

法高一些。

尽管如此，讨论这种方法仍是有必要的。一个重要的原因是它可以和模拟补偿方法相互补充。例如，用模拟网络补偿过的传感器，再用数字方法补偿，低频测量下限可以进一步降低。另外数字补偿方法有其简便和灵活的特点。在一些场合，代替模拟补偿方法是可行的。

首先分析一下传感器的输出与频率的关系。对于二阶高通型的磁电式振动传感器，传递函数 $H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$ ，其幅频特性为：

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega_0}{\omega})^2)^2 + 4\xi^2(\frac{\omega_0}{\omega})^2}} \quad (5-11)$$

当 $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$ 时， $A(\omega)$ 具有两阶巴特沃斯高通幅频特性，即：

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\omega_0}{\omega})^4}} \quad (5-12)$$

表 5.2 是 $\frac{\omega}{\omega_0}$ 与 $A(\omega)$ 关系的一些数据。

表 5.2 $\frac{\omega}{\omega_0}$ 与 $A(\omega)$ 的关系

$\frac{\omega}{\omega_0}$	2	1	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1	0.05
$A(\omega)$	0.970	0.707	0.243	0.158	0.0896	0.04	0.01	0.0025

在固有频率的 1/20 即 $\omega/\omega_0=0.05$ 时，传感器增益仅有 0.0025。由于

在测量过程中往往不是单频率的，有其它频段的信号，因此在 $0.05\omega_0$ 以下频段的信号占总幅度的比例很小，已无太大实用价值。因此，数字滤波器补偿方法扩展下限要高一些。用于磁电式振动速度传感器时，在 A/D 前加积分放大器是必要的，以直接输出位移，因为位移量的低频成份与速度量相比，相对要大一些。

设传感器固有频率为 ω_0 ，阻尼比 ζ_0 ，取补偿网络为：

$$C(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_0\omega_0s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_1s + \omega_1^2} \quad (5-13)$$

设采样间隔为 T ，则用广义脉冲响应不变法设计的相应的数字滤波器为：

$$c(z) = 1 + T \frac{\theta - z^{-1}[\theta e^{-\sigma T} \cos(\Omega T) + \frac{\tau}{\Omega} e^{-\sigma T} \sin(\Omega T)]}{1 - 2z^{-1}e^{-\sigma T} \cos(\Omega T) + z^{-2}e^{-2\sigma T}} \quad (5-14)$$

其中： $\sigma = \zeta_1\omega_1$

$$\Omega = \sqrt{1 - \zeta_1^2} \omega_1$$

$$\tau = \omega_0^2 - \omega_1^2 + 2\zeta_1^2\omega_1^2 - 2\zeta_0\omega_0\zeta_1\omega_1$$

$$\theta = 2\zeta_0\omega_0 - 2\zeta_1\omega_1$$

下面是 $\omega_0 = 20\pi$ ， $\zeta_0 = 0.6$ ， $\omega_1 = 2\pi$ ， $\zeta_1 = 0.65$ ， $T = 1/512$ 时滤波器的系统函数：

$$c(z) = 1.13130876 \frac{1 - z^{-1}1.85672756 + z^{-2}0.86994215}{1 - z^{-1}1.98402378 + z^{-2}0.98417318} \quad (5-15)$$

采用这一滤波器的意图是将固有频率为 10Hz 的磁电式振动传感器的频率特性校正至类似于固有频率为 1Hz 的传感器，校正的结果如表 5.3 所示。

表 5.3 用数字滤波器补偿传感器频率特性的实验数据

振动频率(Hz)	振动位移(μm)	传感器测量值(μm)	传感器增益	补偿后位移值(μm)	补偿后增益	补偿后理论增益
0.5	72	0.14	0.002	16.06	0.223	0.252
1.0	72	0.74	0.010	49.61	0.689	0.769
2.0	55.2	2.26	0.041	52.05	0.943	1.008
4.0	39.4	6.50	0.165	37.78	0.959	1.008
6.0	16.4	6.05	0.369	16.24	0.990	1.004
8.0	12.2	7.41	0.607	12.35	1.012	1.002
10.0	12.5	9.85	0.788	13.02	1.042	1.002
15.0	11.7	11.63	0.994	11.95	1.021	1.001
20.0	8.7	8.73	1.003	8.97	1.031	1.000

磁电式速度传感器的输出经一个积分电路,使其成为绝对振动位移输出。积分电路的参数设计原则是,使传感器在高频段($>20\text{Hz}$)的位移灵敏度为 $8\text{mv}/\mu\text{m}$ 。在振动台上按表中第一列的频率用正弦信号激振,用电涡流传感器测量振动台的振动位移,如表中第二列数据所示,电涡流传感器是低通型的位移传感器,其幅频响应从直流到数百赫兹是平坦的。表中第三列是按 $8\text{mv}/\mu\text{m}$ 的灵敏度将振动传感器的输出电压折合为位移值。表中第四列是第三列数据和第二列数据之比,它反应了磁电式传感器的幅频特性。将第三列的位移输出经式 5-15 的数字滤波器补偿后,得到的位移输出如表中第五列数据所示。第六列数据是补偿后的幅频特性(增益)。补偿后的幅频特性和理论值(表中第七列数据)基本附合。实际结果和理论数据之间存在的差别,主要是传感器参数估计的误差、A/D 转换的量化误差和计算误差所引起。

§ 5.5 用数字滤波器修正传感器参数变化引起的频率特性改变

在本论文的第三章讨论了用选频放大方法扩展磁电式振动传感器的频率下限的方法。另外也讨论了由于传感器参数变化,与补偿网络不匹配时,会带来频率特性的变化。这种变化很容易用数字滤波器的方法去修正。设传感器的固有角频率变为 ω_0' , 阻尼比变为 ξ_0' , 由于传感器灵敏度的变化不影响频响, 这里不作讨论。而电路补偿网络原是针对与固有角频率为 ω_0 , 阻尼比为 ξ_0 的传感器设计的。这时电路补偿网络的参数和传感器不匹配, 但可以用下面网络去修正。

$$C(s) = \frac{s^2 + 2\xi_0' \omega_0' s + \omega_0'^2}{s^2 + 2\xi_0 \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5-16)$$

ω_0' 和 ξ_0' 可以由第四章介绍的在线识别方法得到。 ω_0 和 ξ_0 是已知的。

式 5-16 所表示的网络和式 5-13 具有相同的形式, 用广义脉冲响应不变法设计数字滤波器时, 可以用式 5-14 直接得到 $c(z)$ 。

下面给出一个这类补偿的实例。电路补偿网络是按将固有频率为 10.2Hz、阻尼比为 0.6 的传感器校正至输出特性为 0.5Hz、阻尼比为 0.65 设计的。但实测传感器的固有频率为 10.4Hz、阻尼比为 0.56。由于补偿电路参数和传感器不匹配, 补偿后的幅频特性如表 5.4 第四列所示, 在 0.5~4Hz 段增益不足, 而在 10~20Hz 频段, 增益过大。设计滤波器如下:

当 $\xi_0 = 0.6$, $\omega_0 / (2\pi) = 10.2$, $\xi_0' = 0.56$, $\omega_0' / (2\pi) = 10.4$, $T = 1/512$ 时, 修正滤波器的系统函数为:

$$c(z) = 0.99273506 \frac{1 - z^{-1} 1.85166699 + z^{-2} 0.86682693}{1 - z^{-1} 1.8460002 + z^{-2} 0.86052948} \quad (5-17)$$

采用式 5-17 的递归滤波器修正后的幅频特性如表 5.4 中第六列所示, 与修正前数据相比, 经过修正后输出特性有较好的改善。这一实验结果说明, 用数字递归滤波器, 可以修正因传感器参数变化与硬件补偿电路参数不匹配而导致的幅频特性误差。

表 5.4 数字滤波器修正传感器参数变化引起频响变化的实验数据

振动频率(Hz)	振动位移(μm)	传感器测量值(μm)	传感器增益	修正后位移值(μm)	修正后增益
0.5	100	74.5	.745	77.4	0.774
0.6	100	85.6	.856	88.9	0.889
0.7	100	91.9	.919	95.9	0.959
0.8	100	94.2	.942	97.8	0.978
0.9	100	95.7	.957	99.4	0.994
1.0	100	97.6	.976	101.6	1.016
2.0	100	97.8	.978	101.4	1.014
4.0	100	97.9	.979	100.3	1.003
6.0	100	100.1	1.001	100.3	1.003
8.0	100	102.1	1.021	99.5	0.995
10.0	100	104.3	1.043	99.4	0.994
12.0	100	106.4	1.064	100.9	1.009
14.0	100	103.5	1.035	98.6	0.986
16.0	100	105.0	1.050	100.8	1.008
18.0	100	104.5	1.045	101.0	1.010
20.0	100	103.5	1.035	100.6	1.006

§ 5.6 小结

1: 本章讨论了对传感器输出振动信号进行整周期同步采样和非整周期采样两种情况下, 用数字方法修正传感器频率特性的方案。前一种情况用 FFT

和 IFFT 方法, 适用于周期信号和有限时长信号的处理。后一种情况用递归滤波方法, 这种方法具有实时的优点, 也可以用于整周期同步采样的情况。

2: 分析研究了数字滤波器的设计方法, 提出了一种递归滤波器设计的新方法——广义脉冲响应不变法。这种方法既有脉冲响应不变法能够很好保持原型模拟滤波器特性的优点, 又能适用于任何类型的递归滤波器设计。而脉冲响应不变法只能用于低通和带通型滤波器设计。

3: 用数字方法也可以扩展磁电式振动传感器的频响下限。数字方法可以和第三章讨论的模拟补偿方法相结合, 进一步扩展传感器的低频测量范围。

4: 用模拟补偿电路扩展磁电式振动传感器频响下限时, 若补偿电路参数和传感器不匹配时, 会引起幅频特性的不平坦变化, 用数字方法可以修正这一变化。和第四章研究的传感器参数在线识别方法相结合, 用数字滤波器, 可以消除传感器参数变化对系统频率特性的影响。

第六章 采用单片机的低频振动测量仪器

本章介绍一个用 Intel-8098 准 16 位单片机实现的带自开发功能的智能仪器。该仪器可用于低频绝对振动的监测和分析。

§ 6.1 仪器的设计思想

尽管仪器在本论文中是用于低频绝对振动的监测和分析，但设计的原则是在硬件成本增加不大的前提下尽量考虑仪器的通用性和智能性。

该仪器的功能应有：

1. 在 A/D 转换之前的模拟信号处理部分：

● 零位自校。

● 增益自校，因此要包含有基准电压源。

● 程控输入极性转换，可以输入单极性或双极性电压信号，以便与不同类型的传感器配接。

● 测量量程自动切换，因此有程控放大器。

● 程控带宽可变的抗混叠低通滤波器，以便与不同采样频率匹配。

2. 仪器的处理和接口部分：

● 自学习功能，为了保存新知识，有不掉电的存储器用于知识库。

● 自开发功能，必要的硬件支持和系统调试软件工具。使用者可以不需要开发系统，直接利用通用的个人计算机进行再开发。仅需要的硬件支持是：和个人计算机通讯的标准接口、固化程序用的 EPROM 编程器。

● 输出功能。配接绘图仪、打印机的通用接口和仪器内含的显示器、键盘。

3. 仪器的结构方面：

● 灵活的硬设扩展功能。比如，可以配加用于测频率或周期的数字计数器、用于系统识别或标定的信号发生器、用于控制的继电器驱动或其它功率驱动电路等。仪器的主体部分和其它电路的连接采用扩展槽结构，其选配的电路

作为一个插板装在仪器主板上，选择不同的插板可以完成不同的功能组合。

实现以上功能的独立仪器的硬件结构框图见图 6.1。

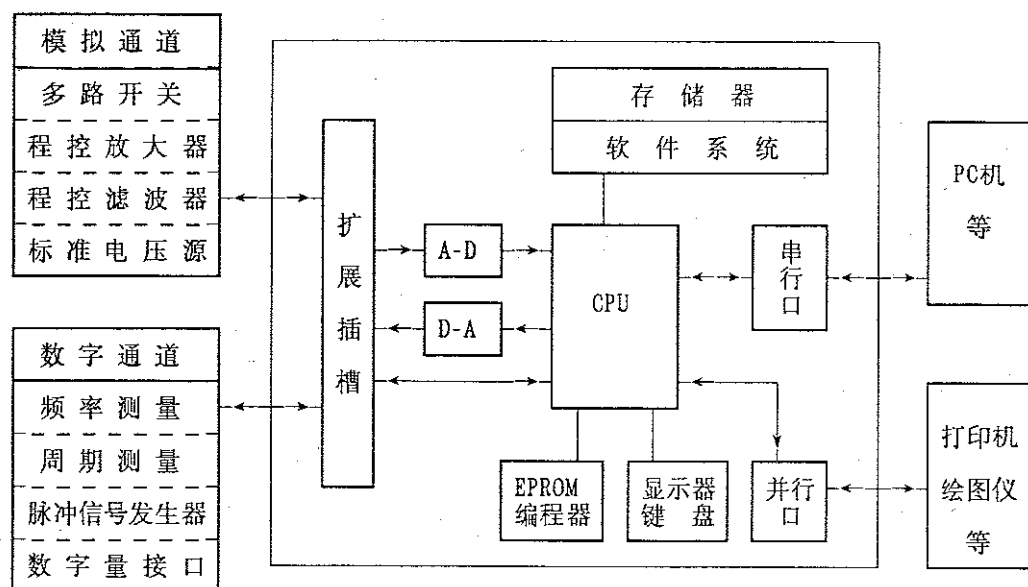


图 6.1 仪器的硬件结构框图

仪器采用 Intel-8098 单片机作为主控 CPU。8098 具有以下特征^[45]：

- 内含标准双工串行口 RS232。接口功能能由硬件实现，软件控制。
- 内含 $4 \times 10\text{bit}$ 带采样保持器的 A/D 转换器，转换时间为 $22\mu\text{s}$ 。实现上四路 A/D 是模拟开关切换的四个输入，模拟开关集成在片内。
- 16 位内部总线和 8 位外部总线。既有 16 位微处理器强有力的运算功能，又有 8 位控制器接口简单的优点。
- 内含 16 字节的 Power-down RAM，可单独用钮扣电池供电。在仪器断电时，数据不会丢失。
- 脉宽调制输出可以作为 16 位 D/A 使用。
- 定时计数器和高速 I/O 口。可用于采样控制。

●监视定时器用于软件保护，提高软件运行的可靠性。

因此，8098 能够满足上面所讲的功能要求。它是目前独立仪器中应用很多的，性能价格比较高的单片机机型。

仪器的软件设计采用层次结构。见图 6.2。

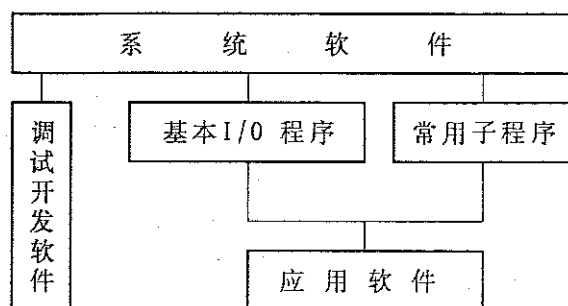


图 6.2 仪器的软件结构

图 6.2 中，开发调试软件和基本子程序库是仪器配置的开发环境，用户可以在这个环境下完成所需要的应用软件开发。

§ 6.2 仪器的硬件说明

§ 6.2.1 CPU 及外围电路

仪器的主体部分硬件框图如图 6.3 所示。

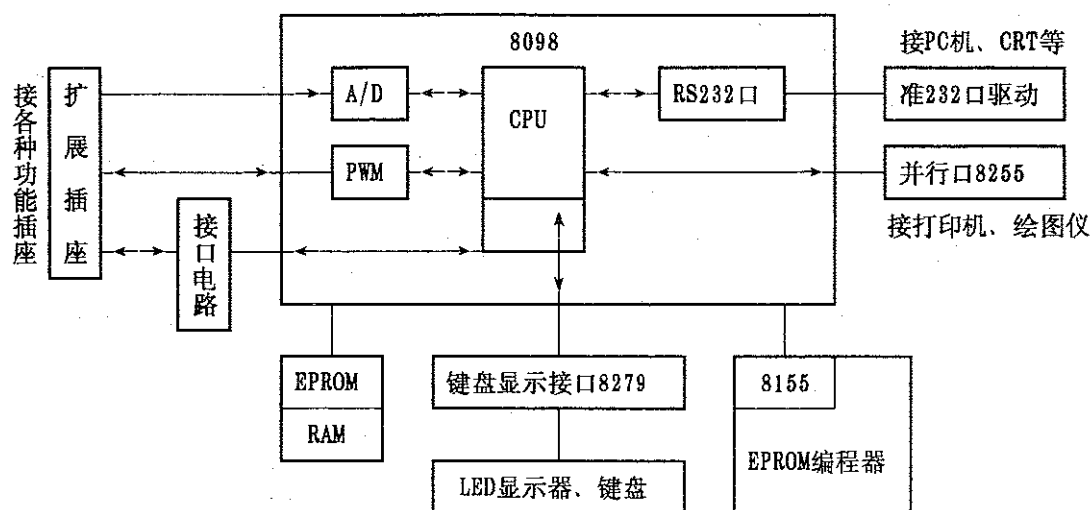


图 6.3 仪器的主体部分硬件框图

8098 是一个存储器和 I/O 口统一编址的单片机，总共有 64K 字节的寻址空间。十六进制的地址是 0000H~FFFFH。仪器的地址分配是：

0000~0FFF：保留。

1000~1FFF：用作扩展板、键盘显示器、EPROM 编程器、串行口和并行口的 I/O 地址空间。

2000~3FFF：系统自开发、调试程序和常用子程序存储器空间。

4000~7FFF：用户应用程序空间。

8000~FFFF：用作数据存储器 and 推理运算的 RAM 空间。

从地址空间的分配上看出，扩展板不能随意选择整个地址空间。仪器中采用主板译码，各个扩展插槽占用不同的地址范围的做法，而不直接将所有地址线引到扩展插槽。这样做的好处是扩展插板不需要地址译码电路。在插板插入不同的槽中时，就被分配在不同的地址上，不会发生两块插板地址冲突的问题。有利于设计各种功能插板。

8098 的串行口是符合 RS-232 标准的，但需要配接驱动电路。一种准 232

口驱动电路^[46]在这里是很适用的。它的突出优点是不需要 232 规范的 $\pm 12\text{V}$ 电压源。在不作长距离通讯，仅为了与 PC 机或 CRT 相连时，这样做是合适的。

用 8255 实现的并行口主要是为接打印机和绘图机的。考虑到通用性，选择了与 IBM-PC 并行口兼容的方案。这样可以直接配接 IBM-PC 的各种外设。

§ 6.2.2 模拟电压信号放大处理电路

具有上节所述功能的模拟通道电路框图见图 6.4。

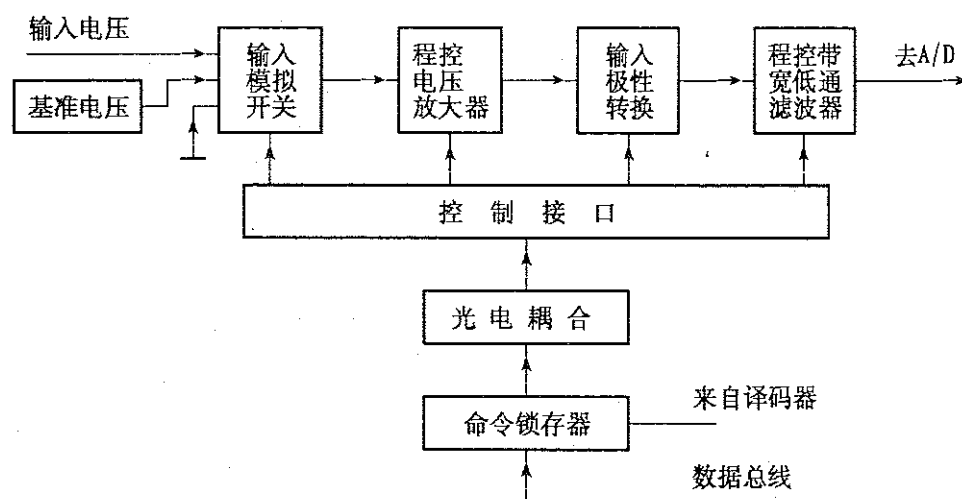


图 6.4 模拟通道电路框图

控制输入模拟开关的切换，可以完成输入通道切换、零位自校、增益自校的功能。

控制程控放大器增益可以完成自动量程切换的功能。

输入极性切换主要是为了使输入电压电平与 A/D 输入相匹配。由于

8098 的 A/D 是单极性, 输入在 $0 \sim +5V$ 之间, 因此, 当输入电压信号为双极性时, 需要垫高其电平, 使得当输入为零时, 加到 A/D 输入的电压为 $2.5V$ 。这样就不会发生在 A/D 端输入负电压的现象。在低频振动测量中, 需要双极性输入。

还需要说明的是由于选用的抗混叠滤波器是四阶的 Butterworth 低通滤波器, 相位特性的非线性, 会使信号的波型产生失真。为减小这种失真, 应选择滤波器的截止频率高于被测信号可能的最高频率的 $3 \sim 5$ 倍。滤波器的截止频率的改变可以通过改变网络元件的值而调整。

为了消除数字电路给模拟电路带来干扰, 采用光电耦合器来进行控制数据调整传输。

§ 6.3 低频振动测量信号处理方法

§ 6.3.1 两种采样方式

实际上的振动信号有许多是周期性的。例如, 在稳定运转时, 水轮机的振动信号可以认为是以主轴转动周期或其两倍 (考虑半频作用) 为周期的周期性信号。对于周期性振动信号, 采用整周期采样方法, 会给信号的频域分析带来很大的方便。整周期采样是在周期信号的一个周期内采样整数个点 (如 256 个点), 作频域分析时, 以这个整数点的数据为周期进行处理。整周期采样可以有多种方法实现, 例如, 在主轴上加光电码盘, 对周期信号锁相分频得到采样信号等。

有些振动信号没有周期性或周期性是不显著的。例如, 测量地震或桥梁的振动。这时, 无法得到与信号同频的采样信号。只能采用固定时间间隔采样的方法, 也就是等时距采样方法。等时距采样的信号, 作频域分析时, 需要采取一些特殊的措施, 以消除由于频域分析周期与信号的周期不同时带来的分析误差。等时距采样信号可以由单片机内部的定时计数器产生中断来实现。

§ 6.3.2 幅值测量的数据处理方法

①均值消除

尽管这个仪器是用来测量低频的振动,但是频率低到零的直流信号仍是不可测的。因此采集信号的直流分量是电路偏移所致,在作数据处理时应该消除。

②处理数据长度选择

计算测量数据的一些幅值特性,如峰峰值或均方根值时,计算精度与所取数据长度有很大关系。所取数据长度与被测信号最低频分量的周期有关。若被测信号频率高时,数据长度可短些,反之要长些。为适应各种频段的被测信号,仪器幅值计算的时长是可以选择的。

③幅度的计算公式为

要计算的幅度量有:峰峰值(PP),有效值(均方根值)(MSQ),绝对均值(ABM)。三者的计算公式为:

$$PP = (X_{max} - x_{min})$$

$$MSQ = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=0}^{N-1} (x(i) - \bar{x})^2}$$

其中, $\bar{x}$ 为在 $0 \sim N-1$ 之间 $x(i)$ 的均值。

$$ABM = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |x(n) - \bar{x}|$$

§ 6.3.3 谱分析

在整周期同步采样时,直接以整周期信号去作 FFT,为了消除随机误差,在时域可以取多周期信号平均。

在等时距采样,对采样数据作谱分析时,为了减小估计方差,对时域信号进行加窗处理和频谱平均处理。

§ 6.4 仪器的软件设计

基于以上几节讨论的软件功能框图如图 6.5 和 6.6 所示，它们也基本上反映了仪器的功能和工作过程。

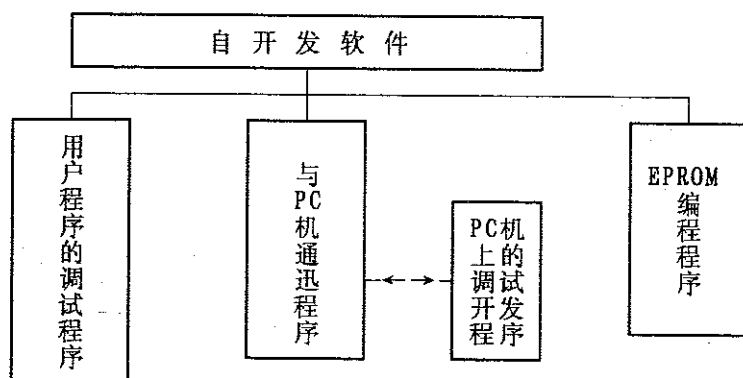


图 6.5 仪器的总体软件结构

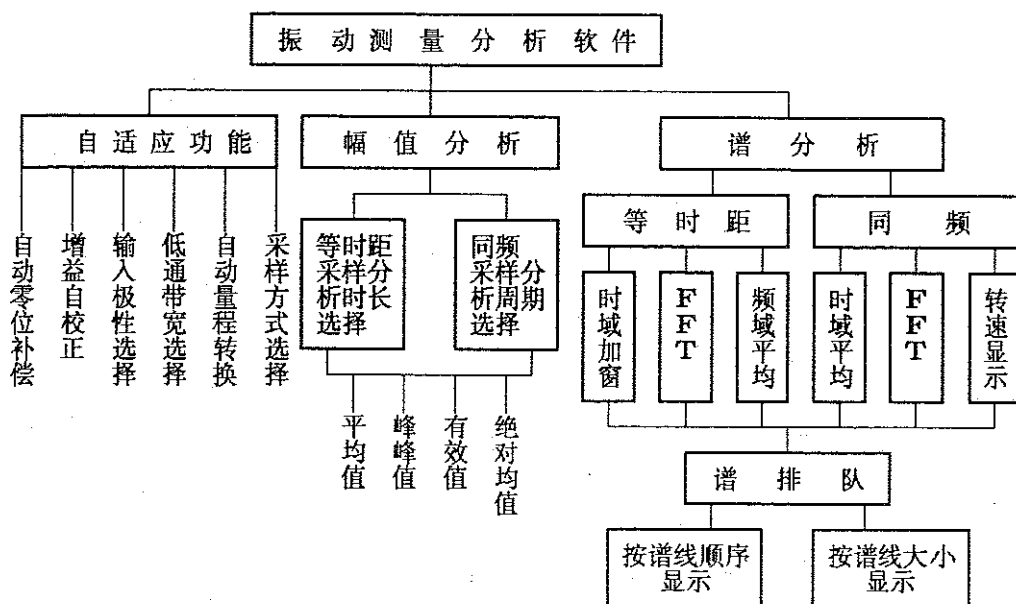


图 6.6 振动测量分析软件功能图

图 6.7~6.11 是仪器的振动测量分析的程序简要流程图。

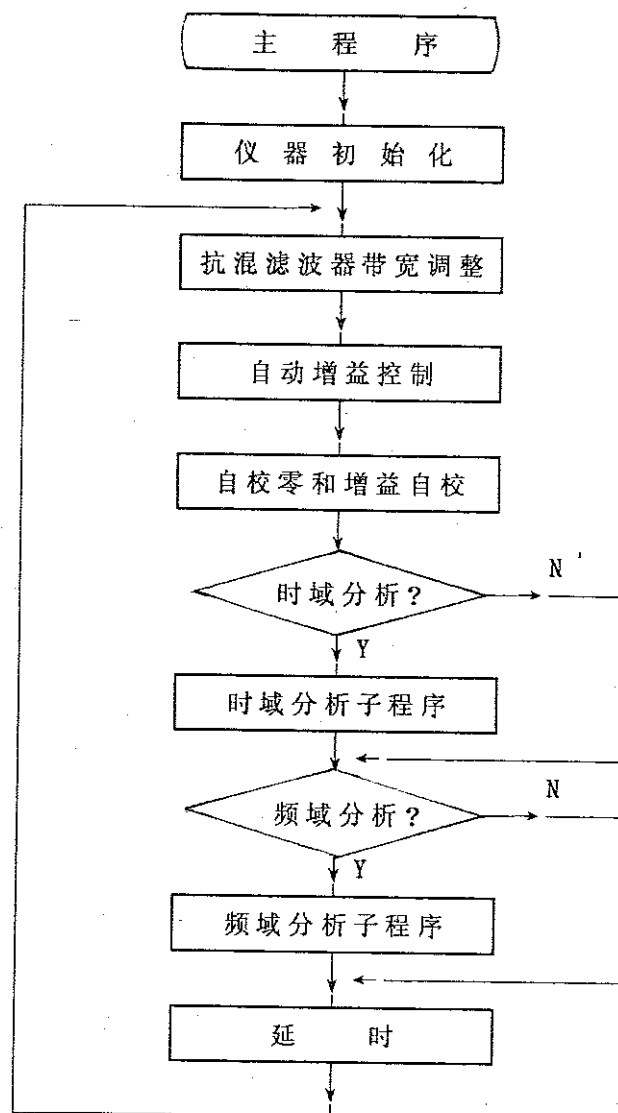


图 6.7 主程序流程图

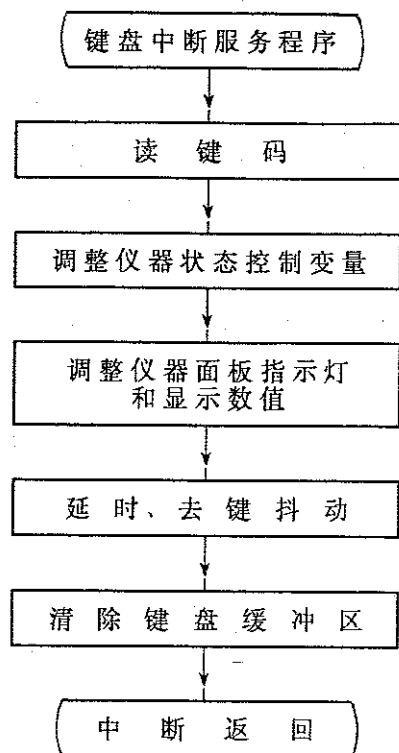


图 6.8 键盘中断服务程序流程图

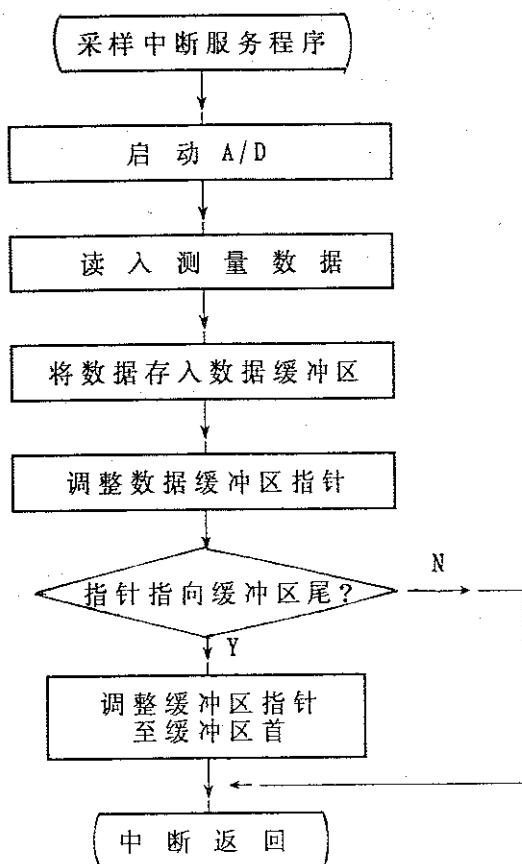


图 6.9 采样子程序流程图

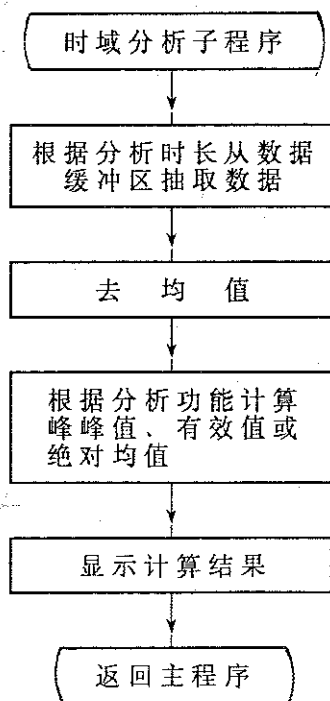


图 6.10 时域分析子程序流程图

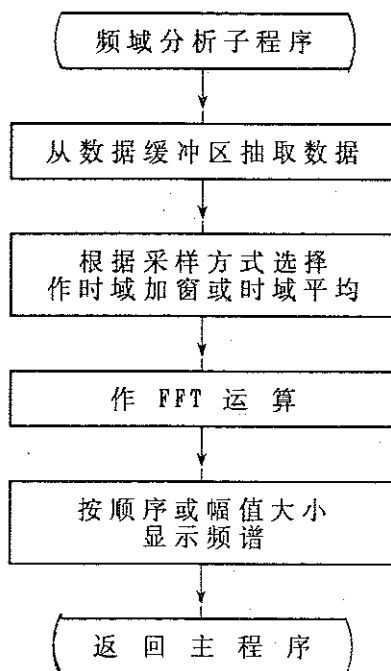


图 6.11 频域分析子程序流程图

当仪器面板有键按下时, 键盘电路产生硬中断, 向 CPU 发出中断请求。CPU 响应中断, 运行键盘中断服务程序。根据按下的键号, 中断服务程序调整仪器内的状态控制变量, 通过这些变量的改变去影响采样和分析程序的运行, 同时, 调整面板上的功能指示灯和显示结果。

仪器的数据采样控制, 是按采样方式的不同, 分别由内部定时器或外部信号产生硬中断, 向 CPU 发出采样中断请求。采样中断服务程序运行后, 先启动 A/D, 然后采集并把测量数据存入数据缓冲区。仪器的数据缓冲区是循环使用的, 新数据不断取代旧数据, 缓冲区中总是保存最近一段时间 (时长由采样频率决定) 的测量数据。分析子程序运行时, 根据数据缓冲区的指针和使用者设置的有关参数值, 从缓冲区中取出相应的数据进行分析处理。

§ 6.5 小结

用 8098 单片机实现的低频振动测量分析仪器, 具有微处理机仪器的一些基本功能, 能够较好地完成振动信号的测量和数据分析处理工作, 可以在一些场合用作低频振动监测和分析仪器。

受 CPU 能力和所配的外设功能限制, 这台仪器在人机接口方面尚不够理想, 对仪器使用者的技术素质有一定要求。而且, 由于没有较好的高级语言支持 (仅有初级的 PLM 语言和不完善的 C-96 语言), 程序开发量很大, 因此没有编制实现本文第四章和第五章讨论的, 关于传感器参数识别和数字滤波功能的软件。这些不足, 将在下一章介绍的, 同样用于测量低频振动的, 基于 PC 机的个人仪器中去解决。

第七章 基于 PC 的个人仪器设计

单片机实现的仪器，受 CPU 本身能力、开发手段和软硬件资源的限制，在运算复杂（如作系统识别）、数据量大（需大的存储空间）、需要良好人机界面（需图形输出等）的情况下显得无能为力。为克服这些不足之处，本章再讨论一个同样是用于低频振动测量分析的，基于 PC 机的个人仪器。

§ 7.1 仪器的总体结构和功能设计

基于 PC 机的个人仪器的硬件结构如图 7.1 所示：

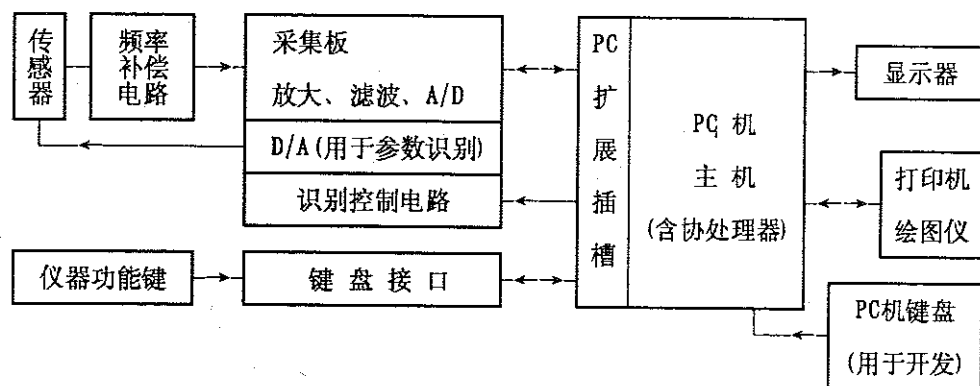


图 7.1 仪器的硬件结构

仪器的功能包括：

1. 基本的振动信号测量、分析功能。
2. 传感器参数的在线估计功能。
3. 传感器频率特性的数字补偿功能。

§ 7.2 仪器的硬件说明

§ 7.2.1 用于传感器参数估计的硬件

由第四章可知, 估计传感器参数的方法是先测量出传感器的复阻抗特性, 其测量硬件的结构见本论文第四章中图 4.3。本仪器中用继电器实现开关切换, 在正常测量和参数估计时, 需要通过对继电器的控制, 改变传感器的连接方式。D/A 产生正弦扫频信号, 通过采集 D/A 和传感器的输出电压, 就可以求出传感器的复阻抗特性。

§ 7.2.2 使用 PC 机中的时钟中断

用 D/A 产生正弦波或在等时距采样时, 需要可变时间间隔的脉冲序列来产生硬中断, 作为时间基准和采样信号。

PC 机内部的定时计数器的中断有一路是用于产生时钟信号, 就是零号硬中断 (IRQ0)。PC 正常工作时, 这个中断的频率是 18.2Hz。通过软件可以接管这个中断, 改变中断的频率。因此可用作等时距采样和产生扫频的中断信号。需要说明的是, 在进行磁盘 (软、硬盘) 操作时, 这个中断被用作寻道操作的等待时间基准。因此, 在接管和改变了这个中断频率时, 不能进行磁盘操作。用完这个中断后, 应该恢复原状。

§ 7.2.3 键盘接口

测量仪器的控制键, 有时希望能装在仪器面板上。这样 PC 机的键盘就不合适了。需要重新设计一个仪器键盘接口。本仪器的键盘接口是用专用电路 8279 实现, 占用 PC 机的 2 号中断 (IRQ2)。若计算机用 286 以上的机型时, IRQ2 计算机本身占用, 键盘中断应改用 PC 机的其它保留硬中断。

§ 7.2.4 显示器

PC 机自身带的显示器, 装在仪器机箱上时, 屏幕尺寸太大。一般的显像

管都有统一的管脚，因此可以用小屏幕（本仪器中用 7 英寸）的高分辨率显像管取代 PC 机中单色显示器（MDA）上的大显像管。替换后，需要调整高压和阴极电压。替换后的显示器，电路没有改变，仍附合 MDA 的规范，可以用支持 MDA 的高级语言编程。

§ 7.3 软件设计

仪器的软件框图见图 7.2~7.5。

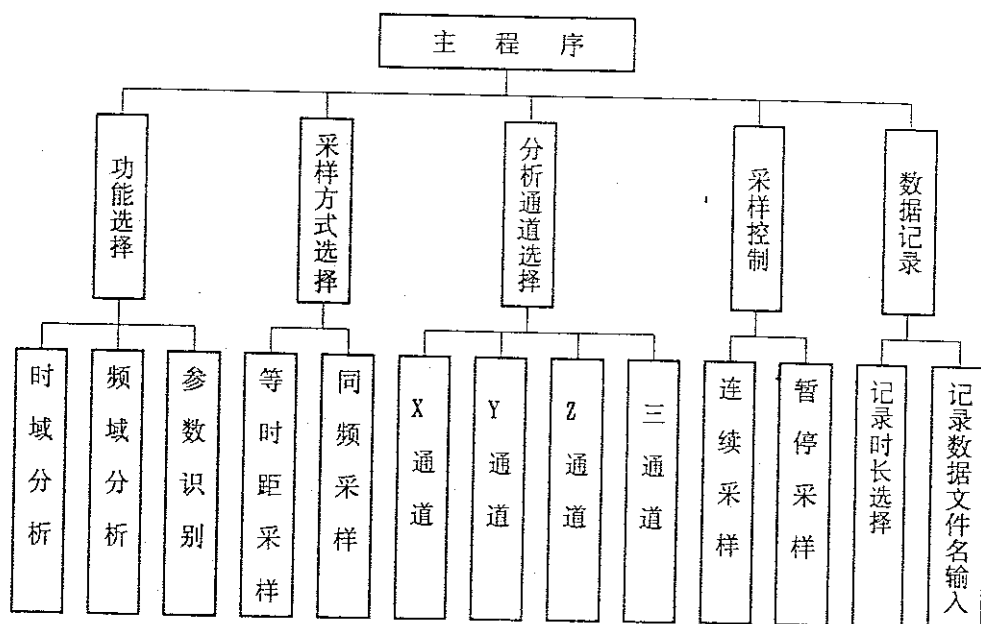


图 7.2 主程序框图

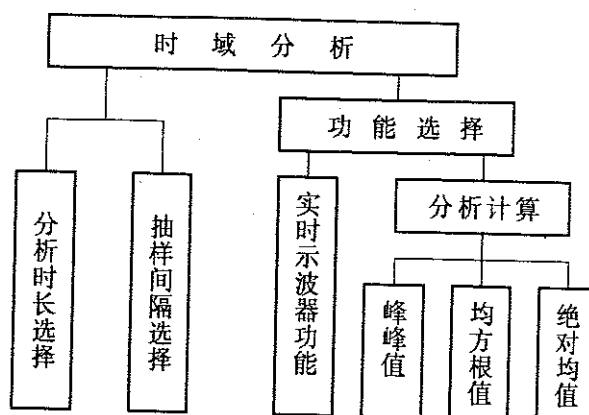


图 7.3 时域分析子程序框图

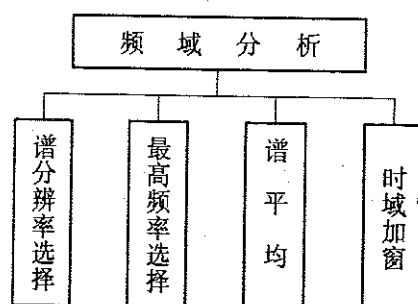


图 7.4 频域分析子程序框图

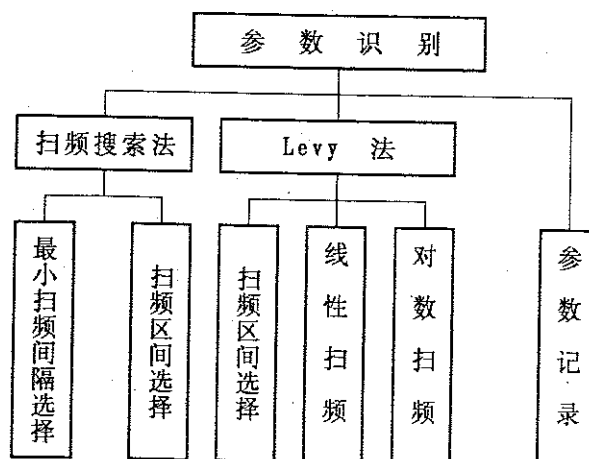


图 7.5 参数识别子程序框图

仪器的软件简要流程图见图 7.6~7.9。

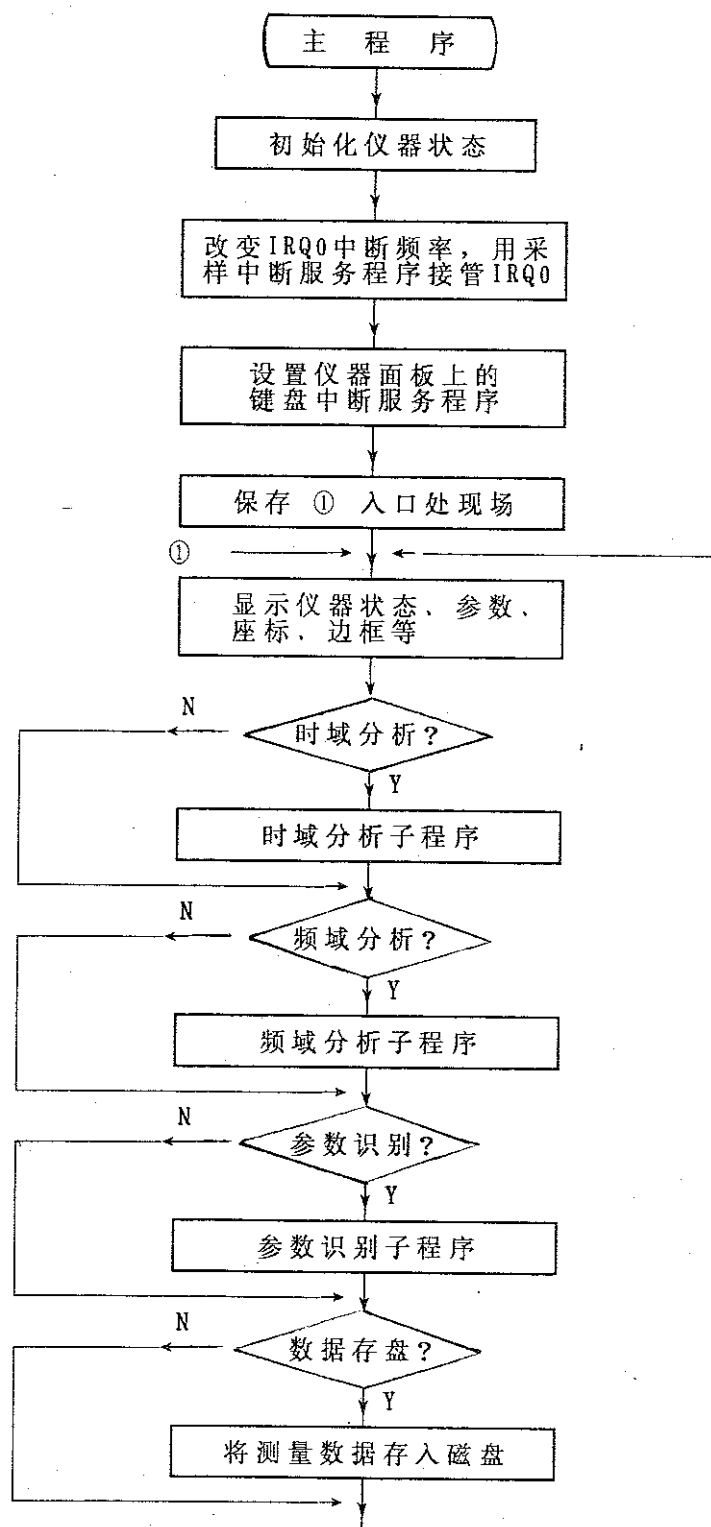


图 7.6 主程序流程图

仪器的软件简要流程图见图 7.6~7.9.

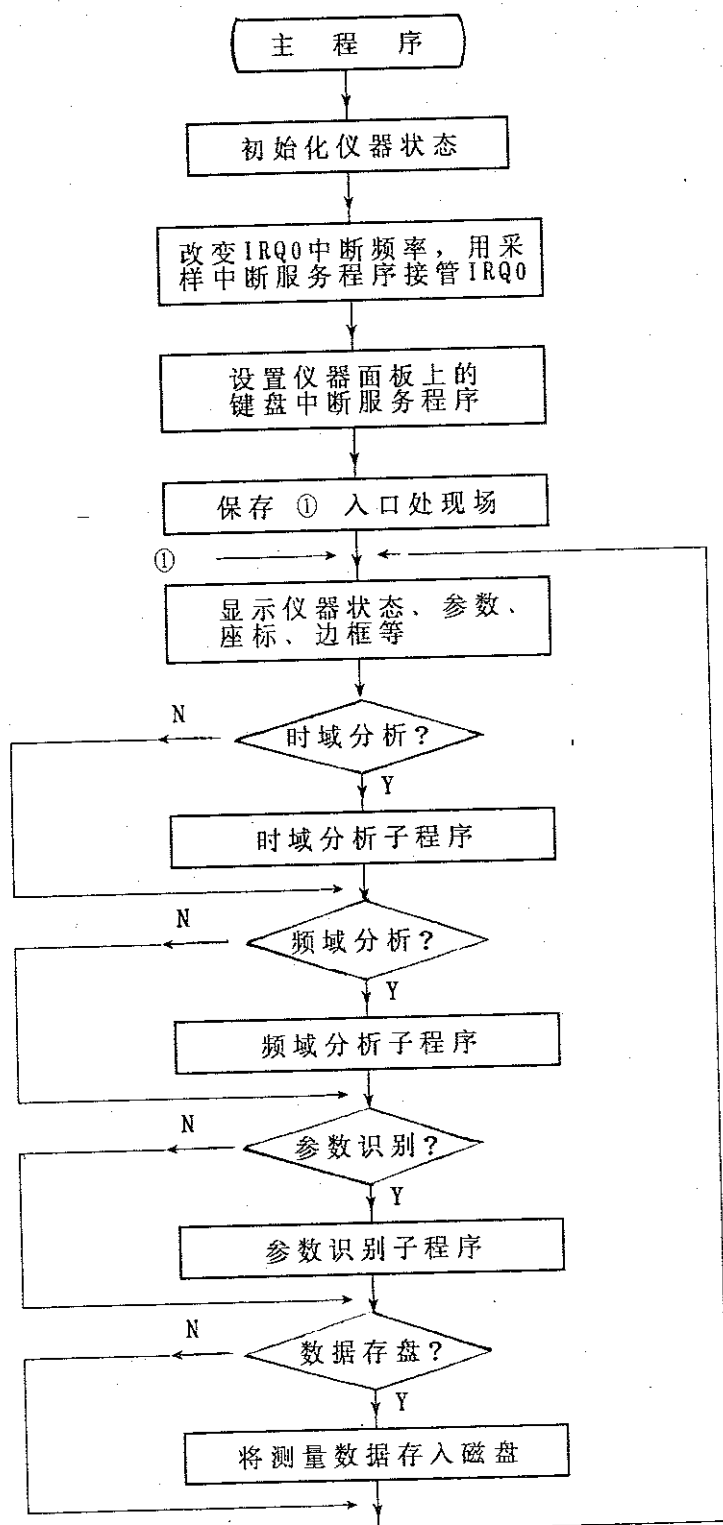


图 7.6 主程序流程图

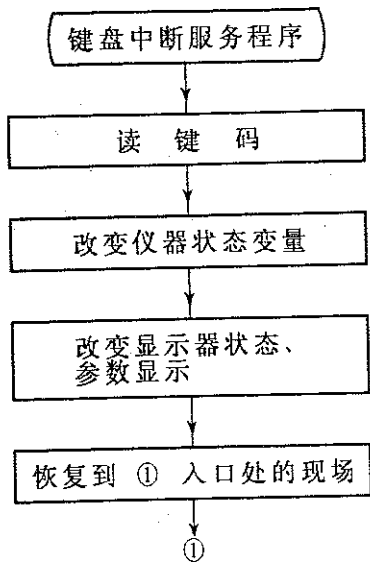


图7.7 键盘中断服务程序

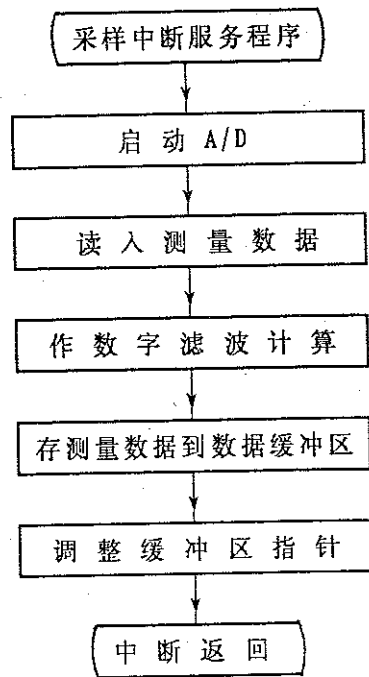


图7.8 采样中断服务程序

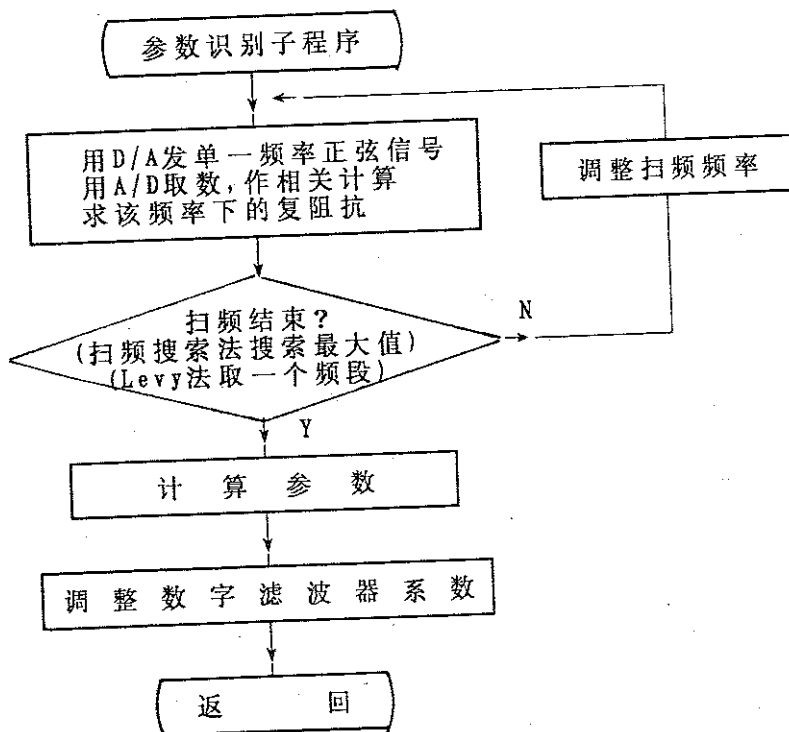


图7.9 参数识别子程序

在键盘按下时，产生硬中断。由于键中断时改变了仪器的当前功能，因此希望程序从当前功能的计算中退出。开始新功能的计算。这时，需要把堆栈、段址、累加器等寄存器的值恢复到正常情况下进入计算入口的寄存器值，以防产生堆栈溢出、段址错位等程序错误。键盘中断服务的示意图见图 7.10。

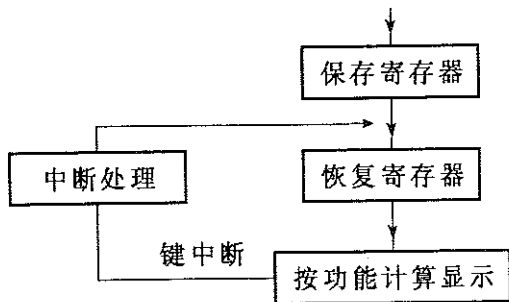


图 7.10 键盘中断服务示意图

许多程序中的汉字显示是用汉字操作系统的显示功能实现。应用程序必须在汉字系统下面运行。这样做有以下不便：

- 汉字系统占用较大内存。
- 必须用汉化的语言编写程序，而汉化往往会破坏原语言的一些功能。
- 显示速度慢。

本仪器的汉字显示采用直接将汉字字模写入图形方式下显示器的显示缓冲区的办法，这样做速度快，不需要汉字操作系统支持。具体方法见图 7.11。

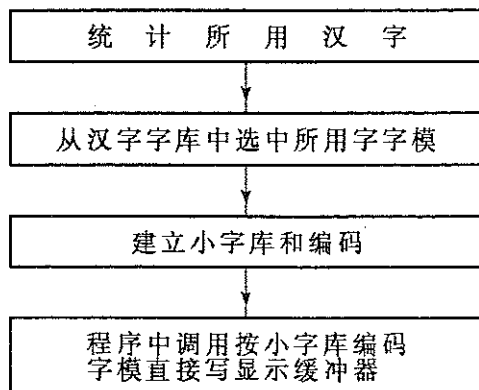


图 7.11 汉字显示方法示意图

本仪器的人机接口是用键盘和显示器作为媒介。在显示器上有汉字显示的当前功能和参数及测量分析结果的数据和图形。光标指在显示器上的某一功能和参数上,按键盘上的光标键可以移动光标,按改变键,可以改变光标所指向的功能和参数值。一个具有基本振动测量和分析知识的使用者,不经训练就能完全掌握仪器各种功能的使用。

§ 7.4 小结

本章讨论的基于 PC 机的个人仪器,智能化程度较高,特别是在人机接口方面,比上一章介绍的独立仪器有了本质上的差别。

个人仪器与独立仪器相比,开发工作量要小得多,但功能却要强很多。个人计算机丰富的、商品化的硬件和软件支持是个人仪器的优势所在。

本章讨论的这台个人仪器,能够很好地完成低频绝对振动的测量、分析工作,实现前面几章中讨论的传感器参数的在线识别、动态特性数字修正等智能化测量功能。

第八章 低频绝对振动测量的工程实验

本章介绍把本论文前面所讨论的低频绝对振动测量方法和测量仪器，用到实际工程问题中的实验结果。

§ 8.1 水轮发电机组振动测量实验

本节的实验内容是一九九〇年底在长江葛洲坝水电站所做的。测量用的传感器的等效固有频率为 0.7Hz 。

针对水力发电机组的具体结构，分别对水轮机的上机架、定子铁芯、推力轴承、导轴承和水轮机顶盖五个部位，在机组正常工作状况下做了振动测量实验。测量的结果见图 8.1~图 8.10。

图 8.11 和图 8.12 是在发电机组甩负荷的过程中对发电机顶盖的振动测量结果。从图 8.1~图 8.10 看出，水轮机上机架和定子铁芯部位的振动频谱主要是与主轴转速同频的基频成分及其谐波分量。上机架的振动幅值约为定子铁芯振动幅值的两倍。推力轴承位于水轮机与发电机的交接部位，它的振动比较复杂，频谱主要分布在 $12\sim 32\text{Hz}$ 之间的频段，从谱中看出，有频率调制现象存在，调制信号频率约为 2.2Hz 左右，大致是主轴转速的两倍频。

导轴承接近水轮机叶片，它的振动波形是不规则的，这是由于水流的“涡旋”现象所引起的不规则振动的反应。从频谱图上看，谱的主要成分在 1Hz 以下，这说明“涡旋”产生的振动频率主要在主轴转速的 $1/3\sim 1/2$ 倍频之间。从谱图看出，测量导轴承振动时，传感器的固有频率应该再低些，应在 0.2Hz 左右比较合适。

水轮机顶盖振动的谱成分有类似于定子铁芯振动的低频成分，也有类似于推力轴承振动的、频率在 $12\sim 32\text{Hz}$ 之间的中频成分。在振动幅值上，要比定子铁芯和推力轴承小，这说明水轮机顶盖的振动可能是从定子铁芯和推力轴承传过来的。

在发电机作用负荷实验时，发电机顶盖的振动幅度有一个逐渐加大，然后

慢慢恢复到正常工况下振幅的过程。发电机顶盖的振动频谱主要是在 8Hz 以下的频段。图 8.12 是图 8.11 上的最后 8 秒数据的频谱。

§ 8.2 铁路桥梁的振动测量实验

本节实验的内容是一九九二年初在北京环形实验铁路所做。测量用的传感器的等效固有频率为 0.5Hz，桥的跨度为 9 米。当包括车头在内的六节车厢以 160 公里/小时的速度通过桥梁时，测量桥中心部位的振动。

图 8.13 是用本文研制的测量仪器测出的桥梁振动波形，图 8.14 是振动的幅值谱图。图 8.15 是用 CD-7 型地震式传感器测量的波形，CD-7 是目前铁路桥梁振动测量中常用的传感器。

从波形上看，图 8.13 和 8.15 完全不同。分析图 8.14 的频谱，可知振动信号的谱在 1Hz 以下的频段比例很大。而 CD-7 型传感器的固有频率在 1Hz 以上，因此有可能是 CD-7 没有测量出 1Hz 以下的谱分量，引起振动波形的失真。

利用本文第五章 § 5.4 节讨论的频响修正滤波器的设计方法。设计一个滤波器，该滤波器可以把本来等效固有频率为 0.5Hz 的传感器，修正到等效固有频率为 2Hz。用此滤波器对图 8.13 的信号滤波，得到图 8.16 的波形，与 8.15 比较，两者比较相似(相位相差 180 度)。这说明 CD-7 的固有频率约为 2Hz 左右，它没能测量出低频成分的振动信号。图 8.16 所示波形的谱图见图 8.17，与图 8.14 相比，高频部分(> 2Hz)的成分变化不大，而 1Hz 以下的低频谱线减小了许多。

在图 8.13、8.15 的波形上，可以看到 12 个振动峰，这是六节车厢的十二个轮对对桥梁冲击产生的振动。需要说明的是，图 8.13 的振动波形仍然不能比较真实地反映桥梁振动的实际波形，原因是图 8.13 的数据是用等效固有频率为 0.5Hz 的传感器测得的，而桥梁的实际振动信号在 0.5Hz 以下的频段有相当大的分量存在。因此，测量铁路桥梁振动，0.5Hz 固有频率的地震式传感器还不能满足要求。传感器的等效固有频率应该更低。

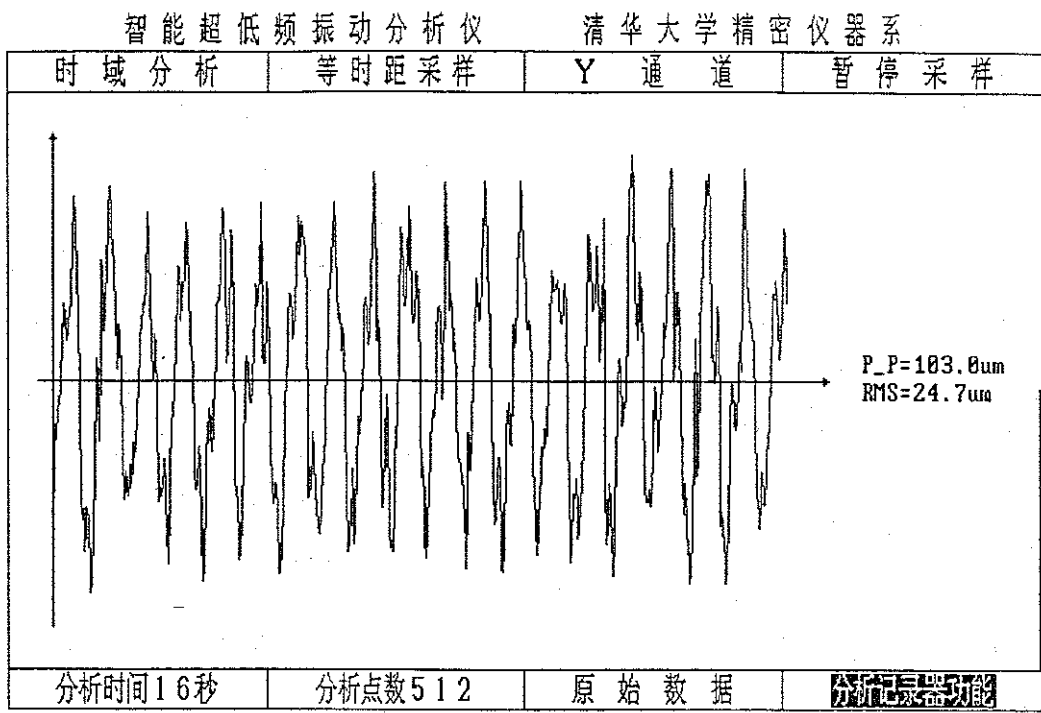


图8.1 水轮机上机架振动波形图

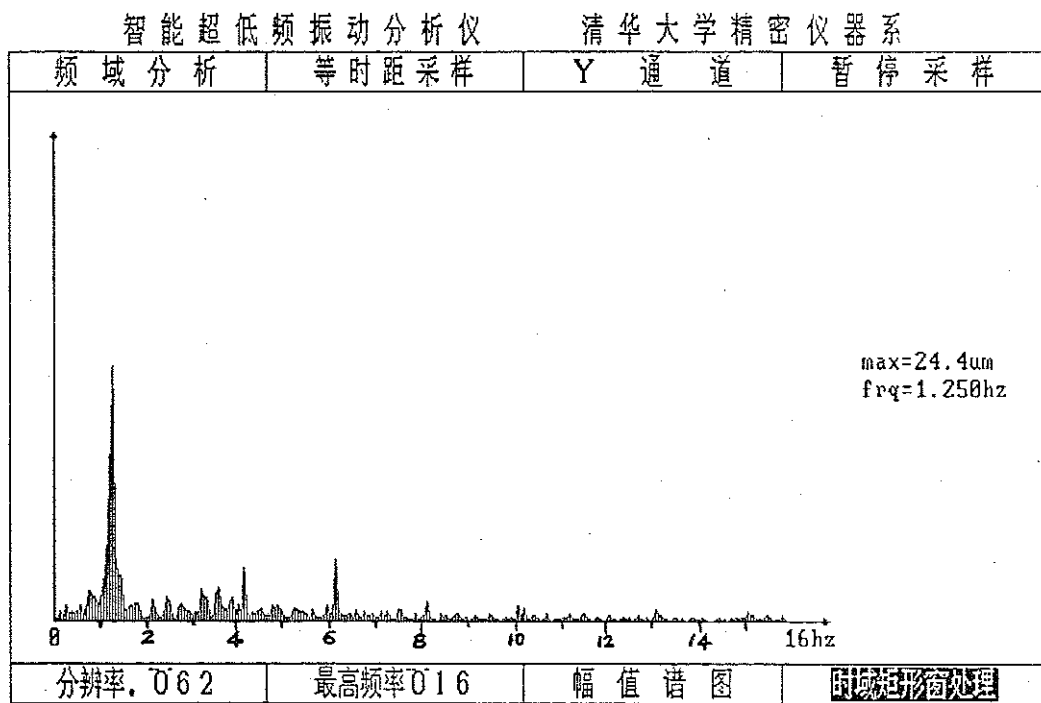


图8.2 水轮机上机架振动频谱图

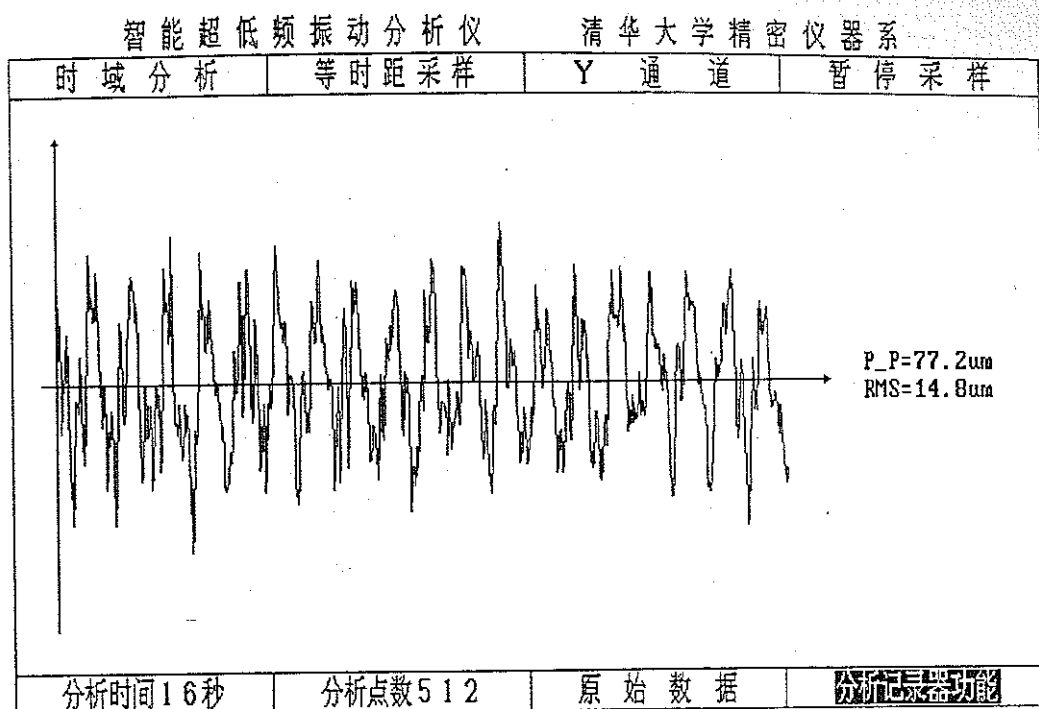


图8.3 定子铁芯振动波形图

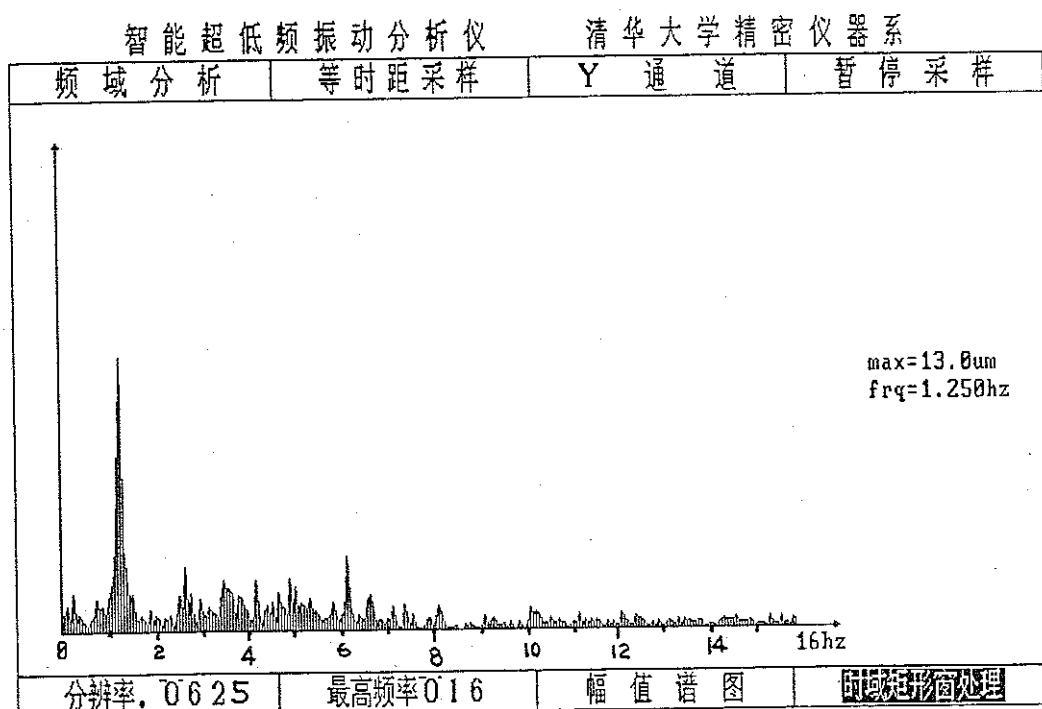


图8.4 定子铁芯振动频谱图

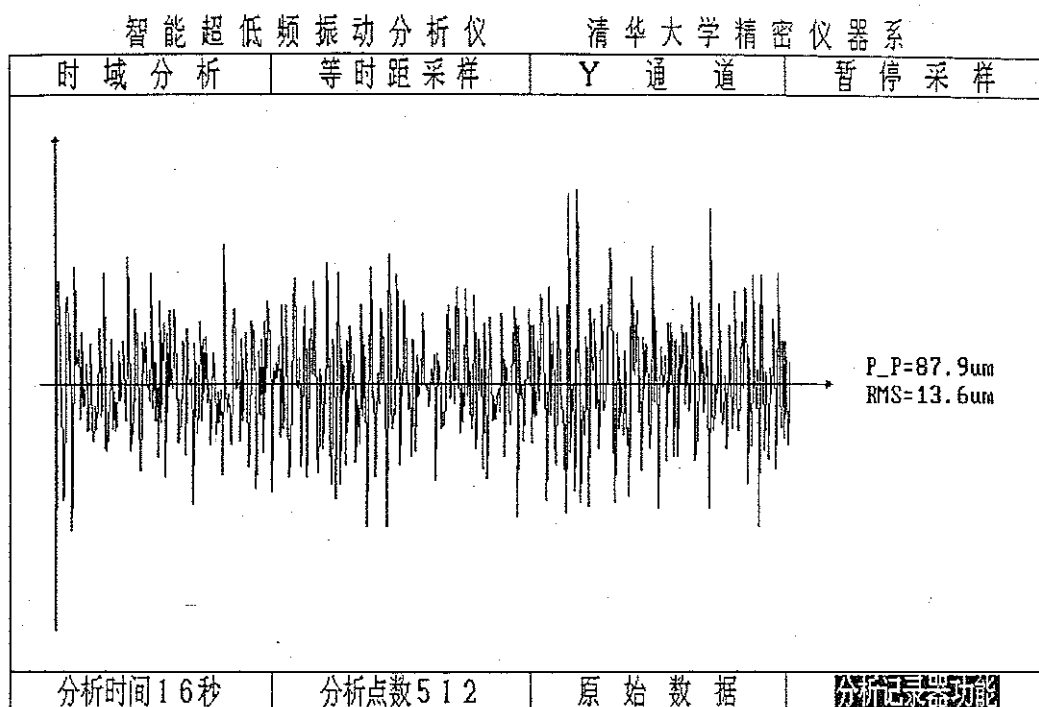


图8.5 推力轴承振动波形图

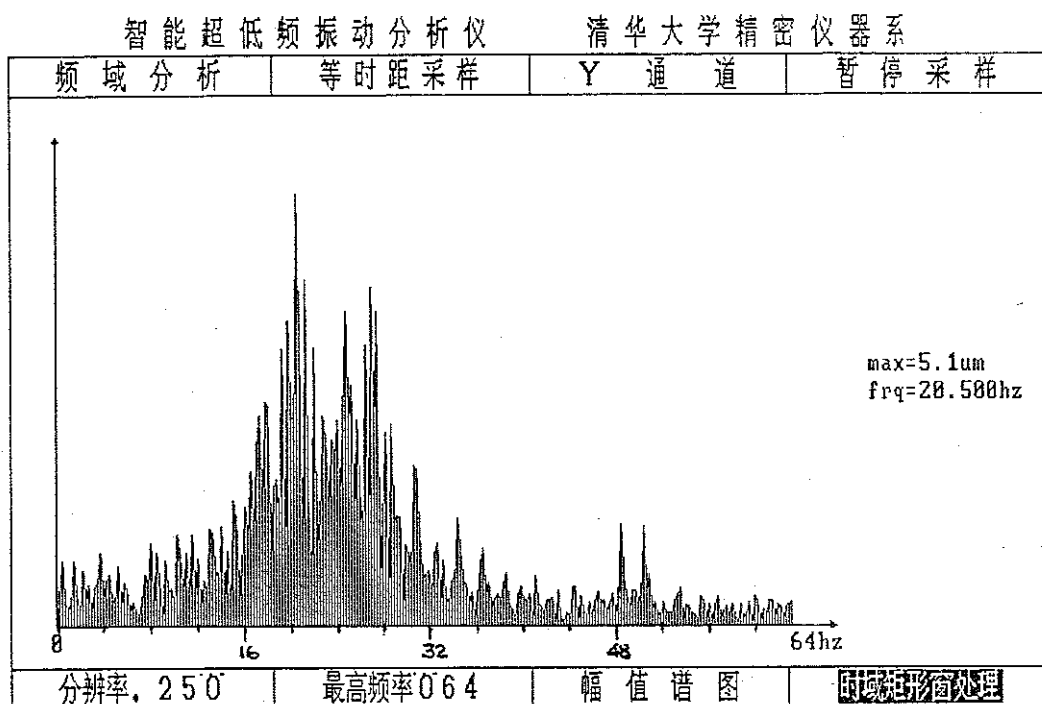


图8.6 推力轴承振动频谱图

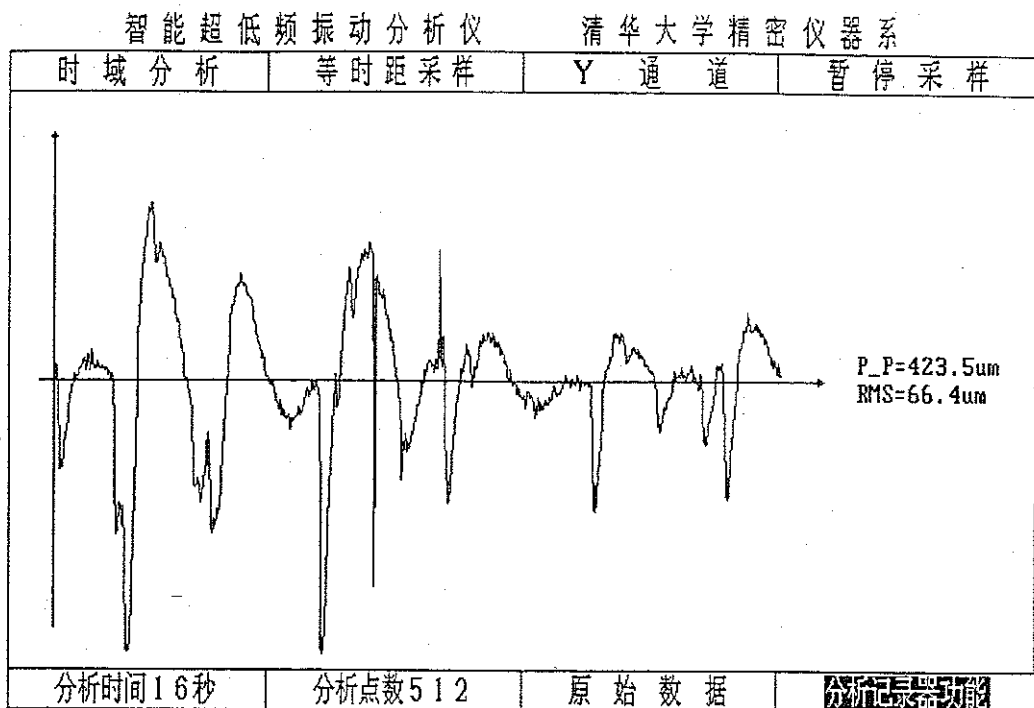


图8.7 导轴承振动波形图

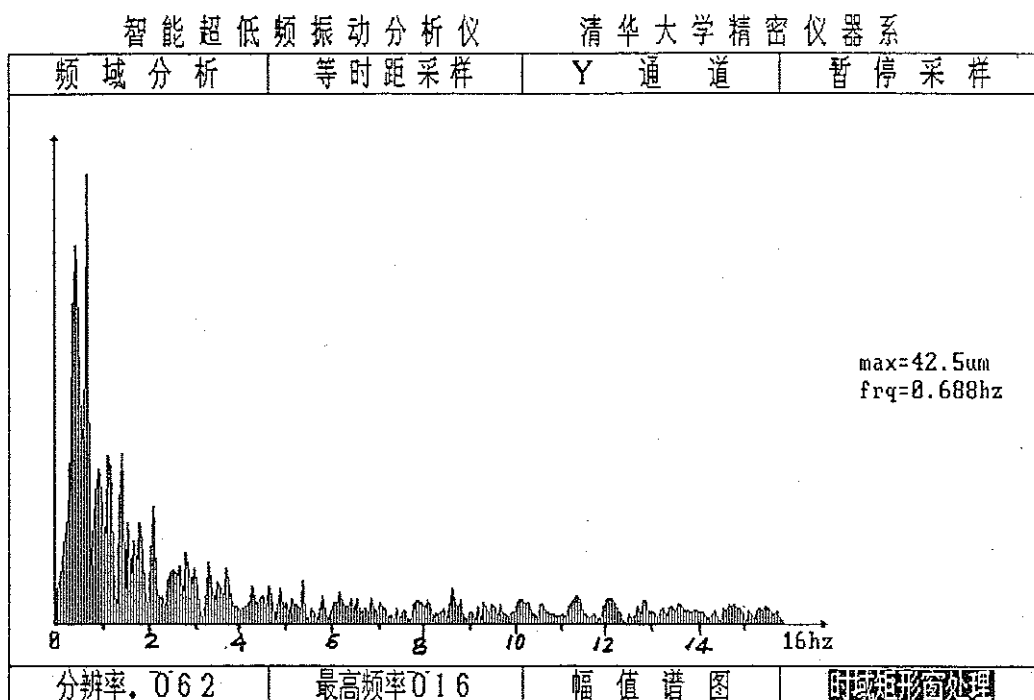


图8.8 导轴承振动频谱图

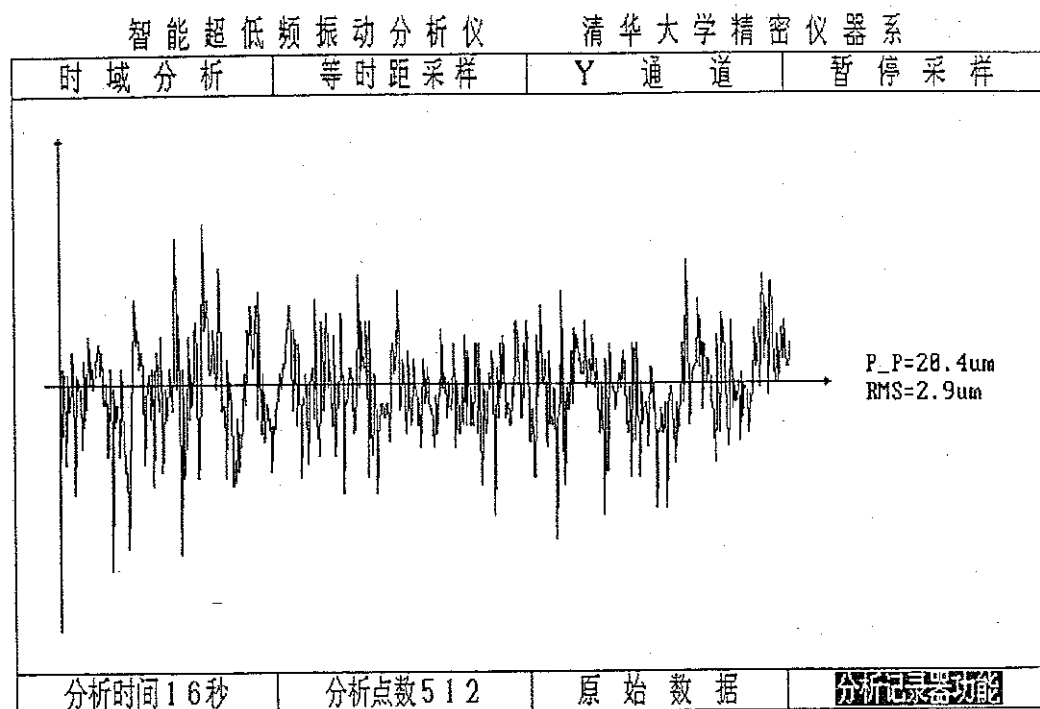


图8.9 水轮机顶盖振动波形图

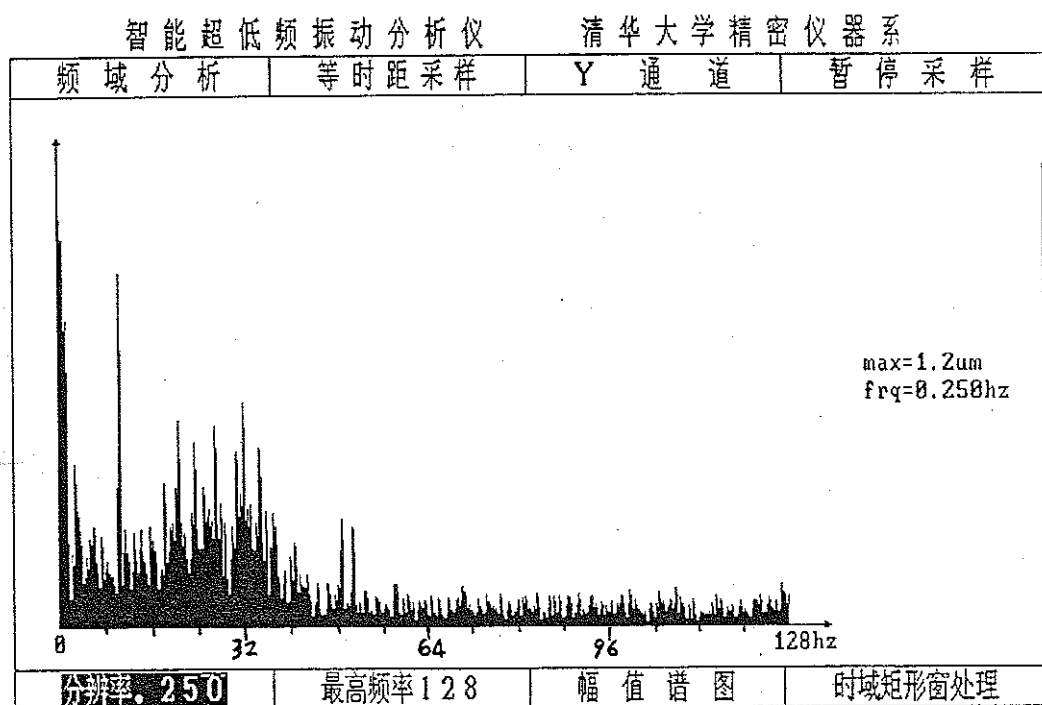


图8.10 水轮机顶盖振动频谱图

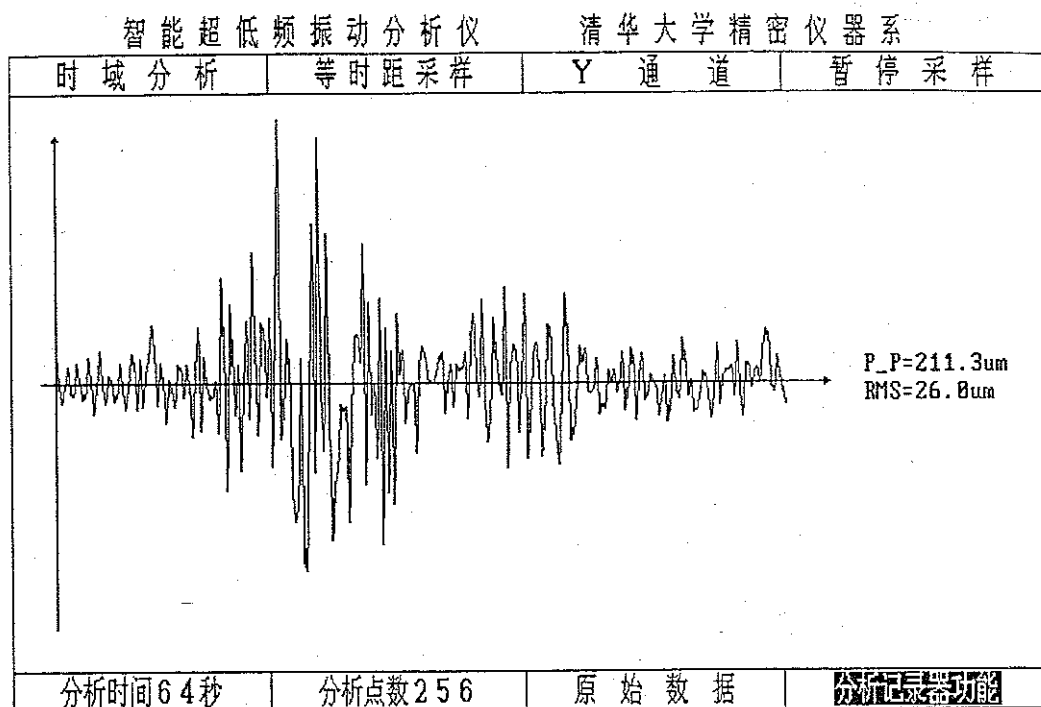


图8.11 发电机甩负荷时发电机顶盖振动波形图

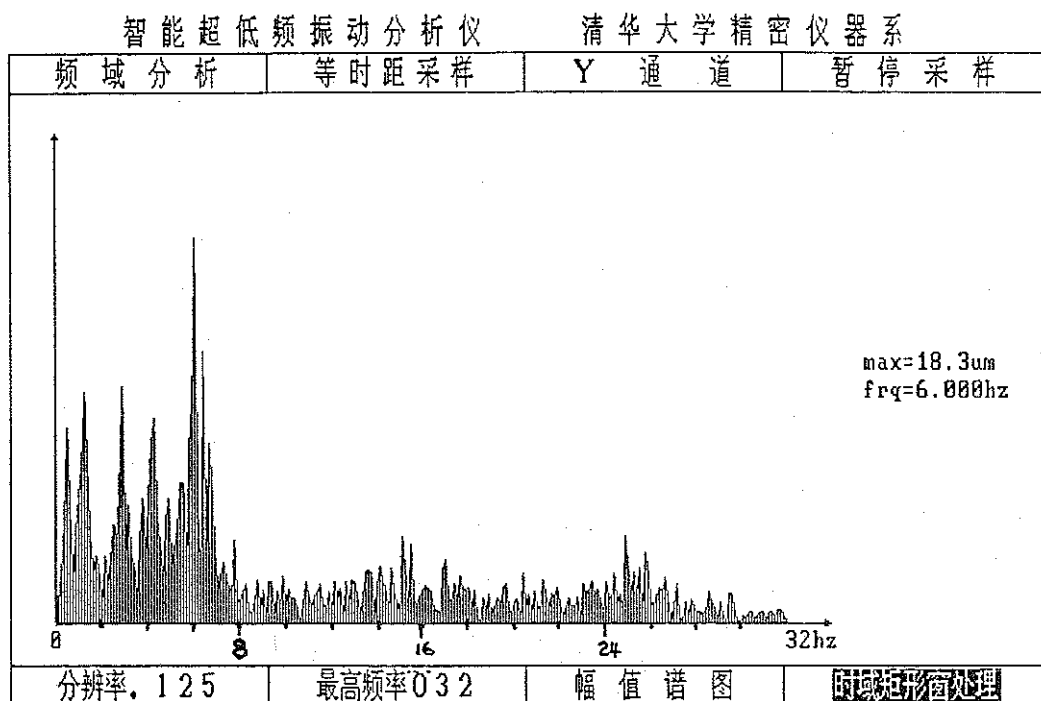


图8.12 发电机甩负荷时发电机顶盖振动频谱图

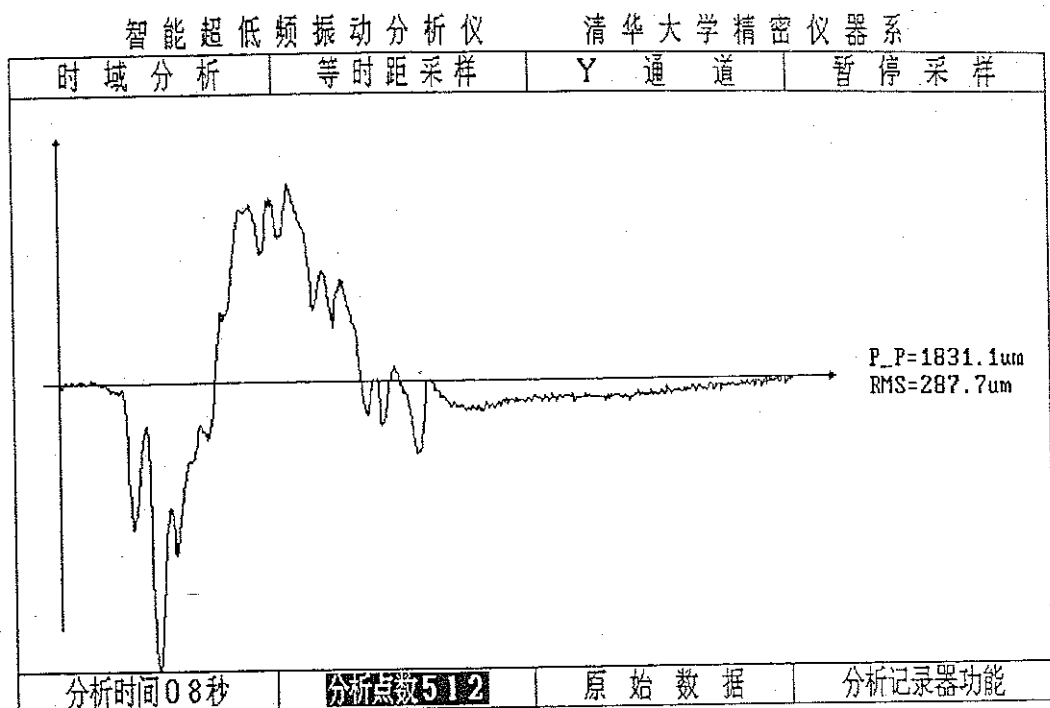


图8.13 桥梁振动波形图

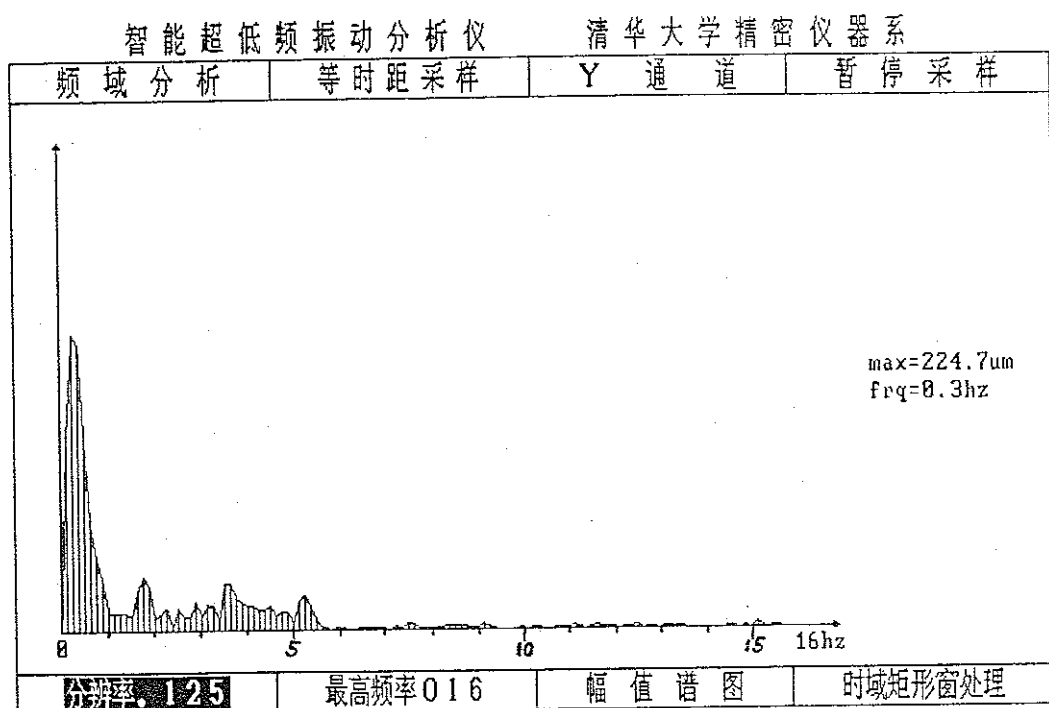


图8.14 桥梁振动频谱图

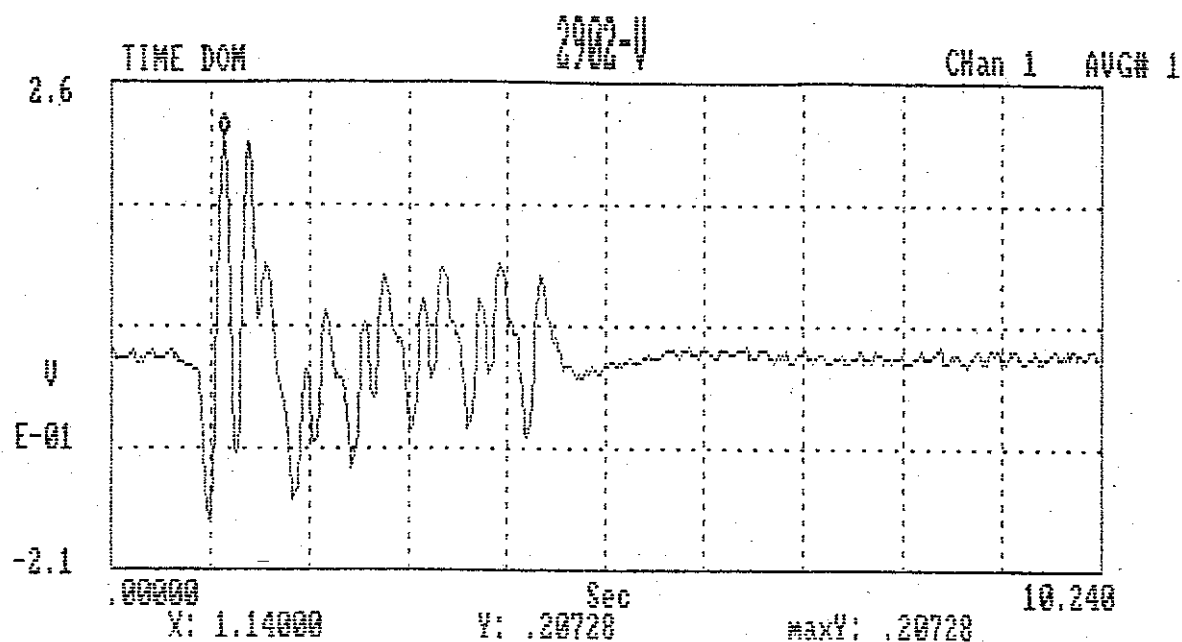


图8.15 CD-7型传感器所测桥梁振动波形图

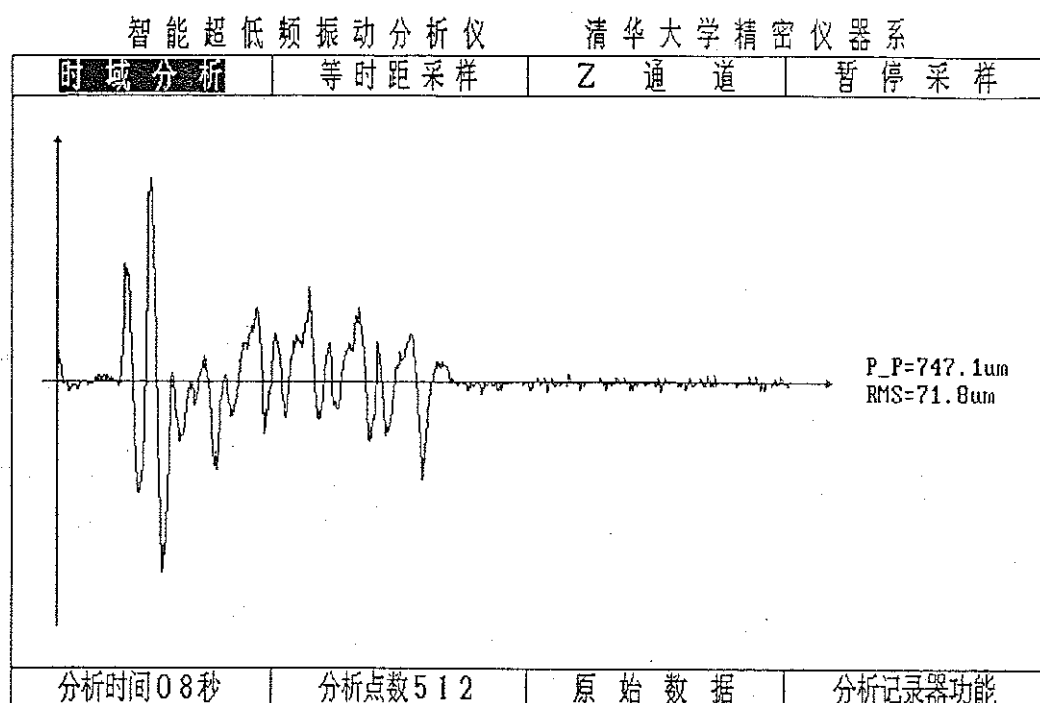


图8.16 经数字修正后(固有频率上移)桥梁振动波形图

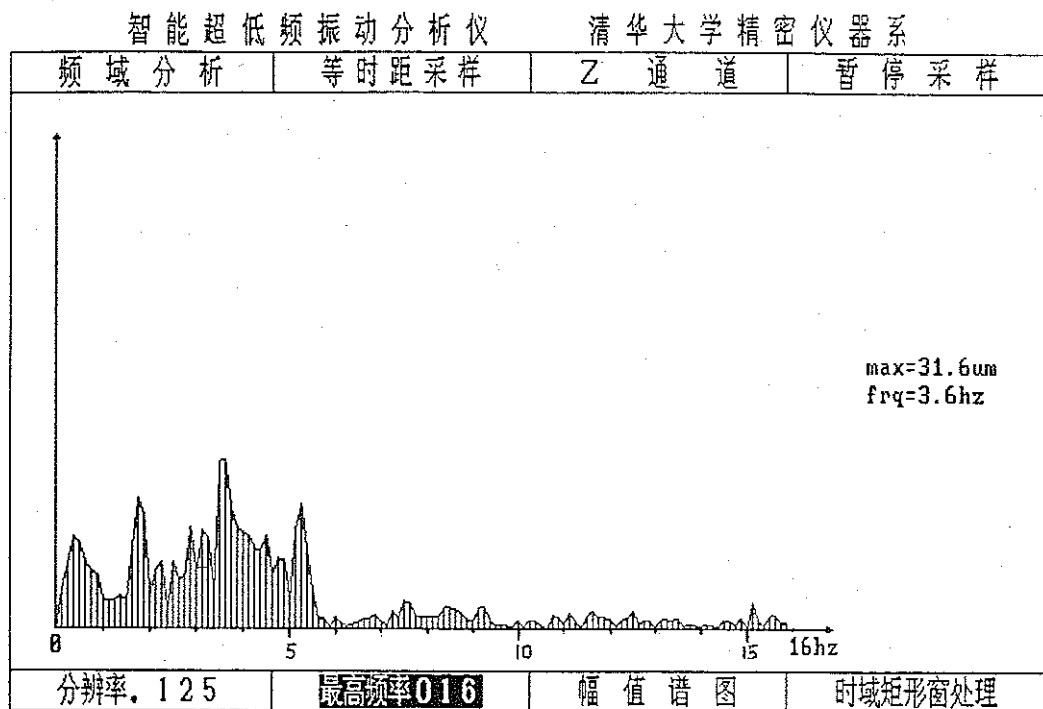


图8.17 经数字修正后(固有频率上移)桥梁振动频谱图

第九章 全文总结

§ 9.1 总结

本文研究了测量仪器和测量方法的智能化问题。提出并详细讨论了传感器频响扩展、参数在线估计和测量系统动态特性的数字修正三种智能化测量方法。并利用这些智能化方法,解决低频绝对振动测量这一有重要实际意义又有一定难度的问题。

低频振动测量的关键问题在于降低地震式传感器的固有频率。单纯从传感器本身考虑,降低传感器机械固有频率的方法在工程应用中不能实用。本文提出了用模拟频响扩展电路降低磁电式地震传感器等效固有频率的方案并取得了成功。应用模拟频响扩展电路,可以将磁电式地震传感器的等效固有频率从10Hz降为0.2~0.5Hz。扩展后传感器的输出特性完全类似于一个机械固有频率为0.2~0.5Hz的传感器。而且,由于传感器本身机械固有频率高,性能十分稳定可靠,横向交叉效应的影响也远小于机械固有频率低的传感器。这部分的研究内容是“七、五”和“八、五”攻关项目,“七、五”要求的指标是等效固有频率小于0.7Hz,“八、五”要求的指标是等效固有频率小于0.5Hz,本论文研究的传感器的指标已超过“八、五”的要求,获得了全国第六届发明展银奖。

利用磁电式地震传感器的“逆效应”,可以在没有标定振动台的情况下通过测量传感器的外部阻抗特性,估计出传感器的灵敏度、固有频率、阻尼比等重要参数。这一问题可以归结到系统辨识中的参数估计问题,在系统辨识理论中,几种经典的参数估计算法都存在着计算工作量和估计精度的矛盾。本文考虑到问题的具体特征,发展了一种专用的“扫频搜索”方法,实践证明这一方法精度高,计算量小。

本文讨论了数字滤波器修正测量系统动态特性的具体方法。在数字信号处理理论中,目前比较成熟的从模拟滤波器到递归数字滤波器的设计方法有脉冲响应不变法和双线性变换法两种。前者有很好保持原型模拟滤波器特性的优点,但却在应用范围上受到限制,不能用于高通、带阻和全通型的递归滤波器

设计；后者虽能用于设计任何类型的滤波器，但因为存在频率变换的非线性失真，不能很好保持原型模拟滤波器的特性。这两种方法用于修正测量系统动态特性的递归滤波器设计时都不太理想，本文发展了一种“广义脉冲响应不变法”的递归滤波器设计方法，这种方法既有脉冲响应不变法能够很好保持原型模拟滤波器特性的优点，又不受滤波器类型限制，可以用于任何类型的滤波器设计。本文将这种方法用在修正磁电式地震传感器频率特性的递归滤波器设计上，获得了满意的效果。

本文讨论了用数字滤波器扩展磁电式地震传感器低频测量范围的方法。这种方法不仅在一些情况下可以代替模拟频响扩展电路，而且可以同模拟扩展电路相结合，进一步降低传感器的等效固有频率。数字和模拟两种扩展方法结合，可以将机械固有频率为 10Hz 的磁电式地震传感器的等效固有频率降至 0.02~0.05Hz。

当使用环境变化时，磁电式地震传感器的一些参数可能发生变化，这些参数的变化会直接影响到测量系统的性能。用传感器参数在线估计方法可以得到这些参数的变化情况。本文讨论了用数字滤波器，来修正传感器参数变化对测量系统特性影响的方法。这一修正方法，使系统特性有了较大的改善。

本论文还研究了用于低频绝对振动测量和分析的两台智能仪器，一个是内含 CPU 的独立仪器，一个是基于 IBM-PC 机的个人仪器。这两台仪器，都能很好地完成低频绝对振动的测量和分析工作。本论文中的基于 IBM-PC 机个人仪器，具有较高的智能化程度和良好的人机接口界面。

应用本论文中研究的测量仪器，对长江葛洲坝水电站的水轮发电机组和北京环形实验铁路的桥梁做了测振实验。实验是用等效固有频率为 0.5Hz 的传感器做的，实验证明，用于水轮发电机组振动测量时，0.5Hz 固有频率的传感器的频响范围已经能满足使用要求；而用在铁路桥梁振动测量时，0.5Hz 的固有频率仍嫌太高，但就是 0.5Hz 的传感器，也还测出了用别的传感器测不出来的低频振动分量。

本论文的研究成果已经可以实用。论文中的关于低频绝对振动测量的内容以“地震式低频振动测量装置”的名称申请了国家发明专利，专利申请号为 92102774.5。

§ 9.2 本论文的创新点

- 1: 全面、详细分析和综合了智能化测量方法。提出了直接数字化、传感器频响扩展、传感器参数在线估计和校正、测量系统动态特性的数字修正几种新的智能化测量方法。
- 2: 提出、完成了反馈式振动传感器的低频频响扩展方案。
- 3: 提出、完成了选频放大式振动传感器的低频频响扩展方案。
- 4: 提出了用于磁电式地震传感器参数估计的扫频搜索方法。
- 5: 提出了用于数字递归滤波器设计的广义脉冲响应不变法, 并将这种方法用在修正磁电式地震传感器频率特性的递归滤波器设计上, 获得了满意的效果。

参 考 文 献

- [1] B.W.Petley, Measurement past, present and future, ACTA IMEKO, 1988, Houston, Texas, USA, pp9-24.
- [2] Luigi Gonella, Measuring instrument and theory of measurement, ACTA IMEKO, 1988, Houston, Texas, USA, pp297-304.
- [3] J.M.Favennec, Smart sensors in industry, J.Phys.E:Sci.Instrum. 1987, Vol 20, pp1087-1090.
- [4] L.Benetazzo, C.Narduzzi, C.Offelli, Signal processing with DSP-BASED instrumentation, ACTA IMEKO, 1988, Houston, Texas, USA, pp83-92.
- [5] A.van den Bos, P.Eykhoff, Model building and parameter estimation as means for intelligent measurement, Measurement, Jan-Mar, 1988, Vol 6, No 1, pp25-32.
- [6] J.Sztipanovits, Intelligent instruments, Measurement, Jul-Sep, 1989, Vol 7, No 3, pp98-108.
- [7] G.C.Barney, Intelligent instrumentation, 1985, Pretic Hall International (UK) Ltd, pp1-10.
- [8] 张士箕, 智能仪器, 1987, 电子工业出版社, pp1-2.
- [9] 江岳, 智能仪表, 1989, 中国科学技术出版社, pp1-15.
- [10] 暴金生、周企樱, 智能仪器设计基础, 1989, 机械工业出版社, pp1-6.
- [11] L.Finkelstein, D.hofmann, Intelligent measurement-A view of the state of the art and current trends, Measurement, Oct-Dec, 1987, Vol 5, No 4, pp151-153.
- [12] H.Schumny, Standardised interfaces for intelligent measurement, Measurement, Apr-Jun, 1987, Vol 5, No 2, pp50-54.
- [13] F.Ferraris, M.parvis, Man-Machine interface in intelligent, ACTA IMEKO, 1988, Houston, Texas, USA, pp85-95.

- [14] Henry J.Kohoutek, Intelligent Instrumentation : A quality challenge, ACTA IMEKO, 1988, Houston, Texas, USA, pp257-265.
- [15] W.Nowakowski, Personal computers in measurement. Does this mean a decline of the instrument era, Measurement, Apr-Jun, 1989, Vol 7, No 2, pp85-92.
- [16] 杨立志, 数字式电容测微仪及其在超精加工中的应用, 1988, 国防科学技术大学硕士论文, pp37-43.
- [17] 李均、袁洪祥、代瀛洲, 在线圆度测量技术, 仪器仪表学报, 1989, Vol 10, No 1, pp64-71.
- [18] Yang Lizhi, Li Jun, Yan Puchiang, A digital capacitance-based instrument for micro displacement measurement, MICONEX'90, 1990, Beijing.
- [19] D.kohn, W.killar, H.R.Trankler, Smart sensor for the measurement of displacement, ACTA IMEKO, 1988, Houston, Texas, USA, pp309-328.
- [20] 周兆英、杨进, 动力学参数的频域估计, 清华大学学报, 1987, Vol 27, No 5, pp57-66.
- [21] H.V.Allen, S.C.Terry, D.W.D.Bruin, Accelerometer systems with self-testable features, Sensor and Actuators, 1989, Vol 20, pp153-161.
- [22] J.E.Brignell, Software techniques for sensor compensation, Sensors and Actuators, 1991, Vol A 25-27, pp29-35.
- [23] J.E.Brignell, Digital compensation of sensors, J.Phys.E:Sci.Instrum. Sep. 1987, Vol 20, pp1097-1102.
- [24] W.J.Shi, J.E.Brignell, On-line optimization in sensor frequency response compensation, Sensors and Actuators, 1991, Vol A 25-27, pp37-41.

- [25] F.Ferraris, M.parvis, The auto-diagnosis system of an intelligent measuring instrument, Measurement, Oct-Dec, 1987, Vol 5, No 4, pp176-180.
- [26] F.Ferraris, M.parvis, Self-peotection in high-performance electrical measuring instrumentation, ACTA IMEKO, 1988, Houston, Texas, USA, pp473-486.
- [27] Don W. Frye, Deconvolution refinements improve seismic resolution, World Oil, 1976, Vol 182, No 7, pp71-74.
- [28] 牟永光, 地震勘探资料数字信号处理方法, 1981, 石油工业出版社, pp56-98.
- [29] IDR Mechanalysis 公司, Vibration Pickup P/N 24957 产品介绍, 1985.
- [30] 周汉安、杨立志、严普强等, 高稳定度速度传感器 (特殊低频) (“七五”攻关项目 75-53-03-21/02) 研制总结, 1990, 清华大学精仪系, pp2-3.
- [31] 周宜菁、周汉安, 伺服式超低频振动传感器的研究, 庆祝全国高校机械工程测试技术研究会、<<振动、测试与诊断>>杂志成立十周年学术论文集, 1990, 武汉, pp390-395.
- [32] Scheck 公司, Vibrosensors, 产品介绍, 1990.
- [33] Nix.A. Dipl-Ing, Pat.-Anw (德国专利), Offenlegungsschrift, 1984, 专利号 DE 32 34 632 A1 180982.
- [34] S.Kasei, I.Katon, A seismic displacement sensor for rotational vibration with measuring range enlarged to the lower-frequency region, 日本机械学会论文集 (C 编) (日文), 1990, Vol 56, No 524, pp906-910.
- [35] Philips 公司, Machine monitoring systems 产品介绍, 1991, pp17-18.
- [36] C.D.Motchembacher, F.C.Fitchen, Low-Noise electronic design, 中译本, 低噪声电子设计, 1977, 国防工业出版社, pp41-58.

- [37] J.R.Hufault, OP AMP network design, 中译本, 运算放大器应用电路集萃, 1989, 中国计量出版社, pp36-47.
- [38] Jiri Dostal, Operational amplifiers, 中译本, 运算放大器, 1987, 中国计量出版社, pp369-400.
- [39] 史维祥、尤昌德, 系统辨识基础, 1988, 上海科技出版社, pp137-175.
- [40] 冯康等, 数值计算方法, 1978, 国防工业出版社, pp345-389.
- [41] L.R.Rabiner, B.Gold, Theory and application of digital signal processing, 中译本, 数字信号处理, 1982, 国防工业出版社, pp164-167.
- [42] 黄俊钦、候连生, 递归滤波器的一种设计方法, 仪器仪表学报, 1984, Vol 5, No 2, pp164-170.
- [43] A.V Oppenheim, R.W schaffer, Digital signal processing, 中译本, 数字信号处理, 1980, 科学出版社, pp145-150.
- [44] 宗孔德、胡广书, 数字信号处理, 1988, 清华大学出版社, pp234-241.
- [45] Intel 公司, MCS-96, 8098(8398) 产品介绍, 1987.
- [46] 徐君毅等, 单片微型计算机原理与应用, 1988, 上海科学技术出版社, pp375-376.

作者在博士生学习阶段发表的论文:

- (1) 杨立志、严普强、周汉安, 智能测量方法和仪器的发展, 庆祝全国高校机械工程测试技术研究会、<<振动、测试与诊断>>杂志成立十周年学术论文集, 1990, 武汉, pp390-395.
- (2) Lizhi Yang, Puchiang Yan, Hanan Zhou, A seismic super low frequency vibration velocity transducer, Proc. ICPR, 1991, Hefei, pp1798-1800.
- (3) Lizhi Yang, Puchiang Yan, Hanan Zhou, General purpose intelligent measurement device, Proc. ICPR, 1991, Hefei, pp1795-1797.

- (4) Pu-Chiang Yan, Li-Zhi Yang, Han-an Zhou, An intelligent low frequency seismic measuring instrument, Proc. IMMDC, 1991, Las Vegas, Nevada, pp283-286.
- (5) 周汉安、杨立志、严普强、孙临湘、杨倩, 超低频振动传感器, 第二届全国敏感原件与传感器学术论文集, 1991, 上海。
- (6) Yang Lizhi, Li Jun, Yan Puchiang, A digital capacitance-based instrument for micro displacement measurement, MICONEX'90, 1990, Beijing.

谢 启

本论文的研究工作，得到国家自然科学基金和教委博士点基金的资助。

本论文是在我的导师严普强教授的悉心指导下完成的，严先生渊博的学识和精心的指导，使我在论文完成期间进步很大。从严先生身上学到的，不仅仅是学科知识，更重要的，是严谨的学风和精益求精的科研作风。这些将使我终生受益。

论文中传感器部分的工作，得到了周汉安教授的帮助和指导，周先生丰富的实践经验，对本论文的完成起了很大的作用。

在论文的具体实验中，实验室杨倩同志、刘迎春访问学者作了大量的工作。论文完成期间，还得到了教研组毛乐山副教授、靳怀义副教授、韦文林教授、陈恳同志、余水宝访问学者等同志的支持和帮助，在此一并表示感谢。

本论文得以完成，是与张海云博士的鞭策和鼓励分不开的，是她使我走定了求学的道路。

回顾十多年求学的历程，我的父母在精神上和经济上给了我很大的支持。没有他们的支持，也就不会有这篇论文。

我将继续努力，不负各位学长、亲友、同事的众望。

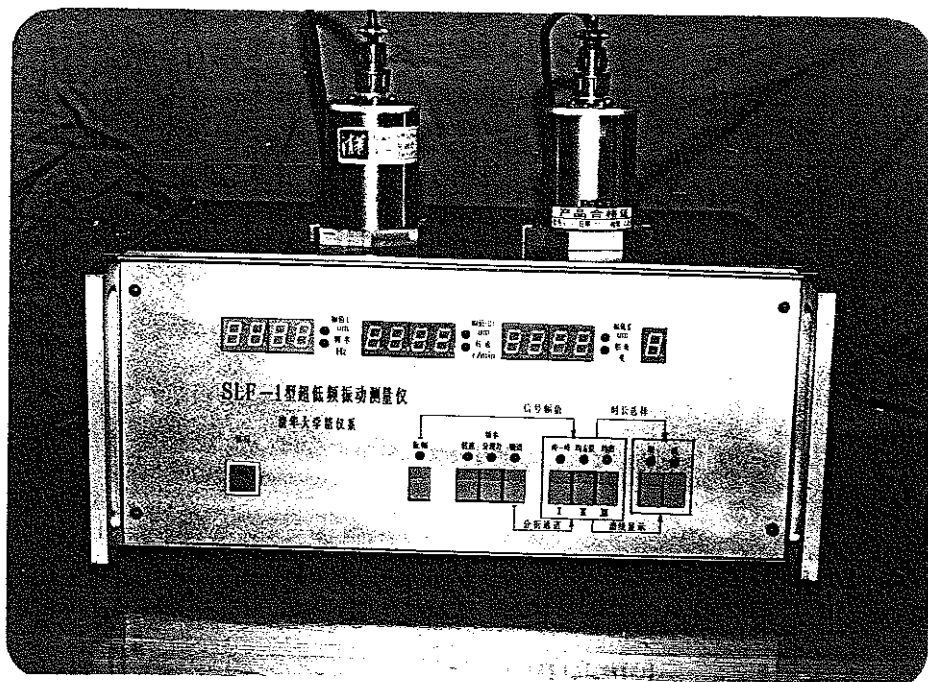
附录 传感器和仪器的外型照片



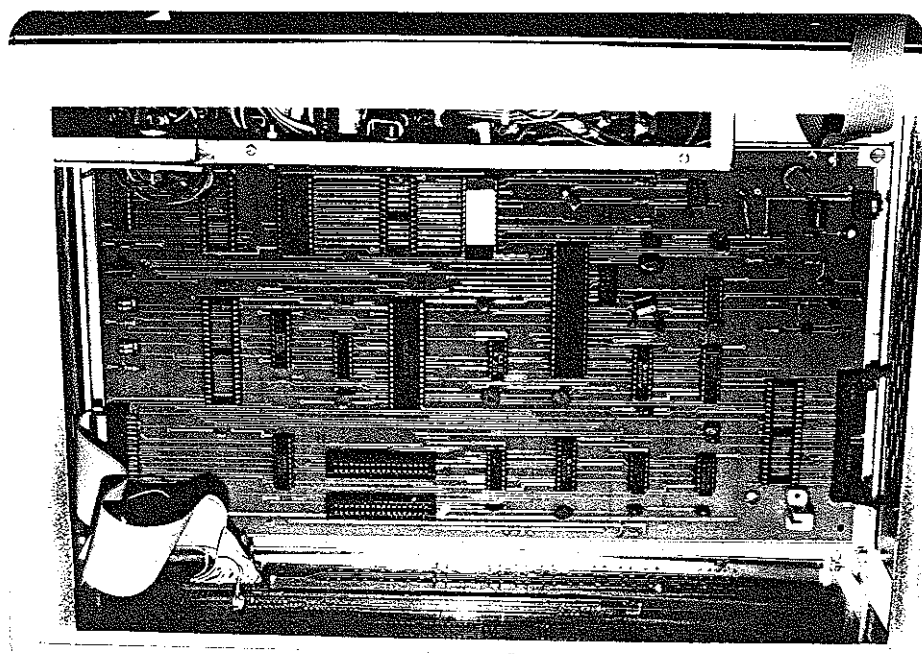
附录图1 基于PC的个人仪器和低频振动传感器（显示振动频谱）



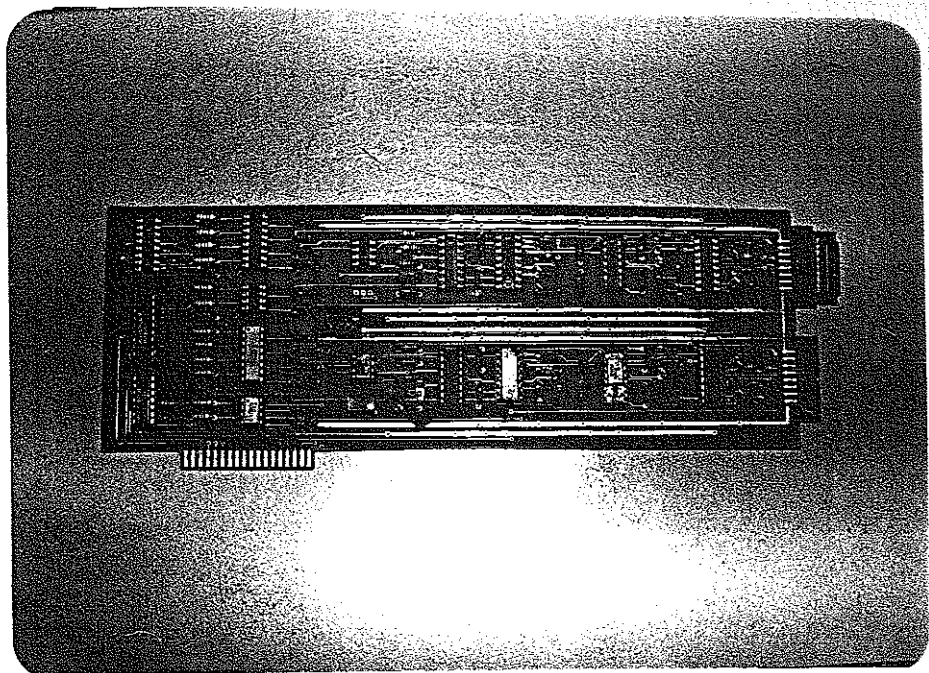
附录图2 基于PC的个人仪器和低频振动传感器（显示振动波形）



附录图3 内含CPU的独立仪器和低频振动传感器



附录图4 独立仪器的主电路电路板



附录图5 独立仪器的模拟通道电路的电路板