

$$Q = V_{CB2} / V_{CB1} \quad (11-21)$$

若使 V_{CB1} 指示为定位线的一半, 则 V_{CB2} 上的 Q 值增加一倍, 故 V_{CB1} 可刻度为 Q 倍乘。

QBG-3 型除了上述测量线圈的 Q 值以外, 还可以用来测量线圈的电感值, 被测电感量范围为 $0.1\mu\text{H} \sim 100\text{mH}$ 分六档; 以及对 $1 \sim 450\text{PF}$ 的电容器进行测量并直接读数。振荡器的频率范围为 $50\text{KHz} \sim 50\text{MHz}$, 每次具体测量按“频率波段”与“频率度盘”调到所需的频率位置。

§ 11-2 YY2810 型 LCR 数字电桥

YY2810 型数字电桥内含 Z80CPU 及软件系统, 它可测量 R 、 L 、 C 和 Q 值, 在 2000H 、 $2000\mu\text{F}$ 、 $2\text{M}\Omega$ 以下的工作误差为读数的 $\pm 0.25\% \pm 1$ 个字。测量可在 100Hz 或

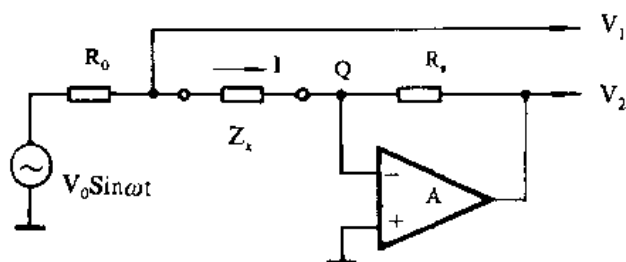


图 11-2-1 电压电流法电路

1KHz 的频率下进行, 并能显示串联等效或并联等效元件值。量程选择是自动的, 且能自动识别电感器和电容器。当测试电解电容时, 可选择内部 2V 的直流偏压。在选择测量方式和频率以获最佳准确度方面, 仪器的操作系统可向使用者提供指示。测量上限可达 9999H 、 $9999\mu\text{F}$ 和 $100\text{M}\Omega$, 但测量准

确度要下降。仪器平均无故障工作时间 MTBF 大于等于 2000 小时。仪器功耗不大于 25W 。

11-2-1 工作原理

1. 测量原理

它采用电压电流法实现阻抗变换, 其原理图如图 11-2-1 所示。

运算放大器是一个高增益放大器, 理想情况下开环增益 $K_0 \rightarrow \infty$, 输入阻抗 $Z_i \rightarrow \infty$, 输出电阻很低, 因此 Q 点可认为是虚零点。故

$$i \approx i_s$$

$$\dot{V}_2 = -\dot{V}_1 \cdot \frac{R_s}{Z_x} = -iR_s = -i_s R_s \quad (11-22)$$

$$\dot{V}_1 = i\dot{Z}_x \quad (11-23)$$

由上两式可见, \dot{V}_1 和 \dot{V}_2 皆为实数, 若能分别测出这两电压的实部和虚部大小, 则可得到被测阻抗 \dot{Z}_x 的值。设 \dot{Z}_x 两端电压 \dot{V}_1 可表示为

$$\dot{V}_1 = V_{1x} + jV_{1y} = V_{1x} + jV_{1y} \quad (11-24)$$

流过 \dot{Z}_x 的电流 i 在 R_s 上产生的压降 V_2 为

$$\dot{V}_2 = V_{2x} + jV_{2y} = V_{2x} + jV_{2y} \quad (11-25)$$

且被测阻抗 \dot{Z}_x 为串联形式, 即 $\dot{Z}_x = R_{sx} + jX_{sx}$, 则由式 (11-23) 可得:

$$V_{vX} + jV_{vY} = \frac{V_{ix} + jV_{iy}}{R_s} \cdot (R_{ix} + jX_{ix})$$

将上式整理变换后得到:

$$R_{SX} = \frac{V_{vx}V_{ix} + V_{vy} \cdot V_{iy}}{(V_{ix}^2 + V_{iy}^2) / R_s} \quad (11-26)$$

$$X_{SX} = \frac{V_{vy}V_{ix} - V_{vx}V_{iy}}{V_{ix}^2 + V_{iy}^2} \cdot R_s \quad (11-27)$$

$$Q = (V_{vy}V_{ix} - V_{vx}V_{iy}) / (V_{vx}V_{ix} + V_{vy}V_{iy}) \quad (11-28)$$

若被测阻抗表示为 R_{px} 和 X_{px} 的并联形式, 则

$$R_{px} = \frac{V_{vx}^2 + V_{vy}^2}{V_{vx}V_{ix} + V_{vy}V_{iy}} \cdot R_s \quad (11-29)$$

$$X_{px} = \frac{V_{vx}^2 + V_{vy}^2}{V_{vy}V_{ix} - V_{vx}V_{iy}} \cdot R_s \quad (11-30)$$

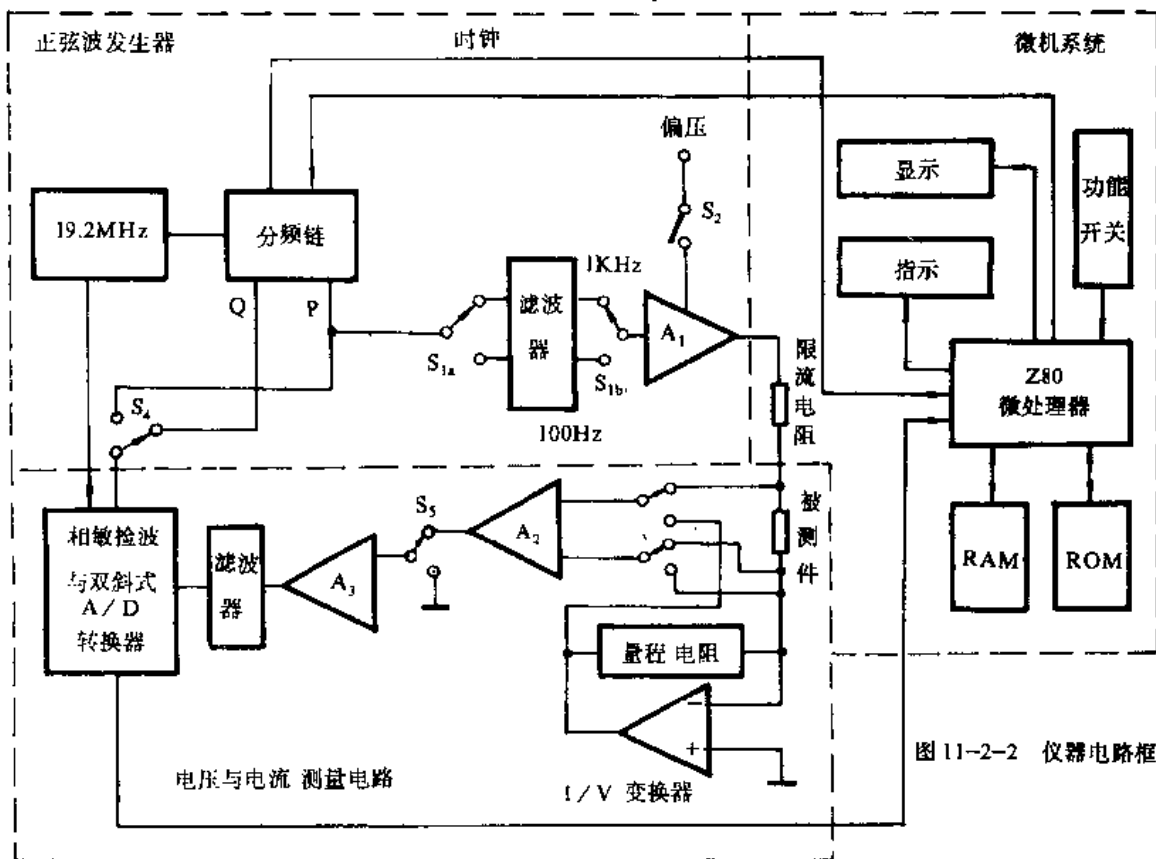


图 11-2-2 仪器电路框图

从计算出的电抗量的正负还可判别电抗是容性还是感性。

2. 仪器组成框图

仪器组成框图如图 11-2-2 所示。

它可分为三大部分: 正弦波发生器、电压电流测量电路和微机系统。

(1) 正弦波发生器：时钟振荡器产生的 19.2MHz 频率的信号，经受微机控制的分频键后得到 1KHz 或 100Hz 的方波，此方波经基准相位发生器电路产生 0° 和 90° 相位的参考电压信号，供相敏检波分离被测电压的虚、实部用。 0° 相位的方波，经低通滤波器变为正弦信号，该正弦信号经缓冲级和一只 20Ω 的限流电阻去激励被测元件。在缓冲放大器 A_1 上可加 2V 的偏置电压，用于偏置电解电容器。

(2) 电压与电流测量电路：输入级是差分放大器。为测量流过被测件的电流必须将其转换为电压，由运放构成的变换器完成这一功能，变换标准电阻 R_s 可用来改变量程（有三个量程）。这样，被测件上的 I/V 电压和电流（被 I/V 变换器变换为电压）在开关 S_j 的控制下分别送入输入级 A_2 。

开关 S_j 接地时，可测出测量电路（包括相敏检波和双积分 A/D 变换器）的总漂移，以修正测量结果。

放大器 A_3 的增益可控，随被测电压的大小被置为 1 或 8 倍增益。该增益控制开关由过载检测电路控制。

相敏检波器 (PSD) 用于分离被测信号中的虚实部。双积分式 A/D 变换器将相敏检波器输出的直流电压变换为数字量。要进行两次电压和两次电流测量（一次加至 PSD 参考输入端的是同相方波，另一次用正交方波）。因此，连同零漂测量，共要进行五次测量。对信号的积分时间（正向积分时间）为 20ms。

(3) 微机系统：采用 Z80 微处理器，其系统软件存在 4K 字节 ROM 中，用以控制模拟开关、继电器等工作；读入测量数据并按式 (11-26) 至 (11-30) 中相应算式计算元件参数值；将结果送显示器显示；根据控制开关 $S_{601} \sim S_{606}$ 的位置，指示测量量和单位。

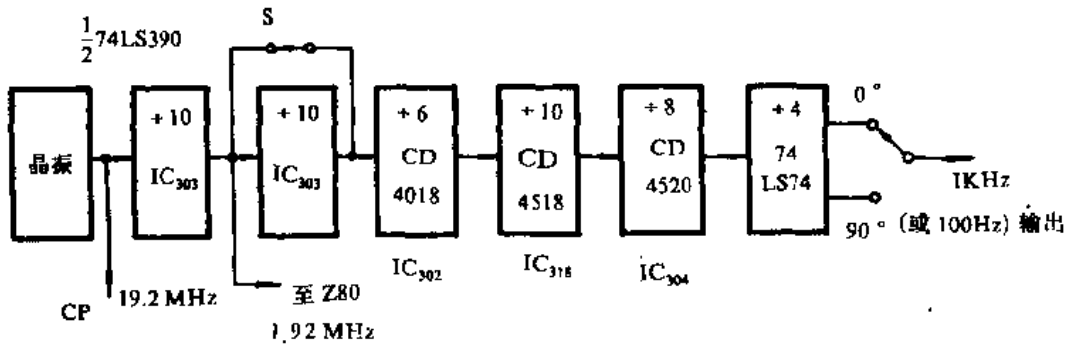


图 11-2-3 时钟及分频电路框图

11-2-2 电路分析

1. 正弦信号发生器

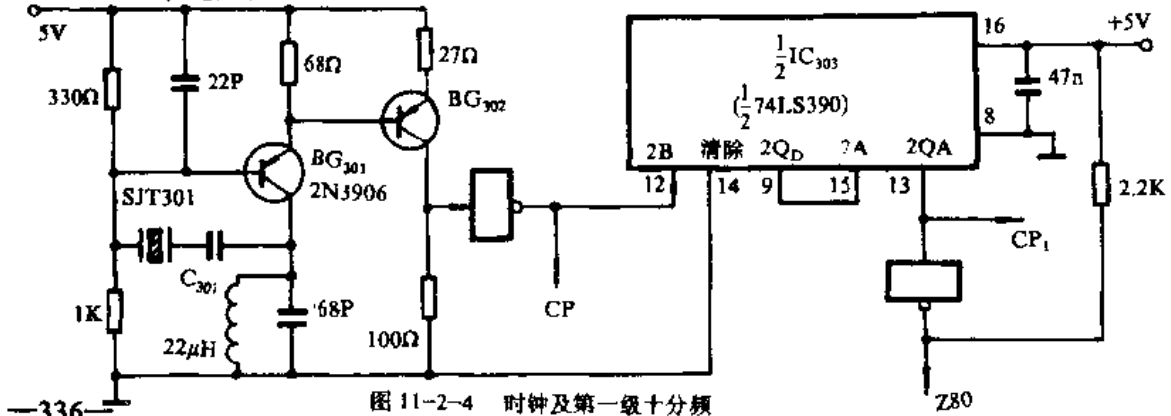


图 11-2-4 时钟及第一级十分频

升沿时, $Q_1 = 1, Q_2 = 0$, 其波形示于图 11-2-8(b).

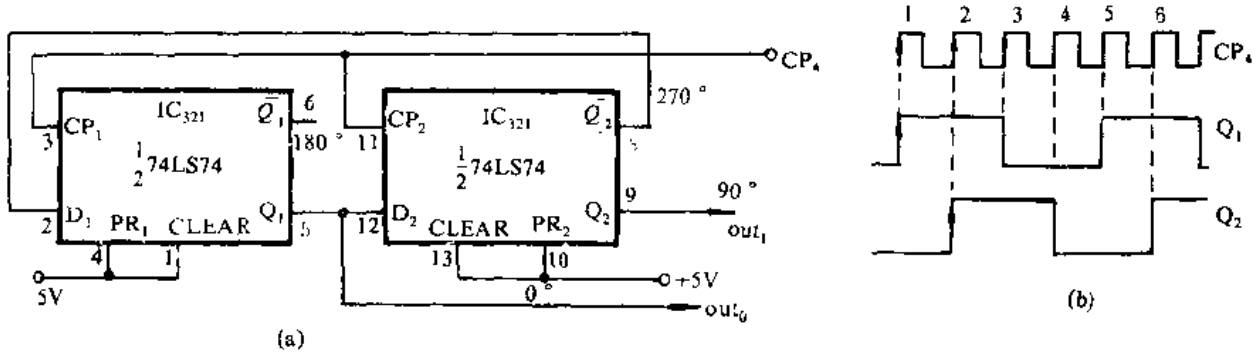


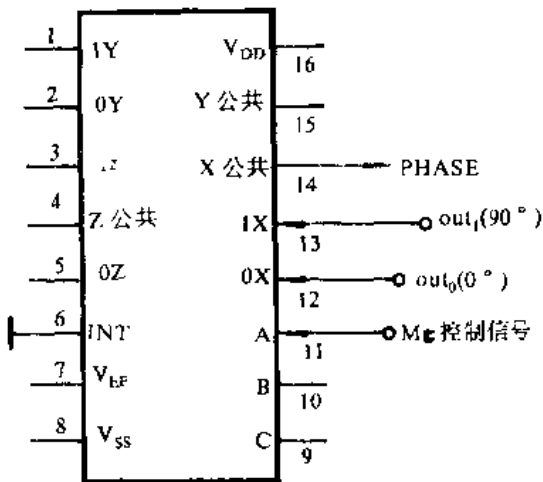
图 11-2-8 基准相位发生器电路及波形图

表 11-4 74LS74 真值表

| PR | CLEAR | CP | D | Q | \bar{Q} |
|----|-------|----|---|-------|-------------|
| L | H | | | H | L |
| H | L | | | L | H |
| L | L | | | H | H |
| H | H | ↑ | H | H | L |
| H | H | ↑ | L | L | H |
| H | H | L | | Q_0 | \bar{Q}_0 |

H 为高电平, L 为低电平,

CD4053



CD4053 真值表

| INT | A 或 B 或 C | 导通通道 |
|-----|-----------|--------------|
| 0 | 0 | 0X 或 0Y 或 0Z |
| 0 | 1 | 1X 或 1Y 或 1Z |
| 1 | | 禁止 |

图 11-2-9 参考相位选择

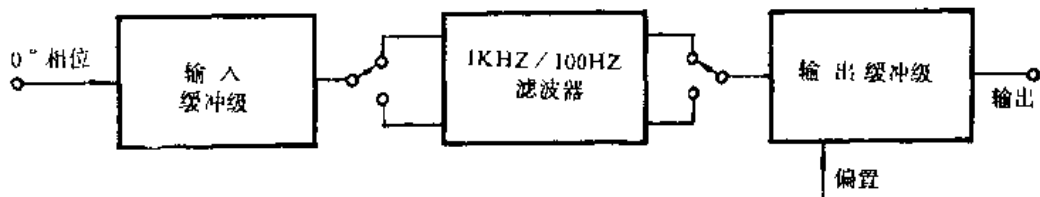


图 11-2-10 正弦波产生电路

从图可见： $Q_1=0^\circ$ ； $Q_2=90^\circ$ ； $\bar{Q}_1=180^\circ$ ； $\bar{Q}_2=270^\circ$ ，故可得到所需的参考相位，且实现了4分频。

(f)参考相位选择：参考相位选择通过微机控制模拟开关 CD4053 实现，其电路如图 11-2-9 所示。

(2)正弦波产生电路：“正弦波产生电路框图示于图 11-2-10，它由输入缓冲级、1KHz / 100Hz 滤波器和输出缓冲级组成。

(a)输入缓冲及滤波电路：其电路示于图 11-2-11，零相位方波信号经缓冲级后由模拟开关控制，进入 1KHz 或 100Hz 滤波电路。滤波器由 4 级二阶有源低通滤波电路组成，每级滤波器的传递函数 $T(s)$ 、截止频率 ω_0 和 Q 为：

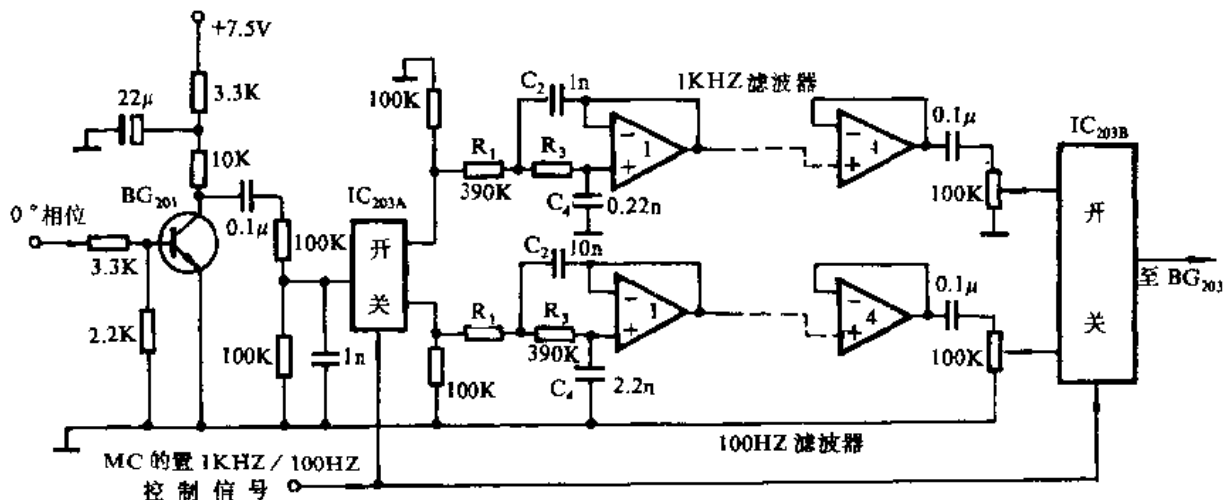


图 11-2-11 输入脉冲及滤波电路

$$T(s) = \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_4 S^2 + (R_1 + R_3) C_4 S + 1} \quad (11-31)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad (11-32)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 (R_1 + R_3) C_4} \quad (11-33)$$

对于 1000Hz (或 100Hz) 滤波电路，其 $\omega_0 = 5.47 \times 10^3 \text{rad/s}$ (或 $\omega_0 = 547 \text{rad/s}$)， $Q=1$ 。其 -3dB 带宽可从下式求出：

$$T(j\omega) = \frac{1}{[1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2] + j \frac{\omega}{Q\omega_0}} \quad (11-34)$$

$$|T(\omega)|(\text{dB}) = -10 \lg \{ [1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2]^2 + (\frac{\omega}{Q\omega_0})^2 \} \quad (11-35)$$

当 $Q=1$ 时， $\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1.27$ ，其 -3dB 带宽约为 1100Hz (或 110Hz)

(b)输出缓冲级：其电路示于图 11-2-12。

由 IC203B 选出的正弦信号经 C_{222} 去耦并由 BG203 组成的跟随电路缓冲。输出级由 IC204 和 BG204、BG205 构成， R_{237} 和 R_{238} 是限流电阻，D203 是输出保护二极管。 R_{227} 和 R_{229} 使测试夹具处的电平为 0.4V (峰值)。

BG202 平时处于导通状态，其集电极电压很低，故 IC204 的反相端电压近似为 0V。当微机送出 BIAS 变为低电平时，BG202 截止，这时其集电极电压由 R_{230} 和 R_{231} 分压获得，约为 +2V，此电压加至 IC204 同相端，IC204 为跟随器，故在输出端产生 +2V 的偏置电压，其直流通路由 D204 提供。

2. 电压电流测量电路

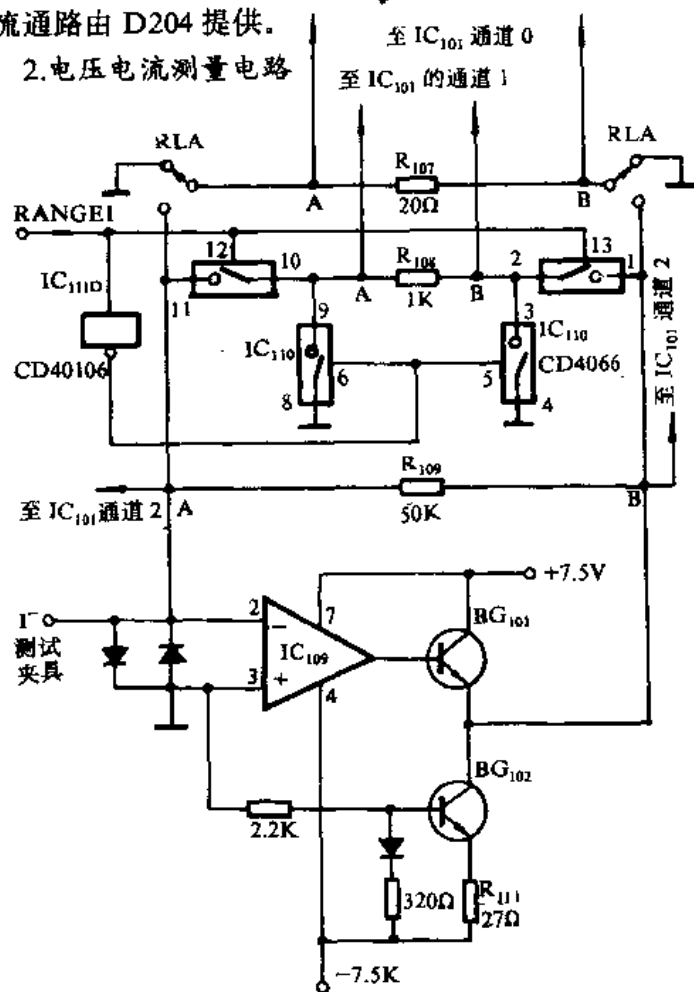


图 11-2-13 电流放大器及量程选择

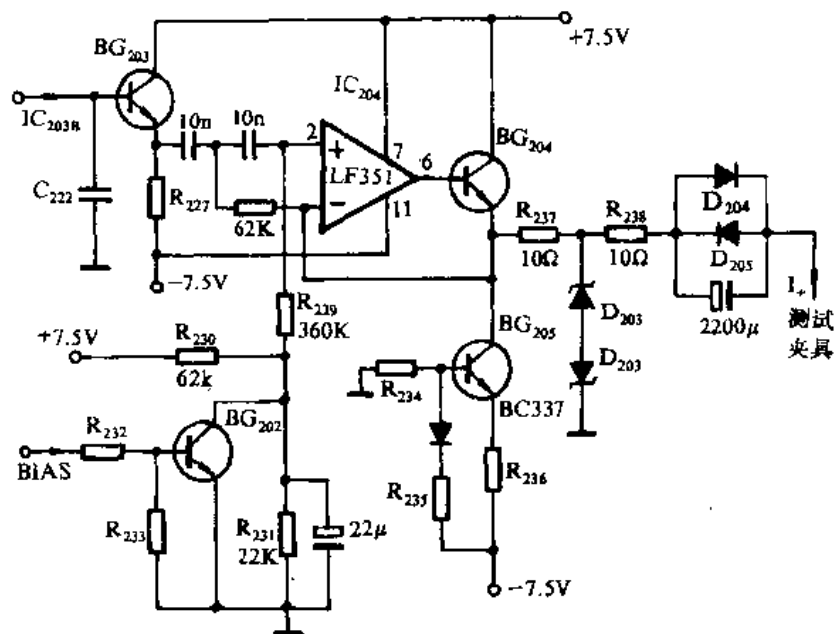
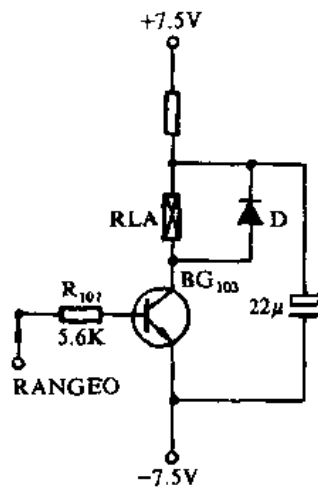


图 11-2-12 输出缓冲级



(1) 电流放大器及量程选择

其电路示于图 11-2-13。

IC109 和 BG_{101} 、 BG_{102} 、 R_{109} 构成电流电压变换器， BG_{102} 提供过流保护，电流在 R_{109} 上产生的电压送往 IC101 的通道 2，由微机送出的测量选择信号控制加入差分放大器。

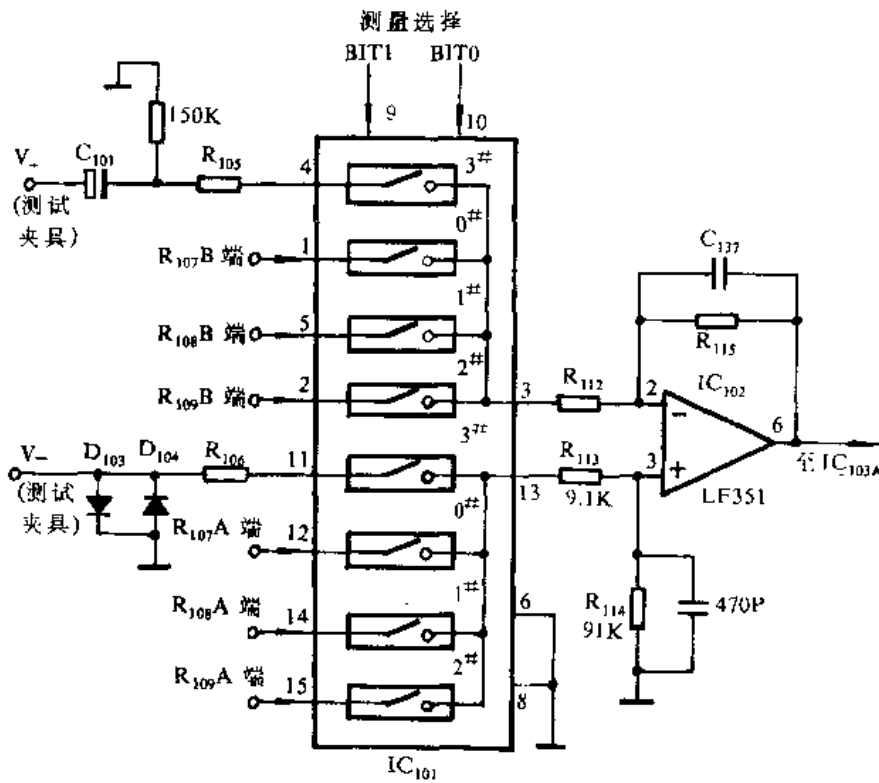


图 11-2-14 测量选择及差分放大器

量程电阻有三个： R_{109} 、 R_{108} 和 R_{107} 。 R_{109} 始终接在电路中，量程控制信号 RANGE1 和 RANGE0 若设为负电压 (-7.5V)，则模拟开关 CD4066 的 11 和 10、1 和 2 之间断开，因施密特门反相，故 CD4066 (IC110) 的 8 和 9 脚、3 和 4 脚接通， R_{108} 被短路至地。而 R_{107} 因 BG_{103} 截止，(因设此时基极为负电位)，继电器 RLA 不工作 (其两个触点 RLA 接地)，也被短

路至地。

当 RANGE1 被置为高电平时，CD4066 原断开的开关接通，原接通的开关断开，故 R_{108} 和 R_{109} 并联，被变换的电压由 R_{108} 两端送出加至 IC101 的通道 1。

表 11-5 双四通道模拟开关 CD4052 真值表

| | 输入端 | | | 导通通道 |
|--|-----|-------|--------|------|
| | INH | B(9脚) | A(10脚) | |
| | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | 0 | 0 | 1 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 2 |
| | 0 | 1 | 1 | 3 |
| | 1 | | | 无 |

同样当 RANGE0 置为高电平时, BG_{103} 导通, 继电器工作, 其触点换向, 使 R_{107} 和 R_{109} 并联, 被变换得到的电压由 R_{107} 两端送至 IC101 的通道 0。

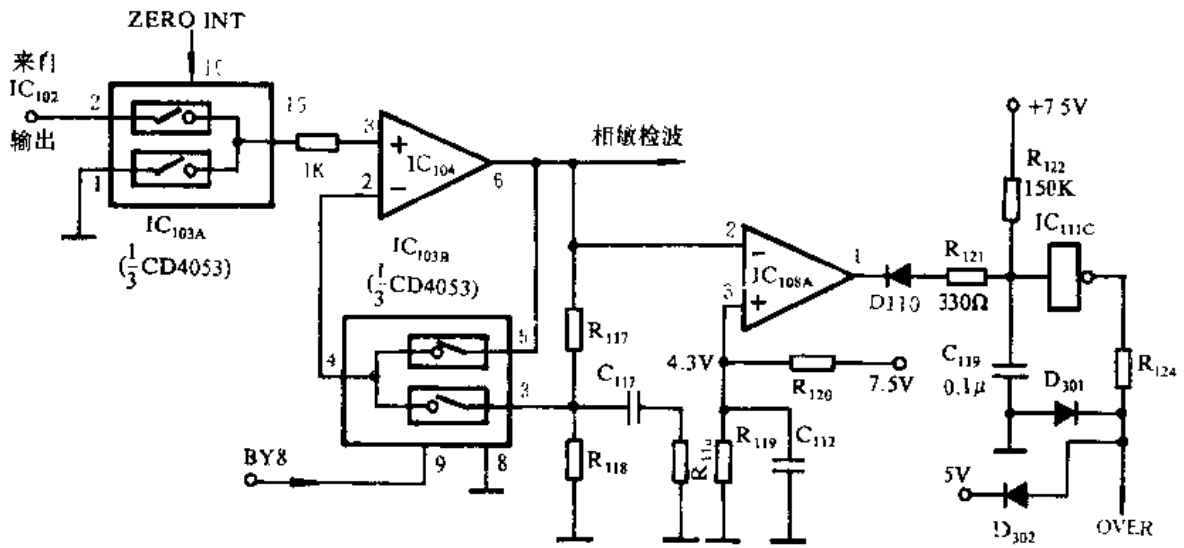


图 11-2-15 可选增益放大器和过载检测电路

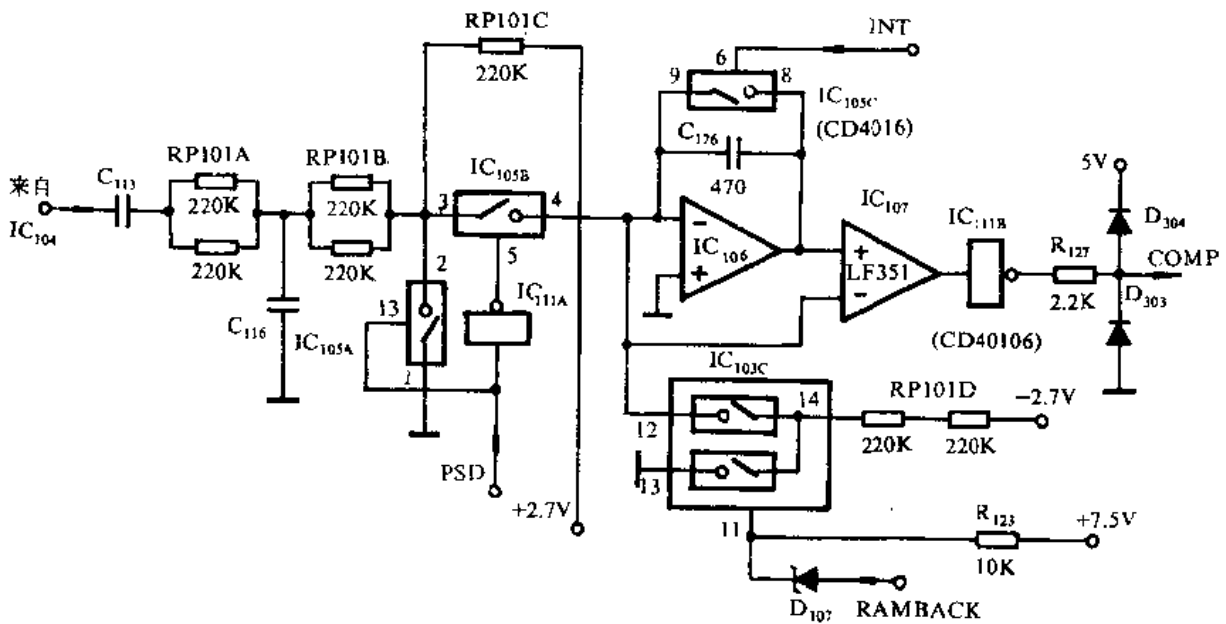


图 11-2-16 滤波、相敏检波和双积分电路

(2) 测量选择及差分放大器: 电路如图 11-2-14 所示, 模拟开关 IC101 是双四通道模拟开关, 它用来选择被测电压, 即被测阻抗上的电压和被测阻抗上电流在量程电阻上变换的电压。该模拟开关的真值表列于表 11-5。

A、B 二端由微机送出控制信号 BIT0 和 BIT1 控制, 选择导通通道。

差分放大器的增益为 10, D103 和 D104 是差分放大器 (IC102) 的保护二极管, C_{101} 是偏压隔直电容。

(3) 可选增益放大器和过载检测电路: 其电路如图 11-2-15 所示。在积分置零期间,

由 ZERO INT 信号控制, 模拟开关 IC103A ($\frac{1}{3}$ CD4053) 将可选增益放大器 IC104 输入端接地, 测出线路的总漂移, 用于修正后四次的测量结果。

当控制信号 BY8 为高电平时, IC103B (CD4053) 的 4 脚和 3 脚通, IC104 的增益由 R_{117}/R_{118} 决定, 同相放大器增益值为 8; 在 BY8 为低电平时, IC104 的 2 脚和 6 脚短路, 则 IC104 为跟随器。

过载检测电路由比较器 IC108A 和脉冲展宽器 D110、 R_{121} 、 R_{122} 、 C_{119} 和 IC111C 组成。不过载时, IC108A 输出约为 +7.5V, 故施密特反相器 IC111C 输入端为高电平, 经反相后输出为 -7.5V, 该输出经 R_{124} 和 D301 后变为约 -0.2V, 以适应逻辑电路电平。过载时, 比较器翻转, IC111C 输出 +7.5V, 经 R_{124} 和 D302 后成为 +5V 高电平加至 IC314。

(4) 滤波电路、相敏检波和双积分电路: 电路如图 11-2-16 所示。

C_{113} 、 C_{116} 和 RP_{101A} 、 RP_{101B} 构成带通滤波器。

IC105A 和 IC105B (CD4016) 组成相敏检波器。开关的通断受 PSD 信号 (即基准 0° 或 90° 相位信号) 控制, 其相敏检波原理示于图 11-2-17。

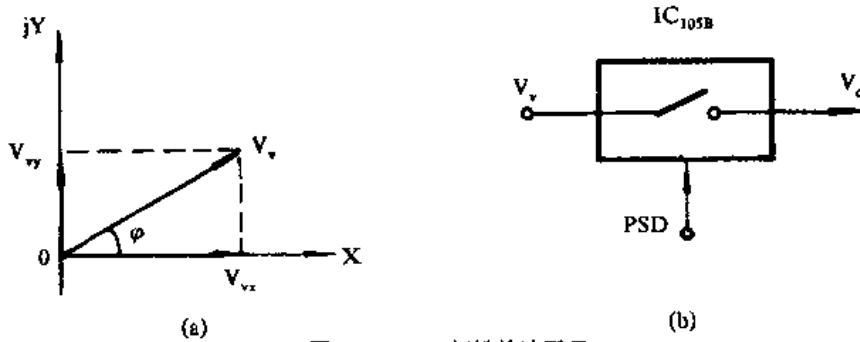


图 11-2-17 相敏检波原理

设被测阻抗 Z_x 两端的电压为 $\dot{V}_v = V_{vx} + jV_{vy} = |V_v|e^{j\varphi}$, 因而有 $V_{vx} = |V_v|\cos\varphi$ 和 $V_{vy} = |V_v|\sin\varphi$, 如图 11-2-17 (a) 所示。若控制开关 IC105B 的 PSD 信号为 0° 基准信号, 则图 (b) 中的输出信号为 V_o

$$V_o = \begin{cases} |V_v|\sin(\omega t + \varphi) & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (11-36)$$

其平均值 \bar{V}_o 为

$$\begin{aligned} \bar{V}_o &= \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} |V_v|\sin(\omega t + \varphi) dt \\ &= -\frac{1}{\pi} |V_v|\cos\varphi = -\frac{1}{\pi} V_{vx} \end{aligned} \quad (11-37)$$

可见 \bar{V}_o 正比于 V_{vx} 。

若 PSD 信号为 90° 基准电压, 则平均值 \bar{V}'_o 为

$$V'_0 = \frac{1}{T} \int_0^T V_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_{T/4}^{3T/4} |V_v| \sin(\omega t + \varphi) dt$$

$$= \frac{1}{\pi} |V_v| \sin \varphi = \frac{1}{\pi} V_{vx}$$

可见，与 V_{vx} 成正比。因此完成了两矢量的分离。对于电流变换量的检波过程和上述原理相同，不再赘述。

A/D 变换器是双积分式，这在第十章中已介绍过。这里不同的是在正向积分时间 T_1 时在积分输入端加入 2.7V 正偏压，以保证积分器输出为同一极性；反向积分是对 -2.7V 基准电压积分。积分器的工作转换是在微机控制下完成的，INT 和 RAMBACK 信号控制开关的换接，反向积分时，PSD 不工作，IC105B 断开。

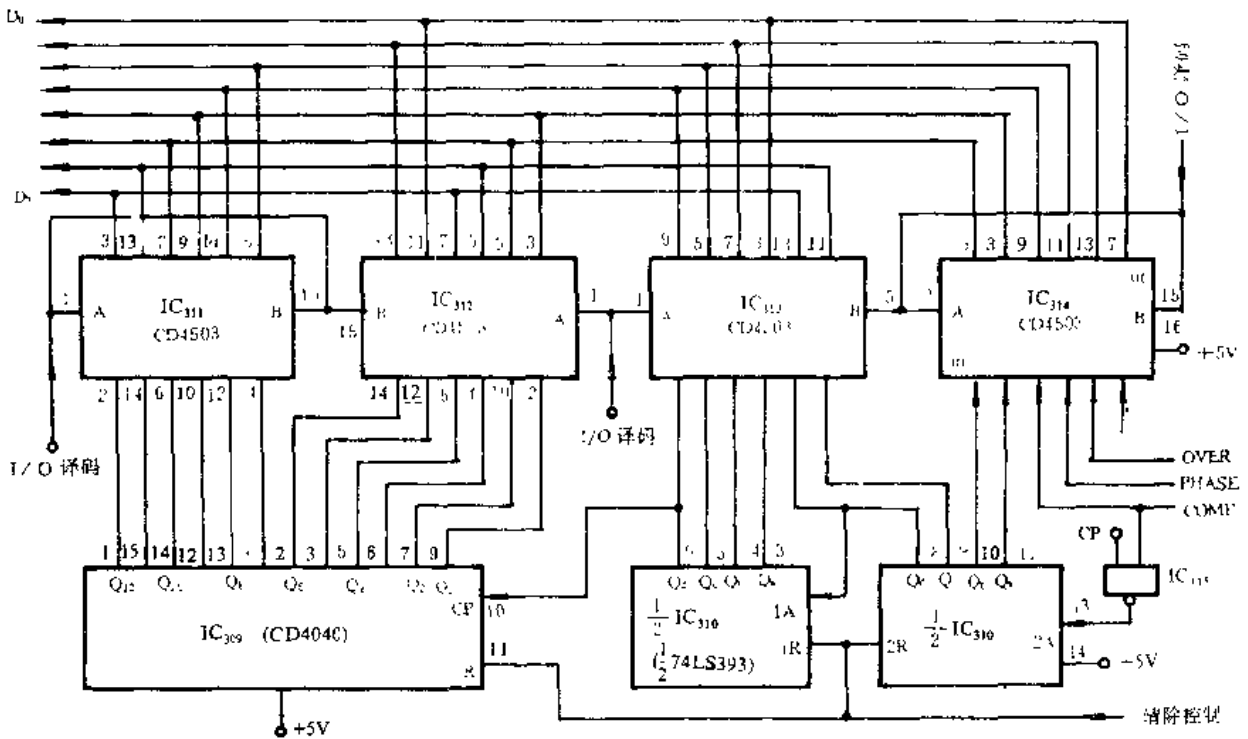


图 11-2-18 计数电路

过零比较器 IC107 在积分期间输出为低电平（约 -7.0V），经 IC111B 施密特门反相，输出高电平 7.0V，经 R_{127} 和 D_{304} 后限为 5V，为 COMP 信号送至 IC314，以供微机读入。

(5) 计数器：计数器电路示于图 11-2-18。它由 IC310（双四位二进制计数器 74LS393）和 IC309（12 位二进制串行计数器 CD4040）组成，共 20 位。

表 11-5 CD4503 真值表

| 控制端(A 和 B) | in | out |
|------------|----|-----|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | | 高阻 |

表 11-7 74LS156 真值表

| 控制端 | | | | | | 输出端 | | | | | | | | |
|-----|-----------------|-------------------|-------------------|-------------------|---|-----|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| 名称 | EN ₁ | \overline{EN}_2 | \overline{EN}_3 | \overline{EN}_4 | B | A | 1Y ₀ | 1Y ₁ | 1Y ₂ | 1Y ₃ | 2Y ₀ | 2Y ₁ | 2Y ₂ | 2Y ₃ |
| 脚号 | 1 | 2 | 14 | 15 | 3 | 13 | 7 | 6 | 5 | 4 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| | 1 | 0 | | | 0 | 0 | 0 | | | | | | | |
| | 1 | 0 | | | 0 | 1 | 0 | | | | | | | |
| | 1 | 0 | | | 1 | 0 | | | 0 | | | | | |
| | 1 | 0 | | | 1 | 1 | | | 0 | | | | | |
| | | | | | 0 | 0 | 0 | 0 | | | 0 | | | |
| | | | | | 0 | 0 | 0 | 1 | | | | 0 | | |
| | | | | | 0 | 0 | 1 | 0 | | | | | 0 | |
| | | | | | 0 | 0 | 1 | 1 | | | | | | 0 |

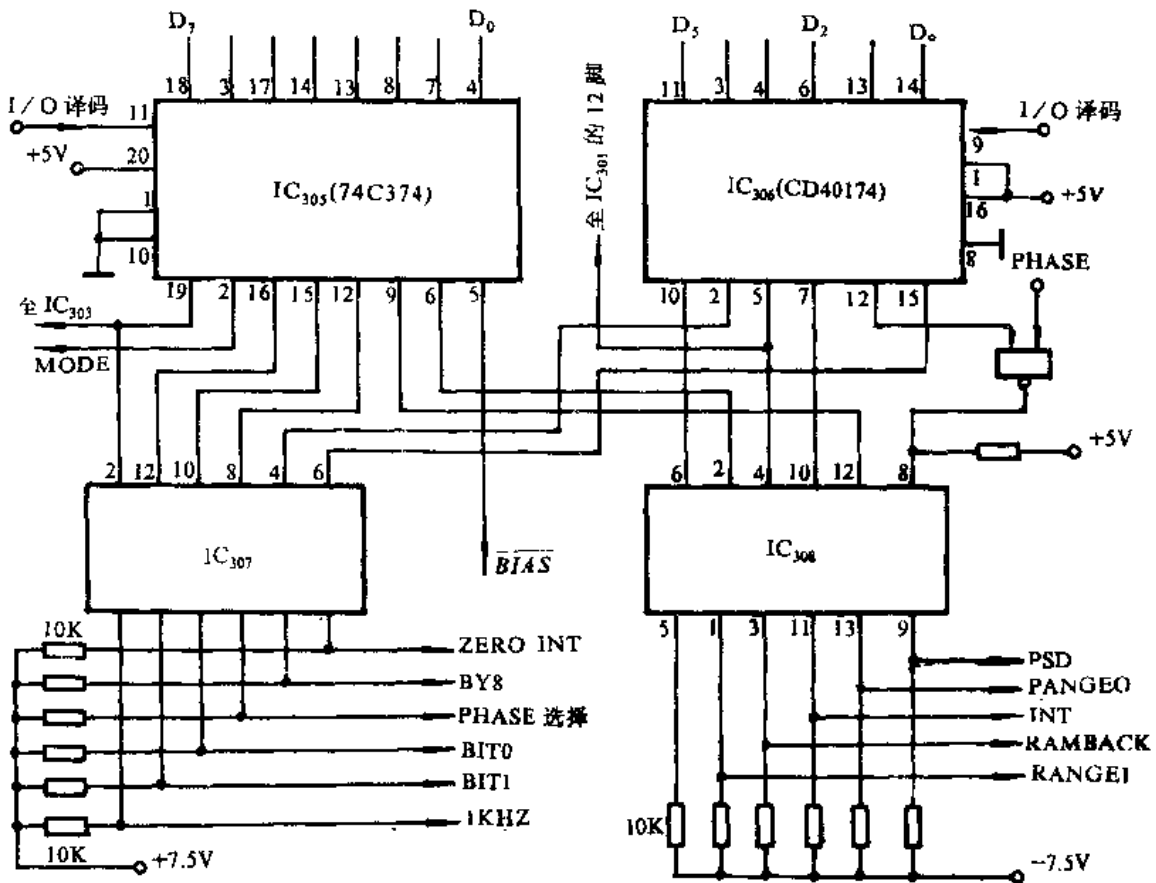


图 11-2-20 控制信号产生电路

码器。为保证控制信号的同相传送，CD40174 的清除端 \overline{R} (引脚 1) 接高电平 (+5V)，74C374 的输出控制端 (脚 1) 接低电平 (地)。

令处理子程序两大部分。监控主程序的任务是识别按键、解释命令并获得命令处理子程序的入口地址；命令处理子程序的任务是具体执行命令，完成命令所规定的实际动作。

在微机化仪器中，命令通常来自键盘和 GP-IB 接口。本仪器无 GP-IB 接口功能，仅有 6 个命令键（无数字键），但每个命令的改变必须松开按键后再按下才能实现。

仪器通电后，由程序自动设置为如下状态：量程为 PF；功能为 LC；频率为 1KHz；电路型式为 PAR（并联等效）。

仪器此时记下按键的初始状态并填入状态表，设按键按下时开关接通，松开时开关断开，并设初始状态各按键情况如表 11-8 所示。

表 11-8 假设的按键初始状态

| 按键位置 | BIAS | R/LC | Q | SER/PAR | 100Hz/1KH | LOCK |
|------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 按键位置 | 松开 | 按下 | 按下 | 松开 | 松开 | 松开 |
| IC602 输入电平 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 对应 D 总线 | D ₂ | D ₃ | D ₄ | D ₅ | D ₆ | D ₇ |
| 予置状态 | 非 | LC | 非 | PAR | 1KHz | 非 |

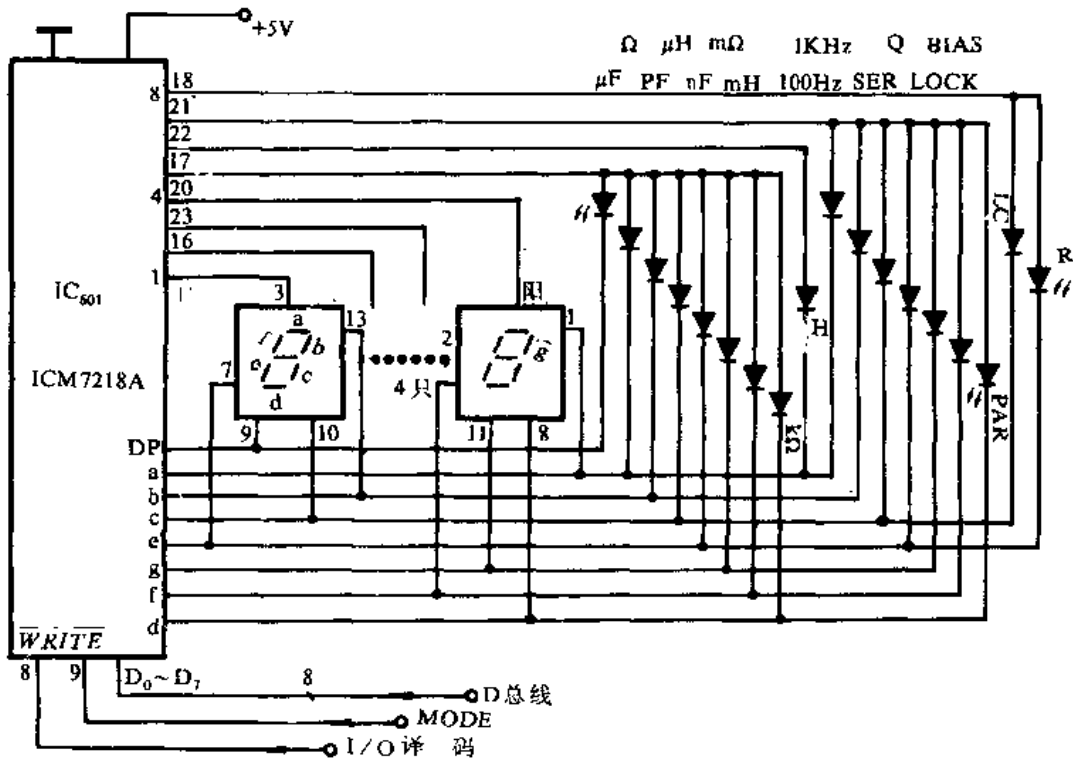


图 11-2-22 显示器电路

在完成一次测量后再次扫描键盘时，读入新的状态数据并和初始状态比较，仅在电平逻辑由 1 变为 0 时才能改变原设置状态。例如，读入新的状态数据并和初始状态数据为 94H；则对应的变化如表 11-9 所例。这样有好处是操作者仅需观察当前显示的状态，就可确定是否需改变状态并能经简单的操作改变之。

表 11-9 新的状态数为 94H 时

| | BIAS | R/LC | Q | SER/PAR | 100Hz/1KHz | LOCK |
|-------|------|------|---|---------|------------|------|
| 新的状态数 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 原状态 | 非 | LC | 非 | PAR | 1KHz | 非 |
| 新状态 | 非 | LC | 非 | SER | 100Hz | 非 |

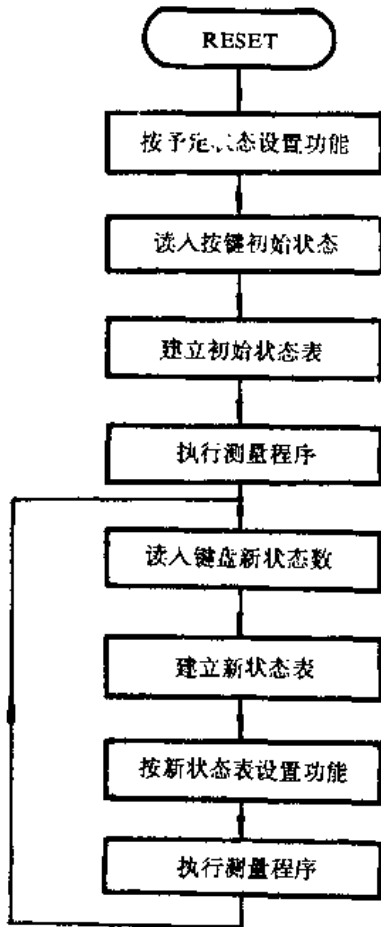


图 11-2-23 按键处理操作流程框图

上述对按键的处理操作可用图 11-2-23 所示的流程图表示。

图 11-2-23 按键处理操作流程框图

2. 测量算法

具体的测算法取决于具体的测量任务，以及所采用的具体测量技术和硬件，无法一概而论。下面介绍本仪器中放大器电路零点漂移的修正方法和微机控制实现双积分 A/D 变换的过程。

(1) 放大器电路零点漂移的修正：为说明方便起见，把该部分电路简化示于图 11-2-24。图中把误差信号等效为放大器输入端电势 E_0 ，当程序控制将开关 S 接地时（即“积分置零”测量），呈现于放大器输出端的误差电压为（设放大器增益为 A ）

$$V_1 = E_0 A \quad (11-39)$$

该电压经 A/D 变为数字信号存贮起来。

当 S 换接至被测信号 V_x 时，放大器输出电压 V_2 为

$$V_2 = (V_x + E_0)A \quad (11-40)$$

两式相减后，可得：

$$V_x = \frac{V_2 - V_1}{A} \quad (11-41)$$

由上式可见， V_x 的结果中消除了漂移产生的误差。

但是，上述过程无法消除放大器增益变化引起的误差。若要修正该项误差，可增加一次测量过程，即对标准电压 V_s 测量一次如图中虚线所示（本仪器未配置），此时输出电压为

$$V_3 = (V_s + E_0)A \quad (11-42)$$

则在微机中进行下列运算就可消除 E_0 和 A 产生的误差。

$$\frac{V_2 - V_1}{V_3 - V_1} = \frac{(V_x + E_0)A - E_0A}{(V_s + E_0)A - E_0A} = \frac{V_x}{V_s} \quad (11-43)$$

(2) 用微机控制双积分 A/D 变换：该仪器中的

微机控制 A/D 变换的过程如下:

(a) 置 INT 信号: 接通 IC105C 开关, 短路积分电容 (C_{126}), A/D 变换处于预备阶段 (参看图 11-2-16 和图 11-2-20, 下面步序亦请参阅该两图)。

(b) 检测 OVER 信号: 据此用 BY8 信号控制放大器 (IC104) 增益为 1 或 8。在检测量程电阻两端电压时, 若增益为 1 仍使 OVER 为高, 则微机将控制 BIT0、BIT1 信号和 RANGE1、RANGE0 信号改变一档量程 (先并入 R_{108})。若仍在增益为 1 时 OVER, 则再改变一档量程 (同时并入 R_{108} 和 R_{107} , 此时被测阻抗值低)。通过这些控制, 保证测量前有合适大小的电压加入积分器 (参看图 11-2-13 和 11-2-14)。

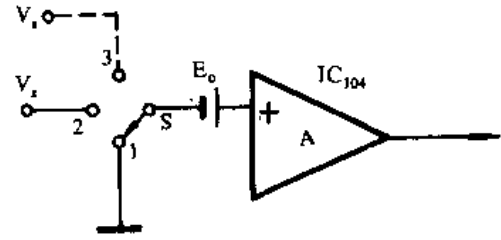


图 11-2-24 对零点飘移的修正

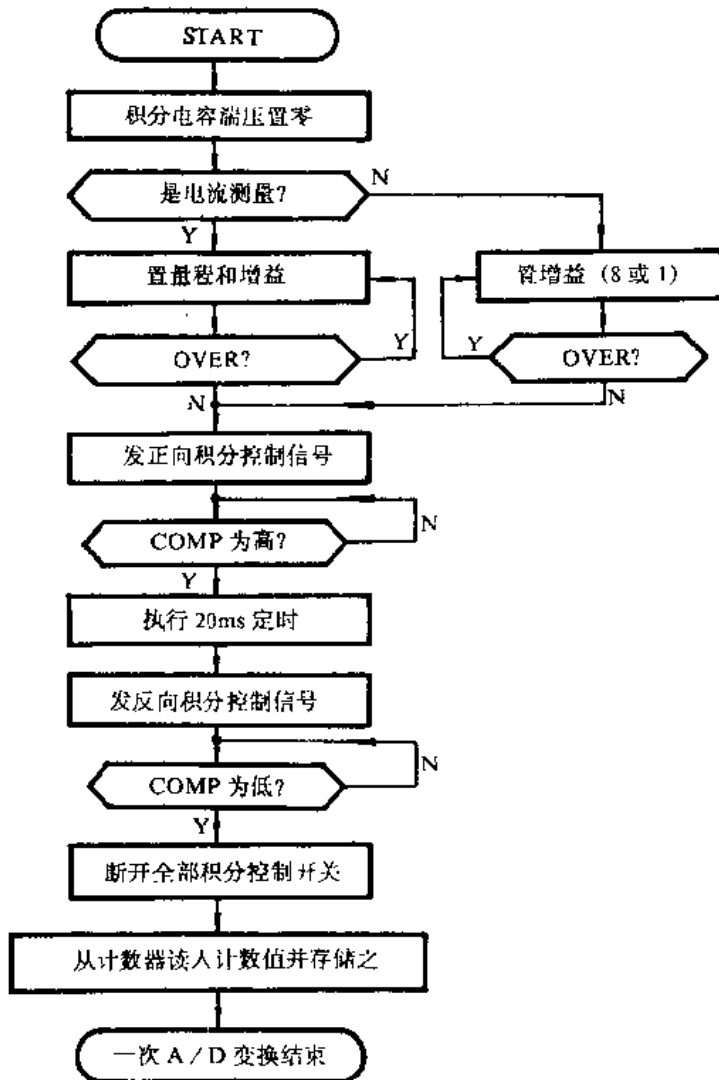


图 11-2-25 微机控制一次双积分 A/D 转换器流程图

(-2.7V) 加至积分器输入端, 进行反向积分;
检测 COMP 信号。

(c) 正向积分阶段: 置 RAMBACK 信号, 它为高电平时清除计数器, 与此同时, 将 IC103C 的 14 脚与 13 脚接通, 断开负标准电压。

置 PSD 信号, 使相敏检波器工作。

置 $\overline{\text{JNT}}$, 使短路积分电容的开关断开。

检测比较器输出信号 COMP, 当 COMP 为高电平时打开与门 IC315, 19.2MHz 时钟可进入计数器, 但此时计数器为清零, 故不计数。与此同时, 微机开始执行 20ms 定时程序, 即对 IC314 输出的 PHASE 脉冲计数 (见图 11-2-18)

(d) 反向积分阶段: 在 20ms 定时到达后, 微机控制 A/D 变换器开始反向积分。反向积分阶段, 执行下列控制:

置 $\overline{\text{PSD}}$ 信号, 停止相敏检波器工作, 并使被测信号与积分器断开;

置 RAMBACK, 使计数器开始计数, 且使负标准电压

(e) 读取数据阶段：当反向积分至零时，比较器输出产生正跳变，反相后 COMP 信号跳变至低电平，它使与门 IC315 关断，计数停止。微机检测到 COMP 信号跳变为低后，断开积分器所有开关，并读入计数值，该值为二进制码（参看图 11-2-18）。至此，一次 A/D 变换结束。上述过程的程序流程图如图 11-2-25 所示，该流程图中未包括零漂检测。

3. 仪器的测量流程

仪器的测量流程示于图 11-2-26，它给出了仪器进行一次测量的全过程，测量速率为 2 次/秒。

11-2-4 测量应用

1. 建议的测试条件

尽管仪器可在 100Hz 和 1KHz 下提供串联和并联等效的元件值，但为保证测量的准确度，表 11-10 给出了推荐的测量条件。

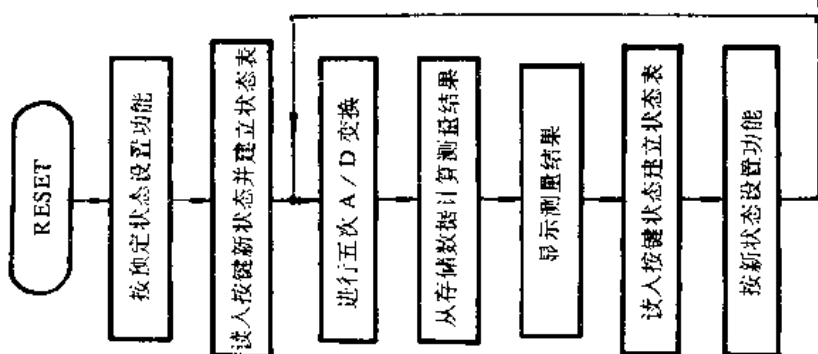


图 11-2-26 仪器测量流程图

表 11-10 仪器推荐的测量条件

| 元 件 | 频 率 | 并联或串联 |
|-----------------------------|-------|-------|
| $C < 1\mu\text{F}$ | 1KHz | 并联 |
| $C > 1\mu\text{F}$ (非电解电容器) | 100Hz | 并联 |
| $C > 1\mu\text{F}$ (电解电容器) | 100Hz | 串联 |
| $L < 1\text{H}$ | 1KHz | 串联 |
| $L > 1\text{H}$ | 100Hz | 串联 |
| $R < 10\text{K}\Omega$ | 100Hz | 串联 |
| $R > 10\text{K}\Omega$ | 100Hz | 并联 |

当频率和串并联等效选择不当而使测量准确度达不到 $\pm 0.25\%$ 读数 ± 1 个字时，仪器采用相应 LED 指示灯闪亮的方法提醒操作者。

仪器满足工作误差为 $\pm 2.5\%$ 读数 ± 1 个字的条件列于表 11-11。

表 11-11

| | 100Hz | 1KHz |
|-------------|------------|-------------|
| 电感范围(Q>10) | 2mH~2000H | 200μH~200H |
| 电容范围(Q>10) | 2nF~2000μF | 200PF~200μF |
| 电阻范围(Q<0.1) | 1Ω~2MΩ | 1Ω~2MΩ |

当 Q 值和量程范围不满足表 11-11 所列时，可按仪器说明书给的误差曲线查出相应误差值 δ_1 和 δ_2 ，并按下式总合：

$$\delta = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2} \quad (11-44)$$

2. 被测件的接入

(1) 二端测量法：将测量端子中的高电流与高电压、低电压与低电流用两个短路片分别短路，将被测元件用导线接到两端上，如图 11-2-27 (a) 所示。采用二端测量法，由于存

在引线电感和电阻、引线间电容及金属外壳引入的误差，通常用于测量高阻抗，在被测阻抗很高时，外壳的悬浮电导引入的误差不应忽视。

(2) 四端测量法：其接法如图 11-2-27 (b) 所示，它可消除引线电阻、电感和接触的影响，可对小阻抗进行较准确的测量，但它也存在外壳悬浮的影响。

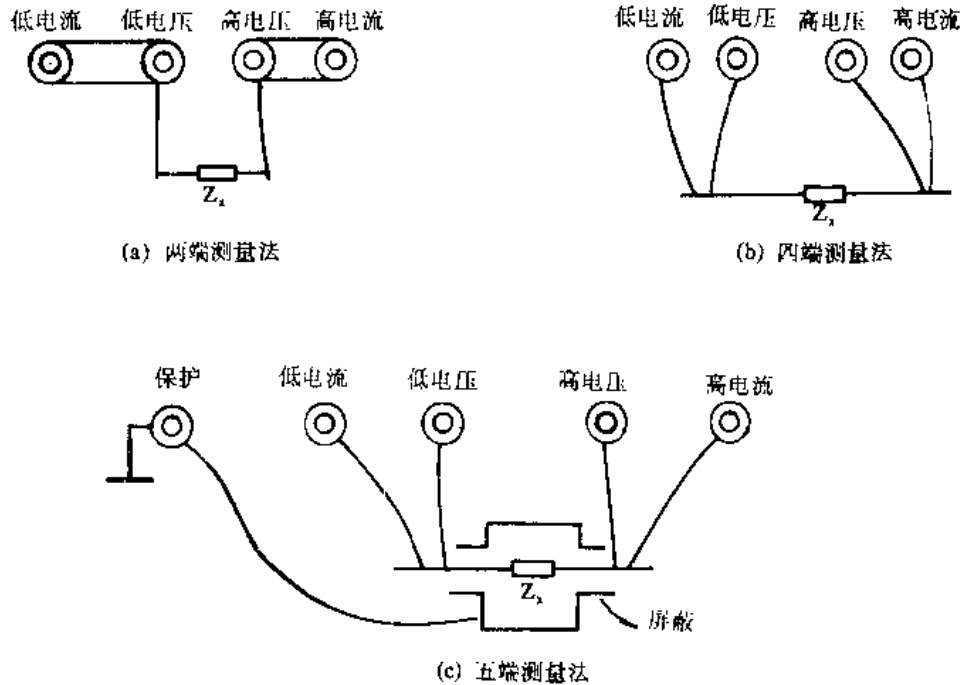


图 11-2-27 被测元件的接入

(3) 五端测量法：它是在四端测量法的基础上增加一保护端，如图 11-2-27 (c) 所示，将被测元件屏蔽以解决外壳悬浮影响的问题。

思考题与习题

- 11-1 串联电容比较电桥和海氏 (Hay) 电桥如题图 (a)、(b) 所示，试求其平衡时被测元件值的计算式。
- 11-2 图示为 CD-5 型高频阻抗电桥中所用的低阻抗电桥和小导纳电桥原理图，试求其平衡条件。
- 11-3 试分析图 11-1-8 中，电阻 R_2 对 Q 值测量准确度的影响。
- 11-4 试用两只 JK 触发器从 4f 的方波中获得 0° 、 90° 、 180° 、 270° 四个相位的参考电压信号，画出电路和波形图，并简要说明之。
- 11-5 在题图中，若 $V_S = V_{SM} \sin \omega t$ ，将输出电压 V_o 经虚实分离后，送至双斜式 A/D 变换器。
- (1) 求出 V_o 的数学表达式
 - (2) 若以 V_o 的虚部作为双斜 A/D 变换器的正向积分电压，积分时间为 T_1 ；把 V_{SM} (V_S 经检波后所得直流电压) 作为反向积分的基准电压，并设积分时间为 T_2 ，试求 C_x 表达式。
 - (3) 在第 (2) 问的基础上，但反向积分基准电压取 V_o 的实部 (需改变极性)，积分时间设为 T_2 ，试求电容器 C_x 的损耗 $\tan \delta$ 。
 - (4) 第 (2)、第 (3) 问的结果可实现直接数字显示吗？
- 11-6 分析 RAMBACK 信号的控制作用 (YY2810 型仪器中)。
- 11-7 在 YY2810 型 LCR 测量仪中，反向积分时间不采用硬件计数而采用微机软件计数可行吗？为什么该仪器不