

一相关专业术语和基本概念

1 控制角 α : 从晶闸管开始承受正向阳极电压起到对其门极施加触发脉冲使之开始导通为止, 这段时间所对应的电角度。称之为控制角(触发角), 用 α 表示, 见图 1-1。 $\alpha_{\max}=\omega t_1-\omega t_a$, $\alpha_{\min}=\omega t_4-\omega t_a$ 。

2 导通角 θ : 晶闸管在一个周期内导通时间所对应的电角度。称之为导通角, 用 θ 表示, 见图 1-1。 $\theta_{\max}=\omega t_5-\omega t_4$, $\theta_{\min}=\pi-\omega t_1$ 。

3 移相: 改变对晶闸管门极施加触发脉冲的时刻, 即改变控制角 α 的大小, 称之为移相。如 1-1 所示。

4 移相控制: 改变控制角 α 的大小, 使晶闸管整流电路输出的直流平均电压 U_d 值发生变化, 称之为移相控制。

5 移相范围: 改变控制角 α 的大小, 使晶闸管整流电路输出的直流平均电压 U_d 值从最大值降到最小值时, 控制角 α 变化的范围。称之为移相范围。见图 1-1, 其移相范围为 $\omega t_1-\omega t_4$ 。

6 同步: 使触发脉冲与晶闸管整流电路的电源电压之间保持频率和相位的相互协调关系称之为同步。使触发脉冲与电源电压之间保持同步是晶闸管整流电路正常工作的必要条件。切记! 在图 1-1 中, 如对各相晶闸管门极施加触发脉冲必须在 ωt_1 时刻触发与 a 相相连的晶闸管、 ωt_2 时刻触发与 b 相相连的晶闸管、 ωt_3 时刻触发与 c 相相连的晶闸管。只有这样才能保证各相晶闸管的整流波形的一致性, 否则晶闸管整流输出的直流平均电压会忽大忽小, 不稳定。

7 换相: 在晶闸管整流电路中, 从一路晶闸管导通变换为另一路晶闸管导通的过程称为换相, 也可称之为换流。

8 自然换相点: 在三相交流电压各相电压的交点处 ωt_a 、 ωt_b 、 ωt_c 是与之连接各相晶闸管能被触发导通的最早时刻, 在该点之前晶闸管因承受反压, 不可能被触发导通, 因此把它作为计算控制角 α 的基准点(起点), 即该处的控制角 $\alpha=0^\circ$ 。这个交点被称之为自然换相点。

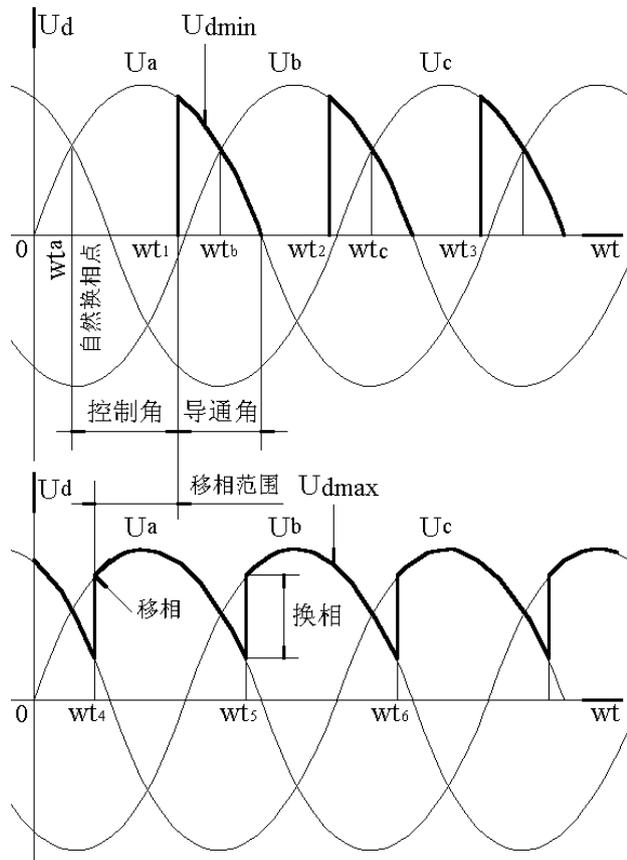


图 1-1 三相半波晶闸管整流电路输入输出波形对 α 、 θ 等的诠释

9 晶闸管的结构及其工作原理：晶闸管是一个四层（P、N、P、N）三端（A、K、G）的半导体功率器件，它有三个PN结（ J_1 、 J_2 和 J_3 ），其结构如图 1-2（a）所示，其中A为晶闸管的阳极，K为阴极，G为门极（控制极）。晶闸管的电气图形符号如图 1-2（b）所示。可以把晶闸管结构图中中间的 N_1 和 P_2 分为两部分，构成一个PNP型晶体管和一个NPN型晶体管的复合管，其双晶体管模型和等效电路如图 1-2（c）和（d）所示。

现从晶闸管的内部结构来分析其工作原理：当晶闸管A-K两端加上正电压时，为了使晶闸管导通，必须使承受反向电压的PN结 J_2 失去阻挡作用。从图 2（d）可以清楚地看到：每个晶体管的集电极电流同时也是另外一个晶体管的基极电流。因此，对于两个互相复合的晶体管电路，当有足够的门极电流 I_G 流入时，就会形成强烈的正反馈，造成两晶体管饱和导通，从而使晶闸管由“阻断状态”迅速转为“导通状态”（简称“通态”）。

设PNP型晶体管和NPN型晶体管的共基极电流放大系数分别为 α_1 和 α_2 ，集电极电流相应为 I_{C1} 和 I_{C2} ，发射极电流相应为 I_A 和 I_K ，则 $\alpha_1 = I_{C1}/I_A$ 和 $\alpha_2 = I_{C2}/I_K$ 。在内电场作用下，流过PN结 J_2 的反向漏电流为 I_{C0} ，那么晶闸管的阳极电流

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} + I_{C0} = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + I_{C0} \quad (1-1)$$

若晶闸管的门极电流为 I_G ，则晶闸管的阴极电流为

$$I_K = I_A + I_G \quad (1-2)$$

从式（1-1）和式（1-2）可得出晶闸管的阳极电流为

$$I_A = (I_{C0} + \alpha_2 I_G) / (1 - (\alpha_1 + \alpha_2)) \quad (1-3)$$

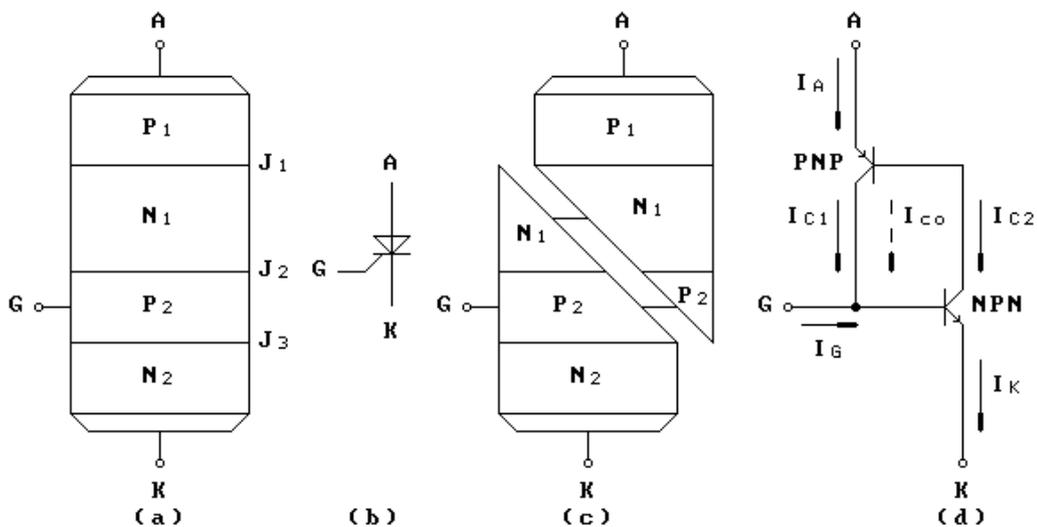
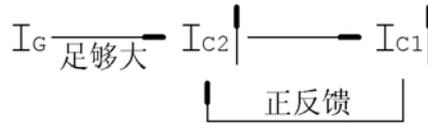


图 1-2 晶闸管的结构和符号以及双晶体管模型

(a)晶闸管的结构；(b) 晶闸管的符号；(c)晶闸管的等效电路；(d) 晶闸管的模型结构

当晶闸管A-K两端加上正电压，而门极不加触发电压时，式（1-3）中 $I_G=0$ ， $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 很小，故晶闸管的阳极电流 $I_A \approx I_{C0}$ 。晶闸管处于正向阻断状态。

当晶闸管A-K两端加上正电压，同时从门极G施加触发电压时，注入电流 I_G ，由于足够大的 I_G 流经NPN型晶体管的发射结，从而提高其电流放大系数 α_2 ，产生足够大的集电极电流 I_{C2} 流过PNP型晶体管的发射结，并提高了PNP型晶体管的电流放大系数 α_1 ，产生更大的集电极电流 I_{C1} 流过NPN型晶体管的发射结。如此强烈的正反馈过程迅速进行。当 α_1 和 α_2 随发射极电流增加而 $(\alpha_1 + \alpha_2) \approx 1$ 时，式（1-3）的分母 $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$ ，因此大大提高了晶闸管的阳极电流 I_A 。此时，流过晶闸管的电流完全取决于主回路负载大小和外加电源电压高低。晶闸管已处于正向导通状态。



晶闸管导通后，由于 $1 - (\alpha + \alpha_2) \approx 0$ ，由式 (1-3) 可知，即使此时关断门极触发信号使 $I_G=0$ ，晶闸管仍将保持原来的阳极电流 I_A 而继续导通。在晶闸管导通后，门极已失去控制作用。晶闸管导通后，如果不断地降低外加电源电压和增大回路负载，使晶闸管的阳极电流 I_A 减小到维持电流 I_H 以下时，由于 α_1 和 α_2 迅速下降，由式 (1-3) 可知，当 $1 - (\alpha + \alpha_2) \approx 1$ 时，晶闸管恢复到阻断状态。

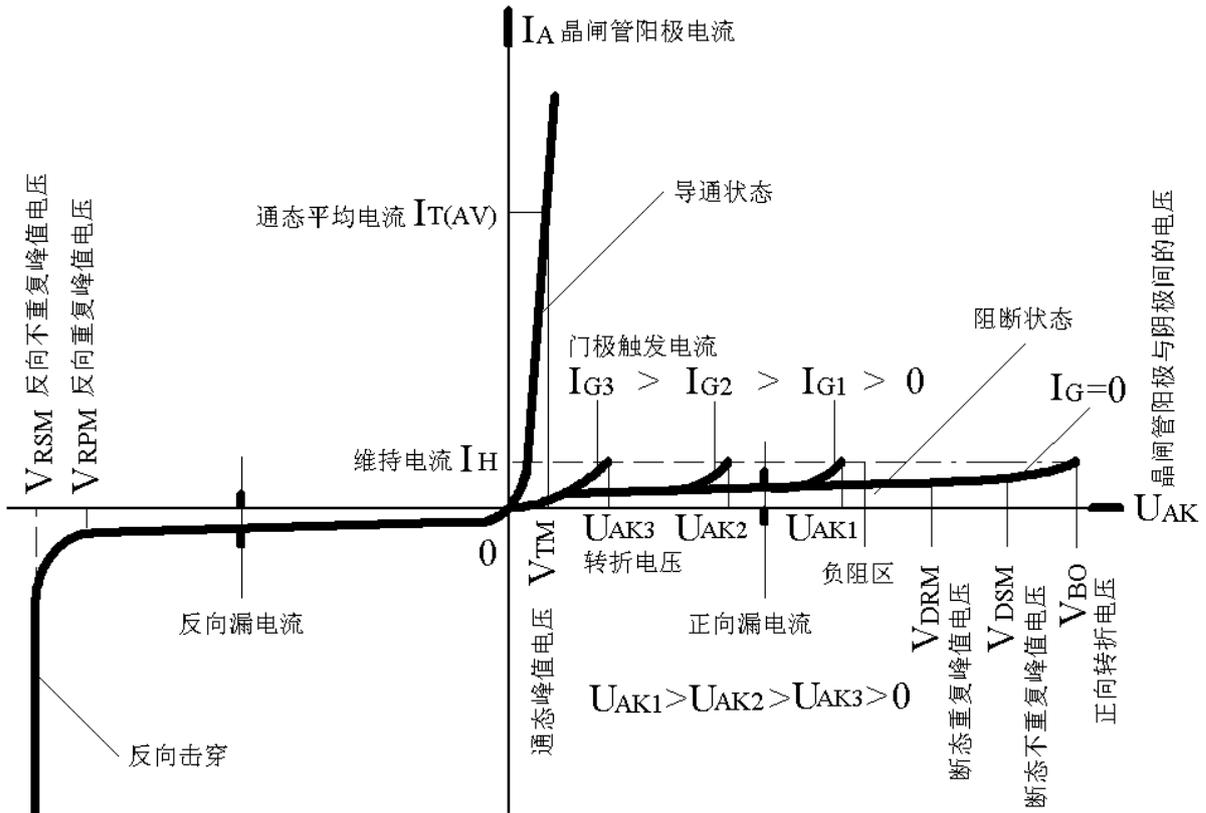


图 1-3 晶闸管的伏安特性曲线

10 晶闸管的伏安特性曲线的解读

晶闸管的伏安特性就是指晶闸管阳极与阴极间的电压 U_{AK} 和晶闸管阳极电流 I_A 之间的变化关系，如图 1-3 所示。晶闸管的伏安特性分为正向特性和反向特性，其中正向特性位于第 I 象限，反向特性位于第 III 象限。

(1) 正向特性包含了阻断状态、负阻区、导通状态等三种状态及其过程。

当门极触发电流 $I_G=0$ 时，晶闸管在正向阳极电压 U_{AK} 作用下只有很小的漏电流，晶闸管处于正向阻断状态。随着正向阳极电压 U_{AK} 的增加，晶闸管的正向漏电流也增大，当正向阳极电压 U_{AK} 达到正向转折电压 U_{BO} 时，晶闸管的正向漏电流突然剧增，晶闸管从正向阻断状态突变为导通状态，特性正向阻断状态（高阻区）经负阻区到达导通状态（低阻区）。门极未加触发信号仅由于正向阳极电压过大，处于反偏的 PN 结 J_2 （见图 1-2）中的少数载流子得到了足够大的能量，能通过产生更多的载流子，新生的载流子在电场作用下又获得较高的能量，其结果在 PN 结 J_2 形成雪崩，造成晶闸管的雪崩击穿而导通，属于非正常导通。为此在正常工作时，决不允许晶闸管的正向阳

极电压 U_{AK} 超过正向转折电压 U_{BO} 。切记！

当门极加上触发电流 I_G 时，晶闸管就会在较低的正向阳极电压 U_{AK} 下触发导通，所加上的门极触发电流 I_G 越大，其正向阳极电压 U_{AK} 转折点也就越低（如图 1-3 所示 $I_{G3} > I_{G2} > I_{G1}$ ， $U_{AK3} < U_{AK2} < U_{AK1} =$ 。当门极触发电流 I_G 足够大时，只需很小的正向阳极电压 U_{AK} ，就可使晶闸管从正向阻断状态突变为导通状态。晶闸管导通后的管压降很小，其晶闸管阳极电流 I_A 的大小取决于主回路负载大小和外加电源电压高低。晶闸管导通后的伏安特性类似于二极管的正向伏安特性。当逐渐减小晶闸管的正向阳极电压 U_{AK} 时，其阳极电流 I_A 也随之减小，当阳极电流 I_A 小于维持电流 I_H ，晶闸管就从导通状态转换为阻断状态。

(2) 反向特性包含了阻断状态、反向击穿等两种状态及其过程。

在正常情况下，当晶闸管承受反向阳极电压时，不论其门极是否加有触发信号，晶闸管总是处于阻断状态，只流过很小的反向漏电流。当反向阳极电压 U_{AK} 增加到一定数值时（ $U_{AK} = V_{RPM}$ ），反向漏电流增加较快，若再继续增大反向阳极电压 U_{AK} 至 $U_{AK} = V_{RSM}$ ，会导致晶闸管反向击穿而损坏。晶闸管的反向特性与二极管的反向伏安特性相似。

综上所述：

①仅当晶闸管承受正向阳极电压时，晶闸管才具有可控性，因此门极的触发信号到来时刻晶闸管必须处于承受正向阳极电压（ $U_{AK} > 0V$ ），否则晶闸管将无法导通。

②由于晶闸管内部结构中存在有一正反馈过程，因此晶闸管一旦被触发导通后，只要晶闸管中流过的阳极电流 I_A 能达到维持晶闸管正向导通状态所需的最小电流（ $I_A \geq I_L$ ， I_L 掣住电流），便可关断门极的触发信号，此时晶闸管仍能自动维持正向导通。

③晶闸管导通后，不管采用何种办法使晶闸管的阳极电流 I_A 下降到维持晶闸管正向导通状态所需的最小电流（ $I_A \leq I_H$ ， I_H 维持电流）时，晶闸管将从正向导通状态转变阻断状态。

二 焊接电源主回路

电路组成—该电路是由交流接触器 KM_{01} 、主变压器(整流变压器) TM_{01} 、晶闸管 $V_{01}\sim V_{06}$ 、平衡电抗器 L_{01} 和滤波电抗器 L_{02} 等相关电路组成的带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路。

电路作用—提供焊接所需的直流电源。

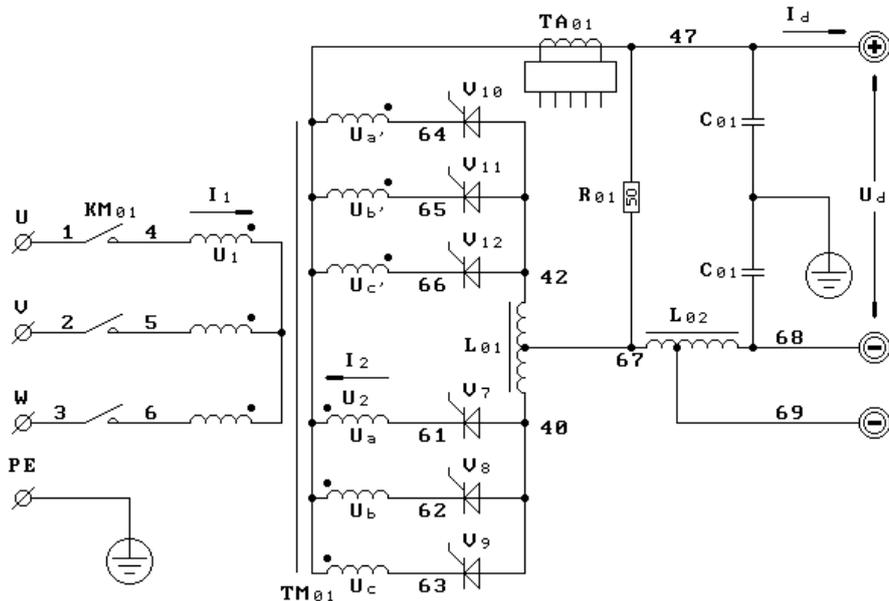


图 2—1 ZD5 系列主回路电气原理图

I 该焊接电源整流电路采用了带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路。该电路具有以下主要特点：

1 主变压器的次级每相有两组相同匝数的绕组绕在同一铁芯柱上，且极性相反，即电压的相位差为 180° ，同相与反相的绕组各自均连成为星形(这就是双反星形电路的由来)，分别接成两组三相半波晶闸管整流电路，由此可见双反星形晶闸管整流电路是由两组三相半波晶闸管整流电路通过平衡电抗器 L_{01} 并联而成的，每组只提供负载电流 I_d 的一半，其输出整流电压 $U_d=1.17U_2\cos\alpha$ 。与由两组三相半波晶闸管整流电路串联而成的三相桥式全控晶闸管整流电路(其输出整流电压 $U_d=2.34U_2\cos\alpha$)相比，输出电流可增大一倍，输出整流电压仅为后者的 $1/2$ 。也就是说带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路的主要特点是：输出为低电压、大电流。

2 由于主变压器次级每相两绕组的平均电流相等而极性相反，消除了主变压器中的直流安匝(直流磁势)，保证了主变压器磁路的平衡，避免了主变压器铁芯出现直流磁化，从而可相对减小铁芯的体积，提高了主变压器的利用率。

3 采用了平衡电抗器。平衡电抗器 L_{01} 的主要作用是：使两组三相半波晶闸管整流电路并联导通；负载电流 I_d 的分配趋于相等而达到平衡。平衡电抗器是一个带有中心抽头的电抗器，绕组通过中心抽头分成匝数相等的两部分，且绕在同一铁芯柱上，即每组三相半波晶闸管整流电路各占一半。由于两组三相半波晶闸管整流电路共同向负载供电，使这两个绕组的极性形成相反方向，因此平衡电抗器的铁芯中的直流安匝互相抵消，铁芯也就不会产生直流磁化和饱和的问题，因而平衡电抗器的体积就可以做得比较小。实际上，两组三相半波晶闸管整流电路向负载提供的电流相等时，直流安匝互相抵消，铁芯中没有磁通，此时平衡电抗器无电感作用。只有当两组三相半波晶闸管整流电路向负载提供的电流不相等时，才产生磁通，才具有电感作用，才产生感应电势，从而使负载电流 I_d 的分配趋于相等而达到平衡。

4 该整流电路输出的直流电压 U_d 、电流 I_d 脉动频率均为 300Hz ，流过主变压器次级绕组(晶闸

管)的相电流有效值 $I_2=I_{T(AV)}=0.289I_d$ ，初级输入电流 $I_1=0.408N_2/N_1I_d$ (N_1 —初级绕组匝数， N_2 —次级绕组匝数)，由此可见相对于其它形式的晶闸管整流电路在输出同样负载电流的情况下，该整流电路中晶闸管所分配承受的负载电流要小得多。

5 在空载状态时，由于此时负载电流小于平衡电抗器产生三角波电压所需的激磁电流，因而该整流电路便失去并联导电的功能，电路便处于六相半波晶闸管整流工作状态，其整流输出电压 $U_d=1.35 U_2 \cos\alpha$ 。

基于以上特点，带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路更适合于用作直流焊接电源的整流电路。

II 当控制角 $\alpha=0^\circ$ 时在平衡电抗器作用下两相晶闸管同时导通的原理分析

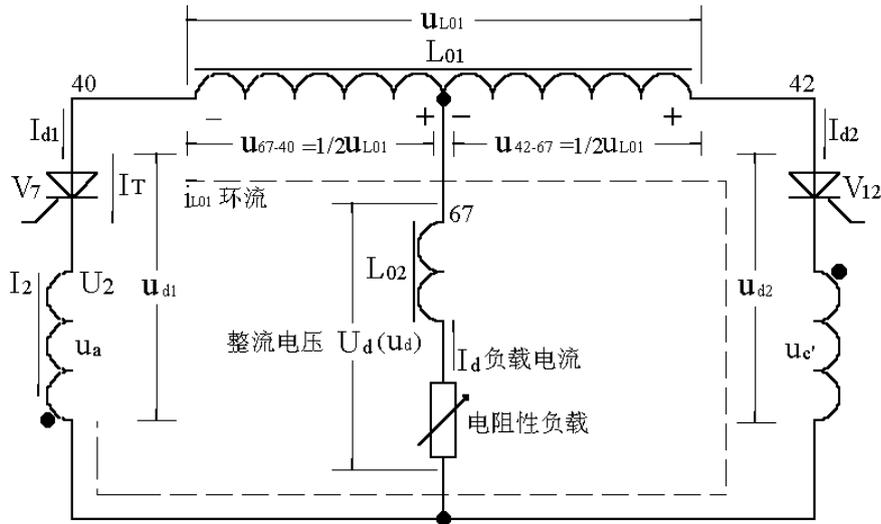


图 2-2 在平衡电抗器作用下两相晶闸管同时导通的等效电路

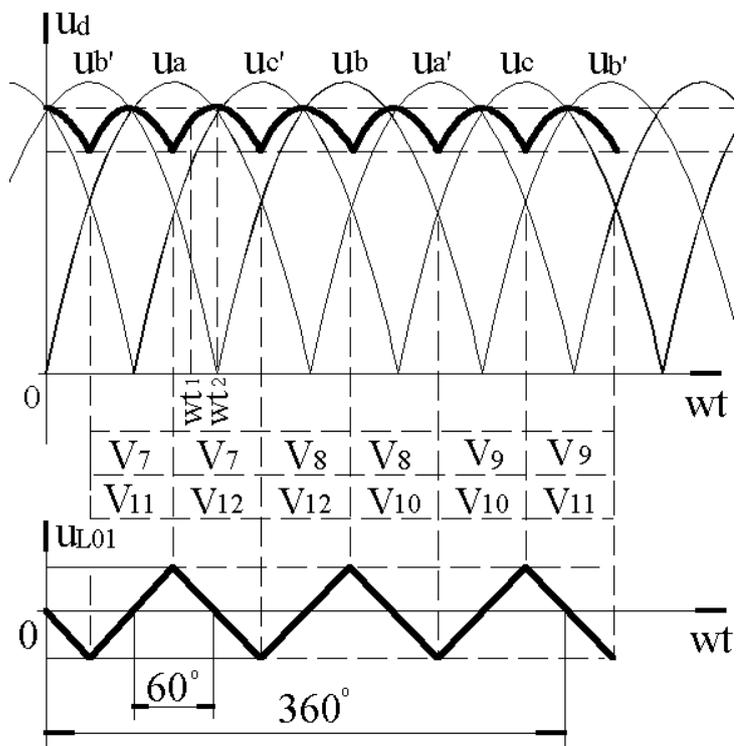


图 2-3 在平衡电抗器作用下晶闸管整流输出的电压波形和平衡电抗器上的电压波形
在图 2-3 中取任意一瞬间，如 ωt_1 时刻， u_a 与 $u_{c'}$ 都为正值且 $u_a > u_{c'}$ ，如无平衡电抗器

(即 40 与 42 直接相连), 则只有 a 相的晶闸管 V_7 能导通。在接入了平衡电抗器后, 40 与 42 间的电位差加在平衡电抗器的两端, 也就是说, 有了平衡电抗器后, 它补偿了 u_a 与 $u_{c'}$ 间的电位差, 使得 a 相和 c' 相的晶闸管 V_7 和 V_{12} 能同时导通。 V_7 和 V_{12} 同时导通时的等效电路如图 2-2 所示。由于在 ωt_1 时刻 u_a 电压最高, 晶闸管 V_7 导通, 流经负载及平衡电抗器左半绕组 (67 与 40 间) 的电流要增加, 此时平衡电抗器左半绕组势必要产生一感应电势 u_{67-40} , 它的方向是要阻止流经其的电流增长 (即 67 端为+, 40 端为-, 与 u_a 的极性相反)。由于平衡电抗器的右半绕组 (67 与 42 间) 与左半绕组 (67 与 40 间) 绕在同一铁芯柱上, 且匝数相等, 绕向一致, 那么在右半绕组 (67 与 42 间) 上也要产生一感应电势 u_{42-67} ($u_{67-40} = u_{42-67} = 1/2 u_{L01}$), 其极性为: 67 端为-, 40 端为+, 与 $u_{c'}$ 的极性相同。因此只要平衡电抗器上产生的感应电势 u_{L01} ($u_{L01} = u_{67-40} + u_{42-67}$) 等于 u_a 与 $u_{c'}$ 的差值, 则 $u_{c'} + 1/2 u_{42-67} = u_a - 1/2 u_{67-40}$, 即由于平衡电抗器的作用, 将使电压较高相的 u_a 减小 $1/2 u_{L01}$, 电压较低相的 $u_{c'}$ 增大 $1/2 u_{L01}$, 而使晶闸管 V_7 和 V_{12} 同时导通, 共同向负载供电。随着时间的推移至 u_a 与 $u_{c'}$ 的交点, 即 $\omega t = \omega t_2$ 时, 由于 $u_a = u_{c'}$, 两相的晶闸管 V_7 和 V_{12} 继续导通, 此时平衡电抗器上产生的感应电势 $u_{L01} = 0V$, 之后 $u_{c'} > u_a$, 则流经 a 相晶闸管 V_7 的电流要减小, c' 相晶闸管 V_{12} 的电流要增大, 由于平衡电抗器的存在, 其上将产生一极性与原相反的感应电势 u_{L01} , 此时 $u_{c'} - 1/2 u_{42-67} = u_a + 1/2 u_{67-40}$, 晶闸管 V_7 和 V_{12} 继续导通, 直到 $u_b > u_a$ 时触发晶闸管 V_8 , 使晶闸管 V_7 承受反压关断, 电流从晶闸管 V_7 换相到 V_{12} , 此时晶闸管 V_8 和 V_{12} 同时导通, 继续共同向负载供电。

由此可见: 在双反星形晶闸管整流电路中: 当控制角 $\alpha = 0^\circ$ 时, 每一组中的每一个晶闸管仍按三相半波晶闸管整流电路的导通规律而各自轮流导通 120° , 每隔 60° 有一个晶闸管换相 (换流), 最大移相范围 150° 。

从图 2-2 左半回路来看整流输出电压 $u_d = u_{d1} + 1/2 u_{67-40} = u_{d1} + 1/2 u_{L01}$

以左半回路来看整流输出电压 $u_d = u_{d2} + 1/2 u_{42-67} = u_{d2} + 1/2 u_{L01}$

那么 $u_d = 1/2 (u_{d1} + u_{d2})$ $u_{L01} = u_{d1} - u_{d2}$

u_d 和 u_{L01} 的波形图见图 2-3, 从图 2-3 中可见 u_{d1} 和 u_{d2} 的瞬时值并不相等, 即有 u_{d1} 与 u_{d2} 瞬时值之差加于平衡电抗器 L_{01} 两端, 其幅值 $U_{L01\max} = \sqrt{2} U_2 - \sqrt{2} U_2 \sin 30^\circ = \sqrt{2}/2 U_2$, 这将产生环流 (平衡电流) i_{L01} (见图 2-2), 实际上环流 i_{L01} 就是平衡电抗器 L_{01} 受感应电势作用后产生的激磁电流, 它不流过负载, 仅在电源回路中环形。由于环流 i_{L01} 的存在, 实际上两组三相半波晶闸管整流电路向负载供电并不均衡, 即每组承担的负载电流并不相同, $I_{d1} = 1/2 I_d + i_{L01}$, $I_{d2} = 1/2 I_d - i_{L01}$, 由于晶闸管的单向导电性, 当最大环流 $i_{L01\max} = 1/2 I_d$ 时, 最恶劣的情况出现即 $I_{d1} = I_d$, $I_{d2} = 0$, 此时仅一组三相半波晶闸管整流电路向负载供电, 带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路失去并联导电性能, 由两组三相半波晶闸管整流电路并联工作转换为六相半波晶闸管整流电路, 为了解决这一矛盾, 减小环流 i_{L01} , 又要保证两组三相半波晶闸管整流电路并联工作, 唯一的办法只有加大平衡电抗器 L_{01} 的电感量, 平衡电抗器 L_{01} 的电感量 $L_{L01} = \sqrt{2} U_2 / 3 \omega I_{d\min}$ ($I_{d\min}$: 最小负载电流)。事实上, 对埋弧焊接电源而言, 此情况仅出现在空载状态。因为此时的所谓负载电流 (由功率线绕电阻 R_{01} 决定, 见图 2-1) 实在是太小, 达不到在平衡电抗器 L_{01} 两端建立三角波电压其铁芯所需的激磁电流。在负载状态时, 流经变压器次级的电流为 $1/2 I_d \pm i_{L01}$, 此时由于 $1/2 I_d$ 远远大于 i_{L01} (在设计平衡电抗器参数时一般将最小负载电流 $I_{d\min}$ 设定为额定负载电流 I_{de} 的 10% 左右), i_{L01} 可忽略不计, 可认为两组三相半波晶闸管整流电路均衡向负载供电, 即每组承担的负载电流为, $I_{d1} = I_{d2} = 1/2 I_d$ 。

III 带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路的整流参数及波形图

空载状态时：整流电路输出的直流平均电压 $U_d=1.35U_2\sin\alpha$

负载状态时：整流电路输出的直流平均电压 $U_d=1.17U_2\sin\alpha$ ，流过晶闸管和主变压器次级绕组的电流有效值 $I_T=I_2=0.289I_d$ ，流过主变压器初级绕组的电流有效值 $I_1=0.408N_2/N_1I_d$ (N_1 —初级绕组匝数， N_2 —次级绕组匝数)

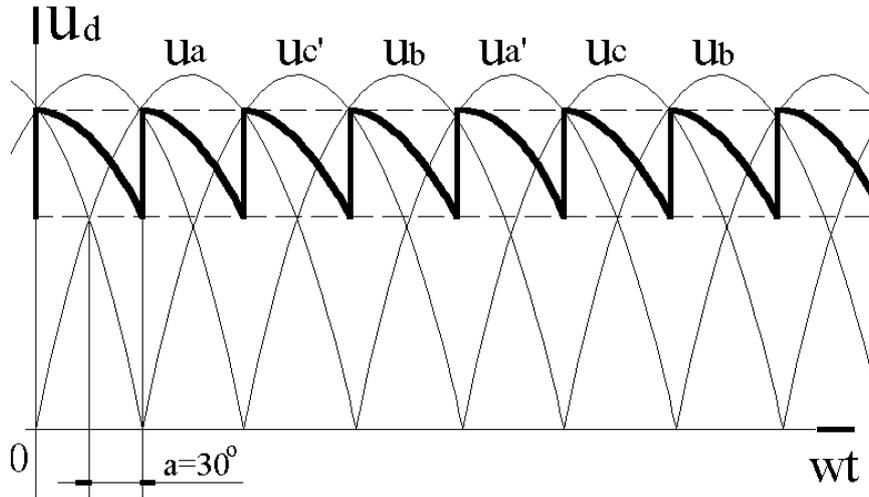


图 2—4 带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路当 $\alpha=30^\circ$ 时输出的整流波形

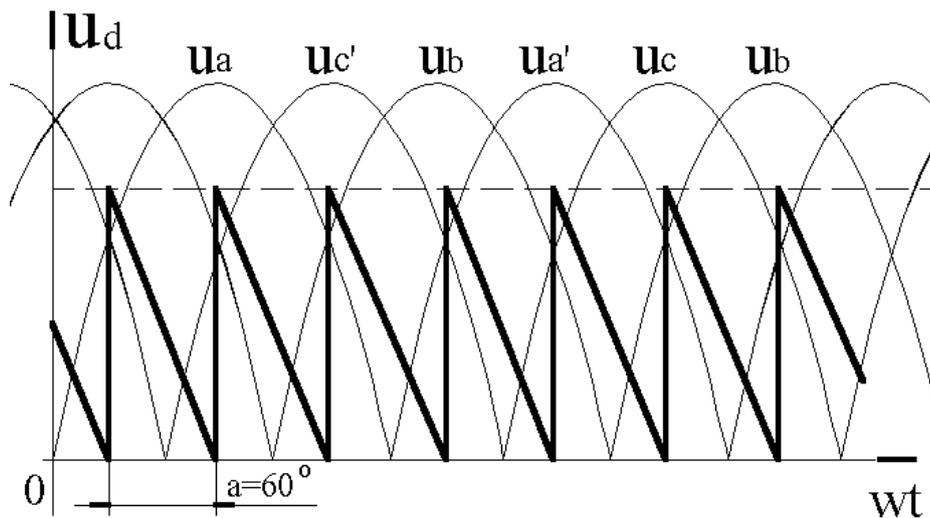


图 2—5 带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路当 $\alpha=60^\circ$ 时输出的整流波形

三 控制电路

I ±15V 直流稳压电源电路

电路组成—该电路由整流二极管 $V_1\sim V_4$ 和三端集成固定稳压器 N_1 、 N_2 等相关电路组成。

电路作用—为焊接电源的控制电路提供直流电源： $\pm 15V$ 。

原理分析：双 20V 交流电压经电阻 R_1 、 R_2 限流之后输入整流二极管 $V_1\sim V_4$ 组成的单相整流桥整流，再通过电容 C_1 、 C_2 滤波后，作为三端集成固定稳压器 N_1 、 N_2 的输入电压，经三端集成固定稳压器稳压后分别输出 $\pm 15V$ 。

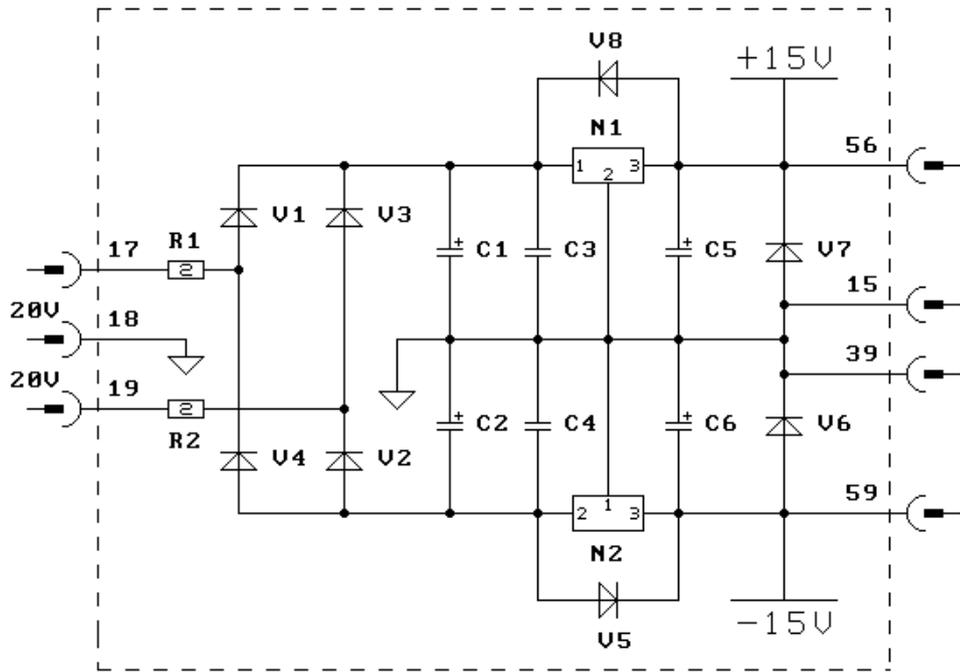


图 3-1 ±15V 直流稳压电源电路

II 同步信号电路

电路组成—该电路由同步变压器TC₂、一个共阳极的三相半波整流电路和一个共阴极的三相半波整流电路、运算器N₃（LM358）等相关电路组成。见图 3-2

电路作用—给锯齿波移相触发控制电路提供同步信号。

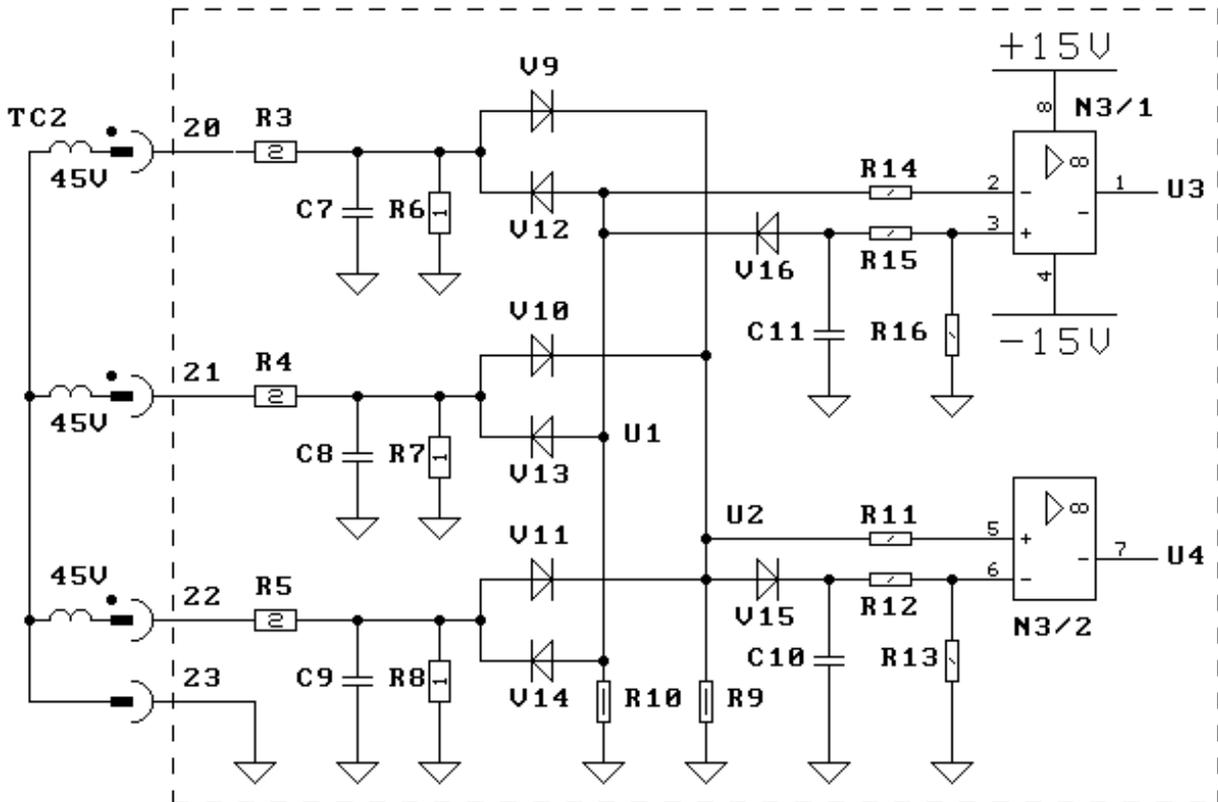


图 3-2 同步信号电路

1 在晶闸管整流电路中为什么都要设置一个同步信号电路？同步信号电路的作用又是什么呢？

首先要了解同步的概念，在晶闸管整流电路中所谓的同步就是使触发脉冲与晶闸管整流电路的电源电压之间保持频率和相位的相互协调关系。使触发脉冲与电源电压之间保持同步是晶闸管整流电路正常工作的必要条件。

以三相半波晶闸管整流电路为例，在图 3—3 中，如对各相晶闸管门极施加触发脉冲必须在 ωt_1 时刻触发与 a 相相连的晶闸管、 ωt_2 时刻触发与 b 相相连的晶闸管、 ωt_3 时刻触发与 c 相相连的晶闸管。各触发脉冲施加时刻，如 ωt_1 、 ωt_2 、 ωt_3 必须与各自的自然换相点（ ωt_a 、 ωt_b 、 ωt_c ）保持固定的相位关系（ $\omega t_a - \omega t_1 = \omega t_b - \omega t_2 = \omega t_c - \omega t_3 = \alpha_1$ ），各触发脉冲发出的时间顺序间隔（顺序即相序，间隔为 120° ）也必须保持不变。只有这样才能保证各相晶闸管的整流波形的一致性，否则如果在 ωt_1 时刻触发与 a 相相连的晶闸管、 ωt_2 时刻触发与 b 相相连的晶闸管、 ωt_3 时刻触发与 c 相相连的晶闸管，就会发现晶闸管整流电路输出的直流平均电压会忽大忽小，不稳定，使焊接电源无法正常工作。

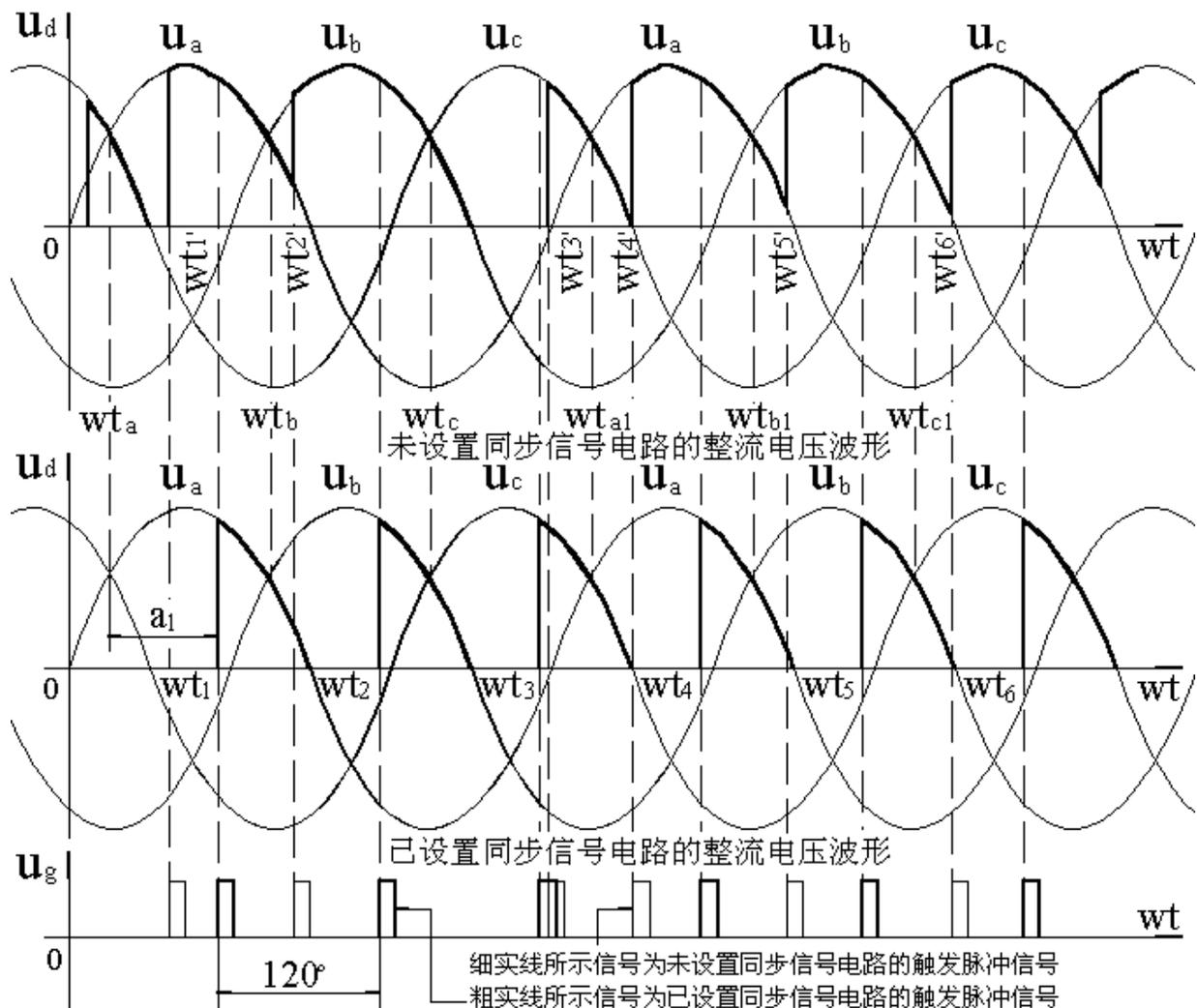


图 3—3 设与未设同步信号电路的三相半波晶闸管整流电路的整流电压波形以及相应的触发脉冲信号波形

2 同步信号电路原理分析

假设三相同步变压器的次级输出端 20 号为 a 相（21 号为 b 相，22 号为 c 相），以 a 相（

20号)为例,进行分析。

$$\text{设 } u'_{20} = U_{20} \angle 0^\circ = 45 \angle 0^\circ$$

那么 u'_{20} 经电阻 R_3 、 R_6 和电容 C_7 分压后 (设 u'_{C7} 为分压后的电压)

$$\begin{aligned} u'_{C7} &= 1/j\omega C_7 // R_6 / (R_3 + 1/j\omega C_7 // R_6) \cdot U_{20} \angle 0^\circ \\ &= R_6 / (R_3 + R_6 + j\omega R_3 R_6 C_7) \cdot U_{20} \angle 0^\circ \\ &= R_6 / K_1 \cdot 1 / (j\omega R_3 R_6 C_7 / K_1 + (R_3 + R_6) / K_1) \cdot U_{20} \angle 0^\circ \\ &= 0.23 U_{20} \cdot 1 / (0.0723j + 0.997) \\ &= 0.23 U_{20} \angle -4.2^\circ \end{aligned} \quad (3-1)$$

$$\text{式中 } K_1 = ((R_3 + R_6)^2 + (\omega R_3 R_6 C_7)^2)^{1/2}$$

从式(3-1)可看出 u_{20} 交流电压信号经电阻 R_3 、 R_6 和电容 C_7 分压移相后,产生一个滞后于 $u_{20} 4.2^\circ$ 的交流电压信号 u_{C7} 。其波形图见图 3-4。

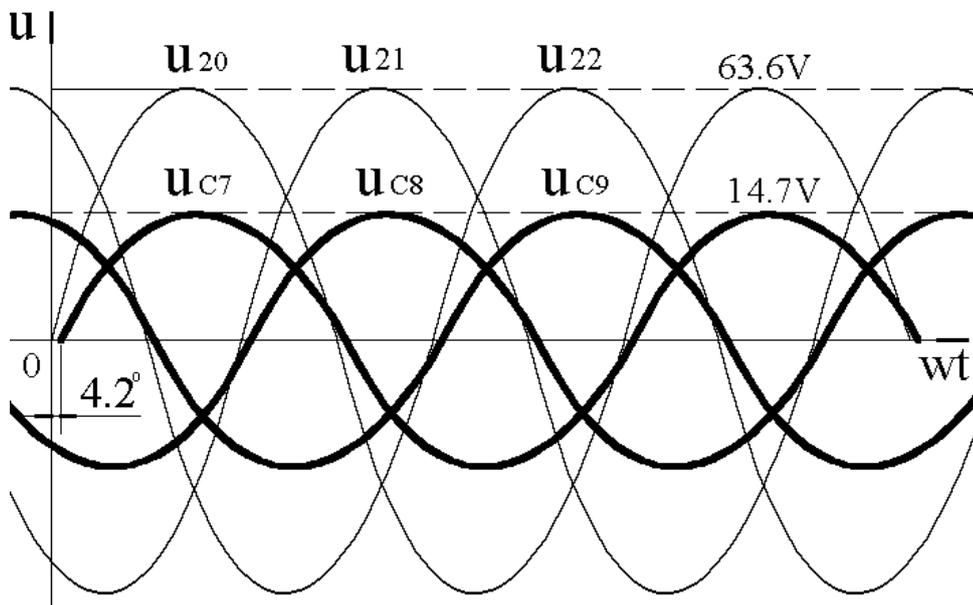


图 3-4 三相同步变压器次级输出的三相交流电压信号波形和经阻容移相处理后的三相交流电压信号波形

经阻容移相处理后的三相交流电压信号 u_{C7} 、 u_{C8} 、 u_{C9} 通过二极管 V_9 、 V_{10} 、 V_{11} 组成的三相共阳极整流电路整流后输出的直流平均电压 $U_2 = 1.17 u_{C7}$, 该电压经电容 C_{10} 滤波 ($U_{C10} \approx 0.28 U_{20} = 12.6V$), 电阻 R_{12} 、 R_{13} 分压后, 输入运算放大器 $N_{3/2}$ 的反相端“6”脚, 即 $U_{3/2 \text{ “6”}} = R_{13} / (R_{12} + R_{13}) U_{C10} = 8.3V$, 该直流电压信号 $U_{3/2 \text{ “6”}}$ 与输入运算放大器 $N_{3/2}$ 的同相端“5”脚的直流脉动电压信号 U_2 相比较: 当 $U_2 > U_{3/2 \text{ “6”}}$ 时, 运算放大器 $N_{3/2}$ 的“7”脚输出电压 $U_4 \approx +14V$, 当 $U_2 < U_{3/2 \text{ “6”}}$ 时, $U_4 \approx -14V$, 运算放大器 $N_{3/2}$ 的“7”脚输出的信号波形为一矩形波, 其正幅值约为 $+14V$, 负幅值约为 $-14V$, 频率为 $150Hz$ (周期为 $6.67ms$), 该信号 U_4 即为三相交流电压信号处于正半周时的同步信号。见图 3-5。同理, 三相交流电压信号处于负半周时的同步信号 U_3 也为矩形波, 其正负幅值、频率 (周期) 与 U_4 相同, 但二者的相位差为 60° , 即 U_3 滞后于 $U_4 60^\circ$ 。

现从理论上来分析计算:

(1) 同步信号的时间宽度 $\omega t_2 - \omega t_1$

在图 3-5 中, ωt_1 即是 $u_{C9} (u_2)$ 与 $U_{3/2 \text{ “6”}} (=8.3V)$ 的切割点, 由于

$$u_{C9} = 0.23 U_{22} \sin(\omega t + 2\pi/3 - 4.2^\circ)$$

当 $u_{C9}=8.3V$ 时, $\omega t_1=29.6^\circ$

对于 ωt_2 当 $u_{C7}=8.3V=0.23 U_{20}\sin(\omega t-4.2^\circ)$ 时, $\omega t_2=38.8^\circ$, 那么同步信号的时间宽度
 $\omega t_2-\omega t_1=38.8^\circ-29.6^\circ=9.2^\circ$, $t_2-t_1=0.51\text{ ms}$

(2)最小控制角 $\alpha_{\min}=\omega t_2-\omega t_a$

ωt_a 即 u_{22} 与 u_{20} 之间的自然换相点, 那么 $\omega t_a=30^\circ$, 由前面计算可知, $\omega t_2=38.8^\circ$, 从而可
 得出: 理论上的最小控制角 $\alpha_{\min}=\omega t_2-\omega t_a=38.8^\circ-30^\circ=8.8^\circ$, 实际上最小控制角 α_{\min} 肯定大
 于 8.8° 。

(3)最大控制角 α_{\max}

最大控制角 $\alpha_{\max}=180^\circ+4.2^\circ-30^\circ-4.6^\circ-30^\circ=119.6^\circ$

(4)最大移相范围 $\omega t_3-\omega t_2$

ωt_2 对应的是最小控制角 α_{\min} , $\omega t_2=38.8^\circ$, ωt_3 对应的是最大控制角 α_{\max} ($=119.6^\circ$),
 $\omega t_3=119.6^\circ+30^\circ=149.6^\circ$, 那么
 最大移相范围 $\omega t_3-\omega t_2=149.6^\circ-38.8^\circ=110.8^\circ$, 实际上最大移相范围小于 110.8° , 但足以应
 付焊接电源的调节范围。

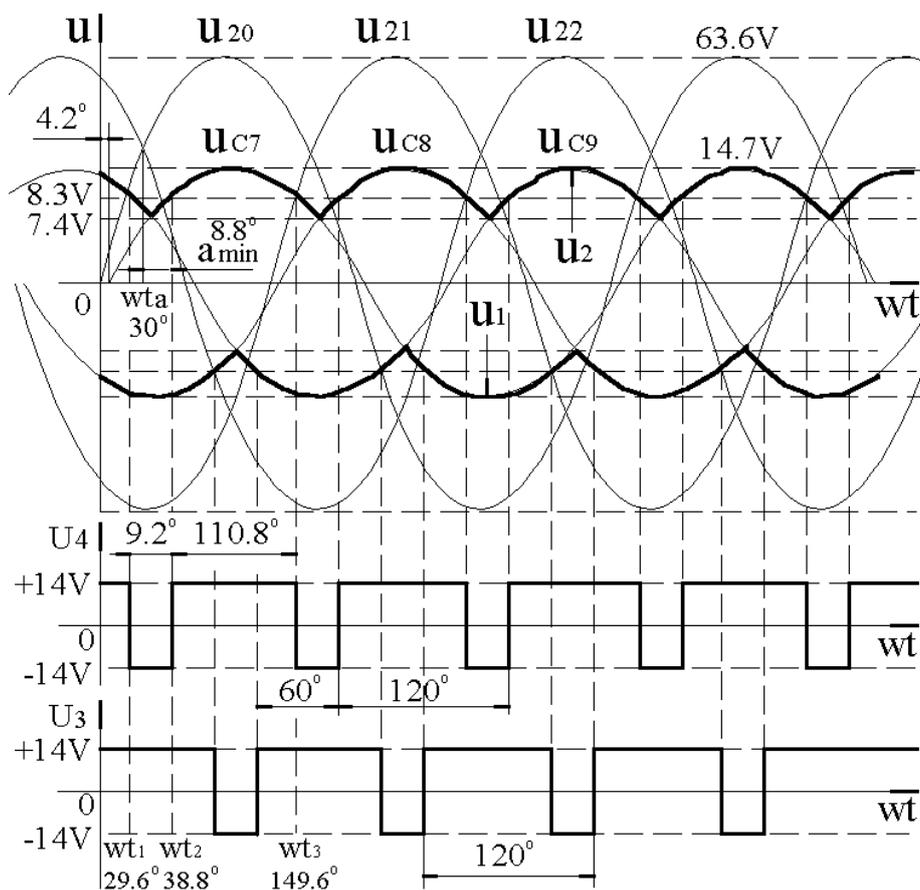


图 3-5 三相半波二极管(共阳极和共阴极)整流电路的整流电压波形以及处理后的同步信号波形

III 锯齿波电路

电路组成—该电路由运算放大器 $N_{4/1}$ 、 $N_{4/2}$ 、 $N_{5/4}$ (LM324)和三极管 V_{17} 、 V_{19} (9012)等相关电
 路组成。

电路作用—给锯齿波移相触发控制电路提供一线性度良好的锯齿波基准信号。

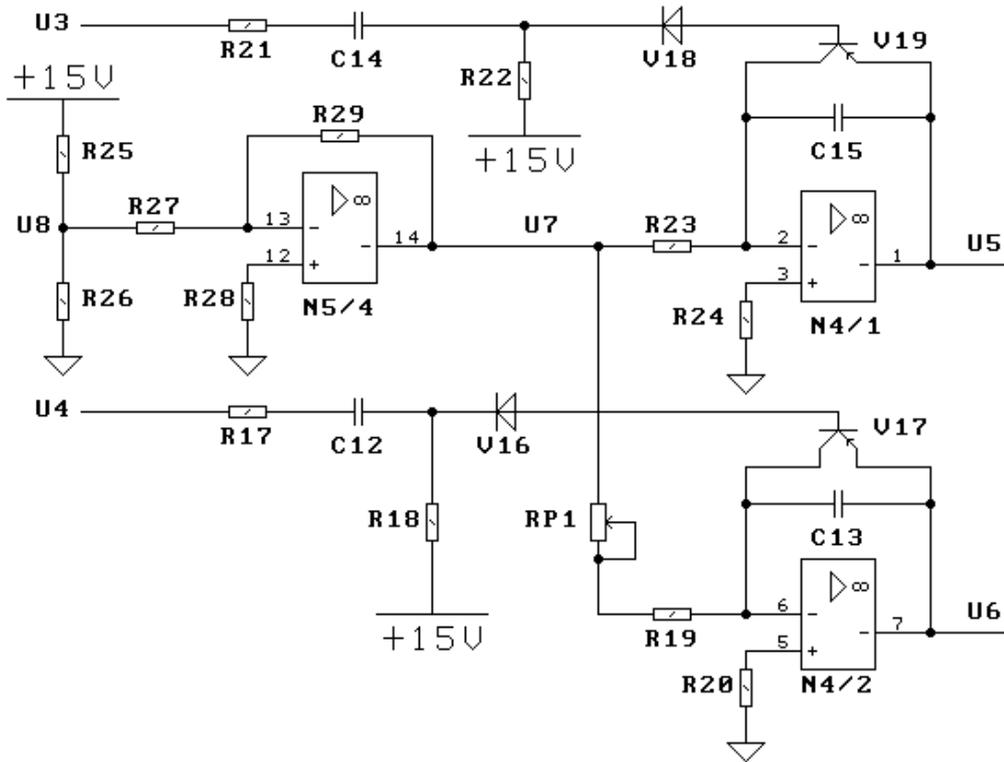


图 3—6 锯齿波电路

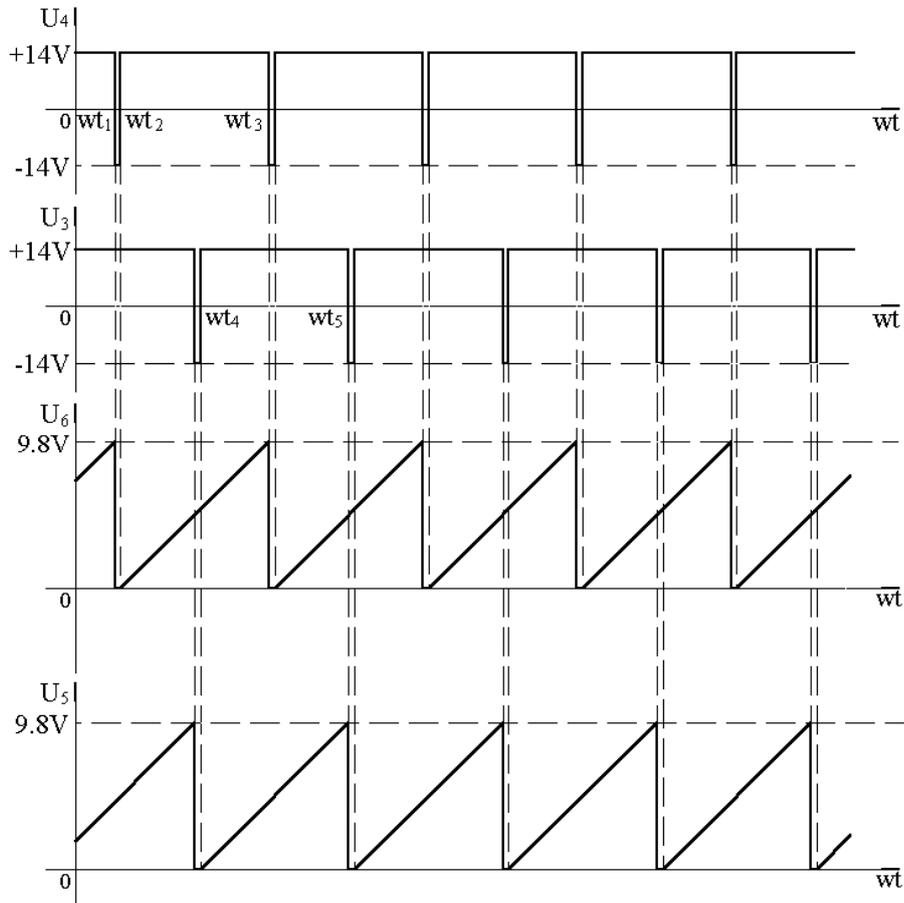


图 3—7 同步信号波形和锯齿波信号波形

1 RC 耦合电路

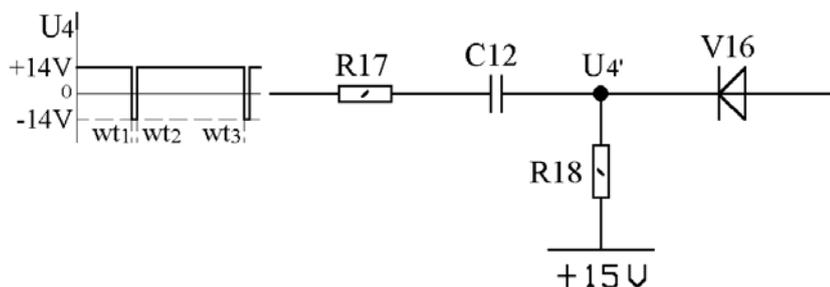


图 3-8 RC 耦合电路

在图 3-8 RC 耦合电路中, 当 $\omega t < \omega t_1$ 时, $U_4 \approx +14V$, 电路已进入稳态, $U_{4'} = +15V$, 二极管 V_{16} 和三极管 V_{17} 均处于截止状态, 由运算放大器 $N_{4/2}$ 和电容 C_{13} 组成的积分电路处于工作状态。

当 $\omega t = \omega t_1$ 时, $U_4 \approx -14V$, 由于电容器 C_{12} 的端电压不能突变, 那么 $U_{4'}$ 必为一负电压, 设 $E = 15V$, 利用拉氏变换和拉氏逆变换可分别得出:

$$U_{4'}(S) = E/S - (E - U_4) R_{18} / (R_{17} + R_{18}) / (S + 1 / (R_{17} + R_{18}) C_{12})$$

$$U_{4'}(t) = E - (E - U_4) R_{18} / (R_{17} + R_{18}) e^{-t / (R_{17} + R_{18}) C_{12}}$$

当 $\omega t = \omega t_1$ 时, 即 $t = 0$, $U_{4'}(\omega t_1) \approx -10.2V$

随着电容 C_{12} 反向充电时间的推移, 当 $\omega t = \omega t_2$ 时, 由前面的计算可知, $t_2 - t_1 = 0.51 ms$, 那么, $U_{4'}(\omega t_2) \approx -1.4V$

在 ωt_1 到 ωt_2 过程中, $U_{4'}(t) < 0V$, 二极管 V_{16} 和三极管 V_{17} 始终处于导通状态。

当 $\omega t = \omega t_2$ 的同时, 输入信号 U_4 阶跃为 $+14V$, 此时 $U_{4'}(t)$ 从 $-1.4V$ 突变为 $+12.9V$, 电容 C_{12} 开始正向充电, 当其充电时间 $t = 4(R_{17} + R_{18})C_{12}(t_3 - t_2 = 6.2 ms > 4\tau)$ 时, 可认为其充电过程结束, $U_{4'} = +15V$ 。当 $\omega t = \omega t_3$ 时, 重复 ωt_1 到 ωt_2 的过程。如图 3-9 所示。

2 积分电路

该积分电路由运算放大器 $N_{4/2}$ 和电容 C_{13} 组成, 由运算放大器 $N_{5/4}$ 等组成的电路构成积分电路的输入电压信号源。

当 $\omega t = \omega t_1$ 时, $U_{4'}(t)$ 突变为 $U_{4'}(\omega t_1) \approx -10.2V$, 二极管 V_{16} 随之导通, 三极管 V_{17} 马上处于饱和导通状态, 直至 $\omega t = \omega t_2$, 在 ωt_1 到 ωt_2 过程中, 由于 $U_{4'}(t) < 0V$, 二极管 V_{16} 和三极管 V_{17} 始终处于导通状态, 由运算放大器 $N_{4/2}$ 和电容 C_{13} 组成的积分电路处于停止工作状态, 即运算放大器 $N_{4/2}$ 的“7”脚输出电压 $U_6 \approx 0V$ 。这段时间便是锯齿波同步信号与电源电压之间的同步时间。

当 $\omega t = \omega t_2$ 时, 由于输入信号 U_4 阶跃为 $+14V$, 此时 $U_{4'}(t)$ 从 $-1.4V$ 突变为 $+12.9V$, 二极管 V_{16} 和三极管 V_{17} 立刻处于截止状态, 积分电路马上投入工作, 直到 $\omega t = \omega t_3$ 时为止。利用拉氏变换和拉氏逆变换可分别列出积分电路的输入、输出信号的关系式:

$$U_6(S) = -U_7 / (k R P_1 + R_{19}) C_{13} \cdot 1/S^2$$

$$U_6(t) = -U_7 / (k R P_1 + R_{19}) C_{13} \cdot t$$

式中 k 为微调电位器 RP_1 的调节系数, $k = 0 \sim 1$

当 $\omega t = \omega t_2$ 时, $U_6(\omega t_1) = 0V$, 当 $\omega t = \omega t_3$ 时, $U_6(\omega t_3) = 8.7V \sim 10.7V$ (随 k 动而变), 事实上为配合另一路锯齿波信号 U_5 , 必须调节微调电位器 RP_1 使二者信号波形达到一致, 常常将调节微调电位器 RP_1 使 $U_6(\omega t_3) = 9.8V$ (因为 U_5 的最大值为 $9.8V$)。

在 ωt_2 到 ωt_3 期间, 积分电路输出电压信号 $U_6(t)$ 从 $0V$ 线性上升至 $9.8V$ 。见图 3-9

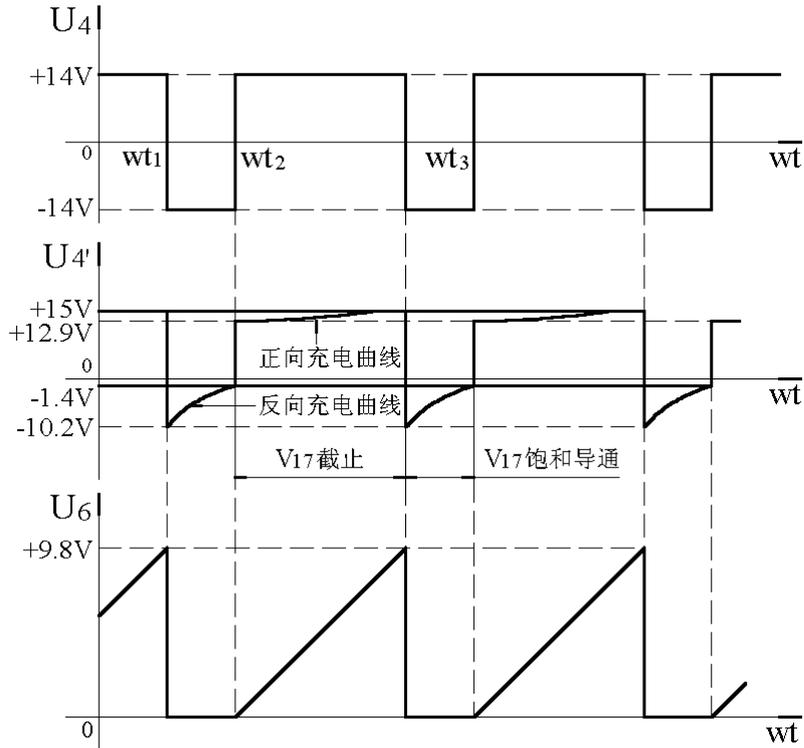


图 3—9 局部放大后的同步信号波形和锯齿波信号波形

IV 交流接触器吸合与释放控制电路

电路组成—该电路由焊接电源面板上的功能选择开关SA102、机芯内的中间继电器KA01、交流接触器KM01以及光电耦合器V21、V24、V32和时基集成电路N6(NE555)、晶闸管V29、和三极管V22、V30(9013)等相关电路组成。

电路作用—控制交流接触器KM01的吸合与释放以及锯齿波移相触发控制电路的信号输出与否。

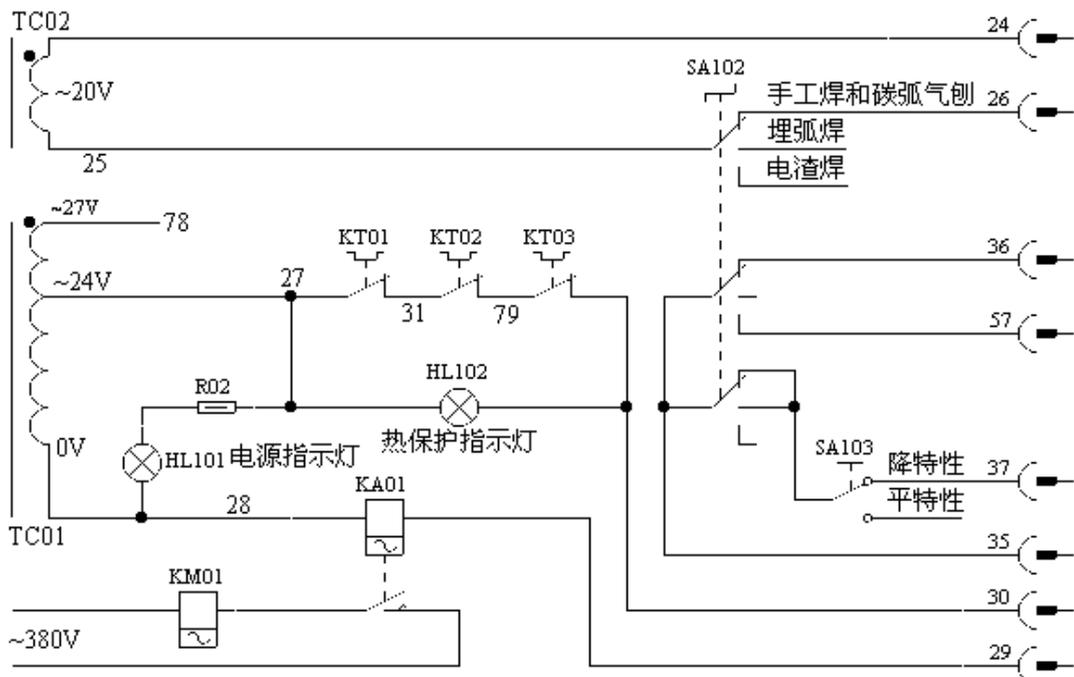


图 3—10 交流接触器吸合与释放控制的外围电路

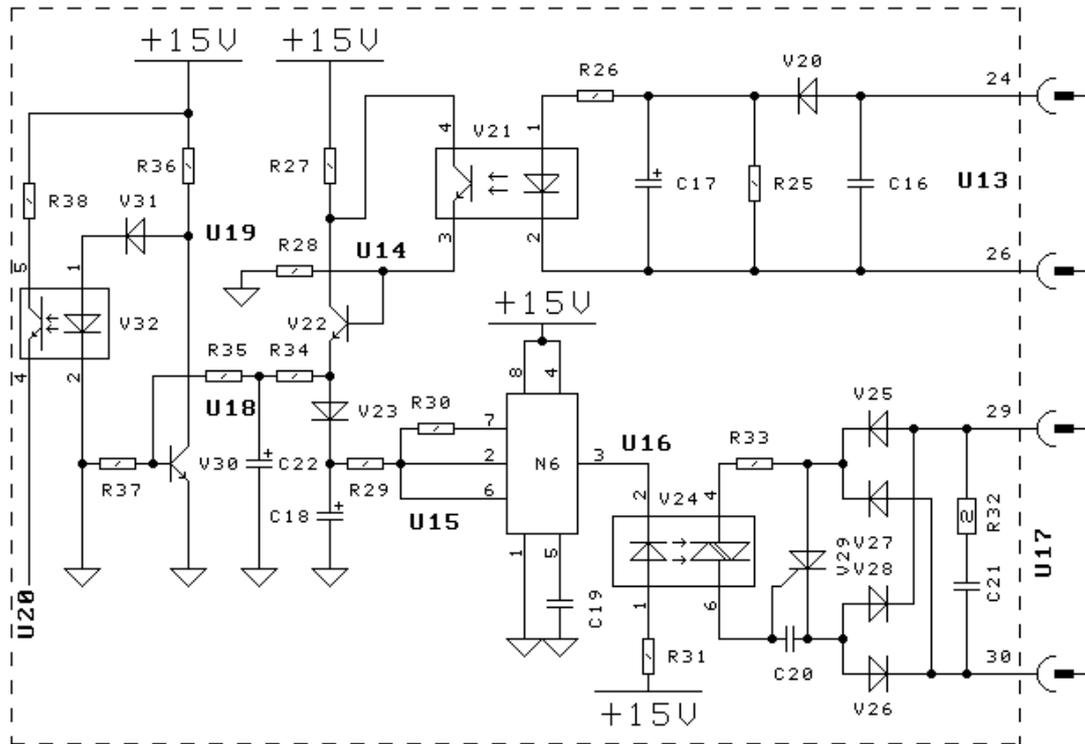


图 3—11 交流接触器吸合与释放控制电路

1 当焊接电源面板上的功能选择开关SA₁₀₂置于手工焊和碳弧气刨时:

从交流接触器吸合与释放控制电路图 3—10 和图 3—10 中可看出: 控制变压器TC₀₂的次级输出电压~20V的一端 25 号通过功能选择开关SA₁₀₂与印刷电路板ZD5AP1 上的 26 号接通, 该电压~20V通过二极管V₂₀整流后, 输入光电耦合器V₂₁中的发光二极管, 使其光敏三极管饱和导通, 随之三极管V₂₂也饱和导通。此时:

(1)+15V电源通过R₂₇、V₂₂、V₂₃向电容C₁₈充电, 当其充电电压U₁₅≤5V时, 时基集成电路N₆(NE555)的输出电压U₁₆≈15V, 光电耦合器V₂₄处于截止状态, 晶闸管V₂₉处于正向阻断状态, 那么中间继电器KA₀₁不动作, 交流接触器KM₀₁不吸合, 焊接电源主电路无三相交流电源输入而处于停止状态。当电容C₁₈的充电电压U₁₅≥10V时, 时基集成电路N₆(NE555)的输出电压U₁₆≈0V, 光电耦合器V₂₄导通, 随之晶闸管V₂₉被触发导通, 中间继电器KA₀₁得电动作, 交流接触器KM₀₁吸合, 三相交流电源向焊接电源主电路供电。

电容C₁₈的充电方程为:

$$U_{15}(t) = E(1 - e^{-t/R_{27}C_{18}})$$

当U₁₅(t) ≥ 10V时, t ≈ 0.08 s, 也就是说把焊接电源面板上的功能选择开关SA₁₀₂置于电渣焊位置到交流接触器KM₀₁吸合大约需经过 0.08 s。

(2)+15V电源通过R₂₇、V₂₂、R₃₄向电容C₂₂充电, 假设三极管V₃₀的电流放大系数为 150, 那么当U₁₈ ≥ 0.8V时, 三极管V₃₀的饱和导通, 光电耦合器V₃₂随之截止, 使移相控制信号U₂₀电压降低能与锯齿波切割, 产生触发脉冲, 焊接电源才有空载电压输出处于工作状态(详细分析请参阅锯齿波移相触发控制电路)。

2 当焊接电源面板上的功能选择开关SA₁₀₂置于埋弧焊或电渣焊时:

由于控制变压器TC₀₂的次级输出电压~20V的一端 25 号未与印刷电路板ZD5AP1 上的 26 号接通, 光电耦合器V₂₁、三极管V₂₂均处于截止状态, 电容C₁₈无电源充电, U₁₅ < 5V, 时基集成电路N₆(NE555)的输出电压U₁₆始终为高电平, 晶闸管V₂₉无触发信号处于阻断状态, 交流接触器KM₀₁不吸合。由于三极管V₂₂均处于截止状态, 必然导致三极管V₃₀也处于截止状态, 光电耦

合器 V_{32} 却处于导通状态，+15V电源通过 R_{38} 和光电耦合器 V_{32} 施加于移相控制信号 U_{20} ，此时即使 $U_{21} = -15V$ ， $U_{20} = 11.4V > 9.8V$ （锯齿波信号的最大值），使移相控制信号 U_{20} 无法与锯齿波信号 U_5 或 U_6 相切割，导致无触发脉冲输出，焊接电源无空载电压输出而处于停工状态。

V 电流负反馈电路及过流保护电路

电路组成—该电路由运算放大器 $N_{7/1}$ 、 $N_{7/3}$ 、 $N_{7/4}$ 和微调电位器 RP_2 等相关电路组成。

电路作用—当焊接电源面板上的“平特性与下降特性”选择开关置位于下降特性位置时，电流负反馈才起主导作用，使焊接电源具有恒流特性。同时给电流数显表提供一个电流信号。

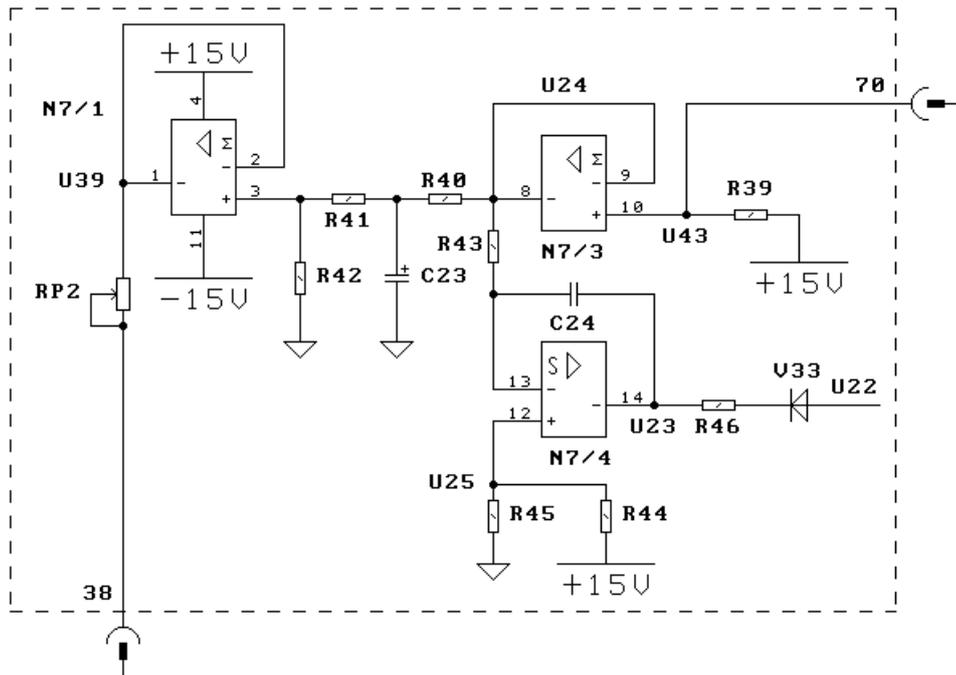


图 3—12 电流负反馈电路及过流保护电路

1 当焊接电源处于空载状态时

由于霍尔电流传感器（霍尔元件） TA_{01} 中穿过的主回路导线无电流流过，那么其输出的电压信号 $U_{43} = 0V$ 。由运算放大器 $N_{7/3}$ 构成的电压跟随器输出电压信号 $U_{24} = 0V$ ，由运算放大器 $N_{7/4}$ 组成的积分电路输出电压信号 $U_{23} \approx +14V$ ，由运算放大器 $N_{7/1}$ 组成的电压跟随器输出电压信号 $U_{39} = 0V$ ，此信号 U_{39} 给焊接电源面板上的电流数显表提供一个电流显示信号，此时电流数显表显示的焊接电流必为零值。

2 当焊接电源处于负载状态时

此时霍尔电流传感器（霍尔元件） TA_{01} 中穿过的主回路导线有电流流过，其输出的电压信号 U_{43} 与焊接电流成一定的比例关系，一般来说，当焊接电流为霍尔电流传感器所标定额定电流时，霍尔电流传感器输出的电压信号 $U_{43} = -4V$ ，霍尔电流传感器输出的电压信号是正还是负应按电流负反馈电路的具体设计方案来选择，对于图 3—12 所示电流负反馈电路，肯定应选择霍尔电流传感器输出的电压信号为负。

对于图 3—12 所示电流负反馈电路，当焊接电流为额定焊接电流时，此时 $U_{43} = -4V$ ， $U_{24} = -4V$ ， $U_{39} = -2.8V$ ，可调节微调电位器 RP_2 使电流数显表显示的焊接电流为额定焊接电流。对于由运算放大器 $N_{7/4}$ 组成的积分电路：其输出信号为

$$U_{23}(t) = 13.7t$$

式中 t 的单位为 ms 。

当焊接电流超过最大电流设定值时，即 $U_{24} > U_{25} = 5.3V$ ，由运算放大器 $N_{7/4}$ 组成的积分电路输出电压信号 $U_{23} \approx -14V$ ，此时 U_{20} 肯定大于锯齿波信号的最大值 $9.8V$ ，无触发脉冲输出，焊接电源过流保护。

VI焊接电源功能设置电路和焊接电流给定调节电路

电路组成—该电路由焊接电源面板上的功能选择开关 SA_{102} 、焊接电流电位器 RP_{101} 和三 2 选 1 模拟开关 $COMS$ 集成电路 N_8 、 N_9 以及运算放大器 N_5 、 N_{10} 等相关电路组成。

电路作用—通过焊接电源面板上的功能选择开关 SA_{102} 设置焊接电源是用于电渣焊还是埋弧焊以及手工焊和碳弧气刨，调节焊接电源面板上的焊接电流电位器 RP_{101} 可设置手工焊和碳弧气刨输出焊接电流的大小。

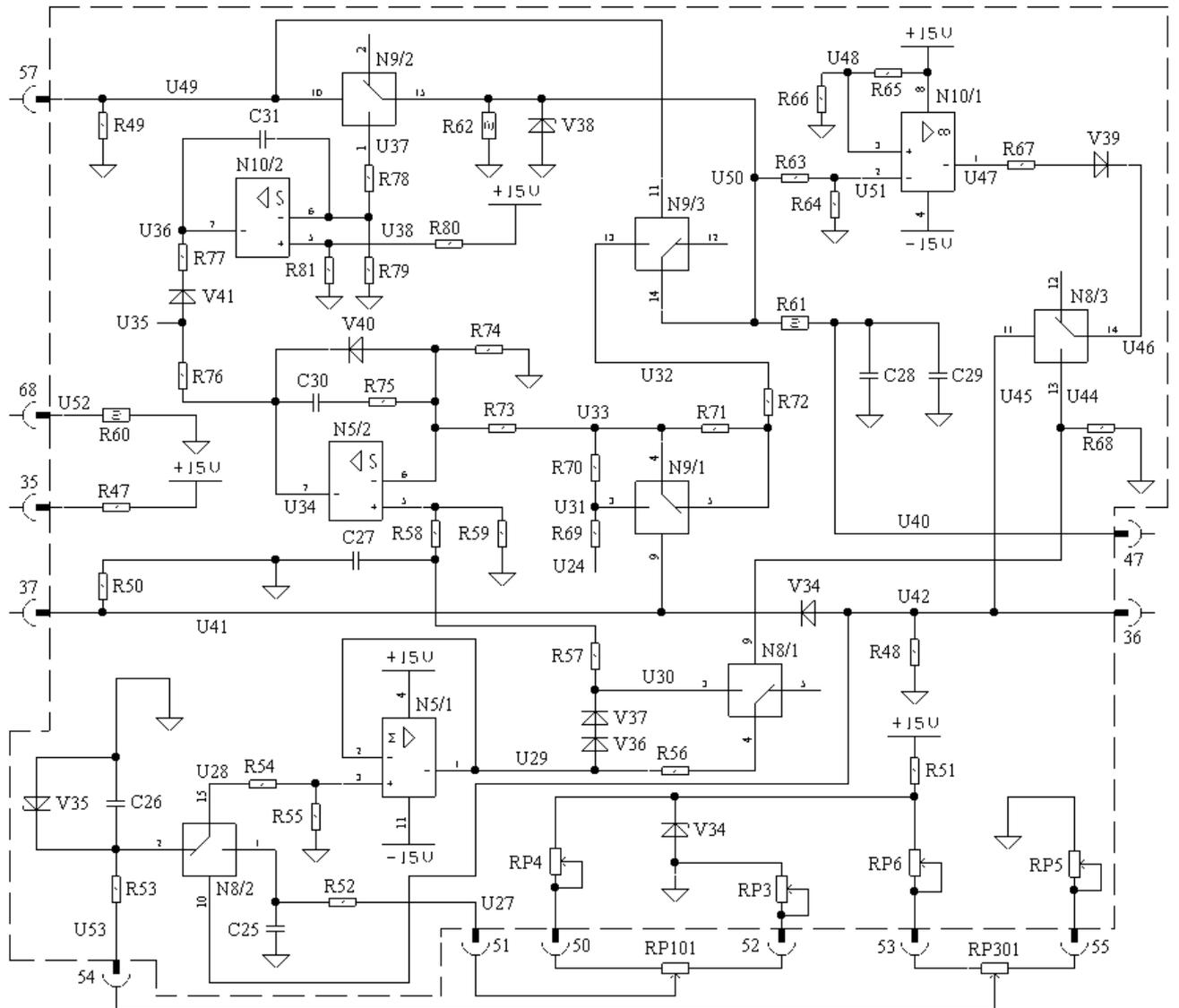


图 3—13 焊接电源功能设置电路和焊接电流给定调节电路

1 当焊接电源面板上的功能选择开关 SA_{102} 置于手工焊和碳弧气刨时：

通过功能选择开关 SA_{102} 35 号与 36 号接通， $U_{42} \approx 12.4V$ ， $U_{41} \approx 11.4V$ ，那么，三 2 选 1 模拟开关 $COMS$ 集成电路 $N_{8/2}$ 、 $N_{8/3}$ 的控制端（10 脚、11 脚）和 $N_{9/1}$ 的控制端（9 脚）均为高电平“1”，即模拟开关 $N_{8/2}$ 中 1 脚与 15 脚接通， $N_{8/3}$ 中 13 脚与 14 脚接通， $N_{9/1}$ 中 3 脚与 4 脚接通。 $U_{28} \approx (R_{54} + R_{55}) U_{27} / (R_{52} + R_{54} + R_{55})$ ， $U_{29} \approx R_{55} U_{27} / (R_{52} + R_{54} + R_{55})$ 。

(1)当焊接电源处于空载状态时

$U_{50}=V_{V38}$ (稳压二极管的稳定电压), $U_{48}=15R_{66}/(R_{65}+R_{66})\approx 2.3V < U_{51}=R_{64}U_{50}/(R_{63}+R_{64})$, 运算放大器 $N_{10/1}$ 组成的比较电路输出电压信号 $U_{47}\approx -14V$, 由于 $N_{8/3}$ 中 13 脚与 14 脚接通, 即 $U_{46}=U_{44}=0V$, 模拟开关 $N_{8/1}$ 的控制端(9 脚)为低电平“0”, 其模拟开关状态仍保持原状。那么电压信号 U_{29} 沿 V_{36} 、 V_{37} 、 R_{57} 、 R_{58} 施加于运算放大器 $N_{5/2}$ 的同相输入端; 由于此时焊接电源作为电渣焊的电源即 $U_{49}=0V$, 模拟开关 $N_{9/1}$ 保持原状, 在空载状态时加之 $U_{24}=0V$, 那么运算放大器 $N_{5/2}$ 组成的比例积分电路输出电压信号 $U_{34}\approx +14V$; $U_{37}=0V$, $U_{38}=15R_{81}/(R_{80}+R_{81})=6V > U_{37}$, 由运算放大器 $N_{5/2}$ 组成的积分电路输出电压信号 $U_{36}\approx +14V$; $U_{22}=U_{35}\approx 3.0V$ ($U_{21}\approx -14V$)。此时焊接电源面板上的焊接电流电位器 RP_{101} 不管处于何种位置, 焊接电源均输出为额定空载电压。

(2)当焊接电源处于负载状态时

当焊接电源输出的负载电流 $I_d\geq 600A$ 时, 焊接电源的负载工作电压 $U_d=44V$, 即焊接电源的输出端 47 号对 68 号的负载最高工作电压 $U_{dmax}=U_{40}-U_{52}=44V$, $U_{48}<U_{51}$, $U_{47}\approx -14V$, 模拟开关 $N_{8/1}$ 的开关状态仍保持原状。即此时反馈只有电流负反馈, 当焊接电流电位器 RP_{101} 所设置的焊接电流一定时, $U_{29}\approx R_{55}U_{27}/(R_{52}+R_{54}+R_{55})$ 保持不变, U_{30} 也保持不变, 当电流负反馈信号 $U_{43}=U_{24}$ 越大, 那么运算放大器 $N_{5/2}$ 组成的比例积分电路输出电压信号 $U_{34}(=U_{22})$ 也就越小 ($U_{34}>0V$), 锯齿波移相触发控制电路中由运算放大器 $N_{5/2}$ 组成的比例放大电路输出的电压信号 U_{21} (一般来说 U_{21} 始终小于 $0V$, 除非过流保护时 U_{21} 才大于 $0V$) 绝对值也就越小, 那么移相控制信号 U_{20} 也就越大, 触发脉冲后移, 形成焊接电源的下降特性。

一旦焊接电源负载工作电压 $U_d < 2.3(R_{60}+R_{61}+R_{62})(R_{63}+R_{64})/R_{62}R_{64}=16V$ 时, 运算放大器 $N_{10/1}$ 输出的电压信号 $U_{47}\approx +14V$, 那么模拟开关 $N_{8/1}$ 的控制端(9 脚)为高电平“1”, 其中的 3 脚与 4 脚接通, 使 U_{30} 较原有所提高, U_{34} 也有所提高, U_{21} 也就越负, 触发脉冲前移, 增加一个电流增量(这就通常所说推力电流), 主要用于防止粘焊条和打底用。

2 当焊接电源面板上的功能选择开关 SA_{102} 置于埋弧焊且电源外特性选择开关 SA_{103} 处于降特性时:

通过功能选择开关 SA_{102} 和电源外特性选择开关 SA_{103} 35 号与 37 号接通, $U_{41}=13.6V$, 那么, 三 2 选 1 模拟开关 $COMS$ 集成电路 N_9 的控制端 9 脚为高电平“1”, 即模拟开关 $N_{9/1}$ 中 3 脚与 4 脚接通; 由于 57 号线悬空, $U_{49}=0V$, 模拟开关 $N_{9/2}$ 、 $N_{9/3}$ 的控制端(10 脚、11 脚)均为低电平“0”, 即 $N_{9/2}$ 、 $N_{9/3}$ 的开关状态仍保持原态; 模拟开关 N_8 的控制端(9 脚、10 脚、11 脚)均为低电平“0”, 仍保持原状。此时只能通过自动埋弧焊小车面板上的焊接电流电位器 RP_{301} 设置焊接电流大小, $U_{28}\approx (R_{54}+R_{55})U_{53}/(R_{53}+R_{54}+R_{55})$, $U_{29}\approx R_{55}U_{27}/(R_{53}+R_{54}+R_{55})$ 。

(1)当焊接电源未启动时

由于焊接电源未启动无空载电压输出 $U_{d0}=0V$, $U_{50}=0V$, $U_{48}>U_{51}$, $U_{47}\approx +14V$, $U_{42}=U_{45}=0V$, $U_{44}=0V$, $U_{37}=0V$, $U_{32}=0V$, $U_{33}=0V$, $U_{34}\approx +14V$, $U_{35}=U_{22}\approx 3.0V$, $U_{21}\approx -14V$, $U_{20}\approx +9.9V$ 仍大于锯齿波信号的最大值 $9.8V$, 无触发脉冲输出。

(2)当焊接电源已启动且处于空载状态时

焊接电源的启动只有通过自动埋弧焊小车面板上的启动按钮来启动, 焊接电源中的 25 号和 26 号线通过航空接插件接入自动埋弧焊小车的控制电路, 当按一下启动按钮, 自动埋弧焊小车的控制电路中的某一继电器吸合, 使 25 号和 26 号线接通, 中间继电器 K_{A01} 吸合, 交流接触器 K_{M01} 吸合, 将三相交流电源接入焊接电源, 启动过程完成。焊接电源已有空载电压输出 $U_{d0}\approx 75V$, $U_{50}=V_{V38}$, $U_{47}\approx -14V$, $U_{34}\approx +14V$, $U_{36}\approx +14V$, $U_{22}=U_{35}\approx 3.0V$, $U_{21}\approx -14V$, $U_{20}\approx -3.1V$, 焊接电源输出为额定空载电压。

(3)当焊接电源处于负载状态时

其原理分析同手工焊和碳弧气刨。

3 当焊接电源面板上的功能选择开关SA₁₀₂置于电渣焊时:

通过功能选择开关SA₁₀₂ 35号与57号接通,此时不论电源外特性选择开关SA₁₀₃处于何位置,电源外特性1脚与15脚接通,均为平特性;由于35号与57号接通, $U_{49}=13.6V$,那么,三2选1模拟开关COMS集成电路N_{9/2}和N_{9/32}的控制端(10脚、11脚)均为高电平“1”,即模拟开关N_{9/2}中15脚与1脚接通,14脚与13脚接通;当焊接电源处于电渣焊状态时,由于26号、36号、37号线均悬空, $U_{41}=U_{42}=0V$,模拟开关N_{9/1}、N₈的控制端均为低电平“0”,即N_{9/1}、N₈均保持原态;此时电压负反馈占主导地位。在电渣焊状态时,要启动焊接电源只有依靠外部控制装置。

(1)当焊接电源已启动且处于空载状态时

VII 锯齿波移相触发控制电路

电路组成—该电路由继电器KD₅₀₁、时基集成电路N₅₀₃(NE555)、集成运算放大器N_{507/2}(LM1458)和三极管V₅₁₀(9013)以及面板上的自动与检气转换开关SA₇₀₅(KN32)等相关电路组成。

电路作用—在氩弧焊时控制焊机提前送气和延时断气。

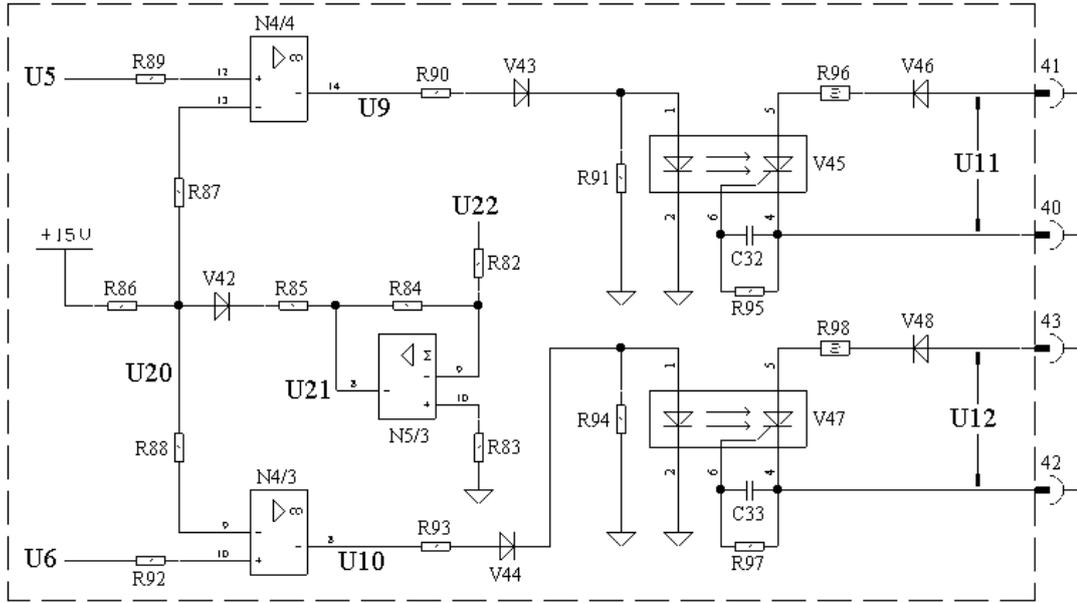


图 3—14 锯齿波移相触发控制电路

此时调节焊接电源面板上的焊接电流电位器RP₁₀₁可

