

PF6型数字万用表

上海市电工仪器研究所

上海第四电表厂

一九七七年六月

目 录

一、概 述	(1)
二、技术指标	(2)
三、使用方法	(4)
四、工作原理	
(一) 双积分原理分析	(5)
(二) 逻辑动作	(17)
五、整机误差分析	(25)
六、主要部件	
(一) 前置放大器 A_1	(17)
(二) 积分放大器 A_2	(21)
(三) 检零放大器 A_3	(23)
(四) 模拟开关	(24)
(五) 欧姆——电压转换器 (Ω —DC)	(26)
(六) 交直流转换器 (AC—DC)	(28)
(七) 电流——电压变换器	
(八) 稳压电源	
七、部件板初调	
(一) 下层印刷板调试	
(二) 上层板调试	
八、上下印刷板联动调试	
(一) 直流电压基准档 (0.4v) 调试	(37)
(二) 40 K Ω 电阻档调试	(38)
(三) 交流电压 (0.4v) 档调试	(38)
九、总体调试	
(一) 直流电压档	(41)

电阻档.....	(42)
压档.....	(43)
电容档.....	(45)
五、交流电流档.....	(45)
(六) 温漂试验及其补偿.....	(47)
、PF 6 总技术条件 (暂定	
(一) 数字表术语介绍.....	(49)
(二) 基准工作条件.....	(50)
(三) 额定工作条件.....	(51)
(四) 极限工作温度条件的规定.....	(51)
(五) 总技术条件.....	(51)
十一、收试验.....	(55)
十二、例行试验.....	(60)
十三、配 套 件.....	(61)
十四、生产和试验.....	(61)
十五、包 装.....	(61)
十六、元件老化与分选.....	(62)
十七、附 录.....	
(I) PMOS 电路 5 G 6 0 0 系列简介.....	(69)
(Ⅰ) 8 段萤光数码管 JS 13 简介.....	(73)
Ⅱ) 线性电路 FC—52 B, FC 3 及 BG 3 0 7 简介.....	(73)
(Ⅳ) 集成稳压器 W ₂ 简介.....	(80)
\ 对管 5 G 9 2 1—C 简介.....	(82)
气图.....	(83)

一、概 述

PF6 数字万用表由 PMOS 电路、线性电路及晶体管电路组成。具有性能稳定、可靠、体积小、重量轻、耗电少等优点，可供实验室测量和工业自动化系统使用。

PF6 数字万用表可分别对直流电压、直流电流、交流电压、交流电流及电阻进行测量。

本表模数转换采用双积分原理。

所谓双积分原理，是产生一个与被测电压的平均值精确成比例的时间间隔。转换分三个阶段，即采样阶段、比较阶段和休止阶段。在采样阶段内，将被测电压作固定时间的积分，所积得的电荷充于积分运算放大器的积分电容上；比较阶段开始后，一个与被测电压极性相反的基准电压代替被测电压加于积分器输入，使积分电容上的电荷按一固定速率放电，把电容上电荷放电放光所需时间的长短与被测电压成正比。

采样阶段所需时间 T_1 是利用计数器中计固定数目的脉冲（取自时钟振荡器）来确定的。将积分电容上电荷放电到零所需的时间（即比较阶段 T_2 ）也是利用同一个计数器同一个时钟振荡器的脉冲来测定的。由于采用了此技术，本表具有很好的稳定性和线性。

二、技术 指 标

1. 基准条件

环 境 温 度:	20℃ ± 2℃
大气相对湿度:	40%~80%
大 气 压 强:	650~800 mmg
交流供电电源:	220V ± 2%
交流供电电源频率:	50HZ ± 1%
交流供电电源波形:	正弦波失真因子 $\beta = 0.05$

在使用本表时,应避免外界电磁场影响及避开阳光照射,并要安放在通风良好的环境中加以使用。

2. 量程及准确度

在符合基准条件的情况下,本表应具有下列量程和准确度。

(1) 本表为四位数字万用表。

(2) 本表最大显示为 3999,允许超量程 50% (除直流电压 1000V 档量程外)。过载时,符号管显示出过载符号 $\square$ 。将过载显示值加上 4000 即为被测值。

(3) 测量范围和基准准确度:

	测 量 范 围	准 确 度	频 率 范 围
直 流 电 压	± 0.4V	±0.1% (读数) ± 1 字	
	±4V、±40V、±400V、±1000V	±0.2% (读数) ± 1 字	
直 流 电 流	±0.4mA、 ±4mA ±40mA、 ±400mA	±0.2% (读数) ± 1 字	
交 流 电 压	0.4V	±0.5% (读数) ± 1 字	40 C/S~1 KC
	4V、 40V、 400V	± 1 % (读数) ± 1 字	
交 流 电 流	0.4mA、 4mA、 40mA	± 2 % (读数) ± 1 字	40 C/S~1 KC
	400mA	± 5 % (读数) ± 1 字	
电 阻	0.4KΩ、 4KΩ、 40KΩ、 400KΩ	±0.2% (读数) ± 2 字	
	4MΩ	± 1 % (读数) ± 2 字	
	10MΩ	± 2 % (读数) ± 2 字	
	> 10MΩ	允许使用, 不考核精度	

3. 最高分辨力

交直流电压为 100 μV 交直流电流为 0.1 μA 电阻为 0.1 Ω

4. 显示时间 2 ~ 3 次/秒

5. 输入特性

(1) 直流电压

[1] 输入电阻 0.4 V 档 $> 100\text{ M}\Omega$ 4 V 档 $1\text{ M}\Omega$ 其余各档 $10\text{ M}\Omega$

[2] 输入零电流 $< 10^{-8}\text{ A}$

(2) 交流电压

输入电阻 $1\text{ M}\Omega$

(3) 交流电流和直流电流

输入电阻 0.4 mA 档 $1\text{ K}\Omega$ 4 mA 档 100Ω

40 mA 档 10Ω 400 mA 档 1Ω

6. 稳定性

(1) 零点稳定性

[1] 时间稳定性 ① 直流电压 $\pm 0.025\%$ 满度/4 小时 (即 ± 1 个字/4 小时)

② 直流电流、交流电压、交流电流、电阻

$\pm 0.050\%$ 满度/4 小时 (即 ± 2 个字/4 小时)

[2] 温度稳定性 ① 直流电压 $\pm 0.075\%$ 满度/ 10°C (即 ± 3 个字/ 10°C)

② 直流电流、交流电压、交流电流

$\pm 0.1\%$ 满度/ 10°C (即 ± 4 个字/ 10°C)

③ 电 阻 $\pm 0.15\%$ 满度/ 10°C (即 ± 6 个字/ 10°C)

(2) 满度稳定性

即本表在及时进行零位调整的情况下, 对某一恒定输入值 (约满度值) 的测量稳定性。

[1] 时间稳定性 4 小时内各档均能保证基准准确度的要求。

[2] 温度稳定性 在 $20^\circ\text{C} \pm 15^\circ\text{C}$ 内各档都不得超过基准准确度的二倍。

[3] 长期稳定性 一个月内保证准确度。

7. 串态干扰抑制比 SMR

直流电压基本量程档 (即 0.4 V 档) $\text{SMR} \geq 20 \sim 40\text{ db}$ (工频)

8. 共态干扰抑制比 CMR

直流电压基本量程档 直流 $\text{CMR} \geq 80 \sim 100\text{ db}$ 工频 $\text{CMR} \geq 80\text{ db}$

9. 功 耗 $< 8\text{ VA}$

10. 外形尺寸 $75 \times 200 \times 255\text{ mm}^3$

11. 重 量 约 2.5 kg

三、使用 方法

1. 使用前的准备

(1) 将仪表安置在正常的环境中，不应靠近热源。

(2) 检查电源接线是否正确。检查保险丝是否符合规定(0.1A)。保险丝盒是否已安放在三线电源插座内。

(3) 将仪表电源开关置于关态，量程选择开关置于直流电压0.4V档，并将输入插头线的二端钮短接。

2. 预 热

开启电源，预热20~30分钟。

3. 调 零

预热后，若读数不为零，则需调零。用螺丝刀通过位于本仪器左侧“V”调零孔，旋转里面的电位器进行直流电压调零。经过直流电压档的调零后，就可以进行除电阻外的各种测量。

若要进行电阻测量，则在完成电压调零步骤后，将量程选择开关打至所需的 Ω 档，在左侧的“ Ω ”调零孔进行 Ω 档零位调节。

4. 量程选择

同所有的仪器使用一样，量限由大到小进行选择，免得损坏本仪器。

5. 过载说明

本仪器具有超量程使用的能力。仪器超载时，在显示正负极性的数码管上会自动出现过载符号“E”。在过载状态下，读数值再加上4000个码，即为被测的数值。

例如：过载量显示为 E 1.000V，其含义为-1.000加上-4.000，真正的被测量为-5.000V。

四、工作原理

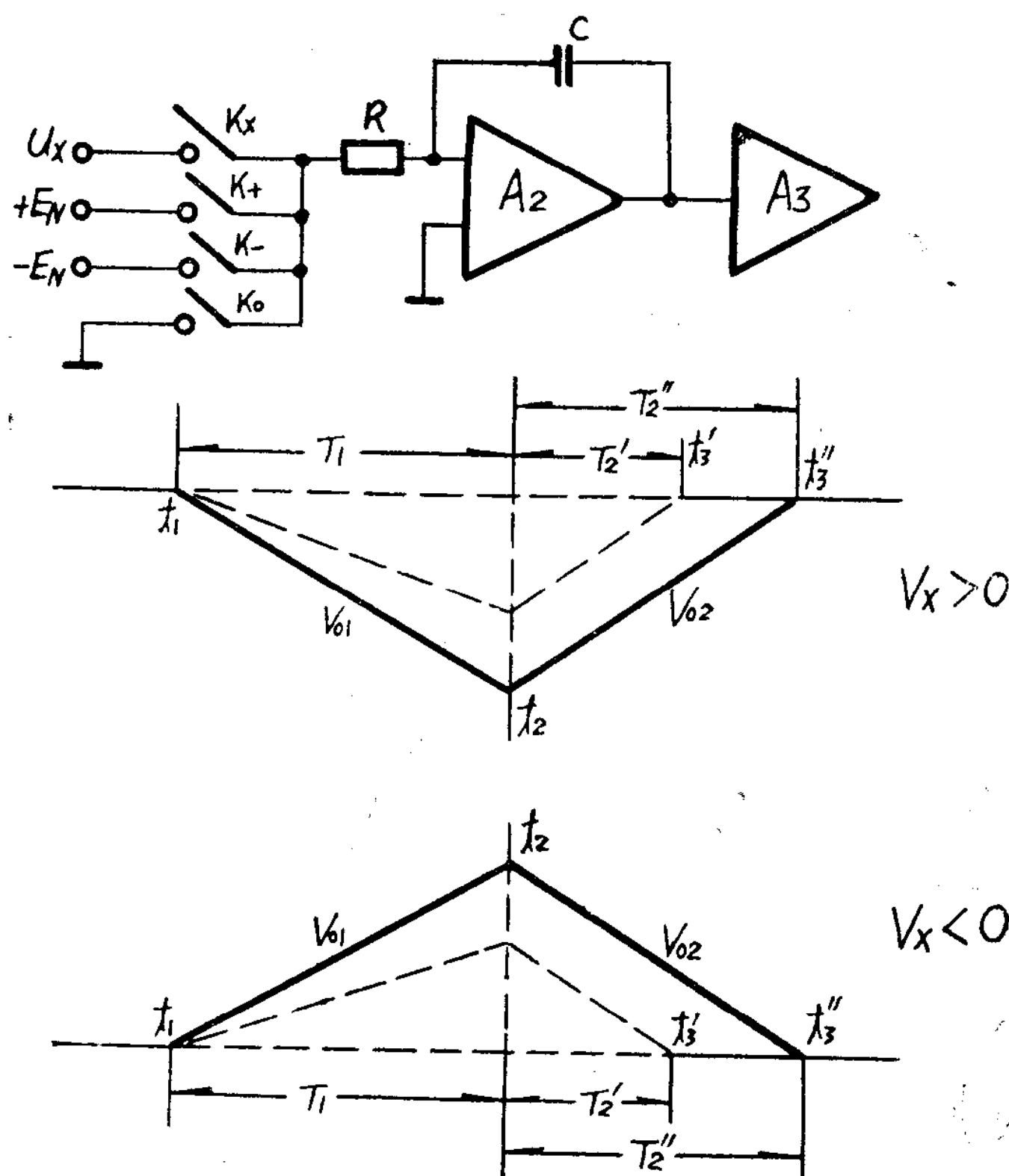
(一) 双积分原理分析

本表直流电压部分是将一个直流电压转换成一个与之精确成正比的时间间隔，再以数字形式在读出装置中显示出来。将直流电压转换成时间间隔的方法如图(4-1)所示。它有积分器、检零器、基准源以及模拟开关所组成。

图中： RC 与直流放大器 A_2 组成积分器，其输出电压为输入电压随时间的积分。即：

$$V_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_t dt \quad (1)$$

如前所述，完成一次测量过程分采样、比较、休止三个阶段。每次测量开始之前，电路处于休止阶段，即模拟开关 K_0 接地，积分器输出 $V_0 = 0$ 。当测量开始时（即 t_1 时刻） K_0 断开 K_x 接上，模拟开关 K_x 将被测电压 V_x 与积分器连接，使电路处于采样阶段。积分器在固定时间 T_1 （ $t_2 - t_1 = 40ms$ ）内对被测电压 V_x 进行积分，若 V_x 为正极性，则 V_0 将按积分器方程负向变化；



A_2 为积分器、 A_3 为检零器

图4-1

$$V_{01} = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_x dt$$

$$\text{令 } \bar{V}_x = \frac{1}{T_1} \int_{t_1}^{t_2} V_x dt \quad \text{为 } V_x \text{ 在 } T_1 \text{ 阶段的平均值}$$

$$\text{则 } V_{01} = -\frac{T_1}{RC} \cdot \bar{V}_x \quad (2)$$

式中 T_1 是输入电压连接在积分器上的时间（即采样阶段时间）

t_2 时刻，逻辑电路使 K_x 断开，而与 V_x 极性相反的负基准开关 $-E_N$ 接通，进入比较阶段，积分器对负基准电压进行反向积分，积分器的输出便按固定斜率向“零”斜变，直至碰零，使检零器 A_3 动作产生 t_3 指令，比较阶段（ $t_2 - t_3$ ）结束，电路进入休止阶段。在休止阶段，逻辑电路将完成寄存、显示、复位等动作。

$$\text{在 } t_3 \text{ 时刻，积分器的输出为： } V_{02} = -\frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_3} -E_N dt + V_{01}$$

$$\text{由于 } -E_N \text{ 为一个精确恒定的基准电压，故 } V_{02} = \frac{E_N \cdot T_2}{RC} + V_{01} \quad (3)$$

在一次测量过程中，积分器对 V_x 的积分从“零”开始，然后，又对 $-E_N$ 反积分到“零”结束。

$$\therefore V_{02} = 0$$

$$\text{即 } \frac{T_1}{RC} \bar{V}_x = \frac{E_N \cdot T_2}{RC}$$

假定在 T_1 与 T_2 阶段内 RC 时间常数保持不变（实际上变化甚微，可以忽略）

$$\text{则 } \bar{V}_x = \frac{E_N \cdot T_2}{T_1} \quad (4)$$

由此可见， T_2 正比于 V_x 。式中的 T_1 可用一稳定振荡器与计数器以很高的准确度确定， E_N 是一个精确已知的基准电压，因此 T_2 是 $\bar{V}_x$ 的极精确的度量。

T_2 以控制进入十进计数器的振荡器脉冲（频率为 100 KC）的多少来表示，以数字值 T_2 显示出来。显然二个计数值（一是确定 T_1 ，另一是计下 N_2 ）在时间上是不重迭的。为了延长显示观察时间，使数字显示不至在计数时间内产生跳动，因此在读出装置中采用寄存器。

若 N_2 是频率 F_1 （100 KC）的振荡器在 T_2 期间计得的脉冲数，那末：

$$T_2 = \frac{N_2}{F_1} \quad (5)$$

另外，若 T_1 是借计数同一频率 F_1 直至达到预定数 N_1 （4000）来确定，那末：

$$T_1 = \frac{N_1}{F_1} \quad (6)$$

将式（5）与（6）代入式（4）

可得

$$\frac{N_2}{F_1} = \bar{V}_x \cdot \frac{N_1}{F_1 E_N}$$

简化后成为

$$N_2 = \frac{\bar{V}_x}{E_N} \cdot N_1 \quad (7)$$

由此可见, 对于一给定的输入电压, 由 E_N 可精确知道 N_2 , N_2 与 F_1 的绝对值无关。 N_1 是预先选择的固定数, 它对读数的影响仅是给读数乘上一个常量。

例 $\bar{V}_x = 3 \text{ V}$, $E_N = 6 \text{ V}$, $N_1 = 4000$ 则 $N_2 = 2000$

上面涉及的 $\bar{V}_x$ 是指经过输入放大器 A_1 放大了的等效至积分器输入的被测电压, 若取 A_1 的闭环放大倍数为 15 倍, 则被测电压, $\bar{V}_x = V_x / K_1 = 3 \text{ V} / 15 = 0.2000 \text{ V}$, 显然与 $N_2 = 2000$ 之值相同, 因而只要加上小数点符号, 则 N_2 数字即为被测电压值。

从以上简单的推导可以看出:

(1) 双积分模数转换原理是将被测讯号在 T_1 期间的平均值精确地转换成数字量。若选取 T_1 为交变干扰的周期或整数倍时, 则测量结果只与被测电压值有关, 而交变干扰都被平均掉了。尤其是本表具有 50 周同步电路, 故即使在干扰讯号很大的情况下, 甚至是过“零”干扰 (即干扰讯号大于被测讯号时), 也同样具有良好的抗串模干扰的能力。这就是为什么“双积分”转换方法具有优异的抗串模干扰能力, 能够在交变干扰的情况下实现高精度测量的原因。

(2) 在表达式 (7) 中, 没有包含积分时间常数 RC , 其物理意义是 RC 阻容器件的长期稳定性不影响仪器的测量准确度, 而仅要求 RC 在每一个测量周期内是足够稳定就可以了。

(3) 在表达式 (7) 中, 也没有包含振荡频率 F_1 , 这意味着 F_1 长期稳定性也不影响测量结果的准确度, 只要求 F_1 在每一个测量周期内足够稳定就可以了。这使得“双积分”数字表可以不必采用十分稳定的振荡源。不过 F_1 的变化将使 T_1 有所变化, 从而影响串模抑制能力。

为使仪表具有良好的抗串模干扰的能力, PF6 数字万用表采用工频同步电路。其目的使每次采样阶段开始时, t_1 时刻与工频起始点同步。因此, 即使在干扰讯号很大或工频频率偏移的情况下, 本表也具有很好的抗串模干扰能力。

(4) 测量速度低: 为了提高仪表抗交变干扰能力, 故双积分表的采样时间通常取工频周期或其整数倍。由于工频周期为 20ms , 考虑到比较阶段的时间满度时不大可能小于 20ms , 故每次测量所需的时间至少要略大于 40ms , 显然这限制了双积分表的测量速度。

(二) 逻辑动作

PF6 数字万用表中, 测量电压的基本电路可分为二大部分: 即模拟电路与逻辑、数字电路。

模拟电路包括前置放大器 A_1 、积分放大器 A_2 、检零器 A_3 及模拟开关电路。逻辑、数字电路包括逻辑控制、极性显示、过载显示、寄存器、振荡器及计数电路等。

参阅图 (4—1) 测量电压的工作原理图, 不难看出“双积分”模数转换的中心环节是积分器 A_2 。积分器 A_2 的输入是受逻辑电路控制的。由四只场效应管开关组成的单刀四掷开

关, 分别接入被测电压 V_x , 正基准电压 $+EN$ (或负基准电压 $-EN$) 及积分器地。积分器输出经检零器 A_3 、史密脱电路、逻辑控制电路形成内部闭环。输入电路包括量程衰减器和前置放大器 A_1 。当衰减系数为 1 时, $0 \sim \pm 0.4V$ 的输入讯号直接接到 A_1 的输入端。 A_1 是一个同相定倍数、高输入阻抗的运算放大器。其功能是提高灵敏度与输入阻抗。由于逻辑动作可以不涉及输入电路, 因此为叙述方便, 以后所读到的被测电压 V_x 是指已归化到输入放大器 A_1 的输出端的电压。

结合逻辑方框图 (4-2) 和波形图 (4-3) 把逻辑动作程序说明如下:

本表的逻辑动作是采用自动连续测量和显示方式进行工作的。设一次新的测量开始前, 逻辑处于休止态, 则 $V_x JK$ 触发器, $\pm EN JK$ 触发器均处于 “1” 态 (即其 Q 端输出为高电位)。由于开关电路的推动级 I、II、III 均为非门, 故它们的输出都处于 “0” 态。由 3DJ7F 档场效应管组成的模拟开关电路, 其作用原理是当其输入 (即推动级输出) 为 “1” 态时导通, 输入为 “0” 态时截止。显见休止态时 K_x 、 K_+ 、 K_- 均处于关态。而推动级 IV 为或非门, 故而在休止态时由于三个输入端为 “0” 态, 则输出为 “1” 态, 从而使 K_0 开关接通, 积分器 A_2 的输入端被短地, 其输出为 “零”, 故检零器 A_3 的输出为 $+1.4V$ 左右, 通过史密脱电路并经 G_7 倒相, 使 A_{3-} 为 “1” 态, A_{3+} 为 “0” 态。此时, 逻辑电路均已复原, 计数器也被复 “零”, 由于寄存电路之故, 显示读数仍保留上一次的测量结果。

一次测量过程分采样、比较、休止三个阶段。现以 $+V_x$ 为例论述之 ($-V_x$ 时逻辑动作相仿, 不再赘述)。

采样阶段 $T_1 (t_1 - t_2)$:

当由史密脱电路、正与门及单稳态电路组成的 50 周同步振荡器的 B 端从 “1” 变到 “0” 时, 标志着采样阶段 T_1 的开始。B 讯号通过非门 G_2 加到与门 G_3 的输入, G_3 的另一端来自与门 G_8 的输出。在 T_1 阶段, G_8 的输出为 “1” 态, 因此, 当 B 由 “1” 变到 “0” 时, G_3 的输出 C 便从 “0” 变到 “1”。C 讯号加到门控 JK 触发器 cp 输入端, 使门控 JK 的 Q_M 由 “0” 跳到 “1”, 从而打开与门 G_4 , 使 100kc 主振脉冲进入计数器进行计数。同时 B 讯号也加到与门 G_5 的输入端, G_5 的另一端来自与非门 G_6 的输出端 E, E 在 t_1 时刻处于 “1” 态, 故 G_5 的输出端 F 在 B 的作用下亦从 “0” 跳到 “1”, 因 F 讯号作用于 $V_x JK$ 触发器的 cp 端, 故 $\bar{Q}_x$ 由 “1” 变到 “0”, 从而 K_x 接通 (K_0 自行断开), 被测电压 $+V_x$ 通过 K_x 送到积分器 A_2 输入, A_2 便对 $+V_x$ 进行积分, 使输出从零开始负向斜变, 由于检零器 A_3 输出高电位, 所以 A_{3-} 与 A_{3+} 仍保留原来状态, 因 A_{3-} 与 A_{3+} 分别加到 $+EN JK$ 触发器和 $-EN JK$ 触发器的置 1 端 S, 故此时 $+EN JK$ 被钳 “1” 态, 而 $-EN JK$ 因 $S = “0”$ 而不受钳, 处于 “释放” 状态。 A_2 对 $+V_x$ 积分直到计数器计满 4000 个脉冲 (计数器的满容量为 3999), 计数器重又返回为 “0000” 态, 而同时计数器千位数第二个双稳的输出端 g 发出一个溢出脉冲, 产生 t_2 指令, 结束了采样阶段 T_1 。

比较阶段 $T_2 (t_2 - t_3)$:

g 讯号 (即 t_2 指令) 送到与非门 G_6 输入, G_6 另一端接 $U_x JK$ 的输出 Q_x 。在 T_1 阶段, 因 Q_x 为 “1” 态, 故 G_6 输出 E 为 g 讯号的倒相。当 g 端发出溢出脉冲时, E 便有原来的 “0” 变到 “1”, 故 G_5 的输出 F 也从 “0” 变到 “1” (此时的 B 为 “1”), 从而触发 $U_x JK$, 使 $\bar{Q}_x$ 由 “0” 跳到 “1”, 切断 K_x 开关。而在此同时, 由于 Q_x 由 “1” 变到 “0”, 使 E 也由 “0” 跳到 “1”, 去触发 $\pm EN JK$, 因被测电压 V_x 是正极性, 故 $+EN JK$ 始终被钳于 “1” 态, 故 E 讯号只能作用处于释放状态下的 $-EN JK$, 使 $-EN JK$ 在 t_2 时刻被触发到 “0” 态, 使 K_- 开关 (即负基准开关) 接通, 积分器 A_2 从 t_2 时刻开始, 便对 $-EN$ 进行反向积分, 输

出向“零”斜变，直至碰“零”，检零器 A_3 变负，此时， A_{3+} 从“0”跳到“1”，使 $-EN JK$ 回到“1”态，切断 K_- 开关。从逻辑图上可以看到 $\pm EN JK$ 的输出 Q_+ 与 Q_- 还通过 G_8 加到 G_3 的输入端， G_8 为与门，因此当 t_3 时刻 Q_- 从“0”变到“1”时， G_8 输出亦从“0”变到“1”，因为此时 B 为“1”，故 G_3 输出 C 也从“0”变到“1”，从而触发门控 JK ，使 Q_M 从“1”跳回“0”，关闭与门 G_4 ，计数器停止计数，而计数器所计下的便是 T_2 阶段 ($t_2 - t_3$) 的脉冲数。

t_2 时刻， Q_- 讯号除了切断 K_- 开关外，还加到由 G_{11} 、 G_{12} 组成的极性 RS 触发器的 G_{12} 输入端，“ RS ”触发器的另一输入端接 50 周同步采样振荡器的 A 端，在 t_0 时刻（即清零时刻），由于 A 讯号从“1”到“0”而此时 Q_- 为“1”，故“ RS ”输出 j 为“0”。在 t_2 时刻，由于被测电压 V_x 是正极性，故 Q_- 由“1”到“0”（此时 A 讯号已为“1”），故 j 由“0”到“1”，它通过由 6 D 门控触发器组成的寄存器加到 8 段萤光数字管的 8、4 段。由于 8 段

萤光数字管的 3、7 段始终接于 +24V，故显示出 $3 \overset{8}{+} 7$ ，标志被测电压为 + 极性。（当被测电压 V_x 为负极性时，因 Q_- 始终处于“1”态，故 j 也始终处于“0”态，萤光管的 8、4 段不亮，使显示始终为 --，标志输入讯号为负极性）。

逻辑电路中还安置了过载指示电路，它由与非门 G_{13} ，过载 JK 触发器、寄存器组成。 G_{13} 的一端接 g 讯号，另一输入端接 $\bar{Q}_x$ 。 g 讯号从采样阶段开始时，每隔 20ms 触发一次。在 T_1 期间， $\because \bar{Q}_x$ 为“0”，故 G_{13} 输出 K 为“1”。但在 T_2 阶段开始后，由于 $\bar{Q}_x$ 始终为“1”故 G_{13} 输出 K 与 g 讯号反相，因此，当过载时（显示值到 4000 时），于由 g 从“1”到“0”， K 便由“0”到“1”，从而触发过载 JK 使 Q_K 由“0”到“1”，（ Q_K 因复另讯号作用，原先处于“0”态），通过寄存器加到 8 段萤光数字管的 2、11、12、13 段，使显示出现 $\square$ ，标志着输入电压已大于 3999 而处于过载状态了。

休止阶段 T_0 ($t_3 - t_1$)

这时 K_- 、 K_+ 、 K_- 开关均已断开， K_0 开关自行接通。积分器 A_2 输入短地，输出为另，计数器停止计数。

本表利用门控 JK 的 Q_M 讯号在 t_3 时刻的负跳（“1”到“0”），经微分网络微分， G_9 倒相后发出宽度为 10—20 μs 的正方波，作为寄存指令，去触发由 6 D 门控触发器组成的寄存器，使计数器计得的脉冲数 N_2 通过 6 D 门控触发器加到 8 段译码器上，在 8 段数字管上显示出来。由于采用寄存器，故读数可保留到下一个寄存指令到来之前。

t_3 时刻后，电路进入休止态、约经 200—300 ms 的时间，50 周同步振荡器的单稳电路 DW 自动翻回， A 由“1”变到“0”，通过 RC 微分网络经非门 G_1 发出宽约 100 μs 的清零讯号 R_0 （此时即所谓的 t_0 时刻），使计数器及有关各触发器复原。由于此时 B 已由“0”到“1”，故当同步史密脱电路从“1”到“0”时，其负跳经二极管与门触发单稳电路，使 B 讯号再从“1”跳回到“0”，重新发出 t_1 指令，开始下一次的测量。如此反复循环，保证了自动连续测量的逻辑动作。

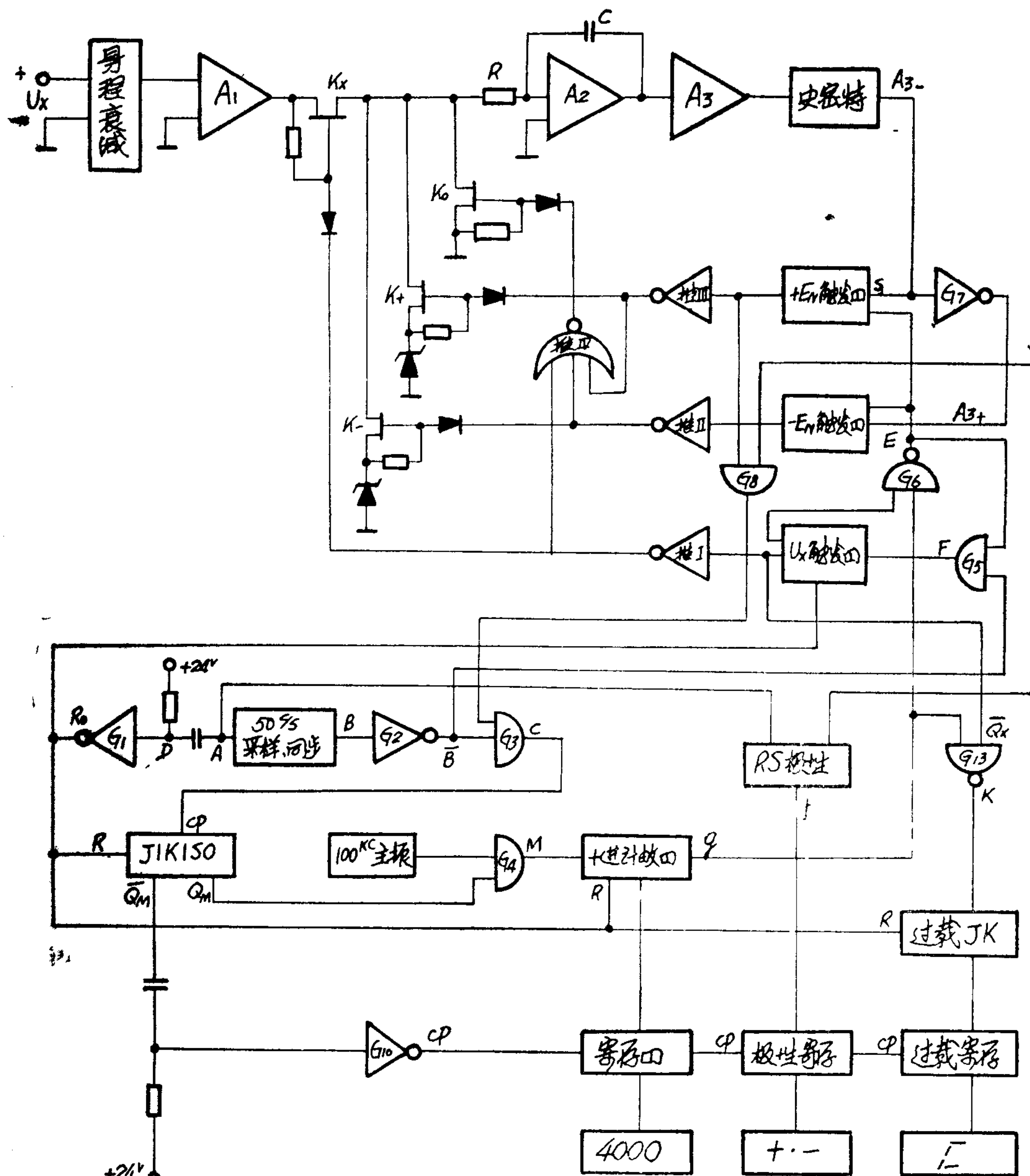
逻辑电路中所采用的 PMOS 数字集成电路系上海元件五厂生产的 5G600 系列。与非门电路采用 5G601，与门及非门电路采用 5G603、 JK 触发器采用 5G622、十进计数器采用 5G657、寄存器采用 5G623、8 段萤光数码管译码器采用 5G632。它们的逻辑功能见本书附录 I。

8 段萤光数码管采用上海电子管三厂生产的 JS13，其逻辑符号及出脚见本书附录 II。

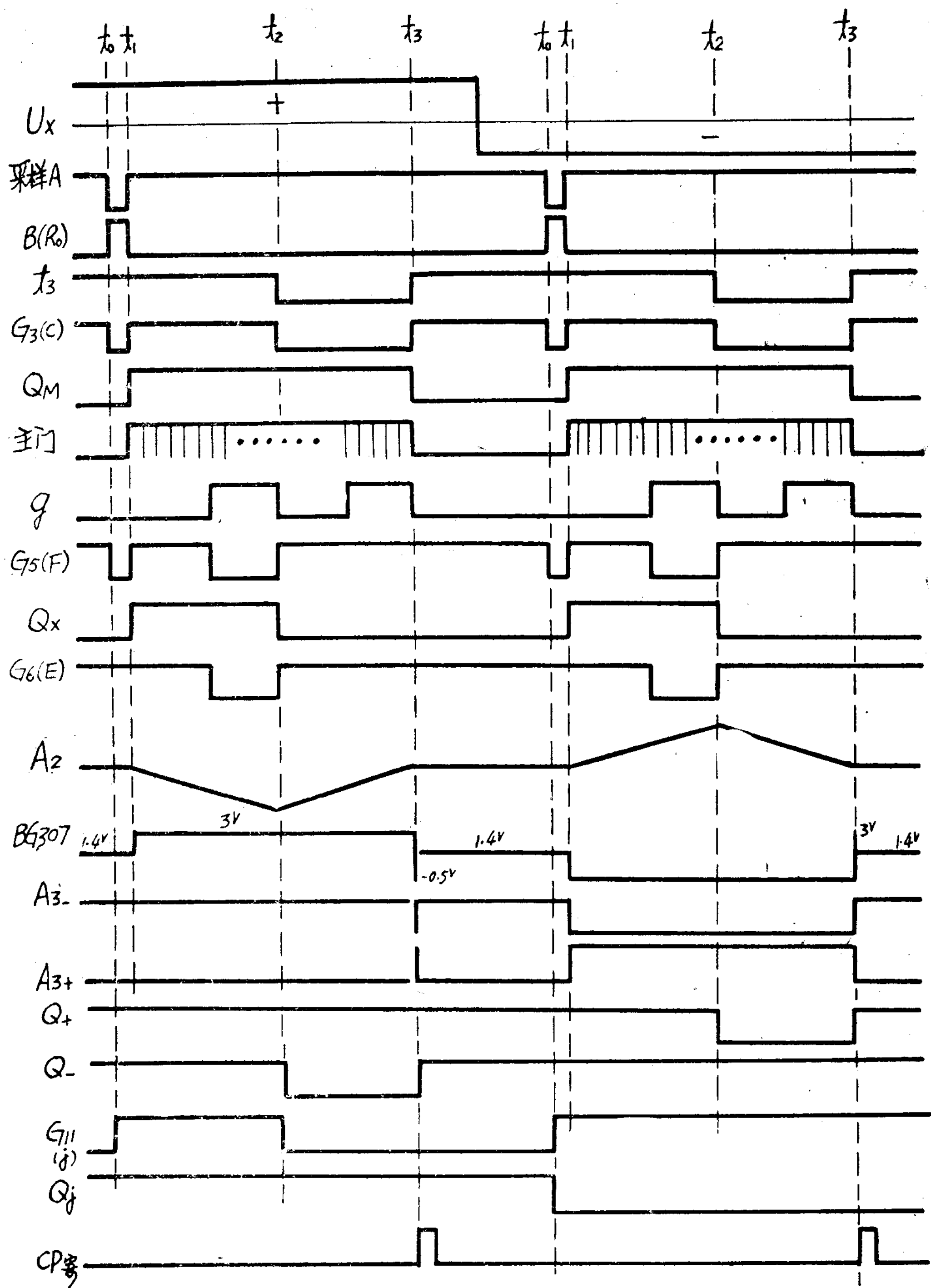
模拟电路中所使用的线性放大器有上海无线电七厂生产的 FC 52 B (作为前置放大器 A_1 用), 安徽 8331 厂生产的 FC 3 C (用作积分器 A_2), 北京无线电器件厂生产的 BG 307 C。它们的电路原理、主要技术指标、线路图见附录 III。

电源中所采用的集成稳压器是由安徽 8331 厂生产的 W_2-03B ($\pm 15V$ 用) 和 W_2-04B ($+24V$ 用)。其原理、电路形式及主要技术指标见附录 IV。

A_1 输入级中使用的晶体管对管是上海元件五厂的 5 G 921 C 档, 其使用说明见附录 V。

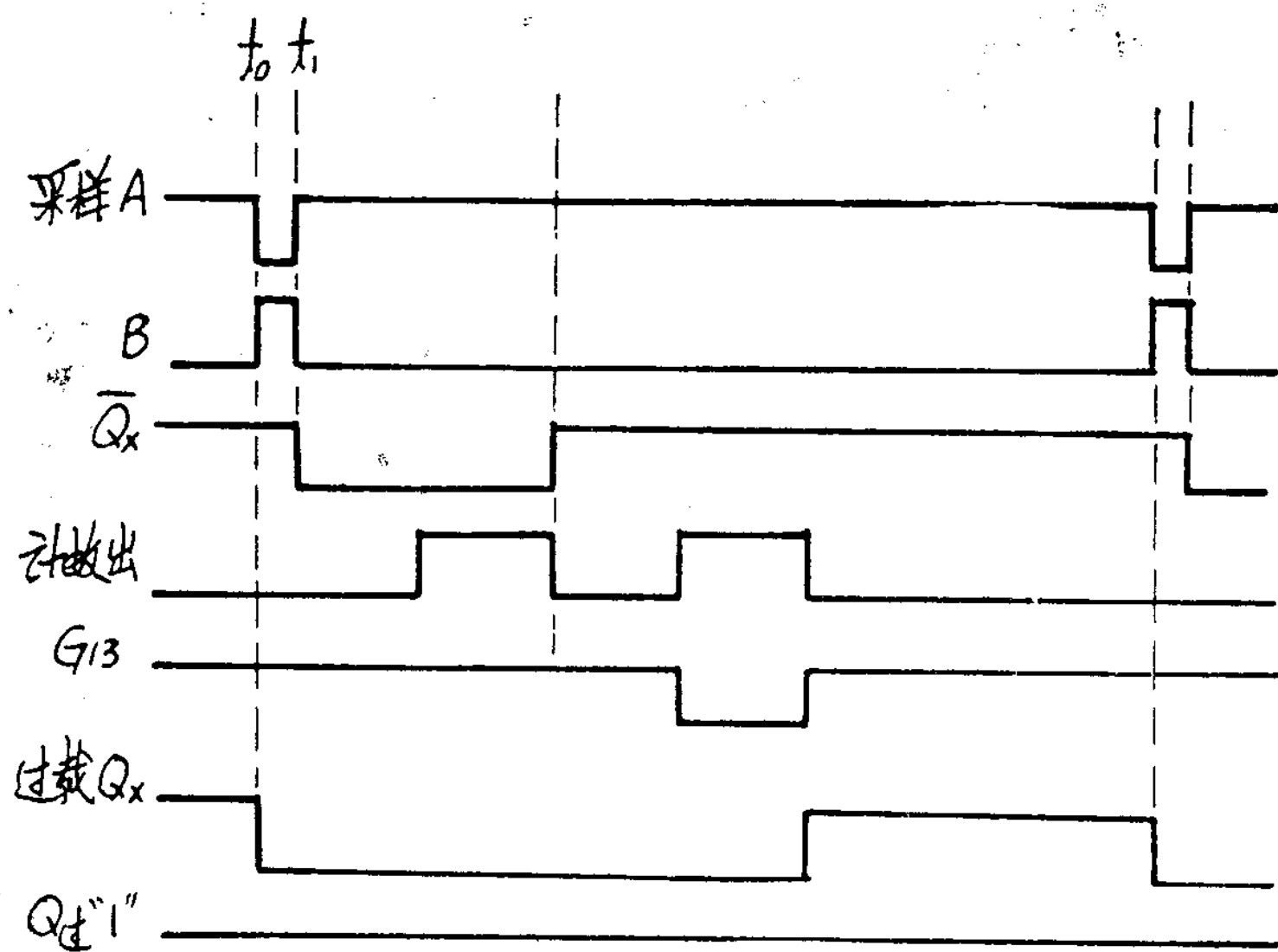


[图 4-2] 逻辑方框图

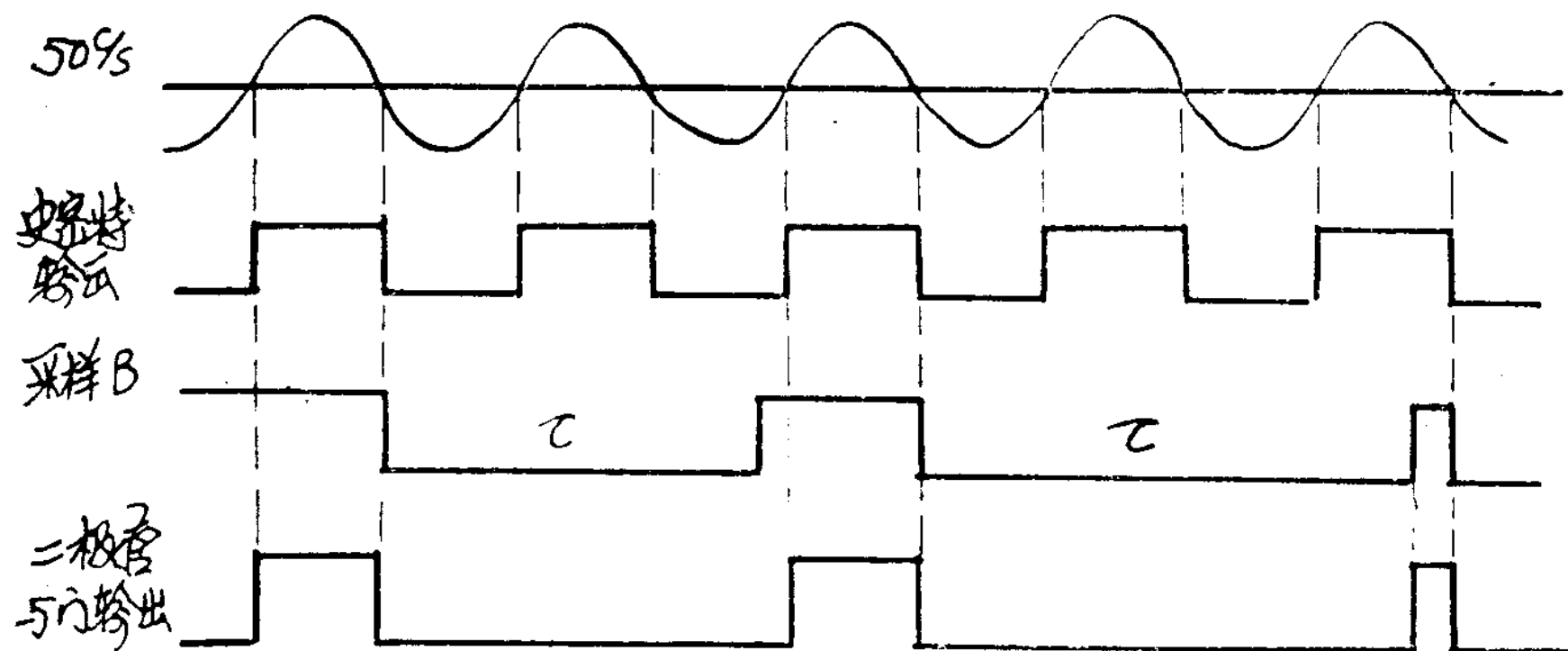


〔图 4—3 a〕 波 形 图

过载指示



50% 同步



[图 4—3 b] 波形图

五、整机误差分析

作为测量仪器的数字万用表的最重要指标就是它的准确度。通常整机误差按与被测量的关系可分成三类：

1. 零位误差

该项误差与被测量的大小无关，一般以绝对误差或引用误差来表示。它是由于计数器的“门时间”和“计数脉冲”的不同步引起。通常也可用土1字来表示。

2. 读数误差

由于它是数字表模数转换环节的比例误差，因此与被测量大小成比例。一般以相对误差形式来表示。

3. 非线性误差

此项误差的存在使仪器的示数与被测量成非线性关系。而误差的大小与被测量也成非线性关系。通常将其归算到读数误差范畴内。

与整机误差有关的因素很多，按其影响可分成二类：

(1) 影响转换线性度的因素。

(2) 影响稳定性的因素：机内基准电压与诸元件的稳定性是影响数字表准确度的主要原因，必须予以讨论。

综上，整机精度即由线性度与稳定性（包括零点，比例稳定性）及量子化误差（即零位误差）所决定。此外，对于“双积分”转换原理来说，还有“零”区附近的出字问题，即“零”附近可能会有缺字或出字不均匀的现象，这也影响准确度，即使缺字不超过精度允许范围，亦是不允许的。

现首先分析本表电压部分的误差：

(1) 影响转换线性度的因素

〔1〕输入电路的线性度：包括输入放大器 A_1 的线性度和衰减器的线性。当仪器使用于扩大量程时，衰减器的比例误差可影响整机的刻度常数。由于本电压衰减器取用 0.01% 的精密线绕电阻，而且配有调节电位器，因此，对于直流来说，衰减器的线性是不成问题的，故主要是输入放大器 A_1 的线性。输入放大器 A_1 是一个开环增益很大的深度负反馈的同相定倍数放大器，它的线性度取决于负反馈的深度，即若要求放大器 A_1 作足够准确的定倍数运算，则要求放大器必须具有足够大的开环增益，也即必须选用具有足够大的开环增益的线性电路才能保证前置放大器 A_1 的线性度。

〔2〕积分放大器 A_2 的线性度：

在“双积分原理”一节介绍中，得 $T_2 = \frac{\bar{V}_x \cdot T_1}{E_N}$ ，但该式是在假定积分器开环增益为无穷大的理想条件下推导得到的转换方程式。而实际积分器的开环增益总是有限的，可以推

导得到如下方程式：

$$T_2 = T \left[\frac{V_X}{E_N} \left(\frac{T_1}{T} - \frac{1}{2} \cdot \frac{T_1^2}{T^2} \cdot \frac{V_X + E_N}{E_N} + \frac{T_1^3 \cdot V_X}{2T^3 \cdot E_N} - \frac{1}{8} \cdot \frac{T_1^4}{T^4} \cdot \frac{V_X}{E_N} \right) \right]$$

式中： $T = (1 + A) \cdot RC$ A 为放大器增益，略去三、四次项

得到： $T_2 = T \left[\frac{V_X}{E_N} \left(\frac{T_1}{T} - \frac{1}{2} \cdot \frac{T_1^2}{T^2} \cdot \frac{V_X + E_N}{E_N} \right) \right]$

可见因开环增益有限，而引起后一项的误差项。

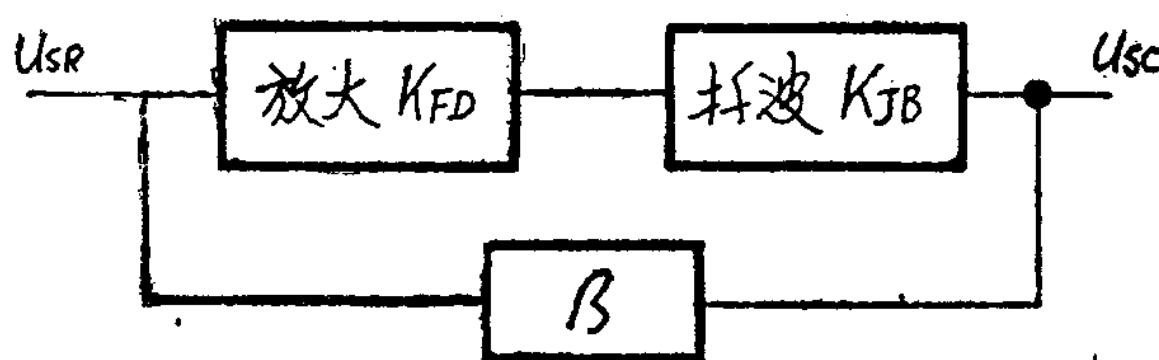
积分器除了本身的线性度问题以外，积分器的零点稳定性也将影响比例误差。由于采用“双积分原理”，如果积分器零点漂移为 Δe ，当 $V_X = 0$ 时，产生的影响为 Δe ，但如果输入量达到满度值时，因在比较阶段也产生 Δe 的漂移，则它的影响将是 $2\Delta e$ 了，所以它的影响是与输入量成正比的。

〔3〕 Ω —DC 转换器的线性度：

包括 Ω —DC 转换器的线性度和分压电阻的线性。由于分压电阻选用精密线绕电阻，而且不同量限时在标准电阻 R_N 上又配有可调电位器，因此分压衰减器的线性是不成问题的。主要是 Ω —DC 转换器的线性。由于 Ω —DC 转换器除 $40M\Omega$ 挡外，其余都工作在闭环增益小于 1 的深度负反馈的状态下。因此，只要选用有较大开环增益的线性电路就能保证 Ω —DC 转换器的线性度。

〔4〕 AC—DC 转换电路的线性度：

AC—DC 转换器的方框图如下：



〔图 5—1〕

AC—DC 转换电路方框图

AC—DC 转换器的输出和输入之间的关系为

$$U_{SC} = \frac{K \cdot U_{SR}}{1 + K \cdot \beta} = \frac{K_{FD} \cdot K_{JB}}{1 + K_{FD} \cdot K_{JB}} \cdot U_{SR}$$

为了保证仪器的线性度，必须使 $\frac{K}{1 + K \cdot \beta}$ 不随输入电压的幅度而变化，但是检波增益 K_{JB} 是一个随被检信号的幅度而变化的非线性变量，放大器的放大倍数 K_{FD} 也会因各种因素的变化而变动（其变化远小于 K_{FD} 的变化），因此，无法满足 $\frac{K}{1 + K \cdot \beta}$ 绝对不变，