

数据采集、处理装置应用实例*

中国科学院北京力学研究所九室

(一) 数据采集、处理装置

PACQ-2CTM简介

由于科学技术的发展,实验任务种类和数量都有增加,处理的复杂程度也越来越大。每次实验以后的数据整理往往成为很繁杂的工作,延长了实验周期。另外,如果多路信号要求进行同步实时测量,并处理实验数据,则只用一般电子仪器是无法完成的。因此,有必要在测量技术中利用计算机。DACQ-2CTM就是能较好地解决这类问题的高速数据采集系统。它能以很高速度(加15000次/秒)采集数据,而后由它的中心处理机进行处理。如果一次处理不完的,可以加工出进一步上大型计算机的纸带。另外,由于本采集系统具有一系列专用硬件的程序设计,实时处理都很方便。在实用时,只要我们利用适当的传感器将各种被测量(非电量)变为电信号,就可以对很多物理量进行即时测量,实时处理。如果我们能妥善解决好远距离信号传送问题,就可使这台设备同很

多距离较远的试验设备联接起来,发挥其作用。必要时,还可以通过本设备的多目的子系统对生产和实验过程进行实时控制。

下面,对DACQ-2CTM系统作一简单介绍。

一、性能指标

1、模拟输入/输出

1.1 模拟输入 $\pm 4.095V$.

分辨力 $1mV$.

变换精度 $15^{\circ}C \sim 35^{\circ}C$ 满量程为0.2%

$0^{\circ}C \sim 40^{\circ}C$ 满量程为0.3%

变换时间 $50\mu s$

信号源阻抗 $< 1K\Omega$

输入阻抗 $1M\Omega$

输入方式 浮动或保护式

通道 16

1.2 模拟输出

变换范围 $\pm 5V$

精度 $\pm 1\%$ (满量程)

速度 $25\mu s$

输出阻抗 3Ω

$$\frac{V}{V_0} = \left(1 + Cf \cdot \frac{2\pi r_0 V_0 Z}{Q} \right)^{-1}$$

如 $Q = 5$ 米³/时, $r_0 = 30$ 毫米, $Cf = 0.02$,

$Z = 0.03 \quad 0.05 \quad 0.1$ (米)

$$\frac{V}{V_0} = 0.47 \quad 0.35 \quad 0.21$$

参考文献

1. H. U. Eckert, The induction arc, A State of the art, Review, High Temperature Science Vol 6, №2, 1099 (June 1974)
此文附有高频产生等离子体技术的详细文献目

录。

2. 电子管振荡器高频加热装置
国防工业出版社(1966)
3. 高周波加热用电子管发振装置的设计和调整(日文)
4. Dundas等, TiO_2 Production by Plasma Processing, Chem. Eng. Progress Vol 66, №10, (Oct, 1970) P61
5. R. F. Badd 编: The application of Plasmas to Chemical Processing, MIT Press (1967)
6. С. В. Дресвин (Ред.) Физика и техника низкотемпературной плазмы (1972)

*) 收到日期1975年7月

输出通道 2

2、数字输入/输出

2.1 数字输入

种类	接点 (闭合时为真)
容量	DC20V, 10mA
通道	8通道 × 4
用途	输入数字量或中断信号

2.2 数字输出

A、接点输出

种类	接点 (闭合时为真)
容量	DC20V, 10mA
通道	8

B、电平输出

种类	电平输出 (4~5V 为真, 0~0.5V 为假)
输出阻抗	1K
通道	8

3、用户参数输入

采样间隔 Δt	0~999 μ s, 0~999ms
-----------------	---------------------------

叫通道 0~16

总的采样时间

采样方式 连续、单次

二、计算机部份

1、NOVA-1200

内存28K

2、行印机 165字/行

3、电传机 16字/行

4、绘图仪 x轴 400步/行

y轴 400步/行

步长 0.1mm

图幅 y轴27cm, x轴3500cm

三、配用软件

由于本采集系统的中心处理机是 NOVA-1200, 所以, NOVA 全部软件可用于编制采样处理程序, 比较合适的是FORTRAN 和汇编两种程序。

四、使用方法

4.1 一般方块图

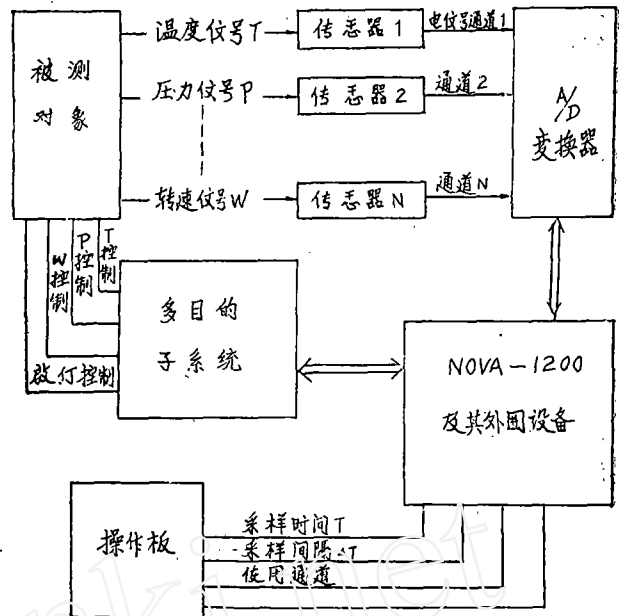


图 1

4.2 A/D变换器

在被测信号为模拟量时, A/D变换器将模拟量变为数字量。本机中各通道共用一个 A/D 变换器, 即串行采样。字长为13位, 其中符号1位, 绝对值12位。在测量中专门用于输入模拟信号。

4.3 多目的子系统

它实际上是一台专用机, 用途是输入各种控制参数, 如信号的量程、比例因子、小数点、中断信号等。另一功能是输出某些控制信号, 如报警等。该部件用途很广, 扩大了计算机的功能。

4.4 操作板

用于控制台设置各种参数, 如采样间隔、使用的通道、采集的时间等, 这些参数可由控制台临时关闭。操作板也为程序设计提供了方便。

五、程序编制

由于数据采集系统中增加了某些专用设备, 所以其程序设计又和一般算题程序有不同之处。原则上说, 凡用到A/D变换器、多目的子系统、操作板等, 必须用汇编程序, 因为在任何一种语言程序中, 都没有留出它的通道来。至于处理、计算等程序则由语言程序来完成。我们使用的采集系统由于还没有配备磁带机。所以, 目前使用的程序有以下几种:

a)、实时FORTRAN-4

优点是编制实时程序方便, 可利用XRTOS操作系统。具体编制时, 主程序及大部份任务子程序由实

时FORTRAN—4写出,而A/D变换器、多目的子系统、操作板的驱动程序用扩充汇编写出来,然后将它们装配成一个整体。

b)、全部用汇编程序写出

优点是充分发挥采样系统硬件功能,使执行时间最短。缺点是长程序编制比较困难,因而我们一般不采用它。

c)、非实时程序

由于数据采集装置具有一些特殊硬件,因而不作实时处理的程序也可以不用实时操作系统,而用独立操作系统来完成。

上面仅是一般方法,在应用DACQ—2CTM数据采集系统到具体测量设备时,要结合具体情况使用。下面是我们和我所十二室同志一起做的一个实例。

(二) 一个当用实例——多点应变信号的测量

前面已经提到,只要配有合适的传感器,DACQ—2CTM可以对许多物理量,进行采集和计算,例如应变、压力、温度、振动和频谱分析等等。我们的工作还刚刚开始,只对多点应变信号的测量做了初步的工作。

我所现有一套YJS—8静态数字应变仪与ZP100—8自动平衡转换箱,为了试验的需要,我们从自动平衡转换箱中引出信号,通过约200米的电缆传输,送入DACQ—2CTM系统,进行了采集和处理。

YJS—8静态数字应变仪主要包括:数字桥、比较器、显示电路、数字记录器等。

ZP100—8自动平衡箱主要包括:测量桥、自动预调平衡控制电路等。

YJS—8应变仪性能:

灵敏度: $5\mu\epsilon$

量程: $5\sim\pm 9995\mu\epsilon$

精度: $0.2\%\pm 5\mu\epsilon$

ZP100—8平衡箱性能:

测量桥联接方式: 半桥联接;
全桥联接。

容量: 每台100点。

这台静态数字应变仪的工作原理简述如下:

测量桥的输出讯号(8千周正弦调制)与数字桥的输出相比较后,送入放大器,经放大、解调,加以鉴别,通过逻辑控制、存贮、译码、显示等电路,将

被测变量以数字形式直接显示出来,并有数字打印机记录其结果。

ZP100—8自动平衡转换箱共有100个点,用干簧继电器进行巡回扫描,形成一路串行输出,送到DACQ—2CTM的输入端。

用DACQ—2CTM对反映应变的3千周调制信号进行取样,取出最大值(正弦波的峰值)作为所需的信号数据。

在这一实例的采集过程中遇到的一些问题说明如下:

一、关于多点切换中的一些问题

1.多通道的处理

应变仪有100个输出点,但DACQ—2CTM设备只有16个通道,显然不能用通道并行对接的办法。我们从应变仪放大器之前引出100点应变信号的串行输出,这样,只用DACQ—2CTM的一个通道就可以了。考虑到应变仪所测量的信号范围很大,从 $5\mu\epsilon$ — $9995\mu\epsilon$ 的变化,换算成电压时,即 $3\mu\text{V}$ — $15000\mu\text{V}$,对这样宽广的量程,一般A/D动态范围是很难适应的。为了解决这个问题,我们设置两个量程,使用2台放大器,它们的放大倍数各不相同(一台为300倍,另一台为3倍)。信号经过第一台放大器后,同时从两个通路进入采集设备,一是直接通入,一是再经过第二台放大器进入。这样,一路放大倍数高,另一路放大倍数低,在实际上就使用了DACQ—2CTM的两个通道,见下图所示。对DACQ—2CTM

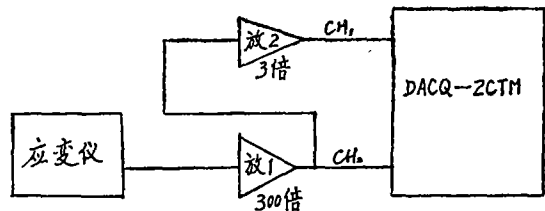


图2

来说,满量程是4095mV,如果信号很小,两个通道都不超过满量程,则用程序来控制机器,使用放大倍数大的那一个通道,(即第一通道CH₁),这样灵敏度高。如果信号较大,从CH₁进来的信号经A/D变换后,所得数字量超过4095mV,DACQ—2CTM在处理时就自动放弃第一通道(CH₁)的数据,而利用第二通道(CH₂)的数据。这就是说,对于大信号,机器能自动对放大倍数低的第二通道引进的信号进行采集和处理,用这种方法解决量程问题。

2.信号通道识别与延时采样

应变桥路的输出是经过 8 千周正弦调制的，各点串行输出的波形如下：

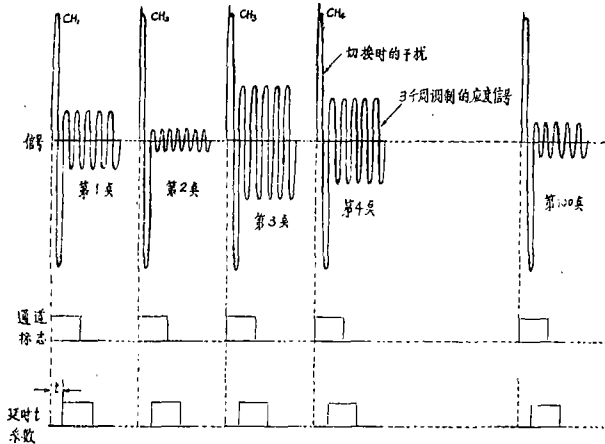


图 3

从这个波形图可以看出，应变仪输出信号在由于簧继电器进行各点切换时，由它产生的干扰要比几十个微应变的信号大出好几百倍，这对采数的正确性产生影响。

由图可见，在信号进入 A/D 变换器以前，有两个问题须要解决。一个是如何识别测量点；另一个是如何越过干簧继电器的干扰，采进真正的应变信号。

关于测量点识别问题，我们采用通道识别标志，把这个标志脉冲送到 DACQ-2 CTM 的多用途子系统，由中心处理机程序进行识别。如果中心处理机接收到标志脉冲信号，说明上一测量点已经结束，下一测量点开始，机器可以在新测量点进行采数。

这个标志信号是由 ZP₁₀₀₋₃ 自动平衡转换箱的转换指令发生器上发出的。

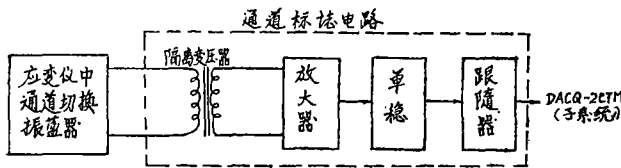


图 4

关于延时采数问题，由软件来实现的。当 DACQ-2 CTM 接到标志信号以后，由程序自动延迟一段时间 t （这个时间据后来测得是 70ms 左右），再进行采数，这样一来，就越过干簧的干扰信号，真正采到有用区域的信号。

当然，跳越干扰的方法，不用软件，用线路也能完成这个任务，用一个延迟电路就能实现。我们考

虑，如果辅助电路搞得太多，既增加了麻烦，又会给小信号传送带来新的干扰。用软件实现比用硬件实现，优点显然较多。

3. 关于测量点对准问题：

计算机如何确认从应变仪送来每一个测量点信号的序号，直接关系到测量结果的准确性。因为测量件每点的应变，有时须要两个方向决定，有时须要用三个方向决定。如果将某点的应变方向认错了一个，毫无疑问，这点的测量结果全是错的。为了避免以上错误的出现，要解决测量点对准问题。

解决这个问题，方法很多。可用硬件方法解决，也可用软件方法解决。在某些测量点给定特定的数字，再由程序进行识别，也可解决。我们目前采用由应变仪起动的方法进行识别。应变仪一起动，DACQ-2 CTM 接收的第一个测量点标志信号，就认为是第一测量点开始，后面顺序排列测量点数。看来这个方法比较简单易行。只要把子系统某一单元的输入端接到应变仪的起动开关上去就可以了，无须增加任何设备。

这样做带来一个问题，就是应变仪起动开关一合上，一个比较大的起动干扰由信号线送到 A/D 变换器，因此，第一个测量点的第一个数往往是比较大的，与实际情况不符。为此，我们牺牲一个测量点位置，即把第一测量点作为预备测量点，实测各数据从第二个测量点依次加入，而在处理时，舍弃第一测量点的干扰数值。

二、关于采样的考虑

DACQ-2 CTM 中的 A/D 变换器，转换一个点需要 $50\mu\text{s}$ 时间，程序也需 $50\mu\text{s}$ 左右，实际上每秒约采集 10000 点。对于 8 千周信号，每周期只能采 3-4 个点，能否把每周期的最大值取到，很成问题。

为了解决 A/D 变换慢，瞬时采几个点时容易将最大值丢掉的缺陷。我们采取在一个测量点中，尽量把采集时间 Xt 加长的办法，一般都采 100ms 以上。这样，对一个测量点，一次就能采 1000 点以上。如果 100 测量点都用上，就要采百万点以上，对这台仅有 28K 容量的机器来说，要将这些数全部存起来是不可能的。为此，我们在程序上让计算机对所采数值进行逐点比较（因为，我们不需要所有的采样数据，对某一测量点，只要最大值）即采了一个点以后，与前一个点进行比较，如后者比前者大，则放弃前一点，保存后一点，否则，仍保留前一个数。直到 Xt ($Xt < 2S$) 时间采完为止，把这些数中的最大的一个数保存起来，作为该测量点的最大值。

这种做法也存在问题，虽然在 Xt 时间内采了几千个点，并不能确保最大值不会漏掉，另一方面，这几

千个点中的最大一个，会不会是偶然干扰引起的呢？为了克服这些问题，在选择 A/D 变换采样速率时，

我们让这个时间不能与 $0.33\text{ms} \left(\frac{1}{3000\text{HZ}} \right)$ 成整

数倍关系，以保证随机采集。此外，还采取循环几次的办法。对某个测量点来讲，循环一次，得一个最大值，循环十次，就得10个最大值，把这10个最大值进行平均，得到的平均值，就作为某个测量点的最大值。从多次实验结果来看，这种处理方法还是反映实际情况的，与实测结果相符。

三、应变量的符号处理

这台应变仪，共包括两大部分，即平转换箱和应变仪本体。如果我们使用这台设备时不切断应变仪本体，本来不存在符号问题。因为应变仪本体有一套专门的电子线路来识别符号。只要将此符号位列入 DACQ-2CTM 子系统即可。但因为目前用 DACQ-2CTM 来处理应变模拟信号时，为避免干扰，都将应变仪本体切断。应变仪本体切断后，符号位也被切断了，因而，必需另外设法解决符号问题。

在解决符号问题之前，我们首先分析一下，原有设备是如何识别符号的。

应变仪桥路由交流3000HZ 供源，将直流或缓慢变化的应变信号，转换成交流信号。应变信号的正负识别，就是用这个3千周调制的应变信号与本机发出的3千周振荡源信号进行相位比较。两者同相位，应变是正值。两者反相位，表示应变信号是负值。

根据同一原理，我们制作了一套电子线路来实现所需的符号识别。（见图5）

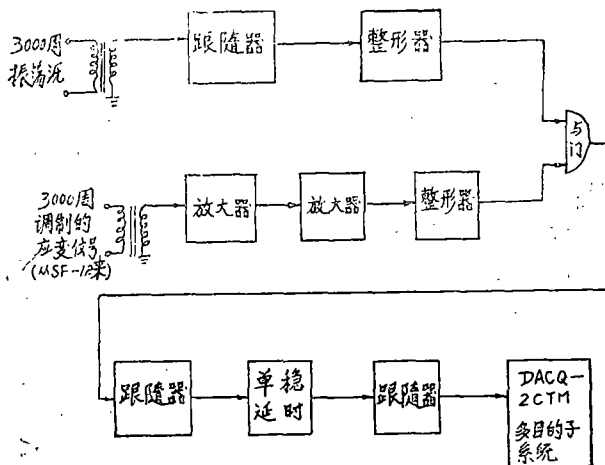


图 5

从以上框图不难看出，把振荡源信号和应变3000周信号进行整形后输入“与”门。如果相位相同，

“与”门一定有输出。如果相位相反，“与”门没有输出。这样，就达到符号识别的目的。

这个线路有两个地方需要说明：

一个是应变电信号加两级放大器。因为应变信号是在 $5\mu\epsilon \sim 9995\mu\epsilon$ 的范围内变化。对大应变，经过前面900倍的放大，当然没有问题。如果在 $100\mu\epsilon$ 以下，整形器根本无法工作，必需加放大器，而且灵敏度还要求很高。

加延迟单稳的目的，是因为从“与”门出来的信号太窄，DACQ-2CTM取不进去，需将信号加宽。

这个符号识别电路存在一个问题，即在信号太小，譬如 $5\mu\epsilon$ 以下进行测量时，由于干扰的影响符号不稳，容易出错。大于 $5\mu\epsilon$ ，从实验来看，还是很可靠的。因这台应变仪本身的分辨力就是 $5\mu\epsilon$ ，量程的下限亦为 $5\mu\epsilon$ ，因此，可以认为，本设备是与实验要求相适应的。

四、关于干扰问题

数据采集装置DACQ-2CTM应用于远距离应力应变信号的测量和进行实时处理，其具体联接见图6。

现在所测应变范围是 $0 \sim 7500\mu\epsilon$ ，最小应变 $5\mu\epsilon$ ，相应电压约 $8\mu\text{v}$ ，应变桥路用的是交流3KHZ 供源，所以实际上是进行3KHZ 微伏级信号的测量和处理。为达到一定的精度，必须解决干扰问题。

本测量系统中用了两个数据放大器，为的是把这样大范围的应变分成两个量程，以便和模数变换器(A/D)的最大输入电压4.095V相配合并减少相对误差。两个SF-72的放大倍数可变，以适应不同应变范围的需要。现在第一量程共放大900倍，A/D的全量程 $0 \sim 4.095\text{v}$ ，相应的应变为 $0 \sim 2500\mu\epsilon$ ，应变桥路相应输出电信号是 $0 \sim 4.55\text{mv}$ 。第二量程有300倍放大，A/D的全量程为 $0 \sim 4.095\text{v}$ ，相应的应变为 $0 \sim 2500\mu\epsilon$ ，应变桥路相应输出电信号为 $0 \sim 4.55\mu\text{v}$ ，第二量程为300倍放大，A/D变换的全量程 $0 \sim 4.095\text{v}$ ，相应的应变为 $0 \sim 7500\mu\epsilon$ ，应变桥路输出电信号为 $0 \sim 13.55\text{mv}$ 。假设精度要求0.3%，相应第一量程误差电压值为 $0.3\% \times 4.55\text{mv} = 14\mu\text{v}$ ，如果要求0.2%，则误差为 $9\mu\text{v}$ ，所示必需把干扰压低到 $10\mu\text{v}$ 左右，为此采取以下主要措施：

1. 采用性能良好的数据放大器(SF-72)作前置放大器。其本身噪音 $3\mu\text{v}$ ，增益稳定度 $\pm 0.1\%$ ，共模抑制比：交流 $> 120\text{db}$ ，直流 $> 160\text{db}$ 。
2. 所有联接线，尤其是信号通道的联线要正确地

屏蔽接地 (见图 6, 7)

图 7 表示信号测量点联接细部图。

3. 信号通道和其他有关电路(符号电路)用变压器

隔离 (见图 6)。

4. 应变仪和数据采集装置之间符号电路, 通道标志电路联接时也要用变压器隔离 (见图 6)。

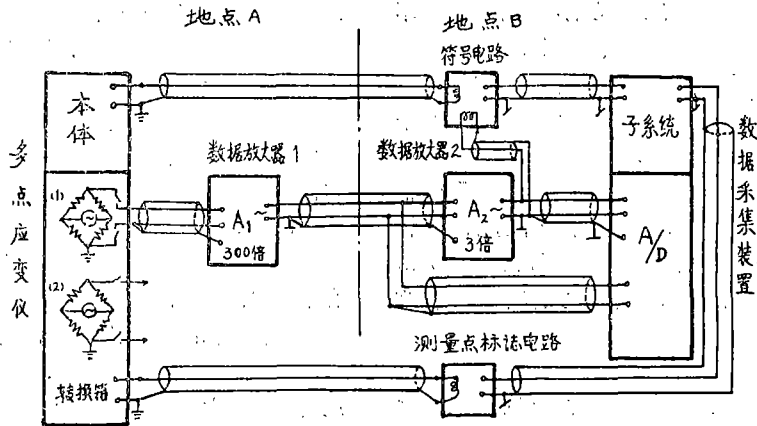


图 6 多点应变实时处理系统联接图

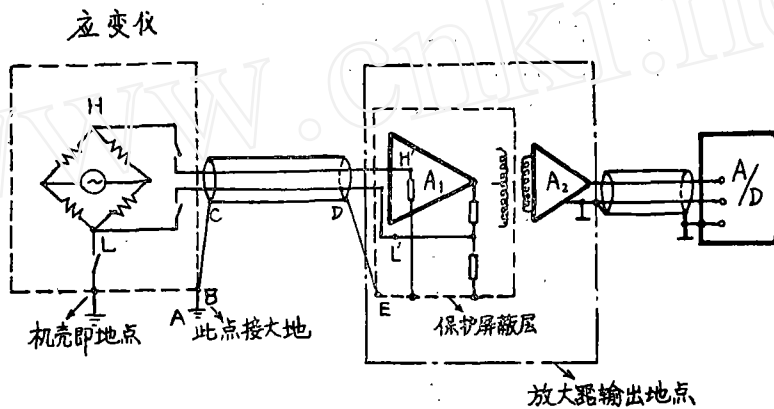


图 7 信号通道接线图

5. 切断应变仪本体, 减少对信号的干扰。在使用其他仪器, 如示波器进行观察时, 注意正确的接线。

这几条措施所起的作用简单解释如下:

采用双层屏蔽的数据放大器 SF-72 作前置放大器, 因其共模抑制比大, 抗干扰能力强, 从信号端引进的干扰就大为降低, 其本身稳定度高, 噪音小, 能把微伏级电压信号正确放大成毫伏级以上电压值, 使 DACQ-2 CTM 装置能够处理 (DACQ-2 CTM 的 A/D 变换精度是 $\pm 0.2\%$ 满刻度, 即 $0.2\% \times 4.095V = 8mV$, 分辨力为 $1mV$)。经前置放大变为毫伏级信号, 加上 SF-72 的输出阻抗很低 $< 1\Omega$, 这样, 应变仪和 DACQ-2 CTM 之间的远距离 (约 200 米) 信号传输, 就不会引进干扰。

信号测量点正确联线和屏蔽接地如图 6, 7 所示。A, B, C, D, E 都联接好, A 点接大地(言),

A/D 的屏蔽地点即检测地 (I) 不接大地, 这样干扰最小。因为这样联接后系统组成完整的屏蔽网, 共模电压对这个网的各点就不产生干扰。起到很好的抗干扰作用。如果 A, B, C, D, E 有一点不接, 干扰就要大得多。

信号通道和符号电路有联系, 用变压器隔离后, 才不破坏 DACQ-2 CTM 的子系统部分和 A/D 部分之间的隔离, 即 (I) 和 (J) 是不通的, 也就避免引进干扰。

应变仪和 DACQ-2 CTM 之间的符号、通道标志联接也要用变压器隔离, 因为在本实例的具体情况下, 地点 A 和地点 B 之间是二个动力电网, 交流电压相差几十伏。

采取这些措施是有效的, 实验结果测得放大器输出端为 $8mV$, 折合到输入端为 $8mV/900 = 9\mu V$, 基

本上达到要求。

附带谈一下“0”点的处理问题：

进行这种实测，不仅电缆长，而且设备多。因此系统干扰对接近“0”的信号的影响，就不能忽略不计。严重的情况下，甚至造成小信号时无法实验。

我们对这个问题采取的解决办法是：

从采集的任一电压值，减去“0” $\mu\epsilon$ 时的系统干扰，即作为该点的有效电压值。

如果能在测量之前，将每个测量点的“0” $\mu\epsilon$ 信号时的系统干扰电压值测出来。再用一个标准应变值分别去标定一个各个测量点。这样做了以后，无疑对所测结果的精度会有很大的提高。但要这样做，困难是很多的。

我们目前的做法是这样的：

对每一测量点测10个“0” $\mu\epsilon$ 点电压值，再将这10个值平均，就作为该测量点“0” $\mu\epsilon$ 点电压值。以后所测得的任何应变电压值，都要先减去该测量点“0” $\mu\epsilon$ 电压值，再进行其它运算、处理。

对标准应变变量进行测量（应变仪本身的标准应变变量是1415 $\mu\epsilon$ ，由“000”测量点给出）可得到应变与电压的比例系数。这是在“000”测量点测得的，我们把它作为各通道共用的比例系数。

“000”测量点不能测“0” $\mu\epsilon$ 时的电压值，但这个值又不能不计。为此，我们采用近似计算的方法。就是将几个测量点“0” $\mu\epsilon$ 平均值（10次测量的平均）再进行平均，将这个平均值作为“000”测量点的“0” $\mu\epsilon$ 的电压值。

这种处理方法，实际是统计方法，当然会带来误差。但从测量结果来看，精度还是不低于应变仪本身。因此，我们就继续采用这个方法，认为它是可行的。

五、关于程序编制

程序由FORTRAN-4和扩充汇编混合编成。主程序及处理程序部分，由FORTRAN编出，主要作事后处理工作，因此主要考虑程序编制上的方便。而采集程序，由于要控制A/D变换器，T/O控制器，操作板，多目的子系统，而FORTRAN没有这些设备通道号，另外也由于要求实时性，因而主要考虑程序执行时间。所以采集部分完全由扩充汇编完成。

在程序编制方面考虑到如下几个方面：

1.力求执行时间短，如在800ms内完成必要的工作，如采数、识别、初步处理。

如采集应变信号电压时，由于是3KC的交流等幅信号，而我们的采样率平均为10KC，因而每个周期最多采到3点，而为了取得其极幅值就必须采更多的周期，来保证以概率1采到最大值。

2.要照顾到各信号间的同步，即时间配合问题。

因为采样工作必须按下面步骤进行。启动—→等待通道标志—→采数—→加进通道数据符号—→等待通道标志—→采数……。

所以必须使各信号之间同步，如时间参数选择不好就会打乱上述工作顺序，使测量无法进行。

控制办法是42*卡控制启动，41*卡控制符号，40*卡控制通道切换。时间由面板开关给出，使它同步。

3.软、硬配合问题

因为有时会发现某些问题，就必须用程序线路配合来完成。例如：

①符号位：由于各种条件硬件符号发生器不稳，可能N个信号采集中只有几个有符号，这时只靠硬件就会产生很大的失真。所以我们在硬件符号发生器保证“十”时无脉冲串，“一”至少有一个脉冲来，用程序或门来输出符号，软硬结合，保证不失真。

②除去切换脉冲：测量点切换时产生的很大干扰脉冲必须用程序除去，我们在此时间内控制A/D不采数，而是采信号的稳定部分。

③用两台SF-72放大器串联后，用程序把测量范围分段，用以提高精度。

六、标定

最后我们用BYM-2型标准应变模拟仪（精度为0.1 $\mu\epsilon$ ）进行标定。标定两次结果列表如下：

表1

标准应变仪数值	计算机打出数值	绝对误差范围	相对误差
0 $\mu\epsilon$	0.3~2 $\mu\epsilon$	0.3~2 $\mu\epsilon$	
5 "	3~4 "	1~2 "	
10 "	8~9 "	1~2 "	
20 "	18~20 "	0~2 "	
100 "	97~99 "	1~3 "	
400 "	398~400 "	0~2 "	
1415 "	1413~1417 "	0~2 "	
4000 "	4000~4004 "	0~4 "	
5000 "	4992~4997 "	3~8 "	
6000 "	5982~5987 "	3~8 "	
7500 "	7465~7473 "	27~35 "	

表2

标准应变仪数值	计算机打出数值	绝对误差范围	相对误差
5 $\mu\epsilon$	3 ~ 5 $\mu\epsilon$	0 ~ 2 $\mu\epsilon$	
10 "	7 ~ 9 "	1 ~ 3 "	
20 "	18 ~ 19 "	1 ~ 2 "	
50 "	45 ~ 48 "	2 ~ 5 "	
100 "	97 ~ 98 "	2 ~ 3 "	
400 "	394 ~ 399 "	1 ~ 6 "	
800 "	800 ~ 796 "	0 ~ 4 "	
1415 "	1415 ~ 1418 "	0 ~ 3 "	
3200 "	3202 ~ 3206 "	2 ~ 6 "	
4000 "	4001 ~ 4009 "	1 ~ 9 "	
5000 "	5001 ~ 5004 "	1 ~ 4 "	
6000 "	5995 ~ 5998 "	2 ~ 5 "	
7500 "	7480 ~ 7481 "	19 ~ 20 "	

说明:

从表可以看出,大应变时,绝对误差较大,是我们不希望的。分析这一现象的原因是:

①在大信号时,系统本身引起的;

②由于所取常数K引起的。我们在测量时,是用

标准应变量 $1415\mu\epsilon$ 被计算机打出的相应的应变电压量除,得到一个常数K,作为整个测量过程的比例常数。这个常数K要受到 $0\mu\epsilon$ 时的系统干扰和 $1415\mu\epsilon$ 的电压量的准确度的影响。只要这两个数值稍有波动,就要直接影响测量结果。

我们将数据采集和处理装置应用于实际测量中,只是开始做了一点工作,没有什么经验。我们感到在具体运用时,由于测量对象不同,信号特点不同,处理要求不同,会碰到许多具体问题,要针对具体情况加以解决,这方面的工作还有待于进一步摸索。

气动激光器非平衡喷管流动计算

中国科学院北京力学研究所四室 陈嗣熊

一、引言

在高超音速风洞试验与火箭喷气推进系统的喷管中都出现非平衡流动,因此对于喷管中的非平衡效应已进行了长期广泛的研究,这方面的工作可参看Klall与Trenor的总结性文章^[1]。但随着气动激光器的出现,为了能从理论上预言气动激光器喷管产生的粒子数反转,小信号增益与激光器的输出功率,人们又进一步发展了非平衡喷管流动的计算。通过这些计算可以进一步改进气动激光器的喷管形线,选择激光器的最佳运行条件,如:气体组分、滞止温度滞止压力、马赫数等,从而提高气动激光器的效率,因

此,非平衡喷管流动的理论计算对于改进气动激光器的设计是很有价值的。

早在1965年,Hurle与Hertzberg^[2]首先提出了由快速膨胀的非平衡气体,获取粒子数反转的思想,他们是对膨胀氙气的电子反转提出这一思想的,但他们并没有在实验室成功的测到这样的反转。1966年,Конюхов与Похоров^[3]提出用 CO_2-N_2 混合气体,通过快速膨胀,产生 CO_2 振动能级粒子数反转的概念。就在这一年,美国阿夫科公司与苏联列别捷夫物理研究所相继做出了小型 CO_2 气动激光器,得到了激光输出。到了1968年,美国阿夫科公司的Gerry等人做出了连续输出万瓦级功率的气动激光器装置,这就是大家熟知的60KW连续输出功率的装置,这比

•) 1974年9月16日收到。