

扰动控制原理在鎮定高頻淬火装置 直流电源电压中的应用

張 芷 香

摘 要

文中推导了高频淬火装置直流电源系统的方程,指出了网路电压及負荷电流扰动的影响。应用了不变性原理設計成高频淬火装置直流电源的自动稳压系統,并得到了較满意的稳压效果。

一、引 言

在大型高频淬火装置中,广泛地采用直流电源以提高电子管振荡器的工作效率。該直流电源一般是具有零压管 J_0 的三相全波整流系統^[1](見图 1)。这一系統的直流輸出电压 E_d , 由于交流网路电压 E_1 的波动以及負荷电流 I_d 的变化,也經常发生变化,且其值有时会超出額定輸出电压 15% 以上,从而导致工件淬火程度的不均匀和不稳定,不同程度地影响着淬火质量。因而,鎮定高频淬火装置直流电源电压是一项保証与提高工件淬火质量的重要措施。

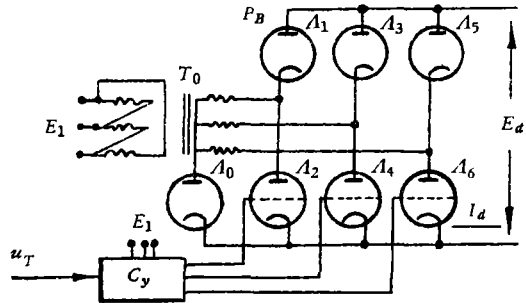


图 1.
 T_0 ——整流变压器; P_B ——閘流管整流器;
 C_y ——柵极控制装置

二、高频淬火装置直流电源系統的方程

如所周知,高频淬火装置直流电源——三相全波整流系統的直流輸出电压为:

$$E_d = U_d - \Delta U_d - \left(\frac{mX_T}{2\pi} + r_T \right) I_d, \quad (1)$$

式中

- U_d ——空載整流电压;
- ΔU_d ——整流器电弧压降;
- m ——整流系統的相数;
- X_T ——折算到直流側的整流变压器的电抗;
- r_T ——折算到直流側的整流变压器的电阻;
- I_d ——整直电流或整流器的負荷电流。

由于整流系统的闸流管 J_1, J_3, J_5 是不可控的, 而闸流管 J_2, J_4, J_6 是可控的, 因此式(1)中的空载整流电压 U_d 将与可控闸流管的调整角有关。

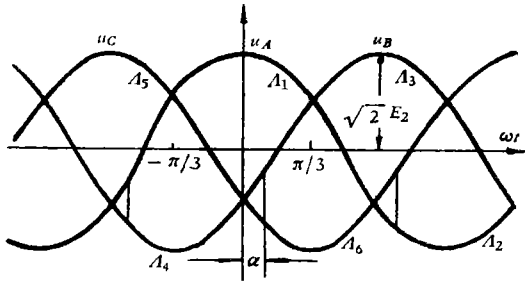


图 2.

假定整流变压器副侧绕组的相电压瞬时值(参看图 2)分别为:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= \sqrt{2} E_2 \cos \omega t, \\ u_B &= \sqrt{2} E_2 \cos (\omega t - 120^\circ), \\ u_C &= \sqrt{2} E_2 \cos (\omega t + 120^\circ), \end{aligned} \right\} (2)$$

则因整流线路是三相全波的, 它的整流电压瞬时值将为相应二相阳极电压瞬时

值的代数和^[2,3], 即:

当 $-\frac{\pi}{3} < \omega t < \alpha$ 时,

$$\begin{aligned} u_{d_1} &= u_A + u_B = \\ &= \sqrt{2} E_2 \cos \omega t - \sqrt{2} E_2 \cos (\omega t - 120^\circ) = \\ &= -\sqrt{6} E_2 \sin (\omega t - 60^\circ); \end{aligned}$$

当 $\alpha < \omega t < \frac{\pi}{3}$ 时,

$$\begin{aligned} u_{d_2} &= u_A + u_C = \\ &= \sqrt{2} E_2 \cos \omega t - \sqrt{2} E_2 \cos (\omega t + 120^\circ) = \\ &= \sqrt{6} E_2 \sin (\omega t + 60^\circ), \end{aligned} \quad (3)$$

式中 α ——可控闸流管的调整角。

由式(3)不难进一步求得整流电压的平均值

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} u_d d\omega t = \\ &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{-\pi/3}^{\alpha} u_{d_1} d\omega t + \int_{\alpha}^{\pi/3} u_{d_2} d\omega t \right] = \\ &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{-\pi/3}^{\alpha} -\sqrt{6} E_2 \sin (\omega t - 60^\circ) + \int_{\alpha}^{\pi/3} \sqrt{6} E_2 \sin (\omega t + 60^\circ) \right]. \end{aligned}$$

积分后则有

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{6} E_2 (1 + \cos \alpha) = \\ &= 1.17 E_2 (1 + \cos \alpha) = \\ &= 1.17 k E_1 (1 + \cos \alpha), \end{aligned} \quad (4)$$

式中 E_1 ——整流变压器一次电压或网路电压的有效值;

$k = \frac{E_2}{E_1}$ ——整流变压器的变比。

将式(4)空载整流电压 U_d 值代入式(1)中, 则有

$$E_d = 1.17kE_1(1 + \cos \alpha) - \Delta U_d - \left(\frac{mX_T}{2\pi} + r_T \right) I_d. \quad (5)$$

此外, 由于整流系统的栅极控制装置是采用正弦电压和直流信号电压进行控制的, 因而有

$$\cos \alpha = \lambda(E_1, u_T), \quad 0 \leq \lambda(E_1, u_T) \leq 1 \quad (6)$$

故式(5)中的直流输出电压, 即高频淬火装置直流电源的方程为

$$E_d = 1.17kE_1[1 + \lambda(E_1, u_T)] - \Delta U_d - \left(\frac{mX_T}{2\pi} + r_T \right) I_d, \quad (7)$$

式中 u_T ——直流控制信号电压。

式(7)表明了直流输出电压 E_d 与控制信号电压 u_T 、交流网路电压 E_1 及负荷电流 I_d 之间的关系。从这个关系可以看到:

1. 当控制信号 u_T 变化时, 由于 $\lambda(E_1, u_T)$ 在 0 至 1 间作平滑的变化, 故可给出不同的直流输出电压 E_d , 以满足不同淬火过程直流输出电压的调节要求;

2. 在确定的淬火过程中, 即控制信号 u_T 是定值时, 直流输出电压 E_d 将由于交流网路电压 E_1 和负荷电流 I_d 的扰动而受到影响;

3. 鉴于整流器的电弧压降 ΔU_d 是个定值, 因而可将直流输出电压、交流网路电压、负荷电流及控制信号的作用关系示意于图 3 中。

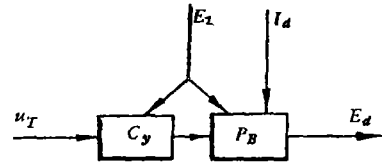


图 3.

三、按扰动控制的稳压原理

当然也可以采用误差反馈系统来稳定高频淬火装置的直流输出电压, 但在这样的系统中, 在提高控制的灵敏度和保证工作的稳定性方面, 常需引入中间放大环节和其他附加的校正元件, 这将使整个系统复杂化。为此, 我们提出并应用了另一种基于扰动控制原理构成的自动稳压装置^[4]。

假定交流网路电压或负荷电流相对其额定值或初始状态变动时, 也相应地改变栅极控制信号, 则由于直流输出电压

$$E_d = f(E_1, I_d, u_T), \quad (8)$$

因而这一输出电压的变动 ΔE_d 将为

$$\Delta E_d \approx \frac{\partial f}{\partial E_1} \Delta E_1 + \frac{\partial f}{\partial I_d} \Delta I_d + \frac{\partial f}{\partial u_T} \Delta u_T, \quad (9)$$

式中 $\frac{\partial f}{\partial E_1}$ ——直流输出电压对网路电压的变化率;

$\frac{\partial f}{\partial I_d}$ ——直流输出电压对负荷电流的变化率;

$\frac{\partial f}{\partial u_T}$ ——直流输出电压对栅极控制信号的变化率。

为稳定直流输出电压 E_d , 可应用变分法确定函数式(8)的不变性条件来获得^[5]。为此, 应使式(9)

$$\Delta E_d \approx \frac{\partial f}{\partial E_1} \Delta E_1 + \frac{\partial f}{\partial I_d} \Delta I_d + \frac{\partial f}{\partial u_T} \Delta u_T \approx 0. \quad (10)$$

因此,稳定直流输出电压就归结于寻求其变分为零的条件. 为满足这个条件,可通过栅极控制信号与网路电压和负荷电流扰动作相关的变化,即使得

$$u_T = \varphi(E_1, I_d), \quad (11)$$

并让

$$\frac{\partial f}{\partial E_1} \Delta E_1 + \frac{\partial f}{\partial I_d} \Delta I_d + \frac{\partial f}{\partial u_T} \left(\frac{\partial \varphi}{\partial E_1} \Delta E_1 + \frac{\partial \varphi}{\partial I_d} \Delta I_d \right) \approx 0 \quad (12)$$

来达到.

显然,要使恒等式(12)成立,其必要而充分的条件为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \varphi}{\partial E_1} &= -\frac{\partial f / \partial E_1}{\partial f / \partial u_T}, \\ \frac{\partial \varphi}{\partial I_d} &= -\frac{\partial f / \partial I_d}{\partial f / \partial u_T}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式(13)中的 $\frac{\partial \varphi}{\partial E_1}$, $\frac{\partial \varphi}{\partial I_d}$ 即为待定的扰动补偿装置的输出信号对网路电压与负荷电流扰

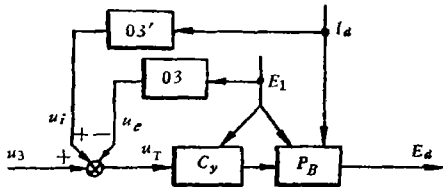


图 4.
03, 03'——扰动补偿装置

动的变化率.

因此,按扰动控制高频淬火装置直流电源的稳压原理,可引入一个其结构与参数由式(13)所确定的补偿装置,并通过栅极控制信号的相应调节来消除网路电压及负荷电流对直流输出电压的扰动(参看图4).

四、稳压装置的结构及其基本参数的选择

本节的主要任务在于确定稳压系统中补偿装置 03、03' 的结构及其基本参数(见图4). 此外,还将给出给定电压 u_z 的选定范围.

从式(7)中可求得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial E_1} &= 1.17k[1 + \lambda(E_{10}, u_{T0})] + 1.17kE_{10} \frac{\partial}{\partial E_1} \lambda(E_{10}, u_{T0}), \\ \frac{\partial f}{\partial I_d} &= -\left(\frac{mX_T}{2\pi} + r_T \right), \\ \frac{\partial f}{\partial u_T} &= 1.17kE_{10} \frac{\partial}{\partial u_T} \lambda(E_{10}, u_{T0}), \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

式中 E_{10}, u_{T0} ——相应坐标的工作点或初始值;

$\frac{\partial \lambda}{\partial E_1}, \frac{\partial \lambda}{\partial u_T}$ ——相移角余弦对网路电压、综合栅极控制信号的增量比,其比值均可

从实验中取得.

故将式(14)中相应的值代入式(13)中,即可求得补偿环节 03 的传递系数为:

$$\begin{aligned}
 k_c &= \frac{\partial \varphi}{\partial E_1} = - \frac{\partial f}{\partial E_1} / \frac{\partial f}{\partial u_T} = \\
 &= \frac{1.17k[1 + \lambda(E_{10}, u_{T0})] + 1.17kE_{10} \frac{\partial}{\partial E_1} \lambda(E_{10}, u_{T0})}{1.17kE_{10} \frac{\partial}{\partial u_T} \lambda(E_{10}, u_{T0})} = \\
 &= \frac{1 + \lambda(E_{10}, u_{T0}) + E_{10} \frac{\partial}{\partial E_1} \lambda(E_{10}, u_{T0})}{E_{10} \frac{\partial}{\partial u_T} \lambda(E_{10}, u_{T0})}; \quad (15)
 \end{aligned}$$

而补偿环节 03' 的传递系数为:

$$\begin{aligned}
 k_i &= \frac{\partial \varphi}{\partial I_d} = - \frac{\partial f}{\partial I_d} / \frac{\partial f}{\partial u_T} = \\
 &= - \frac{\left(\frac{mX_T}{2\pi} + r_T \right)}{1.17kE_{10} \frac{\partial}{\partial u_T} \lambda(E_{10}, u_{T0})} = \\
 &= \frac{\frac{mX_T}{2\pi} + r_T}{1.17kE_{10} \frac{\partial}{\partial u_T} \lambda(E_{10}, u_{T0})}. \quad (16)
 \end{aligned}$$

从式(15), (16)的结果不难看到, 为稳定高频淬火装置直流电源电压所引入的两个补偿环节 03, 03' 均为比例环节, 而它们的比例系数或放大系数则分别由式(15), (16)来确定。不过, 补偿网路电压环节 03 的输出信号 u_c 取负值, 即与给定电压 u_x 方向相反; 而补偿负荷电流环节 03' 的输出信号 u_i 取正值, 即与给定电压 u_x 方向相同(参看图 4)。

现在来讨论给定电压 u_x 的确定。因

$$\begin{aligned}
 u_T &= u_x - u_c + u_i = \\
 &= u_x - k_c E_1 + k_i I_d, \\
 \text{或} \quad u_x &= u_T + k_c E_1 - k_i I_d, \quad (17)
 \end{aligned}$$

又因整流系统半波工作(即可控闸流管全闭锁)时所要求的综合控制信号

$$u_{T_{\max}} \geq 120 \text{ 伏}, \quad (18)$$

而全波工作(即可控闸流管全开放)时的综合控制信号

$$u_{T_{\min}} \leq 0, \quad (19)$$

故给定电压的极限分别为:

$$\left. \begin{aligned}
 u_{x_{\max}} &\geq u_{T_{\max}} + k_c E_{10} - k_i I_{d0} = \\
 &= 120 + k_c E_{10} - k_i I_{d0}, \\
 u_{x_{\min}} &\leq u_{T_{\min}} + k_c E_{10} - k_i I_{d0} = \\
 &= 0 + k_c E_{10} - k_i I_{d0}.
 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

如取 $E_{10} = 220$ 伏, $I_{d0} = 0$, 则有:

$$\begin{aligned}
 u_{z_{\max}} &\geq 120 + 220k_c, \\
 u_{z_{\min}} &\leq 0 + 220k_c, \\
 \text{或} \quad 0 + 220k_c &\leq u_z \leq 120 + 220k_c. \quad (21)
 \end{aligned}$$

给定电压按式(21)的范围变化,就能保证直流输出电压在半波整流电压与全波整流电压间得到平滑调节。

五、稳压系统实验的某些结果

按照上述原理,我们曾设计并制成一台高频淬火装置直流电源的自动稳压系统,并在ЛПП3-60型高频淬火设备上进行了实验。

该高频淬火设备的前级供电变压器容量为200千伏安,它同时还供电给设备容量为5—10瓩的几十台机床和负荷波动较大的龙门刨、点焊机等。在未采用稳压措施之前,交流网路电压的波动一般在7—12%之间,而这台高频淬火设备的直流输出电压的变动约为10—18%。直流输出电压有着这样大的波动,影响了单个淬火件淬火层的不均匀和成批淬火件淬火质量的不稳定。鉴于淬火过程中负荷电流的变化实际上很小(这是由于淬火件相变后的结构参数较为稳定,特别是当淬火件的几何形状不太复杂时),因此,淬火工艺的主要要求在于消除网路电压波动对高频淬火装置直流输出电压的影响。

图5示出了我们所制作的稳压装置。装设了这一装置以后,直流输出电压的静态误差一般在±2%内,而其动态误差则不超过±4%,且其补偿过程所需要的时间约为0.2秒左右。这样的稳压效果,基本上满足了高频淬火工艺的要求。

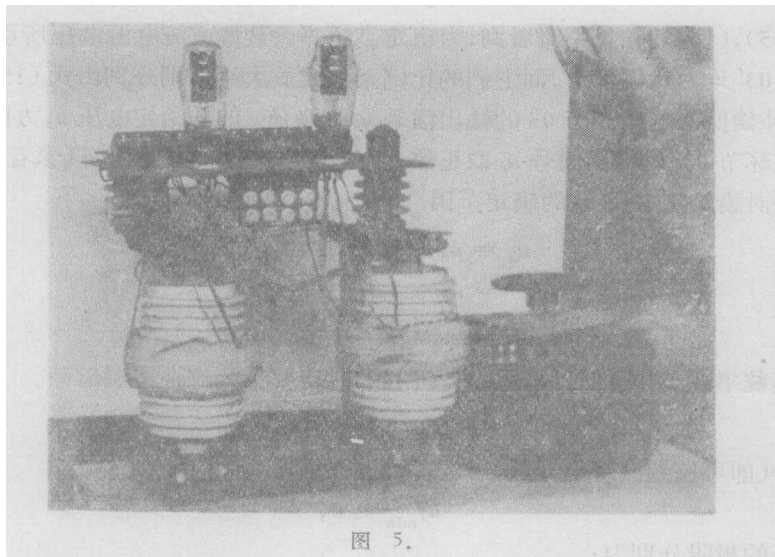


图 5.

六、结 语

1. 在按扰动控制的自动稳压系统中,尚存在一定的误差,误差的产生主要是由于非线性因素的影响。因此要实现完全的扰动补偿,就须引入非线性的补偿装置。我们现在所采用的线性补偿装置虽然得到的是近似的补偿,但却使系统具有简单、可靠的结构,并

使直流输出电压由原来 10—18% 的波动降低到 $\pm 4\%$ 。

2. 从式 (15), (16) 可见, 补偿环节的传递系数 k_e , k_i 均与综合控制信号 u_{T_0} 有关。又根据式 (17) 有:

$$u_{T_0} = u_{z_0} - u_{e_0} + u_{i_0},$$

因而, 对于不同的给定电压 u_{z_0} , 也应选择与其相对应的传递系数 k_{e_0} , k_{i_0} 。为此, 建议在图 4 的稳压系统结构中增设与给定电压相关的联系

(参看图 6), 以保证不同工作状态(或稳定直流输出电压)均具有满意的稳压效果。

本文曾得到郎世俊老师的大力帮助, 谨此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] 260 型高频设备技术说明书, 天津广播器材厂。
- [2] Каганов, И. Л., Электронные и ионные преобразователи, часть III, Госэнергоиздат, 1956, 113—115.
- [3] Лозинский, М. Т., Промышленное применение индукционного нагрева, Издат. АН СССР, 1958, 215—250 (感应加热的工业应用, 王东升等译, 上海科技出版社, 1962, 243—291)。
- [4] Уланов, Г. М., Регулирование по возмущению, Госэнергоиздат, 1960, гл. 3 (扰动调节, 胡保生译, 上海科技出版社, 1963, 第三章)。
- [5] Фельдбаум, А. А., Вычислительные устройства в автоматических системах, ГИФМЛ, 1959, гл. XII.

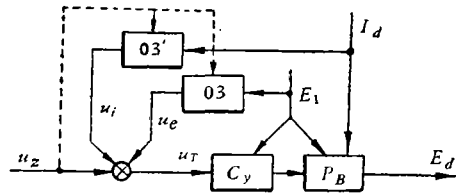


图 6.

THE APPLICATION OF THE DISTURBING CONTROL PRINCIPLE TO STABILIZE THE D. C. SOURCE OF A HIGH FREQUENCY QUENCHING EQUIPMENT

CHANG TZE-HONG

In this paper the equation of d.c. source of the high frequency quenching equipment is introduced, and the effect of the disturbance of network voltage and load current is discussed. For compensating this disturbance, we applied the principle of invariance and designed an automatic stabilized d.c. voltage system of the high frequency quenching equipment. A satisfactory result is obtained.