

# 用于真空紫外波段弱光光谱测量的光子计数器

米宝永 南玉女

**摘要:** 本文介绍了用于真空紫外波段内弱光光谱测量的光子计数系统, 概述了它的设计原则, 给出了有关指标的定量关系和实用线路。该系统具有从150Å到1300Å的波长覆盖范围和大于 $10^6$ 的动态范围, 可用来测量小到 $10^{-18}$ W的弱光辐射。在真空紫外区已用该系统测量到了小于10.个计数/s的弱光谱线。

## 一、前 言

我们知道, 常规的模拟测量系统所记录的是若干光子事件单独作用而引起的一系列光电脉冲的平均结果, 是将噪声干扰和信号脉冲毫无区别地一起平均进行读出的。当被测光较弱时, 将导致这些平均结果的某些起伏, 光愈弱, 起伏愈严重。当被测光弱到以单光子计或几个光子计时, 欲得到满意的信噪比是不可想象的, 甚至是不可能的。

而光子计数技术充分利用了探测器输出的光电信号的脉冲特性以及它的幅度分布与噪声幅度谱的差异作计数测量的, 因而, 只要合理选择为去掉噪声而设置的窗口甄别器的阈值, 就可获得极好的信噪比和相当高的稳定性。光子计数法灵敏度极高, 可测量小于一个光子计数的弱光辐射, 加之它的数字化特点, 使得它在超高分辨光谱学、生物医学、天体物理等若干科学领域里愈渐为人们所关注。

在真空紫外波段的光谱测量中, 由于入射的单色光被反射、吸收或散射等的再辐射通常都很弱, 即平均光子速率很低, 而不采用信噪比十分恶劣的常规模拟测量。为此, 笔者利用当今弱光测量的最灵敏技术设计了一套具有通道电子倍增器和电荷读出放大器的光子计数系统, 进行了从150Å到1300Å波段内的光谱测量。该系统灵敏度极高, 其暗计数小于0.1计数/s, 动态范围达 $10^6$ 以上, 是进行真空紫外光谱测量的最有效手段。

## 二、光子计数测量系统

众所周知, 一束光的功率等于单位时间内向所有方向发射的光子数 $N$ 与光子能量 $E$ , 的乘积, 即

$$W = N \cdot E, \quad (1)$$

$E = h \cdot c / \lambda$ , 其中 $h$ ,  $c$ ,  $\lambda$ 分别表示普朗克常数 ( $6.6 \times 10^{-34}$ J—s)、光速 ( $3 \times 10^8$ m/s)和单色光的波长 (以m计)。对于波长为 $\lambda$ 的光, 如能测出单位时间内的光子数, 那么, 就测出了它的辐射通量。

光谱测量就是对不同波长的光的反射、透射、吸收和散射等光度值的测量, 所涉及的是相对值, 因而与光子能量无关。在短波段辐射和低光子速率下, 接收器对光子速率的响应比

单光子能量更为突出。选择接收器及其工作条件可以使探测器输出比例于光子速率的光电脉冲幅度分布与噪声幅度分布存在着一定的差异，利用所设置的窗口甄别器，合理选择阈值把噪声排除在窗口之外，而使落入窗口之内的光脉冲信号变成可以计数的等幅脉冲。显然，光子计数系统应包括探测器、放大器、窗口甄别器、反符合门等脉冲处理电路以及计数显示、功能控制和其它一些辅助电路等。

我们所设计的这套系统如图1所示。探测器为通道电子倍增器，放大器是电荷灵敏放大，窗口甄别器由上下阈甄别器组成。方框图中有关部份将在后面几节予以说明。

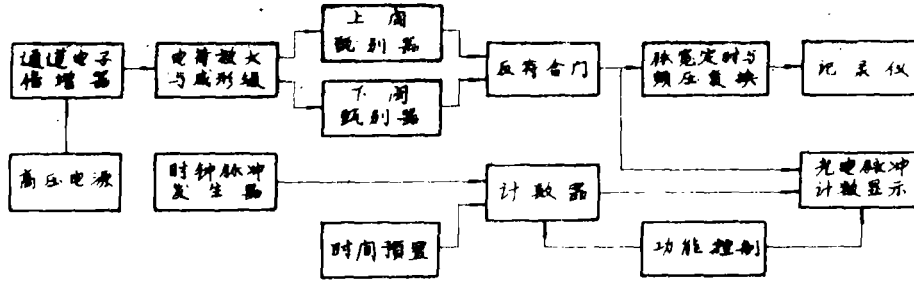


图1 用于真空紫外波段的光子计数系统

### 三、探测器的选择

在一个理想的弱光测量系统中，要求每入射一个光子都能产生一个完全确定的光电脉冲，而无光照时，不应有脉冲输出。也就是说，除应首先满足波段要求外，还应要求探测器具有较高的量子效率和尽量低的暗计数。所选用的通道电子倍增器 (CEM) 的波长响应范围宽，暗计数低，小于 0.1 计数/s，在 200Å 至 1300Å 波段内的量子效率可达 6%—20% 之间<sup>[1]</sup>，而且增益较高。

离子室虽可用于真空紫外波段的测量，但由于气体的限制，使用波长十分有限。涂有水杨酸钠的倍增管存在着受可见光的散射影响问题，涂层制作困难且易老化，它在该波段的最小可测功率要比通道电子倍增器差几个量级<sup>[2]</sup>。因此，在真空紫外波段内，对于光谱的连续测量来说，通道电子倍增器有其独特的适用性。

通道电子倍增器是由氧化铅含量为70%的高铅玻璃管制成的。为了抑制离子反馈，通常都弯成螺旋形，如图2所示，并用高温氩气还原使其内壁生成一薄层光敏层。具有一定光子能量 $h\nu$ 的光子入射到倍增器的锥端内壁时，便打出具有一定能量的二次电子<sup>[3]</sup>，这些二次电子在轴向电场和离心力的作用下，从低电压端向高电压端运动，被加速了的电子从电场获得足够能量后，又再次与管壁碰撞，而产生二次电子的雪崩现象。于是，在高压端就输出了一系列电子集合所形成的脉冲，如图2所示。每个脉冲代表入射到探测器上的光子作用结果。记录到这些光电脉冲数就反映了入射的辐射通量 $E_s R_s$ 。对选用的探测器而言，本系统只适用低于

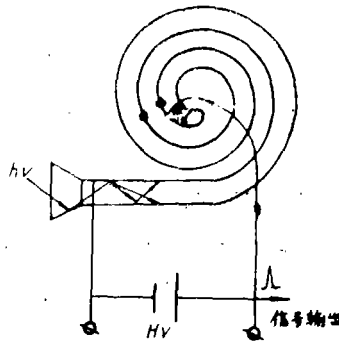


图2 CEM工作原理

$10^{-11}$ W的辐射功率测量。

我们使用的器件是由北京电子所研制的。器件增益在我们所使用的3kV电压下约为 $10^8$ ，由电子渡越时间离散所导致的输出脉冲宽度约为10ns左右，暗计数小于0.1计数/s，如采用特殊措施后，尚可使暗计数进一步减少，器件本身的最大计数率为 $10^6$ 量级。

#### 四、放大甄别器的设计原则

光子计数系统的核心是放大甄别器，设计上应仔细考虑。一般我们都希望系统能有一个较大的动态范围和较小的测量误差。动态范围的下限对应最低计数率，即能检测到的最低光平，通常受探测器的暗计数和放大器的噪声限制。而测量的上限对一确定的系统而言是受由最高计数率而引起的脉冲堆积<sup>[1]</sup>的限制。这种脉冲堆积实际上是由探测器本身和电子线路的分辨时间有限所致，最终使系统输出的光电脉冲数率并非是光辐射的光子速率而引起记录结果出现某种程度的误差。为减少这种误差必须对放大甄别器的响应时间作出规定。

首先，如果我们把入射光子和探测器输出的光电脉冲都看成是一个个独立的事件，在不考虑探测器的量子效率时，可以求出探测器输出的光电脉冲平均速率  $R_0$  与入射到探测器上的平均光子速率  $R_i$  之间的关系为：

$$R_0 = R_i e^{-R_i t_w} \quad (2)$$

由于输入的光子速率高而探测器本身又存在电荷恢复等问题而产生的探测器本身的漏计误差

$$\varepsilon_D = 1 - e^{-R_i t_w} \quad (3)$$

式中  $t_w$  为探测器输出的光电脉冲宽度。如果我们限制入射光流的速率，使得它的平均光子速率  $R_i \leq 3 \times 10^6$  计数/s，那么，可以算出漏计误差  $\varepsilon_D \leq 0.3\%$ ，对一般系统总体而言，该数值是可以忽略的。

由于放大器的上升时间太长，同样会使脉冲重迭而产生漏计误差  $\varepsilon_A$ ，当我们认为光电脉冲的重复频率  $f = \frac{1}{2t_w}$  时，可以得出放大器的上升时间为：

$$t_r \leq \frac{(0.7 \sim 0.9) \log \varepsilon_A}{R_i \log e} \quad (4)$$

式中  $e = 2.718$ ，为自然对数底数。由该式可知，输入光电脉冲速率  $R_i$  愈高，上升时间应愈快。当  $R_i$  一定，漏计误差愈小，要求上升时间也应愈快。若假设因放大器带来的漏计误差  $\varepsilon_A \leq 1\%$ ， $R_i = 3 \times 10^6$ /s，按该式可得  $t_r \leq 23 \sim 30$  ns。这就对放大器的响应能力规定了必要的限制。

由于甄别器的分辨时间即所分辨的两脉冲最小间隔  $t_d$  比  $t_w$  大，使系统产生漏计误差  $\varepsilon_E$ ，也就是说，落在  $t_d$  以内的脉冲将不被甄别器区分出来。根据此误差  $\varepsilon_E$  可求出甄别器的分辨时间

$$t_d \leq \frac{\varepsilon_E}{R_i' (1 - \varepsilon_E)} \quad (5)$$

$R_i' = R_i (1 - \varepsilon_A)$  为输入到甄别器入端的光电脉冲数率，则电路系统的总漏计误差

$$\varepsilon_T = \varepsilon_A + \varepsilon_E \quad (6)$$

为了设计方便，一般可取  $\varepsilon_A = \varepsilon_E$ 。若规定总漏计误差  $\varepsilon_T = 2\%$ ，由(5)式可算出甄别器的分

辨时间应小于34ns。

除根据上述漏计误差分析,对放大器上升时间、甄别器的分辨时间规定要求外,还要求放大器有一定的放大倍数和电荷灵敏度。因通道倍增器的电荷恢复问题,使得当计数率超过 $10^3/s$ 时,其增益便开始下降;另一方面,光子打到锥口的不同部位时,增益亦相差较大。因此,所形成的脉冲幅度随增益的下降而降低,当低于下甄别阈时,便不被计数。因此为保证尽量不丢失信号脉冲而要求电荷放大器应具有足够的电荷灵敏度。

前面已经说过,光子计数技术是利用光量子作用的脉冲特征以及信号与噪声的幅度分布差异来提取信号的,因此要求信号与噪声脉冲幅度差异尽量大。选择高增益探测器可得到较大幅度的信号脉冲,易于抑制电路噪声脉冲。下面就系统实用的电荷放大器的上升时间和噪声问题加以分析。

所设计的放大甄别器如图3所示。放大器位于最左端I处。可以分析它的输出电压 $V_0$ 对输入电荷 $Q$ 的转移函数为<sup>[5]</sup>

$$\frac{V_0}{Q} = \frac{1}{C_f} \frac{1}{1 + \frac{K}{A_0}(1 + s\tau)} \quad (7)$$

式中 $K = (C_0 + C_{in} + C_f)/C_f$ ,  $A_0 = g_m\beta R_0$ ,  $C_0$ 、 $C_{in}$ 、 $C_f$ 分别为探测器电容、放大器第一只场效应管的输入电容和反馈电容,  $g_m$ 为第一只场效应管的实际跨导,  $\beta$ 为 $Q_2$ 的电流放大倍数,  $R_0$ 为 $Q_3$ 管的集电极输出电阻,  $\tau$ 是放大器校正后的主极点时间常数。

一般来讲 $A_0 \gg K$ ,所以(7)式可写成

$$\frac{V_0}{Q} \approx \frac{1}{C_f}$$

所以,取较小的 $C_f$ 是有利的,实际上我们取 $C_f = 1p$ ,它是一个零温度系数电容。放大器的上升时间

$$t_r \approx 2.2 \frac{K\tau}{A} \quad (8)$$

根据漏计误差按(4)式求出上升时间 $t_r$ ,再按上式确定 $K$ 、 $\tau$ 、 $A$ 之值,从而为保证快响应提供了调整设计参数的依据。

如图3所示的实际电路,其 $g_m \geq 4000\mu A/V$ ,  $\beta \geq 25$ ,  $R_0 \geq 180K$ ,  $C_{in} < 10p$ ,  $\tau = 1.4 \times 10^{-6}s$ ,可以计算放大器本身的上升时间 $\leq 17ns$ ,它比按(4)式计算的23ns小得多。可见,由电荷放大器所造成的漏计误差是很低的。

对后面接有消噪成形网络( $CR = RC = T$ )的电荷放大器而言,若只考虑反馈电阻 $R_f$ 和

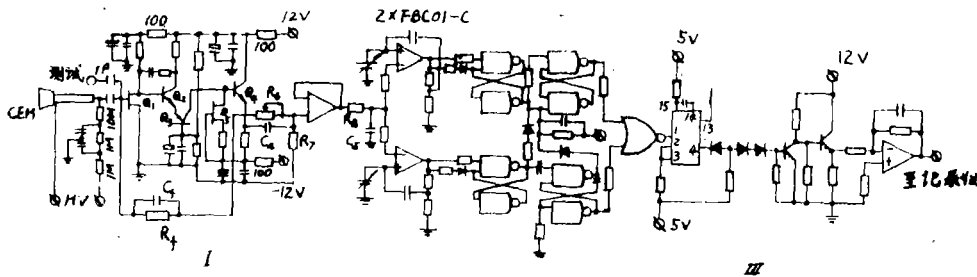


图3 光子计数器电路原理图(计数器部份除外)

输入场效应管的噪声,且它们都是白噪声,那么,由等效并联噪声电流 $I_n$ 和串联等效噪声电压 $V_n$ 所引起的输出噪声分别为<sup>[6]</sup>

$$\overline{V_{n,oi}^2} = \frac{1}{2\pi} = \overline{i_n^2} \int_0^\infty |H_i(j\omega)|^2 d\omega \quad (9)$$

$$\overline{V_{n,ov}^2} = \frac{1}{2\pi} \overline{V_n^2} \int_0^\infty |H_v(j\omega)|^2 d\omega \quad (10)$$

对如图3所示的实际电路,求出对于等效噪声电流的转移函数 $H_i(j\omega)$ 和对于等效噪声电压的转移函数 $H_v(j\omega)$ ,并将其代入(9)、(10)两式,利用罗彼塔法则求出最后结果,并将它们转换成等效噪声电荷后,平方相加得总的等效噪声电荷为:

$$q_{n,o}^2 = 4KT_n e^2 \left( C_{i,n}^2 \frac{R_{e,i}}{8T} + \frac{T}{8R_f} + \frac{I_s q_e T}{16KT_n} \right) \quad (11)$$

式中 $q_e$ 为电子电荷,它等于 $1.59 \times 10^{-19} C$ , $I_s$ 和 $R_{e,i}$ 分别表示场效应管的栅流和等效噪声电阻, $T_n$ 为环境温度( $^{\circ}K$ ), $K$ 为波尔兹曼常数。

由上式可知,选择输入电容小、跨导大和栅流小的场效应管以及较大的 $R_f$ 值是制作高水平放大器的关键。电路元件参数确定后,可按上式计算等效噪声电荷或根据噪声要求按上式选定电路元件参数。须指出,上述一些参数如 $g_m$ , $\beta$ 等均和工作点有关,实际调试时是不容忽视的。

对(11)式求导,并令 $d(q_{n,o}^2)/dT = 0$ ,可以得出噪声最小时的最佳成形时间常数为:

$$T_n = \sqrt{\frac{C_{i,n}^2 R_{e,i}}{\frac{1}{R_f} + \frac{I_s q_e}{2KT_n}}} \quad (12)$$

将其结果代入(11)式,可求出对应最佳成形时间常数 $T_n$ 的等效噪声电荷。(11)、(12)两式为我们进行电荷放大器的噪声设计提供了定量关系。须指出的是,成形网络尚可消除由电路的微分效应而引起的脉冲下激<sup>[4]</sup>。可以证明,如图3中 $R_0 C_4 = R_f C_f = T$ , $K' = (R_0 + R_f)/R_f$ 时,输出脉冲

$$e(t) = V_0 e^{-t/K'} \quad (13)$$

是一个完全无下激的脉冲。

实际所设计的电荷放大器的等效噪声 $FWHM \leq 1 keV$ , $t_r \leq 20 ns$ ,实验证明,是完全满足要求的。

甄别器的设计主要考虑的是分辨时间 $t_d$ 和阈值的稳定性问题。我们采用高速集成比较器 $FBC01-C$ ,它的响应时间 $< 13 ns$ ,实验证明,完全满足系统的总体要求。

## 五、实际电路描述

### 1. 通道电子倍增器

实际上,它应与放大器装在一起,使用时置入真空度为 $10^{-6} Torr$ 的真空室内。倍增器锥口端接低电位,尾端通过一个低噪声电阻馈以 $3000V$ 的高压。该值的选择应保证倍增器工作在饱和状态下,以避免器件增益的明显变化而带来的输出计数率的波动。同时也使得由二次电子涨落而造成的脉冲幅度分布更趋于集中。从这个考虑出发,要求有较高的电压,但从暗

计数小这点出发则不希望过高, 为此需折衷考虑。实验证明, 3000V 左右效果最佳。

## 2. 电荷放大器

$Q_1$  为高跨导小输入电容场效应管,  $Q_2$  和接在集电极上的  $RC$  网络一起组成增益补偿级,  $Q_3$  为共基极接法,  $Q_4$  是它的集电极的恒流负载。本电路的结构形式充分保证了它的低噪声、快响应、高线性和较大的动态范围<sup>[1]</sup>等特点。实验证明, 对确定了电路, 其工作点配置是十分重要的。比如, 应使  $Q_1$  工作在跨导最大的地方,  $R_f$  在电路里应呈零偏状态等等。

## 3. 成形网络

实际电路由  $R_0, R_7, C_4$  等组成零极相消网络, 调节  $R_0$  可使前面谈到的脉冲下激得到完全补偿。为了获得好的成形效果, 又接一个由  $R_8, C_5$  组成的积分网络, 中间由快速放大器  $LM318$  隔离。

## 4. 甄别器和反符合门电路

如图 3 中的 II 所示。甄别器的作用是利用噪声幅度分布与光电脉冲幅度差异而合理设置上下阈值以便将信号与噪声分开。上下阈甄别器均由  $FBC01-C$  构成。反符合门电路的作用是保证只有落在窗口范围内的信号脉冲才有输出, 由图可见, 它们完全由常规的门电路构成。

## 5. 频率电压变换器

为了将代表入射光子的光电脉冲速率变为直流电压给记录仪绘制光谱曲线, 我们使用了由集成放大器组成的积分器来完成此功能。为了保证直流电压只于脉冲速率有关而与脉宽无关, 在它前面接有单稳定时电路。

本系统的计数显示和功能控制电路由于篇幅限制, 这里不予介绍。它们包括时间预置计数器、光电脉冲计数显示器、时钟电路等。系统设有波长定点显示、自检、自动、半自动、手动等多种控制功能。时间预置范围从 1~999s, 视计数率高低而定。

# 六、应验装置及应用效果评价

实验是在 Mcpherson 公司生产的 247 掠入射真空紫外单色仪上进行的, 如图 4 所示。光源为 Penning 气体放电光源, 光栅为 600 条线/mm, 闪耀波长 1200 Å, 分辨率为 0.15 Å, 线色散在 1000 Å 时为 1.85 Å/mm。

光子计数法单通道测量的标准偏差  $\sigma = \sqrt{N} = \sqrt{Rt}$ , 如不计由系统分辨能力所造成的脉冲堆积, 那么测量不准确度  $\frac{1}{SNR} = \frac{\sqrt{N}}{N} = \frac{1}{\sqrt{Rt}}$ , 其中  $SNR$  为信噪比。所以, 对于定时计数法的测量时间为:

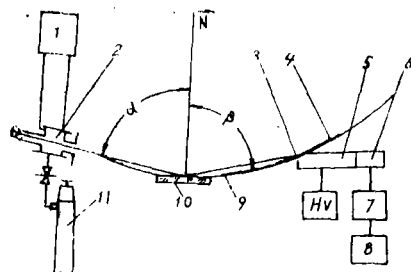


图 4 实验装置

- |                    |                    |                    |
|--------------------|--------------------|--------------------|
| 1—高压电源             | 2—潘宁光源             | 3—罗兰圆              |
| 4— $\lambda_{max}$ | 5—CEM <sub>4</sub> | 6—电荷放大器            |
| 7—光子计数             | 8—记录仪              | 9— $\lambda_{min}$ |
| 10—光栅              | 11—气体              |                    |

$$t = \frac{(SNR)^2}{R} \quad (14)$$

当计数率  $R$  较低时，为了得到满意的信噪比，就须要延长测量时间，放慢光栅扫描速度。使用时可快扫一遍，然后再对感兴趣的波段以慢速扫描或在固定波长点上用自动计数显示的方法对某些弱谱线进行重复测量。

利用这套装置我们记录了从  $150 \text{ \AA}$  到  $1300 \text{ \AA}$  波段内的 10 个计数/s 的弱谱线和  $3.4 \times 10^6$  个计数/s 的强谱线。为了得到弱谱线，我们实验时特意将狭缝开小。从图 5 看出 Ar II  $704.5 \text{ \AA}$  的谱线为 10 个光子/s，它具有极好的信噪比。对于  $3.4 \times 10^6$  计数/s 的强谱线，由于幅度太高，并对于  $150 \text{ \AA}$  到  $1300 \text{ \AA}$  整个波段的光谱图太长，故这幅图（如图 5 所示）只表示了其中一部份谱线。

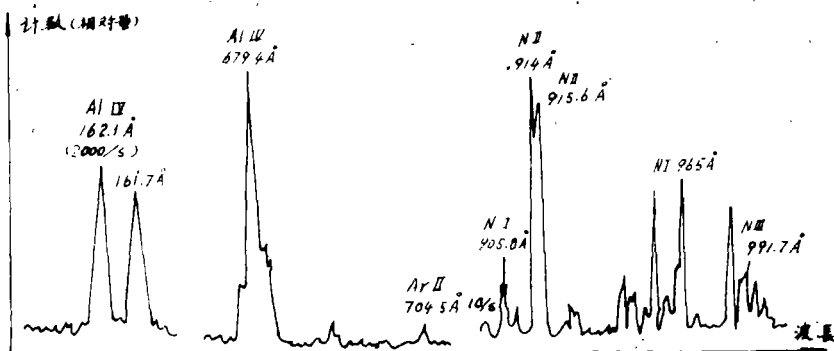


图 5 实验结果

## 七、结 论

通道电子倍增器及光子计数系统特别适用于真空紫外波段内的弱光谱测量。实验证明，它具有极好的信噪比。该系统经过仔细标定，亦可用来作为二次标准。

本工作是在王汝勤同志的大力支持下进行的，曹建林同志提供了光源并进行了谱线的标定，在此表示感谢。

### 参 考 文 献

- [1] John. E. Mack; Appl. Opt., 1976, 15, No. 4, 861.
- [2] M. C. Johnson; Rev. Sci. Instrum., 1969, 40, 311.
- [3] J. Adams and B. W. Manlay; IEEE Trans. Nucl. Sci., 1966, NS—13, June, 88.
- [4] Glennf. Knoll; Radiation Detection and Measurement, John wiley and Sons, Inc, 1979, p. 673 142, 624.
- [5] 米宝永;《核仪器与核方法》, 1983, 3, No. 4, 27.
- [6] 米宝永; 用于光子计数的快速低噪声电荷读出放大器,《全国微弱信号检测第三届学术年会论文》成都, 1982.

## Photon Counter for Weak Light Spectrum Measurement at VUV Wavelength Band

Mi Baoyong Nan Yunu

### Abstract

This paper describes a system of photon counter used for measurement of weak light spectrum at VUV wavelength band, summarizing its design principles, presenting quantitative relation on some performance and practical circuit. This system has a response of wide wavelength covering from  $150 \text{ \AA}$  to  $1300 \text{ \AA}$ , and a dynamic range greater than  $10^6$ . The system can be used for the measurement of weak light radiation power minimizeing to  $10^{-18} \text{ W}$ . Weak light spectral lines of 10 counts/s has been detected with this system in the vacuum UV region.