, 它的误差主要受信号脉冲在极大值附近斜率的影响, 它能有效地克服波形畸变和噪声带来的误差。

时刻鉴别电路的稳定性和精度会影响输出信号的频率,

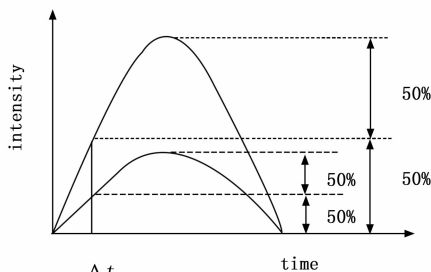


图 7 恒定比值鉴别法

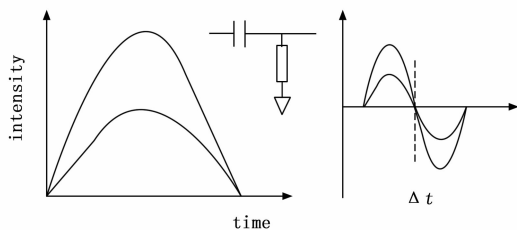


图 8 高通阻容鉴别法

最终会引起测量误差。为了减小时刻鉴别电路所带来的误差, 一方面要选择合适的时刻鉴别方法, 另一方面就是减小激光脉冲的宽度, 激光脉冲的宽度越小时刻鉴别电路的精度和稳定性越高。时刻鉴别电路的误差除了与选的鉴别方法外还与选择的探测器的类型有关, 回波信号有光电探测器实现光电转换经由放大电路后才输入至时刻鉴别电路, 探测器输入的噪声会产生时间抖动影响脉冲波形, 所以本设计选择盖革模式下的 APD 作为微弱信号的探测器来减小测量误差。

比较 3 种时刻鉴别的方法, 前沿时刻鉴别法在电路实现上比较方便, 但是会存在一定的误差, 恒比鉴别法虽然在一定程度上消除了由于脉冲幅值变化引起的误差, 不考虑波形畸变和噪声因素带来的影响, 但是需要设计复杂电路来实现, 高通阻容鉴别法会受到信号脉冲在极大值附近斜率的影响, 而且电路设计比较庞大, 本设计的测量精度不是太高, 而且误差在可接受的范围内, 设计本着精密化、小型化的方向发展, 电路设计不易复杂, 庞大的电路会带来更多的噪声干扰, 所以采用前沿时刻鉴别法。

采用前沿时刻鉴别法需要提前确定一个合适的电压阈值, 而电压比较器就具有这一功能。因此本文采用电压比较器实现时刻鉴别的功能。在信噪比一定的情况下, 阈值电压选择越大则探测概率越低, 因此电压比较器的阈值电压不能选取过大, 否则探测概率过低, 但也不能选取太低, 太低则会受到噪声的影响, 虚警会过大, 同样不利于真实回波信号的探测。实际使用中可通过比较电压比较器的指标选择合适的电压比较器。

## 4 仿真结果与分析

利用使用 TI 公司的 TINA 仿真软件对所设计 TIA 电路进行仿真, 为电路有稍大的带宽选择反馈电阻为 R4 为

510 Ω, R2 为 510 mΩ, 将电路输入信号放大了 1 000 倍。通过电流信号发生器输入信号为幅值 1.53 mA, 脉冲宽度为 10 ns 的脉冲信号来模拟 APD 探测器接收到的回波信号, TIA 电路芯片选择 TI 公司的 OPA855 作为电路的前置放大器, 有良好的增益带宽积且噪声低, 在工作时需要连接直流电源, 输出的信号中有直流分量, 通过一个 10 nF 的滤波电容得到交流信号。TIA 电路仿真图如图 9 所示。

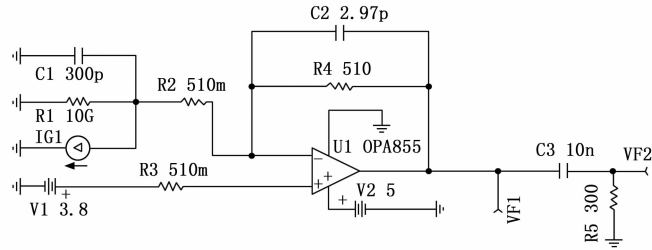


图 9 TIA 电路仿真图

TIA 电路的交流传输特性曲线如图 10 所示。从图中可以看到, 设计完成的 TIA 放大电路在 70~88 MHz 频段内的增益达到了约 54 dB。通过 TIA 将电流脉冲信号转化为电压脉冲信号, 并将电压信号幅值进行了一定的放大。

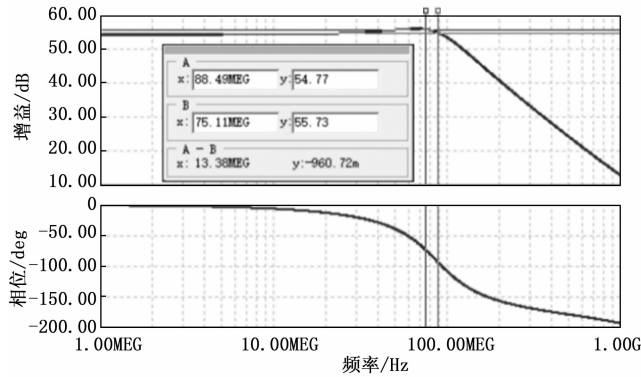


图 10 TIA 电路交流传输特性曲线

TIA 电路的输出瞬态波形如图 11 所示。从图中可以看出对于输入为 1.53 mA 的脉冲信号, 输出信号的幅值有 362 mV, 说明该电路可以将信号有效放大。

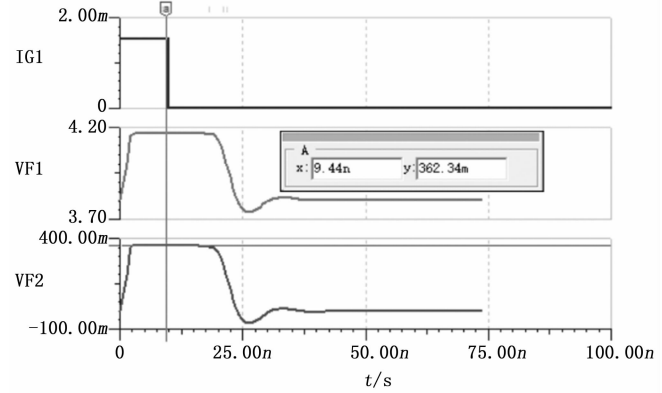


图 11 TIA 电路瞬态波形图

光电探测器 APD 将接收到的回波信号经由跨阻放大器将电流信号转化电压信号并放大后, 输送到时刻鉴别电路, 时刻鉴别电路产生数字逻辑信号, 得到回波信号的相关信息。目前的时刻鉴别方法主要有 3 种: 前沿时刻鉴别法、恒比定时鉴别法和高通容阻鉴别法, 通过对 3 种方法分析研究选择前沿时刻鉴别法来进行时刻鉴别, 选择 TI 公司的电压比较器 TLV3501 来实现。该比较器具有 4.5 ns 的低延迟时间, 且可以直接输出 COMS 或 TTL 逻辑电平。通过阻值匹配, 设定阈值电压为 330 mV, 可以输出 3.3 V 的 CMOS 逻辑电平。如图 12 所示为放大电路和时刻鉴别电路总体仿真图。

图 13 为总体电路瞬时响应仿真图, 电路输出了 3.3 V 的 COMS 逻辑电平。

### 5 结束语

本文通过深入研究激光雷达信号处理技术, 对国内外

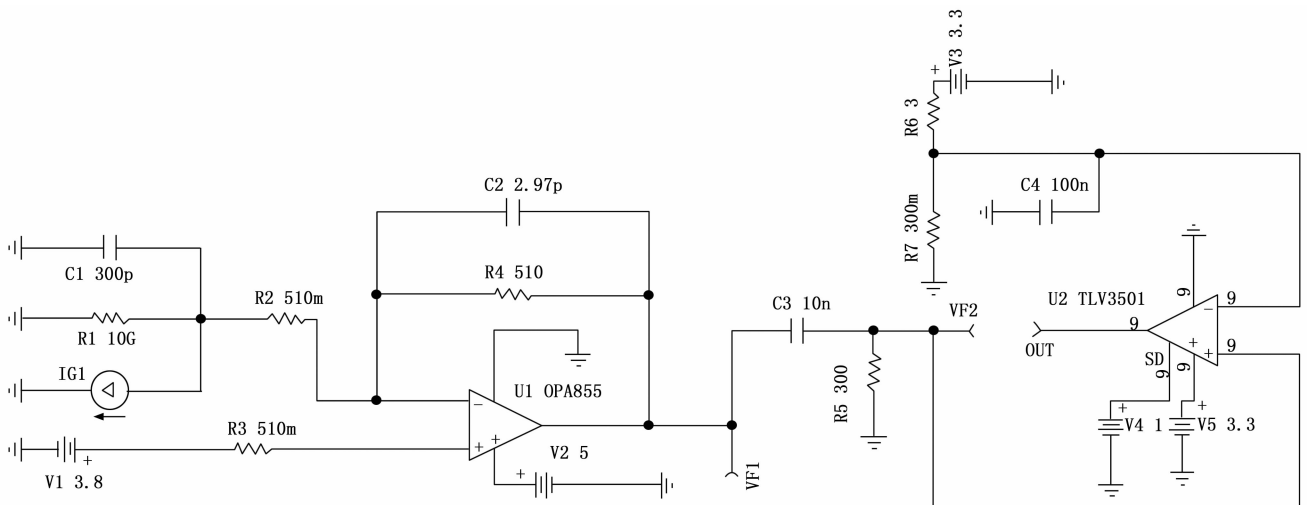


图 12 电路总体仿真图

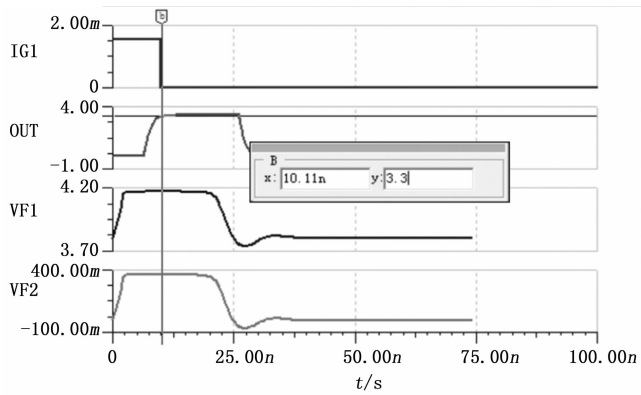


图 13 总体电路瞬时响应仿真图

研究现状做了总结, 设计了基于改革模式下的 APD 阵列雪崩二极管作为激光雷达的探测器的信号读出电路, 在探测距离为 100~200 m、接收到的回波信号经由 TIA 电路, 时刻鉴别电路, 最后输出 3.3 V 的 COMS 逻辑电平。设计通过计算相关电路参数, 用 TINA 仿真软件进行仿真, 仿真结果表明带宽为 70~88 MHz 范围内 TIA 放大器的增益动态范围达到了 54 dB, 总体电路延迟约为 10 ns。通过分析仿真结果, 所设计电路可以对微小回波信号进行探测。今后的改进方向为: 1) 进一步提高测量精度, 缩短电路延迟时间。2) 电路向集成化, 精密化方向发展。3) 减低电路噪声, 减小电路串扰, 提高电路稳定性。

#### 参考文献:

- [1] 王 帅, 孙华燕, 郭惠超, 等. APD 阵列单脉冲三维成像激光雷达的发展与现状 [J]. 激光与红外, 2017, 47 (4): 389 - 398.
- [2] 陈 肖, 周 东. APD 阵列激光成像雷达处理电路的研究进展 [J]. 激光与红外, 2015, 45 (9): 1018 - 1022.
- [3] AULL B F, LOOMIS A H, YOUNG D J, et al. Geiger-mode avalanche photodiodes for three-dimensional imaging [J]. Lincoln Laboratory Journal, 2002, 13 (2): 335 - 349.
- [4] ITZLER M A, ENTWISTLE M, OWENS M, et al. Comparison of 32x128 and 32x32 Geiger-mode APD FPAs for single photon 3D LADAR imaging [C] // Proceedings of SPIE-Advanced

- Photon Counting Techniques V, 2011, 8033 (80330G): 1 - 12.
- [5] 王 飞. 基于 Geiger 探测器的激光成像性能及测距精度研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- [6] 于 跃. APD 阵列探测器读出电路的设计与实现 [D]. 长春: 长春理工大学, 2020.
- [7] 胡春生. 脉冲半导体激光器高速三维成像激光雷达研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2005.
- [8] 司 可. 面阵激光雷达信号处理技术研究 [D]. 西安: 西安工业大学, 2021.
- [9] 马鹏阁, 羊 毅. 多脉冲激光雷达 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2017.
- [10] JAYARAJAN J, KUMARAN R, PAUL S, et al. Design of high precision electronics for laser range finder [C] // Intelligent Computational Systems. IEEE, 2014: 1 - 6.
- [11] 王佩瑶. 基于线性模式 APD 的多通道激光雷达读出电路设计 [D]. 天津: 天津大学, 2019.
- [12] 丁春楠. 基于 APD 探测器的激光雷达模拟前端读出电路设计 [D]. 天津: 天津大学, 2018.
- [13] 曹迎旭. 多线激光雷达电路系统关键技术研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2018.
- [14] 杨 磊. 激光三维成像读出电路的模拟前端设计 [D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
- [15] 赵日新. 一种激光雷达模拟前端接收电路的设计 [D]. 沈阳: 辽宁大学, 2021.
- [16] 刘学邦. 基于线性模式 APD 的阵列式激光雷达构架及单元电路研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
- [17] 夏显召, 赵逸飞, 叶 茂, 等. 基于高速采样结构的激光雷达模拟前端电路设计 [J]. 微纳电子与智能制造, 2019, 1 (1): 96 - 100.
- [18] 张 驰. 小面阵三维成像激光雷达原理样机 [D]. 北京: 中国科学院大学, 2017.
- [19] 张天宇, 贾方秀. 基于 PSD 窄脉冲激光信号检测放大电路噪声分析及参数匹配研究 [J]. 现代电子技术, 2019, 42 (10): 35 - 39.
- [20] 沈 略. 线阵激光雷达系统光电传感电路 [D]. 南京: 南京大学, 2016.
- [21] 周希泉. 小阵列激光雷达信号采集电路的设计 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.

(上接第 286 页)

- [14] 陈国华, 王良旺, 付 林. 基于现场管理的企业安全管理方法及应用 [J]. 中国安全生产科学技术, 2013, 9 (4): 180 - 185.
- [15] 李虹霞. 基于协同管理平台的企業知识管理系统的设计与实现 [D]. 北京: 北京交通大学, 2013.
- [16] 张 楠, 李洪敏, 柯明敏. 试验器材库房管理系统的设计与实现 [J]. 计算机测量与控制, 2017, 25 (6): 195 - 198.
- [17] 孙莎莎. 基于 J2EE 技术的医院互联网管理系统的技术与实现 [J]. 计算机测量与控制, 2020, 28 (8): 177 - 184.
- [18] BUDI KURNIAWAN, PAUL DECK. Servlet, JSP and Spring

- MVC: A Tutorial [M]. Montreal: Brainy Software, 2015, 1: 1 - 14.
- [19] JON GALLOWAY, BRAD WILSON, K. Scott Allen. David Matson Professional ASP. NET MVC 5 [M]. Birmingham: Wrox Pr/Peer Information Inc, 2014: 3 - 41
- [20] 卢肖霞. SSH 框架在 Web 项目开发中的设计与实现 [J]. 计算机测量与控制, 2018, 26 (10): 122 - 127.
- [21] 李国芳, 刘宇东. 基于 JAVA 技术的毕业生跟踪服务系统设计与实现 [J]. 信息技术, 2014, 1: 150 - 154.
- [22] 白 歌. 基于 web 的办公自动化系统的设计与实现 [D]. 长春: 吉林大学, 2014.