

PC 模块式数字存贮示波器的软件设计^{*}

万 频

(广东工业大学电气工程及自动化系, 广州, 510090)

摘要 介绍了一种个人仪器——50MHzPC 模块式数字存贮示波器的软件设计. 该个人仪器软件具有较强的数据处理能力. 本文中给出了个人仪器软件模块化设计的基本思想和方法, 介绍了软件的结构及几个关键程序模块的设计, 着重就从噪声中提取信号的信号平均技术进行了讨论.

关键词 个人仪器; 模块化设计; 模块式数字存贮示波器; 信号平均

中图资料法分类号 TM935.33; TP368.3

前文^[1]介绍了一种个人仪器——50MHzPC 模块式数字存贮示波器的硬件设计, 本文将阐述该仪器的软件设计. 该仪器充分利用了 PC 机丰富的软件资源, 个人仪器可以方便地得到图形处理、图象处理、数据库甚至专家系统功能的支持, 并具备联网能力. PC 机可以运行几乎所有的高级语言, 同时也能运行汇编语言, 而不象传统的智能仪器只能用汇编语言对其进行编程. 这样就使个人仪器的数据处理能力与传统智能仪器相比得到很大提高, 软件的可移植性强, 可以比较好地实现软件资源共享. 同时由于 PC 机也能运行汇编语言程序而使得个人仪器的实时处理速度并不比传统智能仪器慢^[2~4]. 本文所阐述的个人仪器——50MHzPC 模块式数字存贮示波器的软件设计, 即综合了个人仪器软件设计方面的诸多优点.

该仪器主要技术指标: 取样速率为 50kS/s(或 kHz); 等效存贮带宽可达 50MHz; 垂直分辨率为 8 位, 信号处理时的分辨率如需要可达 12 位; 可捕捉到最小脉宽 50ns 的单次信号.

1 软件设计的总体思想

该个人仪器软件设计采用的是模块化设计方法, 这种模块化结构的软件从结构上看清晰明了, 各程序间相互牵扯少, 独立性强, 软件易于扩充和修改, 可读性强, 也便于移植. 在编制模块化软件时要注意使各程序模块的接口一定要简单清楚, 设定共享型的数据缓冲区, 同时要符合一定的规范和条件.

该软件分为两大类, 一类为系统软件, 即主控模块, 主要负责协调和管理整个仪器系统的运作; 另一类为应用软件, 这一类软件中包含许多完成某一特定功能或数据处理的程序模块, 如数据采集、信号平均、相关分析、正逆 FFT 等程序模块. 该软件的结构如图 1 所示.

^{*} 收稿日期: 1996-01-26

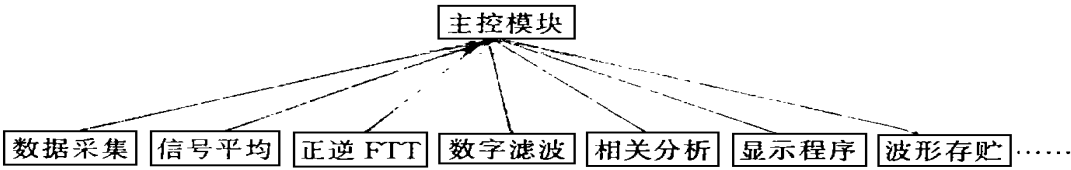


图 1 个人仪器软件结构框图

在进行程序设计时采用了高级语言 TurboC 和汇编语言 8086/8088 进行混合语言编程。高级语言具有较强的信息管理和数据处理能力,故一些离线数据处理模块用 TurboC 高级语言进行编程,TurboC 是一种结构程序设计语言,比较容易编写、调试和修改。汇编语言编制的程序则由于其执行速度快而用来编制主控模块、数据采集模块、显示模块以及有些实时数据处理模块。这种混合语言编程通过 TurboC 语言与 8086/8088 汇编语言之间的语言接口即可实现两者的交互运行。

下面就构成个人仪器软件的几个关键程序模块的设计思想进行介绍。

2 主控程序模块

主控程序模块主要是提供一个比较友好的用户接口(人机接口)去实现对各应用软件模块的管理和运行。在此主要采用了菜单设计技术,这样可使个人仪器的用户通过显示屏上的菜单去了解可供使用的命令和操作对象,用户只要进行正确的选择即可操作使用个人仪器。主控程序模块的流程图如图 2 所示。

3 数据采集程序模块

本程序模块是最为关键的一个程序模块,它直接与仪器硬件发生联系,要发出各种控制字、参量字到仪器硬件中去,同时又要对硬件工作状态进行判断和处理,然后读取取样值。由于是实时控制和处理,并且为了便于与硬件设备发生联系,该程序模块采用汇编语言编程。

数据采集工作的基本过程是:首先选通 50MHz 数字存贮示波器模块,设置相应的控制字及参量字,然后由 PC 机发出测试启动信号,根据被测信号频率的高低,取样过程分为实时取样、步进取样,同步分频步进取样^[1],接着由 PC 机发出取样触发启动信号进行相应的取样过程,被测信号经取样保持,A/D 转换后由 PC 机根据需要采

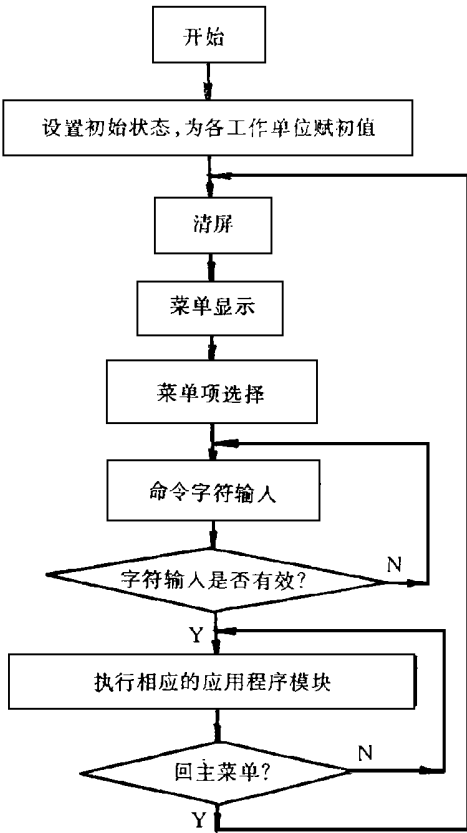


图 2 主控程序流程图

用查询方式或中断方式进行数据的读取。

程序的开始先判断是自动测试方式还是人工测试方式, 自动测试方式即是整个测试过程由个人仪器自动实现; 而人工测试方式则是在测试过程中的控制字、扫速字以及取样方式等都由用户进行选择, 这样可方便用户根据具体情况灵活观测被测信号。通常情况下的数据采集程序流程图如图 3 所示。

该 PC 数字示波器能捕捉单次信号同时还具备预触发功能。在实现这两种功能时数据采集过程与上述通常工作情况下的数据采集过程不同。

当选择捕捉单次信号的功能时, 对输入信号进行测频的环节取消, 且只采用实时取样方式, 被测信号为单次缓慢信号时, 取样触发信号由被测的单次信号上升沿提供; 被测信号为单次瞬态信号时, 在被测信号可能出现的期间不间断地实时取样, 以此来捕捉单次信号。捕捉单次信号的数据采集程序流程图如图 4 所示。

当选择预触发功能时, 数据采集的过程又有其特殊性, 测频环节取消, 采用实时取样方式, 且处于不间断地取样状态下, 取样过程是由输入信号的上升沿进行中止, 这样取样到的信号数据是触发前的部分, 即实现了观察触发前信号的目的, 这种模拟示波器所不可能具有的预触发功能, 对于观测研究地震、材料强度、生物等信号是有很有效的^[1]。实现预触发功能的数据采集程序流程图如图 5 所示。

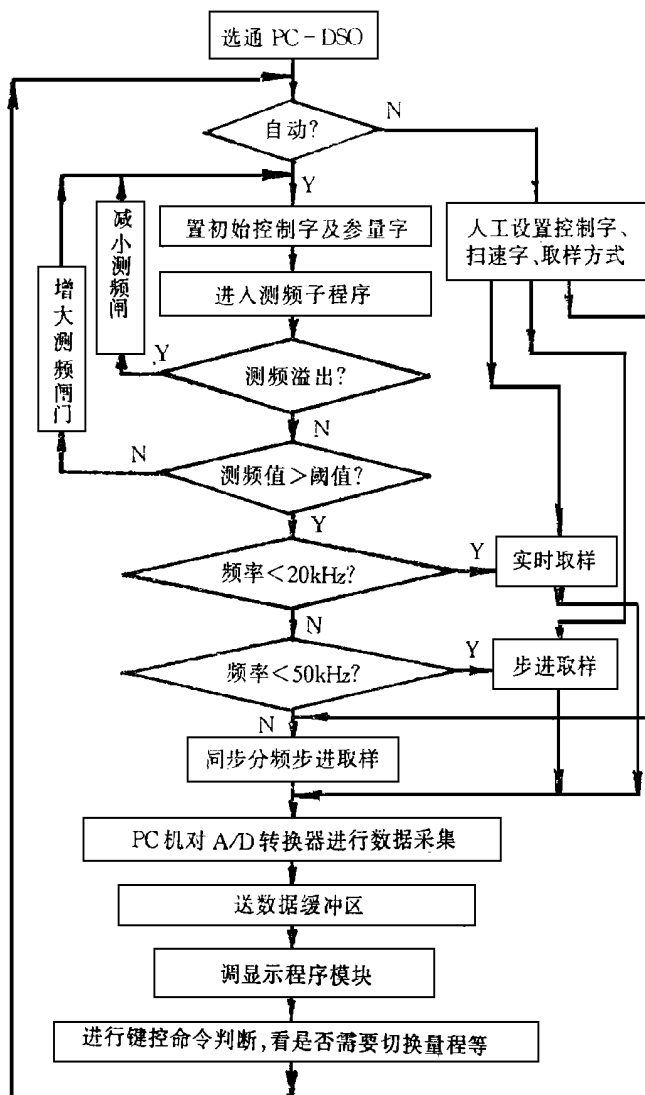


图 3 数据采集程序流程图

对于观测研究地震、材料强度、生物等信号是有很有效的^[1]。实现预触发功能的数据采集程序流程图如图 5 所示。

4 信号时域多点平均程序模块

作为一个数字存储示波器,被测信号的背景噪声干扰的抑制是数据处理应用软件中的一个重要任务. 一般情况下数字滤波技术可以较好地达到消除噪声干扰的目的,但当被测信号的频谱与噪声的频谱全部或部分重叠时,一般的滤波技术不再适用,用信号叠加平均技术则可以有效改善信噪比^[5].

在测量理论中,平均技术是改进期望值的标准技术,通常可以采用两种平均值,第一种为 RMS 平均或称均方根值平均,但 RMS 平均并不能改善信噪比,只能对总的信号加噪声功率作出更精确的估计. 第二种为信号叠加平均,可以用来改善测量的信噪比. 叠加平均有多种实现方法,最常用的是时域多点叠加平均,本仪器中即采用时域多点平均技术,这种平均技术要求被测信号是周期信号或重复信号,而实际中遇到的大量信号都为周期信号或重复信号,所以在此采用这种技术是可行的也是必要的. 时域多点平均技术具体实现有线性叠加平均、归一化平均以及指数平均三种方法,下面介绍其中的能获得快速响应且信噪比改善大的线性叠加平均以及归一化平均.

设混有噪声的信号为 $f(t) = s(t) + n(t)$, 噪声的有效值为 $\overline{n(t)}$. 每隔 T 秒取样一次,对第 i 个取样点的第 k 次取样值为

$$f(t_k + iT) = s(t_k + iT) + n(t_k + iT).$$

(1)

若对第 i 点取样 m 次,则采用线性叠加平均有

$$\sum_{k=1}^m f(t_k + iT)$$

$$= \sum_{k=1}^m [s(t_k + iT) + n(t_k + iT)]$$

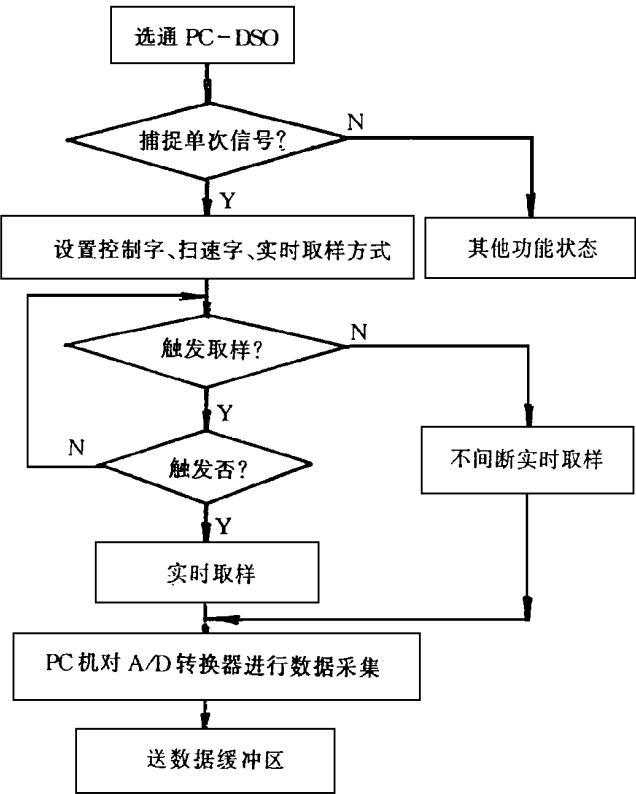


图 4 捕捉单次信号的数据采集程序流程图

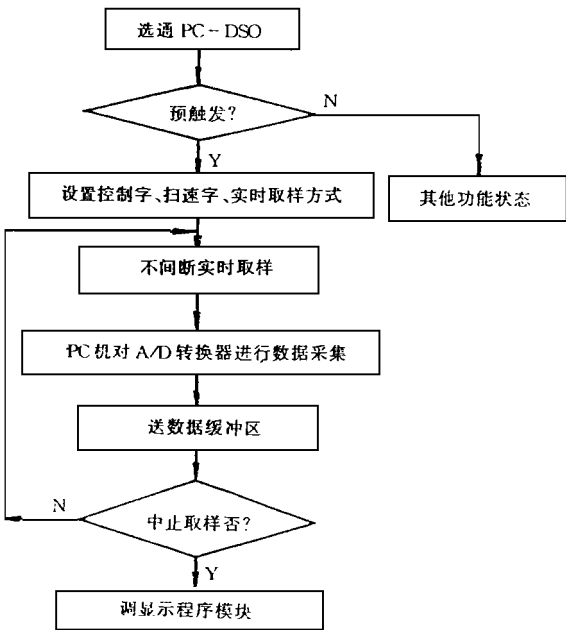


图 5 实现预触发功能的数据采集程序流程图

$$= m \cdot s(t_k + iT) + \sqrt{m \cdot n(t)}. \quad (2)$$

由上式知输出信号幅度为输入的 m 倍, 而噪声是随机的, 其有效值仅较输入提高了 $\sqrt{m}$ 倍, 可见在叠加 m 次之后, 信噪比改善了 $\sqrt{m}$ 倍. 线性叠加平均时输出信号随取样次数 m 的增加而增大, 在信号波形显示时易溢出显示屏而给观测波形带来不便. 采用归一化平均技术可解决此问题, 具体计算方法是对线性叠加平均的结果进行归一化, 即 $A_m = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m f(t_k + iT)$

归一化平均技术能提供一个幅度不随取样次数增加而增加的输出信号, 信号波形的显示不会出现溢出的情况, 但随取样次数的增加信噪比改善显著.

现从频域或滤波的观点来进一步讨论时域多点平均技术噪声抑制问题. 时域信号平均实质上是对混有噪声的输入信号 $f(t) = s(t) + n(t)$ 进行 m 次叠加, 而这 m 次叠加等效于对输入信号 $f(t)$ 用 m 个单位脉冲进行卷积. 把时域信号平均作为一个滤波器来看, 可知其脉冲响应函数由 m 个单位脉冲构成, 即 $h(t) = \sum_{k=1}^m \delta(t - kT)$, (3)

其中 T 为信号 $s(t)$ 的周期.

对其进行拉氏变换可得传递函数

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= e^{-j\omega T} + e^{-j2\omega T} + \dots + e^{-jm\omega T} = \frac{e^{-jm\omega T} - 1}{e^{-j\omega T} - 1} e^{-j\omega T} \\ &= \frac{\sin(m\omega T/2)}{\sin(\omega T/2)} e^{-j\frac{(m+1)\omega T}{2}}, \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{其中幅频特性 } |H(j\omega)| = H(\omega) = \left| \frac{\sin(m\omega T/2)}{\sin(\omega T/2)} \right| \quad (5)$$

由罗彼塔法则知

$$\lim_{\omega \rightarrow 2n\pi} H(\omega) = \lim_{\omega \rightarrow 2n\pi} \left| \frac{\sin(m\omega T/2)}{\sin(\omega T/2)} \right| = m,$$

其中 $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

图6对应于 $H(\omega)$ 的不同 m 值的传递函数的归一化幅频特性曲线

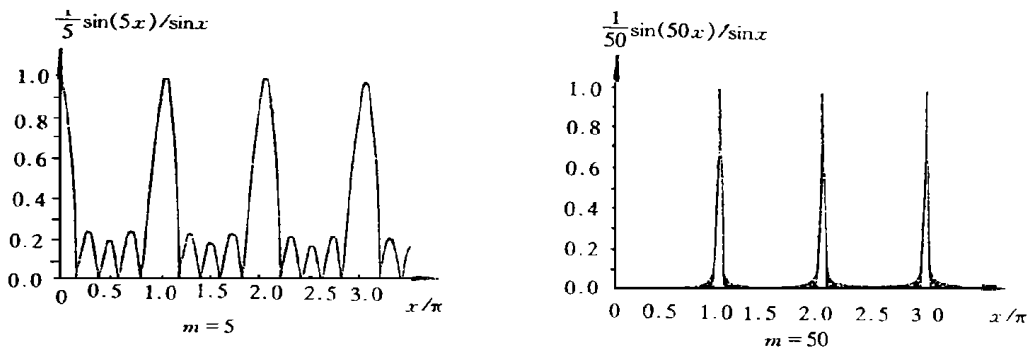


图6 信号平均的梳状滤波归一化特性

由图6可定性看出时域多点平均技术对噪声的抑制能力, 梳状滤波特性的每个齿为一带通滤波器, 只选出 $\frac{n}{T}$ 谐波处的频率分量, 并且随着 m 值的增加带宽缩小, 峰值增高, 抑制噪声的能力增强. 下面进行定量分析. 由等效噪声带宽的定义可知:

$$B_N = \frac{1}{H^2(0)} \int_0^\infty H^2(\omega) d\omega = \frac{1}{m^2} \int_0^\infty H^2(\omega) d\omega, \quad (6)$$

由前知 $H(\omega)$ 为周期性函数, 因此上式在 $(0, \infty)$ 内不可积, 故先求 $(0, \frac{1}{T})$ 内的 Δf_{N1} :

$$\Delta f_{N1} = \frac{1}{m^2} \int_0^{\frac{1}{T}} H^2(\omega) df = \frac{1}{m^2} \int_0^{\frac{1}{T}} \left[\frac{\sin(m\omega T/2)}{\sin(\omega T/2)} \right]^2 df, \tag{7}$$

式中 T 为信号 $s(t)$ 的周期, m 为叠加次数, $\omega = 2\pi f$. 此处令 $f = \frac{x}{\pi T}$, 则 $x = \frac{\omega T}{2}$. 且当 f 由 $0 \rightarrow \frac{1}{T}$ 时, x 由 $0 \rightarrow \pi$. 则式(7)可表达为

$$\Delta f_{N1} = \frac{1}{\pi T m^2} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin mx}{\sin x} \right]^2 dx. \tag{8}$$

因为 $\frac{\sin^2 nx}{\sin x} = \frac{1 - \cos(2nx)}{2\sin x} = \frac{1}{2\sin x} [1 - \cos 2x + \cos 2x - \cos 4x + \cos 4x - \dots - \cos 2(n-1)x + \cos 2(n-1)x - \cos 2nx] = \sum_{m=1}^n \sin(2m-1)x$

$$\tag{9}$$

则 $\left[\frac{\sin nx}{\sin x} \right]^2 = \sum_{m=1}^n \frac{\sin(2m-1)x}{\sin x}$

$$\tag{10}$$

其中 $\frac{\sin(2m-1)x}{\sin x} = \frac{1}{\sin x} [\sin(2m-1)x - \sin(2m-3)x + \sin(2m-3)x - \sin(2m-5)x + \sin(2m-5)x - \dots + \sin 3x - \sin x + \sin x]$

$$= 2[\cos(2m-2)x + \cos(2m-4)x + \dots + \cos 2x] + 1$$
$$= 1 + 2 \sum_{i=1}^{m-1} \cos(2ix), \tag{11}$$

则由式(10)有 $\left[\frac{\sin nx}{\sin x} \right]^2 = \sum_{m=1}^n \frac{\sin(2m-1)x}{\sin x} = \sum_{m=1}^n [1 + 2 \sum_{i=1}^{m-1} \cos(2ix)]$.

$$\tag{12}$$

又因 $H(\omega)$ 在 $(0, \frac{\pi}{2})$ 内与 $(\frac{\pi}{2}, \pi)$ 内是对称的, 所以

$$\int_0^{\pi} \left[\frac{\sin nx}{\sin x} \right]^2 dx = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\frac{\sin nx}{\sin x} \right]^2 dx = 2 \sum_{m=1}^n \int_0^{\frac{\pi}{2}} [1 + 2 \sum_{i=1}^{m-1} \cos(2ix)] dx$$
$$= 2 \cdot n \cdot \frac{\pi}{2} = n\pi,$$

故可得 $\Delta f_{N1} = \frac{1}{\pi T m^2} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin mx}{\sin x} \right]^2 dx = \frac{m\pi}{\pi T m^2} = \frac{1}{mT}$.

Δf_{N1} 为梳状滤波特性的一个“齿”的等效噪声带宽, 可知 Δf_{N1} 与 m 成反比, m 值很大时, 可获得极窄的等效噪声带宽, 抑制噪声的能力极强, 这进一步说明多点平均技术是从噪声中提取信号的有效手段.

采用归一化平均技术的程序可以容易地用汇编语言来编程, 并且实现快速的实时数据处理. 程序流程图如图 7 所示. 实验结果见下节内容.

5 实验结果

本仪器采用归一化平均技术对被测信号进行处理的实验结果如图 8(照片)所示. 对应测量数据详见测试报告(因篇幅限制, 此处从略). 取样点数为 256 点.

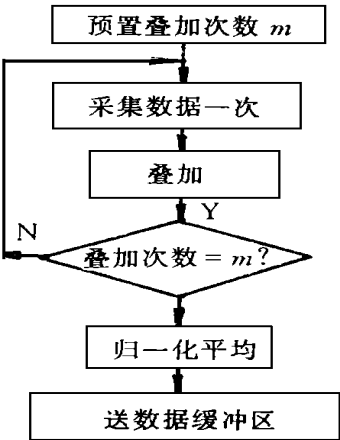
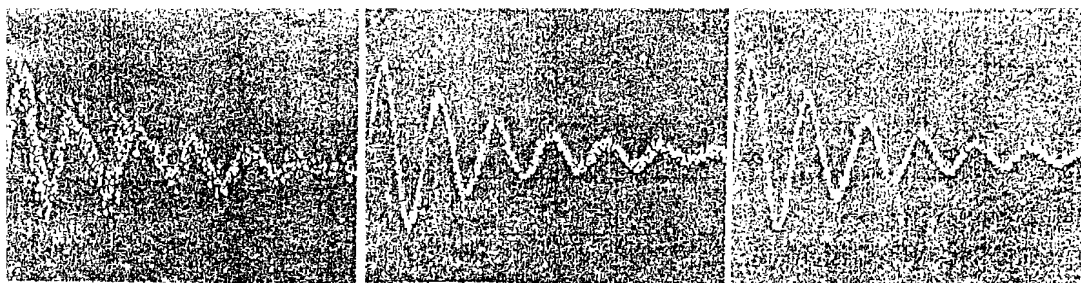


图 7 归一化平均程序流程图



m = 1

m = 512

m = 1024

图8 归一化平均处理前后波形比较

6 结束语

本文介绍了个人仪器软件设计的基本思想,以及几个关键的软件模块,使读者对 PC 模块式数字存储示波器的软件设计有一个基本了解。由此可以看到,个人仪器这种将计算机和仪器作为一个整体系统综合设计的思想是有十分积极的意义的,在一台 PC 机上连接多个模块式仪器并进行交互操作时,个人仪器系统的优势就显得更为突出。

参 考 文 献

- 1 万频. 50MHzPC 模块式数字存储示波器. 广东工学院学报, 1996, (1): 68~ 72
- 2 杜文升, 王振裕. 智能仪器的新发展——个人仪器系统. 国外电子测量技术, 1987, (1): 12~ 18
- 3 William Ielder. Personal Instrument System Blends Two Worlds in Testing and Measuring. Electronic Design, 1984, 26(10): 5~ 7
- 4 Rothschild C J, Sismilich R C, Walker W T. Low - cost Automated Instruments for Personal Computers. Hewlett - Packard Journal, 1986, 31(5): 11~ 14
- 5 Trimble C R. What is Signal Averaging. Hewlett - Packard Journal, 1988, 42(4): 7~ 10

The Software Design of The PC- DSO

Wan Pin

(Department of Electric Engineering and Automation, GDUT, Guangzhou, 510090)

Abstract The software design of a personal instrument ——50MHz PC- DSO is introduced. The software of the personal instrument based on personal computer has very strong signal processing function and other functions. The method of the modular design is introduced in the software of the personal instrument. The software structure and the design of the key programs are expounded. The signal averaging is discussed emphatically.

Key words personal instrument; modular design; PC- DSO module; signal averaging