

弧焊整流电源及控制

清华大学何方殿 主编

机械工业出版社

弧焊整流电源及控制

清华大学何方殿 主编



机械工业出版社

弧焊整流电源及控制

清华大学 何方殿 主编

*

机械工业出版社出版(北京阜成门外百万庄南街一号)

(北京市书刊出版业营业许可证出字第117号)

中国农业机械出版社印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行·新华书店经售

*

开本 787×1092¹/₁₆·印张 15·字数 362 千字

1983年6月北京第一版·1984年5月北京第二次印刷

印数 5,201—7,300·定价 1.60 元

*

统一书号: 15033·5147

前 言

本书是高等工业院校焊接专业“弧焊电源”课程的参考书。全书共分为两篇：第一篇论述了几种主要弧焊整流电源，包括动圈式弧焊整流器、磁放大器式弧焊整流器、可控硅式弧焊整流器及晶体管式弧焊整流器。内容有原理分析及其设计计算。考虑到工科院校机械类电工学教学大纲中磁路部分已大为削弱，而电磁计算又是本专业的重要内容之一，故编写了第四章变压器及交、直流电抗器的设计计算，作为附加。

第二篇为电子计算机控制的基本知识及在弧焊电源控制中的初步应用。

本书可供高等工业院校焊接专业师生使用，亦可供焊接工程技术人员参考。

本书由清华大学何方殿同志主编，清华大学周明德、施克仁同志协编。其中第二篇由周明德、施克仁合写，第二章由施克仁编写，其余由何方殿编写。本书由清华大学吴志强同志审阅。一机部教材编辑室董连仁同志为责任编辑。

由于编者水平所限，书中定有不妥之处，敬希读者提出宝贵意见。

L_D ——直流电感
 L_s ——漏感
 N ——匝数
 N_1 ——变压器初级匝数
 N_2 ——变压器次级匝数
 N_j ——磁放大器交流线圈匝数
 N_k ——磁放大器控制线圈匝数
 N_p ——磁放大器偏移线圈匝数
 P ——功率；拉普拉斯变换算子符号
 P_s ——整流变压器额定容量
 Q ——铁心窗口面积
 R ——电阻
 R_d ——整流负载电阻
 R_j ——磁放大器交流线圈电阻
 R_k ——磁放大器控制线圈电阻
 R_A ——电弧电阻
 r ——纹波因素
 S ——铁心截面；脉动系数
 SCR——可控硅
 T ——晶体管；时间常数
 t_b ——维弧时间
 t_p ——脉冲时间
 U ——电压
 U_0 ——空载电压
 U_1 ——变压器初级电压
 U_2 ——变压器次级电压
 U_d ——整流电压
 U_e ——额定电压
 U_f ——反馈电压
 U_g ——给定电压
 U_h ——电弧电压
 U_j ——磁放大器交流线圈电压平均值
 U_k ——磁放大器控制线圈电压
 U_L ——电感电压；磁放大器交流线圈电压有效值
 U_m ——正弦交流电压幅值
 U_s ——饱和电压
 U_t ——平衡电抗器上基波电压有效值
 ΔU ——换相压降
 u ——瞬时电压
 W ——能量
 $W_s(P)$ ——闭环传递函数
 $W_k(P)$ ——开环传递函数
 X ——感抗
 X_s ——漏抗
 YF——运算放大器

α ——可控硅移相控制角
 γ ——重叠角
 ϵ ——动圈式变压器线圈间的距离
 μ ——导磁率
 μ_0 ——空气导磁率
 μ_{rA} ——相对有效导磁率
 ξ ——阻尼系数
 $\sigma\%$ ——超调量
 ϕ ——磁通量
 $\Delta\phi$ ——磁通起伏
 ϕ_1 ——磁放大器每个周期的磁通起始值
 ϕ_j ——磁放大器交流磁通
 ϕ_k ——磁放大器控制磁通
 ψ ——磁通链
 ω ——角频率

第 二 篇

1. 电流
 i ——包含有直流的电流瞬时值
 I ——直流电流
 2. 电压
 v ——包含有直流的电压瞬时值
 V ——直流电压
 E ——直流电动势
 3. 管子
 D ——二极管
 T ——晶体三极管；场效应管
 DW ——稳压管
 4. 触发器
 C ——触发器
 $Q、\bar{Q}$ ——触发器的两个输出端
 CP ——时钟脉冲
 R ——复位输入端
 S ——置位输入端
 D —— D 触发器输入端
 $J、K$ —— $J-K$ 触发器两个输入端
 5. 下标符号
 c ——集电极
 b ——基极
 e ——发射极
 s ——源极
 D ——漏极
 g ——栅极
 i ——输入
 o ——输出
 L ——低；负载
 H ——高

目 录

第一篇 弧焊整流电源

第一章 硅整流弧焊电源	1
§ 1-1 概述	1
§ 1-2 动圈漏磁式弧焊整流器	1
一、普通铁心电抗器和动圈漏磁式变压器的振动问题	2
二、单相动圈漏磁式弧焊变压器的漏抗计算	6
三、三相动圈式变压器的漏抗计算和动圈漏磁式弧焊整流器的短路电流计算	10
§ 1-3 磁放大器式弧焊整流器接线及工作原理	14
一、CF 的基本工作原理	14
二、内反馈 CF 的接线及工作原理	16
三、无反馈 CF 的工作原理	22
四、部分内反馈 CF 的工作原理	27
五、磁放大器小结	28
§ 1-4 磁放大器式弧焊整流器的焊接电流稳定性问题	29
一、电网波动的情况	30
二、焊接电流的热稳定性	31
§ 1-5 磁放大器式弧焊整流器的动特性问题	31
一、CF 动特性在主回路中的表现	31
二、为什么 N_j 在主回路的过渡过程中具有电容的性质	34
三、控制回路的过渡过程	35
四、电网电压或负载电阻突变时的过渡过程	37
五、CF 焊机动特性的改善方法	37
六、低频脉冲 CF 式 TIG 焊机的应用	41
§ 1-6 焊机用磁放大器的设计计算	43
一、CF 铁心结构及材料	43
二、内反馈 CF 的设计计算	43
三、部分内反馈 CF 的设计计算	46
四、无反馈 CF 计算特点	48
第二章 可控硅式弧焊整流电源	49
§ 2-1 概述	49
一、可控硅式弧焊整流器的主要特点	49
二、电路	50
§ 2-2 可控硅式弧焊整流器的主电路——带平衡电抗器双反星形可控整流电路的工作原理	50
一、三相半波可控整流电路	51
二、带平衡电抗器双反星形可控整流电路——三相半波可控整流电路的并联	54
三、带平衡电抗器双反星形可控整流电路在不同控制角时的波形图	56
四、基本电量之间的关系	58

§ 2-3 可控硅式弧焊整流器主电路的设计	60
一、电路形式	60
二、整流变压器的设计	61
三、可控硅元件的选择及其保护电路的设计	66
四、平衡电抗器的设计	75
五、直流电感的设计	79
§ 2-4 可控硅触发电路	79
一、可控硅控制极的特性	79
二、对触发电路的要求	80
三、触发电路的数目	80
四、触发电路工作原理	82
五、触发脉冲输出环节——脉冲变压器的设计	85
§ 2-5 反馈电路	93
一、反馈电路的方式	93
二、反馈信号的取样方法	94
三、反馈运算电路	98
§ 2-6 可控硅弧焊整流器过渡过程分析	99
§ 2-7 可控硅弧焊整流器实用控制电路举例	103
一、可控硅弧焊整流器的焊接规范控制电路	103
二、可控硅弧焊整流器的特殊功能控制	106
第三章 晶体管式弧焊整流器	108
§ 3-1 概述	108
§ 3-2 模拟式晶体管弧焊整流器	109
一、工作原理	109
二、电源举例——NJGC-150 型晶体管 CO ₂ 弧焊整流器	111
三、电子电抗器	112
四、函数发生器	115
五、研制晶体管弧焊电源要注意的几个问题	116
§ 3-3 开关式晶体管弧焊整流器	117
一、直流开关式晶体管弧焊整流器	117
二、逆变式晶体管弧焊电源	119
§ 3-4 晶体管式脉冲弧焊电源	119
一、新型 MIG 脉冲电弧控制法(QH-ARC 法)原理	120
二、QHT-80型晶体管焊接电源的特点和性能	121
第四章 变压器及交直流电抗器设计	124
§ 4-1 交直流磁路的区别	124
一、交流磁路	124
二、直流磁路	124
三、磁场强度和电流的关系(磁场回路定律)	125
四、计算举例	126
§ 4-2 变压器的设计计算	127
一、概述	127

二、设计步骤	128
三、变压器设计举例	130
四、三相变压器及其设计介绍	133
五、有关硅钢片、导线规格等资料介绍	136
§ 4-3 交流电抗器的设计计算	141
一、电感计算概述	141
二、焊机交流电感的计算	142
三、交流电感计算举例	143
§ 4-4 直流电抗器的设计计算	144
一、线性电感的简易算法	145
二、摆动电感的计算	146
三、摆动电感的设计步骤	147
四、小结	149
§ 4-5 气隙较大时的电感算法	150
一、概述	150
二、介绍一种电感计算方法	151
三、电感计算举例	153

第二篇 弧焊电源的控制

第五章 弧焊电源控制的概述	155
§ 5-1 定义	155
§ 5-2 弧焊电源的一般控制方法	155
一、继电器控制电路	155
二、继电器与半导体混合控制电路	157
§ 5-3 弧焊电源控制的新技术	157
一、用逻辑组合式顺序控制器控制弧焊电源	157
二、弧焊电源的数字控制	163
第六章 数控技术基础	165
§ 6-1 数制和基本逻辑电路	165
一、数字电路中的数制	165
二、进位制数之间的转换	167
三、二进制编码的十进制数 (BCD)	170
四、原码、补码和反码	171
五、基本逻辑电路及转换	173
六、正逻辑与负逻辑	174
§ 6-2 集成触发器及时序网络	176
一、时钟触发器的构成	176
二、几种功能触发器的性能	180
三、寄存器	182
四、移位寄存器	183
五、二进制计数器	184
六、十进制计数器	186
§ 6-3 组合网络	189

一、编码器	189
二、译码器	190
三、BCD 码显示电路	191
§ 6-4 大规模集成电路	194
一、MOS 场效应管的原理和特性	194
二、MOS 反相器电路	197
三、逻辑“与非”门和“或非”门电路	198
四、触发器电路	199
五、MOS 随机存储器(RAM)的基本单元	201
六、RAM 结构	203
七、只读存储器(ROM)	205
第七章 数控技术在弧焊电源控制中的应用	208
§ 7-1 焊接程序的数字控制	208
一、用数字脉冲发生器产生数字脉冲	208
二、将焊接程序编成数字指令	209
三、将各步指令在焊前存入记忆装置	210
四、指令操作系统	212
五、执行系统	214
六、显示系统	216
§ 7-2 焊接规范的数字控制	217
一、模拟量与数字量	217
二、焊接规范的采样与量化	218
三、数-模和模-数转换电路	225
四、保持器	232

本书中主要符号代表的意义

第一篇

B —— 磁感应强度 (磁通密度)	I_e —— 额定电流
B_m —— 磁感应强度幅值	I_F —— 流过可控硅元件电流平均值
B_s —— 饱和磁感应强度	I_h —— 焊接电流
CF —— 磁放大器	I_j —— 磁放大器交流线圈电流平均值
D —— 整流二极管	I_k —— 磁放大器控制线圈电流
E —— 电动势	I_L —— 磁放大器交流线圈电流有效值; 电感电流
E_k —— 可控硅移相控制电压	I_p —— 磁放大器偏移线圈电流
f —— 频率	I_1 —— 变压器初级电流
F —— 力; 导线截面积	I_2 —— 变压器次级电流
F, F_s —— 电压波形系数	I_{2F} —— 变压器次级线电流平均值
FS% —— 负载持续率	$I_{2\text{有效}}$ —— 变压器次级线电流有效值
G —— 磁导	i —— 各种瞬时电流
g —— 单位长度铁柱的磁导	i_h —— 环流
H —— 磁场强度	j —— 导线允许长期电流密度
I —— 电流	k —— 各种系数
I_d —— 整流直流电流平均值; 短路电流	L —— 电感

第一篇 弧焊整流电源

第一章 硅整流弧焊电源

§ 1-1 概 述

弧焊整流器（俗称整流焊机）是利用交流电经变压、整流而获得直流电的。按主回路和控制元件的种类，可分为硅整流弧焊电源、可控硅整流弧焊电源及晶体管式整流弧焊电源。本章所讨论的硅整流弧焊电源，实质上是用交流焊机经硅元件整流而得到直流电。其主变压器和外特性调节机构与交流弧焊电源差别不大，其方框图见图 1-1。为了减少输出电流的脉动，一般用三相交流电。输出电抗器是为了滤波和改善直流焊接电源的动特性。

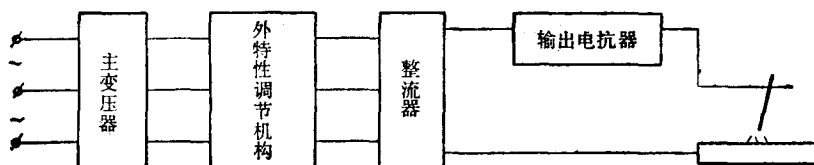


图1-1 弧焊整流器方框图

按焊机外特性，硅弧焊整流器可分为平特性和下降特性（包括垂直陡降外特性）两大类，以满足不同的焊接工艺要求。按结构则可分为：

- (1) 抽头变压器式（水平外特性）；
- (2) 动圈漏磁式（下降外特性）；
- (3) 动铁漏磁式（下降外特性）；
- (4) 磁放大器式（可获得各种形状的外特性）；
- (5) 自调电感式（水平外特性）。

本章将主要讨论下列问题：

- 1 动圈漏磁式弧焊整流器的振动问题以及三相动圈漏磁式变压器的漏抗计算。
- 2 磁放大器式弧焊整流器的原理、动特性以及焊机用磁放大器的设计计算。

§ 1-2 动圈漏磁式弧焊整流器

动圈漏磁式弧焊整流器，就是由动圈漏磁式变压器及整流装置组成。靠调节初、次级线圈间的距离来改变漏感，从而改变焊接电流。由于存在可动线圈，在交流电磁力作用下就要产生振动问题。这种振动，就使得动圈的位置作少量变化，它必然要引起漏感及焊接电流发生变化而影响电弧的稳定性。作为弧焊整流器，一定要减小上述振动，才能获得稳定的直流焊接电弧。当然，关键还是归结到交流弧焊变压器的振动问题。

对于交流弧焊变压器而言, 振动问题同样要影响交流电弧的稳定性。各种弧焊变压器的振动情况各不相同。动圈式交流弧焊变压器的振动较之普通铁心电抗器的交流弧焊机要小得多。此外, 还有一个值得注意的现象, 就是当焊接电流调小时, 动圈式变压器的振动减小, 而普通铁心电抗器的振动反而增大。这就是说同体式(即复合式)交流焊机电流越小, 则电弧越不稳定。因此在某些工艺上要求用交流电施焊时, 例如铝合金 TIG 焊接, 一定要设法减少振动。故这类焊机多用单相动圈式交流弧焊机加上电子脉冲稳弧装置, 就可以获得稳定的交流电弧, 焊机空载电压~80伏即可。在过去, 老式的 TIG 交流焊机是用复合式变压器, 空载电压要~200 伏才能稳定电弧, 既笨重又耗电。

由上述可知, 整流焊机的振动问题决定于选用什么类型的交流焊机来整流。至于为什么动圈式交流焊机的振动比复合式焊机小, 则将在下面详细讨论。其结论将是: 由于二者磁路的气隙中磁通密度不同, 动圈式交流焊机的磁通密度小而铁心电抗器的磁通密度大, 这就使得二者的振动力不同。

本节将分别讨论振动问题及三相动圈式变压器的漏抗计算方法。

一、普通铁心电抗器和动圈漏磁式变压器的振动问题

1. 铁心电抗器的振动问题 (图1-2)

当电抗器线圈通电以后, 铁心气隙就要产生电磁吸力 F

$$F = \frac{dW}{d\delta} \quad (1-1)$$

式中 W ——气隙的磁场能量;

δ ——气隙长度。

设电感线圈上接上电压 u , 产生电流 i , 在铁心中产生磁通 ϕ , 由于磁通是连续的, 故在气隙中也为磁通 ϕ 。设铁心的磁阻不计, 则可认为全部磁动势 IN 都降落在气隙上, 即磁场能量全部集中在气隙内。 N 为电感匝数。设 H 为磁场强度, 则气隙的磁场能量 W 为

$$W = \int u i dt = \int N \frac{d\phi}{dt} i dt = \int N i d\phi$$

$$\because H = \frac{iN}{\delta}$$

$$\therefore i = \frac{H\delta}{N}$$

又有 $\phi = BS$ (S 为铁心截面积)

$$\therefore W = \int N \frac{H\delta}{N} S dB = S\delta \int H dB = V \int H dB \quad (1-2)$$

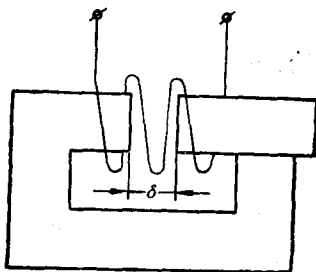


图1-2 铁心电抗器

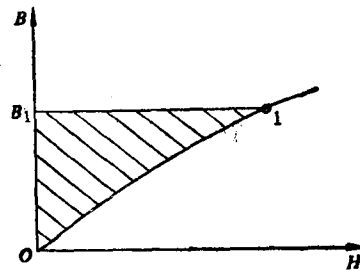


图1-3 磁场能量图

式中 V 为气隙磁场的体积。故单位体积的磁场能量为 $\int H dB$ ，其几何意义为 $B-H$ 曲线与纵轴所包含的面积 $O1B_1$ ，如图 1-3 所示。 B_1 就是工作点的磁通密度，它决定于电压、磁路截面等参数。

为了便于求电磁力 F ，还可以换一种表示方法。设空气导磁率为 μ_0 ，则

$$\begin{aligned} \therefore H &= \frac{B}{\mu_0} \\ \therefore W &= S\delta \int \frac{B}{\mu_0} dB = \frac{S\delta}{2\mu_0} B^2 \end{aligned} \quad (1-3)$$

代入式(1-1)，得

$$F = \frac{dW}{d\delta} = \frac{B^2}{2\mu_0} S \quad (1-4)$$

说明一下，上面所推导出的电磁吸力公式无论对直流和交流、稳态和暂态、串联线圈和并联线圈，都是适用的，但在交流电抗器的情况下， B 是在 O 与最大值 B_m 之间变化，故电磁吸力也在 O 与最大值 F_m 之间变化，因而造成振动。

当采用千厘米秒制单位时， B 单位为特斯拉(即韦/米²)， S 单位为米²， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米。则可计算得出 F 的单位为牛顿。

通常采用 B 的单位为高斯， S 单位为厘米²， F 单位为公斤，则要经过换算。

$$1 \text{ 特斯拉} = 1 \text{ 韦/米}^2 = \frac{10^8 \text{ 麦}}{10000 \text{ 厘米}^2} = 10^4 \text{ 高斯}$$

$$(1 \text{ 韦} = 10^8 \text{ 麦})$$

$$1 \text{ 米}^2 = 10^4 \text{ 厘米}^2$$

$$1 \text{ 牛顿} = 0.102 \text{ 公斤}$$

经换算，得

$$F_m = \left(\frac{B_m}{5000} \right)^2 S \quad (1-5)$$

式中 B_m 为磁感应强度(磁通密度)幅值，单位为高斯； S 为气隙磁路截面，单位为厘米²。当气隙很小时，即近似为铁心截面。当 B 值最大时，电磁吸力达最大值 F_m ，单位为公斤。

现在讨论把焊接电流调到不同数值时的振动情况。都以电弧短路的情况为例来讨论。若把气隙调小，则电感变大，短路电流变小。从电路角度来看，当电弧负载短路时，全部交流空载电压都加在电抗器上，只是电抗器的电感不同而造成电流不同。现从磁路角度来讨论铁心中的磁通情况。

对于交流磁路而言，它有一项重要特性，就是铁心磁通量 ϕ 只决定于线圈外加电压 u_L 而与磁路结构无关。这是由于交流磁路中是电磁感应定律在起作用。证明如下：

$$\text{设} \quad \phi = \phi_m \sin \omega t$$

$$\text{则} \quad u_L = N \frac{d\phi}{dt} = \omega N \phi_m \cos \omega t = U_m \cos \omega t$$

可见

$$U_m = \omega N \phi_m$$

$$\therefore U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{\omega}{\sqrt{2}} N \phi_m = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N \phi_m = 4.44 f N \phi_m$$

式中 U ——电感上电压的有效值;

f ——电源频率;

N ——电感匝数;

ϕ_m ——铁心磁通幅值。

上式说明, 不管电感的气隙调大、调小, 只要交流电压 U 相同, 则铁心中 ϕ_m 相同。若磁路气隙小, 则磁阻小, 产生同样 ϕ_m 所需的电流就小。这实际上就是磁路气隙小, 磁阻小, 电感变大, 加上同样交流电压, 则电流变小。

从这里可以看出交流磁路的计算步骤是由电压^{决定}→磁通^{决定}→电流。这正是交流磁路计算区别于直流磁路计算的关键, 必须掌握。详细情况请参看本书 § 4-1。

由此看来, 不管焊接电流调大、调小, 电抗器铁心磁通不变, 振动力也应该不变。为什么把焊接电流调大以后电抗器振动力减小呢? 这是因为电流调大, 即是气隙调大, 造成气隙内磁通杂散, 即磁路截面加大。故气隙内的磁通密度 B_m 减小, 见图 1-4。气隙越大, B_m 越小。电磁力与 B_m^2 成正比, 尽管磁路截面 S 也在加大, 但是一次方的关系, 故电磁吸力减小。

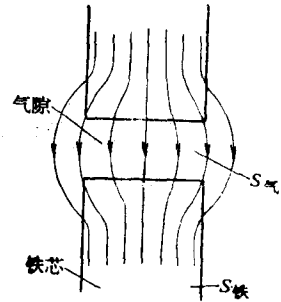


图1-4 气隙磁通杂散图

2. 动圈漏磁式焊机的振动问题

设动圈漏磁式变压器初、次级线圈间的距离为 e , 见图 1-5。则由漏磁通所引起的振动力如式 1-1 所述

$$F = \frac{dW}{de}$$

式中 W ——为电感即漏感的能量。

为利于计算振动力, 现换一种方式表示 W 。

$$W = \int u i dt = \int L \frac{di}{dt} i dt = L \int i di = \frac{1}{2} Li^2$$

现分析电弧负载短路时的振动情况。此时全部空载电压都降在漏感上,

$$\therefore u_L = u = L \frac{di}{dt}$$

式中 u ——空载电压。

$$F = \frac{dW}{de} = \frac{d\left(\frac{1}{2} Li^2\right)}{de} = \frac{1}{2} \left(i^2 \frac{dL}{de} + 2Li \frac{di}{de} \right) \quad (1-6)$$

研究式(1-6)括号中的第二项:

$$\text{设} \quad u = U_m \sin \omega t$$

则

$$i = \frac{1}{L} \int u dt = \frac{1}{L} \int U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\omega L} \cos \omega t$$

即

$$\frac{di}{de} = \frac{d\left(\frac{U_m}{\omega L} \cos \omega t\right)}{de} = \frac{U_m}{\omega} \cos \omega t \frac{d\left(\frac{1}{L}\right)}{de}$$

这是因为在 i 的表达式中只有 L 才是 ϵ 的函数，其余都不是 ϵ 的函数，微分时按常数处理。

$$\begin{aligned} \therefore \frac{di}{d\epsilon} &= \frac{-U_m}{\omega L^2} \cos \omega t \frac{dL}{d\epsilon} = -\frac{i}{L} \frac{dL}{d\epsilon} \\ \therefore 2Li \frac{di}{d\epsilon} &= 2Li \left(-\frac{i}{L} \frac{dL}{d\epsilon} \right) = -2i^2 \frac{dL}{d\epsilon} \end{aligned}$$

代入式(1-6)，得

$$F = -\frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\epsilon} \quad (1-7)$$

以后还要谈到， $\frac{dL}{d\epsilon}$ 在一般情况下是常数，故 $F \propto i^2$ 。负号表示是排斥力。

上式表明一个重要性质，即焊接电流越小，则电磁力越小，有利于电弧稳定。而且正如下面的计算将要证明的那样，动圈式焊机的最大振动力将比同容量的铁心电抗器小十几倍到几十倍。从物理意义上来说，实际上就是因为二者的气隙磁通密度不同。铁心电抗器的气隙 B_m 差不多等于铁心内的磁通密度(达上万高斯)，而动圈漏磁式变压器的漏磁通分布在初、次级线圈间的一个较大的空间里，漏磁磁路的截面很大，故 B_m 很小，因而振动力小。特别是在小电流时，初、次级线圈的距离调到很大，因而振动力更小。事物总是一分为二的，动圈式焊机为了获得小电流，必须加大线圈间距离，即必须使焊机的体积和重量加大。可以说，振动小和焊机体积较大是一个问题的两个方面。当然如设计合理，动圈式焊机的技术经济指标还是较好的，比磁放大器式弧焊整流器要轻巧得多。

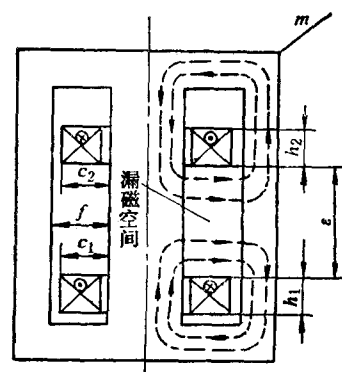


图1-5 动圈漏磁式变压器

例如BX1-500型复合式交流焊机，电抗器铁心截面 120 厘米^2 ， $B_m = 10000$ 高斯，则作用在动铁心上的最大电磁力 F_m 为

$$F_m = \left(\frac{B_m}{5000} \right)^2 S = \left(\frac{10000}{5000} \right)^2 120 = 480 \text{ (公斤)}$$

而额定电流为 500 安的动圈式焊机，焊机形状见图1-10。漏抗计算可以全部折合到次级线圈，以后将证明(见式1-15)：

$$\frac{dL}{d\epsilon} = N_2^2 \mu_0 g$$

代入式(1-7)，得

$$F_m = -\frac{1}{2} i^2 N_2^2 \mu_0 g \text{ (牛顿)}$$

即
$$F_m = -\frac{1}{2} \times (350)^2 \times 22^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 5.54 = -205 \text{ 牛顿}$$

式中 g ——单位长度铁心柱的磁导，只与铁心形状及尺寸有关，在所给定的焊机情况下，查出 $g = 2.77$ 。考虑半个变压器， $2g = 5.54$ ；

N_2 ——次级匝数， $N_2 = 22$ 匝。两个线圈并联；

i_{2m} ——每个次级线圈的电流幅值, $i_{2m} = \sqrt{2} \times 250 = 350$ 安;

μ_0 ——空气导磁率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米。

可见每个次级线圈最大振动力仅为205牛顿(约20公斤)。两个线圈的振动力共40公斤,是普通电抗器式焊机的1/12。因而在要求稳弧性高的场合多用动圈式焊机。

动圈式焊机初、次级线圈间的排斥力 F 直接与焊接电流有关,利用这一性质,还可以做成消除电网波动的影响,自动稳定焊接电流的装置,这是一般弧焊变压器作不到的。例如,可动线圈不是用丝杠调节固定,而是挂一固定的重物 G (实际上是施加一个固定的力),则焊接时一定使动圈保持在 F 与 G 互相平衡的位置上。若 $F > G$, 则动圈向上移动,使初、次级间距离加大,结果电流减小使 F 下降;若 $F < G$, 则两线圈间距离减小,结果电流加大而使 F 加大,最后保证使 $F = G = \text{常数}$,当然就能保证焊接电流不变,而不管电网如何波动。调节 G 的大小就是调节焊接电流的方法。

动圈式焊机的缺点是:由于是靠改变初、次级线圈间的距离来改变焊接电流的大小,如果要求调节的电流下限较低,则距离 e 需要很大才行,这样就要消耗大量硅钢片,这也可以说是小电流电弧稳定的“代价”。显然,要把电流调节范围做得很大是不经济的。

二、单相动圈漏磁式弧焊变压器的漏抗计算

漏抗的计算方法有多种。为了便于计算三相动圈漏磁式变压器的漏抗,可采用直接由漏磁磁路的磁导来计算漏抗的方法。

1. 漏感与漏磁磁导

变压器的漏感 L 可以全部折算到初级(或次级),即认为漏磁全部由初级线圈 N_1 (或次级线圈的 N_2) 所产生。这是因为计算总漏感时,可以把变压器折合成匝数比 = 1:1 的变压器来考虑。折合成到初级时,初、次级都用匝数 N_1 、电流 I_1 ,这样算出来的漏感就是折算到初级的总漏感。若初、次级都用 N_2 和 I_2 ,则总漏感就折算到次级了。

例如图1-5、6所示的动圈漏磁式变压器,设忽略铁心的磁阻,则漏磁通磁势全部集中在初、次级线圈之间的空间里。

空间的漏磁通量可表示为下列微分方程

$$d\phi = \mu_0 I N g de \quad (1-8)$$

式中 μ_0 ——空气导磁率, $\mu_0 = 0.4\pi \times 10^{-3}$ 亨/厘米;

IN ——磁势, $IN = I_1 N_1 = I_2 N_2$;

g —— $\mu = 1$ 时,在单位铁柱高度上的中间铁柱与边上铁柱之间的磁导。

若考虑总磁导 G , 则

$$G = g\epsilon \quad (1-9)$$

磁导是与磁阻相反的概念,表示 $\mu = 1$ 时一定形状的介质导磁能力。它只与磁极的几何尺寸、形状有关。例如,讨论图1-7 a) 所示平行磁极端面间的磁导(不计杂散)。设磁阻为 R_m 。

$$\phi = \frac{IN}{R_m} = \frac{IN}{\frac{1}{\mu_0} \frac{f}{S}} = \mu_0 IN \frac{S}{f} = \mu_0 IN \frac{m\epsilon}{f}$$

式中 $S = m\epsilon$ ——磁路截面;

f ——磁路平均长度。

但

$$\phi = \mu_0 I N G = \mu_0 I N g \epsilon$$

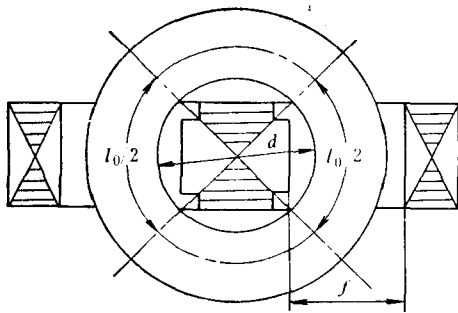
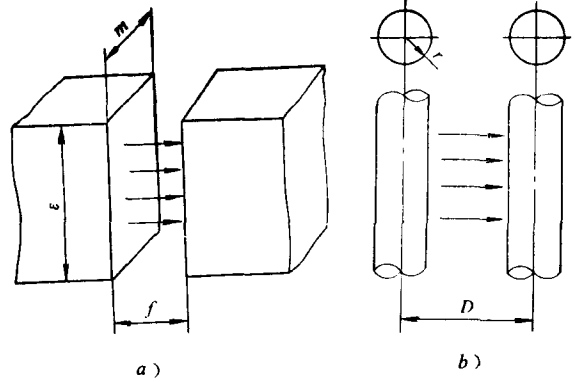


图1-6 动圈式变压器断面图

图1-7 磁极间的磁导
a) 平行磁极 b) 圆柱形磁极

$$\therefore G = \frac{S}{f} = \frac{m}{f} \epsilon \quad (1-10)$$

$$\therefore g = \frac{m}{f} \quad (1-11)$$

可见

$$R_m = \frac{1}{\mu_0} \frac{1}{G}$$

$g = \frac{m}{f}$, 即磁通穿过空气时, 单位高度上的磁通截面与磁路长度之比, 就是单位高度铁心间的磁导。

引入磁导概念的好处, 在于它的计算方法和电容的计算方法完全相同。这是因为磁场的磁力线分布与静电场的电力线分布有相似之处, 即金属导体之间的电力线分布和相同形状的磁极之间的磁力线分布完全一样。因而磁极的磁导就等于电极的电容。例如平行磁极端面间的磁导, 和平行金属板的电容完全一样。若介质的介电系数为1, 则平行金属板间电容 C 为:

$$C = \frac{S}{f} \quad (1-11)'$$

式中 S 为金属板的面积, f 为板间距离。

从而也可按电容计算的方法, 算出图1-7 b) 所示两平行圆铁心之间的磁导。当 $D \gg r$ 时

$$G = \frac{\pi \epsilon}{\ln \frac{D}{r}} \quad (1-12)$$

$$g = \frac{\pi}{\ln \frac{D}{r}} \quad (1-13)$$

当铁心形状不规则时, 可用实验方法求磁导。

下面继续讨论折合到次级的漏感。见图1-5、1-6。

$$d\psi = Nd\phi = I_2 N_2^2 \mu_0 g d\epsilon \quad (1-14)$$

$$\frac{1}{I_2} \frac{d\psi}{d\varepsilon} = N_2^2 \mu_0 g$$

若忽略由于距离的微小变化所引起的线圈电流 I_2 的变化, 则

$$\begin{aligned} \frac{1}{I_2} \frac{d\psi}{d\varepsilon} &\approx \frac{dL}{d\varepsilon} \left(\because L = \frac{\psi}{I} \right) \\ \therefore \frac{dL}{d\varepsilon} &\approx N_2^2 \mu_0 g \end{aligned} \quad (1-15)$$

$$\begin{aligned} L &= \int dL = \int \mu_0 N_2^2 g d\varepsilon = \mu_0 N_2^2 g \varepsilon + L_0 \\ \therefore X &= \omega L = \omega \mu_0 N_2^2 g \varepsilon + X_0 \end{aligned} \quad (1-16)$$

由式(1-16)算出的漏抗, 是折算到次级的总漏抗。 L_0 、 X_0 为 $\varepsilon = 0$ 时的最小漏感及漏抗。

2. X_0 的计算

当初、次级线圈间距离 $\varepsilon = 0$ 时, 最小漏抗为 X_0 , 可推荐用下面方法计算: 线圈可分成窗口内的部分, 其漏抗为 X_n ; 窗口外的部分, 其漏抗为 X_y 。则

$$\begin{aligned} X_0 &= X_n + X_y \\ X_n &\approx \frac{\omega \mu_0 N_2^2 l_0}{f} \times \frac{1}{3} (h_1 + h_2) \end{aligned} \quad (1-17)$$

式中 l_0 为线圈在窗口内的那部分长度。

$$\therefore g = \frac{l_0}{f} \quad \therefore l_0 = gf$$

g 可由图 1-8 曲线查出。

$$\therefore X_n \approx \omega \mu_0 N_2^2 g \frac{h_1 + h_2}{3} \quad (1-18)$$

X_y 的计算, 可按式(1-19)进行。设线圈平均匝长为 l , 则窗口外的部分长为 $(l - l_0)$ 。

$$X_y = 4 \times 10^{-7} \omega N_2^2 (l - l_0) \ln \frac{g_{12}}{g_1 g_2} \quad (1-19)$$

式中 $g_1 = 0.223(2c_1 + h_1)$;

$g_2 = 0.223(2c_2 + h_2)$ 。

当 $1 < \frac{2c}{h} < \infty$ 时:

$$g_{12} = 2c_0 \left(0.22 + 0.75 \frac{h_0}{2c_0} \right)$$

式中 当 $\frac{2c_0}{h_0} < 1$ 时:

$$g_{12} = 0.95h_0$$

式中 $c_0 = \frac{c_1 + c_2}{2}$; $h_0 = \frac{h_1 + h_2}{2}$ 。

3. g 的求法

(1) 壳型(日形)铁心 g 取决于中间铁柱直径 d 与窗口宽度 f 的比值。见图 1-8 的曲线。