

如何用集成运算放大器构成各类继电器（下）

东北电力设计院 梁 懋

五、相位比较元件

相位比较元件在继电保护装置中用得较多，例如高频相差保护以及相位比较式阻抗继电器等，都需要相位比较元件。用运算放大器构成的相位比较元件的方块图如图 2—11 所示。

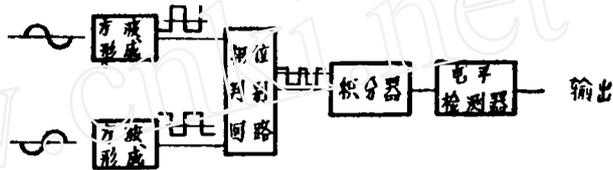


图 2—11 相位比较元件方块图

由图 2—11 可知，相位比较元件由方波形成回路，相位判别回路，积分器和电

平检测器等部分组成。积分器和电平检测器已在有关部分介绍了。对于方波形成元件，由于集成运算放大器的开环电压放大倍数很大，例如 5G24 型集成运算放大器的放大倍数 K_o 为 10^5 。如果放大器的正、负向饱和导通电压分别为 +15 伏和 -15 伏，则运算放大器反相端到同相端的输入电压为 +0.3 毫伏时，放大器的输出就能从正向饱和导通状态转换到负向饱和导通状态，或者反之。因此，运算放大器本身就能完成电压过零的检测作用，即起到了方波的形成作用。

相位判别回路输出的方波，其负脉冲宽度对正脉冲宽度的比值，应与其输入信号间要求的动作相位关系一致。为了满足此要求，对输入信号间相位差小于 90° 时动作的比相元件，当正、负半周同极性时，相位判别回路应输出低于零伏的负电位；当正、负半周不同极性时，相位判别回路应输出高于零伏的正电位。按输入信号间相位差大于 90° 时动作的比相元件，相位判别回路的工作情况恰恰与输入信号间相位差小于 90° 时相反。按输入信号间相位差大于 90° 时动作的相位判别回路如图 2—12 所示。该电路系由负电位选

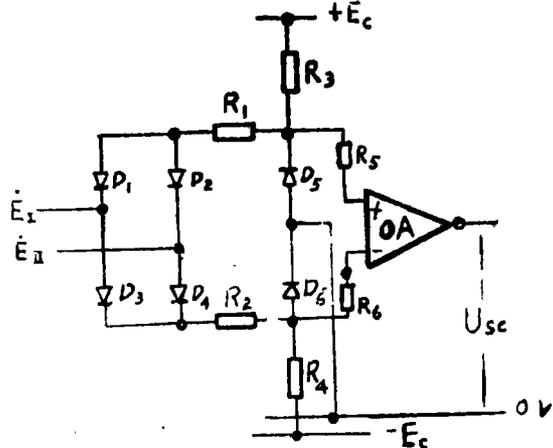


图 2—12 相位判别回路

择二极管 $D_1 \sim D_2$, 正电位选择二极管 $D_3 \sim D_4$ 和运算放大器 OA 组成。为了减小相位判别回路的相角误差并简化回路中参数的计算, 将被比较的电气量 \dot{E}_I 和 \dot{E}_II 形成方波后方输入给相位判别回路。回路是对称的, 即 $R_1 = R_2$; $R_3 = R_4$ 。

图 2—12 所示相位判别回路的工作原理如下:

1. 无输入信号时

正、负电源通过导通的二极管 $D_1 \sim D_4$ 构成回路, 运算放大器 OA , 同相输入端高于反相输入端的电压由下式决定:

$$U_{b,a} = \frac{2E_c}{R_1 + R_3} \times R_1 + 2U_D \quad (2-21)$$

式中: U_D ——一只二极管的管压降。

由 (2—21) 式知, 运算放大器处于正向饱和导通状态。

2. 输入信号中一个信号不存在时

例如 \dot{E}_I 无输入时, 当 \dot{E}_II 为正半周时, D_1 截止, D_3 和 D_6 导通, 此时运算放大器 OA_1 反相输入端具有不超过一个二极管管压降的正电位, 而其同相输入端的电位约接近于电源电压 $+E_c$, 故运算放大器处于正向饱和导通状态, 相位判别回路输出接近于 $+E_c$ 的电压。 \dot{E}_I 无输入但 \dot{E}_II 为负半周时, D_3 截止, D_1 和 D_5 导通, 此时运算放大器同相输入端具有不低于一个二极管管压降的负电位, 而其反相输入端的电位约接近于电源电压 $-E_c$, 故运算放大器仍处于正向饱和导通状态, 使相位判别回路仍输出接近于 $+E_c$ 的电压。

3. 输入信号的相位相同时

输入信号 \dot{E}_I 和 \dot{E}_II 均正半周时, 二极管 $D_3 \sim D_4$, D_6 导通, $D_1 \sim D_2$, D_5 截止; \dot{E}_I 和 \dot{E}_II 均为负半周时, 二极管 $D_1 \sim D_2$, D_5 导通, $D_3 \sim D_4$, D_6 截止, 此时运算放大器的工作状态与一个输入信号不存在时的情况相类似, 即运算放大器处于正向饱和导通状态, 相位判别回路输出接近于 $+E_c$ 的电压。

4. 输入信号的相位不相同

如 \dot{E}_I 为负半周, \dot{E}_II 为正半周, 二极管 D_1 , $D_4 \sim D_6$ 导通, $D_2 \sim D_3$ 截止, 此时运算放大器反相输入端具有不超过一个二极管管压降的正电压, 而同相输入端具有不低于一只二极管管压降的负电位, 因此运算放大器由正向饱和导通状态转换为负向饱和导通状态, 相位判别回路输出接近于 $-E_c$ 的电压。如 \dot{E}_I 为正半周, \dot{E}_II 为负半周, 二极管 D_2 , D_3 和 $D_5 \sim D_6$ 导通, D_1 和 D_4 截止, 此时运算放大器 OA 的工作状态与 \dot{E}_I 为负半周, \dot{E}_II 为正半周时的情况完全相同, 即相位判别回路输出接近于 $-E_c$ 的电位。

综上所述, 相位判别回路所输出的方波, 其正方波宽度代表输入信号相位相同的时间; 负方波宽度代表输入信号相位不同的时间。因此输出的负方波宽度与正方波宽度的比值的大小, 由输入信号间的相位差决定。显然, 输入信号间相位差大于 90° , 相位判别回路所输出的方波, 其负方波的宽度与正方波宽度的比值大于 1。如果输入信号相位差小于 90° , 则相位判别回路所输出的方波, 其负方波宽度与正方波宽度的比值小于 1。如果输入信号间相位差等于 90° , 则相位判别回路输出的方波, 其负方波宽度与正方波

宽度的比值等于 1。当无输入信号或输入信号中一个信号不存在时，相位判别回路输出接近于 $+E_c$ 的电压。

用集成运算放大器构成的相位比较元件的原理图如图 2—13a 所示。图中 OA_1 和 OA_2 为方波形成回路，二极管 $D_1 \sim D_4$ 和运算放大器 OA_1 构成相位判别回路， OA_2 为积分器，将 OA_1 输出电压进行积分运算， OA_3 为电平检测器电路。

图 2—13b 和图 2—13c 分别示出相位比较元件在区内故障和区外故障时的工作原理分析图。由图 2—13b 和图 2—13c 可知：

1. 区内故障，即输入信号相位差 $\varphi > 90^\circ$ 时

如图 2—13b 所示，相位判别回路中 OA_1 所输出的方波，其负方波宽度大于正方波宽度，因此电容器上电荷未放完即又继续充电，因此积分器 OA_2 的输出电压为不断增长的锯齿波电压，当电压升高至电平检测器的动作电压 U_{dz} ，且锯齿波低谷的电压也在电平检测器的返回电压之上时，电平检测器动作而不返回，其输出由零伏电位变为“-1”态输出。

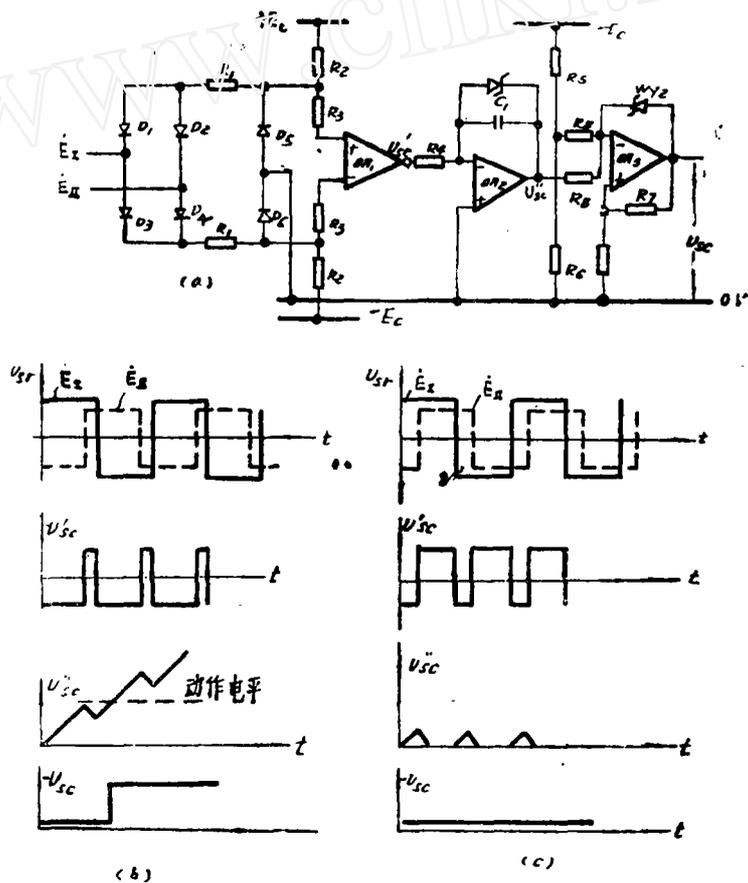


图 2—13 相位比较元件原理图

2. 区外故障，即输入信号相位差 $\varphi < 90^\circ$ 时

如图 2—13c 所示，相位判别回路中 OA_1 所输出的方波，其负方波宽度小于正方波宽度，积分器 OA_2 输出电压为不连续的小三角波，不能起动电平检测器，故电平检测器仍输出零伏电位的信号。

图 2—13a 所示相位比较元件中的积分器的充电时间常数和放电时间常数相等，因此这种比相元件可以克服非周期性直流分量的影响。如图

2—14 所示，当区外故障 ($\varphi < 90^\circ$)，被比较的两个电气量中有一个受非周期性直流分量的影响完全偏于时间轴一边 (直流分量大于基波分量的最大值) 的严重情况下，经相位判别回路输入积分器的方波，其负方波宽度等于正方波宽度，即都等于 180° ，因此积分器输出的波形为相邻接的等边三角波。如果积分器的充电时间常数按半个周期内充电电压只能接近于电平检测器电路动作电压而不能起动电平检测器的条件选择，可完全消除非周期性直流分量的影响，保护仍可快速动作。在最有利的情况下，保护动作时间可作到 10 毫秒。

此外，相位判别回路所输出的负方波，其中依次分别代表正半周和负半周的不同极性，如图 2—16 所示负方波中，若带斜线条者代表正半周的不同极性；则带小黑点的负方波代表负半周的不同极性。显然由图 2—15 可见，要使相位比较元件动作，输入信号的正半周和负

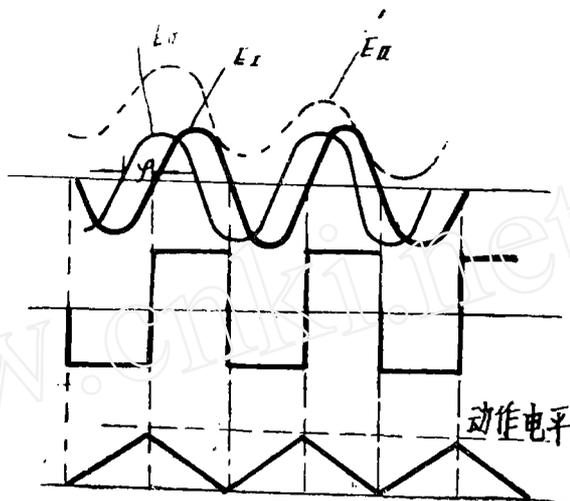


图 2—14 运算放大器比相元件在非周期性直流分量严重影响情况下，区外故障的动作特性

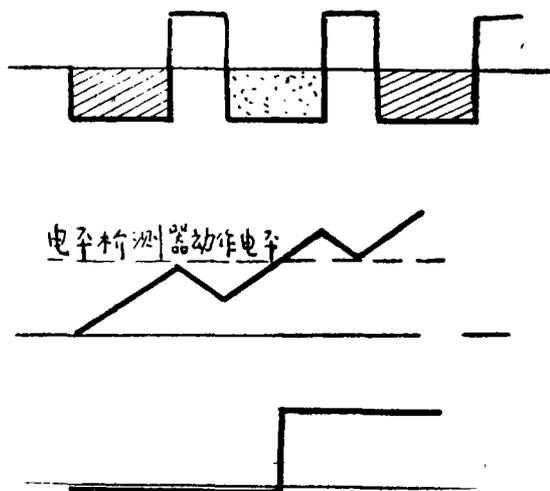


图 2—15 运算放大器比相元件能提高可靠性的分析

半周均要满足不同极性的相角差角 φ 大于 90° 的要求。因而提高了比相元件的抗干扰性能。同时由于图 2—13a 中用运算放大器 OA_2 所构成的积分器，在满足动作条件下，能输出起动电平检测器的连续正电位，不需要采取将脉冲展宽的措施，因此比相元件的可靠性又进一步有所提高。

六、绝对值比较元件

用运算放大器构成的绝对值比较元件方框图如图 2—16 所示。

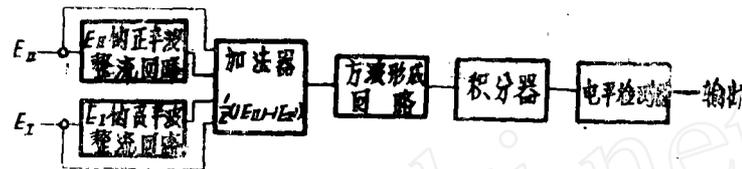


图 2—16 绝对值比较元件方框图

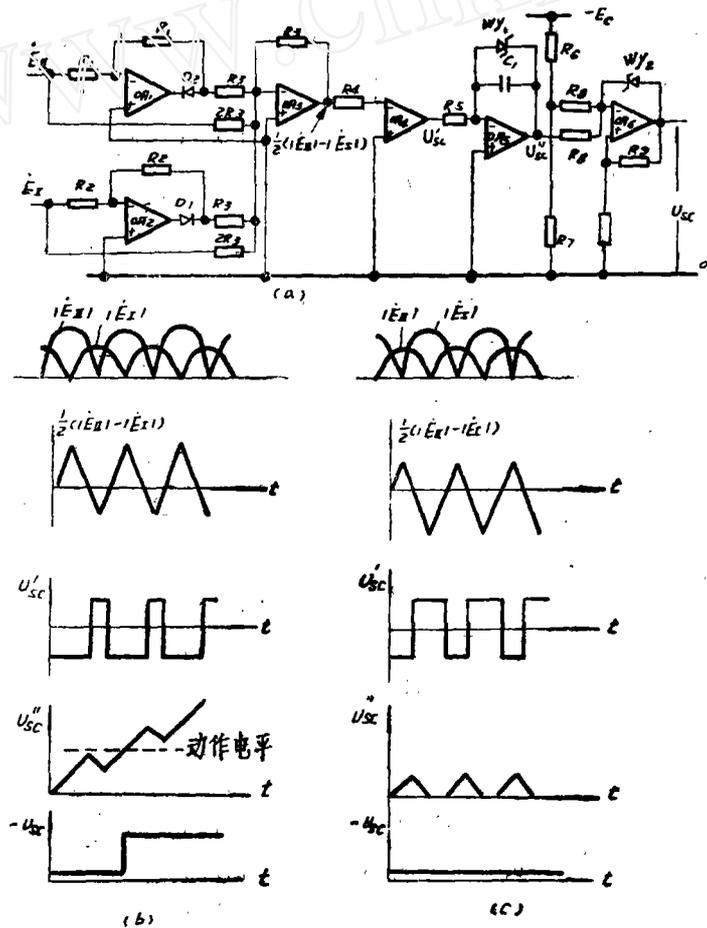


图 2—17 绝对值比较元件原理图

如图2—16所示,绝对值比较元件主要由 \dot{E}_1 的负半波整流回路, \dot{E}_1 的正半波整流回路,形成 $\frac{1}{2}(|\dot{E}_1| - |\dot{E}_1|)$ 的加法器,方波形成回路,积分器和电平检测器组成。

用运算放大器构成的绝对值比较元件的原理图如图2—17a所示,其中积分器和电平检测器的工作情况与相位比较元件中的完全相同,此处不再赘述,现将图2—17a中的其余部分的工作情况加以简要介绍。

1.半波整流运算放大器 OA_1 和 OA_2 ,分别对电气量 \dot{E}_1 的正半周和 \dot{E}_1 的负半周进行整流。 OA_1 的输出为: \dot{E}_1 为正半周时,输出为 $-\dot{E}_1$;负半周时输出为零。 OA_2 的输出为: \dot{E}_1 为正半周时,输出为零;负半周时输出为 $|\dot{E}_1|$ 。

2.反相加法器 OA_3 对未整流的 \dot{E}_1 , \dot{E}_1 和半波整流后的 $|\dot{E}_1|$ 、和 $-\dot{E}_1$ 进行加法运算。

当 $\dot{E}_1 = 0$ 时, \dot{E}_1 为正半周时, OA_2 的输出为零,此时 OA_3 的输出为 $-\frac{1}{2}|\dot{E}_1|$; \dot{E}_1 为负半周时, OA_2 的输出为 $|\dot{E}_1|$,此时 OA_3 的输出为 $-\dot{E}_1 + \frac{1}{2}|\dot{E}_1| = -\frac{1}{2}|\dot{E}_1|$ 。故无论 \dot{E}_1 是正半周还是负半周,未被整流的 \dot{E}_1 和被整流后的 $|\dot{E}_1|$ 经 OA_3 进行加法运算后的输出都是 $-\frac{1}{2}|\dot{E}_1|$ 。

当 $\dot{E}_1 = 0$ 时, \dot{E}_1 为正半周时, OA_1 的输出为 $-\dot{E}_1$,此时加法器 OA_3 的输出为: $|\dot{E}_1| - \frac{1}{2}|\dot{E}_1| = \frac{1}{2}|\dot{E}_1|$; \dot{E}_1 为负半周时, OA_1 的输出为零,故此时加法器 OA_3 的输出为 $\frac{1}{2}|\dot{E}_1|$ 。故无论是正半周还是负半周,未被整流的 \dot{E}_1 和整流后的 $-\dot{E}_1$ 经 OA_3 进行加法运算后的输出都是 $\frac{1}{2}|\dot{E}_1|$ 。

综上所述,未被整流的 \dot{E}_1 , \dot{E}_1 和经半波整流后的 $|\dot{E}_1|$ 、 $-\dot{E}_1$,经由加法器 OA_3 的加法运算后,其输出为 $\frac{1}{2}(|\dot{E}_1| - |\dot{E}_1|)$ 。

3.方波形成回路将加法器 OA_3 所输出的电压 $\frac{1}{2}(|\dot{E}_1| - |\dot{E}_1|)$ 形成方波。

当 \dot{E}_1 与 \dot{E}_1 相位相同或相差 180° 时,电压 $\frac{1}{2}(|\dot{E}_1| - |\dot{E}_1|)$ 在 $|\dot{E}_1| > |\dot{E}_1|$ 时为正极性脉动电压,故经方波形成回路所输出的电压为接近于 $-E_c$ 的电压;在 $|\dot{E}_1| < |\dot{E}_1|$ 时, $\frac{1}{2}(|\dot{E}_1| - |\dot{E}_1|)$ 为负脉动电压,故经方波形成回路所输出的电压为接近于 $+E_c$;在 $|\dot{E}_1| = |\dot{E}_1|$ 时,方波形成回路输出为零。

\dot{E}_1 和 \dot{E}_1 相位不相同,加法器 OA_3 所输出的电压 $\frac{1}{2}(|\dot{E}_1| - |\dot{E}_1|)$ 为三角波,如图2—17b和图2—17c所示。当 $|\dot{E}_1| > |\dot{E}_1|$ 时, $\frac{1}{2}(|\dot{E}_1| - |\dot{E}_1|)$ 为偏向时间轴正侧的三角波,故经方波形成回路输出的方波,其负方波宽度大于正方波宽度;当 $|\dot{E}_1| < |\dot{E}_1|$ 时, $\frac{1}{2}(|\dot{E}_1| - |\dot{E}_1|)$ 为偏向时间轴负侧的三角波,故经方波形成回路输出的方波,其负方波宽度小于正方波宽度。

从上可知,只要绝对值比较元件满足动作条件 $|\dot{E}_1| > |\dot{E}_1|$,方波形成回路就能输出约 $-E_c$ 的阶跃负电压或输出其负方波宽度大于正方波宽度的方波,因此能使积

分器的输出电压达到电平检测器的动作电压，故电平检测器动作。当 $|\dot{E}_I| < |\dot{E}_I|$ ，即绝对值比较元件不应动作时，方波形成回路输出约 $+E_c$ 的阶跃正电压或输出负方波宽度小于正方波宽度的方波，因此积分器 OA_6 的输出电压决不会达到使电平检测器翻转的动作电平，故电平检测器可靠不动作。

图 2—17 b 和图 2—17 c 分别示出了 $|\dot{E}_I| > |\dot{E}_I|$ 和 $|\dot{E}_I| < |\dot{E}_I|$ 在 \dot{E}_I 与 \dot{E}_I 相位不相同情况下的工作原理图。

由运算放大器构成的绝对值比较元件的最大优点是该电路不需要二次谐波滤波器，因而有利于简化接线并加快继电器的动作速度。

七、电压形成回路

将运算放大器用于各类较复杂保护装置的电压形成回路中，有利于降低保护装置交流回路功耗，减小保护装置重量和尺寸及简化保护装置制造和调试等。下面以负序电流滤过器和方向阻抗继电器为例，来说明用运算放大器构成复杂保护装置的电压形成回路的原理。

1. 负序电流滤过器

用运算放大器构成的负序电流滤过器如图 2—18 a 所示。

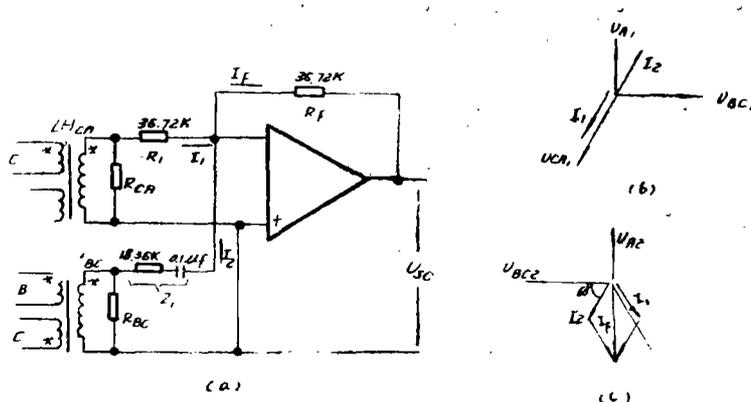


图 2—18 用运算放大器构成的负序电流滤过器

由图 2—18 a 可知，负序电流滤过器系由两个中间电流变换器 LH_{cA} ， LH_{bC} ，电阻 R_2 和 C 所组成的移相回路以及加法运算器 OA 构成。在 LH_{cA} 和 LH_{bC} 的二次负荷电阻上所取得的电压，分别与一次侧所接电流 $(\dot{I}_C - \dot{I}_A)$ 和 $(\dot{I}_B - \dot{I}_C)$ 成正比且同相位。

令移相回路中电阻 R_2 和电容 C 所组成的阻抗为 $Z e^{i\varphi}$ ，并令 $n = 2$ ， $U_{s, n=2} = 0$ ，则根据 (1-1) 式可求得图 2—19 a 中加法器 OA 的输出电压为：

$$U_{sc} = - \left(\frac{R_F}{R_1} \dot{U}_{cA} + \frac{R_F}{Z e^{i\varphi}} \dot{U}_{bC} \right) \quad (2-22)$$

$$\text{式中, } Ze^{j\varphi} = R_2 + \frac{1}{j\omega C} = R_2(1 - j\frac{1}{C\omega}) = R_2\sqrt{1 + (\frac{1}{\omega CR})^2} \cdot \sqrt{\lg^{-1} \frac{1}{\omega RC}} \quad (2-23)$$

在通入正序电流的情况下, 即 $\dot{U}_{BC1} = U_{CA1} e^{j120^\circ}$ 时, 应满足下面条件:

$$-\frac{1}{R_1} - \frac{1}{Z} e^{j(120^\circ - \varphi)} = 0$$

故 $R_1 = Z \quad \varphi = -60^\circ$

当通入负序电流时, 即 $\dot{U}_{BC2} = \dot{U}_{CA2} e^{-j120^\circ}$, 故输出电压为:

$$\begin{aligned} U_{SC} &= -\frac{R_F}{R_1} (1 + e^{-j(120^\circ - 60^\circ)}) \dot{U}_{CA2} \\ &= -\sqrt{3} \frac{R_F}{R_1} \dot{U}_{CA2} e^{-j30^\circ} \end{aligned} \quad (2-24)$$

图 2-18 a 所示负序电流滤过器在通入正序电流和负序电流时的向量图分别示于图 2-18 b 中。

将图 2-18 a 所示负序电流滤过器的一次侧由 \dot{I}_{BC} 改接 \dot{I}_{CA} , \dot{I}_{CA} 改接 \dot{I}_{BC} , 则可构成正序电流滤过器。

2. 方向阻抗继电器的电压形成回路

例如绝对值比较方向阻抗继电器的动作方程为:

$$|\dot{U}_{jh} + \frac{\dot{K}_K}{2} \dot{I}_j| \geq |K_Y \dot{U}_j + \dot{U}_{jh} - \frac{\dot{K}_K}{2} \dot{I}_j| \quad (2-25)$$

式中:

\dot{U}_{jh} —极化电压或叫记忆电压。

为了利用运算放大器得到 (2-25) 式中的电气量 $\dot{E}_I = \dot{U}_{jh} + \frac{\dot{K}_K}{2} \dot{I}_j$, 和 $\dot{E}_I =$

$|K_Y \dot{U}_j + \dot{U}_{jh} - \frac{\dot{K}_K}{2} \dot{I}_j|$, 可采用图 2-19 所示电路。

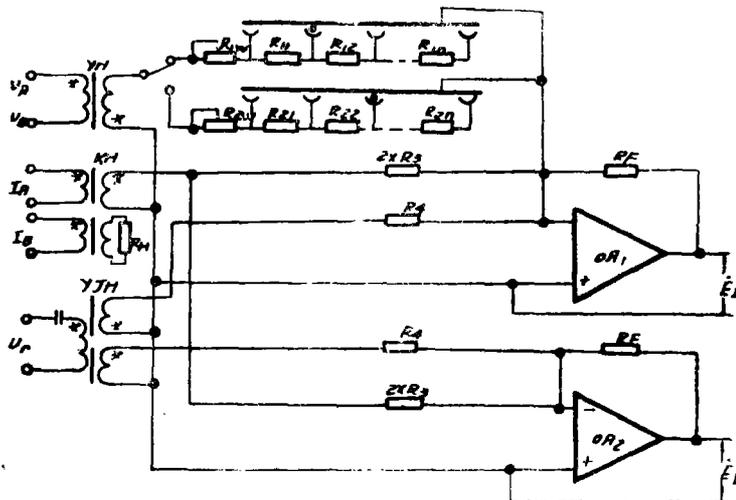


图 2-19 方向阻抗继电器的电压形成回路

如图 2—19所示,反相加法器 OA_1 在第 I 段时的输出电压为:

$$\dot{E}_{1(I)} = \dot{U}_{sc1(I)} = \left(\frac{R_F}{R_{1W} + \sum_{i=1}^n R_{1i}} \right) K_{YH} \dot{U}_I - \frac{1}{2} \left(\frac{R_F}{R_3} \dot{K}_M \dot{I}_I \right) + \frac{R_F}{R_4} \dot{U}_{1k}$$

反相加法器 OA_1 在 II 段时的输出电压为:

$$\dot{E}_{1(II)} = \dot{U}_{sc1(II)} = \left(\frac{R_F}{R_{2W} + \sum_{i=1}^n R_{2i}} \right) K_{YH} \dot{U}_I - \frac{1}{2} \left(\frac{R_F}{R_3} \dot{K}_M \dot{I}_I \right) + \frac{R_F}{R_4} \dot{U}_{1k}$$

反相加法器 OA_2 的输出电压为:

$$\dot{E}_2 = \dot{U}_{sc2} = -\frac{1}{2} \frac{R_F}{R_3} \dot{K}_M \dot{I}_I - \frac{R_F}{R_4} \dot{U}_{1k}$$

图 2—19所示电路一次侧的整定阻抗由下式决定:

$$Z_{ZH(I)} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{1W} + \sum_{i=1}^n R_{1i}}{R_3} \right) \frac{K_M}{K_{YH}} \quad (2-26)$$

$$Z_{ZH(II)} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{2W} + \sum_{i=1}^n R_{2i}}{R_3} \right) \frac{K_M}{K_{YH}} \quad (2-27)$$

式中,

K_M ——电抗变压器的互感阻抗;

K_{YH} ——中间电压变换器的变化。

用运算放大器构成的电压形成回路有以下优点:

(1)、由(2—26)和(2—27)式可知,阻抗继电器的动作阻抗,可通过设计好的电阻插孔位置来改变,电抗变压器和中间电压变换器都不需要抽头,且线圈的个数也可减少,因而简化了调试和制造。

(2)、采用图 2—19所示电压形成回路,电抗变压器和中间电压变换器的尺寸和重量可大大减小。

(3)、图 2—19所示电压形成回路,方向阻抗继电器最大灵敏角的调整,系采用在电抗变压器一个二次绕组上并联一个电阻的办法来实现。由于可用运算放大器构成具有移相特性的加法器,因此阻抗继电器的电流回路中不一定采用电抗变压器,而可采用电流变换器。

(三)用运算放大器构成的几种继电器

有了上述继电保护基本电路后,不难拟制出各种类型的继电器。下面提出几种根据上述基本电路所拟制的继电器原理图。

一、绝对值比较方向阻抗继电器

用运算放大器构成的绝对值方向阻抗继电器的原理图如图 3—1 所示。

图 3—1 所示电路,实质上系根据图 2—18所示绝对值比较元件原理图和图 2—20所示绝对值比较方向阻抗继电器电压形成回路构成。这两部分电路已分别在第二节有关部分作了详细介绍,此处不再赘述。

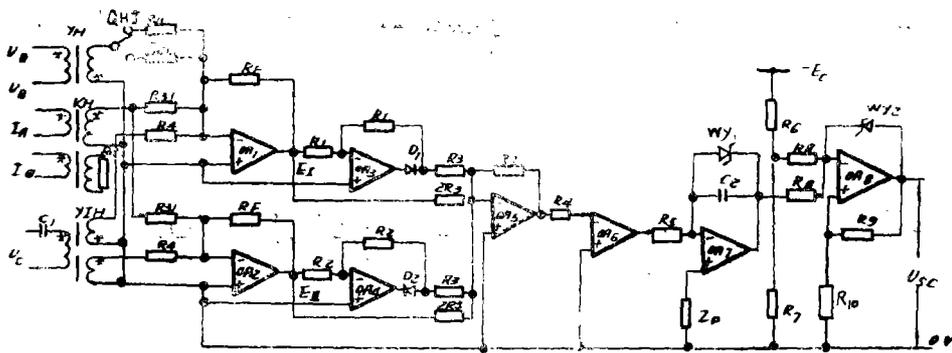


图 3-1 绝对值方向阻抗继电器原理图

二、相位比较方向阻抗继电器

如果要拟制比较下面两个电气量的相位比较方向阻抗继电器，可用运算放大器组成图 3-2 所示电路。

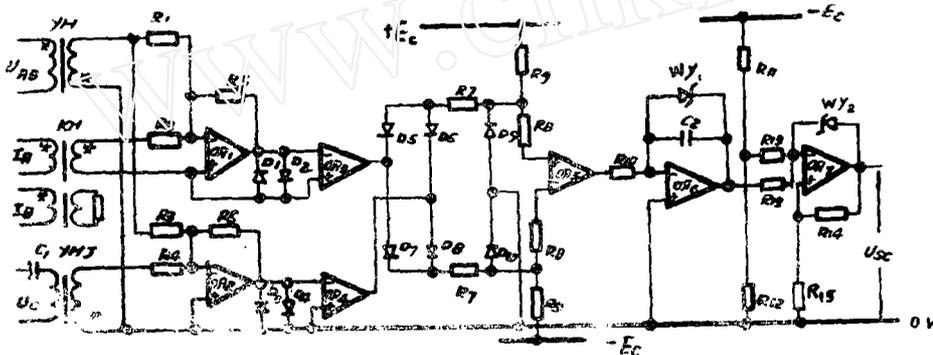


图 3-2 相位比较方向阻抗继电器原理图

$$\dot{E}_I = K_Y \dot{U}_I - K_K \dot{I}_I; \quad \dot{E}_{II} = K_Y \dot{U}_I + \dot{U}_{jH} \quad (3-1)$$

比较 (3-1) 式所示两个电气量 \dot{E}_I 和 \dot{E}_{II} 的方向阻抗继电器的动作条件为：

$$\frac{\pi}{2} < \angle \dot{E}_I \dot{E}_{II} < -\frac{\pi}{2} \quad (3-2)$$

图 3-2 中的电压形成回路的构成与图 3-20 类似，即两个被比较的电气量 \dot{E}_I 和 \dot{E}_{II} 系分别由反相加法器 OA_1 和 OA_2 将相应电气量按规定极性相加而成。

图 3-2 中的相位比较回路则由图 2-14 所示相位比较元件构成。

三、负序电流突增继电器

用运算放大器构成的负序电流突增继电器如图 3-3 所示。负序电流突增继电器主要由负序电流滤波器、全波整流电路、稳压滤波电路及执行电路四部分组成。

图 3-3 中所示负序电流滤波器、全波整流电路及稳压滤波电路分别根据图 2-

19、图 2—2 和图 2—6 构成，此处不再赘述。下面仅对执行回路的动作原理加以简述。

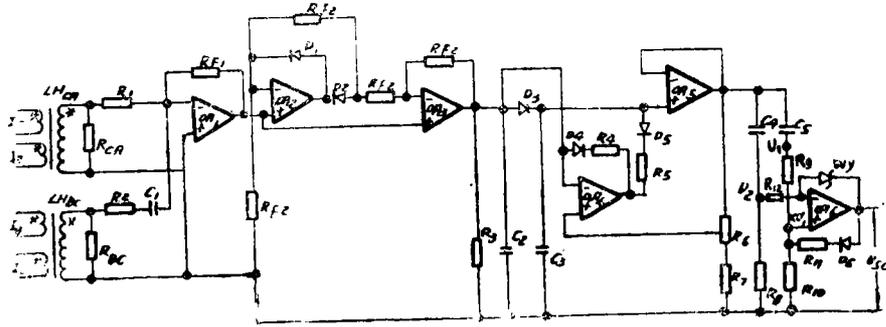


图 3—3 负序电流突增继电器

负序电流突增继电器的执行回路，系由电容 C_1 、 C_2 和电阻 R_8 、 R_9 和 R_{10} 构成的微分回路和电平检测器回路组成。

当输入给微分回路的电压未发生突增时， U_1 、 U_2 电压值为零，由于所选择的 R_{10} 、 R_8 、 R_9 ，满足 $R_8 + R_{12} > R_{10}$ ，在运算放大器 OA_6 的输入端形成了人为的不对称，因此在接通电源的瞬间， OA_6 的输出具有微小的正电压，于是通过 D_6 ， R_{11} 和 R_{16} 链锁反应的结果，使 OA_6 的输出越来越大，直到 OA_6 处于正向饱和和输出为止。因此正常情况下，负序电流突增继电器输出“+1”态信号。此时在电平检测器的同相端产生一个标准电压 U_B ，其大小为：

$$U_B = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11}} U_{sc} \quad (3-3)$$

两个微分回路的时间常数不同，微分回路中电压 U_1 和 U_2 的变化曲线如图 3—4 所示。

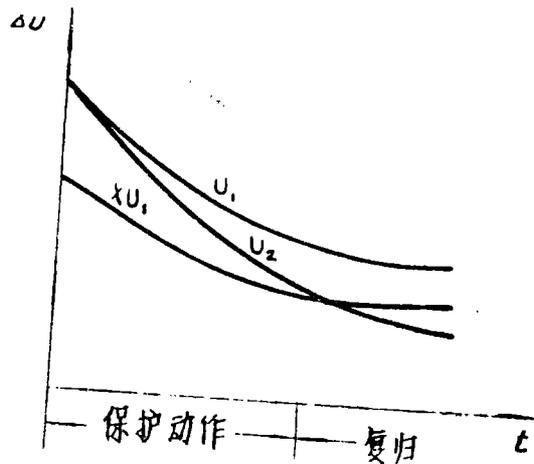


图 3—4 微分回路电压变化曲线

当输入给微分回路的电压发生突增时, 突增电压被微分, 产生两个时间常数不相等的指数电压 U_1 和 U_2 。当 U_2 的电压超过电平检测器的标准电压 XU_1 时, 电平检测器由“+1”态输出切换至约零伏电位的输出, 即负序电流突变继电器动作。此时二极管 D_0 截止, 解除正反馈作用。因此同相端的电位仅由 XU_1 决定, 即由 R_9 和 R_{10} 的比值决定。当 U_2 降低至约低于 XU_1 时, OA_0 由零电位输出转换至高电位输出, 二极管 D_0 导通, 接入正反馈回路, 重新建立起(3-3)式所示标准电压。

由于在负序电流突增时, U_1 和 U_2 具有相同的起始电压, 无论其值大小如何, U_2 降低至 XU_1 所需时间将是一个常数, 因此电平检测器动作后保持动作的时间不变。如果保持期间内输入信号电压下降使 U_2 低于 XU_1 , 此时电平检测器立即复归, 即负序电流突增继电器返回不动作状态。

1983年上海电器技术扩大发行征求订户通知

上海电器技术是专载高、低压电器(包括船用电器、机床电器、矿用电器、汽车电器等)、成套配电装置、传动控制、继电保护及整流、电子计算机应用、电焊机、电子元件及自动化系统、家用电器的中级技术刊物。

上海电器技术创刊于1979年, 经有关部门批准为上海市报刊登记单位, 已出版11期及一期增刊。1983年起扩大发行, 由全国各地邮电局、所办理订阅。凡欲订阅上海电器技术的单位或个人请至各地邮局、所办理订阅手续。本刊代号4—350

上海电器技术每年按季出版四期, 每期64页, 约十万字, 全年订费1.20元。每期辟有产品设计, 试验研究, 理论计算, 制造技术, 质量控制, 测试技术, 运行经验, 国外电工技术介绍和考察札记等专栏。上海电器技术贯彻“实用性、专业性、通俗性”的编辑方针, 在刊物内容上, 通过“以低压(电器)为主, 兼载高压(电器); 以单机为主, 兼载成套; 以制造(技术)为主, 兼载运行维修; 以工业电器为主, 兼载家用电器”的安排, 逐步体现“面广、综合、边缘、通用、关键”的特色。