

高分辨谱仪放大器的测量方法

韩 惠 泉

本文对高分辨谱仪中的电荷灵敏前置放大器和低噪声放大器的噪声、积分非线性、幅度过载及计数率效应等性能的测量方法进行了介绍。

(关键词 放大器、噪声、积分非线性、过载效应)

一、引言

随着锗探测器发展起来的低噪声电子学系统是高分辨谱仪中的重要一环。电荷灵敏前置放大器和低噪声放大器性能的优劣直接关系到锗探测器的高分辨性能是否能充分发挥。它们的噪声影响谱仪的分辨，非线性影响能量的测量，幅度过载和计数率效应影响谱仪的使用范围。因此电荷灵敏前置放大器和低噪声放大器指标的测量，对高分辨谱仪来说，具有重要的意义。

二、电荷灵敏前置放大器的测量

1. 电荷灵敏前置放大器的噪声 因为半导体探测器的信号表现为电荷，所以前置放大器的噪声贡献用电子电荷的均方根值 e_{qn} 来表示较为方便。但通常在测量中，习惯于以能量为单位的谱峰的半宽度 E_{FWHM} 来表示，它们之间的关系为^[1,2]：

$$E_{FWHM} = 2(2 \ln 2)^{1/2} \epsilon e_{qn} = 2.355 \epsilon e_{qn} \tag{1}$$

其中 ϵ 为在探测器中产生一个电子空穴对所需的平均能量。

通常测量电荷灵敏前置放大器的噪声时，有两种方法^[1,3-5]：一是用多道脉冲幅度分析器，另一是用真空管电压表，下面分别进行叙述。

2. 用多道脉冲幅度分析器测量的方法 前置放大器和主放大器在测量设备中的安排如图 1 所示。测量时，至少应取两个峰，它们之间能很好地分开，又能相邻。调节系统的增益和输入电荷，使每个脉冲幅度谱峰的半宽度(FWHM)必须超过 5 道。

必须注意，要使每个被分析的峰都应当工作在系统的线性区域。此系统的电噪声的谱峰半宽度 Δ_N^0 可由下式求出：

$$\Delta_N^0 = \frac{V_{p1} - V_{p2}}{N_1 - N_2} C_0 (\Delta_N^0) \tag{2}$$

式中， V_{p1}, V_{p2} 为精密脉冲产生器输出的电压脉冲幅度(V)； N_1, N_2 为相应的两个峰的峰顶所在处的道数； Δ_N^0 是以道数为单位的脉冲幅度谱峰的半宽度； C_0 为接在前置输入端上的检验电容(F)。

精密脉冲产生器必须供给单指数衰落的脉冲，上升时间 t_r 必须小于主放大器的最小

微分时间常数的20%；并且衰落时间常数 t_d 的选择，应当使脉冲幅度 V_p 在主放大器的输出脉冲达到自己的峰值时间内降落不大于2%。因此，建议选 $t_r < 20 \text{ ns}$ ， $t_d > 100 \mu\text{s}$ ，通常用水银开关产生器。与产生器串联的校验电容器 C_c 应当采用三端型式的。前置放大器的动态输入电容必须比 C_c 大100倍以上。在这些条件下，从产生器来的每一个脉冲注入的电荷是 $V_p C_c$ 。建议 C_c 取 1 pF 。

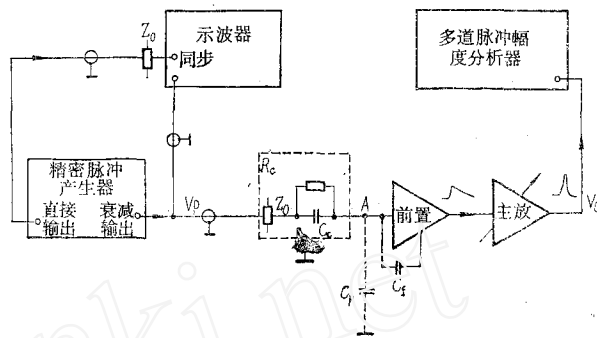


图 1 用多道分析器和产生器测噪声

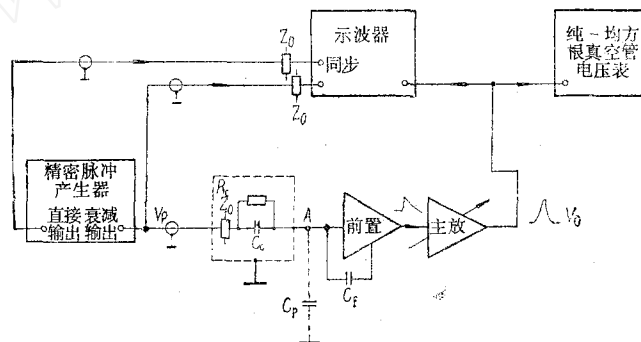


图 2 用示波器和电压表测噪声

将式(2)代入式(1)并除以相应的数值以后得：

$$E_{\text{FWHM}} = \frac{\varepsilon C_c (V_{p1} - V_{p2}) (\Delta N)}{(N_1 - N_2) q} \quad (3)$$

将以上的一些参数 ($V_{p1}, V_{p2}, N_1, N_2, \Delta N$) 测出后代入式(3)，即可算出 E_{FWHM} 。这是零电容时的噪声。

若在前置放大器输入端的A点对地接一定电容量的电容器 C_p ，如图1虚线所示，这时测得的噪声为 E_{FWHM1} ，则噪声的斜率为：

$$\text{斜率} = \frac{E_{\text{FWHM1}} - E_{\text{FWHM}}}{C_p} \quad (4)$$

3. 用真空管电压表测量的方法 测量设备的安排如图2所示。脉冲 V_p 是经过校验电容器 C_c 加到前置放大器的输入端。此处的 C_c 需用三端电容器，一端接地。输出脉冲的峰值幅度 V_0 用示波器测量。噪声电压的均方根值用真空管电压表测量。该表必须是宽带，并有真正的均方根值响应。主放大器对被放大的信号或噪声不能有切割行为，更不能切割放大器。主放大器的固有噪声必须对测试结果没有实质性的贡献。当读噪声电压值时，必须将脉冲产生器关掉。

用宽带示波器测出主放大器的输出电压脉冲幅度 V_0 ，再测出 V_p 的幅度，然后去掉脉冲产生器，用真空管电压表测量主放大器输出端噪声电压的均方根值 V_n ，则以电子-空穴对数为单位的等效噪声电荷为：

$$e_{qn} = \frac{C_c V_p V_n}{q V_0} \quad (5)$$

式中, q 为一个电子的电荷量, $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ 。

如果电压表为正弦有效值刻度的读数, 则 V_n 应乘以 1.13, 变换为随机的噪声有效值读数。

将式(5)代入式(1), 则得:

$$E_{FWHM} = 2.355 e \frac{1.13 V_n V_p C_c}{V_0 q} \quad (6)$$

上式为零电容的噪声。斜率的求法同前述。

4. 电荷灵敏前置放大器积分非线性的测量 关于放大器的积分非线性, 虽然有各种不同的定义, 但现在国外广泛采用的为^[1]; 在输入从零变到放大器线性输出额定最大值的过程中, 输出电压偏离参考直线的最大值 ΔV_{0max} (如图 3 所示) 与额定的最大线性输出电压之比的百分数, 即

$$L_i = \frac{100 |\Delta V_0|_{max}}{V_{0max}} \% \quad (7)$$

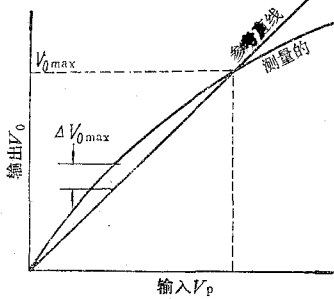


图 3 非线性的示意图

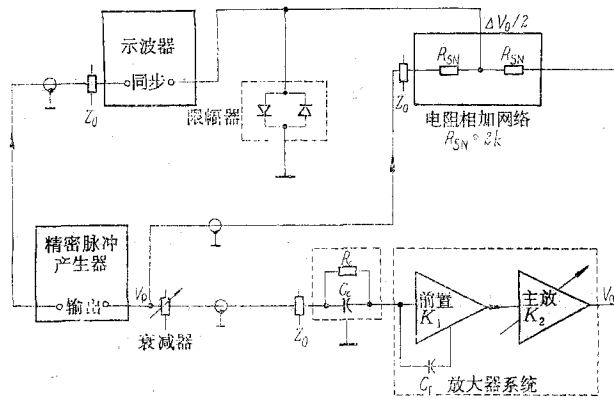


图 4 用电桥法测量积分非线性

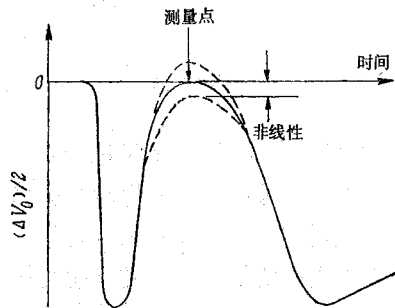


图 5 $(\Delta V_0)/2$ 典型波形

费尔斯坦^[6]提出的桥式积分非线性测量仪, 既可靠、方便, 结构又简单。测量设备的安排如图 4 所示。若产生器输出幅度 $V_p = -10 \text{V}$, 当衰减器的衰减系数 A 等于放大器系统的放大倍数 K ($K = K_1 \cdot K_2$) 时, 放大器系统输出幅度 $V_0 = 10 \text{V}$, 相加电桥的波形 $\Delta V_s (= \Delta V_0/2)$ 如图 5 所示。调节测量仪, 使在 10V 时的非线性偏差为 0。然后调节产生器的输出幅度 V_p , 由 -10V 变到 0V , 放大器输出相应地跟随着由最大幅度 $(V_0)_{max} = 10 \text{V}$ 逐步变小到 0V 。由于放大器系统的积分非线性, 使电桥的输出不为零, 出现某些偏差 ΔV_s (非线性), 如图 5 的虚线所示。这可在示波器上显示出来, 在某一点放大器系统输出有最大偏差 $|\Delta V_0|_{max}$ 时, 在示波器上显示出相应的最大变化幅度 $|\Delta V_s|_{max} = \frac{1}{2} |\Delta V_0|_{max}$ 。将它代入式 (7) 则得:

将它代入式 (7) 则得:

$$L_i = \frac{200 |(\Delta V_s)_{\max}|}{(V_0)_{\max}} \% \quad (8)$$

测出 $|(\Delta V_s)_{\max}|$ 后, 可由上式算出放大器系统的积分非线性。不过要求主放大器在测量中应对前置放大器的非线性无实质性贡献。

三、低噪声放大器(主放大器)的测量

1. 主放大器噪声的测量

真空管电压表测量法:

一般所说的噪声, 都是指折合到主放大器输入端的噪声有效值。测量设备的安排如图 6 所示。精密脉冲产生器输出的电压 V_p 波加到放大器的输入端, 并且在放大器的输出端用示波器测量输出电压的峰值 V_0 。测量噪声时, 将产生器去掉, 在放大器的输入端必须接一电阻到地, 其值应等于前置放大器的输出阻抗。用超高频毫伏表测出主放大器输出噪声的有效值 e'_{n0} 。因为表是按纯正弦波的有效值刻度, 所以它必须乘以 1.13 才转换成随机脉冲噪声的有效值 e_{n0} 。因此折合到放大器输入端的噪声为:

$$e_{ni} = e_{n0}(V_p/V_0) \quad (9)$$

测量时, 必须注明被测放大器的滤波时间常数。

示波器测量法^[7]:

因为噪声的有效值近似地等于噪声的峰到峰的幅度值除以 $5^{[8]}$ 。测出后, 再除以放大器的放大倍数, 即为折合到放大器输入端的噪声的有效值。不过此法不够严格, 而且和示波器的亮度及带宽关系较大, 因此只能作为一种粗略的参考。但是它方便、简单, 故顺便在此介绍。

2. 主放大器积分非线性的测量 主放大器积分非线性的测量方法, 基本上与前置放大器的相同。只不过将电容器 C 和前置放大器去掉, 再把衰减器的输出直接接到放大器的输入。其他步骤同前述。

3. 幅度过载效应——恢复时间的测量 放大器幅度过载后的恢复, 决定于许多因素, 如放大器的增益和时间常数等等。探测器的电荷脉冲必须精确地被模拟, 以免在恢复时间内精密脉冲产生器波形的衰变产生的反冲变成一个主要的因素。

主放大器幅度过载后增益恢复时间的长短也影响它的应用范围。判断一个主放大器是否已从过载恢复, 必须看输出波形是否回到了基线^[9,10], 并且对小信号的增益是否回到了正常状态。通常判断的办法是看示波器屏上波形的踪迹是否有噪声或“毛刺”出现。被观察到的这些噪声是起源于前置放大器的输入。在输入端与过载脉冲一起, 也可插入一个“人为的噪声”, 为的是判断放大器增益什么时候回到了正常值, 如图 7 所示。正弦波产生器的输出与精密脉冲产生器电压脉冲的混合, 是经过一个电阻相加网络。一个典型的双延迟线成形放大器恢复特性示于图 8。在脉冲的踪迹上正弦波信号的出现, 清楚地说明放大器的增益何时回到了正常状态。过载以后, 波形很快回到基线, 但增益的恢复却比较晚。

4. 计数率效应

脉冲高度谱峰的峰位移:

在由前置放大器、主放大器及多道分析器等组成的谱仪中, 由于主放大器的计数率效应, 呈现出脉高谱峰的峰位随计数率变而变^[1,11]。图 9 示出测量脉高峰位随平均计数率变

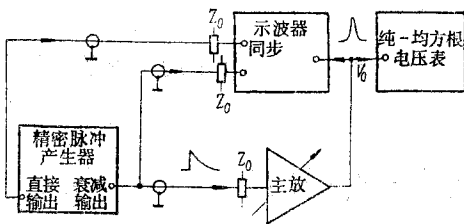


图 6 放大器噪声的测量

化的设备安排。精密脉冲产生器供给电荷脉冲，它通过前置放大器和被测试的主放大器以后，受到多道分析器的检验。多道只受产生器的符合门控，所以它只记产生器的脉冲。随机脉冲由一个 2" × 2" 的 NaI (Tl) 闪烁计数器和 ¹³⁷Cs 放射源供给。用调节放射源和 NaI (Tl) 晶体之间距离的办法来改变计数率。在低计数率时，把 ¹³⁷Cs 的峰(661 keV)放在多道最大范围的 70% 的道位上，并且把脉冲产生器的脉冲放得更高一点，放在 85% 的道位上。然后增加计数率，产生器脉冲的峰将随总计数率的变化而移动。从总的脉冲高峰位移除前置和多道的以后，就是主放大器引起的峰位移。

围的 70% 的道位上，并且把脉冲产生器的脉冲放得更高一点，放在 85% 的道位上。然后增加计数率，产生器脉冲的峰将随总计数率的变化而移动。从总的脉冲高峰位移除前置和多道的以后，就是主放大器引起的峰位移。

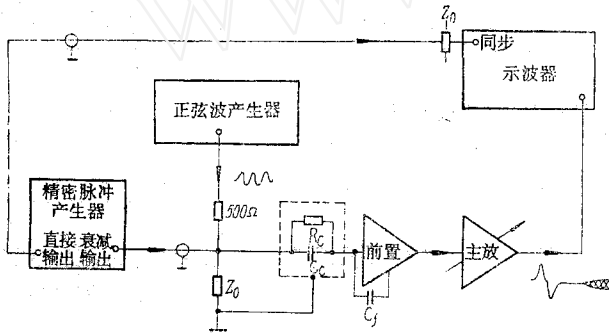


图 7 放大器增益恢复时间的测量

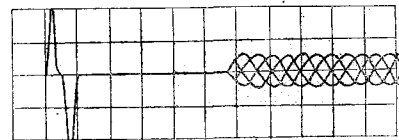


图 8 使用图 7 的技术时，一个过载脉冲以后放大器增益恢复的典型显示

谱峰形状的变化：

测量设备的安排同图 9，方法也与上述相似。调节精密脉冲产生器，使之供给的脉冲幅度约为 ¹³⁷Cs 光电峰(661 keV)脉冲的 1.2 倍。测量各种计数率情况下的产生器脉冲峰的半宽度，并一一列表或绘图，由此可看出谱峰的半宽度随计数率的变化。

5. 增益稳定性的测量 关于放大器增益的温度稳定性、长时间稳定性及对电源电压

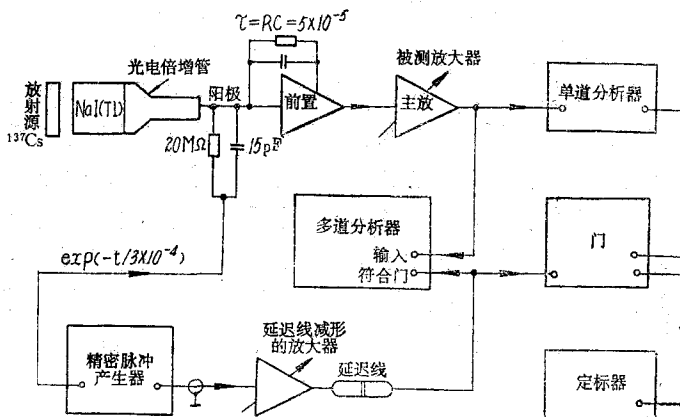


图 9 观察计数率对峰位和谱形畸变影响的实验安排

(下转第 467 页)

内还不能供应 ^{236}Pu 和 ^{242}Pu 示踪剂,故只能用 ^{239}Pu 示踪。在测定实际样品时,为了防止实验中偶然误差的发生,有必要同时用 ^{239}Pu 示踪法平行测定程序的回收率进行校正。

3. 当样品中 ^{239}Pu 含量低达3.6 4衰变/分时,本方法对 ^{239}Pu 的回收率仍可稳定在60%左右。根据露天水源中 ^{239}Pu 的限制浓度为 10^{-9} 居里/升^[7]的规定可推算出大多数鲜食品中 ^{239}Pu 的限制浓度也都在 10^{-9} 居里/公斤鲜食品数量级,若按每公斤鲜食品可得10克灰计算,则相当于 10^{-10} 居里/克食品灰,即222衰变/分·克食品灰。因此,本方法能够适用于常规监测食品中的 ^{239}Pu 。

4. 本程序对钚的去污系数稍低,其主要原因是在磷酸铋沉淀过程中,钚也能以磷酸钚沉淀形式被携带下来。对于钚含量特别高的样品,为了提高对钚的去污效果,可在阴离子交换分离中,增加1毫升6 N HCl洗涤钚的步骤(注意:必须再用1毫升7.5 N HNO₃洗除盐酸,否则会使不锈钢小盘严重腐蚀)。结果表明,经过这样处理后,对钚的去污系数可提高到 4×10^4 ,但 ^{239}Pu 的回收率下降约10%。

5. 本方法省去了电沉积制源的步骤,具有设备简单、操作方便等优点。适用于常规监测一般食品中的钚-239。

微型交换柱、2606#树脂及不锈钢测量小盘均由中国科学院原子能研究所支援,谨致谢意。

参 考 文 献

- [1] O. J. Wick (Eds.), Plutonium Handbook, Goydon and Breach Science Publishers, Ch. 28, 1967.
- [2] S. A. Reynold, T. G. Scott, *Radiochem. Radioanal. Lett.*, 23, 269 (1975).
- [3] 赵敏等, 原子能科学技术, 2, 188 (1976).
- [4] M. Sakanoue et al., Rapid Method for Measuring Radioactivity in environment IAEA, Vienna, 171 (1971).
- [5] C. Testa, A. Delle Site, *J. Radioanal. Chem.*, 34, 121 (1976).
- [6] 俞誉福等, 分析化学, 1, 31 (1979).
- [7] 中华人民共和国国家标准, 放射防护规定, GBJ 8-74, 12 (1974).

(编辑部收到日期: 1980年9月15日)

(上接第484页)

的稳定性,其测量的安排也如图4所示,方法也相似,此处不再赘述。

作者在工作过程中,相继与文克玲、梁祺恺和罗英信等同志进行了有益的讨论。

参 考 文 献

- [1] USA Standard and IEEE Test Procedure, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-16, 283 (1969).
- [2] P. W. Nicholson, Nuclear Electronics, Wiley, New York, 1974.
- [3] G. Bertolini & A. Coche, Semiconductor Detectors, North-Holland Pub. Co., 1968.
- [4] K. F. Smith & Cline, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-13, 468 (1966).
- [5] 罗英信、江修炳, JDHQ-3型电荷灵敏放大器, 内部资料, 1973.
- [6] E. Fairstein, Semiconductor Nuclear-Particle Detector and Circuits, National Academy of Science Pub. 1593, p. 716, Washington D. C., 1969.
- [7] 梁祺恺, JBF-3型线性脉冲放大器, 内部资料, 1973.
- [8] E. Fairstein, ORNL-3348 (1962).
- [9] NE 4657 Research Amplifier (仪器说明书).
- [10] ORTEC 739 Amplifier, Operating and Service Manual (仪器说明书).
- [11] J. L. Blankenship & C. H. Nowlin, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-13, 495 (1966).

(编辑部收到日期: 1980年5月30日)