

第一章 引言

§ 1.1 电子动量谱学研究的意义

原子分子物理学是一门研究原子分子的结构、性质、相互作用和运动规律的科学。原子分子是物质结构的第一微观层次，是通向下两个微观层次——原子核和粒子的大门。原子分子过程广泛存在于各种宏观和微观过程中，从凝聚态和等离子体的特性到各种复杂的化学和生命过程，以及各种天体和星云的演变，都与原子分子过程和特性息息相关。原子分子物理学研究提供的基础理论、实验方法和基本数据与能源、材料、环境、军事等方面的许多学科的发展有着密切的关系。这些学科包括核物理、凝聚态物理、材料科学、等离子体物理、空间物理、天体物理、化学物理、分子生物学等^[1-2]。

电子动量谱学（Electron Momentum Spectroscopy，简称 EMS）用于研究原子和分子的结构是相当成功的^[2-18]，它是原子分子物理学研究的一个重要的前沿课题。McCarthy 和 Weigold^[6]曾经给电子动量谱学下了一个非常简练精辟的定义：总能量为 1000eV 或更高，从 Bethe 脊附近的电子碰撞电离反应中获取原子、分子及其离子价壳层电子的运动和关联的独一无二的信息，这就是电子动量谱学。电子动量谱学与其它几种技术相比（如光电子谱仪，Compton 轮廓和正电子湮灭技术），有着十分明显的优越性^[6]。光电子虽然能获得精确的能谱信息，但得不到波函数信息，而其它几种方法均不能提供能谱信息，并且所获得的动量分布是对所有轨道求和的积分动量分布，得到的是不完全的波函数信息。电子动量谱学不仅能够获得结合能信息，而且还能得到轨道电子的动量分布。这是由于电子动量谱学的基本物理过程是基于运动学条件完全的电子碰撞电离（ $e, 2e$ ）反应实验，因此它能提供原子分子结构、电子动量谱、电子关联和波函数信息等。

由于电子动量谱学能够分辨原子分子壳层结构，获得不同轨道的电子态密度分布，所以电子动量谱学是波函数作图中最有效、最有发展前途的一种技术。虽然，电子动量谱仪的能量分辨率目前还达不到紫外光电子谱仪（UPS）的水平，但随着实验技术的不断提高，原则上可以达到紫外光电子谱仪的水平。电子动量谱学是未来最有希望的探测物质结构的手段之一。

一个最直接的例子就是氢原子基态的（ $e, 2e$ ）反应。氢原子基态只有一个 1s 电子，其波函数可由 Schrodinger 方程严格求解：

$$\Psi_{1s}(\vec{r}) = \pi^{-\frac{1}{2}} e^{-r} \quad (\text{坐标表象}) \quad (1.1.1)$$

$$\Psi_{1s}(\vec{p}) = 8^{\frac{1}{2}} \pi^{-1} (p^2 + 1)^{-2} \quad (\text{动量表象}) \quad (1.1.2)$$

则有:

$$|\Psi_{1s}(\vec{p})|^2 = 8\pi^{-2} (p^2 + 1)^{-4} \quad (1.1.3)$$

在 PWIA 和 HF 近似下, (e, 2e) 的三重微分截面与 $|\Psi_{1s}(\vec{p})|^2$ 成正比。

1981 年 Lohmann 等人^[31]首次直接从实验上进行了检验,在不共面对称几何条件下获得 H(1s) 电子的动量分布。实验结果与量子力学理论预言的结果相当吻合。此外,电子的动量分布是靶粒子的内部结构特性,应与入射电子能量无关,实验结果也是如此。

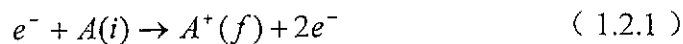
电子动量谱学在研究原子和分子结构的意义已被三十年的研究成果所证实。它能够得到能壳分辨电子态波函数密度分布规律,而且结果很好,这是电子动量谱学最突出的优点,也是其它方法不具备的。此外,原子和分子的物理化学性质主要是由外层电子的性质来决定的,电子动量谱学正好能够提供外层电子的详细信息,这对了解化学键和化学反应动力学等是非常有意义的。

§ 1.2 电子动量谱学的基本原理

1.2.1 电子动量谱学的物理过程

EMS 基本物理过程是 (e, 2e) 反应,其主要目标是:通过 (e, 2e) 碰撞电离反应实验直接测量靶粒子中各电子态的能量和波函数信息。

典型的 (e, 2e) 碰撞电离反应过程表示为:



这里 $A(i)$ 表示处于初态 $|i\rangle$ 的靶粒子系统, $A^+(f)$ 是留在末态 $|f\rangle$ 的剩余离子。该反应通常称为运动学完全的电子碰撞电离。所谓“运动学完全”,是指对参与反应的所有粒子的运动学参量进行测量。

图 1.2.1 给出 (e, 2e) 反应示意图。在这个反应中,一个明显的特征是:具有非相对论能量 E_0 和动量 \vec{p}_0 的入射电子与靶粒子 A (原子分子或固体薄膜;可以是基态也可以是激发态) 发生碰撞,在自身被散射的同时,敲出一个轨道电子,

用缩写符号来表示就是 (e, 2e)。

(e, 2e) 反应完全测量量是三重微分截面 $\frac{d^3\sigma}{d\Omega_a d\Omega_b dE_a}$, 又称五重微分截面。

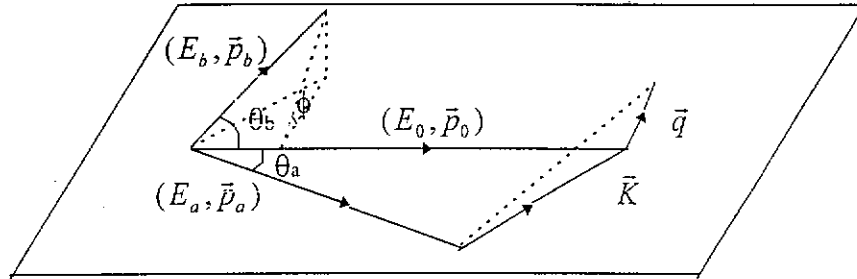


图 1.2.1 (e, 2e) 反应原理示意图

设散射电子和敲出电子的能量、动量分别为 (E_a, \vec{p}_a) 、 (E_b, \vec{p}_b) , 角度坐标分别为 (θ_a, Φ_a) 、 (θ_b, Φ_b) , 离子的反冲动量为 \vec{q} 。对于非极化电子和靶粒子, 只有相对角度 $\Phi_a - \Phi_b$ 有意义, 则可令 $\Phi_a = \pi$, $\Phi_b = \Phi$ 。反应过程的能量守恒条件表示如下:

$$\varepsilon_f = E_0 - (E_a + E_b) \quad (1.2.2)$$

式中 E_0 、 E_a 、 E_b 是实验上可测量的量, ε_f 是敲出电子原来在靶粒子中的电离能, 它等于初态系统的总能量减去末态系统的总能量。这正是实验欲获得的信息。虽然两个出射电子是不可区分的, 但通常把能量较高的快电子 a 称为散射电子, 而把能量较低的慢电子 b 称为敲出电子。因为离子质量 M_{A^+} 比一个原子单位大得多, 所以, 可忽略离子的反冲动能 $T = \frac{q^2}{2M_{A^+}}$ 。在忽略粒子很小的热运动能量和动量的情况下, 剩余离子反冲动量 \vec{q} 和动量转移 \vec{K} 为:

$$\vec{q} = \vec{p}_0 - \vec{p}_a - \vec{p}_b \quad (1.2.3)$$

$$\vec{K} = \vec{p}_0 - \vec{p}_a \quad (1.2.4)$$

式中的 \vec{K} 表示动量转移, 或者说散射电子的动量损失。敲出电子在未被敲出之前, 在靶粒子中处于某一状态时, 它的动量不是单一的, 而是具有确定分布的, 由波函数的平方 $|\Phi(\vec{p})|^2$ 来描述, 其中 \vec{p} 是该电子的动量, $\Phi(\vec{p})$ 是在动量表象中该电子的波函数。在一般的运动学条件下, (e, 2e) 电子碰撞电离反应涉及三个电子的能量和动量, 还有靶原子和离子的能量和动量。所以, 可以得到的只是离子的反冲动量, 而很难清楚地得到原子分子中单个电子的动量分布。

下面我们分析一下如何在一些特殊的实验条件下,使得电子动量 \bar{p} 成为实验上可测量的物理量。

在 $(e, 2e)$ 反应前,可以近似认为靶粒子在实验室坐标系中是静止的,即:

$$\bar{p} + \bar{p}_r = 0 \quad (1.2.5)$$

其中 \bar{p} 和 \bar{p}_r 分别是反应前敲出电子和离子实的动量。根据动量守恒定律,可得:

$$\bar{p}_0 + (\bar{p} + \bar{p}_r) = \bar{q} + \bar{p}_a + \bar{p}_b \quad (1.2.6)$$

一般而言, \bar{q} 不等于 \bar{p}_r 。如果 $(e, 2e)$ 反应可看作是二个自由电子之间的强碰撞,束缚态电子突然从靶粒子中被敲出,而离子实 A^+ 来不及响应,则在这种情况下, \bar{p}_r 和 \bar{q} 几乎相同,于是 (1.2.6) 式变成:

$$\bar{p} = \bar{p}_a + \bar{p}_b - \bar{p}_0 \quad (1.2.7)$$

对比 (1.2.6) 和 (1.2.7) 可知,由于碰撞前靶粒子是静止的,原子或分子动量为零,离子实 A^+ 所获得的反冲动量 \bar{q} 也就是碰撞前离子实所具有的动量。因此, \bar{q} 与碰撞前电子在原子中的动量 \bar{p} 大小相等,方向相反:

$$\bar{p} = -\bar{q} \quad (1.2.8)$$

这样,通过测量反冲离子实 A^+ 的动量,就可实现对原子分子中束缚态电子动量的测量。

这个特殊的实验条件就是要实现把 $(e, 2e)$ 反应的碰撞可看作是二个自由电子之间的强碰撞。在这个条件下,才能使得 $(e, 2e)$ 反应的三重微分截面与电子动量分布函数联系起来。这个特殊的实验条件被我们称之为 EMS 条件,即:

- (1) 快入射电子,通常入射电子的能量大于靶粒子中束缚态电子分离能的 20 倍;
- (2) 动量转移较大;
- (3) Bethe 脊条件,即在 $\bar{q} = 0$ 附近。

1.2.2 EMS 的运动学条件

从碰撞运动学考虑, $(e, 2e)$ 反应后有三个产物(散射电子、敲出电子和剩余离子)。如果不考虑粒子的自旋,它们共有九个空间自由度。在考虑碰撞过程中的能量和动量守恒给出的四个约束条件后,还有五个真正独立的自由度。由

于 (e, 2e) 电离反应和弹性散射及非弹性散射共存, 所以 (e, 2e) 反应截面的测量是在很强的弹性和非弹性散射的干扰下进行的, 使实验复杂化。对这五个自由度的选择方式有很多种, 典型的方式是两个出射电子的方向以及其中之一能量作为五个独立的自由度。这样选择的原因是, 在实验上比较容易测量电子的能量和方向, 而剩余离子的能量很小, 不易测量。通常, (e, 2e) 反应实验有四种典型的运动学几何条件。

(1) 共面对称几何条件

这种几何条件是 1969 年 Amaldi 等人^[7]首先采用的, 因此又称为 Amaldi 条件。它的特点是: \vec{p}_a 、 \vec{p}_b 和 \vec{p}_0 在同一平面内, 如图 1.3.2 所示。其运动学条件是: $E_a = E_b$, $p_a = p_b$, $\theta_a = \theta_b$, $\Phi = 0^\circ$ 。

Bethe 脊条件为:

$$\cos\theta = \frac{p_0}{2p_a} \quad (1.2.9)$$

反冲离子的动量:

$$q = |2p_a \cos\theta - p_0| \quad (1.2.10)$$

在 $\varepsilon_f \ll E_0$ 的条件下, $\cos\theta \approx \frac{\sqrt{2}}{2}$, $\theta = 45^\circ$ 。 θ 角变化范围通常在 $30^\circ - 60^\circ$ 之间。实验上测量的是三重微分截面随 θ 角的变化。在这种几何条件下, 动量转移也很大, 同样可以用来获取靶粒子的结构信息, 但没有 Weigold 条件的直观和精细。

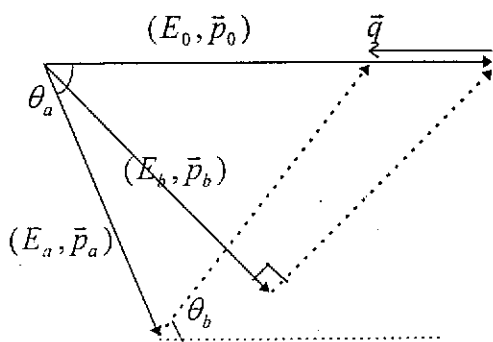


图 1.2.2 共面对称几何条件示意图

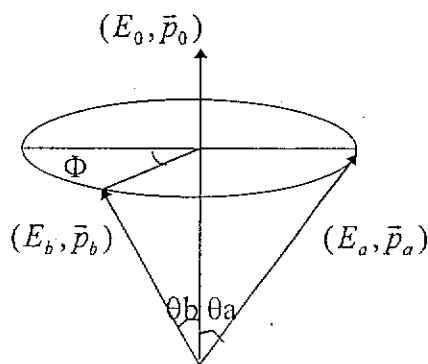


图 1.2.3 不共面对称几何条件示意图

(2) 不共面对称几何条件

1973年 Weigold 等人^[8]首先采用这种几何条件, 因此又称 Weigold 条件。这也是在 EMS 研究中普遍采用的几何条件。其实通常所说的 EMS 就是指在这种条件下进行的 (e, 2e) 碰撞电离反应的研究。如图 1.2.3 所示。在这种几何条件下, \vec{p}_a 、 \vec{p}_b 和 \vec{p}_0 不在同一平面内, 且 $E_a = E_b$, $p_a = p_b$, 固定 $\theta_a = \theta_b = \theta$ 。

由能量和动量守恒定律可以得到离子的反冲动量为

$$q = [(2p_a \cos\theta - p_0)^2 + 4p_a^2 \sin^2\theta \sin^2\frac{1}{2}\Phi]^{\frac{1}{2}} \quad (1.2.11)$$

在这种几何条件下, 动量转移 \vec{K} 很大, 且大小不随 Φ 角改变。如果选择较高的入射能量 E_0 , 则能够满足 EMS 要求的特殊实验条件。由 (1.2.11) 式, 改变 Φ 角就相应选择了轨道电子动量 p 。通过测量三重微分截面随 Φ 角的变化, 就可获得轨道电子的动量分布。

根据 EMS 条件: $E_0 \gg \varepsilon_f$, $\vec{q} = 0$, 则由式 (1.2.11), 可得:

$$\Phi = 0 \quad \text{且} \quad \cos\theta = \frac{p_0}{2p_a} \quad (1.2.12)$$

从而 $\cos\theta = \frac{\sqrt{2}}{2}$, $\theta = 45^\circ$ 。代入式 (1.2.11), 得:

$$q = \sqrt{2}p_a \sin\frac{1}{2}\Phi \quad (1.2.13)$$

上式是在 Bethe 脊条件下反冲离子动量的表达式。在这种条件下, 动量转移 \vec{K} 很大, 且大小不随 Φ 角改变, 并且当 Φ 角改变时, \vec{q} 随之改变。在 EMS 条件下, 也就是选择了轨道电子动量 \vec{p} 。通过测量三重微分截面随 Φ 角的变化, 就可以获取轨道电子的动量分布。

(3) 共面不对称几何条件

这种几何条件是 1969 年 Ehrhardt 等人^[9]首先采用的, 因此又称 Ehrhardt 条件。如图 1.2.4 所示。在这种条件下, \vec{p}_a 、 \vec{p}_b 和 \vec{p}_0 在同一平面内, $E_a \gg E_b$, θ_a 通常固定在小角度上, 变量为 θ_b , 实验上测量的是三重微分截面随 θ_b 的变化规律。不同的实验, 入射电子能量的选择差异很大。这种几何条件的实验结果对反应动力学很敏感, 主要用来检验碰撞动力学理论的优缺点。但近年来, 有些学者提倡采用这种几何条件进行结构学研究, 现已证实这种条件也可进行结构学研究^[46]。

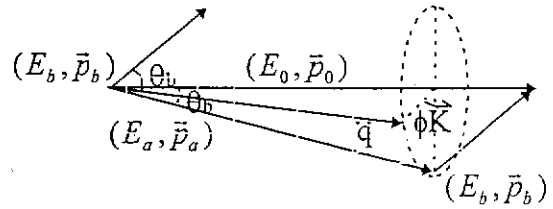
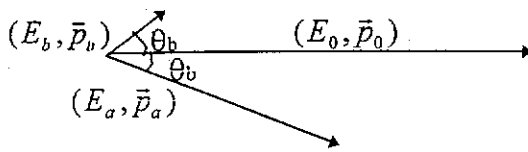


图 1.2.4 共面不对称几何条件示意图

图 1.2.5 不共面不对称几何条件示意图

(4) 不共面不对称几何条件

如图 1.2.5 所示为不共面不对称条件示意图。慢电子 b 的能量 E_b 固定，并固定在 θ_b 方向，做单一方位角测量；快电子 a 的能量 E_a 和方向 θ_a 也固定，相应的方位角 Φ 在大角度范围内变化。

在 Bethe 条件下， $\vec{K} = \vec{p}_b$ ， $\vec{q} = 0$ ，则：

$$\cos\theta_a = \frac{p_a^2 + \varepsilon_f}{p_0 p_a} \quad (1.2.14)$$

$$\cos\theta_b = \frac{p_b^2 + \varepsilon_f}{p_0 p_b} \quad (1.2.15)$$

虽然上述四种几何条件的实验安排都可测量电子动量谱，但是对称实验条件下测得的三重微分截面非常小，这成为限制实验精度和提高能量分辨率的主要因素。不对称几何条件的实验可以提高三重微分截面，有利于提高谱仪符合计数率和能量分辨率。

§ 1.3 (e, 2e) 电子动量谱仪的进展

电子动量谱仪是电子动量谱学实验研究的关键设备。研制性能优良的谱仪是开展电子动量谱学研究的重要内容。谱仪的发展就是不断将最先进的技术应用到谱仪中，提高谱仪的性能指标。

自 1973 年 Weigold 等人首次测量 Ar 原子 $3p, 3s$ 的电子动量分布以来，人们已经测量了十几种原子和七十多种分子的电子动量谱。经过近三十年的发展，谱仪的能量分辨率和动量分辨率不断提高，但没有发生大的突破。而在计数效率方面，由于采用了先进的多参数符合测量技术，使得测量效率成倍地提高，测量时间成倍地缩短，大大提高了实验结果的可靠性。到目前为止，根据电子动量谱仪探测器分类，它的发展大致可分为三代^[4]：

第一代 ($e, 2e$) 电子动量谱仪的探测器采用单通道电子倍增器作单点式扫描, 即固定一个角度, 扫描入射电子能量以获得这个角度下的电离能谱。改变不同的角度, 以获得角分布。在某一时刻实际上只记录到一个能量和一个角度下的符合计数, 绝大部分数据都未记录到, 效率极低, 测量一个样品往往需要几个月时间。

为了提高测量效率, 第二代 ($e, 2e$) 电子动量谱仪实验装置发展了多参数符合测量技术, 可进行能量多道测量或动量多道测量。1978年, Moore 等人采用鼓形分析器 (一种特殊的环形 toroidal 分析器), 根据电子入射角度和出口焦面位置的一一对应关系, 在出口焦面上安排了 10 个探测器, 实现了角度的多道测量。通过组合, 可以实现 25 个角度的单通道 ($e, 2e$) 测量。1984年, 澳大利亚 Weigold 实验组^[32]在 1980 年建造的 ($e, 2e$) 谱仪的基础上进行改造工作, 他们采用了位置灵敏探测技术, 用微通道板和电阻阳极组成的一维位置灵敏探测器取代第一代谱仪中的单通道电子倍增器, 利用半球分析器的能量线性色散特性, 通过探测电子到达分析器出口平面的不同位置, 定出被分析电子的能量, 实现了大能量范围的同时测量, 探测效率提高一个量级。1993年, Brion 等人将二维位置灵敏探测器引入电子动量谱仪, 采用筒镜分析器, 根据入射电子角度和出口位置的一一对应关系, 实现了角度的多道测量。1994年, 中国科学技术大学原子分子物理实验室 Xu-Kezun 实验组建成的能量多道测量的电子动量谱仪就属于第二代谱仪。

第三代 ($e, 2e$) 电子动量谱仪实验装置还在发展中。1994年, 在 Storer 等人建立的固体电子动量谱仪中, 将多种手段有机地结合在一起, 解决了固体动量谱中, 束流小、能量高造成的符合计数率低的难题。在该装置中, 快电子选择在不对称的 Bethe 条件下, $\theta_a = 14^\circ$, 慢电子固定在 $\theta_b = 75^\circ$, 分别对 Φ_a, Φ_b, E_a, E_b 做多道探测。其特点是入射电子能量更高, 可同时测量不同能量和角度的散射和出射电子, 能量分辨、动量分辨和测量效率等性能指标有较大的提高。目前, 中国科学技术大学 Xu-Kezun 实验组正在研制一套第三代谱仪。

§ 1.4 本套谱仪的特色和意义

本论文所涉及的 ($e, 2e$) 电子动量谱仪, 是中国科学技术大学原子分子物理实验室正在组建的高能量分辨的 ($e, 2e$) 电子动量谱仪^[47]。该套谱仪为了实现中能入射电子的高分辨性能, 采用了不对称的几何条件, 同时对快电子进行能量和角度 (Φ_a) 的两维测量, 以补偿为提高分辨而带来的符合计数率的激剧下

降，而对慢电子只进行能量多道测量，不进行二维测量。

与 1994 年该实验室建成的谱仪^[48]比较，本套谱仪具有以下突出特点：

- (1) 采用二维位置灵敏探测器探测快电子，可以获得电子的能量和角度信息，大大丰富实验内容。
- (2) 首次采用高压电源监测技术，有效减小高压漂移对能谱分辨率的影响。
- (3) 位置信号计数率更高，平均可达 50kcps，而原谱仪位置信号平均计数率在 10kcps 以下。在这样高的计数率条件下，电子学系统的测量效率仍然在 90%以上。
- (4) 获取系统的采集通道数更多，数据流量更大，对前端电子学和获取系统的整体要求更高。

建成后的谱仪具有高能量分辨（200meV—500meV）、高动量分辨（0.1a.u）和高测量效率等突出性能，是一套处于国际先进水平的（e，2e）电子动量谱仪，对于更深入研究原子分子的性质、结构和运动规律，有着重要的意义。

第二章 影响能量分辨率的因素及系统对前端电子学和获取系统的性能要求

§ 2.1 谱仪的性能指标

中国科技大学近代物理系原子分子物理实验室于1994年建立的(e,2e)电子动量谱仪,是一套第二代谱仪。它采用了多道符合测量技术,完成了多种气体原子分子能谱和动量谱的测量。经过一系列改进和发展,该谱仪的性能参数如下^[49]:

- (1) 能量分辨为1.5eV;
- (2) 动量分辨为0.15a.u;
- (3) 单通道事例平均计数率小于10Kcps,符合计数率为几秒钟一次到几秒钟几次。

组建中的高能量分辨(e, 2e)电子动量谱仪属于第三代谱仪,旨在完善丰富谱仪的功能,提高谱仪的性能指标。预期达到的主要性能指标包括^[47]:

- (1) 能量分辨达200meV~500meV;
- (2) 动量分辨达0.1a.u;
- (3) 电子学系统具备较高的测量效率(参见§ 2.3),达90%以上;
- (4) 可以进行能量和角度的多道测量;
- (5) 单通道事例平均计数率达50Kcps左右。

新谱仪的性能指标有了较大的提高,在国际上处于领先水平。这些指标对谱仪的各个组成部分提出了新的更高要求。

§ 2.2 实验装置

2.2.1 总体结构^[47]

高能量分辨(e,2e)电子动量谱仪由以下几个部分组成:(1)电子枪;(2)

单色器；(3) 电子输运透镜；(4) 法拉第筒；(5) 可以作二维测量的快电子半球静电分析器；(6) 作为能量多道测量的慢电子半球静电分析器；(7) 真空系统；(8) 供电系统；(9) 供气系统；(10) 屏蔽系统；(11) 探测器系统；(12) 电子学系统，包括前端电子学和数据获取系统。

如图2.2.1为高分辨 ($e, 2e$) 电子动量谱仪示意简图。

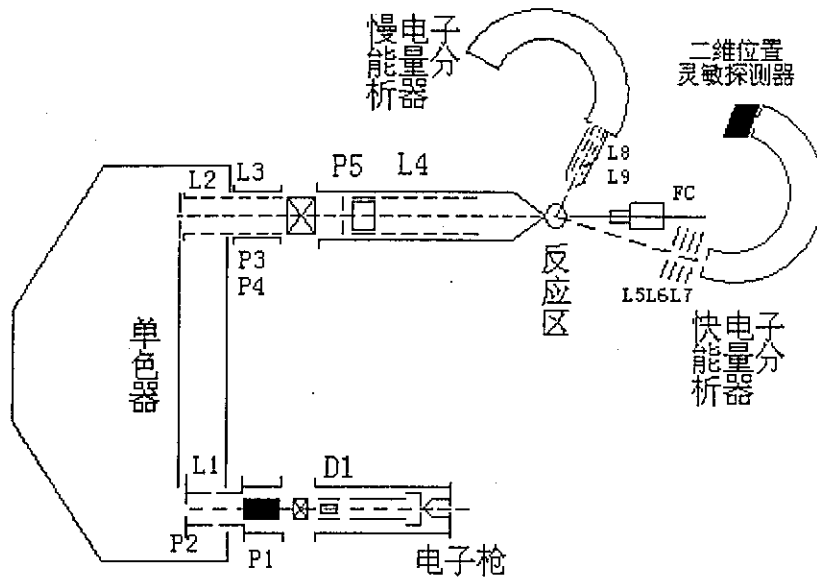


图2.2.1 高能量分辨 ($e, 2e$) 电子动量谱仪装置示意简图

电子枪提供能量为100eV、束斑直径为0.5mm、流强大于 $5\mu A$ 的电子束流，经 P_1 ($\Phi = 0.5mm$) 模孔限流后，由三圆筒减速透镜 L_1 减速到20eV的通过能，并聚集到单色器入口模孔 P_2 ($\Phi = 0.5mm$)。经单色器单色化的低能出射电子由 L_2 、 L_3 组成的五圆筒组合透镜组，加速到约4keV，并聚焦到差分模孔 P_3 ($\Phi = 0.5mm$) 上，再由三圆筒透镜 L_4 加速到扫描能量，并聚焦到反应点。电子束与靶粒子发生电离碰撞反应，反应后的散射电子(快电子)和敲出电子(慢电子)分别经能量补偿后进入半球静电分析器，在分析器的出口处分别被二维位置灵敏探测器和一维位置灵敏探测器接收。这就是电子束光学输运过程。后续的前端电子学和数据获取系统采集测量实验要求的物理量，与电子束输运过程组成整个谱仪的工作流程。

以下就谱仪的各主要部分作具体的介绍，并分析各个部分对谱仪分辨率的影响。

2.2.2 电子枪与法拉第筒

电子枪是碰撞实验的激发源，它产生一定能量分布的电子束。对电子枪的要求是：单色性和方向性好，束斑小，工作稳定，使用寿命长。法拉第筒在电子束方向末端对准入射电子束。其目的是：（1）收集电子束流，使散射电子减至最小；（2）监测电子束流；（3）判断电子束的聚焦性能和方向性。

由于电子枪提供的低能电子束能量分散达0.4eV左右，必须对电子束进行能量单色化，才能满足谱仪精度的要求。

2.2.3 单色器和能量分析器系统

电子能量单色器的功能是减小入射电子的能量分散，而电子能量分析器的功能是测量散射电子和敲出电子的能量分布。二者在结构和原理上都是一致的，唯一的区别是单色器只取电子能量分布中的一部分。研究表明，用于研究能量和角度均不同的电子散射，带预减速透镜的静电偏转型半球分析器较其它形式的偏转型分析器优越，表现在高分辨率测量时能得到较高的亮度。

图2.2.2是静电偏转型半球能量分析器的示意图，其中内外球的半径和平均半径为 R_1 、 R_2 、 R_0 ，内外球所加的电压分别为 V_1 和 V_2 ($\Delta V = V_1 - V_2 > 0$)， α 为入射电子在能量色散面的半张角。入、出口的膜孔位于内外球的平均半径位置，其直径为 d 。

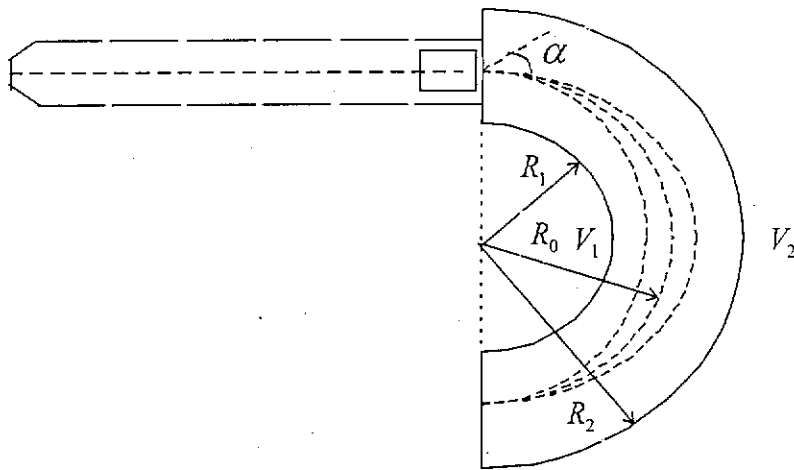


图2.2.2 半球分析器示意图

在半球分析器的两球面之间，电场是径向的，由内球面指向外球面。距球心 r 处的电场强度为：
$$e(r) = \Delta V \frac{R_1 R_2}{R_2 - R_1} \cdot \frac{1}{r^2}$$
。由理论力学可以证明，半球分析器对相

同能量的电子有一阶聚焦的作用，而且是二维聚焦。

从平均半径处入射的电子，其能量在满足条件 (2.2.1) 时，才能在分析器出

$$E_0 = \frac{e\Delta V}{\left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_1}{R_2}\right)} \quad (2.2.1)$$

口的平均半径处聚焦， E_0 就是分析器的通过能。对于内外径固定的半球分析器，根据通过能就可以确定所需的内外球的电压值。

但对于能量不同的电子，其入射点相同时，出射点将不同，即具有色散作用。半球分析器的电子能量和电子出射位置 R_{out} 的关系如下：

$$E = \frac{2E_0}{\cos^2 \alpha} \left[\frac{R_{out}}{R_0 + R_{out}} \right] \quad (2.2.2)$$

在入射角度 $\alpha=0$ 时，电子能量与通过能 E_0 相差 ΔE 的电子，在出射平面上的径向偏差的一阶近似为：

$$\Delta r = 2R_0 \frac{\Delta E}{E_0} \quad (\Delta r = R_{out} - R_0) \quad (2.2.3)$$

当入射和出射光栏为直径为 d 的小孔时，半球分析器的能量分辨率为^[21, 22, 23]：

$$\frac{\Delta E(FWHM)}{E_0} = \frac{0.86d}{2R_0} + 0.25\alpha^2 \quad (2.2.4)$$

由此可见，半球分析器的固有能量分辨率为 $\Delta E(FWHM) = \frac{0.86d}{2R_0} E_0$ ，通过能越小，球半径越大，则分辨率越高。

在均匀入射的情况下，满足条件 $\alpha^2 = \frac{0.8d}{2R_0}$ 时有最大亮度，此时的能量分辨率为：

$$\frac{\Delta E(FWHM)}{E_0} = \frac{1.06d}{2R_0} \quad (2.2.5)$$

在单色器和分析器中，固有能量分辨率与通过能成正比，因此电子在进入偏转器前经过了减速透镜，降低了对偏转器自身分辨率的要求。减速透镜还可调节电子束发散角的大小，使分析器工作在最佳状况下。

本套谱仪采用了一组快电子能量分析器和一组慢电子能量分析器。快电子能量分析器的入射减速透镜是一种特殊的减速透镜——圆锥形透镜 (Conic Lens)，

其减速比约为200:1。主要参数如下:

- (1) 平均半径 $R_0 = 48.5mm$, 内球半径 $R_1 = 33.5mm$, 外球半径 $R_2 = 63.5mm$;
- (2) 入口狭缝宽度 $d = 0.5mm$;
- (3) 通过能 $E_{0a} = 20eV$ 。

慢电子能量分析器的入射透镜为五圆筒透镜。主要参数如下:

- (1) 平均半径 $R_0 = 60mm$, 内球半径 $R_1 = 45mm$, 外球半径 $R_2 = 75mm$;
- (2) 入口模孔直径 $d = 0.5mm$;
- (3) 通过能 $E_{0b} = 10eV$ 。

由上述参数就可以确定分析器系统对谱仪能量分辨率的影响大小。

2.2.4 供电系统

谱仪中电子枪、单色器、分析器、探测器和个电子光学透镜单元所需电位由电源供电系统来提供。

整个供电系统主要由三个部分组成:一是用于电子枪调节入射电子能量的电源系统,包括一台主高压电源 $HVPS_m$, 一台恒流源, 栅压电源, 聚焦级电源和用于入射电子能量扫描的程控浮置扫描电源;第二部分是减速透镜和能量分析器的电子光学系统的电源, 包括两台主高压电源, 两台单独用于减速透镜的高压电源即用于快电子减速电压源 $HVPS_o$ 和慢电子减速电压源 $HVPS_b$, 以及若干个偏转和补偿低电压电源。第三部分是两路浮置探测器高压电源。

主高压电源 $HVPS_m$ 采用美国BERTAN公司603C-50型紧凑精密高压电源模块, 其主要性能指标如下^[65]:

- 1) 输出电压: 0-5kV;
- 2) 输出电流: 0-5mA;
- 3) 纹波电压: 50mV;
- 4) 温度系数 (0-50°C): 50ppm/°C;
- 5) 稳定性 (30分钟预热后): 0.01%每小时, 0.02%每8小时。

减速电压源由上海原子核所研制。其稳定性与主高压电源相当。

稳定性是高压电源、扫描电源的重要指标。它们对谱仪的分辨率产生直接而重要的影响。这将在下面作详细分析。

2.2.5 探测器系统

探测器系统包括：探测慢电子的一维位置灵敏探测器和探测快电子的二维位置灵敏探测器。

一维位置灵敏探测器由微通道板和条形电阻阳极组成。微通道板具有良好的位置分辨能力，与相应的位置读出阳极组合构成位置灵敏探测器。

微通道板利用二次电子发射的倍增效应来探测带电粒子，在探测低能带电粒子时效率较高，时间分辨好^[19]。每级的微通道板的倍增系数为 10^3 ，两级串联使用时的增益可以达到 10^7 。如图2.2.3所示，两块微通道板的通道夹角背向放置，可抑制离子反馈效应。

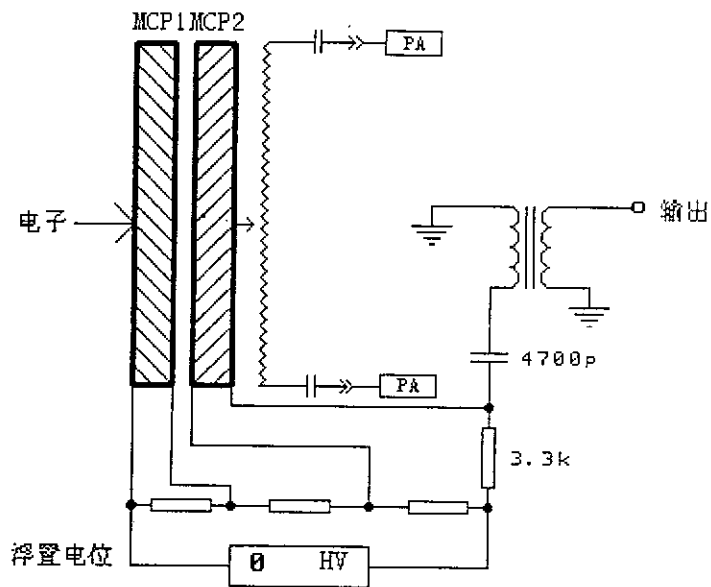


图2.2.3 探测器系统基本结构原理示意图

慢电子经过二级微通道板倍增之后，产生一个电子束团，电子束团到达条形电阻阳极之后，在条形电阻阳极两端的两个电极(A_1, A_2)上进行分配，位置信号经过阻容耦合输出。入射电子的位置 x ，与两端电极收集的电荷量有以下关系：

$$x = \frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} l \quad (2.2.6)$$

其中， l 为阳极条的总长度，取20mm。只要测得条形电阻阳极两端的电荷量，就能算出入射电子的位置，并根据(2.2.1)式可以计算出慢电子的能量值 E_0 。一维位置灵敏探测器的位置分辨好于0.3mm。

另一组级联微通道板与二维电阻阳极面板组成二维位置灵敏探测器^[50]。如图2.2.4所示为电阻阳极面板示意图。

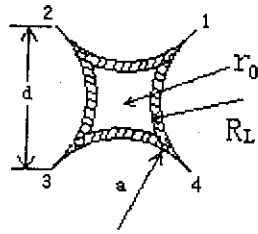


图2.2.4 电阻阳极面板示意图

设电阻阳极面板的宽度为 d ，单位面积的电阻和电容分别是 ρ 和 C ，点 (x, y) 的电位为 v ，电流密度为 j 。根据欧姆定律和电荷守恒定律，得：

$$\rho v + \nabla v = 0 \quad (2.2.7)$$

$$\nabla \cdot \vec{j} + C\dot{v} = J \quad (2.2.8)$$

式 (2.2.8) 中， J 是入射阳极面板的电流源。由式 (2.2.7) 和 (2.2.8) 可得：

$$\nabla^2 v - \rho C \dot{v} = -\rho J \quad (2.2.9)$$

入射电流源用 δ 函数进行近似表达，为：

$$J(x, y, t) = Q\delta(t)\delta(x - x_0)\delta(y - y_0) \quad (2.2.10)$$

式 (2.2.10) 中， Q 为入射的总电荷量， (x_0, y_0) 为入射位置。在一定的边界条件和初始条件下，可得入射电流源的 (x, y) 位置^[51]：

$$x = \frac{Q_1 + Q_4}{Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4} d \quad (2.2.11)$$

$$y = \frac{Q_1 + Q_2}{Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4} d \quad (2.2.12)$$

式 (2.2.11) 和 (2.2.12) 中， $Q_i (i = 1, 2, 3, 4)$ 表示电阻阳极面板四端点的积分电荷量， d 取 45mm。

根据测试结果，二维位置灵敏探测器的位置分辨为 $(0.08\text{mm} \pm 0.06\text{mm})$ ^[50]。同时，二维位置灵敏探测器可以大大提高快电子的计数率。

如图 2.2.3 所示，为测量两电子间的时间关联，分别从两组级联的第二块微通道板的背电极引出一个上升时间小于 10ns 的快脉冲信号，通过高频脉冲变压器耦合输出后，作为测量符合时间电路单元的定时信号。

前端电子学和数据获取系统在后两章中单独详细介绍。

§ 2.3 提高谱仪测量效率的方法

谱仪的测量效率对实验的进程、数据的可靠性和实验精度产生重要影响。在本系统中，测量效率 η 定义为在一定采集时间内，谱仪的获取系统采集的符合事例数 N_s 与时间幅度变换器 (TAC) 输出事例数 N_0 之比，即：

$$\eta = \frac{N_s}{N_0} \times 100\% \quad (2.3.1)$$

如图2.3.1所示为测试谱仪测量效率实验装置图。根据式 (2.3.1)，可以从两个方面提高谱仪的测量效率：提高谱仪的符合计数率和提高获取系统记录的符合事例率。

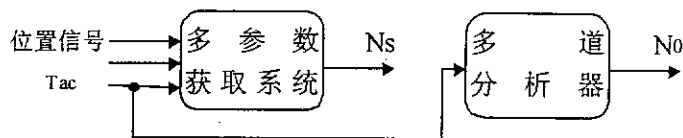


图2.3.1 测量效率测试示意图

(1) 提高谱仪符合计数率。高能量分辨率是谱仪的重要性能。在高分辨率条件下，由于电荷的空间效应，入射电子束流受到较大的限制，使得散射电子的计数率大大减少，导致谱仪的符合计数率的降低。为了补偿电子束流带来的影响，谱仪采用了二维位置灵敏探测器对快电子进行二维测量，以提高谱仪的符合计数率。本套谱仪预计符合计数率为 $1.4 \times 10^{-2} s^{-1}$ [47]。

(2) 提高获取系统记录谱仪产生的符合事例数。这主要通过采取相加甄别技术和三重符合方法来实现。高能量分辨的 (e, 2e) 电子动量谱仪获取系统中，从二维探测器引出四路电荷信号和从一维位置灵敏探测器的两端引出两路电荷信号，可以确定快慢电子的能量。根据2.2.5节分析，同样多的电荷注入电阻阳极条或电阻阳极面板，随着入射位置的不同，各端点探测到的积分电荷量的比例不同，因此输入到采集板的模拟信号大小不同。尤其是对于入射位置靠近端点的情况，有一路或几路信号将会很小，如果用甄别器对单路信号分别甄别来选择事例，那么，小信号一端对应的甄别器将不能产生“真”逻辑的甄别脉冲，符合单元就不可能产生总符合信号，从而丢失该事例。这种符合方法将造成系统测量效率大大降低。

根据式 (2.2.6) 可以得到，一维位置灵敏探测器两个端点引出的信号，其电荷量相加之后保持不变，而且由于阳极条的尺寸很小，各端信号输出的前后时间

差在纳秒量级，通过前端电子学电路处理之后，电荷信号成形为底宽约 $1\mu\text{s}$ 的半高斯型信号，叠加之后波形不会有明显的变化，叠加后的幅度近似于原来的各路幅度之和。我们把各组探测器几路位置信号分别叠加后的信号作为甄别的依据，就可以克服上述单路信号甄别造成事例丢失的情况，有效保证事例的正确判选。这种方法称为相加甄别方法，可以大大提高谱仪获取系统的测量效率。

图2.3.2为从一维位置灵敏探测器引出的两通道位置信号相加甄别电路的逻辑示意图。二维位置灵敏探测器的甄别电路与之相似，只是相加甄别单元为四路位置信号相加甄别。

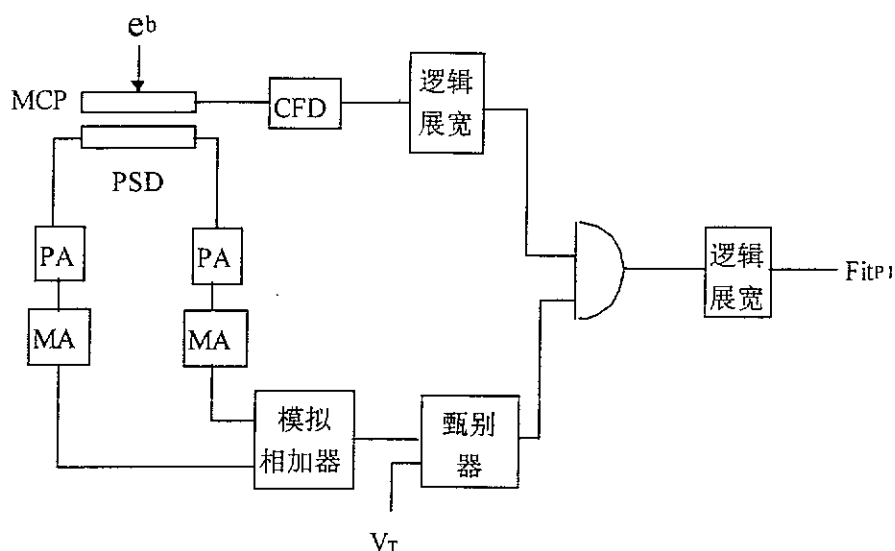


图2.3.2 相加甄别方法原理图

对于关联时间通道，只需直接对时间幅度变换器的模拟输出信号进行幅度甄别，起到抑制噪声的作用。这样，采集系统共产生三路甄别脉冲。这三路甄别脉冲通过“与”逻辑的三重符合单元，就产生了系统的总符合信号。这一部分还将在第四章作进一步阐述。

相加甄别是提高谱仪测量效率的重要技术。它能保证获取系统测得绝大多数的符合事例。该方法已在原谱仪的获取系统改进方案中得到有效证明^[55]。

由于甄别器的阈值电压有一定的幅度以及甄别器的灵敏度的影响，TAC输出中小幅度的信号不能通过采集电路甄别，这些事例将获取系统被丢失，从而使得(2.3.1)式中的 $N_s < N_0$ ，即测量效率小于100%。

根据本系统最后的测试结果，获取系统的测量效率在90%以上，达到预定的指标要求。

§ 2.4 影响谱仪能量分辨的主要因素

较高的能量分辨率是新一代谱仪的重要性能。为了达到预期的指标要求，首先要确定谱仪的各个组成部分对谱仪系统的能量分辨的影响，从中获得提高谱仪能量分辨的关键措施。根据 § 2.2 节分析可知，影响谱仪分辨率的因素主要有：（1）电子束的能量分散；（2）电子能量分析器（包括作二维测量的快电子半球静电分析器和作能量多道测量的慢电子半球静电分析器）的固有能量分辨率；（3）一维位置灵敏探测器和二维灵敏探测器的能量分辨率；（4）高压电源和扫描电源的误差。

下面就这几个方面逐一分析。

2.4.1 电子束的能量分散

通常，电子枪的出射束流的热耗散约在0.4eV左右，如果不对束流加以处理，将使得谱仪的分辨率大大降低。谱仪采取单色器对束流进行单色化处理，使得电子束达到一定的能量分辨率。而且，在满足分辨率的条件下，能够达到最大的输出电流。根据设计要求，单色化之后的电子束流截面直径小于0.5mm，能量分散^[47]：

$$\Delta E_i \sim 60meV \quad (2.4.1)$$

限制束流强度的主要因素为空间电荷效应和Boersh效应。

2.4.2 快电子能量分析器

根据快电子能量分析器的参数和式 (2.2.5)，快电子能量分析器的能量分辨为：

$$\Delta E_a = \frac{1.06d}{2R_0} E_{0a} = 109mev \quad (2.4.2)$$

2.4.3 慢电子能量分析器

根据慢电子能量分析器的参数和式 (2.2.5)，慢电子能量分析器的能量分辨为：

$$\Delta E_b = \frac{1.06d}{2R_0} E_{0b} = 44mev \quad (2.4.2)$$

2.4.4 位置灵敏探测器

一维位置探测器的能量分辨^[52]：

$$\Delta E_{1d} \approx 25\text{mev} \quad (2.3.3)$$

二维位置探测器的能量分辨^[50,52]：

$$\Delta E_{2d} \approx 20\text{mev} \quad (2.4.4)$$

2.4.5 电源误差

如果只考虑谱仪光学装置对谱仪分辨率的影响，不考虑电源系统的误差对谱仪能量分辨的影响，则谱仪的能量分辨为：

$$\Delta E \approx \sqrt{(\Delta E_1)^2 + (\Delta E_a)^2 + (\Delta E_b)^2 + (\Delta E_{1d})^2 + (\Delta E_{2d})^2} \sim 139\text{mev} \quad (2.4.5)$$

实际采用的电源都存在一定的精度和稳定性。我们来分析一下电源系统对电离反应的影响。根据谱仪电子束输运过程，单色器单色化的低能出射电子通过 L_2 、 L_3 组成的五圆筒组合透镜组，由一组主高压电源 $HVPS_m$ 加速到约 4keV ，并聚焦到差分模孔 P_5 上，再由三圆筒透镜 L_4 加速到扫描能量，并聚焦到反应点。由此可见，入射电子的能量值 E_0 受主高压电源和扫描电源的影响，电压值的误差将造成 E_0 的分散。设主高压和扫描电源造成的能量分散分别为 ΔE_{hvm} 、 ΔE_{sv} 。碰撞后快慢电子能量分别在 3500eV 、 500eV 左右，它们分别经过减速透镜组减速到一定的通过能，减速电压各由一组高压电源 ($HVPS_a$ 、 $HVPS_b$) 提供。这两组高压的稳定性同样造成快慢电子能量误差，分别记为 ΔE_{hva} 、 ΔE_{hvb} 。分析器的偏转电压等同样对电子能量产生影响，但是这些电压值均为低压，稳定性在0.1%的低压电源引起的能量分散只有几十毫电子伏，可以忽略不计。

下面分析高压误差对能量分辨率影响的大小。为了简化过程，分析时只考虑高压漂移的影响。由上述分析，当忽略电压误差时，入射电子的能量分辨主要由电子束的能量分散引起的，约为 60mev ，能谱如图2.4.1(a)所示，能谱方程记为：

$$N_{a0} = N_0 e^{-\frac{(E-E_0)^2}{2\sigma_0^2}} \quad (2.4.6)$$

式中， E_0 为峰位能量， $\sigma_0 = 60/2.36 \approx 25.4\text{mev}$ 。

根据 § 2.2.4 电源参数，以8个小时为一个实验周期，则主高压的时间稳定性引起的入射电子能量的分散范围为 800meV 。我们同时假设高压的漂移是线性的，漂

移的范围为 $(-400\text{mv}, +400\text{mv})$ ，则实际入射电子的能谱为在高压漂移范围内各能量点的能谱的迭加，如图2.4.1(b)所示，实际能谱方程为：

$$N_m = \int_{-400}^{+400} N_0 e^{-\frac{(E-E_0)^2}{2\sigma_0^2}} dE_0 \quad (2.4.7)$$

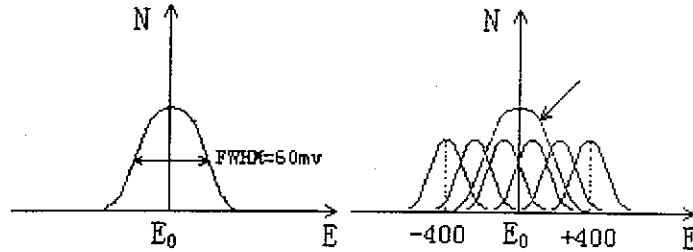


图2.4.1(a) 入射电子理想能谱 图2.4.1(b) 入射电子实际能谱

根据能谱半高宽的定义，只需求出 $\frac{1}{2}(N_m)_{\max}$ 对应的 E 即可。代入 σ_0 ，可得：

$$\Delta E_{hvm} = FWHM_m \approx 645\text{meV} \quad (2.4.8)$$

同理，可以求出散射电子和敲出电子的实际能谱的半高宽分别为：

$$\Delta E_{hva} \approx 650\text{meV} \quad (2.4.9)$$

$$\Delta E_{hvb} \approx 103\text{meV} \quad (2.4.10)$$

此时，谱仪的能量分辨率为：

$$\Delta E' = \sqrt{(\Delta E_{hvm})^2 + (\Delta E_{hva})^2 + (\Delta E_{hvb})^2} \approx 919\text{meV} \quad (2.4.11)$$

由式(2.4.5)和(2.4.11)可以看出，实际受电源误差影响的谱仪的能量分辨 $\Delta E'$ 高于谱仪能量分辨指标(200-500meV)，并且远高于不考虑电源误差的谱仪能量分辨 ΔE 。可见，电源误差是影响谱仪能量分辨的主要原因，如何减小电源漂移的影响是提高谱仪分辨的关键。

有两种方法减小电源精度对能谱的影响：

(1) 提高电源精度和稳定性。如上述分析，如果单纯提高电源精度和稳定性来满足设计要求，则选择的高压电源稳定性要满足在一个实验周期内误差小于 10^{-4} 。而一个完整的实验周期有时需要几天，制作这样高精度高稳定的高压电源，技术上存在较大难度。

(2) 电压监测。以前在实验分析时，把每一次实验中入射电子的初始能量作

为不变量,没有对能量进行修正。同时也忽略了减速高压误差对快慢电子的影响。如果以更高的精度记录每次符合事例对应的实际电压值,在离线分析时加以修正,就可以减小高压不稳定性造成的影响。我们把这种实时电压记录方法称为电压监测。该方法的核心部分是高稳定性的分压电路和高精度的模数变换器,它可以在实验过程中,实时记录下符合事例对应的高压电源和扫描电源的实际值,作为该事例对应的能量值。然后,在离线分析时,对电子的能量进行修正,这就可以获得更精确的能谱,从而提高谱仪的能量分辨率。

在本套谱仪中,我们采用了电压监测方法。由于供电系统对分辨率的影响来自于三组高压,因此,电压监测的核心是高压监测。

§ 2.5 高分辨特性对前端电子学和数据获取系统的要求

(e, 2e) 电子动量谱仪中需要测量的是靶粒子的电离能谱和动量谱。由探测器接收的位置信息可以得到散射电子和电离电子的能量,根据能量和动量守恒定律,可以获得电离能谱和动量谱。

为此,谱仪要求建立一个多参数符合的数据获取系统。根据测量的要求,我们设计了如图3.1.1所示的电子学和数据获取系统。

对于散射电子和电离电子能量的测量,需要确定的是电阻阳极条和电阻阳极面板各端点的积分电荷信号。电荷信号用电荷灵敏型前置放大器(PA)进行收集,放大转换成电压信号。由于前置放大器的输出脉冲幅度和波形并不能完全适合后续幅度分析设备的要求,因此,在它后面跟有一级主放大器(MA)。主放大器对信号进行成形放大,把信号放大到后续分析系统要求的幅度范围,减小噪声,提高信噪比。放大成形的信号经线性门和峰保持器(PH)之后,由ADC转换成数字信号。

散射电子和电离电子之间的时间间隔通过时间幅度转换器(TAC)来测量。从微通道板引出的快定时脉冲先由快放大器(FA)放大到适当的幅度。因为从探测器出来的信号有幅度的涨落等原因,快放大器输出的信号不能直接满足时间分析系统的要求。由恒比定时甄别器(CFD)来提取时间信号,减小定时误差。以电离电子的定时信号作为时间测量的起点,散射电子的定时信号作为终点,用TAC将这段时间间隔转换成电压幅度信号,输出信号的电压幅度与时间间隔成线性关系。经过线性门和峰保持器之后,由ADC转换成数字信号。

从物理测量的要求和(e, 2e)电子动量谱仪装置的条件出发,并根据§ 2.2、§ 2.3和§ 2.4的分析,系统对电子学和数据获取系统的要求如下:

2.5.1 需要测量的参数

对碰撞反应需要测量的物理量是散射电子和电离电子的能量，以及二者的关联时间。作为该谱仪首次采取的重要技术，谱仪同时测量三组高压和扫描电压，是进行实验数据离线分析的重要参数。

为了能更精细研究电子与样品的作用过程，以及能对原始数据进行相互校正，需要采用数字化方法进行信号处理，并用“event by event”的方式记录每一次符合事例中的六路位置信息、一路时间信息、三路高压值和一路扫描电源电压，总共11个参数。

2.5.2 关联时间测量的要求

为了测量快慢电子间的关联时间，在时间分析系统中，常用计数率较小的信号作起始信号。

假设快慢电子发射没有时间延迟，即从靶中敲出的电子和散射电子具有同时性，那么用于测量符合事例的时间窗 Δt_c 应该是较小的，也就是说符合分辨时间较小。而实际上， Δt_c 具有较大的展宽。引起符合时间展宽的主要因素有：（1）电子在透镜和分析器中所走的轨迹不同，造成轨迹长短上的差异；（2）分析器有一定的能量接收范围造成不同能量电子速度上的差异；（3）电子学时间晃动。

这些因素引起时间展宽在30ns左右，半高宽约为12ns^[53]。

时间分析系统和电子学(CFD+TAC+ADC)的设计应该满足以下要求：

- (a) 定时甄别器的定时误差要求远小于谱仪固有的时间展宽。设定定时晃动小于固有时间展宽的1/10，则要求定时晃动小于1200ps；
- (b) TAC量程为0~500ns；
- (c) 时间分析系统的精度要求：符合时间谱的半高宽在12ns左右，要求时间分析系统的时间分辨在2ns以下；
- (d) 整个时间分析系统的积分非线性不大于2.4% (12ns/500ns)。

2.5.3 测量电子能量的要求

散射电子和敲出电子能量与半球分析器电子出射位置的关系如(2.2.2)式所示，出射位置与探测器各端点引出的电荷信号的关系由式(2.2.6)、(2.2.11)、(2.2.12)确定。因此，只要测量探测器各端点引出信号即六路位置信号的大小，就可以求

出电子的能量。

一维位置灵敏探测器的位置分辨率约为0.3mm，则出射电子位置的读出误差要远小于1.5%(0.3mm/20mm)，才能保证读出电路不给敲出电子能量的测量带来大的影响。同样，要求二维位置灵敏探测器的位置信号读出电路的误差要远小于0.18%(0.08mm/45mm)。

对这部分电子学和数据获取系统的要求如下：

- (a) 电荷灵敏型前置放大器：探测器输出的电荷信号经过电荷灵敏前置放大器预放大后，输出幅度在100mV以上，要求的放大增益为 $100\text{mv} / (10^7 \times 1.6 \times 10^{-19} \text{库仑}) = 6.25 \times 10^{10}$ (伏/库仑)以上，输出稳定性好于1/1000。
- (b) 主放大器的最大增益能达到100倍，输出稳定性好于1/1000。
- (c) 模数变换器：对各端点电荷量的测量，最后是通过模数变换器来实现的。由公式(2.1.6)，一维位置信号的测量误差为：

$$\eta_{1d} = \frac{\Delta x}{l} = \Delta \left(\frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} \right) = \frac{Q_2 \Delta Q_1}{(Q_1 + Q_2)^2} + \frac{Q_1 \Delta Q_2}{(Q_1 + Q_2)^2} \quad (2.5.1)$$

由式(2.2.11)和(2.2.12)，二维位置信号的测量误差为：

$$\begin{aligned} (\eta_{2d})_x &= \frac{\Delta x}{d} = \Delta \left(\frac{Q_1 + Q_4}{Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4} \right) \\ &= \frac{Q_4 \Delta Q_1}{(Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4)^2} + \frac{Q_1 \Delta Q_4}{(Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4)^2} \end{aligned} \quad (2.5.2)$$

$$\begin{aligned} (\eta_{2d})_y &= \frac{\Delta y}{d} = \Delta \left(\frac{Q_2 + Q_3}{Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4} \right) \\ &= \frac{Q_3 \Delta Q_2}{(Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4)^2} + \frac{Q_2 \Delta Q_3}{(Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4)^2} \end{aligned} \quad (2.5.3)$$

测量误差主要来源于信号的量化过程。我们只考虑模数变换器在量化过程中带来的量化误差，则 $\Delta Q_1 \approx \Delta Q_2 \approx \Delta Q_3 \approx \Delta Q_4 = \sigma$ ， σ 是ADC的量化噪声。量化噪声带来的测量误差为：

$$(\eta_{ADC})_{1d} = \frac{Q_2 \sigma}{(Q_1 + Q_2)^2} + \frac{Q_1 \sigma}{(Q_1 + Q_2)^2} = \frac{\sigma}{Q_1 + Q_2} = \frac{\sigma}{Q_{1d}} \quad (2.5.4)$$

$$(\eta_{ADC})_{2d} = \sqrt{(\eta_{2d})_x^2 + (\eta_{2d})_y^2} \approx \frac{\sigma}{2(Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4)} = \frac{\sigma}{2Q_{2d}} \quad (2.5.5)$$

因此,可根据上述二式选取AD变换器。设输入信号 Q_{1d} 、 Q_{2d} 最大时为ADC的满幅度范围,由于微通道的电荷倍数有的涨落,按涨落幅度为100%计算, Q_{1d} 、 Q_{2d} 为ADC满幅度的一半,则 $\eta_{\text{ADC}} < 2/\text{SNR}$, SNR为ADC的信号噪声比。要求 η_{ADC} 要远小于位置灵敏探测器固有的相对误差。根据研制的位置灵敏探测器的性能指标(参见 § 2.2.5),要求SNR大于60dB,积分非线性小于1/1000。

2.5.4 电压监测电路

根据2.4.5节分析,供电系统对分辨率的影响主要来自于电子束的加速高压和作用在测量快电子的减速透镜的高压,它们造成的能量分散分别为 ΔE_{hvm} 、 ΔE_{hva} , 设谱仪能量分辨率满足性能指标,即 $\Delta E' < 500\text{meV}$, 根据(2.4.11)式,可得:

$$\Delta E_{hvm} \approx \Delta E_{hva} < 353\text{meV} \quad (2.5.3)$$

因此,在8小时的实验过程中,高压电源监测电路的稳定性要好于0.353/4000,即0.0088%。

由于需要测量的高压值远超出模数转换器的测量范围,高压电源监测电路实际包括两个主要单元:高稳定性分压电路和高分辨率模数转换器。对二者的要求如下:

- (1) 高稳定性分压电路采用高精密度高稳定性电阻。在精密电阻的各项指标中,温度系数是影响电路精度的重要参数。在可标定的条件下,电阻的稳定性要好于88ppm。
- (2) 高分辨率模数转换器的分辨率要好于0.005%,有效位 N_e 满足:

$$1/2^{N_e} < 0.005\% \quad (2.5.4)$$

则:

$$N_e > 14.3\text{bit} \quad (2.5.5)$$

2.5.5 系统的采集速率要求

谱仪要求的计数率较高。当进行单通道位置信号测量,或进行弹性散射测量,或非弹性散射测量时,平均计数率达到50kcps,由此决定了谱仪的电子学和数据获取系统的设计要适应高计数率的需要。

电子学和数据获取系统的设计中要考虑以下问题:

- (a) 电荷灵敏前置放大器和主放大器要适应高计数率的需要,处理能力要求

在50kcps以上。在这样高的计数率条件下，需要采取措施来避免高计数率带来的信号堆积和基线漂移问题。

- (b) 位置信号的模数变换器要采用高速器件，适应高计数率的需要。
- (c) 数据要用高速存储期间进行一级缓存，减少高计数率的随机信号的损失率。这部分功能可由接口电路实现。
- (d) 能够选择需要测量的参数组合。

在后面的第三章和第四章中，将详细介绍前端电子学和数据获取系统的各个部分。

第三章 前端电子学系统

§ 3.1 前端电子学系统的总体构成

高能量分辨 (e,2e) 电子动量谱仪前端电子学系统的主要任务是为适应谱仪数据采集主系统的输入需要, 将谱仪中探测器的输出信号进行放大、成形、缓冲、定时等处理, 获得电子能量信息和符合时间信息的模拟量。

图3.1.1是高能量分辨 (e,2e) 电子动量谱仪前端电子学和数据获取系统框图, 虚线框内部是前端电子学系统。

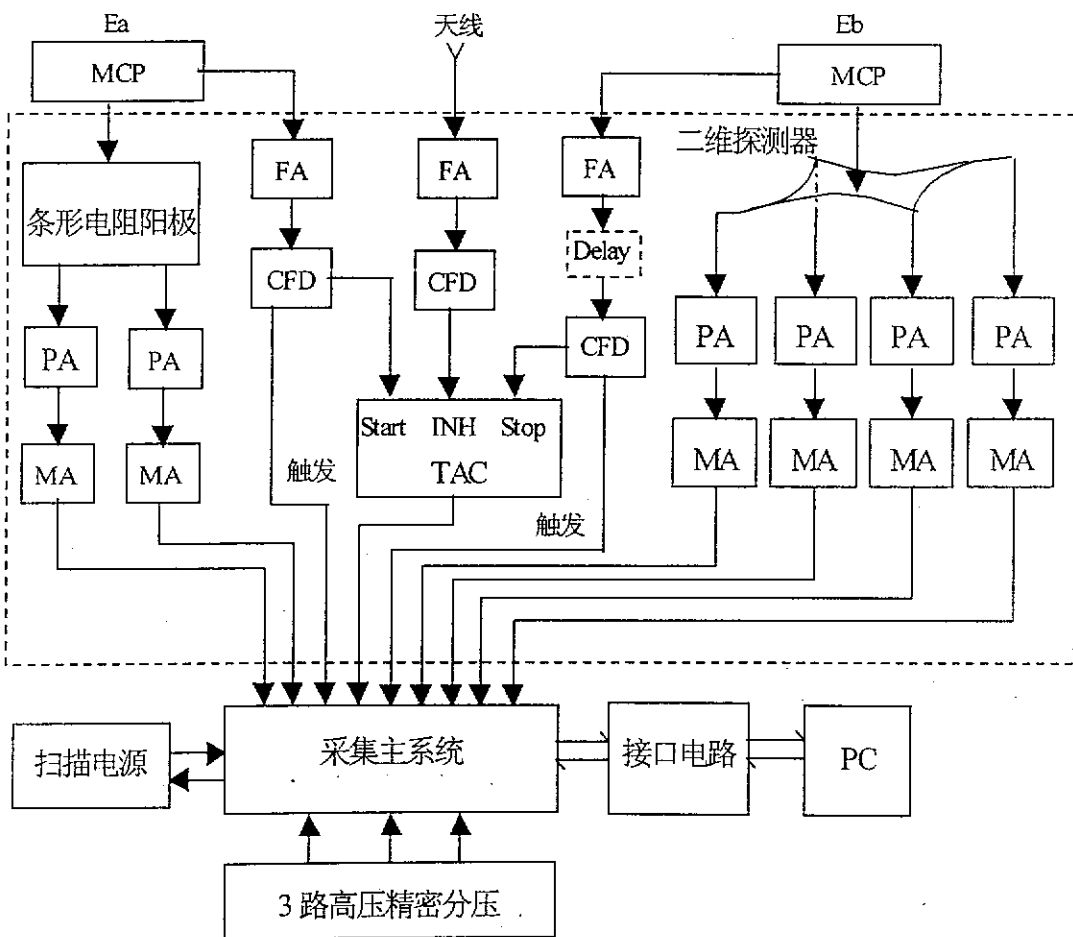


图3.1.1 高能量分辨 (e,2e) 电子动量谱仪电子学和数据获取系统框图

该套电子动量谱仪中, 电离能谱可通过探测敲出电子和散射电子能量得到。半球分析器将不同能量的电子在分散到出口处的不同位置上, 基本上呈线性关系。电子入射到微通道板(MCP)上, 在通道壁上打出二次电子, 二次电子经过电场加

速, 再经过倍增, 产生的电子束团分别被安装在级联微通道板出口的电阻阳极条或电阻阳极面板接收。

微通道板和电阻阳极条组成一维位置灵敏探测器。电子束团击中电阻阳极条后, 电荷按比例分配到它的两端, 电阻阳极从两端引出电荷信号(电流脉冲), 两端电荷量的比例随击中点而变化。对应的击中点位置由式(2.2.6)确定。两路信号由电荷灵敏前置放大器积分转换成与电荷成正比的电压信号, 再由主放大器进行成形放大, 得到两路确定慢电子能量的位置信号。

另一路微通道板和电阻阳极面板组成二维位置灵敏探测器^[50]。该路电子束团击中电阻阳极面板的位置由式(2.2.11)和(2.2.12)确定。从四个端点引出的电流脉冲同样由电荷灵敏前置放大器积分转换成与电荷成正比的电压信号, 再由主放大器进行成形放大, 得到四路确定快电子能量的位置信号。

为了判断两个电子是否来自同一反应事例, 可以通过测量两个电子之间的时间关联, 即测量符合时间谱来加以判断。以两个电子分别到达微通道板的时刻作为测量点, 从微通道板背电极引出的快信号经过快放(FA)和恒比定时器(CFD), 获得两个电子的定时信号。两路定时信号分别作为时间幅度变换器(TAC)的起始和停止信号, 则TAC的电压输出幅度反应了两个电子之间的时间关联。

为了抑制周围可能的较强电磁场的影响, 从天线接收的干扰信号经过快放和恒比定时器, 产生的信号作为TAC的禁止信号。当干扰信号超过一定的阈值, TAC的禁止信号有效, TAC不再进行转换, 获取系统不能采集实验数据, 从而滤除干扰信号的影响。

这就是前端电子学系统的功能和作用过程。根据其功能, 可以把前端电子学系统分为测量电离能谱模块和测量符合时间谱模块。以下两节作详细讨论。

§ 3.2 电离能谱测量电路模块

根据式(1.2.2), 靶粒子电离能 ε_f 可以通过测量散射电子能量 E_a 和敲出电子的能量 E_b 获得。由第二章分析可知, 通过测量六路位置信号幅度可标定两个电子能量, 从而获得电离能谱。

图3.2.1为一维位置灵敏探测器探测慢电子能量的电路框图。从能量分析器出口模孔出射的慢电子经过级联微通道板的倍增, 产生的电子束团被电阻阳极条接收。由阳极条两端引出的两路积分电荷信号 Q_1 、 Q_2 , 分别经过电荷灵敏前置放大器和主放大器的转换成形处理, 得到两路确定慢电子能量的位置信号 A_1 、 A_2 。

测量快电子能量的电路与之相似，只是采用了四路前放和主放电路。

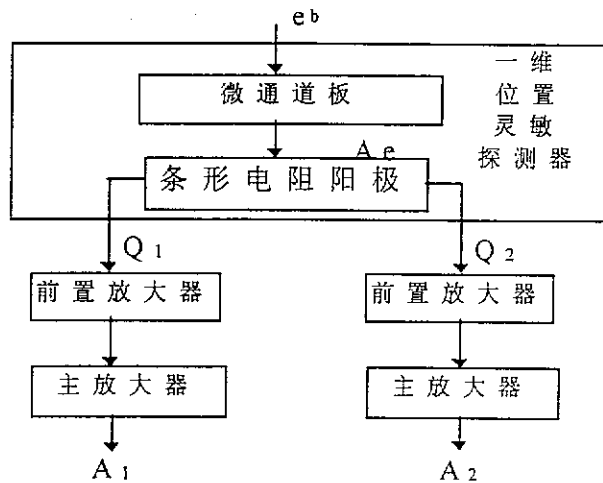


图3.2.1 测量慢电子能量的前端电子学电路

3.2.1 电荷灵敏前置放大器

在靠近阳极条和阳极面板的位置，采用了电荷灵敏前置放大器对电荷信号进行积分，同时把电荷信号转换成电压信号。其原理如图3.2.2所示。

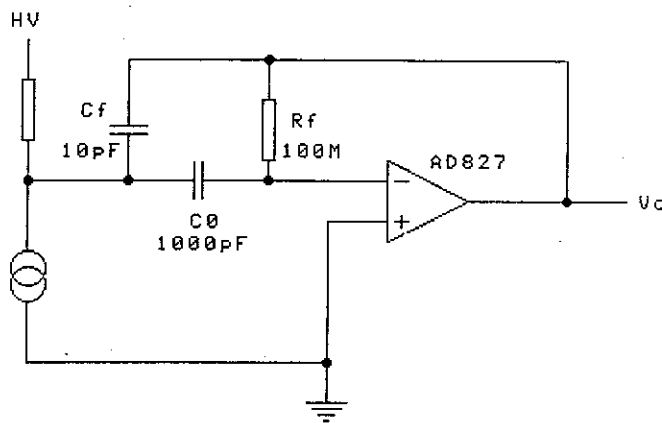


图3.2.2 交流耦合型电荷灵敏前置放大器

为了适应较高计数率的实验条件，采用交流耦合输入方式，放大器采用具有50MHz单位增益带宽的高速运算放大器AD827。AD827的开环增益大于2000倍，在分布电容变化50%时，电压输出稳定性好于1/2000。微通道板对一个入射电子的放大输出的电荷量大约为 1.6×10^{-12} 库仑，电荷灵敏前置放大器的变换增益 $1/C_f$ 取值为 10^{11} ，电压信号输出幅度大于100mV，抗干扰能力较强。

我们研制了六路电荷灵敏前置放大器，每两路组装在一个屏蔽小盒内，分别安装在靠近位置灵敏探测器附近。

3.2.2 主放大器

根据设计要求，主放大器的功能包括：（1）放大、成形前置放大器的输出信号，使得位置信号的最大幅度和波形的半高宽满足后续数字化电路的要求；（2）具备处理较高计数率信号的能力，满足平均计数率为50kcps的实验条件；（3）反堆积判断功能。在高计数率条件下，信号之间的堆积会变得非常严重。如不加以判断和滤除，不仅谱峰会发生偏移，而且会出现假峰；（4）基线恢复功能。在高计数率条件下，将出现严重的基线漂移。这就需要加上基线恢复器。

我们设计了一个双宽NIM标准插件，包含六路主放大器。主放大器的原理框图如图3.2.3所示。它由输入级、放大成形级、基线恢复器、反堆积电路和输出级等五部分组成。前置放大器的信号经输入级处理后，分成两路：一路经极零相消和四次积分放大成形后进入基线恢复器，然后由输出级输出；另一路则由反堆积电路判断该信号是否被堆积，根据判断结果给出是否发生堆积的标志信号。

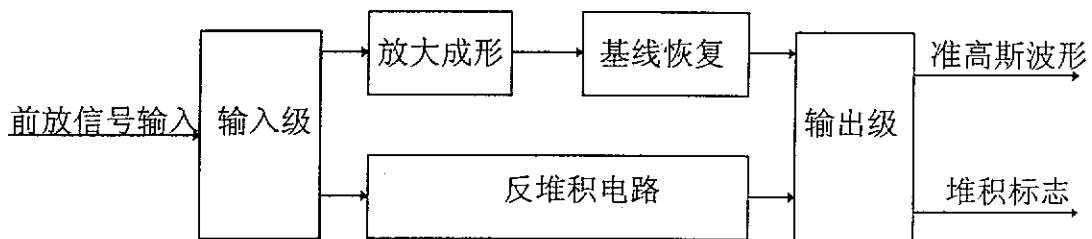


图3.2.3 主放大器框图

成形放大单元采用 $(CR) - (RC)^4$ 准高斯滤波成形电路。选择适当的电路参数，使脉冲成形后的底宽 $t_w = 1\mu s$ 。在平均计数率为50kcps的条件下，计数损失率为：

$$\delta = \frac{nt_w}{1 + nt_w} \approx 5\% \quad (3.2.1)$$

成形放大中的放大器采用集成运算放大器AD827，它具有50MHz的单位增益带宽，转换率为300v/s，低噪声，低功耗和很好的直流特性等突出特点。

反堆积电路的原理是产生一个与放大成形的准高斯脉冲宽度一致的脉冲来检测前置放大器的输出信号。如果在前一个准高斯脉冲还未结束的时候，又检测到一个前放输入信号，表明这两个信号之间发生堆积，需要给出一个反应堆积的标志信号，供后续电路进行判选。

反堆积电路的结构如图3.2.4所示。前放脉冲经过快成形放大后形成一个窄脉冲，经过甄别器输出窄TTL脉冲信号。采用上下两个可重触发逻辑展宽器分别跟踪窄脉冲的前沿与后沿，经过符合，形成监测脉冲。传统的方法是用一个逻辑展宽器来展宽，然后将其延迟到第一个脉冲信号之后，这就要对延时进行精细的调节，而且由于延时量与展宽的时间量之和才是准高斯波形的宽度，因此，由于输入信号幅度的不一致会造成延时的不确定性，而只有用非常高速的甄别器才能减小这种不确定性的影响。我们的方法避免了这种情况，而且对甄别器的要求也有所降低。

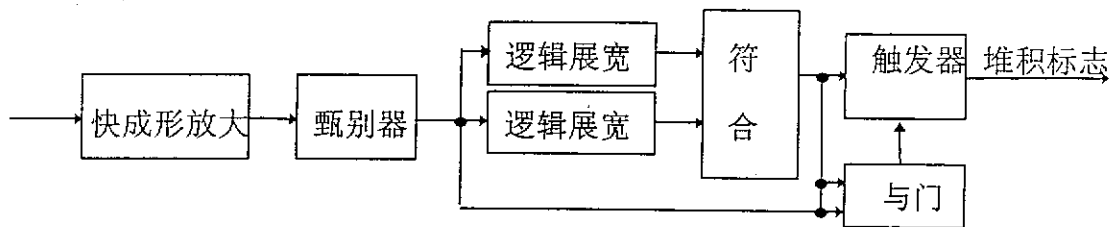


图3.2.4 反堆积电路结构示意图

由于采用准高斯成形，成形脉冲的峰值将延迟。只要采用高速的甄别器电路，就可以在前一个准高斯脉冲的峰值到达前给出堆积标志信号，故而能使后续电路准确拒绝被堆积的信号。因此，该电路的关键是甄别器的选择。我们采用的是LM319高速双比较器，它的建立时间为80ns，输出为TTL逻辑电平。

基线恢复器采用无源CDD基线恢复器，其原理图如图3.2.5所示。恒流源 I_1 和恒流源 I_2 满足 $I_1 = 2I_2$ 。当输入正脉冲时， D_1 截止， D_2 导通，信号对电容 C 以 I_2 大小充电。在脉冲过后， D_1 导通， D_2 截止，充电的电荷通过 D_1 以 I_2 大小放电。这样，在脉冲结束后，基线实现快速的恢复。

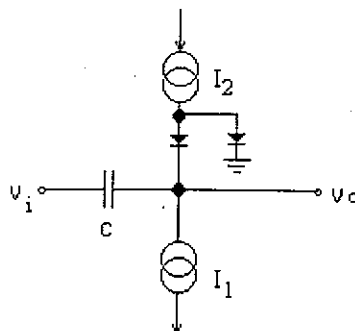


图3.2.5 基线恢复电路

§ 3.3 符合时间谱测量电路模块

(e, 2e) 符合测量是通过测量散射电子和敲出电子的关联时间, 来识别两个电子是否来自同一碰撞电离事例。测量符合时间谱的电路模块如图3.3.1所示。

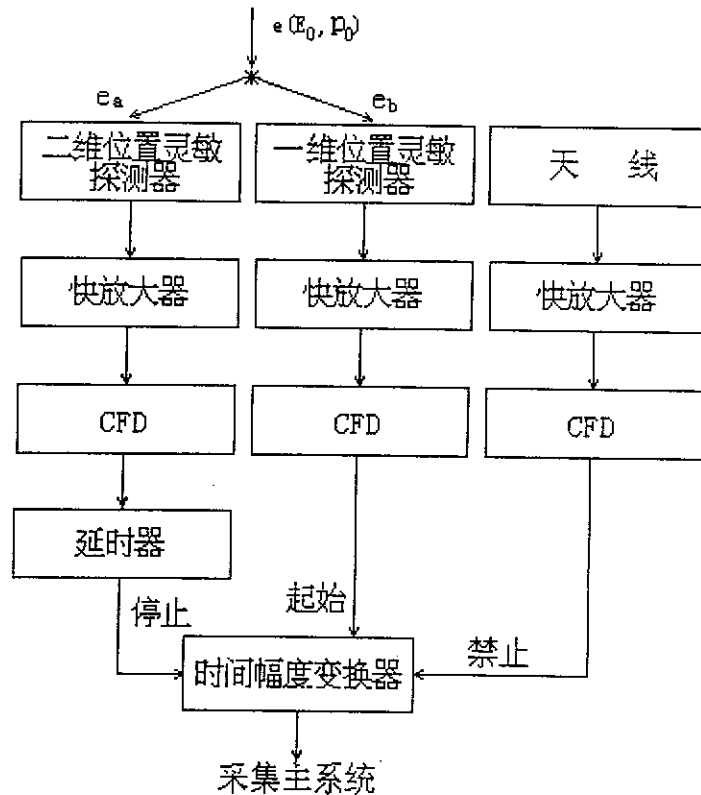


图3.3.1 符合时间谱测量电路模块框图

符合时间谱的测量在实验上是这样安排的：(e, 2e) 反应产生的散射电子和敲出电子到达探测器的时刻由快脉冲确定，两路快脉冲来自两组位置灵敏探测器阵列第二块微通道板的背电极。采用耦合电容和高频脉冲变压器将快脉冲从高压端耦合到低压电路，输出一个负极性的快脉冲。快放大器(FA)将探测到的快脉冲放大到合适的幅度，输入到恒比定时甄别器(CFD)；恒比定时甄别器精确地提取定时信号。探测敲出电子的恒比定时甄别器的输出信号作为时间幅度变换器(TAC)的起始信号，而探测散射电子的定时信号作为时间幅度变换器的停止信号。因为散射电子在飞行途径中的飞行时间比敲出电子的飞行时间短，散射电子的定时信号要经过一个纳秒延时器。

时间幅度变换器将起始时刻和停止时刻之间的时间间隔 Δt 变换成一个幅度正比于 Δt (在本系统中，即为两电子间的时间间隔) 的模拟脉冲信号，对TAC的输出进行分析处理就可以得到符合时间谱。在我们的数据获取系统中，采用基于

微机技术的多道分析器来测量符合时间谱, 即TAC输出的幅度信号经采集主系统作模数变换之后, 被计算机采集, 并经过处理得到符合时间谱。

谱仪中天线接收周围环境电磁辐射等干扰信号, 经过快放和恒比定时器, 当干扰信号超过CFD阈值(可调)时, 产生一个事例拒绝信号, 用来滤除干扰信号的影响。该信号在电子学上可以通过两种途径起到滤除作用: 其一是作为TAC的禁止信号, 在禁止信号有效期间, TAC被禁止工作, 该路的甄别信号为“假”, 采集主系统总符合单元不会输出有效的符合信号; 另外还可以直接把禁止信号作为总符合单元的一个符合输入条件, 当禁止信号有效时, 总符合单元输出无效, 同样起到滤除的作用。采用第二种方法更为简洁。这将在第四章加以阐述。

以下介绍符合时间谱测量的前端电子学电路。

3.3.1 快放大器

对快放大器的要求是频带响应宽, 对信号的响应时间短, 上升时间快。我们选用了中国科学院高能所研制的AMP-1型快放大器, 它是一个单宽NIM标准插件, 含有8路放大器。其主要性能如下:

- (1) 上升时间: 1-1.5ns
- (2) 增益: 10倍
- (3) 输入输出延迟时间: 2.5-4ns
- (4) 最大线性输出: 1.5V
- (5) 输入阻抗: 50 Ω
- (6) 输入极性: 负
- (7) 积分非线性: 不大于1.5%

3.3.2 恒比定时甄别器^[54]

定时电路是电子学中检出时间信息的基本单元。恒比定时是一种重要的定时方法。采用恒比定时原理研制的恒比定时甄别器是核电子学中经常采用的定时电路。在本谱仪中, 从微通道板背电极引出的快信号经过快放大器放大之后, 输出信号上升时间 t_r 约为10ns, 幅度涨落在5倍以上。为了提高定时精度, 需要用恒比定时甄别电路来提取定时信号。

理想的定时电路对输入信号的幅度和波形应该是不灵敏的, 它输出的定时脉冲产生的时刻精确地与信号输入时刻对应。实际上的定时电路存在定时误差。引

起定时误差的主要因素有：(1)输入信号的幅度和上升时间变化引起的时间游动(Time-walk)；(2)噪声和信号统计涨落引起的时间晃动(Time-jitter)；(3)长时间测量电路慢漂移引起的时间漂移(Time-shift)^[22-24]。

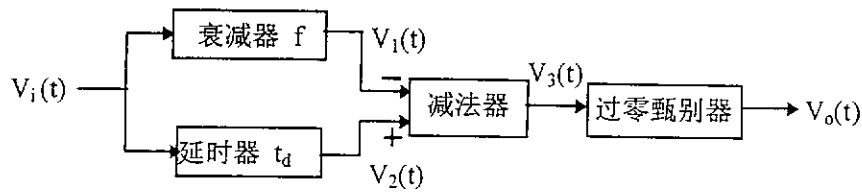


图3.3.2恒比定时甄别器原理框图。

图3.3.2是传统的恒比定时甄别器(CFD)的原理框图^[22-29]。恒比定时甄别器能够克服幅度变化引起的时间游动，并且能保证触发比的恒定。图3.3.3显示的是各点的波形。从图中可以看到，对于不同幅度的输入信号，定时信号与输入信号之间的延时固定不变。这种定时器采用了延迟线成形来实现恒比定时，它的缺点是：一方面，由于采用了延迟线，不容易制成单片集成电路，限制了它在大规模测量系统中的应用；另一方面，电路结构较复杂，电路调试繁琐。近来，各种无延迟线型恒比定时甄别器得到了发展。它们采用线性网络取代延迟线，同样可以实现恒比定时。从而解决了恒比定时甄别器集成化的问题^[30-34]。

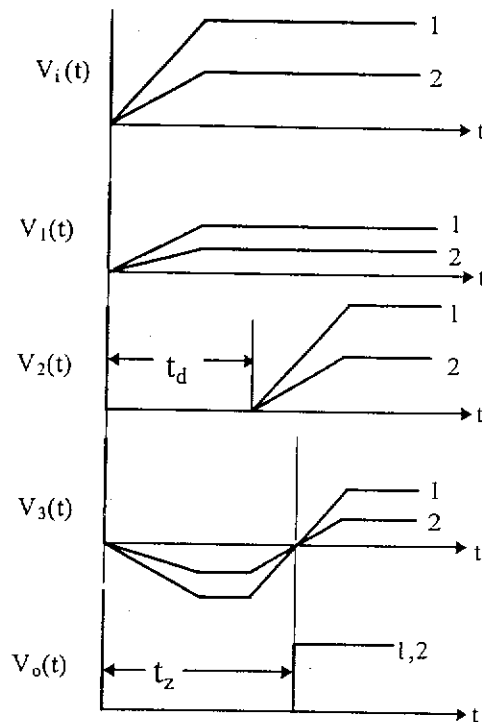


图3.3.3 恒比定时甄别器工作波形

取代延迟线的电路网络可以是低通滤波器，也可以是高通滤波器^[31]。采用高通滤波器时，减法器的两个输入端需要将位置互换。图3.3.4是采用低通滤波器实现恒比定时甄别器的原理框图。

从输入端到减法器输出之间的传输函数是：

$$H(s) = \frac{1}{(1+st)^n} - f = \frac{1-f(1+st)^n}{(1+st)^n} \quad (3.3.1)$$

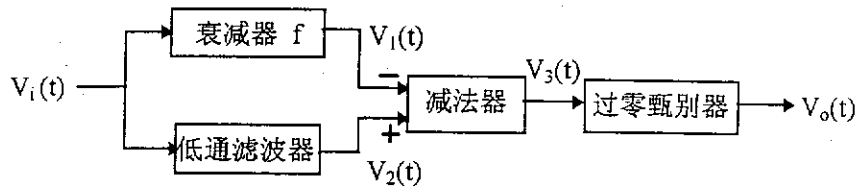


图3.3.4 低通滤波器实现的恒比定时甄别器

式(3.3.1)中所述的传输函数中有一个右半平面的零点, 这种传输函数将单极性信号转换成双极性的信号。因为这是一个线性网络, 成形信号 $V_3(t)$ 的过零时刻与输入信号的幅度无关; 并且对于前沿线性上升的信号, 当定时时刻处于信号上升阶段时, 能够实现幅度和上升时间补偿(ARC)定时, 即定时时刻与信号的幅度和上升时间无关。

根据上述原理, 我们采用了一阶低通滤波器代替延迟器, 研制了一种电路结构简单的无延迟器恒比定时甄别电路, 在一个双宽的NIM标准插件上实现了三路恒比定时器。

图3.3.5是该恒比定时甄别器的电路原理。电路中各节点的工作波形如图3.2.6所示。

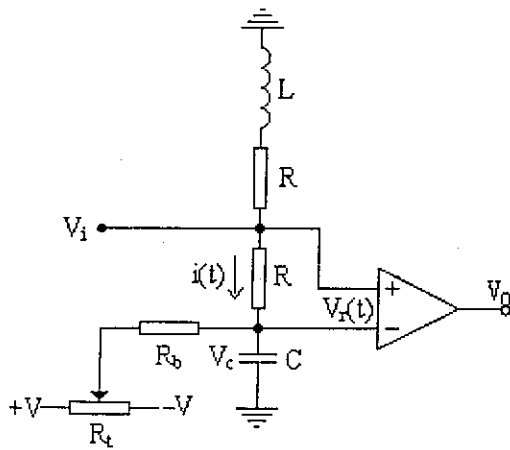


图3.3.5 一阶低通滤波器构成的恒比定时电路

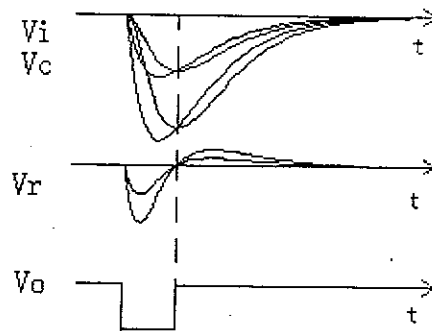


图3.3.6 电路工作波形

图3.3.5所示电路的定时信号的过零点在输入信号的峰值附近。输入信号 V_i 直接连到比较器的同相输入端, 比较器的反相输入端的信号 V_c 是 V_i 的低通滤波输出, 它在时间上比输入信号滞后。比较器的同相、反相输入端之间的电压差为:

$$V_r(t) = V_i(t) - V_c(t) = R i(t) = RC \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (3.3.2)$$

在电容器上电压达到峰值之后, 积分电阻上的电流方向改变, 引起比较器输出的翻转。由于电阻电容组成的是一个线性网络, $V_r(t)$ 的过零点与输入信号的幅

度无关，从而实现了恒比定时功能。

当一个负极性的信号 V_i 从输入端输入时，它相当于输入到一个容性的负载RC上。为了使输入端的阻抗和传输电缆匹配，输入端在RC电路上并联了一个感性负载 R_L 。考虑到比较器的高输入阻抗，输入端的等效输入阻抗为：

$$Z_i = (R + 1/i\omega C) // (R + i\omega L) \quad (3.3.3)$$

当 $RC=L/R$ 时， Z_i 等效于一个纯电阻，其阻值为 R 。因此只要将 R 值取为 50Ω ，根据积分电容 C 的大小来确定电感 L 的值，就可以解决与 50Ω 特征阻抗的电缆线的匹配问题。输入匹配的意义在于减少输入端对信号的反射系数，从而提高定时甄别器输入信号的动态范围。

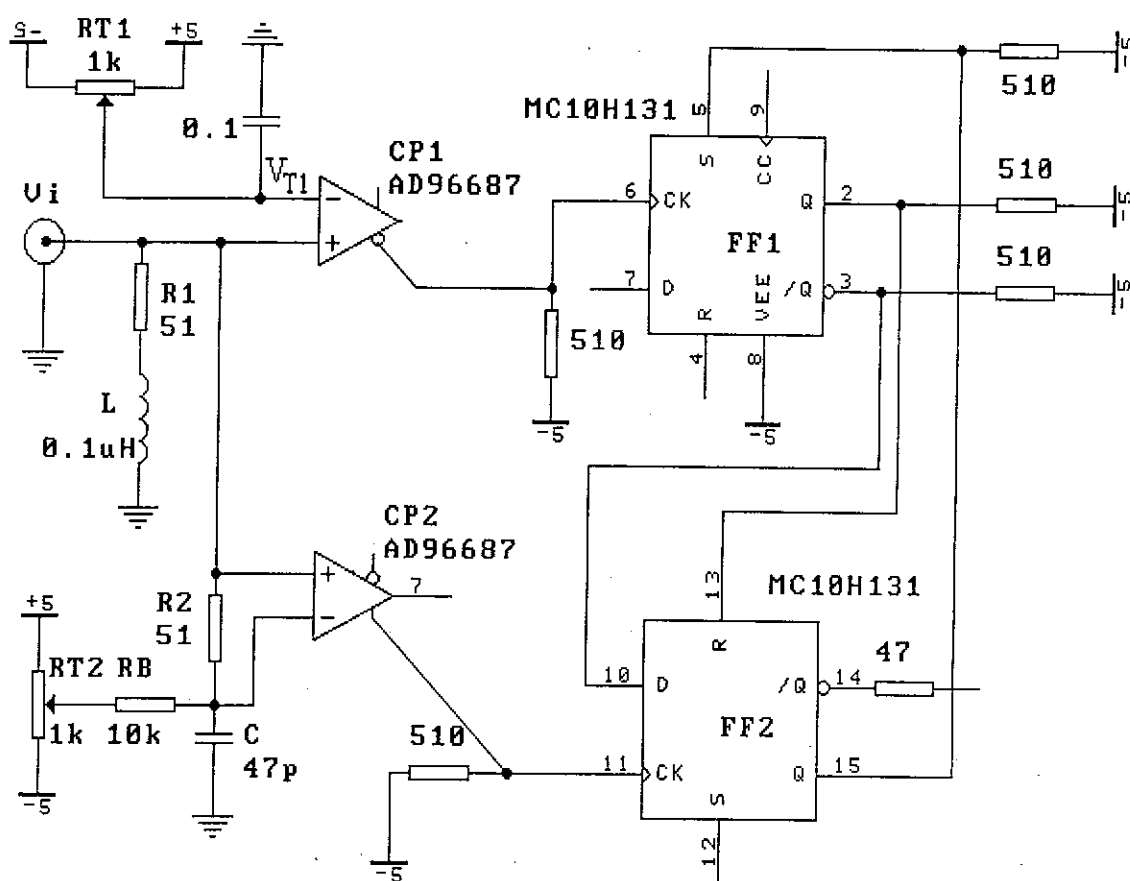


图3.3.7 实际采用的CFD电路

一路完整的恒比定时器的电路如图3.3.7所示。电路除了恒比定时甄别电路之外，还有预甄别器和输出成形电路。比较器CP1作为预甄别器，通过电位器RT1来选择阈值，甄别掉噪声引起的触发，只有信号幅度大于 V_{T1} 的信号才能触发。两个快比较器CP1和CP2分别作为预甄别器和恒比定时甄别器。比较器采用的芯片为AD96687，每个芯片内含有两个快比较器，输出为ECL电平逻辑信号，输入输出

之间延时为2.5ns,延时的分散小于50ps。MC10H131为ECL电平的双触发器,用来作输出成形。由高频三极管3DG81D组成的电路输出NIM标准的快信号,高电平为0v,低电平为-0.8v,可以驱动50Ω负载。

电路的工作流程如下:幅度超过阈值的信号通过预甄别器先使触发器FF1的输出Q1置高,此时触发器2的置位端R2无效,D2变为高点平;在恒比定时甄别器输出的上升沿,触发器FF2的输出端Q2变高,使FF1置位,触发器输出端Q1变为高电平,反过来又将FF2复位,形成一个窄脉冲输出信号,符合ECL标准。信号的宽度相当于两级ECL电路的门延迟时间,约为5ns。如果需要适当增加输出信号的脉宽,可以在触发器FF2的输出端Q2和地之间加上一个小电容。

触发器FF2的输出信号,一方面作为时间幅度变换器的输入控制信号,另一方面,通过两个成形电路单元,产生NIM标准的输出信号和TTL电平的输出脉冲。TTL脉冲将作为获取系统中位置信号采集电路的触发信号,即探测慢电子的恒比定时器的TTL输出脉冲作为探测慢电子的一维位置灵敏探测器的两端引出的两路位置信号通道的线性门开门控制信号和放电门信号,而探测快电子的恒比定时器的TTL输出脉冲则作为探测快电子的二维位置灵敏探测器的四个端点引出的四路位置信号通道的线性门开门控制信号和放电门信号。

3.3.3 时间幅度变换器^[22-24,54]

时间幅度变换器(TAC)是将时间间隔变换成电压信号的电子学测量电路。其基本原理是通过受控恒流源对电容器进行线性充放电来获得与时间间隔成正比的信号幅度。根据工作原理的不同,可以把时幅变换分为两种类型:起停型时幅变换和重叠型时幅变换。

谱仪采用的时幅变换器是基于起停型变换原理研制的。图3.3.8给出了起停型时幅变换的工作原理。

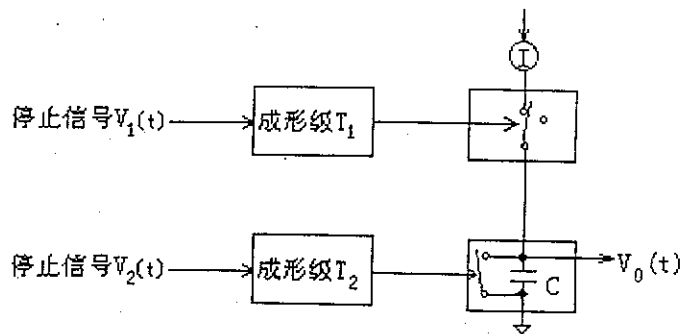


图3.3.8 起停型变换工作原理图

设恒流源电流为 I , 电容器的容量为 C , 待测的时间间隔为 ΔT , 则电容器在充放电前后的电压变化为:

$$V_0(t) = \frac{I\Delta T}{C} \quad (3.3.7)$$

上式中恒定电流 I 和电容 C 为常数, 则:

$$V_0 \propto \Delta T \quad (3.3.8)$$

即输出电压与时间间隔成正比, 从而实现时间幅度变换。

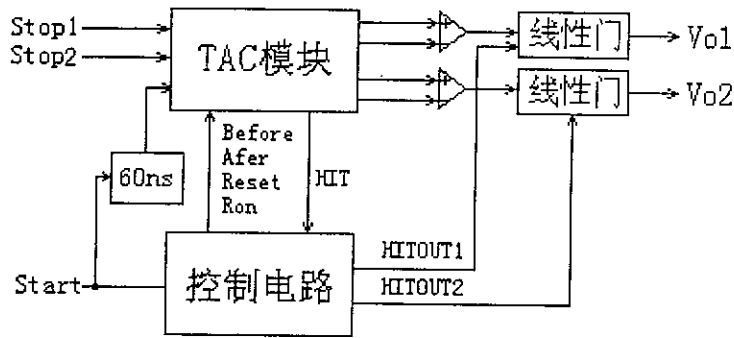


图3.3.9 TAC插件框图

图3.3.9是我们设计和研制的TAC插件的框图, 它由TAC模块、控制电路和输出成形电路几部分组成。每个TAC模块包含两通道的时间幅度变换单元, 两个变换单元共用起始信号 $Start$, 可接收不同的停止信号 $Stop1$ 、 $Stop2$ 。起始信号和停止信号都为 ECL 逻辑信号。起始信号有效后, 两路变换单元同时开始变换; 每路变换电路由各自的停止信号来结束变换。如果在量程范围内有停止信号输入, 则在该路输出幅度输出脉冲信号 (如图中 V_{o1} 、 V_{o2}) 和一个有效标志信号 (如图中 $HITOUT1$ 、 $HITOUT2$)。输出电压脉冲信号的脉宽为 $1\mu s$, 幅度大小与起始、停止信号之间的时间间隔成正比。标志信号用来供后续电路判选, 它是一个脉宽约为 $1\mu s$ 的TTL信号, 比幅度输出信号提前约 $1\mu s$ 。

图3.3.10所示为日本KEK电子部研制的TAC模块的原理图^[36]。一个TAC模块上包含两路时间间隔采样电路。它用ECL的触发器完成时间信号的提取, 在起始信号到来之后, 打开恒流源的开关, 对电容器进行线性放电, 直到停止信号到来。每个变换通道上有两个采样保持器, 分别采样并保持开始放电之前和放电结束后电容器上的电压值, 使得外围电路可以用差分放大器得到它们之间的差值。用这样的差分取样方法可以抑制环境温度和电源波动等因素的影响, 从而提高变换精度。

图3.3.11为控制电路的框图。由一个公共的 *Start* 信号来启动一次变换，由于 *TAC* 模块在每次变换前需要对电容器进行电压采样和其它逻辑电路初始化复位，实际上将起始信号 *Start0* 延时 60ns 后才送到 *TAC* 通道的起始端。

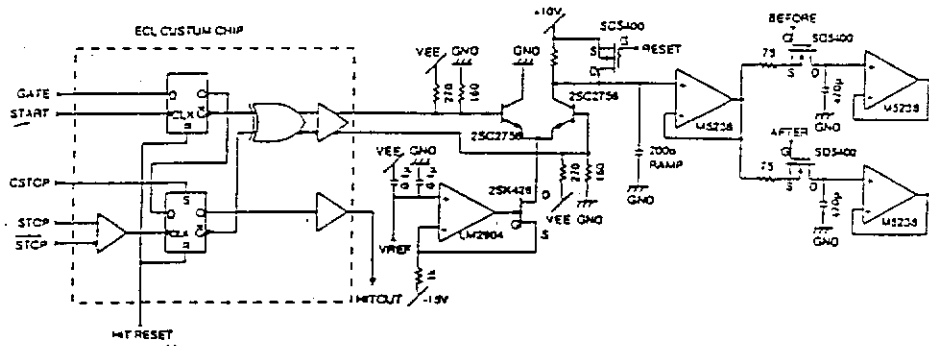


图3.3.10 TAC模块的电路原理图

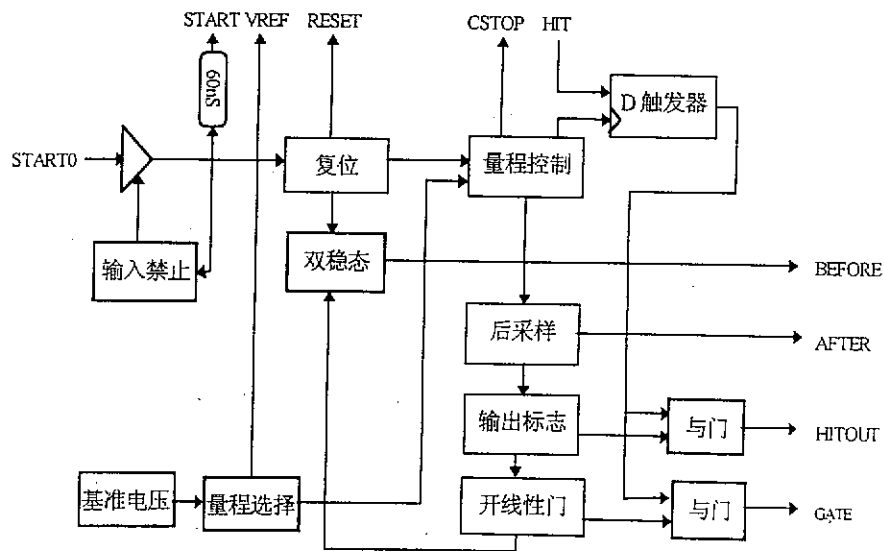


图3.3.11 TAC控制电路的框图

图3.3.12给出电路工作时序。起始信号 *Start0* 首先触发宽度为 20ns 的复位信号，使 *TAC* 模块上的逻辑电路复位，同时使得双稳态电路翻转， *Before* 信号降为

低电平，完成对变换前放电电容上电压的采样。每个起始信号输入有一段变换时间（死时间），这段时间内禁止其他起始信号再触发变换。延时满量程时间之后，产生 *After* 采样脉冲，同时用触发器锁定标志信号，以判断在这满量程时间内是否有 *Stop* 信号输入。其后对电容器复位，使其恢复到高电位上。如果标志信号有效，则输出标志信号和变换输出。这一切完成之后，重新打开 *Before* 采样门，在禁止期结束后，又可以等待开始下一次的变换。

由(3.3.7)式可知，时间量程可以通过改变电容或恒流源电流来选择。本实验要求变换器具有 $500ns$ 的量程。根据 *TAC* 模块参数，可以确定参考电压 $V_{ref} = 2V$ 。参考电压由精密电压基准AD580产生。变换死时间为 $3\mu S$ 。

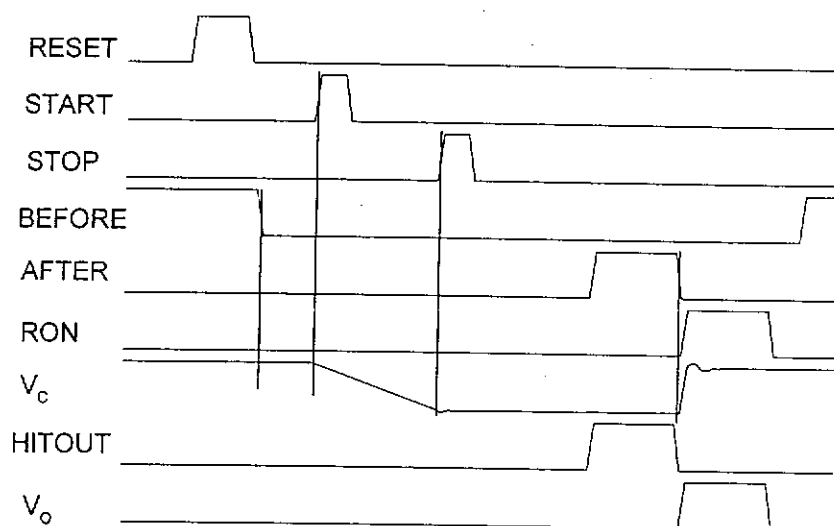


图3.3.12 TAC的工作波形

第四章 数据获取系统

§ 4.1 概述

高能分辨 (e , $2e$) 电子动量谱仪的数据获取系统应用数字化技术把实验参数转换成数字信息, 采用“event by event”方法记录完整的符合事例参数, 通过微机读取、处理和存储丰富的原始数据, 并控制实验进程。

这种基于微机的数据获取技术的优点体现在以下几方面:

- (1) 记录下来的原始数据可以进行多次重复的离线分析处理, 可以根据系统的参数对原始数据进行充分的修正, 也可以用数据互相修正, 得到更精确的实验结果。
- (2) 原始数据可以长期保存, 当有新的物理思想时, 可以重新调用原始数据进行分析。
- (3) 采用数字信号处理技术稳定性高, 受噪声和环境影响小。精度和可靠性比用模拟方法处理要高。

图 4.1.1 是谱仪数据获取系统的框图。采集主系统的主要功能是实现多功能的符合判选和模数变换。采用三重符合逻辑, 判断是否为符合事例。在符合条件满足的情况下, 将六路位置信号、一路时间信号进行模数变换, 与一路扫描电压和三路高压的数字化数据传送到接口电路, 并存储在计算机。接口电路还根据物理测量的需要提供定时和定计数的功能。系统通过 RS232 串行口控制扫描电压。

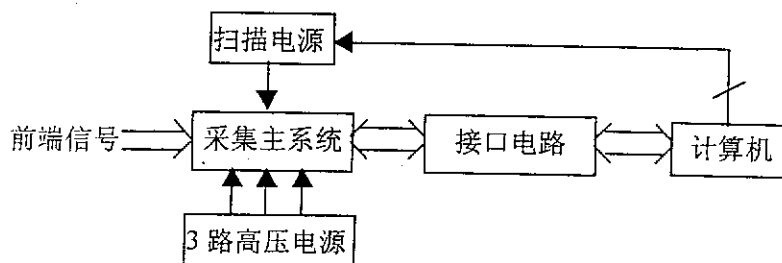


图 4.1.1 数据获取系统框图

采集主系统采用通用底板加采集功能板的模块式结构, 如图 4.1.2。在底板上有多重符合电路、控制电路、数据总线和控制总线以及驱动输出电路, 以驱动连接计算机接口电路的信号线。采集功能板实现对位置信号、时间信号、高压信号和扫描电压信号的采集功能。在底板上共有八个槽口, 最多可加载八块采集板。

在本系统中，共有两块位置信号采集板，一块时间信号采集板，三块高压电源监测板和一路扫描电源监测采集板。各路采集板在主系统底板的控制协调下一起工作。

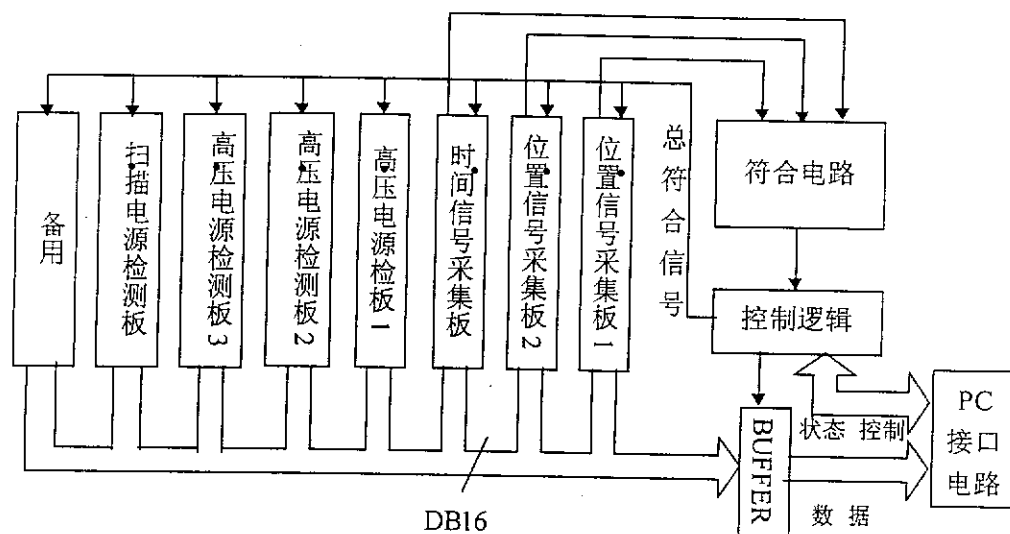


图 4.1.2 采集主系统框图

采用这种结构的设计思想是：

- (1) 各采集板的结构相对独立，便于系统的维护。如果一块采集板的工作不正常，只要对这一部分电路进行检测，或者将其更换，其它部分的电路不受影响。
- (2) 通用性强，随着物理实验的方法的改变，只要更换或添加具有新的功能的采集板。例如：需要增加定标器，监测单路信号的计数率，则只要单独设计符合插槽管脚定义的定标器，就可以与采集系统一起工作。

下面详细介绍主要模块。

§ 4.2 位置信号采集板

位置信号采集板一方面对经过前端电子学系统处理的六路位置信号分成两组进行模拟相加甄别，获得三重符合单元的两个位置通道控制信号；另一方面，把各路位置信号进行数字化处理，获得散射电子和敲出电子的位置信息，即能量信息。这是计算机分析的重要参数。

4.2.1 电路结构

为了减少重复设计，谱仪的两组探测器引出的位置信号的数字化电路，没有分别研制，而是由两块相同的电路来完成六路信号的数字化；在每块电路板上，集成有三通道的数字化单元。如图 4.2.1 所示，C1、C2、C3 和 C4 为主放大器输出的准高斯型模拟位置信号。对于相加甄别单元，可以通过跳线选择四路相加或两路相加。当选择两路甄别时，C3、C4 不作为加法器的输入；当选择四路甄别时，C3、C4 以及 C1、C2 作为加法器的输入。

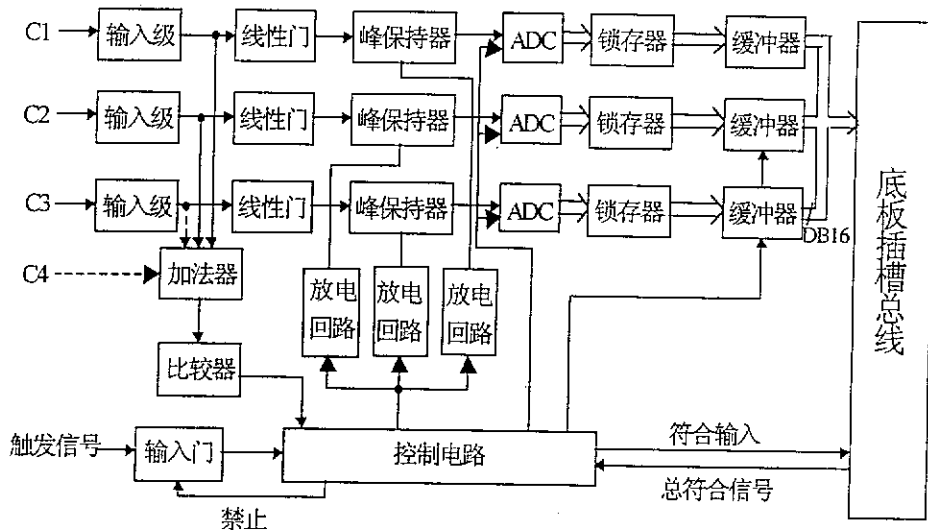


图 4.2.1 位置信号采集板框图

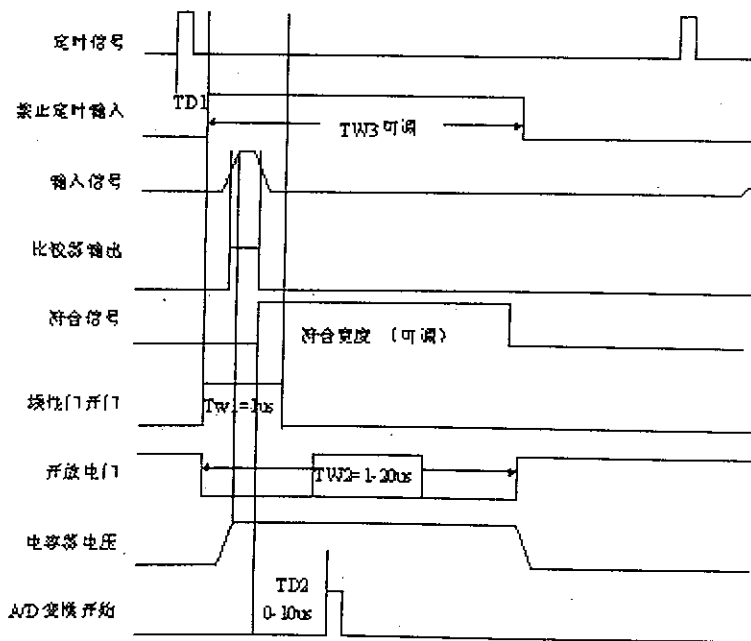


图 4.2.2 采集板各点工作波形

图 4.2.3 为采集电路的工作流程图，其各点波形参见图 4.2.2。对于位置通道，触发信号取自该通道对应恒比定时甄别器的 TTL 输出信号，它在时间上比同一事例的模拟信号提前到达约 $1.5\mu\text{s}$ 。触发信号输入之后，经过一段延时 T_{d1} 之后触发一个宽度为 T_{w1} 的单稳电路。 T_{w1} 取 $2\mu\text{s}$ ，以配合成形信号的脉冲宽度。在这段时间内，使线性门闭合。调节好 T_{d1} ，使得线性门的闭合时间对准主放大器输出的准高斯波形信号。在打开线性门的同时，将峰保持器的放电回路断开，峰保持器进入充电状态。

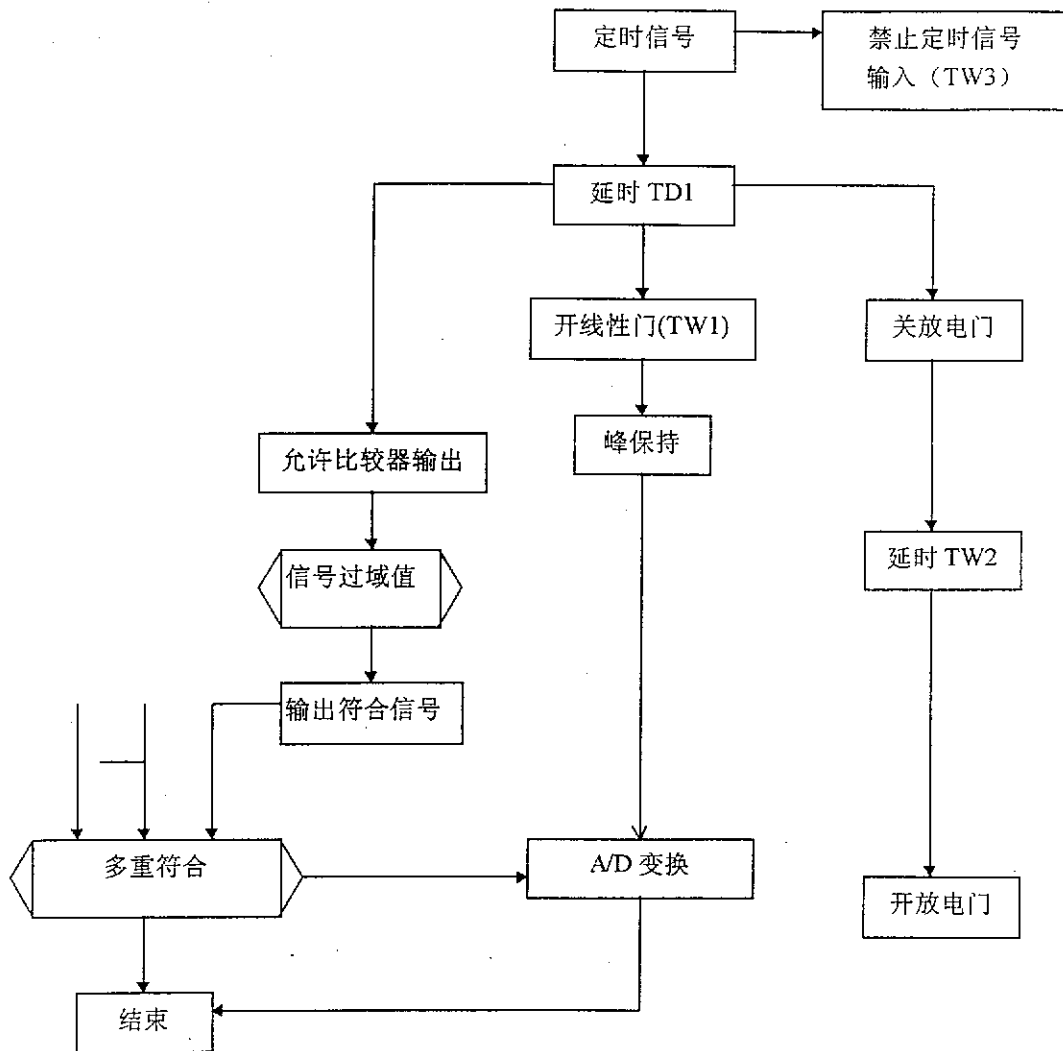


图 4.2.3 采集板工作流程图

触发信号同时允许采集板上的幅度甄别器开始工作。如果输入的模拟信号之和的幅度超过甄别器的阈值，采集板输出一个一定宽度的信号给底板上的三重符合电路。如果符合单元的输出为“真”，底板上的控制信号电路就发出命令，同时启动各采集板的模数变换电路。在触发脉冲延时 T_{w2} 之后接通放电回路，峰保

持器的保持电容上的电荷由放电回路放掉。 T_{w2} 的取值要保证在最迟出现符合的情况下,模数变换器对信号采样完成之后,才开始对峰保持电容放电。

4.2.2 峰保持器和线性门

在核信号处理中,ADC的前端通常要加上峰保持器^[22-24],用来把脉冲信号的峰顶展宽。峰保持器又叫峰展宽器或模拟展宽器。因为在能谱测量中,需要测量的是脉冲的峰值幅度,但探测器输出信号经放大成形后的脉冲信号比较窄,甚至是尖顶的,不能满足模数变换器的要求,这时必须将脉冲的峰值展宽,保持到模数变换器将峰值幅度采样后,再由放电回路将保持电容的电荷放掉。同时,在多参数获取系统中,由于各路信号到达的时间不一致,峰保持器更是必不可少的。

峰保持器的基本工作原理是利用二极管的单向导电性和电容器的电荷存贮作用。工作原理如图4.2.4所示。

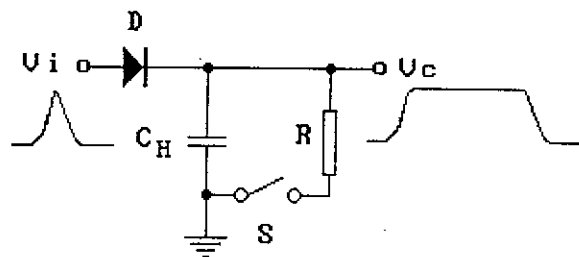


图 4.2.4 峰保持器基本工作原理

图 4.2.4 中所示的无源峰保持器是由二极管和存贮电容构成的简单的峰展宽电路。它的缺点是:(1)由于二极管存在正向导通电压降 V_D ,峰保持器的输出值比输入幅度的峰值降低 V_D 的幅度,造成测量误差。(2)电路的充电时间为 $(R_D + R_i)C_H$, R_i 为信号源的内阻, R_D 是二极管的正向电阻。为了保持峰值的稳定, C_H 不能取得很小,否则漏电流引起的保持电容上的电压下降就会增大到不能忽略的程度。充电时间常数增大后,对快的输入脉冲就不能正确响应。

正是由于上述原因,如果采用无源峰保持器,将造成能谱分析范围的减小和获取系统测量效率的降低。这给原谱仪的获取系统带来了很大的影响^[55]。实验条件对采集电路的峰展宽器提出较高的要求:响应速度快和误差小。这样的无源峰展宽器不能满足采集电路的要求。为此,我们设计了如图 4.2.5 所示的高速有源峰保持器。

在输入信号的上升阶段,二极管 D_1 导通, D_2 截止。放大器 A_2 跟随输出保持电容 C_H 上电压,并输入到放大器 A_1 的反相输入端,形成一个负反馈回路,使保持电容上的电压跟踪输入信号。输入信号峰值过后,二极管 D_1 截止, D_2 导通。

输入端降到 0V 时, A1 的输出仍维持在 $-V_D$ 的电压上, 放大器工作在放大区, 能够快速响应下一次输入。有源峰保持器中二极管上的正向导通压降降低到 $V_D/(1+A_1)$, 二极管的正向导通电阻降到 $R_D/(1+A_1)$, 电容器的充电时间常数减小, 有利于获取快信号的峰值。

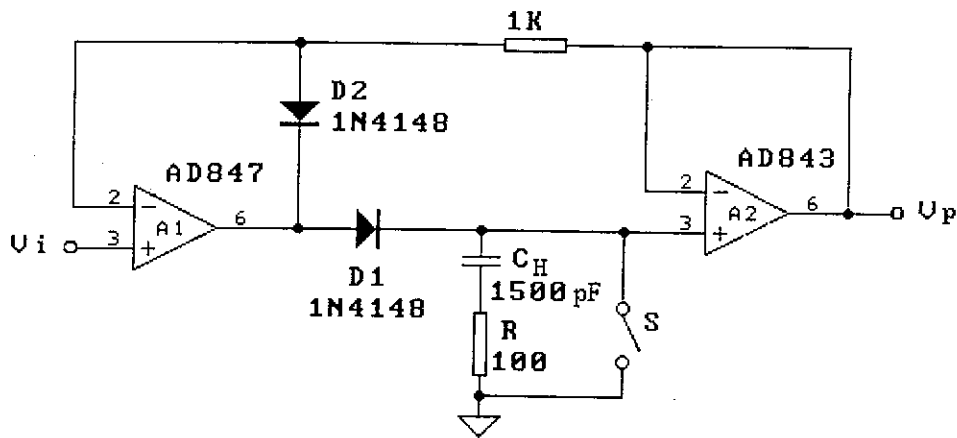


图 4.2.5 高速有源峰保持器

放大器 A2 采用 AD843, 这种运算放大器的单位增益带宽为 34MHz, 转换速率为 $200V/\mu s$, 可以快速地跟随输入端电压。放大器 A1 采用的是 AD847, 它具有 50MHz 的单位增益带宽和 $300V/\mu s$ 的高转换频率, 并且驱动容性负载的能力强。串联在 C_H 上的电阻 R 用来改善相位特性, 减小过冲。

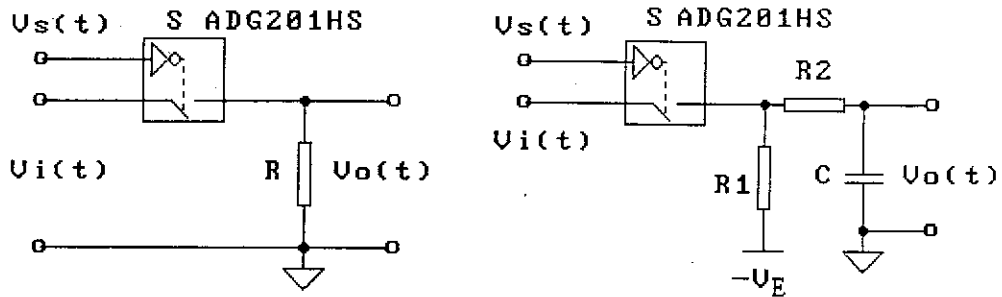
峰保持器的前端通常要加上线性门电路, 使得在指定时间内的信号能够无畸变地通过线性门电路, 而在其它时间来的信号不能通过。在较高计数率的测量中, 线性门能保证对每一个输入信号在分析期间不受随后到达的下一个信号的干扰。理想的线性门在开门时的传输函数是 1, 关门时为 0。

电路采用高速模拟开关器 ADG201HS 来实现线性门功能, 它的主要指标如下:

- 1) 导通电阻: 30Ω ;
- 2) 导通电阻一致性: 3%;
- 3) 导通时间: 50ns;
- 4) 关断时间: 50ns;
- 5) 一片中有四路常断的模拟开关;
- 6) 断开状态时漏信号: $-72dB(0.025\%)$

如图 4.2.6(a)所示, 在线性门的应用中, 台阶和开关干扰是两个需要解决的问题^[54]。台阶是指输入信号的幅度为 0, 由于关门状态的输出静态电平和开门状态

时不一样，在开关信号 $V_s(t)$ 的作用下，输出端也会出现相应的矩形信号。关门时的输出电平和开门时输出端的静态电平的差值称为台阶电平，简称台阶。而在线性门输入端没有信号时，仅仅由于开关信号 $V_s(t)$ 的作用，在开或关的时刻都有瞬变干扰输出脉冲。这就是开关干扰。线性门的台阶会使小信号的输出被淹没在台阶电平之下，无法正确的读出。开关干扰会干扰后面的模拟展宽器。在调试电路过程中测得，干扰脉冲的半高宽为 $80ns$ ，脉冲幅度为 $150mv$ 。



(a)线性门常有台阶和开关干扰

(b)减少台阶和开关干扰的措施

图 4.2.6 模拟开关组成的线性门

消除台阶电平影响的方法是，在模拟开关断开状态时，调节它的静态工作电压到一个低于 $0V$ 的状态，使得模拟开关闭合时，零输入电压对应的输出对应也为零伏。如图 4.2.6(b)，在模拟开关的输出端加上一级 RC 滤波器，削减开关干扰脉冲的幅度。由图 4.2.7 可以看到两种情况下线性门输出 $V_D(t)$ 和 $V'_D(t)$ 的波形。

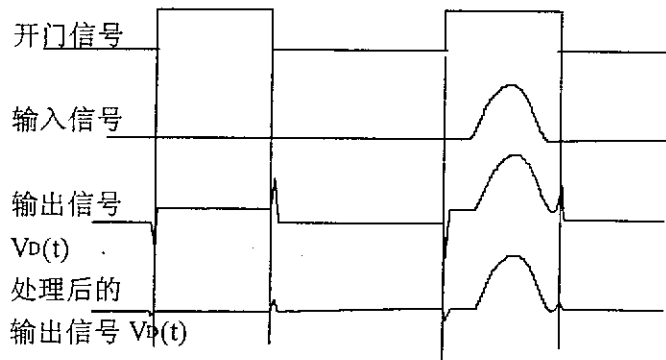


图 4.2.7 线性门的台阶和开关干扰以及消除处理后的比较

4.2.3 模数变换电路

如图 4.2.8 为模数变换电路示意图。我们选择的模数变换器(ADC)是 AD 公司

生产的 AD1671^[39]，它是一种 Subranging flash 型的 12 位并行输出模数变换器，将逐次比较型和 Flash 型 ADC 两种技术结合起来，并使用数字纠错技术，速度比普通逐次比较型 ADC 快，适应高计数率的需要。AD1671 具有片内采样保持器和参考电压，低功耗等特点。

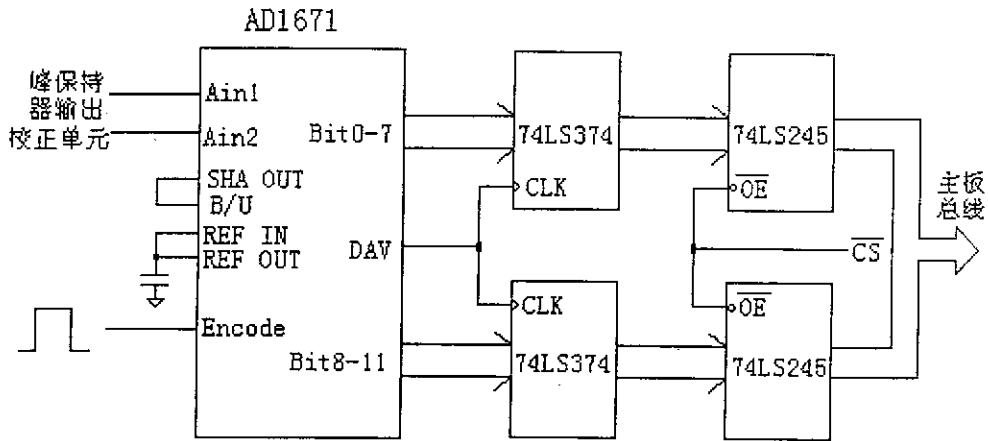


图 4.2.8 位置信号采集板模数变换电路示意图

如图 4.2.9 为模数转换电路工作时序图。采集主系统主板符合单元输出的符合脉冲经过成形后，产生一定宽度 ($< 800ns$) 的转换起始脉冲 Encode，启动一次模数转换。AD1671 的变换时间 t_c 为 $800ns$ ，DAV 在每次转换结束时输出一负脉冲，上升沿有效。此时 AD1671 的数据位 D_{0-11} 为变换产生的新的数据，通过 DAV 锁存在一组寄存器 74LS374，锁存器的输出通过缓冲器 74LS245 连接到底板的数据总线。主系统发出片选信号 \overline{CS} 把数据读入计算机。这就完成一次信号转换和采集过程。

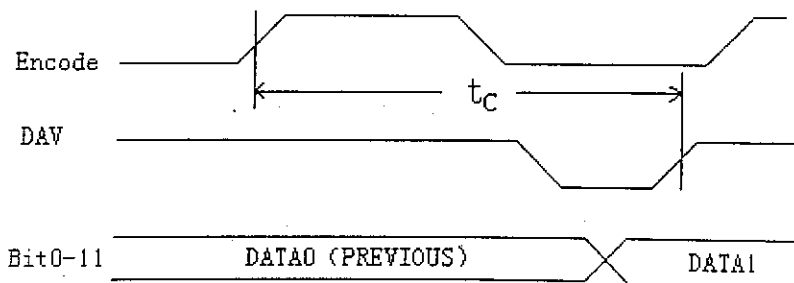


图 4.2.9 模数转换电路工作时序图

AD1671 的主要性能指数如下：

- 1) 变换时间： 0.8us

- 2)变换范围: 0-2.5V, ±2.5V, 0-5V, ±5V 四种
- 3)积分非线性: 1.5LSB
- 4)微分非线性: 11bit
- 5)工作温度范围: 0°C-70°C
- 6)信噪比: 70dB
- 7)有效位: 11.2bit

微分非线性的传统定义是指偏离平均道宽最大的一道与平均道宽的相对偏差^[21]: $DNL = \frac{|N_i - \bar{N}|_{\max}}{\bar{N}} \times 100\%$ 。而这里微分非线性为 11bit 指的是, 把输入范围划分为 2048 道之后, 输入电压在量程范围内扫描时, 所有的 2048 道都保证有计数, 而分成 4096 道之后则不能得到保证。也就是说, 此模数变换器的输出编码中, 不会有相邻的两个编码从不出现的情况。微分非线性的性能对于能谱的测量至关重要。改善微分非线性的方法有"滑尺"道宽均匀器等。在考虑系统测量精度允许的情况下, 我们采用了不增加硬件的开销, 只在软件中采取并道处理的简便方法。

§ 4.3 时间信号采集板

图 4.3.1 是时间信号采集板的框图。它的结构比位置信号采集板简单, 只有一路来自 TAC 的模拟信号输入和一路同步信号作为触发输入。

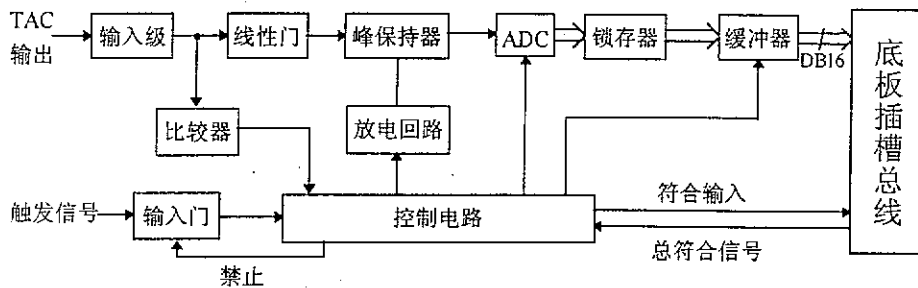


图 4.3.1 时间信号采集板框图

时间信号采集板的工作原理和流程与位置信号采集板相似(参见 4.2.2 节), 只是该采集电路的甄别单元没有模拟信号相加电路, 而仅对 TAC 输出的模拟信号进行单路信号甄别。

- 2)变换范围: 0-2.5V, ±2.5V, 0-5V, ±5V 四种
- 3)积分非线性: 1.5LSB
- 4)微分非线性: 11bit
- 5)工作温度范围: 0°C-70°C
- 6)信噪比: 70dB
- 7)有效位: 11.2bit

微分非线性的传统定义是指偏离平均道宽最大的一道与平均道宽的相对偏差^[23]: $DNL = \frac{|N_i - \bar{N}|_{\max}}{\bar{N}} \times 100\%$ 。而这里微分非线性为 11bit 指的是, 把输入范围划分为 2048 道之后, 输入电压在量程范围内扫描时, 所有的 2048 道都保证有计数, 而分成 4096 道之后则不能得到保证。也就是说, 此模数变换器的输出编码中, 不会有相邻的两个编码从不出现的情况。微分非线性的性能对于能谱的测量至关重要。改善微分非线性的方法有"滑尺"道宽均匀器等。在考虑系统测量精度允许的情况下, 我们采用了不增加硬件的开销, 只在软件中采取并道处理的简便方法。

§ 4.3 时间信号采集板

图 4.3.1 是时间信号采集板的框图。它的结构比位置信号采集板简单, 只有一路来自 TAC 的模拟信号输入和一路同步信号作为触发输入。

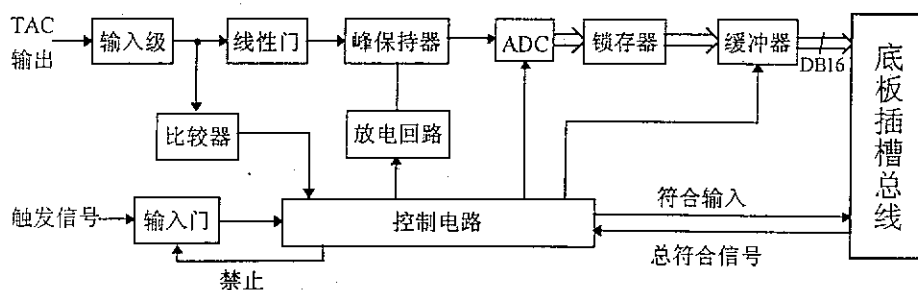


图 4.3.1 时间信号采集板框图

时间信号采集板的工作原理和流程与位置信号采集板相似(参见 4.2.2 节), 只是该采集电路的甄别单元没有模拟信号相加电路, 而仅对 TAC 输出的模拟信号进行单路信号甄别。

§ 4.4 高压电源监测板

4.4.1 概述

根据第二章分析可知, 高压电源的稳定性对谱仪能量分辨率有着重大的影响。高压电源监测是减小电源误差影响的有效方法, 对能谱分辨率的提高起着重要的作用。

高压电源监测电路可视为一个计算机控制的、可测量高压的高分辨数字电压表, 这是监测电路的最大特点。如图 4.4.1 为高压电源监测电路框图。高压电源监测电路的核心包括: 高稳定性的精密分压电路和高分辨率的模数变换器。稳定性和分辨率是监测电路最重要的指标。

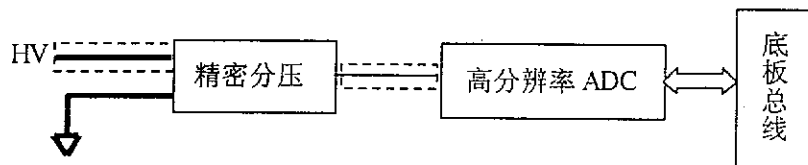


图 4.4.1 高压电源监测电路框图

下面分别阐述这两部分电路的设计原理。

4.4.2 高稳定分压电路

高稳定分压电路的主要功能是对被监测的高压线性分压, 获得满足模数变换器模拟输入范围的高压采样, 该分压信号与高压信号之间具有很好的线性和稳定性。

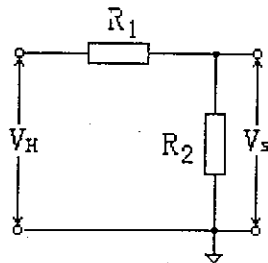


图 4.4.2 高稳定分压电路原理图

如图 4.4.2 为精密分压电路的原理示意图。分压电路根据欧姆定律, 采用精密电阻网络作为分压单元。图中 V_H 为待监测高压, R_1 、 R_2 为分压电阻网络单元, V_s 为 R_2 两端的电压, 作为模数转换器的模拟输入。根据欧姆定律, 可得:

$$V_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_H \quad (4.4.1)$$

我们把 $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ 称为分压比, 记为 k_v 。由于 $V_H \gg V_s$, 所以,

$$R_2 \ll R_1 \quad (4.4.2)$$

设分压比稳定性为 δ_v , 则有:

$$NL_v = \frac{\Delta k_v}{k_v} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \Delta\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) = \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1 + R_2} - \frac{\Delta R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.4.3)$$

根据 (4.4.2), 可以化简上式为:

$$NL_v \approx \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (4.4.4)$$

选择合适的电阻是分压电路的关键。电阻的性能直接影响采样电压与监测高压之间的线性。实际电阻阻值存在误差, 主要来源于^[56]:

- (1) 初始误差 (Tolerance) σ_0 。这是指在生产厂家给定测量条件下, 电阻实际值与标称值之间的偏差。例如, 20°C 下, 电阻的误差为 $\pm 0.1\%$, 则对于标称阻值为 R_0 的电阻, 实际阻值为 $(100 \pm 0.1)\% R_0$ 。
- (2) 温度系数 (Temperature Coefficient of Resistance, 简称 TCR)。周围环境温度的改变将引起电阻阻值的改变, 通常以 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 为单位来表示电阻温度系数的大小。例如, 电阻的 TCR 为 $\pm 30 \text{ppm}/^\circ\text{C}$, 则当温度为 $T^\circ\text{C}$ (T 在规定的工作温度范围内) 时, 电阻的阻值改变量为 $30 \times 10^{-6} TR_0$ 。
- (3) 时间稳定性 (Time Stability), 又称经年变化率。这是由于长时间放置不用, 氧化等物理或化学原因造成阻值变化。对于时间稳定性达 $0.005\%/\text{Year}$ 的电阻, 在一定测量周期内, 例如几天, 可以忽略时间稳定性对阻值的影响。
- (4) 此外, 电压系数、温差电动势、空气湿度、机械震动、焊接等也对阻值产生影响, 但属于非永久性影响, 并可以通过改善和优化工作环境加以克服。

上述各因素对分压电路的影响特点不同。事实上, 对于每个给定的精密电阻, 其初始误差是一个常量, 对该电阻阻值带来的偏差是固定的。只要采取阻值标定

的方法,用精度更高的仪表测出其实际值,以实际值代替标称值,就可以克服初始误差带来的影响。同样,时间稳定性一方面对电阻的影响很小,一方面可以通过定期的标定加以克服。优化实验环境,在一定的温度、湿度下测量,避免震动,都可以减小其他因素对电阻阻值的影响。

电阻的温度系数是影响分压电路线性的主要参数。在实验过程中,周围环境的温度在一定范围内变化,设温度变化范围为 ΔT_w 。温度变化引起的阻值变化量 $\Delta R = R \times TCR \times \Delta T_w$ 是一个动态参量,它通过式(4.4.4)影响分压比的线性。为了尽量减小温度系数的影响,可以把实验安排在气温变化较小的时间段,并记录实验时的温度,在离线分析时对分压比进行修正,从而获得更精确的测量结果。

选择模数转换器的模拟输入范围为 $0 \sim 2.5V$, V_H 的最大值不小于精密高压电源的满量程,即 $0 \leq V_H \leq 5000V$ 。但由于新谱仪在短时间内难以建成,我们拟在目前谱仪的基础上对高压监测方法作可行性研究,获得的结果在新谱仪中同样适用。因此,根据现有谱仪的高压电源的性能参数,即精度约为 5×10^{-4} ,高压在 $2000V$ 以下,我们在 $0 \leq V_H \leq 2000V$ 的条件下,选择电阻网络参数。

设电阻网络单元 R_1 、 R_2 的功率分别为 P_1 、 P_2 ,则:

$$P_1 = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)^2} V_H^2 \quad (4.4.5)$$

$$P_2 = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2} V_H^2 \quad (4.4.6)$$

目前国内生产的精密电阻的功率在 0.75 瓦(1 瓦的电阻阻值较小,不能满足要求)以下,在该功率条件下的电阻阻值不大于 $1M\Omega$ 。如果 $R_1 = 1M\Omega$,由式(4.4.2)和(4.4.3)可知电阻网络单元的功率远超出额定功率,所以,单个电阻不能满足该条件,必须考虑多个精密电阻串联组成 R_1 单元。我们取 $R_2 = 5k\Omega$, $R_1 = 7M\Omega$, R_1 由 7 个相同规格的 $1M\Omega$ 的精密电阻串联组成。此时,

$$(V_s)_{\max} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_H = \frac{5000}{5000 + 7 \times 10^6} \times 2000 \approx 1.427551748V \quad (4.4.7)$$

$$(P_1)_{\max} \approx 0.57w \quad (4.4.8)$$

$$(P_2)_{\max} \ll 0.5w \quad (4.4.9)$$

我们选用了北京国营718厂二部生产的金属膜精密电阻,主要性能参数如下

[57]:

- (1) 阻值大小: $1M\Omega$, $2k\Omega$
- (2) 初始误差: 0.05%
- (3) 温度系数: $\pm 10ppm/^{\circ}C$
- (4) 功率: $0.75w(1M\Omega), 0.5w(5k\Omega)$

在这样的条件下,

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \left(\sum_{i=1}^7 \left(\frac{\Delta R_{1i}}{R_{1i}} \right)^2 \right)^{1/2} = 26.5ppm/^{\circ}C \quad (4.4.10)$$

$$(NL_v)_{\max} = \left| \frac{\Delta R_2}{R_2} \right| + \left| \frac{\Delta R_1}{R_1} \right| = 10ppm/^{\circ}C + 26.5ppm/^{\circ}C = 36.5ppm/^{\circ}C \quad (4.4.11)$$

同时选择温度变化不大的实验环境, 并记录环境温度, 通过离线修正可以保证分压比的非线性影响远小于电源的稳定性造成的影响。可见, 这样的参数和组合方法可以满足现有谱仪的设计要求和产品性能规格。

这也是国内目前最好的产品。如果要监测 $5000V$ 高压 (高压电源满量程), 该系列电阻不能满足要求, 必需以更高精度和稳定性的精密电阻代替。美国精密电阻公司 (Precision Resistor Co., Ltd) 生产的镀锡铜膜电阻^[58], 具有抗氧化、高传导率、低电阻系数、低电磁干扰系数等优异特性。它的温度系数可达 $\pm 1ppm/^{\circ}C$, 功率最高为 $2.5w$, 该功率条件下的阻值最高为 $3M\Omega$ 。在监测 $5000V$ 高压时, 采用该系列电阻代替国内的产品, 选择合适的电阻参数和组合方法, 就能满足系统对分压电路的要求。例如, 取 $R_2 = 1k\Omega$, $R_1 = 12M\Omega$, R_1 由 4 个 $3M\Omega$ 的精密电阻串联组成。此时,

$$(V_s)_{\max} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_H = \frac{1000}{1000 + 12 \times 10^6} \times 5000 \approx 0.4166319V \quad (4.4.12)$$

$$(P_1)_{\max} \approx 2.09w \quad (4.4.13)$$

$$(P_2)_{\max} \ll 2w \quad (4.4.14)$$

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \left(\sum_{i=1}^4 \left(\frac{\Delta R_{1i}}{R_{1i}} \right)^2 \right)^{1/2} = 2ppm/^{\circ}C \quad (4.4.15)$$

$$(NL_v)_{\max} = \left| \frac{\Delta R_2}{R_2} \right| + \left| \frac{\Delta R_1}{R_1} \right| = 1ppm/^{\circ}C + 2ppm/^{\circ}C = 3ppm/^{\circ}C \quad (4.4.16)$$

当温度改变 $20^{\circ}C$ 时, 即使没有记录温度加以修正, 分压比的非线性仅为 0.006% , 均符合新谱仪的设计要求和产品规格。因此, 通过替换精密电阻, 即可

提高电源监测电路的测量范围和精度。

4.4.3 高分辨率模数变换电路^[59-63]

模数变换技术是数据采集及信号处理技术中广泛使用的一项技术，它以减少量化误差再现原模拟信号的幅度特性。模数变换方法有：逐次比较型、积分型、全并行型、超取样等。提高模数变换器分辨率有多种途径，如逐次比较型通过增加基准电压的二进制权重分辨率及电压比较次数来提高分辨率；积分型则将输入电压幅度变换为积分时间，通过把时间单位细分来提高其分辨率；而超取样技术则通过提高采样频率来降低信号频带内的量化噪声，由此得到高分辨率的数字信号。

超取样技术采用反馈编码调制器，如 Δ 调制器， $\Sigma-\Delta$ 调制器等。超取样模数变换器将高精度模拟电路与大规模数字滤波电路结合起来，极大地提高了器件的性能。超取样模数变换器由两部分组成：前级模拟编码调制器和后级数字滤波器。前级调制器滤除频带内的量化噪声，输出一个高速率低位数字信号；后级数字滤波器将它变换为正常取样速率的多位数字信号。

如图 4.4.3 所示为采用 $\Sigma-\Delta$ 技术的前级调制器的原理示意图。它由输入差分放大器、积分器即累加器、比较器和一位数模变换器构成。调制器的取样频率大大高于奎奈斯特取样频率，即采用了超取样技术，这可以减少通带内的量化噪声，后面的数字滤波器则滤除带外噪声，最后得到一个高精度的数字信号。超取样模数变换器可以用 CMOS 工艺来实现，因而成本低，具有很高的性能价格比，并易与数字信号处理器及微处理器接口。

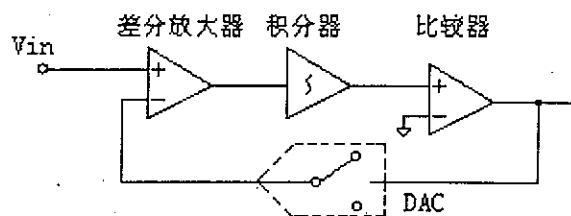


图 4.4.3 $\Sigma-\Delta$ 调制器示意图

根据监测电路整体性能的要求和超模数变换器的优异性能，我们选择了 24 位变换器 AD7710^[59] 作为电压监测电路的模数变换器件。图 4.4.4 为一路高分辨率模数变换电路原理图。在分析电路原理之前，我们先介绍 AD7710 的特点和性能。

AD7710 由美国 AD 公司制造，是一种适宜低频测量的高性能模拟信号处理芯

片。它采用超取样 $\Sigma-\Delta$ 转换技术,实现高达24bit无丢失码串行输出的模数转换。它具有片内数字滤波,适宜宽动态范围的低频信号测量,应用在如计量器、工业控制或处理过程控制项目中。它包含两路可编程增益差分模拟输入通道、一个ADC、一个带有片内静态RAM标定微控制器、一个时钟振荡器、一个数字滤波器和一个双向串行通信口。

芯片最突出优点有:

- (1) 可编程增益允许系统直接连接由传感器或标准计量器产生的信号,不必经过信号成形和放大。
- (2) 适宜用于基于微处理器或数字信号处理器(DSP)控制的电路。片内的控制寄存器(Control Register)允许控制滤波截断频率(即有效变换频率或数据更新率)、输入增益、通道选择、信号奇偶性和校验模式。
- (3) 允许用户读写片内标定寄存器。这意味着微处理器或DSP可以更好地控制校正过程。
- (4) 无丢失码保证23bit动态范围,可达0.0015%的精度。片内自检可以消除温度漂移,同时去除零刻度和满刻度误差。

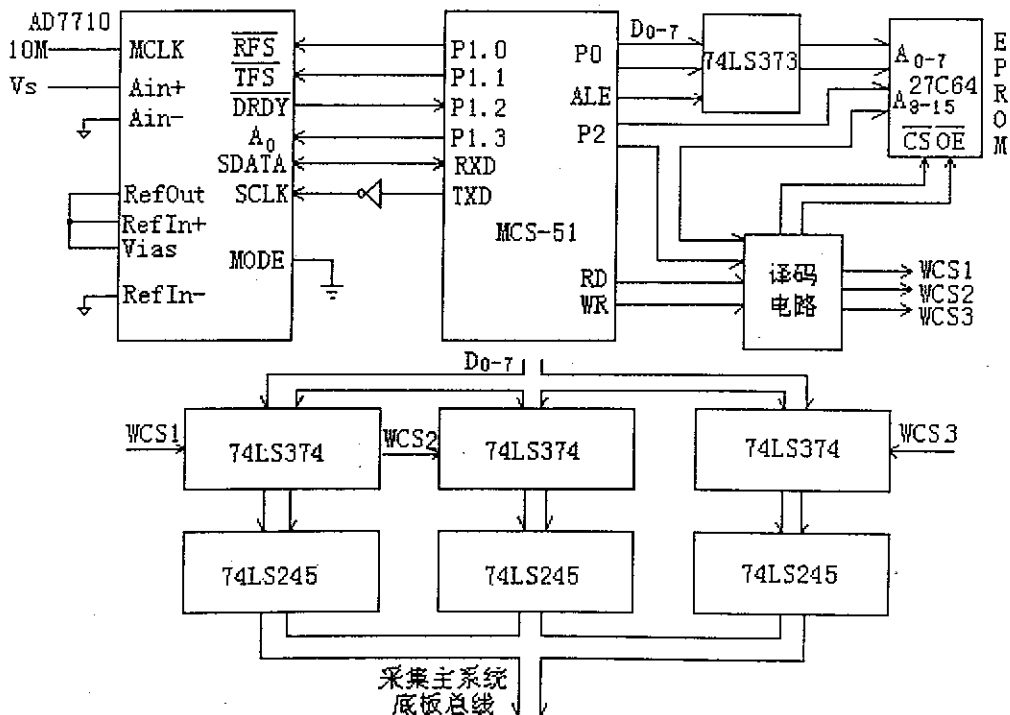


图 4.4.4 电压监测高分辨率模数变换电路原理图

AD7710 能达到突出的线性,是因为采用高质量的片内二氧化硅电容。这种电

容具有非常低的电容电压比。芯片在输入端采用了断路器稳定技术，使得芯片具有低输入漂移。为了保证优异的时间和温度稳定性，AD7710 采用了数字校验技术，使偏移和增益误差降到最低。

如图 4.4.5 为 AD7710 的管脚示意图。DGND、AGND 分别为数字电路和模拟电路地线参考点， V_{SS} 、 AV_{DD} 、 DV_{DD} 为电源供应线。 V_{Bias} 为输入偏压。 $Ain_1(+,-)$ 和 $Ain_2(+,-)$ 为两路差分输入通道，SCLK 为输入或输出串行时钟线，而 SDATA 则为输入输出串行数据线。MCLK IN (Master Clock Input) 为采样主时钟输入，可以采用 CMOS 工艺的晶振直接驱动，此时，主时钟输出控制信号 MCLK OUT 悬空。MODE 是数据通信模式控制信号线，当 MODE 为高时，AD7710 工作在 SCM (Self-Clocking Mode) 方式，当 MODE 为低时，芯片采用 ECM (External-Clocking Mode) 方式。 $RefIn(+,-)$ 为参考电压输入，当采用片内参考电压时， $RefIn+$ 、 $RefOut$ 与 V_{Bias} 连接，并且 $RefIn-$ 接模拟地，如图 4.4.4 所示。 A_0 是 AD7710 地址输入信号，当置为低电平时，对控制寄存器进行读写操作，当置为高电平时，对输出寄存器或校正寄存器操作。TFS 和 RFS 分别为传输和接收同步信号。时序信号 $DRDY$ 为低电平时，表明产生一个新数据，可以作为外围电路从 AD7710 输出寄存器读数的标志信号。

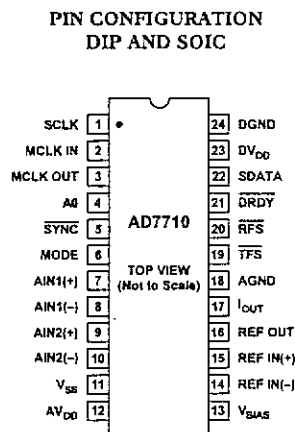


图 4.4.5 AD7710 管脚示意图

输入信号为差分信号，是指以负输入端信号- Ain 为参考的电压。例如，如果

-Ain=1.25V，增益为 1（FS11-FS0 为 0）Vref=+2.5V，那么当 B/U = 0，即单极性输入时，正输入端电压 Ain+ 的范围从 1.25V 到 3.75V；当 B/U = 1，即双极性输入时，Ain+ 的范围从 -1.25V 到 3.75V。

AD7710 具有片内可读写控制寄存器，这使得微处理器更容易控制芯片。通过该寄存器可以设置校正方式、增益系数、选择差分输入通道、“休眠（Power down）”状态、字节长度、信号极性和输出频率等。控制寄存器的各数据位的定义如下：

MSB

MD2	MD1	MD0	G2	G1	G0	CH	PD	WL	IO	BO	B/U
FS11	FS10	FS9	FS8	FS7	FS6	FS5	FS4	FS3	FS2	FS1	FS0

LSB

控制寄存器的读写操作通过控制信号线 A0 来实现。当 A0 置低电平时，对控制寄存器进行读写操作。控制寄存器长度为 24bit，只有当长度为 24bit 的数据传送给寄存器，才被接收，否则写操作失败。例如，不能只发送 12bit 给寄存器。而如果在 TFS 控制信号变高电平之前，超过 24 个时钟传给 SCLK，那么，第 24 个时钟以后的数据位将被忽略。同样，从控制寄存器读数据时，有效位为 24bit。下面介绍各数据位的具体含义。

(1) MD_{0-2} 为校正方式控制位。AD7710 提供多种校正方式，包括：自校正（Self Calibration）、系统校正（System Calibration）、系统偏差校正（System Offset Calibration）和后台校正（Background Calibraion），参见真值表 4.4.1。

MD2	MD1	MD0	操作含义
0	0	0	正常默认状态
0	0	1	自校正
0	1	0	系统校正第一步
0	1	1	系统校正第二步
1	0	0	系统偏差校正
1	0	1	后台校正
1	1	0	读/写零刻度校正系数
1	1	1	读/写满刻度校正系数

表 4.4.1 MD_{0-2} 真值表

(2) 前端可编程放大器 (PGA) 增益系数 $Gain_{0-2}$, 如表 4.4.2 所示。选择不同的增益系数, 可以处理不同输入范围的模拟信号。例如, 对于单极性信号, 当增益系数为 0 时, 输入范围为 $0 \sim V_{ref}$; 当增益系数为 128 时, 可处理的输入范围为 $0 \sim V_{ref}/128$ 。

GAIN2	GAIN1	GAIN0	增益
0	0	0	1 (上电后默认状态)
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

表 4.4.2 增益系数表

(3) 数字滤波器输出数据频率 (output data rate) 系数 FS_{11-0} 。 FS_{11-0} 的取值范围为 19~2000, 记为 *code*, 则数字滤波器输出数据频率, 也就是 AD7710 的有效变换频率 (effective conversion frequency) 为 $(f_{mclk}/512)/code$ 。对于 10MHz 的主时钟频率, 芯片的有效变换频率范围在 9.76Hz 到 1.028kHz 之间。增益系数和有效变换频率影响芯片的有效分辨率, 如表 4.4.3 所示。根据表中数据, 可以选择合适的参数。

有效 变换 频率	有效分辨位							
	增益 1	增益 2	增益 4	增益 8	增益 16	增益 32	增益 64	增益 128
10Hz	22.5	21.5	21.5	21	20.5	19.5	18.5	17.5
25Hz	21.5	21	21	20	19.5	18.5	17.5	16.5
30Hz	21	21	20.5	20	19.5	18.5	17.5	16.5
50Hz	20	20	20	19.5	19	18.5	17.5	16.5
60Hz	20	20	20	19.5	19	18	17	16
100Hz	18.5	18.5	18.5	18.5	18	17.5	17	16
250Hz	15.5	15.5	15.5	15.5	15.5	15.5	15	14.5
500Hz	13	13	13	13	13	12.5	12.5	12.5
1kHz	10.5	10.5	11	11	11	10.5	10	10

表 4.4.3 增益和有效变换频率对分辨率的影响

(4) 其它数据位定义, 包括通道选择 (CH, Channel Selection)、电源“休眠” (PD, Power Down)、输出字长度 (WL, Word Length)、输出补偿电流 (IO, Output Compensation Current)、短路电流 (BO, Burn-out Current) 和输入信号极性 (B/U, Bipolar/Unipolar)。如表 4.4.4 所示。

	取 值	
	0	1
CH	通道 1	通道 2
PD	正常操作	“休眠”
WL	16	24
IO	关	开
BO	关	开
B/U	双极性	单极性

表 4.4.4 其它数据位的定义表

与其它类型的模数变换器不同, AD7710 不需要外部变换起始信号, 它连续采样输入模拟信号, 并以一定的频率即有效变换频率更新片内输出寄存器的变换码。微处理器或 DSP 可以在任一时刻, 通过双向串行口同步或不同步地从输出寄存器中读取数据。并且, 统一按照最高位 (MSB) 在前, 最低位 (LSB) 在后的传输顺序。

如图 4.4.4 所示, 电压监测电路中 AD7710 的主时钟由一片 CMOS 兼容的晶振产生, 频率为 10MHz; 参考电压由片内基准电源供应, 采用外部时钟通信方式 (ECM), 即 MODE 接地。电路采用的微处理器为 Intel 的 80C31, 也可以用 SIEMENS 的 GMS90C32 代替^[64], 二者完全兼容。系统的控制软件固化在一片 EPROM27C64 中。80C31 提供与输出串行数据同步的串行时钟 SCLK, 即 TXD 信号经过非门后的时钟信号, 需要传输的数据通过串行数据线 SDATA 在二者之间通信。TFS、RFS、 A_0 和 DRDY 与 80C31 的 P1 端口连接, 通过软件控制 AD7710 的工作过程。译码电路用来产生 27C64 的片选和使能信号, 以及 3 片寄存器 74LS374 的锁存信号 WCS1、WCS2、WCS3。

变换电路的工作流程如图 4.4.6 所示。电路上电后, 首先初始化单片机 80C31, 设置 AD7710 片内的控制寄存器, 然后循环查询 AD7710 的信号线 DRDY 是否为低, 如果是, 则通过片内串行通信口连续读取 3 个字节, 即 24 位变换码, 并依次锁存在 3 片寄存器中, 寄存器的数据通过缓冲器 74LS245 连接到采集主系统的数据总线。当主系统发出读取信号, 即上述 3 片 74LS245 的片选信号时, AD7710 产生的 24 位变换码就被系统软件记录, 由此得到待测电压的精确值。

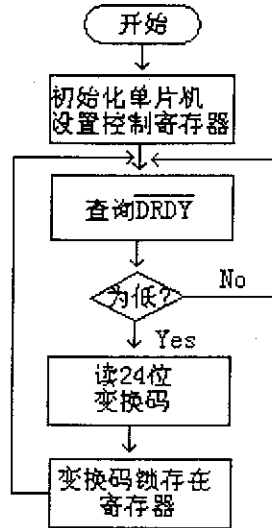


图 4.4.6 变换电路工作流程图

电路采用外部时钟通信方式 (ECM) 实现单片机与 AD7710 之间的数据传输。设置控制寄存器的流程如图 4.4.7 所示。它实际上是一个向控制寄存器写 24bit 控制字的过程。如图 4.4.9 为 ECM 方式下 AD7710 写操作时序图。

在 ECM 方式下, SCLK 作为外部时钟输入信号线。首先, 设置 80C31 串行口为模式 0。这种方式下, 串行口作为同步移位寄存器, 数据由 RXD 端输入, 同步移位时钟由 TXD 端输出, 发送或接受的是 8 位数据, 低位在先。这与 AD7710 的数据位顺序相反。因此, 在一次完整的传送 24 位控制字或读取 24 位变换码操作中, 必须连续传输 3 个字节, 并且变换数据位的顺序。

然后, 置 TFS 、 RFS 和 A_0 为 “1”, 从单片机片内存放控制字的存储器 (起始地址 #30H) 读入一个字节 (D_{23-16}), 交换数据位, 使得低位在前, 高位在后 (D_{16-23})。接着, TFS 和 A_0 置位 “0” 电平, 表示对控制寄存器进行写操作。这时, 即可向串行口送出交换数据位之后的控制字节。之后, 把 TFS 和 A_0 置高, 从新读入下一个字节 (D_{15-8}), 重复上述操作, 直到完成 24 位控制字全部送入 AD7710 的控制寄存器。

在本电路中, 控制字为 #A087D0, 即 $MD_{2-0} = "101"$, $Gain_{2-0} = "000"$, $WL = PD = B/U = "1"$, $CH = IO = BO = "0"$, $FS_{11-0} = 2000$, 表示采用后台校正方式, 选择通道 0, 单极性输入, 增益为 1, 输入范围为 0~2.5V, 字长度 24bit, 有效变换频率 $(f_{mclkin} / 512) / code = 9.76\text{Hz}$ 。此时, 从表 4.4.3 可以知道, AD7710 的有效分辨率为 22.5bit。

读操作可以从输出寄存器, 控制寄存器或刻度寄存器读取数据。A0 信号作

为判断是从控制寄存器或输出/刻度寄存器读取数据。在串行读操作周期里，A0 必须保持有效。A0 为高电平时，对输出或刻度寄存器操作；A0 为低电平时，对控制寄存器读写。如图 4.4.8、4.4.10 分别为 ECM 方式下 AD7710 连续读输出寄存器流程图和时序图。

首先，同样把 80C31 串行口设置为模式 0，并置 TFS、RFS 和 A₀ 为“1”，然后查询 DRDY（即 P1.2）是否为“0”，如果不是，则循环查询。如果 DRDY 为低，表明变换完成，把 RFS 置为低，连续从串行口读入 3 个字节即 24bit 的变换码，并重新变换数据位，获得正常排序的变换码。系统把变换码寄存在外围电路的 3 片 74LS374，等待采集主系统读取。这就完成一次 AD7710 的变换采集过程。循环往复地进行上述操作，就可以不断地获得被监测电压的变换值。

AD7710 的直流输入电阻超过 1GΩ，远远大于分压电路的分压电阻 R_s (5kΩ)。因此，可以直接把分压电路的输出作为 AD7710 的模拟输入。

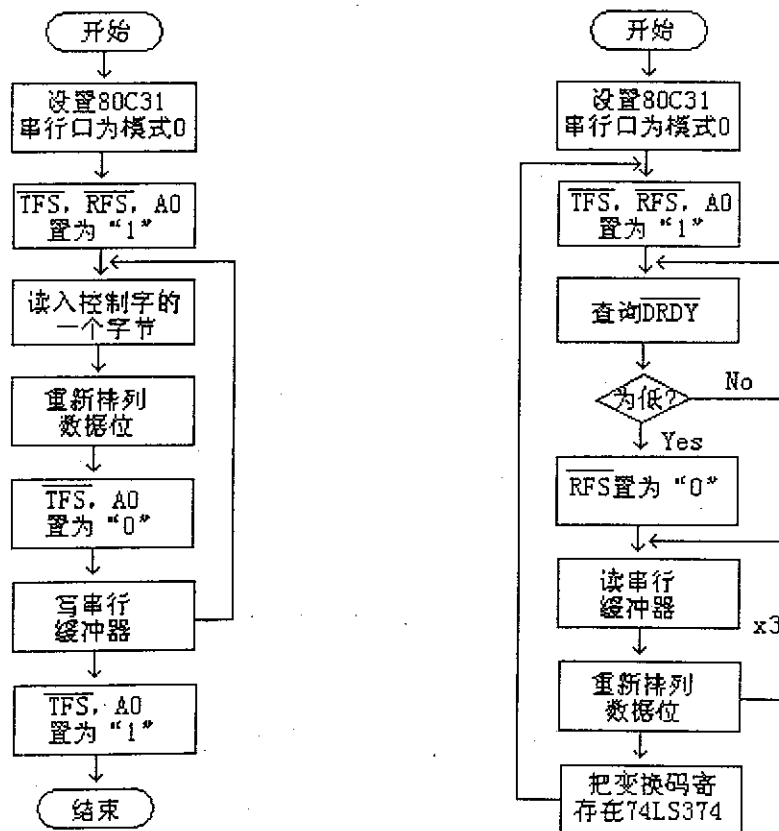


图 4.4.7 设置 AD7710 控制字流程图 图 4.4.8 读 AD7710 输出寄存器流程图

电压监测方法在国际上首次被应用到电子动量谱仪中，是提高谱仪能量分辨

率的一项重要电子学技术。同时，我们研制的电压监测电路采用单片机作为超取样模数变换器的接口控制电路，具有很好的灵活性和扩展性，可以应用在其它低频精密测量实验中。

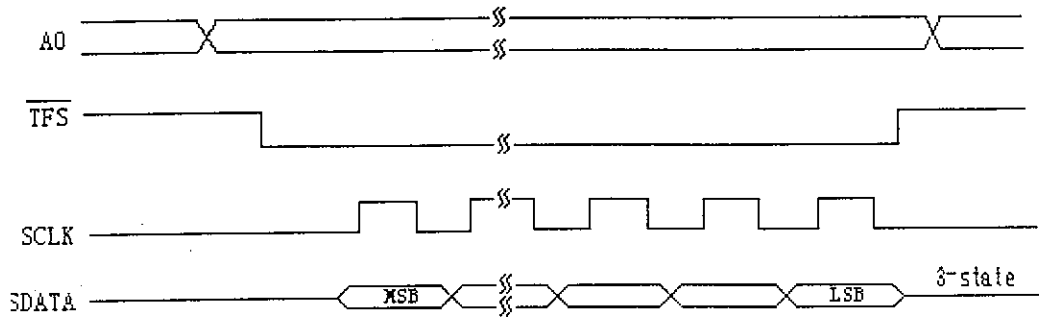


图 4.4.9 ECM 方式写操作时序图

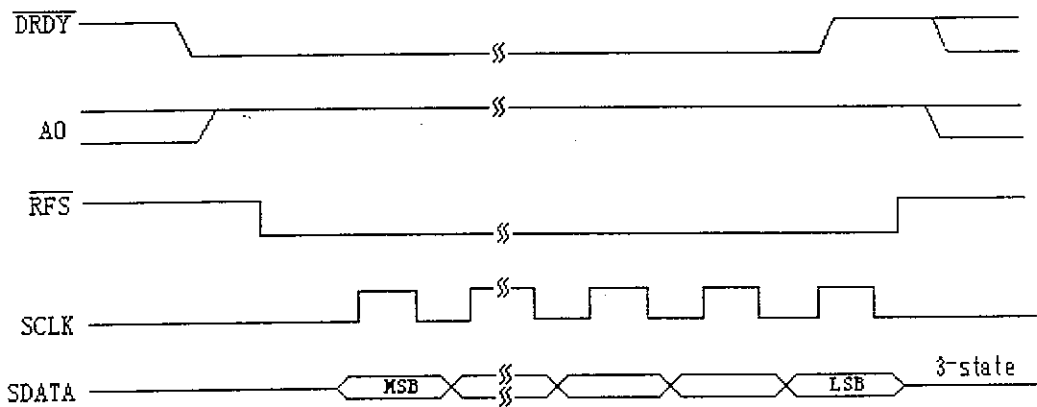


图 4.4.10 ECM 方式读操作时序图

§ 4.5 扫描电源监测采集板

扫描电源由上海原子核所研制。扫描电源包括扫描电压产生电路和扫描电压监测电路两部分。扫描电压产生电路有手工和机控两种操作方式。实验上通常采用机控方式。当工作在机控方式时，产生电路首先接收来自计算机串行口的指令集，该指令集包含了扫描电压值的数字码（12Bit）；然后，电路把该数字码转换成对应的电压输出。这一部分将在第五章进一步阐述。

扫描电源监测电路则把扫描电压产生电路的实际输出进行 AD 变换，变换产生的 16Bit 数据对应实际的输出电压，记录下该数据并加以校正扫描电压。由于扫描电源与其它设备（如作为控制核心的计算机和采集主系统）之间的信号线都

采取光电耦合器件隔离，过多的信号线会增加系统的复杂性和提高成本。因此，为了减少监测电路与采集主系统之间数据传输成本，电路采用串行数据传输方式。

如果采用计算机串行读取方式，一方面将占用更多的计算机资源（这时，扫描电源将占用两个串行口），另一方面增加系统的复杂程度。事实上，我们可以在采集系统中把串行数据转换成并行数据，作为系统的一个数据通道，利用采集主系统与计算机之间已经建立的通讯环境，非常方便地采集。这就是扫描电压监测采集电路的主要功能。

如图 4.5.1 为扫描电源监测采集电路原理示意图。监测采集电路向扫描电源传送 AD 变换起始信号 R/C 和串行数据的同步时钟信号 SCLK，同时接收来自扫描电源的状态信号 Status 以及 16Bit 串行数据线 SDATA。监测采集电路与扫描电源共地。

如图 4.5.2 为采集电路工作时序图。采集主系统多重符合单元产生的符合脉冲 FitAll 经过展宽电路，产生一个脉宽约 $20\mu\text{s}$ 的变换起始信号 R/C，在 R/C 的上升沿启动一次扫描电源监测电路的模数变换操作。状态信号 Status 脉宽约 $20\mu\text{s}$ ，它的下降沿表明 AD 变换结束并且数据准备就绪，等待读取。Status 经过时序控制电路产生的控制信号启动同步时钟发生器，产生连续 16 个时钟信号 SCLK。SCLK 同时作为采集电路和监测电路的移位同步时钟，依次把 16Bit 的串行数据转换成并行数据。这一功能由两片 8 位二进制串并移位寄存器 74LS164 级联完成。当转换完毕，时序控制电路产生一个锁存信号 LATCH，把上述 16Bit 的并行数据锁存在一组寄存器，并通过缓冲器与采集主系统的底板连接。

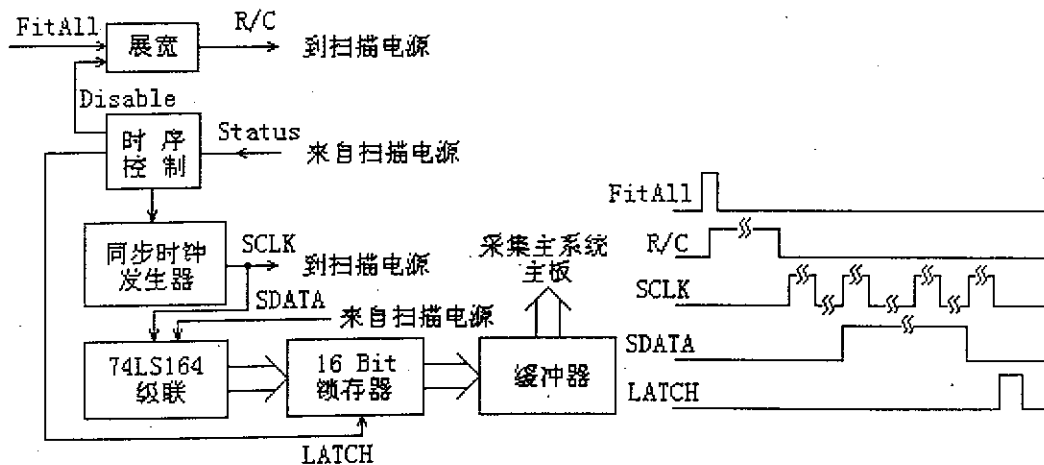


图 4.5.1 扫描电源监测采集电路示意图

图 4.5.2 采集电路时序图

由于扫描电源采用的光电耦合器件的变换时间较长，上升沿较慢，要求两个电路间传输的信号 R/C、SCLK、SDATA 和 Status 的有效脉宽大于 $10\mu\text{s}$ 。同步

时钟 SCLK 的占空比为 50%，周期约 $30\mu\text{s}$ ，能够正常传输。

§ 4.6 符合方法和控制电路

根据第二章分析，位置信号的甄别采用相加甄别方法，时间信号则采用单通道甄别器。信号采集电路中甄别单元产生的甄别脉冲送入采集主系统的底板的多重符合电路，实现符合事例的判选。多重符合电路如图 4.6.1 所示。

图中的 A 是监测天线干扰信号的恒比定时器的 TTL 逻辑输出脉冲。在天线输出超过阈值时，禁止系统进行数据获取，以达到剔除噪声的目的。 Fit_a 、 Fit_b 分别来自敲出电子和散射电子的位置信号采集板出来的甄别信号， Fit_i 则为符合采集板产生的甄别信号， SW_a 、 SW_b 和 SW_i 是接到面板上的选择开关，以确定哪几路进行符合。这大大丰富了采集参数的组合方式，可以保证在研究非弹性散射测量、弹性散射测量、扫描测量、非扫描测量或单通道幅度测量等实验中，选择感兴趣的通道进行符合，从而提高了系统的灵活性。

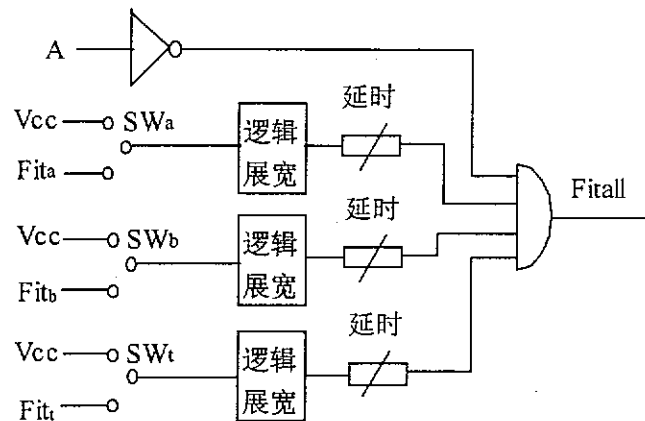


图 4.6.1 符合电路

每当符合电路有一次输出，就启动一次模拟变换，把六路位置信号和一路时间信号同时变换成数字信号。当接口电路工作在 DMA 模式时，控制电路随后产生 16 个写脉冲，把多个参数送到接口电路的存储器。如果接口电路工作在中断方式，则由计算机发出片选信号，读入各通道数据。

§ 4.7 接口电路

4.7.1 接口电路构成

如图 4.7.1 是获取系统的 PC-AT 微机接口电路示意图。图中信号 SD、Event 分别为采集电路的数据线和每次事例产生的标志脉冲,如在各路 ADC 转换完成之后产生的符合触发信号。RAM11 与 RAM12, RAM21 与 RAM22 构成两组存储器,每一组的容量可达 $32k \times 16bit$ 。8 片 74LS245 组成两组作为外部数据总线与 PC 数据总线间的缓冲器。两组 RAM 地址发生器分别产生两组存储器的 15 位地址信号,相互独立。为了提高电路的集成度,两组地址发生器由一片可编程逻辑器件 pLSI1016 完成。工作方式寄存器和关键字寄存器各由一片 74LS374 组成,各数据位定义分别见表 4.6.1 和表 4.6.2。可编程定时/计数器 8253 的两个计数器级联构成定时/计数器。片选信号和控制信号译码电路由 GAL20V8, GAL16V8 和 74LS74 组成,产生以下信号:采集电路寄存器的片选信号 Port0 ~ Port5、查询端口脉冲信号或中断申请信号或 DMA 请求信号 CF、RAM 地址发生器时钟信号 (Clock1, Clock2) 及清除信号 (Clear1, Clear2)、RAM 的片选信号及读写信号、缓冲器控制信号、定时器片选信号 CST 等。

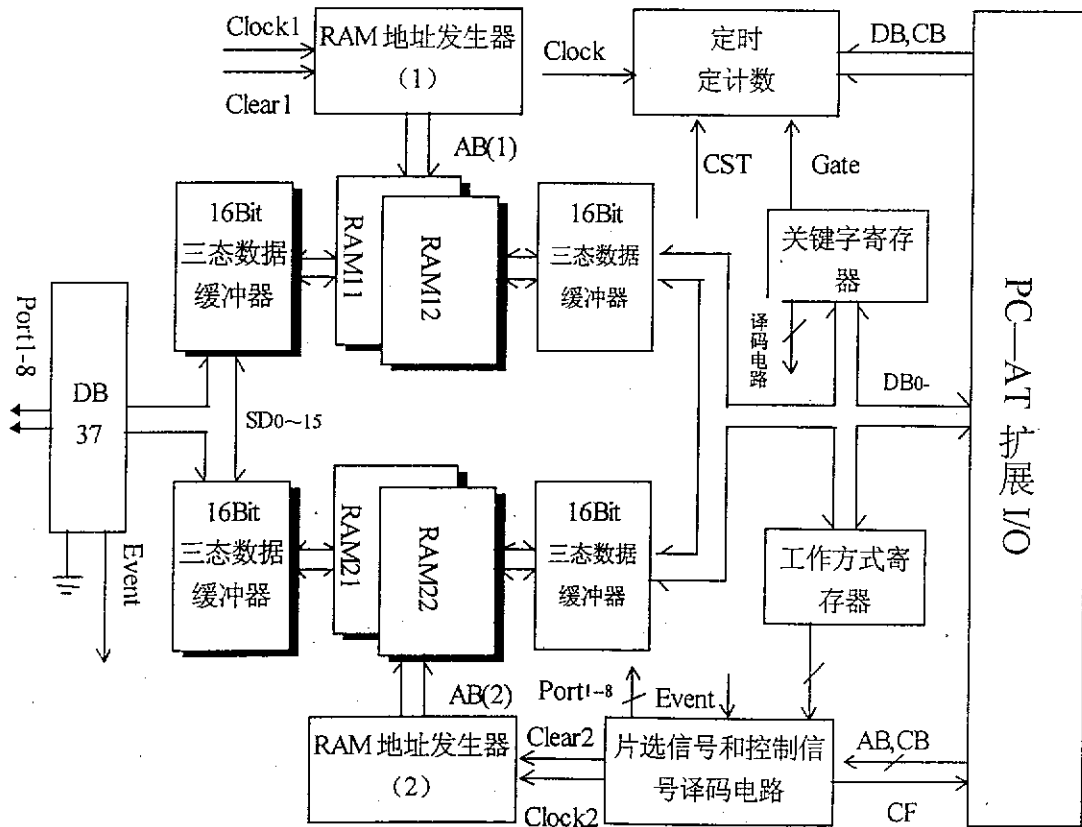


图 4.7.1 PC-AT 微机接口电路原理图

接口电路与采集电路通过连接器 DB37 相连, 包括 16 位数据线、6 条片选信号线、事例产生符合触发信号线、16 个连续脉冲信号线、清除线和地线。为增强系统抗干扰能力, 主要信号传输线采用双绞线方式, 并取得良好效果。

4.7.2 电路工作原理

接口电路与采集主系统和系统软件结合使用。计算机通过向电路中的工作方式寄存器和关键字寄存器写入控制字, 控制获取系统的采集过程。表 4.7.1 和 4.7.2 分别为工作方式寄存器和关键字寄存器数字位的定义表。

D7					D0		
W/T	BUF	D/I	T/C	未定义	未定义	未定义	未定义

表 4.7.1 工作方式寄存器数据位定义表

W/T: 置“1”时, 系统处于工作状态, 实时采集实验数据; 置“0”时, 系统处于测试状态, 可以通过读写接口电路的两组存储器, 初步判断电路是否运行正确。

BUF: 置“1”时, 两组存储器处于选通状态, 数据采集采用 DMA 方式; 置“0”时, 存储器空闲, 则数据采集只能采用中断方式。

D/I: 置“1”时, 采用直接存储器读取 (DMA) I/O 方式; 置“0”时, 采用中断 I/O 方式。

T/C: 置“1”时, 采用定时方式控制采集时间; 置“0”时, 采用定计数方式控制采集过程。

D7					D0		
N2	N1	N0	GATE12	GATE0	MUXC	MUXB	MUXA

表 4.7.2 关键字寄存器数据位定义表

GATE0: 在 T/C 为“0”时有效。置“1”时, 启动 8253 的第 0 计数器开始工作; 置“0”时, 8253 第 0 计数器停止工作。

GATE12: 在 T/C 为“1”时有效。置“1”时, 启动 8253 的第 1 和第 2 计数器开始工作; 置“0”时, 上述计数器停止工作。

N2-N0: 参见真值表 4.7.3。在数据 I/O 采用 DMA 方式时有效, 作为每组存储器每次写入字节的长度控制字, 也是每次 DMA 传送的字节数。

MUXC-MUXA：参见真值表 4.7.4。在定时方式下，选择 8253 第 1 计数器的时钟频率，控制定时范围。

N2	N1	N0	DMA 每次 传送字节数
0	0	0	32
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1K
1	1	1	2K
1	1	1	4K

MUXC	MUXB	MUXA	最大定时量 程 (秒)
0	0	0	387
0	0	1	775
0	1	0	1550
0	1	1	3100
1	0	0	6200
1	0	1	12400
1	1	0	24800
1	1	1	59600

表 4.7.3 DMA 每次传送字节数

表 4.7.4 定时量程真值表真值表

首先，设置参数。通过接口软件预设工作方式寄存器和关键字寄存器，确定数据 I/O 方式、采集时间或计数、每组 RAM 的每次最大存储字节数、定时或定计数方式，等。

然后，译码电路产生控制信号，初始化地址发生器和定时/定计数电路，并根据预设的参数，产生对应的查询标志位，或当事例触发信号到达时产生中断申请信号或 DMA 请求信号。

当电路工作于查询方式时，接口软件循环读取查询标志位，当标志位有效时，读入指定端口的数据。这种方式占用了较多的 CPU 周期，在较高数据率情况下，易造成数据的漏读。

当电路工作于中断方式时，计算机响应中断申请，进入中断服务子程序，完成实时数据采集和在线数据处理。

当电路工作于 DMA 方式时，两组 RAM 处于“乒乓”状态，即其中一组处于写状态，采集电路的各通道数据存入该组 RAM；另一组则处于读状态，由计算机读取数据。当处于写状态的 RAM 达到预设字节数时，两组 RAM 交换工作状态。同时，译码电路发出 DMA 请求信号，CPU 响应 DMA 请求后，以块传输的方式把此时处于读状态的存储器的数据读入指定内存块。两组 RAM 的工作模式循环交换，其控制信号由译码电路单元产生。

在这三种 I/O 方式中，DMA 方式的数据传输速率最快，可达 1.6Mbps，适用于较高计数率场合。同时，各种 I/O 方式均可通过定时/计数器控制采集过程的

时间或总计数。

4.7.3 电路功能

接口电路功能丰富,使用简便,并具有较好的通用性。通过软件对图 4.7.1 中工作方式寄存器和关键字寄存器进行写操作,选择合适的工作方式,实现电路的各种功能,包括:

- (1) 可任意选择三种 I/O 方式,即查询、中断和 DMA 中的一种作为数据通信方式。
- (2) 最多可采集 13 通道信号,每通道最高位数为 16 位。
- (3) 具有定时和定计数功能。电路选择定时方式时,8253 的时钟脉冲由 10MHz 晶振经分频,多路器选择后提供。范围 0--30Hours,精度好于 0.0256ms。定计数范围 1-4G。
- (4) 硬件检测功能。通过对两组 RAM 的读写比较,检测系统是否在线和初步判断电路的正确性。

§ 4.8 提高谱仪电子学系统整体性能的措施

高能量分辨 (e , $2e$) 电子动量谱仪电子学系统是一套性能要求较高、功能多样、组成部件复杂的系统。对于这样一套大的系统,除了根据谱仪性能指标的要求研制各个功能电路模块,还要从全体布局上来提高系统的整体性能,使得电子学系统具有较好的稳定性、可操作性和方便维护性。

(一) 采用模块化设计,便于系统集成,易于调试和维护。根据电路功能的不同,我们共研制了以下前端电子学电路模块组(插件): (1) 电荷灵敏前置放大器。六路前放分别装在三个金属盒中,每个盒子集成有两路放大器。

(2) 主放大器插件。在一个双宽 NIM 插件中集成六路主放大器。(3) 恒比定时甄别器 (CFD) 插件。一个 NIM 插件集成有三路 CFD。(4) 时间幅度变换器 (TAC) 插件。两路 TAC 共用一个 NIM 插件。

采集主系统则包括以下主要功能卡:位置信号采集板、符合时间采集板、高压监测板和扫描电源监测采集板,以及主系统底板和接口电路。

所有这些电路都具有不同的功能,各自组成独立的模块,可以分别研制,便于调试、检查和维护。

(二) 优化排列和组装结构。前置放大器安放在探测器的附近, 主放、CFD 和 TAC 插放在 NIM 插槽。采集主系统则采用了“积木”式组装结构, 组成一个“高能量分辨 (e , $2e$) 电子动量谱仪多参数获取系统”机箱。这样的排列和组装方法使得系统排列合理, 结构紧凑。

(三) 采集主系统采用多组电源供电, 减少电路间的电源耦合干扰。研制的电压监测电路具有很高的分辨率, 它要求监测电路与其它部分尽量隔离, 采用不同的电源。我们共设计了 4 组主系统的直流电源, 包括一组 ($\pm 12v, +5v$) 电源, 用来供给主系统、三块信号采集板和扫描电源监测采集板; 以及三组 ($+12v, \pm 5v$) 电源, 分别作为三路电压监测电路的工作电源。

采用多组电源供电, 大大提高了系统的稳定性和分辨率。这样的措施往往容易被忽视, 而事实上它的作用却非常明显, 甚至是决定性的。

(四) 选择合适的传输线。前端电子学各组插件之间均采用同轴电缆联接, 在不影响布局的条件下, 电缆线尽量短, 尤其是 CFD 与 TAC 之间的快速定时信号的连线, 应该尽可能短, 以减小时间延迟。这可以通过把两个插件插放在相邻的 NIM 插槽来实现。为防止震动带来的影响, 电缆线应于固定。

采集主系统与接口电路之间的传输线则采用双绞线, 以减小信号间的干扰。如果采用扁平电缆, 将造成通道间数据的串扰。

第五章 获取系统软件设计

§ 5.1 概述

高能分辨 (e , $2e$) 电子动量谱仪数据获取系统软件是根据本获取系统采集、处理、分析以及控制等要求编写的。系统软件采用 BC++3.1 和汇编语言混合编程。BC++语言具有丰富的标准库函数,可简化代码。在线数据获取子模块则采用汇编语言,以提高数据采集速率。由于 DOS 操作系统的实时性优于 Windows 系统,因此系统软件适宜在 DOS 操作系统下运行。

系统软件的整体模块框图如图 5.1.1 所示,共包括七个部分:(1)初始化;(2)文件管理;(3)参数设置;(4)硬件检测;(5)采集;(6)离线分析;(7)说明。

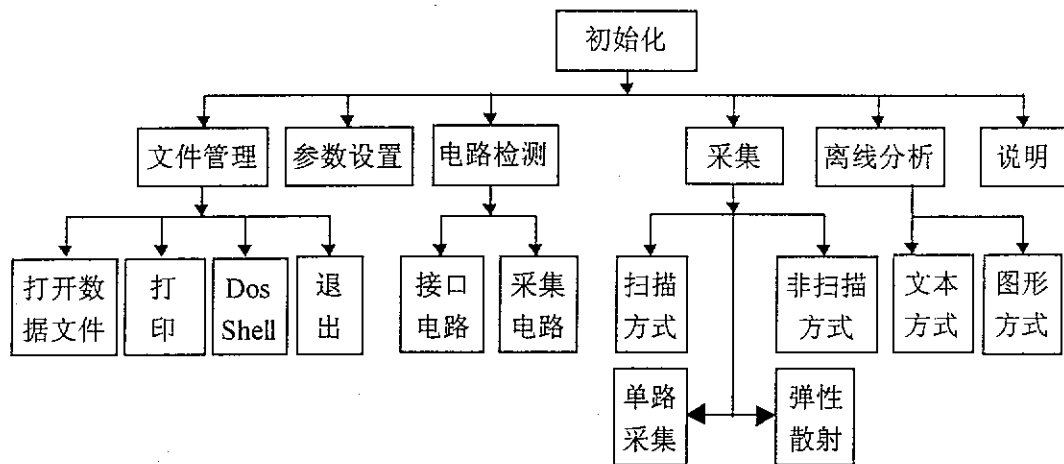


图 5.1.1 系统软件模块框图

根据采集主系统的特点和实验内容要求,系统软件具有以下功能:

1. 在线数据采集功能。根据实验要求,选择特定工作方式,实时记录原始参数。这是系统的核心部分。
2. 参数设置。通过设置参数,用户可以选择控制方式、测量通道、通信方式、各种实验参数,等。可设置的参数包括:(1)定时或定计数控制方式;(2)定时范围(采集时间长度)或计数值;(3)选择符合测量的通道,共有一路符合时间通道、六路位置信号通道,选择的通道与面板上通道选择开关一致;(4)能量方程系数;(5)入射电子初始能量;(6)扫描电压的起始值;(7)扫描电压的步长;(8)扫描

电压范围；（9）扫描循环次数；（10）每个扫描电压台阶的采集时间；（11）存储数据文件名；（12）分析道数，可选择 128、512、1024、2048 和 4096 中的一种，这就是 § 4.2.3 中介绍的通过软件并道提高 AD1671 微分非线性的方法；（13）接口电路数据 I/O 方式，包括非存储器中断方式、存储器中断方式和 DMA 方式。

3. 硬件电路检测。可分别检测接口卡和采集电路的状态，如是否在线、是否上电，等，辅助用户正确使用获取系统。
4. 采集方式，包括：扫描方式、非扫描方式、弹性测量和单通道测量等。可以根据实验内容的不同，选择对应的实验方法。
5. 数据离线分析。可以浏览文本方式的原始数据，也可选择图形方式，进行更丰富的分析，包括寻峰、图形的缩小放大和移动、加亮感兴趣区、统计计数，等。
6. 打印等文件管理功能。在文件管理子菜单中，有打印文本文件和谱图功能，以及 DOS Shell 和退出系统功能。
7. 帮助。包括软件版本说明、软件功能、操作及热键说明等。

系统软件包括采集主程序 e2e.exe、参数文件 e2epara.dat 和原始数据文件（可选）。系统软件运行的环境为：

- （1）CPU：80286 以上；
- （2）内存：建议 4M 以上；
- （3）硬盘：建议 100M 以上；
- （4）显示器适配器：建议支持 VGA 以上；
- （5）操作系统：DOS5.0 以上。

同时，建议系统文件 config.sys 包含以下条件：FILES=30 和 LH SMARTDRV.EXE，保证数据文件的正确读写和提高数据交换速度。

§ 5.2 初始化和控制模块

5.2.1 初始化模块

初始化模块包括硬件的初始化和软件的初始化。图 5.2.1 是初始化模块流程图。

在 DOS 环境下执行 e2e.exe，软件首先检测接口电路和采集电路，如果硬件不在线，或采集电路未上电，或其他原因造成电路故障，软件将出现警告信息，提示用户检查线路。然后，软件选择显示模式，对接口电路的存储器的地址发生器清零，并关闭计数器 8253。最后，打开参数文件，初始化各物理参数，显示主菜单，等待用户通过键盘操作系统软件的各项功能模块。

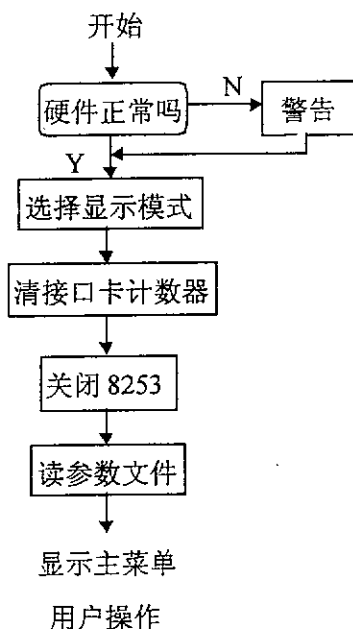


图 5.2.1 初始化模块流程图

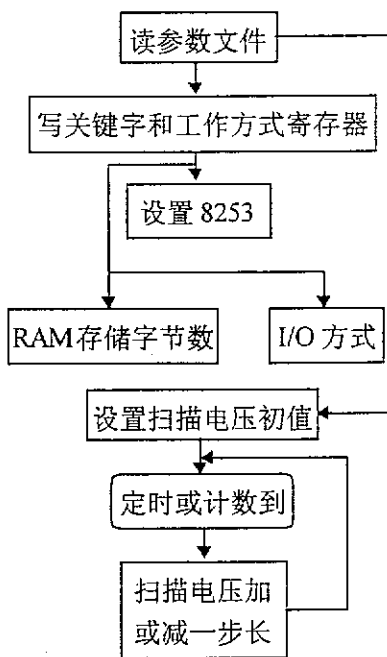


图 5.2.2 控制模块框图

接口电路的检测方法包括存储器读写校验和定时检测两部分。通过向电路中的两组存储器写入一定长度的数据，然后从存储器读出存储的内容，比较写入和读出是否完全一致。如果不同，系统软件显示警告对话框，提示接口电路不在线或存储电路单元出现故障。同样，定时检测则启动一次定时操作，定时范围由用户设置。在定时结束时，软件提示用户判断定时是否正确。如果不正确，则提示接口电路不在线或定时电路单元出现故障。

采集电路的检测则通过采集一路电压监测电路的 24bit 变换码，求出电压值，由用户判断是否正确，如果不正确，则可能发生以下情况：（1）采集系统未上电；（2）采集系统与接口电路未联接好；（3）采集板不在线或出现故障。系统软件同样提示用户进行线路检查。

尽管电路检测并不全面，但所进行的检测内容可以帮助用户检查主要电路单元，发现或排除造成问题的原因，辅助用户正确使用采集系统。

5.2.2 控制模块

控制模块是获取系统的一个重要部分。通过控制模块，可以根据实验的实际要求，控制采集系统的工作方式和实验进程。其功能包括：

- (1) 设置定时方式及定时范围，或定计数方式及计数值；
- (2) 设置 I/O 方式；
- (3) DMA 方式下，设置每次传送的最大字节数；
- (4) 扫描电源的控制。

如图 5.2.2 是控制模块流程图。根据用户在参数设置中设置的内容，软件选择计算关键字，送入接口电路的关键字寄存器和工作方式寄存器，经译码电路产生控制信号。工作方式寄存器和关键字寄存器各数据位的定义可参见表 4.6.3 和 4.6.4 以及第 4.6 节。

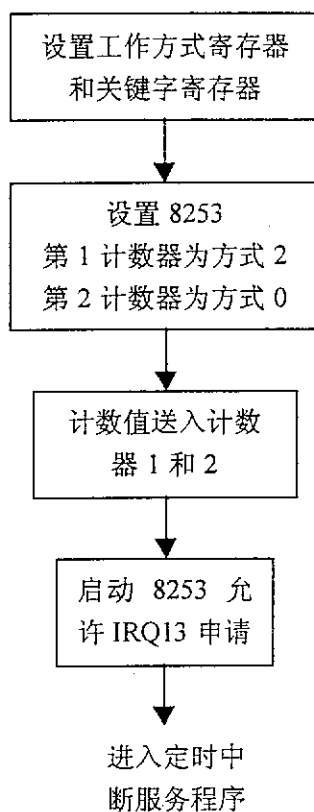


图 5.2.3 定时功能模块流程图

首先，初始化定时/计数器 8253，包括设置 3 个计数器的工作方式和计数值。系统软件对 8253 的命令寄存器和计数寄存器进行写操作，并由关键字寄存器的 D_6 位启动或停止 8253 的工作进程。图 5.2.3 为定时功能模块流程图。根据表 4.6.3

和 4.6.4 的定义, 通过置位 T/C 选择定时方式, 把位 W/T, BUF, D/I, T/C 分别置为 0, 0, 0, 1, 即向工作方式寄存器写入数 0x10。8253 的计数器 1 和计数器 2 分别设为方式 2 和方式 0, 组成一个计数范围达 2^{32} 的级联计数器, 起到定时电路的作用。把欲设的定时范围转换为计数值, 送入计数器 1 和计数器 2 的计数寄存器。

至此, 完成 8253 的初始化。然后可通过置位关键字寄存器的 Gate1-2=“1”, 启动定时或定计数功能。

扫描方式是一种重要的实验方法。系统通过向串行口传送电压值的代码(预先标定过), 控制扫描电源的输出值。在定时或定计数结束之前, 系统通过在线采集模块, 按照设置的数据 I/O 方式实时地采集记录实验数据。当定时或定计数结束时, 扫描电压递增或递减一个步长, 把对应代码送入扫描电源。由于扫描电源从一电压值到另一电压值有一定的变换和稳定时间, 因此, 每次传送代码之后, 必须延迟一定时间(取 2 秒), 等待扫描电源输出稳定后, 重新启动采集系统。这样循环操作, 直到完成预设的扫描电压范围和扫描循环次数。

§ 5.3 在线数据获取和数据处理模块

5.3.1 数据 I/O 方式

根据参数设置中选择的接口电路数据 I/O 方式的不同, 在线数据获取子模块有以下三种情况:

(1) 无数据缓冲器中断方式。无数据缓冲器中断方式是指每产生一次符合事例, 就同时发出一个中断申请信号 (IRQ10), CPU 响应中断请求之后, 运行中断服务子程序, 直接读取指定通道的数据, 完成一次事例的采集过程。

接口电路采用中断 10 作为数据获取中断号。下面以中断 10 为例, 介绍中断服务子程序。程序中的注释语句是对程序流程的说明。

```
void InterruptIO()
{
    //初始化中断向量
    int OldIntMSK = inportb(0xa1);
    OldHandler10 = getvect(0x72);
}
```

```
setvect(0x72, Timer);  
  
outportb(0xa1, OldIntMSK & 0xfb); //中断屏蔽  
  
{调用数据读取子程序} //由用户完成  
  
outportb(0xa1, OldIntMSK); //恢复中断向量  
  
outportb(0xa0, 0x20);  
  
outportb(0x20, 0x20);  
  
setvect(0x72, OldHandler10);  
  
}
```

(2) 存储器中断方式。存储器中断方式与非存储器中断方式的不同之处在于, 两组存储器处于“乒乓”工作状态, 即指定通道的数据先顺序存入接口电路的两组存储器中的一组, 当该组缓冲区存储的数据长度达到软件预设的计数值, 即 DMA 每次传送的最大字节数, 接口电路发出中断申请信号。CPU 响应中断请求之后, 该组存储器的工作状态变为读状态, 而另一组存储器处于写状态, 接受指定通道的数据。同时, 计算机把现处于读状态的存储器中的数据依次读入内存。两组存储器循环工作, 直到定时或定计数结束。

(3) DMA 方式。DMA 方式可以适应谱仪的高计数率实验条件。接口电路采用 DMA5 端口传送 16 位数据。如图 5.3.1 为 DMA 方式流程图。两组存储器以“乒乓”方式工作。首先, 软件预设 DMA 方式和每组传送的字节数, 申请同样长度的内存块, 如果申请失败, 返回并提示用户。否则, 求出内存块的物理地址、页地址和基地址。然后, 初始化 8237, 即设置 8237 的方式寄存器、基地址寄存器、页寄存器、字节寄存器和屏蔽寄存器, 启动 DMA5。软件循环读取状态寄存器, 判断状态位。当写满一组存储器时, 系统发出 DRQ 请求, CPU 响应请求后, 状态位有效, 计算机以块传输的方式读入该组数据。这就完成一次 DMA 方式的采集传送过程。

在上述三种数据 I/O 方式中, DMA 方式的采集速率最快, 适宜在各种实验方式下工作。尤其当进行二维位置信号的单通道测量时, 必须采用 DMA 方式。但是, 由于 DMA 方式下, 只有当采集到一组预设长度的数据时, 谱图才能更新, 这样, 在做符合实验时, 由于符合计数率很低, 谱图的更新将比较慢, 容易给用户造成“没有计数”的错觉。因此, 此时适宜选择中断 I/O 方式, 一方面, 它在

速度上完全能够满足，另一方面，它可以在每次符合事例产生时，实时地更新谱图。

5.3.2 扫描电源控制模块

根据 § 4.5 的介绍，当扫描电源工作在机控方式时，由计算机通过串行口向扫描电源发送控制指令集。如图 5.3.2 为扫描电源控制模块流程图。

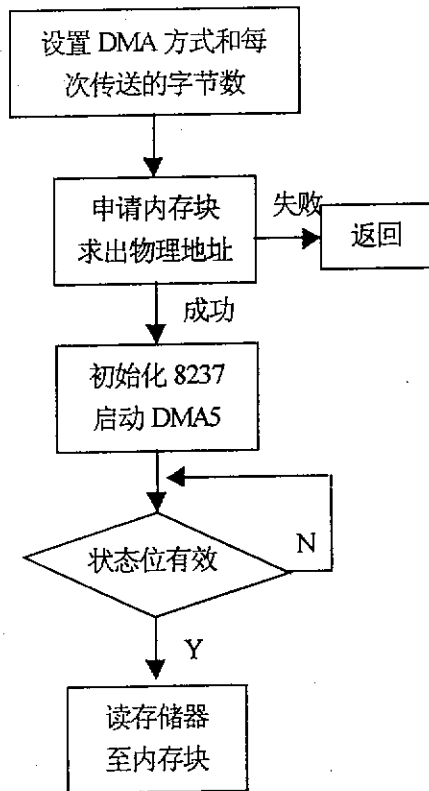


图 5.3.1 DMA 方式流程图

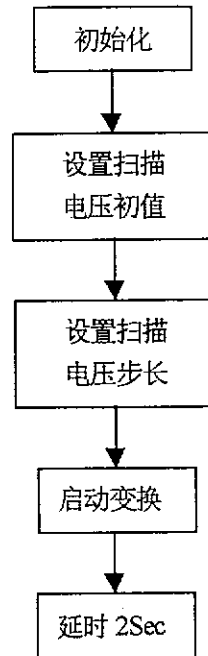


图 5.3.2 扫描电源控制模块流程图

程序首先对硬件初始化，设置串行口 2（或 1）为以下工作方式：一个起始位，8 位数据，一个结束位，波特率 9600；并且对扫描电源清零。这就完成扫描电源的初始化。

然后，通过指定串行口设置扫描电压初始值，并向指定端口传送扫描步长对应的数字码。应用时，向扫描电源的控制寄存器发送启动变换指令，扫描电源经过数模变换，输出对应的电压。从系统发送启动命令到输出电压稳定需要一段时间，约 2Sec。因此，系统必须延时 2Sec 以上才能正常工作。

§ 5.4 软件特点

系统软件采用模块化编程，可读性较强，具有良好的可移植性和可扩展性。图 5.4.1 是系统软件的主菜单。它具有以下特点：（1）软件界面模仿 Windows3.X 风格，采用下拉式和弹出式菜单相结合，主要部分汉化显示，具有良好的用户界面；（2）功能丰富完整；（3）在工作界面列出主要功能键的定义说明，操作简易。

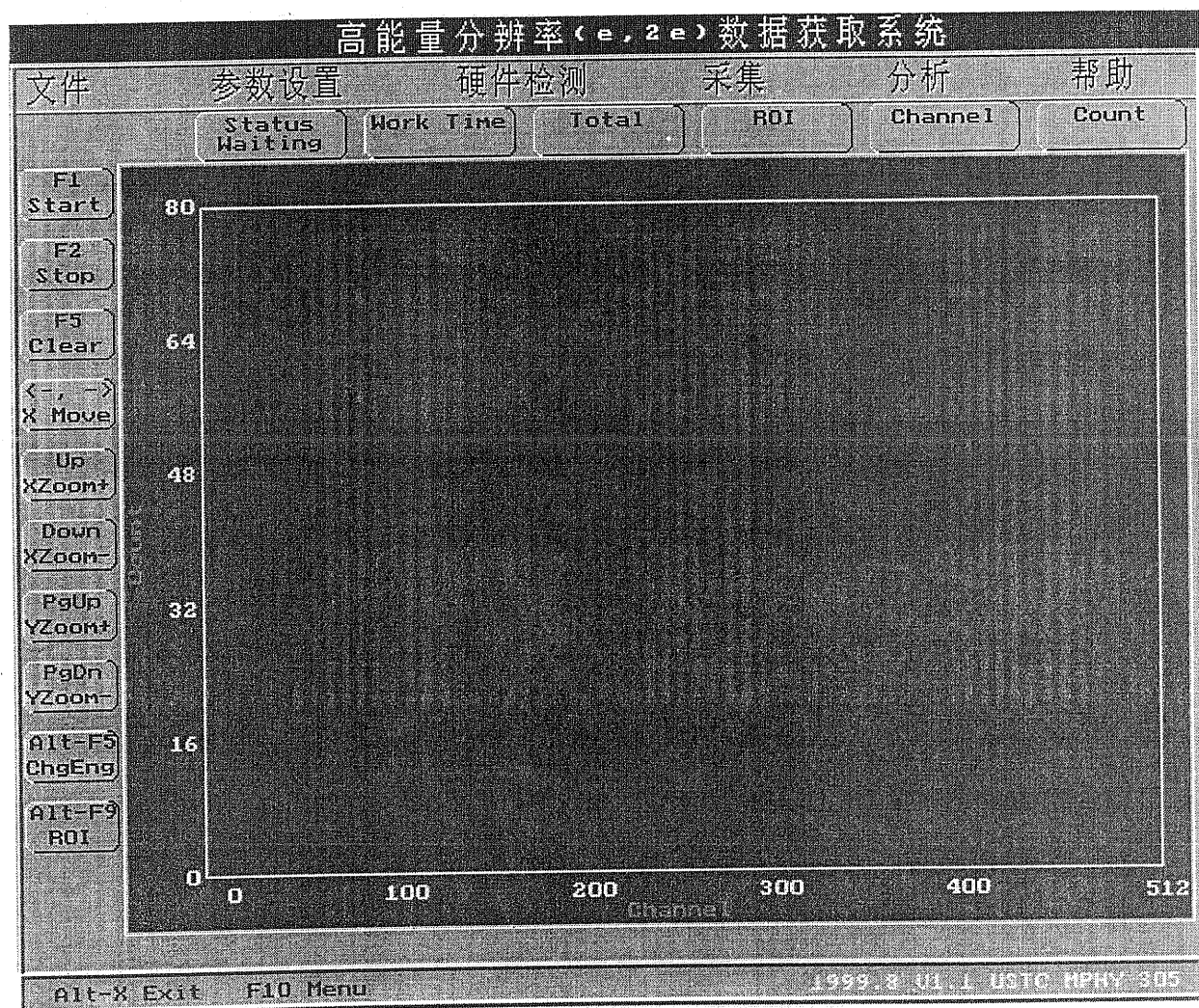


图 5.4.1 系统软件的主菜单

第六章 系统测试

§ 6.1 系统功能测试

本项目研制的前端电子学和多参数数据获取系统最终将应用在高能量分辨 (e , $2e$) 电子动量谱仪实验装置上。由于该谱仪正在筹建中, 到最后整体调试尚有一段时日, 因此, 系统的功能测试是这样安排的: 首先, 分别测试前端电子学各功能模块的性能指标; 然后, 在现有谱仪装置上测试获取系统性能。最终目标是各部分的功能和指标达到如第二章分析的设计要求。

6.1.1 前端电子学模块性能测试

根据各功能模块的输入信号特性, 利用信号源的输出作为各功能模块的输入, 对前端电子学的主要电路模块, 包括六路主放大器、CFD 和 TAC, 进行逻辑和性能测试。研制的各模块均已通过电路逻辑调试。由于前端电子学的设计方案与文[54]相同, 其性能测试结果如下^[54]:

(1) 高计数率反堆积放大器的测试重点在于测试其反堆积功能。采用自制的具有模拟信号堆积功能的信号源对放大器的反堆积功能进行了测试, 结果如下:

当两个指数衰减脉冲的时间间隔小于 150ns 时, 反堆积电路将它们视为同一个信号, 此时主放输出信号的两个峰合为一个峰, 故反堆积电路无法给出堆积标志。当两个指数衰减脉冲的时间间隔大于 950ns 时, 反堆积电路认为这两个信号不存在堆积, 因此也就不会给出堆积标志。介于上述两者之间的两个指数衰减信号, 反堆积电路给出堆积标志信号。

我们用不同强度的放射源对主放的堆积性能进行了初步的测试, 结果如下表所示, 表格中的单位均为 kc/s。由于闪烁探测器输出信号衰减时间非常小, 无法完全使之极零相消, 故输出波形有一定的下冲, 此时不计下冲的主放输出信号底宽约为 $0.7 \mu s$ 。堆积判别电路所能检出的堆积数与理论值相差不大。(表中理论值假设只发生二个信号的堆积, 三个以上信号发生堆积的情况没有考虑。)

放射源计数率(kc/s)	38.7	90.0	121	201	277
实际堆积计数率(kc/s)	1.1	4.4	8.1	22	47
理论堆积计数率(kc/s)	1.0	5.4	9.8	26	49

测试结果表明，反堆积功能正常工作。

(2) CFD 定时误差在 150ps 以下，与 ORTEC 的 583 型恒比定时甄别器相比，性能相差不大，满足符合时间测量单元的要求。

(3) TAC 加上数据获取系统的累积的积分非线性不大于 0.28%，满足符合时间谱测量的要求。

其中，文[54]研制的 CFD 和 TAC 已在该实验室的一套能量损失谱仪上运行一年，性能稳定可靠。由于前端电子学系统采用模块化设计，在各模块性能指标均达到系统要求的条件下，可以在高能分辨谱仪装置上直接安装运行。

6.1.2 获取系统测试

1994 年 Xu_KeZun 实验组建成的谱仪与筹建中的高能分辨 (e^- , $2e^-$) 电子动量谱仪的获取系统控制逻辑、功能和结构相似 (参见作者的硕士论文工作, 文献[55]), 二者结构上的主要区别在于高能分辨谱仪获取系统包括六通道的位置信号采集电路, 而原谱仪则包含四通道的位置信号 (两组一维位置灵敏探测器的四路电荷信号) 采集电路。因此, 在高分辨谱仪尚未建成的情况下, 我们仍然可以在原谱仪上测试获取系统的整体性能和可靠性。

根据实验内容和采集方式的不同, 获取系统整体性能测试包括: (1) 单边测试, 获得单路位置信号幅度分布图; (2) 弹性散射实验测试, 可以标定能量方程系数; (3) 符合实验测试, 获得符合时间谱和电离能谱。

单边测试即采集指定的一路位置信号, 统计其幅度分布。图 6.1.1 为获取系统测得的一路位置信号幅度分布统计图, 与采用多道分析器同时记录到的谱形一致。

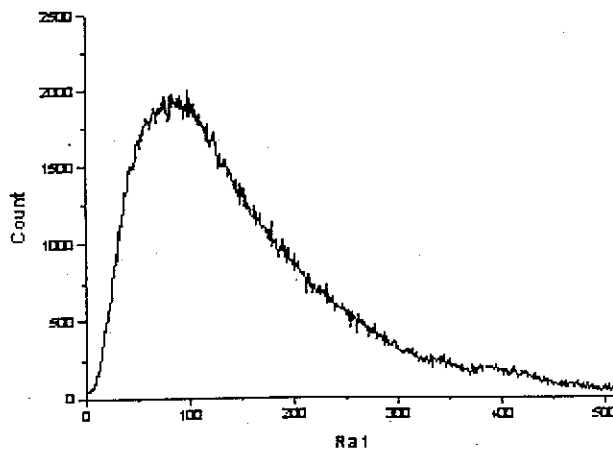


图 6.1.1 单边测试位置信号幅度分布图

单边测试用来监视探测器输出的位置信号是否正常，只有在几路位置信号正常的情况下，才能进行其它更为深入的实验。单边测试的计数率与位置信号的计数率相当，在目前的实验条件下，约为 1kc/s ，因此，在很短的时间内就可以获得一个统计误差较小的位置信号幅度分布图，方便简捷。在系统信号调试和进行弹性散射实验、符合实验等测试之前，往往要先观察各路位置信号的幅度分布。

散射实验可以用来标定散射电子和电离电子的能量方程。图 6.1.2 为氩的弹性散射能谱，谱线(a)、(b)、(c)对应的入射电子能量分别为 598.0eV 、 600.0eV 、 602.0eV ，对应的峰位道数为 201.37 、 296.95 、 375.05 ，则在入射能量 $598.0\text{eV} \sim 602.0\text{eV}$ 范围内，能量与道数之间的换算关系近似为：

$$R_{CE} = \frac{\Delta C}{\Delta E} \approx \frac{375.05 - 201.37}{4.0\text{eV}} = 43.45\text{道/eV} \quad (6.1.1)$$

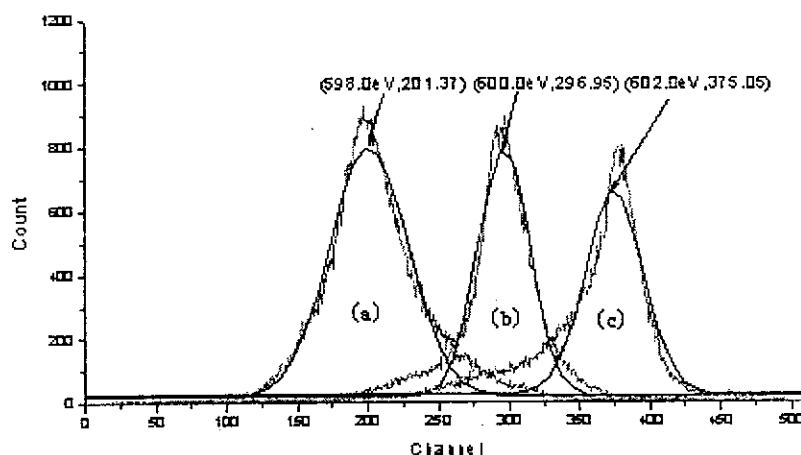


图 6.1.2 不同入射电子能量下的弹性散射能谱

图中三条谱线的形状和半高宽存在一定的差异，这是谱仪探测器的性能造成的。

符合实验可以测量符合时间谱和电离能谱。我们在入射电子能量固定的条件下，采用氩气作为靶样品，进行一组符合实验，获取系统实时记录符合条件下的物理参数，包括：四路位置信号 R_{a1} 、 R_{a2} 和 R_{b1} 、 R_{b2} ，以及符合时间 T_{ac} 。图 6.1.3 为获得的符合时间谱。在符合时间谱图中，设置有限的时间窗 T_1 来测量符合事例的计数，即真符合事例在 T_1 区间内被探测。但是，来自不同散射过程的粒子也可能偶然地在 T_1 时间内符合，使得该时间窗包含偶然符合事例。所以，为了得到真符合计数，需要同时测量符合计数和偶然符合计数。为此，在谱图中设置第二个与测量无关联的偶然符合事例时间窗 T_2 ，用以同时测量偶然符合计数。这部分功能由离线分析软件完成。

图 6.1.3 中，每一道对应 $1ns$ ， $T_1 = 40ns$ ， $T_2 = 200ns$ ，符合时间窗半高宽 $FWHM = 13ns$ 。时间谱的真符合计数 N_t 由下式确定：

$$N_t = N_c - N_a \quad (6.1.2)$$

式中 N_c 、 N_a 分别为符合计数时间窗 T_1 内的符合计数和偶然符合计数。由于在整个测量时间窗内偶然符合计数呈现均匀分布，因此，

$$N_a = N_b / R \quad (6.1.3)$$

式中 N_b 为偶然符合计数时间窗内总的偶然符合计数， R 为两个时间窗之间的比例关系，即：

$$R = \frac{T_2}{T_1} \quad (6.1.4)$$

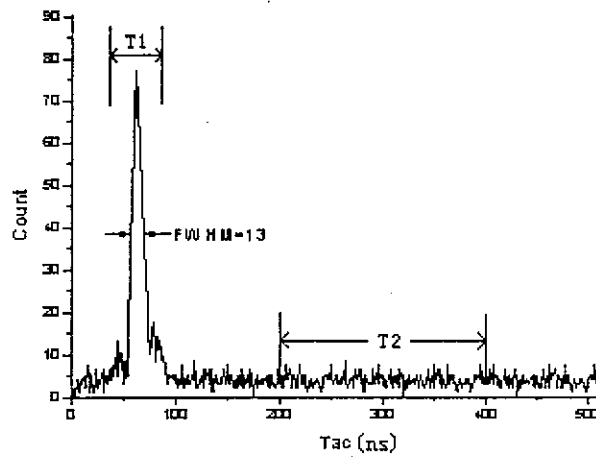


图 6.1.3 固定能量条件下符合时间谱

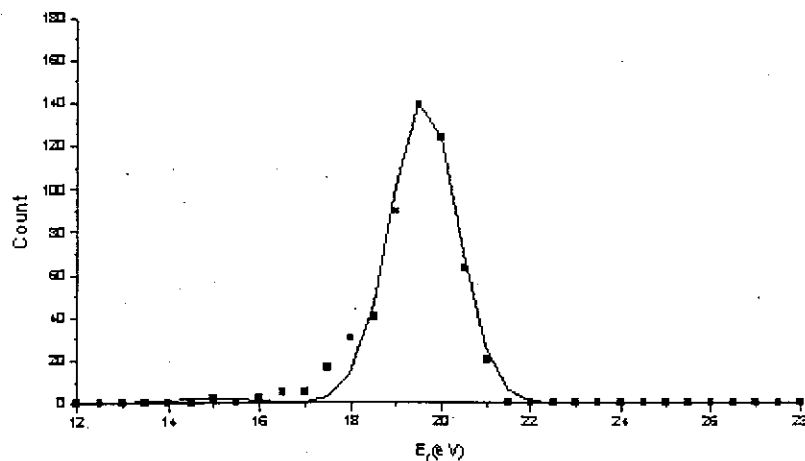


图 6.1.4 固定能量条件下电离能谱

求出真符合计数后，根据原始数据中的 R_{a1} 、 R_{a2} 和 R_{b1} 、 R_{b2} ，由式 (2.2.6)

确定同一个真符合事例的两个电子的入射点 x_a 、 x_b ，再根据弹性散射实验标定的能量方程系数，把 x_a 、 x_b 转换为能量 E_a 、 E_b ，最后由式 (1.2.2) 算出电离能，即：

$$\varepsilon_f = E_0 - (E_a + E_b) \quad (6.1.5)$$

从而得到如图 6.1.4 所示的入射能量 $E_0 = 1215.0eV$ 的氩 $3p$ 态电离能谱。能谱分辨率为 $\Delta\varepsilon_{f0} \approx 1.69eV$ 。

在符合实验中，我们还通过一台多道分析器 (MCA) 同时监测 TAC 的输出信号。在相同的测量时间内，多道分析器和获取系统 (DAQ) 累计的事例数如下表所示：

测量时间 t (min)	N_0 (MCA)	N_s (DAQ)	η (%)
6	310	285	91.9
15	666	616	92.5
30	1344	1234	91.8
60	2695	2451	90.9
120	5440	4948	91.0
150	6432	5861	91.1

表 6.1.1 测量效率统计表

从表中可以看出，获取系统的测量效率在 90% 以上，达到谱仪的指标要求。

全面的功能测试结果与原获取系统同期的测量结果很好的吻合，表明本获取系统具有谱仪要求的功能，并且性能可靠。

§ 6.2 监测电路性能测试

在高分辨率模数变换电路的设计中，当 AD7710 的控制寄存器选择不同的初始化参数时，模数变换电路的有效分辨率和有效变换频率不同。根据第二章的分析，变换电路的有效位要好于 14.3Bit，则由表 4.4.3，在主时钟频率为 10MHz 的条件下，监测电路中 AD7710 有效变换频率应不大于 250Hz。同时，AD7710 的最小变换频率为 9.76Hz，对应的有效位是 22.5Bit。

根据 AD7710 的有效变换频率公式 $f_{ef} = (f_{mclkin} / 512) / FS_{11-0}$ ，把 AD7710 的

控制寄存器的 FS_{11-0} 分别设置为 0x050、0x7D0，即可在 244.14Hz 和 9.76Hz 条件下测试变换电路的误差和稳定性。由于这样高的性能测试受到测量条件的限制，我们将根据系统的指标要求测量一定范围内的性能指标。事实上，根据第二章的分析，实验仅要求高分辨率模数变换电路的有效分辨率在 14.3bit 以上，线性好于 0.0088%。因此，我们只要测得电路线性满足设计要求即可，从而降低测试条件。

监测电路电子学性能的测试实验正是基于上述事实安排的。我们分两部分来测试监测电路的性能：模数变换电路稳定性测试和高稳定性分压电路的稳定性测试。

6.2.1 模数变换电路误差和稳定性测试

图 6.2.1 为测量模数变换电路稳定性示意图。图中 AD580Q 是一精密参考电压源，输出为 5V，在工作温度为 $(-45^{\circ}\text{C}, +85^{\circ}\text{C})$ 范围内，温漂系数为 $5\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ，适宜作为 16BitADC 的外部参考电压源。

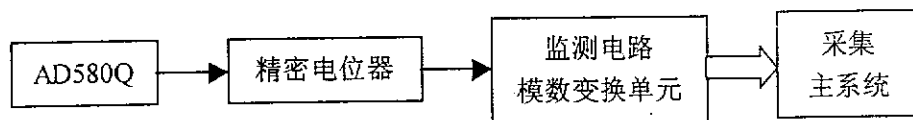


图 6.2.1 监测电路变换单元稳定性测试电路示意图

AD580Q 的输出经过精密电位器分压，产生一个 AD7710 测量范围内的电压，作为变换单元的模拟输入信号，保证该信号具有很好的稳定性。采集主系统把模数变换单元产生的 24 位变换码读入计算机，通过分析处理可以获得变换电路的性能。

设由 AD580Q 和精密电位器产生的信号的标准偏差为 σ_s ，模数变换单元引入的误差为 σ_{ADC} ，则采集主系统记录的信号的标准偏差为：

$$\sigma_T = \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_{ADC}^2} \quad (6.2.1)$$

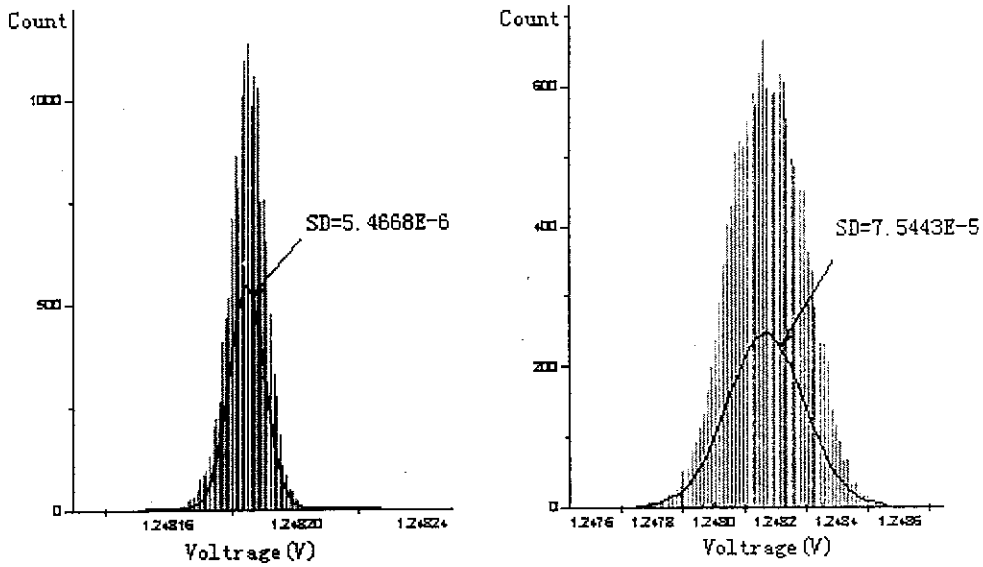
从而，

$$\sigma_{ADC} = \sqrt{\sigma_T^2 - \sigma_s^2} < \sigma_T \quad (6.2.2)$$

我们采用 Microcal Origin5.0 分析处理原始数据。图 6.2.2 为测试电路记录的一组数据的统计直方图（灰色）。其中，图(a)、(b)分别为在有效变换频率 9.76Hz 和 244.14Hz 条件下测得的。图中黑色曲线为拟合的高斯曲线，标准偏差分别为

5.4668×10^{-6} 、 7.5443×10^{-5} 。

根据式 (6.2.2)，模数变换电路的误差在两种有效变换频率条件下都能满足系统的要求，以下的测试分析正是基于这样的结果。其中，图 (a) 的测量时间为 8 小时，因此，该测量结果同时包含了模数变换电路的分辨率和稳定性。可见，有效变换频率为 9.76Hz 条件下的模数变换单元完全能够满足系统要求。



(a)有效变换频率 9.76Hz

(b)有效变换频率 244.14Hz

图 6.2.2 模数变换电路采集统计直方图

6.2.2 高稳定分压电路分压比稳定性测试

根据 § 4.4.2 所述，分压比稳定性是分压电路最重要的指标。如图 6.2.3 为精密分压电路分压比稳定性测试示意图。

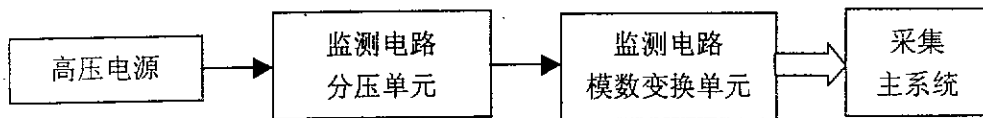


图 6.2.3 分压电路分压比稳定性测试示意图

图中，高压电源的输出经过分压电路，产生的采样电压 V_s 作为 AD7710 的输入。测试系统的误差来源有：高压电源的误差、分压电路的稳定性和模数变换电路的分辨率及稳定性。为了测量分压比的稳定性，AD7710 的有效频率设为

9.76Hz。因为在 9.76Hz 的采样频率条件下，模数变换单元的分辨率最好，同时，高压电源对测试系统带来的误差主要为电源的长期漂移（参见 § 6.3），因此，测试系统的误差主要来源于分压电路的稳定性，我们可以方便地从采集主系统分析的结果获得分压电路的性能。

在室温条件下，在高压电源稳定后（一般上电 30 分钟后），测试系统连续测量 8 小时，监测高压约为 984V。图 6.2.4 为采集主系统记录的一组数据的统计直方图（灰色）。图中黑色曲线为拟合的高斯曲线，标准偏差为 2.15265×10^{-5} 。

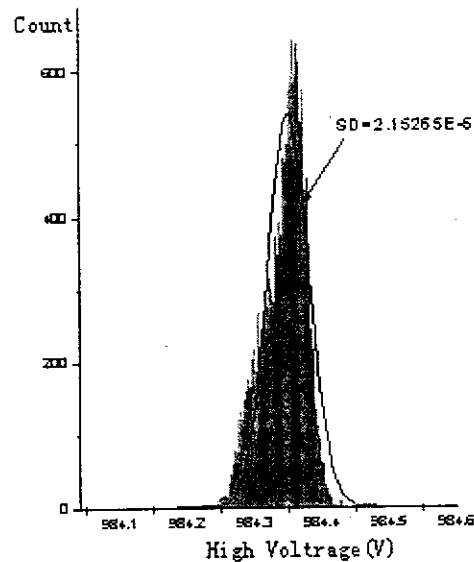


图 6.2.4 分压电路分压比稳定性统计直方图

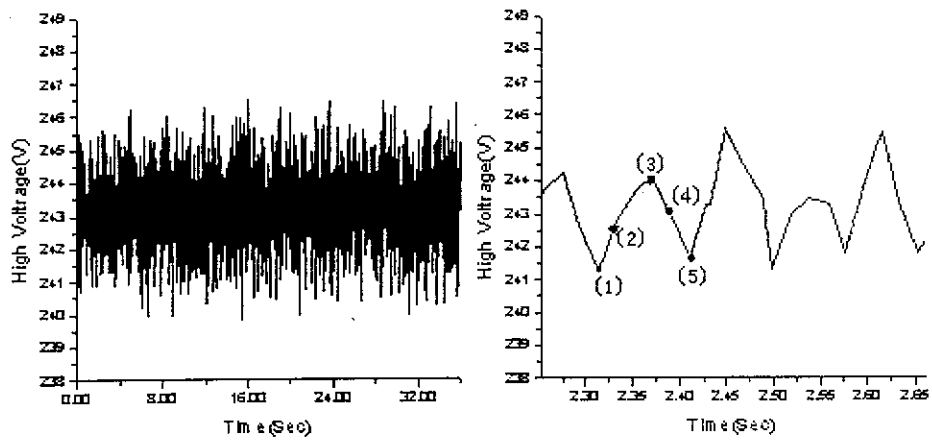
因此，在现有谱仪条件下，有效变换频率为 9.76Hz 的电压监测电路能够满足实验要求。

§ 6.3 影响高压电源误差的几种因素

高压电源的误差对谱仪的能量分辨产生重大的影响。我们通过测量分析，发现造成高压电源误差的原因主要包括四个方面：（1）从电源输入级的交流电耦合到输出级的低频干扰纹波信号，这一部分具有与交流电频率一致的周期特征；（2）电源的高频特性造成的高频干扰纹波信号；（4）温度系数、负载变化等因素造成的电压漂移；（4）外界干扰信号造成的电压“毛刺”。获取系统采取电压监测的目的就是根据各个因素的影响程度，有效地克服其中的主要误差。

为了观察电源的低频纹波信号，我们采用如图 6.2.3 的测试系统进行测试，AD7710 的有效变换频率设置为 244.14Hz。图 6.3.1(a)为电压监测电路测得的一组

数据。X轴为采样时间 t ，Y轴为时刻 t 对应的高压值。采集时间约 8 秒，因此可以忽略电压漂移的影响。图 6.3.1(b)为图 6.3.1(a)的某一区间的放大示意图。由图 6.3.1(b)可以看出，电压具有一定周期的纹波串扰。每个周期的采样点约 5 个，则纹波的频率约为 $244.14/5 \sim 50\text{Hz}$ 。为了更加直观地反映该低频干扰信号的特性，我们把图 6.3.1(a)进行快速傅立叶变换，结果如图 6.3.2 所示。由该图可以看出，高压电源的输出受到一低频纹波信号的影响，该信号的频率为 50Hz ，正好与输入级的交流电的频率一致。纹波的影响程度与电源的性能有很大关系。以该高压电源为例，纹波带来的误差比率最大约为 0.115% 。



(a) 高压实时分布图

(b) 小区间放大图

图 6.3.1 244.14Hz 有效变换率条件下的高压分布图

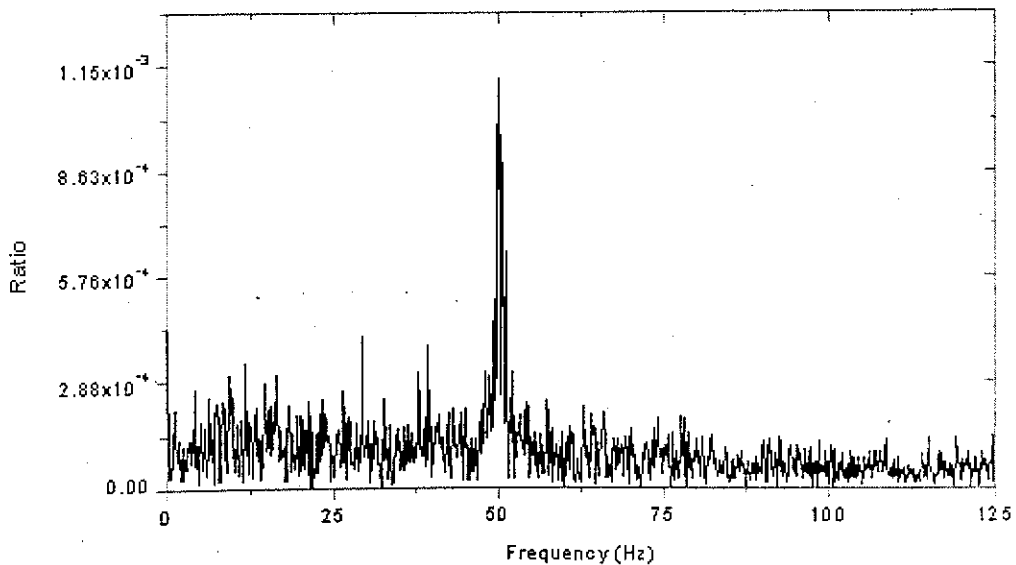
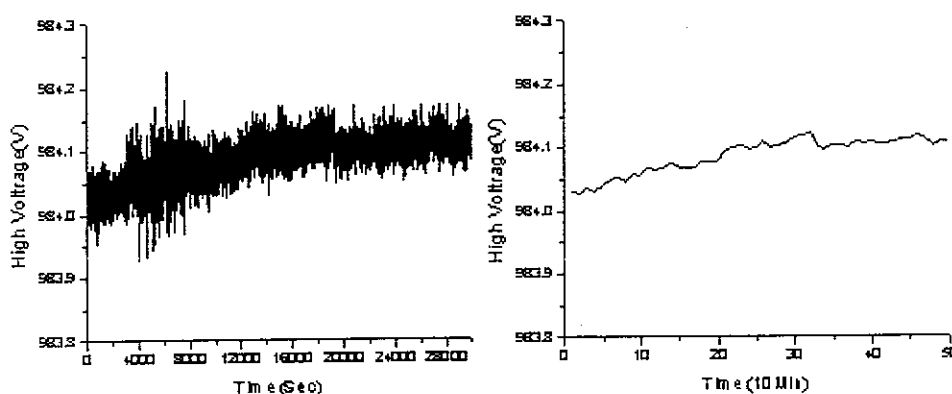


图 6.3.2 图 6.3.1(a) 的 FFT 变换图

高压电源的高频纹波信号是由于高压的产生机制而引入的。通常高压是由高

压感应器的初级线圈对一个电容器周期地重复充放电，而在次级线圈中感生的。充放电任务由可控开关元件实现，开关频率通常在 10KHz 以上。周期性地充放电在输出高压上产生高频纹波信号。高频纹波信号的大小随电源性能的不同而差别较大。

实验环境温度、湿度以及电源负载的改变，都将引起高压电源输出值的漂移。这种漂移具有较长的时间变化特性，称为高压的时间稳定性（Time Stability）。为了观察高压电源的时间稳定性，我们同样采用如图 6.2.3 所示的测试系统，AD7710 的有效变换频率设为 9.76Hz，连续测量 8 小时高压，获得如图 6.3.3 所示的一组数据。其中，图(a)为高压随时间的实时变化曲线，图(b)为每 10 分钟的平均测量值曲线，它清楚地反映出高压随时间的漂移特性。漂移的幅度与电源的性能有很大关系。



(a) 实时变化图

(b) 每 10 分钟平均电压

图 6.3.3 高压电源随时间漂移示意图

电压的“毛刺”是由外界干扰信号引起的。“毛刺”是指一定时间区间（如 10 分钟）内，偏离该区间平均电压一定幅度（如 100mV）的高压信号。“毛刺”的产生具有随机性和低发生率。如图 6.3.3 所示，通过统计计算，在 8 小时的测量过程中，偏离各区间平均电压达 100mV 的信号占总数的 0.251%。这样的占空比对谱仪能量分辨率的影响很小。

上面分析了几种造成高压电源误差的因素。这些因素的影响程度在不同性能的电源上产生的误差不同。现有谱仪条件采用的高压电源，其时间稳定性和纹波是造成高压误差的主要因素。在高能量分辨谱仪中采用的高稳定高压电源模块，纹波仅为 50mV，对谱仪的能量分辨率影响很小；而时间稳定性为 0.02%每 8 小时，在输出为 4kV 的状态下，高压的漂移达 800mV 每 8 小时，这是造成高压误差的主要因素。因此，在高能量分辨谱仪中，监测电路不需要监测纹波信号，而只要监测高压的长时间漂移。

§ 6.4 电压监测方法在原谱仪的应用

为了验证电压监测方法的可行性，我们利用研制的高能量分辨谱仪获取系统和电压监测电路，在原谱仪上安排了一组弹性散射实验和符合实验。实验的内容包括：分别测量固定能量条件下（入射电子能量的漂移很小，可以忽略）和模拟高压漂移条件下氩的弹性散射能谱及电离能谱。实验的目的是比较两种条件下的能谱，分析高压漂移对能谱的影响，并离线修正能谱，验证电压监测方法的可行性。同时，每个测试实验都建立在研制的多参数获取系统基础上，因此，所有的实验还具有测试获取系统的功能和稳定性的作用。

6.4.1 弹性散射

如图 6.4.1 为弹性散射实验示意图。两路位置信号采集板把来自一维位置灵敏探测器两端的位置信号变换为数字信号，分别记为 R_{a1} 、 R_{a2} 。作用在入射电子的主高压与扫描电压即为入射电子的能量 E_0 ，作为电压监测的参数。采集软件通过扫描电源控制板控制扫描电源的输出电压，从而改变 E_0 。

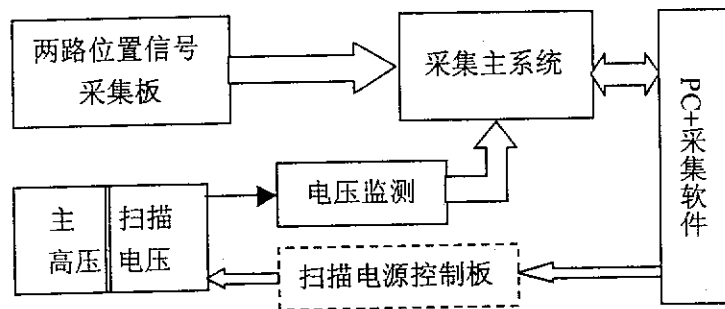


图 6.4.1 弹性散射实验数据采集示意图

弹性散射实验的计数率较高，测量一个固定能量点的弹性散射能谱需要的时间较短。在正常条件下，在较短的测量时间内，可以忽略高压电源的漂移误差，测得的能谱作为基准。整个实验分四个步骤。

1. 测量正常条件下的标准能谱。如图 6.1.2 为正常条件下的 3 组弹性散射能谱。以谱线(b)为例，入射电子能量为 600.0eV，能谱半高宽为：

$$FWHM_0 = 36.69 \text{道} \approx 0.844 \text{eV} \quad (6.4.1)$$

2. 能量刻度。根据 6.1.2 节的测试结果，道数与电子能量的比例关系为：

$$R_{CE} \approx 43.45 \text{道/eV} \quad (6.4.2)$$

3. 测量模拟漂移条件下的能谱。为了测得高压漂移条件下的能谱，我们采用了模拟高压漂移的方法，即通过采集软件改变扫描电源的输出，使得作用在入射电子的电压出现“漂移”。具体步骤如下：主高压输出固定为 590V，扫描电压起始值为 9.5V，以步长 25mV 逐渐递增到 10.5V，共 40 个台阶。在每个能量台阶上采集同样的事例数。这就模拟实现了入射电子能量从 599.5eV 到 600.5eV 的“漂移”。电压监测电路的 AD7710 有效变换频率取 9.76Hz。采集系统同时记录两路位置信号和监测主高压及扫描电压之和。图 6.4.3 中谱线(a)为该条件下测得的弹性散射能谱，其半高宽为：

$$FWHM_{1ev} = 50.70 \text{道} \approx 1.167 \text{eV} \quad (6.4.3)$$

与标准能谱相比，1eV 的漂移造成能谱的展宽约 323meV。

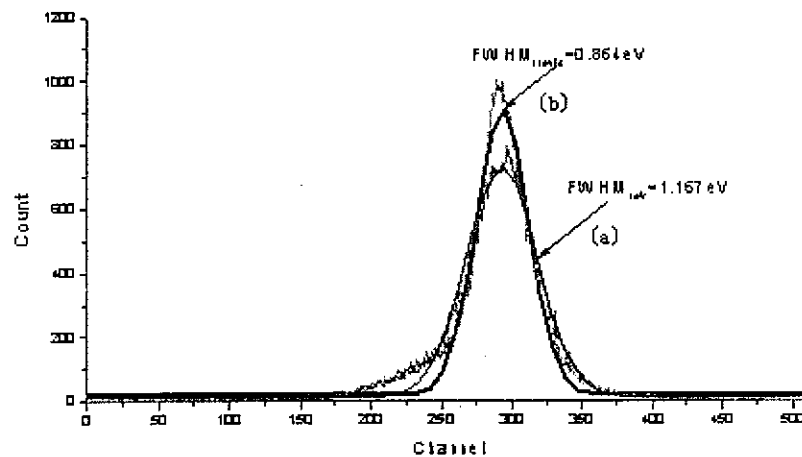


图 6.4.3(a) 电压漂移 1V，未修正弹性散射能谱

(b) 修正后的弹性散射能谱

4. 离线修正能谱。下面我们利用电压监测电路测得的入射电子能量 E_1 对能谱进行修正。以 600.0eV 作为基准能量 E_0 ，这正如原谱仪系统测量分析时，把入射电子的初始能量作为固定值，而不考虑其漂移误差。由两路位置信号 R_{a1} 、 R_{a2} 确定的电子能量记为 E_2 ，则电子的实际能量：

$$E_0 = E_2 - (E_1 - E_0) \quad (6.4.4)$$

根据上式对图 6.4.3(a)的能谱进行修正，获得如图 6.4.3 所示的能谱(b)。修正后的能谱半高宽为：

$$FWHM_{(1ev)c} = 37.55 \text{道} \approx 0.864 \text{eV} \quad (6.4.5)$$

与正常条件下的能谱半高宽几乎一致。

我们还在同样的实验条件下, 改变电压漂移的范围, 入射电子能量从 599.0eV 到 601.0eV 均匀变化, 实现能量漂移范围为 2eV 的弹性散射实验。同样经过上述分析, 获得如图 6.4.4 所示的未修正谱线(a)和修正后的谱线(b), 谱线(a)、(b)的半高宽分别为:

$$FWHM_{lev} = 75.20 \text{道} \approx 1.725 \text{eV} \quad (6.4.6)$$

$$FWHM_{(lev)c} = 37.38 \text{道} \approx 0.860 \text{eV} \quad (6.4.7)$$

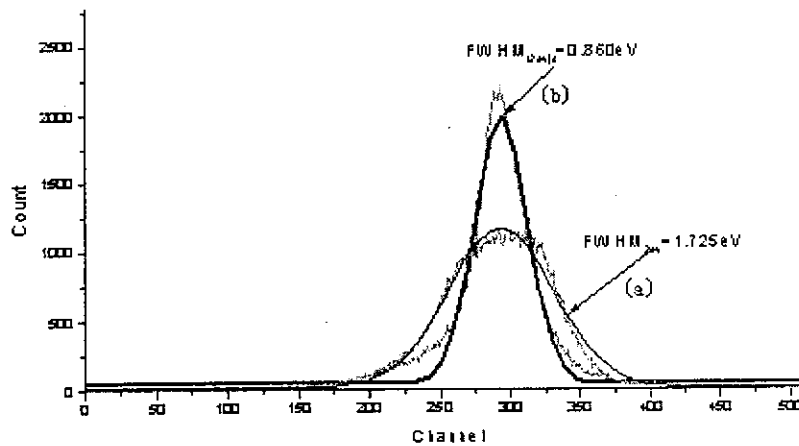


图 6.4.4(a) 电压漂移 2V, 未修正弹性散射能谱

(b) 修正后的弹性散射能谱

通过上述测试和分析, 可以获得下表数据:

电压漂移 范 围	能谱半高宽 (eV)		
	未修正	修正	基准
1.0V	1.176	0.864	0.844
2.0V	1.725	0.860	0.844

表 6.4.1 电压监测方法在弹性散射实验中的应用

由上表可以看出, 电压漂移误差严重影响能谱分辨率, 而采用电压监测方法能很好地修正散射实验中电压漂移误差引起的能谱展宽, 大大提高能量分辨。

6.4.2 符合实验

电压监测方法在符合实验上的验证过程与弹性散射实验类似。具体步骤如下:

1. 测量正常条件下的电离能谱。图 6.1.4 为正常条件下，主高压固定在 1205V，扫描电压为 10.0V，即入射电子能量为 1215eV，Ar3p 的电离能谱，能谱分辨为：

$$\Delta\varepsilon_{f0} \approx 1.69eV \quad (6.4.8)$$

2. 测量模拟漂移条件下的能谱。同样地，为了测得高压漂移条件下的能谱，我们采用了模拟高压漂移的方法，即通过采集软件改变扫描电源的输出，使得作用在入射电子的能量出现“漂移”。具体步骤如下：主高压输出固定为 1205V，扫描电压起始值为 9.0V，以步长 25mV 逐渐递增到 11.0V，共 80 个台阶。在每个能量台阶上采集同样的事例数。这就模拟实现了入射电子能量从 1214.0eV 到 1216.0eV 的“漂移”。电压监测电路的 AD7710 有效变换频率取 9.76Hz。采集系统同时记录符合条件下的四路位置信号、符合时间和主高压及扫描电压之和。图 6.4.4(a)为该条件下测得的未修正的电离能谱，其能量分辨为：

$$\Delta\varepsilon_f \approx 2.21eV \quad (6.4.9)$$

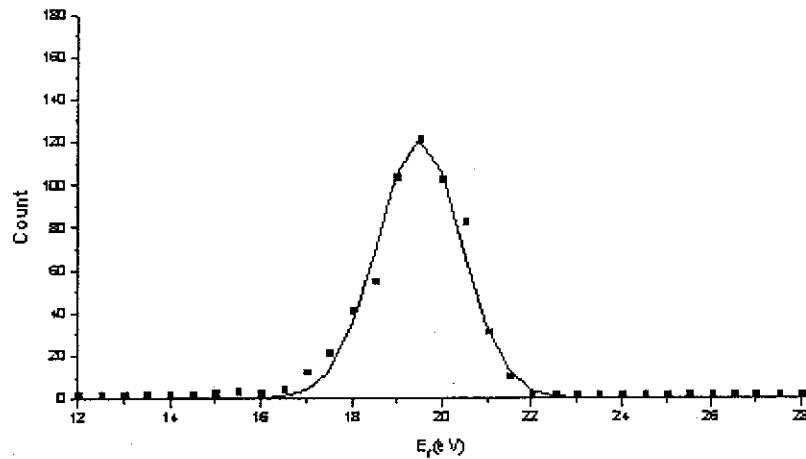


图 6.44(a) 模拟电压漂移条件下的 Ar3p 电离能谱

3. 离线修正能谱。下面我们利用电压监测电路测得的入射电子能量 E_0' 对能谱进行修正。由位置信号确定的散射电子和电离电子能量分别为 E_0 、 E_b ，则电离能：

$$\varepsilon_f' = E_0' - E_1 - E_2 \quad (6.4.10)$$

根据上式，对图 6.4.4(a)的能谱进行修正，获得如图 6.4.4(b)所示的能谱。修正后的能谱分辨为：

$$\Delta\varepsilon_f' \approx 1.90eV \quad (6.4.11)$$

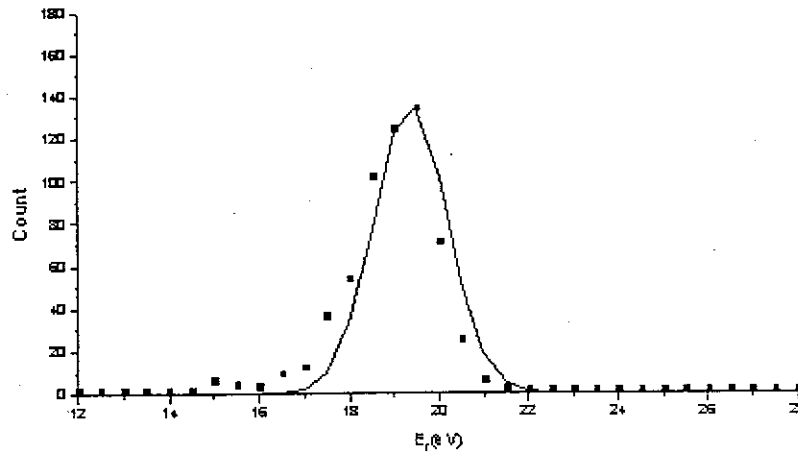


图 6.4.4 修正后的电离能谱

由式 (6.4.8)、(6.4.9)、(6.4.11) 可以看出, 在符合测量实验中, 电压漂移造成能谱分辨率变差, 而通过电压监测方法能较好地修正电压误差引起的能谱展宽, 提高能量分辨。

几点说明:

(1) 为了更好地说明电压漂移对能谱分辨的影响, 下面从理论运算上加以阐述。根据 2.4.5 节的分析, 模拟电压漂移条件下的能谱方程为:

$$N_m = \int_{-1}^{+1} N_0 e^{-\frac{(E-E_0)^2}{2\sigma_0^2}} dE_0 \quad (6.4.12)$$

式中, σ_0 为正常条件下能谱标准偏差, 即:

$$\sigma_0 = \Delta\varepsilon_{f_0} / 2.36 \approx 0.716eV \quad (6.4.13)$$

同时, 根据本实验电压漂移的特性, 即电压以步长 25mV 递增, 扫描范围 (电压漂移范围) 共 80 个步长, 在每个能量台阶上采集相同的计数, 则式 (6.4.12) 可简化为:

$$N_m = 0.025N_0 \sum_{-40}^{+40} e^{-\frac{(E-0.025T)^2}{2\sigma_0^2}} \quad (6.4.14)$$

式中, T 为漂移的电压台阶数。

根据半高宽的定义, 由上式可以求出该能谱分辨率为:

$$\Delta\varepsilon_{f_{th}} \approx 2.28eV \quad (6.4.15)$$

实际测得的电压漂移条件下的能谱分辨率 $\Delta\epsilon_f \approx 2.21\text{eV}$ 与理论计算值非常接近。

(2) 上述能谱的累计总计数较少, 峰位计数都小于 150, 因而存在较大的统计误差。这也是离线修正不能完全校正电压漂移的主要原因。

(3) 上述实验都是在谱仪的光学部分和探测器系统未经细致调整的情况下测得的, 获得的电离能谱分辨率 1.69eV 与原系统测得的分辨率 1.60eV 非常接近。

§ 6.5 系统测试总结

通过以上测试实验, 获得以下结果:

- (1) 各前端电子学模块均达到设计要求。由于前端电子学系统采用模块化设计, 在各模块性能指标均达到系统要求的条件下, 可以在高能量分辨谱仪装置上直接安装运行。
- (2) 多参数数据获取系统功能丰富, 能够满足谱仪实验的要求, 多次的测试实验表明系统性能可靠。
- (3) 研制成功的电压监测电路实时记录精确的高压值, 对能谱进行离线修正, 可以有效减小高压误差对能量分辨的影响, 从而提高谱仪的能量分辨率。这是本项工作的主要创新之一。

第七章 总结与展望

本篇论文简述了电子动量谱学的研究意义和物理机制,介绍了电子动量谱仪的发展历史,重点分析了影响电子动量谱仪能量分辨率的主要因素,以及高能量分辨(e , $2e$)电子动量谱仪对电子学系统的具体要求,研制了电压监测电路和一套较为完整的前端电子学和多参数数据获取系统,并进行了系统测试,取得了较好的结果。

论文工作的主要内容包括:

1 · 根据电子动量谱仪的结构和电离碰撞过程,分析了影响电子动量谱仪能量分辨率的主要因素,包括:(1)电子束的能量分散;(2)电子能量分析器(包括作二维测量的快电子半球静电分析器和作能量多道测量的慢电子半球静电分析器)的固有能量分辨率;(3)一维位置灵敏探测器和二维灵敏探测器的能量分辨率;(4)高压电源和扫描电源的误差。在这些因素中,电源误差是影响分辨率的主要因素。这对电子动量谱仪及电子学系统的设计有着重要的指导作用。

2 · 首次引入电压监测方法,分析并测试了引起高压误差的几种因素,针对性地对高压的主要误差进行监测和修正。实验上验证了电压监测方法的可行性,它是提高谱仪能量分辨的重要技术,大大丰富了电子动量谱仪的电子学技术。

3 · 采用相加甄别和三重符合方法,符合事例基本上被获取系统采集记录,大大提高了谱仪的测量效率,从而提高谱仪的精度和工作效率。

4 · 根据谱仪的性能指标,提出了对前端电子学系统和获取系统的设计要求。根据这些要求,研制了一套符合实验要求的完整的高能量(e , $2e$)电子动量谱仪前端电子学和多参数数据获取系统。前端电子学系统包括:六路电荷灵敏前置放大器,六路主放大器,三路恒比定时甄别器(CFD)和一路时间幅度变换器(TAC)。多参数数据获取系统包括:六路位置信号采集电路,关联时间采集电路,扫描电源监测采集电路,三路高压电源监测电路,采集主系统底板和微机I/O接口电路。

5 · 系统软件具有良好的用户界面,功能丰富;采用模块化设计,可扩充性和可移植性较强。

论文的突出特点体现在以下几个方面:

1 · 分析了影响电子动量谱仪能量分辨率的主要因素, 对电子动量谱仪及电子学系统的设计有着重要的指导作用。

2 · 首次成功采用电压监测方法, 对能谱进行离线修正。测量结果表明研制的电压监测电路具有突出的分辨率和稳定性, 能有效克服电源误差对能谱的影响, 是实现谱仪高能量分辨的重要技术。

3 · 采用相加甄别和三重符合方法, 大大提高了谱仪的测量效率, 从而提高谱仪的精度和工作效率。

4 · 电子学系统的设计严格按照谱仪的性能指标要求, 各个功能模块均满足系统要求。因此, 即使由于时间关系, 系统未能在高能量分辨的谱仪上作最后的安装调试, 但这不会影响电子学系统的实际应用。

5 · 论文工作全面包括高能量分辨 (e , $2e$) 电子动量谱仪的电子学系统的各个功能模块, 是一项完整的、工程量较大的工作。

研制的多参数获取系统在原 (e , $2e$) 电子动量谱仪装置上进行了整体测试, 测试结果表明了获取系统的可靠性, 验证了高压监测方法是提高能量分辨的重要技术。但是, 论文工作还存在着不足, 在谱仪的发展过程中, 电子学系统需要不断提高。结合本项目的心得体会, 对电子学系统的不足和今后开展工作做了如下总结:

1 · 由于高能量分辨的 (e , $2e$) 电子动量谱仪正在筹建中, 系统未能在该装置上作最后的安装调试, 这是本项工作的最大缺憾。

2 · 同时, 为了更深入地研究高压误差的几种因素对能谱分辨率的影响, 例如低频纹波或高频纹波对分辨率的影响, 可以在满足分辨率要求的条件下, 提高高压监测电路的模数变换单元的采样频率, 作更全面的分析。

3 · 由于获取系统比较庞大, 信号的传输特性和各功能模块之间的匹配必须更加严密考虑, 提高可靠性。

这些不足并不影响论文工作的整体质量, 都可以根据谱仪的需要作小范围的改进和完善。在此, 特向将来参与完善系统工作的同仁表示感谢!