

三相平衡式单可控硅充电电路的研究*

龚秋声

(国营洪都机械厂第三研究所)

提 要

本文根据蓄电池充电的特点,提出了一种仅仅使用一只普通的可控硅轮流控制三相的平衡式充电电路。它克服了一般单相和三相可控硅充电电路的缺点,而又吸取了后两种电路的优点。它以最简单的方法实现在整个范围内的三相处处同步调节。这就打破了在三相平衡电网中,要使三相达到平衡,必须用多只可控硅来同步调节,以实现输出直流电压调压的传统做法。这为可控硅充电设备的设计提出了一种既简单、又经济、且三相能平衡调节的可控硅实用新电路。

一、引 言

用蓄电池储存电能是当今世界上最简单、最普遍的储电方法之一。它应用非常广泛已遍及工厂、农村、矿山等地,并且随着蓄电池制造技术的改进,它的应用必将更加广泛。例如用于以蓄电池为能源的电动交通工具等。因此,研究蓄电池充电设备的电路具有一定的现实意义。

可控硅出现后很快就被应用于充电领域。可控硅快速充电设备的研制成功,不但提高了充电速度,减少了有害气体的析出量,而且节约20—25%的电能。由于快速充电需要较大的功率,因此充电设备有向三相可控硅充电电路发展的趋势。

可控硅充电设备的成本主要取决于变压器、可控硅及其控制系统。可控硅单相充电电路可以减少可控硅的使用数量、控制电路又简单,所以成本低,但带来了三相不平衡和需要较多的铜和钢来制造单相变压器的问题。一般的三相多可控硅充电电路虽能使三相电网平衡,变压器体积减小,但使用多可控硅使得电路复杂,成本增高,这就妨碍着三相可控硅充电电路的推广应用。为了进一步降低充电设备的成本,能否吸取单相和三相可控硅充电设备的优点,而克服其缺点?这就提出了研究三相单可控硅充电电路这一新课题。起初,人们一般都认为不能仅用1只普通的可控硅控制三相来调节输出直流电压。但作者根据工作需要,曾设计过几种三相单可控硅调压电路,并得到实际应用^[1],使上述想法成为现实。但三相不平衡问题又摆在我们面前。本文所讨论的三相平衡式单可控硅充电电路就是以最简单的形式在三相平衡电网中解决了三相平衡和同步控制的问题。此电路吸取了一般单相和三相充电器的优点,克服了它们的缺点。由于使用单可控硅单信号控制,因此在三相平衡性能方面甚至超过了一般的三相可控电路,它为蓄电池充电,特别是

* 1981年5月20收到。

大蓄电池充电, 提供了一种既简单、又经济、且三相能达到平衡的实用电路。

可控硅充电电路的工作方式可连续移相控制, 也可准连续周波数控制。前一种方式充电电流可连续调节, 电路简单, 调整方便, 目前各国普遍采用。后一种方式充电电流有阶跃, 控制电路较为复杂, 但对电网的干扰远比前者为小, 目前虽在充电方面应用不多, 但作者认为这是一种很有前途的控制方式。它对不平衡式三相单可控硅充电电路来说尤为重要, 除了可减少对电网干扰外, 还可使某些三相充电器对三相电网的平衡性有所改善。本文仅讨论不带滤波器的连续移相控制的三相平衡式单可控硅充电电路。

二、设计根据

在三相半波整流输出电路中串入 1 只普通的可控硅, 在一般负载下是不可能实现可控调压的。但是只要负载中存在着一个大于或等于自然换相点的反向电势时, 串入的可控硅就可以利用这个反向电势来恢复阻断或反向关断。由于蓄电池的内阻很低, 其额定电压和放电终止电压相差甚小 (对铅蓄电池来说每节额定电压为 2V, 放电终止电压不得低于 1.7V)。由下文的计算可知, 需要充电的蓄电池的开路电势, 一般都能满足大于或等于电路中的自然换相点电压, 并且有足够大的常规充电电流的调节量。因此发现了对于蓄电池充电, 存在不需要用三相同步变压器并与三相相序无关的三相半波单可控硅调压电路。该电路在满足蓄电池的开路电势大于或等于整流电压的自然换相点电压时, 用 1 只可控硅就可以非常正确地轮换控制三相中的每一相的电流。这一方法是目前在整个电流调节范围内实现三相同步调节的较简单的方法。

三、电路的分析和计算

1. 主回路 三相平衡式单可控硅充电主回路如图 1(a) 所示。为了简化问题, 在分析计算时假设: 不计整流器内阻, 将变压器导通一相的内阻全部等效到可控硅的后面, 以 r_2 表示。蓄电池总内阻以 R_N 表示。这样交流电源 u_{2A} 、 u_{2B} 、 u_{2C} 可视为无内阻的正弦电源。再根据蓄电池的电势大于或等于整流器的自然换相点电压 (此电压为变压器次级相电压峰值之半) 以及可控硅导通和关断的条件, 就可画出三相平衡式单可控硅充电电路的 u'_d (三相半波整流电压)、 u_d (u'_d 经可控硅控制后的输出电压)、 u_{SCR} (可控硅两端所承受的电压)、 i_{SCR} 、 i_d (可控硅的电流和蓄电池的充电电流)、 i_{D1} 、 i_{D2} 、 i_{D3} (各整流管的电流)、 i_{2A} 、 i_{2B} 、 i_{2C} (变压器次级三相绕组的电流)、 i_{1A} 、 i_{1B} 、 i_{1C} (变压器初级三相绕组的电流) 的波形, 如图 1(c)、(d)、(e)、(f)、(g)、(h)、(i)、(j)、(k) 和 (l) 所示。

分析图 1 可知, 在满足条件 $E \geq \frac{1}{2} U_{2M}$ 时, (E 为蓄电池开路电势, U_{2M} 为电源次级相电压峰值), 可控硅可实现电压过零阻断或反向关断, 且由 $U_{2M} \sin = E$, 得

(1) 可控硅的起始导通角 a_c 为

$$a_c = \sin^{-1} \frac{E}{U_{2M}}. \quad (1)$$

(2) 可控硅的最大可控区为

$$\theta_{\max} = \pi - 2a_c = \pi - 2 \sin^{-1} \frac{E}{U_{2M}}. \quad (2)$$

(3) 可控硅承受的反向电压为

$$u_{fSCR} = E - U_{2M} \sin \alpha, \quad (0 \leq \alpha \leq a_c, \\ \pi - a_c \leq \alpha \leq \pi - \frac{\pi}{6}). \quad (3)$$

最大反向电压发生在 $\alpha = \frac{\pi}{6}$ 处, 且有

$$U_{fSCR\max} = E - \frac{1}{2} U_{2M}. \quad (4)$$

由(4)式可知, 可控硅承受的最大反向电压要比目前使用的一切单相和三相可控硅充电电路低得多。

(4) 可控硅承受的正向电压为

$$u_{xSCR} = U_{2M} \sin \alpha - E, \\ (a_c \leq \alpha \leq \pi - a_c). \quad (5)$$

最大正向电压发生在 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 处, 且有

$$U_{xSCR\max} = U_{2M} - E. \quad (6)$$

由(6)式可知, 可控硅承受的最大正向电压要比目前使用的单相可控硅充电电路低。

同时由(4)、(6)式和条件 $E \geq \frac{1}{2} U_{2M}$ 可知,

此电路存在着 $U_{xSCR\max} \geq U_{fSCR\max}$, 故选择可控硅额定电压时, 只要依据 $U_{xSCR\max}$ 选取即可。

(5) 可控硅输出电压可表示为

$$u_d = \begin{cases} E, & i_d = 0; \\ U_{2M} \sin \omega t, & i_d \neq 0 \end{cases} \\ (0 \leq \omega t \leq \pi). \quad (7)$$

输出直流电压平均值可由下式计算得

到

$$U_d = E + \frac{3}{2\pi} \int_a^{\pi-a_c} (U_{2M} \sin \omega t - E) d\omega t \\ = \frac{3}{2\pi} [U_{2M} (\cos \alpha + \cos a_c) + E(a_c + \alpha)] - \frac{1}{2} E, \quad (a_c \leq \alpha \leq \pi - a_c). \quad (8)$$

最大值发生在 $\alpha = a_c$ 处, 且有

$$U_{d\max} = \frac{3}{\pi} (U_{2M} \cos a_c + E a_c) - \frac{1}{2} E. \quad (9)$$

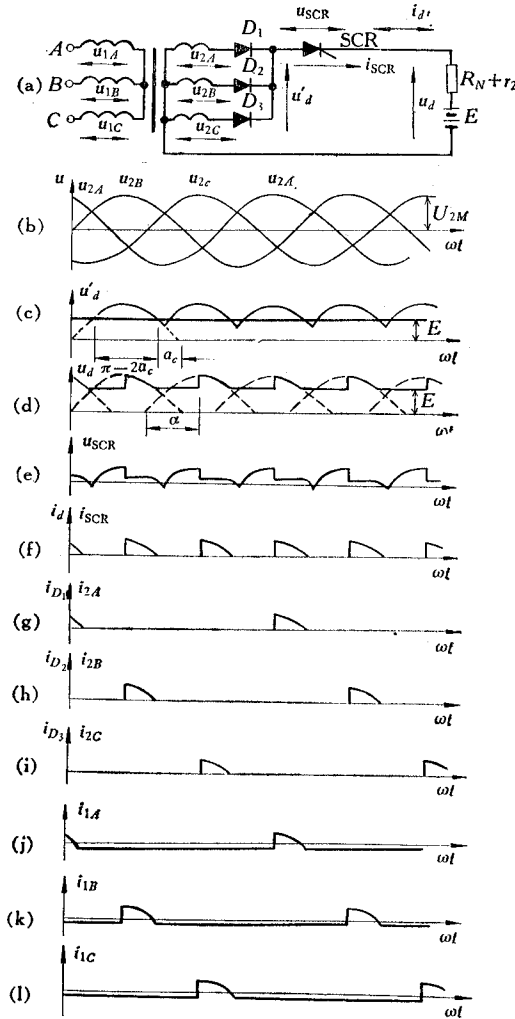


图1 三相平衡式单可控硅充电主回路及其波形

Fig. 1 The main charging circuit of the three-phase balanced type with one thyristor and its waveforms

最小值发生在 $\alpha = \pi - a_c$ 处, 且有 $U_{d\min} = E$.

(6) 可控硅输出电流和充电电流相等, 且有

$$I_{\text{SCR}} = I_d = \frac{U_d - E}{R_N + r_2}. \quad (10)$$

输出电流平均值可由下式计算得到

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-a_c} \frac{u_d - E}{R_N + r_2} d\omega t \\ &= \frac{3}{2\pi(R_N + r_2)} [U_{2M}(\cos \alpha + \cos a_c) - E(\pi - a_c - \alpha)], (a_c \leq \alpha \leq \pi - a_c). \end{aligned} \quad (11)$$

最大值发生在 $\alpha = a_c$ 处, 且有

$$I_{d\max} = I_{\text{SCR}\max} = \frac{3[2U_{2M}\cos a_c - E(\pi - 2a_c)]}{2\pi(R_N + r_2)}. \quad (12)$$

当 $a_c = \frac{\pi}{6}$ 时, 由(1)式得 $E = \frac{1}{2} U_{2M}$ 或 $U_{2M} = 2E$, 则得此电路所能得到的最大可控电流为

$$I'_{d\max} = \frac{3\sqrt{3}U_{2M} - 2\pi E}{2\pi(R_N + r_2)} = \frac{3\sqrt{3} - \pi}{\pi(R_N + r_2)} E \doteq 0.66 \frac{E}{R_N + r_2}, \quad (13)$$

或

$$I'_{d\max} = \frac{U_{2M}(3\sqrt{3} - \pi)}{2\pi(R_N + r_2)} \doteq 0.33 \frac{U_{2M}}{R_N + r_2}. \quad (13)'$$

最小值发生在 $\alpha = \pi - a_c$ 处, 其值为零.

由于变压器的内阻 r_2 和蓄电池的内阻 R_N 都很低, 由充电器的一般计算经验可知^[2], 蓄电池常规充电的最大充电电流 $I_{c\max}$ 的大小是和 $(R_N + r_2)$ 有关的, 可用下面的近似计算式表示

$$R_N + r_2 = k \frac{E}{I_{c\max}}, \quad (\text{常数 } k = 0.12 - 0.2). \quad (14)$$

将(14)式代入(13)式得

$$I'_{d\max} = \frac{3\sqrt{3} - \pi}{k\pi} I_{c\max} \doteq (3.3 - 5.5) I_{c\max}. \quad (15)$$

这就是说此电路可控制的最大电流值为蓄电池常规充电的最大充电电流值的 3—5 倍.

在可控硅的不同起始导通角 a_c 下, 所能得到的最大输出电流可由(14)式代入(12)式求得

$$\begin{aligned} I_{d\max} &= \frac{3[2U_{2M}\cos a_c - E(\pi - 2a_c)]}{2kE} \\ &\doteq (2.4 - 4) \frac{I_{c\max}}{E} [2U_{2M}\cos a_c - E(\pi - 2a_c)]. \end{aligned} \quad (16)$$

当可控硅的导通角为 $\pi - 2a_c$, 可控硅输出电流等于常规充电最大充电电流 ($I_{d\max} = I_{c\max}$) 时, 可由(16)式求得下列方程

$$\cot a_c + a_c = \frac{\pi}{6} (2k - 3) \doteq 1.70 - 1.78. \quad (17)$$

由(17)式可知: 当 $k = 0.12 \sim 0.2$ 时, 此电路在常规充电时的起始导通角 a_c 一般为 $45^\circ \sim 50^\circ$.

(7) 通过可控硅的电流有效值与充电电流的有效值相等, 且有

$$I_{SCR} = \frac{1}{R_N + r_2} \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_a^{\pi-a_c} (U_{2M} \sin \omega t - E)^2 d\omega t}$$

$$= \frac{1}{R_N + r_2} \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[(\pi - a_c - \alpha) \left(\frac{1}{2} U_{2M}^2 + E^2 \right) + \frac{1}{4} U_{2M}^2 (\sin 2a_c + \sin 2\alpha) - 2U_{2M}E(\cos a_c + \cos \alpha) \right]}. \quad (18)$$

最大值发生在 $\alpha = a_c$ 处, 即

$$I_{SCRmax} = \frac{1}{R_N + r_2} \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[(\pi - 2a_c) \left(\frac{1}{2} U_{2M}^2 + E^2 \right) + \frac{1}{2} U_{2M}^2 \sin 2a_c - 4U_{2M}E \cos a_c \right]}. \quad (19)$$

最小值发生在 $\alpha = \pi - a_c$ 处, 其值为零.

(8) 通过各整流二极管和变压器次级绕组的电流相等, 但相位各相差 120° , 以 i_2 表示, 则

$$i_2 = i_{D_2} = \frac{1}{R_N + r_2} (U_{2M} \sin \alpha - E), \quad (a_c \leq \alpha \leq \pi - a_c). \quad (20)$$

(a) 电流平均值为

$$I_{2d} = I_D = \frac{1}{2\pi(R_N + r_2)} \int_a^{\pi-a_c} (U_{2M} \sin \omega t - E) d\omega t$$

$$= \frac{1}{2\pi(R_N + r_2)} [U_{2M}(\cos \alpha + \cos a_c) - E(\pi - a_c - \alpha)],$$

$$(a_c \leq \alpha \leq \pi - a_c). \quad (21)$$

最大平均电流发生在 $\alpha = a_c$ 处, 即

$$I_{2dmax} = I_{Dmax} = \frac{1}{2\pi(R_N + r_2)} [2U_{2M} \cos a_c - E(\pi - 2a_c)]. \quad (22)$$

最小平均电流发生在 $\alpha = \pi - a_c$ 处, 其值为零.

(b) 电流有效值为

$$I_2 = I_D = \frac{1}{R_N + r_2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_a^{\pi-a_c} (U_{2M} \sin \omega t - E)^2 d\omega t \right]}$$

$$= \frac{1}{R_N + r_2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[(\pi - a_c - \alpha) \left(\frac{1}{2} U_{2M}^2 + E^2 \right) + \frac{1}{4} U_{2M}^2 (\sin 2a_c + \sin 2\alpha) - 2U_{2M}E(\cos a_c - \cos \alpha) \right]},$$

$$(a_c \leq \alpha \leq \pi - a_c). \quad (23)$$

最大有效电流发生在 $\alpha = a_c$ 处, 即

$$I_{2max} = I_{Dmax} = \frac{1}{R_N + r_2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[(\pi - 2a_c) \left(\frac{1}{2} U_{2M}^2 + E^2 \right) + \frac{1}{2} U_{2M}^2 \sin 2a_c - 4U_{2M}E \cos a_c \right]}. \quad (24)$$

最小有效电流发生在 $\alpha = \pi - a_c$ 处, 其值为零.

(9) 变压器初级电流(不计励磁电流时)为

$$i_1 = \frac{u_2}{u_1} (i_2 - I_{2d}) = \frac{U_{2M}}{U_{1M}} (i_2 - I_{2d}). \quad (25)$$

三相变压器初级电流的有效值为

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{U_{2M}}{U_{1M}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_a^{2\pi} (i_2 - I_{2d})^2 d\omega t} \\ &= \frac{U_{2M}}{U_{1M}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi-a_c} i_2^2 d\omega t - \frac{1}{2\pi} \cdot 2 I_{2d} \int_a^{\pi-a_c} i_2 d\omega t + I_{2d}^2} \\ &= \frac{U_{2M}}{U_{1M}} \sqrt{I_2^2 - I_{2d}^2} = \frac{U_{2M}}{U_{1M}} \sqrt{I_2^2 - \frac{1}{9} I_d^2}. \end{aligned} \quad (26)$$

对应的变压器次级电流最大有效值为

$$I_{1\max} = \frac{U_{2M}}{U_{1M}} \sqrt{I_{2\max}^2 - \frac{1}{9} I_{d\max}^2}. \quad (27)$$

(10) 电源变压器的容量为

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} \left(3 I_{1\max} \cdot \frac{U_{1M}}{\sqrt{2}} + 3 I_{2\max} \cdot \frac{U_{2M}}{\sqrt{2}} \right) \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{4} U_{2M} \left(I_{2\max} + \sqrt{I_{2\max}^2 - \frac{1}{9} I_{d\max}^2} \right). \end{aligned} \quad (28)$$

根据以上的分析计算,可按下列方法来设计这种三相平衡式单可控硅充电电路参数。

(1) 由(17)式可知,起始导通角 a_c 一般可在 45° — 50° 之间预选一数值,然后由(1)式算出 U_{2M} 值。

(2) 考虑到电网电压降低时,还要能够满足常规充电最大电流的要求,可控硅的最大输出电流应有 F 倍的富裕,这时可将(12)式改写为下式。而 F 一般取在 1.1—1.2 之间。

$$I_{d\max} = \frac{3 [2 U_{2M} \cos a_c - E (\pi - 2 a_c)]}{2\pi (R_N + r_2)} = F I_{c\max} = (1.1-1.2) I_{c\max}. \quad (29)$$

将 a_c 、 U_{2M} 、 E 和由(12)式估算的 $R_N + r_2$ 值代入(29)式。若 $I_{d\max} > (1.1-1.2) I_{c\max}$ 时,说明 a_c 选小了,应增大 a_c ,减小 U_{2M} ,使(29)式得到满足为止。若 $I_{d\max} < (1.1-1.2) I_{c\max}$ 时,说明 a_c 选大了,应减小 a_c ,增大 U_{2M} ,直到最终能满足(29)式为止。

根据得到的满足(29)式的 a_c 和 U_{2M} 以及 E 、 $I_{c\max}$ 、 $I_{d\max}$ 值,可由(6)式来决定可控硅元件的电压等级。可由(24)式决定二极管的电流等级(电压等级和一般三相半波整流电路相同)和变压器次级导线线径。由(27)式决定变压器初级导线线径。由(28)式决定整流变压器的容量。由(29)式决定可控硅元件的电流等级。

2. 同步移相触发电路 可控硅的同步移相触发电路有多种,现提出两种不需要三相同步变压器的简单的电路供参考。

(1) 对于充电电压较高的设备,如直接采用市电三相半波整流可控充电时,可采用图 2(a)的自动跟踪同步和移相调节方式。同步电压是直接从小可控硅 SCR 的阳极与阴极之间引出的电压,经过电阻 R_1 和稳压管 DW_2 削波后供给的。调节电位器 W_1 的位置就可改变双基极二极管 BG_1 的振荡频率,从而改变了可控硅的触发信号的相位,达到调节充电电流的目的。从电阻 R 上取得电流反馈电压,经过 BG_2 和电阻电容滤波来控制 BG_3 的集电极

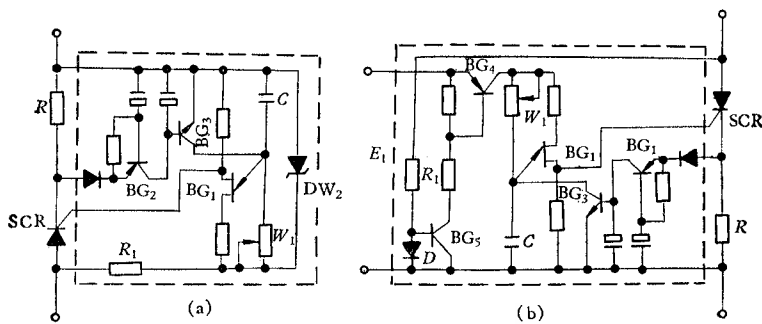


图 2 三相平衡式单可控硅充电电路的触发电路图

Fig. 2 The trigger circuit diagram of the three-phase balanced type charging circuit with one thyristor

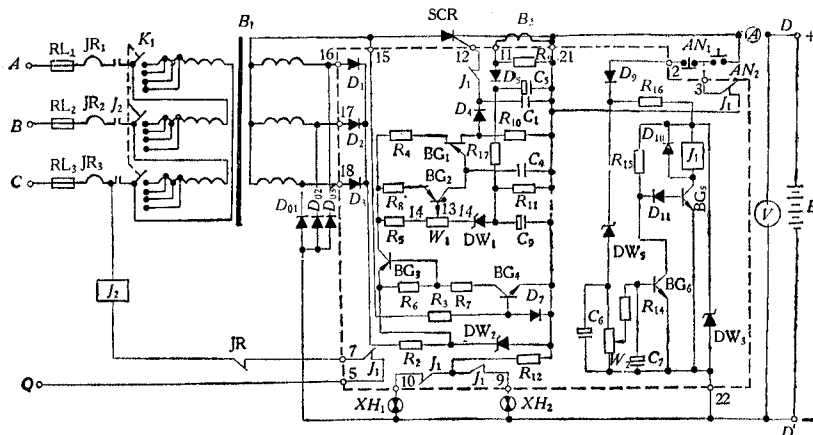
电流,获得了较强的电流负反馈,稳定了充电电流。

(2) 对于充电电压较低的设备,由于 SCR 阳极与阴极间电压较低,采用图 2(a) 电路就可能使移相范围远小于 $(\pi - 2a_e)$, 或使双基极二极管产生的电压触发不动 SCR, 此时则可采用如图 2(b) 所示的触发电路。触发电路中的电源采用辅助电源 E_1 , 而同步电压则是从 SCR 的阳极与阴极之间引出的电压, 经过电阻 R_1 、二极管 D 和三极管 BG_4 、 BG_5 使成为自动跟踪电压后, 供给双基极二极管振荡而形成三相同步触发信号。其他与图 2(a) 相同。

四、应用实例

本电路只适用于有反电势的蓄电池充电设备中, 而且多半用在需要有较大功率的固定电压充电的场合。图 3 是作者设计生产的 KXC-3 型三相平衡式单可控硅充电机的一种, 其简单工作原理如下:

在 DD' 两端按正确的极性接上蓄电池, 并启动按钮 AN_2 后, 晶体管 BG_5 导通, 使继电



器 J_1 动作, J_1 吸合使 J_2 也吸合, 此时三相电源变压器接通. 变压器次级电压由二极管 D_{01} 、 D_{02} 、 D_{03} 整流, 在 15 和 22 之间产生三相半波整流电压. 此电压与蓄电池电势之差值加在可控硅阳极与阴极之间. 在蓄电池电势大于或等于电源变压器次级相电压峰值之半时, 调节电位器 W_1 , 改变可控硅导通角的相位就可调节充电电流的大小.

可控硅的移相触发信号发生器的直流电压由整流二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 整流, 经电阻 R_2 和稳压管 DW_2 稳压供给. 各相的跟踪同步电压信号由电阻 R_3 、 R_6 、 R_7 和二极管 D_7 、三极管 BG_3 、 BG_4 产生. 可控硅触发信号由双基极二极管 BG_1 等元件产生的振荡形成. 调节电位器 W_1 可以改变 BG_2 的集电极电流, 亦即改变电容 C_4 的充放电频率, 从而改变可控硅导通角的相位. 由电流互感器 B_2 检测到的信号, 经过整流滤波, 使其在电阻 R_{11} 和电容 C_9 上产生反馈电压. 此电压对电容 C_4 的充电电流强负反馈, 以稳定充电电流. 稳压管 DW_1 产生恒定的压降, 加强了反馈程度.

二极管 D_9 和继电器 J_1 等元件组成了蓄电池极性反接时的保护电路.

由稳压管 DW_3 、电阻 R_{14} 、电容 C_6 、 C_7 、三极管 BG_6 和电位器 W_2 等组成蓄电池端电压检测电路、抗干扰电路和自动关机电路. 根据蓄电池的电压高低和蓄电池的新旧程度, 调节电位器 W_2 可调整自动关机电压的高低, 来保证自动关机后确已达到蓄电池充足了电的要求.

KXC-3 型充电机是专为我厂生产的电瓶车的自动充电而研制的, 由于电路简单, 调试方便, 经一年多来的连续使用证明适用、安全、可靠, 改变开关 K_1 可以调节变压器次级三相电压. 由于电路设有较强的电流负反馈, 充电电流很少受 K_1 位置的影响, 但在相同的充电电流(30A)下, 变压器次级电压越高, 变压器、整流管和可控硅温升就越高, 能耗越大. 因此, 在能够满足最大充电电流的情况下, 总是希望把开关 K_1 放在使变压器次级电压较低的位置上, 以减少能耗(改变 K_1 位置可以对 26—46V 的 DG-250 蓄电池充电. 如果对 40V 固定蓄电池充电, 则开关 K_1 可以不用), 因此, 本电路在技术上虽对充电蓄电池电势有 $E \geq \frac{1}{2} U_{2M}$ 的限制, 但从减小能耗来说, 这样的限制看来也是很有必要的. 对沿用传统可控硅调压电路的充电电路, 虽没有 $E \geq \frac{1}{2} U_{2M}$ 的限制, 但从减小能耗和电流波形系数要求来看, 一般都应该使用在 $E \geq \frac{1}{2} U_{2M}$ 的范围内. 这时后面电路在技术上能使用较高的 U_{2M} 对较低的 E 充电的优势也就变为次要的了, 特别是对恒定节数的蓄电池充电设备就完全无这种要求.

五、结 束 语

蓄电池两端电势越低, 其内阻越大. 起始阶段的充电电流允许为 $1C^{[3]}$ (C 为蓄电池容量); 一般充电电流则在 0.05—0.1C 之间; 快速充电电流一般也只是在 0.3—0.4C 之间. 由以上分析计算可知, 只要当蓄电池的开路电势达到变压器次级相电压峰值之半时, 电路能实现调压. 由(15)式可知, 此时调节可控硅的控制角, 输出电流就可达到一般蓄电池充电电流值的 3—5 倍. 这表明, 此电路不但可用于一般的蓄电池充电电路来调节充电

电流,而且可用于快速充电设备. 此电路与目前一般采用的单相桥式整流输出端加可控硅调节输出充电电流的电路相比,不但使能耗降低,可控硅元件的电压等级和电流等级有所降低,可节约 1 只整流管,而且还可使变压器的体积和重量减小,使三相电网的负载得到平衡. 这降低了充电设备的制造成本,并改善了性能. 此电路与目前一般三相半控充电电路相比. 表面上看是节省了 2 只可控硅,多了 3 只二极管,但由于图 1 电路中使用的可控硅其耐压只有后者的 $1/5 \sim 1/3$ (电流增加 3 倍),因为击穿电压相同可控硅元件都比二极管整流管贵得多,因此,实际计算表明图 1 电路中的管子价格可比三相半控电路少一半. 再把节省一个笨重的三相同步变压器和简化了同步触发电路等计算在内,图 1 电路的造价远比三相半控电路为低. 在能耗上,图 1 电路多 1 只可控硅元件的正向压降,但同步水准的提高有利于减少变压器的损耗,减少设备对电网的干扰. 同时,同步变压器的废除和触发电路的简化也能使能耗减少,因此图 1 电路不论从投资、运行和维修费用上,还是从技术性能上,在一般充电领域内都优于三相半控电路.

图 1 电路已为设计大型多路充电系统提供了极为优越的各路分别单独调节充电电流的条件. 这一点是现有其他充电电路所无法比拟的,如采用图 4 电路,它公用一个 Δ/Y 型变压器和桥式整流器,用三根汇流条引出. 各回路只要用一个可控硅及简单的触发电路就能方便地实现各回路内充电电流的单独同步调节. 它与一般单相可控硅电路相比,显然管子的数量和耐压以及总能耗都要低,且充电直流效率高. 它与一般三相电路相比,由于一般三相电路各回路要求三个可控硅同步调节系统,电路复杂,成本更高,因此,图 4 的方案的投资、运行和维修费等主要经济技术指标是现有的可控硅调压电路所无法比拟的.

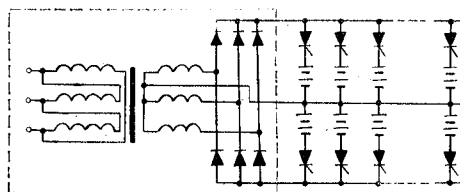


图 4 三相平衡式多回路充电电路原理图

Fig. 4 Diagram showing the principle of the three-phase balanced type multiloop charger

在三相可控硅调压电路中,为了使三相电网负荷得到平衡,一般都使用 3 只可控硅元件同步调节触发信号的相位来达到调节输出电压. 因为三相不同步会使电网负载不平衡,变压器产生高次谐波,直流磁化和可控元件负荷不均,使能耗增加,同时对电网的干扰也增加. 因此三相同步的问题是人们长期来所探索的重要问题,1932 年 Г. И. Багат 提出在三相全控桥电路中增加 1 只零式整流器件,间接地解决了当时三相同步水平低所带来的问题^[4]. 近几十年来由于半导体和可控硅元件的出现,人们已经设计了一些同步水准较好的三相同步移相触发电路^[5],但是由于这些电路中受半导体元器件稳定性和离散性的影响,实际上很难做到整个范围内的三相同步调节. 近几年来由于锁相技术和数字技术的发展,虽然已经可以做到在整个范围内的三相同步调节,但是由于电路复杂,实际上很少有应用于可控硅调压电路中的相位同步控制. 本电路使用的仅仅是几个最普通

的分离元件,很少受半导体元件性能离散性的影响,不但甩掉了三相同步变压器,实现与三相相序无关的能很好地在三相平衡电网中实现了三相充电电流的调节,并能在整个范围内处处同步调节,其根本原因是实现了三相单可控硅控制。为了减少整流变压器中的直流磁化,提高变压器的利用率,对图 3 中的变压器 B_1 次级可采用六个次级绕组的 Z 型连接方法。

综上所述,可见;此电路为充电设备提供了一种既简单、又经济、且三相能够达到平衡的实用新电路。

最后还应指出,用交流电源的可控硅调压电路有十多种,各种电路各有其优缺点,分别在各种不同的场合下发挥各自的优点,在各种场合下广泛地应用着。本文提出的可控硅充电电路与其他沿用传统可控硅调压电路相比,也各有优缺点,要充分发挥其优点也需要选择适当的场合才能充分发挥。如要对 170—230V 的蓄电池进行大电流充电,要求其充电设备体积小、重量轻、价格便宜时,可直接采用三相市电电网整流的图 1 主回路和图 2(a)的触发电路为最好,但充电时需要注意人身安全。

参 考 文 献

- [1] 龚秋声,洪都科技, 1 (1980), 1.
- [2] 牛景汉,电子科学技术, 4 (1979), 22.
- [3] 江南造船厂,华东电气传动, 3 (1978), 35.
- [4] A. H. Аров 著,邹立安译,电子管振荡器在电加热中的应用,国防工业出版社,1956 年,第 48 页.
- [5] 机床设计手册编写组编,机床设计手册 5,电力传动及控制系统设计(上册),机械工业出版社,1979 年,第 212—235 页.

THE INVESTIGATION OF A THREE-PHASE CHARGING CIRCUIT BALANCED WITH ONE THYRISTOR

Gong Qiu-sheng

(The Third Institute of National Hongdou Machine Manufacturing Factory)

Based on the specific requirements of battery charging, a three-phase balanced charging circuit controlled with one thyristor is proposed. This circuit is free from the defects existing in general single-or three-phase thyristor charging circuit but has the advantages of the both. It is capable of achievement of three-phase synchronous regulation throughout the whole range by a simple way. Thus, it is different from the traditional method, there is no need to adopt multi-thyristor in three-phase balanced network to balance and synchronize the regulated D.C. output voltage. The purpose of this paper is to present a new practical circuit which is not only simple, economic, but also able to be three-phase balanced in voltage regulation, thus providing a good design of charging equipment controlled with one thyristor.