

# L-C恒流充电机主电路的设计计算

孙乃庚

(中国科学院上海光机所)

**提要:** 本文推导了L-C恒流充电机主电路中各种元件的计算公式,并给出了一些实验曲线。据此可以迅速、准确、合理地算出所有元件的电气参数和结构参数。

## Design and calculation for the supply circuit of a L-C constant-current charger

Sun Naigen

(Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Academia Sinica)

**Abstract:** The paper derives the calculating formulas of the components of the main circuit and gives some experimental curves. By means of these one can determine all the reasonable parameters of the components quickly and accurately.

众所周知,整流电路是多种多样的。我们不可能也没有必要对许多形式的整流电路加以计算。这里选择单相桥式整流电路进行计算。各电气参数符号的意义见图1。单相半波倍压、单相全波、三相半波倍压及三相桥式等整流电路可以等效地分解为单相桥式电路,因此同样可以应用本文中的公式进行计算。

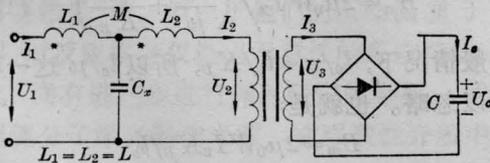


图1 单相桥式整流电路

充电电流平均值  $I_0$  的计算。由于L-C变换器的输出电流  $I_2$  是恒定不变的,因此  $I_0$  也是恒定不变的。所以只要知道储能电容量

C、充电电压  $U_0$  和允许的充电时间  $T$ , 就可以很容易地求出  $I_0$ :

$$I_0 = CU_0/T \quad (1)$$

整流变压器的次级电流  $I_3$  的计算。  $I_3$  与  $I_0$  的关系是

$$I_3 = mI_0 \quad (2)$$

在不要求很精确的条件下,可取  $m=1$ 。

L-C变换器的输出电流即整流变压器的初级电流  $I_2$  的计算。上面已经算出变压器的次级电流  $I_3$ , 这时初级电流  $I_2$  可以表示为

$$I_2 = nI_3 \quad (3)$$

这里  $n$  为变压器的变压比。我们先假设L-C变换器的负载为纯电阻且其阻值等于最佳负载  $\omega L(1+K_0)$ , 其中  $K_0$  为电抗器输入绕组  $L_1$  和输出绕组  $L_2$  之间的耦合系数; 同时变

收稿日期: 1981年9月25日。

换器本身无损耗, 即其品质因数  $Q = \infty$ 。这时变换器的输出电流  $\dot{I}_2$  和输入电流  $\dot{I}_1$  满足下述关系:

$$\dot{I}_1 \perp \dot{I}_2; I_1 = I_2$$

同时输出电压  $U_2$  与输入电压  $U_1$  相等。实际变换器的  $Q$  值是相当高的, 亦即损耗可以忽略不计; 在整流充电的情况下, 负载性质基本上相当于纯电阻, 而且其等效阻抗是由零(储能电容器刚开始充电时)逐渐变大的, 可以规定  $U_c$  达到最大值时, 变换器的等效负载阻抗刚好等于  $\omega L(1+K_c)$ 。显然这时应有  $U_2 = U_1$ 。因此变压比可以表示为

$$n = U_3/U_2 = U_c/\sqrt{2}U_1 \quad (4)$$

由(1)式到(4)式, 便得到:

$$I_2 = \frac{CU_c^2}{\sqrt{2}U_1 T} \quad (5)$$

$L$ - $C$  变换器中谐振电容  $C_x$  及电感  $L$  的计算。在  $T$  型变换器中, 若  $\omega^2 LC = 1$ , 则  $I_2 = U_1/\omega L(1+K_c) \approx U_1/2\omega L = \omega C_x U_1/2$ 。考虑到(5)式, 便得到

$$C_x = \frac{\sqrt{2}CU_c^2}{\omega T U_1^2} \quad (6)$$

$$L = \frac{TU_1^2}{\sqrt{2}CU_c^2\omega} \quad (7)$$

式中  $\omega$  为电压  $U_1$  的角频率。

电抗器的绕组匝数  $W$  和非磁性间隙长度  $l_b$  的计算。电抗器采用 CD 型铁芯, 磁路如图 2 所示。这里要注意的是, 在磁路中产生磁通的电流  $\dot{I}_1$  和  $\dot{I}_2$  是不同相位的, 因此相应的安匝数  $WI_1$  和  $WI_2$  不能简单地取其代数和, 而应取其矢量和  $|W\dot{I}_1 + W\dot{I}_2|$ 。根据全电流定律, 可知铁芯中的最大磁通密度  $B_m$  与总安匝数的关系为

$$\frac{B_m}{\mu\mu_0} l_c + \frac{B_m}{\mu_0} l_b = \sqrt{2}W |\dot{I}_1 + \dot{I}_2| \quad (8)$$

式中  $\mu$ ——铁芯的相对导磁系数;  $\mu_0$ ——真空中的导磁系数;  $l_c$ ——铁芯的平均磁路长度。由于  $\dot{I}_1$  和  $\dot{I}_2$  垂直且相等, 所以(8)式可

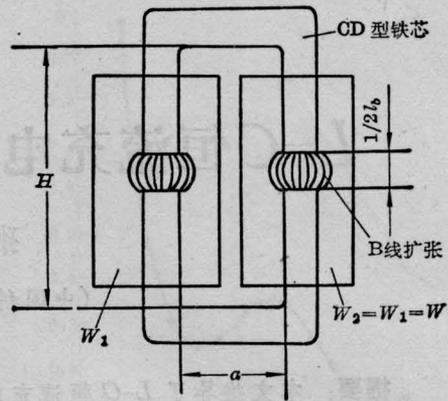


图2 磁路结构

以简化为

$$B_m = 2\mu_0 W I_2 / \left( \frac{l_c}{\mu} + l_b \right) \quad (9)$$

此外不难证明输入线圈的自感为

$$L_1 = W^2 S_c \mu_0 / \left( \frac{l_c}{\mu} + l_b \right) \quad (10)$$

根据(9)式和(10)式, 并考虑到  $L_1 = U_1/2\omega I_2$ , 我们便得到

$$W = U_1/\omega B_m S_c \quad (11)$$

由此可见, 一旦取定了  $B_m$  之后,  $W$  仅仅与输入电压  $U_1$  和铁芯的有效截面  $S_c$  有关, 而与电流  $I_2$  无关。这与单相变压器绕组的计算是十分相似的。

在铁芯的非磁性间隙中, 磁通要向外扩张, 即所谓边缘效应, 如图 2 所示。在(8)~(11)式中均未考虑这种效应。计算非磁性间隙长度  $l_b$  时, 就不能忽略这种效应了。这时(9)式应变为

$$B_m = 2\mu_0 W I_2 / \left( \frac{l_c}{\mu} + \frac{l_b}{K_B} \right) \quad (12)$$

一般情况下,  $l_c/\mu \ll l_b/K_B$ , 所以  $l_c/\mu$  这一项可以忽略。也就是

$$B_m = 2\mu_0 W I_2 K_B / l_b$$

由此可得

$$l_b = 2\mu_0 W I_2 K_B / B_m \quad (13)$$

式中  $K_B$  为计及边缘效应而引进的漏磁系数, 它与铁芯的标称面积以及非磁性间隙本身的长度有关, 面积愈小, 间隙愈大, 则  $K_B$

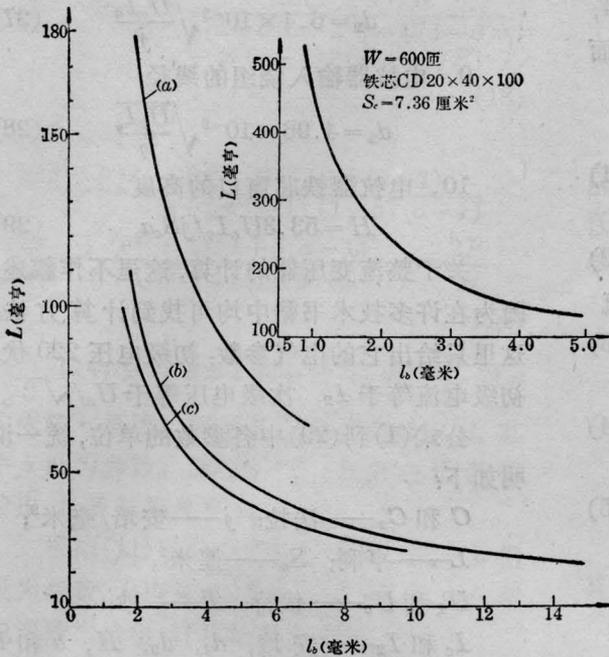


图3  $L$  与  $l_b$  的实验关系

(a)— $W=400$ ,  $CD25 \times 50 \times 80$ ; (b)— $W=240$ ,  $CD32 \times 64 \times 130$ ; (c)— $W=230$ ,  $CD32 \times 64 \times 100$

愈大。对于  $CD25 \times 50$  和  $CD32 \times 64$  这两种铁芯来说, 根据经验  $K_B \approx 2$ 。

为了方便, 我们在这里给出几条常用的  $l_b = f(L)$  曲线, 如图3所示。只要先根据(7)式算出  $L$  值来, 就可以很容易地查到  $l_b$  的数值。需要说明的是, 不论用哪一种方法求得的  $l_b$  值, 都不可能是十分精确的, 精确值要在实际调谐时才能确定。

电抗器绕组导线直径  $d_1$  和  $d_2$  的计算。T型变换器输出绕组中的电流  $I_2$  是恒定的, 因此我们可以很容易地写出  $d_2$  的计算公式

$$d_2 = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{I_2}{j}} \quad (14)$$

式中  $j$  为电流密度, 连续运行的情况下, 可取  $j = 2.5$  安/毫米<sup>2</sup> 左右; 在单次或短时运行的情况下, 允许  $j$  取得大些, 甚至大得多。 $d_2$  的单位为毫米。

电抗器输入绕组中的电流  $I_1$  不是恒定的, 需要对  $I_1$  进行折算, 以得到等效的发热电流。在充电过程中, 储能电容器上的电压

从零线性地上升到额定值, 如果变换器和变压器都是理想元件, 则  $I_1$  也是从零线性地上升到最大值  $I_2$ 。实际上变换器和变压器都有损耗; 变压器有漏抗; 电抗器的两个绕组的参数也不可能完全对称, 因此  $I_1$  不是从零上升的, 而是从某一数值  $I_0$  开始上升的。因此  $I_1$  可以表示为

$$I_1(t) = \frac{I_2 - I_0}{T} t + I_0 \quad (15)$$

在充电周期  $T$  内, 流过绕组  $L_1$  的等效电流有效值为

$$I_{1\text{等效}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_1^2(t) dt} \quad (16)$$

由(15)和(16)两式, 得到

$$I_{1\text{等效}} = \sqrt{(I_2^2 + I_2 I_0 + I_0^2)/3} \quad (17)$$

这里  $I_0$  为变压器次级短路时的  $I_1$  的数值。根据T型变换器原理可知  $I_0 \approx I_2/2Q$ , 而  $Q=10$  是很容易做到的, 所以  $I_0 \approx 0.05 I_2$ 。将此值代入(17)式便得到

$$I_{1\text{等效}} \approx 0.6 I_2 \quad (18)$$

这时我们便可得到电抗器输入绕组的线径

$$d_1 = \frac{1.55}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{I_2}{j}} \quad (19)$$

电抗器铁芯窗口高度  $H$  的估算。将导线截面看成边长为  $d$  的正方形, 那么铁芯窗口的面积为

$$S_0 = W(d_1^2 + d_2^2) K$$

式中  $K$  为窗口的利用系数的倒数, 根据经验,  $K$  值可取 1.8。若窗口的宽度为  $a$ , 则高度为

$$H = \frac{S_0}{a} = \frac{1.8W(d_1^2 + d_2^2)}{a} \quad (20)$$

$K$  值与绕制工艺、层间绝缘厚度及绕组端部留边长短等因素有密切的关系。由(19)式算出的  $H$  值仅供参考。根据  $H$  值初选铁芯后, 最好再校核一下窗口是否够用。

为了使设计计算方便, 我们将前面所导出的公式总结一下, 用统一的参数来表达, 且

将一些参数的数值(如  $U_1=220$  伏,  $\omega=314$ ,  $B_m=1.55$  韦伯/米<sup>2</sup>)代入到公式中去, 从而得到:

1. 平均充电电流

$$I_c = CU_c/T \quad (21)$$

2. 变压器的变压比

$$n = 3.214 \times 10^{-3} U_c \quad (22)$$

3. 变换器的输出即变压器的输入电流

$$I_2 = 3.214 \times 10^{-3} U_c I_c \quad (23)$$

4. 变换器的谐振电容

$$C_x = 9.306 \times 10^{-8} U_c I_c \quad (24)$$

5. 电抗器输入绕组的电感

$$L = 109/U_c I_c \quad (25)$$

6. 电抗器每一绕组的匝数

$$W = 4520/S_c$$

7. 电抗器铁芯中非磁性间隙的长度

可以根据  $L$  值查  $l_0=f(L)$  曲线; 也可以用下式近似计算。

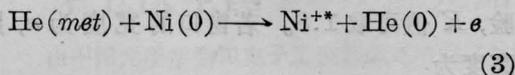
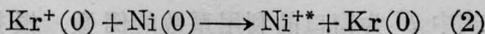
$$l_0 = 3.243 \times 10^{-3} I_2 W \quad (26)$$

$l_0$  的精确值在调谐时最后确定。

8. 电抗器输出绕组(即变压器初级绕组)的线径

(上接第 599 页)

灭”。以 Ni 为例, Ni 的激发态能级在 14 和 19.4 电子伏附近, Kr 离子基态电离能也是约 14 电子伏, He 的两个亚稳态能量分别为 19.8 和 20.7 电子伏, 所以下列两个反应:



可能具有相当大的反应截面。式中  $\text{Ni}^{**}$  表示  $\text{Ni}^+$  的某一激发态;  $\text{He}(met)$  表示 He 的两个亚稳态。

实验中观察到 He 的自发辐射谱线输出波形与电流波形一致, 说明 He 原子的密度并没有受阴极溅射显著影响, Ni 的自发辐射谱线输出波形则说明在每一次放电脉冲中, 在 0.2~0.3 毫秒时间内 Ni 原子的相对密度

$$d_2 = 6.4 \times 10^{-2} \sqrt{\frac{U_c I_c}{j}} \quad (27)$$

9. 电抗器输入绕组的线径

$$d_1 = 4.96 \times 10^{-2} \sqrt{\frac{U_c I_c}{j}} \quad (28)$$

10. 电抗器铁芯窗口的高度

$$H = 53.3 U_c I_c / j S_c a \quad (29)$$

关于整流变压器的计算, 这里不作叙述, 因为在许多技术书籍中均可找到计算方法。这里只给出它的电气参数: 初级电压 220 伏, 初级电流等于  $I_2$ , 次级电压等于  $U_c/\sqrt{2}$ 。

公式(1)到(29)中各参数的单位, 统一说明如下:

$C$  和  $C_x$ ——法拉;  $j$ ——安培/毫米<sup>2</sup>;

$L$ ——亨利;  $S_c$ ——厘米<sup>2</sup>;

$U_1$  和  $U_c$ ——伏特;  $T$ ——秒;

$I_c$  和  $I_2$ ——安培;  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $H$ ,  $a$  和  $l_0$ ——毫米。

参 考 文 献

[1] И. В. Волков, В. М. Вакуленко; "Источники электропитания лазеров", 1976.  
 [2] 孙乃庚等;《激光》, 1978, 5, No. 2, 24.  
 [3] 邱关源主编;《电工基础》(上册), 1965年。

较小。由反应式(2)和(3)可看出, Ni 原子对激光产生“猝灭”, 因此, 在放电脉冲起始的 0.2~0.3 毫秒内, 激光输出将很强, 以后由于 Ni 原子的“猝灭”, 强度降低。

通过对自发辐射谱线输出波形的分析, 我们认为阴极溅射是造成激光“猝灭”的主要原因之一。由于阴极温度对阴极溅射的影响很大, 因而阴极散热的改善能够有效地减小阴极溅射从而改善激光输出波形, 提高激光输出功率。从表 1 可以看出, 金属陶瓷封接的外阴极型结构具有很大的优越性。

参 考 文 献

[1] N. K. Vuchkov et al., Opt. Commun., 1978, 27, No.1, 114.  
 [2] R. Solanki et al.; Appl. Phys. Lett., 1979, 35, No. 4, 317.