

固体声速测定用分频器的研制

吴庆阳 李 杰 金哲民

(同济大学物理系固体物理研究室)

一、PEO法测量声速的特点

固体声速的测量是探索材料微观结构的一种重要方法,因为声速及其变化直接反映了物质内部的物理过程。但是,声速测量之成为研究中的有用手段,还有赖于它的高精度。近代各种物理研究课题要求测量的相对精度高达 $1\sim 10\text{ppm}$ [1][2],声时测量精度在 1ns 以下[3]。目前,我室已建立的各种高精度声速测量方法中,脉冲回波重合法(即PEO法)是具有很高绝对和相对精度的一种。据报导,它的绝对精度可达到 0.015τ (τ 是射频周期)[4],比其它几种脉冲法都高。它的特点是:示波器上显示出脉冲回波的重迭,依靠人眼对重迭程度的辨别能力来得到准确的读数。显然,这种方法的读数精度可与回波图象的稳定性密切相关。

我们知道,要稳定地显示一个幅度递减的脉冲回波列,示波器必需依赖一个与回波列严格同步的外触发信号,这个信号来自分频器。从显示PEO法仪器配置的图1中可见,分频器将输入的连续波变换成三个互相协调并严格同步的输出信号,它们分别是主机同步触发信号,示波器外同

步触发信号和增辉信号。由前所述,要在示波器上得到高度稳定的回波图象并准确地读数,我们主要依赖于以下几个因素:

(1) 输入连续波幅度和相位的高度稳定性;

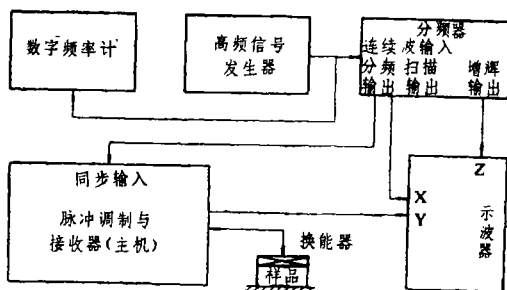


图 1 PEO声速测量法的仪器配置

(2) 数字频率计的高精度;
(3) 示波器触发系统的稳定性;
(4) 主机工作的稳定性;
(5) 分频器三个输出信号(主要是前二个)之间的严格同步。

在我们的情况,由于采用了性能良好的国产XFG—7型高频信号发生器作为连续波源(正弦波)和精度高达 10^{-7} 以上的数字频率计,即使连续波的频率在较长的时间(应大于最短读数周期)里出现一些漂移也不影响读数的准确性。又,所用的示波器是PHILIPS公司的PM 3218型,长期工作稳定可靠,而主机是美国MAT-

EC公司的6600型脉冲调制与接收器，其精度指标为 10^{-6} 。这样，整个测量系统的优劣将主要取决于分频器。

二、122B 分频器存在的问题

122B是与6600主机配套的产品，经

使用，发现回波图象抖动，声时测量精度只能达到1ns的数量级，不能满足我们的要求。我们剖析了122B的内部线路，从其原理框图(图2)可见，整形部分的作用是将输入的连续波转换为TTL电平的方波，其精度与整机的精密度有很大关系。经测定，整形所用的长线接收器(75207)触发精度较差，用75107替代后性能有所改

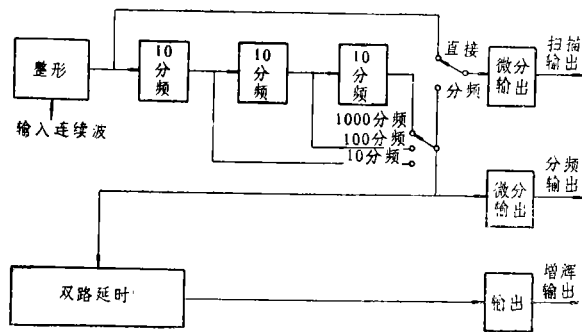


图 2 122B原理框图

善，而直接将外部相位较稳定的TTL电平方波送到整形后面的分频电路，效果更有提高。其次，当用外部方波直接送到分频电路，分频后的信号相位仍有一些不稳定。我们的结论是：122B前后各部分线路的精度相当，都有改进的余地，但难以用替换个别元件的方法求得较为彻底的解决（特别是分频线路），而需要重新研制分频器来代替它。

三、自制分频器原理

自制的分频器不仅着重于提高稳定性，还按实用需要扩充了原有功能，现根据其原理框图(图3)逐级予以简单的介绍。

1. 放大部分

与122B相比，增设了这部分线路后，

输入的正弦波（一般有效值低于1V）在进入整形部分之前先得到了足够的放大。

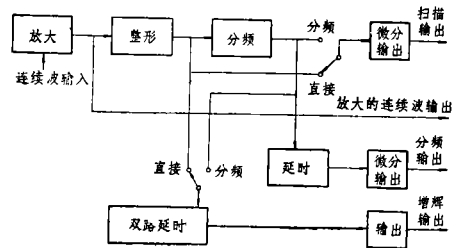


图 3 自制分频器原理框图

显然，正弦波的幅度越大，其过零点附近的斜率也越大，从而可减小由触发门限误差引起的相位误差，提高回波重迭图象的稳定性。另一方面，放大的正弦波还可直接输出，作为示波器X—Y工作方式的扫描源。

这里，放大元件的选择是能否达到预

期目的关键。如以1MHz的正弦波

$$U = A \sin \omega t = A \sin(2\pi \times 10^6 t)$$

作为输入的连续波,并设定以0.23V的电平作为触发门限(绝对值),则触发的时刻

$$t_0 = \sin^{-1} \left(\frac{0.23}{A} \right) / (2\pi \times 10^6),$$

触发点上的斜率绝对值为:

$$\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=t_0} = |2\pi \times 10^6 A \cos(2\pi \times 10^6 t)|_{t=t_0}$$

为选幅度 $A = 7V$,则

$$t_0 = 5.2 \times 10^{-8} \mu s,$$

$$\left| \frac{du}{dt} \right|_{t_0} = 44 V/\mu s$$

据产品指标,我们选用的FC92C型高速运放的转换速率达 $40V/\mu s$ 左右,经挑选后完全可以胜任。

2. 整形部分

我们在本部分中改用增益大,响应时间迅速的国产高速电压比较器FC82(上无七厂)作为整形元件,精度明显提高,这是本机性能得以改善的主要因素。为进一步提高触发翻转速度以提高输出信号相位的稳定性,电路接成了反相输入的正反馈电路,见图4。设输入电平分别为 U_{iH}

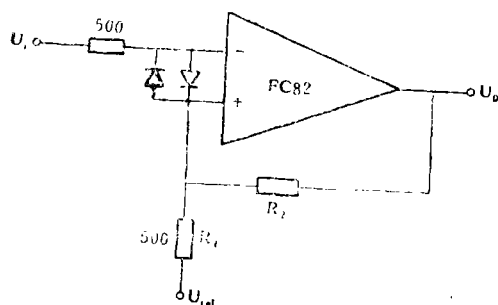


图4 带有正反馈的整形电路

和 U_{iL} ,参考电平为 U_{ref} ,输出的高低电平分别为 $U_{OH} = 5V$ 、 $U_{OL} = 0V$,电路翻转瞬间“-”、“+”端之间的电位差为 $0V$,我们有:

$$U_{iH} = \frac{5R_1 + U_{ref} \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

$$U_{iL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ref}.$$

为保证输入正弦波尽量在过零点附近触发比较器,特令

$$U_{iH} = -U_{iL} = \frac{1}{2} (U_{iH} - U_{iL}).$$

联立上述三式并取 $R_1 = 500\Omega$, $R_2 = 5K$,可解得:

$$U_{ref} = -0.25V,$$

$$U_{iH} = -U_{iL} = 0.23V.$$

注意到 $U_{iH} - U_{iL} = 0.46V < 0.6V$ (保护二极管的阈值电压),故二极管的接入并不影响电路的正常工作。

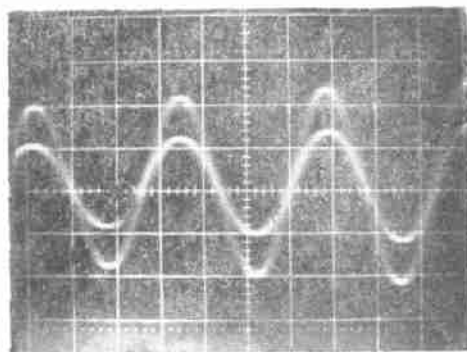
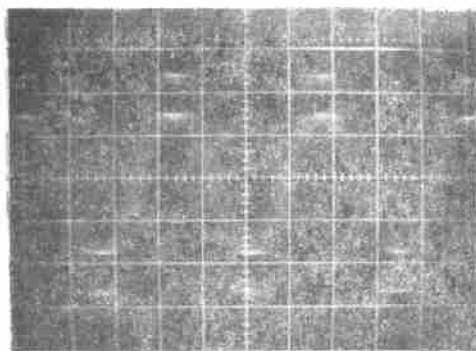
3. 分频部分

122B中的分频线路由三块二—五—十进制异步计数器(74196)串接而成,一个信号从输入到输出要经过十二级JK触发器的传递。如果每级触发器都存在一个触发门限误差,十二级累加的结果就不可忽视。在本机中,我们改用了三块国产二—十进制同步可预置计数器T216(上无九厂)的串接线路。这样,输入信号到输出信号之间只有一级触发器的时延,相位稳定性好,并与计数器级数的多少无关。

122B中分频线路的另一缺点是它仅能从三块计数器的输出端上分别获得三个(10, 100, 1000)分频数,这在许多实际测量中不是造成回波图像偏暗(分频数偏大使示波器扫描频率偏低),就是6600主机过载(分频数偏小使主脉冲占空比过

高)，都是我们不希望的。现改用了可预置计数器后，我们将分频档数扩充到7，

只用一个6×7的切换开关就可改变分频数。



(1) 自制分频器与122B比较

左：122B（输入 $3V_{pp}$ ）

右：自制分频器（输入 $0.3V_{pp}$ ）

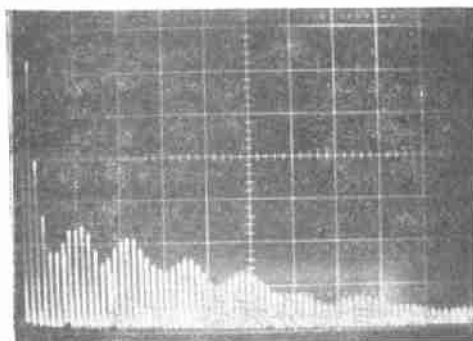
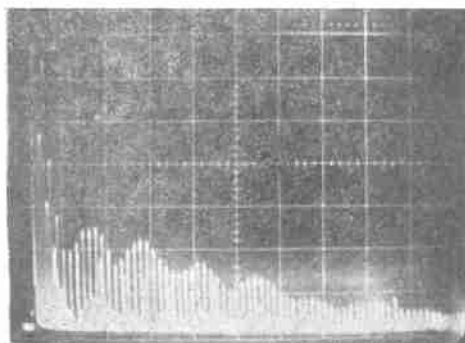
注：样品为表面激发的〔100〕切割石英晶体，工作频率30MHz。分频器的输入取自频率合成器的方波，其本身的稳定性比正弦波要好，故对波比较清楚。从图中可明显看到自制分频器的效果优于122B。

(2) 自制分频器的“选模”功能

注：这里的样品是〔100〕切割锗酸铋晶体。

上：三种模式的回波交织在一起。

下：选出的一种模式回波，用增辉操作得到。



4. 增辉部分

在测量中我们发现，122B的增辉输出只可提供正极性的电压，输出阻抗恒定，不能适应各种示波器的要求。为此我们将输出级的有关功能作了下列扩展：

(1) 增辉电压极性分正负两种，既可增辉，也可减辉；

(2) 输出阻抗分高低两档；

(3) 触发增辉的信号既可取自分频后，也可直接取自分频前（即整形后）。

值得一提的是，当触发增辉的信号取自分频前时，我们可以方便地对示波器上

同时出现的两种模式的回波信号（如具有不同声速和衰减系数的纵波、横波）加以选择，既可对其中的一种施以增辉（示波器上只出现这种回波），也可对它施以减辉（示波器上只出现另一种回波）。两次操作只需拨动增辉极性选择开关，而连续波的周期一经准确调节到这种回波的周期上后就不再要更动，这给声速、声衰减的测量和研究工作带来了方便。

5. 分频后信号的延时部分

这部分线路是新增的，在一般情况下可作为图象位置的微调，而当示波器工作在X—Y方式时，可避免图象的卷曲。由于这个延时电路的精度直接关系到回波图象的稳定，而延时精度又密切依赖于电源的稳定，这里采用了二级稳压的线路。

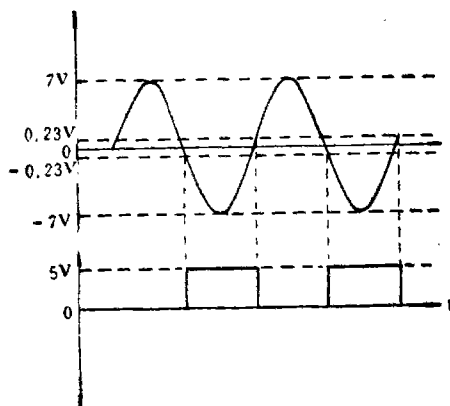


图 5 整形电路的触发和滞后特性

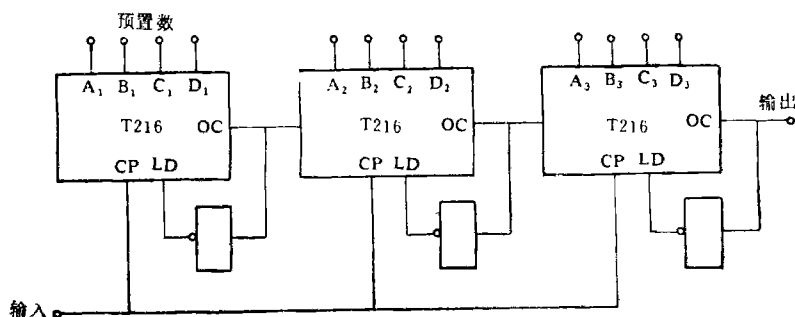


图 6 分 频 线 路

四、自制分频器的性能指标

1. 连续波输入：分正弦波和TTL方波两种。

频率范围：1KHz~1MHz。

正弦波峰峰值：0.1V~0.5V。

2. 分频数：分8、20、50、100、200、500和1000 7档。

3. 扫描输出：分直接、分频触发的同步脉冲和正弦波两种。

同步脉冲：上升沿 $\leq 10\text{ns}$ ，脉宽约100ns，幅度 $\geq 8\text{V}$ 。

正弦波峰峰值：为输入正弦波的20、50或100倍（输入正弦波峰峰值 $\leq 0.15\text{V}$ ）。

$P = 1, 25^{\circ}\text{C}, [\mu\text{s}], 50\text{MHz}$

4. 分频同步输出

延时范围: $1\sim 10\mu\text{s}$ 连续可调。

同步脉冲: 上升沿 $\leq 10\text{ns}$, 脉宽约 200ns (空载情况下), 幅度 $\geq 8\text{V}$ 。

5. 增辉输出

极性: 分正负两种。

幅度: $0\sim 20\text{V}$ 连续可调。

输出阻抗: 分 $100\text{K}\Omega, 300\Omega$ 两种。

双路延时范围: 分 $200\text{ns}\sim 1\mu\text{s}, 1\mu\text{s}\sim 10\mu\text{s}, 10\mu\text{s}\sim 100\mu\text{s}$ 和 $100\mu\text{s}\sim 1000\mu\text{s}$ 4档, 两路分别连续可调。

脉宽: $0.5\mu\text{s}\sim 5\mu\text{s}$, 两路分别连续可调。

触发方式: 分直接和分频触发两种。

五、用自制分频器测定声速

1. $[100]$ 切割石英晶体

样品尺寸: $\phi 6 \times 2.4502\text{mm}$

激发方式: 表面激发 (见图7)

激发模式: 纵波

测试数据:

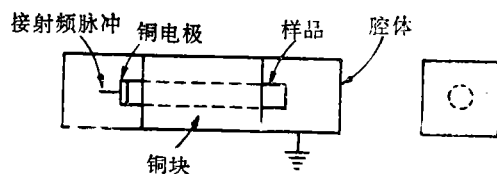


图7 表面激发腔体示意图

表中 P 是所取两个回波序数之差, m 是连续波倍频数。从表中可见, 时间读数的精度达到了 0.09ns , $\Delta t/t = 1.1 \times 10^{-5}$ 。

m	t/m	t	$(t-\bar{t})^2$
1	8.52133	8.52133	8.1×10^{-9}
2	4.26067	8.52134	6.4×10^{-9}
3	2.84051	8.52153	1.2×10^{-8}
4	2.13034	8.52136	3.6×10^{-9}
5	1.70431	8.52155	1.7×10^{-8}
6	1.42027	8.52142	0.0×10^{-8}
平均		$\bar{t} = 8.52142$	7.9×10^{-9}

$t = 8.52142 \pm 0.00009, \Delta t/t = 1.1 \times 10^{-5}$

声速和弹性模量值:

	$t(\mu\text{s})$	$V(\text{m/s})$	$C_{11}^{E'}(\text{N/m}^2)$
测试结果	8.52142	5.7507×10^3	8.767×10^{10}
国外数据		5.749×10^3	8.747×10^{10}

表中 $C_{11}^{E'}$ (国外数据) 是对国外发表的 C_{11}^E 值进行了压电修正后得到的。

2. 玻璃体 (suprasil I)

激发方式: 石英换能器, 粘结声速变化曲线 (见图8)。

该曲线用于研究玻璃体结构缺陷态的态密度, 其各点斜率和峰值位置与国外发表的曲线吻合得很好。测量中我们感觉到只要有不满 0.5K 的温度变化 (在曲线的线性区域里), 声速的变化就明显可辨 (相当于 $0.1\sim 0.2\text{ns}$ 的读数变化)。

部分测量数据如下:

表中对比了 $90\text{K}\sim 43\text{K}$ 温度下降与上升过程中所测各点温度下的数据 (空格处的数据属漏测)。由于我们已在样品腔体的设计中仔细考虑了温度均匀性的问题, 而且较低温度下材料的热容量也较小, 故这种对比亦可在一定程度上反映出读数的精

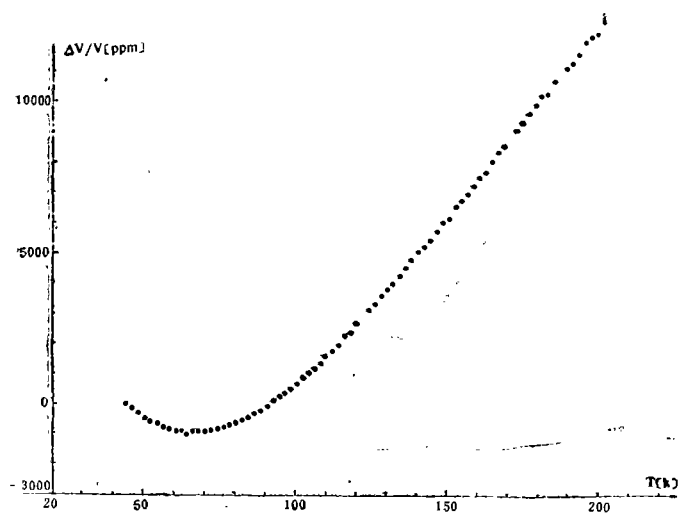


图 8 玻璃体声速度变化曲线

度。从表中可见各点温度下重复测量差值（绝对值）的平均值仅为0.13ns。

30MHz

T(K)	t _{down} (ns)	t _{up} (ns)	t _{down} -t _{up} (ns)	T(K)	t _{down} (ns)	t _{up} (ns)	t _{down} -t _{up} (ns)
90	3463.54	3463.32	0.22	60	3466.11	3466.09	0.02
88	3463.89	3463.73	0.11	58	3465.90	3465.99	0.06
86	3464.24	3464.04	0.20	56	3465.75	3465.79	0.04
84	3464.55	3464.51	0.04	54	3465.53	3465.30	0.23
82	3464.93	3464.86	0.07	53		3465.22	
80	3465.10	3465.20	0.10	52	3465.21	3465.04	0.17
78	3465.34	3465.40	0.06	51		3464.96	
76	3465.70	3465.69	0.01	50	3464.87	3464.55	0.32
74	3465.88	3465.84	0.04	49	3464.63	3464.34	0.29
72	3465.98	3465.99	0.01	48		3464.08	
70	3466.12	3466.20	0.08	47	3464.07	3463.85	0.22
68	3466.20	3466.24	0.04	46	3463.85	3463.49	0.36
66		3466.25		45	3463.51	3463.11	0.40
65	3466.46			44	3463.09	3462.99	0.10
64	3466.30	3466.46	0.16	43	3462.88	3462.82	0.06
62	3466.19	3466.20	0.01				

压电振子的脉冲响应电压与厚度 机电耦合系数 k_t 的测试

王 晓 光

(上海科技大学)

一、前 言

换能器压电材料最重要的参数之一是机电耦合系数,它反映了材料机电能量转换的能力。压电陶瓷机电耦合系数的测试在目前主要采用传输线法,对一般薄片压电振子测其径向机电耦合系数 k_r 比较方便、准确。而用泛音比法测厚度振动模式的机电耦合系数 k_t ,由于其它模式的干扰,将在谐振峰频率邻近常出现多个其它峰值频率,于是就难以确定真正厚度振动模式的谐振频率,为了抑制其它振动模式的干扰,必需将测试样品加工成一定的形状、尺寸,另外,人们还设法寻找其它较简便的,适用范围广的测试方法。

分析压电振子的动态特性有频率法和时域法^[1]。时域法分析比较直观、简便,从压电振子的电压波形直接观察它的响应,从而估计其性能。但这种估计需通过大量的实验做比较^[2]。本文通过解压

电振子厚度振动模式的动态方程,找出压电振子的脉冲响应与电路及振子参数之间的联系,解的结果说明:通过电路参数的调整,可以使得压电振子的脉冲响应电压只与振子的厚度机电耦合系数和激励的脉冲有关。从而只须对压电振子脉冲响应电压波形有一个采样值,就可经简单的运算直接求得厚度机电耦合系数 k_t 值。而且这种脉冲响应电压对压电振子的形状、尺寸要求不严格,这种测试方法易于推广。在脉冲响应电压中虽也包括其它振动模式,但通过调节电路参数可以抑制不需要的振动模式,从而提高了测试方法的准确性和重复性。对一些样品的 k_t 值的测试结果与泛音比法的很相近。

二、理 论

考虑一作厚度振动的振子,忽略径向等振动模式,忽略内部机械损耗,与电激励源 E 连接,电路电阻 R (如图1);压电振子的厚度 l 比半径 a 小得多($l \ll a$)。在

参 考 文 献

[1] Alers, G.A. (1966), In "Physical Acoustics" (Warren P. Mason), Vol. IV, Part A, p. 291

[2] 查济璇: "精密超声声速仪的研制"

[3] Paradakis, E. P. (1967), J. Acoust. Soc. Am, Vol. 42, No. 5, p. 1045

[4] Emmanuel P. Paradakis, (1967), In "Physical Acoustics" (Warren P. Mason and R.N. Thurston), Vol. XII, p. 321