

引用格式: SONG Ke-fei, HAN Zhen-wei, HE Ling-ping, *et al.* Inductive Charge Readout for Far Ultraviolet Photon Count Imaging Detector[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2020, 49(7): 0725001

宋克非, 韩振伟, 何玲平, 等. 远紫外光子计数成像探测器的感应电荷读出方法[J]. 光子学报, 2020, 49(7): 0725001

远紫外光子计数成像探测器的感应电荷读出方法

宋克非¹, 韩振伟^{1,2}, 何玲平¹, 尼启良¹

(1 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 长春 130033)

(2 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 为了满足空间远紫外波段成像高空间分辨率和高计数率的探测需求, 阐述了光子计数成像探测器的感应电荷读出方法, 用于对地球电离层进行远紫外波段遥感探测的成像光谱仪. 研究了具有成形网络的电荷灵敏放大器各参数间的关系, 从理论上分析了电荷灵敏放大器的上升时间及成形网络的成形时间常数对电荷读出噪声和探测系统计数率的影响, 并建立了它们之间的定量关系. 提出了电荷读出网络参数的设计和选取原则, 并采用适合空间环境的分立电子元件研制出基于楔条形阳极光子计数式成像探测器的电荷读出电路. 实验结果表明, 所设计的感应电荷读取链路在成形时间为 500 ns 时链路等效输入噪声电荷约为 230 e, 电荷灵敏放大器上升时间小于 8 ns, 与建立的模型计算值有较好的一致性. 在入射光强计数率 86.2 kcps 条件下, 所测图像的空间分辨率达到 7.13 lp/mm, 满足空间远紫外波段成像光谱仪的使用要求.

关键词: 光子计数成像探测器; 电荷读出方法; 电荷灵敏放大器; 成形网络; 响应时间

中图分类号: O433.1; TH744.1

文献标识码: A

doi: 10.3788/gzxb20204907.0725001

Inductive Charge Readout for Far Ultraviolet Photon Count Imaging Detector

SONG Ke-fei¹, HAN Zhen-wei^{1,2}, HE Ling-ping¹, NI Qi-liang¹

(1 Changchun Institute of Optics Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

(2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: In order to meet the need of high spatial resolution and high count rate in the imaging of far ultraviolet band, the method of acquiring the induced charge of the photon count imaging detector is described, which can be used in the imaging spectrometer for remote sensing of far ultraviolet band in the ionosphere of the earth. The relation between the parameters of the charge sensitive amplifier with pulse shaper is studied. The influence of the rise time of the charge sensitive amplifier and the time constant of the pulse shaper on the noise and counting rate is analyzed by numerical model. The selection principle of network parameters is proposed, and a front-end readout circuitry for photon count imaging detector based on wedge and strip anode is developed with discrete electronic components suitable for space applications. The experiment results show that when the shaping time is 500 ns, the equivalent input noise charge of readout circuits is about 230 e, and the rise time of the charge sensitive amplifier is better than 8 ns, which have better consistency with the calculated values. The spatial resolution of the measured images is up to 7.13 lp/mm, and the highest counting rate is 86.2 kcps, which meets the requirements of the far-ultraviolet band imaging spectrometer on-orbit mission operations.

Key words: Photon count imaging detector; Method of charge readout; Charge sensitive amplifier; Pulse

基金项目: 国家自然科学基金(Nos.61475154, U1631117)

第一作者: 宋克非(1967—), 女, 研究员, 硕士, 主要研究方向为微弱信号检测及紫外遥感技术. Email: songkefei@sina.com

通讯作者: 韩振伟(1982—), 男, 副研究员, 硕士, 主要研究方向为光子探测技术及光电信号处理. Email: hanzhenwei1234@163.com

收稿日期: 2019-11-05; 录用日期: 2020-01-28

<http://www.photon.ac.cn>

0725001-1

shaper; Response time

OCIS Codes: 250.0040; 260.7200; 300.6440; 300.6500; 250.4745

0 引言

电离层对人类的通讯、导航、航空航天等活动有重要影响^[1],因此,需要研究电离层的时空变化.而用搭载于近地轨道卫星的高分辨率远紫外(Far Ultraviolet, FUV)成像光谱仪探测电离层大气中的O、N₂、H等主要粒子产生的110~185 nm辐射是获取电离层中这些粒子含量的重要手段^[2].对电离层大气的FUV波段光谱成像探测始于1992年发射的美国国防气象卫星(Defense Meteorological Satellites Program, DMSP)卫星^[3]上的紫外天底成像光谱仪^[4],2001年发射的美国太阳能地球探测卫星(Thermosphere, Ionosphere, Mesosphere Energetics and Dynamics, TIMED)上的全球紫外成像仪^[5]是紫外天底成像光谱仪的改进型,目前美国已经发射多颗.这些成像光谱仪工作波长为110~185 nm,光谱分辨率为1.1~1.5 nm,均使用金属楔条形阳极(Wedge and Strip Anode, WSA)光子计数成像探测器,其最高计数率为 1.5×10^5 cps,光谱仪焦平面大小为15.6 mm×16.5 mm,对应像元数为160×14,探测器像元大小为98 μm×1178 μm,所用微通道板(Microchannel Plate, MCP)有效直径为25 mm.这种基于MCP及WSA阳极的光子计数成像探测器^[6-7]用质心法来确定入射光子的位置,即用金属WSA阳极直接测量从MCP出射的电子云质心,以此来确定入射光子的位置^[8,10].当电子云入射到金属阳极表面时会产生大量二次电子而改变电子云的空间电荷分布,产生位置非线性和图像不稳定性.解决的方法是用一种非晶态半导体薄膜直接收集MCP堆出射的电子云,在位于其后的不同形状的阳极上产生感应电荷^[11,13],既减小了图像的非线性^[14],同时又提高了图像的分辨率.

本文对感应电荷的读出方法建立模型,通过计算和实验来获得感应电荷输出方法的设计依据.研究了电荷读出电路各参数间的关系,重点从理论上分析了上升时间及成形时间对噪声、计数率的影响,建立了电荷读出电路的上升时间与漏计误差、成形时间与等效输入噪声的定量关系.

1 FUV波段感应电荷WSA阳极光子计数成像探测器

开口式FUV波段感应电荷WSA探测器由两块工作在脉冲计数模式下的MCP堆和感应电荷WSA组成,结构简图及其照片如图1所示^[15-16].MCP堆是由电阻为100 MΩ、长径比为60:1、直径为33 mm(有效口径25 mm)、通道直径为12.5 μm的两块MCP叠加而成的V型结构,在MCP中间插入厚度为0.1 mm的康铜环来提高MCP堆的增益并抑制离子反馈,MCP孔偏角为6°/6°,顶部MCP的前表面镀有CsI薄膜.在高压作用下,经MCP堆连续倍增的光电子所形成的电子云在WSA阳极表面产生感应电荷,不同位置的电极对应的输出电荷量信号不同,根据阳极输出信号的模拟量的比率,就能得到电子云质心所在的位置,即入射光子位置.WSA的三个电极对电子云进行分割并收集电荷^[17],三个特性一致的电荷灵敏放大器(Charge Sensitive Amplifier, CSA)分别对WSA电极输出的电荷信号进行转换,并由成形器将其成形为准高斯脉冲,再由后续电子学系统采集和处理,最终对电子云质心位置进行解码和图像重构^[18].

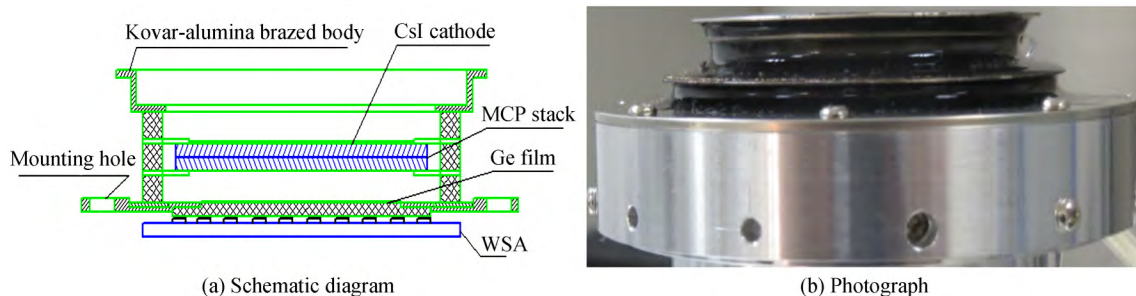


图1 基于WSA的MCP探测器结构简图及照片

Fig.1 Schematic diagram and photograph of MCP detector based WSA

当电荷量为 Q 的电子云团降落在楔条形阳极板上时,各电极收集到的电荷量分别为 Q_w 、 Q_s 、 Q_z ,每个电极所收集到的电荷量与电子云团覆盖的电极面积成正比,因此可以得到楔条形阳极的质心解码坐标计算公

0725001-2

式,即

$$\begin{cases} X = \frac{K_1 Q_S}{Q_S + Q_W + Q_Z} \\ Y = \frac{K_2 Q_W}{Q_S + Q_W + Q_Z} \end{cases} \quad (1)$$

式中, X 和 Y 为电子云团质心坐标, K_1 和 K_2 为比例系数.从式(1)可知楔条形阳极质心位置的坐标精度与电极收集的电荷量有直接关系.

图像的空间分辨率和动态范围是探测系统的两个主要指标^[19].空间分辨率由位置敏感阳极 WSA 和电荷读出电路的电子学噪声决定.为提高探测系统的空间分辨率,必须设法减小探测电荷的读出噪声^[20].系统的动态范围即光强的测量范围主要受系统响应时间的限制,当光强增加时,入射到 MCP 探测器的光子速率增加,位置敏感阳极的感应电荷时间间隔会变小.如果电荷读出电路响应时间小于电荷脉冲时间间隔,读出电路输出的电压脉冲会产生堆积效应,探测系统则因脉冲堆积而产生脉冲数的漏计.为此要求电荷灵敏放大器具有足够快的上升时间,成形器的成形时间既要满足计数率的要求又要保证一定的信噪比.由此可知,空间分辨率和动态范围在很大程度上取决于电荷读出电路的读出噪声和响应时间.

2 探测器电荷读出方法分析与设计

电荷读出电路包括电荷灵敏前置放大器和成形器,其响应时间由电荷灵敏前置放大器的上升时间和成形器的成形时间决定,响应时间若长于脉冲时间间隔则会将脉冲时间间隔较近的多个脉冲叠加为单个脉冲,进而影响探测系统的动态范围和线性范围.

2.1 电荷灵敏放大器的上升时间

具有场效应管(Field Effect Transistor, FET)输入的电荷灵敏放大器原理如图 2 所示. C_m 为包括 FET 输入级的整个放大器的输入电容, $S(W/Z)$ 为探测器电荷读出阳极, C_d 为某一电极的电容, $V_D=Q/C_d$, Q 为电极的输出电荷. R_f 、 C_f 为电荷灵敏放大器的反馈电阻和反馈电容, R_f 兼有稳定工作点和泄放电荷的双重作用.

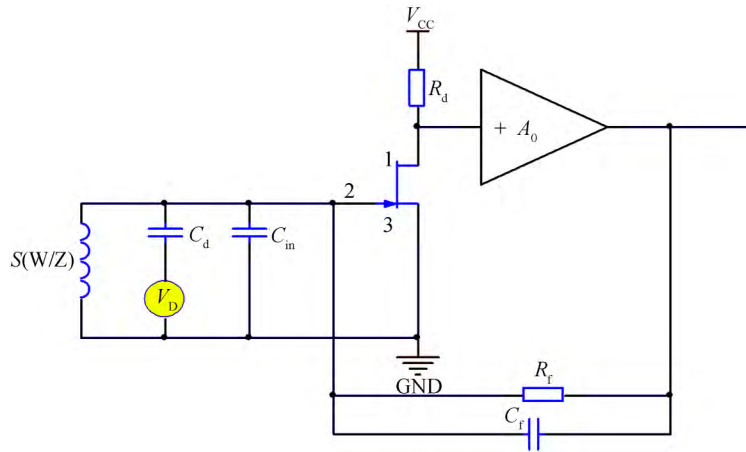


图 2 电荷灵敏放大器原理图

Fig.2 Schematic diagram of charge sensitive preamplifier

电荷灵敏放大器总输入电容为 $C_d + C_m + [1 + A(s)]C_f$, $A(s)$ 为 FET 输入的电荷灵敏放大器的总增益,考虑 FET 共源极低频放大倍数为 $g_m R_d$ (g_m 和 R_d 分别为 FET 工作点处的跨导和漏极电阻),当 $\omega C_f \gg 1/R_f$ 时,电荷灵敏放大器的闭环传递函数为

$$\frac{V_o}{Q} = \frac{1}{C_f} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k}{g_m R_d A_0} (1 + ST_1)(1 + ST_2)} \quad (2)$$

式中, $k = (C_d + C_m + C_f)/C_f$, A_0 为运算放大器的开环放大倍数, T_1 、 T_2 分别为 FET 和运算放大器的时间常数,一般 $g_m R_d A_0 \gg k$, 当 $T_1 \ll T_2$ 时式(2)可表示为

$$\frac{V_o}{Q} = \frac{1}{C_f} \cdot \frac{1}{1 + \frac{kT_2}{g_m R_d A_0} S} \quad (3)$$

式中, $kT_2/g_m R_d A_0$ 可看成电荷灵敏放大器闭环主极点, 称闭环积分时间常数 t_{cl} , 则电荷灵敏放大器的上升时间为 2.2 倍的 t_{cl} , 即

$$t_r = 2.2 kT_2 / g_m R_d A_0 \quad (4)$$

因此, 欲获得快速的上升时间, 需选择 g_m 大、截止频率高的 FET 和开环放大倍数高的快响应宽带放大器, 尽量减少探测器电容. 在电荷灵敏度满足要求的情况下适当增加 C_f 也有助于 t_r 的减小.

由于所探测的光子和探测器输出的光电脉冲是一串连续的独立事件, 其脉冲幅度和间隔均遵循泊松分布, 因此入射光子平均数率 R_i 和探测器输出的光电脉冲平均数率 R_o 的关系为

$$R_o = R_i e^{-R_i t_w} \quad (5)$$

式中, R_i 、 R_o 以每秒光子数 (c/s) 计, t_w 为光电脉冲半宽度, 因此以百分数表示的漏计误差为 $\epsilon = 1 - e^{-R_i t_w}$. 欲使频率 $f = 1/2t_w$ 的信号通过系统, 则该系统的带宽 $\Delta f \geq f$, 由于关心的是光子计数而不是波形, 所以取极限值 $\Delta f = f$, 根据高频电路理论有 $\Delta f \cdot t_r = 0.35 \sim 0.45$, 若电荷灵敏放大器允许漏计误差为 ϵ_A , 则电荷灵敏放大器的上升时间应满足

$$t_r \leq \frac{-(1.6 \sim 2.1) \log(1 - \epsilon_A)}{R_i} \quad (6)$$

由此可以得出, 探测系统的计数率越高, 要求电荷灵敏放大器的上升时间越快. 探测系统除电荷灵敏放大器的上升时间外, 成形网络的成形时间常数也会影响计数率.

2.2 成形器的成形时间

图 3 是一种将输入准阶跃脉冲变成脉冲波形近似高斯函数的电路形式, 它的作用是在不改变或者线性改变脉冲幅度的情况下将重叠脉冲分开, 同时滤除噪声, 改善信号质量, 提高信噪比. 在电荷灵敏放大器和成形器之间通常会加入一个微分电路和极零相消补偿电路. 微分电路、极零相消和成形器的简化模型如图 3 所示.

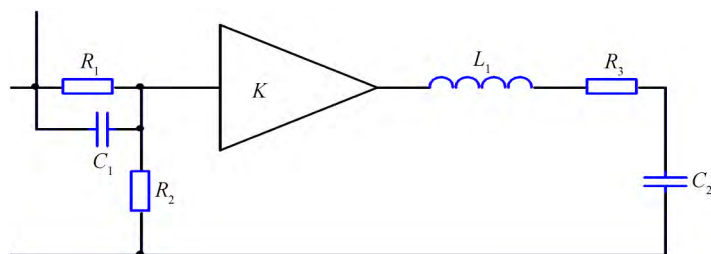


图 3 微分电路、极零相消和成形器简化的拓扑结构

Fig.3 Schematic diagram of differential circuit, pole zero cancellation and pulse shaper

极零相消网络的作用是消除微分电路后脉冲尾部下冲, 将长尾脉冲变成无下冲的短尾脉冲, 以减少对后续脉冲的影响, 其传递函数为

$$H_1(S) = \frac{K_1 (R_1 C_1 S + 1)}{R_1 K_1 C_1 S + 1} \quad (7)$$

式中, $K_1 = R_2 / (R_1 + R_2)$, 当 $R_1 C_1 = R_1 C_f$, $R_1 \gg R_2$ 时输出脉冲衰减的时间常数为 $R_2 C_1$. 成形网络将单极性的指数衰减波形变成近似高斯形状的脉冲, 同时滤除噪声, 其传递函数为

$$H_2(S) = \frac{1}{\tau_s^2 S^2 + 2\xi\tau_s S + 1} \quad (8)$$

式中, $\tau_s = \sqrt{L_1 C_2}$, $\xi = \frac{R_3}{2} \sqrt{\frac{C_2}{L_1}}$.

调整成形网络的参数, 可以获得高质量的成形脉冲. 除了信号信噪比之外, 表征成形器的另外一个关键指标是成形时间, 成形时间被定义为与时间等效的输出高斯脉冲宽度的标准偏差. 成形时间 τ 与输出高斯脉

冲半高宽度(Full Width Half Maximum, FWHM)的关系为

$$\tau = \text{FWHM}/2.35 \quad (9)$$

当 τ 增大,脉冲宽度会展宽,成形脉冲宽度大于两个光子脉冲的最小间隔时,就会产生脉冲堆积,造成计数误差,同理可推出成形时间与漏计误差的关系为

$$\tau \leq \frac{-0.5 \log(1 - \epsilon_{\text{shap}})}{R_i} \quad (10)$$

当电荷灵敏放大器和成形器的漏计误差分别为 ϵ_{amp} 和 ϵ_{shap} 时,根据误差理论可知,电路总漏计误差为

$$\epsilon = (\epsilon_{\text{amp}}^2 + \epsilon_{\text{shap}}^2)^{1/2} \quad (11)$$

2.3 电荷读出噪声与成形时间的关系

电荷读出电路噪声分析等效模型如图4所示,电路所有噪声源用一个等效并联噪声电流 I_n 和一个等效串联噪声电压 V_n 替代。

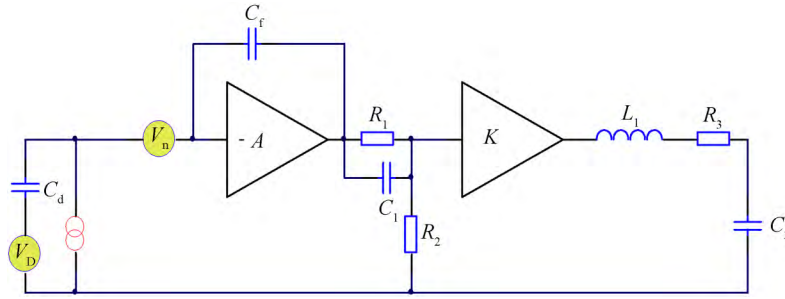


图4 电荷读出噪声模型
Fig.4 Model of charge readout noise

当 $A \cdot C_f \gg C_d$ 时,认为所有的噪声电流都流进电荷灵敏放大器,对于白噪声而言,等效并联输入噪声电流引起的输出噪声电压均方值为

$$\overline{V_{ni}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty I_n^2 |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (12)$$

式中, $H(j\omega)$ 为从电荷灵敏放大器输入端到成形网络输出端的整个信号读出系统的传递函数。为讨论方便,令式(11)中 $\xi = 1$,且 $R_1 C_1 = R_f C_f$, $R_2 C_1 = \sqrt{LC} = \tau$ 时信号读出系统的传递函数为

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_f} \cdot \frac{j\omega\tau}{(1 + j\omega\tau)^3} \quad (13)$$

将传递函数代入式(12),进行积分并用洛必达法则可得等效并联输入电流噪声引起的输出噪声电压均方值为

$$\sqrt{\overline{V_{ni}}^2} = 0.30 \frac{I_n}{C_f} \sqrt{\tau} \quad (14)$$

同理,图4中 $V_n = Q_n/C_D$, $V_{no} = Q_n/C_f$,等效串联噪声电压引起的输出噪声电压均方值为

$$\sqrt{\overline{V_{nv}}^2} = 0.18 \frac{V_n C_D}{\sqrt{\tau} C_f} \quad (15)$$

则总噪声电压为

$$\overline{V_{no}}^2 = (\overline{V_{ni}}^2 + \overline{V_{nv}}^2)^{1/2} \quad (16)$$

对于图2的电荷灵敏放大器其主要噪声源为串联FET沟道热噪声电压、并联 R_f 热噪声及FET栅极漏电流引起的噪声,它们分别为

$$\overline{V_{nv}}^2 = 4KT_m R_{eg} = 2.8KT_m/g_m \quad (17)$$

$$\overline{i_{nRf}}^2 = 4KT_m/R_f \quad (18)$$

$$\overline{i_{ni}}^2 = 2QI_g \quad (19)$$

式中, $Q=1.6\times 10^{-19}\text{C}$, K 为玻尔兹曼常数, T_m 为温度, I_g 为 FET 栅极漏电流. 将式(17)~(19)代入式(14)~(16), 得到总的噪声电压, 并将以电压表示的噪声转换成以输入电荷表示的噪声, 其对应等效输入噪声电荷为

$$Q_n^2 = 4KT \left(\frac{C_D^2 R_{eg}}{\tau} + \frac{3\tau}{R_f} + \frac{3Q_e I_g \tau}{2KT} \right) \quad (20)$$

2.4 电荷读出电路设计原则

分析可知, 电路设计时其参数选择应遵循如下原则: 首先反馈电容 C_f 值的确定, 主要考虑电荷放大器的灵敏度、上升时间和转换精度, 反馈电容 C_f 越小电荷放大器灵敏度越高, C_f 越大对上升时间和转换精度越有利, 在满足灵敏度的情况下, 可以适当加大 C_f , 但同时要兼顾探测器增益和满量程电压的要求. 反馈电阻 R_f 的选取可以从噪声、转换精度以及计数率的角度考虑, 反馈电阻 R_f 增大, 热噪声也随之增加, 需要选取适当的成形放大器来衰减噪声, 提高信噪比; 反馈电阻 R_f 越大可以减少其对反馈电容 C_f 的分流作用, 对提高电荷转换精度有益处; 但 R_f 增大电荷放大器输出的脉冲尾部衰减时间变长, 对高计数率应用不利, 需要结合后端微分网络来减少脉冲尾部持续时间.

为了得到低噪声电荷读出电路, 电荷放大器的输入级应选择跨导大, 输入电容小的 FET. 在元器件参数一定的情况下电路存在着最佳成形时间, 使系统的信噪比最佳. 但最佳成形时间常数通常较大, 会使漏计误差增加, 选择成形时间应在满足计数率的情况下尽量接近最佳值. 光子计数探测器所用的楔条形位置敏感阳极的寄生电容为 40 pF, 场效应管选用 JFET 2N4416, 其等效输入噪声电压为 $6\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 栅极漏电流 I_g 为 $1\times 10^{-10}\text{A}$, 等效输入电容 C_m 为 10 pF, 实际工作点处的跨导 g_m 为 5 mA/V, 漏极电阻 R_d 为 750 Ω . 运算放大器选用高速放大器 THS4031, 其开环增益为 $A_0=60\text{ dB}$ 时的时间常数 $\tau=1.6\times 10^{-6}\text{s}$. 反馈电容 C_f 为 3 pF, 反馈电阻 R_f 为 100 M Ω . 由式(20)可得最佳成形时间为 0.74 μs , 为满足计数率的要求, 成形时间取 0.5 μs .

空间应用需要考虑元器件质量等级和抗辐照设计等特殊需求. 元器件应经过应力环境筛选和老化试验考核, 对于不满足空间应用等级的元器件设计相应的升级筛选试验来确保元器件的可靠性. 空间环境下, 仪器设备会受到太阳活动、宇宙射线和辐射带的冲击而产生工作异常. 如果元器件设计制造环节没有采用抗辐照设计, 则需要在仪器设计环节通过辐照加固工艺来保证在轨正常运转.

3 实验结果

测试了电荷灵敏放大器的输出响应时间特性, 如图 5 所示. 信号发生器(型号 GFG-3015)输出 1 V 阶跃信号, 使用示波器(型号 DSO-X3034A)观测阶跃信号, 阶跃信号幅度 10%~90% 定义为信号的上升沿时间, 展宽时间轴档位测得上升时间 $\tau_1=15\text{ ns}$ 如图 5(a)所示. 将该阶跃信号通过 1 pF 测试电容转换为电荷量, 连接至电荷灵敏放大器输入端, 测试电荷放大器输出信号, 得到信号前沿波形如图 5(b)所示, 上升时间 $\tau_2=17\text{ ns}$, 由此计算电荷灵敏放大器的响应时间 $\tau=\sqrt{\tau_2^2-\tau_1^2}=8\text{ ns}$.

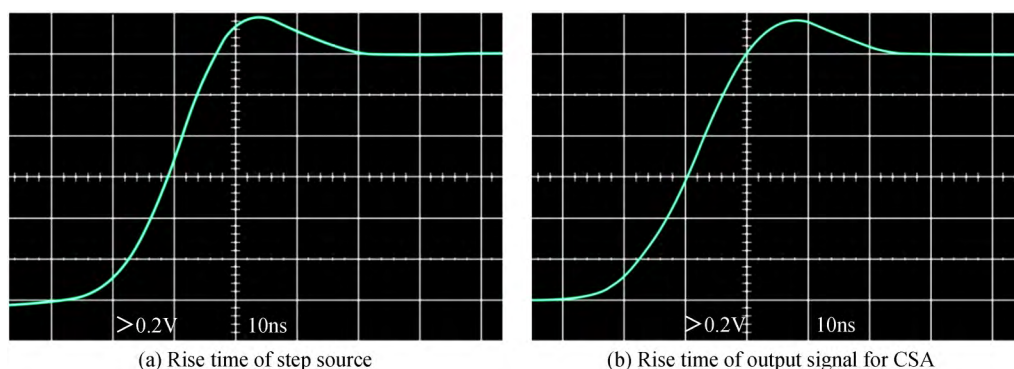


图 5 电荷灵敏放大器的时间响应特性
Fig.5 Time response characteristics of CSA

0725001-6

调整LRC参数使成形器的成形时间为 $0.5\ \mu\text{s}$,获得成形器输出准高斯脉冲,半宽度FWHM约为 $1.2\ \mu\text{s}$,如图6所示.电荷灵敏放大器输出端放置成形时间为 $0.5\ \mu\text{s}$ 的成形器,将示波器设置为交流档位测试电荷灵敏放大器的输出噪声 $V_{pp} \leq 1\ \text{mV}$,如图7所示,换算为等效输入噪声电荷约230 e.当成形时间为 $0.5\ \mu\text{s}$ 时,可通过2.3节计算读出系统等效输入噪声电荷约为 $3.3 \times 10^{-17}\ \text{C}$,约对应于205 e.由于模型分析中未考虑 $1/f$ 噪声,并且器件FET的跨导及栅极漏电流的离散性,所以和实测值230 e有一定偏差.

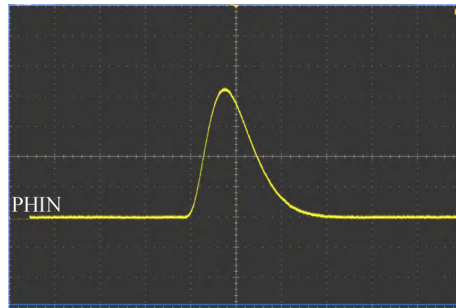
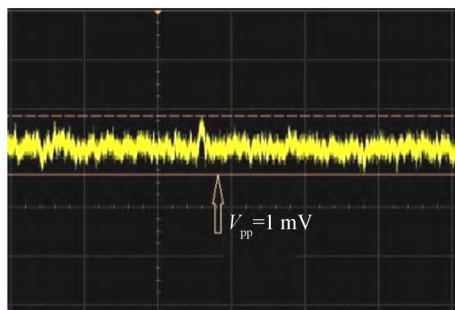
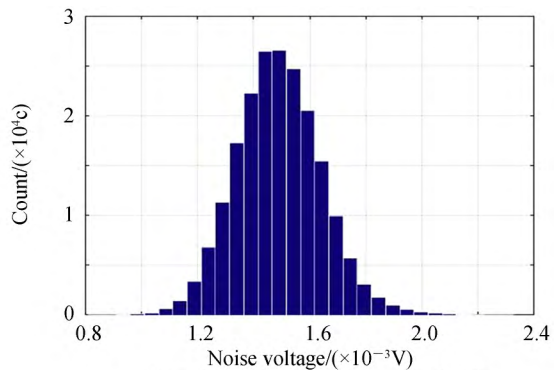


图6 成形器输出端脉冲波形
Fig.6 Wave of pulse shaper at the output



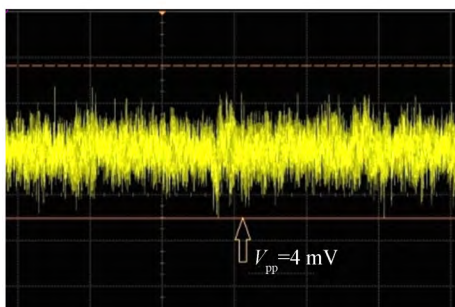
(a) Time domain waveform observed by oscilloscope



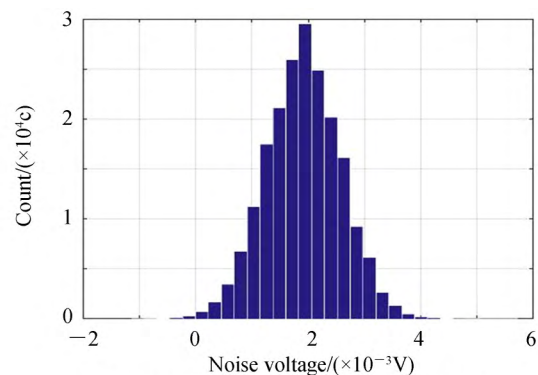
(b) Output noise with a Gaussian distribution

图7 电荷灵敏放大器输出端噪声
Fig.7 Noise of CSA at the output

所设计的光子计数探测器的楔条形位置敏感阳极寄生电容为 $40\ \text{pF}$,将探测器输出电极与电荷灵敏放大器相连接,经过成形时间为 $0.5\ \mu\text{s}$ 的成形器后送至示波器测得输出噪声 $V_{pp} \leq 4\ \text{mV}$,如图8所示.由于探测器阳极电容 C_d 会增加电荷灵敏放大器的等效输入电容,如图2所示,这将使电路噪声水平变差,尽量减小电路等效输入电容,尤其是探测器的位置敏感阳极电容的量级对信噪比以及成像质量至关重要.



(a) Time domain waveform observed by oscilloscope



(b) Output noise with a Gaussian distribution

图8 与探测器连接的电荷灵敏放大器输出端噪声
Fig.8 Noise of CSA with the detector

探测系统的空间分辨率是衡量其性能的重要指标,根据 USAF1951 标准制作了一种分辨率板来检测探测系统的分辨率特性.分辨率板上的每一组线宽对应不同的线对,图像中所能分辨的最窄线对代表探测系统的空间分辨率极限值.分辨率板摆放位置与探测器表面距离远小于紫外光源与探测器表面的垂直距离.将探测器加负高压 2300 V,预热时间 20 min,调整入射光强获得不同计数率下的空间分辨率,如图 9 所示.实际测得入射强度为 62.7 kcps 和 86.2 kcps 时,图像空间分辨率均可达到 7.13 lp/mm.在入射光强增加至 100 kcps 时,电荷读出电路的响应时间逐渐对系统漏计和脉冲堆积产生影响,脉冲堆积会导致电荷脉冲幅度测量出现错误,使电子云团质心坐标值计算出现较大误差,最终体现为所测得的空间分辨率下降,如图 10 所示.在选取电荷灵敏放大器上升时间为 8 ns 的条件下,可以忽略电荷放大器响应时间带来的误差,但是成形器时间常数为 1 μ s 时,图像出现拖尾现象.当成形器时间常数为 0.5 μ s 时,对于入射光强读为 100 kcps 左右,图像拖尾现象可以得到缓解.

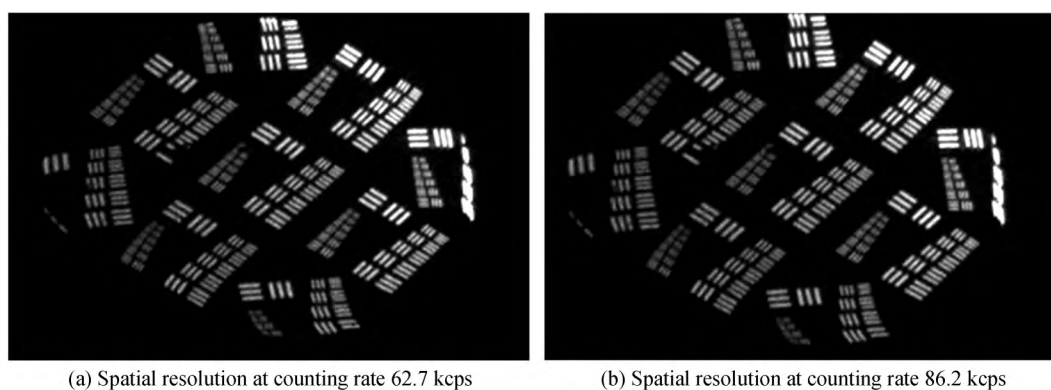


图9 探测系统分辨率测试图
Fig.9 Tested images of detection system resolution

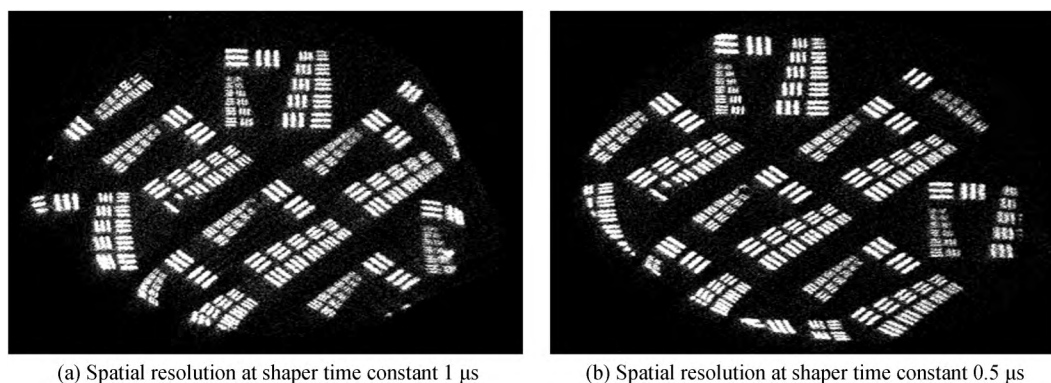


图10 不同成形时间对空间分辨率的影响
Fig.10 Spatial resolution at different shaping time

4 结论

本文从理论上分析了光子漏计误差与电荷灵敏放大器的上升时间、成形器时间常数的关系,以及电荷读出电路噪声与成形器时间常数的关系,给出了电荷读出电路参数的选取原则,为研制光子计数探测系统提供了设计依据.所设计的电荷灵敏放大器上升时间为 8 ns,对 FUV 成像光谱仪指标要求的 80 kcps 计数率而言,其漏计误差的影响可忽略.如果采用双 FET 输入级,电荷灵敏放大器响应时间可以进一步减少.此设计方法也适用于其他光子计数式探测器的电荷读出电路,针对各种探测器输出电容不同,设计电路时还应考虑电路噪声斜率的影响.

参考文献

- [1] MCCOY R P. Space weather comes of age—new sensors and models for ionospheric specification and forecast[C]. SPIE, 2004, 5548:341-347.

- [2] YU Lei, QU Yi, LIN Guan-yu, *et al.* Design and study of an optical system for a far ultraviolet imaging spectrograph in 120~180 nm carried by satellite[J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, **31**(1):155-161.
于磊, 曲艺, 林冠宇, 等. 120~180 nm 星载远紫外电离层成像光谱仪光学系统设计与研究[J]. 光学学报, 2011, **31**(1): 155-161.
- [3] MCCOY, ROBERT P. Special sensor ultraviolet limb imager: an ionospheric and neutral density profiler for the defense meteorological satellite program satellites[J]. *Optical Engineering*, 1994, **33**(2):423-429.
- [4] THONNARD S E, BUDZIEN S A, NICHOLAS A C, *et al.* Update on the calibration and performance of the special sensor ultraviolet limb imagers (SSULI)[C]. Spies International Symposium on Optical Science, 1999, 3818:90-98.
- [5] LEW P H, MABRY D J, GOLDSTEN J O, *et al.* Design and performance of the Global Ultraviolet Imager (GUVI)[C]. SPIE, 1998, 3445:2-12.
- [6] LUO Le, WU Chang-qiang, LIN Jie, *et al.* Time-domain denoising based on photon-counting LiDAR[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2018, **26**(5): 1175-1180.
骆乐, 吴长强, 林杰, 等. 基于光子计数激光雷达的时域去噪[J]. 光学精密工程, 2018, **26**(5):1175-1180.
- [7] QI Jia-jia, GU Guo-hua, CHEN Yuan-jin, *et al.* Photon counting integral imaging based on adaptive Bayesian estimation [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2018, **26**(3): 565-571.
戚佳佳, 顾国华, 陈远金, 等. 基于贝叶斯自适应估计的光子计数集成成像[J]. 光学精密工程, 2018, **26**(3):565-571.
- [8] LAPINGTON J S. A comparison of readout techniques for high-resolution imaging with microchannel plate detectors[J]. *Nuclear Instruments & Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 2004, **525**(1-2):361-365.
- [9] JAGUTZKI O, LAPINGTON J S, WORTH L B C, *et al.* Position sensitive anodes for MCP read-out using induced charge measurement[J]. *Nuclear Instruments & Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 2002, **477**(1-3):256-261.
- [10] NI Qi-liang. Study on characteristic performance of a mcp-based photon-counting imaging detector [J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, **33**(11):1104001.
尼启良. 极紫外微通道板光子计数成像探测器性能研究[J]. 光学学报, 2013, **33**(11):1104001.
- [11] NI Qi-liang, HE Ling-ping, LIU Shi-jie, *et al.* Extreme ultraviolet single photon-counting imaging system based on induced charge position-sensitive anode[J]. *Optics & Precision Engineering*, 2010, **18**(12):2543-2548.
尼启良, 何玲平, 刘世界, 等. 使用感应电荷位敏阳极的极紫外单光子计数成像系统[J]. 光学精密工程, 2010, **18**(12):2543-2548.
- [12] WIGGINS B B, SOUZA Z O, VADAS J, *et al.* Achieving high spatial resolution using a microchannel plate detector with an economic and scalable approach[J]. *Nuclear Instruments & Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 2017, 872: 144-149
- [13] WIGGINS B B, RICHARDSON E, SIWAL D. Optimizing the position resolution of a Z-stack microchannel plate resistive anode detector for low intensity signals[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2015, **86**(8):0833031-0833037
- [14] HU You-bo, LI Jian-jun, XIA Mao-peng, *et al.* Measurement and correction of linearity of photon counters[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2016, **45**(6): 0604001.
胡友勃, 李健军, 夏茂鹏, 等. 光子计数器的线性测量和修正[J]. 光子学报, 2016, **45**(6): 0604001.
- [15] NI Qi-liang. Optimization for spatial resolution and count rate of a far ultraviolet photon-counting imaging detector based on induced charge position-sensitive anode[J]. *Acta Optica Sinica*, 2014, **34**(8):40-46.
尼启良. 远紫外光子计数成像探测器分辨率及计数率的优化[J]. 光学学报, 2014, **34**(8):40-46.
- [16] ZHOU Qing-yong, SHENG Li-zhi, WEI Zi-qing, *et al.* Experimental analysis of pulse signal detection capability of the MCP X-ray detector[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2018, **47**(9): 0904002.
周庆勇, 盛立志, 魏子卿, 等. 微通道板型 X 射线探测器的脉冲信号探测能力实验分析[J]. 光子学报, 2018, **47**(9): 0904002.
- [17] SCHWARZ L. The design and manufacture of wedge and strip anodes[J]. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 2007, **33**(1):288-292.
- [18] XING Yan, CHEN Bo, JIN Fang-yuan, *et al.* The partition noise research of MCP photon counting imager detector based on vernier anode[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2016, **45**(6): 0604002.
邢研, 陈波, 金方圆, 等. 基于 Vernier 阳极微通道板光子计数探测器分割噪声[J]. 光子学报, 2016, **45**(6): 0604002.
- [19] JIA Hui, LOU Jian-ming, DING Zhi-qun, *et al.* Study on the detecting system of single photon counting spectrometer[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2014, **43**(S1):129-133.
贾辉, 楼建明, 丁志群, 等. 单光子计数光谱仪探测系统的研究[J]. 光子学报, 2014, **43**(S1): 129-133.
- [20] RAJBHANDARY P L, PELC N J. Effect of electronic noise and lowest energy threshold selection in photon counting detectors [J]. *Physics of Medical Imaging*, 2018, **3**(12): 178-187.

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (Nos. 61475154, U1631117)

0725001-9