

# 第一章 引言

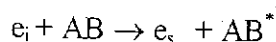
## § 1.1 电子能量损失谱

原子分子物理学是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和能源、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]。

原子分子激发态结构和动力学的研究是原子分子物理学的基本问题[2]。近年来,原子分子的激发态结构和碰撞动力学的研究在国内外得到了普遍的重视,成为原子分子物理研究的最重要的前沿领域之一。获得原子分子结构实验数据的基本方法是光谱实验和碰撞实验。对原子分子内壳层的研究,早期是采用测量 X 射线发射谱或吸收谱的方法,后来先后发展了光电子能谱法(PES)、X 射线光电子能谱法(XPS)、紫外光电子能谱法(UPS)、俄歇电子能谱法(AES)等。

在电子与原子分子碰撞研究中,电子束在原子分子激发态结构和动力学的研究中最重要的一种探针[3-4]。用电子碰撞使原子分子激发的电子能谱法(EIS)又被称为电子能量损失谱法(EELS),它是通过测量电子被原子分子散射后的能量损失来测量激发能。电子能量损失谱仪除了测量原子分子激发的能量损失谱之外,还能开展电子碰撞总截面和散射电子微分截面的测量工作,以及散射电子与碰撞产生的各种次级粒子的符合测量实验,如电子光子符合、电子电子符合、以及电子离子符合等。

在电子碰撞实验中,原子分子的激发能信息是通过非弹性散射来得到的,非弹性散射的过程如下:



设入射电子的能量为  $E_0$ , 散射电子的能量为  $E_s$ , 反冲的原子分子动能为  $T$ , 原子分子的激发能为  $E_n$ , 由能量守恒定律可知:

$$E_n = E_0 - E_s - T$$

由于电子的质量远远小于原子分子的质量,原子分子的反冲动能可以忽略,

原子分子在碰撞中获得的能量绝大部分是激发能, 即  $E_n = E_0 - E_s$ 。由此可见电子的能量损失值  $\Delta E = E_0 - E_s$  就等于原子分子的激发能  $E_n$ , 通过测量电子被原子分子散射后的能量损失谱就可以直接得到原子分子的激发能量谱。

同光电子能谱法(PES)相比, 电子能量损失谱的优点是入射电子的能量通过高压电源的直流电压的调节可以连续改变。另外, 快电子通过原子时, 相当于一个有各种能量的虚光子场作用到原子上, 因此用一个简单的直流扫描电源进行补偿电压的扫描, 就可以实现从红外到 X 射线的宽范围扫描, 这是光学方法难以做到的。电子碰撞方法不受电偶极辐射跃迁选择定则的限制, 因而可以研究偶极禁戒跃迁所涉及的能级特性。[5-7]

电子和原子分子作用可以使原子激发或电离, 处于激发态的原子可通过放出光子回到基态或低激发态; 也可以通过自电离过程放出电子, 形成电离电子和离子, 或者将分子电离成正负离子对; 内壳层缺少电子的离子还可能放出俄歇电子和 X 射线。因此通过散射电子和各种次级粒子的符合测量, 可以对上述过程进行仔细的研究。

## § 1.2 正负离子和快电子符合谱仪

快电子通过原子分子时, 相当于有一个时间很短的电磁场作用到原子分子上。由傅立叶分析我们知道, 时域中的一个快脉冲 ( $\delta$  函数) 在频域上相当于均匀连续分布。即快电子与原子分子的作用相当于一个有各种能量成分的虚光子场作用到原子分子上, 测量到的散射电子的能量损失就等于作用到原子分子上的虚光子的能量。因此, 电子能量损失谱仪可以用来模拟各种光过程。

光子和分子发生的相互作用有以下几种过程: [8]

(1) 通过光吸收使分子激发到稳定的激发态或中性离解至稳态。

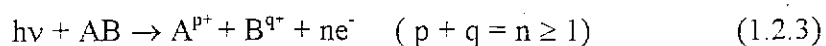


(2) 弹性或非弹性散射



(3) 光电离

(a) 单电荷或多电荷离子



(b) 离子碎片



## (c) 离子对



由于分子电离过程和许多领域如高空大气物理、天体物理、行星科学、放射化学、生物学等都有着重要的联系,并且这些领域需要分子大能量范围区间的绝对光吸收、光电离、部分态光电离及电离碎片的截面数据。故而研究分子的光电离过程是十分有意义的工作。另一方面,总的光电离及部分态光电离截面的测量也可对理论计算进行检验。[8-12]

离子飞行时间质谱仪是测量电离质谱的常用工具[13-15],它的工作原理是,经过相同电场加速的离子,在无场漂移区的飞行时间随离子的荷质比不同而变化。离子飞行时间质谱仪的使用始于本世纪五十年代 Wiley 和 McLaren 的工作,与磁偏转型质谱[16]相比,它具有结构简单,操作简便,获取数据时间短等特点,因而获得了广泛的应用,但是它的分辨率有限,最高达到 500 个原子单位。七十年代, Karataev 等发展了 Wiley 和 McLaren 的工作,建造了反射式离子飞行时间质谱仪,大大提高了离子飞行时间质谱的分辨率,达到了几千个原子单位。离子飞行时间质谱仪中分辨率是指谱仪所能测量的最大质量数。

散射电子和电离粒子的符合测量可以起到一个可调能量的光电离质谱的作用。选择不同能量损失的散射电子来与离子符合,就可以测得不同能量入射光子情况下的光电离质谱。电子能量损失符合谱仪测量的物理量是测量散射电子的能量损失值以及在此能量损失值下的正负离子飞行时间质谱。对于每一次符合事例,需要记录的是散射电子的能量损失,电离粒子的飞行时间。

### § 1.3 本套符合谱仪的特色和意义

本论文所涉及电子能量损失符合谱仪是在中国科学技术大学近代物理系原有的高分辨快电子能量损失谱仪[6]的基础上加上正负离子飞行时间质谱组成的符合谱仪,考虑到研究工作集中在原子和小分子,对离子飞行时间质谱仪的要求不高,采用的是常型的离子飞行时间质谱仪。另一方面,原有电子能量损失谱仪散射电子能量的测量是采用膜孔加通道电子倍增器的方式,降低了探测器的效率,只能工作在单一能量点的扫描测量方式,在改造成符合谱仪的同时,散射电子能量探测器改换为一维位置灵敏探测器,相当于工作在一定能量段扫描方式,提高探测效率。

在电子能量损失符合谱仪上,可以同时探测散射电子、电离或解离正离子、

解离负离子或电离电子,使实验更趋近于完全实验。另一方面,提高了散射电子的探测效率后,节省了大量的测量时间,使许多以前认为不可能做的实验变为可能,进一步拓展了电子能量损失谱仪所能做的物理工作范围。

在电子能量损失符合谱仪上新增可做的物理实验包括:

(1) 部分光电离振子强度的研究,同时可以得到光电离效率、光电离分支比等信息。

(2) 表面势的测量。

(3) 偶极激发解离表。

(4) 内壳层的实验。

(5) 分子解离的实验

(6) 有关阈值电子的实验

(7) 把散射角与符合测量结合起来的实验。

本套谱仪的最大特点在于首次把正负离子飞行时间质谱仪和快电子能量损失谱仪结合起来进行符合测量,这样不仅可以研究原子分子的电离过程,而且可以研究分子的解离过程。其次,和国外已有的符合谱仪的装置不同的是,本套符合谱仪的能量分辨率更高[17-18],可以更精细地研究原子分子的结构以及电子与它们的作用过程。把一维位置灵敏探测器应用于电子能量损失符合谱仪也是本套符合谱仪的特色之一,这一方面还未见到成功的报道。最后,本套谱仪测量散射电子时,可以进行转角度测量。

## 第二章 实验装置以及对前端电子学和数据获取系统的要求

### § 2.1 实验装置

#### 2.1.1 总体结构

电子能量损失符合谱仪的整体结构如图 2.1.1 所示, 整套谱仪由电子枪、单色器、作用室、电子能量分析器、正负离子飞行时间质谱仪、真空系统、供电系统、探测器系统、前端电子学和数据获取系统等主要部分组成。

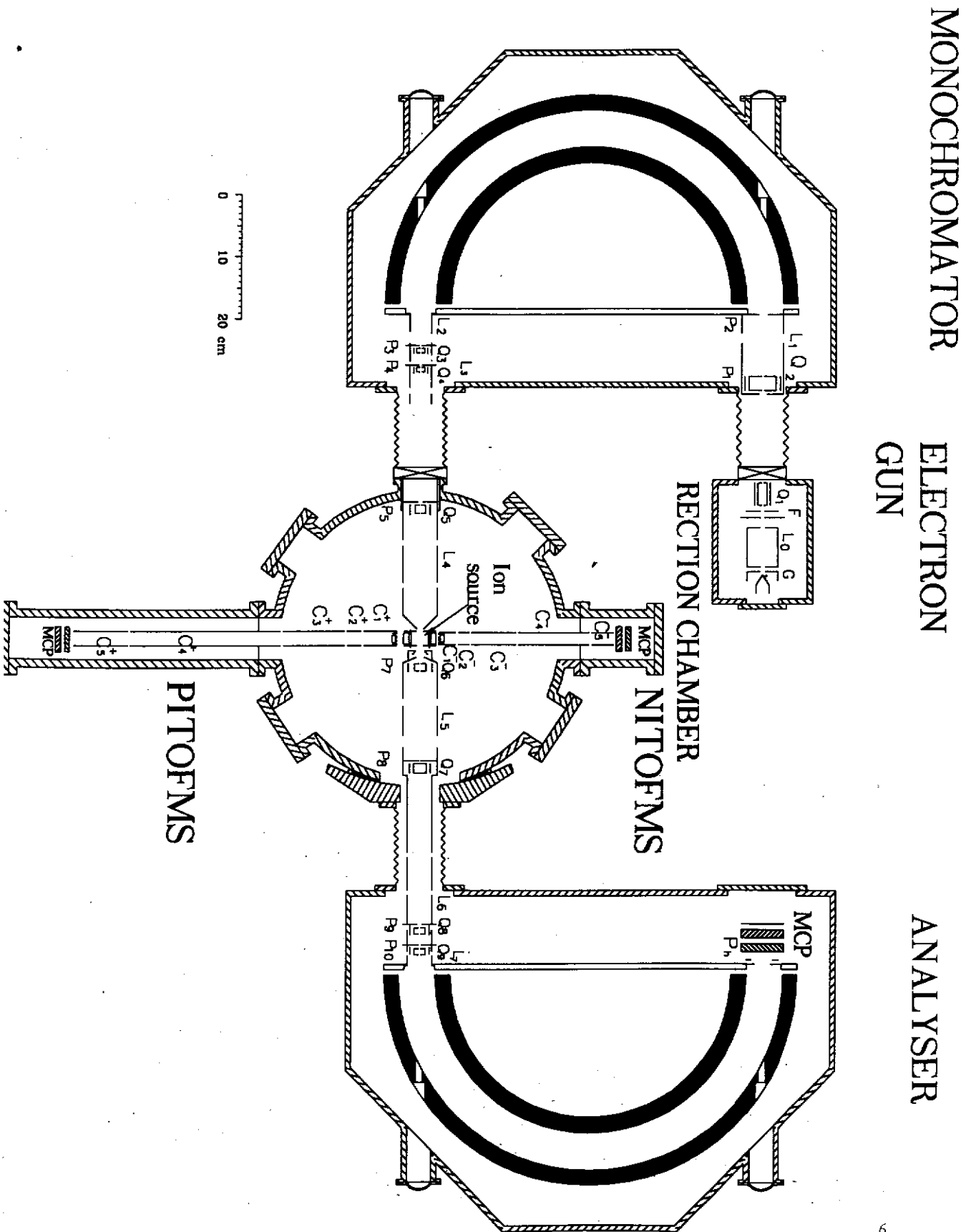
电子枪产生电子束, 该电子束经过半球静电分析器单色化之后, 加速到碰撞能量, 在作用室与原子分子样品发生碰撞。碰撞后的散射电子经能量补偿后进入半球静电分析器进行测量, 原子分子电离产生的正离子进入正离子飞行时间质谱仪测量, 负离子和电离电子进入负离子飞行时间质谱仪测量。对碰撞反应需要测量的物理量是入射电子的能量损失值, 正、负离子的类型。

以下就谱仪的各部分作具体的介绍。

#### 2.1.2 电子枪

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。谱仪中使用的是示波器型电子枪。电子枪由阴极、栅极、第一阳极、第二阳极(聚焦极)、第三阳极和 X、Y 偏转板构成。图 2.1.2 是电子枪的意图。其中阴极、栅极和第一阳极构成电子发射透镜, 产生电流可调节的电子束并使其在进入后接透镜之前得到加速和聚焦, 把阴极发出的电子束聚焦在最小截面圆处。第一阳极、第二阳极和第三阳极构成一个聚焦透镜, 其中第一阳极和第三阳极同处于地电位, 通过改变第二阳极的电位, 可以调节聚焦。为了调节束流方向, 紧接第三阳极后装有 X、Y 偏转板准直系统。电子枪阴极为直热式叉型钨钨丝。作为电子源, 其优点是电子脱出功小, 所需加热温度低, 热运动造成的电子束能量分散  $0.5\text{eV}$ , 同时化学稳定性好, 使用寿命长。电子枪的阴极处于负高压上, 该电位值等于作用到样品上的入射电子能量。

图 2.1.1. 电子能量损失符合谱仪装置示意图



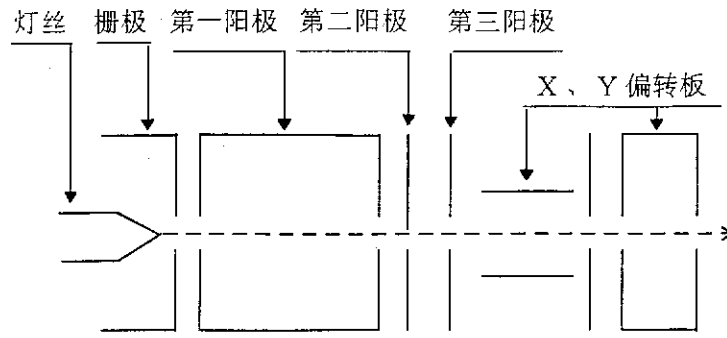


图 2.1.2 电子枪结构示意图

### 2.1.3 电子能量单色器和分析器

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。以下的讨论中统称为分析器。目前使用的分析器可分为以下两种基本类型：减速场型和偏转型（色散型）。减速场型分析器的能量分辨率比偏转型的差，一般已很少使用，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。

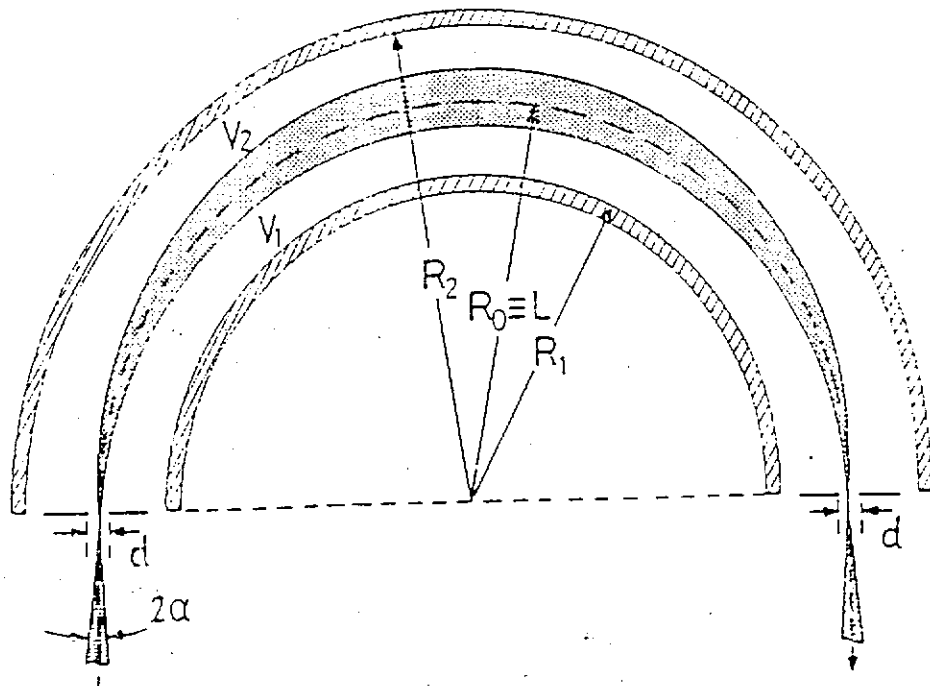


图 2.1.3 静电偏转型半球分析器示意图

图 2.1.3 是静电偏转型半球能量分析器的示意图, 其中内外球的半径为  $R_1$  和  $R_2$ ,  $R_1=180\text{mm}$ ,  $R_2=220\text{mm}$ , 平均半径  $R_0=220\text{mm}$ ; 内外球所加的电压分别为  $V_1$  和  $V_2$  ( $\Delta V=V_1-V_2>0$ ),  $\alpha$  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  $d$ 。

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, 其能量在满足以下的条件时,

$$E_0 = \frac{e\Delta V}{\left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_1}{R_2}\right)} \quad (2.1.1)$$

才能在分析器出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的关系如下

$$E = \frac{2E_0}{\cos^2 \alpha} \left[ \frac{R_{out}}{R_0 + R_{out}} \right] \quad (2.1.2)$$

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

$$\Delta r = 2R_0 \frac{\Delta E}{E_0} \quad (\Delta r = R_{out} - R_0) \quad (2.1.3)$$

对半球分析器的能量分辨率前人已作了深入的研究<sup>[21, 22, 23]</sup>, 当入射和出射光栏为直径为  $d$  的小孔时, 能量分辨率为:

$$\frac{\Delta E(FWHM)}{E_0} = \frac{0.86d}{2R_0} + 0.25\alpha^2 \quad (2.1.4)$$

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,符合谱仪中,球半径 $R_0$ 设计为200mm,单色器的入、出口的直径 $d$ 为1mm,在通过能为25eV的情况下,固有分辨能量分辨率为54meV。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 $\frac{\Delta E(FWHM)}{E_0} = \frac{1.06d}{2R_0}$ ,在通过能为25eV的情况下,单色器的固有分辨能量分辨率变为66meV。

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,减速比为100:1,使得2.5Kev能量的快电子的通过能为25eV。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。

#### 2.1.4 作用室和真空系统

被研究的靶样放置在作用室的中心。对气体样品采用气体池(gas cell)方式约束,气体池一般也叫碰撞室。在气体池的上部开有小孔,气体样品由针阀引入真空室,并由导管将气体样品从气体池上部的小孔引入气体池。对于非气态样品,采用高温蒸发制成样品蒸汽进行研究。

真空系统采用差分抽气的方式,电子枪、单色器、作用室、分析器、离子飞行时间质谱仪五个部分处于独立的真空室中。电子枪使用的分子泵抽速为每秒110升,单色器、分析器、离子飞行时间质谱仪使用的是三个抽速为每秒450升的分子泵,作用室使用的是抽速为每秒1200升的分子泵。前级泵采用的是ROSE泵和机械泵。本底真空可以达到 $3 \times 10^{-5}$ Pa。采用差分抽气避免了气体样品对电子枪灯丝和处于真空中的探测器的影响。

#### 2.1.5 离子飞行时间质谱仪

测量碰撞电离的离子和电离电子采用的是离子飞行时间质谱仪,装置上安装了两个离子飞行时间质谱仪:正离子飞行时间质谱仪(图2.1.1中的PITOFMS)和负离子飞行时间质谱仪(NITOFMS),电离电子也用负离子飞行时间质谱仪来分析。离子飞行时间质谱仪的原理图如图2.1.4所示,由图中可见,离子飞行时间质谱仪由拉出场、加速场和漂移管三部分组成。

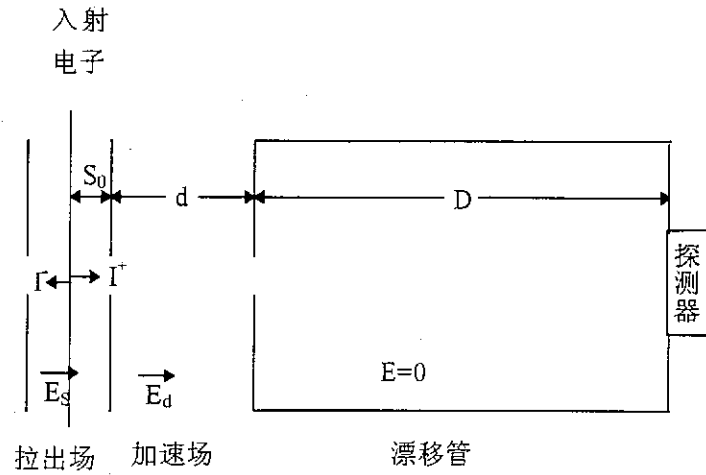


图 2.1.4 离子飞行时间质谱仪示意图

离子飞行到探测器的总飞行时间由三部分组成：在拉出场中的飞行时间  $T_S$ ，在加速场中的飞行时间  $T_d$  和在无场漂移管中的飞行时间  $T_D$ ，总的飞行时间为：

$$T(U_0, S) = T_S + T_d + T_D \quad (2.1.5)$$

其中  $U_0$  是离子的初始动能，对于从碰撞室中心拉出的初始动能为零的离子，飞行时间为：

$$T(0, S_0) = 1.02 \left( \frac{m}{2U_t} \right)^{\frac{1}{2}} \left[ 2K_0^{\frac{1}{2}} S_0 + \frac{2K_0^{\frac{1}{2}}}{K_0^{\frac{1}{2}} + 1} + D \right] \quad (2.1.6)$$

其中离子总动能  $U_t = q(S_0 E_s + d E_d)$ ， $K_0 = (S_0 E_s + d E_d) / S_0 E_s$ 。

为了得到较好的离子质量分辨率，离子飞行质谱的设计采用了空间聚焦条件。空间聚焦条件指的是离子的飞行时间于其初始电离位置无关，即  $\left( \frac{dT}{dS} \right)_{0, S_0} = 0$ ，对于  $S$  值较大的离子，其在拉出场中飞行的时间较长，但它在拉出场中获得的动能也较大，故而在加速场和漂移管中的飞行时间较短。而  $S$  值较小的离子情况刚好相反。在空间聚焦的情况下，漂移管的长度为：

$$D = 2S_0 K_0^{3/2} \left[ 1 - \frac{1}{K_0 + K_0^{1/2}} \frac{d}{S_0} \right] \quad (2.1.7)$$

空间聚焦条件与  $K_0$  有关，调节加速电场和拉出电场之比就可以获得空间聚焦条件。在空间聚焦条件的条件下，正负离子飞行时间质谱的几何参数如表 2.1.1 和所示。

表 2.1.1 正离子飞行时间质谱的几何参数

离子类型	距离 (cm)	电场 (V/cm)	能量 (q=1) (ev)	飞行时间 ( $\mu\text{s}$ )	质量分辨 (a.m.u)
正离子	D=45	$E_s=3$	$U_i=217$	$T_s=0.051m^{1/2}$	$M_s=1$
	.5	20	6	$T_d=0.039m^{1/2}$	088
	d=1.6	$E_d=1$	$S_0E_s=12$	$T_s=0.704m^{1/2}$	$M_\theta=1$
	$S_0=0.$	280	8	$T(0,$	46.8
	4		$dE_d=20$	$S_0)=0.794m^{1/2}$	$M=12$
$\Delta S=0$		48		9	
.1		$U_0=0.09$			
负离子	D=24	$E_s=3$	$U_i=142$	$T_s=0.051m^{1/2}$	$M_s=7$
	.7	20	8	$T_d=0.027m^{1/2}$	14
	d=1.0	$E_d=1$	$S_0E_s=12$	$T_s=0.471m^{1/2}$	$M_\theta=5$
	$S_0=0.$	280	8	$T(0,$	9.45
	4		$dE_d=13$	$S_0)=0.549m^{1/2}$	$M=54$
$\Delta S=0$		00		.88	
.1		$U_0=0.09$			
m 的单位为原子质量单位(a.m.u)					

在上表给定的几何参数条件下，正离子的飞行时间与离子质量的关系是：

$$T_p(0, S_0) = 0.794\sqrt{m} \quad (2.1.8)$$

负离子的飞行时间与离子质量的关系是：

$$T_N(0, S_0) = 0.549\sqrt{m} \quad (2.1.9)$$

空间分辨时间展宽  $\Delta T_s$  是由于离子初始电离位置不同而引起的时间展宽，能满足  $\Delta T_s \leq T_m - T_{m-1}$  条件的最大质量定义为空间质量分辨  $M_s$ 。能量分辨时间展宽  $\Delta T_\theta$  是由于离子初始动能的大小以及飞行方向不同而引起的时间展宽，能满足  $\Delta T_s \leq T_m - T_{m-1}$  条件的最大质量就是能量质量分辨  $M_\theta$ 。总的的质量分辨  $M$  满足以下关系： $\frac{1}{M} = \frac{1}{M_s} + \frac{1}{M_\theta}$ 。质量分辨表征的是离子飞行质谱仪所能分辨的最大离子质量。质量分辨越大，性能越好，可以分辨更大质量范围的离子。

为了提高离子的收集效率，使从漂移管狭缝进来的离子全部到达探测器的探

测面积, 漂移管内加上了离子光学透镜, 它会对飞行时间有一定影响。

### 2.1.6 供电系统

谱仪中电子枪、单色器、分析器、离子飞行时间质谱、探测器和个电子、离子光学透镜单元所需电位以及电子能量损失值的补偿都是依靠电源供电系统来达到的。

一般情况下, 电子的能量损失值比碰撞能量小 5~20 倍, 不直接测量快电子的能量, 而是测量电子的能量损失值, 即补偿电压值, 这样就降低了高分辨率测量对主高压电源精度和稳定性的要求。

碰撞室处于地电位, 负极性的主高压电源决定了入射电子的碰撞能量, 主高压的输出电压范围是 0~-5kV。入射电子在与样品碰撞之后, 电子能量损失值为  $E_0$ , 散射电子用扫描电源补偿能量, 扫描电源的电压值直接对应散射电子的能量损失值。扫描电源的扫描范围是 400V, 输出电压稳定性达到  $2 \times 10^{-5}$ , 积分非线性小于  $2 \times 10^{-5}$ 。

### 2.1.7 探测器系统

探测器系统由以下三部分组成: 探测散射电子能量一维位置灵敏探测器、探测正离子飞行时间的微通道板和探测负离子或电离电子飞行时间的微通道板。

在离子飞行时间质谱仪漂移管的末端, 接有两块级联的微通道板(MCP), 用来测量离子的飞行时间信息。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 keV 量级的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  $10^7$ 。两块微通道板的通道夹角背向放置, 可抑制离子反馈效应。探测离子飞行时间的探测器如图 2.1.5 所示。

从第二块微通道板的阳极引出定时信号, 通过电容隔离高压, 再通过高频脉冲变压器改变输出信号的极性。输出的快脉冲是负极性的, 脉冲前沿小于 10ns。

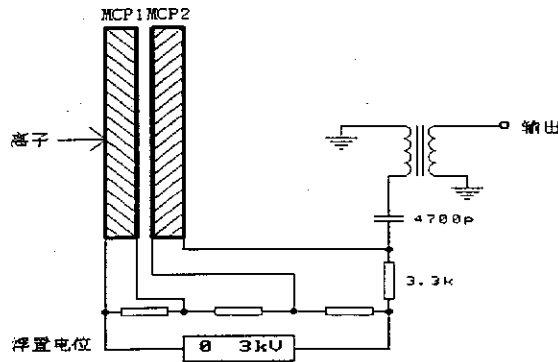


图 2.1.5 离子飞行时间探测器示意图

探测散射电子能量的一维位置灵敏探测器由微通道板和条形电阻阳极组成[20]，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。两级串联使用的微通道板增益达到  $10^7$ ，把入射的电子倍增放大成一个电子束团。电荷到达条形电阻阳极之后，在条形电阻阳极两端的两个电极(A1, A2)上进行分配，位置信号经过阻容耦合输出。入射电子的位置，与两端电极收集的电荷量有以下关系：

$$X = \frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} l \quad (2.1.10)$$

其中阳极条的总长度  $l$  为 40mm。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，根据(2.1.1)式和补偿电压的大小可以计算出电子在碰撞反应中的能量损失值。一维位置灵敏探测器的位置分辨好于 0.3mm。

从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飞行时间谱仪符合测量的定时信号。

前端电子学和数据获取系统在后两章中单独详细介绍。

## § 2.2 测量对前端电子学和数据获取系统的要求

电子能量损失符合谱仪中需要测量的是入射电子碰撞的能量损失值，碰撞电离的次级粒子类型。次级粒子的种类除了有散射电子以外，在发生碰撞电离时，还有正离子加负离子或正离子加电离电子。

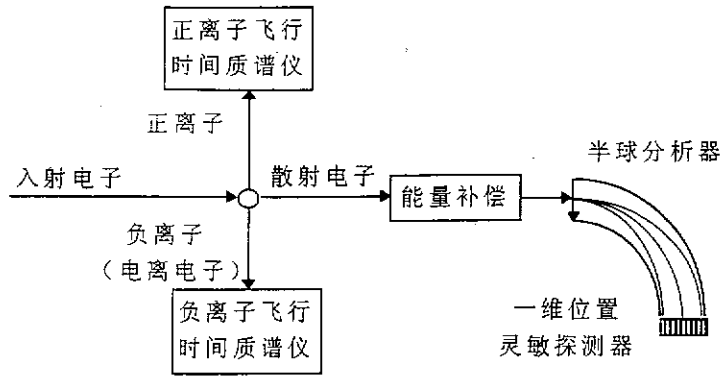


图 2.2.1 各种次级粒子及探测器系统

对碰撞反应，需要探测的是电子的能量损失值，正、负离子的类型以及电离电子的信息。入射电子的能量损失值，用半球分析器加一维位置灵敏探测器来测量，位置相对中心的偏移反映了能量损失值相对补偿电压的偏移。由位置信息和补偿电压可以得到入射电子的能量损失值，补偿电压由程控的扫描电源提供。正离子、负离子或电离电子的飞行时间反映了离子的质量(种类)信息或电离电子的能量信息。

它要求的是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 2.2.2 所示的电子学和数据获取系统。

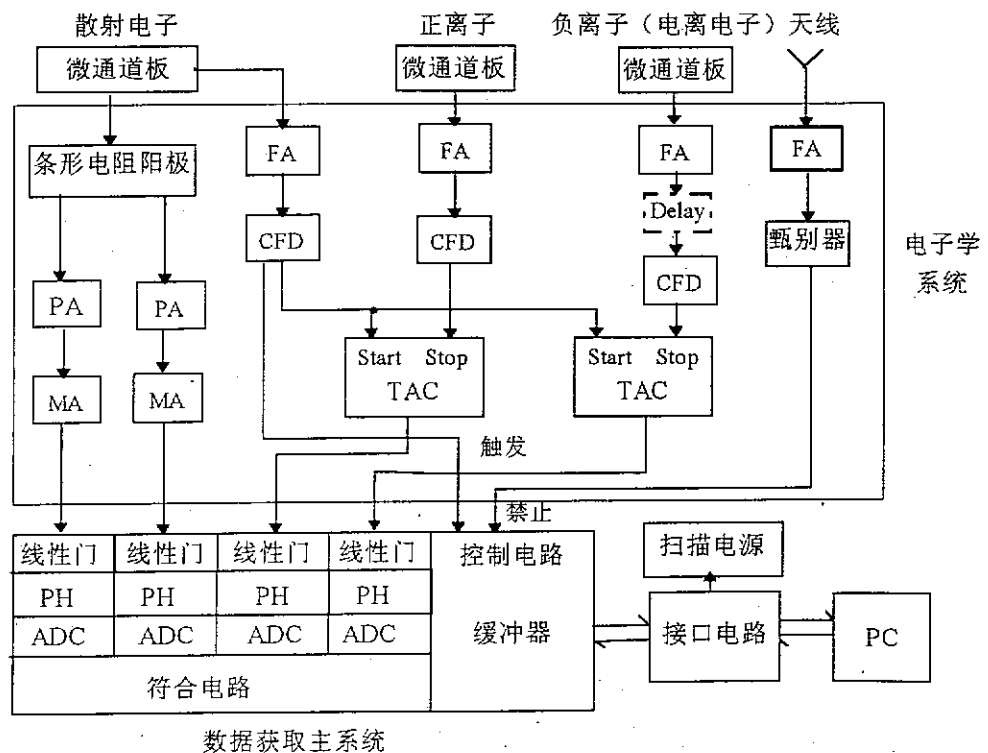


图 2.2.2 电子能量损失符合谱仪的电子学和数据获取系统原理框图

对于散射电子能量的测量,需要确定的是条形电阻阳极两端的电荷信号。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级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,把信号放大到后级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变换成数字信号。

正离子、负离子或电离电子的信息通过飞行时间来反映,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。以散射电子的定时信号作为时间测量的起点,正离子、负离子或电离电子的定时信号作为终点,用时间—幅度变换器(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变换成数字信号。

更据物理测量的需要,数据获取系统中需要非常复杂的快慢符合系统,并且符合条件不是固定不变的,它随着测量的反应不同而变化。由散射电子的定时脉冲来触发数据获取系统的对一次事例的采集。加上天线的目的是为了排除以无线电信号为主的噪声的干扰。当天线信号超过阈值时,禁止正各数据获取系统的工作,从而达到去除环境电磁干扰的目的。

从物理测量的要求和电子能量损失谱仪装置的条件出发,对电子学和数据获取系统的要求如下:

### 2.2.1 需要测量的参数

需要测量的参数包括:散射电子能量损失值(A),正离子(B)、负离子或电离电子(C)的飞行时间信息。根据需要可以选择A、A\*B、A\*C、A\*B\*C等组合方式进行符合测量。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信号处理,并用“event by event”的方式记录每一次符合事例中各种次级粒子的信息。

### 2.2.2 对时间测量的要求:

为了测量离子在离子飞行时间质谱中的飞行时间,需要确定电离反应的发生时刻,可以从散射电子的时间信息来反推电离时刻,由于光电离作用的时间尺度在 $10^{-13}$ s量级,可以忽略。散射电子和离子到达微通道板探测器的时间间隔,加上散射电子的从作用室到达探测器的飞行时间,就是离子再飞行时间质谱仪中的

飞行时间。

离子的飞行时间测量以散射电子的定时信号为时间起点。这样选择的依据是，一维位置灵敏探测器所能探测到的只是一个角度和能量截面内的散射电子，而离子飞行时间质谱仪的离子收集效率接近 100%，探测到的散射电子计数小于离子的反应计数率。前者约为后者的十分之一。在时间分析系统中，常用计数率较小的信号作起始信号。

散射电子的飞行时间由两部分组成：从作用室到半球分析器的入口的飞行时

间为  $T_1 = 0.448\sqrt{E_0}$  和在半球分析器中的飞行时间  $T_2 = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{m(R_0 + R_{out})^3}{E_0 R_0}}$  (入射

角度  $\alpha=0$ )。对于能量为  $E_0=2500\text{ev}$  的电子， $T_1=22.4\text{ns}$ ，出射位置在平均半径 ( $R_{out} = R_0 = 200\text{mm}$ ) 处的电子的  $T_2=211.7\text{ns}$ 。总飞行时间为  $234.1\text{ns}$ 。引起散射电子飞行时间展宽的主要因素有，入射角和损失能量的差异。它们会引起散射电子在分析器中的飞行轨迹不同。能量大电子的出射点靠近外侧，能量小的靠近内侧。出射位置在靠近内半球时， $R_{out}=180\text{mm}$ ， $T_2$  最短为  $196.1\text{ns}$ ，出射位置在靠近外半球时， $R_{out}=220\text{mm}$ ， $T_2$  最长为  $227.8\text{ns}$ 。散射飞行时间展为  $31.7\text{ns}$ 。由能量变化引起的飞行时间展宽可以由测量出的散射能量进行修正，但由于入射角等因素，修正后的散射电子飞行时间展宽为  $7\text{ns}$  左右。

从 2.1.5 节对离子飞行时间质谱仪的介绍我们已经知道，离子飞行时间质谱仪有固有的飞行时间展宽，如果只考虑质谱仪中分辨时间的空间展宽和能量展宽，正离子飞行时间质谱仪的固有质量分辨为 129，即能分辨的质量不大于 129 原子质量单位的正离子。由(2.1.8)可以得知，各种能被质谱仪分辨的正离子的最短飞行时间为  $0.794 \times \sqrt{1} = 0.794\mu\text{s}$ ，最长飞行时间为  $0.794 \times \sqrt{129} = 9.02\mu\text{s}$ 。负离子飞行时间质谱仪的固有质量分辨为 55。由(2.1.9)计算出，各种质量的负离子的最短飞行时间为  $0.549 \times \sqrt{1} = 0.549\mu\text{s}$ ，最长飞行时间为  $0.549 \times \sqrt{55} = 4.07\mu\text{s}$ 。电离电子飞行时间为  $12.8\text{ns}$ 。

只考虑空间分辨时间展宽和能量分辨时间展宽时，正离子飞行时间谱仪的固有飞行时间展宽为  $794 \times (\sqrt{129} - \sqrt{128}) = 35\text{ns}$ ，负离子飞行时间谱仪的固有飞行时间展宽为  $549 \times (\sqrt{55} - \sqrt{54}) = 37\text{ns}$ 。实际上，影响时间分辨的其它因素还有：微通道板探测器引起的时间展宽和离子光学透镜引起的离子轨迹变化而导致的时间展宽等。考虑到这些因素之后，正负离子的飞行时间展宽约为  $40\text{ns}$ 。电离电子在初始动能为  $20\text{eV}$  的情况下，飞行时间展宽为  $0.9\text{ns}$ 。

综上所述，时间分析系统需要三个定时信号：

- (a) 散射电子的定时信号  $T_s$ ,
- (b) 正离子的定时信号  $T_p$
- (c) 负离子的定时信号  $T_N$  或电离电子的定时信号  $T_e$ 。(随着光电离反应的不同, 负离子和电离电子只出现两者中的一种。)

时间分析系统测量两个时间间隔:

- (a)  $T_1 = T_p - T_s$ , 时间范围是  $0.56\mu\text{s} - 8.79\mu\text{s}$ , 时间展宽大于  $40\text{ns}$ , 主要来自正离子飞行时间质谱的时间展宽。
- (b)  $T_2 = T_N - T_s$  或  $T_3 = T_e - T_s + T_D$ ,  $T_2$  的时间范围是  $0.32\mu\text{s} - 3.84\mu\text{s}$ , 时间展宽大于  $40\text{ns}$ , 主要来自负离子飞行时间质谱; 由于电离电子飞行时间比散射电子的短, 要把  $T_e$  延迟  $T_D$  后来与  $T_s$  符合,  $T_3$  经能量修正后, 时间展宽约  $7\text{ns}$ 。

因此, 电子学和时间分析系统(TAC+ADC)的设计应该满足以下要求: (a). 三路定时甄别器, 定时电路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  $1/10$ , 离子信号的定时甄别器要求定时晃动小于  $4\text{ns}$ 。电离电子信号的定时精度在亚纳秒量级, 要求定时晃动小于  $700\text{ps}$ 。(b). 用于离子飞行时间测量的 TAC 量程为  $10\mu\text{s}$ 。用于电离电子的飞行时间测量的 TAC 量程为  $200\text{ns}$ 。(c). 整个时间分析系统的积分非线性不大于  $0.4\%$  ( $40\text{ns}/10\mu\text{s}$ )。(d). 时间分析系统的精度要求: 离子的飞行时间质谱, 峰的半高宽在  $40\text{ns}$  左右, 要求时间分析系统的时间分辨在  $5\text{ns}$  以下; 散射电子和电离电子的时间符合谱半高宽为  $7\text{ns}$ , 要求时间分析系统时间分辨在  $0.5\text{ns}$  以下。

### 2.2.3 测量散射电子能量损失值的要求:

散射电子的能量损失的测量是用补偿电压加上位置灵敏探测器测出的能量相对偏差。补偿电压用高精度扫描电源产生, 输出电压稳定性达到  $2 \times 10^{-5}$ , 积分非线性小于  $2 \times 10^{-5}$ 。能量损失值测量范围为  $400\text{eV}$  时, 积分非线性造成的误差小于  $8\text{meV}$ 。能量损失值的测量误差还有半球分析器本身和位置灵敏探测器位置分辨率的影响。

电子能量和半球分析器电子出射位置的关系如(2.1.2)式所示:

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

其中, 出射电子的位置  $R_{out}$  在  $180\text{mm}$  到  $220\text{mm}$  之间, 半球分析器的平均半径  $R_0$  为  $200\text{mm}$ ,  $\alpha$  是电子入射到分析器的角度, 其范围在  $-0.5^\circ \sim +0.5^\circ$  之间,

$E_0$ 是平均通过能,它是入射电子能量的1/100。入射角度的不确定和位置的测量误差都会影响能量测量精度,后者是主要因素。微通道板上条形电阻阳极的一维位置灵敏探测器的位置分辨能力在0.3mm以下。在这段180mm-220mm的位置范围内,以位置分辨为0.2mm估算,入射电子能量 $E_0$ 为2500eV引起的能量测量误差为12.5meV左右,位置灵敏探测器能探测到的能宽为2.5eV。出射电子位置的读出误差远小于0.75%(0.3mm/40mm)才能保证不给影响散射电子能量损失测量带来大的影响。

一个入射电阻由微通道板放大为一个电子束团,入射到条形电阻阳极上的电荷量为 $AQ_0$ , $A \sim 10^7$ ,位置信号是用条形电阻阳极的两端的电荷量的分配比例来确定,如(2.1.9)式所示。

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:条形电阻阳极探测数输出的电荷信号经过在放大后,电荷灵敏前置放大器的输出幅度在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:对两端电荷量的测量,最后是通过模数变换器来实现的。由公式(2.1.10),位置信号的测量误差为:

$$\eta = \frac{\Delta x}{l} = \Delta \left( \frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} \right) = \frac{Q_2 \Delta Q_1}{(Q_1 + Q_2)^2} + \frac{Q_1 \Delta Q_2}{(Q_1 + Q_2)^2} \quad (2.1.11)$$

只考虑模数变换器在量化过程中的量化误差,则 $\Delta Q_1 \approx \Delta Q_2 = \sigma$ , $\sigma$ 是ADC的量化噪声。量化噪声带来的测量误差为:

$$\eta_{ADC} = \frac{Q_2 \sigma}{(Q_1 + Q_2)^2} + \frac{Q_1 \sigma}{(Q_1 + Q_2)^2} = \frac{\sigma}{(Q_1 + Q_2)} \quad (2.1.12)$$

选取ADC,设输入信号 $(Q_1 + Q_2)$ 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, $(Q_1 + Q_2)$ 为ADC满幅度的一半,则 $\eta_{ADC} < 2/\text{SNR}$ 。要求 $\eta_{ADC}$ 要远小于位置零敏探测器固有的相对误差,则ADC的信号噪声比(SNR)要大于60dB,积分非线性小于1/1000。

## 2.2.4 系统的计数率要求:

原子分子的电离连续区一般可用指数形式表示,且原子分子的散射微分

截面一般也是指数形式，以氦的  $2^1P$  激发为例，计数率可用下式表示：

$$N(E, \theta) = N_0 e^{(-0.1054E - 1.05580)} \quad (2.1.13)$$

在电离连续区的总计数率为：

$$N_t = 2 \int_{E_I}^{\infty} dE \int_{0^\circ}^{180^\circ} N(E, \theta) d\theta = 1.334 N_0 \quad (2.1.14)$$

因为一维位置灵敏探测器只能探测到能量宽度为 2.5eV，角度范围在  $1^\circ$  之内的散射电子。在  $\theta$  为  $-0.5^\circ$  至  $+0.5^\circ$ ，能量损失为  $E_I$  至  $E_I + 2.5\text{eV}$ ，与电离反应符合的散射电子计数率为最大。

$$N_e = 2 \int_{E_I}^{E_I + 2.5} dE \int_{0^\circ}^{0.5^\circ} N(E, \theta) d\theta = 0.1 N_t \quad (2.1.15)$$

在满足偶然符合计数和真符合计数之比小于 5% 的条件下，总计数率（离子计数率）应满足以下条件：

$$N_t < 0.025 / \tau \quad (2.1.16)$$

式中  $\tau$  为离子或电离电子在飞行时间质谱中的飞行时间，即探测器的死时间。真符合计数的最大值为  $0.1 N_t$ 。

选择氦作为例子的原因是，氦离子的质量轻，飞行时间短，以它为例子算出的符合计数率是系统测量时所需的计数率的上限。以下给出各种符合测量条件所需的最大计数率（平均计数率）。

符合路数	粒子类型	每路平均计数率 $10^3$ 次计数/秒	符合平均计数率 $10^3$ 计数/秒
3	散射电子	2.69	2.69
	正离子	26.9	
	负离子	26.9	
3	散射电子	2.69	2.69
	正离子	26.9	
	电离电子	26.9	
2	散射电子	2.69	2.69
	正离子	26.9	
2	散射电子	2.69	2.69
	负离子	26.9	
2	散射电子	3.52	3.52
	电离电子	35.2	
2	散射电子	1.19	1.19
	阈值电子	11.9	
1	散射电子	50	50

从表中可以看到，谱仪要求的计数率较高。特别是单通道测量电子能量损失谱时，平均计数率达到 50kc/s，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要主放大器要适应高计数率的需要。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) 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。

(d) 各种符合条件下均能正确触发。

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以及它们是如何满足以上这些要求的。

## 第三章 前端电子学系统

### § 3.1 前端电子学系统的总体构成

前端电子学系统的主要任务是将电子能量损失符合谱仪中探测器的输出信号进行模拟处理，以适应能量损失符合谱仪数据采集主系统的输入需要。电子能量损失符合谱仪需要探测的物理量是散射电子的能量，次级粒子（正、负离子、电离电子）的飞行时间等信息。

图 3.1.1 是前端电子学和数据获取系统框图，虚线框的内部是前端电子学系统。

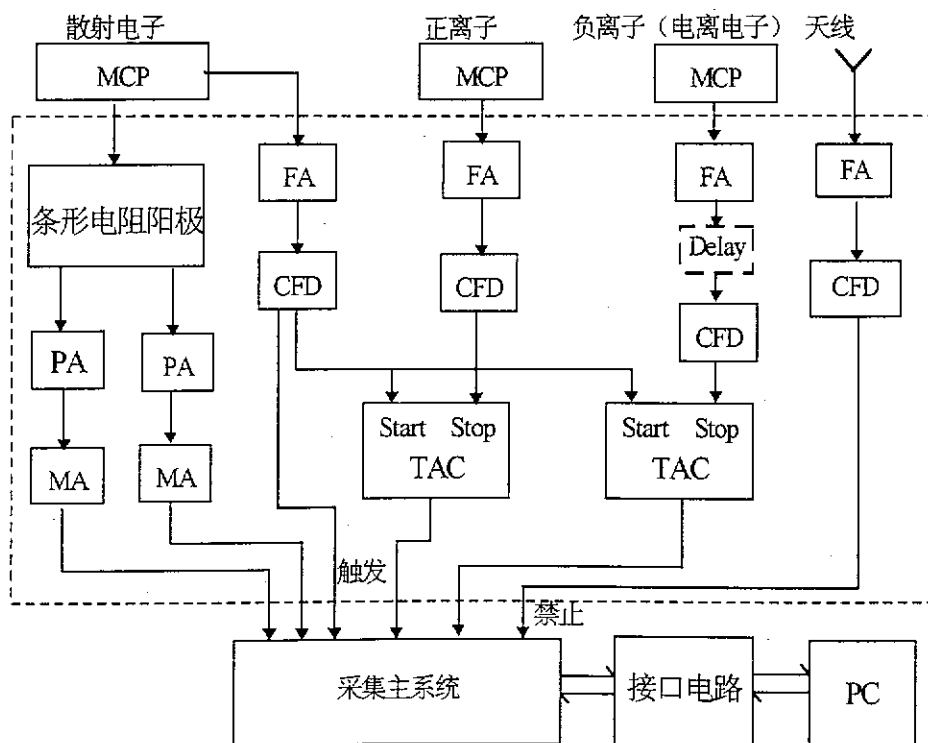


图 3.1.1 电子学和数据获取系统框图

电子能量损失符合谱仪中，电子的能量损失谱由探测散射电子能量得到。半球分析器将不同能量的散射电子在出口处分散到不同的位置上，基本上呈线性关系。这些电子经过微通道板(MCP)放大之后，入射条形电阻阳极探测器上，微通道板和条形电阻阳极组成一维位置灵敏探测器上。微通道板将单个电子放大为一个电子团束。电子团束击中条形电阻阳极后，电荷按比例分配到它的两端，条

形电阻阳极从两端的电极输出电荷信号，两路电荷信号的比例随击中点而变化。设两端输出的电荷量分别为  $Q_1$  和  $Q_2$ ，那么对应的击中点位置为  $\frac{Q_1}{(Q_1+Q_2)} \times l$ ， $l$  为电阻阳极条的长度。两路信号由电荷灵敏前置放大器进行预放大，同时把电荷信号转换成电压信号，再由主放大器进行成形放大。

对于正、负离子(散射电子)飞行时间质谱的测量，是以散射电子到达半球分析器出口时刻作为时间测量的起始点，以微通道板探测到正负离子、散射电子的时刻作为时间测量的停止时刻。两路时间幅度变换器(TAC)分别用来将起始和停止信号之间的时间间隔转换成电压幅度信号。

以下两节将详细讨论测量飞行时间质谱和能量损失谱的电子学模块。

### § 3.2 飞行时间质谱测量电路模块

飞行时间质谱测量的框图如下所示。

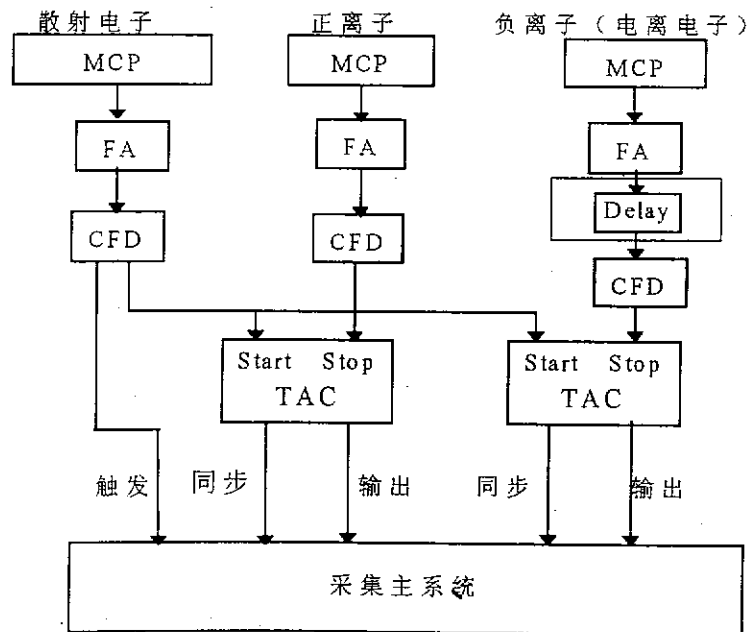


图 3.2.1 飞行时间质谱测量的框图

电子能量损失符合谱仪中飞行时间质谱的测量，是通过测量反应的次级粒子(正负离子、电离电子)在作用室中飞行时间。由此确定反应的次级粒子的质量信息和反应的类型，以及各种反应的分支比。

离子和电离电子在空间聚焦的条件下，飞行时间与初始电离位置无关。总的飞行时间  $T_f = k\sqrt{m}$ ， $k$  是与谱仪有关的常数， $m$  是离子的质量数。

电子和离子到达微通道板探测器的时刻由定时快脉冲确定, 定时脉冲取自离子飞行时间质谱仪末端微通道板的背电极, 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, 同时改变信号的极性, 输出一个负极性的定时快脉冲。快放大器(FA)将探测到的快脉冲放大到一个合适的幅度, 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。在散射电子的一路, 恒比定时甄别器的定时信号输出作为两个时间幅度变换器(TAC)的公共起始信号, 正离子, 负离子(或电离电子)的定时信号分别作为两路时间幅度变换器的停止信号。测量电离电子的飞行时间谱时, 因为电离离子在作用室中的飞行时间为12.8ns, 比散射电子的飞行时间(~234ns)要短, 电离电子的定时信号要经过一个纳秒延时器。

时间幅度变换器是将起始时刻和停止时刻之间的时间间隔  $\Delta T$  变换成一个幅度正比于  $\Delta T$  的模拟脉冲信号, TAC 的输出作为分析信号输入多道分析器(MCA)就可以得到飞行时间质谱。在我们的数据获取系统中, TAC 输出的幅度信号经采集主系统作模数变换之后, 输入计算机处理得到符合飞行时间质谱。

以下几节介绍用于飞行时间质谱测量的电路。

### 3.2.1 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  $\Omega$ ;
6. 输入极性: 负;
7. 积分非线性: 不大于 1.5%;
8. 输出脉冲过冲: 不大于 10%;
9. 过载恢复时间: 50ns。

### 3.2.2 恒比定时甄别器

微通道板背电极引出的快信号经过快放大器放大之后，输出信号上升时间约为 10ns，幅度涨落在 5 倍以上。为了提高定时的精度，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]。

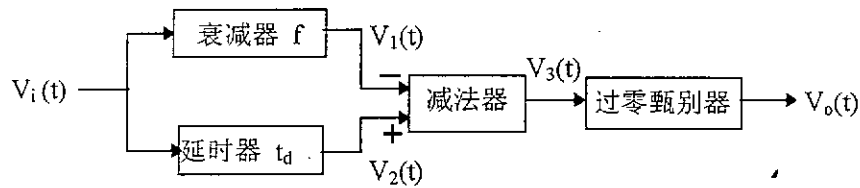


图 3.2.2 恒比定时甄别器原理框图。

图 3.2.2 是传统的恒比定时甄别器(CFD)的原理框图[25-29]，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。探测器的固有时间晃动与其在定时时刻送到外电路的电荷量和总电荷量的比值有关，在某一触发比时，探测器的固有时间晃动最小。恒比定时甄别器的触发比  $P$  等于衰减器的衰减系数  $f$ ， $f$  可以调节到使探测器的固有时间晃动达到最小。图 3.2.3 显示的是各点的波形。从图中可以看到，不同幅度信号的输入时，定时信号与输入信号之间的延时固定不变。

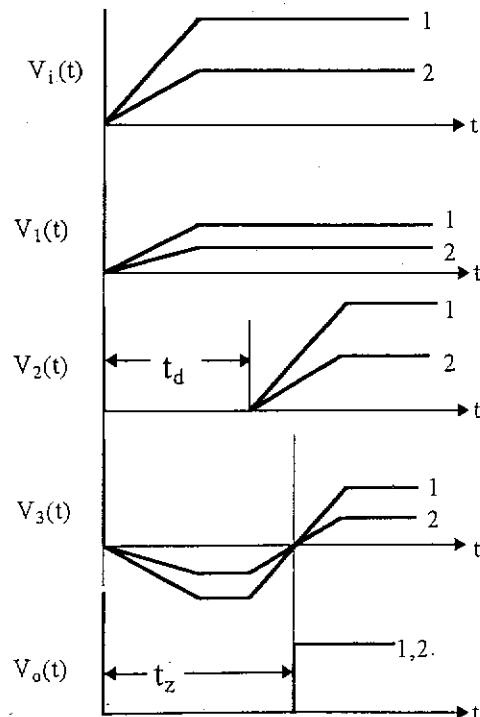


图 3.2.3 恒比定时甄别器工作波形

以上介绍的是采用延迟线成形实现的恒比定时甄别器，它的缺点是由于采用了延迟线，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，同时线路结构较复杂，电路调整相对困难。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[30-35]。

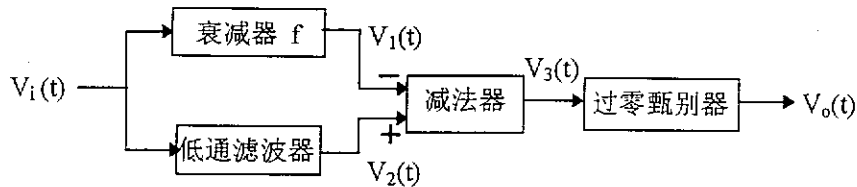


图 3.2.4 低通滤波器实现的恒比定时甄别器

取代延迟线的电路网络可以是低通滤波器、高通滤波器<sup>[31]</sup>。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 3.2.4 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：

$$H(s) = \frac{1}{(1+s\tau)^n} - f = \frac{1-f(1+s\tau)^n}{(1+s\tau)^n} \quad (3.2.1)$$

式(3.2.1)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。

除了探测器固有时间晃动和幅度、时间游动效应之外，引起定时误差的因素还有噪声的影响和定时信号过零点斜率不同引起的比较器输出的二次游动。二次游动是比较器的触发需要一定量的超阈电荷量，不同斜率和过冲的成形信号在过零甄别器的输出有不同的超阈延迟时间所引起的定时误差。为了提高无延迟线型 CFD 的性能，通常采用高阶的低通滤波器来代替延迟线。

为了比较无延迟线型 CFD 和延迟线型 CFD，我们用混合有白噪声的阶跃信号经过一阶或二阶低通滤波器的输出来代表探测器的输出信号。

对于如下形式的单极点型输入信号

$$V_i(t) = V_p [1 - e^{(-t/t_m)}] U(t) \quad (3.2.2)$$

各种电路的定时性能的比较如下表所示,

表 3.2.1 各种 CFD 的定时电路性能(单极点输入)

电路参数			电路性能				
电路结构	延时(时间常数)	触发比	定时信号下冲	定时信号上冲	过零点斜率	输出噪声	时间晃动
	$td(\tau)/t_{in}$	$f$	$V_{under}/V_p$	$V_{over}/V_p$	$K_z/K_{in}$	$\sigma_{vef}/\sigma_{vin}$	$\sigma_{tof}/\sigma_{tin}$
延迟线	1.805	0.2	-0.167	0.8	0.8	0.987	1.234
一阶低通	1.770	0.5	-0.157	0.5	0.176	0.500	2.861
二阶低通	0.749	0.5	-0.201	0.5	0.245	0.611	2.492
三阶低通	0.477	0.5	-0.225	0.5	0.287	0.666	2.316
四阶低通	0.351	0.5	-0.242	0.5	0.318	0.701	2.204

在表 3.2.1 中, 无延迟线型 CFD 的触发比定为 0.5 时, 时间晃动接近最小值; 延迟线型恒比定时器的触发比定为 0.2。各种类型 CFD 电路的  $t_d$  或时间常数  $\tau$  的选择使得它们定时信号输出的过零点在同一时刻, 即  $t=2t_{in}$  时刻。定时信号中噪声引起的时间晃动为:

$$\frac{\sigma_{tof}}{\sigma_{tin}} = \frac{\sigma_{vef}/k_z}{\sigma_{vin}/k_{in}} = \frac{\sigma_{vef}/\sigma_{vin}}{k_z/k_{in}} \quad (3.2.3)$$

从表 3.2.1 中可以看出, 无延迟线型的 CFD 和延迟线型 CFD 相比, 定时信号过零点斜率要小, 噪声引起的时间晃动大。而无延迟线型 CFD 定时信号的下冲幅度大, 并且随着低通滤波器阶数的提高, 无延迟线型的性能逐步提高。

对于双极点模型的输入信号:

$$V_i(t) = V_p \left[ 1 - (1 + t/t_p) e^{-(t/t_p)} \right] U(t) \quad (3.2.4)$$

其中  $t_p = t_{in}/\sqrt{2}$ , 表 3.2.2 列出了各种电路的定时信号性能, 选择各电路的参数使它们的定时信号过零点都在  $2t_{in}$  时刻。

表 3.2.2 各种 CFD 的定时电路性能(双极点输入)

电路参数			电路性能				
电路结构	延时(时间常数)	触发比	定时信号下冲	定时信号上冲	过零点斜率	输出噪声	时间晃动
	$td(\tau)/t_{in}$	f	$V_{under}/V_p$	$V_{over}/V_p$	$K_z/K_{in}$	$\sigma_{vcf}/\sigma_{vin}$	$\sigma_{tcf}/\sigma_{tin}$
延迟线	1.503	0.2	-0.126	0.8	0.852	0.994	1.109
一阶低通	1.325	0.5	-0.101	0.5	0.332	0.500	1.506
二阶低通	0.563	0.5	-0.131	0.5	0.446	0.600	1.344
三阶低通	0.360	0.5	-0.148	0.5	0.510	0.648	1.271
四阶低通	0.265	0.5	-0.159	0.5	0.511	0.677	1.228

从表 3.2.2，可以看出对于双极点型输入信号，四阶低通滤波器构成的 CFD 定时信号性能同无延迟线型 CFD 的性能已经非常接近，噪声引起的时间晃动只增加了 11%。

噪声引起的时间晃动随着输入信号的信噪比的改善而改善。在输入信号的信噪比较高，时间晃动不是定时误差的主要因素时，也可以采用一阶低通滤波器代替延迟线来简化电路，以降低幅度涨落引起的时间游动。在考虑到飞行时间质谱测量对定时精度的要求在纳秒量级，我们采用了一种电路结构简单的无延迟器恒比定时甄别电路，从而可以在一个双宽的 NIM 标准插件上实现了四路恒比定时器。

图 3.2.5 是该恒比定时甄别器的电路原理

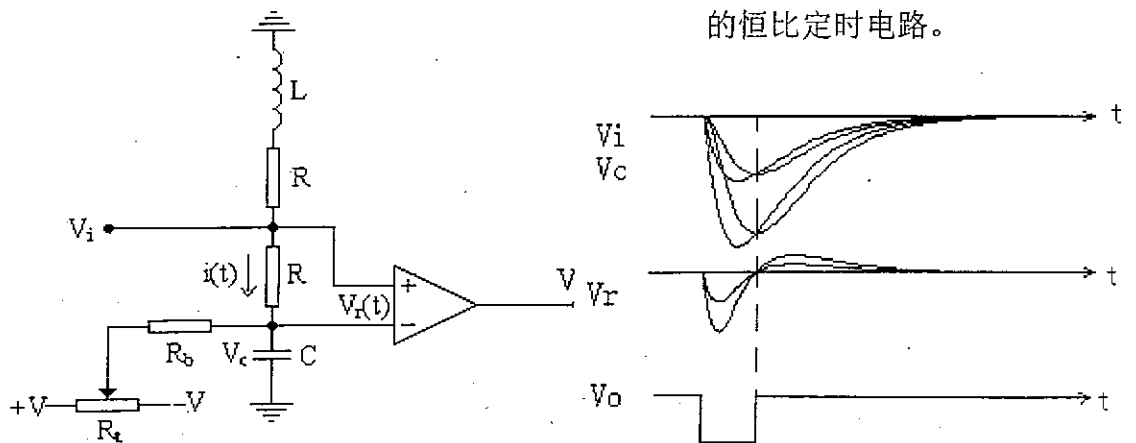


图 3.2.5 一阶低通滤波器构成

的恒比定时电路。

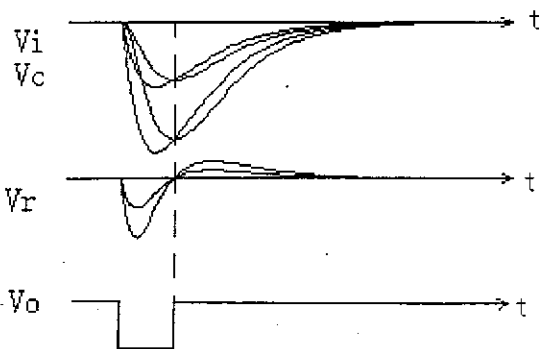


图 3.2.6 电路工作波形

图 3.2.5 所示的电路相当于触发比  $p \approx 1$  的情况, 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:

$$V_r(t) = V_i(t) - V_c(t) = R i(t) = RC dV_c(t)/dt \quad (3.2.5)$$

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。电路上各点的工作波形如图 3.2.6 所示。

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  $RL$ 。考虑到比较器的高输入阻抗, 输入端的等效输入阻抗为:

$$Z_i = (R + 1/j\omega C) // (R + j\omega L) \quad (3.2.6)$$

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  $50\Omega$ , 根据积分电容  $C$  的大小来确定电感  $L$  的值, 就可以解决与  $50\Omega$  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。例如, 输入端可接受的最大信号幅度为  $V_M$ , 如果输入端匹配失调, 存在 10% 的反射信号, 那么阈值必须调节在  $0.1V_M$  之上, 否则大信号输入时会产生反射信号引起误触发。在这种情况下, 恒比定时甄别器输入信号动态范围就被限制在 10:1 以下。由此可见输入端良好匹配的重要性。

引起定时误差的另一个因素就是由不同幅度的输入信号成形的定时信号在过零点有着不同的斜率和上冲幅度。如图 3.2.7 所示, 输入幅度大的信号上冲幅度也大, 比较器的超阈延时小, 这样就会引起定时信号  $V_r(t)$  经比较器甄别输出时的二次游动效应。补偿这种游动效应的方法是将比较器的阈值不设在零电压, 而设在一个负的电压  $-V_T$  上。幅度小的信号成形的定时  $V_{r2}(t)$  过阈值的时刻  $t_2$  比大幅度信号成形的定时信号  $V_{r1}(t)$  过阈值的时刻  $t_1$  早。而大信号  $V_{r1}(t)$  的上冲大, 比较器的输出超阈延时  $t_{d1}$  比  $t_{d2}$  小, 两种影响可以互相补偿。仔细调节阈值  $-V_T$  到最佳值, 可以使得在测量的动态范围内, 二次游动效应引起的定时误差最小。

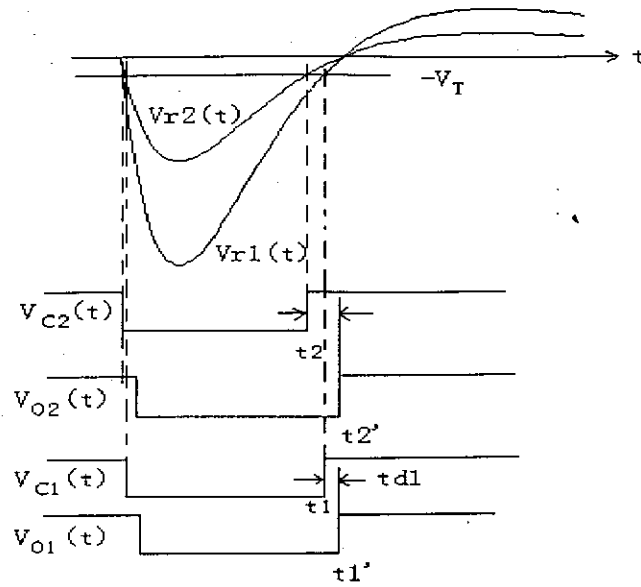


图 3.2.7 二次时间游动及补偿

图 3.2.5 所示的电路中是用电位器  $R_4$  和电阻  $R_6$  来实现阈值  $-V_T$  的调节。

一路完整的恒比定时器的电路如图 3.2.8 所示：

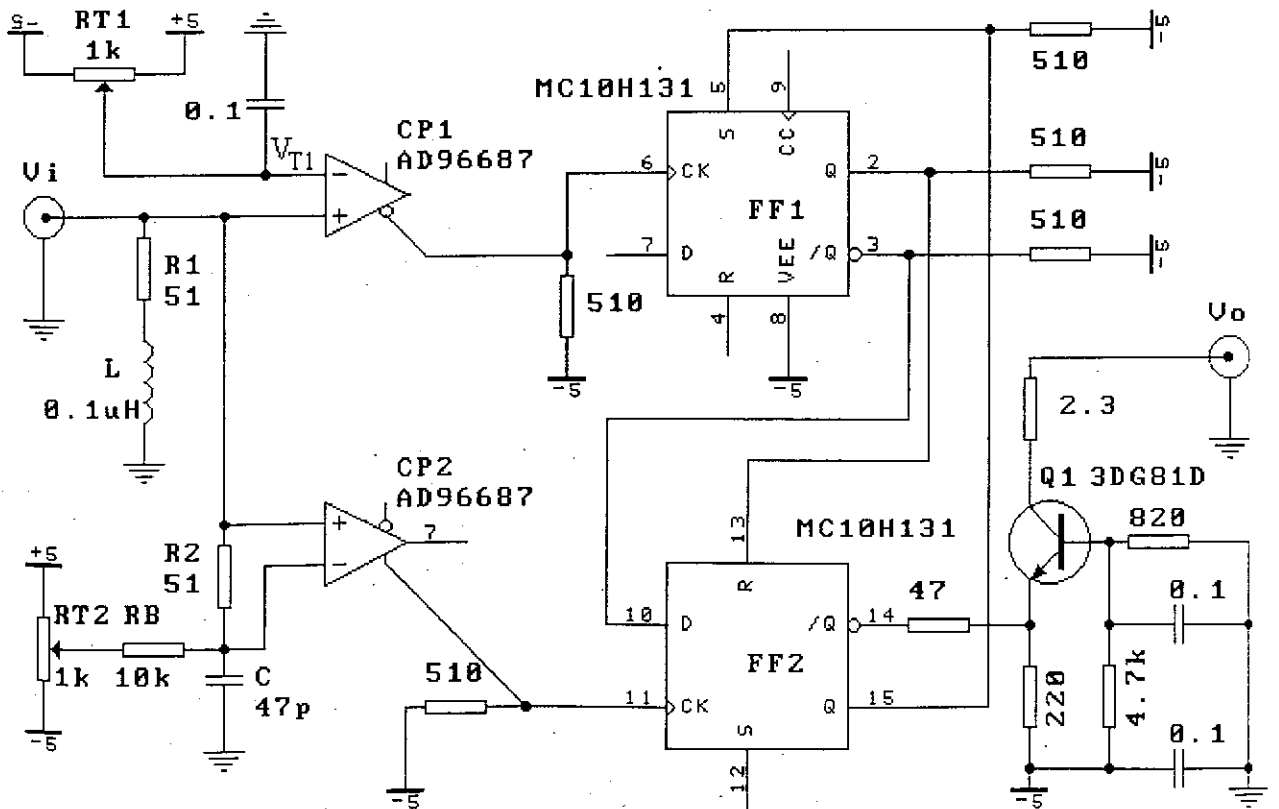


图 3.2.8 实际采用的CFD 电路

实际的 CFD 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, 它在一个芯片内有两个快比较器, 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 50 $\Omega$  负载。

幅度超过下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。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。

电路的输出信号除了 NIM 标准的快信号之外, 还可以有 ECL 和 TTL 电平的输出脉冲, 以适应后续电路的需要。

我们研制的四路无延迟线恒比定时甄别器组装在一个双宽 NIM 插件内。

### 3.2.3 时间—幅度变换器

时间—幅度变换器 (TAC) 是将时间间隔变换成信号幅度高低的电路。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。设恒流源为电流为  $I$ , 电容器的容量为  $C$ , 待测的时间间隔为  $\Delta T$ , 则电容器在充放电前后的电压变化为:

$$\Delta V = \frac{I\Delta T}{C} \quad (3.2.7)$$

实验装置和预期的物理实验对 TAC 模块的要求如下:

(1) 时间量程: 对正、负离子的飞行时间质谱的测量, 量程为 10 $\mu$ S, 测量电离电子的 TAC 量程为 200nS;

(2) 时间分辨: 10 $\mu$ S 量程的 TAC 时间分辨好于 35nS, 200nS 量程的 TAC 时间分辨好于 0.5nS;

(3) 符合事件的平均计数率大于为  $2 \times 10^3$  次计数/秒。

(4) 电压输出的幅度范围: 0 — 5V

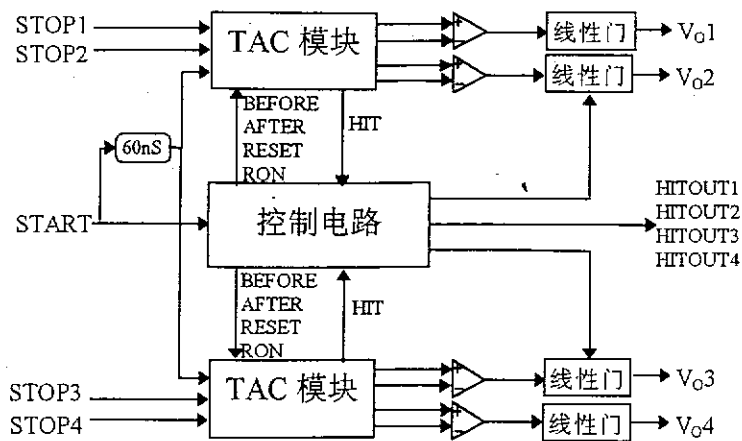


图 3.2.9 TAC 插件框图

图 3.2.9 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。该插件为一个双宽的 NIM 插件，共有四路时间—幅度变换电路，其中个 1、2 两个通道作长量程测量，量程为  $10\mu\text{S}$ ；3、4 两个通道作短量程测量，量程为  $200\text{nS}$ 。每个通道包含一路时间—幅度变换电路，在公共的 ECL 电平的起始信号之后，四路同时开始变换；每路变换电路由各自的停止信号（ECL 电平）来结束变换。如果在量程范围内有停止信号输入，则在该路输出一个有效标志信号 HITOUT 和幅度输出脉冲信号  $V_0$ 。幅度输出脉冲信号的脉宽为  $1\mu\text{S}$ ，幅度与起始、停止信号之间的时间间隔成正比。标志信号用来通知后续电路，它是一个脉宽为  $1\mu\text{S}$  的 TTL 信号，时间上比幅度输出信号提前  $1\mu\text{S}$ 。

图 3.2.10 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—幅度变换电路。它用 ECL 的触发器完成时间信号的提取，起始信号来后，打开恒流源的开关，对电容器进行线性放电，直到停止信号到来才停止放电。每个变换通道上有两个采样保持器，用来对电容器上的电压在开始放电之前和放电结束后分别进行采样、保持。使得外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。

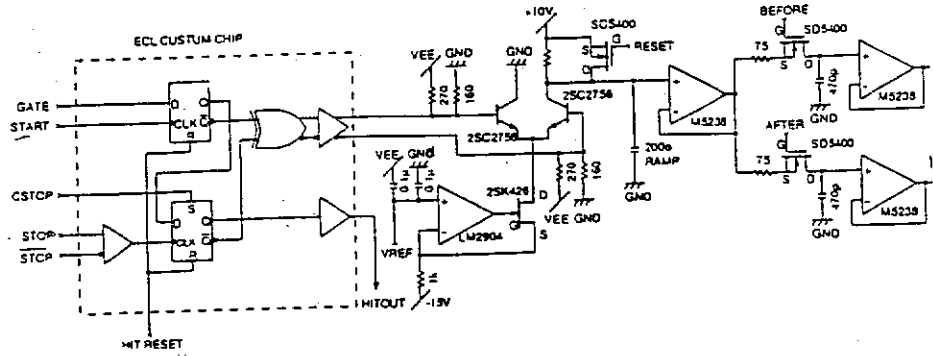


图 3.2.10 TAC 模块的电路原理图

图 3.2.11 是控制电路的框图，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 START 信号延时了 60nS 后才送到 TAC 通道的起始端。

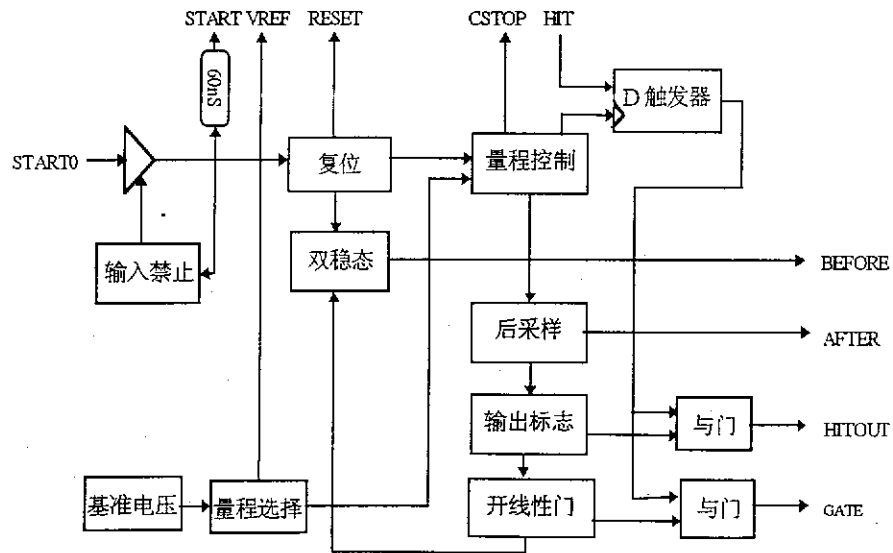


图 3.2.11 TAC 控制电路的框图

起始信号首先触发宽度为 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，使 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 START 输入有一段变换时间（死时间），这段时间内禁止其他 START 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，以判断其间是否有 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，输出标志信号和变换输出。这

一切完成之后。重新开时打开 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(3.2.7)式可知，时间量程可以通过改变电容或恒流源电流来选择。200ns 档的测量，参考电压  $V_{REF}=5v$ ； $10\mu s$  档量程时，将 TAC 模块上的电容值增大到  $1700pF$ ，参考电压取  $0.85v$ 。参考电压由精密电压基准 AD580 产生。只做短量程通道，变换死时间为  $3\mu s$ ；长量程通道的变换死时间为  $12.5\mu s$ 。

图 3.2.12 是实际的工作波形。

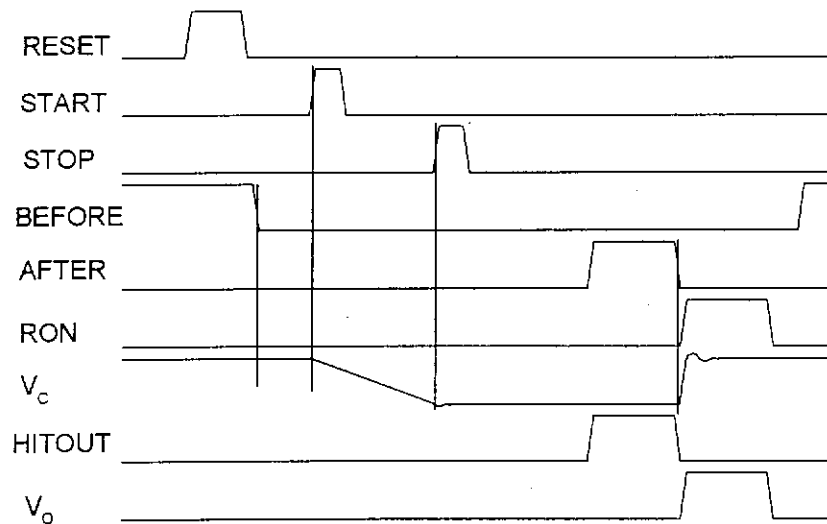


图 3.2.12 TAC 的工作波形。

### § 3.3 电子能量损失谱测量电路

电子能量损失谱的测量等价与散射电子能谱的测量。散射电子能量的探测是先由半球分析器将散射电子按能量近似线性地色散到出射平面，在半球分析器出射的电子由微通道板放大电子信号。然后用电阻阳极条探测器作为位置灵敏探测器。电阻阳极条两端输出的电荷量与入射在阳极条的位置有关。在固定的补偿电压下，可以测量选定能量损失谱的一段。配合以补偿电压的扫描，就能测量整个能量损失谱。

图 3.3.1 为探测散射电子能量的电路框图。

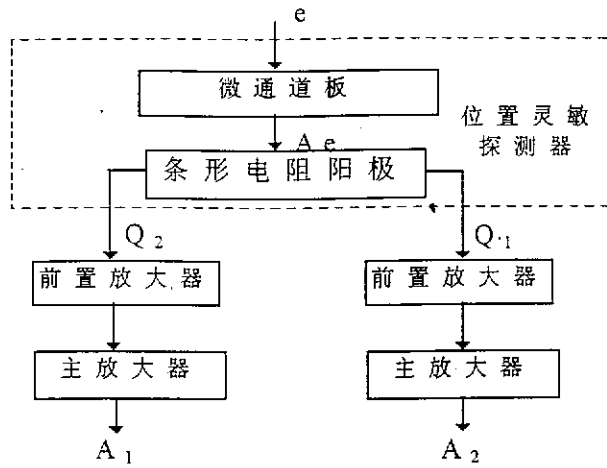


图 3.3.1 测量能损谱的前端电子学电路

实验条件对电子学部分的要求是计数率较高，符合平均计数率  $>2\text{kc/s}$ ，单路测量电子能量损失谱的情况下，平均计数率约为  $50\text{kc/s}$ 。另外，能量损失谱仪的能量分辨率在  $50\text{mev}$  以下，要求电子学系统的分辨率高。

### 3.3.1 电荷灵敏前置放大器

在靠近阳极条探测器的位置，采用了电荷灵敏前置放大器对电荷信号进行预放大，同时把转换成电压信号。电路原理图如图 3.3.2 所示。为了适应在较高计数率情况下工作，输入采用交流耦合方式，放大器采用具有  $50\text{MHz}$  单位增益带宽的高速运算放大器 AD827。微通道板对一个入射电子的放大输出的电荷量大约为  $1.6 \times 10^{-12}$  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  $100\text{mV}$ ，抗干扰能力较强，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  $1/2000$ 。

我们研制的两路电荷灵敏前置放大器组装在屏蔽小盒内，安装在靠近阳极条探测器附近。

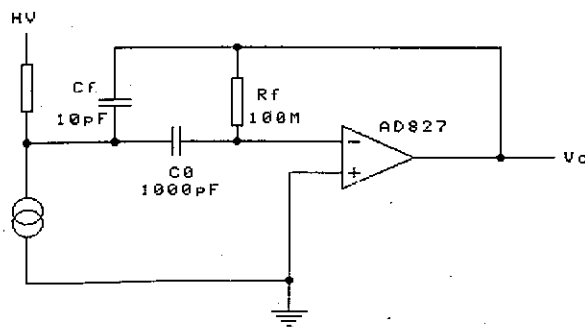


图 3.3.2 电荷灵敏前置放大器

### 3.3.2 主放大器

主放大器的设计考虑到在高计数率情况下使用,信号之间的堆积会变得非常严重。如不加以判断和清除,不仅谱峰会发生偏移,而且会出现假峰。另外,在高计数率情况下,也会出现严重的基线漂移,需要加上基线恢复器。

我们设计了一个双宽 NIM 标准插件,包含两路主放大器。主放大器的原理框图如图 3.3.3 所示。它主要由输入级,放大成形级,基线恢复器,反堆积电路和输出级这几部分组成。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进行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。

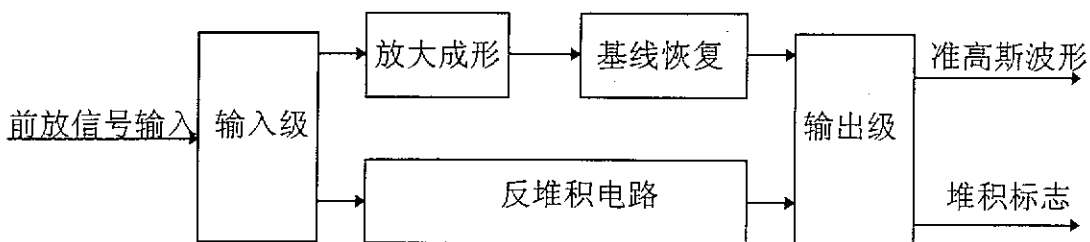


图 3.3.3 主放大器框图

成形放大采用的是 $(CR)-(RC)^4$ 准高斯滤波成形电路。选择电路参数使脉冲成形后的底宽 $t_w=1\mu s$ 。在 $50kc/s$ 平均计数率的情况下,计数损失率

$$\delta = \frac{nt_w}{1+nt_w} \approx 5\% \quad (3.3.1)$$

成形放大中的放大器采用集成运算放大器 AD827,它是有 $50MHz$ 的单位增益带宽,转换率为 $300v/\mu s$ ,低噪声,低功耗,好的直流特性等特点。

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。反堆积电路的结构图如图 3.3.4 所示。前放脉冲经过快成形放大后形成一个非常窄的脉冲,经过甄别器输出 TTL 短脉冲。采用上下两个可重触发逻辑展宽器分别跟踪短脉冲的前沿与后沿,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,所以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，只有用非常高速的甄别器才能忽略这种不确定性。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。

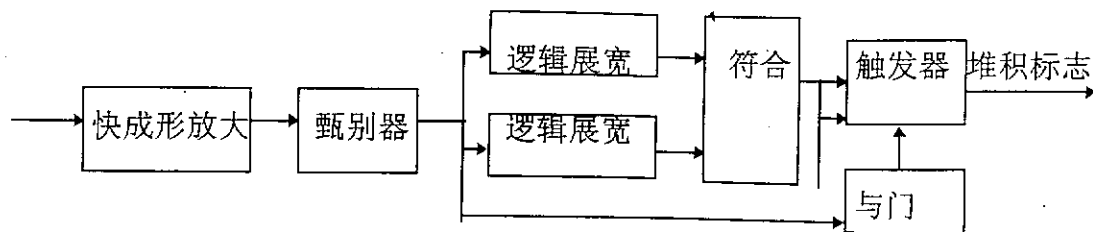


图 3.3.4 反堆积电路结构示意图

由于采用准高斯成形，成形脉冲的峰值将后延  $m\tau$  ( $m=4$ )，只要采用高速的甄别器电路，堆积标志信号总可以在前一个准高斯脉冲的峰值到达前给出，故而能及时告诉后续电路该脉冲是否被堆积，从而及时拒绝这个被堆积的信号。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，输出与 TTL 电平相兼容。

基线恢复器采用无源 CDD 基线恢复器，其原理图如图 3.3.5 所示，恒流源  $I_1$  和恒流源  $I_2$  满足  $I_1=2I_2$  的关系。当输入正脉冲时，D1 截止，D2 导通，信号对电容 C 以  $I_2$  大小充电。在脉冲过后，D1 导通，D2 截止，充电的电荷通过 D1 以  $I_2$  大小放电。这样在脉冲结束后，基线实现快速的恢复。

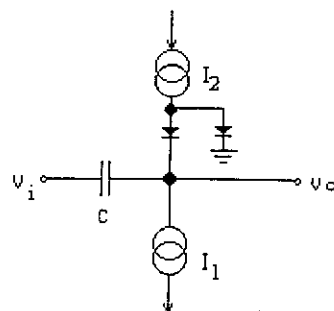


图 3.3.5 基线恢复电路

## 第四章 数据获取系统

### § 4.1 概述

我们在设计电子能量损失符合谱仪的数据获取系统时，设计思想是尽可能多地保留原始数据信息。采用“event by event”的记录方式，每产生一个符合事例，就记录下这个事例中的四个参数：位置灵敏探测器两端输出的信号  $A_1$  和  $A_2$ ，正负离子(电离电子)的飞行时间  $T_P$  和  $T_N$ 。把它们变换成数字信号后，通过接口电路将数据缓存后，送入计算机进行处理和存储。

这一方法的优点是：

(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。

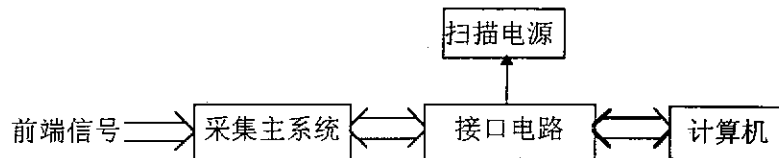


图 4.1.1 数据获取系统框图

图 4.1.1 是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。在符合条件满足的情况下，将两路位置信号和两路时间信号做模数变换，传送到接口电路。接口电路中采用交叉存取的方法对送入的数据进行缓存。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。扫描电压通过 RS232 串行口控制。

采集主系统的结构采用的是通用底板加采集功能板的模块式结构，见图 4.1.2。在底板上有多重符合电路、控制电路、数据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扁平电缆。采集功能板实现对位置信号和时

间信号的采集功能。在底板上共有六个槽口，最多可加载六块采集板。在目前的符合谱仪的测量要求下，使用了三个插槽和三块采集板：一块两路采集位置信号，两块用来采集两路时间信号。各路采集板在底板的控制协调下一起工作。

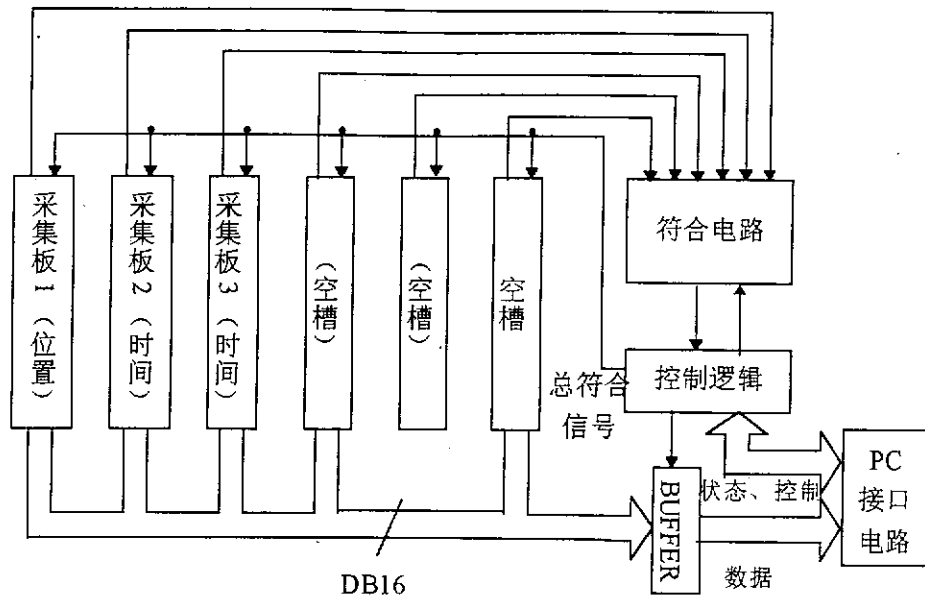


图 4.1.2 采集主系统框图

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：将一维位置灵敏探测器换成二维位置灵敏探测器之后，会有三路或四路位置信号的输入，这时只要更换位置信号的采集板，两路测量时间的采集板和底板可以保留。

(3)换上不同的采集功能板，还可以将采集主系统应用到(e, 2e)电子动量谱仪等其它实验装置的数据获取系统上。

## § 4.2 数据采集功能模块

### 4.2.1 概述

散射电子位置的信息可以推导出散射电子能量以及反应中的电子能量损失值，这在前面已经作了叙述。两路来自位置灵敏探测器的输出经前放和主放大器成形放大之后作为模拟信号输入，一路探测散射电子的微通道板定时信号，经快放大和恒比定时甄别器输出的 TTL 逻辑信号作同步触发输入。

位置信号数据采集板的结构框图如图 4.2.1 所示。

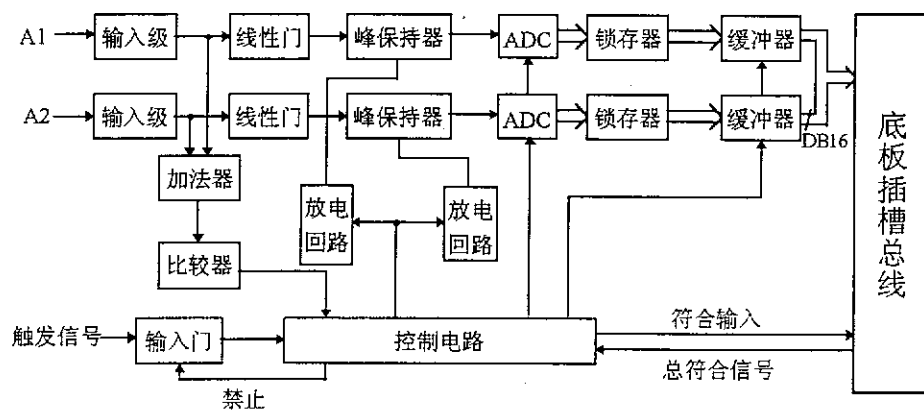


图 4.2.1(a) 位置信号采集板框图

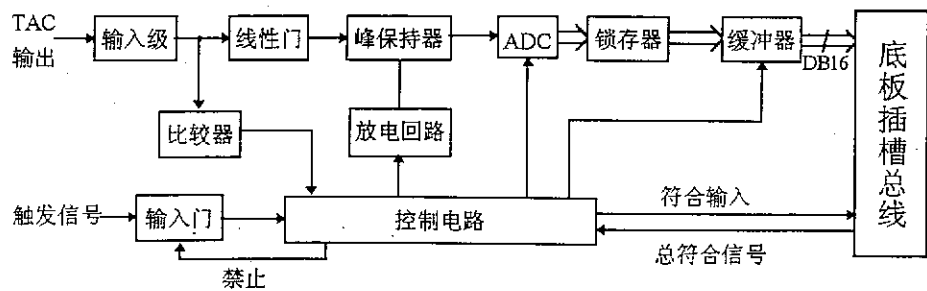


图 4.2.1(b) 时间信号采集板框图

图 4.2.1(b) 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。两种采集板的结构和工作流程类似。下面，以图 4.2.1(a) 的电路为例来说明采集板工作的过程。

触发信号是一个在时间上比模拟信号提前到达的信号。对于位置通道的信号，触发信号取自恒比定时甄别器的 TTL 输出信号。触发信号输入之后，经过一段延时  $Td1$  之后触发一个宽度为  $Tw1$  的单稳电路。  $Tw1$  取  $2\mu s$ ，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  $Td1$ ，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，峰保持器进入正常工作状态。触发信号同时还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的幅度超过甄别器的下阈值，采集板输出一个一定宽度的信号给底板上的符合电路。如果几路信号的多重符合输出是“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。峰保持器的保持电容上的电荷由放电回路放掉。放电回路定在触发脉冲延时  $Tw2$  之后接通。  $Tw2$  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。

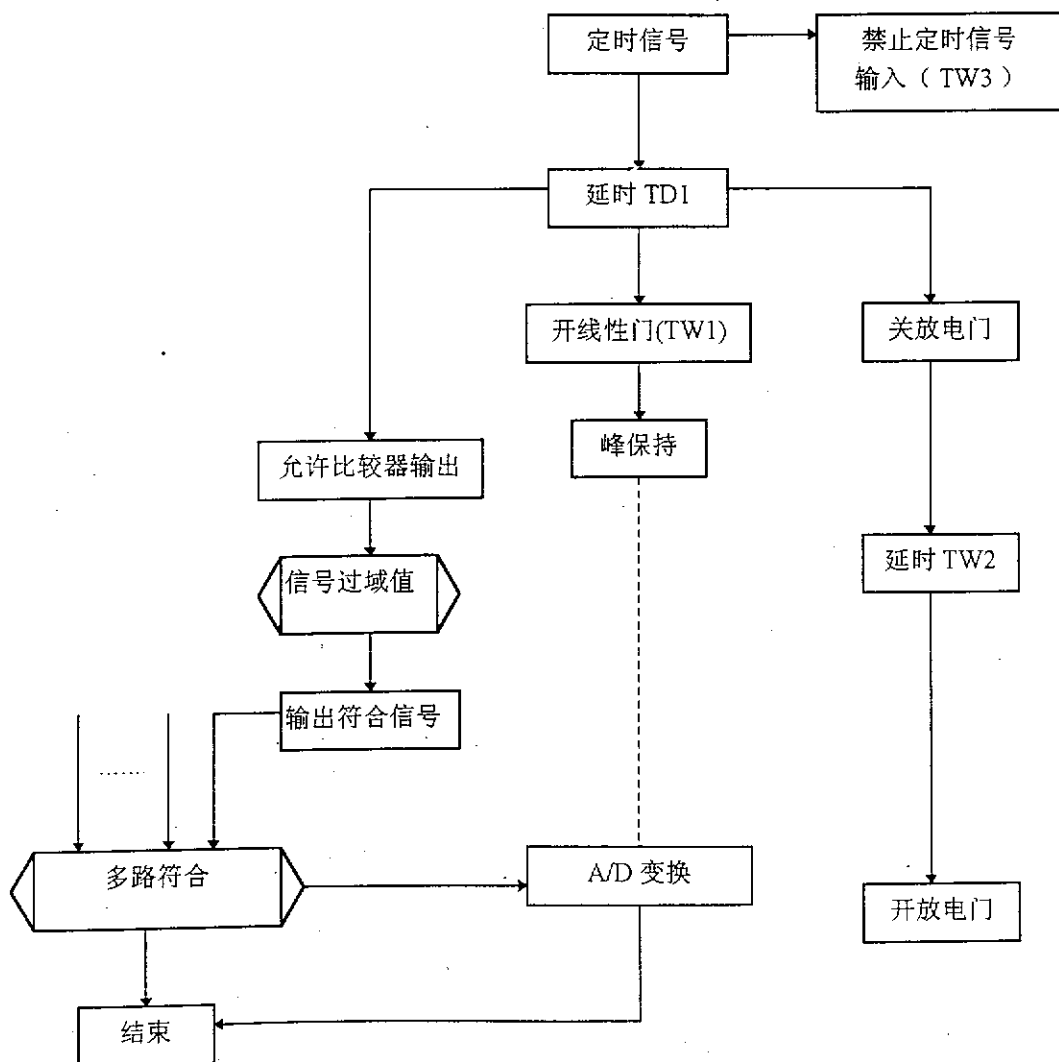


图 4.2.2 采集板工作流程图

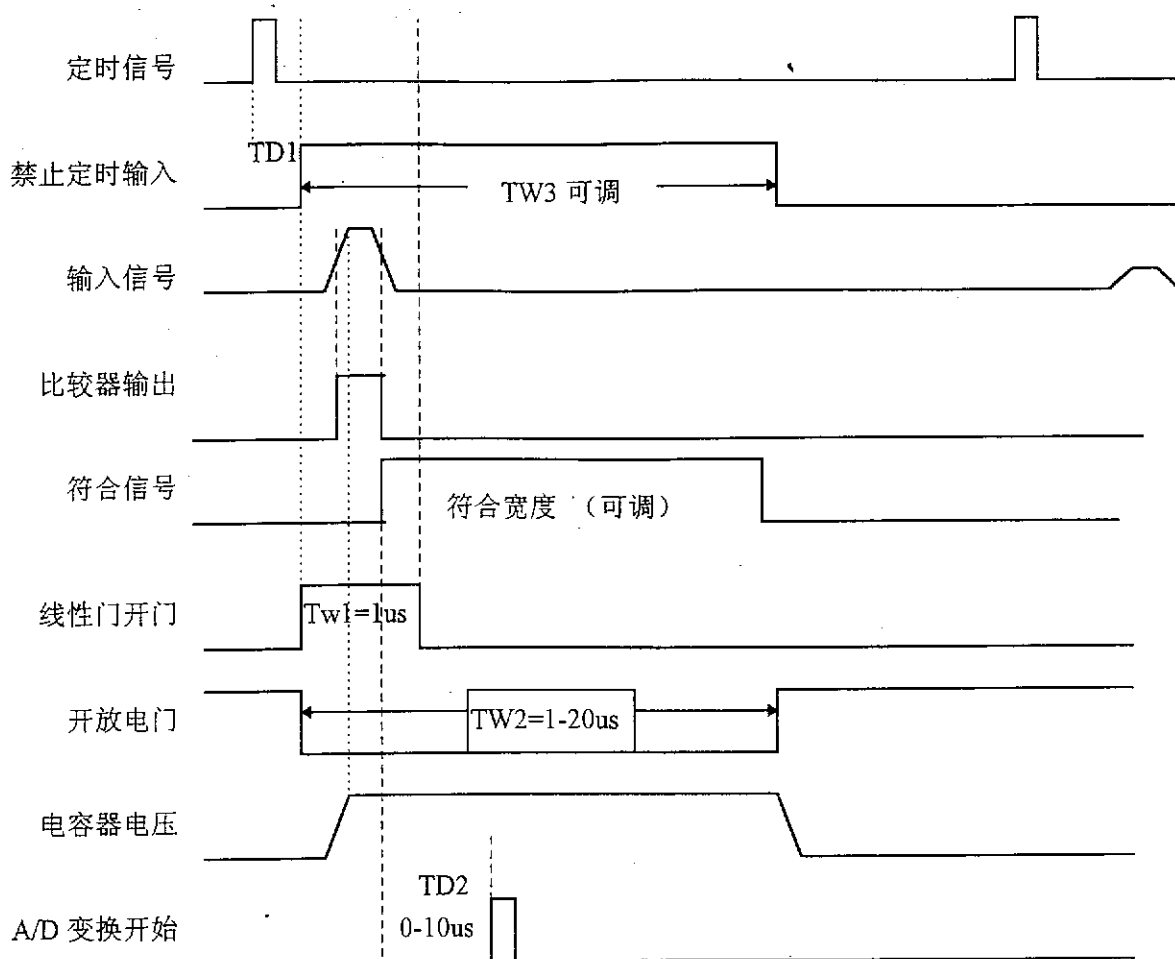


图 4.2.3 采集板各点工作波形

## 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，所测的是脉冲的峰顶幅度，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取走后，再由放电回路将峰保持器上的电荷放掉。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：

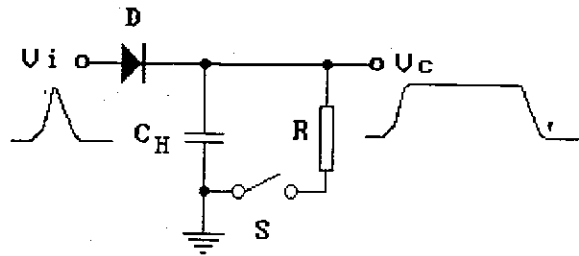


图 4.2.4 峰保持器基本工作原理

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。另外，这种电路的充电时间为  $(R_D + R_i)C_H$ ， $R_i$  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， $C_H$  不能取的很小，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。

因此，我们采用的是如图 4.2.5 所示的高速有源峰保持器。

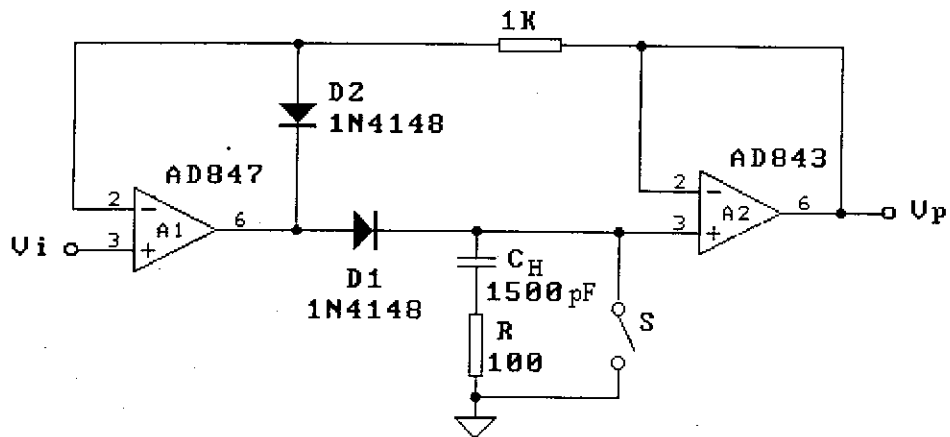


图 4.2.5 高速有源峰保持器

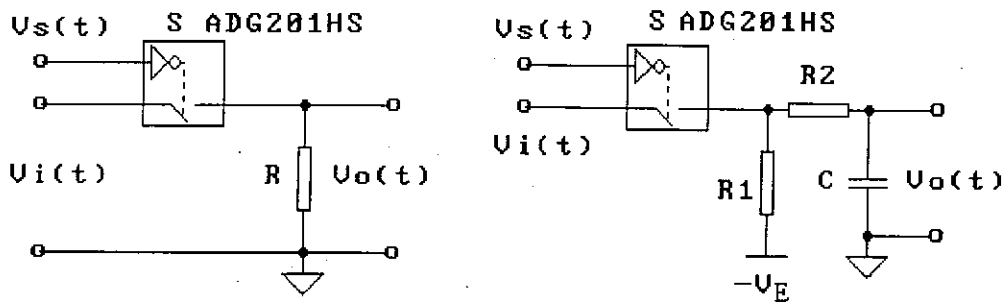
在输入信号的上升阶段，二极管  $D_1$  导通， $D_2$  截止。放大器  $A_2$  跟随输出保持电容  $C_H$  上电压。并输入到放大器  $A_1$  的反相输入端，形成一个负反馈回路，使保持电容上的电压跟踪输入信号。输入信号峰值过去之后，二极管  $D_1$  截止， $D_2$  导通。输入端降到  $0V$  时， $A_1$  的输出仍维持在  $-V_D$  的电压上，放大器工作在放大区，能够快速响应下一次输入。这种二极管上的正向导通压降降低到  $V_D/(1+A_1)$ ，二极管的正向导通电阻降到  $R_D/(1+A_1)$ ，电容器的充电时间常数减小，有利于获取快信号的峰值。放大器  $A_2$  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，由此减小过冲。如图 4.2.3 所示的电路，用电路模拟软件 PSPICE 模拟的结果是：对脉宽为 600ns 的输入信号，峰保持器的积分非线性小于 0.02%。AD843 输入级采用场效应管电路，输入电流小于 1nA；二极管 1N4148 的反向漏电流小于 10nA；放电回路的模拟开关采用 ADG201HS 在关断开关时的漏电流小于 20nA[38-39]。峰保持器输出的下降斜率小于 21 $\mu$ V/ $\mu$ s。延时 10 $\mu$ s 的幅度损失是 0.21mV，只有满幅度(5V)的 0.004%。

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。在有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。

线性门由 ADG201HS 高速模拟开关器来实现，它的主要指标如下：

- 1)导通电阻：30 $\Omega$ ；
- 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%)。



(a) 线性门常有台阶和开关干扰

(b) 用偏压和滤波器来减少台阶和开关干扰的影响

图 4.2.6 模拟开关组成的线性门

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。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。

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。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。图 4.2.5 中可以看到两种情况下线性门输出  $V_D(t)$  和  $V'D(t)$  的波形。

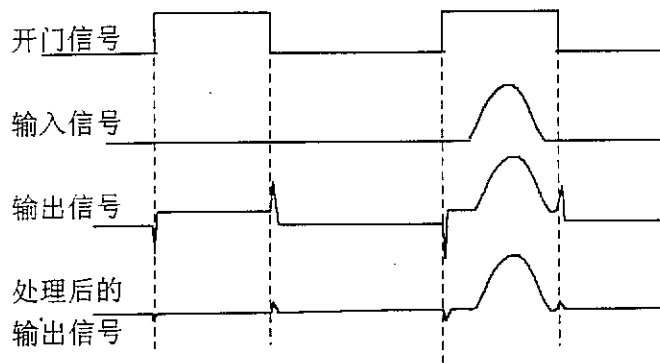


图 4.2.7 线性门的台阶和开关干扰以及消除措施

### 4.2.3 模数变换器

采集板上的模数变换器(ADC)使用的是 AD1671[39]，它是一种 Subranging flash 型的 12 位模数变换器，它将逐次比较型和 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 块，适应高计数率的需要。它的主要性能指数如下：

- 1)变换时间: 0.8us
- 2)变换范围: 0-2.5V,  $\pm 2.5V$ , 0-5V,  $\pm 5V$  四种
- 3)积分非线性: 1.5LSB
- 4)微分非线性: 11bit

5)工作温度范围:  $0^{\circ}\text{C}-70^{\circ}\text{C}$

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]:  $\text{DNL} = \frac{|N_i - \bar{N}|_{\max}}{\bar{N}} \times 100\%$ 。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 道之后则不能保证如此了。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, 只在软件中作并道处理的简便方法。图 4.2.8 是对一个 TAC 输出的信号测量得的时间谱。TAC 的起始和停止端用延迟线作固定的延迟。并道之前谱形远远偏离高斯型分布, 二进制编码中最后几位连续为“1”的道(3583 的二进制编码为 1101,1111,1111)计数明显偏小。作两道并一道, 四道并为一道后, 谱形逐步明显改善。

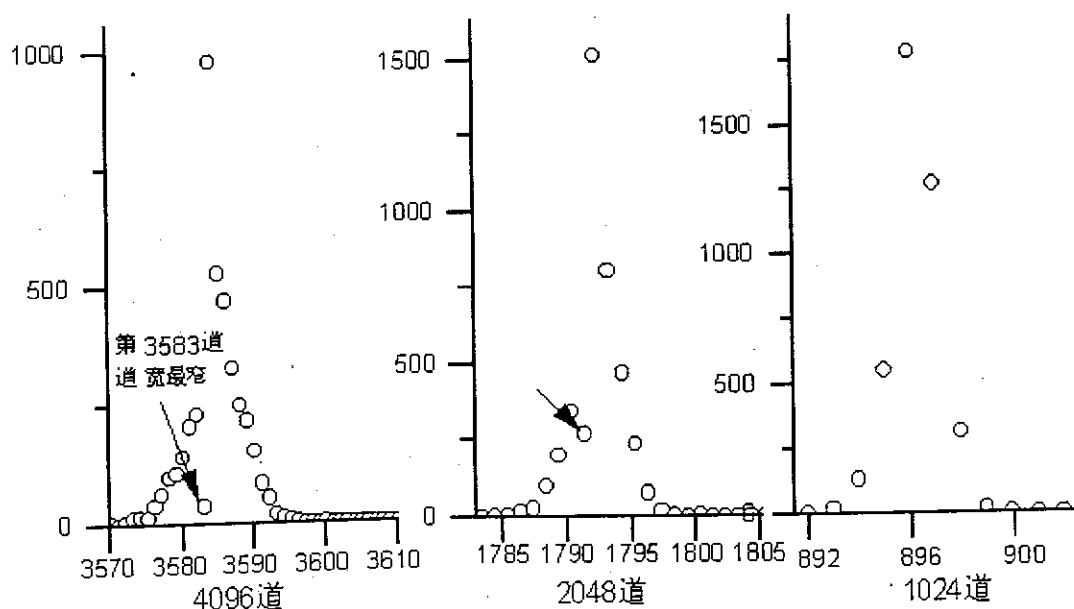


图 4.2.8 ADC 的并道处理

数据变换结束, 在输出信号有效之后, 有一个 DAV 信号用来锁存数据, 锁存器的输出通过缓冲器连接到底板的数据总线。

### § 4.3 符合方法和控制电路

电子能量损失符合谱仪中，由于测量的物理反应不同，符合条件各异。表 4.3.1 列出了各种可能使用的符合方式以及计数率估计：

表 4.3.1 电子能损符合谱仪的各种符合方式。

符合路数	粒子类型	每路平均计数率 $10^3$ 次计数/秒	符合平均计数率 $10^3$ 计数/秒
3	散射电子	2.69	2.69
	正离子	26.9	
	负离子	26.9	
3	散射电子	2.69	2.69
	正离子	26.9	
	电离电子	26.9	
2	散射电子	2.69	2.69
	正离子	26.9	
2	散射电子	2.69	2.69
	负离子	26.9	
2	散射电子	3.52	3.52
	电离电子	35.2	
2	散射电子	1.19	1.19
	阈值电子	11.9	
1	散射电子	50	50

在各种类型的反应中，散射电子是否探测到是判断反应是否发生的必要条件。散射电子的探测器采用的是电阻阳极条一维位置灵敏探测器。同样多的电荷注入电阻阳极条，随着入射位置的不同，两边探测到的电荷量的比例不同，因此输入到采集板来的模拟信号大小不同。尤其是对入射位置靠近两端的情况，有一路信号将会很小，如果用两个甄别器对两路信号分别甄别来选择事例就会丢失事例。但是两路信号总的电荷量相加之后保持不变，而且由于电阻阳极条

的尺寸很小，两端信号输出的前后时间差在纳秒量级，两个底宽为  $1\mu\text{s}$  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两路幅度之和。因此，可以采用幅度相加甄别的方法。原理图见图 4.3.1。

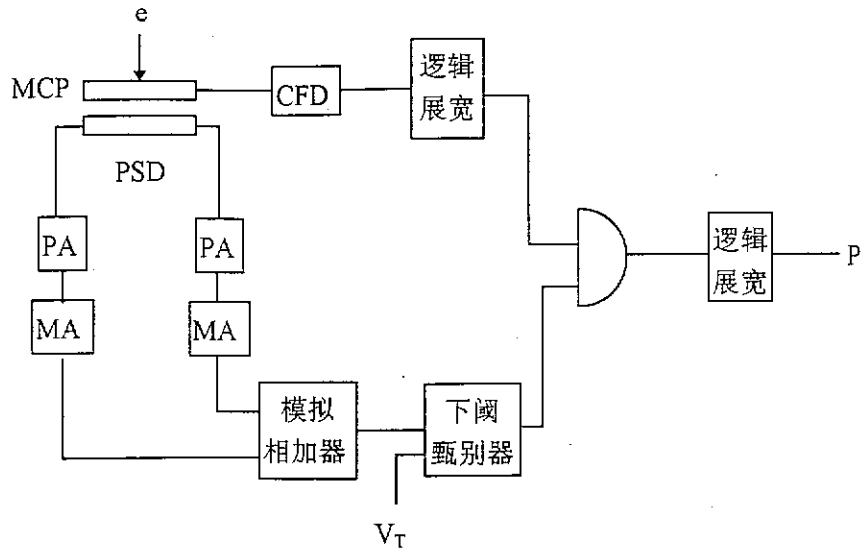


图 4.3.1 相加甄别原理图

总符合电路如图 4.3.2 所示。

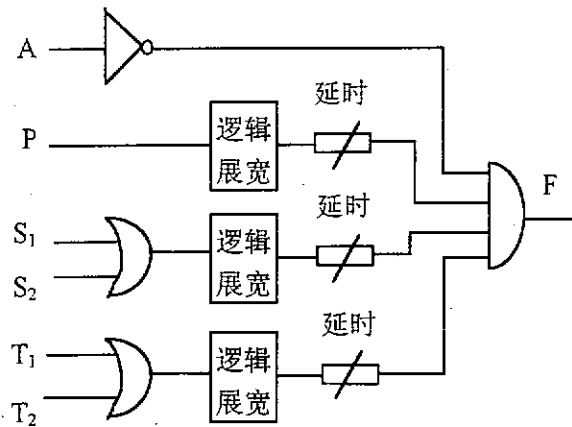


图 4.3.2 符合电路

图中的 A 是来自天线的信号，监测以天线信号为主的电磁干扰。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。P 是来自散射电子位置信号采集板出来的甄别信号。T<sub>1</sub>，T<sub>2</sub>是两个时间通道由同步信号触发的单稳脉冲，S<sub>1</sub>和S<sub>2</sub>是接到面板上的两个选择开关，以确定哪几路进行符合。S<sub>1</sub>，S<sub>2</sub>全为低电平时，进行三重符合(不包含天线)；有一个为高电平时是二重符合，全部禁止时对应的就是单测电子能量损失谱的情形。符合电路的设计保

证了物理测量的要求, 在研究非弹性散射、光电离作用、激发态的解离等不同的反应时, 需要的符合条件各不相同, 我们设计的符合系统, 能根据测量的需要灵活地设置符合条件, 这是它的特点之一。

底板上的控制电路满足符合条件的数据传送到计算机上的接口电路。在这套数据获取系统中, 每个事例对应着四个参数。每当符合电路有一次输出, 就启动一次模拟变换, 把四路模拟信号同时变成数字信号, 控制电路随后产生四个写脉冲, 把数据送到接口电路。同时, 译码电路依次选通四路数据的缓冲器, 使得四个参数按顺序记录到接口板的缓冲区内。

## § 4.4 接口电路

接口电路在设计上有如下特点:

1. 根据采集速率的要求, 优先考虑采用哪一种 I/O 方式: DMA, 中断, 查询。同时能报证实时显示。
2. 采集系统有时需采集多路信号, 接口电路必须包含相应的功能模块, 如数据缓冲器、多路片选信号发生器等。
3. 其它辅助功能, 如电路检测、定时或定计数等。
4. 可通过软件灵活选择, 控制上述功能的具体实现。

我们基于上述设计特点, 研制了一种通用的 PC-AT 微机接口电路, 具有较好的通用性, 能适用多通道、较高数据率的实验条件[40-43]。

图 4.4.1 是研制的通用 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总线和每次数据产生的标志脉冲, 如 ADC 转换完成脉冲信号。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。工作方式寄存器和关键字寄存器各由一片 74LS374 组成。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 Port1 ~ Port8、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。

电路工作原理如下:

(1) 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。

(2) 译码电路产生控制信号，初始化地址发生器，定时/计数器，并根据预设的参数，产生对应的查询标志位，或中断申请信号，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，计数损失率大。

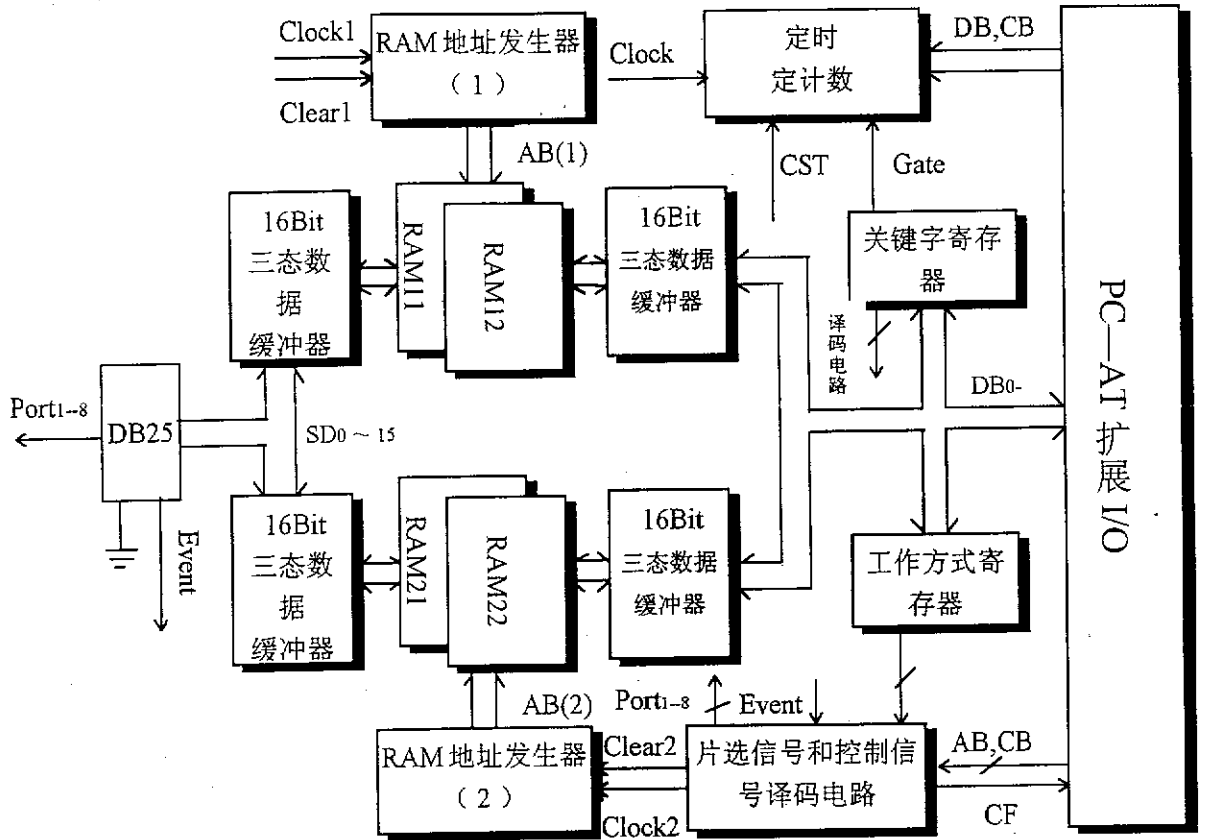


图 4.4.1. 通用 PC-AT 微机接口电路原理图

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，由采集电路存入数据；另一组则处于读状态，等候计算机读取数据。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。采用数据缓冲器的原因是在高计数率的情况下，随机信号漏记的几率大，经过一级缓冲之后，时间间隔已大为均匀。缓冲区足够大时，DMA 的申请信号接近周期信号，适合计算机处理。

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。

通过软件对图 4.4.1 中工作方式寄存器和关键字寄存器进行写操作，可以选择合适的工作方式，实现电路的各种功能：

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 8 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—30 小时，精度好于 0.0256ms。定计数范围 1-4G。

4. 设置数据缓冲区的大小
5. 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。

接口电路与采集电路通过连接器 DB37 相连，使用其中的 26 根线，包括 16 位数据线、8 条片选信号线、一条数据产生脉冲信号线和地线。该电路使用简便，具有较好的通用性，可以减小接口电路的重复设计与投资，提高工作效率。尤其在多通道数据获取系统中，能更充分地发挥其功能。

## 第五章 系统软件设计

### § 5.1 概述

能量损失符合谱仪获取系统软件采用 Visual Basic for Dos、BC++和汇编语言混合编程。Visual Basic 具有可视化编程语言的多种优点,软件的集成环境提供各种标准控件,可大大提高编程效率[44]。C语言具有丰富的标准库函数,可简化代码。由于DOS操作系统的实时性优于Windows系统,因此采用VB for Dos版本。在线数据获取子模块则采用BC++和汇编语言混合编写,以提高数据采集速率。

系统软件的整体模块框图如图 5.1 所示。包括:

1. 初始化;
2. 文件管理;
3. 参数设置;
4. 硬件检测;
5. 采集;
6. 在线分析;
7. 说明。

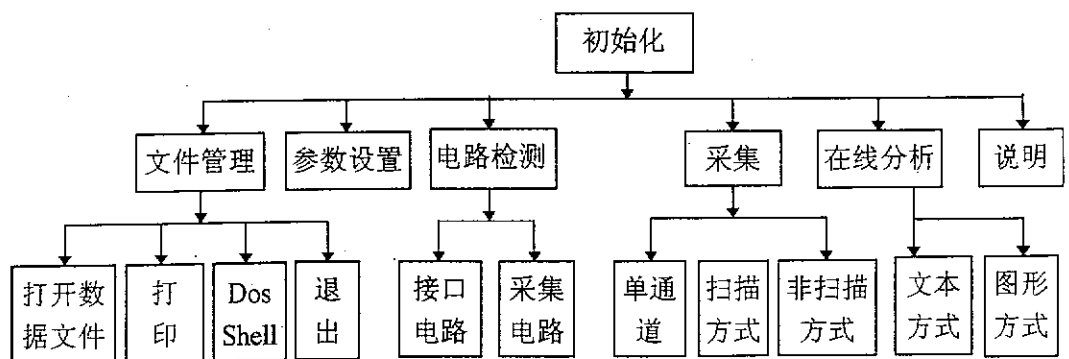


图 5.1 系统软件模块框图

根据设计要求,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,进入实时采集模块。

2. 参数设置功能

包括：（1）定时或定计数选择；（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，共有两路时间幅度转换 TAC 信号、两路探测器位置信号；（4）能量方程系数；（5）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，有 512、1024、2048 和 4096 可选；（13）接口电路数据 I/O 方式，有非存储器中断方式、存储器中断方式和 DMA 方式。

### 3. 硬件电路检测功能

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。

### 4. 数据在线分析功能

在线数据的预处理，根据能量方程从位置信号求得能量损失谱。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，求峰面积，图形的缩放和移动，选择感兴趣区显示等。

### 5. 打印等文件管理功能

在文件管理子菜单中，有打印文本文件或谱图功能，以及 DOS Shell 和退出系统功能。

### 6. 帮助功能

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 eels.exe、参数文件 para.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。

## § 5.2 初始化和控制模块

### 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 是初始化模块流程图。

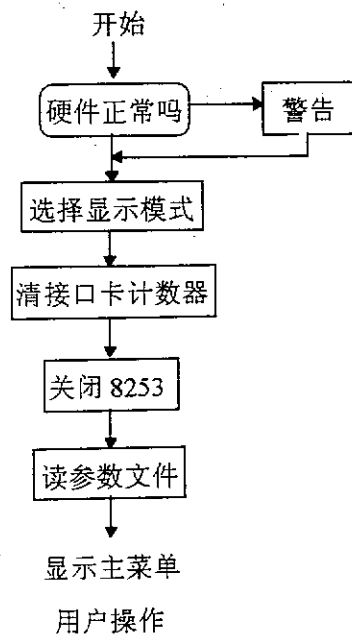


图 5.2 初始化模块流程图

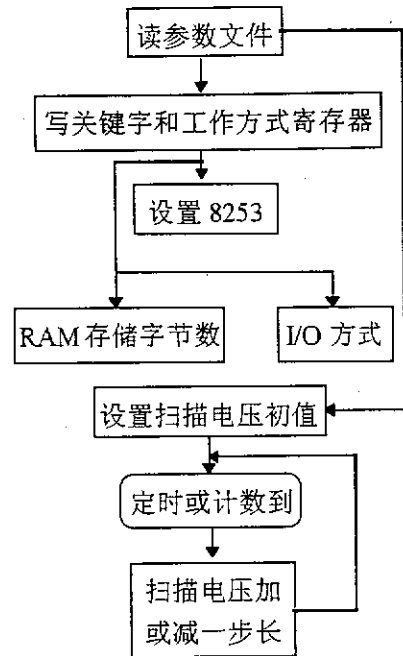


图 5.3 控制模块框图

在 DOS 状态下执行 eels.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，并关闭定时计数器 8253。最后，打开参数文件，初始化各物理参数，显示主菜单。用户可以通过鼠标和键盘执行相应功能模块。

## 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，可以根据用户的实际要求，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 5.3 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。表 5.1 和 5.2 分别为工作方式寄存器和关键字寄存器各数据位的定义。根据这两个表格，就可以确定寄存器的关键字。

表 5.1 工作方式寄存器数据位定义表

	“0”	“1”
D0	硬件检测	实时采集工作
D1	D0 为 0 时, 检测 RAM11,RAM12	D0 为 0 时, 检测 RAM21,RAM22
D2		查询 I/O
D3		中断 I/O
D4		DMA I/O
D5	未定义	
D6	未定义	
D7	未定义	

表 5.2 关键字寄存器数据位定义表

	“0”	“1”
D0	D0,D1,D2 预设每组 RAM	每次传送的最大字节数
D1	同上	
D2	同上	
D3	D3 ~ D5 预设	8253 时钟频率
D4	同上	
D5	同上	
D6	定时器停止工作	定时器工作
D7	未定义	

设置定时/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 D6 位控制 8253 的工作状态。

扫描方式是一种重要的测试方法。系统通过向串行口传送电压值的代码(预先标定过), 起到控制扫描电源的作用。由于扫描电源从一电压值到另一电压值有一定的变化时间, 因此, 每次传送代码之后, 必须延迟一定时间(取 2 秒), 才能启动采集系统。

### § 5.3 在线数据获取和数据处理模块

根据在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处在于, 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, 只有当缓冲区内数据已满软件预设的计数值, 才发出中断申请信号。CPU 响应中断请求之后, 把存储器中的数据依次读入内存。

这种方式的采集速率比无缓冲方式更能适应高计数率的情况。

#### 3. DMA 方式

接口电路采用 DMA5 端口传送 16 位数据。下面给出 DMA 方式的数据传输

的子程序，包括程序流程的注释说明。

```

#define RAMCapacity 1024*16
#define ModeReg    0x307//工作方式寄存器地址
#define KeyReg     0x306//关键字寄存器地址
#define ClearCNTA  0x305//A 组地址发生器清除信号
#define ClearCNTB  0x304//B 组地址发生器清除信号
#define Mode       0x85//DMA 工作方式：通道 5，写传送，地址加 1，成组
传送
void DMAIO()
{
    unsigned char *Result = new(RAMCapacity);//申请内存块
    long BufAddressSegment = long(FP_SEG(Result));//内存块的段地址
        long BufAddressOffset = long(FP_OFF(Result));//内存块的偏移地址
        long PhyAddr = BufAddressSegment * 16 + BufAddressOffset;//内存块物理
地址
    unsigned char PageAddr = (PhyAddr / 65536) & 0x0f;//高 4 位为页地址
    unsigned AddrStartPointer = unsigned((PhyAddr & 0x1fff) / 2);//基地址
//预设工作方式寄存器和关键字寄存器
/**to make the hardware beginning to work***/
    outportb(ModeReg, 0x11); //选择 DMA 方式 I/O
    outportb(KeyReg, 0x06); //最大存储字节数为 16K
    outportb(CounterA, 0); //地址发生器清 0
    outportb(CounterB, 0); //地址发生器清 0
    asm{
        mov al, Mode ; 工作方式关键字
        out 0d6h, al ; 设置方式寄存器
        mov ax, AddrStartPointer ; 设置基地址寄存器
        out 0c4h, al
        mov al, ah
        out 0c4h, al
        mov al, PageAddr ; 设置页寄存器
        out 8bh, al
        mov dx, Count ; 设置字节寄存器
        mov ax, dx
        dec ax
        out 0c6h, al
    }
}

```

```
    mov al, ah
    out 0c6h, al
    mov al, 01h ; 设置屏蔽寄存器
    out 0d4h, al
    mov dx, 0d0h
    mov al, 0
    out dx, al
}
asm mov dx, 0d0h
Wait: asm in al, dx ; 读取状态寄存器
asm and al, 02h ; 判断状态位
asm jz Wait ; 如果无效, 则循环判断状态位
asm{
    mov dx, 0d4h
    mov al, 0ffh
    out dx, al
}
}
```

## § 5.4 用户界面设计

图 5.6 是系统软件的主菜单。软件同时支持鼠标和键盘输入。软件界面采用标准的 Visual Basic 表单和弹出式菜单, 具有良好的用户界面, 操作简易。

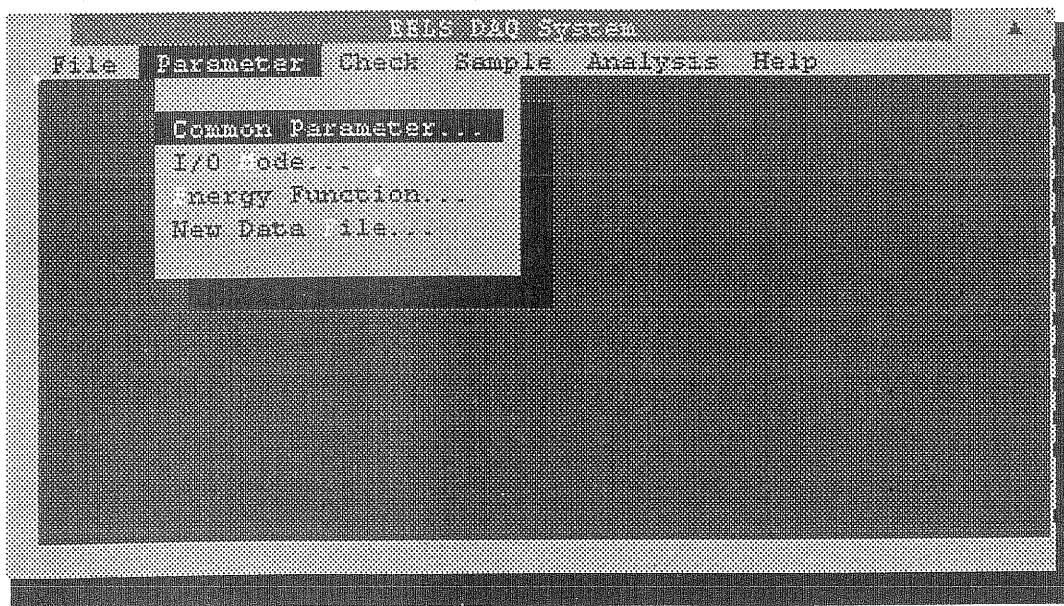


图 5.6 系统软件的主菜单

## 第六章 系统性能测试

前端电子学系统和数据获取系统设计、研制完成之后，我们对分别对高计数率反堆积主放大器模块，恒比定时甄别器模块、时间幅度变换器进行了性能测试，对采集主系统及其接口电路进行了功能测试，下面分别作详细的介绍。

### § 6.1 恒比定时甄别器的性能测试

恒比定时甄别器的主要性能指标有：

**输出延迟时间：**对于正极性信号输入，从输入信号上升到其最大幅度的 10% 时刻起，到恒比定时甄别输出信号上升到最其最大值的 10% 处的时间间隔就是输出延迟时间。对于负极性信号，从输入信号下降到其最低幅度的 10% 时刻起，到恒比定时甄别输出信号上升到最其最大值的 10% 处的时间间隔就是输出延迟时间。输出延迟时间反映了定时甄别器的响应速度，高计数率的测量需要短的输出延迟时间。

**输入动态范围：**能够正确触发恒比定时甄别器的输入信号的最大电压幅度值和最小电压幅度值之比，就是恒比定时甄别器的输入动态范围，通常也用对数形式表示。输入信号的最大幅度受比较器等器件的限制。输入信号的最小幅度受噪声和反射信号的限制，在输入端匹配不良的情况下，大幅度信号经传输线的发射常常引起误触发，输入信号的最小幅度由下阈甄别器来设定。恒比定时甄别器的输入动态范围越大，适应幅度随机变化的输入信号的能力越强。

**时间晃动：**输入信号在恒比定时器的动态范围内变化时，由于输入信号的幅度变化所引起的定时误差。从测量的角度来定义，就是输入信号的幅度在恒比定时器的动态范围的变化时，各次测量到的定时信号的标准偏差。

$$\sigma_T = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (T_i - \bar{T})^2} \quad (6.1.1)$$

恒比定时甄别器的时间晃动性能反映了它用于时间测量系统时的时间分辨能力。

输出延迟时间性能直接用高速示波器测量如图 6.1.1 所示，选用 XC15 脉冲信号源产生待测的恒比定时器的输入信号，输入信号是负极性的信号，幅度为 0.8V（以下的输入信号均为负极性，0.8V 的幅度指信号在 0V 到 -0.8V 之间，以

下不一一指明)，下降前沿是 10ns。输入信号同时连到示波器的输入通道 2。待测的恒比定时器的输出连到示波器的输入通道 1，用输入通道 2 触发示波器。示波器的型号是 TEKTRONIX 的 485 模拟示波器，带宽为 300MHz。测量时量程选在 5ns/格的时间档上。



图 6.1.1 用示波器测示 CFD

用示波器测量的结果显示，输出延迟时间是 27ns，输出的 NIM 标准快信号的高电平是 0V，低电平为 -0.8V。底宽为 10ns，从最低幅度 10% 下降到 90% 的时间是 4ns。

动态范围的测量采用的也是如图 6.1.1 所示的方法。由恒比定时甄别器中选用的比较器的工作电压范围的限制，确定最大幅度为 4V，从示波器上可以看出，输入信号在 40mV 到 4V 之间变化时，定时信号的前后变化小于 1ns，输入动态范围不小于 40dB。把下阈值调低后，小幅度信号也能正常触发产生定时信号，但是此时输入一个大幅度信号会触发出两个连续定时信号。从电路的分析和实际的观察中发现，引起这种现象的原因之一是，输入信号经过传输线的反射信号也能触发恒比定时甄别器。调节输入端的匹配能抑制反射信号的幅度，信号源输出信号的过冲和振荡也是引起误触发的一个因素。总之，测试表明，该恒比定时甄别器的输入动态范围不小于 40dB，能够满足谱仪数据获取的需要。

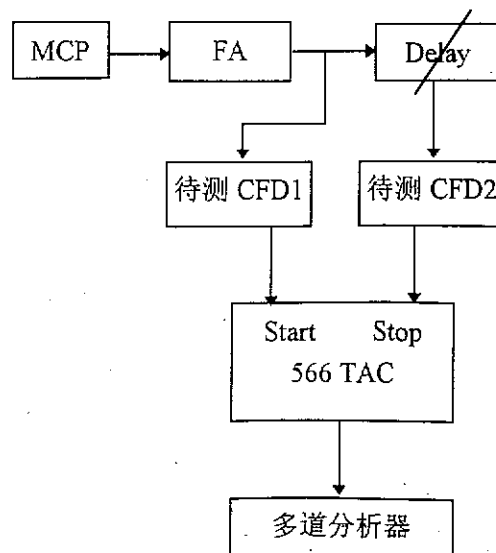


图 6.1.2 测试恒比定时甄别器的定时误差

时间游动性能是恒比定时甄别器的关键指标对它的测试采用了方法如图 6.1.2 所示。从中国科学技术大学近代物理系原子分子实验室(e, 2e)电子动量谱仪实验装置上探测散射电子的微通道板引出定时信号, 它的幅度随机变化, 脉冲前沿约 10ns, 电子能量损失符合谱仪装置上采用的是类似的探测器。信号经过快放大器之后分成两路分别作为两个恒比定时甄别器的输入信号, 其中一路经过一个可调延时器。用 TAC 和多道分析器测量两路信号的自符合时间谱, TAC 采用的是 EG&G ORTEC 566 型时间幅度变换器, 量程设为 50ns, 用 1024 道的微机多道分析器测量时间谱。

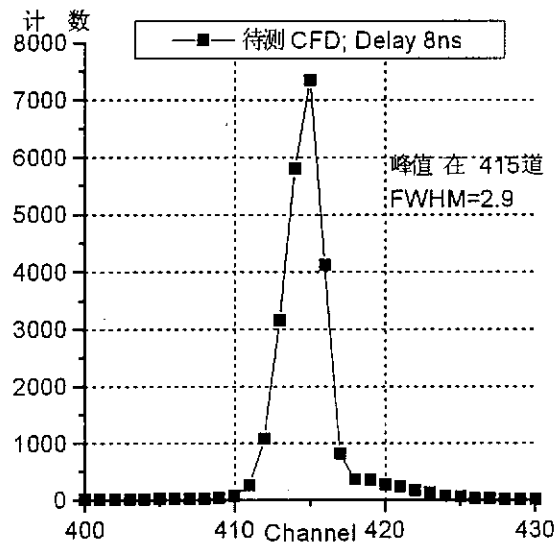


图 6.1.3 (a) 延时为 8ns 时的自符合时间谱

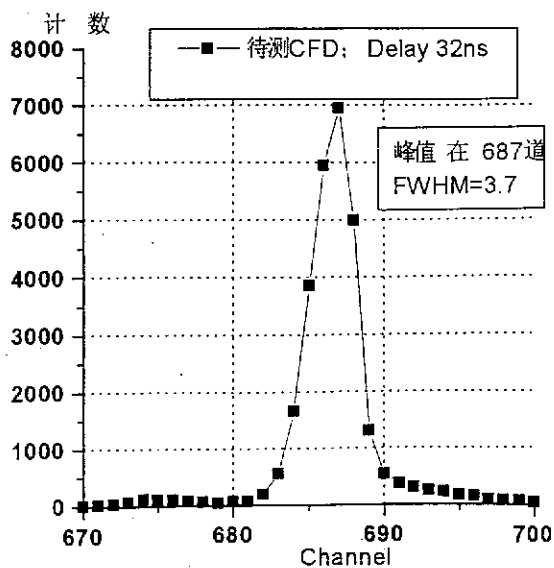


图 6.1.3 (b) 延时为 32ns 时的自符合时间谱

图 6.1.3(a)显示的是延时为 8ns 时的自符合时间谱, 峰位在第 415 道, 半高宽为 2.9 道, 图 6.1.3(b)显示的是延时为 32ns 时的自符合时间谱, 峰位在第 687 道, 半高宽为 3.7 道。每一道对应的时间间隔是:

$$(32-8)/(687-415) \times 1000 = 88.2 \text{ps/道}$$

半高宽为 2.9 道对应的定时误差是:

$$\sigma_T = 88.2 \times 3.7 / 2.36 = 108 \text{ps}$$

半高宽为 3.7 道对应的定时误差是:

$$\sigma_T = 88.2 \times 3.7 / 2.36 = 138 \text{ps}$$

为了便于性能的比较, 我们用两路 EG&G ORTEC 的 583 恒比定时甄别器[45] 替换我们的恒比定时甄别器, 用同样的方法测试。测得的定时误差是 105ps。

用这种方法测量到的定时误差包括了时间游动和噪声引起的的时间晃动两项因素的影响, 实际上测量中很难把这两项区分开来。由此测试, 我们可以得出结论, 电路结构简单的无延迟线恒比定时甄别器的定时误差在 150ps 以下, 与 ORTEC 的 583 恒比定时甄别器相比, 性能相差不大, 完全能满足电子能量损失符合谱仪的需要。

## § 6.2 时间幅度变换器的性能测试

理想的时间幅度变换器的的输出电压信号与测量的时间间隔成线性关系, 但实际系统往往有零点存在, 即使输入信号为零, 输出信号也不为零。这样的输入输出关系可用下面的线性关系表示:

$$y = kx + b \quad (6.2.1)$$

其中  $y$  代表输入输出信号的电压幅度值,  $x$  代表被测的时间间隔,  $k$  是变换增益,  $b$  是零点。

在实际的系统中, 输入量和输出量之间关系积分非线性, 积分非线性反映了时间幅度变换器非线性的程度, 积分非线性(INL, Integral NonLinearity)定义为

$$INL = \frac{\max_{1 \leq i \leq N} |y_i - \hat{k}x_i - \hat{b}|}{\max_{1 \leq i \leq N} \{y_i\} - \min_{1 \leq i \leq N} \{y_i\}} \times 100\% \quad (6.2.2)$$

即输出值与线性拟合直线的绝对值的最大差值与输出范围的比值, 其中  $(x_i, y_i)$  是对输入输出值取的一组样本, 样本大小为  $N$ ,  $\hat{k}$  和  $\hat{b}$  是从样本中按最小二乘法对方程(6.2.1)中参数  $k$  和  $b$  的拟合值。

$$\Delta \equiv N \sum_{i=1}^N x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^N x_i \right)^2 \quad (6.2.3)$$

$$\hat{k} = \frac{\sum_{i=1}^N x_i^2 \sum_{i=1}^N y_i - \sum_{i=1}^N x_i \sum_{i=1}^N x_i y_i}{\Delta} \quad (6.2.4)$$

$$\hat{b} = \frac{N \sum_{i=1}^N x_i y_i - \sum_{i=1}^N x_i \sum_{i=1}^N y_i}{\Delta} \quad (6.2.5)$$

测量时间量程是时间幅度变换积分非线性的方法是，用 XC15 脉冲信号发生器生一对前后有时间间隔的信号，经过恒比定时甄别器之后，同时送到待测时间幅度变换器模块的起始和停止端。因为在起始时间延迟 60ns 之后才开始变换，时间幅度变换器起停信号之间等效的时间间隔为  $\Delta T = T - 60\text{ns}$ ，其中 T 为脉冲信号周期，采用 TEKTRONIX 的 485 示波器测量时间间隔和变换输出电压。

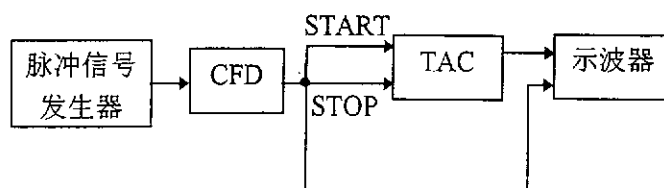


图 6.2.1 TAC 积分特性的测试

对量程为 200ns 的时间幅度变换器测量的结果如图 6.2.2(a)所示，测量的数据点数为 15 个。对数据点按  $V_o = a + k\Delta T$  的关系进行最小二乘法拟合的结果为： $a = -67.2\text{mV}$ ， $k = 23.2\text{ mV/ns}$ 。线性拟合的标准偏差 14.8mV，对应的时间量是 640ps。在输入时间间隔为 73ns 时，测量点与拟合直线相差最大，为 24.2mV，由此算出积分非线性为  $24.2 / (5000 - 350) \times 100\% = 0.5\%$ 。

对量程为 10 $\mu\text{s}$  的时间幅度变换器测量的结果如图 6.2.2(b)所示，测量的数据点数为 29 个。对数据点按  $V_o = a + k\Delta T$  的关系进行最小二乘法拟合的结果为： $a = -10.8\text{mV}$ ， $k = 0.55\text{V}/\mu\text{s}$ 。线性拟合的标准偏差 15.0mV，对应的时间量是 28ns。在输入时间间隔为 9.18 $\mu\text{s}$  时，测量点与拟合直线相差最大，为 41mV，由此算出积分非线性为  $41 / (5200 - 100) \times 100\% = 0.8\%$ 。

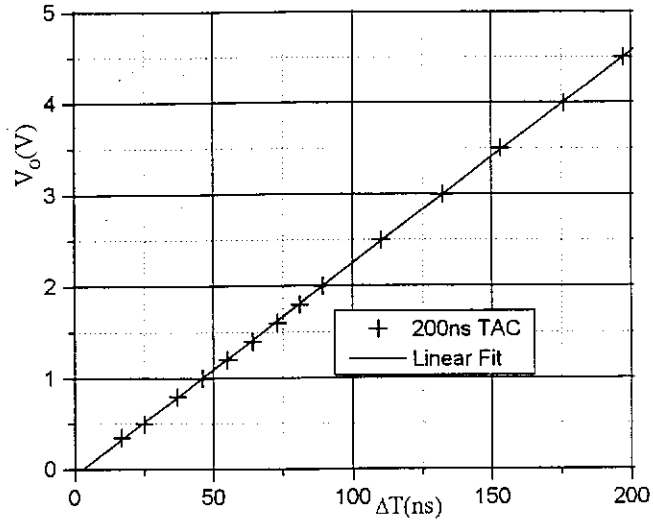
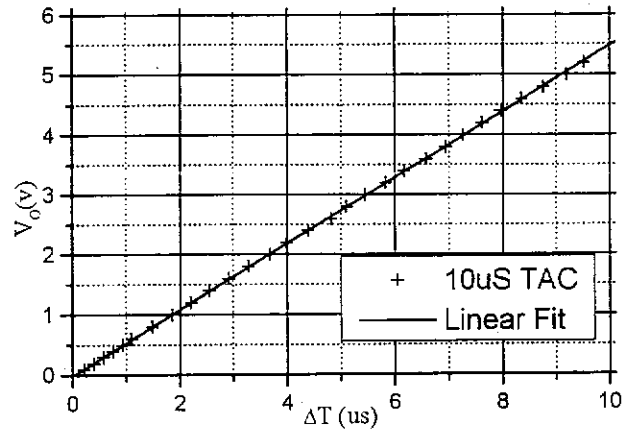


图 6.2.2(a) 用示波器测得的 200ns 量程 TAC 变换曲线

图 6.2.2(b) 用示波器测得的 10 $\mu s$  量程 TAC 变换曲线

在测量过程中的测量误差和被测系统本身的非线性很难区分开, 示波器测量的读出误差就在 1% 左右, 再加上换档测量时的系统误差, 测量 1% 以下积分非线性的结果置信度很低。因此我们用自己研制的数据获取系统对时间幅度变换器进行了测试, 在这种条件下, 测试出的积分非线性包括了数据获取系统的贡献。

时间间隔输入量用 485 示波器测量, 输出信号电压幅度用自制的的数据获取系统测量, 量程为 10 $\mu s$  的 TAC 测试结果显示如图 6.2.3, 线性测量的数据点数为 24 个。对数据点按  $V_o = a + k\Delta T$  的关系进行最小二乘法拟合的结果为:  $a = -42.0$  道,  $k = 394.5$  道/ $\mu s$ 。线性拟合的标准偏差 6.5 道, 对应的时间量是 16ns。在输入时间间隔为 5 $\mu s$  时, 测量点与拟合直线相差最大, 为 9.7 道, 此算出积分非线性为  $9.7 / (3771 - 373) \times 100\% = 0.28\%$ 。

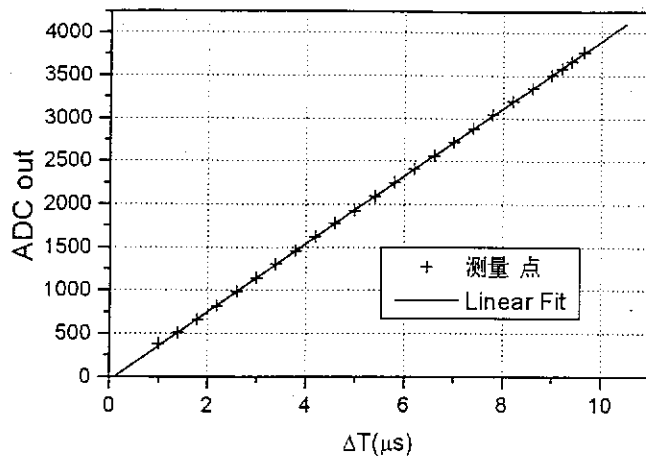


图 6.2.3 用数据获取系统测得的  $10\mu s$  量程 TAC 变换曲线

由上面一系列的测试可以得出结论，时间幅度变换器加上数据获取系统的累积的积分非线性不大于 0.28%，能够满足飞行时间测量的要求。

### § 6.3 高计数率反堆积放大器的测试

在高计数率的情况下，信号之间的堆积变得非常严重，如不加以判断并清除，则不仅所得谱峰偏移很多，而且会出现假峰，这是不能允许的。对高计数率反堆积放大器的测试重点在测试它的反堆积功能：

我们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，反堆积电路将它们认为是同一个信号，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,反堆积功能能够正常工作。

## § 6.4 采集主系统和接口电路的测试

采集主系统和接口电路的测试包括以下内容:

首先对符合电路的功能进行测试,通过面板上的开关选择各种符合条件,分别用满足触发条件的信号和不完全满足触发条件的信号输入,检验符合电路是否有误触发和漏触发。测试包括对幅度相加甄别器的检验和多路时间符合等内容。测试的基本方法是用脉冲产生输入信号,用示波器观察输入信号和输出信号的波形。检验误触发时,用输出符合信号触发示波器,看输入端是否不满足符合条件;检验漏触发时,用输入信号触发示波器,看输出符合信号是否有高低不一的电平。测试结果显示,符合电路在各种条件下均能输出正确结果。

接口电路的测试包括以下内容:定时、定计数中断功能的检验,数据传输误码的检验。有程序预先设定几种定时值,从1秒种到1小时不等,定时值到,程序均能正常响应中断。数据传输有经过缓存再经DMA或中断传输、申请中断后直接端口读写等方式,其中DMA方式最为复杂。用信号源产生一组时间相关的信号,由两路TAC作时间幅度变换,经过采集系统和接口电路获取数据。测试时采用以上各种传输方式的条件下,显示的时间谱都能正确反映输入信号的时间关系。数据传输的误码用模数变换器的校验位检查,测试时未发现有误码出现。

由于电子器件在上电后会发热,前端电子学和数据获取系统在开机后会有一热平衡的过程。针对这种情况,我们也作了专门的测试,信号源产生的脉冲信号,与它过一个固定延迟器之后的时间间隔,测量到数据在前端电子学和数据获取系统在开机后,随时间的变化如图6.4.1所示

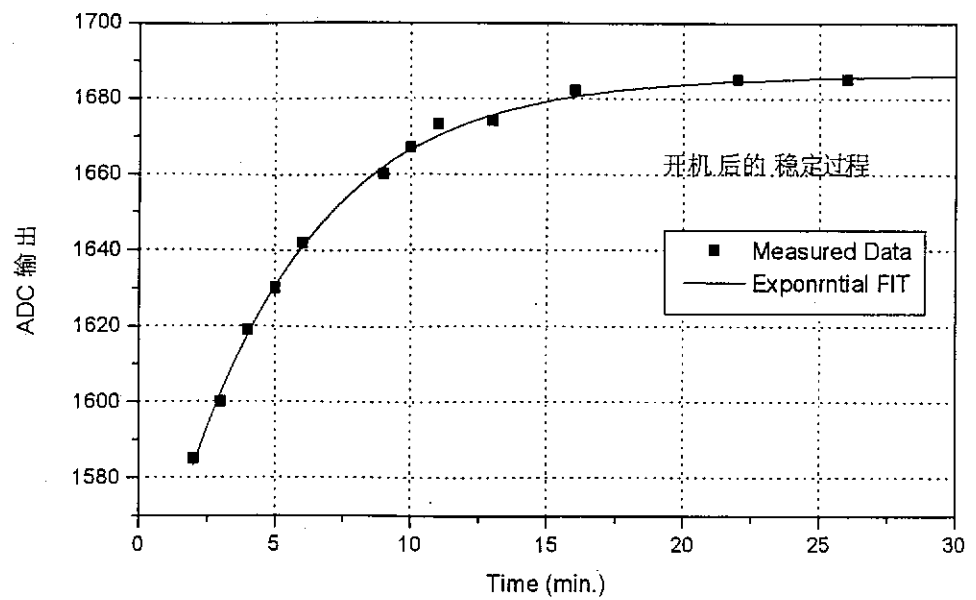


图 6.4. 测量值在开机过程中的变化

用指数形式拟合的结果是：时间常数为 4.85 分钟。15 分钟之后，输出稳定到 0.2% 之内。

## 总 结

本文介绍了用于电子碰撞实验的电子能量损失符合谱仪中的前端电子学系统和数据获取系统。为了适应电子碰撞实验中电子能量损失符合谱仪高分辨率、高计数率和多路信号符合测量的特点,我们系统分析了实验装置和物理测量对前端电子学和数据获取系统的要求,并在此基础上研制完成能适应测量要求的多种前端电子学模块和数据获取系统模块。通过电子学性能测试,证明其能够满足实验的要求。

在研究工作中,主要工作包括:

1. 系统分析了电子能量损失符合谱仪中在进行原子和小分子碰撞电离实验对测量精度的要求,以及实验装置中各种测量误差的来源,并对其进行了估计。由此确定了对整个前端电子学系统和数据获取系统在时间测量分辨、能量分辨、最高平均计数率等各方面所需达到的性能指标。针对测量的多个参数相互关联的特点,提出用‘event by event’方式记录数据,以便对测量到的参数进行精确的处理和修正。

2. 设计完成了多个前端电子学模块,包括恒比定时甄别器模块、时间幅度变换器、前置放大器模块和高计数率反堆积主放大器模块。

其中的恒比定时甄别器采用了无延迟线恒比定时甄别技术,在测量的精度要求许可的条件下,简化了传统的恒比甄别定时电路,提出采用结构简单的线性网络代替延迟线,实现了时间信号的精确提取,并在一个 NIM 插件上集成了四路恒比定时甄别器,适应多路信号测量的需要。定时精度达到了 150ps。并且就传统的恒比定时甄别电路和无延迟线型恒比定时甄别电路从理论和实验上进行了比较。

时间幅度变换器以日本 KEK 电子学部提供的 TAC 电路模块为核心,并对其进行了一些改造,设计了控制电路和其它外围电路。研制了包括四路时间幅度变换器的 NIM 插件。采用差分方式提取电压变化幅度,有效地保证了变换精度,经过测试表明,我们研制的时间幅度变换器的积分非线性在 0.28% 以下,小于符合谱仪中飞行时间质谱仪的固有误差,能够满足飞行时间测量的要求。

3. 设计并研制了多参数符合测量的数据获取系统,数据获取系统包括采集主系统和接口电路。采集主系统中完成符合判选和模数变换,接口电路将数据缓存后传给计算机处理,符合电路的设计保证了物理测量的要求,在研究非弹性散射、

光电离作用、激发态的解离等不同的反应时,需要的符合条件各不相同,我们设计的符合系统,能根据测量的需要灵活地设置符合条件。这是它的特点之一。针对位置灵敏探测器两端输出信号的特点,设计了幅度相加甄别电路。为了适应高计数率测量的需要,在接口电路中用高速存储器缓存数据和DMA方式传送数据,在高计数率测量的情况下兼顾了数据的有效获取和计算机的在线处理速度。

4. 设计了数据获取软件,能够对数据进行简单的在线处理,从原始数据中获的能量损失谱和离子飞行时间谱,实时显示谱图,以便监测实验的进程。并将原始数据文件永久保留,以便作更细致的处理和修正。

电子能量损失符合谱仪的前端电子学模块和数据获取系统模块在研制完成之后,进行了电子学性能测试,证明其能够满足符合谱仪的要求。电子能量损失符合谱仪装置是在中国科学技术大学原子分子物理实验室原有的高分辨快电子能损谱仪的基础上进行改造的,迄今为止未完全安装调试成功。因此暂时不能进行最后的物理实验中检验它的性能。

我们研制的前端电子学和数据获取系统在设计时充分考虑了它的通用性,前端电子学模块除了前置放大器之外,都做成了NIM标准插件,可以直接用在其它测量系统中。数据获取系统的设计采用“积木式”结构,加上适当的功能模块就能用于其它需要多参数符合测量的物理实验中。