

# 如何用集成运算放大器构成各类继电器（上）

东北电力设计院 梁 懋

## 前 言

近年来我国已广泛、成批生产各种类型集成运算放大器。由于集成运算放大器能够完成许多功能。因而它在各个领域已得到广泛的应用。继电保护电路中也开始采用集成运算放大器<sup>(1-5)</sup>。在继电保护电路中采用集成运算放大器，能大大改善继电器的各项技术指标，促进继电保护技术的发展，因此，它是继电保护发展的方向。

### （一）、运算放大器基本概念及基本运算放大器继电器电路

#### 一、运算放大器的基本概念

运算放大器实质上是一种具有高放大倍数、高输入阻抗、低输出阻抗的高性能直流放大器。运算放大器一般用三角符号表示，如图1a所示，图1b为其等效电路。图中 $Z_{s,o}$ 为运算放大器输入阻抗； $Z_{s,c,o}$ 为其输出阻抗； $K_0$ 为开环直流放大倍数。

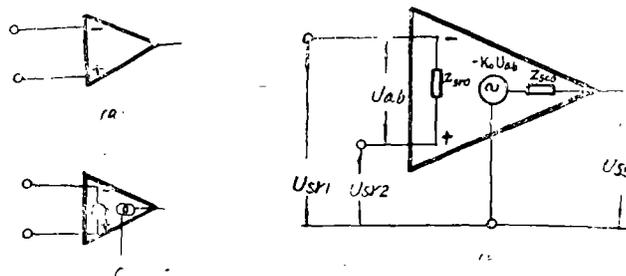


图1 运算放大器的表示符号及等效电路

如图1a所示，运算放大器有两个输入端，即同相输入端和反相输入端，分别以符号“+”和“-”表示。信号从同相端输入时，输出信号与输入信号同相位；信号从反相端输入时，输出信号与输入信号相位相反。

为了便于拟制和分析用运算放大器构成的各种继电器电路，将所使用的运算放大器认为开环电压放大倍数 $K_0$ 和输入阻抗 $Z_{s,o}$ 为无穷大；输入偏置电流 $I_b$ 和输出阻抗 $Z_{s,c,o}$ 为零的理想运算放大器。

理想运算放大器有两个主要特征：即流入运算放大器内部的输入电流为零（因 $I_{s,r} =$

$\frac{U_{ab}}{Z_{sro}}$ ，当 $Z_{sro} \rightarrow \infty$ 时， $I_{sr} \rightarrow 0$ ）；同相端电压等于反相端电压（因 $U_{ab} = -\frac{U_{sc}}{K_0}$ ， $U_{sc}$ 为有限值，当 $K_0 \rightarrow \infty$ 时， $U_{ab} \rightarrow 0$ ）。因此，可以用“零子”（用 $\odot$ 表示）和“任意子”（用 $\infty$ 表示）来表示图1b所示等效电路（如图1c所示）。所谓“零子”是指流经零子的电流和加在零子两端的电压都始终为零，与外界条件无关；所谓“任意子”是指流向任意子的电流和加在任意子两端电压可为任意值，其具体值由外界条件决定。

根据图1c所示用“零子”和“任意子”所表示的集成运算放大器等效电路图，可使运算放大器继电器电路的拟制和分析变得非常简单。

## 二、用于继电保护中的基本运算放大器电路及其运算方程。

各类继电器元件可用图2a所示基本运算放大器继电器电路组成。

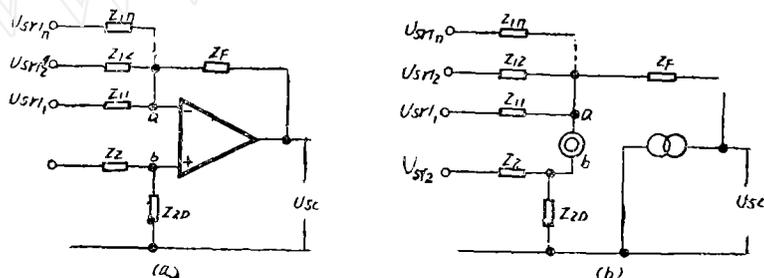


图2 基本运算放大器继电器电路

图2a中， $U_{sr1} \sim U_{sr1n}$ 为输入到反相端的电压信号； $U_{sr2}$ 为输入到同相端的电压信号。假定所有信号源内阻均等于零，如果不等于零，也可归算到相应输入元件 $Z_{11} \sim Z_{1n}$ 及 $Z_2$ 中。 $Z_F$ 为反馈网络阻抗。根据等效电路图2b，由重叠原理求得：

$$\begin{aligned}
 U_a &= \frac{Z_{11} // Z_{12} // \dots // Z_{1n}}{Z_F + Z_{11} // Z_{12} // \dots // Z_{1n}} U_{sc} + \frac{Z_{12} // Z_{13} // \dots // Z_{1n} // Z_F}{Z_{11} + Z_{12} // Z_{13} // \dots // Z_{1n} // Z_F} U_{sr1} + \\
 &\dots + \frac{Z_{11} // Z_{12} // \dots // Z_{1(n-1)} // Z_F}{Z_{1n} + Z_{11} // Z_{12} // \dots // Z_{1(n-1)} // Z_F} U_{sr1n} \\
 &= \frac{1}{Z_F} (Z_{11} // Z_{12} // \dots // Z_{1n} // Z_F) U_{sc} + \\
 &+ \frac{1}{Z_{11}} (Z_{11} // Z_{12} // \dots // Z_{1n} // Z_F) U_{sr1} + \dots + \\
 &\frac{1}{Z_{1n}} (Z_{11} // Z_{12} // \dots // Z_{1n} // Z_F) \\
 &= \mu \left( \frac{1}{Z_F} U_{sc} + \sum_{i=1}^n \frac{U_{sr1i}}{Z_{1i}} \right)
 \end{aligned}$$

式中：

$$\mu = Z_{11} // Z_{12} // \dots // Z_{1n} // Z_F$$

同理求出 $U_b$ 为

$$U_b = \frac{Z_{2D}}{Z_2 + Z_{2D}} U_{sr2}$$

将  $U_a$ 、 $U_b$  值代入  $U_{sc} = -K_0(U_a - U_b)$  加以整理得:

$$U_{sc} = -\frac{\mu K_0}{Z_F + \mu K_0} \left[ \sum_{i=1}^n \frac{Z_F}{Z_{1i}} U_{sr1i} - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_{2D}} \left( 1 + \sum_{i=1}^n \frac{Z_F}{Z_{1i}} \right) U_{sr2} \right]$$

当  $K_0 \rightarrow \infty$  时, 上式可简化为:

$$U_{sc} = - \left[ \sum_{i=1}^n \frac{Z_F}{Z_{1i}} U_{sr1i} - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_{2D}} \left( 1 + \sum_{i=1}^n \frac{Z_F}{Z_{1i}} \right) U_{sr2} \right] \quad (1-1)$$

(1-1) 式为基本运算放大器继电器电路的运算方程, 该方程是以运算放大器作为运算单元构成各种继电器电路的数学依据。(1-1) 式中  $Z_F$ ,  $Z_{11} \sim Z_{1n}$ ,  $Z_2$  和  $Z_{2D}$  可以是与频率无关的实数无源元件, 也可以是与频率有关的复数无源元件。当采用与频率有关的复数无源元件时, 为了简化分析和计算, 可将(1-1)式经拉氏变换, 即令

$U(P) = \int_0^{\infty} U(t)e^{-Pt} dt$  后, (1-1) 式可写成下面所示拉氏方程的形式:

$$U_{sc}(P) = - \left[ \sum_{i=1}^n \frac{Z_F(P)}{Z_{1i}(P)} U_{sr1i}(P) - \frac{Z_{2D}(P)}{Z_2(P) + Z_{2D}(P)} \left( 1 + \sum_{i=1}^n \frac{Z_F(P)}{Z_{1i}(P)} \right) U_{sr2} \right] \quad (1-2)$$

(1-2) 式所示拉氏方程中, 电阻、电容和电感分别以  $R$ 、 $\frac{1}{CP}$  和  $LP$  表示。

即电路中电阻  $R$  的  $Z(P)$  为  $Z(P) = R$ ; 电路中电容  $C$  的  $Z(P)$  为  $Z(P) = \frac{1}{PC}$ ; 电路中电感  $L$  的  $Z(P)$  为  $Z(P) = PL$ 。

根据图 1-2 a 所示基本运算放大器继电器电路, 采用与频率无关的实数无源元件组成实际继电器元件时, 可用(1-1)式进行分析和计算; 采用与频率有关的复数无源元件组成实际继电器元件时, 用(1-2)式进行计算和分析是很方便的。

根据图 1-2 a 和(1-1)、(1-2)式, 可以拟制和设计出实际所需要的各种继电器电路, 现举例于下:

### 1. 反相加法器运算电路

令  $n=3$ ,  $U_{sr2} = 0$ , 根据图 1-2 a 和(1-1)式可分别得出图 1-3 所示反相加法器运算电路及(1-3)式所示反相加法器运算方程。

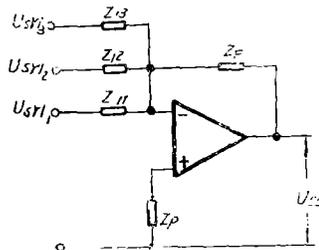


图 1-3 反相加法器运算电路

$$U_{sc} = - \left( \frac{Z_F}{Z_{11}} U_{sr1} + \frac{Z_F}{Z_{12}} U_{sr2} + \frac{Z_F}{Z_{13}} U_{sr3} \right) \quad (1-3)$$

### 2. 减法器运算电路

令图 1-2 a 及(1-1)式中  $n=1$ ,  $Z_{11} = Z_2 = R_1$ ,  $Z_{2D} = Z_F = R_F$ , 则可得出图 1-4 所示减法器运算电路及(1-4)式所示减法器运算方程。

$$U_{sc} = -\frac{R_F}{R_1} (U_{sr1} - U_{sr2}) \quad (1-4)$$

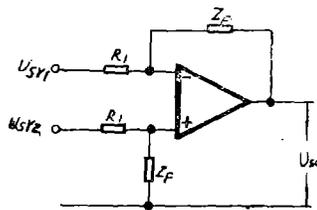


图 1-4 减法器运算电路

### 3. 积分器运算电路

令(1-2)式中 $n=1$ ,  $Z_{11}(P)=R$ ,  $Z_F(P)=\frac{1}{PC}$ ,  $U_{sr2}=0$ , 则根据图1-2a可得出图1-5所示积分器运算电路及(1-5)式所示积分器运算方程。

$$U_{sc}(P) = -\frac{1}{P R C} U_{sr}(P) \quad (1-5)$$

上式的原函数为:

$$U_{sc}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{sr}(t) \quad (1-6)$$

(1-6)式表明, 图1-5所示积分器电路的输出电压是输入电压的积分。

当输入电压为一常量时, 由(1-6)式可知, 输出电压为一与时间成正比的, 其斜率为 $-\frac{U_{sr}}{RC}$ 的直线, 此直线受集成运算放大器的

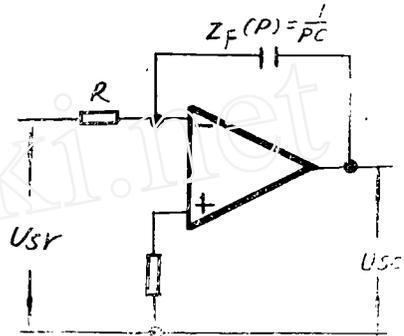


图1-5 积分器电路

的饱和导通电压所限制不能无限制上升, 其特性如图1-6a所示。

当输入信号电压为方波时, 其输出电压波形与输入方波脉冲宽度对空隙宽度比值 $r$ 有关, 如图1-6b所示, 当 $r=1$ 时, 其输出波形为连续的等边三角波; 如图1-6c所示, 当 $r < 1$ 为不连续的等边三角波; 如图1-6d所示, 当 $r > 1$ 时, 为随时间其幅值不断增大的锯齿波。

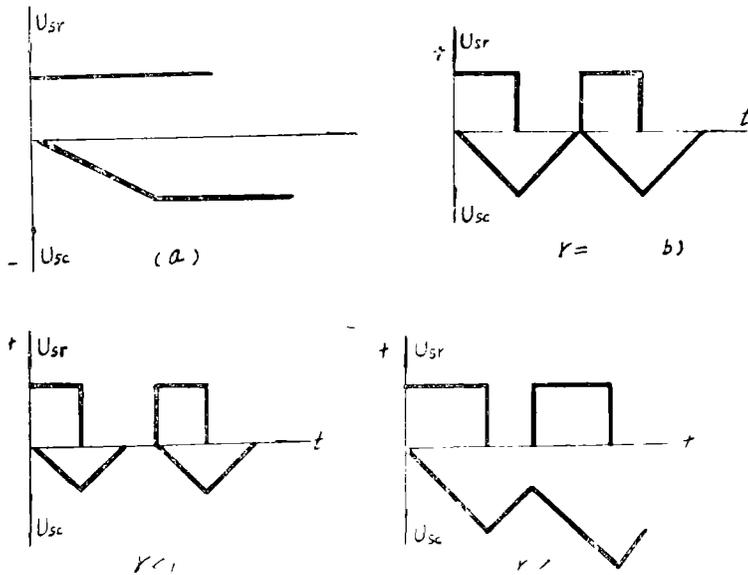


图1-6 积分器的输入—输出特性

#### 4. 微分运算器电路

微分运算器电路是图 1—5 所示积分器电路的对偶形式。即将图 1—5 中电阻和电容的位置相互交换,就可得到图 1—7 a所示微分运算器电路。

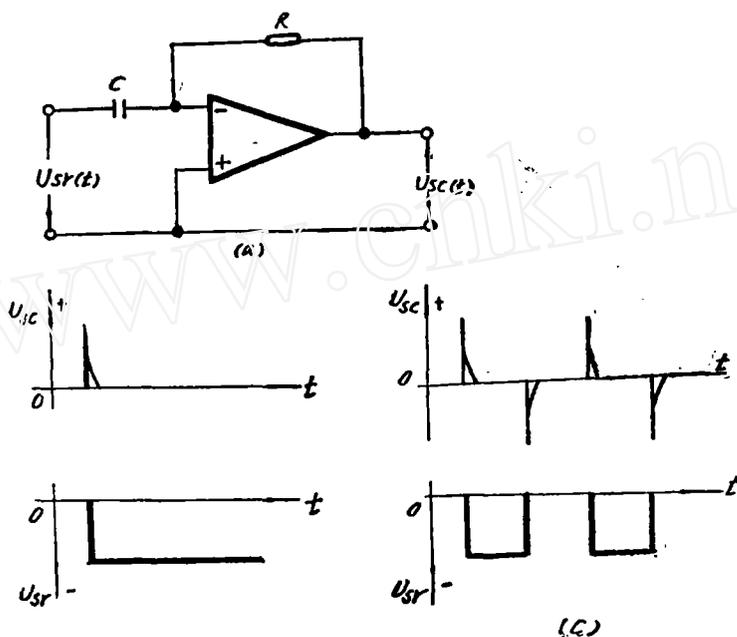


图 1—7 微分运算器电路及输入—输出特性

当  $Z_1(P) = \frac{1}{PC}$ ,  $Z_F(P) = R$  时, 图 1—7 a所示微分运算器电路的运算方程为:

$$U_{sc}(P) = -PRC U_{sr}(P) \quad (1-7)$$

上式的原函数为:

$$U_{sc}(t) = -RC \frac{dU_{sr}(t)}{dt} \quad (1-8)$$

由 (1—8) 式表明, 图 1—7 a所示微分运算器电路的输出电压是输入电压的微分。当输入电压为一常量时, 输出电压为与输入电压极性相反的脉冲, 如图 1—7 b所示。当输入电压为方波时, 输出脉冲如图 1—7 c所示。如果输入电压是正弦函数  $U_{sr}(t) = U_{sr} \sin \omega t$ , 则输出电压  $U_{sc} = -\omega R C U_{sr} \cos \omega t$  由此看出, 输出电压将随频率的升高而加大, 因此微分器运算电路在高频时有很高的电压增益, 故微分器运算电路很易受高频噪声干扰的影响。

#### 5. 反相输入有源移相电路

反相输入有源移相电路有  $180^\circ - 270^\circ$  和  $90^\circ - 180^\circ$  移相电路两种:

(1)  $180^\circ - 270^\circ$  移相电路

令图 1-2 a 及 (1-2) 式中  $n=1$ ,  $Z_{11}(P) = R_1 + \frac{1}{RC_1 P}$ ,  $Z_F(P) = R_F$ , 则可得到图 1-8 a 所示  $180^\circ-270^\circ$  移相电路及 (1-9) 式所示该电路的运算方程。

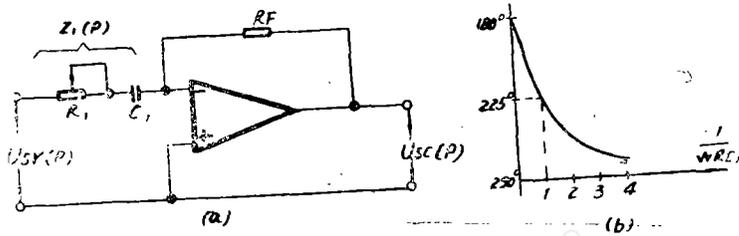


图 1-8  $180^\circ-270^\circ$  移相电路及其相频特性

$$U_{sc}(P) = - \frac{P R_F C_1}{1 + P R_1 C_1} U_{sr}(P) \quad (1-9)$$

上式也可表示成频率特性的传递函数形式:

$$K(j\omega) = - \frac{R_F}{R_1} \frac{1}{1 - j(1/\omega R_1 C_1)} \quad (1-10)$$

上式为复数, 故输出信号与输入信号间的相移为:

$$\varphi = 180^\circ + \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\omega R_1 C_1} \quad (1-11)$$

根据 (1-11) 式绘制的相频特性示于图 1-8b。图 1-8 a 中电容固定, 改变电阻  $R_1$  值, 输出电压与输入电压间相位角  $\varphi$  可在  $180^\circ-270^\circ$  间变化。

#### (2) $90^\circ-180^\circ$ 移相电路

$90^\circ-180^\circ$  移相电路是图 1-8 a 所示  $180^\circ-270^\circ$  移相电路的对偶形式, 即将图 1-8 a 所示电路的反相端输入阻抗与反馈回路电阻位置互换, 即可得到图 1-9a 所示  $90^\circ-180^\circ$  移相电路。

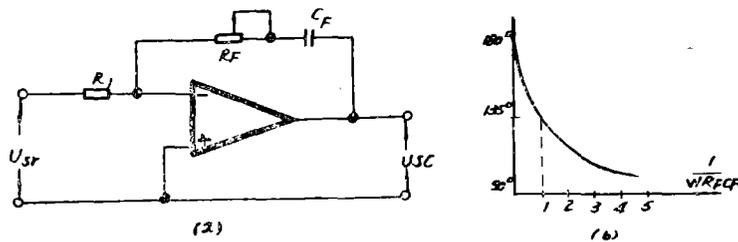


图 1-9  $90^\circ-180^\circ$  移相电路及相频特性

图 1-9 a 所示电路的运算方程为:

$$U_{sc}(P) = - \frac{1 + P C_F R_F}{P C_F R_1} U_{sr}(P) \quad (1-12)$$

上式用频率特性表示的传递函数为:

$$K(j\omega) = -\frac{1+j\omega C_F R_F}{j\omega C_F R_F} = -\frac{R_F}{R_1} [1-j(1/\omega C_F R_F)] \quad (1-13)$$

输出电压与输入电压间的相位角  $\varphi$  为:

$$\varphi = 180^\circ - \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\omega C_F R_F} \quad (1-14)$$

根据(1-14)式绘制的相频特性示於图1-9b。改变电阻  $R_F$  的大小, 可使相角  $\varphi$  在  $90^\circ-180^\circ$  范围内变化。

### 6. 同相运算电路

令图1-2 a 中  $n=1$  且  $U_{sr1}=0$ , 则构成了图1-10所示同相运算电路。

令(1-1)式中  $n=1$  且  $U_{sr1}=0$ , 即

可求得同相运算电路的运算方程为:

$$U_{sc} = \frac{Z_{2D}}{Z_2 + Z_{2D}} \left(1 + \frac{Z_F}{Z_{11}}\right) U_{sr2} \quad (1-15)$$

(1-15)式也可用拉氏方程的形式表示:

$$U_{sc}(P) = \frac{Z_{2D}(P)}{Z_2(P) + Z_{2D}(P)} \cdot$$

$$\left(1 + \frac{Z_F(P)}{Z_{11}(P)}\right) U_{sr2}(P) \quad (1-16)$$

根据图1-10和(1-15)、(1-16)

式也可构成各种类型的运算电路。例如:

#### (1) 同相比例运算电路

令图1-10中  $Z_{2D} \rightarrow \infty$ , 且其电路中阻抗元件均为电阻时, 则得到图1-11所示同相比例运算电路。

当  $Z_{2D} \rightarrow \infty$  时, 根据(1-15)式可求得图1-11所示同相比例运算电路的运算方程为:

$$U_{sc} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) U_{sr} \quad (1-17)$$

图1-11所示同相比例运算电路, 实质上是电压串联负反馈电路, 因此它有较强的输入阻抗及较小的输出阻抗。

#### (2) 电压跟随器电路

如前所述, 同相比例运算电路的主要优点是输入阻抗高, 输出阻抗低。因此, 通常令图1-11中  $R_1 \rightarrow \infty$ ,  $R_F = 0$  以构成图1-12所示电压跟随器电路。

将  $R_1 \rightarrow \infty$  代入(1-17)式则得:

$$U_{sc} = U_{sr} \quad (1-18)$$

由(1-18)式可知, 电压跟随器输出信号电压与输入信号电压大小相等相位相同。一般将它放在需要隔离

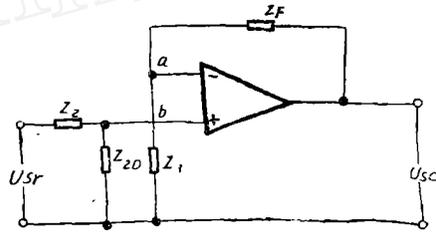


图1-10 同相运算电路

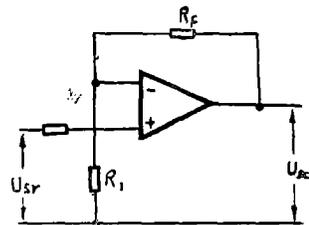


图1-11 同相比例运算电路

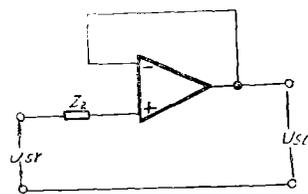


图1-12 电压跟随器电路

的两个电路之间。由于它的输入阻抗高，所以从前级电路索取的电流很小，它的输出阻抗小，可以向后级电路提供一定的负载电流，从而起到良好的隔离作用。

(3)  $0^\circ - 90^\circ$  移相电路

令图1-10及(1-16)式中 $Z_2(P) = R_2$ ,  $Z_{2D}(P) = \frac{1}{PC_2}$ ,  $Z_1(P) = R_1$ 及 $Z_F(P) = R_F$ , 则可得到图1-13所示 $0^\circ - 90^\circ$ 移相电路及(1-19)式所示该电路的运算方程。

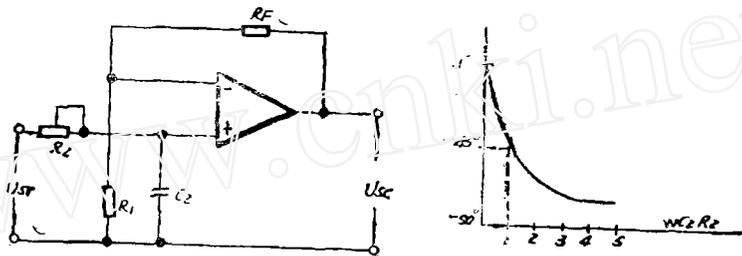


图1-13  $0^\circ - 90^\circ$  移相电路及相频特性

$$U_{sc}(P) = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 + RC_2R_2}\right) U_{sr}(P) \quad (1-19)$$

上式也可以频率特性的传递函数形式表示:

$$K(j\omega) = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 + j\omega C_2R_2}\right) \quad (1-20)$$

故输出信号与输入信号间的相角 $\varphi$ 为:

$$\varphi = -\text{tg}^{-1}\omega C_2R_2 \quad (1-21)$$

根据(1-21)式绘制的相频特性示于图1-13b。

(4)  $0^\circ - 90^\circ$  移相电路

将图1-13a所示电路中同相端所接电阻 $R_2$ 与电容 $C_2$ 的位置交换, 即可得到图1-14a所示 $0^\circ - 90^\circ$ 移相电路。

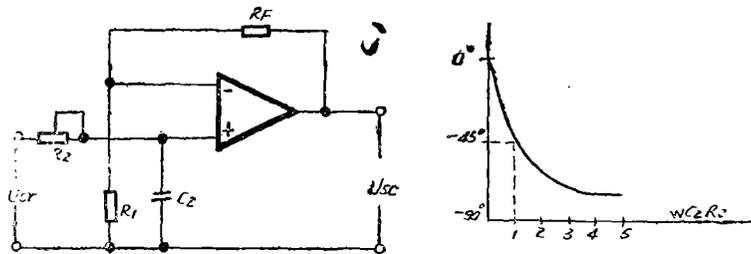


图1-14  $0^\circ - 90^\circ$  移相电路及相频特性

1-14a所示电路的运算方程为:

$$U_{sc}(P) = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{RC_2R_2D}{1 + PC_2R_2D}\right) U_{sr}(P) \quad (1-22)$$

用频率特性表示的传递函数为:

$$K(j\omega) = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 - j(1/\omega C_2 R_{2D})}\right) \quad (1-23)$$

故输出信号与输入信号间的相位角  $\varphi$  为:

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{1}{\omega C_2 R_{2D}} \quad (1-24)$$

根据(1-24)式绘制的相频特性示于图1-14b

## (二) 用运算放大器构成的继电保护的基本电路

### 一、用运算放大器构成的整流电路

#### 1. 半波整流电路

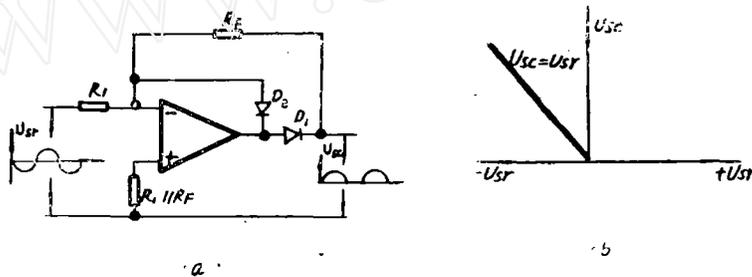


图2-1 用运算放大器构成的半波整流电路

用运算放大器构成的半波整流电路如图2-1 a所示。

由图2-1 a可见,当输入信号为负半周但很小,使运算放大器的输出电压  $U'_{sc} < 0.6$  伏(相当于二极管的阈值电压)时,二极管  $D_1$  截止,输出电压为零。若运算放大器的开环电压放大倍数  $K_0 = 10^5$ ,则  $U'_{sc} \leq 0.6$  伏时的输入信号  $|U_s| < \frac{0.6}{10^5} = 6$  微伏。当输入信号为负半周且  $|U_s| > 6$  微伏时,  $U'_{sc} > 0.6$  伏,  $D_1$  导通(  $D_2$  仍截止),运算放大器工作于闭环状态,其闭环电压放大倍数为  $-\frac{R_F}{R_1} = -1$ , (当  $R_1 = R_F$  时)因此  $U_{sc} = -U_s$ 。当输入信号为正半周时,运算放大器输出  $U'_{sc}$  为负,  $D_1$  截止,输出电压为零,由此得到了图2-1 b所示半波整流特性。

图2-1 a中  $D_2$  的作用为:如果不加  $D_2$ ,当输入  $U_s > 0$  时,  $D_1$  被反偏,如果二极管  $D_1$  的反偏电阻不是无限大而为  $r_D$ ,运算放大器的负向饱和电压为  $-U_{CM}$  时,则  $D_1$  和  $R_F$  上流有电流  $U_{CM}/(R_F + r_D)$ ,此电流在  $R_F$  上产生的电压降为  $U_{CM} R_F / (R_F + r_D)$ ,因此在输入信号为正半周时,输出仍有很小的电压。接入二极管  $D_2$  后,在  $U_s > 0$  时,由于  $D_2$  是导通的,因此  $U'_{sc} \approx U_{D2} \approx 0.6$  伏,因此  $D_1$  的反偏电阻很大,正半周时在输出端引起的输出电压很小。当  $U_s < 0$  时,  $D_2$  被反偏不起作用。

#### 2. 全波整流电路

可用运算放大器构成各种类型的全波整流电路,本文介绍一种高输入阻抗全波整流

电路，如图 2—2 a 所示。

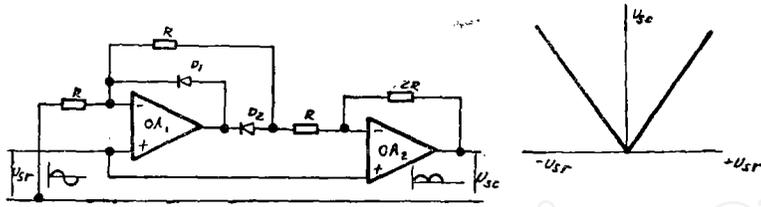


图 2—2 高输入阻抗全波整流电路

图 2—2 a 所示全波整流电路的输入信号是从同相端输入，故其输入阻抗很高。

如图 2—2 a 所示，当  $U_{sr} < 0$  时， $D_2$  导通， $D_1$  截止，其等效电路如图 2—3 a 所示。此时  $OA_1$  为同相运算电路，由 (1—17) 式知，其放大倍数为 +2，因此将  $2U_{sr}$  的信号输入到  $OA_2$  的反相端，同时  $OA_2$  的同相端又输入有  $U_{sr}$  的信号。将  $n = 1$ ， $Z_{11} = R$ ， $Z_F = 2R$ ， $U_{sr1} = 2U_{sr}$ ， $U_{sr2} = U_{sr}$  及  $Z_{2D} \rightarrow \infty$  代入 (1—1) 式，即可求出如图 2—2 a 所示全波整流电路在输入电压  $U_{sr}$  为负半周时的输出电压为：

$$U_{sc} = -4U_{sr} + 3U_{sr} = -U_{sr}$$

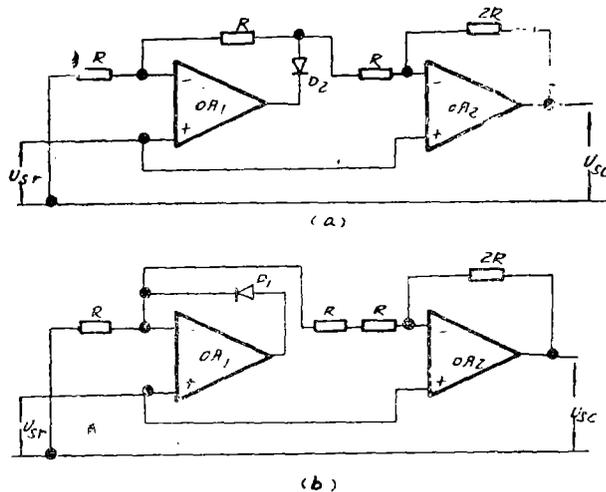


图 2—3 图 2—2 a 所示电路的等效图

如图 2—2 a 所示，当  $U_{sr} > 0$  时， $D_1$  导通， $D_2$  截止，其等效电路如图 2—3 b 所示。此时  $OA_1$  为电压跟随器，使 a 点跟随输入信号电压  $U_{sr}$ ，此电压经电阻  $R + R = 2R$  送到运算放大器  $OA_2$  的反相端，同时  $OA_2$  的同相端又接有信号电压  $U_{sr}$ 。将  $n = 1$ ， $Z_{11} = 2R$ ， $Z_F = 2R$ ， $U_{sr1} = U_{sr}$ ， $U_{sr2} = U_{sr}$  及  $Z_{2D} = \infty$  代入 (1—1) 式，即可求出

图 2-2 a 所示电路在输入信号为正半周时的输出电压为:

$$U_{sc} = -U_{sr} + 2U_{sr} = U_{sr}$$

综上所述, 所得到的全波整流特性如图 2-2 b 所示。

3. 用运算放大器构成的整流电路的优点与分立元件, 例如用二极管构成的整流电路相比, 运算放大器整流电路有两个优点: 一是输入信号不需要克服整流二极管的正向管压降(硅管约 0.5—1 伏, 锗管在 0.5 伏以下); 二是大大降低了小信号时的非线性失真。为了说明这两点, 可以如图 2-1 a 所示半波整流电路为例子。图 2-1 a 中整流二极管  $D_1$  的非线性特性可以用图 2-4 中等效电阻  $r_D$  来表征, 这时, 随着电流减少,  $r_D$  增大, 当电流减小至某个数值后,  $r_D$  趋于无穷大; 当二极管反偏时,  $r_D$  也趋于无穷大。

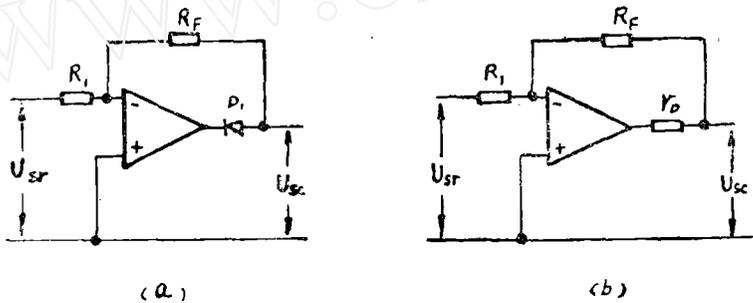


图 2-4 用非线性电阻  $r_D$  表征的图 2-1 a 的等效电路

假设运算放大器的输入阻抗  $Z_{sr} \rightarrow \infty$ , 输出阻抗  $Z_{sc0}$  为零, 放大倍数为  $K_0$  时, 则用节点电流法或信号流图法可求出图 2-4 所示电路的运算方程:

$$U_{sc} = \frac{-K_0}{\left(1 + \frac{r_D}{R_F}\right) + \frac{R_1}{R_F}} U_{sr} = -\frac{R_F}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1 + (r_D/R_F)}{K_0 R_1/R_F}} \quad (2-1)$$

当  $U_{sr} < 0$ , 即二极管  $D_1$  处于正偏情况下, 由于  $\frac{R_1 K_0}{R_F} \gg 1 + \frac{r_D}{R_F}$ , 因此上式中

$\frac{1}{1 + \frac{1 + (r_D/R_F)}{K_0 R_1/R_F}}$  按幂级数展开后, 可略去二次及以上高次项, 于是上式可简化为:

$$U_{sc} = -\frac{R_F}{R_1} \left(1 - \frac{r_D}{K_0 R_1} - \frac{R_F}{K_0 R_1}\right) \quad (2-2)$$

上面的公式表明, 二极管  $D_1$  用于运算放大器中, 其非线性减小了  $K_0 R_1$  倍。小信号时, 二极管的非线性是很严重的, 采用集成运算放大器后, 小信号先被运算放大器放大  $K_0$  倍后再送给二极管, 因而二极管就不存在小信号输入问题, 克服了二极管在小信号时的非线性失真的缺点。此外, 输入信号被运算放大器放大  $K_0$  倍后再输入给二极管, 其门电压等效地减小了  $K_0$  倍, 因此输入信号不需要克服二极管的管压降。运算放大器整流回路这一优点, 为提高继电器灵敏度、降低保护装置交流回路功率消耗以及减小

保护装置重量和尺寸创造了条件。

## 二 用集成运算放大器构成的稳压电路

用集成运算放大器构成的稳压电路可以用图 2—17 所示稳压电路的实例加以说明。

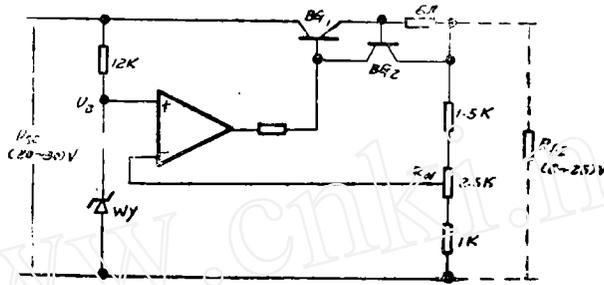


图 2—5 用集成运算放大器构成的稳压电路

图 2—5 中,  $U_{sr}$  是未经稳定的输入电压,  $U_{sc}$  是输入到负荷  $R_{fz}$  上的稳定电压。

将已经稳定的电压  $U_{sc}$  的一部分送入到运算放大器的反相端, 与同相端经稳压管  $W$  所接的基准电压  $U_B$  进行比较并放大, 运算放大器的输出端控制三极管  $BG_1$  的基极电流。如果某一因素使  $U_{sc}$  减小, 则输入到反相端的电压亦按给定比例相应减小, 运算放大器正向输出电压增大, 因而三极管  $BG_1$  的基极电流增大,  $BG_1$  集电极—发射极间管压降减小, 于是输出电压  $U_{sc}$  增高。因而起到了稳压作用。

图 2—5 中, 电位器  $R_w$  可使输出电压在 6~25 伏范围内改变。  $BG_2$  管和 6 欧电阻构成过流保护。把最大输出电流  $I_{sc(D2)}$  限制在 100mA, 当  $I_{sc}$  超过 100 毫安时,  $BG_2$  的基极—发射极电压  $U_{BE2}$  就超过  $100 \times 10^{-3} \times 6 = 0.6$  伏, 使  $BG_2$  管开始导通,  $BG_1$  的基极电流  $I_{B1}$  被  $BG_2$  管分流, 使压降  $U_{CE1}$  升高, 输出  $U_{sc} (= U_{sr} - U_{CE1})$  降低,  $I_{sc} (= \frac{U_{sc}}{R_{fz}})$  减小, 因此将  $I_{sc}$  限制在 100 毫安以内。

如果需要使最大输出电流  $I_{sc(D2)}$  增大, 则可将过电流保护电阻由 6 欧减至相应值。

在继电器保护中, 采用反应突变量的继电器时, 为了提高电流或电压突变继电器的可靠性, 要求整流并经滤波后的电压不但脉动系数小而且要紧跟着输入电压的变化而变化, 为了满足此要求, 可采用图 2—6 a 所示滤波和稳压电路。

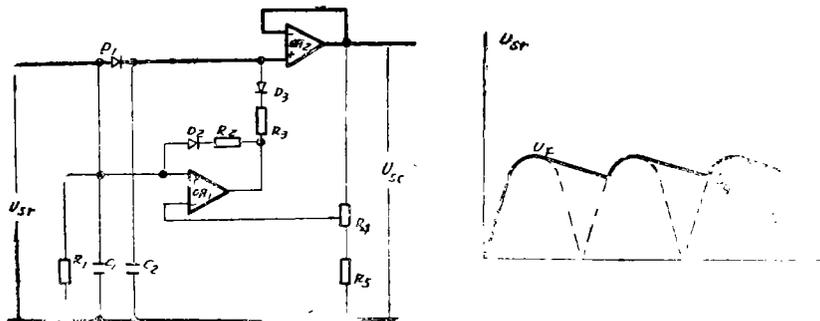


图 2—6 脉动系数小并能紧跟输入电压变化的稳压和滤波电路

整流经 $C_1$ 滤波后输入给稳压电源的波形如图2—6b所示,其波峰电压为 $U_F$ ,波谷电压为 $U_G$ 。如图2—6a所示,整流并经滤波的电压经二极管 $D_1$ 对电容 $C_2$ 充电到输入电压 $U_S$ 的波峰值,该峰值电压经跟随器 $OA_2$ 输入至负荷。将送至负荷电压的一部分(略低于电容 $C_2$ 滤波后的波谷处电压)送到运算放大器 $OA_1$ 的反相输入端,而 $OA_1$ 的同相端接到整流后经 $C_1$ 滤波后的电压上。整流经 $C_1$ 滤波后的输入电压 $U_S$ ,升高或不变化时,输入给 $OA_2$ 同相端的电压总是大于 $OA_1$ 反相端电压,故 $OA_1$ 输出为正向饱和导通电压,二极管 $D_2$ 和 $D_3$ 截止,于是稳压电路总是紧跟着输入电压 $U_S$ 的升高将其峰值电压送至负荷。当输入电压 $U_S$ 降低时,由于 $C_2$ 上存贮的电压近似为未降低前 $U_S$ 的峰值电压,故 $U_S$ 的波谷电压低于 $OA_1$ 反相端所接电压, $OA_1$ 的输出电压由正向饱和电压转为负向饱和导通电压,二极管 $D_2$ 、 $D_3$ 导通,使电容 $C_2$ 经 $D_3$ 、 $R_3$ 放电至 $U_S$ 的峰值电压,因此输出电压 $U_{SC}$ 紧跟至降低后的输入信号的峰值电压。图中 $D_2$ 和 $R_2$ 在电路中起正反馈作用,以加快电路跟随输入电压 $U_S$ 降低时的速度。

### 三、电平检测器(继电器触发器)

用集成运算放大器构成的一般电平检测器如图2—7a所示。

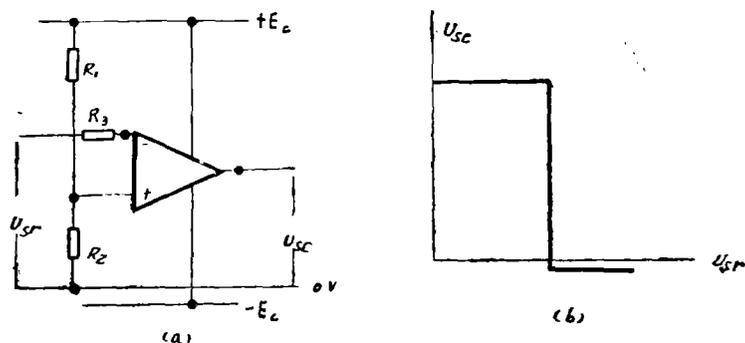


图2—7 一般电平检测器电路

电平检测器的动作判据是根据输入到电平检测器的电压是否大于放大器给定端所规定的标准电压(或称门槛电压)来决定。例如输入电压大于放大器给定端所接标准电压时,电平检测器输出接近于零伏的低电位信号,输入信号小于标准电压时,电平检测器输出高于零伏的高电位信号。这种规定是人为的,也可以作出与上面相反的规定。实际使用时,要看电平检测器后面所接电路的要求而定。图2—7a所示为正常状态要求电平检测器输出高于零伏电位的高电位,即“+1”态信号;输入电压 $U_S$ 高于标准电压时,电平检测器输出零伏电位的信号。其动作特性如图2—7b所示。

图2—7a所示电平检测器的同相端所接标准电压 $U_b$ 的大小由下式决定:

$$U_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_c \quad (2-3)$$

运算放大器的放大倍数为 $K_0$ 时,其输出电压为:

$$U_{sc} = -K_0 (U_{sr} - U_b) \quad (2-4)$$

由于  $K_0$  一般在  $10^4$  以上, 输入电压大于标准电压的数值超过 3 毫伏以上, 输出电压就能从正向饱和和导通电位转向约零伏的输出电位。

应当指出, 图 2-7 a 所示一般电平检测器电路系用集成比较运算放大器构成。也可用通用集成运算放大器构成一般电平检测器电路, 但必须采取箝位措施, 以满足与逻辑电路相配合的要求。

带正反馈具有迟滞特性的电平检测器如图 2-8 a 所示。

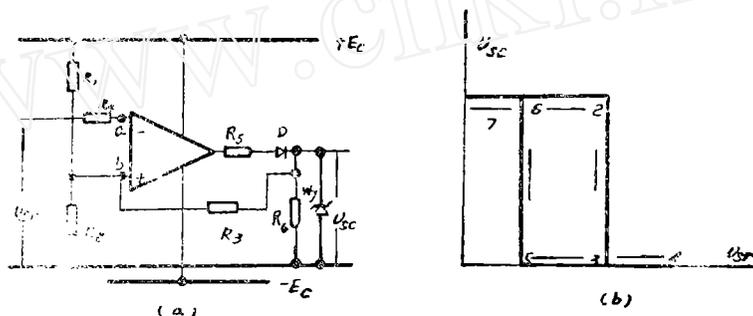


图 2-8 具有迟滞特性的电平检测器

图 2-8 a 中所加电阻  $R_3$  为正反馈电阻, 增加此回路即可改善继电器的动作特性, 又可提高抗干扰性能。增加正反馈回路后的动作特性示于图 2-8 b, 假定图 2-8 a 所示电路系采用通用集成运算放大器构成, 因而在图中采用了用稳压管  $W_Y$  所构成的箝位措施。

图 2-8 a 所示电平检测器的工作原理如下:

1. 正常状态 ( $U_{sr} = 0$ ), 即  $U_a < U_b$  时, 电平检测器输出电压  $U_{sc}$  为电路中所接稳压管  $W_Y$  反向击穿电压  $U_Z$ , 根据重叠原理, 可求得运算放大器同相端电压为:

$$U_b = \frac{(R_2 // R_3) E_c}{R_1 + R_2 // R_3} + \frac{R_2 // R_1 U_Z}{R_3 + R_2 // R_1} = \frac{R_2 R_3 E_c + R_1 R_2 U_Z}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \quad (2-5)$$

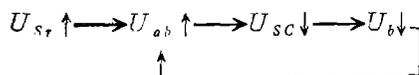
由 (2-5) 式所决定的电压  $U_b$  即为图 2-8 a 所示电平检测器的标准电压, 即为继电器保护领域中所称为的电平检测器的动作电压  $U_{dz}$ , 即

$$U_{dz} = \frac{R_2 R_3 E_c + R_1 R_2 U_Z}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \quad (2-6)$$

2. 输入电压  $U_{sr}$  增大时

当输入信号电压  $U_{sr}$  增大, 大于 (2-6) 式所示电平检测器的动作电压  $U_{dz}$  (图 2-8 b 中的位置 2), 此时运算放大器开始进入正向放大状态, 即输出电压  $U_{sc}$  开始下降。当  $U_{sc}$  下降时, 由于由 (2-5) 式所决定的同相输入端电压  $U_b$  也随之下落,  $U_b$  下降后又使  $U_a$  电压上升, 又促使放大器输出电压  $U_{sc}$  进一步下降, 如此循环, 直到运算放大器进入负向饱和和导通状态。由于二极管  $D$  不导通, 此时电平检测器的输出电压为等

于零伏的电压。完成了图 2—8 b 所示特性曲线的 2—3 过程。在  $U_{sr} > U_{dz}$  时, 电平检测器的动作过程如下:



当输入信号电压  $U_s$ , 再继续上升, 由于放大器已处于负向饱和导通状态, 故二极管  $D$  始终不导通, 电平检测器的输出电压维持零伏输出, 即图 2—8 b 所示特性曲线的 3—4 部分。此时运算放大器的同相端电压为 (假定  $R_3 \gg R_8$ ):

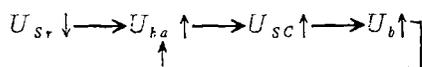
$$U_b' = \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} E_c = \frac{R_2 R_3 E_c}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \quad (2-7)$$

(2—7) 式所示电压为带正反馈电平检测器的返回电压, 即

$$U_{FH} = \frac{R_2 R_3 E_c}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \quad (2-8)$$

### 3. 输入信号电压 $U_{sr}$ 减小

输入信号电压降低至 (2—8) 式所示电平检测器的返回电压  $U_{FH}$  时, 运算放大器由负向饱和导通状态进入正向放大状态, 使输出电压  $U_{sc}$  开始上升。当  $U_{sc}$  上升时, 由于正反馈的作用使运算放大器同相端的电压也上升, 放大器同相端的电压比输入电压  $U_s$ , 更高, 即  $U_{ob}$  进一步增高, 于是  $U_{sc}$  又进一步上升, 如此循环, 产生以下的连锁反应:



由于电平检测器的正反馈作用, 使其输出电压由零伏电位跃变复归至高于零伏电位的输出, 即图 2—8 b 所示特性曲线的 6—1 部分。

综上所述, 由图 2—8 a 所示电路构成带正反馈的电平检测器在正常时, 输出  $U_s$  为由稳压管击穿电压  $U_s$  所决定的高电位; 当输入信号电压达到电平检测器的动作电压  $U_{dz}$  时, 电平检测器立即翻转, 输出电压跃变为零伏的输出; 当输入信号电压降低至电平检测器的返回电压  $U_{FH}$  时, 电平检测器又自动恢复到原来的高电位信号输出。

从图 2—8 b 所示特性曲线看出, 带正反馈的电平检测器的返回电压  $U_{FH}$  小于动作电压  $U_{dz}$ , 图 2—8 b 中所示  $\Delta U = U_{dz} - U_{FH}$  的大小为:

$$\Delta U = U_{dz} - U_{FH} = \frac{R_1 R_2 U_{dz}}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \quad (2-9)$$

电平检测器的返回系数由下式决定:

$$K_F = \frac{U_{FH}}{U_{dz}} = \frac{R_2 R_3 E_c}{R_2 R_3 E_c + R_1 R_2 U_z} = \frac{1}{1 + \frac{R_1 U_z}{R_3 F_c}} \quad (2-10)$$

由 (2—6) ~ (2—10) 式可看出, 由集成运算放大器构成的带正反馈的电平检测器的动作电压、返回电压及返回系数受外界条件变化影响的因素不多, 因此这种电路的稳定性较好。

## 四、用运算放大器构成的时间元件

用运算放大器构成的时间元件如图 2—9 所示。

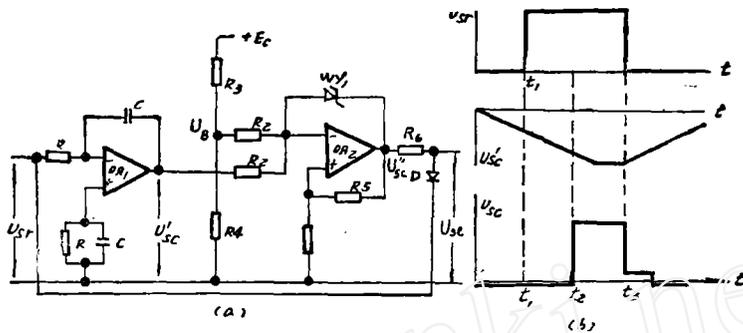


图 2-9 用运算放大器构成的时间元件

如图 2-9 所示, 在  $t_1$  时刻加上输入信号电压  $U_{sr} = +E$  时, 时间元件开始起动, 但输出仍维持原来的零伏输出。经过一定整定时限  $(t_2 - t_1)$ , 在  $t_2$  时刻到达时, 才能使电平检测器动作, 输出 “+1” 态信号。

图 2-9 a 所示时间元件的工作原理如下:

### 1. 正常状态

正常情况下  $U_{sr} = 0$ , 积分器  $OA_1$  输出约零伏电位, 于是反相器  $OA_2$  的反相端接有标准电压  $U_B$ ,  $OA_2$  处于负向饱和导通状, 但其负向饱和输出被反馈回路中的稳压管  $W_{Y1}$  箝位在它的正向压降  $\approx -0.6$  伏上, 二极管  $D$  反偏, 因此时间元件输出约零伏电位。

2. 当保护测量元件动作, 输入信号电压从零电位跃变为约  $+E$  伏的电压时, 积分器  $OA_1$  开始积分, 对电平检测器  $OA_2$  的反相端输出随时间线性增长的负电压, 当此电压达到电平检测器反相端所接标准电压  $U_B$  时 (即时间  $t_2$  时间), 电平检测器由负向饱和导通状态转为正向饱和导通状态, 其输出电压  $U''_{sc}$  被  $W_{Y1}$  箝位在它的反向击穿电压  $U_Z$  上, 即电平检测器由约零伏的输出转为 “+1” 态输出, 时间元件动作。可见, 时间元件从有输入信号的  $t_1$  时刻 (积分器  $OA_1$  开始积分) 开始至  $t_2$  时刻使电平检测器输出 “+1” 态信号所需时间, 即为时间元件的延时时间, 由于  $U_{sr} = +E$  为一常量, 故由 (1-6) 式得出时间元件的延时时间为:

$$t = RC \frac{U_B}{E} \quad (2-11)$$

式中:

$U_B$ —电平检测器  $OA_2$  的标准电压 (伏);

$U_{sr} = E$ —输入时间元件的电压 (伏);

$C$ —积分电容 (法拉);

$R$ —积分电阻 (欧姆);

从上式可知, 当输入电压  $U_{sr} = E$  一定时, 改变电阻  $R$ , 电容  $C$  及电平检测器的标准电压  $U_B$ , 均可达到调整时间元件延时的目的。

### 3. 故障消失时

当故障消失, 输入信号电压  $U_{sr}$  复归至零时, 二极管  $D$  正偏而导通, 使输出  $U_{sc}$  立即

被箝位到约等于零伏的电位，即时间元件的输出 $U_{sc}$ 由“+1”态输出复归至零电位输出。如图2-9中的 $t_3$ 。

用运算放大器构成的时间元件，其时间误差远小于一般晶体管时间元件。设运算放大器的开环电压放大倍数为 $K_0$ ，则如图2-9a所示时间元件中积分器的运算方程为：

$$U_{sc}(P) = \frac{K_0}{1 + (1 + K_0)RC P} U_{sr}(P) \quad (2-12)$$

设 $U_{sr}$ 为阶跃信号，即

$$\begin{cases} U_{sr} = 0 & t \leq 0 \\ U_{sr} = E & t > 0 \end{cases}$$

时，(2-12)式为

$$U_{sc}(P) = -\frac{K_0 E}{[1 + (1 + K_0)RC P] P} \quad (2-13)$$

上式的原函数为：

$$U_{sc}(t) = -K_0 E [1 - e^{-t/(1+K_0)RC}] \quad (2-14)$$

一般 $t \ll (1 + K_0)RC$ ，故可将上式中指数项展开成幂级数后略去高次项得：

$$U_{sc}(t) = -\frac{K_0 E t}{(1 + K_0)RC} + \frac{K_0 E t^2}{2[(1 + K_0)RC]^2}$$

由于 $K_0 \gg 1$ ，故上式可简化为：

$$U_{sc}(t) = -\frac{E}{RC} t \left(1 - \frac{t}{2 K_0 RC}\right) \quad (2-15)$$

由上式可求出积分时间 $t$ 与输出电压 $U_{sc}(t)$ 的关系：

$$t = -\frac{RC}{E} U_{sc}(t) \frac{1}{1 - \frac{t}{2 K_0 RC}} \approx -\frac{RC}{E} U_{sc}(t) \left(1 + \frac{t}{2 K_0 RC}\right) \quad (2-16)$$

故用运算放大器构成的积分器的积分时间相对误差为：

$$\Delta t_{\%A} = \frac{t}{2 K_0 RC} \quad (2-17)$$

一般晶体管保护中采用图2-10所示RC积分电路。当图2-10所示电路在 $t = 0$ 时，将开关 $K$ 闭合，输入阶跃信号 $U_{sr} = E$ ，则输出电压 $U_{sc}(t)$ 为：

$$U_{sc}(t) = E(1 - e^{-t/RC}) \quad (2-18)$$

根据(2-18)式，按上述原理可求得一般晶体管保护中所用RC积分电路的积分时间 $t$ 为：

$$t = \frac{RC}{E} U_{sc}(t) \left(1 + \frac{t}{2 RC}\right) \quad (2-19)$$

故晶体管保护中所用RC积分电路的相对

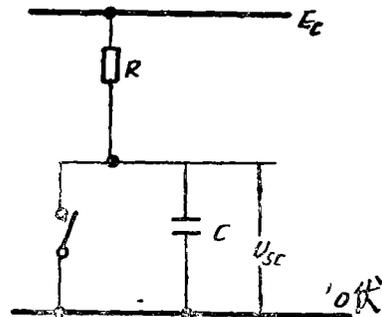


图2-10 晶体管保护中所用RC积分电路

积分时间误差为：

$$\Delta t_{\sigma} = \frac{t}{2RC} \quad (2-20)$$

将(2-17)与(2-20)式相比较可知，当图2-9 a和图2-10所示两种电路的 $RC$ 之积相同时，相同积分时间 $t$ 条件下，用运算放大器构成的积分器的积分时间误差是一般 $RC$ 积分电路的 $1/K$ 倍。 $K$ 值一般都在 $10^4$ 以上，因此运算放大器积分器可以构成精度很高的时间元件。