

在上述局限, 预计难以达到 JZ-1A 的水平。

最后, 我们觉得磁放大器作为电子仪器交流预稳压的手段, 与晶体管交流预稳压线路比较, 具有调试方便, 稳定范围宽, 本身功耗小, 不受功率限制等优点。这对于要求电压稳定度高的电子仪器, 具有一定的意义。因此, 我们将不断改进和完善这种电源。

### 参 考 资 料

- [1] "Analysis of Rectifier Operation" P. I. R. E., 1943, p. 341-361
- [2] "The Full-Wave Voltage-Doubling Rectifier Circuit", P. I. R. E., 1941, p. 554~558.
- [3] "电工基础"中册, 俞大光。
- [4] "JA 型交流稳压器", 无线电技术, 1975 年, 第 7 期。

## 电感-电容型恒流充电机

孙乃庚 徐振华 郎家骏

(中国科学院上海光机所)

在激光技术领域中, 充电机往往是不可缺少的设备之一。随着激光技术的发展, 充电机也在不断改进, 根据不同的用途, 研制出了多种类型的充电机。最初使用的恒压充电机逐步淘汰而代之以恒流充电机。前者的充电效率最高也不超过 50%, 而后者的充电效率大大提高。恒流充电机的类型及其原理也有好几种。这里简要地介绍一种电感-电容型(以下简称为 L-C 型)恒流充电机。这种充电机的特点是: 充电效率高, 一般可达 85% 左右, 理论上可达 95% 左右; 功率因数  $\cos \phi$  高, 接近于 1; 无稳态短路电流, 不怕短路; 对电网的冲击小; 在某些场合下, 可以省去升压变压器; 波形好, 干扰小; 便于精确控制储能电容器上的电压  $u_c$ ; 运行的可靠性高; 但体积和重量与可控硅恒流充电机相比要大些。

### 一、恒流充电的基本原理 与 L-C 变换器

在普通的充电机与电网之间加一个 L-C 变换器, 如图 1 所示, 这就构成了一台恒流充电机。L-C 变换器的作用是把恒压源变为恒流源。因此, 负载电流  $I_2$  与负载阻抗或

负载上的电压  $\dot{u}_2$  无关, 亦即  $I_2$  和  $I_c$  均与  $u_c$  无关。这就是说实现了恒流充电。

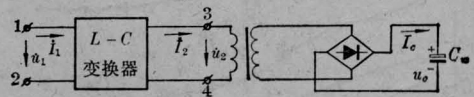


图 1 单相 L-C 型恒流充电机原理图

现在, 我们来分析一下 L-C 变换器是如何起恒流作用的。图 2 是一个以通常的四端网络形式表示的单相变换器。根据四端网络的理论, 图 2 所示的电路的基本特性方程如下:

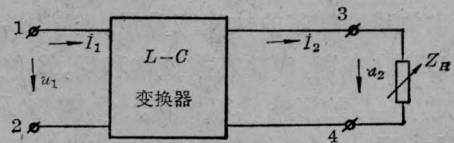


图 2 单相 L-C 变换器的方框图

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = A_{11}\dot{u}_2 + A_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = A_{21}\dot{u}_2 + A_{22}\dot{I}_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中  $A_{11}$ 、 $A_{12}$ 、 $A_{21}$ 、 $A_{22}$  为网络特性参数(复数), 与网络的结构、元件的参数及电源频率有关。此外,  $\dot{u}_2 = \dot{I}_2 \cdot Z_H$  ( $Z_H$  为负载阻抗), 将此关系式代入方程(1)中  $\dot{u}_1$  的表达式并加以整理, 便有:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{u}_1}{A_{11}Z_H + A_{12}} \quad (2)$$

由方程(2)可知,如果我们能设计出一个网络,使得  $A_{11}=0$ ,则有:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{u}_1}{A_{12}} \quad (3)$$

由此可见,  $\dot{I}_2$  的表达式中不含有  $Z_H$ , 因此,  $\dot{I}_2$  与负载阻抗  $Z_H$  完全无关, 而仅仅取决于电网电压  $\dot{u}_1$  和网络参数  $A_{12}$ 。也就是说,  $L-C$  变换器把恒压源变成了恒流源。

满足  $A_{11}=0$  这一条件的网络有许多种, 图3所示的  $\Gamma$  形网络就是其中之一。在这一网络中,

$$A_{11} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2} = 1 - \frac{j\omega L}{j\frac{1}{\omega C}} = 1 - \omega^2 LC$$

显然, 若选择  $L$  和  $C$ , 使  $\omega^2 LC=1$ , 则有  $A_{11}=0$ 。

恒流现象从物理上也不难解释。所以能够恒流完全是基于电路中的谐振现象。 $\omega^2 LC=1$  这正是串联谐振的条件。当负载开路时, 变换器电路便发生串联谐振, 这时  $u_2=\infty$ 。当负载短路 ( $Z_H=0$ ) 时, 短路电流  $\dot{I}_2=\dot{u}_1/j\omega L$ , 电容  $C$  中无电流和电压。随着  $Z_H$  的增加, 负载支路对  $C$  的分流作用减小, 变换器的工作状态向谐振状态靠近,  $C$  上的电压随之增加, 也就是负载  $Z_H$  上的电压增加。电压的增加恰巧补偿了负载阻抗的增加, 因而负载电流不变。

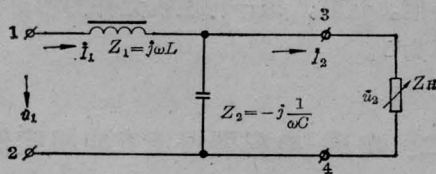


图3  $\Gamma$ 形变换器

下面分析一个实用的变换器电路, 如图4所示。图中  $R_1$  和  $R_2$  为电抗器的电阻(包括线圈的欧姆电阻和铁芯损耗),  $M$  为互感。忽略电容器的介质损耗, 并设  $L_1=L_2=L$ ,  $R_1=R_2=R$ , 而互感  $M=K_c\sqrt{L_1L_2}=K_cL_c$ 。

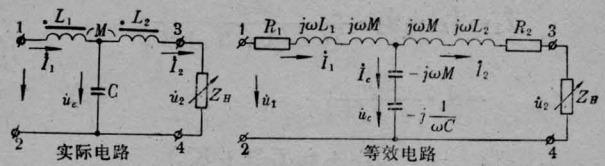


图4 T形变换器及其等效电路

$K_c$  为  $L_1$  和  $L_2$  之间的耦合系数, 这时的谐振条件仍为  $\omega^2 LC=1$ 。用四端网络理论分析这一电路, 结果如下:

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_{L2} = -j\dot{u}_1 \frac{Q(1+K_c)}{Z_H + R[1+Q^2(1+K_c)^2]} \quad (4)$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{L1} = \frac{\dot{u}_1}{R} \cdot \frac{Z_H + R}{Z_H + R[1+Q^2(1+K_c)^2]} \quad (5)$$

$$\dot{i}_c = \frac{\dot{u}_1}{R} \cdot \frac{Z_H + R[1+jQ(1+K_c)]}{Z_H + R[1+Q^2(1+K_c)^2]} \quad (6)$$

$$\dot{u}_c = -j\dot{u}_1 Q \cdot \frac{Z_H + R[1+jQ(1+K_c)]}{Z_H + R[1+Q^2(1+K_c)^2]} \quad (7)$$

$$\dot{u}_{L2} = \dot{u}_1 Q \cdot \frac{RQ(1+K_c) + j(K_c Z_H - R)}{Z_H + R[1+Q^2(1+K_c)^2]} \quad (8)$$

$$\dot{u}_{L1} = \dot{u}_1 \left\{ 1 + \frac{jQ(Z_H + R) - RQ^2(1+K_c)}{Z_H + R[1+Q^2(1+K_c)^2]} \right\} \quad (9)$$

$$\dot{u}_2 = -j\dot{u}_1 \cdot \frac{Q(1+K_c)Z_H}{Z_H + R[1+Q^2(1+K_c)^2]} \quad (10)$$

式中  $Q=\omega L/R$ , 为电抗器的品质因数。

由于实际的电抗器不是理想的纯电抗元件, 不可能绝对精确地满足  $A_{11}=0$  的条件。因此,  $\dot{I}_2$  的表达式中仍含有  $Z_H$  这一项。就是说  $\dot{I}_2$  是  $Z_H$  的函数, 不是与  $Z_H$  完全无关的恒定电流。但分析方程(4)时就可知, 当  $Q$  值足够高时, 在  $Z_H$  的一定的变化范围内,  $\dot{I}_2$  基本上不随  $Z_H$  变化。在极限情况下, 也就是  $Q=\infty(R=0)$  及  $K_c=1$  时, 便有:

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 = \dot{I}_{L2} &= -j\dot{u}_1 \cdot \frac{1}{\omega L(1+K_c)} \\ &= -j\dot{u}_1 \frac{1}{2\omega L} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 = \dot{I}_{L1} &= \dot{u}_1 \cdot \frac{Z_H}{[\omega L(1+K_c)]^2} \\ &= \dot{u}_1 \cdot \frac{Z_H}{4\omega^2 L^2} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_c &= \dot{u}_1 \cdot \frac{Z_H + j\omega L(1+K_c)}{[\omega L(1+K_c)]^2} \\ &= \dot{u}_1 \cdot \frac{Z_H + j2\omega L}{4\omega^2 L^2} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \dot{u}_c &= \dot{u}_1 \left[ \frac{1}{1+K_c} - \frac{jZ_H}{\omega L(1+K_c)^2} \right] \\ &= \dot{u}_1 \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{jZ_H}{4\omega L} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{u}_{L2} &= \dot{u}_1 \left[ \frac{1}{1+K_c} + \frac{jZ_H K_c}{\omega L(1+K_c)^2} \right] \\ &= \dot{u}_1 \left[ \frac{1}{2} + \frac{jZ_H}{4\omega L} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{u}_{L1} &= \dot{u}_1 \left[ \frac{K_c}{1+K_c} + \frac{jZ_H}{\omega L(1+K_c)^2} \right] \\ &= \dot{u}_1 \left[ \frac{1}{2} + \frac{jZ_H}{4\omega L} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

$$\dot{u}_2 = -j\dot{u}_1 \cdot \frac{Z_H}{\omega L(1+K_c)} = -j\dot{u}_1 \cdot \frac{Z_H}{2\omega L} \quad (17)$$

有了上述方程,就可以计算一个具体的 T 形变换器了。

由方程(17)可知,当  $|Z_H| > 2\omega L$  时,  $u_2 > u_1$ 。由于  $u_2$  可以超过  $u_1$  的许多倍,因此,在某些场合下,可以省去升压变压器。

由方程(12)可知,当  $Z_H$  为纯电阻时,变换器输入端的功率因数  $\cos \phi = 1$ 。对于实际的变换器来说,  $\cos \phi$  接近于 1。

由方程(11)和(12)可知,当  $Z_H = 0$  时,  $I_1 = 0$ , 而  $I_2$  仍然不变,不存在稳态短路电流。因此,用 L-C 型充电机对电容器组充电时,不会因短路而造成事故。刚开始充电的瞬间(此时  $u_c = 0$ , 相当于  $Z_H = 0$ ), 对电网不会有冲击。

而且,这种恒流属于调幅恒流,不象可控硅恒流充电机那样,属于相控恒流。后者瞬时电流的脉动很大,输入功率较高时,电源电压波形严重畸变。

变换器的效率是相当高的。T 形变换器的效率为:

$$\eta = \frac{Z_H R Q^2 (1+K_c)^2}{(Z_H + R)^2 + (Z_H + R) R Q^2 (1+K_c)^2} \quad (18)$$

当  $Z_H = R \sqrt{1+Q^2(1+K_c)^2} \approx RQ(1+K_c) = \omega L(1+K_c)$  时,  $\eta$  取得最大值:

$$\eta_{\max} \approx \frac{Q(1+K_c)}{Q(1+K_c)+2} \quad (19)$$

取得最大效率时的  $Z_H$  值称为最佳负载。由方程(19)可知,  $Q$  值及  $K_c$  值愈高,则效率愈高。

当  $Q$  值偏离最佳负载  $RQ(1+K_c)$  时,  $\eta$  也偏离  $\eta_{\max}$ , 如果用  $\nu = Z_H/RQ(1+K_c)$  来表示实际负载电阻与最佳负载电阻的偏离程度,则有:

$$\eta \approx \frac{\nu Q(1+K_c)}{\nu^2 + \nu(1+K_c)Q + 1} \quad (20)$$

当  $Q = 20, K_c = 1$  时,  $\eta$  与  $\nu$  之间的关系如表 1 所示。

表 1

$\nu$	0.1	0.2	0.5	1.0	2.0	5.0	10.0
$\eta(\%)$	80.0	88.5	94.2	95.2	94.2	88.5	80.0

可见,负载在相当大的范围内变化时,效率变化不大,仍然很高。

当  $Z_H$  为最佳负载时,不仅取得最大效率,而且使电抗元件的相对额定功率(即其额定的无功功率与负载的有功功率之比)取得最小值。这时,每一种电抗元件的相对额定功率为 1。

## 二、电感-电容型恒流充电机实例

由于 L-C 型恒流充电机有许多优点,在激光技术中将获得愈来愈广泛的应用,无论是在脉冲激光器电源中或连续激光器电源中,它都将占有重要的位置。

下面举一个固体脉冲激光器电源的例子。电路如图 5 所示。控制原理是,用中增

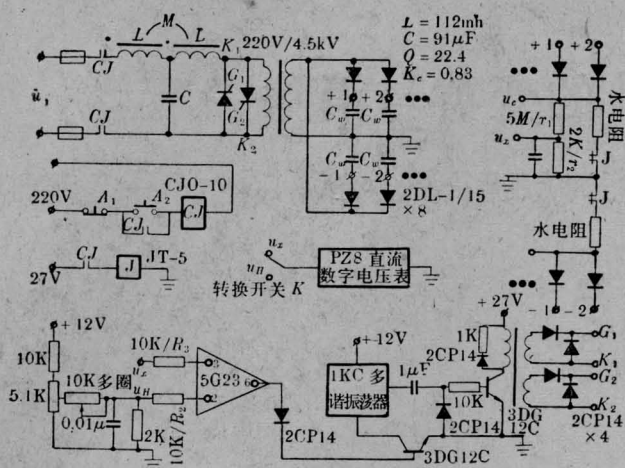


图5 恒流充电系统

益的运算放大器 5G23 接成比较器电路, 当被测信号  $u_x$  大于标准信号  $u_H$  时, 运算放大器输出正电压, 使 1 千周的多谐振荡器起振。多谐振荡器的输出脉冲通过脉冲变压器送到可控硅的控制极  $G_1$  和  $G_2$ , 使可控硅导通, 这时, 升压变压器原边被短接, 充电停止。当储能电容器上的电压因漏电而下降到一定值使得  $u_x < u_H$  时, 运算放大器便立即输出负电压, 多谐振荡器停止工作, 可控硅因控制极无触发信号而闭锁。因而再次充电, 补偿下降了电压  $u_c$  至原值。所以这是一个自停自补的充电线路。当  $u_c$  为 4 千伏时, 其重复精度可达 0.05%。分压器的分压比 ( $n = r_2 / (r_1 + r_2)$ ) 愈大,  $r_2 / R_3$  愈大, 则重复精度愈高。

由于平均充电电流是恒定的, 所以电压  $u_c$  线性上升, 见表 2。

表 2

电容器上的电压 $u_c$ (千伏)	1.0	2.0	3.0	4.0
变换器输出电流 $I_2$ (安)	1.84	1.85	1.85	1.84
变压器输出电流 $I_2$ (毫安)	92			78
充电时间 $t_{充}$ (秒)	8	16	24.5	34.0
变换器输入电压 $u_1$ (伏)	100			

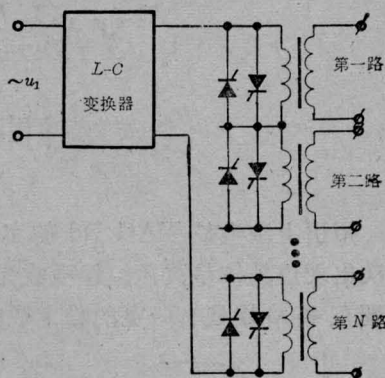


图6 多路脉冲激光器的充电主电路简图

在表 2 中可以看到,  $u_c$  较高时, 充电时间偏长。这主要是升压变压器磁路的非线性效应引起的。

我们还设计了多路脉冲激光器的电源, 采用了升压变压器串联的充电线路, 如图 6 所示, 可以单独使用其中的任何一路或几路, 也可以全部使用。任何使用情况下的充电速度都是一样的。所以除了恒流以外, 还具有恒速充电的特点。

这里值得一提的是, 目前二氧化碳激光切割机床的电源中, 为防止弧光产生, 不得不串入很大的电阻, 以保证稳定的辉光放电。但这样做, 电源的效率很低。如果精心研制一种 L-C 型恒流充电机, 可以少串甚至不串电阻, 则效率可大大提高。L-C 变换器还有许多应用, 除了单相变换器外, 还可以设计成三相变换器。在功率较大的情况下, 后者具有更好的技术经济指标。

### 参 考 资 料

- [1] “电工基础”, 西安交通大学编, 1962 年 9 月。
- [2] “Источники электропитания лазеров”, Волков И. В., Вакуленко В. М., 1976。