

文章编号: 1672-8785(2014)06-0015-05

激光窄脉冲信号探测电路的设计与接收

周德力¹ 黄庚华¹ 石 亮² 颜洪雷¹ 胡以华^{1,2}

(1. 中国科学院上海技术物理研究所中国科学院空间主动光电技术重点实验室, 上海 200083;

2. 解放军电子工程学院脉冲功率激光技术国家重点实验室, 安徽合肥 230037)

摘 要: 在激光反射层析成像雷达系统中, 激光脉宽越窄, 系统的成像分辨率越高。而高带宽、无失真的探测接收电路设计起来较为困难。详细分析了雪崩光电二极管 (Avalanche Photodiode, APD) 模型及其主要性能参数, 并选择了合适的探测器。然后对前置放大电路、主放大电路和可控增益放大电路进行了较为详细的分析, 并设计了合适的电路结构。GHz 级微弱光电信号在被接收时很容易受到外部噪声的干扰, 这会导致接收波形产生畸变。采用电磁辐射屏蔽方法消除了干扰, 最终无失真地探测和接收到了 1 ns 窄脉冲激光信号, 满足了激光反射层析成像雷达系统的 0.15 m 成像精度要求。

关键词: 雪崩光电二极管; 前置放大电路; 主放大电路; 可控增益放大; 电磁屏蔽

中图分类号: TN249 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3969/j.issn.1672-8785.2014.06.003

Design of Narrow Pulse Laser Detection Circuit and Its Receiving

ZHOU De-li¹, HUANG Geng-hua¹, SHI Liang², YAN Hong-lei¹, HU Yi-hua^{1,2}

(1. Key Laboratory of Space Active Electro-Optical Technology of CAS, Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China;

2. State Key Laboratory of Pulsed Power Laser Technology, Electronic Engineering Institute of PLA, Hefei 230037, China)

Abstract: In a laser reflective tomography imaging radar system, the narrower the laser pulse is, the higher imaging resolution the system has. But it is difficult to design a large bandwidth and undistorted photoelectric detection circuit. An avalanche photodiode (APD) model and its main parameters are analyzed in detail. An appropriate detector is selected. After the preamplifier, main amplifier and automatic gain amplifying circuits are analyzed, a proper circuit structure is designed. When the GHz-level weak photoelectric signals are being received, they are easy to interfere with the external noise introduced. This may cause the received waveform to be distorted. By using an electromagnetic radiation shielding method to remove the interference, a 1 ns narrow pulse laser signal without distortion is received. The imaging resolution requirement of 0.15 m for the laser reflective tomography imaging radar system is met.

Key words: avalanche photodiode; preamplifier circuit; main amplifier circuit; controllable gain amplification; electromagnetic shielding

收稿日期: 2014-04-02

作者简介: 周德力 (1985-), 男, 河南信阳人, 博士生, 主要从事光电信息处理和图像信号处理方面的研究。

E-mail: derek_yf@126.com

0 引言

激光反射层析成像雷达系统需要从回波中提取靶标在激光传播深度方向上的积分信息来重建图像,其成像分辨率直接取决于激光脉宽。为了获得较高的分辨率,雷达发射系统需要调制出尽可能窄的激光脉冲信号来照射靶标,接收系统则需要探测出高带宽的窄脉冲激光信号。这就对接收端的光信号探测电路的设计和微弱光电信号的无失真接收提出了较高要求。

1 探测器选型

在用短脉冲激光照射物体时,光脉冲会被物体表面反射。此时利用物体在不同视角下的表面特性调制光脉冲的时间特性,可以改变激光回波的形状。

激光反射层析成像雷达系统的分辨率 D 仅取决于照射激光的脉冲宽度以及电路的噪声和时间精度,其表达式为^[1-3]

$$D \cong \frac{t_p \cdot c}{2} \quad (1)$$

式中, t_p 为激光脉宽; c 为光速。由式 (1) 可知,为了达到较高的成像分辨率,需要选择窄脉冲激光作为光源,并选择高带宽、高内增益的 APD 作为探测器。

图 1 所示为 APD 的电路等效模型^[4]。其中,电流源代表由入射光产生的光电流,二极管代表 APD 的 PN 结,分流电阻 R_D 、结电容 C_D 、电流源和二极管之间为并联关系,串联电阻 R_S 与其他器件之间为串联关系。

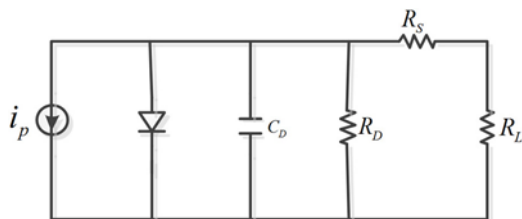


图 1 光电二极管模型

在理想情况下, R_D 值为无穷大,而在实际测量后可将其值界定在 $10 \Omega \sim 1000 \text{ M}\Omega$ 之间。 R_D 值测量方法可通过在 APD 的两端施加较低

偏压实现。若去掉偏压,则可得到 APD 的噪声电流值。

R_S 取决于非耗尽层区与接触电阻,其计算公式为

$$R_S = \frac{(W_s - W_d)\rho}{A} + R_c \quad (2)$$

式中, R_c 为接触电阻; ρ 为基底的电阻率; A 为扩散面积; W_d 为耗尽层的宽度; W_s 为基底的厚度。

本文实验采用波长为 532 nm、脉宽为 1 ns 的窄脉冲绿激光作为光源,并选用高带宽、高灵敏度的 APD 作为探测器。APD 的响应带宽为 400 ~ 1100 nm; 光敏面的面积为 0.04 mm^2 ; 当倍增因子 $M=100$ 时,暗电流为 0.2 nA; 量子响应效率见图 2。其上升时间仅为 0.18 ns,截止频率最高可达 3 GHz,满足探测 1 GHz 信号的要求。

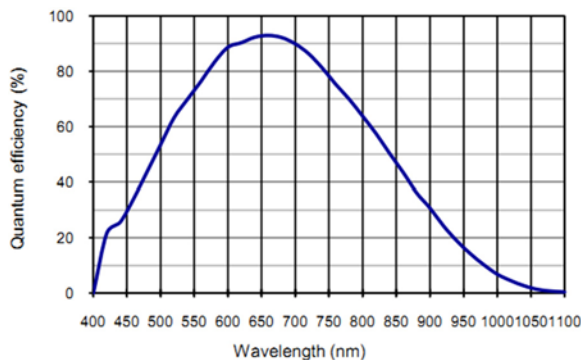


图 2 量子效率曲线

2 偏置和前放电路设计

在高偏压下, APD 内部会产生高增益。如图 3 所示,本文选用光电导电路模式,该电路的输出阻抗较低;通过恒压源经一个串联的负载电阻产生 APD 所要求的毫安级恒流偏置;负载电阻 R_L 的阻值远大于探测器的内阻;为避免引入偏压噪声,电压源纹波应较低。

探测器输出的交流信号通过电容 C 耦合到前置放大器的输入端。为了避免由频率响应带来信号失真和限制 APD 由于温度变化等原因引起输出电压峰值过大而造成信号饱和,跨接反

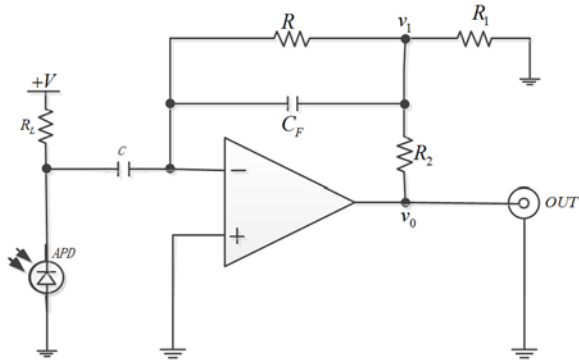


图 3 偏置和前放电路

馈电容 C_F 以减小起伏电路噪声的影响。电路采用高灵敏度 I-V 转换电路结构^[5,6]。由电路分析可知, 在高灵敏度应用中需要跨接一个大电阻 R , 但此时与电阻 R 并联的周围媒质电阻会使净反馈电阻减小, 以致电路的准确度受到损失。为了弥补这个缺陷, 本文利用 T 型网络来满足高灵敏度要求。

通过分析图 3 中的 T 型网络可以得到:

$$\begin{cases} -\frac{V_1}{R} - \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_0 - V_1}{R_2} = 0 \\ V_1 = -Ri_s \end{cases} \quad (3)$$

消去 V_1 后可得:

$$\begin{cases} V_0 = -kRi_s \\ k = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R} \end{cases} \quad (4)$$

由式 (3) 和式 (4) 可知, T 型网络是通过一个倍乘因子 k 来增加 R 的。这样就可以从一个合理的 R 值出发, 然后将其乘以所需要的 k 值来实现高灵敏度。

由于前放输入通常为毫伏级的弱信号, 前放放大倍数高达数千倍, 应有较低的噪声系数; 而且探测到的光信号通常较为微弱, 需要进行多级放大。假设级联放大电路中各级放大器的增益分别为 $G_1, G_2, \dots, G_n$, 噪声系数为 $F_1, F_2, \dots, F_n$, 则总噪声系数为

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (5)$$

由式 (5) 可知, 多级放大电路的总噪声系数主要取决于第一级。因此, 增加第一级增益和降低其

噪声系数, 是低噪多级放大电路设计的重要方法之一。

3 主放大电路设计

系统发射端调制出 1 ns 窄脉冲激光信号, 探测接收电路的通频带设置为 1 GHz。本文选用高带宽线性射频放大器作为后级信号放大芯片, 其带宽为 5 ~ 1500 MHz (增益曲线见图 4)。

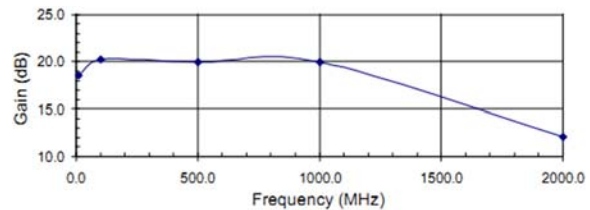


图 4 频率-增益曲线

该射频放大器是一款低功耗、高线性度的通用型射频放大集成电路, 其级联电阻为 75 Ω 时, 噪声系数小于 2 dB; 如图 4 所示, 通频带为 5 ~ 1000 MHz 时的增益平坦度优于 0.5 dB, 满足中心频率为 1 GHz 的信号增益平坦度要求。当匹配输入输出阻抗为 75 Ω 时, 增益为 20 dB, 输出功率为 24 dBm, 输出电压驻波比为 1.2:1。

如图 5 所示, 输入信号通过 C_1 隔离直流, 耦合交流信号后, 通过由 C_2 和 L_1 构成的选频网络。输出端的 L_2 和 C_1 构成带阻滤波器, 用于将中心频点外的噪声滤除掉。电路的通频带参数设计为 1 GHz。

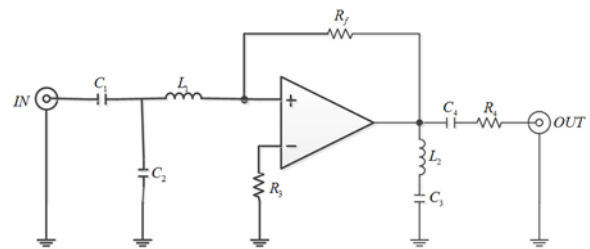


图 5 主放大电路

主放大电路通常采用多级放大模式。通过 R_F 调节单级电路的放大增益, 并采用电压串联负反馈方法。由于既要获得较高的电压增益, 又要保证足够宽的通频带, 所以需要考虑器件的增益带宽积:

$$C = A \times B \quad (6)$$

式中, A 为放大器的增益; B 为放大器的带宽; C 为一个常数。由于带宽与增益的乘积是一个定值, 在通频带确定的前提下, 单级放大增益不可太高。级联放大电路的通频带 B_w 与各级 IC 的通频带之间存在以下关系^[7]:

$$B_w = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{B_{w1}^2} + \frac{1}{B_{w2}^2} + \cdots + \frac{1}{B_{wn}^2}}} \quad (7)$$

当 $B_{w1} = B_{w2} = \cdots = B_{wn}$ 时, 式 (7) 可变为

$$B_w = \frac{B_{w1}}{\sqrt{n}} \quad (8)$$

4 可控增益控制

对接收电路的增益进行控制的目的是为了使回波脉冲信号的探测输出处在一个线性范围内。为了保证前放电路具有足够大的增益以降低级联系统噪声, R_F 通常是一个常量。因此, 人们通常采用调整 APD 的倍增因子 M 和主放大电路的增益的方法。

APD 的倍增因子取决于偏压和温漂^[8]。为了抑制温漂, 一般通过在前放端增加温度补偿电路来抵消温度对 M 的影响。另外, 如果忽略温度对 M 的影响, M 与偏压 V 之间存在以下非线性关系:

$$M = \frac{1}{1 - (V/V_{br})^r} \quad (9)$$

式中, V_{br} 为 APD 的击穿电压; r 为 Si 基材料系数。由式 (9) 可知, 当 $V < V_{br}$ 时, M 随着 V 的增加而呈指数级增长, 但其仍受器件增益带宽积的限制。当 M 过大时, 会引起脉冲上升时间延迟, 从而降低探测器的带宽。再者, 偏压也会引起结电容的改变, 同样会导致带宽降级。偏压调整通常被限制在几倍的范围内, 即存在一个最佳倍增因子 M_{opt} 。若 M 继续增大, 则 APD 的输出信号会发生严重畸变。另一种方法就是调整主放大电路的增益电阻 R_F 。由上述分析可知, 当频带为 1 GHz、增益为 20 dB 时, 放大芯片的增益平坦度小于 0.5 dB, 因此其增益可在 0

~ 20 dB 之间调整, 且能保证电路具有足够大的带宽。

根据分析可知, 通过调整 APD 的偏压和主放大器的增益, 可以对探测电路的可控增益进行控制。

图 6 为增益控制电路的流程图。其中, AGC 电路用于对主放大信号进行 AD 采样以获得信号的幅度信息。利用主放大增益和偏压级数对输出信号的幅度进行动态调整。设前放输出信号为 V_{p1} , 若 V_{p1} 未处于正常的电压范围内, 则调整 APD 的偏压使其具有最佳增益因子 M_{opt} 。此时再通过 AGC 电路判断幅度探测电路所输出的主放信号是否处在正常范围内。也就是说, 对 APD 的增益因子进行调整的优先级高于对主放增益的调整, 但 APD 的偏压只能几倍地调整, 所以主要还是通过动态调整主放增益来实现电路的可控增益控制。

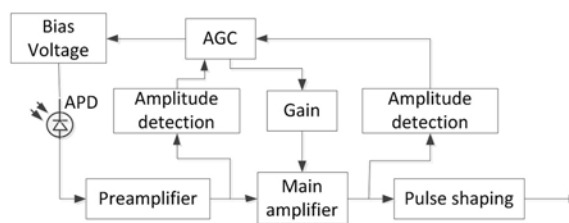


图 6 增益控制电路的流程图

5 信号无失真接收及实验结果

信号无失真接收实际上就是屏蔽电磁干扰。电磁干扰是由干扰源发出干扰电磁能量, 然后通过耦合途径将干扰能量传输至敏感电子设备, 使其工作受到影响。若要形成电磁干扰效应, 则电磁干扰源、耦合途径和敏感设备这三个要素缺一不可。没有很好地进行电磁屏蔽处理的电子设备通常是主要干扰源。此类设备工作时会产生干扰电磁信号, 从而影响其他设备的稳定工作。

最有效的磁屏蔽^[9,10]措施是在被屏蔽的回路四周加上封闭的导电金属罩。当回路中产生磁通变化时, 金属罩中会产生涡流。此时, 由涡流产生的磁场与原磁场的方向相反, 可以抵消原磁场, 使其不能外泄。而辐射屏蔽则通常利用

金属导电层对电磁波的反射和吸收来实现。电磁辐射的入射波不仅会在金属与空气的界面上发生反射, 而且还会部分透射至金属层内部, 引起导电载流子运动而吸收电磁波的能量, 使其强度衰减。吸收损耗因子 A 为

$$A = 131.4t\sqrt{f\mu_r G} \quad (\text{dB}) \quad (10)$$

式中, t 为金属层的厚度; f 为频率; μ_r 为相对磁导率; G 为金属的电导率。

界面产生反射时所引入的损耗 R 为

$$R = 20 \lg |(Z_i + Z_s)^2 / 4Z_i Z_s| \quad (11)$$

式中, Z_i 为空间波阻抗, $Z_i = 377 \Omega$; Z_s 为金属内的波阻抗:

$$Z_s = 3.69 \times 10^4 \sqrt{f\mu_r G} \quad (\Omega) \quad (12)$$

因此, 反射损耗可用式 (13) 表示:

$$R \approx 108 - 10 \lg(f\mu_r G) \quad (\text{dB}) \quad (13)$$

经过两种衰减之后, 最终穿过金属层到达屏蔽罩外空间的是泄露出去的辐射干扰。金属层的屏蔽效果在低频时主要是反射, 在高频时主要是吸收。在利用金属机壳屏蔽电磁辐射时, 还应堵上机壳上的所有孔洞。

为了协调外场试验, 我们在实验中使用了对讲机, 而 GHz 级探测电路的输出信号极易受到外部的电磁干扰。图 7(a) 所示为对讲机开机时的输出波形。可以看出, 该波形发生了严重畸变, 其高频电磁噪声很容易被耦合到整个电路中。图 7(b) 所示为在电路外层粘贴铜胶带后的输出波形。由于电路的通频带较宽, 其对外部设备和对讲机的干扰异常灵敏。随后通过在电路外部加上金属屏蔽壳体以及在壳体外粘贴铜胶带来屏蔽电磁辐射。图 7(c) 所示为加上屏蔽罩且包覆铜胶带后的电路板, 其输出端的 SMA 线亦包覆铜胶带, 最终输出波形见图 7(d)。可以看出, 窄脉冲激光信号得到无失真探测, 满足激光反射层析成像雷达系统的要求。

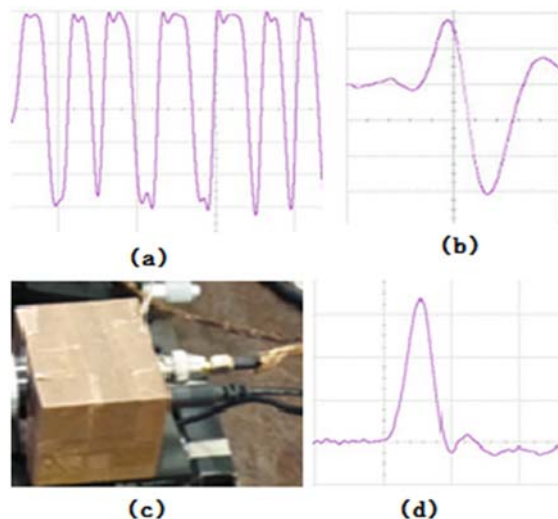


图 7 实验结果

6 结论

本文详细分析了激光反射层析成像系统中窄脉冲激光探测电路的设计和微弱光电信号的无失真接收方法, 并从探测器特性分析、电路分析和电磁兼容等三方面详细阐述了高速激光信号无失真探测接收技术。在设计前放电路时, 为了获得足够大的增益和避免因负载电阻过大而引入噪声, 我们通过合理采用 T 型电路网路解决了现实中无法得到大电阻的问题。本文选择射频放大芯片作为 GHz 级主放大电路的芯片, 合理控制激光偏压和主放增益倍数, 并将倍增因子和增益倍数控制在最优范围内。我们深入分析了接收信号时的电磁辐射屏蔽方法, 即采取外层包裹铜胶带和采用金属壳体屏蔽的方式, 使得接收信号波形稳定且无畸变。然后通过实验充分验证了本设计方案的合理性, 因此该方案具有一定的参考价值。

参考文献

- [1] Stephen A H, Vincent N B, Benham V N, et al. Field Demonstration and Characterization of a 10.6 micron Reflection Tomography Imaging System [C]. *SPIE*, 2001, **4167**: 230-241.
- [2] Charles L M, Eric P M, Donald E H. Reflective Tomography Using a Short-pulselength Laser: System Analysis for Artificial Satellite Imaging [J]. *Optical Engineering*, 1995, **34**(9): 2811-2820.
- [3] Frank N, Margaret C, Brett B. Resolution for Radar and X-ray Tomography [J]. *Inverse Problems*, 2003, **19**: 55-63.

(下转第 39 页)