

《万本科技电子书籍大全》

“一名好的设计人员，必须有工种齐全的工具书！”这是我在中国化工设计院工作二十余年的工作体会。作为一名技术工作者，单靠请教老专家是远远不够的，必须有足够多的工具书供查阅。当遇到陌生的知识时，只能靠查阅工具书来解决。

俗话说“同行是冤家”，则同事就是竞争对手。人是自私的，但知识是无私的，只有拥有大量的工具书，方能事半功倍，令领导刮目相看。在信息化发达的今天，厚重的纸书已被淘汰，取而代之的是一个笔记本电脑就能随处携带的电子图书馆。本套《万本科技电子书籍大全》集我十余年的收藏，现免费贡献给大家，方便你在任何出差地点查阅。希望大家凭借独到的方法和灵活的头脑，体会“书中自有黄金屋”！

书籍品种包括：石油化工、机械设备、土建结构、环保安全、电力热能、给水排水、暖通动力、电气仪表、冶金采矿、地质水利、交通规划、经济管理、基础教材。（QQ 传送书籍总目录）

征订联系方式：

总经理：刘霞；电话：13834231046；QQ：165303040

总编辑：梁亮；电话：13623607636；QQ：33614232

公司邮箱：LHL79416@126.COM

公司论坛：www.eppbbs.com（昵称：男人不哭）

💡 版权所有，仅供个人查阅使用，禁止一切商业目的！

梁亮

求必查书社

二〇〇九年一月

目 录

第一章	平特性弧焊变压器的设计	(1)
§ 1-1	基本设计公式.....	(1)
§ 1-2	变压器尺寸和容量之间的关系.....	(3)
§ 1-3	变压器设计中的灵活性.....	(6)
§ 1-4	铁芯截面 Q_s 和每匝电压 e_1 之间的关系.....	(7)
§ 1-5	结构设计.....	(10)
§ 1-6	备料计算.....	(13)
§ 1-7	空载电流计算.....	(15)
§ 1-8	温升计算.....	(18)
§ 1-9	设计举例.....	(23)
第二章	陡降特性弧焊变压器的设计	(32)
§ 2-1	陡降特性的获得.....	(32)
§ 2-2	漏磁变压器的等效电路.....	(34)
§ 2-3	陡降特性变压器的空载电压.....	(41)
§ 2-4	漏抗计算的基本公式.....	(43)
§ 2-5	变压器的漏磁能量.....	(46)
§ 2-6	变压器的漏抗.....	(50)
§ 2-7	盘式绕组的漏抗.....	(51)
§ 2-8	减少漏抗的方法.....	(54)
§ 2-9	罗氏* 系数.....	(58)
§ 2-10	漏抗的调节.....	(59)
§ 2-11	设计举例.....	(62)

第三章	弧焊变压器的设计分析	(71)
§ 3-1	BX ₁ -330型弧焊机的设计分析.....	(71)
§ 3-2	BX ₁ -500型弧焊机的设计分析.....	(79)
第四章	硅整流电路的设计	(84)
§ 4-1	整流概念.....	(84)
§ 4-2	全波整流电路.....	(85)
§ 4-3	桥式整流电路.....	(87)
§ 4-4	滤波器.....	(91)
§ 4-5	三相桥式整流电路.....	(96)
第五章	交、直流电抗器的设计	(102)
§ 5-1	交流电抗器.....	(102)
§ 5-2	直流电抗器.....	(112)
第六章	磁放大器式弧焊电源的设计	(127)
§ 6-1	自饱和原理.....	(127)
§ 6-2	自饱和磁放大器的分析.....	(133)
§ 6-3	自饱和磁放大器的直流控制.....	(135)
§ 6-4	自饱和磁放大器中的反馈.....	(142)
§ 6-5	铁芯和二极管质量的影响.....	(145)
§ 6-6	陡降特性的获得.....	(148)
§ 6-7	自饱和磁放大器的设计计算.....	(152)
§ 6-8	三相自饱和磁放大器.....	(155)
§ 6-9	设计举例.....	(160)

第一章 平特性弧焊变压器的设计

所谓平特性弧焊变压器是指弧焊电源的变压器输入外特性曲线比较平坦，输出电压不随输出电流的变化而变化的变压器。例如带有分离电抗器的弧焊变压器、二氧化碳气体保护焊机的电源变压器都属于这种类型。

§ 1-1 基本设计公式

一个线圈中感应的电势和穿过该线圈的磁链之间有如下关系：

$$e = -N \frac{d\phi}{dt}, \quad (1-1)$$

式中， e 是感应电势（伏）；

N 是线圈匝数；

ϕ 是通过线圈的磁通（韦伯或伏·秒）。

这是MKS制单位，在工程设计中经常采用麦克斯韦（简称麦）作为磁通的单位。

因 1麦 = 10^{-8} 韦伯，

所以，当用麦克斯韦作为磁通单位时，感应电势为

$$e = -N d\phi/dt \times 10^{-8}。 \quad (1-2)$$

磁通自 ϕ_1 变化到 $-\phi_2$ 时（见图1.1），正半周电势的平均值 \bar{E} 应为

$$\bar{E} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} e dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} -N d\phi \times 10^{-8}$$

$$= -2fN \int_0^{T/2} d\phi \times 10^{-8} = 4fN\phi_m \times 10^{-8} \quad (1-3)$$

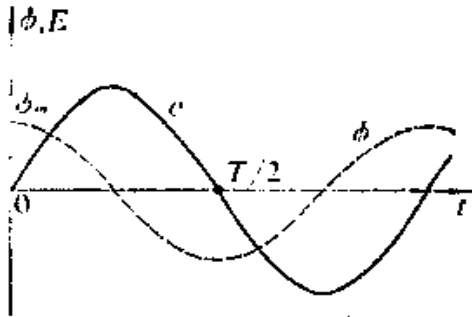


图1.1 磁通和电势的波形

由此可知，只要半周的磁通变化量是从 ϕ_m 到 $-\phi_m$ ，则不管磁通的具体函数（图 1.1 中是正弦函数）是什么，上式总是成立的。也就是说，对任意正负对称的周期性电势，上式总成立。

但是，电势的有效值却随波形不同而变化。通常，定义一个波形的有效值与平均值的比值为波形因数 k ，故任意波形电势的有效值可写成：

$$E = k\bar{E} = 4kfN\phi_m \times 10^{-8} \quad (1-4)$$

焊接变压器一般是由 50 赫正弦波形的电源供电的，正弦波的波形因数

$$k = 1.11 ,$$

所以，电源电压值 U_1 （即变压器初级感应电势 E_1 ）应为

$$\begin{aligned} U_1 &= 4.44fN_1\phi_m \times 10^{-8} \\ &= 222N_1\phi_m \times 10^{-8} \end{aligned} \quad (1-5)$$

这就是变压器设计的基本公式，它是电工学中电磁感应定律应用于正弦交流电路而得到的。其物理含义是指在匝数为 N 的线圈中，如有磁通最大值为 ϕ_m 的正弦交变磁通时，线圈两端所感应的电势（不管线圈内是否有铁芯存在）总是 $222N\phi_m \times 10^{-8}$ （伏）。外加电压 U_1 对线圈来说是一种外来作用，感应电势是一种对外电压 U_1 的反作用。式（1-5）实质上是物理学中作用与反作用互等规律的一种表现形式，它是正弦电磁关系中具有普遍意义的公式，因而是电磁元件设计的基本依据。

§ 1-2 变压器尺寸和容量之间的关系

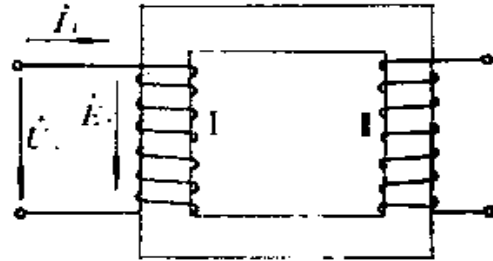
变压器初级线圈的容量 S_1 是初级电压 U_1 （或线圈中感应电势 E_1 ）和电流 I_1 的乘积（见图1.2），即

$$S_1 = E_1 I_1 \quad (1-6)$$

感应电势

$$E_1 = 222 N_1 \phi_m \times 10^{-8} \\ = 222 N_1 B_m Q_{Fe}$$

$\times 10^{-8}$ 。(1-7) 图1.2 变压器示意图和初级电量的正方向



式中， B_m 是磁通密度峰值（高斯），

1高斯 = 1麦/厘米²；

Q_{Fe} 是线圈中铁芯净截面积（厘米²）。

而电流 I_1 则等于电流密度 Δ_1 （安/毫米²）和导线截面积 q （毫米²）的乘积，即

$$I_1 = \Delta_1 q_1 = \Delta_1 \frac{Q_{Cu1}}{N_1} \quad (1-8)$$

式中， $Q_{Cu1} = N_1 q_1$ 是线圈净截面积（毫米²）。

所以，变压器线圈1的容量

$$S_1 = E_1 I_1 = 222 B_m \Delta_1 Q_{Fe} Q_{Cu1} \times 10^{-8} \quad (1-9)$$

同理，可写出其他线圈的容量

$$\left. \begin{aligned} S_2 &= 222 B_m \Delta_2 Q_{Fe} Q_{Cu2} \times 10^{-8} , \\ S_3 &= 222 B_m \Delta_3 Q_{Fe} Q_{Cu3} \times 10^{-8} , \\ &\vdots \\ S_n &= 222 B_m \Delta_n Q_{Fe} Q_{Cun} \times 10^{-8} ; \end{aligned} \right\} \quad (1-10)$$

式中， Q_{Cu2} ， Q_{Cu3} ， \dots ， Q_{Cun} 分别是相应线圈的净截面积（毫米²）。

注意到各线圈选取的电流密度是一致的，即 $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_3 = \dots = \Delta$ ，这样，变压器所有线圈的总容量应为

$$\begin{aligned} S &= S_1 + S_2 + S_3 + \dots + S_n \\ &= 222B_m \Delta Q_{Fe} (Q_{Cu_1} + Q_{Cu_2} + Q_{Cu_3} + \dots + Q_{Cu_n}) \times 10^{-3} \\ &= 222B_m \Delta Q_{Fe} Q_{Cu} \times 10^{-3} \quad (1-14) \end{aligned}$$

式中， Q_{Cu} 是铁芯窗孔中铜的净截面积（毫米²）。

实际上决定变压器外形尺寸的两个主要量是铁心截面积 Q_c （厘米²）和窗孔面积 Q_0 （毫米²），这是两个互相垂直的平面的尺寸（见图1.3），它们的乘积决定了变压器铁芯的立体尺寸。同时，这也是从外形上易于测量出的尺寸，故常作为重要的设计参量。

变压器的铁芯是由涂有绝缘漆的硅钢片叠起来的，所以铁芯截面积 Q_c 中的净铁截面积只有

$$Q_{Fe} = k_{Fe} Q_c \quad (1-11)$$

式中， $k_{Fe} = 0.85 \sim 0.9$ 是铁芯填充系数。

所有线圈都要通过铁芯窗孔，窗孔中除导线铜截面 Q_{Cu} 外，导线本身还有绝缘层，线圈层间、线圈之间、线圈和铁芯之间都有绝缘层，导线的铜截面只占窗孔截面的一部分，所以

$$Q_{Cu} = k_0 Q_0 \quad (1-12)$$

式中， k_0 是铜的填充系数。

对于0.4（毫米）直径以下的较细漆包线

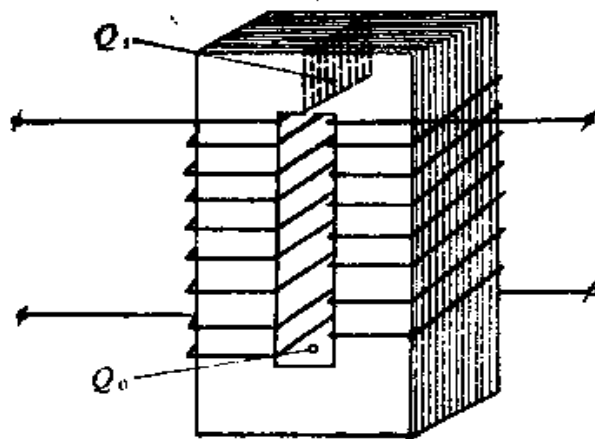


图1.3 变压器的铁芯截面积 Q_c 和窗孔面积 Q_0

$$k_0 = 0.1 \sim 0.3 \quad (1-13)$$

对于0.4(毫米)到1.5(毫米)直径的漆包线

$$k_0 = 0.3 \sim 0.45 \quad (1-14)$$

综上所述, 变压器线圈的总容量为

$$S = 222 B_m \Delta k_F k_0 Q_1 Q_2 \times 10^{-6} \quad (1-15)$$

应用总容量 S 对于设计还嫌不便, 因设计上给定的原始数据往往是负载所需要的伏安数 S_{out} , 设变压器的效率为 η , 则变压器输入容量应为

$$S_{in} = \frac{S_{out}}{\eta} \quad (1-16)$$

而变压器总容量是输入容量与输出容量之和, 即

$$S = S_{in} + S_{out} = \left(\frac{1+\eta}{\eta} \right) S_{out} \quad (1-17)$$

变压器效率

$$\eta = 0.85 \sim 0.9 \quad (1-18)$$

所以, $S = (2.17 \sim 2.11) S_{out}$ (1-19)

变压器的输出容量和尺寸的关系为

$$S_{out} = \frac{\eta}{1+\eta} 222 B_m \Delta k_F k_0 Q_1 Q_2 \times 10^{-6} \quad (1-20)$$

由此可知, 变压器容量和变压器尺寸之间呈线性关系。

公式(1-20)也告诉我们, 如果改善散热条件, 使用较大的电流密度 Δ , 就可以使同样大小的变压器得到较大容量。一般取变压器铜线的电流密度

$$\Delta = 2 \sim 3 \text{ 安/毫米}^2 \quad (1-21)$$

对于水冷空心铜导线, 可取

$$\Delta = 5 \sim 10 \text{ 安/毫米}^2 \quad (1-22)$$

因此，可大大增加变压器的容量。

此外，如果使用高磁通密度的硅钢片，同样也可增大变压器容量，因为由式(1-24)可看出，容量和磁通密度也是成正比的。一般小型变压器使用热轧硅钢片的

$$B_m = 8000 \sim 10000 \text{ 高斯。}$$

大型变压器使用的热轧高硅硅钢片的

$$B_m = 12000 \text{ 高斯。}$$

而冷轧硅钢片的 B_m 则可用到16000~18000高斯。

§ 1-3 变压器设计中的灵活性

变压器的设计，主要是按照外加电压和所需容量来确定铁芯的尺寸、线圈的匝数及导线的直径。线圈的匝数及导线的直径决定铁芯窗孔尺寸，而外加电压则决定铁芯截面尺寸。所以铁芯截面积 Q_c 和窗孔面积 Q_w 就成为主要设计参数。而对这两参数的选择在设计上是具有一定灵活性的。下面，以小功率变压器的设计为例来说明。

对小容量的单相变压器可取

$$B_m = 10000 \text{ 高斯，}$$

$$\Delta = 2.5 \text{ 安/毫米}^2 \text{，}$$

$$\eta = 0.85 \text{，}$$

$$k_{Fe} = 0.85 \text{，}$$

$$k_0 = 0.3 \text{。}$$

则输出容量

$$\begin{aligned} S_{out} &= \frac{222}{2.17} \times 10^4 \times 2.5 \times 0.3 \times 0.85 \times 10^{-4} Q_c Q_w \\ &= 65 \times 10^{-4} Q_c Q_w \text{。} \end{aligned}$$

如窗孔面积用毫米²作单位，则

$$S_{\text{窗}} = 0.65 Q_s Q_w \quad (1-23)$$

由此可以看出，在铁芯材料确定后，决定计算容量的是铁芯截面面积和窗孔面积的乘积。这就给出了设计上的灵活性，因为对于一定的变压器容量既可用大的 Q_s 和小的 Q_w 来满足，也可用小的 Q_s 和大的 Q_w 来满足。

在小功率变压器的设计中，所用的经验公式为

$$Q_s = 1.25 \sqrt{S_{\text{窗}}} \quad (1-24)$$

从形式上看，上式和式(1-23)不同，好象决定容量的只是铁芯截面 Q_s ，而与窗孔面积 Q_w 无关。其实，二者是统一的，证明如下：

$$\text{设 } Q_s = Q_w \quad (1-25)$$

则由式(1-23)可得

$$S_{\text{窗}} = 0.65 Q_s^2$$

$$\text{由此得 } Q_s = \sqrt{\frac{S_{\text{窗}}}{0.65}} = 1.25 \sqrt{S_{\text{窗}}} \quad (1-24)$$

这说明式(1-24)是在 $Q_s = Q_w$ 的条件下得出的。但在实际应用时，不一定要满足 $Q_s = Q_w$ 的条件，这是因为变压器设计有上述灵活性的缘故。 Q_s 选得大一些小一些都可用调整 Q_w 的大小来配合，知道了这一点，即使将经验公式(1-24)中的系数1.25稍稍变动也同样可用于设计。

了解变压器设计中的灵活性是很重要的，它使得设计工作避免生搬硬套。

§ 1-4 铁芯截面 Q_s 和每匝电压 e_s 之间的关系

由设计的基本公式(1-5)可以得出线圈每匝电压为

$$e_s = \frac{U_s}{N_s} = 222 \phi_m \times 10^{-8} = 222 \times 10^{-8} B_m Q_{Fe}$$

取 $k_{Fe} = 0.9$,

$$e_1 = 2 \times 10^{-6} B_m Q_1 \quad (1-26)$$

在小容量变压器中, 铁芯截面积较小, 上式中的 e_1 是个小于 1 的数, 所以常用其倒数 $\frac{1}{e_1}$ 作计算, $\frac{1}{e_1}$ 称为每伏匝数, 于是

$$\frac{1}{e_1} = \frac{50 \times 10^4}{B_m Q_1} \quad (1-27)$$

满足上述关系, 就可以保证变压器获得正常的磁工作点。至于磁工作点的磁通密度 B_m 值, 主要取决于所用硅钢片的磁性能。对于一般的变压器, 容量越大, 允许的空载损耗越大, 故可使用较高磁通密度。磁通密度与变压器容量间的大致关系如表 1.1 所示。

表 1.1 磁通密度的选择

变压器容量 (千伏安)	5~10	15~100	大于135
磁通密度(高斯)	9000~12000	12000~14000	14000~14500

B_m 值取得过高时, 空载电流将增大, 按标准, 它不能超过额定电流的 10%。 B_m 值取得太小时, 空载电流虽减小了, 但材料用量增加, 所以 B_m 的选择要恰当。

变压器设计的灵活性也表现在每匝电压和铁芯截面二者中可先决定一个, 然后确定另一个。

对于小功率变压器, 通常是先用式 (1-24) 决定 Q_1 , 然后用式 (1-27) 决定每伏匝数 $\frac{1}{e_1}$, 并定出初、次级所需匝数

$$\left. \begin{aligned} N_1 &= \frac{1}{e_1} U_1, \\ N_2 &= \frac{1}{e_1} U_2. \end{aligned} \right\} \quad (1-28)$$

再按照初、次级电流定额选用导线截面

$$\left. \begin{aligned}
 q_1 &= I_1 / \Delta \quad \text{毫米}^2, \\
 q_2 &= I_2 / \Delta \quad \text{毫米}^2, \\
 d_1 &= \sqrt{\frac{4}{\pi}} q_1 = 1.13 \sqrt{q_1} \quad \text{毫米}, \\
 d_2 &= \sqrt{\frac{4}{\pi}} q_2 = 1.13 \sqrt{q_2} \quad \text{毫米},
 \end{aligned} \right\} \quad (1-29)$$

式中, q_1, q_2 是初、次级导线截面积; d_1, d_2 是初、次级导线直径。

最后, 选用相近的标准规格铜线, 计算线圈所占窗孔面积, 选择合适的窗孔尺寸。

另一种设计方法是将式(1-24)代入式(1-26)中, 先求出每匝伏数,

$$\begin{aligned}
 e_t &= 2 \times 10^{-6} B_m \times 1.25 \sqrt{S_{\text{窗}}} \\
 &= 2.5 \times 10^{-6} B_m \sqrt{S_{\text{窗}}} \quad (1-30)
 \end{aligned}$$

然后用每匝伏数 e_t 求出所需的铁芯截面积

$$Q_c = 50 \times 10^4 \frac{e_t}{B_m} \quad (1-31)$$

显然, 式(1-30)的系数仍有灵活性, 因为磁工作点可由式(1-31)来保证。

对三相变压器来说, 上述公式仍然适用, 只要用每相伏安数 S 代入即可。

$$\text{因} \quad S_c = \frac{1}{3} S_{\text{窗}} \times 10^3,$$

$$\begin{aligned}
 \text{所以} \quad e_t &= 2.5 \times 10^{-6} B_m \sqrt{\frac{S_{\text{窗}} \times 10^3}{3}} \\
 &= 0.45 \times 10^{-4} B_m \sqrt{S_{\text{窗}}} \quad (1-32)
 \end{aligned}$$

如取 $B_m = 9000 \sim 13000$ 高斯，
 则 $e_1 = (0.4 \sim 0.6) \sqrt{S_{\text{窗}}}$ 。 (1-33)

大功率三相变压器通常以此式决定每匝电压，而以式(1-31)决定铁芯截面。再以式(1-11)，式(1-29)决定匝数和导线规格。

§ 1-5 结构设计

在小功率变压器中，通常应用标准规格的铁芯，在铁芯截面、匝数和导线规格已设计好后，只要检查一下铁芯窗孔是否能容纳下所设计的线圈，整个设计工作就完成了。

弧焊变压器的容量较大，没有现成的标准铁芯可供使用，必须按具体情况设计铁芯叠片的规格。现以三相变压器为例，说明结构设计的步骤。

三相变压器的铁芯和线圈的安置如图1.4所示。

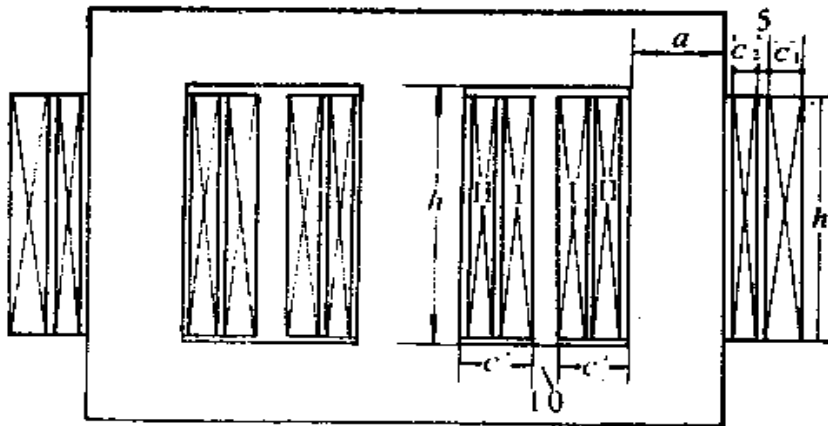


图1.4 三相变压器的结构简图

1. 确定铁芯柱宽度 a 和窗孔高度 h

在每匝电压 e_1 和铁芯截面积 Q 决定以后，可以先决定铁芯

柱宽度 a 作为基本尺寸，然后决定窗孔高度 h ，

$$h = (2.5 \sim 3.5) a \quad (1-34)$$

窗孔高度 h 选得小些，线圈的层数就要增加，变压器将呈宽矮型； h 选得太大时，则线圈层数减少而呈窄高型。平特性变压器希望尽量减少漏磁，宽矮型是不利的，所以一般应选用较大的 h 值以减少层数。设计时还应注意充分利用窗孔。

2. 计算线圈尺寸

线圈高度应比窗孔高度低一些，因为线圈两端须与铁芯绝缘，一般地，取线圈高度为

$$h' = h - (8 \sim 10) \text{ 毫米} \quad (1-35)$$

次级线圈每层匝数应为

$$n_2' = \frac{h'}{1.1 d_2} - 1 \quad (1-36)$$

式中常数1.1是考虑绕线不可能很紧密而加入的； d_2 是包括绝缘在内的导线直径。如果是扁导线， d_2 就是包括绝缘在内的沿高度排列的导线宽度。如果 n_2' 是小数，则取整数 n_2 。

次级线圈的层数

$$y_2' = \frac{N_2}{n_2} \quad (1-37)$$

如 y_2' 是小数时，应舍去小数，进一取整数 y_2 。

线圈每层之间要加绝缘，绝缘纸的厚度可估计为0.1~0.2毫米。这样，次级线圈所占用窗孔的宽度，即线包的厚度为

$$c_2 = y_2 (d_2 + 0.15) \times 1.1 \text{ 毫米} \quad (1-38)$$

式中，绝缘纸厚度取0.15毫米；系数1.1也是考虑绕线不紧密而加入的。

如为扁导线，则应以沿宽度方向排列的导线宽度 d_2 代替

上式中 d_2 而得

$$c_2 = y_2 (d_2 + 0.15) \times 1.1 \text{ 毫米。} \quad (1-39)$$

同理可得初级每层匝数为

$$n_1' = \frac{h_1'}{1.1 d_1} - 1 \text{。} \quad (1-40)$$

取整数 n_1 后,得初级层数为

$$y_1' = \frac{N_1}{n_1} \text{。} \quad (1-41)$$

取整数 y_1 ,得初级线圈厚度为

$$c_1 = y_1 (d_1 + 0.15) \times 1.1 \text{ 毫米。} \quad (1-42)$$

如为扁导线,则式(1-40)中的 d_1 应为沿高度排列的扁导线的宽度,式(1-42)中则应以沿窗孔宽度方向排列的导线宽度 d_1 代替 d_1 而得

$$c_1 = y_1 (d_1 + 0.15) \times 1.1 \text{ 毫米。} \quad (1-43)$$

两个线圈之间往往用胶木片之类的东西加以绝缘,这还有利于线圈的冷却,间隔约为5(毫米)。线圈靠铁芯的框架厚度可估计为2(毫米),所以每相的两个线圈共占用窗孔宽度为

$$c' = c_1 + c_2 + 7 \text{ 毫米} \quad (1-44)$$

3. 确定窗孔宽度 c

图1.4所示三相变压器,每个窗孔中放有两相绕组,为了相间绝缘,须留出10(毫米)左右的气隙,故窗孔宽度应为

$$c = 2c' + 10 \text{ 毫米} \quad (1-45)$$

4. 确定剪片规格

窗孔尺寸确定之后,铁片的型式就确定了,每层铁片的对

接情况如图1.5所示。在三个铁芯柱上，叠片尺寸是相同的，均为

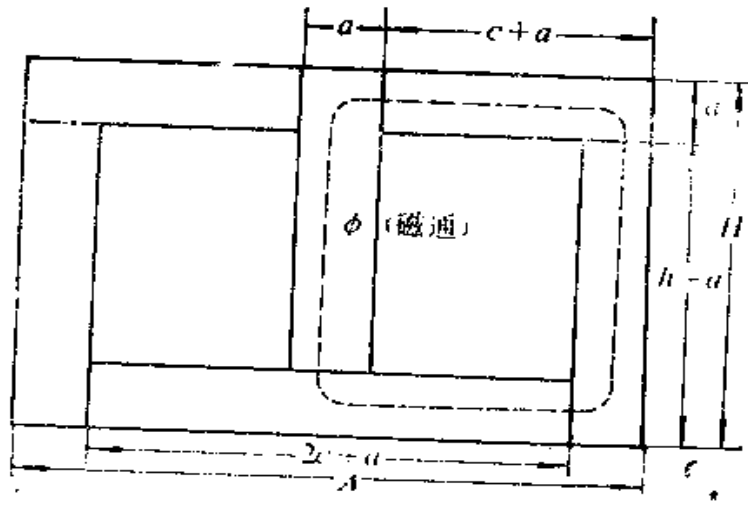


图1.5 铁片的剪片型式

$$(h+a)a,$$

上面两片轭片的尺寸是

$$(c+a)a,$$

下面一片轭片的尺寸是

$$(2c+a)a。$$

层与层之间交错叠置，例如第一层是长轭在下面，第二层则长轭在上面，以后依次交错。最后上下轭用角铁之类加紧固件夹紧，或直接在铁片上冲孔，然后用螺钉紧固。

§ 1-6 备料计算

生产上，变压器的硅钢片和铜线都是以重量计算的，故必须作备料计算。

1. 用铁备料

这主要是指硅钢片的需要量。已经知道剪片的型式后，很

容易计算出每层硅钢片的面积为

$$S_{Fe} = \frac{1}{100} [(2c + 3a)(h + 2a) - 2ch] \text{ 厘米}^2 \quad (1-46)$$

铁芯叠厚可由截面求出为

$$b = 0.1 \times \frac{Q}{a} \text{ 厘米} \quad (1-47)$$

铁芯的体积为

$$V_{Fe} = S_{Fe} \times b \text{ 厘米}^3 \quad (1-48)$$

故变压器用铁重量应为

$$G_{Fe} = V_{Fe} \times 7.6 \times 10^{-3} \text{ 公斤} \quad (1-49)$$

式中, 7.6×10^{-3} (公斤/厘米³) 是铁的比重。

2. 用铜备料

计算铜线备料的重量时, 应按铜线的规格分别计算。

设初、次级线圈的平均匝长分别为 l_1 和 l_2 , 在铁芯设计好之后, 平均匝长可用线圈中间一匝的匝长来近似。

初、次级用线总长度为

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= l_1 N_1 \text{ 米} \\ L_2 &= l_2 N_2 \text{ 米} \end{aligned} \right\} \quad (1-50)$$

对各种规格的导线来说, 其长度 L 的米数乘以导线截面 q 的平方毫米数即为 L 长度导线的体积 (厘米³), 即

$$V_{Cu} = L \text{ 米} \times q \text{ 毫米}^2 \quad (1-51)$$

故可得铜重为

$$G_{Cu} = V_{Cu} \times 8.9 \times 10^{-3} \text{ 公斤} \quad (1-52)$$

一般变压器的合理铁铜重量比

$$\frac{G_{Fe}}{G_{Cu}} \approx 2.5 - 3 \quad (1-53)$$

用上式可间接检查设计的合理性。

§ 1-7 空载电流计算

一个变压器的空载电流，按标准是不能超过额定电流的10%，设计者必须检查所设计的变压器是否满足这个要求。

1. 铁损

铁芯中有磁滞和涡流两种损耗，合称铁损。在频率一定时，它们都是随着磁通密度 B_m 的增加而增加的。各种型号硅钢片的单位损耗 P_c （瓦/公斤）可在电工手册中查找。用变压器的铁重 G_{Fe} 乘以单位铁损即可求出变压器的铁损

$$P_{Fe} = P_c \times G_{Fe} \quad \text{瓦。} \quad (1-54)$$

空载电流的有功分量

$$I = \frac{P_{Fe}}{U_1} \quad \text{安。} \quad (1-55)$$

2. 磁化容量 S_F

这也是硅钢片的重要性能数据，它的单位是（伏安/公斤）。它表示将该铁芯激励到某一磁通密度 B 时所需的单位重量激励伏安数。在电工手册中，该数据的旁边，还列出了磁场强度 H 的数据，二者之间有内在联系，由

$$H = \frac{N_1 I_1}{l} \quad \text{安/厘米} \quad (1-56)$$

$$N_1 = \frac{U_1 \times 10^8}{222 B_m Q_{Fe}} \quad (1-57)$$

$$\begin{aligned} H &= \frac{U_1 I_1 \times 10^8}{222 B_m Q_{Fe} l} = \frac{U_1 I_1}{G_{Fe}} \times \frac{7.6 \times 10^{-3} \times 10^8}{222 B_m} \\ &= S_F / 2.92 \times 10^{-4} B \quad (1-58) \end{aligned}$$

$$\text{则 } S_i = 2.92 \times 10^{-4} B_m H, \quad (1-59)$$

式中， l 是磁路长度厘米。

所以，对于一定的磁工作点 B_m ，只要知道相应的磁场强度 H ，就可由式(1-59)求出磁化容量。而变压器的铁芯磁化伏安数为

$$[VA]_{Fe} = S_i G_{Fe} \quad (1-60)$$

3. 接缝气隙磁化容量 S_0

由图1.5可以看出，磁力线通路中不完全是铁，还有空气隙。不论叠片技术如何，这个接缝间的空气隙不可能减小到零。设磁路中某空气隙长度为 δ ，则按磁路的欧姆定律，克服气隙 δ 的磁阻所需激磁安匝数为

$$\sqrt{2} IN_1 = \phi_m \frac{\delta}{\mu_0 Q}, \quad (1-61)$$

式中， ϕ_m 的单位为韦伯；

δ 的单位为米；

μ_0 的单位为奥斯特/米；

Q 的单位为米²。

如果以麦克斯韦作磁通单位，厘米作气隙长度单位，以平方厘米作铁芯截面积单位，并考虑到

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ 奥斯特/米,}$$

则上式成为

$$\begin{aligned} \sqrt{2} IN_1 &= \phi \frac{\delta}{0.4\pi Q} \\ &= 0.8 B_m \delta, \end{aligned} \quad (1-62)$$

式中， B_m 的单位是高斯。

所需激磁电流

$$I = 0.565 \frac{B \delta}{N_1} \quad (1-63)$$

空气隙单位截面积的激磁伏安数为

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{Q} I &= 0.565 \frac{B_2 \delta \bar{U}_1}{Q N_1} \\ &= 0.565 B \delta \frac{e_1}{Q_1} \quad (1-64) \end{aligned}$$

由式(1-26)

$$\frac{e_1}{Q_1} = 2 \times 10^{-6} B_m,$$

所以接缝气隙磁化容量为

$$S_0 = \frac{U_1 I}{Q} = 1.13 \times 10^{-6} B_m^2 \delta \text{ 伏安/厘米}^2 \quad (1-65)$$

磁化容量和空气隙长度成正比, 这表明叠片技术影响空载电流, 接缝太大将使空载电流增大, 而且磁通密度越大时, 这种影响也越大, 因为磁化容量和磁通密度的平方成正比。

在叠片技术较好时, 空气隙可估为

$$\delta = 0.004 \sim 0.005 \text{ 厘米,}$$

$$\text{则 } S_0 = (0.45 \sim 0.56) \times 10^{-8} B_m^2 \quad (1-66)$$

正常情况下的接缝磁化容量也可由硅钢片性能数据中查到。

上面所述只是一个空气隙的接缝磁化容量, 如果磁力线通路中有 n 个气隙, 则接缝磁化伏安数应为

$$[VA]_0 = S_0 n Q_1 \quad (1-67)$$

4. 空载电流

空载电流的无功分量为

$$I_r = \frac{(VA)_{Fe} + (VA)_0}{U_1} \quad (1-68)$$

空载电流的有功分量见式(1-55)，故总的空载电流为

$$I_0 = \sqrt{I_c^2 + I_r^2} \quad (1-69)$$

如果 I_0 超过初级额定电流的10%，则应降低磁通密度重新进行设计。

§ 1-8 温升计算

变压器工作时，铁芯中有磁滞损耗和涡流损耗，铜线中有电阻损耗，这些损耗都以热能形式表现出来，热能的一部分使变压器温度升高，一部分散失于周围介质中。变压器刚工作时，由于和周围介质没有温差，故散热很少，大部分热能使变压器温度升高。随着变压器温度的增高，变压器和周围介质的温差加大，散热也就增加。变压器产热的大部分散失于四周介质中，从而使变压器本身的温升缓慢下来。最后，当单位时间内的产热和散热相等时，就达到了热平衡状态，变压器的温度也就稳定下来了。变压器温升计算，就是要知道这个温度，因为各种材料都有允许的最高温度，绝缘材料的温度过高时，还会急剧地降低耐压能力，这往往是变压器的薄弱环节。所以，考虑变压器的温升时须特别注意线包（线圈）的温升。

1. 牛顿公式

热计算可以按牛顿公式进行。发热体所耗散的功率为

$$P = K_T \tau S, \quad (1-70)$$

式中， K_T 为散热系数，它是每平方厘米的散热表面每度温差、

每秒钟内所散出的热量，其单位为（瓦/度·厘米²）；

τ 为发热体与周围介质间的温差（度）；

S 为发热体的散热表面积（厘米²）。

一般，涂漆的钢铁表面

$$K_{\tau} = (10 \sim 14) \times 10^{-4} \text{ 瓦/度} \cdot \text{厘米}^2,$$

浸漆线包的表面

$$K_{\tau} = 14 \times 10^{-4} \text{ 瓦/度} \cdot \text{厘米}^2。$$

但由于变压器的散热条件不同，散热系数有很大差别。最好是在具体散热条件下，以实测的散热系数来作为设计依据。

2. 热时间常数 T_{τ}

变压器工作后，达到稳定温度所需的时间叫热时间常数。

这里，简单地讨论一下温升的物理规律：

设导体在 dt 时间内产生的热量为 $P dt$ （ P 为铜损）；

导体温度升高 $d\tau$ 时所需的热量为 $GC d\tau$ ， G 是导体的重量（克）， C 是导体的比热（焦耳/度克）。

导体在 dt 时间内所散发的热量为 $K_{\tau} S dt$ 。

在 dt 时间内，导体的产热应该是上述两部分热量之和，即

$$P_{\tau} dt = GC d\tau + K_{\tau} S dt。$$

整理后可得如下微分方程

$$\frac{d\tau}{dt} + \frac{K_{\tau} S}{GC} \tau = \frac{P}{GC}。 \quad (1-71)$$

该式表明，物体的升温、散热物理过程遵循一阶惯性系统的规律。惯性系统在改变其参量时必须改变贮能，而贮能的改变是需要时间的。导体的温升说明它有贮能作用，温升的改变必然需要一定的时间，因而表现出惯性。

解式（1-71）可得

$$\tau = \frac{P}{K_{\tau} S} \left[1 - \exp\left(-\frac{K_{\tau} S}{GC} t\right) \right] \quad (1-72)$$

该式表明导体的温升曲线是一指数曲线（见图1.6）。而指数规律是惯性系统的普遍规律。

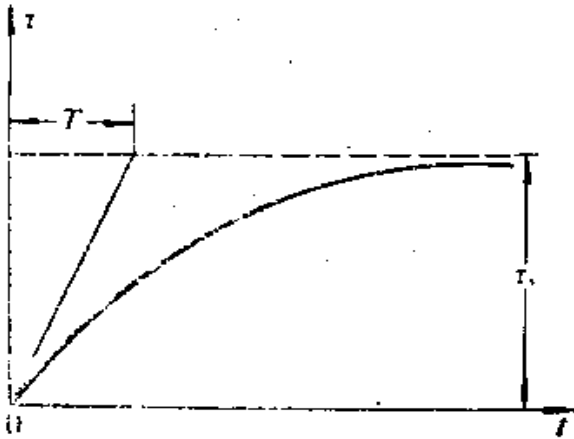


图1.6 变压器的温升曲线

当 $t \rightarrow \infty$ 时，有

$$\tau = \tau_s = P / K_{\tau} S, \quad (1-73)$$

这 τ_s 即稳定温度。

温升的起始斜率

$$\left. \frac{d\tau}{dt} \right|_{t=0} = \frac{\tau_s}{T} = \frac{P}{GC}. \quad (1-74)$$

所以热时间常数

$$T = \frac{GC}{P} \cdot \tau_s = \frac{GC}{K_{\tau} S}. \quad (1-75)$$

时间常数表征温升的速度。由式(1-72)可知，当

$$t = 3T \text{ 时,} \quad \tau = 0.95\tau_s;$$

$$t = 4T \text{ 时,} \quad \tau = 0.98\tau_s.$$

所以，可以认为，达到稳定温度所需时间至少是 $3T$ 。

3. 线包的散热表面 S

当初、次级线包间没有空气通道时，线包的几何外表面就是冷却散热面 S 。当一次线包和二次线包之间有空气通道时，由于每个线包都有各自的冷却面，单位热负荷 $\left(\frac{P}{S}\right)$ 应按照各个线包独立地进行计算。处在空气通道里的冷却表面（见图

1.7) 应乘以一个系数(一般取0.5), 因为它的散热不如敞开的外表面那样有效。

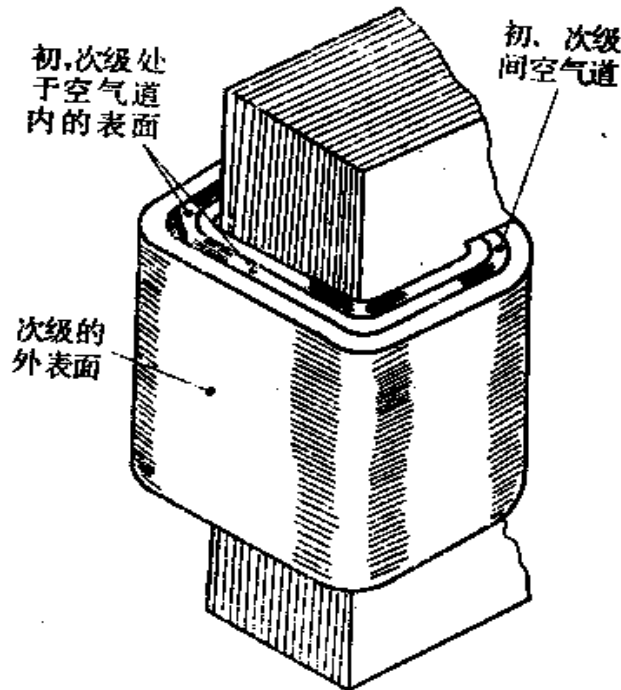


图1.7 初、次级线圈间的气道及散热面

4. 变压器的铜损

前面的温升计算中要用到线圈的铜损 P_{Cu} 〔即式(1-74)中的 P 〕。为此, 必须讨论一下铜损的计算方法。

只要已知线圈的电阻 r , 就可以用电工学中熟悉的公式

$$P_{Cu} = I^2 r \quad (1-76)$$

计算铜损, 但在实际应用上, 却常用线包的铜重来估计铜损, 下面讨论用铜重计算铜损的方法:

$$P_{Cu} = I^2 r = (\Delta q)^2 \rho \frac{l}{q} \frac{G_c}{G_c}$$

$$= \Delta^2 G \frac{\rho}{G/V}, \quad (1-77)$$

式中, Δ 是电流密度 安/毫米² ;

I 是线包电流 安;

q 是铜线截面 毫米²;

l 是铜线长度 米;

$V = lq$ 厘米³, 是铜线的体积;

ρ 是铜线的电阻系数 欧毫米²/米;

G 是铜线的重量 公斤。

考虑到工作时的温升, ρ 应采用75°C时的值

$$\rho = 0.0214 \text{ 欧} \cdot \text{毫米}^2 / \text{米}。$$

铜的比重为

$$\frac{G}{V} = 8.9 \times 10^{-3} \text{ 公斤/厘米}^3。$$

代入式(1-77)中可得

$$P_{Cu} = 2.4 \Delta^2 G \text{ 瓦。} \quad (1-78)$$

所以,只要知道线包铜重(公斤)和电流密度(每平方毫米安培),即可求出铜损来。

温升计算的目的是检查变压器的最高温升是否会破坏绝缘。焊机中各种绝缘等级的容许温度见表1.2。

表1.2 弧焊变压器的绝缘等级和温升限值

绝缘等级	A	E	B	F	H
温升限值 °C	50—65	75	80—90	100—115	120—140

§ 1-9 设计举例

下面以二氧化碳气体保护焊机NBC₂-200的主变压器设计为例,说明平特性电源的一般设计步骤。

1. 变压器的原始数据

计算容量	8.4 千伏安;
相数	3;
负载持续率	70%;
次级电压	14~24 伏。

2. 设计步骤

(1) 每相的计算容量

$$S_{x\phi} = \frac{1}{3} \times 8.4 = 2.8 \text{ 千伏安。}$$

(2) 次级线包电流

由于电焊机负载的特点是低电压、大电流,变压器的次级采用 Δ 型接法比较合理,这时线包内的相电流为流入负载(电弧)的线电流的 $1/\sqrt{3}$,可用较细导线绕制次级线包。此时,次级线包电流为

$$I_{2\phi} = \frac{S_{x\phi}}{U_2} = \frac{2.8 \times 10^3}{24} = 117 \text{ 安。}$$

(3) 初级线包电流

降压变压器初级线包的电流不大,应使用Y型接法以减少每个线包上的电压,从而减少匝数,比较经济合理。每个初级线包的电流为

$$I_{1\phi} = \frac{S_{x\phi}}{U_{1\phi}} = \frac{2.8 \times 10^3}{220} = 12.7 \text{ 安。}$$

(4) 导线截面的选择

取电流密度为 $\Delta' = 2.5$ 安/毫米²，

则所需截面为

$$q_1' = I_{1,sc} / 2.5 = 5.1 \text{ 毫米}^2,$$

$$q_2' = I_{2,sc} / 2.5 = 46.8 \text{ 毫米}^2。$$

(5) 导线规格的确 定

选用双玻璃丝包线

初级用 1.56×3.05 导线 $q_1 = 4.75$ 毫米²；

次级用 3.8×8.6 导线 $q_2 = 32.7$ 毫米²。

(6) 实际电流密度为

$$\text{初级 } \Delta_1 = I_{1,sc} / q_1 = \frac{12.7}{4.75} = 2.7 \text{ 安/毫米}^2；$$

$$\text{次级 } \Delta_2 = I_{2,sc} / q_2 = \frac{117}{32.7} = 3.6 \text{ 安/毫米}^2。$$

(7) 每匝电压

$$e_1' = 0.5\sqrt{S} = 0.5\sqrt{8.4} = 1.45 \text{ 伏/匝。}$$

由于设计中的灵活性，可取，

$$e_1 = 1.6 \text{ 伏/匝。}$$

(8) 匝 数

$$\text{初级 } N_1 = \frac{220}{1.6} = 138，$$

$$\text{次级 } N_2 = \frac{24}{1.6} = 15。$$

次级匝数是按次级最高输出电压24伏计算的。考虑工艺上要求输出电压可调，拟采用抽头方式。因次级电流大，导线粗，作抽头调节是不合理的，因此，抽头须设在小电流的初

级。

次级最低电压14伏时所需初级匝数为

$$N_1' = \frac{220}{14} \times 15 = 236 \text{ 匝。}$$

故初级自138匝开始，每10匝抽一个头，包括头尾共抽12个头，即

0, 138, 148, 158, 168, 178, 188, 198, 208, 218, 228, 238。

三相线圈的接法（见图1.8）输入的“10”、“11”、“12”号线接三相电源，其他11个抽头接至一个三刀转换开关的静接点，此开关的三个动闸刀连在一起形成初级的Y型接法。

(9) 铁芯截面

选用 $B_m = 12000$ 高斯，
则所需截面积

$$Q = \frac{50 \times 10^4}{B} e$$

$$= 41.6 \times 1.6 = 66 \text{ 厘米}^2。$$

(10) 铁芯柱宽

取柱宽 $a = 60$ 毫米 = 6 厘米，

则叠厚 $b = \frac{Q}{a} = 11$ 厘米。

(11) 窗口高

$$h = (2.5 \sim 3.5) a = 150 \sim 210 \text{ 毫米。}$$

由于次级导线较粗，设计时使它在窗孔中只占一层，这既

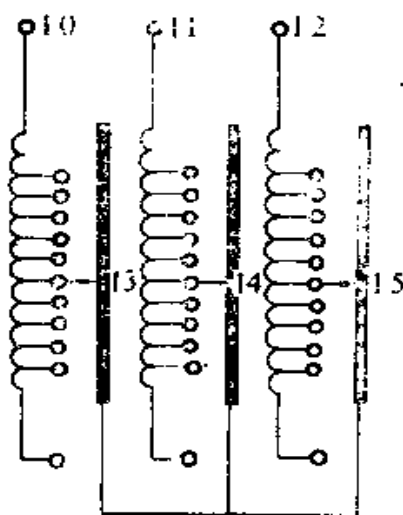


图1.8 初级抽头方法

利于散热，也容易制作。次级线宽为8.6毫米，包括绝缘为8.96毫米，以9毫米计，所需窗高为

$$(15+1) \times 9 = 144 \text{ 毫米。}$$

考虑到线包两端与铁芯间要加绝缘，并使排线的松紧留有余地，故取

$$h = 160 \text{ 毫米。}$$

(12) 线包高度

留出10毫米绝缘后，线包高度为

$$h' = 160 - 10 = 150 \text{ 毫米。}$$

(13) 初级层数

每层匝数为

$$n_1' = \frac{h'}{1.1d_1} - 1 = \frac{150}{1.1 \times 3.32} - 1 = 40 \text{ 匝。}$$

这里用的是扁铜线，故 d_1 为初级导线连绝缘在内的宽度，系数1.1是考虑排线不紧密而加入的。初级所需层数为

$$y_1' = \frac{N_1'}{n_1'} = \frac{238}{40} = 5.9 \text{ ,}$$

所以取 $y_1 = 6$ 。

(14) 窗孔宽度 c

初次级层数确定后，就可以计算线包占用的窗孔宽度了。

设层间绝缘厚度为0.2毫米，则初级占用窗宽为

$$\begin{aligned} c_1 &= y_1(t_1 + 0.2) \times 1.1 = 6(1.91 + 0.2) \times 1.1 \\ &= 13.9 \text{ 毫米，} \end{aligned}$$

这里 t_1 是初级导线厚度（连绝缘在内）。次级只一层，占用窗宽即导线厚度，即

$$c_2 = t_2 = 4.15 \text{ 毫米。}$$

线包框架厚度取为2毫米；初、次级间的风道取6毫米，故每相线包占用窗宽为

$$c' = c_1 + c_2 + 6 + 2 = 13.9 + 4.15 + 6 + 2 \\ \approx 26 \text{ 毫米。}$$

图1.4所示变压器铁芯窗孔中放有两相绕组，设相间绝缘采用10毫米间隔，则窗孔宽度为

$$c = 2c' + 10 = 2 \times 26 + 10 = 62 \text{ 毫米，}$$

最后选定 $c = 64$ 毫米。

(15) 铁片尺寸

参看图1.5，已知：

$$a = 60 \text{ 毫米，}$$

$$h = 160 \text{ 毫米，}$$

$$c = 64 \text{ 毫米，}$$

$$H = h + 2a = 280 \text{ 毫米，}$$

$$A = 2c + 3a = 308 \text{ 毫米。}$$

(16) 剪片规格

应用D42-0.5硅钢片，当叠厚为110毫米共需 $\frac{110}{0.5} = 220$ 层。剪

片规格如下：

规格 I： $(h + a) \times a = 220 \times 60$ ，每层三片。

规格 II： $(2c + a) \times a = 188 \times 60$ ，每层一片。

规格 III： $(c + a) \times a = 124 \times 60$ ，每层二片。

为便于安装线包，可将三个铁芯柱倒角如图1.9所示。当倒角为5毫米时，叠片两面各有 $5/0.5 = 10$ 层的铁片尺寸不同于上述规格。

在面上10层中，剪片规格为 124×60 即规格 III，另外新增

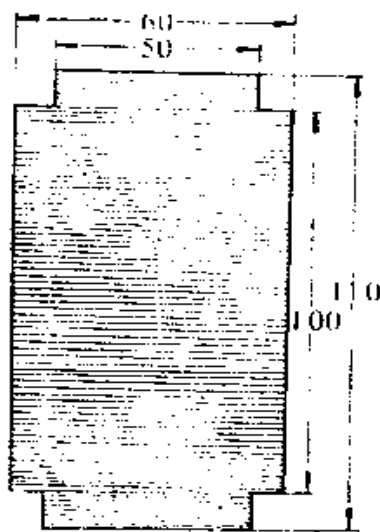


图1.9 铁芯柱的倒角

的两种规格（见图1.10）为

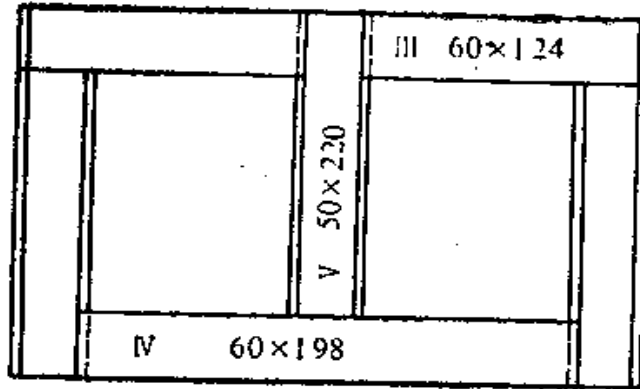


图1.10 铁片倒角后增加的剪片规格

规格Ⅳ： 60×198 ，每层一片。

规格Ⅴ： 50×220 ，每层三片。

(17) 剪片数量

规格Ⅰ： $(220 - 20) \times 3 = 600$ 片。

规格Ⅱ： $(220 - 20) \times 1 = 200$ 片。

规格Ⅲ： $220 \times 2 = 440$ 片。

规格Ⅳ： $20 \times 1 = 20$ 片。

规格Ⅴ： $20 \times 3 = 60$ 片。

(18) 铁芯体积

铁芯体积为：

$$V_{Fe} = 30.8 \times 28 \times 11 - 2 \times 16 \times 6.4 \times 11 = 7260 \text{ 厘米}^3。$$

每个铁芯柱的倒角去掉

$$h \times (0.5 \times 0.5) \times 4 = 16 \text{ 厘米}^3。$$

故铁芯体积为

$$7260 - 3 \times 16 = 7212 \text{ 厘米}^3。$$

(19) 铁重

$$G_{Fe} = 7.6 \times 10^{-3} \times 7212 = 55 \text{ 公斤。}$$

(20) 铁损

查手册得知，D42-0.5在 $B_m = 12000$ 高斯时的单位损耗为2.0瓦/公斤，故所设计变压器的铁损为

$$P_{Fe} = 2 \times 55 = 110 \text{ 瓦。}$$

(21) 次级铜重

次级线圈只有一层。每匝长度为

$$\begin{aligned} & 2 \times [(60 + 4.15 + 2 \times 2) + (110 + 4.15 + 2 \times 2)] \\ & = 2 \times [68.15 + 118.15] = 372.6 \text{ 毫米，} \end{aligned}$$

15匝共长 $15 \times 0.372 \text{ 米} = 5.58 \text{ 米。}$

查手册得单位长度重为300公斤/公里，故次级铜重为

$$5.58 \times 300 \times 10^{-3} = 1.67 \text{ 公斤，}$$

三个次级线包总重为

$$G_{c_2} = 3 \times 1.67 \approx 5 \text{ 公斤。}$$

(22) 初级铜重

前已得出，每相线包共占窗宽为26毫米，初级6层占13.9毫米，故初级线圈平均匝长位置离铁芯为 $26 - \frac{13.9}{2} \approx 19 \text{ 毫米，}$

故平均匝长为

$$\begin{aligned} & 2 \times [(60 + 2 \times 19) + (110 + 2 \times 19)] \\ & = 2(98 + 148) \text{ 毫米} = 0.492 \text{ 米，} \end{aligned}$$

初级导线总长为

$$238 \times 0.492 = 117 \text{ 米。}$$

查手册可知其单位重量为43.8公斤/公里，故每相初级铜重

$$117 \times 43.8 \times 10^{-3} = 5.13 \text{ 公斤。}$$

三相的初级线圈共重

$$G_1 = 3 \times 5.13 = 15.4 \text{ 公斤。}$$

(23) 铜损的计算

初级 $P_{Cu1} = 2.4 \Delta_1^2 G_{c1} = 2.4 \times 2.7^2 \times 15.4 = 268$ 瓦,

次级 $P_{Cu2} = 2.4 \Delta_2^2 G_{c2} = 2.4 \times 3.6^2 \times 5 = 157$ 瓦。

总铜损为

$$P_{Cu} = 268 + 157 = 425 \text{ 瓦。}$$

(24) 空载电流

有功部分:

$$I_{01} = \frac{P_{Fe}}{\sqrt{3}U} = \frac{110 \text{ 瓦}}{\sqrt{3} \times 380 \text{ 伏}} = 0.167 \text{ 安。}$$

无功部分:

查手册得 $B_m = 12000$ 高斯时的磁化容量

$S_F = 10$ 伏安/公斤; $S_0 = 1.18$ 伏安/厘米²。

故激磁伏安数为:

$$[VA]_F = 55 \times 10 = 550 \text{ 伏安。}$$

铁芯磁路中有四个接缝, 每个接缝截面积为66厘米², 故接缝处需要的伏安数为

$$[VA]_0 = 1.18 \times 66 \times 4 = 312 \text{ 伏安。}$$

无功电流

$$I_{02} = \frac{550 + 312}{\sqrt{3} \times 380} = 1.3 \text{ 安,}$$

故空载电流

$$I_0 = \sqrt{I_{01}^2 + I_{02}^2} = 1.31 \text{ 安。}$$

负载持续率为0.7时的初级额定电流为

$$12.8 / \sqrt{0.7} = 15.3 \text{ 安。}$$

空载电流与额定电流的比值为

$$1.3 / 15.3 = 8.5\% < 10\%。$$

(25) 温升计算

每相线包的初级外表面周长为

$$2 \times [(60 + 52) + (110 + 52)] = 548 \text{ 毫米,}$$

故外表面的面积为

$$54.8 \times 15 = 830 \text{ 厘米}^2 ;$$

三相线包的初级总外表面积为

$$830 \times 3 = 2490 \text{ 厘米}^2 \text{。}$$

每相线包的初级内表面周长为

$$548 - 8 \times 13.9 = 437 \text{ 毫米,}$$

内表面的面积为

$$43.7 \times 15 = 660 \text{ 厘米}^2 ,$$

三相的初级内表面总面积为

$$660 \times 3 = 1980 \text{ 厘米}^2 \text{。}$$

初级冷却面

$$S_1 = 2490 + \frac{1}{2} \times 1980 = 3480 \text{ 厘米}^2 ,$$

温升为 $\tau_1 = \frac{P_{Cu1}}{K_r S_1} = \frac{268}{14 \times 10^{-4} \times 3480} = 55^\circ\text{C} \text{。}$

次级线包紧靠铁芯，铁芯能传热，故次级线包内表面也有散热作用，如果以其一半面积作为有效散热面，即可增加

$$\frac{1}{2} \times 2 \times (60 + 110) \times 15 = 255 \text{ 厘米}^2$$

的散热面积，故次级总散热面积为

$$S_2 = \frac{1}{2} \times 1980 + 255 = 1245 \text{ 厘米}^2 \text{。}$$

温升为 $\tau_2 = \frac{157}{14 \times 10^{-4} \times 1245} = 90^\circ\text{C} \text{。}$

由计算知，次级温升偏高，这是因为次级电流密度偏高所致，最好是稍降低电流密度重新设计。

第二章 陡降特性弧焊变压器的设计

§ 2-1 陡降特性的获得

陡降特性是指向电弧（负载）供电的电源外特性曲线是陡降的。从原理上看，陡降特性电源可以由平特性变压器串联一个阻抗 Z 来获得，如图2.1(a)所示。

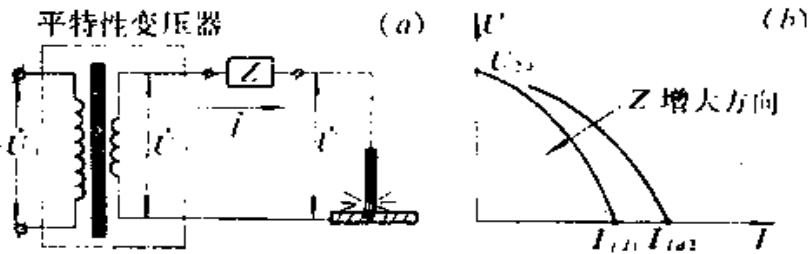


图2.1 陡降特性弧焊变压器原理图

当串联阻抗通过负载电流 I 时，其两端压降 I, Z 随电流的增加而增加，但平特性变压器的输出电压 U_2 却不随负载电流而变，这就使电弧负载电压随电流 I 的增加而降低，获得陡降特性，如图2.1(b)所示。陡降特性曲线的方程为：

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 - \dot{I}_1 Z \quad (2-1)$$

显然， Z 越大，陡降特性曲线就越陡。特性曲线与横坐标轴的交点即为负载短路时的电流 I_{fd} ，其值为：

$$I_{fd} = U_2 / Z \quad (2-2)$$

在焊机中，应该串联的阻抗 Z 的数值一般是很小的。这样就排除了使用电容器作为阻抗元件的可能性，因为这要求有很大的电容量才能达到目的。串联电阻元件是可以的，但电阻是

耗能元件，这将大大地增大功率损耗。假如200安的焊接电流通过0.2欧的电阻时，其损耗的电功率就达 $200^2 \times 0.2 = 8$ 千瓦，这样大的损耗，极大地降低了焊机的效率。而且在这种情况下电弧也是不稳定的。

根据上面的分析可知，串联阻抗 Z 只能用电感性元件来做。由于焊接电流很大，串联阻抗值很小，所以要求的电感量不大，实际上容易达到。

BX-500型焊机（见图2.2），就是由一台平特性变压器和一台交流电抗器串联后组成的。

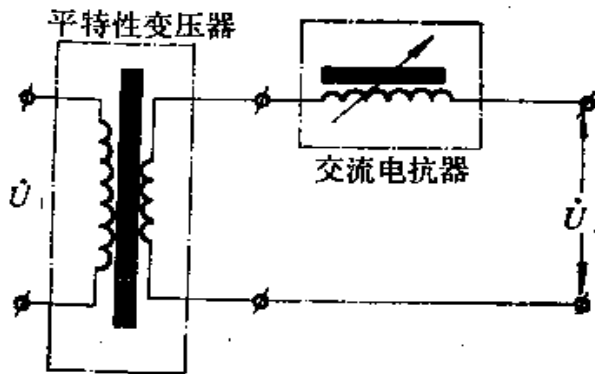


图2.2 串联电抗器型（分体式）弧焊机的原理图

由于这两个铁芯元件是分离的，故称分体式弧焊机。

这种分体式焊机的变压器和电抗器都耗用大量的硅钢片，为了减少材料消耗，可将变压器与电抗器合成一体，组成所谓“同体式”交流弧焊机，例如BA-500或BX₂-500就是这类焊机。其结构原理如图2.3所示。

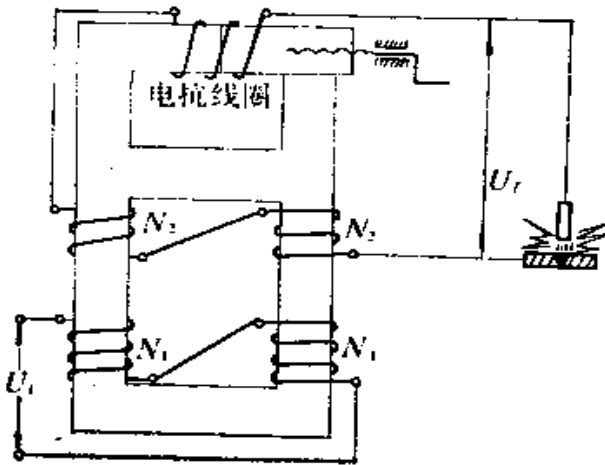


图2.3 同体式弧焊变压器简图

电抗器（电感元件）是储能元件，不消耗有功功率，不致

降低焊机效率。除此之外，电感元件还能使焊接电流的相位滞后于变压器输出电压的相位，使电弧“燃烧”稳定。

分体式弧焊机陡降特性的获得是依靠电抗器中的磁场能量随电流的增加而增加的原理。人们很容易联想到，变压器的漏磁能量也具有同样的性质，如果能利用这种漏磁获得陡降特性，就可能省掉电抗器。但是一般的变压器，即平特性的变压器漏磁很小，不能满足陡降特性要求。因而必须专门设计增强漏磁式变压器以省去电抗器。国产 BX₁-330 (BS-330)，以及 BX₁-200 (BK-300) 皆属此类弧焊变压器。

§ 2-2 漏磁变压器的等效电路

1. 等匝数变压器

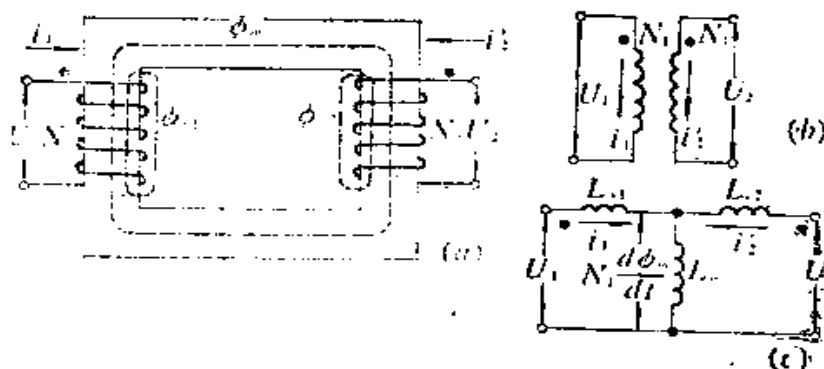


图2.4 等匝数变压器及其等效电路

匝数比为 $N_1 : N_2$ 的变压器，有三部分磁通，一部分是匝链两个线包的公共磁通 ϕ_m ，一部分是只匝链初级的漏磁通 ϕ_{l1} ，还有一部分是只匝链次级的漏磁通 ϕ_{l2} 。

图2.4中，极性点表示绕组方向，当公共磁通 ϕ_m 变化时，两个绕组中感应电压在极性点端具有相同极性。或者说，都从

极性点流入电流时两线包将产生同方向的公共磁通 ϕ_m 。

端电压 U_1 包括两部分，即漏磁通 ϕ_{l1} 和公共磁通 ϕ_m 变化所产生的电压。前者只依赖于电流 i_1 ，可等效为自感 L_{l1} 上的压降 $L_{l1} \frac{di_1}{dt}$ ，后者 $N \frac{d\phi_m}{dt}$ 则与 i_1 、 i_2' 都有关， ϕ_m 是 i_1 和 i_2' 共同产生的，可以写成

$$\phi_m = L_{m1}(i_1 + i_2') , \quad (2-3)$$

$$N \frac{d\phi_m}{dt} = L_{m1} \frac{d(i_1 + i_2')}{dt} , \quad (2-4)$$

式中， L_{m1} 为磁化电感，所以有：

$$U_1 = L_{l1} \frac{di_1}{dt} + L_{m1} \frac{d}{dt}(i_1 + i_2') . \quad (2-5)$$

同理，可以写出：

$$U_2 = L_{l2} \frac{di_2'}{dt} + L_{m2} \frac{d}{dt}(i_1 + i_2') . \quad (2-6)$$

由式(2-5)、式(2-6)即可画出图2.4(c)所表示的等匝数变压器的等效电路。

2. 匝比为 $N_1 : N_2$ 的变压器

设初级不变，次级匝数改变了 N_2/N_1 倍，则公共磁通所产生的感应电压在初级线包中是不变的，而在次级线包中的则相应改变 N_2/N_1 倍。故可在中间插入“理想变压器”来表示。见下页图2.5。

为了维持原先给定的公共磁通 ϕ_m ，磁化电感 L_{m1} 中仍应通过和图2.4(c)中相同的电流 $(i_1 + i_2')$ ，或者说，因为初级不变，次级电流产生的公共磁通的安匝数仍应为图2.4(c)中的 $N_1 i_2'$ 。而在图2.5中产生公共磁通的次级安匝数为 $N_2 i_2$ ，

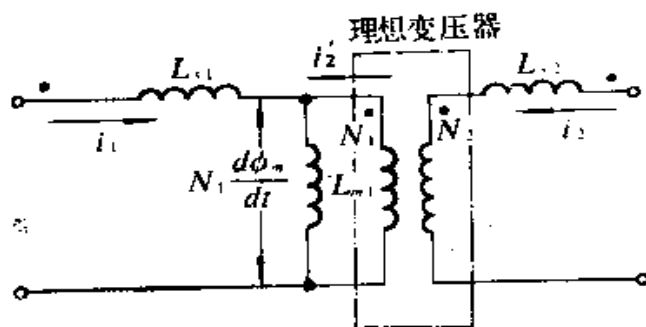


图2.5 匝比为 N_1/N_2 变压器的等效电路

故必有 $N_2 i_2 = N_1 i_2'$ 。

3. 分压器等效电路

两个相同特性的阻抗 Z_1 和 Z_2 ，构成如图2.6(a)所示分压器，它可用图2.6(b)所示的等效电路来表示，证明如下：

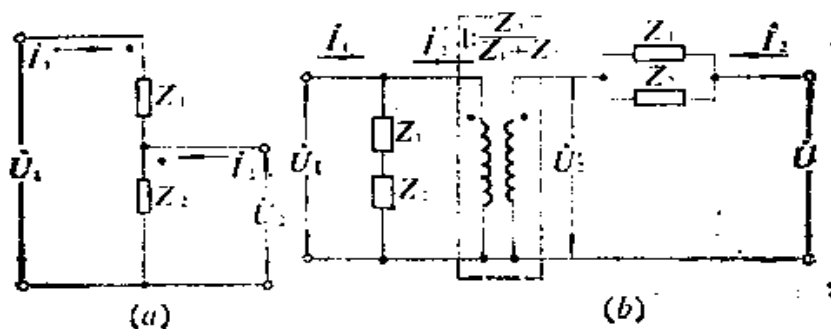


图2.6 分压器及其等效电路

分压器作为四端网络的电路方程为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1(Z_1 + Z_2) + \dot{I}_2 Z_2, \\ \dot{U}_2 &= \dot{I}_1 Z_2 + \dot{I}_2 Z_2. \end{aligned} \right\} \quad (2-7)$$

等效电路的电路方程为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1(Z_1 + Z_2) + \dot{I}_2'(Z_1 + Z_2), \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_2' + I_2 \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}. \end{aligned} \right\} (2-8)$$

由图可知:

$$\dot{I}_2' = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \dot{I}_2. \quad (2-9)$$

将式(2-9)代入式(2-8)中,就可得出式(2-7)的第一个方程。按理想变压器两边电压关系可得

$$\begin{aligned} \dot{U}_2' &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \dot{U}_1 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} [\dot{I}_1(Z_1 + Z_2) + \dot{I}_2 Z_2] \\ &= \dot{I}_1 Z_2 + \frac{Z_2^2}{Z_1 + Z_2} \dot{I}_2, \end{aligned} \quad (2-10)$$

代入式(2-8)的第二个方程就可得到式(2-7)的第二个方程,故得证。

4. 漏磁变压器的等效电路

利用上述电路分析方法,可以将图2.5所示变压器等效电路转化为许多实用等效电路。下面我们只讨论对弧焊变压器设计有用的一种实用等效电路。

把图2.5中 L_{11} 和 L_{21} 看成一个电感分压器,应用图2.6(b)所示的方法可得图2.7所示漏磁变压器的等效电路。

图中:

$$L_1 = L_{-1} + L_{11} \quad \text{是初级自感或开路电感,}$$

$$\left. \begin{aligned} L'_{11} &= \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_{11}, \\ L'_{21} &= \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_{21}. \end{aligned} \right\} \text{是初级短路时反映到次} \\ \text{级的电感}$$

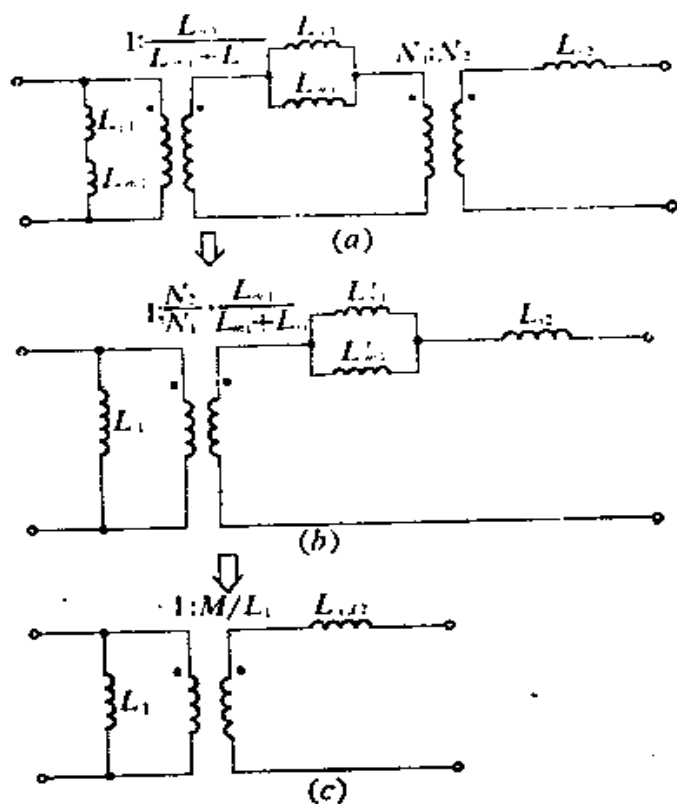


图2.7 漏磁变压器的等效电路

两个“理想变压器”合并后的变压比为：

$$\frac{N_2}{N_1} \times \frac{L_{m1}}{L_{s1} + L_{m1}} = \frac{M}{L_1}, \quad (2-11)$$

式中， $M = L_{m1} N_2 / N_1$ 是两线包间的互感。当 $i_2 = 0$ 时， L_{m1} 上的电压为 $L_{m1} di_1 / dt$ ，按互感定义，此时次级电压为 $M \cdot di_1 / dt$ ，故有：

$$U_1 = L_{s1} \frac{di_1}{dt}, \quad U_2 = M \frac{di_1}{dt},$$

因为
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1},$$

所以
$$M = L_{m1} \frac{N_2}{N_1}. \quad (2-12)$$

可见，互感只是由公共激磁电感 L_{m1} 引起的，与漏感无关。

变压器的耦合系数定义为

$$k = M / \sqrt{L_1 L_2}. \quad (2-13)$$

由式(2-11)可知，如无漏磁，则理想变压器的互感 M_i 与 L_1

之比为：
$$\frac{M_i}{L_1} = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}},$$

即
$$M_i = \sqrt{L_1 L_2};$$

$$k = 1$$

所以“理想变压器”的耦合系数等于1；如有漏磁，必有 $M/L_1 < M_i/L_1$ ， $k < 1$ 。故 k 值的大小反映实际变压器接近“理想变压器”的程度。将式(2-13)代入式(2-11)可得漏磁变压器等效电路中的变压比为：

$$\frac{M}{L_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \quad (2-14)$$

由次级看入的短路电感

$$\begin{aligned} L_{sd2} &= L_{s2} + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \frac{L_{m1} L_{r1}}{L_{m1} + L_{r1}} \\ &= L_{s2} + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \frac{L_{m1} (L_{s1} + L_{m1})}{L_{m1} + L_{r1}} - \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \frac{L_{m1}^2}{L_{s1} + L_{m1}} \\ &= L_{s2} + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_{m1} - \frac{M^2}{L_1}. \end{aligned} \quad (2-15)$$

参看图2.5可知，如将磁化电感反映至次级，则初级开路时由次级看入的开路电感必为

$$L_2 = L_{s2} + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_{m1} \quad (2-16)$$

代入式(2-15)中，可得次级看入的短路电感为

$$L_{s2} = L_2 - \frac{M^2}{L_1} = L_2(1 - k^2) \quad (2-17)$$

图2.7(c)所表示的简单等效电路中只留下两个元件，一个是初级激磁的开路电感，一个是从次级看入的短路电感。但是，电路中“理想变压器”的变比就不再是简单的匝数比，而一般情况下是小于匝数比的了，即

$$k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} < \frac{N_2}{N_1} \quad (2-18)$$

5. 用等效电路分析陡降特性

因为等效电路(图2.7)中的变压比需要测量开路电感和耦合系数才能确定，比较麻烦。在实用上，最容易测量的是次级开路电压 U_0 ，我们可以利用等效发电机定理求出输出端往前看的等效电源，见图2.8。显然，此等效电源即为开路电压

U_0 ，其内阻为图2.7中初级短路时，由次级看入的阻抗，即为 L_{s2} 。铜损用等效电阻 R_s 反映。

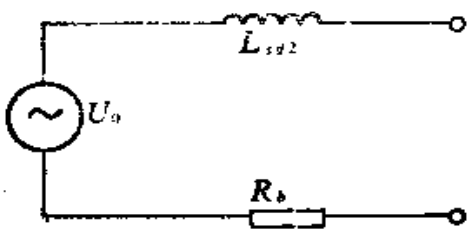


图2.8 漏抗变压器的等效电路

将等效弧焊电源接至电阻性负载时，负载电流将落后于电压 U_0 ，如图2.9(b)中的

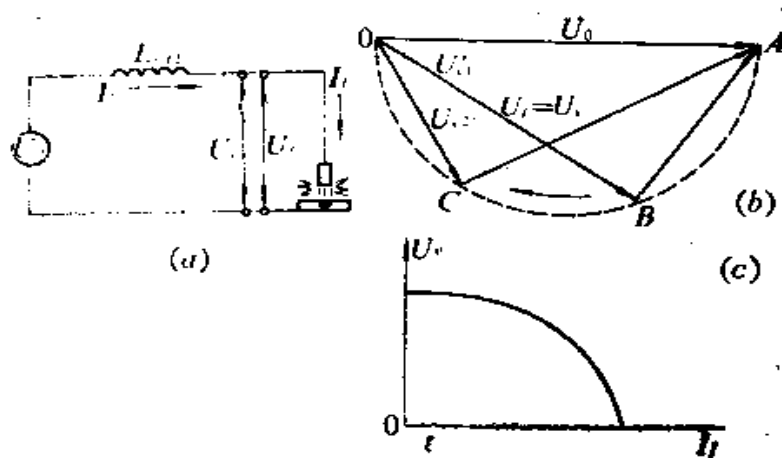


图2.9 漏抗变压器的输出电压矢量与外特性曲线

矢量 \overrightarrow{OB} 所示。同时，负载电压矢量 \overrightarrow{OB} 和电抗电压矢量 \overrightarrow{BA} 之和必等于电源电压矢量 \overrightarrow{OA} 。 \overrightarrow{OB} 和 \overrightarrow{BA} 二者又必须正交（这是电阻性压降和电抗性压降在串联电路中的特点）。所以负载电流增加时，负载电压 U_L 的矢量端点将由 A 经 B 和 C 向 O 点移动，其轨迹为一半圆。下降外特性示于图2.9(c)中，横坐标表示的负载电流 I_L 和矢量图中的 \overline{AB} 长度成正比，纵坐标表示的电源输出电压 U_s （负载电压 U_L ）则与 \overline{OB} 长度成正比。

由此可见，增强漏磁变压器的陡降特性是靠次级短路漏电感 L_{s2} 获得的。要正确设计所需下降外特性，就必须计算 L_{s2} 和变压器结构尺寸之间的关系，这就是本章研究的重点。

§ 2-3 陡降特性变压器的空载电压

图2.8所示等效电路中的参量，除 L_{s2} 外，还有空载电压 U_0 的大小也会影响变压器的性能数据。

1. 电弧电流 (负载电流) I_f

设漏抗为 $X_s = \omega L_{s2}$, 则电弧电流为:

$$I_f = \frac{\sqrt{U_0^2 - U_f^2}}{X_s} \quad (2-19)$$

2. 变压器的效率

$$\eta = P_s / P_o, \quad (2-20)$$

式中, P_s 为电弧功率。由于电功率 $U_f I_f$ ($U_f = U_s$, U_s 为电弧电压) 中有一部分是光能与热能的散逸, 故不可能全部到达工件, 可以用电弧效率 λ 表示这个影响而将电弧功率写成

$$P_s = \lambda U_f I_f, \quad (2-21)$$

一般 $\lambda = 0.88 \sim 0.98$ 。

P_o 为变压器自电源吸收的有功功率。设变压器的内阻为 R_s , 即在图2.8中需串入电阻以反映铜损的影响(忽略铁损), 则有:

$$\eta = \frac{\lambda U_f I_f}{\lambda U_f I_f + I_f^2 R_s} = \frac{\lambda U_f}{\lambda U_f + I_f R_s} \quad (2-22)$$

3. 变压器的功率因数 $\cos \varphi$

变压器的功率因数是变压器有功功率和伏安数 S 的比值, 即:

$$\cos \varphi = \frac{\lambda U_f I_f + I_f^2 R_s}{U_0 I_f} = \frac{\lambda U_f + I_f R_s}{U_0} \quad (2-23)$$

4. 视在功率利用系数 C

视在功率利用系数 C 等于电弧功率与伏安数之比, 即:

$$C = \frac{P_s}{S} = \frac{P_s}{P_o} \times \frac{P_o}{S} = \eta \cos \varphi = \frac{\lambda U_f}{U_0} \quad (2-24)$$

由以上各式可以看出，变压器功率因数、功率利用系数都与空载电压 U_0 成反比，但从有利引弧考虑，则希望提高空载电压，对这种矛盾的要求，必须综合考虑。选用过高的空载电压 U_0 将使变压器的伏安数增大，体积、重量亦随之增加；空载电压过低，又不利于引弧。焊机一般选用空载电压为60~80（伏）。

§ 2-4 漏抗计算的基本公式

前节已经说明，陡降外特性可视为由图2.8所示变压器的等效电路中的漏抗造成的，而漏抗是集中于次级的，这当然是等效的概念，实际上漏抗在初、次级都有。

我们的设计任务就是要将变压器的初、次级漏磁都归结为 L_s ，并求出其数值与变压器结构参数的关系，从而可以按照所需陡降特性设计变压器的结构。

1. 电感的贮能

电感是一个贮能元件。电流流入电感线圈时，会产生磁通链 $N\phi$ ，将能量送入线圈的磁场中。当磁通链有一个增量 $d(N\phi)$ 时，磁场能量也将有一个增量 d_w ：

$$d_w = i d(N\phi) \quad (2-25)$$

如果注意到 $N\phi$ 的量纲是（伏·秒）， i 的单位是（安），那么， $i \cdot d(N\phi)$ 就是能量的量纲（瓦·秒）。

磁链是电流产生的，它正比于电流，磁链的增量 $d(N\phi)$ 必由电流增量 di 产生，故有：

$$d(N\phi) = L di \quad (2-26)$$

式中的比例常数即为电感。通过电流为 I 的线圈的贮能

$$W = \int_0^I dw = L \int_0^I i di = \frac{1}{2} LI^2 \quad (2-27)$$

可以用上式来确定一个线圈电感量的大小，即：

$$L = \frac{2W}{I^2} \quad \text{亨。} \quad (2-28)$$

如果能把变压器的全部漏磁能量计算出来，并把它看作是由次级电流 I_2 所产生的，那么就可应用式(2-28)把通过电流为 I_2 的变压器的漏感 L_{l_2} 找出来。

2. 磁场能量的体积密度

磁场能量是存贮在带电线圈周围的空间中的，因此其体积密度即单位体积中存贮的能量，是一个重要的参数。我们研究如图2.10中磁环贮能的简单例子。这里磁场局限在磁环内，所以体积是确定的，易于计算。设

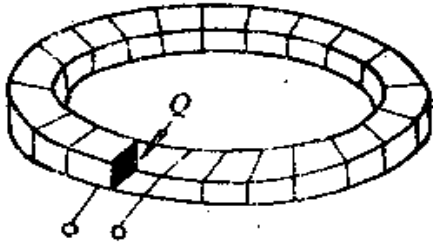


图2.10 环形线圈(磁环)

l 为磁路长度(米)。

A 为磁环截面积(米²)。

V 为磁环体积(米³)。

H 为磁环内磁场强度(安/米)。

B 为磁环内磁通密度(韦/米²)。

μ 为磁环的导磁系数(亨/米)。

则由线包中电流产生的磁场能量可以简单计算如下：

$$\begin{aligned} W &= \int_0^{\Delta\phi} i d(N\phi) = \int_0^{\phi} Ni d\phi = \int_0^B HLA dB \\ &= V \int_0^B H dB \end{aligned}$$

所以，磁场能量的体积密度应为：

$$\frac{W}{V} = \int_0^B H dB$$

上式虽然是由磁环这个特例导出的，但可以证明，它也适用于普遍情况，即磁能的体积密度可以写成微分形式而普遍应用：

$$\frac{dW}{dV} = \int_0^B H dB \quad \text{焦耳/米}^3 \quad (2-29)$$

当 μ 可以看成是常数时，上式可简化为：

$$\frac{dW}{dV} = \int_0^H \mu H \cdot dH = \frac{1}{2} \mu H^2 \quad \text{焦耳/米}^3 \quad (2-30)$$

由上式可知，当空间任一点的磁场强度已知时，就可计算出该处的磁能密度。

在实用上，常用CGS制作计算单位，可将式(2-30)表示的单位焦耳/米³作如下换算：

$$\begin{aligned} \frac{dW}{dV} \quad \text{焦耳/米}^3 \times 10^6 &= \frac{1}{2} \mu \text{高斯/奥斯特} \\ &\times 4\pi \times 10^{-7} H^2 \quad \text{奥斯特} \times \left(\frac{10^3}{4\pi}\right)^2 \end{aligned}$$

这里应用的换算单位为：

$$1 \text{ 亨/米} = 4\pi \times 10^7 \quad \text{高斯/奥斯特}；$$

$$1 \text{ 奥斯特} = \frac{10}{4\pi} \text{ 安/厘米} = \frac{10^3}{4\pi} \text{ 安/米}，$$

对漏磁来说，磁能贮存在空气中，此时，

$\mu = \mu_0 = 1$ 高斯/奥斯特，最后可得：

$$\frac{dW}{dV} = \frac{H^2}{8\pi \times 10^7} \quad \text{焦耳/厘米}^3 \quad (2-31)$$

故只要求出空间漏磁磁场强度 H （奥斯特）的数值，即可计算

出漏磁能量。

至于漏磁磁场强度 H ，可由全电流定理求出：

$$H = \frac{NI}{l} \quad \text{安/米} ; \quad (2-32)$$

用奥斯特作单位时，上式为：

$$H = \frac{0.4\pi NI}{l} \quad \text{奥斯特} 。 \quad (2-33)$$

式(2-32)中， l 的单位为米；式(2-33)中， l 的单位为厘米。

§ 2-5 变压器的漏磁能量

以常见的壳式变压器为例，说明漏磁能量的计算。

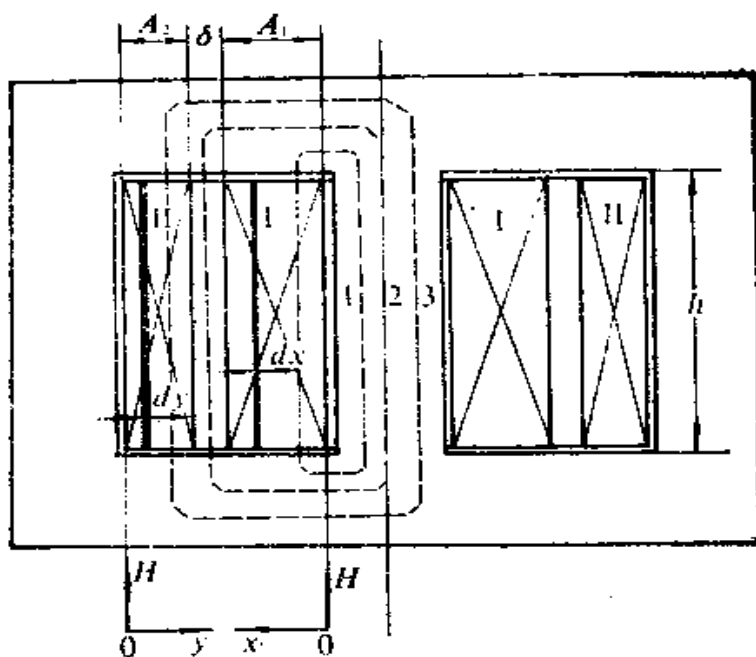


图2.11 壳式变压器的结构简图

变压器具有初、次级两个圆筒式线包 I 和 II。在所讨论的变压器的漏磁中，有图 2.11 中所示的三种形式的漏磁：漏磁 1 只和初级的部分相匝链，漏磁 2 匝链全部初级，而漏磁 3 则匝链全部初级和部分次级。为了分析方便，我们还假定漏磁都集中在线包空间。

1. 漏磁分布

通常，线包高度接近窗口高 h ，对于每一漏磁环路，包含有铁芯部分的磁位降 $H_{Fe} \cdot L_{Fe}$ 和窗孔中的磁位降 $H \cdot h$ 两部分，二者之和应等于环路中包含的总安匝数。由于铁芯的 μ 值很大， H_{Fe} 很小于 H ，故铁芯部分的磁位降可以忽略，从而将环路中安匝数除以窗高 h ，即可得出漏磁磁场强度。

(1) 漏磁 1 的磁场强度 H_1

取线包左边靠近铁芯一侧为坐标纵轴，则初级线包的位置在 $x=0$ 和 $x=A_1$ 之间。初级的总安匝数为 $N_1 I_1$ ，则在 x 处的漏磁环路中所包含的安匝数应为 $N_1 I_1 (x/A_1)$ ，故其磁场强度为：

$$H_1 = 0.4\pi \frac{N_1 I_1}{h} (x/A_1) \quad (2-34)$$

(2) 漏磁 2 的磁场强度 H_2

当漏磁环路包含全部初级时，则为漏磁 2 的情况，亦即处于初、次级线包之间的 δ 距离内的情况。这里，有不变的漏磁磁场强度 H_2 ，它可以由 $x=A_1$ 代入式 (2-34) 中得出：

$$H_2 = 0.4\pi \frac{N_1 I_1}{h} \quad (2-35)$$

(3) 漏磁 3 的磁场强度 H_3

在线包 II 外侧靠铁芯的一面上取另一坐标原点，次级线包

位于 $y=0$ 和 $y=A_2$ 之间, 则在 $y=y$ 处的漏磁场的环路中, 除了初级的全部安匝 $N_1 I_1$ 之外, 还有数量为 $[(A_2 - y) / A_2] N_2 I_2$ 的次级安匝数, 由变压器的工作原理可知, 这两项的安匝数是产生相反方向磁通的, 故其磁场强度为:

$$H_y = \frac{0.4\pi N_1 I_1 - 0.4\pi \left(\frac{A_2 - y}{A_2}\right) N_2 I_2}{h} \\ = \frac{0.4\pi N_2 I_2}{h} \cdot \frac{y}{A_2} \quad (2-36)$$

比较式 (2-34)、(2-35)、(2-36), 可以看出, 初级、次级两线包之间的空间内具有最大的漏磁磁场强度, 也就是存在着最大的磁场能量密度。可以预料, 改变 δ 的大小, 对于调整所需陡降特性是最为有效的。

2. 漏磁能量

集中于线包空间的漏磁磁场强度的分布情况知道了, 漏磁能量密度就知道了。假定漏磁对线包的中心轴是对称的, 则可分三部分求出漏磁能量。

(1) 初级线包 I 空间中的漏磁能量 W_1

在图 2.11 中的 x 处, 取一个厚度为 dx 、高度为 h 的圆筒, 其体积为:

$$dv_1 = 2\pi (r_1 + x) h dx \quad (2-37)$$

式中, r_1 为线包内半径。

漏磁能量为:

$$W_1 = \frac{1}{8\pi \times 10^7} \int_0^1 H_y^2 dv = \frac{1}{8\pi \times 10^7} \left[\frac{0.4\pi N_2 I_2}{h A_1} \right]^2 \\ \times 2\pi h \int_0^1 (r_1 + x) x^2 dx$$

$$= \frac{4\pi^2(N_1 I_1)^2}{h A_1^2 \times 10^9} \left[\frac{r_1 x^3}{3} + \frac{x^4}{4} \right]_{\frac{\delta}{2}}^{r_1} \\ = \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^9} \cdot \frac{A_1}{3} \cdot 2\pi \left(r_1 + \frac{3}{4} A_1 \right) \quad (2-38)$$

(2) 初、次级线包之间的空间漏磁能量 W_2

在这个空间内，漏磁磁场强度 H_2 是常数，磁场能量密度亦为常数，该空间的体积为：

$$V_2 = 2\pi \left(r_2 - \frac{\delta}{2} \right) h \delta = l_2 h \delta$$

式中 r_2 是次级线包内半径。

故漏磁能量为：

$$W_2 = \frac{H_2^2}{8\pi \times 10^7} V_2 = \left[\frac{0.4\pi N_1 I_1}{h} \right]^2 \\ \times \frac{2\pi \left(r_2 - \frac{\delta}{2} \right) h \delta}{8\pi \times 10^7} = \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^9} l_2 \delta \quad (2-39)$$

式中， l_2 是初、次级线包之间的平均圆周长度，可以看成是两个线包的平均匝长。

(3) 次级线包 II 空间中的漏磁能量 W_3

在图 2.11 的 y 处，取一厚度为 dy 、高度为 h 的圆筒，其体积

$$dv_3 = 2\pi(r_3 - y) h dy \quad (2-40)$$

式中， r_3 是线包 II 外层圆周的半径。

漏磁能量

$$W_3 = \frac{1}{8\pi \times 10^7} \int_0^{r_3} H_3^2 dv_3 \\ = \frac{1}{8\pi \times 10^7} \left[\frac{0.4\pi N_2 I_2}{h A_2} \right]^2 2\pi h \int_0^{r_3} (r_3 - y) y^2 dy$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{4\pi^2(N_2 I_2)^2}{h A_2^2 \times 10^9} \left[\frac{r_3 y^3}{3} - \frac{y^4}{4} \right]_{0}^{l_0} \\
&= \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^9} \times \frac{A_2}{3} 2\pi \left(r_3 - \frac{3}{4} A_2 \right) \text{。} \quad (2-41)
\end{aligned}$$

漏磁变压器的总漏磁能量为上面三部分漏磁能量之和，故有：

$$\begin{aligned}
W &= W_1 + W_2 + W_3 \\
&= \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^9} \left\{ \frac{A_1}{3} \left[2\pi \left(r_1 + \frac{3}{4} A_1 \right) \right] \right. \\
&\quad \left. + l_0 \delta + \frac{A_2}{3} \left[2\pi \left(r_3 - \frac{3}{4} A_2 \right) \right] \right\} \text{。}
\end{aligned}$$

又考虑到方括号内：

$$2\pi \left(r_1 + \frac{3}{4} A_1 \right) \quad \text{略小于 } l_1 \text{；}$$

$$2\pi \left(r_3 - \frac{3}{4} A_2 \right) \quad \text{略大于 } l_3 \text{，}$$

故可都用 l_0 代替，则漏磁能量公式可简化为：

$$\begin{aligned}
W &= \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^9} l_0 \left[\delta + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right] \\
&= \frac{2\pi(N_2 I_2)^2}{h \times 10^9} l_0 \left[\delta + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right] \text{。} \quad (2-42)
\end{aligned}$$

§ 2-6 变压器的漏抗

把所有的漏磁能量看作是由电流 I_2 通路中的 L_2 所产生的，应用公式 (2-28) 可得漏感

$$L_{sd_2} = \frac{2W}{I_2^2} = \frac{4\pi N_2^2 l_2}{h \times 10^3} \left[\delta + \frac{1}{3}(A_1 + A_2) \right] \quad (2-43)$$

所以变压器的漏抗为:

$$\begin{aligned} X_{L_2} &= \omega L_{sd_2} = 2\pi f L_{sd_2} \\ &= \frac{400\pi^2 N_2^2 l_2}{h \times 10^3} \left[\delta + \frac{1}{3}(A_1 + A_2) \right] \\ &= \frac{395 N_2^2 l_2}{h \times 10^3} \left[\delta + \frac{1}{3}(A_1 + A_2) \right] \quad (2-44) \end{aligned}$$

可以看出, 变压器的漏抗是和线包高度或铁芯窗孔高度成反比的, 所以, 对平特性变压器来说, 为了尽量减小漏抗, 应采用较高的窗孔高度 h 。此时, 由于每层匝数增加了, 也同时减少了层数, 使得 A_1 、 A_2 都减小了, 有利于减小漏抗。而为了获得陡降特性变压器的高漏抗, 则可采取相反的措施。还须注意, 漏抗 X_{L_2} 是和匝数平方成正比的, 所以铁芯的大小也会影响漏抗值, 铁芯加大, 可以减少匝数, 其结果是减小漏抗。当然, 此时平均匝长 l_2 也同时增大, 它会抵消部分漏抗减小的作用, 但一般来说, 匝数的影响比较显著。

§ 2-7 盘式绕组的漏抗

图2.12 是盘式绕组弧焊变压器的结构简图。设初、次级盘式绕组为 I 和 II, 占铁芯的长度为 A_1 和 A_2 , 两者相距为 δ , 线包内半径为 r_1 , 外半径为 $r_1 + h$ (假设线包一般地要占据整个窗口高度), h 为线包的总厚度。

仍假定漏磁集中在线包中及线包之间, 漏磁1只匝链初级线圈部分线匝, 漏磁2只匝链全部初级线包, 而漏磁3则匝链全部初级和部分次级线包。

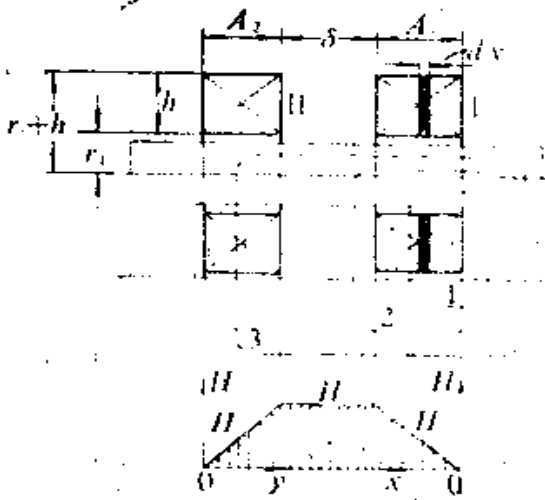


图2.12 盘式绕组漏抗变压器结构简图

由图 2.12 还可看出，漏磁路径中的空气部分的长度为 h ，这和图 2.11 相同。故式 (2-34)、(2-35)、(2-36) 所示的计算磁场分布表达式完全可用于盘式绕组，区别仅仅在于：筒式绕组中 h 是线包的高度，在盘式绕组中 h 是线包厚度；对筒式绕组来说， A_1 、 A_2

是线包的厚度；而对盘式绕组而言， A_1 、 A_2 则为线包的高度（或占铁芯的长度）。

下面给出漏磁能量的计算公式。

(1) 初级线包空间的漏磁能量 W_1

在图 2.12 的 x 处，取一厚度为 dx 、内径为 $2r_1$ 、外径为 $2(r_1 + h)$ 的空心圆片，其体积为：

$$\begin{aligned} dv_1 &= [\pi(r_1 + h)^2 - \pi r_1^2] dx \\ &= \pi h(2r_1 + h) dx = 2\pi h(r_1 + h/2) dx \\ &= 2\pi r_1 h dx = l_1 h dx, \end{aligned}$$

式中， $l_1 = 2\pi r_1$ 、 $2\pi(r_1 + h/2)$ 是平均匝长。

漏磁能量为：

$$\begin{aligned} W_1 &= \frac{1}{8\pi \times 10^7} \int_0^{l_1} H_1^2 dv_1 \\ &= \frac{1}{8\pi \times 10^7} \left[\frac{0.4\pi N_1 I_1}{h A_1} \right]^2 l_1 h \int_0^{l_1} x^2 dx \end{aligned}$$

$$= \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^7} l_p \frac{A_1}{3} \quad (2-45)$$

(2) 线包间的漏磁能量 W_2

在初、次级线包之间的磁场强度 H_2 是常数，该空间的体积为 $V_2 = l_p h \delta$ ，故磁场能量为：

$$\begin{aligned} W_2 &= \frac{1}{8\pi \times 10^7} \left[\frac{0.4\pi N_1 I_1}{h} \right]^2 l_p h \delta \\ &= \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^7} l_p \delta \quad (2-46) \end{aligned}$$

(3) 次级线包空间的漏磁能量 W_3

与初级线包的处理方法相同，在 y 处取一个厚度为 dy ，内径为 $2r_1$ ，外径为 $2(r_1 + h)$ 的空心圆片，其体积为 $dv_3 = l_p h dy$ 。则漏磁能量为：

$$\begin{aligned} W_3 &= \frac{1}{8\pi \times 10^7} \int_0^{r_2} H_3^2 dv_3 = \frac{1}{8\pi \times 10^7} \left[\frac{0.4\pi N_1 I_1}{h A_2} \right]^2 \\ &\quad \times l_p h \int_0^{A_2} y^2 dy = \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^7} l_p \frac{A_2}{3} \quad (2-47) \end{aligned}$$

总漏磁能量为：

$$\begin{aligned} W &= W_1 + W_2 + W_3 = \frac{2\pi(N_1 I_1)^2}{h \times 10^7} l_p \\ &\quad \times \left[\delta + \frac{1}{3}(A_1 + A_2) \right] \quad (2-48) \end{aligned}$$

应用 $N_1 I_1 = N_2 I_2$ ，还可得：

$$W = \frac{2\pi(N_2 I_2)^2}{h \times 10^7} l_p \left[\delta + \frac{1}{3}(A_1 + A_2) \right] \quad (2-49)$$

式(2-49)与式(2-42)完全相同,故盘式绕组的漏抗同样可用式(2-44)来计算,即

$$X_{st} = \frac{395 \times N_2^2 l_p}{h \times 10^4} \left[\delta + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right] \quad (2-44)$$

必须指出,上面所得的漏抗值,都是对变压器的一个铁芯柱推导出来的。在芯式变压器中有两个芯柱,每个芯柱上都装有初、次级绕组,假如两个芯柱上的绕组是串联的,在计算时用的匝数是单柱上的匝数,则按式(2-44)计算出的结果应该乘以2,才是整个变压器的漏抗。

§ 2-8 减少漏抗的方法

电弧焊机虽需有一定的漏抗值以获得陡降外特性,但由于输出电流很大,所需的漏抗值是不大的。例如设计一空载电压为70伏、短路电流为350安的电弧焊机所需漏抗值仅为

$$X_{st} = 70/350 = 0.2 \text{ 欧。}$$

由于电弧焊机结构上的原因,有时可能会产生过大的漏抗使电流输出不足,这就必须设法减小漏抗。

从原理上讲,减小漏抗的方法无非是设法减少空间贮存的漏磁能量 W ,但是安匝数是不能变的。只能通过改变线包的排列、结构,以改变漏磁分布,使漏抗减小至所需数值。

1. 交叠式绕组

设将图2.11所示同芯式绕组及其漏磁分布重新画于图2.13之中。如果不改变线包高度 h ,而将初级线包的一半移至次级线包的外面,形成图2.13(b)所示的排列方式,即所谓交叠式绕组。比较这两种排列方式可知,二线包所占空间是相同的,因此,只要比较图2.13(c)、(d)所示的磁场强度和磁能密度分布,就可以比较其漏抗值的大小。

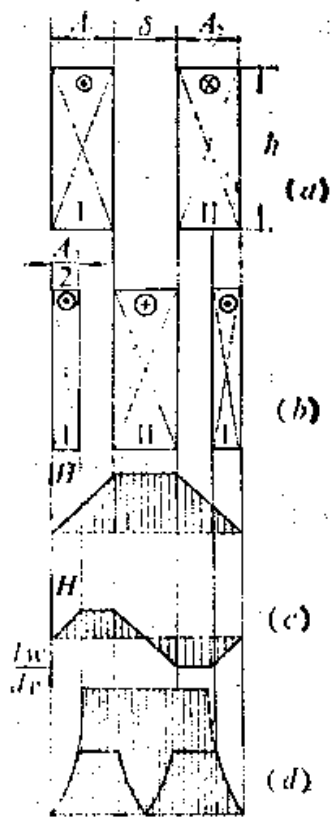


图2.13 圆筒式交叠绕组的一种结构及其漏磁分布

漏磁能量决定于漏磁磁场强度 H ，而 x 处的漏磁磁场强度则与从 0 到 x 之间的总安匝数成正比。由于初次级电流是相反的，所以线包之间的空隙具有最大的漏磁磁场强度。在交叠式绕组中， x 从 0 到 $A_1/2$ 之间的磁场强度和同心式绕组完全相同，因为包含着相同的安匝数，但在 $x = A_1/2$ 之后的 $\delta/2$ 空间内，磁场强度就保持不变了。当 $x = \frac{1}{2}(A_1 + A_2 + \delta)$ 时，总安匝数是 0，所以在次级线包里有一半磁场强度是逐步减小到零的。当 $x > \frac{1}{2}(A_1 + A_2 + \delta)$ 时，磁场强度的方向改变了，这是因为总安匝数中次级安匝数占主要地位之故，以后的磁场强度幅值的变化则与前一半相同，在线包的空隙中具有最大值，而后逐步减小到零。

设线包中磁场强度是线性变化的，那么，如果 $A_1 = A_2$ ，交叠式绕组的最大漏磁强度就只有同心式绕组漏磁最大值之半。

漏磁能量密度 $\frac{dw}{dv}$ 正比于 H^2 ，所以磁场强度按线性变化时，能量密度是按平方规律变化的。显然，同样的空间，交叠式绕组的漏磁能量比同心式的小得多，因而可大大减小漏抗。

从交叠式绕组的漏磁分布可以看出，沿次级中心线将线包

分成两组时，每一组的情况与同心式绕组相同，只是匝数减半、线包间距离及线包厚度减半而已。所以，其中一组的漏抗为：

$$X_{s'} = \frac{395(N_2/2)^2 l_p'}{h \times 10^3} \left[\frac{\delta}{2} + \frac{1}{6}(A_1 + A_2) \right] \quad (2-45)$$

而另一组的漏抗为：

$$X_{s''} = \frac{395(N_2/2)^2 l_p''}{h \times 10^3} \left[\frac{\delta}{2} + \frac{1}{6}(A_1 + A_2) \right] \quad (2-46)$$

式中： $l_p' = \pi(A_1 + \delta)$ ； $l_p'' = 2\pi(A_1 + A_2 + \delta) - l_p'$ ；
 所以有： $l_p' + l_p'' = 2\pi(A_1 + A_2 + \delta) = 2l_p$ 。 $(2-47)$

这里 l_p 是交叠式绕组次级线包的平均匝长，而总漏抗为：

$$X_s = X_{s'} + X_{s''} = \frac{1}{4} \times \frac{395 N_2^2 l_p}{h \times 10^3} \left[\delta + \frac{1}{3}(A_1 + A_2) \right] \quad (2-48)$$

所以，交叠式绕组比同心式绕组的漏抗减小四分之三。由此还可以推论，如果是 m 组交叠式绕组，则漏抗为：

$$X_s = \frac{1}{m^2} \times \frac{395 N_2^2 l_p}{h \times 10^3} \left[\delta + \frac{1}{3}(A_1 + A_2) \right] \quad (2-49)$$

式中， δ 是线包间距的总和；
 A_1 是初级线包总厚度；
 A_2 是次级线包总厚度；
 l_p 是漏磁空间中间位置的周长；
 m 是交叠绕组的组数。

从以上分析可得结论：采用交叠式绕组可不改变变压器的

伏安数，而通过改变漏磁分布就能有效地减小漏抗值。

2. 盘式绕组的位置

盘式绕组也可用改变线包的排列来改变漏磁能量而不用改变漏磁空间的体积，如将次级线包的一部分放到初级线包外层，即为 N_2'' ，(见图2.14(a))。留下的 N_2' 显然占据着较短

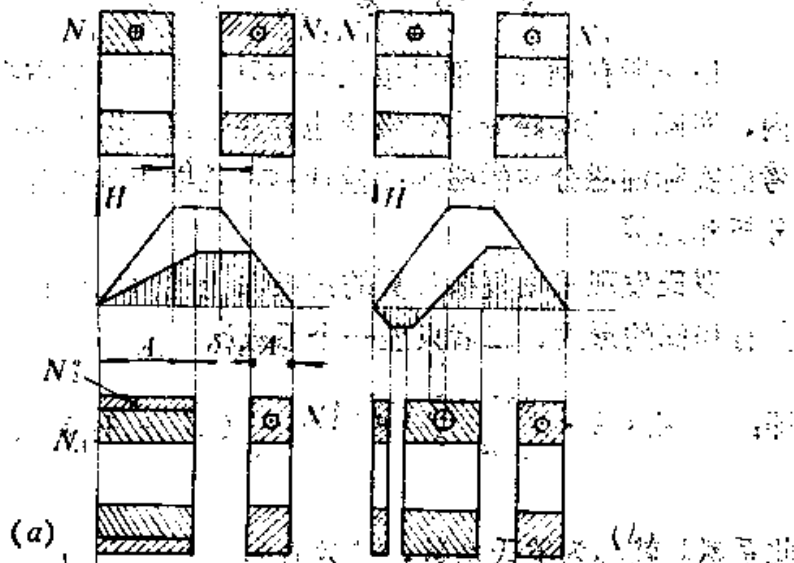


图2.14 盘式绕组的位置 (a) 放置方式之一 (b) 放置方式之二

的铁芯长度 A_2 。为维持相同的线包高度 h ，初级 N_1 及次级 N_2'' 所用铁芯的长度必然要增大到 A_1 。又因线包所占用的空间不变，故 N_1 和 N_2'' 之间的距离仍为 δ 。

这里，按初、次级安匝数相互抵消的原理，在 A_1 范围以内的漏磁有效安匝数将减小一个乘积 $N_2'' I_2$ ，因而 A_1 和 δ 两段内的漏磁都减小了。至于 A_2 段中则和分置前相同，形成图2.14阴影面积所示的漏磁分布。对比以前的分析，很容易得出此时的漏抗表达式应为：

$$X = \frac{395 \times N_2'^2 l_p}{h \times 10^9} \left[\delta + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right] \quad (2-50)$$

由于漏抗公式中的 N_2 为 N_2' 所代替，所以漏抗减小了。盘式绕组还可以采用如图 2.14(b) 的形式分置，这里就不作讨论了。

§ 2-9 罗氏*系数

以上所有推导，都是假定漏磁只集中在线包占据的空间之内，实际上的漏磁分布，当然也存在于线包以外的空间。如果考虑实际漏磁分布的磁场能量计算，就要用到更为复杂的数学分析和运算。

罗氏发现采用复杂计算的结果和上述简化计算的结果比较具有相同的形式，二者只差一个系数 k_p ，

$$\text{即：} \quad X_1 = k_p \cdot \frac{395 \times N_2'^2 l_p}{h \times 10^9} \left[\delta + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right] \quad (2-51)$$

此系数 k_p 就称为罗氏系数，其数值为：

$$k_p = 1 - \sigma (1 - e^{-\frac{1}{\sigma}}) \quad (2-52)$$

$$\text{式中，} \quad \sigma = \frac{\delta + A_1 + A_2}{\pi h} \quad \circ$$

当 $\sigma < 0.1$ 时， $k_p \approx 1$ 。

为了计算方便，式 (2-52) 可用下式近似：

$$k_p = 1 - \sigma + 0.35\sigma^2 \quad (2-53)$$

罗氏系数的推导较繁琐，它的实际意义在于证明了漏抗的

*苏· П О К О В С К И И

计算可用公式(2-51)表示。实际的电焊机有不同的结构,对漏抗的影响也不同,因此还必须引入一个能反映不同结构特点的系数 k ,称为结构系数,这时漏抗公式成为:

$$X_s = k_1 k_2 \frac{395 \times N_2^2 l_e}{h \times 10^4} \left[\delta + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right] \quad (2-54)$$

罗氏系数 k_2 是因漏磁并不都集中在线包空间内,有“漏磁扩散”而引入的,漏磁扩散减小了漏磁磁场强度,结果使漏抗减小,故一般地说 $k_2 < 1$,

而系数 k_1 则是考虑“动铁”的存在,使漏磁不至于太扩散而引入的,所以 $k_1 > 1$ 。准确的 k_1 值必须由实验确定。对动铁式弧焊变压器 $k_1 = 1.5 \sim 2$ 。

漏抗计算的经典公式中并没有 k_1 这个系数。对于动圈式弧焊变压器,由于没有动铁芯,用经典公式计算的结果比较符合实际测试结果,而对动铁式来说,用经典公式得出的漏抗值往往偏低,所以引入 k_1 是必要的。例如对BX₁-330型动铁式弧焊变压器来讲, k_1 的数值可达3~6。

§ 2-10 漏抗的调节

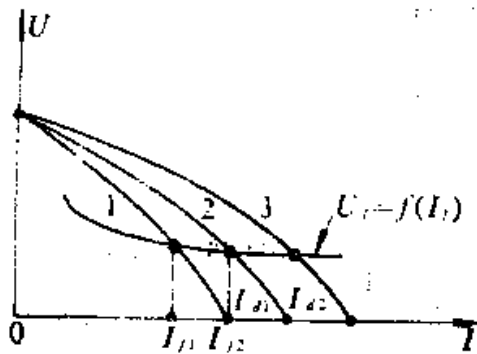


图2.15 陡降特性电源的调节特性

众所周知,弧焊电源的输出电流必须能够在一定范围内加以调节。对陡降特性的弧焊变压器,电流调节的实质就是调节外特性曲线的陡度,如图2.15所示。在一定的工作电压(即电弧电压 U_a)情况

下，具有下降较陡的外特性曲线的电源（图 2.15 中曲线 1），输出较小的工作电流 I_{f1} ，具有下降程度较缓的外特性曲线的电源（图 2.15 中曲线 2）则输出较大的电流 I_{f2} 。当要求负载电流在 I_{f1} 和 I_{f2} 之间进行调节时，就要求焊机短路电流能在 I_{f1} 和 I_{f2} 之间调节，亦即要求焊机的漏抗的变化范围为

$$X_s = \frac{U_0}{I_{f1}} \sim \frac{U_0}{I_{f2}} \quad (2-55)$$

由式（2-54）可知，应用线包抽头改变 N_2 的办法，虽然可以改变漏抗，但同时会改变空载电压 U_0 ，而且不能连续地调节电流。所以，实际上往往是采用改变初、次级线包间距离 δ 的办法来获得所需的漏抗调节。动绕组式（动圈式，即 BK 型）弧焊变压器就是用此办法改变漏抗的。由式（2-54）还可看出，漏抗 X_s 和 δ 的关系是线性的，因此，BX₃ 型弧焊变压器的电流指示器的刻度是均匀的。

漏抗调节的第二种常用方法是应用增加磁分路来增大漏抗。象 BX₁ 型交流弧焊机就采用此法。这种弧焊变压器除了初、次级之间的空气漏磁外，在线包之间又附加了漏磁分路，以增大漏磁通。见图 2.16。这个附加的漏磁通路使变压器又增加了

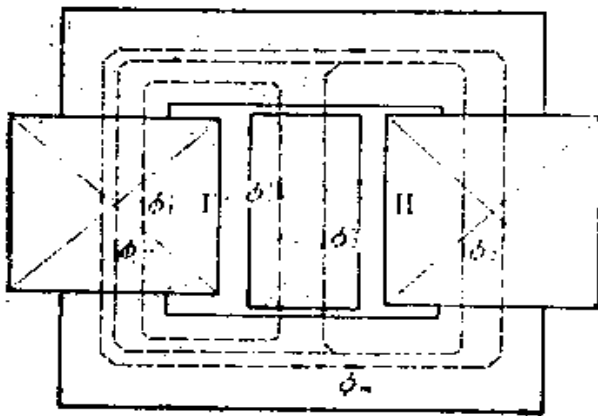


图 2.16 动铁式弧焊变压器的磁通分布

一个漏抗 $X_{L,F}$ 。为了可以和原有的空气漏抗 X_L 相加，我们仍将 $X_{L,F}$ 看作是次级电流产生的，也就是说，将磁分路中的漏磁全部看作是次级安匝产生的，这样就得到等效漏抗 $X_{L,F}$ 的简化计算方法。

在空载情况下，由于磁分路的空气隙 δ 磁阻很大，可以认为主磁通 ϕ_m 全部通过次级。在负载情况下，反抗磁通 ϕ_2 的一部分磁力线通入磁分路形成 ϕ_2'' ，另一部分 ϕ_2' 通入初级线包铁芯柱。由于交流的激磁磁通不论负载与否，总是维持不变的，即 ϕ_m 不变，所以初级电流必然增大以产生抵消 ϕ_2' 的磁通 ϕ_1' ，它也通过磁分路，因此，必有： $\phi_1' = \phi_2'$ 。

磁分路内总磁通 ϕ_s 包括次级 I_2 所产生的 ϕ_2'' 和初级 I_1 产生的 ϕ_1' ，因此有：

$$\phi_s = \phi_1' + \phi_2'' = \phi_2' + \phi_2'' = \phi_2。$$

故总漏磁磁通在数值上等于次级电流产生的反抗磁通 ϕ_2 。把这个漏磁通看作是 I_2 产生的，则等效电感为：

$$L_{L,F} = \frac{N_2 \phi_s}{I_2} = \frac{N_2}{I_2} \times \frac{N_2 I_2}{R_m} = \frac{N_2^2}{R_m}， \quad (2-56)$$

磁分路的磁阻 R_m 主要是空气隙 δ 的磁阻，设磁分路截面积为 A_F ，则

$$R_m = \frac{\delta}{\mu_0 A_F}， \quad (2-57)$$

故漏感 $L_{L,F}$ 为：

$$L_{L,F} = \frac{\mu_0 N_2^2 A_F}{\delta} \quad (2-58)$$

如果使用CGS制单位，则因：

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ 亨/米} = 1 \text{ 高斯/奥斯特}，$$

故漏感在CGS制中为：

$$L_{\sigma} = 0.4\pi \frac{N_2^2 A_F}{\delta} \times 10^{-9} \text{ 亨。} \quad (2-59)$$

由磁分路而引起的附加于次级的漏抗为：

$$X_{\sigma F} = \omega L_{\sigma F} = 395 \times \frac{N_2^2 A_F}{\delta} \times 10^{-8} \text{ 欧。} \quad (2-60)$$

由式(2-60)可以得出结论： $X_{\sigma F}$ 与磁分路截面积成正比，因而改变 A_F ，即可调节附加漏抗 $X_{\sigma F}$ ，从而达到调节输出电流的目的。BX₁型弧焊变压器磁分路(动铁芯)作成可以调节的就是根据这一原理，“动铁芯”式弧焊变压器的名称亦由此而来。当动铁全部调入时，磁分路作用最强，漏抗最大，输出电流最小；动铁全部拉出时，磁分路取消，只留下较小的空气漏抗，电流输出最大。故焊机大电流的上限由空气隙漏抗限制，而小电流下限则由磁分路限制。设计时必须注意这一点，以得到合适的电流调节范围。

§ 2-11 设计举例

应用本章所述设计原理、现举一陡降外特性弧焊变压器的设计实例、说明设计的具体步骤。

1. 设计要求

焊机空载电压： $U_{20} = 70$ 伏；

焊接电流调节范围： $I_2 = 40 - 300$ 安；

负载持续率：70%。

2. 设计计算

(1) 方案选择

采用动铁芯式。通常、象BX₁-330那样的动铁式弧焊机，

动铁芯是方形的。调节电流时、空气隙是不变的，只能调节漏磁分路的截面积，因而电流调节范围不宽。在动铁行程内、电流变化范围不超过最小电流的4倍。因此，这种型式的弧焊变压器都要应用换档来满足电流覆盖范围的要求。用换档来改变匝数必然增加线包的接头数。

目前，还有一种斜动铁芯式弧焊变压器。这种结构形式的动铁芯是斜的，（见图2.17）调节电流（移动动铁）时不仅改变漏磁通路的截面积，而且同时改变空气隙（见图2.18）。理想情况下，可使气隙减至零，输出电流也减至零，虽然由于制造工艺的限制，实际上达不到零，但做到电流调节范围达最小电流的10倍以上是完全可以的。这样就省去换档机构，线包结构也可以简化，这就是斜动铁式弧焊机的突出优点。本设计实例采用了这种方式。

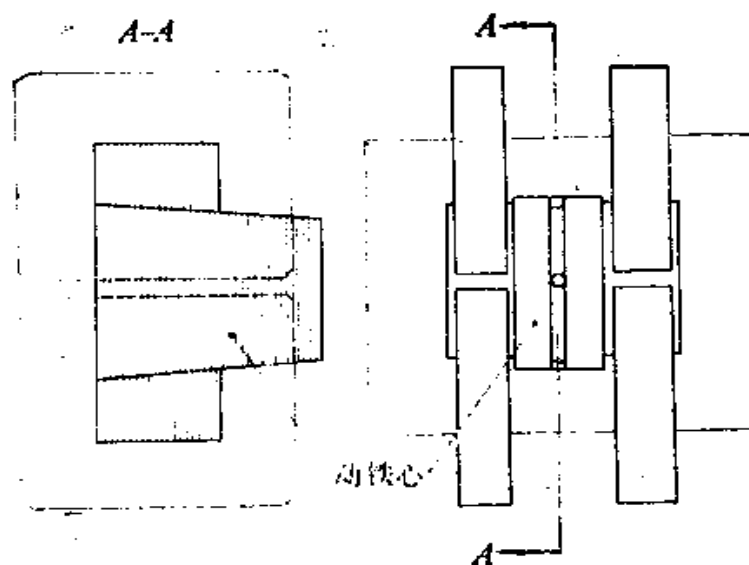


图2.17 斜动铁式弧焊变压器结构

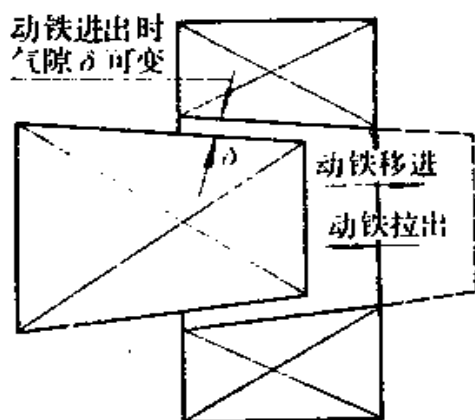


图2.18 斜动铁使气隙改变的示意图

(2) 焊机功率因数 $\cos\varphi$

电弧电压以30伏计算，

则焊机输出功率

$$P_2 = 30 \text{伏} \times 300 \text{安} = 9 \text{千瓦。}$$

变压器效率估计为 $\eta = 0.85$ ，

则功率因数

$$\begin{aligned} \cos\varphi &= \frac{U_f}{\eta U_{20}} = \frac{30}{0.85 \times 70} \\ &= 0.505 \end{aligned}$$

(3) 变压器的容量

输入功率为

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{9000}{0.85} = 10.6 \text{ 千瓦；}$$

容量
$$S_1 = \frac{P_1}{\cos\varphi} = \frac{10.6 \times 10^3}{0.505} = 21 \text{ 千伏安。}$$

(4) 电流的计算

$$I_1 = \frac{S_1}{U_1} = \frac{21 \times 10^3}{380} = 55.2 \text{ 安；}$$

$$I_2 = 300 \text{ 安；}$$

考虑了负载持续率后的有效连续工作电流为：

$$I_1 = 55.2 \times \sqrt{0.7} = 46.2 \text{ 安；}$$

$$I_2 = 300 \times \sqrt{0.7} = 250 \text{ 安。}$$

(5) 每匝电压的选择

这个数据的选择是和电流要求有内在联系的。每匝电压值 e 取大一些，用铜量减少，而用铁量（硅钢片）增加，由于匝数

较少，漏抗值较小，因此焊接电流增大。对于一定的输出电流要求，究竟选取多大 e_1 为合适，须凭借经验，通过试探法估选。如在本设计实例中，初选 $e_1 = 2.6$ 伏/匝

(6) 确定初、次级匝数

$$N_1 = 380 / 2.6 = 146 \text{ 匝} ;$$

$$N_2 = 70 / 2.6 = 27 \text{ 匝} .$$

(7) 定铁芯截面积 A_F

选取铁芯材料的磁通密度为：

$$B_m = 12000 \text{ 高斯} \quad (D42 \text{ 硅钢片}) ,$$

$$A_F = \frac{e_1}{4.44fB_m} = \frac{450000e_1}{B_m} = \frac{450000}{12000} e_1 \\ = 37.5 \times 2.6 = 97.4 \text{ 厘米}^2 .$$

设迭片系数为0.9，则铁芯实际截面积为：

$$97.4 / 0.9 = 108 \text{ 厘米}^2 ,$$

取整值110厘米²作为设计值。

(8) 铁芯柱尺寸

取铁芯柱宽为8厘米，则铁芯柱厚度为

$$110 / 8 = 13.7 \text{ 厘米} , \text{ 实取} 14 \text{ 厘米} .$$

(9) 次级线包的排列结构

按第一章方法选定导线规格后，将初、次级绕组都对称分布在铁轭上下部分，然后再并联，见图2.19。次级（导线规格为3.3×4.5）实取匝数为28匝。占用窗口高度为：

$$1.1 \times 3.3 \times 14 + 2 = 53 \text{ 毫米} .$$

这里，系数1.1是考虑导线绝缘和绕线的松紧度而加入的，2毫米是线包与铁芯间绝缘厚度。3.3是导线的宽度（扁铜线）。

次级占用窗口宽度为：

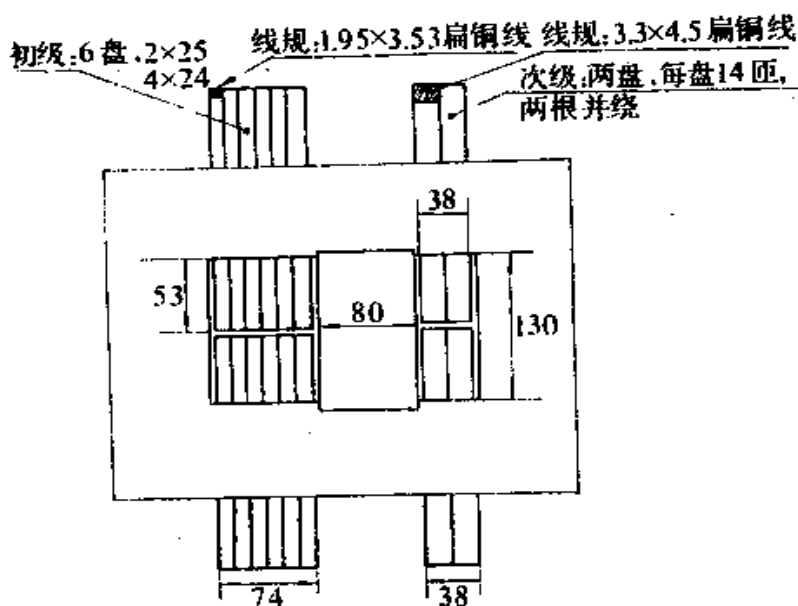


图2.19 设计样机的结构尺寸

$$(2 \times 4.5 \times 1.1) \times 2 + 8 + 2 \times 5 = 38 \text{ 毫米,}$$

式中的前一项是两盘双根导线并绕所占宽度, 8毫米是两盘间距, 5毫米是绕组与铁芯及动铁间的距离。

(10) 初级线包排列结构

每轭共6盘, 由1.95×3.53的扁铜线绕成, 匝数各为25匝、25匝、24匝、24匝、24匝、24匝。占用窗口高度为:

$$2 \times 1.1 \times 1.95 \times 25 = 56 \text{ 毫米。}$$

占用窗口宽度为:

$$3.53 \times 1.1 \times 6 + 5 \times 8 + 2 \times 5 = 73.3 \text{ 毫米。}$$

(12) 窗口尺寸的确定

窗口高度为 $2 \times 56 + 10 = 122$ 毫米, 选定为130 毫米;

窗口宽度为:

$$74(\text{初级}) + 80(\text{动铁}) + 40(\text{次级}) = 194 \text{ 毫米。}$$

(13) 斜动铁芯的尺寸

为了做成斜动铁芯形式，上下磁轭加宽了5毫米，以便使中间90毫米的磁轭抱成5 : 140的斜面，如图2.20所示。

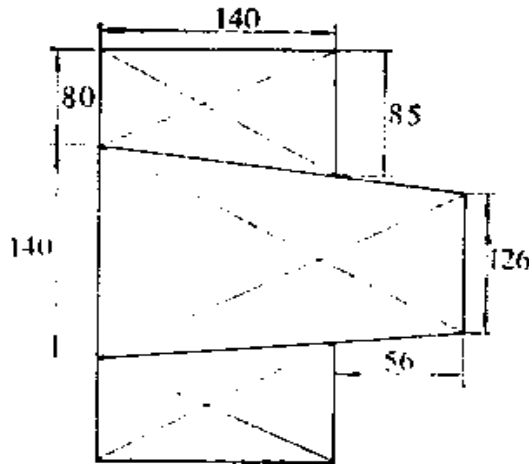


图2.20 动铁芯的具体尺寸

如果将动铁向外拉出140毫米，则空气隙将自零增至5毫米。设最后一段动铁调节引起的气隙变化为2毫米，则图2.20中动铁的外伸部分的长度应为 $140/5 \times 2 = 56$ 毫米。因此，动铁芯短边尺寸为：

$$140 - 2 \times 7 = 126 \text{ 毫米}$$

(14) 漏抗的计算

参看结构图可知，初

级线包宽度为： $A_1 = 6 \times 3.53 \times 1.1 + 5 \times 8 = 64$ 毫米 = 6.4 厘米

次级线包宽度：

$$\begin{aligned} A_2 &= 2 \times (2 \times 4.5 \times 1.1) + 8 \\ &= 28 \text{ 毫米} = 2.8 \text{ 厘米。} \end{aligned}$$

线包间距：

$$\begin{aligned} A_{1,2} &= 80 + 2 \times 5 = 90 \text{ 毫米} \\ &= 9 \text{ 厘米。} \end{aligned}$$

平均匝长可由次级线包的盘状结构（见图2.21）求出：

$$\begin{aligned} l_p &= 2(85 + 140) + 65\pi \\ &= 654 \text{ 毫米} \cong 65 \text{ 厘米。} \end{aligned}$$

漏磁气隙长度：

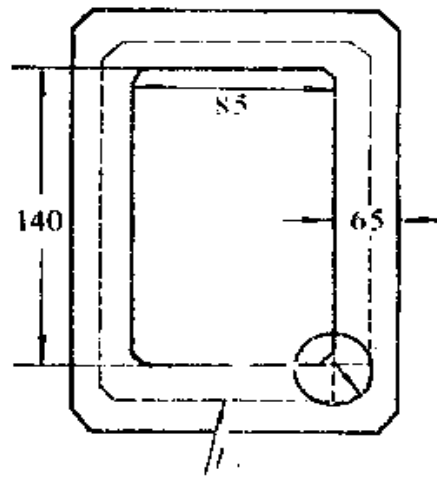


图2.21 盘式绕组的平均匝长

$$h = \frac{1}{2} \times 130 = 65 \text{ 毫米} = 6.5 \text{ 厘米。}$$

σ 的大小:

$$\sigma = A_1 + A_2 + A_{1,2} / \pi h = \frac{6.4 + 2.8 + 9}{6.5\pi} = 0.892。$$

罗氏系数:

$$k_p = 1 - \sigma (1 - e^{-\frac{1}{\sigma}}) = 1 - 0.892(1 - e^{-1.12})$$

$$= 1 - 0.892 \left(1 - \frac{1}{3.06}\right) = 0.4。$$

结构系数 k_j :

k_j 取为2。

动铁芯全部调出时的最小漏抗为:

$$X_{s \min} = \frac{395 \times N_2^2 l_e k_j k_p}{h \times 10^3} \left[A_{1,2} + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right]$$

$$= \frac{395 \times 28^2 \times 65 \times 0.4 \times 2}{6.5 \times 10^3} \left[9 + \frac{1}{3} (6.4 + 2.8) \right]$$

$$= 0.298 \text{ 欧。}$$

(15) 最大输出电流

因为上下轭线包是并联的, 故输出漏抗应为上述每轭漏抗之半, 故最大输出电流为:

$$I_{2 \max} = \frac{\sqrt{70^2 - 30^2}}{\frac{1}{2} \times 0.298} = 423 \text{ 安。}$$

设计要求是 $I_{2 \max} = I_{J2} = 300$ 安, 说明漏抗尚须加大

(16) 修改设计

在修改设计时，比较合理的方法是增加匝数以减小铁重，同时增大漏抗。增加匝数具体体现于改选较小的每匝电压值 e_1 。

现取 $e_1 = 2.2$ 伏/匝，

于是初级匝数为：

$$N_1 = 380/2.2 = 172 \text{ 匝。}$$

次级匝数为：

$$N_2 = 70/2.2 = 32 \text{ 匝。}$$

为了不使改动太大，决定盘数不变，只改变窗口高度，以容纳较多匝数。

初级6盘为：4×29匝，2×28 匝；

次级2盘为：2×16 匝。

初级占用窗口高为：

$$1.1 \times 1.95 \times 29 + 2 = 64 \text{ 毫米。}$$

次级占用窗口高为：

$$1.1 \times 3.3 \times 16 + 2 = 60 \text{ 毫米。}$$

选用窗高为：140 毫米。

铁芯截面积为：

$$A_c = 37.6 \times 2.2 = 82.6 \text{ 厘米}^2。$$

柱宽仍用原设计8厘米，则叠厚应为：

$$82.6/0.9 \times 8 = 115 \text{ 毫米。}$$

平均匝长：

$$l_p = 2 \times (85 + 115) + 70\pi = 620 \text{ 毫米} = 62 \text{ 厘米。}$$

参数

$$\sigma = \frac{A_1 + A_2 + A_{1,2}}{\pi h} = \frac{6.4 + 2.8 + 9}{7\pi} = 0.83。$$

罗氏系数

$$k_p = 1 - 0.83(1 - e^{-1.21}) = 0.417。$$

k_i 仍取2。

最小漏抗为：

$$X_{\min} = \frac{395 \times 32^2 \times 62 \times 2 \times 0.417}{7 \times 10^8} \times \left[9 + \frac{1}{3}(6.4 + 2.8) \right] = 0.362 \text{ 欧。}$$

此时最大电流为：

$$I_{2\max} = \frac{\sqrt{70^2 - 30^2}}{\frac{1}{2} \times 0.362} = 350 \text{ 安。}$$

离要求设计值300安不远，可以认为基本满足要求。

(17) 最大漏抗和最小输出电流

如果在80毫米宽的动铁芯的中部，留出15毫米宽的距离作为导轨槽，动铁实际的最大漏磁截面积为：

$$A_s = (80 - 15) \times 115 = 75 \text{ 厘米}^2。$$

最小气隙在斜铁芯式弧焊机中可作得很小，这里取为1毫米，则按式(2-60)可求得附加漏抗(每轭)为：

$$X_{\text{附}} = 395 \times \frac{32^2 \times 75}{0.1} \times 10^{-8} = 3.04 \text{ 欧。}$$

故最小输出电流为：

$$I_{2\min} = \frac{\sqrt{U_{20}^2 - U_i^2}}{\frac{1}{2}(X_{\text{附}} + X_{\min})} = \frac{\sqrt{70^2 - 30^2}}{\frac{1}{2}(3.04 + 0.362)} = 37 \text{ 安。}$$

至此，所设计的斜动铁芯式弧焊变压器基本上满足了设计要求。本设计的样机由华中工学院焊接教研室试制完成，经测试性能指标与设计相符，从而证明了本章所用设计公式是实际可行的。

第三章 弧焊变压器的设计分析

前两章应用变压器基本理论讨论了平特性弧焊变压器和陡降特性弧焊变压器的设计。但在生产实践中的焊机是多种多样的，为了熟悉各种焊机的设计方法，研究其设计思想，本章将对具体焊机作分析研究。这样作是为了多掌握一些设计技巧，以指导新焊机设计，达到举一反三的目的。

本章以 BX_1-330 ($BS-330$) 和 BX_1-500 两种陡降特性弧焊变压器为例，分析其设计思想。

在进行分析时，通常要知道焊机的具体结构尺寸和技术性能数据。这些数据可通过简单的实测和从产品说明书中得到。

§ 3-1 BX_1-330 型弧焊机的设计分析

1. BX_1-330 的结构

BX_1-330 ($BS-330$) 弧焊变压器是一种使用相当广泛的手工交流弧焊电源，是典型的单相动铁芯式陡降外特性变压器。其结构简图示于图3.1(a)中。

在左铁芯柱上，绕有初级线包和部分次级线包(II_c 和 II_D)。由于它们采用同心筒式绕法，耦合紧密，漏磁很小。

在右铁芯柱上，是次级线包 II_A 和 II_B 。各线包的匝数已在图中标明。

图3.1中的接线板是换档用的，当接线柱 a 和 b 相连时为小电流档($II_A + II_B + II_c$)；当接线柱 b 和 c 相连时则为大电流档($II_B + II_c + II_D$)。而每档中电流的调节(即通常所指的“电流细

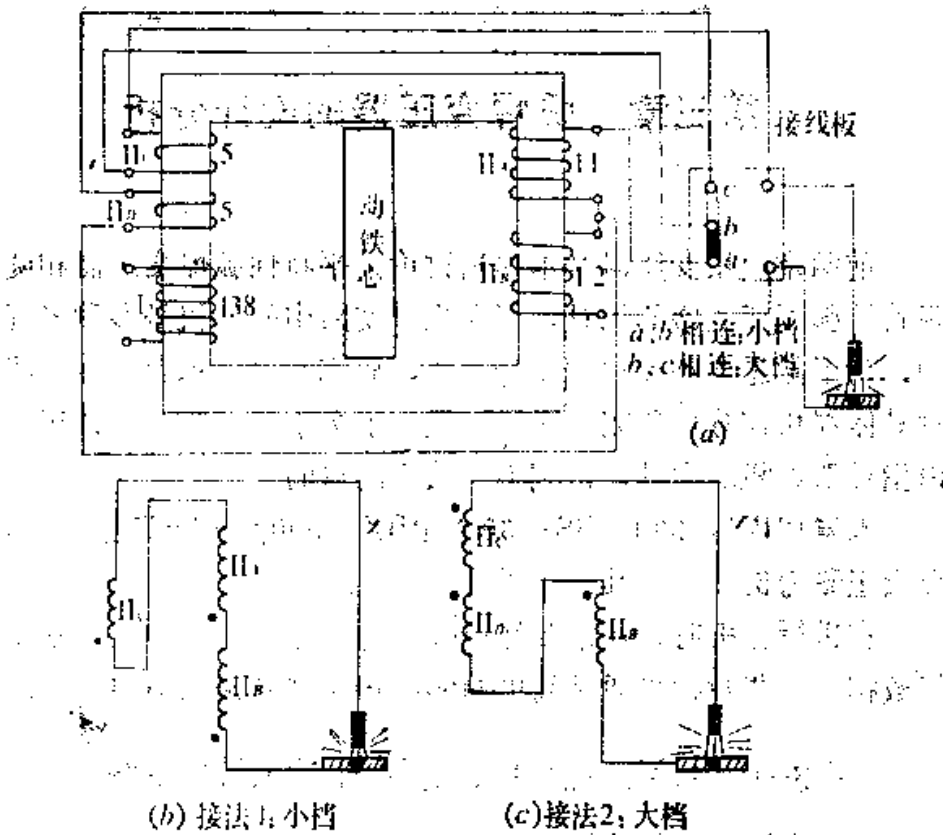


图3.1 BX₁-300型弧焊变压器的结构

调节”)是靠动铁芯的移进、移出实现的。

2. BX₁-330焊机的特性及参数

在该焊机的出厂名牌上标明:

焊接电流 50~180安(小档);

160~450安(大档);

初级额定电压 380伏;

初级额定电流 (负载持续率=100%时) 45安;

次级空载电压 70伏; 60伏;

焊机效率 0.83。

负载持续率为65%（电流为330安）时的额定容量为：
21千伏安；

额定焊接电流：

负载持续率为100%时	265安；
负载持续率为65%时	330安；
负载持续率为35%时	450安。

在焊机的出厂说明书中给出了该机的外特性曲线，如图3.2。

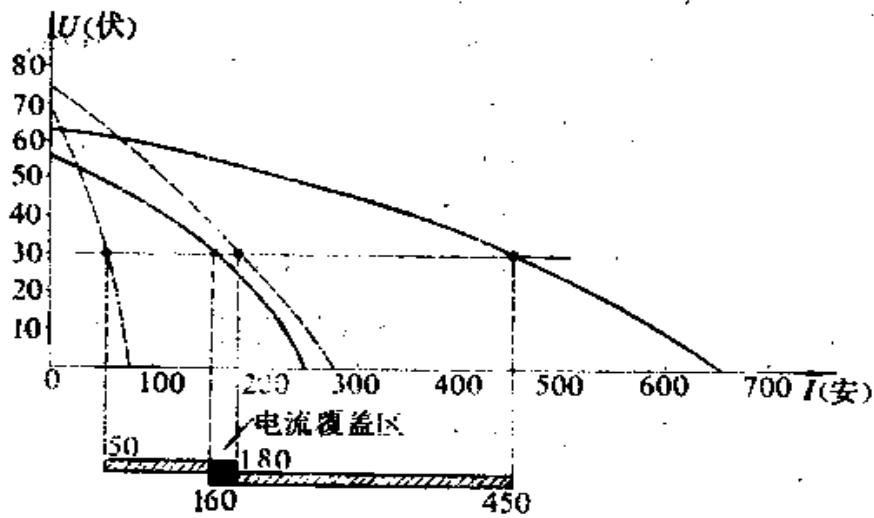


图3.2 BX₁-300焊机的外特性曲线

对焊机进行实测，得到如下数据：

铁芯截面积	90 × 124 毫米 ² ；
动铁芯截面积	74 × 124 毫米 ² ；
初级导线规格	2.26 × 5.5 毫米 ² （双根并绕）；
次级导线规格	5.1 × 13.5 毫米 ² 。

3. 设计分析

针对实际焊机结构尺寸及特性，应用基本理论进行分析，可以进一步了解该焊机的设计思想。

(1) 磁通密度 B_m

$$BX_1-330 \text{ 的每匝电压为: } e_1 = \frac{380}{138} = 2.76 \text{ 伏/匝。}$$

$$\text{铁芯截面积为: } Q_{Fe} = 0.9 \times 9 \times 12.4 = 100 \text{ 厘米}^2。$$

所以，磁通密度可用公式 (1-33) 求出

$$B_m = 450000 \times \frac{2.76}{100} = 12400 \text{ 高斯}$$

可以看出，这和高硅硅钢片的磁通密度合理取值相符。

(2) 每匝电压的选取

由焊机特性参数中已知，负载持续率为65%时的额定容量是21千伏安，故连续工作时的容量应为：

$$S = \sqrt{0.65} \times 21 = 17 \text{ 千伏安。}$$

再按公式 e_1/\sqrt{S} 计算一下焊机额定负载下的持续率，为：

$$e_1/\sqrt{S} = 2.76/\sqrt{17} = 0.67。$$

可见， BX_1-330 设计匝数时使用的设计公式为：

$$e_1 = 2 \times 10^{-6} B_m \times 1.25 \sqrt{S}。$$

(3) 空载电压的分析

空载时，没有次级电流，此时初级线包产生的磁通 ϕ_{m1} 将主要通入右铁芯柱中而形成 ϕ_{m2} ，分流到动铁芯中的只是很少一部分。这一点可在空载电压的分析中清楚地了解：

由式 (1-34) 可得：

$$e_{11} = \frac{Q_{Fe} B_m}{450000} = \frac{\phi_{m1}}{450000}。$$

右铁芯柱上线包 II (II_4 或 II_5) 的每匝电压为

$$e_{11} = \frac{\phi_2}{450000}$$

故得：

$$\frac{e_{11}}{e_{12}} = \frac{\phi_{m1}}{\phi_{m2}} \quad (3-1)$$

所以，比较空载时两个铁芯柱上初、次级线包的空载电压即可知道磁通的分布情况。

已知小电流档的空载电压

$$U_{20} = 69 \sim 76 \text{ 伏,}$$

其中，左铁芯柱上5匝电压为

$$5 \times 2.76 = 13.8 \text{ 伏,}$$

故右铁芯柱上23匝的电压为

$$U_{20} - 13.8 = 55.2 \sim 62.2 \text{ 伏。}$$

相应的每匝电压为：

$$e_{12} = 55.2 \sim 62.2 / 23 = 2.4 \sim 2.7 \text{ 伏,}$$

所以，

$$\frac{\phi_{m2}}{\phi_{m1}} = \frac{e_{12}}{e_{11}} = \frac{2.4 \sim 2.7}{2.76} = 0.87 \sim 0.98。$$

这就是说，在空载情况下，主磁通的绝大部分都通过右铁芯柱，而在动铁芯中的漏磁通不过是百分之十左右，这是因为动铁分路中的空气隙磁阻较大之故。

大电流档时，右铁芯柱上的线包Ⅱ₁（11匝）被甩掉，匝数降至 $12/23 = 0.52$ ，这就可能使漏抗减小到 $0.52^2 = 0.27$ 。但此时12匝的次级只供给 $(2.4 \sim 2.7) \times 12 = 28.8 \sim 32.4$ 伏的空载电压，为了不致过多地降低空载电压而使引弧发生困难，必须在左铁芯柱上另分置10匝次级线包（即Ⅱ₂和Ⅱ₃）以增加27.6

伏的空载电压。这样，大电流档的空载电压为

$$U_{20} = 27.6 + (28.8 \sim 32.4) = 56.4 \sim 60 \text{ 伏}$$

因此，最大空载电压降低至 $60/75 = 0.8$ ，而最大短路电流有可能增加到 $0.8/0.27 = 2.96$ 倍。由图3.2可知，实际增加到 $680/280 = 2.43$ 倍。

以上分析说明了BX₁-330换档时减小右铁芯柱次级线包的匝数，同时增设线包Ⅱ_c、Ⅱ_d的设计思想。这也提供了改动设计方案时的方向。

(4) 最小漏抗计算

漏抗计算的理论公式为

$$X_{\sigma} = k_1 k_2 \frac{395 N_2^2 l_p}{h \times 10^3} \left[\delta + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right]$$

参看图3.1，把焊机次级线圈的Ⅱ_c、Ⅱ_d移到初级的外面，这就减小了 N_2 ，从而达到减小漏抗的目的。线包分置后，式(2-54)中的结构参数 A_1 、 A_2 和 δ 等虽然有所改变，但影响较小，主要是 N_2 的作用较大。例如在线包Ⅱ不分置时，由图3.3所示结构可知：

$$A_1 = 4 \text{ 厘米；}$$

$$A_2 = 3.5 + 1.0 = 4.5 \text{ 厘米；}$$

$$= 13.5 \text{ 厘米；}$$

$$\delta + (A_1 + A_2)/3 = 13.5$$

$$\delta + (4 + 4.5)/3 = 16.7$$

厘米。

分置以后，Ⅱ_c、Ⅱ_d的反向电流产生的磁通将抵消初级外层正向电流产生的漏磁。

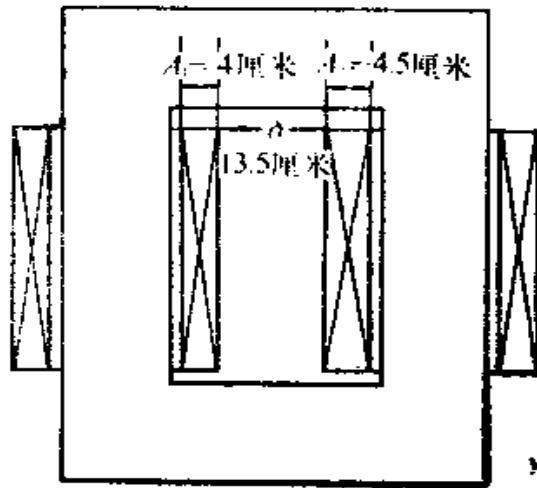


图3.3

对于小电流档, $N_{2c} = 5$ 匝, $N_1 = N_{2A} + N_{2c} = 23$ 匝。分置的 Π_c 为 5 匝, 它相当于次级总匝数的 $5/28 = 0.18$, 所以通过它的电流的作用能抵消 $0.18N_1 = 0.18 \times 138 = 25$ 匝初级线圈中电流的作用。可以假设初级线包厚度现在减小到

$A_1 = 4 \times (1 - 0.18) = 3.28$ 厘米, 此时, 相应的 $A_2 = 3.5$ 厘米, $\delta = 13.5 + 1.72 = 15.2$ 厘米, $\delta + (A_1 + A_2)/3 = 15.2 + (3.28 + 3.5)/3 = 17.5$ 厘米。可见, 17.5 和不分置时的 16.7 相差不多。

由焊机实测得,

线圈高 $h = 25$ 厘米。

线圈平均匝长 $l_1 = 2(9 + 12.4) + 2\pi \times 2.5 = 58.6$ 厘米。

$$\sigma = \frac{\delta + A_1 + A_2}{\pi h} = \frac{17.5 + 3.28 + 3.5}{\pi 25} = 0.31。$$

$$k_1 = 1 - \sigma (1 - e^{-\frac{1}{\sigma}}) = 1 - 0.31 [1 - e^{-\frac{1}{0.31}}] = 0.7。$$

由此, 可以计算出,

$$X_1 = \frac{395 \times 23^2 \times 58.6}{25 \times 10^8} \times 17.5 \times 0.7 \times k_1 = 0.06 k_1。$$

由焊机的外特性曲线可知, 焊机的实际漏抗

$$X_1 = \frac{75 \text{伏}}{280 \text{安}} = 0.268 \text{ 欧}。$$

故结构系数

$$k_1 = \frac{0.268}{0.06} = 4.46。$$

所以有这样大的结构系数, 主要是因有动铁芯的存在, 使

漏磁集中于动铁芯，线圈所占空间扩大，使漏磁增加，而不是像理论推导时假定漏磁只集中在线包内了。由此也可看出引入结构系数的必要性。

(5) 换档时电流的衔接问题

在换档时，两档的电流调节范围必须有部分重叠，这样才不致出现焊接电流的调节空档。

小电流档的短路电流范围是80~280安（见图3.2），为了电流的衔接，大电流档的最小电流就应小于280安，例如取240安，这应是动铁全部调进时的大档短路电流。

小档最大漏抗为：

$$X_{1\max} = \frac{69\text{伏}}{80\text{安}} = 0.864 \text{ 欧。}$$

这就是80安最小电流所要求的最大漏抗，它应由动铁芯的设计来满足。

动铁芯上下的空气隙 $\Delta\delta$ 约为1.5毫米；动铁截面积 A 为 $7.4 \times 12.4 = 91.8$ 厘米²，故其附加漏抗为

$$\begin{aligned} X_{st} &= 395 \frac{N^2 A}{\Delta\delta} \times 10^{-8} = 395 \times \frac{23^2 \times 91.8 \times 0.9}{0.3} \times 10^{-8} \\ &= 0.172/0.3 = 0.573 \text{ 欧。} \end{aligned}$$

而实际的 $X_{1\max} = X_1 + X_{st} = 0.268 + 0.573 = 0.841$ 欧，与计算值相差很少，可见，附加漏抗磁分路的计算是符合实际的。

大电流档时， $N_2 = 12$ 匝，这就是说， X_{st} 将减至小电流档的 $(12/23)^2 = 1/3.67$ ，即 $X_{st} = 0.573/3.67 = 0.156$ 欧。

设大电流档的空载电压为 U'_{20} ，则应有

$$\frac{U'_{20}}{680} + 0.156 = \frac{0.9U'_{20}}{220} = \frac{U'_{20}}{242} \text{，解之可得}$$

$U'_{20} = 59$ 伏。可以看出，大电流档时的空载电压低于小电流档的空载电压，目的是满足换档时的电流覆盖要求。

§ 3-2 BX₁-500型弧焊机的设计分析

1. BX₁-500焊机的结构与参数

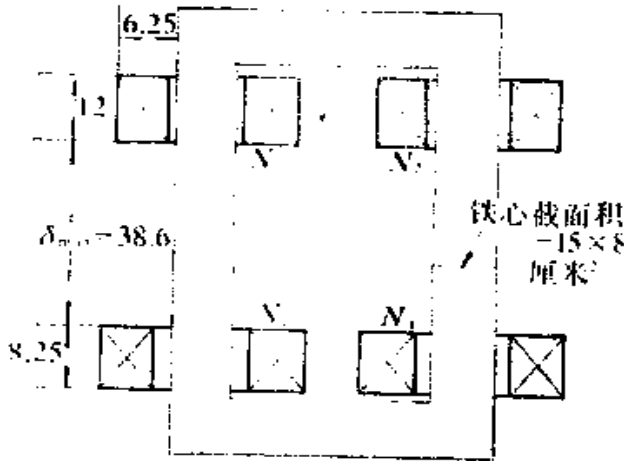


图3.4 BX₁-500型弧焊变压器的结构尺寸

在图3.4中示出了该机的结构尺寸，而图3.5为焊机次级线包的横截面尺寸。其余的焊机主要结构参数在图3.6中注出。

2. 设计分析

(1) 磁通密度 B_m
大电流档时，每匝电压为

$$e_1 = 380/140 \\ = 2.715 \text{ 伏/匝。}$$

铁芯截面积

$$Q_{Fe} = 0.94 \times 15 \times 8 \\ = 112 \text{ 厘米}^2。$$

故磁通密度

$$B_m = 45000 \times 2.715/112 \\ = 10950 \text{ 高斯。}$$

(2) 每匝电压与容量的关系

$$\frac{e_1}{\sqrt{S}} = \frac{2.715}{\sqrt{25.8}} = 0.54，$$

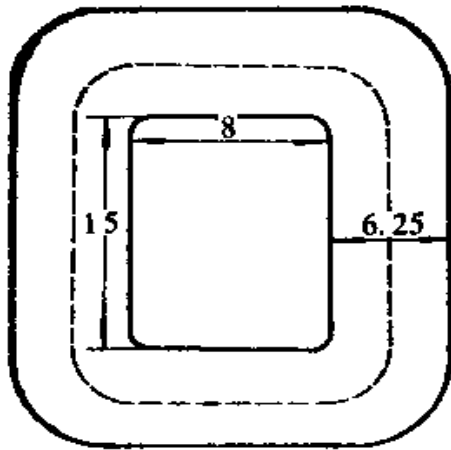


图3.5 BX₁-500绕组结构尺寸

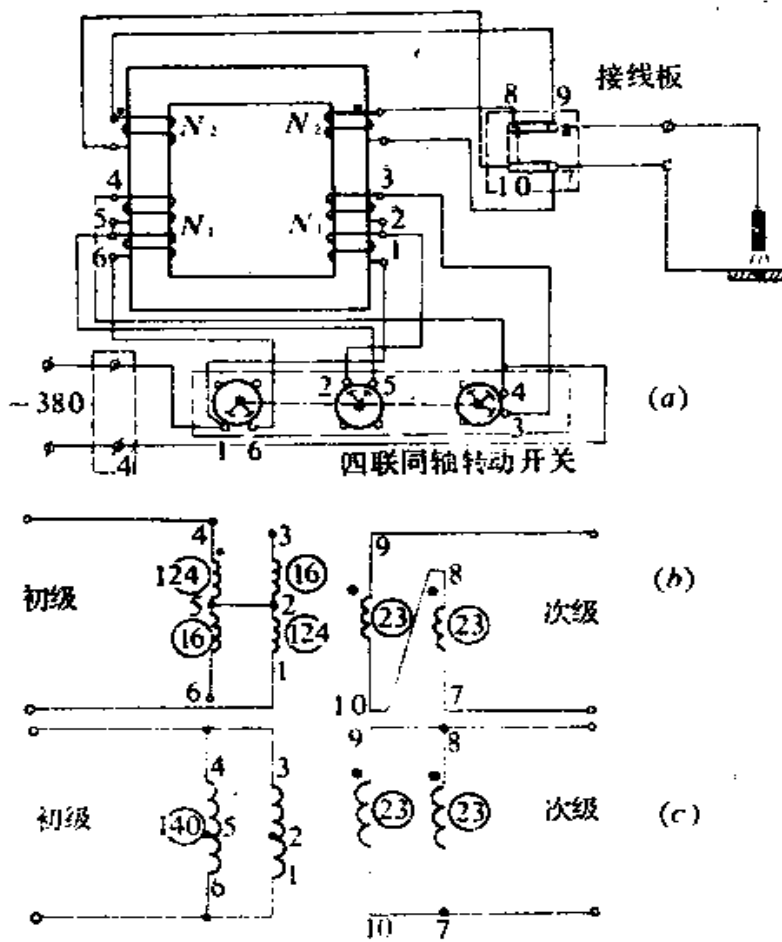


图3.6 BX₃-500绕组的联接方式

可见该焊机使用的设计公式为：

$$e_1 = 0.54\sqrt{S}。$$

和BX₁-330一样，式中系数一般将随输出电流的增大而增大，以期获得较小的漏抗值。

(3) 最小漏抗的计算

由图3.5、图3.6可知：

$$N_2 = 23 \text{ 匝,}$$

$$l_2 = 2(8 + 15) + 12.5\pi = 85.3 \text{ 厘米,}$$

$$h = 6.25 \text{ 厘米,}$$

$$A_1 = 8.25 \text{ 厘米,}$$

$$A_2 = 12 \text{ 厘米,}$$

$$\delta_{\min} = 1 \text{ 厘米,}$$

$$\sigma_1 = \frac{\delta_{\min} + A_1 + A_2}{\pi h} = \frac{1 + 12 + 8.25}{6.25\pi} = 1.08 ,$$

$$k_1 = 1 - \sigma \left[1 - e^{-\frac{1}{\sigma}} \right] = 1 - 1.08 \left(1 - \frac{1}{2.52} \right) = 0.348 .$$

由以上数据，可计算出：

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{395 N_2^2 l_2}{h \times 10^4} k_p \left[\delta_{\min} + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right] \\ &= \frac{395 \times 23^2 \times 85.3}{6.25 \times 10^4} \times 0.348 \left[1 + \frac{1}{3} (8.25 + 12) \right] \\ &= 0.075 \text{ 欧。} \end{aligned}$$

大电流档是两个线包并联的结构，而由外特性曲线求出的漏抗只是每侧漏抗的一半，故实际漏抗应为：

$$X_{\min} = 2 \times 60 / 800 = 0.15 \text{ 欧。}$$

故结构系数应为：

$$k_j = 0.15 / 0.075 = 2。$$

结构系数与罗氏系数的乘积为 $k_j k_p = 2 \times 0.348 = 0.70$ 。

(4) 每档漏抗范围

当两线包调节至相距最远时可得最大漏抗，由图3.3可得

$$\delta_{\max} = 38.6 \text{ 厘米。}$$

$$\delta_{\max} + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) = 38.6 + 6.78 = 45.38 \text{ 厘米。}$$

$$\sigma_2 = \frac{\delta_{\max} + \frac{1}{3} (A_1 + A_2)}{\pi h} = \frac{45.38 + 8.25 + 12}{6.25\pi} = 2.99。$$

$$k_{r2} = 1 - 2.99 \left[1 - e^{-\frac{1}{2.99}} \right] = 0.152。$$

由外特性曲线可知，短路电流改变为 $800/200 = 4$ 倍，即两档漏抗实际改变了4倍，所以，

$$\frac{k_{i2} k_{r2} \left[\delta_{\max} + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right]}{k_{i1} k_{r1} \left[\delta_{\min} + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right]} = 4$$

由此可得出 $k_{i2} = 3.95$ ，

$$k_{i2} k_{r2} = 3.95 \times 0.152 = 0.6$$

从以上分析可知，总的修正系数变化不大，因而动圈式结构的漏抗公式可以写成：

$$X = (0.6 \sim 0.7) = \frac{395 N_2^2 I_0}{h \times 10^4} \left[\delta + \frac{1}{3} (A_1 + A_2) \right]$$

当 δ 较小时取较大的系数，当 δ 较大时取较小系数。

(5) 换档问题

在换成小电流档时，如果只是简单地将并联改为串联，那么匝数的倍增将会使漏抗增大到原来的4倍，最大电流在换档时也减小到原来的四分之一，刚好和大电流档的下限相衔接。但是，考虑到在电源电压发生波动时这种衔接不容易保持，所以必须使两档电流有重叠的部分。也就是必须提高小电流档

上限，这可通过提高小电流档的空载电压来达到。在BX₁-500中采用丢掉部分初级的办法来提高次级空载电压，因此采用了初级抽头。此时，

$$e_1 = 380 / (2 \times 124) = 1.53 \text{ 伏,}$$

空载电压提高到

$$U_{10} = 46 \times 1.53 = 70 \text{ 伏。}$$

当电源电压降到324伏时，空载电压降至

$$U'_{10} = 70 \times 324 / 380 = 60 \text{ 伏}$$

说明允许电源变动

$$(380 - 324) / 380 = 14.7\%$$

以上分析可以帮助我们了解动圈式焊机的设计思想。这对于设计新焊机，巩固设计理论知识都是有用的。

第四章 硅整流电路的设计

在输出直流电流的焊接电源中，使用整流电路直接将交流电变为直流电是很方便的。整流电路的种类很多，本章只介绍在焊机中经常用到的硅整流电路，并主要介绍与电路设计有关的基本原理。

§ 4-1 整流概念

众所周知，交流电源的电压波形是正弦曲线，由它供电的负载电路中的交流电流的波形也是正弦曲线。

交流电流表达式为

$$i = I_{\max} \sin \omega t \quad (4-1)$$

通常的交流电流表测量出的电流值，是电流的有效值 I ，它和电流峰值 I_{\max} 的关系为

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{\max} = 0.707 I_{\max} \quad (4-2)$$

如果我们设法使交流电的正负半周在负载电路中都向同一方向流通，就可获得单向电流，但这还不是纯直流电流，它的大小仍随时间而变，我们称它为脉动直流。

直流电流表只能测出脉动直流电流的平均值 I_d ，

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} I \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I = 0.9 I \quad (4-3)$$

平均电流和有效电流都和波形有关，不同的波形将有不同的积

分结果。一定波形的有效值和平均值的比值，称为波形因数。
正弦波的波形因数为

$$k = \frac{I}{I_d} = 1.11。 \quad (4-4)$$

上述将交流电流变成脉动直流电流的概念，就是整流的概
念。

以电阻为负载的整流电路，只能得到脉动直流。如果我们
丢掉交流电流的负半周波形只留下正半周波形，也可以得到单
方向的脉动直流，但只有半周供电，另外半周断电，波形的脉
动太大，实际上很少应用。这种半周供电的方式，被称为半波
整流，与之相对应的两个半周都供电的整流方式称为全波整
流。常用的整流电路都是全波整流电路。

§ 4-2 全波整流电路

单相全波整流电路如图4.1所示。它应用两个相位相反的
电压 U_{21} 和 U_{22} 轮流向负
载电阻 R_L 供电，每个电压
只供电半周，为了达到单
向供电的要求，每个电压
都通过一个硅二极管和负
载电阻 R_L 相接，二极管是
单向导电的，从而保证了
每个电压只能通电半周。

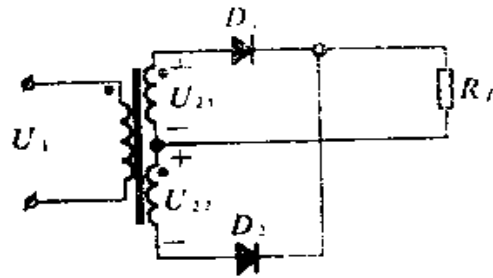


图4.1 单相全波整流电路

设 $U_{21} = U_{22} = U_2$

输出直流电压

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9 U_2。 \quad (4-5)$$

输出直流电流

$$I_1 = \frac{U_1}{R_L} = 0.9 \frac{U_2}{R_L} \quad (4-6)$$

这个电路中，二极管只通过半周交流电流，另外的半周期关断。由式(4-3)可知，波形不变而平均的时间比两个半周通电时增大一倍，平均电流即二极管中的电流平均值将为

$$I_{av} = \frac{1}{2} I_1 = 0.45 \frac{U_2}{R_L} \quad (4-7)$$

二极管在导通时，两端电压降是很小的，主要考虑电流定额。在二极管关断时，其两端必有反向电压存在，此电压应不致使二极管击穿，所以二极管关断时的反向峰值电压也应作为选择二极管电压定额的依据。图4.2中两个二极管是轮流导电的，当一个二极管导通时，可近似看作短路，这时另外一个二极管承受的反向峰值电压为

$$U_{\max} = 2\sqrt{2}U_1 \quad (4-8)$$

在设计整流电路时除需对二极管进行选择外，还需对整流电路中的变压器进行设计。为了选择线包导线规格，必须了解通过它的有效电流

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R_L} \right)^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U_2}{R_L} = 0.785 I_1 \quad (4-9) \end{aligned}$$

次级的伏安数为

$$P_2 = 2U_2 I_2 = 1.57 U_2 I_1 \quad (4-10)$$

也可以写成

$$P_2 = 1.57(1.1U_2)I_2 = 1.74U_2I_2 = 1.74P_L \quad (4-11)$$

设变压器的变压比为

$$n = U_2/U_1, \quad (4-12)$$

则初级伏安数为

$$\begin{aligned} P_1 &= U_1 I_1 = \frac{U_2}{n} \cdot n \times 1.1 \frac{U_2}{R_L} \\ &= 1.23U_2 I_2 = 1.23P_L, \end{aligned} \quad (4-13)$$

$$\text{式中, } I_1 = n \times 1.1U_2/R_L \quad (4-14)$$

这里没有用线包的有效电流计算式(4-9)。这是因为电压之间的关系问题主要是初次级的磁耦合问题。电流在正半周时通过一组次级线包造成正向的正弦磁通,而在负半周时则通过另一组线包造成负向正弦磁通。所以一周内磁通仍为正弦交变,只是电压为 U_2 而不是实际的 $2U_2$ 。对这个波形来讲,其半波的平均值为 U_2/R_L ,乘上波形因数1.1,就得到了造成磁耦合的有效电流,再乘以变压比就得到了初级线包的有效电流 I_1 ,所以初级线包的伏安数为

$$P_1 = U_1 I_1 = 1.23P_L,$$

它不同于次级线包的伏安数。

通常采用二者的平均值作为变压器的伏安值

$$P = \frac{1}{2} (P_1 + P_2) = 1.48P_L \quad (4-15)$$

注意,在这种整流电路中作为变压器设计用的伏安数,比负载功率 P_L 大1.48倍,故变压器的利用率低。

§ 4-3 桥式整流电路

1. 桥式整流电路原理

前一节介绍的全波整流电路,由于变压器次级线包只有单

方向的电流通过，造成了伏安数增大，变压器利用率不高的现象。为了克服这个缺点，可以在电路上想办法，使电流的正负两个半周都通过变压器次级线包，以提高变压器利用率，从而产生了桥式整流电路如图4.2所示。这里用了四个二极管，也就是次级线包两端都加开关，

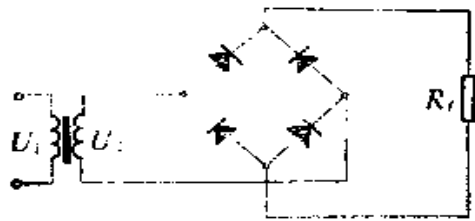


图4.2 单相桥式整流电路

以达到全波整流输出的目的。研究电路原理时可以把硅元件看作是一种电压控制的自动开关，当硅元件的阳极为正电压（或阴极为负电压）时，该元件相当于闭合的开关；反之，当硅元件阳极为负电压（或阴极为正电压）时，该元件相当于断开的开关，这样可将图4.2改画成图4.3。

图4.3展示了整流原理。左侧图示为交流电压的第一个半周，此时A线为“+”，B线为“-”，二极管 D_1 和 D_3 处于导通状态，而 D_2 和 D_4 处于截止状态。右侧图示为交流电压的第二个半周，此时A线为“-”，B线为“+”，二极管 D_2 和 D_4 处于导通状态，而 D_1 和 D_3 处于截止状态。两个图示均显示了输入端 A, B 和输出端 U_o 的连接情况。

图4.3 整流原理

整流原理参看图4.3，在交流电压第一个半周($\frac{T}{2}$)内，两根交流进线中，A线为“+”、B线为“-”，这时电压控制开关的 D_1 、 D_3 是接通的，而 D_2 、 D_4 则断开。在这半周，交流电压 U_2 就通过 D_1 、 D_3 直接反映于焊机的输出端，其极性是上端为正，下端为负。在第二个半周内，交流电压 U_2 改变了极性，即A线为“-”、B线为“+”，这时控制开关也改变了状

态，即 D_1 、 D_3 断开， D_2 、 D_4 接通。于是交流电压 U_2 的负半周通过 D_2 、 D_4 反映于焊机的输出端，其极性也是上端为正，下端为负。结果，输入端（A、B）的交流电压 U_2 就被整流成输出端的脉动直流电压 U 。

2. 整流前后电压之间的关系

由上面的整流原理可知，输出端的脉动电压实际上就是将输入端交流电压 U_2 的负半周倒转至横坐标上面变成正值所得的波形，按式（4-5），脉动电压平均值为：

$$U_d = U_2 / 1.11 = 0.9U_2。$$

3. 整流前后电流之间的关系

和电压一样，整流后的脉动电流也是交流电流 I 的负半周倒转至横坐标上面成正值所得波形，其整流后的电流平均值 I_d 为：

$$I_d = \frac{I_2}{1.11} = 0.9I_2 \quad (4-16)$$

I_2 是交流电流的有效值。

4. 硅元件的额定电流

由图4.2可知，每个硅元件只在半周内导通，其电流波形比输出波形少一半，所以，它的电流平均值也必然比 I_d 小一半，即

$$I_F = \frac{I_d}{2} \quad (4-17)$$

一般以半波整流来确定硅元件的出厂验收指标。所以，选用硅元件的额定电流 I_{F0} 可根据

$$I_{F0} = I_d / 2 = 0.9I_2 / 2 = 0.45I_2 \quad (4-18)$$

5. 硅元件的额定电压

硅元件加上正向电压时相当于短路，而两端加上反向电压时则断路。这个反向电压不能超过元件的额定电压，否则元件

就会被击穿而失去作用。

由图4.3很容易看出，硅元件两端所加的反向峰值电压即为交流电压 U_2 的峰值电压 U_{2max} 。所以，元件额定电压应大于这个交流峰值电压：

$$U_{F0} > U_{2max} = \sqrt{2} U_2 = 1.57U_2, \quad (4-19)$$

式中，

U_{F0} 是硅元件的额定电压；

U_2 是交流电压的有效值；

U_0 是输出直流电压的平均值。

由此可知，只要知道了直流焊机的输出电压 U_0 和电流 I_0 ，就可按式(4-18)、(4-19)选择所需硅元件的额定电流值 I_{F0} 和额定电压值 U_{F0} 。当然，计算出来的硅元件的规格是指最小允许值。实际上还必须留一定的裕量。

6. 焊接整流器硅元件的选择

对于固定负载，按

$$\text{额定电压取 } 1.57U_2 = 1.41U_0,$$

$$\text{额定电流取 } 0.5I_0 = 0.45I_2,$$

来选用硅元件就可以了，但是焊接负载是电弧，焊接时经常会有短路情况，考虑到陡降特性电焊机的短路电流约为额定电流的1.5倍左右，所以硅元件的额定电流还应放大1.5倍。

此外，电焊机的电流很大，在焊缝结束、更换焊条时，大电流的突然中断，变压器漏抗中磁场能量的迅速减小会造成过电压，在实际操作中发现，这种过电压的峰值，即使在负载上并联电容，仍可能达到空载电压的二倍至三倍，故为安全起见，硅元件的额定电压应放大3倍。即

$$\left. \begin{array}{l} \text{额定电压取 } 4.71U_2 = 4.23U_0, \\ \text{额定电流取 } 0.75I_2 = 0.68I_0. \end{array} \right\} (4-20)$$

§ 4-4 滤 波 器

前节所讨论的问题是在交流焊机后加了硅整流器以构成直流电焊机。那里我们将电弧负载看成是纯电阻负载，输出波形是脉动直流，每秒钟有100次经过零值，这就会使电弧“燃烧”不稳定。为解决这个问题必须使输出波形平滑不要出现零点，这就必须采用滤波措施。本节将讨论在焊机中应该采取的滤波措施。

1. 电容滤波器

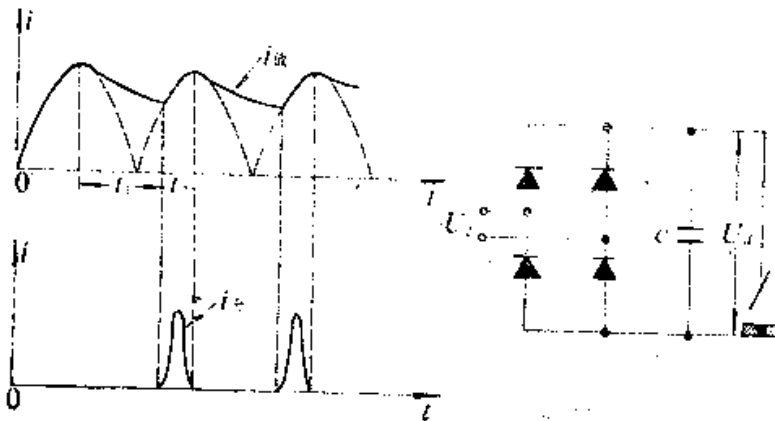


图4.4 电容滤波及其波形

在负载上并联电容 C 构成的滤波器，是最常见的滤波器。

电容器的滤波作用，是靠它的放电而获得的。从图4.4可知，在电源电压下降时，负载电压电流波形因电容的“慢速”放电而变得平滑。

设电容由放电转为充电时的电压为 U_2 （有效值）放电开始时的电压当然是峰值电压 $\hat{U}_2 = \sqrt{2} U_2$ ，则放电时间必为

$$t_1 = \frac{T}{4} + \frac{\pi}{180\omega} \sin^{-1} \frac{1}{\sqrt{2}} = 7.5 \text{ 毫秒},$$

这里，正弦周期 $T = 20$ 毫秒，

在 t_1 时间内降低的电压为

$$\Delta U = \hat{U}_2 - U_2 = 0.3\hat{U}_2,$$

放电速度为

$$v = \frac{\Delta U}{t_1} = \frac{0.3\hat{U}_2}{7.5 \text{ 毫秒}} \quad (4-21)$$

电容器由电压 \hat{u}_2 向负载电阻 R_f 放电的速度在开始时是

$$v = \frac{\hat{U}_2}{R_f C} \quad (4-22)$$

所需时间常数为

$$R_f C = \frac{7.5}{0.3} \text{ 毫秒} = 25 \text{ 毫秒} \quad (4-23)$$

对于30伏电压300安电流的电弧负载

$$R_f = \frac{30}{300} = 0.1 \text{ 欧}。$$

所需的滤波电容为

$$C = 25 \times 10^{-3} / 0.1 = 250000 \text{ 微法}。$$

应用这么大的电容器显然是很不实际的，但是如果负荷电阻是

$$R_f = 1 \text{ 千欧}，$$

则 $C = 25$ 微法。

所以，电容滤波适用于高电压小电流的负载情况，对于电焊机这种低电压大电流负载是不宜应用的。

但是，加一个电容是否多少能起一点滤波作用呢？从图4.4可知，滤波作用是靠电容放电速率慢于正弦波的下降速率而得到的，如果在 $\frac{T}{4}$ 即5毫秒时间内放电完毕，那就没有任何

滤波作用，所以最大有效放电速度

$$v = \frac{\hat{U}_2}{5} = \frac{\hat{U}_2}{R_s C_{min}}$$

最小时间常数值

$$R_s C_{min} = 5 \text{ 毫秒} \quad (4-24)$$

对于前述 $R_s = 0.1$ 欧的电弧负载，能起滤波作用的电容应为

$$C > C_{min} = 50000 \text{ 微法}$$

因此，加一个小于 50000 微法的电容器根本没有滤波作用。

此外，电容滤波的另一个缺点是使硅元件中通过的峰值电流加大，从图 4.4 可以看出，当放电时间是 $t_1 = 7.5$ 毫秒时，电容充电时间就只有 $t_2 = 2.5$ 毫秒了。这个充电电流的平均值就是负载直流电流，如以方波脉冲 \hat{I} 近似之则

$$I_d = \frac{2.5}{7.5 + 2.5} \hat{I},$$

$$\hat{I} = 4I_d.$$

可以看出，未加电容滤波以前，每个硅元件中电流只有 $0.5 I_d$ ，现在增大到原来的八倍，如果滤波电容再用大一些，硅元件中电流还要增加得多一些，此时，必须增大硅元件的额定电流值。

这还只是指稳态情况下硅元件中的电流增大倍数，如果考虑到开机时的暂态（此时，电容二端没有电压，相当于短路状态，硅元件中将流过短路电流），对于陡降特性电焊机，内阻抗可以限制短路电流，而对于平特性电焊机问题更为严重，例如，二氧化碳气体保护焊机就是由平特性变压器加硅整流器构成的，此时如用电容滤波，就有上述问题，严重时可能烧毁硅元件。

2. 电感滤波器

应用能反抗电流变化的电感元件 L 串联于负载电路中也可作滤波器。当负载电流向零值减小时，电感元件的感应电势减缓电流的减小，从而可消除电流的

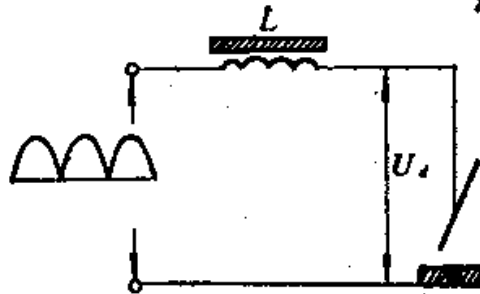


图4.5 电感滤波器

零点，可以解决电弧熄灭的问题。这种延缓电流变化的作用显然不会使硅元件的流通角减小，因而不会增加硅元件的峰值电流，电感元件前的输入电压仍维持滤波前的脉动直流形状如图4.5所示。

当电流连续时，上述滤波器输入电压不会改变，可用富氏级数展开为

$$e = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} - \frac{4\sqrt{2}U_2}{\pi} \left[\frac{1}{3} \cos 2\omega t + \frac{1}{15} \cos 4\omega t + \frac{1}{35} \cos 6\omega t + \dots \right] \quad (4-25)$$

在没有电感时，输出电压波形过零点而造成断弧现象。串入电感后由于磁场能量的存贮和释放作用而消除了零点。电感上不会有直流电压降的，故输出电压为

$$U_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2$$

滤波器对二次谐波的阻抗为

$$Z_2 = R \sqrt{1 + \frac{4\omega^2 L^2}{R^2}}$$

对四次谐波的阻抗为

$$Z_4 = R \sqrt{1 + \frac{16\omega^2 L^2}{R^2}},$$

当 $\omega^2 L^2 \gg R^2$ 时 $Z_2/Z_4 = 2$ 。

由式(4-25)可知,二次谐波的电压比四次谐波的电压大5倍,故负荷中二次谐波的电流要比四次谐波的电流大10倍,所以把负荷中交流分量看作只有二次谐波分量,忽略四次谐波以上的分量时,不会有很大误差。

故交流电流分量为

$$I_{d\sim} = \frac{4U_2}{3\pi} / R \sqrt{1 + \frac{4\omega^2 L^2}{R^2}},$$

直流电流分量为

$$I_d = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi R_d}。$$

负荷中交直流电流比即纹波因数

$$r = \frac{I_{d\sim}}{I_d} = \frac{\sqrt{2}}{3\sqrt{1 + \frac{4\omega^2 L^2}{R^2}}}。 \quad (4-26)$$

可以看出,只要 ωL 比 R_d 大几倍时,分母中的1就可以忽略了,这时

$$r = \frac{0.236}{\omega L/R_d}。 \quad (4-27)$$

对焊接来讲,主要要求是不要熄弧,如果在100安的直流电流中叠加上10~20安的交流电流对熄弧将不会有什么严重的影响,这只相当于

$$r = 10 \sim 20\% ,$$

即
$$\frac{\omega L}{R_L} = \frac{0.236}{r} = 2.36 \sim 1.18$$
 。

所需的时间常数

$$\frac{L}{R_L} = \frac{2.36 \sim 1.18}{100\pi} = 7.5 \sim 3.75 \text{ 毫秒}。 \quad (4-28)$$

对前述 $R_L = 0.1$ 欧的负荷来说，所需电感

$$L = 0.75 \sim 0.375 \text{ 毫亨}。$$

显然这是易于实现的，因而对于低电压大电流的电弧负载，应用电感滤波是比较合适的。

§ 4-5 三相桥式整流电路

1. 三相桥式整流电路原理

和单相桥式整流电路对应的三相桥式整流电路如图 4.6 所示。其工作波形见图 4.7

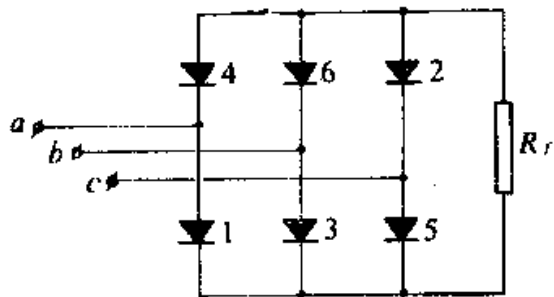


图4.6 三相桥式整流电路

起双掷开关的作用，电源线 a 电流为正时，电流通过二极管 1 流出电路下端；但当电源线 a 电流为负时，则电流通过二极管 4 流入电路上端。

三相电源的每一根电源线，连接到两个串联二极管的中间。例如电源线 a 接到串联二极管 1 和 4 的中间。这两个二极管的单向导电作用使该接法

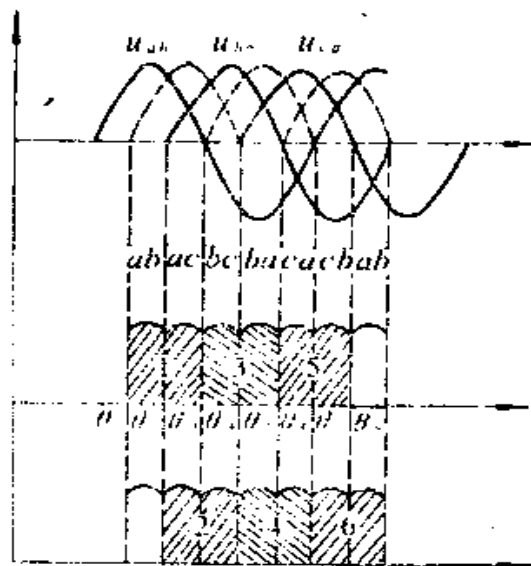


图4.7 三相桥式整流波形图

每根电源线都接上这样一个“双掷开关”，把开关并联后接入负载电阻 R_L 就构成了图4.6所示桥式整流电路。

在这个电路中，三根电源线的正向电流（指由电源流入电路）通过二极管1、3、5都输出到负载电阻 R_L 的下端（直流正极端），显然只有瞬间电位最高的那根线才能真正接到负载电阻 R_L 的下端。假设某一瞬间 a 、 b 、 c 三线中 a 点电位最高，门1就打开，直流正极端即为 a 点电压，因而使门3和5因承受反向电压而关断。三根电源线的负向电流（指流回电源线）通过二极管2、4、6都输出到负载电阻 R_L 的上端（直流负极端），显然只有瞬间电位最低的一根电源线才能真正接到负载电阻 R_L 的上端。假设某一瞬间 a 、 b 、 c 中 a 点电位最高， b 点电位最低，则电源线 a 的电流通过门1接到直流正极端的同时，电源线 b 的电流也通过门6接到直流负极端，此时门2和4承受反向电压而

关断。由此可知，负载电阻 R_f 通过1、6二极管接入最高线电压。

这样，必须从三根电源线 a 、 b 和 c 之间的线电压随时间变化的情况来寻求输出直流电压变化的规律。图4.7画出了三根线之间的线电压变化情况。由于上述分析只涉及三根线的瞬时电位的高低，所以只考虑绝对值。方向是由电路决定的，这样就需要把三个线电压的反相波形也同时画出见图4.9中虚线所示。

按照最高线电压接到负载电阻 R_f 两端的原則，输出电压就是接近线电压峰值的六个小纹波。图4.7中同时画出了各二极管的换流情况。

在 $\omega t = \theta_1$ 和 $\omega t = \theta_2$ 之间的 60° 相位内，最高线电压是 u_{ab} ，故导电二极管是1和6，但在 $\omega t = \theta_2$ 时，最高线电压变成 u_{bc} ，于是导电二极管变为1和2，也就是说，此时发生了二极管6和2之间的换流。在 $\omega t = \theta_3$ 和 $\omega t = \theta_4$ 之间的最高电压是 u_{ca} ，相应的导电二极管是3和2。同样在 $\omega t = \theta_4$ 时发生二极管1和3之间的换流。

只要把每 60° 相位内的最高线电压画出，并同时标出此时的导电二极管，如图4.7中用两个波形图标示出每一瞬间的导电二极管，一个波形中标示出正向电流二极管，另一个波形中则标示出负向电流二极管。这样，在波形图中就很清楚地可以看出正向二极管的换流次序为1, 3, 5, 1, 3, 5, ...。而负向二极管的换流次序则为6, 2, 4, 6, 2, 4, ...。

硅元件的自动换流，使最高线电压输出到负载电阻 R_f ，从而获得脉动很小的输出直流电压。每一个脉动电压只是线电压峰顶上的 60° 相位内的电压，每个周期共有六个这样的小脉动，即脉动频率是电源频率的六倍。

2. 硅元件定额

输出直流电压近似为线电压峰值即 $\sqrt{2}U$ (U 是线电压有效值)。输出直流电压的准确值可自线电压的峰顶部分积分而得

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2}U \cos \omega t d(\omega t) \\ &= 1.35U \quad 。 \end{aligned} \quad (4-29)$$

从换流图可以看出,在一个周期里,每个硅元件导电时间为 120° 相位角,即三分之一周期,所以,每个元件中的平均电流为负载电流 I_d 的三分之一,即

$$I_T = \frac{1}{3} I_d \quad 。 \quad (4-30)$$

硅元件通过的有效电流为

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{2\pi}{3} I_d^2} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \quad 。 \quad (4-31)$$

硅元件的额定电流 I_{FS} 选择是按通过正弦半波时的平均值来定的。因为半波正弦的波形因数

$$k_T = 1.57 \quad (4-32)$$

而硅元件允许通过的有效电流是 $k_T I_{FS}$,即

$$1.57 I_{FS} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \quad ,$$

所以
$$I_{FS} = \frac{I_d}{2.72} \quad 。 \quad (4-33)$$

这可以作为选择硅元件额定电流的依据。

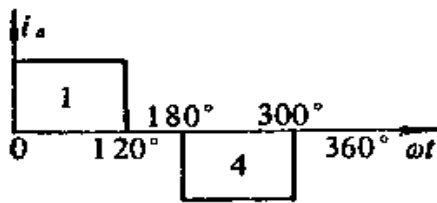
从电路工作原理可以很容易地看出，硅元件在电路中承受的反向峰值电压就是线电压峰值 $\sqrt{2}U$ 即

$$U_{\text{反}} = \sqrt{2}U = \frac{\sqrt{2}}{1.35}U_L = 1.05U_L \quad (4-34)$$

这就可作为选择硅元件额定电压的依据。

3. 整流变压器伏安数

前面已经看到，整流电路的波形会影响变压器的伏安数。先研究一下三相桥式整流器每个电源线中的电流波形。由于电流的脉动很小，导电期间内 I_L 可看作恒定值，图4.8中表示了



电源线 a 中的电流波形。在元件1导电的 120° 相位角内，电源线 a 流过正向电流。当元件4导电时，电源线 a 流过负向电流。这个电流的有效值为

图4.8 导线 a 中的电流

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{\pi} I_L^2 \cdot \frac{2\pi}{3}} = 0.816I_L \quad (4-35)$$

由于三相是对称的，其它二线中的电流有效值也是 $0.816I_L$ ，所以变压器伏安数为

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{3}UI_L = \sqrt{3} \times \frac{U_L}{1.35} \times 0.816I_L \\ &= 1.05U_L I_L \quad (4-36) \end{aligned}$$

这是设计整流变压器的依据。

把以上分析集中起来可得三相桥式整流器的设计用表。如表4.1所示。

表4.1 三相桥式整流器设计用表

输出直流电压 U_d	1.35
变压器次级线电压 U	
输出直流电流 I_d	1.23
变压器次级线电流 I_a	
变压器伏安数 S	1.05
$U_c I_d$	
输出直流电流 I_d	2.72
硅元件额定电流 I_F	
硅元件额定电压 U_{F0}	1.05
输出直流电压 U_d	

单相和三相整流电路都可满足焊接工艺要求，但是由于三相整流电路具有电网负荷平衡，在输出功率相同时，可选用额定电压较低，额定电流较小的整流元件及输出脉动较小等优点，因此，在整流式直流焊机中几乎全部采用三相整流电路。

第五章 交、直流电抗器的设计

§ 5-1 交流电抗器

第二章曾指出，平特性变压器配以交流电抗器可以构成陡降特性的交流弧焊机。本节研究交流电抗器的设计问题。

1. 设计要求

任何部件的设计要求是根据它在电路中的作用而定的。带有交流电抗器的焊机电路如图5.1，由于电抗器的阻抗随电流增大而增加，使焊机输出具有陡降特性，如图5.2所示。当改变电抗器的电感 L 时，短路电流和一定工作电压下的工作电流也随之改变，所以，与电焊机配套用的电抗器 L 必须是一个可变电抗器，以保证焊接电流可以调节。其电感范围可计算出来。

设电焊机要求的焊接电流范围为

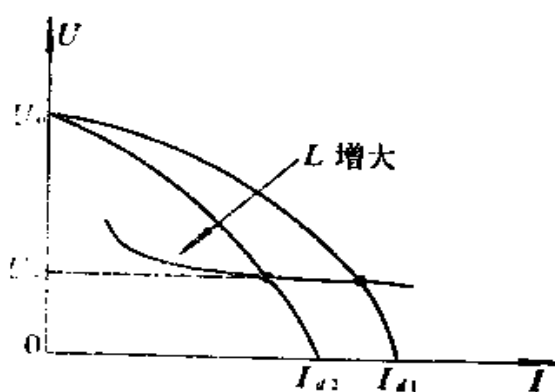


图5.1 电抗器电路

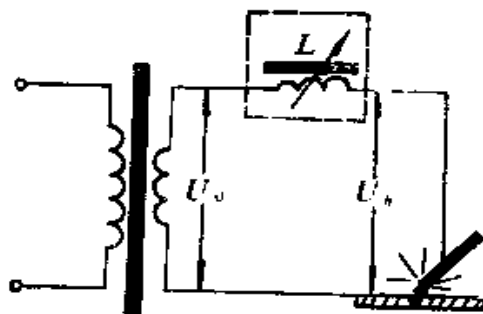


图5.2 短路电流

$$I_L = I_{\min} \sim I_{\max} \quad \circ$$

因为
$$I_L = \frac{\sqrt{U_0^2 - U_L^2}}{X_L} \quad , \quad (5-1)$$

故所需电抗器的电抗范围为

$$\left. \begin{aligned} X_{L\min} &= \frac{\sqrt{U_0^2 - U_L^2}}{I_{\max}} \quad \circ \\ X_{L\max} &= \frac{\sqrt{U_0^2 - U_L^2}}{I_{\min}} \quad \circ \end{aligned} \right\} (5-2)$$

所需电感范围为

$$\left. \begin{aligned} L_{\min} &= \frac{X_{L\min}}{\omega} \quad , \\ L_{\max} &= \frac{X_{L\max}}{\omega} \quad , \end{aligned} \right\} (5-3)$$

式中, $\omega = 2\pi f = 314$, 是电源的角频率。

故可用设计原始数据 U_0 、 $I_{\min} \sim I_{\max}$ 计算出电抗器的电感值范围:

$$L = L_{\min} \sim L_{\max} \quad \circ$$

2. 电抗器的结构形式

交流电抗器一般由铁芯和线圈两部分组成。设线圈匝数为 N , 线圈中电流 I_L 产生的磁通为 ϕ , 则铁芯线圈的电感量为

$$L = \frac{N\phi}{I_L} = \frac{N}{I_L} \times \frac{NI_L}{R_p} = \frac{N^2}{R_p} \quad \circ \quad (5-4)$$

故电感量的调节可采用两种方法, 一种是改变匝数 N ; 一种是改变磁路中的磁阻 R_p 。前者不能得到连续的变化, 而且须断电才能改变匝数, 故应用不多。实用上常在磁路中加入空气隙, 调节气隙长度以改变磁阻, 从而获得电感量的连续变化。交流电抗器的结构形式见图 5.3。图中 (a) 是单间隙电抗器, (b)、(c) 为双间隙电抗器。

由于电抗器铁芯有空气隙, 磁力线在气隙附近分布发生变

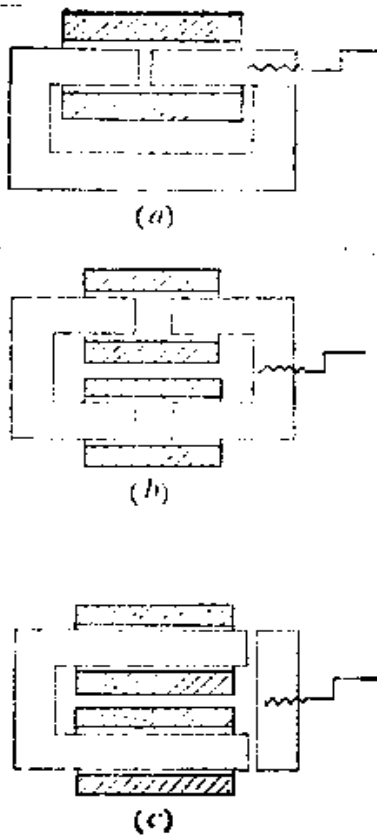


图5.3 交流电抗器结构举例

结构，其动铁部分的机械结构应很牢固，调节活动部分在调节好之后应能锁住，因为电抗器对动铁部分有很大的吸力，并且吸力在不断变化，因而动铁将强烈振动。如果机械结构设计不好，将因振动而改变已调好的空气隙，这会引入焊接规范不稳定，在大电流即大空气隙时

化，这里不仅有顺着硅钢片方向的正常磁力线，而且出现了垂直于硅钢片方向的磁力线，也出现了穿过铜导线的磁力线。如图5.4。

垂直于硅钢片的磁通在硅钢片中引起较大的涡流损失。穿过铜导体的磁通在铜导体中也引起涡流损失。这种因为气隙磁通分布改变所增加的能量损耗称为附加损耗。双间隙的电抗器显然比单间隙电抗器产生更多的附加损耗，因此，实际上常用的是单间隙电抗器。

当然，不论哪一种电抗器

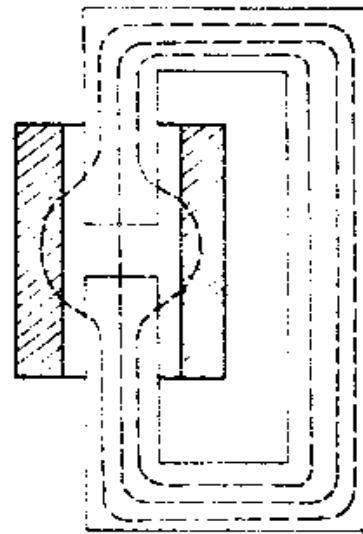


图5.4 气隙附加的磁通分布

影响更大。

3. 电抗器的额定电压

交流电抗器的设计也须保证正常的磁工作点，即在额定电压下铁芯内磁通密度达到设计值 B 。由于电抗器没有变压器的空载损耗问题，故磁密可比变压器取得高一些。

电抗器的额定电压应取焊接时的端电压，即

$$U_x = \sqrt{U_0^2 - U_f^2} \quad (5-5)$$

因为电抗器大部分工作时间的端电压是 U ，只有在短路起弧时电抗器两端电压会增至空载电压 U_0 ，但时间很短，而且电压增加也不多。例如当

$$U_0 = 60 \text{ 伏} ,$$

$$U_f = 30 \text{ 伏} ,$$

时可得

$$U_x = \sqrt{60^2 - 30^2} = 52 \text{ 伏} 。$$

也就是说，当用52伏作为额定电压设计电抗器时，起弧短路时只增加8伏。

设线圈匝数为 N

则每匝伏数的增加倍数为

$$\frac{60/N}{52/N} = \frac{60}{52} = 1.15 ,$$

在铁芯已定的情况下，每匝伏数的变化就是磁通密度的变化，所以短路时磁密 B_{sc} 和工作时磁密 B_m 的比值也是1.15。也就是说，起弧时磁密只增大了15%。且空载电压越高，起弧时磁密的增加量越小。

据上述讨论，说明采用电抗器工作电压作为额定电压进行设计是可行的。

4. 设计公式

对电抗器的主要要求是获得一定的电感量，故以此作为出发点的公式是(5-4)

$$L = \frac{N^2}{R_p} \quad \circ$$

此外，为了保证一定的磁工作点，还必须应用式(1-27)，即

$$\frac{1}{c_1} = \frac{50 \times 10^4}{B_m Q_s} = \frac{45 \times 10^4}{B_a Q_{F_s}} \quad \circ$$

具有空气隙的铁芯磁路内磁阻为

$$R_p = \frac{\delta}{\mu_0 Q_{F_s} \sigma} + \frac{l}{\mu Q_{F_s}} \quad \circ$$

如果长度用厘米作单位，导磁系数以每奥斯特的高斯数作单位，则上式可写成

$$R_p = \left[\frac{\delta}{\mu_0 Q_{F_s} \sigma} + \frac{l}{\mu Q_{F_s}} \right] / 4\pi \times 10^{-9} \quad \circ \quad (5-6)$$

在大电流时，电感量最小，气隙 δ 最大；此时铁芯磁阻可以忽略，所以

$$L_{\min} = 4\pi \times 10^{-9} \times \frac{N^2 Q_{F_s} \sigma}{\delta_{\max}} \quad \circ \quad (5-7)$$

在小电流时，电感最大，气隙 $\delta = \delta_{\min}$ ，这个最小气隙不可能降到零，这是因为铁芯端面的不平度以及叠片的不规则引起的。工程上能达到的最小气隙可估计为 $\delta_{\min} = 1 \sim 2$ 毫米。

对于一般磁路长度为几十厘米的电抗器，由于铁芯导磁率约每奥斯特几百高斯，故 l/μ 和 δ_{\min} 为大小差不多的量，设二者相等，则最小磁阻为

$$R_{p \min} = \frac{2l}{4\pi\mu Q_{Fe}} \times 10^4 \quad (5-8)$$

同时可得最大电感为

$$L_{\max} = 4\pi \times 10^{-9} \cdot \frac{\mu N^2 Q_{Fe}}{2l} \quad (5-9)$$

由式(1-34)可得

$$N^2 = \left(\frac{45 \times 10^4 U_x}{B_m Q_{Fe}} \right)^2 = \frac{20 \times 10^{10} U_x^2}{B_m^2 Q_{Fe}^2} \quad (5-10)$$

代入式(5-7)得

$$L_{\min} = 800\pi \frac{\sigma}{\delta_{\max}} \times \frac{U_x^2}{B_m^2 Q_{Fe}} \quad (5-11)$$

取 $\sigma = 1.5$ 时,

$$Q_{Fe} \delta_{\max} = \frac{1200\pi U_x^2}{B_m^2 L_{\min}} \quad (5-12)$$

将式(5-10)代入(5-9)中则得

$$L_{\max} = 400\pi \frac{\mu U_x^2}{B_m^2 Q_{Fe} l} = 400\pi \frac{\mu U_x^2}{B_m^2 V} \quad (5-13)$$

故所需铁芯体积

$$V = \frac{400\pi \mu U_x^2}{B_m^2 L_{\max}} = Q_{Fe} \cdot l \quad (5-14)$$

为便于应用, 将设计所用的主要公式集中列出如下:

$$N = \frac{45 \times 10^4 U_x}{Q_{Fe} B_m} = \frac{119 \delta_{\max} B_m L_{\min}}{U_x} \quad ; \quad (5-15)$$

$$Q_{Fe} = \frac{3780 U_x^2}{\delta_{\max} B_m^2 L_{\min}} \quad ; \quad (5-16)$$

$$I = \frac{1260\mu U_1^2}{Q_{Fe} B_{-1}^2 L_{max}} \quad (5-17)$$

所以，只要先决定了 δ_{max} 和 B 值，就可以计算电抗器结构参数了。必须指出， δ_{max} 不能用得很大，这是因为当 δ_{max} 很大时，漏磁通中不经过动铁而直接在空气中闭合的部分就要增大，这部分漏磁是不受动铁调节的，或者说， δ_{max} 太大时，动铁中磁通减少，气隙中磁通更加分散， $\frac{\delta}{\mu Q_0}$ 将不随 δ 的增大而增大。这样焊机电抗器的调节特性如图5.5所示，空气隙太长时，不起调节作用。

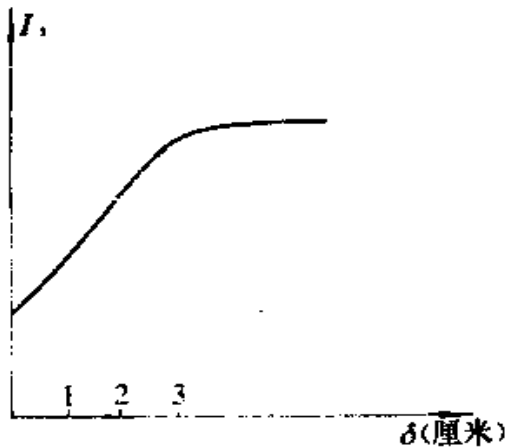


图5.5 动铁电抗器调节特性

此时如因振动使气隙变化1毫米时，电流就将变动

$$200 \times 0.1 = 20 \text{安。}$$

如将上述动铁调节范围改为1厘米，则气隙变化1毫米引起的电流变化为60安。

由此可知， δ_{max} 太小时，调谐密度的增大将使焊接电流的不稳定度增加，设计时必须考虑这个因素。

δ_{max} 也不能选得太小，否则动铁的调谐密度将太大。所谓调谐密度是指动铁调节时，气隙单位长度变化所引起的电流变化量。例如，焊机的电流范围是100~700安，动铁调节范围是3厘米，调谐密度为 $(700 - 100) / 3 = 200$ 安/厘米

5. 设计举例

要求设计一个分体式交流弧焊机的电抗器，已知：

额定焊接电流 $I_{FH} = 500$ 安；

电流调节范围 $I_f = 150 \sim 700$ 安；

空载电压 $U_0 = 60$ 伏；

额定负载持续率 $FS = 65\%$ 。

解：设计时首先应确定最大气隙 δ_{max} 。注意到式 (5-11) 的 L_{min} 是与 $\delta_{max} \cdot B^2_m$ 成反比的，公式推导中假定所有磁通都经过铁芯闭合，事实上 B 值要小些，因此，计算所得的 L_{min} 是偏大的，也就是说，要得到预定的 L_{min} 须要取比计算值更大的 δ_{max} 。现取

$$\delta_{max} = 1.8 \text{ 厘米，}$$

①电抗器额定电压为

$$U_s = \sqrt{60^2 - 30^2} = 52 \text{ 伏。}$$

②所需电感范围

$$\omega L_{min} = \frac{\sqrt{60^2 - 30^2}}{700} = \frac{52}{700} = 0.074 \text{ 欧，}$$

$$L_{min} = \frac{0.074}{314} = 0.236 \text{ 毫亨，}$$

$$\omega L_{max} = \frac{52}{150} = 0.347 \text{ 欧，}$$

$$L_{max} = \frac{0.347}{314} = 1.1 \text{ 毫亨。}$$

③选铁芯的磁密

$$B_m = 14000 \text{ 高斯，}$$

由曲线可查得此时

$$H_m = 20 \text{ 安/厘米} = 1.25 \times 20 = 25 \text{ 奥斯特。}$$

④导磁系数

$$\mu = \frac{B_m}{H_m} = \frac{14000}{25} = 560 \text{ 高斯/奥斯特。}$$

⑤由式(5-15)可得所需匝数

$$N = \frac{119\delta_{\max} B_m L_{\min}}{U_s}$$

$$= 119 \times 1.8 \times 14000 \times 0.236 \times 10^{-3} / 52 = 13.6。$$

实际取 $N = 14$ 匝

⑥由式(5-16)可得铁芯纯截面积

$$Q_{Fe} = \frac{3780 U_s^2}{\delta_{\max} B_m^2 L_{\min}}$$

$$= \frac{3780 \times 52^2}{1.8 \times 14000^2 \times 0.236 \times 10^{-3}} = 120 \text{ 厘米}^2。$$

又由式(1-27)知

$$Q_{Fe} = 45 \times 10^4 \frac{e_s}{B_m},$$

而 $e_s = 52/14 = 3.72$ 伏/匝,

故 $Q_{Fe} = 45 \times 10^4 \times \frac{3.72}{14000} = 120 \text{ 厘米}^2。$

⑦由式(5-17)可得铁芯磁路长度

$$l = \frac{1260 \mu U_s^2}{Q_{Fe} B_m^2 L_{\max}}$$

$$= \frac{1260 \times 560 \times 52^2}{120 \times 14000^2 \times 1.1 \times 10^{-3}} = 73.7 \text{ 厘米。}$$

⑧取电流密度 Δ 为3.5安/毫米²，则所需铜线截面积

$$q = \frac{I_{LH}}{\Delta} \sqrt{FS} = \frac{500\sqrt{0.65}}{3.5} = 115 \text{ 毫米}^2$$

查铜线规格手册，选用两根 4.7×12.5 毫米²的铜线并绕，实际铜线截面积为

$$2 \times 4.7 \times 12.5 = 115.8 \text{ 毫米}^2$$

⑨线包所需窗孔

将14匝分成两层，每层7匝，占用铁芯长度为

$$1.1 \times 12.5 \times 7 = 96.3 \text{ 毫米，}$$

线包厚度为

$$1.1 \times 4.7 \times 4 + 5 \times 5 = 45.7 \text{ 毫米。}$$

这里，层间绝缘和铁芯绝缘皆以5毫米计。故可取铁芯窗孔面积为

$$110 \times 50 \text{ 毫米}^2 \text{。}$$

⑩铁芯尺寸

取片宽为140毫米，则叠厚为

$$\frac{120}{14} = 8.6 \text{ 毫米。}$$

用D-42，厚为0.35毫米的硅钢片所需片数为

$$\frac{86}{0.35} = 245 \text{ 片。}$$

此铁芯的磁路长度为

$$l = 2(11 + 5) + 14\pi = 76 \text{ 厘米。}$$

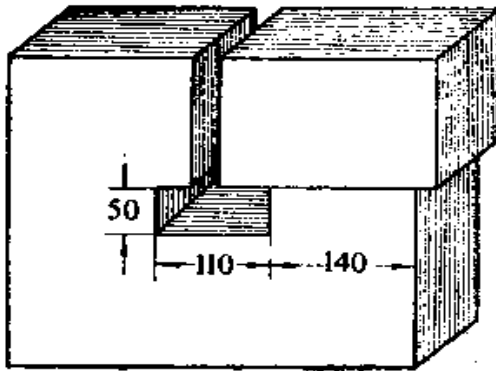


图5.6 铁芯尺寸

符合需要。设计其余部分从略。

§ 5-2 直流电抗器

在第四章中曾指出，二氧化碳气体保护焊机的硅整流器输出电路中串有直流电抗器，它的作用是利用其电感量限制电流上升速率，但是它通过很大的直流电流，具有很强的直流磁场，这个在强直流磁化下的交流电感的设计计算问题具有和前节交流电抗器不同的特点，电焊机中直流电抗器是经常用到的典型元件，有必要进行专门讨论。

1. 增量导磁率 μ_{Δ} 和正常导磁率 μ

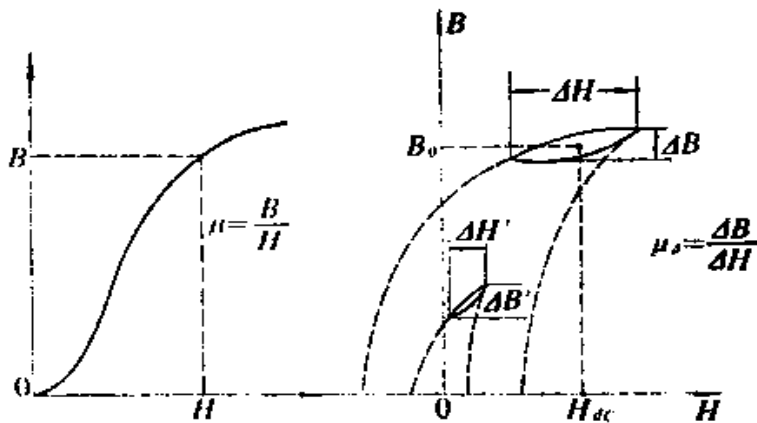


图 5.7 正常导磁率 μ 和增量导磁率 μ_{Δ} 的图解表示

大家所熟知的正常导磁率 μ 是基本磁化曲线上工作点至原点连线的斜率，由于磁化曲线的非线性，故 μ 为磁通密度的函数。

当直流流过铁芯线圈时，铁芯中产生恒定直流磁通密度 B_0 ，此时如加入交流磁化力 ΔH ，则引起的交流磁密变化为 ΔB ，二者的比值即为增量导磁率

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad \circ$$

通常,叠加于直流磁场上的交流磁滞回线的上支与图5.7中虚线所示主磁滞回线的上支重合。主磁滞回线越小,其上支越陡。所以直流磁化越小,增量导磁率就越大,这一点也表示于图5.7中,当直流磁通密度减小时,产生同一个 ΔB 变化所需的交流磁化力 $\Delta H'$ 减小了,所以增量导磁率 μ_{Δ} 随磁通密度 B_0 的增大而降低。此外,对于同一直流磁化状态,交流越大,小回线的斜率也越大,即增量导磁率 μ_{Δ} 随交流磁化的幅度增大而增大。

由文献查出含硅量4.3%,厚度为0.35毫米的硅钢片的 μ 值和 μ_{Δ} 值,列如表5.1

表 5.1 4.3%硅钢的导磁率

磁场强度 H (奥斯特)	磁通密度 B (高斯)	正常导磁率 μ 高斯/奥斯特	增量导磁率 μ_{Δ} (高斯/奥斯特)			
			$\Delta B=100$ 高斯	$\Delta B=200$ 高斯	$\Delta B=500$ 高斯	$\Delta B=1000$ 高斯
0			1160	1660	2030	2900
0.25	500	2400	1100	1440	1640	1980
0.5	2500	5000	900	1100	1200	1450
1.0	6800	6800	570	680	750	930
2.0	9700	4850	300	360	420	530
4.0	11400	2850	150	170	190	260
8.0	12480	1550	70	80	90	120

这个数据表说明了上述推论,它很清楚地反映出增量导磁率是随磁通密度的增大而降低的,是随交流磁通密度幅度 ΔB 的增大而增大的。

由于有了直流磁场,电抗器的交流电感量就由 μ_{Δ} 来决定,而 μ_{Δ} 又与所通过的直流电流有关,所以直流电抗器的电感量和

通过的直流电流有关系。

因此，在计算直流电抗器时，由直流磁通密度 B_0 所决定的 μ 和 μ_d 值是两个主要参数，图5.8所示为4.3%硅钢片在交流磁化幅度 $\Delta B = 100$ 高斯时的增量导磁率随直流磁通密度的变化曲线，图中同时画出其正常导磁率以便比较。

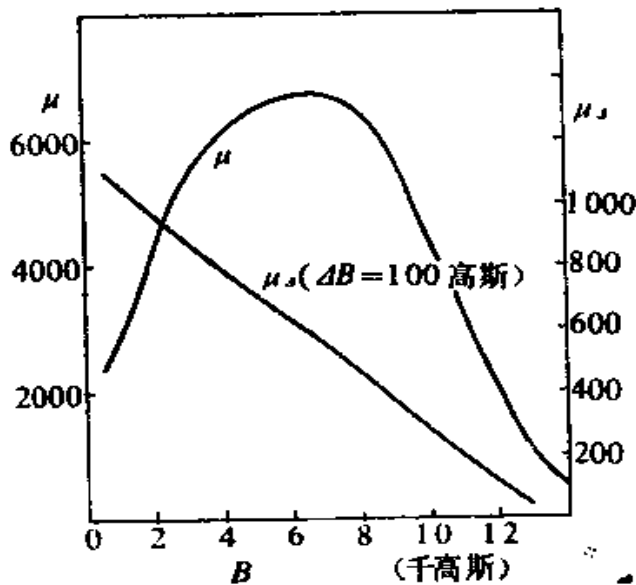


图5.8 4.3%硅钢片的 μ 和 μ_d 值

2. 空气隙的作用

当铁芯中没有空气隙时($\delta = 0$)，线包中的直流磁场 H_0 将使磁通饱和，此时，叠加的交流磁化力已不能使磁通有很大变化，故 $\mu_d = \text{tg}\theta$ 很小，如图5.9所示。但是，如果在磁路中加入空气隙 δ ，由于增加了磁阻，原来的 H 产生的磁通就会减小，不再饱和了，所以 $\mu'_d = \text{tg}\theta'$ 就会增大，这就是直流电抗器必须具有空气隙的原因。

直流电抗器究竟应该用多大的空气隙比较合适是设计中的

主要问题。

3. 具有气隙的铁芯线圈的电感量

按照全电流定理，铁芯中的磁位降 $H_{Fe} \cdot l$ 加上空气隙中的磁位降 $H_0 \delta$ 应等于该磁路所包围的全电流 NI ，在 C·G·S 制中即为

$$\begin{aligned} 0.4\pi NI &= H_{Fe} \cdot l \\ &+ H_0 \delta \\ &= \frac{B}{\mu} l + B_0 \delta \end{aligned}$$

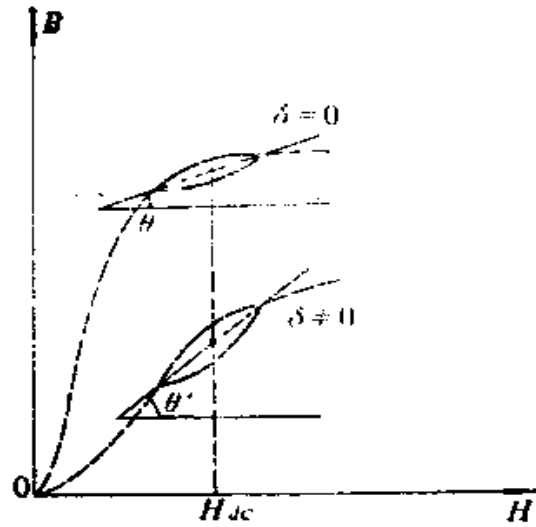


图5.9 空气隙对 μ_d 的作用

设气隙中磁通密度 B_0 和铁芯中磁通密度相等则在匝数为 N 的线包中通过电流 I 产生的磁通密度应为

$$B = \frac{0.4\pi NI}{\frac{l}{\mu} + \delta} \quad (5-18)$$

所以在一定的直流电流 I 时，空气隙 δ 的作用显然是减小了磁通密度 B 。

同理，当电流以 ΔI 增量变化时，磁通密度应有相应的 ΔB 增量变化，由于此时 ΔB 和 ΔH 是与 μ_d 相联系的，所以必有

$$\Delta B = \frac{0.4\pi N \Delta I}{\frac{l}{\mu_d} + \delta} \quad (5-19)$$

当磁通用麦克斯韦作单位，磁通密度以高斯作单位时，电

感量

$$L = \frac{N \Delta \phi}{\Delta I} \times 10^{-8} = \frac{N Q_{Fe} \Delta B}{\Delta I} \times 10^{-8}$$

$$= \frac{0.4 \pi N^2 Q_{Fe} \times 10^{-8}}{\mu_d \left(\frac{l}{\mu} + \delta \right)} \quad (5-20)$$

这就是通有直流的铁芯线圈的交流电感量，显然它决定于 μ_d ，但是 μ_d 又是由直流磁通密度 B 所规定的，所以也和 μ 有关，如果在式 (5-18) 中解出匝数

$$N = \frac{B \left(\frac{l}{\mu} + \delta \right)}{0.4 \pi I} \quad (5-21)$$

并代入式 (5-20) 可得

$$L = \frac{B^2 \left(\frac{1}{\mu} + \frac{\delta}{l} \right)^2 l Q_{Fe}}{0.4 \pi I^2 \left(\frac{1}{\mu_d} + \frac{\delta}{l} \right)} \times 10^{-8}, \quad (5-22)$$

则

$$\frac{LI^2}{V} = \frac{B^2 \left(\frac{1}{\mu} + \frac{\delta}{l} \right)^2 \times 10^{-8}}{0.4 \pi \left(\frac{1}{\mu_d} + \frac{\delta}{l} \right)} \quad (5-23)$$

式中， $V = l Q_{Fe}$ 是铁芯体积，这个公式中的参数 LI^2/V 并不是单位体积内的贮能。其中 L 是交流电感，但 I 却是直流电流。在一定的气隙相对长度 δ/l 时，参数 LI^2/V 只由直流磁通密度 B 值决定。

式 (5-21) 可写成

$$\frac{NI}{l} = \frac{B}{0.4\pi} \left(\frac{1}{\mu} + \frac{\delta}{l} \right). \quad (5-24)$$

由此可知，参数 NI/l 也只是由直流磁通密度 B 值决定的。

所以，有一定 B 值，就有相应的 LI^2/V 和 NI/l 的值，（当然，这是在一定的相对气隙长度 δ/l 的情况下。）改变 B 值，又可得到另一对参数 LI^2/V 和 NI/l 的值。它们在直角坐标上的图形如图 5.10 所示。如果增大相对气隙 δ/l 并重复上述过程，就得到了一族以 δ/l 为参变量的曲线族。

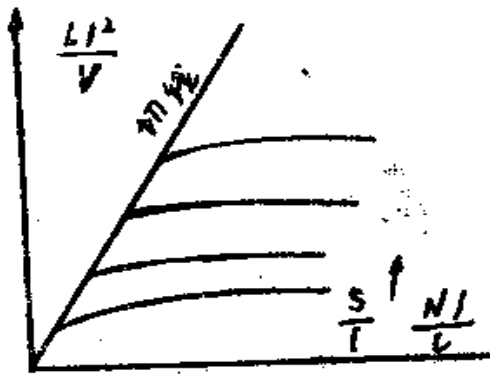


图5.10 参数 $\frac{LI^2}{V}$ 和 $\frac{NI}{l}$ 的关系

对于一定匝数和体积的铁芯线圈，气隙 δ 一定时，增大直流电流 I ，只在开始部分 LI^2/V 随之增大， I 较大时，参数 LI^2/V 就不再增大甚至可能会下降了。 LI^2/V 不再增加，意味着电感 L 在下降，所以设计者只能应用曲线的上升部分才能获得较大电感量。

增大气隙 δ 时，曲线的上升部分向右上方延伸，这说明当直流 I 较大时，应用较大的气隙可以获得较大电感量。

画出所得曲线组的包络线，把每根曲线上升部分和包络线相切的点作为设计点，在该点上标以相对气隙长度之值，我们就得到了一根设计直流磁化铁芯线圈电感量的曲线。

图5.11是对4%硅钢片应用上述理论作出的曲线。为便于应用，把曲线分成两部分，应用两个坐标尺度(A)和(B)，为清楚起见，图中没有画出曲线组，而只画出了曲线组的包络线。

图5.11曲线(A)称汉纳曲线*，该曲线相对气隙 δ/l 很小，例如，对于电焊机中常用的电抗器，一般磁路长度是几十厘米，设

$$l = 50 \text{ 厘米}$$

而汉纳曲线的最高设计点上，相对气隙只是

$$\frac{\delta}{l} = 0.002$$

所以， $\delta = 0.002 \times 50 = 0.1 \text{ 厘米}$

然而，在电焊机中经常碰到大得多的空气隙，所以这根汉纳曲线对电焊机中的电抗器设计是不够用的。为此，编者根据汉纳的方法，引用表5.1所列数据，经过计算归纳，作出了图5.11所示的曲线(B)，以便应用。

4. 实用的数量级概念

从对设计曲线的分析，直接可以引出一些对设计有用的数量界限。

首先是空气隙 δ 的大小，将设计曲线上各设计点的相对气隙 δ/l 及其对应的横坐标轴 NI/l 的值取出来，并算出其比值

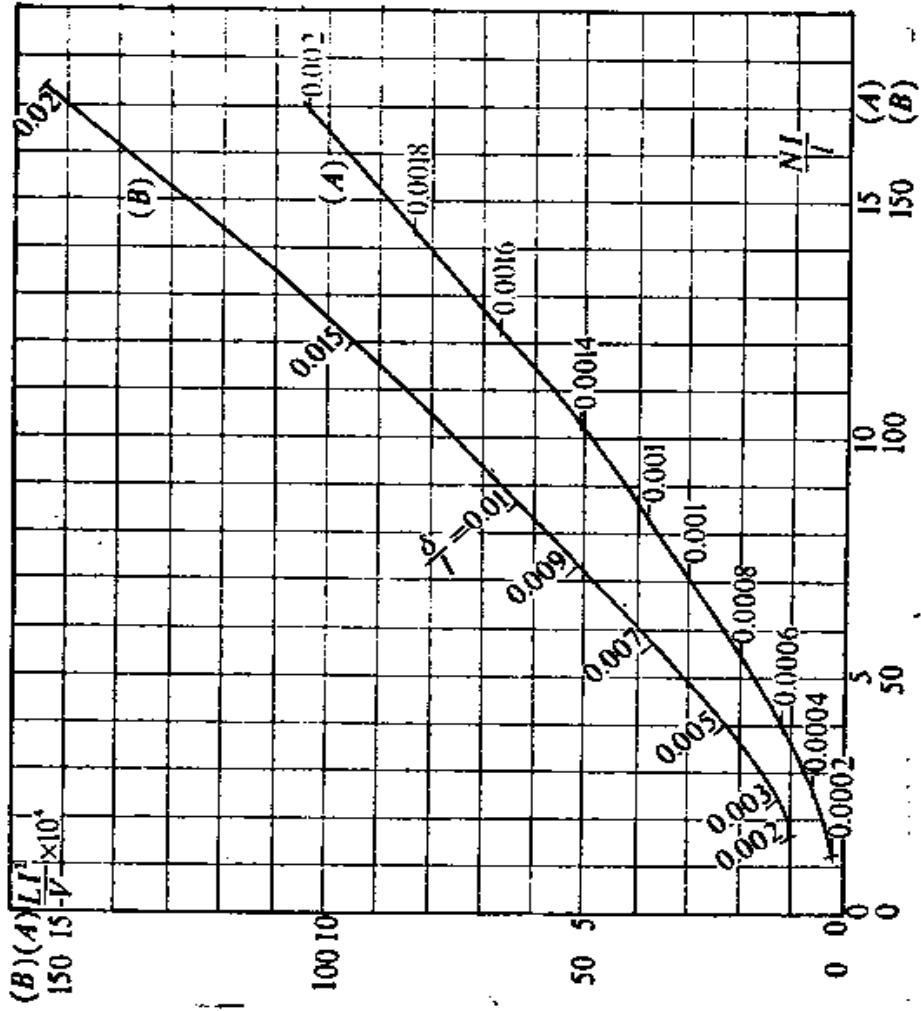
$\frac{NI}{\delta}$ 列于表5.2中。

由表可知，气隙长度 δ 和直流磁化安匝数 NI 之间有下列关系，

$$\delta = NI / (6000 \sim 9000) \text{ 厘米。} \quad (5-25)$$

当直流磁化较弱时，上式分母取较小的值，直流磁化越强，分

*引自TAIEE第46卷。



母值就应取得越大。

表5.2 气隙长度和安匝数的关系

δ/l	.0002	.0004	.0006	.0008	.001	.0012	.0014	.0016	.0018
NI/l	1.2	2.8	4	5.5	7	8.4	10.3	12.2	14.3
NI/δ	6000	6500	6660	6880	7000	7000	7360	7620	7950

δ/l	.002	.003	.005	.007	.009	.01	.015	.02
NI/l	10.9	24.5	40	57	72	82.5	130	174
NI/δ	8450	8160	8000	8140	8000	8250	8680	8700

有些书上介绍的最佳空气隙 δ 的经验公式

$$\delta = \frac{NI}{800} \quad \text{毫米} \quad (5-26)$$

此式由式(5-25)即可得出。

这个简单关系可以帮助我们进行设计，并能据此估计实际电抗器空气隙的调整量。

通常的二氧化碳气体保护焊直流焊机中的电抗器的匝数不过10匝左右，对于200~300安的直流电流，

$$NI = 10 \times (200 \sim 300) = 2000 \sim 3000$$

$$\delta = \frac{2000 \sim 3000}{800} = 2.5 \sim 3.75 \quad \text{毫米。}$$

可以看出，电焊机中直流电抗器的空气隙的范围约为几个毫米。

此外，是否只要有直流通过，就一定要留气隙？实际上有一些直流磁化较弱的场合是无须专门留气隙的。那么究竟多大的直流磁化才要有气隙呢？

对于口字形的铁芯，如果采用剪片的方法，磁路本身就有

四个气隙，即使是对插的铁芯也存在有气隙。

表5.3 对插铁芯的气隙

对 插 片 数	气 隙 长 度 (厘米)
单 片	0.0025
4 片	0.005
8 片	0.01
12 片	0.015
16 片	0.02

所以，对于0.02厘米以下的气隙，不须专门设置，可以用适当片数对插来获得。

对于 $l = 0 \sim 4100$ 厘米的磁路，相对气隙为

$$\delta/l = 0.0002 \sim 0.0005$$

时，可不留气隙，查图5.11曲线，这相当于

$$\frac{L I^2}{V} \times 10^4 = 0.25 \sim 1.0 \quad .$$

也就是说，当铁芯体积

$$V \geq (1 \sim 4) L I^2 \times 10^4 \quad (5-27)$$

时，可不留气隙。这个条件，在电焊机里是不易满足的，例如，当

$$L = 0.2 \text{ 毫亨}, \quad I = 200 \text{ 安时},$$

$$L I^2 \times 10^4 = 0.2 \times 10^{-3} \times 200^2 \times 10^4 = 8000 \text{ 厘米}^3 .$$

这样大的体积，显然是不合理的。所以，电焊机中由于电流很大，电抗器一般必须另外设置气隙。

开始设计时，究竟应选择多大的铁芯体积来进行初步设计，这个问题也必须结合实际。众所周知，焊接用的电抗器要

通过大电流，这就不希望用多的匝数，因为大截面导线往往只能应用裸铜线，故只用一层绕组比较合理，一般匝数最多不超过30匝。可假定

$$N = 10 \sim 30 \text{ 匝。}$$

对于300安的焊接电流，

$$NI = (10 \sim 30) \times 300 = 3000 \sim 9000 \text{ 安匝。}$$

设磁路长度仍为40~100厘米，则

$$\frac{NI}{l} = \frac{3000 \sim 9000}{40 \sim 100} = 30 \sim 225 \text{ 安匝/厘米。}$$

查图5.11的设计曲线，可知相应的

$$\frac{LI^2}{V} \times 10^4 = 20 \sim 200。$$

故铁芯大小可用下式选择

$$V = \frac{10^4}{20 \sim 200} LI^2 \text{ 厘米}^3。 \quad (5-28)$$

这个公式只用作初步设计，不很严格，在结构设计时所选体积仍可修改。

由上述分析可以看出，工程设计中数量概念是很重要的。如果设计对象变了，具体的数量级就变化了。因此在其他书籍上有不同的铁芯选择公式并不奇怪，因这些不是理论公式，它们是一些经验公式，必然随对象不同而有差别。

5. 设计步骤

上面提到的式(5-27)可用来估计现成铁芯能否用作所需电抗器的铁芯。当没有现成铁芯时，建议采用下述设计方法。

研究曲线上任一设计点，其坐标为

$$y = \frac{LI^2}{V} \quad ;$$

$$x = \frac{NI}{l} \quad \circ$$

由此可解得

$$\left. \begin{aligned} V &= LI^2 / y \quad ; \\ \frac{N}{l} &= x / I \quad ; \\ NQ_{Fc} &= LI \frac{x}{y} \quad \circ \end{aligned} \right\} \quad (5-29)$$

所以，只要 N 、 V 、 l 三者中确定了一个，其它值就定了。
电焊机中电流较大，建议先由电流密度 Δ 确定导线截面 q

$$q = \frac{I}{\Delta} \sqrt{FS} \quad \circ \quad (5-30)$$

然后选择合适的扁导线规格，确定 N 值；计算 N 匝导线所占用的窗孔大小，选定铁片宽度就可以计算出所需磁路长度 l

$$l = l' + \pi a \quad ,$$

式中， l' 是窗孔周长；
 a 是铁片宽度。

磁路长度定了，就可以求出

$$x = \frac{NI}{l} \quad ,$$

从而求出 $y = \frac{LI^2}{V}$ 并计算出铁芯体积 V 和截面 Q_{Fc} 来。

6. 设计举例

设计某直流焊机用电抗器，所需电感量为 0.7 毫亨，额定

直流电流 $I = 150$ 安，负载持续率 $FS = 60\%$ 。

解：

① 选择导线型式

计算额定电流

$$I\sqrt{FS} = 150\sqrt{0.6} = 115 \text{ 安。}$$

取电流密度

$$J' = 4 \text{ 安/毫米}^2。$$

所需截面

$$q = 115/4 = 28.7 \text{ 毫米}^2。$$

选用相近截面的扁导线 4.7×5.9 毫米²，实际电流密度为

$$J = 115/4.7 \times 5.9 = 4.16 \text{ 安/毫米}^2$$

② 计算设计参数

$$LI^2 = 0.7 \times 10^{-3} \times 150^2 = 15.75 \text{ 厘米}^3。$$

③ 计算导线所决定的最小磁路长度（图5.12）

设将线包放置于口型铁芯的两边，当

$$N = 20 \text{ 匝 时，}$$

一边10匝所需窗高为

$$(10 + 1) \times 1.1 \times 5.9 = 71.4 \text{ 毫米} = 7.14 \text{ 厘米，}$$

当线包和铁芯绝缘为2毫米、两边线包间绝缘也以2毫米计时，

所需窗宽为

$$2 \times 1.1 \times 4.7 + 2 \times 2 + 2 = 1.7 \text{ 厘米，}$$

窗孔周长不能小于

$$l' = 2(7.14 + 1.7) = 17.6 \text{ 厘米。}$$

如估计铁片宽度为8厘米时，则最小磁路长度

$$l = l' + \pi a = 17.6 + 3.14 \times 8 = 42.7 \text{ 厘米。}$$

④ 选择设计点

将最小磁路长度42.7厘米加上余量（取50厘米），则

$$x = NI/l = \frac{20 \times 150}{50} = 60 \text{ 安/厘米}。$$

查图5.11曲线可得

$$y = 41 \times 10^{-4}，$$

$$\frac{\delta}{l} = 0.0075。$$

所以
$$V = \frac{15.75}{41 \times 10^{-4}} = 3840 \text{ 厘米}^3，$$

$$Q_{Fe} = \frac{V}{l} = \frac{3840}{50}$$

$$= 77 \text{ 厘米}^2，$$

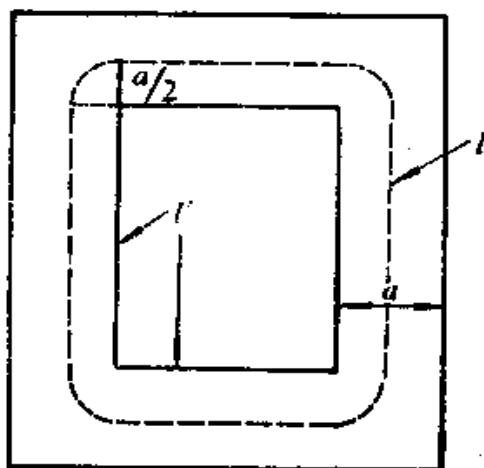


图5.12 磁路长度

铁芯叠厚
$$b = \frac{Q_{Fe}}{a} = \frac{77}{8} = 9.63 \text{ 厘米}。$$

增大匝数，取 $N = 30$ 匝时，每边15匝占用窗高为

$$(15 + 1) \times 1.1 \times 5.9 = 10.4 \text{ 厘米}，$$

窗宽仍取1.7厘米、铁片宽度仍取8厘米，则所需最小磁路长度为

$$2(10.4 + 1.7) + \pi \times 8 = 49.3 \text{ 厘米}，$$

为充裕起见，取 $l = 55$ 厘米，则

$$x = \frac{NI}{l} = \frac{30 \times 150}{55} = 82 \text{ 安/厘米}，$$

查图5.11 曲线可得

$$y = 62 \times 10^{-4}，$$

$$\frac{\delta}{l} = 0.01， \quad \delta = 0.01 \times 55 = 0.55 \text{ 厘米}。$$

所以 $V = \frac{15.75}{62 \times 10^{-4}} = 2630$ 厘米³;

$$Q_{Fe} = V/l = \frac{2630}{55} = 47.8 \text{ 厘米}^2;$$

$$b = \frac{47.8}{8} = 5.98 \text{ 厘米}。$$

同样方法，当 N 取 40 匝、铁片宽度 a 取 5 厘米时可以得到

$$V = 1625 \text{ 厘米}^3;$$

$$Q_{Fe} = 32.5 \text{ 厘米}^2;$$

$$b = 6.5 \text{ 厘米}。$$

由上述计算可以看出，匝数增大时，铁芯体积减小，但都能满足要求，这和变压器设计相似，用铜量增加时，用铁量就减小。故也存在设计上的灵活性。在这个例子中，我们可选择

$$N = 30 \text{ 匝};$$

$$l = 55 \text{ 厘米};$$

$$\delta = 0.55 \text{ 厘米};$$

$$Q_{Fe} = 47.8 \text{ 厘米}^2。$$

然后进行结构设计，具体结构设计方法从略。

第六章 磁放大器式弧焊电源的设计

磁放大器型的焊接电源，在生产中应用很广，例如 ZXG 系列的弧焊机、LHG-300 型等离子焊机、LHZ-400 型等离子焊机等的焊接电源，都应用了自饱和磁放大器，因而这种类型的焊接电源的设计，在实际中是经常遇到的。但是，磁放大器的理论很多，这里不可能系统讨论，只能选择典型磁放大器进行解剖。本章只讨论自饱和磁放大器，而且主要研究电焊机中常用的直流控制的自饱和磁放大器的设计问题。所涉及的理论也只是从设计的角度出发，尽可能简单明了，以符合工程设计的要求。

§ 6-1 自饱和原理

1. 饱和电抗器

众所周知，饱和电抗器可以看作一个可变电感。它和负荷电阻 R_L 串联后接至交流电源 u 。当控制绕组中直流电流增大时，输出至负载的交流电流和电压就会增大。

饱和电抗器的结构，形式上很象两个单相变压器放在一起。通过负载电流的绕组 A 和 B 称为门绕组，它们好象阀门一样控制着流入负载 R_L 的电流，这两个阀门开度的大小由中间臂上的绕组的直流安匝数来控制，故该绕组被称为控制绕组。两个门的作用是使它们两者的电流在控制绕组中产生的交流磁通互相抵消，以避免在该绕组上感应出高压而破坏控制作用，故图中的两个交流绕组是异极性点相并联的。

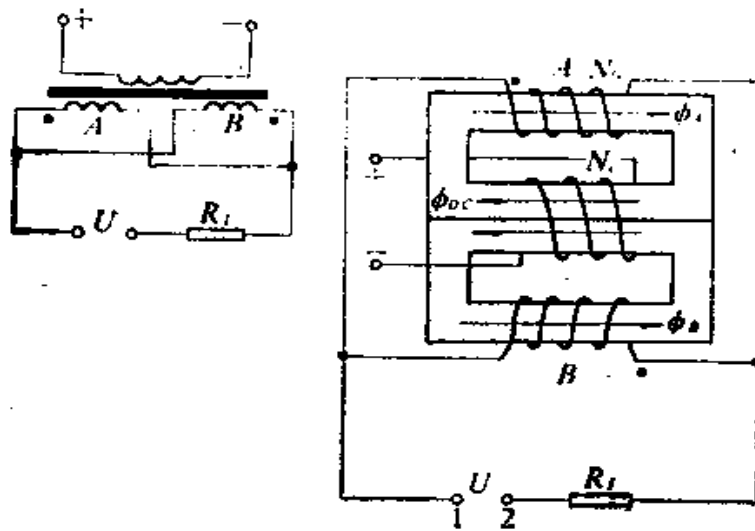


图6.1 饱和电抗器及其电路

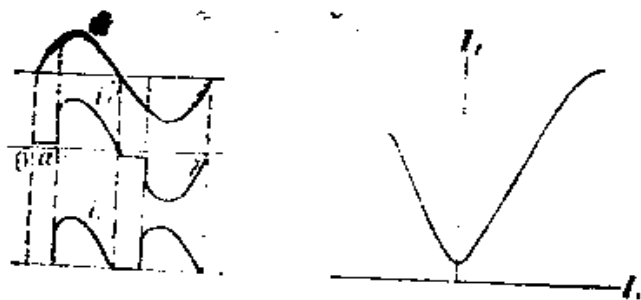


图6.2 饱和电抗器工作波形及控制特性

磁放大器的铁芯磁性材料，通常具有接近矩形的磁滞回线。

设图6.1中1端为正时的交流半周定义为正半周，此时，门A中直流磁通和交流磁通是同方向的，在正半周的前一部分，交流磁通很小， R_L 只流过磁化电流，当交流电压上升到使总磁通饱和时，铁芯A饱和，电源电压全部加到负载 R_L 上，故

电流 i_i 与电源电压 u 的波形相同。这个使门 A 开始饱和的相角 α 称为发火角。负半周时，在门 B 发生相同的情况。它们的波形如图 6.2 所示。如果直流 I 增加，显然发火角 α 就会减小。每半周期中输出电流的平均值 I 就会增加，这一控制特性也表示在图 6.2 中。改变直流的方向只是交换了门 A 和门 B 的作用，所以控制特性是对称的。

必须指出，在门 A 饱和时，门 B 是不饱和的，但两个门之间的关系，就像是一个等匝比的变压器，门 A 的饱和使门 B 变成一个次级短路的变压器初级线圈，其中感应出同样大小的电流。按照图中的极性点的接法，在电源正半周时，门 A 的电流是由极性点流入的，门 B 中感应出来的电流就必须是流出极性点的，这样二者产生的磁通方向才能相反。在电源的负半周，门 A 中电流由极性点流出，而门 B 中电流则由极性点流入。但两个线圈的电流在负载电阻 R_L 中是同方向的，因此，每个线圈中的电流必为负载电流的一半。既然每个线圈在饱和的半周内通过的正向电流和在不饱和的半周内通过的负向电流大小相同，那么电流在每个线圈产生的交流磁通的平均值就为零。这样，发火角就只由控制绕组中直流 I_c 来确定，不会受两个门的交流电流的影响，因为它们并不改变直流磁通值。

饱和门中的磁通虽然没有变化，不能在控制绕组中产生感应电流，但是，不饱和门中的磁通必将在控制绕组中感应出电流，它们的关系就象是一个电流互感器一样。由于不饱和门产生的磁通总是和直流磁通方向相反，所以电源正负半周在控制绕组中感应的电流 i_c 是同方向的（见图 6.2），它们的平均值是直流控制电流 I_c 的值，按照电流互感器的等安匝数的关系，很容易地可写出

$$N_c I_c = N_s I_s \quad (6-1)$$

例如，当 $N_c = 6N$ 时，如果要使负载电流值在300安以内变化，控制电流的调节范围必须在50安左右。

2. 自饱和和作用

上面所说的饱和电抗器，很长时期以来都被用于作大负载低增益放大器。直到本世纪40年代，在输出电路中加进了整流器才构成自饱和磁放大器，从而极大地提高了增益，扩大了磁放大器的应用范围。

图6.1加上两个二极管 D_1 和 D_2 就成了图6.3所示的自饱和磁放大器。

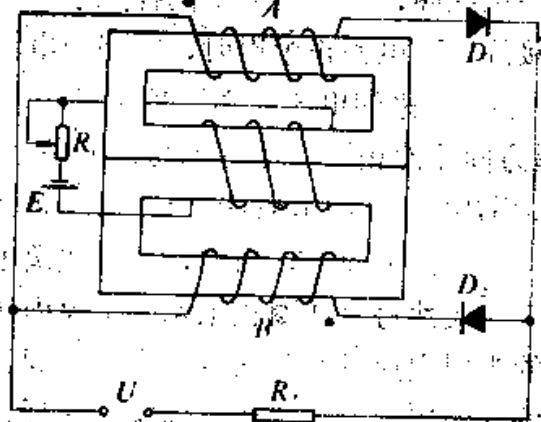


图6.3 自饱和磁放大器

磁放大器。

由于二极管阻断了在不饱和半周中的电流，这样，每一周交流磁通的平均值就不再为零了。

在没有控制电流时，交流电在一个工作半周内使铁芯充磁，而在另一个半周内，由于

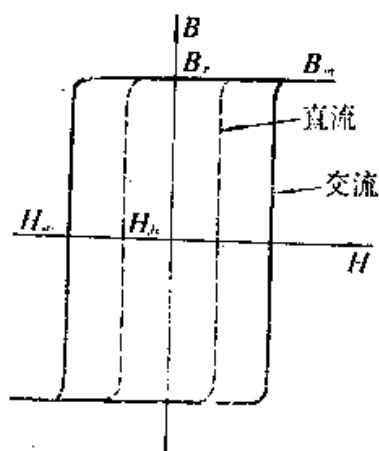
二极管的阻流作用而不能给铁芯充磁，这时铁芯保持上半周的剩磁，下一个工作半周则在前一周的剩磁基础上又进行充磁，这样，每个工作半周之后，剩磁总是增加，经过几个工作半周后，总能使铁芯自己饱和，这就是“自饱和”作用。

两个自饱和后产生的饱和磁通在中间线包中的方向都是相同的，而且是不变的，这就象控制线包产生的直流磁通所起的控制作用一样。在没有直流控制时，自饱和磁放大器如果具有矩形磁滞回线，则将有最大的输出电压和电流。

3. 磁滞回线

用于磁放大器铁芯的气隙很小，磁滞回线饱和时过渡很尖锐，接近于矩形。采用卷绕带材可使空气隙减至极小，但大型的铁芯目前大部分还是用叠片构成的。

典型的磁滞回线如图6.4所示，慢慢地改变磁场强度 H 值可以得到较窄的直流磁滞环，按一定频率的正弦交流改变磁通时，将获得较宽的动态磁滞环。



- B_s 饱和磁密;
- B_r 饱和后的剩磁;
- $\frac{B_r}{B_m}$ 矩形比;
- H_c 直流环矫顽磁力;
- H_{ac} 交流环矫顽磁力。

图6.4 直流磁滞环和交流动态环

因为铁芯中的涡流损失必须由电源来补偿，所以在有涡流存在时，同一磁通值必对应于较大的磁场强度，动态磁滞环因而较宽。又因为涡流的大小决定于磁通变化的速率，不同的磁通变化率必然产生不同宽度的动态磁滞环。也就是说，不同的电源频率将有不同的动态磁滞环，例如400赫电源频率的磁滞环必然比50赫电源频率的磁滞环更宽。

4. 磁通的“回归”

在自饱和磁放大器没有直流控制时，两个门都是在工作半周中自己饱和的，工作半周结束时，磁密保留剩磁 B_r ，所以下一个工作半周一开始就是饱和的。输出电流就一直是最大值不

能再控制了。如果要改变工作半周的起始磁密以控制输出，那末只有在不工作的半周中使磁密离开 B_s 值回到较低的磁密，这种作用叫做磁通的“回归”，相应的不工作半周就称为回归半周。

在回归半周开始时，由于自饱和作用，铁芯磁状态处于图6.5的饱和剩磁点“1”。如稍稍增大控制电流 I_c ，则磁状态自点1右移，更加饱和。下一个工作半周仍然不变，所以正向控制电流不能起控制作用。必须用负向控制电流才能使饱和剩磁向不饱和区回归。

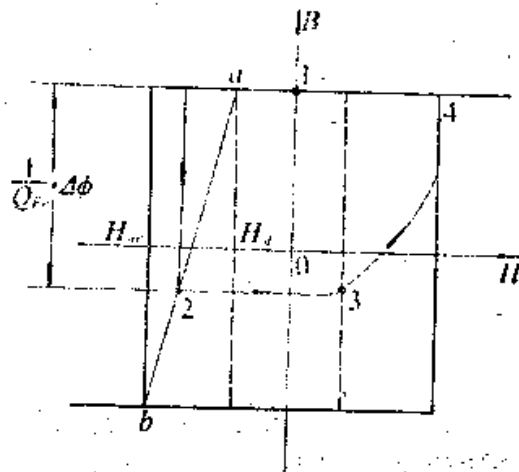


图6.5 磁通回归

由于磁滞回线的特点，负向控制磁场如果小于或等于 H_c ，磁状态由1稍向左移，仍在饱和状态，故工作半周的状态仍然不变。如果负向控制磁场增加至 H_m ，则铁芯将处于负向饱和的 b 点，所以起控制作用的直流磁场在 H_m 和 H_c 之间时，磁状态将回归至 ab 线上。回归路径如图6.5中箭头所示。这样，下一个工作半周的起始磁通就由点2决定了。

5. 控制特性

当磁状态回归至点2而在下一个工作半周开始时，磁工作点将沿图6.5中的点2、3、4移动，只有在工作点移至4以后，门才又达到饱和状态，并开放输出电压如图6.6所示。

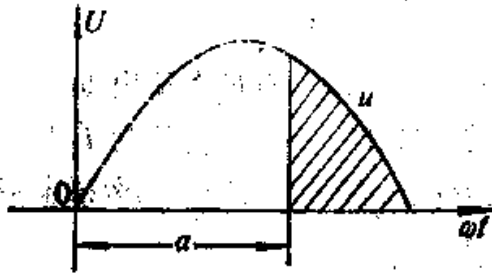


图6.6 负载电压

在门绕组没有开放以前，由于磁通不饱和，外加电压 u 必须克服铁芯中磁通增大产生的反抗电势，即

$$u = N_c \frac{d\phi}{dt} \times 10^{-1},$$

见式(1-3)。

所以在发火角 α 以内的磁通变化为

$$\Delta\phi = \int_0^\alpha d\phi = \frac{10^4}{N_c} \int_0^\alpha u dt. \quad (6-2)$$

这就是说， $\Delta\phi$ 与发火角 α 以内的电源电压波形的面积成正比， $\Delta\phi$ 越大，所需的面积也越大，因而发火角 α 也增大，输出电流就减小。

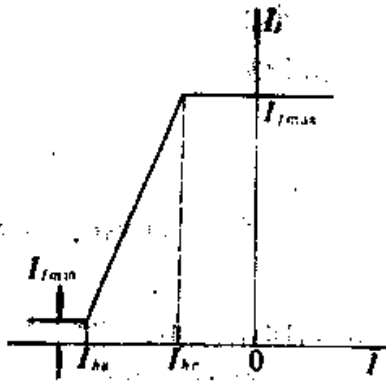


图6.7 控制特性

$\Delta\phi$ 就是工作半周的起始磁通和饱和磁通的差值。所以如果在回归半周中磁工作点回归得越低， $\Delta\phi$ 就越大。

按照全电流定律

$$Hl = 0.4\pi NI \text{ 奥斯特}\cdot\text{厘米}。$$

所以相应于 H_{cr} 和 H_{sm} 的控制电流应为

$$\left. \begin{aligned} I_{h_c} &= \frac{H_{sc} l}{0.4 \pi N_c} \quad ; \\ I_{h_c} &= \frac{H_{sc} l}{0.4 \pi N_c} \quad \circ \end{aligned} \right\} \quad (6-3)$$

自饱和磁放大器在控制电流为 I_h 时具有最大输出负载电流 I_{max} ，相当于工作半周全导通输出。在控制电流为 I_h 时工作半周不能饱和，最小负载电流 I_{min} 相当于门绕组的激磁电流。控制特性将具有如图6.7所示形状。

最大输出电流

$$I_{max} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sqrt{2} U}{R} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U}{1.1 R} \quad \circ \quad (6-4)$$

注意，控制特性中用的 I_h 是平均值，而式(6-4)中 U 是电源电压有效值，故有系数“1.1”出现于分母中。

可以看出，最大输出电流 I_{max} 是由负载 R_l 决定的，而使自饱和磁放大器的电流自 I_{max} 下降到 I_{min} 所需的控制电流只相当于产生动态环矫磁力 H_{sc} 的 I_{h_c} ，这是很小的激磁电流，所以自饱和磁放大器具有很高的增益，可以用很小的直流电流来控制很大的输出电流，这对于大负载电流的电焊机控制是非常适用的。

6. 直流输出的自饱和磁放大器

磁放大器应用交流电源，其输出可以是交流电(图6.3)也可以是直流电(图6.8)。

直流负载应用整流桥与磁放大器输出连结起来，当门A开放时，电流通过二极管1、4流过负载，门B开放时，电流通过二极管2、3流过负载，这两种情况下，负载中的电流是同方向的，

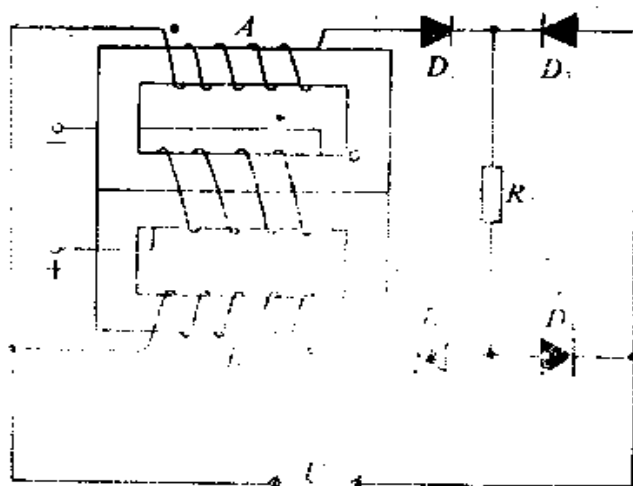


图6.8 直流输出的自饱和磁放大器

用这个原理可构成整流式的直流电焊机，只用很小的直流控制电流就可以控制很大的直流输出电流，是一个高增益的直流放大器。这种直流焊机的电流调节没有活动部分（动铁或动圈）是它的突出优点。

§ 6-2 自饱和磁放大器的分析

1. 控制特性

在分析图6.8的输出时，假定电源电压为

$$U_n = \sqrt{2} U \sin \omega t = U_c \sin \omega t \quad (6-5)$$

忽略电源、门及整流器的正向内阻，忽略磁化电流及整流器反向电流，并设磁滞回线是矩形的。

按照变压器原理

$$U_n = \omega N_c \phi_s \times 10^{-8} \quad (6-6)$$

式中， $\phi_s = B_s Q_{F_c}$ 是饱和磁通（麦克斯韦）；

B_s 是饱和磁密（高斯）；

Q_{Fe} 是铁芯截面 (厘米²) ;
 $\phi_0 = B_0 Q_{Fe}$ 是工作半周起始磁通;
 N 是匝数。

由式 (6-2) 可知发火角内磁通增量

$$\begin{aligned}
 \Delta\phi &= \phi_r - \phi_0 = \frac{10^8}{N_c} \int_0^\alpha \frac{\sqrt{2}}{\omega} U_c \sin\omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{\sqrt{2} U \times 10^8}{\omega N_c} (1 - \cos\alpha) = \phi_r (1 - \cos\alpha) 。
 \end{aligned}
 \tag{6-7}$$

所以 $\phi_0 = \phi_r \cos\alpha$,

$$\cos\alpha = \frac{\phi_0}{\phi_r} = \frac{B_0}{B_s} 。
 \tag{6-8}$$

由图 6.6 可以求出负载电流平均值

$$\begin{aligned}
 I_r &= \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \frac{U_c}{R_l} \sin\omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{U}{\pi R} (1 + \cos\alpha) \\
 &= \frac{U_c}{2.22R} \left(1 + \frac{B_0}{B_s}\right) = \frac{I_{r0}}{2} \left(1 + \frac{B_0}{B_s}\right) 。
 \end{aligned}
 \tag{6-9}$$

式中前一部分是个常数, 而后一部分则正比于磁通密度回归值 B_0 , 所以自饱和磁放大器的控制特性相似于磁滞回线的回归部分, 如果已知磁滞回线, 则将其回归部分磁密 B_0 乘以常数

$$U_c / 2.22R_l B_s = I_{r0} / 2B_s ,$$

即为式 (6-9) 的后面一项。因为回归部分自 $-B_s$ 到 $+B_s$, 代入

上式可得相应项自 $-\frac{1}{2} I_{fm}$ 变到 $+\frac{1}{2} I_{fm}$, 负载电流 I_f 还应计入式(6-9)的第一项常数 $\frac{1}{2} I_{fm}$, 所以控制特性的变化范围将为0到 I_{fm} , 这说明只要将磁密回归部分乘以 $I_{fm}/2B$, 并将所得曲线往上移一个量 $U_c/2.22R_f = \frac{I_{fm}}{2}$, 就构成了控制特性。

设 $U_c = 22.2$ 伏;
 $R_f = 0.1$ 欧;
 $B_s = 12000$ 高斯。

则图6.5的点a相当于 $B_0 = B_s$ 时,

$$\frac{I_{fm}}{2} = \frac{U_c}{2.22R_f} = \frac{22.2}{2.22 \times 0.1} = 100 \text{ 安};$$

$$I_{fa} = 100 \left[1 + \frac{B_0}{B_s} \right] = 200 \text{ 安}。$$

图6.5的点b相当于 $B_0 = -B_s$ 时,

$$I_{fb} = 100 \left[1 - \frac{B_0}{B_s} \right] = 0 \text{ 安}。$$

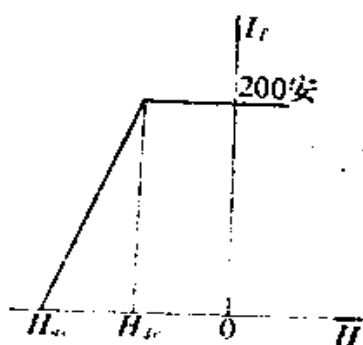


图6.9 控制特性

故将6.5图的下部饱和线作为横坐标轴, 并将纵轴磁密乘以

$$\frac{U_c}{2.22R_f B_s} = \frac{100}{12000} = \frac{1}{120}$$

即得自饱和磁放大器的控制特性曲线, 这里最小输出为零是因为分析中忽略了磁化电流。

2. 自饱和磁放大器的门电流
 在设计磁放大器时, 要选择门

绕组所用导线的规格，所以必须知道门电流的有效值。

负载电流的平均值是已知的，所以希望将门电流的有效值和负载电流的平均值联系起来以便于设计。

图6.8的负载电流平均值 I_l 是由两个门供给的，每个门的平均电流必为

$$I_G = \frac{1}{2} I_l \quad (6-10)$$

由于门电流的有效值

$$I_{Gc} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_l^2 d(\omega t)} \quad (6-11)$$

负载电流有效值

$$I_{lc} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_l^2 d(\omega t)} \quad (6-12)$$

所以

$$I_{Gc} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{lc} = \frac{k}{\sqrt{2}} I_l \quad (6-13)$$

式中， k_l 是负载电流的波形因数，所以只要知道 k_l 值，就可以利用负载电流的平均值 I_l 来求出门电流的有效值 I_{Gc} 。

因为

$$i_l = \frac{U_{\pi}}{R_l} \sin \omega t \quad ,$$

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) \quad ,$$

所以负载电流有效值为

$$I_{lc} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{U_{\pi}^2}{R_l^2} \sin^2 \omega t d(\omega t)}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{U_m}{R_f} \sqrt{\int_a^\pi (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t)} \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{U_m}{R_f} \sqrt{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha} \quad (6-14)
 \end{aligned}$$

将式(6-14)和式(6-9)相除可得波形系数

$$k_f = \frac{I_{fe}}{I_f} = \frac{\sqrt{\frac{\pi}{4}}(2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}{1 + \cos \alpha} \quad (6-15)$$

可见波形系数是发火角 α 的函数,对设计铜线规格来说,重要的是最大输出电流。此时 $\alpha = 0$,

$$k_f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.11 \quad (6-16)$$

故门电流有效值为

$$I_{\sigma} = \frac{1.11}{\sqrt{2}} I_{fmax} = 0.785 I_{fmax} \quad (6-17)$$

§ 6-3 自饱和磁放大器的直流控制

1. 回归电压

设磁放大器的门A在正半周开始时的磁通是 $-\phi_1$,则因为铁芯A的磁通自 $-\phi_1$ 上升至 $+\phi_1$ 的过程中,门A的阻抗很大,所以电源电压都被门A吸收,直到磁通饱和后电源电压才输至负载,所以从开始至饱和角 α 以前的电压都降在门A上如图6.10所示,这段时间内门A和变压器相似,这个门电压按变压比转移到了控制电路中,它在门B的铁芯中产生了如图6.10所示的电流,这是流出门B的极性点的,也就是使门B回归的电流。门A转移到控制电路的电压就是门B的回归电压。

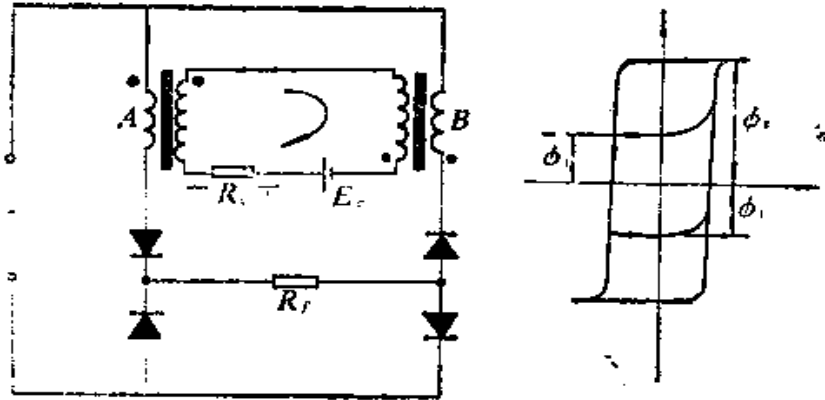


图6.10 自饱和磁放大器的磁通回归

因为门电压的积分就是磁通变化量，现在两个门的门电压是相同的，门A的磁通既自 $-\phi_s$ 上升至 $+\phi_s$ ，门B的磁通必然是自 $+\phi_s$ 回至 $-\phi_s$ ，所以门B虽由二极管阻断，但通过控制电路又有上述内在联系。

在没有控制电路时，门A在发火角 α 以前需要供给相当于磁滞回线宽度之半的激磁电流

$$I'_{GA} = \frac{H_{ac}}{0.4\pi N_G} l_{Fe} \quad \circ$$

当控制电路闭合时，门B的回归所需的激磁安匝数是由门A供给的，所需激磁安匝数为

$$N_c I_c = \frac{H_{ac}}{0.4\pi} l_{Fe}$$

所以门A的激磁安匝数就要加倍，即

$$I_{GA} = 2I'_{GA} = \frac{2H_{ac}}{0.4\pi N_G} l_{Fe} \quad (6-18)$$

注意，门A的激磁电流加倍是控制电路闭合的结果。

2. 控制作用

如果控制电路中没有控制电压 E ，那么在门 A 饱和短路时，控制电路中转移电压消失。如果此时门 B 控制绕组两端没有电压，那么门 B 的磁通就维持在 $-\phi_1$ 不变了，下一个半周门 B 开放时起始磁通仍为 $-\phi_1$ ，饱和角即发火角 α 就维持不变，输出电压也不变。

但须注意，控制电路中虽没有控制电压 E_c ，但仍有电阻 R_c ，激磁区内控制电路的电流平均值 I_c 流过 R_c 时有一个电压降 $I_c R_c$ ，门 A 饱和后由于门 B 铁芯不饱和，所以电流 I_c 将不能突降而以指数函数形式减小，也就是说，门 B 控制线包两端在门 A 饱和时间内仍有电压 $I_c R_c$ 存在，注意图6.10中这个电压的极性都是对门 B 充磁的，所以在下一个半周中，当门 B 开放时，起始磁通就不再是 $-\phi_1$ ，而是增大了，同时饱和角 α 减小，输出增大，这种趋势每个半周都存在，所以饱和角 α 会逐步减小到零，输出电流会增大至最大输出电流 I_{max} 。

为了抵消上述趋势，必须加入控制电压 E ，使

$$E_c = I_c R_c。$$

由于 E 抵消了 R 上的压降，在门 A 饱和后，门 B 控制线包两端就没有电压了，门 B 的磁通也就维持一定值 $(-\phi_1)$ 不再改变。饱和角 α 也维持不变。

如果所加电压 $E_c < I_c R_c$ ，那么上述饱和角 α 减小的趋势将仍然存在，但是随着 α 的减小 I_c 也减小，直到 $E_c = I_c R_c$ ，饱和角 α 就维持在这个新值不再改变，也就是说，这个减小的 E 对应一个较大的输出。

如果所加电压 $E_c > I_c R_c$ ，则 E_c 抵消了 R_c 上电压后还有多余电压加到门 B 控制线包两端使门 B 在门 A 的饱和区内继续回归至比 $-\phi_1$ 更负的磁通值，这就使饱和角增大而使输出减小。

所以，自饱和磁放大器的输出是由直流电压 E_c 控制的，故称 E_c 为控制电压。

上述过程充分说明了磁放大器的控制作用。

§ 6-4 自饱和磁放大器中的反馈

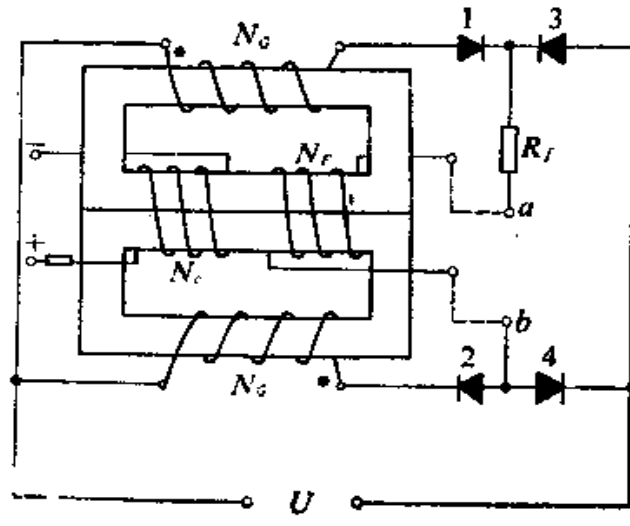


图6.11 自饱和磁放大器中的反馈绕组

在图6.8的中间芯柱上，除直流控制线包之外，另外再加一个反馈线包 N_f ，其接法是和直流负载电阻 R_l 相串联，如图6.11所示。如果负载电流 I_l 在反馈线包 N_f 中产生的直流磁场和控制线包的直流磁场同方向，那就会增加控制作用而使输出增加，这种情况称为正反馈。反之，如果 N_f 中直流磁场和控制磁场方向相反，因而减小控制作用使输出减少，这种情况就称为负反馈。

在自饱和磁放大器中，控制线包中只有负向电流才能起控制作用，图示极性即能起控制作用的电流方向，这时控制电流

越大，输出就越小。反馈线包中的电流在正反馈时是增加自饱和的，因而在最大输出时，中间芯柱由于反馈安匝数 $N_f I_f$ 增加而极度饱和，此时能起控制作用的控制安匝数就不再是 $N_c I_c$ ，而必须加上抵消反馈安匝数的部分 $N_f I_f$ 了，所以开始起控制作用的点就由 a 移到了 b 。

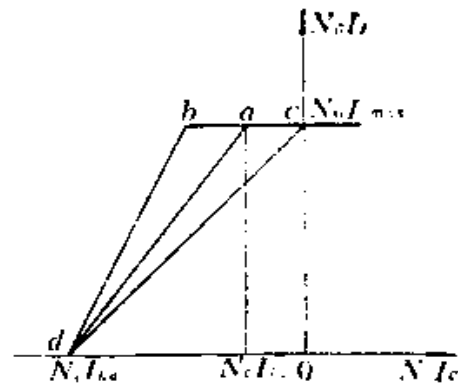


图6.12 有反馈控制特性

但是当控制安匝数为 $N_c I_c$ 时，铁芯处于负向饱和区，门被关闭而使输出截止（忽略很小的激磁电流），也就没有反馈，故截止点不变，如图6.12所示。无反馈控制特性线是 da 时，正反馈控制特性线改变为 db 可以看出，控制特性线因正反馈而变陡，也就是控制更为灵敏有效了。同理，负反馈的控制特性线将变得更为倾斜如图中 dc 所示。

如果希望输出电流随输入的增加而增加，可以事先在控制线包中通以负向电流 I_{k_0} 使输出截止，这个电流称为偏流或移位电流，它使控制特性的原点自 0 移位至 d ，使控制特性线通过原点，如图6.13所示，在这个图中的控制安匝数就不再是图6.11所示的极性，而是相反即增大自饱和的方向，或和正反馈控制安匝相同的方向。

参阅图6.13，在无反馈的自饱和磁放大器中，

$$N_c I_L = A N_c I_c \quad ,$$

式中， A 为无反馈自饱和磁放大器安匝数增益，当门安匝数为 $N_c I_c$ 时，如图所示需要相当于 $0a$ 大小的控制安匝数。正反馈接入时， ab 部分控制由正反馈线包起作用，控制线包内只要

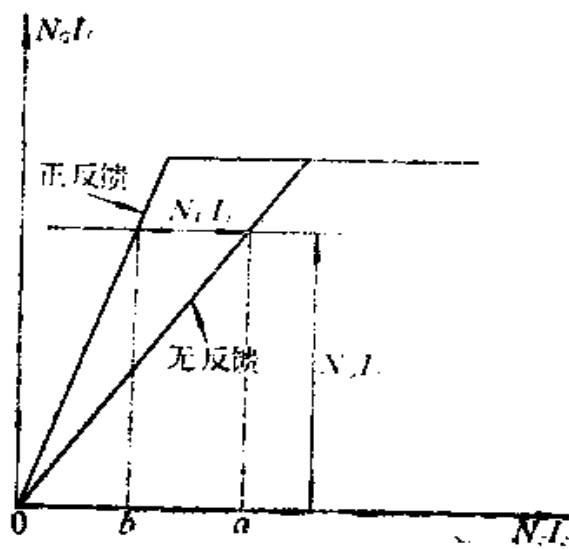


图6.13 偏移后的控制特性

加入 $0b$ 大小的安匝数就足够了，所以有反馈时

$$N_c I_t = A(N_c I_c + N_F I_t) \quad (6-19)$$

定义反馈系数为

$$k_F = \frac{N_F I_t}{N_c I_t} = \frac{N_F}{N_c} \quad (6-20)$$

则可得

$$N_c I_t = AN_c I_c + Ak_F N_c I_t \quad (6-21)$$

$$N_c I_t = \frac{A}{1 - k_F A} N_c I_c \quad (6-21)$$

有反馈安匝数增益为

$$A_F = \frac{N_c I_t}{N_c I_c} = \frac{A}{1 - k_F A} \quad (6-22)$$

正反馈时, k_f 为正值, 故使 A_f 值提高, 负反馈时, k_f 值为负值, 使 A_f 值降低。所以反馈对控制特性曲线的影响是很大的。

上面的讨论忽略了空载电流 I_x , 所以控制特性线通过原点, 实际上, 负载电流不可能到零, 输出电流中包括门线包的激磁电流 I , 所以无反馈时输出安匝数应为

$$N_G I_f = N_G I_x + A(N_c I_c + N_f I_f);$$

正反馈时则为

$$N_G I_f = \frac{N_G I_x}{1 - k_f A} + \frac{A}{1 - k_f A} N_c I_c \quad (6-23)$$

这说明正反馈除增大安匝增益外, 还会使截止时的激磁电流增大如图6.14所示, 这就使磁放大器输出最小负载电流值提高。

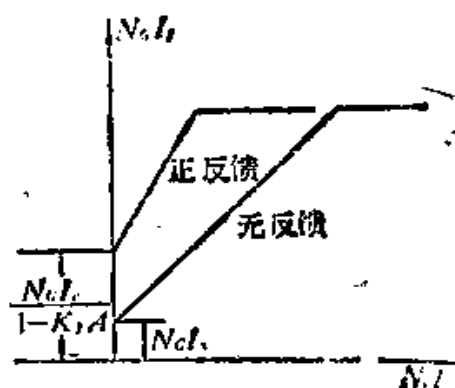


图6.14 有反馈时的最小电流

§ 6-5 铁芯和二极管质量的影响

前面的讨论, 都是在图6.15中虚线所示的矩形磁滞回线的假定之下得出的。但在实际铁芯中, 不会那么理想, 饱和点不会那么明显, 饱和后的磁通也不是完全恒定的。因而实际控制特性线在饱和点附近为图6.15实线所示平滑曲线。饱和后的输出仍略有增大。

在理想情况下, 控制特性线陡直部分位于直流环和交流环

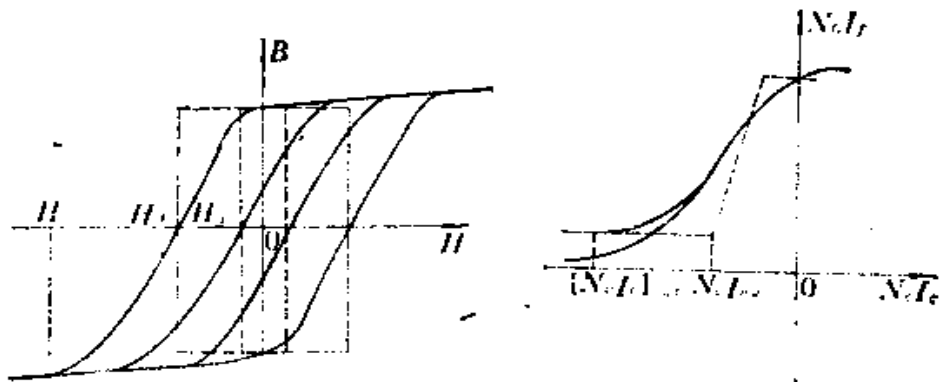


图6.15 实际铁芯磁滞回线与控制特性

之间，所需的控制安匝只是

$$N_c I_{hc} \rightarrow N_c I_{ho}。$$

实际铁芯中， H_{hc} 矫顽磁力只能使磁通降到零，而要使磁通回归至负向饱和，则还需要比 H_{hc} 大得多的控制磁场，所以 $N_c I_{ho}$ 不能使磁放大器截止，实际的截止控制安匝数应能使磁通负向饱和至磁场强度 H_0 处截止，这个控制安匝数为

$$0.4\pi(N_c I_c)_{cut} = H_0 l_F。 \quad (6-25)$$

这说明实际铁芯构成的磁放大器，需要较大控制电流，因而降低了放大倍数。磁滞回线偏离矩形越远，放大倍数降低得就越多。

除铁芯质量影响控制特性外，二极管的质量也要影响控制特性。

实际电路中的二极管具有反向电流 I_r ，正向电流 I_f ，所以实际的负载电流将减小为

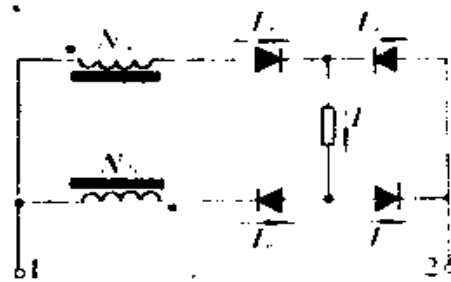


图6.16 二极管反向电流的影响

$$I_f = I_2 - I_1 \quad (6-25)$$

除掉这个直接影响之外，二极管反向电流 I_1 还造成寄生反馈。图6.16中当电源端1为正时，上方的门线包处于工作半周，电流流入极性点，即自饱和方向，产生输出电流，由于二极管反向电流此时也可以通过下方一个门流通，这个电流是流出极性点的，故有减小自饱和的作用，也就是说造成了寄生的负反馈，负反馈安匝数

$$(NI)_F = N_1 I_1$$

相当的负反馈系数

$$k_F = -\frac{(NI)_F}{N_2 I_f} = -\frac{N_1 I_1}{N_2 (I_2 - I_1)} \quad (6-26)$$

设二极管正反向电流比为

$$a = \frac{I_1}{I_2}$$

$$\text{则 } k_F = -\frac{a}{(1-a)} \quad (6-27)$$

所以二极管反向电流会产生负反馈而使磁放大器增益降低。

例如，设某自饱和磁放大器的增益为

$$A = 200$$

如果所选二极管的反向电流为正向电流的1%，即有

$$a = 0.01$$

$$k_F = -\frac{0.01}{0.99} \approx -0.01$$

$$k_F A = -0.01 \times 200 = -2$$

放大器实际安匝增益只有

$$A_F = \frac{A}{1 - k_F A} = \frac{200}{1 - (-2)} \approx 70 \quad ,$$

所以，一个高质量的磁放大器，除了需要应用高质量的铁芯材料外，还需要有高质量的二极管。

§ 6-6 陡降特性的获得

上面所讲的磁放大器，从原理上看是没有陡降特性的，焊接电源的陡降外特性是指当负载电流增加时，能使负载电压急剧下降的特性。自饱和磁放大器在完全饱和时的最大输出电流由式(6-4)决定，即

$$I_{fmax} = \frac{U_s}{1.1R_f} \quad .$$

由于门绕组已完全饱和，不起控制作用，全部电源电压降在负载电阻上。当负载电阻减小时，负载电流增大，但负载电压仍为电源电压不可能降低，所以要想获得能限制短路电流的陡降外特性必须设法改变电路，赋予电路新的功能。

利用负反馈的原理就可以使电路具有所需功能。

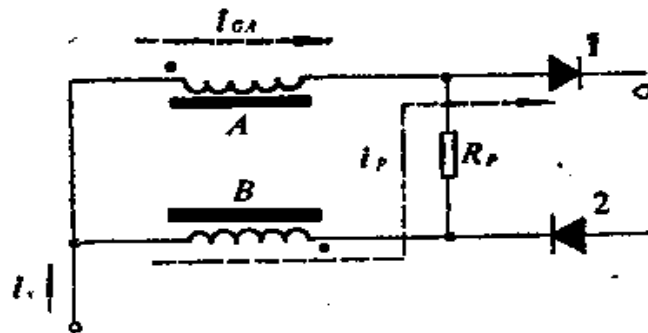


图6.17 自反馈回路

最简单的方法就是在如图6.17所示位置接入反馈电阻 R_f 。

这样，当电源电流 i_s 流入线路时，它不仅通过饱和的门 A ，而且也通过不饱和的门 B 流至二极管 1，造成负载电流 I_L ，同样，在另一个半周内，负载电流 I_L 通过了二极管 2 以后，不仅由饱和门 B 流回电源，而且也由 R_f 和不饱和的门 A 流回电源。

每一种情况下，不饱和门中的电流都是流出极性和减少饱和的方向，即为负反馈的性质。而在反馈电阻 R_f 中的电流，任何时刻都是同方向的直流电流。其平均值显然为由两条支路的分流作用所决定。

由图 6.17 可知

$$I_G R_G = I_L (R_G + R_f) ,$$

因为 I_G 和 I_L 共同流入负载电路，所以

$$I_L = I_G + I_G ,$$

$$\text{即} \quad I_G = I_L - I_G .$$

代入前式可得负反馈电流和负载电流的关系为

$$I_L (2R_G + R_f) = I_L R_f .$$

$$\text{即} \quad I_G = I_L \frac{R_G}{2R_G + R_f} . \quad (6-28)$$

式中， R_G 是每个门的电阻值。

这就是说，负反馈电流 I_G 是正比于负载电流 I_L 的。负载电流越大，负反馈电流也越大，铁芯饱和程度下降，门上的电压降就越大，负载电压就越低。这种负载电压随负载电流的增加而降低的作用，就是我们所需要的陡降特性。

下面讨论一个周期内负反馈电流 i_G 的变化。

当 $i_s > 0$ 时，电流主要由门 A 流入，此外分流 i_G 流过 R_f 及门 B 造成负反馈。

当 $i_s < 0$ 时，电流主要流经饱和门 B ，也有分流 i_G 流经 R_f 及不饱和门 A 。

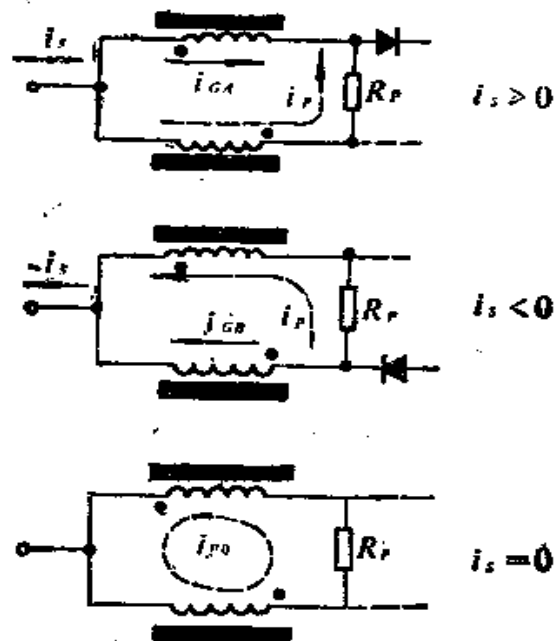


图6.18 负反馈电流

由于 i_p 总是流过不饱和门，这样当 $i_s = 0$ 时，由于不饱和门的电感作用而使电流 i_p 在两个门之间形成环流，不能消失。也就是说， i_p 在任何时刻都存在，在 $i_s = 0$ 的瞬间为 i_{p0} ，此时的负反馈门安匝为 $N_c i_{p0}$ 。

考虑到式 (6-25)，实际的控制安匝数为

$$[AT]_c = N_c I_c - N_c i_{p0} \quad (6-29)$$

后面一项是与负载电流成正比的，负载电流 I_L 增大时，有效控制安匝 $[AT]$ 减少，负载电压就降低，于是就形成陡降外特性。

当然，整流二极管的反向电流也形成负反馈，但它不能控制，并不和负载电流成正比，而且，它将随温度而变，随时间而变，不能作为设计因素。

上述反馈电阻 R_f 由于接在输出整流管1、2之前和两个门绕组一起形成电桥形态，故有电阻内桥之称。

负反馈作用还可以采用附加外反馈绕组来得到，如图6.19所示。

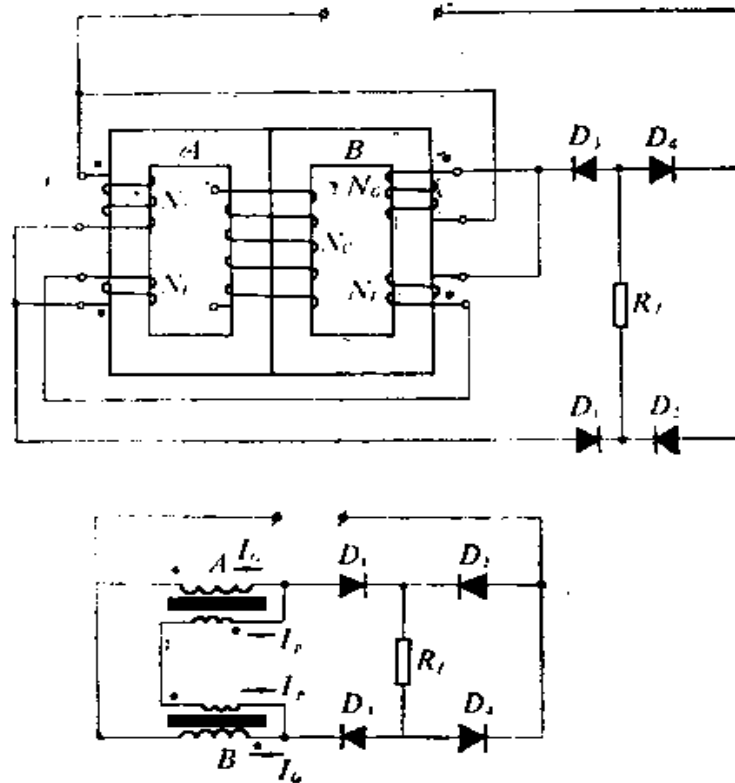


图6.19 绕组内桥反馈线路

两个反馈绕组 N_F 桥接于二极管1、2之间，有绕组内桥之称，可以看出，当二极管1通电时，分流到门B和两个反馈绕组的电流都具有负反馈性质，负反馈安匝数为

$$(N_G + 2N_F) I_p$$

如果将两个反馈线圈接成如图6.20所示，负反馈安匝数将

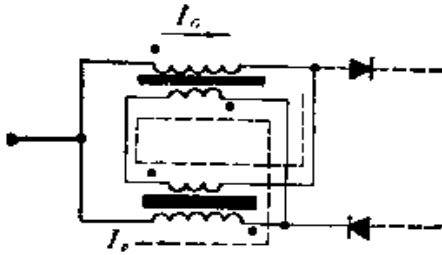


图6.20 反馈绕组的另一种接法

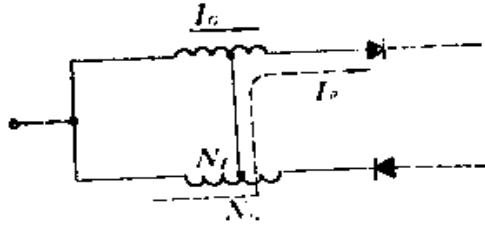


图6.21 短路内桥

改变为

$$(N_G - 2N_F)I_b。$$

在这种情况下， N_F 的电流起正反馈作用，但只要 $N_G > 2N_F$ ，那么，总的还是表现为负反馈。调节反馈绕组的匝数，就可以得到需要的反馈量。

还有一个取得负反馈的方法被称为短路内桥，如图6.21所示，利用两个门之间的抽头短路使门绕组的部分起负反馈作用。只有流过负反馈电流 I_b 的部分绕组才起反馈作用，调节抽头位置就可以调节反馈量。

§ 6-7 自饱和磁放大器的设计计算

通常在设计以前应当知道的参数有：焊机输出直流空载电压 U_0 ，额定输出直流电流 I_{max} ；铁芯的饱和磁通密度 B_m ，铁芯的矫顽磁力 H_c 。

1. 门电流 I_G 。

设计中应用门电流来选择门线圈的导线直径，所以应该找出最大门电流值。按式(6-17)可得门电流的有效值为

$$I_{Gc} = 0.785 I_{Imax} \text{ 安。}$$

这可以用作选择导线直径的依据，选择方法和一般变压器的导线直径选择方法相同。

2. 门电压 U_{Gc}

当负载开路时，电源电压 U 就是输出空载电压 U_0 。当负载短路时，电源电压 U 就是门电压的最大值，所以可以认为

$$U_{Gc} \approx U = U_0 \text{ 伏。}$$

3. 铁芯体积 V_{Fe}

考虑到

$$U_c = 4.44 f N_G Q_{Fe} B_m \times 10^{-8} \text{ 伏，}$$

$$P = U_c I_{Gc} = 4.44 f \frac{N_G I_{Gc}}{I_{Fe}} V_{Fe} B_m \times 10^{-8}$$

$$= \frac{4.44}{0.4\pi} f (2H) V_{Fe} B_m \times 10^{-8}$$

$$= 7 f H V_{Fe} B_m \times 10^{-8} \text{ 伏安，}$$

式中， P 是每个门的伏安数；

N_G 是门绕组匝数；

A_{Fe} 是铁芯截面积 厘米²；

l_{Fe} 是铁芯磁路长度 厘米；

V_{Fe} 是铁芯体积 厘米³；

f 是频率；

所以铁芯体积为

$$V_{Fe} = \frac{P \times 10^8}{350 H B_m} = \frac{U_c I_{Gc} \times 10^8}{350 H B_m} \text{ 厘米}^3。$$

4. 门线圈的每匝伏数 e

只要选定了铁芯截面积 Q_{Fe} ，就可以用下式计算每匝伏数

$$e = 4.44fQ_{Fe}B_s \times 10^{-4} \quad \text{伏/匝} ,$$

然后就可以计算门线圈的匝数

$$N_G = U/e_i \quad \text{匝} .$$

5. 控制安匝数

$$N_c I_c = \frac{1}{0.4\pi} H_c l_{Fe} ,$$

可以按电流选定门绕组和控制绕组的导线直径，然后检查线圈在铁芯窗孔中的位置，如果窗孔位置有空，则可增大铁芯截面 Q_{Fe} 以减小磁路长度 l_{Fe} ，重新计算合适的结构尺寸。

6. 自反馈电阻 R_p

由自反馈电阻 R_p 所造成的负反馈系数为

$$k_f = \frac{N_c I_p}{N_c I_t} = \frac{R_p}{2R_G + R_p} .$$

选定负反馈系数以后，就可求出自反馈电阻值

$$R_p = R_G \left(\frac{1}{k_f} - 2 \right) \quad \text{欧姆} ,$$

由于自反馈造成陡降特性后，放大倍数降为

$$A_t = A / (1 - k_f A) ,$$

原有放大倍数为

$$A = N_c I_i / N_c I_o ,$$

因为放大倍数减小至 $1/(1 - k_f A)$ ，控制安匝就要增大 $(1 - k_f A)$ 倍，所以必须重新计算控制绕组的结构，并检查铁芯窗口尺寸是否合适。

§ 6-8 三相自饱和磁放大器

1. 三相自饱和磁放大器的电路

如果把三个单相自饱和磁放大器组合在一起，可以构成一个三相自饱和磁放大器。

在单相自饱和磁放大器中，电路接法是将两个门线包反相并联端接到电源上，而将另外两端接到整流器和负载电路中。

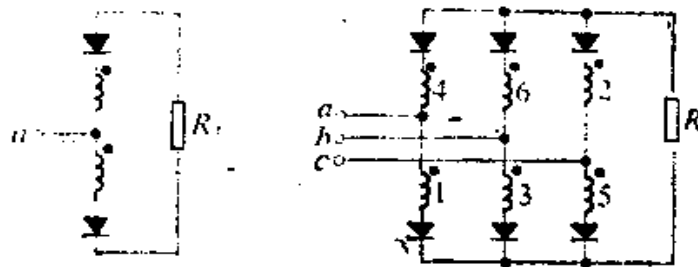


图6.22 磁放大器的电路接法

将上述接法的三个单相磁放大器的电源端连接三相电源。而将三个单相磁放大器的负载端都并联在一起接到负载电阻 R_L 上，这样就构成了一个三相磁放大器（如图6.22）

这样的接法，对三相电源是对称的。当 a 线有电流流入时，只有通过支路1中的门1才能流向负载，故 a 点电压 u_a 决定了门1中的电磁量。当 a 线有电流流回电源时，只有通过支路4中的门4才能使负载电流流回，故 a 点的负向电压即 $-u_a$ 决定了门4中的电磁量。同样的理由可以得出： b 点的正电压 u_b 决定了门3中的电磁量， b 点的负电压 $-u_b$ 决定了门6中的电磁量；而 c 点的正电压 u_c 则决定了门5中的电磁量，负电压 $-u_c$ 决定了门2中的电磁量。

由于三相电源的对称性，上述决定六个门中电磁量的六个电源电压矢量也是对称的，如图6.23所示。从电源的对称性和

线路的对称性可以得出这样的结论，即门1中电磁量的变化，经过 60° 电源相位变化以后，将在门2中重复；经过 120° 电源相位变化以后，将在门3中重复；经过 180° 电源相位变化以后，将在门4中重复；经过 240° 电源相位变化以后，将在门5中重复；经过 300° 电源相位变化以后，将在门6中重复。所以磁放大器中所有支路的电压电流波形都是相同的，只是依次有 60° 的相位差而已。

2. 三相自饱和磁放大器原理

如果我们将图6.22中的各支路门线包去掉，那么留下来的就是一个三相桥式硅整流电路。我们在第四章里已经讨论过，电路中输出电压是电源的线电压。当线电压 U_{L1} 最高时，电流将通过支路1和6流通，当线电压 U_{L2} 最大时，电流将通过支路1和2流通。输出电压是各线电压峰值处的波形。每个支路一周内只导通 120° 相角。这些概念在这里仍然可用，它相当于磁放大器导电通路中的门线包处于全饱和的状态。

磁放大器的工作原理也可以从图6.23的六个对称电源矢量出发来说明。参看图6.24所画矢量图。因为旋转矢量在垂线上的投影就是电压的瞬时值，所以在 $\omega t = \theta_1$ 以前， U_{L1} 在垂线上的投影最大，电流通过支路5和6流通。在 $\omega t = \theta_1$ 时（图6.24 a）， $U_{L1} = U_{L2}$ ，此后因 $U_{L2} > U_{L1}$ ，所以电流就通过支路1和6流通。也就是说， $\omega t = \theta_1$ 时，支路5关断，支路1开启，造成两条支路的换流。这个刚被关断的支路5中的门线包5必处于饱和

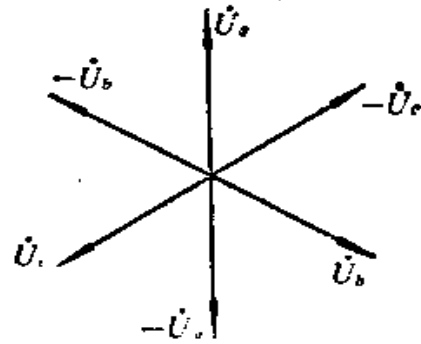


图6.23 决定六个门中电磁量的电源电压矢量

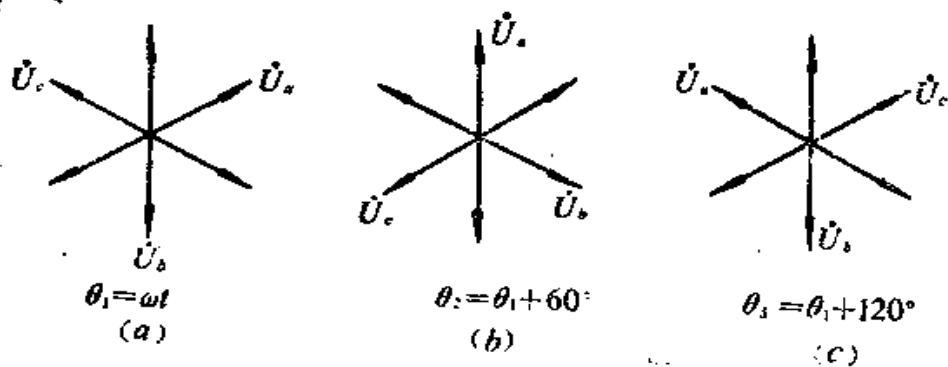


图6.24 各支路的换流

状态,它保留着接近饱和磁通密度 B_s 的剩磁值(假设磁滞回线近似为矩形)。另外一方面,刚被接通的支路1中的门线包1必处于回归状态。所以 $\omega t = \theta_1$ 以后,就开始了门线包1的充磁过程,这个充磁电压是线电压 U_{12} ,一直充到磁通饱和以后,线电压 U_{12} 才能通过饱和门1加到负载电阻 R_l 上。这个到达饱和的着火角大小,由门线包的磁通回归值决定,这是由控制线包的直流电压所控制的,所以负载电压亦受直流控制。

经过 60° 相角以后,各旋转矢量如图6.24b所示。此时

$$U_{12} = U_{23}$$

以后必有 $U_{12} > U_{23}$ 的情况发生,于是产生了支路6与2之间的换流。支路6关断,其中的门线包6保持着接近饱和磁通密度 B_s 的剩磁值。支路2被接通,由线电压 U_{12} 进行充磁,充到磁通饱和以后,将线电压 U_{12} 加到负载电阻 R_l 的两端。

所以每经过 60° 相位,就产生一次线包的换流。每个线包导通的最大相角是 120° ,这一点和单相磁放大器的 180° 是不同的。但是工作原理完全一样。

回归情况也一样,当门线包1被充磁时,线电压将通过控制电路使门线包4中的磁通回归,回归值受直流控制。这里门

线包1和4本身就是一个单相磁放大器，回归原理和前面讨论的相同。

3. 三相自饱和磁放大器的设计原理

前面在研究三相自饱和磁放大器的工作原理时，已经涉及与设计有关的基本原理。其中一个最重要的结论是三相磁放大器和单相磁放大器没有原理上的区别，仅仅只是最大导电角不是 180° 而是 120° 而已。另一个重要结论是每个门线包两端的充磁和回归电压是线电压而不是相电压。

决定门线包的导线截面时，必须知道门线包中的电流有效值。按照上述原理，每个门线包中在最大导电角的情况下，必有 120° 相角通过负载电流 I 值，故门线包中的有效电流为

$$I_{Ge} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_{i\max}^2 \frac{2\pi}{3}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} I_{i\max} = 0.577 I_{i\max} \quad (6-30)$$

这可以用作选择导线直径的依据。

当控制电路断开时，门1两端的电压可自图6.24矢量图中看出，在 60° 中是线电压 U_{a1} ，而在 $60^\circ \sim 120^\circ$ 中则为另一个线电压 U_{bc} 。而在 $120^\circ \sim 180^\circ$ 没有电压，因为门1和3之间发生了换流，在 U_{bc} 最大的 60° 内，门1是没有电压的。这样，一个门

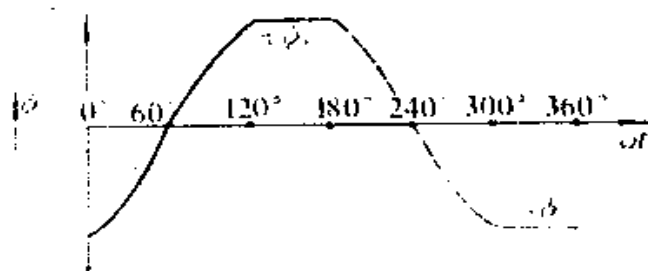


图6.25 门线包的铁芯激磁

上只有 120° 内有电压产生充磁作用，另一个 60° 内没有电压就保持接近饱和磁通密度 ϕ_s 的剩磁值。

由于没有直流控制，充磁的 120° 以内，磁通应由 $-\phi_s$ 充到 $+\phi_s$ ，这就是发火角为 120° 的最小输出情况。由于对称性，在另外的 180° 以内该铁芯磁通必须仍回归到 $-\phi_s$ 值。(图6.25)这样，下一个周期才能重复上述充磁过程。

由此可知，铁芯要求能由线电压在 60° 以内充到饱和磁通 ϕ_s ，设线电压为

$$U = U_m \sin \theta。$$

因

$$\phi_s = \frac{10^8}{N_c} \int_0^{60^\circ} U dt，$$

所以

$$\begin{aligned} \phi_s &= \frac{10^8}{\omega N_c} \int_0^{60^\circ} U_m \sin \theta d\theta \\ &= \frac{10^8}{\omega N_c} \times \frac{U_m}{2}。 \end{aligned} \quad (6-31)$$

于是铁芯设计的基本方程为

$$U_m = 2\omega N_c \phi_s \times 10^{-8} \quad (6-32)$$

线电压峰值 U_m 用有效值 U_e 表示时有

$$\begin{aligned} U_e &= \frac{2}{\sqrt{2}} \omega N_c \phi_s \times 10^{-8} \\ &= 8.88 f N_c \phi_s \times 10^{-8}。 \end{aligned} \quad (6-33)$$

所以门线包的每匝伏数为

$$e_t = 8.88 f A_{Fe} B_s \times 10^{-8}。 \quad (6-33)$$

这样，由基本设计理论确定了门线包的电流有效值 I_{0e} 的求法，和铁芯设计的基本公式以后，其余的设计计算完全和单

相磁放大器相同，因此不再重复。

§ 6-9 设计举例

设计一个三相自饱和磁放大器，要求：

- ① 三相变压器次级线电压 $U_{21} = 60$ 伏。
- ② 额定直流负载电流 $I_{Lmax} = 300$ 安。
- ③ 额定负载持续率 $FS = 80\%$ 。

设计步骤：

- (1) 计算门线包额定电流 I_{Gc}

按照式(6-30)可得

$$I_{Gc} = 0.577 I_{Lmax} = 0.577 \times 300 = 173 \text{ 安。}$$

- (2) 计算门电压最大值 U_{Gc} 。

$$U_{Gc} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times 60 \approx 35 \text{ 伏。}$$

- (3) 每个门线包最大容量

$$P_G = U_{Gc} \times I_{Gc} = 35 \times 173 \approx 6 \text{ 千伏安。}$$

- (4) 门线包每匝电压

$$e_i = 0.5 \sqrt{P_G} = 0.5 \times \sqrt{6} = 1.2 \text{ 伏/匝。}$$

- (5) 门线包匝数

$$N_G = U_{Gc} / e_i = 35 / 1.2 = 29 \text{ 匝。}$$

- (6) 铁芯截面积

$$Q_{Fe} = \frac{e_i \cdot 10^8}{8.88 f B_s} = \frac{1.2 \times 10^8}{8.88 \times 50 \times 12000} = 22.5 \text{ 厘米}^2。$$

这里取铁芯的饱和磁通密度

$$B_s = 12000 \text{ 高斯。}$$

(7) 铁芯尺寸

选用截面为4厘米×6厘米的铁芯，其中6厘米为铁芯硅钢片的叠厚，实际截面为24厘米²。

(8) 门线包导线尺寸

取电流密度最大值 $\delta = 2.5$ 安/毫米²，

则门线包导线截面积

$$S_G = \frac{I_G \sqrt{F}}{\delta} = \frac{173 \times \sqrt{0.8}}{2.5} = 62 \text{ 毫米}^2。$$

选用截面为13.5×4.7毫米²的扁铜线，实际截面为62.6毫米²，采用三层平绕，两层为每层十匝，另一层为九匝，线包高度（加5毫米余量）为

$$h_{NG} = 13.5 \times (10 + 1) + 5 = 154 \text{ 毫米，}$$

线包三层厚度（加5毫米余量）为

$$E_{NG} = 3 \times (4.7 + 0.5) + 5 = 21 \text{ 毫米。}$$

(9) 窗孔尺寸

如果为控制线包留出10毫米宽度的窗孔，则铁芯窗孔面积为
154毫米×31毫米。

(10) 磁路长度

$$l = 2 \times (154 + 4) + 2 \times (31 + 4) = 386 \text{ 毫米。}$$

(11) 控制绕组安匝数

设铁芯矫顽磁力为 $H_c = 3$ 安匝/厘米，
则按式(6-24)有

$$\begin{aligned} N_c I_c &= \frac{1}{0.4\pi} H_c l = \frac{2H_c l}{0.4\pi} \\ &= \frac{2 \times 3 \times 38.6}{0.4\pi} = 184 \text{ 安匝。} \end{aligned}$$

为了考虑增加反馈，可将控制安匝设计值增加 3 倍（考虑实际铁芯和二极管的影响多加余量）

$$N I_c = 3 \times 184 = 552 \text{ 安匝。}$$

如取 $N_c = 500$ 匝，

则 $I_c = 552/500 \approx 1.1$ 安。

取电流密度 $\delta_c = 2$ 安/毫米²，

则控制线包的导线截面为

$$S_c = 1.1/2 = 0.55 \text{ 毫米}^2。$$

选用 $\phi 1.0$ 毫米漆包线，实际截面为 0.785 毫米²。

控制线包每层可取

$$\frac{154 - 5}{1 \times 1.1} - 1 = 134 \text{ 匝。}$$

式中 1.1 是漆包线漆层系数。5 毫米是余量。

可将 500 匝控制线包分四层，每层 125 匝，线包高度

$$h_c = (125 + 1) \times 1 \times 1.1 + 5 = 144 \text{ 毫米。}$$

线包厚度

$$E_c = 4 \times (1 \times 1.1) + 5 = 9.4 \text{ 毫米。}$$

原来留出的 10 毫米够用，设计合理。

其它设计同前述，不再重复。