光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2021.04.021

一种高精度低功耗的 APD 偏置电压模块设计

向雨琰，郭守罡，伍　煜，李　松*

（武汉大学 电子信息学院，武汉 430072）

摘　要： 设计了一种具有升压和自动温度漂移补偿功能的雪崩光电二极管(APD)偏置电压模块，该模块包含正反馈振荡器、高频全波整流电路和温度补偿器。正反馈振荡器实现 DC/AC 的变换，并通过变压器进行电压放大；高频全波整流电路通过 AC/DC 变换输出直流高压；温度补偿器通过模拟温度传感器自动补偿 APD 的温度漂移。该模块大小为 1.7 cm×2.7 cm，最大功耗为 100 mW，输出电压在 0～372 V 连续可调，且最大纹波不超过 0.004%，通过对模块中元器件参数的调整，能够对任意型号的 APD 进行电压偏置和温度补偿，偏置电压最大偏差不超过 0.005%。

关键词： 激光探测；雪崩光电二极管；温度补偿；升压

中图分类号： TP312.7　**文章编号：** 1001－5868(2021)04－0556－06

Design of An APD Bias Voltage Module with High Precision and Low Power Consumption

XIANG Yuyan, GUO Shougang, WU Yu, LI Song

(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, CHN)

Abstract: An APD bias voltage module with voltage boost and automatic compensation for temperature drift was designed. The module includes a positive feedback oscillator, a high frequency full wave rectifier circuit and a temperature compensator. Positive feedback oscillator is used to achieve DC/AC conversion, and the transformer is used to amplify voltage. High-frequency full-wave rectifier circuit outputs DC high voltage through AC/DC conversion. The temperature compensator automatically compensates the temperature drift of APD by the simulate temperature sensor. The size of the module is 1.7 cm×2.7 cm, the maximum power consumption is 100 mW, the output voltage is continuously adjustable in 0～372 V, and the maximum ripple is not more than 0.004%. By adjusting the parameters of components in the module, the bias voltage and temperature compensation can be carried out for any type of APD, and the maximum deviation of bias voltage doed not exceed 0.005%.

Key words: laser detection; APD; temperature compensation; boost

0　引言

随着激光器技术和激光探测技术的发展，各种激光测距仪、激光能量探测器等仪器已经广泛应用于科学研究和日常生活领域，同时日新月异的应用场景对激光探测设备，如手持式激光测距仪、星载激光地面足印探测器、激光雷达等[1]，提出了更高增益、更低功耗、更小体积等新要求。雪崩光电二极管(APD)以其光电转换增益高、响应速率快、功耗低、体积小等特点被广泛应用于各种激光探测、光纤通信，以及光纤传感等设备中[2-3]。但 APD 的光电转换增益受其两端的偏置电压和周围环境温度影响，偏置电压纹波太大，或环境温度不稳定都会影响其稳定性，进而影响激光能量探测的精度[4]。为确保 APD 的增益稳定性，一方面要减小偏置电压的纹波，另一方面要对 APD 进行高精度的温度补偿。

收稿日期：2021－05－06.

基金项目：国家自然科学基金项目(41801261)；国家科技重大专项项目(11-Y20A12-9001-17/18，42-Y20A11-9001-17/18).

* **通信作者：**李　松

同时还要考虑低功耗和小体积的使用需求。

常用的产生 APD 偏置高电压的方法有多级电压倍增法[5-8]和高频变压器法[9-11]。其中多级电压倍增法是采用开关电源进行多级电压倍增，该方案输出的电压可以通过设置电压倍增系数进行调整，但是 APD 所需电压较高，需要很多电压倍增级，造成偏压电路元器件多、体积大、功耗高，而且每一级电压倍增都会叠加电源开关管产生的尖峰噪声，严重影响 APD 的探测精度。高频变压器法是采用高频变压器对电压高频交流信号进行放大，产生的高压交流信号经过全波整流后即为高压直流信号，变压器升压没有开关过程，此过程中不会产生任何尖峰噪声，该方案体积小、噪声低，但变压器只能对交流信号进行放大，而且变压器放大倍数为固定值，不能调整。该方案的难点在于如何通过直流电压产生高频交流信号，同时让输出电压可调。

APD 温度补偿的方法主要有恒温法[12-13]和电压数控法[14-15]。恒温法通常采用半导体制冷器对 APD 进行恒温控制，这种方法简单有效，温度补偿精度高，但半导体制冷片会增大整个系统的体积和功耗，通常应用在大型激光探测设备中。电压数控法是在环境温度改变时，通过单片机等主控芯片改变 APD 两端的偏置电压进行增益调整，该方法同样有效，而且体积小、功耗低，主要应用在小体积激光探测设备中，但是该方案需要占用主控芯片的运算资源，在没有主控芯片或芯片休眠时不能独立运行，而且温度补偿精度受限于数字系统分辨率和普通二级管温度传感器的非线性效应。相关文献显示，偏置电压设置精度一般在 0.5%左右，温度补偿精度高于 20%[16-17]。

本文结合高频变压器升压法和偏置电压数控法的优势，设计了一种面向高精度低功耗应用，采用高频变压器升压和高精度模拟温度传感器控制的 APD 偏置电压模块。对比传统的升压方式，该模块降低了电源噪声对信号探测的影响，减小了使用的元器件数量和功耗。并且通过模拟电路系统将电压设置精度提高到 0.005%，通过高精度的温度传感器将温度补偿精度降至 10%以内，同时在温度补偿过程中不占用任何主控芯片资源，能够独立完成 APD 增益的设置和温度补偿。

1　模块结构组成

本文基于小体积、低功耗、独立运行的需求进行设计，设计指标要求电压输出幅值不得低于 300 V，功耗低于 100 mW，不占用任何数字芯片运算资源，尺寸小于 2 cm×3 cm，电源尖峰噪声和纹波比不超过 0.005%，偏置电压控制精度优于 0.5%，温度补偿偏差控制在 10%以内。整个模块的结构图如图 1 所示，该模块由正反馈振荡器、高频全波整流电路和温度补偿器组成，其中正反馈回路由两个晶体管和一个高频变压器构成，全波整流电路由高频高压电容和电阻组成，温度补偿器由两个运算放大器组成。该模块运行流程为：原始电压经过正反馈振荡器后产生高压高频交流电，再通过高频全波整流电路输出高压直流电，此时电压可能击穿 APD，还需要经过温度补偿器进行降压，最终输出具有温度补偿功能的 APD 偏置电压。

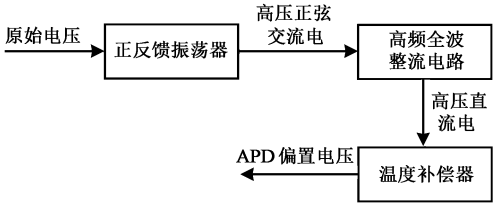


图 1　偏置电压模块结构图

2　电路设计及原理

2.1　正反馈振荡器电路

高频变压器只能对高频交流信号进行放大，需要对原始输入的直流电压进行 DC/AC 变换。正反馈振荡电路原理图如图 2 所示，其中电阻 R_1 和电容 C_2，C_2，电感 L_1 共同构成电源滤波网络，主要用于滤除电源中的噪声。电阻 R_3 用于限制振荡电路中的电流，防止电流过大损坏元器件。电容 C_3 为高通滤波器，用于滤除振荡信号中的高频杂波和改善振荡信号的失真。晶体管 Q_1，Q_2，以及变压器 T_1 的反馈线圈共同构成双管推挽式振荡回路，进行 DC/AC 变换。正反馈振荡过程如图 2 所示，假设某瞬间振荡信号在 Q_1 基极的极性为正，其集电极极性与基极相反为负，该极性信号经过初级线圈的 L_2 反向后为正，并耦合到 Q_2 的集电极，Q_2 的基极极性与集电极相反，信号极性为负，该信号通过变压器反馈线圈 L_3 再次反向，耦合到 Q_1 基极的信号依然为正，所以信号产生的过程为正反馈过程。又由于 Q_1 与 Q_2 的基极极性相反，当 Q_1 处于放大状态时，Q_2 截止；当 Q_2 处于放大状态时，Q_1 截止，导致 Q_1 与 Q_2 输出信号的极性相反、幅值相等，Q_1 与 Q_2 输

出的信号在电源零位上下振荡。假设输入的直流电压为 V_{in}，变压器初级线圈上的电压 V_{out} 可用正弦波函数来描述：

$$V_{out}=2V_{in}\times\sin(2\pi f_0 x) \tag{1}$$

其中，f_0 为谐振频率，频率值由次级线圈 L_4 和电容 C_4 组成的 LC 选频电路决定：

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2}$$

则式(1)可化为

$$V_{out}=2V_{in}\times\sin\left(\frac{x}{\sqrt{LC}}\right) \tag{3}$$

其中，L，C 分别为次级线圈 L_4 的电感值、电容 C_4 的容值。该电路实现了由直流信号到交流信号的转变。假设变压器次级线圈与初级线圈匝数的比值为 N，变压器次级线圈的输出信号为 V_{sec}：

$$V_{sec}=2NV_{in}\times\sin\left(\frac{x}{\sqrt{LC}}\right) \tag{4}$$

通过式(4)，变压器实现了对直流电压 V_{in} 的放大，放大倍数为 $2N$，而且变压器没有开关过程，升压时不会产生任何开关尖峰噪声。

变压器线圈的电感值越大，变压器体积越大，功耗越高。为了减小变压器的体积与功耗，需要尽可能地减小变压器次级线圈的电感。由式(1)可知，正反馈振荡器的振荡频率越高，需要的次级线圈的电感越小，变压器体积越小，所以在设计时应提高正反馈振荡器的振荡频率、减小电路体积。

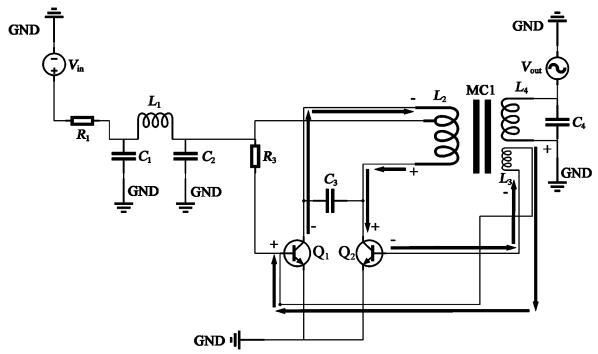


图 2 正反馈振荡电路原理图

2.2 高频全波整流电路

高频全波整流电路用于将变压器输出的高频交流电转换为直流电，其电路原理图如图 3 所示，其中 D_1，D_2，D_3，D_4 均为高频高压二极管，C_5，C_6 为高频高压电容，R_4，R_5，R_6，R_7 为限流电阻，用于减小回路中的电流和电源滤波。

高频全波整流电路工作流程如下：当变压器输出高频交流电的正向脉冲时，二极管 D_2 与 D_3 导通，D_1 与 D_4 截止，电容 C_5 的电压极性为上正下负。当变压器输出高频交流电的负向脉冲时，电容 C_5 的电压极性依然为上正下负，D_2 与 D_3 截止，D_1 与 D_4 导通，流过电容 C_5 的电流方向与正向脉冲时一致，电容 C_5 上的电压在整个周期内正负极性保持不变。如图 4 所示，电容 C_5 上的电压 V_{C_5} 上升时，通过电阻 R_4 向电容 C_6 充电，当电容 C_5 上的电压下降至最低点时，C_6 上的电压 V_{C_6} 的下降值 V_{Rip} 为

$$V_{Rip}=V_{sec}\times(1-e^{-\frac{1}{4R_4C_6f_0}}) \tag{5}$$

V_{Rip} 为直流信号的纹波电压，谐振频率 f_0、电阻 R_4 与电容 C_6 的乘积越大，V_{Rip} 越小，电源质量越好。在谐振频率 f_0 和电阻 R_4 足够大时，可选用容值较小的贴片式陶瓷电容代替传统的电解电容，以减小电路体积。

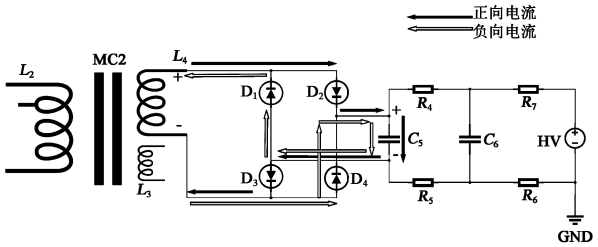


图 3 高频全波整流电路原理图

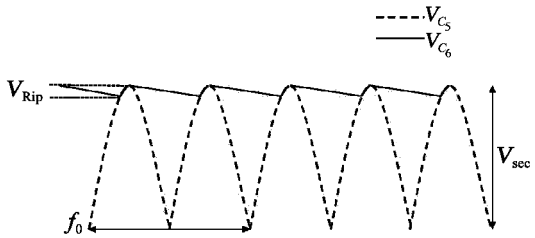


图 4 电源纹波产生原理示意图

2.3 温度补偿器

温度补偿器主要用于将高频全波整流器输出的原始高压信号 HV 降压为带温度补偿功能的 APD 偏置电压，其电路原理图如图 5 所示，其中 R_8 为降压电阻，当有电流流过 R_8 时，其后端 APD 偏置电压 V_f 会减小。R_9，R_{10} 为分压电阻，V_f 经过 R_9，R_{10} 分压得到：

$$V_C=\frac{R_{10}}{R_9+R_{10}}V_f \tag{6}$$

Q_3 为高压晶体管，当其基极电压为高时，集电极和发射极导通，R_8 接地，此时有电流流过 R_8，V_f 减小。U_{1A} 为处于开环放大模式的运算放大器，当正向输入端的电压大于负向输入端时，放大器输出

高电平，反之输出低电平。U_c 为标准电压源，其输出电压 V_E 经过 R_{17}，R_{18} 分压后得到电压 V_e。U_T 为 TI 公司的一款高精度模拟线性温度传感器，型号为 LMT70，精度为 0.1 ℃，输出电压 V_T 随温度变化的曲线函数为

$$V_{T0}=1.1-0.005T \tag{7}$$

其中，T 为 APD 正常工作时的温度，取值范围为：−45～80 ℃。U_{2A} 为 TI 的一款高精度反向放大器 OPA391，其电压漂移值为 45 μV，影响可以忽略不计。其正向输入电压为 1.1 V，由稳压源分压产生，放大倍数为−1，放大后输出的电压为

$$V_T=1.1-V_{T0}=0.005T \tag{8}$$

温度补偿器通过负反馈的方式调节电压：温度传感器输出的反向电压 V_T 与标准电压源产生的电压 V_e 在运算放大器的负向输入端相加，V_f 经过分压电阻得到的电压 V_c 输入放大器的正向输入端。由于运算放大器 U_{1A} 为开环放大模式，当 $V_T+V_e<V_c$ 时，运算放大器输出高电平，晶体管 Q_3 导通，此时有电流从电阻 R_8 流过，R_8 上电压增大，R_9 左端电压 V_f 减小。由式(6)可知，此时，V_c 减小，当减小到 $V_T+V_e>V_c$ 时，晶体管关闭，V_f 开始增大，V_c 增大，晶体管 Q_3 又打开。如此重复，极小段时间后，APD 的偏置电压 V_f 会稳定在：

$$V_f=\frac{R_9+R_{10}}{R_{10}}(V_T+V_e) \tag{9}$$

当环境温度 T 改变时，由式(9)可知，V_T 发生改变，温度补偿器经过新一轮的反馈调节后，稳定在一个新的偏置电压 V_f，V_f 随温度 T 变化而变化。由图 5 可得标准电压源 U_C 的输出电压 V_E 为

$$V_E=\frac{R_{18}+R_{17}}{R_{18}}\cdot V_e \tag{10}$$

其中，V_e 为 V_E 经过 R_{17}，R_{18} 分压后得到的电压。

APD 的偏置电压：

$$V_f=\frac{R_9+R_{10}}{R_{10}}\frac{R_{18}}{R_{18}+R_{17}}V_E+0.005\times\frac{R_9+R_{10}}{R_{10}}T \tag{11}$$

式中第一项为固定常数，代表 APD 的偏置电压，第二项代表 APD 的温度补偿系数，温度 T 越高，V_f 越大。

假设某种 APD 的温度系数为 V_{APD}，该参数的意义是 APD 所处的环境温度每升高 1 ℃需要将 APD 的偏置电压提高 V_{APD}，才能保证 APD 的灵敏度不变。APD 偏置电压的温度漂移补偿公式为

$$V_p=V_m+V_{APD}\times T \tag{12}$$

V_m 为 APD 增益等于 m 时两端的偏置电压，通过适当的电阻组合使

$$V_{APD}=0.005\times\frac{R_9+R_{10}}{R_{10}}T \tag{13}$$

$$V_m=\frac{R_9+R_{10}}{R_{10}}\frac{R_{18}}{R_{18}+R_{17}}V_E \tag{14}$$

其中，R_{18} 为可调电位器，通过某个 APD 的温度漂移系数 V_{APD} 确定 R_9，R_{10} 的阻值后，再通过调整 R_{18} 电阻阻值，可以使偏置电压模块输出任意幅值的偏置电压 V_m，从而完成 APD 增益设置和温度漂移补偿，且不依赖任何主控芯片资源，完全独立运行。

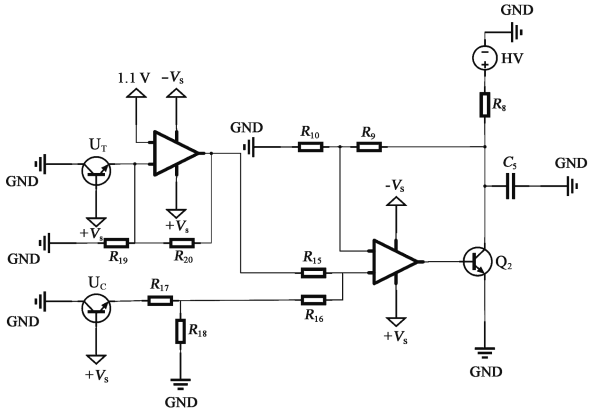


图 5　温度补偿电路原理图

3　实验结果分析

该模块实物图如图 6 所示，其长为 2.7 cm，宽为 1.7 cm。通过电压源 RIGOL DP832 测得，该模块在输入电压为 8.2 V 时，最大输入电流为 12.1 mA，最大功耗为 99.22 mW。

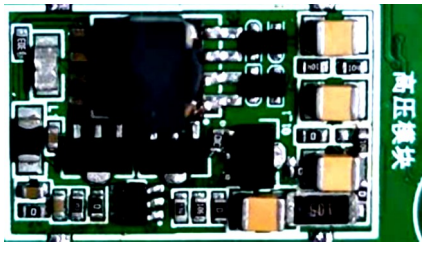


图 6　模块实物图

3.1　正反馈振荡器输出测试

使用示波器(MSO4104)对正反馈振荡器进行输出测试，原始输入电压为 8.2 V，选频电感 $L_4=16.6$ μH，电容 $C_4=47$ nF，理想输出频率为

180.1 kHz，测得实际输出波形如图 7 所示，输出波形峰峰值为 16.2 V，振荡频率为 175.8 kHz，实现了高频 DC/AC 变换。

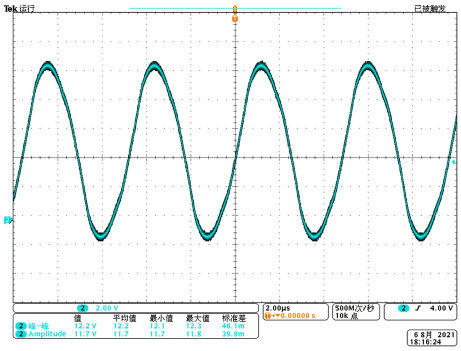


图 7 正反馈振荡器输出

经过高频变压器放大后的输出波形如图 8 所示，变压器初级线圈与次级线圈匝数之比为 $N=10:314$，模块输出最大电压的峰峰值为 374 V，电压放大倍数为 45.3 倍，低于 62.8 倍的理想值，这是因为高频变压器体积小、线径细，在电磁转换中存在较大损失。

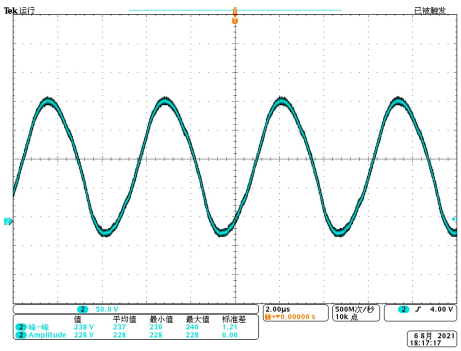
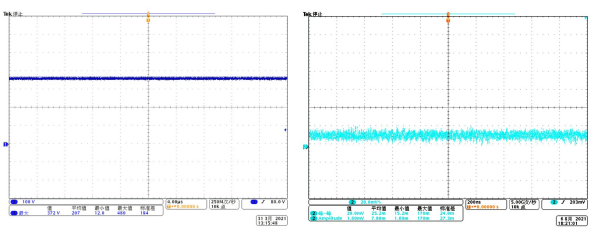


图 8 高频变压器输出

3.2 高频全波整流电路输出

高频全波整流电路输出的直流电压和电压纹波如图 9 所示，在未经温度补偿电路降压的情况下，偏置电压为最大值，图 9(a)所示示波器显示直流电压为 372 V，图 9(b)所示示波器显示纹波的峰峰值为 12.7 mV，电源纹波比为 0.003%。



(a) 直流电压 (b) 电压纹波

图 9 高频全波整流电路输出波形

3.3 温度补偿器测试

通过调节 R_{18}，使其电阻为零，此时运算放大器负端接地 $V_T+V_e\approx 0$。由式(10)可知，此时偏置电压最低，$V_f\approx 0$ V。通过调节 R_{18}，使其电阻最大，此时 V_f 输出高频全波整流电路原始电压：$V_f=372$ V。由此实现了偏置电压 0～372 V 范围内的任意调节。

测试用 APD 型号为 LSSAPD9-800，其温度系数为 0.9 V/℃，当环境温度为 0 ℃，偏置电压为 180.0 V 时，APD 增益为 100。取电阻 $R_{10}=5$ kΩ，$R_9=895$ kΩ，调节电阻 R_{18} 的阻值，使 $V_e=1$ V，则式(12)可化为

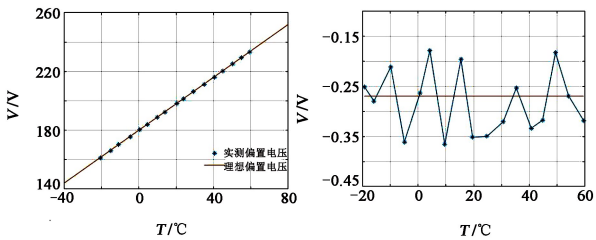
$$V_f=\frac{R_9+R_{10}}{R_{10}}\times(0.005T+1)=180.0+0.9T \tag{15}$$

式(15)为理想状态下 APD 偏置电压与温度的关系。将模块放入恒温箱内，得到表 1 所示恒温箱温度与 APD 偏置电压在不同温度下的实验数据，图 10(a)为实际测得 APD 偏置电压与理论值的关系，图 10(b)表明理论值与实测值之间存在系统误差和随机误差，系统误差由运算放大器的零位电压漂移导致，随机误差主要由温度传感器导致。所选用的运算放大器 U_{1A} 型号为 LMH6642，实测零位电压漂移值 V_{dri} 为 3 mV，产生的系统误差为

$$V_S=\frac{R_9+R_{10}}{R_{10}}V_{dri}=-0.27\ \text{V} \tag{16}$$

表 1 不同温度下的偏置电压

T/℃	V/V	T/℃	V/V
−19.7	162.0	25.3	202.5
−14.5	166.7	30.1	206.8
−10.4	170.4	40.4	216.0
−4.8	175.4	35.6	211.8
−0.5	179.3	44.4	219.7
4.9	184.1	51.0	225.5
10.0	188.8	54.1	228.4
14.5	192.7	60.9	234.5
20.3	197.9		



(a) 偏置电压实测值与理论值 (b) 实测值与理论值偏差

图 10 APD 温度补偿效果

除去系统误差后，APD 偏置电压模块具有良好的温度补偿效果，理论值与实测值符合良好。实验结果表明，在 −20～60 ℃ 的温度下，模块对于 LSSAPD9-500 偏置电压的控制误差标准差为 0.065 V，温度补偿偏差为(0.065/0.9)%＝7%，偏置电压控制精度优于 0.005%。

模块实现了直流电压到高频交流电压的转换，并通过高频变压器完成了 45.3 倍的放大，高频全波整流电路输出的 APD 偏置电压的纹波为 0.004%。最终模块的温度补偿精度在 −20～60 ℃ 范围内的误差小于 10%，偏置电压设置精度优于 0.005%。

4　总结

本文基于高精度模拟温度传感器和模拟电路控制方法，设计了一款面向高精度低功耗的 APD 偏置电压模块，这一方案相比传统的 APD 偏置电压模块体积更小，噪声更低，功耗更小，精度更高，而且不占用任何运算资源，能够独立运行，在 APD 所处的环境温度变化时能快速准确地调节偏置电压。对小型激光能量检测和激光测距仪等设备的 APD 偏置电压模块设计具有一定的指导意义。

参考文献：

[1] 曹　杰，郝　群，张芳华，等. APD 三维成像激光雷达研究进展[J]. 红外与激光工程，2020，49(9)：264-273.
Cao J，Hao Q，Zhang F H，et al. Research progress of APD three-dimensional imaging lidar [J]. Infrared and Laser Engineering，2020，49(9)：264-273.

[2] 丁春楠，叶　茂，夏显召，等. 面向 LiDAR 应用的 APD 单片前端读出电路设计[J]. 红外与激光工程，2019，48(S1)：27-32.
Ding C N，Ye M，Xia X Z，et al. Monolithic front-end readout circuit for LiDAR using APD detector[J]. Infrared and Laser Engineering，2019，48(S1)：27-32.

[3] 申莎莎. 少模光纤光栅的飞秒激光制备及其特性[J]. 传感器与微系统，2019，38(8)：18-20，24.
Shen Shasha. Few modes FBG inscribed by femtosecond laser and its characteristics [J]. Transducer and Microsystem Technologies，2019，38(8)：18-20，24.

[4] 冯　颖，张　合，张祥金，等. 激光探测系统雪崩管实时补偿研究[J]. 南京理工大学学报(自然科学版)，2010，34(6)：787-791.
Feng Y，Zhang H，Zhang X J，et al. Research on real time avalanche tube compensation of laser detection system[J]. J. of Nanjing University of Science and Technology，2010，34(6)：787-791.

[5] 任晓东，黄民双，唐　建. 宽动态范围连续可调 APD 高压偏压电路[J]. 北京石油化工学院学报，2008，16(4)：46-49.
Ren X D，Huang M S，Tang J. Wide dynamic range continuously adjustable APD high voltage bias circuit[J]. J. of Beijing Institute of Petrochemical Technol.，2008，16(4)：46-49.

[6] 魏正军，王金东. 高精度雪崩光电二极管偏置电源[J]. 通信电源技术，2011，28(4)：73-74.
Wei Z J，Wang J D. A high precision avalanche photon diode bias power supply[J]. Telecom Power Technol.，2011，28(4)：73-74.

[7] 叶云燕. 低噪声 APD 偏置电源的设计[J]. 电源世界，2003，(12)：45-47.
Ye Y Y. Design of low noise APD offset power supply[J]. The Word of Power Supply，2003，(12)：45-47.

[8] 曾毓敏. 低耗低纹波可控式 APD 偏置电路[J]. 半导体光电，2002，23(1)：69-71.
Zeng Y M. Low consumption low ripple controlled APD bias circuit[J]. Semiconductor Optoelectronics，2002，23(1)：69-71.

[9] 裴子轩，吴　一，黎　坤. 基于准谐振技术的反激式高压电源设计[J]. 数字技术与应用，2020，38(11)：115-120，123.
Pei Z X，Wu Y，Li K. Design of flyback high voltage power supply based on quasi resonant technology [J]. Digital Technology & Application，2020，38(11)：115-120，123.

[10] 伍群芳，王　勤，徐佳林，等. 一种电压钳位型零电压开关推挽式高频环节 DC/AC 变换器[J]. 中国电机工程学报，2017，37(6)：1787-1797.
Wu Q F，Wang Q，Xu J L，et al. ZVS push-pull high-frequency-link DC/AC converter with voltage clamping [J]. Proc. of the CSEE，2017，37(6)：1787-1797.

[11] 沈孟锋，羊荣金，张学良，等. 一种高频变压器多级式拓扑的微型逆变器设计[J]. 电源技术，2021，45(2)：259-262.
Sheng M F，Yang R J，Zhang X L，et al. Design of micro inverter with multi-stage topology of high frequency transformer[J]. Chinese J. of Power Sources，2021，45(2)：259-262.

[12] 刘风江，张晓青，贾豫东. 闭环温度控制的 APD 光电探测器设计[J]. 传感器与微系统，2016，35，291(5)：103-105，112.
Liu F J，Zhang X Q，Jia Y D. Design of closed-loop temperature controlled APD photoelectric detector [J]. Transducer and Microsystem Technologies，2016，35，291(5)：103-105，112.

[13] 吴国秀，段发阶，郭浩天. 基于 TPS40210 的 APD 偏压温补电路设计[J]. 电子设计工程，2015，(3)：119-122.
Wu G X，Duan F J，Guo H T. APD bias voltage circuit with temperature compensation based on TPS40210[J]. Electronic Design Engineering，2015，(3)：119-122.

(下转第 567 页)

统、CASSI系统之间的、具备目标图谱完全恢复能力的新型视频光谱成像方法。搭建的装置试验表明：UDACSI系统在可见和近红外波段具备对远距离遥感目标视频光谱成像探测的能力，在后续的UDACSI系统优化和研制上提供了重要参考。

参考文献：

[1] Simone P, Stefano P, Raffaele C, et al. Special Issue: Hyperspectral remote sensing of agriculture and vegetation [J]. Remote Sensing, 2020, 12(21): 3665.

[2] 付严宇，杨　桄，关世豪. 航空航天高光谱成像仪研究现状及发展趋势[J]. 红外，2020，41(8)：1-8，14.
Fu Yanyu, Yang Guang, Guan Shihao. Research status and development trend of hyperspectral imagers onboard airborne and spaceborne platforms[J]. Infrared, 2020, 41(8): 1-8, 14.

[3] Sellar Glenn R, Boreman Glenn D. Classification of imaging spectrometers for remote sensing applications [J]. Optical Engineering, 2005, 44(1): 13602.

[4] Tao C, Zhu H, Sun P, et al. Hyperspectral image recovery based on fusion of coded aperture snapshot spectral imaging and RGB images by guided filtering [J]. Optics Communications, 2020, 458: 124804.

[5] David K, Kerkil C, Ashwin W, et al. Multiframe image estimation for coded aperture snapshot spectral imagers[J]. Applied Optics, 2010, 49(36): 6824-6833.

[6] Wa A, PN P, S Xiaobai, et al. Video rate spectral imaging using a coded aperture snapshot spectral imager[J]. Optics Express, 2009, 17(8): 6368-6388.

[7] 刘世界，张旭东，张　月，等. 多帧图像编码孔径光谱成像技术[J]. 红外与毫米波学报，2017，36(6)：799-804.
Liu Shijie, Zhang Xudong, Zhang Yue, et al. Multi-frame image coded aperture snapshot spectral image technology[J]. J. of Infrared and Millimeter Waves, 2017, 36(6): 799-804.

[8] Liu Shijie, Li Chunlai, Xu Rui, et al. Method for evaluating spectral similarity based on first-order gradient information [J]. Spectroscopy and Spectral Analysis, 2021, 41(3): 776-781.

[9] Jeon D S, Baek S, Yi S, et al. Compact snapshot hyperspectral imaging with diffracted rotation [J]. ACM Trans. on Graphics (tog), 2019, 38(4).

[10] Zhao Z, Bai L, Han J, et al. High-SNR snapshot multiplex spectrometer with sub-hadamard-s matrix coding[J]. Optics Communications, 2019, 453.

[11] Zhou Wang, Alan Conrad Bovik, Hamid Rahim Sheikh. Image qualifty assessment: From error visibility to structural similarity[J]. IEEE Trans. on Image Processing, 2004, 13(4).

[12] 刘世界，李春来，徐　睿，等. 基于一阶梯度信息的光谱相似度评价方法[J]. 光谱学与光谱分析，2021，41(3)：776-781.
Liu Shijie, Li Chunlai, Xu Rui, et al. Method for evaluating spectral similarity based on first-order gradient information[J]. Spectroscopy and Spectral Analysis, 2021, 41(3): 776-781.

[13] Liu Shijie, Zhang Xudong, Zhang Yue, et al. Multi-frame image coded aperture snapshot spectral image technology[J]. J. of Infrared and Millimeter Waves, 2017, 36(6): 799-804.

作者简介：

徐　艳(1993－)，女，安徽阜阳人，硕士研究生，主要研究领域为快照式光谱成像技术；

王建宇(1959－)，男，博士，研究员，博士生导师，主要研究方向为空间红外光电系统、空间激光探测系统、量子通信卫星系统等。

(上接第561页)

[14] 宋建华. 具有温度补偿的APD数控偏压电路[J]. 光学与光电技术，2013，11(2)：12-15.
Song J H. APD numerical control bias circuit with temperature compensation[J]. Optics & Optoelectronic Technology, 2013, 11(2): 12-15.

[15] 王　东，张　凡，黄光明，等. 基于FPGA的光电倍增管APD偏压控制电路设计[J]. 核电子学与探测技术，2008，28(6)：1219-1222.
Wang D, Zhang F, Huang G M, et al. Design of bias control circuit for photomultiplier APD based on FPGA[J]. Nuclear Electronics & Detection Technol., 2008, 28(6): 1219-1222.

[16] 高　远，李　松. 温度控制与温度补偿双模式的APD驱动电路设计[J]. 半导体光电，2019，40(6)：869-873.
Gao Y, Li S. APD drive circuit design for temperature control and temperature compensation dual mode[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2019, 40(6): 869-873.

[17] 李　旭，彭　欢，王春辉. 星载激光测距仪APD最佳雪崩增益控制技术研究[J]. 红外与激光工程，2016，45(5)：77-82.
Li X, Peng H, Wang C H. APD optimal gain control investigation for space borne laser range find[J]. Infrared and Laser Engineering, 2016, 45(5): 77-82.

作者简介：

向雨琰(1994－)，男，博士研究生，主要从事光电探测方面的研究；

李　松(1965－)，女，博士，教授，博士生导师，主要从事卫星激光遥感技术与设备方面的研究。