

王瑞华 等 编著

电子变压器设计手册

科学出版社

R
7M402-62
1

电子变压器设计手册

王瑞华等 编著

科学出版社

1993

36

(京)新登字 092 号

内 容 简 介

本书是一本工具书,书中介绍小功率电源变压器、高压和高电位变压器、音频变压器和超音频输出变压器、变换器中的变压器、变换相数的变压器、变换频率的变压器、磁控变压器、充电变压器、调幅器式变压器、触发器式变压器、参量变压器、磁通可控的铁磁谐振变压器、电感电容联合体、滤波器式变压器、移相与鉴相变压器、低频压电变压器、高频压电变压器、宽频带压电变压器、具有匹配尺寸的压电变压器、多层压电变流器、盒式压电变流器、交流扼流圈、滤波扼流圈、饱和扼流圈、充电扼流圈、转换扼流圈等的工作原理、绕组线路、最佳结构及设计计算方法,详细列出了设计步骤,并以图表的形式提供了设计所必须的大量参考资料。

本书可供无线电设备电源及电子变压器行业的广大工程技术人员使用,也可供雷达、高能物理、自动控制、通讯、广播电视、水声、冶金、电机、电器等部门的科技工作者及高等院校相应专业的师生参考。

电 子 变 压 器 设 计 手 册

王瑞华 等 编著

责任编辑 魏 玲

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码:100717

中国科学院印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

1993 年 8 月第 一 版

1993 年 8 月第一次印刷

印数:1—3 000

开本:787×1092 1/16

印张:29 3/4

字数:691 000

ISBN 7-03-003433-3/TN·140

定价:22.00 元

前 言

变压器是用来变换电能,并把它从一个电路传输到另一个电路的静止电磁元件。在交流电路中,变压器可用来变换电压、电流、频率、相数,改变信号极性,变换信号波形,使初次级电路彼此隔离,使电路阻抗匹配,进行函数变换或功率合成等。电子变压器是电子设备中所用的各种变压器的总称。

电子技术是一门发展极其迅速的新技术。从天上的宇航设备到地下的采矿机械,从家用电器到各种尖端科学领域,都离不开电子技术,离不开电子设备。变压器是电子设备中的重要元件,各种电子设备中,或多或少地都要有一些变压器。离开变压器,许多电子设备都无法工作。

电子变压器是应用在电子线路中的,它的一系列特征都是由线路决定的。其主要特征为:输出功率较小,最低的只有微瓦级,最大的也不超过几十千伏安;频率范围极宽,从几赫到数十万赫,有的工作在单一频率,有的工作在一个频带;信号波形复杂,有正弦波、单极性矩形脉冲、方波、三角形波或梯形波,还有包含各次谐波的复杂波形;大部分是单相的,少数是三相的;大部分是干式的,少数是油浸式的;结构类型比较多,常用的有壳式、单线圈心式、双线圈心式、环形、三相(见图 1.1)等,还有许多特殊的结构。线路对电子变压器的要求也是多种多样的。

由于电子变压器的上述特点,它的种类是很多的。按照工作原理、使用线路等主要特征,可以将电子变压器分成以下几类:

1. 小功率电源变压器

用在电子设备的电源线路中,变换正弦波形的电压或电流。这是数量最多、应用最广的一类电子变压器,有高压、低压、单相、三相、稳压等数种。

2. 音频和超音频变压器

用在广播、电视等设备中,有输入、输出、级间、调幅等数种。这类变压器的主要特征是工作在若干赫到数十万赫的频带内。为了满足非线性畸变、频率失真等方面的要求,希望变压器的漏感和分布电容越小越好。

3. 脉冲变压器

这种变压器所传输的是单极性脉冲,常用在雷达、高能物理、量子电子学、自动控制、计算机等线路中。为了在负载上得到良好波形的脉冲,变压器铁心的工作状态、绕组结构等都与其他变压器不同。

4. 变换器中的变压器

这类变压器的主要特征是频率高,绕组线路比较复杂,变换的信号是交流方波。因而,根据正弦波而导出的一系列关系对这种变压器是不适用的。这类变压器主要应用在开关电源中。

5. 变换相数的变压器

这种变压器常用在整流及自动控制线路中,可以把单相变为两相、三相、多相,还能把

三相变成单相、两相、多相等。这类变压器的工作原理和绕组线路都比较复杂。

6. 变换频率的变压器

这类变压器有倍频和分频两种。倍频变压器输出交流电压的频率可以是初级电源频率的任意倍。分频变压器输出电压的频率可以是电源频率的任意分之一。有时一个变压器还可以同时输出几个频率的交流电压。这种变压器的铁心柱多达几十个,绕组线路也很复杂,常用在手动工具、电蚀加工、冶金等行业中。

7. 磁控变压器

在大型电子设备中常用这种变压器来稳定或调节交流电压。这类变压器的磁路比较复杂,结构和设计方法都比较特殊。

8. 充电变压器

充电变压器有用于电容储能器中的和用于脉冲调制器中的两种。由于充放电过程具有一系列复杂的特征,因此,这种变压器的工作原理、设计方法都和其他变压器不同。

9. 多功能变压器

这是最近发展起来的一类具有多种功能的新型变压器。利用这种变压器可以进行电压、电流和功率的合成,还可以进行其他函数变换。一只变压器可以代替一片线路。参量变压器、触发器式变压器、电感电容联合体等都属于这一类。

10. 压电变压器

这是一种利用压电陶瓷材料的压电效应工作的新型元件。有压电变压器和压电变流器两种。这类变压器结构简单,工作可靠,不可燃,是一种很有前途的电子器件。

除上述外,扼流圈也是电子变压器的一个品种。

本书属于手册类工具书,内容全面、新颖、实用,着重介绍上述各类电子变压器的典型结构和最佳设计方法,列出设计步骤,提供设计所必须的参考资料,并作一些概念性说明,引用的公式一般不作推导。对于公式中涉及的大量符号,其意义应以对公式的相应说明为准;未作直接说明的,可参考书后所附的本章主要符号说明。

为避免重复,本书不研究脉冲变压器及稳压变压器,需要这方面资料的同志请查阅文献[1,2]。

参加本书编写工作的还有林森、王乔、彭红良、王林、林久明、王芃、叶岭等。

高级工程师邵介竟审阅了本书初稿,提出许多宝贵意见,作者表示衷心感谢!

由于能力所限,书中难免有疏漏与不妥之处,欢迎广大读者批评指正!

作者

1990年11月于蓉

目 录

第一章 小功率电源变压器	1
1.1 设计的主要依据	2
1.2 变压器结构与材料的选择	4
1.3 高压和高电位变压器的绝缘方式及冷却方式的选择	18
1.4 高压和高电位变压器绕组结构的选择及绝缘距离的确定	19
1.5 有关系数及尺寸功率的确定	30
1.6 电磁负荷的确定	41
1.7 铁心主要尺寸的确定	46
1.8 标准铁心的选取	47
1.9 线圈的结构计算及绕组主要参数的确定	48
1.10 变压器的损耗和最热点温升	54
1.11 小功率电源变压器的设计程序	57
1.12 设计计算时应注意的其它问题	61
第二章 音频和超音频变压器	64
2.1 音频变压器的电磁参数	64
2.2 音频变压器的特殊形式及其设计特点	77
2.3 音频变压器的漏感	83
2.4 音频变压器的分布电容	89
2.5 音频变压器的结构计算	96
2.6 超音频输出变压器的结构	105
2.7 超音频输出变压器各主要参数间的基本关系	109
2.8 超音频输出变压器的计算方法	112
第三章 变换器中的变压器	115
3.1 变换器中变压器的基本关系	115
3.2 变换器频率和变压器结构型式的选取	118
3.3 变压器铁心的工作状态及消除单方向磁化的措施	119
3.4 利用变压器系列进行设计	123
3.5 最轻量化变压器的设计	139
3.6 高效率变压器设计	144
3.7 高压大功率开关电源变压器的结构特点	149
第四章 变换相数的变压器	155
4.1 单相变三相的变压器	155
4.2 三相变单相的变压器	159
4.3 三相变两相的变压器	161

4.4	三相变多相的变压器	164
第五章	变换频率的变压器	169
5.1	倍频变压器的结构	169
5.2	倍频变压器的线路	171
5.3	倍频变压器的尺寸功率、利用系数、及最佳电磁状态	193
5.4	倍频变压器电磁负荷的选取	194
5.5	倍频变压器的损耗和补偿电容	196
5.6	倍频变压器设计	198
第六章	磁控变压器	203
6.1	磁控变压器的线路与结构	203
6.2	磁控变压器的最佳几何尺寸	222
6.3	磁控变压器的电压降和尺寸功率	225
6.4	磁感应强度变化倍数及最佳类别的确定	227
6.5	控制系统的选择	232
6.6	电磁负荷的确定	233
6.7	损耗和效率的确定	235
6.8	电流反馈的应用及输出电压极限值的计算	236
6.9	磁控变压器的设计方法	237
第七章	充电变压器	247
7.1	充电过程的一般规律	248
7.2	充电变压器的基本关系	250
7.3	最佳充电状态的选择	252
7.4	各种整流线路特点的考虑	253
7.5	充电变压器的设计方法	255
第八章	多功能变压器	260
8.1	小功率变压器中的集成	260
8.2	多功能电子变压器的线路	269
8.3	调幅器式变压器	274
8.4	触发器式变压器	277
8.5	参量变压器	283
8.6	磁通可控的铁磁谐振变压器	303
8.7	电感电容联合体	304
8.8	滤波器式变压器	306
8.9	倍频与分频变压器	308
8.10	平衡频率变换器式变压器	311
8.11	移相与鉴相变压器	313
第九章	压电变压器	319
9.1	压电变压器的工作原理、等值线路及主要参数	319
9.2	压电变压器的工作状态	331

9.3 压电变压器的结构	338
9.4 压电变流器的结构	346
9.5 压电材料的选择	356
9.6 提高变比的方法	360
9.7 压电变压器结构类型、振动模式及工作状态的选取	365
9.8 变压器主要尺寸的确定	368
9.9 压电变压器的外壳	370
第十章 扼流圈	373
10.1 交流扼流圈	373
10.2 滤波扼流圈	382
10.3 饱和扼流圈	389
10.4 充电扼流圈	405
10.5 转换扼流圈	407
附录	415
主要符号说明	447
主要参考文献	466

第一章 小功率电源变压器

小功率电源变压器是电子变压器中应用最广的一类变压器。由于它主要应用在电子设备的电源线路中,加之它的功率比电力变压器的功率小得多,因而称之为小功率电源变压器。

小功率电源变压器的种类很多。从绕组工作电压来看,有高压和低压两种。绕组工作电压在 1kV 以下的称为低压变压器,超过 1kV 的称为高压变压器。绕组工作电压虽然不高,但所处的直流电位超过 1kV 的变压器称为高电位变压器。高压和高电位变压器的主要特点是绝缘距离大,窗口填充系数小,绕组压降较大,绝缘介质中的损耗比较显著,变压器效率略低。

从绕组个数来看,小功率电源变压器有单绕组和多绕组两种。单绕组变压器也叫自耦变压器,它的初、次级之间既有电的联系,又有磁的联系。绕组个数大于 2 的变压器统称为多绕组变压器。小功率电源变压器多半都是多绕组的。

从输入电压的相数来看,小功率电源变压器有单相和三相两种。从电源频率来看,小功率电源变压器有工频 50Hz , 高频 400Hz , 1000Hz 等。

小功率电源变压器主要由铁心和线圈组成。铁心有冲片式和带绕式两种。绕组可以用铜线或铝线绕制。常用小功率电源变压器的结构如图 1.1 所示。

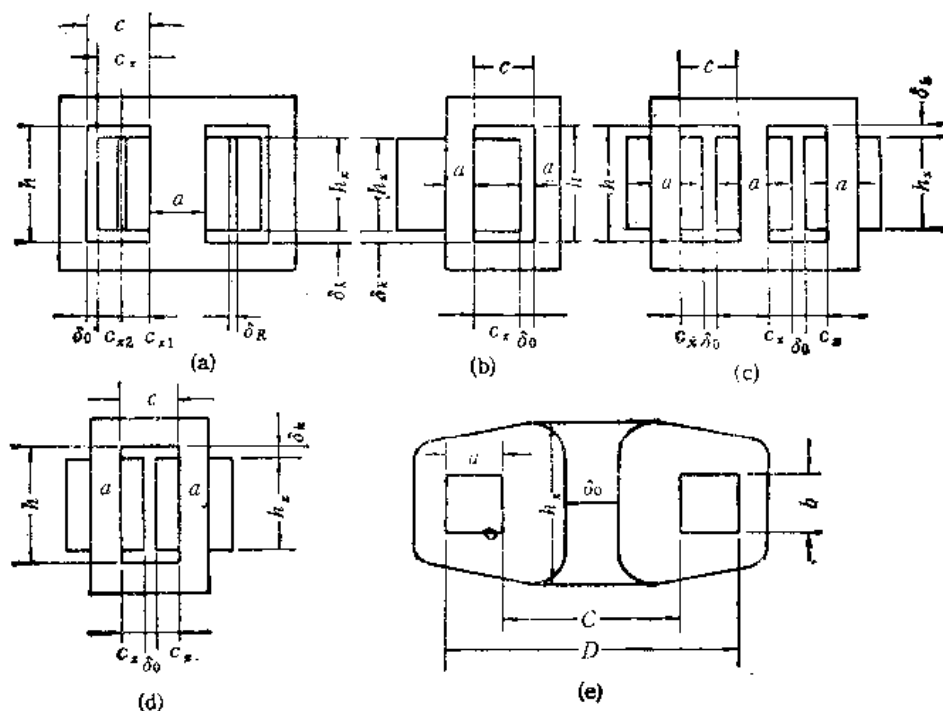


图 1.1 小功率电源变压器的结构

(a) 壳式 (KB); (b) 单线圈心式 (1XB); (c) 三相 (SB); (d) 双线圈心式 (XB); (e) 环形 (HB)

从整体结构来看,小功率电源变压器有敞开、半密封、全密封三种形式。敞开式变压器的铁心和线圈都裸露在外面。线圈灌注的变压器称为半密封式。油浸及全灌注变压器称为全密封式。

有的小功率电源变压器具有特殊结构,例如,铁心或线圈上带散热器的,利用热电偶堆冷却的,利用硅钢片铁轭宽度的不同形成自然散热器的,对称三相结构的,气体绝缘的,蒸发冷却的,以及超导变压器等^[3]。

小功率电源变压器的经济指标包括体积(V)、重量(G)、价格(J)等。这些物理量与变压器输出功率(P_2)之比称为比经济指标,如比重量 $g = G/P_2$, 比体积 $v_B = V/P_2$, 比价格 $j_B = J/P_2$ 。可以说,用本章介绍的设计方法设计出来的变压器的经济指标是最先进的。

小功率电源变压器的设计主要分三个阶段:确定铁心的主要尺寸,进行电气计算,进行绕组结构计算。开始计算之前,先要选取变压器的设计依据、结构形式、铁心与绕组材料等。

1.1 设计的主要依据

设计依据也就是设计的出发点,选取什么样的设计依据是变压器设计的重要一环。根据不同的依据进行设计,不仅设计方法不同,设计出来的变压器的性能也将大不一样。

变压器的使用条件不同,设计的主要依据也不同。普通电源变压器的设计依据有三个:平均体积温升 τ 、相对电压降 μ 、相对空载电流(即相对磁化电流) i_0 。其中哪个设计依据起主导作用要由设计条件决定。变压器的整个设计过程都围绕着主要设计依据进行,其他要求均处于次要地位。

一、平均体积温升 τ

变压器的平均体积温升(简称温升)定义为

$$\tau = \tau_B - \tau_{HJ}$$

式中, τ_B 为变压器的平均体积温度, τ_{HJ} 为环境温度。

变压器的最热点温升定义为

$$\tau_m = \tau_{Bm} - \tau_{HJ}$$

式中, τ_{Bm} 为变压器的最热点温度。

温升是影响变压器可靠性的主要因素。变压器的温升只要不超过允许值就能保证必须的变压器寿命。小功率电源变压器的温升范围很宽,低的只有 15—20℃,高的可达几百度,典型的温升值为 50℃。以温升为主要设计依据的变压器称为从温升出发设计的变压器,或称为给定温升的变压器。

二、相对电压降 μ

变压器的相对电压降定义为

$$\mu = \frac{\Delta U}{U_1} \approx \frac{\Delta U}{E_1}$$

式中, U_1 为变压器初级额定电压; E_1 为变压器初级电势; ΔU 为变压器初、次级电压降之总和:

$$\Delta U = U_1 - U'_2 = U_1 - \frac{U_2 W_1}{W_2}$$

式中, U_2 为变压器次级电压; W_1 为变压器初级绕组的匝数; W_2 为变压器次级绕组的匝数。

相对电压降表示变压器输出电压的稳定性, 可看成是在负载电流从零到额定值的整个变化范围内输出电压的变化。设计小功率电源变压器时, 相对电压降起重要作用。这是因为小功率电源变压器的工作温度范围很宽, 在实际使用条件下变压器的输出电压需要特别稳定。因此, 在许多情况下要把相对电压降作为主要设计依据, 根据相对电压降来进行变压器的设计。有时, 为了使变压器有比较高的效率, 也希望变压器的相对电压降不超过一定范围。变压器的用途不同、工作条件不同, 相对电压降的范围也不同。当对电压稳定性要求比较高时, 要求 $\mu = 0.05 \sim 0.1$, 在个别情况下甚至要求 $\mu = 0.01 \sim 0.02$ 。对于在不太重要的电子设备中使用的变压器来说, μ 值可以高达 0.2, 有时甚至不限。相对电压降的典型值为 0.1。以相对电压降为主要设计依据的变压器称为从相对电压降出发设计的变压器, 或者叫给定相对电压降的变压器。

三、相对磁化电流 i_0

变压器磁化电流的相对值定义为

$$i_0 = \frac{I_0}{I}$$

$$I = \frac{1}{W_1} \sum_{i=1}^n I_{2i} W_{2i}$$

式中, I_0 为变压器的磁化电流; I 为折算的变压器次级电流; W_1 为变压器初级绕组匝数; I_{2i} 和 W_{2i} 分别为变压器第 i 个次级绕组的电流和匝数。

小功率电源变压器的相对磁化电流值较大, 可达 0.1—0.2, 甚至大于 1。相对磁化电流的大小决定于设计和工艺。在其他条件不变时, i_0 随磁感应强度 B 的增长而增长, 随铁心中气隙的增大而增大。

如何选取 i_0 值, 这是小功率电源变压器设计中的一个重要问题。这个问题应从两方面来分析。一方面, i_0 的大小不仅对变压器本身的性能参数有影响, 而且影响电网或电源的性能指标。 i_0 增大意味着电网无功功率增长, 电源的功率因数 $\cos \phi$ 下降, 这是人们所不希望的。另一方面, 从变压器本身来看, i_0 增大, B 值可以提高, 这样可以减小变压器的体积, 因而是有利的。由此可知, 相对磁化电流 i_0 是变压器的一个重要参数。以相对磁化电流为主要设计依据的变压器称为从相对磁化电流出发设计的变压器, 或者叫给定相对磁化电流的变压器。

四、主要设计依据的选取

设计变压器时, 在什么功率范围内选取什么样的设计依据, 不仅取决于规定的 τ , μ 和 i_0 值, 还和电源频率 f 、铁心材料的质量等有关。 i_0 越小, 铁心材料的比损耗 p_0 越高,

以相对磁化电流为依据的功率范围越宽。频率越高，以温升为依据的功率范围越宽。在设计变压器时，可根据变压器的功率 P ，按图 1.2 初步选取设计依据。确定设计依据之后，再选取电流密度 j 及磁感应强度 B 。

设计依据决定着磁感应强度的选取方法，反过来，磁感应强度又影响设计依据的选取。在功率很小的变压器中，因铁心饱和条件所限，磁感应强度也不能无限增大。对于这类变压器来说，在这种情况下不能保证有最佳的损耗比，也不能保证变压器有最佳的温升。这种变压器称为工作在强迫磁化状态的变压器(简称 QZB)。磁感应强度根据温升来选取的变压器存在最佳损耗比，也有最佳的温升。这种变压器称为工作在自然磁化状态的变压器(简称 ZZB)。

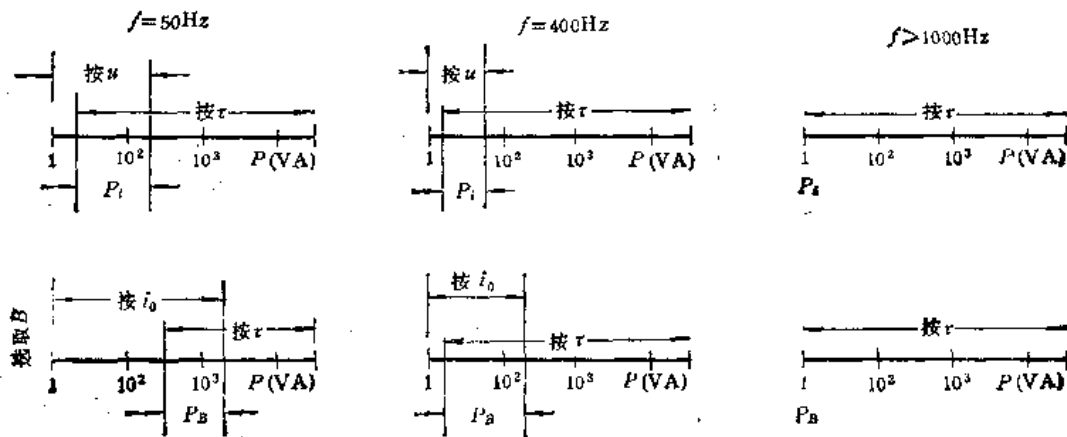


图 1.2 设计依据和变压器功率的关系

从图 1.2 可见，大多数 50Hz 的小功率电源变压器都根据饱和条件选取 B 值，都属于 QZB；高频小功率变压器多半根据温升选取 B 值，属于 ZZB。因此，粗略地讲，也可以把 QZB 称为工频变压器，把 ZZB 称为较高频变压器。

1.2 变压器结构与材料的选择

一、变压器结构形式的选取

从结构形式来看，普通电源变压器有如图 1.1 所示的五种，其经济指标见表 1.1。从该表可见，当以相对电压降为设计依据时，工频下 KB 的体积最小。当用铜线时 HB 的重量最轻(比 KB 轻 6% 左右)。XB 的经济指标接近于 KB (大 2—10%)。1XB 的比经济指标比 KB 高 15—30%。当频率较高时，XB 的重量比 KB 轻，XB 的体积比 KB 大，HB 最轻，KB 的价格略低。当采用铝线时，在任何频率下，XB 的重量都比 KB 轻。从导线消耗来看，KB 最经济，XB 次之。HB 最差(大 30—50%)。

当以相对电压降为依据设计工频变压器时，最好选用 KB。设计重量最轻和体积最小的高频变压器时，最好选用 HB。当对变压器的重量要求较严，而体积无所谓时，可采用铝线，并建议用 XB。

以温升为设计依据时，1XB 最差。当功率超过 30—50W 时，XB 比 KB 好。频率越

表 1.1 各种形式变压器的经济指标

频率 (Hz)	经济指标	q _i 值								
		以相对电压降为设计依据					以温升为设计依据			
		KB	XB	HB	SB	1XB	KB	XB	HB	SB
50	$\nu_B(\text{cm}^3/\text{W})$	5.23	5.93	5.5	7.39	7.23	3.14	2.89	4.07	3.51
	$i_B(\gamma/\text{W})$	1.86	2.18	2.22	2.69	2.63	1.37	1.21	1.4	1.48
	$\cos\phi$						98	97.9	99.4	95.9
	η						95.4	95.1	94.9	94.3
	铜	$g_s(\text{g}/\text{W})$	3	4.99	5.5	6.6	5.69	3.56	3.2	4.01
		$g(\text{g}/\text{W})$	21.9	21.3	18.6	26.5	24.6	12.1	10.5	15
	铝	$g(\text{g}/\text{W})$	19.4	18.8		23.9	21.1	10.3	8.9	10.4
400	$\nu_B(\text{cm}^3/\text{W})$	0.79	0.78	0.68	1.11	0.94	1.22	1.12	1.5	1.34
	$i_B(\gamma/\text{W})$	0.67	0.72	0.67	0.88	0.78	1.4	1.12	1.61	1.32
	$\cos\phi$						1	1	1	99.9
	η						97.4	97.1	97.6	96.5
	铜	$g_s(\text{g}/\text{W})$	0.46	0.75	0.76	0.85	0.81	1.58	1.36	2.07
		$g(\text{g}/\text{W})$	2.33	2.26	1.95	2.82	2.55	4.26	3.3	4.39
	铝	$g(\text{g}/\text{W})$	1.85	1.83		2.4	2.05	3.47	2.63	3.02

注: γ 表示人民币元。

高,尺寸越大,XB的优点越突出。工频时KB比XB重10%左右,高频时KB比XB重25%。XB的效率比KB低。设计高频小功率变压器时最好采用HB,它的 g 和 ν_B 都最好。工频时小型HB要比XB轻10%。高频时小型HB的 g 比XB低20%。然而,当功率增长时HB的优点越来越不明显。在大功率情况下,HB不仅不如XB,而且不如KB。在高频并以温升为设计依据的条件下,SB的指标和KB相当,但比XB差15—20%。工频时,SB不仅不如XB,而且不如KB,更不如HB。在以相对电压降为设计依据的条件下,SB的所有指标都不如单相变压器,经济指标比KB差30—40%。

在以相对电压降为设计依据时,三个单相变压器的经济指标要比三倍功率的一个三相变压器差。因此,一个三相变压器比三个单相变压器好(重量、体积、价格都低10%左右)。在以温升为设计依据,而且功率超过30W的情况下,SB的指标比同功率的三个XB差,特别是400Hz时,比经济指标高30%左右。由此可知,对于中功率和大功率的变压器来说,用SB代替单相变压器,重量和体积都将有所增长。

自耦变压器的尺寸功率 P_c 由下式确定:

$$P_c = \frac{P_2}{2} (1 - k'_s) \left(1 + \frac{1}{\eta} \right)$$

式中 k'_s 为自耦变压器的变比,等于低压绕组与高压绕组匝数之比; η 为变压器的效率。

在功率相同的情况下,自耦变压器的 P_c 随 k'_s 的增长而减小,经济指标因此得到改

表 1.2 不同使用条件下建议采用的变压器结构形式

变压器类别				叠片铁心	带绕铁心
低压	小功率 (10W 以下)			KB	KB 及 1XB, XB
	大中功率 (10W 以上)	f(Hz)	50	KB	XB
			400	KB	XB, HB
			>400	KB, HB	HB, XB
高压的			50	KB	1XB 及 XB, KB
			≥400	KB, HB	XB, HB
高电位的			50	KB, HB	XB, HB
			≥400	HB, KB	HB, XB
在必须有可靠的屏蔽时				HB, XB	HB, XB

善。对于功率一定的变压器来说,变压比接近于 1 时自耦变压器的体积最小、重量最轻。

当要求变压器漏磁最小或抗干扰能力较强时,最好采用绕组沿铁心均匀分布的 HB。XB 比 HB 稍差,KB 最差。从绕组分布电容来看,普通 HB 最差,分段交替分布的 HB 性能最好。

从工艺方面看,HB 最差,主要缺点是:铁心和线圈无法同时生产,因而延长了生产周期;线圈绕制时的生产率低;粗线和极细线的绕制都困难。冲片铁心变压器中,KB 的工艺性最好。XB 有两个线圈,工艺性比 KB 差。当利用带绕铁心时,XB 有两个线圈、一个铁心。KB 有一个线圈、两个铁心。由于制造铁心比制造线圈困难,所以 KB 的制造费用要比等功率的 XB 高。对于中功率和大功率变压器来说,制造费用高于材料价格,因而,XB 比 KB 经济。

初步设计时可根据变压器的功率、频率、电压等,利用表 1.2 选取适宜的结构形式。

二、主要材料的选取

1. 磁性材料

变压器的导磁体由软磁材料制成。常用的软磁材料有:电工钢、软磁合金、软磁铁氧体、非晶态合金等。

电工钢的主要成分是铁和硅,因此,也称为硅钢片(带)。按照生产工艺的不同,电工钢可分为热轧和冷轧两种。根据在磁场强度为 2500A/m 时,顺轧制方向与横轧制方向的磁感应强度 B_{2500} 之差 ΔB_{2500} 的大小,又可以把电工钢分成如下几种:

晶粒取向的冷轧硅钢片(带)的各向异性较大,通常 $\Delta B_{2500} > 0.25\text{T}$ 。常用型号有 DQ1—DQ6, DG1—DG4, DQ133—30—DQ230—35 等。

晶粒取向度小的硅钢片(带)的各向异性较小,一般 $\Delta B_{2500} \approx 0.16\text{T} < 0.25\text{T}$,常用型号有 DW270—35—DW1550—35。

热轧硅钢片。这种硅钢片的各向异性不强,当磁场强度 H 为几百安每米时, ΔB 为 20—30%;当 $H = 1000—2500\text{A/m}$ 时, ΔB 为 4—5%;当 $H > 3000\text{A/m}$ 时,无各向异性。常用型号有 DR360—50—DR265—50, DR320—35—DR225—35, DR1750G—35, DR—

1250G-20, DR1100G-10 等。

常用电工钢的电磁性能如表 1.3 和表 1.4 所示。

表 1.3 常用电工钢的电磁性能

材 料		密度 γ_T (g/cm ³)	μ_{CD} (10 ⁻³ H/m)	p_i (W/kg), H (A/m)							
型 号	厚度 (mm)			$B = 1T$		$B = 1.5T$		$B = 1.7T$			
				H_1	p_1	$H_{1.5}$	$p_{1.5}$	$H_{1.7}$	$p_{1.7}$		
DR280-35 DR225-35	0.35	7.55	0.35 0.40	1.7 1.7	1.15 1.05	11 11	2.8 2.55				
DQ1 DQ2 DQ3 DQ4 DQ6		7.65	0.40 0.50 0.60 0.70 0.80	0.8 0.7 0.6 0.5 0.4	0.9 0.8 0.7 0.6 0.5	2.6 2.5 2.2 1.8 1.7	2.0 1.8 1.6 1.4 1.15	7 6 5 4 3	2.9 2.6 2.3 2.0 1.66		
DR1250G-20 DR1100G-10			7.55	0.30 0.35	5 5	12.5 11.0	18 18	30			
DG1			7.65	0.08 0.05	0.60 0.50	0.7 0.7	10 10	2.7 2.7	22 21		
DG2				0.08 0.05	0.70 0.60	0.6 0.6	8.5 8.5	2.6 2.6	19 19		
DG3				0.08 0.05	0.80 0.70	0.5 0.5	7.5 7.5	2.5 2.5	17 16		
DG4	0.08 0.05	0.90 0.80		0.4 0.4	7 7	2.4 2.4	16 15				

注：厚度为 0.35 mm 的是 50 Hz 时参数；厚度小于 0.35 mm 的是 400 Hz 时的参数。

表 1.4 某些磁性材料的高频参数

材 料		μ_{CD} 和不同 B (T) 时的比损耗 p_i (W/kg)														
型号	厚度 (mm)	$f = 400\text{Hz}$			$f = 1\text{kHz}$			$f = 2.4\text{ kHz}$			$f = 10\text{kHz}$			$f = 50\text{kHz}$		
		μ_{CD} ($\times 10^{-3}$)	$p_{0.3}$	p_1	μ_{CD} ($\times 10^{-3}$)	$p_{0.3}$	p_1	μ_{CD} ($\times 10^{-3}$)	$p_{0.3}$	p_1	μ_{CD} ($\times 10^{-3}$)	$p_{0.3}$	p_1	μ_{CD} ($\times 10^{-3}$)	$p_{0.3}$	$p_{0.5}$
DR1100G-10 DR1250G-20	0.1 0.2	0.35 0.8	3 2.3	11 12.5	0.35 0.60	11 9.5	38 38	0.35 37	41 150		0.35 370	300 1500	1000	0.22		
DGZ	0.08 0.05	0.6 0.5	2.1 2.1	8.5 8.5	0.50 0.45	7.5 6.5	30 26	0.45 0.42	30 24	120 95	0.4 0.4	250 190	1000 750		1000	2400
1J50	0.15 0.05	3.5 2.5	1.5 1.3	5.5 5.0	3.1 2.4	5 4	20 14	2.5 2.3	20 11	81 45	1 2	220 85	860 300	0.5 1.2	350	750
1J79 1J80	0.10 0.05 0.02	20 20 13	0.5 0.45 0.55		15 19 12	2 1.6 1.3		8 16 12	9.5 6 4		3 8 11	100 42 30		1.0 2.8 7.0		600 600 270

注： $p_{0.3}$ 为 $B = 0.3T$ 时的比损耗； $p_{0.5}$ 为 $B = 0.5T$ 时的比损耗； p_1 为 $B = 1T$ 时的比损耗。

软磁合金包括铁镍合金、铁铝合金、铁钴钒合金、恒导磁合金、磁温度补偿合金五大类。每一类中又有很多型号。电子变压器中比较常用的有：1J34, 1J50, 1J51, 1J52, 1J54, 1J79, 1J80, 1J85 等, 其高频参数见表 1.4。

对于小功率电源变压器来说, 饱和磁感应强度 B_s 越高, 在一定的频率 f 和一定的磁感应强度 B 时的磁导率 μ 越高, 铁心材料的比损耗 P_v 和磁场强度 H 越小, 材料就越好。然而, 优质材料的价格通常也较高。

冷轧电工钢的方向性较强。在和轧制纹向成 60° 角的方向磁性最差。优质冷轧电工钢的 μ , B 和 p_v 的各向异性如图 1.3 所示。

图 1.4 中示出了几种常用磁性材料的比损耗和磁感应强度的关系, 图 1.5 给出了几种常用电工钢的磁化曲线。

电源频率对磁性材料性能影响极大。由于涡流的存在, 当频率提高时铁心的比损耗增长, 有效磁导率下降。常用磁性材料的比损耗和频率的关系如图 1.6 所示。

材料的片(带)厚对铁心的磁性能也有很大影响。对于一定的频率来说, 存在一个最佳的钢带厚度(表 1.5)。在最佳厚度下材料的比损耗最小。当钢带过厚时, 由于涡流的影响, 比损耗增长。当钢带过薄时, 由于磁滞的影响, 比损耗同样增长。极薄电工钢带的磁化曲线如图 1.7 所示, 比损耗曲线如图 1.8 所示。

非晶态合金的直流磁化曲线如图 1.9 所示。磁介质的直流磁化曲线如图 1.10 所示。

表 1.5 磁性材料型号与带(片)厚(mm)的选择建议

使用建议	材料型号	频率 f (kHz)							
		0.05	0.4—0.5	1—2	2—6	6—10	10—20	20—50	50 100
最低价格	DR360-50 DR225-35	0.35	—	—	—	—	—	—	—
最轻重量	DQ1—DQ6	0.35	—	—	—	—	—	—	—
最低价格	DR1750G-35 —DR1100G-10	—	0.1—0.2	0.1	0.1	—	—	—	—
音频、高频、脉冲 变压器	1J34	0.35	0.1—0.2	0.1	0.05	0.05—0.02	0.02	—	—
	1J50	0.35	0.1—0.2	0.08—0.05	0.05—0.02	0.02	—	—	—
	1J51	0.35	0.1—0.2	0.1	0.05—0.02	0.02	—	—	—
	1J79	0.35	0.1—0.2	0.1	0.05	0.05	0.02	0.02	—
	1J80	0.35	0.1—0.2	0.05	0.05	0.05	0.02	0.02	—
	40HKMΠ	—	—	0.1—0.05	0.05	0.05—0.02	—	—	—
	68HMP	—	—	0.1—0.05	0.05	0.02	—	—	—
	47HK	—	—	0.1	0.02	0.02	0.02	0.02—0.01	0.01
	40HKM	—	—	0.1	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02—0.01
	DG3	—	0.2	0.08	0.05	0.05	—	—	—
	DG4	—	0.2	0.08	0.05	0.05	—	—	—
	1K5X	—	—	—	—	+	+	+	—
	R2KX	—	—	—	—	+	+	+	+

注：“+”表示在该频率下采用；“—”表示在该频率下不采用。

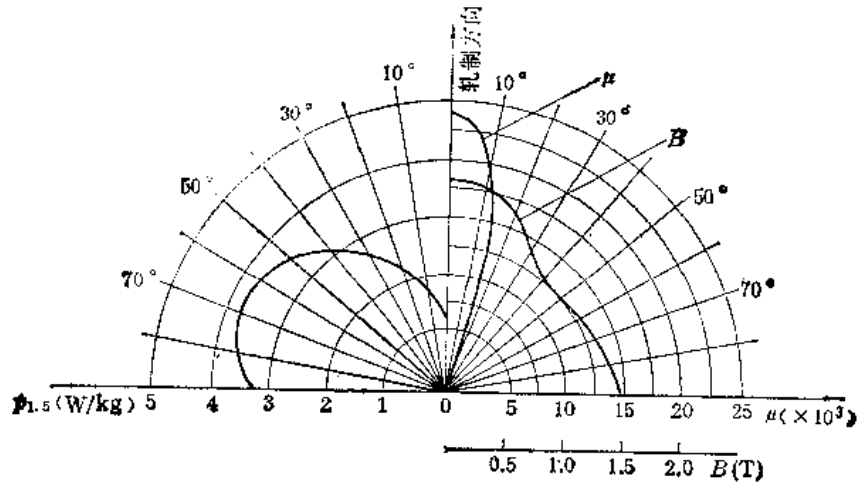


图 1.5 冷轧电工钢的各向异性

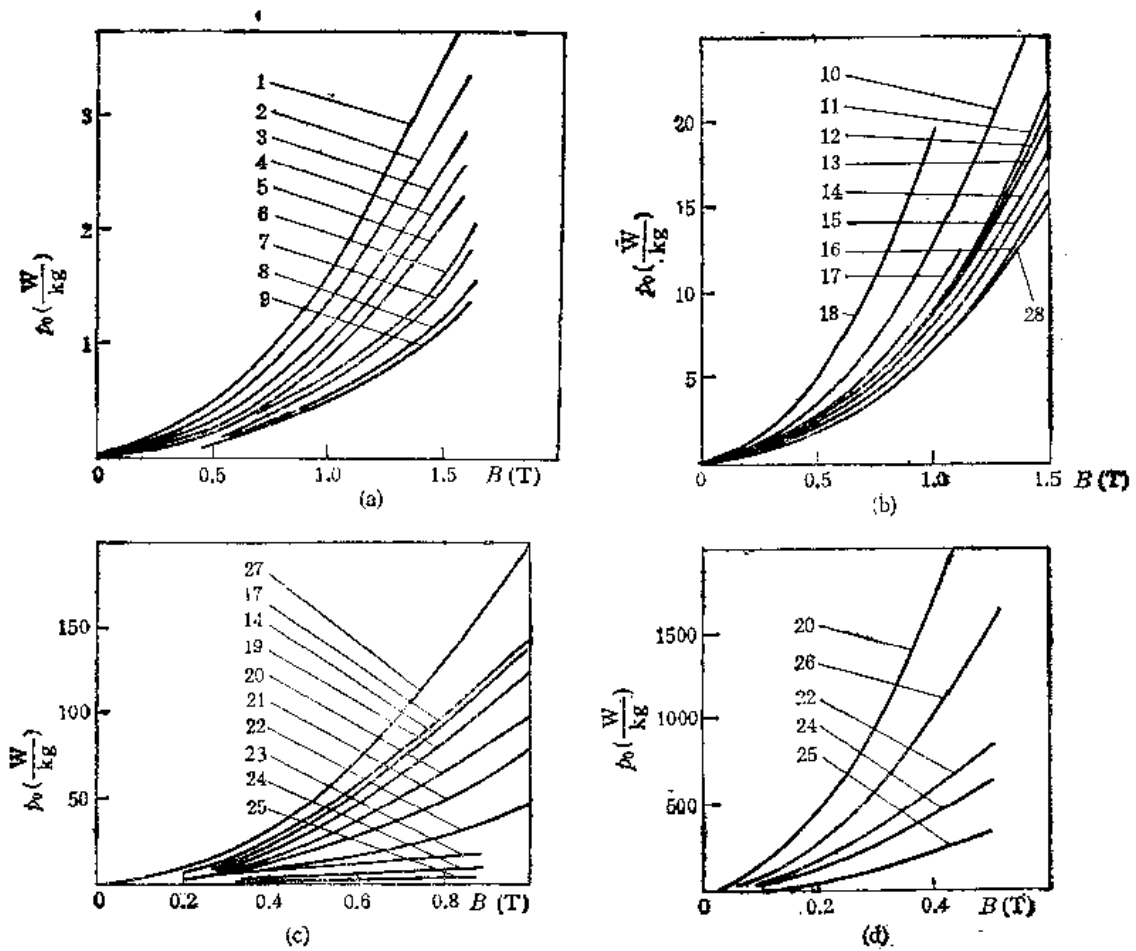


图 1.4 常用磁性材料的比损耗和磁感应强度的关系

(a) $f = 50\text{Hz}$; (b) $f = 400\text{Hz}$; (c) $f = 2.4\text{kHz}$; (d) $f = 5\text{kHz}$ (材料型号: 1. DR360-50; 2. DR320-35; 3. DR265-50; 4. DQ2-0.5; 5. DR225-35; 6. DQ2-0.35; 7. DQ2-0.2; 8. DQ4-0.35; 9. DQ4-0.2; 10. DR1250G20; 11. DG1-0.2; 12. DG1-0.08; 13. DG1-0.05; 14. DG2-0.15; 15. DG3-0.15; 16. DG3-0.08; 17. DR1100G-10; 18. DR1750G-35; 19. DG2-0.08; 20. DG2-0.05; 21. 1J50-0.15; 22. 1J50-0.05; 23. 1J80-0.1; 24. 1J80-0.05; 25. 1J80-0.02; 26. DG2-0.02; 27. DG2-0.2; 28. DG3-0.05)

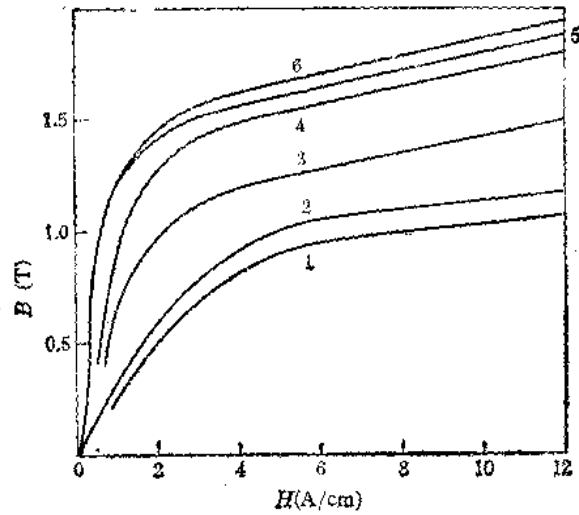


图 1.5 常用电工钢的交流磁化曲线
(材料型号: 1. DR1100G-10, 1000Hz; 2. DR1250G-20, 400Hz; 3. DR280-35, 50Hz; 4. DG2, 1000Hz; 5. DG2, 400Hz; 6. DQ3, 50Hz)

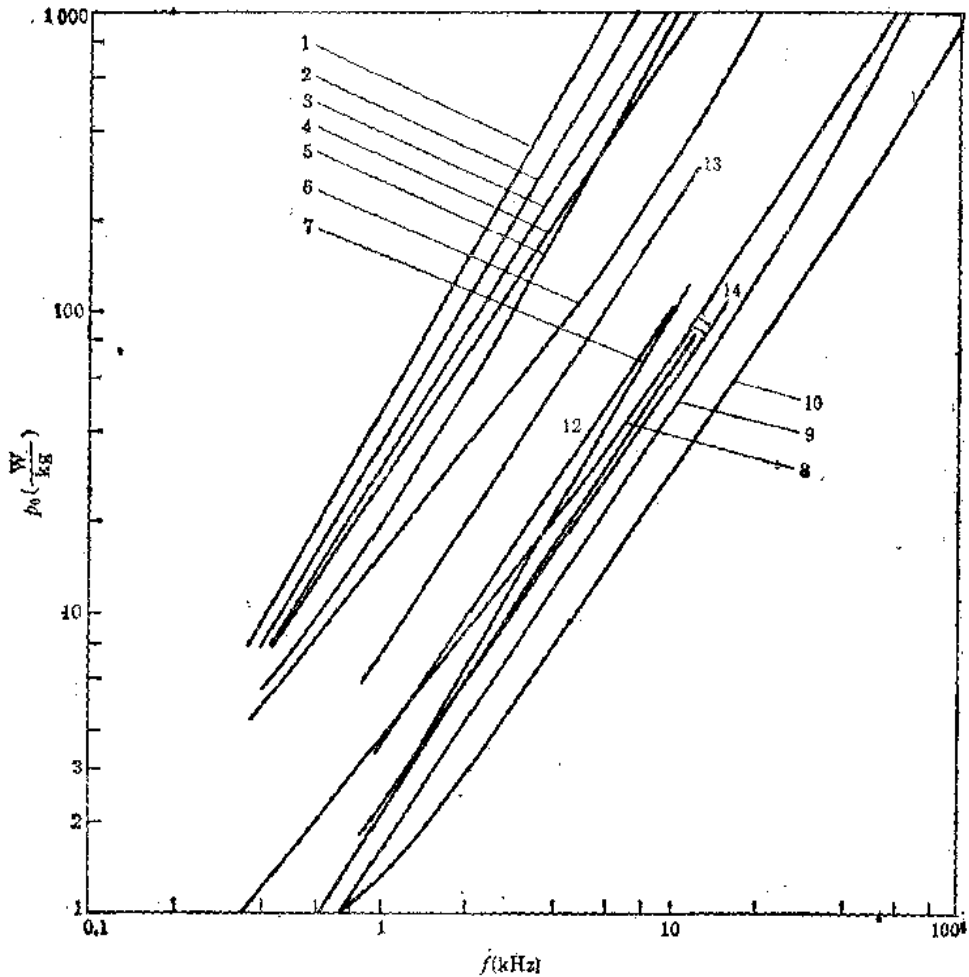
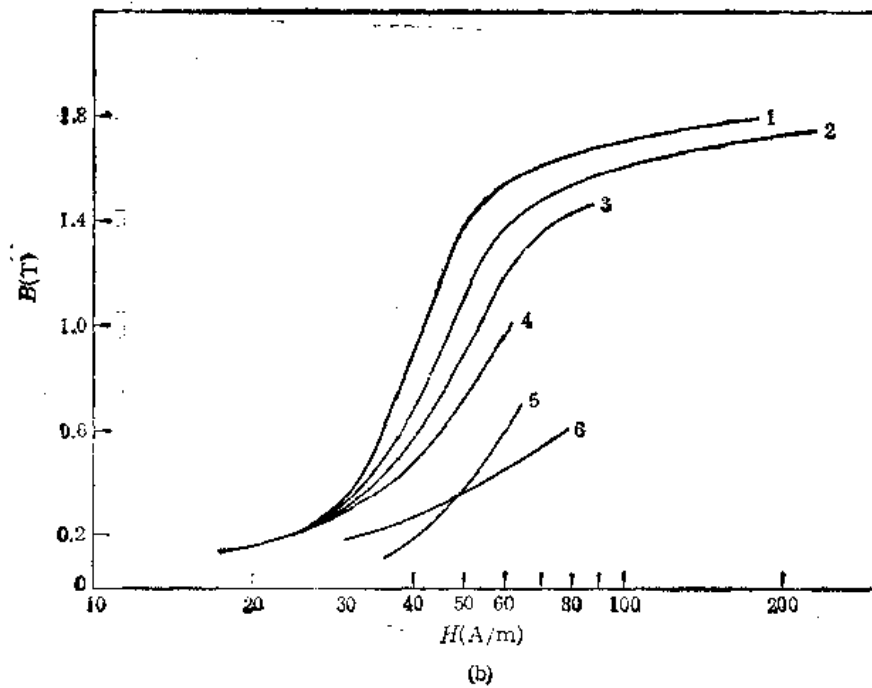
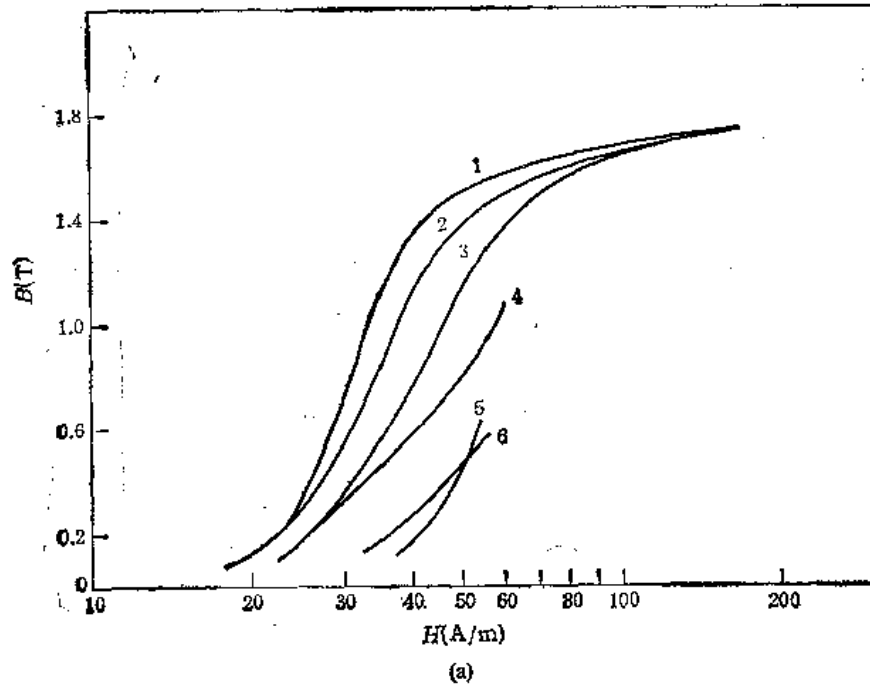


图 1.6 铁心磁性材料的比损耗和频率的关系
(材料型号: 1. DG2-0.2, 1T; 2. DG2-0.08, 1T; 3. DG2-0.05, 1T; 4. DG2-0.02, 0.3T; 5. 1J34-0.1, 1T; 6. 1J34-0.05, 1T; 7. 1J34-0.02, 1T; 8. 1J50-0.05, 1T; 9. 1J50-0.05, 1T; 10. 1J51-0.05, 1T; 11. 1J51-0.02, 1T; 12. 1J79-0.05, 0.5T; 13. 1J79-0.02, 0.5T; 14. 1J79-0.01, 0.5T)

设计变压器时选取什么样的磁性材料取决于变压器的用途、工作频率,以及对变压器体积、重量、价格的要求。通常,最低价格的 50Hz 变压器用 DR360-35—DR225-35; 最轻重量的 50Hz 变压器用 DQ1—DQ6。400Hz 变压器用 DR1250 G-20 或 DG1—DG4。高频变压器除了用薄的电工钢带外,还可以用非晶态合金、铁镍合金等。某些高频变压器可用铁氧体材料。每种变压器对磁性材料有不同的要求,设计变压器时可按表 1.5 来初步选取铁心材料的型号和带厚。



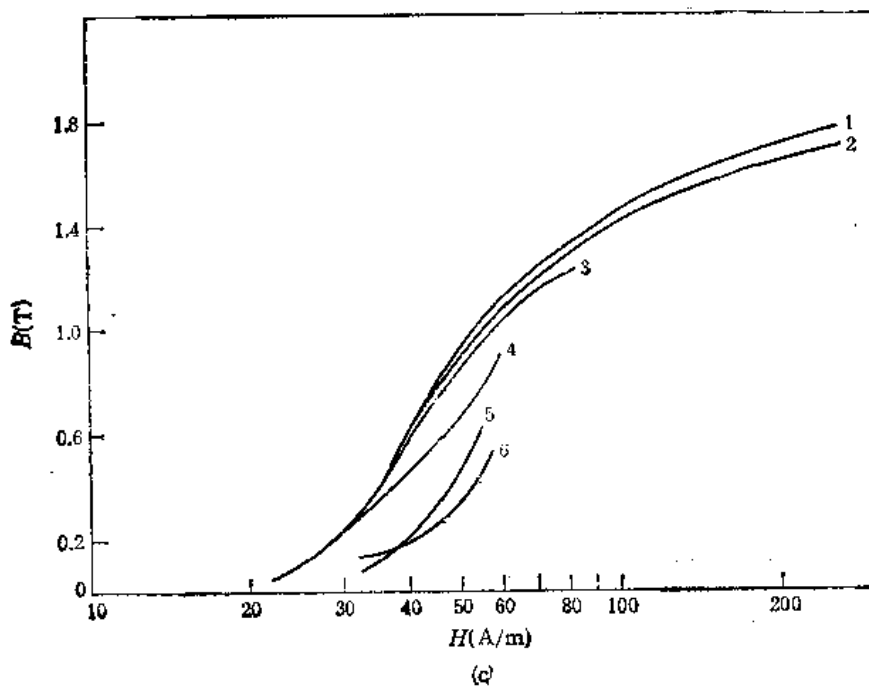


图 1.7 电工钢带 DG4 的磁化曲线
(a) 0.03mm; (b) 0.02mm; (c) 0.01mm
(1. 400Hz; 2. 1000Hz; 3. 2000Hz; 4. 3000 Hz; 5. 5000Hz; 6. 10000Hz)

2. 绝缘材料

绝缘材料也叫电介质或介电材料，其主要作用是把带电体和不带电体或电位不同的带电体相互隔离，保证电流按一定方向流通。此外，某些绝缘材料在变压器中还起冷却与防护作用。

绝缘材料的品种很多，通常按材料的状态可分为气体、液体、固体三大类。最常用的气体绝缘材料是空气，此外还有氮、氢、二氧化碳、六氟化硫等。液体绝缘材料有矿物油和合成油两大类。矿物油中主要是变压器油、电容器油、开关油、电缆油等。合成油主要是硅油。固体绝缘材料的品种极多，在电子变压器中常用的有：各种绝缘纸、薄膜、层压制品、塑料等。

绝缘纸和薄膜是绕组层间及绕组间绝缘用材料。常用的有电缆纸、电话纸和电容器纸，以及各种合成纤维纸。常用绝缘纸的主要性能参数示于表 1.6。绝缘纸的击穿电压和层数的关系示于图 1.11。在确定必需的绝缘厚度时必须考虑安全系数，根据对变压器可靠性的要求，通常在 5—9 的范围内选取该系数。

液体电介质中常用的是变压器油。在油浸式变压器中，油起冷却、绝缘、密封、灭弧四大作用。国产变压器油有 10 号、25 号、40 号三种。各种液体电介质的参数见表 1.7。

环氧混合物常用于浸渍及灌注变压器。环氧混合物的组成成分有两种的，也有三种或四种的。成分不同，或各种成分的百分比不同，所组成的环氧混合物的性能会有很大差别。灌注用环氧混合物的主要参数示于表 1.8，环氧混合物的抗电强度和温度的关系如图 1.12 所示。

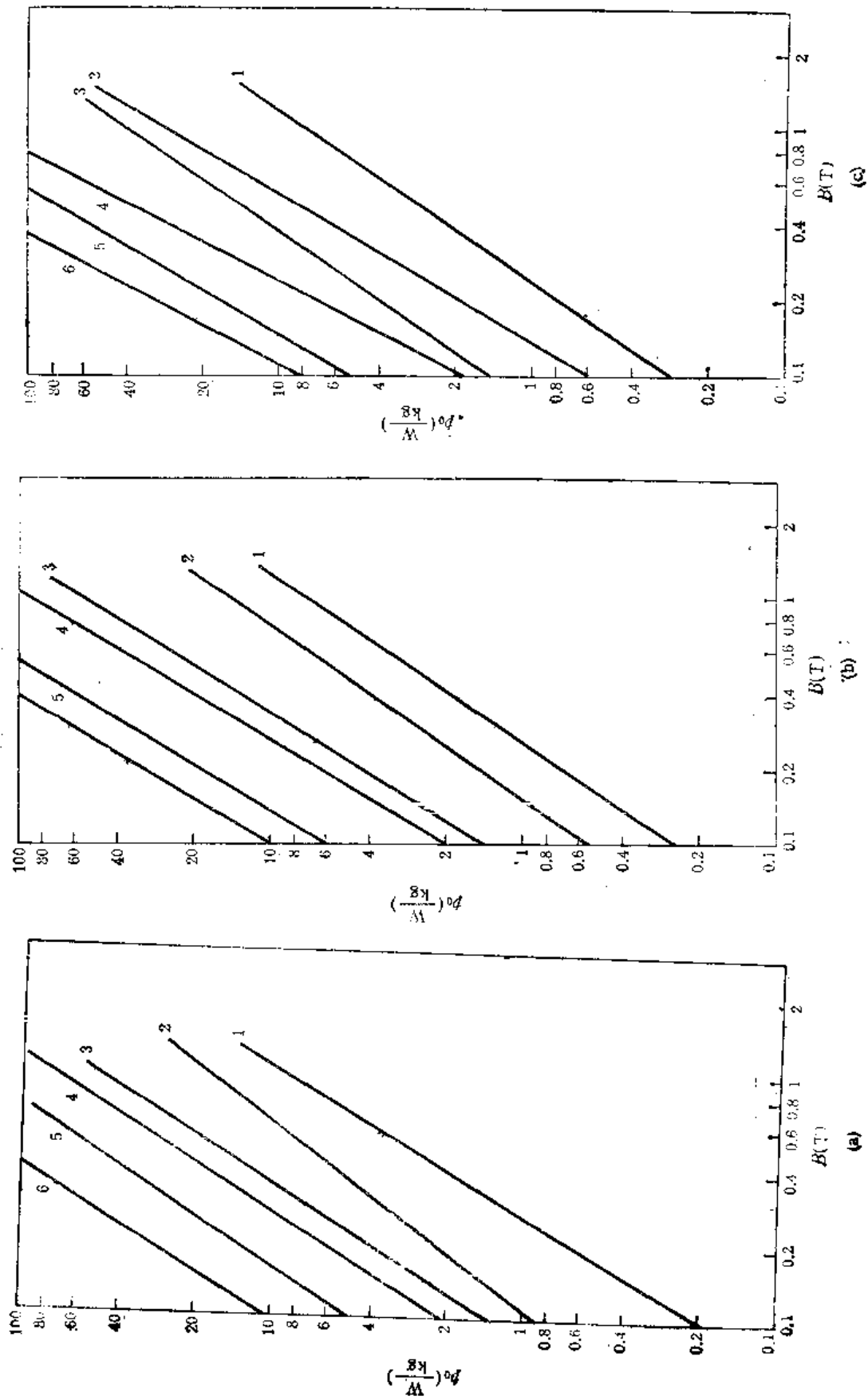


图 1.3 电工钢带 DG4 的比磁能密度与磁感应强度的关系(条件同图 1.2)

表 1.6 各种绝缘纸和薄膜的性能参数

材料名称	型 号	耐热等级	厚度 (mm)	密度 (g/cm ³)	耐压 (V)	tgδ	ε _r
电 缆 纸	DLZ-08	A	0.08	0.85	600	0.002	3 浸油后 4—4.8
	DLZ-12		0.12		900		
	DLZ-17		0.17		1200		
	TLZ-08		0.08	0.8			
	TLZ-12		0.12				
	TLZ-17		0.17				
电 话 纸	DH-50	A	0.05	0.7—0.82			
	DH-75		0.075				
电 容 器 纸	A-II	A	0.004	1.2	220	0.002	浸油后 4.6—5.2
			0.005		250		
			0.007		280		
			0.010		350		
			0.012		380		
	B-I		0.010	1.0	300	0.0017	
			0.015		350		
	B-II		0.010	1.2	350	0.002	
			0.012		380		
			0.015		430		
聚酯纤维纸		B	0.08	0.35—0.4			
聚酰胺纤维纸		F	0.08	0.9			
聚砒酰胺纤维纸		F	0.15	0.92	22kV/mm		
噁二唑纤维纸		H	0.16	1.03	20kV/mm		
聚酯薄膜	6020	E	0.04	1.38—1.4	100kV/mm	0.02	3—3.2
聚酰胺薄膜		H	0.03—0.06		90kV/mm	0.003	3.5—4
聚酰亚胺薄膜		C	0.03—0.06	1.38—1.41	100kV/mm	0.004	3
聚四氟乙烯薄膜		C	0.04—0.12	2.1—2.3	28kV/mm	0.0002	1.8—2.2

注: tgδ 为介质损耗角正切; ε_r 为相对介电系数。

变压器的线圈骨架等绝缘零件多半由工程塑料做成。常用工程塑料的性能示于表 1.9。

浸漆可以提高变压器的防潮绝缘性能,提高线圈的热导和抗电强度,从而改善变压器的温升,提高变压器的耐热等级。常用浸渍漆的性能示于表 1.11。

3. 导电材料

变压器的绕组由电磁线绕制而成。常用电磁线的主要性能示于表 1.10。各种漆包线

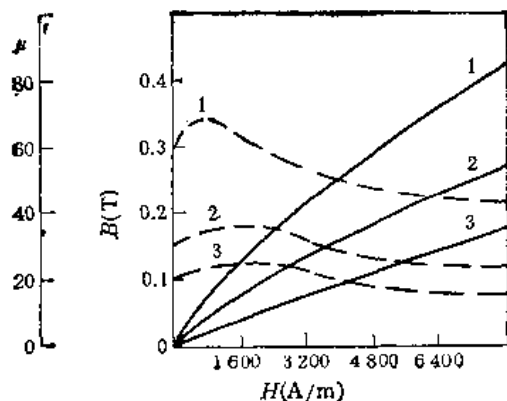


图 1.9 非晶态合金的直流磁化曲线^[29]
(材料型号: 1. TИ-60; 2. BИ-32; 3. BИ-22)

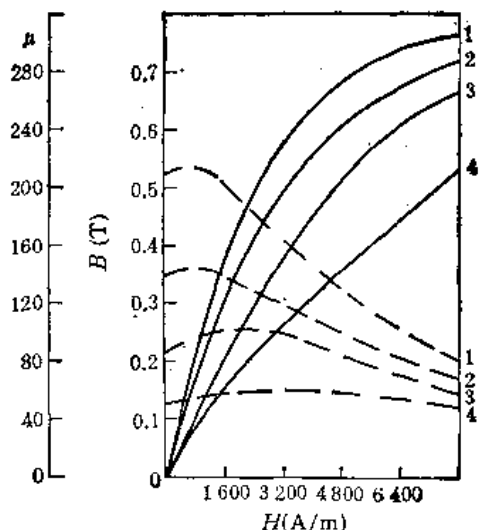


图 1.10 磁介质的直流磁化曲线^[29]
(材料型号: 1. МП-250; 2. МП-140;
3. МП-100; 4. МП-60)

表 1.7 液体电介质的主要性能参数

材料名称	密度 (g/cm ³)	比热 (J/kg·°C)	热导 (W/m·°C)	热膨胀系数 (1/°C)	ϵ_r	$\tan\delta$	抗电强度 (kV/mm)
10 号变压器油	0.8—0.9	0.25	0.15—0.16	0.0007	2.1—2.2	0.01	16—18
25 号变压器油							18—21
电容器油					2.1—2.3	0.005	20—23
甲基硅油	0.93—0.98		0.095—0.167		2.6—3	0.0003	15
乙基硅油	0.95—1.06				2.4—2.7	0.0005	15
苯甲基硅油	1.01—1.08				2.6—2.8	0.0003	18
十二烷基苯	0.863—0.865						24
三氯联苯	1.37				5—5.6	0.0005	6

表 1.8 环氧混合物的主要性能参数

参数名称	无填充剂	有填充剂
热导 (W/m·°C)	0.16	0.65—0.88
线膨胀系数 (1/°C)	$(60—65) \times 10^{-6}$	$(25—60) \times 10^{-6}$
收缩率 (%)	0.5—2.3	0.4—1
介电系数 ϵ		3.3—4.7
介质损耗角正切 $\tan\delta$		$(1—3.5) \times 10^{-4}$
抗电强度 (kV/mm)		20—30
表面飞弧电压 (kV/mm)		1.4—1.5

的寿命和工作温度的关系如图 1.13 所示。

要根据允许的绕组最热点温度选取耐热等级符合要求的导线。绕组匝间电压越高,所选导线的绝缘抗电强度也应当高。当绕制长宽比很大的矩形线圈时,应选用漆层耐刮性好

表 1.9 常用工程塑料的性能参数

名 称	型 号	耐热等级	密 度 (g/cm^3)	热 导 ($W/(m \cdot ^\circ C)$)	线膨胀系 数 ($\frac{10^{-6}}{^\circ C}$)	$tg\delta$	ϵ_r	$E(kV/mm)$
酚醛塑料	4010	A	1.4					10
	4013		1.5					13
	4330	B	1.9			0.05	6—8	13
	14—5		1.9			0.01	3—6	12
氨基塑料	4220	B	1.75					10
有机硅石棉塑料	4250	H	1.95					3
聚酰亚胺塑料		H	1.3					14
塑料 ABS			1.06	0.19—0.34	6—9	0.034	3—3.5	14
增强尼龙	1010	E	1.23—1.3		3.1	0.27	3.5—4.6	18
增强聚碳酸酯		E	1.4—1.45	0.13	1.6—2.7	0.005	3.2—3.5	19
聚砒					5—5.2	0.005	2.9—3.1	16
增强阻燃 PBT	301	B	1.45—1.73		2.1—7.6	0.012—0.02	3.6—4.2	19—30
	301-G10							
	301-G30							

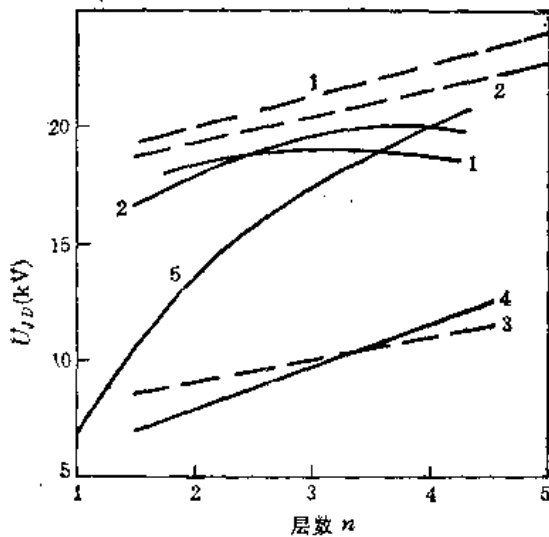


图 1.11 浸漆后绝缘材料的击穿电压和层数的关系
——环形样品；---矩形样品
(材料型号: 1. TLZ-08; 2. DH-50; 3. A-II-0.022;
4. 厚 0.03mm 的云母纸; 5. 厚 0.1mm 的玻璃漆布)

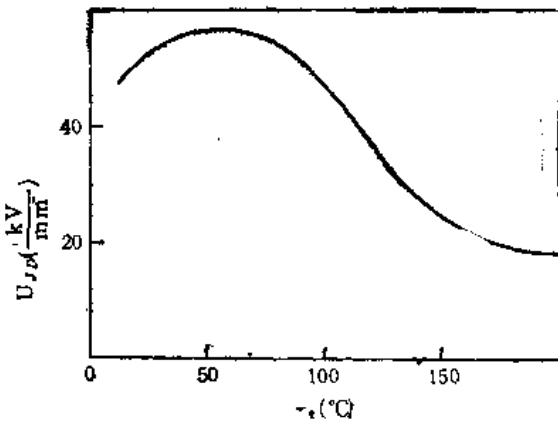


图 1.12 环氧混合物的抗电强度和工作温度的关系

的漆包线。选取漆包线时还应考虑线圈浸什么漆，漆与导线绝缘间的结合情况，两者能否共容等。

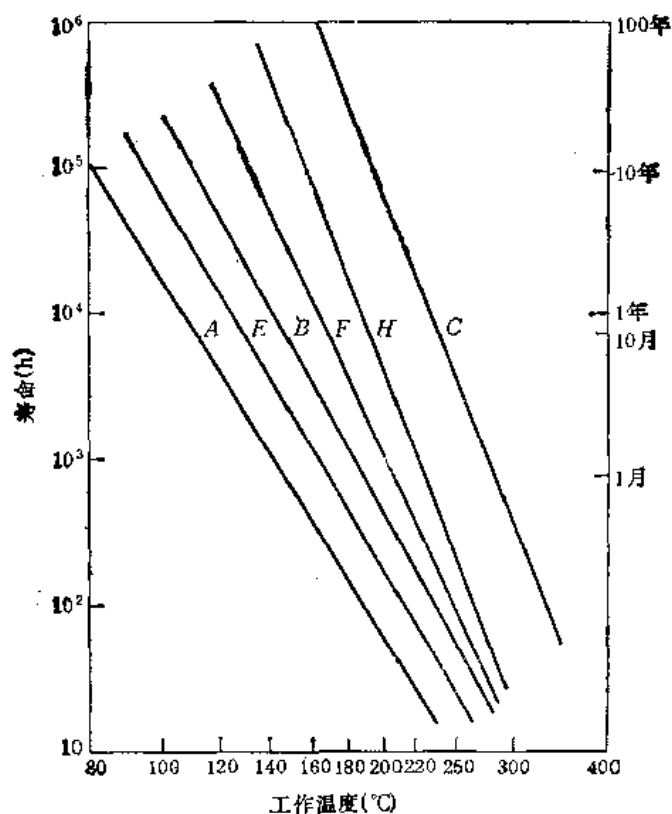


图 1.13 漆包线的寿命和工作温度的关系

表 1.10 常用电磁线的主要性能指标

名 称	型 号	耐热等级	标 准 号	规 格
油性漆包线	Q	A	JB658-75	0.02—2.5
缩醛漆包线	QQ-1, QQ-2	E	GB1313-77	0.02—2.5
	QQB		JB2078-77	0.8×2—5.6×18
聚酯漆包线	QZ-1, QZ-2	B	GB1193-74	0.02—2.5
	QZB		JB1174-73	0.8×2—5.6×18
聚酯亚胺漆包线	QZY-1, QZY-2	F		0.06—2.5
	QZVB			0.8×2—5.6×18
聚酰胺酰亚胺漆包线	QXY-1, QXY-2	C (220°C)		0.06—2.5
	QXYB			0.8×2—5.6×18
聚酰亚胺漆包线	QY-1, QY-2	C (220°C)	JB2080-77	0.02—2.5
	QYB			0.8×2—5.6×18
双玻璃丝包扁铜线	SBECB	B	GB1342-77	0.9×2—5.6×18
硅有机玻璃丝包扁线	SBEGB	H		0.9×2—5.6×18
丝包聚酯漆包圆铜线	SQ, SQJ	A	JB661-75	0.05—2.5
陶瓷绝缘线	TC	500°C		0.06—0.5

表 1.11 浸渍漆的性能参数

名 称	型 号	耐热等级	抗电强度 (kV/mm)	体积电阻 ($\Omega \cdot \text{cm}$)
沥青漆	L30-9	A	55—90	$10^{14}—10^{16}$
氨基漆	A30-1	B	70—95	
环氧酯漆	H30-2	B	70—95	
聚酯漆	Z30-1	F	65—100	
有机硅漆	W30-1	H	65—100	
环氧无溶剂漆	H30-1	B	80—95	

1.3 高压和高电位变压器的绝缘方式及冷却方式的选择

高压和高电位变压器的尺寸、重量、可靠性在很大程度上取决于绝缘系统。因此，绝缘系统是这种变压器设计中的核心问题。实践证明，既能保证在结构方面处处均匀，没有应力集中的点、线、面，又能保证在工作状态下绝缘结构中的电场也处处均匀，不存在强电场区，这样的绝缘系统的机械强度和抗电强度都较高，因而是最佳的。

高压和高电位变压器的绝缘方式有以下几种：用气体绝缘，如用空气， SF_6 气等；用液体绝缘，如变压器油，硅有机液体，氟有机液体等；用固体绝缘，如环氧混合物，氧化硅粉，云母粉等。从绝缘的方式来看，固体绝缘主要分两大类：一是灌注，即把整个变压器或高压线圈灌注起来。常用的灌注材料是环氧混合物。也可采用甲丙树脂等塑料，用压塑的办法把整个变压器封起来。二是填塞，即用氧化铝、氧化硅、云母粉、滑石粉等绝缘的细小颗粒材料把整个变压器埋起来，把变压器中存在的空腔填塞满。由于气体绝缘和液体绝缘都要外壳，使变压器结构复杂化，增大了变压器的尺寸和重量。因而，在采用固体绝缘能满足要求的情况下都不采用气体和液体绝缘。只有在电压很高、功率很大时才用液体绝缘。用固体绝缘方式中的填塞方法时，材料的颗粒间易留存有气泡，因而只能在电压不超过 3—5kV 的变压器中应用。

目前高压和高电位变压器中应用最广的是灌注环氧混合物的绝缘方式，其具体方法有两种，一是全灌注，二是只灌注线圈。全灌注式是将变压器中的铁心和线圈灌注成一体。这种绝缘方式的机械强度高，防潮性能好。但是，由于环氧混合物的线膨胀系数很大，环氧混合物在低温下收缩，会使变压器铁心受到很大的机械应力，从而严重影响变压器的电磁性能，还将引起环氧灌注结构开裂。为了减小这种应力，灌注之前铁心上要包一定厚度的玻璃布带，或涂上一定厚度的硅橡胶作为缓冲层。加缓冲层之后环氧灌注结构内部应力的变化如表 1.12 所示。这种弹性物质的存在会使铁心的有效窗口面积减少 5—10%。全灌注结构的另一缺点是变压器出现故障时无法修理。因此，目前应用最多的是只灌注线圈的变压器结构。线圈可以有底筒也可以无底筒。绕组两端、绕组之间、绕组和铁心之

表 1.12 环氧灌注结构内部应力变化

测量应力的点	无缓冲层 (kPa)	用玻璃布带作缓冲层 (kPa)	用 2mm 厚硅橡胶作缓冲层 (kPa)
外部正中	17.65×10^3	8.53×10^3	0.98×10^3
长度方向内部正中	25.90×10^3	12.45×10^3	1.96×10^3
宽度方向内部正中	—	14.02×10^3	0

间、绕组外等处的绝缘都可以一次灌注出来,绝缘性与整体性都很好。对于多次灌注的线圈,初级绕组绕好后,靠灌注环氧混合物形成绕组的内外及两端的绝缘,然后将外表面喷砂打毛,垫一定厚度的绝缘纸之后再绕次级高压绕组,绕好次级后再进行第二次灌注,如此等等可以进行多次。这种方法可以保证绝缘尺寸均匀,线圈在灌注模中的固定比较方便。但生产周期大大延长。

高电位变压器的绕组和铁心可以连在一起,然后再用绝缘子将整个变压器支撑起来。这种方法可以减小变压器的尺寸和重量,也使变压器的设计制造比较方便。高电位灯丝变压器还可以做成组合式结构。将闸流管等高压管的管座与变压器灌注在一起,既保证绝缘可靠,又能缩小整个组合部分的体积。

1.4 高压和高电位变压器绕组结构的选择及绝缘距离的确定

一、绕组结构的选择

高压变压器设计中的关键问题是选取绕组结构及确定绕组的绝缘距离。正确的绕组结构可以保证在变压器尺寸较小的情况下也能足够可靠的绝缘。足够的绝缘距离是保证变压器长期可靠工作的前提。

高电位变压器的主要特点是绕组本身电压不高,而绕组所处的电位甚高。由于绕组的匝间、层间、始末头间的电压都不高,所以整个绕组可以像低压变压器那样分层密绕,不必分段。高电位绕组和初级低压绕组间,以及和铁心间的绝缘要特别加强,以承受该绕组的直流电位。

在高压变压器中,匝间、层间、各段间、绕组始末头间都承受足够高的电压。高压变压器的绕组通常有分层密绕法,宝塔式绕法,饼式绕法,分段分层密绕法等几种方法。当绕组工作电压在 3kV 以下时,可采用图 1.14 所示的分层密绕的结构。工作电压 $3\text{—}5\text{kV}$, 试验电压 $5\text{—}10\text{kV}$ 的变压器可采用图 1.15 所示的绕组结构。工作电压 $5\text{—}10\text{kV}$, 试验电压 $9\text{—}16\text{kV}$ 的变压器可采用图 1.16 所示的绕组结构。绕组电位在 15kV 以上的高电位灯丝变压器可采用图 1.17 所示的绕组结构。初级绕组绕好之后,先进行灌注,然后进行表面喷砂打毛,再在已经灌好的初级绕组上绕次级线圈,并进行第二次灌注。采用这种结构时要特别注意环氧混合物的结合面粘结要牢,不允许有气隙。工作电压超过 15kV 的高压

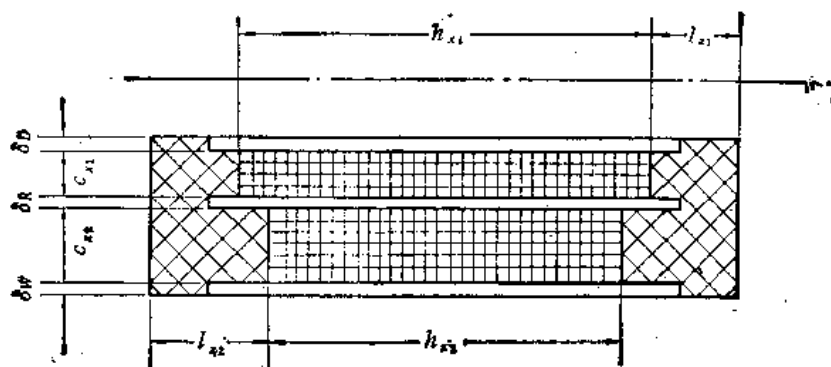


图 1.14 工作电压 $1\text{—}3\text{kV}$ 的变压器绕组结构

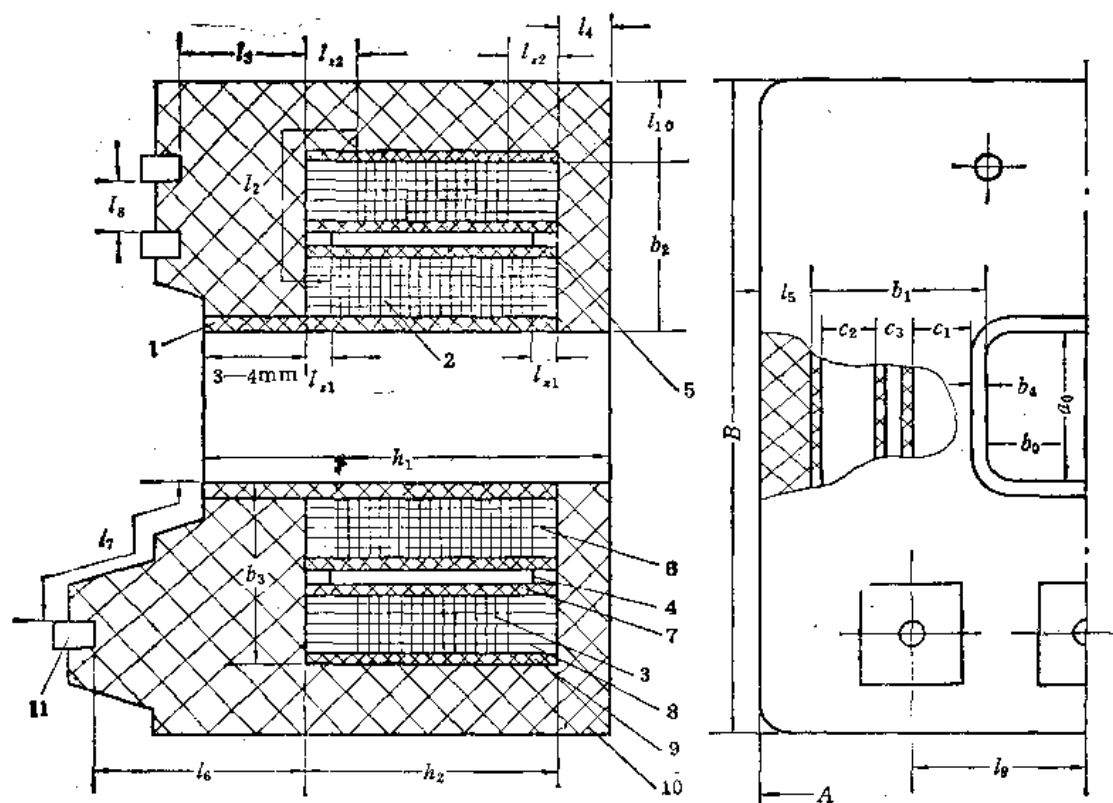


图 1.15 试验电压 5—9kV 的变压器的绕组结构

(1.底筒; 2.初级; 3.次级; 4.静电屏蔽层; 5.屏蔽层和初级间绝缘; 6.初级层间绝缘; 7.屏蔽层和次级间绝缘; 8.次级层间绝缘; 9.绕组外绝缘; 10.灌注厚度; 11.引出头)

变压器可采用图 1.18 和图 1.19 所示的绕组结构。这种结构的绕组是分段的,分的段数和绕组电压高低、所用导线的允许电压等有关。分段之后应保证每一层的电压不超过绕组

导线的允许工作电压。高压和高电位变压器的线圈最好不要骨架,因为骨架会破坏绝缘系统的均匀性。

当变压器功率很大、电压很高时,灌注线圈的体积很大,由于环氧绝缘层很厚,将使绕组的散热情况变坏。同时,温度变化时又会产生足够大的机械应力。因此,对于功率为几十千伏安的高压变压器来说,建议采用初次级绕组分别灌

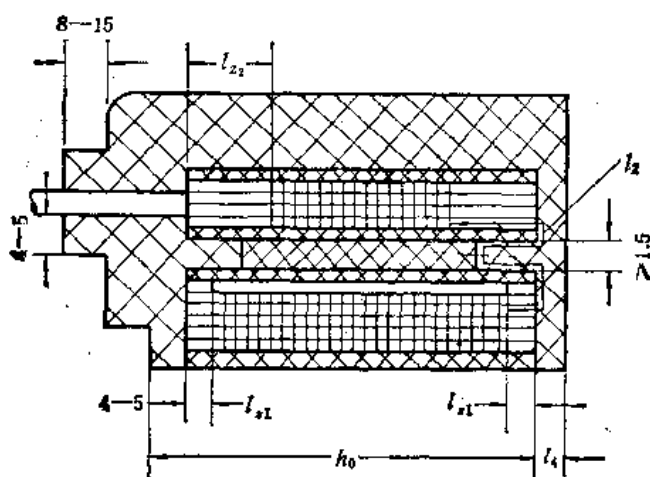


图 1.16 试验电压 9—16kV 的变压器的绕组结构

注,在两者之间留有一定宽度风道的绕组结构(图 1.20)。这种结构能改善变压器的散热条件,可以提高绕组电流密度,减轻变压器重量。实践表明,功率 10kW,工作电压 10—20kV 的高压变压器,采用有风道的绕组结构可以节约导线 20—40%。

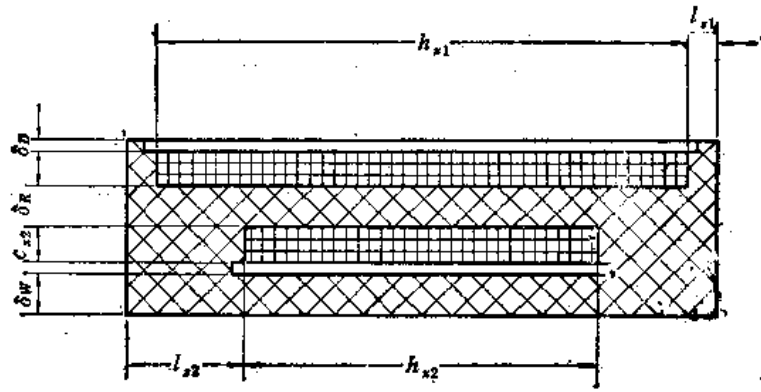


图 1.17 高电位灯丝变压器的绕组结构

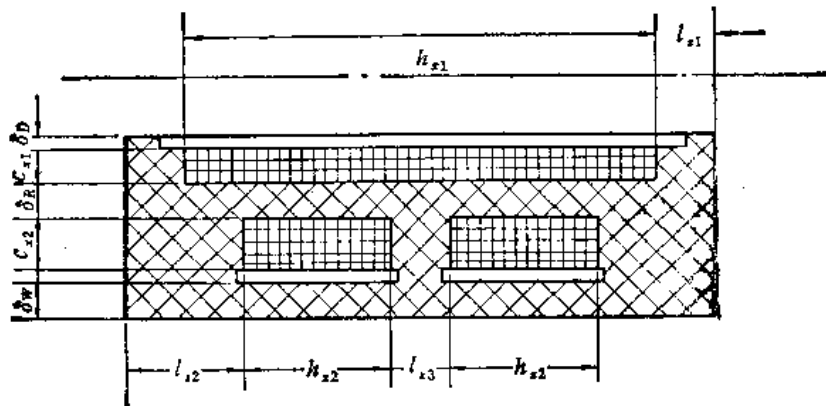


图 1.18 工作电压 10—15kV 的变压器的绕组结构

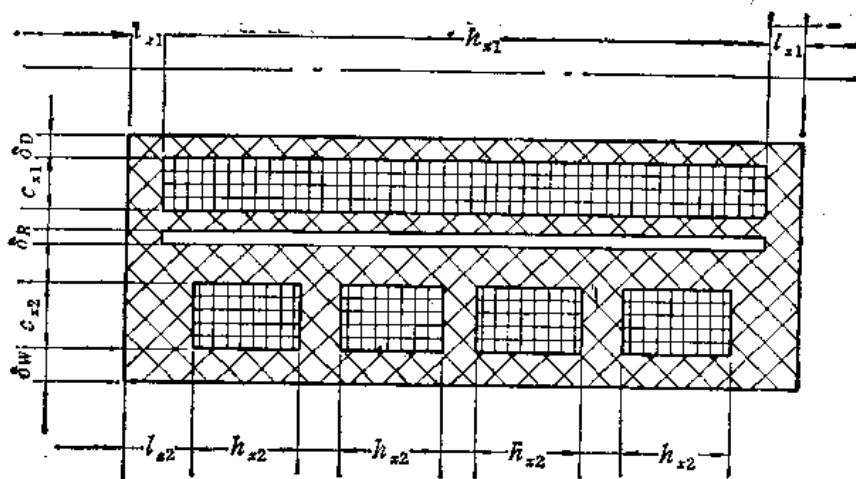


图 1.19 工作电压 15—20kV 的变压器的绕组结构

二、试验电压的确定

为了保证变压器能长期可靠地工作,抗电强度必须有一定的余量,以防止变压器运行过程中偶然出现的过电压引起击穿,这个余量就用试验电压 U_{SD} 来表示。

普通变压器的试验电压按下式计算:

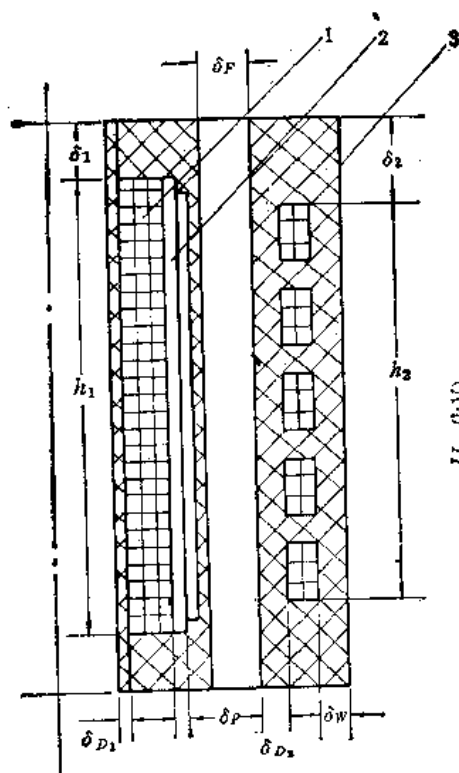


图 1.20 初次级绕组间有风道的高压变压器绕组结构 (1.低压绕组; 2.屏蔽层; 3.高压绕组)

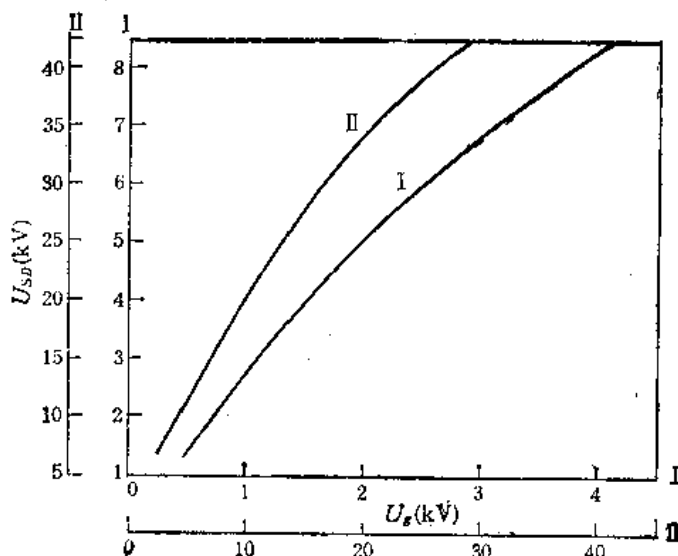


图 1.21 典型条件下变压器的试验电压和工作电压的关系

$$U_{SD} = 2U_i + 1000 - \left(\frac{7.5 \times 10^4}{U_i} + \frac{U_i^2}{0.5 \times 10^5} \right)$$

也可以根据工作电压按表 1.13 确定。高压和高电位变压器的试验电压按图 1.21 确定。

表 1.13 低压变压器的试验电压和工作电压的关系

绕组工作电压 U_g (V)	≤ 24	24—100	100—250	250—500	> 500
试验电压 U_{SD} (V)	250	500	1000	2000	$2U_i + 1000$

当绕组的工作电压超过 30kV 时,按下式计算试验电压:

$$U_{SD} = 1.5U_g$$

高电位变压器的绕组工作电压按下式确定:

$$U_g = U_2 + \frac{U_0}{\sqrt{2}}$$

式中, U_0 为绕组所处的直流电位; U_2 为次级绕组电压。

整流用高压和高电位变压器的次级等值工作电压的幅值 U_{gm} 为

$$U_{gm} = k_s U_{im} + U_0$$

式中, U_{im} 为次级电压的幅值。 k_s 为和整流线路有关的系数。对于全波和桥式线路, $k_s = 1$; 对于倍压线路, $k_s = 1.6$ 。

为了正确判定绝缘系统的抗电强度,试验电压的前沿应当和工作电压的前沿一样。高压变压器应当用交流电压试验,高电位变压器则应当用直流电压试验。

在极其潮湿的条件下,试验电压应比正常情况下的试验电压低 15—25%。

为了保证高压试验时变压器的绝缘不致被损坏,还必须求出飞弧电压 U_{FD} :

$$U_{FD} = 1.5 - 2U_{SD}$$

三、绝缘距离的确定

当两个电极之间加上电压时,空气间隙中便形成电场。电场的不均匀程度取决于电极的结构和电极间的距离。电场的不均匀性用系数 K_E 来表示:

$$K_E = \frac{E_{\max}}{E_{\text{平均}}} \quad (1.1)$$

式中, E_{\max} 为电场强度的最大值; $E_{\text{平均}}$ 为电场强度的平均值。 $K_E < 4$ 的电场叫弱不均匀电场; $K_E \geq 4$ 的电场称为极不均匀电场。

不均匀电场中空气间隙击穿之前先出现电晕。电场的不均匀程度越高,起晕电压越低。电极附近空气隙中的电场最强,所以此处首先产生电晕。起晕电压和电极形状、电极间距离、环境条件、所加电压的特点等因素有关。

为了确定无电晕间隙尺寸,首先按下式计算概率电压 U_{1D} :

$$U_{1D} = \frac{K_1 U_m}{K_2 K_3}$$

式中, U_m 为所加电压的幅值; K_2 为和环境温度有关的系数(表 1.14); K_3 为和大气压有关的系数(表 1.15); $K_1 = 1.2 - 1.6$ 为储备系数。

表 1.14 系数 K_2 和温度的关系

温度(°C)	-60	-40	-10	20	50	90	130
K_2	1.28	1.22	1.11	1	0.92	0.86	0.78

表 1.15 系数 K_3 和大气压的关系

压力(kPa)	101.4	53.4	40	26.7
K_3	1	0.61	0.49	0.36

绝缘子(电极)之间一般都存在 $K_E > 4$ 的不均匀电场。因此,为了确定无电晕间隙的尺寸,采用 U_{1D} 和电极间距离的试验曲线(图 1.22)。该图适合于工频交流情况。当确定直流电压下的绝缘距离时, U_{1D} 应除以 $\sqrt{2}$ 。

注意,当电极是负电位时,起晕电压比正电位时低 10—20%。当存在一系列电极时用如下的方法来考虑彼此的影响:如果各电极具有相同符号的电位,则主计算间隙的最大电场强度降低 20—30%, U_{1D} 应乘以系数 0.7—0.8。如果电极具有不同符号的电位,则最大电场强度增高, U_{1D} 应乘以系数 1.2—1.3;如果电极球形,则可以不考虑相邻电极之间的影响。

当频率为 1kHz 以下时空气的抗电强度和频率无关,图 1.22 可以适用于交流 50Hz 和 400Hz。

初级绕组两端的空位通常为 3—4mm(图 1.15)。每绕一层垫一层绝缘纸。层间绝缘的厚度和线径有关(见图 1.53)。初级电压为 220V 时,屏蔽层和初级绕组间用电缆纸或

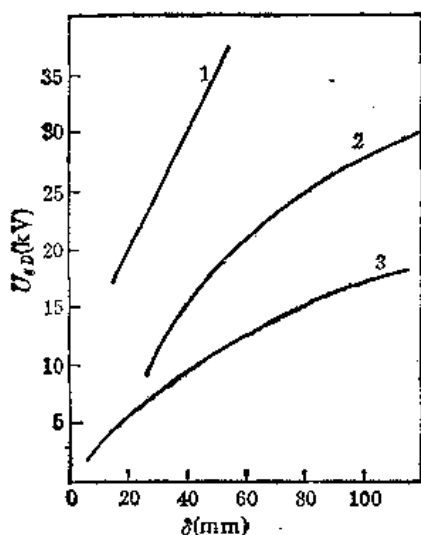


图 1.22 概率电压和绝缘子间距离的关系
(1. 电缆引出; 2. 球面螺母; 3. M3—M6 的螺栓)

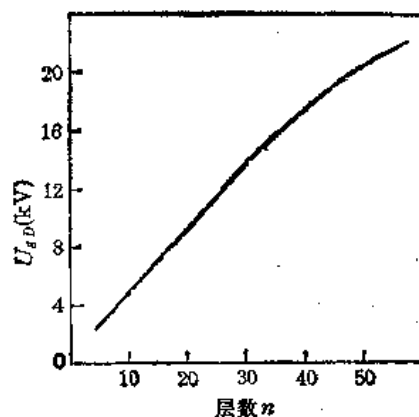


图 1.23 概率电压和电缆纸层数的关系

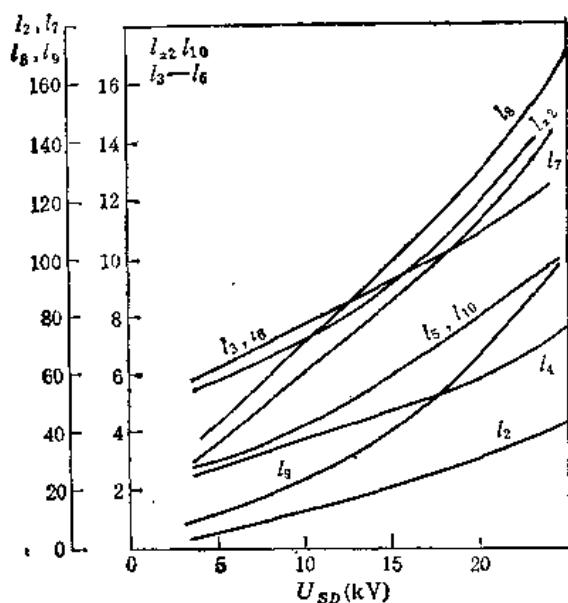
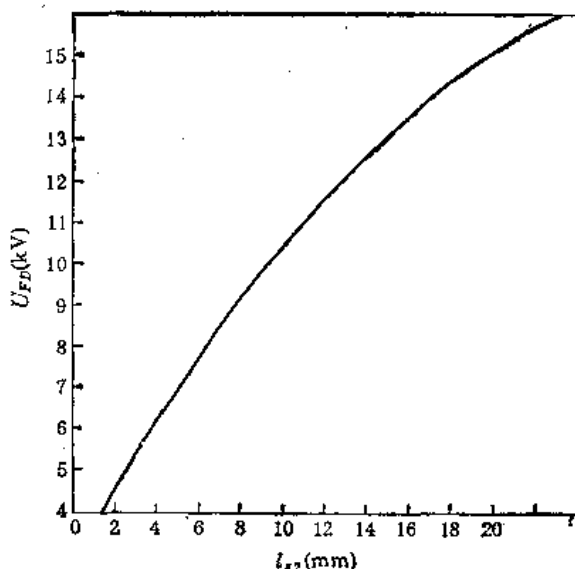


图 1.24 绝缘距离和试验电压的关系

图 1.25 绝缘距离 l_i 和飞弧电压的关系

青壳纸绝缘,厚度为0.5mm左右。用厚0.05—0.3mm的铜箔做屏蔽层,宽度应略小于初级绕组。屏蔽层始末端应当互相重叠5—7mm,而且彼此要绝缘,以防止短路。屏蔽层与次级绕组间的绝缘层数 n 可根据试验电压按图1.23选取。

当试验电压低于10kV时,绕组间绝缘的宽度应等于 h_{20} 。当 $U_{50} \geq 10\text{kV}$ 时,采用梯形绕组,其级差应大于1.5mm。

图 1.24 上给出了绝缘距离和试验电压 U_{50} 的关系。从该图可见,由于绝缘系统中存在各种纤维及其它杂质,加之电场不均匀,浸渍和灌注线圈的绝缘抗电强度比浸渍漆及灌注混合物的低很多。

根据求得的飞弧电压 U_{FD} 可由图 1.25 确定次级绕组两端的绝缘距离 l_{no} 。

当层间和绕组间都用电缆纸绝缘时,绕组间及绕组外绝缘纸的层数和工作电压、次级

功率有关,该层数可按下面近似公式确定:

$$n = 4.6(U_g + 1.5P_2), \text{ 层}$$

式中, U_g 为工作电压 (kV); P_2 为次级功率 (kW)。

次级绕组两端的绝缘距离也可以按下式计算:

$$l_{s2} = 2.6(U_g + 1.3P_2), \text{ mm}$$

U_g 和 P_2 的单位同上。 l_{s2} 应大于 5mm。初级绕组两端的绝缘距离 l_{s1} 近似等于 l_{s2} 的一半,但应不小于 5mm。

绕组间的绝缘厚度 δ_R 和绕组外绝缘厚度 δ_w 按下式近似确定:

$$\delta_R = \delta_w = 0.45(U_g + 1.3P_2), \text{ mm}$$

次级绕组两端的绝缘距离和绕组间绝缘厚度的关系为:

$$l_{s2} = (1.5 \sim 1.8)\delta_R, \text{ mm}$$

环氧混合物的抗电强度和电场的不均匀性密切相关。对于接近均匀的电场来说,绝缘距离以高压一分钟试验和在工作电压长期作用下不会发生击穿的条件来确定。绝缘距离 δ 由下面两个公式求得,最后取其最大值:

$$\delta = \frac{U_{FD}K_E}{E_{JD}}, \text{ mm}$$

$$\delta = \frac{2U_gK_E}{E_{JC}}, \text{ mm}$$

式中, E_{JD} 为最高工作温度下,电压长期作用时绝缘系统的抗电强度 (V/mm); $E_{JC} = 0.3 \sim 0.6 E_{JD}$, 为最高工作电压下绝缘系统的最低电场强度 (V/mm); U_{FD} 为飞弧电压 (V); U_g 为工作电压 (V)。

在极不均匀的电场中,绝缘距离通常根据试验电压来选取。图 1.26 给出了环氧混合物的灌注厚度和一分钟试验电压的关系,图 1.27 示出了环氧混合物的灌注厚度和一万小

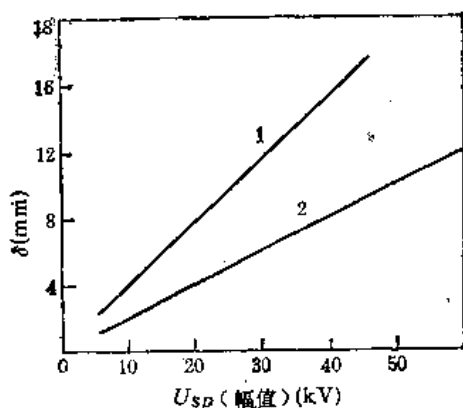


图 1.26 灌注厚度和 1 分钟试验电压的关系
(1.高温料; 2.低温料)

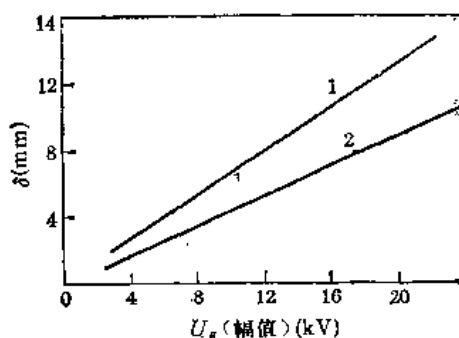


图 1.27 极不均匀电场下灌注厚度和 10000 小时工作电压的关系(1.高温料; 2.低温料)

时工作电压的关系,图 1.28 上示出了飞弧电压和爬电距离的关系。

平均电场强度按下式计算:

$$E_{ps} = \frac{U_g}{\delta}$$

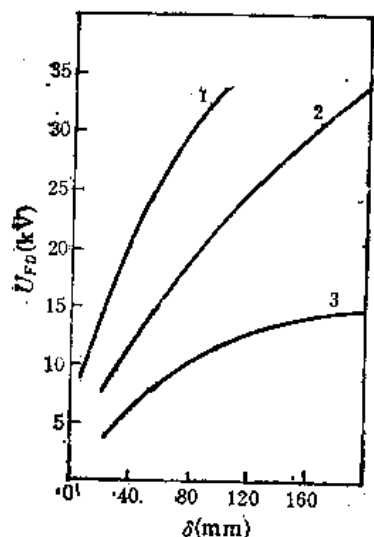


图 1.28 表面飞弧电压和爬电距离的关系
(1. 电缆引出头; 2. 球面螺母; 3. M3—M6 螺栓)

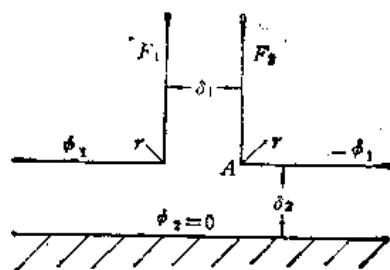


图 1.29 交叉式结构的示意图

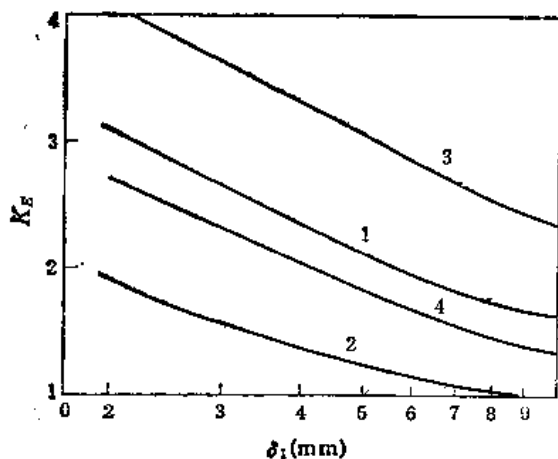


图 1.30 交叉式结构的 K_E 和 δ_1 的关系
(1. $r/\delta_2 = 0.33$; 2. $r/\delta_2 = 1.66$;
3. $r/\delta_2 = 0.2$; 4. $r/\delta_2 = 1$)

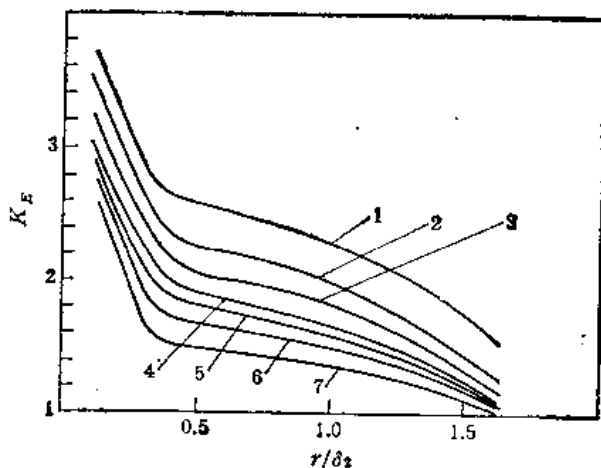


图 1.31 系数 K_E 和 r/δ_1 的关系

式中, U_s 为电极间所加的电压 (V);

如果 $E_m \leq E_y$ (E_y 为允许电场强度), 则取

$$\delta = \frac{U_s}{0.5 E_{yp}} \quad (1.2)$$

在进行变压器设计时, 要根据变压器周围电场的实际分布情况, 求出存在最高电场强度的最大概率点的位置, 并求出该点的不均匀性系数 K_E , 利用式 (1.1) 确定该点的最高电场强度 E_m , 保证满足不等式 $E_m \leq E_y$, 即可按式 (1.2) 确定绝缘距离。下面针对变压器结构中的几种典型情况, 给出 K_E 和 E_m 的确定方法。

图 1.29 示出了交叉式结构的示意图。带屏蔽罩的高压整流器中就存在这种情况。屏蔽罩表面的电位 $\phi_2 = 0$, 面 F_1 的电位为 ϕ_1 , 面 F_2 的电位是 $-\phi_1$ 。 F_1 至 F_2 的距离为 δ_1 , F_2 到屏蔽罩的距离为 δ_2 。 F_1 和 F_2 的弯角半径均为 r 。最高电场强度的最

大概率点是A点。系数 K_E 和 δ_1, δ_2, r 间的关系为

$$K_E = \sqrt[3]{\frac{4[1 + (2\delta_2/\delta_1)^2]}{\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{r/\delta_2}}$$

该式对于空气、液体、固体绝缘系统都适用。

图1.30示出了交叉式结构的 K_E 和 δ_1 的关系。图1.31示出了 K_E 和 r/δ_2 的关系。从这两个图中可以看出,在不降低电压的情况下通过增大弯角半径可以降低电场强度。从图1.31可见,在 $r/\delta_2 < 0.33$ 的范围内 K_E 显著增长。该曲线可以分成三段: $r/\delta_2 < 0.33$; $r/\delta_2 = 0.33-1$; $r/\delta_2 > 1$ 。在中间这一段, K_E 对 r/δ_2 最敏感,该段相当于离外壳距离等于6mm,弯角半径为3—5mm。

图1.32为弯角式结构示意图,这相当于高压部件在屏蔽罩的拐角附近。该线路可以用来计算高压变压器线圈和铁心之间的电场强度。该线路的系数 K_E 按下式计算:

$$K_E = \sqrt[3]{\frac{4}{\pi} [1 + (\delta_2/\delta_1)^2]} \frac{1}{\sqrt{r/\delta_2}} \quad (1.3)$$

$$U_c = \phi_1 - \phi_2; E_m = K_E U_c / \delta$$

图1.33—图1.35给出了该等值线路的 K_E 和 δ_1, δ_2, r 的关系。这些曲线表明:为了降低电场强度应力求增大弯角半径,而且,高电位元件应远离屏蔽罩的弯角。

为了确定引出头之间的电场强度,可以利用平行圆柱式结构示意图(图1.36)。该线路的相应曲线示于图1.37。从该图可见,增大引出头直径可以减小引出头之间的绝缘距离,而电场强度并不提高。该线路的 K_E 按下式计算:

$$K_E = \frac{\sqrt{h^2 - r^2}}{r \ln \frac{h + \sqrt{h^2 - r^2}}{r}}$$

U_c 和 E_m 按式(1.3)确定。

计算绝缘距离的所有公式都是在假定绝缘系统介质非常均匀的情况下求得的。事实上由于介质的不同,绝缘系统并不是非常均匀的。由多种介质组成的复杂绝缘系统的电压分布反比于绝缘材料的介电系数,正比于介质的厚度。在绝缘厚度相同时,介电系数

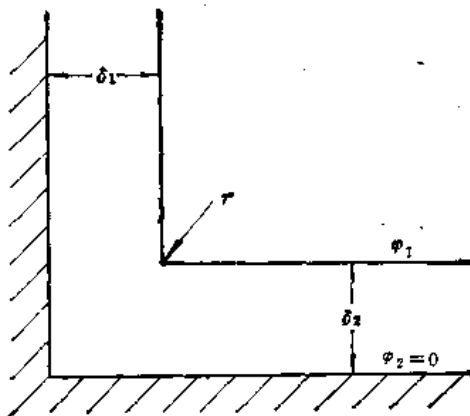


图 1.32 弯角式结构示意图

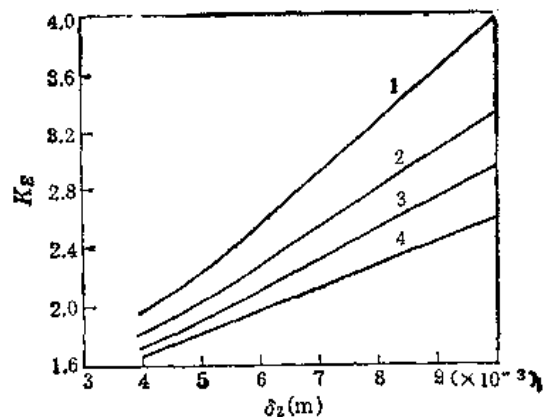


图 1.33 弯角式结构的 K_E 和 δ_2 的关系
($r = 1\text{mm}$; 1. $\delta_1 = 5\text{mm}$; 2. $\delta_1 = 7\text{mm}$;
3. $\delta_1 = 10\text{mm}$; 4. $\delta_1 = 15\text{mm}$)

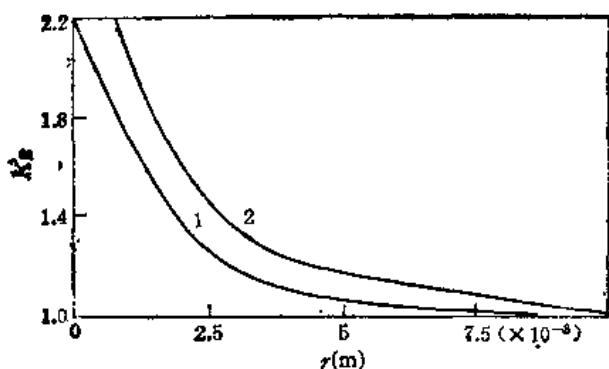


图 1.34 弯角式结构的 K_E 和 r 的关系
(1. $\delta_1 = 5\text{mm}$, $\delta_2 = 4\text{mm}$; 2. $\delta_1 = 15\text{mm}$, $\delta_2 = 4\text{mm}$)

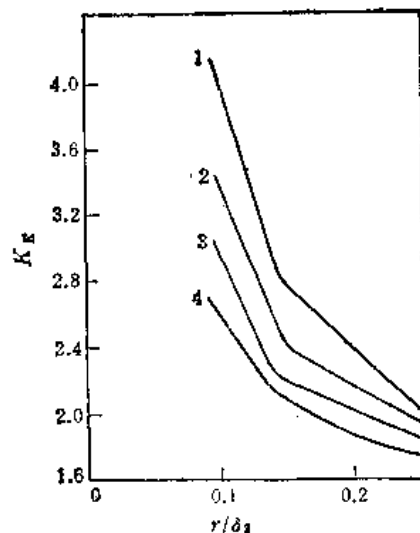


图 1.35 弯角式结构的 K_E 和 r/δ_1 的关系(r 和 δ_1 的值 同图 1.33)

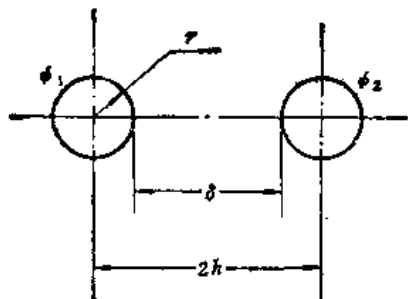


图 1.36 平行圆柱式结构示意图

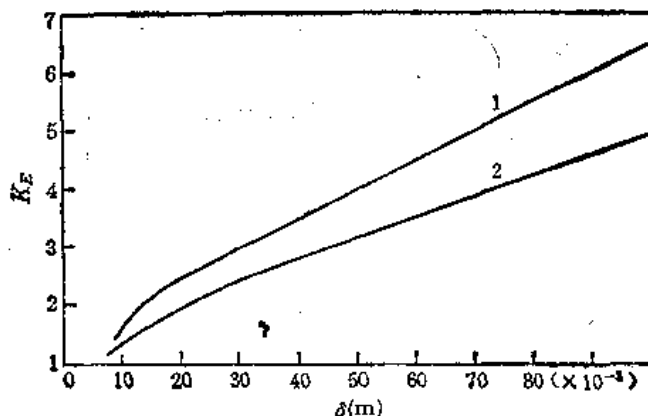


图 1.37 平行圆柱式结构的 K_E 和 δ 的关系
(1. $r = 2\text{mm}$; 2. $r = 3\text{mm}$)

最小的绝缘层中电场强度最高。

高压变压器的某些绝缘结构可以表示成多层介质的平板电容器,如图 1.38 所示。该图可以用来计算介电系数最小的绝缘层中的电场强度。高压变压器线圈和铁心间的电场分布情况就是如此。该图中包含两层介质: 线圈的灌注绝缘层厚 l_1 , 介电系数 $\epsilon_1 = 5$; 空气绝缘层厚 l_2 , 介电系数 $\epsilon_2 = 1$ 。空气中的电场最强。

从图 1.39 可见,在由环氧混合物和空气组成的绝缘系统中,空气间隙越小,其中的电场强度就越高。当电场强度足够高时,空气中将产生电晕放电。该图的 K_E 由下式确定:

$$K_E = \frac{\delta}{\epsilon_K(l_1/\epsilon_1 + l_2/\epsilon_2 + \dots + l_n/\epsilon_n)}$$

式中, ϵ_K 为绝缘系统中最小的介电系数。

U_e 和 E_m 仍按式 (1.3) 确定。

下面研究高压变压器与其屏蔽罩间电场强度的计算方法,该情况下采用图 1.38 的结构示意图。该图的左电极是变压器的高压绕组,电位为 ϕ_1 。 l_1 是绕组外层绝缘厚度。 ϵ_1 是

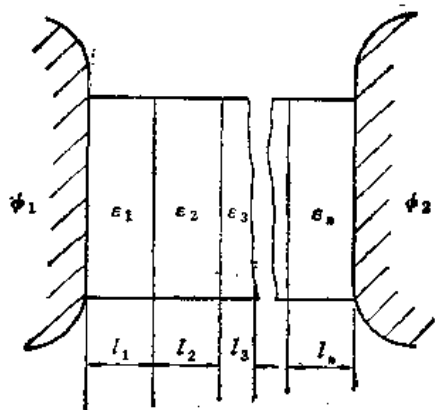


图 1.38 平板电容器结构示意图

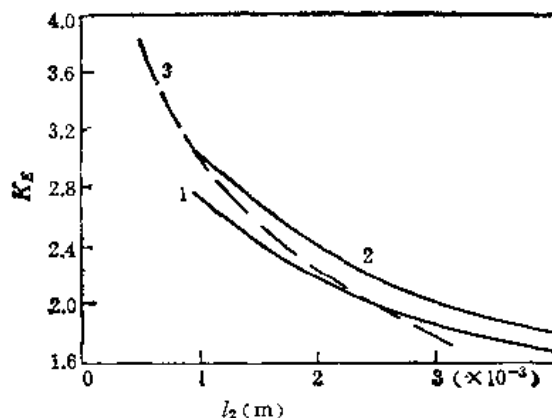


图 1.39 平板电容器式结构的 K_E 和尺寸 l_2 的关系
(1. $l_1 = 4\text{mm}$; 2. $l_1 = 5\text{mm}$; 3. $l_1 = 6\text{mm}$;
 $\epsilon_1 = 5$; $\epsilon_2 = 1$; $\delta = l_1 + l_2$)

绕组外绝缘层的介电系数。采用 $\epsilon_1 = 5$ 的环氧混合物作为外绝缘。 l_3 是 $\epsilon_3 = 4$ 的灌注混合物厚度。右电极是 $\phi_2 = 0$ 的屏蔽罩。假定由于工艺或结构不良，灌注结构中有空气泡。为便于计算，用等值空气隙来代替空气泡。等值气隙的长度为 l_2 ，介电系数为 $\epsilon_2 = 1$ 。 l_4 是衬垫材料厚度， $\epsilon_4 = 3$ 是该材料的介电系数。

在图 1.40 上表示了该情况下的 K_E 和各个参数的关系。从该图可见，绝缘间隙中的电场强度和间隙宽度关系不大，对于普通灌注线圈来说，其值为平均电场强度的四倍左右。从该图还可以看出，空气泡越小，其中的电场强度越高。任何绝缘结构中都存在少量空气泡，因此，绝缘结构的短时抗电强度高而长期抗电强度低，从而导致各个样品的抗电

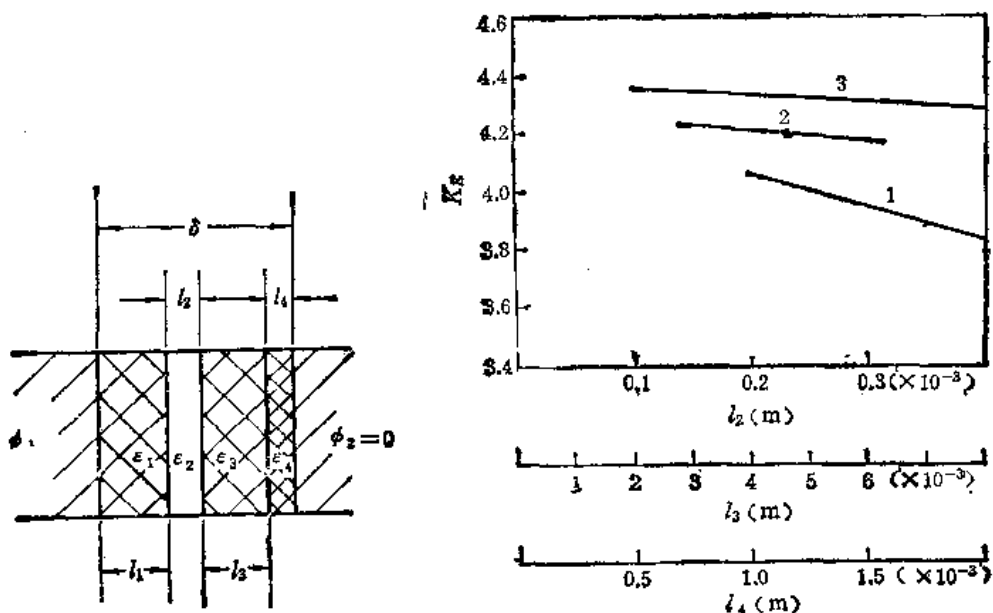


图 1.40 系数 K_E 和 l_2, l_3, l_4 的关系 (1. $K_E = f(l_2)$; 2. $K_E = f(l_3)$; 3. $K_E = f(l_4)$)

强度有一定分散性。设计高压变压器时绝缘距离必须留有一定的余量。为此，变压器绝缘系统中任何一点的电场强度都不应超过 $2-3\text{kV/mm}$ 。

1.5 有关系数及尺寸功率的确定

一、有关系数

在电子变压器的设计过程中要利用一系列系数,这些系数不仅和变压器的功率有关,还和一系列其他因素有关。进行变压器设计时,各系数需要根据有关理论与设计经验选取。

1. 铁心填充系数 k_T

该系数等于铁心柱的净截面积与铁心柱的几何截面积之比。这个系数和铁心带(片)厚、表面绝缘方法、铁心的制造工艺、铁心形状等有关。冲片和带绕铁心的 k_T 值示于表 1.16。典型条件下,对于 50Hz 的铁心而言, $k_T = 0.93$; 对于 400Hz 的铁心而言, $k_T = 0.87$ 。

2. 窗口填充系数 k_{cx}

窗口填充系数等于纯导线所占的窗口面积与整个铁心窗口面积之比。该系数和窗口尺寸、绕组电压、导线品种、线径大小、绕组结构、绕线工技术水平等有关。随着绕组电压

表 1.16 铁心填充系数 k_T

铁 心		不同材料厚度 (mm) 下的 k_T 值					
类 别	绝缘方法	0.35	0.15—0.2	0.08—0.1	0.05	0.02	0.01
冲片铁心	涂漆	0.92	0.85	0.75			
带绕矩形铁心	磷化	0.92	0.90	0.85	0.75	0.65	0.6
带绕环形铁心	磷化	0.93	0.91	0.90	0.85	0.7	0.65
铁镍合金带绕环形铁心	电泳	0.93	0.90	0.85	0.75	0.6	0.55

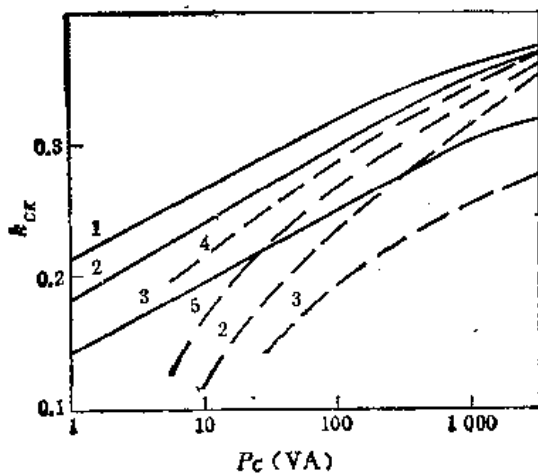


图 1.41 典型条件下小功率变压器的窗口填充系数和功率的关系 (—50Hz; ---400Hz。变压器型号: 1. KB, SB; 2. XB; 3. HB; 4. SB; 5. KB)

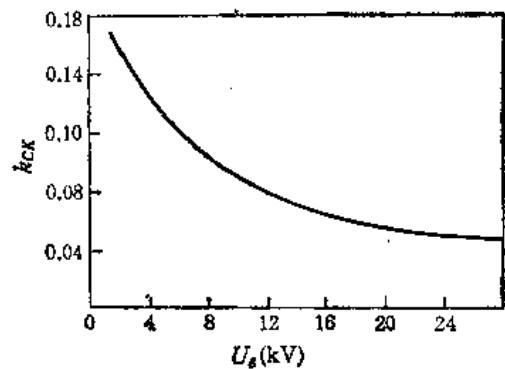


图 1.42 高压变压器的窗口填充系数和工作电压的关系

的升高、匝数的增多、工作温度的提高、频率的上升、功率的减小, k_{CK} 值也减小。该系数还和变压器的型式有关, XB 和 SB 型变压器的 k_{CK} 值比 KB 型的小, HB 型的 k_{CK} 值最小。典型条件 ($\tau_m = 50^\circ\text{C}$, $\tau_{HJ} = 20^\circ\text{C}$, $f = 50\text{Hz}$ 或 400Hz) 下 k_{CK} 和功率的关系如图 1.41 所示。根据该图并利用表 1.17 的修正系数可以求得其他条件下的 k_{CK} 值。高压变压器的窗口填充系数实际上和功率无关, 主要由它的工作电压来确定。设计时根据工作电压按图 1.42 选取。该图适合于工作电压 5—25kV, $f = 50\text{Hz}$, 功率 250W 以下; $f = 400\text{Hz}$, 功率 1kW 以下的变压器。高压变压器的窗口填充系数也可以按下面的近似公式计算:

$$k_{CK} = 0.0006(38 - U_f)$$

式中, U_f 为绕组工作电压 (kV)。

表 1.17 k_{CK} 和 α_0 的修正系数

参数来源	变 化 的 因 素	修正系数 $k_{CK}/k_{CKD}, \alpha_0/\alpha_{0D}$
k_{CK} (取自图 1.41)	无骨架线圈	0.9—0.95
	铝箔或铜箔绕组	1.5—2
	绕组个数少或无板极绕组	1.05—1.15
	绕组个数多于 6	0.8—0.9
	用薄膜绝缘, 绕线工水平较高	1.05—1.15
	用纱包及玻璃丝包线	0.7—0.85
	高压变压器	0.2—0.6
	采用最低价格铁心	0.8—0.9
α_0 (取自表 1.18)	绕组不浸漆或绕组个数多于 6	0.85—0.9
	浸渍或裹覆环氧混合物	1.05—1.15
	温升 τ 变化	$\sqrt{\tau/50}$
	环氧混合物灌注的变压器	0.88—0.93
	大气压为 D_1 (kPa) 时	$1 + \sqrt{D_1/101}$

3. 散热系数 α_0

该系数在热计算中起重要作用。这个系数和一系列因素有关, 可按下式确定:

$$\alpha_0 = \alpha_{0D} \sqrt[5]{5/h_x}$$

式中, α_{0D} 为典型条件下的 α_0 值 (见表 1.18); h_x 为线圈高 (cm)。

典型条件下的散热系数等于 $\alpha_0 = 1 \times 10^{-3} \text{W}/(\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C})$, 其他条件下按表 1.17 进行修正。

对于风冷变压器而言, 利用图 1.43 修正散热系数。

4. 温差系数 D

该系数反映变压器的最热点温升与平均体积温升的差别, 可根据不同的变压器结构从表 1.18 中选取。典型条件下的温差系数如下: 环形变压器为 1.25, 其他型式的变压器为 1.05。

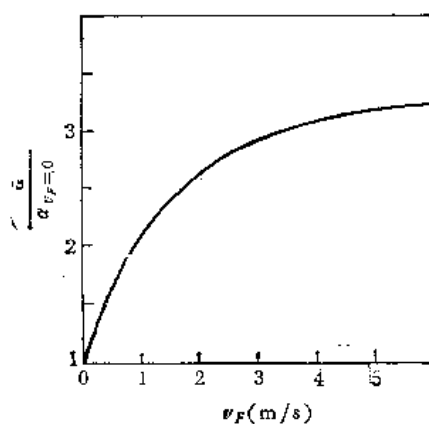


图 1.43 散热系数和风速的关系

表 1.18 敞开式变压器的各个系数

变压器型式	浸渍线圈		不浸渍线圈		铁心和底板良好接 触时的 m_1
	$\alpha_0 [W/(cm^2 \cdot ^\circ C)]$	D	$\alpha_0 [W/(cm^2 \cdot ^\circ C)]$	D	
小型 KB	1.05×10^{-3}	1.04	0.9×10^{-3}	1.08	1.6
其余 KB 和 1XB	1.05×10^{-3}	1.05	0.9×10^{-3}	1.10	1.3
XB ₃ SB	1.2×10^{-3}	1.03	1×10^{-3}	1.06	1.3
HB	1.4×10^{-3}	1.2	1.4×10^{-3}	1.25	1.3

注: m_1 为反映分风底板散热特性的系数。

5. 铁心比损耗 p_T

当电源电压为正弦波时,按下式计算铁心比损耗:

$$p_T = k_{FP} k_P p_0 \left(\frac{f}{f_0} \right)^\alpha \left(\frac{B}{B_0} \right)^\beta, W/kg \quad (1.4)$$

式中 p_0 为对应于磁感应强度 B_0 和频率 f_0 的铁心材料的比损耗,不同材料的比损耗分别示于表 1.3, 表 1.4, 表 1.20 及图 1.4, 图 1.6, 图 1.8; k_P 为铁心损耗增大的倍数(见表 1.19); k_{FP} 铁心的附加损耗系数,三相带绕铁心 $k_{FP} = 1.2-1.3$, 其余情况下 $k_{FP} = 1$; α 和 β 是指数(见表 1.20)。

当电源电压为非正弦波时,首先将电源电压进行傅里叶级数分解,求出基波的磁感应强度 B_1 , 基波频率 f_1 , 然后按下式确定铁心比损耗:

$$p_{TP} = k_{TP} k_{FP} k_P p_0 \left(\frac{f_1}{f_0} \right)^\alpha \left(\frac{B_1}{B_0} \right)^\beta = p_{T1} k_{TP} \quad (1.5)$$

式中 p_{T1} 为对应于基波磁感应强度 B_1 及频率 f_1 的铁心比损耗; k_{TP} 为非正弦波时的附加损耗系数(见图 1.44)。对于图 1.44 (a) 而言,基波磁感应强度和基波频率分别为:

$$B_1 = \frac{U_m}{k_T \pi^2 f_1 W_1 S_T} \sin \frac{\pi t_K}{T}$$

$$f_1 = \frac{1}{T}$$

对于图 1.44 (b) 而言:

$$B_1 = \frac{2U_m}{k_T \pi^2 f_1 S_T W_1} \left(\frac{t_K}{T} \right)^2 \frac{\cos \frac{\pi t_K}{2T}}{1 - \left(\frac{t_K}{T} \right)^2}$$

$$f_1 = \frac{1}{2T}$$

对于图 1.44 (c) 而言:

$$B_1 = \frac{U_m \sin \frac{\pi t_K}{T}}{k_T f_1 W_1 S_T} \frac{2}{\pi^2}$$

$$f_1 = \frac{1}{T}$$

当电源电压为交流方波时 ($f_1 = f$):

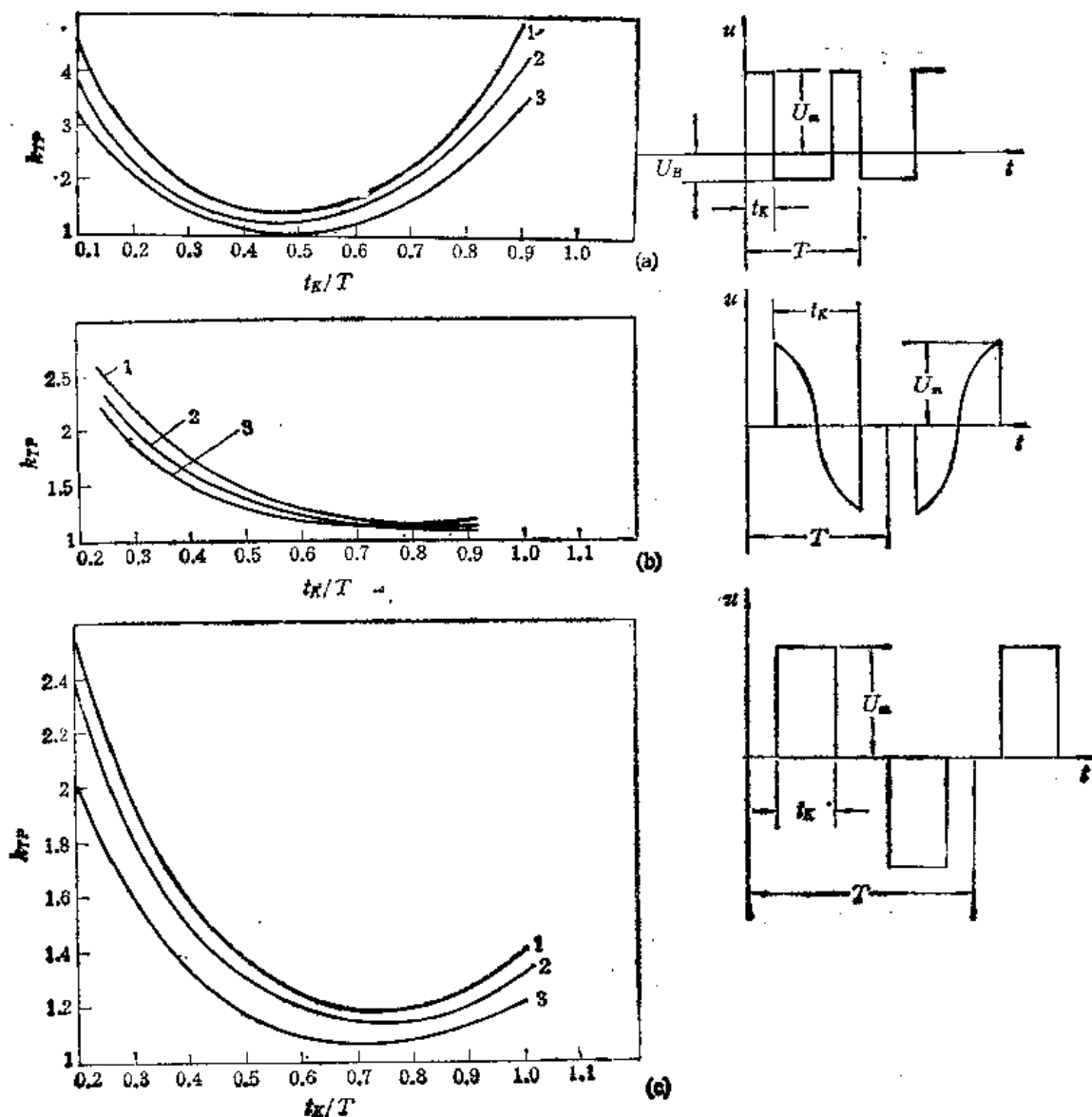


图 1.44 不同铁心材料的附加损耗系数 k_{TP} 和 t_K/T 的关系
(1. DG4, 0.05mm; 2. RZKx; 3. 1J79, 0.05mm)

$$B_1 = \frac{U_m}{4.94 f_1 W_1 S_T k_T} = 0.81 B_m$$

$$k_{TP} = 1 + \sum_{i=3}^{\infty} i^{\alpha-2\beta} (i \text{ 为 } 3, 5, 7, \dots)$$

上列各式中 W_1 为初级绕组匝数; S_T 为铁心截面积; k_T 为铁心填充系数。当电源电压为梯形波时 ($f_1 = f$):

$$B_1 = \frac{2.55 |\sin t_1|}{t_1 (\pi - t_1)} B_m = \frac{2.55 |\sin t_1| (\pi - 2t_1) U_m}{t_1 (\pi - t_1) 4\pi f_1 W_1 S_T k_T}$$

$$k_{TP} = 1 + \sum_{i=3}^{\infty} i^{\alpha-2\beta} \left(\frac{|\sin i t_1|}{|\sin t_1|} \right)^{\beta}$$

表 1.19 铁心损耗增大的倍数

铁 心	材 料		不同频率下的 k_p 值			
	类 别	厚度 (mm)	50Hz	400Hz	2kHz	10kHz
冲片铁心和不切开的带绕铁	各种硅钢	0.2—0.35	1.15	1.2	1.25	1.3
	铁镍合金	0.05	—	1.25	1.35	1.4
切开的带绕铁心	DQ1—DQ6	0.2—0.35	1.3	1.4	1.5	1.6
	DG1—DG4	0.05	—	1.5	1.6	1.7
	1J34, 1J50	0.05—0.1	—	1.7	1.8	1.9
	1J79, 1J80	0.05—0.1	—	2.5	2.8	3

表 1.20 铁心材料的比损耗和指数

材料型号	带厚 (mm)	比损耗 $p_s \left(\frac{W}{kg} \right)$	α	β
1J79	0.1	5.5	1.6	2
	0.05	3.8	1.5	1.8
	0.02	3.5	1.4	2
1J85	0.02	2.5	1.4	2.1
1J80	0.05	3.7	1.5	2
1J34	0.1	10	1.6	1.7
	0.05	6.8	1.4	1.6
	0.02	5.1	1.3	1.7
1J50	0.08	14.8	1.5	1.9
	0.02	14.7	1.2	1.9
1J54	0.02	10.6	1.1	1.8
1J51	0.05	15	1.5	2
	0.02	7.5	1.3	1.4
	0.01	9	1.2	1.5
DG2	0.08	27.4	1.3	1.6
DG3	0.08	24.8	1.3	1.8
DG4	0.08	21.7	1.2	1.6
R1.5KX		23.2	1.2	2.2
R2KX		44.6	1.3	2.7

注: 1. p_s 对应于 $B_0 = 1T$, $f_0 = 1000Hz$, 正弦交流; 2. 该表适用于 $f = 1—30kHz$ 。

当电源电压为三角形波时 ($f_1 = f$):

$$B_1 = 1.034 B_m = \frac{U_m}{7.74 f_1 W_1 S_T k_T}$$

$$k_{TP} = 1 + \sum_{i=3}^{\infty} i^{\alpha-3\beta}$$

式中 B_m 为对应于电压幅值的磁感应强度幅值; t_1 为梯形波一个腰对应的电角度。

当电源电压为正弦波时,典型条件下的铁心比损耗为: 50Hz 单相带绕铁心, $B = 1\text{T}$ 时, $p_T = 1.3\text{W/kg}$; 400Hz 单相带绕铁心, $B = 1\text{T}$ 时, $p_T = 13\text{W/kg}$ 。

6. 磁场强度 H

由于磁化曲线的非线性, 很难精确地用解析公式表示磁场强度。通常根据选取的磁感应强度值, 按图 1.5 所示的磁化曲线来确定磁场强度 H 。

7. 材料参数

这里所说的材料参数指导线材料的电阻率 ρ_{20} , 导线材料的密度 γ_s , 铁心材料的密度 γ_T 等。常用材料的参数见表 1.3, 表 1.4, 表 1.30。

工作温度下电阻率增大的系数 k_r 按下式计算:

$$k_r = 1 + \alpha_p(\tau_r - 20) \quad (1.6)$$

$$\tau_r = \tau_{Hl} + \frac{\tau_m}{D}$$

α_p 为电阻温度系数, 详见表 1.30。

8. 极限工作磁感应强度 B_g

这里的 B_g 不是铁心材料的饱和磁感应强度, 而是一个界限值。各种铁心材料的 B_g 值见表 1.21。在典型条件下的 B_g 值为: 冷轧电工钢带绕铁心 $B_g = 1.6\text{T}$; 热轧电工钢冲片铁心 $B_g = 1.25\text{T}$ 。

表 1.21 各种铁心材料的磁感应强度 B_g

铁心类别	各种材料的 $B_g(\text{T})$ 值			
	铁 镍 合 金		电 工 钢	
	1J79, 1J80	1J34, 1J50	热轧	冷轧
KE 型冲片铁心	0.6	1.1—1.25	1.1—1.25	1.2—1.4
GE 型冲片铁心			1.15—1.4	1.25—1.65
带绕铁心	0.6	1.2—1.3	1.2—1.45	1.5—1.65

注: 大铁心的 B_g 值取大些, 小铁心取小些。

9. 变压器属于强制磁化状态 (QZB) 或自然磁化状态 (ZZB)

为了断定所设计变压器属于 QZB 或 ZZB, 特提出如下的建议: 从温升出发的大多数工频小功率变压器、500Hz 以下的小型高频变压器、温度很高的小功率变压器、重复短时工作的小功率变压器都属于 QZB。属于 ZZB 的有: 大多数高频变压器、温升很低的工频变压器。初步设计时可以大致认为: 属于 QZB 的就是工频小功率变压器, 高频小功率变压器属于 ZZB。

如果初步认为是 QZB, 而在计算过程中得到铁心损耗 P_T 与线圈损耗 P_X 之比 ν 大于其最佳值 ν_0 , 这意味着该变压器不是 QZB, 而是 ZZB, 这里的 ν_0 按后述式 (1.7) 确定。相反, 如果初步认为是 ZZB, 而在计算过程中得到 $B > B_g$, 则该变压器属于 QZB。

10. 铁心和线圈的损耗比 $\nu = P_T/P_X$

铁心与线圈损耗之比简称损耗比,该比值对变压器最佳设计有很大影响。QZB 的 ν 值可以任意选取,ZZB 的损耗比存在最佳值 $\nu = \nu_0$,在最佳损耗比下变压器的经济指标最好。这个最佳比可按式确定:

$$\nu_0 = 1 + \beta - 0.2\beta^2 \quad (1.7)$$

$$\beta = \frac{S_{Tm}}{S_{xm}} = \frac{\varphi_{Tm}}{\varphi_{xm}} \quad (1.8)$$

式中, S_{Tm} 为铁心散热面积; S_{xm} 为线圈散热面积; φ_{Tm} 为几何函数(见表 1.22); φ_{xm} 为几何函数(见表 1.22)。

对于 QZB 来说,在以相对电压降为设计依据时,按下式确定损耗比:

$$\nu_{QZB} = 1.2 \frac{\rho_T B_s^2 \sqrt{\rho_C}}{100(\tau_m/50)^2 (\alpha_0/\alpha_{0D})^2} \frac{V_T}{C_\Delta V_x} \sqrt{\frac{\rho_{20} k_{CKD}}{0.0175 k_{CK}}} \quad (1.9)$$

$$\frac{V_T}{V_x} = \frac{\varphi_T}{\varphi_x}$$

式中, V_T 为铁心体积; V_x 为线圈体积; φ_T, φ_x 为几何函数(见表 1.22); α_0/α_{0D} 及 k_{CK}/k_{CKD} 均示于表 1.17; 比值 V_T/V_x 在 0.3—2 的范围内波动;有关几何函数 $\varphi_{Tm}/\varphi_{xm}$ 的确定将在后面叙述;

$$C_\Delta = \frac{n_\Delta c_x}{c}$$

式中, n_Δ 为窗口中线圈截面的个数,对于 KB, 1XB 型变压器, $n_\Delta = 1$; 对于 XB, HB, SB 型, $n_\Delta = 2$; c_x 为线圈厚度; c 为铁心窗口宽度。

11. 计算参数 A

在确定变压器温升时要利用的中间系数 A ,该系数按下式确定:

$$A = 1 + m_1 \beta \sqrt{\frac{\nu + 0.6}{1 + 0.2\beta\nu}} \quad (1.10)$$

式中, β 和 ν 按式 (1.7), (1.8) 确定;当变压器铁心与分机底板良好接触时 m_1 为 1.3—1.6, 其它情况下按表 1.18 选取,当变压器不直接装在底板上时, $m_1 = 1$ 。

12. 初级电流的相对值 i_1

初级电流的相对值由下式定义:

$$i_1 = \frac{I_1}{I}$$

式中, I 为折算的次级电流; I_1 为初级电流。

在电阻负载下

$$i_1 = \sqrt{1 + i_{0g}^2}$$

式中 i_{0g} 为相对磁化电流的无功分量。

用参数 C_{i0} 代替功率, 可以求得 P_c, τ_m, f 为不同组合时的 i_{eq0}

对于强制磁化状态 (QZB)

$$C_{i0} = \tau_m^{0.6} P_c^{0.13} \div (10f^{0.13}) \quad (1.11)$$

对于自然磁化状态 (ZZB)

$$C_{i0} = \sqrt[3]{(f/\tau_m)^3 P_c^2} \times 10^{-3} \quad (1.12)$$

典型条件下电流 i_{eq}, i_1 和参数 C_{i0} 的关系表示在图 1.45 上。为了便于使用, 图中还标出了温升为 50°C , 频率 50Hz 时的 P_c 值 ($P_{50/50}$), 以及温升为 50°C , 频率 400Hz 时的 P_c 值 ($P_{50/400}$)。典型的初级电流相对值是: $i_1 = 1.1, 1 + i_1 = 2.1$ 。

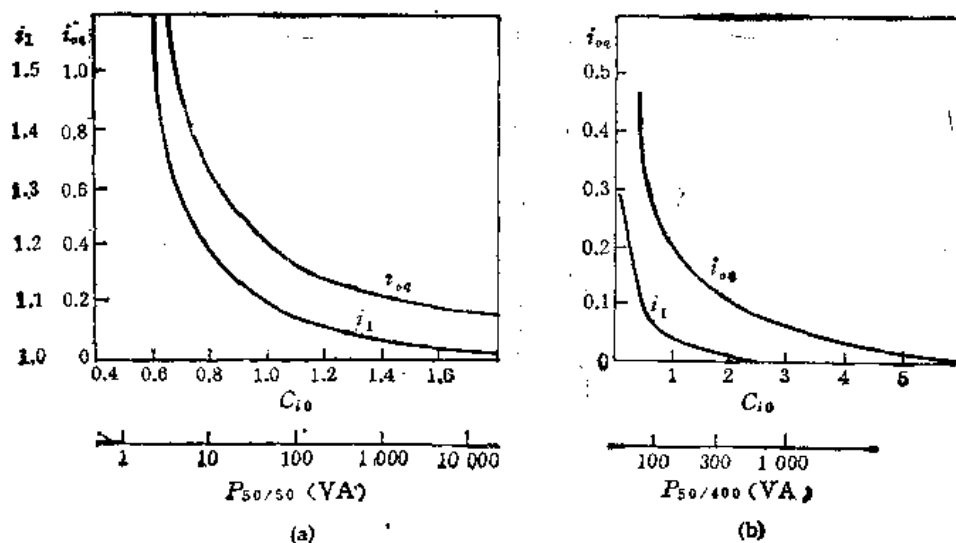


图 1.45 典型条件下电流 i_1, i_{eq} 和参数 C_{i0} 的关系
(a) $B = B_s, \text{QZB}$; (b) $B < B_s, \text{ZZB}$

13. 绕组电流密度之比 ε

绕组电流密度之比由下式定义:

$$\varepsilon = \frac{j_2}{j_1}$$

式中, j_1 为内绕组的电流密度; j_2 为外绕组的电流密度。

绕组电流密度之比是一个重要参数, 最佳比用 ε_0 表示。对变压器提出的要求不同, 最佳比 ε_0 也不同。当以温升为设计依据时

$$\varepsilon_0 = \sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_s}} = \sqrt{\frac{a+b}{a+b+\pi c_s}} \quad (1.13)$$

$$x_s = \frac{c_s}{a}; y = \frac{b}{a}$$

式中 a, b 为铁心尺寸 (见图 1.1)。 c_s 为线圈厚度。该情况下选取 ε 的原则如下: 对于功率一定的变压器来说, 通过 ε 的合理选取以保证线圈损耗 P_s 最少; 在线圈损耗不变的情况下, 通过 ε 的合理选取保证变压器有更大的输出功率; 对于一般的小功率变压器来说, 在规定的功率和温升下, 通过 ε 的合理选取保证变压器重量最轻、体积最小等。

当以相对电压降为设计依据时,电流密度的最佳比为:

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{i_1} \sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_z}} = \frac{1}{i_1} \sqrt{\frac{a+b}{a+b+\pi c_z}} \quad (1.14)$$

也可以利用

$$\varepsilon_0 i_1 = \sqrt{\frac{1+y}{1+y+\pi x_z}} = \sqrt{\frac{a+b}{a+b+\pi c_z}} \quad (1.15)$$

该情况下最佳 ε_0 和允许的相对电压降有关。最佳的意义是:在功率恒定时, ε_0 保证总的相对电压降最小;或者在相对电压降恒定时, ε_0 保证变压器的输出功率最大。对于普通小功率变压器来说,通过选取最佳的 ε_0 , 保证在功率和相对电压降都一定的情况下得到最轻的重量或最小的体积。

保证相对电压降最小的最佳电流密度之比 ε_0 为 0.5—0.6。当电流密度之比小于或大于最佳值时,绕组压降迅速增长。在变压器结构和主要尺寸间比例关系不变的条件下,正确选取绕组电流密度之比,可以明显降低相对电压降,从而提高变压器的效率。

保证绕组损耗最小的最佳电流密度之比 ε_0 为 0.65—0.75。

保证最热点温升最低的最佳电流密度之比 ε_0 为 0.8—1。

变压器尺寸越大,最佳比 ε_0 也越大。当变压器基准尺寸 $a \geq 4\text{cm}$ 时,保证最热点温升最低的 ε_0 接近于 1。

保证变压器消耗的导线材料最少,从而保证变压器价格最低的最佳电流密度之比 ε 为 0.7。

通过上面的分析可知,选取 $\varepsilon = 0.7$ 左右,不仅可以保证变压器的相对电压降最小,而且能保证变压器绕组损耗最少,最热点温升较低,变压器价格最低。在典型条件下

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_0 &= 0.75 \\ i_1 \varepsilon_0 &= 0.85 \\ 1 + i_1 \varepsilon_0 &= 1.85 \end{aligned} \right\} \quad (1.16)$$

14. 容许损耗增大的倍数 q_p

在温升一定的情况下,重复短时工作的变压器的允许损耗要比长期连续工作的大。相反,如果损耗不变,则变压器的温升将降低。变压器损耗增大的倍数,或温升降低的系数 q_p 取决于空度

$$Q = t_{gz}/t_g \text{ 及 } t_g/T$$

式中, t_g 为工作时间; t_{gz} 为一个循环总的时间; t_x 为休息时间; T 为等值热时间常数。显然

$$t_{gz} = t_g + t_x$$

在图 1.46 (a) 上示出了变压器的 q_p 和 t_g/T , $t_g/t_{gz} = 1/Q$ 的关系,在图 1.46 (b) 上表示了变压器的 T 值和质量 G 的关系。设计重复短时工作的变压器时利用该图来确定 q_p 值。

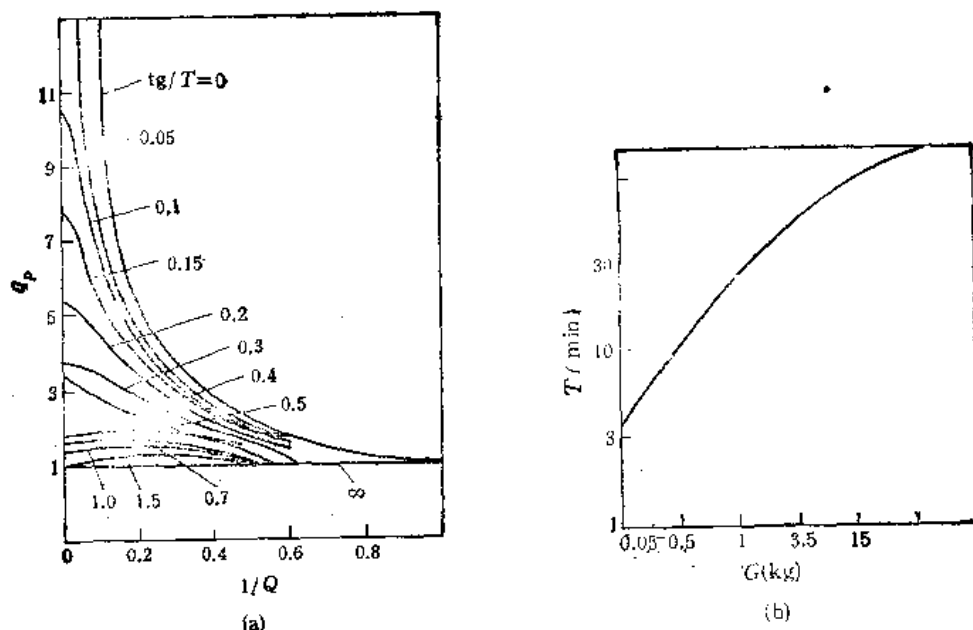


图 1.46 重复短时工作制下允许损耗增大的倍数 (a) 和热时间常数 (b)

15. 几何函数 φ_i 和尺寸比

几何函数 φ_i 由尺寸比

$$x = \frac{c}{a}, \quad y = \frac{b}{a}, \quad z = \frac{h}{a}$$

来确定, φ_i 是这三个变量的函数。几何函数的计算公式示于表 1.22。设计非标准铁心的变压器时应根据设计要求选取最佳的 x, y, z 。不同设计条件下各种小功率变压器的最佳尺寸比示于表 1.23, 高压变压器的最佳尺寸比将在 1.7 节介绍。

16. 几何参数 ($S_i, S_{ij}, V_i, G_i, J_i$)

当已知铁心的主要尺寸 a, b, c, h (图 1.1) 时, 各种型式变压器的几何参数均按表 1.22 中给出的公式进行计算。

二、变压器的尺寸功率

尺寸功率反映变压器尺寸的大小, 它不等于电磁功率, 也不等于输出功率。小功率电源变压器每相尺寸功率的一般公式如下:

有 N 个绕组的变压器

$$P_c = \frac{1}{2} \left(P_2 + \sum_{i=1}^N k_{si} P_{2i} \right) \quad (1.17a)$$

单绕组变压器

$$P_c = \frac{1}{2} (1 + k_s) P_2 \quad (1.17b)$$

单绕组自耦变压器

$$P_c = \frac{1 - k_B}{2} (1 + k_s) P_2 \quad (1.17c)$$

表 1.22 各种型式变压器

几何函数		几何函数	
φ_i	和 a 的关系	KB 型	XB 型
φ_L	$L_T = \varphi_L a$	$2(x + z + \pi/4)$	$2(x + z + \pi/2)$
φ_S	$S_T = \varphi_S a^2$	y	y
φ_{CK}	$S_{CK} = \varphi_{CK} a^2$	xz	xz
φ_{xm}	$S_{xm} = \varphi_{xm} a^2$	$2[\pi x(x + z) + 2x + z]$	$2\left[\frac{\pi x}{2}(x + 2z) + (x + z)(y + 2)\right]$
φ_{Tm}	$S_{Tm} = \varphi_{Tm} a^2$	$2[y(2x + z + 3) + 2x + z + 2]$	$2[y(x + 4) + 2x + 4]$
φ_x	$V_x = \varphi_x a^3$	$2xz\left(\frac{\pi x}{2} + y + 1\right)$	$2xz\left(\frac{\pi x}{4} + y + 1\right)$
φ_T	$V_T = \varphi_T a^3$	$2y(x + z + 1)$	$2y(x + z + 2)$
φ_v	$V = \varphi_v a^3$	$2(x + 1)(2x + y)(z + 1)$	$2(x + 1)(x + y)(z + 2)$
φ_g	$G = \varphi_g a^3$	$m(k_{CK}\gamma_x \varphi_x +$	
$\varphi_{P_{x1}}$	$L_{P_{x1}} = \varphi_{P_{x1}} a$	$1.1(2 + 2y + \pi x \times$	

注: 对 SB 而言, φ_i 是两边相的函数; φ_{xm} 是中间相的函数。

式中, N 为次级绕组个数。 i 为次级绕组号数。 P_{xi} 为第 i 个次级绕组的输出功率。 k_{xi} 为和整流线路有关的修正系数; 当变压器没有整流绕组, 或采用倍压与桥式线路时 $k_{xi} = 1$; 采用单相全波整流线路时 $k_{xi} = 0.71$; 采用三相全波整流线路时 $k_{xi} = 0.81$; 对于半波整流线路来说 $k_{xi} = \sqrt{1 - i_d^2}$, 其中 i_d 是平均负载电流与绕组电流之比。

电磁功率 P 的公式为

$$P = C_P P_C$$

以相对电压降为设计依据时

$$C_P = 1 + \frac{u}{2(1 - u)}$$

以温升为设计依据时, C_P 和 P_C 的关系如图 1.47 所示。当 $\tau_m, f, B_s, \rho_{20}, p_T$ 等参数与典型值不同时, 从图 1.47 选取的 C_P 值需按下式进行修正:

$$C_P = 1 + (C_{PD} - 1) \left(\frac{\tau_m}{50}\right)^{1.2} \sqrt{\frac{1.6}{B_s}} \frac{50}{f} \sqrt[4]{\frac{\rho_{20}}{0.0175}} \quad (\text{对于 QZB}) \quad (1.18a)$$

$$C_P = 1 + (C_{PD} - 1) \sqrt{\frac{\tau_m}{50}} \sqrt[3]{\left(\frac{400}{f}\right)^2 \frac{p_T}{13} \frac{\rho_{20}}{0.0175}} \quad (\text{对于 ZZB}) \quad (1.18b)$$

几何函数的计算公式

φ_i 的公式

HB 型	SB 型	1XB 型
$\pi(x+1)$	$3x+2x+4.4$	$2(x+z+\pi/2)$
y	y	y
$\pi x^2/4$	$x\pi/2$	$x\pi$
$\pi \sqrt{2x^2+4x+4} \left(\frac{x}{2} + y + \frac{1}{2} \sqrt{2x^2+4x+4} \right)$	$2 \left[\frac{\pi x}{2} \left(\frac{x}{2} + z \right) + (x+z) \right]$	$2 \left[\pi x(x+z) + \left(x + \frac{\pi}{2} \right) \times (y+2) \right]$
0	$\frac{2}{3} (2x+3)(y+2)$	$2 \left[y \left(x + \frac{\pi}{2} + 2 \right) + 2x + \pi + 4 \right]$
$\frac{\pi}{2} \left(\frac{x}{2} + y \right) (x^2 + 2x + 2) - \pi y(x+1)$	$x\pi \left(\frac{\pi x}{4} + y + 1 \right)$	$2x\pi \left(\frac{\pi x}{2} + y + 1 \right)$
$\pi y(x+1)$	$\frac{1}{3} y(4x+3x+6)$	$2y(x+\pi+2)$
$2(x^2+2x+2) \left(\frac{x}{2} + y \right)$	$3(x+1)(x+y)(x+2)$	$2(x+1)(2x+y)(x+2)$

$k_T \gamma_T \varphi_T$

$$\frac{1 + 2si_1}{1 + si_1}$$

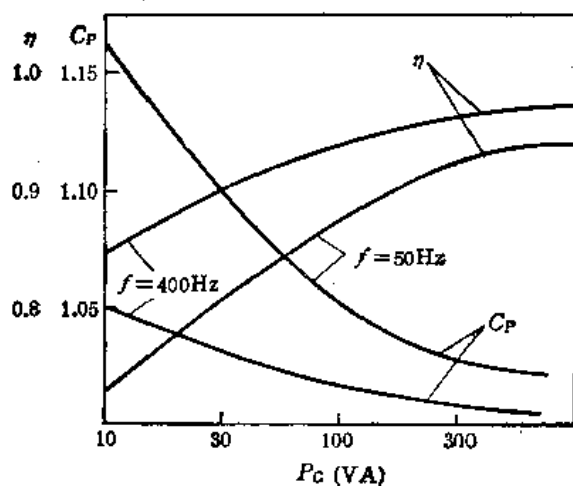


图 1.47 典型条件下小功率变压器的 η , C_p 和 P_c 的关系
(自耦变压器的 η 稍高, C_p 稍低)

对于自耦变压器来说, C_p 公式的第二项应除以 $(1 - k_s)$ 。

1.6 电磁负荷的确定

电磁负荷系指变压器的电流密度 j 及磁感应强度 B , 这两个参数的正确选择对所设

表 1.23 各种型式变压器的最佳尺寸比

变压器 类别	频率 (Hz)	几何 参数	KB 型		XB 型		HB 型		SB 型		LXB 型	
			u	τ	u	τ	u	τ	u	τ	u	τ
最低价格	50	x	0.5	0.7	0.9	0.9	1.6	1.3	1.1	1.2	0.6	0.9
		y	2	2	2	2	1.8	1.1	1.8	1.5	1.8	2
		z	1.3	1.5	1.6	1.7	—	—	1.8	2	1.8	2
	≥ 400	x	0.8	1	1.3	1.4	2.3	1.6	1.5	1.2	1	1.2
		y	2	1.8	2	1.6	1.7	0.6	1.8	1	1.8	1.5
		z	1.8	1.6	2.5	2	—	—	3	1.8	2.5	2.2
最小体积	50	x	0.5	0.7	0.9	1	2	1.5	1.2	1.1	0.6	0.8
		y	2	2	2	2	1.8	1.3	2	1.5	2	2
		z	1.5	1.7	2.5	2.5	—	—	2.5	2.4	2.5	2.5
	≥ 400	x	0.8	1	1.1	1.4	2.4	1.7	1.6	1.2	1.1	1
		y	2	2	2	2	1.8	0.7	2	1	2	2
		z	2	2	3	2.6	—	—	3.2	2.3	2.6	2.8
最轻重量 (铜绕组)	50	x	0.6	0.8	1	1.1	2	1.4	1.2	1.2	0.8	0.9
		y	2	2	1.8	1.6	2	1	2	1.6	2	2
		z	1.6	1.5	2.2	2	—	—	2.3	2	2.5	2
	≥ 400	x	1	1	1.6	1.6	3	1.8	1.8	2	1	1.2
		y	2	2	1.6	1.6	2	0.8	1.6	1.6	2	1.6
		z	2	1.9	2.8	2.3	—	—	3	2.5	2.5	2.5
最轻重量 (铝箔绕组)	50	x	1	1.1	1.6	1.6	—	—	1.7	1.7	0.9	—
		y	2	2	2	1.5	—	—	1.7	1.6	1.8	—
		z	1.8	2	2.5	2.5	—	—	3	2.5	2.7	—
	≥ 400	x	1.3	1.4	1.9	2.1	—	—	2	2	1.1	—
		y	2	1.2	1.5	1.2	—	—	1.6	1.2	1.8	—
		z	2.1	2.2	2.8	2.8	—	—	3	3	2.8	—

注: u 以相对电压降为设计依据; τ 以温升为设计依据; 用铜箔时 x 除以 1.3—1.5; 用铝线时 x 应乘以 1.3—1.5。

计变压器的性能有极大影响。

一、根据变压器的功率来确定电磁负荷

设计变压器时通常只知道功率,因而,只能根据功率来确定电流密度 j 和磁感应强度 B 。电流密度 $j_1 = j_2/\varepsilon$ 。以相对电压降为设计依据时 $B = B_g$ (见表1.21)

$$j_2 = 0.13 P^{0.2} \frac{u^{0.3} (f B_g)^{0.6} \varphi_s^{0.6}}{(1-u)^{0.2} (2-u)^{0.6} k_{CK} (k_r \rho_{20})^{0.8} \varphi_{CK} \varphi_{Fz2} (1+\varepsilon i_1)^{0.3}}, \text{A/mm}^2 \quad (1.19a)$$

以温升为设计依据时,对于 QZB, $B = B_g$

$$j_2 = 0.4 \sqrt{q_F} \frac{\alpha_0^{0.57} \tau_m^{0.7} (f B_g)^{0.15}}{P_C^{0.15} D^{0.7} k_{CK} k_r \rho_{20}^{0.6}} \left(\frac{A}{1+\nu} \right)^{0.6} \frac{(1+\varepsilon i_1)^{0.4}}{(1+i_1)^{0.8}} \\ \times \frac{\varphi_s^{0.15}}{\varepsilon^{0.1}} \left(\frac{\varphi_{xm}}{\varphi_{Fz2}} \right)^{0.6} \frac{1}{\varphi_{CK}^{0.4}}, \text{A/mm}^2 \quad (1.19b)$$

对于 ZZB

$$j_2 = 0.6 \sqrt{q_p} \frac{\alpha_0^{0.7} \tau_m^{0.9}}{P_C^{0.2} D^{0.9}} \frac{f^{0.2}}{p_l^{0.1}} \frac{\nu^{0.1}}{k_{CK} (k_r \rho_{20})^{0.6}} \left(\frac{A}{1+\nu} \right)^{0.7} \quad (1.19c)$$

$$\times \frac{(1 + \varepsilon i_1)^{0.4}}{(1 + i_1)^{0.6}} \frac{\varphi_{xm}^{0.7} \varphi_s^{0.2}}{z^{0.1} \varphi_T^{0.1} \varphi_{CK}^{0.4} \varphi_{pz1}^{0.6}}, \text{ A/mm}^2$$

$$B = 6 \sqrt{q_p} \frac{\alpha_0^{0.7} \tau_m^{0.9}}{P_C^{0.2} D^{0.9}} \frac{f^{0.2}}{p_l^{0.6}} \frac{k_{CK}^{0.4} \nu^{0.6}}{(k_r \rho_{20})^{0.1}} \left(\frac{A}{1+\nu} \right)^{0.7} \frac{\varphi_{xm}^{0.7} \varphi_i^{0.2} \varphi_{CK}^{0.1}}{z^{0.1} \varphi_T^{0.6} \varphi_{pz2}^{0.1}}, \text{ T} \quad (1.19d)$$

代入典型条件下的有关系数之后,上述 j_2 和 B 的公式可以简化。以相对电压降为设计依据时, $B = B_s$

$$j_2 = 0.09 \sqrt[5]{u^4 P_C \frac{(f B_s)^3}{\rho_{20}^4} \frac{\varphi_s^3}{\varphi_{CK} \varphi_{pz1}^4}}, \text{ A/mm}^2 \quad (1.20a)$$

以温升为设计依据,对于 QZB, $B = B_s$

$$j_2 = 5.4 \times 10^{-3} \sqrt{q_p} \frac{\tau_m^{0.7}}{P_C^{0.15}} \frac{(f B_s)^{0.15}}{k_{CK}^{0.4} \rho_{20}^{0.6}} \left(\frac{A}{1+\nu} \right)^{0.6} \frac{\varphi_{xm}^{0.6} \varphi_s^{0.15}}{\varphi_{CK}^{0.4} \varphi_{pz1}^{0.6}}, \text{ A/mm}^2 \quad (1.20b)$$

对于 ZZB

$$j_2 = 3.4 \times 10^{-3} \sqrt{q_p} \frac{\tau_m^{0.9}}{P_C^{0.2} p_l^{0.1}} \frac{f^{0.2}}{k_{CK}^{0.4} \rho_{20}^{0.6}} \left(\frac{A}{1+\nu} \right)^{0.7} \frac{\varphi_{xm}^{0.7} \varphi_s^{0.2}}{\varphi_T^{0.1} \varphi_{CK}^{0.4} \varphi_{pz1}^{0.6}}, \text{ A/mm}^2 \quad (1.20c)$$

$$B = 0.6 \frac{\sqrt{q_p} \tau_m^{0.9}}{10 P_C^{0.2} p_l^{0.6}} \frac{f^{0.2}}{\nu^{0.6}} \left(\frac{A}{1+\nu} \right)^{0.7} \frac{\varphi_{xm}^{0.1} \varphi_s^{0.2} \varphi_{CK}^{0.1}}{\varphi_T^{0.6} \varphi_{pz2}^{0.1}}, \text{ T} \quad (1.20d)$$

如果铁心的尺寸比接近于最佳值,则可按图 1.48 (k_{CK} 为 0.18—0.22)、图 1.49、图 1.50 (k_{CK} 为 0.27—0.33) 中的相应曲线来确定 j_2 和 B 值。在其它条件下,从图中选取的 j_2 和 B 值要乘以修正系数。以相对电压降为设计依据时, $B = B_s$

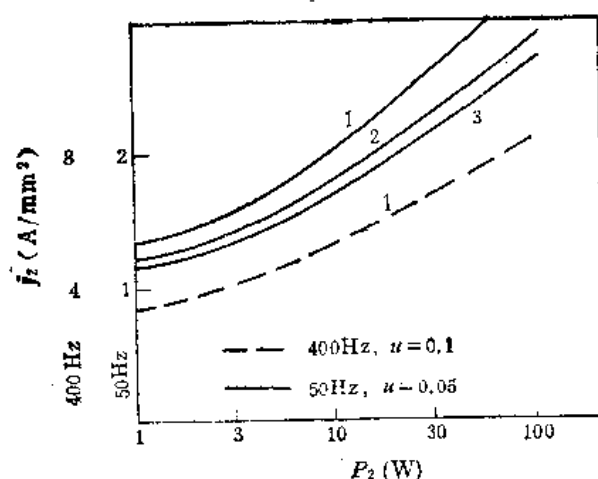


图 1.48 电压降恒定时次级绕组的最佳电流密度和变压器功率的关系 (1. KB; 2. XB 和 SB; 3. HB 和 1XB。实线表示 $f = 50\text{Hz}$, $u = 0.1$, 虚线表示 $f = 400\text{Hz}$, $u = 0.05$)

$$j_2 = j_{2D} \left(\frac{0.0175}{\rho_{20}} \frac{\mu}{0.1} \right)^{0.6} \left(\frac{B_s}{1.6} \frac{f}{50} \right)^{0.6} \left(\frac{0.22}{k_{CK}} \right)^{0.7} \frac{\varphi}{\varphi_D} \quad (1.21a)$$

以温升为设计依据, 对于 QZB, $B = B_s$,

$$j_2 = j_{2D} \sqrt{\frac{q_P}{1}} \left(\frac{\alpha_0 \tau_m}{\alpha_{0D} 50} \right)^{0.7} \left(\frac{B_s}{1.6} \frac{f}{50} \right)^{0.15} \left(\frac{0.0175}{\rho_{20}} \right)^{0.6} \left(\frac{0.3}{k_{CK}} \right)^{0.4} \frac{\varphi}{\varphi_D} \quad (1.21b)$$

对于 ZZB

$$j_2 = j_{2D} \sqrt{\frac{q_P}{1}} \left(\frac{\tau_m}{50} \right)^{0.9} \left(\frac{f}{400} \right)^{0.2} \left(\frac{13}{p_T} \right)^{0.1} \left(\frac{0.3}{k_{CK}} \right)^{0.4} \left(\frac{\alpha_0}{\alpha_{0D}} \right)^{0.7} \frac{\varphi}{\varphi_D} \quad (1.21c)$$

$$B = B_D \sqrt{\frac{q_P}{1}} \left(\frac{\tau_m}{50} \right)^{0.9} \left(\frac{f}{400} \right)^{0.2} \left(\frac{13}{p_T} \right)^{0.6} \left(\frac{\alpha_0}{\alpha_{0D}} \right)^{0.7} \frac{\varphi}{\varphi_D} \quad (1.20d)$$

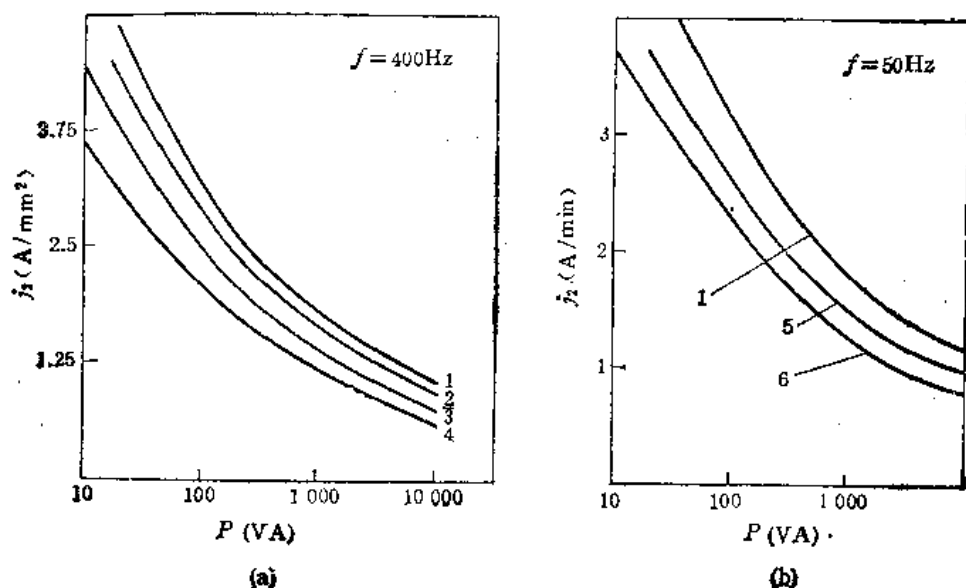


图 1.49 温升恒定时次级绕组的最佳电流密度和变压器功率的关系
(1. XB; 2. HB; 3. KB; 4. 1XB, SB; 5. KB, 1XB, HB; 6. SB)

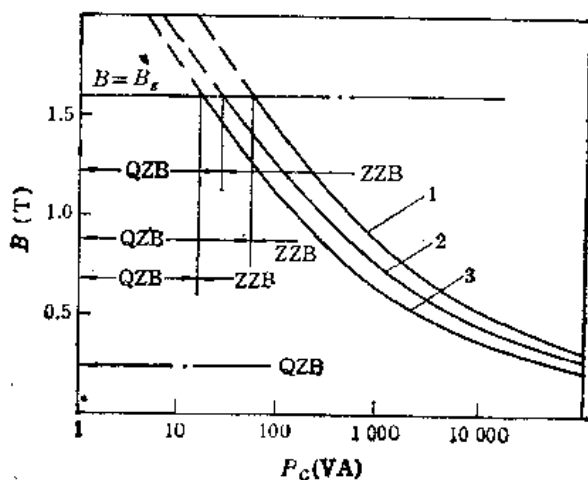


图 1.50 典型条件下变压器的最佳磁感应强度和功率的关系
(1. KB, XB; 2. HB, 1XB; 3. SB. $\tau = 50^\circ\text{C}$; 实线为 $f = 400\text{Hz}$, 虚线为 $f = 50\text{Hz}$)

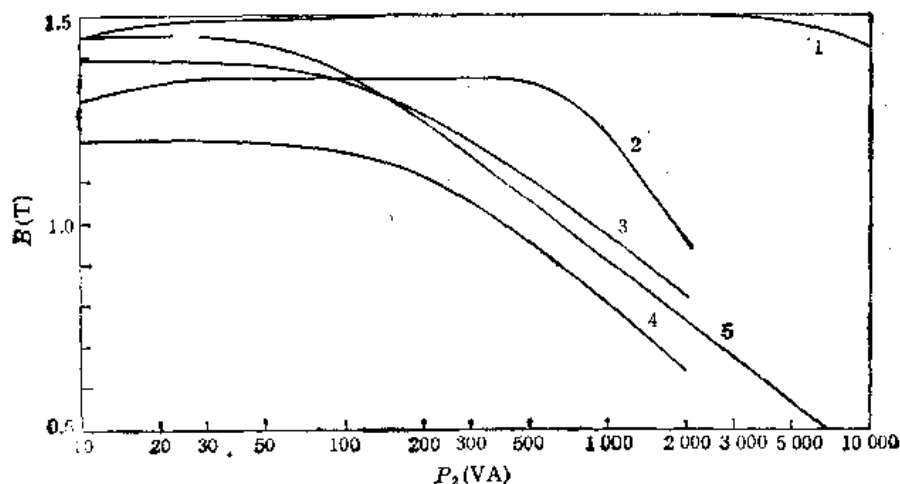


图 1.51 高压变压器的磁感应强度和功率的关系
(1. $f = 50\text{Hz}$, CD 或 ED 型铁心; 2. $f = 50\text{Hz}$, DRZ80-35 冲片铁心; 3. $f = 400\text{Hz}$, ED 型铁心; 4. $f = 400\text{Hz}$, DR1250G-20 冲片铁心; 5. $f = 400\text{Hz}$, CD 型铁心; CD 和 ED 型铁心的材料是 DQ3, DQ4, DG1, DG4)

表 1.24 电源频率为 50Hz 时高压和高电位变压器的电流密度

铁心 型号	电压 (kV)	不同功率 (W) 下的电流密度 (A/mm^2)							
		<10	10—50	50—150	150—300	300—500	500—1000	1000—2000	2000—4000
ED	3—10	7—4.5	5—4	4—3.5	3.3—3.2	3.2—2.8	—	—	—
	10—30	7.5—5	5.5—4.5	—	—	—	—	—	—
KE	3—10	5—4.5	4.5—3.7	3.7—3.3	3.3—3	3—2.6	—	—	—
	10—30	5.5—4.5	5—4.2	—	—	—	—	—	—
CD	3—10	7.7—7.2	7.3—6.6	7—4.5	5—3.8	4.5—3.3	3.5—2.4	3—2	2.1—1.7
	10—30	8.3—7.4	7.5—7	7.2—5	6.3—4.1	5—3.4	4.1—2.5	3.2—1.9	2.1—1.8
GCD	3—10	4.6—2.8	4—3	2.9—2.7	2.7—2.5	—	—	—	—
	10—30	5.6—2.9	4.5—3	3—2.8	—	—	—	—	—

表 1.25 电源频率为 400Hz 时高压和高电位变压器的电流密度

铁心 型号	电压 (kV)	不同功率 (W) 下的电流密度 (A/mm^2)							
		<10	10—50	50—150	150—300	300—500	500—1000	1000—2000	2000—5000
ED	3—10	8—7	7—6	7—5	6—4	—	—	—	—
	10—30	9—7.4	7.5—6	7—5.5	—	—	—	—	—
KE	3—10	5.2—4.8	4.9—4.4	4.4—3.6	3.8—2.7	—	—	—	—
	10—30	5.5—4.9	5—4.4	4.5—3.8	—	—	—	—	—
CD	3—10	8—7.5	7.5—6.5	6.8—6	6.2—4.8	5.2—3.7	4.5—3.5	4.3—2.8	3.2—2
	10—30	9—8	8—6.5	7—6	6.4—4.7	6.4—3.8	5.7—3.7	5—3	4.4—2.1
GCD	3—10	5.2—4.7	5—3.5	4—3.3	3.5—2.1	2.2—2.1	—	—	—
	10—30	5.5—4.8	5.1—3.8	4.5—3.4	4—2.2	—	—	—	—

表 1.26 高压变压器次级绕组的相对电压降

频率 (Hz)	电压 (kV)	不同功率 (W) 下的相对电压降 μ_2							
		<10	10—50	50—150	150—300	300—500	500—1000	1000—2000	2000—7000
50	3—10	0.2—0.12	0.15—0.08	0.12—0.07	0.07—0.04	0.05— 0.035	0.04— 0.03	0.035— 0.025	—
	10—30	0.23—0.14	0.18—0.14	0.14—0.10	0.10—0.06	0.06— 0.04	0.05— 0.035	0.04— 0.03	—
400	3—10	0.065— 0.05	0.055— 0.045	0.045— 0.035	0.04—0.03	0.035— 0.025	0.03— 0.02	0.025— 0.015	0.02— 0.01
	10—30	0.075— 0.06	0.06— 0.05	0.05—0.04	0.045— 0.035	0.04— 0.03	0.035— 0.025	0.03— 0.02	0.025— 0.015

式中带下标 D 的物理量,表示该参数在典型条件下的值,可从表 1.18, 图 1.48—图 1.50 中选取,因子 φ 表示式 (1.19)—(1.20) 中的函数 φ_0

对于高压变压器而言,按图 1.51 确定磁感应强度。当绕组电流小于 30mA 时,根据机械强度来确定线径,最细 0.1mm。当绕组电流超过 30mA 时,按表 1.24 或表 1.25 选取电流密度。表中给出的电流密度的最大值对应于该栏内的最高电压和最小功率,电流密度的最小值对应于该栏内的最低电压和最大功率。

高压变压器次级绕组的相对电压降按表 1.26 选取。表中相对电压降的最大值对应于该栏的最高电压和最小功率,相对电压降的最小值对应于该栏的最低工作电压和最大功率。当变压器为单线圈心式时,从表 1.26 中选取的 μ_2 值应增大 10—20%。

二、已知铁心尺寸时电磁负荷的确定

这种情况在修理变压器时经常碰到,该情况下的 j_2 和 B 值按下式确定:

$$j_1 = \frac{j_2}{\varepsilon}, \quad j_2 = \sqrt{\frac{P_{s2}(1 + \varepsilon i_1)}{k_{CK} k_T \rho_{20} S_{CK} L_{p22}}}$$

不同条件下 B 和 P_{s2} 也不同。以相对电压降为设计依据时

$$B = B_s, \quad P_{s2} = \frac{n}{2(1 - \mu)} P_C$$

以温升为设计依据时

$$P_{s2} = \frac{P_s + P_T}{(1 + i_1)(1 + \nu)}, \quad P_s + P_T = \alpha_0 \tau_m S_{sm} \frac{A}{D}$$

而且,对于 QZB, $B = B_s$; 对于 ZZB

$$B = \sqrt{\frac{\nu}{\nu + 1} \frac{\alpha_0 \tau_m A S_{sm} \times 10^3}{k_T \rho_T D \gamma_T V_T}}$$

式中 $k_{CK}, \alpha_0, \varepsilon, i_1, \nu, A, D, \rho_T$ 的确定方法同前。

1.7 铁心主要尺寸的确定

大多数小功率电源变压器都采用标准铁心。但在有些情况下,又必须采用非标准铁

心,例如:当变压器功率很大,超过标准铁心的尺寸系列范围时,或者由于安装位置的限制,必须采用特殊形状的铁心时,或者设计某个经济指标为最佳的小功率变压器时,都必须采用非标准铁心。铁心的主要尺寸是 a, b, c, h (见图 1.1)。为了求得这些尺寸,首先按下式确定铁心截面积 S_T 与窗口截面积 S_{CK} 之乘积:

$$S_T S_{CK} = \frac{C_P P_C (1 + \varepsilon_{i1}) \times 10^2}{4.44 f k_T k_{CK} j_2 B}, \text{ cm}^4 \quad (1.22)$$

然后再确定铁心的具体尺寸。也可以利用几何函数直接确定铁心主要尺寸:

$$a = \sqrt{\frac{C_P P_C (1 + \varepsilon_{i1}) \times 10^2}{4.44 f k_T k_{CK} j_2 B \varphi_s \varphi_{CK}}}, \text{ cm} \quad (1.23)$$

$$c = xa, \quad b = ya, \quad h = za.$$

近似计算时可以利用下面的关系 ($\tau_m \approx 50^\circ\text{C}$):

$$\left. \begin{array}{l} 50\text{Hz}: S_T S_{CK} = P_C \\ 400\text{Hz}: S_T S_{CK} = 0.2 P_C \end{array} \right\} \quad (1.24)$$

对于高压变压器而言,按下式确定铁心截面积与窗口截面积之乘积:

$$S_T S_{CK} \approx \frac{P_2 (1 + u_2) \times 10^2}{k_s / B j k_{CK} k_T} \quad (1.25)$$

式中, k_s 为和结构型式有关的系数。对于使用 CD, ED 型铁心的高电位变压器来说, k_s 为 0.6—0.8; 对于使用 ED, CD 型铁心的高压和高电位变压器来说, k_s 为 1.8—2。

根据求得的 $S_T S_{CK}$ 值按如下关系确定铁心的尺寸:

$$\left. \begin{array}{l} S_T = \sqrt{\frac{(S_T S_{CK})}{S_{CK}/S_T}} \\ x = \sqrt{S_T/y}, \quad b = S_T/a, \quad c = ax, \quad h = az \end{array} \right\} \quad (1.26)$$

高压变压器的 $x, y, z, S_{CK}/S_T$ 值在如下的范围内: x 为 3—5, y 为 1—2, z 为 5—10, S_{CK}/S_T 为 5—50。注意: 绕组结构计算之后才能最后确定铁心尺寸。

1.8 标准铁心的选取

设计标准铁心的变压器时,首先必须确定铁心的系列,其中包括是用冲片铁心还是用带绕铁心,是用最轻重量系列还是用最低价格系列等。一般变压器可按表 1.27 选取适宜的铁心系列。

考虑多种因素时,需要根据和铁心尺寸有关的等值参数 A_c 来选取铁心。所设计变压器的参数 A_c 应满足

$$A_c \leq A_{cd} \quad (1.27)$$

式中, A_{cd} 为针对标准铁心中的每个铁心规格算出的等值参数,该参数是按以下公式求得的:

以相对电压降为设计依据时

$$A_{cd} = \frac{k_{CK}^*}{k_T \rho_m} \frac{1}{1 + \varepsilon_{i1}} \frac{S_T^2 S_{CK}}{I_{PZ2}} \quad (1.28a)$$

对于以温升为设计依据的 QZB

$$A_{CD} = \frac{4.44}{\sqrt{50}} \sqrt{\frac{\alpha_0 k_{CK}}{\rho_{20}}} S_T \sqrt{\frac{S_{CK} A S_{zm}}{l_{PZ2}}} \quad (1.28b)$$

对于以温升为设计依据的 ZZB

$$A_{CD} = \frac{4.44}{\sqrt{10} \sqrt{50}} \alpha_0 \sqrt{\frac{k_{CK}}{\rho_{20}}} \frac{\sqrt{\nu}}{1+\nu} A S_{zm} \sqrt{\frac{S_T^2 S_{CK}}{G_T l_{PZ2}}} \quad (1.28c)$$

表 1.27 选取铁心系列的建议

变压器类别			建议选取的铁心系列			
电 压	型 式	铁 心	最轻重量		最低价格	
			50Hz	≥400Hz	50Hz	400Hz
低 压	KB	冲片铁心	KE	KE	GE, KE	KE
		带绕铁心	XED, ED	ED	XED	ED
	XB	带绕铁心	XCD, CD	CD	XCD, CD	CD
	HB	带绕铁心	OD	OD		OD
高 压	KB	冲片铁心	KE			
		带绕铁心	ED			
	XB	带绕铁心	CD			
	HB	带绕铁心	OD			

如果设计依据不够明确,则必须按不同设计依据分别算出参数 A_c , 并选取铁心,采用尺寸较大者作为以后计算的根据。

按下面给出的公式计算所设计变压器的等值参数。以相对电压降为设计依据:

$$A_c = \frac{P_c}{10u(k_T f B_s \times 10^{-2})^2} \frac{k_{CKD}}{k_{CK}} \frac{\rho_{20}}{0.0175}$$

对于以温升为设计依据的 QZB

$$A_c = \frac{C_P P_c \sqrt{(1+\nu)k_r}}{\sqrt{q_P(k_T f B_s \times 10^{-2})^2}} \left(\frac{D}{\tau_m}\right)^{\frac{5}{8}} \sqrt{(1+i_1)(1+\varepsilon i_1)} \sqrt{\frac{k_{CKD} \alpha_{0D} A_D \rho_{20}}{k_{CK} \alpha_0 A \times 0.0175}}$$

对于以温升为依据的 ZZB

$$A_c = \frac{q_P^0 C_P P_c \sqrt{k_r \rho_0}}{k_T f \times 10^{-2}} \frac{\alpha_{0D}}{\alpha_0} \left(\frac{D}{\tau_m}\right)^{\frac{5}{4}} \sqrt{(1+i_1)(1+\varepsilon i_1)} \frac{A_0}{A} \sqrt{\frac{k_{CKD} \rho_{20}}{k_{CK} \times 0.0175}} \quad (1.29)$$

式中, $k_{CK}/k_{CKD}, \alpha_0/\alpha_{0D}$ 可从表 1.17 中获取; A_0 为 $\nu = \nu_0$ 时的 A 值; θ 为 1—5, 是一指数。

各个量的单位如下: p_D (W/kg), τ_m (°C); $u, k_T, C_P, q_P, \nu, \varepsilon, i_1, k_r, D$ 都是相对单位。

1.9 线圈的结构计算及绕组主要参数的确定

在电子变压器中,把形成变压器电路的导线匝数总和称为绕组,绕组的总和称为线

圈。绕组是变压器结构的一部分。

变压器的线圈多半绕在底筒或骨架上，也可以无骨架绕制。小型变压器的骨架既是绕组的支架，又是变压器的安装基座。骨架上往往嵌有接线焊片或接线柱，以便把变压器直接焊到印制电路板上。

从单个绕组的结构来看，有圆筒式、饼式、印刷式绕组等。从绕组间的相互配置来看，有同轴圆筒式、交替式，及初级绕组沿整个底筒高度分层密绕，次级绕组分段分层密绕或绕成饼式等多种结构^[3]。本节介绍常见线圈结构的计算方法。

计算线圈结构的目的是检查铁心窗口是否能放下变压器的各个绕组。通过结构计算还可以确定每个绕组的平均匝长、导线重量、绕组直流电阻等参数。

壳式、心式和三相变压器线圈的结构如图 1.52(a) 所示，环形变压器线圈的结构示于图 1.52(b) 上。图中各个符号的意义如下。 c_{xi} 是 i 绕组的厚度； c_i 是绕完 i 绕组之后线圈的厚度； c_x 是窗口中线圈的总厚度； h_x 是线圈高； δ_K 是两端空位； d_s 是带绝缘线径； δ_s 是层间绝缘厚度； δ_R 是绕组间绝缘厚度； δ_D 是底部绝缘厚度； δ_W 是外绝缘厚度； c_{x1W} 和 c_{x2W} 均指环形变压器铁心外部的线圈厚度。

线圈的厚度应满足

$$c - n_{\Delta} c_x \geq \delta_0$$

式中， n_{Δ} 为窗口中线圈的个数； δ_0 为工艺间隙。

绕完 i 绕组之后线圈的厚度为

$$c_i = \sum_{i=1}^N c_{xi} + \sum_{i=1}^{N-1} \delta_{Ri}$$

一个初级绕组和 N 个次级绕组绕完之后线圈的厚度按下式计算：

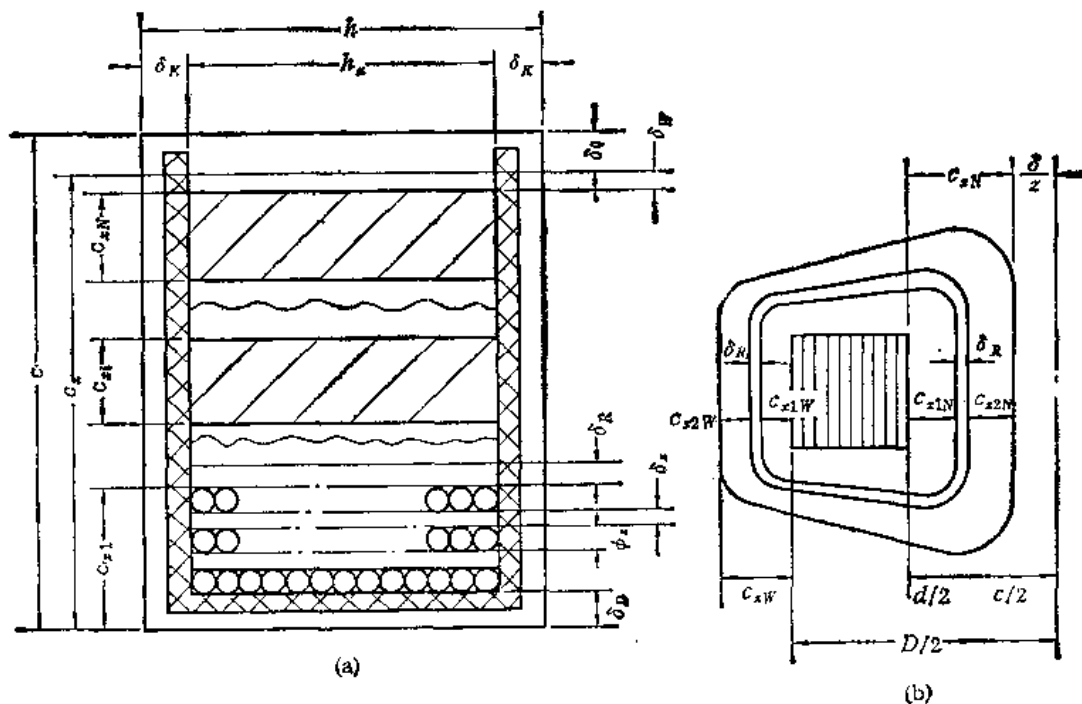


图 1.52 线圈的尺寸。(a) 分层密绕的线圈；(b) 环形变压器的线圈

$$c_x = \sum_{i=1}^{N+1} c_{xi} + \sum_{i=1}^N \delta_{Ri} + \delta_D + \delta_W \quad (1.30)$$

考虑线径及工艺因素时 i 绕组的厚度按下式计算:

$$c_{xi} = n_{xi} k_{D Ri} d_{zi} + k_{D Ri} n_{xi} \delta_{xi} + \delta_P \quad (1.31)$$

式中, n_{xi} 为 i 绕组的层数; n_{xi} 为 i 绕组层间绝缘的总层数; δ_{xi} 为 i 绕组层间绝缘厚度; $\delta_P = 0.05-0.1\text{mm}$, 为屏蔽层厚度; $k_{D Ri}$ 为叠绕系数, 按图 1.53 确定。

对于浸渍的线圈来说, 可以用各种绝缘纸作为层间和绕组间绝缘, 厚度应当比按图 1.53 求得的值大 10—20%。对于可靠性要求较高的变压器来说, 每层都要加层间绝缘。在其他情况下绕几层垫一层绝缘即可, 但这几层总的电压应不超过 150—200 V。

分层密绕时, i 绕组的层数为

$$n_{xi} = W_i / W_{xi} \quad (1.32)$$

式中, W_i 为第 i 层绕组的匝数; W_{xi} 为 i 绕组一层的匝数。

每一层的匝数按下式计算:

$$W_{xi} = \frac{h_x k_{PR}}{d_{xi}} \quad (1.33)$$

式中 k_{PR} 叫排绕系数, 用来考虑同一层中相邻线匝间贴紧的程度。

按下式确定线圈高度 h_x :

$$h_x = h - 2\delta_K \quad (1.34)$$

式中 δ_K 可按表 1.28 或图 1.54 确定。

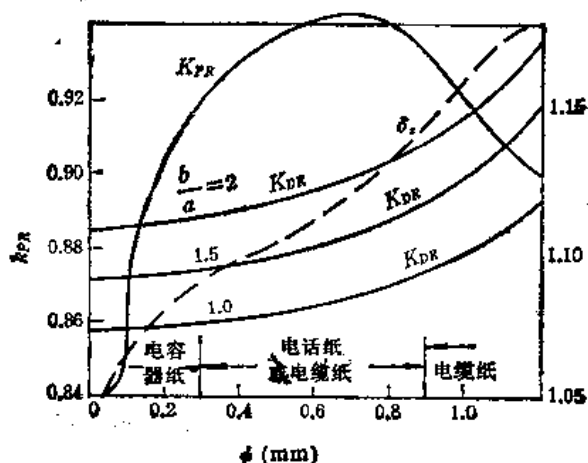


图 1.53 层间绝缘的厚度、排绕系数和叠绕系数的确定 (环形变压器的 k_{PR} 应除以系数 1.1—1.05; $k_{D Ri}$ 应乘以系数 1.1—1.05)

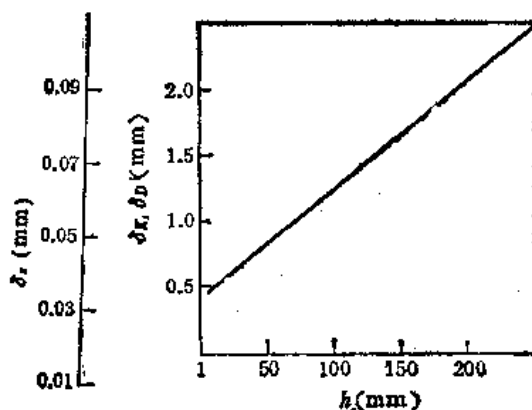


图 1.54 底部绝缘的厚度和两端空位的确定

在采用扁铜线的情况下, 计算绕组厚度时应当用导线厚度代替 d_i ; 在确定每层匝数时, 应当用导线宽度代替 d_{i0} 。

为了确定线圈厚度、绕组厚度、及层数, 必须知道绝缘距离 $\delta_D, \delta_Z, \delta_K, \delta_W, \delta_{K0}$ 。这些量和所用的绝缘材料、线径、变压器尺寸、绕组试验电压等因素有关。

绕圈底部绝缘包括骨架或底筒的壁厚及骨架或底筒内表面与铁心柱之间的工艺间隙。对于塑压骨架(或底筒)来说, 壁厚和变压器尺寸有关, 一般为 0.5—2.5 mm。当用浸

表 1.28 绕组间绝缘厚度和两端空位的确定

试验电压 (V)	不同线径 (mm) 及不同绝缘纸时所必须的层数				两端空位 $\delta_K(\text{mm})$
	电话纸	0.08 的电缆纸	0.12 的电缆纸	0.17 的电缆纸	
	<0.4	0.4—1	1—1.5	>1.5	
≤700	1	1	1	1	2
1000	2	2	2	2	2
1500	4	4	4	3	2.5
2000	5	5	5	4	3.5
2500	6	6	5	5	4.5
3500	7	7	6	6	6

渍电缆纸压制骨架时,壁厚应增大 1.3—1.7 倍。底筒上的衬垫可以是 0.1mm 左右的电缆纸 1—2 层。 δ_D 和 h 有关,大约等于 δ_{K0} 。环形变压器的 δ_D 应适当减小。

线圈的外部绝缘可以用厚 0.08—0.12mm 的电缆纸, $\delta_W = 0.16—0.24\text{mm}$ 即可。层间绝缘的厚度和线径的关系示于图 1.53。表 1.28 给出了绕组间的绝缘厚度和两端空位的数据。当绕组绕在骨架上时, δ_K 等于侧板的厚度与工艺间隙之和(图 1.54)。

结构计算之后就可以确定绕组的一系列特性参数。

1. 绕组平均匝长

i 绕组的平均匝长为

$$l_{P_{xi}} = 2(a + b + 4\delta_D) + \pi(c_{i-1} + c_i), \quad (1.35)$$

式中, c_i 为 i 绕组绕完后的线圈厚度; c_{i-1} 为 $(i-1)$ 绕组绕完后线圈的厚度。

$$c_{i-1} = c_i - c_{xi} - \delta_{Ki}$$

初级绕组的平均匝长为

$$l_{P_{x1}} = 2(a + b + 4\delta_D) + \pi c_{x1}$$

次级绕组的平均匝长为

$$l_{P_{x2}} = 2(a + b + 4\delta_D) + \pi(c_{x1} + c_x - \delta_W - \delta_D)$$

对于厚度为 c_x 的整个线圈来说,其平均匝长为

$$l_{P_x} = 2(a + b + 4\delta_D) + \pi(c_x - \delta_W - \delta_D) \quad (1.36)$$

分层密绕时,式(1.35)和式(1.36)中的 c_{xi} 按式(1.31)确定。环形变压器铁心内外线圈厚度的平均值为

$$c_{xiP} = \frac{c_{xiW} + c_{xi}}{2}$$

式中 c_{xi} , c_{xiW} , $n_{xi} = n_{xWi}$ 分别按式(1.31), (1.32) 确定。

2. 绕组直流电阻和导线重量

i 绕组的直流电阻为

$$r_{oi} = \rho_r \frac{W l_{P_{xi}}}{S_{Di}} \times 10^{-2} \quad (1.37)$$

式中, ρ_r 为相应温度下导线的电阻率; S_{Di} 为 i 绕组导线的截面积。

i 绕组导线的体积为

$$V_{Di} = W_i l_{P_{xi}} S_{Di} \times 10^{-3} \quad (1.38)$$

包含 $(N+1)$ 个绕组的线圈的体积为

$$V_D = \sum_{i=1}^{N+1} V_{Di} \quad (1.39)$$

i 绕组导线的重量为

$$G_{xi} = \gamma_{xi} V_{Di} \quad (1.40)$$

式中, γ_{xi} 为线圈的密度, 不是导线的密度。

假定变压器有 $(N+1)$ 个绕组, 则导线总重量为

$$G_s = \sum_{i=1}^{N+1} G_{xi} = \gamma_s \sum_{i=1}^{N+1} V_{Di} = \gamma_s V_D \quad (1.41)$$

比较公式 (1.37)、(1.38)、(1.40), 可得绕组电阻和重量或体积的关系:

$$\begin{aligned} r_{Di} &= \rho_i \frac{V_{Di}}{S_{Di}^3} = \frac{\rho_i}{\gamma_{xi}} \frac{G_{xi}}{S_{Di}^3} \\ G_{xi} &= S_{Di}^3 \frac{\gamma_{xi}}{\rho_{i2}} r_i \end{aligned} \quad (1.42)$$

按照测得的绕组电阻和已知的导线截面积, 利用式 (1.42) 可以方便地估算成品变压器的导线重量。

3. 窗口填充系数

窗口填充系数是绕组的重要参数, 计算绕组结构之后就可以确定这个系数。变压器的窗口填充系数为

$$k_{CK} = \frac{S_{D1} W_1 + \sum_{i=2}^N S_{Di} W_i}{m_{CK} S_{CK} \times 10^2}$$

式中, m_{CK} 为每个窗口中绕组的相数, 单相变压器 $m_{CK} = 1$; 三相变压器 $m_{CK} = 2$;

4. 绕组的阻抗

在大功率变压器中, 绕组电阻 r_i 比漏感抗 x_i 小很多, 在小功率电源变压器中则相反。

电阻 r_1 和 r_2 通常由 i 绕组匝数 W_i , 绕组平均匝长 $l_{P_{xi}}$, 导线截面积 S_{Di} , 导线材料的电阻率 ρ_i 来确定。

如果研究高频小功率变压器, 当导线截面积比较大时, 必须考虑集肤效应、临近效应及线圈效应引起的电阻的增大, 这种增大通常用系数 k_{sp} 来反映, 用 1.10 节给出的方法确定该系数。

漏感由漏磁通所引起, 漏感是漏磁通的等值计算电感。通常感兴趣的是折算到初级的总的漏感 L_s 。对于双绕组变压器来说, 近似地认为每个绕组的折算漏感 L_{si} 等于总漏感 L_s 的一半。容抗是变压器分布电容 C_D 的阻抗。变压器的分布电容包括绕组间分布电容 C_x , 层间电容 C_s , 第一层和铁心间分布电容 C_{1T} 。先把这三个电容都折算到变压器

的输入端，然后再合并为总的等值分布电容 C_D 。对于最常用的同轴圆筒式线圈而言，参数 L_{Si} 和 C_D 的计算公式见表 1.29。

表 1.29 变压器有关参数的确定方法

参 数		单位	计 算 公 式
r_i		Ω	$k_{r,i} \rho \times 10^{-3} W_i l_{Pzi} / S_{Di}$ 或 $k_{r,i} W_i l_{Pzi} r_{ki} \times 10^{-9}$
L_{Si}	L_{Si}	H	$\frac{W_i^2 l_{Pzi} \times 10^{-9}}{m_{iT} m_{Si}^2 h} \left(\frac{\delta_R}{2} + \frac{C_{Si}}{3} \right)$
	L_{Si}'		$L_{Si} (W_i / W_1)^2$
	L_S		$L_{Si} + F(L_{Si}, N)$ 通常 $L_S \approx 2L_{Si}$
C_D'	C_R	F	$C_R (1 - W_i / W_1)^2$
	C_i'		$C_{Si} + C_{Si} (W_i / W_1)^2$
	C_{iT}		C_{iT} / n_{Si}^2
C_D		F	取决于 C_D' 的大小及绕组接法
C_D	C_R		$\delta_r \delta_s \frac{2d_P/10}{4\delta_R - \frac{\pi}{2} \frac{d_P}{10}} l_{Pz} \left(\frac{W}{n_s} \right)_P$
	C_{Si}		$\delta_r \delta_s \frac{2d_P/10}{4\delta_s - \pi d_i/20} l_{Pzi} \frac{W_i / n_{Si}}{n_{Si} - 1}$
	C_{iT}		$\delta_r \delta_s \frac{4d_i/10}{4\delta_{iT} - \pi d_i/20} (2a + 2b) \frac{W_i}{n_{Si}}$

注: δ_{iT} ——铁心和绕组之间的间隙, cm; m_S ——绕组的段数; m_{iT} ——每相有绕组的铁心柱个数, 对心式 $m_{iT} = 2$, 其余为 1; $\delta_s = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m; 下标 P 表示两个相邻绕组的平均值。

5. 绕组的引出头

低压变压器的引出头有三种: 本线引出, 多股线引出, 焊片引出。采用什么引出头取决于绕组的线径和变压器的结构。当绕组线径在 0.25mm 以下时, 建议用截面积 0.1mm^2 的多股线或相应的焊片引出; 当绕组线径在 0.25—0.5mm 时, 建议用截面积 0.2mm^2 的多股线或相应的焊片引出; 当绕组线径在 0.5—0.8mm 时, 建议用截面积 0.35mm^2 的多股线或相应的焊片引出; 当绕组线径为 0.8—1.8mm 时, 建议用本线或焊片引出; 当绕组线径在 1.81mm 以上时可采用本线或装配线引出。

多股线引出的缺点是焊接装配不方便, 往往需要在变压器上加接线柱。目前, 低压小功率变压器大都采用焊片引出头。焊片间的距离取决于试验电压, 按每千伏 2mm 考虑。当焊片固定在绝缘板上时, 应根据每千伏试验电压不小于 3mm 来确定焊片间的距离。湿热带环境中使用的变压器的焊片间的距离应适当大一些。

有屏蔽外壳的变压器的引出头可以是接线柱或通心绝缘子。绝缘子可以用锡焊或装配的方法固定在外壳上。高压油浸变压器的引出头都是通心绝缘子。干式高压变压器的引出头可以是螺栓或螺套。超高压变压器的引出头要用高压电缆。

确定绕组引出头的截面积时, 电流密度可以比确定绕组线径时所取的值大 10—40%。

1.10 变压器的损耗和最热点温升

一、损耗

变压器中的损耗主要由铁心损耗 P_T 、线圈损耗 P_L 及介质损耗 P_J 三部分叠加而成。

1. 铁心损耗 P_T

铁心损耗 P_T 和电源频率 f 、电源电压的波形、铁心中的磁感应强度 B 、铁心重量 G_T 、铁心的比损耗 p_T (或 p_{TF}) 等有关。电源电压为正弦波时

$$P_T = p_T G_T \times 10^{-3}$$

电源电压为非正弦波时

$$P_T = p_{TF} G_T \times 10^{-3}$$

2. 绕组损耗

当绕组中流过直流电流时,绕组损耗按下式计算:

$$P_{z0} = I^2 r_0 = j^2 \rho_l S_D l_{PZ} = j^2 \rho_l k_{CK} V_z = \rho_l k_{CK} j^2 \varphi_z \sigma^2$$

式中 V_z 为绕组的几何体积 (cm^3); φ_z 由表 1.22 给出; r_0 为绕组的直流电阻。

导线电阻率和温度的关系为

$$\rho_l = k_r \rho_{20} \quad (1.43)$$

k_r 由式 (1.6) 给出, ρ_{20} 由表 1.30 给出。

表 1.30 导电材料的参数

导电材料	密度 γ (g/cm^3)	20℃时的电阻率 $\rho_{20} \left(\frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \right)$	电阻温度系数 $\alpha_p (1/^\circ\text{C})$	电导率 $\gamma \left(\frac{1}{\Omega \cdot \text{cm}} \right)$
铜	8.89	0.0175	0.004	5.7×10^5
铝	2.64	0.0283	0.004	3.5×10^5

当绕组中流过高频电流时,由于集肤效应、临近效应及线圈效应的影响,绕组电阻增大从而导致绕组损耗增长。高频下绕组损耗的增长用系数 k_{xP} 来考虑:

$$P_z = P_{z0} k_{xP}$$

对于用扁线绕制的圆筒式绕组来说

$$k_{xP} \approx 1 + \frac{m^2}{9} x^4$$

$$x = b \sqrt{\frac{\omega \mu \gamma}{2}}$$

式中 m 是绕组的层数; b 是扁线的厚度; γ 是导线材料的电导率,见表 1.30; μ 为导线材料

的磁导率,对于铜线和铝线而言

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-9}, \frac{\text{H}}{\text{cm}}$$

对于用圆线绕制的圆筒式绕组而言

$$k_{xP} \approx 1 + \frac{m^2}{15} x^4$$

$$x = d \sqrt{\frac{\omega \mu \gamma}{2}} \quad 0 \leq x \leq 1$$

式中 d 为无绝缘线径,上式适用于 $0 \leq x \leq 1$ 。

3. 介质损耗

固体绝缘结构中的介质损耗由三部分组成:

$$P_J = P_{JD} + P_{JC} + P_{JL}$$

式中, P_{JD} 为绝缘结构中的电导损耗; P_{JC} 为绝缘结构中的电容损耗; P_{JL} 为绝缘结构气泡中的电离损耗。

假定层间、绕组间等绝缘结构中的电场是均匀的,而且不考虑边沿效应。则电导损耗为

$$P_{JDi} = \frac{U_i^2}{R_{ji}} \quad (1.44)$$

式中, R_{ji} 为绝缘结构中所研究段的电阻,根据绝缘介质的体积及其比体积电阻来确定; U_i 为所研究介质内的最高电位差,计算层间绝缘中的损耗时, U_i 是层间电压,计算绕组间绝缘中的损耗时 U_i 是绕组终端之间的电压。

如果绕组具有电场强度为 E_0 的直流电位,则按下式确定电导损耗:

$$P_{JD} = \frac{1}{\rho_v} E_0^2 V$$

式中, V 为绝缘介质的体积; ρ_v 为比体积电阻率。

电容损耗按下式确定:

$$P_{JCi} = 2\pi f C_i U_i \lg \delta$$

式中, U_i 像式 (1.44) 那样给出。

绕组第一层和铁心之间的电容损耗为

$$P_{JC1} = 2\pi f \lg \delta_1 C_1 U^2 / m^2 \quad (\text{绕组内层接地})$$

$$P_{JC2} = 2\pi f \lg \delta_2 C_2 U^2 \quad (\text{绕组外层接地})$$

绕组内的电容损耗为

$$P_{JC3} = 2\pi f \lg \delta_R C_R U^2$$

绕组之间的电容损耗为

$$P_{JC3} = 2\pi f \lg \delta_R C_R (\Delta U)^2$$

式中, C_1 为绕组第一层和铁心间的分布电容; C_2 为绕组层间分布电容; C_R 为绕组间分布电容; $\lg \delta_1, \lg \delta_2, \lg \delta_R$ 为相应部分的介质损耗角正切; U 为绕组两端电压; ΔU 为绕组之间电压。

电离损耗和绝缘体的尺寸、气泡数量、所加电场的频率及电场强度等有关。假定绝缘结构中各处的气泡是同时开始电离的,则得

$$P_{JLi} = k_{JL} f V_{Ji} \frac{U_{DL}^0}{1+Q} \left(\frac{U_i}{U_{DL}} - 1 \right)$$

式中, V_{Ji} 为绝缘体的体积; U_{DL} 为最低起晕电压;

$$Q = 1 - 1.3$$

$$k_{JL} = 10^{-8} - 10^{-11}$$

系数 k_{JL} 反映绝缘结构的优劣、工艺水平及制造质量。该系数和绝缘结构中气泡的数量及气泡大小有关,通常由试验确定。

电压 U_{DL} 和绝缘厚度 δ_{zy} 及相对介电系数 ϵ_r 有关。图 1.55 上表示了 U_{DL} 和 $\delta_{zy}/F(\epsilon_r)$ 的关系。 $F(\epsilon_r)$ 和绝缘结构的类别有关。对于由各种绝缘纸和薄膜组成的多层绝缘结构来说 $F(\epsilon) = \epsilon_r$; 对于塑压、灌注等聚合而成的绝缘结构而言

$$F(\epsilon) = \frac{3\epsilon_r}{1 + 2\epsilon_r}$$

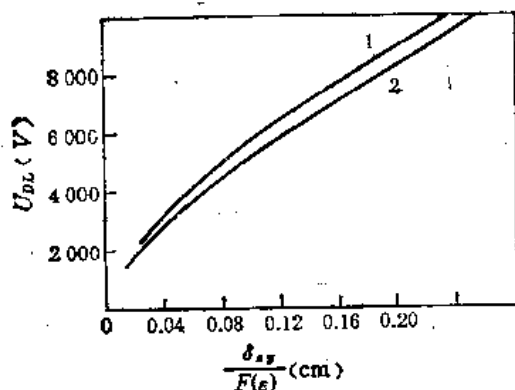


图 1.55 起晕电压的确定方法 (1. $\epsilon_r = 6$; 2. $\epsilon_r = 4$)

U_{DL} 和 $\delta_{zy}/F(\epsilon)$ 的关系可用下式表示:

$$U_{DL} = k_s [\delta_{zy}/F(\epsilon)]^{0.7} \times 10^3, \text{V}$$

式中 δ_{zy} 用 cm 表示。当 $\epsilon_r = 6$ 时 $k_s = 26.5$; 当 $\epsilon_r = 4$ 时 $k_s = 25$ 。

实际上, 高压变压器中的介质损耗仅在几千赫以上的频率下才比较明显, 而且, 主要部分是 P_{JLo}

4. 绕组的高频电阻

由于集肤效应及小功率变压器中特有的临近效应、线圈效应的影响, 绕组的交流电阻 r_i 比直流电阻 r_{oi} 大, 其间关系为:

$$r_i = k_{sp} r_{oi}$$

二、最热点温升

温升的基本公式为

$$\begin{aligned} r_m &= D\tau \\ \tau &= \frac{1}{q_p} \frac{P_r + P_s}{\alpha_0 A S_{sm}} \end{aligned}$$

其中 A 由式 (1.10) 给出。

上式既适合于敞开铁心式变压器, 又适合于封闭铁心式变压器。应当选取实际工作温度下的散热系数 α_0 。温度升高时系数 α_0 增长, 其关系如下:

$$\alpha_0 = \alpha_{0D} \sqrt[4]{\tau/50} \sqrt[5]{5/h_s}$$

式中线圈高 h_s 的单位是 cm。 D, α_0, m_1 均见表 1.18。

1.11 小功率电源变压器的设计程序

一、原始数据

设计的原始数据是：电源频率 f ，每相次级绕组个数 N ，次级电流 I_{2i} ，次级功率 P_{2i} ，每相次级功率之和 $P_2 = \sum_{i=1}^N P_{2i}$ ，初次级电压 U_1 和 U_{2i} ，允许相对电压降 μ 或允许温升 τ_m ，以及某些特殊要求等。

设计带整流绕组的变压器时，根据平均电流 I_{di} 及平均电压 U_{di} ，利用表 1.31 确定 I_{2i} 和 U_{2i0} 。

二、有关系数及其确定

铁心材料的选取；每相铁心重 $G_T(g)$ ；每相铁心体积 $V_T(cm^3)$ ；几何参数 $C_s, h, c, l_T(cm)$ ； $S_{CK}, S_T, S_{zm}(cm^2)$ ； $V_s(cm^3)$ ；气隙 $\delta_T(\mu m)$ ；比值 $\beta, \varepsilon, V_T/V_s$ ；系数 $k_{s1}, q_p, k_T, k_{CK}, D$ ；材料参数 $\gamma_T, \gamma_s(g/cm^3)$ ； $B_s(T)$ ； $p_T(W/kg)$ ； $H(A/m)$ ； ρ_m 及 $\rho_s = k_r \rho_m(\Omega \cdot mm^2/m)$ ； $\alpha_0(W/cm^2 \cdot ^\circ C)$ ；尺寸功率 $P_C(W)$ ；变压器类别：QZB 或 ZZB。当采用非标准铁心时还必须知道几何参数 x, y, z 。所有这些量均按上面指出的方法确定。在相对电压降恒定时，为了计算 k_r ，假定 τ_m 等于其极限允许值。

表 1.31 整流线路的基本关系

相数	整流线路	电容性负载			电感性负载	
		$\frac{U_{2i}}{U_{di}}$	$\frac{I_{2i}}{I_{di}}$		$\frac{U_{2i}}{U_{di}}$	$\frac{I_{2i}}{I_{di}}$
单相	半波	1.4	1.9	2.5	—	—
	倍压	0.7	2.7	3.5	—	—
	全波*	1.1	1	1.3	1.11	0.71
	桥式	1.1	1.4	1.8	1.11	1
三相	全波	1	0.6	0.8	0.855	0.58
	桥式	0.6	0.6	0.8	0.43	0.82

* 计算时利用整个次级绕组一半的匝数和相应的电压。

三、确定设计依据

根据设计要求决定是以温升为设计依据还是以相对电压降为设计依据，在以温升为设计依据的情况下，按如下方法确定变压器属于 QZB 型或 ZZB 型：按式 (1.9) 求得的 ν_{QZB} 小于或等于按式 (1.7) 确定的 ν 值，或 $B_{ZZB} > B_s$ 时，均认为变压器属于 QZB，否则为 ZZB。

四、计算方法

A. 变压器参数的初步计算

在进行变压器设计时，各参数的计算顺序及计算方法大致如下。

表 1.32 示出了计算的前七步，可见，对于不同的设计要求，所选取的设计公式也不

表 1.32 前七步的计算公式

步骤	确定的量	以电压降 u 为依据	以温升 τ_m 为依据	
			QZB($B = B_g$)	ZZB($b < B_g$)
1	填充程度 C_Δ	P_C/P_D	$(P_C/P_D)^2$	
2	损耗比 ν	第 6 步后, P_T/P'_s	按式 (1.9)	按式 (1.7)
	参数 A'	第 6 步后, 按式 (1.10)	按式 (1.10)	
3	散热系数 $\alpha, \left(\frac{W}{cm^2 \cdot ^\circ C}\right)$	$\alpha_{1D} \cdot \sqrt{\frac{\tau_m}{50}}$ (α_{1D} 见表 1.18)		
4	允许损耗 $(P_T + P'_s)(W)$	第 6 步后	$q_F \alpha, \frac{\tau_m}{D} A' S_{x_m}$	
5	磁感应强度 $B(T)$	$B = B_g$	$\sqrt{q_F} \frac{\nu'}{1 + \nu'} \frac{(P_T + P'_s) \times 10^3}{P_T G_T}$	
6	损耗 $P_T(W)$	$P_T B^2 G_T \times 10^{-4}$	$P_T B^2 G_T \times 10^{-3}$	
	损耗 $P'_s(W)$	$P_C \frac{u}{1 - u}$	$(P_T + P'_s) - P_T$	
7	温升 $\tau'(^{\circ}C)$	$\frac{P_T + P'_s}{q_F \alpha_s A' S_{x_m}}$	$\frac{\tau_m}{D}$	
	电压降 u'	u	$\frac{P'_s}{P_T + P'_s}$	
	电阻率 ρ	当 $\tau_H = 20^{\circ}C$ 时 $\rho = \rho_{20}(1 + 0.004\tau')$		

同。第八步以后的计算则完全一样;下面分别给出各参数的计算公式:

(8) 电势 (V)

$$E' = \left(1 - \frac{u'}{2}\right) U_1$$

(9) 每伏匝数

$$W_0 = \frac{10^4}{4.44 f k_T S_T B}$$

(10) 绕组匝数

$$W'_1 = W_0 E'$$

$$W_{21} = W_0 U_{21} \left(1 + \frac{u'}{2}\right)$$

(11) 磁化电流 (A)

有功分量

$$I'_{0P} = \frac{P_T}{E'}$$

无功分量

$$I'_{0q} = \frac{H l_T}{W'_1}$$

考虑铁心气隙时

$$I'_{0q} = \frac{1}{W'_1} (H l_T + 1.1 B \delta_T)$$

式中, δ_T 为铁心的气隙长度 (μm)。

(12) 负载电流的折算值 (A)

$$I' = \sum_{i=1}^N \frac{W'_{2i}}{W_1} k_{si} I_{2i}$$

(13) 初级电流 (A)

$$I'_1 = \sqrt{(I' + I_{0P})^2 + (I'_{0q})^2}$$

(14) 初级电流的相对值

$$\dot{i}'_1 = \frac{I'_1}{I'}$$

(15) 电流密度之比 s 按式 (1.13) 或 (1.14) 确定。

(16) 电流密度 (A/mm²)

平均值 $\dot{j} = \sqrt{\frac{P'_1}{k_{cx} \rho V_s}}$

次级 $\dot{j}_2 = \dot{j} \sqrt{s}$

初级 $\dot{j}_1 = \dot{j}_2 / s$

以相对电压降为设计依据时

$$\dot{j}_1 = i_1 \dot{j}_2 / s$$

(17) 导线截面积 (mm²)

$$S'_{D1} = I'_1 / \dot{j}_1$$

B. 变压器参数的最后确定

为了精确地确定变压器的各个参数,必须对初步求得的参数进行修正,以便最终确定变压器的各参数。

(18) 按1.2节的建议选取导线的牌号,从相应标准中选取 S_D 等于或略大于 S'_{D1} 的导线。

(19) 按1.9节指出的方法进行绕组结构计算。

(20) 按1.9节指出的方法计算绕组参数。

(21) 电势 (V)

$$E_1 = U_1 - (I' + I_{0P})r_1$$

(22) 绕组匝数与电阻

$$W_1 = W'_1 E_1 / E'$$

$$W_{2i} = W'_{2i} \frac{U_{2i}}{(E'_1 W'_{2i} / W'_1) + I_{2i} r_{2i}}$$

$$r_1 = r'_1 (W_1 / W'_1)$$

$$r_{2i} = r'_{2i} (W_{2i} / W'_{2i})$$

(23) 各个电流 (A)

$$I = \sum_{i=1}^N k_{si} I_{2i} W_{2i} / W_1$$

$$I_{0q} = I_{0q}' W / W_1$$

$$I_1 = \sqrt{(I + I_{0P})^2 + I_{0q}^2}$$

(24) 电流的相对值

$$\begin{aligned}i_{0P} &= I_{0P}/I \\i_{0q} &= I_{0q}/I \\i_0 &= \sqrt{i_{0P}^2 + i_{0q}^2} \\i_1 &= I_1/I\end{aligned}$$

(25) 电流密度 (A/mm²)

$$j_1 = I_1/S_{D1}, \quad j_{2i} = I_{2i}/S_{D2i}$$

(26) 绕组损耗 (W)

有功损耗
$$P_{zP} = (I + I_{0P})^2 r_1 + \sum_{i=1}^N I_{2i}^2 r_{2i}$$

总损耗
$$P_z = P_{zP} + I_{0q}^2 r_1$$

(27) 电阻负载时的相对电压降

$$\mu = \frac{P_{zP}}{P_C + P_{zP}}$$

(28) 分别按第 5 步和第 6 步确定磁感应强度 B 及损耗 P_T

(29) 损耗比

$$\nu = P_T/P_z$$

(30) 按 1.5 节给出的方法确定参数 D 和 A_0

(31) 温升

$$\tau_m = \frac{D}{q_p} \frac{P_T + P_z}{a_0 A S_{zm}}$$

如果求得的 μ 或 τ_m 大于技术条件规定的值,则必须相应地增大铁心尺寸;如果求得的 μ 或 τ_m 小于规定值,则必须减小铁心尺寸,并重新进行计算。

(32) 损耗系数和效率

$$\begin{aligned}k_{zH} &= \frac{P_z + P_T}{P_C} \\ \eta &= 1 - \frac{P_z + P_T}{P_C + P_z + P_T}\end{aligned}$$

(33) 空载磁感应强度

$$B_z = BU_1/E_1$$

(34) 空载电流 (A)

$$I_0 = \sqrt{I_{0P}^2 + I_{0q}^2}$$

计算 I_{0q} 时用磁感应强度 B_{z0}

(35) 确定比经济指标

$$g = \frac{G_T + G_z}{P_C}, \text{ g/W}$$

$$\nu = \frac{V}{P_C}, \text{ cm}^3/\text{W}$$

$$g_s = \frac{G_s}{P_c}, g/W$$

$$G_T = k_T \gamma_T V_T, g$$

$$G_s = k_{CK} \gamma_s V_s, g$$

对于三相变压器而言,上面求得的各个量都是一相的。

1.12 设计计算时应注意的其它问题

一、几点建议

1. 漏感的计算

对于多绕组变压器来说,折算到初级的变压器漏感 L_s 按下式确定:

$$L_s = \frac{W_1^2 \times 10^{-9}}{m_{sT} m_{si}^2 h} \left(l_{P_{s1}} + l_{P_{s2}} \frac{P_{s2}}{P_1} \right) \left[c_i - \frac{2}{3} (c_{s1} + c_{s2}) \right], H$$

式中 c_i 和 c_{si} 分别按式 (1.33) 和式 (1.34) 确定。

如果不是同心式而是交替分布的绕组,则表 1.29 中的 $(\delta_R/2 + c_s/3)$ 要用

$$\frac{1}{(m_s - 1)^2} \left[\delta_R + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} (m_s - 1) \right]$$

代替,其中 m_s 是绕组交替的段数; δ_1 和 δ_2 是各段的高度。

2. 绕组的分布

对于心式变压器,初级绕组的匝数是分成相等的两部分,分别绕在两个铁心柱上的。在保证两个铁心柱上磁势大约相同的前提下,决定次级绕组的配置方式,否则将产生显著的漏磁。如果变压器次级接全波整流线路,则次级绕组一分为二,分别绕在两个不同的铁心柱上。这时,初级绕组也必须分成两部分,分别绕在两个不同的铁心柱上,而且并联。当初级绕组的两部分串联时,由于绕组间的电磁耦合不良,次级相对电压降将增大 0.3—2%。

3. 屏蔽

变压器中的屏蔽有磁屏蔽和静电屏蔽两种。为了减弱漏磁场对其他元件产生的干扰,变压器应装在屏蔽罩中。屏蔽效果用屏蔽系数 k_{PB} 来估价。当要求 $k_{PB} < 10$ 时,沿漏磁场最强的方向,在铁心外加包几层冷轧硅钢带就可以了;当要求 $10 < k_{PB} < 50$ 时,采用单层屏蔽罩;当要求 $k_{PB} > 50$ 时,要用多层屏蔽罩。屏蔽罩的材料可以是铁镍合金 (1J79 或 1J80 等),厚度 0.3—1.5mm。利用图 1.56 进行屏蔽罩的设计。

静电屏蔽用于防止电源干扰,用细铜线、铜丝网、铜箔等在初次级绕组间包一层即可,但应防止短路。

二、自耦变压器的计算方法

自耦变压器的尺寸功率按式 (1.19) 确定。自耦变压器的 k_{CK} 比普通变压器高 10—30%。自耦变压器的 μ 比普通变压器低。自耦变压器的效率比较高。

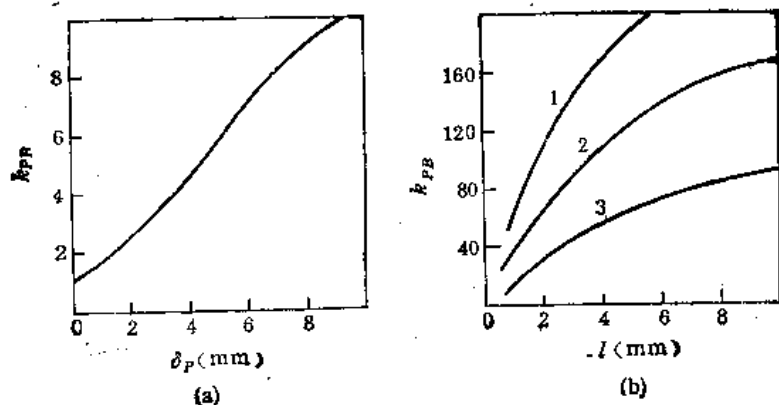


图 1.56 屏蔽系数的确定
(a) 屏蔽系数和带厚 δ_P 的关系; (b) 屏蔽系数和距离 l 的关系
(1. $\delta_P = 1.5\text{mm}$; 2. $\delta_P = 1.0\text{mm}$; 3. $\delta_P = 0.5\text{mm}$)

电阻负载下自耦变压器绕组共用部分的电流按下式确定:

$$I_{cs} = \sqrt{(I - I_2)^2 + I_{0q}^2}$$

$$I = \frac{I W_2}{W_1}$$

当自耦变压器上带有变压器式绕组时,各部分电流为:

$$I_{0g} = \sqrt{(I'_{BP} + I'_P)^2 + (I'_{Bq} + I'_q + I_{0q})^2}$$

$$I_{cs} = \sqrt{(I'_{BP} + I'_P - I_P)^2 + (I'_{Bq} + I'_q - I_q + I_{0q})^2}$$

式中, I'_{BP} 为变压器式绕组中有功电流的折算值; I'_{Bq} 为变压器式绕组中无功电流的折算值; I_P, I_q 为自耦变压器负载的有功和无功电流; I'_P, I'_q 为相应电流的折算值; I_{0g} 为非共用部分电流。

三、小功率电源变压器合闸电流的计算

当变压器突然接到电源上时,由于过渡过程中磁感应强度的增长,磁化电流有很大扰动。合闸瞬间越接近于电源电压的过零点,变压器铁心中的磁感应强度越高,初级绕组的电阻越小(功率越大),合闸电流 I_{Hs} 就越大。功率不大的变压器的合闸电流(幅值)也会比额定电流大许多倍。由于 50Hz 变压器的磁感应强度较高,合闸电流特别大。合闸电流是烧坏变压器初级保险丝的主要原因。为了减小合闸电流,有时要故意降低铁心中的磁感应强度。

当 $B \leq 0.5B_s$ 时,合闸电流很小,可忽略不计。当 $B > 0.5B_s$ 时,按下式近似计算合闸电流:

$$I_{Hs} = \frac{1}{\frac{W_1}{650k_{Hs}Bl_T} + \frac{r_1}{1.4U_1}}, \text{ A}$$

式中, k_{Hs} 为根据 B 值和参数 $r_1/(\omega L_1)$ 按图 1.57 确定,而且

$$L_1 = 1.25W_1 \frac{k_T S_T}{l_T} \mu_l \times 10^{-8}$$

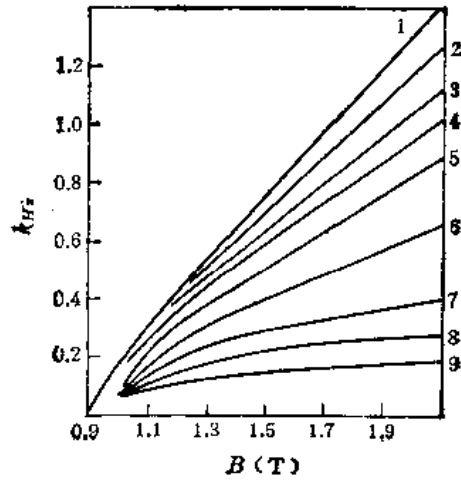


图 1.57 系数 k_{Hz} 和 B 值的关系

(1. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 0$; 2. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 0.1$; 3. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 0.2$; 4. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 0.3$; 5. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 0.5$;
6. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 1$; 7. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 2$; 8. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 3$; 9. $\frac{r_1}{\omega L_1} = 5$)

$$\mu_1 = 15 - 20$$

经验表明，为了防止合闸电流烧坏保险丝，保险丝的熔断电流应比变压器初级额定电流大 8—15 倍。

第二章 音频和超音频变压器

音频和超音频变压器是无线电通讯、广播、电视、自动控制、仪表制造, 及超音频技术中不可缺少的元件。根据变压器在电路中所处的位置, 可以把音频变压器分成输入、输出、级间三种。接在信号源和放大器输入端之间音频变压器叫输入变压器, 这种变压器必须具有一定的输入和输出阻抗, 以保证信号源和放大电路相匹配。对外界电磁场应有良好地隔离作用。接在电子设备的上一级输出电路和下一级输入电路之间的变压器称为级间变压器, 这种变压器除变换信号外, 也必须保证级间的阻抗匹配, 以及具有低的输出阻抗。接在电子设备的输出电路和负载之间的变压器称为输出变压器。这种变压器除必须具备一定的输出阻抗外, 还必须具有较小的非线性失真。

普通音频变压器的结构类似于电源变压器。音频和超音频变压器也有很多特殊的形式及特殊的结构^[3]。本章先介绍音频变压器的设计方法, 然后再说明超音频输出变压器的设计特点。

2.1 音频变压器的电磁参数

音频变压器的电磁参数包括: 频率与相位特性, 以及结构计算所必须的初级绕组电感、绕组电阻、漏感、分布电容、变比、初级绕组时间常数等。在确定电磁参数时将采用下述概念:

传输系数 K : 它等于中频时的负载电压 $U_{2\omega}$ 与信号源电势 U_i 之比, 即 $K = U_{2\omega}/U_i$ 。当变压器在固定频率下工作时, 传输系数等于负载电压与信号源电势之比。

频率畸变系数 M_ω : 它等于中频负载电压与频率为 ω 时的负载电压之比, 即 $M_\omega = U_{2\omega}/U_{2\omega 0}$ 。

相位畸变系数 $\lg \varphi$: 它等于信号源电势与负载电压间相位角的正切。

音频变压器的可能工作条件如表 2.1 所示。下面将根据不同的工作条件介绍音频变压器电磁参数的确定方法。

表 2.1 音频变压器的工作条件

信号源内阻	负载阻抗
阻 性	阻 性
	容 性
	感 性
感 性	阻 性
	容 性
容 性	阻 性
	容 性
	感 性

一、电阻性负载的变压器

下面介绍信号源内阻为纯电阻 $Z_i = R_i$, 负载也为纯电阻 $Z_F = R_F$ 的音频变压器电磁参数的确定方法。属于该类变压器的有: 电阻负载、电子管及晶体管线路中的所有输入变压器, 大部分级间匹配变压器, 及满足电阻负载条件的其它输入变压器。

注意, 电阻性负载包括纯电阻负载及负载的容性分量满足下式条件

$$R'_F \leq \frac{1}{3\omega_0 C}$$

电容的影响可以忽略不计的电抗性负载。

1. 频率和相位特性

电阻性负载的变压器, 其低频频率畸变系数的模数为

$$M_D = \sqrt{\left(1 + \frac{R_{DF}}{r_F}\right)^2 + \left(\frac{R_{DF}}{\omega_D L_1}\right)^2} = \sqrt{\left(1 + \frac{R_{DF}}{\omega_D L_1 Q_T}\right)^2 + \left(\frac{R_{DF}}{\omega_D L_1}\right)^2} \quad (2.1)$$

式中, r_F 为铁心和介质损耗的等值电阻; L_1 为初级绕组电感; r_1 为初级绕组电阻; r_2 为次级绕组电阻; R_i 为信号源内阻; R_F 为负载电阻; Q_T 为铁心的品质因数; ω_D 为最低工作频率;

$$Q_T = \frac{r_F}{\omega_D L_1}, \quad R_{DF} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = R_i + r_1, \quad R_2 = R'_F + r_2$$

相对于 $R_{DF}/(\omega_D L_1)$ 解方程(2.1), 得

$$\frac{R_{DF}}{\omega_D L_1} = \frac{Q_T}{1 + Q_T^2} [\sqrt{1 + (M_D^2 - 1)(1 + Q_T^2)} - 1] \quad (2.2)$$

利用该式可以确定初级绕组电感 L_1 , 该电感与初级绕组电阻 r_1 之比称为初级绕组的时间常数:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1}$$

利用求得的 τ_1 值可以确定变压器的几何尺寸。

变压器引起的低频相位畸变系数为

$$\operatorname{tg} \varphi_D = \frac{R_{DF}}{\omega_D L_1 + \frac{R_{DF}}{Q_T}}$$

频率畸变和相位畸变间的关系为

$$M_D = \left(1 + \frac{R_{DF}}{r_F}\right) \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_D} = \left(1 + \frac{R_{DF}}{\omega_D L_1 Q_T}\right) \frac{1}{\cos \varphi_D}$$

当铁心的磁感应强度极低(大约 $10^{-4} - 10^{-3} \text{T}$), 频率只有几百赫时, 铁心损耗极小, 铁心的品质因数 Q_T 值远大于 1, 即 $r_F \gg R_{DF}$, 这时上式可以显著简化:

$$M_D = \sqrt{1 - \left(\frac{R_{DF}}{\omega_D L_1}\right)^2}$$

$$L_1 = \frac{R_{DF}}{\omega_D \sqrt{M_D^2 - 1}}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_D = \frac{R_{DF}}{\omega_D L_1}$$

$$M_D = \frac{1}{\cos \phi_D}$$

高频频率畸变系数的模数为

$$M_G = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_G L_s}{R_i + R_s} \right)^2} = \sqrt{1 + \left[\frac{\omega_G L_s}{R_i (1 + \alpha)} \right]^2}$$

$$R_s = R_p' + r_1 + r_1', \quad \alpha = \frac{R_s}{R_i}$$

R_s 为等值板极负载电阻; α 为板极负载系数。

允许的变压器漏感为

$$L_s \leq \frac{(R_i + R_s) \sqrt{M_G^2 - 1}}{\omega_G}$$

允许的变压器分布电容为

$$C_0 \leq \frac{1}{3 \omega_G R_p}$$

高频相位畸变系数为

$$\operatorname{tg} \varphi_G = \frac{\omega_G L_s}{R_i + R_s}$$

$$M_G = \frac{1}{\cos \varphi_G}$$

为了粗略地估价变压器结构的复杂程度,要利用漏磁系数

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1}$$

如果 $\sigma > 0.005$, 则变压器的结构相当简单。 σ 过小时, 变压器结构复杂, 价格昂贵。

2. 其它电参数

变压器的效率等于负载功率 P_F 与输入功率 P_1 之比:

$$\eta = \frac{P_F}{P_1}$$

音频变压器的效率在中频段确定。由于音频变压器铁心中的磁感应强度相当低, 铁心损耗可以忽略不计, 在确定效率时只考虑绕组损耗。音频变压器的效率和负载功率 P_F 的

表 2.2 音频变压器的效率

$P_F(\text{W})$	<5	5—100	100—1000	>1000
η	0.7—0.8	0.8—0.9	0.9—0.95	0.95—0.98

关系见表 2.2。设计最低价格及最轻重量的变压器时应选取较小的 η 值。

设计变压器时,在导线消耗一定的情况下应力求得到尽可能高的效率。为此,变压器的绕组电阻应满足以下关系:

对于 A 类放大器中的变压器

$$r_1 = R'_p \frac{1-\eta}{2\eta} = R_s \frac{1-\eta}{2}, r_2 = R_s \frac{1-\eta}{2\eta}$$

对于 B 类放大器中的变压器

$$r_1 = 0.293 R'_p \frac{1-\eta}{\eta} \approx 0.293 R_s (1-\eta)$$

$$r_2 = 0.414 R_p \frac{1-\eta}{\eta}$$

如果要求保证必须的折算负载电阻 $R'_p(R_s)$, 给定的板极负载系数 α , 或给定的输入电阻 R_{in} , 则变比为

$$k_B = \frac{W_1}{W_2} = \sqrt{\frac{\eta R_{in}}{R_p}} = \sqrt{\frac{\alpha \eta R_i}{R_p}} = \sqrt{\frac{\eta R_s}{R_p}}$$

如果要求保证给定的输出电阻 R_{out} , 则变比为

$$k_B = \sqrt{\frac{\eta R_i}{(R_{out} + R_p)\eta - R_s}}$$

当满足等式 $R_{out} = R_p$ 时, 变比为

$$k_B = \sqrt{\frac{\eta R_i}{(2\eta - 1)R_p}}$$

对于放大设备的输入变压器来说, 相应于最大传输系数的变比为

$$k_B = \sqrt{\frac{\eta R_i}{R_p}}$$

如果已知传输系数 K , 则变比和负载电阻按下式确定:

$$k_B = \frac{\eta}{2K}, R_p = \frac{\eta R_i}{k_B^2}$$

二、电容性负载的变压器

下面介绍信号源内阻为纯电阻 $Z_i = R_i$, 负载为电容性 $R'_p \gg (\omega C'_p)^{-1}$ 时音频变压器电磁参数的确定方法。信号源是微音器或电子管的输入和级间变压器, 以及负载为压电式扬声器的输出变压器等都属于这一类。在该类变压器中, 负载的容性分量对变压器频率和相位特性有严重影响。

1. 频率和相位特性

下面分析次级绕组有分流电阻的变压器。当次级绕组无分流电阻时认为 $R'_p = \infty$ 。变压器在低频和中频段有关参数的计算公式与负载为电阻性时的计算公式相同。当变压器次级绕组有分流电阻时, 各个公式中应代入 $R_{op} = R_i + r_{i0}$ 。

为方便起见, 采用如下代号:

$$\left. \begin{aligned} R_G &= R_1 + r_1 + r_2 \\ \alpha_G &= \frac{R'_F}{R_G} \\ q_G &= \frac{R'_F}{R_G + R'_F} - \frac{\alpha_G}{1 + \alpha_G} \\ x_G &= \omega_G \sqrt{L_S C'_F q_G} = \frac{\omega_G \sqrt{L_S C'_F q_G}}{k_B} = \frac{\omega_G}{\omega_{G2}} \\ \rho_G &= \sqrt{\frac{L_S}{C'_F}} \\ \delta_G &= \sqrt{q_G} \left(\frac{R_G}{\rho_G} + \frac{\rho_G}{\alpha_G R_G} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

量 x_G 称为额定频率, δ_G 表征电路的高频衰减。高频频率畸变系数的模数为

$$M_G = \sqrt{(1 - x_G^2)^2 + (x_G \delta_G)^2} \quad (2.4)$$

频率特性在高频部分可以有提升,也可以无提升。频率特性的提升是由于 L_S 和 C'_F 组成的串联电路的谐振引起的。对式(2.4)求极值,使得

$$x_{G\max} = \sqrt{1 - \frac{\delta_G^2}{2}} \quad (2.5)$$

高频频率畸变的最小值为

$$M_{G\min} = \delta_G \sqrt{1 - \frac{\delta_G^2}{4}} \quad (2.6)$$

频率特性没有尖峰的条件是

$$\delta_G = \sqrt{2}$$

频率特性有一定提升时的衰减量为

$$\delta_G = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_G^2})} \quad (2.7)$$

最大增益的额定频率为

$$x_{G\max} = \sqrt{1 - M_G^2}$$

已知 δ_G 和 $x_{G\max}$ 即可求得变压器的漏感和变比。根据方程(2.3)可得:

$$\left. \begin{aligned} \rho_G &= \frac{\alpha_G \delta_G R_G}{2\sqrt{q_G}} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{\delta_G^2(1 + \alpha_G)}} \right] \\ L_S &= \frac{x_{G\max} \rho_G}{\omega_G \sqrt{q_G}} = \frac{\rho_G \sqrt{1 - \frac{\delta_G^2}{2}}}{\omega_G \sqrt{\frac{\alpha_G}{1 + \alpha_G}}} = \frac{\rho_G \sqrt{1 - M_G^2}}{\omega_G \sqrt{q_G}} \\ k_B &= \frac{W_1}{W_2} = \frac{\omega_G \sqrt{L_S C'_F q_G}}{\sqrt{1 - \frac{\delta_G^2}{2}}} = \frac{\omega_G \sqrt{L_S C'_F q_G}}{\sqrt{1 - M_G^2}} \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

根据式(2.8)求得:

$$\alpha_G \geq \frac{4}{\delta_G^2} - 1 \quad (2.9)$$

式(2.8)中的正负号按如下原则选取: 首先取负号, 当取负号算出的漏感过小, 以致于结构上无法实现时再取正号。 α_G 和频率畸变系数的关系为

$$\alpha_G \geq \frac{1 + \sqrt{1 - M_G^2}}{1 - \sqrt{1 - M_G^2}}$$

在所希望的漏感下保证规定频率特性所必须的 α_G 值为

$$\alpha_G = \frac{\left(\frac{\omega_G L_s}{R_G}\right)^2}{\frac{\delta_G^2}{2} - 1 + \frac{\omega_G L_s}{R_G} \delta_G \sqrt{1 - \frac{\delta_G^2}{2}}} - 1$$

对于次级绕组无分流电阻的变压器来说, 相应的计算公式变为

$$\left. \begin{aligned} \rho_G &= k_B \sqrt{\frac{L_s}{C_F} - \frac{R_G}{\delta_G}} \\ L_s &= \frac{R_G}{\omega_G} \sqrt{\frac{1}{\delta_G^2} - \frac{1}{2}} \\ k_B &= \rho_G \sqrt{\frac{C_F}{L_s}} \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

相位畸变为

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi &= \frac{-x_G \delta_G}{1 - x_G^2} \\ x_G &= \frac{\omega_G}{k_B} \sqrt{L_s C_F q_G} \end{aligned}$$

为了得到最大的高频传输系数, 或在增益一定的条件下有最宽的通频带, 取

$$\delta_G = \sqrt{2}$$

这时

$$x_G = \sqrt{M_G^2 - 1}$$

当次级绕组有分流电阻, 但频率特性无高频提升时

$$\left. \begin{aligned} \rho_G &= \frac{\alpha_G R_G}{\sqrt{2 q_G}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_G}} \right) \\ L_s &= \frac{\rho_G \sqrt{M_G^2 - 1}}{\omega_G \sqrt{q_G}} \\ k_B &= \frac{W_1}{W_2} = \frac{\omega_G \sqrt{L_s C q_G}}{\sqrt{M_G^2 - 1}} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

根据结构计算所求得漏感, 按下式确定 α_G 值:

$$\alpha_G = \frac{\left(\frac{\omega_G L_s}{R_G}\right)^2}{\sqrt{M_G^2 - 1} \left(\sqrt{2} \frac{\omega_G L_s}{R_G} - \sqrt{M_G^2 - 1} \right)}$$

次级绕组无分流电阻 ($\delta_G = \sqrt{2}$) 时变压器的漏感按下式确定

$$L_s = \frac{R_G}{\sqrt{2} \omega_G} \sqrt{M_G^2 - 1}$$

变压器引起的相位畸变为

$$\lg \varphi_G = \frac{(R_i + r_1 + r'_2) \omega_G C' R'_P + \omega_G L_s}{R_i + r_1 + r'_2 + R'_P - \omega_G^2 L_s C' R'_P}$$

$$\lg \varphi_G = -\frac{x_G \delta_G}{1 - x_G^2}$$

高频相位畸变为负, 输出电压滞后于信号源电势。

2. 其它电参数

容性负载变压器的传输系数为

$$K = \frac{1}{k_B} \frac{U'_2}{U} = \frac{1}{k_B} \frac{R'_P}{R_i + r_1 + r'_2 + R'_P} = \frac{1}{k_B} \frac{\alpha_G}{1 + \alpha_G} = \frac{q_G}{k_B}$$

当变压器次级绕组无分流电阻 ($R'_P = \infty$) 时, 传输系数为:

$$K = \frac{1}{k_B} \quad (2.12)$$

将式(2.10)代入式(2.12), 并考虑到相应的关系, 则得

$$K = \frac{\delta_G}{\sqrt{R_G}} \sqrt{\frac{1}{\omega_G C_P}} \sqrt{\frac{1}{\delta_G^2} - \frac{1}{2}} \quad (2.13)$$

假定绕组电阻等于零, 根据式(2.13)可以求得次级绕组无分流电阻时传输系数的理论值:

$$K_e = \frac{\delta_G}{\sqrt{R_i}} \sqrt{\frac{1}{\omega_G C_P}} \sqrt{\frac{1}{\delta_G^2} - \frac{1}{2}}$$

增益利用系数为

$$K_A = \frac{K}{K_e} = \sqrt{\frac{R_i}{R_G}} = \sqrt{\frac{R_i}{R_i + r_1 + r'_2}}$$

当变压器工作在 A 类放大器中时, 绕组电阻为

$$\left. \begin{aligned} r_1 + r'_2 &= \frac{R_i}{2} \left(\frac{1}{K_A} - 1 \right) \\ r_2 &= \frac{r'_2}{k_B^2} \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

当要求变压器体积最小、重量最轻时, $K_A = 0.6-0.7$; 希望变压器所在的放大级的增益越高越好时, $K_A = 0.8-0.9$; 如果给出允许的 r_1 值, 则按下式确定增益利用系数:

$$K_A = \sqrt{\frac{R_i}{R_i + 2r_1}}$$

按式(2.14)求得的是绕组电阻的大概值,结构计算之后,在考虑集肤效应等前提下才能精确求得所需的电阻。

为了提高放大级的稳定性,变压器次级绕组上要并联电阻。然而,这会降低线路的传输系数。为了保证中频增益降低不多, α_G 值应不小于 3—5。

三、电感性负载的变压器

下面分析信号源内阻为纯电阻 $Z_i = R_i$, 负载为电感性 $R'_F \ll \omega_G L'_F$ 时变压器参数的确定方法。负载为电动式喇叭、电磁变换器、录音磁头等音频变压器都属于这一类。

1. 频率与相位特性

工作在低频段的音频变压器,可以认为其负载为纯电阻,针对电阻性负载而导出的所有公式在该情况下都是适用的。高频频率畸变系数为

$$\dot{M}_G = \frac{1 + j\omega_G \frac{L_s + L'_F}{R_G + R'_F}}{1 + j\omega_G \frac{L'_F}{R'_F}} \quad (2.15)$$

$$R_G = R_i + r_1 + r'_2$$

频率畸变系数的模数为

$$M_G = \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{\omega_G(L_s + L'_F)}{R_G + R'_F} \right]^2}{1 + \left(\frac{\omega_G L'_F}{R'_F} \right)^2}}$$

根据频率畸变系数等于零的条件可以求得必须的漏感:

$$L_s = \frac{L'_F R_i}{R'_F} \quad (2.16)$$

满足式(2.16)的漏感是相当显著的,特别是负载系数较小时,这会使变压器的结构设计相当困难。在这种情况下,变压器的初级绕组要并联一个由电阻 R_x 和电容 C_x 串联组成的校正电路。为了使变压器的输入阻抗为纯电阻,而且和频率无关,校正元件的参数必须满足如下关系:

$$R_x = R_i = R'_F + r_1 + r'_2$$

$$C_x = \frac{L_s + L'_F}{R_i^2}$$

对于接有校正电路的变压器来说,高频频率畸变系数的模数为

$$M_G = \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{\omega_G(L_s + L'_F)}{r_1 + r'_2 + R'_F} \right]^2}{1 + \left(\frac{\omega_G L'_F}{R'_F} \right)^2}}$$

保证频率畸变等于零所必须的漏感为

$$L_s = L'_F \frac{r_1 + r'_2}{R'_F} = L'_F \frac{1 - \eta}{\eta} \quad (2.17)$$

变压器的高频相位畸变为

$$\operatorname{tg} \varphi_G = \frac{\frac{\omega_G(L_S + L'_F)}{R_G + R'_F} - \frac{\omega_G L'_F}{R'_F}}{1 + \frac{\omega_G(L_S + L'_F)}{R_G + R'_F} \frac{\omega_G L'_F}{R'_F}}$$

包含校正电路的变压器的相位畸变为

$$\operatorname{tg} \varphi_G = \frac{\frac{\omega_G(L_S + L'_F)}{R_s} - \frac{\omega_G L'_F}{R'_F}}{1 + \frac{\omega_G(L_S + L'_F)}{R_s} \frac{\omega_G L'_F}{R'_F}}$$

如果按式(2.16)和式(2.17)求得的变压器漏感相等,则没有高频相位畸变。

2. 其它电参数

上面已经指出,变压器负载的感性分量仅在高频部分才有影响。因此,确定绕组电阻、初级绕组电感、变比、传输系数的公式都和电阻性负载时一样。该情况下,可把变压器的负载电阻理解为负载阻抗的电阻性分量。这时应按给定的板极负载电阻来确定变比。

四、信号源内阻为电感性的变压器

下面研究信号源内阻为电感性 $R_i \ll \omega_G L_i$, 负载为 $Z'_F = R'_F + (j\omega C'_F)^{-1}$ 时变压器电磁参数的确定方法。信号源为电磁式及电动式变换器、录音磁头、拾音器等的输入。变压器都属于这一类。该类变压器的负载或者是纯电阻,或者是电容性,电感性的情况实际上不存在。

在低频和中频段,信号源内阻的感性分量通常可以忽略不计。因此,确定频率和相位特性的公式,确定绕组电阻的公式,都和电阻性或电容性负载的变压器相同。当次级绕组有分流电阻时按前述“电容性负载变压器”一段中介绍的方法进行计算。次级无分流电阻时,在考虑式 $R_{DF} = R_i + r_i$ 的前提下,可按同样的公式进行计算。

在高频部分必须考虑信号源内阻的感性分量。如果信号源电感为 L_i ,变压器漏感为 L_s ,把两者合并为一个电感:

$$L_{SH} = L_i + L_s \quad (2.18)$$

代入 L_{SH} 值,则前述“电阻性负载变压器”和“电容性负载变压器”两段中的所有公式都是正确的。

对于信号源内阻为电感性的变压器来说,在保证频率畸变符合要求的条件下,允许的最高变比按下式确定:

$$k_B = \frac{W_1}{W_2} = \sqrt{\frac{R'_F}{R_F}}$$

$$k_B \leq \sqrt{\frac{\eta}{R_F} \left(\frac{\omega_G L_{SH}}{\sqrt{M_G^2 - 1}} - R_i \right)}$$

可从表 2.2 中选取 η 值。

对于容性负载的变压器来说,可用 L_{SH} 代替 L_s ,按式(2.8)或式(2.11)确定变比。

纯电阻性负载变压器的绕组电阻及传输系数按前述“电阻性负载变压器”一段中指出的方法进行计算,容性负载变压器的相应参数则按前述“电容性负载变压器”一段中给出的方法进行计算,其中

$$\alpha_G = \frac{\omega_G^2 L_{SH}^2}{R_G^2 \sqrt{M_G^2 - 1} (\sqrt{2} \omega_G L_{SH} R_G^{-1} - \sqrt{M_G^2 - 1})} - 1$$

变比、传输系数、绕组电阻均按一电阻性负载变压器的相应公式确定。

五、信号源内阻为电容性的变压器

下面研究信号源内阻的电容性分量远大于电阻性分量, $R_i \ll (\omega_D C_i)^{-1}$, 负载为 $Z'_F = R'_F + j\omega L'_F + (j\omega C'_F)^{-1}$ 的变压器。信号源为压电式变换器的输入变压器, 变压器耦合放大器的级间变压器都属于这一类。该类变压器的负载在高频部分可以为电阻性、电容性、或电感性。在低频和中频部分可以认为是纯电阻。

在中频和高频部分, 信号源内阻的容性分量可以忽略不计。因此, 高频频率与相位特性的计算、漏感的确定等均按前面给出的相应公式进行。

低频频率畸变系数为

$$\dot{M}_D = 1 + \frac{R_{DF}}{r_F} - \frac{R_2}{(R_1 + R_2)\omega_D^2 L_1 C_i} - j \left[\frac{R_{DF}}{\omega_D L_1} + \frac{R_2 + r_F}{(R_1 + R_2)r_F \omega_D C_i} \right] \quad (2.19)$$

由于电容 C_i 和电感 L_1 组成一个振荡回路, 线路具有谐振特性。频率特性的提升量由这个回路的衰减系数来确定。适当选取这个回路的参数可以校正低频频率畸变。然而, 仅在绕组电感相对恒定, 即被放大信号幅值不大的条件下方可以利用线路的谐振特性。因此, 信号源内阻为电容性的变压器, 铁心中的磁感应强度都比较低 (大约 $10^{-3}T$), 铁心损耗极小, 可以认为 $r_F = \infty$ 。这时式(2.19)变为

$$\dot{M}_D = 1 - \frac{R_2}{(R_1 + R_2)\omega_D^2 L_1 C_i} - j \left[\frac{R_{DF}}{\omega_D L_1} + \frac{1}{(R_1 + R_2)\omega_D C_i} \right] \quad (2.20)$$

为方便起见, 采用如下代号:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_D &= \frac{R_2}{R_1} - \frac{r'_2 + R'_F}{R_i + r_1} \\ q_D &= \frac{\alpha_D}{1 + \alpha_D} \\ x_D &= \frac{1}{\omega_D} \sqrt{\frac{q_D}{L_1 C_i}} = \frac{\omega_{01}}{\omega_D} \\ \rho_D &= \sqrt{\frac{L_1}{C_i}} \\ \delta_D &= \sqrt{q_D} \left(\frac{R_1}{\rho_D} + \frac{\rho_D}{\alpha_D R_1} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

由此可得频率畸变系数的模数为

$$M_D = \sqrt{(1 - x_D^2)_D^2 + (x_D \delta_D)^2} \quad (2.22)$$

式(2.22)和式(2.4)完全相同, 因此, 可以直接利用前面求得的结果。

无量纲参数 x_D 和频率成反比,可以很方便地组成频率特性。 δ_D 表示电路的低频衰减。变压器所在线路的频率特性可以有低频提升 ($\delta_D < \sqrt{2}$),也可以没有低频提升 ($\delta_D \geq \sqrt{2}$)。

相应于最大增益的额定频率为

$$x_{D\max} = \sqrt{1 - \frac{\delta_D^2}{2}} \quad (2.23)$$

该频率始终高于回路的谐振频率 ω_{010}

满足条件(2.23)的最小频率畸变系数的模数为

$$M_{D\min} = \delta_D \sqrt{1 - \frac{\delta_D^2}{4}}$$

为了保证频率特性有规定的低频提升,变压器所在电路的低频衰减系数应当为

$$\delta_D = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_D^2})}$$

频率 $x_{D\max}$ 和系数 M_D 的关系为:

$$x_{D\max} = \sqrt[4]{1 - M_D^2}$$

为了保证频率特性有规定的提升量, α_D 应满足

$$\alpha_D \geq \frac{4}{\delta_D^2} - 1 = \frac{1 + \sqrt{1 - M_D^2}}{1 - \sqrt{1 - M_D^2}} \quad (2.24)$$

当次级绕组有分流电阻时,变压器的波阻抗为

$$\rho_D = \frac{\alpha_D \delta_D R_1}{2\sqrt{q_D}} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{\delta_D^2(1 + \alpha_D)}} \right] \quad (2.25)$$

保证频率特性有规定提升的最小 α_D 值对应于唯一的初级绕组电感。满足不等式(2.24)的其它 α_D 值对应于两个不同的 ρ_D 值和两个不同的 L_1 值,这两个值都能满足频率提升的要求。为了降低电子设备的成本,应取较小的 L_1 值和较大的隔直电容 C_i ,这样会使变压器和电容器总的价格较低。因此,式(2.25)的根号前应取负号。

当次级绕组有分流电阻并要求频率特性有一定低频提升时,相应参数按下式确定:

$$L_1 = \frac{\rho_D \sqrt{q_D}}{\omega_D \sqrt{1 - \frac{\delta_D^2}{2}}} = \frac{\rho_D \sqrt{q_D}}{\omega_D \sqrt[4]{1 - M_D^2}}$$

$$C_i = \frac{L_1}{\rho_D^2} = \frac{\sqrt{q_D}}{\omega_D \rho_D \sqrt{1 - \frac{\delta_D^2}{2}}} = \frac{\sqrt{q_D}}{\omega_D \rho_D \sqrt[4]{1 - M_D^2}}$$

如果信号源的输出电容是已知的,为了使频率特性有必须的提升量, α_D 应为

$$\alpha_D = \frac{\left(\frac{1}{\omega_D C_i R_1} \right)^2}{\frac{\delta_D^2}{2} - 1 + \frac{\delta_D}{\omega_D C_i R_1} \sqrt{1 - \frac{\delta_D^2}{2}}} - 1$$

对于次级绕组无分流电阻的变压器来说,有关参数按下式确定:

$$\rho_D = \frac{R_1}{\delta_D}; \delta_D = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_D^2})}$$

$$L_1 = \frac{R_1}{\omega_D \delta_D \sqrt{1 - \frac{\delta_D^2}{2}}}$$

$$C_i = \frac{1}{\omega_D R_1 \sqrt{\frac{1}{\delta_D^2} - \frac{1}{2}}}$$

如果 $\delta_D \geq \sqrt{2}$, 则频率特性没有低频提升。从经济的观点来看,最好取 $\delta_D = \sqrt{2}$ 。因为在该情况下乘积 $L_1 C_i$ 最小,线路最经济。这时 x_D 为

$$x_D = \sqrt{M_D^2 - 1}$$

当次级绕组有分流电阻,但频率特性没有低频提升时,各参数按下式确定:

$$\rho_D = \frac{\alpha_D R_1}{\sqrt{2q_D}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_D}} \right)$$

$$L_1 = \frac{\rho_D \sqrt{q_D}}{\omega_D \sqrt{M_D^2 - 1}}$$

$$C_i = \frac{\sqrt{q_D}}{\omega_D \rho_D \sqrt{M_D^2 - 1}}$$

如果已知信号源的电容,可按下式确定 α_D :

$$\alpha_D = \frac{\left(\frac{1}{\omega_D C_i R_1} \right)^2}{\sqrt{M_D^2 - 1} \left(\frac{\sqrt{2}}{\omega_D C_i R_1} - \sqrt{M_D^2 - 1} \right)} - 1$$

当变压器次级绕组无分流电阻,频率特性也没有低频提升时

$$L_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{R_1}{\omega_D \sqrt{M_D^2 - 1}}$$

$$C_i = \frac{\sqrt{2}}{\omega_D R_1 \sqrt{M_D^2 - 1}}$$

对于信号源内阻为电容性的变压器来说,低频相位畸变为

$$\lg \varphi_D = \frac{x_D \delta_D}{1 - x_D^2}$$

低频相移为正,说明输出电压超前于输入电压。频率越低,相移角越大,并逐渐趋于 180° 。

由于信号源内阻的容性分量在中频部分可以忽略,因此,变比与绕组电阻的确定方法和信号源内阻为纯电阻的变压器相同。

对于前级为阻容耦合放大器的输入变压器来说,所有公式中都应当用 R_1' 代替内阻 R_1 :

$$R'_i = \frac{R_i R_{PF}}{R_i + R_{PF}}$$

式中 R_{PF} 为放大器的板极负载电阻。

电阻性或电感性负载的变压器的传输系数为

$$K = \frac{\eta}{k_B} \frac{R_{PF} R_s}{(R_i + R_{PF})(R'_i + R_s)}$$

按如下方法确定容性负载变压器的传输系数:

$$K = \begin{cases} \frac{g_G}{k_B} \frac{R_{PF}}{R_i + R_{PF}} & \text{次级绕组有分流电阻时} \\ \frac{1}{k_B} \frac{R_{PF}}{R_i + R_{PF}} & \text{次级绕组无分流电阻时} \end{cases}$$

上述变压器应用方案仅是最常遇到的情况,不可能包括音频变压器的所有应用线路。然而,利用上面得到的结果,通过相应的分析,不难求得任何应用条件下变压器的相应参数。

六、晶体管线路中的变压器

晶体管线路中的变压器的计算方法原则上和电子管线路中的变压器一样。选取给定频段的晶体管时应满足如下条件:

$$\omega_C \tau_1 \leq 0.3$$

用晶体管放大器的输出电阻 r_{se} 来代替电子管的内阻 R_i , 下一级的输入阻抗就是变压器的负载。按前述“电容性负载变压器”一段至“信号源内阻为电感性的变压器”一段的相应公式确定变压器的电磁参数。

在晶体管前置放大器中,由于信号很小,采用变压器耦合能保证输入和输出阻抗的良好匹配,因而可获得高的增益。

在功率放大器中,输入信号的幅值很大,因而保证允许的非线性畸变具有首要的意义。末级引起的非线性畸变和晶体管输入输出特性的非线性有关。采用共基极线路或不使用大功率晶体管,都可以降低输出特性的非线性。输入阻抗与末前级的输出阻抗失配可以减小输入特性的非线性,因而也降低了由此引起的畸变。但这种方法会引起功率放大系数的某些降低。通常,共基极线路取 $R_{e1} = 2 - 3 r_{se}$, 共发射极线路取 $R_{e1} = 3 - 8 r_{se}$ 。式中 R_{e1} 是晶体管的集电极电阻; r_{se} 是晶体管的输入电阻。

当末前级和末级间为变压器耦合时,在中频部分

$$R_{e1} = r_2 + \frac{r_1}{k_B^2} + \frac{r_{se m}}{k_B^2}$$

式中 $r_{se m}$ 为末前级的输出电阻。

为了避免变压器引起严重的非线性畸变,应按如下建议选取铁心中的磁感应强度:

$P_F(\text{W})$	≤ 1	1—10	10—100
$B(\text{T})$	0.5	0.8	0.9

电阻负载下输出变压器的变比为

$$k_B = \sqrt{\frac{\eta R_G}{R_F}}$$

式中, η 为变压器的效率, 其取值示于表 2.2; R_e 为晶体管集电极电路的最佳负载电阻。

用 R_e 代替 R_L , 用晶体管放大器的 r_{ee} 代替 R_i , 按前述“电阻性负载变压器”一段中给出的公式确定绕组电阻、初级绕组电感、漏感等参数。

2.2 音频变压器的特殊形式及其设计特点

一、非线性畸变很小的变压器

当利用变压器使信号源和负载相匹配时, 信号源的负载阻抗可以看作感抗 ωL_1 和等值发电机阻抗 R_{DF} 的并联。前者是非线性的, 后者是线性的。显然, 流过线性电阻 R_{DF} 的负载电流越大, 负载引起的非线性畸变就越小。此外, 在其它条件完全相同的前提下, 负载引起的非线性畸变和电感 L_1 的非线性程度有关。考虑这两种状况的非线性畸变系数 k_f 按下式确定:

$$k_f = \frac{R_{DF}}{\omega L_1} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} k_n^2} \quad (2.26)$$

式中, k_n 为 n 次谐波电流的谐波系数, 它和铁心材料、铁心结构、频率、磁感应强度等有关。

式(2.26)没有反映引起非线性畸变的所有因素, 因而是近似的。当允许的非线性畸变系数很小(1—2%)时, 按照该公式计算的 k_f 值和实际值相差很远。

从式(2.26)可见, 当放大级的输出功率不变, 即输出信号的最大值不变时, 非线性畸变随频率的增高而下降。试验发现, 在某个中频段非线性畸变缓慢减小, 然后又重新增大, 而且, 在一系列情况下频带高频端的非线性畸变比低频端大。为了减小非线性畸变, 可采取如下措施:

(1) 铁心存在尖角(例如 GE、KE 型冲片铁心)会导致非线性畸变增大 30—50%。因此, 设计非线性畸变很小的变压器时应采用铁氧体环、带绕环形铁心, 以及 CD 和 ED 型带绕铁心。

(2) 推挽输出变压器初级绕组各臂不对称(或推挽输入变压器次级绕组各臂不对称), 无论是匝数或电阻不对称, 或者是寄生参数不对称, 都会使非线性畸变显著增长。特别是初级绕组两端与中点间分布电容的不对称, 对线路各臂有很大影响。为了避免由此而引起的非线性畸变, 通常采用相应的绕组结构使各臂尽量对称。

(3) 在输入变压器中, 特别是铁心由 1J79 或 1J80 等高磁导率材料制做时, 由于采用直流信号进行检测, 铁心会存在剩余磁化, 从而导致非线性畸变增大。为了消除剩余磁化, 装配检查合格的变压器应去磁。初级加上频率 50Hz, 对应于饱和磁感应强度的电压, 然后借助于调压器把电压均匀地降到零, 就达到了去磁的目的。

(4) 在交变电磁场作用下, 变压器铁心的机械振动是引起非线性畸变, 特别是高频非线性畸变的重要原因。为了削弱这种振动, 冲片铁心的叠厚方向应该拉紧, 带绕铁心的对接处应涂导磁膏。

(5) 铁心中留一个气隙可以减小非线性畸变。

实际的非线性畸变不会小于式(2.26)确定的值。因此, 当对非线性畸变要求特别严格时, 首先必须保证按该式算出的 k_f 值小于允许值。当要求非线性畸变系数低于 1—2% 时,

算出的 k_i 值应小于或等于允许值的 40—60%。

二、多通道设备中的变压器

对多通道设备的主要要求是频率和相位特性应当高度一致。该设备中的变压器的特性参数的分散性要小。

1. 输入变压器

这种变压器的输入功率比输出功率大很多。变压器的折算负载阻抗也比初级绕组的低频感抗大很多。此外,折算负载阻抗通常是复数,具有容性特点。

通常,电真空器件的输入参数有很大的分散性,这种分散性有时达到额定值的 30—50%。不同通道的寄生电容同样不同。

变压器负载阻抗的模数及各个分量都有分散性。这种状况会导致不同通道的幅值与相位特性有很大差别。因而,通道的相应特性会有严重的分散性。为了减小这种分散性,最简单的方法是在变压器的次级并联电阻。然而,并联电阻后折算负载电阻下降,传输系数会大大减小。当输入信号幅值很小时,应该有高的负载系数 $\alpha = R'_p/R_i$ 。在这种情况下变压器的工作状态接近空载,其频率及相位特性主要由寄生参数来确定。

为了提高变压器参数的一致性,可采取以下的工艺措施。

(1) 磁路中留气隙可以提高初级电感的稳定性。这时铁心的磁导率下降,变压器尺寸增长。气隙还能降低输入信号幅值对磁导率的影响,进一步提高频率与相位特性的稳定性。

(2) 采用冲片铁心和切开的带绕铁心,不仅便于绕线,而且能使变压器的寄生参数比采用 OD 型铁心时稳定。绕组的结构与工艺应完全相同。当采用多层密绕时每层匝数应完全一样,各层中线匝的分布要均匀。采用饼式绕组时,各个饼中的层数及每层匝数都应相同。各个饼装的位置要固定。各段连接线路也必须相同。同样绕组要用同一种导线,用同样的绕线机绕制,保持同样的拉力,浸同样的漆等。

2. 输出和级间变压器

上面指出的稳定铁心参数的方法完全适合于输出变压器。然而,输出变压器不能在空载下工作,也没有分流电阻,否则将消耗很大的功率。因此,通常采用如下的方法来稳定频率与相位特性:保证 L_1 稳定,使 L_1 对变压器及整个线路的性能影响最小。变压器应当具有极小的低频频率畸变,否则相位畸变也增长。

寄生参数的稳定方法和输入变压器一样。双线圈心式变压器不仅能保证变压器参数一致,而且能使各臂寄生参数基本平衡。这对于中频和高频相位畸变来说同样是重要的。

多通道设备中的变压器不应当有反馈绕组,该绕组会引起频率与相位特性的分散。

三、有分流电阻的变压器

由于一系列工艺的原因,变压器的初级电感、铁心损耗、绕组电阻、分布电容、漏感等都有一定程度的分散。变压器的频率与相位特性、传输系数、效率等同样具有一定的分散性。为了提高上述参数的稳定性,为了改善变压器的某个指标,通常在初级或次级绕组上

并联电阻，这就是有分流电阻的变压器。初级绕组并联电阻主要用来补偿负载参数的不稳定。次级绕组并联电阻主要用来补偿变压器本身参数的不稳定。

有分流电阻变压器的低频频率畸变系数的模数为

$$M_D = \sqrt{\frac{(R'_F)^2}{\omega_D^2 L_1^2} + 1}$$

低频相位畸变为

$$\varphi_D \approx \arctg \frac{R'_F}{\omega_D L_1}$$

根据最大允许的消耗功率或允许的最小频率与相位畸变来选取分流电阻。

电子管扩音机的输入变压器为电容性负载变压器。为了保证微音器的良好工作，希望负载为电阻性。因此，变压器次级要并联电阻。按下式选取分流电阻的阻值：

$$R_B \leq \frac{1}{3\omega_C C'}$$

式中， R_B 为分流电阻； C' 为折算到初级的负载电容、分布电容、引线电容的总和。

有分流电阻时变压器的输入阻抗为

$$R_{inB} = \frac{R_{inw} R'_B}{R_{inw} + R'_B}$$

式中， R_{inw} 为无分流电阻时变压器的输入阻抗； R'_B 为折算到初级的分流电阻。

接分流电阻后变压器的输入阻抗的模数显著降低。从而导致传输系数降低 20—40%。然而，输入变压器上并联分流电阻后频率畸变大幅度下降，能显著改善音质。

四、有反馈绕组的变压器

放大线路中常采用有反馈绕组的输出变压器。包含这种变压器的反馈电路应当满足如下要求：频率与相位特性高度一致；具有这种反馈电路的放大器不应当自激。为此，折算到反馈绕组的变压器寄生参数不仅应当具有最小值，而且还应足够稳定。对于该种变压器的大多数应用线路来说， $W_{FK}/W_1 = 6—15\%$ 。

变压器的反馈绕组既可以接地，也可以不接地。当允许反馈绕组一端接地时可以用次级作为反馈绕组。这样，不仅反馈电路简单，而且，既能补偿变压器引起的畸变，又能补偿频率或信号电平变化时负载不稳定性引起的畸变。不希望反馈绕组和输出绕组一起双线并绕。因为这种绕法对线路参数没有任何改善作用，而使变压器的结构与工艺显著复杂。

在输出绕组的任何引出头都不允许接地的情况下，反馈绕组应当和次级绕组分开。由于反馈绕组是接地的，为了减小绕组之间的耦合电容，反馈绕组离次级绕组越远越好。否则，次级绕组会通过绕组间的耦合电容而接地，从而影响线路的正常工作。

对于壳式和心式变压器来说，采用分层密绕的绕组结构能保证反馈绕组的寄生参数足够稳定。反馈绕组的匝数应当正好绕满一层或几层。初级绕组应绕在线圈的最里边。这时绕组的平均匝长最短，从而保证绕组的寄生参数最小。不允许采用无骨架乱绕的绕组结构，因为这种结构无法保证绕组分布参数的一致性。

对于环形变压器来说，分布电容的影响要比漏感的影响大，建议把反馈绕组分成几段

沿铁心圆周均匀分布,以保证寄生电容最小。把各段绕成宝塔形能进一步减小分布电容

如果反馈绕组的层数大于1,层间应当有绝缘衬垫,各层匝数应当相等,分布均匀。为了减小绕组引出头之间的耦合电容,反馈绕组的层数应当是奇数,以保证绕组始末端间的距离等于线圈高度。变压器的绕组线路如图2.1和图2.2所示。图中I为初级,II为次级,s为始端,m为末端。

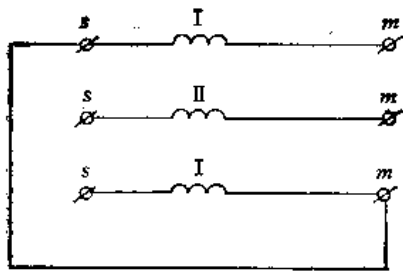


图 2.1 壳式变压器的绕组连接线路

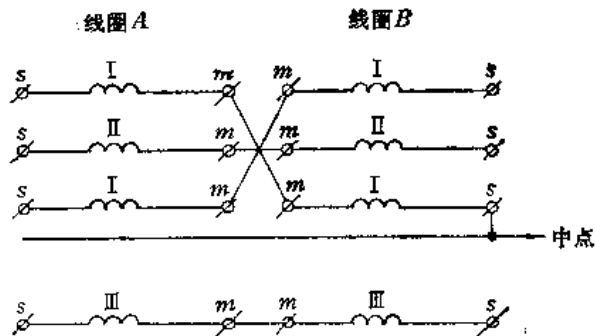


图 2.2 心式变压器的绕组连接线路(绕线方向相同)

五、差动变压器

这种变压器常用来测量两个信号的差,测量精度由差动绕组的一致性来确定。对于环形或心式变压器来说,通过采取必要的结构工艺措施能保证差动绕组基本对称。变压器的结构主要由差动绕组的匝数及电压来确定。

为了使非线性畸变尽可能最小,在确定绕组匝数时,磁感应强度应不超过饱和磁感应强度的 30—40%。

当差动绕组的电压不超过 30—50V,匝数不超过 100—150 匝时,最好采用环形结构。绕组按如下方法绕制:

- (1) 差动绕组用双线并绕;
- (2) 缠绕差动绕组的导线应取自同一线辊;
- (3) 导线应当沿铁心内圆一匝挨一匝均匀密绕,不允许重叠,也不允许有间隙。两股线应平行配置,不允许有绞合,也不允许有接头;
- (4) 导线沿铁心外圆也应分布均匀,匝间距离应当相等。

严格遵守上述规定,绕组的不对称度将低于 -48 至 -52dB。

绕组匝数及线径的选择应确保差动绕组沿铁心内圆正好均匀敷设一层。当变压器的工作频带很窄 ($f_c/f_D = 2-3$),最高工作频率不高 (在 3—5kHz 以下)时,差动绕组可以绕成 2—3 层。不论电压高低,层间都要绝缘,以保证下一层线匝的分布比较均匀。

为了减小耦合电容,差动绕组和次级绕组之间(当差动绕组是次级绕组时,它和初级绕组间)应当加屏蔽层。

当工作电压高于 50—100V,匝数多于 150—200 匝,或层数多于 2—3 层时,建议采用双线圈心式结构。为了保证差动绕组的高度一致性,进行绕组设计时必须遵循以下原则:

- (1) 差动绕组的每一部分都分成偶数段,其中一半绕在一个骨架上,另一半绕在另一

个骨架上。

(2) 每个绕组的各段在各个线圈中是不对称的, 即某个绕组的各段在一个线圈中配置在内部, 则该绕组的其余各段配置在另一个线圈的外部。另一个绕组也类似处理。

(3) 绕组各段按图 2.3 所示线路连接。

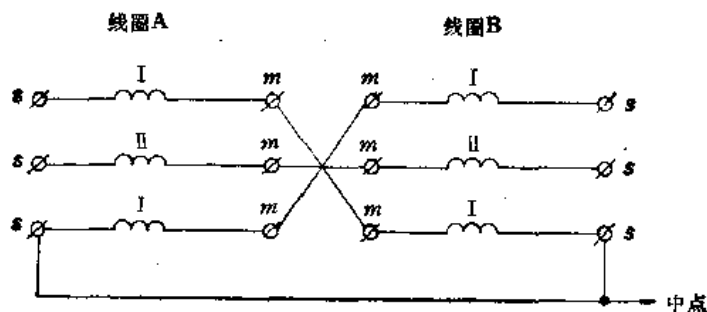


图 2.3 心式差动变压器的绕组连接线路(绕线方向相同)

(4) 在确定绕组匝数和线径时应当保证每段的层数都是整数。

绕线时应注意以下各点:

- (1) 变压器的线圈应当成套绕制;
- (2) 每套线圈应当在同一个绕线机上绕制, 绕线机应事先调好, 绕制过程中不允许重新调整;
- (3) 每套线圈中同名绕组的导线应取自同一线辊;
- (4) 绕组间和层间绝缘纸的厚薄要一致, 最好取自同一辊;
- (5) 每层匝数必须相等, 各层之间的差别不应当超过一匝。

若严格遵守上述规定, 能保证心式变压器的参数不比环形结构差, 甚至更好, 绕组的不对称度可以达到 -55 至 -60dB 。

六、立体匝变压器

在要求漏感和分布电容都尽量小的情况下适宜采用这种型式的变压器。它能够在最低工作频率为 50kHz 左右, 最高和最低工作频率之比不小于 $10-15$ 的频带内良好地工作。

立体匝变压器的结构特征是: 环形铁心, 各个绕组做成独立环形变压器的型式, 并被封闭在立体匝中。立体匝由外壳、底板、盖板, 及隔板组成, 构成两个闭合的空腔。立体匝变压器的结构如图 2.4 所示。由于静电屏蔽的应用, 实际上能完全消除绕组间的动态(耦合)电容。

立体匝变压器的电气计算和其他结构的变压器相同。下面指出这种变压器结构计算的某些特点。

初级绕组的匝数按下式确定:

$$W_1 = 10^3 \sqrt{\frac{L_1}{h} \frac{10}{\ln \frac{D}{d_1}}}$$

式中, h 为环形线圈的高度; D 和 d_1 为屏蔽罩的外径和内径。

漏感由三部分组成:

$$L_s = L_{sp} + L_{s1} + L_{s2}$$

立体匝的漏感按下式确定:

$$L_{sp} = 0.4\pi\mu W_1^2 \left(\frac{S_{B1}}{l_{T1}} + \frac{S_{B2}}{l_{T2}} \right) \times 10^{-6}, \mu\text{H}$$

式中, S_{B1} 和 S_{B2} 为绕组和屏蔽罩间空气隙的面积 (cm^2); l_{T1} 和 l_{T2} 为相应铁心的平均磁路长度 (cm)。

当 $S_{B1} \approx S_{B2} \approx S_B$, $l_{T1} = l_{T2} = l_T$ 时

$$L_{sp} = 0.8\pi\mu W_1^2 \frac{S_B}{l_T} \times 10^{-6}, \mu\text{H}$$

每个绕组的漏感 L_{s1} 和 L_{s2} 均按下式确定:

$$L_{si} \approx \frac{0.9 \times 10^{-6} l_{P1}}{\frac{1}{\mu_r} + 1} \lg \frac{\delta_B}{d_z}, \mu\text{H} \quad (2.27)$$

式中, δ_B 为匝间距离; d_z 为带绝缘线径。

由于铁心的磁导率 $\mu_r \gg 1$, 式(2.27)可简化为

$$L_{si} = 0.9 \times 10^{-6} l_{P1} \lg \frac{\delta_B}{d_z}, \mu\text{H}$$

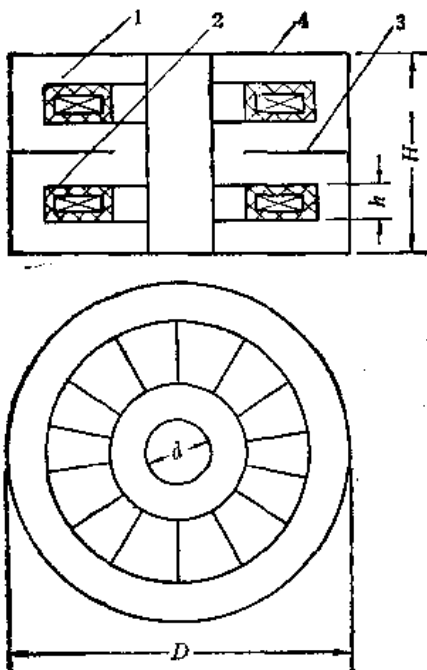


图 2.4 立体匝变压器
(1, 2: 绕组; 3: 静电屏蔽; 4: 立体匝)

外壳(立体匝)材料的电阻率影响变压器的漏感。假定用镀银铜皮 ($\rho = 1.5 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$) 做外壳时变压器的漏感 $L_s = 1 \mu\text{H}$ 。对于同样的变压器来说, 当用黄铜 ($\rho = 5 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$) 做外壳时, 变压器的漏感 $L_s = 1.08 \mu\text{H}$, 用钢板 ($\rho = 10^{-7} \Omega \cdot \text{m}$) 做外壳时, 变压器的漏感为 $L_s = 1.55 \mu\text{H}$ 。此外, 当外壳用镀银铜板制做时, 能显著减少立体匝中的损耗。

从式(2.27)可见, 漏感随外壳与线圈间距离的减小而下降。然而, 当这个距离减小时, 绕组和立体匝之间的分布电容增长, 从而导致高频频率畸变明显增大。

为了保证高频频率畸变最小, 立体匝变压器的最佳尺寸比为: $H/D = 1.3 \sim 1.5$, $3 \leq H/h \leq 4$ 。

绕组应当用多股线绕制, 每股线径和变压器的最高工作频率有关, 当 $f_G \leq 0.5 \text{ MHz}$ 时, 每股线径应不小于 0.1 mm ; 当 $f_G > 0.5 \text{ MHz}$ 时, 每股线径应不大于 0.07 mm 。

为了降低介质损耗, 在结构设计时应尽量少用绝缘衬垫。

由于立体匝变压器的工作频率很高, 集肤效应比较明显, 外壳(立体匝)壁厚应根据机械强度来选取, 通常为 $0.5 \sim 1.2 \text{ mm}$ 。常用磁导率 $100 \sim 600 (1 \text{ MHz})$ 的铁氧体环作为该种变压器的铁心。这种结构适合于用作功率 $300 \sim 500 \text{ W}$ 以下的输出变压器。

七、低噪声输入变压器

在信号源内阻为 $10 \sim 100 \Omega$, 信号电平为几十微伏以下的音频放大线路中广泛地应用着升压输入变压器。这种变压器除用来提高输入信号电平外, 还能改善放大器的信噪比。

放大器的噪声来源主要有两方面：一是前级的噪声；二是输入回路的噪声。前级噪声和变压器无关，由放大器的线路和工作状态来确定。

输入回路噪声的比重越大对信噪比越有利。在输入回路和第一级之间接输入变压器就可以达到这个目的。该情况下输入回路的噪声和有用信号都增大了。当传输系数足够大时，和输入变压器的噪声相比，前级的噪声可以忽略不计，放大器的噪声由输入回路来确定。然而，实际得到的信噪比低于计算值，其差别可达 4dB。这种差别主要是变压器的固有噪声引起的。

变压器的噪声由电阻噪声和磁噪声组成。绕组热电过程引起的电阻噪声电势按下式确定：

$$E = 0.125 \times 10^{-9} \sqrt{R \Delta f} \quad (2.28)$$

$$R = r_1 + r_2, \Delta f = f_G - f_D$$

变压器的磁噪声是由复杂的电磁过程引起的，磁致伸缩是其中原因之一。如果电场的频率为 f ，则磁致伸缩振动的频率将为 $2f$ 。当变压器的固有振动频率与磁致伸缩振动的频率一致时，会发生共振，这时的噪声最大。铁心的固有振动频率可按下式确定：

$$f \approx \frac{1}{\sqrt{2H_T}} \sqrt{\frac{E_F}{\gamma_T(2H_T + B_T)}}$$

式中， H_T 为铁心高 (cm)； B_T 为铁心宽 (cm)； γ_T 为铁心材料的密度 (g/cm^3)； E_F 为铁心材料的弹性模数 (dyn^*/cm^2)。

为了降低变压器的噪声电平，设计时应致力适当降低铁心的磁感应强度，工艺上应严防铁心散片，并采取铁心磁场退火，整个变压器灌注，铁心对接处涂导磁膏，铁心与底座间加橡皮衬垫等措施。

当铁心中存在交直流磁场时，铁心磁致伸缩的频率与磁场基波的频率相同。因此，在选择变压器结构时应确保铁心的固有振动频率远高于或低于磁场的频率。

设计低噪声输入变压器时应注意以下几点：

- (1) 变压器的结构应确保固有振动频率不等于磁致伸缩频率；
 - (2) 绕组电阻越小越好；
 - (3) 漏感和分布电容引起的固有谐振频率应当在变压器的工作频带之外；
 - (4) 带绕铁心的片间粘合要牢，装配时对接处要涂导磁膏。冲片铁心的装配要压紧。严格遵循上述建议能保证变压器的噪声大约等于按式(2.28)求得值的 1.5—2 倍。
- 外磁场的干扰也是产生噪声的原因之一，这种感应噪声需通过屏蔽来解决。

2.3 音频变压器的漏感

漏感是音频变压器的重要参数，对变压器的工作有很大影响。本节将针对音频变压器的各种可能结构给出漏感的计算方法。

一、同轴圆筒式绕组

折算到初级的同轴圆筒式绕组的漏感为

* $1\text{dyn} = 10^{-9}\text{N}$ 。

$$L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} W^2 l_{PZ} \ln \frac{k_{ST} g_{12}}{g_1 g_2}$$

式中, k_{ST} 为考虑铁心影响的系数; g_1, g_2, g_{12} 为和绕组结构有关的几何参数。

对于矩形断面的绕组来说,按下式确定 g_1 和 g_2 :

$$g_1 = 0.223(h_1 + b_1)$$

$$g_2 = 0.223(h_2 + b_2)$$

式中, h_1 为初级绕组断面的高; h_2 为次级绕组断面的高; b_1 为初级绕组断面的宽; b_2 为次级绕组断面的宽。

对于图 2.5(a) 所示的绕组结构来说, g_{12} 的近似公式如下:

$$g_{12} = \frac{(0.223h_1 + 0.78d)^\alpha (0.223h_2 + 0.78d)^\beta}{(0.223h_r + 0.78d)^\gamma (0.223h_s + 0.78d)^\delta}$$

式中

$$\frac{h_1 + h_2}{2} \geq d, \alpha = \frac{(h_2 + h_r)^2}{2h_1h_2}, \beta = \frac{(h_2 + h_s)^2}{2h_1h_2}$$

$$\gamma = \frac{h_r^2}{2h_1h_2}, \delta = \frac{h_s^2}{2h_1h_2}$$

在某些特殊情况下,这个公式可以作相应简化:

$$(1) h_1 = h_2 = h, \text{ 即 } h_r = h_s = 0, \text{ 这时 } \alpha = \beta = 0.5, \gamma = \delta = 0, d = b_{12} + \frac{b_1 + b_2}{2},$$

$$g_{12} = 0.223h + 0.78d$$

$$(2) h_r = h_s = h(h_1 = h_2), \text{ 这时 } \alpha = \beta = \frac{(h_1 + h_2)^2}{8h_1h_2}, h_s = h_2 + h_r, \gamma = \delta = \alpha -$$

0.5,

$$g_{12} = (0.223h_s + 0.78d)^{2\alpha} (0.223h + 0.78d)^{1-2\alpha}$$

$$(3) h_s = 0 \text{ (或 } h_r = 0), \text{ 这时 } \alpha = h_1/(2h_2), \beta = \frac{\alpha}{4}, \gamma = \alpha + \beta - 1, \delta = 0,$$

$$g_{12} = \frac{(0.223h_s + 0.78d)^\alpha (0.223h_2 + 0.78d)^\beta}{(0.223h_r + 0.78d)^{\alpha+\beta-1}}$$

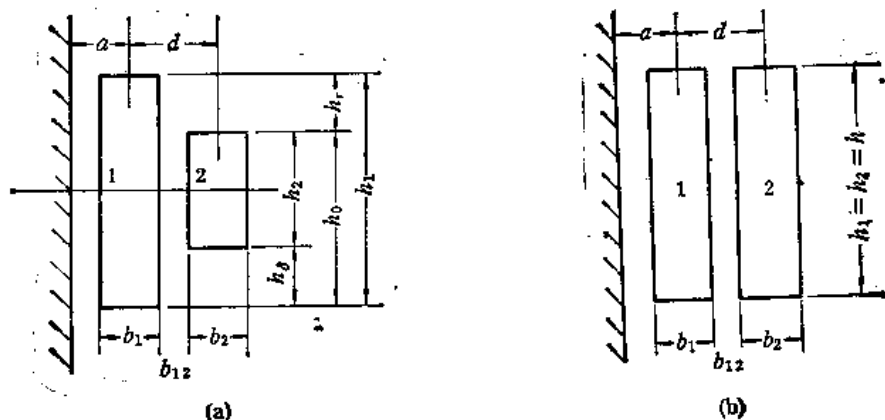


图 2.5 同轴圆筒式绕组结构

(4) $d = 0$ (初次级绕组各占底筒一半, 重叠绕制), $h_v = h_1 + h_0$, $h_s = h_2 + h_0$,

$$g_{12} \approx h_0 + 0.5(h_1 + h_2)$$

式中, h_0 为绕组相邻端之间的距离。

考虑铁心对漏感影响的系数按下式确定:

$$k_{ST} = \frac{g_{12}^2}{g_{13}g_{24}}$$

当绕组如图 2.5(a) 所示时

$$g_{11} = (2a + d) \times 0.78 + 0.223h$$

$$g_{13} = 1.56a + 0.223h$$

$$g_{24} = 1.56(a + d) + 0.223h$$

对于图 2.5(b) 所示的绕组结构而言, 可以用下式计算漏感:

$$L_s = \frac{\mu_0}{h} W_1^2 I_{Pz} \left(1 - \frac{b_1 + b_2 + b_{12}}{\pi h} \right) \left(b_{12} + \frac{b_1 + b_2}{3} \right)$$

二、环形绕组

环形变压器的漏磁场最小。采用交替分段的绕组结构可以同时减小漏感和分布电容。当初次级绕组沿铁心圆周均匀分布, 初级在里面, 次级在外面时, 折算到初级的漏感为

$$L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} W_1^2 a \ln \frac{(D+r)^2(D-r_1)(D-r_2)}{(D-r)^2(D+r_1)(D+r_2)}$$

$$a = 0.5(a_1 + a_2), r = 0.5(r_1 + r_2)$$

其余符号均见图 2.6。

如果绕组绕在铁心的部分圆周上, 则按等值圆筒式绕组来确定漏感。这时把绕组所占的圆周长度理解为绕组高度。

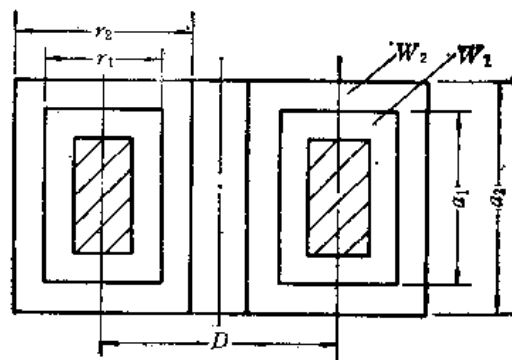


图 2.6 环形绕组的结构

三、分段绕组

减小漏感的有效方法是采用分段绕组。初次级均分若干段, 每段所占的底筒长度或圆周长相等。这时, 一个绕组的各段分布于另一个绕组的各段之间,

彼此交替配置, 如图 2.7 所示。用 s 表示初次级绕组段数之总和, 用 m 表示单元个数, 则 $m = s - 1$ 。图中绕组上端的数字表示段数, 下端的数字表示单元个数, 中间的数字表示绕组号数。

段数 s (或饼式绕组的饼数) 应当是奇数, 否则 L_s 将显著上升。靠底筒这一段和线圈最外面段的匝数为中间各段匝数的一半。

绕组总的漏感等于各个单元漏感的总和:

$$L_s = \sum_{i=1}^m L_{s,i} = \frac{\mu_0}{2\pi} W_1^2 I_{Pz} \frac{1}{m^2} \ln \frac{g_{1'2'}^{1'} g_{1'2''}^{1''} g_{1'2'''}^{1'''} \cdots}{g_{1'2}^{1'} g_{1'2}^{1''} \cdots}$$

$$= \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\frac{W_1}{m} \right)^2 I_{Pz} \ln \frac{\prod_{i=1}^m g_{1i-2i}^2}{\prod_{i=1}^m g_{1i} g_{2i}}$$

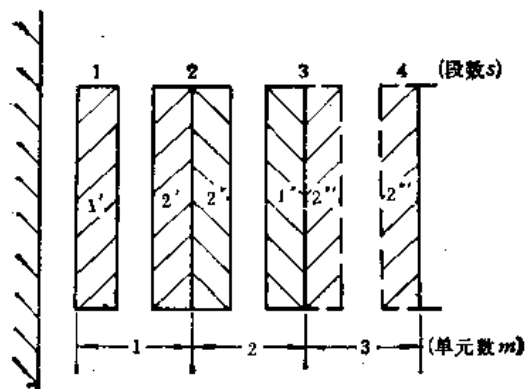


图 2.7 分段绕组的结构

式中， g_{1i-2i} 为 i 单元初次级绕组各部分之间的平均几何距离； $g_{1i} g_{2i}$ 为 i 单元初次级绕组各部分离该绕组的平均几何距离。

对于初次级绕组各段交替分布的环形变压器（图 2.8）来说，按下式确定 L_s ：

$$L_s = 1.2 \mu_0 W_1^2 I_{Pz} \frac{1}{s^{1/3}} \left(1 + \ln \sqrt{1 + l/R} \right)$$

这个公式只适合于单层或层数不多的分段绕组。当层数很多，或者说当绕组的厚度接近于每段长度时，按下式计算漏感：

$$L_s = 1.2 \mu_0 W_1^2 I_{Pz} \frac{1}{s^{1/3}} \left[1 + \ln \sqrt{1 + l/R} + \frac{A}{3h} \right]$$

$$A = 0.5(A_1 + A_2)$$

$$h = 0.5(h_1 + h_2)$$

$$= \frac{2\pi R - sl}{s}$$

式中， A_1 为初级绕组各段的绕线厚度； A_2 为次级绕组各段的绕线厚度； h_1 为漏磁方向初级绕组各段的尺寸； h_2 为漏磁方向次级绕组各段的尺寸； s 为初次级绕组段数之总和。

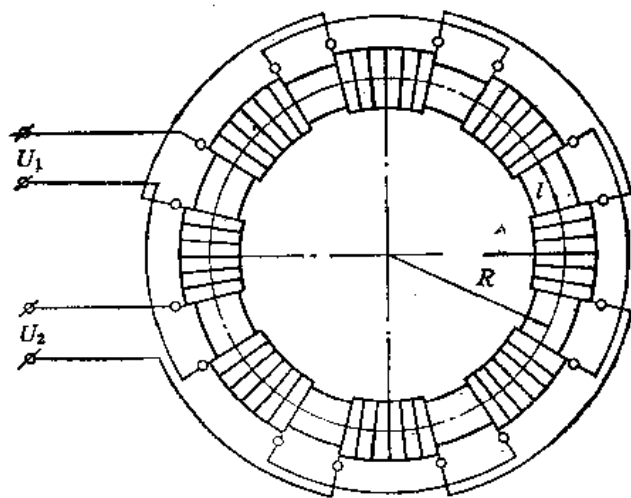


图 2.8 绕组交替分段的环形变压器结构

四、绕在不同铁心柱上的绕组

心式铁心的变压器，初次级绕组可以绕在不同的铁心柱上，这会使漏感显著增长。对于图 2.9 所示的绕组结构而言，当 $h_1 = h_2$ 时，漏感为

$$L_s = \frac{\mu_0}{h} W_1^2 \left[R_{P1} \frac{b_1}{3} + R_{P2} \frac{b_2}{3} + \frac{b'_{01}}{2} \left(R_{W1} + \frac{b'_{01}}{2} \right) + \frac{b'_{02}}{2} \left(R_{W2} + \frac{b'_{02}}{2} \right) \right]$$

当绕组尺寸彼此接近时， L_s 的公式简化为

$$L_s = \frac{\mu_0 W_1^2}{h} \left[R_p \frac{b_1 + b_2}{3} + b'(R_w + 0.5b') \right]$$

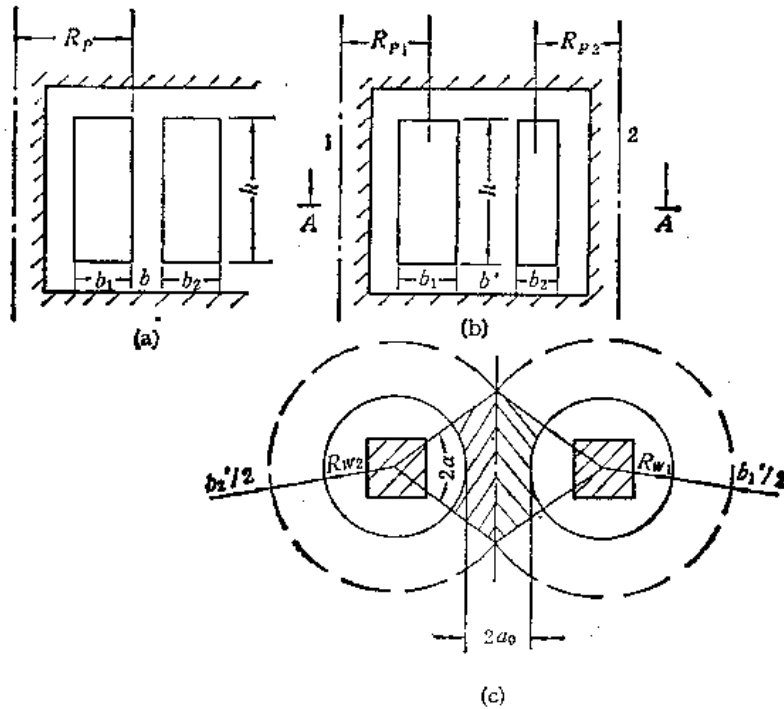


图 2.9 绕在不同铁心柱上的绕组漏感的确定方法
(a) 同轴圆筒式绕组; (b) 绕在不同铁心柱上的绕组; (c) 图 (b) 中的 A-A 剖面

当两个绕组不仅绕在不同的铁心柱上,而且有一定轴向位移(图 2.10)时,变压器的漏感为

$$L_s = \frac{\mu_0 W_1^2}{h} \left[R_p \frac{b_1 + b_2}{3} + b_4(R_w + 0.5b_4) \right]$$

$$b_4 = 0.5b_{01}(h_1 - \delta) + \delta b'_0 + 0.5b_{02}(h_2 - \delta)$$

$$\delta = h_1 + h_2 - s$$

各个符号均见图 2.10。

五、铝箔或铜箔绕组

当绕组电流过时常采用几股导线并联,或利用铝箔及铜箔作导线。为了防止并联后产生均衡电流,绕制时并联导线要互相换位。

当采用铝箔或铜箔时,同轴圆筒式绕组的漏感的确定方法和普通绕组一样。然而,当采用饼式绕组时,其漏感的确定方法则和普通饼式绕组大不相同。这是由于电流沿铝箔或铜箔截面的不均匀分布造成的。对于图 2.11 所示的绕组结构而言,漏感为

$$L_s = \frac{\mu_0}{\pi h} W_1^2 l_{ps} \left(b + \frac{b_1 + b_2}{3} \right)$$

由上式可见,箔绕组的漏感要比普通绕组小。

六、漏感和绕组线路的关系

音频变压器的绕组可以有各种不同的连接线路。绕组连接线路不同,变压器的漏感

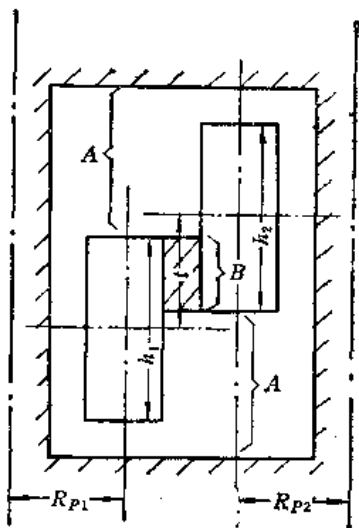


图 2.10 绕在不同铁心柱上并有轴向位移的线圈结构

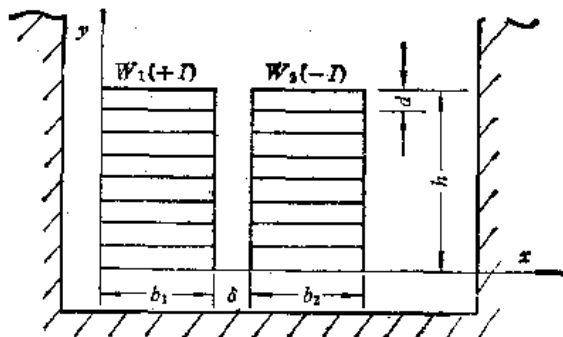


图 2.11 铝箔或铜箔绕组

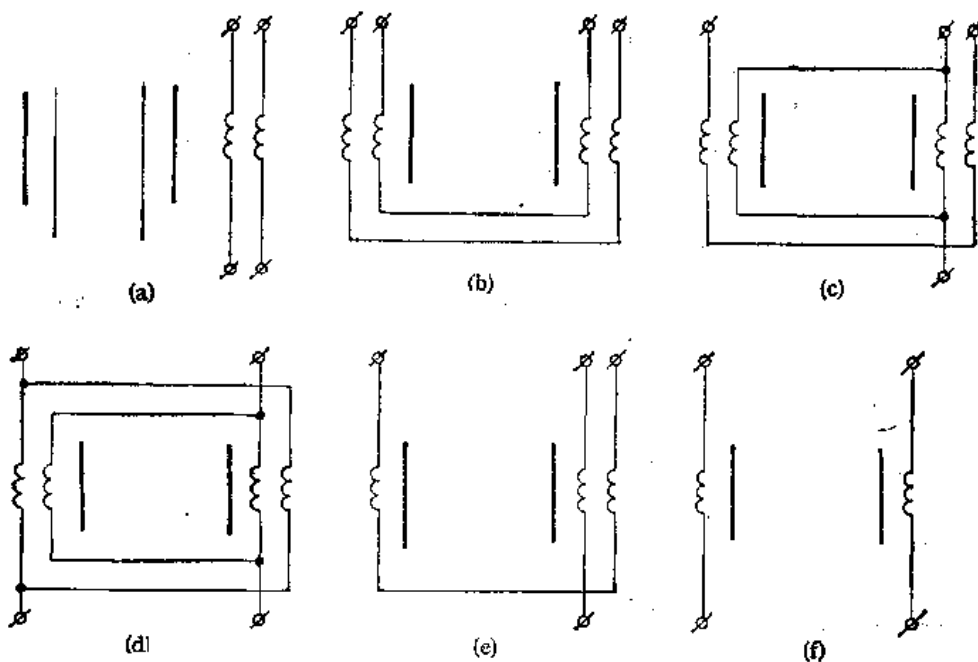


图 2.12 音频变压器的绕组线路

也不同。图 2.12 所示各绕组均为同轴圆筒式结构，其特点如下：

- (1) 初次级绕组均绕在一个铁心柱上[图 2.12(a)]；
- (2) 初次级绕组都分成相等的两部分，分别绕在两个不同的铁心柱上，两个铁心柱上的绕组彼此串联[图 2.12(b)]；
- (3) 初次级绕组都分成两个相等的部分，分别绕在两个不同的铁心柱上。两个铁心柱上的初级绕组并联，次级绕组串联[图 2.12(c)]；
- (4) 初次级绕组都分成两个相等的部分，分别绕在两个不同的铁心柱上，两个铁心柱上的初级绕组并联，次级也并联[图 2.12(d)]；
- (5) 次级绕组分成两个相等的部分，分别绕在两个不同的铁心柱上，而且彼此串联，

初级只绕在一个铁心柱上[图 2.12(e)];

(6) 初次级绕组分别绕在不同的铁心柱上[图 2.12(f)]。

当匝数相等,几何尺寸相同时,各线路中绕组漏感的关系为

$$L_{s,b} = L_{s,c} = L_{s,d} = 0.5L_{s,e}$$

$$L_{s,b} < L_{s,c} < L_{s,d}$$

线路(e)的漏感可以像分段绕组那样计算。初级绕组和同一个铁心柱上的次级绕组间的漏感 L_{s12} 按第二段的公式计算。初级绕组和另一个铁心柱上的次级绕组间漏感 L_{s17} 及次级绕组各段之间的漏感 L_{s27} 均按第四段的公式计算。

2.4 音频变压器的分布电容

一、不分段绕组的分布电容

音频和超音频变压器的另一个重要参数是绕组的分布电容。这个电容主要由绕组第一层和铁心之间的电容 C_1 、绕组各层之间的电容 C_2 、及绕组之间的电容 C_3 组成。当存在屏蔽罩时,还有绕组最外层和屏蔽罩之间的分布电容,以及引线电容等。

绕组的分布电容主要由层间电容确定。单层绕组的分布电容由匝间电容确定。图2.13 示出了一个匝数为 n 的单层绕组,它的等值电容为

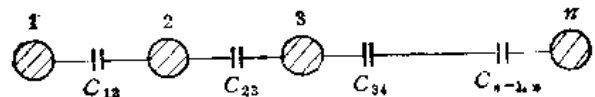


图 2.13 单层绕组的分布电容

$$C_D = \frac{C_B}{n-1}$$

匝间电容 C_B 由下式确定:

$$C_B = \frac{4\pi\epsilon\epsilon_0 l_{p2}}{4a - \pi r}$$

式中, r 为净导线半径; ϵ 为相对介电系数; $\epsilon_0 (=8.854 \times 10^{-12} \text{F} \cdot \text{m})$ 为真空中的介电系数; l_{p2} 为平均匝长。

绕组分布电容和绕组结构及绕法有关,分别按如下方法计算。

(1) 绕组第一层和铁心之间的分布电容

当绕组为分层密绕时

$$C_1 = \frac{8\pi\epsilon\epsilon_0 r n l_{p2}}{4a - \pi r}$$

用铝箔或铜箔时

$$C_1 = \frac{8\pi\epsilon\epsilon_0 b l_{p2}}{\delta}$$

当绕组绕成宝塔式时

$$C_1 = \frac{8\pi\epsilon\epsilon_0 r l_{p2} m_B}{4a - \pi r}$$

式中, a 为铁心离导线正中心的距离; δ 为铁心离箔正中心的距离; b 为箔宽; n 为第一层的匝数; m_B 为宝塔式绕组的层数。

(2) 绕组层间的分布电容

分层密绕时

$$C_2 = \frac{4\pi\epsilon_0 r n l_{p2}}{(4a_1 - \pi r)(m-1)}$$

用铜箔或铝箔时

$$C_2 = \frac{8\epsilon_0 b l_{p2}}{2\delta_1(m-1)}$$

对于宝塔式绕组

$$C_2 \approx 0$$

式中, m 为层数; $2a_1$ 为相邻层导线间的中心距离; $2\delta_1$ 为相邻层铜箔间的中心距离。

(3) 绕组间的分布电容

$$C_3 = \frac{4\pi\epsilon_0 r_P n_P l_{p2}}{4a_2 - \pi r_P}$$

式中, r_P 为相邻绕组导线的平均半径; $2a_2$ 为相邻绕组的相邻层导线间的中心距; n_P 为相邻绕组各层的平均匝数; l_{p2} 为相邻绕组的平均匝长。

绕在两个铁心柱上的绕组之间的分布电容按下式确定:

$$C_3 = \frac{2\pi\epsilon_0 h}{\ln(z + \sqrt{z^2 - 1})}$$

$$z = \frac{y^2 - r_1^2 - r_2^2}{2r_1 r_2}$$

$$r_1 = \frac{l_{p1}}{2\pi}, r_2 = \frac{l_{p2}}{2\pi}$$

式中, y 为绕组正中心之间的距离; l_{p1}, l_{p2} 分别为初、次级绕组最外层的平均匝长。

二、分布电容的折算值

变压器是复杂的多绕组系统, 折算到初级的变压器的等值电容为:

$$C_D = \sum_{k=1}^N C_k \varphi_k(m, n)$$

式中, N 为分布电容 C_k 的个数; $\varphi_k(m, n)$ 为层数 m 和每层匝数 n 的函数。

各个分布电容的连接情况有如下几种:

(1) 接到绕组部分匝数上的分布电容, 最典型的情况是绕组第一层和铁心之间的分布电容;

(2) 接到次级绕组的分布电容, 例如, 某个输出绕组总的分布电容;

(3) 接到相邻绕组之间的分布电容。

在第一种情况下, 分布电容上的电压等于整个绕组的电压乘以 W_i/W , W_i 是绕组一部分的匝数, W 是整个绕组的匝数。该情况下的等值分布电容为

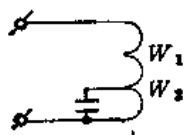
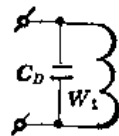
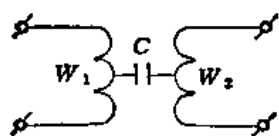
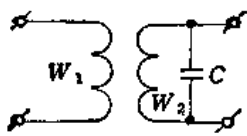
$$C_D = \left(\frac{W_i}{W}\right)^2 C = \frac{C}{k_1^2}$$

用类似方法可以求得其余两种情况下分布电容的折算值(见表 2.3)。

为了避免折算时出现差错,建议遵循如下的程序:

- (1) 根据变压器的结构画出包含分布电容的等值线路;
- (2) 组成绕组线路;
- (3) 借助于相应的公式求得分布电容的各个分量,并画出相应的等值线路,从而可以求得总的分布电容。

表 2.3 分布电容各个分量的折算值

绕组线路	折算公式	等值线路
	$C_D = \left(\frac{W_2}{W_1}\right)^2 C$	
	$C_D = \left(\frac{W_1 - W_2}{W_1}\right)^2 C$	
	$C_D = \left(\frac{W_2}{W_1}\right)^2 C$	

作为例子,求图 2.14(a) 所示变压器的分布电容。

- (1) 初级绕组第一层和铁心之间的分布电容用 C_1 表示;
- (2) 初级绕组的层间电容用 C_2' 表示,次级绕组层间分布电容用 C_2'' 表示;

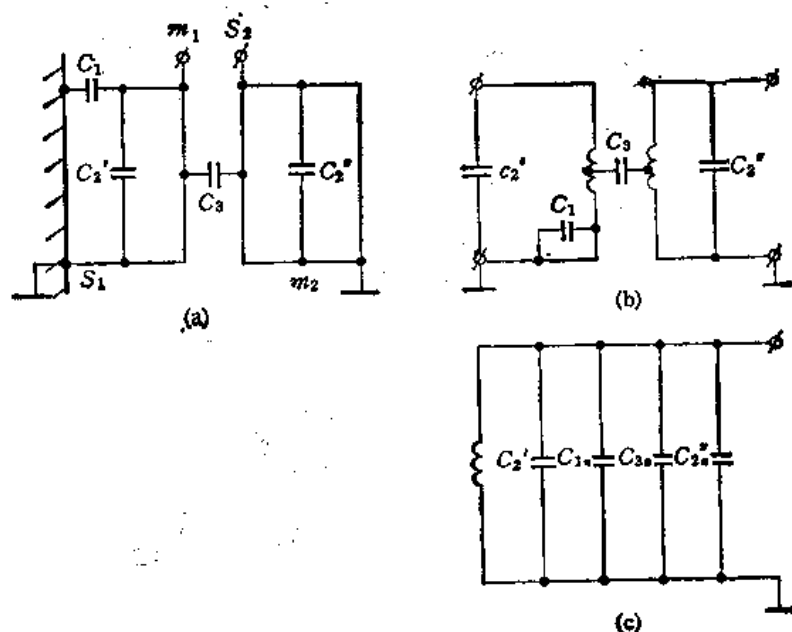


图 2.14 分布电容的折算方法

(3) 绕组之间的分布电容用 C_3 表示。

假定 W_1 和 W_2 分别为初次级绕组的匝数, n_1 和 n_2 分别为初次级绕组的每层匝数, m_1 和 m_2 分别为初次级绕组的层数。利用前面导出的公式即可求得分布电容的各个分量, 组成图 2.14(b) 所示的变压器等值线路。利用表 2.3 中给出的公式即可求得折算到初级的分布电容:

$$C_{1a} = \frac{C_1}{m_1^2}, \quad C_{3a} = C_3 \left(\frac{W_1 - W_2}{W_1} \right)^2, \quad C_{2a} = C_2' \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2$$

总的分布电容按下式确定[见图 2.14(c)]:

$$C_0 = C_1' + C_{1a} + C_{3a} + C_{2a} + C_{ap}$$

式中 C_{ap} 为引线电容。

三、分段绕组的分布电容

分段的绕组可以是初级或次级, 也可以两者同时分段。分的段数也不限。

分析图 2.15 所示的两个绕组, 其中一个[图 2.15(a)] 不分段, 有 m 层, 每层 n 匝。另一个[图 2.15(b)] 有 k 段, m 层, 每段每层 n/k 匝。在其他条件相等时, 两种情况下分布电容各个分量之间的关系为:

$$C_1'' = \frac{C_1'}{k}, \quad C_2'' = \frac{C_2'}{k}$$

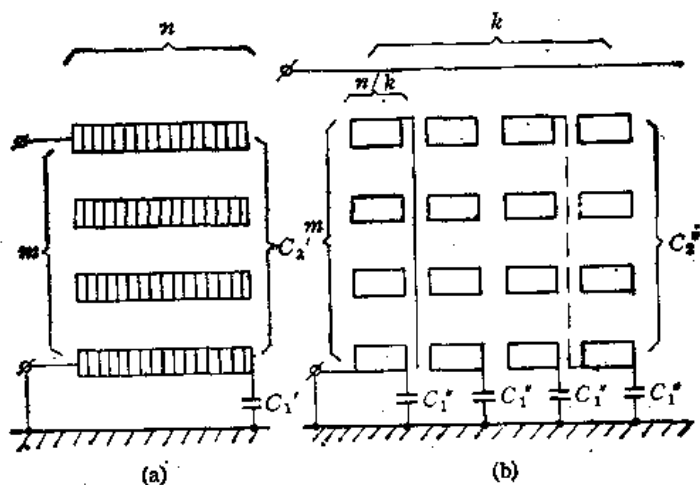


图 2.15 不分段 (a) 和分段 (b) 绕组的线路

借助于表 2.3 的公式可以求得不同情况下折算到初级的分布电容。

对于不分段绕组:

$$C' = C_1' + \frac{C_1'}{m^2}$$

对于分段绕组:

$$C'' = \frac{C_1'}{k^2} + \frac{C_1'}{k^2 m^2} \left[\frac{m^2}{6} (k+1)(2k+1) + (m^2 - 1) - m(m-1)(k+1) \right]$$

当 $m \gg 1$ 时

$$C'' = \frac{C_1'}{k^2} + \frac{C_1'}{k^2} \frac{(k+1)(2k+1)}{6}$$

从导出的公式中可知,分段绕组的层间分布电容为不分段绕组的 $1/k^2$ 。当段数较多时,内层(初级)和铁心之间的分布电容趋近于 $C_1/3$ 。

如果绕组的层数 $m \geq 2$,则分段绕组的铁心和内层之间的分布电容要比不分段绕组的大,分段绕组的层间分布电容比不分段绕组的小。由此可知,仅在层间分布电容显著大于绕组内层和铁心之间的分布电容时,采用分段绕组才能降低变压器总的分布电容。通常层间分布电容小于内层和铁心之间的分布电容,特别是层数较多时。

绕组交替分段的环形变压器的分布电容按下式计算:

$$C_0 = \left[C_{21} + \frac{C_3}{2} \left(\frac{W_1 - W_2}{W_1} \right)^2 + 2C_{22} \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 \right] \frac{1}{S}$$

$$C_{21} = \frac{4\epsilon\epsilon_0 r_1 n_1 l_{p21}}{(4a_1 + \pi r_1)(m_1 - 1)}$$

$$C_{22} = \frac{4\epsilon\epsilon_0 r_2 l_{p22}}{(4a_2 - \pi r_2)(m_2 - 1)}$$

$$C_3 = \frac{\epsilon\epsilon_0 (q + g) l_{p3}}{2b}$$

式中, C_{21} 为初级绕组层间分布电容; C_{22} 为次级绕组层间分布电容; C_3 为各段之间的分布电容; S 为段数; a 为层间距离; b 为绕组内层到铁心的距离; $2q$ 和 $2g$ 分别为初次级绕组各段所占的平均磁路长度(下标 1 和 2 分别表示初次级绕组)。

当每段绕成一层时,变压器的分布电容按下式计算:

$$C_0 = \frac{C_3}{2S} \left(\frac{W_1 + W_2}{W_1} \right)^2$$

由此可知,对于绕组交替分段的环形变压器而言,随着段数的增多,漏感和分布电容都下降。

四、静电屏蔽与反馈绕组对分布电容的影响

通过上面的分析可知,采用如下方法可以降低变压器的分布电容:

- (1) 采用专门的绕线方式(单层,宝塔式,密绕,每层匝数很少的多层绕法等);
- (2) 采用专门的绕组结构(交替分段的环形绕组,增大绕组间距离,采用空心骨架,增大骨架厚度等);
- (3) 采用介电系数很小的绝缘材料;
- (4) 绕组的输入输出端分别接地;
- (5) 反馈绕组的合理配置;
- (6) 采用静电屏蔽。

各种方法对分布电容影响的程度是不同的,设计实践中要针对具体条件选取最有效的方法。

分析图 2.16 所示的双绕组变压器,假定是升压的,即 $W_2 > W_1$ 。从该图可见,静电屏蔽只影响绕组之间的分布电容 C_3 ,对其他电容没有影响。因此,变压器的分布电容可以表示成:

$$C = C_0 + C_{3p}$$

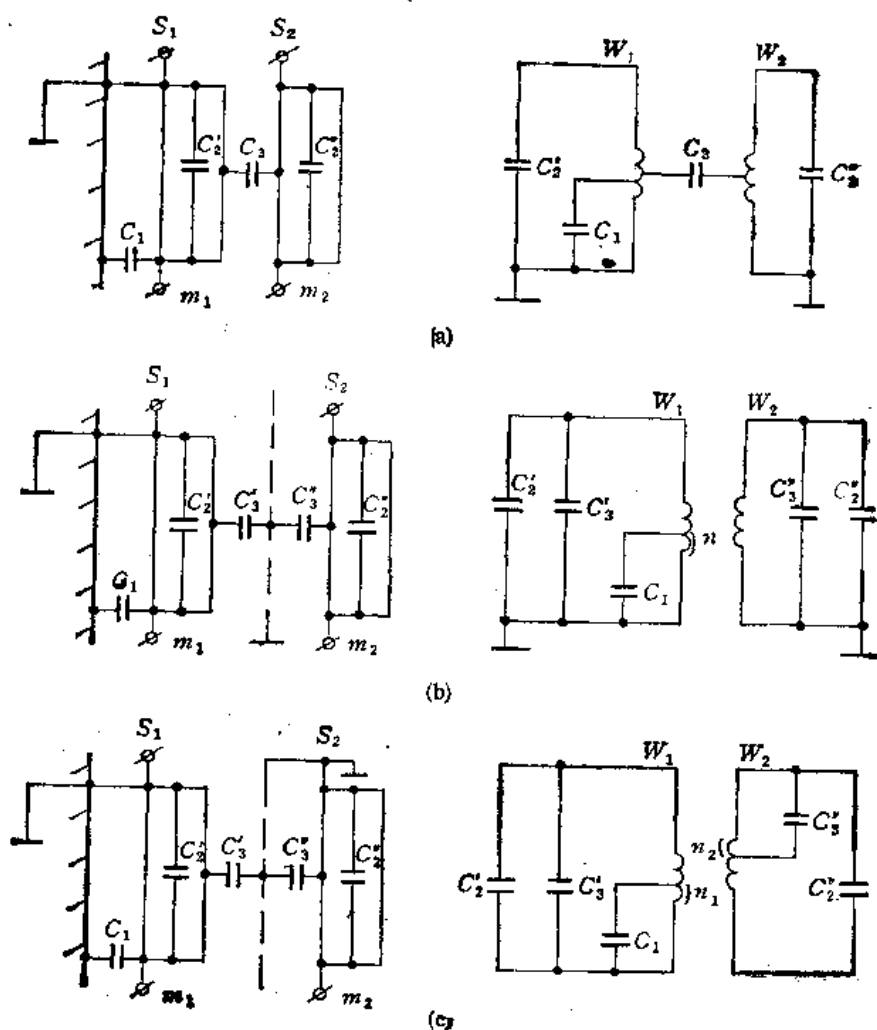


图 2.16 静电屏蔽对绕组分布电容的影响
(a) 没有屏蔽; (b) 初级始端接地; (c) 次级始端接地

式中, C_{3p} 为加静电屏蔽后绕组间分布电容。

没有静电屏蔽时的分布电容为

$$C_s = C_0 + C_3 \left(\frac{1}{k_B} - 1 \right)^2$$

当绕组间存在静电屏蔽(初级始端和次级末端接地)时,按图 2.16(b) 可得其分布电容为

$$C_s = C_0 + C_3 \left(1 + \frac{1 - k_B}{k_B m_2} \right)^2 < C_s$$

式中, m_2 为次级绕组层数。

如果次级始端接地,终端不接地,如图 2.16(c) 所示,这时分布电容为

$$C_s = C_0 + C_3 + C_3' \left(\frac{1 - k_B}{k_B} \right)^2$$

由于电容 C_3' 和 C_3'' 都大于 C_3 , 所以 $C_s > C_{s0}$ 。

对于降压变压器来说,结论正好相反。

用类似的方法可以分析反馈绕组的合理配置问题。为了保证放大器能稳定工作,折

算到反馈绕组的分布电容应当最小。反馈绕组的配置方法有：

- (1) 接近铁心[图 2.17(a)];
- (2) 绕在主绕组之间[图 2.17(b)]。

当反馈绕组离铁心较远时,其平均匝长较大,分布参数也较大。因此,不允许把反馈绕组绕在线圈最外边。

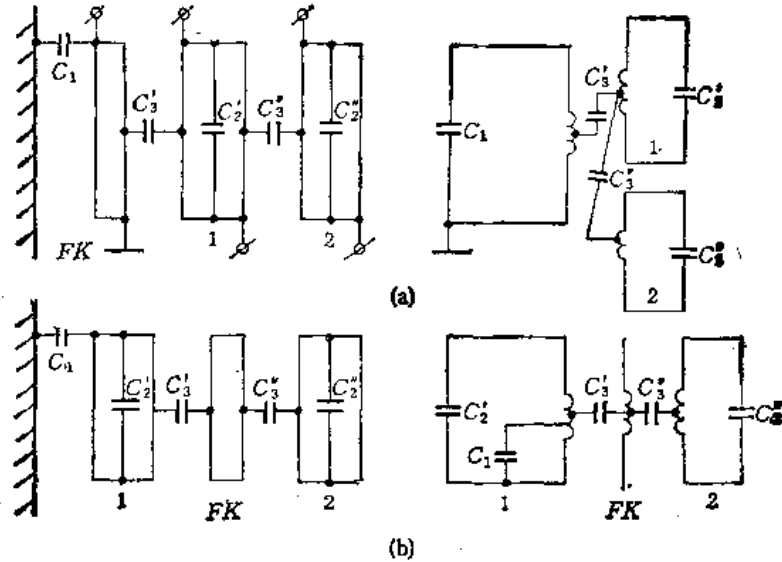


图 2.17 反馈绕组的配置对分布电容的影响
(a) 反馈绕组靠近铁心; (b) 反馈绕组在主绕组之间

当反馈绕组接近铁心配置时,折算到初级的分布电容 C_{a1} 及反馈系数 k_{FK} 分别为

$$C_{a1} = C_1 k_{FK}^2 + C_3' (1 - k_{FK})^2 + C_2 + C_3'' \left(\frac{k_B - 1}{k_B} \right)^2 + \frac{C_2'}{k_B^2}$$

$$k_{FK} = \frac{W_{FK}}{W_1}$$

式中, W_{FK} 为反馈绕组的匝数。

折算到反馈绕组的分布电容为

$$C_{a0} = C_1 + C_3' \left(\frac{1 - k_{FK}}{k_{FK}} \right)^2 + C_2 \frac{1}{k_{FK}^2} + C_3'' \left(\frac{k_B - 1}{k_B k_{FK}} \right)^2 + C_2' \frac{1}{k_B^2 k_{FK}^2}$$

当反馈绕组绕在主绕组之间时,折算到初级的分布电容为

$$C_{a1} = \frac{C_1}{m^2} + C_2 + C_3' (1 - k_{FK})^2 + C_3'' \left(\frac{1 - k_{FK}}{k_{FK}} \right)^2 + C_2' \left(\frac{k_{FK}}{k_{FK}'} \right)^2$$

$$k_{FK}' = \frac{W_{FK}}{W_2}$$

折算到反馈绕组的分布电容为

$$C_{b0} = \frac{C_1}{m^2 k_{FK}^2} + \frac{C_2}{k_{FK}^2} + C_3' \left(\frac{1 - k_{FK}}{k_{FK}} \right)^2 + C_3'' \left(\frac{1 - k_{FK}'}{k_{FK}'} \right)^2 + C_2' \frac{1}{(k_{FK}')^2}$$

通过比较可知,反馈绕组直接绕在铁心上,既能减小变压器的分布电容,又能减小反

馈绕组的寄生参数,对放大器工作有利。

五、绕组线路与结构对分布电容的影响

绕组线路严重影响分布电容。绕组哪一端接地也影响分布电容。首先分析图 2.18 所示的两个绕组。一个绕组的初级外面引出头接地[图 2.18(a) 和图 2.19(b)],另一个绕组是里面的引出头接地[图 2.18(b) 和图 2.19(a)]。

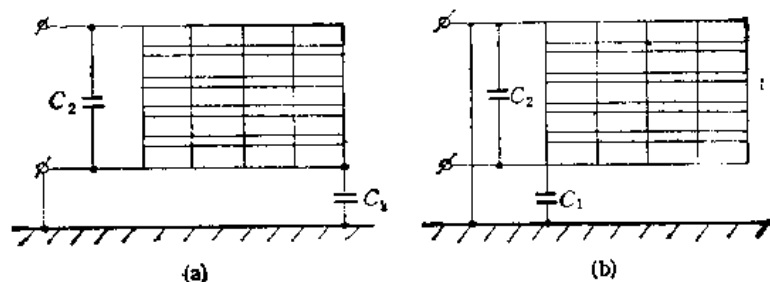


图 2.18 绕组输入端的连接方法
(a) 绕组外面的引出头接地; (b) 绕组里面的引出头接地



图 2.19 图 2.18 的等值线路

对于图 2.18(a) 来说

$$C_e = C_1 + C_2$$

对于图 2.18(b) 来说

$$C_e = \frac{C_1}{m^2} + C_2$$

从得到的公式中可知,为了减小变压器的等值分布电容,最好绕组里面的引出头接地。如果绕组有很多层,这种方法将使分布电容显著下降。

采用宝塔式绕法时层间分布电容最小,绕组总的折算电容也较小,因此,如有可能,最好采用这种绕法。

2.5 音频变压器的结构计算

一、铁心尺寸的确定

为了确定铁心尺寸,首先要选取铁心的结构型式、铁心材料的型号和带厚等。

根据对变压器提出的具体要求及工作条件、产量、生产工艺等因素按 1.2 节的建议选取适宜的铁心形式。根据表 1.6 的建议选取铁心材料的型号与带(片)厚。

铁心尺寸应当满足如下两个要求:保证变压器具有必须的时间常数和保证变压器有

表 2.4 不同铁心材料的 A_T 值

型号	带厚 (mm)	频率 (Hz)	B (T)	A _T	型号	带厚 (mm)	频率 (Hz)	B (T)	A _T				
1J79	0.1	1000	0.8—1	146	1J79	0.1	20000	0.1—0.5	232				
	0.05			101		0.05		0.1	160				
	0.02			93				0.2	143				
1J85	0.02			66				0.3	133				
1J80	0.05			98				0.4	127				
				266				0.5	122				
				181	1J85	0.02		0.1	32				
1J34	0.1			134				0.2	35				
	0.05			393				0.3	37				
	0.02			390				0.4	40				
1J50	0.05			282				0.5	41				
	0.02			398	1J80	0.05		0.1—0.5	100				
1J51	0.02			199				0.1	303				
				239	1J34	0.05		0.2	238				
				663				0.3	206				
DG2	0.08			600				0.4	187				
DG3	0.08			525				0.5	173				
DG4	0.08												
1J79	0.1	10000	0.1—0.5	209	1J50	0.02		0.1	250				
	0.02			75				0.2	226				
	0.05		0.1	158				0.3	214				
			0.2	141				0.4	206				
			0.3	131				0.5	200				
			0.4	125	1J54	0.02		0.1	155				
			0.5	120				0.2	131				
1J85	0.02		0.1	38				0.3	119				
			0.2	41				0.4	110				
			0.3	43				0.5	105				
			0.4	44	1J51	0.05		0.1—0.5	403				
			0.5	45				0.1	440				
1J80	0.05		0.1—0.5	100		0.02		0.2	290				
			0.1	325				0.3	223				
1J34	0.05		0.2	255				0.4	192				
			0.3	221				0.5	168				
			0.4	200	R1K5X			0.1	82				
			0.5	185				0.2	98				
1J50	0.02		0.1	300				0.3	108				
			0.2	272	R2K5X			0.1	92				
			0.3	257				0.2	72				
			0.4	247				0.3	63				
			0.5	239									

足够的输出功率。满足后一个要求的铁心体积可以按下式近似计算:

$$V_T \approx 1.5 \sqrt{\frac{A_T k_{sp}}{k_T}} \frac{P_1}{\sqrt{f_D} \tau}, \text{cm}^3 \quad (2.29)$$

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta}$$

式中, f_D 为最低工作频率 (kHz); τ 为允许温升 ($^{\circ}\text{C}$); A_T 为和铁心材料有关的常数 (见表 2.4)。

对于重复短时工作的音频变压器来说,在确定功率时要考虑空度,即把它等值于长期连续工作状态下的功率。当空度 $q > 5$ 时仍按 $q = 5$ 来确定铁心的体积。当最低工作频率高于 4kHz 时仍按 4kHz 计算。

为了保证所设计变压器具有必须的电气参数,用变压器的结构参数来表示初级绕组的时间常数:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{\mu_r \mu_0 S_T S_{CK} k_{CK}}{2\rho l_T l_{Pz}}$$

由于有效磁导率 μ_r 和铁心材料有关,铁心的结构常数可用下式表示:

$$\tau_A = \frac{\mu_0 S_T S_{CK} k_{CK}}{2\rho l_T l_{Pz}} = \frac{\tau_1}{\mu_r} = 15 \times 10^{-6} \sqrt{V_T} k_{CK} \quad (2.30)$$

当变压器工作于 B 类时, τ_A 值应乘以 1.17。常用铁心的 τ_A 值见附录中表 F6—表 F8。

根据电气计算求得的 τ_1 值和所选铁心材料的磁导率,按式(2.30)确定所设计变压器的时间常数 τ_{A0} 。

对于磁路中没有气隙的铁心来说,式(2.30)中应代入初始磁导率 μ_{CD0} 。对于有气隙的铁心来说,式(2.30)中应代入按下式求得的磁导率值:

$$\mu_D = \frac{\mu_{CD}}{1 + \frac{\delta_T \mu_{CD}}{l_T}}$$

式中 δ_T 为铁心中气隙的总长度。

当存在直流磁化时,式(2.30)中应代入最佳气隙下的磁导率值,该磁导率可以按 $L_1 I_D^2$ 从图 2.20 上选取,其中 L_1 是初级电感, I_D 是直流电流。

按式(2.29)和式(2.30)求得两个铁心,应选取其中较大者。

铁心尺寸也可以根据乘积 $\tau_A V_T$,从附录中表 F6—F8 中选取,其中

$$\tau_A V_T = \frac{a_1 P_1}{(f_D B)^2 (1 - \eta)}, \text{s} \cdot \text{m}^3$$

式中 a_1 为常数,对于 A 类变压器来说, $a_1 = 1.27 \times 10^{-7} \text{H/m}$; 对于 B 类变压器来说, $a_1 = 2.17 \times 10^{-7} \text{H/m}$ 。

绕组结构计算之后进行温升计算,若均满足要求,才能最终确定铁心尺寸。

二、绕组结构参数的确定

绕组匝数必须满足如下两个条件:得到必须的初级绕组电感 L_1 ; 保证铁心中的磁感应强度不超过允许值。这两个条件可用下面的方程来表示:

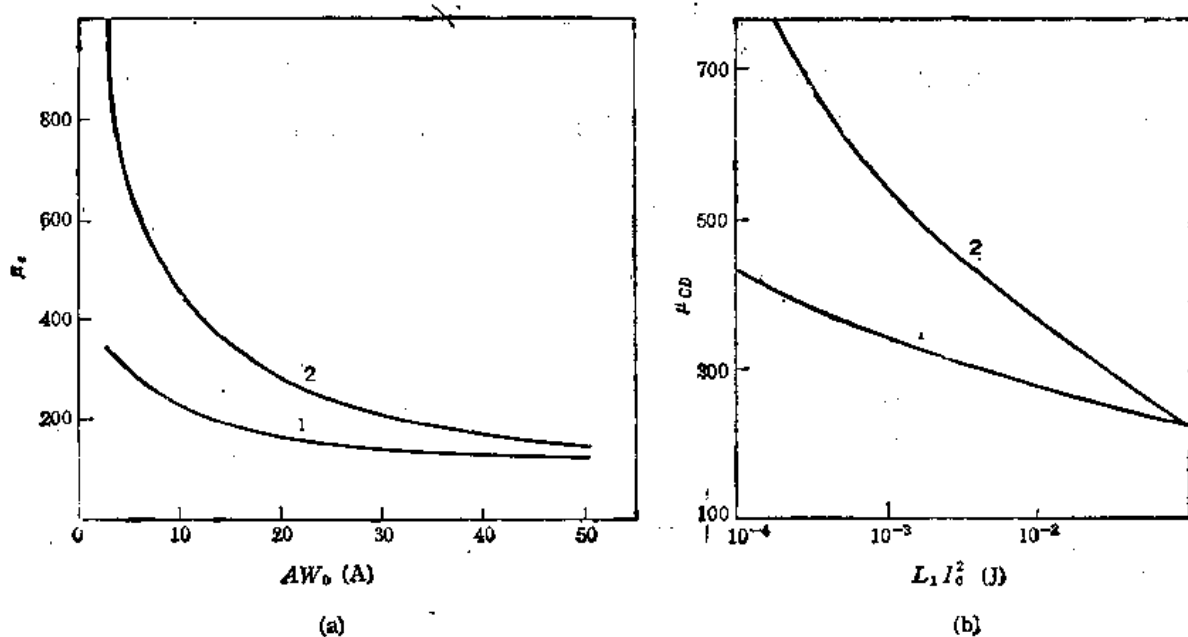


图 2.20 某些铁心材料的磁导率
(a) 有效磁导率和 AW_0 的关系; (b) 初始磁导率和 $L_1 I_0^2$ 的关系
(图中, 1: 冷轧电工钢; 2: 1J50)

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_1 l_T}{\mu_e \mu_0 S_T}}$$

$$B = \frac{U_1}{4.44 f_D W_1 S_T} = \frac{U_1}{4.44 f_D} \sqrt{\frac{\mu_e \mu_0}{L_1 l_T S_T}} \leq B_f$$

为了确定允许的磁感应强度 B_f , 首先根据给定的非线性畸变系数 k_f 及频率畸变系数 M_D , 按下式求得谐波系数 k_x :

$$k_x = \frac{k_f}{\sqrt{M_D^2 - 1}}$$

根据所选的铁心材料和求得的 k_x 值, 从图 2.21 上选取 B_f 值。该图是在没有直流磁化的条件下试验得到的。当存在直流磁化时 k_f 会出现下降。这是由于该情况下铁心中要留一个气隙, 这个气隙改善了电感的线性度。

根据电气计算求得的绕组电阻来确定绕组线径:

$$d = 0.15 \sqrt{\frac{W l_{ps}}{r}}, \text{ mm}$$

如果变压器的绕组温度超过 20°C , 则按下式确定线径:

$$d = 0.15 \sqrt{\frac{[1 + 4 \times 10^{-3}(\tau + 20)] l_{ps} W}{r}}, \text{ mm}$$

根据绕组的平均匝长和匝数来确定导线长

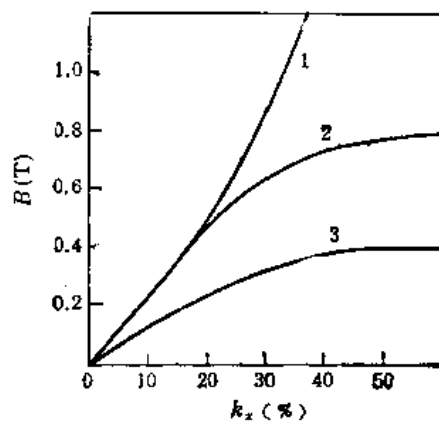


图 2.21 允许磁感应强度和谐波系数的关系(1. 冷轧电工钢; 2. 1J50; 3. 1J80)

度:

$$l = l_p W$$

变压器的初次级绕组可以是同轴圆筒式,也可以是饼式。为了减小绕组漏感,有时采用交替分段的绕组结构,而且,交替的段数应当是奇数。当段数为偶数时无法保证绕组的对称性。

按 1.9 节给出的方法进行绕组结构计算。

绕组的高频电阻等于直流电阻乘以 k_{xt} (见 1.10 节)。

三、绕组连接线路的选择

进行音频变压器设计时应选取适宜的绕组线路与结构,以保证所设计变压器具有良好的性能指标。下面针对工作频带为 10—15kHz 至 25—30kHz 的音频变压器提出一些选取绕组线路的实际建议。

1. 输入变压器

(1) 电子管线路中的输入变压器

这种变压器常工作于容性负载,而且 $|z_p| \gg |z_l|$, 因此应当采用分布电容最小的绕组结构,漏感居次要地位。为了满足这个要求,最好采用饼式绕组和分层密绕相结合的混合式线圈结构,绕组连接线路如图 2.22 所示。

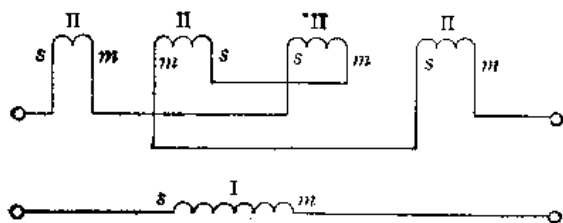


图 2.22 混合式绕组连接线路

所示。初级绕组分层密绕,次级绕组由几个饼组成,并绕在初级绕组的外面。这种线圈结构能保证绕组间分布电容和次级绕组的层间分布电容都最小。

当变比 $k_B = W_1/W_2 \ll 1$ 时,初级绕组的分布电容可以忽略不计。这是由于初级绕组的分布电容远小于次级绕组的分布电容,折算到初级绕组的次级分布电容 $C'_2 = C_2/k_B^2 \gg C_1$ 。

当通频带足够宽时,每个饼的分布电容与其电感所组成回路的谐振频率将处于工作频带内。各个饼的谐振频率一致时,变压器的频率特性在该频率下有显著的提升。为了克服这种现象,最好使各个饼的匝数互不相同,以保证其谐振频率相互错开。

为了减小各个饼之间的分布电容,它们之间的绝缘衬垫上应打一系列孔。如果允许的话,变压器应当不浸渍,而装在密封外壳中。

(2) 晶体管线路中的输入变压器

这类变压器多半用于使信号源内阻和负载阻抗相匹配,常用结构是壳式。绕组线路有四种,如图 2.23—图 2.26 所示,图中 m 表示绕组末端, s 表示绕组始端。根据变压器通频带宽度和前级线路(单边或推挽)来选择。图 2.23 和图 2.24 的线路用于推挽变压器,线圈骨架分两段,线路左右两部分分别绕在相应段的骨架上。图 2.23 适合于宽频带 ($f_c/f_D = 100—500$) 变压器。次级绕组分成四段,分别绕在最里边和最外边,初级夹在次级之间。在初级电感 L_1 相等的情况下,这种结构能使 L_s 只有图 2.24 的 1/4,但绕线工艺复杂。图 2.24 所示线路适合于通频带比较窄 ($f_c/f_D = 10—100$) 的变压器。它漏感较

大,但生产工艺简单。为了简化绕线工艺,也可以采用图 2.25 或图 2.26 的绕组线路。这时,由于各臂绕组电阻及寄生参数不等,变压器的非线性畸变明显增大。图 2.25 也适合于单边变压器。推挽变压器的次级绕组应当是对称的。次级绕组各臂和初级绕组之间的分布电容要相等,各臂的漏感要相等,各臂绕组电阻也应相同。具备这些条件的变压器,不仅非线性畸变系数 k_f 小,而且能保证放大器工作稳定。

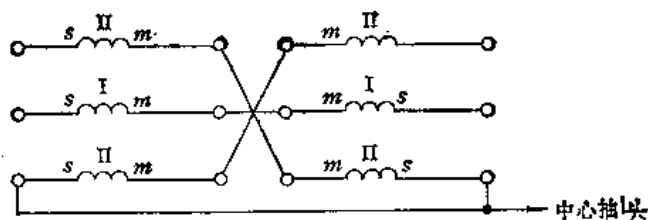


图 2.23 壳式宽频带推挽输入变压器的绕组线路(骨架分两段)

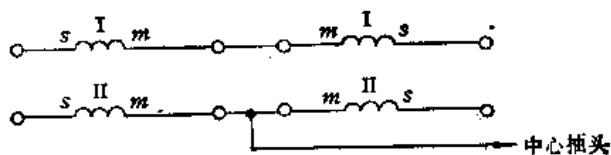


图 2.24 频带不宽的推挽输入变压器的绕组线路(骨架分两段)

功率 1W 以下的放大器中。当频带不宽 ($f_a/f_D = 30-100$) 时,建议用图 2.27 所示的壳式结构。初级绕组分成两部分,分别绕在线圈最里边和最外边。次级绕组夹在初级两部分之间。为了减小漏感,初级两部分的匝数应当相等。为了得到较小 (1—3%) 的非线性畸变,初级绕组应分成不等的两部分,靠铁心部分的匝数为总匝数的 55—60%,外面段的匝数为总匝数的 45—40%。如果变压器有反馈绕组,则该绕组应紧靠铁心。

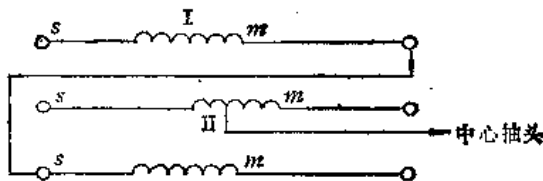


图 2.25 壳式推挽输入变压器的绕组线路
(骨架不分段,次级绕组各臂不对称)

当变压器功率较大 (几十或几百瓦),或工作频带比较宽时,建议采用双线圈心式结构。初级绕组分成匝数相等的四段,其

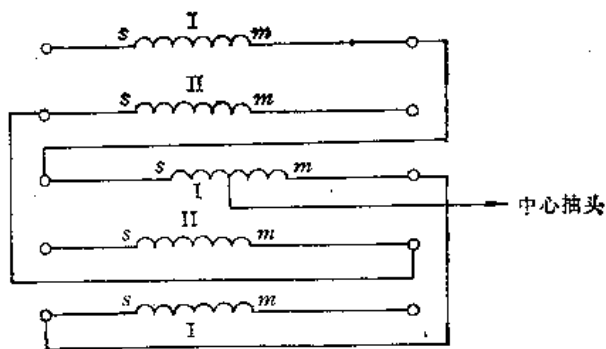


图 2.26 壳式推挽输入变压器的绕组线路
(骨架不分段,次级各臂对称)

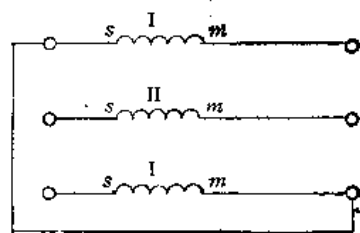


图 2.27 壳式单边输出变压器的绕组线路

中第一和第三段绕在一个骨架上,第二和第四段绕在另一个骨架上,绕组线路如图 2.28 所示。次级和反馈绕组像壳式变压器那样绕制。

(2) 推挽输出变压器

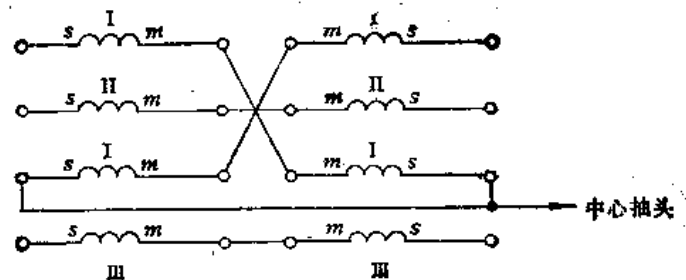


图 2.28 心式推挽输出变压器的绕组线路

这种变压器有小功率(若干分之一瓦到一瓦)的,也有大功率(几十瓦、几百瓦,甚至几千瓦)的。最轻重量的小功率变压器最好用壳式结构。把骨架分成两段能得到良好的结果。

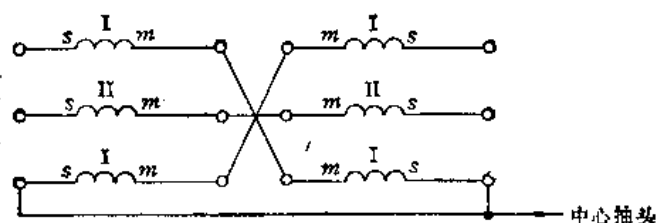


图 2.29 壳式推挽输出变压器的绕组线路

初级绕组的各臂均分成两部分,分别绕在骨架的两段里,线圈结构如图 2.29 所示。线圈各段的绕线方向不同。当功率超过 1W 时,或 f_D 很低时,建议采用心式结构。心式变压器的线圈绕向一致,壳式变压器不同,左右两段骨架上的绕线方向相反。

四、最佳气隙的确定

当变压器铁心中存在直流磁化时,不仅降低绕组电感,而且增大铁心损耗。为了减小直流磁化的影响,铁心中要留一个空气隙。气隙的存在一方面使系统的有效磁导率下降,另一方面能减弱铁心中的直流磁场,使铁心的磁导率增长。因此,存在一个能使系统电感达到最大的气隙,该气隙称为最佳气隙。由于在最佳气隙下铁心中的磁场有所下降,因而,铁心损耗减少,实际上接近没有直流磁化时的值。

最佳气隙按下式确定:

$$\delta_0 \approx k_q I_0 W$$

当铁心材料为 DG1—DG4, DQ1—DQ6 时,可以根据铁心中的交流磁感应强度 B 按图 2.30 来选取 k_q 值。

对于存在直流磁化的变压器来说,最好用冷轧电工钢 DQ4, DG1—DG3, 或铁镍合金 1J50 做铁心。不希望用 1J79 和 1J80, 这种材料的有效磁导率在很大程度上取决于直流磁场,因而有直流磁化时,它实际上不如 1J50。

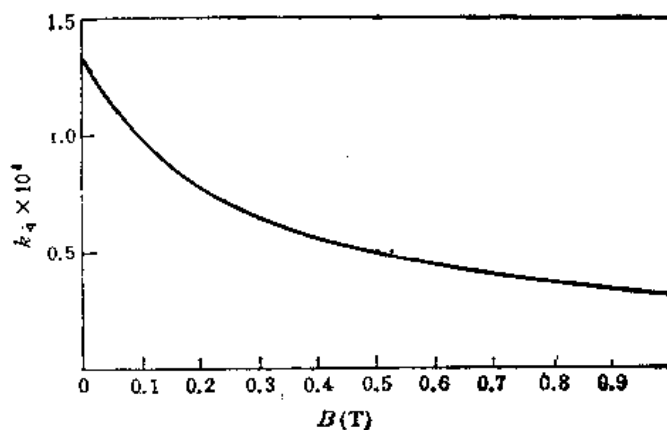


图 2.30 最佳气隙的系数和交流磁感应强度的关系

变压器的结构计算按如下程序进行。根据求得的 L_1 和给定的 I_0 值, 以及按下式算出的有效相对磁导率 μ_r 值来选取铁心:

$$\mu_r = [0.42 - 2(I_0^2 L_1)] \times 10^3 \quad (\text{冷轧电工钢})$$

$$\mu_r = [0.75 - 5.3(I_0^2 L_1)] \times 10^3 \quad (1J50)$$

并确定出匝数的, 可按图 2.30 选取 k_q 值, 从而确定出最佳气隙 δ_1 。然后计算最佳气隙的相对值 δ_1/l_T , 按下式求直流磁势:

$$I_0 W = 63 \frac{\delta_1}{l_T} \quad (\text{冷轧电工钢})$$

$$I_0 W = 50 \frac{\delta_1}{l_T} \quad (1J50)$$

如果 $I_0 W'$ 和 $I_0 W$ 不等, 则重新计算, 一直重复到两者之差在 10—15% 的范围内时为止。

按 1.10 节给出的方法确定音频变压器的损耗和最热点温升。

五、音频变压器的屏蔽

外部静电场和磁场会严重影响音频变压器的工作。为了防止静电场的干扰, 应当用良好的导电材料做外罩, 而且, 这种屏蔽罩应当接地。但静电屏蔽罩会使系统分布电容显著增大。

为了防止外磁场的干扰, 变压器应装在磁屏蔽罩中。在设计磁屏蔽罩时要注意以下几点:

- (1) 由于干扰磁场的磁感应强度很低, 应当用初始磁导率高的材料做磁屏蔽罩;
- (2) 屏蔽系数 (屏蔽罩外磁场强度和罩内磁场强度之比) 和屏蔽罩的厚度近似成正比。也就是说, 在频率比较低时, 屏蔽罩的磁阻随其厚度的增长而减小。
- (3) 被屏蔽元件与屏蔽罩之间的距离越大越好, 为了不明显增大变压器尺寸, 这个距离一般不超过 10mm;
- (4) 屏蔽罩的结构应保证干扰磁场的磁力线不遇到磁阻很大的缝隙和接口。而且, 不允许用导磁零件固定变压器, 因为这种零件会在铁心和屏蔽罩之间形成磁阻很小的通路, 使干扰磁场直接进入被屏蔽的变压器。

屏蔽罩的材料还应当有尽可能高的电导。屏蔽罩材料的电导越大, 在屏蔽罩壁中产生的涡流磁场将越强, 该磁场和干扰磁场的方向相反, 能抵消干扰磁场的作用。

为了防止各种频率的磁场对变压器的干扰, 应当采用多层屏蔽。而且, 希望高磁导率的 (铁镍合金) 和高电导率的 (铜) 屏蔽罩都有。用高电导率材料做成的屏蔽罩, 靠涡流磁场来屏蔽, 故而, 这种屏蔽罩上和外磁场垂直的平面中应避免出现接口。

用几层比较薄的屏蔽罩组成的多层屏蔽要比罩壁很厚的单层屏蔽效果好。多层屏蔽罩的屏蔽系数显著大于各个屏蔽罩屏蔽系数的乘积。

为了取得最佳的屏蔽效果, 在设计多层屏蔽罩时, 各个屏蔽罩的厚度和它们之间的间隙都应当和每个罩离其中心的距离成正比。间隙应等于各屏蔽罩壁厚的几何平均值。显然, 这种结构的工艺性很差。实际上常采用厚度相同的屏蔽罩, 各个罩之间的间隙等于 0.5—1mm。

单个屏蔽罩的屏蔽系数按如下方法确定:

(1) 用非铁磁材料做成的屏蔽罩,在低频(比损耗 $p_1 < 1$) 时

$$k_{PB} = \frac{1 + \delta}{\delta}$$

$$p_1 = \delta \sqrt{\pi f g_p \mu_0}, \quad \delta = -j \frac{3}{g_p \delta_p \omega R_p \mu_0}$$

式中, g_p 为屏蔽罩材料的电导率 ($1/(\Omega \cdot \text{cm})$); δ_p 为屏蔽罩的壁厚 (cm); R_p 为屏蔽罩的半径 (cm)。

(2) 用非铁磁材料做成的屏蔽罩,在高频 ($p_1 > 1$) 时

$$\ln |k_{PB}| = p + \frac{1}{2} \ln \frac{1}{2} \left[\left(\frac{R_p p}{3 \delta_p} \right)^2 + \frac{R_p p}{3 \delta_p} + \frac{1}{2} \right]$$

$$p = p_1 \sqrt{\mu}$$

(3) 用铁磁材料做成的屏蔽罩,在低频 ($p_1 < 1$) 时

$$k_{PB}^2 = \frac{1}{9} \left[\left(p \frac{R_p}{\mu \delta_p} \right)^2 + \left(\frac{1}{p} \frac{\mu \delta_p}{R_p} \right)^2 \right] (\text{ch } 2p - \cos 2p)$$

$$+ \frac{1}{3} \left(p \frac{R_p}{\mu \delta_p} + \frac{\mu \delta_p}{p R_p} \right) \text{sh } 2p - \frac{1}{3} \left(\frac{p R_p}{\mu \delta_p} - \frac{\mu \delta_p}{p R_p} \right) \sin 2p$$

$$+ \frac{1}{2} (\text{ch } 2p + \cos 2p)$$

(4) 用铁磁材料做成的屏蔽罩,在高频 ($p > 1$) 时

$$\ln k_{PB} = p + \frac{1}{2} \ln \frac{1}{2} \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{p R_p}{3 \mu \delta_p} \right)^2 + \left(\frac{1}{2} - \frac{\mu \delta_p}{3 p R_p} \right)^2 \right]$$

屏蔽罩的壁厚可以按下式近似确定:

$$\delta_p \approx \frac{1}{\sqrt{\mu \mu_0 \pi f g_p}} \ln \frac{2 k_{PB}}{1 + 2 \mu_0 R_p \sqrt{\frac{\omega g_p}{\mu \mu_0}}}$$

为了防止直流磁场的干扰而设计的屏蔽罩的屏蔽系数按下式计算:

$$k_{PB} = 1 + \frac{(\mu - 1)^2}{4 \mu} \left(1 - \frac{R_{P1}^2}{R_{P2}^2} \right) \quad (\text{圆筒形屏蔽罩})$$

$$k_{PB} = 1 + \frac{2}{9} \frac{(\mu - 1)^2}{\mu} \left(1 - \frac{R_{P1}^3}{R_{P2}^3} \right) \quad (\text{球形屏蔽罩})$$

式中, R_{P1} 和 R_{P2} 分别为屏蔽罩的内外半径。

屏蔽罩严重影响被屏蔽元件的电感和电阻。加屏蔽罩之后,被屏蔽元件电感和电阻的相对变化分别为:

$$\Delta L = - \frac{\mu_0 W^2 S^2}{4 \pi R_p} \begin{cases} 2 \left(2 \frac{R_p p^2}{3 \delta_p} \right)^2 \left[1 + \left(\frac{2 R_p p^2}{3 \delta_p} \right)^2 \right]^{-1} & (p < 1) \\ 2 - \frac{3 \delta_p}{R_p p} & (p > 1) \end{cases}$$

$$\Delta R = \frac{\omega^2 S_x^2 p^2}{2\pi R_p^3 g_p \delta_p^2} \begin{cases} \frac{4}{3} \frac{R_p p^2}{\delta_p} \left[1 + \left(\frac{2R_p p^2}{3\delta_p} \right)^2 \right]^{-1} & (p < 1) \\ \frac{3\delta_p}{R_p p} & (p > 1) \end{cases}$$

式中, R_p 为屏蔽罩的等值半径; S_x 为绕组截面积。

2.6 超音频输出变压器的结构

下面研究末级是电子管放大器或闸流管逆变线路的超音频输出变压器。这种变压器常工作在固定频率下或很窄的频带内。变压器的工作频率为 1—100kHz, 负载通常是纯电阻。这类变压器广泛地应用于超音频技术中。

一、超音频输出变压器的基本类型

从工作状态来看, 超音频输出变压器有长期连续工作和重复短时工作的两种, 后者包括重复脉冲工作制。这种工作制的主要特点是空度 q 极小。因此, 工作状态接近于长期连续工作的变压器。

超音频输出变压器的使用线路有两种: 一种是电子管振荡器的输出级包含谐振回路, 该回路的谐振频率等于主频率。变压器的初级绕组就是该回路的电感。因此, 变压器的初级电感 L_1 应当严格地保持在一定的范围内, 这种变压器称为调谐式输出变压器。第二种情况是线路中或者没有调谐回路, 或者调谐回路由独立的电感组成。这时变压器电感 L_1 应当足够大, 以防止绕组对负载分流。这种变压器称为非调谐式输出变压器。

超音频输出变压器的绕组有以下几种: 初级绕组没有中心抽头的(串联逆变器线路); 初级绕组有中心抽头的(并联逆变器线路及推挽式线路); 初次级绕组都有中心抽头的(推挽线路的末前级); 有几个初级绕组的(复杂的逆变器线路)。

二、超音频输出变压器的特点

超音频输出变压器具有音频变压器的共同特征。对于重复短时工作的超音频输出变压器来说, 必须注意发热方面的一些特点。对于工作在脉冲状态的超音频输出变压器来说, 允许损耗增大的倍数等于空度:

$$q_p = q \quad (2.31)$$

因此, 尽管频率很高, 也可以显著增大电流密度和磁感应强度, 从而大大压缩变压器的尺寸和重量。

对调谐式输出变压器的初级电感 L_1 有某些特殊要求。由于频率 ω 足够高, 负载电阻 r_L 比较小, 通常需要的 L_1 值也很小, 一般为若干分之一毫亨到几十毫亨。该变压器的初级电感按下式确定:

$$L_1 = \frac{\mu_0 \mu_r k_T S_T W_1^2}{l_T}, \text{ H} \quad (2.32)$$

为了减小 L_1 值, 要在调谐式输出变压器的铁心中留一个气隙, 该气隙有时可达几厘米。

非调谐式输出变压器的初级电感 L_1 与绕组分布电容一起会发生谐振, 这种谐振称

为变压器的固有谐振。当谐振频率在工作频带内时会破坏输出级的频率特性。这种变压器的 L_1 值不仅有上限,而且有限,以使谐振频率在工作频带以外。

三、线圈

为了减小漏感,超音频输出变压器的线圈(特别是非调谐式)多半做成同心式的,有时还做成交替式的。由于这种变压器的电压比较高,绕组多半有中心抽头,因而,线圈结构比较复杂。当采用环形铁心时,绕组应当沿铁心圆周均匀绕制。如果绕组有中心抽头,则绕组各半都应沿铁心圆周均布,而且希望层数为整数[图 2.31(a)]。这样可以改善绕组及其各半之间的耦合。

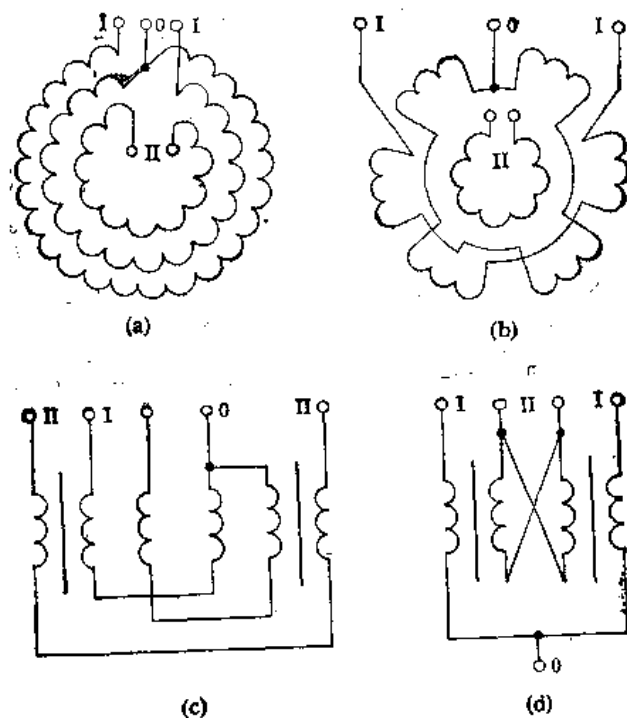


图 2.31 输出变压器绕组的分布方式。(a、b) 环形;(c、d) 双线圈式

为了保证绕组的各半对次级绕组是对称的,初级绕组应当是交替分段的[图 2.31(b)]。这种结构的优点是降低了层间电压,缺点是提高了绕组和铁心间的电压。如果采用心式铁心,对于有中心抽头的绕组来说,最好把次级绕组(或它的各半)及初级绕组的各半均分成两部分,分别绕在不同的铁心柱上,而且彼此串联。绕组各半均分为两部分,一部分接近铁心配置,另一部分应远离铁心[图 2.31(c)]。这种结构的缺点是绕线工艺复杂,绝缘距离增长,因而使变压器的窗口尺寸和漏感都有所增大。

初级绕组的各半分别绕在各个铁心柱上,两个铁心柱上的绕组串联;次级绕组分成两部分,分别绕在不同的铁心柱上,彼此并联[图 2.31(d)]。这种绕组结构比较简单,能保证完全对称,有良好的效果。这种结构的主要缺点是初级绕组每一半和绕在另一个铁心柱上的次级绕组间耦合不良,在次级绕组的各部分将感生不平衡电势,该电势在次级绕组中将产生均衡电流。这个电流使总的有效电流及绕组损耗 P_r 增大 k_1 倍,从而导致变压器效率降低。在调谐式输出变压器中,由于气隙造成铁心柱之间的漏磁很大,这个电流特

别明显。通常

$$\left. \begin{array}{l} k_t = 1.2 \quad (\text{非调谐式输出变压器}) \\ k_t = 1.35 \quad (\text{调谐式输出变压器}) \end{array} \right\} \quad (2.33)$$

对于非调谐式输出变压器来说,当采用壳式结构时绕组可以像环形那样绕制[图 2.32(a)]。为了保证绕组间对称,次级绕组可以绕在初级绕组每一半之间。如果把初级绕组的每一半再分成两部分,其中一部分靠近铁心绕制,另一部分远离铁心绕制,次级绕组绕在这两部分之间[图 2.32(b)],则能得到更好的结果。然而,对于调谐式输出变压器来说,由于气隙的存在,这种方法也不能保证完全对称,这时建议按图 2.32(c)所示绕制。初级

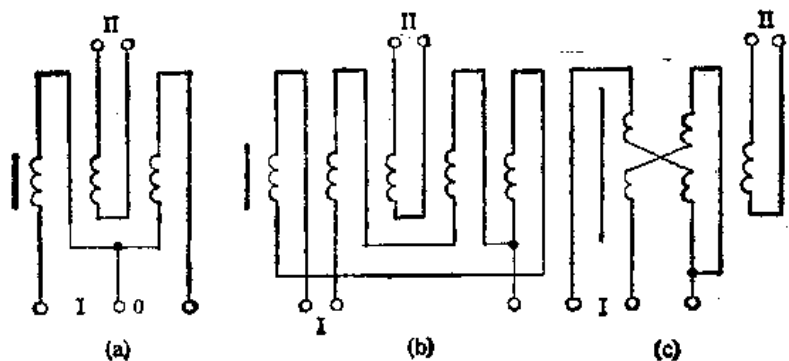


图 2.32 壳式输出变压器的绕组分布方式

的每一半都分成相等的两部分,各占铁心柱高度的一半。如果次级绕组也有中心抽头,则该绕组也同样处理。

对于末前级的输出变压器来说,必须保证有高度的对称性。选取导线时要考虑集肤效应和临近效应。当绕组电流很大时,为了避免电阻明显增长,应采用铜箔或铜管作导线。

四、铁心

由于工作频率很高,超音频输出变压器的铁心多半由很薄的电工钢带卷绕而成。铁心材料应具有高的饱和磁感应强度,低的比损耗,还应有高的磁导率。对于长期连续工作的输出变压器来说,常用铁心材料是厚度为 0.05mm 的铁镍合金 1J79 和 1J80。对于工作在脉冲状态输出变压器来说,常用铁心材料是 1J34 和 1J50。当频率较低时也可以采用带厚 0.05—0.1mm 的冷轧电工钢。

调谐式输出变压器用切开的铁心,非调谐式输出变压器用不切开的铁心(环形)。不切开铁心的损耗小,磁导率高。

由于这种变压器的工作电压较高,为了保证有可靠的绝缘,铁心的 S_{cK}/S_T 要比普通变压器的大。这种变压器的 $y = b/a \leq 1$ 。为了减小漏感,希望铁心窗口的高宽比 h/c 大一些。根据这些原则研制的超音频输出变压器的各参数,用心式铁心系列的示于表 2.5,用壳式铁心系列的示于表 2.6。环形铁心的和普通变压器一样。超音频输出变压器多半采用灌注结构。

对于非调谐式输出变压器来说,当绕组个数不多时用环形铁心最佳。如果允许有效磁导率略有降低的话,也可以采用心式及壳式带绕铁心。对于调谐式输出变压器来说,只

表 2.5 超音频输出变压器用心式带绕铁心

序号	铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$ (mm)	参 考 数 据							
		l_T (cm)	S_{Tm} (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	S_{zm} (cm ²)	β	V_s (cm ³)	G_T (kg)	$10^3 \alpha_s$ [W/(cm ³ ·°C)]
1	15×10×10×30	13	1.5	3	50	0.62	20	0.12	1.15
2	15×10×20×50	19	1.5	10	120	0.33	80	0.17	1.1
3	15×20×20×50	19	3	10	140	0.39	100	0.35	1.1
4	15×10×40×100	33	1.5	40	380	0.15	450	0.30	0.95
5	20×20×50×64	30	4	32	390	0.28	500	0.72	1.0
6	30×20×40×120	42	6	48	560	0.29	800	1.5	0.95
7	30×30×64×100		9	64	770	0.30	1400	2.4	
8	30×60×64×100		18	64	870	0.37	1800	4.7	
9	35×30×84×200	68	10.5	168	1700	0.18	4400	4.4	0.85
10	35×60×84×200		21		1850	0.23	5400	8.8	
11	35×90×84×200		31		2000	0.27	6400	13.0	
12	45×30×64×150	57	13.5	96	1200	0.32	2400	4.8	0.9
13	45×30×64×200			128	1400	0.25	3200	5.6	0.85
14	45×60×64×150	67	27	96	1300	0.38	3000	9.5	0.9
15	45×60×64×200	67		128	1600	0.30	4000	11.2	0.85
16	45×60×64×390	105		250	2800	0.18	8000	17.6	0.75

注: 1. 重量是根据 $k_T = 0.75$, $r_T = 8.2 \text{ g/cm}^3$ (1J50) 算出的。

2. α_s 相应于 $\tau_H = 20^\circ\text{C}$, $\tau = 50^\circ\text{C}$ 。

表 2.6 壳式变压器用带绕铁心

序号	铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$ (mm)	铁心 个数	总截 面积 (cm ²)	参 考 数 据					
				S_{zm} (cm ²)	β	V_s (cm ³)	G_T (kg)	D_w (mm)	H (mm)
1	15×10×40×100	6	9	630	1.2	1100	1.8	160	130
2	30×20×40×120	3	18	950	1.1	1600	4.6	210	180
3	30×20×40×120	6	36	1000	2.1	2000	9.2	240	180
4	30×30×64×100	6	54	1250	2.0	3500	14	300	160
5	45×30×64×150	5	67.5	2000	1.8	5800	24	350	240
6	45×30×64×150	8	108	2000	2.9	6500	38	380	240
7	45×30×64×200	10	135	2600	3.3	9700	56	410	290
8	45×30×64×390	12	162	4600	3.4	2×10^4	105	430	480

注: D_w 为变压器外径; H 为变压器高; 其余见表 2.5 注。

能用心式或壳式, 其中心式较好。

当变压器功率很大时, 最好采用线圈圆环形, 铁心径向配置的壳式结构。这种结构的主要优点是铁心散热面积大, 对超音频变压器很有利。

2.7 超音频输出变压器各主要参数间的基本关系

初级绕组有中心抽头的调谐式输出变压器的有效值电流 I_1 按下式确定:

$$I_1 = \sqrt{2 \left(\frac{W_1 I}{W_1} \right)^2 + I_{0g}^2} \quad (2.34)$$

$$I_{0g} = \frac{U_1}{\omega L_1}$$

式中 U_1 为整个初级绕组上的电压。

对于具有 N_1 个初级绕组的输出变压器来说,可类似地得到

$$I_1 = \sqrt{N_1 \left(\frac{W_1 I}{W_1} \right)^2 + I_{0g}^2} \quad (2.35)$$

电流 I_1 与 I 之比用系数

$$k_I = \frac{I_1 W_1}{W_1 I} \text{ 或 } k_I = \frac{I_1 R_F'}{U_1}$$

表示。由于电流的增大,变压器的尺寸功率 P_c 也相应地增大:

$$P_c = k_I P_1 \quad (2.36)$$

忽略损耗的情况下,用如下公式确定系数 k_I :

$$k_I = \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{2 + \left(\frac{R_F'}{\omega L_1} \right)^2} \right] \quad (\text{有中心抽头的输出变压器})$$

$$k_I = \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{R_F'}{\omega L_1} \right)^2} \right] \quad (\text{无中心抽头的输出变压器})$$

对于通常的比值 $R_F'/(\omega L_1)$ 来说,按表 2.7 选取 k_I 。

表 2.7 超音频输出变压器的 k_I 值

绕组类型	k_I	
	非调谐式	调谐式
无中心抽头	1	1.7
有中心抽头或有几个初级绕组	1.2	1.8

为了保证超音频变压器有高的质量指标,应尽量减少输出变压器初次级之间和初级绕组两半之间的漏感。这对于非调谐式输出变压器来说更为重要。通常希望

$$\left. \begin{aligned} \omega L_1 &\leq 0.15 R_F' \quad (\text{输出级变压器}) \\ \omega L_1 &\leq 0.05 R_F' \quad (\text{末前级变压器}) \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

对调谐式输出变压器的漏感没有严格规定。

考虑到式 (2.31), B 值应增大 \sqrt{q} 倍,但要满足条件 $B \leq B_{s0}$ 。

假定 B_s 是 1J80 或 1J79 的饱和磁感应强度,如果求得的 B 值高于这个 B_s 值,则

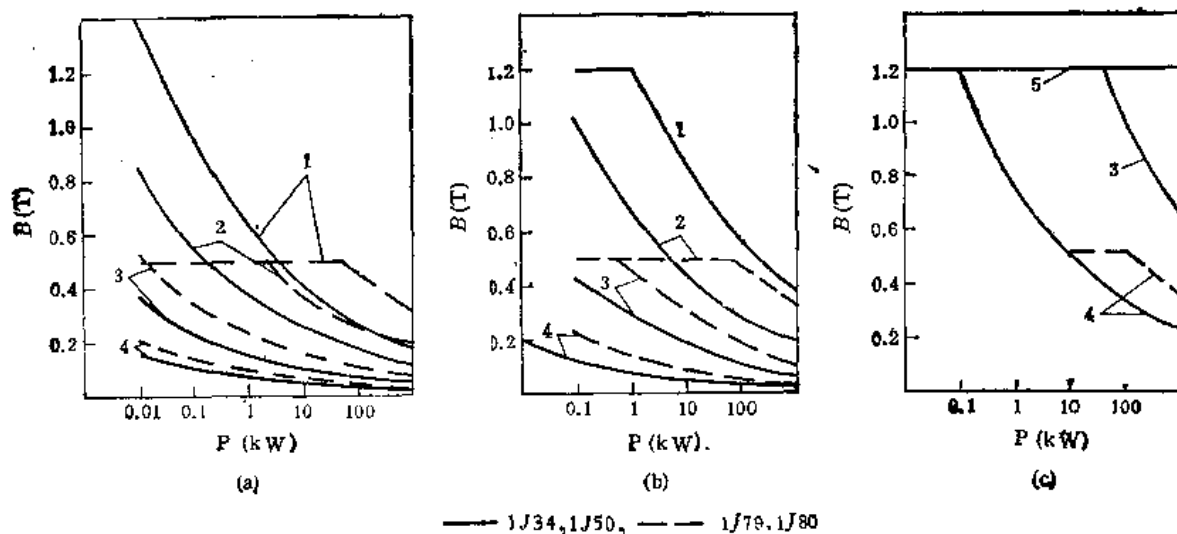


图 2.33 输出变压器铁心材料的选择

(a) $q_p = q = 1$; (b) $q_p = 3$; (c) $q_p = 100$

(1. $f = 1\text{kHz}$; 2. $f = 2.4\text{kHz}$; 3. $f = 10\text{kHz}$; 4. $f = 50\text{kHz}$; 5. $f = 5\text{kHz}$)

必须采用 1J50 或 1J34。由于切开式铁心的损耗高于闭合式铁心,在同样功率的情况下切开式铁心的磁感应强度应当略低。当变压器功率低于图 2.33 指出的值时,应采用 1J80 或 1J79。当采用环形线圈及心式铁心组成的壳式变压器结构时,由于铁心的散热面积大,可以显著提高磁感应强度,铁心材料 1J80 的合理利用范围向功率较大的方向移动。如果原来选取的是 1J50,则应考虑是否可以采用冷轧电工钢 DG2—DG3。在温升和磁

感应强度均能满足要求的条件下最好用冷轧电工钢。当采用厚度 0.1mm 的热轧电工钢 DR1100 G-10 时,磁感应强度应等于用 1J50 时的 $1/2$ — $2/3$,等于采用 1J80 时的 $2/5$ — $2/7$ 。

铁心中的空气隙对调谐式输出变压器的性能有很大影响。由于磁力线的膨胀现象,使气隙的等值截面积 S_g 大于铁心的几何截面积 S_T (图 2.34),气隙的作用减弱。气隙为 δ_T 时的电感 L_i 大于 $S_g = S_T$ 时的电感。如果用 δ'_T 表示不考虑磁力线膨胀时的气隙,则保证得到电感 L_i 的实际气隙将增大 k_δ 倍:

$$\delta_T = k_\delta \delta'_T$$

而且,系数 k_δ 可按下面的经验公式确定:

$$k_\delta = \sqrt{\frac{1 + 10\delta'_T}{0.9}}$$

为了使气隙最有效、最对称,气隙应当留在有线圈铁心柱的正中间,不能在铁心柱的两头,更不能在铁轭上。

气隙附近磁力线的膨胀现象会使铁心损耗增长,增大的倍数为 $k_{ps} = 1.4$ 。对于长期连续工作的输出变压器来说,这种现象特别严重,会导致铁心端部局部发热。

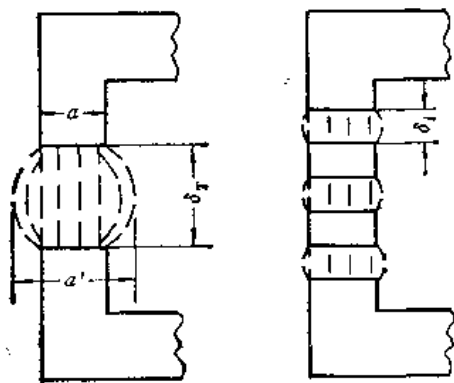


图 2.34 气隙中磁通的膨胀现象

为了消除气隙附近磁力线的膨胀现象,可用若干个较小的气隙 δ_i 串联来代替总气隙(图 2.34)。适当选取气隙的个数,可以基本上消除磁力线的膨胀现象。这时

$$\delta_T \approx \delta'_T = \sum \delta_i, k_\delta \approx k_{p\delta} = 1$$

然而,这将使变压器的结构大为复杂。

对于长期连续工作的输出变压器来说,由于铁心内外的磁力线长度不同,使磁感应强度沿铁心截面积的分布不均。由于所选磁感应强度处于 $\mu(B)$ 曲线最大磁导率的左边,磁路长度较短的铁心内圈磁感应强度增长,导致磁阻进一步降低,磁导率增长,磁感应强度进一步提高。结果,在总损耗不变的情况下,损耗局部集中在铁心内圈,导致铁心的局部发热。选取 B 值时应考虑这种现象。

下面说明固有谐振频率 f_0 的确定方法。电感 L_1 是非线性的,随磁感应强度 B 及频率 f 的变化而变化。为了简单起见,近似地认为 μ 与初始磁导率 μ_{CD} 之比和频率无关, $\mu/\mu_{CD} \approx \text{const} = M$,而且

$$\mu_{CD} = \frac{n_\mu}{m_\mu + f}$$

把 $\mu = M\mu_{CD}$ 代入式(2.32)中便得

$$L_1 = \frac{0.4\pi k_T S_T W_1^2}{l_T} \frac{M n_\mu}{m_\mu + f} \times 10^{-4}$$

从而求得谐振频率为

$$f_0 = \frac{1 + \sqrt{1 + M_1 m_\mu C_D}}{M_1 C_D} \approx \frac{1}{M_1 C_D} \quad (2.38)$$

式中 C_D 是变压器的等值分布电容,按 2.4 节指出的方法确定。

$$M_1 = \frac{1.6\pi^3}{l_T} k_T S_T W_1^2 M n_\mu \times 10^{-4}$$

系数 m_μ 和 n_μ 取决于铁心材料(见表 2.8)。

实际算出的 M 值会有一定偏差,这是由于磁感应强度及频率影响的结果。设计变压

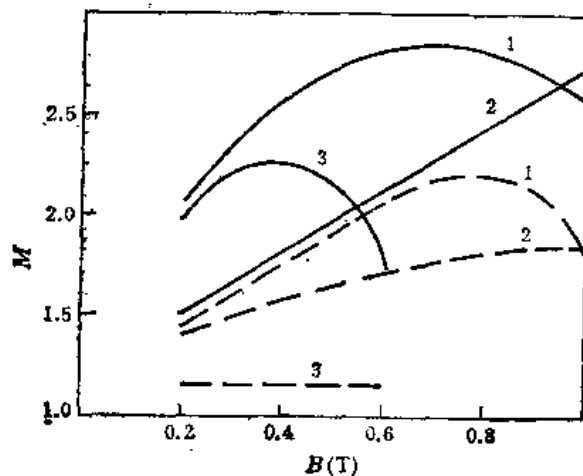


图 2.35 各种材料的参数 M
(— $f = 5\text{kHz}$; --- $f = 10\text{kHz}$; 1. DG2; 2. 1J50; 3. 1J60)

表 2.8 系数 m_s 和 n_s

系数代号	系 数 的 值		
	DG2	1J50	1J80
m_s	5.6×10^3	4.5×10^4	7.5×10^3
n_s	0.6×10^4	1.1×10^5	1.4×10^5

器时先给定一个 f_0 , 然后确定参数 M , 并按式(2.38)算出 f_0 , 按求得的 f_0 校正 M , 并重复计算, 最终即可求得精确的 f_0 。各种材料的 M, f, B 间的关系见图 2.35。

按 2.3 节和 2.4 节指出的方法确定绕组寄生参数。

2.8 超音频输出变压器的计算方法

超音频输出变压器的设计分为确定铁心尺寸和进行电气计算两部分。

一、铁心尺寸的确定

为了确定铁心尺寸, 先按式(2.36)确定变压器的尺寸功率。将尺寸功率与典型条件下铁心所能承受的功率 P_D 相比较即可选取合适的铁心。在确定功率 P_D 时, 损耗 P_s 要乘以系数 k_{t0} 。对于调谐式输出变压器来说, 还要考虑损耗 P_r 增长的系数 k_{ps0} 。对于重复短时工作的输出变压器来说, 允许功率增大 q_F 倍。

超音频输出变压器的频率 f 和空度 q 是多种多样的。为了确定铁心尺寸, 必须确定出典型的温升 τ_D , 以及和功率 P_c 有关的典型频率 f_D 、典型空度 q_D , 用 P_{c0} 表示相应的功率。忽略次要因素之后便得

$$P_{c0} = \frac{1}{q_F} \frac{\tau_D}{\tau_m} \sqrt{\frac{f_D}{f}} P_c$$

考虑到输出变压器的工作特点, 取 $q = 1, \tau_D = 40^\circ\text{C}$, 选取以下两种典型工作状态: 第一, $f_D = 6\text{kHz}$, 铁心材料为厚度 0.05mm 的 1J80 或 1J79; 第二, $f_D = 20\text{kHz}$, 铁心材料为厚度 0.05mm 的 1J50。这两种状态下的功率按表 2.9 确定。

表 2.9 不同状态下铁心的功率

铁心规格	第一种状态下的功率 (kW)	第二种状态下的功率 (kW)
CD20 \times 20 \times 50 \times 64	0.5	0.5
CD20 \times 40 \times 50 \times 64	0.8	0.8
CD30 \times 30 \times 64 \times 100	1.5	1.5
CD30 \times 60 \times 64 \times 100	2.3	2.5
CD30 \times 60 \times 64 \times 150	2.9	3.0

二、设计计算方法

选好铁心之后, 按如下程序进行计算。

(1) 确定变压器的总损耗

$$\Sigma P = q_F \alpha_0 \tau_m S_{xm} A / D, \text{ W}$$

$$\alpha_0 = \alpha_{0D} \sqrt{\frac{\tau_m}{50D}}$$

(2) 确定允许损耗

$$\Sigma P_s = \frac{1}{k_y} \Sigma P, W$$

$$k_y = 1.15 \sim 1.25$$

系数 k_y 用于考虑介质损耗及由于集肤效应引起的损耗。

(3) 初步确定铁心和线圈损耗

$$P'_i = \frac{\Sigma P}{1 + \nu}, W$$

$$P'_T = \nu P'_i, W$$

(4) 确定铁心材料的允许比损耗

$$\rho_s = \frac{1}{G_T} \frac{P'_T}{k_p k_{ps}}, \frac{W}{kg}$$

(5) 确定磁感应强度

根据频率 f 及所选的铁心材料按图 1.4 求得允许的比损耗 ρ_s , 然后确定磁感应强度 B' 。为此, 先确定在频率为 f 及磁感应强度为 B_s 时的辅助损耗 ρ'_s , 并按下式算出磁感应强度:

$$B' = B_s \sqrt{\frac{\rho'_s}{\rho_s}}$$

如果 $B' \leq B_s$, 则取 $B = B'$, 否则取 $B' = B_s, B_s$ 见表 1.21。

(6) 确定铁心损耗

$$P_T = P'_i \left(\frac{B}{B'} \right)^2, W$$

(7) 确定每伏匝数

$$W_0 = \frac{2.26}{f k_T S_T B}$$

式中 f 用 kHz 表示, k_T 见表 1.17。

(8) 确定绕组匝数

$$W_1 = W_0 \frac{U_1}{k_u}$$

$$W_{2i} = W_0 U_{2i} k_u$$

非调谐式输出变压器 $k_u = 1.05$; 调谐式输出变压器 $k_u = 1.1$ 。

(9) 初步确定平均电流密度

$$j = \sqrt{\frac{P'_T}{\rho k_{CK} k_i V_s}}$$

式中 V_s 可从表 2.5 和表 2.6 中查出; $k_{CK} = 0.05 \sim 0.15$; ρ 见表 1.30。系数 k_i 和变压器的结构有关, 心式和壳式变压器 $k_i = 1$; 环形变压器 $k_i = 0.5$ 。

(10) 按式(2.34)和式(2.35)计算初级电流 I_0 。如果 L_1 不限, 则可以取 $I_{01} = 0$ 。

(11) 确定导线截面积

$$S_{Di} = \sqrt{k_i} \left(\frac{I_i}{j} \right)$$

按式(2.33)确定 k_i 。对于所选的导线来说,按 1.10 节指出的方法计算电阻增大的系数 k_{sr} ,如果 $k_{sr} > 1$,则必须用几股线并联,或采用多股线。

(12) 确定绕组的结构并进行结构计算,其结果应当保证

$$k_{CK} = \frac{\sum S_{Di} W_i}{S_{CK} \times 10^2} \leq 0.1 - 0.15$$

(13) 计算绕组漏感 L_l ,并检查是否满足条件(2.37)。如果不满足这个条件,则应选取较大截面的铁心。

(14) 确定初级电感 L_1

非调谐式输出变压器的初级电感按式(2.32)确定,其中

$$\mu_r = \frac{1}{\frac{1}{\mu} + \frac{2\delta_r}{l_r}}$$

对于环形铁心, $\delta_r = 0$;对于心式或壳式铁心, $\delta_r \leq 1.5 \times 10^{-3} \text{cm}$,初步取 $\mu = \mu_{cdo}$ 。

如果 L_1 小于要求的值,应降低磁感应强度重新计算。如果 L_1 大于要求的值,应取较大的铁心重新计算。

(15) 确定铁心中的气隙

调谐式输出变压器的单边气隙按式(2.32)确定,其中 $\delta_r = 2\delta_r'$, $\mu = 1$ 。

(16) 确定线圈损耗

$$P_s = k_{l1} k_{r1} I_1^2 r_1 + \sum_{i=1}^N k_{li} k_{ri} I_{ii}^2 r_{2i} + P_J, W$$

k_i 按 2.5 节给出的方法确定;单股线 $k_{ri} = 1$,多股线按式(2.33)确定 k_{lio} 。

(17) 按 1.10 节给出的方法确定最热点温升。

(18) 变压器的效率

$$\eta = 1 - \frac{P_s + P_T}{P_2 + P_s + P_T}$$

(19) 按 2.4 节给出的方法确定分布电容,然后按式(2.38)确定固有谐振频率 f_{∞} 。

第三章 变换器中的变压器

随着半导体技术的蓬勃发展,晶体管直流电压变换器、各种逆变器及开关电源获得了极其广泛地应用。在这些装置中,关键元件是变压器,这种变压器和普通电源变压器的区别有以下几点:

(1) 电源电压不是正弦波,而是交流方波。初次级绕组中的电流都是非正弦波。

(2) 绕组线路比较复杂,多半都有中心抽头。这不仅增大了初次级绕组的尺寸功率,增大了变压器的体积和重量,而且使绕组在铁心窗口中的分布关系发生变化。因而,这种变压器的电流密度与磁感应强度的选择也和普通电源变压器不同。

(3) 变压器的工作频率较高,通常在 1—50kHz 之间,有时高达几十万赫。在许多情况下该频率是变换器的内部参数,可在设计过程中选取。

(4) 由于电源电压是交流方波,加之工作频率较高,这种变压器的铁心损耗比普通电源变压器大。在确定铁心损耗时必须考虑高次谐波。

(5) 为了保证波形不失真或少失真,必须尽可能减小变压器的漏感,因而,这种变压器多半采用环形结构,如图 3.1 所示。变压器的空载电流很小,通常可以忽略不计。

(6) 分析普通电源变压器时所用的向量图和等值线路,对于变换器中的变压器来说是不适用的。

变换器中的变压器有两种。一是自激振荡器中的变压器,它的作用是把低的直流电压变换为交流方波,并升高到所需的值。在工作过程中,这种变压器的铁心将自动磁化到饱和。因而,磁感应强度的计算值等于其饱和值。这种变压器的铁心最好用具有矩形磁滞回环的磁性材料来制造。变压器的功率大都在 100W 以下。二是功率放大器中的变压器。它的工作状态和普通电源变压器类似。铁心可以用普通电工钢或铁镍合金制造。电流密度和磁感应强度都根据温升、绕组相对电压降或相对空载电流来选取。所不同的是变压器工作在高频,铁心材料的钢带厚度要薄。这种变压器的功率可达数百千瓦。

3.1 变换器中变压器的基本关系

利用变换器中变压器的等值线路可以导出变压器主要参数之间的基本关系。

1. 空载电流 I_0

变压器空载电流的有效值按下式确定:

$$I_0 = \sqrt{\frac{2}{n_1} k_{i0} \frac{U_1}{r_1}} \quad (3.1)$$

$$k_{i0} = 0.707 \sqrt{1 - 4r_1 \tanh \frac{1}{4r_1 f}} \quad (3.2)$$

$$r_1 = \frac{L_1(r_1 + r_2)}{r_1 r_2}, \quad r_2 = \frac{U_1^2}{P_T}$$

式中, n_1 为初级的半个绕组数; U_1 为电源电压; τ_1 为变换器初级绕组的时间常数。

2. 绕组相对电压降 u

变压器的绕组相对电压降和结构参数间关系如下:

$$u = 2j\rho W_0 k_q \frac{V_s}{S_s} \sqrt{n_1} \quad (3.3)$$

$$k_q = 0.5 \left(1 + \frac{\sum \sqrt{n_{2i}} P_{2i}}{\sqrt{n_1} \sum P_{2i}} \right) \quad (3.4)$$

式中, k_q 为有中心抽头绕组的负荷系数; S_s 为绕组的截面积; n_{2i} 为第 i 个次级绕组的半个绕组数; P_{2i} 为第 i 个次级绕组的功率。

绕组截面积 S_s 按下式确定:

$$S_s = S_{CK} k_{CK}$$

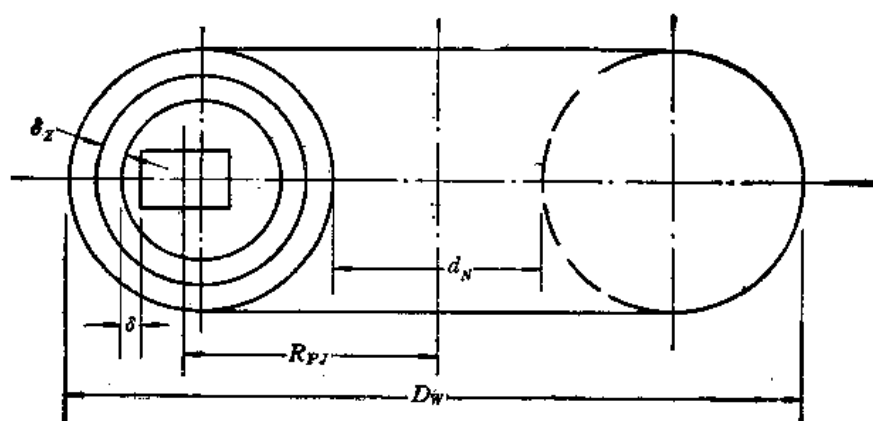


图 3.1 环形变压器的结构

对于图 3.1 所示的环形变压器来说, 线圈体积 V_s 为

$$V_s = \frac{\pi}{2} \left(\frac{da^2}{2} + a^2b \right) \left(\frac{d^2}{a^2} + \frac{2d}{a} + 2 \right) - \pi a^2 b \left(\frac{d}{a} + 1 \right) \quad (3.5)$$

$$a = \frac{D-d}{2}$$

式中, D 为铁心外径; d 为铁心内径。

3. 初级电流 I_1

变压器的初级电流为

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{n_1}} \sum_{i=1}^{m_2} \frac{i_{2i}}{k_{2Bi}} \quad (3.6)$$

$$k_{2Bi} = \frac{W_1}{W_{2i}}$$

式中, m_2 为次级绕组的个数; k_{2Bi} 为第 i 个次级绕组的变比; i_{2i} 为第 i 个次级绕组的电流。

4. 绕组漏感 L_s

变换器中变压器的初级电压不高,绕组匝数少,初级漏感可以忽略不计,要考虑的主要是次级漏感。对于环形结构(图 3.1)的变压器来说,按下式确定漏感:

$$L_s \approx 4\pi W_w^2 \frac{R_l \delta_R}{R_p - \frac{a\delta_w}{d}} \times 10^{-7}, \text{ H} \quad (3.7)$$

$$R_l = \frac{c_w + a + \delta_N}{2}$$

$$\delta_N = \delta_w \frac{D}{d}$$

式中, W_w 为外绕组匝数; δ_w 为外绕组厚 (m); δ_R 为绕组间绝缘厚度 (m); 其余符号见图 3.1。

5. 变压器的尺寸功率 P_c

变压器的尺寸功率按下式计算:

$$P_c = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{n_{2i}} P_{2i} + \sqrt{\frac{n_1}{\eta}} \sum P_{2i} \right) \quad (3.8)$$

从上式可见,由于绕组有中心抽头,导致变压器尺寸功率增长,体积和重量同样增大。

6. 变压器的基本计算方程

变压器的基本计算方程系指窗口截面积 S_{CK} 和铁心截面积 S_T 之积与电磁参数的关系,该方程如下:

$$S_{CK} S_T = \frac{\sqrt{n_1} k_q P_c \times 10^{-4}}{2f B k_{CK} k_T} \quad (3.9)$$

7. 变压器的铁心损耗 P_T

按 1.10 节给出的方法计算。但要注意,该情况下是交流方波。

8. 变压器的最大标称功率 P_{Bm}

变压器的最大标称功率和铁心尺寸、绕组线路、铁心及绕组材料、变换器频率等一系列因素有关,可按下式确定:

$$P_m = \frac{S_{CK} S_T k_T \times 10^3}{\sqrt{n_1} k_q} \frac{\tau}{k_v} \sqrt{\frac{400^\alpha f^{2-\alpha} k_{CK}}{\rho p_4 G_T V_s}} \quad (3.10)$$

式中, p_4 为 400Hz 时的比损耗; k_v 为每瓦损耗引起的温升

9. 变压器的效率 η

$$\eta_{Tm} = \frac{1 - \frac{k_q \times 10^{-3}}{2S_{CK} S_T k_T} \sqrt{\frac{n_1^2 \rho p_4 G_T V_s}{400^\alpha f^{2-\alpha} k_{CK}}}}{1 + \frac{k_q (2k_q - 1) \times 10^{-3}}{2S_{CK} S_T k_T} \sqrt{\frac{n_1^2 \rho p_4 G_T V_s}{400^\alpha f^{2-\alpha} k_{CK}}}} \quad (3.11)$$

$$B_j = \sqrt{\frac{400^\circ \tau}{2k_r p_4 G_T f^a}} \quad (3.12)$$

$$j_j = 0.707 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{\tau}{\rho k_r k_{CK} V_s}} \quad (3.13)$$

$$\mu_j = \sqrt{\frac{\rho k_r^2 n_1 p_4 G_T}{4N \times 400^\circ f^{2-a}}} \quad (3.14)$$

$$N = \frac{S_j^2 S_{CK}^2 k_T k_{CK} \times 10^6}{V_s} \quad (3.15)$$

式中 N 称为铁心常数。

3.2 变换器频率和变压器结构型式的选取

直流输出电压变换器的频率属于内部参数，可以在设计过程中确定。变换器频率对变压器的体积、重量和效率有很大影响。在一定范围内提高频率可以减轻变压器的重量，提高变压器的效率。频率提高到某个临界值 f_K 之后，若再继续提高，变压器的体积和重量并不下降，半导体元件中的损耗却大大增加。临界频率 f_K 按下式确定：

$$f_K = \frac{3.98 \times 10^7}{A_T k_p} \sqrt{\frac{\tau}{P_2}}$$

式中， k_p 见表 1.19； A_T 见表 2.4； τ 为变压器的平均体积温升； P_2 为变压器的输出功率。

所选变换器的频率只能低于临界频率。

有人说提高频率可以减小滤波器尺寸，或者在滤波器尺寸不变的情况下可以减小脉动系数。事实上并非如此，当频率提高时次级电压前后沿的相对宽度增大，使整流电压交流分量的幅值升高，需加强滤波。

因此，变换器频率的高低应根据减轻重量和降低损耗的条件并考虑设备的造价等因素来决定。

对于 50—100W 的变换器来说，希望价格较低时频率选低些，1—5kHz；当希望重量较轻时频率选高些，10—50kHz；对于功率几百瓦的变换器来说，可在 1—20kHz 的范围内选取变换频率；对于功率在 10—20W 以下的变换器来说，当采用铁氧体铁心时，频率可以高达 50—100kHz。频率的上限除了受变压器的临界频率限制以外，还由二极管、三极管及控制线路的元件限制。由于元件的动作速度不够快，目前的最高变换频率不超过 200kHz。对于 2kV 以上的高压电源中的变换器而言，最佳频率为 16—25kHz^[12]。

对于某个尺寸一定的铁心来说，在温升恒定的前提下，频率提高时铁心承受的功率增大，增大的程度和铁心材料的型号及带(片)厚有关，也和窗口填充系数有关。提高频率可以增大变压器的标称功率，铁心的带料越薄，效果越显著。实际计算表明：当电工钢带的厚度为 0.02mm 时，把频率提高五倍，铁心承受的功率可增大 76%。当采用 0.2mm 的电

工钢带时,在同样条件下铁心承受的功率只增大 27%。

频率对绕组相对电压降也有很大影响。相对电压降随频率的提高而下降。频率还影响最佳磁感应强度的选择。在温升一定的前提下,频率提高,最佳磁感应强度减小。

频率变化时,变换器中变压器主要参数的变化示于表 3.1。

众所周知,在漏感可以忽略的变压器中,输入与输出电压的波形基本相同。在漏感相当显著的变压器中,输出与输入电压的波形相差极大。变换器中变压器所变换的是方波,前后沿都非常陡,为了保证这个波形不发生畸变,变压器的结构应保证其漏感最小。从这个观点出发,最佳的变压器结构是环形。

多数变换器的电源电压相对不高,初级绕组的线匝可以紧密分布于铁心上,因而能保证初级绕组的漏感接近于零。环形绕组的漏感和绝缘厚度成比例。对于 300V 以下的低压变压器来说,绝缘厚度相对不大,漏感对输出电压波形的影响可以不考虑。

表 3.1 频率提高时变压器主要参数的变化

主要参数	它激变换器中的变压器 ($B < B_s$)	自激变换器中的变压器 ($B = B_s$)
尺寸功率 P_C^*	$\frac{P_{C2}}{P_{C1}} = F^{1-\alpha/\beta} \sqrt{\frac{k_{CK1}k_{ZF1}}{k_{CK2}k_{ZF2}}}$	$F \sqrt{\frac{(1+\nu_1)k_{CK1}k_{ZF1}}{(1+\nu_2)k_{CK2}k_{ZF2}}}$
电流密度 j^*	$\frac{j_2}{j_1} = \sqrt{\frac{k_{CK1}k_{ZF1}}{k_{CK2}k_{ZF2}}}$	$\sqrt{\frac{(1+\nu_1)k_{CK1}k_{ZF1}}{(1+\nu_2)k_{CK2}k_{ZF2}}}$
磁感应强度 B^*	$\frac{B_2}{B_1} = F^{-\alpha/\beta}$	1
相对电压降	u_1^*	$F^{\alpha/\beta} \sqrt{\frac{k_{CK1}k_{ZF1}}{k_{CK2}k_{ZF2}}}$
	u_2^*	$F^{-1} \sqrt{\frac{k_{CK1}k_{ZF1}}{k_{CK2}k_{ZF2}}}$
效率 η_1	$\eta_2 = 1 - \frac{1-\eta_1}{P_C^*}$	$1 - \frac{1-\eta_1}{P_C^*}$

注:带*的参数是相对值; $F = f_2/f_1$; 下标“1”和“2”的参数分别对应于频率 f_1 和 f_2 。

为了减小漏感,在绕组结构上也可以采取一些措施。例如,用双线并绕来绕制有中心抽头的绕组。有时把一个绕组分成两半,把另一个绕组夹在它们中间,或者初次级分段交替分布。或采用交替分段的环形结构。

3.3 变压器铁心的工作状态及消除单方向磁化的措施

理想条件下,变换器中变压器的铁心沿图 3.2 所示的对称局部磁滞回环从 $+B_m$ 到 $-B_m$ 周而复始地磁化。在实际情况下,由于变换器线路的不对称,变压器的铁心会受到直流磁化。这时铁心的工作点 O 沿基本磁化曲线移到 O' , 相应的磁场强度是 H_0 , 磁感应强度是 B_0 , 从而导致变压器铁心沿不对称磁滞回环自 $(+B_m + B_0)$ 到 $(-B_m + B_0)$ 而磁化。变压器铁心工作状态的不对称使初级电流出现尖峰,破坏晶体管的工作状态,使变压器和晶体管的损耗增大,甚至烧坏晶体管。此外,为了降低 B 及 H_0 值,必须增大铁心的平均直径,从而导致变压器尺寸与重量的增长。

为了保证变压器铁心不过分饱和,必须满足如下的不等式:

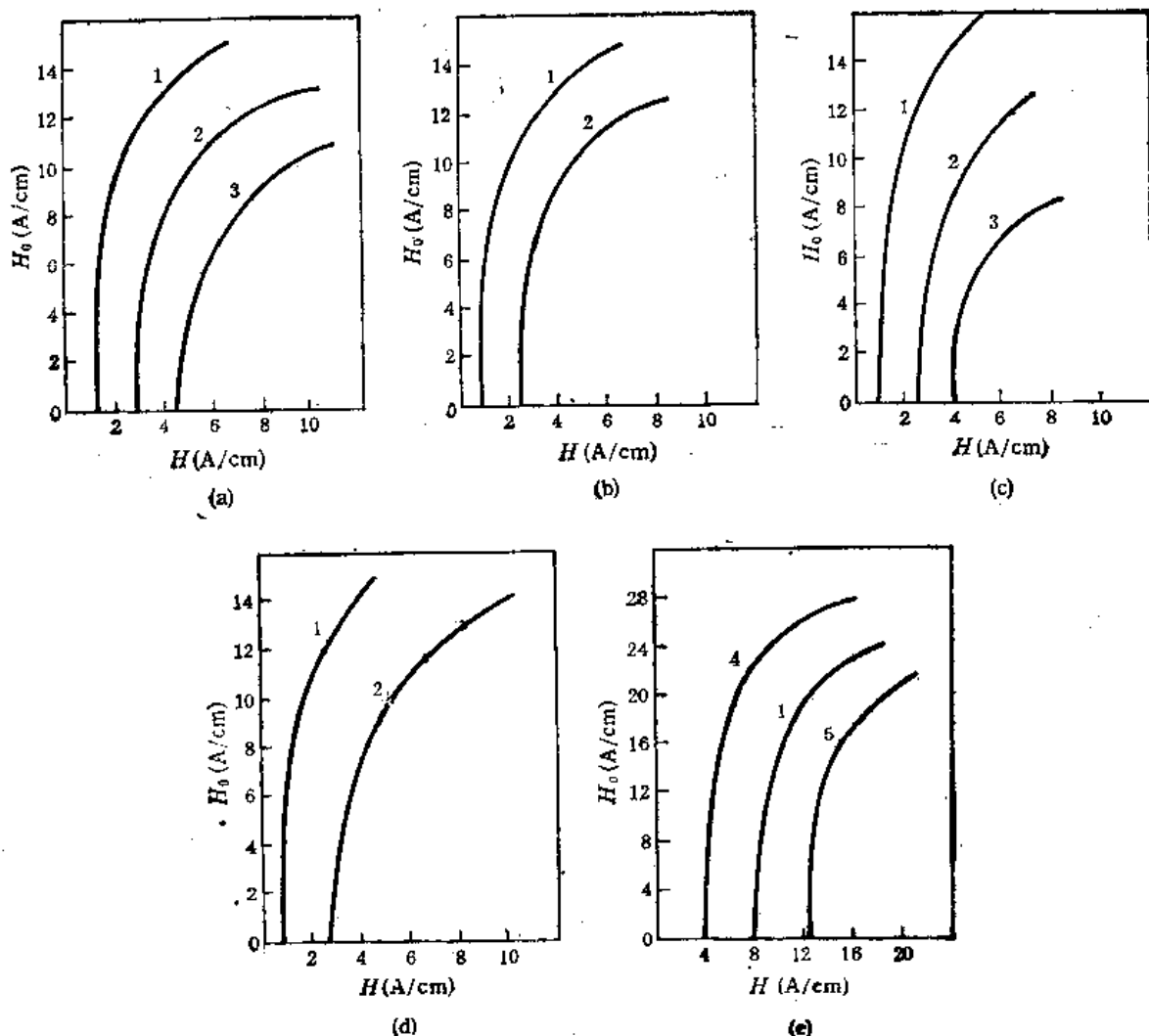


图 3.3 某些磁性材料的交直流同时磁化曲线⁽⁴⁾

(a) 47HK - 0.02mm, $f = 5\text{kHz}$; (b) 47HK - 0.02mm, $f = 20\text{kHz}$; (c) 40HKM - 0.02mm, $f = 5\text{kHz}$; (d) 40HKM - 0.02mm, $f = 20\text{kHz}$; (e) 磁介质 M1140, $f = 1-100\text{kHz}$

(1. $B = 0.2\text{T}$; 2. $B = 0.5\text{T}$; 3. $B = 0.8\text{T}$; 4. $B = 0.1\text{T}$; 5. $B = 0.3\text{T}$)

称、晶体管参数的分散性、绕组两半参数不一致等,同样会产生变压器铁心的单方向磁化。在变换器线路完全对称的情况下,由于电源电压的波动,变换器的接通与断开等,同样会使铁心产生单方向磁化。

单端变换器中铁心材料磁特性的利用较差,推挽变换器中铁心材料的利用比较充分。铁心材料的利用程度用利用系数来表示:

$$k_L = \frac{2B_s - B_r}{2B_s}$$

式中, B_r 为剩余磁感应强度。

目前,单端变换器中这个系数可达 0.63,理想推挽变换器中这个系数接近于一。

为了使变换器能可靠地工作,应当自动稳定铁心的工作点,防止出现单方向磁化。稳

定铁心工作点及提高磁感应强度的简单方法有：采用磁滞回环矩形系数较小的材料；在铁心中留一个气隙，以降低剩余磁感应强度，提高磁感应增量 ΔB 值，提高铁心的平均磁导率。但会引起线路中损耗增大，降低变换器效率。因此，这种方法只能在小功率开关电源中应用。

单端变换器中提高磁感应强度的另一种方法是对铁心去磁。带去磁绕组的单端变换器线路如图 3.4 所示。当开关管 V_1 导通时，电流沿扼流圈 L_1 及初级绕组 W_1 流过， L_1 中储存磁能。开关管闭锁时， L_1 放出储存的能量，电流沿去磁绕组 W_2 、二极管 V_2 流过，该电流对铁心去磁。文献[15]指出，采用牌号 M2000HM9，尺寸为 E16 × 20 的铁心，磁感应强度幅值达 0.63T。

消除单方向磁化的有效方法是采用带全电流发生器的变压器。在自激变换器中，采用全电流发生器能严格控制变压器铁心的饱和程度，在可调变换器中能严格控制铁心磁化过程的对称性。当铁心的工作点达到预先给定的磁感应强度值时，能瞬时终止磁化，保证变压器的工作点基本稳定。

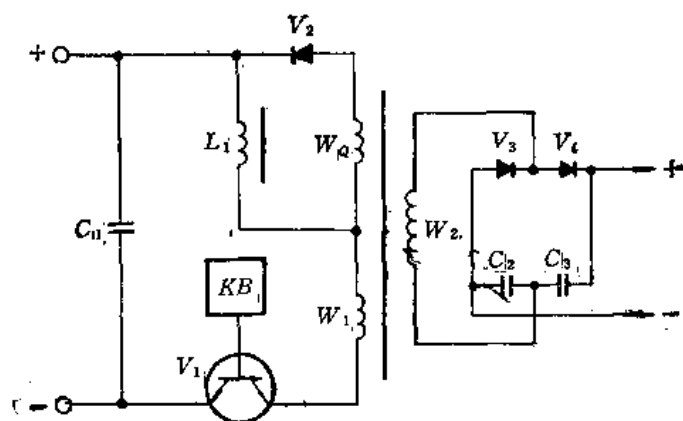


图 3.4 具有去磁绕组的单端变换器线路

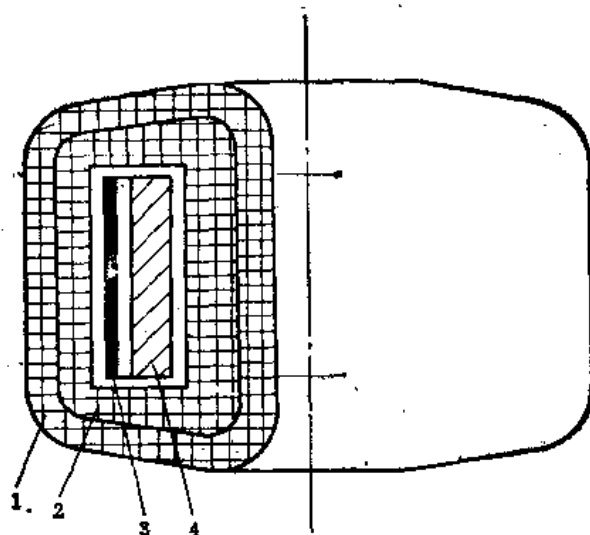


图 3.5 具有全电流发生器的环形变压器结构
(1.次级绕组；2.初级绕组；3.磁带；4.铁心)

具有全电流发生器的变压器结构表示在图 3.5 上。在环形铁氧体铁心 4 的内方或外

方缠绕一定匝数的冷轧电工钢带或铁镍合金带(简称磁带)。在包有冷轧电工钢带或铁镍合金带的铁心上用半叠绕法缠绕玻璃布带或加装骨架,即对铁心进行绝缘处理。然后缠绕变压器的各个绕组。

在具有全电流发生器的变换器中,铁心沿整个磁滞回环而磁化。晶体管导通状态的大部分时间磁带上的电势都是恒定的。当磁化电流激烈变化时,磁带上的电势增长,该电势用来促使开关管工作状态的转换。

具有全电流发生器的变换器线路表示在图 3.6 上。当磁化电流增长时,磁带绕组 W_{CD} 上信号增长,这个信号加在饱和晶体管的基极,促使饱和晶体管转换为闭锁。因此,能稳定铁心的磁状态,保证磁化电流不会明显增长。

磁带上电压和铁心工作状态的关系由下式确定:

$$E = U \frac{W_{CD} S_{CD} \mu_c}{W_1 S_T \mu_c}$$

式中, E 为磁带的输出电压; S_{CD} 为磁带总的截面积; W_{CD} 为磁带绕组的匝数; μ_c 为磁带的磁导率; U 为电源电压。

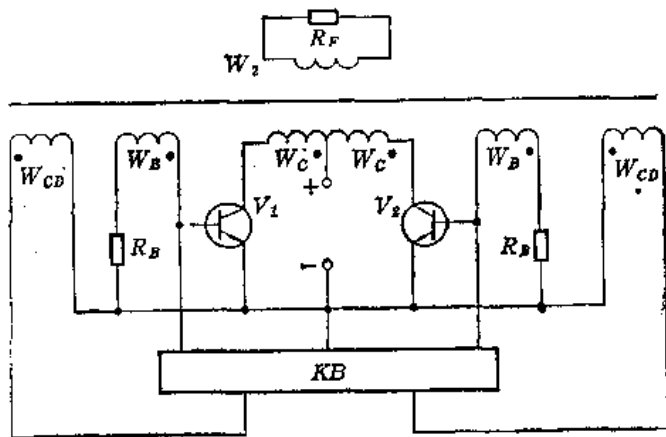


图 3.6 具有全电流发生器的变换器线路

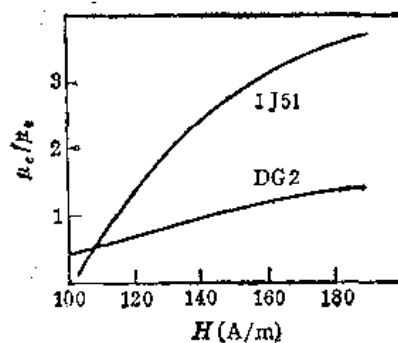


图 3.7 μ_c/μ_s 和磁场强度的关系

为了设计全电流发生器(磁带),必须知道比值 μ_c/μ_s , 当变压器铁心是铁氧体,磁带是冷轧电工钢 DG₂ 或铁镍合金 1J51 时, μ_c/μ_s 与磁场强度的关系见图 3.7。

桥式变换器线路中初级绕组串隔直电容也可以消除铁心的单方向磁化,但这时整流电压的脉动增加,需加强滤波。隔直电容的容量可按下式确定:

$$C_{\min} \geq \frac{0.36 I_m}{f U_c}$$

式中, f 为变换器频率; I_m 为晶体管集电极脉冲电流幅值; U_c 为允许脉动电压。

3.4 利用变压器系列进行设计

本节介绍具有最大标称功率的变压器系列的设计方法及利用该系列的变压器设计。

一、变压器系列的设计

(1) 根据标准铁心系列确定其重量和几何尺寸。

(2) 选取窗口填充系数。

对于电压在 300V 以下, $\tau = 50^\circ\text{C}$ 的变压器来说, 按表 3.2 选取 k_{CK} 值。

表 3.2 窗口填充系数和铁心尺寸的关系

序 号	DG2 做成的 OD 型铁心	k_{CK}	铁镍合金做成的 OD 型铁心	k_{CK}
1	10×16×5	0.082	12×14×3	0.069
2	6.5	0.097	14×17×3	0.101
3	12×20×5	0.120	16×20×3	0.115
4	6.5	0.130	18×23×2.5	0.135
5	10	0.150	4	0.148
6	16×26×6.5	0.160	20×25×2.5	0.140
7	10	0.170	5	0.155
8	12.5	0.180	6.5	0.160
9	20×32×8	0.185	20×28×2.5	0.152
10	10	0.190	5	0.165
11	12.5	0.200	22×30×2.5	0.155
12	25×40×10	0.205	5	0.167
13	12.5	0.210	6.5	0.175
14	16	0.210	25×35×2.5	0.165
15	20	0.210	5	0.182
16	29×44×16	0.215	6.5	0.185
17	32×50×16	0.218	25×40×5	0.190
18	20	0.219	25×40×6.5	0.194
19	25	0.220	28×40×8	0.200
20	40×64×20	0.227	10	0.203
21	25	0.230	32×45×10	0.218
22	32	0.235	32×50×8	0.217
23	50×80×25	0.238	36×56×10	0.225
24	40	0.245	40×56×16	0.233
25	64×100×32	0.260		
26	40	0.265		

(3) 对于给定的绕组连接线路而言, 按图 3.8 或式(3.4)确定系数 k_g 。

(4) 按式(3.5)确定线圈体积。

(5) 按下式确定线圈散热面积

$$S_{sm} = \pi \sqrt{2d^2 + 4ad + 4a^2} (0.5d + b + 0.5\sqrt{2d^2 + 4ad + 4a^2})$$

(6) 按下式确定线圈和绝缘材料重量

$$G_s = V_s k_{CK} \gamma_s \times 10^6$$

$$G_i = V_s (1 - k_{CK}) \gamma_i \times 10^6$$

式中, γ_s 为 导线材料密度(g/cm^3); γ_i 为 绝缘材料密度, 通常为 $1-1.2\text{g}/\text{cm}^3$; G_s 为 绝缘材料重量。

(7) 确定系数 k_r 及铁心常数 N 。

$$k_v = \frac{0.051}{S_{xm}} \frac{G_T + (1 + k_z)G_s}{0.48G_T + (0.39 + 2k_s)G_s}$$

$$k_s = \frac{G_s}{G_T} = \frac{1 - k_{CK} \gamma_s}{k_{CK} \gamma_s}$$

按式(3.15)确定常数 N 。

(8) 按式(3.11)确定铁心的最大标称功率 P_m 。

(9) 按式(3.13)和(3.14)确定最佳电磁负荷。

(10) 按式(3.12)确定效率,按下式确定初次级功率:

$$P_1 = \frac{\sum P_{zi}}{\eta} = \frac{\sum P_{zi}}{\frac{\sum P_{zi}}{\sum P_{zi} + P_T + P_x}}$$

$$\sum P_{zi} = \frac{2P_c}{\sqrt{n_1}} \frac{\eta}{(2k_g - 1)\eta + 1}$$

按式(3.8)确定尺寸功率 P_{co} 。

如果计算尺寸功率时考虑了绕组线路,即按图 3.8 确定 k_g ,则在计算次级功率和效率时认为 $\sqrt{n_1} = 1, k_g = 1$ 。如果计算尺寸功率时没有考虑 n_1 和 k_g ,则计算次级功率和效率时应考虑它。

(11) 按式(3.15)确定绕组相对电压降。

设计过程中如果算出的磁感应强度超过材料的饱和磁感应强度值,这说明在该频率下用所选铁心材料做不出具有最大标称功率的变压器。在这种情况下先确定出比值 B^* (磁感应强度变化的倍数);然后按图 3.9 修正有关参数。

$$B^* = \frac{B}{B_y}$$

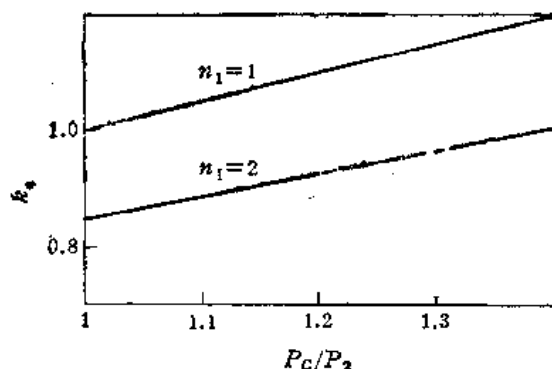


图 3.8 确定绕组系数 k_g 的曲线

式中, B 为计算出的磁感应强度值; B_y 为所选材料的允许磁感应强度值。

铁心材料为 DG₂-0.08 的变压器系列的各参数示于表 3.3—表 3.5; 铁心材料为铁镍合金的变压器系列的各参数示于表 3.6—表 3.8; 铁氧体铁心变压器系列的各参数示于表 3.9。

二、利用变压器系列进行变压器设计

设计的原始数据是: 变换器频率 $f(\text{Hz})$; 初级电压 $U(\text{V})$; 次级电压 $U_2(\text{V})$; 次

表 3.3 最佳变压器系列的参数 (DG2-0.08, 方波, $f = 5 \text{ kHz}$, $\tau = 50^\circ\text{C}$)

铁 心 $d \times D \times b$	V_X (cm^3)	S_{X0} (cm^2)	B (T)	j (A/mm^2)	$\sqrt{n_1} k_e = 1.2$				$\sqrt{n_1} k_e = 1.41$				$\sqrt{n_1} k_e = 1$			
					$P_c(\text{W})$	$P_s(\text{W})$	η	μ	$P_c(\text{W})$	$P_s(\text{W})$	η	μ	$P_c(\text{W})$	$P_s(\text{W})$	η	μ
OD10 × 16 × 5	2.18	11.5	0.789	11.3	6.07	5.58	0.85	0.081	5.19	4.72	0.83	0.093	7.35	6.87	0.877	0.0662
6.5	2.42	12.2	0.698	10.0	7.26	6.8	0.872	0.067	6.21	5.72	0.85	0.08	8.8	8.3	0.895	0.0561
OD12 × 20 × 5	3.7	16.6	0.724	8.36	11.3	10.6	0.89	0.0645	9.65	9	0.875	0.074	13.6	13	0.91	0.0538
6.5	4.04	17.7	0.683	7.80	12.95	12.3	0.90	0.0515	11.08	10.4	0.89	0.062	15.6	15	0.92	0.043
10	4.82	20.3	0.596	6.95	17.50	16.7	0.91	0.045	14.90	14.2	0.905	0.053	21	20.2	0.93	0.0376
OD16 × 26 × 6.5	8.48	28.5	0.626	6.12	28.6	27.5	0.925	0.038	24.4	23.4	0.915	0.044	34.6	33.4	0.935	0.0314
10	9.9	31.9	0.520	5.68	35.4	34.3	0.936	0.032	30.25	29.3	0.935	0.039	42.8	41.6	0.948	0.0266
12.5	11.2	34.3	0.476	5.32	39.8	38.7	0.945	0.03	34	33	0.938	0.035	48.1	46.9	0.95	0.0246
OD20 × 32 × 8	16.8	43.7	0.564	4.92	54	52.6	0.947	0.029	46.25	44.7	0.94	0.034	65.3	63.6	0.954	0.0243
10	17.6	46	0.519	4.90	61.9	60.3	0.95	0.026	52.9	51.8	0.943	0.031	74.8	73.1	0.958	0.023
12.5	19.0	49	0.475	4.65	72.9	71.0	0.953	0.024	62.3	60.5	0.945	0.028	88	86.3	0.961	0.02
OD25 × 40 × 10	31.8	68	0.498	4.2	111.3	109	0.958	0.022	95.3	93.6	0.952	0.025	134.8	132	0.964	0.018
12.5	34.4	72	0.454	4.1	125.2	123	0.962	0.020	107	104.2	0.955	0.024	151.5	148	0.966	0.0166
16	37.7	77.1	0.412	4.0	142	140	0.965	0.019	171.7	118	0.960	0.022	171.8	169	0.97	0.0154
20	42.0	83	0.378	3.88	159	157	0.968	0.0175	136	133.5	0.962	0.021	192	189	0.971	0.0145
OD29 × 44 × 16	51.6	94.5	0.435	3.74	195.5	193	0.97	0.017	167	164	0.965	0.02	241	237.5	0.973	0.0142
OD32 × 50 × 16	70.0	115	0.414	3.56	255	251	0.972	0.016	218	215	0.968	0.018	308	304	0.975	0.013
20	76.4	122.5	0.378	3.45	288	284	0.975	0.014	246.5	243	0.97	0.016	348	344	0.976	0.0114
25	84.0	132	0.346	3.36	325	322	0.977	0.013	278	274	0.973	0.015	393	389	0.978	0.0112
OD40 × 64 × 20	140	185.5	0.358	3.08	530	525	0.98	0.0125	454	449	0.978	0.014	640	634	0.98	0.0098
25	152.5	196	0.324	2.98	590	584	0.981	0.012	505	500	0.98	0.013	714	706	0.981	0.0091
32	170.5	212	0.296	2.9	675	667	0.982	0.010	576	572	0.982	0.012	815	806	0.982	0.0085
OD50 × 80 × 25	274	288	0.315	2.66	1032	1020	0.983	0.009	884	875	0.983	0.011	1250	1240	0.985	0.0077
40	333	332	0.264	2.51	1338	1330	0.985	0.008	1142	1135	0.986	0.0095	1618	1602	0.987	0.0067
OD64 × 100 × 32	560	463	0.282	2.24	2153	2135	0.986	0.007	1840	1830	0.987	0.008	2600	2585	0.988	0.0058
40	613	493	0.260	2.16	2410	2400	0.987	0.0065	2060	2050	0.988	0.0075	2915	2898	0.989	0.0054

注: d 为铁心内径; D 为铁心外径; b 为铁心厚度; 下同。

表 3.4 最佳变压器系列的参数 (DG2-0.08, 方波, $f = 2.4 \text{ kHz}$, $\tau = 50^\circ\text{C}$)

铁心 $d \times D \times b$	V_X (cm^3)	$S_{X\sigma}$ (cm^2)	$\frac{B}{T}$	i (A/mm^2)	$\sqrt{n_1 k_0} = 1$				$\sqrt{n_1 k_0} = 1.2$				$\sqrt{n_1 k_0} = 1.41$			
					$P_C(W)$	$P_1(W)$	η	μ	$P_C(W)$	$P_1(W)$	η	μ	$P_C(W)$	$P_1(W)$	η	μ
OD10 × 16 × 5	2.18	11.5	1.34	11.3	5.95	5.47	0.85	0.085	4.95	4.47	0.82	0.1	4.2	3.71	0.792	0.12
6.5	2.42	12.2	1.18	10	7.15	6.65	0.87	0.072	5.96	5.46	0.844	0.087	5.05	4.55	0.82	0.11
OD12 × 20 × 5	3.7	16.6	1.22	8.36	11	10.4	0.89	0.07	9.16	8.52	0.867	0.084	7.76	7.1	0.843	0.099
6.5	4.04	17.7	1.08	7.8	12.7	12	0.895	0.054	10.6	9.93	0.88	0.065	8.96	8.3	0.862	0.076
10	4.82	20.3	0.905	6.95	17	16.25	0.916	0.048	14.2	13.4	0.9	0.0575	12	11.2	0.872	0.068
OD16 × 26 × 6.5	8.48	28.5	1.06	6.12	28	23.9	0.925	0.04	23.3	22.2	0.91	0.048	19.8	18.6	0.885	0.036
10	9.9	31.9	0.88	5.68	34.5	33.4	0.935	0.034	28.8	25.7	0.924	0.041	24.4	23.3	0.91	0.048
12.5	11.2	34.3	0.81	5.32	39.5	38.4	0.943	0.032	33	31.8	0.93	0.038	28	26.7	0.915	0.045
OD20 × 32 × 8	16.8	43.7	0.955	4.92	53	51.5	0.945	0.031	44.2	42.6	0.932	0.037	37.4	35.9	0.92	0.044
10	17.6	46	0.882	4.9	62.5	68.8	0.946	0.028	52	50.4	0.938	0.033	44.2	42.5	0.926	0.04
12.5	19	49	0.8	4.65	70.5	68.1	0.953	0.026	58	57.5	0.943	0.031	50	48.3	0.932	0.036
OD25 × 40 × 10	31.8	68	0.855	4.2	111	108.5	0.958	0.023	92.5	91	0.948	0.028	78.5	74.1	0.938	0.032
12.5	34.4	72	0.77	4.1	124.5	122.2	0.961	0.021	104	102	0.955	0.025	88	85.7	0.946	0.029
16	37.7	77.1	0.69	4	139	136.5	0.966	0.02	116	113.5	0.96	0.024	98.3	95.6	0.95	0.028
20	42	83	0.64	3.88	157	154.5	0.968	0.0185	131	128.5	0.962	0.022	111	108.5	0.953	0.026
OD29 × 44 × 16	57.6	94.5	0.736	3.74	192	189	0.97	0.018	160.5	157.5	0.965	0.0215	135.5	132.5	0.955	0.025
OD32 × 50 × 16	70	115	0.67	3.56	240.5	237	0.971	0.0166	200.5	197.5	0.967	0.02	170	166.5	0.960	0.023
20	76.4	122.5	0.62	3.45	253.5	250	0.971	0.0165	211.5	208.8	0.97	0.02	179	175.5	0.965	0.023
25	84	132	0.55	3.36	306	302	0.971	0.014	255	251.6	0.97	0.017	217	213.5	0.968	0.02
OD40 × 64 × 20	140	185.5	0.58	3.08	500	493	0.974	0.013	416	412	0.972	0.0155	353	348	0.970	0.018
25	152.5	196	0.52	2.98	539	532	0.975	0.012	449	444	0.974	0.0145	380	374	0.971	0.017
32	170.5	212	0.48	2.9	635	627	0.976	0.011	530	524	0.976	0.013	448	442	0.973	0.0155
OD50 × 80 × 25	274	288	0.51	2.66	970	960	0.979	0.01	809	800	0.978	0.012	685	676	0.975	0.014
40	333	332	0.43	2.51	1230	1252	0.982	0.0085	1050	1040	0.98	0.01	890	880	0.978	0.012
OD64 × 100 × 32	560	463	0.46	2.24	2025	2015	0.985	0.0075	1690	1680	0.985	0.009	1430	1420	0.985	0.011
40	613	493	0.42	2.16	2260	2250	0.986	0.007	1885	1875	0.986	0.0085	1600	1592	0.986	0.01

表 3.5 最佳变压器系列的参数 (DG2-0.08, $f = 1 \text{ kHz}$, $\tau = 50^\circ\text{C}$)

铁 心 $d \times D \times b$	V_K (cm^3)	S_{Km} (cm^2)	B (T)	j (A/mm^2)	$\sqrt{n_1 k_e} = 1.41$				$\sqrt{n_1 k_e} = 1$				$\sqrt{n_1 k_e} = 1.2$			
					$P_c(W)$	$P_z(W)$	η	α	$P_c(W)$	$P_z(W)$	η	α	$P_c(W)$	$P_z(W)$	η	α
OD10 \times 16 \times 5	2.18	11.5	1.5	14.4	2.5	2.1	0.715	0.3	3.54	3.11	0.783	0.214	2.92	2.5	0.75	0.256
6.5	2.42	12.2	1.5	12	3.29	2.82	0.748	0.218	4.64	4.15	0.814	0.155	3.84	3.36	0.78	0.186
OD12 \times 20 \times 5	3.7	16.6	1.5	10.2	4.46	3.9	0.755	0.227	6.32	5.7	0.82	0.162	3.24	4.6	0.785	0.194
6.5	4.04	17.6	1.5	9.43	6.25	5.56	0.813	0.146	8.85	8.16	0.855	0.105	7.3	6.66	0.837	0.125
10	4.82	20.3	1.5	7.25	8.3	7.56	0.835	0.103	11.7	10.95	0.88	0.0735	9.65	8.9	0.856	0.088
OD16 \times 26 \times 6.5	8.48	28.5	1.5	7.4	13.88	12.8	0.856	0.107	19.8	18.4	0.89	0.0765	16.2	15.1	0.873	0.0915
10	9.9	31.9	1.5	5.96	18.5	17.3	0.876	0.064	25.6	24.7	0.913	0.0475	21.6	20.4	0.895	0.057
12.5	11.2	34.3	1.48	5.37	21.2	20	0.89	0.055	30	28.9	0.917	0.0395	24.8	23.5	0.9	0.047
OD20 \times 32 \times 8	16.8	43.7	1.5	5.55	28.15	26.6	0.896	0.065	39.8	38.2	0.92	0.037	32.9	31.4	0.91	0.039
10	17.6	46	1.5	4.95	32.2	30.5	0.9	0.055	45.5	43.76	0.927	0.039	37.6	36	0.915	0.047
12.5	19	49	1.46	4.7	39.2	37.4	0.915	0.047	55.4	52.1	0.938	0.0328	44.9	43.1	0.925	0.04
OD25 \times 40 \times 10	31.8	68	1.5	4.2	58.6	56.2	0.922	0.041	82.8	80.8	0.944	0.029	68.6	66.3	0.93	0.035
12.5	34.4	72	1.4	4.1	65.75	63.4	0.93	0.037	93	91.2	0.946	0.0268	76.7	74.2	0.935	0.032
16	37.7	77.1	1.26	4	74.2	71.6	0.93	0.035	106	103.2	0.952	0.0249	87	84.5	0.94	0.03
20	43	83	1.16	3.9	84.2	81.5	0.935	0.03	119	124.2	0.956	0.0218	98.2	95.5	0.945	0.026
OD29 \times 44 \times 16	51.6	94.5	1.34	3.76	103.7	100	0.94	0.031	146	142.2	0.957	0.0226	120	117	0.948	0.027
OD32 \times 50 \times 16	70	115	1.27	3.56	134.2	130	0.945	0.034	190	186	0.959	0.021	157	153	0.950	0.025
20	76.4	122.5	1.16	3.45	152.5	148	0.95	0.027	215.5	212	0.962	0.0195	178	173.5	0.952	0.023
25	84	134	1.07	3.38	171	167	0.951	0.025	242	238	0.965	0.0182	200	196	0.952	0.022
OD40 \times 64 \times 20	140	135.5	1.1	3.08	128	123	0.955	0.022	396	387	0.968	0.0162	328	322	0.963	0.019
25	152.5	196	1.0	2.98	311.5	305	0.96	0.021	440	434	0.972	0.0148	364	357	0.965	0.018
32	170.5	212	0.9	2.9	358	350	0.962	0.02	506	495	0.974	0.0141	420	414	0.968	0.017
OD50 \times 80 \times 25	274	288	0.97	2.66	542.5	532	0.965	0.0175	767	758	0.975	0.0125	635	625	0.97	0.015
40	333.1	332	0.81	2.51	706	696	0.97	0.0158	999	990	0.98	0.0108	825	815	0.975	0.013
OD64 \times 100 \times 32	560	463	0.875	2.24	1140	1125	0.972	0.014	1610	1591	0.982	0.009	1330	1320	0.98	0.012
40	613	493	0.8	2.16	1280	1265	0.975	0.013	1800	1783	0.985	0.0089	1480	1470	0.985	0.011

表 3.6 自激式电压变换器中变压器的系列

铁 心 $d \times D \times b$	1J34												1J79
	0.1mm			0.05 mm			0.05 mm			0.05 mm			
	$f = 1\text{kHz}, B = 1.4\text{T}$			$f = 2.4 \text{ kHz}, B = 1.4\text{T}$			$f = 5\text{kHz}, B = 1.4\text{T}$			$f = 10\text{kHz}, B = 0.7\text{T}$			
	$j(\text{A/mm}^2)$	u	$P_c(\text{W})$	$j(\text{A/mm}^2)$	u	$P_c(\text{W})$	$j(\text{A/mm}^2)$	u	$P_c(\text{W})$	$j(\text{A/mm}^2)$	u	$P_c(\text{W})$	
OD12 × 14 × 3	3	0.1	0.15	7	0.1	0.7	15	0.1	3	16	0.1	3	
OD14 × 17 × 3	4.5	0.1	0.5	9	0.1	2.5	15	0.08	10	15	0.08	10	
OD16 × 20 × 3	5	0.1	1.5	10	0.1	6	12	0.06	15	12	0.06	15	
OD18 × 23 × 4	6.5	0.1	5	10	0.07	15	9	0.03	30	10	0.04	32	
OD20 × 25 × 5	6.7	0.1	8	9.5	0.07	23	8	0.03	40	8.5	0.03	48	
6.5	7.3	0.1	12	8.5	0.06	28	7.5	0.02	50	8	0.025	60	
OD20 × 28 × 5	7.8	0.1	15	8	0.05	34	6.5	0.02	60	7.5	0.02	70	
6.5	8	0.1	20	7.5	0.05	43	6	0.015	76	7	0.018	85	
OD22 × 36 × 5	7.7	0.1	20	7	0.04	40	6	0.02	65	6.5	0.02	90	
6.5	8	0.09	27	6.5	0.03	50	5.5	0.015	80	6.5	0.015	100	
OD25 × 35 × 5	6.8	0.1	29	6.3	0.03	60	5	0.015	100	6	0.015	115	
6.5	6.5	0.08	37	5.8	0.025	72	4.5	0.01	115	5.5	0.012	140	
OD25 × 40 × 5	6.9	0.07	43	5.5	0.025	83	3.7	0.008	120	5.2	0.012	150	
6.5	6	0.06	54	5	0.02	100	2.5	0.004	125	4.7	0.01	180	
OD28 × 40 × 8	5.5	0.06	65	4.8	0.015	126	2.7	0.005	145	4.5	0.008	220	
10	5.5	0.05	89	4.5	0.013	145	1.5	0.003	195	4.1	0.006	250	
OD32 × 45 × 10	5	0.035	115	4	0.012	220	1.8	0.003	268	3.8	0.005	350	

表 3.7 它激变换器中变压器的系列(铁心材料为 1J34)

铁 心 $d \times D \times b$	0.1 mm			0.05 mm			0.02 mm				
	$f = 1 \text{ kHz } B = 1.1 \text{ T}$			$f = 5 \text{ kHz}$			$f = 10 \text{ kHz}$				
	$i(\text{A/mm}^2)$	μ	$P_c(\text{W})$	$B(\text{T})$	$i(\text{A/mm}^2)$	μ	$P_c(\text{W})$	$B(\text{T})$	$i(\text{A/mm}^2)$	μ	$P_c(\text{W})$
OD12 × 14 × 3	3	0.1	0.15	1	14.3	0.1	2.7	1	21.3	0.09	7
OD14 × 17 × 3	4	0.1	0.6	1	15	0.095	8	1	14.5	0.05	14
OD16 × 20 × 3	4.6	0.1	1.5	1	12.5	0.07	13	1	11.8	0.035	22
OD18 × 23 × 4	6.3	0.1	5	1	9.3	0.04	27	1	8.5	0.02	44
OD20 × 25 × 5	6.5	0.1	8	1	8.4	0.03	40	1	7.4	0.015	63
6.5	7.1	0.1	10	1	7.8	0.025	50	1	6.6	0.015	74
OD20 × 28 × 5	7.6	0.1	15	1	7.1	0.02	58	0.9	5.7	0.01	74
6.5	7.6	0.1	19	1	7	0.016	75	0.9	5.2	0.008	88
OD22 × 30 × 5	7.5	0.1	19	1	6.6	0.02	67	0.9	6.3	0.015	90
6.5	7.9	0.09	25	1	5.9	0.015	81	0.9	4.9	0.01	97
OD25 × 35 × 5	6.7	0.085	30	1	5.7	0.015	100	0.9	4.8	0.01	125
6.5	6.5	0.07	39	1	5.1	0.01	118	0.8	4	0.005	135
OD25 × 40 × 5	6.2	0.07	44	1	4.7	0.01	130	0.6	4	0.015	143
6.5	6	0.055	56	1	4	0.008	144	0.6	4.2	0.01	165
OD28 × 40 × 8	5.6	0.05	67	1	4	0.008	180	0.6	4.1	0.01	200
10	5.5	0.04	87	0.9	3.7	0.007	200	0.6	3.6	0.006	220
OD32 × 45 × 10	4.9	0.035	115	0.9	3.5	0.006	285	0.5	4	0.01	315
OD32 × 50 × 8	4.8	0.035	120	0.9	3.1	0.006	280	0.5	3.8	0.01	330
10	4.7	0.032	125	0.9	3	0.005	335	0.5	3.5	0.008	410
OD36 × 56 × 8	4.5	0.03	163	0.8	2.8	0.005	340	0.5	3.4	0.008	400
10	4.4	0.027	205	0.8	2.6	0.004	390	0.45	3.1	0.005	450
OD40 × 56 × 12.5	4	0.02	305	0.8	2.5	0.004	530	0.4	2.5	0.005	700

表 3.8 它激变换器中变压器的系列的参数(铁心材料为 40HKM—0.02mm)

铁 心 $d \times D \times b$	$f = 10 \text{ kHz}, B = 0.6\text{T}$			$f = 20\text{kHz}, B = 0.6\text{T}$			$f = 50 \text{ kHz}$				G_T (g)
	$j(\text{A/mm}^2)$	α	$P_c(\text{W})$	$j(\text{A/mm}^2)$	α	$P_c(\text{W})$	$B(\text{T})$	$j(\text{A/mm}^2)$	α	$P_c(\text{W})$	
OD12 \times 14 \times 3	15	0.04	3	15	0.02	5.5	0.6	14	0.008	12.5	5
OD14 \times 17 \times 3	15	0.03	9	15	0.015	16	0.6	14.5	0.006	36	8
OD16 \times 20 \times 3	13	0.023	15	12.5	0.012	28	0.6	11	0.004	57	11
OD18 \times 23 \times 4	10.5	0.012	33	10	0.007	60	0.6	8	0.002	115	20
OD20 \times 25 \times 5	9.5	0.01	49	9	0.005	85	0.6	7.2	0.0015	165	27
6.5	9	0.007	60	8.5	0.0035	110	0.45	7.9	0.0015	180	31
OD20 \times 28 \times 5	8.3	0.006	70	8	0.0025	120	0.45	7	0.0012	200	35
OD22 \times 30 \times 5	8.7	0.007	80	8.2	0.003	140	0.45	7.3	0.0012	225	43
6.5	8	0.005	100	7.3	0.0025	170	0.45	6.5	0.001	300	50
OD25 \times 35 \times 5	7.7	0.006	140	7	0.0025	240	0.45	6.2	0.001	400	65
6.5	6.9	0.004	170	6.1	0.002	290	0.4	6	0.001	450	75
OD25 \times 40 \times 5	6.8	0.004	200	6	0.0015	320	0.4	5.7	0.001	500	86
6.5	6.7	0.003	260	5.4	0.001	380	0.35	5.4	0.001	550	97
OD28 \times 40 \times 8	6.5	0.003	295	5	0.001	385	0.35	5	0.0006	650	110
10	6	0.002	330	5	0.001	410	0.35	4.8	0.0006	800	125
OD32 \times 45 \times 10	5.5	0.002	510	4.5	0.001	600	0.35	4.2	0.0005	1000	140
OD32 \times 50 \times 8	5.3	0.002	525	4.3	0.001	630	0.35	4	0.0005	1100	150

表 3.9 它差变换器中变压器的系列的参数(铁心材料为铁氧体 R2KX)

铁 心 $D \times d \times b$	$f = 10 \text{ kHz}, B = 0.2 \text{ T}$			$f = 50 \text{ kHz}$			$f = 100 \text{ kHz}$				
	$j(\text{A/mm}^2)$	σ	$P_c(\text{W})$	$B(\text{T})$	$j(\text{A/mm}^2)$	σ	$P_c(\text{W})$	$B(\text{T})$	$j(\text{A/mm}^2)$	σ	$P_c(\text{W})$
$5 \times 3 \times 1.5$	3	0.1	0.02	0.2	14	0.1	0.3	0.2	14.5	0.055	0.6
$7 \times 4 \times 2$	4	0.1	0.08	0.2	17.5	0.085	1.3	0.2	14.5	0.035	2.1
$10 \times 6 \times 2$	4.2	0.1	0.25	0.2	13	0.06	3.5	0.2	11	0.025	5.6
3	5.5	0.1	0.5	0.2	13	0.045	5.5	0.15	11	0.025	7
4.5	7	0.1	1.0	0.2	11	0.03	7.5	0.15	10.5	0.019	9
$12 \times 5 \times 5.5$	12.5	0.095	2.5	0.2	10	0.015	10	0.12	10	0.013	11
$16 \times 10 \times 4.5$	11	0.087	8	0.2	8.5	0.012	28	0.12	9	0.011	34
$16 \times 8 \times 6$	11	0.1	8	0.2	10	0.027	30	0.12	10	0.024	35
$17.5 \times 8.2 \times 5$	11	0.085	9	0.2	8.5	0.013	30	0.12	8.5	0.012	34
$20 \times 10 \times 5$	9.6	0.078	12	0.2	8	0.012	42	0.12	8.5	0.011	51
$20 \times 12 \times 6$	11.5	0.1	22	0.2	9.5	0.018	77	0.12	10	0.015	94
$28 \times 16 \times 9$	9	0.05	66	0.18	7.5	0.01	210	0.1	8	0.01	250
$31 \times 18.5 \times 7$	8.5	0.06	72	0.18	7.5	0.012	250	0.1	7.5	0.01	260
$32 \times 16 \times 8$	8	0.04	82	0.18	7.5	0.018	310	0.1	7	0.007	305
$32 \times 20 \times 9$	7.6	0.04	100	0.15	7	0.01	300	0.1	7.5	0.009	410
$38 \times 24 \times 7$	6.8	0.05	132	0.15	6	0.012	400	0.1	6.5	0.01	540
$40 \times 25 \times 7.5$	6.3	0.044	160	0.15	5.7	0.01	470	0.1	6	0.009	630

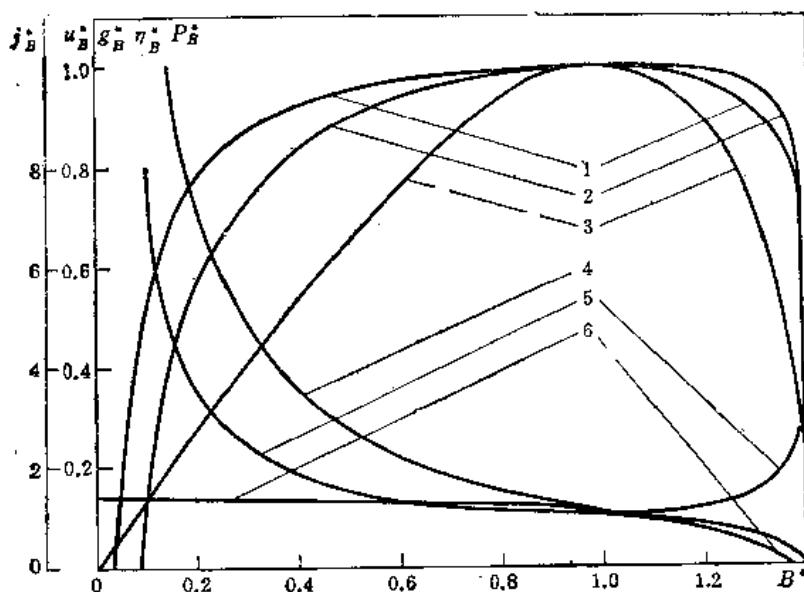


图 2.9 各个参数的修正系数(1. $\frac{P_x + P_r}{2P} = 0.05$, $\eta^* = f(B^*)$; 2. $\frac{P_x + P_r}{2P} = 0.1$, $\eta^* = f(B^*)$;
3. $P^* = f(B^*)$; 4. $u^* = f(B^*)$; 5. $g^* = f(B^*)$; 6. $\gamma^* = f(B^*)$)

级电流 i_2 (A); 绕组线路参数 n_1, n_2 ; 温升 τ ($^{\circ}\text{C}$); 绕组相对电压降 u ; 环境温度 τ_H ($^{\circ}\text{C}$); 绝缘材料密度 γ_s (g/cm^3)。

(1) 根据变压器的输出功率选取铁心, 所选铁心的 P_c 值应等于或略大于给定值。根据所选的铁心, 从列表 3.3—3.9 中摘出 B, j, η, u 及 P_c 值

(2) 绕组每伏匝数

$$W_0 = \frac{1}{4fBS_Tk_T}$$

(3) 初级绕组电势

$$E_1 = U_1 \left(1 - \frac{u}{2} \right)$$

(4) 初级绕组匝数

$$W'_1 = W_0 E_1$$

(5) 次级绕组电势

$$E_{2i} = U_{2i} \left(1 + \frac{u}{2} \right)$$

(6) 次级绕组匝数

$$W'_{2i} = W_0 E_{2i}$$

W'_{2i} 应为 W_{2i} 的整数倍, 然后再求出 W_0 及 W_1 :

$$W_0 = \frac{E_{2i}}{W'_{2i}}, \quad W_1 = W_0 E_1$$

(7) 初级绕组电流

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{n_1}} \frac{P_1}{U_1}$$

(8) 次级绕组电流

$$I_{2i} = \frac{1}{\sqrt{n_{2i}}} \frac{P_{2i}}{U_{2i}}$$

(9) 初级绕组线径

$$d_1 = 1.13 \sqrt{I_1/j}$$

(10) 次级绕组线径

$$d_{2i} = 1.13 \sqrt{I_{2i}/j}$$

(11) 参考图 3.10, 按 1.9 节给出的方法计算绕组结构, 并确定绕组电阻等参数。

(12) 按 1.10 节给出的方法确定铁心与绕组损耗, 以及变压器的最热点温升。

(13) 按如下方法验算变压器的各个参数

$$L_1 = \frac{W_1^2 B b k_T \ln \frac{D}{d}}{2\pi H}$$

式中 H 为对应于磁感应强度 B 的磁场强度。

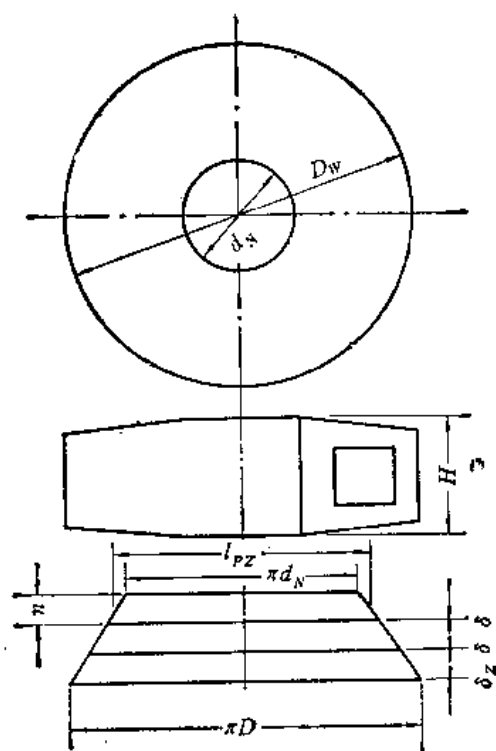


图 3.10 环形绕组的展开图

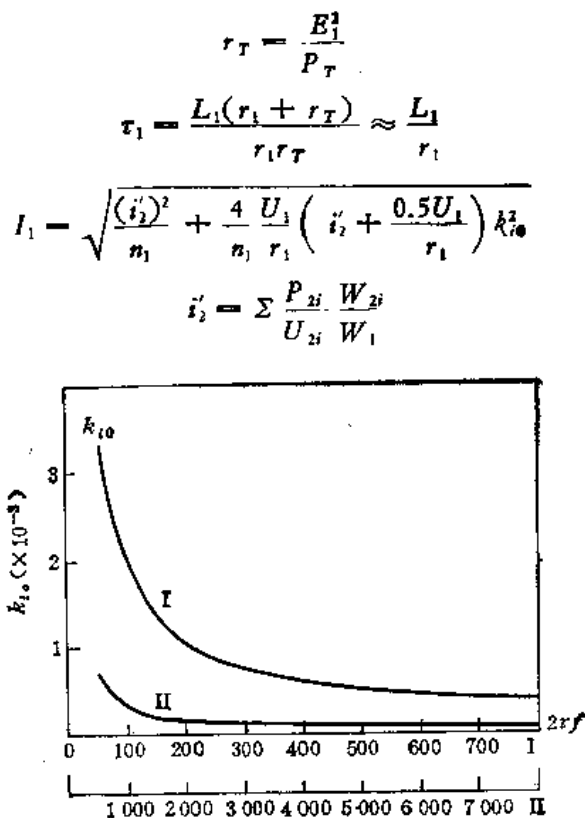


图 3.11 确定 k_{10} 的曲线

式中的中间系数 k_{10} 按式(3.2)或图 3.11 确定。

$$j_1 = \frac{I_1}{S_{D1}} \leq j$$

$$P_x = n_1 I_1^2 r_1 + \sum n_{2i} I_{2i}^2 r_{2i}$$

$$u_1 = \frac{\sqrt{n_1} I_1 r_1}{U_1}$$

$$E_1 = U_1(1 - u_1)$$

$$W_0 = \frac{W_1}{E_1}$$

$$E_{21} = \frac{W_{21}}{W_0}$$

$$U_{21} = E_{21} - \sqrt{n_{21}} I_{21} r_{21}$$

$$P_1 = \Sigma P_{21} + P_x + P_T$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}$$

上面介绍的设计方法是以温升为设计依据的。当以相对电压降为设计依据时，仍然可以利用变压器系列表进行设计。这时应根据次级功率选取铁心，并记下系列表中给出的相对电压降 u_D 。如果 u_D 超过给定值 u ，则应求得相对电压降变化的倍数

$$u^* = \frac{u}{u_D}$$

按图 3.15 确定电流密度变化倍数 j^* ，并求得新的电流密度 j_x 。按新的电流密度确定新的 B, P_c, η ：

$$B = B^* B_D$$

$$P_c = P_c^* P_D$$

$$\eta = \eta^* \eta_D$$

$$B_j^* = \sqrt{2 - (j^*)^2}$$

$$P_j^* = j^* \sqrt{2 - (j^*)^2}$$

$$\begin{aligned} \eta_j^* = & \left\{ \left[j^* \sqrt{2 - (j^*)^2} - \frac{(P_x + P_T) \sqrt{n_1}}{2P_m} \right] \left[1 + \frac{(P_x + P_T) \sqrt{n_1}}{2P_m} (2k_q - 1) \right] \right\} \\ & \div \left\{ \left[j^* \sqrt{2 - (j^*)^2} + \frac{(P_x + P_T) \sqrt{n_1}}{2P_m} (2k_q - 1) \right] \right. \\ & \times \left. \left[1 - \frac{(P_x + P_T) \sqrt{n_1}}{2P_m} \right] \right\} \end{aligned}$$

按下式确定次级功率：

$$\Sigma P_{21} = \frac{2\eta P_c}{\sqrt{n_1} (2k_q - 1)\eta + 1}$$

如果这个功率低于给定值，则应取较大尺寸的铁心重新计算。

如果要求的相对电压降 u 比 u_D 低的不太多，则应借助于图 3.9 进行修正。

如果所设计变压器的温升 τ 及频率 f 和系列表给出的值不同，仍可利用系列表进行设计。为此，要确定频率的相对变化 F 或温升的相对变化 $\Delta\tau$ ：

$$F = \frac{f_2}{f_1}, \quad \Delta\tau = \frac{\tau_2}{\tau_1}$$

然后根据表 3.1 及图 3.12—图 3.15 确定功率变化倍数 P_{RP}^* 、磁感应强度变化倍数 B^* 、

电流密度变化倍数 j^* ，及绕组相对电压降的变化倍数 u^* 。按图 3.16 初选效率，根据负载功率和绕组线路，按式 (3.8) 确定尺寸功率。

利用功率变化的系数确定对应于系列表条件的尺寸功率：

$$P_{f2} = P_{f1} F^{1-\frac{1}{\alpha}} \sqrt{k_{CK2}/k_{CK1}}$$

$$P_{\tau2} = P_{\tau1} \Delta \tau k_p^{-0.5}$$

$$k_p = \frac{\rho_2}{\rho_1}$$

式中， k_p 为电阻率变化的倍数； P_{f1} 为对应于 f_1 的功率； P_{f2} 为对应于 f_2 的功率； $P_{\tau1}$ 为对应于 τ_1 的功率； $P_{\tau2}$ 为对应于 τ_2 的功率。

根据重新求得的尺寸功率来选取铁心。对于所选的铁心来说，按系列表求得 B ， j ， η 值。也可以根据给定的频

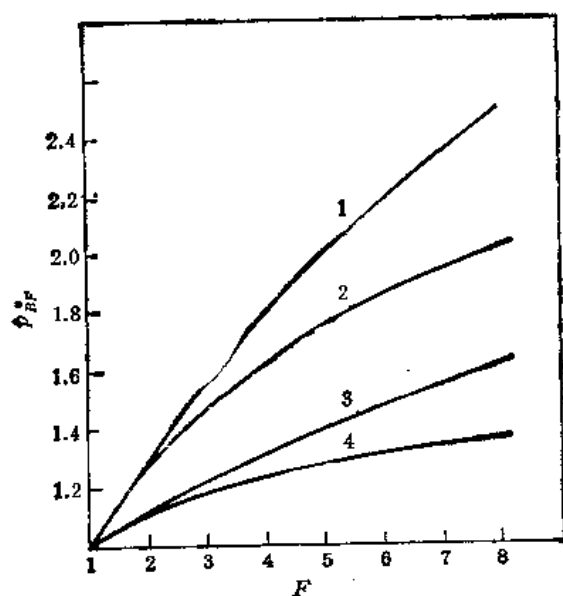


图 3.12 功率的相对变化和频率相对变化的关系

- (1. $P = 10W, \alpha = 1.3, \delta = 0.02 \text{ mm}$;
- 2. $P > 100W, \alpha = 1.3, \delta = 0.02 \text{ mm}$;
- 3. $P = 10W, \alpha = 1.7, \delta = 0.2 \text{ mm}$;
- 4. $P > 100W, \alpha = 1.7, \delta = 0.2 \text{ mm}$)

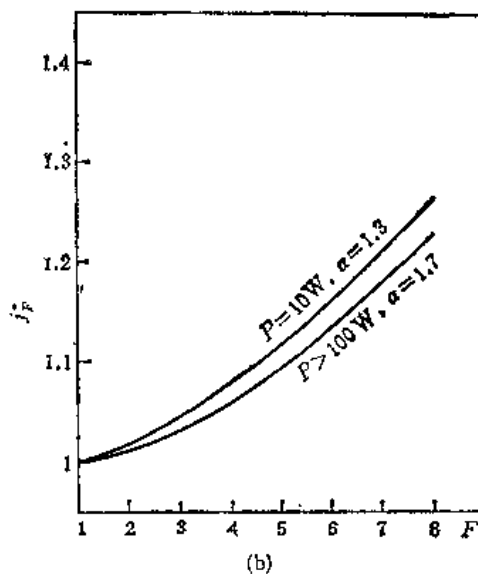
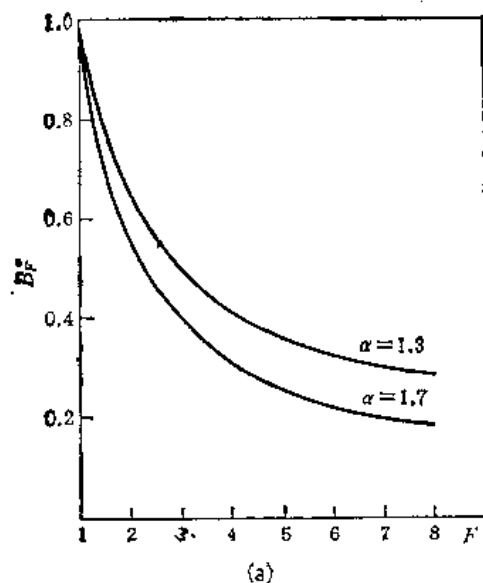


图 3.13 磁感应强度与电流密度的相对变化和频率相对变化的关系

(a) $B_T^* = f(F)$; (b) $j_F^* = f(F)$

率或给定的温升求得各个量的变化系数，然后再确定所求的量。频率变化时各个量的相对变化见表 3.1。

温升变化时各个量的相对变化为

$$B_T^* = \frac{B_2}{B_1} = \sqrt{\Delta \tau}$$

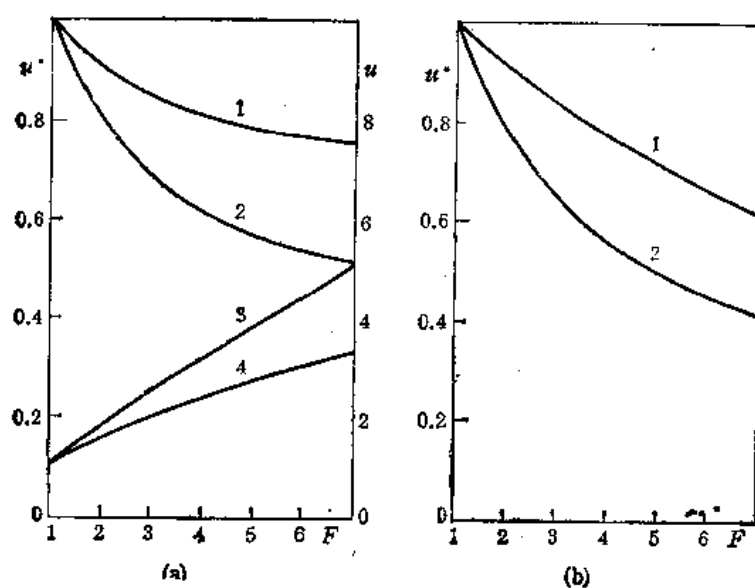


图 3.14 电压降的相对变化和频率相对变化的关系。(a) $P > 100\text{W}$; (b) $P = 10\text{W}$
 (1. $\alpha = 1.7, u_s^* = f(F)$; 2. $\alpha = 1.3, u_s^* = f(F)$; 3. $\alpha = 1.7, u_s^* = f(F)$; 4. $\alpha = 1.3, u_s^* = f(F)$)

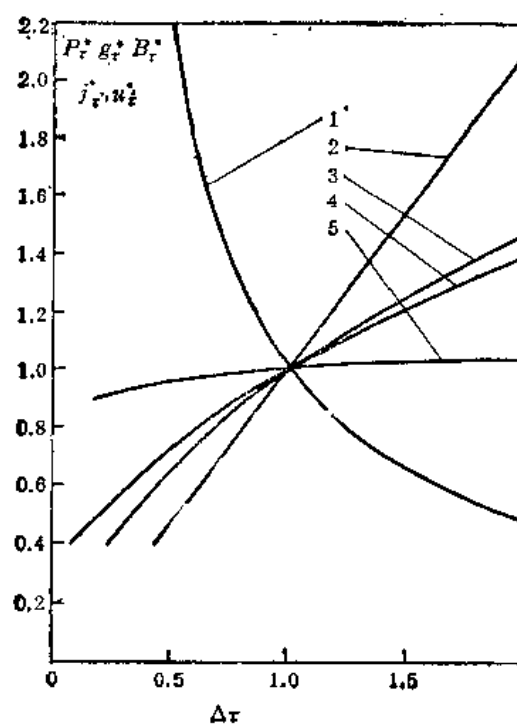


图 3.15 各个参数的相对变化和温升相对变化的关系 $DG2, \beta = 1.8$.
 (1. $g_r^* = f(\Delta\tau)$; 2. $P_r^* = f(\Delta\tau)$; 3. $B_r^* = f(\Delta\tau)$; 4. $j_r^* = f(\Delta\tau)$; 5. $u_r^* = f(\Delta\tau)$)

$$j_r^* = \frac{j_2}{j_1} = \sqrt{\Delta\tau/k_p}$$

$$u_r^* = \frac{u_2}{u_1} = k_p^{0.5}$$

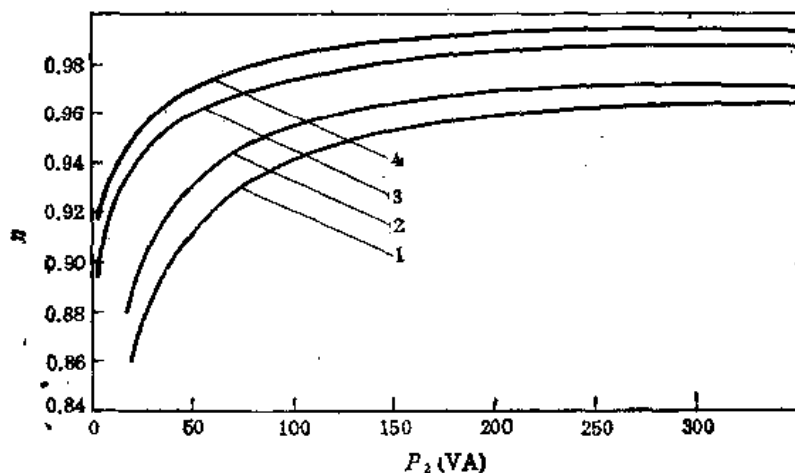


图 3.16 变压器效率和输出功率的关系

(1. $f = 5\text{ kHz}$; 2. $f = 10\text{ kHz}$; 3. $f = 50\text{ kHz}$; 4. $f = 100\text{ kHz}$)

$$\eta_2 = \frac{1 - \frac{r_1}{\Delta\tau} \frac{\sqrt{n_1 k_p}}{2P_{r1}}}{1 + \frac{r_1}{\Delta\tau} \frac{\sqrt{n_1 k_p} (2k_2 - 1)}{2P_{r1}}} \approx \eta_1$$

其余计算同上。

三、任意选取铁心时变压器的设计

任意选取铁心时变压器的设计程序如下。

(1) 确定次级总功率

$$P_2 = \sum i_{2i} U_{2i} \quad P_{2c} = \sum \sqrt{n_{2i}} P_{2i}$$

(2) 确定变压器的尺寸功率

$$P_c = 0.5 \left(P_{2c} + \frac{\sqrt{n_1}}{\eta} P_2 \right)$$

式中 η 按图 3.16 确定。

(3) 确定绕组系数

$$k_q = 0.5 \left(1 + \frac{P_{2c}}{\sqrt{n_1} P_2} \right)$$

(4) 确定铁心与窗口截面积之积

$$S_{cK} S_T = \frac{\sqrt{n_1} k_q P_c \times 10^{-6}}{2f B_j k_{cK} k_T}$$

式中 B, j, k_{cK} 按图 3.17—图 3.20 确定。

(5) 根据求得的 $S_T S_{cK}$ 值, 从铁心标准中选取相近而较大的铁心, 并记下它的主要尺寸等参考数据。

用类似方法进行其余各步的计算。

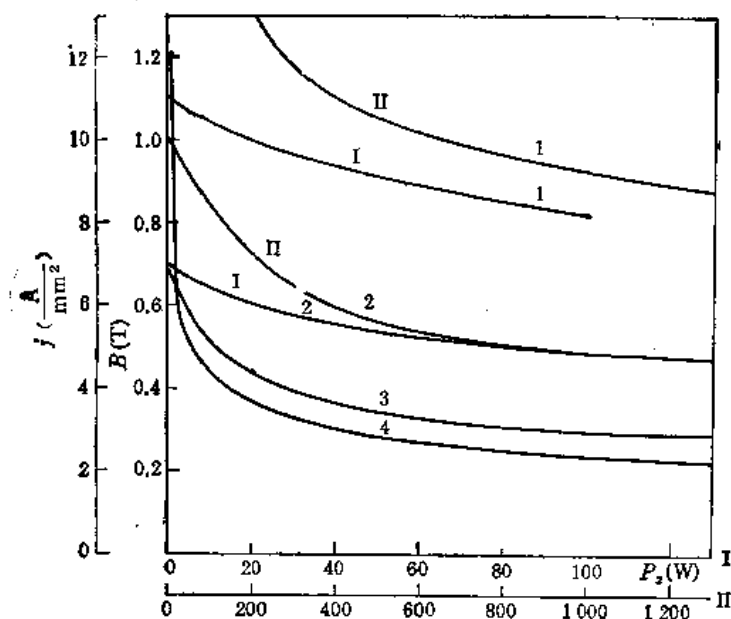


图 3.17 铁心材料为 DG2-0.08, $\tau = 50^{\circ}\text{C}$ 时变压器的电流密度与磁感应强度和功率的关系
 (1. $j = 1 \text{ kHz}, B = f(P_1)$; 2. $j = 2.4 \text{ kHz}, B = f(P_2)$; 3. $j = 5 \text{ kHz}, B = f(P_1)$;
 4. $j = 1-5 \text{ kHz}, j = f(P_1)$)

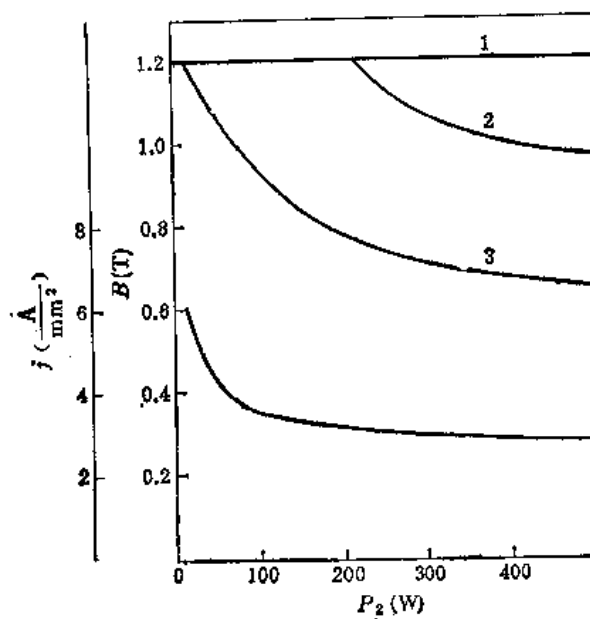


图 3.18 铁心材料为 40HKM1-0.05, $\tau = 50^{\circ}\text{C}$ 时变压器的电流密度与磁感应强度和功率的关系
 (1. $j = 1 \text{ kHz}, B = f(P_1)$; 2. $j = 2.4 \text{ kHz}, B = f(P_2)$; 3. $j = 5 \text{ kHz}, B = f(P_1)$;
 4. $j = 1-5 \text{ kHz}, j = f(P_1)$)

3.5 最轻重量变压器的设计

最轻重量变压器设计的原始数据见 3.4 节, 此外还要考虑整个设备工作条件对变压器提出的特殊要求。这些要求通常是希望变压器有最轻的重量、最低的价格、最高的效率

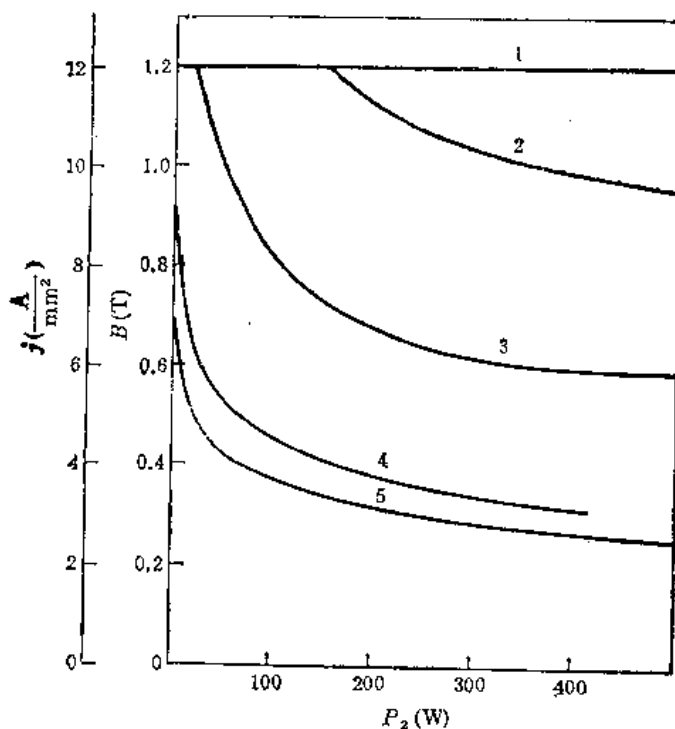


图 3.19 铁心材料为 1J34-0.05, $\tau = 50^\circ\text{C}$ 时变压器的电流密度与磁感应强度和功率的关系
 (1. $f = 1 \text{ kHz}, B = f(P_2)$; 2. $f = 2.4 \text{ kHz}, B = f(P_2)$; 3. $f = 5 \text{ kHz}, B = f(P_2)$;
 4. $f = 1 \text{ kHz}, j = f(P_2)$; 5. $f = 5 \text{ kHz}, j = f(P_2)$)

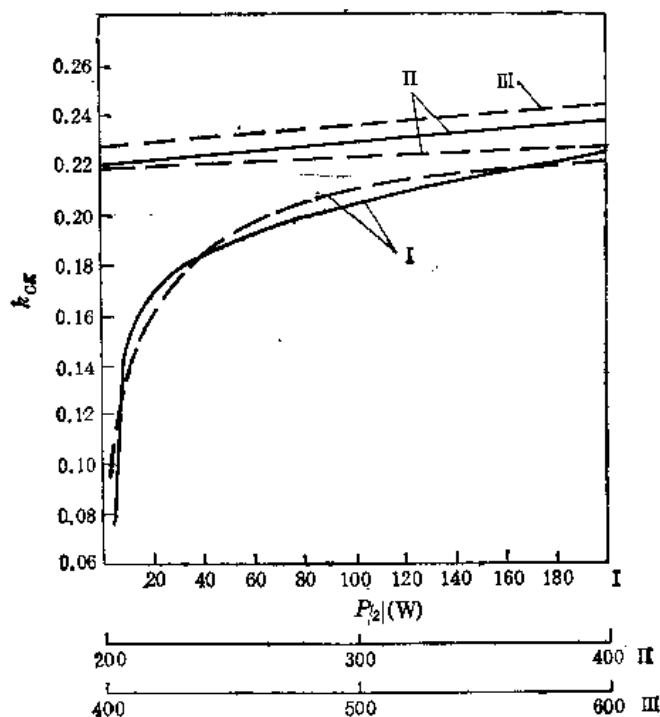


图 3.20 窗口填充系数和功率的关系 ($f = 1 \text{ kHz}, \tau = 50^\circ\text{C}$ 。铁心材料:
 虚线为 DQ2, 实线为 1J34)

等。本节介绍以温升为设计依据的最轻量化变压器的设计方法,其设计程序如下:

(1) 按 3.4 节指出的方法确定次级功率 P_{20}

(2) 按下式确定尺寸功率 P_c :

$$P_c = 0.5 P_1 \left(\sqrt{n_2} + \frac{\sqrt{n_1}}{\eta} \right)$$

式中, η 按图 3.16 确定, n_1 和 n_2 按图 3.21 确定。

(3) 按图 3.20 确定窗口填充系数 k_{CK} 。

(4) 按下式确定最佳尺寸比 x (对环形铁心):

$$x = \frac{d}{a}, \quad a = \frac{D-d}{2}$$

尺寸比的最佳值为 $x = 3-4$ 。

(5) 求系数 $\varphi_a, \varphi_B, \varphi_i$ 。系数 φ_a 表示铁心尺寸 a 和铁心最佳尺寸比间的关系, 根据求得的 x 和 k_{CK} 值按图 3.22 选取; 系数 φ_B 表示最佳磁感应强度 B 和铁心最佳尺寸比间的关系, 按图 3.23 选取; 系数 φ_i 表示最佳电流密度 j 和铁心最佳尺寸比间的关系, 按图 3.24 选取。

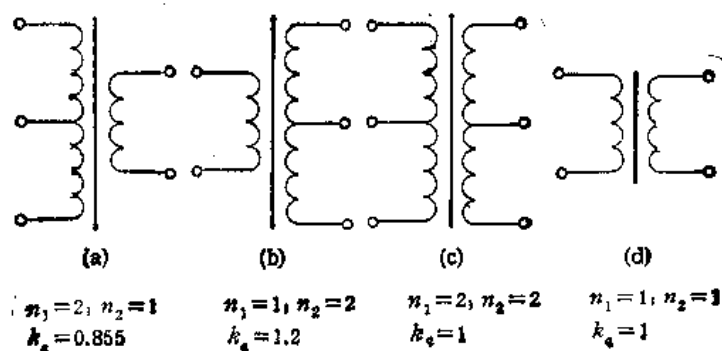


图 3.21 绕组线路

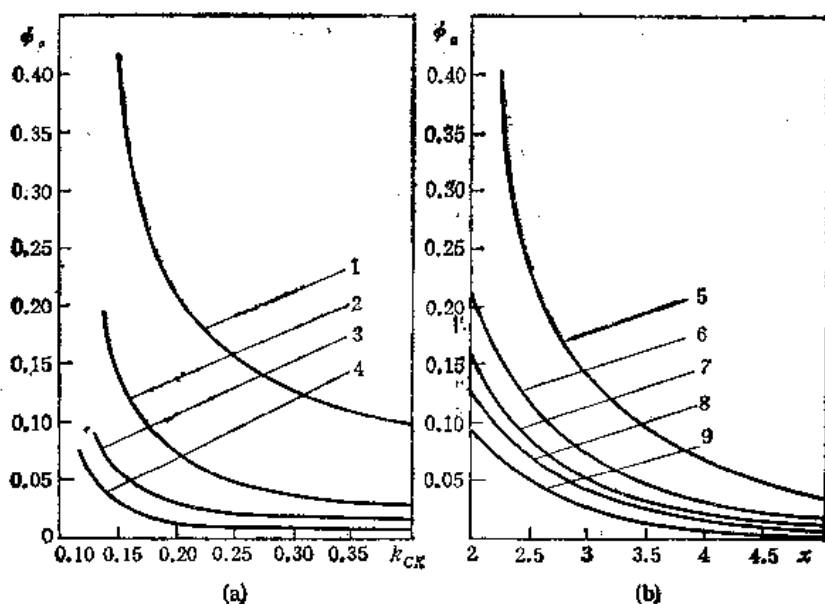


图 3.22 确定系数 φ_a 的曲线 (1. $x=2$; 2. $x=3$; 3. $x=4$; 4. $x=5$; 5. $k_{CK}=0.15$; 6. $k_{CK}=0.20$; 7. $k_{CK}=0.25$; 8. $k_{CK}=0.30$; 9. $k_{CK}=0.40$)

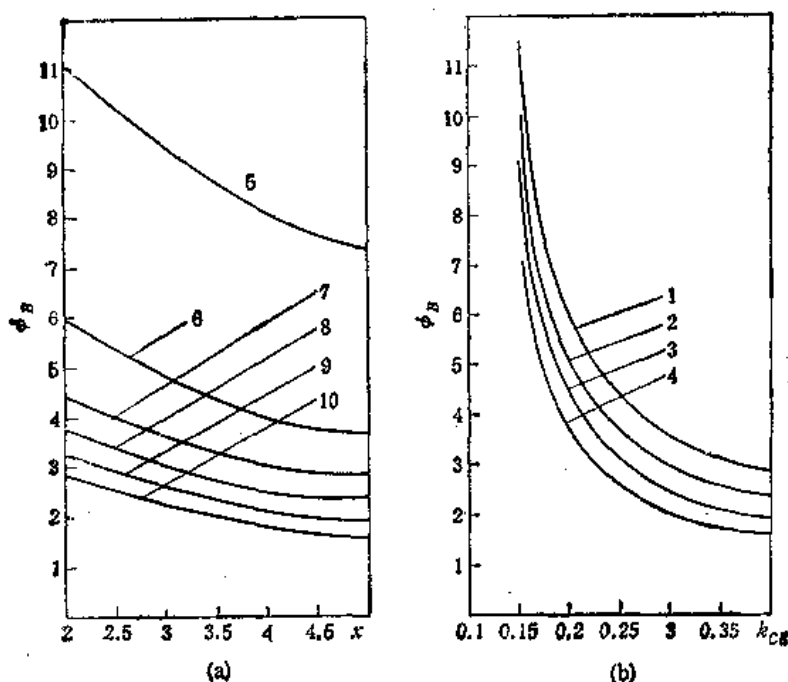


图 3.23 确定系数 ϕ_B 的曲线 (1. $x=2$; 2. $x=3$; 3. $x=4$; 4. $x=5$; 5. $k_{CK}=0.15$; 6. $k_{CK}=0.20$; 7. $k_{CK}=0.25$; 8. $k_{CK}=0.30$; 9. $k_{CK}=0.35$; 10. $k_{CK}=0.40$)

(6) 按下式确定最佳尺寸比 y (对环形铁心):

$$y = \frac{b}{a}$$

设计时按图 3.25 选取。

(7) 按表 1.18 选取散热系数 α_0 。

(8) 按下式确定铁心的基准尺寸:

$$a^3 = \frac{\sqrt{n_1 k_g} \times 10^{-7}}{\alpha_0 \tau} \frac{P_c}{f^{1-\frac{\alpha}{2}}} \sqrt{\frac{p_1 \rho \gamma_T \times 10^3}{400^\circ k_{CK} k_T}} \phi_B$$

(9) 确定铁心的其余尺寸

$$d = ax, D = d + 2a, b = ay$$

$$S_T = a^2 y k_T, S_{CK} = \frac{1}{4} \pi d^2$$

(10) 选取铁心材料。对于 50—100kHz 的自激振荡器中的变压器来说,希望采用具有矩形磁滞回环的铁镍合金 1J34, 1J51 或 1J79, 1J80 等。对于 20kHz 以下的功率放大器中的变压器来说,可以用电工钢 DG1—DG4。高频情况下用磁介质、非晶态合金、铁氧体等。

合金 47HK, 47HKX, 64H, 40HKM 等^[4]经横向磁场退火后磁化曲线具有线性段,当 $H \leq 600-800 \text{ A/m}$ 时,磁导率和磁场强度无关,这种材料适合制作频率 10—50kHz 的变换器中变压器的铁心。铁氧体铁心价格低廉,但温度稳定性差,常用作 20—100kHz 变换器中变压器的铁心。磁介质的主要特点是:当 $H \leq 2000 \text{ A/m}$ 时,它的磁导率和磁场强度关系不大,它的工作温度范围为 $-60-+85^\circ\text{C}$,适合于用作 50—100kHz 的扼流圈,

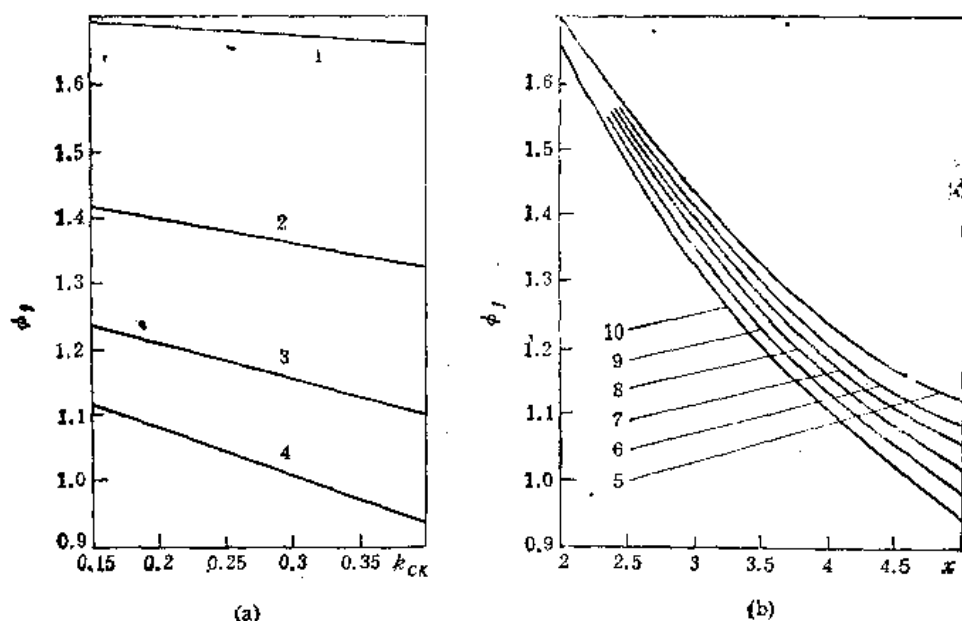


图 3.24 确定系数 φ_I 的曲线 (1. $x=2$; 2. $x=3$; 3. $x=4$; 4. $x=5$;
5. $k_{CK}=0.15$; 6. $k_{CK}=0.20$; 7. $k_{CK}=0.25$; 8. $k_{CK}=0.30$;
9. $k_{CK}=0.35$; 10. $k_{CK}=0.40$)

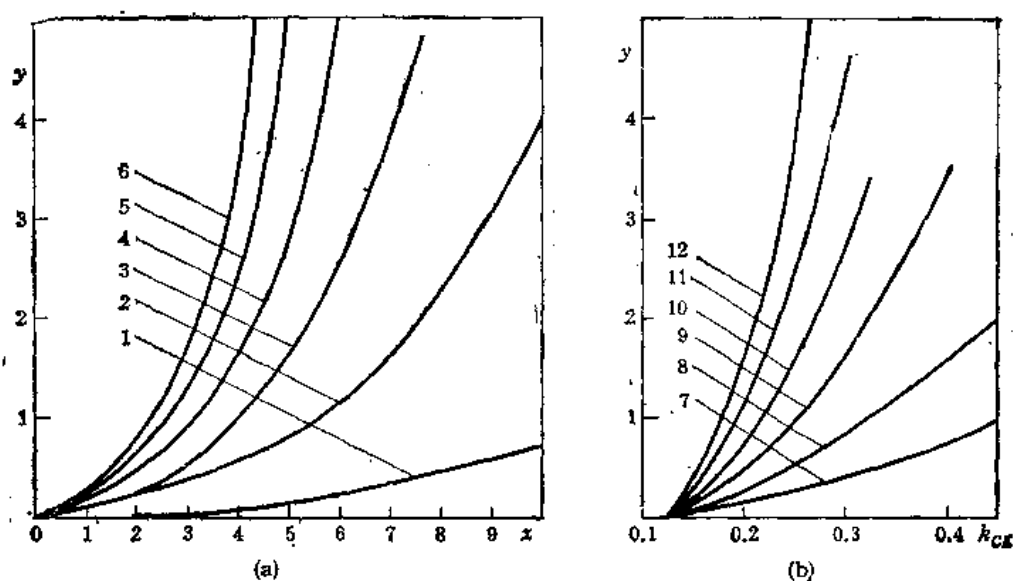


图 3.25 确定最佳尺寸比 y 的曲线 (1. $k_{CK}=0.15$; 2. $k_{CK}=0.20$;
3. $k_{CK}=0.25$; 4. $k_{CK}=0.30$; 5. $k_{CK}=0.35$; 6. $k_{CK}=0.40$;
7. $x=2$; 8. $x=3$; 9. $x=4$; 10. $x=5$; 11. $x=6$; 12. $x=7$)

常用牌号有 МП60, МП140, МП160 等^[6]。当频率低于 100kHz 时,磁介质与铁氧体磁化曲线的形状和频率关系不大,但其损耗随频率的提高而显著增长。进行变压器设计时,可参考表 1.5 选取适宜的铁心材料型号与带(片)厚。

(11) 按下式确定绕组的几何函数 φ_r, φ_T :

$$\varphi_r = 0.5\pi(0.5x + y)(x^2 + 2x + 2) - \pi y(x + 1)$$

$$\varphi_T = 0.25\pi x^2$$

(12) 保证变压器重量最轻的最佳电流密度和最佳磁感应强度分别按下式确定:

$$j = \sqrt{\frac{\tau \alpha_0}{200 \rho k_{CK} a}} \varphi_i$$

$$B = \sqrt{\frac{5 \times 400^2 \tau \alpha_0}{\rho_i j^2 \gamma_T k_T a}} \varphi_B$$

若计算出的最佳磁感应强度高于所用材料的饱和磁感应强度,则说明在这种情况下选用这种铁心材料是做不出最佳变压器的。

实际计算表明,磁感应强度或电流密度和最佳值相差 $\pm 10\%$,对变压器参数没有明显影响。当这两个参数在最佳值的 0.6—1.3 倍范围内变化时,变压器相对重量的增长不超过 25%,最大输出功率下降 25% 左右,变压器效率变化在 5% 以内。

(13) 按 3.4 节指出的方法进行其余各步的计算。

3.6 高效率变压器设计

效率是直流电压变换器的重要指标,电源电压较低 (1.5V 以下) 时尤为重要。为了保证直流电压变换器有高的效率,必须选取高效率的线路、最佳的变换频率、高效率的变压器,半导体器件应工作在高效率状态。

$\eta > 0.9$ 的变压器称为高效率变压器。这种变压器不仅 η 值高,而且应该重量最轻、体积最小,或价格最低。

变压器的效率等于它的输出功率与输入总功率之比。变压器的损耗越少,效率就越高。假定变压器的负载是纯电阻、电压和电流均为方波、漏感及介质损耗可忽略,并可认为初级绕组中的损耗和磁化电流无关、初次级电流密度相同、负载功率恒定。在这些假定下寻求变压器铁心和绕组损耗之和最小的条件。

当频率为 f , 最大磁感应强度为 B 时,铁心损耗为

$$P_T = M_1 B^\beta f^\alpha a^3$$

$$M_1 = \rho_0 \gamma_T B_0^{-\beta} f_0^{-\alpha} k_T \varphi_T$$

式中, ρ_0 为对应于 B_0 和 f_0 的铁心材料的比损耗; α 和 β 可从表 1.20 中查出。

绕组损耗为

$$P_X = M_2 j^2 a^3$$

$$M_2 = \rho k_{CK} \varphi_s$$

变压器中的总损耗为

$$P_T + P_X = M_1 j^\alpha B^\beta a^3 + M_2 j^2 a^3 \quad (3.17)$$

从上式可见,总损耗是变量 f, B, j, a 的函数。

变压器的负载功率由下式确定:

$$P_2 = 2 k_{BX} B f j k_{CK} k_T \eta \varphi_{CK} k_M a^4 \quad (3.18)$$

式中, k_M 为和绕组线路及变压器功率有关的系数,通常小于或等于 1; k_{BX} 为波形系数,

对方波, $k_{BX} = 1$ 。

变量 f, B, a, j 中的任何一个都可以通过基本方程(3.18)来导出。例如, 电流密度

$$j = \frac{P_2}{2k_{BX} B f k_{CK} k_T \eta \varphi_{CK} k_M a^4} = \frac{P_2}{M_3 f B a^4}$$

$$M_3 = 2k_{BX} k_{CK} k_T k_M \varphi_{CK} \eta$$

把上式代入式(3.17)便得:

$$P_T + P_X = M_1 f^2 B^2 a^3 + \frac{M_2 P_2^2}{M_3^2 f^2 B^2 a^3} \quad (3.19)$$

如果这三个变量中的两个是已知的, 就可以求得总损耗和另一个变量的关系。

把式(3.19)改写成如下的形式:

$$f(x) = \lambda_1 x^p + \lambda_2 x^{-q} = f_1(x) + f_2(x) \quad (3.20)$$

式中, x 为自变量; p 和 q 为变量的指数; λ_1 和 λ_2 为和所选变量有关的常数。

使式(3.20)具有最小值的解为

$$x_1 = \sqrt[p+q]{\frac{q\lambda_2}{p\lambda_1}} \quad (3.21)$$

该点上函数第一项与第二项之比为:

$$\frac{f_1(x)}{f_2(x)} = \frac{\lambda_1 x^p}{\lambda_2 x^{-q}} = \frac{q}{p}$$

由于变量 f, B, j, a 是四个, 因而利用它们的不同组合可以得出六种不同的设计方法。

(1) 已知频率和磁感应强度。设计自激振荡器中的变压器时就会遇到这种情况, 其中磁感应强度等于铁心材料的饱和磁感应强度, 交流输出频率就是变换器频率。设计时先确定最佳尺寸 a 和最佳电流密度 j , 然后按普通变压器的设计方法进行设计。

(2) 已知磁感应强度和铁心尺寸。设计已知铁心尺寸的自激振荡器中的变压器时情况就是如此。该情况下先求出最佳频率 f 及最佳电流密度 j , 然后按普通变压器的设计方法进行设计。

(3) 已知频率和铁心尺寸。设计有电流反馈的直接耦合变换器中的变压器时就遇到这种情况。这时先求出最佳磁感应强度 B 及最佳电流密度 j , 然后进行其他计算。

(4) 已知磁感应强度和电流密度。设计功率极小的自激振荡器中的变压器时, 根据机械强度选取电流密度, 磁感应强度等于其饱和值, 设计的主要任务是确定最佳尺寸 a 及最佳频率 f 。为此, 用下式表示频率:

$$f = \frac{P_2}{M_3 j B a^4} \quad (3.22)$$

则得变压器的总损耗

$$P_T + P_X = M_1 \left(\frac{P_2}{M_3 j} \right)^2 B^{2-\alpha} a^{3-4\alpha} + M_2 j^2 a^3$$

$$= \lambda_1 a^{3-4\alpha} + \lambda_2 a^3$$

根据式(3.21)求变压器的最佳尺寸, 按式(3.22)确定变换器的最佳频率。

(5) 已知电流密度和电源频率。

(6) 已知电流密度和尺寸 a 。

最后这两种情况实际上少见,这里不赘述。

前四种已知条件下最佳参数的公式见表 3.10,该表中还给出了最佳变压器的损耗比。从该表可见,高效率变压器的损耗比不等于 1。

变压器的效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_T + P_X} = \left[1 + \frac{M_2 j^2 a^3}{P_2} \left(1 + \frac{P_T}{P_X} \right) \right]^{-1} \quad (3.23)$$

把表 3.10 中的 j, a 及损耗比代入式 (3.23), 即可求得每种设计方案下变压器最高效率的公式(见表 3.11)。

图 3.26 中示出了磁感应强度恒定时变压器的最佳尺寸 a 和变换器频率的关系,图 3.27 示出了磁感应强度恒定时最佳频率和变压器尺寸 a 的关系。

实际上常固定三个参数,利用基本方程(3.18)确定第四个参数。

为了确定变压器的最佳尺寸比,针对铁心材料,1J79-0.05,在 $k_T = 0.8, k_{CX} = 0.25$ 的

表 3.10 不同设计条件下确定最佳参数的公式

	设计 方 案			
	1	2	3	4
已知参数	B, f	B, a	f, a	B, j
待求参数	j, a	f, j	B, j	a, f
最佳参数的公式	$a = \sqrt[8]{\frac{5M_2 P_2^2}{3M_1 M_2^2 j^{2+\alpha} B^{2+\beta}}}$	$f = \frac{2 + \alpha}{2 + \beta} \sqrt{\frac{2M_1 P_2^2}{\alpha M_1 M_2^2 j^{2+\alpha} a^4}}$	$B = \frac{2 + \beta}{2 + \alpha} \sqrt{\frac{2M_1 P_2^2}{\beta M_1 M_2^2 B^{2+\alpha} a^4}}$	$a = \sqrt[4\alpha]{\frac{(4\alpha - 3)M_1 B^{2+\alpha} P_2^2}{3M_1 M_2^2 j^{2+\alpha}}}$
	$j = \sqrt{\frac{3M_1 f^2 B^2}{5M_2}}$	$j = \frac{2 + \beta}{2 + \alpha} \sqrt{\frac{\alpha M_1 P_2^2 B^{\frac{2+\alpha}{1+\alpha}}}{2M_1 M_2^2 a^{2+\alpha}}}$	$j = \frac{2 + \beta}{2 + \alpha} \sqrt{\frac{\beta M_1 P_2^2 f^{2+\alpha}}{2M_1 M_2^2 a^{2+\beta}}}$	$f = \alpha \sqrt{\frac{3M_1 j^2}{(4\alpha - 3)M_1 B^2}}$
高效率状态下的损耗比 $\frac{P_T}{P_X}$	$\frac{5}{3}$	$\frac{2}{\alpha}$	$\frac{2}{\beta}$	$\frac{3}{4\alpha - 3}$

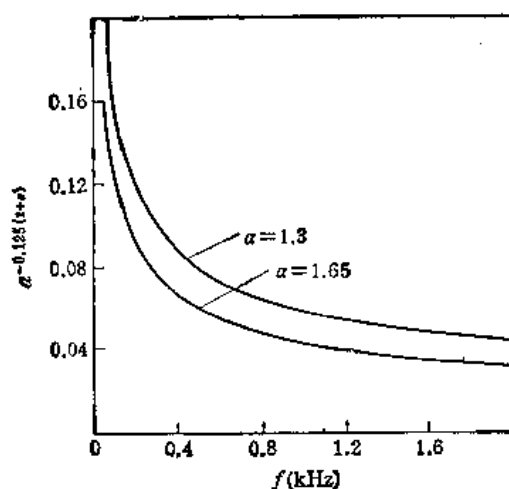


图 3.26 最佳尺寸 a 和频率的关系

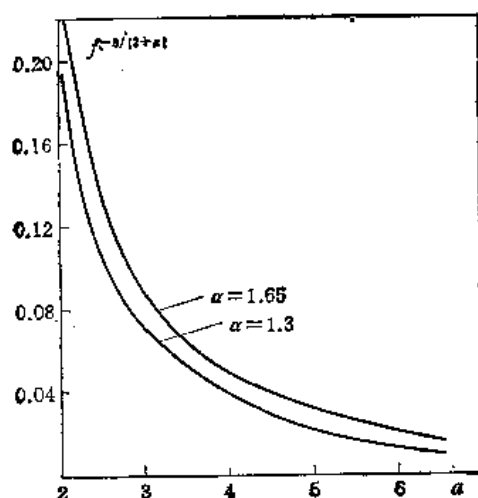


图 3.27 最佳频率和尺寸 a 的关系

表 3.11 不同设计条件下变压器最高效率的公式

设计方案	已知量	最高效率的公式
1	B, f	$(1 + 1.94 M_1^{0.625} M_2^{0.375} M_3^{-0.75} B^{0.625} \alpha^{-0.75} f^{0.625} a^{-0.75} P_1^{-0.25})^{-1}$
2	B, a	$\left[1 + \left(1 + \frac{2}{\alpha}\right)^2 + \alpha \sqrt{0.25 \alpha' M_1^2 M_2^2 M_3^{-2} B^{1.5} a^{-2} P_1^{-1}}\right]^{-1}$
3	f, a	$\left[1 + \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)^2 + \beta \sqrt{0.25 \beta^2 M_1^2 M_2^2 M_3^{-2} B^{1.5} a^{-2} P_1^{-1}}\right]^{-1}$
4	B, j	$\left[1 + 4 \alpha M_1^{-0.75} P_1^{-0.25} 4 \alpha \sqrt{0.037 (4 \alpha - 3)^{1.25} M_1^2 M_2^2 j^{1.5} a^{-0.5} B^{1.5} \delta^{-1.5}}\right]^{-1}$

条件下进行分析,最终求得保证效率最高的最佳尺寸比为 $x = 4.3$, $y = 2.8$ 。当 $2 < x < 9$, $7 > y > 1$ 时,变压器的损耗比其最小值大 10%。这说明高效率变压器中的损耗和铁心尺寸比关系不大。

最佳电流密度和频率的关系示于图 3.28。从该图可见,高效率变压器的最佳电流密度只有普通变压器的 1/5—1/10,因而,它的绕组损耗明显降低。

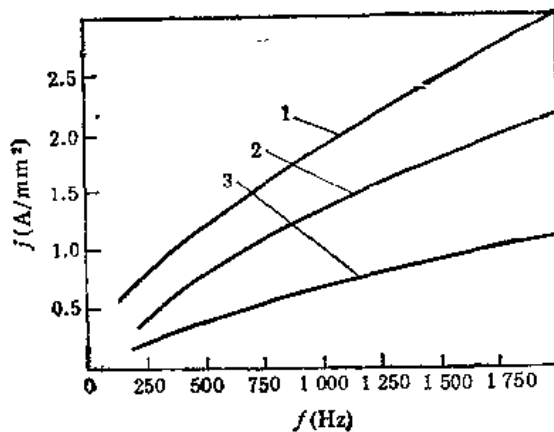


图 3.28 最佳电流密度和频率的关系 (1. 1J50-0.05, $B = 1.5T$; 2. 1J34-0.05, $B = 1.5T$; 3. 1J79-0.05, $B = 0.75T$)

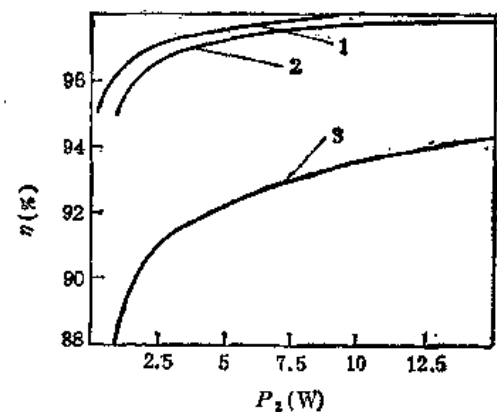


图 3.29 变压器效率和功率的关系 (1. 用高效率方法计算的; 2. 试验的; 3. 用普通方法计算的 ($\tau = 50^{\circ}C$))

图 3.29 示出了变压器的效率和输出功率的关系。图中曲线相应于频率 500Hz, 铁心材料为 1J79-0.05。

表 3.12 变压器效率和功率的关系

变压器功率 (W)	效率 η (%)		按普通方法计算的 ($\tau = 50^{\circ}C$)
	用高效率方法计算的	试验的	
0.1	93.1	92.4	82
0.41	95.3	94.8	88
2.08	96.9	96.5	90.5
7.3	97.8	97.6	93.2
16.1	98.1	98	94.3

表 3.13 高效率变压器系列

铁 心 $d \times D \times b$	k_{ck}	$f = 200\text{Hz}$			$f = 500\text{Hz}$			$f = 1\text{kHz}$		
		$P_2(\text{W})$	$j(\text{A}/\text{mm}^2)$	$\eta(\%)$	$P_2(\text{W})$	$j(\text{A}/\text{mm}^2)$	$\eta(\%)$	$P_2(\text{W})$	$j(\text{A}/\text{mm}^2)$	$\eta(\%)$
OD20 × 25 × 5 6.5	0.2	0.02	0.13	91.9	0.1	0.27	93.1	0.36	0.47	94
	0.2	0.03	0.14	92.5	0.15	0.30	93.7	0.51	0.51	94.5
	0.2	0.04	0.16	92.9	0.21	0.33	94	0.71	0.58	94.8
	0.2	0.04	0.15	93.2	0.23	0.31	94.2	0.8	0.54	94.9
OD22 × 30 × 5 OD25 × 35 × 5 6.5	0.25	0.08	0.13	94.4	0.41	0.27	95.3	1.43	0.48	95.9
	0.25	0.11	0.15	94.9	0.59	0.3	95.7	2.06	0.53	96.3
	0.25	0.14	0.16	94.9	0.73	0.33	95.7	2.54	0.57	96.2
	0.25	0.20	0.17	95.3	1.05	0.36	96.1	3.67	0.63	96.6
OD25 × 40 × 5 6.5	0.25	0.22	0.16	95.6	1.17	0.32	96.4	4.07	0.56	96.8
	0.25	0.30	0.17	96	1.58	0.35	96.6	5.5	0.61	97.1
	0.25	0.30	0.14	95.9	1.54	0.30	96.6	5.35	0.52	97
	0.25	0.40	0.16	96.2	2.08	0.33	96.9	7.25	0.57	97.3
OD32 × 50 × 8 OD36 × 56 × 8 10	0.25	0.47	0.16	96.2	2.45	0.35	96.8	8.51	0.6	97.2
	0.25	0.63	0.16	96.5	3.27	0.33	97	11.38	0.57	97.4
	0.25	0.86	0.17	96.8	4.45	0.36	97.3	15.5	0.62	97.6
	0.28	1.01	0.15	97.1	6.26	0.31	97.6	18.3	0.53	97.9
OD40 × 56 × 12.5 16	0.28	1.41	0.16	97.3	7.32	0.33	97.8	25.5	0.58	98.1
	0.28	1.81	0.18	97.4	9.42	0.37	97.8	32.8	0.64	98.1
	0.28	3.1	0.18	97.7	16.1	0.37	98.1	56.1	0.65	98.4

注: d, D, b 见表3.3。

利用表 3.11 中第一设计方案的公式进行计算的结果见表 3.12, 条件同图 3.29。从该表可见, 在功率为 0.1W 时变压器的效率仍足够高(93.1%)。

由于电流密度很低, 变压器重量猛增。计算表明, 在 $f = 500\text{Hz}$ 时, 高效率变压器的重量为温升为 50°C 时的普通变压器重量的六倍。高效率变压器的温升很低, 通常都不超过 10°C , 设计时不必考虑。

表 3.13 中给出了高效率变压器的系列, 该表是针对 1J79-0.05 铁心材料, 在 $k_T = 0.8, k_M = 0.83, B = 0.75\text{T}$ 的情况下计算出来的。

分析表明, 当频率为 $50\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$, 功率为 $1 \sim 30\text{W}$ 时, 采用 1J79-0.05 铁心的变压器的损耗最小, 效率最高。表 3.14 中给出了 B 和 a 恒定时不同材料做成的高效率变压器的损耗与用 1J79-0.05 做成的变压器损耗之比。

表 3.14 不同材料做成的变压器的损耗比(以 1J79-0.05 为对照)

铁心材料	损耗比	损耗相等时的频率 (kHz)
1J50	$1.93f^{-0.15}$	165
1J40	$1.45f^{-0.0535}$	9.7
1J34	$1.34f^{-0.0833}$	43.6
1J33	$1.28f^{-0.053}$	100

在频率为 $100 \sim 2000\text{Hz}$ 时, 不同铁心材料做成的变压器的损耗等于用 1J79-0.05 时的 2.5—1.5 倍。

对于小功率高频变换器来说, 建议采用铁氧体 R2K 做铁心。当频率在 2kHz 以上时, 铁氧体铁心变压器的效率仅比用 1J79-0.05 时低 3—7%。当线径为 $0.02 \sim 0.05\text{mm}$ 时, 变压器最好用壳式结构。

变换器频率影响电子设备的价格。频率增长时变压器的尺寸 a 、效率 η 、价格都下降, 而电子设备的价格可能增长。最佳频率应确保变压器及整个电子设备价格都最低。图 3.30 是某电子设备的最佳频率与比价格的关系。

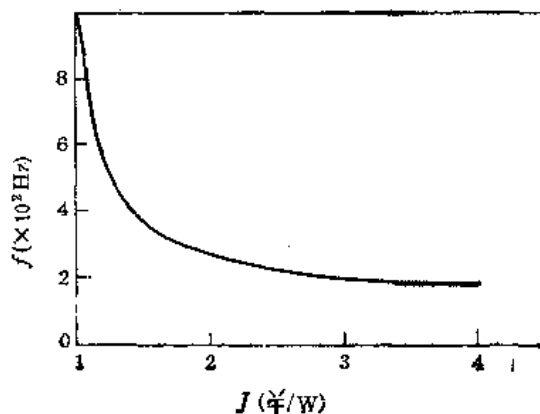


图 3.30 最佳频率和价格的关系

高效率变压器的设计程序如下:

- (1) 按图 3.30 确定最佳频率 f ,
- (2) 按图 3.28 确定最佳电流密度,
- (3) 取 $B \approx B_s$, 按式(3.18)确定 S_T, S_{CK} ,
- (4) 从铁心标准中选取必须尺寸的铁心,
- (5) 按 1.1 节给出的方法进行其它参数的计算。

3.7 高压大功率开关电源变压器的结构特点

开关电源变压器的铁心材料有电工钢、铁镍合金、铁氧体、磁介质、非晶态合金等。当

频率超过 10kHz 时,多采用铁氧体。由于标准铁氧体环形铁心的最大规格是外径 48mm,因此,所承受的功率通常不超过 200W,电压不超过 2kV。当功率较大或电压较高时可采用 E 形或 U 形铁氧体铁心。如果一个铁心所承受的功率不能满足要求,可用两个叠起来,像图 3.31 所示的那样。当电压 5.5kV,功率 1kW 时,采用 E 形铁心的变压器尺寸最小,重量最轻。这时变压器的外形尺寸(图 3.31)如下: $H = 65\text{mm}$, $B = 80\text{mm}$, $L = 65\text{mm}$ 。

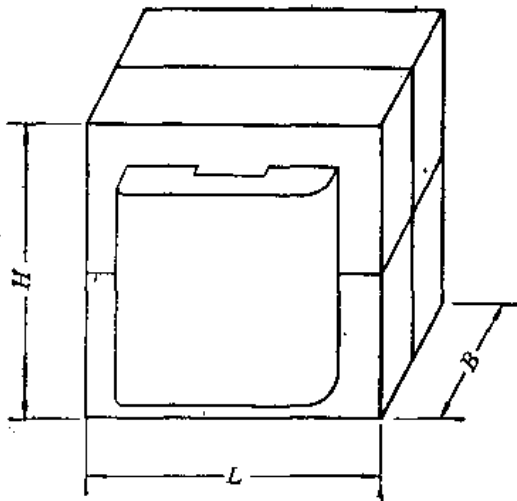


图 3.31 E 形铁心高压变压器结构

高压开关电源变压器的变比也是一个值得重视的参数。在低频变压器中,绕组绝缘对变压器最佳参数影响不大。在频率较高的变压器中,铁心与绕组的体积本来可以大大压缩,但由于电压一定时的绝缘距离不能减小,从而导致铁心尺寸也不能随频率的升高而下降。因此,当高压变压器的变比较高时,提高频率并不能减小铁心尺寸。同时,铁心与绕组的损耗却随频率的提高而激烈增长。

高压变压器中高压绕组的分布电容通常为 18—250pF,具体数值和匝数、线径、线圈尺寸有关。该分布电容的充电电流按下式确定:

$$I_p = 4U_1 C_0 \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 f$$

式中 C_0 为高压绕组的分布电容。

表 3.15 中列出了 $C_0 = 100\text{pF}$, $U_1 = 100\text{V}$, 及不同频率和不同变比下的平均充电电流。从该表可见,当变比和频率都较高时,充电电流达到不允许的程度。试验表明,采用增大漏磁、使铁心饱和或引入非磁间隙、采用复杂的分段绕法并把各段屏蔽起来等方法,都不能降低充电电流。因此,这种变压器只能在 400Hz 以下的电源中使用。在频率 5kHz 以下的大中功率电源中也可以使用。在小功率高压电源中使用时变比应不超过 40。当频率在 5—20kHz 范围内时,建议变比不要超过 20。当频率更高时,建议变比不要超过 10。

表 3.15 平均充电电流和变比及频率的关系

电源频率 (kHz)	不同变比时的平均充电电流 $I_p(\text{A})$				
	10	20	40	50	100
0.4	0.0016	0.0064	0.0256	0.1024	0.12
1	0.004	0.016	0.064	0.256	0.4
5	0.02	0.08	0.32	1.28	2
10	0.04	0.16	0.64	2.56	4
20	0.08	0.32	1.28	3.12	8
50	0.2	0.8	3.2	18.8	20

为了减小分布电容、降低绕组的层间电压,常把高压绕组做成分段的(图 3.32)。针对功率 1kW, 电压 10kV 的变压器试验结果表明, 采用这种结构可以把分布电容降低到 60pF。次级绕组分四段, 绕在厚 3.5mm 的环氧混合物底筒上。初级绕组绕在绝缘的次级绕组外面。次级端部绝缘距离为 6mm, 段间距 3mm。次级 405 匝, 线径 0.2mm。次级绕组外绝缘厚度仍为 3.5mm。初级绕组绕在次级绕组的外面, 用 0.63mm 的线五股并绕 11 匝, 共两层, 层间用厚 0.1mm 的一层云母纸绝缘。初、次级之间有金属化层, 以均匀电场。初级绕组外包厚 0.1mm 的玻璃漆布两层。

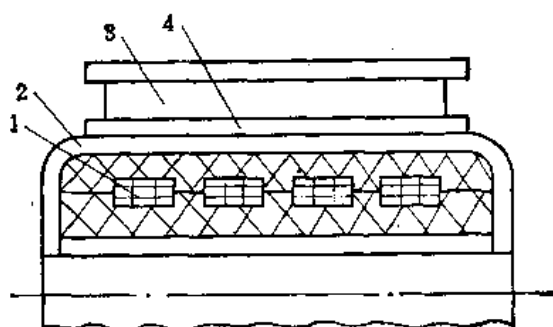


图 3.32 高压绕组分段的变压器结构
(1.次级; 2.金属化层; 3.初级; 4.绝缘)

上述变压器的外形尺寸为 $65 \times 65 \times 80\text{mm}$ 、输出电压 5.5kV、输出电流 0.182A、效率 99.5%、频率 16kHz、输入电压 300V 或 150V 均可。

外壳密封的高压变压器结构示于图 3.33。频率 40kHz。铁心由磁介质 МП140 做成, 尺寸为 $OD44 \times 28 \times 10.3\text{mm}$ 。输出电压 8kV。绝缘层是厚 20—30 μm 的聚四氟乙烯薄膜或聚酯薄膜。变压器分两次灌注绝缘混合物, 次级绕组绕完后灌注一次, 然后绕初级绕组, 变压器装在铝外壳中后再灌注绝缘混合物, 灌注厚度为 1.2—1.5mm。变压器输出功率 800W。由于散热器有良好的冷却作用, 变压器的温升不会超过 10℃。

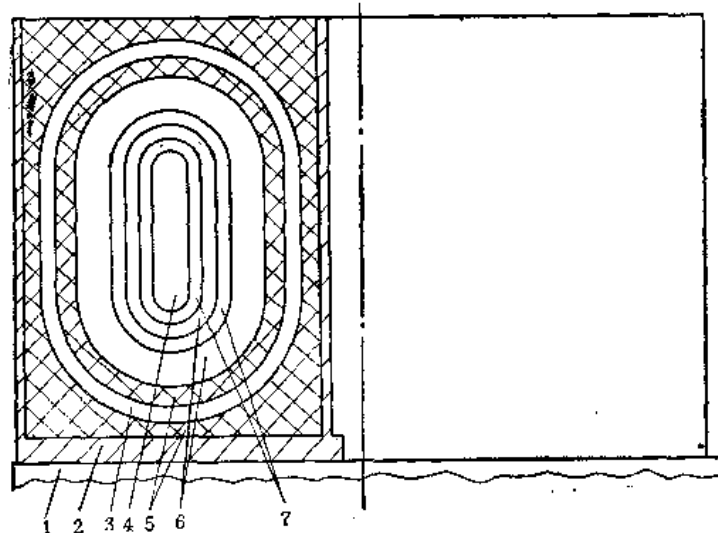


图 3.33 密封式高压变压器结构 (1.散热器; 2.外壳; 3.初级绕组; 4.铁心;
5.灌注层; 6.次级绕组; 7.绝缘层)

高压变压器也可以装入绝缘外壳中, 像图 3.34 所示的那样。用玻璃布带把 E 形铁心的两半缠在一起。铁心固定在底板上。为了防止灌注混合物固化后对铁心产生机械应力, 铁氧体铁心的整个表面或包电工胶布, 或涂一定厚度的硅橡胶。装配好的变压器固定在玻璃纤维增强的塑料外壳中。变压器浸环氧绝缘漆, 并灌注环氧混合物。

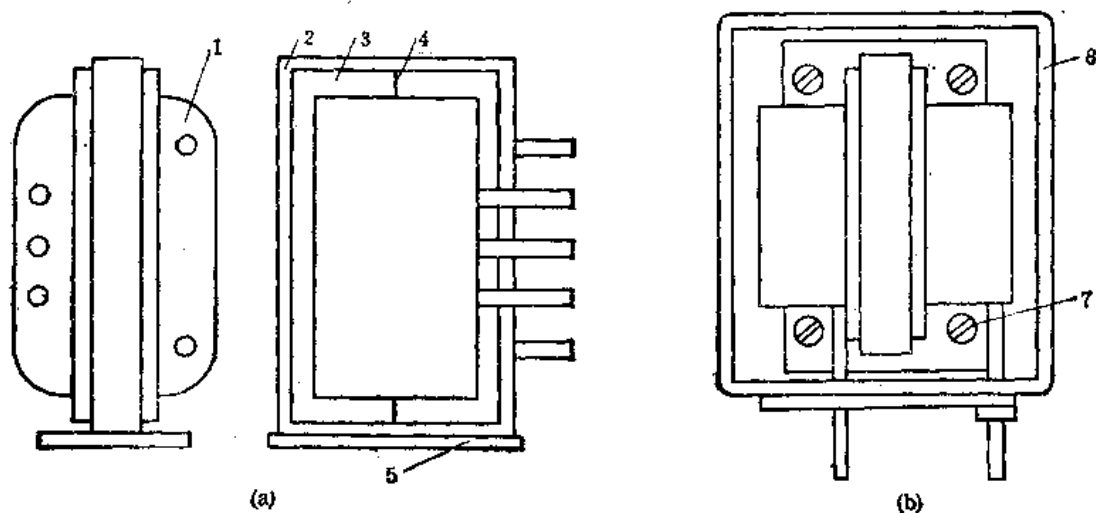


图 3.34 带绝缘外壳的高压变压器结构。(a) 装入外壳之前；(b) 装入外壳后，灌注前
(1.线圈； 2.玻璃布带； 3.铁氧体铁心； 4.粘剂； 5.底板； 6.外壳； 7.螺钉)

变压器的结构在很大程度上由铁心来确定。合理的铁心形状会显著减小变压器尺寸。图 3.35 所示心柱为圆形的 E 形铁心适用于频率 30—100kHz 的高压变压器。由于它的心柱和铁轭的截面积较小，而窗口尺寸较大，窗口中放置圆形线圈能获得最佳填充。

采用图 3.36 所示的变压器结构，不仅能减轻重量，而且能提高变压器的效率。变压器的导磁体是由标准环形铁氧体铁心叠成的两个圆管组成。初级绕组自两个圆管内穿过。次级绕组绕在铁心外面。这种结构的铁心窗口的填充程度比普通环形变压器高 50—100%。这种变压器的漏磁小，所变换信号的畸变也较小。类似结构变压器的参数见表 3.16。

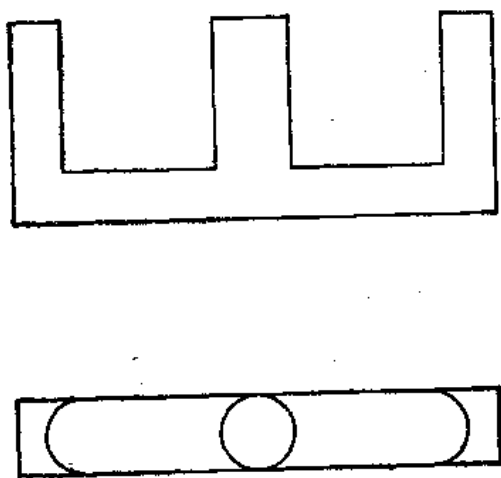


图 3.35 高压变压器用铁氧体铁心的最佳形状

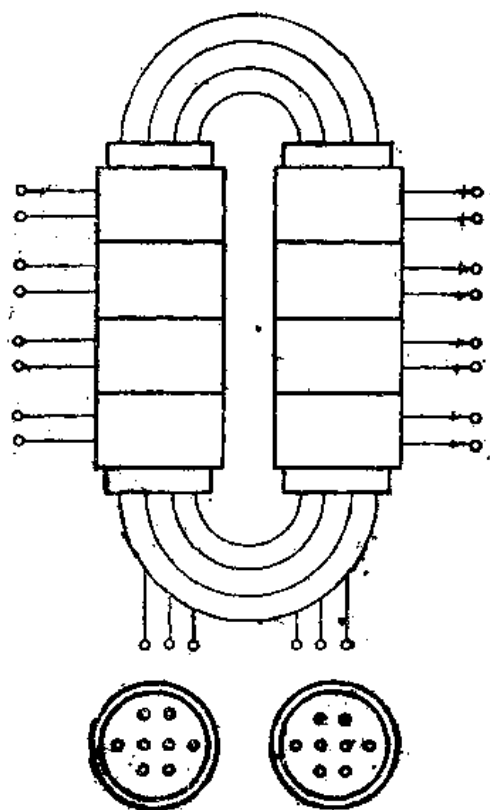


图 3.36 导磁体由铁氧体环叠成的变压器结构

在高压变压器中,绝缘间隙占体积的相当大一部分(图 3.37)。减小绝缘间隙的尺寸就能压缩变压器的体积。在三相高压变压器中,把中间相的引出头放在下边,各个线圈按锥形结构绕制,电压高处绝缘距离大,电压低处绝缘距离小,相间距离由相间电压决定。由于电压降低了,相间距离可以减小,从而压缩了铁轭的尺寸(图 3.38)。

表 3.16 正交绕组开关电源变压器的参数

参 数 名 称	参 数 的 值	
	2kV 方案	6kV 方案
输出功率 (W)	45	60
输出电压系列 (kV)	0.5; 1; 1.5; 2	1; 2; 3; 4; 5; 6
铁心	R2K, 0D20 × 12 × 6 - 4 个	R2K, 0D20 × 12 × 6 - 6 个
试验电压 (V)	6000	13000
漏感 (H)	20×10^{-5}	10×10^{-4}
绕组间分布电容 (F)	75×10^{-12}	160×10^{-12}
脉冲前沿宽度 (s)	0.2×10^{-6}	0.35×10^{-4}
效率 (%)	98	96
比体积 (W/dm ³)	300	150
比重量 (W/kg)	230	200

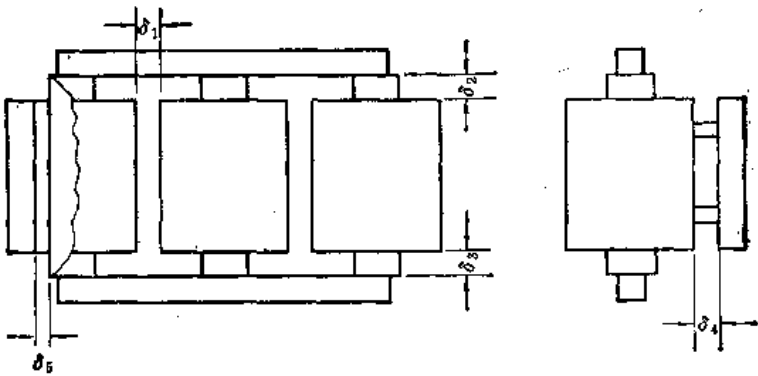


图 3.37 高压变压器结构中的绝缘间隙 (空气隙)

降低空气隙间电压的第二种方法是把高压绕组分成很多段,段数越多,每段的电压就越低,这样可以减小空气隙 δ_{40} 。当整流器一端接地时可以减小 δ_3 (见图 3.37)。

对于功率 10kW, 相电压 12.9kV 的三相变压器和传统结构三相变压器进行比较的结果如下:

传统结构的变压器 59dm³
 中间线圈反绕的变压器 36dm³
 高压绕组分段的变压器 35dm³
 从上列数据可见,后两种方案的变压器体积可减小 40%。

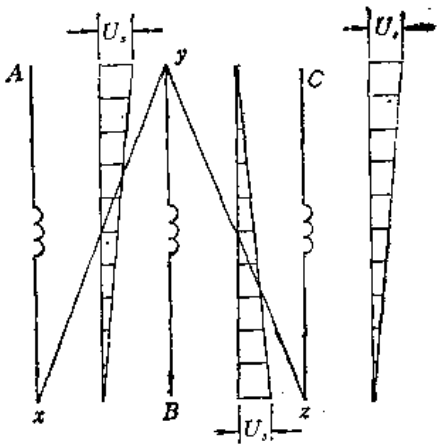


图 3.39 示出了初 (W_1) 次 (W_2) 级绕组的结构 图 3.38 中间绕组反绕时的电压分布图

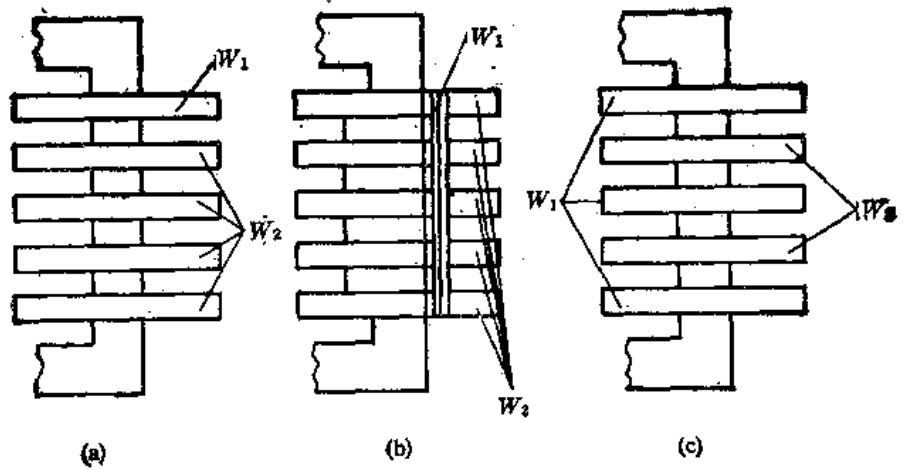


图 3.39 高压开关电源变压器的绕组分布方式
(a) 圆盘式；(b) 圆筒式；(c) 交替式

及相互配置方案。图 3.39(a) 的方案漏磁较大,仅在小功率时应用。图 3.39(b) 适合于在 100W 左右的功率下采用。对于大功率变换设备而言,可采用图 3.39(c) 所示的结构,因为它的漏磁小。

第四章 变换相数的变压器

变换相数的变压器在电工、无线电、自动控制等方面应用极广。这种变压器可以将单相电压变换为三相，也可以将三相电压变换为单相、两相、以及多相电压。本章研究变换相数的变压器的工作原理及基本关系。

4.1 单相变三相的变压器

将单相变换为三相，只靠一个单相变压器是不可能的，通常需要加电感、电容等电抗性元件。单相变三相的变压器分为两种：只有电抗性元件的和需进行两次变换的。

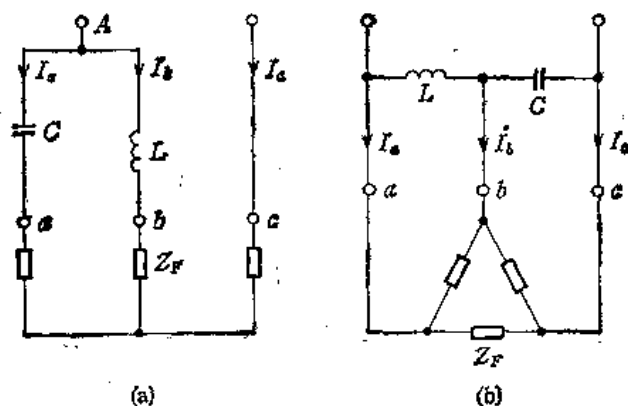


图 4.1 单相变三相的变压器线路 (a) 星形负载；(b) 三角形负载

图 4.1 上表示了用电抗性元件组成的单相变三相的变压器线路。在这种线路中，至少有两个电抗性元件。这种变换线路的效率很高，因为电感和电容中的损耗都很小。单相方的功率因数比三相方的高。这种变压器可以对任何负载供电。如果负载的功率因数比较低，则两个电抗性元件都应当是电容。图 4.1(a) 是两个电抗性元件并联的线路，负载接成星形，C 相电流的相位不变，A 相电流超前，B 相电流滞后，这样就形成三相系统。当负载参数变化时，三相系统的输出电压也要变化，这是该线路的缺点。图 4.1(b) 是负载为三角形连接的变压器线路，它的优点是输出电压和负载电流大小无关。对于图 4.1(b) 而言，如下关系是正确的：

$$P_{Lq} = \frac{P \sin(60^\circ - \varphi_F)}{1.5} \quad (\text{电感的无功功率})$$

$$P_{Cq} = \frac{P \sin(60^\circ + \varphi_F)}{1.5} \quad (\text{电容的无功功率})$$

式中， φ_F 为负载线电压与相电流之间夹角； P 为三相负载的总功率。

电感和电容值按下式计算：

$$L = \frac{1.5 U_F^2}{\omega P \sin(60^\circ - \varphi_F)}, \quad \text{H}$$

$$C = \frac{P \sin(60^\circ + \varphi_F)}{1.5 \omega U^2}, F$$

式中 U , 为线电压。

单相方和三相方功率因数间关系为:

$$\cos \phi = \frac{3 \cos \varphi_F}{\sqrt{8 \cos^2 \varphi_F + 1}}$$

式中 $\cos \phi$ 为单相方的功率因数; $\cos \varphi_F$ 为三相方的功率因数。

在许多情况下不仅需要把单相变换为三相, 而且要求升高或降低电压, 这时就要采用图 4.2 所示的有匹配变压器的线路。这个线路的初级是不对称的, 通常次级也是不对称的, 只有功率因数极低 (0.5 以下) 时才能形成对称的系统。

在某些变换相数的变压器中, 首先将单相变换为对称的或不对称的两相系统, 然后再把两相变换为三相。单相变两相通常借助于电感、电容等移相元件。两相变三相可以用变压器, 也可以靠负载来实现。图 4.3 是这种变换方法的具体线路, 该线路中除变压器外只有一个电抗性元件。

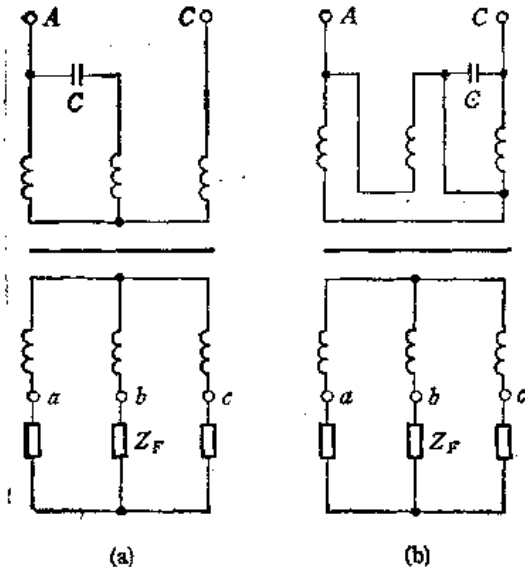


图 4.2 带匹配变压器的单相变三相的变压器
(a) 初级为星形; (b) 初级为三角形

对于图 4.3(a) 来说, 自耦变压器的尺寸功率等于:

$$P_C = \frac{P(\sqrt{3} \cos \varphi_F - \sin \varphi_F)}{2 \sqrt{3} \sin \varphi_F}, W$$

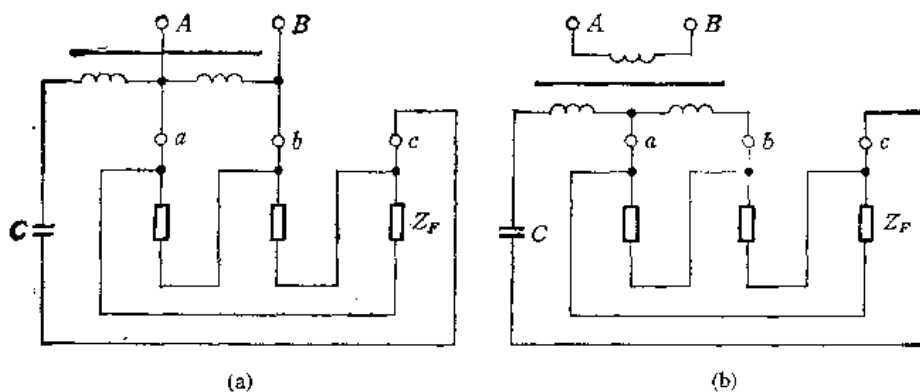


图 4.3 经过两次变换的单相变三相的变压器 (a) 自耦变压器式; (b) 变压器式

电容的无功功率为

$$P_{Cq} = \frac{P}{2 \sin \varphi_F}$$

变压器两端的电压为

$$U_B = 0.5U(\sqrt{3} \operatorname{ctg} \varphi_F - 1), V$$

电容上电压为

$$U_c = \frac{\sqrt{3} U_s}{2 \sin \varphi_F}$$

图 4.4 是另一种两次变换的线路。这个线路除变压器之外还有两个电抗性元件。当负载变化时必须改变一个电抗性元件的参数,如果需要调压,也必须改变移相电路元件的参数。

电容器的无功功率按下式计算:

$$P_{Cq} = \frac{P[\sqrt{3} + (2k - 1) \operatorname{tg} \varphi_F]}{k}$$

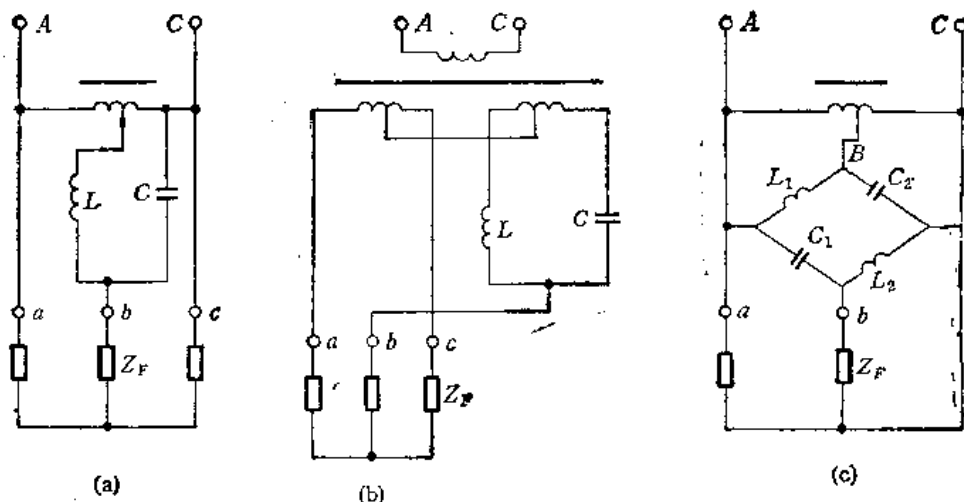


图 4.4 两次变换的单相变三相的变压器线路 (a) 自耦变压器式; (b) 变压器式; (c) 桥式。

扼流圈的无功功率为
$$P_{Lq} = \frac{P(1 - k + k^2) \sin(60^\circ - \varphi)}{1.5k \cos \varphi}$$

扼流圈上电压为

$$U_L = U \sqrt{1 - k + k^2}$$

式中, k 为单相电源电压和加在移相器电路上的电压之比。

借助于用三相铁心做成的两相变三相的变压器,外加一个电容器也可以将单相变换为三相。在负载参数一定的情况下,变压器初级绕组中就产生了对称的两相电流。由于附加绕组及电容器的存在,将两相变换为对称的三相系统。电容器的无功功率应等于三相负载的视在功率。当负载参数,电源电压、电源频率变化时,为了保持三相系统对称,必须改变电容器的电容值或变压器绕组的匝数比。该变压器如图 4.5 所示,它的性能指标和图 4.3 所示变压器类似。

为了稳定输出电压,可以采用由铁磁谐振回路组成的变压器线路,图 4.6 就是一例。该线路的负载参数在很宽的范围内变化时三相输出电压的对称性不变。初级电源电压波动时线路的输出电压十分稳定。

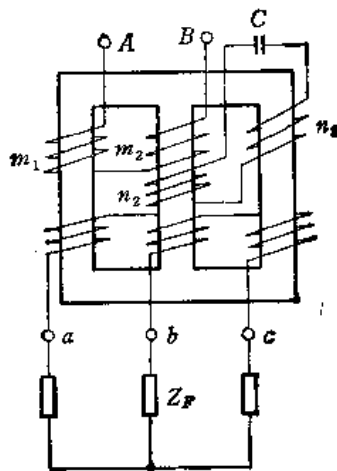


图 4.5 单相变三相的变压器的结构

在这个线路中,移相是靠电感和电容组成的串联支路来完成的。由饱和扼流圈 L_1 和电容器 C_2 串联组成的支路叫电感支路。合理选取饱和扼流圈的工作点能很好地稳定输出电压。由扼流圈 L_2 和电容 C_4 并联组成的支路叫电容支路,这个支路也用于稳压。为了提高稳定效果, L_2 支路串一个电容 C_3 。为了改善波形, C_4 支路中串有线性扼流圈 L_3 ,这个回路用于抑制相应的各次谐波。该线路中的变压器既是电源又是铁磁谐振稳压器。

图 4.7 是用三个铁磁谐振回路组成的单相变三相的变压器线路。初级可以串联也可以并联。次级接成三角形。这个线路可以将单相变为三相,稳定三相电压的对称性,稳定输出三相电压。然而,其电容的无功功率大约为三相输出功率的 5.1 倍,元件比较笨重,输出电压波形畸变严重,因而仅在功率为几千瓦的情况下使用。

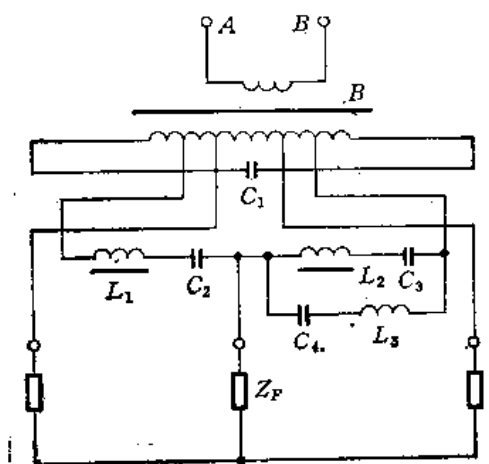


图 4.6 包含铁磁谐振回路的变压器线路

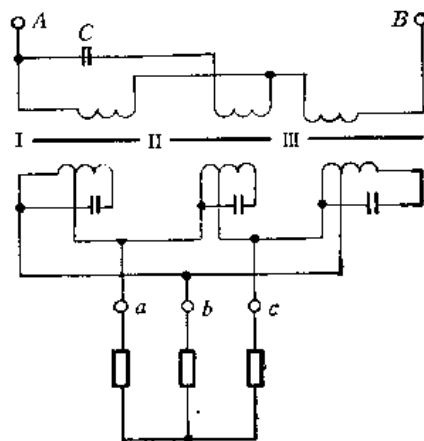


图 4.7 由三个铁磁谐振回路组成的变换相数的变压器

图 4.8 上表示了既能均匀调压,又能稳定对称性的单相变三相的变压器线路。在各个线路中都可以通过直流磁化来改变电感,从而达到稳定对称性及调压的目的。线路中各个元件的计算方法同图 4.1(b)。当电源电压波动、频率变化、负载性质及负载电流变化时,都可以保证三相对称,而且输出电压的波形好,应用较广。线路中的电容按如下方法确定:

$$P_{Cq} = (1.01-1.05) \frac{P \sin(60^\circ + \varphi_F)}{1.5 a_c \cos \varphi_1}$$

$$C = \frac{P_{Cq}}{\omega U^2}$$

式中, P 为三相负载的最大有功功率; a_c ($= 4\text{W/kW}$) 为电容的损耗系数。

扼流圈的电流和无功功率分别为 $I_s = \frac{P_s}{U}$

$$P_{eq} = \sqrt{P_c^2 + P_{ss}^2}$$

$$P_c = \frac{P \sin(60^\circ + \varphi_1)}{1.5 a_c \cos \varphi_1} - \frac{P_{\min} \sin(60^\circ + \varphi_{1\min})}{1.5 a_c \cos \varphi_{1\min}}$$

式中 P_{ss} 为扼流圈的损耗功率。

最小电感量

$$L_{\min} = \frac{U}{\omega I_s}$$

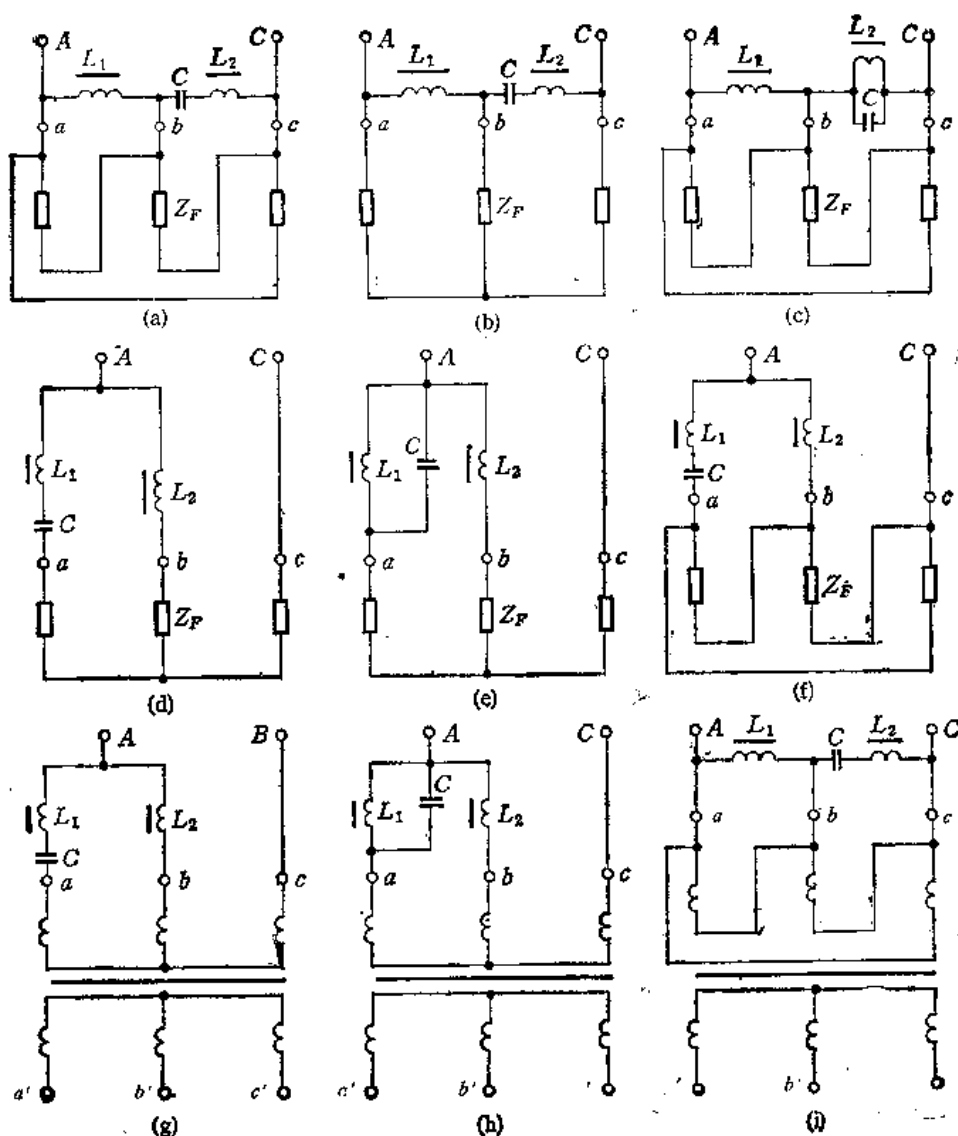


图 4.8 单相变三相的变压器线路

最大电感量

$$L_{\max} = \frac{U_{\max} k_i}{\omega I_s}$$

式中 k_i 为扼流圈中的电流变化倍数。

$$\text{电感支路中扼流圈的损耗功率为 } P_s = \frac{P \sin(60^\circ - \varphi_1)}{1.5 a_L \cos \varphi_1}$$

式中 a_L 为电感的损耗系数。

扼流圈中的电流及扼流圈电感均按上述公式计算。这些元件的结构计算和普通电源变压器一样。

4.2 三相变单相的变压器

在三相电源上直接接上负载即可将三相变换为单相,然而,这时各相消耗的电流是不

等的,即三相负荷是不对称的。为了使三相负荷对称,就需要专门的对称设备,这些对称设备通常都由电感、电容及变压器等元件组成。图 4.9 上表示了用两个电抗性元件组成的三相变单相的对称装置的线路。对于图 4.9(a) 而言,按如下公式确定元件参数:

$$P_{Lq} = 1.15P \sin(30^\circ + \phi)$$

$$P_{Cq} = 1.15P \sin(30^\circ - \phi)$$

$$L = \frac{U^2}{1.15\omega P \sin(30^\circ + \phi)}$$

$$C = \frac{1.15P \sin(30^\circ - \phi)}{\omega U^2}$$

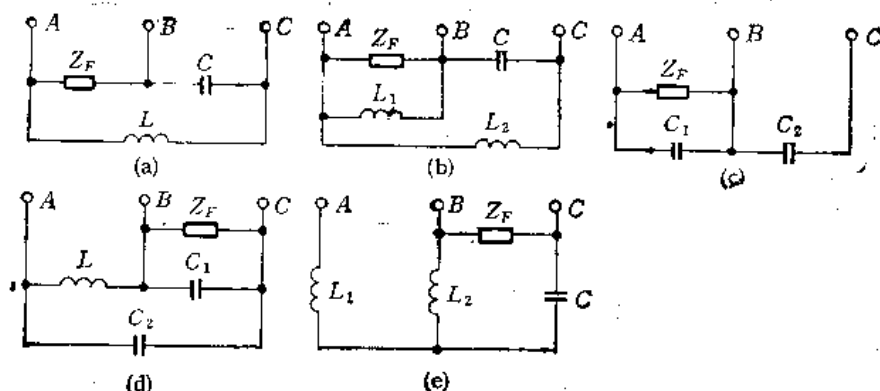


图 4.9 三相变单相的变压器线路

式中 ϕ 为单相负载电路中的相移角; P 为三相负载的总功率。

对于图 4.9(b)

$$P_{Lq_1} = 1.15P \sin(30^\circ - \phi)$$

$$P_{Lq_2} = 1.15P \cos \phi$$

对于图 4.9(c)

$$P_{Cq_1} = 1.15P \sin(30^\circ + \phi)$$

$$P_{Cq_2} = 1.15P \cos \phi$$

对于图 4.9(d)

$$P_1 = 0.577P(1 \pm 0.577 \operatorname{tg} \varphi)$$

$$P_2 = P(\operatorname{tg} \phi \mp 0.577 \operatorname{tg} \varphi)$$

$$P_3 = 0.577P(1 \mp 0.577 \operatorname{tg} \varphi)$$

图 4.9(e) 是一个星形连接的线路。

图 4.10 是由变压器组成的对称装置。它由两个变压器组成,两个变压器的次级绕组匝数相同,初级匝数不一样,一个的匝数为 W_1 ,另一个为 $0.866W_1$ 。次级串联后接负载。为了使单相负载电流在次级能均匀分布,每个次级上并联不同的电抗。

图 4.11 是自耦变压器式对称装置的线路。对于这个线路[图 4.11(a)]来说

$$P_F = P_{Cq} = \frac{P}{2} \frac{1}{\cos(\phi - 30^\circ)}$$

式中, P_{Fy} 为分压器总的无功功率。

对于图 4.11(b)而言

$$P_{Cq} = P$$

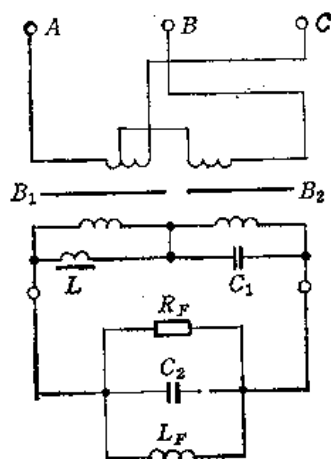


图 4.10 变压器式对称装置的线路

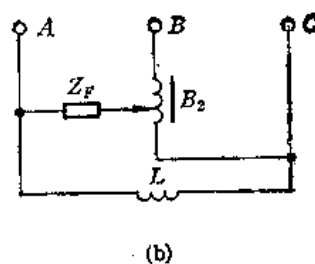
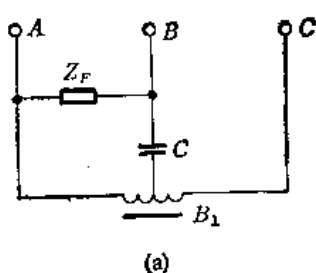


图 4.11 自耦变压器式对称装置的线路

4.3 三相变两相的变压器

图 4.12 是三相变两相的变压器线路。从该图可见,这种变压器可分为三类: 由两个

表 4.1 三相变两相的自耦变压器的基本关系

图 4.13 的 线路	绕组匝数	绕组电流
(a)	$W_{BC} = W; W_{Ab} = 0.865W;$ $W_{a0} = W_{by} = W'$	$I_b = I_c = 0.58I'$ $I_a = (1.15 - K)I'$
(b)	$W_{A0} = W_{B0} = W_{C0} = W_{Ad} = W_{d0} = W$ $W_{a0} = W_{c0} = 1.41W; W_{b0} = 0.51W'$	$I_a = (1.41 - K)I'; I_b = (1.41K - 1.15)I'$ $I_c = \sqrt{K^2 - 2.23K + 1.33}I'; I_0 = 0.42I'$
(c)	$W_{A0} = W_{B0} = W_{C0} = W_{Ad} = W_{d0} = W$ $W_{a0} = W_{c0} = W'; W_{b0} = 1.73W'$	$I_a = (1 - K)I'; I_b = (1.15 - K)I'$ $I_c = \sqrt{K^2 - 2K + 1.33}I'; I_0 = 0.58I'$
(d)	$W_{A0} = W_{B0} = W_{C0} = W; W_{b0} = W_{by} = W'$ $W_{a0} = W_{c0} = 0.58W'; W_{d0} = 1.15W'$	$I_a = (1.15 - K)I'; I_b = I_{c1} = \sqrt{K^2 - 2K + 1.33}I'$ $I_c = \sqrt{2K^2 - 3.15K + 1.33}I'$
(e)	$W_{A0} = W_{B0} = W_{C0} = W;$ $W_{a0} = W_{b0} = W'; W_{d0} = 0.58W'$ $W_{d0} = 0.42W'; W_{c0} = 1.15W'$	$I_a = (1.15 - K)I'$ $I_b = \sqrt{K^2 - 2K + 1.33}I'$ $I_c = \sqrt{2K^2 - 3.15K + 1.33}I'$
(f)	$W_{A0} = W_{c0} = W_{Ad} = W_{d0} = W$ $W_{B0} = 0.36W; W_{a0} = W_{c0} = 1.41W'$	$I_a = (1.41 - K)I'; I_0 = 0.42I'$ $I_c = \sqrt{K^2 - 2.23K + 1.33}I'$

注: 下标表示相应点间的量。

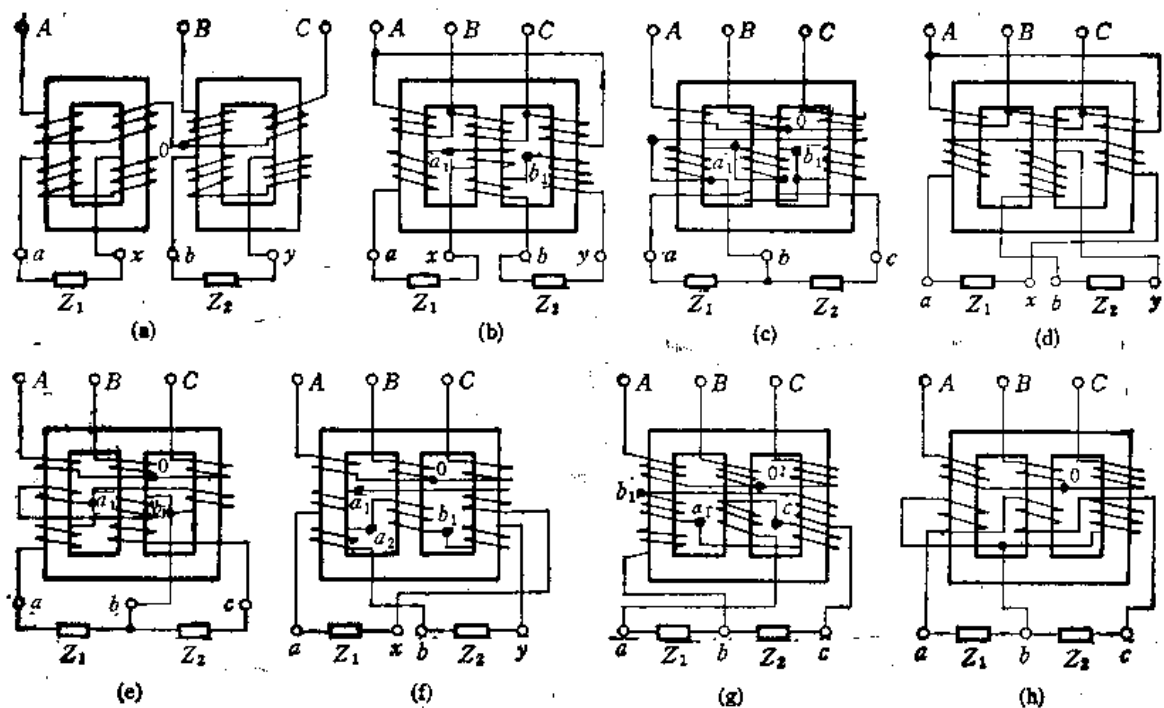


图 4.12 三相变两相的变压器线路

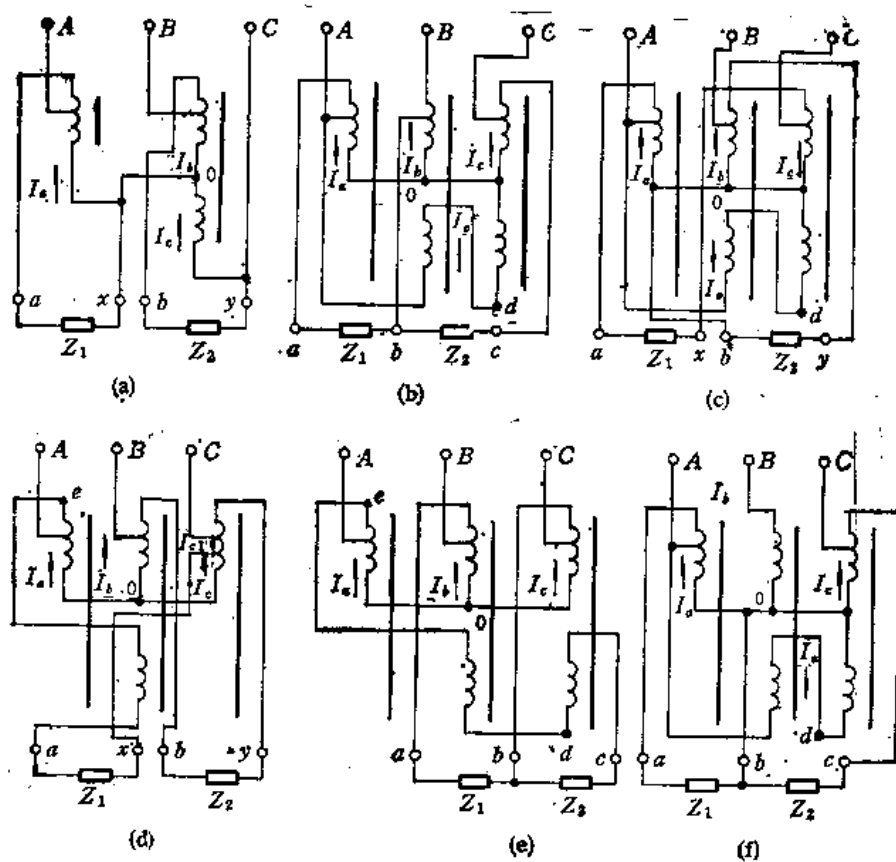


图 4.13 三相变两相的自耦变压器线路

相同的单相变压器组成的[图 4.12(a)]; 使用标准三相铁心, 初级和普通三相变压器一样

表 4.2 三相变两相变压器的基本关系

图 4.12 的线路	初级绕组匝数	次级绕组匝数	初级电流	次级电流
(a)	$W_{BC} = W$ $W_{A0} = 0.865W$	$W_{ax} = W_{by} = W'$	$I_A = I_B = I_C = 1.15I'$	$I_{ax} = I_{by} = I$
(b)	$W_{AB} = W_{BC} = W_{CA} = W$	$W_{a01} = W_{b1y} = 0.815W'$ $W_{a1x} = W_{b11} = 0.3W'$	$I_{AB} = I_{CA} = 0.815I'$ $I_{BC} = 0.42I'$	$I_{a01} = I_{a1x} = I_{b11} = I_{b1y} = I$
(c)	$W_{A0} = W_{B0} = W_{C0} = W$	$W_{a1b} = W_{a1b1} = W_{b11} = 1.41W'$ $W_{a01} = W_{b1c} = 0.51W'$	$I_A = I_B = I_C = 1.15I'$	$I_{a1b1} = 0.3I; I_{a01} = I_{b1c} = I$ $I_{a1b} = I_{b11} = 0.815I$
(d)	$W_{AB} = W_{BC} = W_{CA} = W$	$W_{a01} = W_{a1x} = 0.58W'$ $W_{by} = W'$	$I_{AB} = I_{CA} = 0.58I'$ $I_{BC} = I'$	$I_{a0} = I_{a1x} = I_{by} = I$
(e)	$W_{A0} = W_{B0} = W_{C0} = W$	$W_{a1b1} = W_{b11} = W_{a1b} = W_{a01} = W'$ $W_{b1c} = 0.73W'$	$I_A = I_B = I_C = 1.15I'$	$I_{a1b} = 1.15I; I_{a01} = 0.42I$ $I_{b11} = 0.58I; I_{a01} = I_{b1c} = I$
(f)	$W_{AB} = W_{B0} = W_{C0} = W$	$W_{a01} = W_{a1x} = W'$ $W_{a1b} = W_{b1y} = 0.58W'; W_{a1b1} = 1.15W'$	$I_A = I_B = I_C = 1.15I'$	$I_{a01} = I_{a1x} = I_{a1b1}$ $I_{a1b} = I_{b1y} = I$
(g)	$W_{A0} = W_{B0} = W_{C0} = W$	$W_{b11} = W_{b1c} = W'; W_{a01} = 1.15W'$ $W_{a1b} = W_{a1c1} = 0.58W'$	$I_A = I_B = I_C = 1.15I'$	$I_{a1b1} = I_{b1c} = I_{a1c} = I_{a01} = I;$ $I_{a1b} = 1.41I$
(h)	$W_{A0} = W_{C0} = W$ $W_{B0} = 0.365W$	$W_{a0} = W_{b0} = W_{a0} = 1.41W'$	$I_A = I_B = I_C = 1.15I'$	$I_{a0} = 0.3I$ $I_{a0} = I_{b0} = 0.815I$

注: 下标表示相应点间的量。

的变压器组[图 4.12(b)~(g)]；用三心柱铁心，但中间铁心柱的截面积比两边铁心柱截面积大 $\sqrt{2}$ 倍，而且初级绕组也不对称的变压器线路[图 4.12(h)]。

可以利用普通三相变压器的设计方法来计算三相变两相的变压器。但应注意，在等功率和等电压的情况下，三相变两相的变压器的绕组要比普通三相变压器重 4—12%。两者功率间关系为

$$P_s = 1.1 - 1.15 P$$

式中， P_s 为用标准铁心做成的普通三相变压器的功率； P 为三相变两相变压器的功率。

表 4.2 中列出了计算这种变压器所必须的基本关系。在这个表中： W 是初级绕组一相的匝数； K 是初级线电压与次级相电压之比； $W' = W/K$ ； $I' = I/K$ 。

图 4.13 上给出了三相变两相的自耦变压器线路。对称负载下的基本关系见表 4.1。

4.4 三相变多相的变压器

许多电子设备需要多相电源供电，而工频电源多半是三相的，因此，必须把三相变换为多相。通常变换相数的同时还要升高或降低电压，这时可采用变压器及自耦变压器。

一、三相变四相(或五相)的变压器

在三相变两相的变压器中，将次级绕组的中性点接在一起就得到四相系统。假定各相负载电流都等于 I_r ，则初级电流近似为

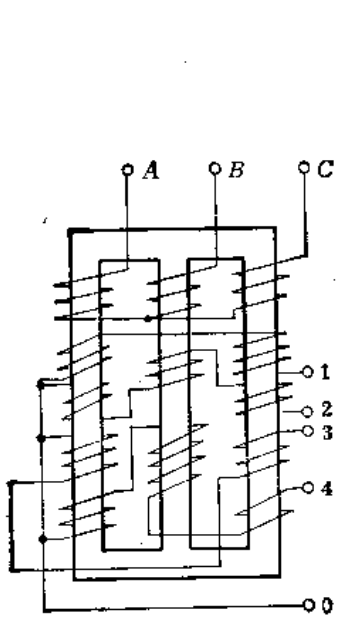


图 4.14 三相变四相的变压器线路

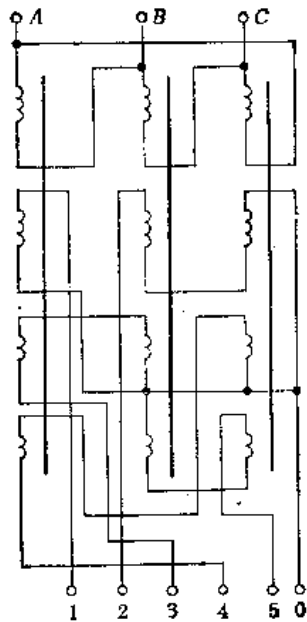


图 4.15 三相变五相的变压器线路

$$I_1 = \frac{4}{\sqrt{3}} \frac{I_2}{K}$$

图 4.14 是利用普通三相铁心,把初级绕组接成对称的星形,次级像图 4.12(f) 那样连接而成的变压器线路,各段绕组匝数间关系同图 4.12(f)。

图 4.15 是三相变五相的变压器线路。变压器仍然用普通的三相铁心,初级接成三角形,每相匝数为 W ,次级绕组各段的匝数按下式计算:

$$W_{01} = \frac{W}{K}$$

$$W_{03} = W_{04} = \frac{0.47W}{K}$$

$$W_{02} = W_{05} = \frac{0.24W}{K}$$

$$W_{06} = W_{07} = \frac{0.858W}{K}$$

$$W_{08} = W_{09} = \frac{0.678W}{K}$$

当次级电流为 I_2 时,变压器初级绕组中的电流按下式计算:

$$I_{AB} = \frac{1.76I_2}{K}$$

$$I_{BC} = I_{CA} = \frac{1.62I_2}{K}$$

初级线电流按下式计算:

$$I_A = I_B = I_C = \frac{5}{\sqrt{3}} \frac{I_2}{K}$$

二、三相变六相的变压器

这种变压器仍然用普通三相铁心。每一个铁心柱上有一个初级绕组和两个相同的次级绕组。初级接成星形,次级接成两个星形或短接成多边形。如果要求变压器的输出端必须有个零点,以便对整流线路供电,则初级绕组应当接成三角形。图 4.16 是次级绕组接成双“之”字形的线路。六相系统的合成电势为

$$E_6 = \sqrt{3} E$$

式中 E 为次级绕组一部分的电势。

当这个变压器对整流器供电时,没有附加的直流磁化。常用的还有三角形-两个反接的星形线路。

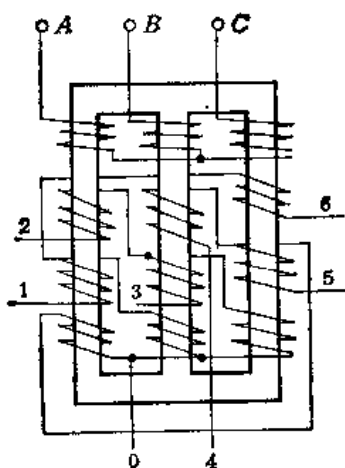


图 4.16 三相变六相的变压器线路

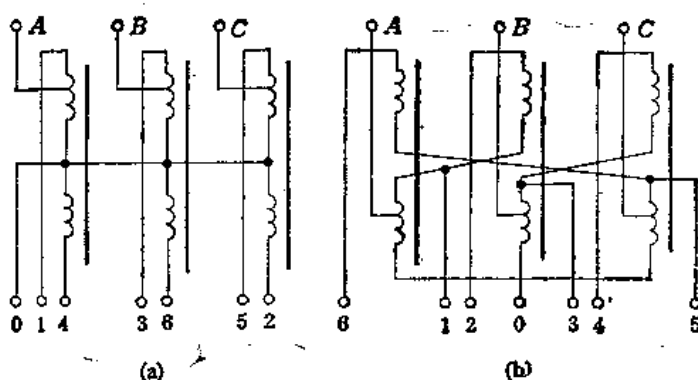


图 4.17 三相变六相的自耦变压器线路
(a) 绕组为星形；(b) 绕组为“之”字形

为了把三相变换为六相，也可以采用标准三相铁心做成的特殊自耦变压器，图 4.17 是这种自耦变压器的两个线路。自耦变压器的匝数按下式计算：

$$W_{0A} = W_{0B} = W_{0C} = W$$

$$W_{01} = W_{02} = W_{03} = W_{04} = W_{05} = W_{06} = \frac{W}{K_1}$$

式中 K_1 为初次级相电压之比。

三、三相变九相的变压器

这种变压器同样用标准三相铁心。各相初级绕组是对称的，匝数均为 W ，接成三角形。次级绕组的匝数按下列公式计算：

$$W_{02} = W_{05} = W_{08} = \frac{W}{K_1}$$

$$W_{0a} = W_{0b} = W_{0c} = \frac{0.74W}{K_1}$$

$$W_{0d} = W_{0e} = W_{0f} = \frac{0.74W}{K_1}$$

$$W_{a5} = W_{b1} = W_{c6} = \frac{0.34W}{K_1}$$

$$W_{d7} = W_{e3} = W_{f4} = \frac{0.34W}{K_1}$$

对称负载下变压器的初级电流为

$$I_{AB} = I_{BC} = I_{CA} = \frac{3I_2}{K_1}$$

因而,初级电流也是对称的,线路如图 4.18 所示。

四、三相变十二相的变压器

要把三相变为十二相,可以利用两个三绕组三相变压器,其中一个变压器的初级接成星形,另一个的初级接成三角形。两个变压器的次级绕组形成两个六相系统,各相电压之间相移 30° ,如图 4.19(a) 所示。变压器的计算方法和普通三相变压器相同。

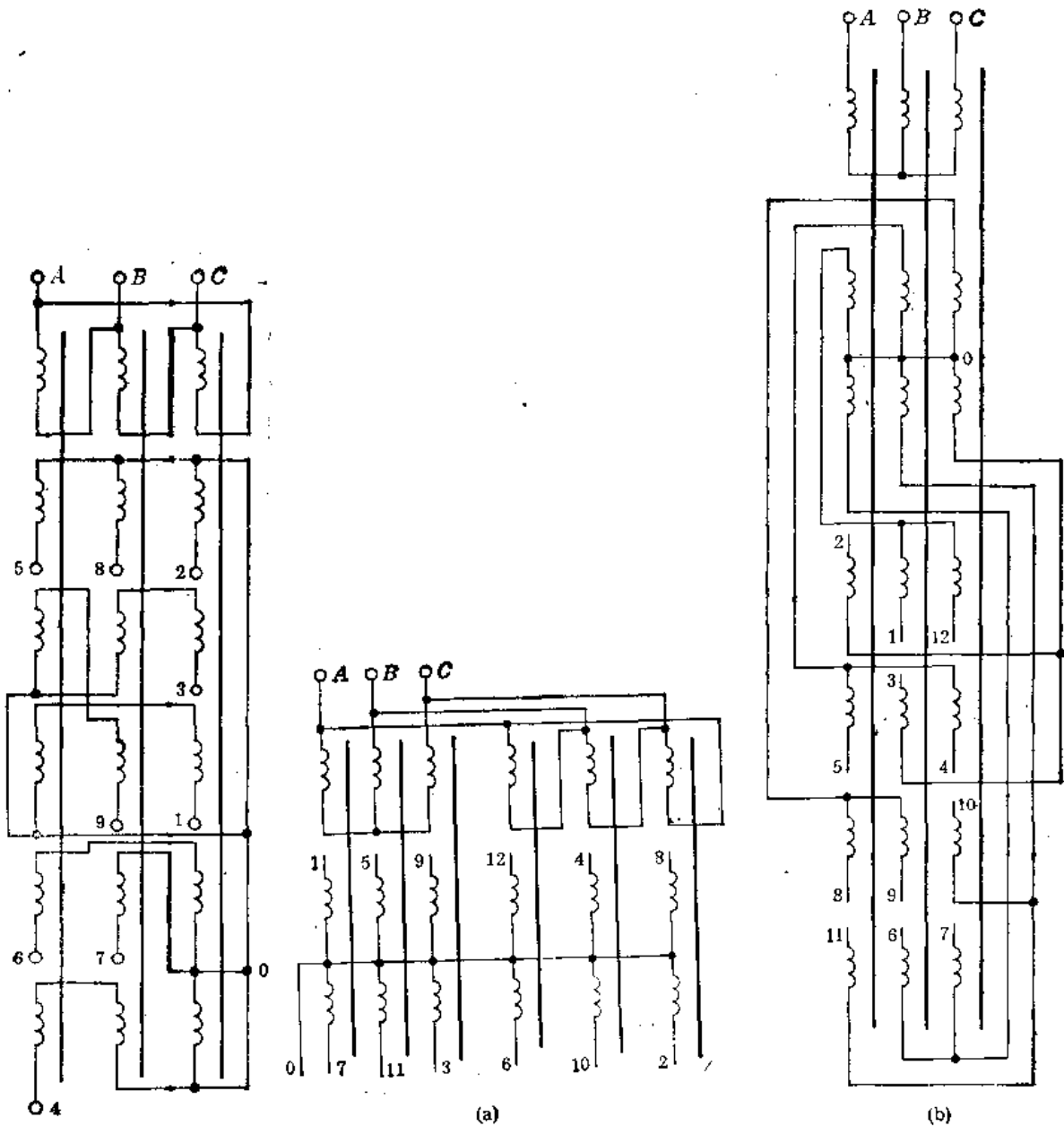


图 4.18 三相变九相的变压器线路

图 4.19 三相变十二相的变压器线路
(a) 用两个三心柱铁心; (b) 用一个三心柱铁心

如果把次级绕组接成双“之”字形,同样可以得到十二相电压,图 4.19(b) 所示就是这

种线路。六相支路中每相绕组的匝数为十二相支路中每相绕组匝数的 2.73 倍。对称负载下六相支路中的电流为十二相支路中电流的 1.93 倍。根据这两点就可以进行变压器的设计。

借助于彼此相移 30° 的三个四相系统同样可以得到十二相电压。

利用普通三心柱铁心做成的变压器,或利用一系列三相变压器组成的变压器组,可以将三相电压变换为 n 相电压, n 可以是任何正整数。

第五章 变换频率的变压器

变换频率的变压器有倍频和分频两种。倍频变压器可以将初级电源频率提高若干倍。分频变压器可以把初级电源频率降低到原来的若干分之一。由于分频变压器应用极少,因此,本章只研究倍频变压器。

倍频变压器已得到相当广泛的应用。现代倍频变压器可以把电源频率升高 2—35 倍,频率升高 2—9 倍的倍频变压器的性能指标最好。倍频变压器升高频率的同时也变换了电压的数值,还能实现输出电压的均匀调节。倍频变压器既可以作为单相负载的电源,也可以对三相负载供电。倍频变压器工作可靠,单位输出功率的有效材料消耗为同功率、同输入频率的普通变压器的 1.5—5 倍。某些倍频变压器的效率可达 95%,输出电压波形好,外特性比较硬,价格不高,没有可动部分,使用可靠。

倍频变压器的动作速度相当快,过渡过程的时间总共只有输入电压的 1—2 个周期。当电源电压及电源频率波动时,倍频变压器能稳定工作。倍频变压器能同时输出几种不同频率的电压,以便对几个电路供电。倍频变压器制造简便,工艺过程和普通变压器一样。

5.1 倍频变压器的结构

倍频变压器由饱和导磁体和绕组组成。饱和导磁体可以是普通的铁心(壳式、心式、

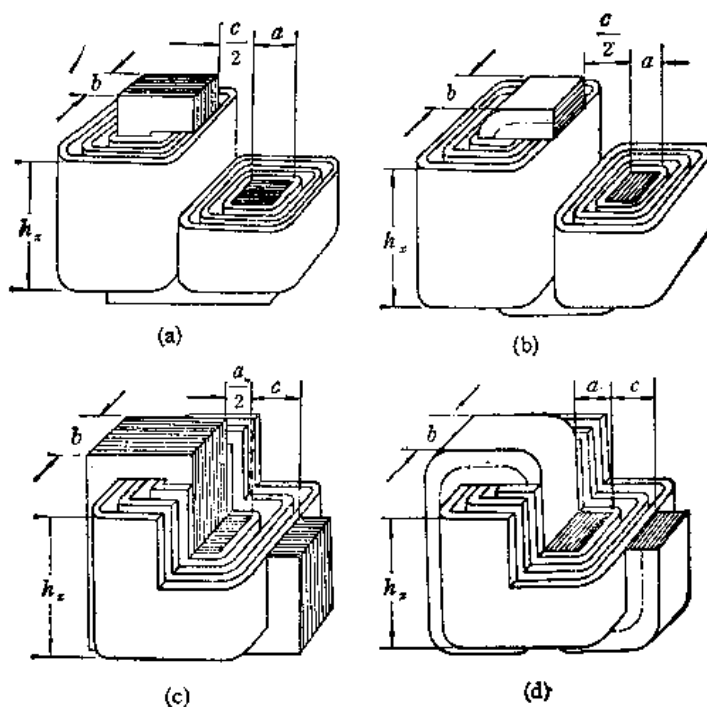


图 5.1 整体式倍频变压器的结构
(a) 心式叠片铁心;(b) 心式带绕铁心;(c) 壳式叠片铁心;(d) 壳式带绕铁心

环形),也可以是特殊结构的铁心。大功率倍频变压器的铁心中都有冷却风道。某些倍频变压器磁路的个别段是永久磁铁。

倍频变压器的绕组包括:接电源的初级绕组 W_1 ,接负载的次级绕组 W_2 ,直流绕组 W_D 。某些倍频变压器中还有中频自发磁化绕组 W_C ,激磁绕组 W_B 。

不同铁心柱上的同名绕组彼此可以有不同的连接方法:星形、“之”字形、桥式,或简单串联。串联有正接或反接两种,所谓正接是一个绕组的末端与另一个绕组的始端相连;反接是绕组始端与始端相连,末端与末端相连。正接的一组绕组始终可以看成是同时绕在几个铁心柱上的一个绕组。

根据导磁体和绕组的装配方法把倍频变压器分成整体式和组合式两种,整体式结构的倍频变压器的铁磁部分由几个带绕组的单独的饱和铁心组成,从外表上看好像是双绕组或多绕组的变压器(图 5.1)。

组合式倍频变压器的铁磁部分或者有专门的导磁体,或者有同时绕在几个铁心柱上的绕组,或者两者都有。

图 5.2 示出了某些组合式结构的倍频变压器。整体式结构倍频变压器消耗的有效材

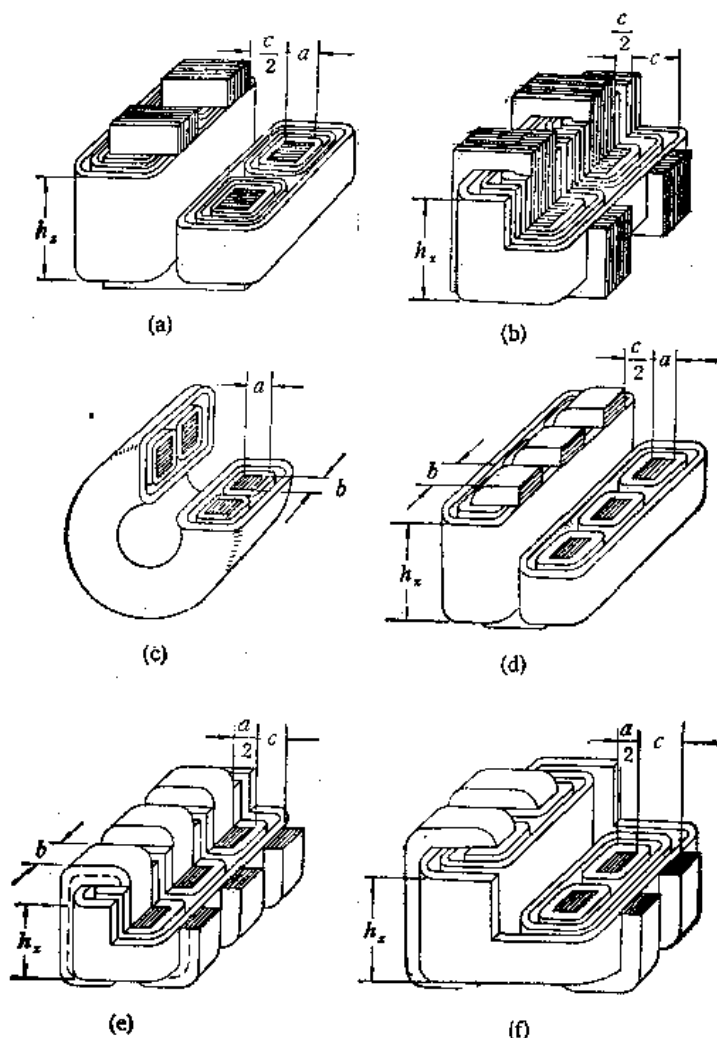


图 5.2 组合式倍频变压器结构

(a) 有两个心式铁心;(b) 有两个壳式铁心;(c) 有两个环形铁心;(d) 有三个心式铁心;(e) 有三个壳式铁心;(f) 有四个心式铁心

料比组合式少。然而,组合式倍频变压器容易制造。下面如果没有事先声明的话,本章所述全部指的是组合式结构的倍频变压器。

5.2 倍频变压器的线路

一、两倍频变压器

1. 单相输出的两倍频变压器

单相输出的两倍频变压器有单相输入和三相输入两种,如果可能的话最好采用三相输入的。因为这时消耗的有效材料较少,输出电压的波形好。

三相输入单相输出的两倍频变压器的导磁体由两对相同的铁心组成。每一对铁心上都有初级、次级和直流绕组。每个带绕组的铁心构成一个元件,倍频变压器由元件 I 和元件 II 组成(图 5.3)。下面将称这种倍频变压器为两元件倍频变压器。每个元件的不同铁心

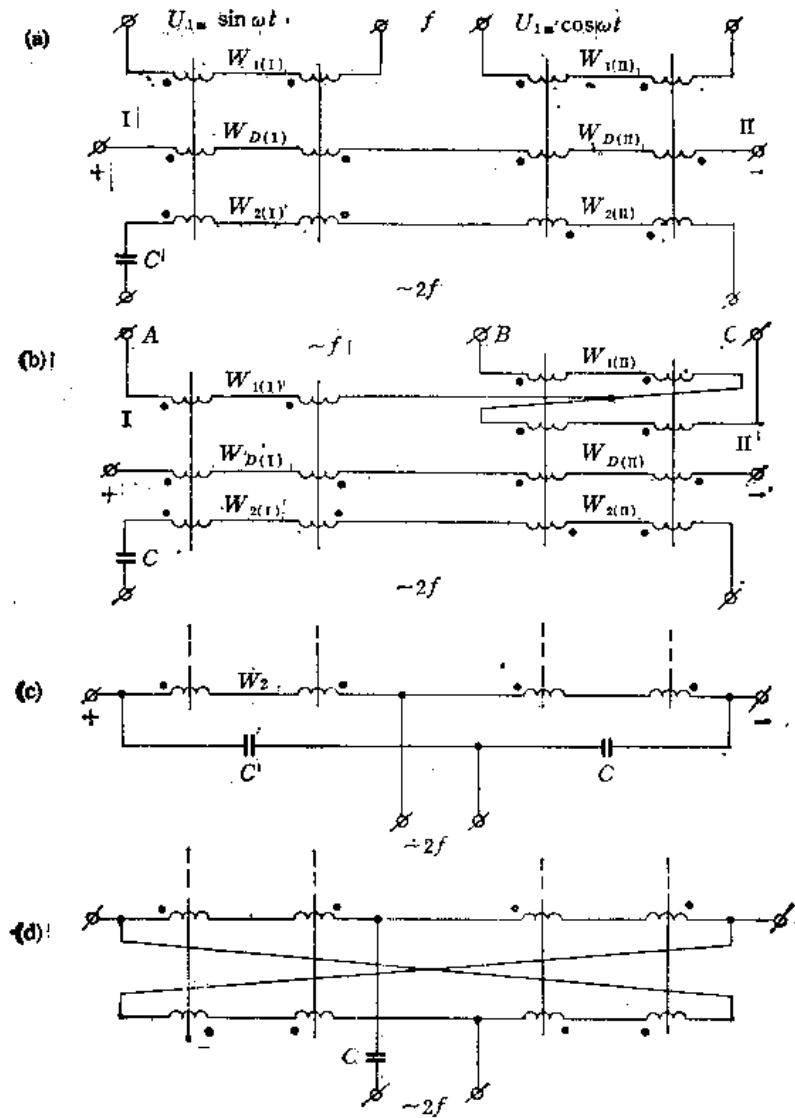


图 5.3 单相输出的两倍频变压器的线路
(a) 两相输入的; (b) 三相输入的; (c), (d) 次级绕组连接方法

柱上的初级绕组的匝数相同,彼此串联。绕组 $W_{1(I)}$ 和 $W_{1(II)}$ 接电源。连接时必须保证第一个元件和第二个元件铁心中的基波磁通具有相同的幅值,并相移 90° 。如果三相输入电压已经事先变换为两相,则两个元件的初级绕组可以完全一样[图 5.3(a)],并直接接两相电源。为了把三相系统变换为两相,必须采用专门的变压器,一般通过内部的相数变换来获得两相磁通。这种变换通常是把倍频变压器的初级接成 T 形线路[图 5.3(b)]来实现。在这种倍频变压器中,绕组 $W_{1(II)}$ 的匝数是 $W_{1(I)}$ 的 1.155 倍。

变压器的所有四个次级绕组 W_2 及直流绕组 W_D 都相同。属于元件 I 或元件 II 的绕组 W_2 及 W_D 的每一对的接法也都相同。绕组 W_2 和 W_D 是正接或反接取决于初级绕组的接法。如果初级绕组 $W_{1(I)}$ 和 $W_{1(II)}$ 中每一对都是正接的[图 5.3(a),(b)],则相应的绕组 W_2 和 W_D 反接。相反,当 $W_{1(I)}$ 和 $W_{1(II)}$ 反接时, W_2 和 W_D 则正接。绕组 W_2 和 W_D 构成的两个电路彼此相互反接。如果绕组 W_D 的两个电路彼此正接,则两个元件的次级绕组 W_2 反接[图 5.3(a),(b)],反之也成立。

倍频变压器输出端接有串联补偿电容器。直流磁化电路由桥式整流器供电。

图 5.3(c),(d) 示出了次级绕组的两种不同接法。图 5.3(d) 中两个元件的次级绕组构成一个电桥,电桥的一个对角线上加直流磁化电压,另一个对角线上取出两倍频电压。图 5.3(c) 中两个元件的次级绕组和电容 C 一起构成电桥。在两个次级绕组的中点和两电容之间输出倍频电压。电桥的另外一个对角线上加直流电压。该线路中无专门的直流绕组,因而有效材料的消耗较少。

下面说明图 5.3(a) 所示两倍频变压器的工作原理。当绕组中有直流电流流过时,铁心被极化,磁通的波形中出现偶次谐波。由于线路是对称的,穿过不同铁心柱的磁通的波形都相同。这些磁通彼此有一定相移。通过某元件铁心的磁通间的相移等于半个周期,不同元件的磁通之间的相移为四个周期。磁通中没有任何高次奇次谐波,因为初级加的是正弦电压。

同一个元件不同铁心中二次谐波磁通之间的相移等于 $2 \times 180^\circ$ (即同相),这个磁通在该元件次级绕组中的感应电势与在直流绕组上的感应电势叠加。两个元件的铁心中二次谐波磁通之间的相移为 $2 \times 90^\circ$, 在次级绕组和直流绕组上感应的两倍频电势方向相反。因此,两个次级绕组 W_2 上的二次谐波电势叠加,两个直流绕组上的二次谐波电势相互抵消。注意,所有铁心中的四次谐波磁通都同相,由它所感生的电势在直流电路中是叠加的。因而,该电路中出现四倍频电流,用来抑制四次谐波磁通。

两元件倍频变压器的输出电压波形中没有四倍频谐波,也没有是四倍频倍数的谐波。正因为如此,两元件倍频变压器输出电压的波形接近于正弦。

当两倍频变压器接上负载时,次级绕组中便有电流流过。这个电流在铁心中产生附加的倍频磁通,由于补偿电容保证电流 I_2 有必须的相位,使倍频磁通的基波分量进一步增大。两倍频变压器次级绕组上的电压 U_2 随电流 I_2 的增长而增长,输出电压 U_d 实际上始终不变,因为 U_2 增长的同时补偿电容上的电压降 $I_2 x_C$ 也增长。铁心中二次谐波磁通增长的结果,使铁心更加饱和,导致初级电流增大。三相输入的两元件两倍频变压器初级电流的相位不对称度较小,通常不超过 10%。

单相输入单相输出的两倍频变压器有两个普通的铁心,每个铁心上都有绕组 W_1 , W_2 和 W_D 。绕在两个铁心上的同名绕组串联。假若绕组 W_1 反接,则绕组 W_2 和 W_D 正

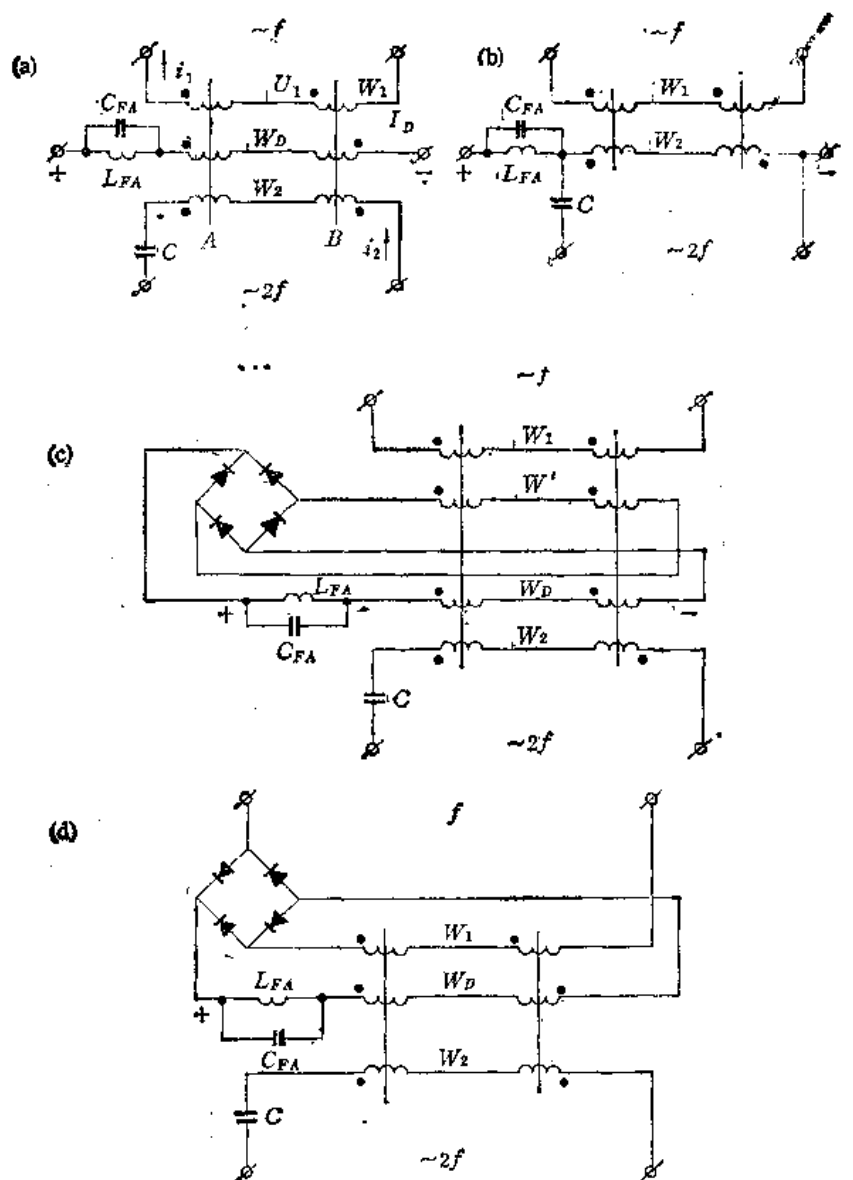


图 5.4 单相输入两倍频变压器线路
(a) W_1, W_2, W_D 互相隔离; (b) W_1 和 W_D 共用; (c), (d) 有外反馈

接。直流绕组 W_D 接直流电源。为了抑制直流电路中的倍频电流, 直流电路中接阻塞滤波器。这个滤波器由电感 L_{FA} 和电容 C_{FA} 组成。两倍频变压器输出端接补偿电容器 C , 线路如图 5.4(a) 所示。

图 5.4(b) 上表示了次级绕组和直流绕组共用的两倍频变压器线路。这种两倍频变压器消耗的有效材料比图 5.4(a) 少。但图 5.4(a) 的直流电流可以任意选取。两倍频变压器的直流电路由整流桥供电。整流桥或者接专门的绕组 W' , 该绕组像 W_1 那样连接 [图 5.4(c)], 或者与初级绕组 W_1 串联接电网 [图 5.4(d)], 这个线路称为外反馈两倍频变压器。

图 5.4(a) 所示两倍频变压器的工作原理如下。一个半周内铁心 A 饱和, 在另一个半周内铁心 B 饱和。这是由于在任何瞬间, 绕组 W_1 和 W_D 所产生的磁势在一个铁心中是

叠加的,在另一个铁心中则是相减的。在反接的次级绕组 W_2 的电路中感生的合成电势的频率为 $2f$ 。实际上,在输出电压 u_2 的一个半周, u_2 增长,然后下降,像输入电压 u_1 那样,而在输出电压的第二个半周, u_2 和 u_1 反相,因而, u_2 像前一个半周那样变化。

由于变压器铁心 A 和 B 的极化,除基波外,磁通波形中还产生出偶次谐波。磁通中没有奇次谐波,因为初级电压的波形中没有这种谐波。由于变压器的对称,它的磁通具有相同的波形,但彼此相移半个周期。因此,基波磁通彼此相移 180° ,而偶次谐波同相。显然,偶次谐波磁通在两个次级绕组 W_2 和两个直流绕组 W_D 中感应的合成电势是叠加的,而基波相互抵消。相反,基波磁通在初级绕组上的感应电势叠加,偶次谐波磁通在初级绕组上的感应电势相互抵消。显然,输出电压的频率是输入电压频率的两倍。

接上负载时这种倍频变压器的工作过程类似于两元件倍频变压器。

图 5.5 上表示了桥式两倍频变压器的线路。这种倍频变压器由两个相同的双绕组饱

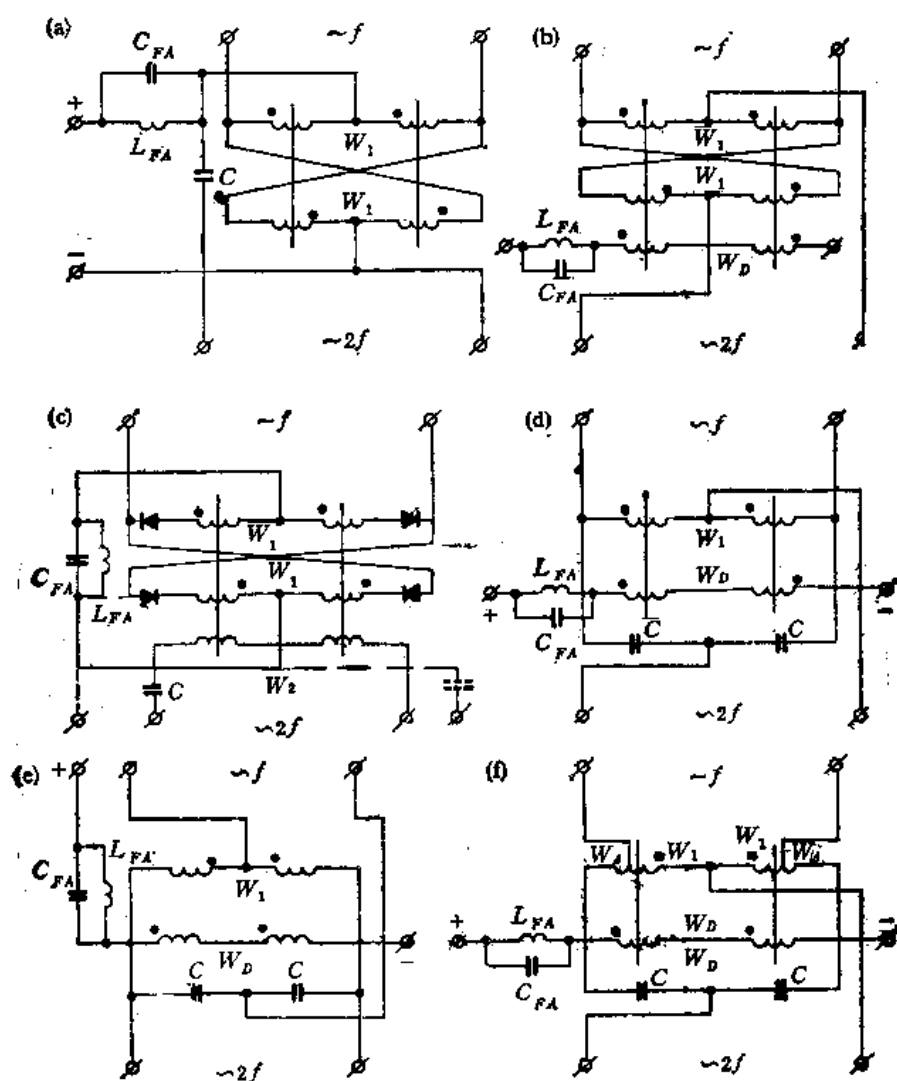


图 5.5 桥式两倍频变压器线路

(a), (b) 由电感组成; (c) 有内反馈; (d), (e), (f) 由电容组成

和变压器组成[图 5.5 (a)]。每个变压器的初级绕组 W_1 的匝数都相同。四个初级绕组 W_1 分别接在电桥的四臂上。属于一个变压器的绕组接在电桥相反的两臂上。电桥的一

个对角线上接电源,另一个对角线接负载。

图 5.5(b) 是有独立直流绕组 W_D 的桥式两倍频变压器线路。图 5.5(c) 上表示了具有内反馈的桥式两倍频变压器线路。该线路中电桥的每一臂上都接有二极管。电桥的输出端并联滤波器 $L_{FD} C_{FD}$, 整流电流沿滤波扼流圈流过。变压器的输出电压取自绕组 W_2 。这种倍频变压器往往没有专门的次级绕组, 负载直接接在电桥的输出对角线上。

图 5.5(d), (e) 是电容桥式两倍频变压器线路。电桥的相邻两臂是初级绕组 W_1 , 另外两臂是电容器 C 。绕组 W_D 上加直流电压, 扼流圈的铁心被这个直流电流所极化。图 5.5(d), (e) 中两种倍频变压器的区别仅在于电桥输入和输出的对角线配置。图 5.5(d) 中输入接两个绕组 W_1 和两个电容 C 的连接点间, 输出接两个电容 C 的连接点和两个绕组 W_1 的连接点间。在图 5.5(e) 上, 输入和输出分别配置在相反的对角线上。

在图 5.5(f) 上表示了由自耦变压器和电容构成的桥式两倍频变压器线路, 该线路和图 5.5(d) 的区别在于其中两臂接的是饱和自耦变压器, 不是扼流圈。

桥式两倍频变压器的负载和初级电源是分开的。负载接到电桥的这样端点间: 没有直流磁化时这两个端点间的电位差一般等于零。当饱和变压器绕组中有直流磁化时, 感应出两倍频电势及其它偶次谐波, 电桥输出端产生两倍频电压。

图 5.5(d) 和 (f) 中的电容 C 起补偿及分离两倍频电压的作用。图 5.5(e) 中电容 C 起并联补偿作用。

2. 三相两倍频变压器

三相两倍频变压器可以用三个单相两倍频变压器组成, 也可以用专门的三相铁心来制做。两种结构的绕组线路相同, 如图 5.6(a) 所示。三相两倍频变压器每一相的两个初级绕组、次级绕组、直流绕组都串联。组成两倍频变压器的各个绕组可以配置在不同的铁心上, 也可以配置在一个铁心的不同铁心柱上[图 5.6(b), (c)]。各相的初级和次级绕组彼此接成星形或三角形。各相的直流绕组串联后接直流电源。图 5.6(b) 示出了三相平面结构的两倍频变压器, 用六心柱冲片铁心做成。相邻的一对铁心柱构成一相。不同相中的基频交流磁通相移 120° , 像普通三相变压器那样, 经铁轭而闭合。两倍频磁通相移 240° , 形成三相对称系统, 像基频磁通那样闭合。直流磁通沿相应相的铁心柱和部分铁轭而闭合。在这种结构中, 铁轭的截面积是每个铁心柱截面积的两倍。为了保证输出电压对称, 中间相初级绕组的匝数要比两边相初级绕组的匝数少 5—8%。

图 5.6(c) 示出了两平面三相两倍频变压器的结构。导磁体由两个普通三心柱铁心组成, 彼此平行放置, 形成两个平面。导磁体的铁轭之间有六个磁分路器, 构成两个铁心之间的桥梁。基波磁通和两倍频磁通主要在每个铁心的范围内闭合, 直流磁通沿该相的铁心柱和相应的一对磁分路器闭合。图 5.6(d) 示出了用特殊的 C 形铁心做成的两平面三相两倍频变压器的结构。它的工作原理和前面介绍的两倍频变压器相同。

3. 具有自发磁化的两倍频变压器

铁心具有自发磁化的两倍频变压器和上面介绍的两倍频变压器的区别在于: 没有直流绕组, 但存在产生倍频振荡的回路。图 5.7(a), (b) 上表示了具有自发磁化的两倍频变压器的线路。在图 5.7(a) 所示的两倍频变压器中, 总共只有初级 W_1 和次级 W_2 两个

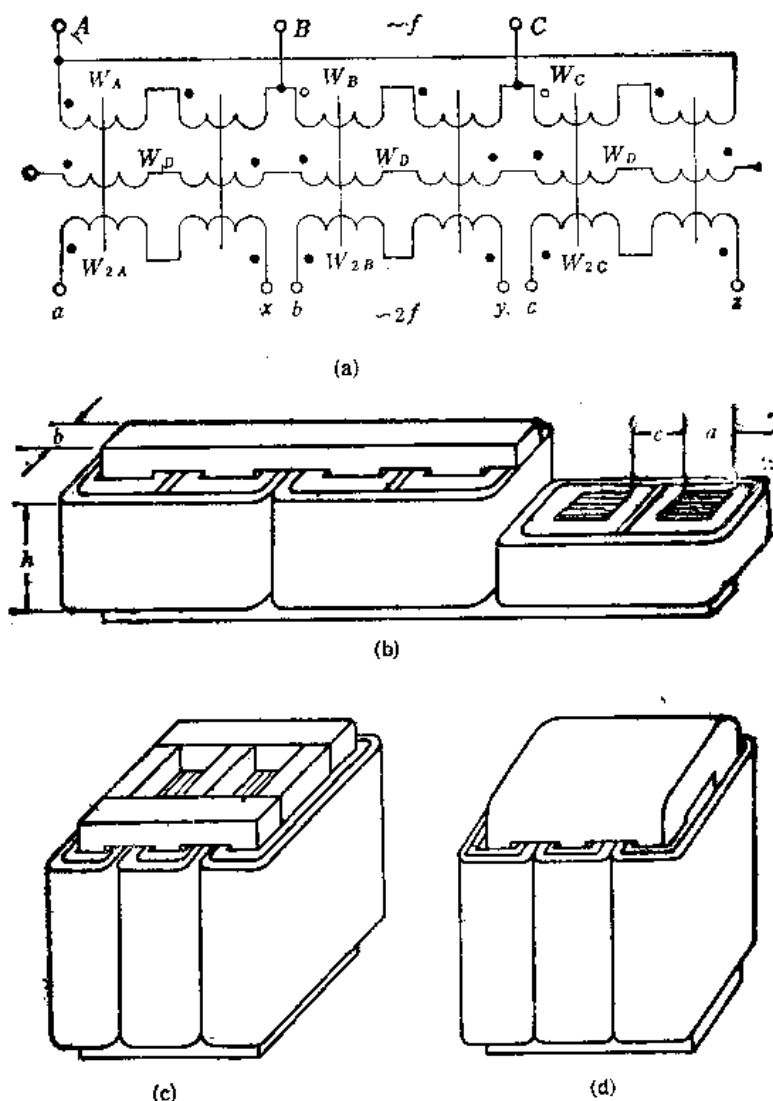


图5.6 三相两倍频变压器的线路 (a) 和结构 (b),(c),(d)

绕组。次级绕组上并联电容器 C_B 。该电容与次级绕组 W_2 一起组成产生两倍频振荡的

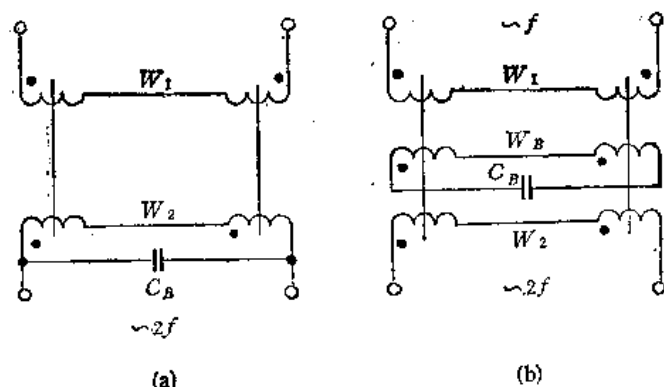


图5.7 具有自发磁化的两倍频变压器的线路
(a) 没有绕组 W_B ; (b) 有单独的自发磁化绕组 W_B

回路。在图5.7 (b)所示的线路中,由绕组 W_B 和电容 C_B 组成产生两倍频振荡的回路。

当两倍频变压器接到电源上时,由于它的铁心中存在不显著的剩余磁通,振荡回路中便产生不大的两倍频电流。沿绕组 W_2 或 W_B 流过的这个电流产生不大的两倍频磁势。这个磁势与绕组 W_1 产生的基频磁势叠加,在铁心中产生不

大的附加直流磁通,导致发生磁整流。频率分别为 f 和 $2f$ 的正弦磁势的合成磁势具有

锯齿形的正半周和梯形的负半周。两个半周的面积相同,因为磁势波形中没有直流分量。磁通波形同样具有锯齿形的正半周和梯形的负半周,然而,由于铁心的饱和,使磁通波形两个半周的面积不同。从而导致磁通波形中出现负的直流分量。由于电容的存在,这个附加的直流磁通使铁心的极化加剧,并增大了振荡回路中的两倍频电流。两倍频磁势和直流磁通都增大。上述物理过程是极快的,类似于电机的自激。当铁心饱和到磁通的直流分量实际上不再增大时,这一过程才终止。通常,为了驱动两倍频变压器,要利用直流磁化来启动。两倍频变压器的驱动过程只能在一定的激励电容、一定的铁心基波磁感应强度幅值、一定的负载电阻下发生。

具有自发磁化的两倍频变压器的优点是没有直流绕组,省掉了直流电源,外特性比较硬。

二、三倍频变压器

1. 三相输入单相输出的三倍频变压器

三相输入单相输出的三倍频变压器由三个饱和的双绕组单相变压器组成。三个变压器的初级接成星形,次级接成开路三角形。三倍频变压器的结构可以是分离式或组合式。

三倍频变压器的输出端接有串联补偿电容器 C 和并联补偿电容器 C' [图 5.8(a)]。三倍频变压器的输入端有时要接用于补偿功率因数的电容器,如图 5.8(a) 中的虚线所示。

在图 5.8(c) 所示的三倍频变压器中,次级绕组 W_2 上并联有电容 C' ,这个电容既用来补偿三倍频变压器输入无功电流,又用来作为输出端的并联补偿,以改善功率因数,还可用于削弱初级漏感的不良影响。

三倍频变压器的铁心是饱和的,其磁通的波形将发生畸变,除基波外,它还包含大量高次奇次谐波。由于线路的完全对称,各个铁心中磁通波形的幅值相同,彼此相移 $1/3$ 周期。为 3 的倍数的高次谐波同相,其余谐波彼此相移 120° ,形成对称的正序和逆序三相系统。当三倍频变压器输入为正弦电压,初级漏感又很小时,磁通波形中一般不包含非三的倍数的高次谐波。

三倍频变压器的次级输出电压只包含三次谐波,其它各次谐波在叠加时都互相抵消了。

当三倍频变压器从空载过渡到负载时,铁心中会出现附加的三倍频磁通。由于采用了串联补偿电容器,使得主磁通和附加磁通所形成的合成三倍频磁通的幅值增大,铁心中的基波磁通实际上不变。随着负荷的增长,三次谐波磁通会导致铁心的进一步饱和,引起初级电流增长。初级电流的波形也有些变化。

当存在串联补偿电容器时,磁通三次谐波幅值的增长导致次级电压提高,从而补偿电容器上的电压降。因此,负载变化时三倍频变压器的输出电压很少变化,它的外特性相当硬。在并联补偿情况下,三倍频变压器的输出电压和负载关系极大。

图 5.8(d) 是具有人工零点的自耦变压器式三倍频变压器线路。它由三个升压(或降压)的饱和自耦变压器组成,还有三个电容器形成人工零点。负载接在自耦变压器的星形点和电容器的公共点之间。这种三倍频变压器的工作原理在于:铁心中的三次及为三的

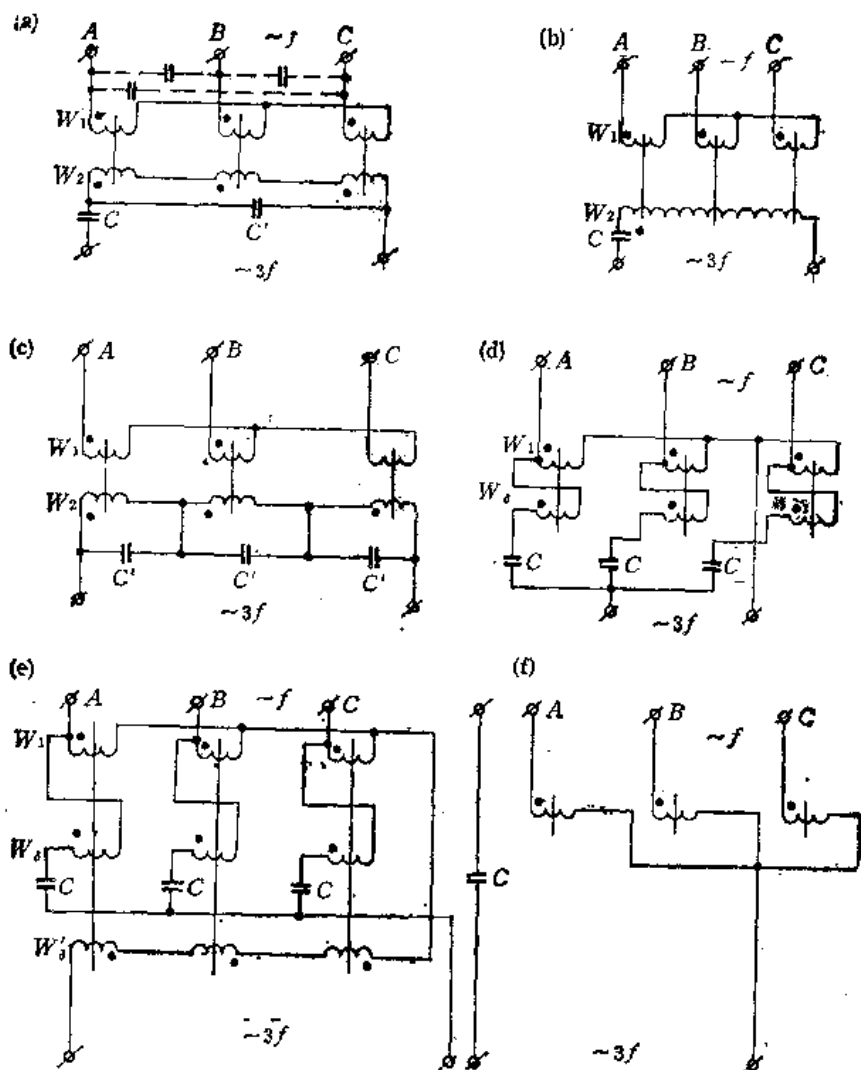


图 5.8 三相输入的三倍频变压器线路

(a) 分离式; (b) 组合式; (c) 有并联电容; (d) 自耦变压器式; (e) 有人工零点; (f) 负载取自零线

倍数的高次谐波的磁通同相, 其它谐波的磁通波形都相移 120° , 其结果便在饱和自耦变压器星形点和电容公共点间产生三倍频电压。

在图 5.8(e) 的线路中, 每个铁心柱上都有三个绕组: W_1 和 W_2 按普通自耦变压器式线路连接, 绕组 W_3 和负载串联。 W_3 和 W_2 的存在可以使电容上电压、输入电压、输出电压间保持任何关系。

图 5.8 (f) 是在零线上有负载的三倍频变压器线路。这个变压器由三个饱和扼流圈组成, 它们接成星形后与三相电源相连。负载接到星形中点和零线间。零线上接有串联补偿电容器。

单相输入单相输出的三倍频变压器线路如图 5.9 所示。图 5.9 (a) 由一个饱和变压器和一个不饱和变压器组成。饱和变压器形成包含三次谐波在内的磁通。两个变压器的初级绕组串联, 次级绕组反接。这种变压器的结构可以是分离式或组合式。当采用组合式时, 初级或次级绕组同时绕在几个铁心柱上。不饱和铁心有空气隙。

变压器绕组的匝数和铁心截面积或空气隙这样选取: 使空载时次级绕组 W_2 中感生

的基波电势彼此相互抵消。因此,输出电压主要是饱和变压器次级绕组 W_2 中感生的三次谐波电势。负载下绕组 W_2 上感生的输入频率的电势不能相互抵消,因为它们之间的相移角小于 180° 。

图 5.9 (b) 是最简单的三倍频变压器线路,它包括一个饱和扼流圈和一个电容器。正确选择电容值的情况下,沿负载电路流过的主要是三倍频电流,基波的有功分量电流不大。这种三倍频变压器不需要任何补偿电容。

图 5.9 (c) 是由饱和扼流圈、不饱和扼流圈及变压器组成的桥式三倍频变压器线路。变压器的次级绕组有中心抽头,该绕组和两个扼流圈构成一个电桥。负载接到电桥的对角线上。对于负载上与输入同频率的电压来说,输出端是等电位的,彼此相互抵消。负载上得到的主要是饱和扼流圈中产生的三倍频电压。

图 5.9 (d) 也是桥式线路,其中两臂是电容器,该电容起串联补偿和改善功率因数两个作用。

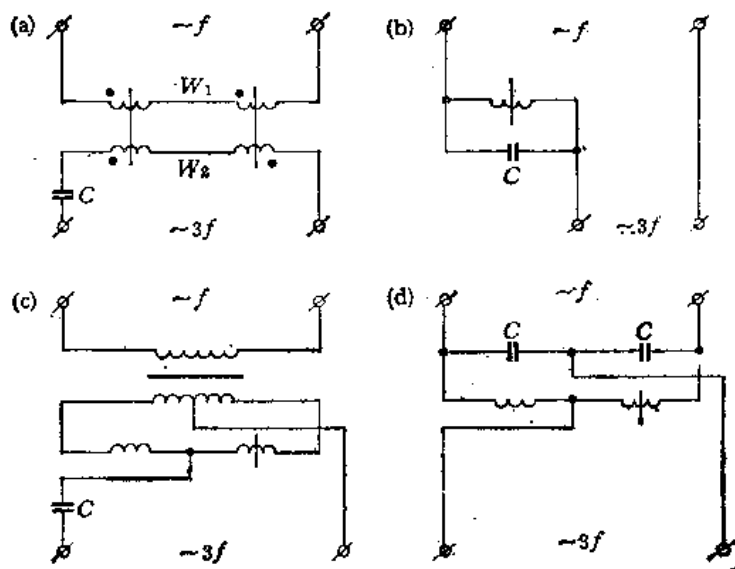


图 5.9 单相输入的三倍频变压器线路
(a) 有补偿电容; (b) 谐振式; (c), (d) 桥式

2. 三相输出的三倍频变压器

图 5.10 示出了三相输出的三倍频变压器的线路,它由两个单相三倍频变压器组成。一个单相三倍频变压器的初级接成星形,另一个单相三倍频变压器的初级接成“之”字形。接成星形的初级绕组的匝数 $W_{1(1)}$ 为另一个变压器每相匝数 $W_{1(2)}$ 的 1.155 倍。初级为星形连接的那个变压器的次级绕组一半的匝数 $W_{2(1)}$ 为另一个变压器次级绕组匝数的 $1/\sqrt{3}$ 。变压器的输出端接有串联补偿电容器。

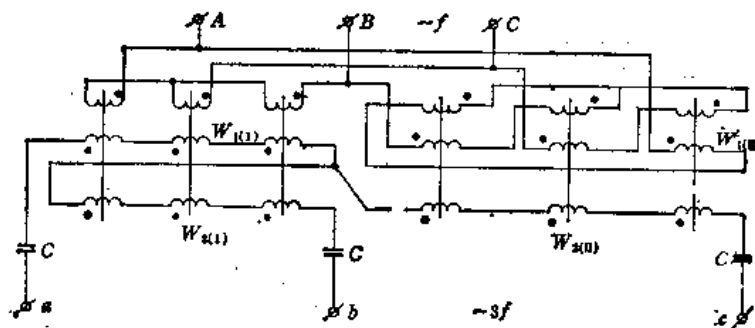


图 5.10 由两个变压器组成的三相输出三倍频变压器

每个变压器的三个铁心柱中磁通波形的相移为初级电压的 $1/3$ 周期。两个变压器对

应铁心柱中磁通彼此相移 $1/12$ 周期。显然,在两个元件次级绕组中感应的是相移 90° 的三倍频电势。

3. 输出电压可调的三倍频变压器

为了调节和稳定输出电压,常用直流电流对变压器的铁心进行磁化。

图 5.11(b) 是用六个铁心做成的三倍频变压器线路, 它的输出电压是可调的。每相的初级、次级和直流绕组都由两部分串联而成。 W_1 和 W_2 的接法相同, 要正接都正接, 要反接都反接。为了消除基波电势及其它奇次谐波电势, W_D 是反接的。二次谐波磁通在 W_D 中的感应电势互相抵消。直流电路中既没有基波电流, 也没有两倍频和三倍频电流, 因此, 不需要加滤波器。

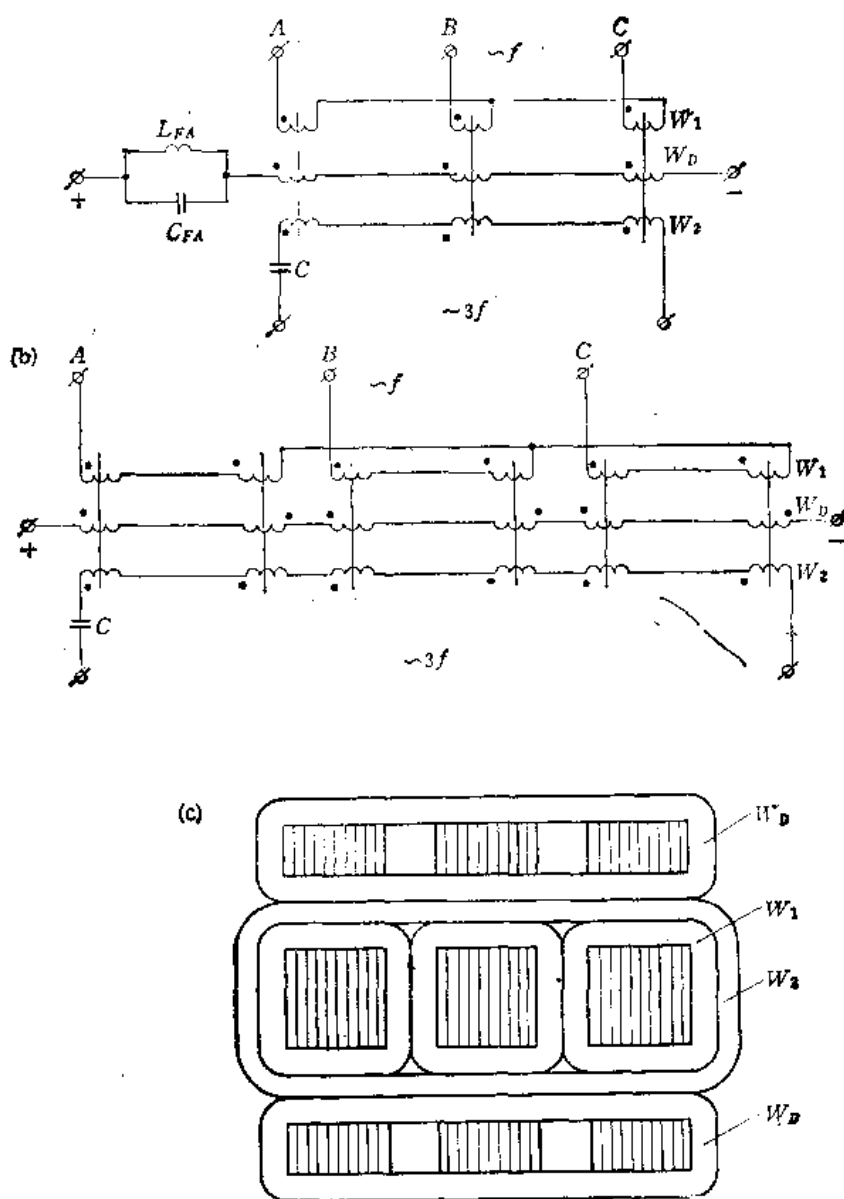


图 5.11 有直流磁化的单相三倍频变压器的线路和结构
(a) 有三个铁心柱; (b) 有六个铁心柱; (c) 结构图

图 5.11 (b) 的三倍频变压器既可以是分离式,又可以是组合式。当采用组合式结构时,倍频变压器可以由三部分组成,每一部分有两个铁心。绕在外面的可以是初级、次级或直流绕组。三倍频变压器也可以由两部分组成,每一部分有三个铁心,绕在外面的的是次级或直流绕组。由三个壳式铁心组成的三倍频变压器的结构如图 5.11(c) 所示。初次级绕组绕在中间的铁心柱上,直流绕组绕在两边的铁心柱上。

对于输出电压可调的倍频变压器而言,调压原理如下:三倍频变压器的铁心受到直流磁化时,铁心中会出现偶次谐波磁通,其中包括二次谐波。随着直流电流的增长,这些谐波磁通的幅值及其直流分量增长,三倍频变压器的输出电压降低。当直流电流足够大时,输出电压可以降到零,输出电压的相位会发生 180° 的翻转,这时磁通不是平顶波,而是尖顶波。

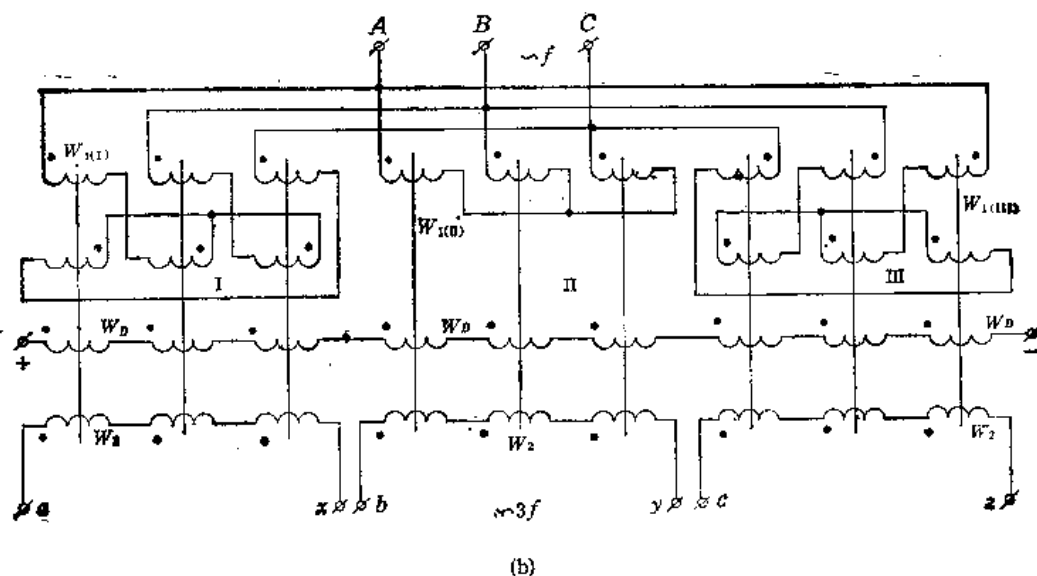
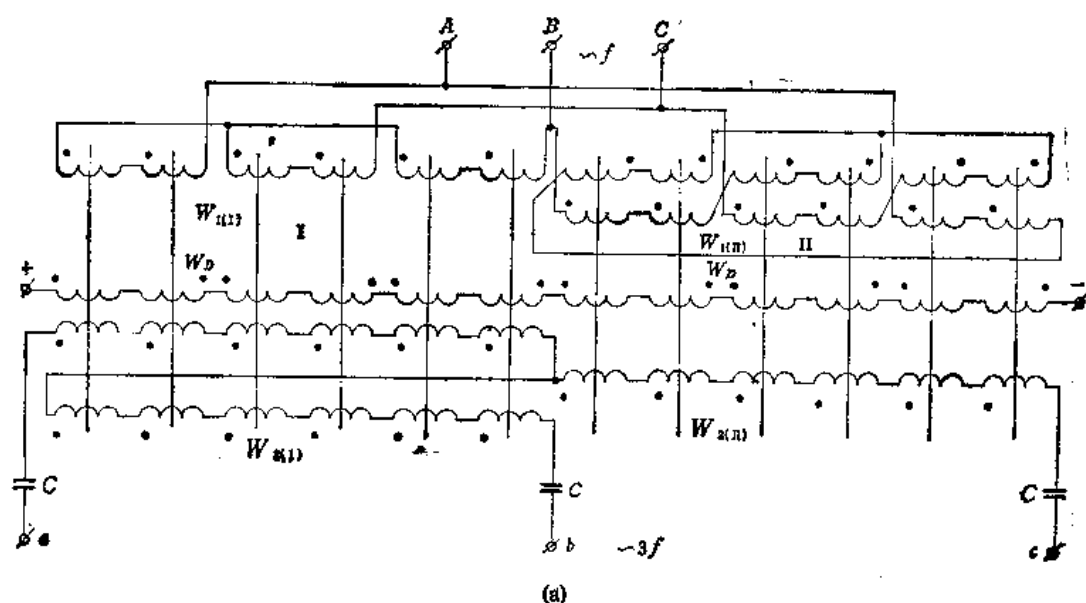


图 5.12 三相三倍频变压器线路
(a) 由两个变压器组成; (b) 由三个变压器组成

初级绕组之半并联的三倍频变压器的磁通中没有二次谐波, 它的空载输出电压不可调, 只能改变它的负载输出电压, 输出电压随直流电流的增长而升高。图 5.11(a) 所示的三倍频变压器类似于图 5.11(b), 所不同的是由三个铁心组成。

图 5.12(a) 是由两个三相三倍频变压器组成的三相三倍频变压器线路。改变直流电流就可以调节输出电压。每个变压器就是一个三倍频系统。初次级绕组 $W_{1(I)}$, $W_{1(II)}$, $W_{2(I)}$, $W_{2(II)}$ 的联接线路和图 5.10 一样。

图 5.12(b) 所示是三个三相输入单相输出的三倍频变压器组成的三相三倍频变压器线路。一个变压器的初级 $W_{1(II)}$ 接成星形, 其余两个变压器的初级 $W_{1(I)}$ 和 $W_{1(III)}$ 连接成“之”字形。“之”字形绕组的每臂匝数不能随便选, 必须保证在三倍频变压器输出端得到相移为 120° 的电压。为此, 匝数必须符合下列关系: $W'_{1(I)} = W'_{1(III)} = 0.395W_{1(II)}$; $W'_{1(II)} = W'_{1(III)} = 0.743W_{1(II)}$ 。

三个变压器的输出绕组及直流绕组都相同, W_2 接成星形或三角形均可, 直流绕组 W_D 串联。在各个变压器的直流绕组上感生的三倍频电势彼此相移 120° , 它们的合成电压为零。图 5.12(b) 所示的输出电压包含六次谐波, 波形畸变大, 但结构简单。

三、四倍频变压器

图 5.13(a) 是三相输入的单级四倍频变压器。它由两个相同的变压器 I 和 II 组成。变压器的铁心可以是心式、壳式或环形(图 5.1 及图 5.2)。每个铁心上都有初级绕组 W_1 、次级绕组 W_2 、直流绕组 W_D 和中频磁化绕组 W_c 。

每个变压器两个铁心柱上的初级绕组彼此串联反接。绕组 W_2 , W_D 和 W_c 串联正接。初级绕组也可以串联正接, 这时其余绕组都反接。当绕组 W_D 和 W_2 正接时, W_c 反接。当 W_c 正接时, W_2 和 W_D 反接。两个变压器的初级绕组 W_1 接成 T 形线路。中频磁化绕组短接。

四倍频变压器的结构可以是分离式或组合式的。

四倍频变压器的工作原理如下。由于变压器的磁路是对称的, 它的初级绕组按 T 形线路连接, 所有铁心中的磁通波形都相同, 彼此相移 $1/4$ 周期, 其结果, 基波磁通波形彼此相移 90° , 二次谐波的相移为 180° , 四次谐波的相移为 360° 。由于加到初级绕组上的电压是正弦波, 漏磁通又可以忽略不计, 因此, 除基波外磁通中不含有任何奇次谐波。

两个变压器相应铁心中的二次谐波磁通相位差为 180° , 它们在绕组 W_2 和 W_D 中的感应电势相互抵消, 而在 W_c 上的感应电势叠加。四倍频电势在 W_2 和 W_D 上叠加, 在 W_c 上相互抵消。直流电路中的滤波器是用来滤掉四次谐波的。

在其它条件相等时, 中频磁化绕组的存在可以使输出电压提高 50%, 还可以减小绕组 W_D 的磁势。因此, 有中频磁化绕组的四倍频变压器的经济指标比较好。

图 5.13 (b), (c) 中四倍频变压器的初级绕组按 T 形线路连接。图 5.13 (b) 是直流绕组、中频磁化绕组、次级绕组连成一体。在图 5.13 (c) 的四倍频变压器中, 次级绕组和中频磁化绕组共用。它们的输出电路都是桥式的。

图 5.13(d) 是对称的四倍频变压器线路。两个变压器的初级相同。电源必须提供两相对称电压。

在没有三相电源的情况下, 可采用图 5.14 所示的两级四倍频变压器线路。存在三相

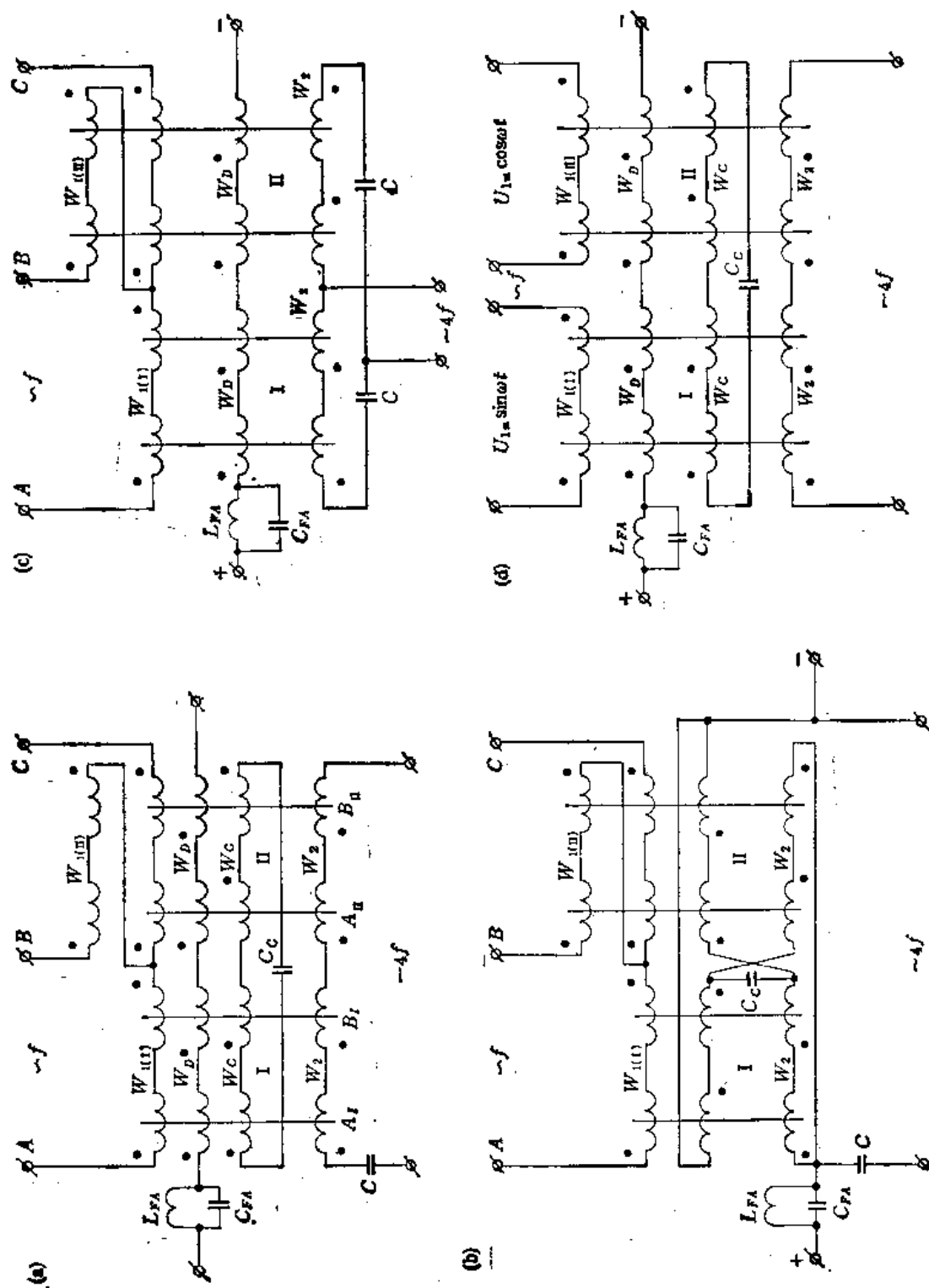


图 5.13 单级四倍频变压器
(a) 两元件的; (b), (c) 次级为桥式线路; (d) 两相输入的

电源时最好用图 5.13 所示线路, 因为该线路的变压器重量轻、 $\cos \varphi$ 和 η 高、波形好, 对输入电压、直流电流、电容器的容量等参数的变化不敏感, 因而工作稳定。

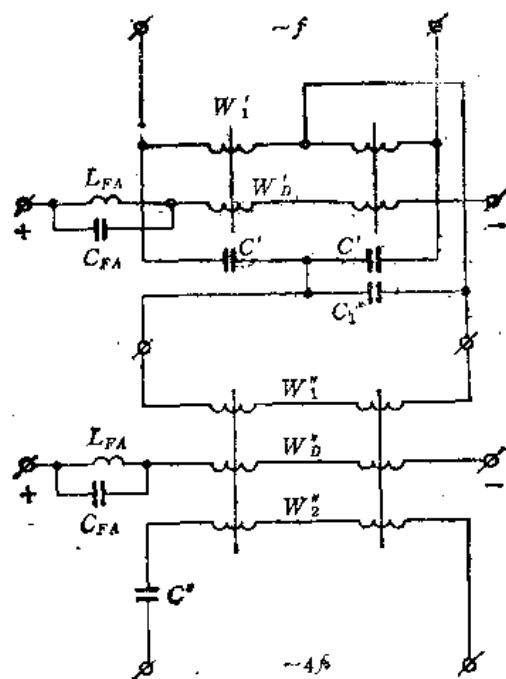


图 5.14 两级四倍频变压器

图 5.15 是三相单级四倍频变压器的原理图。这个四倍频变压器由两个三相变压器组成。每个变压器都有三相初级绕组 $W_{1(I)}$ 和 $W_{1(II)}$ 、次级绕组 W_2 、直流绕组 W_d 和中频磁化绕组 W_c 。

三相四倍频变压器可以是分离式结构, 由独立的变压器组成, 也可以是组合式结构, 用专门的六心柱铁心组成 [图 5.6(b) 或图 5.6 (c), (d)]。当采用图 5.6(c), (d) 所示的结构时, 磁路由两个三相铁心组成, 两个铁心间用磁分路器相连。两个变压器对应的初级绕组按 T 形线路连接。当初级接成其它线路时, 变压器磁路中有三次谐波存在, 输出电压的波形畸变严重。

两个变压器的次级绕组和直流绕组都串联正接, 中频磁化绕组反接。次级绕组可以接成星形或三角形。输出端接有串联补

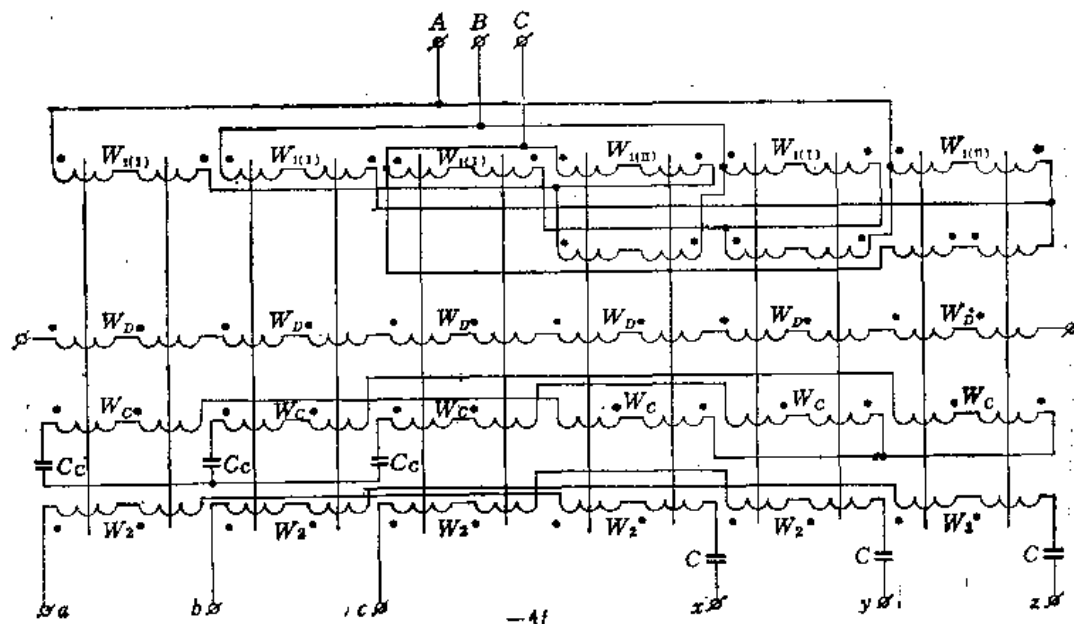


图 5.15 三相四倍频变压器

偿电容器。由于各相的四倍频电势彼此相移 120° , 相互抵消, 因而直流电路不接滤波器。中频磁化绕组 W_c 可以接成星形或三角形。为加强磁化作用, 中频磁化绕组中通常要串联电容器。各相的中频磁化绕组可以是独立的, 次级绕组也可以按桥式线路连接。这时中频磁化绕组和次级绕组可以共用。

三相四倍频变压器的工作原理与单相单级四倍频变压器相同。
在某些四倍频变压器中用永久磁铁来做磁分路器,这时可以省掉直流磁化绕组。

四、五倍频变压器

图 5.16 是五倍频变压器的线路。磁路由五个相同的壳式、心式或环形铁心组成。每个铁心上都有初级绕组 W_1 和次级绕组 W_2 。五个铁心柱上的次级绕组都相同,彼此串联正接。初级绕组接成“之”字形,每个铁心柱上的匝数应保证把三相输入电压变为对称的五相系统。为此,绕组各段的匝数必须满足如下关系:

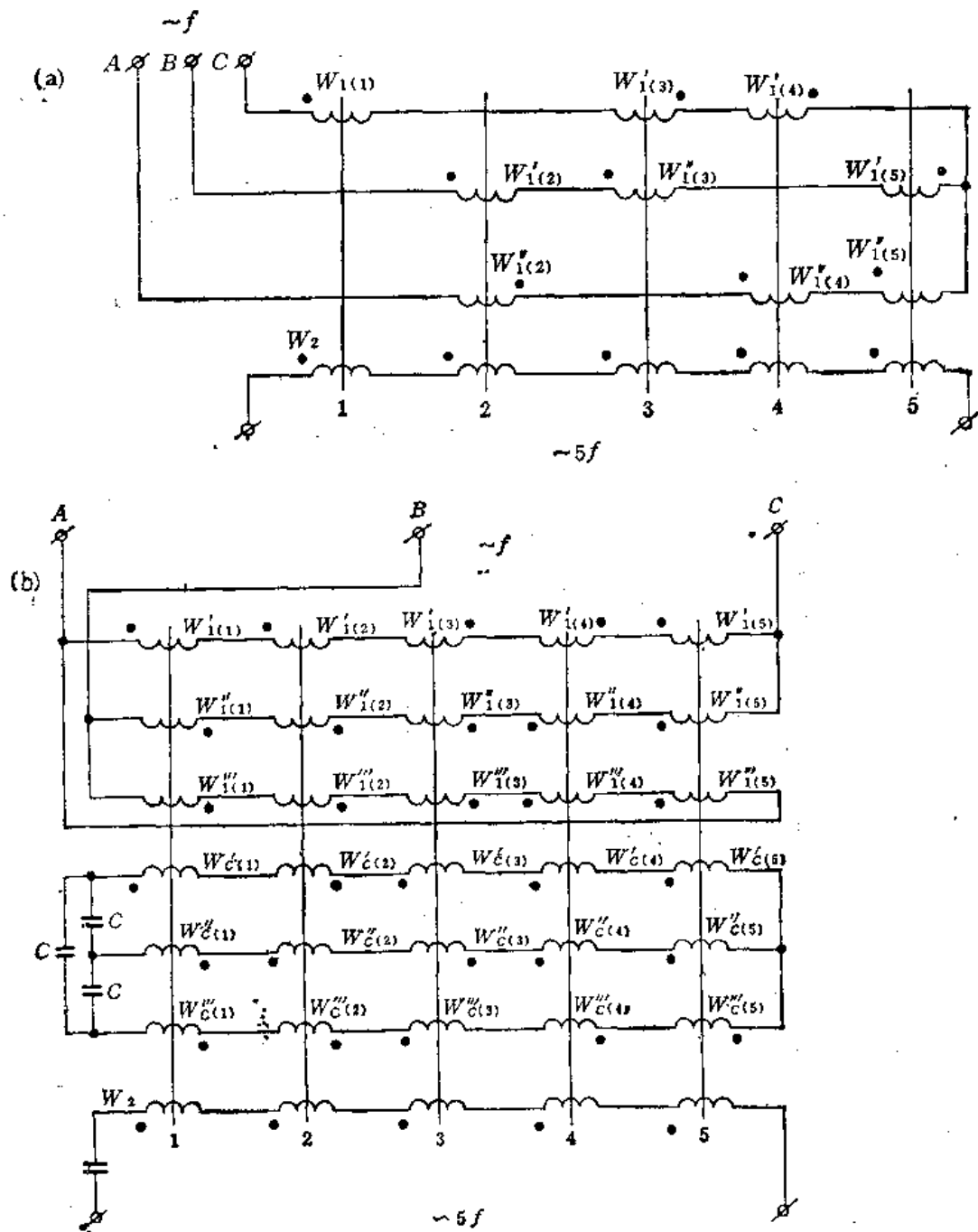


图 5.16 五倍频变压器的线路。(a) 单级;(b) 正弦式初级绕组

$$W_{1(1)}:W'_{1(2)}:W''_{1(2)}:W'_{1(3)}:W''_{1(3)}:W'_{1(4)}:W''_{1(4)}:W'_{1(5)}:W''_{1(5)}$$

$$=1:0.24:0.858:0.47:0.678:0.47:0.678:0.858:0.24$$

在五倍频变压器的饱和铁心中磁通含有高次奇次谐波——三次、五次、七次等。由于各相磁通是完全对称的,因而形成对称的三相系统,输出绕组中同样只有五的倍数的感应电势存在,其余谐波电势都相互抵消了。因此,输出为五倍频谐波电压。

五倍频变压器的输出端有时也接电容器,除用作补偿外,还可以减轻五倍频变压器的重量,并能改善这种变压器的外特性。

五倍频变压器对输入电压的波动很敏感,它的输入电压必须是足够稳定的。

图 5.16(b) 是五倍频变压器的另一个方案,它有正弦式初级绕组,并有三倍频的中频磁化。因此,它的性能指标比图 5.16(a) 所示结构好。

五、六倍频变压器

六倍频变压器有单级的和多级的。图 5.17(a) 所示是两级六倍频变压器线路,第一

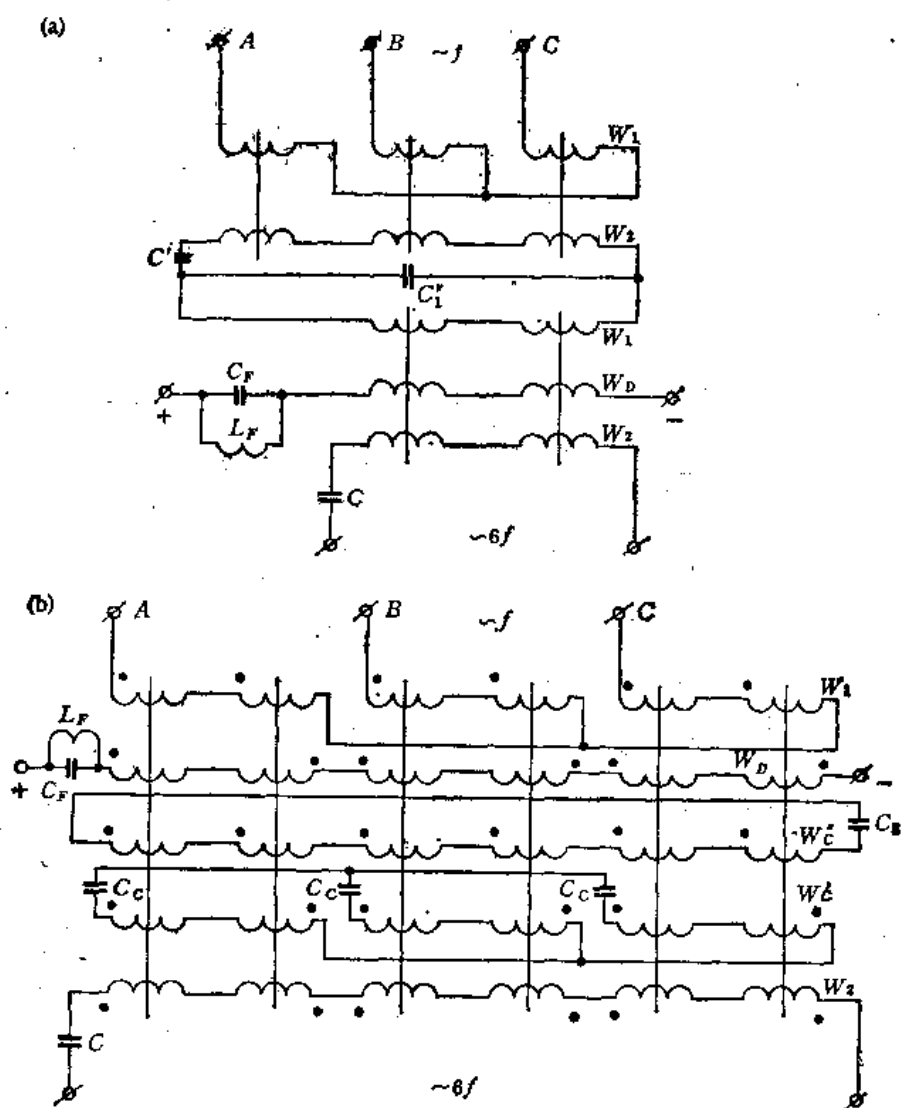


图 5.17 六倍频变压器。(a) 多级单相六倍频变压器; (b) 单级单相六倍频变压器

级是三倍频变压器,第二级是两倍频变压器。

图 5.17(b) 所示是单级六倍频变压器线路,其中铁心被三倍频电流的中频磁化。变压器有六个相同的铁心,每个铁心上有初级绕组 W_1 、直流绕组 W_D 、中频磁化绕组 W'_c 和 W''_c , 及次级绕组 W_2 。每两个相邻铁心柱的初级绕组串联后构成一相。各相接成星形。六个铁心柱上的绕组 W_D , W'_c , W_2 都是串联的。每相的绕组 W'_c 和该相的初级绕组接法相同。每相的绕组 W_D , W'_c , W_2 的接法和该相的初级相反。绕组 W'_c 的电路中接有电容 C_3 。直流电路接有滤波器 $L_{FA}C_{FA}$ 。变压器输出端接有串联补偿电容器 C 。

在直流磁化作用下铁心饱和, 它的磁通波形中出现高次谐波, 既有偶次波也有奇次波。由于初级绕组接成星形, 初级加的是对称三相电压, 非三的倍数的奇次谐波相互抵消。高次谐波中只存在二次、三次和六次谐波。绕组 W'_c 上的合成电压只是该绕组上感应的三次谐波。绕组 W_2 和 W_D 上的合成电压是感生的六次谐波。绕组 W_c 中接有电容器, 因而, 三次谐波磁通显著增长。这样可以提高六倍频变压器的输出电压。因此, 有中频磁化的六倍频变压器重量较轻。

图 5.17 所示的两个六倍频变压器的性能相同, 重量近似相等。外特性都较硬, 输出电压的波形接近正弦, 电容器的无功功率也大致相同。

六、七倍频变压器

图 5.18 所示是七倍频变压器的线路。它有七个饱和铁心柱, 每个铁心柱上有初级和次级绕组。初级由相互独立的三组构成, 彼此接成星形, 加对称三相电压。所有次级绕组串联正接。初级绕组各段的匝数应保证把三相系统变为对称的七相系统。变压器输出七次谐波电势。在无三相电源的情况下, 可利用图 5.18 虚线所示的方法将单相变换为三相。

七倍频变压器对输入电压的波动很敏感, 它的输入端应接稳压器。七倍频变压器的外特性相当硬, 相对电压降只有 15—20%。

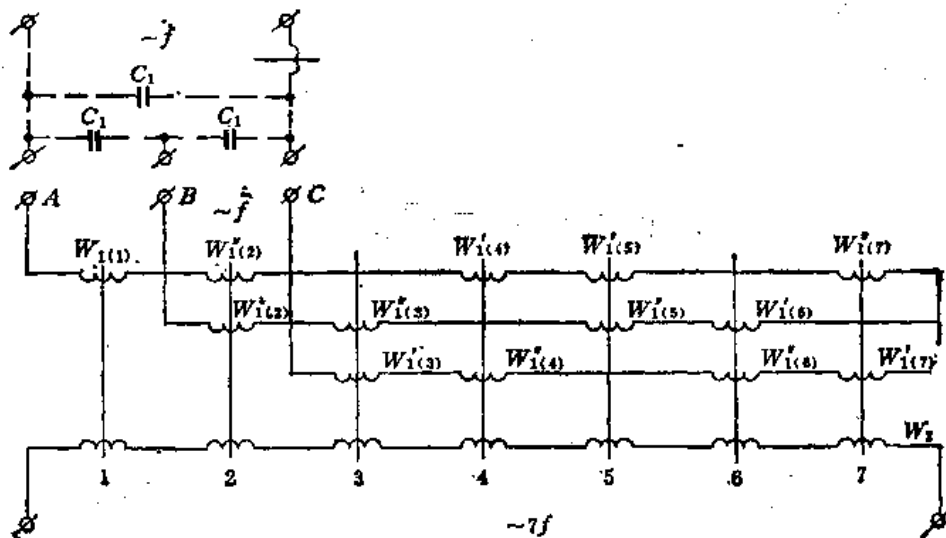


图 5.18 七倍频变压器的原理图

七、八倍频变压器

单相八倍频变压器可以做成单级三相输入的，也可以做成两级单相输入的。三相输入的两级八倍频变压器的经济指标不如单级的，三相输出的八倍频变压器也是单级的好。

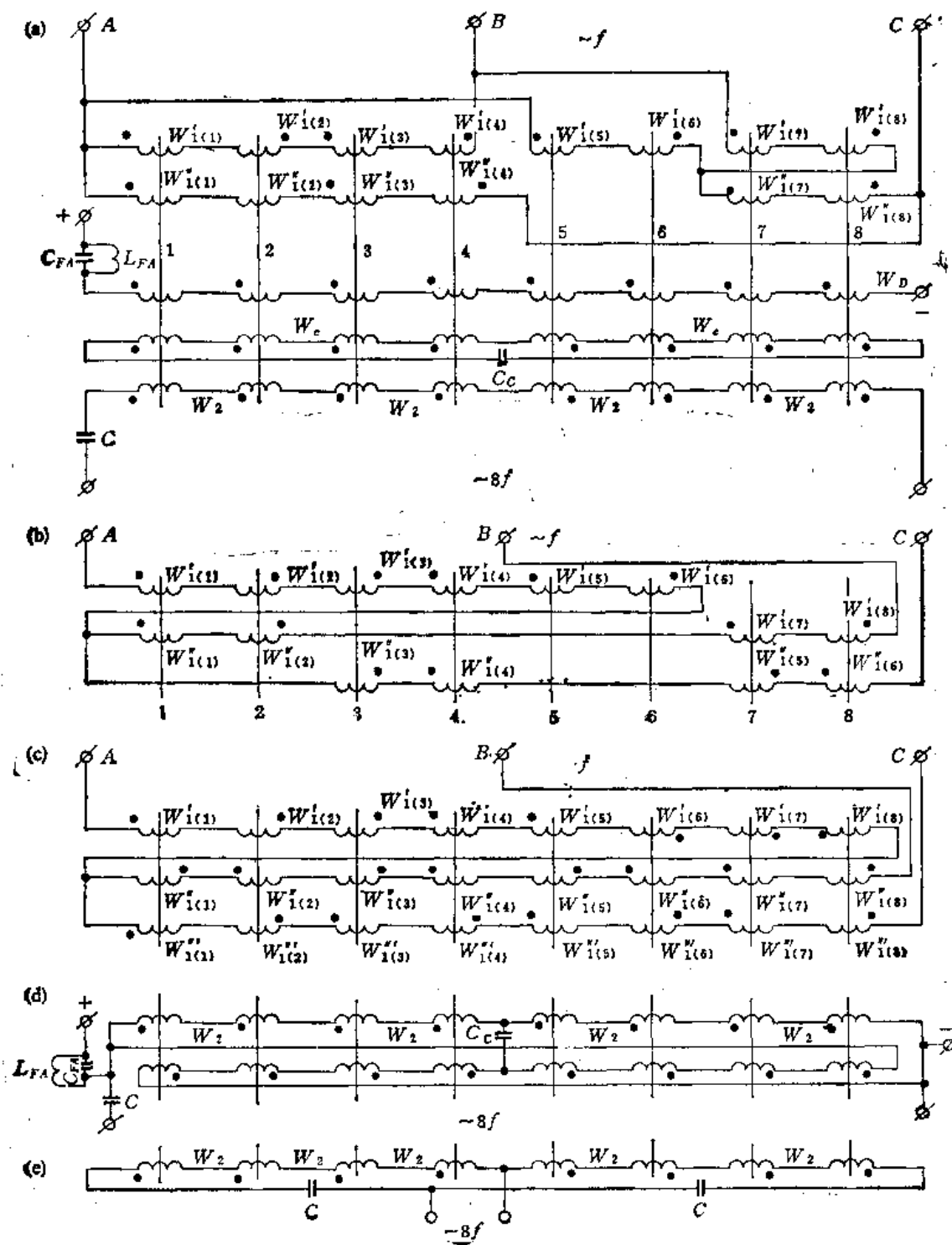


图 5.19 用四倍频电流进行自发磁化的单级八倍频变压器
(a) 初级并联; (b) 初级串联; (c) 正弦式初级绕组; (d), (e) 次级为桥式

图 5.19 上示出了用四倍频电流进行中频磁化的单级八倍频变压器线路。变压器的磁路由八个相同的铁心柱组成。铁心柱上有初次级绕组 W_1 , W_2 , 中频磁化绕组 W_c , 直流绕组 W_D [图 5.19(a)]。各个铁心柱上的绕组 W_c , W_D 和 W_2 都相同。有时绕组 W_c , W_D , W_2 由一个绕组承担。为此, 八倍频变压器的输出端按桥式线路连接, 这个电桥或者由绕组 W_2 之一 [图 5.19 (d)], 或者由绕组 W_2 和串联补偿电容器组成 [图 5.19 (e)]。

在三相输入的八倍频变压器中, 初级绕组接成对称的八相系统。在图 5.19(a)所示的八倍频变压器中, 初级绕组按“并联”线路连接。铁心柱五到八上的初级绕组 $W'_{1(5)}, W'_{1(6)}, W'_{1(7)}, W'_{1(8)}$, 彼此按 T 形线路连接。铁心柱一到四上的初级绕组接成“之”字形。各段匝数应保证铁心柱一到四中的磁通和铁心柱五到八中的磁通波形相移 45° (图 5.20)。

在图 5.19(b)和图 5.19(c)上表示了八倍频变压器的串联式和正弦式初级绕组方案。

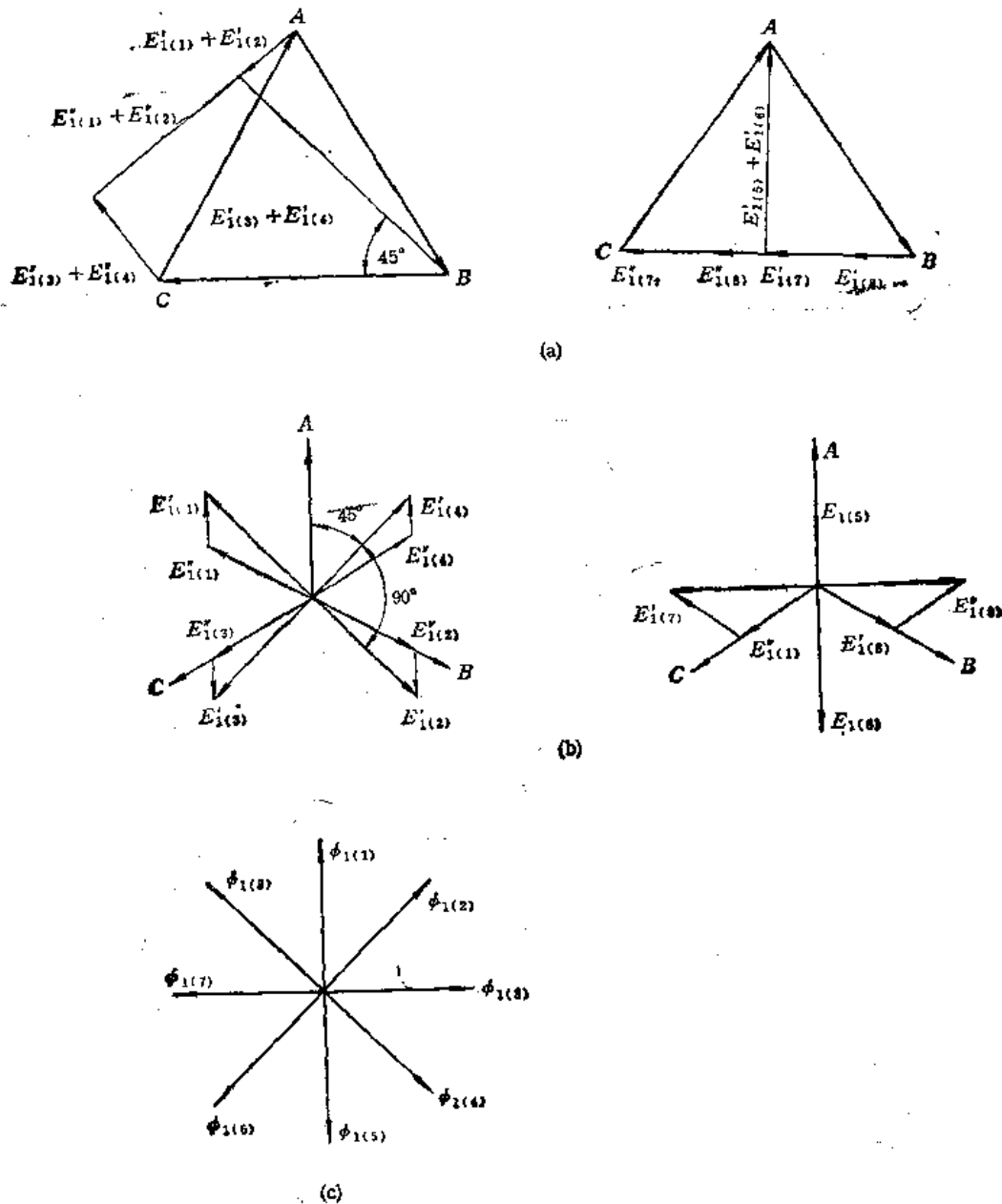


图 5.20 单级八倍频变压器部分初级绕组上电压的向量图
(a) 初级并联; (b) 初级串联; (c) 磁通向量

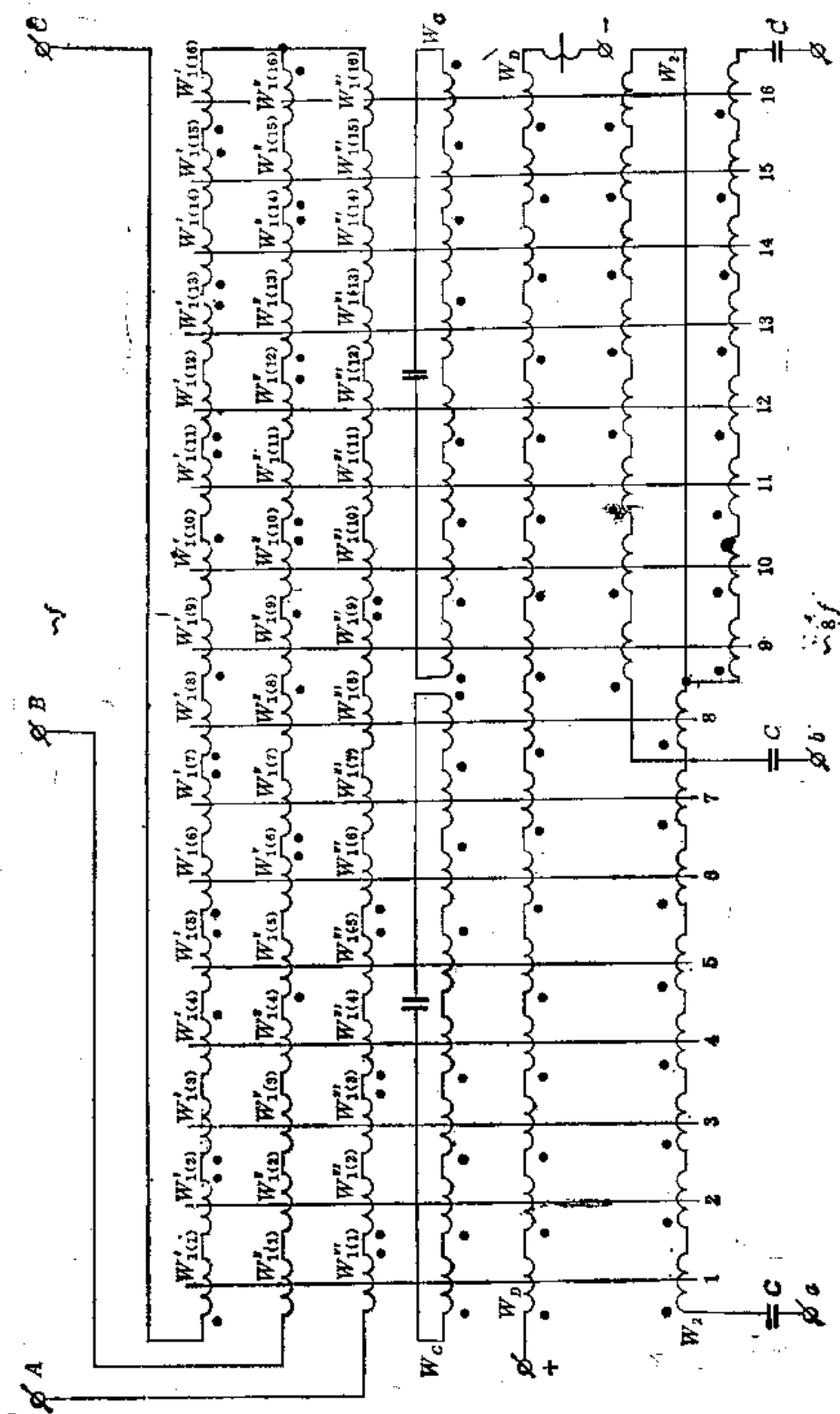


图 5.21 三相单级八倍频变压器线路

按图 5.19(b) 所示方案连接时初级绕组各段的匝数比应当为

$$\left. \begin{aligned} W'_{1(1)} &= -W'_{1(2)} = W''_{1(3)} = -W''_{1(4)} = 0.26W_1 \\ W''_{1(1)} &= -W''_{1(2)} = W'_{1(3)} = -W'_{1(4)} = 0.96W_1 \\ W_{1(5)} &= -W'_{1(6)} = 0.87W_1 \\ W'_{1(7)} &= -W''_{1(7)} = W'_{1(8)} = -W''_{1(8)} = 0.5W_1 \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

式中 W_1 按式(5.12)确定。负号表示该绕组与另一个绕组串联时是反接的。

当绕组按图 5.19(c) 连接时, $\varphi = \pi/16$, 匝数间关系为

$$\left. \begin{aligned} W'_{1(1)} &= -W'_{1(2)} = W''_{1(5)} = -W''_{1(6)} = 0.395W_1 \\ W'_{1(3)} &= -W'_{1(4)} = W''_{1(7)} = -W''_{1(8)} = 0.3W_1 \\ W'_{1(5)} &= -W'_{1(6)} = W''_{1(1)} = -W''_{1(2)} = 0.065W_1 \\ W'_{1(7)} &= -W'_{1(8)} = W''_{1(3)} = -W''_{1(4)} = 0.5W_1 \\ W''_{1(1)} &= -W''_{1(2)} = W'_{1(5)} = W'_{1(6)} = 0.46W_1 \\ W''_{1(3)} &= -W''_{1(4)} = W'_{1(7)} = -W'_{1(8)} = 0.19W_1 \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

由于八倍频变压器的铁心中存在直流磁化, 磁通波形中含有偶次谐波。铁心基波磁通相移 45° , 二次谐波相移 90° , 四次谐波相移 180° , 六次谐波相移 270° , 八次谐波相移 360° 。

八倍频变压器每个绕组中都有感生电势, 电势波形中包含相应铁心的磁通中所没有的各次谐波。在初级绕组中, 基波和奇次谐波磁通感生的电势相互叠加, 偶次谐波磁通感生的电势相互抵消。绕组 W_c 两端的电压是四次谐波和四的奇数倍的高次谐波。绕组 W_2 和 W_D 两端的电压是八的倍数的高次谐波。因此, 次级和直流绕组两端电压的频率是电源频率的八倍。

用四倍频电流进行中频磁化, 能使八倍频变压器在一定条件下变比最大, 也能改善八倍频变压器的经济指标。也可以用其它频率的电流进行中频磁化, 然而, 都不如用四倍频电流的效果好。

图 5.21 所示是三相单级八倍频变压器的线路。它由两个单相八倍频变压器(图 5.19)组成。八倍频变压器初级绕组的匝数应保证它的输出电压之间相移 90° 。绕组各部分匝数间关系如下:

$$\left. \begin{aligned} W'_{1(9)} &= -W'_{1(13)} = 0.15W_1 \\ W'_{1(10)} &= -W'_{1(11)} = 0.45W_1 \\ W'_{1(11)} &= -W'_{1(15)} = 0.47W_1 \\ W'_{1(12)} &= -W'_{1(16)} = 0.215W_1 \\ -W''_{1(9)} &= W''_{1(13)} = 0.43W_1 \\ -W''_{1(10)} &= W''_{1(14)} = 0.4W_1 \\ -W''_{1(11)} &= W''_{1(15)} = 0.37W_1 \\ W''_{1(12)} &= -W''_{1(16)} = 0.275W_1 \\ W''_{1(9)} &= -W''_{1(13)} = 0.32W_1 \\ -W'''_{1(10)} &= W'''_{1(14)} = 0.045W_1 \\ -W'''_{1(11)} &= W'''_{1(15)} = 0.125W_1 \\ -W'''_{1(12)} &= W'''_{1(16)} = 0.5W_1 \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

输出绕组按 T 形线路连接,以便把两相系统变为三相。两个元件的直流绕组串联。

八倍频变压器的结构可以是独立的多绕组单相变压器,或者是由若干个铁心柱组合而成的多绕组变压器。单级八倍频变压器可以分成几个部分,每个部分都由四心柱铁心组成[图 5.2 (e)]。这时绕组 W_D, W_2, W_C 同时绕在几个铁心柱上,这种结构紧凑,但制造困难。

单级正弦绕组的八倍频变压器[图 5.19 (c)]最好,它的输出电压的波形接近于正弦,重量较轻,损耗较少,各相初级电流对称,初级绕组可以由星形变换为三角形。

八、九倍频变压器

图 5.22 所示是九倍频变压器线路。磁路由九个铁心柱组成。每个铁心柱上有初级 W_1 , 次级 W_2 , 中频磁化绕组 W_C 。三相输入时初级绕组应接成把三相变为九相的对称系统。初级绕组各段的匝数按下式确定:

$$\left. \begin{aligned} W'_{1(1)} - W'_{1(11)} &= 0.4W_1 \\ W''_{1(1)} - W''_{1(11)} &= 0.74W_1 \\ W_{1(11)} &= W_1 \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

然而,也可以有其它连接方法,但以图 5.22 所示为最佳。因为绕组的这种连接会使铁心中出现五次和七次谐波磁通,从而可提高输出电压。

每三个铁心柱构成一组,每组的 W_C 串联。三组这样的绕组连成星形,并接上自发磁化电容器。所有绕组 W_2 都串联成开路多角形。

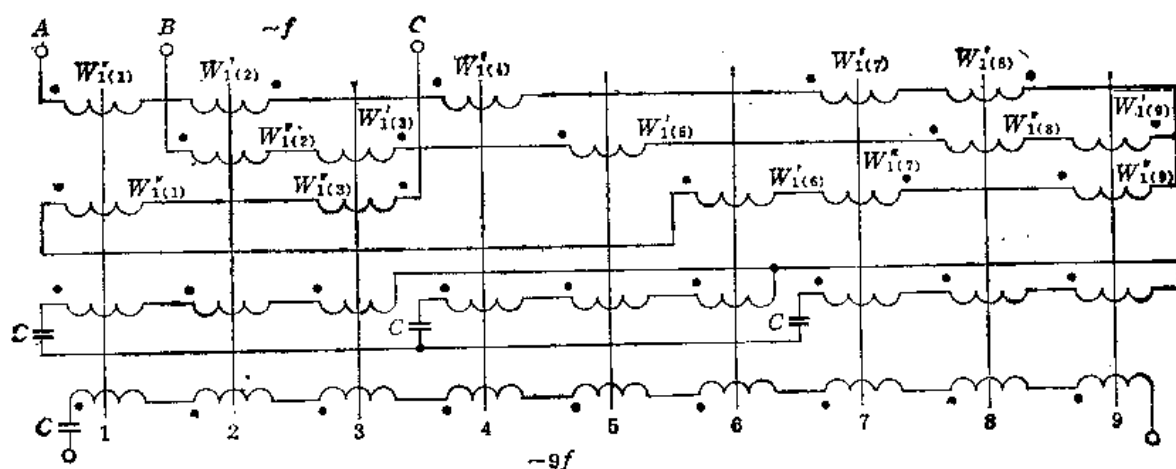


图 5.22 用三倍频电流进行自发磁化的单相九倍频变压器线路

由于磁路的饱和,使得九倍频变压器铁心中有高次奇次谐波。初级是对称的九相系统,相应铁心中的基波磁通波形相移 40° , 三次谐波相移 120° , 九次谐波相移 360° 。 W_2 中除九次谐波和九的倍数的谐波外,所有谐波电势都抵消了。九次谐波电势和九的倍数的谐波电势则互相叠加。因此,九倍频变压器输出电压的频率是电源频率的九倍。

每相的 W_C 绕组中的三倍频电势叠加,各相的这个电势相移 120° , 并形成对称的三相系统。在一定条件下铁心中的三次谐波电流具有最大值,九倍频变压器的变比也有最大值。

5.3 倍频变压器的尺寸功率、利用系数、及最佳电磁状态

一、尺寸功率和利用系数

设计倍频变压器时要从最轻重量、最小体积、最低价格或最高效率等某个技术经济指标出发,在给定温升的前提下选取电磁负荷,其中包括确定基波磁感应强度幅值 B_1 , 直流磁场强度 H_D , 补偿电容 C 及无功电容 C_C 等。还要确定出能保证某个经济指标为最佳的铁心几何比。

和输出功率、电磁负荷及其几何尺寸相联系的是尺寸功率。在给定温升的前提下,某个铁心的尺寸功率主要由绕组和铁心中的损耗来确定。倍频变压器中的损耗和合成磁势成正比,而磁势和倍频变压器的输出功率及电磁负荷有关。对于单个倍频变压器来说:

$$F = I_1 W_1 + I_2 W_2 + I_D W_D + \dots = \frac{I_2 U_2 \sum k_{B1k}}{4.44 f B_1 S_T k_{BU}}$$

$$k_{BU} = \frac{U_2}{W_2} \frac{W_1}{U_1}$$

$$k_{B1k} = \frac{I_k W_k}{I_1 W_1} \quad (5.5)$$

变压器的尺寸功率

$$P_C = I_2 U_2 \sum k_{B1k} \frac{B_T}{B_1 k_{BU}} = \frac{P_2}{m} \sum k_{B1k} \frac{B_T}{B_1 k_{BU}} \quad (5.6)$$

式中, m 为次级绕组串联或并联的变压器个数 (见表 5.1); B_T 为普通变压器中的磁感应强度。

应该注意,磁势 F 越大,绕组中的损耗越多,变压器的尺寸和重量越大。把相同输出功率的各种倍频变压器的 F 值进行比较,就可以判断那一种变压器在体积、重量、价格、效率等方面是最佳的。为了便于比较,用普通变压器作为标准。普通变压器的总磁势 F_T 为

$$F_T = I_1 W_1 + I_2 W_2 \approx 2 I_2 W_2 = \frac{2 P_2}{4.44 f B_T S_T} \quad (5.7)$$

表 5.1 各种倍频变压器的 m 值

线路图号	5.13	5.4, 5.5, 5.7, 5.9(c), (d)	5.8, 5.11 (a)	5.10, 5.11(b), 5.17(b)	5.12(a), 5.15	5.12(b), 5.22	5.19	5.21
m	4	2	3	6	12	9	8	16

普通变压器的磁势 F_T 和输出功率 P_2 相同,电源频率也相同的倍频变压器的总磁势 mF 之比称为利用系数 k_A , 从式(5.5)一式(5.7)可见:

$$k_A = \frac{F_T}{mF} = \frac{2 k_{BU} B_1}{\sum k_{B1k} B_1} \quad (5.8)$$

$$P_c = \frac{P_2 \sqrt{K_{PB}}}{k_{Am}}$$

按式(5.8)可以确定绕组损耗最小的倍频变压器的电磁负荷。为此,必须选取能保证 k_A 值最大的 B_1, C 及其它电磁量。

二、最佳电磁状态

保证利用系数 k_A 最大的电磁负荷称为最佳电磁负荷。在这种负荷下倍频变压器能稳定工作。也就是说,当电网电压和电源频率波动时,以及由于老化或温度波动导致负载及倍频等变压器参数发生变化时,都不会产生寄生振荡。换句话说,在任何条件下倍频变压器的参数都在稳定工作区内。

最佳电磁状态的参数在很大程度上取决于铁心材料。常用铁心材料是电工钢 DQ1—DQ6, DG1—DG4。

下面以图 5.8(a) 所示的三倍频变压器作为例子,介绍感性负载下解析确定最佳电磁状态的方法。

图 5.23 上表示了 B_1 恒定时三倍频变压器的 k_A 和 \bar{C} 的关系,这时取 $\bar{B}_T = 7$ 。从该图可见,最佳值 $k_A = 0.45$, 这相当于 $B_1 = 1.9-2T, x_c = 0.25$ 。

表 5.2 中给出了各种倍频变压器的 $k_A, k_{BU1}, k_{BI1}, k_{BI2}, k_{BI3}, k_{BIC}, k_{BUC}$ 值,以及其它相应于最佳电磁状态的量。还给出了串并联补偿电容器的无功功率 $P_{c,q}$ 、中频磁化功率 P_{cc} 和额定输出功率之比。

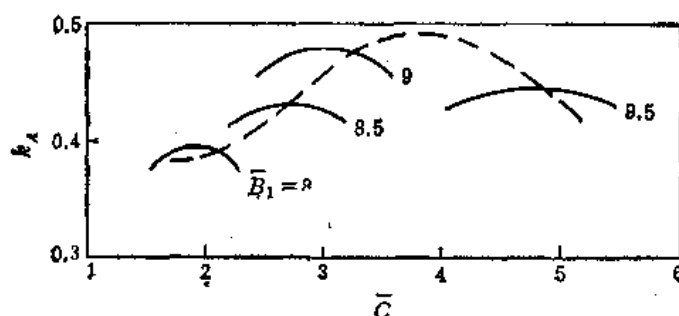


图 5.23 表征三倍频变压器电磁状态的计算关系

5.4 倍频变压器电磁负荷的选取

一、铁心材料的选取

在选取饱和铁心的材料时要考虑铁心的工艺性,材料的饱和磁感应强度值,比损耗,价格,以及在温度变化、振动、冲击等因素作用下材料特性是否稳定。有时还要对磁化曲线的形状提出要求。当磁化曲线具有最佳形状时,倍频变压器的性能指标最好。磁滞回环的矩形系数越大,倍频变压器的电压比和电流比将越高。当采用矩形磁滞回环的材料时,倍频变压器输出电压的波形畸变大,易于产生寄生振荡。

对铁心材料的另一个要求是在高磁感应强度下铁心的比损耗应当尽量小。在普通变压器中,为了减少铁心损耗,可以选取较低的磁感应强度值。倍频变压器中不能如此,因

为它的铁心一定工作在饱和区。在倍频变压器中,除磁感应强度的基波外,还有高频交流分量。在同样的磁感应基波幅值下,倍频变压器铁心的比损耗也比普通变压器中大很多。

表 5.2 各种倍频变压器的系数 $k_{BU}, k_{BUC}, k_{BI}, k_{BID}, k_{BIG}, B_1, \frac{(P_{eq}/P_1)}{\cos\varphi_F + \sin\varphi_F}, \frac{P_{CC}}{P_1 \cos\varphi_F}$

线路图号	k_{BU}	k_{BUC}	k_{BI}	k_{BID}	k_{BIG}	k_A	$\frac{(P_{eq}/P_1)}{\cos\varphi_F + \sin\varphi_F}$	$\frac{P_{CC}}{P_1 \cos\varphi_F}$	$B_1(T)$
5.3(a),(b);5.4	0.6—0.8	—	1.25—1.6	0.8—1	—	0.4—0.55	1.2—1.6	—	1.5—1.6
5.3(c),(d)	0.6—0.8	—	0.6—0.8	0.8—1	—	0.4—0.55	1.2—1.6	—	1.5—1.6
5.5(a),(b),(c)	0.7—0.8	—	1.1—1.3	0.9—1.2	—	0.4—0.55	1.2—1.6	—	1.5—1.6
5.5(d),(e),(f)	0.7—0.8	—	0.8—1	0.8—1	—	0.4—0.55	1.2—1.6	—	1.5—1.6
5.7(a)	0.7—0.8	—	2.5—3	—	—	0.3—0.35	2—2.5	—	1.5—1.6
5.8	0.5—0.6	—	1.6—1.8	—	—	0.48—0.52	1.2—1.6	—	1.9—2.1
5.11;5.12	0.5—0.6	—	1.6—1.8	0.5—0.6	—	0.45—0.5	1.2—1.6	—	1.9—2.1
5.13	0.9—1	1.5	1.7—2.3	0.4—0.6	1.7—2	0.35—0.4	1.2—1.6	1.4—1.6	1.7—1.9
5.17(b)	0.25—0.3	—	2.8—3	1.3—1.4	—	0.2—0.3	1.2—1.6	—	1.7—1.9
5.19; 5.21	0.7—0.9	1.2	2.8—3.2	3—3.2	2.3—2.4	0.2—0.22	1.2—1.6	2—3.5	1.8—2
5.22	0.65—0.7	1.5	2—2.5	—	1.2	0.4—0.45	1.2—1.6	2—2.5	1.8—2

在倍频变压器设计中,根据变压器功率和电源频率等因素来选取铁心材料。当电源频率为 50Hz 时,两倍频变压器的铁心用 DQ1—DQ6,片厚 0.35mm。三倍频以上的变压器采用 DG1—DG4,片厚 0.2—0.15mm。

对于 100W 以下的小功率倍频变压器来说,当电源频率是 400Hz 或 1000Hz 时,要采用 0.08mm 或 0.05mm 的冷轧电工钢带做铁心。对于电源频率在 2kHz 以上的倍频变压器来说,可采用铁氧体铁心。

二、电流密度、比热负荷、及冷却通道数的选取

对于功率几十千瓦,空气自然冷却或油浸式倍频变压器而言,当电源频率为 50Hz 时,按如下建议选取比热负荷 q_T :

内表面 $q_T = 250—280W/m^2$

外表面 $q_T = 500—600W/m^2$

油冷内绕组 $q_T = 1000—1200W/m^2$

油冷外绕组 $q_T = 1400—1600W/m^2$

对于几百瓦以下的小功率干式倍频变压器而言

$$q_T = r\alpha_0$$

$$\alpha_0 = 9—11W/m^2 \cdot ^\circ C$$

有风道倍频变压器的电流密度为

$$j = \frac{2n k_{TR} q_T h_z}{\rho \sum l W}, \quad A/m^2$$

式中, k_{TR} 为冷却风道被遮盖部分的系数; n 为冷却风道数。

无风道倍频变压器(小功率)电流密度为

$$j = 2.5 \sqrt{\frac{q_T}{\rho a}}, \text{ A/m}^2$$

对于大功率倍频变压器而言,绕组的冷却风道数为

$$n = (0.7-0.8) \frac{C}{K_1 C_K}$$

式中, C_K 为允许的风道宽度; K_1 为结构系数,按式(5.10)确定。

在绕组高度 $h \leq 100\text{cm}$ 的干式倍频变压器中,风道宽度一般为 $1.5-3\text{cm}$ 。油冷倍频变压器的油道宽度可以像电力变压器那样选取。某些变压器的铁心本身带有风(油)道。风(油)道的个数应保证铁心的比热负荷不超过 450W/m^2 。

5.5 倍频变压器的损耗和补偿电容

一、损耗

绕组损耗按下式确定:

$$\text{铜导线 } P_s = 2.4 j^2 G_s \times 10^{-12}, \text{ W}$$

$$\text{铝导线 } P_s = 12.5 j^2 G_s \times 10^{-12}, \text{ W}$$

式中 G_s 为绕组重量 (kg)。

铁心损耗

$$P_T = k_p p_T G_T$$

式中, k_p 为比损耗增大的倍数(见图 5.24); p_T 为比损耗(见表 5.3)。

表 5.3 最佳电磁状态下 DQ2-0.35 的比损耗

倍频变压器型式	两倍频变压器	三倍频变压器	单级			
			四倍频变压器	六倍频变压器	八倍频变压器	九倍频变压器
铁心比损耗 (W/kg)	3—3.5	10—13	8—10	12—15	16—17	19—23

二、补偿电容

对于所有倍频变压器而言,串联或并联补偿电容器的容量均按下式确定:

$$C = \frac{1.6 I_K^2 \times 10^3}{f_2 P_{eq}} \quad (5.9)$$

式中, P_{eq} 可从表 5.2 中查得; I_K 为流过补偿电容器的电流。

串联补偿时

$$I_K = I_{2N}$$

并联补偿时

$$I_K = I_2 \frac{P_{eq}}{P_2 (\cos \varphi_F + \sin \varphi_F)}$$

并联补偿电容器上的电压 U_C 等于输出电压。串联补偿电容器上的电压按下式确定:

$$U_C = U_2 \frac{P_{eq}}{P_2 (\cos \varphi_F + \sin \varphi_F)}$$

在三倍频变压器中,串联补偿电容器上应当并联一个快速饱和扼流圈,以防止输出端短路时电容器上出现过电压。如果没有保护扼流圈,则串联补偿电容器的允许电压应当为额定电压的 $1/2 - 1/3$ 。

串联补偿电容器是用来补偿次级绕组的漏感抗压降的,因此,在确定铁心尺寸和绕组匝数后才能确定它的容量。

对于铁心材料为 DQ1—DQ6 的三倍频变压器来说,按下式确定串联补偿电容器的容量:

$$C = \frac{10^6}{2\pi f_2 \left[x_s + (3.5 - 4.1) \frac{U_2 W_2}{H_K l_T \bar{I}_{2K}} \right]} \quad (5.10)$$

式中, H_K 为磁场强度的基准值,对于 DQ1—DQ6 而言, $H_K = 5 - 8 \text{ A/m}$; x_s 为次级绕组的漏感抗。

$$\bar{I}_{2K} = \sqrt{2} Y_1(\Phi_{1m})$$

$$\Phi_{1m} = \frac{B_1}{B_K} = 6 - 9$$

$$B_K = 0.2 - 0.25 \text{ T}$$

式中, Y_1 为贝塞尔函数; f_2 为输出频率; B_K 为磁感应强度的基准值。

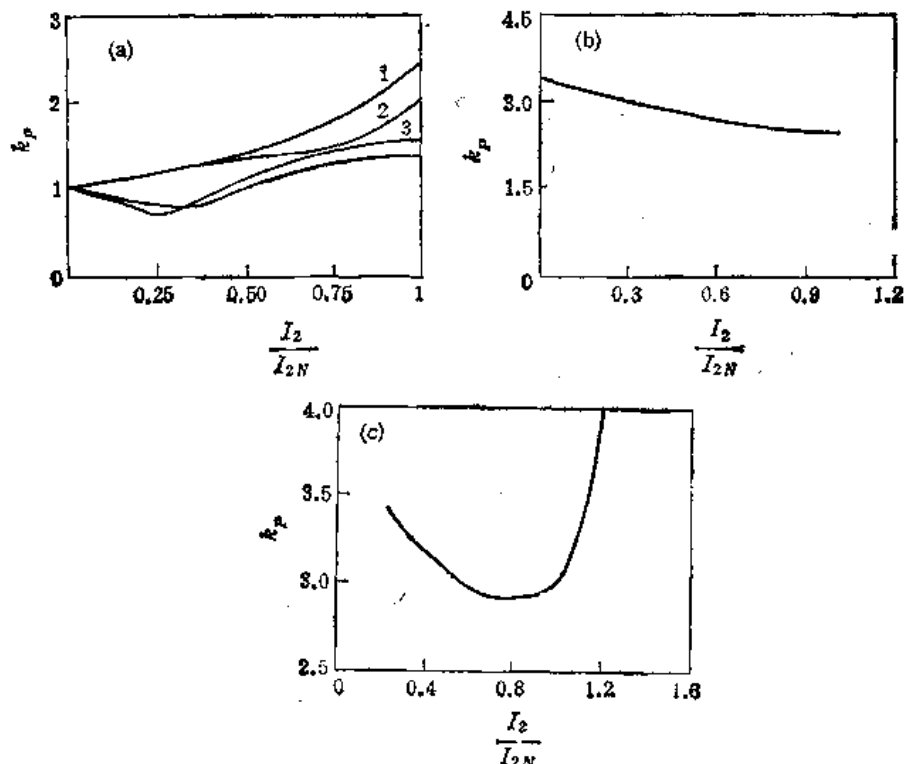


图5.24 各种倍频变压器的 k_p 和 I_2/I_{2N} 的关系。(a) 三倍频变压器; (b) 自发磁化四倍频变压器; (c) 自发磁化九倍频变压器(1. $B_1 = 2 \text{ T}$; 2. $B_1 = 1.9 \text{ T}$; 3. $B_1 = 1.8 \text{ T}$; 4. $B_1 = 1.6 \text{ T}$;))

漏感抗按下式确定:

$$x_s = 7.92 \times 10^4 f_1 W_1^2 l_{20} K_R (\delta_{1T} + 0.5 C_{s2}) \frac{1}{h_s}$$

$$K_R \approx 1 - \frac{\delta_{1T} + C_{s2}}{\pi h_s}$$

式中, δ_{1T} 为 W_1 的内表面和铁心的距离; l_{20} 为 W_1 和铁心间的间隙的平均长度。

图 5.8(d) 和图 5.5(d), (e) 中电容器的容量都按式 (5.9) 确定。该电容中的电流为

$$I_K = (0.4-0.45) \frac{P_{eq}}{U_2}$$

对于两倍频变压器来说

$$I_K = (0.5-0.55) \frac{P_{eq}}{U_2}$$

图 5.13, 图 5.15, 图 5.17, 图 5.19, 图 5.21, 图 5.22 所示的中频磁化电容器的容量为:

$$C_c = \frac{1.6 P_{eq} \times 10^5}{f_c U_{ce}^2}$$

式中, f_c 为中频磁化电容器中电流的频率; U_{ce} 为其上的电压; P_{eq} 为无功功率 (见表 5.2)。

功率因数补偿电容器的容量为

$$C_1 = \frac{1.6 P_{eq1} \times 10^5}{m f U_1^2}$$

$$P_{eq1} = \frac{P_2}{\eta} \left[\sqrt{\left(\frac{k_{B11}}{k_{BU1}} \right)^2 - 1} - \lg \varphi_{1B} \right] \cos \varphi_F$$

式中 m 为相数; k_{B11}, k_{BU1} 可从表 5.2 中查得; $\cos \varphi_{1B}$ 为需要的功率因数。

对于图 5.8(d) 及图 5.5(d) 而言

$$P_{eq1} = \frac{P_2}{\eta} \left[\sqrt{\left(\frac{k_{B11}}{k_{BU1}} \right)^2 - 1} - \lg \varphi_{1B} \right] \cos \varphi_F - \Sigma P_{eq1}$$

式中, ΣP_{eq1} 为电容器中基波电流的无功功率。

5.6 倍频变压器设计

本节介绍最轻重量的两倍、三倍、四倍、八倍、九倍频变压器的工程计算方法。按照这种计算方法设计的变压器, 其串联补偿电容器消耗的无功功率最少, 并具有满意的效率。该方法适用于功率从几十瓦到几十千瓦, 电源频率 50Hz, 400Hz, 1000Hz, 2000Hz 的变压器, 油冷及空气自然冷却均可。

设计的原始数据是: 频率升高的倍数; 电源频率 f (Hz); 输入和输出电压的相数; 初级线电压的额定值 U_1 、最大值 U_{1max} 及最小值 U_{1min} ; 输出电压的额定值 U_2 、最大值 U_{2max} 、最小值 U_{2min} ; 每相输出功率 P_2 ; 负载功率因数 $\cos \varphi_F$ 及负载性质; 变压器的

工作制;冷却条件;绝缘等级;环境温度;负载电流的最小值 I_{Fmin} ; 结构形式等。

设计程序如下:

(1) 按前几节的建议选取变压器的线路、铁心材料和电容器; 如果选取的是工频电容, 当用在高频电路时, 必须把它的额定电压除以 $\sqrt{f_c/50}$ 。

(2) 铁心主要尺寸的确定。对于单相心式铁心和三相铁心(图 5.6)而言, 任何一个铁心柱都是主铁心柱。单相壳式铁心中间的铁心柱称为主铁心柱。主铁心柱的截面积 S_T 应当在如下的范围内:

$$S_T = (5.3-6.2) \left[\frac{P_c g_T}{f K_1 B_{1g_s}} \right]^{\frac{1}{2}} \left[\frac{\rho \times 10^{10}}{k_{TR} q_T n_T} \right]^{\frac{1}{2}}, \text{ cm}^2 \quad (5.11)$$

式中, K_1 为结构系数, 对心式铁心 $K_1 = 2$, 对壳式和三相铁心 $K_1 = 1$; k_{TR} 为一系数, 内表面 $k_{TR} = 0.75$; 外表面 $k_{TR} = 1$ 。

$$P_c = \frac{1}{m} \frac{P_2}{k_{BU1}} \sum k_{B1k}$$

如果 $S_T > 20\text{cm}^2$, 应采用阶梯形铁心。如果 $S_T < 20\text{cm}^2$, 应采用矩形铁心。铁心柱宽度

$$a = \sqrt{\frac{S_T}{k_T K_1}}$$

K_1 值可从表 5.4 中查得。

阶梯形截面的铁心柱外径为

$$D_T = \sqrt{\frac{4S_T}{\pi k_T k_{TP}}}$$

表 5.4 倍频变压器的系数 K_1

结构图号	5.1(a),(b),(c), 5.2(a)	5.1(d), 5.2(d),(e), 5.6(d)	5.2(b),(c) 5.6(c),(e)	5.2(f) 5.6(b)
k_a	2-2.5	1	1-1.5	2.5-3

k_{TP} 可从表 6.7 中查得

矩形截面铁心的叠厚为

$$b = \frac{S_T}{a k_T}$$

当绕组无冷却通道时铁心的窗高为

$$h = 1.5 K_1 a$$

当绕组有冷却通道时:

$$h = (6-7)a$$

$$h = (4-5)D_T$$

(3) 绕组计算。假定不同铁心柱上的绕组都是串联的。当它们并联时, 按下列公式求得的匝数应乘以 2, 导线截面积要除以 2。

每个初级绕组的匝数

$$W_1 = \frac{0.22U_{1s}}{fn_{T1}B_sS_T} \quad (5.12)$$

式中, U_{1s} 为初级相电压; n_{T1} 为每相初级绕组所缠绕的铁心数, 可按表 5.5 选取。

表 5.5 系数 n_{T1} 和 n_{T2}

线路图号	5.3(a),(b) 5.13(a) 5.15(a)	5.3(c),(d) 5.13(b),(c) 5.15(b),(c)	5.4(a),(b) 5.4(c) 5.5 5.6 5.7	5.4(d),(f) 5.9(a),(c) 5.9(d)	5.4(e) 5.8(c) 5.10 5.11(a),(c) 5.12(b)	5.8(a),(b) 5.8(c) 5.9(b)	5.8(d),(e) 5.11(b) 5.12(a) 5.17(b)	5.19 5.21	5.22
n_{T1}	2	2	2	2	1	1	1	2	2
n_{T2}	4	2	2	1	2	3	1	6	8

当倍频变压器的初级绕组接成 T 形线路, 像图 5.8 及图 5.10 所示的那样时, 各部分的匝数按下式确定:

$$W_{1(U)} = 0.865W_1; W_{1(W)} = 0.5W_1$$

式中 W_1 可按式(5.12)确定。

当倍频变压器的初级绕组接成“之”字形时, 各部分的匝数为:

$$W_k = K_k W_1$$

式中, k 为绕组各部分的序号; K_k 可按式(5.1)~(5.4)确定。

次级一个线圈的匝数

$$W_2 = W_1 \frac{n_{T1}U_2}{n_{T2}k_{BU1}U_1} \quad (5.13)$$

式中 n_{T2} 为次级绕组一条支路所包围的铁心数(见表 5.5)。

在图 5.10、图 5.12(a)、图 5.21 所示的倍频变压器中, 次级绕组按 T 形线路连接, 各部分匝数为

$$W_{2(U)} = 0.865W_2; W_{2(W)} = 0.5W_2$$

W_2 可按式(5.13)确定。

对于图 5.5(f) 和图 5.8(d) 所示的倍频变压器来说, 绕组 W_s 的匝数为

$$W_s = \left| \frac{U_2}{k_{BU1}U_1} - 1 \right| W_1$$

图 5.3(e) 中所示的绕组 W'_s 的匝数为

$$W'_s = \left| \frac{U_s}{U_1} - 1 \right| W_1$$

图 5.8(e) 中所示的绕组 W'_s 的匝数为

$$W'_s = \left(\frac{U_2}{k_{BU1}U_s} - 1 \right) (W_1 + W_s)$$

绕组 W_D 的匝数为

$$W_D = k_{BD} W_2 \frac{I_2}{I_D} \quad (5.14)$$

选取 I_D 等于初级或次级电流是方便的。

对于图 5.5 的倍频变压器来说,式(5.14)中应该用 W_1 或 $(W_1 + W_e)$ 代替 W_2 。绕组 W_e 的匝数为

$$W_e = \frac{W_2 U_{e2}}{k_{BUC} U_2}$$

在整体式结构的倍频变压器中,任何一个绕组中的感应电势都包含各次谐波。为了避免由于谐波叠加而产生过电压,有时把绕组分成许多段,各段分别绕在不同的铁心柱上,彼此交替串联,如图 5.25 所示。

在计算绕组上的电压时,应该考虑其中感应电势的有效值等于该电势各次谐波的平方和的平方根。

根据电流和允许的电流密度来确定导线截面积。各个绕组中的电流按表 5.6 中给出的公式确定。按 5.4 节建议选取冷却风道数。

(4) 按 1.9 节给出的方法进行绕组的结构计算。最终将确定出铁心窗口宽度。

(5) 按 1.10 节给出的方法确定损耗和效率。

(6) 确定直流电路参数。在图 5.4、图 5.5、

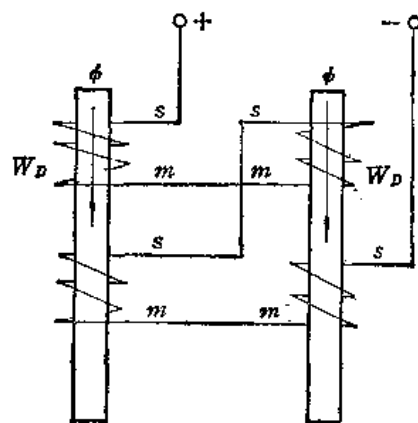


图 5.25 直流磁化绕组各段的连接方法

表 5.6 绕组电流的计算公式

线路图号	被计算电流的绕组代号	电流的计算公式
图 5.3;图 5.4; 图 5.8(a),(b),(c);图 5.9; 图 5.10;图 5.11;图 5.12; 图 5.13;图 5.15;图 5.17(b) 图 5.19;图 5.24;图 5.22;	W_1	$I_1 = k_{B1} I_2 \frac{W_2}{W_1}$
图 5.5;图 5.8 (d),(e)	W_1	$I_1 = (1.1-1.2) k_{B1} I_2 \frac{W_2}{W_1}$
图 5.13;图 5.15;图 5.17(b) 图 5.19;图 5.21;图 5.22	W_c	$I_c = 2\pi f_c C_c U_c$
图 5.3 (c),(d) 图 5.13 (b),(c)	W_2	$I_{W2} = (2-2.5) I_1$
图 5.5 (f) 图 5.8 (d),(e)	W_3	$I_3 = (2-3) I_1$

图 5.13 及图 5.19 所示的线路中,滤波扼流圈上交流电压 U_{EL} 和电流 I_{EL} 按下式计算:

$$U_{EL} = U_1 \frac{W_D}{W_1}$$

$$I_{EL} \approx \sqrt{2} I_D$$

滤波电容器的容量:

$$C_{FA} = \frac{1.6 I_D \times 10^5}{f_1 U_{EL}}, \mu F$$

按 5.5 节给出的方法确定功率因数补偿电容器的参数。

(7) 按 1.10 节给出的方法确定温升。

(8) 按式(5.10)验算串联补偿电容器的容量。

第六章 磁控变压器

磁控变压器是输出电压可以控制的一种变压器。它既可以变换电压，又可以通过改变控制电流的大小来均匀调节输出电压。

磁控变压器通常都由两部分组成，一是调节部分，二是执行部分。最简单的磁控变压器如图 6.1(a) 所示。它的调节部分是可控扼流圈，执行部分是普通变压器，两者串联起来就构成磁控变压器。

调节部分可以由一个或两个控制元件组成，用一个控制元件的称为磁控变压器，用两个控制元件的称为双重控制的磁控变压器。在所有磁控变压器中调节部分的元件上都有控制绕组，但有时为了扩大调节范围，在执行元件上也加控制绕组。

根据调节部分元件的不同，可以把磁控变压器分为三类：

- (1) 调节部分是可控扼流圈；
- (2) 调节部分是可控变压器；
- (3) 调节部分是可控自耦变压器。每一种的执行部分又可以是扼流圈、变压器或自耦变压器。

从结构形式来看，磁控变压器也可以分成三种：

- (1) 分离式磁控变压器，它的调节部分和执行部分的铁心与绕组都是独立的；
- (2) 组合式磁控变压器，它的调节与执行部分的铁心是独立的，但某些绕组同时绕在两部分的铁心柱上，把它们组合在一起；
- (3) 整体式磁控变压器，它的调节部分和执行部分的铁心与绕组都在一起，形成一个整体，彼此很难区分。在这种结构中，直流磁化的仅是某个铁心柱，铁轭始终是不饱和的，因而，直流磁场对交流磁路影响较小，但其制造工艺相当复杂。

调节部分可以有一个直流绕组 W_D ，或者有几个直流绕组——控制绕组 W_K ，反馈绕组 W_{FK} ，位移绕组 W_W ，有时还有短路补偿绕组 W_{DP} 等。

在说明磁控变压器的工作原理之前，先引出以下两个系数， F 称为输出电压的调节深度：

$$F = \frac{U_{1\max} U_{2\max}}{U_{1\min} U_{2\min}}$$

k_F 称为负载阻抗的变化倍数：

$$k_F = \frac{Z_{F\min}}{Z_{F\max}}$$

6.1 磁控变压器的线路与结构

一、分离式单相磁控变压器

图 6.1 所示单相磁控变压器线路的调节部分是可控扼流圈，执行部分分别为变压器

[图 6.1(a)]、自耦变压器[图 6.1(b)]，或扼流圈[图 6.1(c)]。现以图 6.1(a) 为例说明磁控变压器的工作原理。变压器初级绕组的电压 U_{1P} 等于输入电压 U_1 与饱和扼流圈上电压 U_c 的几何差。调节控制绕组 W_D 中的电流就可以改变 U_c 值，因而就改变了 U_{1P} ，也改变了变压器中的磁通 ϕ_z ，输出电压 U_2 随之而变化。

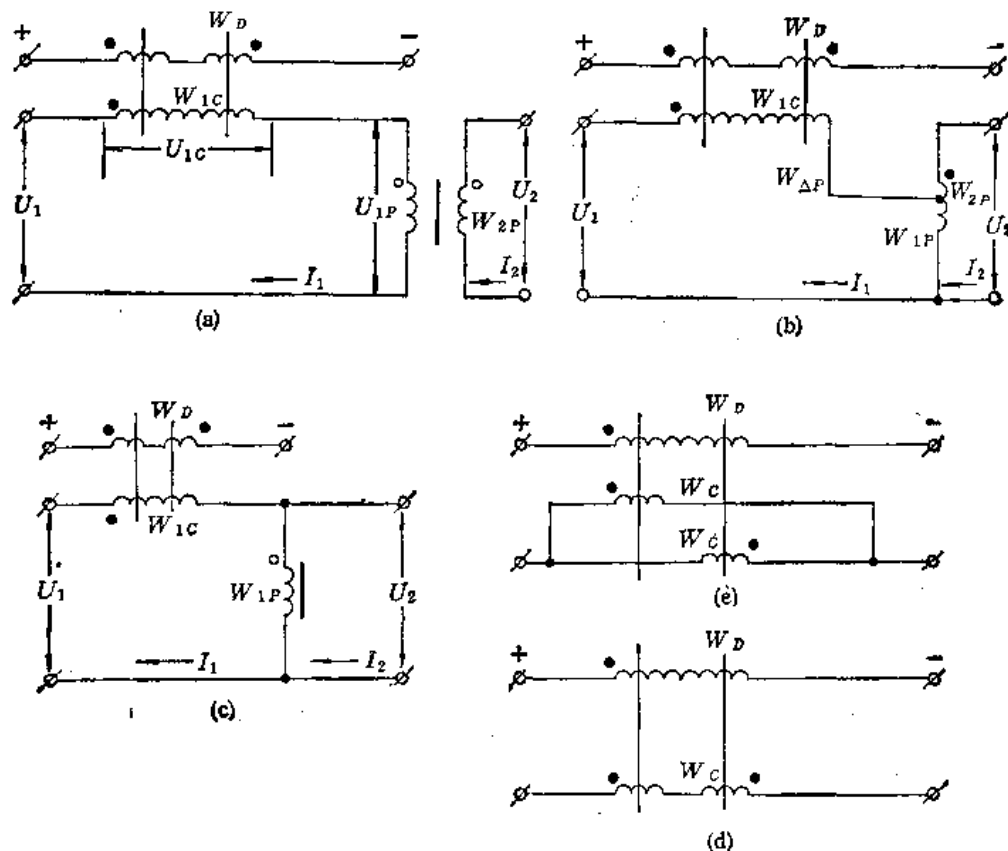


图 6.1 分离式第一类单相磁控变压器

在图 6.1(a)~(c) 所示的磁控变压器中，交流绕组 W_c 同时绕在饱和扼流圈的两个铁心柱上，控制绕组 W_D 分别绕在每个铁心柱上，彼此反接。在图 6.1(d), (e) 所示的磁控变压器中，控制绕组同时绕在调节部分的两个铁心柱上，调节部分的交流绕组分成两部分，彼此或串联[图 6.1(d)]，或并联[图 6.1(e)]。

图 6.2(a)~(c) 示出了调节部分是可控变压器的单相磁控变压器的线路。在这种变压器中，除调节元件上有直流绕组外，执行元件上也可以有直流绕组。变压器绕组按磁势叠加原理串接。这时，调件元件次级绕组的电压降和执行元件初级绕组的电压降是叠加的。

图 6.2(a) 所示磁控变压器的工作原理如下：输出电压 U_2 等于执行元件次级电压 U_{2P} 与调节元件次级电压 U_{2C} 之间的几何差，输入电压 U_1 等于电压 U_{1C} 和 U_{1P} 的几何和。电压 U_{1P} 和 U_{2P} 与执行变压器铁心中的磁通 ϕ_z 成比例，而电压 U_{1C} 和 U_{2C} 比例于调节变压器的磁通 ϕ_P 。改变调节变压器直流磁通 ϕ_D 值就可以改变 ϕ_P ，从而改变电压 U_{1C} 和 U_{2C} ，实现输出电压的调节。

在调节元件和执行元件都有控制绕组的磁控变压器中，调节元件控制绕组 W_D 中电流减小时，执行元件控制绕组 W_D 中的电流增大。两个元件的铁心中直流磁通的变化分

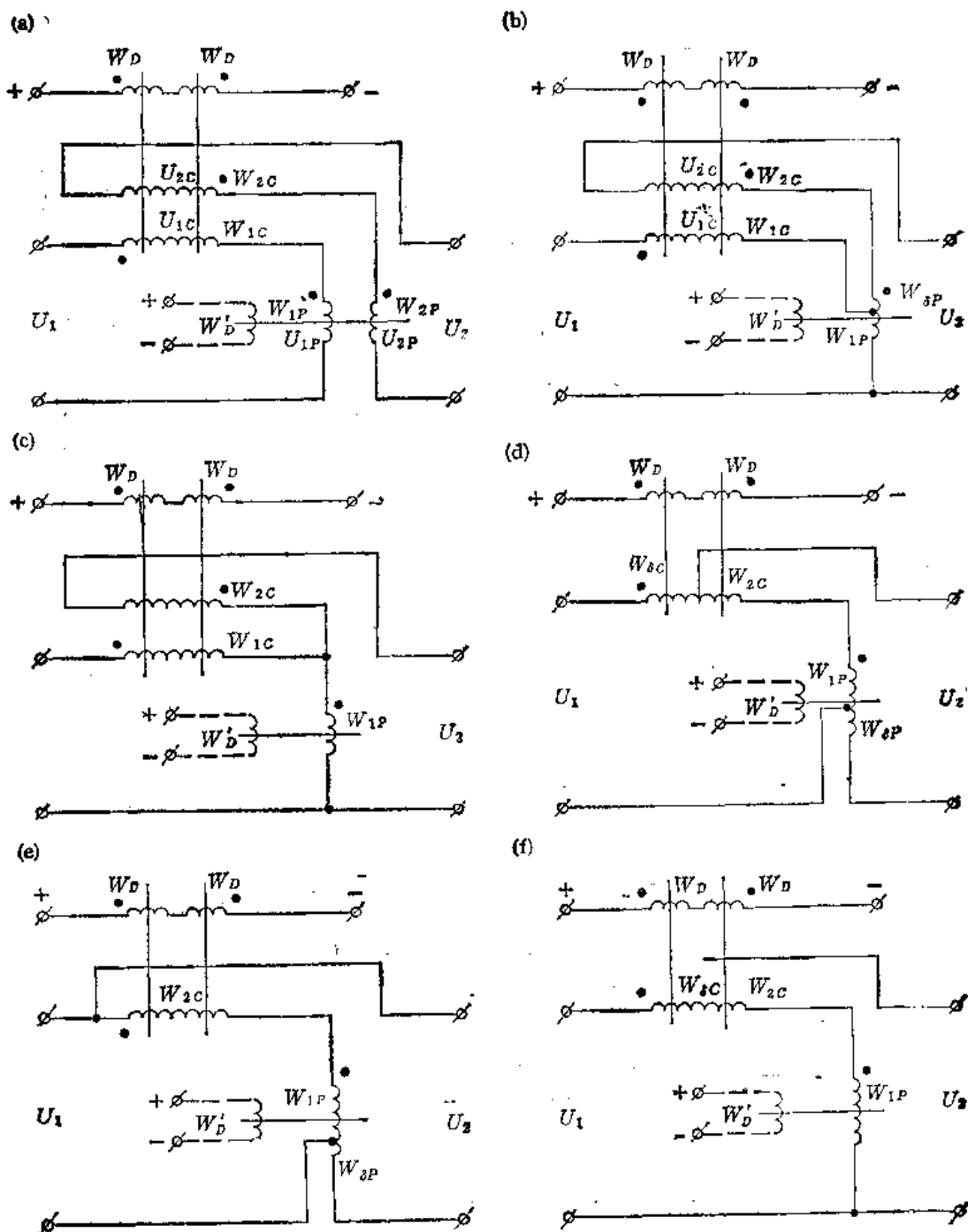


图 6.2 分离式第二类和第三类单相磁控变压器

别为 ϕ_D 和 ϕ'_D 。因此,这种磁控变压器的调节范围比较宽,输出电压可以从零调到额定值。图 6.2(b),(c) 所示变压器的工作原理与图 6.2(a)相同。

图 6.2(d)~(f) 所示为调节部分是可控自耦变压器的单相磁控变压器线路,其执行元件上也可以带直流绕组。在图 6.2(d) 中,调节部分的自耦变压器是降压的,执行部分的自耦变压器可以是升压的,也可以是降压的。当执行部分的自耦变压器为降压的时,其变比

$$\frac{W_{2P} + W_{dP}}{W_{2P}}$$

接近于 1, 调节部分自耦变压器的变化为 W_{1C}/W_{2C} 。

图 6.2(d) 所示磁控变压器的工作原理如下: 输出电压等于绕组 W_{2C} , W_{1P} 和 W_{dP} 上电压的几何和, 输入电压等于绕组 W_{1C} 和 W_{1P} 上电压的几何和。调节元件绕组上的电压和它的铁心柱中的交流磁通 ϕ_F 成正比, 执行元件绕组上的电压和 ϕ_z 成正比。改变调节元件的控制电流, 直流磁通 ϕ_D 发生变化, ϕ_F 也发生变化, ϕ_z 随之而变。由于执行变压器的变比小于调节元件的变比, 输出电压随直流电流的增大而增大。直流电流减小时 U_2 下降。增大执行元件的电流 I_D 时次级电压降低。

调节元件的变比等于 1 的磁控变压器[图 6.2 (e)]是第三类磁控变压器。它的调节元件是可控扼流圈, 执行部分是自耦变压器。图 6.2(f) 是这类磁控变压器的另一个线

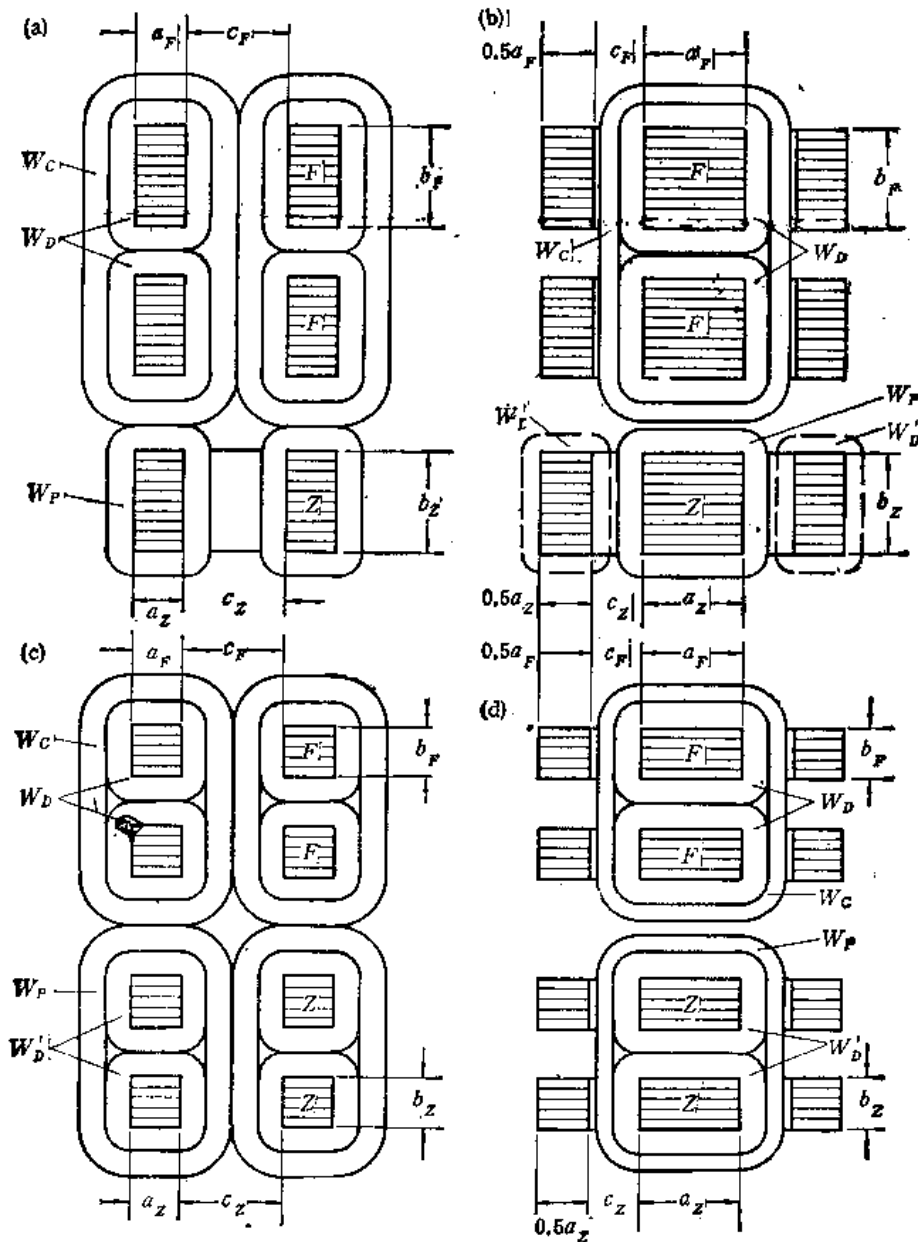


图 6.3 分离式单相磁控变压器的结构。(a),(c) 心式; (b),(d) 壳式

路。它的执行元件是扼流圈,调节元件是自耦变压器。

当调节深度很小,负载阻抗在额定值到无穷大的范围内变化时,采用调节部分是自耦变压器的第三类磁控变压器。

图 6.3 示出了分离式磁控变压器的结构。为了统一起见,调节变压器和执行变压器的铁心用同样尺寸的电工钢片叠成,叠厚可以不同。

二、有反馈分离式单相磁控变压器

图 6.4 示出了调节元件是扼流圈的有反馈磁控变压器的线路。反馈可以是电流反

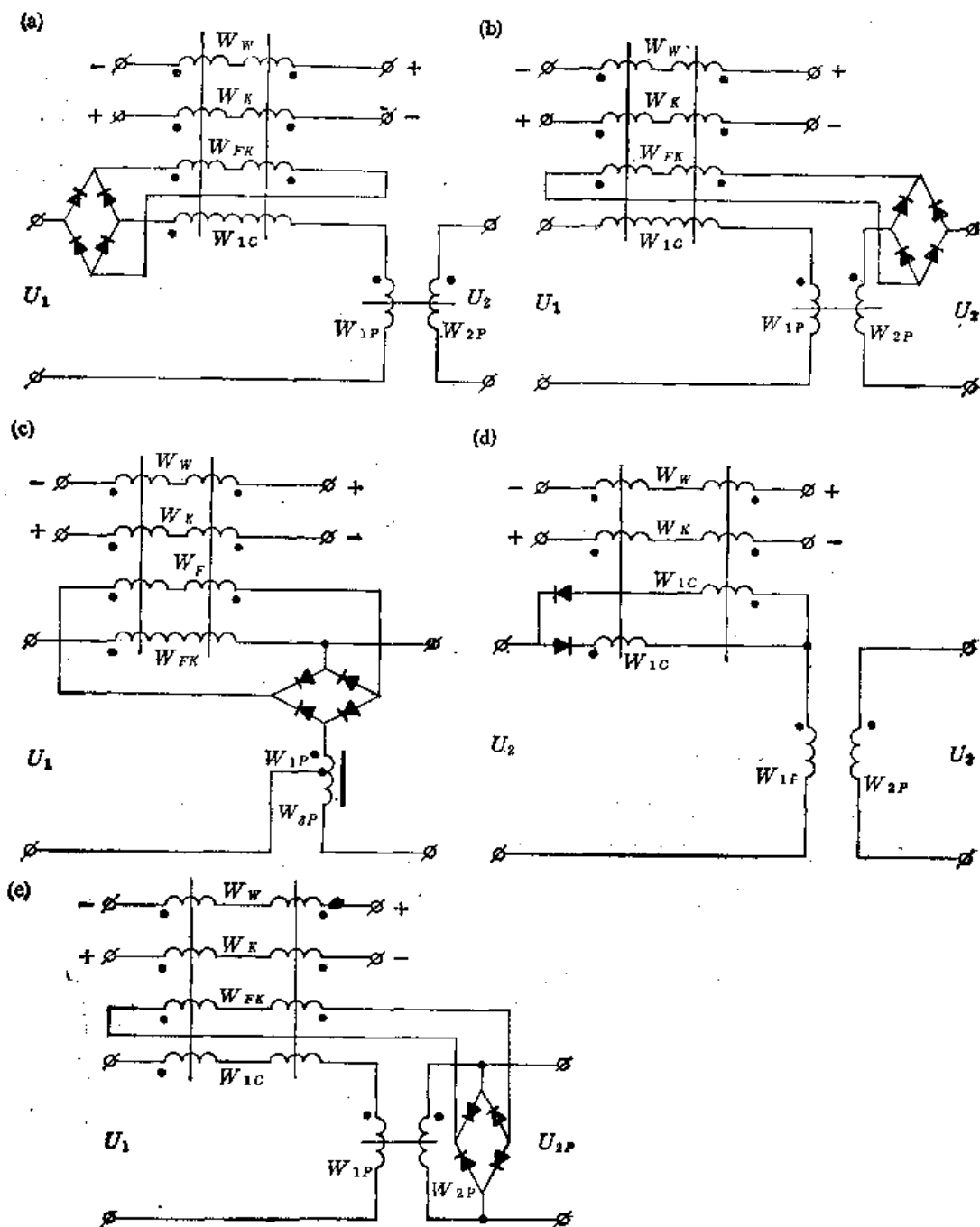


图 6.4 有反馈分离式单相磁控变压器的线路。(a) 初级电流外反馈;(b) 次级电流外反馈;(c) 初次级电流之差外反馈;(d) 内反馈;(e) 电压反馈

馈,也可以是电压反馈。电流反馈中可以是初级电流反馈,或次级电流反馈。外反馈的反馈绕组 W_{FK} 和交流绕组是分开的[图 6.4 (a)~(c)],内反馈的反馈绕组与调节元件的交流绕组是合二为一的[图 6.4(d)]。

像磁放大器那样,在磁控变压器中采用反馈的主要目的是为了减小控制电流,增大放大系数。交流绕组的总磁势 F_c 和直流绕组的合成磁势 F_D 间满足如下近似关系:

$$F_c \approx F_D$$

当总的直流磁势不变时,由于 W_{FK} 的作用,可以减少控制磁势,因而减小控制功率。绕组 W_{FK} 的磁势 F_F 与交流绕组总磁势 F_c 之比叫反馈系数,用 k_{FK} 来表示。当 $F_F = F_c$ 时, $k_{FK} = 1$ 。在具有电流反馈的磁控变压器中 k_{FK} 都接近于 1。

电流外反馈可以通过初级电流[图 6.4(a)],次级电流[图 6.4(b)],或初次级电流之差[图 6.4(c)]来实现。为了避免改变控制绕组中电流的方向,除了控制绕组和反馈绕组外,在外反馈磁控变压器中还有位移绕组 W_W 。位移绕组的磁势始终与控制绕组的磁势方向相反。

内反馈磁控变压器[图 6.4(d)]中控制元件的交流绕组由两部分并联组成。每一部分都串有整流二极管,每个支路中只在相应的半周内才有电流。每个铁心柱上都有绕组 W_c 和 W_K ,二极管的正确连接应保证这两个绕组的磁势彼此叠加。调节元件的每个铁心柱上还有位移绕组 W_W 。改变控制电流就改变了绕组 W_K 和 W_W 的合成磁势,因而改变了磁控变压器的输出电压与初次级电流。增大绕组 W_{FK} 中的电流,该绕组产生的直流磁势增大,这就增强了控制绕组的作用。

内反馈磁控变压器的工作原理类似于 k_{FK} 接近于 1 的外反馈磁控变压器。

图 6.4(e) 示出了电压反馈磁控变压器线路,只在负载电阻恒定的情况下才用这种变压器。变压器反馈绕组中的电流和次级电流成比例,因而,它实质上是具有次级电流反馈的磁控变压器。

电压反馈磁控变压器中不允许负荷电阻超过额定值,因为这会使调节部分的磁路饱和,导致控制失灵。

三、组合式单相磁控变压器

图 6.5(a), (b) 所示心式和壳式单相磁控变压器的导磁体由三个铁心组成:一个主铁心 z ,两个副铁心 F 。主铁心上绕交流次级绕组。在某些磁控变压器中,初级绕组的一部分也绕在主铁心上,直流绕组配置在副铁心上,还有一个交流绕组同时绕在三个铁心柱上。

图 6.5(c), (d) 为另一种结构,它的导磁体由四个铁心组成,两个主铁心,两个副铁心,主副铁心上都有控制绕组。

在图 6.6(a) 所示的磁控变压器中,初级绕组 W_{PC} 同时绕在三个铁心上,次级绕组 W_{2P} 绕在主铁心上。改变副铁心的控制电流,以改变磁通 ϕ_z 和 ϕ_F 间的关系,从而实现输出电压的调节。图 6.6(b) 为降压磁控自耦变压器线路,它的工作原理类似于图 6.6(a)。

图 6.6(c), (d) 上表示了初级或次级同时绕在三个铁心柱上的第二类磁控变压器的线路。图中的虚线表示主铁心的控制绕组 W_D 。图 6.6(e), (f) 所示为两个第二类升压

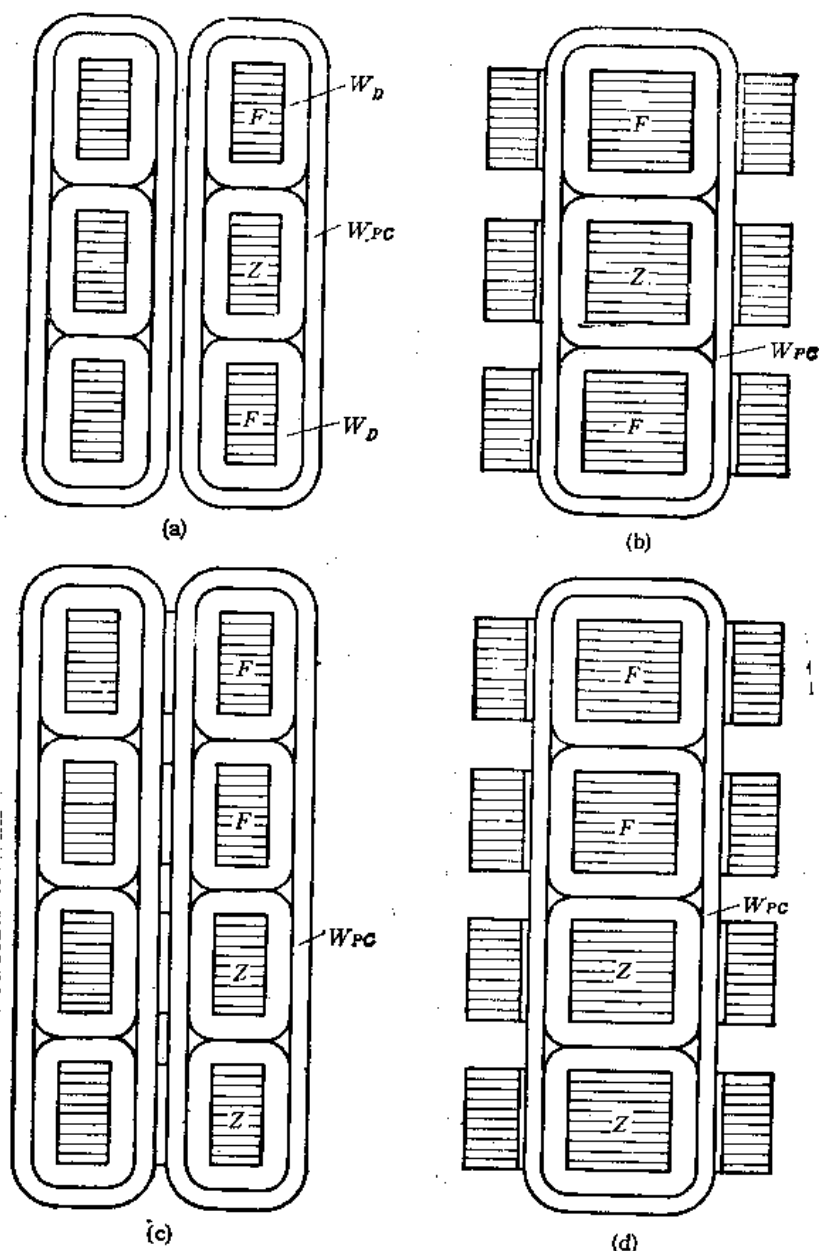
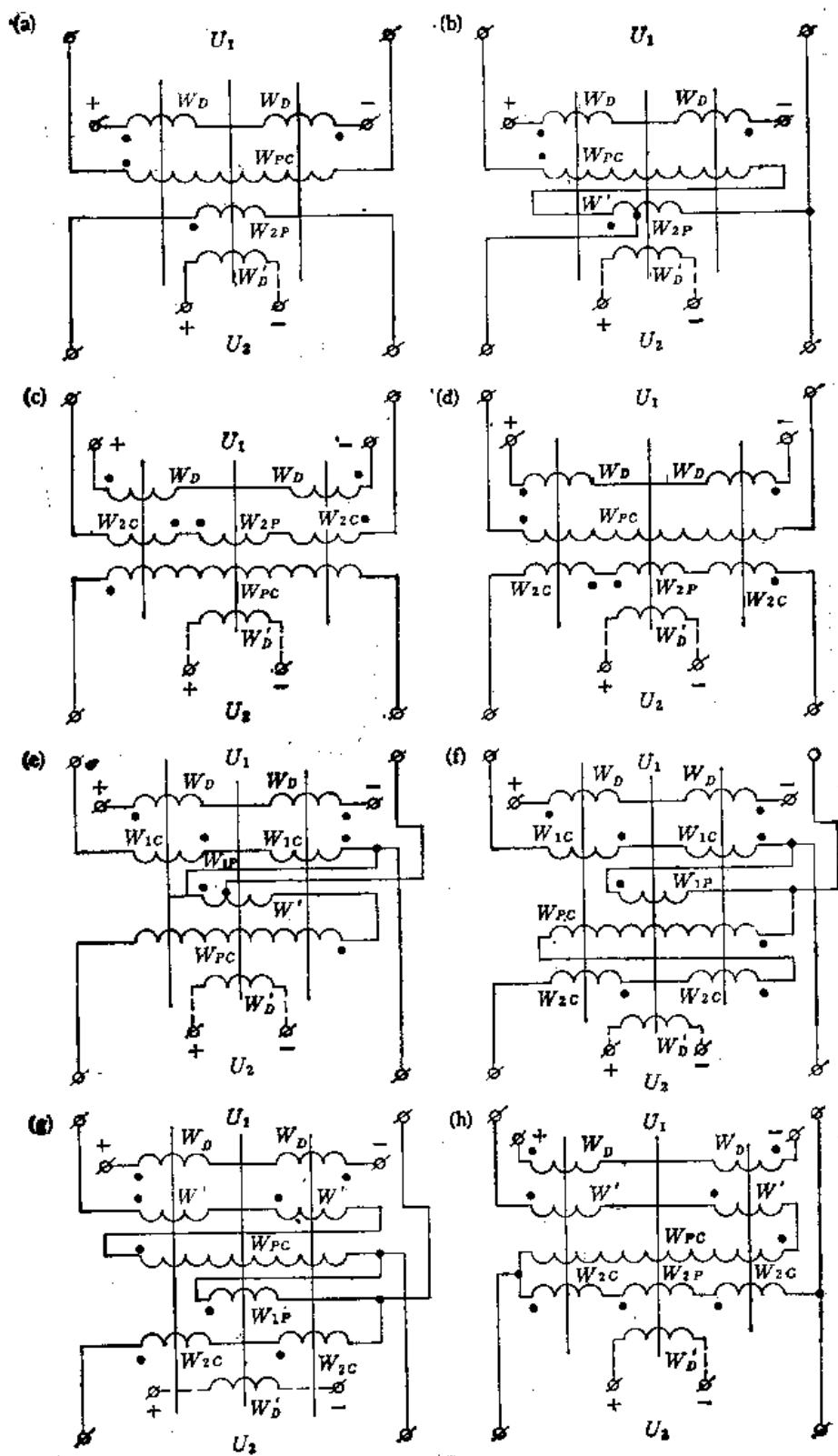


图 6.5 组合式单相磁控变压器的结构。(a),(c) 心式;(b),(d) 壳式

磁控变压器线路,前者的绕组 W'_D 绕在主铁心上,后者的绕组 W'_D 绕在副铁心上。图 6.6 (h),(i),(j) 所示第三类磁控自耦变压器线路,其作用原理和分离式磁控变压器类似。

四、整体式单相磁控变压器

整体式磁控变压器的导磁体有两种形式:一种是调节元件和执行元件的磁路有机地结合在一起,主副铁心难以区分。另一种是两者的磁路各段机械合并。四心柱整体式单相磁控变压器如图 6.7(a) 所示。其导磁体有四个铁心柱,两侧的两个铁心柱为主铁心柱,中间的两个是副铁心柱。主铁心柱上绕执行元件的初次级绕组 W_{1P} 和 W_{2P} ,副铁心柱上绕调节元件的初次级绕组 W_{1C} 及 W_{2C} ,每个副铁心柱上都有控制绕组 W_D 。两个铁心柱上的绕组 W_{1P} 彼此串联, W_{1P} 所产生的磁通 ϕ 沿主铁心柱和铁轭而闭合。两个



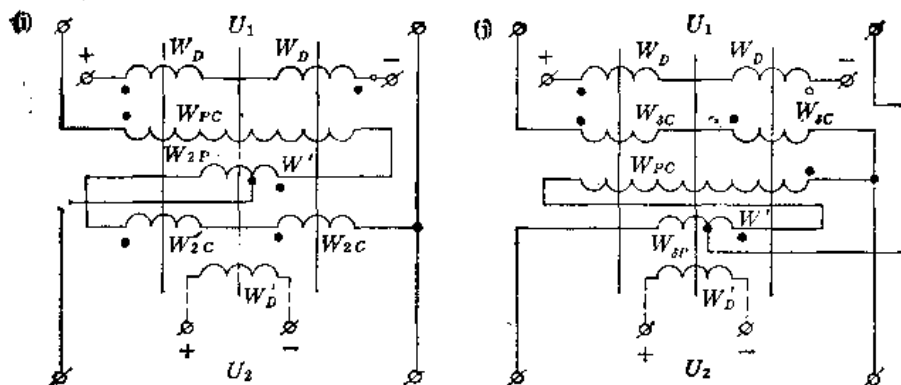


图 6.6 组合式单相磁控变压器线路。(a) 第一类单相磁控变压器；(b) 第一类降压磁控自耦变压器；(c) 初级绕在外面的第二类磁控变压器；(d) 次级绕在外面的第二类磁控变压器；(e) 主铁心上有附加绕组的第二类升压磁控自耦变压器；(f) 副铁心上有附加绕组的第二类升压磁控自耦变压器；(g) 第二类降压磁控自耦变压器；(h) 副铁心柱上有附加绕组的第三类降压磁控自耦变压器；(i) 主铁心上有附加绕组的三类降压磁控自耦变压器；(j) 第三类升压磁控自耦变压器

铁心柱上的绕组 W_{1P} 也是串联的。绕组 W_{2C} 与 W_{2P} 反接，绕组 W_{1C} 与 W_{1P} 正接。这种磁控变压器属于第一类。

绕组 W_{1C} 和 W_{2C} 所产生的磁通 ϕ_F 分为两部分，分别沿两边的两个磁路闭合。绕在两个副铁心柱上的绕组 W_D 彼此串联，它所产生的磁通只沿副铁心柱构成的磁路而闭合。同一个主铁心柱中的磁通 ϕ_Z 和 ϕ_F 是几何相加的，而在另一个主铁心柱中则相减。绕在同一个铁心柱上的绕组 W_{1P} 和 W_{2P} 中感生的电势与这两个磁通的几何差成正比，绕在另一个铁心柱上的绕组 W_{1P} 和 W_{2P} 中感生的电势正比于这两个磁通的几何和。两个 W_{1P} 或两个 W_{2P} 的合成电势和主磁通 ϕ_s 及其匝数成比例。绕组 W_{1C} 和 W_{2C} 中感生的电势和磁通 ϕ_F 成比例。

绕组 W_{1P} 和 W_{1C} 中感生电势的几何和近似等于初级电压。绕组 W_{2P} 和 W_{2C} 中感生电势的几何差近似等于输出电压 U_2 。随着控制电流的变化，直流磁通 ϕ_D 发生变化，副铁心的饱和程度也发生变化，从而改变了磁路的磁阻，导致磁通 ϕ_F 和 ϕ_Z 的变化，就改变了输出电压。为了减小控制功率，可以采用内反馈[图 6.7(c)]。

图 6.7(b) 是另一种磁控变压器线路，它的初级 (W_{1P}) 和次级的一部分 (W_{2P}) 按自耦变压器线路连接。绕组 W_{1C} 、 W_{2C} 和 W_D 的连接方法和图 6.7(a) 相同，工作原理也是类似的。

图 6.7(d) 是第三类磁控变压器线路，绕组 W_{1P} 和 W_{2P} 像图 6.2 (d) 那样连接。绕组 W_{2C} 的始端接到自耦变压器的输入端，它的末端接到自耦变压器的输出端。绕组 W_{1C} 的始端接自耦变压器的输出端，末端接绕组 W_{1P} 的始端。实质上该磁控变压器是两个有公共导磁体的自耦变压器的串联。绕在主铁心柱上的自耦变压器做成升压的或降压的均可，绕在副铁心柱上的自耦变压器只能是降压的。

绕组 W_{1P} 和 W_{1C} 中感生电势的几何和近似等于该自耦变压器的输入电压，它的输出电压等于绕组 W_{2P} 和 W_{2C} 中感生电势的几何和。副铁心完全饱和时绕组 W_{1C} 和 W_{2C} 中的电势几乎等于零，而且，输入和输出电压间的比值由绕组 W_{1P} 和 W_{2P} 匝数之比来确定。改变直流电流可以调节输出电压。直流电流增大，输出电压升高。这种磁控

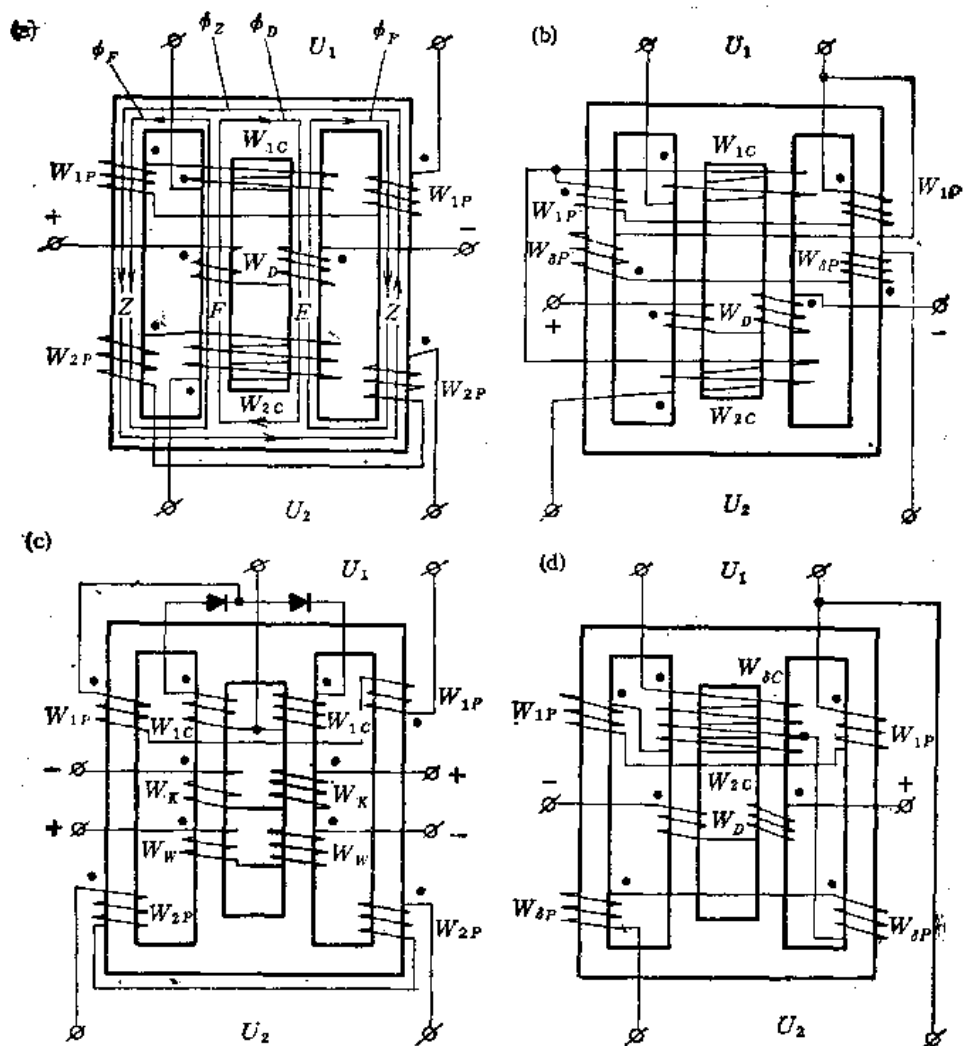


图 6.7 四心柱整体式单相磁控变压器。(a) 普通磁控变压器线路；(b) 第二类磁控自耦变压器；(c) 有内反馈的磁控变压器；(d) 第三类磁控自耦变压器

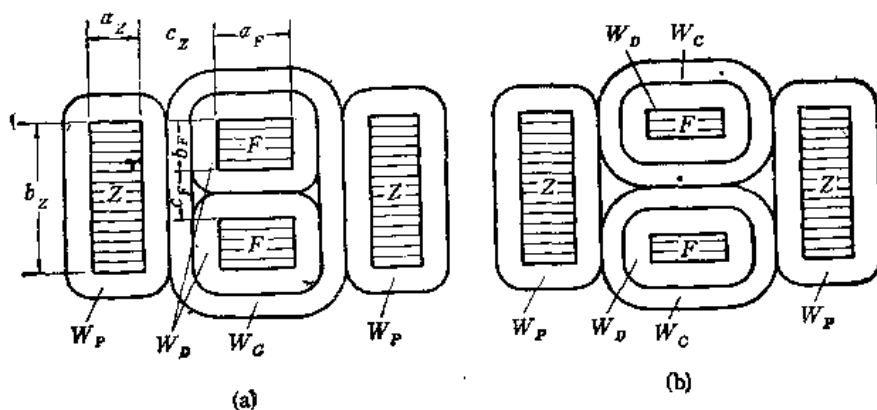


图 6.8 整体式单相磁控变压器的结构。(a) 基本结构形式；(b) 有内反馈的磁控变压器结构

变压器适合于用在稳压器中,它只能在调节深度 F 不大,阻抗变化倍数 $k_f \approx 0$ 的情况下工作。

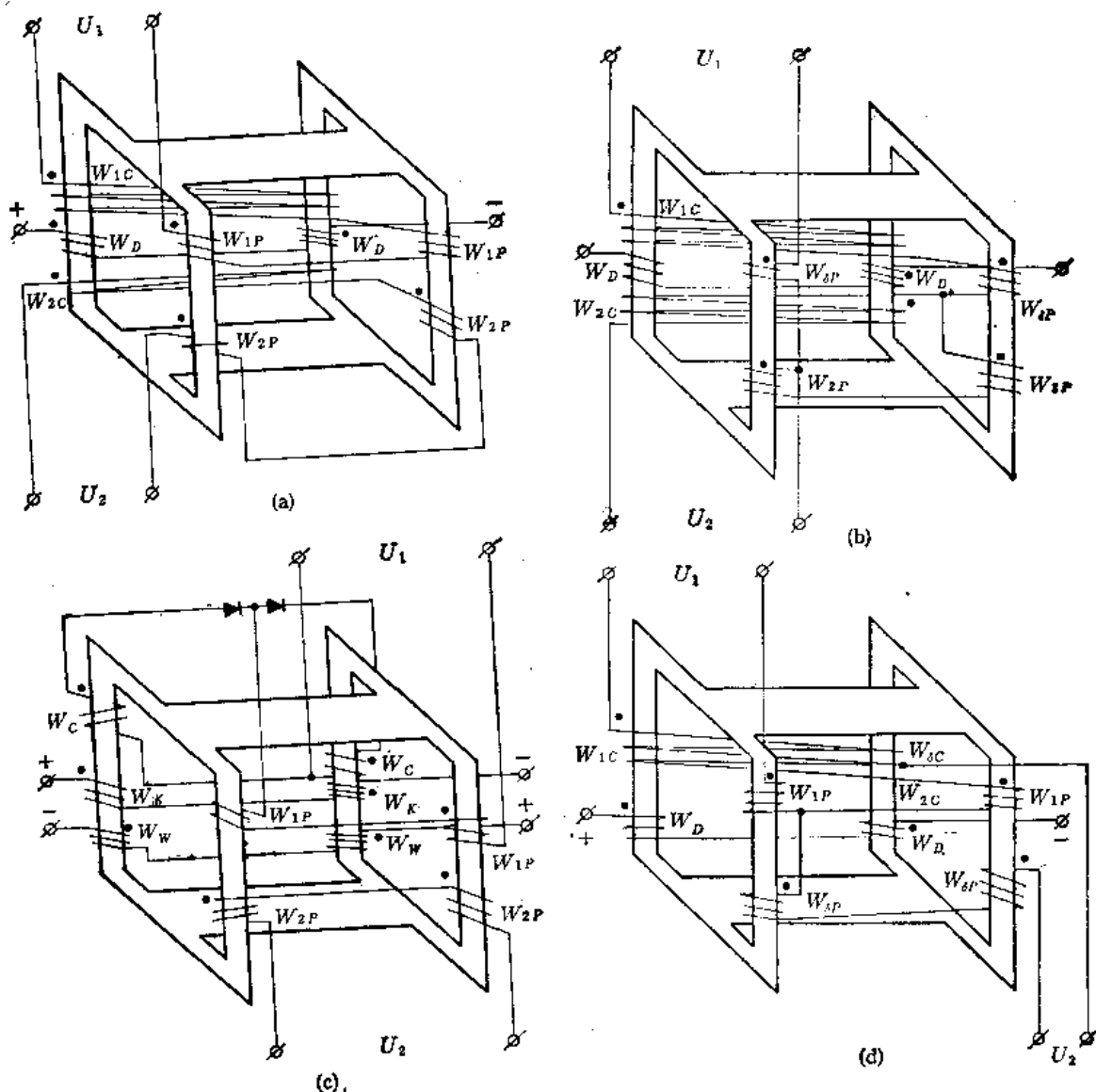


图 6.9 带绕铁心单相磁控变压器。(a) 普通磁控变压器；(b) 第二类磁控自耦变压器；(c) 有内反馈的磁控变压器；(d) 第三类磁控自耦变压器

图 6.8 示出了另一种整体式单相磁控变压器结构。导磁体也有四个铁心柱，两侧是主铁心柱，中间两个是副铁心柱。主铁心柱上有初级绕组 W_{1P} 和次级绕组 W_{2P} ，副铁心柱上有绕组 W_{1C} 、 W_{2C} 和 W_D 。这个磁控变压器的绕组线路、工作原理、性能指标都和图 6.7 类似。

带绕铁心单相磁控变压器结构如图 6.9 所示。导磁体有四个铁心柱，两主两副，主副铁心柱间有铁轭相连。主铁心柱上有初级绕组 W_{1P} 和次级绕组 W_{2P} ，副铁心柱上有绕组 W_{1C} 、 W_{2C} 和 W_D 。两个主铁心柱上的同名绕组串联，它所产生的磁通 ϕ_z 沿主铁心柱和铁轭闭合。副铁心柱中的磁通 ϕ_F 分成两部分，其中每一半沿一个副铁心柱、铁轭和一个主铁心柱闭合。直流绕组产生的磁通 ϕ_D 沿副铁心柱和铁轭闭合。这个变压器的工作原理和冲片铁心四心柱磁控变压器类似。图 6.9(c) 是内反馈单相磁控变压器。

用不对称导磁体做成的单相磁控变压器如图 6.10(a)、(b) 所示。导磁体有四个铁心

柱, 两主 (Z) 两副 (F)。主铁心柱上有绕组 W_{1P} 和 W_{2P} , 副铁心柱上有绕组 W_{2C} , W_K 及 W_W 。绕组 W_{2C} 接在整流桥的两臂上, 因而实现了内反馈。空载时绕组 W_{1P} 产生的交流磁通分成两部分: 主磁通 ϕ_Z 沿主铁心及铁轭的相应段而闭合; 副磁通 ϕ_F 沿副铁心、主铁心及铁轭而闭合。负载下的 ϕ_F 大于空载时它的值。磁通 ϕ_F 在 W_{2C} 和 W_{2P} 中感生电势的方向相反。增大控制电流时磁通 ϕ_F 减小, 输出电压增高。

图 6.10 (c) 示出了不对称五铁心柱导磁体的单相磁控变压器结构。主铁心两侧的铁心柱都分成两部分, 每一部分都有控制绕组 W'_D 。增大控制电流, ϕ_Z 减小, ϕ_F 增大。从理论上讲, 输出电压可以降到零。

在图 6.10 (d) 所示的磁控变压器中, 次级绕组同时绕在包括主副铁心在内的三个铁心柱上。这种结构适合于做成低压多安匝变压器, 它的次级绕组应当只有一匝。

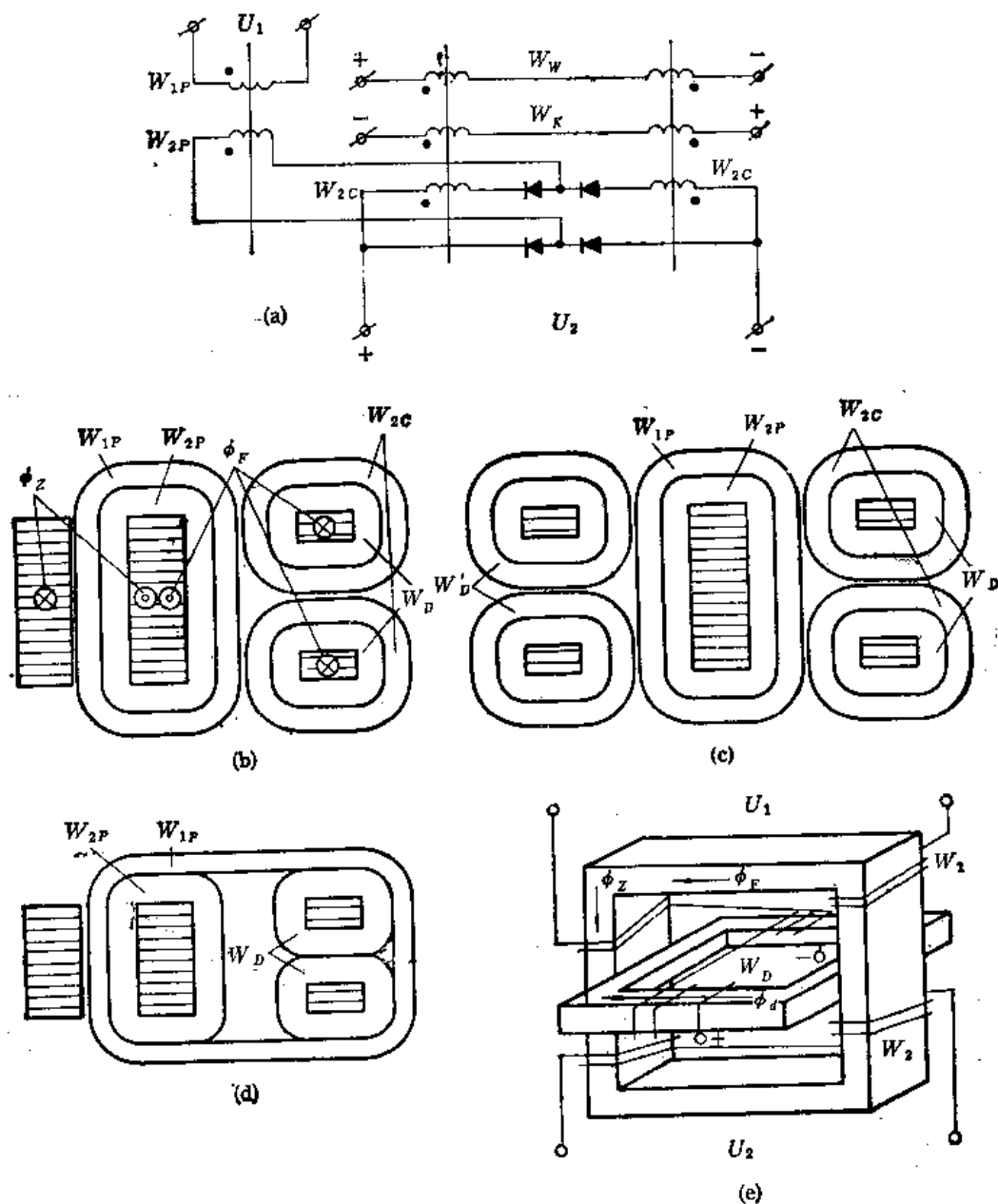


图 6.10 不对称结构的单相磁控变压器

图 6.10 (e) 所示是铁心平面互相垂直的单相磁控变压器,其导磁体由心式的主铁心 Z 和心式的副铁心组成,副铁心嵌在主铁心 Z 的窗口中,两个铁心的平面互相垂直。副铁心把主铁心的窗口分成两部分,上面绕初级绕组,下面绕次级绕组,副铁心上绕直流绕组。副铁心和主铁心之间是空气隙,气隙可以限制空载磁通 ϕ_Z ,减小控制绕组的磁势。绕组 W_{1P} 产生的磁通分成两部分,一部分叫 ϕ_F , 经过副铁心;另一部分叫 ϕ_Z , 它与次级绕组耦合。空载下磁通 ϕ_F 很小。负载下 ϕ_F 激烈增长, ϕ_Z 减少,因而次级电压降低。改变副铁心的控制电流就可以改变输出电压。这种变压器的空载电压比负载电压高 4—5 倍,可以用在焊接设备上。

图 6.11 所示是整体式单相磁控变压器的另一种结构。导磁体中间的铁心柱是主铁心柱,两侧是副铁心柱。主铁心柱的截面积大于副铁心柱。图中还表示了该变压器中绕组的连接线路及磁通的分布。副铁心柱的直流磁化可以改变 ϕ_F 及 ϕ_Z 间的比,从而也改变了输出电压。直流电流增大时次级电压升高。

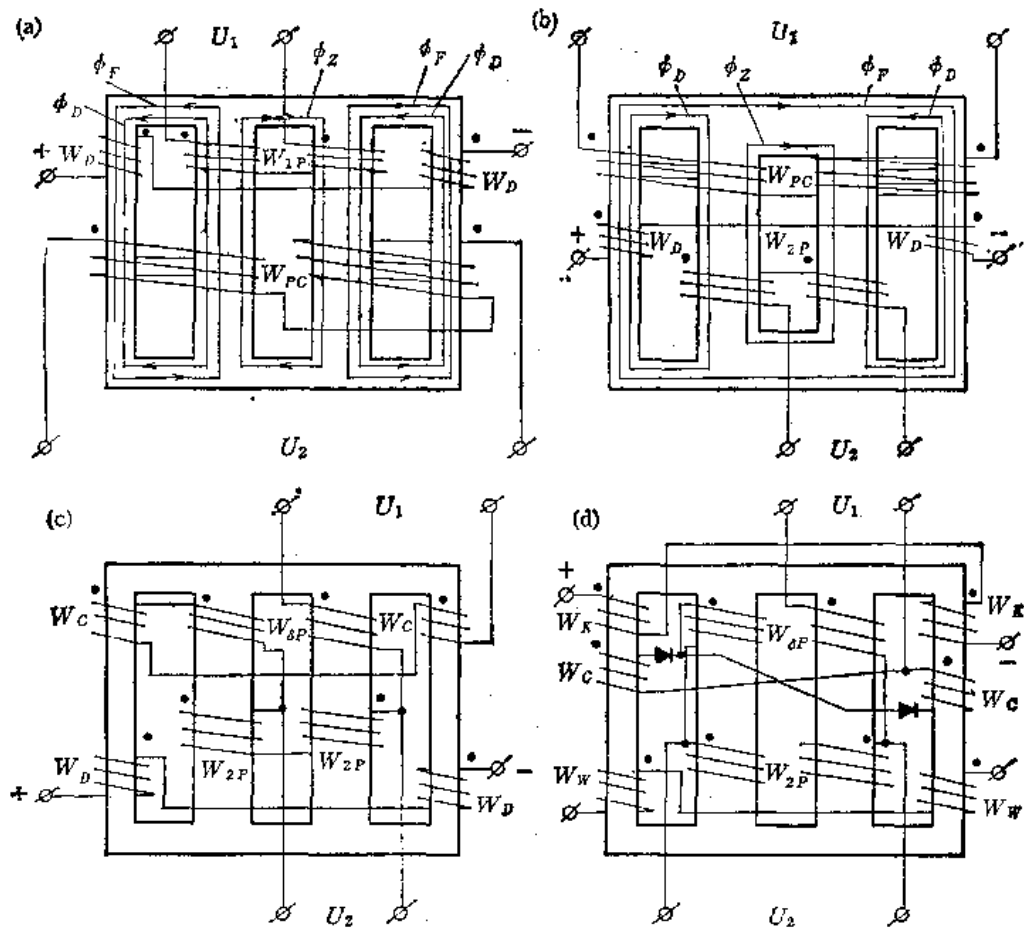


图 6.11 整体式四心柱铁心单相磁控变压器。(a) 次级绕在外面;(b) 初级绕在外面;(c) 磁控自耦变压器;(d) 有内反馈的磁控自耦变压器

次级绕组同时绕在主副铁心柱上的变压器结构[图 6.11(a)] 比初级绕组同时绕在主副铁心柱上的结构[图 6.11(b)] 方便一些,当初级为高压时才用后一种结构。

图 6.11 所示磁控变压器用在负载变化不大、输入电压波动也不大的稳压器中。

五、双重控制的单相磁控变压器

这种磁控变压器由普通电源变压器和两个可控扼流圈组成[图 6.12(a)]。串并联调节扼流圈和变压器初级绕组的一个抽头相连。串联调节扼流圈接初级绕组末端。扼流圈铁心的直流磁化可以改变变压器的初级电压，因而也就改变了次级电压。串联调节扼流圈和串并联调节扼流圈也可以接在次级。

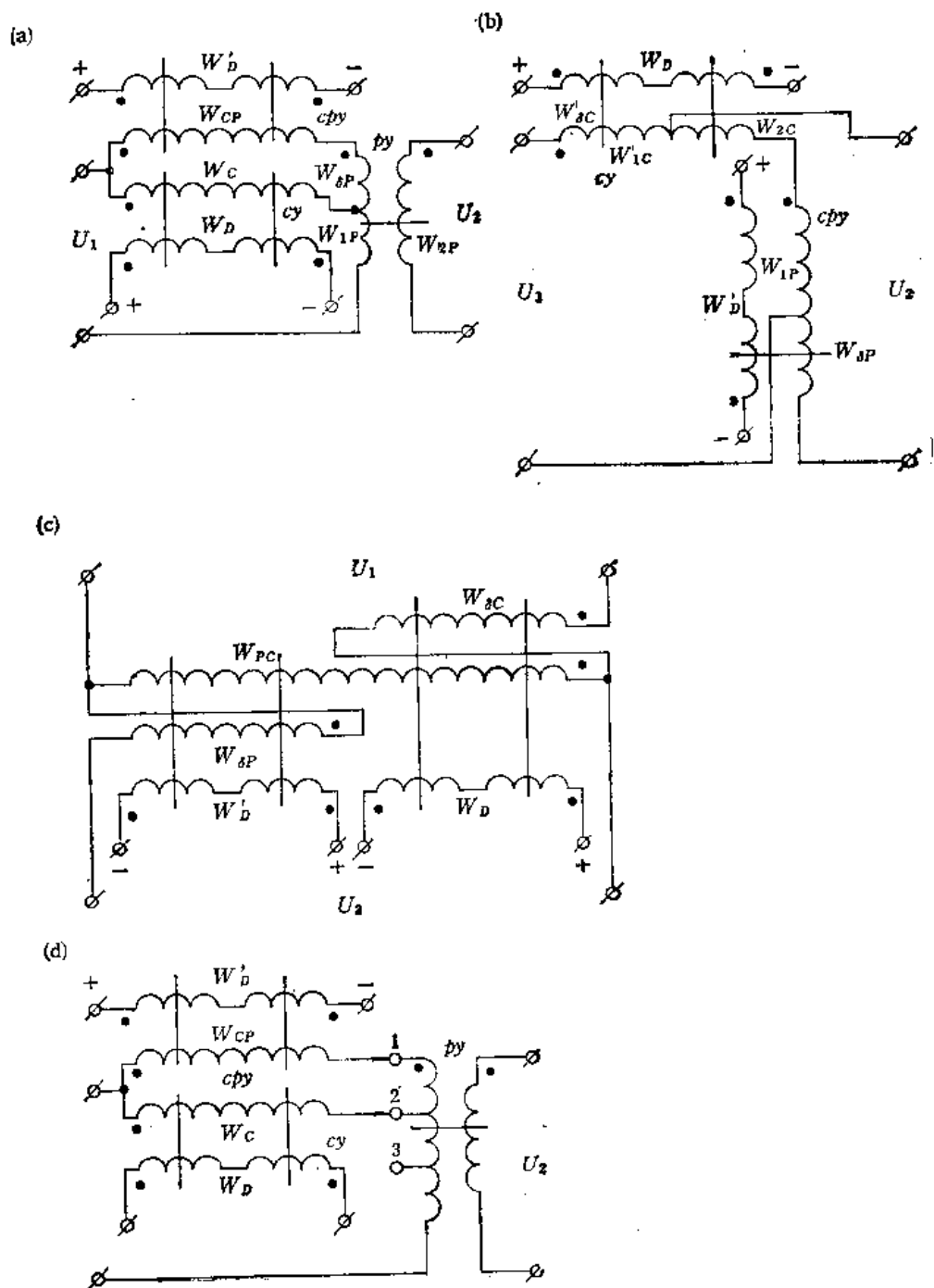


图 6.12 双重控制的单相磁控变压器。(a) 三元件磁控变压器；(b) 分离式两元件磁控自耦变压器；(c) 整体式两元件磁控自耦变压器；(d) 可以阶梯式调节的三元件磁控变压器

当对输出电压波形要求较高时,可采用双重控制的磁控变压器。在 $P < 1.5$ 时,这种磁控变压器的功率因数高一些。双重控制的磁控变压器的缺点是结构比较复杂。重量随调节深度的增长而增加。

图 6.12 (b) 所示的磁控变压器由不同变比的两个自耦变压器组成。调节部分自耦变压器的变比 W_{2c}/W_{1c} 应比执行部分自耦变压器的变比 W_{2p}/W_{1p} 小。一个自耦变压器的控制电流增大,另一个自耦变压器的控制电流减小,从而得到均匀调节的输出电压。串并联调节元件完全磁化及串联调节元件直流磁化最小时输出电压最低,在串联调节元件完全磁化及串并联调节元件直流磁化电流最小时输出电压最高。该线路难以实现电流反馈,它的控制部分通常重一些。

分离式双重控制磁控自耦变压器的结构表示在图 6.3(c),(d) 上。

六、三相磁控变压器

借助于单相磁控变压器组或专门的三相磁控变压器就可以调节三相电压。三相磁控变压器有两种型式。一是各相的控制电路连在一起,三相同时控制,用在对称负载下同时调节三相电压;二是各相控制电路分开,既可以同时调节三相电压,也允许只调节其中一相电压。

图 6.13 所示是三相磁控变压器的线路。每相的绕组 W_c 和 W_{1p} 串联,各相接成星形 [图 6.13 (a)] 或三角形 [图 6.13(b)], 调节元件的绕组接在它的顶点和输入端之间 [图 6.13(c)]。图 6.13(d) 是调节元件的绕组接成三角形,执行元件的绕组接在三角形顶点和相应输入端之间。

在图 6.14(a)—(c) 所示线路中,调节元件是变压器,而在图 6.14(d) 所示线路中,调节元件是自耦变压器。

各相分开控制的三相磁控变压器如图 6.15(a) 所示。这种结构相当复杂,主铁心是三心柱的,像普通三相变压器那样。副铁心有六个铁心柱、六个铁轭,构成一个立体的磁系统。每相的初级绕组 W_{pc} 同时绕在主副铁心的三个铁心柱上。主铁心柱上还有附加的初级绕组 W' 及次级绕组 W_{2p} 。每相的次级绕组 W_{2c} 同时绕在副铁心的两个铁心柱上。副铁心的每个铁心柱上都有控制绕组 W_{D0} 。

各相的初级绕组接成星形或三角形,次级绕组 W_{2p} 接成三角形。控制绕组 W_D 可用两种方法连接。中间相的控制绕组可以和两边相的控制绕组绕向相反或相同。当绕向都相同时,直流磁通 ϕ_D 沿该相的垂直铁轭闭合。当绕向相反时,两边相中产生的控制磁通 ϕ_D 主要沿中间铁心柱和铁轭闭合,仅少部分磁通克服空气隙沿垂直铁轭而闭合。当中间相控制绕组的绕向相同时,由于要克服气隙磁阻,必须的控制磁势要大些。为了保证输出电压对称,各相的控制电流可以不同。

在 $F \leq 1.1$ 的三相磁控变压器中,以及在 F 为任何值的三相磁控自耦变压器中,主副铁心的绕组最好分开。图 6.15(b) 的连接线路和图 6.13 类似。

分离式三相磁控变压器比较简单,便于制造,重量较轻,效率较高,应用很广。它的缺点是负载必须是对称的,初级电压也必须是对称的,否则不能工作。它的输出电压波形畸变严重,包含大量偶次谐波。

图 6.16 是这类磁控变压器的结构,它的控制元件可以是单相壳式或心式铁心。执行

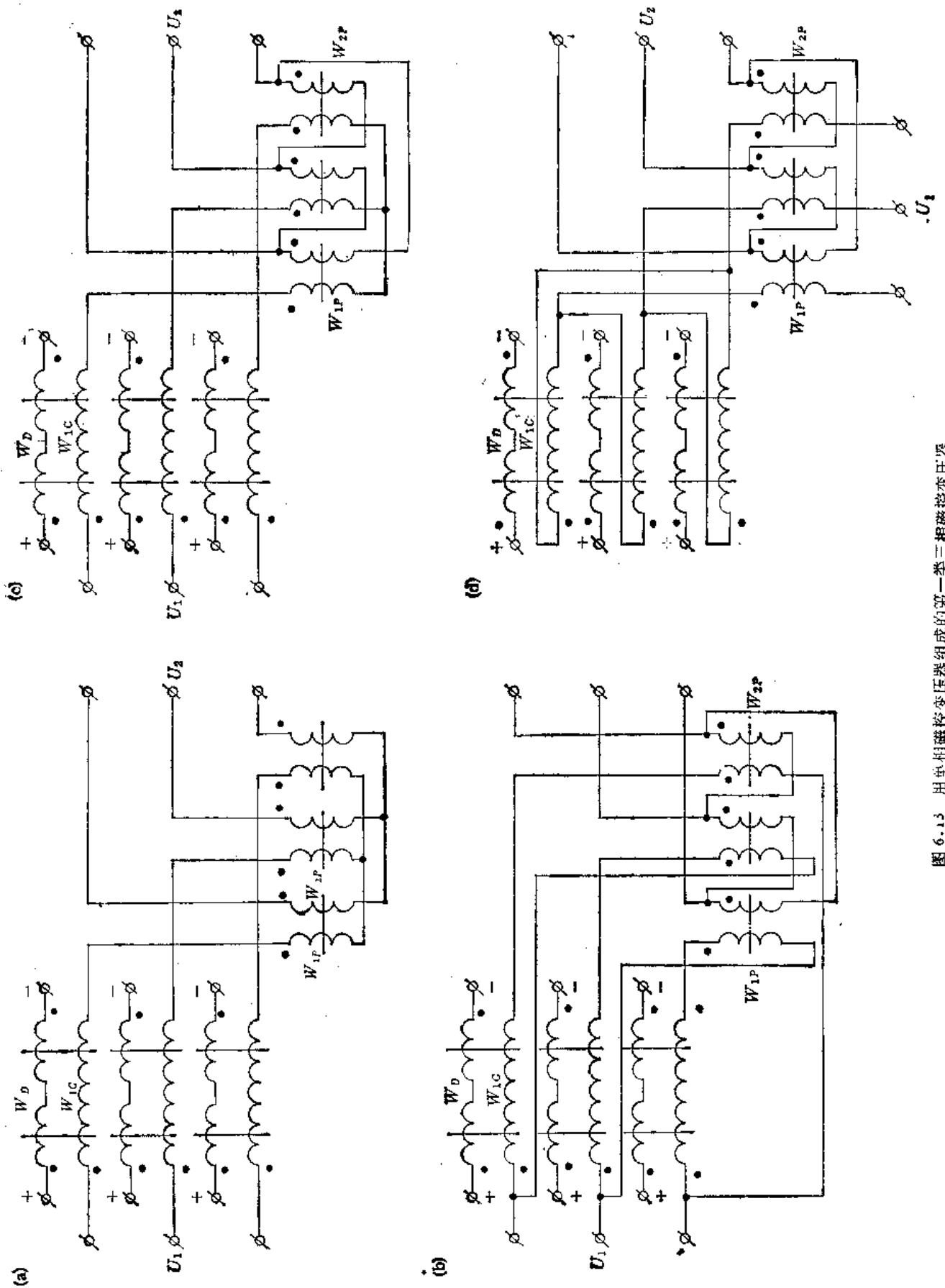


图 6.13 用单相磁控变压器组成的第一类三相磁控变压器

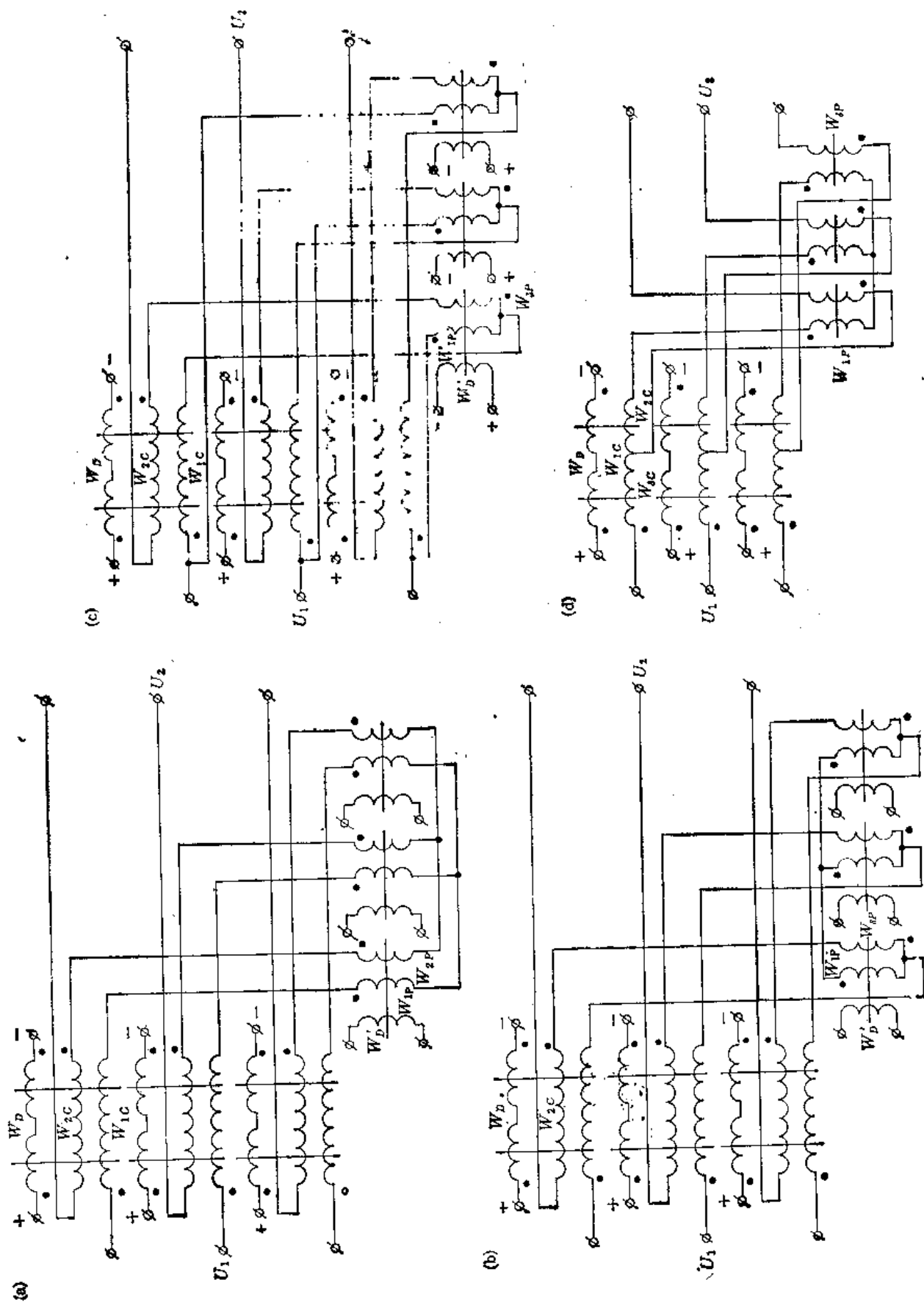


图 6.14 用单相磁控变压器组成的第二类和第三类三相磁控变压器。(a) 绕组为星—星形的第二类磁控变压器；(b) 星形连接的第三类磁控变压器；(c) 三角形连接的第三类磁控变压器；(d) 第三类磁控自耦变压器

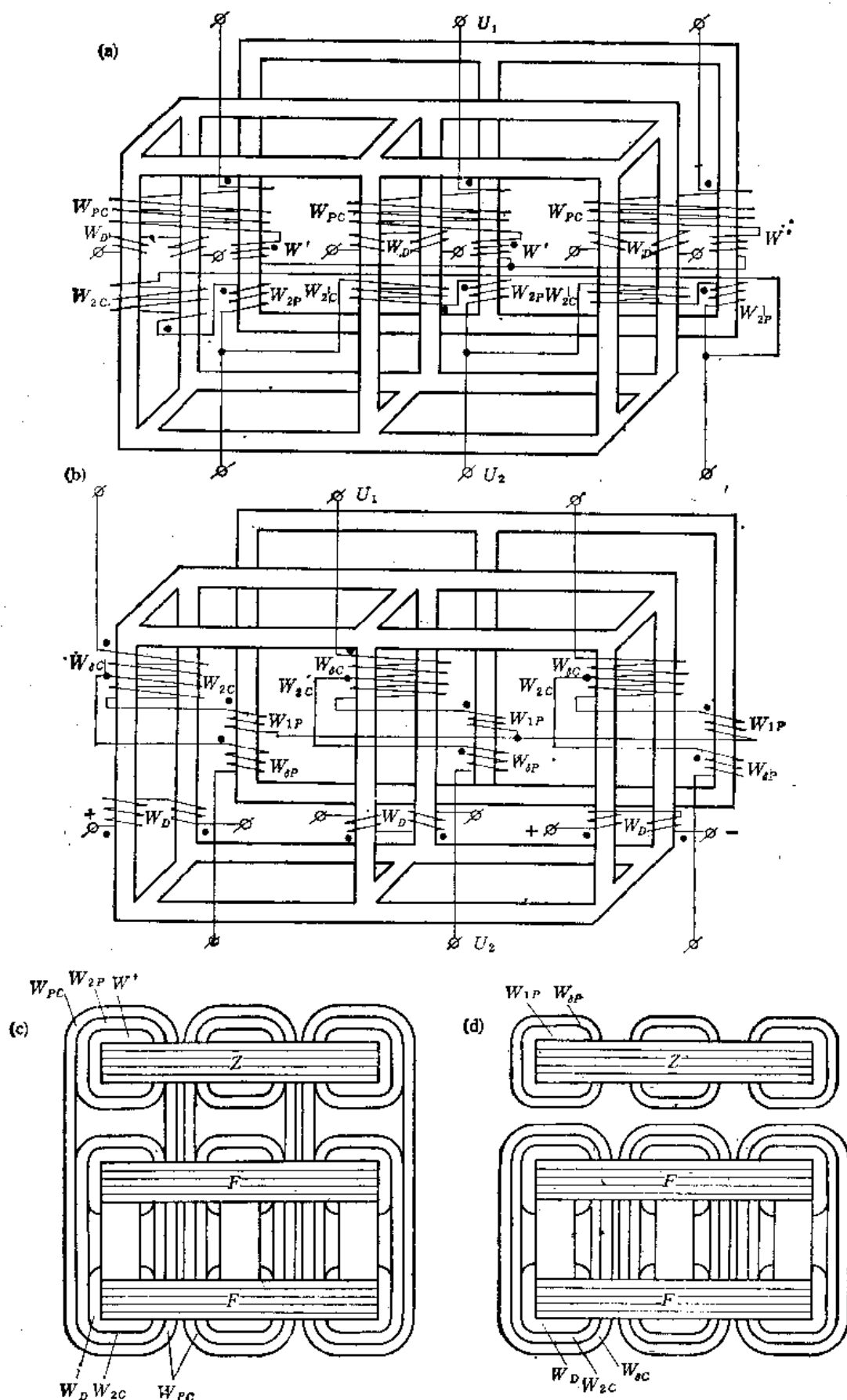


图 6.15 各相分开控制的组合式三相磁控变压器。(a) 磁控变压器;(b) 磁控自耦变压器;(c) 组合式结构;(d) 分离式结构

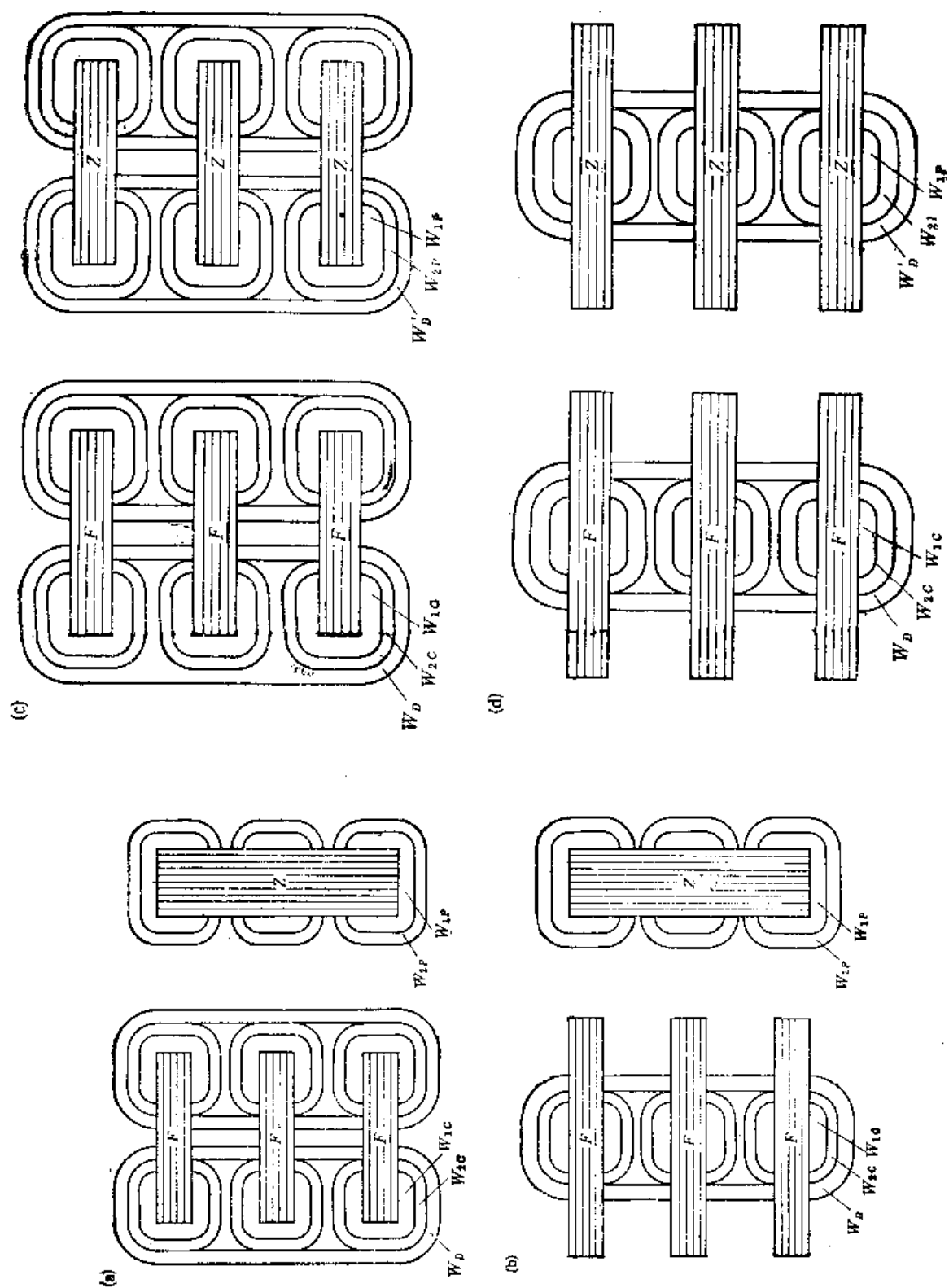


图 6.16 组合分离式三相磁控变压器的结构。(a),(c) 心式;(b),(d) 壳式

元件是普通三相铁心。控制元件的每个铁心柱上都有交流绕组 W_{1C} 和 W_{2C} 。控制绕组 W_D 同时绕在三个铁心柱上。与绕组 W_D 耦合的基波磁通的几何和为零,因而,在绕组 W_D 中没有感生基波电势。但在绕组 W_D 中会感生三次谐波电势,这个电势是由于方向相同,但相位不同的三次谐波磁通引起的。这个电势在绕组 W_D 中产生三次谐波电流。这种变压器交流绕组的连接类似于图 6.13 和图 6.14。

分离式三相磁控变压器由相应的单相磁控变压器(图 6.12)组成。各相分别控制的分离式三相磁控变压器有时用两个六心柱铁心做成。三相同步控制的有时做成分离式[图 6.16 (c),(d)],或组合式的,它的工作原理和前面介绍的类似。

6.2 磁控变压器的最佳几何尺寸

以分离式结构为例,求单相磁控变压器的最佳几何尺寸。所谓最佳是指在给定温升、绕组比热负荷、铁心磁感应强度的情况下能使磁控变压器有最轻的重量的几何尺寸。下面介绍功率从几千瓦到几十千瓦,圆筒式绕组,有冷却风道,铁心为矩形截面[图 6.3(a),(b)]的变压器的类似关系。

先确定绕在同一个铁心柱上的绕组 $W_{1P}, W_{2P}, W_{SP}, W_{1C}, W_{2C}, W_{SC}, W_D$ 的有效截面积和电磁负荷的关系。利用电势和比热负荷的公式:

$$E = 4k_{BX}fWBS_T, V$$

$$q_T = \frac{P_z}{k_{TR}S_{sm}} = \frac{\rho l_{PZ}WI^2}{S_D k_{TR} l_{PZ} W h_s n_T}, \frac{W}{m^2}$$

式中, l_{PZW} 为绕组外层平均匝长。 k_{TR} 为考虑绕组两端被铁心覆盖部分的系数。

绕组的有效截面积:

$$\left. \begin{aligned} S_{zP} &= \frac{\rho}{q_{TP}} \frac{(I_P E_P)^2}{h_Z S_Z^2 (4k_{BX}fB_Z K_1)^2} \\ S_{zC} &= \frac{\rho}{q_{TC}} \frac{(I_C E_C)^2}{h_F S_F^2 (4k_{BX}fB_F K_2)^2} \\ S_{zD} &= K_D^2 S_{zC} \frac{k_{TRC} n_{TC1} q_{TC1}}{k_{TRD} n_{TD} q_{TD}} \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

式中, S_{zP} 为 W_{1P}, W_{2P} 或 W_{SP} 中某一个的有效截面积; S_{zD} 为绕组 W_D 总的有效截面积; S_{zC} 为调节元件交流绕组总的有效截面积; I_C, I_P 为相应绕组的最大电流; E_C, E_P 为相应电势的最大值; B_Z, B_F 为主副铁心中的磁感应强度; S_Z, S_F 为主副铁心柱的有效截面积; K_1 为结构系数 [图 6.3(b), $K_1 = 1$; 图 6.3(a) $K_1 = 2$]; K_2 为结构常数 [图 6.3(b), $K_2 = 2$; 图 6.3(a) $K_2 = 4$]; $K_D = \frac{F_D}{F_C}$ 为磁化系数;

$$q_{TP} = \frac{1}{\sum \frac{1}{k_{TRP} n_{TPK} q_{TPK}}}$$

$$q_{TC} = \frac{0.5(1 + K_D)^2}{\frac{1}{k_{TRC} q_{TC1} n_{TC1}} + \frac{K_D^2}{k_{TRD} n_{TD} q_{TD}}}$$

根据式(6.1)可以求得铁心窗口的主要尺寸,以及主副铁心柱的尺寸:

$$\left. \begin{aligned} a_Z b_Z \sqrt{C_Z} h_Z \gamma_{zT} \gamma_{TT} &= A_P \\ a_F b_F \sqrt{C_F} h_F \gamma_{zT} \gamma_{TT} &= A_C \end{aligned} \right\} \quad (6.2)$$

式中带下标 Z 的量是执行元件的窗口尺寸和主铁心柱尺寸[图 6.3(a)、(b)]; 带下标 F 的是调节元件的窗口尺寸和副铁心柱尺寸;

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{zT} &= \gamma_z k_{CK} \\ \gamma_{TT} &= \gamma_T k_T \end{aligned} \right\} \quad (6.3)$$

$$A_P = \sqrt{\frac{\rho k_{CK}}{K_1 q_{TP}}} \frac{P_{PC} \gamma_z \gamma_T}{4 k_{BX} f B_Z}$$

$$A_C = \sqrt{\frac{\rho k_{CK}}{K_2 q_{TC}}} \frac{P_{CC} \gamma_z \gamma_T}{4 k_{BX} f B_F}$$

$$P_{PC} = 0.5 \sum I_P E_P$$

$$P_{CC} = 0.5(1 + K_D) I_C E_C$$

式中, A_P 为执行元件的结构常数; A_C 为调节元件的结构常数; P_{PC} 为执行元件的尺寸功率; P_{CC} 为调节元件的尺寸功率。

根据图 6.3(a)、(b) 不难求得绕组与铁心重量和几何尺寸间的关系:

$$\left. \begin{aligned} G_{zP} &= C_Z h_Z \gamma_{zT} (2b_Z + 2a_Z + \pi C_Z / K_1) \\ G_{TP} &= 2b_Z a_Z \gamma_{TT} (h_Z + C_Z + K_1 a_Z) \\ G_{zC} &= 2C_F h_F \gamma_{zT} (1.55 a_F + 2b_F + 1.6 \pi C_F / K_2) \\ G_{TC} &= 2b_F a_F \gamma_{TT} (2h_F + 2C_F + K_2 a_F) \end{aligned} \right\} \quad (6.4)$$

式中, G_{zP} , G_{TP} 为执行元件绕组和铁心的重量; G_{zC} , G_{TC} 为调节元件绕组和铁心的重量。

在 G_{zC} 公式中认为调节元件直流绕组的厚度 C_{zD} 与交流绕组厚度 C_{zC} 之比在如下的范围内

$$\frac{C_{zD}}{C_{zC}} = 1 - 1.5$$

根据式(6.2)和式(6.4),消除 h_Z 和 h_F , 可得下式:

$$\begin{aligned} \frac{G_{zP} + G_{TP}}{A_P} &= 2 \frac{\sqrt{C_Z}}{\gamma_{TT} b_Z} + 2 \frac{\sqrt{C_Z}}{\gamma_{TT} a_Z} + \frac{\pi}{K_1} \frac{C_Z \sqrt{C_Z}}{\gamma_{TT} a_Z b_Z} \\ &\quad + 2 \frac{a_Z b_Z C_Z \gamma_{TT}}{A_P} + \frac{2}{\gamma_{zT} \sqrt{C_Z}} + 2 K_1 \frac{b_Z a_Z^2 \gamma_{TT}}{A_P} \\ \frac{G_{zC} + G_{TC}}{A_C} &= \frac{3.1 \sqrt{C_F}}{\gamma_{TT} b_F} + \frac{4 \sqrt{C_F}}{\gamma_{TT} a_F} + \frac{3.2 \pi}{K_2} \frac{C_F \sqrt{C_F}}{\gamma_{TT} a_F b_F} \\ &\quad + \frac{4}{\gamma_{zT} \sqrt{C_F}} + 4 \frac{a_F b_F C_F \gamma_{TT}}{A_C} + 2 K_2 \frac{b_F a_F^2 \gamma_{TT}}{A_C} \end{aligned} \quad (6.5)$$

从上式可见,这些比值的区别只是系数不同。因此,下面只对一个调节元件的磁控变压器进行分析。对式(6.5)右边求导,并令其等于零,可以求得使调节元件重量最轻的 a_F , b_F 和 C_F 值。经变换之后得到

$$(a_F b_F)^2 = \frac{A_C}{2K_1 \gamma_{TT}^2} \sqrt{C_F} \frac{2K_2 \beta_F + 1.6\pi}{K_2 \alpha_F + 1} \quad (6.6)$$

$$(a_F b_F)^2 = \frac{A_C}{2K_2 \gamma_{TT}^2} \sqrt{C_F} \frac{3.1K_1 \alpha_F + 3.2\pi}{K_2 \alpha_F + 2} \quad (6.7)$$

$$\alpha_F \beta_F = \frac{0.5 \gamma_{sT}}{K_2 \gamma_{TT}} \left(1.55 K_2 \alpha_F \frac{3K_2 \alpha_F + 8}{K_2 \alpha_F + 2} + 1.6\pi \frac{4K_2 \alpha_F + 10}{K_2 \alpha_F + 2} \right) \quad (6.8)$$

$$\alpha_F = \frac{a_F}{C_F}$$

$$\beta_F = \frac{b_F}{C_F}$$

根据式(6.6)–(6.8)便得

$$\left. \begin{aligned} \alpha_F &\approx 0.76 \frac{\gamma_{sT}}{\gamma_{TT}} \left(1 + 3.35 \sqrt{\frac{\gamma_{TT}}{K_1 \gamma_{sT}}} \right) \\ \beta_F &\approx 1.73 \alpha_F \\ a_F &= (0.8 - 0.9) \sqrt{\frac{A_C}{\gamma_{TT}^2 K_2}} \end{aligned} \right\} \quad (6.9)$$

显然, 比值 $n_F = b_F/a_F = 1.73$ 。根据式(6.9)可以求得副铁心柱的最佳截面积:

$$S_F = (5.8 - 6.7) \left(\frac{P_{CC}}{f B_z K_1^{1.5}} \frac{\gamma_s}{\gamma_T} \right)^{1/7} \left(\frac{\rho}{q_{TC}} 10^{10} \right)^{1/7}$$

根据式(6.2)–(6.3)及式(6.9)可以求得副铁心柱的最佳高度

$$h_F = (0.6 - 0.7) K_2 \left(1 + 3.35 \sqrt{\frac{\gamma_{TT}}{K_1 \gamma_{sT}}} \right) a_F$$

类似地求得

$$S_Z = (4.1 - 4.4) \left(\frac{P_{FC}}{f B_z K_1^{1.5}} \frac{\gamma_s}{\gamma_T} \right)^{1/7} \left(\frac{\rho}{q_{TP}} 10^{10} \right)^{1/7}$$

$$h_Z = (1.2 - 1.4) K_1 \left(1 + 2.3 \sqrt{\frac{\gamma_{TT}}{K_1 \gamma_{sT}}} \right) a_Z$$

$$n_Z = \frac{b_Z}{a_Z} = 2.35$$

也可以根据事先选取的电流密度来确定主要尺寸。在这种情况下

$$S_Z = (85 - 90) \sqrt{\frac{P_{FC} \gamma_s \times 10^2}{K_1 f B_z j_F \gamma_T}}$$

$$S_F = (90 - 95) \sqrt{\frac{P_{CC} \gamma_s \times 10^2}{K_2 f B_z j_C \gamma_T}}$$

$$h_Z = 1.25 \sqrt{\frac{K_1 S_Z \gamma_T}{k_{CK} \gamma_s}}$$

$$h_F = 0.5 \sqrt{\frac{K_2 S_F \gamma_T}{k_{CK} \gamma_s}}$$

式中, j_P 为执行元件的电流密度; j_c 为调节元件的电流密度。

上面列出的公式可以用来确定分离式磁控变压器最佳调节元件和最佳执行元件的主要尺寸。

6.3 磁控变压器的电压降和尺寸功率

一、电压降

设计磁控变压器时必须知道在额定负荷及额定控制电流时的次级绕组的电压降 ΔU , 这个电压降确定了调节元件和执行元件的尺寸功率。同时, 变比 k_B 也是根据 ΔU 选取的。电压降为

$$\Delta U \% = \frac{U_1 - U_2'}{U_1} \times 100 \% = (u_P \cos \varphi_F + u_i \sin \varphi_F) + \frac{(u_i \cos \varphi_F - u_P \sin \varphi_F)^2}{200} \quad (6.10)$$

$$u_P = \frac{I_1 \Sigma r}{U_1} \times 100 \%$$

$$u_i = \frac{I_1 (x_{CS} + x_{SP} + x_{SC})}{U_1} \times 100 \%$$

$$\Sigma r = \frac{\Sigma P_r}{I_1^2}$$

$$x_{CS} \approx 4.44 f B_{FS} W_C S_F \frac{1}{I_1}$$

式中, Σr 为折算到初级的变压器电阻之总和; x_{CS} 为在 I_{DN} 时副铁心柱上绕组的等值感抗; x_{SP} 为执行元件绕组总的折算漏感抗; x_{SC} 为调节元件绕组总的折算漏感抗; ΣP_r 为交流与反馈绕组损耗之总和; B_{FS} 为额定直流时副铁心柱中的剩余磁感应强度。

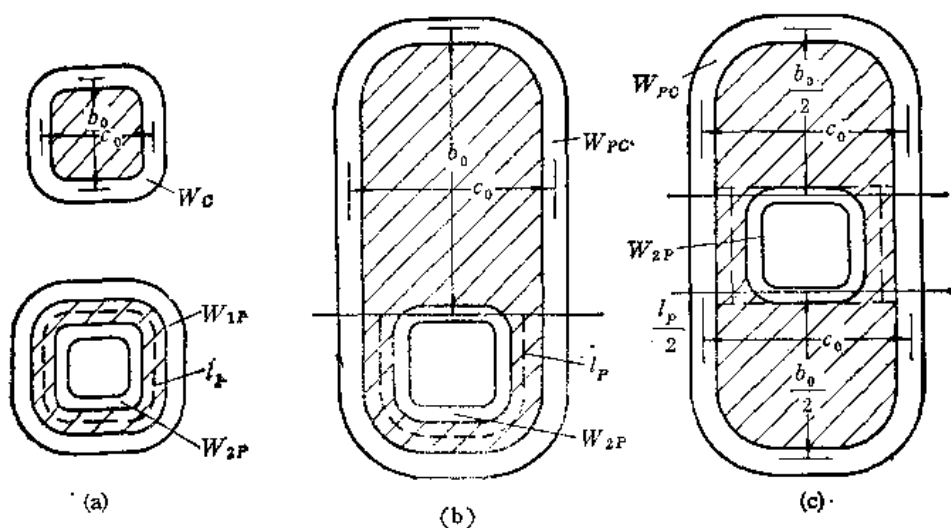


图 6.17 磁控变压器的横断面。(a) 相应于图 6.3、图 6.7、图 6.8、图 6.9、图 6.10(b)、(c)、图 6.15(d) 所示变压器的横断面; (b) 相应于图 6.5(c)、(d)、图 6.10(d)、图 6.15(c) 所示变压器的横断面; (c) 相应于图 6.5 (a)、(b) 所示变压器的横断面

用如下方法确定漏感抗。图 6.17 上示出了各种磁控变压器的截面。为了清楚起见，该图中取消了副铁心和控制绕组。在图 6.5、图 6.10(d)、图 6.15(c) 所示的磁控变压器中都存在同时绕在几个铁心柱上的绕组，调节元件的漏磁通和执行元件的漏磁通很难分开。假定在图 6.17 中用虚线表示的初次级绕组之间的间隙是属于执行元件的，其余是属于调节元件的，则感抗按下式计算：

$$x_{sp} = 7.92 \times 10^{-6} f W_{1p}^2 l_p K_R (a_{12} + 0.5a_1 + 0.5a_2) \frac{1}{h_x}$$

$$x_{sc} = 7.92 \times 10^{-6} f W_c^2 b_0 c_0 \left(0.5 - 0.15 \frac{b_0}{c_0} + 0.3 \frac{h_x}{c_0} \right) \frac{1}{h_x}$$

式中， l_p 为执行元件初次级绕组之间间隙的平均长度； a_1, a_2, a_{12} 分别为执行元件磁路上绕组及其间隙的径向尺寸；系数 K_R 按下式确定：

$$K_R \approx \frac{1 - (a_1 + a_2 + a_{12})}{\pi h_x}$$

b_0, c_0 为等值矩形线圈的尺寸[见图 6.17]。

磁控变压器的 ΔU 值比等功率的普通变压器的相应参数大。

二、尺寸功率

为了确定磁控变压器执行元件或调节元件一相的尺寸功率 P_{PC} 或 P_{CC} ，必须知道它的绕组电流的最大值及最大电压降。当输入电压 U_1 不变时，磁控变压器所有绕组中电流的最大值将在额定负载下或控制电流最大时出现。图 6.12(a)，(b) 中调节和执行元件绕组中电流的最大值，除 W_{xc}, W_{1p} 外，都认为在控制电流最大时出现。双重控制的磁控变压器中电流的最大值，以及绕组 W_{xc} 和 W_{1p} 中电流的最大值[图 6.12(b)] 在控制电流最大时出现。在任何磁控变压器中，调节元件绕组上电压降的最大值在额定负载电阻及控制电流最小时出现。在磁控变压器输入和输出电压最高的空载状态下，执行元件绕组上的电压最高。

各种磁控变压器的尺寸功率公式如下：

$$P_{PC} = \frac{\alpha}{1 - \Delta U} U_{2\max} I_2 \quad (6.11)$$

$$\alpha = \left(\frac{U_{1\max} - U_{1\min}}{U_{1\min}} - \Delta U \right) (1 - k_{LB}) + 1 - \Delta U \quad (6.12)$$

升压磁控自耦变压器的尺寸功率为

$$P_{PC} = \frac{\alpha}{1 - \Delta U} U_{2\max} I_2 (1 - k_B) \quad (6.13)$$

降压磁控自耦变压器的尺寸功率为

$$P_{PC} = \frac{\alpha}{1 - \Delta U} U_{1\max} I_2 \left(1 - \frac{1}{k_B} \right) \quad (6.14)$$

图 6.12(a) 所示磁控变压器的尺寸功率为

$$P_{PC} = 0.5 \left(1 + \frac{F}{1 - \Delta U} \right) U_{2\max} I_2 \quad (6.15)$$

图 6.12(b) 所示磁控自耦变压器的尺寸功率为

$$P_{PC} = \left(\Delta U_+ + K_D - \frac{K_D}{F} \right) U_{2\max} I_2 \quad (6.16)$$

$$\Delta U_+ = \frac{|U_{1\max} - U_{2\min}|}{U_1} \quad (6.17)$$

式中, K_D 为直流磁化系数, 由式(6.24)确定。

调节元件的尺寸功率按如下公式确定:

$$P_{CC} = K'_S U_{2\max} I_2 \quad (6.18)$$

$$K'_S = K_S \frac{U_{1\max}}{U_{1\min}}$$

$$K_S = \frac{0.5(1 + K_D)k_{FD}}{1 - \Delta U} \quad (6.19)$$

$$k_{FD} = \frac{U_{C1} \pm U_{C2} k_B}{U_{1\max}} = \frac{U_C}{U_{1\max}} \quad (6.20)$$

式中, k_{FD} 为串联元件上的最大电压降与额定初级电压之比。

U_{C2} 前面的正号相应于第二类磁控变压器; 负号相应于第三类磁控变压器。

对于图 6.12(a) 所示的磁控变压器来说

$$P_{CC} = 0.5(1 + K_D) \left(\frac{F}{1 - \Delta U} - 1 \right) U_{1\max} I_2 \quad (6.21)$$

对于图 6.12(b) 的磁控变压器来说, 如果 $\frac{\Delta U_+}{\Delta U_-} > \frac{1}{F}$, 则

$$P_{CC} = 0.5 U_{2\max} I_2 \left(\Delta U_- + 2K_D + \frac{\Delta U_+}{F} - \frac{2K_D}{F} \right) \quad (6.22)$$

如果 $\frac{\Delta U_+}{\Delta U_-} < \frac{1}{F}$, 则

$$P_{CC} = I_2 U_{2\max} \left(\Delta U_- + K_D - \frac{K_D}{F} \right) \quad (6.22a)$$

$$\Delta U_- = \frac{|U_{1\min} - U_{2\max}|}{U_1}$$

图 6.12(a) 中可控执行元件的尺寸功率为

$$P_{CPC} = 0.5(1 + K_D) \left(1 - \frac{1 - \Delta U}{F} \right) U_{2\max} I_2$$

执行元件的变比为

$$k_B = (1 - \Delta U) \frac{U_{1\min}}{U_{2\max}} \quad (6.23)$$

当铁心材料是 DQ2 时, 可从图 6.19(b) 上选取 ΔU 值。

6.4 磁感应强度变化倍数及最佳类别的确定

磁控变压器的副铁心不应当过分饱和。在控制电流最大时副铁心中还保留一部分交

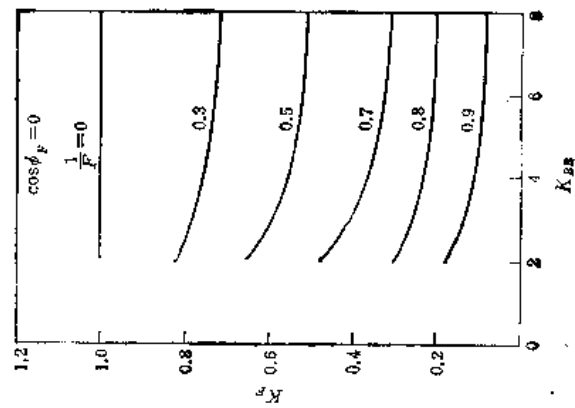
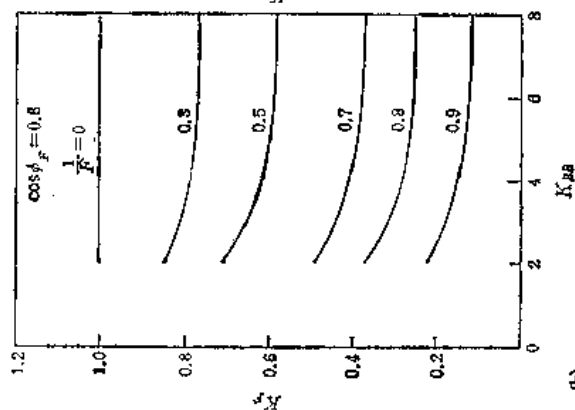
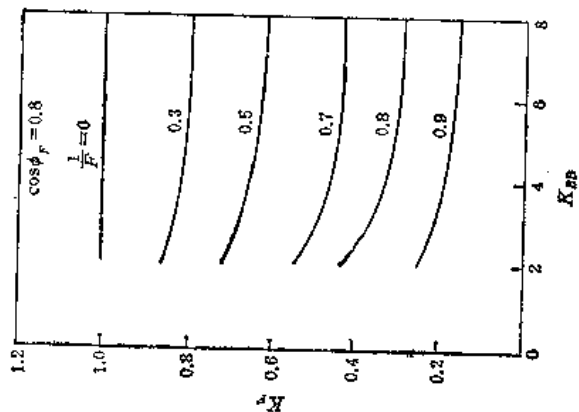
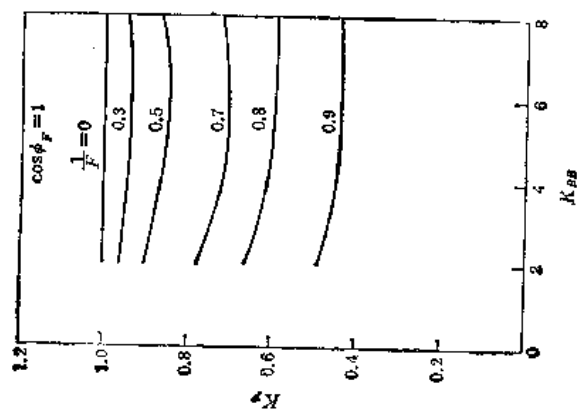
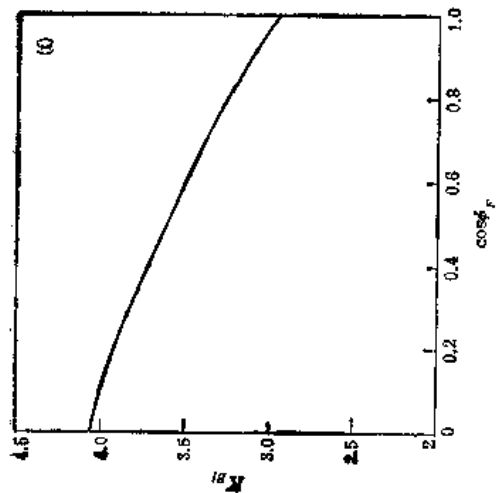
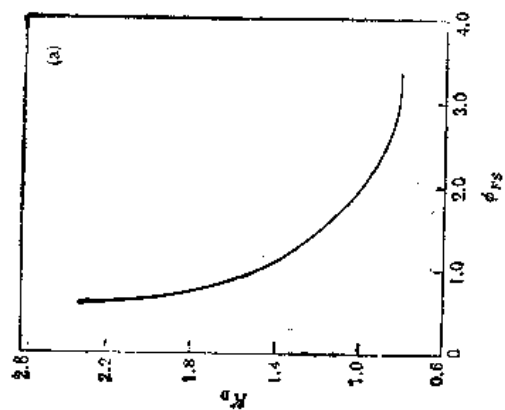
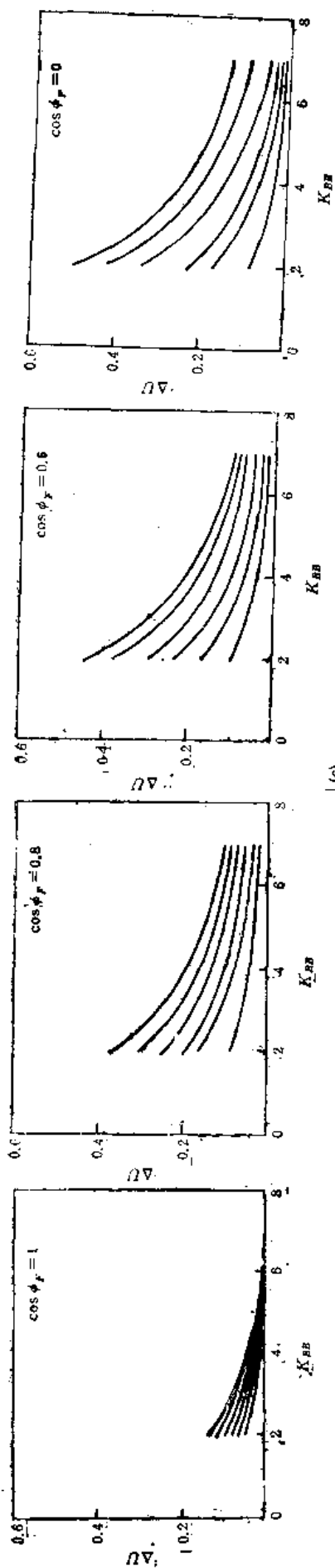
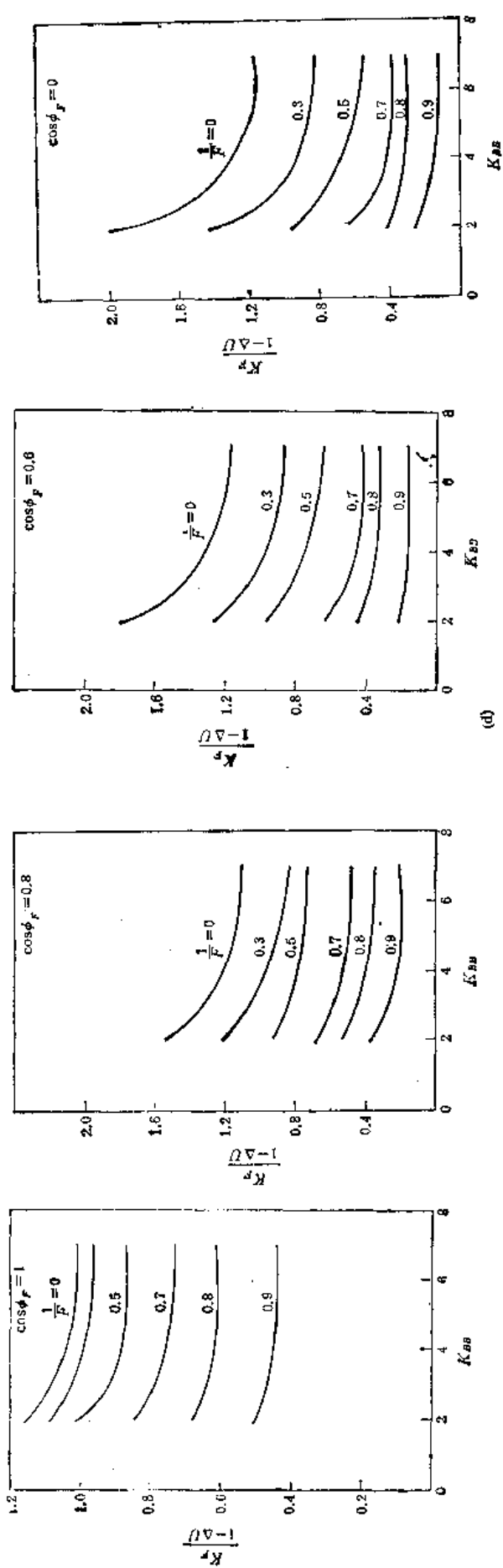


图6.18 磁控变压器的计算关系。(a) $K_D = f(\cos \phi_F)$; (b) $K_F = f(K_{BB})$; (c) $\Delta U = f(K_{BB})$;

(d) $\frac{K_F}{1 - \Delta U} = f(K_{BB})$; (e) $K_F = f(K_{BB})$; (f) $K_{BI} = f(\cos \phi_F)$

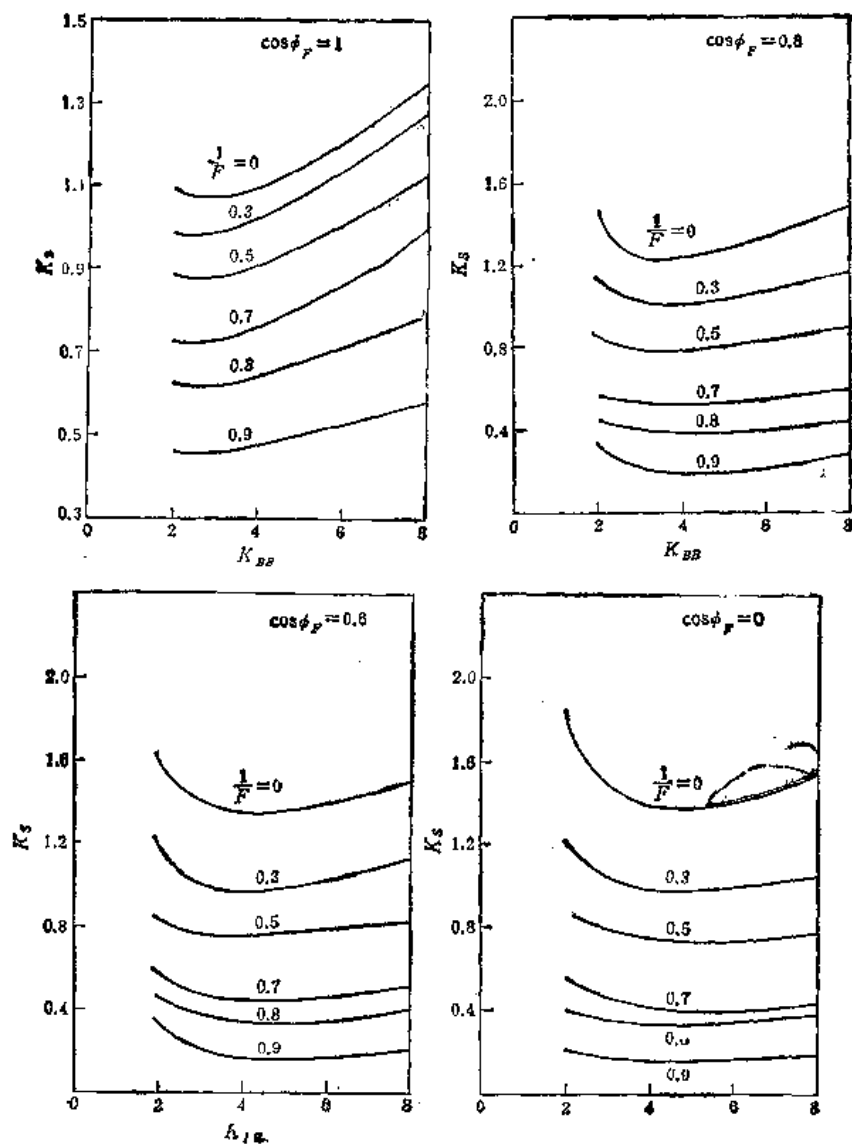


(c)



(d)

图 6.18 (续)



(c)
图 6.18 (续)

流磁通 ϕ_{F0} 。然而, 剩余交流磁通 ϕ_{FS} 一旦超过某个值, 就会引起电压降 ΔU 增长, 并导致调节元件重量的不合理增长, 功率因数 $\cos \varphi_1$ 和效率都会降低。

副铁心中的剩余交流磁通有个最佳值。在最佳值时调节元件的比重最轻。这个最佳值取决于副铁心的材料、调节深度及负载功率因数 $\cos \varphi_{F0}$ 。

副铁心中磁感应强度的变化倍数为

$$k_{BB} = \frac{B_{Fmax}}{B_{Fmin}} = \frac{\phi_{Fmax}}{\phi_{Fmin}} = \frac{U_{Cmax}}{U_{Cmin}}$$

从式(6.18)可见, 应选取使 K_s 最小的 k_{BB} 值, K_s 值可由下式确定:

$$K_s = \frac{(1 + K_D)k_{FD}}{2(1 - \Delta U)}$$

磁化系数可以利用贝塞尔函数 Y_0 和 Y_1 来确定:

$$K_D \approx \frac{Y_0(\bar{\phi}_{FS})}{\sqrt{2} Y_1(\bar{\phi}_{FS})} \quad (6.24)$$

曲线 $K_D = f(\bar{\phi}_{FS})$ 表示在图 6.18(a) 上。从该图可见, 当 $\bar{\phi}_{FS} < 1.5$ 时, K_D 随副铁心剩余磁通的减小而激烈增长。当磁感应强度小于 0.3—0.4 T 时, 随着 ϕ_F 的减小, K_D 激烈增长。图 6.18(b), (c), (d) 上示出了 k_{FD} , ΔU , $k_{FD}/(1 - \Delta U)$ 和 k_{BB} 的关系。从该图可见, 当 k_{BB} 在 3—4 以下时, 所有这些参数都和 k_{BB} 有关, 当 k_{BB} 很大时, 这些参数实际上和 k_{BB} 无关。

当铁心材料是 DQ2, 副铁心中的最大磁感应强度在 1.5—1.6 T 之间时, 最佳 k_{BB} 近似等于 3—4。纯电阻负载下 k_{BB} 约为 3, 感性负载下取大些。

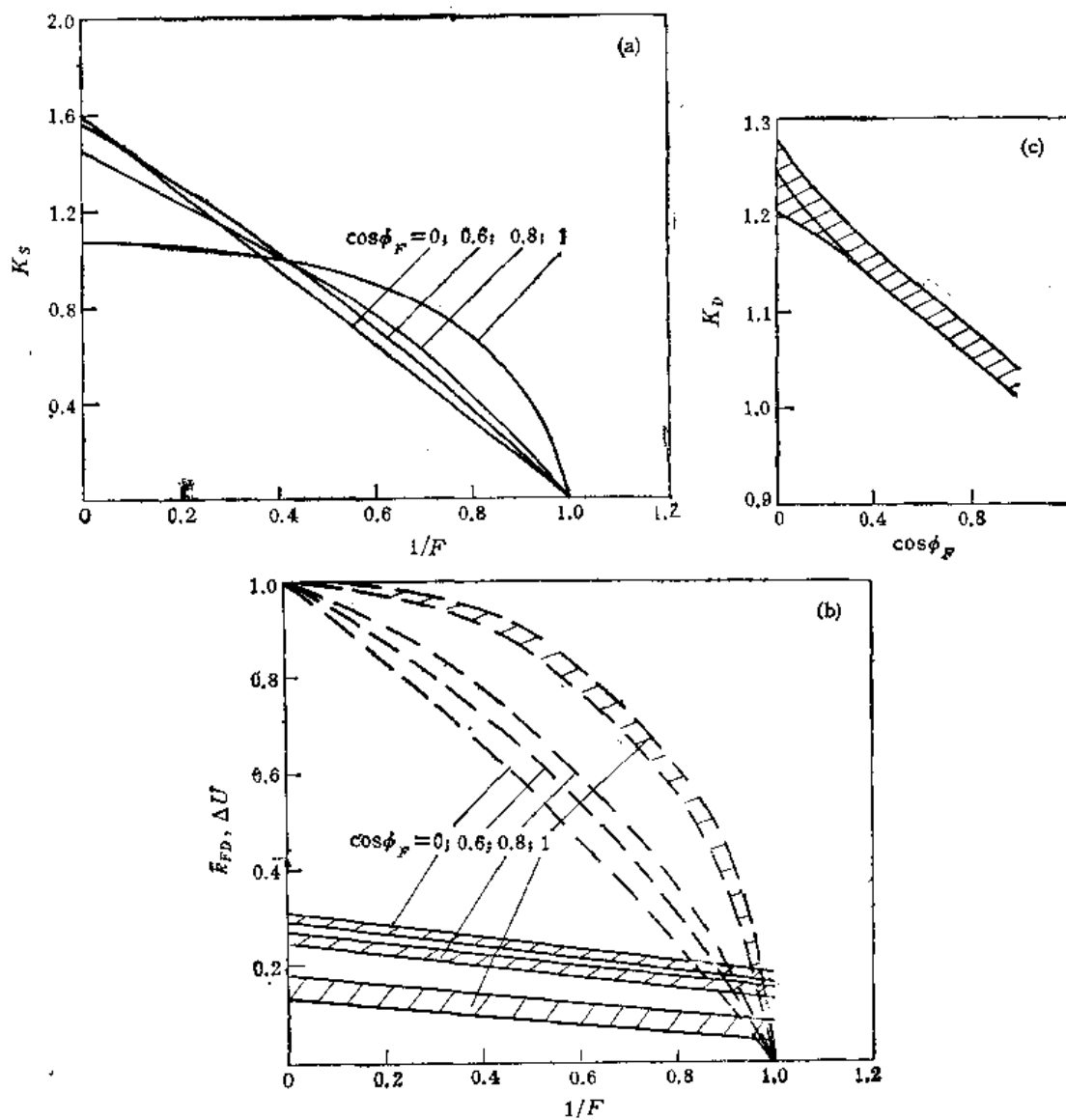


图 6.19 确定计算系数的曲线。(a) $K_s = f\left(\frac{1}{F}\right)$; (b) $\Delta U = f\left(\frac{1}{F}\right)$ (实线),

$k_{FD} = f\left(\frac{1}{F}\right)$ (虚线); (c) $K_D = f(\cos \phi_F)$

图 6.19(a),(b),(c) 上表示了 $k_{FD}, K_s, \Delta U$ 和调节深度 F 的关系。图中的不同曲线对应于不同的 $\cos \varphi_F$ 值, 这些曲线适合于副铁心由 DQ2—DQ4 做成的磁控变压器。

磁控变压器有三类, 具体设计时, 欲确定选取哪一类是最佳的, 必须求得给定调节深度下的最佳类别系数 k_{LB} 。

为了保证要求的调节范围, 调节元件的电感 L_c 必须大于一定值。电感 L_c 取决于类别系数。下面我们来讨论不同调节深度时哪一类磁控变压器是最佳的。用下式表示输出电压的最小值:

$$U'_{\min} = U_1 k_{TJ} \quad (6.25)$$

式中, k_{TJ} 为调节系数。

$$k_{TJ} = \frac{(k_{LP} + k_{LB}^2 - k_{LB})k_{ZP}}{\sqrt{(k_{LP} + k_{LB}^2)^2 k_{ZP}^2 + 2(k_{LP} + k_{LB}^2)k_{ZP} \sin \phi_F + 1}} \quad (6.26)$$

$$k_{TJ} = \frac{1 - \Delta U}{F} \quad k_{ZP} = \frac{z_F}{x_F}$$

对于 $k_F = 0$ 的磁控变压器来说, 为了得到给定的调节深度, 电感 L_c 应满足下式:

$$L_c = \frac{L_P}{\frac{k_{LB}}{1 - k_{TJ}} - k_{LB}^2} \quad (6.27)$$

式中, L_P 为执行元件的电感。

类别系数为

$$k_{LB} = \frac{0.5}{1 - k_{TJ}} \quad (6.28)$$

式(6.28)表明, 为了确定最佳类别, 不需要计算 P_{cc} 值, 因为 k_{LB} 的最佳值只和需要的调节深度有关。

通过上面分析可知, 在 $k_F = 0, k_{TJ} < 0.4$ 时应采用第二类磁控变压器或磁控自耦变压器; 当 $k_F = 0, 0.4 < k_{TJ} < 0.6$ 时应采用第一类磁控变压器和磁控自耦变压器; 当 $k_F = 0, k_{TJ} > 0.6$ 时应采用第一类磁控变压器或第三类磁控自耦变压器; 当 $k_F = 1, k_{TJ} > k_{ZP}$ 时取第一类; 当 $k_F = 1, k_{TJ} < k_{ZP}$ 时取第二类。

6.5 控制系统的选择

在调节深度一定的条件下, 选取适宜的控制系统能得到重量轻、效率高的磁控变压器。

从方程(6.27)和(6.28)可见, 在 $k_F = 0$ 时, 调节元件电感 L_c 为

$$L_c = 4L_P(1 - k_{TJ})^2 \quad (6.29)$$

由此可知, 随 k_{TJ} 的减小, 需要的 L_c 值增长。当 k_{TJ} 很小, L_P 一定的情况下, 利用式(6.29)得到的 L_c 值很大。减小 L_P 值, L_c 值也减小。在双重控制的磁控变压器中就是这样。

分析表明, 当 $k_F = 0, k_{TJ} < 0.4$ 及 $k_F = 1, k_{TJ} < 0.8k_{ZP}$ 时, 应采用双重控制的磁控变压器。当 $k_F = 0, k_{TJ} < 0.6$ 及 $k_F = 1,$

$$k_{TJ} < \frac{0.8k_{ZP}}{\left|1 - \frac{1}{k_B}\right|}$$

时,应采用执行元件可控的磁控自耦变压器。但这种磁控变压器的结构和控制线路都比较复杂,采用反馈时控制部分的体积和重量都将更大。因此,当 k_{TJ} 值在上述范围内时,常用尺寸并非最佳的普通磁控变压器代替执行元件可控的磁控变压器。

当调节深度 $F \leq 1.5$ 时,通常采用双重控制的磁控变压器[图 6.12(a)]或自耦变压器[图 6.12(b)]。这种磁控变压器有两个控制绕组,一个用于控制调节元件,另一个用于控制串并联元件或执行元件。这种磁控变压器比最佳磁控变压器重一些,控制部分的组成也比较复杂。然而,它的输出电压波形好, $\cos \varphi_1$ 比较高,当 $F \leq 1.5$ 时,在额定负载情况下,这种磁控变压器的 $\cos \varphi_1$ 比普通磁控变压器高。磁控自耦变压器[图 6.2(d),图 6.12(b)]的相位角按下式确定:

$$\tan \varphi_1 = \frac{\omega^2 L_P L_C [L_P + (1 - k_{LB})^2 L_C] + R_P^2 (L_P + k_{LB}^2 L_C)}{\omega R_P [L_P + (1 - k_{LB})^2 L_C] (L_P + k_{LB}^2 L_C) - R_P L_P L_C \omega}$$

该式表明,对于执行元件不可控的普通磁控自耦变压器来说,当 $L_P \gg R_P$ 时, $\cos \varphi_1$ 值近似等于 k_{TJ} , 有两个控制元件的磁控自耦变压器的 $\cos \varphi_1$ 值要大一些。

如果在有两个控制绕组的磁控自耦变压器中, L_P 和 L_C 间存在如下关系,就可以得到最小的 φ_1 角:

$$\omega^2 L_P L_C = R_P^2 \frac{k_{LP} + k_{LB}^2}{k_{LP} + (k_{LB} - 1)^2}$$

在调节过程中

$$\cos \varphi_{1\min} \geq \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{F^2 - 1}{2F}\right)^2}} \quad (6.30)$$

式(6.30)表明,当 $F \leq 1.5$ 时, $\cos \varphi_1$ 接近于1。实际上,在调节过程中要满足上述关系是很困难的。因而,在 $F = 1.5$ 时,有两个控制绕组的磁控自耦变压器的功率因数为 $\cos \varphi_1 \approx 0.85$ 。

6.6 电磁负荷的确定

一、铁心材料的选择

采用饱和磁感应强度高,矩形系数大的磁性材料,在保证输出功率和调节深度的情况下,设计出的磁控变压器的调节特性好、重量轻、效率和 $\cos \varphi_1$ 值都高。如果用磁化曲线非常倾斜的材料做副铁心,则磁感应强度的变化倍数 k_{BB} 相当大。然而,当 k_{BB} 大于4时,重量、效率、 $\cos \varphi_1$ 值实际上和 k_{BB} 无关。在频率为 50Hz, 副铁心用 DR280—DR360 做成时, $k_{BB} = 2—2.5$; 当副铁心用冷轧电工钢 DQ2—DQ6 做成时, $k_{BB} = 3—4.5$; 当副铁心用铁镍合金做成时, $k_{BB} = 5—10$ 。

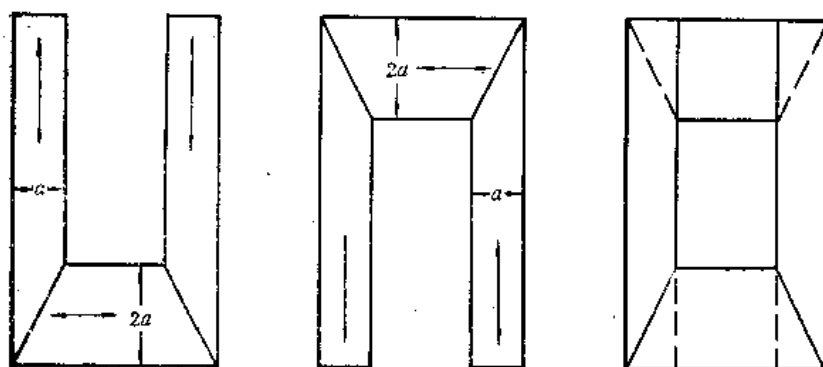


图 6.20 磁控变压器的铁心片

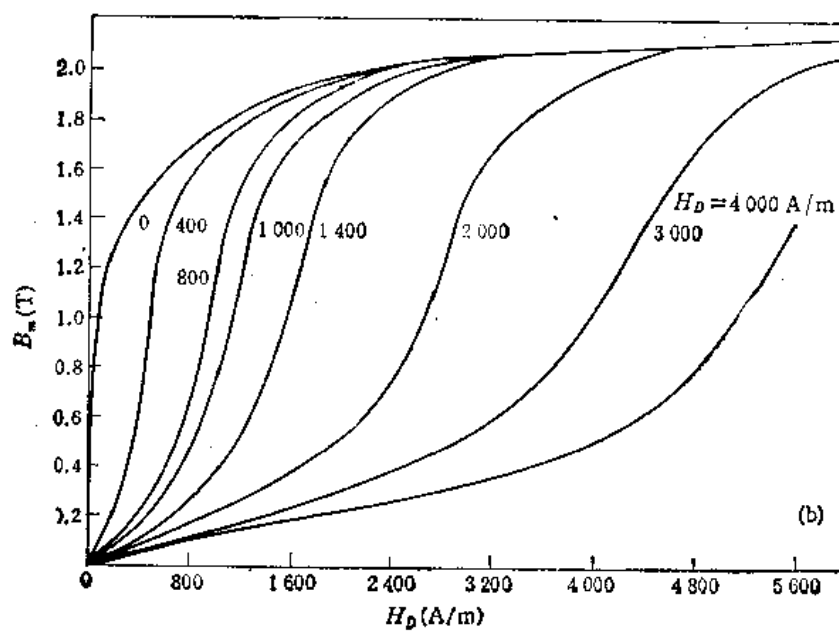
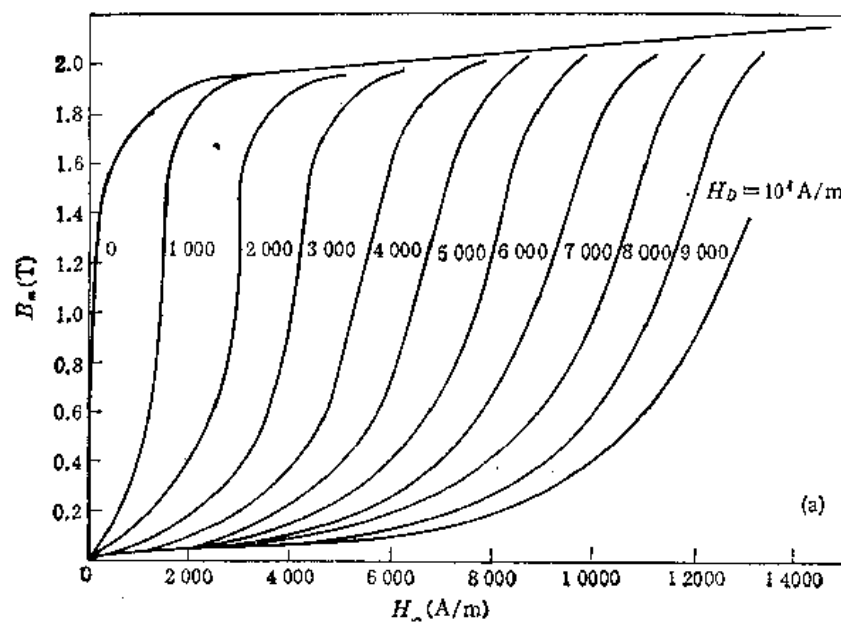


图 6.21 DQ2-0.35 的交直流同时磁化曲线

在使用 DQ2—DQ6 的情况下,频率为 50Hz 时用片厚 0.35mm 的冲片, 400Hz 时用片厚 0.2 mm 的冲片,1000Hz 时用片厚 0.08mm 的冲片。

电工钢的磁性能和变压器的结构有关。图 6.20 上示出了副铁心柱和铁轭冲片的形状。图 6.21(a) 是这种铁心的交直流同时磁化曲线(铁心材料是 DQ2-0.35)。图 6.21(b) 是用同样材料做成的 KE40 冲片的磁化曲线。从该图可见,铁心用图 6.20 冲片做成时磁化曲线的矩形系数比用 KE40 时大很多。

如果用矩形磁滞回环的材料做铁心,则磁控变压器调节特性的工作段可以是线性的,而且有比较高的放大系数。

二、电磁负荷的确定

磁控变压器电磁负荷的确定在很大程度上取决于它的冷却条件、输出功率及结构。对于 50Hz 自然空气冷却的干式磁控变压器来说,功率在几十千瓦以下时,两方有风道的内绕组的比热负荷 q_T 不应超过 280W/m^2 ; 仅内表面有风道的内绕组的 q_T 应小于 440W/m^2 。功率为 0.1—1kW、频率 50Hz, 没有风道的干式磁控变压器的 q_T 可在 $600—1000\text{W/m}^2$ 的范围内选取。油冷磁控变压器的外绕组 $q_T = 1600\text{W/m}^2$, 内绕组 $q_T = 1200\text{W/m}^2$ 。

功率不超过几十千瓦的干式磁控变压器,用铜导线时,内绕组的电流密度 $j = 1.5 \times 10^6—2 \times 10^6\text{A/m}^2$,外绕组 $j = 2 \times 10^6—2.5 \times 10^6\text{A/m}^2$ 。大功率油冷磁控变压器,用铜线时 $j = 2.5 \times 10^6—4.5 \times 10^6\text{A/m}^2$ 。用铝线时的电流密度只有铜线时的 2/3。在有垂直风道的变压器中可按下式选取电流密度

$$j = \frac{n_T k_{TR} q_T h_s}{\rho l W}$$

式中, n_T 为散热表面个数;系数 k_{TR} 见 5.6 节。

功率从几千瓦到几十千瓦的 50Hz 磁控变压器的磁感应强度按如下建议选取: 当铁心材料为 DR280—DR360 时, $B = 1.1—1.4\text{T}$; 当铁心材料为 DQ2—DQ3 时, $B = 1.4—1.65\text{T}$ 。功率为 0.1—1kW 的磁控变压器, 不同频率、不同铁心材料时的磁感应强度分别为: 50Hz, 用 0.35mm 的 DQ2—DQ4 时, $B = 1.3—1.5\text{T}$; 400Hz, 用 0.2mm 的 DQ2—DQ4 时, $B = 1.1—1.35\text{T}$; 1000Hz, 用 0.08mm 的 DG1—DG4 时, $B = 0.8—1.1\text{T}$ 。

6.7 损耗和效率的确定

磁控变压器的绕组损耗按如下公式确定:

$$P_s = 2.4 j^2 G_s \times 10^{-12} \quad \text{铜导线}(75^\circ\text{C})$$

$$P_s = 12.75 j^2 G_s \times 10^{-12} \quad \text{铝导线}(75^\circ\text{C})$$

铁心损耗按下式计算:

$$P_T = \sum p_{iT} G_{iT}$$

铁心某一段的损耗可根据其中的交流磁感应强度来确定。如果该段同时有直流磁化,还要考虑直流磁场强度 H_D 。图 6.22 上表示了不同交流磁感应强度下的 p_T 和 H_D 的

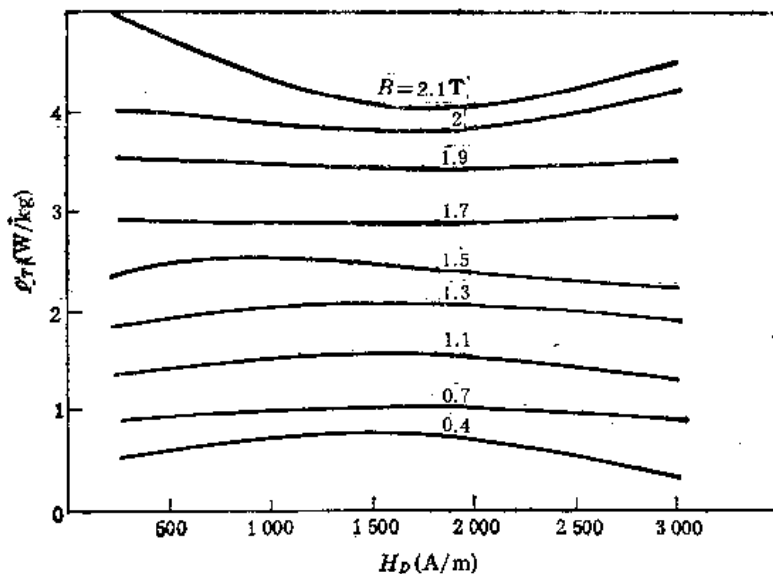


图 6.22 DQ2-0.35 在交直流同时磁化时的比损耗

关系,铁心材料是 DQ2。从该图可见,当交流磁感应强度较高时,铁心损耗最初随 H_D 的增长而下降,经过某个最低点之后,又随 H_D 的增长而增长。磁控变压器的附加损耗大约为额定功率的 1%。

磁控变压器的效率按下式计算:

$$\eta = \frac{P_2 \cos \varphi_F \times 100}{P_2 \cos \varphi_F + \sum P_i}$$

式中, $\sum P_i$ 为铁心与绕组损耗之总和。

6.8 电流反馈的应用及输出电压极限值的计算

一、电流反馈

存在电流反馈的磁控变压器有一系列的优点: 控制部分的功率可下降到原来的 1/5—1/10, 在某些情况下整个磁控变压器的重量也大为减轻。有反馈时控制部分的功率大约为额定功率的 0.2—1%, 重量为总重的 3—6%。在同样功率的无反馈磁控变压器中, 控制功率为变压器额定功率的 2—5%, 控制部分重量为总重量的 10—30%。分析表明, $k_{FK} = 0.8$ 的反馈磁控变压器是最佳的, 可以省掉位移绕组, 动作速度也比较快。对于内反馈磁控变压器来说, 调节元件绕组的总重量为无反馈时的 0.707。实际上, 对于功率不大的磁控变压器来说, 纯电阻负载下这种差别为 20—30%; 感性负载下这种差别为 10—20%; 采用内反馈可以使变压器的总重量下降 5—15%。

实践表明, 仅在功率不大的第一类单相和三相磁控变压器中才采用内反馈, 其余情况下都用外反馈。

二、输出电压极限值的确定

确定了主要参数之后, 要检查输出电压的调节范围是否满足要求。为此, 只要求出任

何可能的电源电压及负载阻抗下输出电压的最大值和最小值即可。输出电压的最大值按下式计算:

$$U_{2\max} = \frac{(1 - \Delta U)U_{1\min}}{k_B}$$

对于仅磁分路器受到直流磁化的磁控变压器来说,应针对 $I_D = 0$ 及输入电压最高的空载状态来计算。为此,必须知道关系 $U_{1C} = f(I_{1C})$ 及 $U_{1P} = f(I_{1P})$ 。利用磁化曲线或比磁化功率 q_s 和磁感应强度的关系即可作出上述曲线。在 0.6—1.7T 的范围内给出不同的磁感应强度 B_Z, B_F , 按下式确定主铁心柱及磁分路器的磁化功率 P_{qZ}, P_{qF} :

$$P_q = \sum q_{sk} G_{Tk} + n q_s S_s$$

式中, q_{sk} 为导磁体第 k 段的比磁化功率; G_{Tk} 为相应段导磁体的重量; n 为冲片对接的接缝数; q_s 为气隙中的比磁化功率; S_s 为对接处导磁体的截面积。

确定出 P_{qZ} 和 P_{qF} 之后,进行如下计算:

$$U_{1C} = 4k_{Bz} f B_F S_{FT} W_{1C}$$

$$U_{1P} = 4k_{Bz} f B_Z S_{ZT} W_{1P}$$

$$I_{1C} = \frac{P_{qF}}{U_{1C}}$$

$$I_{1P} = \frac{P_{qZ}}{U_{1P}}$$

式中, S_{ZT} 为配置绕组 W_{1P} 的所有主铁心柱有效截面积之和; S_{FT} 为配置绕组 W_{1C} 的所有副铁心柱有效截面积之和。

按照求得的关系 $U_{1P} = f(I_{1P})$ 及 $U_{1C} = f(I_{1C})$ 组成关系 $U_{1P} + U_{1C} = f(I_1)$, 利用这个曲线求得相应于 $U_{1P} + U_{1C} = U_{1\max}$ 的参数 I_{10}, U_{1P} 和 U_{1C0} 。按下式确定输出电压的最小值:

$$U_{2\min} = \left[U_{1C} \left(1 - \frac{1}{k_{LB}} \right) + U_{1P} \right] \frac{1}{k_B}$$

如果求得的 $U_{2\min}$ 大于所需的值,则必须把副铁心柱的截面积 S_F 增大一些。对于 $k_F = 1$ 的磁控变压器来说,不必检查 $U_{2\min}$ 值,因为建议的绕组 W_D 的磁势会保证得到给定的电压值。

6.9 磁控变压器的设计方法

一、设计的原始数据

为了进行设计,必须知道如下的参数:电源频率的最大值 f_{\max} 和最小值 f_{\min} 。初级电压的额定值 U_1 , 最大值 $U_{1\max}$, 最小值 $U_{1\min}$ 。次级电压的额定值 U_2 , 最大值 $U_{2\max}$, 最小值 $U_{2\min}$, 当电源电压、电源频率、负载大小、负载性质变化时,次级电压应当在这个范围内可调。额定输出功率 P_{20} 。负载功率因数的最大值 $(\cos \varphi_F)_{\max}$ 和最小值 $(\cos \varphi_F)_{\min}$ 。三相负载时允许的不对称度。工作制。环境温度和冷却条件。直流输出磁控变压器的整流线路。额定控制电流。输出电压波形等。

二、最佳型式的确定

设计应当从决定采用磁控变压器或磁控自耦变压器开始。当变比较大，又不允许初次级电路直接相连时采用磁控变压器。当

$$\frac{U_{1\min}}{U_{2\max}} = 0.5 - 3$$

允许初级和次级直接相连时采用磁控自耦变压器。按式(6.23)计算出变比 k_B 之后再确定采用升压或降压的自耦变压器。为了确定磁控变压器的结构,首先计算调节深度

表 6.1 单相磁控变压器的最佳型式

调节系数 k_T	$k_F = 0$		$k_F = 1$	
	结构图	线路图	结构图	线路图
0.4—1	6.3(a),(b)	6.1(a)	6.3(a),(b)	6.1(a)
	6.5(a),(b)	6.6(a)	6.5(a),(b)	6.6(a)
	6.7(a)	6.7(b),(c)	6.7(a)	6.7(b),(c)
	6.8(a),(b)	6.7(b),(c)	6.8(a),(b)	6.7(b),(c)
0.04—0.4	6.3(c),(d)	6.2(a)	6.3(a),(b)	6.1(a)
	6.5(c),(d)	6.6(c),(d)	6.5(a),(b)	6.6(a)
			6.7(a)	6.7(b),(c)
			6.8(a),(b)	6.7(b),(c)
0—0.04	6.3(c),(d)	6.2(a)	6.3(c),(d)	6.2(a)
	6.5(c),(d)	6.6(c),(d)	6.5(c),(d)	6.6(c),(d)

表 6.2 单相磁控自耦变压器的最佳型式

调节系数 k_T	$k_F = 0$		$k_F = 1$	
	结构图	线路图	结构图	线路图
0.6—1	6.3(a),(b)	6.1(b),(c)	6.3(a),(b)	6.1(b),(c)
	6.5(a),(b)	6.6(b)	6.5(a),(b)	6.6(b)
	6.3(c),(d)	6.12(b)		
	6.4(e)	6.12(c)		
0.4—0.6	6.3(c),(d)	6.1(b),(c)	6.3(a),(b)	6.1(b),(c)
	6.5(c),(d)	6.6(b)	6.5(a),(b)	6.6(b)
$\frac{0.04}{1 - \frac{1}{k_B}} - 0.4$	6.3(c),(d)	6.2(b)	6.3(a),(b)	6.1(b)
	6.5(c),(d)	6.6(e),(f),(g)	6.5(a),(b)	6.6(b)
$0 - \frac{0.04}{1 - \frac{1}{k_B}}$	6.3(c),(d)	6.2(b)	6.3(c),(d)	6.2(b)
	6.5(c),(d)	6.6(e),(f),(g)	6.5(c),(d)	6.6(e),(f),(g)

表 6.3 三相磁控变压器的最佳型式

调节系数 k_T	$k_F = 0$				$k_F = 1$			
	分相控制的		分离式的		分相控制的		分离式的	
	结构图	线路图	结构图	线路图	结构图	线路图	结构图	线路图
0.4—1		6.13(a),(b), (c),(d)	6.16(a),(b)	6.13(a),(b), (c),(d)		6.13(a),(b), (c),(d)	6.16(a),(b)	6.13(a),(b), (c),(d)
	6.15(c)	6.15(a)			6.15(c)	6.15(a)		
0.04—0.4		6.14(a)	6.16(c),(d)	6.14(a)		6.13(a),(b), (c),(d)	6.16(a),(b)	6.13(a),(b), (c),(d)
					6.15(c)	6.15(a)		
0—0.04		6.14(a)	6.16(c),(d)	6.14(a)		6.14(a)	6.16(c),(d)	6.14(a)

表 6.4 三相磁控自耦变压器的最佳型式

调节系数 k_T	$k_F = 0$				$k_F = 1$			
	分相控制的		分离式的		分相控制的		分离式的	
	结构图	线路图	结构图	线路图	结构图	线路图	结构图	线路图
0.6—1		6.14(d)	6.16(a), (b)	6.14(d)		6.13(e)	6.16(a), (b)	6.13(e)
	6.15(d)	6.15(b)			6.15(d)	6.15(b)		
0.4—0.6		6.13(e)	6.16(c), (d)	6.13(e)		6.13(e)	6.16(a), (b)	6.13(e)
					6.15(d)	6.15(b)		
$0.04 - 0.4$ $1 - \frac{1}{k_F}$		6.14(b),(c)	6.16(c), (d)	6.14(b), (c)		6.13(e)	6.16(a), (b)	6.13(e)
					6.15(d)	6.15(b)		
$0 - \frac{0.04}{1 - \frac{1}{k_F}}$		6.14(b),(c)	6.16(c), (d)	6.14(b), (c)		6.14(b),(c)	6.16(c), (d)	6.14(b), (c)

$$F = \frac{U_{1\max} U_{2\max}}{U_{1\min} U_{2\min}}$$

然后,借助于表 6.1—表 6.4 选取磁控变压器的最佳型式及其线路。表中的建议是针对功率 100kW 以下,频率分别为 50Hz, 400Hz 和 1000Hz 的各种磁控变压器,计算了许多不同方案之后得出的。表中某些栏内给出几种结构,到底选取哪一种,应当根据重量最轻、电压波形畸变最小、 $\cos \varphi_1$ 要高、本单位的生产设备等因素来确定。

在三相同时控制和各相分别控制的三相磁控变压器间进行选择时,应注意前者经济,

后者输出电压波形好,能在负载不对称、输入电压不对称的情况下应用。

下面介绍最轻重量变压器的设计方法。当要求最小体积、最高效率或最低价格时,同样可以利用给出的基本公式,仅需在式(6.31)和式(6.31a)中用其他相应的比值代替绕组和铁心材料密度之比。设计最小体积的磁控变压器时,这个比值应等于1;设计最高效率的磁控变压器时,这个比值等于 $\rho j^2/(p_T \gamma_T)$;设计最低价格的磁控变压器时,这个比值为 $J_x \gamma_x/(J_T \gamma_T)$, 其中 J_x 和 J_T 分别为导线及铁心材料的单价。

三、确定主副铁心的尺寸

在整体式结构中,主副铁心连在一起,难以区分。这时应注意,直流磁通 ϕ_D 所经过的那一段磁路叫副铁心,其余部分是主铁心。在图 6.23 上用虚线表示了整体式导磁体中主副铁心的界线。在图 6.23(a),(b),(c)中,主副铁心的分界线在铁轭上,在图 6.23(d)中,这个分界线在主副铁心所共有的铁心柱中。对于主副铁心界线所在的铁轭或铁心柱来说,它的截面积等于主副铁心截面积之总和。

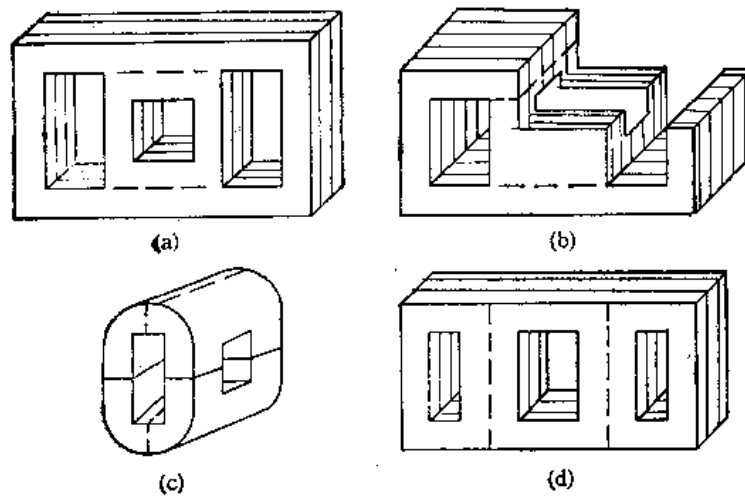


图 6.23 主副铁心的分界线。(a) 变压器结构相应于图 6.7(a); (b) 变压器结构相应于图 6.8;
(c) 变压器结构相应于图 6.9; (d) 变压器结构相应于图 6.11

1. 主副铁心柱的截面积

主副铁心柱的有效截面积分别按下面的公式计算:

$$S_Z = (4.1-4.4) \left(\frac{P_{PC}}{f B_z K_1^{1.5}} \frac{\gamma_x}{\gamma_T} \right)^{\frac{1}{3}} \left(\frac{\rho}{q_{TP}} 10^{10} \right)^{\frac{2}{3}} \quad (6.31)$$

$$S_F = (5.8-6.7) \left(\frac{P_{CC}}{f B_F K_2^{1.5}} \frac{\gamma_x}{\gamma_T} \right)^{\frac{1}{3}} \left(\frac{\rho}{q_{TC}} 10^{10} \right)^{\frac{2}{3}} \quad (6.31a)$$

式中,结构系数 K_1, K_2 见表 6.5。

最佳比

$$k_q = \frac{S_Z}{S_F}$$

分离式和整体式结构[图 6.3,图6.11(b),图6.15(d),图 6.16]的磁控变压器的 k_q 值可以任

表 6.5 建议的结构系数

结构图	K_1	K_2	N
6.3(a), 6.5(a)	2	4	2—2.5
6.3(b), 6.5(b)	1	2	2—2.5
6.3(c), 6.5(c)	4	4	1—2
6.3(d), 6.5(d)	2	2	1—2
6.7, 6.8	2	3	2.5
6.9	3	3	1.5
6.11	2	4	3
6.15	1	2	1.5—2
6.16(a)	1	2	1.5—2
6.16(b)	1	1	1.5—2
6.16(c)	2	2	0.7—1
6.16(d)	1	1	0.7—1

意选取。组合式结构[图 6.7, 图 6.8, 图 6.9]单相磁控变压器的 k_q 值大于 1。如果算出 $S_Z < S_F$, 则取 $S_Z = S_F$ 。其余磁控变压器的 k_q 值见表 6.6。表 6.6 中给出的 k_q 值可能大于 S_{Zmax}/S_{Fmin} , 这时应取 $S_Z = S_{Zmax}$, $S_F = S_{Fmin}$ 。如果表 6.6 中的 k_q 值小于 S_{Zmin}/S_{Fmax} , 则应当选取 S_Z 和 S_F 等于该极限值。

表 6.6 建议的系数 k_q 值

线路图	结 构 图	
	6.5(a), (b), 6.15(c)	6.5(c), (d)
6.6(a) 6.15(a)	$\frac{2(1-\Delta U)U_{imin}}{k_{LB}k_{FD}U_{imax}}$	—
6.6(b)	$\frac{2(1-\Delta U)(k_B-1)U_{imin}}{k_Bk_{FD}U_{imax}}$	—
6.6(c) 6.11(b)	$\frac{2(1-\Delta U)U_{imin}}{k_{LB}k_{FD}U_{imax}}$	$\frac{(1-\Delta U)U_{imin}}{k_{LB}k_{FD}U_{imax}}$
6.6(d)	$\frac{2(1-\Delta U)U_{imin}}{(1-k_{LB})k_{FD}U_{imax}}$	$\frac{(1-\Delta U)U_{imin}}{(1-k_{LB})k_{FD}U_{imax}}$
6.6(e), (f)	$\frac{2(1-\Delta U)(1-k_B)U_{imin}}{(1-k_{LB})k_{FD}U_{imax}}$	$\frac{(1-\Delta U)(1-k_B)U_{imin}}{(1-k_{LB})k_{FD}U_{imax}}$
6.6(g)	$\frac{2(1-\Delta U)(k_B-1)U_{imin}}{k_{LB}k_{FD}k_BU_{imax}}$	$\frac{(1-\Delta U)(k_B-1)U_{imin}}{k_{LB}k_{FD}k_BU_{imax}}$
6.6(h), (i)	$\frac{2(1-\Delta U)(k_B-1)U_{imin}}{k_{FD}(k_{LB}-k_{LB}k_B+1)U_{imax}}$	$\frac{(1-\Delta U)(k_B-1)U_{imin}}{(k_{LB}-k_{LB}k_B+1)k_{FD}U_{imax}}$
6.6(j)	$\frac{2(1-\Delta U)k_BU_{imin}}{(k_{LB}-1)k_{FD}U_{imax}}$	$\frac{(1-\Delta U)k_BU_{imin}}{(k_{LB}-1)k_{FD}U_{imax}}$

2. 主副铁心柱的尺寸

对于功率超过 1—3 kW 的磁控变压器来说, 主副铁心最好都做成阶梯形的, 当功率较小时用矩形截面的铁心。阶梯形铁心柱外接圆的直径为

$$D_T = \sqrt{\frac{4S}{\pi k_T k_{TP}}} \quad (6.32)$$

式中,系数 k_{TP} 见表 6.7。

确定主铁心柱尺寸时取 $S = S_Z$; 确定副铁心柱尺寸时取 $S = S_F$ 。

表 6.7 铁心截面的系数

一相功率 (kW)	3 以下	3—5	5—15	15—100
阶数	1	2	3	4
k_{TP}	0.636	0.786	0.851	0.886

当铁心柱为矩形截面时,主铁心叠厚为

$$b_Z = \sqrt{\frac{NS_Z}{k_T}} \quad (6.33)$$

式中结构系数 N 见表 6.5。

铁心柱宽度为

$$a_Z = \frac{S_Z}{b_Z k_T} \quad (6.33a)$$

副铁心柱的叠厚和宽度按如下建议选取: 图 6.7, 图 6.9, 图 6.11 所示的单相磁控变压器副铁心柱的叠厚应等于主铁心柱; 图 6.8 所示磁控变压器副铁心柱的叠厚等于主铁心柱的宽度; 图 6.5, 图 6.15 所示磁控变压器副铁心柱叠厚按下式计算:

$$b_F = \frac{S_F}{a_Z k_T}$$

设计分离式结构的磁控变压器时按下式确定副铁心柱尺寸:

$$b_F = (1-1.2) \sqrt{\frac{S_F}{k_T}}$$

$$a_F = \frac{S_F}{b_F k_T}$$

3. 主铁心中铁轭的截面积 S_{eZ}

主铁心的铁轭都做成矩形的, 仅在功率超过 10—20kW 时才做成阶梯形的。在图 6.3 (a), (c)、图 6.5(a), (c)、图 6.7、图 6.8、图 6.11、图 6.15、图 6.16 (a), (b), (c) 所示的磁控变压器中, S_{eZ} 应等于 S_Z 。在图 6.3(b), (d)、图 6.5(b), (d)、图 6.16(d) 所示的磁控变压器中, S_{eZ} 等于 $0.5S_Z$ 。当采用带绕铁心或标准冲片铁心时, 铁轭无法增大。当采用非标准冲片铁心时, 主铁心的铁轭应增大 5—10%。

4. 主铁心的窗口

窗口高

$$h_z = (1.2-1.4)K_1 \left(1 + 2.3 \sqrt{\frac{\gamma_{TT}}{\gamma_{sT}K_1}} \right) a_z$$

窗口宽

$$c_z \approx \frac{h_z}{n_z}$$

绕组计算之后再最后确定 c_z 值。

5. 副铁心中铁轭的截面积 S_{eF}

对于图 6.3(a),(c)、图 6.5(a),(c)、图 6.7、图 6.8、图 6.11、图 6.15、图 6.16(a),(b) 所示的磁控变压器,取 $S_{eF} = S_F$; 对于图 6.3(b),(d)、图 6.5(b),(d)、图 6.16(b),(d) 所示的磁控变压器,取 $S_{eF} = 0.5S_F$ 。

6. 副铁心窗口的尺寸

对于图 6.5、图 6.9、图 6.11、图 6.15(c) 所示变压器, $h_F = h_z$; 对于图 6.7 所示变压器, $h_F = h_z - 2b_F$; 对于图 6.8 $h_F = h_z - 2a_F$; 对于分离式结构的磁控变压器

$$h_F = (0.6-0.7)K_2 \left(1 + 3.35 \sqrt{\frac{\gamma_{TT}}{\gamma_{sT}K_2}} \right) a_F$$

图 6.5 所示磁控变压器副铁心的窗口宽度和主铁心相同。对于其他结构的磁控变压器来说,最好在绕组计算之后确定窗口宽度。

7. 标准铁心的选用

对于分离式结构的磁控变压器来说,主副铁心都可以从标准铁心系列中选取。所选标准铁心的功率应等于 P_{PC} 和 $0.5P_{CCO}$ 。

四、确定绕组参数

进行绕组计算时认为配置在同名铁心(主铁心或副铁心)的两个不同铁心柱上的绕组是彼此串联的。当这两个绕组并联时,按给定公式求得的匝数应当乘以 2,导线截面积应减小到原来的 1/2。

(1) 执行元件初级绕组每个线圈的匝数按下式计算:

$$W_{1P} = \frac{0.22\alpha U_{1min}}{f B_z S_{zT}} \quad (6.34)$$

式中, S_{zT} 为绕组 W_{1P} 所包围的主铁心柱截面积之总和。对于图 6.3(b)、图 6.5(b)、图 6.15、图 6.16(a),(b),(d) 所示磁控变压器, $S_{zT} = S_z$; 对于图 6.3(a),(d)、图 6.5(a),(d)、图 6.7、图 6.8、图 6.9、图 6.11、图 6.16(c) 所示磁控变压器, $S_{zT} = 2S_z$; 对于图 6.3(c)、图 6.5(c) 所示磁控变压器, $S_{zT} = 4S_z$ 。

执行元件次级绕组每个线圈的匝数按下式计算:

$$W_{2P} = \frac{0.22\alpha U_{1min}}{f B_z S_{sT} k_B} \quad (6.35)$$

执行元件附加绕组每个线圈的匝数按下式确定:

$$W_{SP} = \frac{0.22\alpha U_{\min}}{f B_z S_{zT}} \left| 1 - \frac{1}{k_B} \right| \quad (6.36)$$

调节元件初级绕组每个线圈的匝数按下式计算:

$$W_{1C} = \frac{0.22 k_{LB} k_{FD} U_{\max}}{f B_F S_{FT}} \quad (6.37)$$

式中, S_{FT} 为缠有绕组 W_{1C} 的副铁心柱截面积之总和。对于图 6.16(b), (d) 所示磁控变压器, $S_{FT} = S_F$; 对于图 6.3(b), (d)、图 6.5(b), (d)、图 6.7、图 6.8、图 6.9、图 6.11、图 6.15、图 6.16(a), (c) 所示磁控变压器, $S_{FT} = 2S_F$; 对于图 6.3(a), (c)、图 6.5(a), (c) 所示磁控变压器, $S_{FT} = 4S_F$ 。

图 6.12(b) 所示磁控变压器的绕组 W_{1C} 的匝数为

$$W_{1C} = \frac{0.22 U_{\max}}{f B_F S_{FT}} \quad (6.37a)$$

调节元件次级绕组每个线圈的匝数按下面介绍的方法确定。对于一般磁控变压器

$$W_{2C} = |1 - k_{LB}| \frac{0.22 k_{FD} U_{\max}}{f B_F S_F k_B} \quad (6.38)$$

对于图 6.12(b) 所示磁控变压器

$$W_{1C} = \frac{W_{2C}}{\Delta U_+} \quad (6.38a)$$

磁控自耦变压器调节元件附加绕组每个线圈的匝数为

$$W_{2C} = \frac{0.22(k_{LB} k_B - k_{LB} + 1) k_{FD} U_{\max}}{f B_F S_F k_B} \quad (6.39)$$

图 6.12(a) 中绕组 W_C 和 W_{CP} 的匝数分别为

$$W_C = \frac{0.22 U_{\max} \left(1 - \frac{1}{F} \right)}{f B_F S_{FT}}$$

$$W_{CP} = \frac{0.22 U_{\min} (F - 1)}{f B_F S_{FT}}$$

同时绕在几个铁心柱上的绕组 W_{PC} 与附加绕组 W' 的匝数按表 6.8 指出的公式进行计算。

表 6.8 绕组匝数的计算公式

线路图号	6.6(a), (c) 6.11(b) 6.15(a)	6.6(b)	6.6(d)	6.6(e), (j) 6.11(c)	6.6(f), (g), (h)	6.6(i)	6.12(c)
公式号	6.34或6.37	6.37	6.35或6.38	6.38	6.36	6.39	6.34

磁控变压器存在同时绕在几个铁心柱上的绕组时才有绕组 W' , 这种变压器的比值 S_z/S_F 大于或小于 k_q 。当 $S_z/S_F > k_q$ 时, 绕组 W' 配置在副铁心上, 如图 6.6(f), (g), (h) 所示; 当 $S_z/S_F < k_q$ 时, 绕组 W' 绕在主铁心上, 如图 6.6(b), (e), (i), (j) 所示。绕

组 W' 的匝数等于

$$W' = W_{FC} \left| k_g - \frac{S_z}{S_F} \right|$$

无反馈磁控变压器控制绕组每个线圈的匝数按下式计算:

$$W_D = \frac{F_D}{I_{DN}}$$

式中, F_D 为控制绕组的磁势。对于普通无反馈磁控变压器

$$F_D = K_D I_1 \frac{0.22 k_{FD} U_{1\max}}{f B_F S_{FT}}$$

式中 K_D 如图 6.19(c) 所示。

对于图 6.12 (a) 所示变压器

$$F_D = K_D I_1 - \frac{0.22 U_{1\max} \left(1 - \frac{1}{F} \right)}{f B_F S_{FT}}$$

对于图 6.12(b) 所示变压器

$$\frac{\Delta U_+}{\Delta U_-} > \frac{1}{F} \text{ 时 } F_D = K_D (F - 1) I_2 W_{2C}$$

$$\frac{\Delta U_+}{\Delta U_-} < \frac{1}{F} \text{ 时 } F_D = K_D \left(1 - \frac{1}{F} \right) I_2 W_{2C}$$

当 W_D 的匝数很多时, 它上面会感应很高的交流电势。为了消除这种感应电势, 绕组要交替配置, 如图 5.25 所示。如果没有给出额定控制电流, 可按如下经验公式来选取 I_{DN} 值:

$$I_{DN} \approx (0.2 - 0.4) P_1^{0.3} \times 10^{-3}$$

外反馈磁控变压器反馈绕组每个线圈的匝数按下式确定:

$$W_{FK} = (1 + K_i) k_{FD} \frac{F_D}{K_D I_{FK}}$$

式中, k_i 为二极管的反向电流与额定正向电流之比, 对于硒整流器, $k_i = 0.02 - 0.06$, 对于晶体二极管, $k_i = 0$; I_{FK} 为反馈绕组中电流, 根据反馈形式确定。

如果整流桥直接接在磁控变压器的初级或次级电路中, 反馈绕组接在整流桥的输出端, 则 I_{FK} 等于 I_1 或 I_{20} 。如果三相整流桥接在初级绕组星形的中点, 反馈绕组仍接在该整流桥输出端, 则 $I_{FK} = 1.35 I_{10}$ 。

按如下公式确定控制绕组 W_K 及位移绕组 W_W 的匝数:

$$I_K W_K \approx I_W W_W \approx (1.5 - 2) \left(1 - \frac{1}{K_D} \right) F_D \quad k_{FD} = 1 \quad (6.40)$$

$$I_K W_K = (1.05 - 1.1) \left(1 - \frac{k_{FD}}{K_D} \right) F_D \quad k_{FD} < 1$$

当任意选取控制电流时, 最好利用如下公式:

$$I_K = I_W = (0.4 - 0.8) P_1^{0.3} \times 10^{-3} \quad (6.40a)$$

内反馈磁控变压器的 W_K 和 W_W 仍按上述公式确定。

主铁心上控制绕组每个线圈的匝数 W'_D 按下式计算:

$$W'_D = (0.05-0.1) I_{DN} \frac{W_{2P}}{I'_D}$$

式中 I'_D 按式 (6.40a) 确定。

对于图 6.12(b) 所示变压器

$$W'_D = \left(1 - \frac{1}{F}\right) K_D I_2 W_{2P}$$

短路补偿绕组每个线圈的匝数按下式计算:

$$W_{DP} = (0.1-0.2) \frac{F_D}{I_D}$$

式中, I_D 为绕组中电流, 在有反馈磁控变压器中, $I_D = I_{K0}$

初级电流按下式计算:

$$I_1 \approx (1.02-1.1) \frac{I_2}{k_B}$$

功率大时系数取小些。最终按式(6.41)确定 I_{10} 。

升压或降压磁控自耦变压器中, 绕组 W_{1P}, W_{2P}, W_{2C} 中的电流均按下式计算:

$$I_W = (1.05-1.2) I_2 |1 - k_B|$$

在功率超过 2kW 的磁控变压器中, 绕组间希望有通风道。窗高不超过 100cm 的变压器, 风道宽度应不小于 1.2—2cm; 油冷磁控变压器中的油道宽度为 0.5—0.8cm。

按 1.9 节给出的方法进行绕组结构计算。

五、验算

损耗、效率、 ΔU 、 U_{2max} 、 U_{2min} 均按前面几节给出的公式计算。

当输出电压和直流电流均为额定值时, 变压器的磁化电流为

$$I_0 = \sqrt{I_p^2 + I_q^2}$$

$$I_p = \frac{P_T}{(1 - \Delta U) U_{1min}}$$

$$I_q = \frac{P_q}{(1 - \Delta U) U_{1min}}$$

初级电流为

$$I_1 = \sqrt{\left(\frac{I_2}{k_B}\right)^2 + I_p^2 + \frac{2 I_2 I_p \sin \varphi_P}{k_B}}$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{I_2 U_2}{I_1 U_1} \cos \varphi_P \quad (6.41)$$

第七章 充电变压器

脉冲技术中常用的充电设备有两种:用交流对电容充电的和用直流对电容充电的。前一种多半应用在雷达等设备中,这时的脉冲宽度 t_K 很小(微秒级),储能器的充电时间 t_{CH} 比脉冲宽度 t_K 大很多倍,但 t_{CH} 始终小于电源电压的半个周期 T_B 。后一种型式可以应用在充电时间(脉冲之间的间隔)足够大,甚至超过 T_B 的情况下。

储能电容 C 充电的方式也有两种:直流经充电电阻 R_{CH} 直接充电;交流经变压器 B 、整流器 Z 、电阻 R_{CH} 而充电(图 7.1)。后一种情况在水声定位、航海技术等方面广泛应用。这种充电装置和直流充电设备区别很大,也不同于容性负载的普通整流器。在它的工作过程中,除了半周范围内的不稳定外,还出现电容充放电交替的周期性不稳定。这种状况相当于图 7.1 中的开关 K 的断开与闭合。

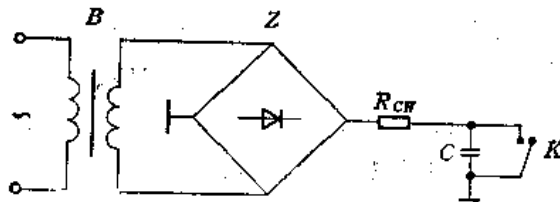


图 7.1 整流电流对电容储能器充电的线路

尽管某些充电设备的脉冲功率相当大,由于间隙的存在,充电设备的平均功率并不高,因而,所用变压器是小功率的。这类变压器的工作状态很特殊。

下面仔细研究图 7.1 所示线路的充电过程。整流器可以采用桥式、倍压等任何线路。为了方便起见,针对桥式进行分析,然后把得到的结论再推广到其它线路。

充电期间电容器上的瞬时电压从初始值 U_{01} 变化到最终值 U_{02} 。当电源为整流电压时,会导致电流截止角 θ 及其幅值的连续变化(图 7.2)。从一个半周到另一个半周,充电电流的平均值与有效值也是变化的。当电压为 U_{02} 时,储能器快速放电(在 t_K 期间内),直到电压为 U_{01} 。放电后的第一个半周充电电流达到最大值 I_{m0} 。令

$$\frac{U_{02}}{U_{01}} = \alpha \quad (7.1)$$

为了保证容许的脉冲平顶降落,通常 $1 < \alpha \leq 2$ 。当利用人工线来形成脉冲时,储能器可以完全放电,直到 $U_{01} = 0 (\alpha = \infty)$ 。这种情况下的电流 I_m 等于该线路中最大可能的值 I_{m0} 。当 $U_{01} > 0$ 时, I_{m0} 等于第一次接通线路时的电流值,该电流称为初始接通电流。常见的充电状态有以下三种:

满充电状态。充电结束时,储能器的充电电压正好等于变压器电势的幅值 E_m , 即 $U_{02} = E_m$ 。

欠充电状态。充电结束时,储能器的充电电压低于变压器电势的幅值 E_m , 即 $U_{02} < E_m$ 。

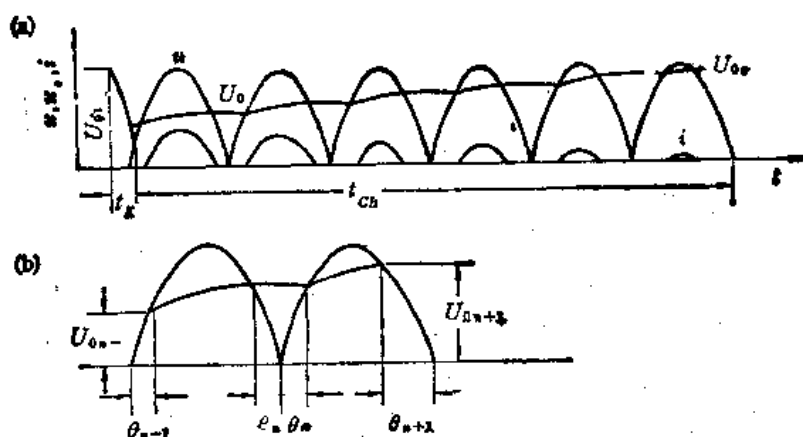


图 7.2 电容储能器充放电过程中电压和电流的波形。(a) 整个循环; (b) 电源电压的两个相邻半周

过充电状态。充电时间间隔尚未结束, 储能器的充电电压已达到变压器电势的幅值 E_m 。

储能器放电之后又重新开始充电。充电期间, 电压 u_c 按复杂的阶梯形曲线增长。下面分析电源电压的两个相邻半周。图 7.2 上的 e 表示折算到次级方的变压器瞬时电势的波形。下标 n 相应于从开始充电起任选的半周的序号。在第 n 个半周的导通期间, 电压 u_c 从初始值 $u_{c(n-1)}$ 增长到最终值 U_{cn} 。导通周期之间的间隔为 $2\theta_n$, 该段期间不充电, 电容上电压不变。在随后的 $n+1$ 个半周内, 电压重新增长, 直到 $u_{c(n+1)}$ 。

为了简化起见, 用包含点 $u_{c(n-1)}$ 和 $u_{c(n+1)}$ 在内的某个平滑曲线代替实际的 u_c 曲线。还假定每个半周内的截止角 (θ_{n-1} 和 θ_n) 是相等的。 t_{CH}/T_B 越大, 这些假定越正确。由于 $t_{CH}/T_B \gg 1$, 可以认为电容器按指数规律充电。

假定已知储能电容 C , 次级电流的有效值为 I , 初级电流的有效值为 I_1 , 脉冲之间的间隙时间为 t_{CH} , 储能器的最终电压为 U_{cz} , 放电深度 $\alpha = U_{cz}/U_{n1}$ 。确定必须的变压器次级电势 E 、电阻 R_{CH} 、流过该电阻的有效值电流 I_{CH} 、最大充电电流 I_m 、接通电流 I_{ms} 及整流器的参数等。

7.1 充电过程的一般规律

假定整流器 Z 的电阻 r_z 是恒定的, 并忽略变压器的漏感及磁化电流。除有专门说明之外, 所有的量都假定是折算到次级方的。

充电线路的电阻 R 按下式确定:

$$R = R_{CH} + r_z + r_D$$

$$r_D = r_2 + r_1'$$

式中, r_1' 为折算到次级的初级绕组电阻; r_D 为变压器的短路电阻。

分析充电的任意一个半周, 相应的量都用下标 n 表示。瞬时电流为

$$i = \frac{e - u_c}{R} = \frac{E_m \sin t - u_0}{R} = \frac{E_m}{R} (\sin t - \sin \theta) \quad (7.2)$$

利用图 7.3

$$u_0 = E_m \sin \theta \quad (7.3)$$

半波平均电流

$$i_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} i dt = \frac{E_m}{R} \frac{2 \cos \theta - \sin \theta (\pi - 2\theta)}{\sqrt{\pi}} \quad (7.4)$$

半波的有效值电流为

$$I_0 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} i^2 dt} = \frac{E_m}{R} \frac{\sqrt{1.5 \sin 2\theta - (\pi - 2\theta)(1 - 0.5 \cos 2\theta)}}{\sqrt{\pi}} \quad (7.5)$$

整个间隙期间内的平均电流为

$$I_0 = \frac{E_m}{\pi R t_{CH}} \int_0^{t_{CH}} [2 \cos \theta - \sin \theta (\pi - 2\theta)] dt \quad (7.6)$$

整个间隙期间内的有效值电流为

$$I = \sqrt{\frac{1}{t_{CH}} \int_0^{t_{CH}} I_0^2 dt} \\ = \frac{E_m}{R \sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{1}{t_{CH}} \int_0^{t_{CH}} [1.5 \sin 2\theta - (\pi - 2\theta)(1 - 0.5 \cos 2\theta)] dt} \quad (7.7)$$

为了对式(7.6)和式(7.7)进行积分,必须知道截止角 θ 随时间的变化规律。排除过充电状态,则得

$$u_0 = U_{01} + (U_{02} - U_{01})(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (7.8)$$

式中, τ 为储能器的充电时间常数,直流充电时, $\tau = RC$ 。

根据式(7.3),对第一个充电半周来说

$$\left. \begin{aligned} U_{01} &= E_m \sin \theta_1 \\ \sin \theta &= \sin \theta_1 \frac{u_0}{U_{01}} \end{aligned} \right\} \quad (7.9)$$

将式(7.8)、式(7.9)、式(7.1)联立求解,便得

$$\begin{aligned} \sin \theta &= \sin \theta_1 [\alpha - (\alpha - 1)e^{-\frac{t}{\tau}}] \\ \theta &= \arcsin \{ \sin \theta_1 [\alpha - (\alpha - 1)e^{-\frac{t}{\tau}}] \} \end{aligned}$$

将上式中的 θ 值代入式(7.6)及式(7.7),同时利用式(7.9)对式(7.6)和式(7.7)进行积分,可得如下的关系:

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_{01}}{E} &= \sqrt{2} \sin \theta_1 \\ \frac{I_0 R}{E} &= f_1(\theta_1, \alpha) \\ \frac{I R}{E} &= f_2(\theta_1, \alpha) \end{aligned} \right\} \quad (7.10)$$

上面的方程组包括 θ_1, E, R, I 四个未知数,其余量都是已知的:

$$U_{01} = \frac{U_{02}}{\alpha}, \quad I_0 = \frac{C(U_{02} - U_{01})}{t_{CH}} \quad (7.11)$$

U_{02}, t_{CH}, C 是给定的。解方程(7.10)便可求得必须的计算关系。

7.2 充电变压器的基本关系

根据上面的推导可得

$$\frac{E}{U_{01}} = F_1\left(\frac{I_0 R}{U_{01}}, \alpha\right); \quad \frac{I}{I_0} = F_2\left(\frac{I_0 R}{U_{01}}, \alpha\right) \quad (7.12)$$

将式(7.12)表示的关系画成曲线。已知 R 时, 利用这些曲线, 通过比值 E/U_{01} 可以求得必须的 E , 通过比值 I/I_0 可以求得必须的 I 。独立变量是 $I_0 R/U_{01}$, 待求量是 E/U_{01} 及 I/I_0 。根据式(7.12)作出的通用无量纲曲线表示在图 7.8(a) 及图 7.9(a) 上, $\alpha = \infty$ 时的相应曲线见图 7.8(b) 及图 7.9(b)。

从图 7.8 和图 7.9 可见, 对应于各个 α 值的曲线都从某个边界点开始, 该边界点由 $I_0 R/U_{01}$ 来确定。这是由于方程(7.10)中的 α 和 θ_1 不能任意组合, 因而每个 α 对应于某个边界值 θ_1 , 在该 θ_1 下原方程才有意义。角 θ 不能超过 90° , 最大的 θ 角将是 θ_z , 在该截止角下电容上电压最高: $\theta_0 = U_{020}$ 。但是, 根据式(7.9)

$$\left. \begin{aligned} \sin \theta_z &= \sin \frac{U_{02}}{U_{01}} = \alpha \sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 &= \frac{\sin \theta_z}{\alpha} \\ (\sin \theta_1)_{\max} &= \frac{(\sin \theta_z)_{\max}}{\alpha} = \frac{1}{\alpha} \end{aligned} \right\} \quad (7.13)$$

根据方程 (7.10), $(\sin \theta_1)_{\max}$ 对应于一定的量 $I_0 R/U_{01}$, 该量称为临界值, 并用 $(I_0 R/U_{01})_{LJ}$ 表示。当 $I_0 R/U_{01} = (I_0 R/U_{01})_{LJ}$ 时出现满充电状态, 因为这时 $\theta_z = 90^\circ$, 正好在间隙结束时充电終了。当 $I_0 R/U_{01}$ 很大时, $\theta_z < 90^\circ$, 出现欠充电状态。当 $I_0 R/U_{01}$ 较小时, $\theta_z > 90^\circ$, 出现过充电状态。在边界点 $E_m \approx \alpha U_{01}$, 即 $E/U_{01} \approx \alpha/\sqrt{2}$ 。显然, 在下列范围内该量恒定:

$$0 \leq \frac{I_0 R}{U_{01}} \leq \left(\frac{I_0 R}{U_{01}}\right)_{LJ}$$

最大电流

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{E_m - U_{01}}{R} = \frac{\sqrt{2} E - U_{01}}{R} \\ I_{\max} &= \frac{E_m}{R} = \frac{\sqrt{2} E}{R} \end{aligned}$$

I_0 除以上式便得

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_0}{I_m} &= \frac{\frac{I_0 R}{U_{01}}}{\sqrt{2} E - U_{01}} \\ \frac{I_0}{I_{\max}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\frac{I_0 R}{U_{01}}}{E} \end{aligned} \right\} \quad (7.14)$$

将式(7.12)中的 E/U_{01} 代入式(7.14), 可得如下关系:

$$\frac{I_0}{I_m} = F_3\left(\frac{I_0 R}{U_{01}}, \alpha\right)$$

$$\frac{I_0}{I_{mm}} = F_4\left(\frac{I_0 R}{U_{01}}, \alpha\right)$$

利用上式绘出的曲线表示在图 7.10 及图 7.11 上。

通过上面的分析可知, 有了参数 $I_0 R/U_{01}$, 针对给定的 α , 按式(7.12)和式(7.14)及相应的曲线, 可以确定用相对单位表示的量 E, I, I_m, I_{mm}, I_1 及 I_{CH} , 然后再求得它们的绝对值。

如果要求得到满充电状态, 针对给定的 α , 利用图 7.8 的曲线, 可以求得临界值 $(I_0 R/U_{01})_{LJ}$, 由此即得必须的电阻

$$R = \left(\frac{I_0 R}{U_{01}}\right)_{LJ} \frac{U_{01}}{I_0} \quad (7.15)$$

在满充电状态

$$R = R_{LJ}$$

$$\frac{I_0 R}{U_{01}} = \left(\frac{I_0 R}{U_{01}}\right)_{LJ}$$

求得的电阻用 R_{LJ} 表示, 同样称为临界电阻。为便于计算, 在图 7.7 上用两个不同的比例画出了曲线

$$\left(\frac{I_0 R}{U_{02}}\right)_{LJ} = F_5(\alpha) \quad (7.16)$$

$$\left(\frac{I_0 R}{U_{02'}}\right)_{LJ} = F_5'(\alpha)$$

得到的关系可用来确定储能器的充电时间常数 τ 。根据式(7.11)可得

$$t_{CH} = \frac{C(U_{02} - U_{01})}{I_0} = \frac{CU_{01}}{I_0} (\alpha - 1)$$

假定 $\tau = t_{CH}/4$, 分子分母同乘以 R_{LJ} , 则得

$$\tau = \frac{1}{4} \frac{CR_{LJ}}{\frac{I_0 R_{LJ}}{U_{01}}} (\alpha - 1) = CR_{LJ} \frac{1}{4} \frac{\alpha - 1}{\left(\frac{I_0 R}{U_{01}}\right)_{LJ}}$$

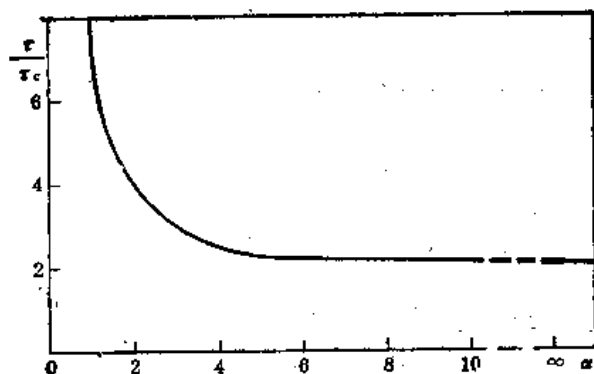


图 7.3 充电时间常数之比 τ/τ_c 和参数 α 的关系

电容器的充电时间常数

$$\tau_c = CR_{LJ}$$

$$\frac{\tau}{\tau_c} = \frac{1}{4} \frac{\alpha - 1}{\left(\frac{I_0 R}{U_{01}}\right)_{LJ}} = \frac{1}{4} \frac{\alpha - 1}{F_s(\alpha)} \quad (7.17)$$

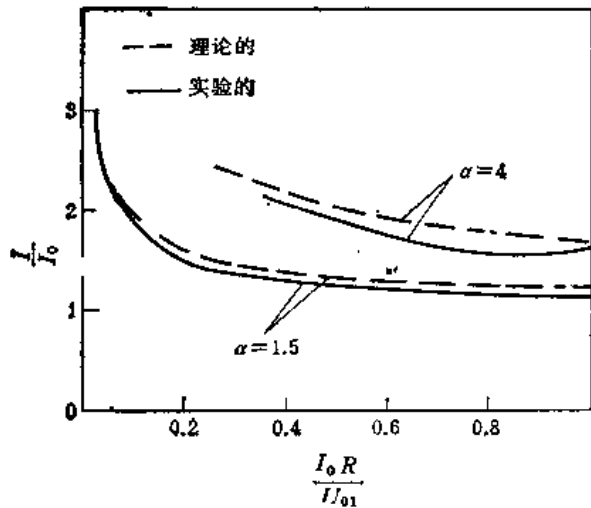


图 7.4 变压器次级电流的有效值和参数 $I_0 R / U_{01}$ 的关系 (图中实线为实验值, 虚线为理论值)

通过上面的分析可知, 在所研究的线路中, 电容器的实际充电时间常数 τ_c 和时间常数 τ 有很大区别, 对于一定的整流线路来说, 这个差别由参数 α 来确定。把 $F_s(\alpha) = (I_0 R / U_{01})_{LJ}$ 代入式 (7.17) 可以作出曲线

$$\tau / \tau_c = F_s(\alpha),$$

该曲线表示在图 7.3 上。从该图可见, 比值 τ / τ_c 并不恒定, 而且, 其值远大于一, 即用整流电流对电容器充电要比用直流对电容充电慢很多, 它们的数量关系由式 (7.17) 和图 7.3 来确定。变压器次级电流及次级电势和参数 $I_0 R / U_{01}$ 的关系分别见图 7.4 与图 7.5。

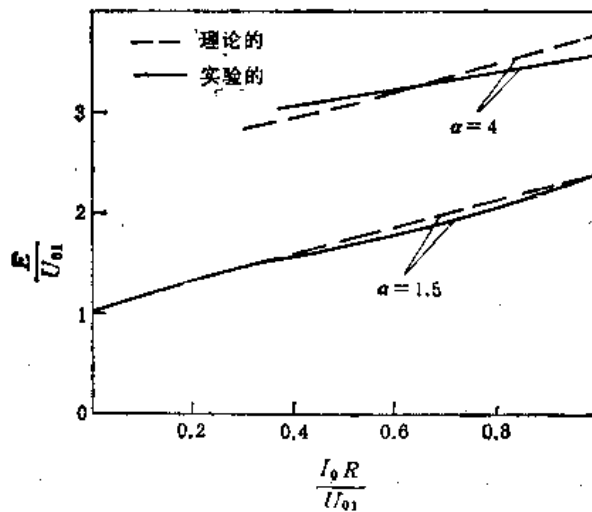


图 7.5 变压器次级绕组的电势和参数 $I_0 R / U_{01}$ 的关系 (图中实线为实验值, 虚线为理论值)

7.3 最佳充电状态的选择

为了选取最佳充电状态, 首先要对各种充电状态进行比较。显然, 过充电状态没有任何意义, 只能导致间隙的不充分利用, 即在平均电流 I_0 相同的条件下增大了电流 I_m , I_{mm} 及 I 。对于过充电状态来说, 存在如下的关系:

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} - \frac{U_{02}}{\sqrt{2}}$$

$$I_m = \frac{E_m - U_{01}}{R}$$

$$I_{mm} = \frac{E_m}{R}$$

电流 I, I_1, I_{CH} 比按图 7.9 确定的值大 $\sqrt{t_{CH}/t_{CD}}$ 倍 (t_{CD} 是直流充电时间)。

另一种情况是选取 $R > R_{LJ}$ 的欠充电状态。从图 7.8 和图 7.9 可见, 随着 $I_0 R/U_{01}$ 的增长, 即随 R 的增长, 电势 E 缓慢上升, 有效电流 I 迅速下降。如果需要确定变压器的功率 $P = EI$, 也可以求得使该功率最小的 $I_0 R/U_{01}$ 值。

图 7.6 上表示了关系

$$P = F_7(I_0 R/U_{01}, \alpha)$$

从该图可见, $I_0 R/U_{01}$ 自临界值起逐渐增大, 电源变压器的功率明显下降。由此可知, R 应大于临界值 R_{LJ} , 并使储能器工作于欠充电状态, 以减小电流 I_m 。

欠充电状态的另一个突出优点是: 通过选取充电电阻 R 能使初始接通电流 I_{mm} 减小到整流二极管允许的值 I_{my} 。这样就可以省掉接通瞬间的附加限流电阻。

因此, 采用欠充电状态, 使 $R > R_{LJ}$, $I_0 R/U_{01} > (I_0 R/U_{01})_{LJ}$, 不仅可以降低变压器的尺寸, 而且能减小接通电流和最大充电

电流。这时变压器的电势 E 增长, 由于电压高, 变压器的绝缘系统复杂化。实践表明, 为了保证允许的接通电流 I_{mm} , 选取电阻 R 时应保证电势 E 仅比满充电状态下的值大 5—25%。

欠充电状态的缺点是储能电容上的电压会超过产生一定宽度的脉冲所必须的值, 也就是说, 人为地增大了间隙。因而, 往往需要采取专门的措施进行防护。在进行充电线路设计时, 如果无法保证 $I_{mm} < I_{my}$, 应力求在电压 E 增长不多的前提下使 R 略大于 R_{LJ} , 以显著降低电流 I_m 和 I 。从图 7.8 可见, 当 $\alpha = 1.1$ 时, $R = 3R_{LJ}$; $\alpha = 1.25$ 时, $R = 2R_{LJ}$; $\alpha = 1.5$ 时, $R = 1.5R_{LJ}$, 电势 E 仅比最小值大 2%。这时电流 I 和 I_m 分别降低到原来值的 $1/3; 1/1.7; 1/1.25$ (见图 7.9 和图 7.10)。显然, 这种充电状态是有利的, 设计时应优先采用。

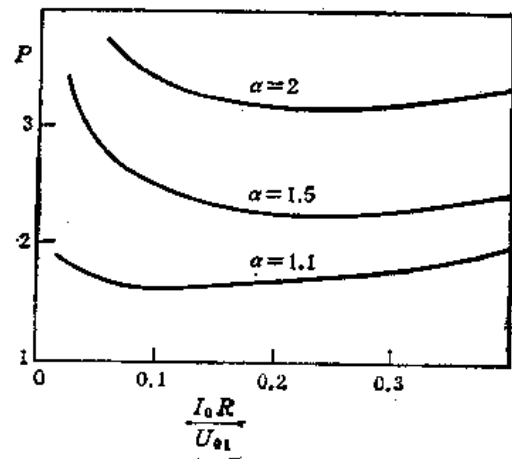


图 7.6 变压器功率和参数 $I_0 R/U_{01}$ 的关系

7.4 各种整流线路特点的考虑

一、单相整流线路

上面几节得出的结论原则上对于任何整流线路都是正确的。仅在针对不同整流线路

进行计算时,个别公式中要引入某个修正系数。因此,所有计算公式和曲线仍旧有效,仅比例略有变化。主要计算参数仍旧是 $I_0 R/U_{01}$, 但对某个整流线路来说,该参数需乘以相应的系数。在利用图中所示的各条曲线时,要使用乘以相应参数的量。

各种整流线路的修正系数见表 7.1。对于桥式线路来说,计算电阻 R 时, r_z 等于两个整流二极管的正向电阻。对于全波线路来说, E 是次级绕组一半的电势,变比 k_s 也是针对次级绕组一半的。对于倍压线路来说,所有的计算关系都是针对线路一臂的,即取两倍的电容 C , U_{01} 和 U_{02} 相应于负载电压的一半, E 为变压器次级电势。对于三相半波线路来说,仅在 $\alpha \leq 2$ 时表中的关系才是正确的, E 为相电势。对于三相桥式线路来说,仅在 $\alpha \leq 1.15$ 时表中的关系才是正确的, E 为线电势。

当利用图 7.7 到图 7.11 中的曲线及公式(7.14)和(7.15)进行变压器设计时,要乘以或除以相应的系数。如果按实际值 I_0, R, U_0 计算出参数 $I_0 R/U_{01}$, 为了利用图中的曲线,应当把得到的值乘以修正系数。如果该参数是从图中查得的,则应把图中得到的值除以修正系数。

二、三相整流线路

对于三相整流线路来说,所得结论仅在 U_{01} 的有限范围内才是正确的。这个 U_{01} 值为:三相半波, $0.5 E_m$; 三相桥式, $0.865 E_m$ 。也就是说,适用范围由比值 $U_{01}/E_m = 0.5$ 及 $U_{01}/E_m = 0.865$ 来确定。如果 $U_{02} \approx E_m$, 则该条件变为:三相半波, $\alpha \leq 2$; 三相桥式 $\alpha \leq 1.15$ 。三相整流线路的修正系数仍见表 7.1。

表 7.1 各种整流线路的修正系数

整流线路	各个参数的修正系数				
	$I_0 R/U_0$	I/I_0	$I_0/I_m, I_0/I_{m\max}$	$I_0/(k_s I)$	I_{cp}/I
单相桥式	1	1	1	1	1
单相全波	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	1	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$
单相半波	2	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$	$\sqrt{1 - (I_0/I)^2}$	1
倍压	2	2	$\frac{1}{2}$	1	1
Y-Y 形三相半波	$\frac{2}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{8}{\pi^2}$	$\sqrt{3}$
Δ -Y 形三相半波	$\frac{2}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{3}{2}$	$\sqrt{1 - [I_0/(3I)]^2}$	$\sqrt{3}$
Y-Y 形三相桥式	$\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	3	1	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$

如果 α 值很大,其中包括 $\alpha = \infty$,这相当于直流充电情况,对于三相半波而言,在满充电状态 $I/I_0 = \sqrt{2}/\sqrt{3}$, 对于三相桥式来说, $I/I_0 = 2/\sqrt{3}$ 。

7.5 充电变压器的设计方法

充电变压器的设计可以根据不同的依据而进行：根据满充电状态；根据允许的最大充电电流；根据允许的初始接通电流。下面介绍不同情况下的设计方法。

一、通用部分

(1) 设计的原始数据是： $U_{0Z}, \alpha, C, t_{CH}, U_C$ 等。

(2) 求得 $\alpha = U_{0Z}/U_{01}$ ，或 $U_{01} = U_{0Z}/\alpha$ 。

(3) 根据公式(7.11)求得

$$I_0 = \frac{C(U_{0Z} - U_{01})}{t_{CH}}$$

(4) 从表 7.1 中求得所选整流线路的修正系数。利用某个曲线或公式时要考虑这些修正系数。

(5) 假定 $E_m \approx U_{0Z}$ ，对于给定的整流线路来说，按普通整流器的计算关系求得整流二极管的反向电压 U_{FD0} 。

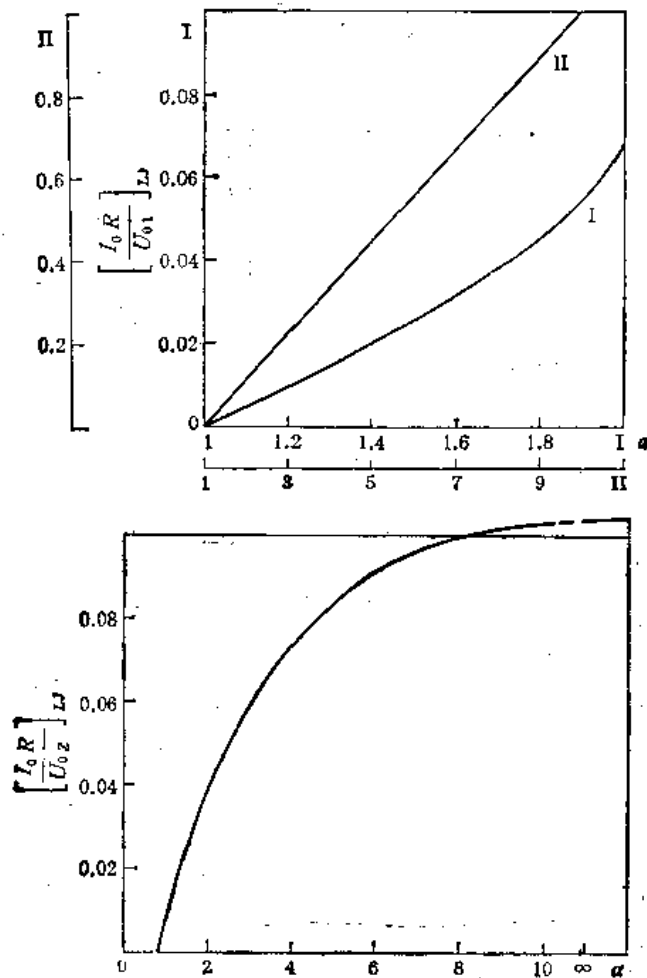


图 7.7 确定基本参数临界值的曲线 I. 精确的；II. 粗略的

下面给出不同情况下的设计方法。

二、根据满充电状态进行设计

(1) 对于给定的 α 来说,按图 7.7 求得必须的数量 $(I_0 R/U_{01})_{LJ}$ 。

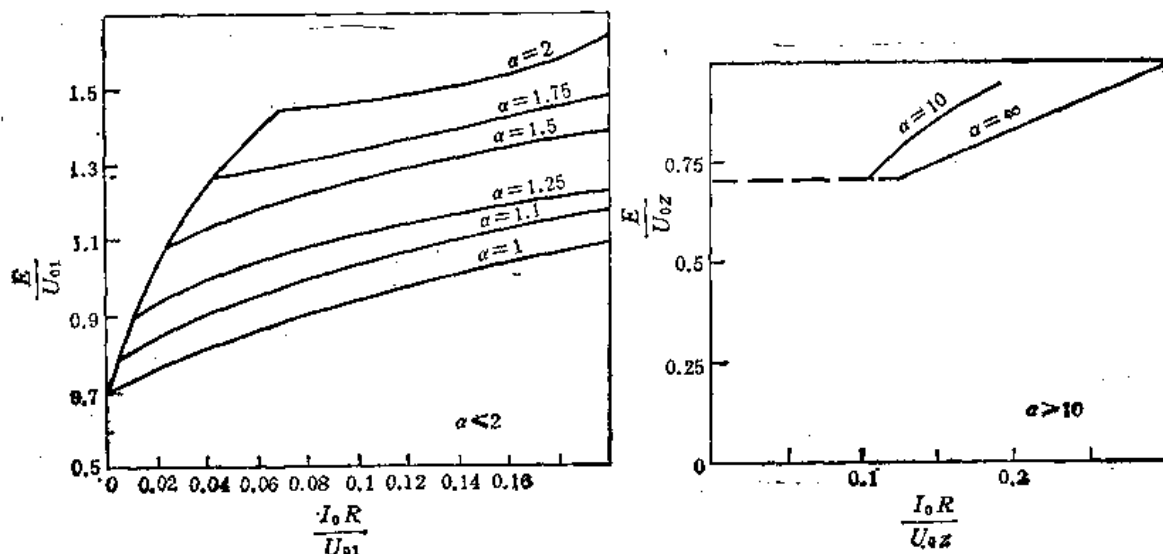


图 7.8 确定变压器次级电势的曲线

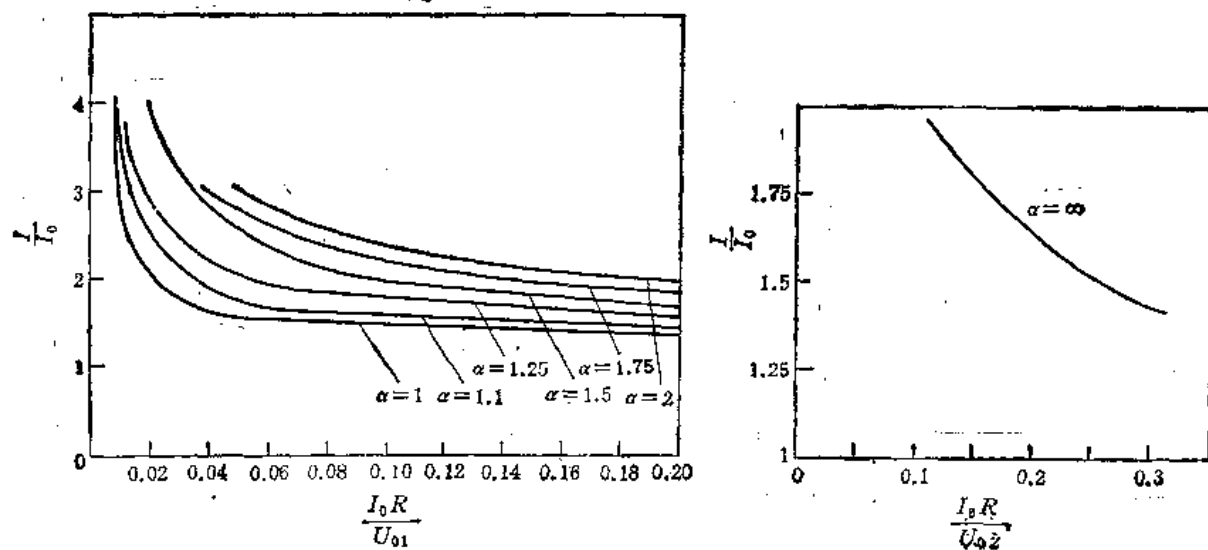


图 7.9 确定变压器次级有效值电流的曲线

(2) 利用式(7.15)求电阻

$$R = R_{LJ} = \frac{U_{01}}{I_0} \left(\frac{I_0 R}{U_{01}} \right)_{LJ}$$

(3) 根据给定的 α 和求得的 $I_0 R/U_{01}$ 值,按图 7.8 求得比值 E/U_{01} 及电势 $E = (E/U_{01})U_{01}$, 不必计算,可以取 $E \approx 1.02U_{02}/\sqrt{2}$ 。

(4) 按图 7.9 求得 I/I_0 及 $I = (I/I_0)I_{00}$ 。

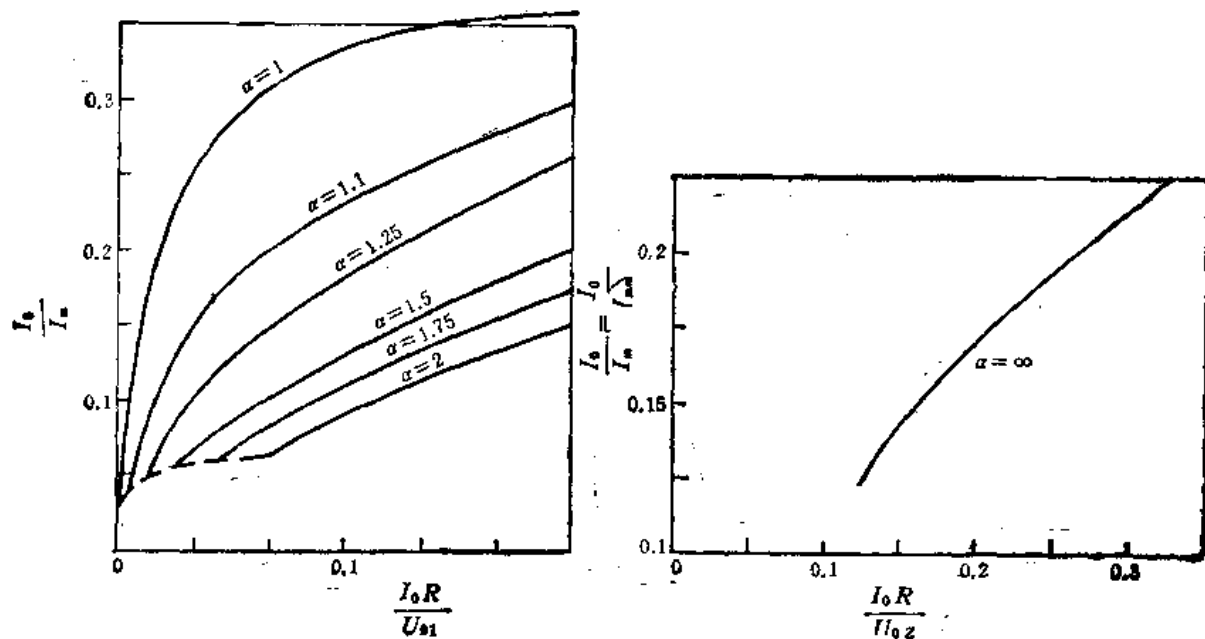


图 7.10 确定最大充电电流的曲线

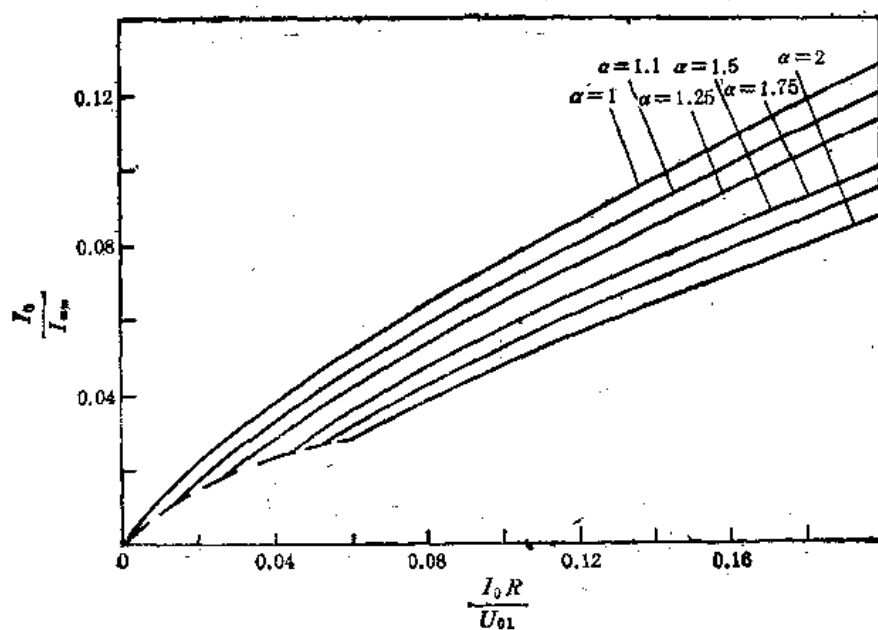


图 7.11 确定初始接通电流的曲线

(5) 按图 7.10 求得 I_0/I_m 及 $I_m = (I_m/I_0)I_{00}$
也可以用下式计算:

$$I_m \approx \frac{1.02U_{02} - U_{01}}{R}$$

(6) 按图 7.11 求得 I_0/I_m 及 $I_{mm} = (I_{mm}/I_0)I_{00}$
也可以按下式计算:

$$I_m \approx \frac{1.02 U_{qz}}{R}$$

(7) 按照求得的 I_0, I_m, U_{FD} 选取整流二极管的型号, 必要时确定并联二极管数。如果二极管平均电流有很大余量, 必须根据允许的充电电流重新进行计算。

(8) 按照二极管手册给出的数据及并联个数求得 r_z 。

(9) 根据初始接通电流求得必须的限流电阻

$$R_{XL} = \frac{\sqrt{2} E}{I_m} - R \approx \frac{1.02 U_{qz}}{I_m} - R$$

(10) 变比 $k_B = E/U_{C0}$

(11) 功率 $P = EI$, 并按第一章介绍的方法进行变压器设计, 这时 $I_1 = k_B I_0$ 。

折算到次级的短路电阻为

$$r_D = r_2 + r_1$$

(12) 确定外部充电电阻:

$$R_{CH} = R - r_z - r_D$$

如果 $R_{CH} < 0$, 说明变压器绕组电阻太大了, 必须增大导线截面积, 有时甚至要增大变压器尺寸。

(13) 确定充电电阻的功率

$$P_{CH} = I_{CH}^2 R_{CH}$$

$$I_{CH} = I$$

三、根据允许的最大充电电流进行设计

(1) 根据 I_0, U_{FD} 选取二极管型号, 并确定二极管的电阻 r_z 及允许的电流幅值 I_{m0} 。

(2) 确定允许的比值 $I_m/I_0 = I_{m0}/I_0$ 及其倒数 I_0/I_m 。

(3) 根据给定的 α 和求得的 I_0/I_m , 按图 7.10 求得 $I_0 R/U_{01}$ 值。如果 I_0/I_m 低于 α 的边界点, 则应按满充电状态进行设计。

(4) 按式(7.15)求得

$$R = R_{LJ} = \frac{U_{01}}{I_0} \left(\frac{I_0 R}{U_{01}} \right)_{LJ}$$

(5) 根据给定的 α 和求得的 $I_0 R/U_{01}$ 值, 按图 7.8 求得比值 E/U_{01} 及电势 $E = (E/U_{01}) U_{01}$ 。最后确定 U_{FD} , 并检查所选整流二极管是否合适。

(6) 按图 7.9 求得 I/I_0 及 $I = (I/I_0) I_{00}$ 。

(7) 确定变比 $k_B = E/U_{C0}$ 。

(8) 确定限流电阻

$$R_{XL} = \frac{\sqrt{2} E}{I_m} - R$$

下面按前一种设计情况的第 10 步到第 13 步进行计算。最后确定电容上的最高电压

$$E_m = \sqrt{2} E$$

四、根据允许的接通电流进行设计

- (1) 按 I_0 和 U_{FD} 选取整流二极管型号, 并确定所选二极管的 I_{ms} 及 r_z 值。
 - (2) 求允许的比值 $I_{ms}/I_0 = I_{ms}/I_0$ 及其倒数 I_0/I_{ms} 。
 - (3) 根据给定的 α 和求得的 I_0/I_{ms} 值, 按图 7.10 或式 (7.13) 求得需要的 $I_0 R/U_{ms}$ 值。如果 I_0/I_{ms} 低于 α 的边界点, 则按满充电状态进行设计。
- 其次按上一段给出的方法进行设计, 但第(8)步省略。

第八章 多功能变压器

随着集成电路和大规模集成电路的应用,电子设备的体积和重量明显下降,变压器等磁性元件占电子设备总重量的30%以上。严重影响电子设备的进一步小型化。为了适应电子技术发展的需要,必须寻求新的磁性元件,多功能变压器的出现就是这种探索中取得的成果之一。多功能变压器具有多种功能,一个变压器可以代替几个元件。利用这种变压器,可以压缩电子设备的元件数,提高电子设备的可靠性。本章介绍这类变压器的结构、工作原理、性能指标及设计方法。

8.1 小功率变压器中的集成

多功能变压器的研究包括下述四个方面:

(1) 完善现有的变压器和扼流圈,具体措施是采用最佳的电磁系统、优质的磁性材料,改善变压器的加工工艺,提高变压器的工作频率等。为了使铁心产生各向异性,在研究具有恒定偏移磁场的磁性元件时,使铁心在横向磁场中退火,以提高材料的磁性能。

建立最佳的变压器电磁系统,确保在尺寸与重量最小的情况下得到必须的电参数。变压器电磁系统的最佳性可用下式表示的结构常数 M 来估价:

$$M = \frac{S_T S_D}{l_T l_{PZ} \sqrt{V}}$$

式中, S_D 为导线的截面积; V 为铁心与绕组体积之总和。

对于图8.1(a)所示的E形铁心来说,当 $a = 1.3c, d = 3.2c, h = 2.5c, b = 5.2c, H = 3.8c, A = 4.3c$ 时, $M = 4.81 \times 10^{-3}$ 。对于图8.1(b)所示的梭子形铁心来说,当 $D = 1.9d_w, d_N = 0.2d_w, \delta = 0.118d_w, b = 0.24d_w, D_w = 2.14d_w, H = 1.48d_w$ 时, $M = 6.54 \times 10^{-3}$ 。对于图8.1(c)所示的空心手镯形铁心来说,当 $d_1 = 0.56d_2, D_2 = 1.2d_2, D_1 = 1.4d_2$ 时, $M = 7.1 \times 10^{-3}$ 。

为了把铁心的几何常数变为物理常数,要考虑铁心材料的性能及铁心的结构特点,这时可以利用下面的关系:

$$r_1 = \frac{L_1}{r_T + r_s} = \mu A$$

$$A \approx 7.18 \times 10^{-3} M^2 \sqrt{V^2 k_{cK} k_T}$$

式中, μ 为铁心的磁导率; r_s 为绕组损耗电阻; A 为结构常数(变压器铁心总宽)。

具有最佳尺寸比的空心手镯形铁心的 M 值为E形铁心的1.5倍,这种铁心电磁系统的比电参数也为E形铁心的1.5倍。可惜,当功率超过1W、频率低于几万赫时,空心手镯形铁心难以制造。

在一定的频率范围内把变压器的工作频率提高 n 倍,它的尺寸和重量大约降低到原来的 $1/\sqrt{n}$ 。因此,如果可能的话,应尽量提高变压器的工作频率。

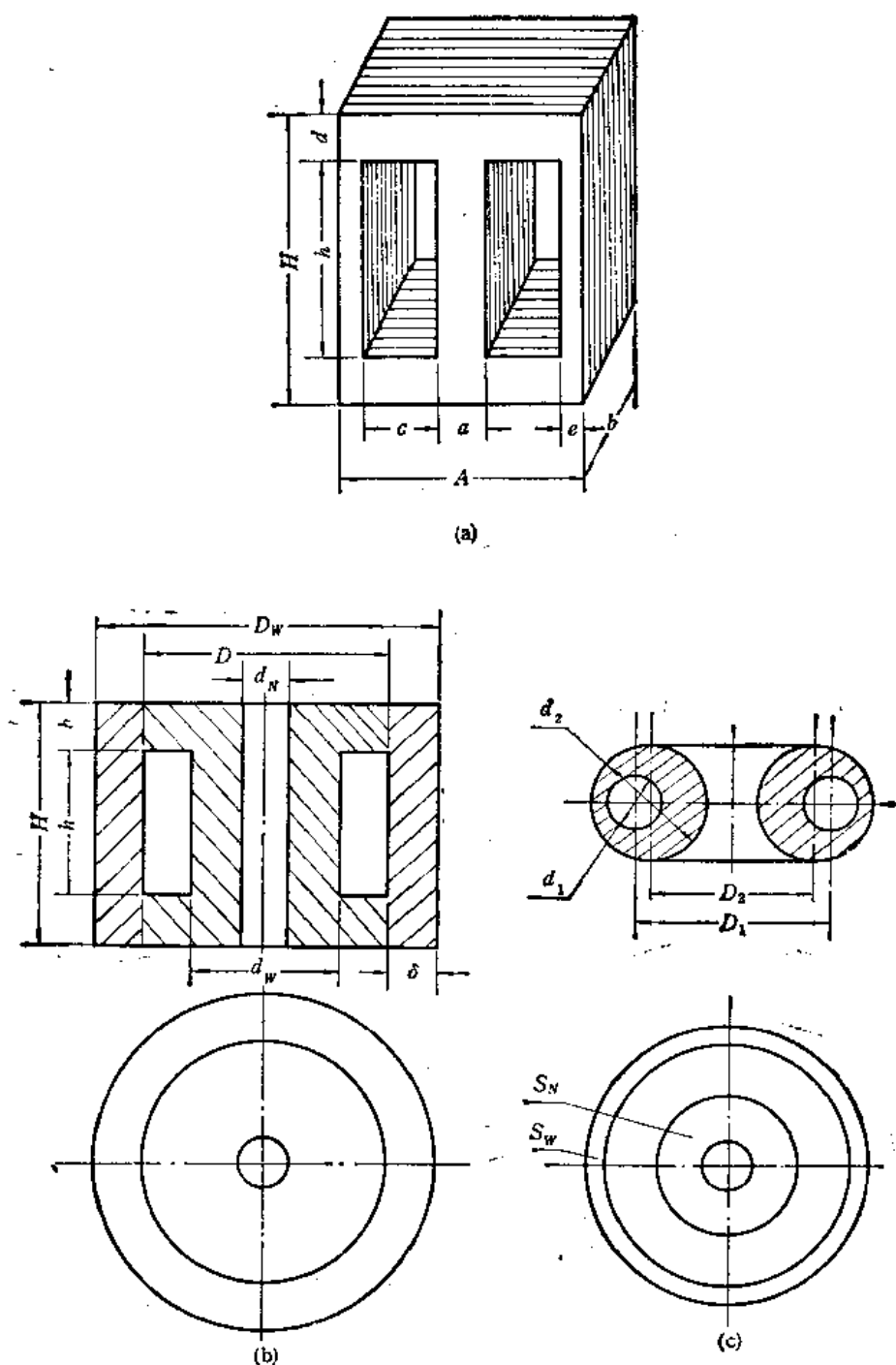


图 8.1 多功能变压器的铁心

(2) 研究不使用电感与互感而组成各种线路的可能性。然而，无感或无变压器式线路的能量指标较差，整个设备的寿命与可靠性显著下降，因而不能采用。

(3) 借助于其他基础元件，利用电感与互感功能的综合。这个方法在理论上是可行的，但是，一系列结论都带有局限性。压电变压器组件仅适合于高频，且对机械应力很敏感。用晶体管、正负电容、正负电阻、回转器、光电器件组成的有感和无感线路的效率极低，不到 10%，只能应用于几十分之一瓦以下的小功率电子设备中。

(4) 利用物理集成的原理建立多功能磁性元件。原苏联、美国、法国、联邦德国、日本在这方面的科研成果证明这是最有效的方法之一。

一、电子元件中的集成

电子技术中的集成有以下三种：

1. 结构集成

几个元件与组件最佳地组合在一起,成为通用的多功能部件。像多发射极晶体管、组合晶体管、脉冲变压器组。结构集成时以集成部件的尺寸最小为前提分配负载。结构集成可以把尺寸和重量减少 15—30%。

2. 工艺集成

由不同功能的元件或零件组成一个结构整体——集成多功能部件。例如,集成电路和大规模集成电路。工艺集成也像结构集成那样,从物理观点看,可以区分出集成部件中的每个组成元件。

3. 物理集成

综合利用几种物理现象或效应,以便使一个元件具有多种功能,即物理集成。像隧道二极管振荡器、联合两波段天线、循环滤波器、有分支磁路的装置等都是物理集成的例子。物理集成时元件的多功能性不是靠增多元件数,而是由于同时利用不同的物理现象或物理效应。从物理观点看,无法区分某个部分完成某种功能。

目前已制造出包含控制装置在内的多功能电动机与多功能发电机、无接触同步电机,其中借助于环形变压器把电流传输到转子绕组。这种电机具有变压器、自动同步机、电动机的功能。还有两波段联合超高频天线、集成磁光联合器件,利用表面波的多功能无线电元件、多功能超高频铁氧体设备、分支滤波器等。

在研制多功能磁性元件时,常利用物理集成的原理。从使用微型铁镍合金铁心、铁氧体铁心或微型圆柱薄膜的记忆装置,发展到使用正交铁氧体的记忆装置,使记忆设备更加完善。当利用具有柱形磁畴的材料时,厚 $50\mu\text{m}$ 的板可以得到 $15 \times 10^3 \text{bit}/\text{cm}^2$ 的容量。这表示在该板上平均可以书写 5000 层左右。5000 层的书写时间为 $30\mu\text{s}$,清洗时间为 $150\mu\text{s}$ 。磁性集成电路能完成一系列逻辑功能、重算与分配装置的功能、视频信号磁记录的功能、视频信息显示功能等。

二、磁性元件中的物理集成

物理集成为解决数量猛增问题,为提高半导体、介电及其他元件的寿命与可靠性开辟了新的途径。和半导体元件相比,磁性元件具有如下优点。

- (1) 可靠性高,在各种外界因素影响下性能稳定;
- (2) 没有 p-n 结型固体物质中的局部不均匀性,便于实现给定的功能;
- (3) 功能的变换由物体的整体来完成,而不是发生在像 p-n 结那样的平面上;
- (4) 磁性材料内可以施加空间正交信号,便于实现多功能;

- (5) 不存在正交控制条件下饱和区离散载流子引起的噪声;
- (6) 便于实现载波信号和调制信号电路间的隔离;
- (7) 在热磁和机械处理的情况下,铁氧体中可以产生各向异性;
- (8) 可以靠单个载流子——磁畴——进行信息运算;
- (9) 铁磁材料价格低廉,货源充足;
- (10) 磁性元件的制造工艺简便;
- (11) 批生产时元件参数的一致性;
- (12) 利用简单的工艺就可以制造出电感电容联合体。

在低频情况下,磁性元件中实现物理集成基于如下的原理:

(1) 等值磁路内的磁耦合和电路中的电耦合可以相互转换。某个电气元件对应于某个磁回路。电路和磁路间的类似可以用复数磁阻

$$\dot{Z} = R_m + jX_m$$

来表示。忽略铁心损耗,在谐波信号作用下,利用磁势 \dot{F} 和磁通 ϕ , 可以写出如下的方程:

$$\dot{Z}_m = \frac{\dot{F}}{\phi} = R'_m + \frac{\omega X W^2}{|\dot{Z}|^2} + j\omega \frac{R W^2}{|\dot{Z}|^2} = R_m + \dot{Z}_{mB}$$

式中, R'_m 为磁路的有效磁阻; W 为一个铁心柱上的绕组匝数; \dot{Z} 为接在绕组上的复数磁阻; \dot{Z}_{mB} 为磁路的引入磁阻;

$$\dot{Z} = R + jX$$

$$R_m = R'_m + \frac{\omega X W^2}{|\dot{Z}|^2}$$

引入磁阻的特点和计算公式与电路有关(见表 8.1)。如果满足条件

$$R'_m + \frac{\omega X W^2}{|\dot{Z}|^2} = 0, R'_m \approx 0$$

磁路的磁阻则为纯电抗性磁阻

$$X = \omega L_{mB} > 0$$

由此可知,电抗性电路可以表示成等功能的相应磁路。

(2) 利用磁性元件的参量与非线性效应,可以做出变比随时间而变化的变压器及可控变比的变压器。由 R, L 或 C 组成的参数随时间呈周期性变化的参量二端网络,使得有可能实现同步、相位检波、放大、恒定电势调制等功能。在对参量电路进行综合时,需要了解随时间变化的电阻 $R(t)$ 、电容 $C(t)$ 、电感 $L(t)$ 的性能。这些元件的参数和时间的关系是各种各样的。随时间变化的电阻、电容和电感可以用参数随时间变化的变压器与相应的不随时间变化的电阻、电容、电感组成(图 8.2)。借助于可控变压器可以组成具有不同非线性特性的二端网络。

(3) 磁路中比较容易实现交叉相互作用,易于实现输入和输出参量的耦合。磁导率和磁场强度的关系 $\mu(H)$ 是偶函数,且对称。在参量变压器中,利用这种特性使变压器工作在电源频率与输出信号频率相等的最有效状态。在铁磁谐振变压器中,利用这种特性可以实现对称的线性控制,其中输出信号的频率越高,变压器的尺寸越小。

表 8.1 阻抗的计算

阻 抗	磁 阻	电磁线路	等值线图
\dot{Z}	\dot{Z}_{mB}		
R	$j\omega \frac{W^2}{R}$		
$-R$	$-j\omega \frac{W^2}{R}$		
$j\omega L$	$\frac{W^2}{L}$		
$-j\frac{1}{\omega C}$	$-\omega^2 C W^2$		

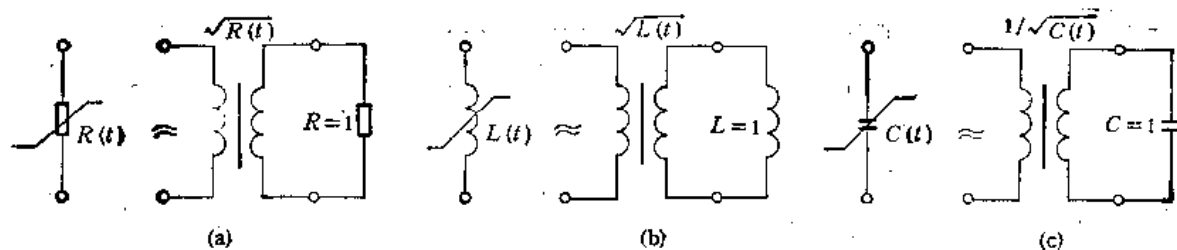


图 8.2 借助于恒定的 R, L, C 与变比随时间按 $\sqrt{R(t)}, \sqrt{L(t)}, 1/\sqrt{C(t)}$ 规律变化的变压器来表示随时间变化的 $R(t), L(t)$ 及 $C(t)$

三、可控磁性元件中的磁场

根据磁性元件内磁场的特点,把可控磁性元件分成如下几类。

1. 有恒定极化和无恒定极化的平行磁场

图 8.3 上示出了铁心材料的理想磁滞回环 (a) 及有恒定极化 (b) 和无恒定极化 (c) 时磁感应强度的波形。无恒定极化磁场时, $B = B(t)$ 所包含的只是输入信号频率的偶

次余弦分量。存在恒定极化磁场时, $B = B(t)$ 中包含有偶次和奇次分量。前一种情况下输出信号的频率为输入信号频率的两倍。这种磁场可以用来放大低电平的直流信号。它的优点是: 铁心不会导致零点的偏移与漂移, 没有输入信号时也没有输出信号。然而, 放大与变换低电平低频信号的极大困难是存在显著的噪声, 这些噪声和铁心损耗有关。

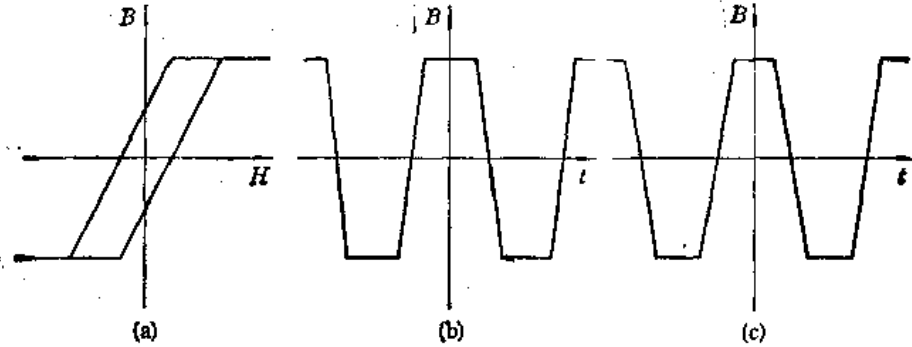


图 8.3 材料的理想磁滞回环 (a) 及有恒定极化 (b) 和无恒定极化 (c) 时磁感应强度的波形

为了减少铁心损耗及降低铁心噪声, 采用了准饱和状态。在这种状态下铁心的动态磁导率不高, 它的调制深度减小, 与此相关的是放大器的增益下降。在零到几赫的频带内放大恒定信号时, 噪声可以滤掉。然而, 放大装置的灵敏度还和两个绕组的对称度、两个铁心的磁导率、最大磁感应强度、矫顽磁力、温度系数的对称程度有关。没有输入信号时, 不对称会导致出现频率为输入频率的输出信号, 及零点漂移。

2. 有恒定极化及无恒定极化时的交叉磁场

正交磁场对铁心的磁化可用图 8.4 来说明。在空心手镯形铁心 2 的内部配置螺线管 1, 外面是环形绕组 3。由于两个绕组的磁力线相互正交, 绕组之间没有互感耦合。假定沿螺线管绕组流过直流电流, 该电流产生恒定极化磁场, 这个磁场使铁心饱和。这时, 对于环形绕组而言, 当螺线管绕组的磁场不足以破坏磁畴时, 导磁体表现反常: 磁导率显著降低, 损耗接近于零。当螺线管绕组的恒定磁场不大时, 导磁体正常, 对环形绕组表现出应有的磁性能。

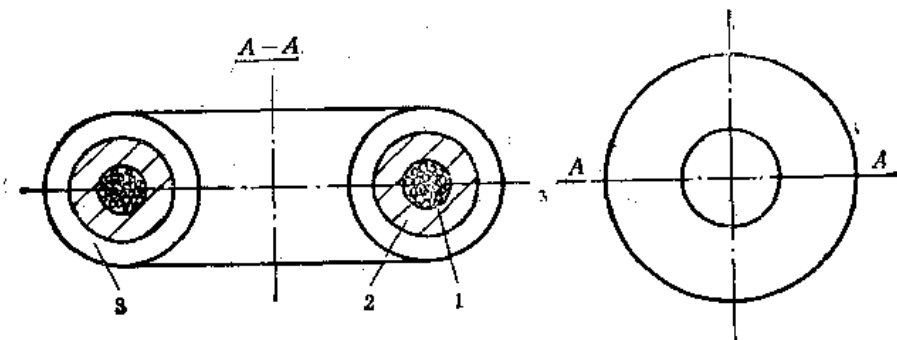


图 8.4 铁心被正交场磁化的多功能变压器的结构

当铁心饱和程度随螺线管绕组恒定极化磁场的变化而变化时, 环形绕组的磁滞回环如图 8.5 所示。如果螺线管的偏移磁场使材料磁化到饱和, 而环形绕组产生的磁场不足

以使材料脱离饱和,则在这两个磁场的联合作用下,磁场强度向量的幅值始终不变。

环形绕组磁场方向材料的磁导率为

$$\mu_x = 1 + 4\pi \frac{M_s \sin \alpha}{h}$$

式中, μ_x 为环形绕组磁场方向的磁导率; M_s 为 H 和 h 联合作用下磁场强度向量的幅值; α 为 M 与 H 间夹角。

如果

$$\sin \alpha \approx \operatorname{tg} \alpha = \frac{h}{H}$$

则

$$\mu_x \approx 1 + 4\pi \frac{M_s}{H}$$

在这种情况下,对于铁氧体 R1K 来说,当螺线管的偏移磁场 $H \approx 3000 \text{ A/m}$ 时,即当磁场 H 方向深度饱和时,磁场 h 方向的磁导率始终相当高

($\mu_x \approx 100$),而磁滞损耗下降同样的数量级。当偏移磁场 $H = H_0$ 。在磁性材料的深度饱和范围内时,螺线管的交流激磁磁场 $H(t)$ 叠加在这个方向。

如果

$$H \ll H_0$$

$$M_x \approx M_s \frac{h}{H} \left[1 - \frac{H(t)}{H_0} \right]$$

$$\mu_x \approx 1 + 4\pi \frac{M_s}{H_0} \left[1 - \frac{H(t)}{H_0} \right] h$$

则磁场 h 方向总的磁场强度为

$$M_x = M_s \sin \alpha \approx M_s \frac{h}{H_0 + H(t)}$$

因此, h 方向的磁场强度 M_x 包含恒定分量 $M_s h / H_0$ 及交变分量 $M_s h H(t) / H_0^2$ 。 M_s 的大小和 h 成比例,即和 h 方向的磁场强度成比例,当 $h = 0$ 时, $M_s = 0$ 。实际上,由于正交磁场的不完善,存在频率为输入频率 f_B 、磁场强度为 $H(t)$ 的寄生剩余磁场,这是不希望。

当采用无恒定极化的正交磁场时,导磁体处于 $H_0 = 0$ 的磁状态。如果频率为 f_B 的激磁磁场 $H(t)$ 加在 h 方向,它的幅值足以使铁心饱和,则当存在沿 h 方向的信号磁场 h , $H(t)$ 从最大正值变化到最大负值,或从最大负值变化到最大正值时,合成磁场小于 M_s 及 h_0 。 h 方向的磁场仍由直流和交流分量组成。这时,交流分量只包含频率为 f_B 的偶次谐波,因而可以作为输出信号。由此可知,在交叉磁场下实际上没有噪声,不需要像平行磁场那样用两个反接的磁路来消除频率为 f_B 的寄生信号。

根据变压器的功能选取交叉磁场的形式(平行的或正交的),并对如下指标进行比较:

(1) 在控制磁场作用下,主磁场方向磁导率的调制深度 λ :

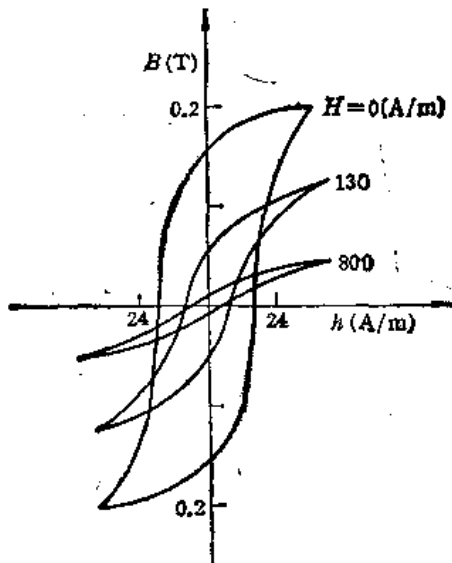


图 8.5 环形绕组磁场 (h) 方向磁滞回环的形状和螺线管产生的恒定偏移磁场 (H) 的关系 (铁心材料是 R1K)

$$\lambda = \frac{\mu_{\max} - \mu_{\min}}{\mu_{\max} + \mu_{\min}}$$

式中, μ_{\max} 和 μ_{\min} 分别为控制磁场作用下, 主磁场方向磁导率的最大值与最小值。

(2) 用谐波磁场控制时磁导率的非线性畸变系数 k_μ :

$$k_\mu = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} \Delta\mu_n^2}{\Delta\mu_1}}$$

式中, $\Delta\mu_n$ 为在可控谐波磁场作用下, 主磁场方向磁导率变化的 n 次谐波的幅值。

(3) 沿控制磁场方向磁路单位体积内消耗的无功功率 P_q (或 $\cos\varphi$):

$$P_q = k_1 \Delta B \Delta H$$

式中, ΔB 和 ΔH 分别为控制信号的磁感应强度幅值和磁场强度幅值; k_1 为比例系数。

(4) 主磁场方向电路的品质因数 Q 。

四、空间正交磁场作用下的磁化曲线

空间正交磁场作用下磁路的磁化曲线, 可以根据该磁路在平行磁场中的磁化曲线, 利用各向同性铁心中磁场的叠加原理, 并考虑去磁磁场即可组成。假定铁心中的损耗很少, 而磁感应强度向量 \vec{B} 及磁场强度向量 \vec{H} 在空间是吻合的。

假定有某个磁路, 其中存在磁场 H_x, H_y, H_z , 其向量在空间正交。如果这时沿 x, y, z 方向都有气隙, 分别产生去磁磁场 $H_{x,p}, H_{y,p}, H_{z,p}$, 从而使合成磁场强度减小:

$$H_{x,M} = H_x - H_{x,p}$$

$$H_{y,M} = H_y - H_{y,p}$$

$$H_{z,M} = H_z - H_{z,p}$$

假定去磁磁场强度和相应方向的磁场强度 M_x, M_y, M_z 成比例, 则

$$H_{x,p} = N_x M_x$$

$$H_{y,p} = N_y M_y$$

$$H_{z,p} = N_z M_z$$

式中, N_x, N_y, N_z 分别为相应方向的去磁系数。

从另一方面看, 下式是正确的:

$$M_x = H_{x,M} + \frac{1}{\mu_0} B_x \approx \frac{1}{\mu_0} B_x$$

$$M_y = H_{y,M} + \frac{1}{\mu_0} B_y \approx \frac{1}{\mu_0} B_y$$

$$M_z = H_{z,M} + \frac{1}{\mu_0} B_z \approx \frac{1}{\mu_0} B_z$$

当铁心在几个数量级的磁场下进行磁化时

$$H_{x,p} \approx n_x B_x \quad H_{y,p} \approx n_y B_y \quad H_{z,p} \approx n_z B_z$$

$$n_x = \frac{1}{\mu_0} N_x \quad n_y = \frac{1}{\mu_0} N_y \quad n_z = \frac{1}{\mu_0} N_z$$

作用在各向同性铁心上的磁场强度之总和 H_M 与磁感应强度之总和 B_M 分别为

$$H_M = \sqrt{H_{zM}^2 + H_{yM}^2 + H_{zM}^2}$$

$$B_M = \sqrt{B_z^2 + B_y^2 + B_z^2}$$

因此, $B_M(H_M)$ 是基本磁化曲线, 不同方向的磁感应强度 B_z, B_y, B_x 值, 可以作为向量 B_M 在相应方向的投影来确定:

$$B_z = \frac{H_{zM}}{\sqrt{H_{zM}^2 + H_{yM}^2 + H_{zM}^2}} B_M(H_M)$$

$$B_y = \frac{H_{yM}}{\sqrt{H_{zM}^2 + H_{yM}^2 + H_{zM}^2}} B_M(H_M)$$

$$B_x = \frac{H_{xM}}{\sqrt{H_{zM}^2 + H_{yM}^2 + H_{zM}^2}} B_M(H_M)$$

磁路中 x, y, z 方向的磁化曲线由上式确定。磁感应强度 B_z, B_y, B_x 对应的磁场强度不是 H_{zM}, H_{yM}, H_{xM} , 而是 $H_{zM} + n_z B_z, H_{yM} + n_y B_y, H_{xM} + n_x B_x$ 。系数 n_x, n_y, n_z 为相应的去磁曲线与横坐标间倾角的正切。

当恒定偏移磁场为 $H = H_0$, 频率为 f_B 的泵浦信号磁场与偏移磁场正交的情况下, 沿磁场 H_0 方向的磁化会发生变化, 由于 $\mu(H)$ 是偶函数, 磁感应强度 B_z 的频率为 $2f_{B0}$ 。当信号磁场强度幅值为 h_m 时, 磁场 H_0 方向磁感应强度的最大值与最小值分别为:

$$B_{z\max} = B_M(H_0)$$

$$B_{z\min} = \frac{H_0}{H_M} B_M(H_M)$$

$$H_M = \sqrt{H_0^2 + h_m^2}$$

磁感应强度的幅值可以近似地表示成如下的形式:

$$B_{zm} \approx \frac{1}{2} \left[B_M(H_0) - \frac{H_0}{\sqrt{h_m^2 + H_0^2}} B_M(H_M) \right]$$

五、多功能电子变压器的基本类型

根据工作频带可以将多功能电子变压器分成两类: 窄频带(或单一频率)的, 宽频带的。根据完成的功能, 可以把多功能电子变压器分为幅值型、角度型、幅值-角度型三类。

窄频带多功能电子变压器的特点是: 载波与信息信号, 或泵浦场与控制信号间是一次作用的。根据参量载波通道的控制或变换型式, 可以分为幅值的, 频率的, 相位的等。在幅值控制的同时会出现相位的变化, 或者在相位控制的同时会出现幅值的变化。这种同时出现的现象, 有时作为寄生效应, 有时要加以利用。

宽频带电子变压器的特点是: 磁场多次相互作用, 因而存在集中或分布常数的周期结构, 存在变化的 C, L, R 。

常见的窄频带多功能电子变压器有幅值型和角度型两大类。

属于幅值型的多功能变压器有: 可控传输系数的变压器、调幅器式变压器、开关式变压器、触发器式变压器、可控铁磁谐振变压器、稳流器式变压器、可控扼流圈、计算机用多功能变压器等。

属于角度型的多功能变压器有: 2^n 倍频变压器、 $1/2^n$ 的分频变压器、平衡频率变

换器式变压器、鉴频器式变压器、可控移相变压器、2ⁿ 倍倍相变压器、鉴相变压器、移相器式变压器、滤波器式变压器、移相变压器等。

本章只介绍上述多功能电子变压器中的几种。

8.2 多功能电子变压器的线路

多功能电子变压器的磁路可以是各种各样的。任何磁路都可以用心式、壳式、桥式、正交式等四种导磁体组成。

由于多功能电子变压器的变比可以随时间按给定规律变化，或随控制信号的变化规律而变化，为了组成可控变比的变压器，首先分析导磁体的基本形式（图 8.6）。在理想情况下，变比等于输出与输入绕组匝数之比。用电的方法不能成功地改变匝数，因此，实际变压器中控制的不是变比，而是电压（或电流）传输系数。传输系数的改变是靠磁路各段间磁通的重新分配来实现的。传输系数是复数，必须研究它的模数和相位与控制信号的关系。

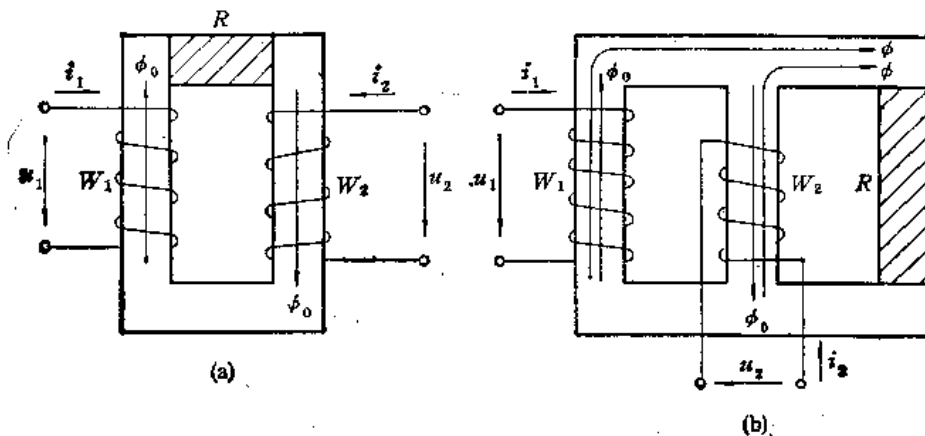


图 8.6 不对称可控变压器的线路

(a) 心式；(b) 壳式

一、不对称控制线路

用心式及壳式铁心按不对称控制线路可以组成传输系数可控的变压器。由于是不对称控制，传输系数模数的变化是等值漏磁通（用壳式铁心时）或主磁通（用心式铁心时）重新分配引起的。在两种情况下，电气与能量指标的计算必须在漏磁通或主磁通最少的状态下进行。为便于控制，必须有附加的磁路。

忽略铁心损耗，根据图 8.6，可以写出如下的方程组：

$$\left. \begin{aligned} W_1 \frac{d\phi_1}{dt} + r_1 i_1 &= u_1 \\ W_2 \frac{d\phi_2}{dt} + r_2 i_2 + u_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8.1)$$

$$\phi_1 = \phi_{1L} + \phi_{1M} + \phi_0$$

$$\phi_2 = \phi_{2S} + \phi_{2M} + \phi_0$$

式中， ϕ_{1L} 、 ϕ_{2S} 、 ϕ_{1M} 、 ϕ_{2M} 分别为输入和输出绕组的漏磁通与主磁通； ϕ_0 为输入和输出绕

组的相互耦合磁通。

假定电流、磁通、电压都是谐波，相对于电压传输系数解方程组(8.1)，可得模数和相位的公式如下：

$$|k(j\omega)| = \omega L_{01} n R_F / \{ [\omega L_0 (n^2 r_1 + r_2 + R_F) + \omega L_{B2} r_1 + \omega L_{B1} (r_2 + R_F)]^2 + [\omega^2 L_{01} (n^2 L_{B1} + L_{B2}) - r_1 (r_2 + R_F) - \omega^2 L_{B1} L_{B2}]^2 \}^{\frac{1}{2}}$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega^2 L_{01} (n^2 L_{B1} + L_{B2}) - r_1 (r_2 + R_F) + \omega^2 L_{B1} L_{B2}}{\omega L_{01} (n^2 r_1 + r_2 + R_F) + \omega L_{B2} r_1 + \omega L_{B1} (r_2 + R_F)}$$

式中

$$L_{01} = \frac{W_1 \phi_0}{I_1}; \quad n = \frac{W_2}{W_1}$$

$$L_{B1} = \frac{W_1 (\phi_1 - \phi_0)}{I_1} = \frac{W_1 (\phi_{1S} + \phi_{1M})}{I_1}$$

$$L_{B2} = \frac{W_2 (\phi_2 - \phi_0)}{I_2} = \frac{W_2 (\phi_{2S} + \phi_{2M})}{I_2}$$

对于心式铁心来说

$$\phi_{1M} \approx \phi_{2M} = 0$$

$$L_{1S} = \frac{W_1 \phi_{1S}}{I_1} \approx \text{const}$$

$$L_{2S} = \frac{W_2 \phi_{2S}}{I_2} \approx \text{const}$$

$$L_{01} = \frac{W_1^2}{R_{MK} + R_M}$$

式中, R_{MK} 为铁心可控部分的磁阻; R_M 为铁心不可控部分的磁阻。

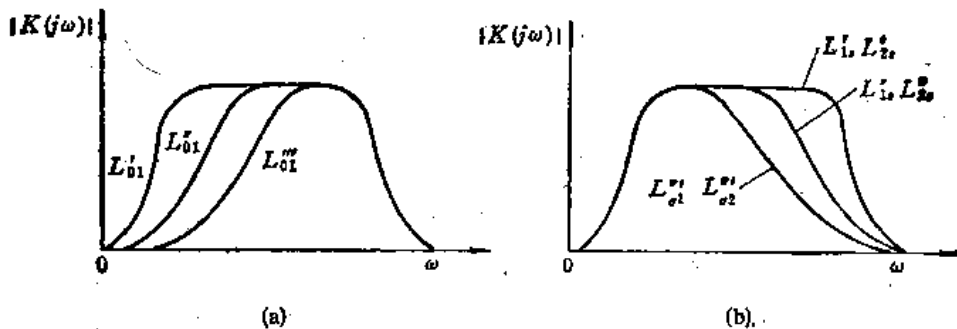


图 8.7 不对称控制变压器传输系数模数的变化
(a) 心式; (b) 壳式

心式变压器传输系数的模数 $|k(j\omega)|$ 示于图 8.7(a)。对于壳式铁心来说, 当 R_{MK} 变化时, L_{1S} 和 L_{2S} 激烈变化, 从而导致变压器通频带高频部分的 $|k(j\omega)|$ 也发生变化 [图 8.7(b)]。因此, 在心式或壳式结构的不对称控制变压器中, 传输系数的模数主要靠工作频带的低频(心式)或高频(壳式)部分的衰减来控制。这种控制方法的缺点是铁心材料利用不充分, 并压缩了工作频带宽度。优点是结构与制造工艺简单。

二、平衡式线路

平衡式线路示于图 8.8。壳式铁心的中间铁心柱上绕输入绕组 W_1 ，加输入信号 u_1 。两边的铁心柱上绕输出绕组 W_2 ，输出信号 u_2 。当输出绕组的两部分完全对称时，输入端施加电压，输出端实际上没有电压。这种线路可以两端控制，输入端可以作为输出端，输出端也可以作为输入端。在工作过程中，可控磁阻(图 8.8 上的阴影部分) R'_M ，最大(或最小)时， R'_M ，最小(或最大)。为了保证双端控制的对称性，线路中给定了 R_M ，的初始偏移量。正确选择初始恒定偏移量，可以保证给定范围内动特性有必需的线性度。双端控制可以深度调节传输系数的模数，并能保持原有的通频带宽度，等值漏磁通或主磁通都不变。

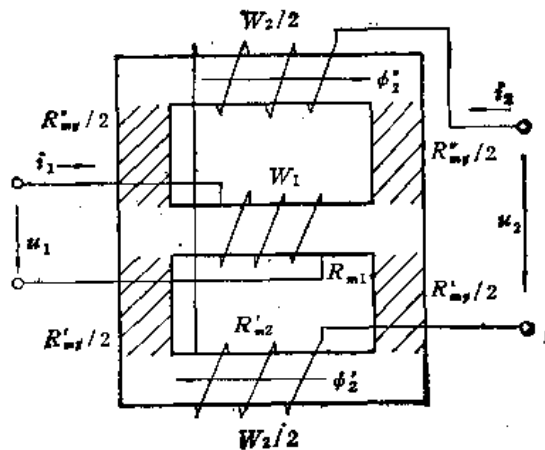


图 8.8 输出绕组反接的对称推挽控制变压器的平衡式线路

如果忽略漏磁通，则可以用如下的方程组来描述平衡式线路：

$$i_1 W_1 = a_{11} \phi_1 + a_{12} \phi_2$$

$$W_1 \frac{d\phi_1}{dt} + r_1 i_1 = u_1$$

$$i_2 W_2 = a_{21} \phi_1 + a_{22} \phi_2$$

$$W_2 \frac{d\phi_2}{dt} + r_2 i_2 = 0$$

$$a_{11} = R_{M1} + \frac{1}{4} (R'_1 + R''_1)$$

$$a_{22} = \frac{1}{4} (R'_2 + R''_2)$$

$$a_{12} = a_{21} = \pm \frac{1}{4} |R'_2 - R''_2|$$

$$\phi_2 = \phi'_2 - \phi''_2$$

$$R'_2 = R'_{M2} + R'_{M1}$$

$$R''_2 = R''_{M2} + R''_{M1}$$

$$r_2 = r_{2n} + R_p$$

式中， R_M ， R'_1 ， R''_1 分别为不考虑铁心损耗时导磁体相应段的磁阻； r_{2n} 为输出绕组的电阻。

假定电流、磁通、电压都是谐波，可得传输系数的模数与相位：

$$|k(j\omega)| = \frac{|\dot{U}_2|}{|\dot{U}_1|}$$

$$= \frac{\omega M R_p}{\{[\omega^2(L_{11}L_{22} - M^2) - r_1 r_2]^2 + \omega^2(L_{11}r_1 + L_{22}r_1)^2\}^{\frac{1}{2}}}$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\omega^2(L_{11}L_{22} - M^2) - r_1r_2}{\omega(L_{11}r_2 - L_{22}r_1)}$$

式中

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{W_1^2 a_{11}}{A} = W_1^2 \frac{R'_1 + R''_1}{R_{M1}(R'_1 + R''_1) + R'_1 R''_1} \\ L_{22} &= \frac{W_2^2 a_{22}}{A} = W_2^2 \left[\frac{4R_1}{R_{M1}(R'_1 + R''_1) + R'_1 R''_1} + \frac{R'_2 + R''_2}{R_{M1}(R'_1 + R''_1) + R'_1 R''_1} \right] \\ M &= W_1 W_2 \frac{|a_{12}|}{A} = W_1 W_2 \frac{|R'_2 - R''_2|}{R_{M1}(R'_1 + R''_1) + R'_1 R''_1} \\ A &= \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = \frac{1}{4} [R_{M1}(R'_1 + R''_1) + R'_1 R''_1] \end{aligned}$$

下降 3dB 的通频带下限 $\omega_{0.7}^{(2)}$ 及上限 $\omega_{0.7}^{(1)}$ 由如下关系确定:

$$\frac{\omega^2(L_{11}L_{22} - M^2) - r_1r_2}{\omega(L_{11}r_2 + L_{22}r_1)} = \pm 1$$

利用这个关系可以求得控制过程中的频率覆盖:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_{0.7}^{(1)}}{\omega_{0.7}^{(2)}} &= \frac{1}{4} \left\{ \left[\frac{(L_{11}r_2 + L_{22}r_1)^2 + 4(L_{11}L_{22} - M^2)r_1r_2}{(L_{11}L_{22} - M^2)r_1r_2} \right]^{\frac{1}{2}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{L_{11}r_2 + L_{22}r_1}{\sqrt{(L_{11}L_{22} - M^2)r_1r_2}} \right\} \end{aligned}$$

在类似线路中,当传输系数的模数为 1000,非线性畸变系数为 1% 时,频率覆盖系数为

$$\frac{\omega_{0.7}^{(1)}}{\omega_{0.7}^{(2)}} \approx 200$$

两侧铁心柱的不对称会引起磁通差 $\phi'_1 - \phi'_2$, 传输系数模数的调制深度取决于这个磁通差,恒定初始偏移可以把不对称度减小到 1%。控制线路这样连接,对于一个侧轭来说,偏移磁通和控制磁通叠加;对于另一个侧轭来说,偏移磁通和控制磁通相减,即当 R'_{M1} 减小时, R''_{M1} 增大,或相反。直流偏移可以减小因铁心的几何不对称而引起的剩余不对称,因为它只影响 R'_{M1} 或 R''_{M1} 。

对称可控变压器的平衡式线路主要用来组成平衡调制器式变压器、触发器式变压器、加法器式参量变压器、倍压器式变压器、分压器式变压器等。这种线路的缺点是:用参量磁场控制磁阻 R'_{M1} 及 R''_{M1} 时,基频信号会渗入控制电路,用正交磁场控制时会使磁路结构复杂化。

三、桥式线路

用桥式导磁体可以组成桥式对称推挽控制变压器(图 8.9)。在电桥各臂良好对称的情况下,输入端存在电压时,输出端实际上没有电压。

忽略铁心损耗及漏磁通,图 8.9 所示线路可以用如下的方程组来描述:

$$\begin{aligned} i_1 W_1 &= R_0 \phi_0 + R_1 \phi_1 + R_2 \phi_2 \\ i_2 W_2 &= R_0 \phi_0 + R_3 \phi_3 - R_2 \phi_2 \end{aligned}$$

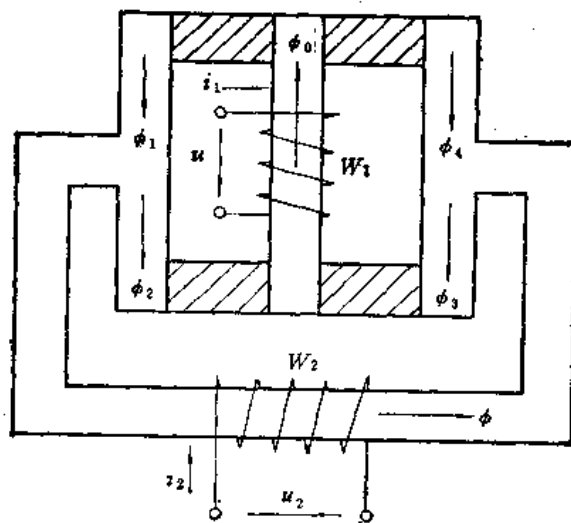


图 8.9 桥式对称推挽控制变压器线路

$$0 = R_3\phi_3 + R_4\phi_4 - R_2\phi_2 - R_1\phi_1$$

$$\phi_0 = \phi_1 + \phi_4 = \phi_2 + \phi_3$$

$$\phi_1 = \phi + \phi_2$$

$$W_1 \frac{d\phi_0}{dt} + i_1 r_1 = u_1$$

$$W_2 \frac{d\phi}{dt} + i_2 r_2 = 0$$

式中, R_0, R_1, R_2, R_3, R_4 为导磁体相应段的磁阻。

假定电压、电流、磁通均为谐波,解上述的方程组,可得电压传输系数的模数与相位:

$$|k(j\omega)| = \frac{\omega M R_p}{\{[\omega^2(L_{11}L_{22} - M^2) - r_1 r_2]^2 + \omega(L_{11}r_2 + L_{22}r_1)^2\}^{1/2}}$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\omega^2(L_{11}L_{22} - M^2) - r_1 r_2}{\omega(L_{11}r_2 + L_{22}r_1)}$$

式中

$$L_{11} = W_1^2 \frac{a_{11}}{A}$$

$$L_{22} = W_2^2 \frac{a_{22}}{A}$$

$$M = W_1 W_2 \frac{|a_{12}|}{A}$$

$$a_{11} = R_0 + \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

$$a_{12} = \pm \frac{|R_1 R_2 - R_3 R_4|}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

$$a_{22} = R + \frac{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

$$A = a_{11}a_{22} - a_{12}^2$$

对称推挽控制的情况下应当满足条件

$$R_1 = R_3; R_2 = R_4$$

如果磁桥结构满足 $R = R_0$, 则 L_{11}, L_{22}, M 的公式可以简化为

$$L_{11} = W_1^2 \frac{2R + R_1 + R_2}{2(R^2 + R_1R_2) + 2R(R_1 + R_2)}$$

$$L_{22} = W_2^2 \frac{2R + R_1 + R_2}{2(R^2 + R_1R_2) + 2R(R_1 + R_2)}$$

$$M = W_1W_2 \frac{|R_1 - R_2|}{(R^2 + R_1R_2) + R(R_1 + R_2)}$$

从导出的公式可见, 桥式对称推挽控制变压器的传输系数和平衡对称推挽控制变压器相等。因而, 桥式线路也像平衡式线路那样, 可以用来组成类似的多功能电子变压器。

四、输入和输出绕组正交配置的线路

图 8.10 上示出了输入和输出绕组相互正交配置的可控变压器线路。当两个 C 形铁心相互正交, 每个铁心的各段完全对称时, 输入端施加信号, 输出端没有信号。当绕组 W_1 中的电流 i_1 和绕组 W_2 中的电流 i_2 建立恒定的偏移磁场时, 对角配置的一对铁心柱中的磁通 ϕ_{T1} 和 ϕ_{T2} 叠加, 另一对角配置的铁心柱中的磁通相减。磁通相加的那一对铁心柱的磁阻与磁通相减的那一对铁心柱的磁阻彼此不同。这就破坏了铁心柱磁阻的对称性, 当输入端加上交流电压 u_1 时, 输出端出现电压 u_2 。借助于磁通 ϕ_{T1} 和 ϕ_{T2} 来改变磁阻的不对称程度, 从而可以控制变压器的电压传输系数。

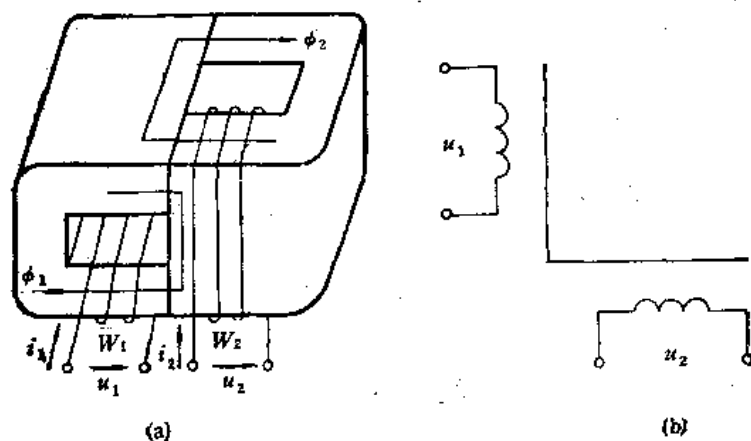


图 8.10 输入和输出绕组正交配置的可控变压器的结构 (a) 和线路 (b)

输入和输出绕组正交配置的可控变压器的基本关系和桥式线路相同。

8.3 调幅器式变压器

调幅耦合在发送设备中的利用, 要求制造高效的电抗可控的元件, 用以调节电源与负载间的耦合量。载频电路的品质因数和可控电抗的跨导越高, 低频调制电路的损耗越少,

载频电路与信号电路之间的去耦越好,控制元件就越有效,单位体积通过的载频功率将越多。利用望远镜形铁心,采用输出绕组反接的平衡式线路,可以组成满足上述要求的可控变压器(图 8.11)。

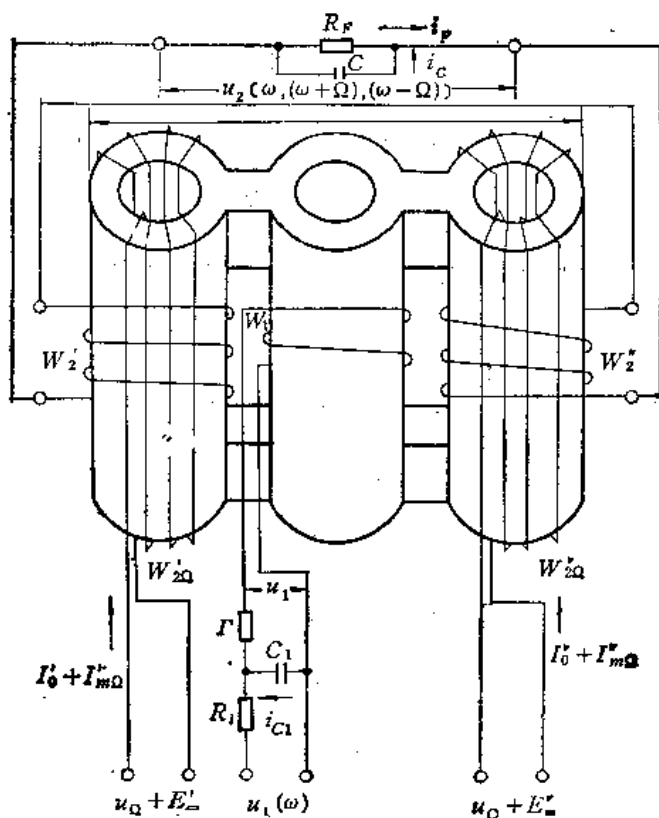


图 8.11 用望远镜形铁心做成的调幅器式变压器

由于调制绕组 W_{1r} 和 W_{1r}' 的磁场分别与输出绕组 W_1 及 W_1' 的磁场正交,从而保证了低频与高频电路良好地隔离,不必采用附加的去耦元件。采用输出绕组 W_1 及 W_1' 反接的平衡式线路,并使两边铁心柱的初始正交偏移在磁化曲线弯曲部分以上,不仅便于控制,还能保证高频信号调幅电路有高的品质因数。频率为 Ω 的调制信号加到反相绕组 W_{1r} 及 W_{1r}' 上。绕组 W_1 , W_1' 的匝数及恒定偏移磁场这样选取:确保调制信号较大时能得到给定的调制系数。在调制电压的两个相邻半周间,绕组 W_1 (或 W_1') 上高频电压的瞬时值应当超过绕组 W_{1r}' (或 W_{1r}) 上的电压。在调制信号的半周期间,绕组 W_1 (或 W_1') 所在铁心柱的磁阻下降,而绕组 W_{1r}' (或 W_{1r}) 所在铁心柱的磁阻增大。在下半周期间,这两个铁心柱的磁阻向相反的方向变化。

当 100% 调制时,在调制电压达到最大值的瞬间,两边铁心柱的磁阻应当使绕组 W_1 及 W_1' 上电压的幅值可以比较。输出高频信号等于绕组 W_1 及 W_1' 上电压之差。

不考虑电容 C_1 和 C 时,调幅器式变压器高频电路的等值线路与可控变压器相同,而且,可以用同样的微分方程来描述。考虑 C 和 C_1 时,主要方程具有如下形式:

$$e_1 = u_{c1} + u_{R1}$$

$$u_{c1} = \frac{1}{C_1} \int i_{c1} dt = r i_1 + W_1 \frac{d\phi_1}{dt}$$

$$\begin{aligned}
u_{R1} &= iR_1 \\
i &= i_0 + i_{e1} \\
i_0 W_1 + i_2 W'_1 &= h_1 l_1 + h'_1 l'_2 + 2h'_2 l_2 \\
i_2 W_1 + i_2 W''_1 &= h_1 l_1 + h'_2 l'_1 + 2h'_1 l_2 \\
W_1 \frac{d\phi_1}{dt} - W_2 \frac{d\phi_2}{dt} + i_F R &= 0 \\
i_2 &= i_c + i_F \\
i_F R_F &= \frac{1}{c} \int i_c dt
\end{aligned}$$

式中, h 为铁心相应段的高频磁场; l_e 为铁轭的长度(见图 8.11)。

为了使输出回路有高的品质因数 Q , 应保证两边铁心柱工作在恒定饱和状态。根据列出的方程组便可求得如下关系:

$$\begin{aligned}
m &\approx \left| \frac{W'_2 + W_2}{W'_1 A - W'_2} \right| \frac{H_m}{H_0} \\
k_s &\approx m \frac{N}{1 + 3N} \\
U_1 &= \frac{U_F}{\sqrt{N \frac{R_F}{R_1}}} \\
C &\approx \frac{Q}{\omega R_F} \\
W_1 &= \frac{U_1}{U_F} \frac{\omega c}{1 + A} \frac{H_m}{H_0} R_F \left(\frac{W'_2}{W_1} + 1 \right) W'_1 \\
A &= \frac{W'_2}{W_2} - \frac{H_m}{H_0} \left(\frac{W'_2}{W_2} + 1 \right) \approx \frac{H'_0}{H_0} \\
\frac{W'_2}{W_1} &= \left[\frac{H_m^2 (\omega C R_F)^2}{H_0^2 (H'_0 - H_m)} - \left(\frac{\mu_1}{\mu_2} - \frac{H_m}{H'_0} \right) \right] \frac{\mu_1}{\mu_1 + \mu'_2} \\
\mu'_2 &= \frac{(1 + A) l}{S_e \omega^2 C (W'_1 + W'_2)^2} \\
C_1 &= \left(\frac{W'_2 + W'_1}{W_1} \right)^2 \frac{1}{1 + A} \left[\frac{\mu_1}{\mu_2} + \frac{(W'_1)^2 + A(W'_2)^2}{(W'_1 + W'_2)^2} \right] C \\
S_e &\approx \frac{U_1}{\omega W_1 B_{m1}} \\
B''_{m1} &= B_m \sqrt{\frac{S_2}{S_1} \frac{\mu_2}{\mu_1}} \approx B_{m1} \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \\
S'_1 &= S'_2 = S_2 \approx S_1 = S \\
S &= \frac{P_F (H'_0)^2}{H_m^2} \frac{\mu_2}{\mu_1} \frac{1 + A}{\omega C R_F} \\
V &\approx \frac{S_1 \mu_0 \mu'_2}{\omega (B'_{m2})^2}
\end{aligned}$$

$$l = \frac{V}{S_e}$$

$$\mu_1'' \approx \mu_2'$$

$$W_{1T}' = \frac{H_0' l_T}{I_0'}$$

$$W_{1T}'' = \frac{H_0'' l_T}{I_0''}$$

$$H_{2mT} = \frac{B_{2mT}}{\mu_0 \mu_{2T}'}$$

$$H_{2mT}'' = \frac{B_{2mT}}{\mu_0 \mu_{2T}''}$$

$$B_{1mT}' = \frac{U_T}{\Omega_{\max} W_{1T}' S_T}$$

$$B_{1mT}'' = \frac{U_T}{\Omega_{\max} W_{1T}'' S_T}$$

$$I_{2mT}' = \frac{H_{2mT}' l_T}{W_{1T}'}$$

$$I_{2mT}'' = \frac{H_{2mT}'' l_T}{W_{1T}''}$$

$$P_D = \frac{1}{2} U_T I_{2mT}' + \frac{1}{2} U_T I_{2mT}''$$

式中, m 为高频振荡的调制深度系数; k_e 为谐波系数; U_1 为绕组 W_1 上高频信号的幅值; U_p 为负载上高频信号的幅值; H_{2mT}' , H_{2mT}'' 为低频调制磁场的幅值; H_0' , H_0'' 分别为绕组 W_1' 及 W_1'' 的偏移磁场; μ_1 , μ_2' , μ_2'' 分别为高频磁场作用下中心柱及两边铁心柱的相对磁导率; l 为每个铁心柱的长度; 对于低频磁场而言, l_T 为两边铁心柱的平均磁路长度; 对于高频磁场而言, S_e 为铁心的有效截面积; 对于高频磁场而言, B_m , B_m' , B_m'' 为中心柱和两边铁心柱的磁感应强度幅值; S 为高频无功功率; V 为中心柱及两边铁心柱每个的体积; I_0' , I_0'' 分别为绕组 W_{1T}' , W_{1T}'' 中的偏移电流; B_{1mT}' , B_{1mT}'' 分别为沿绕组 W_{1T}' , W_{1T}'' 的调制磁场的磁感应强度幅值; μ_{2T}' , μ_{2T}'' 分别为两边铁心柱中调制场方向的相对磁导率; U_T 为低频调制电压幅值; Ω 为调制信号的最高频率; S_T 为绕组 W_{1T}' , W_{1T}'' 的调制场方向两边铁心柱的截面积; W_{1T}' , W_{1T}'' 分别为两边铁心柱上低频绕组的匝数; I_{2mT}' , I_{2mT}'' 分别为绕组 W_{1T}' 及 W_{1T}'' 中调制电流的幅值; P_D 为调制信号的功率;

根据频率 ω 来选取铁心材料。希望铁心损耗要小, 在整个工作温度范围内饱和磁感应强度应足够稳定。

8.4 触发器式变压器

在无线电设备、自动装置、随动系统中, 有时需要按照一定幅值与宽度的脉冲信号指令对各种交流供电电路进行转换。为了使转换装置能可靠导通(加电源)与闭锁(去掉电

源),要求两种状态之间电压的去耦在 40dB 以上。希望转换设备能变换电压,具有过压与过负荷保护,有双向滤波和记忆功能。为了保证有无限多的转换次数,这种设备应当是无接触的。

触发器式变压器能完成转换、换向、信息记忆、过电压保护、过负荷保护、短路保护、双向滤波等功能。触发器式变压器(图 8.12)是八端多功能电子变压器,两个电源输入端

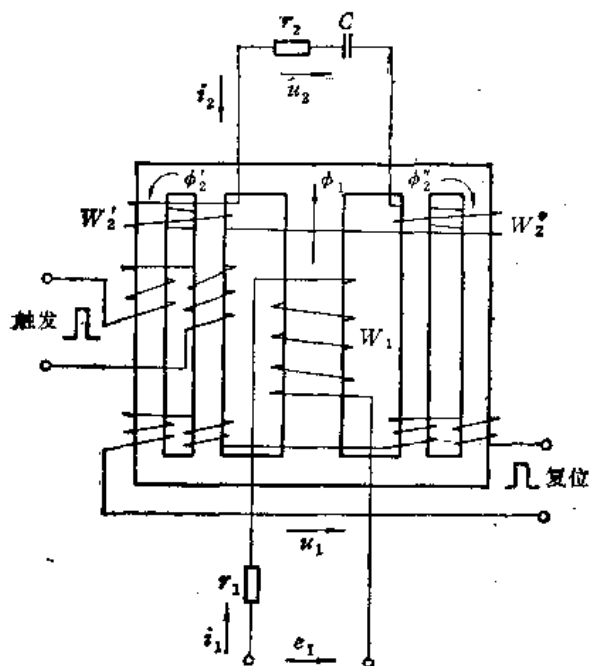


图 8.12 触发器式变压器的线路

电源电压 u_1 加到输入绕组 W_1 上,它所产生的磁通在该绕组所在的铁心柱中是均匀分布的。由于两边的两个铁心柱完全对称,输出绕组 W_2' 及 W_2'' 反接,“闭锁”状态下的输出电压 u_2 接近于零。因此,在触发器式变压器中,输入和输出电路之间没有变压器耦合。如果铁心的磁化曲线是线性的,则可以出现闭锁状态。当磁化曲线存在非线性时,触发器式变压器中将激励出稳定的振荡,输入电压 u_1 的频率为 ω 时最有效。

实际上,如果电流 i_1 的频率为 ω ,则输出回路 L_2 的频率为 2ω (图 8.13),因而,输出回路中可以产生出频率为 ω 的稳定振荡。为此,必须使电流为 i_1 时输出回路的谐振频率 ω_0 不超过 ω , L_2 变化的速度与深度足以补偿回路中的损耗。这意味着,在 400Hz 的频率下,当 $\omega_0 \leq \omega$, 及 L_2 变化 20% 时,输出回路品质因数应不小于 2—3。当不满足条件 $i_2 W_2 \ll i_1 W_1$ 时,输出回路中信号的幅值足够大,输出回路的电感 L_2 不仅和 i_1 有关,而且和 i_2 有关。在该情况下,整个设备像一个非线性振荡系统。为了在这个非线性振荡系统中实现振荡频率 ω ,必要而充分的条件是使回路的谐振频率 ω_0 接近于电源频率 ω ,电感 L_2 的相对变化应足以补偿回路中的衰减。

在触发器式变压器中,当输出回路中没有信号 ($U_2 = 0$) 时,绕组 W_2' 及 W_2'' 上的电压同相且幅值相等 $U_2' = U_2''$ 。当输出回路存在信号时,绕组 W_2' 及 W_2'' 上电压的相位开始出现差别。对于 $r_1 + r_2 = 0$ 的情况而言,触发器式变压器的动特性表示在图 8.14 上。在 ob 间,不论输出电路中无信号(点 a)或有信号(点 c),输出电压 U_1 的幅值都是稳定

e_1 , 两个输出端 u_2 , 两个“触发”端,两个“复位”端。电源的输入与输出间存在参量耦合。输出绕组的电感 L_2 与电容 C 一起形成非线性输出回路。

非线性回路中存在两种以上的幅值稳定状态。低频非线性回路,主要是各种铁磁谐振回路,在两个临近的稳定振荡状态,回路输出电压幅值相差 3—4 倍,即“导通”与“闭锁”状态之间的隔离程度比触发器式变压器小很多。这是铁磁谐振触发器的利用受到限制的主要原因之一。

在触发器式变压器中,为了提高“导通”与“闭锁”之间的隔离,输出绕组 W_2' 及 W_2'' , 以及这两个绕组所在的铁心柱都是对称的。加到绕组 W_2' 及 W_2'' 上的电压幅值相等,相位相反。频率为 ω 的

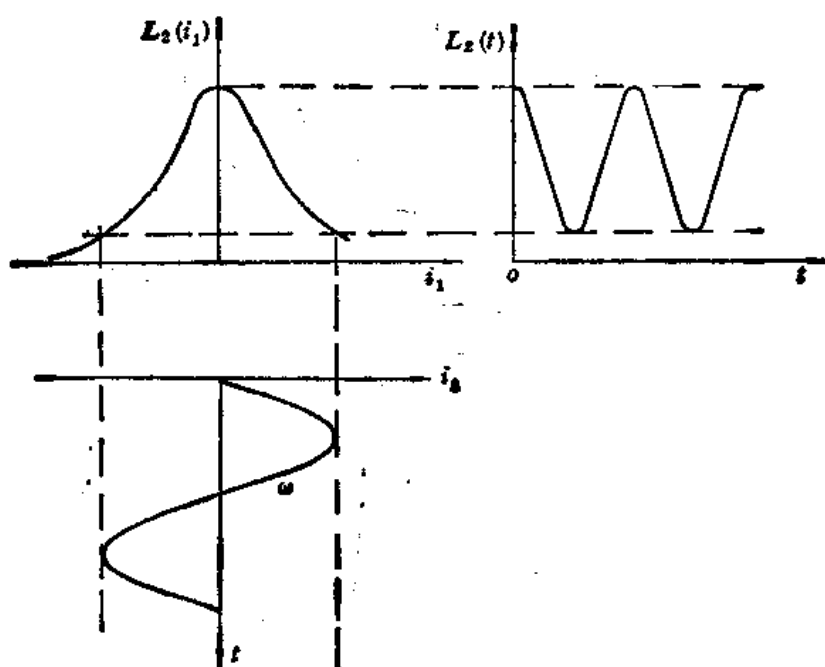


图 8.13 $i_1 W_1 \gg i_1 W_2$ 时变压器输出绕组的电压和输入电流及时间的关系

的。在 be 和 ef 间, 只存在一种稳定状态, 对应于输出回路中有信号或无信号。从点 e 沿支路 ec 移动到点 d 时, 绕组 W_1' 及 W_2' 上电压的相移从 0° 变化到 180° 。从导磁体两边铁心柱中的磁通来看, 点 e 对应于如下的关系:

$$\phi_1' - \phi_2' - \frac{1}{2} \phi_1 \approx 0$$

点 d 对应于

$$\phi_1' - \phi_2' \approx 0, \phi_1 = 0$$

点 d 相应于 $U_1 = 0$, 磁通沿两边铁心柱及铁轭流过的情況。

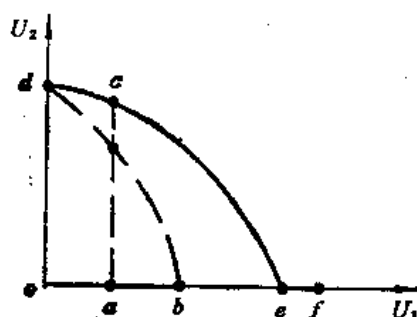


图 8.14 触发器式变压器的动特性 (虚线表示特性的不稳定段)

磁通向量示于图 8.15。磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 相互正交。因此, 触发器式变压器输入和输出电压彼此相移 $\pi/2$, 这和普通变压器不同。如果总的阻抗大于零, 则点 d —— 动特性左分支 (虚线) 及右分支 (实线) 的接合处 —— 已不在

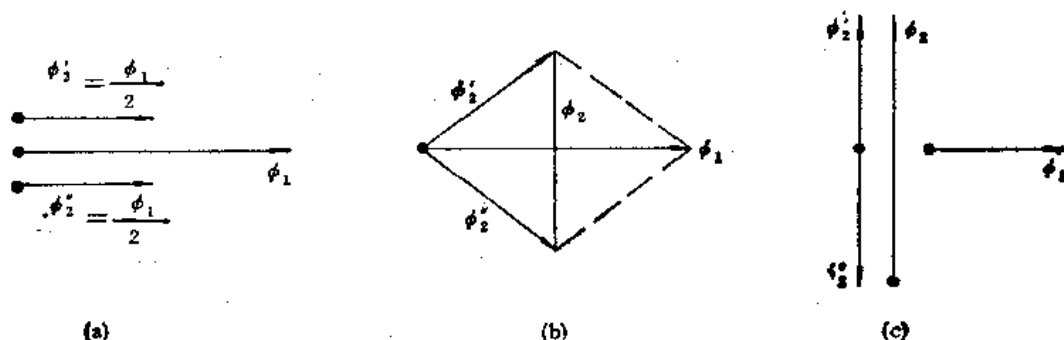


图 8.15 触发器式变压器铁心中的磁通向量。(a) 点 e ; (b) 点 c ; (c) 点 d

坐标轴上,这是由于为了维持输出电路的振荡,为了补偿有功损耗, U_1 必须大于零。这时的动特性示于图 8.16。图中 U_{1c} 和 U_{1A} 分别为停止与触发振荡的输入电压幅值; U_{2A} 和

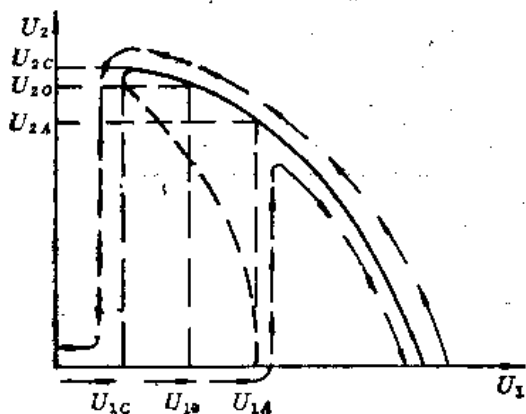


图 8.16 $R > 0$ 时触发器式变压器的动特性

态,要有足够的时间,以破坏 $\omega_0 \approx \omega$ 的条件,并在饱和铁心柱的“复位”输入端施加脉冲。

为了防止电源电压渗透到控制电路,“触发”与“复位”绕组都是对称反接的。然而,由于各个铁心柱磁路长度不对称,以及半个绕组上感应电压的相位不对称,电源电压会局部渗透到“触发”与“复位”电路中。如果每边的铁心柱上绕 2—3 匝“8”字形短路匝(图 8.17),则可以显著降低渗透的电源电压。触发器式变压器输出信号的触发与复位通过输入脉冲来实现。当输入电压的幅值 U_1 增长时,电流 i_1 也增长,回路品质因数下降,电感 L_2 的平均值也下降。其结果,输出回路的谐振频率 ω_0 增高。



图 8.17 “8”字形对称短路匝

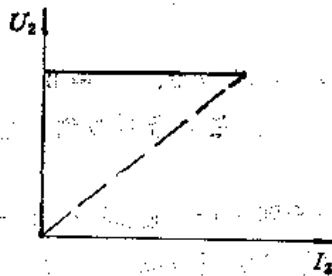


图 8.18 触发器式变压器的负荷特性

触发器式变压器的负荷特性示于图 8.18 上。只要从电源吸收的能量大于电阻 r_2 消耗的功率,保证 L_2 不变,则电阻 r_2 增大,幅值 U_2 实际上不变。当这个条件不成立时,输出回路停振,消耗电源的能量显著下降,这种状态接近于变压器的空载。当输出端短路时,振荡回路没有输出, $U_2 \approx 0$ 。

触发器式变压器之所以具有多种功能,是由于以下原因:

- (1) 变换电压靠匝数比 W_2/W_1 及 L_2 变化的深度和速度。
- (2) 转换与记忆是由于接上电源时输出回路存在两种稳定工作状态。
- (3) 过电压保护、过负荷保护、短路保护,是由于输入电压很高时,铁心深度饱和, L_2 的平均值大大下降,回路谐振频率 ω_0 超过电源频率 ω ,结果回路停振。过负荷时,靠 L_2 变

化吸收电源的能量不足以补偿负载损耗,回路停振。

(4) 双向滤波作用是由于输入电压凹下及突起的时间间隔小于信号的半个周期,因而,不能传输到输出端(抑制大于 50dB),负载 r_2 的快速可逆变化实际上不会导致消耗电流的变化,因为储存在触发器式变压器中的能量不可能跃变。

如果触发器式变压器线路(图 8.12)中去掉电容 C ,则变成平衡式控制变压器。电容的引入使触发器式变压器成为工作于振荡状态的可控电感参量发生器。振荡的激励与停止靠“触发”与“复位”端施加控制脉冲而实现。

触发器式变压器的性能可用如下的方程组来描述:

$$W_2 S_2 \frac{d(B_2' - B_2'')}{dt} + i_2 r_2 + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt = 0$$

$$i_2 = \frac{l_2}{2W_2} [H(B_2) - H(B_2'')]$$

$$W_1 S_1 \frac{dB_1}{dt} + i_1 r_1 = \mathcal{E} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$i_1 = \frac{l_1}{W_1} H(B) + \frac{l_2}{2W_2} [H(B_2) + H(B_2'')]$$

$$W_1 = W_2' = W_2$$

$$S_1 = S_2' = S_2$$

式中, W_1' , W_2' 分别为两边铁心柱上输出绕组的匝数; S_1' , S_2' 分别为两边铁心柱的截面积; l_1 , l_2 分别为中间铁心柱及两边铁心柱的高度; $H(B)$ 为铁心的磁化曲线。

触发器式变压器的计算程序如下:

(1) 给定 U_{10} , $f = \omega/(2\pi)$, I_{01} , C , U_{20} 。

(2) 选取损耗小、饱和磁感应强度高,能在规定频率下使用的铁心材料。50Hz 时片厚 0.35mm; 400Hz 时片厚 0.15—0.2mm; 1000Hz 时片厚 0.08mm。常用材料是铁镍合金 1J50。根据基本磁化曲线画出基波磁化曲线。

(3) 在基波磁化曲线(图 8.19)上画出直线 $H = kB$,使交点 (B_p, H_p) 对应于输出电压幅值 U_{20} 。

(4) 按照第(3)步确定的 B_p 和 B_{1A} 值计算比直

$$\frac{B_{10}}{B_p} \approx 0.75 \frac{B_{1A}}{B_p}$$

式中, B_{1A} 为对应于 U_{1A} 的磁感应强度幅值; B_{10} 为对应于 U_{10} 的磁感应强度幅值。

(5) 根据坐标 $B_2/(2B_p)$ 及 $k_2 B_1/(2B_p)$ 确定 $B_{20}/(2B_p)$ (图 8.20)。

(6) 计算中间(输入)铁心柱的截面积 S_1 及两边铁心柱的截面积 S_2 :

$$S_1 \approx (0.8-1) \times 10^{-4} B_{10}, \text{ m}^2$$

$$S_2 \approx (0.17-0.25) \times 10^{-4} B_{20}, \text{ m}^2$$

(7) 计算输入 (W_1) 和输出 ($W_2 = W_2' = W_2$) 绕组的匝数:

$$W_1 = \frac{U_{10}}{2S_1 \omega B_{10}}$$

$$W_2 = \frac{U_{20}}{S_2 \omega B_{20}}$$

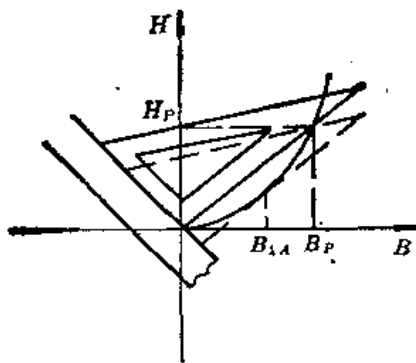


图 8.19 $H-B$ 平面中触发器式变压器动特性左右分支交叉坐标 (B_p, H_p) 的确定

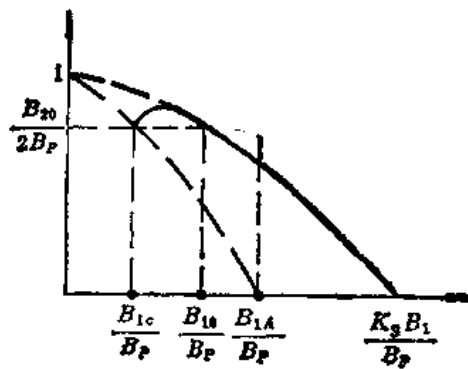


图 8.20 触发器式变压器的标准动特性 ($k_s = S_1/S_2 = 1.5$)

(8) 计算信号幅值无穷小时的电感 L_{1H} 及两边铁心柱高度 l_2 :

$$L_{1H} \approx \frac{1}{\omega^2 C}$$

$$l_2 = \frac{W_1^2 S_2 \mu_0 \mu_{CD}}{L_{1H}}$$

式中 μ_{CD} 为初始磁导率。

中间与两边铁心柱的高度相等。选取电流密度, 确定线径, 进行绕组结构计算, 然后确定铁轭长度, 其中电流密度不能超过 8 A/mm^2 。

(9) 计算停振时的磁感应强度

$$B_{1c} \approx \frac{1}{2} B_{1A}$$

根据 B_{1c} 和 B_{1A} 确定对应于 U_{1c} 和 U_{1A} 的触发间隔时间。

(10) 计算电阻

$$r_2 \approx \frac{\beta}{\alpha} \frac{1}{(\omega C)^2} \frac{B_{1c}^2}{\omega L}$$

$$\alpha = \frac{1}{\mu_0} \mu_{CD}$$

$$\beta = \frac{H_p - \alpha B_p}{B_p^2}$$

根据基波磁化曲线 $H = H_1(B)$, 按上式即可确定系数 α 和 β 。

(11) 按下式确定电流的有效值:

$$I_u \approx \frac{1}{1.41} \left(\frac{l_1}{W_1} H_{10} + \frac{l_2}{W_2} H_p \frac{B_{10}}{B_p} \right)$$

$$I_u \approx \frac{U_{20}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 + r_1^2}}$$

8.5 参量变压器

一、工作原理

参量变压器实质上是低频电感参量发生器,它具有普通电源变压器的部分性能。参量变压器和普通电源变压器的区别是它能同时起变压器、稳压器、保护设备、超级隔离、双向滤波等作用,必要时还可以把单相电压变为三相,或反之。参量变压器的上述功能使它的应用具有广阔的前景,特别是在各种电源设备中。

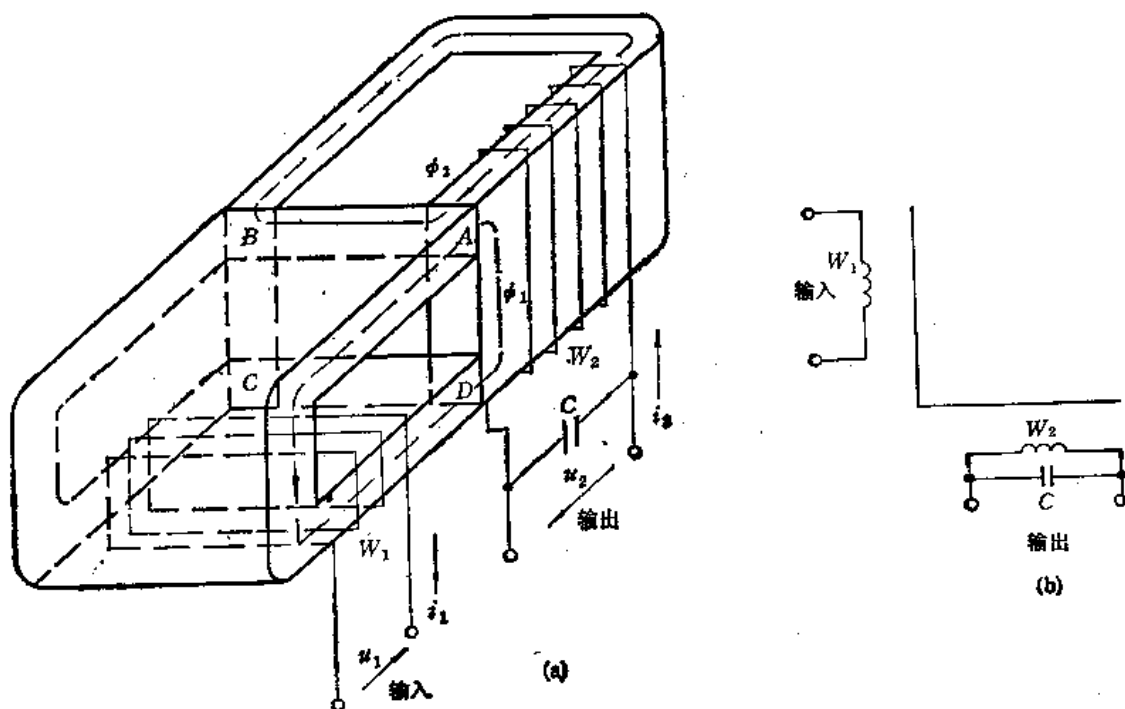


图 8.21 参量变压器的结构 (a) 及线路代号 (b)

参量变压器的基本线路示于图 8.21。两个 C 形铁心旋转 90° 对接(相互正交)。磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 仅在 A, B, C, D 四个对接处相互影响。输入绕组为 W_1 , 输出绕组为 W_2 。输出绕组上并联电容 C, 该电容与电感 L_2 组成振荡回路。把频率为 ω 的输入电压 u_1 加到输入端时, 输出回路中没有信号, 输出电压实际上等于零, 磁通 ϕ_1 与 W_2 不铰链, 在该绕组上没有感应电势, 仅使电感 L_2 随时间而变化。当存在输出电压 u_2 时, 产生幅值可以与 ϕ_1 相比较的磁通 ϕ_2 , 在 A, B, C, D 四个对接处 ϕ_1 与 ϕ_2 相互影响。这时参量变压器将出现两种工作状态: 当 $\phi_2 \ll \phi_1$ (或 $i_2 W_2 \ll i_1 W_1$) 时, 产生振荡; 当 ϕ_2 与 ϕ_1 相差无几时, 出现稳定振荡。

参量变压器中振荡的激励在于能量的参量传输, 不是普通变压器及铁磁谐振变压器中的互感(磁通)耦合。为了利用参量耦合把能量从激励源(参量变压器的输入电源)传输到负载, 必须满足如下条件:

$$e = \frac{d}{dt}(Li) - L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt}$$

上式右边的第一项为磁通耦合的电压, 第二项为参量耦合的电压, L 是输出绕组电感, i

是输出回路电流。这个电流以热噪声的形式存在，具有很宽的频谱，其中包括激励频率 ω ，只要温度超过绝对零度，输出端始终存在这个电流。

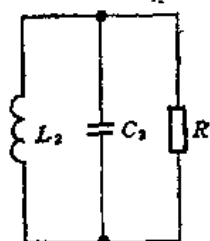


图 8.22 参量变压器输出回路的等值线路

输出回路的等值线路示于图 8.22。对于激励振荡的条件而言，电感 L_2 随时间的变化规律可以表示成如下的形式（图 8.23）：

$$L_2(t) \approx \frac{L_{20}}{1 - m \cos 2\omega t}$$

式中， L_{20} 为输出绕组电感的平均值； m 为电感的调制深度系数。

对于参量变压器的输出电路而言，根据图 8.22，可以写出如下的方程：

$$\frac{d^2\phi_{21}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{d\phi_{21}}{dt} + \frac{1}{L_2(t)C} \phi_{21} = 0$$

式中， ϕ_{21} 为输出绕组的磁通。

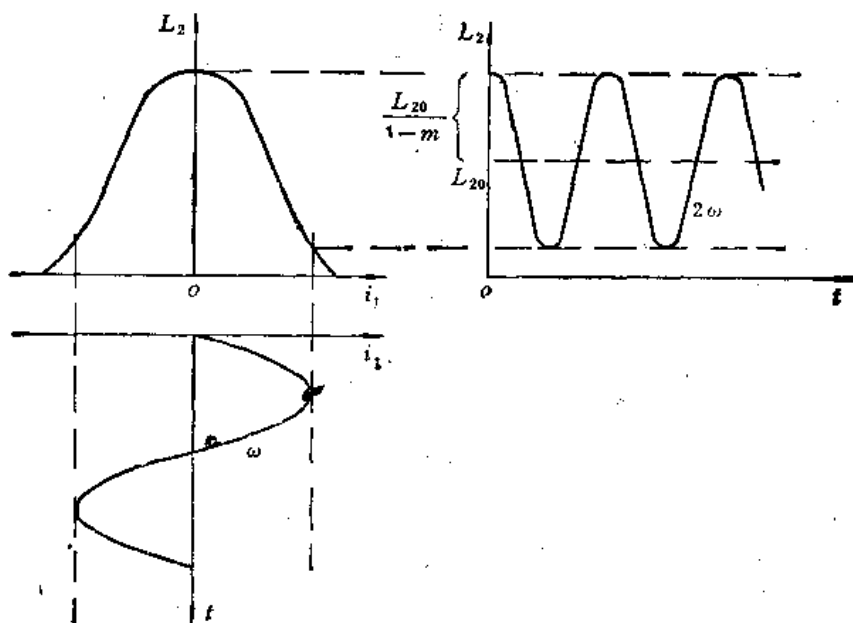


图 8.23 激励振荡状态下参量变压器输出绕组电感和电流与时间的关系

这个方程是非线性的（ L_2 是 ϕ_{21} 的非线性函数）。当 $i_2 W_2 \ll i_1 W_1$ 时，可以认为上面的方程是线性的，考虑到 $L_2(t)$ ，则得

$$\frac{d^2\phi_{21}}{dt^2} + \gamma \frac{d\phi_{21}}{dt} + \omega_0(1 - m \cos 2\omega t) \phi_{21} = 0$$

引入变量

$$\omega t = z, \quad \phi_{21} \exp\left(\frac{\gamma z}{2\omega}\right) = \phi_1$$

可导出如下的方程：

$$\frac{d^2\phi_2}{dz^2} + (a_1 - 2q \cos 2z)\phi_2 = 0$$

式中

$$\gamma = \frac{1}{RC}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C}$$

$$a_1 = \frac{\omega_0^2 - \frac{\gamma^2}{4}}{\omega^2}, \quad q = \frac{m}{2} \frac{\omega_0^2}{\omega^2}$$

假定 $R = \infty$, 即负载和损耗都没有, 则

$$a = \frac{\omega_0^2}{\omega^2}$$

上面的微分方程变为

$$\frac{d^2\phi_2}{dz^2} + (a - 2q \cos 2z)\phi_2 = 0$$

在 $a = 1$ 及 $q \ll 1$ 的情况下, 该微分方程的解为

$$\phi_2 = \phi_{20} \exp\left(\frac{m\omega t}{4}\right) \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$$

或者

$$\phi_2 = \phi_{20} \exp\left(\frac{m\omega t}{4}\right) \sin\left(\omega t - \frac{3\pi}{4}\right)$$

在最有效的状态下, 参量变压器中激励振荡的条件为

$$\omega \approx \omega_0, \quad m \geq \frac{2}{Q_F}$$

当频率为 50, 400, 1000 Hz 时, 品质因数 Q_F 不超过 5—10。由此可知, 电感 L_1 的调制系数应大于 0.2。

当进入铁心磁化曲线的饱和区时, 非线性特性限制了振荡幅值的增长, 参量变压器产生稳定振荡。这时, 输出绕组的磁通 ϕ_2 可以和 ϕ_1 相比较。 ϕ_1 和 ϕ_2 之间的相移接近于 $\pi/2$, 电源功率自输入端传输到负载。电容在参量发生器中起反馈作用, 保证必须的相移及必须的无功能量储备。如果取消电容, 对输出绕组 W_2 加一个频率为 ω 并和 $u_1(\omega)$ 同相的电压 u_2 , 则铁心中将产生磁通 ϕ_2 , 这时的 ϕ_2 和存在电容 C 时的 ϕ_2 没有区别。在这种情况下, 两个 C 形铁心正交对接处 A, B, C, D 的磁通是不对称的, 并可以被 ϕ_2 控制。

假定对接处磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 是平行的。如果输出绕组的磁势 $i_2 W_2$ 可以忽略, 只有磁势 $i_1 W_1$ 产生磁通 ϕ_1 , 该磁通从 A 流向 D , 从 B 流向 C (图 8.24)。如果所有对接处都是理想的, 则铁心可以均匀磁化到饱和。

存在 $i_2 W_2$ 时会使四个相互作用区深度饱和。当 $i_1 W_1$ 从零开始增大时, 磁通 ϕ_1 沿饱和区的磁化曲线 oc (图 8.25) 增长。这时 B, D 区的磁化近似不变, 而磁通 ϕ_2 从点 d 到点 b 。在 A, C 区, 磁化从 b 点变化到 a 点。当 $i_1 W_1$ 接近于 $i_2 W_2$ (点 o') 时, 磁通 ϕ_1 开始从点 o' 沿平行于曲线 oa 的曲线 $o'b$ 激烈增长, 同时, 磁通 ϕ_2 从点 b 沿曲线 bo' 下降。对于 b 点而言, B 和 D 处磁化相近, 而 A 和 C 处的磁化从 a 点沿曲线 ao 激烈下降。

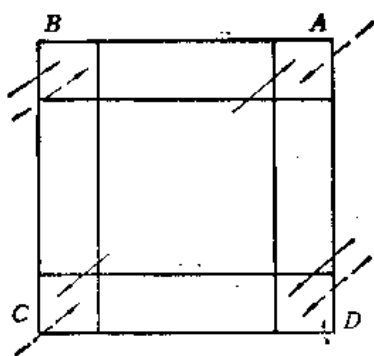


图 8.24 C 形铁心对接处磁通的相互影响

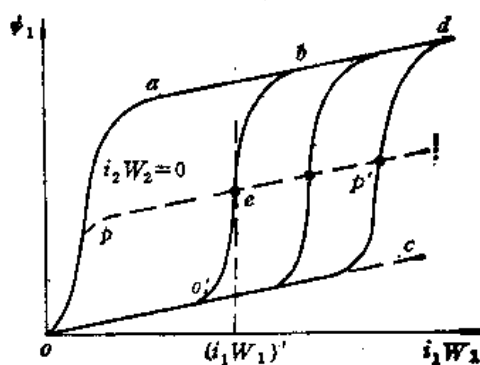


图 8.25 不考虑磁滞时，输入和输出铁心相互正交的导磁体磁化曲线的一般形状

在 $i_1 W_1 = (i_1 W_1)' = (i_2 W_2)'$ 的瞬间，磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 相等(点 f)，这时，B 和 D 处的磁化对应于点 b, a, A 和 C 处的磁化对应于点 o。因此，在 $i_1 W_1 = i_2 W_2$ 时，如果不考虑磁滞现象，磁通之总和 $\phi = \phi_1 + \phi_2$ 不经过 A 和 C 处，只从 B 沿铁心对角线流向 D。对于不同的 $i_2 W_2$ 来说，磁化曲线始终是平行的，它的饱和段 oc 和 ad 近似为直线。直线 PP' 对应于 $i_1 W_1 = i_2 W_{10}$ 。

曲线 $\phi_1 = f(i_2 W_2, i_1 W_1)$ 示于图 8.25。如果输入和输出 C 形铁心是理想的，则曲线族也是理想的。按照这些曲线，可以确定作为磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 函数的 L_1 和 L_2 。图 8.26 上示出了在磁势 $i_1 W_1$ 及 $i_2 W_2$ 共同作用下输入和输出 C 形铁心的磁化曲线。从该图可见，由于磁化曲线完全对称，可以根据 $i_2 W_2 = 0$ 的基本磁化曲线来组成 $i_2 W_2 > 0$ 的磁化曲线。如果已知 $[\phi_1 / (i_1 W_1)] W_1^2$ ，则可以求得任何点的 L_1 值。用类似的方法可确定 L_2 。这样求得的 L_2 与 ϕ_1 的关系示于图 8.27。

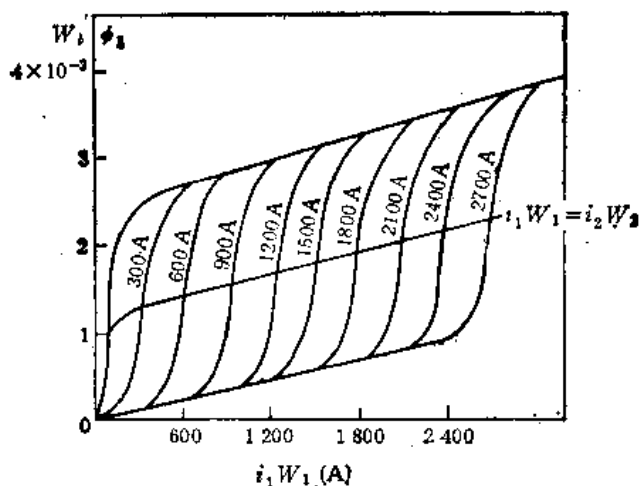


图 8.26 输入和输出铁心相互正交的导磁体的磁化曲线
(铁心材料为 DG4)

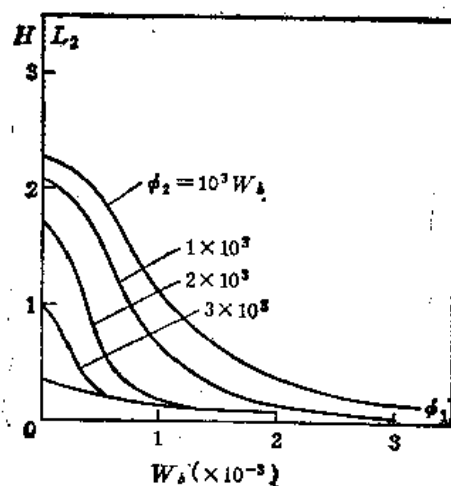


图 8.27 输入和输出铁心相互正交的变压器中输出绕组的电感和磁通 ϕ_1 及 ϕ_2 的关系

在输入为 $u_1 = U_1 \sin \omega t$ ，输出为 $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \phi_0)$ 的情况下，用计算机进行的分析表明，从输入端传输到输出端的功率 P_2 ，以及效率 η 都和角 ϕ_0 有关(图 8.28)。当 $\phi_0 = \pi/2$ 时，功率 P_2 及效率 η 趋近于零。当回转角 $\phi = 60^\circ - 70^\circ$ 时， P_2 和 η 达到最

大值。这说明参量变压器(图 8.21)的输入和输出 C 形铁心回转 90° , 传输到负载的功率 P_2 及 η 都不是最佳的。为了提高参量变压器的 P_2 和 η , 必须调整输入与输出 C 形铁心之间的回转角。

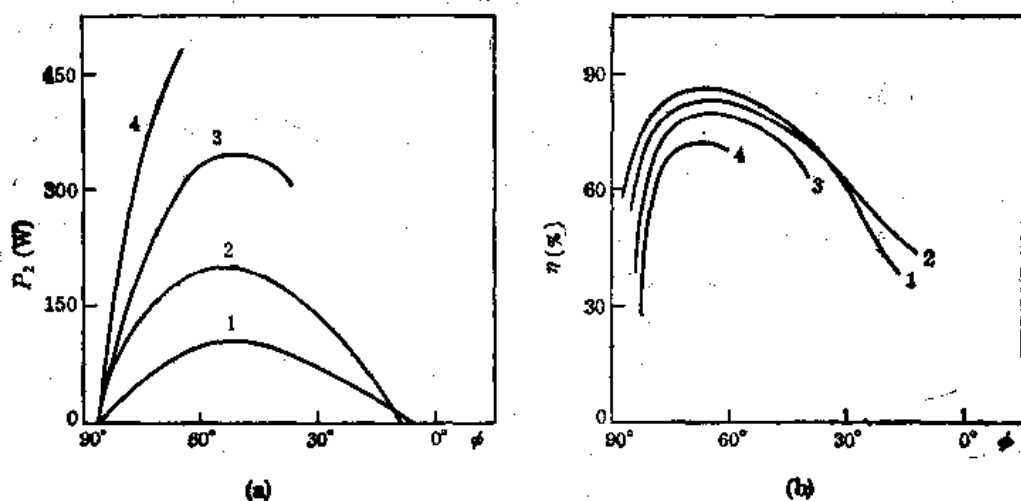


图 8.28 输入和输出铁心相互正交的变压器中,从输入端传输到输出端的功率,以及效率和 ω_1 与 ω_2 间相位角的关系。(a) $P_2 = f(\varphi)$; (b) $\eta = f(\varphi)$ (1. $U_1 = 140V$, $U_2 = 166V$; 2. $U_1 = 160V$, $U_2 = 190V$; 3. $U_1 = 180V$, $U_2 = 214V$; 4. $U_1 = 200V$, $U_2 = 234V$)

稳定振荡状态下的相应方程为

$$\frac{d^2 \phi_1}{dx^2} + \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{1}{CL_1} - r^2 \right) \phi_1 = 0$$

$$L_1 = \frac{L_{20}}{1 - m \cos 2z}$$

$$H_1 \approx \alpha B_1 + \beta B_1^3$$

$$L_1 \approx \frac{L}{1 + A\phi_1^2}$$

$$L = \frac{W^2 S_1}{al_0}$$

$$A = \frac{\beta}{\alpha S_1^2}$$

式中, S_1 为输出铁心的截面积; l_0 为磁场 H_1 的平均磁力线长度。

利用以上各式可以导出

$$L_1 \approx \frac{L_{20}}{(1 - m \cos 2z)(1 + A\phi_1^2)}$$

将这里的 L_1 值代入前面的微分方程,简化之后便得

$$\frac{d^2 \phi_1}{dx^2} + (a' - 2q \cos 2z) \phi_1 - Aa\phi_1^3 = 0$$

上式描述了参量变压器输出回路中的稳定过程,这个方程同样是非线性的。用计算机可以求得它的数值解。为了选取参量变压器的最适宜的工作状态,可以用模拟电子计算机

按等值电路对它进行模拟。

二、设计方法和计算例子

下面通过一个具体例子介绍正交绕组型参量变压器的设计方法。设计的原始数据是：电源电压 $U_1 = 310\text{V}$ ，输出电压 $U_2 = 487\text{V}$ ，次级电流 $I_2 = 1.23\text{A}$ ，负载功率 $P_F = 300\text{W}$ ，电源频率 $f = 50\text{Hz}$ ，效率 $\eta \geq 0.75$ 。设计程序如下：

(1) 按照第一章的建议选取铁心材料、导电材料，确定绕组结构、电容器型号、磁感应强度、电流密度、窗口填充系数等，并记下相应的参考数据。对于具体例子而言，选取的铁心材料为 DQ2-0.35， $B = 1.8\text{T}$ ， $P_T = 4\text{W/kg}$ ， $\gamma_T = 7.65 \times 10^3\text{kg/m}^3$ ， $\rho = 0.0175 \times 10^{-6}\Omega \cdot \text{m}$ ， $j = 2 \times 10^6\text{A/m}^2$ ， $k_{CK} = 0.7$ 。

(2) 确定近似系数 b_{20} ， b_{21} ， b_{30} 。

正交铁心的磁通 ϕ_2 与 $I_2 W_2$ 和 ϕ_1 的关系可以用下式来近似表示：

$$i_2 W_2 = b_{20} \phi_2 + b_{21} \phi_1^2 \phi_2 + b_{30} \phi_2^3$$

式中 ϕ_1 为 W_1 所在铁心中的磁通， ϕ_2 为 W_2 所在铁心中的磁通。 b_{20} ， b_{21} ， b_{30} 是按照试验曲线确定的近似系数。当电源频率为 50Hz ，铁心材料为 DQ2，带厚 0.35mm 时 $b_{20} = 24 \times 10^4\text{A/Wb}$ ， $b_{21} = 2.9 \times 10^{12}\text{A/Wb}$ ， $b_{30} = 2.38 \times 10^{12}\text{A/Wb}$ 。当电源频率为 400Hz ，铁心材料为 DG2，带厚 0.08mm 时 $b_{20} = 146 \times 10^4\text{A/Wb}$ ， $b_{21} = 56 \times 10^{12}\text{A/Wb}$ ， $b_{30} = 85 \times 10^{12}\text{A/Wb}$ 。

选取电容器的型号，并记下电容器的介质损耗角正切。本例中 $\lg \delta \approx 0.01$ 。

(3) 确定输出电阻 R_2 ，损耗电阻 r_F ，等值电阻 R_D ，输入功率 P_1 ：

$$R_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{487}{1.23} = 396(\Omega)$$

$$r_F = \frac{\eta}{1 - \eta} R_2 = \frac{0.7}{1 - 0.75} \times 396 = 1188(\Omega)$$

$$R_D = \frac{\gamma_F R_2}{\gamma_F + R_2} = \frac{1188 \times 396}{1188 + 396} = 297(\Omega)$$

$$P_1 = P_F / \eta = \frac{300}{0.75} = 400(\text{W})$$

(4) 确定参数 A ， $\omega C R_D$ 及电容 C ：

$$A \approx \frac{b_{30} U_2^3}{4 \omega b_{20}^2 R_D} = \frac{2.38 \times 10^{12} \times 487^3}{4 \times 314 \times 24^2 \times 10^4 \times 297} \approx 26$$

$$\omega C R_D = q_1 + \frac{1}{q_2 + \frac{1}{q_3 + \frac{1}{\dots}}} = 1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{3 + \frac{1}{\dots}}}}} \approx 1.92$$

式中 q_1 和 q_2 是 $1 - \infty$ 的整数，而且，下面方程的根在 q_1 和 $q_1 + 1$ 间；令 $\omega C R_D = q_1 + \frac{1}{x_1}$ ，代入下面方程后求得的根应在 q_2 和 $q_2 + 1$ 间：

$$(\omega CR_D)^5 - 5(\omega CR_D)^4 + \left(10 - \frac{1}{A}\right)(\omega CR_D)^3 - \left(10 + \frac{2}{A}\right)(\omega CR_D)^2 + \left(5 - \frac{1}{A}\right)\omega CR_D - 1 = 0$$

$$C = \frac{A}{\omega R_D} = \frac{1.92}{314 \times 297} \approx 20.5 \times 10^{-6} (\text{F})$$

(5) 确定衰减系数 γ 及谐振频率 ω_0

$$\gamma = \frac{1}{CR_D} = \frac{1}{20.5 \times 10^{-6} \times 297} \approx 164.2$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega^2 + \frac{\gamma^2}{4}} = \sqrt{314^2 + \frac{164.2^2}{4}} \approx 325$$

(6) 确定初次级铁心柱中的磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 :

$$\phi_1 = \sqrt{\frac{2b_{20}}{b_{21}(\omega CR_D - 1)}} = \sqrt{\frac{2 \times 24 \times 10^4}{2.9 \times 10^{12}(1.92 - 1)}} \approx 4.24 \times 10^{-4} (\text{Wb})$$

$$\phi_2 = \sqrt{\frac{4b_{20}\omega CR_D}{b_{30}(\omega CR_D - 1)^2}} = \sqrt{\frac{4 \times 24 \times 10^4 \times 1.92}{2.38 \times 10^{12}(1.92 - 1)^2}} \approx 9.56 \times 10^{-4}$$

(7) 确定初次级绕组电感的调制深度系数 m_1 和 m_2 以及相位角 φ :

$$m = \frac{b_{20}\phi_2^2 - b_{21}\phi_1^2}{2b_{20} + b_{21}\phi_1^2 + b_{30}\phi_2^2} = \frac{2.38 \times 10^{12} \times 9.56^2 \times 10^{-8} - 2.9 \times 10^{12} \times 4.24^2 \times 10^{-8}}{2 \times 24 \times 10^4 + 2.9 \times 10^{12} \times 4.24^2 \times 10^{-8} + 2.38 \times 10^{12} \times 9.56^2 \times 10^{-8}} \approx 0.5207$$

$$m_1 = \frac{b_{21}\phi_1^2 - b_{30}\phi_2^2}{2b_{20} + b_{21}\phi_1^2 + b_{30}\phi_2^2} = \frac{2.9 \times 10^{12} \times 9.56^2 \times 10^{-8} - 2.38 \times 10^{12} \times 4.24^2 \times 10^{-8}}{2 \times 24 \times 10^4 + 2.9 \times 10^{12} \times 9.56^2 \times 10^{-8} + 2.38 \times 10^{12} \times 4.24^2 \times 10^{-8}} \approx 0.6246$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega \left(\frac{1+m_1}{1-m_1} \right)^2 b_{20} (2b_{20} + b_{21}\phi_1^2 + b_{30}\phi_2^2)}{2b_{21}(\omega CR_D - 1)P_1}$$

$$= 314 \left(\frac{1.6246}{0.3754} \right)^2 \frac{24 \times 10^4 (2 \times 24 \times 10^4 + 2.9 \times 10^{12} \times 9.56^2 \times 10^{-8} + 2.38 \times 10^{12} \times 4.24^2 \times 10^{-8})}{2 \times 2.9 \times 10^{12} (1.92 - 1) \times 400} \approx 64^\circ 5'$$

(8) 确定总的磁通 ϕ

$$\phi = \sqrt{\phi_1^2 + \phi_2^2 + 2\phi_1\phi_2 \cos \varphi} = \sqrt{4.24^2 \times 10^{-8} + 9.56^2 \times 10^{-8} + 2 \times 4.24 \times 10^{-4} \times 9.56 \times 10^{-4} \times 0.44} \approx 12 \times 10^{-4} (\text{Wb})$$

(9) 确定初次级绕组匝数 W_1 和 W_2 :

$$W_1 = \frac{U_1 \sin \varphi}{\omega \left(\frac{1+m_1}{1-m_1} \right) \phi_1} = \frac{310 \times 0.9}{314 \left(\frac{1.6246}{0.3754} \right) 4.24 \times 10^{-4}} = 483$$

$$W_2 = \frac{U_2}{\omega \left(\frac{1+m}{1-m} \right) \phi_2} = \frac{487}{314 \left(\frac{1.5207}{0.4793} \right) 9.56 \times 10^{-4}} \approx 512$$

(10) 确定初次级绕组中的电流 I_1 和 I_2 , 以及初次级绕组的线径 d_1, d_2 :

$$I_1 = \frac{2P_1}{U_1 \cos \varphi} = \frac{2 \times 400}{310 \times 0.44} \approx 6(\text{A})$$

$$I_2 = \omega C R_D \left(I_1 + \frac{U_2}{r_p} \right) = 1.92 \left(1.23 + \frac{487}{1188} \right) \approx 3.15(\text{A})$$

$$d_1 \approx 0.95 \sqrt{\frac{I_1}{j}} = 0.95 \sqrt{\frac{6}{2 \times 10^6}} \approx 1.63 \times 10^{-3}(\text{m})$$

$$d_2 \approx 0.95 \sqrt{\frac{I_2}{j}} = 0.95 \sqrt{\frac{3.15}{2 \times 10^6}} \approx 1.19 \times 10^{-3}(\text{m})$$

(11) 确定铁心的主要尺寸 a, b, c, h :

$$a \approx \sqrt{\frac{\phi}{0.98B}} = \sqrt{\frac{12 \times 10^{-4}}{0.98 \times 1.8}} \approx 2.61 \times 10^{-2}(\text{m})$$

$$\begin{aligned} c &= -\frac{1}{2}a + \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{a^2}{4} + S_{CK1}} + \sqrt{\frac{a^2}{4} + S_{CK2}} \right] \\ &= -\frac{2.61 \times 10^{-2}}{2} + \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{2.61^2 \times 10^{-4}}{4} + \frac{483 \times 6}{\sqrt{2} \times 2 \times 10^6 \times 0.7}} \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{\frac{2.61^2 \times 10^{-4}}{4} + \frac{512 \times 3.15}{\sqrt{2} \times 2 \times 10^6 \times 0.7}} \right] \approx 2.29 \times 10^{-2}(\text{m}) \end{aligned}$$

式中

$$S_{CK1} = c_1 h_1 = \frac{W_1 I_1}{\sqrt{2} j k_{CK1}}$$

$$S_{CK2} = c_2 h_2 = \frac{W_2 I_2}{\sqrt{2} j k_{CK2}}$$

$$k_{CK1} = k_{CK2} = k_{CK} = 0.7$$

$$b = b_1 = b_2 = 2a + c = 2 \times 2.61 \times 10^{-2} + 2.29 \times 10^{-2} \approx 7.51 \times 10^{-2}(\text{m})$$

$$h_1 = \frac{S_{CK1}}{C_1} = \frac{483 \times 6}{\sqrt{2} \times 2 \times 10^6 \times 0.7 \times 2.29 \times 10^{-2}} \approx 6.41 \times 10^{-2}(\text{m})$$

$$h_2 = \frac{S_{CK2}}{C_2} = \frac{512 \times 3.15}{\sqrt{2} \times 2 \times 10^6 \times 0.7 \times 2.29 \times 10^{-2}} \approx 3.57 \times 10^{-2}(\text{m})$$

(12) 检查下面的不等式是否成立:

$$2ab\gamma_T \left[\left(b_1 + \frac{S_{CK1}}{C_1} \right) p_{T1} + \left(b_2 + \frac{S_{CK2}}{C_2} \right) p_{T2} \right] + 2\sqrt{2} \rho j b (I_1 W_1 + I_2 W_2)$$

$$+ \omega C U_2^2 \lg \delta \leq \frac{1-\eta}{\eta} P_F$$

$$2 \times 4 \times 7.65 \times 10^3 \times 2.61 \times 10^{-2} \times 7.51 \times 10^{-2}$$

$$\times \left[\left(7.51 \times 10^{-2} + \frac{483 \times 6}{\sqrt{2} \times 2 \times 10^6 \times 0.7 \times 2.29 \times 10^{-2}} \right) \right.$$

$$\left. + \left(7.51 \times 10^{-2} + \frac{512 \times 3.15}{\sqrt{2} \times 2 \times 10^6 \times 0.7 \times 2.29 \times 10^{-2}} \right) \right]$$

$$+ 2\sqrt{2} \times 0.0175 \times 10^{-2} \times 2 \times 10^6 \times 7.51 \times 10^{-2}$$

$$\times (483 \times 6 + 512 \times 3.15) + 314 \times 20.5 \times 10^{-6} \times 487^2 \times 0.01$$

$$= 57.2 \leq \frac{1-0.75}{0.75} 300 = 100$$

保证效率高于 84%。

参量变压器输入和输出铁心的主要尺寸示于图 8.29。50Hz 参量变压器的铁心尺寸见表 8.2。

表 8.2 50Hz 参量变压器的铁心尺寸

功率 P_F (W)	输入铁心				输出铁心			
	a_1	c_1	b_1	h_1	a_2	c_2	b_2	h_2
10	11	6	28	34	7.5	13	28	30
60	19	12	50	65	13	24	50	54
100	25	14	64	76	18	28	64	62
260	32	20	84	106	22	40	84	84

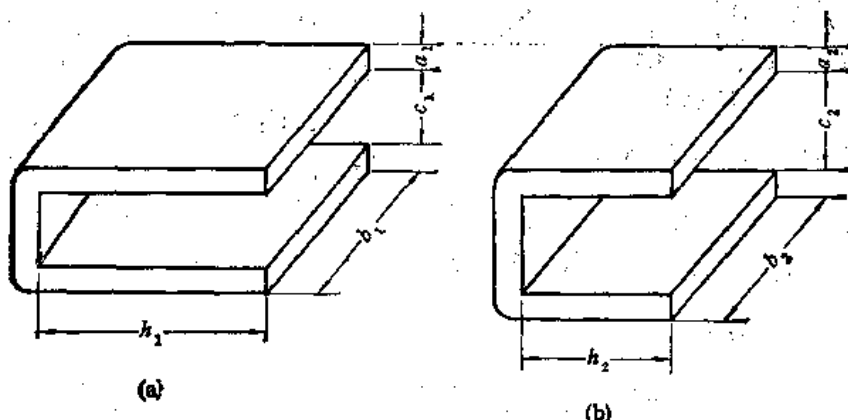


图 8.29 参量变压器输入 (a) 及输出 (b) 铁心的主要尺寸

三、参量变压器的主要特性

参量变压器之所以具有多种功能,是由于同时利用了输入与输出回路间的磁通耦合和参量耦合,利用了磁化曲线的非线性和多值性,利用了保守系统的特性(因为参量变压器实质上是一个保守系统)。参量变压器输出电压的频率等于电源频率,而输出回路的振

荡频率为电源频率的两倍。任何结构的参量变压器都具有同样多的功能,不同结构间各种功能的强弱会有一定的差别。由于各种功能是相互关联的,提高参量变压器的某种功能,会导致其他功能的降低。和铁磁谐振变压器相比,参量变压器具有比较高的滤波、保护、稳压性能。负载变化时,参量变压器输入与输出电压间的相移保持在 90° 。参量变压器的尺寸和重量为等功率等电源频率的普通变压器的 1.2—1.5 倍。参量变压器的主要功能如下:

1. 输入与输出之间的电压变换

和普通变压器不同,参量变压器的变比不仅取决于 W_2/W_1 , 而且和该频率下输出绕组的电感 L_2 变化的深度有关。像普通变压器那样,参量变压器也可以有几个输入绕组与几个输出绕组,输入与输出绕组间彼此是隔离的。参量变压器的变比可以等于、大于、或小于 1。

2. 电源电压升高与降低时的自动保护

在参量变压器中,由于激励振荡的参量特点,靠电感电容把能量从电源传输到负载。参量变压器的动特性表示在图 8.30 上。图中 U_1 为电源电压, U_2 为输出电压,箭头表示 U_2 与 U_1 间的变化关系。参量变压器通常工作在一个稳定状态。在电源电压为额定值时,电路谐振,输出端产生幅值为 U_2 的电压。如果输入电压降低到 $U_1 < U_{1c}$, 回路停振, $U_2 \approx 0$, 变压器近似于空载。如果输入电压上升到 $U_1 < U_{1A}$, 回路则不会起振, $U_2 \approx 0$, 仍相当于空载。当输入电压上升到 $U_1 > U_{1N}$ 时, U_2 的幅值也下降。当 U_1 大于某个电压值时, $U_2 \approx 0$ 。因此,当电源电压降低与升高时,参量变压器的输出电压都为

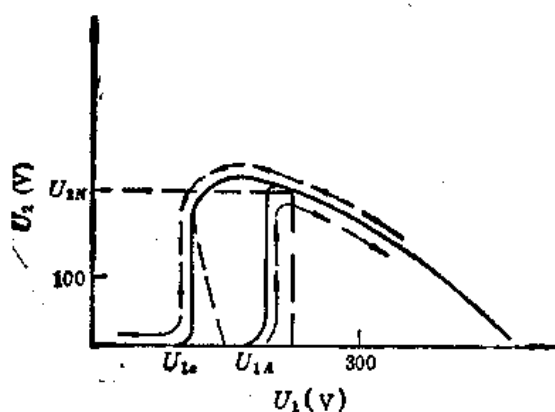


图 8.30 参量变压器的动特性

零,从而实现了降压与过压保护。实际上,当电源频率为 50Hz 或 400Hz 时,参量变压器的效率 $\eta \approx 86\%$, $U_{1N} = 220\text{V}$, 能保证 $U_{1A} = 170\text{—}190\text{V}$, $U_{1c} = 130\text{—}160\text{V}$ 。

3. 过负荷与短路保护

参量变压器的稳定振荡只能在一定的条件下才可以维持,也就是说要遵循能量守恒定律。这意味着负载消耗的功率及损耗功率靠电源来补偿,这种能量的补偿是通过输出振荡回路的电感 L_2 的变化来完成的。由于 L_2 的变化深度被磁化曲线的饱和区所限制,所以一定频率下从电源传输到输出回路的能量也是有限的。当负载功率与损耗功率之和超过由于 L_2 的变化而传输到该回路的功率时,维持振荡的条件被破坏,因而停振。这时电源的消耗功率相当于空载。通常负载电流超过额定值的 20—25%,参量变压器的输出回路即停振。

当参量变压器的输出回路被短路时,输出回路上的电容也被短路,回路自然停振,这

时变压器的输入电流接近于空载电流。

参量变压器的负荷特性表示于图 8.31, 由图可见, 任何性质的负载下参量变压器都具有过负荷与短路保护功能。

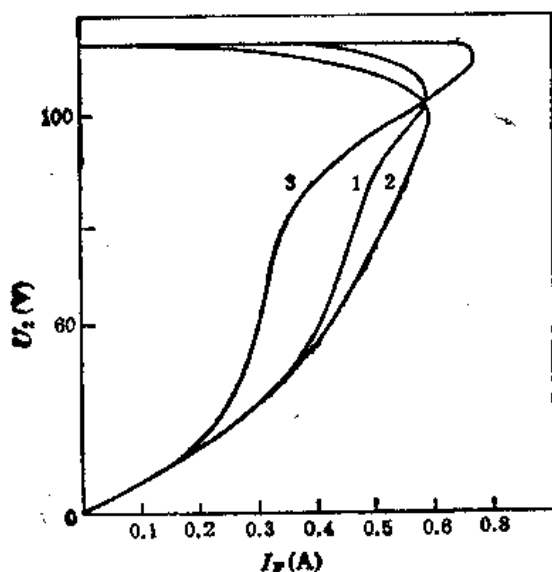


图 8.31 参量变压器的负荷特性。1. 纯阻性; 2. 感性 ($\cos \varphi = 0.8$); 3. 容性 ($\cos \varphi = 0.8$)

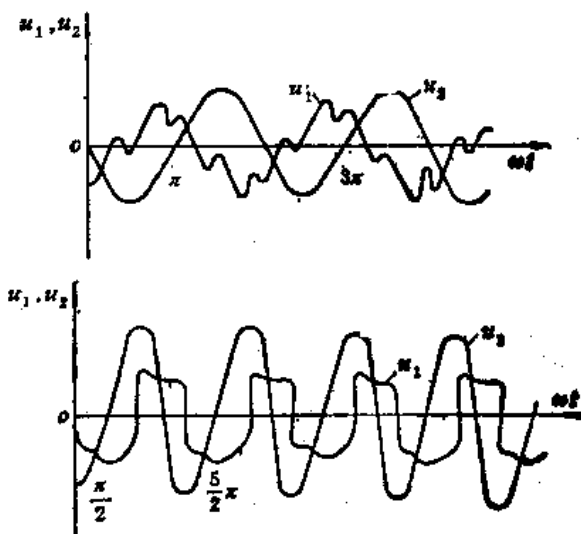


图 8.32 参量变压器输入 (u_1) 和输出 (u_2) 电压的波形

4. 超级隔离与双向滤波性能

参量变压器实质上是一个闭合的保守系统, 保守系统的能量是不可能跃变的。对于频率为 50Hz 或 400Hz 的参量变压器而言, 既能抑制电源电压的尖峰和凹坑, 使它不能传输到负载, 也能抑制负载的跃变电流, 使它不会渗透到电源电路中。在 20Hz 至 2MHz 的频带内, 这种抑制可达 50—100dB。图 8.32 示出了参量变压器输入电压 u_1 和输出电压 u_2 的波形。从图可见, 输入电压严重畸变, 而输出电压不含有任何高次谐波, 仍为标准的正弦波。由此可知, 参量变压器的滤波与隔离性能是相当显著的。实际上, 输入电压中的尖峰为电源电压幅值的 2—3 倍, 凹坑直到零电平, 都不会影响输出电压的波形。

尽管参量变压器是单方向传输能量的, 但它具有双向滤波的功能。输入端的干扰信号不会传输到输出端, 输出端的干扰信号也不会传输到输入端。在可以忽略绕组寄生电容和寄生电感的频率下, 参量变压器的滤波功能一直存在。负载振荡回路的品质因数越高, 回路中储存的能量比负载消耗的能量越多, 参量变压器的滤波性能越显著。

额定负载下参量变压器的输出电压为正弦波。当参量变压器输入频率为 50, 400, 1000Hz, 20—50kHz 时, 它的功率因数为 $\cos \varphi = 0.8 - 0.4$, 当输入电压降低或负载电流减小时, $\cos \varphi$ 也下降。

5. 参量变压器的稳压性能

参量变压器的稳压性能是由于在输入与输出之间参量耦合的基础上又引入了某个百分数的磁耦合。在图 8.33 上示出了输入与输出之间存在磁耦合 (1)、参量耦合 (2), 及位移耦合 (3) 时参量变压器的动特性。使参量变压器的结构存在一定的不对称, 强迫输

入绕组磁通 ϕ_1 的一部分穿过输出绕组就建立了磁耦合。不对称元件可以是电的、磁的,或

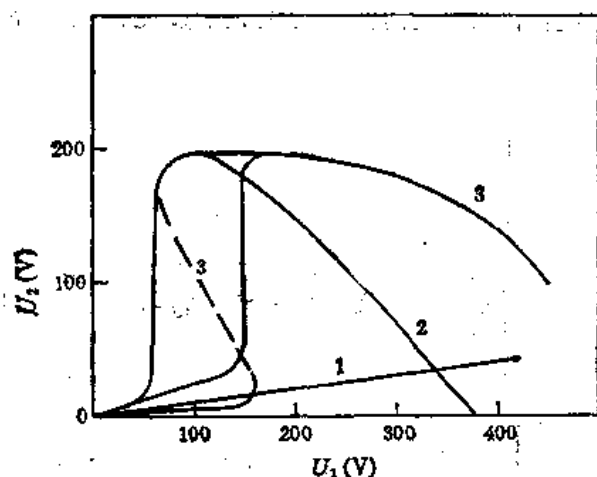


图 8.33 输入与输出之间存在磁耦合(1)、参量耦合(2),及位移耦合(3)时参量变压器的动特性

结构的,具体选取哪一种,由参量变压器的结构(平衡式、桥式、正交绕组、正交磁通)来决定。在正交绕组参量变压器中,若是采用两个旋转 90° 的 C 形铁心,像图 8.34 所示那样,改变回转角即可造成不对称。 A 处的接触面积比 D 处小。截面积的这种不对称(A 和 B 小于 C 和 D),强迫磁通 ϕ_1 的一部分沿输出绕组经 CD 处的对角线而通过,形成磁耦合。改变 C 形铁心对接的回转角,就可以改变输出电压幅值及稳定系数。此外,不对称能提高负载功率、效率,及输入 $\cos \varphi$ 。C 形铁心回转 0° 的情况相当于普通电源

变压器,这时,稳压、保护、滤波、相位逆变等功能全部消失。

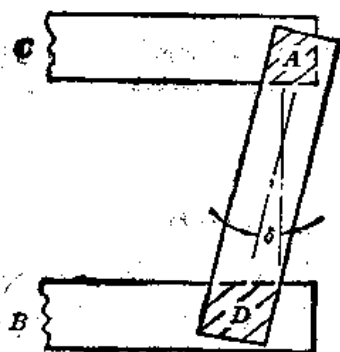


图 8.34 两个回转 $90^\circ \pm \delta^\circ$ 的 C 形铁心对接处的面积

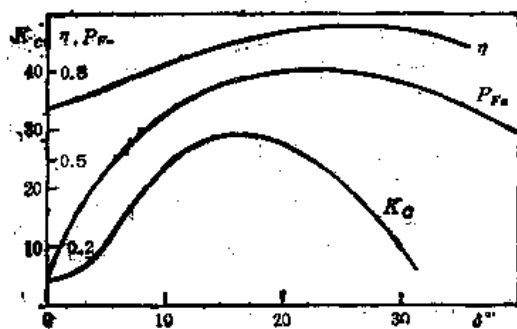


图 8.35 参量变压器的效率、折算负载功率、电压稳定系数和不对称角的关系

图 8.35 上示出了电压稳定系数 k_c 、折算的负载功率 P_{Fn} 、效率 η 和角度 δ 的关系。系数 k_c 及功率 P_{Fn} 按下式确定:

$$k_c = \frac{\Delta U_1}{U_1} \frac{U_2}{\Delta U_2}, P_{Fn} = \frac{P_2}{P_{Fn}}$$

式中 ΔU_1 为输入电压与其额定值的偏差; ΔU_2 为输出电压与其额定值的偏差; P_2 为负载功率; P_{Fn} 为等体积普通变压器的负载功率。

通常,参量变压器的 k_c 值不小于 10—15。

当 δ 角过大时, P_{Fn} 随着 B 、 D 处对接截面积的减小而下降。

不对称会导致参量变压器动特性的双稳区变窄并左移(图 8.36)。当 δ 角很大时,双稳区消失。不对称还影响参量变压器的负荷特性(图 8.37)。动特性的不对称程度随负载的变化而变化,当负载增大时,双稳区扩展并左移(图 8.38)。参量变压器负载功率和效率与负载电阻的关系表示在图 8.39 上。当负载电阻从零逐渐增大时,功率 P_2 起初增长,然后降低,直到停振。

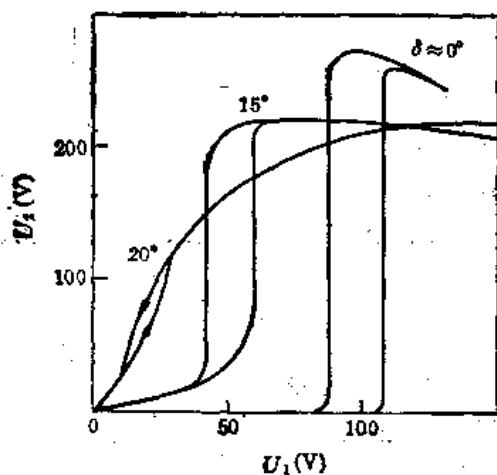


图 8.36 不同角度下参量变压器动特性的变化

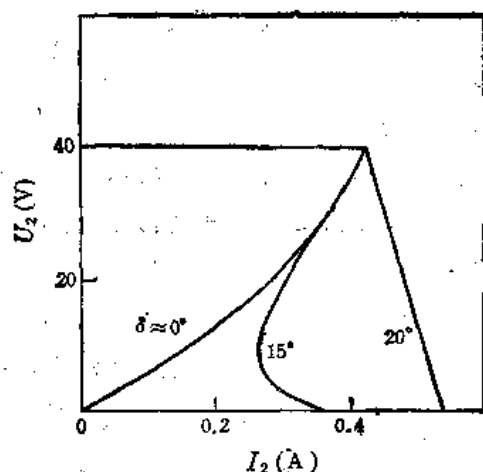


图 8.37 负荷特性和不对称程度的关系

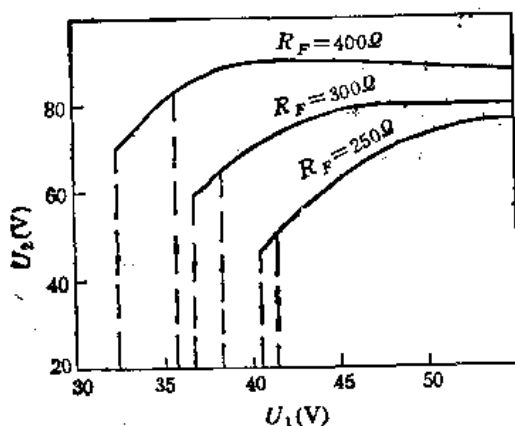


图 8.38 负载变化时参量变压器的动特性

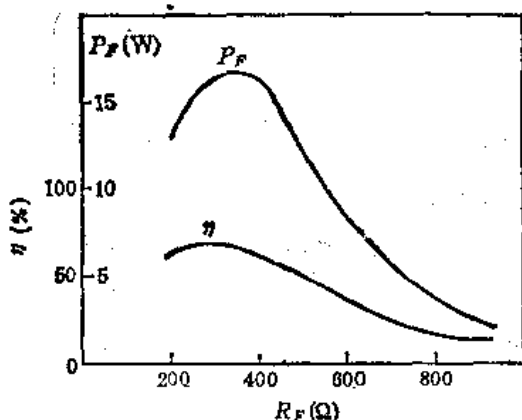


图 8.39 参量变压器的负载功率和效率与负载电阻的关系

参量变压器不仅在输入电压变化时能输出稳定的交流电压，在负载电流变化时仍能输出稳定的电压。正确选择输出绕组导线的截面积，满足如下的条件：

$$r_2 \ll \frac{1}{\omega^2 C^2 R_F}$$

则当负载电流从额定值变化到零时，输出电压的变化不超过 1—2%。

6. 参量变压器的幅频特性

由于振荡回路的参数是非线性的，参量变压器的幅频特性像一个向右歪的钟（图 8.40）。在 $\omega > \omega_0$ 时，为了使参量变压器起振，需要提高输入电压。在某个 ω/ω_0 比值处，参量变压器的输出回路停振。通常，电源频率变化 1%，输出电压的幅值变化 1—1.5%。参量变压器的这个特性可以用来组成鉴频器。

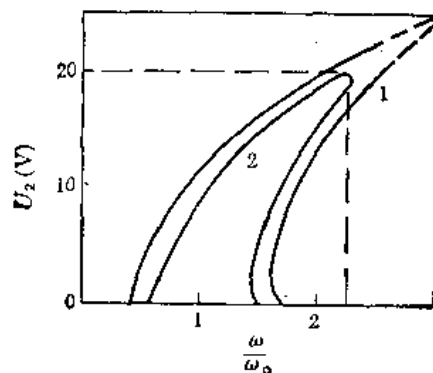


图 8.40 参量变压器的幅频特性
1. 理想的 ($R = \infty$); 2. 实际的

7. 参量变压器的动作速度

参量变压器的动作速度是相当快的, 接通与断开时的过渡过程只有 2—3 个振荡周期。不同的接通与断开瞬间, 过渡过程的时间略有差异。

1000Hz 参量变压器的参数示于表 8.3。输入电压变化 $\pm 10\%$ 时, 输出电压的波动小于 1%。从空载变化到全负载时, 输出电压的波动仍小于 1%。纯电阻负载下的效率为 80—95%。

表 8.3 CB 型 1000Hz 参量变压器的参数

参数的名称	CB-1	CB-2	类似线路
输入电压(方波), V	27^{+3}_{-5}	40^{+4}_{-4}	27^{+3}_{-5}
输出电压(正弦波), V	$115 \pm 5\%$ $40 \pm 5\%$	两个 $14 \pm 1\%$ 两个 $8 \pm 1\%$ $5.5 \pm 1\%$ $31.5 \pm 1\%$ $10 \pm 1\%$	$115 \pm 15\%$
电源频率, Hz	1000 ± 100	1000 ± 3	1000
输出电压的非线性畸变, %	20	19	12
输入电压的非线性畸变, %	35	35	35
传输功率, W	100	100	76
效率, %	70	70	40
输入电压变化 $\pm 10\%$ 时 输出电压的波动, %	< 3	< 1	< 6
体积, dm^3	0.5	0.5	1.4
重量, g	750	850	1652
元件数	3	3	6
失效率, 1/h	1×10^{-6}	1×10^{-6}	8×10^{-6}
短路保护	有	有	无
过电压保护	有	有	无

四、参量变压器的基本类型

参量变压器的型式由它的线路及磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 的相互分布来确定。参量变压器可以是可控的或不可控的。可控参量变压器和不可控参量变压器的区别是除输入与输出端外, 还有可控端, 当组成各种电子设备时, 可控端接自动调节回路。

根据绕组线路, 可以把参量变压器分成五类, 详见表 8.4。每个线路都是可逆的。电容接到输入端, 该输入端就变为输出端, 原来的输出端就变成输入端。为了提高输出功率, 对称参量变压器的输入和输出端可以并联。

表 8.4 参量变压器基本类型

类型	线路代号	结构图	等效线路
平衡式			
平衡分离式			
桥式			
正交绕组式			
正交圆通式			

1. 平衡式参量变压器

用冲片铁心做成的平衡式参量变压器的结构如图 8.41 所示,它仅有一个铁心,输出绕组反接。为了提高从输入端传输到输出端的功率,为了稳定输出电压,绕组 W_1' 和 W_2' 的匝数不等,不对称程度为 20—50%。为了降低触发所必须的输入电压幅值,希望铁轭的截面积比两边铁心柱小 30—40%。平衡式参量变压器是常用结构。这种参量变压器的设计方法和触发器式变压器类似,但要考虑本节的建议。

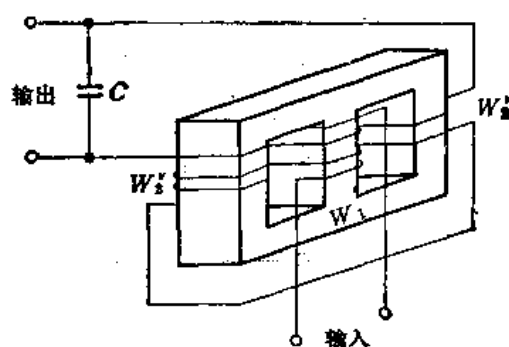


图 8.41 冲片铁心平衡式参量变压器的结构

2. 平衡分离式参量变压器

平衡分离式参量变压器由两个单独的铁心组成。每个铁心上有输入绕组 W_1 及输出绕组 W_2 。输入绕组 W_1 和 W_1' 串联正接,输出绕组 W_2 和 W_2' 串联反接(图 8.42)。两个铁心的几何尺寸及所用材料都相同,输入绕组 W_1 和 W_1' 的匝数相等。为了提高传输的功率,绕组 W_2 和 W_2' 的匝数相差 20—50%。为了降低参量变压器起振所必须的初级电

压幅值 U_1 ，有意识地减小了铁心 A 处的截面积，使铁心的磁化曲线更加非线性。

平衡分离式参量变压器适合于几万赫以下的频率，这时，用铁氧体或厚 0.02mm 以下的铁镍合金带做铁心。平衡分离式参量变压器的计算方法类似于触发器式变压器。

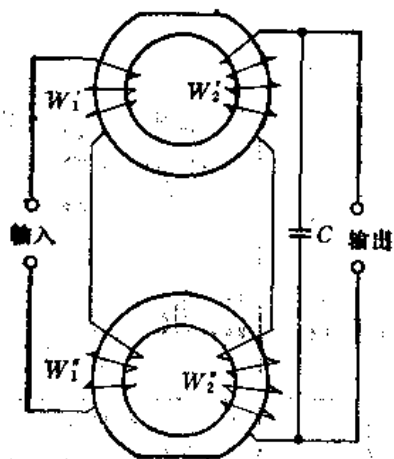


图 8.42 环形铁心平衡分离式参量变压器结构

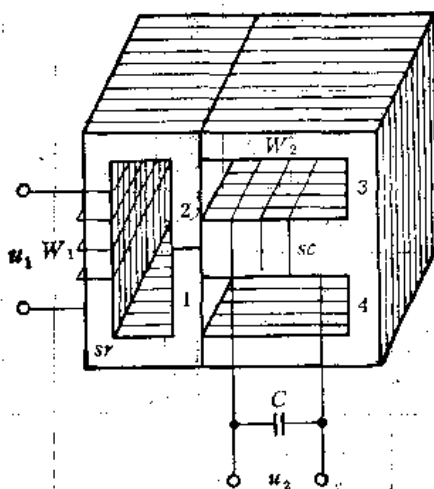


图 8.43 桥式参量变压器的结构
 Sr : 输入铁心; SC : 输出铁心

3. 桥式参量变压器

桥式参量变压器的结构如图 8.43 所示，等值线路示于图 8.44。当输入电压 U_1 从零逐渐升高时，铁心 1—4 饱和，在 $U_1 = U_A \approx 170\text{V}$ 时，输出回路 L_2C 开始振荡(图 8.45)。

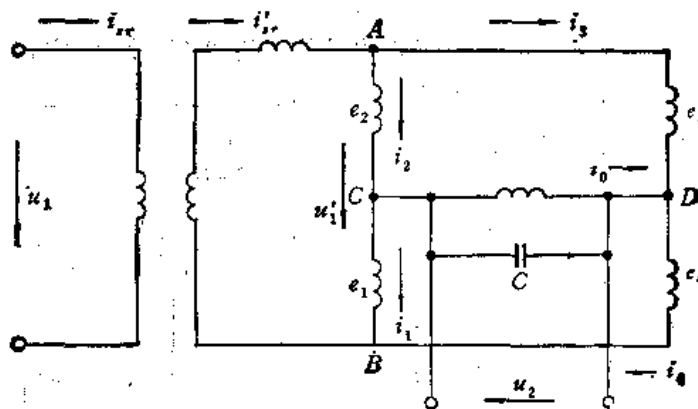


图 8.44 桥式参量变压器的等值线路

输出电压的幅值跃变到 $U_{2p} \approx 90\text{V}$ 。电桥各臂上的电势等于 $e_1 = e_2 = e_3 = e_4$ ，但它们的相位不同，因而产生出电压 U_{2p} 。在起振瞬间 $U_1 = U_A$ ，由于回路 L_2C 中存在损耗，它的阻抗呈现电感性。

当电压 U_1 减小时，输出电流下降，直到最小值。当 U_1 进一步减小时， L_{20} 的平均值增长，输出电流超前于 U_2 ，回路 L_2C 的阻抗为容性。电桥 2 及 4 臂上(或 1 和 3 臂)的电

势 e_2 和 e_4 激烈下降。当 U_1 进一步减小时, 条件 $m \geq 2/Q_r$ 被破坏, 变压器停振。

旋转输入与输出铁心的相对角度, 或在铁心中留一个气隙, 使两个铁心不对称, 可导致参量变压器的动特性与负荷特性发生变化。 U_1 的稳定范围扩展, 产生振荡的 U_1 值下降, 输出功率增大。桥式参量变压器的动特性与负荷特性示于图 8.46。

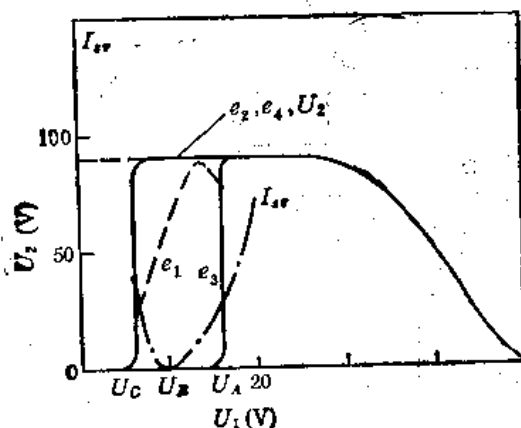


图 8.45 桥式参量变压器的动特性

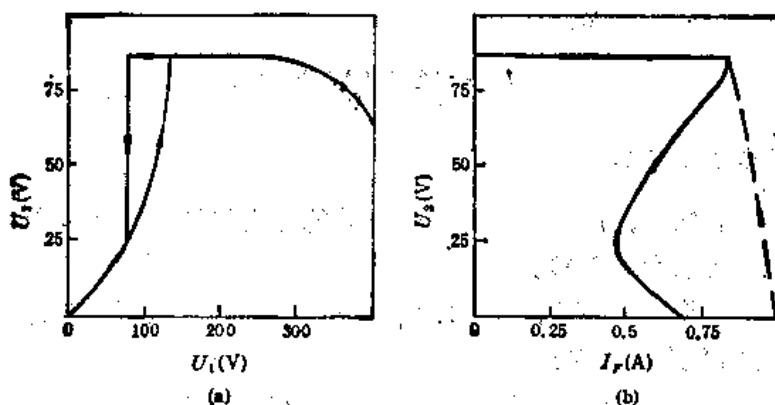


图 8.46 桥式参量变压器的动特性 (a) 和负荷特性 (b) (图中虚线表示气隙很大时)

4. 正交绕组参量变压器

正交绕组参量变压器的特点是: 输出绕组 W_2 与输入绕组 W_1 正交, 它们之间在几何位置上相差 90° 。在两个绕组同时作用的范围内, W_1 和 W_2 的磁通是平行的。正交绕组参量变压器的结构如图 8.47 所示。

正交绕组参量变压器的磁路和可控变压器一样。为了提高稳定性, 提高传输功率, 降低起振所必须的输入电压 U_1 值, 必须使输入回路与输出回路有一定的不对称。这种不对称可以通过调整两个 C 形铁心间的回转角, 或通过电的方法引入磁耦合而达到, 把 W_2 的部分匝数绕在输入铁心上即可。在图 8.47(c) 所示的结构中, 为了提高输出功率, 充分利用铁心材料, 两个 C 形铁心的对接处嵌有导磁块。

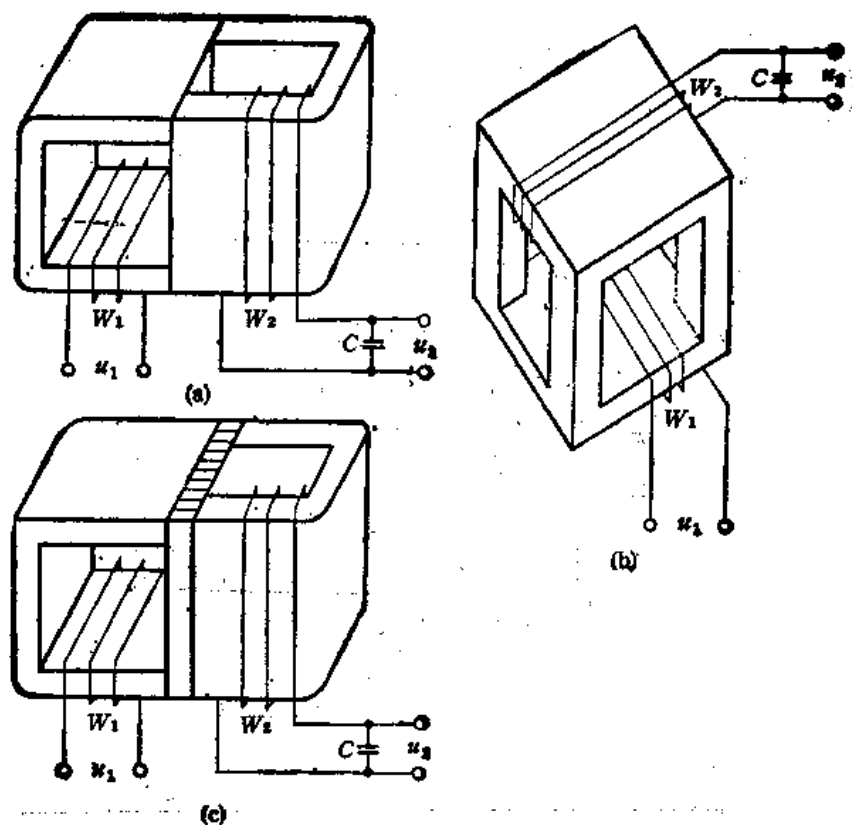


图 8.47 正交绕组参量变压器的结构

5. 正交磁通参量变压器

在完全对称的情况下，正交磁通参量变压器的输入与输出发生纯参量耦合。正交磁通参量变压器的结构示于图 8.48。

由于磁路中存在共同作用区，磁通 ϕ_1 与 ϕ_2 和磁势 $i_1 W_1$ 及 $i_2 W_2$ 都有关。当铁心处于正交磁场中时，如下关系成立：

$$\frac{H_1}{B_1} = \frac{H_2}{B_2} = \frac{H}{B}, \quad B = \sqrt{B_1^2 + B_2^2}$$

用三次方程 $H = \alpha B + \beta B^3$ 近似表示磁化曲线，求得关系 $H_2(B_1, B_2)$ ：

$$H_2 = \alpha B_2 + \beta B_1^2 B_2 + \beta B_2^3$$

对于正交磁通参量变压器的稳定振荡状态：

$$\frac{d^2 B_2}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{dB_2}{dt} + \frac{1}{C} \frac{l_2}{S_2 W_2} H_2 = 0$$

解上述方程便得

$$B_1 = B_{1m} \cos \omega t$$

$$B_2 = B_{2m} \cos(\omega t + \varphi)$$

这时 H_2 为

$$H_2 = \alpha B_{2m} [M \cos(\omega t + \varphi) + N \cos(\omega t - \varphi)]$$

式中

$$M = 1 + \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} B_{1m}^2 + \frac{3}{4} \frac{\beta}{\alpha} B_{1m}^4$$

$$N = \frac{1}{4} \frac{\beta}{\alpha} B_{1m}^2$$

表示成复数形式:

$$B_1 = B_{1m} \exp[j(\omega t + \varphi)]$$

$$H_1 = \alpha B_{1m} [M \exp j(\omega t + \varphi) + N \exp j(\omega t - \varphi)]$$

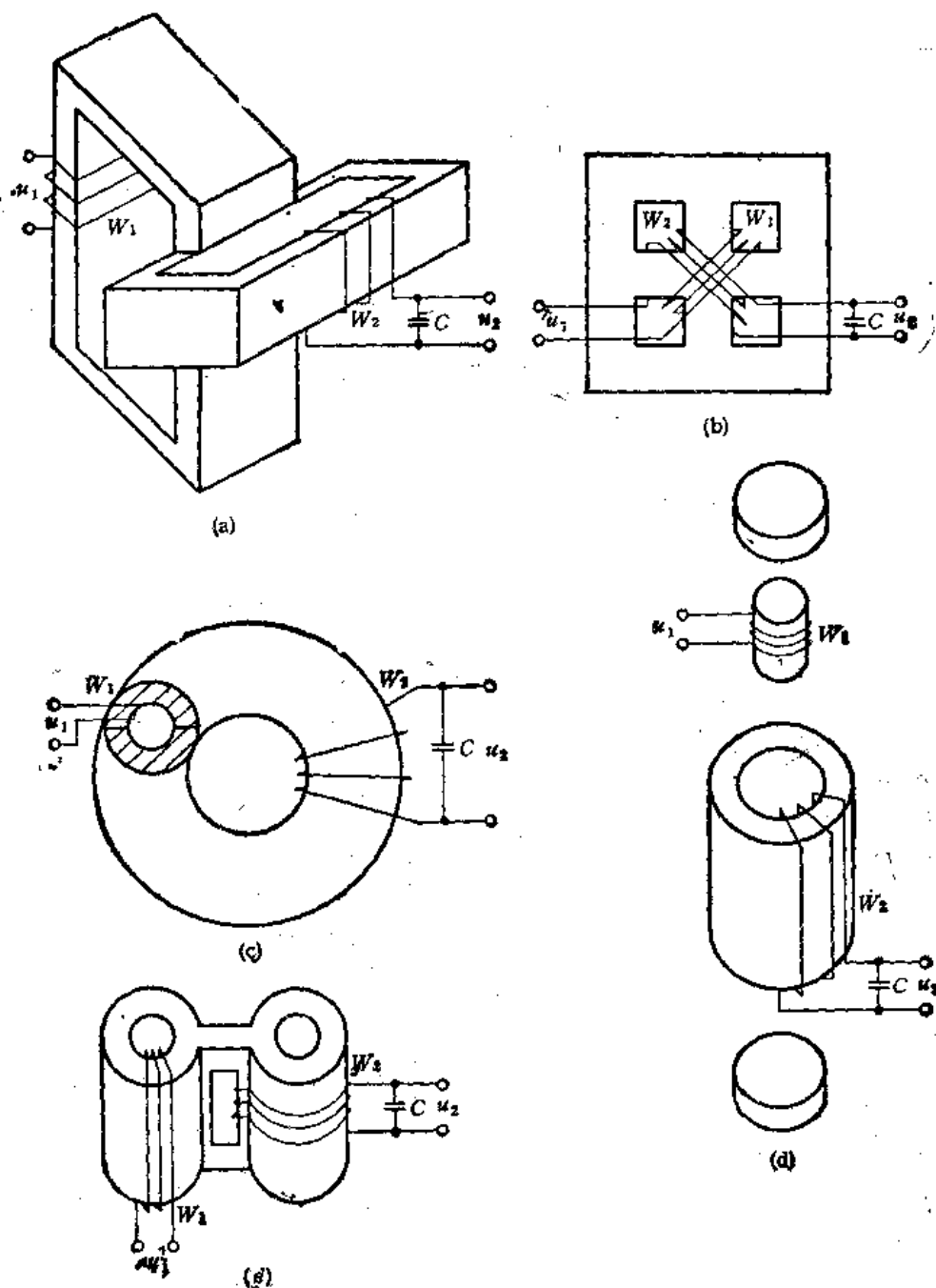


图 8.48 正交磁通参量变压器的结构
(a) 链形; (b) 四窗口形; (c) 空心手锯形; (d) 线轴式; (e) 双筒形

将上式代入前面的微分方程,经变换可得

$$\frac{l_2 \alpha}{C S_2 W_2^2} M + \frac{l_2 \alpha}{C S_2 W_2^2} N \exp(-j2\varphi) + \frac{1}{RC} j\omega - \omega^2 = 0$$

分出实数与虚数部分:

$$N \cos 2\varphi - \omega^2 \frac{S_2 W_2^2 C}{l_2 \alpha} = M$$

$$N \sin 2\varphi = \omega \frac{S_2 W_2^2}{\alpha l_2 R}$$

从而求得 N^2 为

$$N^2 = \left(\omega^2 \frac{S_2 W_2^2 C}{\alpha l_2} - M \right)^2 + \left(\frac{S_2 W_2^2}{\alpha l_2} \omega \right)^2$$

从磁感应强度过渡到电压,即可求得正交磁通参量变压器动态特性的类似公式:

$$U_1^4 + 3U_1^2 + 4U_1^2 U_2^2 + a_1 U_1^2 + a_2 U_2^2 + a_0 = 0$$

式中

$$a_0 = \frac{16}{3} \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^2 \left[\left(1 - \frac{\omega}{\omega_H} \right)^2 + \left(\frac{S_2 W_2^2 \omega}{\alpha l_2 R} \right)^2 \right] (S_2 W_2 \omega)^4$$

$$a_1 = \frac{16}{3} \frac{\alpha}{\beta} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_H^2} \right) (S_2 W_2 \omega)^2$$

$$a_2 = 8 \frac{\alpha}{\beta} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_H^2} \right) (S_2 W_2 \omega)^2$$

$$\omega_H = \frac{\alpha l_2}{S_2 W_2^2 C}$$

在完全对称的情况下,正交磁通参量变压器的输出功率、输入 $\cos \varphi$ 、输入电压的稳定度都很低。为了改善上述指标,必须

人为地造成一些不对称。例如将输入绕组的部分匝数绕在输出铁心上,输出绕组的部分匝数绕在输入铁心上,都可以显著提高参量变压器的传输功率、稳定性、输入 $\cos \varphi$ 。绕在输入或输出铁心上的匝数为该绕组总匝数的 30—50%。

电源频率变化时,参量变压器的输出电压也随之变化,这种变化不能补偿整流滤波线路引起的输出电压的波动。因此,希望能控制参量变压器的输出电压。为此而研制出八端可控参量变压器,其结构如图 8.49 所示。由于在电源电压和控制信号影响下 L_2 随时间而变化,改变控制信号电流,可以改变回路的谐振

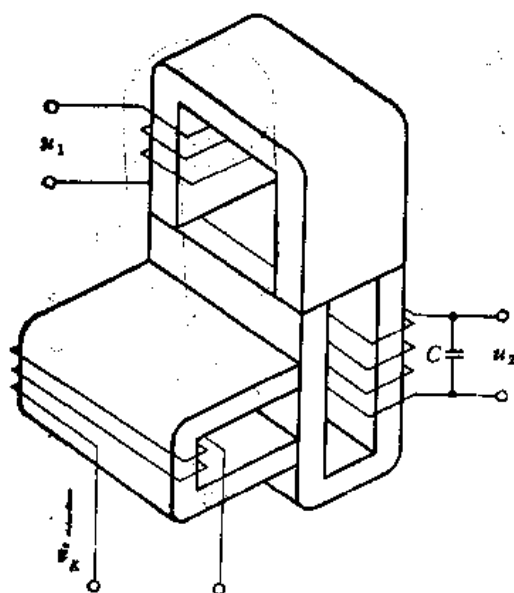


图 8.49 可控磁通参量变压器的结构

频率,从而导致输出电压的变化。

8.6 磁通可控的铁磁谐振变压器

磁通可控的铁磁谐振变压器是多功能电子变压器的一种,它具有变压、稳压、防护等功能。通过控制磁通可以实现闭环调节,补偿频率及温度的不稳定性,和外电路引起的不稳定性。在正确设计的情况下,当输入电压从 70V 变化到 270V 时,输出电压的波动只有百分之几,输入电流的变化范围为额定值的 $-10\sim 30\%$ 。磁通可控的铁磁谐振变压器的输出端可以短路,因为输入端的电容有很高的阻抗,这时输入和输出电流将下降 35% 以上。磁通可控的铁磁谐振变压器的结构如图 8.50 所示。

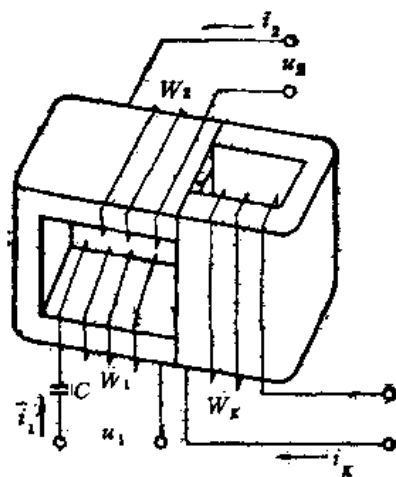


图 8.50 磁通可控的铁磁谐振变压器的结构

磁通可控的铁磁谐振变压器的工作原理如下。当控制磁场变化时,输出电压的幅值变化。加上输入电压 U_1 时,绕组 W_1 所在的铁心首先饱和,输入电流增长,并对电容器充电。随着电容上电压的升高,输入电流下降,铁心脱离饱和。紧接着电压 U_1 改变极性,与电容上电压叠加,并加到绕组 W_1 上。随着 U_1 的增长,铁心又进入饱和。电容上电压可以保证铁心处于饱和,而且,输入电压 U_1 幅值的变化并不会导致输出电压 U_2 的变化。提高直流控制磁场,输入铁心中磁通的变化速度下降,在 B_s 恒定的情况下,这会使 U_2 下降。此外,输入铁心中的磁通 ϕ_1 是输入磁势 $i_1 W_1$ 及控制磁场强度 $H_K = I_K W_K / l_K$ 的函数,这里的 l_K 是磁场强度 H_K 的平均磁力线长度。

存在控制磁场强度 H_K 时,输入铁心的磁化曲线示于图 8.51。当 H_K 增大时,磁化曲线沿 H_1 轴向右移动。

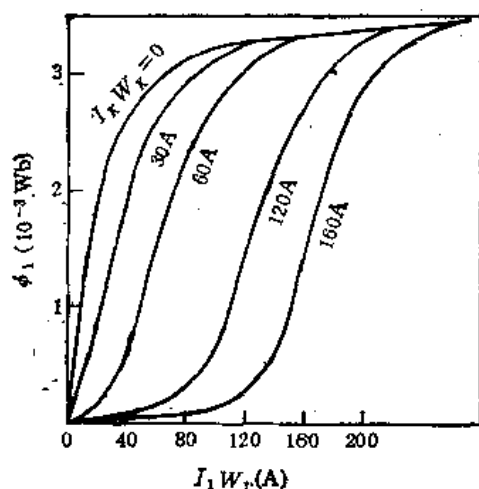


图 8.51 磁通可控的铁磁谐振变压器输入铁心的交直流同时磁化曲线 $\phi_1(I_1 W_1)$ (铁心材料: DG2-0.15mm, 铁心尺寸: ED20 × 40)

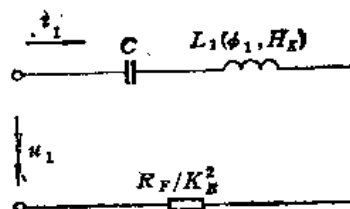


图 8.52 磁通可控的铁磁谐振变压器输入回路的近似等值线路

不考虑漏磁时，磁通可控的铁磁谐振变压器输入回路的等值线路示于图 8.52。它是一个串联谐振回路，电感 L_1 和磁通 ϕ_1 及磁场强度 H_k 有关。如果回路中的非正弦周期电流和电压用等值正弦波来代替，则关系

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_c + \dot{U}_{L_1} + \dot{U}_F$$

是正确的。

设计工频磁通可控的铁磁谐振变压器时，最好用电工钢做铁心，工作点选取在磁感应强度为 1.4—1.6T 的范围内。50Hz 时建议选取的铁心尺寸示于表 8.5；400Hz 时建议的铁心尺寸示于表 8.6。尺寸代号见图 8.29，下标“2”表示控制铁心。

表 8.5 50Hz 磁通可控的铁磁谐振变压器的铁心尺寸

功率 P_F (W)	输入和控制铁心的尺寸 (mm)							
	a_1	c_1	b_1	h_1	a_2	c_2	b_2	h_2
50	9	27	45	47	8	29	45	25
90	10	30	50	65	9	32	50	28
100	20	46	86	100	12	62	86	56

表 8.6 400Hz 磁通可控的铁磁谐振变压器的铁心尺寸

功率 P_F (W)	输入和控制铁心的尺寸 (mm)							
	a_1	c_1	b_1	h_1	a_2	c_2	b_2	h_2
50	7	6	20	15	5	10	20	10
80	8	16	32	24	5	22	32	16
100	10	20	40	30	6	28	40	20

当输入电压从 50V 变化到 260V，电源频率变化 $\pm 15\%$ 时，磁通可控的铁磁谐振变压器保证输出电压波动只有几十分之一到几百分之一。这种变压器在很宽的温度范围内及恶劣的环境条件下都能可靠工作。

8.7 电感电容联合体

在几十赫到几兆赫的频带内，电容器和扼流圈都是独立的。电源设备中很需要电感与电容的联合体。和独立的元件相比，这种联合体的尺寸下降一半，导电材料、绝缘材料、结构材料也都下降一半。劳动工时和价格同样下降一半。

现代大功率电源设备多半是低压大电流的，扼流圈的绕组导线不是圆的，而是箔状，这样更有利于电感电容联合体的生产。

图 8.53(a) 示出了电感电容联合体的结构。在 ED20 × 40 的铁心上，用导电层厚 $3\mu\text{m}$ 的薄膜绕 120 匝，这时的电容为 $C = 1.5 \times 10^{-7}\text{F}$ ，电感为 $L = 0.12\text{H}$ 。E 形铁心之间的间隙应足够大，确保电感和输入电压的瞬时值无关。输入电压接 2—4 端，负载接输出端 1—3，如图 8.53(b) 所示。

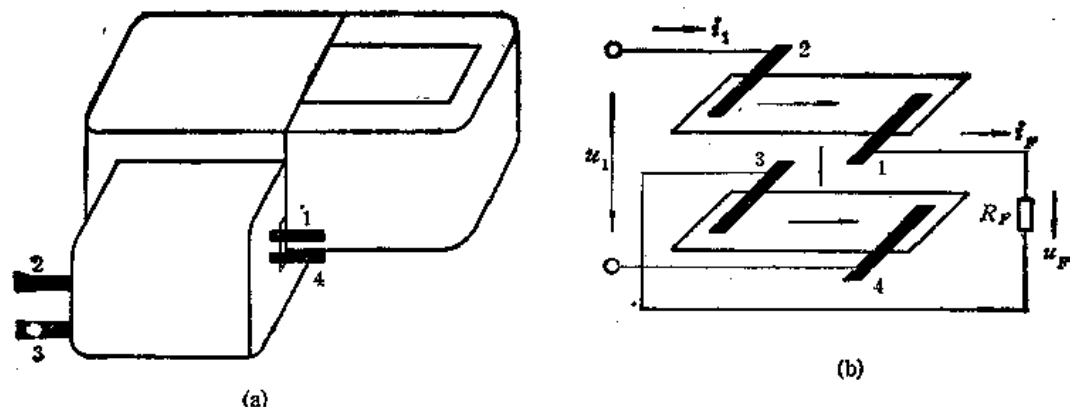


图 8.53 电感电容联合体的结构 (a) 和展开图 (b)

在箔绕组长度远小于输入电压 $1/4$ 波长的情况下, 电感电容联合体的性能类似于 LC 回路, 这是由于电感电容联合体的 L 值等于一个箔绕组的电感, 而 C 值是两个箔绕组之间的电容。固有谐振频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

在这个频率下, 电感电容联合体类似于电流互感器, 负载电阻变化时电压 U_F 变化, 而电流 I_1 始终不变。

忽略箔绕组的电阻, 并假定各匝平均长度相等, 它们所产生的磁场强度也相等, 而箔绕组的长度远小于电源信号的波长。在这种情况下, 由于两个箔绕组之间存在容性电流, 箔绕组中流过的电流沿导体线性变化。各个点的容性电流取决于该点所对应的导体间电压。这个电压等于输入电压与 1, 2 端, 以及 3, 4 端间自感电势之和。

由于各匝的参数都一样, 每匝电势也都相同, 从 2 到 1, 从 3 到 4, 电势呈线性变化, 输入电压叠加在它们上面(图 8.54)。由于箔绕组之间的电位差恒等于 u_c , 导体之间的电流 i_c 沿导体均匀分布, 从 2 到 1 及从 4 到 3 线性变化。

上面指出的关系可以用如下的解析公式来表示:

沿箔绕组流过的平均电流

$$i_{PJ} = \frac{1}{2}(i_1 + i_F)$$

考虑到磁化电流为 $2I_{PJ}$, 箔绕组两端的自感电势

$$\mathcal{E} = -2 \frac{d\phi}{dt} = -2 \frac{d}{dt}(Li_{PJ}) = -2L \frac{di_{PJ}}{dt}$$

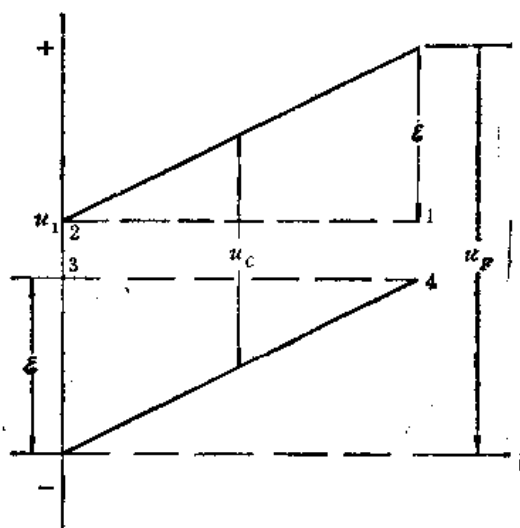


图 8.54 箔绕组 1—2 和 3—4 端间的电位分布

导体之间的电位差

$$u_C = u_1 + \mathcal{E}$$

负载电压

$$u_F = u_C + \mathcal{E} \quad u_F = i_F R_F$$

箔绕组之间的容性电流

$$i_C = i_1 - i_F \quad i_C = C \frac{du_C}{dt}$$

相对于 u_F 和 u_1 求解上述方程, 便得:

$$\frac{d^2 u_F}{dt^2} + 4 \frac{L}{R_F} \frac{du_F}{dt} + u_F = -LC \frac{d^2 u_1}{dt^2} + u_1$$

假定 u_F 和 u_1 均为谐波, 则

$$-\omega^2 U_F + 4 \frac{j\omega L}{R_F} U_F + U_F = \omega LC U_1 + U_1$$

这时

$$\frac{U_F}{U_1} = \frac{1 + \omega^2 LC}{(1 - \omega^2 LC) + 4j\omega LR_F} = \frac{1 + \omega^2 \omega_0^2}{(1 - \omega^2 \omega_0^2) + 4j\omega LR_F}$$

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{R_F(1 - \omega^2 \omega_0^2) + 4j\omega L}{(1 - \omega^2 \omega_0^2) + j\omega R_F C}$$

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{R_F(1 - \omega^2 \omega_0^2) + 4j\omega L}{1 + \omega^2 \omega_0^2}$$

$$\frac{I_F}{I_1} = \frac{1 + \omega^2 \omega_0^2}{(1 - \omega^2 \omega_0^2) + j\omega C R_F}$$

谐振时 $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, 上式简化为:

$$U_F = U_1 \frac{R_F}{2j\omega_0 L}, \quad I_1 = U_1 \frac{R_F C}{4L}$$

$$I_F = U_1 \frac{1}{4j\omega_0 L}, \quad I_F = I_1 \frac{2}{j\omega_0 C R_F}$$

从上式可见, 在谐振状态下, 当输入电压幅值恒定时, 电流 I_F 和 R_F 无关。

电感电容联合体的品质因数为

$$Q = R_F \sqrt{\frac{C}{4L}}$$

8.8 滤波器式变压器

在谐振状态下, 当 $R_F \gg r_{ee}$ 时, 滤波器式变压器具有电流源、短路保护、滤波、变压等功能。滤波器式变压器的结构见图 8.55(b)。图中 W_1 为输入绕组, W_2 为输出绕组, W_C 为接电容的绕组, \mathcal{S} 为磁分路器。有关参数按下式确定:

$$k_1 = \frac{W_2}{W_1}, \quad k_C = \frac{W_2}{W_C}, \quad C' = \frac{C}{k_1^2}$$

$$L'_{P1} \approx \frac{\mu W_1^2 Q_1}{\delta_1}, \quad L'_{P2} \approx \frac{\mu W_2^2 Q_2}{\delta_2}$$

式中 Q_1, Q_2 分别为分路器 S_1 和 S_2 的截面积; δ_1, δ_2 分别为主磁路与分路器 S_1 和 S_2 间的气隙。

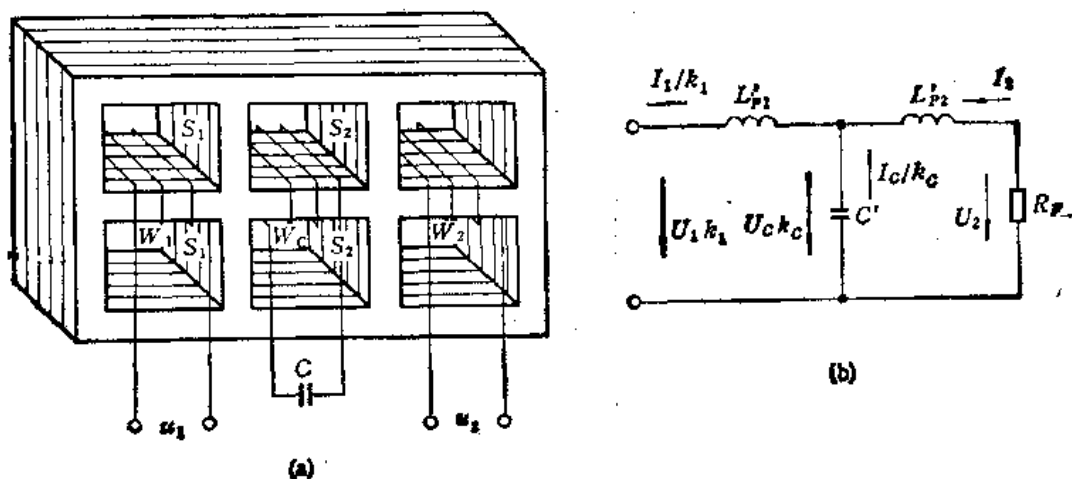


图 8.55 滤波器式变压器的结构 (a) 和近似等值线路 (b)

电源电压加输入绕组, R_L 上电压 U_2 取自 W_2 。电容 C 接在反馈线组 W_c 上。主磁路及分路器都由硅钢片叠成, 片厚由电源频率确定。滤波器式变压器可以对负荷电阻激烈变化(气体放电管、电焊设备、磁饱和元件等)的设备供电。

折算到次级绕组 W_2 的滤波器式变压器的等值线路表示在图 8.55(b) 上。用等值谐波电压代替电流、磁通, 并假定铁心是理想的(无损耗, 磁导率无穷大), 这时如下关系成立:

$$U_1 = j\omega W_1 \phi_1, \quad U_2 = j\omega W_2 \phi_2$$

$$U_c = j\omega W_c \phi_c, \quad I_1 W_1 = -\phi_{P1} R_{P1}$$

$$I_2 W_2 = \phi_{P2} R_{P2}, \quad I_1 W_1 + I_c W_c + I_2 W_2 = 0$$

式中

$$R_{P1} = \frac{\delta_1}{\mu Q_1}, \quad R_{P2} = \frac{\delta_2}{\mu Q_2}$$

$$Z_P = -\frac{\dot{U}}{\dot{I}_2}, \quad \frac{1}{j\omega C} = \frac{U_c}{I_c}$$

磁通 $\phi_1, \phi_c, \phi_2, \phi_{P1}, \phi_{P2}$ 示于图 8.56。相对于 $I_2, U_1, Z_P, 1/\omega C$ 求解便得:

$$I \left[1 + \left(\frac{Q_2 \delta_1}{Q_1 \delta_2} + \frac{Z_P}{j\omega L'_{P1}} \right) \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \right] = -\frac{U_1 k_1}{j\omega L'_{P1}}$$

式中

$$L'_{P1} = \frac{\mu W_1^2 Q_1}{\delta_1}$$

$$L'_{P2} = \frac{\mu W_2^2 Q_2}{\delta_2}$$

$$C' = C \left(\frac{W_c}{W_2} \right)^2$$

滤波器式变压器的谐振频率为

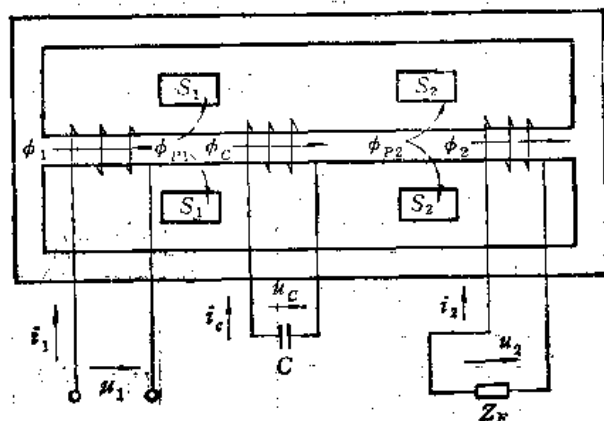


图 8.56 滤波器式变压器的磁路

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L'_1 C}}$$

从上面给出的公式中可见,当滤波器式变压器工作在 $\omega = \omega_0$ 的频率时,负载电流与负载电阻无关,可按式确定:

$$I_2 = \frac{U_1 k_1}{\omega L'_1}$$

改变 U_1 , 可以控制负载电流。

8.9 倍频与分频变压器

一、倍频变压器

1. 两倍频变压器及两倍相数变压器

这种变压器能完成变压、倍频、倍相、过负荷与过电压保护、局部滤波等功能。变压器的结构如图 8.57 所示。它的工作原理在于利用铁心中正交磁场的相互作用。在圆筒形铁心上,像环形变压器那样缠绕输入绕组,使它产生的磁场 H_1 与永久磁铁 NS 的磁场正交。圆筒的外面正交地绕上输出绕组,使它产生的磁场和永久磁铁 NS 的磁场叠加。恒定的偏移磁场 H_0 也可以由绕组来产生。

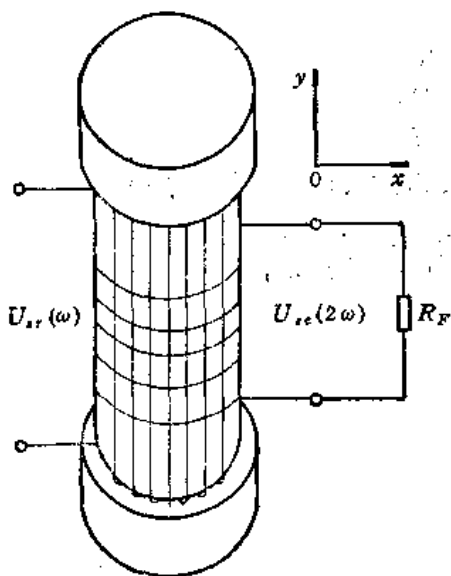


图 8.57 倍频器式变压器的结构

恒定偏移磁场 H_0 的存在,能使与之正交方向的磁滞损耗大大下降。因此,可以把倍频器式变压器的功率传输系数提高到 90%。恒定偏移磁场 H_0 对应于磁感应强度 B_0 ,两者同相。频率为 ω 的输入信号产生磁场 H_1 ,对应的磁感应强度为 B_1 ,两者也同相。铁心的磁场强度为

$$H_M = H_0 + H_1$$

对应的磁感应强度为

$$B_M = B_0 + B_1$$

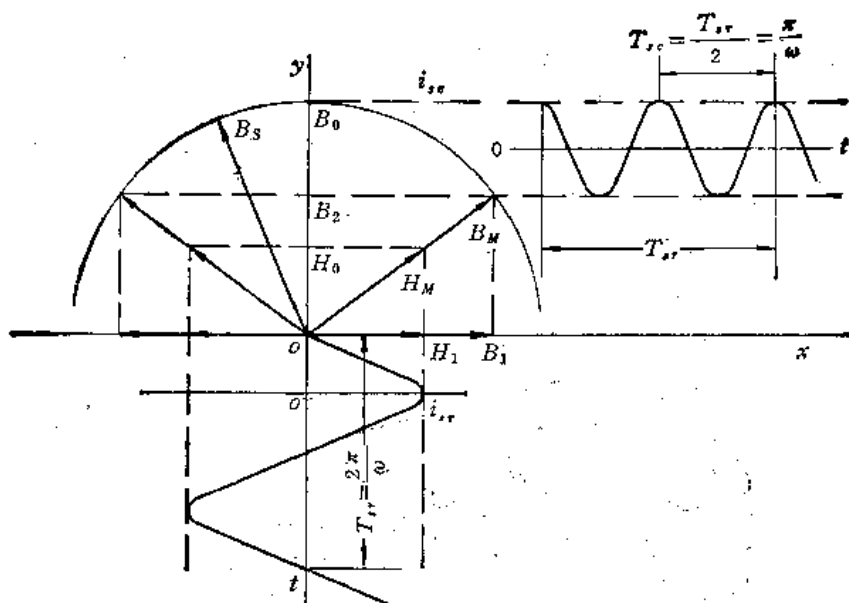


图 8.58 倍频器式变压器中磁场的向量及输入与输出电流的波形

B_M 与 H_M 在时间与空间上都同相。倍频器式变压器中磁场与电流的波形示于图 8.58。从该图可见,和 B_1 同步的磁感应强度 B_M 将沿 oy 轴振荡。 B_2 等于向量 B_M 在 oy 轴上的投影, B_2 的变化频率为输入信号 B_1 的两倍,即产生了倍频效应。实验表明,利用镍锰铁氧体和 1J80 铁镍合金做铁心,保证得到理想的两倍频。无需采用滤波器,负载电路的非线性畸变系数小于 7%。

倍频器式变压器的线路示于图 8.59。输出磁感应强度及负载功率用下式表示:

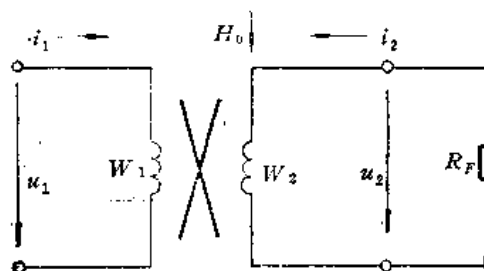


图 8.59 倍频器式变压器的线路

$$B_{2m} \approx \frac{1}{2} \left[B_M(H_0) - \frac{H_0}{\sqrt{H_{1m}^2 + H_0^2}} B_M(H_M) \right]$$

$$P_F \approx 646 \times 10^{-3} \omega \mu_{20} H_1^2 V_T$$

式中, H_{1m} 为输入绕组磁场强度的幅值; μ_{20} 为输出绕组所在铁心中的平均磁导率; V_T 为铁心体积; H_0 为恒定偏移磁场强度。

按如下条件选取 H_0 值: 确保铁心在实际工作条件下不会过饱和,以免输出信号有较大的非线性畸变。希望铁心磁化曲线在饱和段比较平直,有尽可能高的饱和磁感应强度及矩形系数。为了提高能量指标,输入绕组上应并联电容 C ,使之与输入绕组的电感 L_1 在输入频率 ω 时产生谐振。

输入频率为 8kHz 的倍频器式变压器的效率为 84%。当 H_{1m} 不大时,输出信号的幅值 U_{2m} 和 U_{1m} 的平方成比例,即倍频器式变压器还具有平方功能。

• 个倍频器式变压器串联,可以把原始信号的频率提高到 2^n 倍。

2. 可控磁通三倍频变压器

三倍频变压器具有变压、稳压、三倍频、保护、滤波等功能,其结构如图 8.60(a) 所示。现代电源设备要求相位不对称小于 1%,脉动电压低于 50mV,用三相三倍频变压器组成电源设备要比用三相整流器优越,滤波器尺寸将下降 $1/2-1/3$ 。三倍频变压器的线路示于图 8.60(b)。

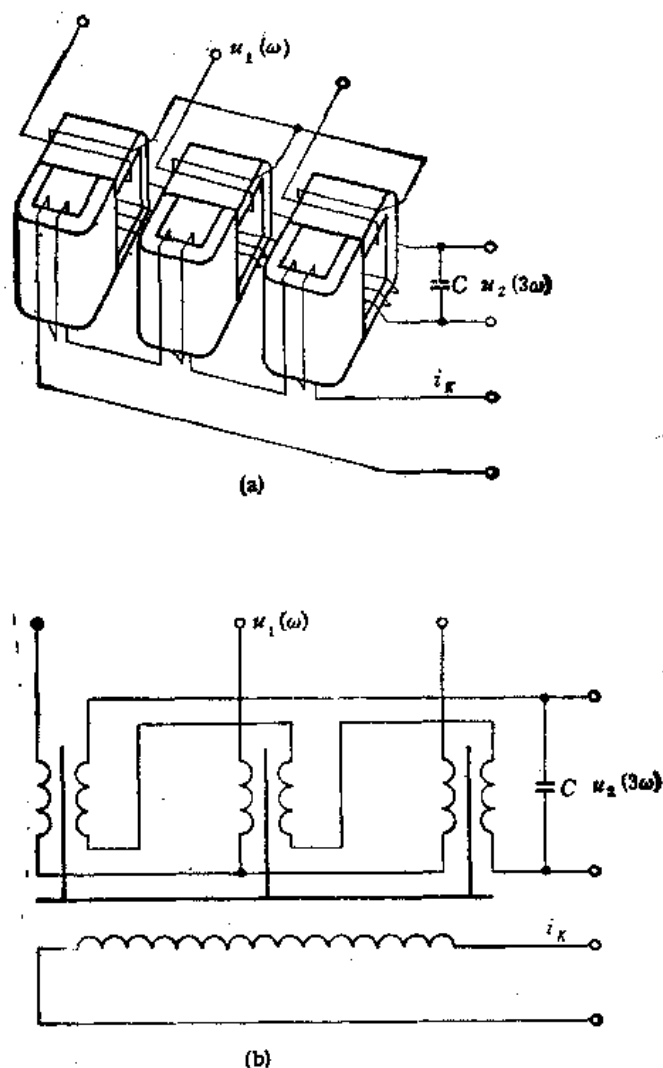


图 8.60 三倍频变压器的结构 (a) 和线路 (b)

二、分频变压器

二分之一分频变压器是激磁电路有偏移的参量变压器,实质上是电感参量分谐波发生器。

分频变压器具有变压、分频、稳压、过电压保护、过负荷保护、滤波等功能。分频变压器的结构类似于参量变压器,它的线路如图 8.61 所示。如果满足条件 $H_{1m} \leq H_0$,则分

频变压器铁心的磁导率和输出绕组的电感都随磁场 H_1 的频率而变化。将分频变压器的输出回路调谐在频率

$$\omega_0 = \frac{\omega}{2} = \frac{1}{\sqrt{L_{20}C}}$$

则变压器中将激励出频率为输入信号频率之半的信号。由于初始条件的不同, 输出信号 $u_2(\omega/2)$ 和输入信号间的相位差为 $\pm\pi/2$ 。分频变压器可以工作在两个稳定状态。 n 个分频变压器串联, 可以实现输入信号的 $1/2^n$ 分频。

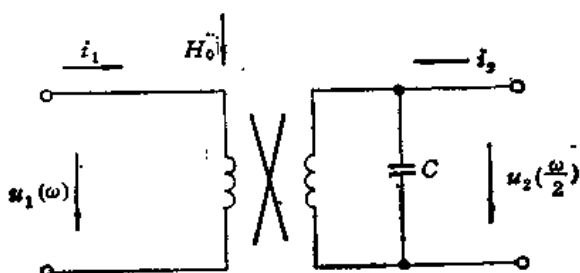


图 8.61 分频变压器的线路

8.10 平衡频率变换器式变压器

平衡频率变换器式变压器有时叫平衡调制器式变压器。这种变压器的结构类似于调幅器式变压器, 具有变压和平衡调制的作用。

晶体管或二极管平衡调制器具有如下缺点: 载波抑制比较弱 (35—40dB), 周围环境温度变化时, 抑制能力还要下降。半导体器件要经过筛选, 确保参数高度一致。二极管正向电阻相差 5% 就会使载频抑制能力下降一半, 还会使晶体管调制器的工作状态恶化。由于静止状态的所有功率都消耗在集电极上, 半导体平衡调制器的效率通常不超过 30%。按照输出绕组反接的平衡式线路, 或用正交控制变压器组成的平衡调制器能克服上述缺点。

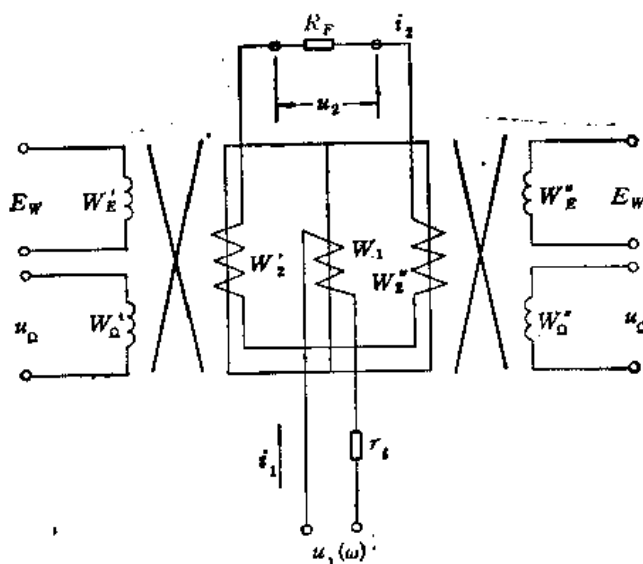


图 8.62 平衡调制器式变压器的线路

平衡调制器式变压器的线路表示在图 8.62 上。高频载波信号 $u_1(\omega)$ 经电阻 r_i 加到中间铁心柱的绕组 W_1 上。输出信号 u_2 产生负载电流 i_F , 绕组 W_2' 和 W_2'' 串联反接, 然后与负载相连。两边铁心柱及其绕组 W_2' 和 W_2'' 的精确对称是大幅度抑制载波的必要条

件。

绕组 W_E, W'_E , 以及 W_D, W'_D 分别与绕组 W_1, W'_1 正交。绕组 W_E, W'_E 及 W_D, W'_D 上加电压 E_W 和 u_D , 以产生相应的偏移磁场 H_{02}, H'_{02} 及调制磁场 H_{0M}, H'_{0M} 。输入绕组产生的磁通从中间铁心柱流向两边的铁心柱, 并在次级绕组 W_2 及 W'_2 中感应出电动势。由于两边铁心柱及其绕组是完全对称的, 在 W_2 及 W'_2 中感应的电动势大小相等, 方向相反, 因此, 负载电压 u_2 等于零。

如果在绕组 W_D 及 W'_D 上加调制电压 u_D , 保证在两边铁心柱中产生幅值为 H_{0M} 及 H'_{0M} , 相位相反的调制磁场, 这时, 铁心中将存在一个初始偏移磁场 H_{02} 及 H'_{02} ($H_{02} > H_{0M}, H'_{02} > H'_{0M}$), 因而一边铁心柱磁阻增大, 另一边铁心柱磁阻减小, 反之也成立。

由于磁路对称性受到破坏, 使频率为 ω 的磁通沿两边铁心柱重新分布, 该磁通在绕组 W_2 及 W'_2 中将感应出不等的电势。电势差就是电阻 R_F 上的调制电压 u_2 , 该电压的频率为 $\omega \pm \Omega$ 。实际上, 输出信号的频谱包含如下频率: $\omega \pm k\Omega$ ($k = 1, 2, 3, \dots$)。这是由于寄生相位调制及某些非线性调制引起的, 即两边铁心柱磁阻的非线性和调制信号 u_D 有关。然而, 在满足某个条件时, 寄生调制和非线性畸变可以忽略不计。

和并联控制相比, 正交控制具有如下的优点: 第一, 由于器件本身能够阻止载频渗入调制信号电路, 也能阻止调制信号渗入输出电路。因此, 可以省掉专用滤波元件。第二, 可以大大提高输入电路的品质因数, 从而保证寄生相位调制极小。第三, 由于高频载波磁场方向的磁化曲线是对称的, 当满足条件 $H_{02} > H_{0M}, H'_{02} > H'_{0M}$ 时, 保证输出信号的非

线性畸变极小。

在平衡调制器式变压器中, 当使用望远镜形铁心时, 为了提高控制效果, 必须使横轭部分的磁阻比圆柱部分的磁阻小很多。绕组 W_E, W_D 及 W_2 间加屏蔽层, 这样可以显著提高载频抑制能力。电压 u_2 越高, 输出功率越大, 在幅值为 H_{0M} 及 H'_{0M} 的调制磁场作用下两边铁心柱的不对称也越强。然而, 当 $H_{0M}/H_{02} \geq 1$ 及 $H'_{0M}/H'_{02} \geq 1$ 时, 由于铁心脱离了饱和区, 非线性畸变激烈增长。

利用磁滞回环窄而方的铁心, 可以使比值 H_{0M}/H_{02} 及 H'_{0M}/H'_{02} 接近于 1, 从而保证在非线性畸变很小的情况下显著提高变压器的输出功率。

为了减小调制信号包络的非线性畸

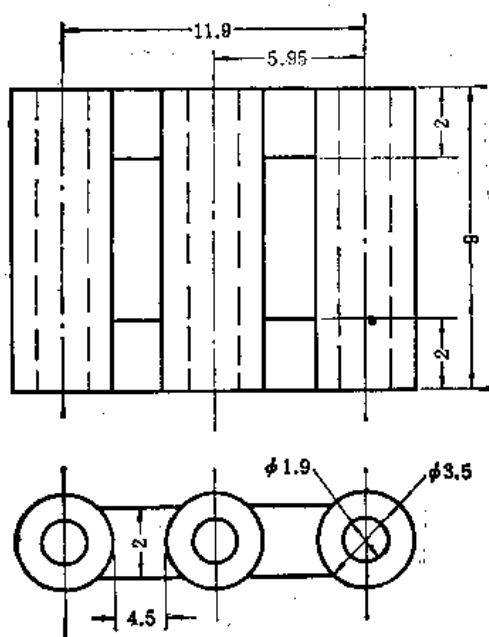


图 8.63 平衡调制器式变压器用望远镜形铁心

变, 应选取较低的工作点, 并保证两边铁心柱中磁导率 μ 变化的速度与大小都相同。

$u_2 = 0$ 时偏移磁场强度 H'_{02} 和 H_{02} 的关系称为变压器铁心的零特性。对于图 8.63 所示的望远镜形铁心来说, 其零特性示于图 8.64。选取调制磁场幅值 H_{0M} 及 H'_{0M} 时, 应保证工作在特性的线性段, 以使两边铁心柱的磁导率相等。按照零特性可以大概地确定负载功率, 这个功率和调制磁场幅值及位移磁场幅值之比的平方成比例。

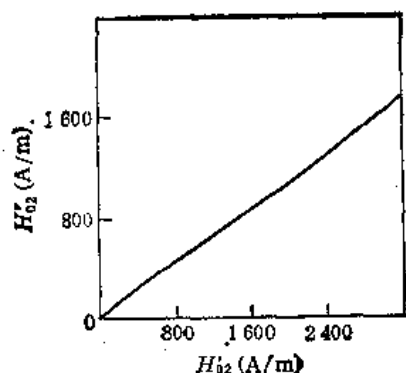


图 8.64 望远镜形铁心的零特性(铁心材料为 R1K)

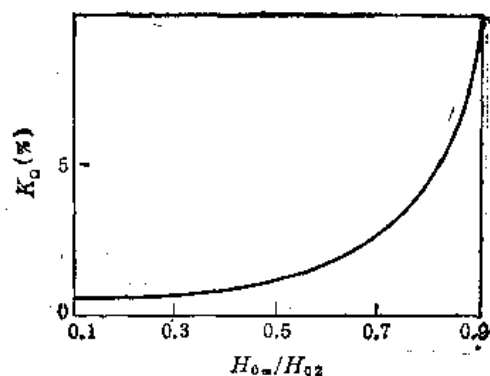


图 8.65 非线性畸变系数和磁场之比的关系(铁心为望远镜形铁氧体 R1K, $\omega/2\pi = 10\text{kHz}$)

包络的非线性畸变系数 k_D 和磁场之比 H_{0M}/H_{02} 的关系示于图 8.65。当 $H_{0M}/H_{02} \leq 0.8$ 时, $k_D < 3\%$ 。

平衡调制器式变压器的高频等值电路与可控变压器相同。描述该电路的微分方程也相同。平衡调制器式变压器可以应用在振荡器, 工作于相脉冲键控状态的可变耦合调制线路中。为此, 在绕组 W'_0 及 W''_0 上加有严格交替的 $5\mu\text{s}$ 脉冲, 该脉冲产生磁场 H'_{0M} 及 H''_{0M} , 这个磁场大约是 H'_{02} 和 H''_{02} 的 $1/5$ 。

8.11 移相与鉴相变压器

移相器式变压器能变压, 还可以控制输出信号的相位。移相器式变压器主要采用桥式结构。移相器式变压器的工作原理在于利用复杂分支磁路的个别段磁阻在一定条件下阻性、容性、感性特点相互变化的效应。换句话说, 在复杂分支磁路的不同段, 磁通将滞后、超前, 或同相于该段磁势。因此, 可以组成磁桥, 每臂的磁阻具有电抗性特点, 类似于交流电桥, 可用来控制输出信号相对于输入信号的相位。

和交流电桥相比, 各臂由电抗性磁阻组成的磁桥具有如下优点: 输入或输出端可以接地, 以减小弱信号下的感应; 可以使输出信号的幅值高于输入信号; 可以用电的或机械的方法来控制输出信号相位; 温度稳定性好; 元件数少; 可靠性高; 原材料充足, 价格低廉。

图 8.66 上示出了用可控变压器按桥式线路组成的两种移相器式变压器的结构, 其中一种结构使用了不对称磁桥(a), 另一种使用了对称磁桥(b)。为了保证磁路对称, 绕组 W_F 所在铁心柱中冲了一个孔。图中 W_1 为输入绕组, W_2 为输出绕组, W_F 为磁阻呈感性的导磁体相应段的绕组。 $W^I_K, W^{II}_K, W^{III}_K, W^{IV}_K$ 是在控制信号 i_K 作用下磁阻随时间而变化的各臂的绕组。 γ 是由各臂磁阻无功分量确定的电阻。 R_F 是负载电阻。1, 2, 3, 4 是磁桥中磁通的代号。

图 8.67 为移相器式变压器的简化等值线路。在其他条件相等的情况下, 不对称移相器式变压器的输出电压比对称线路低一半。在控制输出信号相位的过程中, 不对称磁桥输出电压的幅值有很大变化, 而对称磁桥输出电压不变。

对于不对称移相器式变压器来说, 磁桥 1-4 和 4-2 臂的磁阻相当于电阻, 而且相等,

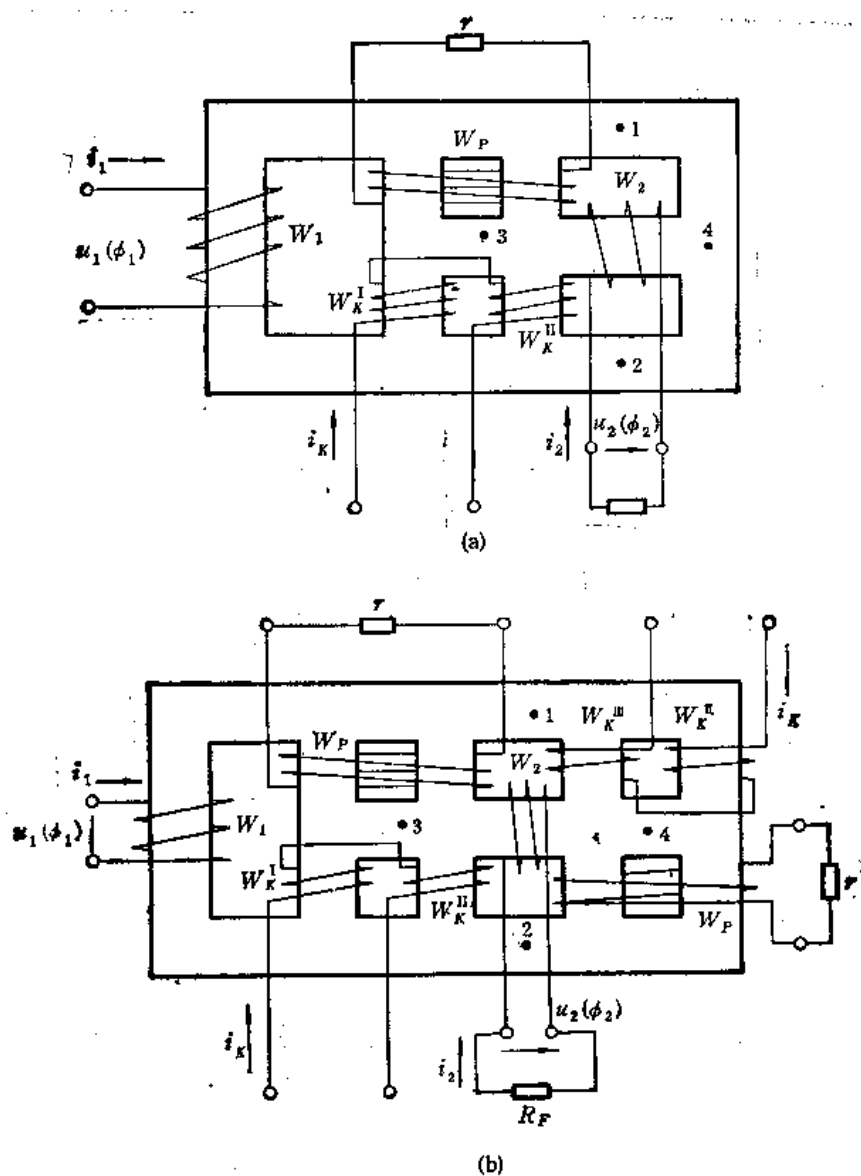


图 9.66 用磁桥做成的移相器式变压器的结构。(a) 不对称的；(b) 对称的

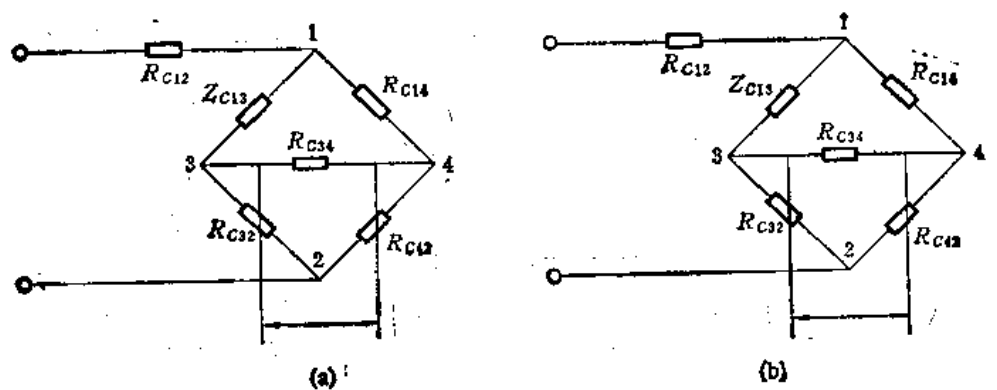


图 8.67 移相器式变压器的简化等值线路。(a) 不对称的；(b) 对称的

即 $R_{C14} = R_{C42}$, 磁阻 R_{C32} 起电阻作用, 并可控。3-2 臂上绕有两个反接的控制绕组 W'_k 和 W''_k , 施加控制信号电流 i_K 。为了使 1-3 臂的磁阻为电抗性, 使它上面的绕组 W_P 被电阻 r 短接。这时 1-3 臂的磁阻为复数:

$$\dot{Z}_{C13} = R_{C13} + j \frac{\omega W_P^2}{r_s} = R_{C13} + j X_{C13}$$

$$r_s = r_P + r$$

式中, R_{C13} 为不考虑 X_{C13} 时 1-3 臂的磁阻; r_P 为绕组 W_P 的电阻。

对称移相器式变压器的复数磁阻 \dot{Z}_{C13} 和 \dot{Z}_{C42} 应当相等, 磁阻 R_{C14} 和 R_{C32} 也应相等, 随时间变化的规律也相同。当各臂磁阻满足上述条件, 并认为 $X_{C13} \gg R_{C13}$, $X_{C42} \gg R_{C42}$ 时, 输入与输出电压之间的相移等于 ϕ 或 $\pi - \phi$ 。

移相器式变压器的向量图表示在图 8.68 上。从该图可见, 相移等于对角线 1-2 和 3-4 上磁势间的相位差。

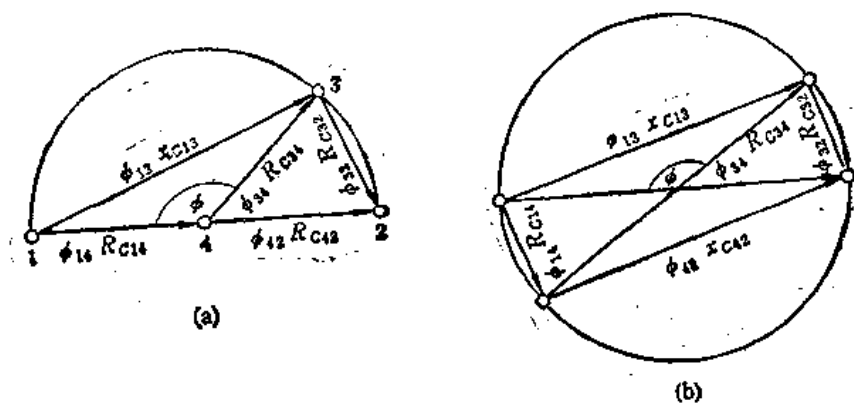


图 8.68 移相器式变压器用的近似向量图

因为磁势 $\phi_{13}X_{C13}$ 与磁势 $\phi_{32}X_{C32}$ (对称移相器式变压器的 $\phi_{13}X_{C13}$ 及 $\phi_{32}X_{C32}$, 以及 $\phi_{42}X_{C42}$ 与 $\phi_{14}X_{C14}$) 之间的相移不变, 并等于 $\pi/2$ 。当磁阻 R_{C32} 变化时, 改变了对角线 1-2 和 3-4 磁势间相移, 也就改变了输入和输出电压之间的相移。

当频率在 1 kHz 以下时, 移相器式变压器的铁心可以用图 8.69 所示的五种冲片组成。相互交叠可以显著减弱气隙对铁心的影响。

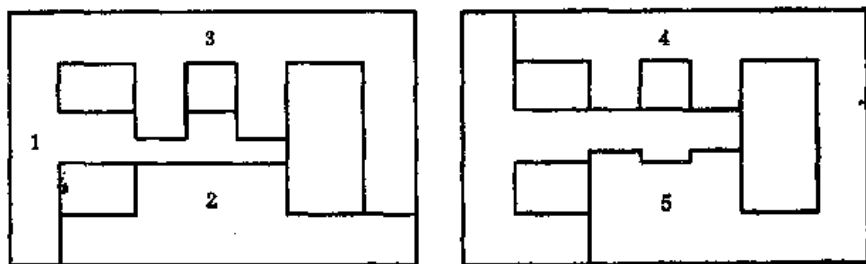


图 8.69 移向器式变压器用五种冲片的形状

使用高磁导率的铁心材料能提高 $\phi = \phi(I_K)$ 特性的垮导, 压缩变压器尺寸。为了保证移相器具有给定的参数, 装配之后必须仔细调整。移相器式变压器的制造工艺和普通电源变压器类似。两种移相器式变压器的参数见表 8.7。

表 8.7 两种移相器式变压器的参数

参数名称	YB1	YB2	类似线路
输入电压, V	4	4	4
输入信号频率, Hz	125	400	125
输入信号源内阻, Ω	<1000	<1000	
无控制电流时的输出有效值电压, V	0.5	0.5	0.5
负载电阻, k Ω	3.5	5	3
无控制电流时输入与输出信号间相移	0°	0°	用电阻控制
$i_K = 10\text{mA}$ 时输入与输出间相移	110°	110°	用电阻控制
输出信号相位变化最大值	120°	120°	120°
相位在 110° 以下变化时输出电压的波动, %	<20	<20	20
元件数	1	2	5
体积, cm ³	15	15	21
重量, g	40	40	60
失效率, $10^{-6} \times 1/h$	1	1	8
寿命, h	10 ⁴	10 ⁴	5×10^3

鉴相器式变压器具有如下的功能: 变压; 把两个同频率输入信号的相位差变换成比例于输出信号幅值的量; 信号求和; 两倍频; 局部保护。这种变压器结构简单, 价格低廉, 工作可靠。使用多功能电子变压器组成的鉴相器可以代替通常由 8—9 个元件组成的相位鉴别器。鉴相器式变压器可以用正交磁场变压器组成。在这种情况下, 输入与输出之间靠改变磁导率来实现耦合, 输入信号不能直接通过输出电路。

用望远镜形铁心做成的鉴相器式变压器的结构如图 8.70 所示。两边铁心柱及绕组 W'_1, W''_1 是对称的。输入绕组 W'_1 和 W''_1 像环形变压器那样绕在两边的铁心柱上, 输出绕组 W_2 绕在中间铁心柱上。绕组 W_2 产生磁通 ϕ_2 , 这个磁通所经过磁路的磁阻和两边铁心柱的磁阻有关。

假定穿过绕组 W_2 的磁通为

$$\phi_2 = \frac{I_0 W_2}{R_{C1} + R_{C2} + R_{C0}}$$

式中 I_0 为偏移电流; R_{C1}, R_{C2} 分别为两边铁心柱的磁阻, 它们是输入信号 u'_1 和 u''_1 的函数; R_{C0} 为磁路其余部分的磁阻。

当两边铁心柱的磁阻变化时, 磁通 ϕ_2 所经过的磁路的磁阻也将变化, 变化的多少和两边铁心柱磁阻变化的幅值与相位有关。磁通 ϕ_2 沿两边铁心柱对称分布, 被与 $i'_1(u'_1)$ 及 $i''_1(u''_1)$ 成比例、相位差为 φ 的信号所调制。当 R_{C1} 和 R_{C2} 同相变化时, 磁通 ϕ_2 的调制度最大, 输出交流信号幅值最大。当 R_{C1} 和 R_{C2} 反相变化时, ϕ_2 不会被调制, 输出交流信号幅值 $U_o = 0$ 。

因此, 在绕组 W_2 上感应出幅值和相位差 φ 成比例的输出信号 u_o 。当输入电压 u'_1 和

u_1'' 的频率为 ω 时, 输出电压 u_o 的频率等于 2ω , 因而, $\mu(H)$ 为偶函数。为了使输出信号的频率等于输入频率, 绕组 W_1' 及 W_1'' 所产生磁场的方向应加恒定偏移。

如果

$$u_1' = U_1' \cos \omega t, \quad i_1' = I_1' \sin \omega t,$$

$$u_1'' = U_1'' \cos(\omega t + \phi), \quad i_1'' = I_1'' \sin(\omega t + \phi)$$

则当 $I_1' = I_1''$ 时下式成立:

$$\phi_2 = \frac{2S_0\mu_2W_2}{l} \frac{I_0}{1 + \frac{\mu_2}{\mu_1' + \mu_1''}}$$

式中, S_0 为两边铁心柱的截面积; $2S_0$ 为中间铁心柱的截面积; l 为中间铁心柱的长度; μ_2 为中间铁心柱的磁导率; μ_1', μ_1'' 分别为相对于磁通 ϕ_2 而言, 两边铁心柱的磁导率。

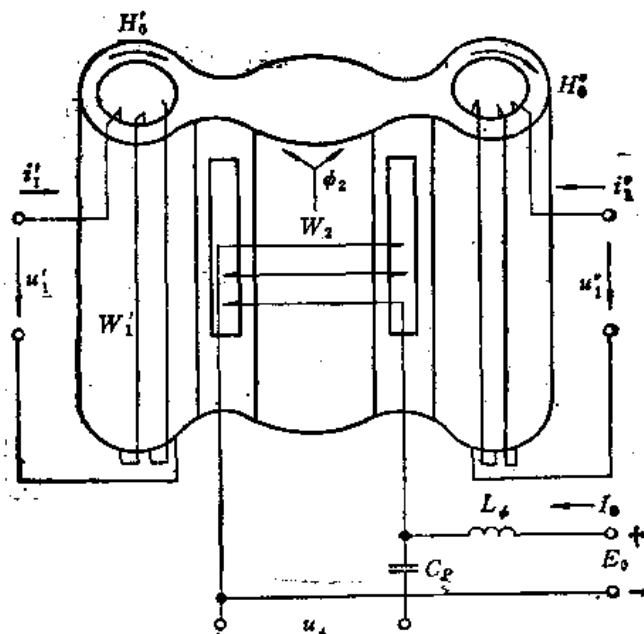


图 8.70 鉴相器式变压器的结构

常用鉴相变压器的工作状态有以下两种:

1. 输出与输入信号频率相同

这种状态的特点是两边铁心柱中存在恒定的偏移磁场 H_0' 及 H_0'' 。当 $I_1' = I_1''$ 时, 下式是正确的:

$$\mu_1' = \mu_{02}(1 - \alpha \sin \omega t)$$

$$\mu_1'' = \mu_{02}[1 - \alpha \sin(\omega t + \phi)]$$

式中, μ_{02} 为无输入信号时, 对应于磁通 ϕ_2 的磁导率; α 为磁导率调制深度系数。

当 $\mu_2 \approx \mu_0$ 时

$$u_o \approx \frac{d(W_2\phi_2)}{dt} = U_o \sin\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right)$$

$$U_{\phi} = \frac{8}{9} \frac{S_{\mu_0} W_1^2}{l} I_0 \alpha \omega \cos \frac{\phi}{2} = U_0 \cos \frac{\phi}{2}$$

因此,在输入与输出信号频率相同的情况下,输出信号的幅值 U_{ϕ} 是输入信号相位差 ϕ 的余弦函数。

2. 输出信号的频率等于输入信号频率的两倍

这种状态的特点是两边铁心柱中没有恒定偏移磁场 H'_0 和 H''_0 。这时

$$\mu'_1 = \mu_0(1 + \alpha \cos 2\omega t)$$

$$\mu''_1 = \mu_0[1 + \alpha \cos(2\omega t + 2\phi)]$$

$$u_{\phi} \approx \frac{d(W_1 \phi_2)}{dt} = U_{\phi} \cos(2\omega t + \phi)$$

$$U_{\phi} = \frac{16}{9} \frac{S_{\mu_0} W_1^2}{l} I_0 \alpha \omega \cos \phi = 2U_0 \cos \phi$$

在其他条件相同的情况下,倍频状态输出信号的幅值比同频状态下小。

图 8.71 上表示了同频和倍频状态下变压器的典型特性,铁心为望远镜形铁氧体 R1.5K。在同频状态下

$$y = \frac{U_{\phi}}{U_0}, \quad U_{\phi}|_{\phi=0} = U_0$$

在倍频状态下

$$y = \frac{U_{\phi}}{2U_0}, \quad U_{\phi}|_{\phi=0} = 2U_0$$

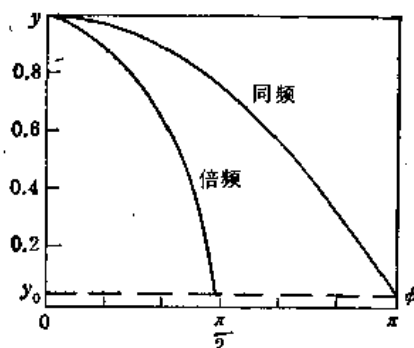


图 8.71 输入信号的相对幅值与输入信号相位差的关系

为了减小输出电压的非线性畸变,鉴相器式变压器的输出端接有电容器。假定变压器工作在 $\mu(H)$ 曲线的线性段,则输出信号电压可用下式表示:

$$u_{\phi} = U_{\phi} \sin(\omega t + \phi) = kU'_1 \sin \omega t + kU''_1 \sin(\omega t + \phi)$$

$$U_{\phi} = k \sqrt{(U'_1)^2 + (U''_1)^2 + 2U'_1 U''_1 \cos \phi}$$

$$\lg \phi = \frac{U''_1 \cos \phi}{U'_1 + U''_1 \cos \phi}$$

式中 k 为比例系数。当 $\phi = 0$ 时,

$$U_{\phi} = k(U'_1 + U''_1)$$

当输入信号的幅值 U'_1 和 U''_1 足够小时,鉴相器式变压器成为加法器。

第九章 压电变压器

随着电子技术的发展,晶体管和集成电路得到了广泛应用。这不仅使电子设备的尺寸、重量、价格、耗电量都显著下降,而且能大大提高电子设备的可靠性。由于线路的小型化,变压器的尺寸和重量在电子设备中所占的比例显著增长。为了适应线路发展的需要,就必须有新的器件代替电磁变压器,压电变压器就是这类器件之一。

压电变压器是能够变换电压和电流的固体器件,也可以认为是一个机电变换系统。它没有线圈,由一种具有压电性能的特殊晶体或陶瓷制成。在它的输入端,电信号变换为机械振动。在它的输出端,机械振动又重新变为电信号。电能和机械能之间的来回变换是靠正压电效应和逆压电效应而实现的。因此,压电变压器的参数可以借助于电的或机械的作用来控制。

像电磁变压器那样,压电变压器可以变换阻抗、电压或电流信号,使输入信号倒相,把来自一个信号源的信号传输到几个电路,或者把来自几个电路的信号合成为一个信号。由于压电变压器的工作原理完全脱离了电磁感应定律,它还有一系列电磁变压器所没有的特殊功能。因此,压电变压器不仅可以用在整流、放大、振荡等一般线路中,还可以用作调制器、倍频器、分频器、混频器、检波器、平方函数发生器、记忆元件、引燃装置等。

尺寸小、结构简单、不可燃、耐辐射、高可靠等优点,是压电变压器获得广泛应用的主要原因。然而,由于压电变压器的研究牵涉到电学、声学、机械学等方面的知识,到目前为止,这类变压器的设计、制造与应用等各方面都还存在不少问题,因此,它还不能完全取代电磁变压器。

粗略地讲,压电变压器有两类:一是变比很高,输入和输出电流都比较小,其主要用途是变换电压,因此,称之为压电变压器;另一种是变比为1左右,输入和输出电流都较大,其主要用途是变换电流,因此,称为压电变流器。压电变压器和压电变流器的工作原理相同,由于用途的不同,它们的结构、性能等都有所区别。

9.1 压电变压器的工作原理、等值线路及主要参数

一、介质中的机电效应

为了说明压电变压器的工作原理,先介绍介质中发生的机电效应。

在一定的电场作用下,由于极化的变化,引起电介质尺寸变化的现象叫电致伸缩。电致伸缩是所有介质都具有的机电效应。当人为地使介质发生形变时,在介质周围并不会产生电场,这说明电致伸缩是不可逆的。发生电致伸缩时电介质形变的大小和电场的方向无关。研究表明,在足够强的电场下,电致伸缩时介质的形变和电场的平方成正比,因此,电致伸缩是平方效应。

压电效应是介质中的另一种效应。只有经极化处理的无对称中心的晶体才有这种特性。压电效应是可逆的,这是和电致伸缩不同的地方。压电效应有正压电效应和逆压电

效应之分。在机械力作用下,电介质内部正负电荷中心相对位移,从而发生极化,导致介质两端表面内出现符号相反的束缚电荷,其密度与外力成比例,这种现象称为正压电效应。反之,如果将具有压电效应的介质置于外电场中,由于电场的作用,会引起介质内部正负电荷中心位移,这种位移会导致介质发生形变,这种现象称为逆压电效应。简而言之,在机械应力作用下物体表面出现束缚电荷的现象叫正压电效应,在交变电压作用下物体产生机械振动的现象叫逆压电效应。逆压电效应类似于电致伸缩,然而,发生压电效应时,物体的形变和电场的方向有关。形变的大小和电场强弱成正比,因此,压电效应是线性效应。

二、压电变压器的工作原理

1. 压电变压器的组成及工作原理

一块经极化处理的压电陶瓷板,有三个或更多个电极,在输入电极上接交流信号,输出电极接负载,这样的压电元件就叫压电变压器。压电变压器中和电源相连的那一部分称为驱动部分(图 9.1 中的 Q),接负载的那一部分称为发电部分(图 9.1 中的 F)。任何压电变压器都由这两部分组成。简单的压电变压器结构如图 9.1 所示。

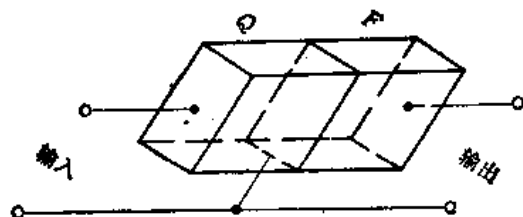


图 9.1 简单压电变压器的结构

驱动部分加交变信号,由于逆压电效应,其中产生频率接近于电场频率的机械振动,交变电信号变为声波。这个波从电极起沿压电变压器传播。在具有不同声波阻抗的两种媒质的分界面上发生反射,形成一系列直接波和回波,这些波叠加起来就导致产生驻波。当直接波和回波相位一致时,驻波的幅值最大。当

电源频率接近于压电元件的一个机械谐振频率时就出现这种情况。

在压电变压器的发电部分,由于正压电效应,机械振动变为电信号。因此,借助于电能变机械能和机械能再变为电能的两次变换,就把压电变压器输入端的能量传输到输出端了。任何结构的压电变压器都是按照这个原理工作的。由于驱动部分和发电部分是机械耦合的,因此,压电变压器中没有传导电流,输入和输出端之间没有直接的电的联系。

压电变压器是机械谐振器,从驱动部分向发电部分传输的能量取决于频率。当驱动信号的频率和机电谐振器的固有机械谐振频率一致时,声压会提高很多倍。因此,在压电元件中将产生幅度很大的机械波。在这样的机械谐振频率下,从压电变压器到负载的能量传输最有效。在谐振频率下的变比具有最大值。

任何系统的谐振特性都可以用该系统的品质因数来表征。压电变压器工作时机械系统的品质因数,空载时和电源电势有关,有声波传播时还和变压器中的损耗有关。当压电变压器的输入和输出端接有电阻时,机械系统中将产生附加的阻抗。因而,压电变压器的变比不仅和频率有关,而且和负载电阻及电源内阻有关。

2. 压电变压器的分类

由于压电变压器有一系列优点,因而发展极快,目前国外已能生产高压、低压、高频、

低频等各种用途的压电变压器。像电磁变压器那样,也可以按照不同的特征对压电变压器进行分类,以使每一种压电变压器都有各自的确切名称。

压电变压器中的机械能和电能的相互转换是通过一定尺寸和形状的压电元件来完成的。在特定的极化方向、特定的激励电压,及特有的电极位置上才能产生必须的机械振动,从而实现电压的变换。压电元件的振动方式称为振动模式。按照压电元件的极化方向与电场方向间的关系,可将振动模式分为三种:伸缩振动模式、切变振动模式及弯曲振动模式。

当极化方向和电场方向平行时就产生伸缩振动,振动方向与波的传播方向一致,这时的机械波属于纵波。伸缩振动又分横向伸缩、纵向伸缩、径向伸缩和厚度伸缩等几种。

极化方向和电场方向垂直时产生切变振动,振动方向和波的传播方向垂直,这时的机械波属于横波。切变振动又分厚度切变和面切变两种。

当压电元件有两对以上激励电极时,极化方向与电场方向平行,但两者施加的方式方法不同,这时便产生弯曲振动,振动方向与波的传播方向垂直,这时的机械波也是横波。弯曲振动一般分为厚度弯曲和横向弯曲两种。

按照振动模式来分,压电变压器有横向振动型、纵向振动型、横纵向振动型、径向伸缩振动型、切变振动型等。

从能量变换的方式来看,无论在驱动部分或者在发电部分,都可能有两种能量变换方式:横向变换,压电元件电极间电场的方向和声波传播的方向垂直;纵向变换,压电元件中电场的方向和声波传播的方向平行。

按照从驱动部分到发电部分能量的变换方式来分,压电变压器有纵-纵型、横-纵型、横-横型、纵-横型等。最常用的是前三种,它们都是用沿压电元件长度的纵波驱动的。

纵-纵式和横-横式压电变压器结构是对称的。当驱动部分和发电部分的体积相等时,这种压电变压器的变比仅由压电元件的谐振特性来确定。横-纵式压电变压器是不对称结构,它的变比不仅和压电元件的谐振特性有关,而且和发电部分的长度与驱动部分厚度之比有关。空载情况下横-纵式压电变压器的变比可以超过1000,而对称结构压电变压器在该状态下的变比只有10—200。纵式发电部分的压电变压器称为压电变流器。

压电变压器发电部分的最高输出电压由发电部分电极之间的距离和压电材料上单位长度的电压来确定。以PZT为基础的压电材料,发电部分每毫米长度可得50—300 V电压。因此,对于比电压为100 V/mm的压电材料来说,发电部分长度为10 mm时,将产生1000 V电压;对于长度100 mm的发电部分来说,将产生10000 V电压。作为高压压电变压器,要采用纵式发电部分的结构,而且电极间距离要最大。

纵式发电部分的压电变压器的另一个特点是输出阻抗很高,多半为几十万欧。在电压变换器中用的压电变压器就是如此,其输出电流不超过1 mA。

通常,压电变流器都采用横式发电部分,这种结构的输出阻抗低,能得到比较大的输出电流。目前,国外已研制出电流达10 A的低压压电变流器。常见的压电变压器结构如图9.2所示。

按照驱动部分和发电部分的波阻抗之比来分,有发电部分能够浓缩能量的压电变压器,它可以显著提高升压比。还有发电部分不能浓缩能量的压电变压器。能够浓缩能量的压电变压器发电部分和驱动部分是不匹配的。这种压电变压器发电部分浓缩声能的变

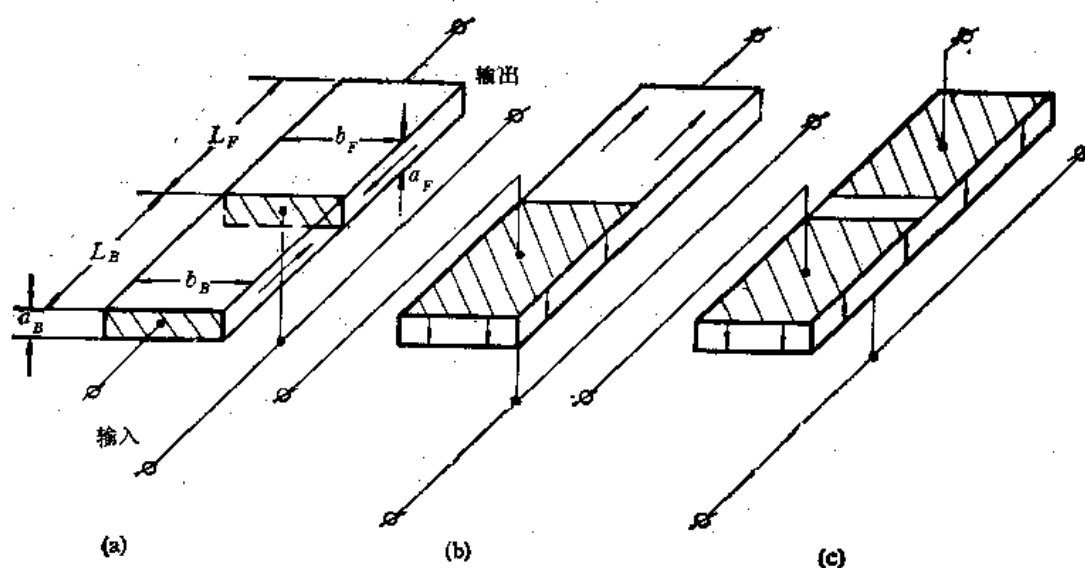


图 9.2 常见压电变压器结构
(a) 纵-纵式; (b) 横-纵式; (c) 横-横式

面常作成指数形、悬链式、圆锥形、阶梯形等。

按照压电元件的尺寸之比来分,有尺寸匹配的压电变压器,尺寸不匹配的压电变压器。所谓尺寸匹配的压电变压器是指在有两种或两种以上的振动模式时,压电变压器的谐振频率相同。这种结构的主要特点是可以提高升压比,从而提高输出电压,还可以适应不同的驱动频率。

从压电变压器驱动部分和发电部分的层数来看,任何压电变压器都可以是单层的,也可以是多层的。多层是由一系列彼此串并联的压电板层叠而成。多层的目的是降低输出阻抗,增大输出电流。

当对压电变压器加以交变电信号时,对于给定的振动模式来说,出现的最低谐振频率称为基频,工作在基频的振动模式叫基频振动模式或一次振动模式,这种压电变压器叫基频振动模式的压电变压器。当激励信号的频率提高时,压电元件会谐振在更高的频率,基频以外的谐振频率通称泛音频率。工作在泛音频率的振动模式统称高次振动模式。高次振动模式中不仅有二次、三次,还有七次、八次等。在高频压电变压器中就需要利用高次振动模式。按照振动模式的次数来分,压电变压器有一次振动模式的,二次振动模式的等。

按照压电元件的固定方式来分,压电变压器有自由式的,压电元件不受机械力。一端固定的,压电元件的一端与外壳刚性连接,其余部分并不固定。有时,为了降低压电变压器的工作频率,在压电板的特定位置上加一定的重量,重物和压电板粘在一起,这种压电变压器叫带机械负荷的压电变压器。

从压电变压器的外形来看,有平板形的、方条形的、圆盘形的、圆柱形的、音叉形的、带卷式的,以及驱动部分为圆锥形或阶梯形的等多种。

按照工作频率来分,压电变压器有:超低频的,其工作频率为 $0-20\text{ Hz}$;工频的,其工作频率为 $20-100\text{ Hz}$;低频的,其工作频率为 $100-10000\text{ Hz}$;中频的,其工作频率为

10—500 kHz；高频的，其工作频率高于 500 kHz。

按照压电变压器的输出功率来分，有：小功率的，其输出功率在 1 W 以下；中功率的，其输出功率在 1—50 W；大功率的，其输出功率超过 50 W。

3. 压电变压器和电磁变压器的比较

压电变压器和电磁变压器都起同样的作用。变压比或变流比和变压器输入与输出阻抗之比的 $1/2$ 次方成比例：

$$K_u = K_i \left(\frac{X_{in}}{X_{out}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

式中， K_i 为比例系数； X_{out} 为变压器的输出阻抗； X_{in} 为变压器的输入阻抗。

对于压电变压器来说， K_u 相当于电容的比：

$$K_{u1} = K_s \left(\frac{C_{in}}{C_{out}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

式中， C_{in} 为输入电容； C_{out} 为输出电容； K_s 为比例系数。

对于电磁变压器来说， K_u 相当于电感的比：

$$K_{u2} = K_l \left(\frac{L_{in}}{L_{out}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

式中， K_l 为比例系数； L_{out} 为输出电感； L_{in} 为输入电感。

压电变压器和电磁变压器间存在如下的差别。

从物理观点来看，压电变压器是两次变换机电能量的器件，即初次级电路之间的联系是机械的，电磁变压器初次级电路间的联系是电磁的。

压电变压器是各种形状的固体机电谐振器，只包含一个压电元件，压电元件上有电极，压电元件中极化的向量是大致对着电极的。驱动部分的电极接初级电路，发电部分的电极接负载。电磁变压器由两个或两个以上的绕组组成，绕组绕在铁心上，其中一个绕组接初级电路，次级接负载。

压电变压器的谐振频率由压电元件的尺寸确定，因此，它的效率、变比都和负载阻抗及工作频率有关。把电能变换为机械能，以及把机械能变为电能的效率，用机电耦合系数来表征，对于大多数压电陶瓷材料来说，这个系数不超过 0.7。能量从驱动部分向发电部分的传输还和压电元件的机械品质因数有关，机械品质因数表征谐振器中机械能量的损失。机械品质因数等于振动的一个周期内压电元件中储存的总的机械能和机械损耗的能量之比。机电耦合系数和机械品质因数的乘积越大，压电变压器的效率越高。此外，机械品质因数确定了压电变压器在空载和短路状态的通频带。电磁变压器是宽频带器件，由于采用了高磁导率材料做成的闭合导磁体，绕组间的耦合系数在很宽的频率范围内都接近于 1。因此，加到初级电路的所有能量几乎都传输到负载了，损失极少。故而，电磁变压器的效率和变比都与负载阻抗关系不大。

压电变压器的等值线路和电磁变压器不同。在压电变压器的等值线路中，作为谐振器件可以画成在谐振频率范围内具有等值集总参数的谐振回路。如果不考虑寄生参数，电磁变压器的等值线路中没有这个回路。压电变压器由介电材料来制造，它的驱动部分和发电部分都由电容构成，因此，电流的直流分量是不能通过压电变压器的输入和输出电

路的。电磁变压器的输入和输出电路包含有电感，电流的直流分量可以通过输入和输出电路。这种差别导致变压器在电路中的连接方法不同，变压器输入和输出参数与频率的关系也不同。随工作频率的提高，压电变压器输入和输出的容抗降低。在尺寸相同时，提高压电变压器的工作频率会导致功耗的增大，故而，压电变压器容易做成低频小型的和小功率的，这是由于压电变压器输入电容的减小连系到压电元件尺寸的下降。电磁变压器则相反，它的输入和输出感抗随频率的降低而减小。因此，在低频时要做成小型的和小功率的是相当困难的。这是由于，为了减少变压器消耗的功率，必须增大绕组电感，这就导致变压器尺寸的增大。

三、压电变压器的等值线路

前面已经指出，压电变压器由驱动部分和发电部分组成。为了研究压电变压器的等值线路，先讨论驱动部分和发电部分的等值线路。

1. 驱动部分和发电部分的等值线路

驱动部分和发电部分都可以作为一段声波的波导来研究。根据类似的电气和机械现象，可以认为彼此逐级串联的传输线段就是该波导管的等值线路。因此，可先组成驱动部分和发电部分的等值线路，然后研究它们的逐级串联，用这种方法来寻找压电变压器的等值线路。

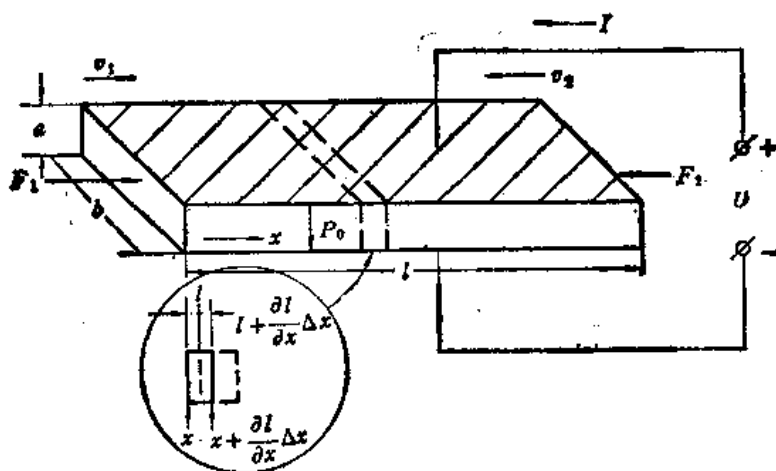


图 9.3 纵向极化的压电陶瓷板

先研究发电部分做成长度伸缩型的压电陶瓷板的情况(图 9.3)。求这个板条的等值线路。为此，写出单位体积中振动方程的矩阵形式，其中机械压力为 T ，形变为 S ，电场强度为 E ，电位移为 D 。利用矩阵理论进行一系列推导，并组成单元体积的运动方程。在机械应力 T_1 的作用下(见图 9.3)，左侧面偏移距离 l ，右侧面偏移距离

$$l + (\partial l / \partial x) \Delta x,$$

总的形变为 $S_1 = \partial l / \partial x$ 。

类似的，如果 T_1 是加到左侧面的压力，则 $T_1 + (\partial T_1 / \partial x) \Delta x$ 是加到右侧面的压力。作用在单元体积上的力等于

$$F = \frac{\partial T_1}{\partial x} \Delta x A$$

式中, A 为压电板条的横截面积。

根据牛顿定律

$$\frac{\partial T_1}{\partial x} \Delta x A - \rho \Delta x A \frac{\partial^2 l}{\partial t^2} = 0$$

式中, ρ 为压电材料的密度。

因此

$$\frac{\partial T_1}{\partial x} - \rho \frac{\partial^2 l}{\partial t^2} = 0 \quad (9.1)$$

上式就是运动方程。利用前面的假定便得:

$$\frac{\partial T_1}{\partial x} = \frac{1}{S_{11}^E} \frac{\partial S_1}{\partial x} = \frac{1}{S_{11}^E} \frac{\partial^2 l}{\partial x^2} \quad (9.2)$$

如果引入杨氏模数

$$Y_1^E = \frac{1}{S_{11}^E}$$

根据式 (9.1) 和式 (9.2), 可得波动方程如下:

$$\frac{Y_1^E \partial^2 l}{\rho \partial x^2} = \frac{\partial^2 l}{\partial t^2}$$

相对于振动谐波求解这个方程便得

$$l = (B_1 j \sinh \gamma x + B_2 \cosh \gamma x) e^{j\omega t} \quad (9.3)$$

$$v = \frac{\partial l}{\partial t} = j\omega l$$

$$S_1 = \frac{\partial l}{\partial x} = \beta (B_1 \cosh \gamma x - B_2 j \sinh \gamma x) e^{j\omega t} \quad (9.4)$$

式中 γ 为无阻尼时波的传播常数。

$$\gamma = \frac{j\omega}{\sqrt{\frac{Y_1^E}{\rho}}} = \frac{j\omega}{c} = j\beta$$

式中

$$c = \sqrt{\frac{Y_1^E}{\rho}}$$

是波的相速度。利用边界条件

$$v_1 = j\omega l|_{x=0} = jB\omega_2, \quad j\omega l|_{x=l} = v_2$$

则得

$$B_1 = \frac{v_2 + v_1 \cosh \gamma l}{\omega \sinh \gamma l}, \quad B_2 = \frac{v_1}{j\omega} \quad (9.5)$$

作用在压电板条终端的力为

$$F_1 e^{j\omega t} = -abT_1|_{x=0} = -abY_1^E (S_1 - d_{31}E_{03})|_{x=0}$$

用式(9.4)和式(9.5)进行置换,则得

$$F_1 = abY_1^2 \left[d_{31}E_{03}e^{-i\omega t} - \frac{\beta}{\omega} \left(\frac{v_2 + v_1 \operatorname{ch}\gamma l}{\operatorname{sh}\gamma l} \right) \right] \quad (9.6)$$

$$F_2 = abY_1^2 \left[d_{31}E_{03}e^{-i\omega t} - \frac{\beta}{\omega} \left(\frac{v_1 + v_2 \operatorname{ch}\gamma l}{\operatorname{sh}\gamma l} \right) \right] \quad (9.7)$$

式中

$$E_{03} = \frac{Ue^{i\omega t}}{a} \quad (9.8)$$

流经电极的电流

$$Ie^{i\omega t} = \frac{d}{dt} \int_0^l bD_3 dx \quad (9.9)$$

借助于方程(9.3), (9.8)将式(9.9)展开:

$$\begin{aligned} Ie^{i\omega t} &= j\omega b \int_0^l [d_{31}(Y_1^2 S_1 - Y_1^2 d_{31}E_{03}) + s_{33}^T E_{03}] dx \\ &= j\omega b \left[d_{31}Y_1^2 l + s_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2 Y_1^2}{s_{33}^T} \right) E_{03} l \right] \end{aligned} \quad (9.10)$$

$$I = -bd_{31}Y_1^2(v_1 + v_2) + j\omega \frac{bl}{a} s_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2 Y_1^2}{s_{33}^T} \right) U$$

$$k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2 Y_1^2}{s_{33}^T}$$

称为机电耦合系数。输入阻抗的容性部分为

$$Z_{Dsp} = \frac{U}{I} \Big|_{v_1=v_2=0} = \frac{1}{j\omega \frac{bl}{a} s_{33}^T (1 - k_{31}^2)}$$

波阻抗 Z_0 为

$$Z_0 = abc\rho = ab\sqrt{\rho Y_1^2}$$

把方程(9.6), (9.7)和(9.10)变换为

$$F_1 = \frac{Z_0}{\operatorname{th}\gamma l} v_1 + \frac{Z_0}{\operatorname{sh}\gamma l} v_2 + bd_{31}Y_1^2 U \quad (9.11)$$

$$F_2 = \frac{Z_0}{\operatorname{sh}\gamma l} v_1 + \frac{Z_0}{\operatorname{th}\gamma l} v_2 + bd_{31}Y_1^2 U \quad (9.12)$$

$$I = -bd_{31}Y_1^2(v_1 + v_2) + \frac{1}{Z_{Dsp}} U \quad (9.13)$$

把方程(9.13)代入式(9.11)和式(9.12):

$$F_1 = \left(\frac{Z_0}{\operatorname{th}\gamma l} + n_1^2 Z_{Dsp} \right) v_1 + \left(\frac{Z_0}{\operatorname{sh}\gamma l} + n_1^2 Z_{Dsp} \right) v_2 + n_1 Z_{Dsp} I$$

$$F_2 = \left(\frac{Z_0}{\operatorname{sh}\gamma l} + n_1^2 Z_{Dsp} \right) v_1 + \left(\frac{Z_0}{\operatorname{th}\gamma l} + n_1^2 Z_{Dsp} \right) v_2 + n_1 Z_{Dsp} I$$

$$U = n_1 Z_{Dsp} v_1 + n_1 Z_{Dsp} v_2 + Z_{Dsp} I$$

$$n_1 = bY_1^2 d_{31} \quad (9.14)$$

根据相似理论,用电压和电流代替力和振动速度,便得多端网络的方程,它的线路就是压电板条的等值线路,这个线路表示在图 9.4。

图 9.4 (a) 所示的沿长度方向极化的情况下,压电板条中将激励出沿长度方向的连续波。

按照同样的程序进行计算,便得图 9.5 (b) 所示的等值线路,这里

$$Z_0 = A \sqrt{\rho Y_3^D}$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\rho}{Y_3^D}}$$

$$n_1 = \frac{A}{l} Y_1^D d_{31}$$

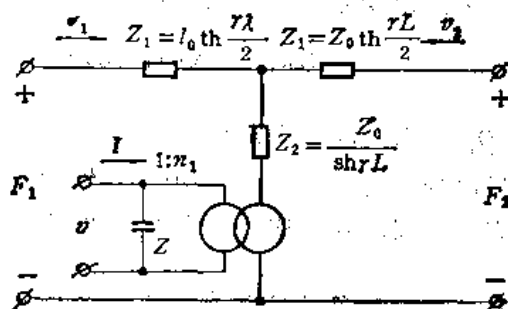
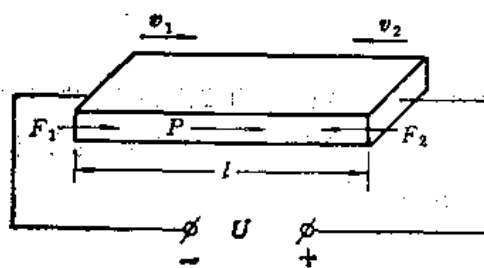
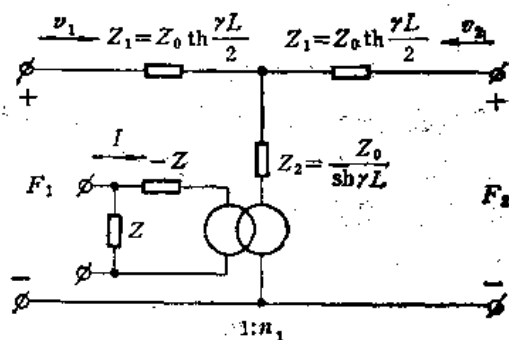


图 9.4 横向极化的压电板条的等值线路

$$Z_{D_{31}} = \frac{L}{j\omega A \epsilon_{33}^T (1 - Y_3^D g_{31}^2 \epsilon_{33}^T)}$$



(a)



(b)

图 9.5 纵向极化的压电板条 (a) 及其等值线路 (b)

2. 损耗的考虑

当考虑单元体积变形的机械损耗时,就产生一定的滞后,这相当于机械压力为正弦变化时的相移。这个量相当于弹性模数的复数值

$$c^D = c_1^D + j c_2^D$$

由于波的传播常数

$$\gamma = j\omega \sqrt{\frac{\rho}{c^D}}$$

损耗的存在将导致传播常数中出现实数部分

$$\gamma = j\omega \sqrt{\frac{\rho}{c_1^D + j c_2^D}} = \alpha + j\beta \quad (9.15)$$

实际上可以借助于机械品质因数 Q_m 来考虑损耗,机械品质因数可以按下式确定:

$$Q_m = \frac{c_1^D}{c_2^D}$$

这时式 (9.15) 变为

$$\gamma = j\omega \sqrt{\frac{\rho}{c_1^D \left(1 + \frac{j}{Q_m}\right)}}$$

如果认为 $Z_{D,p}$ 包含电阻分量, 则电气损耗也容易考虑进去

$$Z_{D,p} = X_R + jX_c = X_c(Q_e + j) = X_c\left(\frac{1}{\tan \delta} + j\right)$$

式中 Q_e 为电气品质因数; δ 为介质损耗角。

机电变换的损耗由存在的电致伸缩效应及导致压电系数随电场和机械应力变化的其它效应所引起。由于这些效应很微弱, 机电变换的损耗可以忽略。

3. 压电变压器的完全等值线路

取一个端部有电极的压电板条[图 9.5 (a)], 把另一个同样的板条和它对接起来, 便得到长度伸缩型压电变压器[图 9.2 (a)]。当板条长度是半波长的倍数时, 这个板条发生谐振:

$$l + l = \frac{1}{2} m \lambda$$

式中, m 为振动模式的次数。

为了组成所研究压电元件的等值线路, 先组成每个板条单独的等值线路, 并把它们逐级连接起来。因为压电元件的端部是自由的, 这相当于端点 $a-a$ 和 $b-b$ 是短路的(图 9.6)。把三角形变换为星形, 便得到图 9.7 (a) 所示的线路。

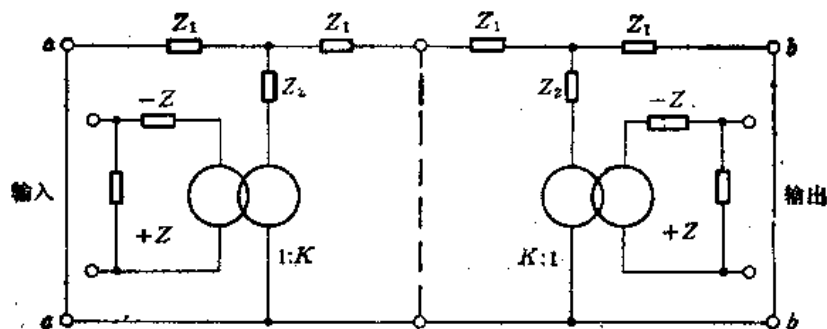


图 9.6 驱动部分和发电部分等值线路的连接

压电变压器的一端接电源。在第一次变换之后, 只存在机械形式的能。因此, 变压器之间的部分线路是机械的, 其余两部分则分别称为输入和输出部分。

通常输入和输出部分的参数不同, 因此, 下面将用不同的符号来表示。

图 9.7 (a) 表示的等值线路对任何压电变压器结构都是适用的, 因此, 称为压电变压器的通用等值线路。

假定压电变压器工作在谐振频率的范围内, 这时的等值线路简化为图 9.7 (b)。假定变压器由电势源来驱动, 它的负载是纯电阻 R_F 。如果忽略比容抗小很多的介质损耗电阻, 可得图 9.7 (c) 所示的线路。

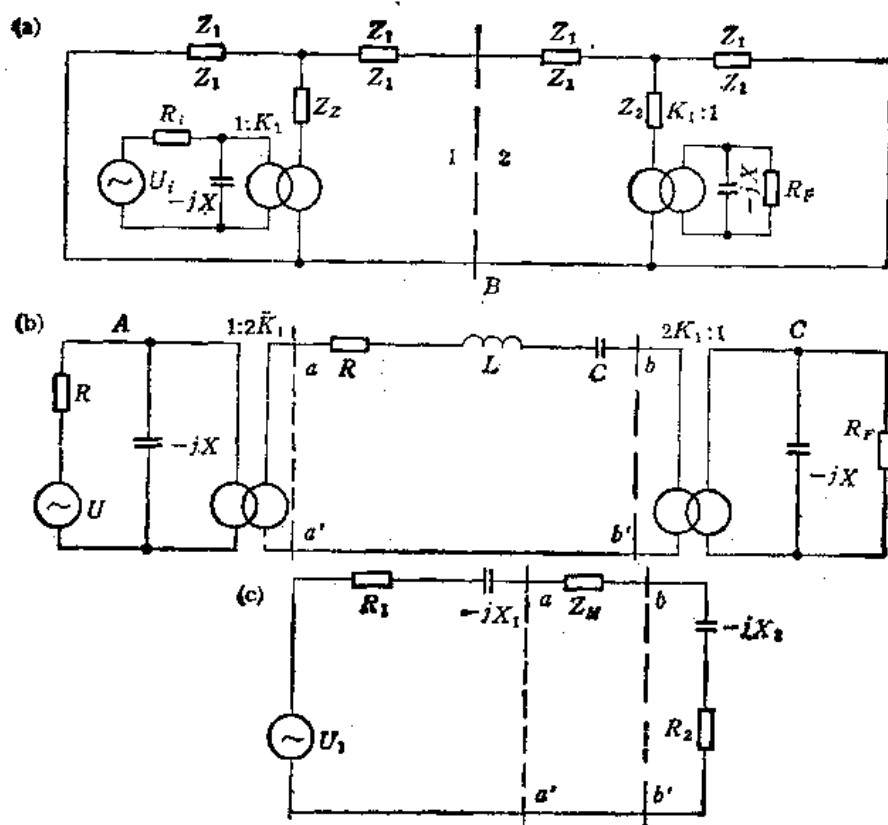


图 9.7 压电变压器的通用等值线路

四、等值线路参数的计算

对于各种最简单的压电变压器结构来说,确定等值线路参数的方法是类似的,因此,这里只分析横-横式结构。压电变压器可以工作在长度伸缩型的基频及二次纵振动模式。为了便于和高次振动模式进行比较,针对二次振动模式进行压电变压器计算,而且驱动部分和发电部分的尺寸相同,两部分都用同样的压电材料做成。两部分连接处的声波阻抗是匹配的。压电变压器的尺寸满足关系

$$l \gg b \gg a$$

因而,可以认为声波只沿压电元件长度分布。

对于图 9.7 (a) 所示的等值线路来说,压电元件的机械特性阻抗为

$$Z_0 = ab\sqrt{\rho Y_1^s} \quad (9.16)$$

变比 K_1 等于变换系数 n_1 , 按式 (9.14) 确定。

驱动部分(或发电部分)的容抗为

$$X_{sr} = \frac{a}{bl'\omega\epsilon_{33}^T(1-k_{31}^2)}$$

传播常数为

$$\gamma = j\omega\sqrt{\frac{\rho}{Y_1^s}}$$

式中 ϵ_{33}^T 为介电常数; d_{31} 为压电常数; k_{31} 为机电耦合系数; a 为压电板厚度; b 为压

电板宽度； l' 为驱动部分(或发电部分)的长度。

当压电变压器工作在波长 λ 接近于压电元件总长度 l ，即 $\lambda = l = 2l'$ 时，可以利用图 9.7 (b) 所示线路进行计算。这时的机械阻抗为

$$Z_M = R_M + j\left(\omega L_M - \frac{1}{\omega C_M}\right)$$

$$R_M = \frac{\pi Z_0}{4Q_m}, \quad L_M = \frac{\pi Z_0}{\omega_0}$$

$$C_M = \frac{1}{\omega_0 \pi Z_0}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{Y_1^2}{\rho} \frac{\pi m}{l}}$$

输入和输出端与机械部分之间是通过理想机电变换器连接的，等值线路反映了压电变压器中电能和机械能的相互转换。

对于图 9.7 (c) 的等值线路来说

$$U_1 = \frac{U_i X_{eT} 2K_1 (X_{eT} - jR_i)}{R_i^2 + X_{eT}^2}$$

$$R_1 = \frac{4K_1^2 R_i X_{eT}^2}{R_i^2 + X_{eT}^2}$$

$$X_1 = \frac{4K_1^2 R_i^2 X_{eT}}{R_i^2 + X_{eT}^2}$$

$$R_2 = \frac{4K_2^2 R_F X_{eT}^2}{R_F^2 + X_{eT}^2}$$

$$X_2 = \frac{4K_2^2 R_F^2 X_{eT}}{R_F^2 + X_{eT}^2}$$

五、压电变压器主要参数的确定

根据压电变压器的等值线路，可以导出压电变压器主要参数的计算公式。对于图 9.2 (b) 所示的横纵式结构而言：

负载电压与输入电压之比

$$k_u = \frac{2n_1 X_2}{2R + R_1 + R_2} \sqrt{\frac{R_2 R_F}{R_i^2 + X_1^2}}$$

当 $R_F = X_2$ 时变压器的效率

$$\eta = \frac{2n_1^2 X_2}{2R + R_1 + 2n_1^2 X_2}$$

变压器的输出功率

$$P_u = \frac{U_1^2 R_2}{(2R + R_1 + R_2)^2} \frac{R_1 + jX_2}{2R_1 n_1}$$

变压器的输出电流

$$I_{sc} = \frac{U_1 \frac{n_1}{n_2}}{R_2 + \frac{R}{2n_2^2}}$$

对于基频振动模式而言,变压器的输出阻抗

$$r_{sc1} = \frac{\pi^2}{4b\omega_1 Q_m} \left(\frac{d_{33}}{d_{31}} \right) \frac{1}{\varepsilon_{33}^T k_{33}^2 (1 - k_{33}^2)}$$

对于二次振动模式而言,变压器的输出阻抗

$$r_{sc2} = \frac{\pi^2}{8b\omega_2 Q_m} \left(\frac{d_{33}}{d_{31}} \right) \frac{1}{\varepsilon_{33}^T k_{33}^2 (1 - k_{33}^2)} \approx 0.5 r_{sc1}$$

上列各式中

$$c_1 = \frac{bl'}{a} \varepsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2), \quad c_2 = \frac{ab}{l'} \varepsilon_{33}^T (1 + k_{33}^2)$$

$$n_2 = \frac{ab k_{33}^2 (1 - k_{33}^2) \varepsilon_{33}^T}{l' d_{33}}, \quad n_1 \text{ 见式 (9.18),}$$

$$X_1 = \frac{1}{j\omega c_1}, \quad X_2 = \frac{1}{j\omega c_2}$$

$$X_3 = \frac{4n_1^2 R_i^2 X_1}{R_i^2 + X_1^2}, \quad X_4 = \frac{4n_2^2 X_2^3}{R_F^2 + X_2^2}$$

$$R = \frac{\pi z_0}{Q_m}, \quad R_1 = \frac{4n_1^2 R_i X_1^2}{R_i^2 + X_1^2}, \quad R_2 = \frac{4n_2^2 X_2^3 R_F}{R_F^2 + X_2^2}$$

Z_0 见式(9.20), R_i 为信号源内阻, U_1 为输入电压, R_F 为负载电阻。

对于图 9.2 (a) 所示的纵-纵式压电变压器结构而言,相应参数的公式如下:

$$k_s = \frac{2n_2 X_1}{R + R_1 + R_2} \sqrt{\frac{R_2 R_F}{R_i^2 + X_1^2}}$$

$$\eta = \frac{R_2}{R + R_1 + R_2}$$

$$\eta_{\max} = \frac{2n_2^2 X_2}{R + R_1 + 2n_2^2 X_2}$$

$$P_{sc} = \frac{4U_1^2 R_i}{(R + R_1 + R_2)^2} \frac{n_2^2 X_1 (X_1 - jR_i)}{(R_i^2 + X_1^2)^2}$$

在电压源的情况下, $R_i = 0$, 上述公式可以简化。横纵式结构 $R_i = 0$, $X_1 = 0$, $U_2 = 2n_1 U_{10}$ 纵纵式结构 $R_i = 0$, $X_1 = -4n_2^2 X_1$, $U_2 = 2n_2 U_{10}$

9.2 压电变压器的工作状态

电磁变压器的工作状态有三种:空载、额定负载、短路状态。由于压电变压器的工作原理比较复杂,运行状态也比较多,一般分为五种。各种状态的名称以及对应的压电变压器参数见表 9.1。

表 9.1 压电变压器的工作状态

工作状态	负载电阻	变压比	变流比	负载功率	效率
空载状态	$R_F = \infty$	k_{u0}	k_{i0}	P_0	η_0
第一匹配负载状态	$R_F = R_{F1}$	k_{u1}	k_{i1}	P_1	η_1
最高效率状态	$R_F = R_{F\eta}$	$k_{u\eta}$	$k_{i\eta}$	P_η	η_m
第二匹配负载状态	$R_F = R_{F2}$	k_{u2}	k_{i2}	P_2	η_2
短路状态	$R_F = 0$	k_{uD}	k_{iD}	P_D	η_D

变压器负载阻抗的变化会影响机械部分的阻抗 R_2, x_{20} 。压电变压器的效率及其他一些参数都由负载确定。

压电变压器的一个重要参数是机电品质因数 Q_m :

$$Q_m = \frac{f_p}{\Delta f}$$

式中, f_p 为谐振频率; Δf 为在变比最大值的 0.707 电平处频率之差。

压电元件的容许功耗是评价压电变压器结构与材料的重要参数。通常近似地认为等值线路中电阻 R_1 和 Z_M 消耗的功率就是压电元件的允许消耗功率。这个功率由材料的导热性、环境温度、及压电元件的最高允许温升来确定。

一、各种工作状态的特点

(1) 在空载状态下: $R_F = \infty, \eta_0 = 0, R_{20} = 0, X_{20} = 4K_1^2 X_{eT0}$

(2) 在短路状态下: $R_{FD} = \eta_D = 0, R_{2D} = X_{2D} = 0$ 。

(3) 匹配负载状态,即最大功率状态。对于压电变压器来说,在 $R_M = R_2$ 时就是这种状态。在这种状态下压电变压器的效率等于 50%。

由于压电变压器的输出阻抗和它的输出电容是并联的,在 $R_F = X_{eT}$ 时具有最大值,在空载和短路状态具有最小值。因而,可以有两个阻抗 R_{F1} 和 R_{F2} 值,它们都相应于压电变压器效率等于 50% 时的匹配状态(图 9.8)。

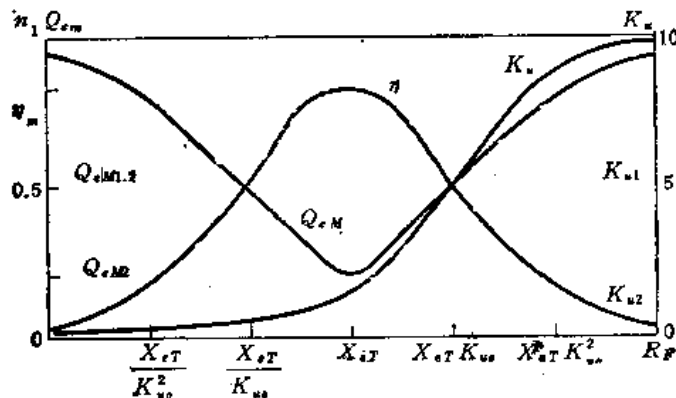


图 9.8 压电变压器的 Q_m, K_u, η 和负载阻抗的关系

假定变压器工作在 $X = X_1 + X_2 + X_M = 0$ 的频率下,在匹配状态下,压电变压器效率的公式为

$$0.5 = \frac{R_{2P}}{R_1 + R_M + R_{2P}}$$

或者

$$R_{2P} = R_1 + R_M$$

在电势源供电的状态下, $R_{2P} = R_M$ 。将 R_2 值代入相应公式便得

$$R_F^2 - \frac{4K_1^2 X_{eT} R_F}{R_M} + X_{eT}^2 = 0$$

由于

$$\frac{4K_1^2 X_{eT}}{R_M} = K_{\infty 0}$$

式中 $K_{\infty 0}$ 为空载变压比。相对于 R_F 求解便得

$$R_{FP} = X_{eT} \left(\frac{K_{\infty 0}}{2} \pm \sqrt{\frac{K_{\infty 0}^2}{4} - 1} \right)$$

当根号前取负号时, 应该用 $1/K_{\infty 0}$ 代替根式中的空载变比 $K_{\infty 0}$ 。最终得到

$$R_{F1} = X_{eT} K_{\infty 0}, R_{F2} = \frac{X_{eT}}{K_{\infty 0}}$$

$$R_{21} = \frac{4K_1^2 X_{eT}}{K_{\infty 0}}, X_{21} = 4X_{eT} K_1^2$$

$$R_{22} = \frac{4K_1^2 X_{eT}}{K_{\infty 0}}, X_{22} = \frac{4K_1^2 X_{eT}}{K_{\infty 0}^2}$$

(4) 最高效率状态。这时 R_2 应当最大, 当 R_2 足够大时, 负载电阻 $R_{F\eta}$ 可用下式求得:

$$R_{F\eta} = X_{eT}, R_{2\eta} = 2K_1^2 X_{eT}, X_{2\eta} = 2K_1^2 X_{eT}$$

当用电势源供电时, 最高效率的公式可以写成

$$\eta_m = \frac{1}{1 + \frac{R_M}{R_{2\eta}}}$$

比值 $R_M/R_{2\eta}$ 可以用压电元件的参数来表示, 这时

$$\eta_m = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2(1 - k_{31}^2)}{2Q_m k_{31}^2}}$$

由于

$$K_{\infty 0} = \frac{4Q_m k_{31}^2}{\pi^2(1 - k_{31}^2)}$$

故而

$$\eta_m = \frac{K_{\infty 0}}{2 + K_{\infty 0}}$$

因此, 压电材料的参数 Q_m , k_{31} 或 $K_{\infty 0}$ 越高, 压电变压器的效率也越高。

二、变压比

像电磁变压器那样,把压电变压器输入和输出电压之比称为变压比,用 K_v 表示。在一般情况下,这个比值为

$$K_v = \left| \frac{U_i}{U_r} \right| = \frac{2K_1 X_{eT} \sqrt{R_2 R_p}}{(R_1 + R_2 + R_M) \sqrt{R_1^2 + X_{eT}^2}}$$

电势源供电时

$$K_v = \frac{2K_1 \sqrt{R_2 R_p}}{R_2 + R_M}$$

在空载状态下, $R_{p0} = \infty$

$$K_{v0} = \frac{2R_{20}}{R_M} = \frac{4K_1^2 X_{eT}}{R_M}$$

代入压电元件的参数,则得

$$K_{v0} = \frac{4Q_m k_{31}^2}{\pi^2(1 - k_{31}^2)}$$

在匹配负载状态下

$$R_{p1} = X_{eT} K_{v0}, \quad K_{v1} = \frac{R_{20}}{R_M} = \frac{K_{v0}}{2}$$

$$R_{p2} = \frac{X_{eT}}{K_{v0}}, \quad K_{v2} = \frac{R_{20}}{R_M K_{v0}} = 0.5$$

在高效率状态下, $R_p = X_{eT}$

$$K_{v\eta} = \sqrt{2} \eta_m = \frac{2\sqrt{2} k_{31}^2 Q_m}{\pi^2(1 - k_{31}^2) + 2k_{31}^2 Q_m}$$

在短路状态下

$$R_{pD} = 0, \quad K_{vD} = 0$$

从上面给出的公式中可见,对称结构压电变压器的变压比和压电元件的尺寸无关,仅由压电材料的参数来确定,而且随负载阻抗的变化而变化。对于对称结构的压电变压器来说

$$K_{v\eta} \approx \frac{1}{\sqrt{2} \eta_m}$$

三、变流比

压电变压器输出电流与输入电流之比称为变流比。计算出压电变压器的输入和输出电流,就可以求得变流比。由于图 9.7(c) 中的总电流是 I , 压电变压器的负载电流为

$$I_r = \frac{I_r X_{eT}}{\sqrt{R_1^2 + X_{eT}^2}}$$

式中 I_r 为图 9.8(c) 中 bb' 间的电流,称为输入电流。

变流比为

$$K_i = \frac{X_{eT}}{\sqrt{R_p^2 + X_{eT}^2}}$$

空载状态下

$$R_F = \infty, K_{i0} = 0$$

在匹配负载状态下

$$R_{F1} = X_{eT} K_{u0}$$

$$K_{i1} = \frac{1}{K_{u0}}$$

$$R_{F2} = \frac{X_{eT}}{K_{u0}}$$

$$K_{i2} \approx 1$$

在最高效率状态下

$$R_{F\eta} = X_{eT}$$

$$K_{i\eta} = 0.707$$

在短路状态下

$$R_{FD} = 0, K_{iD} = 1$$

由于压电变压器的输出电容是并联到负载电阻上的,它的分流作用和 X_{eT} 及 R_p 成正比。

从 K_i 的公式可见,变流比和压电变压器的尺寸无关,由比值 X_{eT}/R_p 及压电材料的参数来确定。

四、负载有功功率

在一般情况下,负载有功功率,即压电变压器的输出功率按下式计算:

$$P_F = \frac{U_i^2 K_u^2}{R_F}$$

在空载状态下, $R_{F0} = \infty$ 。在短路状态下, $K_{uD} = 0$, 即负载功率为零。

在匹配状态下,负载阻抗为

$$R_{F1} = X_{eT} K_{u0}, R_{F2} = \frac{X_{eT}}{K_{u0}}$$

$$K_{u1} = \frac{K_{u0}}{2}, K_{u2} = 0.5$$

输出功率为

$$P_{F1} = P_{F2} = \frac{U_i^2 K_{u0}^2}{4X_{eT}}$$

在最高效率状态

$$R_{F\eta} = X_{eT}, K_{u\eta} = \sqrt{2\eta_m}$$

$$P_{F\eta} = \frac{2U_i^2 \eta_m^2}{X_{eT}}$$

用压电材料的参数表示,则得

$$P_{F\eta} = \frac{16\pi Q_m^2 k_{31}^4 (1 - k_{31}^2) \varepsilon_{33}^2 N U^2 b}{a [2Q_m k_{31}^2 + \pi^2 (1 - k_{31}^2)]^2}$$

式中 N 为该种振动模式下压电材料的频率常数。

从导出的公式可见, 给定电源电压时的输出功率和压电元件的尺寸有关, 也和压电材料的参数有关。在 U_i 一定的条件下, ε_{33} , k_{31} , Q_m , N 值越大, 传输的功率越多。

五、压电变压器的输入参数

把压电变压器的输入端变换为等值线路, 就可以计算压电变压器的输入参数。当压电变压器工作在 $X_M + X_2 = 0$ 的频率时, 等值线路具有图 9.9 (a) 所示的形式, 其中

$$R_s = R_2 + \frac{R_M}{4K_1^2}$$

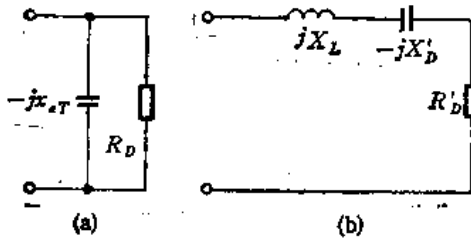


图 9.9 在谐振频率下, 从输入方看, 压电变压器的等值线路

因此, 在该频率下, 从输入方看, 压电变压器可以表示成容抗 X_{eT} 与电阻 R_s 并联的电路。 R_s 及 R_s/X_{eT} 值和压电变压器的工作状态有关 (见表 9.2)。

实际上, 输入阻抗的无功分量可以用在压电变压器输入端串联一个相应的电感来补偿。通常, 在该状态下的电压

增益将最大。为了求得这个补偿电感, 把图 9.9 (a) 变换为图 9.9 (b), 其中

$$X'_s = X_L, \quad Z'_s = R'_s - jX'_s$$

这时

$$R'_s = \frac{R_s}{1 + \left(\frac{R_s}{X_{eT}}\right)^2}, \quad X'_s = \frac{X_{eT}}{1 + \left(\frac{X_{eT}}{R_s}\right)^2}$$

表 9.2 压电变压器等值电阻的公式

工作状态	R_s	X_{eT}/R_s	R'_s	X'_s/X_L
空载	X_{eT}/K_{20}	K_{20}	X_{eT}/K_{20}	X_{eT}/K_{20}^2
第一匹配负载	$2X_{eT}/K_{20}$	$K_{20}/2$	$2X_{eT}/K_{20}$	$4X_{eT}/K_{20}^2$
最高效率状态	$X_{eT}/(2\eta_m)$	$2\eta_m$	$2\eta_m X_{eT}/(1 + 4\eta_m^2)$	$X_{eT}/(1 + 4\eta_m^2)$
第二匹配负载	$2X_{eT}/K_{20}$	$K_{20}/2$	$2X_{eT}/K_{20}$	$4X_{eT}/K_{20}^2$
短路状态	X_{eT}/K_{20}	K_{20}	X_{eT}/K_{20}	X_{eT}/K_{20}^2

为了求得接入电感时电压增益的公式, 应当使 R'_s 的有功部分的功率和消耗在电阻 R_s 上的功率相等。

在空载、短路和匹配状态下, X_{eT}/R_s 值很大, 将超过 $K_{20}/2$, 因此, 接入电感对变比影响不大。

在最高效率状态下, $X_{eT}/R_s = 2\eta_m$, 附加的电压增益为

$$\frac{\sqrt{1 + 4\eta_m^2}}{2\eta_m}$$

即趋近于 $\sqrt{5}/2$ 。由此可见,接入补偿电感在最高效率状态下最有效。在偏离最高效率状态时,它对压电变压器工作影响很小。因为 $R_e \ll X_{eT}$,压电变压器的输入电流与驱动电压同相。

六、在感性及容性负载下压电变压器的工作特点

实际上最感兴趣的是压电变压器输出端并联电容 C_F 及串联电感 L_F 负载的情况。

先研究负载并联电容 C_F 的情况[图 9.10 (a)]。由于负载电容和压电变压器输出电容并联,使总的电容增大了,这不仅导致压电变压器参数的变化,而且导致压电变压器工作状态的变化。用 X_{ei} 表示压电变压器输出端容抗 X_{eT} 和负载电容 X_F 并联后发电部分的等值容抗。用 n 表示比值 X_{eT}/X_{ei} 。这时用 X_{ei} 代替前面的 X_{eT} 。

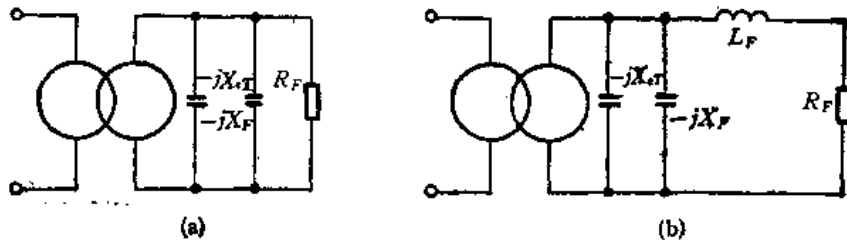


图 9.10 接有容性或感性负载的压电变压器

最高效率状态相应于 $R_F = X_{ei}$,这时压电变压器的输出阻抗下降,而效率

$$\eta_m = \frac{K_{u0}}{K_{u0} + 2n}$$

也低于没有 X_F 时的值。降低的程度和 n 及空载变比 $K_{u0} = K_{u0}/n$ 成比例。变比低于没有负载电容时的值。压电变压器的其他参数也有类似的变化。

当电感 L_F 和电阻 R_F 串联时[图 9.10 (b)],压电变压器输出端形成附加的谐振回路。如果 $\omega_0 L_F \ll X_{eT}$,则压电变压器的工作状态接近于无电感时的情况。如果 $\omega_0 L_F \gg X_{eT}$,压电变压器的工作状态相应于没有电感时的空载。如果 $\omega_0 L_F = X_{eT}$,回路谐振在频率 ω_0 产生谐振,而且,在机械部分引入等值阻抗

$$R_1 = \frac{4K_1^2 X_{eT}^2}{R_F}, \quad X_2 = 4K_1^2 X_{eT}$$

在压电变压器输出端并联调谐在谐振状态的回路时,这个回路的品质因数越高,电阻 R_F 越小,压电变压器的等值负载阻抗将越大。因此,最高效率状态相应于 R_F 趋近于零。

从上面的分析中便知,采用串联电感,不仅可以保证变压器的匹配,而且能保证压电变压器在低欧姆负载下有高的效率。由于电感 L_F 不能过大,可在输出端并联附加电容 C_F ,借助于这个电容把输出回路调谐在谐振状态。然而,应当注意,回路品质因数通常小于50,回路本身的损耗电阻是叠加在电阻 R_F 中的。

此外,随着负载电流的增大,电感中的损耗非线性增大,回路品质因数迅速降低,因此,它的效率下降的更多。

七、压电变流器的极限工作状态

为了减小尺寸,提高经济指标,最好使压电变压器工作在接近极限状态。极限状态是指超过该状态在压电变压器中就会产生不可逆的变化:压电板破坏,或去极化。驱动部分(或发电部分)电极间电场强度的极限值用 E_{sp} 表示。由于压电变压器不能在极限状态下工作,故而,假定其极限允许状态相应于压电变压器电极之间的电场强度为

$$E_s = E_{sp}/\sqrt{2}。$$

这种状态下的负载功率为原来值的 $1/2$ 。因此,压电变压器中的损耗也为原来的 $1/2$ 。压电变压器的工作状态取决于负载电阻。导致压电元件破坏的极限电场强度 E_{sp} 和频率关系不大,主要由压电陶瓷的机械强度来确定。压电变压器的热极限场强 E_{sp} 反比于 \sqrt{f} , 而且和介质损耗角正切有关。因此,当频率低于 50 kHz 时,压电变压器的极限工作状态通常取决于压电元件的机械强度。当工作频率比较高时,压电变压器的极限工作状态主要取决于压电元件的去极化程度。压电变流器能良好地工作在 50 kHz 以上的频率,因此,它的极限工作状态取决于压电元件的温升。制造压电变流器的大多数压电材料的居里温度为 $200-350^\circ\text{C}$ 。故而,压电变流器可以长期工作在 $150-170^\circ\text{C}$ 。超过这个温度时,压电变流器在强交变电场下长期工作,会使压电材料强烈老化,这是由于该条件下压电元件内存在很大的交变机械应力,从而导致压电元件去极化。通常选取 160°C 作为极限温度 T_{sp} 。无线电元件的环境温度一般不超过 90°C 。为了保证在这样的环境下压电元件的温度不超过 T_{sp} ,压电变压器的极限温升不应当超过 70°C 。压电变流器的极限允许温升略低,大约为 40°C 。如果周围环境温度低于 90°C ,则极限允许温升也相应提高。从发热的观点来看,压电变流器的极限允许工作状态相应于使压电元件发热到 T_s 的电场强度 E_{ss} 。为了确定压电变流器的 E_{ss} 值,压电变流器的输入电压要一伏一伏地逐渐提高,且在每个电压下测出压电变流器的表面温度。当压电元件表面温度等于 T_s 时的电场强度将为 E_{ss} 。在短时过压的情况下,压电变流器的极限允许参数 E_{ss} , P_{ss} 可以显著提高。在过压时间小于 1 s , 空度大于 10 时,它所承受的电压要比交流稳定状态下高 $2-3$ 倍。

9.3 压电变压器的结构

压电变压器的应用范围很广,结构类型极多,下面介绍一些典型例子。

一、连续波驱动的压电变压器

前面已经说过,机电能量的变换方法有两种,一是纵的方法,二是横的方法。所谓纵的方法是电场的方向和微粒偏移的方向一致;横的方法是电场的方向和微粒偏移的方向垂直。不论在驱动部分或是在发电部分,都可以利用纵的或横的方法来变换能量。从能量变换的观点看,常用的压电变压器结构有三种:纵-纵式[图 9.2 (a)]、横-纵式[图 9.2 (b)]、横-横式[图 9.2 (c)]。这些结构的等值线路,及线路参数的计算公式见表 9.3。基本计算关系见表 9.4。

下面研究这些结构的特点。横-横式和纵-纵式是对称结构。理想变压器的折算变比

表 9.3 常用压电变压器结构的等值线路*

横-横式	
横-纵式	
纵-纵式	

* 表中有关线路参数按下列公式计算:

$$C_q = \epsilon T_{33}(1 - k_{31}^2)b'L'/a', \quad C_p = \epsilon T_{33}(1 - k_{31}^2)a''b''/L''$$

$$L = 1/\omega^2 C_p, \quad k_1 = 2b'd_{31}Y_1^E$$

$$k_2 = 2k_{31}a''b''/\epsilon_{33}L'', \quad C_M = L'/\pi^2 a'b'Y_1^E$$

$$Z_0 = a'b'\sqrt{\rho Y_1^E}$$

基频振动模式: $L_M = 4a'b'L'\rho, R_M = 2\pi Z_0/Q_{EM}$

二次振动模式: $L_M = a'b'L'\rho, R_M = \pi Z_0/Q_{EM}$

等于 1, 变比和尺寸无关。

横-纵式结构是不对称的。理想变压器的折算变比不等于 1, 而且和变压器的尺寸有关。

三种结构中, 实际上特别感兴趣的是横-纵式。它的变比和变压器尺寸有关, 可达几千。用相同材料做成的相同尺寸的三种压电变压器的数据见表 9.5。从表中数据可见, 横-横式结构属于压电变流器, 因为它的变比 $K_{u\eta}$ 不超过 2。纵-纵式和横-纵式变压器的 $K_{u\eta}$ 分别等于 47 及 1800。

表 9.4 压电变压器参数的计算公式

结构型式	压电变压器的参数					
	K_{u0}	η_m	$K_{u\eta}$	P	P_η	R_{u0}
横-横式	$\frac{4G_{31}}{\pi^2(1-k_{31}^2)}$	$\frac{K_{u0}}{2+K_{u0}}$	$\sqrt{2}\eta_m$	$\frac{U_1^2 b' G_{31} \delta_{31}^T C^E}{2\pi a'}$	$U_1^2 K_{u\eta} \omega_\eta C_1$	$\frac{\pi a}{2b' G_{31} \delta_{31}^T C^E}$
横-纵式	$\frac{4G_{31} d_{31} L'}{\pi^2(1-k_{31}^2) d_{31} a'}$	$\frac{2G_{31}}{2G_{31} + \pi^2}$	$\frac{\pi^2 K_{u0} \eta_m}{2\sqrt{2} G_{31}}$	$\frac{U_1^2 b' G_{31} \delta_{31}^T C^E}{2\pi a'}$	$U_1^2 K_{u\eta} \omega_\eta C_2$	$\frac{\pi a'}{2b' G_{31} \delta_{31}^T C^E}$
纵-纵式	$\frac{4G_{33}}{\pi^2}$	$\frac{K_{u0}}{K_{u0} + 2}$	$\sqrt{2}\eta_m$	$\frac{U_1^2 G_{33} \delta_{33}^T Y_3^E a' b'}{2\sqrt{\rho Y_3^E} \pi (L')^2}$	$U_1^2 K_{u\eta}^2 \omega_\eta C_2$	$\frac{\pi (L')^2 \sqrt{\rho Y_3^E}}{2a' b' G_{33} \delta_{33}^T Y_3^E}$

表 9.5 不同结构的压电变压器的参数

结构型式	尺寸 (mm)	压电变压器的参数					
		f_0 (kHz)	K_{u0} ($U' = 1V$)	$K_{u\eta}$	R_u (kΩ)	Q_{uM} ($U' = 1V$)	η (%)
横-横式	$L' = L'' = 00$	16.1	14	1.2	1.3	380	87
横-纵式	$b' = b'' = 20$	15.9	1800	53	4200	310	95
纵-纵式	$a' = a'' = 2$	15.7	47	1.3	4000	320	95

二、具有匹配尺寸的压电变压器

当压电变压器工作在两种或两种以上的振动模式时,它的谐振频率一样,这种压电变压器称为尺寸匹配的压电变压器。图 9.11 (a) 是一种具有匹配尺寸的压电变压器。有孔的[图 9.11 (c)] 或无孔的[图 9.11 (b)] 圆盘状结构也是尺寸匹配的压电变压器。在这种压电变压器结构中,发电部分配置在样品的中心,它的特点是能集中声波能量。通过分析没有孔的盘式压电元件。即可明白这点。压电元件中纵波沿半径方向传播,因此,经过半径为 r 的任意圆柱面的能量,对任何一个 r 值来说,都是始终不变的。随圆柱表面的减小,能量的密度增大。发电部分配置在压电元件的中心,会使极限容许电压降低。为了克服这个缺点,把发电部分移到圆盘范围以外,像图 9.12 (a) 所示的那样。把驱动部分做成

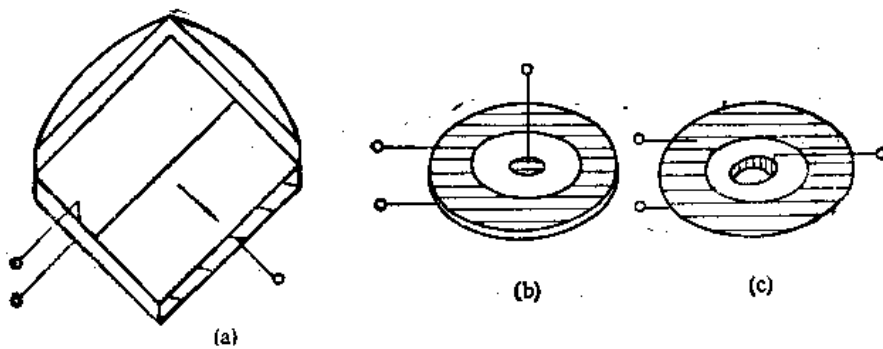


图 9.11 具有匹配尺寸的压电变压器

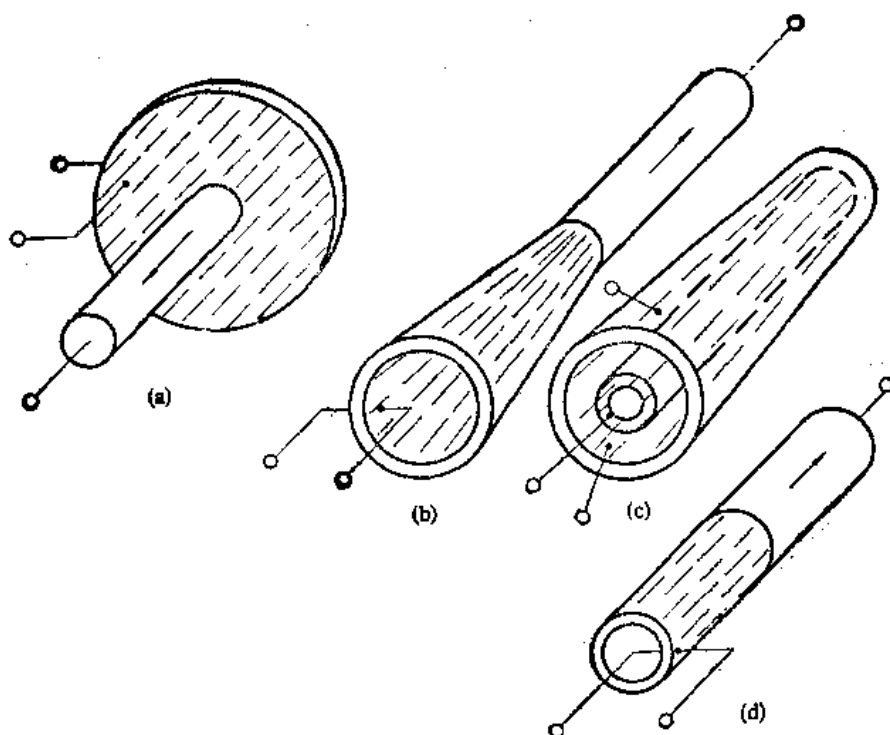


图 9.12 可以浓缩能量的压电变压器

表 9.6 具有匹配尺寸的压电变压器的参数

压电元件的形状	尺寸 (mm)			压电变压器的参数			
	长	宽	厚	f_0 (kHz)	K_{u0}	U'' (kV)	P_0 (W)
矩形板	50	20	1	33.2	730	3	6
方形板	50	50	1	37.1	1300	2.5	18
发电部分在中心的圆盘	$\phi 50$		1	39.2	670	2	12
陶瓷管	外径 $\phi 50$	10	1	35.7	1100	3.2	14

圆锥形，这就出现图 9.12 (b), (c) 所示的锥形压电变压器结构。这种结构的特点是能够得到很高(几十千伏)的输出电压。

管状压电元件 [图 9.12 (d)] 同样是具有匹配尺寸的结构。管状压电变压器的 K_{u0} 几乎比板状压电变压器大两倍。此外,在大功率 (10 W) 时,它比板状压电变压器紧凑,而且,辐射表面为板状的 1/2。除沿圆柱高度的纵向振动外,其中还可能驱动出径向振动。匹配尺寸改善了压电元件的频率一致性。由于驱动部分和发电部分对称(相对中心而言),在这种结构中不可能激励出偶次振动模式。具有匹配尺寸的压电变压器的数据见表 9.6。

三、低频压电变压器

在电源设备中需要低频压电变压器。为了降低压电变压器的频率,常采用弯曲振动模式的压电变压器结构,其中之一表示在图 9.13 (a) 上。实质上它是由沿相反方向极化的两个横-纵式压电元件组成。

弯曲压电变压器的参数见表 9.7。从表中数据可见,由于在弯曲振动时折算的机电耦合系数比较低,因而,弯曲压电变压器的 K_{eff} 也较低。

采用弯曲振动模式可以做出 50 Hz, 400 Hz, 1000 Hz 的压电变压器。当制作 50 Hz 的压电变压器时,每层厚度 0.3 mm, 压电元件的长度应当为 200 mm 左右。为了进一步降低工作频率,研究出压电元件一端固定的结构[图 9.13 (b)]。这样固定可以把沿压电板长度方向的弯曲振动的基频谐振频率降低到原来的 $1/6$ 。

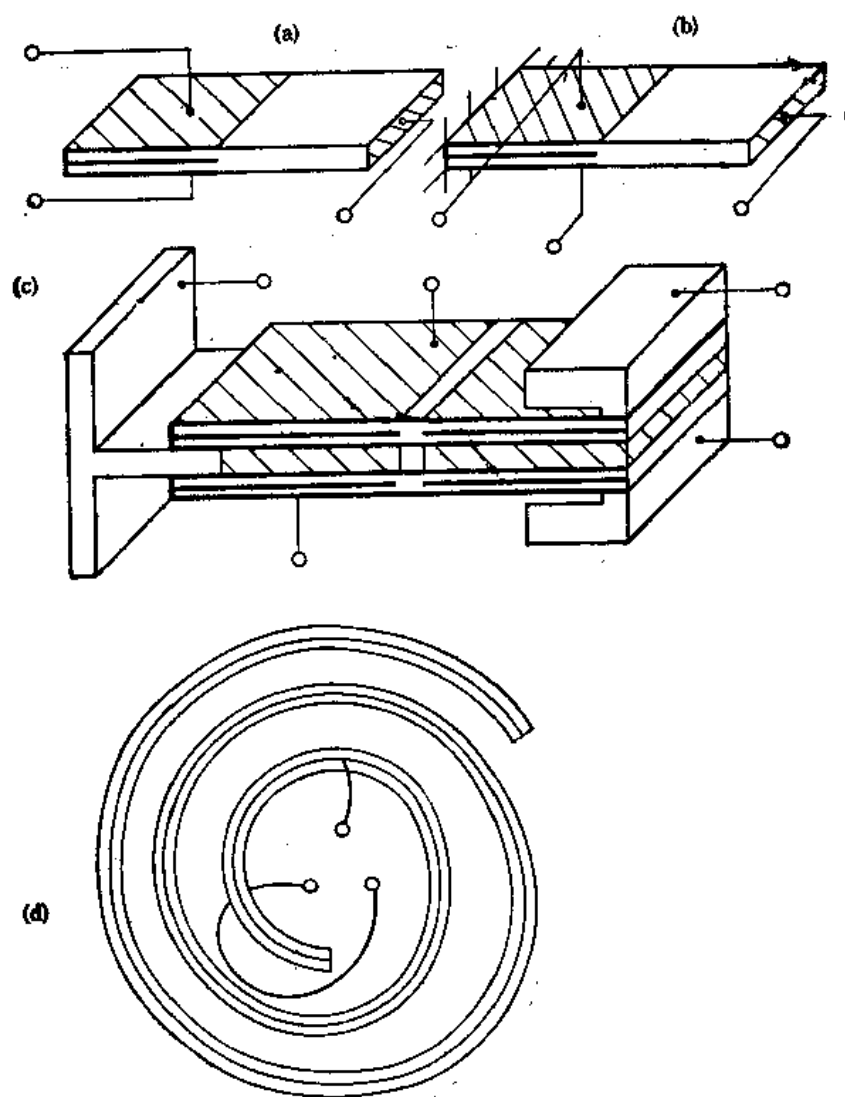


图 9.13 弯曲压电变压器的结构

刚性固定只对比值 L'/a' 很大(通常大于 300)的情况才是有效的。此外,弯曲波能量的很大一部分被固定端所消耗。这种结构的缺点是固定支柱的重量比压电元件重数十

表 9.7 弯曲压电变压器的参数

固定方式	尺寸 (mm) $2L \times b \times a$	压电变压器的参数					
		f_1 (Hz)	$K_{\pi 0}$	R_p (MΩ)	U'' (kV)	P_{π} (mW)	$Q_{\pi M}$
自由式	$30 \times 6 \times 0.5$	1580	820	85	3	188	310
自由式	$61 \times 30 \times 0.5$	400	1300	120	8	675	310
自由式	$44 \times 30 \times 0.5$	1000	1100	40	4.5	900	350
一端固定的	$60 \times 30 \times 0.6$	50	810	900	10	134	220
带机械负荷的	$30 \times 30 \times 0.6$	50	850	210	5	306	210

倍。图 9.13 (c) 的音叉式结构能克服这个缺点。

在最大振动速度的位置, 加上质量为 M 的重物, 可以把谐振频率降低到下式确定的值:

$$f = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{Y_1 b a^3}{M L^3}}$$

机械负荷使沿长度方向的机械应力分布曲线比较平直, 此外, 增大了机械电感, 因而, 使变比几乎增长两倍。

目前国外已研制出用频率 50 Hz, 400 Hz, 1000 Hz 的电源驱动的小型压电变压器, 其输出电压在 10000 V 以下。还可以制造几赫芝的压电变压器。为此, 要采用图 9.13 (d) 所示的螺旋形结构, 并使用弯曲振动模式来驱动。螺旋形低频压电变压器的参数见表 9.8。

表 9.8 螺旋形低频压电变压器的参数

固定方式	变压器参数							
	外匝直径 (mm)	厚度 (mm)	宽度 (mm)	匝数	f_1 (Hz)	$K_{\pi 0}$	$Q_{\pi M}$	R_p (MΩ)
一端固定	20	0.4	20	9	33	3	280	0.056
	20	0.4	20	9	33	12	250	0.98
带机械负荷	16	0.3	4	8	1	5	180	14.4
	18	0.4	9	10	5	12	205	30.5

对于弯曲压电变压器来说, 由于它的工作频率很低, 比极限允许强度要比纵波驱动的压电变压器高。弯曲压电变压器的非线性效应较弱, 消耗功率、变比等都比电磁变压器优越。

四、高频压电变压器

当压电变压器用脉冲信号驱动时, 在谐振频率附近, 振动按指数规律变化。过渡过程的稳定时间 τ 按下式确定:

$$\tau = \frac{Q_{\pi M}}{\pi f}$$

对于工作频率为 13 kHz 的压电变压器来说, 机电品质因数为 $300 \tau \approx 3.5 \text{ ms}$ 。气体

激光器的引燃装置等,要求过渡过程的稳定时间不超过几十微秒。这就需要工作频率超过 100 kHz 的高频压电变压器。

为了制造高频压电变压器,首要的是采用高次振动模式。高频压电变压器的参数见表 9.9。从表中数据可见,最佳方案是利用八次振动模式。对于比较高的振动模式来说,有很多压电无源区,因而,输出电压和变比都将降低。

表 9.9 高频压电变压器的参数

尺寸 (mm)	振动模式号数	压电变压器的参数					
		f_0 (kHz)	K_{av}	R_p (MΩ)	P_p (W)	Q_{EM}	η (%)
$L' = L'' = 60$	1	13.6	1360	5.6	12	320	>90
	4	55	1250	1.3	16	340	>90
$b' = b'' = 20$	8	114	1100	0.5	32	340	>90
$a' = a'' = 1$	16	240	840	0.2	54	330	>90

随着振动模式次数的升高,满足最高效率条件的负荷电阻成比例地下降。因此,在脉冲信号驱动的状态下,压电变压器可以输出相当高的功率。例如,尺寸 120 × 20 × 1 mm 的压电元件,整流电压 20 kV 时,输出脉冲功率可达 50 W。

提高压电变压器工作频率的另一种方法是采用厚度切变振动模式进行驱动。利用这种方法可以把工作频率提高到 1 MHz。这种压电变压器的数据见表 9.10,变压器的极化

表 9.10 利用厚度切变振动模式的压电变压器的参数

压电元件尺寸 (mm)	变压器参数					
	f_0 (kHz)	K_{av}	R_{P1} (MΩ)	K_{av}	P_{P1} (W)	Q_{EM}
50×21×3	510	180	1	30	30	820
50×4×5	251	130	0.55	24	6	780
50×20×2	680	80	0.22	35	12	1010

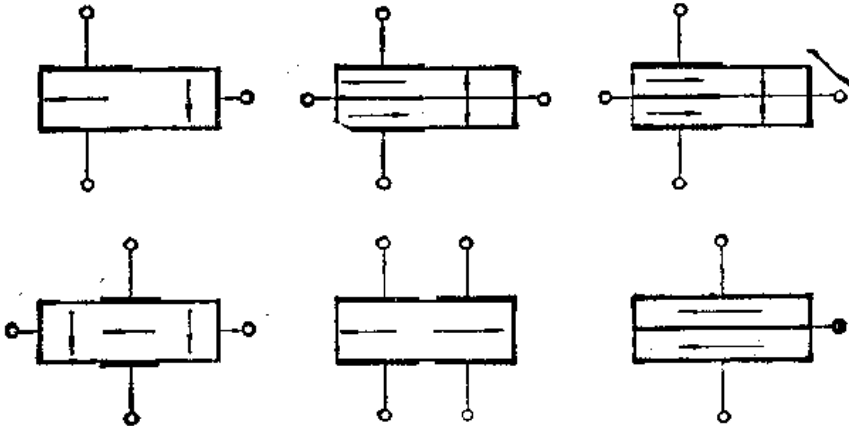


图 9.14 利用厚度切变振动模式的压电变压器的极化方向

方向见图 9.14。

高频压电变压器的极限允许电压由温度来确定。由于频率高,参数 E_{gp}'' 比在中频时低很多。因此,高频压电变压器最好用脉冲信号进行驱动。这时的极限允许电压为 2—2.5 kV/cm。

五、宽频带压电变压器

在从零到不低于第一个机械谐振频率 0.8 倍的频带内, K_{te} 值恒定的变压器称为宽频带压电变压器。对驱动部分加一个恒定电压,发电部分产生恒定机械应力的变压器就

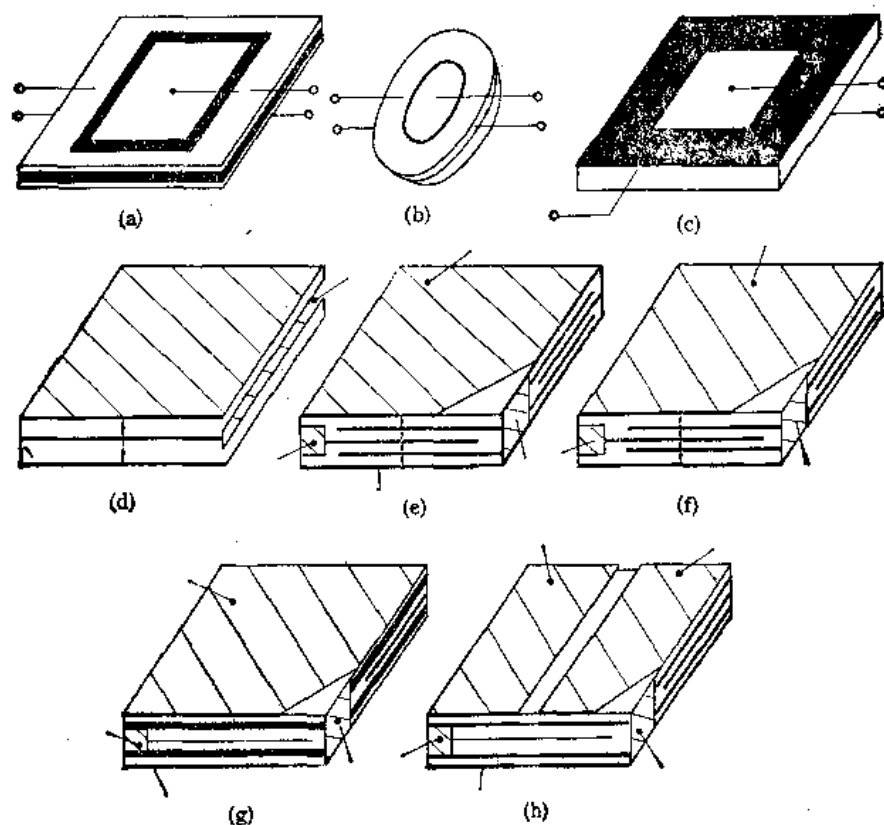


图 9.15 宽频带压电变压器的原理性结构

是宽频带的。图 9.15 (d)–(h) 上示出了这种变压器的原理性结构,其中最简单的是图 9.15 (d)。宽频带压电变压器的频率特性表示在图 9.16 上。

宽频带压电变压器的变比和机电品质因数无关。对于具有最大机电耦合系数的材料来说, K_{te} 不超过 0.2。由此可见,这种压电变压器只能是低压的。

为了提高变比,驱动部分的材料应当具有尽可能大的压电常数 d_{11} ,发电部分的材料应当具有尽可能大的机电耦

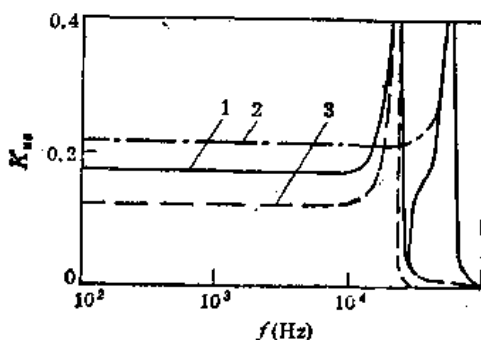


图 9.16 宽频带压电变压器的频率特性

合系数 k_{31} 。而且,应当用介电系数很小的高频陶瓷把发电部分的各段与驱动部分隔开。在这种情况下,图 9.15 (g) 中的两个涂层或图 9.15 (h) 中的四个涂层可以串联,从而把 K_{30} 分别提高二或四倍。目前 K_{30} 的最大值为 0.8。

宽频带压电变压器的另一个缺点是负荷能力差,尤其是在低频范围内。宽频带压电变压器特别适合于在脉冲与计算技术方面应用。

六、厚度伸缩型压电变压器

在高于 500 kHz 的频率下,应采用厚度伸缩型压电变压器。这种压电变压器有两层[图 9.15 (d)] 或四层[图 9.15 (e)–(h)] 两种结构。常用基频或二次振动模式,可以用纵波或横波进行驱动。

目前已能制造出每层厚度 0.005–0.01 mm 的多层压电元件。这样的厚度对应于 200–400 MHz 的谐振频率。但要制造出频率超过 10 MHz 的压电变压器还有一定的困难。这是由于频率超过 10 MHz 时,波长可以与陶瓷的微小缺陷、晶粒及畴尺寸相比拟。从而导致机械品质因数的降低。利用 PLZT 系统的陶瓷材料,可以把压电变压器的频率提高到 10 MHz 以上。这种陶瓷的晶格尺寸极小,能够在高频下可靠地工作。

厚度伸缩型压电变压器的效率由耦合系数 k_A 来确定:

$$k_A = \frac{k_{33} - Ak_p}{\sqrt{1 - A}\sqrt{1 - k_p^2}}, \quad A = \frac{\sqrt{2} S_{11}^E}{\sqrt{S_{11}^E(S_{11}^E + S_{12}^E)}}$$

该系数接近于 k_{31} , 而比 k_{33} 小很多。

9.4 压电变流器的结构

前面已经说过,变比小于 1, 在比较大的输入和输出电流下工作的压电变压器称为压电变流器。

压电变流器具有高的比极限允许功率,对于装在外壳中的压电变流器来说,这个比功率超过 2–10 W/g。单位体积的功率可达 15–75 W/cm³。

压电变流器的效率和它的输出功率无关,取决于压电材料的参数和压电元件的结构,通常可以达到 90–98%。

压电变流器的工作频率从几十赫到几兆赫,负载功率从微瓦到几百瓦,它的输入和输出电压从几分之一伏到几百伏,电流从若干分之一毫安到几十安。压电变流器的结构类型很多,下面介绍比较常用的几种。

一、纵-横式压电变流器

横-横式压电变压器的变比在 0.5–1.4 的范围内。为了进一步提高变比,可以利用各段的串并联,像图 9.17 (a) 所示那样。

为了提高压电变流器的可靠性,应尽量减少抽头数,使所连的各段在相反的方向极化。这种方法特别适合于厚度比相邻段电极间距离小很多的板状结构[图 9.17 (c)]。如果相反的极化有困难,则经过特设的小孔而实现各段的连接[图 9.17 (b)]。各段串联时必须使压电元件整个表面的电场比较均匀。否则,在功率状态下会导致其中某些段去极

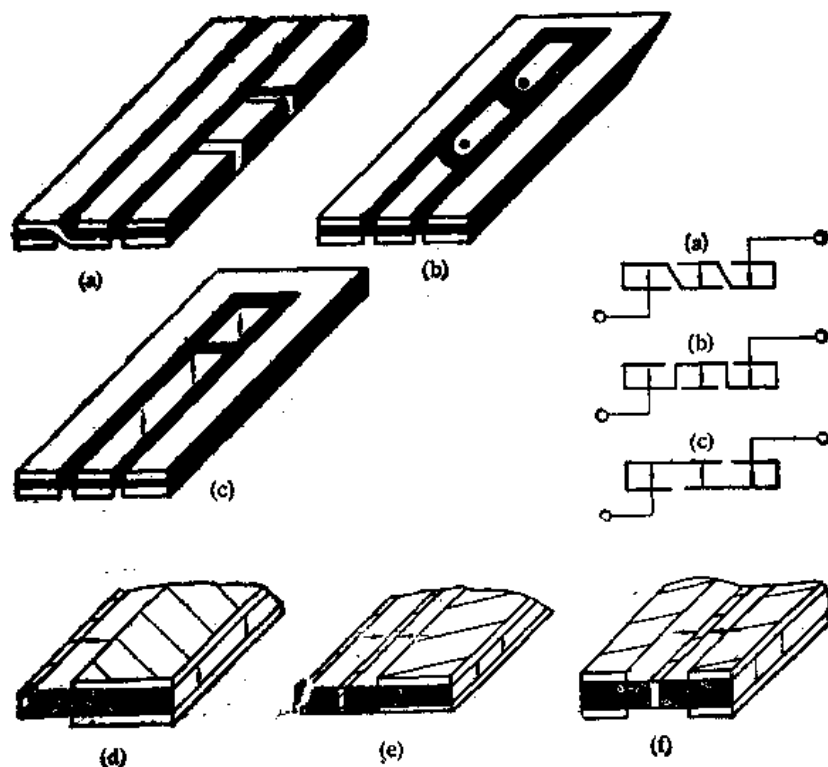


图 9.17 提高变比的方法

表 9.11 常用压电变流器的参数

结构型式	压电元件尺寸 (mm)	压电变流器参数							
		f (kHz)	R_p (Ω)	U_{jz} (V)	U_{jz} (V)	P_f (W)	G (g)	p (W/g)	η_m
横-横式	54×20×0.25	275	24	24	12	6	2	3	0.96
	60×20×0.2	278	12	24	6.3	3.3	1.8	1.8	0.94
	60×20×0.2	278	13	40	6.3	3.1	1.8	1.7	0.94
	54×20×0.6	279	50	115	20	8	5	1.6	0.94
	54×20×0.65	275	53.5	115	20	7.5	5.2	1.4	0.93
	54×20×0.68	270	230	115	40	7	5.5	1.25	0.93
纵-横式	54×20×0.2	430	12	115	6.3	3.3	1.6	2	0.96
	66×24×0.2	250	1	115	0.9	0.9	2.5	0.36	—
	66×24×0.2	500	2.2	115	1.4	0.9	2.5	0.36	0.9
	54×20×0.25	270	24	220	12	6	2	3	0.95

化。段数通常为 3 左右,这时的变比为 0.2—4。

为了使变比更高,可采用图 9.17 (d)—(f) 所示的横-纵式或纵-横式压电变流器结构。图 9.17 (d) 相应于基频,图 9.17 (e) 相应于二次振动模式,图 9.17 (f) 相应于三次振动模式。常用压电变流器的参数见表 9.11。

二、多层压电变流器

为了提高变压器的负载功率,应采用多层压电变流器结构。在电源频率较低时尤其如此。为此,常把几个单层压电变流器粘在一起。四个单层压电变流器组成的多层压电

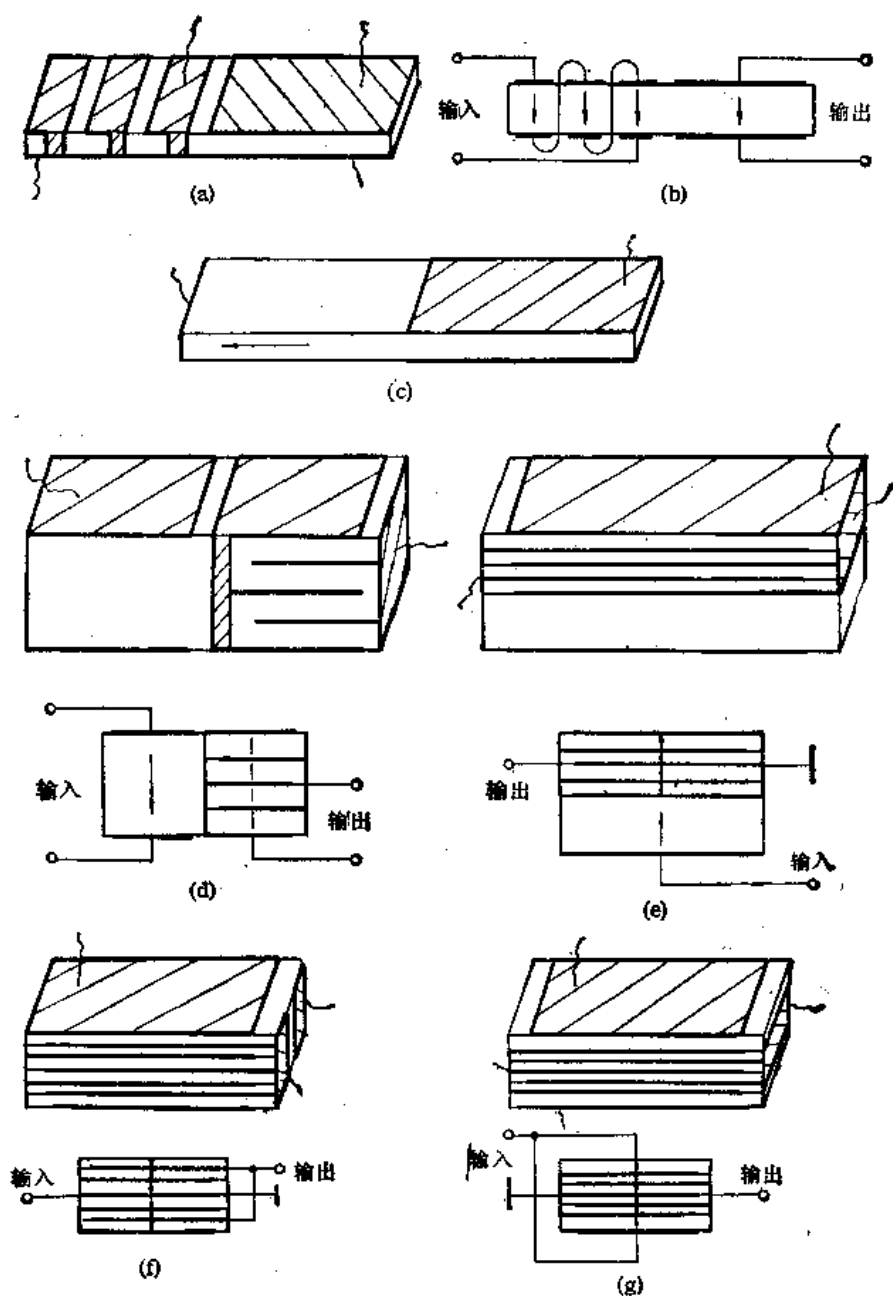


图 9.18 单层 (a), (b), (c) 和多层 (d), (e), (f), (g) 压电变流器

变流器表示在图 9.18 (d), 其输出阻抗为相应的单层压电变流器的 $1/4$ 。驱动部分的总厚度 a_B 为发电部分一个板的厚度 a_F 的 4 倍, 因而, 变比为 0.25 左右。图 9.18 (d) 的多层结构制造困难, 可以应用单层驱动部分与多层发电部分重叠起来的结构 [图 9.18 (e)]。为了避免产生弯曲振动, 可以把单层驱动部分夹在多层发电部分的中间, 发电部分上下层数相等 (图 9.18 (f))。或者把驱动部分分成两层, 使多层发电部分夹在驱动部分的中间, (图 9.18 (g))。

降压多层压电变流器的参数见表 9.12, 升压压电变流器的参数见表 9.13。通常, 多层压电变流器的 R_F 值都超过 50Ω 。 R_F 很低的压电变流器层数很多, 压电板很薄

表 9.12 降压多层压电变流器的参数

$L \times b \times a$ (mm)	C_{ss} (pF)	$\lg \delta$ (%)	R_p (Ω)	P_f (W)	G (g)	$\frac{U_{11}}{U_{12}}$	驱动段数 及片厚	结构原理图
50×16×1.6	42000	4	57	0.6	9	$\frac{24}{6}$	4×0.4	
	40000	5	60	0.6				
	62000	4	30	1.1				
40×10×4.8	28500	3	150	4.6	15	$\frac{24}{30}$	4×0.6	
	29000	3	150	4.5				
	37000	4	100	2.8				
40×10×2.4	56000	4	75	2.5	7	$\frac{24}{12}$	2×0.6	
50×15×2.5	75000	5	50	1.3			4×0.3	
	140000	5	35	1.9	13			
40×10×1.8	44000	4	90	0.7	5	$\frac{24}{8}$	1×0.9	
50×15×1.8	125000	5	30	1.9	10		3×0.3	
	165000	5	25	2.1				
40×10×3.6	85000	6	50	0.3	11	$\frac{24}{4}$	1×1.8	
	175000	7	18	0.7			6×0.3	
	170000	6	18	0.7				

表 9.13 升压多层压电变流器的参数

$L \times b \times a$ (mm)	f_0 (kHz)	R_{F1} (Ω)	K_{u1}	$R_{F\eta 1}$ (Ω)	$K_{u\eta 1}$	R_{F2} (Ω)	K_{u2}	$R_{F\eta 2}$ (Ω)	$K_{u\eta 2}$
50×16×1.6	70	480	2.5	59	0.28	7800	32	980	4.2
	71	480	2.5	60	0.29	8000	30	990	4.1
	100	45	1	28	0.24	750	15	460	2.8
40×10×4.8	41	1150	8	145	1	1150	8	145	1
	40	1200	8	147	1.1	1200	8	150	1.1
	45	170	1.7	102	0.7	165	1.5	100	0.7
40×10×2.4	41	610	4	75	0.54	2610	16	320	2.1
50×15×2.5	45	80	0.8	50	0.33	340	3	210	1.3
	36	55	0.8	34	0.33	240	3.2	140	1.4
40×10×1.8	42	750	2.7	92	0.33	6800	23	850	3.1
50×15×1.8	52	120	1.3	27	0.3	950	11	250	2.7
	40	160	2.1	26	0.31	130	19	240	3.1
40×10×3.6	40	400	1.4	50	0.17	145000	46	1800	6.5
	50	120	1.1	19.5	0.15	4000	39	710	6.1
	51	130	1.1	20	0.15	4100	37	740	6

($a \approx 0.3\text{mm}$), 制造困难。多层压电变流器的损耗随层数的增多而升高, 因此, 发电部分的层数一般不超过 4。此外, 层数增多时, 整个压电元件的厚度增大, 散热情况变坏。多层压电元件的总厚度不超过 2—3 mm。如果需要更低的输出阻抗, 需几个压电元件串并联使用。几个压电元件装在一个外壳中构成的压电变流器称为盒式压电变流器。通过驱动部分和发电部分的串并联而获得必须的变压比或变流比。采用上述措施可以把输出阻抗降低到 $10\ \Omega$ 。

三、高次振动模式驱动的压电变流器

1. 横-横式压电变流器

用沿压电板宽度传播的机械波对压电元件进行驱动, 可以把工作频率从 50 kHz 提高到 1 MHz。最高频率由压电元件的宽度及振动模式来确定。当采用基频或二次振动

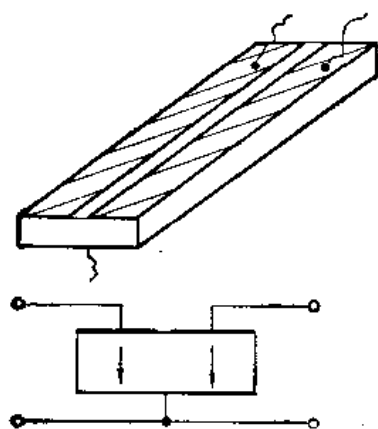


图 9.19 宽度伸缩型单层压电变流器

模式时(图 9.19), 压电变压器驱动部分和发电部分的体积相等, 因此, 最高效率状态下的变比取决于压电元件的 η_m , 通常近似等于 1。当采用三次振动模式时(图 9.20), 发电部分的体积等于驱动部分的两倍, $K_{m\eta} \approx 0.5$ 。类似地, 对于任何高次振动模式的结构来说, 只要没有能量浓缩现象, $K_{m\eta}$ 都由压电变压器驱动部分和发电部分体积之比来确定。此外, $K_{m\eta}$ 还和振动模式及半波段的连接方法有关。

分析机械波沿宽度传播时, 用五次振动模式驱动时压电元件的 $K_{m\eta}$ 值[图 9.21(a)]。压电元件由五个半波段组成, 分别用序号 1—5 表示。如果用第 3 段作为驱动部分, 而其余各段并联作为发电部分, 则该变压器[图 9.21(b)]的变比为 $K_{m\eta} \approx 0.25$ 。如果用第 2 段和第 4 段并联作为驱动部分[图 9.21(c)], 则 $K_{m\eta} \approx 0.66$ 。如果变压器的工作频率不受限制, 则通过选取适当的振动模式和并联方法, 可以得到必须的变比。然而, 这种结构的变比不能低于 0.25, 否则, 驱动部分和发电部分的体积之差过大, 会使压电元件的比功率值减小。

如果压电变压器驱动部分和发电部分的各段既有串联, 又有并联, 则可以在比较宽的

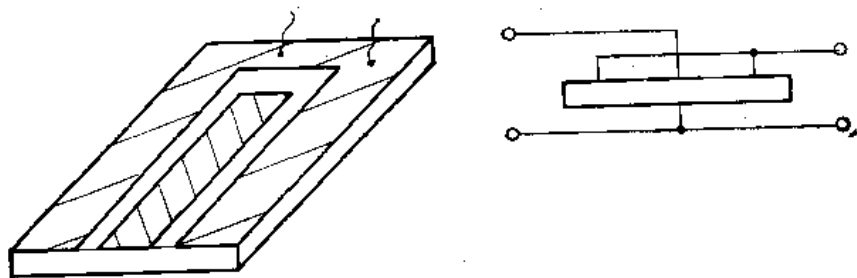


图 9.20 三次振动模式驱动的压电变流器

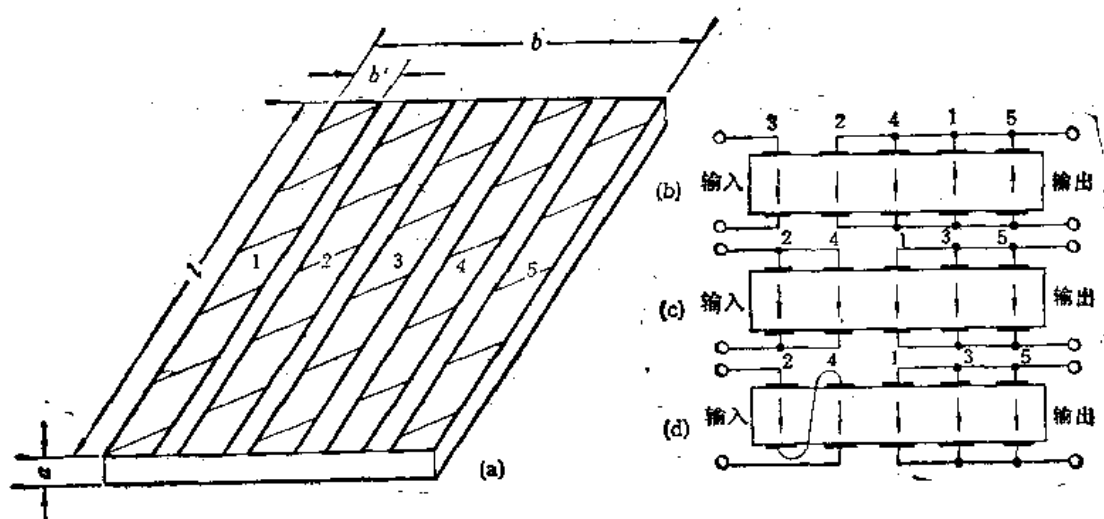


图 9.21 压电变流器各半波段的连接线路

范围内调节 K_{uq} 值。当驱动部分的第 2 段和第 4 段串联[图 9.21 (d)] 时, $K_{uq} \approx 0.33$ 。

当驱动部分和发电部分分成很多段时, 各段之间可以借助于焊在电极上的引出头来连接。这种压电变流器接线复杂, 工作可靠性差。为了减少引出头个数, 可以用很短的线把各段连起来[图 9.22 (a)]。驱动部分的三段在压电元件端部串联。发电部分的两个半波区同样串联。由于机械应力有正有负, 电极上电压同样有正负之分[图 9.22 (b)]。相邻半波段电压的符号不同, 对于各段的串联是方便的。为了使相邻半波段并联, 必须改变其中一段的极化方向, 使相邻半波段反向极化。例如, 用七次振动模式驱动的压电元件[图 9.22 (c), (d)], 相邻两个并联半波段极化方向相反, 串联段极化方向相同, 四个半波发电部分并联, 三个半波驱动部分串联, $K_{uq} \approx 0.25$ 。

图 9.22 (e) 是利用三次振动模式的压电变流器结构。驱动部分配置在中部, 整个宽度分成三段串联。通过相邻段的反向极化, 以及采用相应的电极结构, 把驱动部分的六段串联起来。

由于极化时必须满足条件 $\delta \geq a$ [见图 9.22 (g)], 上述连接方法只适合于厚度为驱动波长 1/10 以下的压电元件。否则, 压电材料的大部分是非极化的。这种压电元件的制造工艺也比较复杂。

为了简化多段压电元件的极化过程, 可采用有孔的压电变流器结构, 如图 9.22 (h), (i), (j) 所示。驱动部分的三段串联, 发电部分的两段并联。为了把极化方向相同的各段串联起来, 驱动部分专门设有两个孔, 利用孔表面的金属涂层把压电元件的上下电极连接起来。为了使连接孔不影响压电元件的性能, 孔的直径应尽量小, 而且, 孔应当在机械应力最小的地方。这种压电元件可以在极限容许状态下长期工作。机械波沿宽度传播的压电变流器的驱动部分最好设在中部[图 9.22 (c), (e), (h)], 这样效率可以很高。

在输入电压为 115 V (或 40 V), 输出电压 20 V (或 6.3 V) 时, 图 9.22 (c), (e) 结构的压电变流器的参数见表 9.14。输入电压为 115 V, 输出电压为 40 V 时的压电变流器的结构如图 9.23 (a) 所示。表 9.14 中前六种为横-横式结构, 后四种为纵-横式结构。

利用横-横式压电变流器结构, 可以把变比降到 0.1。要想得到更低的变比是比较困

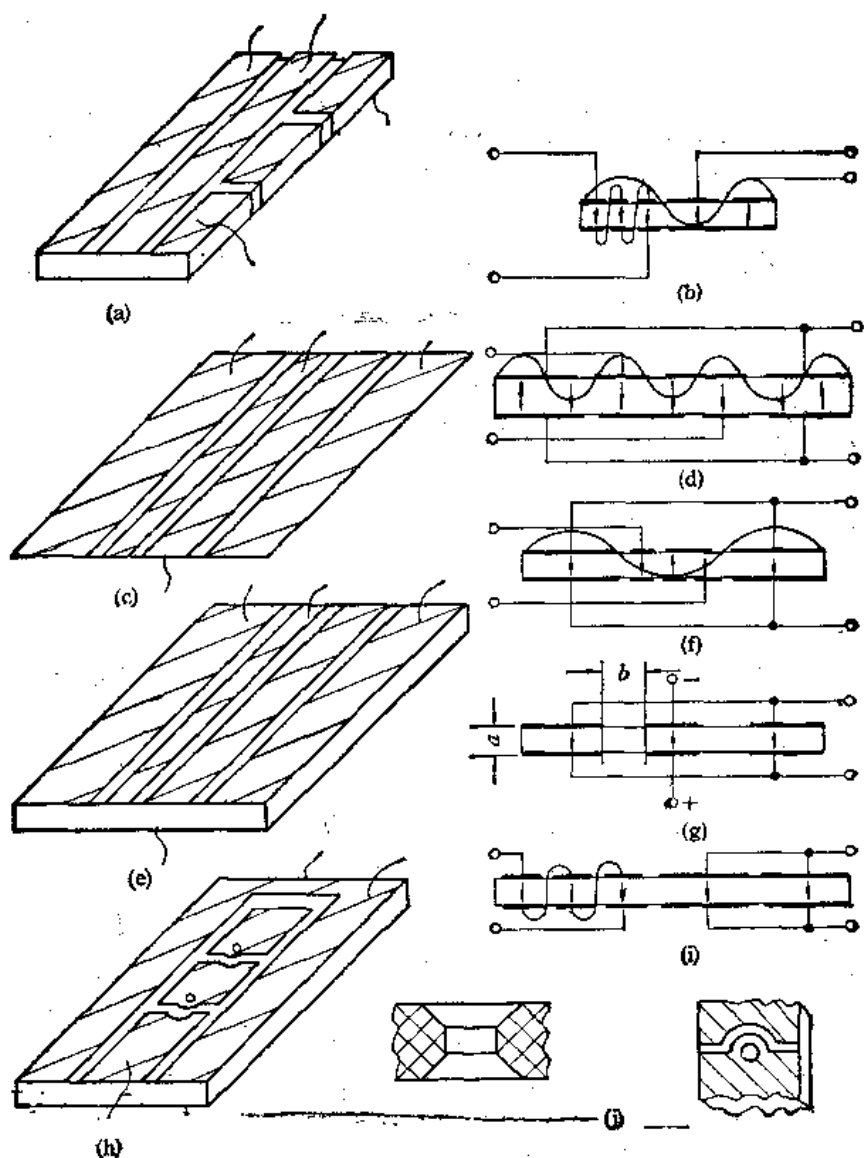


图 9.22 多段驱动部分的压电变流器结构

难的,因为段数过多,不仅压电变流器的结构复杂,而且它的性能变差。

2. 纵-横式压电变流器

对于纵-横式结构而言,把驱动部分配置在中部[图 9.23 (a), (b)]同样是有益的。三次振动模式驱动的纵-横式结构的变比主要取决于比值 a_F/b_D , a_F 是发电部分的厚度, b_D 是驱动部分的宽度。

图 9.23 (a) 是驱动部分配置在中部,由两个相反极化的部分组成,用五次振动模式驱动的压电变流器结构。

压电板的厚度由工艺因素来确定,通常靠改变驱动部分的宽度 b_D 来改变比值 a_F/b_D ,从而改变变比。

在压电元件尺寸不变的情况下,只改变振动模式不可能显著降低变比。对于给定的振动模式来说,最好增大或减小压电板的宽度。为此,在五次振动模式的压电变流器结构

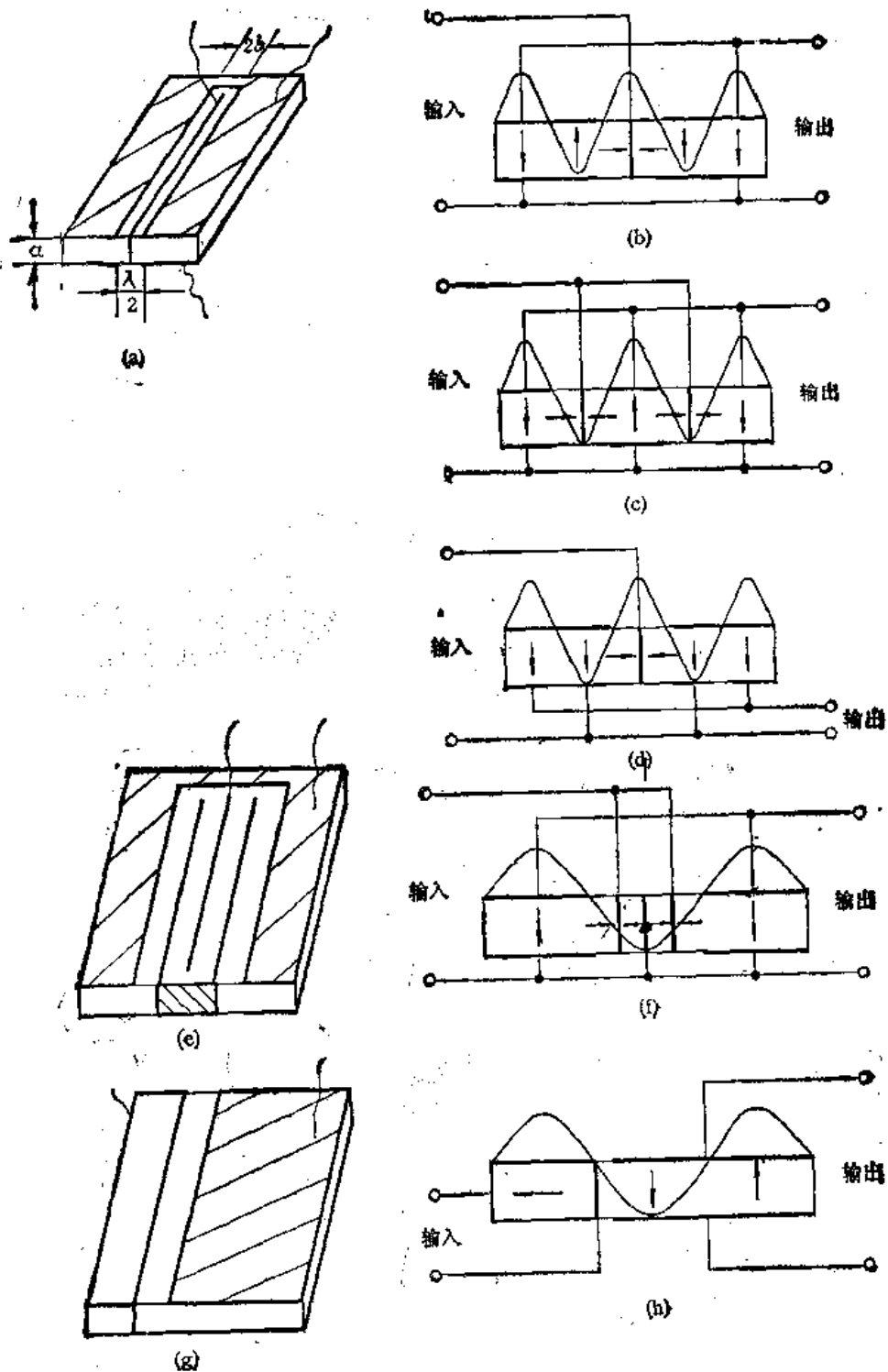


图 9.23 纵-横式压电变流器结构

中，必须采用并联的两个半波段作为驱动部分[图 9.23 (c)]。或者选取比较低的振动模式，把半波驱动部分分成四或六段并联[图 9.23 (e), (f)]。对于高次振动模式来说，可以通过发电部分半波段的不同连接[图 9.23 (b), (d)] 来改变变比 K_{uq0} 。

除了把半波驱动部分配置在中部以外，还可以将半波驱动部分配置在压电板的一边

表 9.14 多段驱动部分的压电变流器的参数

$L \times b \times a$ (mm)	C_{12} (pF)	$\lg \delta$ (%)	f (kHz)	R_{T_1} (Ω)	U_{11} (V)	U_{22} (V)	P_F (W)	G (g)	ρ (W/g)
$54 \times 20 \times 0.25$	27000	1	275	24	24	12	6	2	3
$60 \times 20 \times 0.2$	54000	0.9	278	12	24	6.3	3	1.8	1.8
$54 \times 20 \times 0.5$	14000	0.7	270	50	115	20	8	4	2
$54 \times 20 \times 0.5$	3500	0.8	271	230	115	40	7	4	1.75
$50 \times 18 \times 0.25$	37000	0.7	300	16	18	10	6.2	1.5	4
$50 \times 18 \times 0.25$	37000	0.6	300	16	18	10	6.2	1.5	4
$54 \times 20 \times 0.25$	28000	1	270	24	220	12	6	2	3
$66 \times 24 \times 0.2$	165000	1.2	250	1	115	0.9	0.9	2.5	0.36
$66 \times 24 \times 0.2$	160000	1.1	500	2.2	115	1.4	0.9	2.5	0.36
$50 \times 20 \times 0.2$	19000	0.8	360	27	115	9	3	1.5	2

或两边[图 9.23 (g), (h)]。这种压电元件的结构略简,但接在最大振动速度位置上的引线容易断。

图 9.23 (a), (e) 给出了自耦变压器式线路。为了制造出这种变压器,将发电部分的端部涂上环形电极,该电极作为驱动部分的第二电极[图 9.23 (g), (h)]。对于高次振动模式来说,这种结构的压电元件制造困难,因为环形电极的宽度等于 0.4—0.6 mm,振动模式越高,半波段的宽度就越小。

纵-横式压电变流器的输入电压可以变换为很低的次级电压输出,它的变比为 0.01—0.1。当电流小于 1 A 时,输出电压可小于 10 V,这相当于负载电阻为 1—10 Ω 。由于工艺的原因,压电板的最小厚度为 0.2—0.3 mm。压电元件工作在轻负荷状态。制造这种压电变流器的材料应具有尽可能大的 N 和 ϵ_{11}^T 值。

四、盒式压电变流器

单层压电元件的输出功率一般不超过 5—15 W。为了提高输出功率,要采用盒式结构。一个盒里可以只装一个压电变流器,也可以同时装几个压电变流器。

大功率压电变流器多用标准盒叠成。通过改变驱动部分和发电部分的连接方法,来适应不同的输入和输出电压。压电元件的尺寸和性能均应符合标准。外壳应当是标准的。盒式压电变流器的比功率可达 1—2 W/g。

五、专用压电变流器结构

1. 长方形与圆盘式压电元件

把压电元件做成长方形,能使任一方向的振动驱动时,另一方向尺寸的变化不影响它的工作频率。在工作频率恒定不变的前提下,改变压电板的尺寸,就能得到必须的压电变流器参数。此外,对于长方形压电板来说,声能浓缩的现象表现得很弱。压电元件的负荷比较均匀,比功率较高。

制造成长方形或圆盘式[图 9.24 (a), (b)],可以使压电元件最薄。例如,当压电元件尺寸为 40×20 mm 时,厚 0.3 mm 便难以制作。在同样面积的情况下,改为圆盘式或正方形,厚度可以为 0.2—0.25 mm。此外,这种形状还能充分利用外壳的体积,效率也

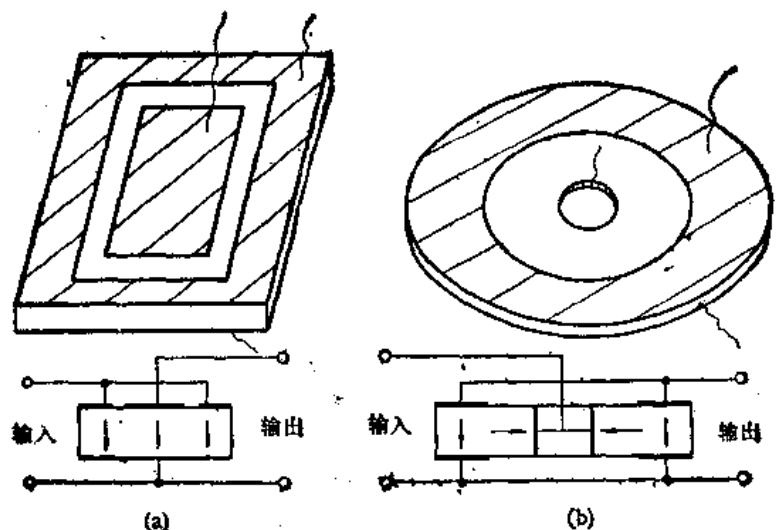


图 9.24 长方形及圆盘式压电变流器结构

高。这种压电元件适合于应用在选择频率一致性高,电压低,效率也高的设备中。

2. 高频压电变流器的结构特点

对于沿压电元件宽度方向的纵波驱动压电元件[图 9.21 (a)]来说,宽度 b' 随工作频

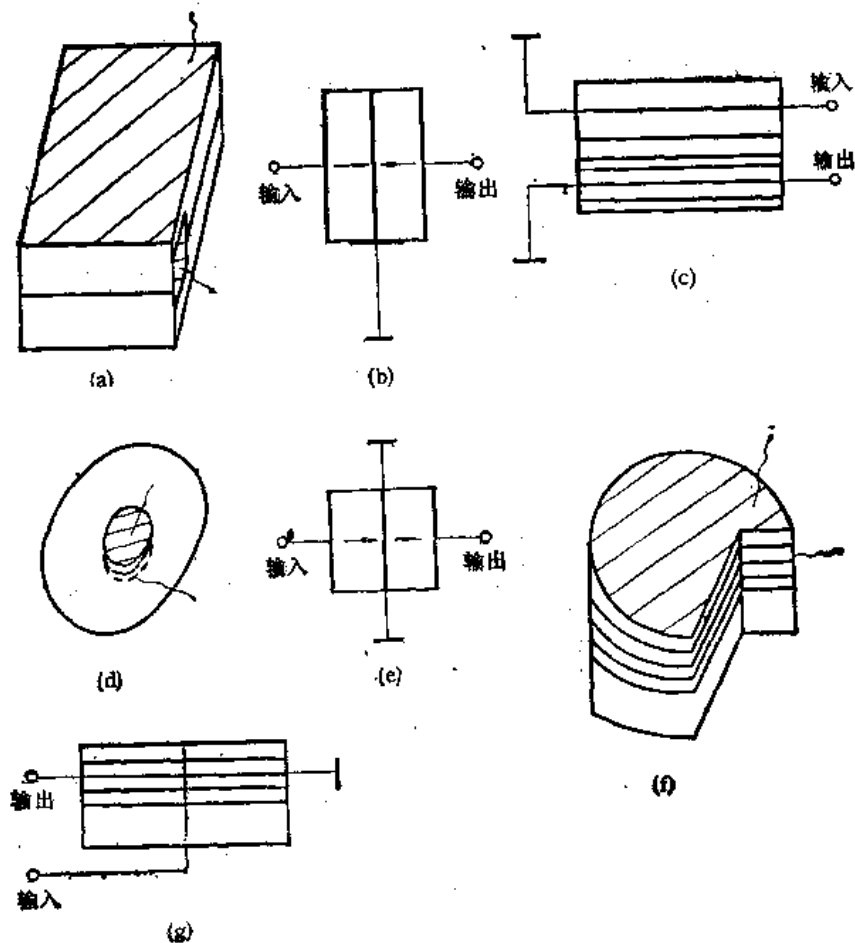


图 9.25 厚度伸缩型压电变流器的结构

率的提高而减小。这就限制了压电变压器的输出功率。

沿压电元件厚度方向的纵波驱动的压电变压器的工作频率最高。因此,在高频情况下可以采用图 9.25 (a) 所示的结构。压电变流器由双层压电元件组成。压电元件的长和宽应比它的厚度大十倍以上。

对于高频压电元件来说,最重要的是消除变压器输入和输出端之间的电气耦合。为此,多层压电元件采用公共电极接地的自耦变压器式线路[图 9.25 (b)]。如果接地电极的尺寸小于压电元件的尺寸[图 9.25 (d)],则可以完全消除电气耦合。为此,多层压电元件的驱动部分和发电部分在最大机械应力处粘结。

为了把多层压电元件连接成变压器式线路,驱动部分和发电部分的接地电极要分开[图 9.25 (c)]。

图 9.25 (f), (g) 为多层盘状压电元件,发电部分由四层厚 0.3 mm 的压电板组成。驱动部分是一个厚 1.2 mm 的压电板。圆盘直径为 50 mm。发电部分的电容为 0.29 μF 。压电变流器的工作频率为 0.7 MHz。最高效率状态下的电阻为 0.8 Ω 。压电变流器的体积为 4.7 cm^3 ,重 35 g。输入电压 17 V,输出电压 4 V。负载电流 5 A,输出有功功率 20 W。

用厚度切变振动模式驱动的压电元件也可以工作在较高的频率,但不能用作压电变流器,因为它的输入阻抗过大。

9.5 压电材料的选择

一、压电陶瓷及其参数简介

压电陶瓷是一种多晶体,通常由几种氧化物或碳酸盐在烧结过程中发生固相反应而生成。烧结出来的陶瓷的自发极化是紊乱取向的。对这样的陶瓷施加强直流电场进行极化处理,原来混乱取向的自发极化就沿着电场方向择优取向。去除电场后,陶瓷体仍保留住一定的总体剩余极化,因而,陶瓷才有压电性能。

目前应用较多的压电陶瓷是钛酸钡、钛酸铅、锆钛酸铅、铌酸钾钠等,其中应用最广的是锆钛酸铅(PZT),它是锆酸铅和钛酸铅的固溶体。利用这些基本材料,采用不同的工艺方法,可以得到三元系压电陶瓷。这些陶瓷中比较常见的有铌镁-锆-钛酸铅、铌锌-锆-钛酸铅、铌钴-锆-钛酸铅、钨锰-锆-钛酸铅等。

压电陶瓷性能的优劣由它的参数来确定。常见的几个参数是:

(1) 介电常数。这个参数表示材料的介电性质,通常用 ϵ 表示。真空中的介电常数 $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$, ϵ_{11} , ϵ_{33} 等表示沿方向 1, 3 的介电常数; ϵ^T , ϵ^S 分别表示自由介电常数和受夹介电常数。

(2) 介质损耗。用损耗角正切 $\lg \delta$ 表示,希望越小越好。

(3) 弹性常数。该参数反映材料的弹性性质,压电材料中常用的弹性常数是弹性柔顺常数,用 S 表示。

(4) 机械品质因数 Q_m 。该参数表明陶瓷材料在谐振状态下机械损耗的大小, Q_m 大表示材料的机械损耗小。

(5) 压电常数。该参数表示压电材料的机械与电气性能间的一定关系,常用 d_{11} , d_{33}

表示。

(6) 机电耦合系数。它表示压电材料的机械能与电能的耦合效应,常用 k_p 表示。

常用压电陶瓷材料的参数见表 9.15, 其中 PZT 是美国产品, PCM 和 SPM 是日本产品, 其余是原苏联产品。

压电陶瓷材料的应用范围很宽, 不同用途的压电器件对材料性能的要求也不同。对于压电变压器来说, 通常希望 Q_m , k_p , d_{31} 等参数要高些, 而 s_{33}^E , $\lg \delta$ 应低些。严格讲, 驱动部分和发电部分的材料也应当不同。

二、压电变压器材料的选取

压电变压器所用的材料有压电陶瓷和压电晶体两种, 目前应用的主要是压电陶瓷。和压电晶体相比, 压电陶瓷价格便宜、制造简单、容易成形、任意方向都可以极化, 用这类材料很容易制造出必须形状和尺寸的压电变压器。然而, 压电陶瓷的机电耦合系数、品质因数、破裂强度等都不如压电晶体, 因此, 随着工艺的完善, 压电晶体的应用将越来越广。

从表 9.15 可见, 任何一种材料都不能完全满足所有设计要求。设计时只能根据具体的设计任务, 选取该使用条件下比较合适的材料。下面用具体例子加以说明。

晶体管直流电压变换器中常用输出功率 10 W 左右、输出电压 5—10 kV 的高压压电变压器, 这种变换器通常由 20—30 V 的直流电源供电。对这种变压器提出的主要要求是变比应尽可能高, 在给定环境温度范围内 K_{n0} 值应足够稳定, 压电变压器的尺寸应当尽量小。不同结构压电变压器空载变比的公式如下:

$$K_{n0} = \frac{4Q_m Y_{33}^E d_{31} L}{\pi^2 (1 - k_{33}^2) a} \approx \frac{2Q_m k_{31} L}{\pi^2 (1 - k_{33}^2) a} \quad (\text{横-纵式})$$

$$K_{n0} = \frac{4k_{31} Q_m}{\pi^2} \quad (\text{纵-纵式})$$

令 $G_{ij} = Q_m k_{ij}^2$, 则 G_{ij} 被称为压电品质因数, 是表示压电变压器材料质量优劣的一个重要参数。为了评价压电材料的优劣, 常利用极限容许电场强度 E_i' ($E_i' = U_i'/l$, U_i' 为发电部分的电压, l 为发电部分电极之间的距离)。

给定负载功率、工作频率和机电耦合系数时, 发电部分表面越小, 发电部分的介电系数越大, 辐射的影响就越小。因此, 该情况下应当选取品质因数和介电系数都最大的材料。

为了使压电变压器有最小的尺寸和最轻的重量, 通常使压电变压器工作在接近于极限容许的状态。压电变压器的极限容许状态由输出电压 U_i'' 来确定, 当输出电压超过这个值时, 会使压电变压器的参数发生不可逆变化。由于过热或去极化作用会使压电变压器的参数发生不可逆变化。极限容许电场强度分为电击穿容许场强 E_{iP}'' 和热击穿容许场强 E_{iR}'' 两种。这两种容许场强都和负载有关:

$$E_{iP}'' \text{ (或 } E_{iR}'') \approx X_i'' R_F / \sqrt{R_i^2 + X_i''^2}$$

因此, 为了保证压电变压器的场强不超过 E_i'' , 变压器的负荷也不能超过容许值。还应注意, 最高效率状态下的 E_i'' 值为空载时的 $1/\sqrt{2}$ 。

表 9.15 常用压电陶瓷材料的参数

材料牌号	k_p	k_{31}	$\frac{g_{31}}{g_0}$	d_{31} 10^{-11} (Q/N)	$\frac{d_{31}}{10^{-11}}$ (V·m/ N)	$\frac{S_{11}^E}{10^{-12}}$ (m ² /N)	tg δ (%)	Q_m	密度 10^3 (kg/m ³)	居里温度 (°C)
BaTiO ₃	0.36	0.21	1700	-78	-5.2	9.1	1	300	5.7	115
PZT-4	0.58	0.33	1300	-123	-11.1	12.3	0.4	500	7.5	328
PZT-5H	0.65	0.39	3400	-274		16.5	2	65	7.5	193
PZT-6B	0.25	0.15	460	-27		9	0.91	1300	7.55	350
PZT-8	0.5	0.3	1000	-93		11.1	0.4	1000	7.6	300
PCM-5	0.62	0.35	1650	-170	-11.7	15.9	1.42	75	7.7	326
PCM-52	0.61	0.35	2050	-186	-10.3	15.4	1.52	75	7.7	262
PCM-4	0.7	0.43	1760	-247	-11.8	6.3	1.4	73	7.8	272
PCM-31	0.65	0.39	1840	-190	-11.7	14.5	1.27	88	7.8	214
PCM-32	0.55	0.34	930	-104	-12.6	11.2	0.35	2050	7.7	220
PCM-33	0.62	0.37	350	-250		15.4	2.5	43	7.6	175
PCM-18	0.39	0.22	1350	-79	-6.5	10.1	0.77	1350	7.7	180
SPM-3	0.54	0.31	1750					670	7.7	220
SPM-4	0.64	0.39	2200					110	7.6	320
TBK-3	0.25		1200	43		9-11	0.02	300	3.5	105
HBC-3	0.2		1800	40		11-14	0.025	300	5.5	270
UTC-19	0.4		1500	100		12-18	0.035	50	7	290
UTC-1	0.55		3750	220		14.3		30	7.1	438
UTC-21	0.2		550	27		11-12	0.025	100	7	410
UTC-23	0.43		1050	100		12-15	0.0075	200	7.4	280
UTC-28	0.45		1000					400		330
UTC-191	0.5		880	96		12.3		1100	7.8	330
UTC-3	0.45		2400	160		14.3	0.015	200	7.1	453
UTC-1	0.43		1000	80		11.8	0.008	500	7.3	548

假定击穿场强和电容 C'' 的击穿电压 U_{mf} 成正比。这时认为 $U_{mf} \approx \sigma ab$ 。则得

$$E''_{if} \approx \frac{\sigma k_{33}}{1 - k_{33}^2}$$

式中 σ 为压电板的抗压或抗拉强度。

从上式可见，击穿场强和频率无关，和振动模式的次数无关。热击穿场强与频率有关，为了求得这个关系，假定压电元件的热极限容许功率和它的上下表面的面积成正比：

$$P_{gr} = k(b'L' + b''L'')$$

式中 k 为比例系数。忽略介质损耗，对于横-横式压电变压器来说

$$E''_{if} = \sqrt{\frac{kG_{33}}{\pi^2 \omega a \varepsilon_{33}}} \frac{1}{(1 - k_{33}^2)}$$

对于横-纵式压电变压器来说

$$E''_{if} = \sqrt{\frac{k(1 - k_{33}^2 + \sqrt{1 - k_{33}^2} G_{33})}{\pi^2 \omega a \varepsilon_{33}}} \frac{1}{(1 - k_{33}^2)}$$

对于纵-纵式压电变压器来说

$$E''_{if} = \sqrt{\frac{kG_{33}}{\pi^2 \omega a \varepsilon_{33}}} \frac{1}{(1 - k_{33}^2)}$$

从上述公式可知,对于工作在极限容许状态的压电变压器来说,应选取 G_{ij} 最大、 ϵ_{ij}^T 值最小的压电材料。希望谐振频率尽量低,最好采用基频振动模式。当选用二次振动模式时, U_{tr}'' 减小到原值的 $1/\sqrt{2}$, 采用三次振动模式时, U_{tr}'' 减小到原值的 $1/\sqrt{3}$ 。压电元件应做得尽量薄些。如果压电元件是方的,则 k 增大两倍, U_{tr}'' 增大 $\sqrt{2}$ 倍。压电变压器的驱动部分和发电部分应该用不同的材料来制造,这样能改善压电变压器的参数。

不同结构压电变压器空载变比的公式如下:

$$K_{n0} = \frac{8d_{33}'(1-k_{33}'')(k_{33}'')^2}{\pi^2 d_{33}''[1-(k_{33}'')^2]} \frac{Q_m' Q_m''}{Q_m' + Q_m''} \quad (\text{纵-纵式})$$

$$K_{n0} = \frac{8L'}{\pi^2 a'} d_{31}' \frac{(k_{33}'')^2}{[1-(k_{33}'')^2] d_{33}''} \frac{Q_m' Q_m''}{Q_m' + Q_m''} \quad (\text{横-纵式})$$

从上面给出的公式可见,应当选取系数 k_{33}'' 最大、 d_{33}'' 最小的压电陶瓷作为发电部分材料,选取系数 d_{31}' 或 d_{33}' 最大的压电陶瓷作为驱动部分的材料。

三、压电变流器材料的选取

压电变流器应当具有尽可能高的效率,单位体积的功率也应当尽量高。当温度变化或长期工作时,电参数应足够稳定。压电变流器的这些参数既和压电元件的结构及其工作状态有关,又和所选的压电材料有关。

极限容许状态下压电变流器的负载功率为 $P_F = E_s^2 a b l 2 \pi N \epsilon_{33}^T (1 - k_{31}')$ 。因此,对于一定尺寸的压电元件来说,压电材料的 E_s , ϵ_{33}^T , N 值越大,传输到负载的功率就高。

多数情况下压电变流器的极限容许状态由压电元件的温度来确定。 E_s 取决于压电元件的容许温度 T_s 。压电元件的发热既和损耗功率(机械损耗和介电损耗)有关,又和压电元件表面的散热情况有关。压电变流器的最高效率仅由材料性能来确定。为了减少损耗功率,增大 E_s 值,必须选取参数 k_{31} , Q_m , Q_r 都较大的材料。因此,当要求压电变流器单位体积的功率最大时,应当选取参数 k_{31} , Q_m , Q_r , N 和 ϵ_{33}^T 都较高的压电材料。

当频率为 100—500 kHz 时,尺寸和结构相同的压电变流器的输出功率也大约相同。这是由于 E_s 值和 \sqrt{f} 成反比, R_{F_n} 随频率的增高而成比例地下降。此外,当频率超过 500 kHz 时,压电陶瓷材料的机械品质因数将下降,这导致 E_s 进一步减小。

E_s 值和压电元件的厚度有关。当厚度减小时,由于压电变流器的散热条件得到改善, E_s 值增长。低压压电变流器的 E_s 值比较低,仅希望有高的效率。因此,应针对不同的压电变流器来选取材料。对于电压低于 20 V 的压电变流器来说,最好采用 $\epsilon_{33}^T > 2.5$ F/m, $N > 3000$ Hz·m 的材料, k_{31} , Q_m , Q_r 值应保证 $\eta_m \geq 90\%$ 。对于输出电压高于 20 V 的压电变流器来说,只要保证 $\eta_m \geq 90\%$,任何压电材料都可以。

由于压电变流器多半工作在接近极限容许状态,保证足够的机械强度也是对压电材料提出的一个重要要求。通常希望压电板的抗弯强度不低于 2500 N/cm²。为了使压电变流器的参数不随时间而变化,最好采用居里点高的压电材料。

9.6 提高变比的方法

压电变压器常用在直流电压变换器中。电子设备中小型直流电源的最高电压通常为 30 kV 左右。对压电变压器来说,整流器的最佳方案是倍压整流线路。为了得到 30 kV 的直流电压,压电变压器的输出交流电压有 11 kV 就足够了。假定直流电压变换器的电源是一节干电池,即 1.5 V。这相当于变压器输入交流电压为 0.4 V。因此,需要的最大变比为 3×10^4 ,这是对高压压电变压器的第一条要求。目前,国外能做到的空载变比 K_{∞} 不超过 500—1000。提高变比是压电变压器设计的一个重要问题。

对压电变压器提出的第二个要求是在 $K_{\infty}/K_{\infty\gamma} > 10$ 的条件下,效率应当超过 70%。减小压电元件的长度也是压电变压器设计的另一个重要问题。

压电变压器的最高输出电压和发电部分的长度成正比。常用发电部分单位长度或单位厚度的电压来表示材料的优劣,这个电压被称为比极限容许电压。优质压电材料的比极限容许电压为 1000 V/cm。为了得到 11 kV 的交流电压,发电部分的长度应不小于 11 cm。驱动部分的长度和发电部分大约相同。目前还难以制造出这样长的压电元件。因此,寻求新的材料,研制先进的结构,以减小压电变压器的总长度,这又是压电变压器设计中的重要问题。

压电变流器多半工作在低压大电流状态。为了增大输出电流,必须降低输出阻抗,尽量提高变流比。此外,这种变压器的发热比较严重,设计时必须注意最高容许温度的问题。

电磁变压器的变比等于匝数比,原则上是可以任意的。压电变压器是一块陶瓷板,提高或降低变比都比较复杂。下面介绍提高变比的方法。

一、改变压电变压器尺寸

在横-纵式压电变压器中,变压比和压电元件的尺寸有关,改变压电元件的尺寸就可以改变变压比。横-横式压电变压器也存在类似关系。对于图 9.26 (a) 所示的压电元件来说,空载变比为

$$K_{\infty} = \frac{8k_{31}^2 Q_m}{\pi^2 (1 - k_{31}^2)} \frac{b'a''}{a'b' + a''b''}$$

横-横式压电变压器的变比为

$$K_{\infty} = \frac{4Q_m}{\pi^2} \frac{Y_3^2 g_{31} d_{31}}{1 - k_{31}^2} N_f, N_f = \frac{L''}{a''}$$

实际上, N_f 由压电变压器尺寸、压电元件长度与厚度之比,及辐射损耗等因素来确定。假定压电变压器的长度不超过 100 mm,厚度不小于 0.25 mm,在不考虑辐射损耗的前提下, N_f 的最大值为 200,对应的变比为 7000。

发电部分高压电极和地间存在一定的电容,该电容可按式近似计算:

$$C_{F2} = \frac{2\epsilon b''}{4 \ln \frac{4L''}{a''}}$$

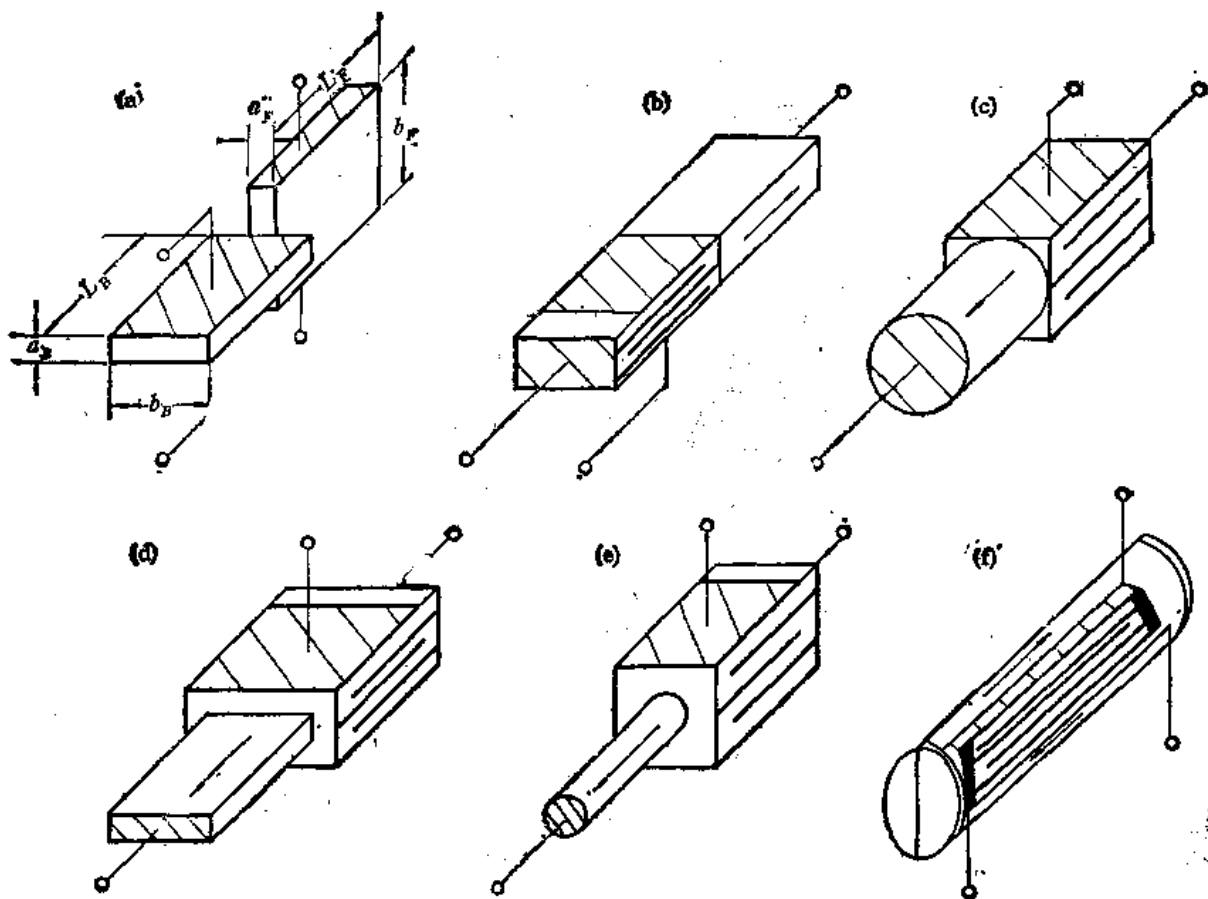


图 9.26 压电变压器的特殊结构

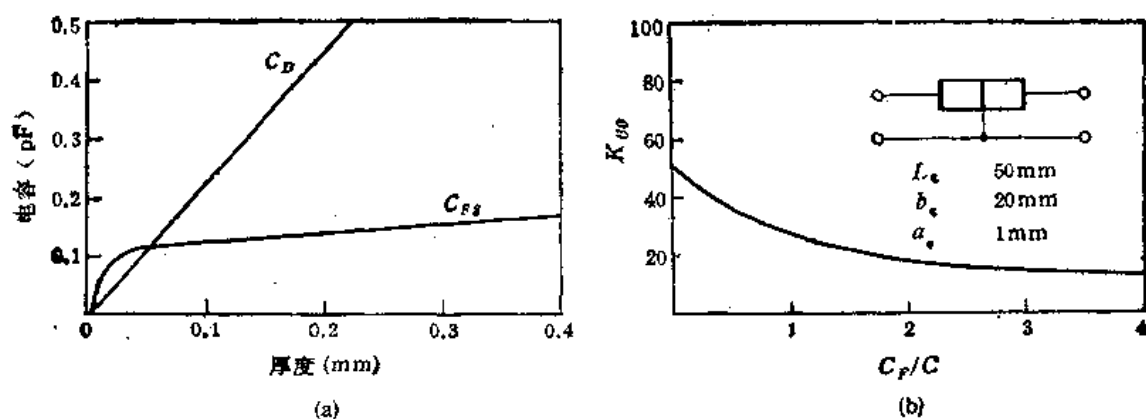


图 9.27 横-横式压电变压器的基本关系。(a) 辐射电容和输出电容与压电板厚度的关系；
(b) 变比和 C_F/C_D 的关系

假定 $L'' = 50\text{ mm}$, $b'' = 20\text{ mm}$, $\varepsilon = 1$, 可得关系 $C_{FS}(a'')$ 。利用表 9.3 中给出的公式, 可得关系 $C_D(a'')$ 。这两个曲线均表示在图 9.27 (a) 上。从该图可见, 压电变压器的辐射电容随压电元件厚度的减小而下降, 当 $a = 0.2\text{ mm}$ 时, $C_D \approx 0.45\text{ pF}$, $C_{FS} \approx 0.15\text{ pF}$, 这是完全可以忽略的。

从另一方面来看

$$K_{\infty} = \frac{C''}{C'' + C_{DP}} = V_1$$

假定电容 C_D 和负荷电容 C_F 并联, 则

$$K_{\infty} \approx \frac{C''}{C'' + C_{DP} + C_F} = V_1$$

由此可以求得对所有压电变压器都适用的关系 $K_{\infty}(C_F)$ [图 9.27 (b)]。利用表 9.3 的公式可得

$$C'' = \frac{8sT_3k_{33}^2\sqrt{1-k_{33}^2}a'b'}{\pi^2 L'}$$

把尺寸 $a' = 0.2 \text{ mm}$, $b' = 20 \text{ mm}$, $L' = 50 \text{ mm}$ 及材料参数都代入上面给出的公式中, 则得 $C'' \approx 0.16 \text{ pF}$, $C_{FS} \approx 0.15 \text{ pF}$, $C_D'' \approx 0.5 \text{ pF}$, $V_1/V_2 = 1.2$ 。

由此可见辐射电容的影响是相当显著的。通常, 对于尺寸为 $100 \times 20 \times 0.5 \text{ mm}$ 的压电变压器来说, 接上长 50 mm 的引线, K_{∞} 就要下降 30%。把压电变压器装在有机玻璃外壳中, 变比将下降 5%, 装在纸胶板制作的外壳中, 变比要下降一半。在压电变压器附近 2 mm 的地方放置一块金属板, 变比要下降 10%, 这些都是由于存在分布电容而造成的。

通过上面的分析可知, 改变压电变压器的尺寸只能在一定范围内提高变比。

二、多层驱动部分

通过上面的介绍可知, 辐射损耗是限制变比上升的主要原因之一。为了降低这种损耗, 需要减小发电部分的表面积。为此, 把发电部分的截面做成正方形或圆形[图 9.26(b), (c)], 并把驱动部分做成多层并联的。

对于纵-纵式压电变压器来说, 驱动部分同样可以做成 n 层并联的。这将使变比增大 n 倍。假定两个压电变压器用同样的材料做成, 其尺寸为: $a' = 1 \text{ mm}$, $b' = 20 \text{ mm}$, $L' = 100 \text{ mm}$, 则横-纵式 $K_{\infty} = 1650$, 纵-纵式 $K_{\infty} = 38$ 。把驱动部分做成每层 1 mm 厚, 当 $n = 50$ 时, 纵-纵式压电变压器的变压比等于 1900。如果把驱动部分做成每层 0.06 mm 厚, 共 20 层, 这时 $K_{\infty} = 20000$ 。纵-纵式压电变压器的外壳可以是方的或圆的, 保证发电部分的辐射表面最小。目前还研制出环形压电变压器。

由于电极下面的电场强度为零, 因而, 在多层驱动部分的环形压电变压器中存在无源区, 板越厚, 电极越宽, 无源区的总体积就越大。故而, 要限制驱动部分的段数。例如, 长 100 mm , 厚 195 mm 的压电元件, 段数不能超过 8。

三、发电部分的能量集中

提高变压比的另一种方法是利用谐振时能量的集中效应。为此, 常把压电变压器做成指数曲线形、悬链式、圆锥形、阶梯形(图 9.28)。针对每种方案进行计算, 可以求得振动速度增大的系数分别为 N_1 , $1.3 N_1$, $0.3-0.5 N_1$, N_1^2 , 这里的 N_1 是直径 D_2 与 D_1 之比。阶梯形压电变压器的结构见图 9.26 (d), (e)。普通压电变压器发电部分与驱动部分的波阻抗是相等的。阶梯形结构的压电元件使发电部分和驱动部分的波阻抗不等。因

此,发电部分有能量集中效应的压电变压器的驱动与发电部分是不匹配的。这种压电变压器的计算关系见表 9.16。从该表可见,如果

$$n = \frac{a'b'}{a''b''} = 2$$

则 K_{π} 将增长两倍。

四、多级压电变压器

当两个压电变压器逐级串联时,总的变压比等于两个压电变压器变比之积。下面讨论横-横式和横-纵式压电变压器串联的情况。假定和信号源相接的变压器工作在二次纵振动模式,接负载的变压器工作在基频振动模式。

当两个压电变压器都工作在空载,并忽略后一个变压器输入阻抗的容性分量时,两个压电元件尺寸之比为:

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{10b_2}{a_2} \left[\frac{4\sqrt{2}d_{31}Y_1^E Q_m}{\pi^2 \epsilon_{11}^E (1 - k_{13}^2)} \right]^2$$

式中, a_1, b_1 为输入变压器的参数; a_2, b_2 为输出变压器的参数。



- 指数形
- 悬链式
- - - 阶梯形
- 圆锥形

图 9.28 集中声能的表面的形状

表 9.16 阶梯形压电变压器的计算关系

结构型式	压电变压器的参数	
	$K_{\pi 1}$	η_{π}
横纵式(基频振动模式)	$\frac{8b \cdot L' G_{33} d_{31}}{d_{31} \pi^2 a'' b'' (1+n\sqrt{1-k_{13}^2})\sqrt{1-k_{33}^2}}$	$\frac{4G_{33}}{4G_{33} + \pi^2 \left(1 + \frac{1}{n}\sqrt{1-k_{13}^2}\right)}$
纵纵式(二次振动模式)	$\frac{8nG_{33}}{\pi^2(1+n)}$	$\frac{K_{\pi 2}}{K_{\pi 1} + 2\eta}$

当两个压电变压器都工作在匹配负载状态时,它们尺寸间关系如下:

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{b_2}{a_2} \left[\frac{4d_{31}Y_1^E Q_m}{\pi^2 \epsilon_{11}^E (1 - k_{13}^2)} \right]^2$$

$$k_{12} = \frac{k_{e11(1)}k_{e11(2)}}{4}, \quad \eta_{12} = 0.25$$

式中, k_{12} 为两级总的变比; η_{12} 为两级总的效率。

当两个压电变压器都工作在最高效率状态时,

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{b_2}{a_2} \frac{8Q_m d_{31}^2 Y_1^E}{(1 - k_{13}^2) [\pi^2 \epsilon_{11}^E + 2Q_m d_{33}^2 Y_1^E (1 - k_{33}^2)]}$$

多级压电变压器的连接方法见图 9.29。图 9.29 (a), (b) 的优点是: K_{π} 和 U_r' 为单个压电变压器的两倍,但只能在负载不接地[图 9.29 (a)]或相对于地而言是对称的[图 9.29 (b)]情况下采用。对于图 9.29 (c), (d) 所示的结构形式来说,发电部分也可以串

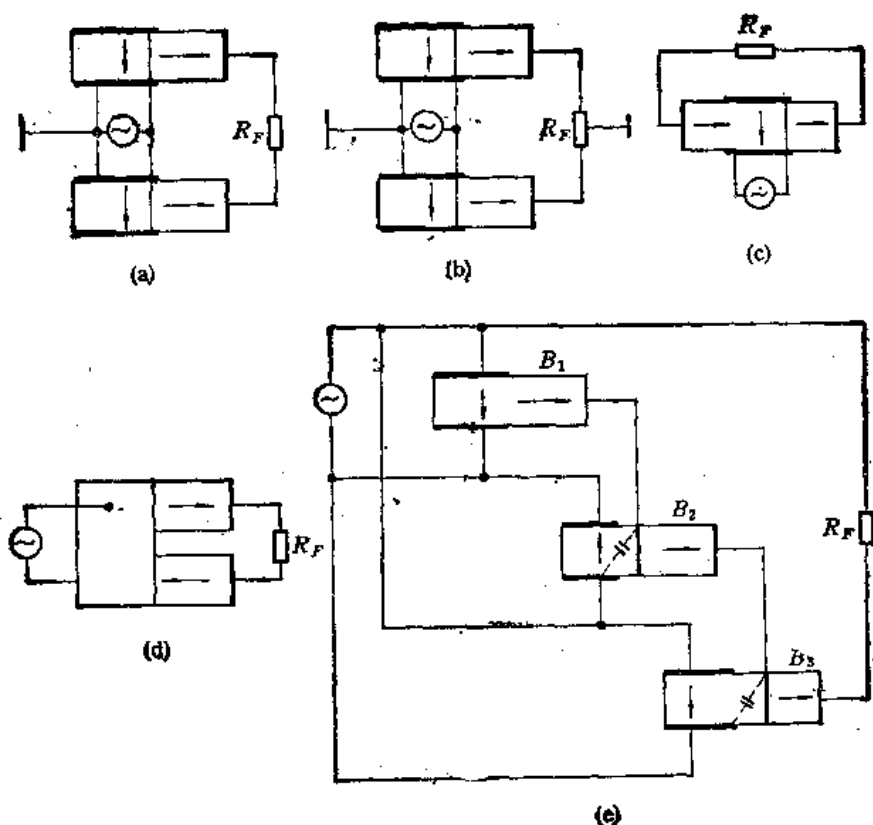


图 9.29 压电变压器的各种连接方式

联。这种压电变压器的安装与制造工艺都比较复杂，很少采用。图 9.29 (e) 是另一种串并联方案。几乎所有压电变压器都可以这样连接。此外，任何一个寄生电容 C_p 都是前级的负载电容，因此，必须保持关系 $C_p < C_0'/(10n)$ ，其中 n 是前面的级数。由于电压是逐级升高的，每级增长的幅度和发电与驱动部分都有关。这种接法的级数通常不超过 2。

下面给出一个具体例子，以了解多级连接时变比的变化。压电变压器的参数是： $a' = 1 \text{ mm}$ ， $b' = 8 \text{ mm}$ ， $L' = 30 \text{ mm}$ 。驱动部分和发电部分间的电容为 0.03 pF ， $K_{u0} = 500$ ， $U_0' = 2.5 \text{ kV}$ ，两个变压器参数一样。串联之后 $U'' = 5 \text{ kV}$ ， $k_{12} = 920$ 。总的变比偏低，其原因在于测量电压的伏特计分布电容太大。

五、变比的非线性

对于设计好的电磁变压器来说，在一定的频率范围内变比是恒定的。压电变压器则不同，它的变比随输入电压而变化，仅在一定的输入电压下变比才恒定。从某个输入电压值开始，变比随输入电压的升高而下降。通常压电变压器工作在线性区。

压电变压器输入与输出特性之所以是非线性的，是由于随着电压的升高，机械应力增长，压电变压器输出端的电场强度也增长，输出电容增大，材料的压电性能下降，特别是机械品质因数明显下降。

输入与输出特性的非线性通常是不希望的。然而，在个别情况下利用这种非线性来稳定输出电压。

关于提高变流比的问题见本章 9.4 节。

9.7 压电变压器结构类型、振动模式及工作状态的选取

前面已经说过,按照压电变压器输入和输出端机械能量的变换方式,可以把压电变压器分为纵-纵式、横-纵式、横-横式三类(图 9.2)。当采用长度伸缩型基频及二次振动模式时,三种结构的等值线路及其参数的计算公式见表 9.3,变压器的基本关系见表 9.4。首先对各种结构进行比较,然后提出选取结构型式的建议。

一、各种压电变压器结构类型的比较

纵-纵式和横-横式压电变压器是对称结构。但由于输入和输出端能量变换的方式不同,两种结构的参数也有些差别。对于纵-纵式压电变压器来说

$$X_{eR} \approx X_{eT} \left(\frac{L}{a} \right)^2$$

通常 $L/a > 10$, 因此,阻抗 X_{eR} 要比横-横式压电变压器的大 100 倍。由于系数 k_{33} 比 k_{31} 大 1.5—2 倍,因此,纵-纵式压电变压器的变压比等于横-横式的 2—3 倍。纵-纵式压电变压器的效率同样比横-横式结构高。两种结构 K_{ee} 之差为 15% 左右。

横-纵式压电变压器是不对称结构。它的输入阻抗低,输出阻抗高,变比和压电元件的尺寸有关,一般比对称结构大 L_F/a_B 倍。效率也比横-横式高,和纵-纵式压电变压器相近。输出电压和发电部分电极之间的距离成正比。在同样尺寸的情况下,横-纵式和纵-纵式压电变压器的输出电压要比横-横式高很多,并具有高的输出阻抗。因此,设计高输出电压的压电变压器时应采用横-纵式或纵-纵式结构。

横-横式压电变压器的效率高,输出阻抗低,适合于用作低压大电流的压电变流器。

二、压电变压器结构类型的选取

像压电变流器一样,压电变压器通常也工作在最高效率状态。对于接近空载的小功率变压器来说,希望尺寸小变比高时,最好使压电变压器工作在接近匹配状态,或近似空载状态。为了得到高的输出电压,发电部分用纵式结构。为了得到高的变比。常用横纵式。这种结构的 K_{ee} 值和压电元件的尺寸有关。在最高效率状态,压电变压器的输出阻抗比压电变流器高,而且能够方便地从几百千欧变化到几百兆欧。

不同频率下适宜的结构类型如下:

(1) 设计工作频率为 10—100 kHz 的压电变压器时,可采用纵-纵式或横-纵式结构,用长度伸缩型基频或高次振动模式均可。当采用高次振动模式时,驱动和发电部分都作成一定数量的半波区,借助于外部引出头把这些半波区串并联起来,通过选取电极位置及每个区域的极化方向来改变变压比。对于纵-纵式结构来说,变压比和驱动部分的段数成正比[图 9.30 (a)]。

当采用横-纵式结构时,为了增大 K_{ee} 值,应增大压电板的长度,减小它的厚度。为了减小分布电容对变比的影响,要增大压电变压器的输出电容,利用高介电系数 ϵ_r 的材料。把发电部分做成方形或圆形[见图 9.30 (b), (c)],甚至薄壁管形,以减小辐射电容,

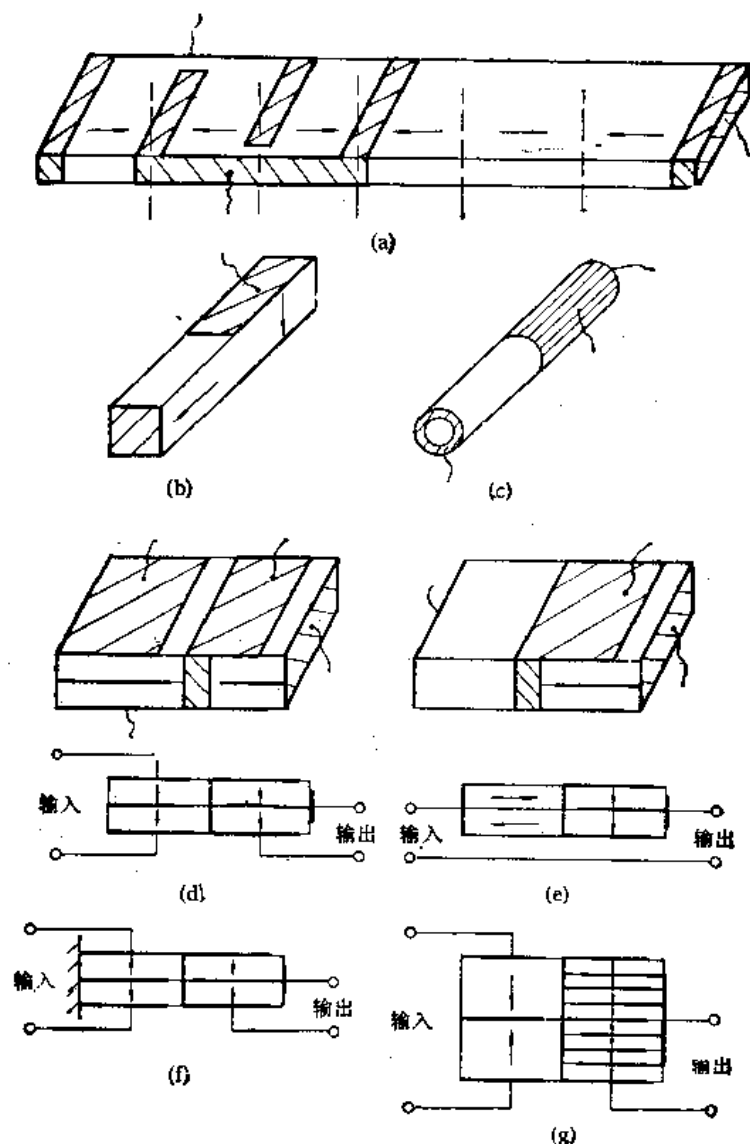


图 9.30 低频压电变流器结构

提高参数的频率稳定性。

(2) 设计工作频率超过 100 kHz 的压电变压器时,应采用高次振动模式,但当采用纵波驱动时,振动模式的次数不能超过 10。当振动模式的次数过高时,压电变压器的工艺复杂,变换效率降低,可靠性差。因此,纵波驱动的压电变压器的工作频率通常为 200 kHz 左右。

采用宽度伸缩型结构可以把压电变压器的工作频率提高到 500 kHz。然而,频率提高时发电部分电极间的距离减小,变压器的输出电压降低。因此,宽度伸缩型压电变压器主要用在输出电压几千伏的电源中。采用切变振动模式可以把工作频率提高到 1 MHz。

(3) 设计工作频率在 10 kHz 以下的压电变压器时应采用弯曲振动模式,以降低损耗,提高压电变压器的输入阻抗。这种压电变压器既可以是自由式的,又可以是一端固定的或末端加机械负荷的。对于低频压电变压器来说,音叉式[图 9.13 (c)]结构比较好。音叉由金属制造,压电元件贴在它的壁上。50 Hz 压电变压器的某些数据见表 9.17。为了

表 9.17 50 Hz 压电变压器的某些参数

$K_{\pi\pi}$	$R_{F\pi}$ (M Ω)	$Q_{\pi M}$	P_z (mW)
250	350	200	100
300	350	250	
400	450	350	150
350	450	300	

得到高的电压比,在音叉式压电变压器中常采用横-纵式结构的压电元件。

三、压电变流器结构类型的选取

(1) 当负载电阻小于 50 Ω 时,不希望采用长度伸缩型纵波驱动的多层压电变流器。为了降低输出阻抗,应当提高压电元件的谐振频率。在纵波驱动的情况下,减小压电元件的长度可以降低输出电容,提高谐振频率,但不能使负载电阻下降。采用宽度伸缩型纵波驱动的多层压电元件[图 9.18 (e)~(g)], 可以把工作频率从 40~70 kHz 提高到 200~300 kHz, 因而,使最高效率状态下的负载电阻下降到原来值的几分之一。这种压电变流器的参数见表 9.18。从该表可见,宽度伸缩型纵波驱动的压电变流器的 $R_{F\pi}$ 和频率成正比,随频率的降低而降低。

(2) 采用宽度伸缩型纵波驱动的单层压电变流器同样能降低输出阻抗,提高工作效率。常用结构是横横式,并应满足条件 $L \gg b \gg a_0$ 。

表 9.18 多层压电变流器的参数

f_0 (kHz)	R_{F1} (Ω)	$K_{\pi\pi 1}$	$R_{F\pi 1}$ (Ω)	$K_{\pi\pi 1}$	R_{F2} (Ω)	$K_{\pi\pi 2}$	$R_{F\pi 2}$ (Ω)	$K_{\pi\pi 2}$
175	340	10	34	1.1	340	10	34	1.1
177	310	9.2	33	1.1	330	9.1	34	1.1
183	50	2	25	0.7	45	1.9	25	0.7
177	190	5	18	0.6	740	20	72	2.3
184	30	1	12	0.34	90	4.2	50	1.4
124	25	1.1	10	0.34	90	4.8	41	1.6
174	250	4	22	0.35	2300	34	210	3.3
175	60	2	8	0.32	530	17	74	2.9
133	70	3	8	0.32	550	27	70	3.1
174	140	2	12	0.18	4600	60	420	6.8
195	42	1.7	5	0.16	1400	51	170	6.2
192	50	1.5	6	0.16	1450	48	180	6.2

(3) 比经济指标较高的压电变流器工作于极限容许状态。压电变压器单位体积或单位重量承受的最大功率称为比极限容许功率 P_{yz} , 这个功率和变压器损耗及散热面积有关。压电变流器应当有最高的效率,驱动与发电部分的体积应当相等。否则将导致两部分发热不同,电场强度也不同。为了提高压电变流器的效率,应选取 k_{11} , Q_m , Q_e 都较高的材料。纵-纵式的效率最高。然而,要得到 100 Ω 以下的输出阻抗,发电部分要由很多个薄层组成。采用弯曲或切变振动模式能降低压电变流器的输出阻抗。由于方的或圆盘形压电元件中能集中声能,会导致压电元件局部过热,降低比极限容许功率,因而,在该

情况下不希望采用这种形状的压电元件。

(4) 三次振动模式驱动的结构如图 9.20 所示。驱动部分配置在压电板的正中心, 两个发电部分并联。发电部分的体积等于驱动部分体积的两倍。这种压电变压器的效率比使用二次振动模式的对称结构高, 输出阻抗低, 适合于用作降压压电变压器。

四、压电变压器工作状态的选取

选取压电变压器工作状态时应考虑变压器的使用条件。压电变压器都不工作在短路状态, 而空载状态只适用于压电式电压变换器, 因为这时需要得到最大的电压增益。应注意, 压电变压器的最高效率对应于它的最小有效品质因数, 即对应于最低谐振增益。在这种状态下, 压电变压器具有最大的比极限容许功率, 通常认为这种状态是最佳的。通过选取最佳的结构型式而得到必须的变比。匹配状态能保证有高的谐振电压(或电流), 但它的效率只有 50%, 它的比极限容许功率很低。

选取压电变压器工作状态时必须考虑驱动信号的电平, 即压电元件中的机械应力不应当超过极限容许值, 否则会引起破坏。压电元件任一点的温度都不应超过极限容许值, 否则会引起去极化。此外, 由于压电变压器输入与输出特性的非线性, 变比和驱动信号的幅值有关。随着驱动信号电平的增大, 机械损耗和电气损耗都增长, 有效品质因数下降, 谐振增益减小。

压电变压器的工作状态还和负载电阻有关, 应保证在额定负载下效率尽量高, 变比应足够大。

9.8 变压器主要尺寸的确定

一、压电变压器

输入段的电场强度实际上确定了压电变压器的尺寸、输出功率及可靠性。增大电场强度就可以提高输出电压。然而, 这时由于损耗增长, 变压器温升提高, 容易产生去极化作用。极限容许电场强度可以根据压电变压器的材料及允许温升来选取。压电变压器设计时要利用温升和电场强度的关系曲线 $\tau = f(E)$, 并限定温升

$$\tau \leq T - \tau_{HJ}$$

式中 $T = 100 - 150^\circ\text{C}$ 是极限允许温度, 在该温度下不会发生去极化作用。

压电变压器的设计程序如下:

- (1) 初步选取驱动部分的电场强度 $E_{s1} \leq 0.2 \text{ kV/cm}$;
- (2) 确定压电元件厚度 $a = U_{s1}/E_{s1}(\text{mm})$;
- (3) 确定输出段长度。根据 E_{s1} 值, 按图 9.31 确定输出部分的电场强度 E_{s2} , 然后按下式确定输出段长度 $L = 2U_{s2}/E_{s2}(\text{mm})$ 。
- (4) 给定散热系数。对于无吹风的自然空气冷却条件来说, $\alpha_0 = 1 - 1.4 \times 10^{-3}$, $(\text{W/cm}^2 \cdot ^\circ\text{C})$ 。
- (5) 选取允许温升 $\tau = T - \tau_{HJ} (^\circ\text{C})$ 。
- (6) 确定每平方厘米的损耗 $p = \alpha_0 \tau (\text{W/cm}^2)$ 。
- (7) 确定必须的压电元件表面积 $S = P_F/2p$, 其中 P_F 为负载输出功率(W)。

(8) 确定压电元件的宽度 $b = (S - 2aL)/(2L + 2a)$ 。

当所设计变压器的参数与标准样品不一致时,利用下面的公式进行修正:

$$U_{sr} = \frac{U_{sc} U_{srB}}{U_{scB}}$$

$$P_F = P_{FB} \left(\frac{U_{sr}}{U_{srB}} \right)^2$$

$$\tau = \tau_B \frac{P_F}{P_{FB}}$$

当 U_{sr} , a 为常数时,用下面给出的公式进行修正:

$$\frac{P_{FB}}{P_F} = \frac{b_B L_B}{bL}$$

$$U_{sc} = U_{scB} \frac{C_{sc} + C_F}{C_{sc}}, C_{sc} = C_{scB} \frac{S L_B}{S_B L}$$

式中, C_{sc} 为压电元件的输出电容; C_F 为负载电容。

利用下面给出的公式进行验算:

$$\frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{4Q_m Y_1^E g_{33} d_{31} d_{33}}{\pi^2} \frac{L}{a}$$

$$= 0.16 Q_m k_{33}^2 \frac{L}{a}$$

$$k_{33}^2 = g_{33} d_{33} Y_1^E, \frac{d_{33}}{d_{31}} \approx 2.5$$

$$P_F = \frac{V d_{31} E^2 f Q_m Y_1^E}{\pi}$$

式中, Y_1^E 为杨氏模数; V 为压电元件的体积; f 为谐振频率。

应选取介质损耗角正切 $\lg \delta$ 较小, 介电系数 ϵ 及乘积 $Q_m k_{33}^2 U_{sr}$ 都较大的

压电材料来制作压电变压器。铅钛酸铅的性能指标能满足要求。

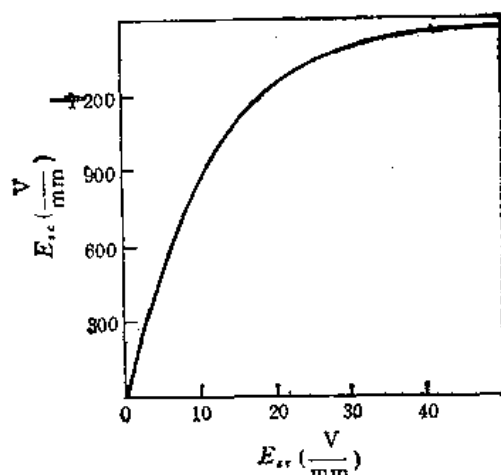


图 9.31 压电变压器输出与输入电场强度的关系

二、压电变流器

前面已经说过, 压电变流器应采用横-横式结构, 因为这种结构的输出阻抗最低。选取 ϵ_1^E 及 N 值大的材料。尽量减小压电板的厚度 a , 增大它的宽度 b , 这样可以进一步降低输出阻抗。还要采用二次或三次振动模式。

设计的原始数据是: 输入电压 U_{sr} , 输出电压 U_{sc} , 负载功率 P_F , 效率 η , 工作频率 f , 稳定性等。计算程序如下:

(1) 确定变比 $K_B = U_{sc}/U_{sr}$ 。按表 9.15 选取 $K_{m\eta} \approx K_B$, $\eta_m > \eta_B$ 的材料。

(2) 确定压电元件厚度 a 及宽度 b

$$a = \frac{U_F}{E_s}, b = \frac{P_F a}{AN U_{sr}^2 m}$$

$$A = \frac{8\pi Q_m^2 k_{31}^2 \epsilon_l (1 - k_{31}^2)}{[\pi^2 (1 - k_{31}^2) + 2Q_m k_{31}^2]^2}$$

如果求得的 b 值很大,则应选取二次或四次振动模式重新计算,确保 $2b \leq L$ 。

当设计多段驱动部分的压电变流器[图 9.18 (a)(b)]时,按 $n \approx 1/K_B$ 确定段数。

当要求变比 $K_v < 0.1$ 时,不能采用横-横式,而应采用图 9.18 (c) 所示的纵-横式结构。这种结构的变比按下式确定:

$$K_{vz} = \frac{K_{31} a_F}{L_B}$$

式中, a_F 为发电部分的厚度; L_B 为驱动部分的长度。

9.9 压电变压器的外壳

为了保证压电元件的正常工作,防止受到机械损伤,便于应用,压电变压器都装在外壳中。由于压电变压器是一个机械谐振器,外壳的形状及压电元件在外壳中的固定方式

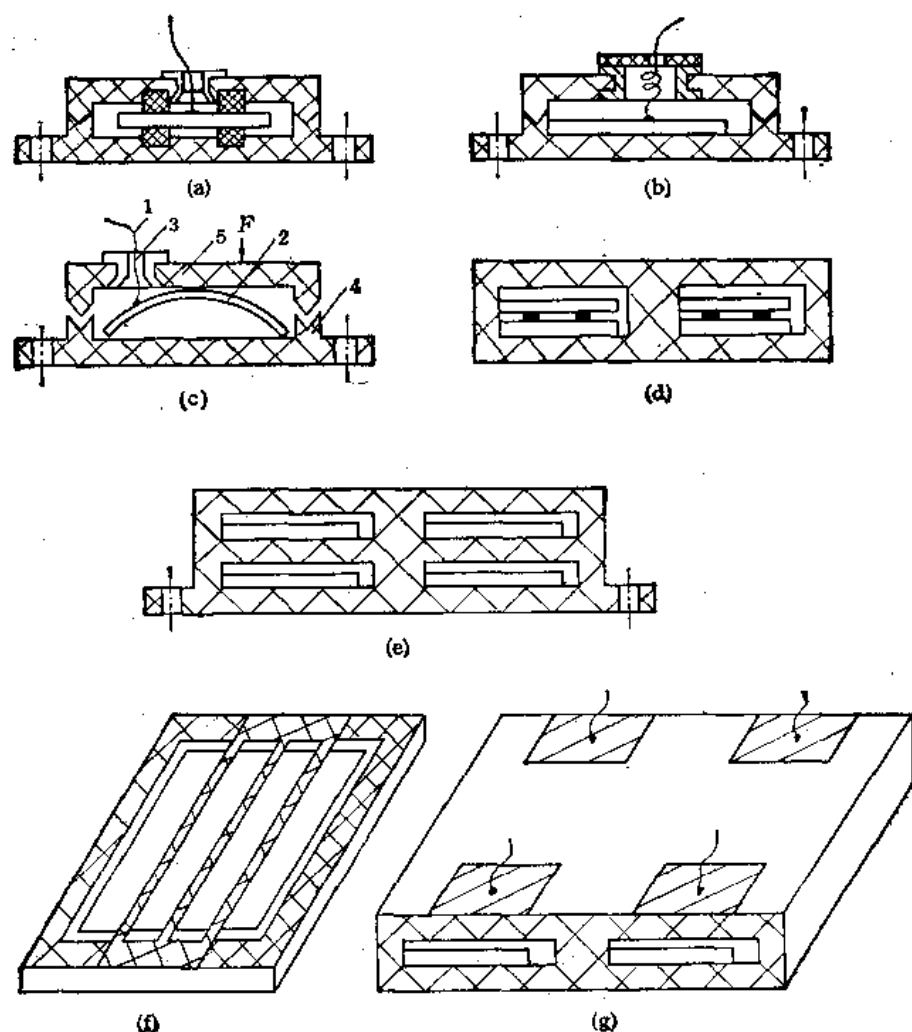


图 9.32 压电变压器的外壳

都应当特别注意。

常用压电变压器的外壳形状如图 9.32 所示。压电元件的外壳可以用布胶板、玻璃布板、酚醛塑料、聚乙烯、尼龙等各种绝缘材料来制造。一个外壳中可以只装一个压电元件,也可以同时装几个压电元件。外壳内腔的尺寸应当和压电板的尺寸相近。试验表明,对于同样的压电元件来说,压电元件与外壳内壁间的距离越大,温升将越高。因此,为了改善压电元件的散热条件,通常应保证压电元件和外壳内壁间的间隙不超过 0.2 mm。

对于多层压电变流器来说,由于它的功率较大,压电元件的温升较高,为了改善冷却条件,最好用铝做成散热器形式的外壳。外壳的表面应当用化学氧化的方法形成一定厚度的绝缘薄膜,也可以涂一层绝缘漆,或垫一层绝缘薄膜,防止压电元件与外壳间短路。外壳应有足够的机械强度。通常,绝缘外壳的壁厚为 1 mm 左右,金属外壳的壁厚为 0.5 mm 左右。当压电元件尺寸较大时,为了提高机械强度,外壳上可设几个加强筋,或者把壁厚适当增加一些。

外壳的上表面或下表面可以做成印制电路板,把有关线路直接与压电变压器装在一起,以保证结构非常紧凑。

外壳应当是密封的,以防止压电元件上的金属涂层及引出头生锈。压电陶瓷本身是不怕潮气影响的,在一定的湿度下,它的参数也不会变化。

压电元件在外壳中的固定方式有以下几种:

(1) 自由式。厚度小于 0.5 mm 的压电元件,可以自由地放在薄壁塑料外壳中,压电元件与外壳内壁间的间隙通常为 0.1 mm 左右。压电元件在外壳中是自由的,不受任何机械应力作用。重量小于 5g 的压电元件都采用这种固定方式。

(2) 一端固定的压电变压器。压电元件的一端与外壳内壁刚性连结,压电元件的其余部分都不固定。这种安装方式会降低压电元件的谐振频率,因此,只能用在低频变压器中。自由端振动的幅度和压电元件的尺寸有关,可按下式计算:

$$y = 2R \sin \frac{L}{2R} \approx \frac{L^2}{2R} \sim \frac{L^2}{a}$$

式中 R 是压电元件的弯曲半径。

(3) 用橡皮衬垫固定的压电变压器。厚度大于 0.5 mm 的多层压电变流器,通常有 5—20 g 以上的重量。为了保证这种压电元件能承受振动和冲击作用,用橡皮衬垫把压电元件固定在外壳中,如图 9.32 (a) 所示。

橡皮衬垫所放的位置不能随便。必须放在压电元件上机械应力最小,或者说振动速度最小的位置。为了固定长度伸缩型高次振动模式的压电元件,应当在半波段振动速度最小的地方放置衬垫。

橡皮衬垫可以用胶粘到外壳的内壁上,或者在外壳的内壁上铣出槽来,把橡皮衬垫嵌在槽里。外壳扣起来之后,上下橡皮衬垫把压电元件夹在中间,从而保证元件的可靠固定。

橡皮衬垫的宽度 b 必须满足不等式

$$b < \frac{\lambda}{10}$$

这里的 λ 是驱动波的波长。该条件下橡皮衬垫对压电元件的夹应力没有多大影响。橡皮

衬垫过宽时,夹应力将严重影响压电元件的参数。

(4) 直接压固定的压电变流器。压电元件都是很薄的板,在进行极化处理时,压电板会发生弯曲,而且,极化以后仍保留一定的剩余弯曲变形。利用这种变形,把压电元件压在外壳中,如图 9.32 (c) 所示。压电元件两端不能与外壳内壁顶死,要保留 0.2 mm 左右的间隙,这样,压电元件才能自由振动。这种固定方式保证压电元件在外壳中不会往复移动。

(5) 用紧固件固定的压电变流器。频率很低的压电变压器常用音叉式结构,用螺钉把音叉固定在外壳上,压电元件粘到音叉壁上。为了降低频率,音叉的上部还连结一定的重物。

压电元件的引出头应当接在振动速度最小的地方,否则会破坏压电元件的工作,甚至导致引出头断线。引出头可以直接从外壳的小孔中拉出来,也可以绕成弹簧形固定到外壳上。为了防止断线,提高压电变压器的可靠性,同一个电极上要接两个引出线。

为了检查压电变压器的结构是否可靠,对自由式和利用橡皮衬垫固定的压电变压器要进行冲击和振动试验。

第十章 扼 流 圈

无线电设备中常用的扼流圈有交流扼流圈,滤波扼流圈,饱和扼流圈,充电扼流圈,转换扼流圈等。

交流扼流圈也称为铁心线圈,广泛应用于镇流、限流电路,大功率振荡器的板极回路,放大器的带通滤波器中,以及模拟技术等设备中。

滤波扼流圈主要应用在滤波器中,以削弱整流电压中的交流分量,保证直流电压中所包含的脉动交流分量不超过允许值。大多数滤波扼流圈只有一个绕组,少数有两个绕组——主绕组和补偿绕组。补偿绕组的存在使扼流圈的滤波效果显著提高。

饱和扼流圈主要用在无线电设备的交直流稳压与调压线路中。饱和扼流圈至少有两个绕组,一个交流绕组,一个直流控制绕组。通过调节控制绕组中的直流电流来改变交流绕组的阻抗,从而达到稳定或调节电压(电流)的目的。

脉冲调制器充电电路中应用的扼流圈称为充电扼流圈。它的作用有两个,一是限制储能器放电时经整流器流过的电流;二是隔离,防止所产生的脉冲影响电源。这种扼流圈多半是高压的,电感量很大,而且,当调制器负载自 50% 变化到 100% 时,电感量的变化应当不超过 5%。

磁性脉冲调制器中用非线性电感作为转换元件,该非线性电感也称为转换扼流圈。对这种扼流圈的主要要求是:在不饱和状态电感应趋于无穷大,在饱和状态电感应接近于零。

扼流圈大都由铁心和线圈组成。为了得到线性的伏安特性,扼流圈的铁心中多半都留一个空气隙。

10.1 交流扼流圈

本节介绍功率 5kVA 以下,工作电压不超过 2kV,频率不超过 2kHz 的交流扼流圈的设计方法。设计的原始数据是:电源频率 $f(\text{Hz})$,额定电流 $I(\text{A})$,电感量 $L(\text{H})$,电压波形系数 k_{Bx} ,电流的谐波系数 k_x ,品质因数 Q ,最高环境温度 $\tau_{HJ}(\text{°C})$,允许温升 $\tau(\text{°C})$,最小体积、最轻重量、最低价格等要求。

交流扼流圈的设计程序如下。

(1) 结构型式、铁心和绕组材料的选取。最轻重量的大功率交流扼流圈应当采用心式。最轻重量的小功率扼流圈、最低价格的扼流圈、高可靠性扼流圈,都应采用壳式。高电位扼流圈应采用单线圈心式结构。400Hz 以上的高频小功率扼流圈应当用环形。当要求漏磁最小时可采用双线圈心式。

按表 1.5 的建议选取铁心材料的牌号与带厚。

(2) 确定铁心尺寸。为了确定铁心尺寸,先确定交流扼流圈的尺寸功率:

$$P_c \approx UI, U = 2\pi fLI$$

品质因数通常在技术要求中给出。

(a) 标准铁心的选取。选取标准铁心时,首先要选取铁心系列,然后再选取该系列的那个典型尺寸的铁心。设计最轻重量的 50Hz 的扼流圈时,应采用 XED 或 XCD 系列的铁心。设计 400Hz 以上的最轻重量及最低价格的扼流圈时,应采用 CD 或 ED 系列铁心。设计最低价格的 50Hz 扼流圈时,应采用 ED 或 XCD 系列铁心。在同样条件下,GE 型扼流圈比 KE 型轻。

根据尺寸功率 P_c 或给定的品质因数 Q ,利用表 10.1—10.4 选取尺寸功率与品质因数等于或略大于必须值的铁心。

(b) 非标准铁心尺寸的确定。当设计功率很大或很小的扼流圈时,或由于安装位置的限制,对扼流圈的外形尺寸有一定要求时,或者要求扼流圈在给定条件下具有最佳参数时,都需要采用非标准铁心。

先确定扼流圈的结构型式,再确定比值 ε ($\varepsilon = \nu_r k_{cK} / \nu_T k_T$),然后根据求得的 ε 值,利用表 10.5—表 10.7,或图 10.1—图 10.3 确定最佳尺寸比 x, y, z 或 k_{cK} 。按下式确定

表 10.1 ED 型铁心交流扼流圈系列

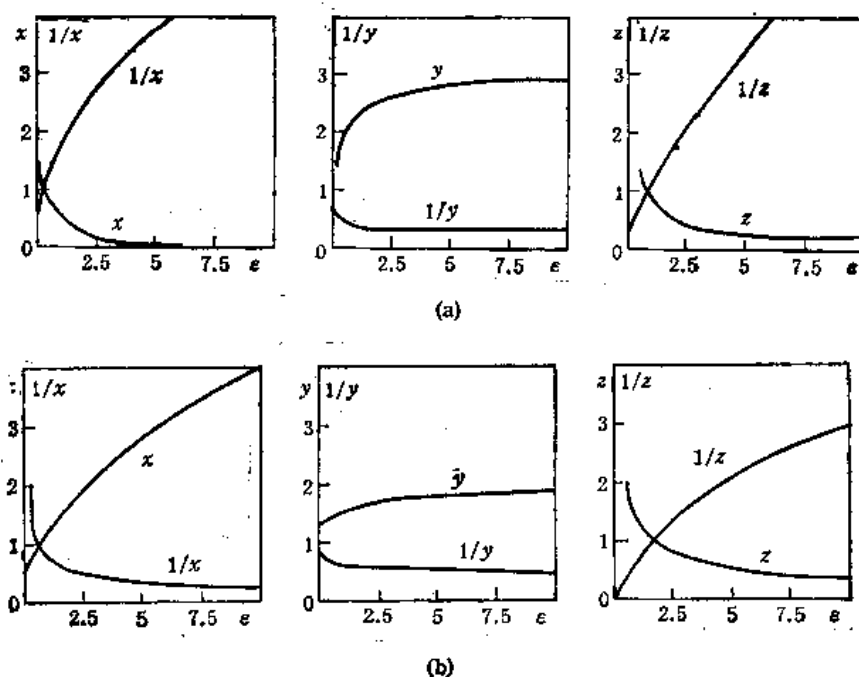
铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	50Hz		400Hz		ν	S_{Tm} (cm ²)	l_{ps} (cm)	S_{sm} (cm ²)
	P_c (VA)	Q	P_c (VA)	Q				
ED6×6.5×6×15	2.74	2.41	18.4	14.3	0.69	10.34	4.38	11.2
8	3.34	2.77	21.8	15.5	0.85	11.72	4.68	
10	4.13	3.19	26	16.7	1.07	13.56	5.08	
12.5	5.11	3.62	30.74	17.6	1.35	15.8	5.58	
ED8×8×8×20	6.81	3.54	42.8	18.8	1.04	17.6	5.71	19.9
10	8.42	4.12	50.3	20.1	1.35	20	6.11	
12.5	10.4	4.74	58.6	21	1.78	23.1	6.61	
16	13.1	5.45	67.9	21.4	2.38	27.3	7.31	
ED10×10×10×25	14.6	4.96	83.6	22.9	1.62	27.5	7.14	31.1
12.5	18	5.75	95.9	23.9	2	31.3	7.64	
16	22.7	6.68	112.1	25.5	2.18	36.6	8.34	
20	28	7.55	129	26.8	2.38	42.8	9.14	
ED12×12.5×12×30	28.3	6.7	144.4	27.2	1.9	40.5	8.67	44.8
16	35.6	7.83	168.7	29.2	2.05	46.9	9.37	
20	43.8	8.91	194.3	30.9	2.21	54.3	10.2	
25	53.8	9.91	223.4	32.4	2.42	63.4	11.2	
ED16×16×16×40	72.1	9.91	322	35.7	1.88	70.4	11.4	79.7
20	88.5	11.3	370.4	38.25	2	80.2	12.2	
25	108	12.8	426.4	40.6	2.16	92.4	13.2	
32	135	14.6	498	42.9	2.38	110	14.6	
ED20×20×20×50	153	13.6	611.6	44.7	1.88	110	14.3	125
25	187	15.6	703.4	47.8	2	125.3	15.3	
32	233	17.6	822.2	51	2.18	146.6	16.7	
40	284	19.5	946	53.6	2.38	171	18.3	

铁心材料: 50Hz, DQ 2-0.35; 400Hz, DG 2-0.2

表 10.2 GE 型铁心交流扼流圈系列

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	50Hz		400Hz		y	S_{Tm} (cm ²)	I_{Fs} (cm)	S_{zm} (cm ²)
	P_c (VA)	Q	P_c (VA)	Q				
GE10×10×6.5×18	8.73	4.45	48.1	19.1	1.94	21.9	6.04	16.26
15	12.8	5.63	60.7	20.2	2.73	28.1	7.04	
20	16.8	6.5	71.6	21.1	3.12	34.3	8.04	
GE12×12×8×22	16.7	5.87	83	22.4	2.31	31.9	7.31	24.3
18	24.5	7.39	106	24.6	2.69	41	8.51	
24	32	8.48	125	25.7	3.1	50.1	9.71	
GE14×14×9×25	27	7.26	123.4	25.6	2.36	42.6	8.43	31.4
21	39.5	9.07	157.4	28.1	2.75	54.82	9.83	
28	51.5	10.3	185.5	29.4	3.14	67	11.23	
GE16×16×10×28	41.1	8.71	174.8	28.9	2.4	54.9	9.54	39.4
24	59.8	10.8	222.7	31.6	2.8	70.7	11.14	
32	77.8	12.2	262	33	3.2	86.4	12.7	
GE19×19×12×33.5	74.1	11.1	290.4	34.4	2.38	77.87	11.4	56.4
28	105.6	13.5	366.2	37.6	2.76	99	13.2	
38	138.8	15.3	435.6	39.4	3.18	122.5	15.2	

铁心材料: 50Hz, DQ 2-0.35; 400Hz, DG 2-0.2


 图 10.1 壳式扼流圈的最佳尺寸比和 ϵ 的关系。(a) 给定 $K_\epsilon r$; (b) 给定 rQ

扼流圈铁心的基准尺寸

$$a = \left(\frac{P_c}{4k_B k_T \varphi_T W_s} \right)^{\frac{1}{2}}$$

表 10.3 CD 型铁心交流扼流圈系列

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	50Hz		400Hz		μ	S_{Tm} (cm ²)	l_{Ps} (cm)	S_{zm} (cm ²)
	P_c (VA)	Q	P_c (VA)	Q				
CD6.5×12.5×8×8	3.95	2.64	22.8	12.9	1.69	11.8	5.7	12.4
10	3.95	2.64	25.8	14	1.62			16.2
12.5	5.31	3.10	29.2	15	1.55			18.7
16	6.27	3.37	33.8	16	1.48			22.3
CD8×12.5×10×12.5	8.78	3.96	46.6	18.3	1.58	16	6.15	23.8
16	10.3	4.32	53.7	19.6	1.51			28
20	12	4.64	61.4	21	1.44			32.8
25	14.1	4.96	70.6	22.2	1.38			38.8
CD10×12.5×12.5×20	19.2	5.68	95	24.7	1.47	22.3	6.75	41.7
25	22.5	6.09	109	26.3	1.41			48.9
32	27	6.5	127	28	1.35			59
40	31.9	6.9	148	29.4	1.29			70.4
CD12.5×16×16×25	44.3	8.2	193	32.3	1.48	35.5	8.55	66.8
32	52.4	8.89	224	34.6	1.42			79.6
40	61.4	9.48	258	36.5	1.36			94.2
50	72.5	10.05	299	38.4	1.3			112
CD12.5×25×20×30	86.9	11.2	342	40.2	1.44	49.4	11.25	100.2
40	105.8	12.2	408	43.4	1.36			122.8
50	124	13	470	45.7	1.32			145.4
60	142	13.8	530	47.5	1.29			168
CD16×32×25×40	206.9	16.6	726	53.7	1.44	80.2	14.4	166
50	240.7	17.7	832	57	1.38			194
65	290	19	983	60.6	1.31			237
80	337	20	1129	63.27	1.29			280
CD20×40×32×50	450	23	1450	69.5	1.43	126.6	18	264
60	509	24.3	1619	73	1.38			300
80	621	26.4	1944	78.2	1.32			372
100	729	27.6	2254	82	1.28			444
CD25×50×40×65	969	31.3	2890	90	1.44	197.8	22.5	424
80	1111	32.2	3280	95	1.37			491
100	1290	35.1	3780	100	1.32			581
120	1470	36.5	4270	104	1.29			672
CD40×80×64×100	3852	50.4	10894	142.5	1.33	506.4	36	1056
120	4304	52.9	12173	149.6	1.38			1200
160	5166	56.7	14613	160.3	1.32			1489
200	5991	59.4	16946	167.9	1.28			1778

式中 W_m 为磁能密度,按下面给出的建议确定。 φ_T 见表 1.22。

铁心的其余尺寸按下式计算:

$$b = ay, c = ax, h = az$$

表 10.4 OD 型铁心交流扼流圈系列

铁心尺寸 $d \times D \times b$	50Hz		400Hz		ν	k_{CK}	l_{ps} (cm)	S_{zm} (cm ²)
	P_C (VA)	Q	P_C (VA)	Q				
OD10 \times 16 \times 4	0.71	1.14	5.13	8.29	0.244	0.28	1.72	6.94
5	0.78	1.23	5.5	8.72	0.313	0.22	1.86	7.08
6.5	0.8	1.24	5.45	8.44	0.425	0.15	2.08	7.25
8			4.6	7.02	0.54			
OD12 \times 20 \times 5	1.64	1.72	11.34	12	0.36	0.32	2.23	11.15
6.5	1.88	1.9	12.45	12.7	0.47	0.26	2.46	11.55
8	2.00	1.96	12.7	12.6	0.634	0.20	2.58	11.92
10			11.8	11.3	0.843			
OD16 \times 26 \times 6.5	4.36	2.71	28.5	18.1	0.522	0.40	2.3	20.31
8	5.01	3.01	31.2	19.1	0.676	0.36	3.24	21.04
10	5.71	3.28	33.3	19.5	0.915	0.31	3.56	21.97
12.5	6.28	3.43	34.2	19	1.0	0.25	3.97	23.06
OD20 \times 32 \times 8	9.15	3.84	55.6	24	0.753	0.46	3.78	32.25
10	10.79	4.32	60.9	25.2	1	0.42	4.11	33.66
12.5	12.52	4.76	65.7	25.7	1	0.38	4.53	35.36
16	14.39	5.13	70	25.6	1	0.32	5.11	37.64
OD25 \times 40 \times 10	19.93	5.59	106.2	31.2	1	0.51	4.83	51.95
12.5	23.7	6.32	117.4	32.6	1	0.48	5.26	54.43
16	28.32	7.07	130.1	33.7	1	0.43	5.86	57.83
20	32.72	7.65	141.3	34	1	0.38	6.05	61.6
25	36.98	8.02	151	33.6	1	0.32	7.41	66.14
OD32 \times 50 \times 16	51.73	9.18	226	42.15	1	0.53	6.77	89.52
20	61.31	10.21	251.8	43.8	1	0.49	7.47	94.92
25	71.87	11.13	279	44.8	1	0.45	8.36	101.52
32	84.25	11.91	309.6	45.1	1	0.39	9.59	110.52
OD40 \times 64 \times 20	116.26	13.81	436.8	54.6	1	0.58	8.34	146.71
25	138.21	15.36	491.4	57.1	1	0.54	9.63	155.98
32	165.59	16.89	558.4	59.1	1	0.50	10.89	168.77
40	192.73	17.99	624	60	1	0.46	12.34	183.11
OD50 \times 80 \times 25	238.63	19.84	792.9	69.3	1	0.62	11.07	233.19
32	288.1	22.16	911.3	73	1	0.59	12.35	250.30
40	338.9	24.03	1033	75.7	1	0.55	13.82	269.64
50	394.94	25.53	1170	77.5	1	0.51	15.66	293.47
OD64 \times 100 \times 32	478.78	28.12	1439	88.22	1	0.66	14.15	378.39
40	503.72	30.81	1644	92.8	1	0.64	15.64	404.04
50	658.35	33.13	1880	96.7	1	0.60	17.49	435.85
64	773.19	35.01	2183	100	1	0.57	20.10	479.90
OD80 \times 128 \times 40	941.94	39.61	2652	113.2	1	0.69	18.14	612.46
50	1076.92	42.23	3044	119.4	1	0.67	20.01	654.67
64	1257.2	44.35	3556	125.4	1			
80	1450	45.9	4101	130	1			

表 10.5 交流扼流圈的最佳尺寸比

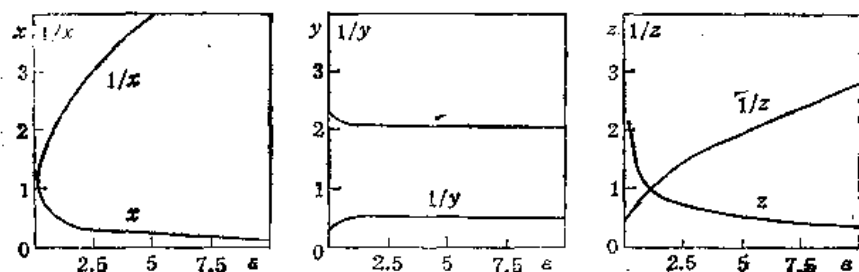
结构形式	最佳的指标	最佳参数	不同 δ 时的尺寸比		
			0.1	0.4	1
壳 式	τK_s	x	1.77	1.206	0.6
		y	1.4	2.27	1.9
		z	2.5	0.873	0.7
	$Q K_s$	x	1.2	0.556	0.6
		y	1.6	2.08	1.9
		z	2.45	1.124	0.73
	τQ	x	1.15	0.5	0.6
		y	1.5	2.0	2
		z	2.4	1.1	0.7
心 式	τK_s	x	2.5	1.9	0.8
		y	1.24	2.3	1.4
		z	4.4	1.2	1.0
	$K_s Q$	x	1.7	1.2	0.7
		y	1.6	1.6	1.6
		z	3.6	2.4	1.6
	τQ	x	1.75	1.1	0.65
		y	1.65	1.5	1.6
		z	3.5	2.4	1.55
环 形	τK_s	x	4.7	2.41	1.31
		y	1.34	1.25	1.475
		z	0.5	0.6	0.7
	$K_s Q$	x	3.03	2.04	1.25
		y	1.65	1.55	1.63
		z	0.7	0.7	0.7
	τQ	x	3	2	1.2
		y	1.5	1.6	1.62
		z	0.65	0.7	0.75

表 10.6 不同设计条件下最轻重量交流扼流圈的最佳尺寸比

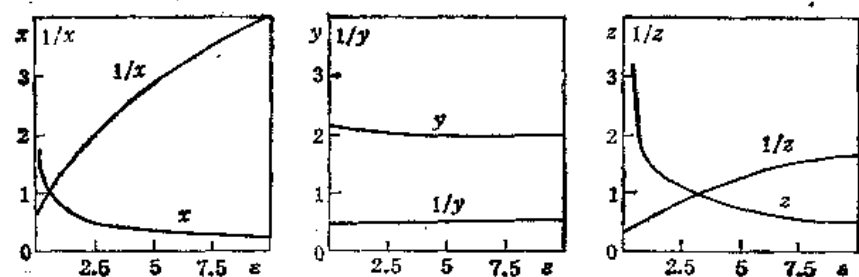
扼流圈 参数		$\delta = 0.4$ 时的最佳尺寸比														
		$P_C(\text{VA})$		给定温升 $\tau(^{\circ}\text{C})$			环境温度 $\tau_{HJ}(^{\circ}\text{C})$			窗口填充系数 k_{CK}			比损耗 $p(\frac{\text{W}}{\text{kg}})$		电阻率 $\rho(10^{-9}\Omega \cdot \text{m})$	
		100	500	35	50	100	35	70	100	0.5	0.75	1	1.25	2.5	0.175	0.28
τK_s	x	1.2	1.43	1.4	1.2	1.07	1.2	1.2	1.213	2.1	1.5	1.2	1.2	1.54	1.2	1.222
	y	2.27	2.4	2.383	2.27	2.211	2.27	2.27	2.27	3.66	2.82	2.27	2.27	2.48	2.27	2.28
	z	0.882	0.838	0.84	0.882	0.906	0.882	0.882	0.88	2.09	1.28	0.88	0.88	0.818	0.88	0.877
$K_s Q$	x	0.556	0.565				0.558	0.556	0.553	0.9	0.68	0.556	0.556	0.568	0.556	0.559
	y	2.08	2.074				2.983	2.08	2.08	1.82	1.97	2.08	2.08	2.07	2.08	2.08
	z	1.129	1.118				1.127	1.129	1.131	1.57	1.29	1.129	1.129	1.12	1.129	1.129

表 10.7 考虑负载性质、漏感、绕组电阻时交流扼流圈的最佳尺寸比

扼流圈参数	最佳值
x	1.21
y	2.28
z	0.89

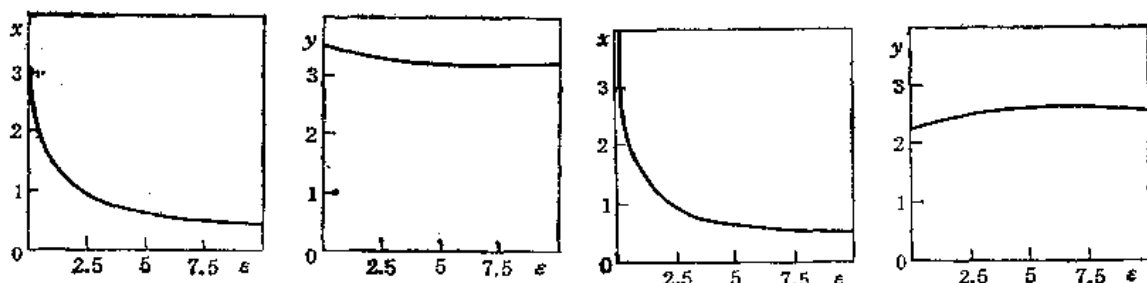


(a)



(b)

图 10.2 心式扼流圈的最佳尺寸比和 ε 的关系。(a) 给定 $K_x \tau$; (b) 给定 τQ



(a)

(b)

图 10.3 环形扼流圈的最佳尺寸比和 ε 的关系。(a) 给定 $K_x \tau$; (b) 给定 τQ

(3) 确定铁心的磁参数。频率 50Hz, 功率 1kVA 以下的扼流圈的磁参数按如下方法确定:

确定磁能密度

$$W_n = \frac{UI}{4.44 f k_T S_T l_T}$$

确定磁能密度的平均值

$$\bar{W}_n = \frac{W_{KH} W_n}{W_{K_n}}$$

式中, W_{K_n} 为磁能密度的基准值(见表 10.8); W_{KH} 为磁能密度的相对值(见表 10.8)。

表 10.8 铁心材料 DQ4 的某些参数

铁心型式	f (Hz)	B_K (T)	H_K (A/m)	W_{Ks} (J/m ³)	ρ (W/kg)	B_{KH} (T)	H_{KH} (A/m)	W_{KH} (J/m ³)
壳式和心式	50 400	2.115 2.1	5000 5000	10575 10500	1.25 10	2.115 2.08	5000 3772	10575 7845
环形	50	2.1	5000	10500	1.25	2.2	10600	22150

根据给定的谐波系数 K_s , 按图 10.4 确定磁感应强度的平均值 \bar{B} , 然后按下式确定 B 和 H :

$$B = \frac{B_K}{B_{KH}} \bar{B}, H = \frac{W_s}{B}$$

频率为 50Hz 的大功率扼流圈, 以及 400Hz 以上的高频扼流圈的磁参数按如下方法确定。

当铁心材料是 DQ2—DQ6, DG1—DG4 时, 可以取磁感应强度为 $B = 1.3—1.5T$ 。按上面给出的公式确定 W_s 及 H 。然后按下式确定 \bar{B} 和 \bar{W}_s :

$$\bar{B} = \frac{B_{KH}}{B_K} B, \bar{W}_s = \frac{W_{KH}}{W_{Ks}} W_s$$

根据求得的 \bar{B} 和 \bar{W}_s 值, 按图 10.4 确定谐波系数 K_s , 所求 K_s 必须小于给定值。

(4) 确定气隙长度 $\delta_T = k_q l_T$; $k_q = a_1 \bar{H} + b_1$; $\bar{H} = H(H_{KH}/H_K)$ 。

式中, k_q 为表示气隙相对长度的系数; a_1 和 b_1 为常数(见表 10.9)。

表 10.9 常数 a_1, b_1 与谐波系数的关系

$k_s(\%)$	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
$a_1(10^{-4})$	0.97	0.905	0.84	0.775	0.71	0.647	0.583	0.52	0.46	0.4
b_1	0.015	0.001	-0.002	-0.004	-0.005	-0.0057	-0.0065	-0.007	-0.0075	-0.008

最后应按实际的 k_q 值, 利用图 10.5 确定 \bar{B} , 按上述方法确定新的 B 和 H , 重新求得 k_s , 这时的 k_s 仍需小于允许值。

仔细设计时要考虑铁心的工艺气隙, 对 C 型铁心来说, 工艺气隙为 5—40 μm ; 冲片铁心的工艺气隙为 20—60 μm 。

(5) 按 1.10 节给出的方法确定扼流圈的损耗。

(6) 确定扼流圈的几何参数:

窗口填充系数 $k_{CK} = S_D n_s W_s / S_{CK}$, 其中,

n_s 为线圈个数; W_s 为每个线圈的匝数。

排绕系数 $k_{PR} = n_{BS} d_s^2$, 其中 n_{BS} 为每平方厘米的匝数, 见表 F26。

窗口利用系数 $k_{RK} = n_s S_s / S_{CK}$, $S_s = h_s c_{s0}$

层间绝缘系数 $k_{is} = (S_s - S_{is}) / S_s$, 其中 S_{is} 为层间绝缘所占的截面积。

环形扼流圈的工艺间隙 $\delta_H = \sqrt{(d^2 + 4bd) / (1 + 4d)}$ 。

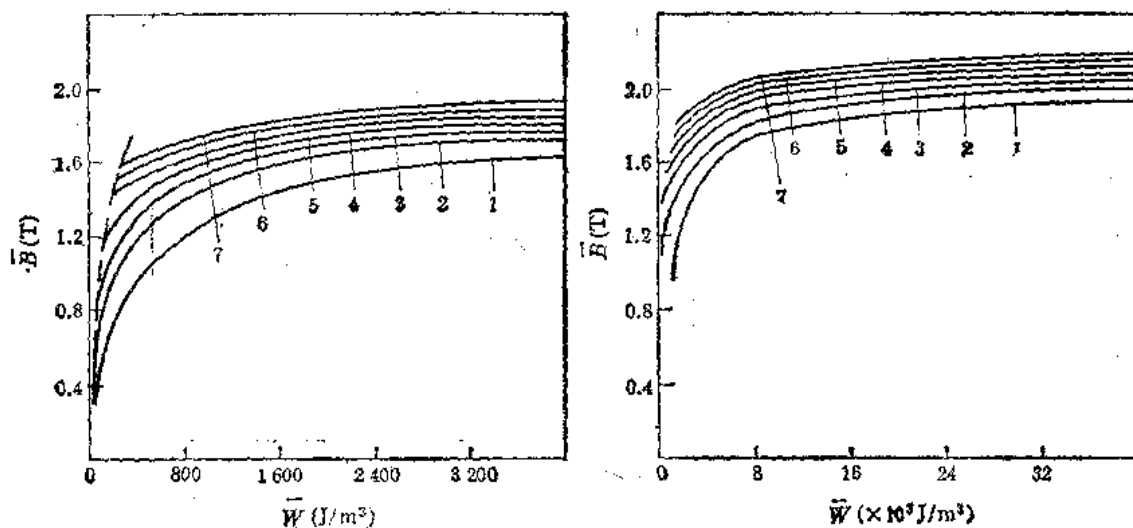


图 10.4 心式铁心的磁感应强度

\bar{B} 和磁能密度 \bar{W} 、谐波系数 k_r 的关系 ($f = 50\text{Hz}$, 铁心材料为 DQ4-0.35。图中 1. $k_r = 5\%$; 2. $k_r = 10\%$; 3. $k_r = 15\%$; 4. $k_r = 20\%$; 5. $k_r = 30\%$; 6. $k_r = 40\%$; 7. $k_r = 50\%$)

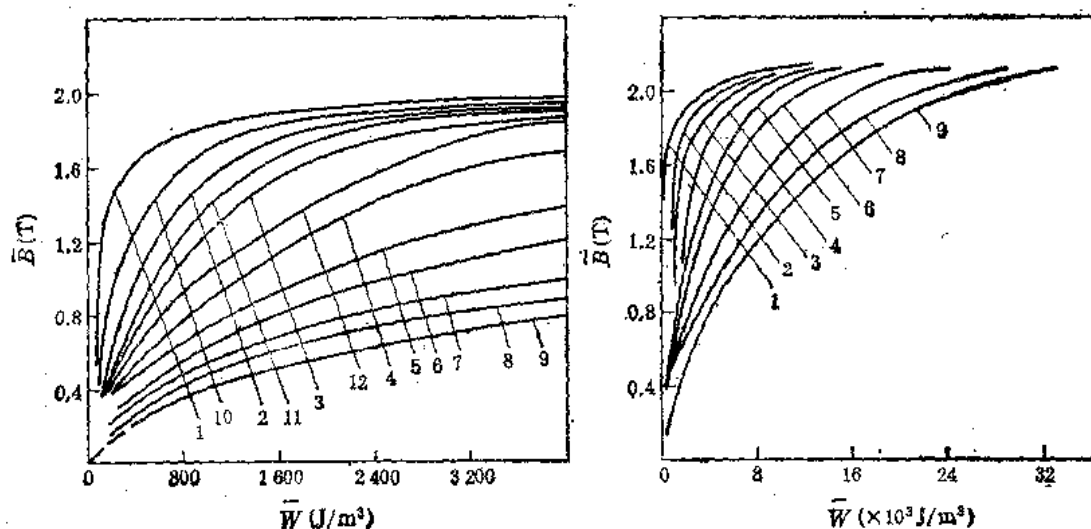


图 10.5 心式铁心的磁感应强度

\bar{B} 和磁能密度 \bar{W} 、气隙系数 k_g 的关系 ($f = 50\text{Hz}$, 铁心材料为 DQ4-0.35。图中, 1. $k_g = 0\%$; 2. $k_g = 0.05\%$; 3. $k_g = 0.1\%$; 4. $k_g = 0.2\%$; 5. $k_g = 0.3\%$; 6. $k_g = 0.4\%$; 7. $k_g = 0.6\%$; 8. $k_g = 0.8\%$; 9. $k_g = 1\%$; 10. $k_g = 0.025\%$; 11. $k_g = 0.075\%$; 12. $k_g = 0.15\%$)

(7) 按 1.10 节指出的方法确定扼流圈的最热点温升。

(8) 确定绕组匝数和线径:

绕组匝数 $W = Hl_T/l$ 。

为了确定线径, 先求每平方厘米必须的匝数: $n = W/k_{PR}S_x$, 其中 $k_{PR} = 0.7-0.9$ 。

根据求得的 n 值, 利用表 F26 选取 n_{BS} 等于或略大于 n 的导线, 并记下 d, d_s, S_D 值。

绝缘层数 $n_{is} = (U/U_y) + 1$, 其中 U_y 为一层层间绝缘允许的电压。

绕组电压较高时应当分段, 段数应保证每层电压不超过 150—200V。

(9) 按 1.9 节给出的方法进行扼流圈的结构计算。

(10) 验算

扼流圈电感量

$$L = \frac{W^2 S_T \mu}{l_T}, \quad \mu = \frac{B}{\sqrt{2} H}$$

扼流圈的品质因数

$$Q = \frac{\omega L}{P_T + P_s} \left(\frac{H l_T}{W} \right)^2 = \frac{P_c}{P_T + P_s}$$

$$\omega = 2\pi f$$

10.2 滤波扼流圈

整流器的输出电压都包含一定比例的交流分量。为了减小脉动电压,需要在整流器与负载之间接入滤波器。滤波器可以是单独的电容,单独的电感,或两者都有。

流过滤波扼流圈的直流电流对扼流圈的工作有很大影响。直流磁化的存在,导致铁心的磁导率下降,使扼流圈的电感量也下降。为了减弱直流磁化对扼流圈的影响,在扼流圈的铁心中要留一个气隙。气隙的存在,一方面可以减弱铁心中的直流磁场,提高铁心的磁导率,增大扼流圈的电感。另一方面,气隙会增大交流磁通的磁阻。在同样磁感应强度的情况下,或在所加交流电压相等时,需要较大的磁势,这就降低了扼流圈的电感。两种因素同时作用的结果,使得扼流圈在一定的磁隙下具有最大的电感。当直流磁化电流较大时,有气隙扼流圈的电感量比无气隙时大。对于给定的直流磁化电流而言,扼流圈具有某个最佳气隙。此外,有气隙扼流圈的电参数比较稳定。

一、非标准铁心滤波扼流圈设计

设计的原始数据如下: 电感量 $L(\text{H})$; 直流电流 $I_0(\text{A})$; 绕组直流电阻 $R(\Omega)$; 脉动基波的频率 $f_1(\text{Hz})$; 绕组的交流电压 $U(\text{V})$; 绕组所处的直流电位 $U_0(\text{V})$; 最高环境温度 $t_{HJ}(\text{℃})$; 允许温升 $\tau(\text{℃})$; 最轻重量,最小体积,或最低价格等经济指标。

当设计调宽型开关稳压器中的滤波扼流圈时,应当指出稳定类别(图 10.6)及角度 α_{T0}

对于脉宽调节稳压线路中的滤波扼流圈来说,需要的电感量按下式确定:

$$L = \frac{U_{PJ} \sin \alpha_T}{(\pi - \alpha_T) \pi f I_{0\min}}, \quad U_{PJ} = \left(1 - \frac{\alpha_T}{\pi}\right) U$$

对于输出电压波形如图 10.6(b) 所示的稳压器而言,需要的滤波扼流圈的电感量按下式计算:

$$L = \frac{(k-1) \sin \alpha_T U_{PJ}}{[k(\pi - \alpha_T) + \alpha_T] \pi f I_{0\min}}, \quad k = \frac{U}{U_{HP}}$$

$$U_{PJ} = \left[1 - \frac{\alpha_T}{\pi} \left(1 - \frac{1}{k}\right)\right] U,$$

设计程序如下:

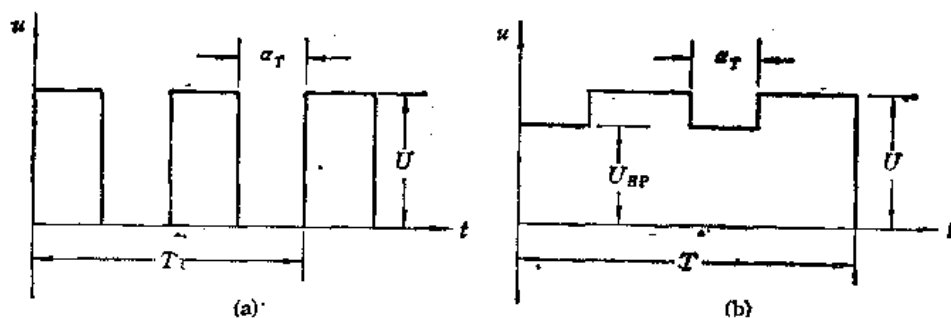


图 10.6 滤波器输入端电压的波形。(a) 脉冲稳压器；(b) 局部调制的稳压器

(1) 确定扼流圈的结构型式。滤波扼流圈有壳式、心式、环形、单线圈心式四种，不同的设计条件，最佳的结构也不同。

在扼流圈体积相同的前提下，从磁能密度的观点来看，对于品质因数比较大的扼流圈来说， $V_T/V_s > 1$ 时，双线圈心式的磁能密度小于壳式的； $V_T/V_s < 1$ 时，壳式不如心式； $V_T = V_s$ 时，壳式和心式等价； V_T/V_s 为任何值时，单线圈心式的磁能密度都比壳式小 24%。对于中小品质因数的扼流圈来说，当 $V_T/V_s = 1$ 时，双线圈心式的磁能密度比壳式大 20%，但其电阻比壳式大 65%，因而，它的品质因数较小；单线圈心式与壳式的磁能密度相等，但其电阻比壳式大 30%，因而，它的品质因数仍然较小。

在电参数相同的情况下，从比体积和消耗的原材料来看，如果不考虑温升， $V_T = V_s$ 时，双线圈心式和壳式等价； $V_T/V_s < 1$ 时，双线圈心式好； $V_T/V_s > 1$ 时，壳式最佳；单线圈心式扼流圈的比体积要比壳式大 18%。考虑温升时，随扼流圈电感及绕组电阻的大小而变化，在某个电感和电阻下壳式优越，在另外的电感和电阻下心式最佳。

总之，壳式扼流圈的工艺性好，价格低廉，适合于大量生产的无线电设备中采用。心式扼流圈的重量较轻，体积较小，漏磁小，抗干扰能力强。功率较大的扼流圈，对尺寸与重量要求较严时，以及电子示波器、磁性记录设备中所用的扼流圈，都应当采用双线圈心式结构。在高压与高电位情况下用单线圈心式。环形结构的工艺性较差，一般不采用。

(2) 选取铁心材料的牌号和带厚。对于滤波扼流圈来说，希望采用初始磁导率、最大磁导率、饱和磁感应强度、电阻率都较大的磁性材料来做铁心。多节滤波器中的扼流圈，由于它的铁心中的交流磁感应强度极弱，希望用初始磁导率大的磁性材料。50—400 Hz 的小功率扼流圈，要用磁化曲线很陡、饱和磁感应强度很高的磁性材料。1000 Hz 以上的高频扼流圈要用电阻率很高、比损耗较小的磁性材料。滤波扼流圈中都存在一定的直流磁场，希望用 $H_0 = 0.003—5 \text{ A/cm}$ 时磁化曲线很陡的磁性材料。在直流磁化可以忽略的情况下才允许采用铁镍合金。粗略地讲，低频时采用 DQ1—DQ6，高频时用 DG1—DG4。

滤波扼流圈铁心中的直流磁感应强度通常为 0.3—0.9 T，频率等于脉动基波的交流磁感应强度幅值为 $0.5 \times 10^{-3}—0.5 \text{ T}$ 。由于滤波扼流圈铁心中的磁感应强度比变压器中的低，因此，涡流损耗较小，在同样频率下，扼流圈铁心材料的带厚可以比变压器厚一些。当脉动基波的频率为 50—300 Hz 时，带厚为 0.35 mm；当脉动基波的频率为 800—2000 Hz 时，带厚为 0.2—0.08 mm。

(3) 确定铁心的尺寸。为了确定铁心尺寸，首先选取各个系数和最佳比值。铁心和

绕组体积之比通常为 $V_T/V_s = 0.5 \sim 3$ 。大功率扼流圈取小些,小功率时取大些。给定绕组电阻和温升,并要求有高的品质因数时,最佳比为 $V_T/V_s = 2 \sim 3$ 。品质因数较小时, $V_T/V_s < 1$ 。当对绕组电阻和温升没有要求时, $V_T/V_s = 1$ 为最佳。

通常,进行设计时先取 $V_T/V_s = 1$, 然后检查温升,若温升高于允许值,则取较小的 V_T/V_s 值,但不能小于 0.5,并重新计算。若温升远远低于允许值,则取较大的 V_T/V_s 值,但不能大于 3,并重新进行计算。

铁心窗口的高宽比的范围为: $h/c = 1.5 \sim 2.5$ 。

铁心叠厚与中间铁心柱宽度之比为: $b/a = 1 \sim 2.5$ 。

对于 DQ2—DQ6 来说,50Hz 时取 $B_0 = 0.8T$ 。

当设计具有给定温升和给定品质因数的滤波扼流圈时,按下式确定铁心的基准尺寸:

$$a = \sqrt{\frac{K(LI_0^2)\rho_{20}L}{B_0k_1^2k_{CK}R}}$$

系数 K 按下式确定:

$$K = \left(\frac{V_T}{V_s} + 1\right) \times 10^4 / \left(\frac{V_T}{V_s}\right) V_{EL}^2 A$$

式中, V_{EL} 为 $a = 1 \text{ cm}$ 的基准扼流圈的体积(见表 10.10); A 为基准扼流圈的比结构因数, $b/a = h/c = 2$ 时见表 10.10。

对于 $V_T/V_s = 1$, $h/c = b/a = 2$ 的壳式滤波扼流圈来说, $K = 1.38 \times 10^4$ 。

当设计给定温升和给定绕组电阻(或电压降)的滤波扼流圈时,按下式确定尺寸 a :

$$a = \sqrt{\frac{K_s P_s}{\alpha \tau}}$$

式中, 散热系数 $\alpha = (1.8 \sim 2) \times 10^{-3} \text{ W}/(\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C})$; 反映扼流圈散热表面的系数 $K_s = \frac{1}{S_{sm}}$, $b/a = h/c = 2$ 时(见表 10.10); 对于 $a = 1 \text{ cm}$ 的壳式扼流圈来说, $K_s = 0.04591 \text{ cm}^{-2}$; 一般情况下先求 S_{sm} , 而后求 K_s ; 绕组损耗

$$P_s = RI_0^2 \frac{\tau + \tau_{HJ} + 235}{255}$$

当设计给定温升,但对绕组电阻不作要求的滤波扼流圈时,按下式确定尺寸 a :

$$a = \sqrt{\frac{K_s K (LI_0^2)^2 \rho_t}{B_0^2 k_1^2 k_{CK} \alpha \tau}}$$

ρ_t 是绕组的热态电阻率 ($\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$)。

按 1.7 节给出的方法确定铁心的其余几何参数。

检查温升 $\tau = P_s / \alpha S_{sm}$ 。若温升高于允许值,则应取较小的 V_T/V_s 值,并从头重新计算。若温升比允许值低很多,则应取较大的 V_T/V_s 值,并重新计算。

(4) 初步确定绕组电阻(铜线):

$$R_t = \frac{\alpha \tau S_{sm}}{I_0^2}, \quad R = \frac{R_t}{1 + 0.004(\tau + \tau_{HJ} - 20)}$$

(5) 确定绕组电流密度

表 10.10 基准扼流圈的几何参数

(a = 1, b = 2, h/c = 2)

结构型式	参数代号	铁心与绕组体积之比 (V_T/V_s)				
		0.25	0.5	1	2	4
壳式	c	2.12	1.382	0.89	0.562	0.361
	h	4.24	2.764	1.78	1.124	0.722
	V_T	28.58	19.72	13.88	9.8	7.45
	V_s	114	39.5	13.88	4.94	1.86
	V_{EL}	142.58	59.22	27.7	14.74	9.31
	A	0.7×10^{-3}	1.26×10^{-3}	1.88×10^{-3}	2.22×10^{-3}	2.11×10^{-3}
	S_{sm}	101.6	47.2	22.05	10.48	5.34
心式	c	2.76	1.77	1.12	0.72	0.472
	h	5.53	3.54	2.24	1.44	0.944
	V_T	39.4	27.52	19.7	14.92	11.944
	V_s	158	54.9	19.7	7.4	3
	V_{EL}	197.4	82.42	39.4	22.32	14.944
	A	0.76×10^{-3}	1.26×10^{-3}	1.67×10^{-3}	1.74×10^{-3}	1.43×10^{-3}
	S_{sm}	187.2	91.5	46.4	25.4	14.3
单线圈心式	c	2.26	1.53	1	0.654	0.444
	h	4.52	3.06	2	1.308	0.888
	V_T	33.5	24.8	18.5	13.9	11.6
	V_s	134	49.6	18.5	6.92	2.91
	V_{EL}	167.5	74.4	37	20.82	24.51
	A	0.56×10^{-3}	0.95×10^{-3}	1.31×10^{-3}	1.45×10^{-3}	1.25×10^{-3}
	S_{sm}	132	68	34.8	18.4	10.8

$$j = \sqrt{\frac{P_{x0}}{\rho_{20} k_{CK} V_s}}, \quad P_{x0} = I_0^2 R_{20}$$

R_{20} 为 20℃ 时的绕组电阻。

(6) 确定线径 $d = 1.13 \sqrt{I_0/j}$ 。选取相近的标准线径, 并记下有关参考数据。

(7) 确定绕组匝数 $W = 0.95 S_R n$, $S_R = h_1 c_1$, $h_1 = h - 2(\delta_1 + \delta_0)$, $c_1 = c - (\delta_1 + 2\delta_0)$ 。其中 S_R 为绕组的有效面积; c_1 为线圈宽; h_1 为线圈高; δ_1 为侧板厚(或两端空位); δ_0 为工艺间隙; n 为所选导线每平方厘米的匝数, 见表 F26。

(8) 确定最佳气隙

$$\delta_j = \mu_0 \frac{\sum I_0 W}{B_g} \frac{S_0}{S_T} \approx 1.6 \times 10^{-4} I_0 W,$$

$$B_g = \frac{I_0 W \times 10^{-3}}{0.8 l_0}$$

式中 S_0 为气隙中磁通所占的截面积; B_g 为气隙磁感应强度, 通常为 0.8 T。

(9) 检查电感量。首先确定交流磁感应强度 B 及直流磁场强度 H_0 :

$$B = \frac{U}{4 k_{Bz} f_1 S_T k_T W}, \quad H_0 = \frac{I_0 W}{l_T}$$

按图 10.7 确定有效相对磁导率 μ_e , 按下式确定电感:

$$L = \frac{W^2 S_T k_T}{l_T} \mu_0 \mu_e$$

若求得的 L 值小于给定值, 应按图 10.8 求出新的 B_0 值, 并重新从头计算。

(10) 检查绕组电阻 $R = \frac{\rho_{20} l_{Pz} W}{S_D}$ 。

(11) 温升 $\tau = R I_0^2 / \alpha S_{Tm0}$ 。

如果铁心中的交流磁感应强度较大, 则应考虑铁心损耗。先按图 6.22 求得交直流同时磁化下的比损耗, 然后按 1.10 节给出的方法计算铁心损耗。

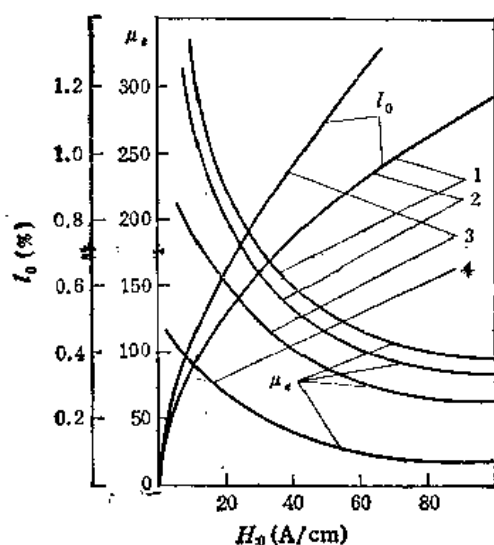


图 10.7 相对磁导率与气隙和直流磁场强度的关系
(1.DG3-0.08; 2.DG3-0.15; 3.DQ3-0.35;
4.MΠ140⁽³⁾)

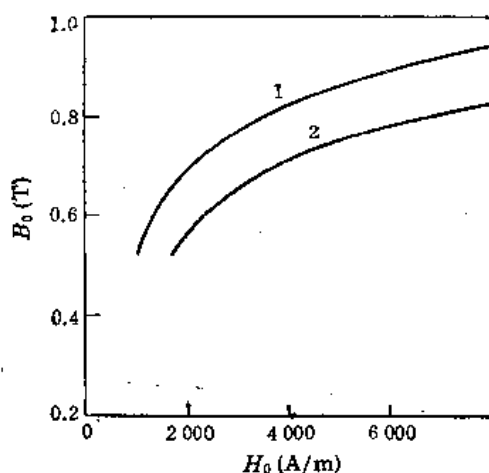


图 10.8 磁感应强度 B_0 和磁场强度 H_0 及交流磁感应强度 B 的关系 ($f = 50\text{Hz}$, DQ2-0.35)
(1. $B = 0.1\text{T}$; 2. $B = 0.01\text{T}$)

二、标准铁心滤波扼流圈设计

设计的原始数据和非标准铁心情况一样。设计依据有两个, 一是在给定温升情况下保证滤波扼流圈重量最轻; 二是要求滤波扼流圈的绕组压降(或绕组电阻)不超过某个允许值。给定温升时的设计程序如下:

(1) 确定乘积 LI_0^2 。

(2) 按图 10.9 或下式确定铁心体积: $V_T = LI_0^2 \times 10^3 / 1.26 k_T \mu_e H_0^2$ 。

式中 μ_e 和 H_0 值见表 10.11。

表 10.11 电工钢与磁介质的 μ_e 与 H_0

铁 心 材 料	μ_e	H_0 (A/cm)
电 工 钢	100—300	80—20
磁介质 MΠ140	25—75	80—25

按下式确定铁心的基准尺寸 $a = 3\sqrt{V_T / k_T \varphi_{\nu 0}}$

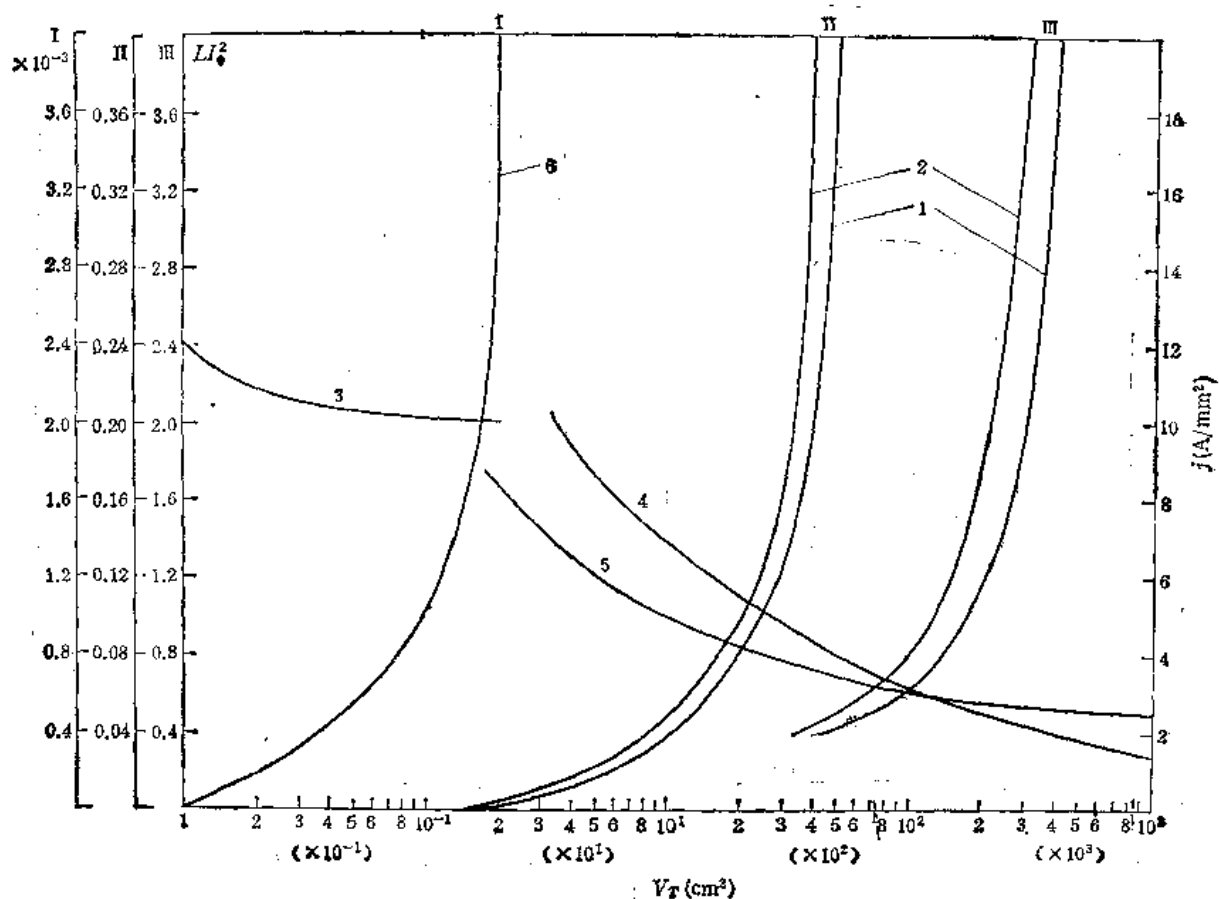


图 10.9 乘积 LI_0^2 、电流密度 j 与铁心体积 V_T 的关系 (1. $LI_0^2 = f(V_T)$, DQ 3-0.35, 壳式和心式铁心; 2. $LI_0^2 = f(V_T)$, DG 3-0.08-0.2, 壳式和心式铁心; 3. $j = f(V_T)$, MП140; 4. $j = f(V_T)$, 心式铁心; 5. $j = f(V_T)$, 壳式铁心; 6. $LI_0^2 = f(V_T)$, MП140)

对壳式铁心, $\varphi_p = 2y(x + z + 1)$ 。对心式铁心, $\varphi_p = 2y(x + z + 2)$ 。

根据求得的铁心体积 V_T 及尺寸 a 值, 从标准铁心系列中选取所需的铁心, 并记下有关参考数据。

- (3) 根据求得的铁心体积, 按图 10.9 确定绕组电流密度。
- (4) 根据铁心体积, 按图 10.10 确定窗口填充系数 k_{CKO} 。
- (5) 按下式确定直流磁场强度 $H_0 = j k_{CK} S_T S_{CK} \times 10^2 / V_{T0}$ 。
- (6) 根据求得的直流磁场强度 H_0 及所选的铁心材料, 按图 10.7 确定磁导率 μ_{r0} 。
- (7) 根据求得的 H_0 值, 按图 10.7 确定最佳气隙的相对值, 然后求得最佳气隙 $\delta_T = l_0 \% \times l_{T0}$ 。
- (8) 绕组匝数 $W = 10^4 \sqrt{LI_T / 1.26 \mu_r S_T k_T}$ 。线径 $d = 1.13 \sqrt{I_0 / j_0}$ 。
- (9) 绕组电阻 $R = l_p W k_r \times 10^{-3} / 57 S_D$, $k_r = 1 + \alpha_p (\tau + \tau_{HJ} - 20)$ 。
- (10) 绕组压降 $\Delta U = I_0 R$ 。
- (11) 绕组损耗 $P_s = I_0^2 R$ 。
- (12) 检查铁心中的磁感应强度 $B = \frac{U}{4 k_{Bx} f S_T k_T W}$, $B_0 = \frac{I_0 W \times 10^{-3}}{0.8 l_0}$ 。

检查不等式 $B + B_0 < B_g$ 。否则将使铁心的磁导率大大下降。

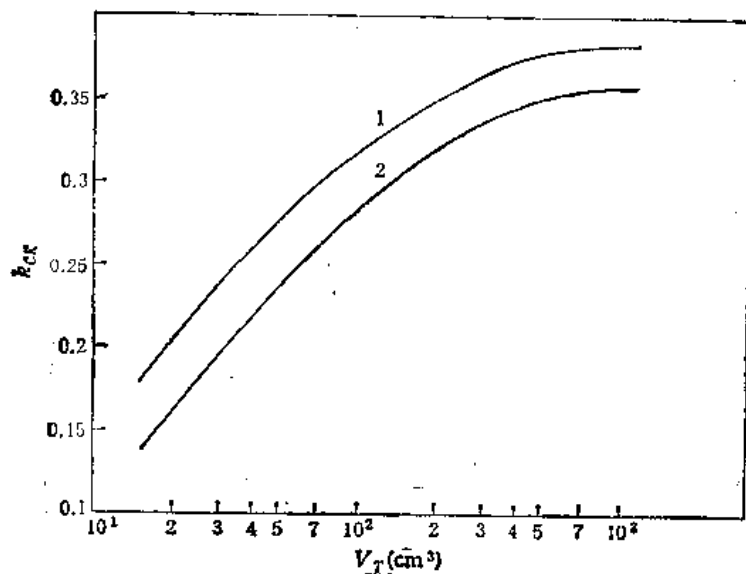


图 10.10 窗口填充系数和铁心体积的关系 (1.壳式; 2.心式)

(13) 确定滤波器输入端脉动电压。根据调整角 α_T , 针对不同的稳压器类型, 按图 10.11 求得相对值 ΔU_1 , 按 $U_{o1} = \Delta U_1 U_{PI0}$ 计算基波电压, 对于脉冲稳压器, $U_{PI} = \left(1 - \frac{\alpha_T}{\pi}\right) U$ 。对于局部调制的稳压器 $U_{PI} = \left[1 - \frac{\alpha_T}{\pi} \left(1 - \frac{1}{K}\right)\right] U$, $K = \frac{U}{U_{HP}}$ 。其中 U 和 U_{HP} 均见图 10.6。

(14) 像非标准铁心那样确定铁心损耗。

(15) 检查电感量 $L = 1.26 \mu_s W^2 S_T k_T \times 10^{-8} / I_{T0}$

(16) 检查温升 $\tau = (P_T + P_s) / \alpha S_{TMO}$

给定电压降时的设计方法如下:

(1) 确定绕组损耗 $P_s = 1.02 \Delta U I_0 / [1 + 0.004(\tau_{HI} - 20)]$ 。

(2) 确定绕组热态电阻 $R_s = \frac{\Delta U}{I_0}$ 。

(3) 根据 LI_0^2 值初选铁心, 按图 10.12 确定 P'_s , 如果 $P'_s > P_s$, 则在 $\tau = 50^\circ\text{C}$ 的情况下不能得到给定的电压降, 应选取更大尺寸的铁心。

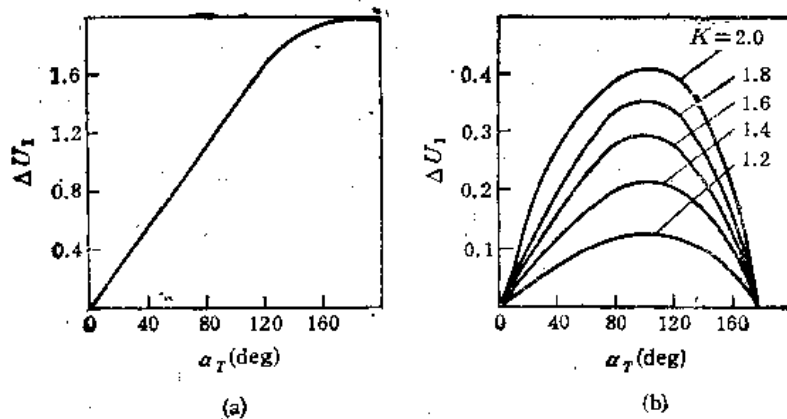


图 10.11 ΔU_1 和调节角 α_T 的关系。(a) 脉冲稳压器; (b) 局部调制的稳压器

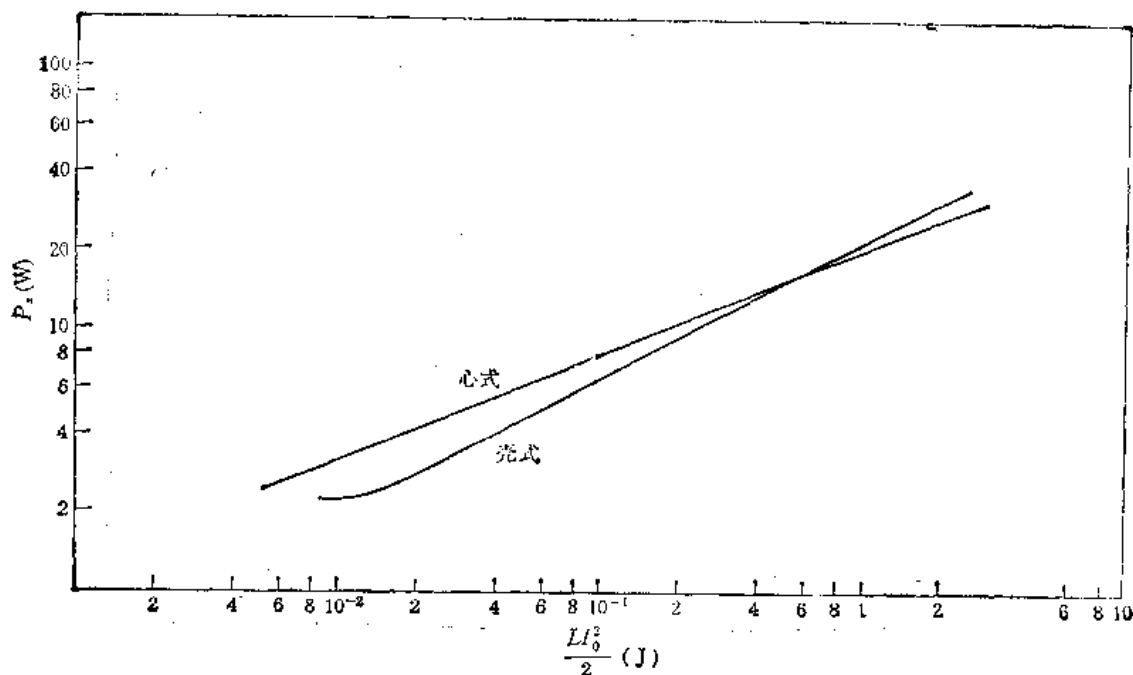


图 10.12 绕组损耗 P_s 和 $LI_0^2/2$ 的关系(铁心材料 DQ2—DQ6, $\tau = 50^\circ\text{C}$)

(4) 绕组匝数 $W = \sqrt{RS_{CK}k_{CK}/l_{Pz}\rho_{20}}$ 其中 $l_{Pz}(\text{m})$, $S_{CK}(\text{mm}^2)$, $\rho_{20}(\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m})$, $R(\Omega)$ 。

导线截面积 $S_D = \sqrt{S_{CK}l_{Pz}\rho_{20}k_{CK}/R}$ 。选取标准线径,并记下有关数据。

(5) 确定直流磁场强度 H_0 及交流磁感应强度 B : $H_0 = I_0 W / l_T$, $B = U / 4.44 S_T k_T f_1 W$ 。

(6) 按图 10.7 确定磁导率 μ_{so} 。

(7) 按下式确定电感量 $L = \mu_0 \mu_s W^2 S_T k_T / l_{T0}$ 。

10.3 饱和扼流圈

饱和扼流圈常用作稳压器或调压器的执行元件,有时还用作可控电抗器,无接触磁继电器等。

饱和扼流圈的结构示于图 10.13。每个饱和扼流圈都有两个铁心,每个铁心上都有交流绕组 W ,两个铁心上的交流绕组可以串联,也可以并联。控制绕组 W_K 同时绕在两个铁心上。为了防止控制绕组上感生电势,常用以下两种办法进行去耦:使控制绕组两半上感生的交流电势相互补偿,这种方法称为电去耦;使磁路两部分的交流磁通以相同的幅值,相反的方向穿过控制绕组,保证控制绕组所在的那段磁路中的交流磁通为零,这种方法称为磁去耦。

饱和扼流圈的绕组线路比较复杂,最简单的几种如图 10.14 所示。有位移和反馈绕组的饱和扼流圈线路示于图 10.15。反馈系数小于 1 的饱和扼流圈线路示于图 10.16。

对于外反馈饱和扼流圈来说,反馈系数 $k_{FK} = W_{FK}/W$ 。

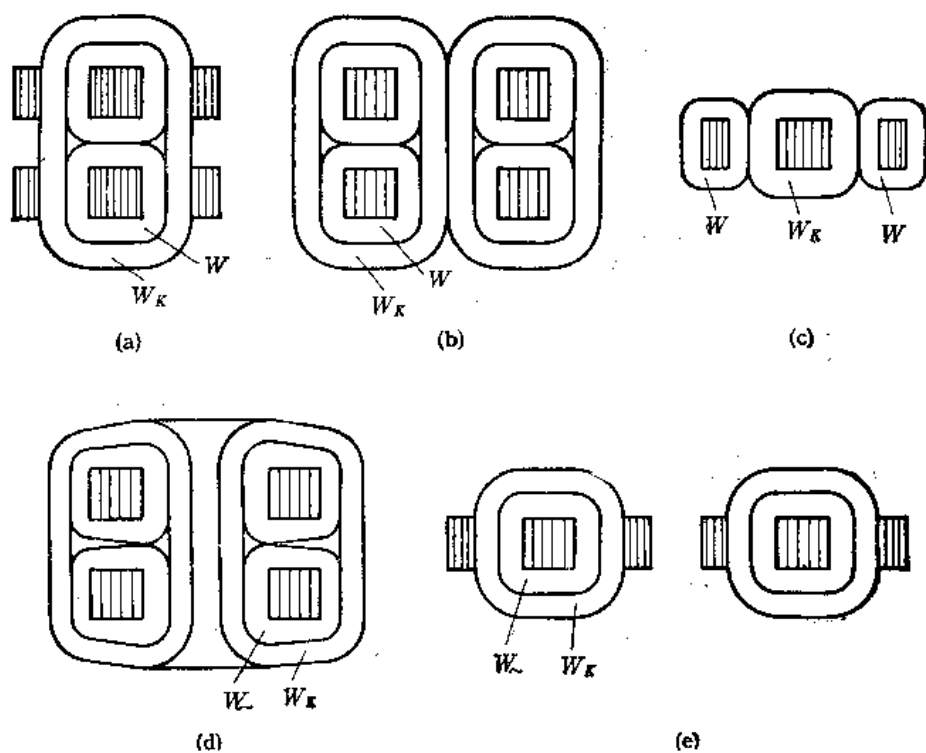


图 10.13 单相饱和扼流圈的结构
(a) 壳式; (b) 心式; (c) 平面形壳式; (d) 环形; (e) 分离壳式

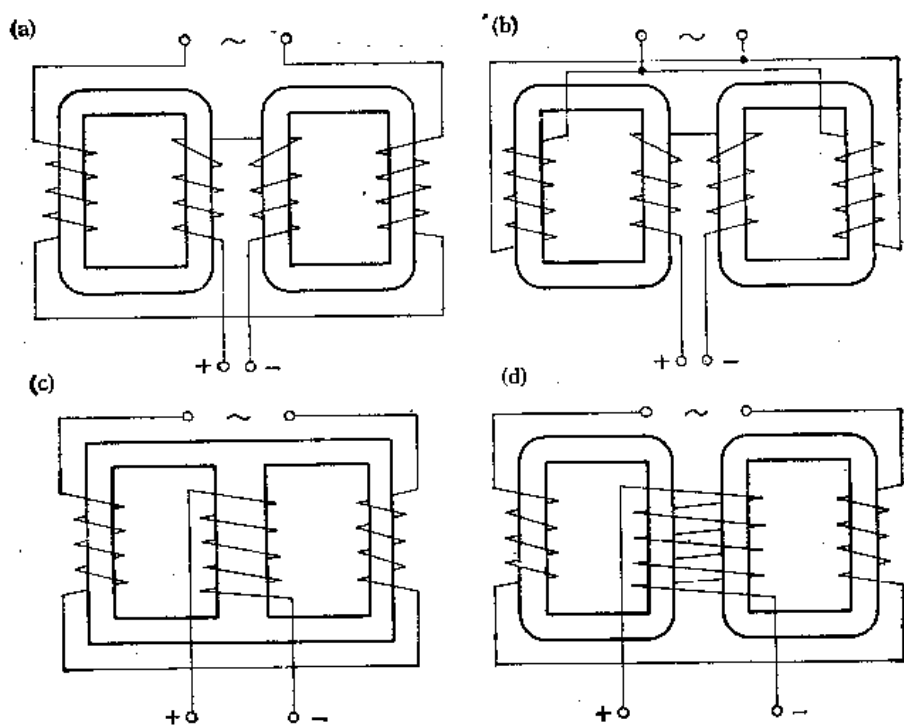


图 10.14 最简单的饱和扼流圈线路
(a) 交流绕组串联; (b) 交流绕组并联; (c) KE 型铁心; (d) ED 型铁心

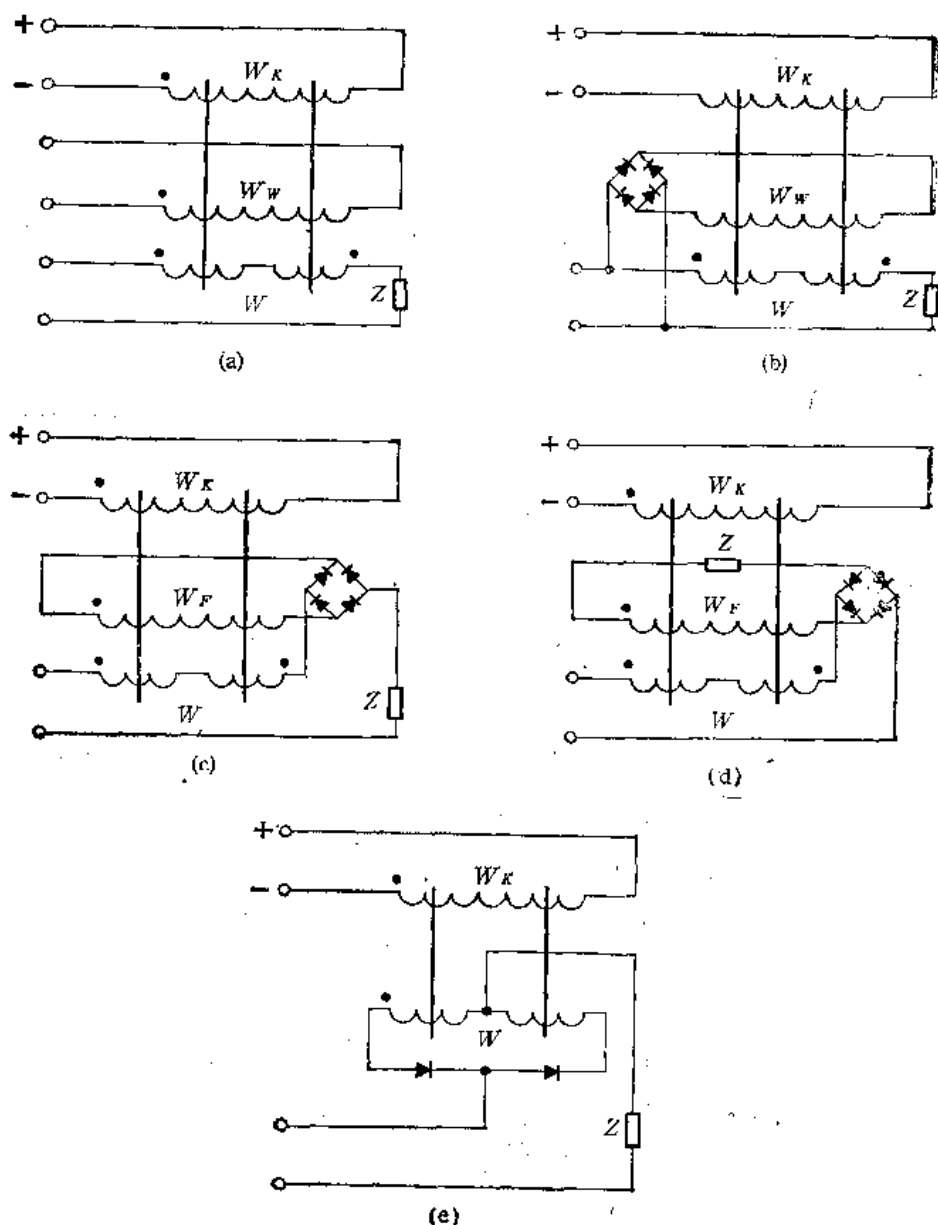


图 10.15 具有位移与反馈绕组的饱和扼流圈线路
(a)、(b) 有位移绕组；(c)、(d) 外反馈；(e) 内反馈

式中 W_{FK} 为反馈绕组匝数。

内反馈饱和扼流圈的反馈系数通常等于 1。对于图 10.16 所示线路来说，反馈系数等于

$$k_{FK} = \frac{W}{W + W'}$$

饱和扼流圈绕组的电流密度通常为 $1.8 \sim 4 \text{ A/mm}^2$ 。保证扼流圈重量最轻的最佳反馈系数等于 $0.8 \sim 0.9$ 。

一、非标准铁心饱和扼流圈设计

下面介绍频率 1000 Hz 以下，功率不超过 3 kVA 的最轻重量、最小体积、最低价

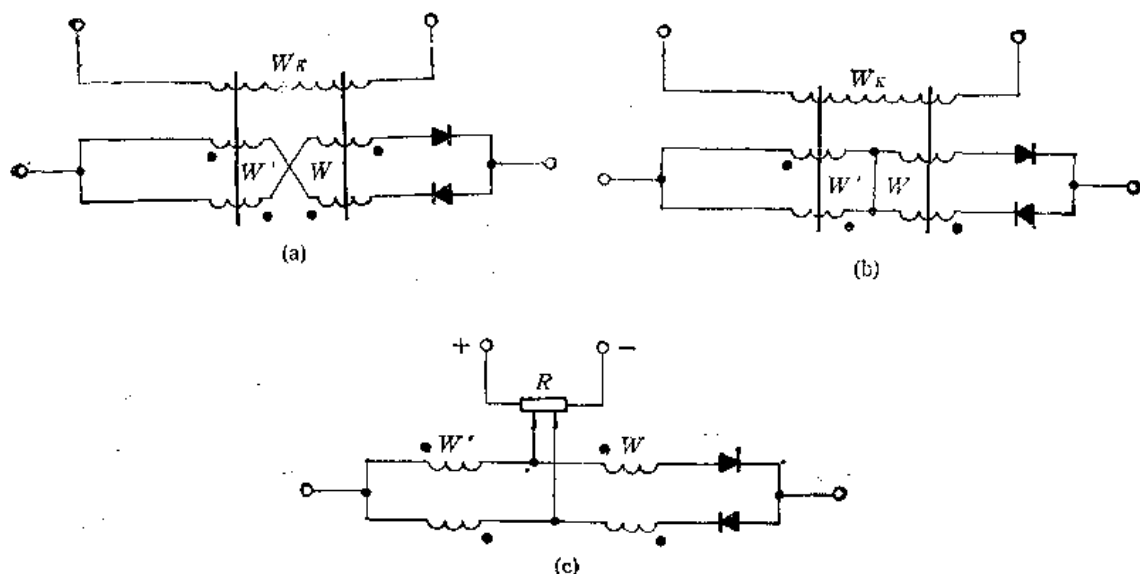


图 10.16 内反馈系数小于1的饱和扼流圈线路
(a) 绕组交叉连接; (b) 绕组为桥式接法; (c) 无控制绕组

格单相饱和扼流圈的设计方法。设计的原始数据是: 电源频率 $f(\text{Hz})$; 额定电源电压 $U(\text{V})$; 输出电压的调节范围 $U_{F\min}$ 及 $U_{F\max}(\text{V})$, 或负载电压调节深度 k_{UV} ; 负载电流的最大值 $I_{F\max}$ 与最小值 $I_{F\min}(\text{A})$, 或负载电流变化倍数 k_F ; 负载功率的最大值 $P_{F\max}$ 和最小值 $P_{F\min}(\text{W})$; 负载功率因数 $\cos \varphi_{F\max}$, $\cos \varphi_{F\min}$; 允许的最大控制功率 $P_{K\max}(\text{W})$, 最小功率放大倍数 k_P , 效率 η (相应于给定品质因数的饱和扼流圈); 绕组温升 $\tau(^{\circ}\text{C})$; 最高环境温度 $\tau_{HJ} (^{\circ}\text{C})$; 直流电流 $I_{K\max}(\text{A})$; 最轻重量、最小体积、最低价格等经济指标。

设计依据有两个: 给定品质因数 Q 和给定温升 τ 。用下述方法设计出的饱和扼流圈重量将是最轻的。设计程序如下:

(1) 按表 10.12 建议选取饱和扼流圈的结构形式。

(2) 确定反馈形式与反馈系数。当放大系数不满足要求时才采用反馈。反馈系数的最佳值为 $k_{FK} = 0.8-0.9$ 。初步设计时取 $k_{FK} = 0.8$, 这既是最佳值, 又能保证扼流圈动作速度较快。

表 10.12 不同条件下的最佳结构形式

设计 要 求	最 佳 结 构
最轻重量	环形
最小体积	心式
最高机械强度	壳式
最低价格	平面形壳式
最高标准化程度	分离壳式

给定品质因数时, 有反馈饱和扼流圈比无反馈的轻 20—30%; 有反馈饱和扼流圈的放大倍数比无反馈的大 3 倍; 有反馈饱和扼流圈的可靠性比无反馈的低。

给定温升时, 有反馈饱和扼流圈比无反馈的轻 1—2%; 有反馈饱和扼流圈的放大倍

数比无反馈的大4倍;有反馈时可靠性下降。

(3) 确定调节回路的主要参数。根据给定的电压变化范围 δ_u 、负载功率因数 $\cos \varphi_F$ 、电压调节倍数 k_{TV} 等量,按下式确定扼流圈两端的最高与最低电压:

$$U_{\max} = U \left[\sqrt{(1 + \delta_u)^2 - \left(\frac{U_F}{U} \right)^2 \cos^2 \varphi_F} - \frac{U_F}{U} \sin \varphi_F \right]$$

$$U_{\min} = U \left[\sqrt{(1 - \delta_u)^2 - \left(\frac{U_F}{U} \right)^2 \cos^2 \varphi_F} - \frac{U_F}{U} \sin \varphi_F \right]$$

调节倍数

$$k_{TV} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = 2 - 3$$

磁感应强度变化倍数

$$k_{BB} = k_{TV} \frac{f_{\max}}{f_{\min}}$$

电压分布系数

$$k_{DF} = \sqrt{\left(\frac{U_{\max}}{U_F} \right)^2 - \cos^2 \varphi_F} - \sin^2 \varphi_F = 0.7 - 0.9$$

交流电流

$$I = \frac{P_F}{U_F}$$

(4) 选取绕组和铁心材料。饱和扼流圈的铁心材料和变压器类似。50 Hz 时用 DQ2—DQ6, 带厚 0.35 mm。400 Hz 时用 DG1—DG4, 带厚 0.2 mm。负载功率在 150 W 以下时建议用铁镍合金 1J34, 1J51 等, 带厚 0.08 mm。绕组材料大多是铜, 个别情况下用铝。

选定材料之后, 应写出必要的参考数据: 密度 γ_s, γ_T ; 对于 DQ4-0.35 而言, $B_K = 0.24 \text{ T}$, $H_K = 0.01 \text{ A/cm}$ 。

(5) 按表 1.16 选取铁心填充系数, 按表 10.13 选取窗口填充系数, 按表 10.14 选取散热系数。

表 10.13 饱和扼流圈的窗口填充系数

负载功率 $P_F(\text{W})$	50 Hz	400 Hz
5—10	0.12	0.18
10—30	0.15	0.20
30—75	0.20	0.25
75—150	0.25	0.28
150—300	0.28	0.28
300—700	0.28	0.28
700—1000	0.30	0.30
1000 以上	0.35	0.35

(6) 按照上面的建议选取绕组线路。

(7) 确定设计依据。频率 400 Hz, 功率 50 W 以上, 及频率 50 Hz, 功率 100 W 以上的饱和扼流圈应当以温升为设计依据, 其余情况下以电参数为设计依据。

表 10.14 饱和扼流圈的散热系数

负载功率 $P_F(\text{W})$	散热系数 $\alpha \times 10^4 \left(\frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}} \right)$
5—10	2
10—30	1.7
30—75	1.5
75—150	1.25
150—300	1.25
300—700	1.1
700—1000	1.0
1000 以上	0.9

(8) 确定最佳尺寸比。设计最轻重量的饱和扼流圈时,按下式确定 ε :

$$\varepsilon = \frac{\gamma_s k_{CK}}{\gamma_T k_T}$$

设计最小体积的饱和扼流圈时取 $\varepsilon = 1$ 。从表 10.15—表 10.16 中选取最佳尺寸比。

(9) 确定磁感应强度的最大值。根据给定的 Q, k_F 或 η , 按图 10.17 确定 B_{KH} , 然后按 $B_{\max} = B_K B_{KH}$ 确定最大磁感应强度

(10) 按 $m = B_{\max}/B = 0.85-0.93$ 确定参数 m 。

(11) 根据求得的 m 和 B_{KH} 值,按下式确定等值磁场强度 $H_{KH\pi}$:

$$H_{KH\pi} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_0 \left(\frac{2B_{KH\pi}}{m} \right) - 1}$$

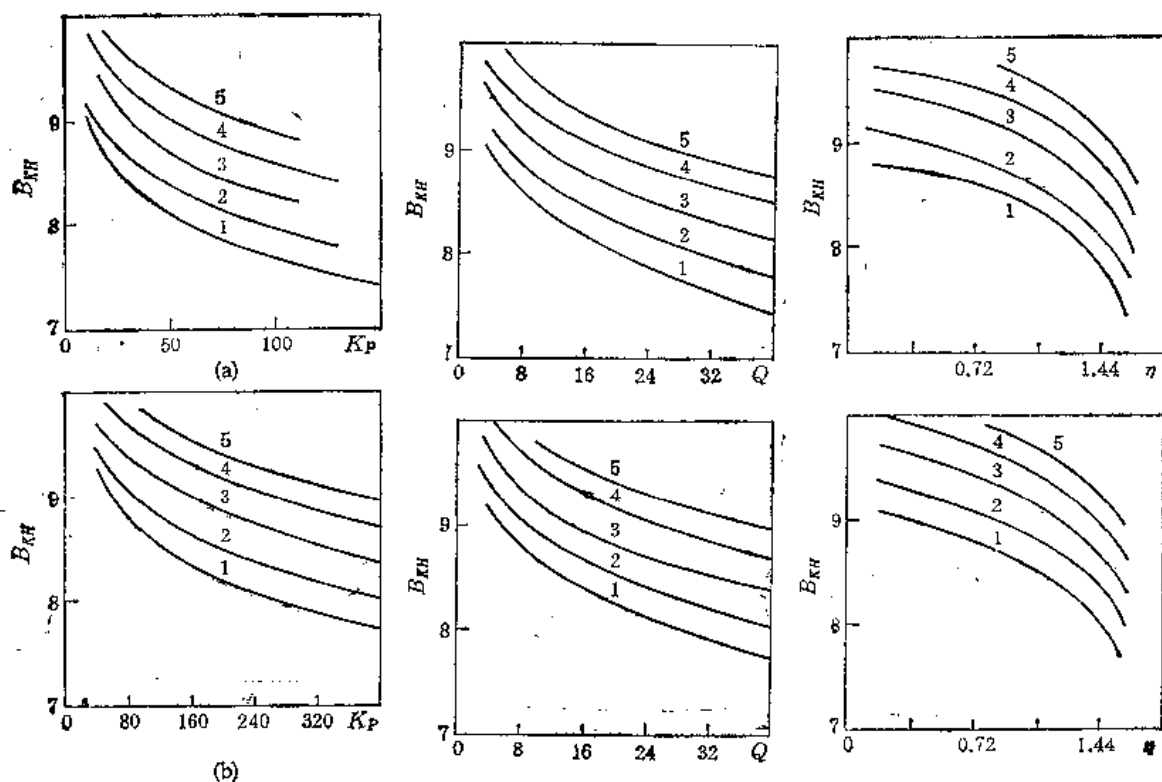


图 10.17 磁感应强度 B_{KH} 和各种因素的关系。(a) 无反馈; (b) $k_{FK} = 0.8$
(1. $P_F = 50\text{W}$; 2. $P_F = 100\text{W}$; 3. $P_F = 250\text{W}$; 4. $P_F = 500\text{W}$; 5. $P_F = 1000\text{W}$)

表 10.15 给定品质因数时饱和扼流圈的最佳尺寸比

结构型式	反馈系数	最佳参数	不同 Q 时的最佳尺寸比		
			0.1	0.4	1
壳式	0	x	1.23	0.74	0.58
		y	3.29	3.18	3.83
		z	2.48	1.55	0.73
		k_s	0.46	0.5	0.5
	0.8	x	1.18	0.73	0.59
		y	3.4	3.85	4.65
		z	2.44	1.53	0.72
		k_s	0.81	0.84	0.8
心式	0	x	1.7	1.15	0.7
		y	3.23	3.27	3.13
		z	3.61	2.43	1.53
		k_s	0.5	0.52	0.5
	0.8	x	1.71	1.14	0.7
		y	3.85	3.91	3.75
		z	3.62	2.41	1.53
		k_s	0.8	0.85	0.8
平面形壳式	0	x	1.05	0.65	0.44
		y	1.3	1.28	1.32
		z	2.06	1.32	0.85
		k_s	0.5	0.58	0.5
	0.8	x	0.82	0.505	0.34
		y	1.29	1.236	1.22
		z	1.82	1.212	0.81
		k_s	0.8	0.86	0.8
环形	0	x	3.03	2.04	1.25
		y	3.29	3.1	3.27
		z	0.75	0.75	0.75
		k_s	0.5	0.52	0.5
	0.8	x	3	2	1.24
		y	3.78	3.71	3.76
		z	0.75	0.75	0.75
		k_s	0.8	0.851	0.8
分离壳式	0	x	1.07	0.75	0.47
		y	2.13	2	2.09
		z	2.25	1.55	1
		k_s	0.5	0.5	0.5
	0.8	x	1.07	0.734	0.47
		y	2.13	2.03	2.09
		z	2.25	1.54	1
		k_s	0.8	0.83	0.8

表 10.16 给定温升时饱和扼流圈的最佳尺寸比

结构型式	反馈系数	最佳参数	不同 δ 时的最佳尺寸比		
			0.1	0.4	1
壳式	0	x	1.77	1.13	0.58
		y	2.86	3.2	3.83
		z	2.49	1.25	0.73
		k_s	0.5	0.5	0.5
	0.8	x	1.82	1.05	0.59
		y	3.54	3.61	4.65
		z	2.45	1.22	0.72
		k_s	0.8	0.85	0.8
心式	0	x	2.52	1.954	0.85
		y	2.48	4.62	2.85
		z	4.46	1.166	1.07
		k_s	0.5	0.5	0.5
	0.8	x	2.67		0.89
		y	3.2	3.79	3.58
		z	4.2	2.2	1.02
		k_s	0.8	0.8	0.8
平面形壳式	0	x	1.37	0.55	0.49
		y	0.75	0.8	1.04
		z	2.83	0.95	0.61
		k_s	0.5	0.5	0.5
	0.8	x	1.07	0.61	0.38
		y	0.75	0.82	0.95
		z	2.24	1.01	0.58
		k_s	0.8	0.87	0.8
环形	0	x	4.47	2.39	1.26
		y	2.26	1.96	2.4
		z	0.67	0.67	0.68
		k_s	0.5	0.5	0.5
	0.8	x	4.7	2.41	1.31
		y	2.68	2.5	2.95
		z	0.62	0.75	0.66
		k_s	0.8	0.87	0.8
分离壳式	0	x	1.62	0.86	0.56
		y	1.57	1.96	2.29
		z	2.67	1.24	0.75
		k_s	0.5	0.5	0.5
	0.8	x	1.62	0.94	0.56
		y	1.57	1.77	2.29
		z	2.67	1.3	0.75
		k_s	0.8	0.83	0.8

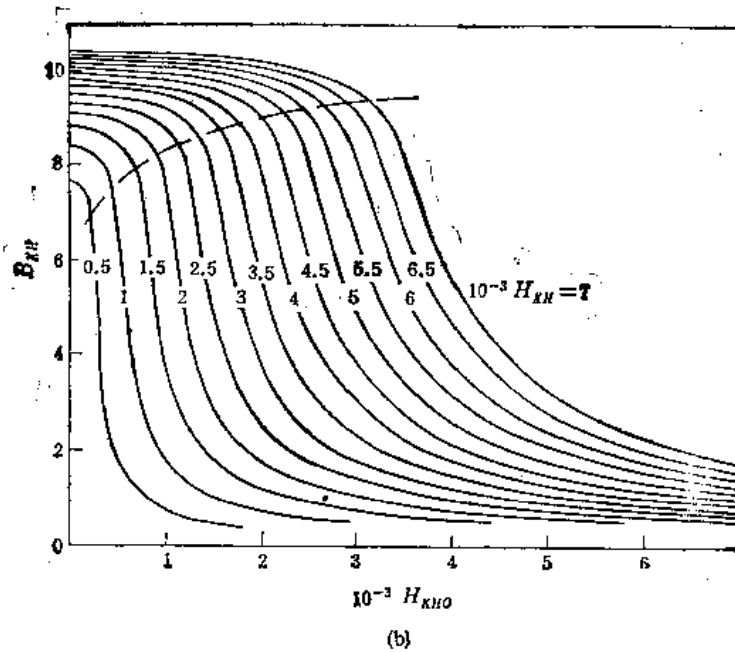
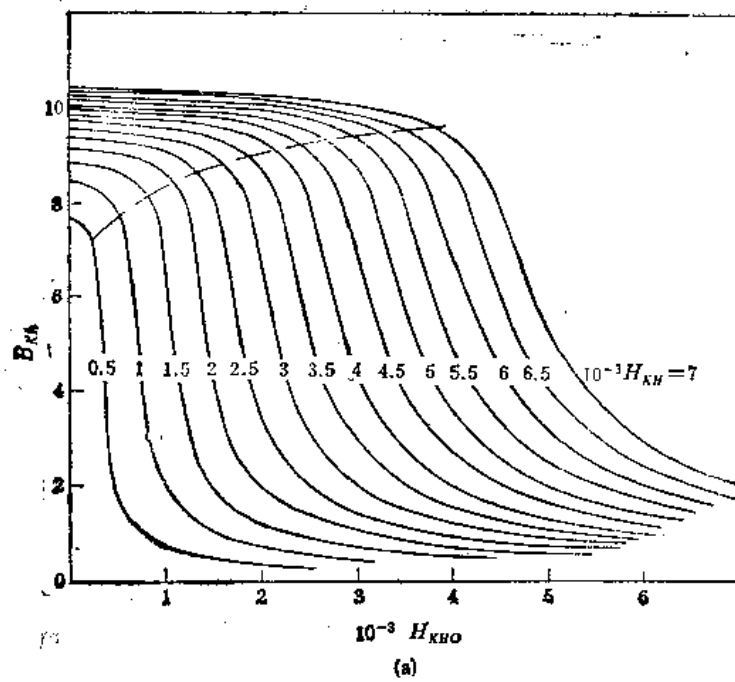


图 10.18 考虑偶次谐波电流时的交直流同时磁化曲线
(a) $B_{KH} = f(H_{KH0}, H_{KH})$; (b) $B_{KH} = f(H_{KH0}, H_{Kl})$

也可以利用图 10.18 来确定 H_{KH0} 。

(12) 确定直流磁场强度 H_0 。求最低磁感应强度 B_{min} ：

$$B_{min} = \frac{B_{max}}{k_{BB}}, \quad B_{KH2} = \frac{B_{min}}{B_K}$$

根据 B_{KH2} 及 H_{KH} 按下式确定无反馈时控制绕组的磁场强度 H_{KH0} ：

$$H_{KH0} \approx I_0 \left(\frac{B_{KHD}}{k_{BB}} \right) \sqrt{\frac{2H_{KHD}^2 \frac{1}{k_{FK}}}{I_0 \left(\frac{2B_{KHD}}{k_{BB}} \right) - 1} - 1}$$

有反馈时控制绕组产生的磁场强度按下式计算:

$$H_{KHK} = H_{KH0} - \frac{4k_{FK}}{\pi} \sqrt{\frac{2H_{KHD}^2 \left(\frac{1}{k_{FK}} \right)^2}{I_0 \left(\frac{2B_{KHD}}{k_{BB}} \right) - 1} \left[\frac{I_1 B_{KHD}}{k_{BB}} - \frac{I_3 B_{KHD}}{3k_{BB}} + \frac{I_5 B_{KHD}}{5k_{BB}} - \dots \right]}$$

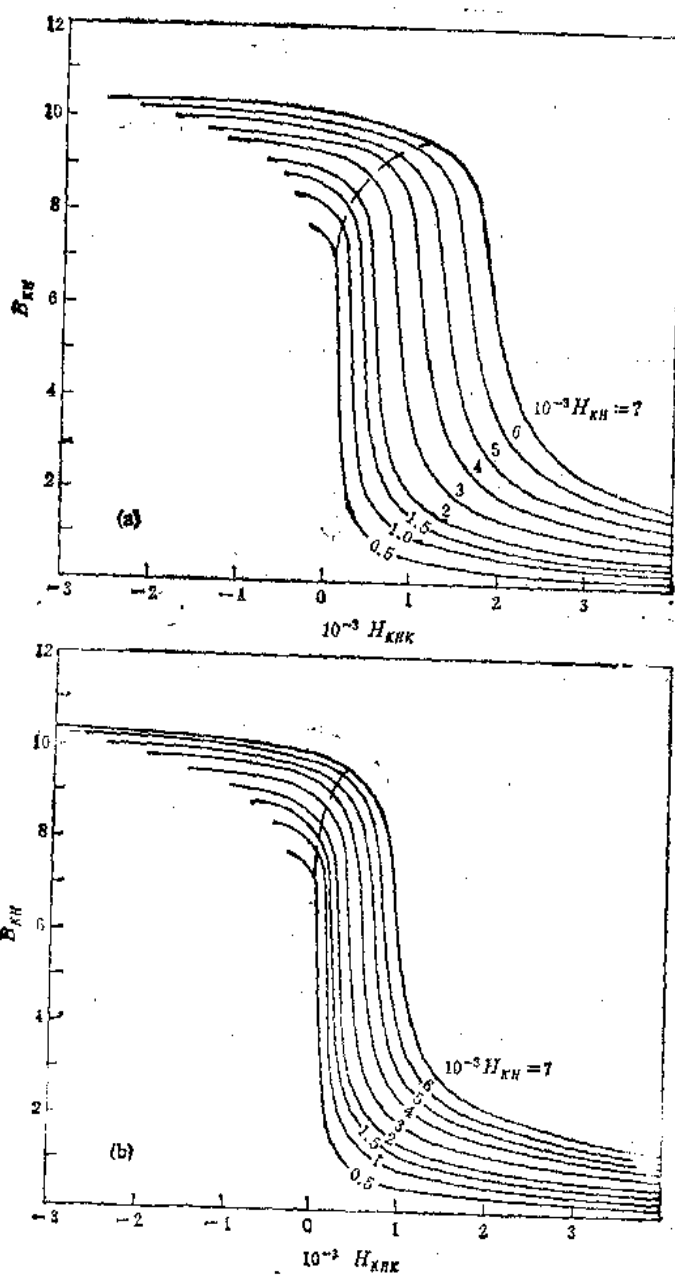


图 10.19 考虑偶次谐波时(有反馈饱和和扼流圈)的交流同时磁化曲线 $B_{KH} = f(H_{KHK}, H_{KH})$
(a) $k_{FK} = 0.6$; (b) $k_{FK} = 0.8$

式中 I_1, I_3, I_5 为奇次谐波电流。

也可以根据求得的 B_{KH} ，按图 10.18、图 10.19 确定 H_{KH0} ，然后按 $H_0 = H_K H_{KH0}$ 计算磁场强度。

(13) 确定交流磁场强度。对于无反馈饱和扼流圈来说，根据 B_{KH} 和 H_{KH0} ，按下式确定 H_{KJ} ：

$$H_{KJ} = \sqrt{H_{KH0}^2 \left[\frac{I_0 \left(\frac{2B_{KH0}}{k_{BB}} \right)}{I_0^2 \left(\frac{B_{KH0}}{k_{BB}} \right)} - 1 \right] + \frac{I_0 \left(\frac{2B_{KH0}}{k_{BB}} \right) - 1}{2}}$$

交流磁场强度等于

$$H = H_K H_{KJ}$$

有反馈饱和扼流圈的交流磁场强度确定方法如下。根据 B_{KH} 和 H_{KH} 值按第(12)步确定 H_{KH0} 的方法计算 H_{KHFO} 。根据 B_{KH} 和 H_{KHFO} ，利用求 H_{KJ} 的方法求出 H_{KHC} ，则 $H_T = H_K H_{KHC}$ 。

存在反馈时总的交流磁场强度为

$$H_{Jmax} = (1 - k_{FK}) H_{Tmax} + \sqrt{2 k_{FK} H}$$

(14) 确定绕组电流密度的最佳比。饱和扼流圈交直流电流密度之比和结构型式及绕组填充系数有关。假定交直流绕组的填充系数相等，则得最佳比的公式如下：

$$\frac{j}{j_0} = \sqrt{\frac{1 + y + 5.14x}{2 + y}} \quad (\text{壳式})$$

$$\frac{j}{j_0} = \sqrt{\frac{1 + y + 2.57x}{2 + y}} \quad (\text{心式})$$

$$\frac{j}{j_0} = \sqrt{\frac{1 + y}{1 + 2y}} \quad (\text{平面形壳式})$$

$$\frac{j}{j_0} = \sqrt{\frac{1 + y + k_{CT}x + \frac{\pi}{4} [\sqrt{[2 - (1 - k_{CT})^2]x^2 + 4x + 4} - (1 - k_{CT})x - 2]}{2 + y}}$$

(环形)

$$\frac{j}{j_0} = \sqrt{\frac{2 + y + 2\pi x}{2 + y}} \quad (\text{分离壳式})$$

式中 k_{CT} 为环形扼流圈的窗口填充程度。

(15) 确定结构系数

$$k_L = \frac{1}{k_{CT}} [1 - \sqrt{1 - k_s k_{CT} (2 - k_{CT})}] \quad (\text{环形})$$

$$k_s = \frac{1}{1 + \frac{H_0 j}{H_j j_0}} \quad (\text{其它结构})$$

(16) 利用表 10.17 中给出的公式确定各个无量纲几何函数。

(17) 按下式确定和扼流圈尺寸比有关的系数：

表 10.17 饱和距离圈几何函数的公式

函数代号	壳式	分离壳式	平面形壳式	心式	环式	参数公式
φ_s				y		$S_T = \varphi_s a^2$
φ_{CK}			πx		$\frac{\pi}{4} x^2 k_{CT} (2 - k_{CT})$	$S_{CK} = \varphi_{CK} a^2$
φ_{CKI}				$\varphi_{CK} k_s$		$S_{CKI} = \varphi_{CKI} a^2$
φ_{CK0}				$\varphi_{CK} (1 - k_s)$		$S_{CK0} = \varphi_{CK0} a^2$
φ_I		$2x + 2\pi + \frac{\pi}{2}$			$\pi(x + 1)$	$I_T = \varphi_I a$
φ_{PI}	$\pi k_s x + y + 2$		$\pi k_s x + 2y + 1$	$\frac{\pi}{2} k_s x + y + 2$	$\frac{\pi}{4} k_L [\sqrt{[2 - (1 - k_{CT})^2] x^2 + 4x + 4} - (1 - k_{CT})x - 2] + y + 2$	$I_{PI} = \varphi_{PI} a$
φ_{P0}	$\pi(1 + k_s)x + 4k_s x + 2y + 2$	$2[\pi(1 + k_s)x + y + 2]$	$\pi(1 - k_s)x + 2y + 2$	$\frac{\pi}{2} (1 + k_s)x + 2k_s x + 2y + 2$	$\frac{\pi}{4} (1 - k_L) \times [\sqrt{[2 - (1 - k_{CT})^2] x^2 + 4x + 4} - (1 - k_{CT})x - 2] + 2k_{CT} k_L + 2y + 2$	$I_{P0} = \varphi_{P0} a$
φ_{Pz}			$2k_s \varphi_{PI} + (1 - k_s) \varphi_{P0}$			$I_{Pz} = \varphi_{Pz} a$
φ_T				$\varphi_s \varphi_I$		$V_T = \varphi_T a^3$
φ_s				$\varphi_{CK} \varphi_{Pz}$		$V_s = \varphi_s a^3$
φ_{sI}				$\varphi_s k_v$		$V_{sI} = \varphi_{sI} a^3$
φ_{s0}				$\varphi_s (1 - k_v)$		$V_{s0} = \varphi_{s0} a^3$
φ_{Tm}	$2y(2x + \pi) + 2(1 + k_s) \times (2x + \pi + \frac{\pi}{2})$	$2y(2x + \pi) + 4x + \pi$		$2x(x + \pi) + 2(1 + k_s)(2x + \pi)$	0	$S_{Tm} = \varphi_{Tm} a^2$
φ_{sm}	$2x[\pi(1 - k_s^2)x + 4k_s(1 - k_s)x + 2(1 - k_s) + 2x[(\pi + 2k_s)x + 1]]$	$2x[\pi(1 - 2k_s + 3k_s^2)x + 2k_s y + 2] + 2x \times [\pi(1 + k_s)x + y + 2]$	$2x[\pi(1 - 2k_s + 3k_s^2)x + 2k_s y + 2] + 2x \times [\pi(1 + k_s)x + y + 2]$	$2x \left[\frac{\pi}{2} (1 + k_s^2)x + 2k_s \times (1 - k_s)x + y + 2(1 + k_s) \right] + 2x \times [(\pi + k_s)x + y + 2]$	$\left\{ (2 - k_{CT})(k_L x + y) + 2 + \frac{\pi}{2} [\sqrt{[2 - (1 - k_{CT})^2] x^2 + 4x + 4} - (1 - k_{CT})x - 2] \right\} \frac{\pi}{2} \times [\sqrt{[2 - (1 - k_{CT})^2] x^2 + 4x + 4} + (1 - k_{CT})x]$	$S_{sm} = \varphi_{sm} a^2$

$$k = \frac{1}{(4.44 \times 10^{-2})^2} \frac{2\varphi_{PzI}}{\varphi_s^2 \varphi_{CK}}$$

(18) 按下式确定交直流绕组损耗之比 ν_s

$$\nu_s = \frac{2\varphi_{PzI}H_I j}{\varphi_{Pz0}H_0 j_0}$$

铁心和绕组损耗之比 ν 与电源频率有关, 当频率为 50Hz 时, $\nu = 0.05-0.5$; 当频率为 400Hz 时, $\nu = 0.5-1.2$ 。50Hz 壳式饱和扼流圈的损耗比见图 10.20。

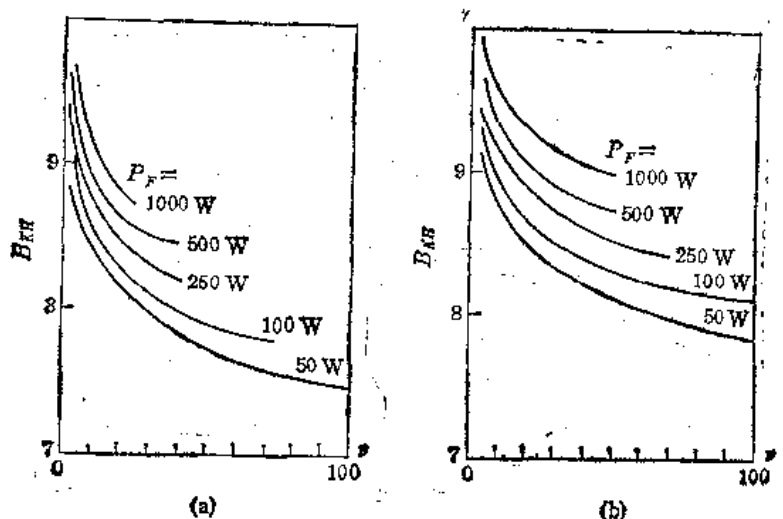


图 10.20 饱和扼流圈的铁心和绕组损耗之比。(a) 无反馈; (b) $k_{FK} = 0.8$
(1. $P_F = 50W$; 2. $P_F = 100W$; 3. $P_F = 250W$; 4. $P_F = 500W$; 5. $P_F = 1000W$)

(19) 确定品质因数 Q 和尺寸功率 P_C 。设计给定放大系数或给定功率的饱和扼流圈时, 按下式确定品质因数:

$$Q = \frac{k_{DF}k_Ek_P}{k_{TV}(1+\nu)(1+\nu_s)}$$

$$k_E = \frac{H_I}{H} \text{ 或者 } k_E = \frac{B}{B_D}$$

对于交流绕组串联的饱和扼流圈来说, $k_E = 1$; 当交流绕组并联, 无反馈时 $k_E = 1.15-1.2$; 内反馈 $k_{FK} = 0.8$ 时, $k_E = 1.35$ 。

设计给定效率的饱和扼流圈时

$$Q = \frac{k_{DF}k_E}{k_{TV} \cos \varphi_F} \frac{\eta}{1-\eta}$$

尺寸功率和负载功率的关系为

$$P_C = k_{DF}k_E P_F$$

(20) 确定铁心的基准尺寸。给定电参数时, 铁心的基准尺寸按下式确定:

$$a = \sqrt[3]{\frac{k_P Q \rho_m (1+\nu)(1+\nu_s)}{f^2 B^2 k_I^2 k_{CK} k_s \nu_s}}$$

给定温升时, 铁心的基准尺寸按下式计算:

$$a = \sqrt[3]{\frac{k_P P_C^2 \rho_t (1+\nu)(1+\nu_s)}{f^2 B^2 k_I^2 k_{CK} k_s \alpha \tau \nu_s}}$$

$$k_r = \frac{1}{(4.44 \times 10^{-2})^2} \frac{2\varphi_{PMJ}}{\varphi_s^2 \varphi_{CK} \varphi_{sm} + \theta \varphi_{Tm}} \frac{1}{\rho_t = k_t \rho_{20}}$$

(21) 按如下方法确定铁心的其余几何参数

$$b = ya, c = xa, h = za$$

$$\text{铁心截面积 } S_T = \varphi_s a^2$$

$$\text{窗口截面积 } S_{CK} = \varphi_{CK} a^2$$

$$\text{平均磁路长度 } l_T = \varphi_t a$$

其余几何参数均按表 10.17 中给出的公式确定。几个系数的公式如下：

$$k_v = \frac{2l_{P,J}k_s}{l_{P,s}}, \quad k_{CT} = \frac{x - \frac{d_0}{a}}{x}$$

$$k_t = \frac{1}{k_{CT}} [1 - \sqrt{1 - k_s k_{CT}(2 - k_{CT})}]$$

式中 d_0 为环形变压器的内径。

(22) 初步确定扼流圈的平均体积温升

$$\beta = \frac{S_{Tm}}{S_{sm}}, \quad \theta = \sqrt{\frac{0.6 + \nu}{1 + 0.2\beta\nu}}$$

$$k_t = \frac{235 + \tau + \tau_{HI}}{255}$$

$$P = P_T + P_s = \frac{(k_t + \nu)P_c}{(1 + \nu)\theta}$$

$$\tau = \frac{P}{\alpha(S_{sm} + \theta S_{Tm})}$$

式中 θ 为考虑铁心散热作用的系数。

(23) 确定绕组匝数。等值饱和扼流圈交流绕组的匝数按下式确定：

$$W_D = \frac{U_{max}}{4.44f \times 10^{-4} B S_{TD} k_T}$$

交流绕组的实际匝数分别按下列公式计算。当交流绕组并联时

$$W = 2W_D$$

当交流绕组串联时

$$W = W_D$$

根据反馈系数确定图 10.16 中附加段的匝数。

控制绕组的匝数为

$$W_K = \frac{H_0 l_T}{H_{Kmax}}$$

(24) 确定电流密度及附加段电流

$$P_0 = \frac{P_T}{k_P}$$

$$j_0 = \sqrt{\frac{P_0}{\rho_{20} k_{CK} V_{s0}}}, \quad j = \left(\frac{j}{j_0}\right) j_0$$

图 10.16 中各段的电流按下式计算:

$$I_{\max} = \frac{I_F}{\sqrt{2}}, I'_{\max} = \frac{H_{T\max} I_T (1 - k_{FG})}{W'}$$

(25) 确定导线截面积

$$S_{D0} = \frac{I_{\max}}{j_0}, S_D = \frac{I_{\max}}{j}$$

(26) 按 1.9 节给出的方法进行绕组结构计算。

(27) 验算

$$\text{热态电阻 } \gamma_i = \rho_i \frac{l_{Fi} W_i}{S_{Di}}$$

$$\text{绕组损耗 } P_{si} = \sum \gamma_i I_i^2$$

相应于 B_{\min} 及 H_{\max} 的铁心损耗 $P_T = p G_{T0}$ 其中 p 为比损耗, 按图 6.22 确定。

$$k_F = \frac{P_F}{P_K} > k_{Fy}$$

$$\eta = \frac{P_F \cos \varphi_F}{P_F \cos \varphi_F + P_T + P_s} > \eta_y$$

$$\tau < \tau_y$$

$$P_K = I_K R_0 < P_{Ky}$$

当各个参数满足要求时, 设计结束。

二、标准铁心饱和扼流圈设计

设计的原始数据同上, 程序如下:

(1) 确定电压的极限值。纯电阻负载时

$$U_{\max} = U \sqrt{(1 + \delta_u)^2 - \left(\frac{U_F}{U}\right)^2}$$

$$U_{\min} = U \sqrt{(1 - \delta_u)^2 - \left(\frac{U_F}{U}\right)^2}$$

电抗性负载时

$$U_{\max} = U \left[(1 + \delta_u) - \frac{U_F}{U} \right]$$

$$U_{\min} = U \left[(1 - \delta_u) - \frac{U_F}{U} \right]$$

按非标准铁心时的方法确定 $k_{TV}, k_{BB}, k_{DF}, k_E, l, P_C, k_T, k_{CK}$ 等参数。

(2) 根据求得的 P_C 值, 从表 10.18 或表 10.19 中选取相应规格的铁心。

(3) 根据选取的铁心规格, 记下表中的交流磁感应强度 B 及交流磁场强度 H , 并用下式进行校验:

$$BH = \frac{P_C \times 10^4}{4.44 f S_T l_T}$$

若上式不成立, 应重新选取 B 和 H 。

用非标准铁心时的方法确定 $B_{\min}, P_T, j/j_0, k_{so}$ 。然后按图 10.21 及图 10.22 确定最

表 10.18 壳式饱和扼流圈的参考数据

k_{PK}	铁 心	l_{Pzj} (cm)	l_{Pz0} (cm)	S_{Tm} (cm ²)	S_{zm} (cm ²)	B (T)	H_j (A/cm)	j_0 (A/mm ²)	P_C (W)	k_P
0	4CD10×12.5×32	9	18	113	77	1.84	20	2.8	48	22
	4CD12.5×16×25	11	22	160	95	1.84	21	2.8	78	27
	40	11	22	181	123	1.87	23	2.4	109	31
	4CD12.5×25×30	13	29	231	135	1.87	23	2.4	162	39
	50	13	29	266	178	1.89	26	2	235	47
	4CD16×32×40	17	36	379	219	1.89	26	2.1	393	58
	65	17	36	436	287	1.9	29	1.8	557	70
	4CD20×40×50	21	46	597	352	1.94	29	1.6	872	87
0.8	4CD10×12.5×32	10	21	125	88	1.89	31	2.3	74	107
	4CD12.5×16×25	13	26	176	111	1.89	31	2.4	122	133
	40	13	26	199	142	1.9	34	2.1	170	158
	4CD12.5×25×30	15	33	287	205	1.96	39	1.7	364	232
	4CD16×32×40	19	42	409	254	1.96	40	1.8	610	296
	65	19	42	471	331	1.99	44	1.6	828	340

表 10.19 环形饱和扼流圈的参考数据

k_{PK}	铁 心	l_{Pzj} (cm)	l_{Pz0} (cm)	S_{zm} (cm ²)	B (T)	H_j (A/cm)	j_0 (A/mm ²)	P_C (W)	k_P
0	2OD20×32×8	3.4	7.7	49	1.46	16	2.2	29	86
	2OD25×40×10	4.2	9.6	77	1.46	16	1.8	60	132
	2OD32×50×16	6	13.5	130	1.44	13	1.2	110	273
0.8	2OD20×32×8	4	9.4	55	1.51	25	2	47	416
	2OD25×40×10	5	11.6	86	1.51	25	1.5	93	630
	2OD32×50×16	7.9	16.2	146	1.49	21	1	186	1300

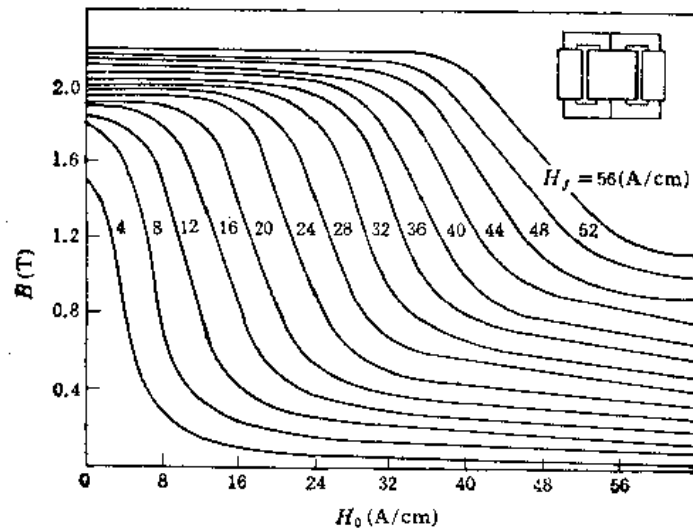


图 10.21 交流绕组串联时的交直流同时磁化曲线 (400Hz, DG2-0.08)

大直流磁场强度 H 。从表 10.18 或表 10.19 中选取电流密度 j_0 ，利用相应公式确定 j_0 。

(4) 按表 10.17 或表 10.18、表 10.19 确定几何参数。

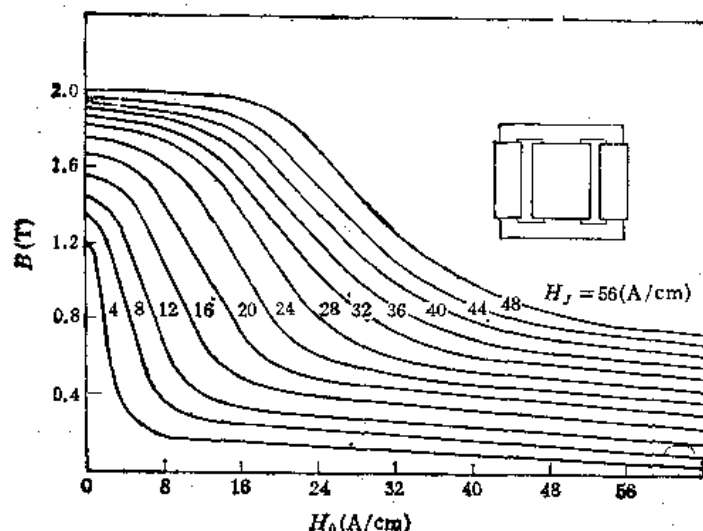


图 10.22 交流绕组串联时的交直流同时磁化曲线 (50Hz, DQ3-0.35, 冲片式铁心)

(5) 确定绕组损耗

$$P_{x1} = \rho_i k_{cK} V_{x1} j^2$$

$$P_{x0} = \rho_i k_{cK} V_{x0} j_0^2$$

(6) 计算损耗比 $\nu = P_T / (P_{x1} + P_{x0})$

按前面给出的方法检查温升 τ_0 。

(7) 确定匝数:

$$W = \frac{H l_T}{I} \quad (\text{交流绕组的匝数})$$

$$W_K = \frac{H_0 l_T}{I_0} \quad (\text{控制绕组的匝数})$$

(8) 检查扼流圈两端的电压

$$U_{\max} = 4.44 f S_T W B_{\max} \times 10^{-4}$$

$$U_{\min} = 4.44 f S_T W B_{\min} \times 10^{-4}$$

用非标准铁心时的方法确定绕组线径, 按 1.9 节给出的方法进行绕组结构计算。

(9) 进行验算, 各参数均应满足要求, 否则需要重算。

10.4 充电扼流圈

大功率脉冲调制器的充电电路由电源、储能元件和脉冲变压器的初级绕组组成。为了防止电源在脉冲输出期间被开关管短路, 需要在电源和开关管之间加一个充电隔离元件, 这个元件就是充电扼流圈, 也叫充电电感。

脉冲调制器对充电扼流圈提出如下要求:

- (1) 必须保证在脉冲输出期间使电源和开关管充分隔离;
- (2) 必须有尽可能高的充电效率;
- (3) 希望电感量随电流而线性变化。

脉冲调制器中充电扼流圈的电感量可达几十亨。因此,多半是有铁心的。为了保证有更高的线性度,也可以做成空心的。希望充电扼流圈的电感量在整个充电周期内是恒定的。充电扼流圈的铁心不允许工作在饱和状态,否则将引起电感值的波动,使充电波形不重复。当负载从 50% 变化到 100% 时,充电扼流圈电感量的变化不应超过 5%。

提高电感量的线性度会引起扼流圈尺寸和重量的增长。在扼流圈铁心中留一个空气隙,很容易得到线性电感。在这种情况下铁心的磁阻主要由气隙来确定。脉冲调制器的充电扼流圈具有很大的磁化安匝。铁心中的空气隙是相当大的。

在储能器由直流充电的脉冲调制器中,充电扼流圈的铁心被单极性电流所磁化,铁心工作在从剩余磁感应强度起的局部磁滞回环上,像脉冲变压器那样。

在储能器由交流充电的脉冲调制器中,铁心被接近于正弦的电流所磁化,这种充电称为谐振充电。在这种状态下铁心沿基本磁化曲线而磁化。

大功率脉冲调制器中的充电扼流圈都是高压的,多半采用油冷或环氧树脂灌注结构。充电扼流圈的铁心大都由电工钢做成。铁心的工作点不应超过磁化曲线的膝部,否则将破坏扼流圈电感量的线性度。

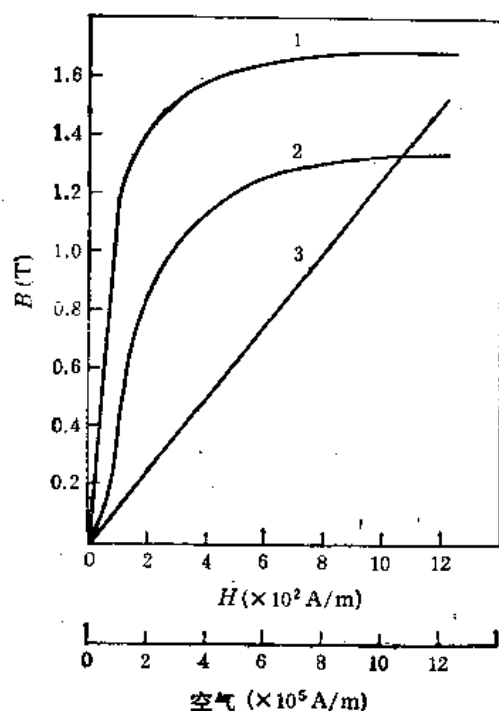


图 10.23 电工钢的磁化曲线 (1. DQ3; 2. DR280-35; 3. 空气)

设计充电扼流圈时的原始数据如下: 储能器的充电方式 (交流或直流), 电源电压 $E(V)$; 充电回路工作状态 (线性充电或谐振充电), 人工线的最高电压 $U_R(V)$, 充电扼流圈的电感量 $L(H)$, 充电电流的最大值 $I_m(A)$, 充电电流的有效值 $I(A)$, 充电回路谐振频率 $F(Hz)$ 。

设计程序如下:

(1) 确定绝缘与冷却方式。根据人工线的最高电压来确定充电扼流圈的绝缘与冷却方式。当人工线的最高电压在 10 kV 以下时,可采用空气自然冷却的环氧灌注结构;当人工线的最高电压在 10 kV 以上时,通常采用油冷结构。

(2) 确定线径。根据允许电流密度和绕组电流来确定线径。空气自然冷却时的允许电流密度为 $1-1.5 A/mm^2$; 油冷时的允许电流密度为 $1.5-2.5 A/mm^2$ 。按 $d = 1.13\sqrt{I/i}$ 确定线径。根据匝间电压来选取导线的牌号。

(3) 确定铁心的工作状态。充电扼流圈的铁心材料和变压器一样,常用的是 DR 320-35—DR225-35, DQ1—DQ6, DG1—DG4 等。根据充电回路的谐振频率来确定铁心材料的带 (片) 厚。当这个频率在 400 Hz 以下时,带厚为 0.35 mm; 当这个频率在 500 Hz 以上时,带厚为 0.2 mm。

铁心的最大磁感应强度取决于铁心材料,当铁心材料为 DR 320-35—DR225-35 时,

$B \leq 0.7-0.8\text{T}$; 当铁心材料为 DQ1—DQ6 及 DG1—DG4 时, $B \leq 1-1.2\text{T}$ 。

(4) 确定气隙。按经验公式 $0.005l_T \leq \delta_T \leq 0.025l_T$ 确定铁心中的空气隙长度。

在电流密度及最大磁感应强度不变的条件下, 气隙越大, 绕组匝数将越多, 铁心截面积将越大。

(5) 确定单位磁路长度的磁化安匝数: $Wl_m/l_T = H_T + H_0$, 其中 H_T 为铁心中的磁场强度 (A/m); H_0 为气隙中的磁场强度 (A/m)。

根据所选的最大磁感应强度 B , 按图 10.23 确定 H_T 和 H_0 。

(6) 确定铁心尺寸。按下式确定铁心体积:

$$V_T = \frac{0.8l_m^2 L}{B \left(\frac{Wl_m}{l_T} \right) k_T} = ab l_T$$

壳式充电扼流圈的最佳尺寸比如下:

$$x = 0.5-1.5; y = 1-2.5; z = 2-4$$

按表 1.22 给出的公式确定铁心的平均磁路长度, 然后即可求得铁心的所有尺寸。

(7) 确定绕组匝数的公式如下:

$$W = \frac{\left(H_T + \frac{H_0 l_0}{l_T} \right) l_T}{I_m}$$

绕组可以是同轴圆筒式或饼式。

(8) 按第一章给出的方法确定绝缘距离并进行绕组结构计算, 确定绕组与铁心损耗。对于大功率脉冲调制器中的充电扼流圈而言, 两线圈之间(心式)或线圈与铁轭间(壳式)的间隙应不小于 8—10mm。

(9) 确定温升。按第一章给出的方法确定干式充电扼流圈的温升。油浸式充电扼流圈的温升按如下方法确定:

$$\tau = \tau_1 + \tau_2, \quad \tau_1 = \frac{P_s + P_T}{S_{Km}} \alpha_1, \quad \tau_2 = \frac{P_s + P_T}{S_{Tm}} \alpha_2$$

$$\alpha_1 = 0.06 \left(\frac{\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C}}{\text{W}} \right), \quad \alpha_2 = 0.015 \left(\frac{\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C}}{\text{W}} \right)$$

式中, S_{Km} 为油箱壳的表面积 (m^2); α_1 和 α_2 为散热系数。求得的温升必须低于允许值。

10.5 转换扼流圈

转换扼流圈是磁性脉冲调制器中的开关元件。在脉冲间隔期间, 转换扼流圈的铁心不饱和, 磁导率很大, 因而, 绕组电感也很大, 相当于开路。这时, 转换扼流圈能保证储能器的放电回路是断开的。当铁心饱和时, 转换扼流圈的电感量大大下降, 相当于开关闭合, 储能器开始向负载放电。

磁性脉冲调制器可以由交流或直流电源供电。转换扼流圈在储能器完全放电的状态下工作。磁性脉冲调制器的主要优点是线路简单, 可靠性高。调制器的功率及脉冲宽度实际上不受限制。在 3—4 级的情况下可以产生脉宽 $1\mu\text{s}$ 左右、空度为几千的脉冲。根

据转换元件的不同,可以把磁性脉冲调制器分成扼流圈式,自耦变压器式,变压器式,以及包含扼流圈、变压器或自耦变压器的混合式线路等。

图 10.24 为三级扼流圈式磁性脉冲调制器线路。其中 B_1 是输入变压器, MB 是脉冲变压器, L_{CH} 是充电扼流圈, BL_1 是饱和扼流圈, E_0 是直流电源, L_0C_0 是滤波器, R_x 是人工线。

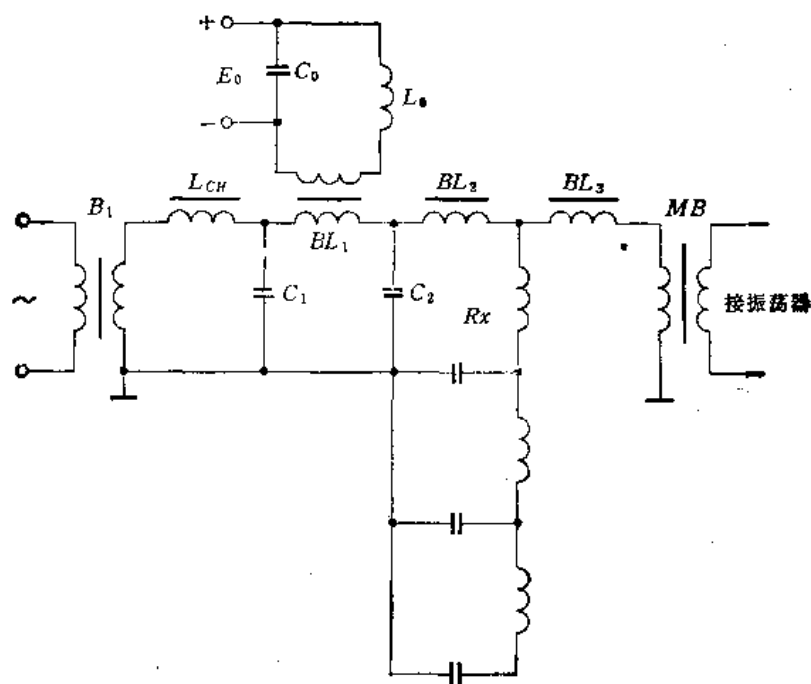


图 10.24 三级扼流圈式磁性脉冲调制器线路

图 10.25 是三级混合式磁性脉冲调制器线路。它包含两个饱和自耦变压器 ZB_1 及 ZB_2 , 还有一个饱和扼流圈 BL 。下面介绍这两个线路中所用的转换扼流圈的计算方法。

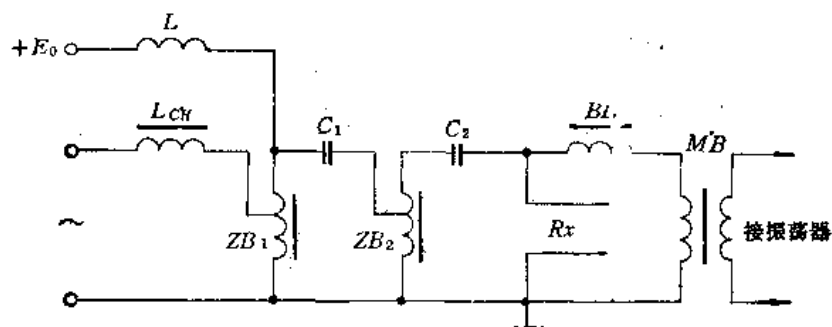


图 10.25 三级混合式磁性脉冲调制器线路

转换扼流圈是磁性脉冲调制器的主要元件,其设计方法和线路密切相关。设计所必须的原始数据如下: 调制器线路如图 10.24, 输出脉冲电压 $U_2(\text{kV})$, 输出脉冲电流 $I_2(\text{A})$, 脉冲宽度 $t_K(\mu\text{s})$, 脉冲重复频率 $F(\text{Hz})$, 输出脉冲前沿宽度 $t_s(\mu\text{s})$, 输出脉冲后沿宽度 $t_f(\mu\text{s})$, 脉冲平顶降落 $\Delta U(\%)$, 电源电压 $U(\text{V})$, 电源频率 $f(\text{Hz})$ 。设计程序如下:

(1) 选取调制器级数。调制器的级数由脉冲的空度来确定。单级线路的脉冲空度不超过 100—200。为了得到较大的空度,就需要增多级数。保证转换扼流圈铁心总重量最轻的级数由下式确定:

$$n = \ln \frac{q^2 n_R}{10}, \quad q = \frac{1}{F t_K}$$

式中 n_R 为人工线的节数; q 为空度。

通常,在功率为几百千瓦的脉冲调制器中建议选取 $n = 3-4$; 对于大功率脉冲调制器而言,取 $n = 5-6$ 。这样可以显著提高调制器的可靠性,而铁心总重量增长不多。

(2) 确定调制器输出级的参数。按如下建议选取脉冲变压器的变比 $k_B = W_1/W_2$:

$$k_B \geq \frac{1}{5} \quad (\text{磁控管振荡器})$$

$$k_B \geq \frac{1}{10} \quad (\text{电子管振荡器})$$

磁控管的等效内阻为

$$R_{ZH} = U_1/I_1$$

人工线的波阻抗为

$$\rho_R = R_{ZH} = R_{ZH} k_B^2$$

脉冲变压器初级电压为

$$U_1 = U_2 k_B / \sqrt{\eta_{mB}}$$

脉冲变压器初级电流

$$I_1 = I_2 / k_B \sqrt{\eta_{mB}}$$

式中脉冲变压器的效率 $\eta_{mB} = 0.85-0.95$ 。

(3) 确定人工线的参数。调制器的每一级都由转换扼流圈和储能电容器组成。为了在负载上得到接近于矩形的脉冲,最后一级用人工线作储能器。按 $n_R \geq 0.4/k(t_s/t_K)$ 确定人工线的节数。其中 $k = 0.5-0.8$, 为考虑脉冲前沿畸变的系数。

人工线的总电容 C_R 和各级的储能电容值相等,以保证能量从一级到另一级的完全传输,即

$$C_R = n_R C_1 = t_K / 2 \rho_R$$

人工线的电感

$$L_R = n_R L_1 = t_K \rho_R / 2$$

$$\beta = \frac{R_{ZH}}{R_{ZH} + \rho_R}, \quad U_R = \frac{U_1}{\beta \sqrt{\eta_P}}$$

式中, $\eta_P = 0.9-0.95$ 为除脉冲变压器外,放电回路的效率; U_R 为人工线上的最高电压; β 为人工线的电压传输系数。

(4) 确定自耦变压器式线路的变比。选取回路品质因数 $Q = 5-10$ 。电容 C_1 充电时的升压系数为

$$\tau = Q(1 - e^{-\frac{\pi k}{Q}}), \quad k = \frac{T}{T_0} \approx 1$$

式中, T 为脉冲重复周期; T_0 为充电回路的固有谐振周期。

初选各级效率

$$\eta_1 = \eta_2 = \eta_3 = 0.9$$

从输入端到人工线总的变比为

$$\frac{W_2}{W_1} = \frac{1}{k_{\Sigma n}} = \frac{U_R}{1.41 U \sqrt{\eta_1 \eta_2 \cdots \eta_{(k-1)}}}$$

在多级情况下,从后面往前各级变比要逐级下降,以减少高压电容的数量。

(5) 按 $U_{c(n-1)} = U_R / \sqrt{\eta_{(n-1)}}$ 确定储能电容上电压

(6) 按 $C_{(n-1)} = C_R$, $C_k = n_{(k+1)}^2 C_{(k+1)}$ 确定各级电容。

(7) 选取转换扼流圈的铁心材料。对于转换扼流圈而言,希望铁心材料有尽可能高的饱和磁感应强度 B_s ,这是由于铁心体积和 B_s^2 成反比,要缩小体积,就希望 B_s 高。铁心材料的动态磁滞回环应当有高的矩形系数,保证在很小的磁场强度时铁心就开始饱和,确保在磁化曲线饱和段的磁导率接近于零。材料的电阻率要高,静态磁滞回环的面积要小,以减少磁滞与涡流损耗。

选取转换扼流圈铁心材料时还应考虑调制器各级不同的工作条件。对前面各级的要求是在不饱和状态下扼流圈的电感应足够大,因此,希望采用饱和磁感应强度尽可能高的铁镍合金,以减小铁心体积。例如,用 1J51 或 1J34,带厚 0.05mm, $B_s = 1.5T$, $\Delta B = 2.9T$, $\mu_s = 4$ 。

对于末级,所需的扼流圈电感量很小,因而扼流圈的尺寸不十分重要,对饱和磁感应强度的要求可以低些。末级扼流圈的涡流损耗相当显著,占调制器中总损耗的相当大部分。在这种情况下希望选取电阻率尽可能高的材料,而且带厚要薄。例如,1J79,1J80,带厚 0.01—0.02mm, $B_s = 0.75T$, $\Delta B = 1.4T$, $\mu_s = 3$ 。

(8) 确定压缩系数及固有频率。压缩系数由 $x_k = \omega_k / (\omega_k - 1)$ 定义。其中, ω_k 为第 k 级的固有谐振频率。

根据各个铁心体积彼此相等的条件来确定压缩系数,因为该条件下总的铁心体积最小。各级压缩系数之积为

$$x_1 x_2 \cdots x_n = \frac{\sqrt{2n_R}}{\pi t_K F} = A$$

则

$$x_1 = \sqrt[n]{\frac{A}{\sqrt{\frac{\eta_2 \cdots \eta_n}{\eta_1^{(n-1)} 2^{(n-2)} \times 6.44}}}}$$

除末级外

$$x_1 = x_2 \sqrt{\frac{2\eta_1}{\eta_2}} = x_3 \sqrt{\frac{2\eta_1}{\eta_3}} = \cdots = x_k \sqrt{\frac{2\eta_1}{\eta_k}}$$

末级

$$x_1 = x_n \sqrt{\frac{6.44\eta_1}{\eta_n}}$$

式中, $\eta_n = \eta_k \eta_{k+1} \cdots \eta_n \eta_{mB}$ 为从 k 级到负载这段线路的效率。

按公式 $\omega_0 = 2\pi F$, $\omega_1 = x_1 \omega_0$, $\omega_2 = x_2 \omega_1$, $\omega_k = x_k \omega_{k-1}$ 确定固有频率

(9) 确定转换扼流圈铁心体积

$$V_1 = \frac{1.5 \times 10^{-6} P_{tK} \mu_{1s} x_1^2}{\Delta B_1^2 \eta_1} \quad (\text{第一级})$$

$$V_k = \frac{3 \times 10^{-6} P_{tK} \mu_{ks} x_k^2}{\Delta B_k^2 \eta_k} \quad (\text{第 } k \text{ 级})$$

式中, P 为调制器的脉冲功率; $\mu_s = 3-4$ 为饱和状态下铁心的有效相对磁导率。

(10) 确定输入级的参数

$$L_{sr} = \frac{1}{4\pi^2 F^2 C_1 k n_1^2} \quad (\text{输入回路的电感})$$

$$L_{CH} = L_{sr} \quad (\text{充电扼流圈的电感})$$

$$\rho_{sr} = \sqrt{\frac{L_{sr}}{n_1^2 C_1}} \quad (\text{输入级的特性阻抗})$$

$$I_{1s} = \sqrt{\left(\frac{I_{sr}}{n_1}\right)^2 + \frac{\pi P C_1 \omega_1 t_K F}{4\eta_1}} \quad (\text{ZB}_1 \text{ 上段的电流})$$

$$I_{1z} = \sqrt{\left[I_{1s} \left(1 - \frac{1}{n_2}\right)\right]^2 + \frac{\pi P C_2 \omega_2 t_K F}{4\eta_2}} \quad (\text{ZB}_1 \text{ 下部的电流})$$

$$I_{2s} = \sqrt{\left(\frac{I_{1s}}{n_2}\right)^2 + \frac{\pi P C_2 \omega_2 t_K F}{4\eta_2}} \quad (\text{ZB}_2 \text{ 上部的电流})$$

末级饱和扼流圈绕组中电流的有效值 $I_{m1} = I_1 \sqrt{t_K F}$, 其中, I_1 为脉冲变压器初级电流。

ZB₁ 的直流磁化电流

$$I_0 = C_1 U_{c1} F$$

第二级扼流圈绕组中电流

$$I_{m2} = \sqrt{\frac{\pi P C_2 \omega_2 t_K F}{4\eta_2}}$$

第一级扼流圈中电流

$$I_{m1} = \sqrt{\frac{\pi P C_1 \omega_1 t_K F}{4\eta_1}}$$

输入电流的有效值

$$I_{sr} \approx \frac{U_m}{\rho_{sr}}, \quad U_m = \frac{U_{c1}}{n_1 F}$$

输入级的功率损耗

$$P_{srP} = I_{sr}^2 \frac{\rho_{sr}}{Q}$$

充电过程中 C_1 的平均功率

$$P_{c1} = \frac{C_1 U_{c1}^2}{2} F$$

输入级的效率

$$\eta_{sr} = \frac{P_{c1}}{P_{c1} + P_{sr}}$$

电源功率 ,

$$P_D = P_{C1} + P_{srP}$$

调制器的效率

$$\eta = \frac{P_{LK} F}{P_D}$$

(11) 确定转换元件绕组中电流。自耦变压器 ZB_1 下段的电流:

$$I_{12} = \sqrt{\left[I_{sr} \left(1 - \frac{1}{n_1} \right) \right]^2 + \frac{\pi P_{C1} \omega_1 s_K F}{4 \eta_1}}$$

(12) 确定转换扼流圈的铁心尺寸:

$$l_T = \frac{V_T}{S_T} \quad (\text{平均磁路长度})$$

$$D_F = \frac{l_T}{\pi} \quad (\text{环形铁心的平均直径})$$

$$b = \frac{S_T}{a k_T} \quad (\text{带宽})$$

$$d = D_F - a, \quad D = D_F + a \quad (\text{铁心内外径})$$

(13) 确定转换扼流圈绕组参数:

第一级扼流圈绕组匝数

$$W_1 = \frac{1.08 U_{C1}}{\Delta B_1 S_{T1} \omega_0}$$

第 k 级扼流圈

$$W_k = \frac{1.57 U_{Ck}}{\Delta B_k S_{Tk} \omega_{k-1}}$$

按如下建议选取电流密度

空气自然冷却 $j = 1.5 - 2.5 \text{ A/mm}^2$;

油冷单层绕组 $j = 8 - 10 \text{ A/mm}^2$;

油冷多层绕组 $j = 3 - 5 \text{ A/mm}^2$ 。

线径

$$d = 1.13 \sqrt{\frac{I}{j}}$$

(14) 确定扼流圈损耗:

$$P_m = 2 V_T \Delta B H_c F \quad (\text{磁滞损耗})$$

$$\left. \begin{aligned} P_{W1} &= 1.28^2 \Delta B^2 V_1 F^2 \frac{1}{\rho_T} \\ P_{Wk} &= 0.45 \delta_T^2 \Delta B_k^2 V_k f_{k-1} F \frac{1}{\rho_T} \\ f_{k-1} &= \frac{\omega_{k-1}}{2\pi} \end{aligned} \right\} \quad (\text{涡流损耗})$$

式中, H_c 为矫顽磁力; ρ_T 为铁心材料的电阻率; δ_T 为铁心材料带厚。

$$P_s = I^2 R \quad (\text{绕组损耗})$$

$$P_{sx} = P_m + P_w + P_x \quad (\text{总损耗})$$

$$\tau = \frac{P_{sx}}{S_k \alpha} \quad (\text{温升})$$

式中, α 为散热系数, 油冷: $\alpha = 0.015 \text{ m}^2 \cdot ^\circ\text{C}/\text{W}$; 空气自然冷却: $\alpha = 0.06 \text{ m}^2 \cdot ^\circ\text{C}/\text{W}$; 弱风冷 $\alpha = 0.03 \text{ m}^2 \cdot ^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

(15) 用 1.9 节给出的方法进行扼流圈结构计算。

(16) 确定直流磁化电路的参数:

$$W_0 = 1 - 2W_1 \quad (\text{匝数})$$

$$I_0 = \frac{C_1 U_{c1} F W_1}{W_0} \quad (\text{电流})$$

$$L_0 = 5 - 15 L_{CH} \quad (\text{滤波扼流圈电感量})$$

确定了所有量之后, 估价调制器效率, 其值大约为 0.4—0.5。

二、自耦变压器式线路 (图 10.25) 的设计

确定总的变比

$$\frac{1}{n_{2B}} = \frac{1}{n_1 n_2} = \frac{U_R}{1.41 U_s \gamma \sqrt{\eta_1 \eta_2}}$$

式中, n_1 和 n_2 分别为第一级和第二级自耦变压器的变比。

电容值:

$$C_2 = C_R, \quad C_1 = \frac{C_2}{n_2^2}$$

电容上电压:

$$U_{C2} = \frac{U_R}{\sqrt{\eta_1}}, \quad U_{C1} = \frac{n_2 U_{C2}}{\sqrt{\eta_1}}$$

各变压器绕组中电流:

$$I_{1x} = \sqrt{[I_{s1}(1 - n_1)]^2 + \frac{\pi P C_1 \omega_1 t_K F}{4 \eta_1}}$$

$$I_{1s} = \sqrt{(I_{s1} n_1)^2 + \frac{\pi P C_1 \omega_1 t_K F}{4 \eta_1}}$$

$$I_{2x} = \sqrt{[I_{1s}(1 - n_2)]^2 + \frac{\pi P C_2 \omega_2 t_K F}{4 \eta_2}}$$

$$I_{2s} = \sqrt{(I_{1s} n_2)^2 + \frac{\pi P C_2 \omega_2 t_K F}{4 \eta_2}}$$

各个自耦变压器的总匝数 (W_1, W_2, W_3) 按上面给出的方法确定。各部分的匝数按下式计算:

$$W_{1x} = n_1 W_1, \quad W_{2x} = n_2 W_2$$

考虑 ZB_1 变比时充电扼流圈的电感为:

$$L_{CH} = \frac{n_1^2}{4\pi^2 F^2 C_1 k^2}$$

$$I_0 = C_1 U_{C1} F$$

$$k \approx 1$$

$$L_s = 5-15 \frac{L_{CH}}{n_1^2}$$

附录 变压器参数

表 F1 最轻重量的 ED 型壳式带绕铁心和 KE 型壳式冲片铁心

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$ (mm)	l_T (cm)	S_T (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	S_{zw} (cm ²)	G_s (g, kg)	G_T (g, kg)	k_{CK}	$10^3 \alpha_c$ $\left[\frac{\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}}{\text{W}} \right]$
ED6×6.5×6×15 8 10 12.5	5	0.4 0.5 0.6 0.75	0.9	10	4.3 4.6 5.0 5.5	13 16 20 25	0.12	1.2
ED8×8×8×20 10 12.5 16	7	0.65 0.8 1 1.3	1.6	18	15 16 17 19	30 36 45 57	0.18	1.1
KE9×9×9×22.5 12	8	0.8 1.1	2	23	24 26	45 60	0.2	1.1
ED10×10×10×25 12.5 16 20	9	1 1.25 1.6 2	2.5	28	35 38 41 45	57 70 90 112	0.22	1.1
KE12×10×12×30		1.2			65	90		
ED12×12.5×12×30 16 20 25	10	1.5 1.9 2.4 3	3.6	40	70 75 80 90	100 130 165 205	0.25	1.05
KE12×32×12×30 KE16×10×16×40 12		3.8 1.6 1.9			100 170 175	290 160 190		
ED16×16×16×40 20 25 32	14	2.6 3.2 4 5.1	6.4	70	190 200 220 240	240 300 370 470	0.28	1.0

续 表

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$ (mm)	l_T (cm)	S_T (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	S_{zm} (cm ²)	G_z (g, kg)	G_T (g, kg)	k_{CK}	$10^3 \alpha_0$ $\left[\frac{\text{cm}^3 \cdot ^\circ\text{C}}{\text{W}} \right]$
KE16×40×16×40 KE20×12×20×50 16		6.4 2.4 3.2			269 0.35 0.37	620 0.3 0.39		
ED20×20×20×50 25 32 40	17	4 5 6.4 8	10	110	0.39 0.40 0.46 0.50	0.46 0.58 0.74 0.92	0.3	0.95
KE20×50×20×50 KE25×16×25×62.5 20		10 4 5			0.56 0.73 0.77	1.20 0.6 0.75		
ED25×25×25×62.5 32 40 50	21	6.3 8 10 12.5	16	175	0.81 0.87 0.95 1.04	0.9 1.2 1.5 1.8	0.32	0.9
KE25×64×25×6.25 KE32×20×32×80 25		16 6.4 8			1.16 1.6 1.7	2.4 1.2 1.6		
ED32×32×32×80 40 50 64	27	10.2 12.8 16 20.4	26	285	1.8 1.9 2.1 2.3	1.9 2.4 3.0 3.8	0.34	0.9
KE32×80×32×80 KE40×25×40×100 32		26 10 12.8			2.5 3.3 3.4	4.9 2.4 3.1		
ED40×40×40×100 50 64 80	34	16 20 26 32	40	445	3.6 3.9 4.2 4.6	3.7 4.7 6.0 7.5	0.35	0.85
KE40×100×40×100		40			5.1	9.6		

表 F2 ED 型带绕铁心壳式变压器

铁心	参数 A_{cd}			典型条件下的参数							$G_T + G_s$ (g, kg)
				$f = 50\text{Hz}, \mu \approx 0.1, \text{ 或 } \tau_m = 50^\circ\text{C}$				$f = 400\text{Hz}, \tau_m = 50^\circ\text{C}$			
	a	τ		τ_m 或 a	P_D (VA)	B (T)	j_2 (A/mm ²)	P_D (VA)	B (T)	j_2 (A/mm ²)	
		QZB	ZZB								
6×6.5	0.08	0.17	0.08	$\mu \approx 0.1$	0.04	1.5	0.5	3	1.55	3.8	17
8	0.12	0.21	0.10		0.06		0.6	4		4.5	20
10	0.15	0.26	0.11		0.07		0.6	5		5.2	25
12.5	0.22	0.32	0.13		0.10		0.7	7		6.0	30
8×8	0.4	0.51	0.21		0.2	1.5	0.6	11	1.55	4.2	45
10	0.6	0.63	0.25		0.3		0.7	13		4.1	52
12.5	0.9	0.79	0.29		0.4		0.8	15		4.0	62
16	1.3	1.03	0.35		0.7		0.9	19		3.8	76
10×10	1.5	1.2	0.44		0.8	1.55	0.7	24	1.55	3.1	92
12.5	2.2	1.5	0.52		1.1		0.9	28	1.55	3.0	110
16	3.4	1.9	0.59		1.8		1.0	34	1.50	2.9	130
20	4.8	2.4	0.69		2.5		1.2	40	1.45	2.8	160
12×12.5	5	2.5	0.79		2.4	1.55	0.9	47	1.55	2.4	170
16	7	3.2	0.94		3.6		1.1	54	1.45		210
20	10	4.0	1.1		5.3		1.3	63	1.35		250
25	15	5.0	1.3		7.6		1.5	73	1.30		300
16×16	21	6.8	1.8		11	1.6	1.2	115	1.35	1.9	420
20	30	8.5	2.1		17		1.4	130	1.25		500
25	43	11	2.5		24		1.6	150	1.20		590
32	63	14	2.9		34		2.0	180	1.1		700
20×20	70	15	3.5		37	1.6	1.5	210	1.15	1.6	0.85
25	100	19	4.0		53		1.8	250	1.1		1.0
32	150	24	4.8		80		2.0	290	1.0		1.2
40	210	30	5.8		90		2.2	340	0.95		1.4
25×25	220	33	6.9	$\tau = 50^\circ\text{C}$	105	1.6	1.8	410	1.0	1.3	1.7
32	330	42	8.0		130			490	0.95	1.4	2.0
40	480	53	9.3		165			560	0.9	1.4	2.4
50	680	66	11		200			650	0.85	1.4	2.8
32×32	800	79	14		250	1.6	1.5	870	0.85	1.1	3.7
40	1200	99	16		300		1.5	1000	0.8	1.2	4.3
50	1700	125	19		370		1.4	1170	0.75	1.2	5.1
64	2500	160	22		450		1.4	1380	0.7	1.2	6.1
40×40	2700	175	26		540	1.6	1.2	1670	0.77	1	7.3
50	3900	215	31		650		1.2	1930	0.72		8.6
64	5800	275	36		800		1.1	2300	0.67		10.2
80	8200	350	42		960		1.1	2700	0.63		12.1

注: 表中数据相应于漆包铜线及电工钢制作的低压变压器。

表 F3 KE 型冲片铁心壳式变压器

铁心	参数 A_{cd}			典型条件下的参数							$G_T + G_s$ (g, kg)	
				$f = 50\text{Hz}, \mu = 0.1 \text{ 或 } \tau_m = 50^\circ\text{C}$				$f = 400\text{Hz}, \tau_m = 50^\circ\text{C}$				
	μ	τ		$\mu \text{ 或 } \tau_m$	P_D (VA)	B (T)	j_z (A/mm ²)	P_D (VA)	B (T)	j_z (A/mm ²)		
		QZB	ZZB									
9×9	0.8	0.8	0.29	$\mu = 0.1$	0.3	1.25	0.5	12	1.2	3.4	70	
12	1.4	1.1	0.36		0.5		0.7	15			86	
12×10	3	2	0.64		1.2	1.3	0.6	29	1.25	2.3	160	
12	5	2.5	0.79		1.8		0.7	34	1.20	2.3	170	
16	7	3.2	0.94		2.7		0.8	39	1.10	2.3	210	
20	10	4	1.1		4.0		1.0	45	1.00	2.4	250	
25	15	5	1.3		5.5		1.2	53	0.95	2.4	300	
32	20	6.4	1.4		7.5		1.4	63	0.90	2.4	390	
16×10	9	4.2	1.3		4		1.4	0.7	61	1.20	1.9	330
12	13	5.0	1.5		6	0.8		75	1.10	360		
16	21	6.8	1.8		9	1.0		91	1.10	420		
20	30	8.5	2.1		13	1.2		103	1.00	500		
25	43	11	2.5		20	1.4		120	0.90	590		
32	63	14	2.9		28	1.7		132	0.85	710		
40	90	17	3.2		39	2.0		150	0.80	880		
20×12	30	9	2.4		12	1.4		0.9	115	1.05		1.6
16	45	12	3.0		20		1.1	140	0.95	0.75		
20	70	15	3.5		28		1.3	165	0.90	0.85		
25	100	19	4.0		38		1.5	190	0.85	1.00		
32	150	24	4.8		53		1.7	220	0.80	1.20		
40	210	30	5.8		75		2.0	260	0.75	1.40		
50	290	38	6.4		105		2.2	300	0.70	1.8		
25×16	100	21	5.1		$\tau = 50^\circ\text{C}$	43	1.4	1.1	230	0.90	1.3	1.4
20	150	26	5.7			64		1.3	280	0.80	1.3	1.5
25	220	33	6.9			95			330	0.8	1.3	1.7
32	330	42	8	120				380	0.75	1.4	2.0	
40	480	53	9.3	150		1.8		440	0.70	1.4	2.4	
50	680	66	11	180				500	0.65	1.4	2.8	
64	1000	85	13	220				590	0.60	1.4	3.6	
32×20	350	49	11	140		1.4		1.5	500	0.8	1.1	2.8
25	520	62	12	180			1.5	550	0.7	3.2		
32	800	79	14	220			1.5	650	0.65	3.7		
40	1200	99	16	260			1.5	750	0.6	4.3		
50	1700	125	19	320			1.4	880	0.6	5.1		
64	2500	166	22	400			1.4	1000	0.55	6.1		
80	3500	200	25	500			1.4	1200	0.5	7.4		
40×25	1100	110	20	310			1.4	1.3	900	0.7		1.0
32	1700	140	23	390		1.2		1100	0.6	6.5		
40	2500	170	27	460		1.2		1300	0.6	7.3		
50	3700	215	32	560		1.2		1500	0.55	8.6		
64	5500	300	36	680		1.2		1700	0.55	10.2		
80	8000	350	44	820		1.1		2000	0.50	12.1		
100	11000	440	49	1030		1.1		2300	0.50	14.7		

表 F4 GE 型最低价格壳式冲片铁心

铁心尺寸 $a \times b \times c \times d \times h$	l_T (cm)	S_T (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	$S_{\Sigma m}$ (cm ²)	G_* (g)	G_T (g)	λ_{CK}	$10^3 \alpha_n$
GE10×10×6.5×6.5×18		1			9	65		
15	6	1.5	1.2	15	11	95	0.14	1.15
20		2			12	125		
GE12×12×8×8×22		1.5			21	110		
18	7	2.2	1.8	22	24	165	0.18	1.1
24		2.9			28	220		
GE14×14×9×9×25		2			34	165		
21	8	3	2.3	28	40	250	0.2	1.05
28		3.9			46	335		
GE16×16×10×10×28		2.6			54	240		
24	9	3.9	2.8	36	63	360	0.22	1.05
32		5.1			71	480		
GE19×19×12×12×33.5		3.6			100	410		
28	11	5.3	4	51	125	610	0.25	1.0
38		7.2			140	820		
GE22×22×14×14×39		4.9			180	640		
33	12	7.3	5.5	70	210	960	0.27	1.0
44		9.7			240	1300		
GE26×26×17×17×47		6.8			330	1100		
39	15	10.1	8	100	380	1700	0.29	0.95
52		13.5			430	2200		
GE30×30×19×19×53		9			490	1600		
45	17	13.5	10	125	570	2400	0.3	0.95
60		18			650	3200		
GE35×35×22×22×61.5		12.3			790	2500		
52	20	18.2	14	170	930	3800	0.31	0.9
70		24.5			1060	5100		
GE40×40×25×26×70		16			1200	3700		
60	23	24	18	230	1400	5600	0.32	0.9
80		32			1600	7500		

组中铁心序号	β	δ	V_T/V_s
第一个	1.2	0.7	1.2
第二个	1.3	0.8	1.3
第三个	1.4	0.8	1.4

表 F5 GE 型冲片铁心壳式变压器

铁 心	参数 A_{CD}		$f = 50\text{Hz}$, $\mu = 0.1$ 或 $\tau_m = 50^\circ\text{C}$ 时的参数					
	μ	$\tau(\text{QZB})$	μ 或 τ_m	P_D (VA)	P_c (W)	P_T (W)	B (T)	j_2 (A/mm ²)
10×10	0.5	0.6	$\mu = 0.1$	0.16	0.02	0.1	1.15	0.7
15	1.1	0.8		0.3	0.03	0.1		0.9
20	1.6	1.0		0.48	0.05	0.2		1.1
12×12	1.8	1.2		0.6	0.06	0.2	1.25	0.9
18	3.4	1.7		1.2	0.12	0.3		1.2
24	5.4	2.3		2.0	0.19	0.4		1.4
14×14	4	2.1		1.7	0.2	0.3	1.3	1.1
21	8	3		3.1	0.3	0.4		1.5
28	12	3.8		4.7	0.5	0.6		1.7
16×16	9	3.4		3.5	0.4	0.4	1.32	1.3
24	17	4.9		6.7	0.7	0.7		1.7
32	26	6.2		10	1.0	0.9		2
19×19	23	6.5	$\tau_m = 50^\circ\text{C}$	9	1.0	0.8	1.35	1.6
28	43	9.2		18	1.8	1.1		2.0
38	69	12		29	2.8	1.5		2.5
22×22	55	11		24	2.4	1.3	1.4	1.9
33	105	16		46	4.6	1.9		2.5
44	160	21		55	5.2	2.5		2.5
26×26	140	21		60	7	2.3	1.45	2.4
39	260	30		85	6.6	3.5		2.2
52	400	39		100	6.4	4.6		2.1
30×30	270	34		100	8.5	3.6	1.5	2.1
45	520	49		135	7.9	5.4		2
60	810	63		165	7.3	7.3		1.8
35×35	610	60	$\tau_m = 50^\circ\text{C}$	170	10	6	1.6	1.9
52	1170	85		225	9	9		1.7
70	1800	110		270	8	13		1.5
40×40	1200	95		280	12	10	1.65	1.6
60	2300	135		360	10	15		1.4
80	3600	170		390	8	20		1.2

表 F6 最轻重量的 CD 型心式带绕铁心

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	l_T (cm)	S_T (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	S_{sm} (cm ²)	G_z (g)	G_T (g)	k_{CK}	$10^4 \alpha_s$
CD6.5×12.5×8×8	5	0.8	0.65	12	2	28	0.07	1.5
10	5.5		0.8	14	3	30	0.08	1.5
12.5	6		1.0	17	4	33	0.09	1.4
16	7		1.3	20	6	37	0.10	1.4

续表 F6

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	l_T (cm)	S_T (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	S_{zm} (cm ²)	G_p (g)	G_T (g)	k_{CK}	$10^3 \alpha_s$
CD8×12.5×10×12.5	7	1	1.3	21	8	47	0.13	1.4
16	8		1.6	25	12	51	0.14	1.4
20	9		2	30	16	57	0.15	1.3
25	10		2.5	36	21	63	0.16	1.3
CD10×12.5×12.5×20	10	1.25	2.5	38	27	80	0.2	1.3
25	11		3.1	45	36	90	0.2	1.3
32	12		4	55	48	100	0.21	1.2
40	14		5	67	61	115	0.21	1.2
CD12.5×16×16×25	12	2	4	60	67	165	0.23	1.2
32	13		5.1	73	90	185	0.24	1.2
40	15		6.4	88	115	205	0.24	1.1
50	17		8	106	145	230	0.25	1.1
CD12.5×25×20×32	14	3.1	6	90	150	290	0.26	1.2
40	16		8	115	210	330	0.26	1.15
50	18		10	135	260	380	0.27	1.1
60	20		12	160	320	420	0.27	1.05
CD16×32×25×40	18	5.1	10	150	350	640	0.29	1.15
50	20		12.5	180	450	710		1.1
65	23		16	220	590	800		1.05
80	26		20	270	740	920		1.0
CD20×40×32×50	23	8	16	240	760	1300	0.31	1.1
60	25		19	280	920	1400		1.05
80	29		26	350	1250	1600		1.0
100	33		32	420	1580	1800		1.0
CD25×50×40×65	29	12.5	26	390	1600	2500	0.34	1.05
80	32		32	450	2000	2800		1.0
100	36		40	540	2600	3100		1.0
120	40		48	630	3100	3500		0.95
CD32×64×50×80	36	20.5	40	600	3300	5100	0.35	1.0
100	40		50	710	4200	5700		1.0
130	46		65	880	5500	6500		0.95
160	52		80	1060	6800	7400		0.9
CD40×80×64×100	45	32	64	960	6900	9900	0.35	1.0
120	49		80	1100	8400	10800		0.95
160	57		100	1400	11200	12600		0.9
200	65		130	1700	14100	14300		0.85

组中铁心序号	β	s_0	$\frac{V_T}{V_s}$	ZZB	
				ν_0	A_0
第一个	0.55	0.75	0.7	1.5	1.75
第二个	0.45	0.75	0.6	1.4	1.6
第三个	0.35	0.75	0.6	1.4	1.5
第四个	0.30	0.75	0.5	1.3	1.4

表 F7 CD 型铁心式变压器

铁 心	参数 A_{CD}			$f = 50\text{Hz}, \mu = 0.1$ 或 $\tau_m = 50^\circ\text{C}$				$f = 400\text{Hz}, \tau_m = 50^\circ\text{C}$			$G_T + G_s$ (g, kg)
	μ	τ		μ 或 τ_m	P_D (VA)	B (T)	j_1 (A/mm ²)	P_D (VA)	B (T)	j_1 (A/mm ²)	
		QZB	ZZB								
CD6×12.5×8	0.11	0.2	0.1	$\mu = 0.1$	0.06	1.5	0.9	4	1.55	7.3	30
10	0.16	0.3	0.13		0.08			5			33
12.5	0.23	0.4	0.15		0.11			7			37
16	0.32	0.5	0.18		0.15			10			43
CD8×12.5×12.5	0.6	0.7	0.26		0.28	1.5	1	14	1.55	6.9	55
16	0.8	0.9	0.31		0.38			17			63
20	1.0	1.0	0.37		0.50			20			73
25	1.1	1.2	0.42		0.67			24			84
CD10×12.5×20	2.4	1.7	0.55		1.2	1.55	1.1	34	1.55	4.2	105
25	3	2.1	0.65		1.5			39			125
32	4.1	2.5	0.8		2.1			47			150
40	5	2.9	0.95		2.5			55			175
CD12.5×16×25	9	4.2	1.2		4.6	1.55	1.4	75	1.4	3.2	230
32	11	5.1	1.5		5.8			90			275
40	16	6	1.7		8			105			320
50	20	7.1	2		10			120			375
CD12.5×25×30	28	8.8	2.3		15	1.6	1.7	140	1.25	2.6	440
40	38	11	2.9		20			170			540
50	49	13	3.2		27			200			640
60	58	15	3.6		32			220			740
CD16×32×40	115	22	4.8		63	1.6	2.2	310	1.05	2.1	990
50	145	26	5.6		78			350			1160
65	185	31	6.9		105			420			1390
80	230	37	7.5		125			470			1660
CD20×40×50	360	50	10	$\tau = 50^\circ\text{C}$	155	1.6	2.3	600	0.95	1.8	2
60	440	57	11		170			640			2.3
80	580	70	13		210			780			2.9
100	670	83	15		250			890			3.4
CD25×50×65	1300	115	20		360	1.6	1.8	1200	0.8	1.5	4.1
80	1600	130	22		410			1400			4.8
100	2000	155	25		480			1600			5.7
120	2400	180	28		530			1700			6.6
CD32×64×80	4300	260	39		800	1.6	1.5	2400	0.7	1.3	8.4
100	5400	300	44		900			2700			9.9
130	7000	360	50		1100			3200			12
160	8600	425	58		1200			3600			14.2
CD40×80×100	13000	575	76		1600	1.6	1.2	4600	0.65	1.1	16.8
120	17000	660	82		1800			5200			19.2
160	21000	780	100		2000			6000			23.8
200	27000	950	120		2500			7000			28.4

表 F8 OD 型环形带绕铁心

铁心尺寸 $d \times D \times b$	l_T (cm)	S_T (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	S_{zm} (cm ²)	G_s (g)	G_T (g)	k_{CK}	$10^3 \alpha_s$
OD10×16×4	4	0.12	0.8	9	2.2	3	0.1	1.9
5		0.15		9	2.5	4		1.9
6.5		0.2		10	2.8	5		1.8
8		0.24		11	3.1	6		1.8
OD12×20×5	5	0.2	1.1	13	4.5	7	0.12	1.9
6.5		0.26		14	5	9		1.8
8		0.32		15	5.5	11		1.8
10		0.4		17	6.5	13		1.7
OD16×26×6.5	7	0.33	2	22	12	14	0.15	1.8
8		0.4		24	14	18		1.7
10		0.5		26	15	22		1.7
12.5		0.63		28	17	27		1.6
OD20×32×8	8	0.48	3	32	20	25	0.16	1.7
10		0.6		34	20	32	0.14	1.7
12.5		0.75		35	19	40	0.12	1.6
16		0.95		38	18	52	0.1	1.6
OD25×40×10	10	0.75	5	52	50	51	0.18	1.7
12.5		0.95		55	50	64	0.17	1.6
16		1.2		58	50	82	0.15	1.6
20		1.5		62	50	102	0.13	1.6
OD32×50×16	13	1.45	8	90	125	125	0.21	1.6
20		1.8		95	135	155	0.19	1.5
25		2.25		100	135	195	0.18	1.5
32		2.9		110	135	250	0.16	1.4
OD40×64×20	16	2.4	13	145	290	270	0.23	1.5
25		3		155	300	330	0.22	1.5
32		3.8		170	310	420	0.21	1.4
40		4.8		185	320	530	0.19	1.4
OD50×80×25	20	3.8	20	235	610	520	0.26	1.4
32		4.8		250	650	670	0.25	1.4
40		6		270	700	830	0.23	1.3
50		7.5		300	750	1040	0.22	1.3
OD64×100×32	26	5.8	32	380	1350	1000	0.28	1.4
40		7.2		410	1500	1300	0.27	1.4
50		9		440	1600	1600	0.26	1.3
64		11.5		480	1750	2000	0.25	1.3
OD80×128×40	33	9.6	50	620	2800	2100	0.29	1.3
50		12		660	3100	2700	0.29	1.3
64		15.4		720	3400	3400	0.28	1.2
80		19.2		780	3700	4300	0.27	1.2
组中铁心序号		s_s			V_T/V_s			
第一个		0.6			0.3			
第二个		0.6			0.3			
第三个		0.7			0.4			
第四个		0.7			0.4			

 $\beta = 0, A_s = 1, ZZB \nu_s \approx 1$

表 F9 OD 型铁心环形变压器

铁 心	参数 A_{cd}			$f = 50\text{Hz}, \mu = 0.1$ 或 $\tau_m = 50^\circ\text{C}$			$f = 400\text{Hz}, \tau_m = 50^\circ\text{C}$			$G_T + G_s$ (g)	
	μ	τ		μ 或 τ_m	P_D (VA)	B (T)	j_1 (A/mm ²)	P_D (VA)	B (T)		j_1 (A/mm ²)
		QZB	ZZB								
OD10×16×4	0.009	0.05	0.03	$\mu = 0.1$	0.005	1.55	0.2	0.3	1.6	1.7	5.5
5	0.01	0.06	0.03		0.006		0.2	0.4		1.9	6.5
6.5	0.02	0.08	0.04		0.008		0.3	0.7		2.4	8
8	0.03	0.09	0.05		0.01		0.3	0.9		2.6	10
OD12×20×5	0.04	0.11	0.06		0.02	1.55	0.3	1.1	1.6	2.2	11
6.5	0.05	0.14	0.07		0.03		0.3	1.7		2.8	14
8	0.07	0.17	0.08		0.04		0.4	2.4		3.1	16
10	0.09	0.21	0.09		0.05		0.4	3.4		3.6	20
OD16×26×6.5	0.15	0.29	0.15		0.08	1.55	0.4	5	1.6	3	27
8	0.2	0.35	0.16		0.10		0.4	7		3.4	31
10	0.3	0.44	0.19		0.15		0.5	10		4	37
12.5	0.42	0.55	0.21		0.22		0.6	15		4.6	44
OD20×32×8	0.37	0.55	0.24		0.2	1.6	0.5	13	1.6	3.7	45
10	0.46	0.63	0.25		0.25		0.5	16		4.3	52
12.5	0.57	0.70	0.26		0.3		0.6	17		4.6	59
16	0.60	0.74	0.27		0.32		0.7	17		4.9	67
OD25×40×10	1.4	1.3	0.5		0.7	1.6	0.6	35	1.6	3.4	100
12.5	1.9	1.6	0.57		1.1		0.7	41			115
16	2.5	1.9	0.62		1.4		0.8	43			130
20	3	2.1	0.65		1.7		0.9	45			150
OD32×50×16	7	3.8	1.3		3.7	1.6	0.8	91	1.5	2.5	250
20	9	4.4	1.4		5		0.9	93			290
25	12	5.4	1.5		6.6		1.1	100			330
32	17	6.4	1.6		9		1.3	110			390
OD40×64×20	26	9	2.6		14	1.6	1.0	180	1.35	2.1	550
25	37	11	3.1		20		1.2	210			630
32	50	13.5	3.3		28		1.4	230			740
40	67	16.5	3.6		37		1.7	250			860
OD50×80×25	95	22	5.4		50	1.6	1.3	390	1.2	1.7	1100
32	135	27	6.1		75		1.6	440			1300
40	170	32	6.6		95		1.8	460			1500
50	240	38	7.1		130		2.1	500			1800
OD64×100×32	340	49	11	$\tau_m = 50^\circ\text{C}$	170	1.6	1.7	830	1.1	1.4	2400
40	420	59	12		220		1.8	880			2700
50	570	71	13		260		1.8	960			3200
64	820	88	15		310		1.8	1040			3800
OD80×128×40	1050	115	22		420	1.6	1.5	1600	0.95	1.2	5000
50	1600	140	26		520			1800			5700
64	2200	175	28		620			2000			6800
80	3000	210	31		700			2200			8000

表 F10 SD 型三相带绕铁心

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	l_T (cm)	S_T (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	S_{zm} (cm ²)	G_s (g)	G_T (g)	k_{CK}	$10^3 \alpha_s$
SD5×10×14×14	8		1	11	8	15	0.18	1.4
16	9		1.2	12	10	16	0.19	1.4
18	10	0.5	1.3	13	12	16	0.19	1.3
21	10		1.5	15	14	17	0.2	1.3
24	10		1.7	16	16	18	0.21	1.3
SD6.4×10×16×16	10		1.3	14	13	22	0.2	1.3
18	10		1.5	16	16	23	0.21	1.3
20	11	0.64	1.6	17	18	24	0.22	1.3
23	11		1.9	19	21	25	0.22	1.2
26	12		2.1	21	25	27	0.23	1.2
SD8×12.5×18×18	11		1.6	19	22	37	0.22	1.3
21	12		1.9	21	27	42	0.23	1.3
24	12	1	2.2	23	32	44	0.23	1.2
28	13		2.5	26	38	46	0.24	1.2
32	14		2.9	29	45	49	0.24	1.2
SD10×16×20×20	13		2	24	36	73	0.24	1.3
23	13		2.3	26	42	77	0.24	1.3
26	14	1.6	2.6	29	50	80	0.25	1.2
31	15		3.1	33	60	84	0.26	1.2
36	16		3.6	37	72	88	0.26	1.2
SD12.5×20×25×25	16		3.1	37	80	145	0.27	1.3
29	17		3.6	41	90	150	0.27	1.2
33	18	2.5	4.1	45	110	155	0.28	1.2
38.5	19		4.8	51	130	165	0.28	1.15
44	20		5.5	57	150	175	0.28	1.1
SD16×25×32×32	20		5.1	61	180	290		1.2
37	21		5.9	67	210	310		1.15
42	22	4	6.7	74	240	320	0.3	1.15
49	24		7.9	83	290	340		1.1
56	25		9.0	93	330	360		1.1
SD20×32×40×40	25		8	95	380	570		1.15
47	27		9.4	107	450	600		1.1
54	28	6.4	10.8	118	520	630	0.32	1.1
62	30		12.4	132	610	670		1.05
70	31		14	145	690	700		1.05
SD25×40×50×50	32		12.5	150	780	1120		1.1
58	33		14.5	165	900	1180		1.1
66	35	10	16.5	180	1040	1250	0.34	1.05
77	37		19.5	205	1230	1320		1
88	40		22	225	1400	1400		1

续表 F10

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	l_T (cm)	S_T (cm ²)	S_{CK} (cm ²)	S_{cm} (cm ²)	G_x (g)	G_T (g)	k_{CK}	$10^3 m_1$
SD32×40×64×64	40		21	250	1550	1820		1.05
74	42		24	270	1850	1920		1.05
84	44	13	27	300	2050	2000	0.35	1
94	47		31	330	2400	2120		1
110	50		35	370	2750	2250		0.95

组中铁心序号	β	σ_s	$\frac{V_T}{V_s}$	ZZB	
				ν_s	A_1
第一个	0.7	0.7	0.6	1.6	1.95
第二个	0.65	0.7	0.6	1.6	1.85
第三个	0.6	0.7	0.5	1.5	1.8
第四个	0.55	0.7	0.5	1.5	1.7
第五个	0.5	0.7	0.4	1.4	1.6

注：前两组除外。

表 F11 SD 型铁心三相变压器

铁 心	参数 A_{CD}			$f = 50\text{Hz}, \mu = 0.1$ 或 $\tau_m = 50^\circ\text{C}$			$f = 400\text{Hz}, \tau_m = 50^\circ\text{C}$			$G_T + G_x$ (g)	
	μ	τ		μ 或 τ_m	P_D (VA)	B (T)	j_1 (A/mm ²)	P_D (VA)	B (T)		j_1 (A/mm ²)
		QZB	ZZB								
SD5×10×14	0.18	0.25	0.10		0.08			5.1		4.1	23
16	0.21	0.28	0.11		0.10			5.9		3.8	26
18	0.24	0.31	0.12		0.11	1.5	0.5	6.2	1.6	3.6	28
21	0.30	0.35	0.14		0.14			7.2		3.3	31
24	0.34	0.39	0.16		0.17			8		3.2	34

续表 F11

铁 心	参数 A_{CD}			$f = 50\text{Hz}, \mu = 0.1$ 或 $\tau_m = 50^\circ\text{C}$				$f = 400\text{Hz}, \tau_m = 50^\circ\text{C}$			$G_r + G_s$ (g)
	μ	τ		μ 或 τ_m	P_D (VA)	B (T)	j_2 (A/mm ²)	P_D (VA)	B (T)	j_2 (A/mm ²)	
		QZB	ZZB								
SD6.4×10×16	0.38	0.42	0.17	$\mu = 0.1$	0.19			8.5		3.5	35
18	0.44	0.46	0.18		0.22			9.5		3.3	39
20	0.50	0.50	0.20		0.25	1.55	0.6	10	1.6	3.1	42
23	0.59	0.56	0.22		0.30			11		2.9	46
26	0.68	0.61	0.24		0.35			12.5		2.8	52
SD8×12.5×18	1.0	0.8	0.29		0.55			15	1.55	3	60
21	1.3	0.9	0.31		0.67			17	1.45	2.8	70
24	1.5	1	0.34		0.82	1.6	0.8	19	1.45	2.6	75
28	1.7	1.1	0.38		0.95			20	1.45	2.5	85
32	2	1.2	0.41		1.1			22	1.4	2.4	95
SD10×16×20	3	1.6	0.47		1.6			25	1.3	2.8	110
23	3.4	1.7	0.51		1.9			27	1.25	2.6	120
26	4.2	1.9	0.57		2.3	1.6	1.1	31	1.25	2.5	130
31	5	2.2	0.63		2.7			34	1.25	2.3	145
36	5.7	2.4	0.71		3.1			38	1.25	2.2	160
SD12.5×20×25	10	3.6	0.9	5			50	1.15	2.3	225	
29	11	3.9	1	6			55	1.1	2.2	245	
33	14	4.4	1.1	8	1.6	1.3	60	1.1	2	265	
38.5	16	4.9	1.2	9			65	1.1	2	295	
44	19	5.3	1.4	10			70	1.05	1.9	325	
SD16×25×32	37	8.6	2	20			110	1	1.9	470	
37	43	9.5	2.1	23			115	0.95	1.8	520	
42	48	10	2.3	27	1.6	1.7	125	0.95	1.7	560	
49	57	11	2.5	31			140	0.95	1.6	630	
56	65	12	2.7	35			145	0.9	1.6	690	
SD20×32×40	125	20	3.9	60		2.1	220		1.6	950	
47	150	22	4.3	67		1.9	240		1.5	1050	
54	170	24	4.6	71	1.6	1.8	260	0.85	1.5	1150	
62	200	26	5	78		1.7	280		1.4	1280	
70	220	28	5.4	85		1.7	300		1.3	1390	
SD25×40×50	410	43	7.5	130		1.7	430	0.75	1.4	1900	
58	470	48	8.1	140		1.6	460	0.75	1.3	2080	
66	530	52	8.8	160	1.6	1.5	500	0.75	1.3	2290	
77	620	57	9.5	170		1.4	550	0.75	1.2	2550	
88	710	62	10	190		1.4	580	0.7	1.2	2800	
SD32×40×64	950	81	14	240		1.4	750		1.2	3370	
74	1100	88	15	260		1.3	810		1.1	3770	
84	1300	96	16	290	1.6	1.3	880	0.7	1.1	4050	
94	1500	105	17	320		1.2	960		1	4520	
110	1700	115	18	340		1.2	1040		1	5000	

表 F12 CD 型铁心心式音频变压器

铁 心	S_T (cm ²)	l_T (cm)	l_{ps} (cm)	k_{CK}	$10^3 \tau_A$ (s)	V_T (cm ³)	G_T (g)	$10^6 \tau_A V_T$ (s · m ³)
CD6.5×12.5×8	0.73	5.2	5.4	0.1	0.6	3.66	28	2.28×10^{-3}
10		5.6			0.7	3.92	30	2.86×10^{-3}
12.5		6.1			0.8	4.31	33	3.56×10^{-3}
16		6.8			0.9	4.84	37	4.46×10^{-3}
CD8×12.5×12.5	0.9	6.9	6.1	0.13	1.2	6.14	47	0.74×10^{-2}
16		7.6			1.4	6.67	51	0.95×10^{-2}
20		8.4			1.6	7.45	57	1.21×10^{-2}
25		9.4			1.8	8.24	63	1.52×10^{-2}
CD10×12.5×20	1.12	9.6	7	0.15	2.2	10.59	81	2.36×10^{-2}
25		10.6			2.5	11.63	89	2.96×10^{-2}
32		11.6			3	12.81	98	3.9×10^{-2}
40		13.6			4.2	14.9	114	4.87×10^{-2}
CD12.5×16×25	1.8	12.6	8.9	0.18	4.4	21.31	163	0.95×10^{-1}
32		13.4			5	23.79	182	1.2×10^{-1}
40		15			5.6	26.54	203	1.51×10^{-1}
50		17			6.1	30.07	230	1.87×10^{-1}
CD12.5×25×30	2.8	13.8	11.5	0.2	7.6	38.17	292	2.94×10^{-1}
40		15.8			8.8	43.66	334	3.9×10^{-1}
50		17.8			9.8	49.15	376	4.88×10^{-1}
60		19.8			10.6	54.64	418	5.54×10^{-1}
CD16×32×40	4.6	18	14.6	0.23	14.4	83.66	640	1.19×10^{-1}
50		20			16.2	92.81	710	1.49×10^{-1}
65		23			18.4	104.58	800	1.94×10^{-1}
80		26			20	120.26	920	2.39×10^{-1}
CD20×40×50	7.2	22.7	18.4	0.25	24.8	163.4	1250	4.05×10^{-1}
60		24.7			27.4	183.01	1400	4.87×10^{-1}
80		28.7			31.4	209.15	1600	6.5×10^{-1}
100		32.7			34.4	235.29	1800	8.1×10^{-1}
CD25×50×65	11.2	28.8	23	0.25	39.5	326.8	2500	12.7×10^{-1}
80		31.8			44	366.01	2800	15.7×10^{-1}
100		35.8			49	405.23	3100	19.6×10^{-1}
120		39.8			52.8	457.52	3500	23.6×10^{-1}
CD32×64×80	18.4	36	29.2	0.3	75.6	666.67	5100	0.5
100		40			85	745.09	5700	0.62
130		46			96	849.67	6500	0.81
160		52			105	960.78	7350	1
CD40×80×100	28.8	45.3	36.8	0.3	119	1294.12	9900	1.55
120		49			133	1411.76	10800	1.88
160		57.3			150	1640.52	12550	2.48
200		65.3			165	1869.28	14300	3.1

表 F13 ED 型铁心壳式音频变压器

铁 心	S_T (cm ²)	l_T (cm)	$l_{T\pm}$ (cm)	k_{CK}	$10^3 \tau_A$ (s)	V_T (cm ³)	G_T (g)	$10^6 z_A V_T$ (s · m ³)
ED6×6.5	0.35	5.1	4.9	0.1	0.4	1.83	14	0.71×10^{-3}
8	0.43		5.2		0.5	2.22	17	1.1×10^{-3}
10	0.54		5.6		0.6	2.75	21	1.65×10^{-3}
12.5	0.67		6.1		0.7	3.4	26	2.4×10^{-3}
ED8×8	0.58	6.8	6.4	0.13	1	3.92	30	0.39×10^{-4}
10	0.72		6.8		1.2	4.84	37	0.53×10^{-4}
12.5	0.90		7.3		1.4	6.14	47	0.85×10^{-4}
16	1.15		8		1.6	7.84	60	1.25×10^{-4}
ED10×10	0.9	8.5	8	0.15	1.8	7.71	59	1.38×10^{-4}
12.5	1.12		8.5		2.1	9.54	73	2×10^{-4}
16	1.44		9.2		2.5	12.29	94	3.05×10^{-4}
20	1.8		10		2.8	15.29	117	4.3×10^{-4}
ED12×12.5	1.35	10.2	9.7	0.18	3.2	13.73	105	0.44×10^{-3}
16	1.71		10.4		3.7	17.39	133	0.64×10^{-3}
20	2.16		11.2		4.4	22.09	169	0.97×10^{-3}
25	2.7		12.2		5	27.45	210	1.37×10^{-3}
ED16×16	2.3	13.6	12.8	0.2	6.1	31.37	240	1.9×10^{-3}
20	2.88		13.6		7.2	39.22	300	2.82×10^{-3}
25	3.6		14.6		8.3	49.02	375	4.05×10^{-3}
32	4.6		16		9.7	62.75	480	6.05×10^{-3}
ED20×20	3.6	17.1	16	0.23	10.9	61.44	470	0.67×10^{-2}
25	4.5		17		12.8	77.12	590	0.99×10^{-2}
32	5.76		18.4		15.2	98.69	755	1.5×10^{-2}
40	7.2		20		17.4	122.88	940	2.14×10^{-2}
ED25×25	5.62	21.3	20	0.25	18.5	119.61	915	2.22×10^{-2}
32	7.2		21.4		22	152.94	1170	3.38×10^{-2}
40	9		23		25.8	192.16	1470	4.95×10^{-2}
50	11.25		25		29.6	239.22	1830	7.1×10^{-2}
ED32×32	9.2	27.3	25.6	0.3	36.4	150.98	1920	9.1×10^{-2}
40	11.7		27.2		43.5	318.95	2440	13.9×10^{-2}
50	14.7		29.2		51	400	3060	20.4×10^{-2}
64	18.7		32		59	509.8	3900	30.1×10^{-2}
ED40×40	14.7	34.3	32	0.33	58	504.58	3860	0.32
50	18.3		34		68	627.45	4800	0.48
64	23.5		36.8		80.5	803.92	6150	0.71
80	29.4		40		92.5	1006.54	7700	1.02

表 F14 OD 型铁心环形音频变压器

铁 心	S_T (cm ²)	l_T (cm)	l_{ps} (cm)	k_{CK}	$10^3 r_A$ (Ω)	V_T (cm ³)	G_T (g)	$10^3 r_A V_T$ ($\Omega \cdot \text{cm}^3$)
OD10×16×4	0.11	4.1	2.6	0.07	0.18	0.44	3.4	0.81×10^{-3}
5	0.14		2.8		0.24	0.58	4.4	1.38×10^{-3}
6.5	0.18		3.1		0.28	0.73	5.6	2.06×10^{-3}
8	0.22		3.4		0.31	0.9	6.9	2.8×10^{-3}
OD12×20×5	0.18	5	3.4	0.11	0.47	0.9	6.9	0.42×10^{-4}
6.5	0.23		3.7		0.56	1.15	8.8	0.64×10^{-4}
8	0.29		4		0.65	1.45	11.1	0.94×10^{-4}
10	0.36		4.4		0.73	1.79	13.7	1.31×10^{-4}
OD16×26×6.5	0.29	6.6	4.5	0.13	0.92	1.91	14.6	1.76×10^{-4}
8	0.36		4.8		1.07	2.37	18.1	2.54×10^{-4}
10	0.45		5.2		1.23	2.97	22.7	3.64×10^{-4}
12.5	0.56		5.7		1.40	3.69	28.2	5.18×10^{-4}
OD20×32×8	0.43	8.2	5.8	0.15	1.53	3.53	27	0.54×10^{-3}
10	0.54		6.2		1.8	4.42	33.8	0.79×10^{-3}
12.5	0.68		6.7		2.1	5.57	42.6	1.17×10^{-3}
16	0.87		7.4		2.43	7.12	54.5	1.73×10^{-3}
OD25×40×10	0.68	10.2	7.5	0.18	2.82	6.93	53	1.95×10^{-3}
12.5	0.84		8		3.26	8.56	65.5	2.79×10^{-3}
16	1.08		8.7		3.86	10.98	84	4.26×10^{-3}
20	1.35		9.5		4.42	13.73	105	6.09×10^{-3}
OD32×50×16	1.3	12.9	10.2	0.21	6	16.73	128	1×10^{-2}
20	1.62		11		6.9	20.92	160	1.44×10^{-2}
25	2.02		12		7.9	26.14	200	2.06×10^{-2}
32	2.59		13.4		9	33.33	255	3.03×10^{-2}
OD40×64×20	2.16	16.3	13	0.22	10.2	35.29	270	3.6×10^{-2}
25	2.7		14		11.8	44.05	337	5.2×10^{-2}
32	3.46		15.4		13.7	56.21	430	7.7×10^{-2}
40	4.32		17		15.5	70.59	540	10.9×10^{-2}
OD50×80×25	3.38	20.4	16.4	0.23	16.4	68.89	527	11.3×10^{-2}
32	4.32		17.8		19.3	88.24	675	17×10^{-2}
40	5.4		19.4		22.2	110.06	842	24.4×10^{-2}
50	6.75		21.4		25	137.25	1050	34.6×10^{-2}
OD64×100×32	5.18	25.8	20.8	0.24	26.8	133.33	1020	0.36
40	6.48		22.4		31.2	167.32	1280	0.52
50	8.1		24.4		35.8	209.15	1600	0.75
64	10.35		27.2		41	264.05	2020	1.1
OD80×128×40	8.64	32.7	26.8	0.25	44.5	282.35	2160	1.26
50	10.8		28.8		51.8	352.94	2700	1.83
64	13.82		31.6		60.5	452.29	3460	2.74
80	17.3		34.8		68.5	566.01	4330	3.87

表 F15 CD 型铁心 50Hz 变压器(部标准)

铁 心	P_2 (W)	B (T)	j_1 (A/mm ²)	j_2 (A/mm ²)	u (%)	I_0 (A)	W_{a1} (瓦/伏)	W_{a2} (瓦/伏)	G_s (g)
CD10×12.5×20	1.1	1.6	1.94	1.35	10	6.74×10^{-3}	25.4	28	35.1
25	1.47		1.8			9.9×10^{-3}			45.3
32	2.1		1.67			11×10^{-3}			62.8
40	2.76		1.6			12.5×10^{-3}			81.7
CD12.5×16×25	4.98	1.65	2.11	1.81	10	22×10^{-3}	14.8	16.3	79.4
32	6.7		2.04			24.8×10^{-3}			104.5
40	8.85		1.98			27.6×10^{-3}			137
50	11.5		1.95			31.6×10^{-3}			176.5
CD12.5×25×30	15.8	1.7	2.37	2.22	10	42.6×10^{-3}	9.2	10.1	157.5
40	22.8		2.3			49×10^{-3}			226
50	29.8		2.28			55.4×10^{-3}			293
60	35.7		2.28			61.4×10^{-3}			350
CD16×32×40	63.5	1.7	2.93	2.87	10	90.6×10^{-3}	5.63	6.19	368
50	84		2.91			0.101			484
65	114		2.9			0.116			655
80	143		2.89			0.132			822
CD20×40×50	180	1.7	3.35	9.86	9.33	0.177	3.6	3.96	713
60	210		3.15			0.193			880
80	279		2.85			0.224			1273
100	342		2.7			0.256			1640
CD25×50×65	409	1.7	2.8	6.6	6.18	0.352	2.3	2.45	1490
80	487		2.6			0.388			1910
100	584		2.42			0.438			2480
120	707		2.32			0.49			3060
CD32×64×80	919	1.7	2.25	4.1	3.85	0.725	1.405	1.46	3130
100	1106		2.1			0.801			4050
130	1386		1.95			0.925			5420
160	1686		1.84			1.05			6960
CD40×80×100	1952	1.7	1.83	2.67	2.5	1.43	0.9	0.93	6470
120	2278		1.72			1.57			8030
160	2947		1.59			1.81			11000
200	3552		1.5			2.05			14100

表 F16 CD 型铁心 400Hz 变压器(部标准)

铁 心	P_2 (W)	B (T)	j_1 (A/mm ²)	j_2 (A/mm ²)	α (%)	I_0 (A)	W_{01} (匝/伏)	W_{02} (匝/伏)	G_c (g)
CD6.5×12.5×8	4.49	1.575	12.2	8.46	10	35.3×10^{-3}	4.94	5.43	3.5
10	6.73		10.7	8.46		38.2×10^{-3}			5
12.5	10.5		9.75	8.46		41.5×10^{-3}			7.5
16	13.5		9.48	8.46		46.4×10^{-3}			9.5
CD8×12.5×12.5	21.8	1.57	9.98	9.25	10	58.5×10^{-3}	4.02	4.41	12.6
16	31.4		9.7	9.25	10	64.5×10^{-3}	4.02	4.41	17.9
20	39.4		8.64		10	71.8×10^{-3}	4.03	4.44	24.6
25	48.7		8.02		9.4	80.6×10^{-3}	4.03	4.42	32.5
CD10×12.5×20	55.2	1.56	7.32	7.95	7.95	98.8×10^{-3}	3.25	3.51	37
25	67.6		6.84	7.37		0.107	3.25	3.49	47.6
32	86.6		6.24	6.74		0.12	3.28	3.5	66.2
40	107		5.88	6.33		0.131	3.28	3.5	86
CD12.5×16×25	112	1.53	5.09	4.43	4.43	0.181	2.07	2.16	83.5
32	139		4.69	4.04		0.202		2.15	110
40	170		4.35	3.73		0.225		2.14	144
50	209		4.11	3.53		0.258		2.13	186
CD12.5×25×30	206	1.42	3.98	3	3	0.242	1.43	1.47	166
40	263	1.42	3.5	2.62	2.62	0.284	1.43	1.47	238
50	322	1.39	3.36	2.57	2.57	0.292	1.46	1.5	308
60	369	1.39	3.21	2.45	2.45	0.324	1.46	1.5	368
CD16×32×40	430	1.2	3.18	2.18	2.18	0.307	1.03	1.05	388
50	537	1.2	2.96	2.01	2.01	0.334	1.03	1.05	510
65	669	1.15	2.78	1.93	1.93	0.355	1.07	1.09	690
80	779	1.15	2.62	1.85	1.85	0.384	1.07	1.09	865
CD20×40×50	677	0.943	2.56	1.76	1.76	0.304	0.84	0.855	750
60	797	0.943	2.41	1.64	1.64	0.338	0.84	0.855	926
80	1011	0.916	2.18	1.54	1.54	0.365	0.864	0.877	1340
100	1225	0.916	2.06	1.46	1.46	0.405	0.864	0.877	1725
CD25×50×65	1347	0.83	2.18	1.35	1.35	0.439	0.611	0.62	1570
80	1603	0.83	2.02	1.26	1.26	0.487	0.611	0.62	2010
100	1918	0.81	1.91	1.22	1.22	0.525	0.626	0.634	2610
120	2246	0.81	1.81	1.15	1.15	0.58	0.626	0.634	3220
CD32×64×80	2666	0.713	1.83	1.02	1.02	0.645	0.435	0.439	3300
100	3189	0.713	1.69	0.942	0.942	0.724	0.435	0.439	4260
130	3900	0.683	1.61	0.937	0.937	0.738	0.453	0.457	5700
160	4536	0.683	1.49	0.886	0.886	0.845	0.453	0.457	7320
CD40×80×100	5193	0.628	1.56	0.791	0.791	0.954	0.314	0.316	6810
120	5975	0.628	1.45	0.738	0.738	1.04	0.314	0.316	8450
160	7456	0.608	1.35	0.702	0.702	1.13	0.325	0.327	11600
200	9033	0.608	1.28	0.67	0.67	1.283	0.325	0.327	14850

表 F17 ED 型铁心 50Hz 变压器(部标准)

铁 心	P_1 (W)	B (T)	j_1 (A/mm ²)	j_2 (A/mm ²)	η (%)	I_0 (A)	W_{01} (匝/伏)	W_{02} (匝/伏)	G_s (g)
ED10×10	0.69	1.6	1.5	1	10	6.25×10^{-3}	31.6	34.8	40.6
12.5	1.04		1.63	1.18		7.81×10^{-3}	25.4	27.9	43.4
16	1.62		1.79	1.39		10×10^{-3}	19.8	21.8	47
20	2.33		1.92	1.56		12.5×10^{-3}	15.8	17.4	52.3
ED12×12.5	2.32	1.65	1.65	1.3	10	14×10^{-3}	19.8	21.8	75.5
16	3.67		1.85	1.55		17.9×10^{-3}	15.4	17	81
20	5.4		2.07	1.8		22.4×10^{-3}	12.3	13.6	87.4
25	7.74		2.46	2.05		28×10^{-3}	9.9	10.9	95
ED16×16	11.8	1.7	1.82	1.69	10	34.6×10^{-3}	11.2	12.3	201
20	17.3		2.11	1.99		43.2×10^{-3}	9	9.9	214
25	25.5		2.42	2.32		54×10^{-3}	7.2	7.92	230
32	38.1		2.79	2.7		71×10^{-3}	5.6	6.16	252
ED20×20	36.8	1.7	2.2	2.13	10	67.6×10^{-3}	7.2	7.92	390
25	54.4		2.56	2.5		84.5×10^{-3}	5.77	6.35	416
32	82.3		3	2.95		0.108	4.5	4.95	452
40	119		3.42	3.38		0.135	3.6	3.96	493
ED25×25	114	1.7	2.7	2.66	10	0.132	4.62	5.08	764
32	165		2.99	2.96	10	0.171	3.6	3.96	819
40	201		2.93		8.53	0.211	2.88	3.13	884
50	253		2.9		7.29	0.264	2.31	2.48	960
ED23×32	303	1.7	2.44		7.58	0.278	2.82	3.04	1690
40	376		2.4		6.39	0.348	2.25	2.4	1805
50	468		2.36		5.39	0.433	1.82	1.9	1940
64	582		2.28		4.5	0.554	1.41	1.47	2140
ED40×40	658	1.7	2		4.95	0.545	1.81	1.89	3460
50	804		1.93		4.06	0.682	1.44	1.5	3690
64	1006		1.89		3.39	0.874	1.12	1.16	4000
80	1191		1.8		2.91	1.09	0.91	0.926	4470

表 F18 ED 型铁心 400Hz 变压器(部标准)

铁 心	P_s (W)	B (T)	j_1 (A/mm ²)	j_2 (A/mm ²)	μ (%)	I_0 (A)	W_{01} (匝/伏)	W_{02} (匝/伏)	G_s (g)
ED6×6.5	3.76	1.575	5.4	4.57	10	16.65×10^{-3}	10.3	11.32	9.34
8	5.44		6.03	5.3		20.5×10^{-3}	8.37	9.2	9.9
10	8		6.8	6.15		25.6×10^{-3}	6.7	7.37	10.65
12.5	11.7		7.66	7.08		32×10^{-3}	5.35	5.88	11.6
ED8×8	15.2	1.575	6.28	5.9	10	36.7×10^{-3}	6.28	6.9	21.4
10	22.4	1.575	7.27	6.93	10	45.9×10^{-3}	5.02	5.51	22.8
12.5	27	1.573	7.05		9.77	56.6×10^{-3}	4.01	4.4	24.5
16	33.6	1.56	6.8		8.13	71.4×10^{-3}	3.18	3.44	27
ED10×10	38.1	1.562	5.9		8.6	71×10^{-3}	4.05	4.39	42.8
12.5	45.9	1.554	5.69		7.18	86.1×10^{-3}	3.26	3.5	45.7
16	56	1.544	5.46		5.9	0.107	2.58	2.84	49.5
20	67.3	1.537	5.2		5	0.130	2.05	2.15	55
ED12×12.5	65	1.537	4.26		5.06	0.123	2.73	2.87	69.5
16	75	1.532	4.03		4.21	0.16	2.15	2.24	85.4
20	87.1	1.525	3.77		3.44	0.183	1.72	1.79	92
25	100	1.52	3.51		2.83	0.224	1.39	1.42	100
ED16×16	168	1.488	3.24		3.08	0.234	1.66	1.71	212
20	196	1.419	3.14		2.66	0.246	1.39	1.43	225
25	227	1.359	3.03		2.3	0.265	1.16	1.19	242
32	269	1.305	2.89		1.94	0.296	0.946	0.965	266
ED20×20	271	1.2	2.57		2.39	0.226	1.32	1.35	411
25	315	1.14	2.49		2.06	0.242	1.11	1.13	438
32	373	1.087	2.4		1.74	0.269	0.908	0.925	475
40	430	1.05	2.29		1.52	0.306	0.754	0.765	518
ED25×25	514	1.04	2.25		1.9	0.292	0.974	0.991	804
32	604	0.984	2.17		1.64	0.318	0.81	0.823	862
40	701	0.945	2.09		1.4	0.356	0.675	0.685	930
50	808	0.912	2		1.21	0.409	0.557	0.564	1010
ED32×32	1053	0.887	1.86		1.43	0.403	0.698	0.709	1780
40	1220	0.845	1.8		1.23	0.438	0.584	0.592	1900
50	1407	0.811	1.74		1.07	0.506	0.489	0.494	2040
64	1672	0.78	1.66		0.872	0.593	0.398	0.401	2250
ED40×40	2006	0.767	1.58		1.11	0.56	0.517	0.523	3540
50	2352	0.731	1.54		0.957	0.628	0.452	0.436	3880
64	2759	0.7	1.47		0.82	0.726	0.353	0.356	4210
80	3158	0.676	1.41		0.719	0.82	0.292	0.294	4600

表 F19 XCD 型铁心 50Hz 变压器(部标准)

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	P_2 (W)	B (T)	j (A/mm ²)	μ (%)	I_0 (A)	W_{H1} (匝/伏)	W_{H2} (匝/伏)	G_s (g)
XCD 10×20×12.5×20	4.64	1.65	4.66	25	18.6×10^{-3}	14.8	19.8	31.9
25	6.55				20.6×10^{-3}			44.3
32	9.55				23.4×10^{-3}			63.9
40	12.6				26.5×10^{-3}			83.4
XCD 12.5×25×16×25	20.4	1.65	5.84	25	32.2×10^{-3}	9.48	12.6	85.8
32	27.7		5.56	25	36×10^{-3}		12.6	122
40	34.3		5.15	23.1	40.3×10^{-3}		12.3	158
50	43		4.75	21.4	45.7×10^{-3}		12.1	210
XCD 16×32×16×32	42.3	1.65	6.66	22	63.7×10^{-3}	5.8	7.43	110
40	54.6		5.9	19.5	70.8×10^{-3}		7.2	155
50	69.4		5.35	17.6	79.6×10^{-3}		7.04	211
64	87.8		4.93	16.3	92×10^{-3}		6.92	285
XCD 20×40×20×40	104	1.65	4.57	11.9	0.124	3.73	4.21	273
50	124	1.65	4.24	11.1	0.138	3.73	4.17	349
64	156	1.65	3.88	10.1	0.158	3.73	4.13	474
80	206	1.7	3.85	9.23	0.207	3.6	3.97	639
XCD 25×50×25×50	247	1.7	3.81	7.73	0.28	2.3	2.5	581
64	303		3.51	7.12	0.315		2.48	766
80	374		3.21	6.52	0.355		2.46	1020
100	455		3.02	6.13	0.405		2.45	1320
XCD 32×64×32×64	596	1.7	2.81	4.46	0.59	1.41	1.47	1430
80	697		2.68	4.25	0.655		1.47	1740
100	864		2.44	3.87	0.736		1.46	2360
125	1061		2.27	3.59	0.838		1.46	3110
XCD 40×80×40×80	1351	1.65	2.28	2.95	1.02	0.93	0.96	3200
100	1662		2.06	2.67	1.13		0.95	4320
125	2026		1.91	2.47	1.27		0.95	5680
160	2540		1.76	2.28	1.47		0.95	7700
XCD 50×100×50×100	3003	1.65	1.68	1.74	1.97	0.59	0.6	7630
125	3611		1.55	1.61	2.21			9880
160	4447		1.43	1.48	2.52			13200
200	5347		1.34	1.39	2.87			16900

表 F20 XED 型铁心 50Hz 变压器 (部标准)

铁心尺寸 $a \times b \times c \times d$	P_2 (W)	B (T)	j (A/mm ²)	α (%)	I_0 (A)	W_{e1} (匝/伏)	W_{e2} (匝/伏)	G_p (g)
XED10×20×8×16	1.76				12.2×10^{-3}			13.9
20	2.66	1.65	4.44	25	13.8×10^{-3}	14.8	19.8	20.4
25	3.79				15.8×10^{-3}			28.7
32	5.52				18.5×10^{-3}			41.2
XED12×25×10×20	7.73				22.7×10^{-3}			38.2
25	11.2	1.65	5.44	25	25.7×10^{-3}	9.89	13.2	54.7
32	15.7				29.8×10^{-3}			76.2
40	22.1				34.5×10^{-3}			107
XED16×32×12.5×25	30.8		5.36	19.1	50.4×10^{-3}		6.96	104
32	39.7	1.7	4.77	16.9	57.4×10^{-3}	5.63	6.77	145
40	48.2		4.4	15.6	65.5×10^{-3}		6.67	188
50	58.5		4.14	14.7	75.8×10^{-3}		6.6	239
XED20×40×16×32	69.1		4.7	13.4	0.1		4.16	198
40	84	1.7	4.29	12.2	0.113	3.6	4.1	259
50	107		3.8	10.8	0.128		4.04	366
64	133		3.5	9.98	0.151		4	490
XED25×50×20×40	161		3.72	8.5	0.194		2.52	441
50	198	1.7	3.35	7.65	0.219	2.3	2.49	594
64	248		3.01	6.88	0.254		2.47	820
80	295		2.85	6.52	0.294		2.46	1020
XED32×64×25×50	380		2.94	5.18	0.402		1.48	977
64	474	1.7	2.61	4.59	0.459	1.41	1.47	1360
80	569		2.41	4.25	0.524		1.47	1760
100	671		2.29	4.03	0.605		1.47	2180
XED40×80×32×64	818		2.32	3.39	0.709		0.96	2160
80	991	1.65	2.1	3.06	0.799	0.927	0.957	2880
100	1284		1.79	2.62	0.912		0.952	4540
120	1566		1.64	2.4	1.05		0.95	5750

表 F21 GE 型铁心 50Hz 变压器(部标准)

铁心尺寸 $a \times b \times c \times d$	P_1 (W)	B (T)	j (A/mm ²)	μ (%)	I_0 (A)	W_{41} (瓦/伏)	W_{42} (瓦/伏)	G_r (kg)
GE12×15×8×22	0.9	1.45	2	10	0.009	18.94	20.83	0.027
18	1.4		2.1		0.01	15.77	17.35	0.029
21	1.9		2.3		0.012	13.62	14.98	0.03
24	2.4		2.5		0.014	11.85	13.04	0.037
GE14×18×9×25	2.7	1.4	2.1	10	0.012	14.4	15.51	0.035
21	3.2		2.2		0.014	12	13.2	0.036
24	3.8		2.3		0.016	10.5	11.55	0.044
28	5.3		2.4		0.021	8.1	8.91	0.046
GE16×20×10×28	6.3	1.4	2.4	10	0.018	11.1	12.21	0.066
24	7.7		2.5		0.021	9.22	10.14	0.071
28	10.6		2.7		0.025	7.89	8.68	0.08
32	12.5		3.0		0.028	6.9	7.59	0.081
GE19×24×12×33.5	16	1.35	2.9	10	0.041	8.04	8.84	0.12
28	19		3.0		0.049	6.9	7.59	0.13
32	25		3.3		0.056	6.03	6.63	0.134
38	30		3.6		0.066	5.08	5.59	0.135
GE22×28×14×39	34	1.35	3.1	10	0.066	5.94	6.53	0.195
33	43		3.5	10	0.077	5.05	5.56	0.197
38	53		3.7	10	0.089	4.39	4.83	0.218
44	63		3.6	9.4	0.102	3.79	4.15	0.23
GE26×32×17×47	80	1.35	3.5	9.6	0.105	4.41	4.83	0.345
39	91		3.4	8.3	0.128	3.61	3.91	0.382
45	109		3.3	7.6	0.149	3.12	3.37	0.405
52	115		3.0	6.8	0.170	2.71	2.89	0.428
GE30×38×19×53	125	1.35	3.1	6.9	0.135	3.21	3.43	0.484
45	154		2.9	5.9	0.161	2.71	2.87	0.606
52	173		2.7	5.1	0.185	2.35	2.47	0.648
60	192		2.6	4.8	0.213	2.04	2.14	0.715
GE35×44×22×61.5	211	1.35	2.5	4.9	0.212	2.28	2.5	0.906
52	240		2.4	4.3	0.252	2.01	2.1	0.974
60	269		2.3	3.6	0.289	1.75	1.81	1.08
70	327		2.2	3.4	0.338	1.5	1.55	1.12
GE40×50×26×72	336	1.35	2.1	3.45	0.318	1.83	1.89	1.5
60	404		2.1	3.05	0.379	1.53	1.58	1.61
70	442		2	2.75	0.444	1.31	1.35	1.67
80	480		1.9	2.45	0.508	1.15	1.18	1.76

表 F22 HSD 型铁心 50Hz 三相变压器(部标准)

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	P_1 (W)	B (T)	j (A/mm ²)	μ (%)	W_{01} (匝/伏)	W_{02} (匝/伏)	I_{PZ} (cm)	G_s (g, kg)
HSD10×20×12.5×20	2.16	1.5	1.72	10	16.3	18.1	8.37	43
25	3.17							59.8
32	4.78							86.2
40	6.38							113
HSD12.5×25×16×25	12.2	1.6	2.28	10	9.79	10.9	10.5	119
32	17.7							169
40	23.3							220
50	31.2							292
HSD16×32×20×32	41.6	1.65	3.05	10	5.8	6.44	13.2	221
40	59.9							313
50	82.7							428
64	112							577
HSD20×32×25×40	127	1.65	3.41	10	4.64	5.15	14.8	522
50	163		3.41	10		5.15		669
64	211		3.24	9.99		5.15		906
80	263		2.96	9.11		5.1		1230
HSD25×40×32×50	283	1.65	3.83	9.07	2.97	3.26	17.8	789
64	347		3.51	8.33		3.24		1040
80	428		3.21	7.61		3.21		1390
100	522		3.01	7.14		3.2		1790
HSD32×50×40×64	676	1.65	2.84	5.27	1.85	1.96	22.4	1910
80	786		2.69	5.02		1.96		2330
100	973		2.45	4.57		1.95		3150
125	1198		2.27	4.22		1.94		4150
HSD40×64×50×80	1501	1.6	2.19	3.3	1.2	1.24	28.1	4.33
100	1842		1.98	2.98		1.23		5.85
125	2249		1.83	2.76		1.23		7690
160	2822		1.69	2.54		1.23		10400
HSD50×80×64×100	3334	1.6	1.61	1.93	0.765	0.78	35	10.3
125	4022		1.49	1.80		0.779		13.3
160	4975		1.38	1.66		0.778		17.8
200	5981		1.29	1.55		0.777		22.8

表 F23 BSD 型铁心 400Hz 三相变压器(部标准)

铁心尺寸 $a \times b \times c \times h$	P_1 (W)	B (T)	j (A/mm ²)	α (%)	W_{e1}	W_{e2}	L_{PZ} (cm)	G_r (g)
BSD8×12.5×10×16	16.9		8.79	10	4.41	4.9		12
20	29.2	1.43	8.79	10	4.41	4.9	6.04	19
25	49.3		8.79	10	4.41	4.9		31
32	62.8		7.62	9.17	4.43	4.87		46
BSD10×12.5×12.5×20	61.1	1.42	7.59	8.35	3.57	3.88		51
25	75.2	1.41	6.94	7.66	3.58	3.88	6.85	67
32	97.9	1.41	6.11	6.78	3.6	3.82		79
40	124	1.4	5.56	6.19	3.61	3.84		135
BSD12.5×12.5×16×25	110	1.4	5.28	5.61	2.89	3.06		98
32	131	1.4	5.02	5.34	2.89	3.04	8.17	123
40	166	1.39	4.52	4.82	2.9	3.05		171
50	207	1.39	4.13	4.42	2.91	3.05		231
BSD16×16×20×32	216	1.38	4.48	3.61	1.78	1.85		169
40	267	1.37	4.1	3.34	1.8	1.86	10.04	229
50	326	1.35	3.8	3.13	1.82	1.87		302
64	420	1.33	3.44	2.87	1.85	1.9		433
BSD20×20×25×40	410	1.22	4.08	2.85	1.3	1.34		280
50	506	1.2	3.74	2.64	1.31	1.35	11.94	406
64	627	1.19	3.49	2.5	1.33	1.37		543
80	735	1.17	3.4	2.47	1.35	1.39		660
BSD25×25×32×50	715	1	3.3	2.26	1.01	1.03		624
64	901	0.99	2.98	2.07	1.02	1.04	15.09	876
80	1120	0.986	2.73	1.9	1.02	1.05		1189
100	1346	0.965	2.61	1.86	1.05	1.07		1520
BSD32×32×40×64	1403	0.822	2.55	1.63	0.75	0.763		1340
80	1655	0.814	2.45	1.59	0.76	0.773	18.94	1810
100	2036	0.803	2.26	1.48	0.768	0.779		2430
125	2497	0.792	2.11	1.40	0.778	0.79		3230
BSD40×40×50×80	2724	0.717	2.15	1.26	0.552	0.557		3050
100	3317	0.707	1.99	1.19	0.559	0.565	23.65	4060
125	4033	0.699	1.86	1.12	0.566	0.572		5330
160	5435	0.688	1.60	0.981	0.575	0.581		8430
BSD50×50×64×100	5984	0.623	1.63	0.881	0.404	0.408		8170
125	7641	0.618	1.45	0.788	0.408	0.411	29.61	11600
160	8896	0.61	1.43	0.787	0.413	0.416		13900
200	10937	0.601	1.33	0.741	0.419	0.422		18600

表 F24 CD 型铁心滤波扼流圈(电容输入式)(部标准)

$I_0(A)$ $L(H)$	0.04	0.05	0.063	0.08	0.1	0.125	0.16	0.2	0.25
63	3-0.12 13000	4-0.14 14600	5-0.16 17200	6-0.19 14000	7-0.23 16000	8-0.25 12600	9-0.31 16000	10-0.33 12800	11-0.38 14200
40	2-0.13 13200	3-0.14 10400	4-0.16 11600	5-0.18 13600	6-0.21 11200	7-0.25 12800	8-0.28 10000	9-0.33 12800	10-0.38 10000
25	1-0.12 8400	2-0.14 10300	3-0.16 8300	4-0.18 9200	5-0.21 11000	6-0.23 9000	7-0.28 10900	8-0.31 8000	9-0.38 10000
16		1-0.14 6800	2-0.16 8500	3-0.18 6600	4-0.2 7400	5-0.23 8600	6-0.28 7000	7-0.31 8200	8-0.35 6400
10			1-0.15 5400	2-0.19 6600	3-0.2 5200	4-0.23 5800	5-0.25 6800	6-0.31 5500	7-0.35 6400
6.3				1-0.18 4300	2-0.21 5400	3-0.23 4100	4-0.25 4600	5-0.28 5400	6-0.33 4500
4					1-0.2 3400	2-0.23 4000	3-0.25 3280	4-0.28 3700	5-0.33 4300
2.5						1-0.21 2660	2-0.28 3200	3-0.28 2600	4-0.31 2900
1.6							1-0.25 2200	2-0.31 2600	3-0.31 2100
1								1-0.28 1700	2-0.33 2100
0.63									1-0.31 1400

$I_0(A)$ $L(H)$	0.315	0.4	0.5	0.63	0.8	1	1.25	1.6	2
63	12-0.45 12700	13-0.53 10500	14-0.63 12300						
40	11-0.42 11300	12-0.5 10000	13-0.6 8300	14-0.71 9800					
25	10-0.42 8000	11-0.5 9400	12-0.56 8000	13-0.67 6500	14-0.8 7800				
16	9-0.42 8100	10-0.47 6400	11-0.56 7400	12-0.63 6400	13-0.75 5200	14-0.9 6200			

续表 F24

$I_0(A)$ $L(H)$	0.315	0.4	0.5	0.63	0.8	1	1.25	1.6	2
10	8-0.4 5000	9-0.47 6500	10-0.53 5200	11-0.63 6000	12-0.71 5000	13-0.85 4200	14-1 4900		
6.3	7-0.4 5200	8-0.45 4000	9-0.53 5200	10-0.6 4100	11-0.71 4600	12-0.8 4100	13-0.95 3200	14-1.12 3900	
4	6-0.38 3600	7-0.45 4100	8-0.5 3200	9-0.6 4100	10-0.67 3200	11-0.8 3800	12-0.9 3200	13-1.06 2600	14-1.25 3100
2.5	5-0.38 3400	6-0.42 2800	7-0.5 3200	8-0.56 2500	9-0.67 3200	10-0.75 2500	11-0.9 3000	12-1 2500	13-1.18 2100
1.6	4-0.35 2320	5-0.42 2800	6-0.47 2200	7-0.56 2640	8-0.63 2000	9-0.75 2600	10-0.85 2100	11-1 2280	12-1.12 2000
1	3-0.35 1660	4-0.4 1840	5-0.47 2200	6-0.53 1800	7-0.63 2100	8-0.71 1600	9-0.85 2000	10-0.95 1600	11-1.12 1860
0.63	2-0.38 1700	3-0.4 1300	4-0.45 1460	5-0.53 1720	6-0.6 1400	7-0.71 1600	8-0.8 1260	9-0.95 1600	10-1.06 1280
0.4	1-0.35 1100	2-0.42 1320	3-0.45 1040	4-0.5 1160	5-0.6 1360	6-0.67 1120	7-0.8 1280	8-0.9 1000	9-1.06 1280
0.25		1-0.4 840	2-0.47 1030	3-0.5 830	4-0.56 920	5-0.67 1100	6-0.75 900	7-0.9 1000	8-1 800
0.16			1-0.45 680	2-0.53 850	3-0.56 660	4-0.63 740	5-0.75 860	6-0.85 700	7-1 820
0.1				1-0.5 540	2-0.6 660	3-0.63 520	4-0.71 580	5-0.85 680	6-0.95 550
0.063					1-0.56 430	2-0.67 540	3-0.71 410	4-0.8 460	5-0.95 540
0.04						1-0.63 340	2-0.75 400	3-0.85 328	4-0.9 370
0.025							1-0.71 266	2-0.85 320	3-0.9 260
0.016								1-0.8 220	2-0.95 260
0.01									1-0.9 170

续表 F24

$I_0(A)$ $L(H)$	2.5	3.15	4	5	6.3	8	10	12.5	16
2.5	14-1.4 2500								
1.6	13-1.3 1660	14-1.6 2000							
1	12-1.25 1600	13-1.5 1300	14-1.8 1540						
0.63	11-1.25 1420	12-1.4 1270	13-1.7 1050	14-2 1230					
0.4	10-1.18 1000	11-1.4 1130	12-1.6 1000	13-1.9 830	14-2.24 980				
0.25	9-1.18 1000	10-1.3 800	11-1.6 940	12-1.8 800	13-2.12 650	14-2×1.8 780			
0.16	8-1.12 640	9-1.3 810	10-1.5 640	11-1.8 740	12-2 640	13-2.36 520	14-2×2 630		
0.1	7-1.12 640	8-1.25 500	9-1.5 650	10-1.7 520	11-2 600	12-2.24 500	13-2×1.9 420	14-2×2.24 490	
0.063	6-1.06 450	7-1.25 520	8-1.4 400	9-1.7 520	10-1.9 410	11-2.24 460	12-2×1.8 410	13-2×2.12 320	14-2×2.5 390
0.04	5-1.06 430	6-1.18 360	7-1.4 410	8-1.6 320	9-1.9 410	10-2.12 320	11-2.5 380	12-2×2 320	13-2×2.36 260
0.025	4-1 290	5-1.18 340	6-1.3 280	7-1.6 320	8-1.8 250	9-2.12 320	10-2.36 250	11-2×2 300	12-2×2.24 250
0.016	3-1 210	4-1.12 232	5-1.3 280	6-1.5 220	7-1.8 264	8-2 200	9-2.36 260	10-2×1.9 210	11-2×2.24 228
0.01	2-1.06 210	3-1.12 166	4-1.25 184	5-1.5 220	6-1.7 180	7-2 210	8-2.24 160	9-2×1.8 200	10-2×2.24 160
0.0063	1-1 140	2-1.25 170	3-1.3 130	4-1.4 146	5-1.7 172	6-1.9 140	7-2.24 160	8-2.5 126	9-2×2.12 160
0.004		1-1.12 110	2-1.3 132	3-1.4 104	4-1.6 116	5-1.9 136	6-2.12 112	7-2.5 128	8-2×2 100
0.0025			1-1.25 84	2-1.5 104	3-1.7 84	4-1.8 92	5-2.12 110	6-2.36 90	7-2×2 100
0.0016				1-1.4 68	2-1.7 86	3-1.8 66	4-2 74	5-2.5 86	6-2×1.9 70
0.001					1-1.6 54	2-1.8 66	3-2 52	4-2.24 58	5-2×1.9 68

$L(R) \backslash I_0(A)$	20	25	31.5	40					
0.04	14-3×2.36 310								
0.025	13-3×2.12 210	14-2×2.24 490 并							
0.016	12-2×2.5 200	13-2×2.12 320 并	14-2×2.5 390 并						
0.01	11-2×2.5 186	12-2×2 320 并	13-2×2.36 260 并	14-3×2.36 310 并					
0.0063	10-2×2.36 128	11-2×2 300 并	12-2×2.24 250 并	13-3×2.12 210 并					
0.004	9-2×2.36 •128	10-2×1.9 210 并	11-2×2.24 228 并	12-2×2.5 200 并					
0.0025	8-2×2.24 80	9-2×1.8 200 并	10-2×2.24 160 并	11-2×2.5 186 并					
0.0016	7-2×2.24 82	8-2.5 126 并	9-2×2.12 160 并	10-2×2.36 128 并					
0.001	6-2×2.12 56	7-2.5 128 并	8-2×2 100 并	9-2×2.36 128 并					

注: 1. 每个方格中左上角是铁心和气隙代号, 右上角是线径, 下面是匝数; 2. 铁心与气隙代号对应的铁心和气隙如下: CD12.5×16×25, 0.4mm; CD12.5×16×40, 0.65mm; CD12.5×25×30, 0.66mm; CD12.5×25×40, 1mm; CD12.5×25×60, 1.3mm; CD16×32×50, 1.6mm; CD16×32×80, 2.2mm; CD20×40×60, 2.3mm; CD20×40×100, 3mm; CD25×50×80, 3.6mm; CD25×50×120, 4.7mm; CD32×64×130, 5.5mm; CD40×80×100, 5.5mm; CD40×80×160, 8.5mm。

表 F25 CD 型铁心滤波扼流圈(电感输入式)(部标准)

[illegible]

续表 F25

$L(H) \backslash I_0(A)$	0.315	0.4	0.5	0.63	0.8	1	1.25	1.6	2
63	12-0.47 11000	13-0.53 13400	14-0.63 11100						
40	11-0.42 10300	12-0.53 8600	13-0.6 10800	14-0.71 8800					
25	10-0.4 7100	11-0.47 8000	12-0.56 6800	13-0.67 8400	14-0.8 7000				
16	9-0.4 7200	10-0.45 5600	11-0.53 6400	12-0.63 5500	13-0.75 6720	14-0.9 5600			
10	8-0.38 4600	9-0.45 5600	10-0.5 4500	11-0.6 5200	12-0.71 4300	13-0.85 5340	14-1 4400		
6.3	7-0.38 4500	8-0.42 3600	9-0.5 4600	10-0.56 3560	11-0.67 4000	12-0.8 3400	13-0.95 4220	14-1.12 3500	
4	6-0.35 2900	7-0.42 3600	8-0.47 2880	9-0.56 3600	10-0.63 2840	11-0.75 3200	12-0.9 2700	13-1.06 3400	14-1.25 2800
2.5	5-0.35 3000	6-0.4 2300	7-0.47 2900	8-0.53 2280	9-0.63 2880	10-0.71 2240	11-0.85 2600	12-1 2140	13-1.18 2660
1.6	4-0.33 1900	5-0.4 2400	6-0.45 1820	7-0.53 2300	8-0.6 1820	9-0.71 2240	10-0.8 1800	11-0.95 2000	12-1.12 1720
1	3-0.35 1900	4-0.38 1500	5-0.45 1900	6-0.5 1440	7-0.6 1840	8-0.67 1440	9-0.8 1800	10-0.9 1400	11-1.06 1600
0.63	2-0.33 1200	3-0.38 1480	4-0.42 1160	5-0.5 1460	6-0.56 1140	7-0.67 1420	8-0.75 1120	9-0.9 1400	10-1 1120
0.4	1-0.33 1160	2-0.35 940	3-0.42 1180	4-0.45 940	5-0.56 1160	6-0.63 920	7-0.75 1120	8-0.85 882	9-1 1120
0.25		1-0.38 920	2-0.4 740	3-0.47 940	4-0.53 740	5-0.63 940	6-0.71 720	7-0.85 880	8-0.95 720
0.16			1-0.42 740	2-0.45 600	3-0.53 760	4-0.6 600	5-0.71 740	6-0.8 580	7-0.95 720
0.1				1-0.5 580	2-0.5 480	3-0.6 600	4-0.67 480	5-0.8 600	6-0.9 460
0.063					1-0.56 460	2-0.56 380	3-0.71 460	4-0.75 380	5-0.9 480
0.04						1-0.6 360	2-0.63 300	3-0.75 380	4-0.85 300
0.025							1-0.67 296	2-0.71 240	3-0.85 300
0.016								1-0.75 230	2-0.8 190
0.01									1-0.85 184

续表 F25

$I_d(A)$ $L(H)$	2.5	3.15	4	5	6.3	8	10	12.5	16
2.5	14-1.4 2210								
1.6	13-1.3 2140	14-1.6 1770							
1	12-1.25 1360	13-1.5 1680	14-1.8 1400						
0.63	11-1.18 1240	12-1.4 1100	13-1.7 1340	14-2 1100					
0.4	10-1.12 990	11-1.4 1000	12-1.6 860	13-1.9 1060	14-2.24 880				
0.25	9-1.12 900	10-1.25 710	11-1.5 800	12-1.9 680	13-2.12 840	14-2.5 700			
0.16	8-1.06 580	9-1.25 720	10-1.4 560	11-1.7 640	12-2.12 550	13-2.36 672	14-2×2 560		
0.1	7-1.06 570	8-1.18 460	9-1.4 560	10-1.6 450	11-1.9 520	12-2.24 430	13-2×1.9 534	14-2×2.24 440	
0.063	6-1 360	7-1.18 450	8-1.3 360	9-1.6 460	10-1.8 356	11-2.12 400	12-2.5 340	13-2×2.12 422	14-2×2.5 350
0.04	5-1 380	6-1.12 290	7-1.4 360	8-1.5 288	9-1.8 360	10-2 284	11-2×1.7 320	12-2×2 270	13-2×2.36 340
0.025	4-1 240	5-1.12 300	6-1.25 230	7-1.5 290	8-1.7 228	9-2 288	10-2.24 224	11-2×1.9 260	12-2×2.24 214
0.016	3-0.95 240	4-1.06 190	5-1.25 240	6-1.4 182	7-1.7 230	8-1.9 182	9-2.36 224	10-2×1.8 180	11-2×2.12 200
0.01	2-0.9 150	3-1.12 190	4-1.18 150	5-1.4 190	6-1.6 144	7-1.9 184	8-2.12 144	9-2.5 130	10-2×2 140
0.0063	1-0.95 146	2-1 120	3-1.25 148	4-1.3 116	5-1.5 146	6-1.7 114	7-2.12 142	8-2.36 112	9-2×2.12 140
0.004		1-1.12 116	2-1.12 94	3-1.4 118	4-1.5 94	5-1.7 116	6-1.9 92	7-2.36 112	8-2×1.9 90
0.0025			1-1.25 92	2-1.25 74	3-1.5 94	4-1.7 74	5-1.9 94	6-2.12 72	7-2×1.9 88
0.0016				1-1.4 74	2-1.4 60	3-1.7 76	4-1.9 60	5-2.12 74	6-2×1.7 58
0.001					1-1.5 58	2-1.6 48	3-1.9 60	4-2.12 48	5-2×1.7 60

续表 F25

$I_0(A)$ $L(H)$	20	25	31.5	40				
0.04	14-3×2.24 280							
0.025	13-3×2.12 266	14-2×2.24 440 并						
0.016	12-2×2.5 172	13-2×2.12 422 并	14-2×2.5 350 并					
0.01	11-2×2.36 160	12-2×2 270 并	13-2×2.36 340 并	14-3×2.24 280 并				
0.0063	10-2×2.24 112	11-2×1.9 260 并	12-2×2.24 214 并	13-3×2.12 266				
0.004	9-2×2.24 112	10-2×1.8 180 并	11-2×2.12 200 并	12-2×2.5 172 并				
0.0025	8-2×2.12 72	9-2.5 180 并	10-2×2 140 并	11-2×2.36 160 并				
0.0016	7-2×2.1 72	8-2.36 112 并	9-2×2.12 140 并	10-2×2.24 112 并				
0.001	6-2×2 46	7-2.36 112 并	8-2×1.9 90 并	9-2×2.24 112 并				

注: 1. 每个方格中左上角是铁心和气隙代号, 右上角是线径, 下面是匝数; 2. 铁心和气隙代号对应的铁心与气隙如下: CD10×12.5×32, 0.4mm; CD12.5×16×25, 0.48mm; CD12.5×16×40, 0.72mm; CD12.5×25×30, 0.77mm; CD12.5×25×50, 1mm; CD16×32×40, 1.1mm; CD16×32×65, 1.4mm; CD20×40×50, 1.92mm; CD20×40×80, 3mm; CD25×50×65, 3.1mm; CD25×50×100, 4.4mm; CD32×64×100, 4.6mm; CD32×64×160, 7.5mm; CD40×80×160, 7.8mm。

表 F26 漆包线 QZ-2 的某些参数

直径 (mm)	每平方厘米 匝数 n_{BS}	直径 (mm)	每平方厘米 匝数 n_{BS}	直径 (mm)	每平方厘米 匝数 n_{BS}	直径 (mm)	每平方厘米 匝数 n_{BS}
0.08	7000	0.23	1070	0.6	190	1.3	45
0.09	5000	0.25	1010	0.63	166	1.4	35
0.1	4500	0.28	731	0.67	153	1.5	33
0.11	3940	0.31	646	0.71	129	1.6	28
0.12	3470	0.33	605	0.75	125	1.7	24
0.13	2990	0.35	458	0.8	107	1.8	22
0.14	2510	0.38	410	0.85	93	1.9	20
0.15	2220	0.4	368	0.9	86	2	17
0.16	1950	0.42	340	0.95	80	2.12	14
0.17	1770	0.45	300	1	71	2.24	13
0.18	1650	0.47	290	1.06	65	2.36	11
0.19	1500	0.5	264	1.12	63	2.5	8
0.20	1385	0.53	245	1.18	48		
0.21	1320	0.56	213	1.25	46		

主要符号说明

第一章

A 计算温升时使用的中间系数
 A_1 中间变量
 A_2 $\nu = \nu_0$ 时的 A 值
 A_C 和铁心尺寸有关的等值参数
 A_D 典型条件下的 A_C 值
 A_{CD} 针对每个铁心规格算出的等值参数
 a 铁心柱宽
 B 磁感应强度
 B_0 空载磁感应强度
 B_1 基波磁感应强度
 B_i 某个磁感应强度
 B_r 剩余磁感应强度
 B_s 饱和磁感应强度
 B_s 极限工作磁感应强度(见表 1.23)
 $B_{2,00}$ 磁场强度为 2500A/m 时的磁感应强度
 ΔB 磁感应强度的变化量
 $\Delta B_{2,00}$ 顺轧制方向与横轧制方向 $B_{2,00}$ 之差
 b 铁心柱叠厚(或带宽)
 c 铁心窗口宽度
 C_D 等值分布电容(C'_D 为 C_D 的折算值)
 c_i 绕完 i 绕组之后的线圈厚度
 C_{i0} 中间变量
 C_P 反映电磁功率和尺寸功率间关系的系数
 C_{PD} 典型条件下的 C_P
 C_0 环形变压器内孔;分布电容
 C_{01} 中间变量
 C_{1r} 绕组第一层和铁心间的分布电容
 C_R 绕组之间的分布电容
 C_s 层间分布电容
 c_s 绕组所占铁心窗口的宽度(或线圈厚度)
 c_{sw} 环形变压器铁心外部的线圈厚度
 c_{siw} 环形变压器 i 绕组铁心外部的线圈厚度
 c_{sip} 环形变压器铁心内外线圈厚度的平均值
 c_{si} i 绕组厚度
 C_Δ 窗口填充程度
 D 温差系数
 D_1 大气压
 d 无绝缘线经
 d_{si} i 绕组带绝缘线经

E 电场强度;抗电强度
 E_0 直流电场强度
 E_1 初级电势
 E_y 允许电场强度
 E_m 电场强度的最大值
 E_{JC} 最高工作电压下绝缘系统的最低电场强度
 E_{JD} 最高工作温度下,电压长期作用时,绝缘系统的抗电强度
 E_{av} 电场强度的平均值
 e 电势
 f 电源频率
 G 变压器的重量
 G_K 所用导线每千米重量
 G_s 变压器导线总重
 G_{si} i 绕组所用导线重量
 G_T 变压器铁心重量
 $g_s = G_s/P_s$ 绕组导线的比重量
 $g = G/P_1$ 变压器的比重量
 H 磁场强度
 HB 环形变压器
 H_C 矫顽磁力
 H_i 某个磁场强度
 $H_{1.7}$ 磁感应强度为 1.7T 时的磁场强度
 $H_{1.5}$ 磁感应强度为 1.5T 时的磁场强度
 H_1 磁感应强度为 1T 时的磁场强度
 H_Q 磁场强度的无功分量
 h 铁心窗口高
 h_i 绕组间绝缘宽度
 h_s 绕线高度
 I 折算的次级电流
 I_s 磁化电流
 I_1 初级电流
 I_{1i} 第 i 个次级绕组的电流
 I_d 直流电流的平均值
 I_P 自耦变压器负载的有功电流
 I_q 自耦变压器负载的无功电流
 I_{SP} 变压器式绕组中电流的有功分量
 I_{Sq} 变压器式绕组中电流的无功分量
 I_{sP} 磁化电流有功分量
 I_{sq} 磁化电流无功分量
 I_{os} 自耦变压器绕组非共用部分的电流

I_{Lr} 自耦变压器绕组共用部分的电流
 I_{Hr} 合闸电流
 I_{xx} 空载电流
 i 相对磁化电流
 i_1 初级电流的相对值
 i_d 平均负载电流与绕组电流之比
 i_{op} 相对磁化电流的有功分量
 i_{oa} 相对磁化电流的无功分量
 J 变压器的价格
 J_T 变压器铁心的价格
 J_s 变压器线圈的价格
 j_B 变压器的比价格
 j 绕组电流密度
 j_i 内绕组的电流密度
 j_o 外绕组的电流密度
 j_{1D} 典型条件下的 j_1
 j_r 绕组引出头的电流密度
 KB 壳式变压器
 K_1 中间常数
 K_2 和环境温度有关的系数(见表 1.14)
 K_A 和大气压有关的系数(见表 1.15)
 K_s 储备系数
 K_d 中间常数
 K_E 电场的不均匀性系数
 k_1 和整流线路有关的系数
 k_{AD} 把直流电位折算成工作电压的系数
 k_B 变比
 k_3 自耦变压器的变比(变压比)
 k_T 铁心填充系数(见表 1.16)
 k_{CK} 窗口填充系数
 k_{CKD} 典型条件下的 k_{CK}
 k_P 铁心损耗增大的倍数(见表 1.19)
 k_{FP} 铁心的附加损耗系数
 k_{TFP} 非正弦波时铁心的附加损耗系数
 k_m 铁心材料对磁化电流影响的系数
 k_r 工作温度下电阻增大的系数
 k_{sF} 集肤效应系数
 k_s 和结构形式有关的系数
 k_{DR} 叠绕系数
 k_{PR} 排绕系数
 k_r 绕组电阻增大的系数
 k_{ri} i 绕组电阻增大的系数
 k_{rP} 高频下绕组损耗增大的系数
 k_{rw} 涡流引起的绕组损耗增大的系数
 k_{Pw} 平均匝长系数
 k_{IL} 电离损耗系数
 k 反映最低起晕电压、绝缘厚度、介电系数间关

系的系数

k_{SH} 损耗系数
 k_{Hx} 确定合闸电流的系数
 L_s 折算到初级的变压器总漏感
 L_{Si} i 绕组的漏感
 L_{Si} i 绕组漏感的折算值
 l_1, l_2, l_r, l_3, l_4 绝缘距离
 l_{x1} 初级绕组两端绝缘距离
 l_{x2} 次级绕组两端绝缘距离
 l_T 平均磁路长度
 l_{P_1} 平均匝长
 $l_{P_{x1}}$ 初级绕组平均匝长
 $l_{P_{x2}}$ 次级绕组平均匝长
 $l_{P_{xi}}$ i 绕组平均匝长
 m 绕组层数
 m_1 反映机柜底板对变压器温升影响程度的系数
 m_s 绕组交替的段数
 m_{CK} 每个窗口中绕组的相数
 m_{Si} i 绕组的段数
 m_{xT} 每相有绕组的铁心柱个数
 N 次级绕组的个数
 n 绝缘纸的层数
 n_Δ 窗口中线圈的个数
 n_{xi} i 绕组的层数
 n_{xri} i 绕组层间绝缘的总层数
 n_{xwi} 环形变压器铁心外部绕组的层数
 P 变压器的电磁功率
 P_1 变压器的输出功率
 P_B 既可以按 i_1 , 又可以按 τ 选取 B 值的功率范围
 P_C 变压器的尺寸功率
 P_D 铁心的尺寸功率
 P_i 既可以按 μ , 又可以按 τ 选取 i 的功率范围
 P_T 铁心损耗
 P_s 线圈损耗
 P_j 介质损耗
 P_{sT} 有均衡电流通过时的绕组损耗
 P_{s0} 无均衡电流通过时的绕组损耗
 P_w 导线中的涡流损耗
 P_{jD} 绝缘结构中的电导损耗
 P_{jC} 绝缘结构中的电容损耗
 P_{jL} 绝缘结构中的电离损耗
 P_{jC1} 绕组第一层和铁心间的电容损耗
 P_{jC2} 绕组内的电容损耗
 P_{jC3} 绕组之间的电容损耗
 P_{sP} 有功电流引起的绕组损耗
 p_i 某个比损耗

p_T 铁心的比损耗	U_{1D} 概率电压
$p_{0.3}, p_{0.5}, p_{1.0}, p_{1.5}, p_{1.7}$ 磁感应强度分别为 0.3T, 0.5T, 1T, 1.5T, 1.7T 时的铁心材料比损耗	U_m 电压的幅值
p_{DP} 电源电压为非正弦波时, 其基波的比损耗	U_e 电极间所加的电压
Q 空度	U_i 介质内的最高电位差
QZB 工作在强迫磁化状态的变压器	U_{DL} 最低起晕电压
q_i 变压器的通用比经济指标	U_d 直流电压
q_P 允许损耗增大的倍数	ΔU 初次级绕组电压降之总和
R 电阻	U_R 绕组之间电压
R_{ji} 绝缘结构中所研究段的电阻	u 相对电压降
r 弯角半径	u_2 次级绕组电压降
r_i 绕组的交流电阻	V 变压器的外形体积
r_{oi} i 绕组的直流电阻	V_s 绝缘介质的体积
r_K 导线每千米的直流电阻	V_T 铁心体积
r_1 初级绕组电阻	V_s 线圈体积
r_2 次级绕组电阻	V_{s2} 次级绕组的体积
SB 三相变压器	V_{s0} 绕组纯导线的体积
S_1 初级绕组所占窗口的截面积	V_{oi} i 绕组导线的体积
S_2 次级绕组所占窗口的截面积	V_{ji} 产生电离的绝缘体的体积
S_{o1} 初级导线所占窗口的截面积	v_B 变压器的比体积
S_{o2} 次级导线所占窗口的截面积	w 风速
S_T 铁心的截面积	W_0 每伏匝数
S_{CK} 铁心窗口的几何截面积	W_{o1} 初级绕组每伏匝数
S_{Di} i 绕组导线的截面积	W_1 初级绕组匝数
S_{Tm} 铁心散热面积	W_{o2} 次级绕组每伏匝数
S_{sm} 线圈散热面积	W_2 次级绕组匝数
T 等值热时间常数	W_{i1} 第 i 个次级绕组匝数
t_g 工作时间	W_i 第 i 绕组的匝数
t_x 休息时间	W_{s1} 次级绕组每层匝数
t_{ez} 一个循环总的时间	W_{vi} 第 i 绕组一层的匝数
$\operatorname{tg} \delta$ 介质损耗角正切	XB 心式变压器
$\operatorname{tg} \delta_1$ 绕组第一层和铁心间绝缘材料的介质损耗角正切	1XB 单线圈心式变压器
$\operatorname{tg} \delta_s$ 绕组层间绝缘材料的介质损耗角正切	x 铁心窗口宽与铁心柱宽之比
$\operatorname{tg} \delta_R$ 绕组间绝缘材料的介质损耗角正切	x_i i 绕组的漏感抗
U_1 初级电压	x_{ci} i 绕组的容抗
U_2 次级电压	x_s 线圈厚与铁心柱宽之比
U'_2 折算的次级电压	y 铁心叠厚与铁心柱宽之比
U_y 所用导线的允许工作电压	z 窗口高与铁心柱宽之比
U_{SD} 试验电压	ZZB 工作在自然磁化状态的变压器
U_i i 绕组的电压	α 铁心损耗的频率指数
U_g 绕组工作电压	α_0 散热系数
U_{sm} 等值工作电压幅值	α_{0D} 典型条件下的 α_0
U_0 绕组所处的直流电位	α_T 调制角
U_{2m} 次级电压幅值	α_p 电阻温度系数
U'_{SD} 试验电压	β 铁心和线圈散热面积之比; 铁心损耗的磁感应强度指数
U_{FD} 飞弧电压	γ_P 屏蔽系数
	γ_s 导线材料的密度

γ_T 铁心材料的密度
 δ 绝缘距离
 δ_1, δ_2 距离
 δ_0 工艺间隙
 δ_D 底部绝缘厚度
 δ_K 两端空位
 δ_{10} 绕组交替各段的高度
 δ_{10} 绕组交替各段的高度
 δ_R 绕组间绝缘厚度
 δ_w 绕组外绝缘厚度
 δ_T 铁心的单边气隙
 δ_D 线圈底部绝缘厚度
 δ_{Ri} i 绕组与前一个绕组间的绝缘厚度
 δ_{zi} i 绕组层间绝缘厚度
 δ_i 绝缘距离
 δ_P 屏蔽层厚度
 δ_{RT} 铁心和线圈间的间隙
 δ_{xy} 绝缘厚度
 θ 绕组电流密度之比
 θ_0 θ 的最佳值
 θ_1 第一层介质的介电系数
 θ_2 第二层介质的介电系数
 θ_D θ 的典型值
 θ_K 绝缘系统中最小的介电系数
 θ_r 相对介电系数
 η 效率
 θ 指数
 λ 导热系数
 μ 相对磁导率
 μ_e 有效相对磁导率
 μ_{CD} 初始相对磁导率
 ρ 电阻率
 ρ_{20} 20℃时导线材料的电阻率
 ρ_v 比体积电阻率
 τ 平均体积温升
 τ_H 平均体积温度
 τ_s 工作温度
 τ_m 最热点温升
 τ_{Dm} 最热点温度
 τ_{H1} 环境温度
 ϕ_1, ϕ_2 电位
 $\phi_1, \phi_2, \phi_{CK}, \phi_{Tm}, \phi_{zm}, \phi_x, \phi_r, \phi_D, \phi_s, \phi_{Tz1}$ 相应几
 何函数
 ϕ 铁心型式对磁化电流影响的系数
 ϕ_f 频率对磁化电流影响的系数
 ϕ_s 铁心类别对磁化电流影响的系数
 ω 角频率

$\cos \phi$ 功率因数

第二章

A 绕组各段的平均绕线厚度
 A_1 初级绕组各段的绕线厚度
 A_2 次级绕组各段的绕线厚度
 A_T 和铁心材料有关的常数
 a 铁心柱宽; 距离
 a_1 绕组之间的距离
 a_2 铁心和导线正中心间的距离
 a_3 层间距离
 a_4 中间常数
 $2a$ 相邻层导线间的距离
 B 磁感应强度幅值
 B_T 铁心宽
 B_n 某个磁感应强度
 B_s 极限工作磁感应强度
 B_r 饱和磁感应强度
 B_y 允许磁感应强度
 b 绕组到铁心的距离
 b_0 箔宽
 b_1 初级绕组断面宽
 b_2 次级绕组断面宽
 C 负载电容
 C_0 分布电容
 C_1 隔直电容
 C_1 绕组第一层和铁心间的分布电容
 C_2 匝间分布电容
 C_2 绕组层间分布电容
 C_2' 初级绕组层间电容
 C_2'' 次级绕组层间电容
 C_3 绕组之间分布电容
 C_4 各段间分布电容
 C_{21} 初级绕组层间分布电容
 C_{22} 次级绕组层间分布电容
 C_{1P} 加静电屏蔽后绕组间的分布电容
 C_0 没有静电屏蔽时的分布电容
 C_D 等值电容
 C_s 校正电容
 C_{xy} 引线电容
 ΔC 电容的差
 d 线径; 距离
 d_s 带绝缘线径
 d_s 每股线的线径
 d_0 初次级绕组间纵向距离
 d_1 屏蔽罩内径
 d_2 中间变量

D 屏蔽罩外径;温差子数 (§2.8)
 D_s 线圈外径
 D_w 变压器外径
 E 噪声电势
 E_F 铁心材料的弹性模数
 f_0 谐振频率
 f_D 最低工作频率
 f_G 最高工作频率
 f_A 典型频率
 f_k 固有振动频率
 Δf 通频带宽度
 g_P 屏蔽罩材料的电导率
 $g_{12}, g_{13}, g_{14}, g_{23}, g_{24}, g_{34}$ 和绕组结构有关的几何参数
 $2g$ 次级各段所占平均磁路长度
 H_T 变压器铁心高
 h 线圈高
 h_0 绕组相邻端之间的距离
 h_1 初级绕组断面的高
 h_2 次级绕组断面的高
 h_P 漏磁方向各段的平均尺寸
 h_{12}, h_{22} 漏磁方向每个绕组各段的尺寸
 h_r, h_b 中间变量
 I 折算到初级绕组一半的电流
 I_0 直流电流
 I_{0q} 无功电流
 I_{0qm} 无功电流幅值
 j 虚数单位
 k_i 和变压器结构有关的系数
 K 传输系数
 K_A 增益利用系数
 K_0 传输系数的理论值
 k_B 变比
 k_f 非线性畸变系数
 k_n n 次谐波电流的谐波系数
 k_{ST} 考虑铁心对漏感影响的系数
 k 绕组段数
 k_{CK} 窗口填充系数
 k_T 铁心填充系数
 k_s 谐波系数
 k_{PB} 屏蔽系数
 k_i 电流增大的系数
 k_0 气隙增大的系数
 k_{P2} 气隙引起的铁心损耗增大的系数
 k_y 允许损耗下降的系数
 k_P 铁心损耗增大的系数
 k_u 电压降系数

k_g 最佳气隙系数
 k_{sF} 集肤效应系数
 k_{L2} 临近效应系数
 k_{RF} 线圈效应系数
 k_s 线圈几何比及导线类别对电阻影响的系数
 k_{L2} 导线结构型式对电阻影响的系数
 L_1 初级电感
 L_S 漏感
 L_F 负载电感
 L_i 信号源电感
 L_{SH} 信号源电感与漏感之和
 L_{SP} 立体匝变压器的漏感
 L_{S1} 初级漏感
 L_{S2} 次级漏感
 L_{2n} 立体匝变压器每个绕组漏感
 l_T, l_{T1}, l_{T2} 铁心的平均磁路长度
 l_{P0} 平均匝长
 i_{P20} 相邻绕组间绝缘间隙的平均匝长
 i_{P1} 初级绕组最外层的平均匝长
 i_{P2} 次级绕组最外层的平均匝长
 M 频率畸变系数的模数
 M_0 中间常数
 M_D 低频频率畸变系数的模数
 M_G 高频频率畸变系数的模数
 M_ω 角频率为 ω 时的频率畸变系数
 M_i 中间常数
 m 单元个数
 m_0 绕组层数
 m_1 初级绕组层数
 m_2 次级绕组层数
 m_B 宝塔式绕组的层数
 m_μ 和铁心材料有关的常数
 N 分布电容 C_k 的个数
 N_1 初级绕组个数
 n 第一层的匝数 每层匝数
 n_1 初级每层匝数
 n_2 次级每层匝数
 n_g 股数
 n_v 层数
 n_P 相邻绕组各层的平均匝数
 n_μ 和铁心材料有关的常数
 P_i 输入功率
 P_F 负载功率
 P_s 绕组损耗
 P_D 典型条件下铁心所能承受的功率
 P_y 允许损耗
 P_u 对应于 B_u 的铁心损耗

P_j 介质损耗
 p 指数;比损耗
 p_1 比损耗
 p_2 允许比损耗
 Q_T 铁心品质因数
 Q 空度
 q 指数
 q_p 允许损耗增大的倍数
 R 绕组电阻之和
 R_i 信号源内阻
 R_F 负载电阻
 R_{DF} 等值电阻
 R_1 初级回路电阻
 R_2 次级回路电阻
 R_0 板极负载电阻
 $R_{i,r}, r_{i,r}$ 输入电阻
 $R_{o,r}, r_{o,r}$ 输出电阻
 R_s 校正电阻
 R_{PF} 放大器的板极负载电阻
 R_{c1} 末级的输入电阻
 R_c 集电极最佳负载电阻
 R_B 分流电阻
 R'_B R_B 的折算值
 $R_{i,r,B}$ 有分流电阻时变压器的输入电阻
 $R_{i,r,W}$ 无分流电阻时变压器的输入电阻
 R_F 屏蔽罩的等值半径
 r 绕组电阻
 r_0 绕组直流电阻
 r_1 初级绕组电阻
 r_2 次级绕组电阻
 r_D 导线半径
 r_{1P} 初级绕组最外层的等值半径
 r_{2P} 次级绕组最外层的等值半径
 $r_{i,m}$ 末前级的输出电阻
 r_T 铁心和介质损耗的等值电阻
 S 初次级绕组段数之总和
 S_P 饼式绕组的饼数
 S_{B1}, S_{B2} 绕组和屏蔽罩间空气隙的面积
 S_s 绕组截面积
 S_{CK} 铁心窗口截面积
 $\text{tg}\varphi$ 相位畸变系数
 $\text{tg}\varphi_G$ 高频相位畸变系数
 $\text{tg}\varphi_D$ 低频相位畸变系数
 U_i 信号源电势
 U_{12} 中频时的负载电压
 $U_{2\omega}$ 频率为 ω 时的负载电压
 V 线圈体积

W 整个绕组的匝数
 W_1 初级绕组的匝数
 W_2 次级绕组的匝数
 W_i 绕组一部分的匝数
 W_s 每层匝数
 W_{FK} 反馈绕组匝数
 x_i 信号源内感抗
 y 绕组正中心间的距离
 z_F 负载阻抗
 α 负荷系数;中间变量
 α_0 散热系数
 β 指数;中间变量;铁心与线圈散热面积之比;
 τ 中间变量
 γ_T 铁心材料的密度
 δ 铁心和箔正中心间距离;中间变量
 δ_1 相邻层铜箔间距离
 δ_s 匝间距离
 δ_D 低频衰减
 δ_p 屏蔽罩厚度
 δ_T 铁心中气隙长度
 ϵ 相对介电系数
 η 效率
 θ 指数
 μ 屏蔽罩材料的磁导率
 μ_0 真空中的磁导率
 μ_e 有效磁导率
 μ_{0D} 初始磁导率
 ρ_{cu} 铜的电阻率
 σ 漏磁系数
 τ_1 初级绕组时间常数
 τ_A 铁心的时间常数
 τ_D 典型条件下的温升
 φ 信号源电势与负载电压间相位角
 φ_1 无绝缘的多股线总的外径
 $\varphi_k(m \cdot n)$ 层数 m 和每层匝数 n 的函数
 ω_{01}, ω_{02} 回路谐振频率
 ω_D 最低工作角频率
 ω_G 最高工作角频率

第三章

A 和铁心材料有关的常数
 A_F 和频率有关的常数
 a 铁心柱宽
 a_1 a 的最佳值
 B 磁感应强度
 B_r 剩余磁感应强度
 B_1 基波磁感应强度

B_s 饱和磁感应强度	k_{i0} 中间变量
B_m 磁感应强度幅值	k_q 有中心抽头绕组的负荷系数
B_j 最佳磁感应强度	k_{iB} 变比
B_Y 允许磁感应强度	k_{BP} 附加损耗系数
B_{Fm} 方波磁感应强度幅值	k_r 反映每瓦损耗引起的温升的系数
B_{in} 正弦波磁感应强度幅值	k_{ZF} 集肤效应系数
ΔB 磁感应强度增量	k_{LT} 利用系数
b 铁心叠厚	k_{CK} 窗口填充系数
C 分布电容	k_T 铁心填充系数
C_x 线圈厚	k_a 绝缘材料与导电材料重量之比
C_{x1} 初级绕组厚	k_{PR} 排绕系数
C_{x2} 次级绕组厚	k_c 不同温度下电阻率变化的倍数
C_{min} 隔直电容	k_M 和绕组线路及变压器功率有关的系数
D 铁心外径	k_{BX} 波形系数
D_W 变压器外径	k_r 电阻增大的系数
D_x 绕组等值外径	k_s 和线圈尺寸有关的系数
d 铁心内径	k_i 无气隙铁心的谐波系数
d_1 初级线径	L 电感
d_2 次级线径	L_B 变压器宽
d_N 线圈内径	L_S 漏感
d_{BN} 变压器内径	l_T 平均磁路长度
d_z 一股线的线径	l_0 中间变量
E_1 初级电势	l_1 初级绕组导线长
E_2 次级电势	l_2 次级绕组导线长
E_{CD} 磁带的输出电压	l_{PZ} 平均匝长
F 频带的相对值	M_1, M_2, M_3 中间变量
f 电源频率	m_1 次级绕组的个数
f_1 某个频率	N 铁心常数
f_j 最佳频率	N 初级绕组层数
G_T 铁心重	N_1 次级绕组层数
G_x 绕组导线重量	n_1 初级半个绕组数
G_a 绝缘材料重量	n_2 次级半个绕组数
H 磁场强度	n_{1i} 第 i 个次级绕组的半个绕组数
H_B 变压器高	n_g 导线股数
H_1 磁化曲线膝部某点的磁场强度	P_T 铁心损耗
h_x 线圈高	P_D 典型条件下铁心所承受的功率
I_0 空载电流	P_{1i} 第 i 个次级绕组的功率
I_1 初级电流	P_{Bm} 变压器的最大标称功率
I_2 次级电流	P_{f1}, P_{f2} 对应于频率 f_1 和 f_2 的功率
I_P 分布电容的平均充电电流	P_{τ_1}, P_{τ_2} 对应于温升 τ_1 和 τ_2 的功率
i_{Km} 集电极脉冲电流幅值	P_{2C} 次级尺寸功率
i_{2i} 第 i 个次级绕组的电流	p_1 铁心的比损耗
i 绕组电流密度	$p_{B/f}$ 频率为 f 磁感应强度为 B 时的比损耗
j_j 最佳电流密度	p 指数
j_x 新的电流密度	p_{dB} 磁感应强度变化时比损耗的变化
K_{OL} 扼流圈的结构常数	p_{of} 频率变化时比损耗的变化
K_{oLT} 铁心的结构常数	$p_{1,400}$ 400Hz 时铁心的比损耗

P_G 变压器的尺寸功率
 Q 品质因数
 q 指数
 q_s 时间比
 q_0 中间变量
 R_p 平均半径
 r_1 初级绕组电阻
 r_2 次级绕组电阻
 r_T 铁心的损耗电阻
 S_T 铁心截面积
 S_{CK} 窗口截面积
 S_{CD} 磁带总的截面积
 S_m 变压器的等值散热面积
 S_s 绕组截面积
 S_{D1}, S_{D2} 分别为初次级绕组导线的截面积
 T 时间常数
 t_s 一个循环的工作时间
 t_x 一个循环的间歇时间
 U 电源电压
 U_1 电源电压
 U_2 次级电压
 U_p 允许脉动电压
 u 相对电压降
 u_1 初级相对电压降
 u_j 最佳相对电压降
 u_s 无功电压降
 u_p 有功电压降
 u_D 典型条件下的相对电压降
 u_{P1}, u_{P2} 对应于频率 f_1 和 f_2 的相对电压降
 V_s 线圈体积
 W 能量
 W_s 对应于 B_s 的绕组匝数
 W_w 外绕组匝数
 W_Q 去磁绕组匝数
 W_1, W'_1 初级绕组匝数
 W_{CD} 磁带绕组匝数
 x 铁心尺寸比
 x_j x 的最佳值
 y 铁心的尺寸比
 α 铁心损耗的频率指数
 α_p 电阻温度系数
 β 铁心损耗的磁感应强度的指数
 γ_s 导线材料密度
 γ_i 绝缘材料密度
 δ_R 绕组间绝缘厚度
 δ_w 铁心外绕组厚度
 δ_N 铁心内绕组厚度

δ_s 铁心骨架壁厚
 δ_{1s} 初级绕组层间绝缘厚度
 δ_{2s} 次级绕组层间绝缘厚度
 δ_{CH} 铁心外绝缘厚度
 δ_{CB} 中间变量
 δ_Z 绕组外绝缘厚度
 η 效率
 η_1 对应于 f_1 的效率
 η_2 对应于 f_2 的效率
 η_{Tm} 具有最大标称功率的变压器的效率
 λ_1, λ_2 常数
 μ 无气隙铁心的磁导率
 μ_s 有效相对磁导率
 μ_c 磁带的相对磁导率
 ρ_1, ρ_2 对应于温度 τ_1, τ_2 的电阻率
 τ 温升
 τ_1 初级绕组时间常数
 τ_{Hj} 环境温度
 $\Delta\tau$ 温升的相对值
 ϕ 所有导线外径之总和
 $\varphi_s, \varphi_B, \varphi_i, \varphi_T, \varphi_s$ 几何函数
 ν_1, ν_2 对应于频率 f_1 和 f_2 的损耗比

第四章

σ_C 电容的损耗系数
 σ_L 电感的损耗系数
 C 电容
 E 次级绕组一部分的电势
 E_s 六相系统的合成电势
 I 电流
 I_1 初级电流
 I_s 扼流圈电流
 I_F 负载电流
 I_A, I_B, I_C 相应的线电流
 I_{AB}, I_{BC}, I_{CA} 相应的相电流
 K 初级线电压与次级相电压之比
 K_1 初次级相电压之比
 k 单相电源电压和加在移相器电路上电压之比
 k_i 扼流圈电流的变化倍数
 L 电感
 P 三相负载总功率
 P_D 单相负载功率
 P_{12} 三相变两相的变压器功率
 P_3 普通三相变压器的功率
 P_s 扼流圈损耗功率
 P_s 自耦变压器的尺寸功率
 P_{min} P 的最小值

P_{Cq} 电容的无功功率
 P_{Lq} 电感的无功功率
 P_{sq} 扼流圈的无功功率
 P_{Fy} 分压器总的无功功率
 U_B 变压器两端电压
 U_C 电容上电压
 U_L 扼流圈上电压
 U_s 线电压
 U_s 相电压
 W 初级绕组一相的匝数
 φ_F 负载线电压与相电流间夹角
 φ_{Lmin} 初级电压与电流间夹角的最小值
 ϕ 单相负载电路中的相移角
 $\cos \varphi_F$ 三相方的功率因数
 $\cos \phi$ 单相方的功率因数

第五章

a 铁心柱宽
 B 磁感应强度幅值
 B_1 基波磁感应强度幅值
 \bar{B}_1 基波磁感应强度向量
 B_K 磁感应强度的基准值
 B_T 普通变压器中的磁感应强度
 c 窗口宽
 C_1 功率因数补偿电容器电容
 C_B 自发磁化电容器电容
 C_{FA} 滤波电容器电容
 C_G 中频磁化电容器电容
 C_K 允许风道宽
 C_{xz} 绕组 W_1 厚
 D_T 铁心柱外径
 F 磁势
 F_T 变压器总磁势
 f_v 输出频率
 i_c 电容 C_c 中电流的频率
 δf 电源频率偏差
 G_s 绕组重
 g_r 铁心材料密度
 g_s 导电材料密度
 H_D 直流磁场强度
 H_K 磁场强度的基准值
 h_s 线圈高度
 I_z 次级电流
 I_D 直流电流
 I_s 附加绕组中电流
 I_K 流过补偿电容的电流
 I_{BL} 滤波扼流圈中电流

j 电流密度
 K_1, K_2 结构系数
 K_{PB} 工作比
 K_A, K_R 中间变量
 k_{BU} 变压比
 k_{BI} 变流比
 k_A 利用系数
 k_P 比损耗增大的系数
 k_{TR} 冷却风道被遮盖部分的系数
 k_{TF} 铁心柱截面的填充系数
 k 绕组各部分序号
 L_{FA} 滤波电感
 l_T 平均磁路长度
 l_{20} 绕组 W_2 和铁心间间隙的平均长度
 m 相数
 m_2 次级绕组串联或并联的变压器个数
 n 冷却风道数
 n_{T1} 每相初级绕组所缠绕的铁心柱数
 n_{T2} 每相次级绕组一条支路所包围的铁心柱数
 P_C 尺寸功率
 P_X 线圈损耗
 P_T 铁心损耗
 P_Z 输出功率
 P_{Cq} 电容的无功功率
 P_{CC} 中频磁化电容器的无功功率
 P_{TB} 倍频变压器的铁心损耗
 P_T 磁感应强度为正弦波时铁心的比损耗
 P_{TB} 变压器铁心的比损耗
 q_T 绕组的比热负荷
 S_T 铁心柱的有效截面积
 U_1 输入电压
 U_{1s} 初级相电压
 U_C 补偿电容上电压
 U_2 次级电压
 U_{CC} 中频磁化电容器上电压
 U_{BL} 滤波扼流圈上交流电压
 u_1 初级电压瞬时值
 u_2 次级电压瞬时值
 W_1 初级绕组匝数
 W_2 次级绕组匝数
 $W_{1(I)}$ 元件 I 的初级绕组匝数
 $W_{1(II)}$ 元件 II 的初级绕组匝数
 $W_{2(I)}$ 元件 I 的次级绕组匝数
 $W_{2(II)}$ 元件 II 的次级绕组匝数
 W_B 激磁绕组匝数
 W_D 直流绕组匝数
 W_C 自发磁化绕组匝数

W_s 附加绕组匝数
 W'_s 附加绕组一部分的匝数
 W_k 之字形初级绕组各部分的匝数
 x_C 容抗
 \bar{x}_C 容抗向量
 x_s 三倍频变压器次级绕组的漏感抗
 Y_s 贝塞尔函数
 α_0 散热系数
 δ_{iT} 绕组 W_2 内表面和铁心的距离
 τ 温升
 φ_F 负载线电压与相电流间夹角
 ϕ_{lm} 磁感应强度之比
 $\cos \varphi_F$ 负载功率因数
 $\cos \varphi_{1B}$ 需要的功率因数

第六章

A_C 调节元件结构常数
 A_T 执行元件结构常数
 a_{12}, a_{22}, a_{11} 执行元件磁路上绕组及其间隙的径向尺寸
 a_F 调节元件铁心柱宽
 a_Z 执行元件铁心柱宽
 B 磁感应强度幅值
 B_F 副铁心柱中磁感应强度幅值
 B_{FS} 额定直流磁化时付铁心柱中的剩余磁感应强度
 B_Z 主铁心柱中的磁感应强度
 b_0 等值矩形线圈的长
 b_F 副铁心柱叠厚
 b_Z 主铁心柱叠厚
 c_0 等值矩形线圈的宽
 c_F 调节元件铁心的窗口宽
 c_Z 执行元件铁心的窗口宽
 C_{xG} 交流绕组厚度
 C_{xD} 直流绕组厚度
 D_T 铁心柱外接圆直径
 E 电势
 E_C 调节元件电势
 E_F 执行元件电势
 F 输出电压的调节深度
 F_C 交流绕组总磁势
 F_D 直流绕组合成磁势
 F_F 反馈绕组磁势
 f 电源频率
 f_{max}, f_{min} 分别为电源频率的最大值和最小值
 $G_{\gamma k}$ 导磁体 k 段重量
 G_{TP} 执行元件铁心重量

G_{TC} 调节元件铁心重量
 G_{sC} 调节元件绕组重量
 G_{sP} 执行元件绕组重量
 G_{iT} 铁心各段的重量
 H_D 直流磁场强度
 h_F 调节元件铁心窗口高
 h_Z 执行元件铁心窗口高
 h_s 绕组高度
 I 绕组电流
 I_{PK} 反馈绕组中电流
 I_P 磁化电流有功分量
 I_q 磁化电流无功分量
 J_s 导线材料单价
 J_T 铁心材料单价
 i_C 调节元件的平均电流密度
 i_P 执行元件的平均电流密度
 K_1 执行元件的结构系数
 K_2 调节元件的结构系数
 K_D 直流磁化系数
 K_R 中间变量
 k_F 负载阻抗变化倍数
 k_{PK} 反馈系数
 k_{BX} 波形系数
 k_{TR} 考虑绕组两端被铁心覆盖部分的系数
 k_{TRC} 表示调节元件绕组被覆盖多少的系数
 k_{TRD} 表示直流绕组被覆盖多少的系数
 k_{LB} 类别系数
 k_{FD} 串联元件上的最大电压降与额定初级电压之比
 k_{BB} 磁感应强度变化倍数
 k_B 执行元件的变比
 k_{T1} 调节系数
 k_s 主副铁心柱截面积之比
 k_{TP} 铁心截面利用系数
 k_T 铁心填充系数
 k_{CK} 窗口填充系数
 L_C 调节元件电感
 L_P 执行元件电感
 L_{YC} 最佳样品电感
 l_{PZ} 绕组平均匝长
 l_P 横截面上执行元件初次级绕组间间隙
 l_{PZW} 绕组外层平均匝长
 n 冲片对接的接缝数
 n_T 散热表面的个数
 n_{TC} 交流绕组散热表面的个数
 n_{TD} 直流绕组散热表面的个数
 n_{TPK} 散热表面的个数

n_z 主铁心主要尺寸之比
 n_F 副铁心主要尺寸之比
 N 结构系数
 P_{CC} 调节元件尺寸功率
 P_{PC} 磁控变压器尺寸功率
 P_T 铁心损耗
 P_s 绕组损耗
 P_{qF} 副铁心柱的磁化功率
 P_{qZ} 主铁心柱的磁化功率
 ΣP_s 交流绕组和反馈绕组损耗总和
 ΣP_i 铁心和绕组损耗之总和
 p_T 铁心的比损耗
 p_D 交直流同时作用下铁心的比损耗
 p_{iT} 铁心各段的比损耗
 q_{TP} 执行元件的平均比热负荷
 q_{TC} 调节元件的平均比热负荷
 q_{TPK} 执行元件相应绕组的比热负荷
 q_{TC1} 调节元件相应绕组的比热负荷
 q_{TD} 直流绕组比热负荷
 q_T 比热负荷
 q_{sh} 导磁体 k 段的比磁化功率
 q_g 气隙中的比磁化功率
 Σr 折算到初级的绕组电阻之总和
 S_F 副铁心柱的有效截面积
 S_z 主铁心柱的有效截面积
 S_s 对接处导磁体的截面积
 S_T 铁心柱截面积
 S_D 导线截面积
 S_{sz} 主铁心铁轭的截面积
 S_{sF} 副铁心铁轭的截面积
 S_{FT} 配置绕组 W_{1C} 的所有副铁心柱有效截面积之和
 S_{zT} 配置绕组 W_{1P} 的所有主铁心柱有效截面积之和
 S_{sC} 调节元件交流绕组总的有效截面积
 S_{sD} 直流绕组的有效截面积
 S_{sP} 执行元件某个绕组的有效截面积
 S_{sm} 线圈散热面积
 U_1 初级额定电压
 U_2 输出电压
 U_{1C} 调节元件初级电压
 U_{1P} 执行元件初级电压
 U_{1G} 调节元件次级电压
 U_{2P} 执行元件次级电压
 U_G 饱和扼流圈上电压
 U_{1max}, U_{1min} 初级电压的最大值和最小值
 U_{2max}, U_{2min} 次级电压的最大值和最小值

ΔU 执行与调节元件电压降之总和
 u_P 有功电压降
 u_q 无功电压降
 W 绕组匝数
 W_C 调节元件绕组匝数
 W_K 控制绕组匝数
 W_W 位移绕组匝数
 W_{sG} 调节元件附加绕组匝数
 W_{FK} 反馈绕组匝数
 W_D 控制绕组匝数
 W'_D 附加控制绕组匝数
 W_{1C} 调节元件初级绕组匝数
 W_{2C} 调节元件次级绕组匝数
 W_{1P} 执行元件初级绕组匝数
 W_{2P} 执行元件次级绕组匝数
 W_{PC} 串并联绕组匝数
 W_{sP} 执行元件附加绕组匝数
 W_{CP} 并串联绕组匝数
 W_{DP} 短路补偿绕组匝数
 x_{CS} 副铁心柱上绕组的等值漏感抗
 x_{sC} 调节元件漏感抗
 x_{sP} 执行元件漏感抗
 Y_0, Y_1 贝塞尔函数
 Z_F 负载阻抗
 Z_{Fmax}, Z_{Fmin} 负载阻抗的最大值和最小值
 α, α_F 中间变量
 β_F 中间变量
 γ_s 导线材料密度
 γ_T 铁心材料密度
 γ_{sT} 考虑填充系数时铁心的密度
 γ_{TT} 考虑填充系数时绕组的密度
 ρ 电阻率
 ϕ_D 直流磁通
 ϕ_F 副铁心柱中的磁通
 ϕ_Z 主铁心柱中的磁通
 ϕ_{FS} 副铁心中的剩余磁通
 $\cos \varphi_1$ 电源的功率因数
 $\cos \varphi_F$ 负载功率因数

第七章

C 储能电容
 E 变压器次级电势
 E_m 变压器电势的幅值
 e 电势的瞬时值
 I 次级电流的有效值
 I_0 平均电流
 I_1 初级电流有效值

I_{CH} 流过充电电阻的有效值电流
 I_{CD} 直流电流
 I_m 充电电流的最大值
 $I_{m\gamma}$ 允许的充电电流的最大值
 I_Q 半波有效值电流
 i 电流的瞬时值
 i_0 半波平均值电流
 k_B 变比
 n 开始充电起任选的半周的序号
 P 变压器功率
 P_{CH} 充电电阻的功率
 R 充电线路中的电阻
 R_{CH} 充电电阻
 R_{LJ} 临界电阻
 R_{XL} 限流电阻
 r_1 初级绕组电阻
 r_2 次级绕组电阻
 r_D 短路电阻
 r_Z 整流器内阻
 T_B 电源电压的半个周期
 t_K 脉冲宽度
 t_{CH} 充电时间
 t_{CD} 直流充电时间
 U_0 直流电压
 U_{01} 电容上电压的初始值
 U_{02} 电容上电压的最终值
 U_C 电容上电压
 U_{FD} 二极管反向电压
 u_0 电压瞬时值
 $u_{0\infty}$ u_0 的最终值
 $u_{0(\pi-1)}$ u_0 的初始值
 $u_{0(\pi+1)}$ 在 $\pi+1$ 个半周内电压增长到的值
 α 放电深度
 θ 电流截止角
 θ_0 电容上电压最高时的 θ 值
 θ_1 θ 的某个边界值
 θ_2 θ 的最大值
 τ 储能器的充电时间常数
 τ_C 电容器的充电时间常数

第八章

A 变压器铁心总宽
 a 铁心柱宽
 a_0 中间变量
 a_1 输入铁心柱宽
 a_2 输出铁心柱宽
 $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$ 中间变量

$a_3 = \omega_0^2/\omega^2$ 角频率之比
 B 磁感应强度
 $B(t)$ 磁感应强度和时间的关系
 B_0 恒定偏移磁场的磁感应强度
 B_1 对应于 H_1 的磁感应强度
 B_2 输出铁心中的磁感应强度;次级磁感应强度
 B_{10} 对应于电压 U_{10} 的磁感应强度
 B_{20} 频率为 $2f_0$ 的磁感应强度
 B_{1A} 对应于电压 U_{1A} 的磁感应强度幅值
 B_{1C} 对应于电压 U_{1C} 的磁感应强度幅值
 B_P 交点的磁感应强度
 B_s 饱和磁感应强度
 B_x, B_y, B_z 分别为 x, y, z 轴方向的磁感应强度
 $B_{1m}, B_{1max}, B_{1min}$ 分别为磁场 H_1 方向磁感应强度的幅值,最大值,最小值
 ΔB 控制信号磁感应强度幅值
 B_M 磁感应强度之总和
 B_m 中心柱的磁感应强度幅值
 B_m, B'_m 两边铁心柱磁感应强度幅值
 B'_{Tm}, B''_{Tm} 调制磁场的磁感应强度幅值
 b 铁心柱厚
 b_1 输入铁心厚
 b_2 输出或控制铁心厚
 $C(t)$ 随时间而变化的电容
 C 电容
 c 铁心窗口宽
 c_1 输入铁心窗口宽
 c_2 输出或控制铁心窗口宽
 $D_1, D_2, D_W, d_1, d_2, d_N, d_W$ 见图 8.1
 D 铁心外径
 d 铁心内径
 E 电势
 e_1, e_2, e_3, e_4 桥式参量变压器各臂的电势
 F 磁势
 f_B 信号磁场或寄生剩余磁场的频率
 H 螺线管产生的恒定偏移磁场强度
 H_1 偏移磁场强度
 H_C 恒定极化磁场强度
 H_1 绕组 W_1 产生的磁场
 $H(t)$ 交流激磁磁场强度
 H_1', H_2' 分别为绕组 W_1' 及 W_2' 的偏移磁场
 $H(B)$ 铁心的磁化曲线
 H_K 控制磁场强度
 H_P 交点的磁场强度
 H_x, H_y, H_z 分别为 x, y, z 轴方向的磁场强度
 H_M 磁场强度之总和
 H_{01}, H_{02} 偏移磁场强度

H'_{0M}, H''_{0M} 调制磁场强度
 H_{xP}, H_{yP}, H_{zP} 分别为 x, y, z 轴方向的去磁磁场强度
 $h_1, h'_1, h'_2, h'_3, h'_4, h'_5$ 铁心相应段的高频磁场强度
 H_{xM}, H_{yM}, H_{zM} 分别为 x, y, z 轴方向的合成磁场强度
 H_{1m} 输入绕组磁场强度幅值
 H'_{1mT}, H''_{1mT} 低频调制磁场强度
 h_0 环形绕组产生的磁场强度
 h_1 输入铁心窗口高
 h_2 输出或控制铁心窗口高
 h_m 信号磁场强度幅值
 ΔH 控制信号磁场强度幅值
 I_0 偏移电流
 I_K 控制电流
 I_{10}, I_{20} 分别为初次级有效值电流
 I'_0, I'_0 偏移电流
 I'_{1mT}, I''_{1mT} 调制电流幅值
 i_1 输入或初级电流
 i_2 输出或次级电流
 i 电流的瞬时值
 i_{PJ} 沿箔绕组流过的平均电流
 j 电流密度
 k 比例系数
 k_C 电压稳定系数
 $k_{2C} = W_2/W_C$
 k_1 比例系数
 $k_{21} = W_2/W_1$
 k_{CK} 窗口填充系数
 k_F 铁心填充系数
 k_M 磁导率的非线性畸变系数
 k_n 谐波系数
 $k_3 = S_1/S_2$ 中间与两边铁心柱截面积之比
 $|k(j\omega)|$ 电压传输系数的模数
 k_0 变比
 L 电感
 L_0 磁化电感
 L_1 初级电感
 L_{10} 输入绕组电感的平均值;
 $L(t)$ 随时间变化的电感
 L_{ab} 磁路的引入电感
 L_2 输出或次级绕组电感
 L_{01} 磁化回路电感
 L_{20} 输出绕组电感的平均值
 L_{B1}, L_{B2} 分别为初次级激磁电感
 L_{1S}, L_{2S} 分别为初次级漏感
 L_{1H} 信号幅值无穷小时次级的电感

L_{11}, L_{22} 中间变量
 L'_{P1}, L'_{P2} 分别为输入和输出绕组的电感
 $l_1, l'_1, l'_2, l'_3, l'_4, l'_5$ 导磁体相应段的长度
 l_2 两边铁心柱高
 l 铁心柱长
 l_F 平均磁路长度
 l_0 铁轭长度
 l_0 磁场 H_2 的平均磁路长度
 l_{P2} 平均匝长
 l_K 控制磁场的平均磁路长度
 M 结构常数
 M_0 中间变量
 M_x, M_y, M_z 分别为 x, y, z 轴方向的磁场强度
 M_H 环形绕组磁场方向磁场强度向量幅值
 M_3 在 $(H + h)$ 联合作用下磁场强度向量的幅值
 m 调制深度系数
 N 中间变量
 N_x, N_y, N_z 分别为 x, y, z 轴方向的去磁系数
 n 变比
 n_x, n_y, n_z 相应去磁曲线与横坐标轴间倾角的正切
 P_1 负载功率
 P_C 尺寸功率
 P_r 调制信号功率
 P_0 无功功率
 P_{PB} 等体积普通变压器的负载功率
 P_{PN} 折算的负载功率
 Q 品质因数
 Q_F 负载回路品质因数
 q 中间变量
 R 电阻
 $R(t)$ 随时间而变化的电阻
 R_1, R_2, R_3, R_4 导磁体相应段磁阻
 $R_{C11}, R_{C13}, R_{C32}, R_{C42}$ 导磁体相应段磁阻
 R_0, R_C 磁阻
 R_F 负载电阻
 R_m, R'_m 有效磁阻
 R_M 铁心不可控部分的磁阻
 R_{M0} 不计铁心损耗时导磁体相应段磁阻
 R_{C0} 磁路中除两边铁心柱外,其余部分磁阻
 $R_{C1}, R_{C2}, R_{C3}, R_{C4}$ 两边铁心柱的磁阻
 $R_{MK}, R'_{MK}, R''_{MK}$ 可控磁阻
 $R_{MY}, R'_{MY}, R''_{MY}$ 可控磁阻
 R'_1, R'_2 不计铁心损耗时导磁体相应段电阻
 r 各臂磁阻无功分量确定的电阻
 r_1 输入绕组电阻
 r_2 次级回路电阻

r_i 内阻
 r_p 绕组 W_p 的电阻
 $r_n = r_p + r$
 r_{in} 输入电阻
 r_{ic} 输出电阻
 r_{2n} 输出绕组电阻
 r_x 绕组损耗电阻
 r_T 铁心损耗电阻
 S 高频无功功率
 S_1 中间铁心柱的截面积
 S_2, S_1, S_2', S_1' 两边铁心柱的截面积
 S_D 导线截面积
 S_e 铁心柱的有效截面积
 S_{CK} 窗口截面积
 S_T 铁心柱截面积
 U_1 绕组 W_1 上高频信号幅值
 U_2 输出电压幅值
 U_1', U_1'' 鉴相器输入信号幅值
 U_{10} 输入电压幅值
 U_{20} 输出电压幅值
 U_C 电容上电压
 U_F 负载电压
 U_T 低频调制电压
 U_{1A} 触发振荡的输入电压
 U_{2A} 触发振荡的输出电压
 U_{1Ae} 触发振荡的输入电压的有效值
 U_{1C} 停止振荡的输入电压
 U_{1Ce} 停止振荡的输入电压的有效值
 U_{2C} 复位时的输出电压
 U_{100} 输入空载有效值电压
 U_{200} 输出空载有效值电压
 U_{1N} 额定初级电压
 U_{1m} 输入信号幅值
 U_{2m} 输出信号幅值
 U_ϕ 鉴相器输出交流信号幅值
 ΔU 电压降之总和
 ΔU_1 输入电压与其额定值之差
 ΔU_2 输出电压与其额定值之差
 u_1 输入信号电压
 u_2 输出信号电压
 u_ϕ 调制电压
 u_ϕ 鉴相器输出交流电压
 u_C 导体之间电位差
 u_F 负载电压
 V 铁心与绕组体积之总和
 V_1 中心柱和两边铁心柱单个的体积
 V_T 铁心体积

W 一个铁心柱上的绕组匝数
 W_1 输入绕组匝数
 W_2 输出绕组匝数
 W_K 控制绕组匝数
 W_C 接电容的绕组匝数
 W_F 磁阻呈感性的导磁体相应段的绕组匝数
 W_1', W_1'' 输出绕组匝数
 W_{1T}', W_{1T}'' 低频调制绕组匝数
 W_Q', W_Q'' 调制绕组匝数
 $W_K^1, W_K^2, W_K^3, W_K^4$ 控制信号作用下磁阻随时间而变化的各臂绕组匝数
 x_m 电抗性磁阻
 X 纯电抗性磁阻
 X_{G1}, X_{G2} 导磁体相应段感抗
 \hat{Z} 复数磁阻
 Z_{ms} 磁路的引入磁阻
 α M 与 \dot{H} 间夹角
 α_1 系数
 β 系数
 δ_1, δ_2 主磁路与分路器间气隙
 δ_T 铁心材料带厚
 θ 回转角
 η 效率
 θ_1, θ_2 磁分路器的截面积
 λ 控制磁场作用下, 主磁场方向磁导率的调制深度
 μ 磁导率
 $\mu(H)$ 磁导率和磁场强度的关系
 μ_1, μ_2 中心相的相对磁导率
 μ_{20} 输出绕组所在铁心中的平均磁导率
 μ_2 环形绕组磁场方向的磁导率
 μ_d 动态磁导率
 μ_{02} 无输入信号时对应于 ϕ_2 的磁导率
 μ_{max}, μ_{min} 主磁场方向磁导率的最大及最小值
 $\mu_1', \mu_1'', \mu_2', \mu_2'', \mu_{1T}', \mu_{1T}''$ 中心及两边铁心柱的相对磁导率
 $\Delta\mu_n$ 导磁率变化的 n 次谐波
 τ_1 时间常数
 $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$ 导磁体相应段的磁通
 ϕ_{1M}, ϕ_{2M} 分别为输入及输出绕组的磁通
 ϕ_{1S}, ϕ_{2S} 分别为输入及输出绕组的漏磁通
 ϕ_{T1}, ϕ_{T2} 分别为初次级磁通
 ϕ_F 磁通之总和
 $\varphi(\omega)$ 电压传输系数的相位
 ϕ_{20} 次级空载磁通
 ϕ_{11} 输出绕组磁通
 $\phi_{12}, \phi_{22}, \phi_{14}, \phi_{24}$ 导磁体相应段的磁通

ω 角频率
 ω_0 输出回路的谐振频率
 $\cos\varphi$ 输出功率因数

第九章

A 物质的不对称系数
 A_0 压电板条的横截面积
 A_1 中间常数
 a 压电元件厚
 a_B 驱动部分总厚度
 a_F 发电部分总厚度
 B_1, B_2 中间变量
 b 压电元件宽
 b_B 驱动部分宽
 b_S 橡皮衬垫的宽
 c 波的相速度
 C_F 负载电容
 C_D 等值输出电容
 C_P 寄生电容
 C_{PS} 发电部分高压电极和地间的电容
 C_M 机械电容
 C_{ir} 输入电容
 C_{se} 输出电容
 c^E 弹性模数
 c^D 弹性模数
 C_D'' 发电部分的输出电容
 D 电位移
 D_0, D_1 直径
 d, d_{31}, d_{33} 压电常数
 $d'_{31}, d'_{33}, d''_{31}, d''_{33}$ 分别为驱动部分及发电部分压电材料的压电常数
 E 电场强度
 E_s 压电变压器电极间电场强度
 E_{SC} 输出部分场强
 E_{sp} 电场强度的极限值
 E_{ss} 相应于温度 T_s 的电场强度
 E_y 杨氏模数
 E_s' 极限允许电场强度
 E_{sp}'' 电击穿容许场强
 E_{sr}'' 热击穿容许场强
 ΔE 内电场的增量
 e 压电常数
 f, f_0, f_p 谐振频率
 f_{c1} 最低频率
 Δf 频率之差
 G 重量
 g 压电常数

h 压电常数
 I 电流
 I_S 输入电流
 I_F 负载电流
 K_P 机电耦合系数
 K_i 变流比
 K_u 变压比
 K_1, K_2, K_3 比例系数
 k_1, k_2 弹簧的刚性系数
 k_A 耦合系数
 k_{12} 两级总的变比
 k_{11} 机电耦合系数
 $K_{u1}, K_{u11}, K_{u12}, K_{u13}, K_{uD}$ 不同状态下的变压比
 $K_{i1}, K_{i11}, K_{i12}, K_{i13}, K_{iD}$ 不同状态下的变流比
 L 压电元件长
 L_P 负载电感
 L_M 机械电感
 L_{ir} 输入电感
 L_{se} 输出电感
 l 距离
 l_1 压电元件长
 l_P 发电部分电极间距离
 l_B 驱动部分电极间距离
 l' 驱动部分长
 l'' 发电部分长
 M 原子链的个数
 m_0 质量
 m 振动模式的次数
 N 压电材料的频率常数
 N_1 振动速度增大的系数
 N_f 尺寸比
 n 单位晶格数
 n_0 层数
 n_1 级数
 n_2 段数
 P_0 负载功率
 P_1, P_2, P_D, P_3 不同状态下的负载功率
 P_{ss} 对应于 T_s 的功率
 P_{sR} 热极限容许功率
 P_{ys} 比极限容许功率
 P_{SC} 输出功率
 p 单位重量的功率
 p_0 每平方厘米的损耗
 Q_s 电气品质因数
 Q_m 机械品质因数
 Q_{em} 机电品质因数
 Q_m', Q_m'' 分别为驱动及发电部分压电材料的机械

品质因数
 q 电量
 r 半径
 R 弯曲半径
 R_2 次级电阻
 R_F 负载电阻
 R_M 机械电阻
 R_i 电源内阻
 $R_{F0}, R_{F1}, R_{F2}, R_{F3}, R_{FD}$ 不同状态下的负载电阻
 R_{21}, R_{11} 中间变量
 S 弹性柔顺常数
 S_0 介质的截面积
 S_A 形变
 S_y 压电元件表面积
 S^E, S^D 弹性常数
 T 机械应力
 T_0 压电元件工作温度
 T_{MF} 压电元件极限温度
 t 极限允许温度
 U 电压
 U_1 电源电压
 U_F 负载电压
 U_i 内电场的电压
 U_g'' 发电部分电压
 U_{MF} 击穿电压
 U_{1r} 输入电压
 U_{1o} 输出电压
 V 压电元件的体积
 V_B 驱动部分的体积
 V_F 发电部分的体积
 v, v_1, v_2 波速
 X_1, X_2 机械部分的阻抗
 X_{11}, X_{12} 中间变量
 X_{1r} 输入阻抗
 X_{1o} 输出阻抗
 X_{eT} 驱动或发电部分的容抗
 Y_1^E 杨氏模数
 Y 弹性模数
 y 压电元件自由端振动的振幅
 Z_0 波阻抗
 Z_M 机械阻抗
 Z_{DMF} 输入阻抗的容性部分
 α 实数部分
 α_0 散热系数
 γ 波的传播常数
 δ 介质损耗角
 θ 相对介电系数

θ_0 真空中的介电系数
 θ^T 自由介电常数
 θ^E 受夹介电常数
 θ_{11} 沿方向 1 的介电常数
 θ_{33}^T 沿方向 3 的自由介电常数
 θ_{11}^T 沿方向 1 的自由介电常数
 $\eta_0, \eta_1, \eta_2, \eta_D, \eta_m$ 不同状态下的效率
 η_{11} 两级总的效率
 λ 波长
 τ 温升
 τ_0 过渡过程的稳定时间
 τ_B 驱动部分温升
 τ_{HJ} 环境温度
 ω_0 谐振频率
 σ 压电板的抗压或抗拉强度
 ρ 压电材料的密度

第十章

A 基准扼流圈的比结构因数
 A_0 压缩系数的乘积
 A_P 结构系数
 a 铁心基准尺寸
 a_1 和谐波系数有关的常数
 B 磁感应强度幅值
 B_0 直流磁感应强度
 B_s 饱和磁感应强度
 B_K 磁感应强度的基准值
 B_i 气隙磁感应强度
 B_{max} 最大磁感应强度
 B_{KH} 磁感应强度的相对值
 \bar{B} 磁感应强度的平均值
 B_{KHD} B_{KH} 的典型值
 B_{KHX} 等值磁感应强度
 ΔB 磁感应强度增量
 b 铁心叠厚
 b_1 和谐波系数有关的常数
 c 铁心窗口宽
 C_0 滤波电容
 c_s 线圈宽
 C_R 人工线总电容
 d 线径
 d_1 环形铁心内径
 d_0 环形变压器内径
 d_s 带绝缘线径
 D 环形铁心外径
 D_{PJ} 铁心平均直径
 E 电源电压

E_0 直流电压
 F 脉冲重复频率
 F_0 充电回路谐振频率
 f 电源频率
 f_1 脉动基波频率
 f_{\max}, f_{\min} 电源频率的最大值和最小值
 \bar{H} 磁场强度的平均值
 H_0 矫顽磁力
 H 交流磁场强度
 H_0 直流磁场强度
 H_Q 气隙磁场强度
 H_T 铁心中磁场强度
 H_{KJ} 交流磁场强度基准值
 H_K 直流磁场强度基准值
 H_{KH} 磁场强度的相对值
 H_{KH0} 无反馈时控制绕组的磁场强度
 H_{KHK} 有反馈时控制绕组的磁场强度
 H_{KHs} 等值磁场强度
 h 铁心窗口高
 h_k 线圈高
 I 有效值电流
 I_0 直流电流
 I_C 充电电流有效值
 I_F 负载电流
 I_N 额定电流
 I_{im} 充电电流有效值
 I_i 输出脉冲电流
 I_1, I_2, I_3 奇次谐波电流
 I_m 充电电流最大值
 I_{m0} 末级饱和扼流圈绕组电流
 I_{\min} 直流电流的最小值
 $I_{K\max}$ 最大控制电流
 $I_{F\max}, I_{F\min}$ 负载电流的最大值和最小值
 i 交流电流密度
 i_0 直流电流密度
 k_1 脉冲重复周期与充电回路固有谐振周期之比
 K 中间变量
 K_s 反映扼流圈散热表面的系数
 k_0 电压比
 k_1 和扼流圈尺寸比有关的系数
 k 考虑脉冲前沿畸变的系数
 k_{Bz} 波形系数
 k_s 谐波系数
 k_{CK} 窗口填充系数
 k_T 铁心填充系数
 k_{qs} 气隙相对长度系数
 k_{PR} 排绕系数

k_B 变比
 k_c 散热系数
 k_{xK} 窗口利用系数
 k_{Nz} 层间绝缘系数
 k_r 温度升高时电阻增大的系数
 k_{TU} 负载电压调节倍数
 k_{TI} 负载电流调节倍数
 k_P 功率放大倍数
 k_{FK} 反馈系数
 k_{BB} 磁感应强度变化倍数
 k_{DF} 电压分布系数
 k_{CT} 环形扼流圈的窗口填充程度
 k_L, k_s 结构系数
 k_E 磁场强度之比
 k_r 温度升高时电阻率变化的倍数
 k_{Py} 允许的功率放大倍数
 k_{TB} 调节倍数
 k_{zn} 从输入端到人工线总的变比
 L 电感
 L_{in} 输入回路电感
 L_{CH} 充电扼流圈电感
 L_R 人工线电感
 L_0 滤波扼流圈电感
 l_0 气隙长
 l_T 平均磁路长
 l_{Pz} 平均匝长
 l_{Pz0} 直流绕组平均匝长
 l_{Pz1} 交流绕组平均匝长
 m 磁感应强度之比
 n 每平方厘米导线的匝数
 n_T 调制器级数
 n_R 人工线节数
 n_{zB} 自耦变压器式线路总的变比
 n_{Bz} 所用导线每平方厘米匝数
 n_{zs} 绝缘层数
 P 铁心与绕组损耗之总和
 P_0 直流功率
 P_Z 调制器的脉冲功率
 P_G 尺寸功率
 P_D 电源功率
 P_s 绕组损耗
 P_{s0} 直流绕组损耗
 P_T 铁心损耗
 P_K 控制功率
 P_{s1} i 绕组损耗
 P_m 磁滞损耗
 P_F 负载功率

P_W 涡流损耗
 P_{Σ} 总损耗
 P_{KY} 允许控制功率
 P_{xj} 交流绕组损耗
 P_{Kmax} 最大控制功率
 P_{Fmax}, P_{Fmin} 负载功率的最大值和最小值
 P_{BG} 扼流圈尺寸功率
 p 铁心比损耗
 Q 品质因数
 q 脉冲空度
 R 直流电阻
 R_t 绕组的热态电阻
 R_{ZH} 磁控管的等效内阻
 r_t 绕组热态电阻
 S_0 气隙磁通所占的截面积
 S_D 导线截面积
 S_{DJ} 交流绕组导线截面积
 S_T 铁心截面积
 S_{D0} 直流绕组导线截面积
 S_x 线圈截面积
 S_R 绕组有效面积
 S_{CK} 窗口截面积
 S_{Tm} 铁心散热面积
 S_{xm} 线圈散热面积
 S_{Km} 油箱壳的表面积
 S_{ns} 层间绝缘所占的截面积
 T 脉冲重复周期
 T_0 充电回路固有谐振周期
 t_i 脉冲前沿宽度
 t_K 脉冲宽度
 t_s 脉冲前沿宽度
 U 交流扼流圈的电压降或绕组交流电压
 U_0 绕组所处的直流电位
 U_1 初级或电源电压
 U_2 输出脉冲电压
 U_C 电容上电压
 U_R 人工线上最高电压
 U_{01} 基波电压
 U_1 一层层间绝缘所允许的电压
 U_{pj} 平均电压
 U_F 负载电压
 U_{Fmax}, U_{Fmin} 负载电压的最大值和最小值
 U_{max}, U_{min} 电压的最大值和最小值
 ΔU 脉冲平顶降落
 ΔU_R 绕组电压降
 ΔU_1 相对电压降
 V 体积

V_x 线圈体积
 V_T 铁心体积
 V_{EL} 基准扼流圈体积
 W 交流绕组匝数
 W_0 直流绕组匝数
 W_m 磁能密度
 W_D 等值饱和扼流圈交流绕组匝数
 W_{K0} 磁能密度的基准值
 W_{KR} 控制绕组匝数
 W_x 每个线圈的匝数
 W_{FK} 反馈绕组匝数
 W_{KH} 磁能密度的相对值
 \bar{W}_m 磁能密度的平均值
 x 铁心主要尺寸比
 x_1, x_2, \dots, x_n 相应级的压缩系数
 y 铁心主要尺寸比
 z 铁心主要尺寸比
 $\alpha, \alpha_1, \alpha_2$ 散热系数
 α_p 电阻温度系数
 α_T 调整角
 β 铁心与线圈散热面积之比
 β_1 人工线的电压传输系数
 γ_T 铁心材料密度
 γ_s 导线材料密度
 δ_0 工艺间隙
 δ_1 侧板厚
 δ_n 电源电压变化范围
 δ_T 铁心材料带厚
 θ 比值
 η 效率
 η_1 允许的效率
 η_0 从K级到负载这段线路的效率
 η_F 除脉冲变压器外,放电回路效率
 η_{ms} 脉冲变压器的效率
 θ 考虑铁心散热作用的系数
 ρ 电阻率
 ρ_T 铁心材料的电阻率
 ρ_{20} 20℃时导线材料电阻率
 ρ_t 绕组的热态电阻率
 ρ_{ir} 输入级的特性阻抗
 ρ_R 人工线特性阻抗
 τ 温升
 τ_1 允许温升
 τ_{HJ} 最高环境温度
 τ_1 油箱对环境的温升
 τ_2 绕组对油的温升
 ν 铁心与绕组损耗之比

ν_z 交直流绕组损耗之比

$\varphi_T, \varphi_V, \varphi_S, \varphi_{CK}, \varphi_{CKj}, \varphi_{CK0}, \varphi_k, \varphi_l, \varphi_{P0}, \varphi_{Pj}, \varphi_z,$

$\varphi_{zj}, \varphi_{z0}, \varphi_{Tm}, \varphi_{km}$ 相应的几何函数

ω 角频率

ω_k 第 K 级的谐振频率

$\cos\varphi_F$ 负载功率因数

$\cos\varphi_{Fmax}, \cos\varphi_{Fmin}$ 负载功率因数的最大值和最小值

μ 磁导率

μ_e 有效磁导率

μ_s 饱和状态下铁心的有效磁导率

主 要 参 考 文 献

- [1] 王瑞华, 脉冲变压器设计, 科学出版社, 1987.
- [2] 张广明, 张汝海, 稳压变压器设计, 人民邮电出版社, 1983.
- [3] 王瑞华, 王乔, 电子变压器及应用, 国防工业出版社, 1990.
- [4] Р. Х. Бальян, Трансформаторы для радиоэлектроники, Москва, *Советское Радио*, 1971.
- [5] Г. С. Векслер, Расчёт электропитающих устройств, Киев, Техника, 1978.
- [6] Г. С. Найвельта и др., Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры, Москва, *Радио и Связь*, 1985.
- [7] И. И. Белополюский и др., Расчёт трансформаторов и дросселей малой мощности, Москва, *Энергия*, 1973.
- [8] Р. А. Гольцина и др., Высоковольтные выпрямители малой мощности, Москва, *Энергия*, 1976.
- [9] А. А. Ткачев, Устройства электропитания мощных радиосистем, Москва, *Энергия*, 1972.
- [10] Ю. С. Русин, трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты, Москва, *Энергия*, 1973.
- [11] В. К. Кузнецов и др., Трансформаторы усилительной и измерительной аппаратуры, Москва, *Энергия*, 1969.
- [12] Р. Х. Бальян, М. А. Сиверс, тиристорные генераторы и инверторы, Москва, *Энергоиздат*, 1982.
- [13] Ю. И. Конева и др., Источники вторичного электропитания, Москва, *Радио и Связь*, 1983.
- [14] А. И. Вертинов, Д. Б. Кофмон, Горюндальные трансформаторы статических преобразователей, Москва, *Энергия*, 1970.
- [15] В. Г. Костиков, И. Е. Никитий, Источники электропитания высокого напряжения РЭА, Москва, *Радио и Связь*, 1986.
- [16] А. Б. Апаров и др., Транзисторные преобразователи для низковольтных источников энергии, Москва, *Энергия*, 1978.
- [17] А. М. Бамдас и др., Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз, Москва, *Энергия*, 1961.
- [18] А. М. Бамдас и др., Ферромагнитные умножители частоты, Москва, *Энергия*, 1968.
- [19] А. М. Бамдас, С. В. Шапиро, Трансформаторы регулируемые под магнитизацией, Москва, *Энергия*, 1965.
- [20] А. М. Бамдас, С. В. Шапиро, Стабилизаторы с подмагничиваемыми трансформаторами, Москва, *Энергия*, 1965.
- [21] Г. П. Задерей, Многофункциональные магнитные радиокомпоненты, Москва, *Советское Радио*, 1980.
- [22] П. Л. Глузман и др., Устройства на основе управляемых магнитных элементов, Москва, *Радио и Связь*, 1986.
- [23] В. В. Лавриненко, Пьезо-электрические трансформаторы, Москва, *Энергия*, 1975.
- [24] И. А. Карташев, Н. Б. Марученко, Пьезо-электрические трансформаторы тока, Киев, Техника, 1978.
- [25] Е. И. Каретникова и др., Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры, Москва, *Советское Радио*, 1973.
- [26] К. Б. Мазиль, Трансформаторы электропитания, Москва, *Энергия*, 1982.
- [27] А. В. Митрофанов, А. И. Шеголев, Импульсные источники вторичного электропитания в бытовой радиоаппаратуре, Москва, *Радио и Связь*, 1985.
- [28] А. Н. Горский и др., Расчёт электромагнитных элементов источников вторичного электропитания, Москва, *Радио и Связь*, 1988.
- [29] Г. П. Задерей, П. Н. Зайка, Многофункциональные трансформаторы в средствах вторичного электропитания, Москва, *Радио и Связь*, 1989.
- [30] А. А. Ерофеев и др., Пьезокерамические трансформаторы и их применение в радиоэлектронике, Москва, *Радио и Связь*, 1988.
- [31] А. М. Бамдас и др., Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры, Москва *Советское Радио*, 1969.
- [32] А. М. Бамдас и др., Дроссели фильтров радиоаппаратуры, Москва *Советское Радио*, 1962.
- [33] А. М. Бамдас и др., Управляемые дроссели радиоэлектронной аппаратуры, Москва *Советское Радио*, 1966.
- [34] Э. А. Бернштейн и др., Импульсные радиопередающие устройства, Киев Техника, 1964.
- [35] И. С. Гарбер, Магнитные импульсные модуляторы, Москва, *Советское Радио*, 1964.