

直流测量误差的智能化修正方法研究

陈学泮 钟 征

(无线电电子学系)

摘 要

本文建立了处理系统误差的数学模型,提出了用软件处理误差的智能修正方法,并通过实验证明了这种方法的正确性。与传统方法相比较,本方法可减少硬件结构的复杂性和降低系统对元、器件特性指标的要求,并且可获得良好的误差实时修正效果。此外,这一方法对于被测信息作缓慢变化的测试系统都适用。

一、引 言

在科学研究和生产实践中,许多电量和非电量都可以变成直流电来处理。因此研究直流测量误差的智能化修正方法具有普遍的意义。

在微处理器和微计算机应用以前,通常是采用调整硬件参数等传统方法来实现误差的修正^[1]。这些方法存在一系列人所共知的缺点:系统的硬件结构复杂,调试困难;测量系统长时间工作时,要不断地用人工方法对零点和灵敏度进行校正;测量系统要进行预热处理;在进行必要的多次重复测量时,数据的记录和处理也十分不便。

微计算机的应用为克服传统方法的缺点和提高测量精度提供了新的方法。按实现测量系统自动校正运算的原理构成测量系统,并用微处理机对仪器测量误差进行全面修正,是误差修正技术的主要发展方向^[2,3]。

我国有关智能测量系统的设计和误差的智能化修正方法的研究尚处于开始阶段。目前国内有关智能误差修正方法,基本是采用查表方法进行^[4]。这种方法是建立在系统的特性在长时间内不随温度变化的基础上的。为获得精确的测量结果,第一,必须不同的工作温度下,建立不同的修正数据,在理论上,这是一组无穷的数据表。这显然是不现实的。即使用大量的时间建立了在一定范围内使用的有限个数据表,并把它们存入计算机,由于温度的变化是绝对的,其值是随机的,而且仪器的使用也是有条件的,因

本文于1985年12月收到

此在长时间使用时,不可能随着工作条件的变化而不断地精确调用不同的修正数据进行误差处理。所以这一方法不能获得误差的实时修正;第二,实际的测量系统很难获得与取得修正数据时相同的工作条件,因此查表法不能使具有不同系统误差的同一类型仪器获得相同的测量结果;第三,测量系统必须进行预热处理,并在指定的环境条件下工作。

我们针对上述方法存在的问题,进行了智能误差修正方法研究。考虑到工作条件的变化对测量系统特性的影响,采用了程序控制的实时校正方法,并对系统的测量误差进行全面的修正,实现了误差的实时修正处理。*

二、测量系统的误差及其智能修正

我们采用一个容易改变非线性特性影响、应用又十分广泛、以双斜率积分器完成A/D变换的测量系统,作为误差修正方法研究的讨论对象,基本测量系统的结构如图1。

1. 测量系统的误差

非线性误差是直流测量系统的主要误差之一,对此已有许多文献^[6,7]论述。

图1中,假定用作A/D变换的积分器的开环增益和积分电容C的漏电阻分别为 A_2 和 R_c ,积分输入电阻为 R ,设积分采样时间为 T_1 ,积分比较时间为 T_2 ,包含有偏移影响的被测信号为 V_x' ,而 V_R 是与 V_x' 极性相反的积分比较基准电压源。根据双斜率积分器的工作原理和初始条件,可得 $T_1 < t < T_1 + T_2$ 期间积分器的输出电压响应为^[6]:

$$V_c = \frac{A_2 V_x'}{1 + \frac{R}{R_c}(1 - A_2)} \left(1 - e^{-\frac{t-T_1}{\tau}}\right) e^{-\frac{t-T_1}{\tau}} + \frac{A_2 V_R}{1 + \frac{R}{R_c}(1 - A_2)} \left(1 - e^{-\frac{t-T_1}{\tau}}\right) \quad (1)$$

$$\text{其中 } \tau = \frac{(1 - A_2) R R_c}{(1 - A_2) R + R_c} \cdot C$$

设 $V_c(t)$ 达到零值的时刻为 $t = T_1 + T_2$,则当 $T_1 \ll \tau$, $T_2 \ll \tau$ 时,可以从(1)式求出 T_2 与 V_x' 关系的近似表达式:

$$\text{一级近似: } T_2 = -\frac{|V_x'|}{|V_R|} T_1 \quad (2)$$

* 本文的部分研究成果已应用在广西玉林自行车一厂的《JK-A型多点温度测控仪》上。该测控仪于1985年8月通过技术鉴定,在较大幅度的温、湿度变化和较强的电磁场干扰的情况下,使用效果良好^[8]。

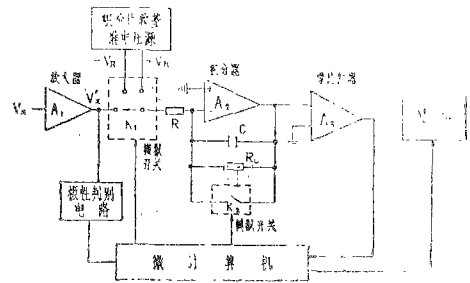


图1

$$\text{二级近似: } T_2 = \frac{|V'_x|}{|V_R|} T_1 \left[1 - \frac{T_1}{2\tau} \left(1 + \frac{|V'_x|}{V_R} \right) \right] \quad (3)$$

从(3)式得到的非线性误差为

$$\epsilon = \frac{T_1}{2\tau} \left(1 + \frac{|V'_x|}{|V_R|} \right)$$

显然,当 A_2 和 R_c 为无穷大时, T_2 与 V_x' 具有线性关系;而(3)式则反映了 A_2 和 R_c 不为无穷大(非理想积分器)时,积分器产生的非线性误差对测量结果的影响。实际上,系统不仅存在非线性误差的影响,而且还存在下面几个误差因素的影响:①放大器 A_1 在零输入时,存在非零输出的偏移电压 ΔV ;②系统受温度变化影响,随时间作缓慢变化的漂移电压 $\Delta V(t)$;③输入端引入了频率为 ω 的干扰电压 $V_d = V_n \sin(\omega t + \varphi)$ 的影响(V_n 为干扰信号的幅值);④系统的动态误差影响。

这些误差因素对测量结果的影响可用图2定性表示出来。直线a表示理想条件下, T_2 与被测信号 V_x 具有线性关系;曲线b表示系统仅存在非线性影响时, T_2 与 V_x 的关系;曲线c表示系统存在偏移电压、非线性及外来干扰等综合误差影响时, T_2 与 V_x 的关系;图2说明,误差因素的存在均使测量结果偏离被测真值。

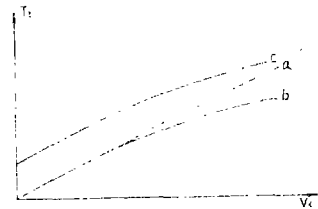


图2

为了使测量结果逼近于被测量的实际值,可以用传统方法和查表方法来修正,但在引言中我们已指出了这些方法的缺点。

2. 误差智能修正的理论及实现方法

所谓误差的智能修正,就是根据误差理论,建立误差理论模型,用微处理机进行程序控制,辅以必要的少量硬件,以软件为主实现误差的自动修正处理。

(1) 系统误差的自动修正

零点漂移虽然是温度的函数,但它是一个随时间作缓慢变化的量。当采样时间足够短时,可以认为,在采样时间内,漂移量是一个常量,这样可以把漂移误差看作瞬时的系统误差来处理。因此,在我们所讨论的问题中,系统误差主要就是指偏移误差、零点漂移误差和系统的非线性误差。

我们可用下面的模型,通过软件的处理,对上述误差进行修正。我们知道,任何函数都可以展开成标准形式的多项式:

$$f(x) = C_0 + C_1x + C_2x^2 + \dots + C_nx^n \quad (4)$$

对于一个实际的测量系统,如果着眼于输出对输入的响应,并把(4)式用到所讨论的实际系统中,则可用 n 次多项式来近似描述该系统的特性:

$$V_o = A_0 + A_1V_i + A_2V_i^2 + \dots + A_nV_i^n \quad (5)$$

(5)式中, V_i 是作用于系统输入端的信号电压, V_o 是信号通过系统,在输出端获得的响应信号, A_0, A_1, \dots, A_n 是反映测量系统特性的参数。为了求得响应信号,必须

求出反映系统特性的待定系数。求得这些系数后，输入已知电压便可通过运算求得输出电压；或者测得输出电压便可通过运算求得输入电压的近似值。但这些反映系统特性的待定系数，随时间要经常发生变化，这正是测量系统产生误差的关键因素。要获得误差较小的测量结果，常规的办法是通过选择高质量的硬件结构及加上必要的调节系统，使这些参数最大限度地稳定下来。正如前面所述，这种方法具有很大的缺点，并且很难达到目的。我们知道，这些参数随时间的变化一般都是缓慢的，只要在很短的时间内，不断对系统进行校正，不断地得出这组参数的瞬间数值，这样便可获得担当准确的测量结果。由于实际应用的直流测量系统都在系统稳定时使用，它的输出都具有单调变化的物理特性，并且可用n次多项式来逼近。因此，为了获取反映系统特性的待定参数，我们可以采用完全等效的方法来实现，即把(5)式中的 V_o 换成输入激励信号电压 V_{ix} ，而把(5)式的 V_i 换成对应于激励信号电压所得的响应信号 V_{ox} ，这时 V_{ox} 与 V_{ix} 的关系仍可用(5)式的形式表达，但系数应变为用 a_0, a_1, \dots, a_n 来表征测量系统的特性，这样我们可得到一个相应的n次多项式：

$$V_{ix} = a_0 + a_1 V_{ox} + a_2 V_{ox}^2 + \dots + a_n V_{ox}^n \quad (6)$$

(n+1)个修正系数 a_0, a_1, \dots, a_n 可用计算机自动校正技术、编程技术和增加必要的硬件来得到。即设置(n+1)个校正电压基准源 $V_{s1}, V_{s2}, \dots, V_{s(n+1)}$ 作为输入校正激励信号 V_{ix} ，通过CPU的控制，先后把它们经电子模拟开关送入测量系统(见图3)，在输出端将获得相应的响应信号。

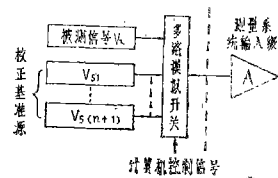


图3

根据输入与输出的相应关系式(6)，可得到一个矩阵方程：

$$\begin{pmatrix} 1 & V_{o1} & V_{o1}^2 & \dots & V_{o1}^n \\ 1 & V_{o2} & V_{o2}^2 & \dots & V_{o2}^n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & V_{o(n+1)} & V_{o(n+1)}^2 & \dots & V_{o(n+1)}^n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ \vdots \\ V_{s(n+1)} \end{pmatrix} \quad (7)$$

求解矩阵方程(7)可得到系数 a_0, a_1, \dots, a_n 。当校正测量完毕，系统便自动转入对被测信号电压 V_{ix} 的测量，此时可得到相应于输入 V_{ix} 的输出响应 V_{ox} 。利用已获得的反映系统特性的修正系数，并根据(6)式，即可得到已对系统误差进行了修正的测量结果。

正如前面已经指出的，在温度的影响下，修正系数在不同时刻有不同的数值。为了获得这组参数的瞬间数据，保证在任何时刻测量都能得到最小误差影响的测量结果，我们可在进行每一次测量时，都用上述方法对系统进行一次自动校正处理。采用这种变系数的误差处理方法，可以对系统误差进行实时修正。

通常可根据不同的精度要求来选定多项式的阶数，从而确定应采用校正基准源的数目。

如令式(6)中 $n=1$ ，则采用双基准源，实现一阶校正，此时由(7)式可得：

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= V_{s1} - \frac{V_{s2} - V_{s1}}{V_{o2} - V_{o1}} \cdot V_{o2} \\ a_1 &= \frac{V_{s2} - V_{s1}}{V_{o2} - V_{o1}} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

这时被测信号可由下面的校正方程得到:

$$V_{ix} = \frac{V_{c2}V_{s1} - V_{o1}V_{s2} - V_{ox}(V_{x2} - V_{s1})}{V_{o2} - V_{o1}} \quad (9)$$

若取 $n = 2$, 可获得二阶校正的修正系数为:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \Delta_{a0}/\Delta \\ a_1 &= \Delta_{a1}/\Delta \\ a_2 &= \Delta_{a2}/\Delta \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

其中

$$\Delta_{a0} = \begin{vmatrix} V_{s1} & V_{o1} & V_{o1}^2 \\ V_{s2} & V_{o2} & V_{o2}^2 \\ V_{s3} & V_{o3} & V_{o3}^2 \end{vmatrix} \quad \Delta_{a1} = \begin{vmatrix} 1 & V_{s1} & V_{o1}^2 \\ 1 & V_{s2} & V_{o2}^2 \\ 1 & V_{s3} & V_{o3}^2 \end{vmatrix}$$

$$\Delta_{a2} = \begin{vmatrix} 1 & V_{o1} & V_{s1} \\ 1 & V_{o2} & V_{s2} \\ 1 & V_{o3} & V_{s3} \end{vmatrix} \quad \Delta = \begin{vmatrix} 1 & V_{o1} & V_{o1}^2 \\ 1 & V_{o2} & V_{o2}^2 \\ 1 & V_{o3} & V_{o3}^2 \end{vmatrix}$$

相应的校正方程为:

$$\begin{aligned} V_{ix} &= V_{s1} + \frac{V_{s2} - V_{s1}}{V_{o2} - V_{o1}} (V_{ox} - V_{o1}) \\ &+ \frac{\frac{V_{s3} - V_{s1}}{V_{o3} - V_{o1}} - \frac{V_{s2} - V_{s1}}{V_{o2} - V_{o1}}}{V_{o3} - V_{o2}} (V_{ox} - V_{o1})(V_{ox} - V_{o2}) \end{aligned} \quad (11)$$

多项式的阶数(n)不同, 要求校正源的数目不同, 相应的 V_x 的数学表达式也不同, 其误差修正的效果也有所不同。这些结果就是系统误差修正的理论依据。

如果对(9)式和(11)式进行直接编程运算处理, 就可得到经过一阶或二阶校正处理的测量结果。当用双斜率积分器作A/D变换时, 前述的输出响应信号可用比较积分期间的计数脉冲数来表示。

(2) 干扰误差的智能修正

当测量系统对被测直流信号或缓变信号采样时, 由于引线的存在, 不免引进交变电磁场的干扰, 这相当于在被测信号上叠加一个周期性变化的干扰电压 $V_d = V_n \sin(\omega t + \varphi)$ 。当用双斜率积分器作A/D变换时, 由于积分器具有求平均值的特性, 因此在输入端叠加了串模干扰电压 V_d 后, 其输出电压的平均值为

$$\bar{V} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} [V_x + V_n \sin(\omega t + \varphi)] dt$$

式中 T_1 为积分采样时间。显然， \bar{V} 与被测直流信号 V_x 的差就是外来干扰引入的测量误差：

$$\begin{aligned} \Delta V_d &= \bar{V} - V_x \\ &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} [V_x + V_n \sin(\omega t + \varphi)] dt - V_x \\ &= \frac{2V_n}{\omega T_1} \sin \frac{\omega}{2} T_1 \sin \left(\frac{\omega}{2} T_1 - \varphi \right) \end{aligned} \quad (12)$$

(12)式的最大误差为

$$\Delta V_{d \max} = \frac{2V_n}{\omega T_1} \sin \frac{\omega T_1}{2}$$

于是有

$$\Delta V_d \leq \Delta V_{d \max} = \frac{2V_n}{\omega T_1} \sin \frac{\pi T_1}{T} \quad (13)$$

从(13)式可看到，当干扰信号的周期 T 一定时，采样时间 T_1 越长，对干扰信号的抑制能力就越强；当采样时间一定时，干扰信号的周期越短（即频率越高），电路对干扰的抑制能力也越强；当 T_1 为干扰信号周期的整数倍时（ $T_1 = nT$ ），干扰将被消除。

如果干扰信号的频率不是单一的，则 N 个不同频率的干扰效果将为

$$\Delta V'_d = \sum_{i=1}^N \frac{V_{n_i} T_i}{\pi T_i} \sin \frac{\pi T_1}{T_i} \quad (14)$$

在各种频率的干扰源中，工频干扰通常是主要的。当由计算机设定的采样时间 $T_1 = n \cdot 20\text{ms}$ 时，工频干扰将被抑制，在(14)式中存在的高于工频的其他频率干扰也将被削弱。为了有效地提高对小信号测量的精度，可以在设计软件时，设置一个判断程序，根据被测信号的大小，自动确定采样时间的长短，并保证测量小信号时采用较大的采样时间。

由于随机干扰服从统计规律，因此在误差的智能修正中，亦可用统计的方法来处理，即进行多次取值求平均：

$$\bar{V}_o = \sum_{i=1}^M V_{oi} / M \quad (15)$$

其中 M 为对同一信号重复测量的次数， V_{oi} 为相应得到的响应信号。显然，带微机的智能测量系统，对(15)式的处理是十分方便的。采用(15)式处理，不仅可对噪声干扰、偶然误差等起到抑制作用，而且对工频干扰源频率不稳定引起的附加误差亦可得到削弱。由于系统误差处理采用了实时校正方法，因此不会因测量系统使用时间的增长使系统产生零点漂移而引进新的误差。

(3) 系统动态误差的处理

任何一个测量系统, 在激励信号作用下, 系统未达到动态平衡以前, 测量系统获得的数据是不准确的。例如, 在我们讨论的、以双斜率积分器作A/D变换的测量系统中, 积分器的起点存在残余电位、零比较器的阈值电位非零等, 都对只进行一个积分周期处理所得的结果产生严重影响。为了减少这一误差的影响, 可设置一个控制程序, 待系统基本达到动态平衡后才读取数据。

对于由图1和图3构成的基本测量系统, 用微机实现各种误差智能修正的程序流程如图4。

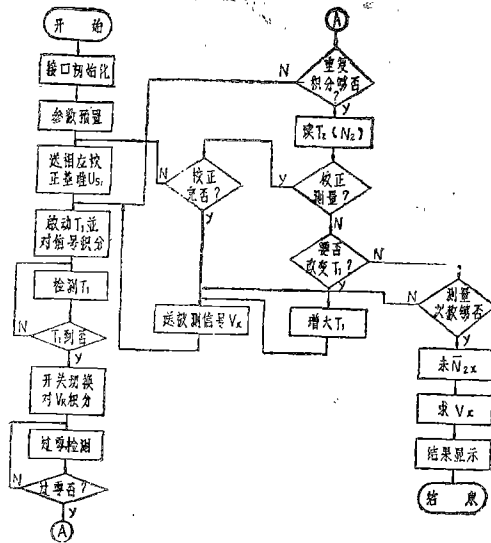


图4

三、实验验证

为了验证本文方法及其修正效果, 我们有意识地采用特性指标一般的元器件构成测量系统, 并在较差的实验环境下进行实验。

在实验系统中, 除电子模拟开关用进口的CD4051BE外, 其余均用指标一般的国产元、器件。放大器和积分器的运放用FC-54D, 积分器输入电阻 $R=51k\Omega$, 积分电容 $C=0.47\mu F$; 电压基准源及模拟被测直流信号源均用2DW7C和FC-54D构成稳压源提供, 其稳定度为 10^{-4} 数量级; 过零比较器为BG307; 计算机用ZD-065单板机, 并采用机内时钟频率作采样时间和比较时间的计数频率源; 基准电压及被测电压均用测量误差小于0.05%的PZ5-A直流数字电压表测定; 实验时外加的干扰信号经变压器取自市电。

为方便起见, 实验时输入放大器 A_1 的增益取为1, 并用其调零电位器来调节偏移电压量, 以供实验时使用。

1. 对偏移电压的修正性能

在输入级放大器人为地加一个0.5V的偏移电压后的实验结果见表1。表中“—”号表示测不到误差值。

表1 加进模拟偏移电压后几种校正结果的比较

被测电压(V) 测量误差(%) 校正方式	加进模拟偏移电压后几种校正结果的比较					
	0.5000	1.000	2.000	3.000	4.000	5.000
无校正	98	45	24	15	10	7.8
一阶校正	0.10	0.13	0.36	0.14	-0.09	-0.50
二阶校正	—	0.06	0.30	0.20	-0.04	-0.35

从表1看到,当系统存在偏移电压时,若不采取任何校正措施,误差影响十分严重。采用智能误差修正方法后,不需调整电路参数,却可获得很好的测量结果。在非线性的影响很小时,一阶校正和二阶校正的效果基本相同。

2. 对非线性的修正性能

我们有意在积分电容两端先后并上一个 $2.5\text{M}\Omega$ 和 $500\text{k}\Omega$ 电阻,用来模拟系统的非线性影响,当被测信号为 4.500V (不加偏移电压)时,其实验结果见表2。

表2 系统加进模拟的非线性影响后几种校正结果的比较

测量误差(%) 电容 电阻	校正方式		
	无校正	一阶校正	二阶校正
2.5×10^6	-1.8	-0.91	-0.22
500×10^3	-11.7	-1.2	-0.50

结果表明,本文的方法能有效地修正非线性误差,并且当阶数越高时,修正效果越好,实验结果与理论分析完全符合。

3. 对综合误差影响的修正性能

人为地在系统的输入级加入 0.5V 的偏移电压,在被测电压 V_x 上叠加一个峰值为被测信号幅值一半的市电模拟干扰,并在电容两端并上一个 $500\text{k}\Omega$ 的电阻的测量结果见表3。表中同时列出了无各种模拟干扰加入时的测量结果以便比较。图5是用计算机得到的在本实验的条件下,无修正措施的理论结果及用智能修正方法后的实验结果,并与理想条件下的结果进行比较。

表3的数据是在系统误差采用二阶校正,并采用文中所述的各种软件方法的条件下得到的。

表3 系统同时加进各种模拟干扰影响后的结果比较

被测电压(V) 测量误差(%)	0.5000	1.000	2.000	3.000	4.000	5.000
	存在各种误差影响	0.62	0.63	0.71	0.53	0.43
不存在各种人为影响	—	—	0.25	0.15	-0.05	-0.32

表3和图5的实验结果充分说明了本文提出的智能误差修正理论的正确性。

表3中,有各种误差因素影响存在时的测量误差比无人误差影响加入时稍大。其原因主要是:实验时采用计算机内时钟的标称频率($f = 1 \times 10^6\text{Hz}$)来设定 T_1 ,而实际的时钟频率为 $1.00018 \times 10^6\text{Hz}$;其次是市电干扰的频率为 $50(1 \pm 4\%)\text{Hz}$,它并不等于 50Hz ,

而且频率偏移是随机的。

4. 对大幅度温度变化的修正性能

在完成表 3 数据的测量后,用电烙铁加热输入级放大器,用来模拟温度的大幅度变化所造成的漂移影响。当电烙铁拿走后,用获得表 3 数据的同样方法再进行测量,所得的测量误差与表 3 基本相同。这一实验结果证明了本文方法能实现测量误差的实时修正这一结论。

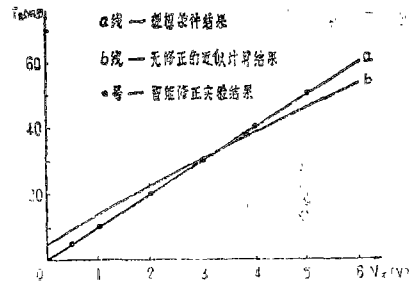


图 5

四、结 束 语

从理论分析和实验结果相比较可看到:

1. 本文讨论的误差智能修正方法,对直流测量系统产生影响的各种主要误差有很好的修正效果。它证明了本文理论分析的正确性和可行性。这种方法不需要增加多少硬件,也无需严格调整电路参数,测量结果不受环境温度变化的影响,因而系统对元、器件特性的要求将大大降低。

2. 本文的实验部分,主要着眼于对理论的验证和方法的比较,而没有着眼于绝对精度的进一步提高。因此所选用的测量仪器和基准源等,其精度都是有限的。要获得更高精度的测量结果,关键在于使用高稳定度的基准源和频率源,并对它们进行精密测定;此外还需提高采样速度和采样时的计数频率。

3. 本文方法亦适用于不采用积分器作 A/D 变换的直流测量系统,同时也适用于被测信号作缓慢变化的其他测试系统。

参 考 文 献

- [1] 吴训一, 自动检测技术, 上册, 机械工业出版社, 1981, PP.14—22.
- [2] Albert F. Shackil, Trends in Test Instruments, *Electronics Test*, Jun. 1982.
- [3] 费业泰, 精密仪器测量误差修正技术的研究, *仪器仪表学报*, 6(1985), 3, PP.236—241.
- [4] 檀东锵, 医用仪器的微机软件非线性补偿, *自动化仪表*, 1985, 1, PP.15—17
- [5] 陈学泮等, 计算机自校正多点温度检测与控制系统, *中山大学学报(自然科学版)*, 1985, 3, PP.133.
- [6] D. Wheable, *Proceeding of the Joint conference on Digital Methods of Measurement*, University of kent at conterbury, 1969, PP231—244
- [7] 顾慰君, *电子学报*, 1979, 4, PP.77.

Study on the Intelligent Method of Error Correction in the DC Measurements

Chen Xuepan Zhong Zheng

Abstract

The disadvantages of the conventional methods and intelligent look-up table methods of error correction in DC measurements are revealed. A mathematical model of the system errors processing has been established and a new correction method with software is developed. A set of experimental results shows that the hardware of the system can be much simplified and the strict demands for the parameters of the electronic elements and components can be significantly reduced. A very good real-time error-correction result has been obtained.

This method can also be used in the system for the measurement of slow varied signals.

· 动 态 ·

《应用微机辅助生产经营管理决策》软件 通过鉴定

由我校数学系周勤学、丘兆福、冯茜、刘明扬、赵怡和陈云烽等承接的广州市经委新技术开发项目——《应用微机辅助生产经营管理决策》软件于1986年5月23日在广州通过鉴定。

本项目采用两台IBM-PC/XT微机辅助广州电热电器厂进行生产经营管理决策。整套软件由电热管辅助设计；年生产计划决策；辅助排产排序；工时数据库管理；成本毛利计算；物耗统计；销售合同数据库管理；设备数据库管理；仓库管理和全厂工资管理共十个子项组成。各子项既能单独使用，又是一个有机整体。它围绕用户实用的最佳决策方案，采用运筹学方法建立决策模型，研制成一套较完整的生产计划和排产排序的决策软件。这套软件经工厂使用表明，对厂领导决策有重要参考价值和辅助作用，不但收到较好的经济效益，而且促进了工厂管理现代化。

参加鉴定会的专家学者认为：本项目所建立的决策数学模型有自己的特色，系统具有设计结构合理、程序精炼、使用简单、修改方便等优点，是广州地区首次使用生产计划决策和排产排序系统。在应用微机进行生产决策管理方面达到省内先进水平。该系统的模型和系统结构具有一定的通用性，可在中小型企业生产经营管理中移植推广使用。

(数学系)