

※=※=※=※=※=※=※=※=※=※=※=※=※

Z 2 — 4 型双积分式数字电压表

※=※=※=※=※=※=※=※=※=※=※=※=※

北京无线电一厂情报室

1974。7。

目 录

一、引言	1
二、提高数字表的抗干扰能力	2
三、双积分式数字电压表原理	4
四、方框图	7
五、提高共模抑制系数	10
六、主要模拟部件	12
七、自动量程转换	16
八、整机指标	16

一 引 言

数字式电压从其诞生到广泛使用，只有十多年的历史。经过伟大的无产阶级文化大革命锻炼的我国工人阶级和革命知识分子在这方面也作了许多工作，目前国内许多兄弟单位都已研究试制出各种类型的数字电压表，并且有的已经达到国内或国际先进水平。

数字式电压表是一种把模拟量（电压）转换为数字量的测量仪表。通常把转换结果用各种类型的显示器（如辉光放电的数码管、投影显示器、边光显示器、荧光数码管、发光二极管显示器、液晶显示器等）直接显示出来，读数很方便，能够在一定的距离内把数读出来，而且不会有普通指针表头的视差。大多数数字式电压表的自动化程度较高，能自动显示极性，自动变换量程，而且能很方便地带动打印机，把读数印在纸带上。这样一来数字式电压表不仅作为一种测量设备，而且还可以当做记录设备。在需要记录大量数据的场合，可以减轻劳动强度，记录速度也可大大加快。

数字式电压表的精确度比带指针的电压表要高一二个数量级以上。我们知道，普通指针的电压表的精度大概在1%左右，如果想起它的精度提高到0.1%，那就必须把表头做得很大很重，并且按装要求很严，随便倾斜一点都不行，再进一步提高精度，指针式表头便无法胜任了。数字式电压表的精度从0.1%到0.01%是很普遍的，对使用的环境条件要求并不很苛刻。

数字式电压表发展的历史不长，目前还在不断发展中，通常将模拟电压转换为数字量可以通过各种不同的途径，基于各种不同的原理都可以做成数字式电压表，国外生产的数字电压表有各种不同的程式，各种程式都有其优缺点。

我厂为HMT系列混合模拟计标和配套而试制的Z-4型数字电压表，是在批林批孔运动中，广大职工深入批判了林贼所

散布的唯心主义“先验论”、反动的“天才论”、“上智下愚”、“生而知之”、以及孔二的“克己复礼”等等谬论。在这个基础上焕发出饱满的政治热情，经过一年多努力而试制出来的。

本机采用了双积分的原理，下面将简要介绍一下这种程式的特点，以及整机的原理。

二、提高数字表的抗干扰能力

我们常见的数字电压表，例如上海电表厂的PZ-5，PZ-18，北京无线电实验厂的DYJ-1，DYJ-2，尽管它们的原理各不相同，前者是比较型的，后者是电压——时间转换型的。但是它们都有一个共同的特点，即都对输入信号的瞬时值进行转换。我们通常所指的“直流”电压，很少是指“纯”直流。由于各种原因，在直流信号上往往叠加着无用的交流干扰电压。当干扰电压的振幅超过数字表的分辨率时，上述对信号瞬时值进行转换的数字表显示出来的读数，就会产生尾数不稳定现象。在很多场合，信号上叠加着干扰电压，是很难避免的，除了想方设法把它去掉之外，在数字电压表方面也可以采取一些措施，来减轻干扰对尾数乱跳的影响。一种用得最多的方法是在数字表的输入端加滤波电路，对交流干扰电压产生衰减作用，但是带来的后果是延长了信号建立时间。另外还可以使数字表的采样速率和工频同步，也能对尾数稳定起一定效果。

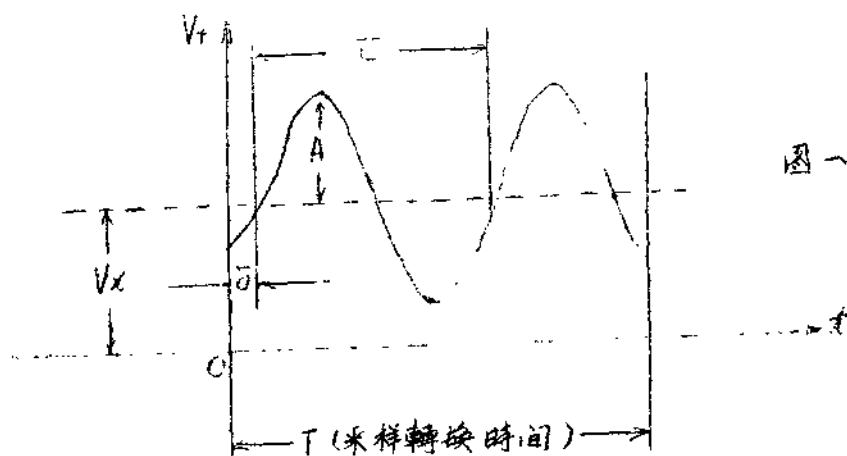
这些方法对尾数稳定虽有一定作用，但效果还不很理想。于是近几年来又出现了积分式的数字电压表，对信号的平均值进行数字化转换，能够大幅度地提高抗干扰能力。

为什么对信号的平均值进行转换会提高抗干扰能力呢？下面简单解释一下：

假设输入信号为 V_x ，在其上叠加有常态干扰噪音，噪音可能是不规则的，为了研究方便起见，按富里叶级数展开后取其一次谐波，设其振幅为 A ，角频率为 ω ，周期为 T ，则输入到数字

电压表输入端的信号为：

$$V_t = V_x + A \sin(\omega t - \varphi) \dots \dots (1)$$



图一

如图一所示，考虑到采样时间的始点的随机性，式中 φ 为初相角，即在 $\bar{t}$ 时间内的角位移。 $\varphi = \omega \bar{t} = 2\pi f \bar{t} = \frac{2\pi}{T} \bar{t}$ ， f 即为干扰电压^的频率，对于工频市电来说即 50 Hz。

如果在采样时间内数字电压表对输入信号的平均值 $\bar{V}_x$ 进行转换，则有

$$\bar{V}_x = \frac{1}{T} \int_0^T V_t dt$$

式中 T 是数字电压表对输入信号进行采样的时间，可根据需要决定不同的 T 值。

输入电压 V_x 和平均电压 $\bar{V}_x$ 的差值，即为数字电压表的转换误差，该以 ε 代表之：

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \bar{V}_x - V_x = \frac{1}{T} \int_0^T V_t dx - \frac{1}{T} \int_0^T V_x dx \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (V_t - V_x) dx = \frac{1}{T} \int_0^T A \sin(\omega t - \varphi) dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{T} \int_0^T A \sin(\omega t - \omega \bar{t}) dt = \frac{1}{T} \int_0^T A \sin \omega (t - \bar{t}) dt \\
 &= -\frac{A}{T} \cdot \frac{1}{\omega} \cos \omega (t - \bar{t}) \Big|_0^T = -\frac{A}{T} \frac{1}{2\pi f} \left[\cos \frac{2\pi}{T} (t - \bar{t}) \Big|_0^T \right] \\
 &= -\frac{A}{2\pi f T} \left[\cos 2\pi \left(\frac{T}{T} - \frac{\bar{t}}{T} \right) - \cos \frac{2\pi \bar{t}}{T} \right] \\
 &= -\frac{A}{2\pi f T} \left[2 \sin \pi \frac{T}{T} \sin \pi \left(\frac{T}{T} - \frac{\bar{t}}{T} \right) \right] \\
 &= -\frac{A}{2\pi f T} 2 \sin \pi \frac{T}{T} \sin \pi \left(\frac{T}{T} - \frac{\bar{t}}{T} \right) \dots \dots (2)
 \end{aligned}$$

由上式看来，最不利的情況是 $\sin \pi \left(\frac{T}{T} - \frac{\bar{t}}{T} \right) = 1$ 時，此時造成的誤差最大，因此，最大轉換誤差

$$\varepsilon_{\max} < \frac{A}{2\pi f T} 2 \sin \pi \frac{T}{T} = \frac{A \sin \pi \frac{T}{T}}{\pi \frac{T}{T}} \dots \dots (3)$$

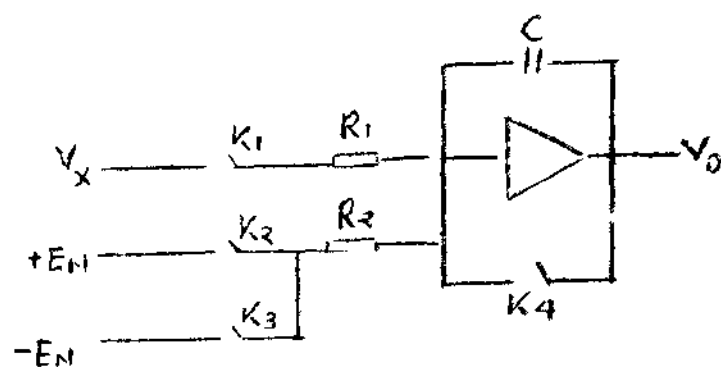
為了表達數字電壓表對於常態干擾的抵抗能力，通常用常態抑制係數（又稱串模抑制係數）NMR 來衡量，其定義為常態干擾電壓振幅 A 而由此干擾而引起的最大轉換誤差 $\varepsilon_{\max}$ 之比，並取對數用分貝值表示之：

$$NMR = 20 \lg \left| \frac{A}{\varepsilon_{\max}} \right| = 20 \lg \left| \frac{\pi \frac{T}{T}}{\sin \pi \frac{T}{T}} \right| \dots \dots (4)$$

(4) 式表明，這種數字電壓表對於越高的頻率（ T 越小），具有越大的抗干擾能力。尤其值得注意的是：如果我們有意識地使採樣轉換時間固定，並且使它等於干擾信號週期的整數倍 $n \cdot T$ ，則上式分母等於零，從理論上講儀器對於干擾源具有無限大的抗干擾能力。22-4 型雙檔分式數字電壓表就是在這個結論的基礎上進行設計的。

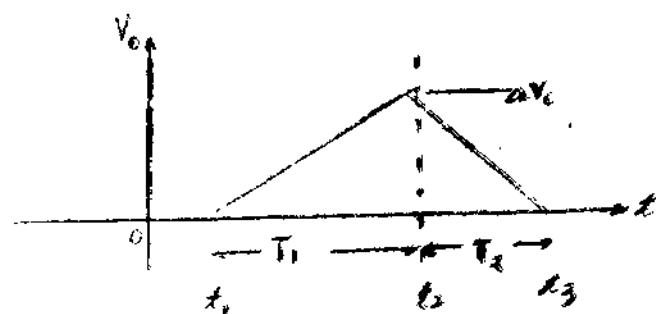
三、雙積分式數字電壓表原理

上面提到，为了提高数字式电压表的抗干扰能力，我们对输入信号的平均值进行转换。这样一来不可避免地要引进积分技术。双积分式数字电压表的主要部分就是一个积分器，其动作过程可简述如下：

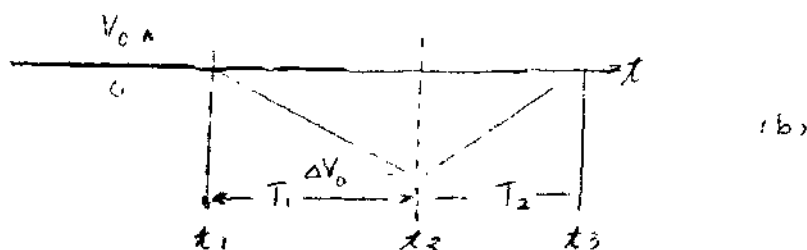


图二

参见图二， K_1 、 K_2 、 K_3 和 K_4 是四个电子开关。采样开始 t_1 到来时，将 K_1 闭合，其余三个开关都打开。被测电压 V_x 被接入积分器，积分器开始积分，时间常数为 $R_1 \cdot C$ ，一直到时刻 t_2 ， $t_2 - t_1 = T_1$ 是一段可自由设定的时间，然后将 K_1 打开，将 K_2 或 K_3 闭合，究竟闭合 K_2 还是 K_3 ，这要看 V_x 的极性而定，如 V_x 为正电压，则必须把负参考电压 $-E_N$ 接入（闭合 K_3 ），反之则闭合 K_2 ，此时的时间常数为 $R_2 \cdot C$ ，积分器自 t_2 开始向相反的方向积分，一直到 t_3 ，其输出电压回到起始值为止， $t_3 - t_2 = T_2$ ，这样，一次测量过程即告结束。



(a)



图三

图三是积分器的输出波形。其中(a)是 V_x 为负极性, (b)是 V_x 为正极性的情况。因为积分器要进行两次积分, 所以把这种方案叫做“双积分式”。

积分器的输出电压和输入电压之间的关系可以表达如下:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_x dt$$

$$\text{在 } T_1 \text{ 期间 } V_{o1} = -\frac{1}{R_1 C} \int_{t_1}^{t_2} V_x dt = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^{T_1} V_x dt$$

设 $\bar{V}_x$ 为 T_1 期间输入电压的平均值,

$$\bar{V}_x = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} V_x dt$$

$$\therefore V_{o1} = -\frac{1}{R_1 C} \bar{V}_x T_1$$

从 t_2 到 t_3 期间积分器的输出为:

$$V_{o2} = -\frac{1}{R_2 C} \int_{t_2}^{t_3} (\pm EN) dt$$

现以输入电压 V_x 为正极性为例,

$$V_{o2} = -\frac{1}{R_2 C} \int_{t_2}^{t_3} (-EN) dt = -\frac{1}{R_2 C} \int_0^{T_2} (-EN) dt = \frac{1}{R_2 C} EN T_2$$

由图三我们看到, 从 t_1 到 t_2 积分器输出的变化量等于

从 x_2 到 x_3 的变化量，只是前者下降后者上升而已，其绝对值是相等的，所以我们可以建立下面的关系式：

$$V_{01} = V_{02}$$

$$\frac{1}{R_1 C} \overline{V_x} T_1 = \frac{1}{R_2 C} E_N T_2$$

$$T_2 = \frac{K_3 T_1}{R_1 E_N} \overline{V_x} \dots\dots\dots (5)$$

从 (5) 式可以看出， R_1 、 R_2 、 E_N 、和 T_1 都是常数， T_2 和 $\overline{V_x}$ 成正比关系，只要适当安排 $\frac{R_2 T_1}{R_1 E_N}$ 的比值，则 T_2

完全可以成为输入电压平均值 $\overline{V_x}$ 的精确度量。

四、方框图

图四是 Z2-4 型双积分式数字电压表的方框图。整机可分为两大部分。虚线以内为模拟部分，虚线以外为数字部分。为了提高整机的共模抑制系数，模拟部分用金属屏蔽盒屏蔽起来，它的地线（零伏线）和数字部分的地线是相互绝缘的，分别叫做内层 0 线 and 外层 0 线。内外层之间通过脉冲变压器传输信号。其工作过程如下：

采样多谐振荡器定时地产生采样脉冲，电位器 W_1 可调整采样速率。采样脉冲即产生时刻 t_1 的脉冲，它一方面使主控双稳翻转，计数门打开，另一方面使符号位预先置于“-”的位置，并使计数器预先置于 20000 的状态， t_1 脉冲还有一个作用，就是通过脉冲变压器经 S_1 、 S_2 两个双稳触发器翻转， S_1 的翻转经推动级 Td_4 使电子开关 K_4 打开， S_2 的翻转经 Td_1 使 K_1 闭合，经 Td_2 、 Td_3 使 K_2 、 K_3 打开，于是由输

入放大器来的输入信号送至积分器，积分器开始第一次积分。

本机的基本量程是 5V 的，计数器最大可计至 29999，经计数器送到计数器 10000 个脉冲，将使计数器回到 00000 状态。计数器回到零时产生一个溢出脉冲，此即产生时刻 t_2 的脉冲。 t_2 脉冲经脉冲变压器耦合至内层电路后，使双稳 S_2 复零。 K_1 断开， K_2 、 K_3 中有一个闭合，这取决于“与”门 YM_1 、 YM_2 的输入端，但归根到底取决于输入被测电压的极性。假设输入电压 V_x 是正极性，则积分器输出为负极性，反相器 FX_1 输出高电平， FX_2 输出低电平，“与”门 YM_2 使推动级 Td_3 输出高电平使 K_3 接通，从而把负参考电压接至积分器，根据同样道理，如 V_x 是负电压，则 Td_2 输出高电平使正参考电压接至积分器。

t_2 脉冲还同时耦合到符号门 YM_3 以产生一个置“+”脉冲，但是有一个条件，即只有当 V_x 为正极性， FX_1 为高电平时，此脉冲才能通过 YM_3 ，使符号“双稳”置“+”。而当 V_x 为负极性时，此脉冲不能通过 YM_3 ，符号位仍保留在“-”的状态。

t_2 脉冲产生后，积分器开始作第二次积分。其方向和第一次相反，并且趋向于 0 伏，一当积分器的输出电压通过 0 伏电平时，积分器向相反的方向产生一个跳变，并使 FX_1 、 FX_2 的状态改变，这个跳变通过“或”门产生 t_3 脉冲， t_3 脉冲使 S_1 复零，经 Td_4 使 K_4 闭合，积分电容上的电荷全部被放电，于是积分器停止积分。

x_3 脉冲还耦合至外压电路，使主控“双稳”复位，并持计数关闭。 x_3 脉冲经“单稳”DW₁ 延迟后产生一个寄存指令，使计数门计下的脉冲转移到寄存门上。并经译码后用数码管显示出来。“单稳”DW₂ 将 x_3 脉冲延迟后产生打印指令脉冲，使打印机将读数打印在纸带上。

至此，一次采样结束。

本机的计数脉冲是 1 MC 的晶体振荡经分频后产生的 250 KC 脉冲。我们注意到从 x_1 到 x_2 这段时间内计数门接收了 10000 个脉冲，所以

$$T_1 = t_2 - t_1 = \frac{1}{F} \times 10000 = \frac{1}{250 \times 10^3} \times 10000 = 40 \text{ 毫秒}$$

其中 $F = 250 \text{ KC}$ ，为脉冲频率

而又频周期 $T = \frac{1}{F} = 20 \text{ 毫秒}$

$$\therefore T_1 = 2T$$

即 T_1 为工频周期的两倍，这和上面讨论的结果是相符合的，所以本机对串模干扰电压有相当好的抑制作用。

不论在 T_1 （采样转换）期间，还是在 T_2 （测量）期间，计数门始终用一个脉冲源进行计数。则在 T_1 、 T_2 期间分别计下的脉冲数：

$$N_1 = T_1 F$$

$$N_2 = T_2 F$$

将此关系代入 (5) 式中，可得

$$N_2 = \frac{R_2 N_1}{R_1 EN} \bar{V}_x \dots\dots\dots (6)$$

其中 $\frac{R_2 N_1}{R_1 EN}$ 为常数，可见只要适当选择此比例常数，即可使

N_2 代表输入电压的平均值。

在(6)式中， τ 已经抵消掉，其物理意义是振荡器频率的长期漂移并不影响整机的精度，从原则上讲，振荡器的频率并不需要很频，但是前面提到， τ 需要保持恒定，并使之等于 10^{-2} ，以提高抗干扰能力，所以本机的振荡频率是由1MC晶体振荡，经分频后获得的250 KC脉冲频率。

从(6)式中还可以看到，如果让 $R_1 = R_2 = R$ ，即两个积分电阻一安共积分电阻 R ，则 R_1 、 R_2 便可约去，这样 R 就不必影响，换句话说积分电阻的长期漂移不影响整机的精度，但是本机的基本量程是3V的，而参比电压是从标准电压经20W7C获得，其标称电压为6.2V，因此不得不引进 R_1 、 R_2 ，为了尽量减小其影响， R_1 、 R_2 采用同一型号的具有很小温度系数的精密线绕电阻。

当数字表输入3V时， $V_x = 3V$ ，计数器记下30000个脉冲，将此关系代入(6)式，

$$30000 = \frac{R_2 \times 10000}{R_1 \times 6.2} \times 3$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 6.2$$

∴ R_1 取33K时， $R_2 = 204.6K$ ，取200K。

五、提高共模抑制系数

本机电路分内层电路与外层电路。内层电路主要包括输入放大、积分、检零（比较）等模拟部分，这部分主要决定表的性能与精度，整个模拟部分置于一个屏蔽盒内，叫做保护屏蔽，其目的是提高共模抑制系数。

图五是一般没有保护屏蔽的仪表，图六是带有保护屏蔽的仪表，下面分析一下其作用：

图五中 V_x 为被测信号， Z_s 为信号源内阻及测量线等数不平衡电阻， Z_i 为仪内阻， Z_1 是模拟地与大地之间由于杂散

电容和绝缘电阻所形成的阻抗， R_c 是屏蔽线电阻。由于各种原因，被测系统的地线和测量系统的大地之间不是理想位，即存在着共模电压 V_{cm} ，共模电压 V_{cm} 可以是交流也可以是直流的。一般两个系统的大地之间的电阻很小 $R_n \ll R_c$ ，所以虽然采用了屏蔽线，屏蔽层只能减小共模干扰电压，多无作用。共模电压 V_{cm} 产生共模电流 I_{cm} 在 Z_s 上产生电压 V'_{cm} 。这个电压和被测信号是串联的，这就形成了共模干扰。

$$V'_{cm} = I_{cm} Z_s = \frac{V_{cm}}{Z_i + Z_s} \cdot Z_s = \frac{Z_s}{Z_i + Z_s} V_{cm}$$

为了衡量仪田对于共模干扰源的抵抗能力，引入共模抑制系数 CMR ，其定义为共模电压与由此而产生的共模干扰电压之比，并取对数用分贝表示之：

(图六)

在 Z_s 上产生电压 V'_{cm} ，这个电压和被测信号是串联的，这就形成了共模干扰，

$$V'_{cm} = I_{cm} Z_s = \frac{V_{cm}}{Z_i + Z_s} \cdot Z_s = \frac{Z_s}{Z_i + Z_s} V_{cm}$$

为了衡量仪田对于共模干扰源的抵抗能力，引入共模抑制系数 CMR ，其定义为共模电压与由此而产生的共模干扰电压之比，并取对数用分贝表示之：

$$CMR = 20 \lg \frac{V_{cm}}{V'_{cm}} = 20 \lg \frac{Z_s + Z_1}{Z_s} \dots\dots\dots (7)$$

可見，为了提高抗共模干扰的能力， Z_1 越大越好，这就意味着减小杂散电容和提高绝缘电阻，但是即使这样，共模干扰有时候还很不重，解决的办法是采用“双重屏蔽”技术。图六是本机未用的双重屏蔽的接线， Z_1 是模拟地与保护屏蔽间的阻抗， Z_2 是保护屏蔽与大地之间的阻抗，由图中可見，输入线的屏蔽和 Z_2 给共模电流提供了一条通路，即 $R_c \ll Z_1$ ， $R_c \ll Z_2$ ， V'_{cm} 在 Z_s 上产生共模干扰电流 I_{cm2} ，并形成共模干扰电压 V_{cm} ，

$$I_{cm1} = \frac{V_{cm}}{R_c + Z_2}$$

$$V'_{cm} = I_{cm1} R_c = \frac{V_{cm}}{R_c + Z_2} \cdot R_c = \frac{R_c}{R_c + Z_2} V_{cm}$$

$$V_{cm} = I_{cm2} Z_s = \frac{V'_{cm}}{Z_s + Z_1} \cdot Z_s = \frac{Z_s}{Z_s + Z_1} \cdot \frac{R_c}{R_c + Z_2} V_{cm}$$

$$CMR = 20 \lg \frac{V_{cm}}{V'_{cm}} = 20 \lg \frac{(Z_s + Z_1)(R_c + Z_2)}{Z_s \cdot R_c}$$

$$= 20 \lg \frac{Z_s + Z_1}{Z_s} \left(1 + \frac{Z_2}{R_c}\right) \dots\dots\dots (8)$$

比较一下 (7) 式和 (8) 式，由于 $(1 + \frac{Z_2}{R_c}) \gg 1$ ，所以采用双重屏蔽以后可以极大地提高共模抑制系数。

本机在面板上共安置了三个输入端子，即高端 (H)、低端 (L) 和保护端 (G)，使用时可以灵活掌握，在共模干扰不严重的场合，可以简单地把低端和保护端短接起来。

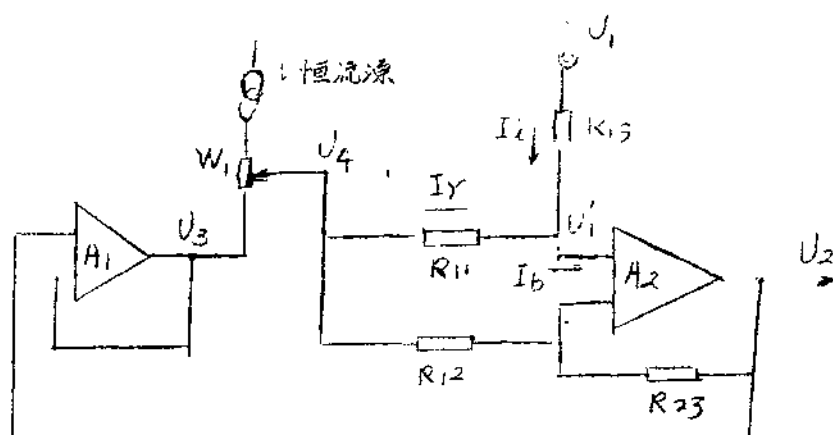
六、主要模拟部件

整机的精度和性能主要由模拟部件来决定。它们是：输入放大、积分、和校正。

(1) 输入放大

图七是输入放大器的电路原理图，对输入放大器的要求是：高输入阻抗，低漂移和有良好的线性。为满足这些要求采取了如下措施：BG₁ ~ BG₄ 构成一个辅助放大器 A₁，（见图七 b），其余部分构成主放大器 A₂，A₁ 和 A₂ 都接成全反馈负反馈型式，闭环放大倍数均为 1，由图可见，该输入电压为 U₁，则有：

$$U_1 = U_2 = U_3$$



图七 (a)

A₁ 的输出端电位由恒流源，由 W₁ 的抽头端取得电压 U₄，U₄ - U₃ = ΔU，恒流源的作用是使 ΔU 在 U₁ 的整个变化范围内保持不变。

设 I_b 是 A₂ 的输入电流，即第一级差分管 BG₇ 的基极电流，I_i 是检测信号对数字表输送的电流，I_r 为引进 U₄ 以后在 R₁₁ 上产生的电流，它们满足以下关系：

$$I_r + I_i = I_b$$

$$I_i = I_b - I_r$$

$$= I_b - \frac{U_4 - U_1}{R_{11}}$$

$$= I_b - \frac{U_4 - U_3 + U_2 - U_1'}{R_{11}}$$

$$= I_b - \left(\frac{\Delta U}{R_{11}} + \frac{U_3 - U_1'}{R_{11}} \right)$$

由於 $U_3 = U_1 \approx U_1'$ ，上式括弧內第二項比第一項小得多， ΔU 是鉅電位由 W_1 可隨着調整的體，因此我們完全有可能調整 W_1 使：

$$\frac{\Delta U}{R_{11}} + \frac{U_3 - U_1'}{R_{11}} = I_b$$

這樣一來 $I_b = 0$ ，這就意味着主放大器 A_2 所需要基極電流不必由被測信號來提供，而完全由輔助放大器 A_1 來提供，由於入端着進去阻抗可達 1000Ω 以上。

四級直接耦合差分級依賴輸入放大器的開環增益達 $30 \sim 100$ 萬倍以上，從而保證了有優良的線性。

BG5、BG6 作為保護二極管用，以防止過高的電壓未穿輸入差分級的基—射結。

輸入放大器的漂移指標直接影響整機的漂移指標，為最大限度地降低零點漂移採取了如下的措施：第一級差分放大級的電源由 $2D W 7 B$ 陰電管提供，這樣可以在相當大程度上減輕由於 $\pm 24V$ 電源的漂移而引起放大器的漂移。為減小輸入電流輸入級用复合管，由兩個 $2N V 41 C$ 孿生三級管構成，雙三級管的參數要求盡量一致，尤其是它們之間的 V_{BE} 之差，應保持在 $1mV$ 以內，集電極負載電阻採用 $400K$ 精密殘繞電阻，取其溫度係數比較小，第一級安裝在絕緣性能較好的有機玻璃板上，以減小漏電流對輸入阻抗和漂移的不良影響。

採取以上措施之後，放大器的零點漂移仍有可能達到每度 $20\mu V$ 以上，此外整機還受積分器、檢零器的漂移指標的影響，為了降低整機的漂移指標，本機採用調整積分器的溫度係數的方法，以依整機的漂移得到最佳的補償。

(2) 积分器

图八是积分器电路，积分器是以积分式数字式电压表的反馈部件，它本身必须有较高的开环增益，以保证有良好的线性度，另外还要有较小的漂移。

将运放放大器的反馈电阻改为电容即成积分器，积分器的漂移可用下式表示：

$$\Delta V_o(t) = -V_d - \left(\frac{I_d}{C} + \frac{V_d}{RC} \right) t$$

式中 R 、 C 为积分电阻电容， V_d 、 I_d 为折合到输入端的漂移电压、电流，可见漂移不仅和输入端的漂移电压、电流有关，而且还和积分时间的长短有关，本机积分时间只有数十个毫秒的数量级，因此必须着重想办法降低输入端的等效漂移电压、电流。为此，积分器的输入端第一级管子采用了结型场效应管。

结型场效应管有很高的输入电阻，一般可高达 $10^9 \sim 10^{12} \Omega$ 数量级，和普通三极管相比，输入电流可忽略不计。其漏极电流的温度系数是栅偏压的函数，这一点是可以加以利用的。在理论上场效应管存在着零温度系数点，其数值如下：

$$V_{GS}(\text{零}) = V_p \pm 0.64$$

$$I_{D0}(\text{零}) = I_{DSS} \left[\frac{0.64}{V_p} \right]^2$$

式中 $\pm$ 号分别适用于 n 型 或 p 型沟道场效应管。

本机积分器第一级场效应管的漏极电流和栅偏压可通过电位器 W_1 、 W_2 分别加以调整，调整栅偏压可对整机的温度系数起补偿作用。

C_1 、 C_2 、 C_3 为积分电容， C_4 为补偿电容，用它展宽积分器的频带，以改善整机在零点附近的线性。

(3) 检零器