

目 录

前 言

第一章 脉冲变压器引起的波形畸变

- 1.1 普通电源变压器中的物理过程 (1)
- 1.2 脉冲变压器的等值线路 (4)
- 1.3 脉冲平顶的畸变 (10)
- 1.4 脉冲前沿的畸变 (15)
- 1.5 脉冲结束后变压器电路中的物理过程 (25)
- 1.6 非线性负载下脉冲前沿的畸变 (31)

第二章 脉冲变压器的电磁参数

- 2.1 磁化电感 (36)
- 2.2 绕组的漏感 (38)
- 2.3 绕组的动态电容 (45)
- 2.4 绕组的电阻 (50)

第三章 脉冲变压器的铁心

- 3.1 一般介绍 (53)
- 3.2 脉冲变压器铁心中的磁感应增量 (54)
- 3.3 降低剩余磁感应强度的方法 (58)
- 3.4 脉冲磁化时的铁心损耗 (67)
- 3.5 脉冲变压器的铁心材料 (71)

第四章 脉冲变压器的绕组

- 4.1 同轴圆筒式绕组 (80)
- 4.2 饼式绕组和锥形绕组 (86)
- 4.3 变比对脉冲波形的影响 (89)
- 4.4 绕组的屏蔽 (104)
- 4.5 绕组的绝缘结构 (107)

第五章 高压脉冲变压器的设计

- 5.1 设计要求与原始数据 (113)

5.2	绕组线路的选择	(115)
5.3	电磁参数的确定	(116)
5.4	绝缘材料的选择及绝缘距离的确定	(118)
5.5	导线截面积的确定	(118)
5.6	磁感应增量及铁心材料带厚的选取	(120)
5.7	铁心截面积的确定	(122)
5.8	绕组匝数、绕线高度及平均磁路长度的确定	(125)
5.9	变压器电路的波阻抗	(126)
5.10	根据分布电容来修正变压器的结构参数	(127)
5.11	脉冲变压器的温升	(128)
5.12	脉冲后沿的宽度	(130)
5.13	脉冲变压器的经济指标	(130)
第六章 高压大功率脉冲变压器设计实例		
6.1	计算的原始数据	(132)
6.2	等值线路参数的计算	(133)
6.3	绝缘方式、绝缘距离及绕组导线的选取	(136)
6.4	铁心材料的选取及铁心截面积的确定	(139)
6.5	绕组匝数和平均磁路长度的确定, 脉冲平顶降落的 验算	(141)
6.6	脉冲前沿畸变的检查	(143)
6.7	脉冲变压器的温升与经济指标	(146)
6.8	铁心去磁电路的计算及脉冲后沿宽度的检查	(148)
6.9	脉冲变压器的整体结构	(150)
第七章 小型脉冲变压器所用的铁氧体铁心		
7.1	铁氧体铁心的脉冲特性	(152)
7.2	铁氧体铁心的动态参数	(168)
第八章 铁氧体铁心小型脉冲变压器		
8.1	小型脉冲变压器的电磁参数	(193)
8.2	脉冲变压器的动态参数	(196)
8.3	脉冲参数的计算	(209)
8.4	铁氧体铁心小型脉冲变压器的设计	(213)
第九章 峰值变压器的设计		
9.1	峰值变压器的工作原理	(229)

9.2	峰值变压器的结构特点	(231)
9.3	峰值变压器的设计	(237)
9.4	设计实例	(256)
第十章 晶体管电视接收机行输出变压器的设计		
10.1	行输出变压器的输入信号	(268)
10.2	行输出变压器的负载	(278)
10.3	行输出变压器的调谐	(295)
10.4	行输出变压器的铁心	(305)
10.5	高效率行输出变压器的设计	(307)
第十一章 脉冲变压器的试验		
11.1	试验目的	(313)
11.2	铁心参数的测量	(313)
11.3	漏感和动态电容的测量	(316)
11.4	脉冲波形的检查	(318)
11.5	变比的测定	(319)
11.6	脉冲变压器的负荷试验	(319)
11.7	小型铁氧体铁心脉冲特性的测量	(322)
11.8	铁氧体铁心小型脉冲变压器的测量	(328)
第十二章 专用脉冲变压器		
12.1	专用脉冲变压器的铁心	(331)
12.2	专用脉冲变压器的绕组	(337)
12.3	小空度脉冲变压器	(346)
12.4	编码脉冲变压器	(352)
12.5	转换脉冲变压器	(364)
12.6	专用脉冲变压器设计实例	(376)
主要符号说明		(388)
参考文献		(392)

第一章 脉冲变压器引起的波形畸变

本章分析脉冲波形畸变的原因及保证损耗和波形畸变最小所必需的条件。

1.1 普通电源变压器中的物理过程

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称为变压器。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或使电路阻抗匹配等。

变压器的主要结构零件是铁心和线圈。限定主磁场范围的闭合磁系统称为铁心。每个铁心一般都由铁心柱和铁轭两部分组成。装有线圈的那一部分磁路称为铁心柱,其余部分统称铁轭。常用铁心形式有壳式、心式、环形等。铁心由磁性材料做成。采用铁心的目的是减小变压器主磁路的磁阻。变压器的铁心具有很高的磁导率,因此,加铁心之后,产生一定的磁通所必须的磁势将显著下降。同时,还能增大绕组之间的电磁耦合,有利于从初级向次级的能量传输。

为了减小涡流损耗,变压器的铁心由一定厚度的硅钢片叠成。随着频率的升高,片的厚度要逐渐变薄。为了防止片间短路,硅钢片的表面涂有绝缘层。

形成变压器电路的匝数的总和称为绕组,绕组的总和称为线圈。常用变压器的线圈有圆筒式和饼式两种。变压器有干式和油浸式等不同的结构。

在变压器工作的过程中,铁心磁导率是变化的。因此,在分析变压器时,不能采用重叠原理。与变压器初次级绕组相交链的磁通,不能看作是自感磁通与互感磁通之和。在分析变压器的工作过

程时,通常直接利用磁场的合成。与变压器绕组相交链的磁通由三部分组成(图 1.1):

1. 变压器的主磁通 ϕ_0 , 该磁通沿铁心闭合, 并与初次级绕组的所有线匝相交链;

2. 初级绕组的漏磁通 ϕ_{1s} , 这部分磁通只与初级绕组相交链, 并沿空气隙而闭合;

3. 次级绕组的漏磁通 ϕ_{2s} , 该磁通只和次级绕组相交链, 并沿空气隙而闭合。

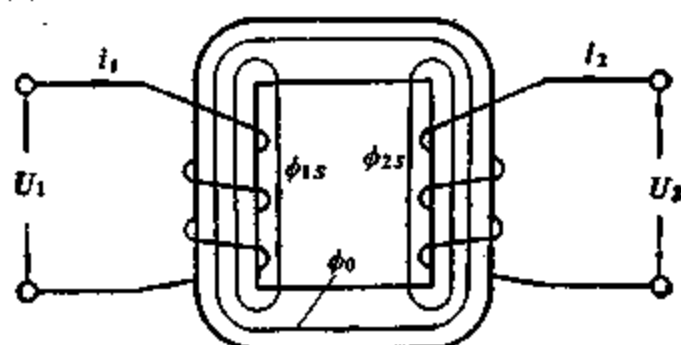


图 1.1 变压器的原理图

变压器主磁通确定的磁势等于初次级绕组磁势之总和:

$$F_0 = i_1 N_1 + i_2 N_2$$

式中 N_1 和 N_2 分别为初次级绕组的匝数; i_1 和 i_2 分别为初次级绕组的电流。

当 $i_1 N_1 + i_2 N_2 = 0$ 时, 变压器的主磁通等于零, 留下的只是漏磁通。由于漏磁通主要是沿空气隙而闭合, 空气隙的磁导率是恒定的, 因此, 初次级绕组的漏磁链 ϕ_{1s} 和 ϕ_{2s} 与相应的电流成比例:

$$\phi_{1s} = L_{1s} i_1 \quad \phi_{2s} = L_{2s} i_2$$

式中 L_{1s} 和 L_{2s} ——分别为初次级绕组的漏感。

这时, 初次级绕组总的磁链为

$$\Psi_1 = \phi_{1s} + N_1 \phi_0 = L_{1s} i_1 + N_1 \phi_0$$

$$\Psi_2 = \phi_{2s} + N_2 \phi_0 = L_{2s} i_2 + N_2 \phi_0$$

假定变压器初次级绕组的电压分别为 u_1 和 u_2 , 电阻分别为 r_1 和 r_2 , 则初次级电路的方程为

$$u_1 = r_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \quad -\frac{d\Psi_2}{dt} = r_2 i_2 + u_2$$

把 Ψ_1 和 Ψ_2 值代入, 则得

$$u_1 = r_1 i_1 + L_{1\sigma} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi_0}{dt}$$

$$-N_2 \frac{d\phi_0}{dt} = r_2 i_2 + L_{2\sigma} \frac{di_2}{dt} + u_2$$

从第一个方程可知, 变压器初次级绕组的电压和初次级绕组的电阻压降及变压器主磁通和漏磁通在该绕组中的感应电势相平衡。

从第二个方程可知, 主磁通在次级绕组中的感应电势和次级绕组的电阻压降、负载电阻上的电压降、漏磁通在次级绕组中的感应电势相平衡。

绕组匝数之比 $N_2/N_1 = n$ 常称为变比。当 n 不等于 1 时, 变压器初次级电路的各个量难以比较, 因为电势

$$e_1 = -N_1 \frac{d\phi_0}{dt} \quad e_2 = -N_2 \frac{d\phi_0}{dt}$$

彼此不等。为了便于比较, 常把一个绕组的参数折算到另一个绕组。折算的实质是用匝数等于另一个绕组的等值绕组代替变压器的某一个绕组(初级或次级均可)。

下面分析次级折算到初级的情况。折算后绕组的所有参数都用带撇的符号表示, 并称为折算值。自然, 进行折算时应当保证初级电路的工作状态不变。为此, 必要而充分的条件是折算后次级绕组的磁势不变, 即应当保持条件:

$$i'_2 N_1 = i_2 N_2 \quad \text{或者} \quad i'_2 = \frac{N_2}{N_1} i_2 = n i_2$$

因为这时变压器的主磁通 ϕ_0 不变, 借助于该磁通实现了变压器初次级电路之间的耦合与相互作用。

主磁通 ϕ_0 在折算的次级绕组中感应的电势 e'_2 为

$$e'_2 = -N_1 \frac{d\phi_0}{dt} = \frac{N_1}{N_2} \left(-N_2 \frac{d\phi_0}{dt} \right) = -\frac{e_2}{n}$$

因而,折算之后主磁通在初次级绕组中感应的电势 e_1 和 e'_1 将彼此相等。

应特别注意,折算后次级的功率是不变的。因为

$$P'_1 = e'_1 i'_1 = \frac{e_2}{n} n i_2 = e_2 i_2 = P_2$$

为了说明折算后次级绕组参数的变化,在变压器次级电势的方程中代入 i_2 和 e_2 的折算值。这时可得

$$e'_1 = \frac{r_2}{n^2} i'_2 + \frac{L_{2s}}{n^2} \frac{di'_2}{dt} + \frac{u_2}{n} = r'_1 i'_2 + L'_{2s} \frac{di'_2}{dt} + u'_2$$

由此可知,当次级绕组的参数折算到初级时,次级绕组的电阻和漏感应除以 n^2 。类似地可以证明:接到次级绕组上的所有电阻和电感都要除以 n^2 ,所有电导和电容都要乘以 n^2 。

折算后,产生主磁通 ϕ_0 所必需的磁势为

$$i_1 N_1 + i_2 N_2 = i_1 N_1 + i'_2 N_1 = (i_1 + i'_2) N_1 = i_0 N_1$$

式中 $i_0 = i_1 + i'_2$ ——称为变压器的磁化电流。

当初级电压恒定时,变压器从空载变化到额定负载,铁心中的主磁通变化很少,确定主磁通的磁势也几乎不变。在 $i'_2 = 0$,即当变压器空载时,磁化电流等于变压器的初级电流。因此,磁化电流有时也称为空载电流。普通变压器的漏磁很少,可以忽略不计。这时,认为变压器的主磁通在任何负载下都是恒定的。这一结论完全适合于脉冲变压器。

1.2 脉冲变压器的等值线路

从上节导出的方程中可知,实际变压器可以用图 1.2 所示的理想变压器和电阻为 r_1 及 r_2 ,电感为 L_{1s} 及 L_{2s} 的两个电感线圈组成的线路来等值。所谓理想变压器是绕组电阻和漏感都等于零的变压器。

将次级折算到初级,从而得到两个绕组匝数相等的理想变

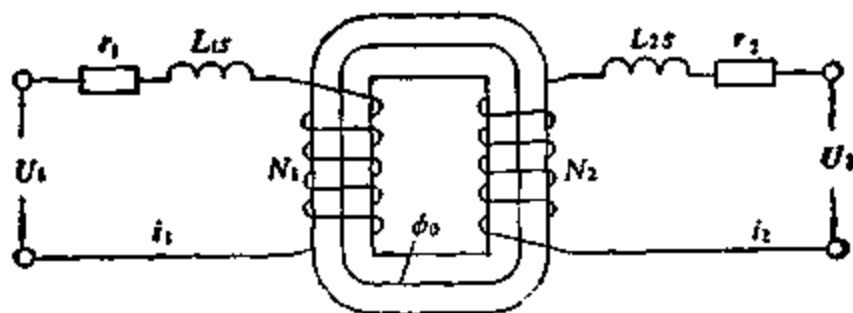


图 1.2 理想变压器的原理图

器(图 1.3)。由于折算变压器的方程为

$$u_1 = r_1 i_1 + L_{1s} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi_0}{dt}$$

$$-N_1 \frac{d\phi_0}{dt} = r'_2 i'_2 + L'_{2s} \frac{di'_2}{dt} + u'_2$$

因而,这种等值是正确的。这时,理想变压器变换为电感线圈,变压器的磁通沿电感线圈的铁心而闭合,线圈中消耗的功率等于变压器的铁心损耗。

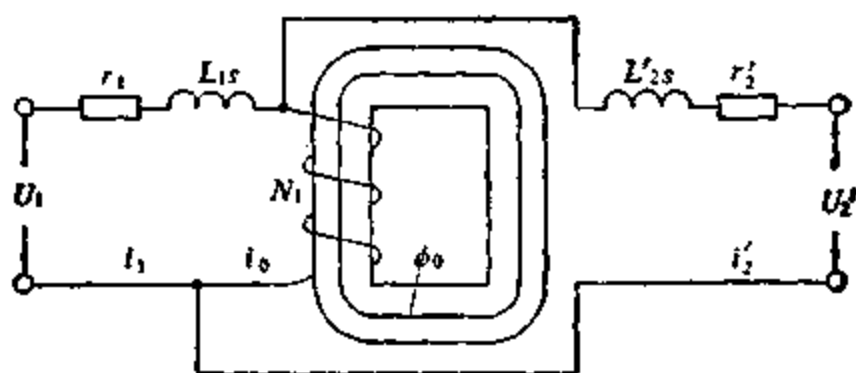


图 1.3 折算到初级的理想变压器

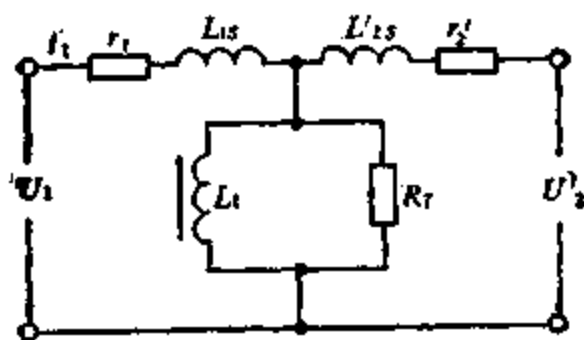


图 1.4 变压器的T形等值线路

因此,变压器可以用 T 形线路来等值(图1.4)。漏感 L_1 和 L_2 用来考虑漏磁通; r_1 和 r_2 表示初次级绕组的电阻; 变压器的磁化电流 $i_0 = i_1 + i_2'$ 经电感 L_1 流过, 因此, 该电感称为磁化电感, 用来考虑变压器的主磁通; 电阻 R_r 用来考虑变压器铁心中的磁滞与涡流损耗 P_r 。电感 L_1 和电阻 R_r 分别按下式确定:

$$L_1 = N_1 \frac{\phi_0}{i_0} \quad R_r = \frac{U_{11}^2}{P_r}$$

式中 U_{11} ——电压 U_1 的一部分, 该电压和主磁通 ϕ_0 在初级绕组的感应电势 e_1 相平衡。

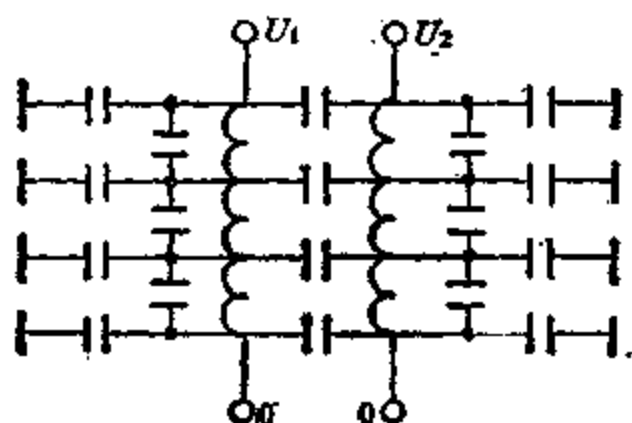


图 1.5 变压器中的分布电容

除了漏感和磁化电感外, 在分析脉冲变压器的工作过程时, 还必须考虑变压器结构元件间存在的寄生电容。寄生电容分布于各个元件之间, 如图 1.5 所示。从该图可见, 变压器结构元件间的寄生电容可以分成五类: 铁心和初级绕组间的寄生电容; 初次级绕组间的寄生电容; 初级绕组匝间的寄生电容; 次级绕组匝间的寄生电容。各种寄生电容都具有分布的特点, 因此, 也称为分布电容。具有分布参数的电路分析起来相当复杂。为了简化起见, 用接在高电位点之间的集中电容来代替分布电容。匝间分布电容通常很小, 一般忽略不计。这时, 变压器的线路如图 1.6 所示。

变压器的铁心通常与零电位相连。因此, 既考虑漏磁通, 又考虑分布电容时, 脉冲变压器的等值线路如图 1.7 所示。图中 $C_{1\delta}$, $C_{12\delta}$, $C_{2\delta}$ ——折算到初级的相应等值分布电容。下面将利用该等

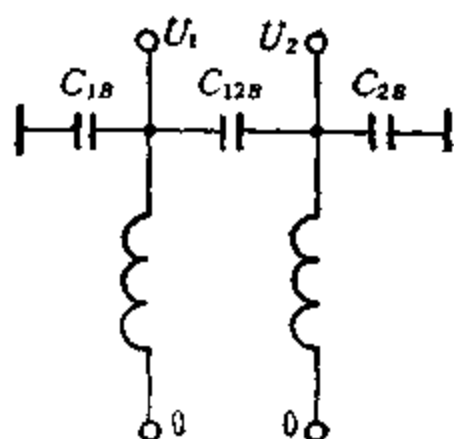


图 1.6 变压器中分布电容的简化表示方法

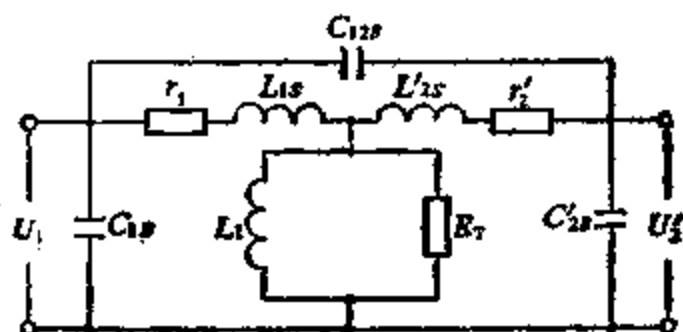


图 1.7 脉冲变压器的等值线路

值线路来分析脉冲变压器中的物理过程。

漏感和分布电容在脉冲变压器中起决定性作用。因此,考虑漏感和分布电容时的脉冲变压器是一个复杂的具有分布常数的系统,利用有限的几个集中参数元件组成的等值线路,不能精确地表示该系统的性能,因为,这时绕组电压和导线电流间不存在分布常数系统特有的动态耦合,从根本上来说,具有分布常数的系统和由有限个集中参数的元件组成的系统是不同的。因此,利用这种等值线路来分析脉冲变压器中的物理过程,必然产生一定的误差。

如果利用具有分布参数的等值线路来分析脉冲变压器中的物理过程,不仅使分析的过程大为复杂,而且也不可能得到工程实践中有用的结果。此外,脉冲变压器的设计实践表明,上述简化是允许的。

脉冲变压器是脉冲振荡器的重要组成部分,在线路中起阻抗匹配的作用。无论是脉冲振荡器,或者是负载,都可以用某个参数

来表示,该参数与变压器参数一起,确定了脉冲从振荡器到负载的传输条件。因此,在设计脉冲变压器时,不仅要考虑变压器本身的参数,而且要考虑脉冲振荡器和负载的参数。这种状况在分析变压器电路时要特别注意。脉冲振荡器的内阻及负载阻抗通常含有一定的容性分量。在某些情况下还要考虑阻抗的感性分量。

下面分析最常见的两种脉冲振荡器。在图 1.8 的线路中,储能器是完全放电式人工线;在图 1.9 的线路中,储能器是局部放电的电容器。这两个线路中的脉冲变压器的工作条件有些不同。在图 1.9 中,由于脉冲调制管的内阻很小,折算到变压器初级的负载电阻 R_f 远大于脉冲振荡器的内阻。同时,在储能器完全放电的脉冲振荡器中,振荡器内阻必须与折算的负载电阻相匹配,和采用什么放电器件无关。

图中的 L_{1m} 和 L_{2m} 是引线电感; C_{1m} 和 C_{2m} 是引线电容;无论是引线电感,或者是引线电容,都是分布参数。但在等值线路中都用集中参数来表示。 C_{or} 是换向器件的板极和阴极间电容。 C_f 是负载电容。可以用任何超高频器件——磁控管、泊管、速调管等——作为负载。

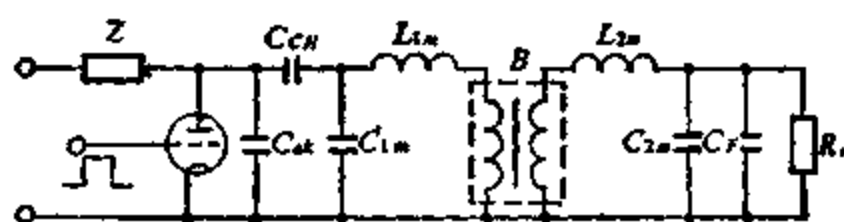


图 1.8 用人工线作为储能器的脉冲振荡器

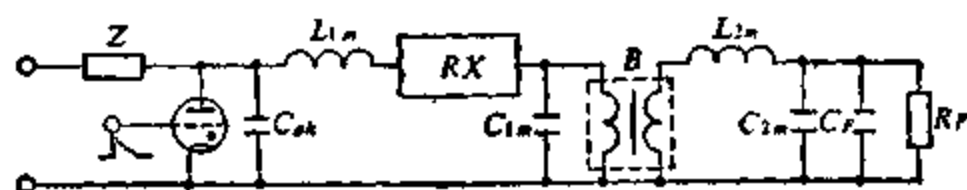


图 1.9 具有电容储能器的脉冲振荡器

假定图 1.9 中的 C_{or} 和 C_{1m} 远小于储能电容器 C_{or} 的容量,则既考虑脉冲振荡器参数,又考虑引线电感、引线电容及负载阻抗

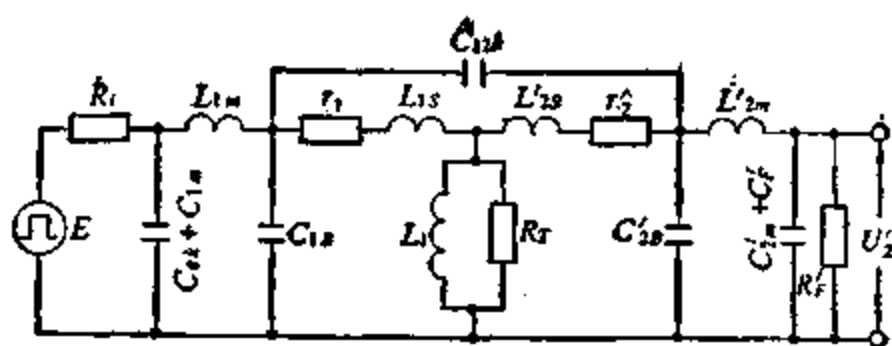


图 1.10 脉冲变压器的等值线路

的脉冲变压器等值线路如图 1.10 所示。

在图 1.10 的线路中,有九个独立的电抗性元件,它们都可以储存一定的电能.因此,脉冲变压器的过渡过程要用九阶微分方程来描述.所变换脉冲波形的畸变由该方程的解来确定.在已知线路参数和初始条件的情况下,该线路输入端加上脉冲电压时的过渡过程原则上是可以确定的。

然而,这种分析方法过于复杂,也得不到实际上有用的解.况且,通常很难求得九阶微分方程的系数与其特征方程根之间的关系.我们的任务不是分析等值线路,而是按照提出的脉冲特性——相当于已知过渡过程的特点——来综合等值线路。

这使问题更加复杂化.为了得到实际上比较有用的解,需要把变压器的等值线路进一步简化.把脉冲振荡器的内阻与绕组电阻合并,初次级漏感与引线电感合并,初级绕组电容和初级引线电容合并,次级绕组电容与次级引线电容合并,就可以达到简化的目的.当变比大于 1 时,即在升压变压器中,把变压器绕组间电容合并到次级电路.当变比小于 1 时,即在降压变压器中,把变压器绕组间电容合并到初级电路.经验表明,这样简化并不会引起显著的误差。

升压变压器的等值线路如图 1.11 所示,降压变压器的等值线路如图 1.12 所示.这两个线路都是经简化后导出的.在理想情况下,希望 $L_s = 0, C_1 = 0, C'_1 = 0, L_1 = \infty$,这种变压器不会引起波形畸变.因此,在设计脉冲变压器时,应力求满足这些条件。

实践表明,脉冲变压器的漏感 L_s ,分布电容 C_1 和 C'_1 对脉冲

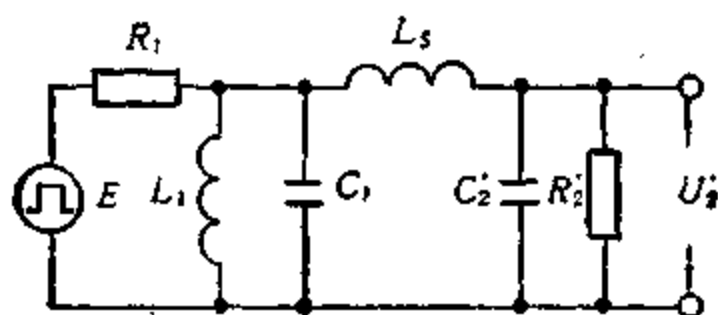


图 1.11 升压脉冲变压器的简化等值线路

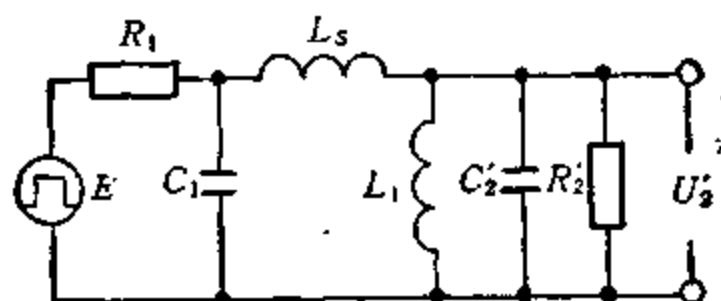


图 1.12 降压脉冲变压器的简化等值线路

平顶没有明显的影响,电感 L_1 对脉冲前沿也没有不良作用。这种状况说明,还可以采用进一步的简化线路来分析脉冲变压器中的物理过程。

1.3 脉冲平顶的畸变

在分析脉冲平顶的形成过程时,可以忽略电容 C_1 、 C_2' 及漏感 L_s 的影响。由于脉冲前沿结束之后,该电容上的电压和流过漏感的负载电流都达到稳定值,而且,在脉冲平顶期间变化不显著。因此,反映脉冲平顶形成过程的等值线路如图 1.13 所示。假定负载电阻是线性的,即负载电阻的阻值和负载电压无关。当负载是纯阻,或者是三极管高频振荡器时,就满足这个假定。

从脉冲平顶开始的瞬间起,变压器磁化电感中的电流可以认为等于零。经过一段时间之后,由于磁化电感中电流的增长,脉冲振荡器的电流增大,其内阻压降也增大,因而,负载电压有些降低,并流过负载电流。显然,脉冲宽度 t_k 越宽,磁化电感 L_1 越小,电阻

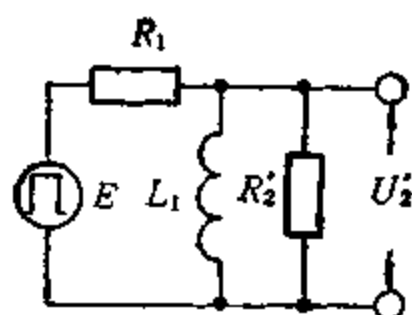


图 1.13 脉冲平顶期间变压器的简化等值线路

R_1 越大，负载电压的变化就越大。

下面估价负载电压变化的数量。图 1.13 中各物理量间的关系可用下面的方程来描述：

$$U_2' = L_1 \frac{di_L}{dt} \quad E = U_2' + (i_L + i_2')R_1$$

初始条件是 $t = 0$ 时，

$$U_2' = U_L = \frac{ER_2'}{R_1 + R_2'}$$

该方程的解就是负载电阻上的电压降：

$$U_2' = \alpha E e^{-\frac{t}{T_D}} \quad (1.1)$$

式中 $\alpha = R_2' / (R_1 + R_2')$ —— 从初级到次级的电压传输系数；
 $T_D = L_1(R_1 + R_2') / (R_1 R_2')$ —— 变压器电路的时间常数；和音频变压器类似，该常数也称为低频时间常数。

公式(1.1)表明，电阻 R_2' 上的电压降随时间按指数规律下降，而且，变压器的低频时间常数越小，电压降低的速度越快。

对脉冲变压器的一条重要要求是：在脉冲作用期间，顶部电压的变化应不超过允许值。脉冲变压器的用途不同，允许的平顶降落也不同。但是，一般都不超过电压幅值的 5%。把式(1.1)分解为级数，而且只取前两项，则得

$$U_2' \approx \alpha E \left(1 - \frac{t_k}{T_D} \right) \quad (1.2)$$

由于 $t=0$ 时, $U'_1 = \alpha E$, 因此, 脉冲作用期间电压的相对变化为

$$\Delta = \frac{\Delta U}{\alpha E} = \frac{t_x}{T_D} = \frac{t_x R_1 R'_2}{(R_1 + R'_2) L_1} \quad (1.3)$$

允许的平顶降落和脉冲宽度都由设计任务书给定; 电阻 R_1 和 R'_2 主要由脉冲振荡器的内阻和负载电阻来确定, 这同样是已知的。因此, 公式(1.3)确定了必须的脉冲变压器磁化电感:

$$L_1 \geq \frac{t_x R_1 R'_2}{(R_1 + R'_2) \Delta} \quad (1.4)$$

尽管进行了一系列简化, 公式(1.4)的精度还是足够的。当平顶降落为 10% 时, 按式(1.4)算出的 L_1 值比实际的磁化电感大 5%。这样将使平顶降落略有减少, 因而是有利的。确定磁化电感时产生误差的另一个原因是忽略了绕组电阻。该电阻只有脉冲变压器设计好之后才能知道。然而, 该电阻远小于振荡器内阻 R_1 及负载电阻 R_r 。因此, 忽略该电阻之后, 相应的计算误差同样不超过百分之几。

脉冲变压器的负载通常是磁控管。磁控管的伏安特性是非线性的(图 1.14)。当电压从零升高到 E_0 时, 磁控管起振, 产生出超高频振荡。在这个电压范围内, 磁控管的内阻极高, 近似计算时通常认为是无穷大。当电压从 E_0 升高到 E_m 时, 磁控管处于额定工

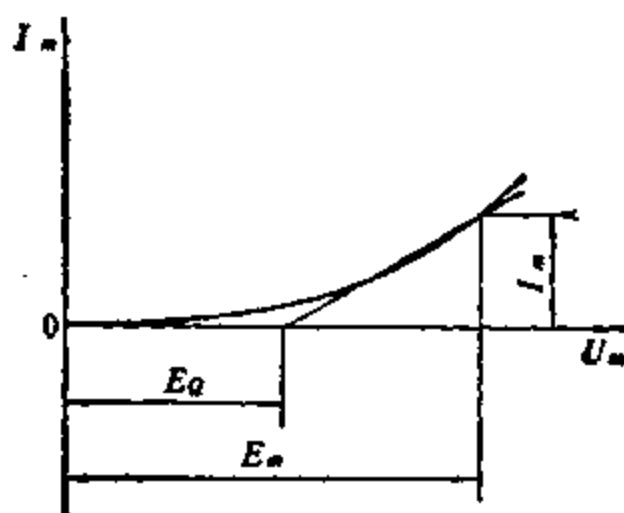


图 1.14 磁控管的伏安特性

作状态,它的内阻随板压的升高而显著下降。因此,在正常工作状态下,磁控管的伏安特性可以用直流微分电阻来表示:

$$R_m \approx \frac{\Delta E_m}{\Delta I_m} \approx \frac{E_m - E_0}{I_m}$$

在图 1.15 中,用电压 E'_0 来考虑磁控管的这种特性。该电压的极性和脉冲振荡器输出电压的极性相反。这时,脉冲平顶的形成过程可用下面的方程组来描述:

$$E'_0 = L_1 \frac{di_L}{dt} - i'_1 R'_m$$

$$E'_0 = E - (R_1 + R'_m)i'_1 - R_1 i_L$$

或者

$$\frac{L_1(R_1 + R'_m)}{R_1 R'_m} \frac{di'_1}{dt} + i'_1 = -\frac{E'_0}{R'_m} \quad (1.5)$$

初始条件是:当 $t=0$ 时,

$$i'_1 = \frac{E - E_0}{R_1 + R'_m} = I'_m$$

求解方程(1.5),得到

$$i'_m = \left(\frac{E - E_0}{R_1 + R'_m} + \frac{E'_0}{R'_m} \right) e^{-\frac{t}{T_D}} - \frac{E'_0}{R'_m} = \left(I'_m - \frac{E'_0}{R'_m} \right) e^{-\frac{t}{T_D}} - \frac{E'_0}{R'_m}$$

式中 $T_D = L_1(R_1 + R'_m)/(R_1 R'_m)$ 。

把 $e^{-\frac{t}{T_D}}$ 分解成级数,并取前两项,则得

$$\text{磁控管电流} \quad i_m \approx I'_m - \left(I'_m + \frac{E'_0}{R'_m} \right) \frac{t}{T_D} \quad (1.6)$$

$$\text{磁控管电压} \quad U'_m = E'_0 + i'_m R'_m \approx (E'_0 + I'_m R'_m) \left(1 - \frac{t}{T_D} \right)$$

$E'_0 + I'_m R'_m = E'_m$ ——脉冲前沿结束瞬间,亦即平顶开始瞬间,磁控管的板极电压,即

$$U'_m = E'_m \left[1 - \frac{R_1 R'_m t}{(R_1 + R'_m) L_1} \right]$$

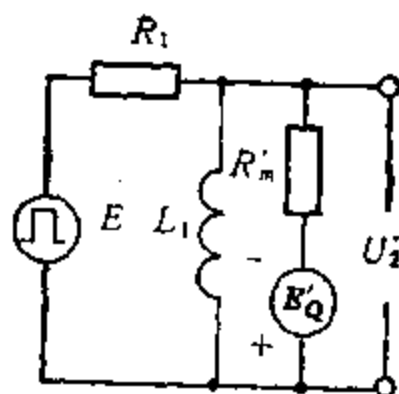


图 1.15 当负载为磁控管时,脉冲平顶期间变压器的简化等值线路

脉冲作用期间磁控管电压的相对变化为

$$\Delta_s = \left| \frac{\Delta E'_m}{E'_m} \right| = \frac{R_1 R'_m t_k}{(R_1 + R'_m) L_1} \quad (1.7)$$

折算到脉冲变压器初级的磁控管微分电阻通常远小于脉冲振荡器的内阻,因此,在其他条件相同时,磁控管电压的相对变化要比三极管振荡器小.然而,这时磁控管电流的变化却很大.实际上,根据式(1.6)则有

$$\begin{aligned} \Delta_i &= \left| \frac{\Delta I'_m}{I'_m} \right| = \left(\frac{1}{1 + \frac{R_1}{R'_m}} + \frac{E'_m}{E - E'_0} \right) \frac{R_1}{L_1} t_k \\ &= \Delta_s + \frac{E'_0}{E - E'_0} \frac{R_1}{L_1} t_k > \Delta_s \end{aligned} \quad (1.8)$$

为了比较磁控管电流与电压的相对变化,我们分析储能电容器完全放电的脉冲调制器.脉冲的产生靠人工线,脉冲变压器的负载是磁控管.

根据式(1.7), $(R_1/L_1)t_k = \Delta_s(1 + R_1/R'_m)$. 对于大多数磁控管来说, $E'_0 \approx 0.8 E_m = 0.4 E$. 把 $(R_1/L_1)t_k$ 及 E' 值代入式(1.8), 并考虑到 $R_1/R'_m \gg 1$, 便得

$$\Delta'_i \approx \Delta_s \left(1.67 + 0.67 \frac{R_1}{R'_m} \right) \gg \Delta_s$$

对于磁控管振荡器来说,通常给出的不是电压,而是脉冲作用

期间电流的相对变化。因此,当脉冲变压器的负载是磁控管时,应根据式(1.8)来确定必须的磁化电感:

$$L_1 \geq \frac{\frac{R'_m}{R_1 + R'_m} + \frac{E'_0}{E - E'_0}}{\Delta'_i} R_1 t_x$$

在匹配负载下,即在储能器完全放电的脉冲振荡器中,

$$I'_m R'_m + E'_0 = \frac{E}{2}$$

由于

$$I'_m = \frac{E - E'_0}{R_1 + R'_m}$$

故而

$$\frac{E - E'_0}{R_1 + R'_m} R'_m + E'_0 = \frac{E}{2}$$

或者

$$\frac{R'_m}{R_1 + R'_m} + \frac{E'_0}{E - E'_0} = \frac{E - 2E'_0}{2(E - E'_0)} + \frac{E'_0}{E - E'_0} = \frac{E}{2(E - E'_0)}$$

因此,对于匹配负载来说,则有

$$\left. \begin{aligned} \Delta'_i &= \frac{R_1 t_x}{2 L_1 \left(1 - \frac{E'_0}{E}\right)} \\ L_1 &\geq \frac{R_1 t_x}{2 \Delta'_i \left(1 - \frac{E'_0}{E}\right)} \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

1.4 脉冲前沿的畸变

由于脉冲变压器绕组间存在漏感,绕组和变压器其他结构零件间存在分布电容。这些寄生参数的存在,使前沿很陡的脉冲电压加到变压器上时,以及脉冲结束后,在变压器电路中将产生复杂的振荡过程。这种振荡严重影响脉冲变压器的工作,使所变换脉冲的波形发生畸变。因此,分析与研究变压器电路中的振荡过程

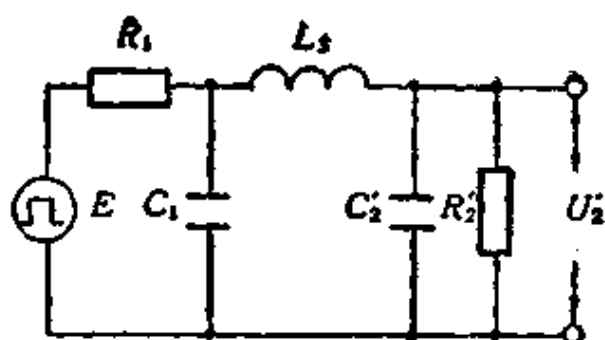


图 1.16 脉冲前沿期间变压器的简化等值线路

是极其重要的。这种振荡是寄生参数引起的，在设计脉冲变压器时，应尽量减小类似参数。

在分析脉冲前沿的形成过程时，将采用集中参数的变压器等值线路(图 1.11 和 1.12)。由于线路比较复杂，最好分别研究脉冲前沿、顶部和后沿的形成过程。此外，由于脉冲振荡器内阻及负载电阻都是非线性的，在形成脉冲前沿、平顶和后沿的过程中，电路参数是极不相同的。其次，分析前沿、平顶和后沿的目的也是不同的，所求的物理量也不同。因此，下面将分别研究这些过程。

在分析脉冲前沿的形成过程时假定：第一，变压器的磁化电感远大于漏感，因而，其分流作用忽略不计。实际脉冲变压器的漏磁系数 $\sigma = L_s/L_1 = 0.01-0.001$ ，都满足这个假定。第二，假定负载电阻 R'_2 是线性的，其阻值和负载电压无关。采用这些假定后，变压器的等值线路如图 1.16 所示。该线路可用来分析脉冲前沿的形成过程。

变压器输出脉冲前沿的波形，可用零初始条件下等值线路中的过渡过程来描述。根据基尔霍夫定律，组成相应的方程组，针对输出电压求解，可得如下的微分方程：

$$\frac{R_1 C_1 L_s C'_2}{1 + \frac{R_1}{R'_2}} \frac{d^3 U'_2}{dt^3} + \frac{R_1 C_1 \frac{L_s}{R'_2} + L_s C'_2}{1 + \frac{R_1}{R'_2}} \frac{d^2 U'_2}{dt^2} + \frac{R_1 C_1 + R_1 C'_2 + \frac{L_s}{R'_2}}{1 + \frac{R_1}{R'_2}} \frac{dU'_2}{dt} + U'_2 = \frac{E}{1 + \frac{R_1}{R'_2}} \quad (1.10)$$

为了求得比较一般的解,采用新的代号:

$$t = \tau \sqrt{L_s(C_1 + C'_1)} = \tau T_0 \quad (1.11)$$

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C'_1} \quad (1.12)$$

$$\gamma = \frac{1}{R_1 + R'_1} \sqrt{\frac{L_s}{C_1 + C'_1}} = \frac{\rho}{R_1 + R'_1} \quad (1.13)$$

$$\alpha = \frac{R'_1}{R_1 + R'_1} \quad u = \frac{U'_1}{\alpha E}$$

式中 $T_0 = \sqrt{L_s(C_1 + C'_1)}$ ——变压器电路的高频时间常数;

$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C_1 + C'_1}}$ ——变压器电路的波阻抗。

把各个量代入方程(1.10),则得

$$\frac{\alpha(1-\alpha)x(1-x)}{\gamma} \frac{d^3u}{d\tau^3} + [(1-\alpha)x + (1-x)\alpha] \frac{d^2u}{d\tau^2} + \alpha \left[\frac{1-\alpha}{\gamma} + \frac{\gamma}{\alpha} \right] \frac{du}{d\tau} + u = 1 \quad (1.14)$$

首先分析 $x=0$ 或 $x=1$ 两种极限情况。实际上,这意味着电容 C_1 和 C'_1 是接到变压器初级($x=1$)或次级($x=0$)电路的。相应的变压器等值线路如图 1.17 和 1.18 所示。描述线路中过渡过程的微分方程从三阶降到二阶,如下式所示:

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + 2\delta \frac{du}{d\tau} + u = 1 \quad (1.15)$$

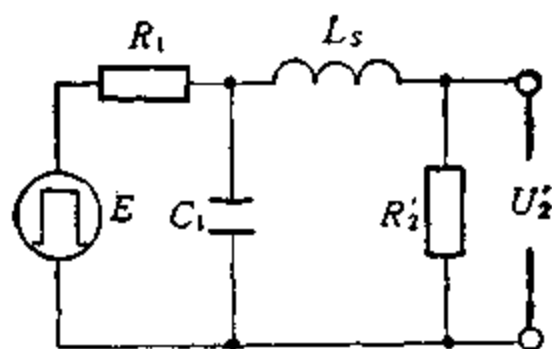


图 1.17 分析降压变压器脉冲前沿畸变时所用的变压器简化等值线路

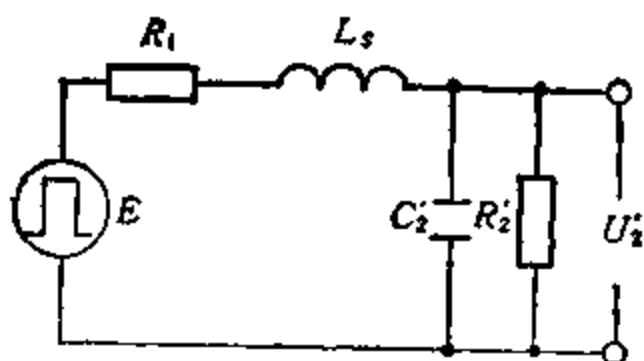


图 1.18 分析升压变压器脉冲前沿畸变时所用的变压器简化等值线路

当 $x=0$ 时,

$$\delta = \frac{\sqrt{\alpha}}{2} \left(\frac{1-\alpha}{\gamma} + \frac{\gamma}{\alpha} \right) \quad (1.16)$$

$$t = \tau \sqrt{\alpha L_s C_2'} \quad (1.17)$$

当 $x=1$ 时,

$$\delta = \frac{\alpha}{2\sqrt{1-\alpha}} \left(\frac{1-\alpha}{\gamma} + \frac{\gamma}{\alpha} \right) \quad (1.18)$$

$$t = \tau \sqrt{(1-\alpha)L_s C_1'} \quad (1.19)$$

当 δ 为不同值时, 方程的解为:

在 $\delta < 1$ 时

$$u = 1 - e^{-\delta\tau} \left(\frac{\delta}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin \sqrt{1-\delta^2} \tau + \cos \sqrt{1-\delta^2} \tau \right)$$

在 $\delta = 1$ 时,

$$u = 1 - e^{-\tau} (1 + \tau)$$

在 $\delta > 1$ 时,

$$u = 1 - e^{-\delta\tau} \left(\frac{\delta}{\sqrt{\delta^2-1}} \operatorname{sh} \sqrt{\delta^2-1} \tau + \operatorname{ch} \sqrt{\delta^2-1} \tau \right)$$

利用求得的解, 可以画出脉冲前沿形成过程的标准无量纲曲线, 如图 1.19 所示: 该图十分重要, 进行脉冲变压器设计时将会用到这些曲线。

从图 1.19 可见, 输出电压的相对值 u 和相对时间 τ 的函数关系, 由唯一的参数 δ 来单值地确定。参数 δ 反映了变压器电路

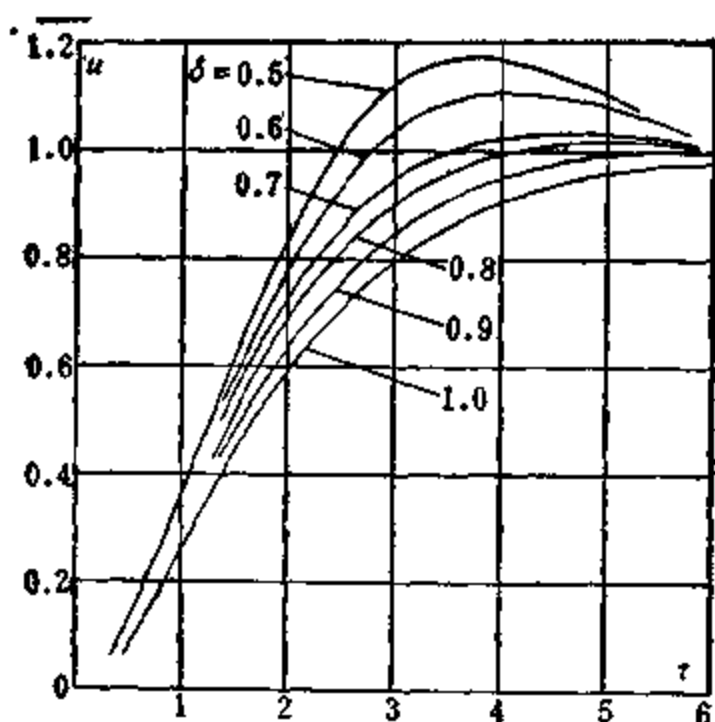


图 1.19 线性负载下脉冲前沿的标准无量纲曲线

中 L_1, C_1 或 C'_1, R_1 和 R'_1 间的各种可能关系. 因此, 求得的解可以表示成通用曲线, 实际应用起来十分方便.

根据图 1.19 和方程(1.15), 可以确定 变压器 等值线路的 参数. 假定允许的前沿顶部上冲、前沿宽度、脉冲振荡器内阻 R_1 、负载电阻 R'_1 、引线电容和引线电感都是已知的. 按照前沿顶部上冲, 在图 1.19 上选定一条满足要求的曲线, 从而也就 确定了参数 δ . 根据已知的前沿宽度 t_r , 按图 1.19 可以确定相对前沿宽度 τ_r .

不要忘记, 分析的最终目的是确定允许波形 畸变下的漏感和分布电容.

相对于 γ 求解方程(1.16)和(1.18), 可得:

当 $x=0$ 时,

$$\gamma = \sqrt{\alpha} (\delta \pm \sqrt{\delta^2 + \alpha - 1}) \quad (1.20)$$

当 $x=1$ 时,

$$\gamma = \sqrt{1-\alpha} (\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \alpha}) \quad (1.21)$$

按照已知的 δ 和 α , 可以确定出 γ . 从式(1.20)和(1.21)可见, 脉冲 前沿 的形成过程可以用两个 γ 值来表示, 在实际设计时

应当选取那一个值呢？

从公式(1.13)可知, γ 值大, 相应的漏感 L_s 就大, 分布电容 C_1 或 C'_1 值就小; 相反, γ 值小时, 相应的 L_s 也小, 分布电容 C_1 或 C'_1 就较大. 在设计脉冲变压器时, 通常得到较小的分布电容要比得到较小的漏感容易. 因此, 实际上最佳的是前一个方案——希望允许的漏感 L_s 略微大些, 分布电容 C_1 或 C'_1 应当小些. 这相当于在式(1.20)和(1.21)中取加号. 注意, 选取什么样的 γ 值, 对脉冲变压器的设计有很大影响.

脉冲变压器的设计、使用和试验表明: 变压器电路的功率系数, 在很大程度上由电抗性元件中储存的能量来确定. 脉冲结束之后, 这些能量要耗散在铁心、绕组及外电路中. 这些能量是不能忽略的, 往往等于甚至大于脉冲作用期间变压器中的有功损耗. 因此, 在设计脉冲变压器时, 必须保证电抗性元件中储存的能量要最少. 为了寻求这个条件, 先推导类似元件中储存能量的公式. 假定脉冲作用之后, 经过某个足够大的时间间隔, 这时, 线路中过渡过程的自由分量已经衰减, 漏感中的电流为

$$i = \frac{E}{R_1 + R'_1} = \frac{\alpha E}{R'_1}$$

分布电容 C_1 和 C'_1 上的电压为

$$U'_1 = \alpha E$$

各个元件中储存能量的总和为

$$W = \frac{i^2 L_s}{2} + \frac{(U'_1)^2 (C_1 + C'_1)}{2} = \frac{E^2 T_0}{2(R_1 + R'_1)} \left(\gamma + \frac{\alpha^2}{\gamma} \right)$$

当已知 α 、 R'_1 、 E , 而且, 在变压器电路的高频时间常数恒定不变的情况下, 如果 $\gamma = \alpha$, 则各元件中储存能量的总和最少. 从这个观点来看, 参数 γ 应当接近或等于 α 值.

确定了参数 γ 和 τ 之后, 为了计算漏感 L_s 和分布电容 C_1 或 C'_1 , 可以利用下面的方程:

当 $x = 0$ 时,

$$\gamma = \frac{\sqrt{\frac{L_2}{C_2'}}}{R_1 + R_2'} \quad t_s = \tau_s \sqrt{\alpha L_2 C_2'}$$

当 $x = 1$ 时,

$$\gamma = \frac{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}}{R_1 + R_2'} \quad t_s = \tau_s \sqrt{(1-\alpha) L_1 C_1}$$

由此可得:

当 $x = 0$ 时,

$$L_2 = \frac{\gamma t_s (R_1 + R_2')}{\tau_s \sqrt{\alpha}} \quad (1.22)$$

$$C_2' = \frac{t_s}{\tau_s \sqrt{\alpha} \gamma (R_1 + R_2')} \quad (1.23)$$

当 $x = 1$ 时,

$$L_1 = \frac{\gamma t_s (R_1 + R_2')}{\tau_s \sqrt{1-\alpha}} \quad (1.24)$$

$$C_1 = \frac{t_s}{\tau_s \sqrt{1-\alpha} \gamma (R_1 + R_2')} \quad (1.25)$$

当对脉冲波形要求不高时,不必精确计算等值线路的参数。当允许对设计出的脉冲变压器进行多次试验调整时,以及设计无关重要的小功率脉冲变压器时,就可以如此处理。在该情况下可采用图 1.17 或 1.18 所示的简化等值线路。

然而,当不允许前沿顶部有上冲,并希望前沿尽可能陡时,就必须采用精确的计算方法。

下面分析用上述方法确定线路参数时产生的误差。为此,公式(1.17)除以(1.19),并把时间 t 理解为某电平下的脉冲前沿宽度,假定 $(C_1 + C_2')$ 恒定不变,则得

$$\frac{t_{x=0}}{t_{x=1}} = \sqrt{\frac{\alpha}{1-\alpha}} \quad (1.26)$$

这个比值由变压器电路的传输系数来确定,通常 $\alpha = 0.5 - 0.9$ 。

把 α 代入式(1.26)便知,确定脉冲前沿时的误差是相当显著的,达到三倍之多。误差的大小取决于计算时采用的等值线路(图 1.17 或 1.18)。按照这里求得的参数进行结构计算时,将会产生更大的误差。

下面将要指出,铁心的体积近似和脉冲前沿宽度的平方成反比。因此,确定铁心体积和质量时的误差将达到九倍以上。

通常满足不等式 $0 < x < 1$,分布电容不可能达到最大值,实际计算时并不会产生这样大的误差。常用脉冲变压器的实际数据见表 1.1.计算是在 $x=0$ 的情况下进行的,表中 t_{ss} 表示实测的脉冲前沿宽度; t_{sr} 表示计算出的脉冲前沿宽度。

从表 1.1 可见,随着 x 值的 增长,铁心体积 和质量的偏差也增长。实际变压器的 x 值在 0.25—0.66 之间。由此可知,为了更精确地计算出等值线路的参数,必须考虑变压器的实际分布电容,通过解方程(1.14)而求得。

表 1.1 实际脉冲变压器的有关参数

脉冲功率 (MW)	α	σ	$\frac{t_{sr}}{t_{ss}}$	x	铁心体积 和质量增 长的倍数
4	1.4	0.87	2.6	0.66	6.7
0.1	-0.33	0.835	1.4	0.47	2
4	1.6	0.77	1.7	0.42	2.9
0.1	-0.33	0.8	1.5	0.44	2.25
0.5	-0.5	0.835	1.45	0.435	2.1
25	2.1	0.5	1.15	0.25	1.32
5	2.2	0.835	1.3	0.37	1.69
4	1.5	0.77	1.2	0.3	1.44

从高等数学中知道,式(1.14)表示的三阶不均匀线性微分方程的解为

$$u = D_1 e^{k_1 \tau} + D_2 e^{k_2 \tau} + D_3 e^{k_3 \tau} + 1$$

式中 D_1, D_2, D_3 ——积分常数,根据初始条件来确定; k_1, k_2, k_3 ——特征方程的根。其特征方程为

$$Ak^3 + Bk^2 + Ck + 1 = 0 \quad (1.27)$$

式中

$$A = \frac{\alpha(1-\alpha)x(1-x)}{\gamma}$$

$$B = (1-\alpha)x + (1-x)\alpha$$

$$C = \alpha \left(\frac{1-\alpha}{\gamma} + \frac{\gamma}{\alpha} \right)$$

要想确定积分常数和特征方程的根是不困难的。然而，三次方程(1.27)的根用图 1.16 的线路参数来表示是很复杂的，而且，求得的公式也是非常庞大的。这种公式无法用来分析等值线路参数对过渡过程的影响。前面已经说过，按照给定的过渡过程特点，能确定所需线路参数的解，才有实用价值。

实际上并不需要对图 1.16 的各种过渡过程全部进行详细地分析，而只分析有用的、最佳的过渡过程就可以了。这不仅大大简化了分析的工作量，而且能使求得的解显著简化和实用。通常对脉冲变压器的主要要求是波形畸变要小，实际上感兴趣的正是满足这个要求的解。就是希望得到前沿顶部没有上冲，前沿宽度又最小的解。

这个解对应于图 1.16 的临界非周期过渡过程。非周期过渡过程的前沿顶部同样没有上冲，然而，临界非周期状态不仅可以保证前沿顶部没有上冲，而且能保证前沿宽度最小。从临界状态过渡到振荡状态，能减小脉冲前沿宽度，但前沿顶部将出现上冲。因此，通常认为临界非周期状态是最佳的。

临界状态的数学表达方式是特征方程(1.27)的判别式等于零：

$$4B^3 + 4AC^3 - 18ABC + 27A^2 - B^2C^2 = 0$$

把 A、B、C 值代入之后求得

$$\begin{aligned} & \gamma^0(4a - B^2) + \gamma^4[4B^3 + 12\alpha\alpha(1-\alpha) - 18aB - 2B^2\alpha(1-\alpha)] \\ & + \gamma^2[12\alpha\alpha^2(1-\alpha)^2 - 18aB\alpha(1-\alpha) - B^2\alpha^2(1-\alpha)^2 \\ & + 27\alpha^2] + 4\alpha\alpha^3(1-\alpha)^3 = 0 \end{aligned} \quad (1.28)$$

式中 $a = \alpha(1-\alpha)x(1-x)$ 。

在方程(1.28)中, 系数 α 是已知的, R_1 和 R'_1 是设计任务书给定的。

电容 C_1 和 C'_1 取决于变压器的结构参数, 在结构计算之后才能确定。然而, 下面将要指出, 比值 x 只和变比、绝缘结构及绕组线路有关, 开始设计时可以初步选取。引线电容也是设计任务书给定的。因此, 比值 x 同样是已知的。系数 γ 根据方程(1.28)来确定。

利用式(1.28)求得的 γ 值能保证电抗性元件中储存的能量最少。该 γ 值表示在图 1.20 上。图中还给出了 0.9 电平处的脉冲前沿相对宽度:

$$\tau_s = \frac{t_s}{\sqrt{L_s(C_1 + C'_1)}}$$

将式(1.11)、(1.12)和(1.13)联立求解, 可得 L_s 、 C_1 和 C'_1 的计算公式:

$$L_s = \frac{t_s}{\tau_s} \gamma (R_1 + R'_1)$$

$$C_1 = \frac{t_s}{\tau_s} \frac{x}{\gamma (R_1 + R'_1)}$$

$$C'_1 = \frac{t_s}{\tau_s} \frac{1-x}{\gamma (R_1 + R'_1)}$$

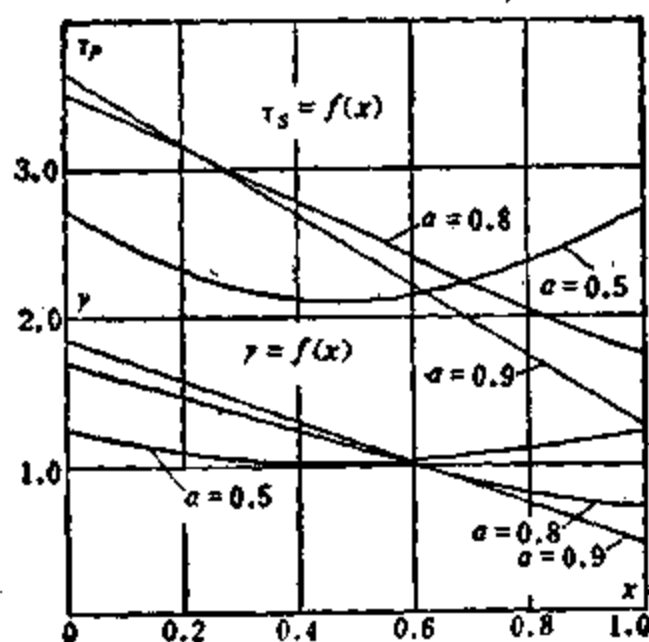


图 1.20 参数 γ 、 τ_s 和 x 、 α 的关系

式中的 γ 和 τ , 均按图 1.20 确定。

考虑变压器初次级电路间实际分布电容时导出的公式是比较精确的, 利用这些公式进行计算, 可以避免变压器体积和质量的过分增大。

1.5 脉冲结束后变压器电路中的物理过程

脉冲电压结束后, 变压器电路中产生了复杂的振荡过程。当变压器电路中存在非线性元件时, 这个过程更强烈, 有时会破坏脉冲设备的正常工作。脉冲结束时, 所有电抗性元件中都已经储存了一定的电能和磁能。因此, 要发生复杂的振荡过程。由于电抗性元件的个数很多, 振荡过程需要用高阶微分方程来描述。图 1.21 的等值线路基本上反映了变压器电路中的这一过程。对这个线路的严格分析是相当复杂的。考虑电阻 R' 非线性时更加复杂。因此, 必须进行适当的简化。为了进行这种简化, 要利用如下假定。

脉冲结束后之所以发生振荡, 是由于线路中存在电感 L_s, L_1 , 及电容 C_1, C_2 。在实际变压器电路中, 取消这些元件是不可能的。而这些参数的大小及它们之间的比值, 根据允许的脉冲前沿和平顶降落来确定。因此, 分析脉冲结束之后变压器中振荡过程的目的是说明这个过程的特点, 并寻求既不影响脉冲前沿和平顶, 又能消除或减弱这种振荡的有效方法。具体地说, 就是分析这个过程并求出其能量特性。

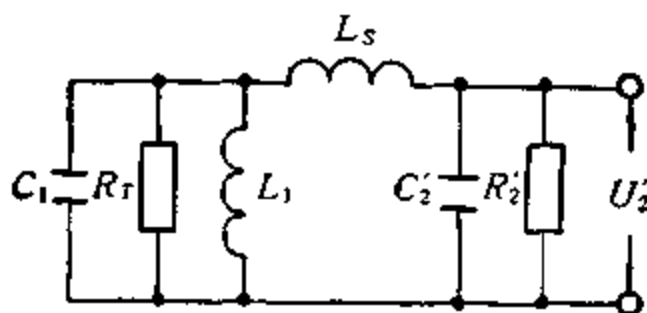


图 1.21 脉冲后沿期间变压器的等值线路

从图 1.21 可见, 脉冲结束后, 由于电源是断开的, 电感 L_s, L_1



及电容 C_1 、 C'_1 中储存的能量可以消耗在电阻 R_r 和 R'_1 中。

在漏感 L_s 和电容 C_1 、 C'_1 形成的电路中，振荡是由于 L_s 中储存的能量引起的。因为电容 C_1 和 C'_1 上的电压相等，它们不可能经漏感 L_s 而放电，只能经电感 L_1 、电阻 R_r 及 R'_1 放电。

电阻 R_r 很大，电阻 R'_1 通常是非线性的，当负载加上某个电压时， R'_1 的阻值同样是极大的。因此，电容器主要是经磁化电感 L_1 放电。磁化电感中储存有磁能，这是脉冲作用期间经该电感流过的脉冲电流造成的。

由于 $L_1 \gg L_s$ ，因此该电路中的振荡过程是极快的。漏感 L_s 引起的振荡过程要比磁化电感中的振荡过程快 10—100 倍。在分析脉冲结束后电路中的过渡过程时，把磁化电感中储存的能量引起的振荡过程称为“慢”变化过程，把漏感中储存的能量引起的振荡过程称为“快”变化过程。下面将用 U_{22} 和 U_{21} 分别表示快慢变化过程的电压。自然，这种分析方法会带来一定的误差，然而这是允许的。

反映慢变化过程的等值线路如图 1.22 所示。在该线路中：

$$C = C_1 + C'_1 \quad R = R_r R'_1 / (R_r + R'_1)$$

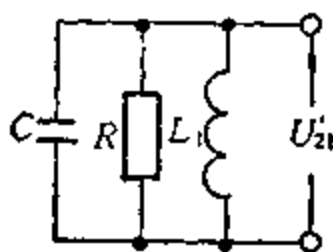


图 1.22 只考虑磁化电感对后沿影响时变压器的简化等值线路

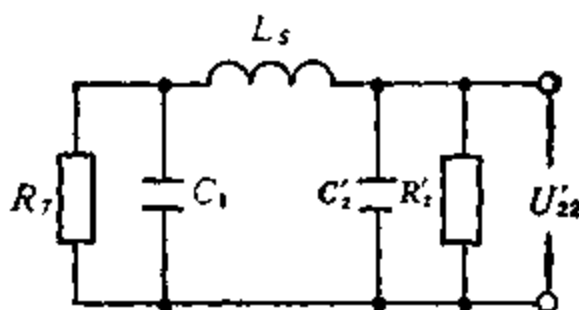


图 1.23 只考虑漏感对后沿影响时变压器的简化等值线路

分析快变化过程的等值线路如图 1.23 所示。然而,这个电路的分析仍然是相当复杂的,其中的振荡过程要用三阶微分方程来描述。因此,希望进一步简化。由于电阻 R_r 和 R'_s 的阻值很大,近似分析时可以忽略不计,这时图 1.23 简化为图 1.24。

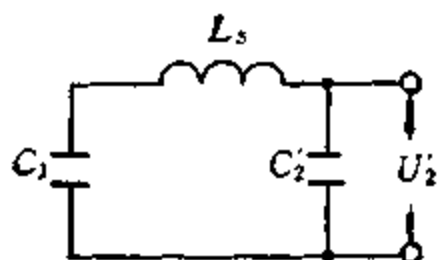


图 1.24 图 1.23 的简化线路

宽度为 t_K 的脉冲电压结束后,图 1.22 线路中过渡过程的特点由如下微分方程的解来确定:

$$\frac{d^2 U'_{21}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{dU'_{21}}{dt} + \frac{U'_{21}}{L_1 C} = 0 \quad (1.29)$$

初始条件为 $t=0$ 时, $U'_{21} = U'_2(t_K)$

$$C \frac{dU'_{21}}{dt} = - \frac{U'_2(t_K)}{R'_s} - I'_L(t_K)$$

根据式(1.1)、(1.2)和(1.3):

$$U'_2(t_K) = \alpha E(1 - \Delta)$$

$$I'_L(t_K) = \frac{\alpha E \Delta}{R'_s(1 - \alpha)}$$

确定了积分常数,并导出相对时间之后,方程(1.29)的解为,当 $\delta_1 < 1$ 时,

$$u = (1 - \Delta) e^{-\delta_1 \tau_1} \left\{ \cos \sqrt{1 - \delta_1^2} \tau_1 - \frac{\delta_1}{\sqrt{1 - \delta_1^2}} \left[1 + \frac{2\Delta}{(1 - \alpha)(1 - \Delta)} \right] \sin \sqrt{1 - \delta_1^2} \tau_1 \right\}$$

当 $\delta_1 > 1$ 时,

$$u = (1 - \Delta)e^{-\delta_1 \tau_1} \left\{ \operatorname{ch} \sqrt{\delta_1^2 - 1} \tau_1 - \frac{\delta_1}{\sqrt{\delta_1^2 - 1}} \left[1 + \frac{2\Delta}{(1-\alpha)(1-\Delta)} \right] \operatorname{sh} \sqrt{\delta_1^2 - 1} \tau_1 \right\}$$

式中

$$u = \frac{U'_n}{\alpha E} \quad \tau_1 = \frac{t}{\sqrt{L_1 C}} \quad \delta_1 = \frac{\sqrt{\frac{L_1}{C}}}{2R} \quad (1.30)$$

脉冲平顶降落 Δ 通常很小, 因此, 假定 $\Delta = 0$, 则有:

当 $\delta_1 < 1$ 时,

$$u = e^{-\delta_1 \tau_1} \left(\cos \sqrt{1 - \delta_1^2} \tau_1 - \frac{\delta_1}{\sqrt{1 - \delta_1^2}} \sin \sqrt{1 - \delta_1^2} \tau_1 \right) \quad (1.31)$$

当 $\delta_1 > 1$ 时,

$$u = e^{-\delta_1 \tau_1} \left(\operatorname{ch} \sqrt{\delta_1^2 - 1} \tau_1 - \frac{\delta_1}{\sqrt{\delta_1^2 - 1}} \operatorname{sh} \sqrt{\delta_1^2 - 1} \tau_1 \right) \quad (1.32)$$

按照公式(1.31)和(1.32), 可以作出脉冲后沿期间电压和后沿相对宽度 τ_1 、参数 δ_1 间的关系曲线(图 1.25)。从该图可见, 参数 δ_1 越大, 电压衰减的速度越快, 反峰及后沿相对宽度 τ_1 就越小;

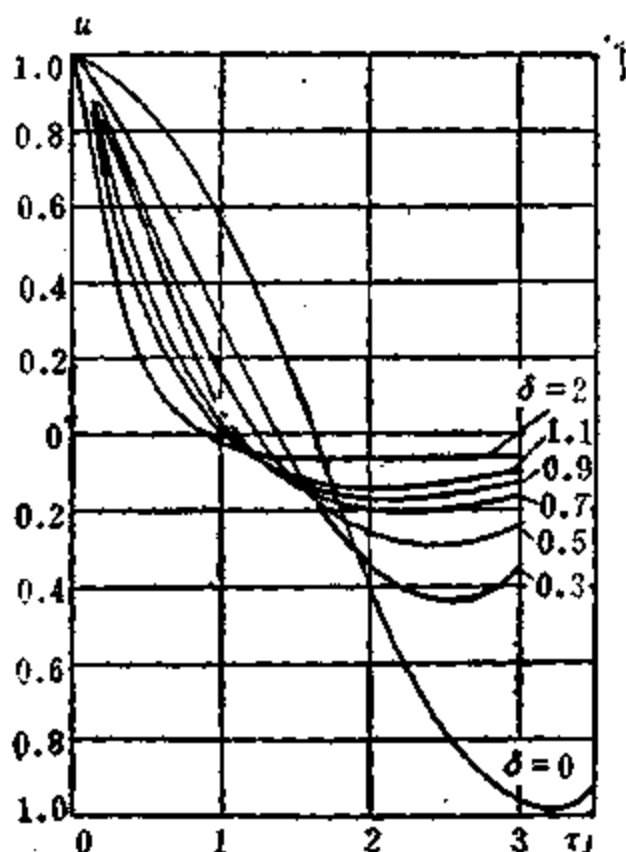


图 1.25 磁化电感对脉冲后沿的影响

由于增大 δ_1 可以改善脉冲波形, 因此, 希望这个参数越大越好。然而, 增大 δ_1 时会引起线路中其他参数的变化, 这是不允许的。因为线路参数是从脉冲前沿和平顶降落出发确定的。

从另一方面看, 当脉冲变压器的负载是非线性电阻, 例如磁控管时, 由于振荡结束后磁控管内阻显著增长, 参数 δ_1 通常不大。因此, 如果不采取有效的抑制措施, 在变压器电路中将产生强烈地振荡过程, 甚至会出现和主脉冲极性相同的脉冲, 导致磁控管重复振荡或产生虚假的无线电脉冲。

为了防止这种现象, 有时在负载上并联抑制二极管。当出现反极性振荡时, 能增大变压器电路中的衰减。在反极性电压作用期间, 储存在 L_1 和 C_1 中的能量主要消耗在二极管的内阻 R_D 上。减小 R_D 值可以完全消除反峰。但不能减小后沿的宽度。

从图 1.25 可见, 当 $\delta_1 = 1.1 \sim 2$ 时, 反峰为 13—5%。这样的反峰通常是允许的。因此, 在进行脉冲变压器设计时, 通过选取 R_D 值来得到必须的衰减系数 δ_1 , 确保反峰在允许的范围内。假定电阻 R_2 和 R'_1 远大于二极管内阻, 根据式(1.30), $R_D \approx \sqrt{L_1/C}/(2\delta_1)$ 。

当用抑制二极管来消除反峰时, 储存在 L_1 和 C 中的能量消耗在二极管的内阻上。因此, 在选取二极管时, 或者计算与二极管串联的附加电阻时, 都应当考虑相应的消耗功率。

当计算二极管或附加电阻的消耗功率时, 要注意 $\delta = 0$ 的最恶劣情况。这时, 储存在 L_1 和 C 中的所有能量全部消耗在二极管内阻上。该能量为:

$$W = \frac{C[U'_1(t_x)]^2}{2} + \frac{L_1[I'_L(t_x)]^2}{2}$$

$$= \frac{\alpha^2 E^2}{2} \left[C(1 - \Delta)^2 + \frac{L_1}{(R'_1)^2} \left(\frac{\Delta}{1 - \alpha} \right)^2 \right]$$

二极管的消耗功率为

$$P_D = WF$$

式中 F ——脉冲重复频率。

图 1.24 线路中的过渡过程可用如下微分方程的解来表示

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{C_1 + C_1'}{C_1 C_1'} i = 0$$

初始条件为 $t=0$ 时,

$$i_L = \frac{\alpha E(1-\Delta)}{R_1'} \quad U_{C_1} = U_{C_2} = \alpha E(1-\Delta)$$

针对各个相对参数求解, 则得“快”速变化过程的电压为

$$u = \frac{U_{12}'}{\alpha E} = \frac{1-\Delta}{\alpha} \gamma \sqrt{\frac{x}{1-x}} \sin \tau_2$$

式中

$$\tau_2 = \frac{t}{\sqrt{L_1(C_1 + C_1')x(1-x)}}$$

假定 $\Delta=0$, 则脉冲后沿期间总的电压为:

当 $\delta_1 < 1$ 时,

$$u = e^{-\delta_1 \tau_1} \left(\cos \sqrt{1-\delta_1^2} \tau_1 - \frac{\delta_1}{\sqrt{1-\delta_1^2}} \sin \sqrt{1-\delta_1^2} \tau_1 \right) + \frac{\gamma}{\alpha} \sqrt{\frac{x}{1-x}} \sin \tau_2$$

当 $\delta_1 > 1$ 时,

$$u = e^{-\delta_1 \tau_1} \left(\operatorname{ch} \sqrt{\delta_1^2 - 1} \tau_1 - \frac{\delta_1}{\sqrt{\delta_1^2 - 1}} \operatorname{sh} \sqrt{\delta_1^2 - 1} \tau_1 \right) + \frac{\delta}{\alpha} \sqrt{\frac{x}{1-x}} \sin \tau_2$$

在图 1.26 上表示了脉冲后沿期间电压变化的特点, 该图对应于下列参数: $x=0.1, \delta_1=0.3, \alpha=0.5, \tau_1/\tau_2=4$ 。

该图反映了储能器为人工线, 负载是磁控管的升压脉冲变压器在后沿期间的过渡过程。

作图时采用了一些假定, 因而, 该图只近似地表示了后沿期间的过程。并认为, 当电压等于磁控管额定工作电压的 70% 时, 磁控管停振。图中的实线表示脉冲结束后负载电阻为无穷大时的情景。

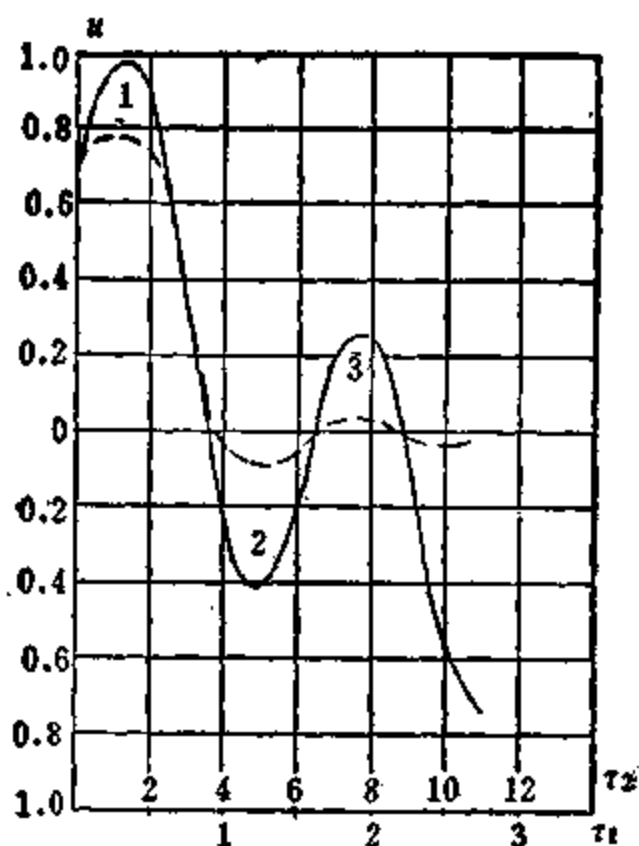


图 1.26 脉冲后沿期间电压的相对变化

然而，由于在第一个振荡半周的作用下，磁控管重新导通，电路中的衰减增长，因此，实际上磁控管的电压降低。在第一个振荡半周期间，电压按图 1.26 中的虚线变化。同理，当存在抑制二极管时，在第二个和第三个振荡半周期间，电压仍按虚线变化。

从图 1.26 可见，如果不采用有效的方法，波形是非常差的。后沿很宽，由于存在强烈地振荡，磁控管可能重振或产生虚假的无线电脉冲。下面将研究改善后沿波形的一些方法。

脉冲变压器的漏感越小，前沿畸变也小，其中储存的能量也少。因此，漏感引起的振荡过程要比磁化电感引起的振荡过程弱得多。当采用抑制二极管时，可以不考虑漏感的影响。

1.6 非线性负载下脉冲前沿的畸变

脉冲变压器的负载通常是某种型号的超高频振荡管，调制管的栅极电路，火花间隙等。这些负载的伏安特性都是非线性的。

负载电阻的非线性,既影响前沿的形成过程,又影响管子振荡的稳定性。因此,在设计脉冲变压器时,必须考虑负载电阻非线性对前沿宽度的影响。

包含非线性元件的电路称为非线性电路。非线性电路中过渡过程的分析是相当困难的。我们只研究图 1.18 的等值线路,假定其中的电阻 R'_2 是非线性的。

形成脉冲的过程包括负载电压和负载电流的稳定过程,及变压器电路中寄生振荡的衰减过程。脉冲变压器主要工作在稳定状态。稳定状态常称为匹配状态。该状态下的所有电路参数都是恒定的。在匹配状态下,负载电压也是恒定的或近似恒定。匹配状态下的电路参数将用下标“P”表示。

因此,在匹配状态下:

$$\alpha_P = \frac{R'_{2P}}{(R_1 + R'_{2P})}$$

由此可得

$$R_1 = R'_{2P} \frac{1 - \alpha_P}{\alpha_P} \quad (1.33)$$

$$\gamma_P = \frac{\rho}{(R_1 + R'_{2P})}$$

由此可得

$$\rho = \gamma_P (R_1 + R'_{2P}) \quad (1.34)$$

考虑到式(1.33)和(1.34),在稳定状态下:

$$\alpha = \frac{R'_2}{R_1 + R'_2} = \frac{R'_2}{R'_{2P} \frac{1 - \alpha_P}{\alpha_P} + R'_2} = \frac{\alpha_P}{\alpha_P + (1 - \alpha_P) \frac{R'_{2P}}{R'_2}} \quad (1.35)$$

$$\gamma = \frac{\rho}{R_1 + R'_2} = \gamma_P \frac{R_1 + R'_{2P}}{R_1 + R'_2} = \frac{\gamma_P}{1 - \alpha_P \left(1 - \frac{R'_2}{R'_{2P}} \right)} \quad (1.36)$$

假定式(1.10)中 $C_1 = 0$,并考虑到式(1.35)和(1.36),则得负载电阻为非线性时线路的方程为

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + \sqrt{\alpha_p} \left(\frac{1-\alpha_p}{\gamma_p} + \frac{\gamma_p R'_{1p}}{\alpha_p R'_2} \right) \frac{du}{d\tau} + \left[\alpha_p + (1-\alpha_p) \frac{R'_{1p}}{R'_2} \right] u = 1 \quad (1.37)$$

式中

$$u = \frac{U'_2}{U'_{2p}} = \frac{U'_2}{\alpha_p E}$$

$$\tau = \frac{t}{\sqrt{\alpha_p L C'_2}}$$

用 δ_p 和 α_p 来表示 γ_p , 最后得到

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + \left[\frac{1-\alpha_p}{\delta_p \pm \sqrt{\delta_p^2 + \alpha_p - 1}} + (\delta_p \pm \sqrt{\delta_p^2 + \alpha_p - 1}) \frac{R'_{1p}}{R'_2} \right] \frac{du}{d\tau} + \left[\alpha_p + (1-\alpha_p) \frac{R'_{1p}}{R'_2} \right] u = 1 \quad (1.38)$$

在匹配状态下, $R'_2 = R'_{2p}$, $\delta = \delta_p$, 方程(1.38)和(1.15)相同。解方程(1.38), 并把它画成曲线, 就得到前沿期间过渡过程的一般规律。该曲线类似于图1.19, 但这里的变量是匹配状态下特有的参数 α_p 和 δ_p 。

实际上, 大功率脉冲变压器的常用负载是速调管、磁控管或泊管。

速调管的伏安特性可以用下式表示:

$$I'_s = g_s U_s^{3/2}$$

磁控管或泊管的伏安特性可用下式表示:

$$I'_m = g_m U_m^4$$

对于速调管来说,

$$\frac{R'_{1p}}{R'_2} = \left(\frac{U'_s}{U'_{sp}} \right)^{1/2} = u^{1/2} \quad (1.39)$$

对于磁控管或泊管来说,

$$\frac{R'_{1p}}{R'_2} = \left(\frac{U'_m}{U'_{mp}} \right)^3 = u^3 \quad (1.40)$$

把式(1.39)和(1.40)表示的 R_{2r}'/R_1' 值代入式(1.38), 可得如下非线性方程:

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + (a_1 + a_2 u^n) \frac{du}{d\tau} + (a_3 + a_4 u^m)u = 1$$

实际上最关心的是负载为速调管或磁控管, 脉冲前沿完全没

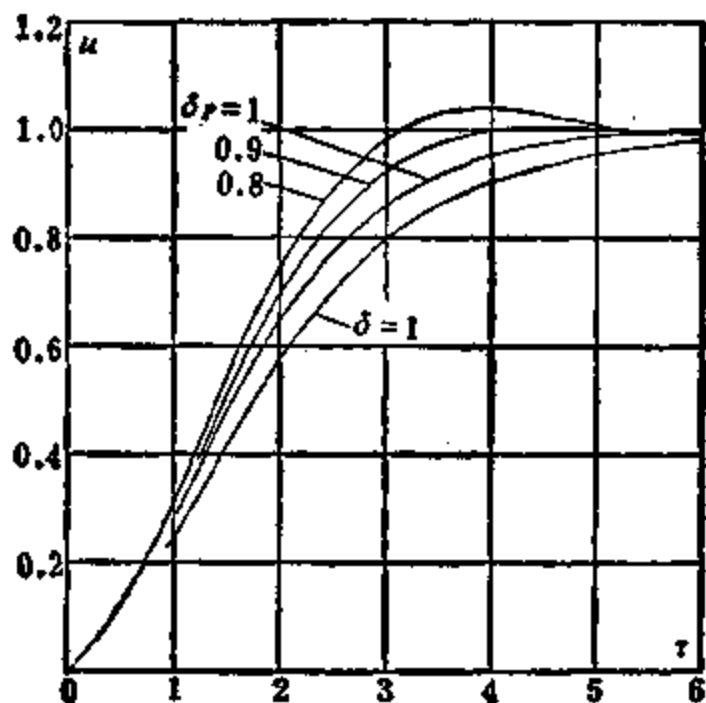


图 1.27 负载为速调管时脉冲前沿的标准无量纲曲线

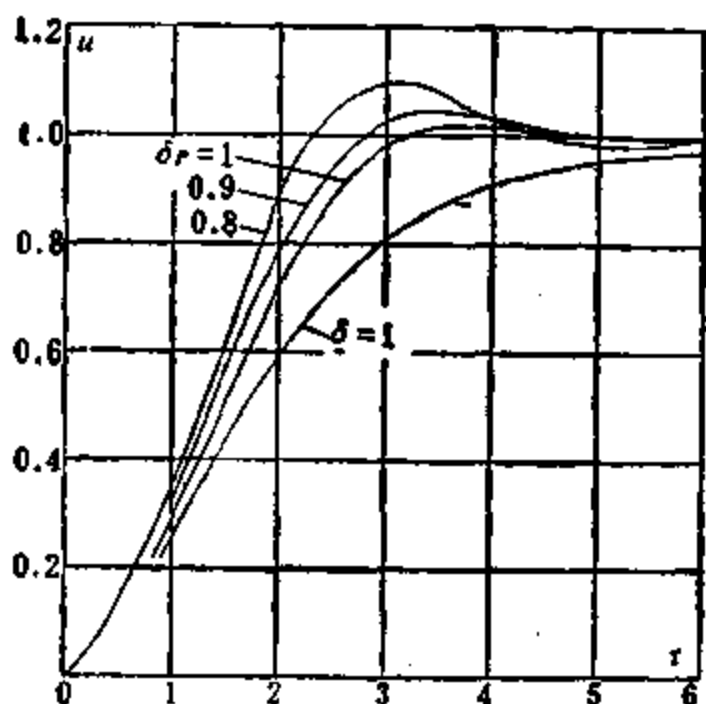


图 1.28 负载为磁控管时脉冲前沿的标准无量纲曲线

有上冲或几乎没有上冲的匹配状态。针对这种状态求得的解表示在图 1.27 和 1.28 上。图中曲线对应于 $\alpha_p = 0.5$ 。为了进行比较，该图中还表示了 $\delta = 1$ ，负载为线性电阻时，前沿期间过渡过程的相应曲线。

图 1.27 和 1.28 表明：负载为非线性时，脉冲前沿的畸变要比线性时小。当 $\alpha_p = 0.5, \delta_p = 1$ ，在 0.9 电平时，磁控管负载下的前沿相对宽度减小 1.4；速调管负载下的前沿相对宽度减小 1.2。而且，前沿顶部实际上没有上冲。

注意到铁心体积和脉冲前沿宽度的关系，考虑负载非线性能显著减小设计误差，具有重要的实际意义。

第二章 脉冲变压器的电磁参数

脉冲变压器的电磁参数包括磁化电感、漏感、动态电容和绕组电阻。本章研究这些参数与变压器结构的关系，以及各个参数的确定方法。

2.1 磁化电感

通过第一章的分析可知，所变换脉冲的畸变，既和外电路有关，又和变压器本身的电磁参数有关。变压器本身的电磁参数有：磁化电感 L_1 ；漏感 L_{12} ；初级绕组的分布电容 C_{1s} ；绕组之间的分布电容 C_{12s} ；次级绕组的分布电容 C_{2s} ；以及绕组电阻 r_1 和 r_2 。

为了使脉冲波形的畸变不超过允许值，这些参数都应当有一定的界限。变压器的电磁参数取决于它的结构。因此，脉冲波形的畸变和结构参数密切相关。根据已知的线路参数及允许的脉冲畸变，利用电磁参数和结构参数间的关系，可以进行变压器的结构计算。为此，首先要确定脉冲变压器的电磁参数与结构参数的关系。

从电工原理中可知，电感等于线圈的磁链 Ψ 与流经该线圈的电流 i 之比：

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\phi_0}{i}$$

脉冲变压器的铁心具有很高的磁导率，因而，漏磁很少。在确定脉冲变压器的磁化电感时，认为所有磁通都集中在截面积为 S ，平均磁路长度为 l 的铁心中。磁通之总和是恒定的，为了确定磁化电感，我们分析图 2.1 所示的变压器。

假定初级绕组的匝数为 N_1 ，铁心柱宽度为 a ，在宽度为 dx 的

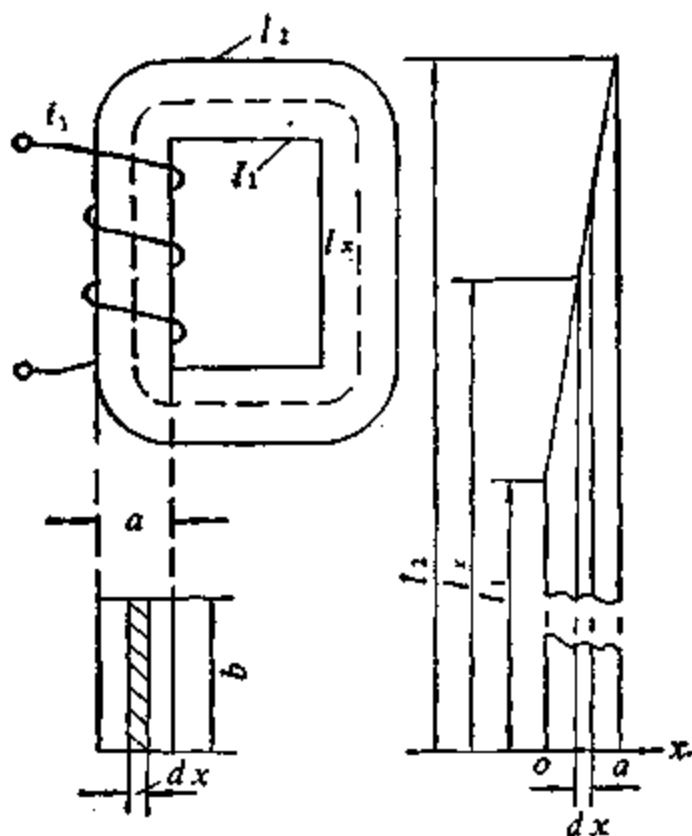


图 2.1 只有初级绕组的变压器

截面上,磁化电流产生的磁场强度为

$$H_x = \frac{i_1 N_1}{l_x} = \frac{i_1 N_1}{l_1 \left[1 + \frac{x}{a} \left(\frac{l_2}{l_1} - 1 \right) \right]}$$

设铁心的填充系数为 k_T , 并假定磁导率 μ 和磁感应强度 B 无关。穿过截面 bdx 的磁通为

$$d\phi_x = \mu_0 \mu H_x b k_T dx = \frac{\mu_0 \mu i_1 N_1 b k_T}{l_1 \left[1 + \frac{x}{a} \left(\frac{l_2}{l_1} - 1 \right) \right]} dx$$

由此可得

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{N_1 \phi_0}{i_1} = \frac{\mu_0 \mu N_1^2 b k_T}{i_1} \int_0^a \frac{dx}{1 + \frac{x}{a} \left(\frac{l_2}{l_1} - 1 \right)} \\ &= \frac{\mu_0 \mu N_1^2 a b k_T \ln \frac{l_2}{l_1}}{l_1 \left(\frac{l_2}{l_1} - 1 \right)} \end{aligned} \quad (2.1)$$

实际所用的铁心都满足不等式 $(l_2/l_1) < 2$, 因此,

$$\frac{\ln \frac{l_2}{l_1}}{l_1 \left(\frac{l_2}{l_1} - 1 \right)} \approx \frac{2}{l_1 + l_2} = \frac{1}{l} \quad (2.2)$$

式中 l ——铁心的平均磁路长度。

考虑到关系式(2.2), 磁化电感的公式简化为

$$L_1 = \frac{\mu_0 \mu N_1^2 S k_T}{l} \quad (2.3)$$

式中 $S = ab$ ——铁心的几何截面积。

当 $l_2/l_1 = 2$ 时, 按简化公式求得的电感比用精确公式(2.1)算出的值小 4%。

如果变压器工作在磁导率随磁感应强度的增长而增大的区域内, 则在磁路长度较短的截面上, 磁感应强度较高, 磁导率也高, 实际的磁化电感大于计算值。然而, 由此引起的误差通常不超过百分之几, 实际上可以不考虑。

2.2 绕组的漏感

本节研究脉冲变压器中常用绕组的漏感。变压器的漏磁场是负载电流的一部分产生的, 在该磁场中集中了全部漏磁能。已知变压器的结构尺寸和负载电流, 可以算出漏磁能, 从而确定出漏感。当已知电感和其中流过的电流时, 可以利用下式确定磁能:

$$W_m = \frac{LI^2}{2} \quad (2.4)$$

因此, 如果已知漏磁能和负载电流, 根据式(2.4)可以确定等值漏感 $L_{\text{漏}}$ 。

在同轴圆筒式绕组的情况下, 通常线圈的高度远大于层间距离, 线圈类似于长螺线管, 由于初次级安匝数近似相等, 两个绕组

中电流的方向相反,因此,绕组各层之间的磁场近似等于安匝数相同的螺线管中的磁场。长螺线管中的磁场实际上是均匀的,并认为所有的磁场能都集中在螺线管内部。

每个绕组中的电流及其分布情况都是不同的。计算时可以考虑如下两种情况:

1. 电流集中在初级外表面及次级内表面很薄的导线表层中。

2. 电流集中在导线截面的正中。电流的实际分布通常介于上述两种情况之间,脉冲变压器的绕组线径远小于绝缘间隙,因此,可以认为导线中电流的分布是均匀的。从上面的分析中可知,初次级绕组之间的漏磁场和其中的电流成正比。图 2.2 上表示了单层圆筒式绕组的断面及其磁场分布。

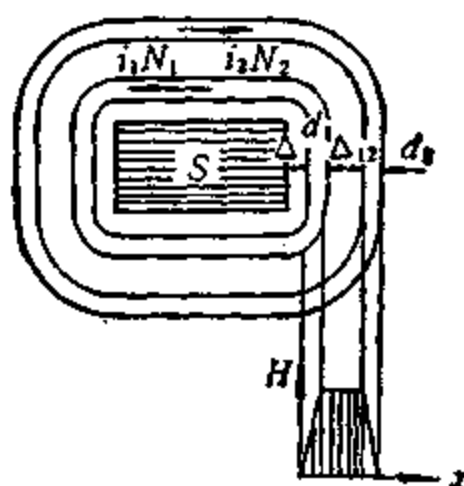


图 2.2 单层圆筒式绕组的断面及其磁场分布

从图 2.2 可见,初级导线层 d_1 中的磁场强度在 x 方向均匀增长,在绕组之间的绝缘间隙 Δ_{12} 中恒定不变,在次级导线层 d_2 中均匀下降到零。

如果线圈高为 h ,则绕组各段的磁场强度为:
初级导线层中,

$$H_{1z} = \frac{i_1 N_1}{h} \frac{x}{d_1} = \frac{i_2 N_2}{h} \frac{x}{d_1}$$

绕组之间的绝缘间隙中,

$$H_{12} = \frac{i_1 N_1}{h} = \frac{i_2 N_2}{h}$$

次级导线层中,

$$H_{2x} = \frac{i_2 N_2}{h} \left(1 - \frac{x}{d_2}\right) = \frac{i_2 N_2}{h} \left(1 - \frac{x}{d_2}\right)$$

绝缘间隙和导线层 ($\mu = 1$) 中的磁能密度为

$$W_m = \frac{HB}{2} = \frac{\mu_0 H^2}{2}$$

假定绕组的平均匝长为 p , 集中在整个漏磁场中的能量为

$$\begin{aligned} W_m &= \frac{\mu_0 h p}{2} \left[\int_0^{d_1} H_{1z}^2 dx + H_{1z}^2 \Delta_{12} + \int_{d_1+d_{12}}^{d_1+d_{12}+d_2} H_{2x}^2 dx \right] \\ &= \frac{\mu_0 i_1^2 N_1^2 p}{2h} \left[\int_0^{d_1} \frac{x^2}{d_1^2} dx + \Delta_{12} + \int_0^{d_2} \left(1 - \frac{x}{d_2}\right)^2 dx \right] \\ &= \frac{\mu_0 i_1^2 N_1^2 p}{2h} \left(\Delta_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

比较式 (2.4) 和 (2.5), 可以求得折算到次级的变压器漏感:

$$L_{sB2} = \frac{\mu_0 N_2^2 p}{h} \left(\Delta_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3} \right)$$

考虑到 $N_2 = nN_1$, 折算到初级的漏感为

$$L_{s'B2} = L_{sB} = \frac{\mu_0 N_1^2 p}{h} \left(\Delta_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3} \right)$$

下面分析比较复杂的同轴圆筒式线圈。假定其次级有 m 层, 每层匝数为 N_2/m 。这种绕组常在 $n \gg 1$ 的升压脉冲变压器中采用。绕组各段间的接法有两种, 如图 2.3 所示。相应绕组的断面表示在图 2.4 上。

初级导线层中的磁场强度, 绕组之间绝缘间隙中的磁场强度, 都和前面分析的情况一样。在次级绕组各个导线层 d_{2k} 中, 以及在各层之间的绝缘间隙 Δ_{2k} 中, 磁场强度逐渐减小。

次级绕组第一和第二层之间绝缘间隙 Δ_{21} 中的磁场强度, 不是由 m 层, 而是由 $(m-1)$ 层的安匝数产生的; 第二和第三层之间的磁场强度, 由 $(m-2)$ 层的安匝数产生。在最后一个绝缘间隙 Δ_{m-1} 中, 磁场强度由最后一层的安匝数来产生。

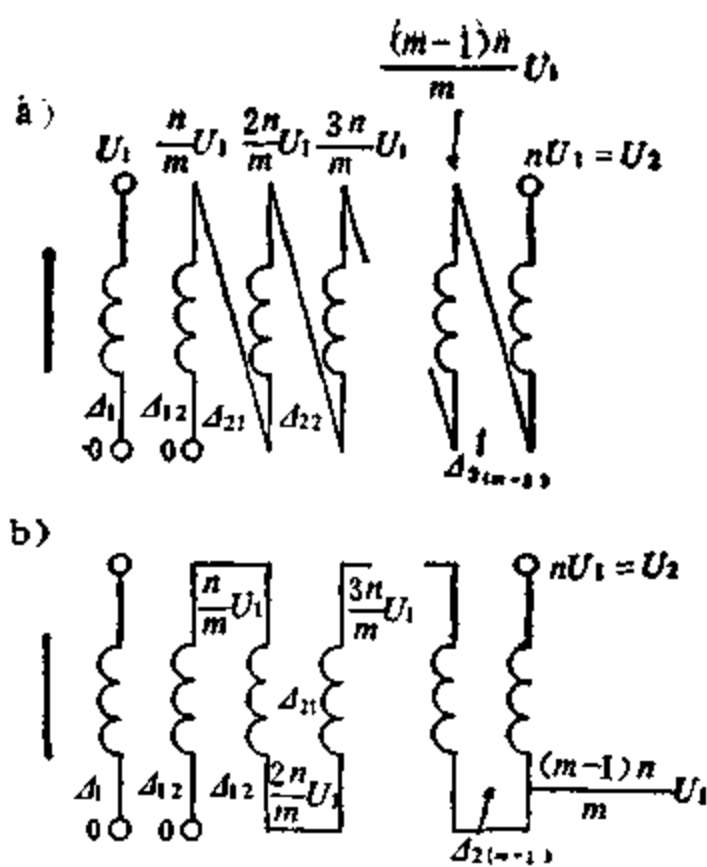


图 2.3 变压器次级绕组各段的连接线路

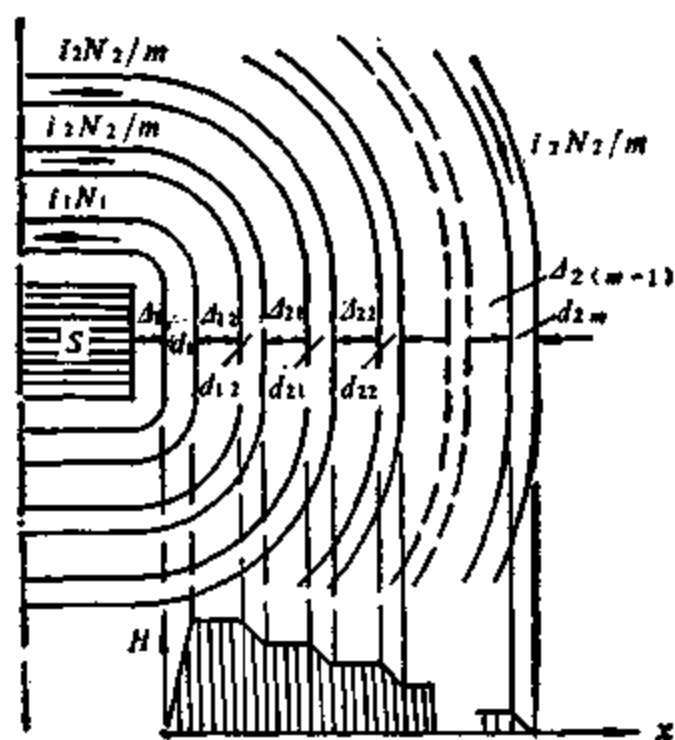


图 2.4 多层圆筒式绕组的断面

因此,在次级绕组的第一个绝缘间隙 Δ_{21} 中:

$$H_{21} = \frac{i_2 N_2}{hm} (m-1)$$

在第二个间隙 Δ_{22} 中:

$$H_{22} = \frac{i_2 N_2}{hm} (m-2)$$

在第 k 个间隙 Δ_{2k} 中:

$$H_{2k} = \frac{i_2 N_2}{hm} (m-k)$$

次级绕组所有绝缘间隙中漏磁能之总和为

$$\sum W_{2\Delta} = \frac{\mu_0 i_2^2 N_2^2 p}{2 m^2 h} \sum_{k=1}^{m-1} \Delta_{2k} (m-k)^2$$

类似地可以求得次级绕组各导线层中的磁场强度分别为

$$H_{21x} = \frac{i_2 N_2}{hm} \left(m - \frac{x}{d_{21}} \right)$$

$$H_{22x} = \frac{i_2 N_2}{hm} \left(m-1 - \frac{x}{d_{22}} \right)$$

$$H_{2kx} = \frac{i_2 N_2}{hm} \left(m-k - \frac{x}{d_{2k}} \right)$$

$$H_{2mx} = \frac{i_2 N_2}{hm} \frac{x}{d_{2m}}$$

次级绕组导线层中漏磁能之总和为

$$\begin{aligned} \sum W_{2\Delta} &= \frac{\mu_0 i_2^2 N_2^2 p}{2 hm^2} \sum_{k=0}^{m-1} \int_0^{d_{2k}} \left(m-k - \frac{x}{d_{2k}} \right)^2 dx \\ &= \frac{\mu_0 i_2^2 N_2^2 p}{3 \times 2 h} \sum_{k=0}^{m-1} d_{2k} f(k, m) \end{aligned}$$

式中

$$f(k, m) = 3 \left(1 - \frac{k}{m} \right) \left(1 - \frac{k+1}{m} \right) + \frac{1}{m^2}$$

把变压器中的各个漏磁能相加,并与式(2.4)相比较,可得图 2.3 绕组的漏感为

$$L_{\text{漏}} = \frac{\mu_0 N_1^2 P}{h} \left[\Delta_{12} + \frac{1}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \Delta_{2k} (m-k)^2 + \frac{d_1}{3} + \frac{1}{3} \sum_{k=0}^{m-1} d_{2k} f(k, m) \right]$$

折算到初级时:

$$L_{\text{漏}} = \frac{\mu_0 N_1^2 P}{h} \left[\Delta_{12} + \frac{1}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \Delta_{2k} (m-k)^2 + \frac{d_1}{3} + \frac{1}{3} \sum_{k=0}^{m-1} d_{2k} f(k, m) \right]$$

不论初次级绕组分布方式如何,用类似的方法都可以计算出绕组的漏感。当绕组为自耦变压器式线路(图 2.5)时,它的漏感等于变压器式线路的漏感乘以系数 $[(n-1)/n]^2$ 。

应该注意,当绕组厚度 $[d_1 + \Delta_{12} + \sum (\Delta_{2k} + d_{2k})] \ll h$,而且,初次级各层按上述次序排列时,得到的公式才是正确的。当绕组各层高度不等,相互错开时,漏感增大,这是不希望的。

通常认为漏感和铁心的磁导率无关。然而,当 $\mu \gg 1$ 时,铁心的存在会使漏感增大。对于不同的绕组线路和不同的变压器结构来说,铁心对漏感影响的程度也不同,一般会使漏感比计算值大 10—30%。

当线圈高度不变时,减小线径与匝间距离之比,同样引起漏感增大。这些因素对漏感的影响是无法用公式来精确表示的。

线圈填充系数对漏感的影响可以根据图 2.6 (曲线 k_L)来确定。该图是针对无铁心的单层同轴圆筒式线圈,通过试验而作出的。

在测量漏感的过程中,初级绕组的填充系数 $k_{L1} = d_1/h_{L1} \approx 0.9$ 始终不变,绕线高度、平均匝长、绕组匝数、绕组之间的绝缘距离

Δ_{12} 都是恒定的。次级绕组并联导线数减少时,其填充系数 $k_{a_2} = d_2/h_{z_2}$ 将变化。上述曲线是针对 $k_{a_2} = 0.9$ 而作出的。当 $k_{a_2} < 0.5$ 时, k_z 显著增长。

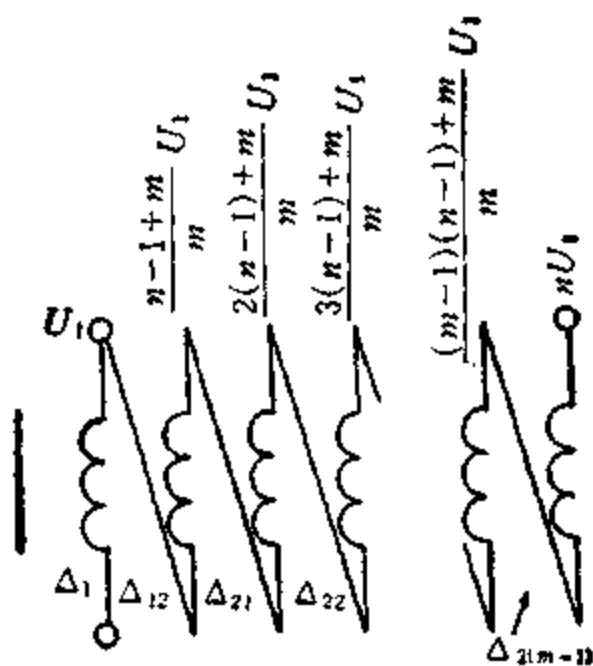


图 2.5 自耦变压器式线路

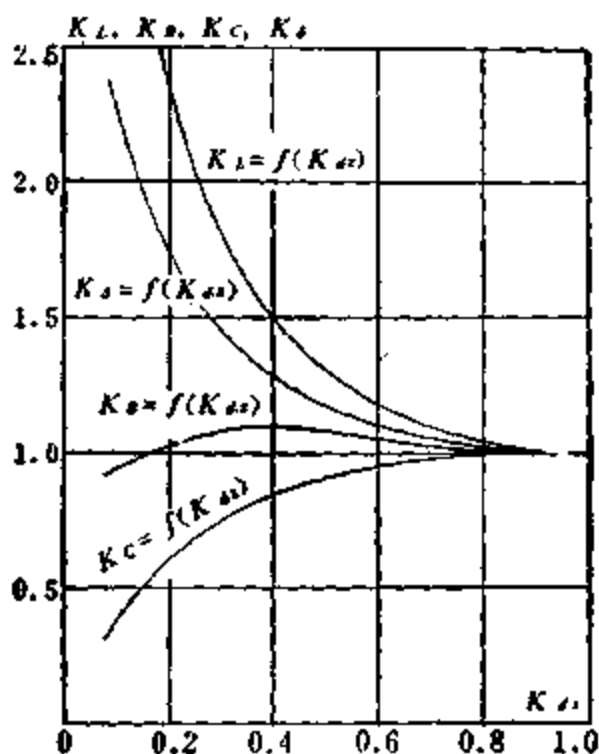


图 2.6 k_L, k_B 和 k_d 的关系

由于影响漏感的许多因素是无法考虑的,因此,必须通过试验才能精确地求得脉冲变压器的实际漏感。

2.3 绕组的动态电容

像分析漏感那样，脉冲变压器的动态电容同样可以根据能量关系来确定。如已知绕组的几何尺寸及绕组间的电压分布，则可以算出绕组绝缘间隙中的电场能 W_e 。把求得能量与 $0.5 C_s U_1^2$ 或 $0.5 C_p U_1^2$ 相比较，可以确定脉冲变压器的等值动态电容 C_s 。图 2.3 和 2.5 是多层同轴圆筒式绕组的线路。我们首先计算这两个线路的动态电容。假定变压器铁心与初次级绕组的始端相连，即处于零电位。

先计算初级绕组与铁心间的动态电容。如果铁心和绕组间的电压为恒值，当 $h \gg \Delta$ 时，间隙 Δ 中的电场实际上是均匀的。这时，绕组与铁心可以作为平板电容器的等位面来研究。这个电容的容量为

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{\Delta} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{\Delta}$$

式中 ϵ 为绝缘材料的介电常数。

由于绕组上存在脉冲电压，电容器的极板不是等位面，因此，计算动态电容时必须考虑绕组的电压分布。

当初级绕组的始端和铁心相连时，绕组与铁心间的电压均匀地从零增长到 U_1 ，如图 2.7 所示。在离绕组始端的距离为 x 的地方，电压为

$$U_{1x} = \frac{U_1 x}{h}$$

dx 段的电容为

$$dC_{1x} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p dx}{\Delta_1}$$

电容 dC_{1x} 中的能量为

$$dW_{1x} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p U_{1x}^2 dx}{2 \Delta_1}$$

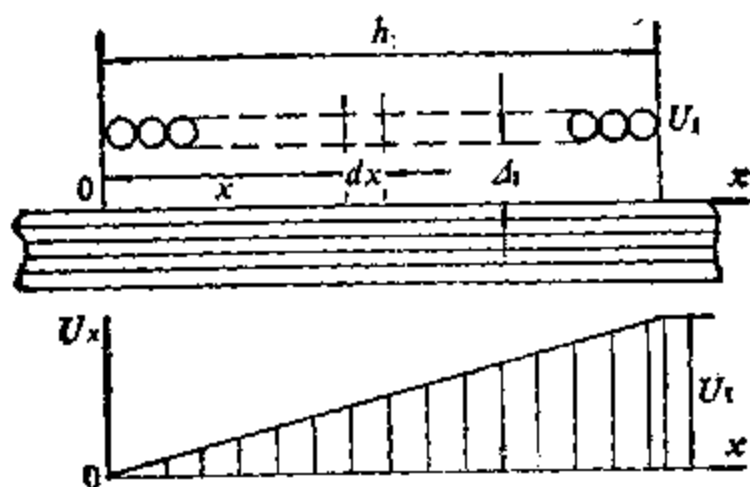


图 2.7 变压器初级绕组和铁心间的电压分布

初级绕组和铁心间的电场能为

$$W_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon p U_1^2}{2 \Delta_1 h^2} \int_0^{\Delta_1} x^2 dx = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h U_1^2}{6 \Delta_1} = \frac{C_{1D} U_1^2}{2}$$

由此可得

$$C_{1D} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3 \Delta_1}$$

可见，初级绕组的动态电容只有静态电容的三分之一。

下面计算图 2.3 所示变压器绕组间的动态电容。这时，次级绕组各段间有两种可能的接法。

1. 初次级绕组的绕线方向相同，而且，初次级绕组的电压也是同相的。这种绕组下面称为同相型绕组。

2. 初次级绕组的绕线方向相反，而且，初次级绕组电压的相位也相反。这种绕组下面将称为反相型绕组。

绕组的连接方法严重影响其间的电压分布。从图 2.8 可见，无论同相型绕组或反相型绕组，当 $n/m \leq 1$ 时，它们间电压的分布规律为

$$U_{12s} = U_{1s} - U_{2s} = U_1 \frac{x}{h} \mp U_1 \frac{xn}{hm} = U_1 \frac{x}{h} \left(1 \mp \frac{n}{m} \right)$$

当绕组为同相型时取减号，当绕组为反相型时取加号。当 $n/m \geq 1$ 时，

$$U_{12x} = U_1 \frac{x}{h} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)$$

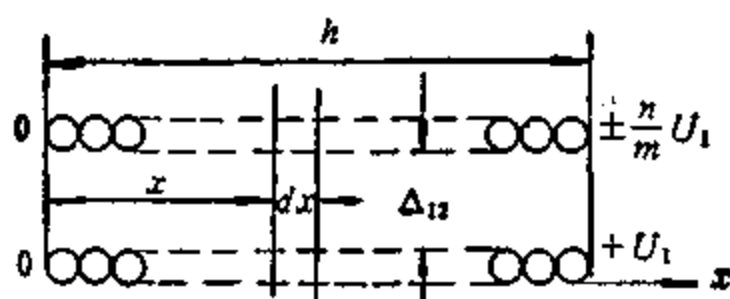


图 2.8 次级绕组第一层和初级绕组间的电压分布

对于同相型绕组来说,当 $m = n$ 时, $U_{12x} = 0$, 绕组之间不存在电场,自然没有电场能。这时,绕组之间的动态电容等于零。

求出初次级绕组之间的电场能,用类似于前面的分析方法便得:

当 $n > m$ 时,

$$\begin{aligned} W_{12} &= \frac{\epsilon_0 \epsilon p}{2 \Delta_{12} h^2} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)^2 U_1^2 \int_0^h x^2 dx \\ &= \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{6 \Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)^2 U_1^2 = \frac{1}{2} C_{12D} U_1^2 \end{aligned}$$

或者

$$C_{12D} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3 \Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)^2 \quad (2.6)$$

当 $n < m$ 时,

$$C_{12D} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3 \Delta_{12}} \left(1 \mp \frac{n}{m} \right)^2 \quad (2.7)$$

从式(2.6)和(2.7)可见,不论 m 和 n 间关系如何,反相型绕组的动态电容总是比同相型绕组大。当 $n > m$ 时,无论是同相型绕组,或者是反相型绕组,其绕组间动态电容都随变比的升高而增长,增长的速度近似比例于 n^2 。

下面计算次级绕组各层之间的动态电容。从图 2.3 a 可见,在次级绕组的各个绝缘间隙中,电压沿线圈高度的分布规律相同,各层之间的电压均为 $(n/m)U_1$ 。因此,第 k 个间隙中的电场能为

$$W_{2s} = \frac{e_0 e p h n^2 U_1^2}{2 \Delta_{2s} m^2} = \frac{1}{2} C_{2s} U_1^2$$

或者

$$C_{2s} = \frac{e_0 e p h n^2}{\Delta_{2s} m^2}$$

次级绕组总的动态电容为

$$C_{2s} = \frac{e_0 e p h n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{\Delta_{2k}}$$

当绕组线路如图 2.3 a 所示时, 变压器总的动态电容为, 当 $n > m$ 时,

$$C_s = \frac{e_0 e p h}{3} \left[\frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)^2 + \frac{3 n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right]$$

当 $n < m$ 时,

$$C_s = \frac{e_0 e p h}{3} \left[\frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left(1 \mp \frac{n}{m} \right)^2 + \frac{3 n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right]$$

当绕组线路如图 2.3 b 所示时, 各个绝缘间隙中承受的电压互不相同, 其变化规律为

$$U_{1k} = \frac{2 n U_1 x}{m h}$$

用类似于前面的方法求得

$$C_{2k} = \frac{4 e_0 e p h n^2}{3 \Delta_{2k} m^2}$$

$$C_{2s} = \frac{4 e_0 e p h n^2}{3 m^2} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{\Delta_{2k}}$$

对于线路如图 2.3 b 所示的变压器来说, 总的动态电容为, 当 $n > m$ 时,

$$C_s = \frac{e_0 e p h}{3} \left[\frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)^2 + \frac{4 n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right]$$

当 $n < m$ 时。

$$C_b = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3} \left[\frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left(1 + \frac{n}{m} \right)^2 + \frac{4n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right]$$

由此便产生了这样的印象：图 2.3 b 的线路不如图 2.3 a，因为它的次级绕组的动态电容较大。实际上并非如此。在图 2.3 b 中，次级绕组各层之间的最高电压比图 2.3 a 高两倍，为了保证足够的抗电强度，相应次级绕组的层间绝缘距离同样要增大两倍。因此，图 2.3 b 线路的动态电容实际上比图 2.3 a 小。

利用同样的方法可以证明，对于自耦变压器式线路来说，当绕组如图 2.5 所示时，如果 $n > 1$ ，则动态电容的公式如下：

$$C_{1z} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3 \Delta_1}$$

$$C_{12z} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3 \Delta_{12}} \left[\left(\frac{n-1}{m} \right)^2 + \frac{n-1}{m} + 1 \right]$$

$$C_{2z} = \epsilon_0 \epsilon p h \left(\frac{n-1}{m} \right)^2 \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}}$$

或者

$$C_z = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3} \left\{ \frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left[\left(\frac{n-1}{m} \right)^2 + \frac{n-1}{m} + 1 \right] + 3 \left(\frac{n-1}{m} \right)^2 \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right\}$$

不论绕组的线路如何，只要线圈是同轴圆筒式的，都可以用类似的方法来计算绕组的动态电容。

当导线直径与匝间距离之比减小时，绕组的动态电容也下降。图 2.6 上给出了 k_0 曲线，该曲线是用上一节介绍的方法试验得到的。这个曲线表示了动态电容随 k_{d2} 的增长而下降的规律。在同一个图上还给出了 $k_b = k_L k_0$ 曲线。该曲线表明：当匝间距离变化时，乘积 $L_b C_b$ 实际上始终不变。

因此,匝间距离的变化,对脉冲变压器的高频时间常数没有明显影响,因而,也不会引起脉冲前沿的进一步加宽。然而,改变匝间距离,比值 L_{11}/C_1 将发生变化,正是这个比值确定了变压器电路的衰减系数 δ 。图 2.6 中的 k_0 曲线表示了比值 L_{11}/C_1 和 k_{d_2} 的关系。

由于系数 δ 对变压器电路的过渡过程有很大影响,改变匝间距离,脉冲波形将随之而变化。从另一方面看,在确保高频时间常数基本恒定的前提下,通过调节匝间距离,可以得到所需要的 δ 值,这是脉冲变压器设计实践中常用的措施。

2.4 绕组的电阻

由于脉冲变压器绕组的匝数不多,因此,绕组电阻远小于脉冲振荡器的内阻,大功率脉冲变压器几乎都是如此。在设计脉冲变压器时,绕组电阻对波形的影响很少考虑。然而,为了保证绕组温升不超过允许值,必须计算绕组电阻。

在窄脉冲情况下,绕组电阻包括:绕组的直流电阻 r_{01} 和 r_{02} ; 脉冲作用期间的绕组电阻 r_1 和 r_2 ; 脉冲间隙期间的绕组电阻 r_{k1} 和 r_{k2} 。

绕组电阻由下列因素引起:绕组的直流电阻;当很窄的脉冲电流流过绕组时,产生所谓集肤效应,引起导线电阻增大;当相邻的两个绕组中都流过窄脉冲电流时,会发生所谓临近效应或称绕组的集肤效应,使电流沿导线截面的分布发生变化,引起导线电阻的增长。

下面将逐个分析这些因素。绕组直流电阻按下式确定:

$$R = \rho_l \frac{l}{S_p} \quad (2.8)$$

式中 $\rho_l = \rho_0 [1 + 0.004(t - t_0)]$, 用来考虑电阻率和绕组温度的关系。

对于变压器来说,式(2.8)变为

$$r_{01} = \rho_0 [1 + 0.004(t - t_0)] \frac{N_1 p}{S_{D1}}$$

$$r_{02} = \rho_0 [1 + 0.004(t - t_0)] \frac{N_2 p}{S_{D2}}$$

式中 $\rho_0 = 1.75 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ ——温度为 20°C 时铜导线的电阻率。
假定绕组的工作温度为 90°C ，则得

$$r_{01} \approx 2.24 \times 10^{-8} \frac{N_1 p}{S_{D1}}$$

$$r_{02} \approx 2.24 \times 10^{-8} \frac{N_2 p}{S_{D2}}$$

集肤效应引起的绕组电阻的增大，用集肤效应系数 k_{zf} 来表示。当绕组温度为 90°C 时，按如下经验公式来计算集肤效应系数：

$$k_{zf} = \frac{r_{zf}}{r_{0z}} = 1 + 2.18 \frac{d}{\sqrt{t_x}} \quad (2.9)$$

临近效应引起的绕组电阻的增大，用临近效应系数 k_n 表示。确定临近效应系数要比确定集肤效应系数困难得多。

临近效应是整个绕组的所有线匝相互影响造成的。绕组中的所有匝对该绕组中任一匝的影响，可以这样来理解。绕组各匝中都有电流流过，每一匝的电流都产生磁场，这些磁场都会在所研究的某一匝中感生出涡流。这个涡流旋转的平面不是垂直于电流方向的，而是平行于导线轴心并顺着电流方向的。从一匝导线的横截面中看，靠近线圈骨架这一半截面称为内截面，靠近线圈外面的截面称为外截面。在外截面中，感生的涡流与工作电流的方向一致，在内截面中，感生的涡流和工作电流的方向相反。结果，使电流沿导线截面的分布不均匀，在内截面中，电流密度减小，在外截面中，电流密度增大。电流好像是沿导线截面向线圈外部移动了。因此，临近效应也称为线圈的集肤效应。对于单层绕组来说，可以用图 2.9 的系数 k_n 来考虑临近效应对绕组电阻的影响。

对于变压器来说，不仅要考虑该绕组各匝的磁场，而且要考虑

变压器其他绕组各匝的磁场。在大功率脉冲变压器中,通常绕组之间的绝缘距离远大于匝间距离。因此,可以把绕组看成是单层线圈,利用图 2.9 的 k_R 值来考虑临近效应的影响。为了保证有一定余量,按图 2.9 求得的 k_R 值应乘以系数 1.5。

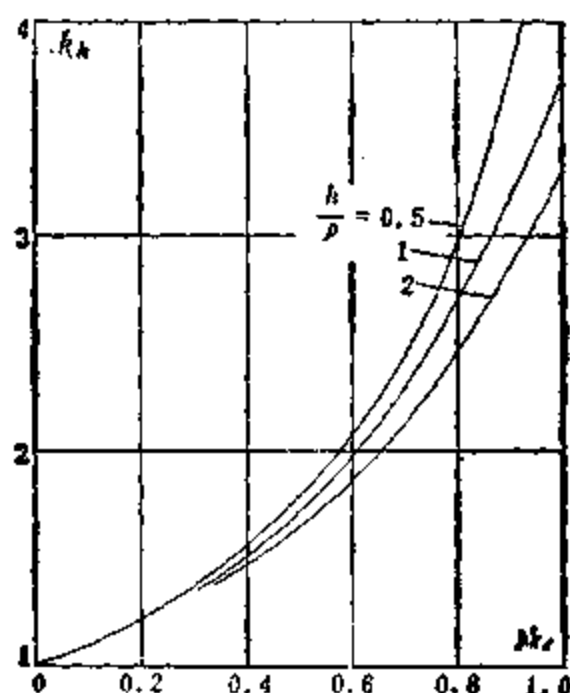


图 2.9 圆筒式单层线圈的临近效应系数和线圈参数的关系

图 2.9 表明,当导线直径和匝间距离之比 k_d 增大时或线圈高度与平均匝长之比减小时,绕组的电阻都要增大。因此,当温度为 90°C ,绕组用圆导线时,脉冲作用期间的绕组电阻为

$$r = 3.36 \times 10^{-8} \frac{Np}{S_D} \left(1 + 2.18 \frac{d}{\sqrt{t_r}} \right) k_R \quad (2.10)$$

式中的 k_R 按图 2.9 确定。

在脉冲之间的间隙内,绕组电阻等于其直流电阻。因为储能元件的充电电流是随时间而缓慢变化的。

第三章 脉冲变压器的铁心

铁心是脉冲变压器的重要组成部分。脉冲变压器的体积、质量等主要指标都由铁心来确定。本章研究脉冲变压器铁心中发生的物理过程，提高磁感应增量和改善脉冲变压器主要性能指标的有效措施，以及和铁心有关的变压器参数的确定方法等。

3.1 一般介绍

脉冲变压器铁心中发生的电磁过程和普通电源变压器一样，都遵循如下的规律：

1. 电磁感应定律，该定律确定了变压器绕组电压与铁心磁通变化率之间的关系；
2. 全电流定律，该定律确定了铁心中的磁场强度和变压器磁化电流间的关系；
3. 磁滞现象，该现象表示铁心中磁感应强度的变化和磁场强度的关系；
4. 随时间而变化的磁通穿过铁心时引起的涡流现象；
5. 铁心的磁饱和现象。

脉冲变压器的主要特点是：铁心中发生的一切电磁过程都是高速的和不对称的。脉冲宽度和重复频率不同，其中电磁过程变化的速度及不对称性都有很大差别。由于涡流和磁通的变化率成比例，因此，脉冲变压器铁心中的涡流是极其显著的。涡流的存在，使铁心损耗激增，有效磁导率大幅度下降。如果不采取有效措施，铁心中电磁过程的不对称性使铁心材料的磁性能得不到充分利用。

分析脉冲变压器铁心中的电磁过程时，认为绕组电阻、漏感、

变压器的分布电容及负载电容都等于零。由于脉冲变压器的类似参数本来就很小,这些参数对铁心中电磁过程没有明显影响。

采用这些假定之后,可以把变压器看成是铁心线圈。这样处理能大大减轻分析的工作量,自然,计算精度略有降低。

3.2 脉冲变压器铁心中的磁感应增量

普通脉冲变压器的线路如图 3.1 所示。设初级绕组上所加的矩形脉冲电压具有如下的参数: 在 $t < 0$ 时, $u = 0$; 在 $0 \leq t \leq t_x$ 时, $u = U_1$; 在 $t > t_x$ 时, $u = 0$ 。

假定铁心截面积为 S , 平均磁路长度为 l , 铁心材料的带厚为 δ , 铁心材料的电阻率为 ρ 。铁心材料的电磁性能用静态极限磁滞回环来表示: $-H_c, B_s, +H_c$ (图 3.2)。

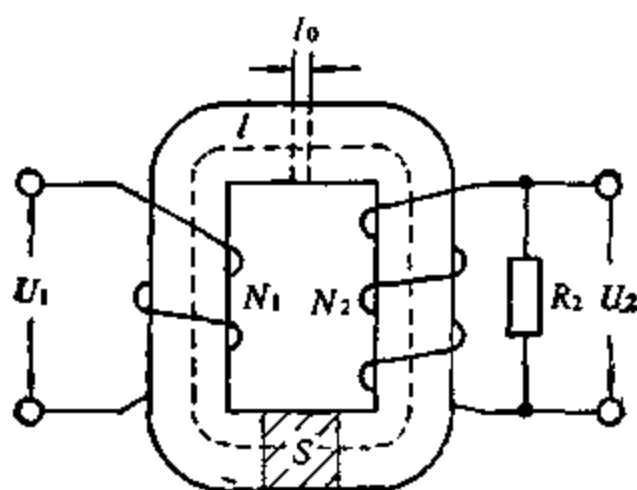


图 3.1 变压器的原理图

按照电磁感应定律, 加到变压器初级绕组的电压和绕组感应电势相平衡。因此,

$$U_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} = N_1 S k_r \frac{dB}{dt} \quad (3.1)$$

式中的 B 为铁心内的磁感应强度。

利用式 (3.1), 可得磁感应强度:

$$B(t) = \frac{1}{N_1 S k_r} \int_0^t U_1 dt + B_r \quad (3.2)$$

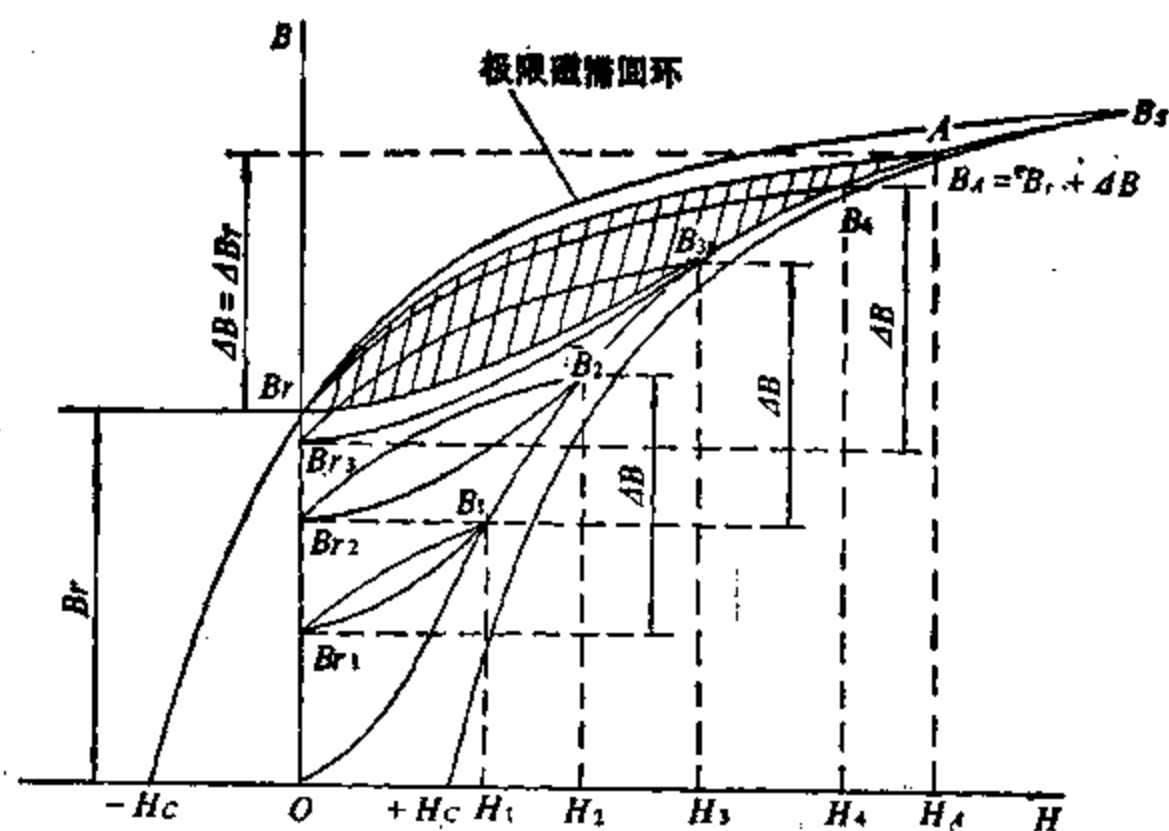


图 3.2 变压器铁心中的脉冲磁化过程

式中 B_r ——在 $t=0$ 时铁心中的磁感应强度。

设计脉冲变压器时，感兴趣的不是磁感应强度的绝对值，而是在某段时间内磁感应强度的增量。为此，把式(3.2)变为

$$\Delta B(t) = B(t) - B_r = \frac{1}{N_1 S k_T} \int_0^t U_1 dt$$

由于 $t > 0$ 时电压 U_1 是恒定的，因而，磁感应增量

$$\Delta B(t) = \frac{U_1 t}{N_1 S k_T}$$

随时间而线性增长，而且，在 $t = t_K$ 的瞬间达到某个值，

$$\Delta B(t_K) = \frac{U_1 t_K}{N_1 S k_T} \quad (3.3)$$

为了比较深入地分析铁心的脉冲磁化过程，假定铁心是用很薄的电工钢带绕制的，由于钢带很薄，涡流的影响可以忽略。这时，铁心的磁化过程可以用图 3.2 的静态磁滞回环来表示。

假定初级绕组加电压之前铁心处于完全去磁状态，它的工作

点由点($H = 0, B = 0$)来表示。在图 3.2 上,参数 H_0 和 B_0 分别称为矫顽磁力及剩磁感应强度,而曲线 OAB_0 称为铁心的基本磁化曲线。

在第一个脉冲作用下,铁心的工作点沿基本磁化曲线而移动,在脉冲结束的瞬间达到 B_1 ,根据式(3.3), $B_1 = \Delta B$ 。当已知铁心的结构参数和初级绕组的匝数时,这个磁感应强度值完全由脉冲电压和脉冲宽度来确定。当磁感应强度为 B_1 时,磁场强度为 H_1 ,而且,在变化的过程中 B 和 H 的关系是非线性的。因而, H 随时间而非线性增长。

为了确定铁心中的磁场强度和磁化电流 i_1 的关系,可以利用全电流定律:

$$\oint H dl = N_1 i_1$$

对于图 3.1 的变压器来说:

$$i_1 = \frac{H_1 l}{N_1} \quad (3.4)$$

从式(3.4)可见,磁化电流取决于磁感应强度,磁化电流和时间的关系同样是非线性的,在 t_k 瞬间 H 达到某个值。

脉冲结束后,在脉冲之间的间隙期间,磁化电流逐渐降到零。然而,由于磁滞现象,铁心的工作点不是沿原上升分支回到坐标原点,而是沿着某个局部磁滞回环的下降分支移动,直到点 B_{r1} ,该点的坐标由剩磁感应强度 B_{r1} 和 $H = 0$ 来确定。

在第二个脉冲作用下,铁心中的磁感应强度增大 ΔB ,第二个脉冲结束瞬间,铁心中的磁感应强度达到 $B_2 = B_{r1} + \Delta B$ 。因此,在第二个脉冲作用下,铁心工作点沿新的局部磁滞回环的上升分支 $B_{r1}B_2$ 及基本磁化曲线移动,直到磁感应强度为 B_2 的点。

脉冲结束后,随着磁化电流的减小,铁心工作点沿新的局部磁滞回环的下降分支 B_2B_{r2} 移动到点($B = B_{r2}, H = 0$)。这时 $B_{r2} > B_{r1}, B_2 > B_1, H_2 > H_1, i_2 > i_1$ 。

在一连串脉冲作用下,类似过程一直继续下去,直到铁心起始工作点上升到极限磁滞回环的剩磁感应强度值($B = B_{r\infty}, H = 0$)

为止。如果在脉冲电压作用下铁心中的磁感应增量为 ΔB ，则铁心中的磁感应强度为 $B_A = B_r + \Delta B$ 。在以后的每个脉冲结束时，铁心工作点都回到原始点 ($B = B_r, H = 0$)。

从此以后，在每个脉冲作用下，铁心工作点都沿图 3.2 阴影部分所示的极限局部磁滞回环移动。因此，该回环表示了单极性脉冲作用下铁心的磁化过程。

由于 B 和 H 的关系是非线性的， $\Delta B = f(\Delta H)$ 同样是非线性的。铁心的磁导率 μ 和磁感应增量或磁场强度增量间的关系同样是非线性的。为了估价磁滞回环上每一点的磁导率，要利用微分脉冲磁导率：

$$\mu = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH}$$

为了估价整个局部磁滞回环的磁导率，要利用平均脉冲磁导率：

$$\mu_{\Delta} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H}$$

从上面的分析中可知，尽管在每个脉冲作用下磁感应增量 ΔB 是恒定的，然而，磁场强度，或者说磁场强度的增量并不恒定，从图 3.2 可见， $H_1 < H_2 < H_3 \dots < H_A = \Delta H$ 。

因此，随着 ΔH 的增长，每个局部磁滞回环的平均脉冲磁导率逐渐下降：

$$\mu_{1\Delta} > \mu_{2\Delta} > \mu_{3\Delta} > \dots > \mu_{A\Delta} = \frac{\Delta B}{\mu_0 \Delta H}$$

从图 3.2 还可以看出，铁心材料的剩余磁感应强度 B_r 越高，可能的磁感应增量就越低，局部磁滞回环的平均脉冲磁导率也就越小。因此， B_r 越高，铁心的利用程度就越低。当利用 B_r 较高的材料来制作脉冲变压器的铁心时，为了得到给定的磁化电感，必须增多初级绕组的匝数，这会导致漏感和分布电容增长，使变压器的结构更加复杂。

因此，对于脉冲变压器来说，希望采用饱和磁感应强度 B_r 高，

剩余磁感应强度 B_r 低, 矫顽磁力 H_c 尽量小的磁性材料。利用这种材料, 在脉冲状态下能得到较高的磁感应增量和较高的脉冲磁导率。然而, 常用磁性材料的剩余磁感应强度都很高, 均在饱和磁感应强度的一半以上。对于 DG1—DG4 来说, $B_r - B_c \approx 0.5 - 0.7$ T, 最大可达 1 T。当 $\Delta B = 0.3 - 0.6$ T 时, $\mu_{\Delta} = 1.3 \times 10^{-3} - 0.8 \times 10^{-3}$ H/m。对于铁镍合金来说, $B_r - B_c \approx 0.2 - 0.3$ T。当 $\Delta B = 0.1$ T 时, $\mu_{\Delta} = 2.5 \times 10^{-3} - 6.5 \times 10^{-3}$ H/m。对于锰锌铁氧体来说, 在 $\Delta B < 0.2$ T 时, $\mu_{\Delta} \approx 1.8 \times 10^{-3}$ H/m。因此, 为了缩小体积减轻重量, 必须采取有效措施来降低剩余磁感应强度。

常用的降低剩余磁感应强度的方法有两种: 一是在铁心中留一个空气隙; 二是借助于专门的去磁磁场对铁心进行去磁。其中第二种方法特别有效, 能显著提高磁感应增量, 提高脉冲磁导率, 使铁心体积大幅度下降。

3.3 降低剩余磁感应强度的方法

当磁通穿过一定长度的空气隙, 即穿过磁导率和铁心材料不同的环境时, 铁心的工作条件会发生巨大地变化。

仍然分析图 3.1 的变压器。假定铁心中存在不大的空气隙 l_0 , 而且 $l_0 \ll l$ 。利用全电流定律:

$$\oint H dl = H(l - l_0) + H_0 l_0 = H_{BH} l \quad (3.5)$$

根据磁通连续性的原理, 铁心中的磁通 ϕ 应等于气隙磁通 ϕ_0 。由于 $l_0 \ll l$, 可以认为气隙中的磁场是均匀的, 因而, $S = S_0$ 。这时 $\phi = \phi_0 = NSB = NS_0 B_0$, $B = B_0$, 即铁心和气隙中的磁感应强度相等。考虑到 $l_0 \ll l$, 利用式(3.5)可得

$$H_{BH} = H \frac{l - l_0}{l} + H_0 \frac{l_0}{l} \approx H + B \frac{l_0}{\mu_0 l} \quad (3.6)$$

该式表明, 当铁心中存在气隙时, 为了得到一定的磁感应强度 B , 磁场强度应增大 $B(l_0/\mu_0 l)$ 。根据无气隙铁心的相应特性, 可导出有气隙铁心的等值磁滞回环, 该回环如图 3.3 所示。

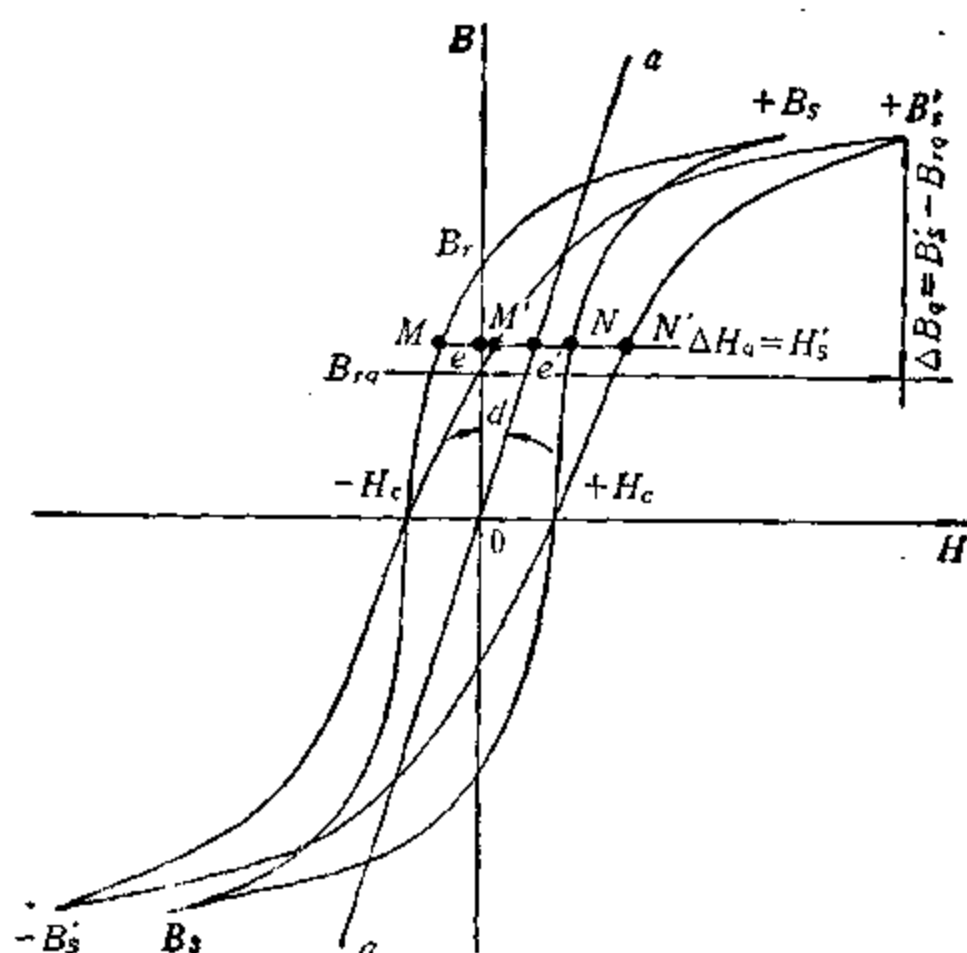


图 3.3 气隙对铁心磁滞回环的影响

图中 aa' 是经过坐标原点, 与 B 轴倾角为 $\alpha = \arctg(l_0/\mu_0 l)$ 的直线。该直线表示了有气隙铁心 磁场强度的变化 $Bl_0/\mu_0 l = B(l_0/\mu_0 l)$ 。把第一和第二象限内磁滞回环上的所有点都向右移动 $Bt\alpha$ ；把第三和第四象限内磁滞回环上的所有点都向左移动 $Bt\alpha$ ，就可以得到等值磁滞回环。对于某一个 B 值来说, 当铁心中没有气隙时, 对应于磁滞回环 $B=f(H)$ 的点 M 和 N ；当铁心中有气隙时, 这两个点移动到 M' 和 N' , 移动的距离为 ee' , 该线段等于 $Bt\alpha$ 。

把无气隙铁心的磁滞回环 $-B_s, -H_c, +B_s, +H_c$ 变换为有气隙铁心的等值磁滞回环 $-B_s', -H_c, +B_s' + H_c$ 之后, 便可以发现, 有气隙铁心的剩余磁感应强度 $B_{r,q}$ 要比无气隙铁心的相应值 B_r 低很多, 而两者的饱和磁感应强度基本相等。

因此, 当铁心中存在气隙时, 磁感应增量 $\Delta B = B_s - B_{r,q}$ 明显增长。这时, 铁心的平均脉冲磁导率

$$\mu_{\Delta q} = \frac{\Delta B_q}{\mu_0 \Delta H_q} = \frac{B_q' - B_{r,q}}{\mu_0 H_q'}$$

也增大了。

然而，随着气隙的增长， $B_{r,q}$ 的降低逐渐变慢，而磁场强度 $\Delta H = H_q'$ 却显著增长。在某个最佳气隙下， $\mu_{\Delta q}$ 达到最大值，当进一步增大气隙时， $\mu_{\Delta q}$ 开始下降。因此，保证 ΔB 和 $\mu_{\Delta q}$ 都较大的气隙认为是最佳的。气隙对铁心脉冲特性的影响见图 3.4。从该图可见，对于用电工钢带绕制的铁心来说，最佳相对气隙在如下的范围内：

$$\frac{l_0}{l} = 0.001 \sim 0.0001$$

对于铁镍合金铁心来说，最佳相对气隙为：

$$\frac{l_0}{l} = 3 \times 10^{-5} \sim 6 \times 10^{-5}$$

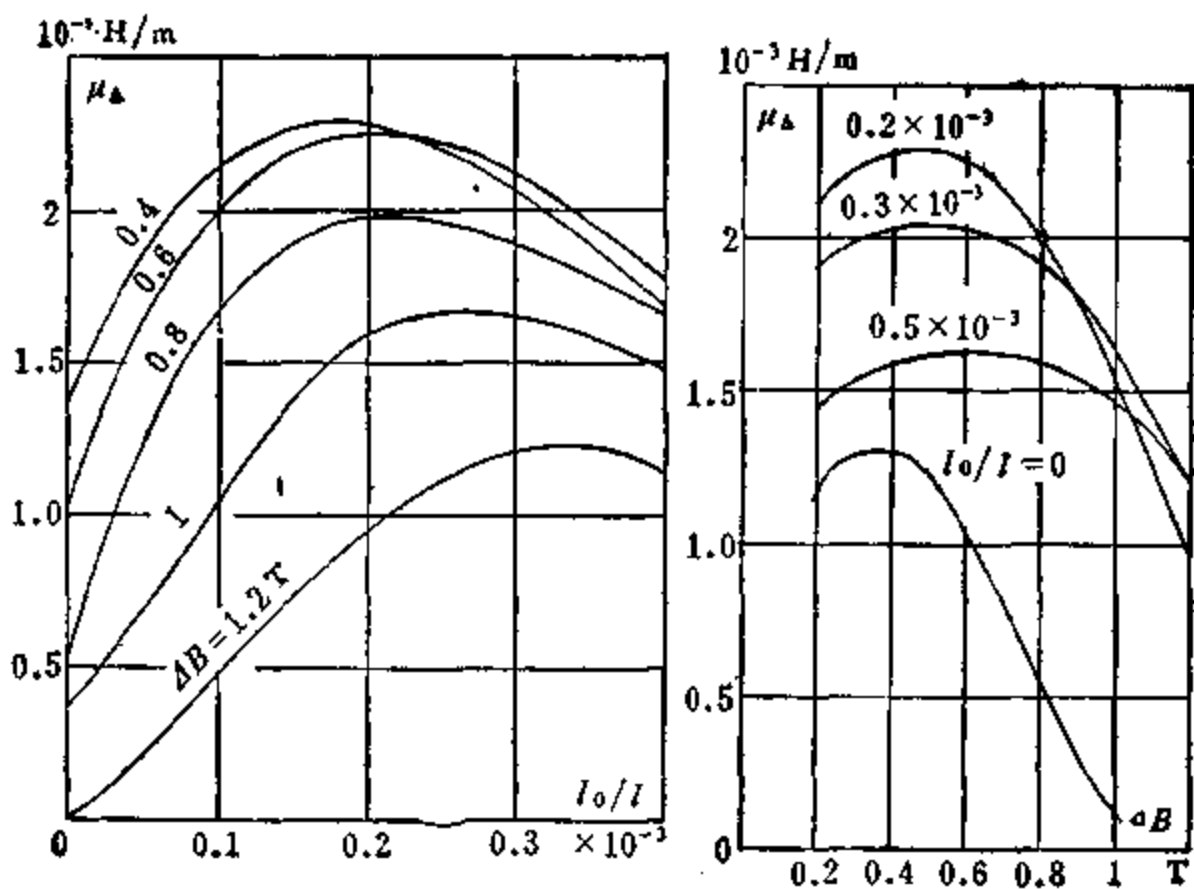
显然，这样小的气隙是无法保证的。

这种降低剩余磁感应强度的方法存在如下缺点：

1. 存在最佳气隙，当气隙大于最佳值时，铁心的平均脉冲磁导率比无气隙铁心还低；
2. 最佳气隙极小，做出这样的气隙在工艺上是相当困难的；
3. 铁心中加气隙只能提高铁心的性能，把剩余磁感应强度降低一些，但不能降低到零，更不能降低到负值。因而，这种方法仍然不能充分利用铁心的磁性能。

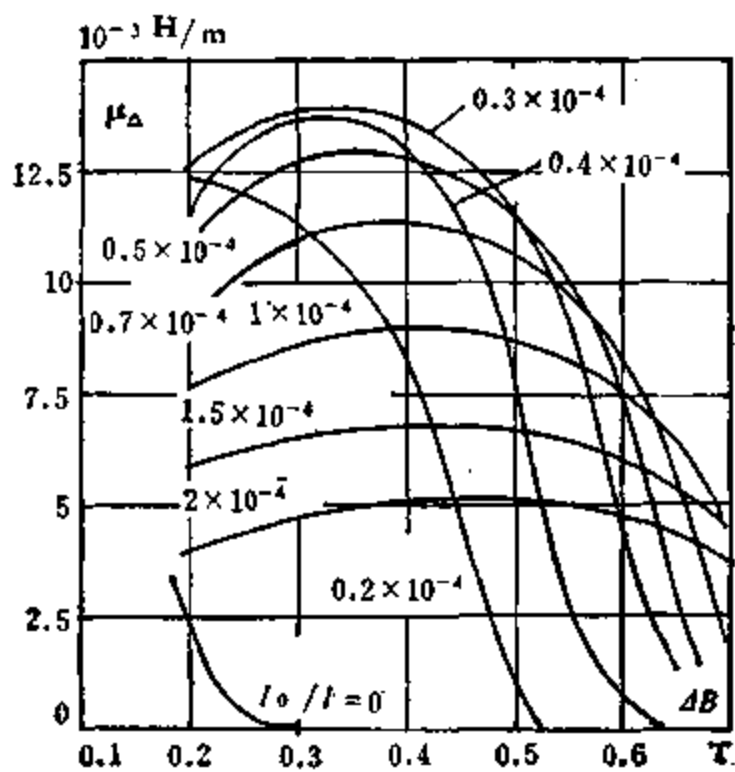
降低剩余磁感应强度的有效方法是对脉冲变压器的铁心施加去磁磁场。当去磁磁场强度 $H_0 = -(1-2)H_c$ 时，能显著提高磁感应增量和脉冲磁导率。根据去磁电流的不同，分为脉动电流去磁和直流电流去磁两种。当脉冲变压器的初级绕组与储能电容器或人工线串联时，在脉冲之间的间隔内，储能电容器充电，充电电流经脉冲变压器的初级绕组流过。该电流的方向与工作脉冲的极性相反，因而能产生去磁作用，降低铁心的剩余磁感应强度，提高脉冲磁导率。

脉动电流去磁时铁心的磁滞回环如图 3.5 所示；直流电流去



a)

b)



c)

a. 和 b. DG1 -0.08 ; c. 1J79 -0.025

图 3.4 平均脉冲磁导率 μ_{Δ} 和 ΔB 及 l_0/l 的关系

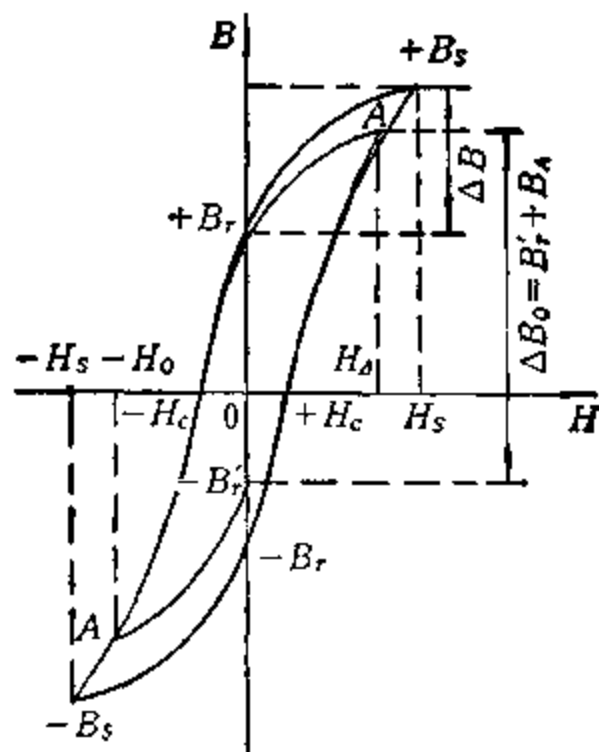


图 3.5 脉动电流去磁时铁心的磁滞回环

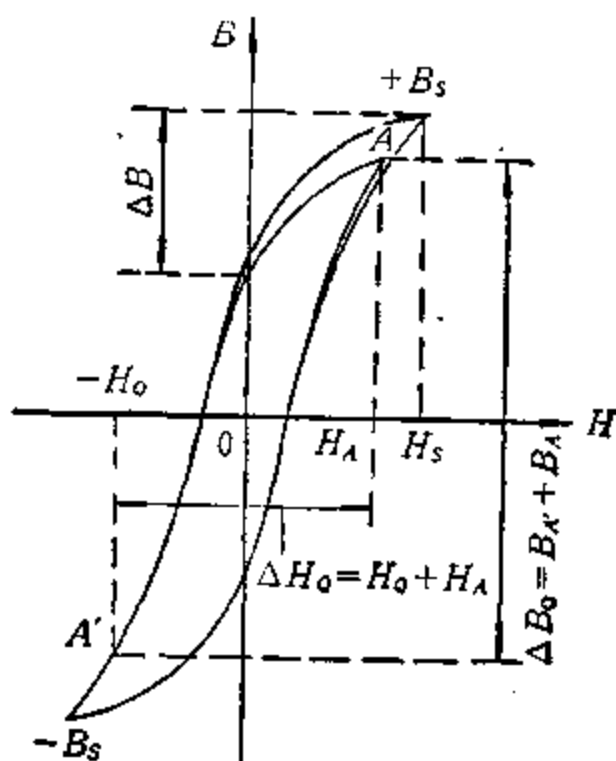


图 3.6 直流电流去磁时铁心的磁滞回环

磁时铁心的磁滞回环见图 3.6。从这两个图可见，脉动电流去磁时铁心的原始工作点在 $-B_r'$ ，直流电流去磁时铁心的原始工作点在 A' 。因此，当去磁磁场强度 H_0 相等时，两种去磁方法得到的 ΔB_0

值不同,脉冲磁导率也不同。然而,对于磁滞回环接近矩形的材料来说,两者相差不多。

利用图 3.5 所示的极限磁滞回环来说明充电电流对铁心的去磁过程。仍然假定铁心由很薄的电工钢带制成,涡流的影响忽略不计。

脉冲变压器的使用线路如图 1.8 和 1.9 所示。假定储能元件的充电电流为 $i_{CH} = I_{CH}(t)$ 。在某个瞬间,该电流达到最大值 I_{CHm} 。由于充电电流和磁化电流的方向相反,两个电流在铁心中建立的磁场也是反向的,磁化电流建立的磁场是磁化的,充电电流产生的磁场是去磁的。该去磁磁场随时间的变化规律和充电电流相同:

$$H_0 = \frac{I_{CH}(t)N_1}{l}$$

如果脉冲结束瞬间铁心处于图 3.5 的 A 点,则当脉冲结束后,该工作点自动回到点 $(+B_r, H=0)$ 。然后,在去磁磁场 H_0 的作用下,铁心工作点沿极限磁滞回环的下降分支 $+B_r, -H_0, -B_r$ 移动。当储能器的充电电流达到其最大值时,去磁磁场的强度为

$$H_{0m} = \frac{I_{CHm}N_1}{l} \quad (3.7)$$

点 A 移动到该磁场强度所对应的位置 A'。

充电结束瞬间,该电流降到零,去磁磁场消失。然而,由于磁滞效应,铁心工作点不是沿下降分支回到点 $(+B_r, H=0)$,而是沿局部磁滞回环的上升分支移动到点 $(-B_r', H=0)$ 。由于去磁磁场使铁心发生了交变磁化。当下一个脉冲来到时,铁心中的磁感应增量为 $\Delta B = B_r + B_{A'}$ 。如果脉冲幅值足够大,磁感应增量可达 $\Delta B = B_r' + B_r$ 。

因此,利用储能器的充电电流对铁心去磁,能显著提高磁感应增量,比气隙的效果好得多。

对于谐振充电的人工线来说,在 $t = T_{CH}/4$ 时充电电流最大,

该电流等于：

$$I_{OH} = \frac{U_0}{\sqrt{\frac{L_{OH}}{C_{Kz}}}}$$

式中 U_0 ——电源电压； L_{OH} ——充电阻流圈的电感量； C_{Kz} ——人工线储能电容器的总容量； $T_{OH} = 2\pi\sqrt{L_{OH}C_{Kz}}$ ——充电电流的周期。

假定充电状态系数为

$$k_{OH} = \frac{T}{\frac{T_{OH}}{2}}$$

则得

$$I_{OH} = \frac{\pi U_0 C_{Kz} k_{OH}}{T}$$

式中 T 为脉冲之间间隙的宽度。

对于工作在匹配状态的人工线来说，

$$C_{Kz} = \frac{t_K}{2\rho_{Kz}}$$

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

$$I = \frac{U}{\rho_{Kz}}$$

式中 ρ_{Kz} 为人工线的波阻抗。

去磁磁场的强度为

$$H_0 = \frac{\pi N_1 F t_K I k_{OH}}{2l} \quad (3.8)$$

从式(3.8)可见，为了达到预期的去磁效果，充电电流必须具有一定的数值，确保磁场强度满足要求。在某些线路中，充电电流很小，不能满足实际需要，这时，可用专门的去磁电流进行去磁。去磁绕组可以是脉冲变压器的初级或次级，也可以是特设的附加绕组。

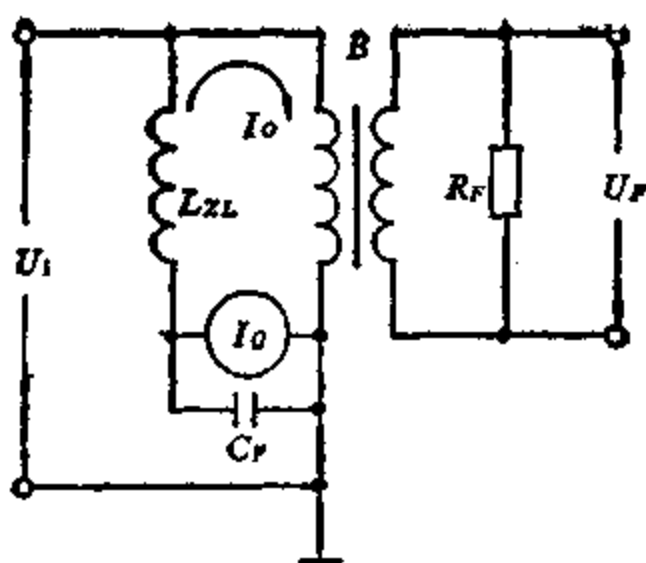


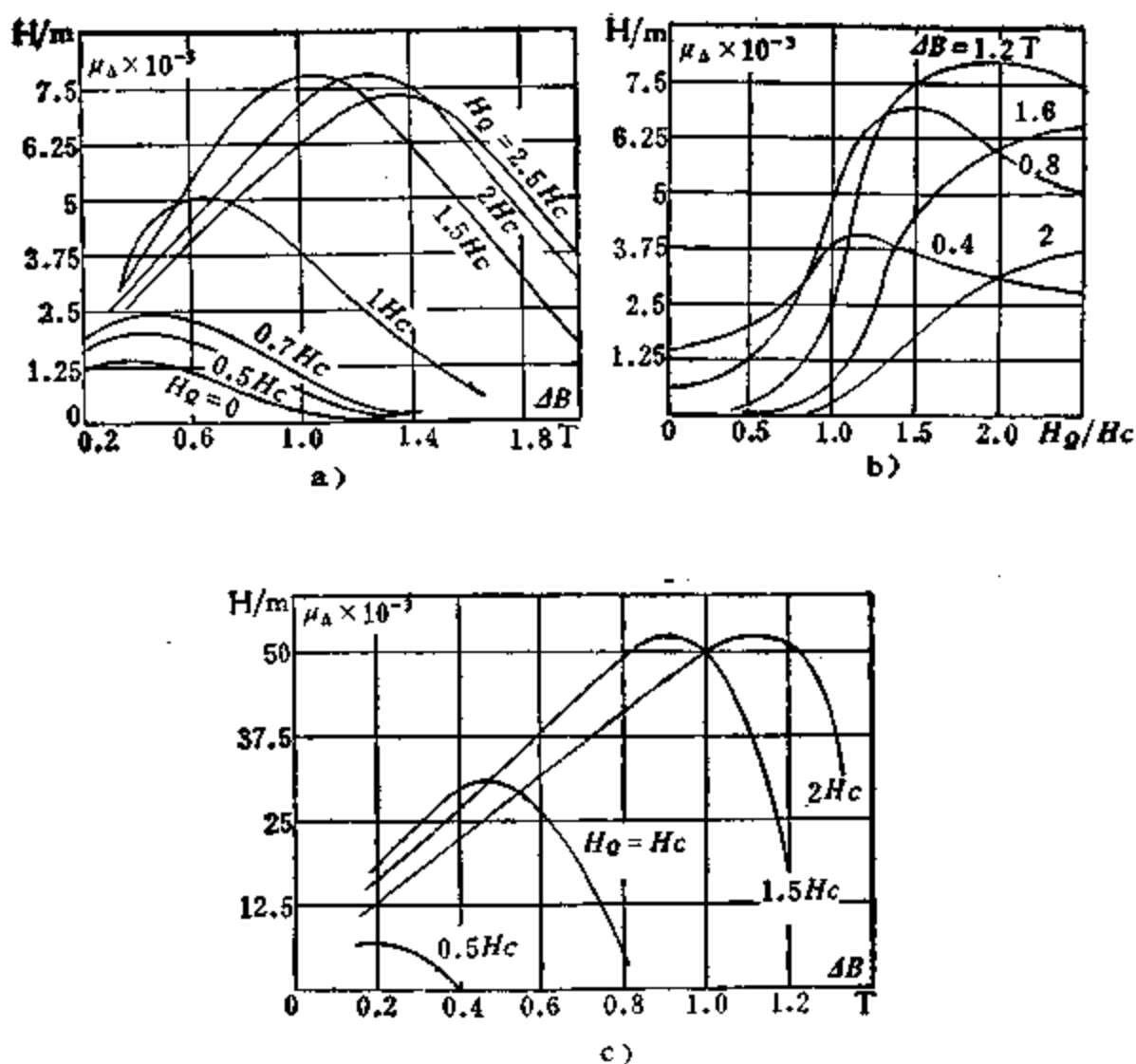
图 3.7 脉冲变压器的直流去磁电路

实际上常用的一种去磁电路表示在图 3.7 上,其中 I_0 是产生去磁电流的电源; L_{zL} 是阻流圈,用来防止去磁电源对脉冲电压 U_1 短路。为了使阻流圈对脉冲平顶和前沿没有明显影响,它的电感量应当足够大,而分布电容要尽可能小。通常 $L_{zL} \approx 10-20L_1$ 。电容 C_P 用来对脉冲进行旁路,防止在去磁电源的内阻上产生脉冲电压降。去磁磁场的强度按下式确定:

$$H_0 = \frac{I_0 N_1}{l}$$

利用图 3.7 的线路可以产生任意大的去磁磁场。假定在去磁磁场的作用下,铁心的原始工作点为 $(-B_s, -H_s)$,则铁心的磁感应增量可以达到最大值 $\Delta B = 2B_s$,这就充分利用了铁心的磁性能。然而,这时的去磁电流比较大,平均脉冲磁导率 $\mu_{\Delta} = \frac{2B_s}{\mu_0 2H_s}$ 略低。因此,这种工作状态并不是最佳的。通常认为最佳去磁磁场强度等于矫顽磁力的 1—1.5 倍。这样,不仅去磁电流小,而且能得到较高的 μ_{Δ} 值,又能保证磁感应增量 ΔB 下降不多。

直流去磁对铁心脉冲特性的影响见图 3.8。从该图可见,对于 1J79 来说,没有去磁磁场时, $\Delta B = 0.1 \text{ T}$, $\mu_{\Delta} = 3 \times 10^{-3} \text{ H/m}$;当 $H_0 = 2 H_s$ 时, $\Delta B = 1.2 \text{ T}$, $\mu_{\Delta} = 50 \times 10^{-3} \text{ H/m}$,这两个参数都增长



a. 和 b. DG-10.08 ; c. 1J79-0.025.
图 3.8 平均脉冲磁导率 μ_{Δ} 和 H_0 及 ΔB 的关系

十多倍.对于 DG 1 来说,去磁磁场等于零时, $\Delta B = 0.6 T$, $\mu_{\Delta} = 10^{-3} H/m$; 当 $H_0 = 2 H_c$ 时, $\Delta B = 1.3 T$, $\mu_{\Delta} = 7.5 \times 10^{-3} H/m$,这两个参数同样增长十多倍.通过比较图 3.8a 和 3.8c 可知,采用去磁磁场以后,1J79 和 DG 1 的 ΔB 值相近,而 1J79 的 μ_{Δ} 值却比 DG 1 高六倍以上.同时,对于 1J79 来说,必须的去磁磁场强度也比 DG 1 小很多.这说明,设计有去磁磁场的脉冲变压器时,最好用磁滞回环接近矩形的铁镍合金来制作铁心.

采用专门的去磁电路,增加了阻流圈、去磁电源、旁路电容等元件,使线路有些复杂,因而,仅在大功率脉冲变压器中应用.

3.4 脉冲磁化时的铁心损耗

为了节约能源,在设计大功率脉冲变压器时,希望得到尽可能高的效率。影响变压器效率的主要因素是铁心损耗。铁心损耗由磁滞损耗、涡流损耗、磁后效作用引起的损耗、及铁心钢带之间绝缘不良引起的损耗等叠加而成。

经验表明,精确地计算出以上各种损耗是比较困难的。而且,铁心钢带之间绝缘不良引起的损耗由制造工艺来确定,各单位的工艺条件互不相同,因此,这种损耗是无法解析计算的。脉冲变压器的铁心损耗,常根据某些条件下试验得到的曲线,加上必要的计算来确定。铁心的平均脉冲磁导率也用这种方法确定。然而,磁性材料的品种很多,脉冲变压器的工作状态也互不相同,测出所有必须的参数是相当复杂的。此外,测得的这些数据也有一定的局限性。因此,工程实践中通常只考虑磁滞与涡流两种损耗。

在推导磁滞与涡流损耗的公式时,通过某些简化,使导出的公式有一定余量,以补偿磁后效及铁心钢带绝缘不良等因素引起的损耗。当然,这种方法会产生一定的误差。实践表明,其精度是足够的。

铁心单位体积中的磁滞损耗称为比磁滞损耗。脉冲磁化时该损耗按下式确定:

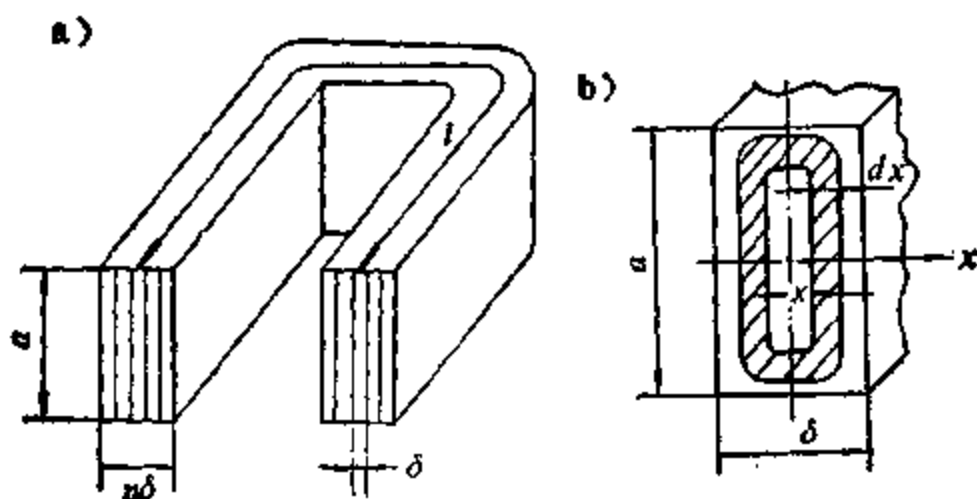
$$W_s = \oint HdB$$

现代大功率脉冲变压器的铁心,多半采用磁滞回环接近矩形的材料来制造。为了充分利用材料的磁性能,要外加去磁磁场。因此,

$$W_s = \oint HdB \approx \Delta B \Delta H$$

而且,磁感应增量 ΔB 越高,磁滞回环越接近于矩形,该公式的误差越小。如果脉冲重复频率为 F ,铁心体积为 V ,则铁心的磁滞损耗为

$$P_s = VF \Delta B \Delta H k_r \quad (3.9)$$



a. 铁心的横截面; b. 一片钢带的断面

图 3.9 脉冲变压器的铁心

为了确定涡流损耗,分析图 3.9 a 所示的铁心截面。该铁心由很薄的电工钢带卷绕而成。图 3.9 b 是其中一片钢带的断面,阴影部分表示产生涡流的一个回路,其长度为 $2a$ 。因为 $\delta \ll a$,因而,阴影部分的面积近似为 $S_B = 2ax$ 。设钢带厚度为 δ ,电阻率为 ρ_r 。

磁通在该回路中感应的电势为

$$e_B = 2ax \frac{dB_z}{dt}$$

回路电阻为

$$dr_B = \rho_r \frac{2a}{\delta dx}$$

该片钢带中总的瞬时损耗功率为

$$P_w = \int_0^{a/2} \frac{e_B^2}{dr_B} = \int_0^{a/2} \frac{2a^2 l \left(\frac{dB_z}{dt} \right)^2 x^2 dx}{a \rho_r} \quad (3.10)$$

一片钢带截面内各点磁感应强度的变化速度是不同的,任何一点的磁感应强度都随时间而变化。然而,当脉冲电压加到初级绕组之后,经过某个时间间隔, dB_z/dt 近似恒定,根据式(3.3),可以求得其平均值为

$$\frac{dB_z}{dt} \approx \frac{\Delta B}{t_k} = \frac{U_1}{N_1 S k_f} \quad (3.11)$$

经过一定时间后,各点磁感应强度的变化速度都达到上式确定的值,但各点磁感应强度的数值可能不同。把式(3.11)代入式(3.10),并考虑到钢带的片数等于 $S/(a\delta)$,则得脉冲磁化时铁心中的涡流损耗为

$$P_{wx} = \frac{1Sk_T \Delta B^2 \delta^2}{12 \rho_T t_k^2} = \frac{Vk_T \Delta B^2 \delta^2}{12 \rho_T t_k^2} = \left(\frac{U_1 \delta}{N_1} \right)^2 \frac{l}{12 \rho_T S k_T}$$

上式是用脉冲功率表示的涡流损耗。用平均功率表示的涡流损耗等于上式的 $1/q$,其中 $q = 1/(Ft_k)$ ——脉冲的占空系数或空度。因此,平均涡流损耗为

$$P_w = \frac{Vk_T \Delta B^2 \delta^2 F}{12 \rho_T t_k} = \left(\frac{U_1 \delta}{N_1} \right)^2 \frac{l}{12 \rho_T q S k_T} \quad (3.12)$$

由此可得折算到初级的等值涡流损耗电阻为

$$R_w = \frac{U_1^2}{P_w} = \frac{12 \rho_T t_k^2 U_1^2}{Vk_T \Delta B^2 \delta^2} = \left(\frac{N_1}{\delta} \right)^2 \frac{12 \rho_T S k_T}{l}$$

因此,折算到初级的稳定等值涡流电流为

$$I_w = \frac{U_1}{R_w} = \frac{Vk_T \Delta B^2 \delta^2}{12 \rho_T t_k^2 U_1}$$

然而,只有脉冲加到初级绕组并经过一定时间之后,电流才能达到稳定值。铁心中涡流的稳定过程,一般应作为无穷多回路中电流的稳定过程来分析,每一个回路不仅有电阻,而且有一定的电感。当忽略回路电感时,按式(3.12)算出的涡流损耗大于铁心中的实际损耗。

磁滞与涡流损耗相加,就得到脉冲变压器的铁心损耗:

$$P_T = P_z + P_w = \Delta B F V k_T \left(\Delta H + \frac{\Delta B \delta^2}{12 \rho_T t_k} \right)$$

该公式和式(3.9)有些类似。实际上

$$\Delta H_p = \Delta H + \frac{\Delta B \delta^2}{12 \rho_T t_k} \quad (3.13)$$

可以看作是外加的某个等值磁场强度,以考虑涡流的影响。这时,铁心的等值平均脉冲磁导率可按下式确定:

$$\mu_e = \frac{\Delta B}{\mu_0 \Delta H_D} = \frac{\frac{\Delta B}{\mu_0}}{\Delta H + \frac{\Delta B \delta^2}{12 \rho_r t_x}} = \frac{\mu_\Delta}{1 + \frac{\mu_0 \mu_\Delta \delta^2}{12 \rho_r t_x}} \quad (3.14)$$

该磁导率常称为有效脉冲磁导率或视在脉冲磁导率。

从 μ_e 的公式中可知, μ_Δ 增大,有效脉冲磁导率 μ_e 反而减小,这是极不希望的。对于磁滞回环接近矩形的材料来说, ΔB 增大, μ_Δ 增长。从式(3.13)可见, ΔB 增长,等值外磁场强度也增长,铁心损耗同样增长。因此,当 ρ_r 和 t_x 一定时,为了得到较高的 μ_e 值,选取的 ΔB 值越高,铁心材料的带厚应当越薄。当钢带厚度不变时,要想得到较高的 μ_e 值,应取较低的磁感应增量。

由此可知,铁心的脉冲特性可以用某个动态磁滞回环来表示,该回环主要由磁感应强度的高低及其变化速度来确定。静态磁滞回环不能反映脉冲作用下铁心的动态性能。

图 3.10 上表示了类似的动态磁滞回环。绘制该图时假定:由于去磁磁场的存在,铁心的原始工作状态相应于 A' 点。涡流引起的等值磁场强度和磁感应强度的关系,用过点 A' 并和 B 轴间倾角为 $\gamma = \arctg(\delta^2/12\rho_r t_x)$ 的直线 $A'A''$ 来表示。当静态磁滞回环接近矩形时, $\Delta H \approx 2H_0$ 。由于涡流的影响,磁感应强度和等值磁场强度的关系如图 3.10 的曲线 $A'A_D$ 所示。 A_D 点的磁感应增量为 ΔB 。换句话说,考虑涡流影响时,在脉冲电压作用下,铁心的工作点沿动态磁滞回环的上升分支 $A'A_D$ 移动。

脉冲电压结束后,铁心开始缓慢去磁。这时的涡流很小,可以忽略不计。在这个阶段,铁心工作点沿 $A_D A'' A M A'$ 而下降,也就是说,从 A 点起沿局部磁滞回环的下降分支移动。动态磁滞回环 $A'A_D A'' A M A'$ 的面积与磁滞及涡流损耗之总和成比例。

当 μ_Δ 和 ΔB 值都比较高时,上述计算方法的误差大约为 5—15%。利用上述近似公式求得的 μ_e 值偏低,而涡流损耗偏

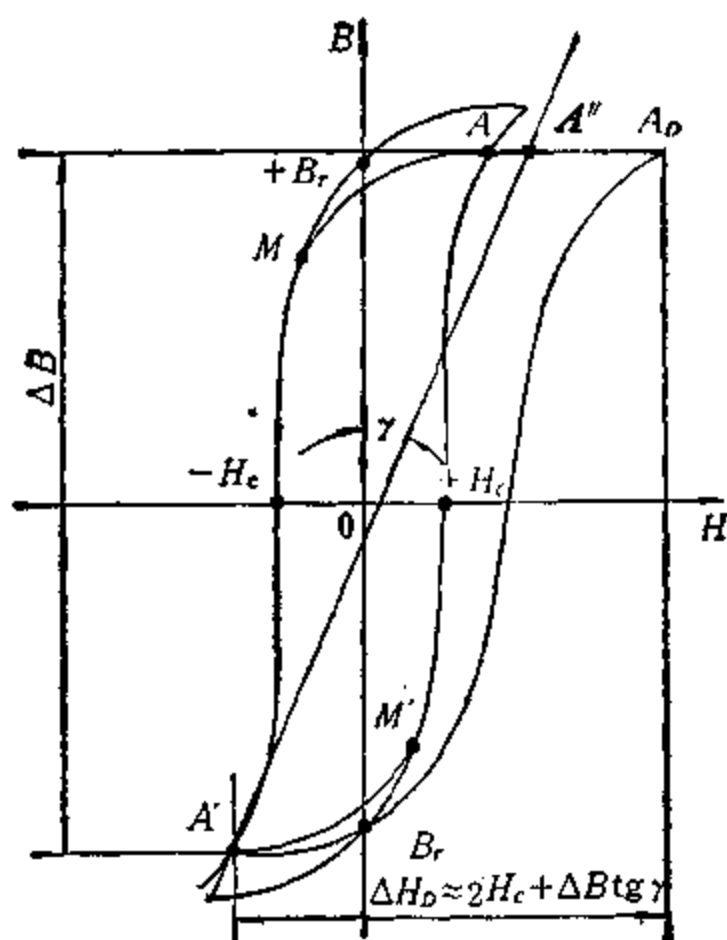


图 3.10 考虑涡流时的等值磁滞回环

高,因而,设计出的脉冲变压器有一定余量。

考虑涡流影响时有效脉冲磁导率的精确公式为

$$\mu_e = \frac{\mu_{\Delta}}{1 + \frac{\pi^2}{3\tau_K} - \frac{2}{\tau_K} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} e^{-k^2\tau_K}}$$

式中 $\tau_K = 4\pi^2 \rho_{\tau} t_K / (\mu_0 \mu_{\Delta} \delta)^2$ 。

τ_K 可在 1—3 的范围内选取。当 $\tau_K = 2$ 时,用上述近似公式算出的 μ_e 值比用精确公式求得的小 11%,而且,当 τ_K 增大时,计算误差迅速下降。按式(3.12)求得的涡流损耗比实际值大 10% 左右。

3.5 脉冲变压器的铁心材料

通过前面几节的分析可知,脉冲变压器铁心的工作状态和电

源变压器不同,对材料的要求也不一样.脉冲变压器的铁心材料必须具备如下特性.

1. 在前沿很陡的窄脉冲作用下,磁感应增量的变化率极高,在铁心中将感生强烈的涡流,引起显著的损耗.为了降低这种损耗,确保在窄脉冲情况下能得到高的有效脉冲磁导率,希望铁心材料的电阻率越高越好.

2. 前面已经说过,对于不加去磁磁场的脉冲变压器来说,铁心工作在极限局部磁滞回环上,为了能有较高的 ΔB 值,铁心材料的饱和磁感应强度越高越好,剩余磁感应强度越低越好.

3. 为了改善脉冲变压器的技术经济指标,在设计大功率脉冲变压器时,都要外加去磁磁场.对于这种变压器来说,希望铁心材料的矫顽磁力要小,矩形系数要大,饱和磁感应强度要高.

4. 为了降低脉冲变压器的温升,希望铁心材料的比损耗越小越好.

5. 铁心材料还应当具有良好的温度稳定性及耐辐射性等.

脉冲变压器的常用铁心材料有:电工钢、软磁合金、软磁铁氧体、非晶态合金等.

一、电工钢

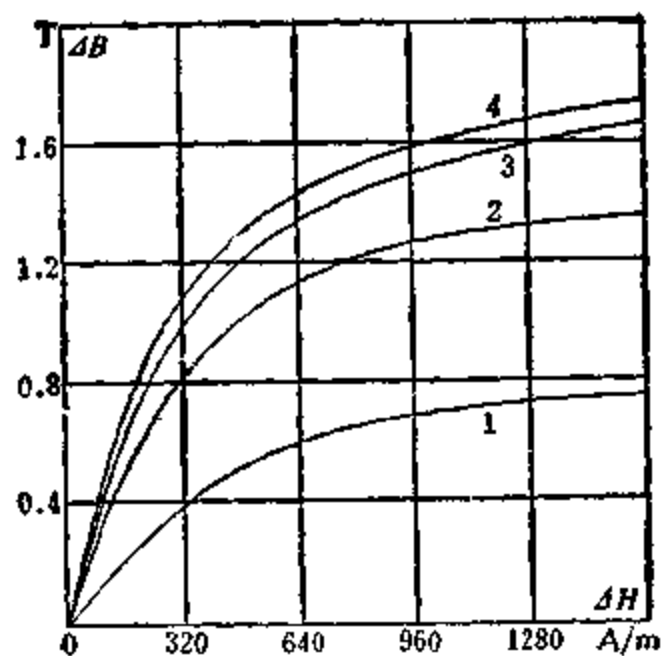
电工钢的主要成分是铁和硅,有时也称硅钢.电工钢的饱和磁感应强度高,价格低,工艺性好,电磁参数比较稳定,因此,获得了广泛地应用.电工钢有热轧和冷轧两类.变压器中所用的电工钢有:D 41, D 42, D 43, DG 41, DQ 1—DQ 5, DG 1—DG 4等.常用电工钢的性能见表 3.1.

对于脉冲变压器来说,最常用的铁心材料是冷轧电工钢 DG1—DG4.在没有退火的状态下,该材料有较高的饱和磁感应强度和较低的剩余磁感应强度.退火以后,这种材料的磁滞回环有较高的矩形度,有较高的平均脉冲磁导率,加上价格低廉,因而,在大小脉冲变压器中都广为采用.

不同去磁磁场下 DG2-0.08 的脉冲磁化曲线见图 3.11, 这

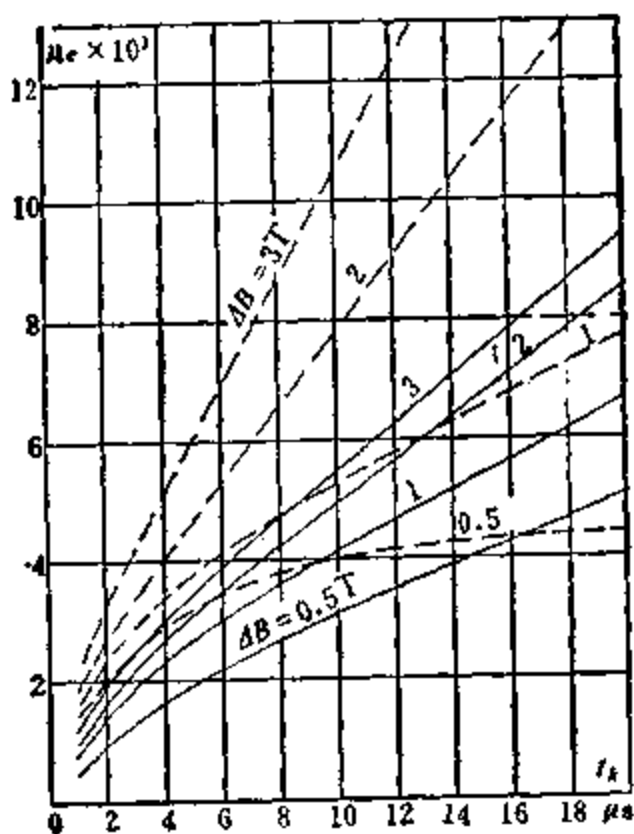
表 3.1 常用磁性材料的性能

材料牌号	厚度 δ (mm)	电阻率 ρ_r ($10^{-6}\Omega\cdot m$)	密度 γ (g/cm^3)	B_s (T)	H_s (A/m)
1J34	0.35	0.5	8.7	1.5	4.8
	0.10				6.4
	0.05				12
	0.02				20
	0.01				52
	0.005				52
1J50	0.35	0.45	8.2	1.5	9
	0.20				11
	0.10				14
	0.05				20
1J51	0.10	0.45	8.2	1.5	16
	0.05				20
	0.02				24
	0.005				36
1J54	0.35	0.90	8.2	1.0	10
	0.20				12
	0.10				12
	0.05				16
	0.02				24
1J65	0.05	0.25	8.35	1.3	12
	0.02				16
1J79	0.35	0.55	8.6	0.75	1.6
	0.20				2.4
	0.10				3.2
	0.05				4.0
	0.02				4.8
1J80	0.35	0.62	8.5	0.70	0.8
	0.20				1.6
	0.10				2.4
	0.05				3.2
	0.02				4.0
1J85	0.05	0.56	8.85	0.75	4.0
	0.02				4.8
DG1—DG4	0.08	0.5	7.65	1.5	36
	0.05				36
1J511	0.05	—	—	1.50	6
1J512	0.05	—	—	1.54	20
1J792	0.05	—	—	0.9	
1J50Cd	0.05	0.45	8.2	1.45	51



1. $H_0=0$; 2. $H_0=40$ A/m; 3. $H_0=80$ A/m;
4. $H_0=120$ A/m

图 3.11 脉动电流去磁时 DG2-0.08
的脉冲磁化曲线



— DG2-0.08; ---- DG2-0.05

图 3.12 有效脉冲磁导率和脉冲宽度的关系

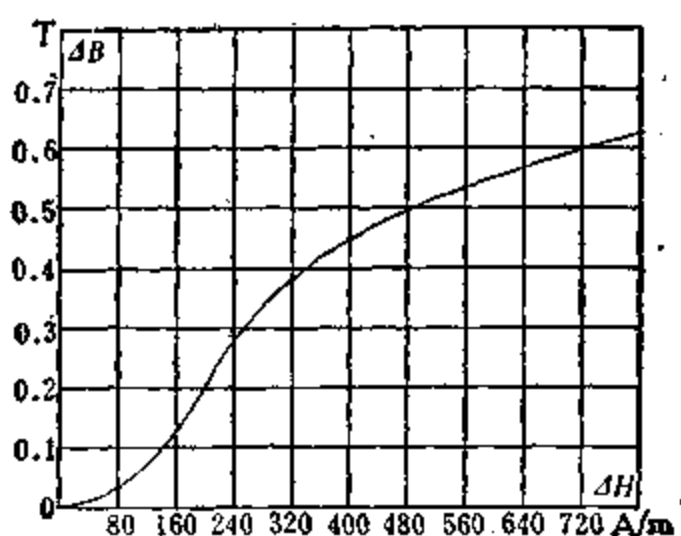


图 3.13 DG41-0.2的脉冲磁化曲线

种材料的有效脉冲磁导率和脉冲宽度的关系表示在图 3.12 上。DG41-0.2 的脉冲磁化曲线如图 3.13 所示。

二、软磁合金

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。每一类都有很多牌号。常用软磁合金的电磁参数见表 3.1。

三、软磁铁氧体

铁氧体铁心工艺性好,价格便宜,电阻率很高,适合于重复频率较高的脉冲变压器采用。铁氧体的一般参数见表 7.1。6E型铁氧体铁心的有效脉冲磁导率和磁感应增量的关系表示在图 3.14 上^[2]。比较图 3.12 和 3.14 便知,当脉冲宽度为 $1\mu\text{s}$,磁感应增量为 0.5T 时,铁氧体铁心的有效脉冲磁导率比冷轧电工钢高十倍以上。由此可见铁氧体铁心的优越性。但是,铁氧体铁心的饱和磁感应强度较低,尺寸较大时难于制造,只能在中小功率的脉冲变压器中应用。然而,当脉冲宽度为 $1-2\mu\text{s}$ 时,用 6E型铁氧体能制造出脉冲功率 20MW 的变压器^[2]。

四、非晶态合金

非晶态合金是七十年代发展起来的一种新型磁性材料。有金

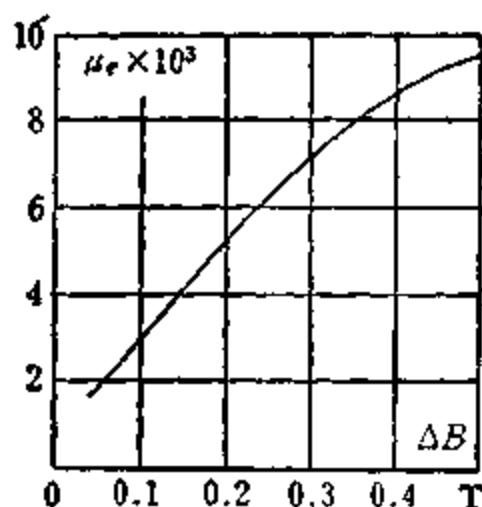


图 3.14 $t_r=1\mu s$ 时铁
氧体的有效脉冲磁导率
和磁感应增量的关系

属-金属型和金属-类金属型两大类。非晶态合金具有如下特点:

1. 电阻率高,可达 $1.5 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$,为冷轧电工钢的三倍。电阻温度系数小,可以为零或负值。

2. 矫顽磁力小,0.05 mm 带料的 H_c 为 1A/m 左右,等于同厚度硅钢的 1/36。

3. 饱和磁感应强度低,通常只有冷轧电工钢的 80%。矩形系数小,一般为 0.7 左右。

4. 铁心比损耗小,在频率为 20 kHz 时,非晶态合金的比损耗只有铁氧体的一半;当频率为 100 kHz 时,非晶态合金的比损耗和铁氧体相近。

5. 温度稳定性差,当环境温度从 25°C 升高到 250°C 时,非晶态合金的饱和磁感应强度降低 30%,矫顽磁力增大 20%。

脉冲变压器中所用的几种非晶态合金的参数见表 3.2^[20]。

单个脉冲引起的铁心能量损耗与该铁心体积之比称为铁心的比磁化能。铁心的比磁化能和材料品种、带厚、磁感应增量、脉冲宽度等有关,可按下列式计算:

$$W = \Delta B \left(2H_c + \frac{\Delta B \delta^2}{12 \rho_r t_k} \right)$$

表 3.2 非晶态合金的参数

主要成分	B_s (T)	B_r (T)	B_r/B_s	ΔB (T)
$\text{Fe}_{80}(\text{Si}_{10}\text{B}_{10})_{20}$	1.6	0.5	0.3	1.1
$\text{Fe}_{80}(\text{Si}_{10}\text{B}_{10})_{20}$	1.6	0.6	0.4	1.0
$(\text{Fe}_{80}\text{Ni}_{20})_{80}(\text{Si}_{10}\text{B}_{10})_{20}$	1.4	0.3	0.2	1.1
$(\text{Fe}_{80}\text{Co}_{20})_{80}(\text{Si}_{10}\text{B}_{10})_{20}$	1.6	0.2	0.1	1.4
$(\text{Fe}_{80}\text{Co}_{20})_{80}(\text{Si}_{10}\text{B}_{10})_{20}$	1.6	0.1	0.1	1.5

在不同的磁感应增量下,常用磁性材料的比磁化能和脉冲宽度的关系见图 3.15—3.17,图中: 1. 1J 34-0.1; 2. DG 2-0.08; 3. 1J 54-0.1; 4. DG 2-0.05; 5. 1J 34-0.05; 6. 1J 54-0.05; 7.

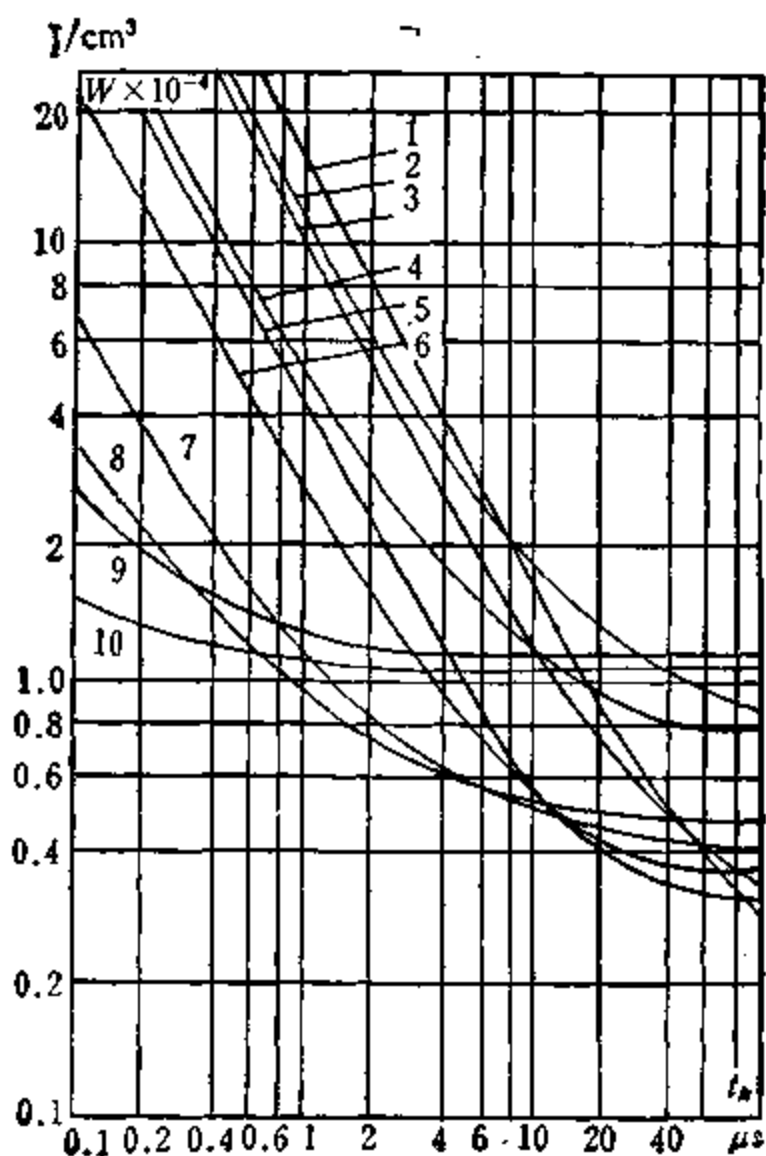


图 3.15 $\Delta B=1\text{T}$ 时铁心材料的比磁化能和脉冲宽度的关系

1J 34-0.02; 8. 1J 54-0.02; 9. 1J 34-0.01; 10. 1J 34-0.005;
11. 1J 51-0.05; 12. 1J 51-0.02.

从这些图中可见,脉冲越窄,磁感应增量越高,铁心的比磁化能越多。对于同一种材料来说,带料越薄,比磁化能越少。上述曲线既用来计算铁心损耗,又可用作选取脉冲变压器铁心材料的依据。

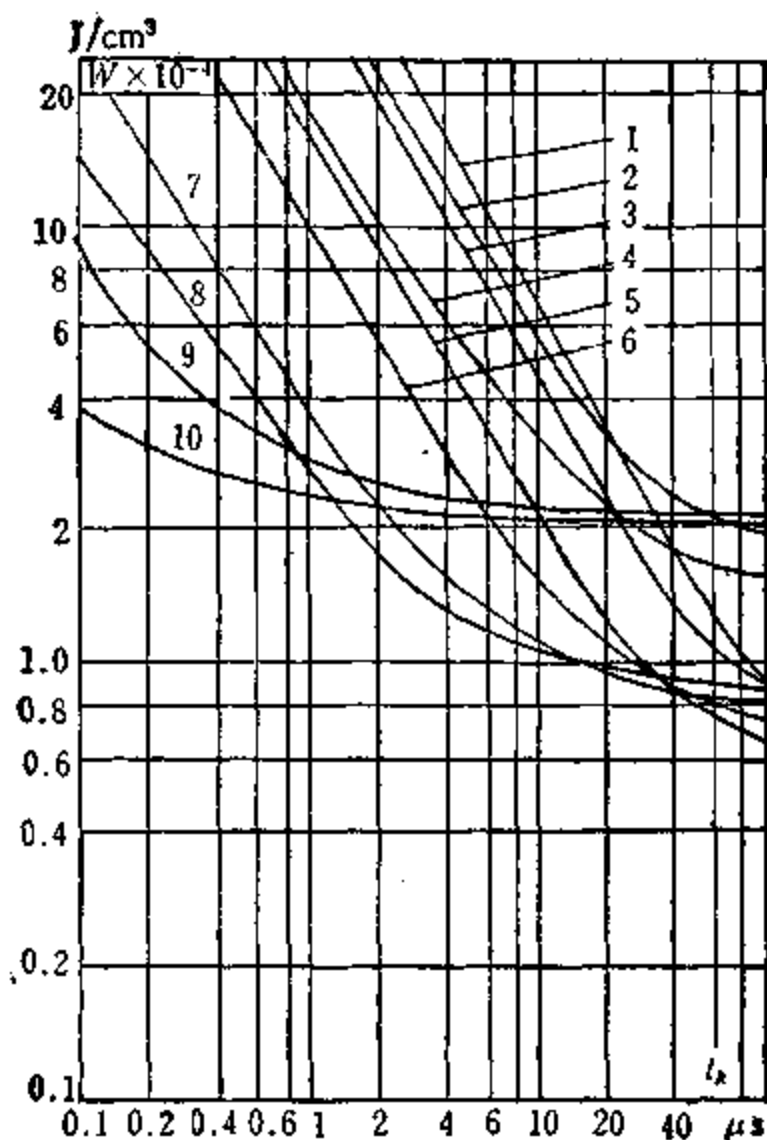


图 3.16 $\Delta B=2T$ 时铁心材料的比磁化能和脉冲宽度的关系

在设计脉冲变压器时,选取什么铁心材料,取决于变压器的用途,以及对脉冲波形、变压器效率、体积、质量、价格等各项技术经济指标的要求。当设计微秒级的大功率脉冲变压器时,可采用冷轧电工钢 DG1—DG4;当设计重复频率很高的脉冲变压器时,

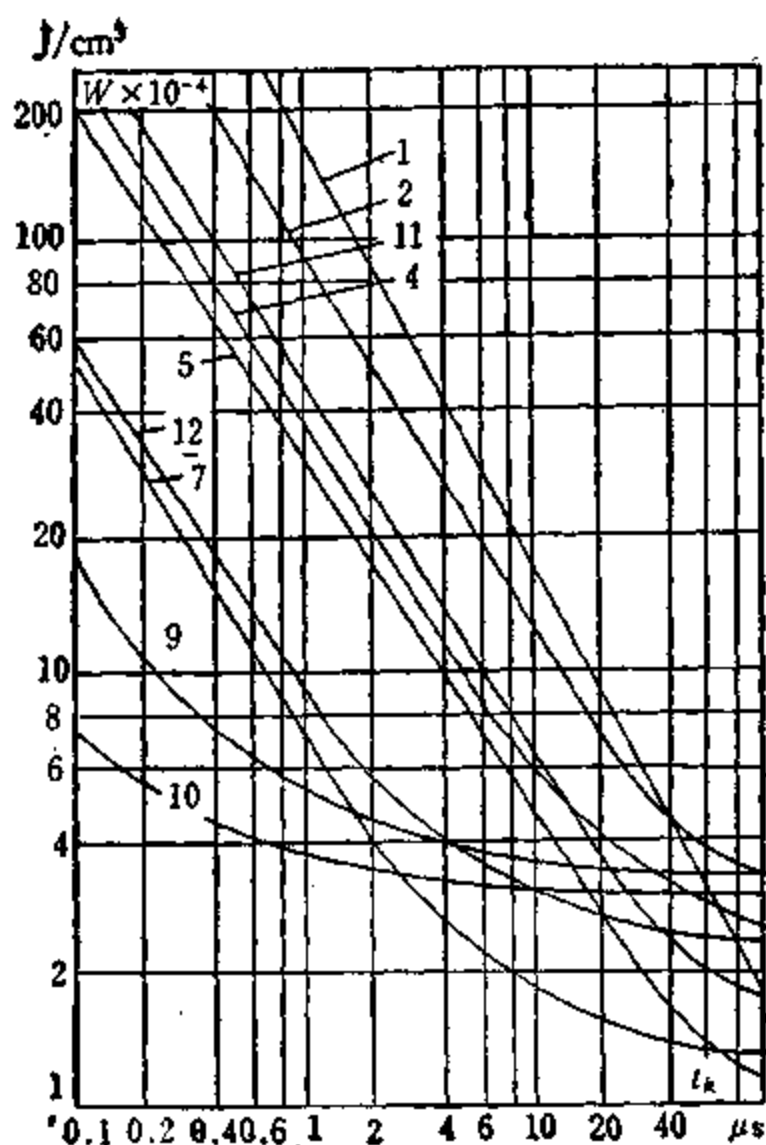


图 3.17 $\Delta B=3T$ 时铁心材料的
比磁化能和脉冲宽度的关系

最好采用铁氧体；当对脉冲波形要求很严时，希望采用有效脉冲磁导率比较高的 1J34 或 1J50 类软磁合金。

第四章 脉冲变压器的绕组

绕组同样是脉冲变压器的重要组成部分。为了适应高功率、高压、高变比的需要,保证所变换脉冲的波形畸变最小,不仅需要有良好的绕组线路,而且需要有先进的绕组结构。本章分析绕组中发生的物理过程,给出现代脉冲变压器绕组参数的确定方法。

4.1 同轴圆筒式绕组

脉冲变压器中最常用的是同轴圆筒式绕组。这种绕组漏感小,结构简单,加工方便。脉冲变压器的线圈可以有若干个绕组。每个绕组都可以是单层的或多层的。各段在线圈中的位置及连接线路也不同。绕组线路有变压器式和自耦变压器式两种。当变比不高($n < 5$)时,自耦变压器式线路的漏感比变压器式小。

线圈中的各个绕组既可以同时绕在一个铁心柱上,也可以分别绕在两个铁心柱上。单层绕组的制造工艺简单,使用可靠,因而认为是最佳的。为了减小漏感,为了比较充分地利用铁心的整个磁路长度,绕组应当均匀地或对称地绕在两个铁心柱上。

在选取绕组线路和各段间的连接方法时,应确保绕组间、绕组和铁心间的电位差要尽可能最低。在确保抗电强度、漏感、动态电容都满足技术要求的情况下,能得到尽可能最小的变压器尺寸。不论在什么情况下,都应当使漏感和分布电容尽量小。

最常用的绕组线路表示在图 4.1 和 4.2 上。图中的 B 表示变压器式线路, Z 表示自耦变压器式线路。每个线路都有自己的优缺点,都能不同程度地满足对脉冲变压器提出的要求。

各绕组漏感和动态电容的计算公式见表 4.1 和 4.2。表中给出的参数是折算到初级的。从这些公式中可见,绕组的漏感和动

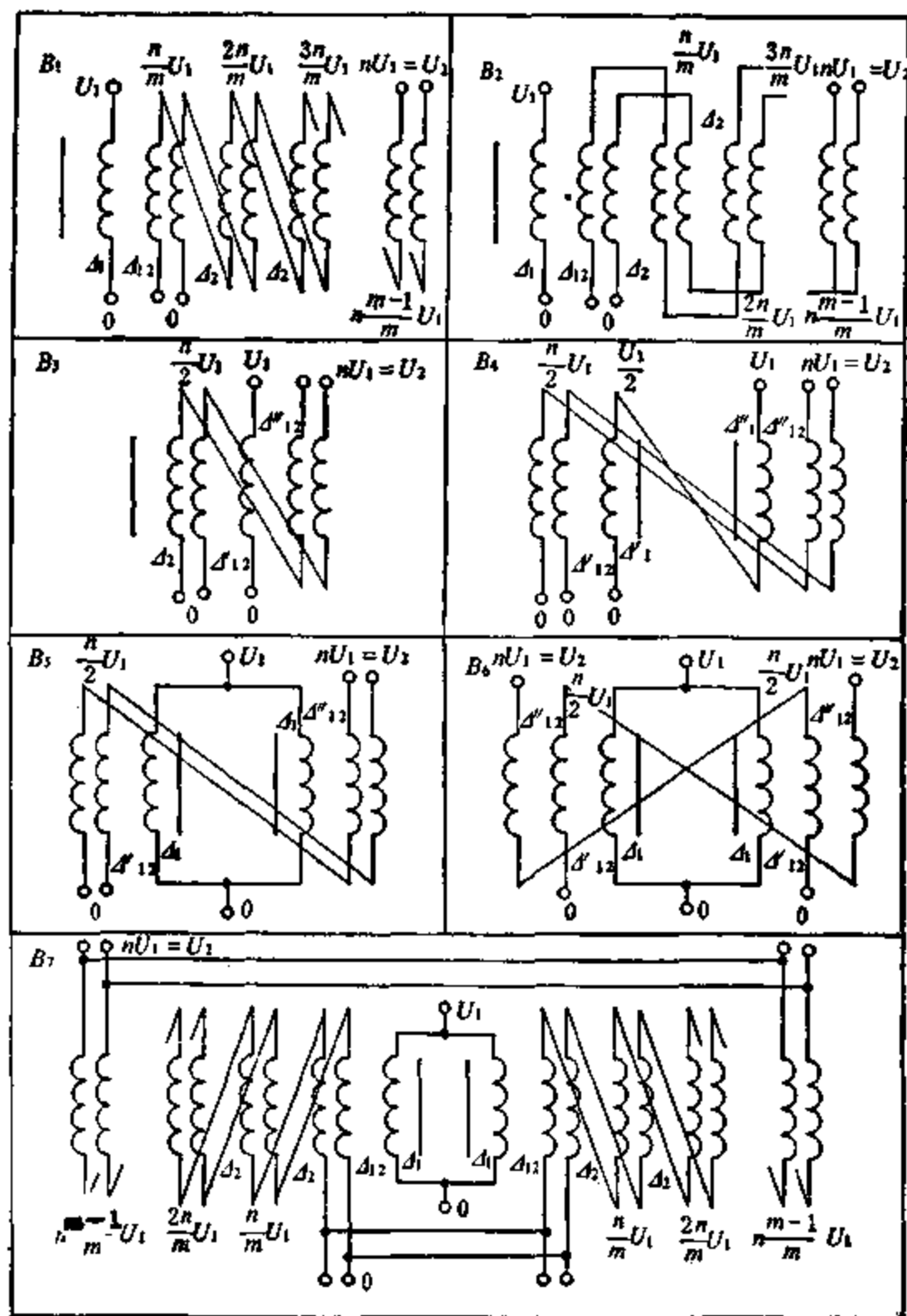


图 4.1 变压器式绕组线路

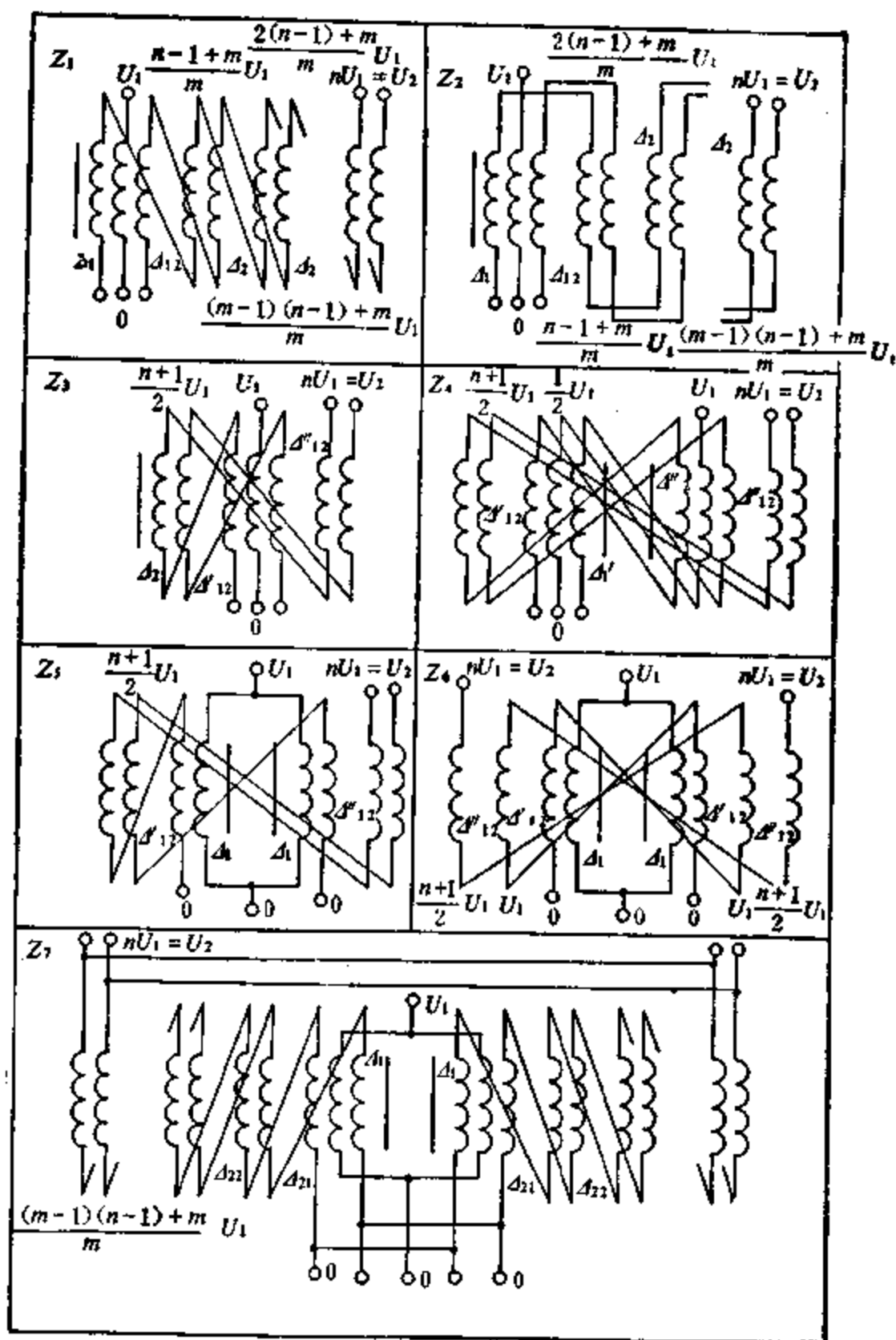


图 4.2 自耦变压器式绕组线路

表 4.1 变压器式线路的漏感和动态电容的计算公式

线路代号	$\frac{L_{00}}{A}$	$\frac{C_{10}}{B}$	$\frac{C_{12}}{B}$	$\frac{C_{20}}{B}$
B_1	$\Delta_{12} + \frac{\Delta_2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1}{3} + \frac{2d_2}{3} \sum_{k=0}^{m-1} f(k, m)$	$\frac{1}{\Delta_1}$	$\frac{1}{\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} - 1 \right)^2$	$\frac{3n^2(m-1)}{\Delta_2 m^2}$
B_2	$\Delta_{12} + \frac{\Delta_2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1}{3} + \frac{2d_2}{3} \sum_{k=0}^{m-1} f(k, m)$	$\frac{1}{\Delta_1}$	$\frac{1}{\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} - 1 \right)^2$	$\frac{4n^2(m-1)}{\Delta_2 m^2}$
B_3	$\frac{1}{4} \left(\Delta'_{12} + \Delta''_{12} + \frac{d_1 + 4d_2}{3} \right)$	—	$\frac{(n \pm 2)^2}{4\Delta'_{12}} + \frac{3n^2 + 3n(n \pm 2) + (n \pm 2)^2}{4\Delta''_{12}}$	$\frac{n^2}{4\Delta_2}$
B_4	$-\frac{1}{4} \left(\Delta'_{12} + \Delta''_{12} + \frac{d_1 + 2d_2}{3} \right)$	$\frac{1}{4\Delta_1} + \frac{7}{4\Delta_1^2}$	$\frac{1}{4} \left(\frac{1}{\Delta'_{12}} + \frac{7}{\Delta''_{12}} \right) (n \pm 2)^2$	—
B_5	$-\frac{1}{4} \left(\Delta'_{12} + \Delta''_{12} + \frac{d_1 + 2d_2}{3} \right)$	$\frac{2}{\Delta_1}$	$\frac{(n \pm 2)^2}{4\Delta'_{12}} + \frac{3n^2 + 3n(n \pm 2) + (n \pm 2)^2}{4\Delta''_{12}}$	—
B_6	$-\frac{1}{2} \left(\Delta'_{12} + \frac{\Delta''_{12}}{4} + \frac{d_1 + 2d_2}{3} \right)$	$\frac{2}{\Delta_1}$	$\frac{(n \pm 2)^2}{2\Delta'_{12}} + \frac{n^2}{2\Delta''_{12}} + 2\Delta''_{12} [3(2 \pm 1) + (1 \pm 1)^2]$	—
B_7	$\frac{\Delta_{12}}{2} + \frac{\Delta_2}{2m^2} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1}{6} + \frac{d_2}{3} \sum_{k=0}^{m-1} f(k, m)$	$\frac{2}{\Delta_1}$	$\frac{2}{\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} - 1 \right)^2$	$\frac{6n^2(m-1)}{\Delta_2 m^2}$

表 4.2 自耦变压器式线路的漏感和动态电容的计算公式

线路 代号	$\frac{L_{12}}{A}$	$\frac{C_{12}}{B}$	$\frac{C_{12}}{B}$	$\frac{C_{12}}{B}$
Z_1	$\left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left[\Delta_{12} + \frac{\Delta_1}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1}{3} + \frac{2d_2}{3} \sum_{k=0}^{m-1} f(k, m) \right]$	$\frac{1}{\Delta_1}$	$\frac{1}{\Delta_{12}} \left[\left(\frac{n-1}{m}\right)^2 + \frac{n-1}{m} + 1 \right]$	$\frac{3(n-1)^2(m-1)}{\Delta_2 m^2}$
Z_2	$\left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left[\Delta_{12} + \frac{\Delta_1}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1}{3} + \frac{2d_2}{3} \sum_{k=0}^{m-1} f(k, m) \right]$	$\frac{1}{\Delta_1}$	$\frac{1}{\Delta_{12}} \left(\frac{n-1+m}{m} \right)^2$	$\frac{4(n-1)^2(m-1)}{\Delta_2 m^2}$
Z_3	$\frac{1}{4} \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left(\Delta_{12}' + \Delta_{12}'' + \frac{d_1 + 6d_2}{3} \right)$	—	$\frac{1}{4} \left(\frac{n^2+3}{\Delta_{12}'} + \frac{7n^2-6n+3}{\Delta_{12}''} \right)$	$\frac{n^2+4n+6}{4\Delta_2}$
Z_4	$\frac{1}{4} \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left(\Delta_{12}' + \Delta_{12}'' + \frac{2d_1+8d_2}{3} \right)$	$\frac{1}{4\Delta_1'} + \frac{1}{4\Delta_1''}$	$\frac{(n+2)^2}{4\Delta_{12}'} + \frac{7n^2-10n+4}{4\Delta_{12}''}$	—
Z_5	$\frac{1}{4} \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left(\Delta_{12}' + \Delta_{12}'' + \frac{2d_1+6d_2}{3} \right)$	$\frac{2}{\Delta_1}$	$\frac{n^2+3}{4\Delta_{12}'} + \frac{7n^2-6n+3}{4\Delta_{12}''}$	—
Z_6	$\frac{1}{2} \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left(\Delta_{12}' + \frac{\Delta_{12}''}{4} + \frac{d_1+3d_2}{3} \right)$	$\frac{2}{\Delta_1}$	$\frac{n^2+3}{2\Delta_{12}'} + \frac{3(n-1)^2}{2\Delta_{12}''}$	—
Z_7	$\frac{1}{2} \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left[\Delta_{12} + \frac{\Delta_1}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1}{3} + \frac{2d_2}{3} \sum_{k=0}^{m-1} f(k, m) \right]$	$\frac{2}{\Delta_1}$	$\frac{2}{\Delta_{12}} \left[\left(\frac{n-1}{m}\right)^2 + \frac{n-1}{m} + 1 \right]$	$\frac{6(n-1)^2(m-1)}{\Delta_2 m^2}$

态电容由脉冲变压器的结构参数和变比来确定。表中的系数 A 和 B 分别按下式确定：

$$A = \frac{\mu_0 N_1^2 p}{h} = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_1^2 p}{h} \approx \frac{1.26 \times 10^{-6} N_1^2 p}{h} \quad (\text{H/m})$$

$$B = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3} = \frac{\epsilon p h \times 10^{-10}}{10.8 \pi} \approx 2.95 \times 10^{-12} \epsilon p h \quad (\text{F}\cdot\text{m})$$

当绕组用圆导线绕制时，系数 B 应增大 1.11 倍，用来考虑该情况下绕组空间电场的某些不均匀性。上式中的 N_1 为初级绕组匝数， p 为绕组平均匝长， h 为线圈高度。

当脉冲变压器用来使脉冲振荡器和超高频振荡器件（磁控管、速调管等）相匹配时，次级由两个相同的绕组组成，对脉冲高压而言，这两个绕组是并联的。

超高频振荡管的灯丝经过次级绕组接电源。对于灯丝电流来说，这两个次级绕组是串联的。在一个次级绕组中，灯丝电流和脉冲电流方向相同，在另一个次级绕组中，灯丝电流和脉冲电流方向相反。因此，灯丝电流通过次级绕组而建立的磁场是相互抵消的，对铁心性能没有任何影响。采用这样的供电方式，可以省掉专门的高电位灯丝变压器，消除该灯丝变压器引起的寄生电容。但由于灯丝电流的通过，次级绕组的线径要粗一些，次级绕组的厚度有所增长，因而，将使变压器的漏感增大一些。

图 4.1 和 4.2 所示的变压器线路，都有两个次级绕组。在某些情况下，只需要一个次级绕组。这时，计算漏感的公式中， d_2 前面的系数应当除以 2。当初级或次级绕组分别绕在两个铁心柱上，而且，绕在不同铁心柱上的两段绕组并联工作时，每个铁心柱上的匝数应当等于 N_1 或 N_2 。如果绕在两个铁心柱上的绕组串联使用，则每个铁心柱上的匝数应当和相应段的电压成比例。

在高压脉冲变压器中，各层导线直径的总和远小于绝缘距离。因此，先忽略导线直径，大概地确定出相应的漏感。以估价某种绕组线路的优劣。

同轴圆筒式绕组可以应用在脉冲电压从数伏到数百千伏,脉冲功率从若干毫瓦到几百兆瓦的脉冲变压器中,因此,是最常用的绕组结构。

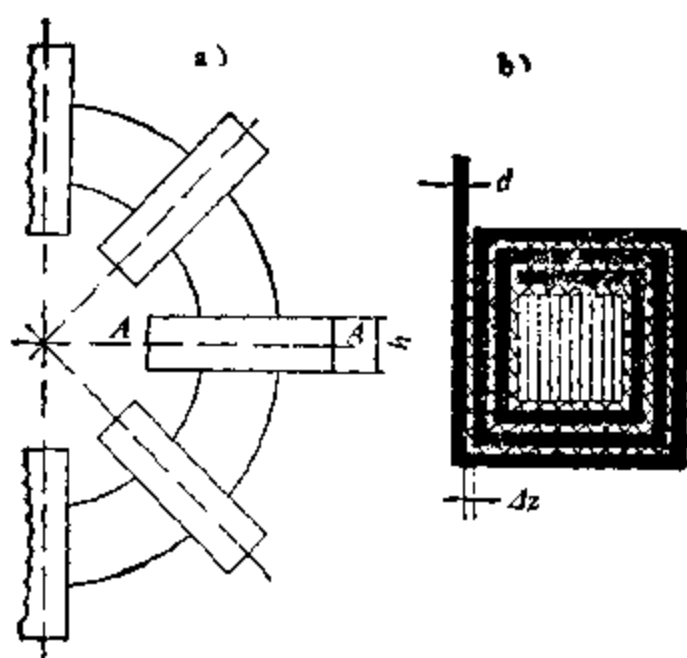
4.2 饼式绕组和锥形绕组

随着雷达、高能物理、量子电子学等现代技术的发展,脉冲变压器的功率越来越大,电压越来越高,对波形的要求越来越严。同轴圆筒式绕组已不能满足实际需要,针对高压大功率这样的特点,研究出了各种各样的专用绕组结构。其中最先进与最常用的是饼式绕组和锥形绕组。把脉冲变压器的绕组分成很多段,每段都用宽而薄的扁线或铜箔绕制,整个绕组由各段按规定线路连接而成。每一段好像一个圆盘或烧饼,因而,称之为饼式绕组。锥形绕组的主要特点是绝缘距离和绕组间或层间电压成比例,整个线圈不是圆筒式,而是纺锤形。

饼式绕组适合于电压几十千伏以下,功率几十兆瓦以上的脉冲变压器。对于电压几百千伏的超高压脉冲变压器来说,最好采用锥形绕组。这样,既可以保证可靠的绝缘,又能保证脉冲波形良好。

不论采用饼式绕组或锥形绕组,脉冲变压器的铁心都可以是心式、壳式或环形,对于几十兆瓦以上的大功率脉冲变压器来说,环形铁心是最佳的。采用这种铁心,不仅结构和制造工艺简单,而且,能充分利用铁心的整个磁路长度。线圈由若干个饼组成,各个饼沿铁心圆周均匀分布,彼此相距一定的距离。初次级各个绕组的饼均并联。存在绕组的地方有绝缘,没有绕组的地方铁心露在外面(图 4.3 a)。因此,在饼式绕组的变压器中,铁心的散热条件好。普通饼式绕组的漏感比同轴圆筒式绕组大,然而,当采用宽而薄的扁导线或铜箔时,如果绕组不很厚,则饼式绕组的漏感显著下降,甚至比圆筒式绕组还要小。

图 4.3 b 是饼式绕组一段的断面,整个绕组按自耦变压器式



a.具体结构; b.A-A断面
图 4.3 环形铁心饼式绕组脉冲变压器的结构

线路连接。图中 d 为导线层的厚度; Δ_z 为匝间绝缘距离; h 为导线的宽度。

饼式绕组某一段的漏感和动态电容为

$$L_{BBB} = A \frac{(n-1)^2 N_1 (\Delta_z + d)}{3n}$$

$$L_{BBB} = A \left[\frac{(N_1 + N_2) (\Delta_z + d)}{3} + \Delta_{12} \right]$$

式中 Δ_{12} 为绕组之间的绝缘距离。

$$C_{zB} = \frac{3 B n}{\Delta_z N_1}$$

$$C_{BB} = \frac{3 B (n+1)}{\Delta_z N_1}$$

当绕组为变压器式线路时,不管是同相型或反相型,动态电容的公式都是正确的。在饼式绕组的情况下,希望用自耦变压器式线路。当采用变压器式线路时,由于结构的原因,很难保证初级终端与次级始端间有足够的抗电强度。此外,由于初次级绕组间存

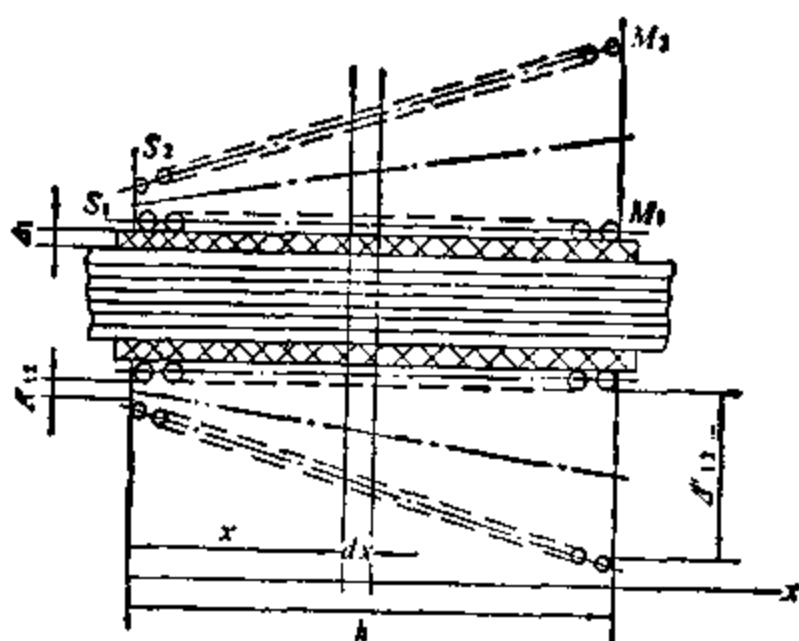


图 4.4 锥形绕组的结构

在绝缘距离 Δ_{12} , 不可避免地要增大绕组的漏感。

在心式或壳式铁心的情况下, 仍然可以采用饼式绕组。这时, 电参数的计算公式同上。如果绕组由 m 段并联组成, 则总的漏感减小到原来的 $1/m$, 而动态电容则增大 m 倍。当段数比较多时, 通过增减段数, 就能得到所需的波阻抗。影响脉冲前沿的绕组时间常数在该情况下基本不变, 这是饼式绕组的另一优点。

图 4.4 上表示了锥形绕组的结构。从该图可见, 锥形绕组的层间和绕组间绝缘距离及绕组的平均匝长, 都随绕线高度而变化。图中:

$$\left. \begin{aligned} \Delta_{12x} &= \Delta_{12}' + (\Delta_{12}'' - \Delta_{12}') \frac{x}{h} \\ p_x &= p - 2(\Delta_{12}'' - \Delta_{12}') \frac{x}{h} \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

式中 p 为抗电强度相等的圆筒式绕组的平均匝长。

利用前面介绍的简化分析方法, 不难求得锥形绕组的漏感和动态电容:

$$\begin{aligned} L_{\text{漏}} &= \frac{\mu_0 N_1^2}{h^2} \left\{ \int_0^h \left[p - 2(\Delta_{12}'' - 2\Delta_{12}') \frac{x}{h} \right] \right. \\ &\quad \left. \times \left[\Delta_{12}' + (\Delta_{12}'' - \Delta_{12}') \frac{x}{h} \right] dx + ph \frac{d_1 + d_2}{3} \right\} \end{aligned}$$

$$C_{12B_2} = \frac{\epsilon_0 \epsilon (n-1)^2}{h^2} \int_0^h \frac{\left[p - 2(\Delta_{12}^* - \Delta_{12}') \frac{x}{h} \right] x^2}{\Delta_{12}' + (\Delta_{12}^* - \Delta_{12}') \frac{x}{h}} dx$$

初次级绕组始端之间的电位差通常不高,因此, $\Delta_{12}' \ll \Delta_{12}^*$, 近似地求得

$$L_{sB_2} = A \left[\Delta_{12}^* \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \frac{\Delta_{12}'}{p} \right) + \frac{d_1 + d_2}{3} \right] \quad (4.2)$$

$$C_{12B_2} = \frac{3B}{\Delta_{12}^*} \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \frac{\Delta_{12}'}{p} \right) (n-1)^2 \quad (4.3)$$

$$C_{1B_1} = \frac{B}{\Delta_1} \quad \cdot$$

前面已经指出,锥形绕组适合于在极高电压的脉冲变压器中使用。这时 $n \gg 1$, 最好采用变压器式绕组线路。

分析式(4.2)和(4.3)可知,锥形绕组的漏感要比圆筒式绕组小很多,而且, Δ_{12}^*/p 越大,漏感下降越显著,即随着次级电压的升高,漏感将大幅度下降。绕组间动态电容略有增长, Δ_{12}^*/p 越大,增长的越少。在电压很高的脉冲变压器中,比值 Δ_{12}^*/p 通常在 0.2—0.25 的范围内。在抗电强度不变的条件下,当这个比值等于 0.25 时,锥形绕组的高频寄生时间常数 $T_0 = \sqrt{L_{sB_2} C_{12B_2}}$ 只有圆筒式绕组的 57%。脉冲前沿畸变将下降同样的百分数。

采用锥形绕组,不仅可以降低脉冲前沿的畸变,而且能减小铁心体积,使整个变压器的外形尺寸,以及所用的绝缘材料的数量都显著下降。锥形绕组的缺点是结构比较复杂,适合于在极高电压的脉冲变压器中使用。

4.3 变比对脉冲波形的影响

通过分析表 4.1 和 4.2 中的各个公式可知,不论变压器式线路或自耦变压器式线路,绕组的漏感和动态电容都与变比有关。

因此,绕组高频寄生时间常数和波阻抗同样与变比有关。

绕组的动态电容和变比的平方成比例,随变比的提高而增长。因此,便产生了这样的印象:当变比升高时,脉冲前沿的畸变也将增长。在国内已有的脉冲变压器理论中指出,为了保证有良好的波形,最佳变比为四左右,不能任意提高。同时,在雷达等电子设备中,很需要变比为几十,甚至几百的大功率脉冲变压器。有了高变比脉冲变压器,可以将低的脉冲电压一次升到所需要的值,会使整个电子设备显著简化。因此,分析变比对脉冲波形的影响,不仅在理论上有一定价值,而且还有重要的实际意义。故而,下面将对这个问题进行详细地分析。

从第一章便知,脉冲波形的畸变包括前后沿加宽,前沿顶部出现上冲,脉冲平顶降落及产生反峰。

在分析变比对脉冲波形的影响时,对负载电路、变压器结构及脉冲振荡器参数作如下假定:

1. 负载电阻 R_2 , 负载电压 U_2 , 负载功率 P_2 都由设计任务书给定;

2. 变压器是同轴圆筒式绕组,线路为 B_1 (图 4.1)。当 n 变化时,线圈高度 h 、平均磁路长度 l 、铁心截面积 S 及磁感应增量 ΔB 都始终不变。这些假定说明,铁心的磁导率及磁滞与涡流损耗都和 n 无关。绕组绝缘结构的性能用介电常数 ϵ 表示,绝缘结构的工作状态用电场强度 E 表示。绕组导线的性能用电阻率 ρ 表示,导线的工作状态用电流密度 j 表示;

3. 脉冲振荡器的输出功率 P 及内阻 R_1 是恒定的。并假定电阻 R_1 包括初级绕组电阻、折算到初级的次级绕组电阻及铁心的等值损耗电阻。

由于 n 变化时铁心的几何尺寸是固定的,而磁感应增量又不 变,因此,铁心损耗和初级电压无关。脉冲振荡器的电动势可以在任何范围内变化;

4. 由于只分析变压器本身引起的波形畸变,因此,认为变压器外电路中没有电抗性元件。

由于只分析 $n \gg 1$ 的升压脉冲变压器, 因此, 可以认为变压器的所有动态电容都集中在次级电路中。根据式(1.17)和(1.16), 经某些变换之后, 可得脉冲前沿的宽度为

$$t_s = \tau_s \frac{\sqrt{L_{sB}(C_{1B} + C_{12B} + C_{2B})}}{\sqrt{1 + \frac{R_1}{R_2'}}} = \tau_s \frac{\sqrt{L_{sB}C_B}}{\sqrt{1 + \frac{n^2 R_1}{R_2}}}$$

$$\delta = \frac{1}{2\sqrt{1 + \frac{n^2 R_1}{R_2}}} \left(n^2 \sqrt{\frac{L_{sB}}{C_B}} \frac{R_1}{R_2} + \sqrt{\frac{L_{sB}}{C_B}} \right) \quad (4.4)$$

先说明绕组损耗和变比的关系。绕组损耗的公式为

$$P_R = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 = I_2^2 (n^2 r_1 + r_2) = I_2^2 \left(\frac{N_2^2}{N_1^2} r_1 + r_2 \right) \quad (4.5)$$

利用式(2.8), 并考虑到 $S_{01} = I_1/j$, $S_{02} = I_2/j$, 则得

$$r_1 = \rho j p \frac{N_1^2}{N_2^2 I_2} \quad r_2 = \rho j p \frac{N_2}{I_2} \quad (4.6)$$

把 r_1 和 r_2 值代入式(4.5), 得到

$$P_R = 2 I_2 \rho j p N_2$$

根据式(3.3), 变压器绕组的匝数应当满足如下的关系:

$$N_1 = \frac{N_2}{n} = \frac{U_1 t_K}{\Delta B S k_T} = \frac{U_2 t_K}{\Delta B S n k_T} \quad (4.7)$$

考虑到式(4.7)则有:

$$P_R = \frac{2 P_2 \rho j t_K p}{\Delta B S k_T} \quad (4.8)$$

除 p 外, 式(4.8)中的所有参数都与 n 无关。现在说明 p 和 n 的关系。假定铁心为矩形断面, 周长为 p_T 。根据绕组线路 B_1 (图 4.1), 可得绕组总厚度为

$$\sum \Delta = \Delta_1 + d_1 + \Delta_{12} + 2 m d_2 + \Delta_2 (m - 1)$$

平均匝长为

$$p = p_T + 4[\Delta_1 + d_1 + \Delta_{12} + 2 m d_2 + \Delta_2 (m - 1)] \quad (4.9)$$

假定绕组是多层的,层间电压的分布是均匀的,各个绝缘间隙的抗电强度相等。因而:当 $n \geq m$ 时

$$\Delta_2 = \Delta_1 \frac{n}{m} \quad \Delta_{12} = \Delta_1 \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)$$

当 $n \leq m$ 时

$$\Delta_2 = \Delta_1 \frac{n}{m} \quad \Delta_{12} = \Delta_1 \left(1 \mp \frac{n}{m} \right) \quad (4.10)$$

把式(4.10)代入(4.9),并考虑到 $\Delta_1 = \frac{U_1}{E} = \frac{U_2}{nE}$,即可求得所需的结果:

当 $n \geq m$ 时

$$p = p_r + 4 \left[d_1 + 2md_2 + \frac{U_2}{E} \left(\frac{1 \mp 1}{n} + 1 \right) \right] \quad (4.11)$$

当 $n \leq m$ 时

$$p = p_r + 4 \left[d_1 + 2md_2 + \frac{U_2}{E} \left(1 + \frac{2}{n} - \frac{1}{m} \mp \frac{1}{m} \right) \right] \quad (4.12)$$

假定初次级绕组都绕满了整个线圈高度 h ,并忽略集肤效应和临近效应,考虑到式(4.7),不难证明,当采用薄而宽的扁线时,初次级绕组导线层的厚度分别为

$$d_1 = \frac{P_2 t_r}{\Delta B S k_r j h} \quad d_2 = \frac{P_2 t_r}{\Delta B S k_r j h m} \quad (4.13)$$

由此可见, d_1 和 d_2 都与 n 无关。

当采用圆导线时, d_1 和 d_2 的公式只差一个系数。分析式(4.11)、(4.12)和(4.13)可知:当绕组为同相型且 $n \geq m$ 时,平均匝长和 n 无关。在其他情况下,当 n 增大时平均匝长减小。因此,绕组损耗或者和 n 无关,或者随 n 的增长而下降。

其次,可以证明 $\sqrt{1 + n^2 R_1 / R_2}$ 同样和 n 无关。

变压器初次级消耗的功率为

$$P = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 = I_1^2 n^2 R_1 + I_1^2 R_2 = \frac{P_2 n^2 R_1}{R_2} + P_2$$

由此可得

$$R_1 = \frac{1-\eta}{\eta} \frac{R_2}{n^2} \sqrt{1 + \frac{n^2 R_1}{R_2}} = \frac{1}{\sqrt{\eta}} \quad (4.14)$$

当 $n \geq m$, 而且绕组为同相型时, 变压器的效率 η 和 n 无关。在其他情况下, 效率有些提高, 这在分析绕组损耗时已经说过。

下面说明变压器寄生时间常数和衰减系数与 n 的关系。把 L_s 和 C_s 代入 T_o 的公式中, 变换之后得到:

当 $n \geq m$ 时,

$$T_o = \frac{pU_2 t_K}{\Delta B S k_T} \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon}{3}} \sqrt{\left[\frac{1}{m} \mp \frac{1}{n} + A \right] \left[\frac{1 \mp 1}{n} + \frac{3m-2}{m} \right]} \quad (4.15)$$

式中

$$A = \frac{1}{m^3} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1 + 2d_2 \sum_{k=0}^{m-1} f(k, m)}{3U_2} E$$

当 $n \leq m$ 时,

$$T_o = \frac{pU_2 t_K}{\Delta B S k_T} \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon}{3}} \sqrt{\left[\frac{1}{n} \mp \frac{1}{m} + A \right] \left[\frac{2}{n} \mp \frac{1}{m} + \frac{3(m-1)}{m} \right]} \quad (4.16)$$

从式(4.15)和(4.16)可知, 当 $n \rightarrow \infty$ 时, T_o 趋向于某个极限值:

$$T_o = \frac{pU_2 t_K}{\Delta B S k_T} \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon}{3}} \sqrt{\left(\frac{1}{m} + A \right) \frac{3m-2}{m}}$$

当绕组为同相型时, 在 n 变化的过程中 T_o 始终小于这个极限值, 当绕组为反相型时, 在 n 变化的过程中 T_o 始终大于这个极限值。

把 L_s , C_s 代入式(4.4), 考虑到式(4.14), (4.7)和(4.10), 得到:

$$\delta = \frac{\sqrt{\eta}}{2} \left(\rho_s P_2 + \frac{1-\eta}{\rho_s P_2 \eta} \right) \quad (4.17)$$

其中, 当 $n \geq m$ 时,

$$\rho_B = \frac{t_x \sqrt{\frac{3\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon}}}{\Delta B S k_T E h} \sqrt{\frac{\frac{1}{m} \mp \frac{1}{n} + A}{\frac{1 \mp 1}{n} + \frac{3m-2}{m}}} \quad (4.18)$$

当 $n \leq m$ 时,

$$\rho_B = \frac{t_x \sqrt{\frac{3\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon}}}{\Delta B S k_T E h} \sqrt{\frac{\frac{1}{n} \mp \frac{1}{m} + A}{\frac{2}{n} \mp \frac{1}{m} + \frac{3(m-1)}{m}}} \quad (4.19)$$

从式(4.18)和(4.19)可见,当 $n \rightarrow \infty$ 时, ρ_B 同样趋于某个极限值

$$\rho_B = \frac{t_x \sqrt{\frac{3\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon}}}{\Delta B S k_T E h} \sqrt{\frac{\frac{1}{m} + A}{\frac{3m-2}{m}}}$$

当绕组为同相型,而且 $m < 2$ 时,在 n 变化的过程中 ρ_B 始终小于这个极限值;当绕组为反相型,而且 $m < 2$ 时,在 n 变化的过程中 ρ_B 始终大于这个值。下面说明脉冲平顶降落和 n 的关系。

按式(1.3),在脉冲作用期间平顶的相对变化为

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{R_1 R_1' t_x}{(R_1 + R_1') L_1} = \frac{R_1 R_2 t_x}{\left(R_1 + \frac{R_2}{n^2}\right) L_2} \quad (4.20)$$

式中 $L_1 = \frac{L_2}{n^2}$,按式(2.3)确定。

把式(4.14)中的 R_1 代入式(4.20),并考虑到式(4.7),则得

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{(1-\eta) l \Delta B^2 S k_T}{\mu_0 \mu P_2 t_x} \quad (4.21)$$

式中任何参数都和 n 无关。

通过上面的分析可知,当 $n \rightarrow \infty$ 时, T_σ, δ 将达到某个极限值,而平顶降落一般和 n 无关;对于绕组线路如图 4.1 中 B_1 所示的变压器来说,它的变比 n 原则上是可以任意增大的。

进行脉冲变压器设计时可以不考虑 η 、 ρ 和 n 的关系。因为，当 n 增长时， ρ 减小， η 提高，总的来说是有利的。对 4.1、4.2 节中各个绕组线路的分析结果表明，每个线路都存在类似的关系。

绕组线路不同，它的电磁参数和变比的关系也有差别。实际上，我们最感兴趣的是分析比较不同变比时脉冲波形畸变的大小。

脉冲前沿的畸变由参数 T_0 和 ρ_0 来确定。为了判定变比增大时波形如何变化，下面分析变比对这两个参数的影响。在高压脉冲变压器中，导线直径远小于层间的绝缘距离，因而，在进行分析时，导线层的厚度可忽略不计。

前面已经指出： ΔB 、 S 、 E 、 e 、 U_2 、 P_2 、 R_2 、 t_r 、 μ 和 h 都与 n 无关； ρ 和 η 也与 n 关系不大。因此，经过某些变换之后，折算到次级的 T_0 和 ρ_0 的标准值为

$$\left. \begin{aligned} T_n &= T_0 \frac{\Delta B S k_r}{\rho U_2 t_r} \sqrt{\frac{3}{\mu_0 \epsilon_0 e}} \\ \rho_n &= \rho_0 \frac{\Delta B S k_r E h}{t_r} \sqrt{\frac{\epsilon_0 e}{3 \mu_0}} \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

由此可见，在单层绕组的情况下，这两个参数只和 n 有关；在多层绕组的情况下，还和层数 m 有关。在图 4.5—4.10 上给出了各个绕组的 T_n 和 n 的关系；在图 4.11—4.16 上给出了各个绕组的 ρ_n 和 n 的关系。利用这些曲线，可以对各个绕组线路的寄生时间常数和波阻抗进行比较。图中实线表示同相型绕组的相应参数，虚线表示反相型绕组的类似关系。

从图 4.5—4.16 可见，折算到次级的标准寄生时间常数及波阻抗，不仅和绕组线路有关，而且和变比 n 有关。当 n 逐渐增大时，寄生时间常数与波阻抗也逐渐增大，最后趋于某个极限值。绕组线路不同，这个极限值的大小也不同。绕组线路的好坏可以用一定变比下的寄生时间常数来衡量。寄生时间常数最小的线路是最佳的。

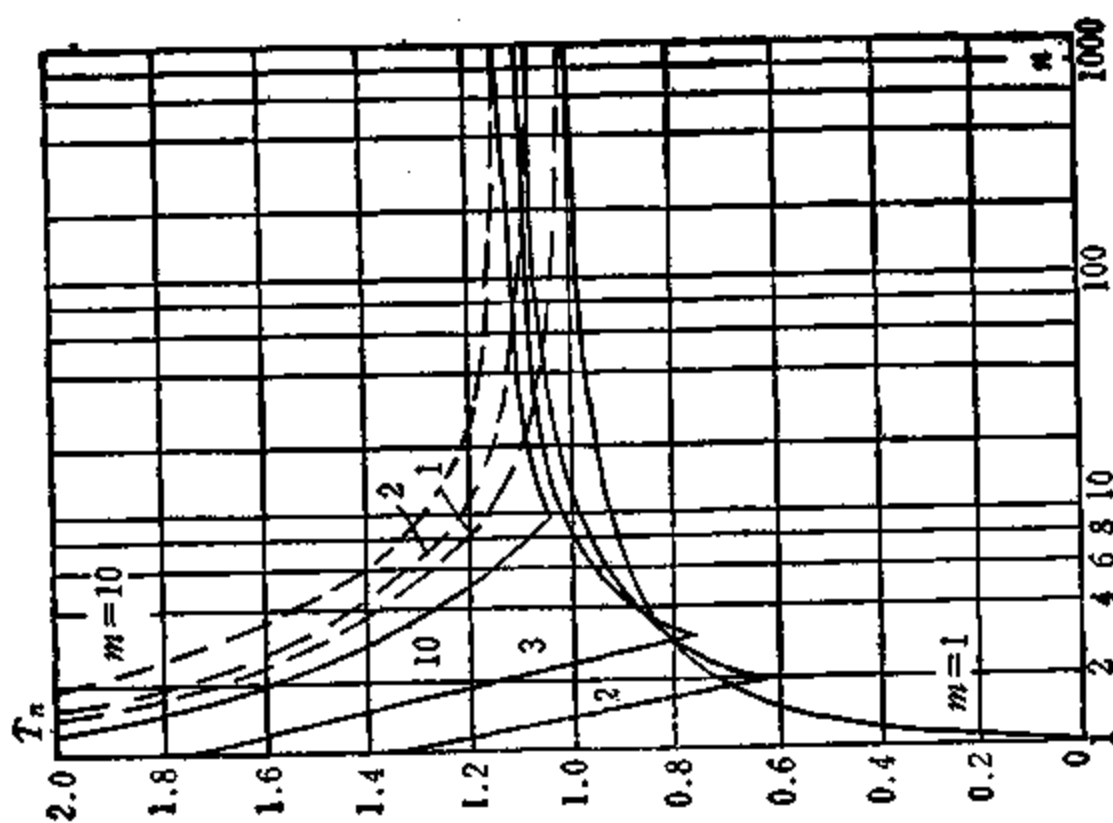


图 4.5 B_1 和 B_2 绕组的绕组寄生时间常数和变比的关系

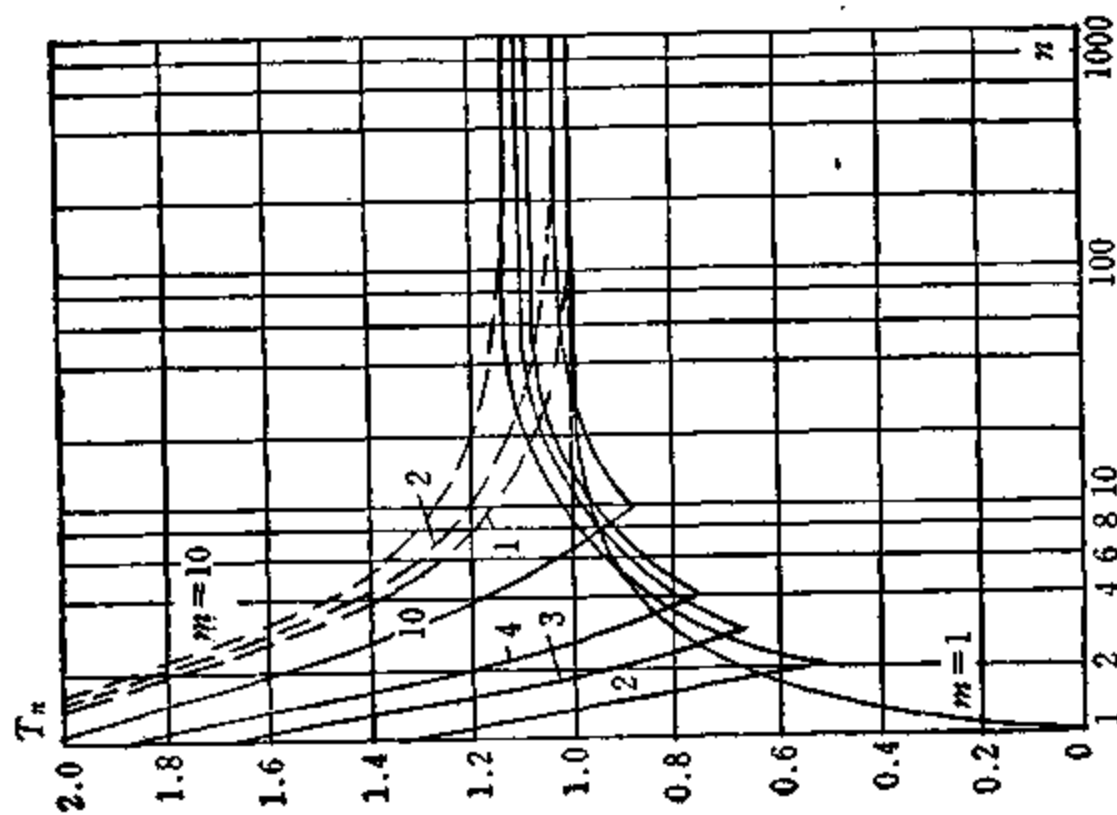


图 4.6 B_2 绕组的绕组寄生时间常数和变比的关系

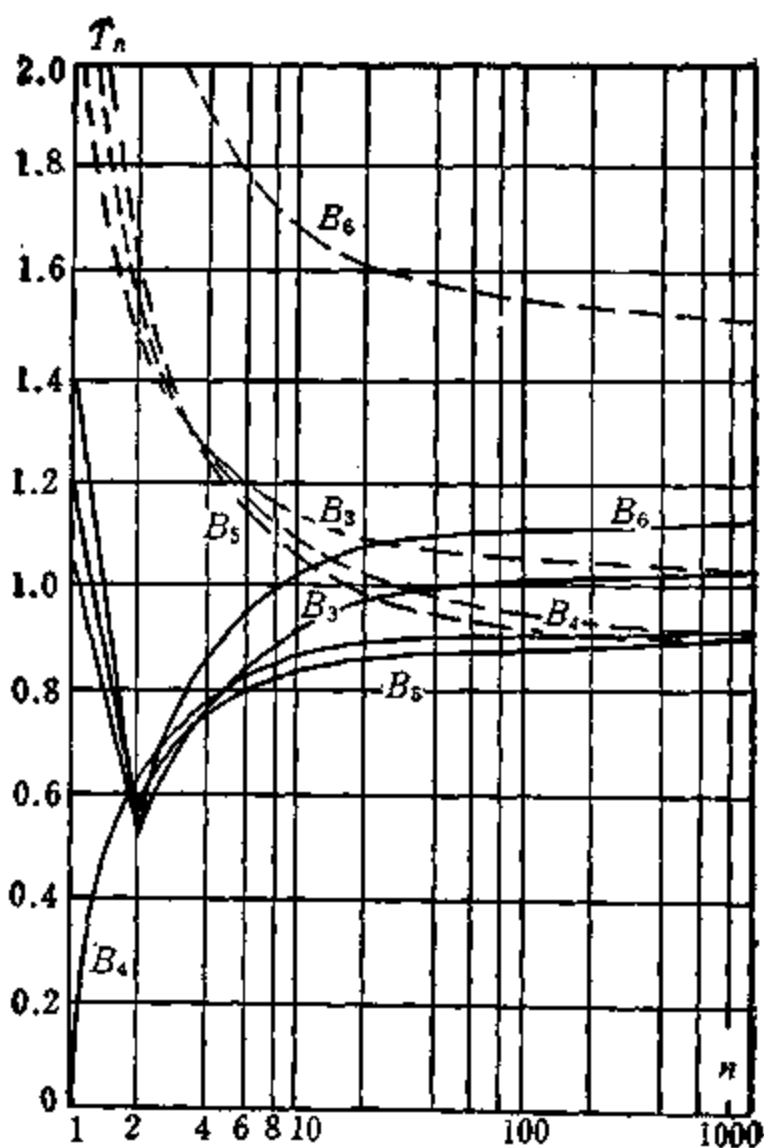


图 4.7 B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 、 B_5 、 B_6 线路的绕组寄生时间常数和变比的关系

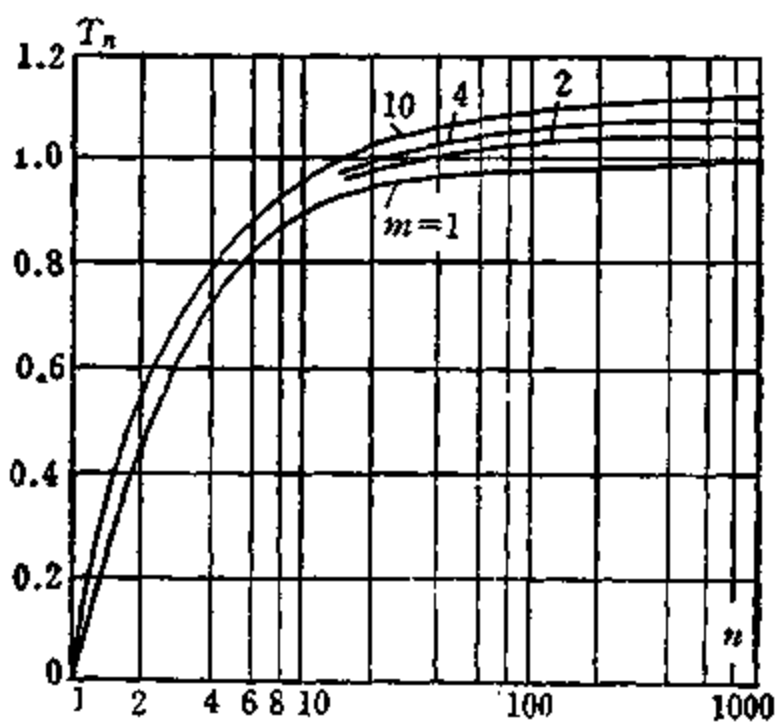


图 4.8 Z_1 和 Z_2 线路的绕组寄生时间常数和变比的关系

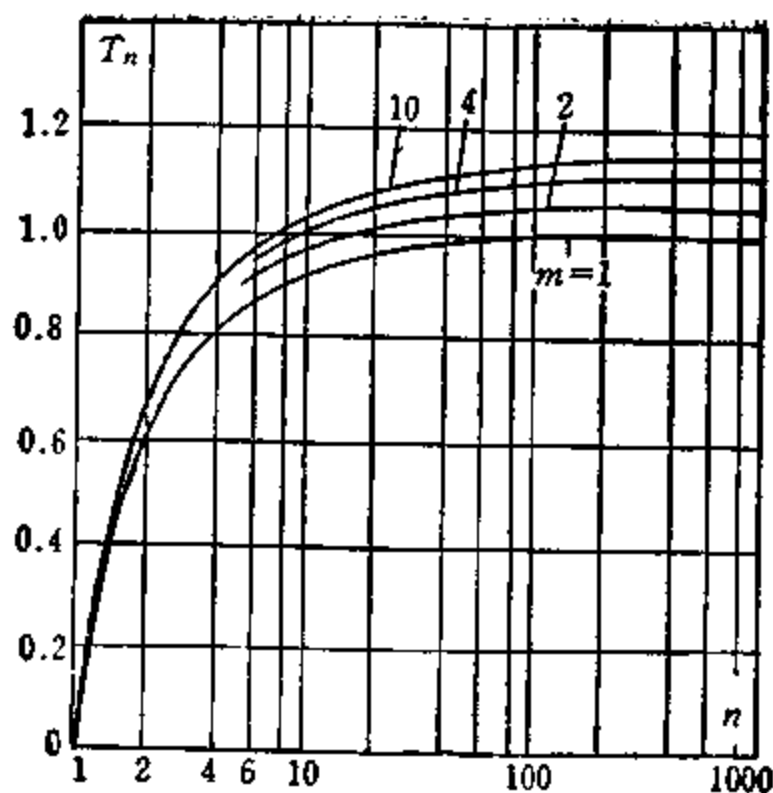


图 4.9 Z_2 线路的绕组寄生时间常数和变比的关系

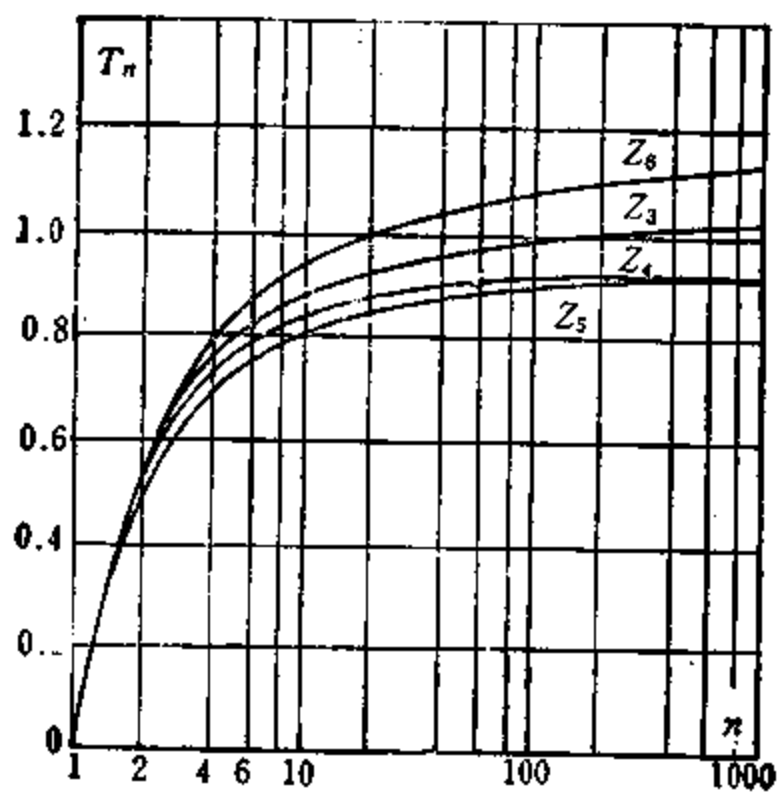


图 4.10 Z_3 、 Z_4 、 Z_6 、 Z_8 线路的绕组寄生时间常数和变比的关系

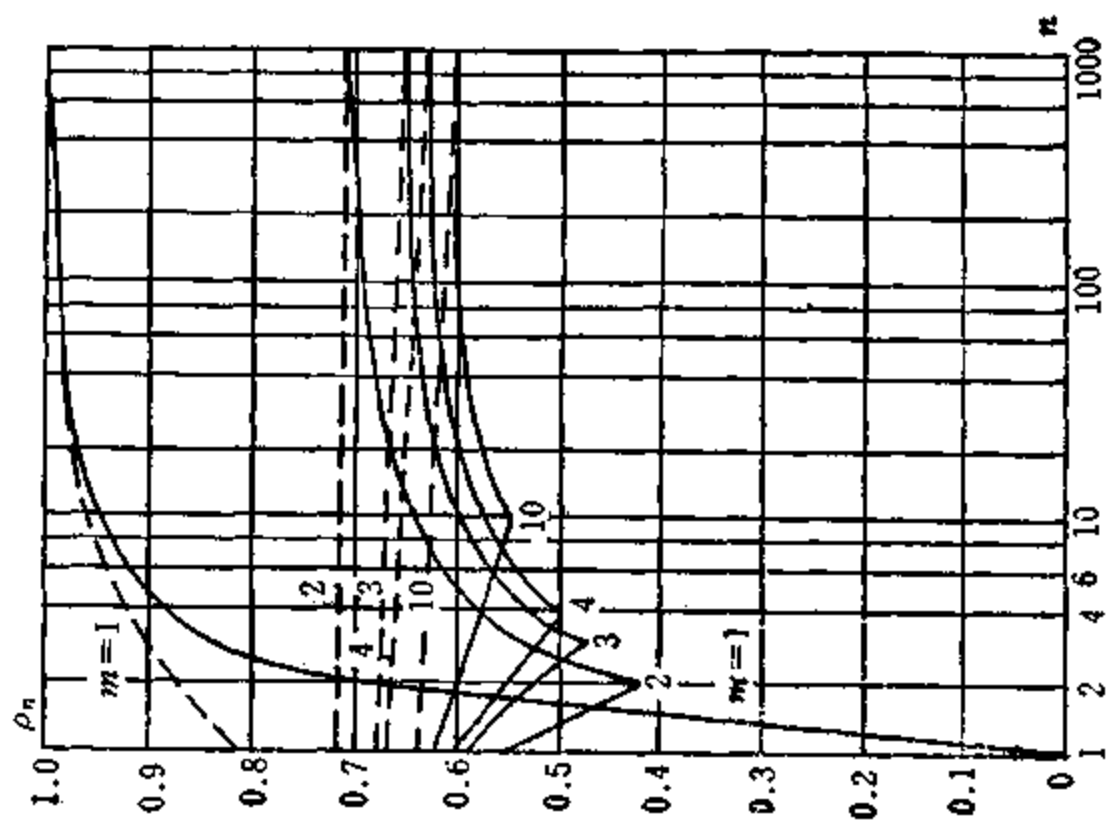


图 4.12 B_2 线路的绕组阻抗和变比的关系

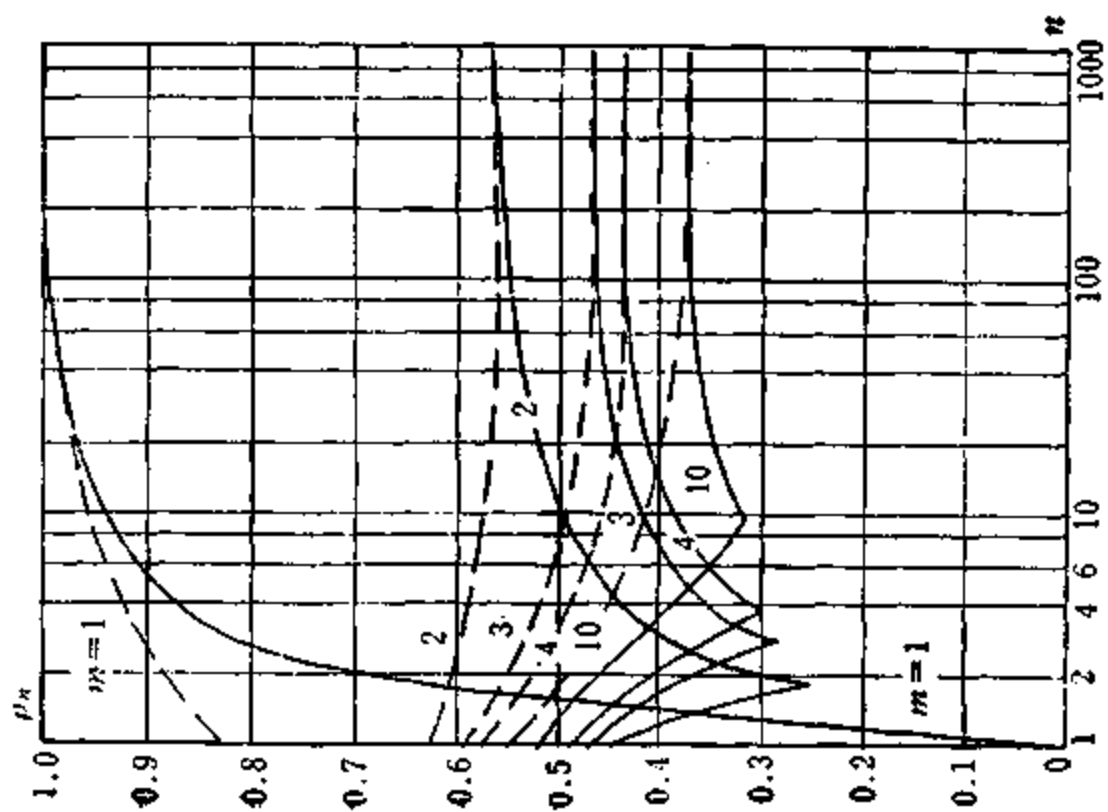


图 4.11 B_1 线路的绕组阻抗和变比的关系

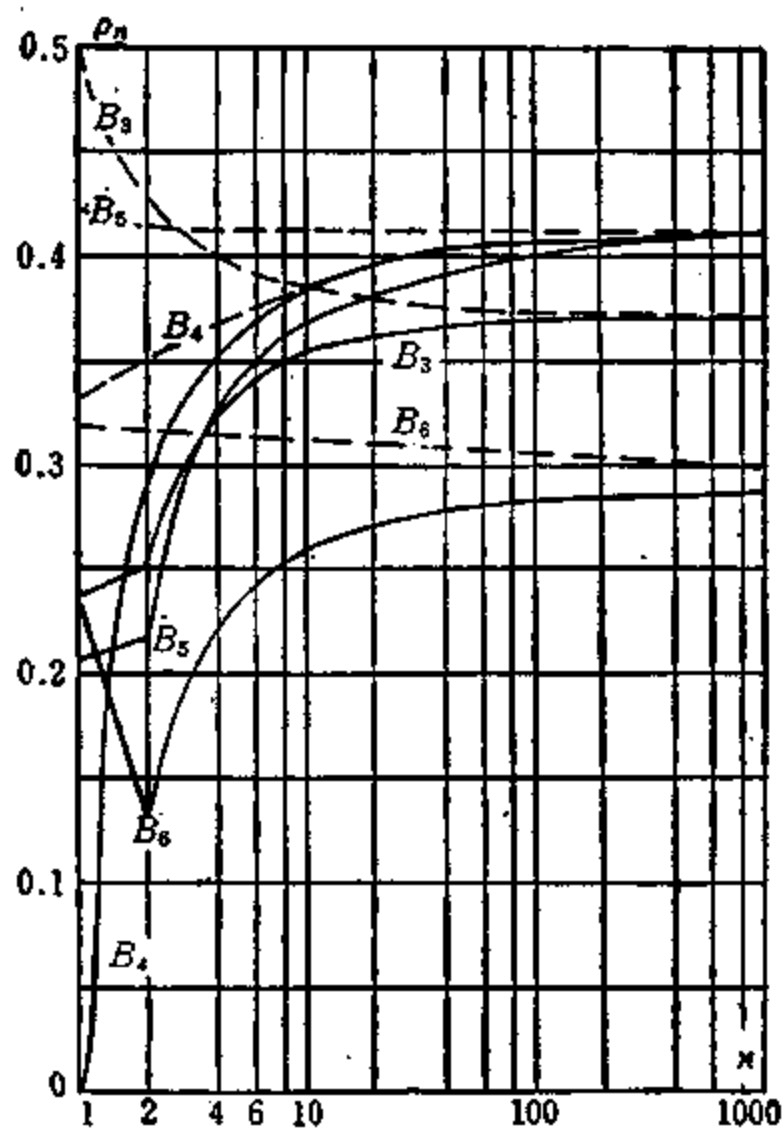


图 4.13 B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 、 B_5 、 B_6 线路的绕组波阻抗和变比的关系

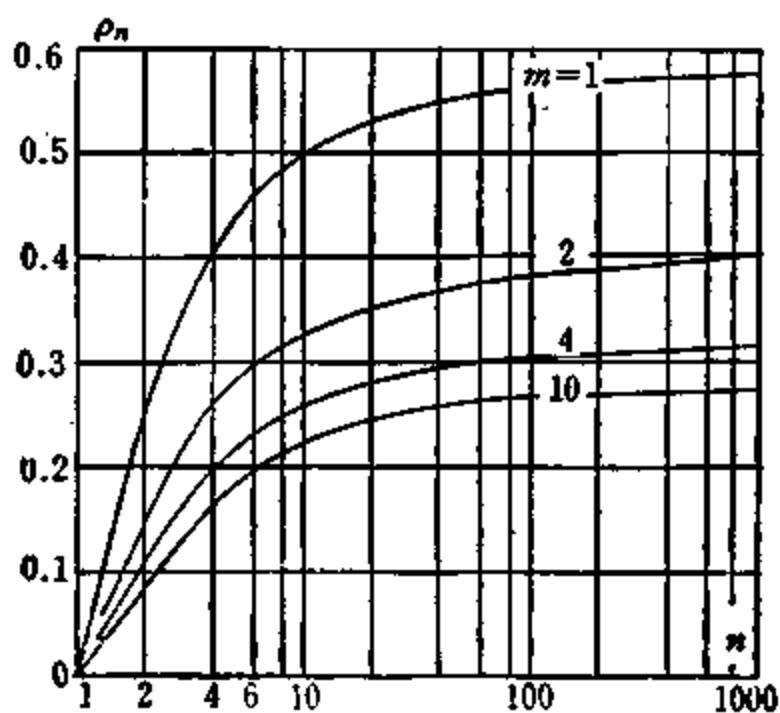


图 4.14 Z_1 线路的绕组波阻抗和变比的关系

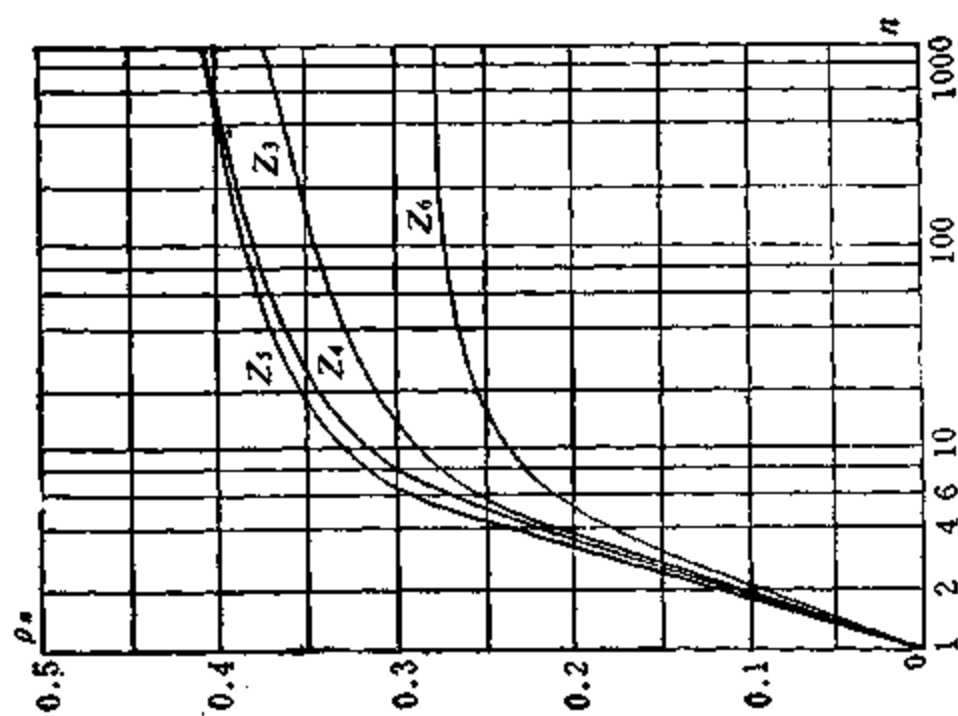


图 4.16 Z_3 、 Z_4 、 Z_5 、 Z_6 线路的绕组波阻抗和变比的关系

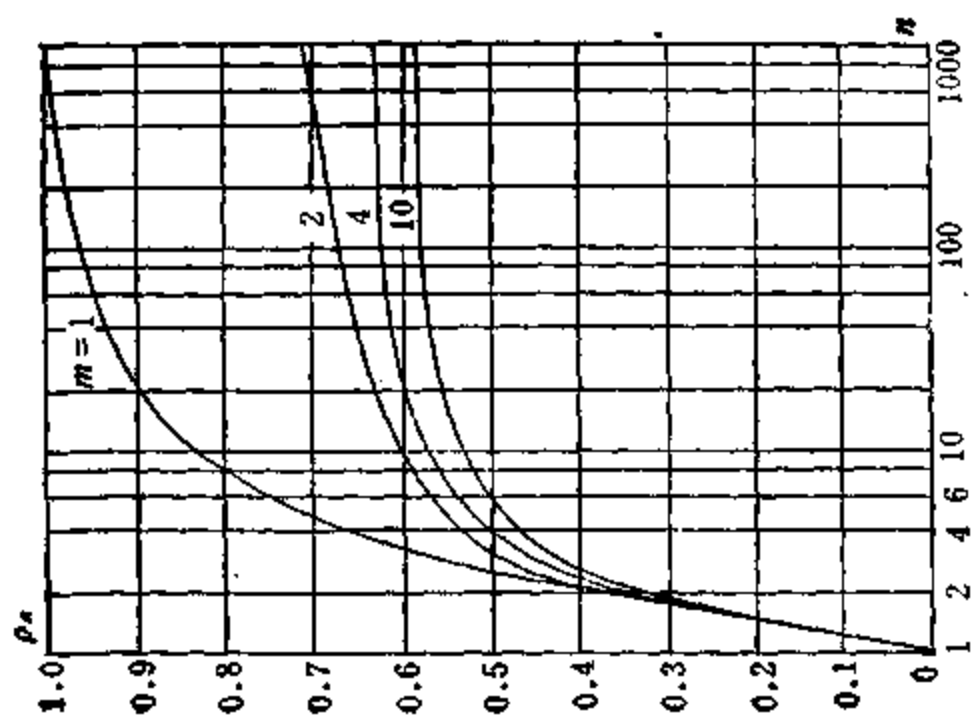
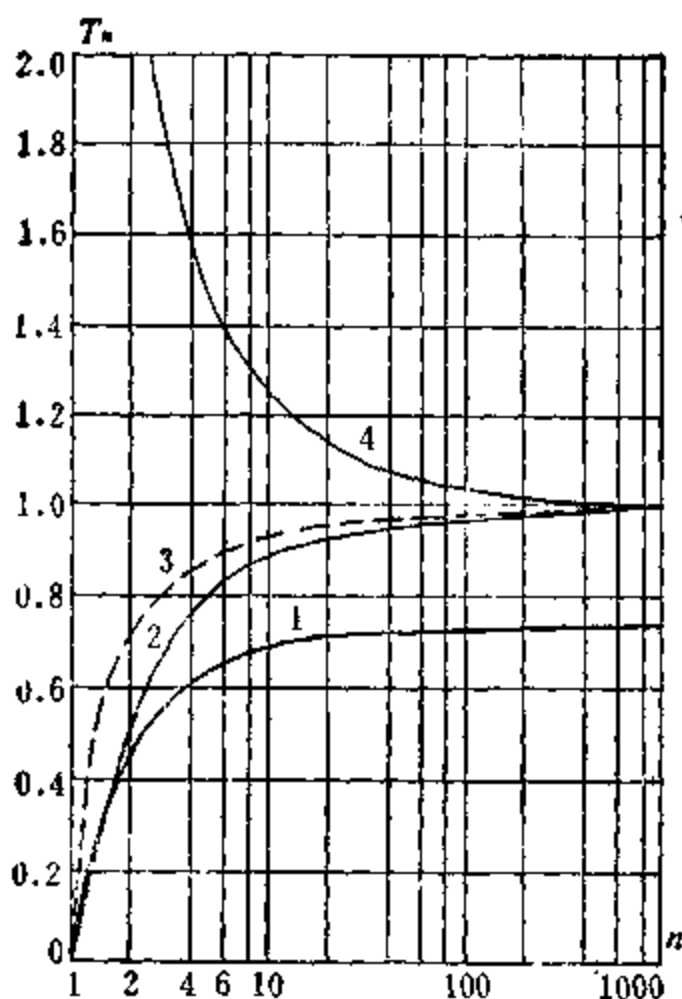


图 4.15 Z_1 线路的绕组波阻抗和变比的关系



1. 变压器式线路, 锥形绕组; 2. 自耦变压器式线路, 饼式绕组;
 3. $m=1$ 的 B_1 线路; 4. 变压器式线路, 饼式绕组

图 4.17 饼式绕组和锥形绕组的寄生时间常数与变比的关系

在设计脉冲变压器时, 利用 T_p 曲线可以选取给定变比下前沿畸变最小的线路, 因而有重要的实际意义。此外, 利用该曲线还可以确定合适的次级绕组层数。例如, 从图 4.5 可见, 在 $n=2$ 的情况下, 当 $m=2$ 时 T_p 最小。因此, 次级绕组的最佳层数是两层, 不希望采用 $m>2$ 的绕组线路。然而, 还应当注意, 当 $m=1$ 时, 尽管时间常数较大, 但变压器结构简单, 选取绕组线路时也要考虑这些因素。

针对不同的使用条件, 选取该条件下最佳的绕组线路, 这是脉

冲变压器设计的关键一环。例如,当 $n=2$ 时,采用 $m=2$ 的线路,由于变压器寄生时间常数较小,脉冲前沿畸变分别为 $m=1$ 和 $m=10$ 时的 71% 及 32%。然而,仅在变比不高时,寄生时间常数才有如此的差别,随着变比的增长,这种差别逐渐减小。

其他绕组线路也有类似的特点。对图 4.5 和 4.6 进行比较便知, B_2 线路的寄生时间常数实际上和 B_1 相同。因此,脉冲变压器中常用 B_2 线路,尽管这时绕组各层之间的电压要比 B_1 线路高两倍。 B_2 线路的主要优点是:次级绕组可以连续绕制,各层不需要单独抽头,也没有中间连线。

当变比 n 很高时,最好采用锥形绕组,因为它的寄生时间常数最小。从图 4.17 可见,当 $n=1000$ 时,该绕组的 T_n 值只有其他线路的 74%。和同轴圆筒式绕组的变压器相比,采用锥形绕组时铁心的体积要下降将近一半。

通常,变压器的寄生时间常数越小,前沿将越陡。然而,有时在前沿顶部会产生振荡。为了保证允许的前沿顶部上冲,必须使变压器电路的衰减系数等于某个规定值。在脉冲变压器的输出功率一定的情况下,衰减系数由参数 ρ_n 来确定。

从图 4.14—4.16 可见,绕组线路不同, ρ_n 值也不同。对于同一个线路来说,随着 n 的变化, ρ_n 也明显变化。

根据式(4.17)和(4.22),如果已知 δ ,则得

$$\rho_n = \frac{\delta \pm \sqrt{\delta^2 + \eta - 1}}{P_2 \sqrt{\eta}} = \rho_n \frac{t_K \sqrt{\frac{3\mu_0}{\epsilon_0 \delta}}}{\Delta B S k_r E h} \quad (4.23)$$

在公式(4.23)中,仅参数 E 和 h 对寄生时间常数没有影响。为了保证该时间常数不变,又要得到必须的 ρ_n 值,只能改变这两个参数。 E 值越低,变压器的绝缘性能越好,因而,可以通过降低 E 值来增大 ρ_n 。为了减小 ρ_n 值,可以增大线圈高度 h 。然而,这会导致平均磁路长度、变压器尺寸及铁心损耗都增大,变压器效率降低。总之,通过改变 E 和 h 就能得到所需要的 ρ_n 值。

前面我们假定绝缘结构的抗电强度和电场的关系是线性的。

实际上,这个关系是非线性的。而且,不同的绝缘材料,不同的绝缘结构,其间关系也不同。在设计脉冲变压器时,要注意这种状况。然而,为了对不同的绕组线路进行全面比较,采用这种假定,如同忽略导线层厚度一样,并不会带来严重的误差。

通过上面的分析可知,脉冲变压器的变比是可以任意增大的。只要能做出低变比的脉冲变压器,也就能制造出高变比的脉冲变压器。高变比下的脉冲波形和低变比时相近,不管初级电压高低,都能制造出满足各种要求的脉冲变压器。

4.4 绕组的屏蔽

在第一章已经指出,变压器的绕组间除了存在电感耦合外,还存在电容耦合。这种耦合是绕组间动态电容 C_{12B} 引起的。如果次级绕组是多层的,并直接绕在初级之上,两者之间没有间隙,则这种电容耦合主要发生在初级和次级绕组的第一层之间。电容耦合的存在,使脉冲前沿、顶部上冲都发生一些变化。

当变比不高时,电容耦合的影响比较明显。因此,必须设法消除这种耦合。消除电容耦合的有效方法是在初次级绕组之间加静电屏蔽层,如图 4.18 所示。对该图而言,存在屏蔽层时绕组的漏感和动态电容按下式计算:

$$L_{1B} = A \left(\Delta_1 + \Delta_2 + d_p + \frac{d_1 + d_2}{3} \right) \approx A(\Delta_1 + \Delta_2)$$

$$C_{1B} = \frac{2B}{\Delta_1} \quad C_{12B} = 0 \quad C_{2B} = \frac{n^2 B}{\Delta_2}$$

由于屏蔽层 d_p 通常很薄,因而可以忽略它的厚度。这时,考虑到前面所采用的假定,则得寄生时间常数为

$$T_{sp} = 1 + \frac{2}{n}$$

该时间常数和绕组连接方式无关。

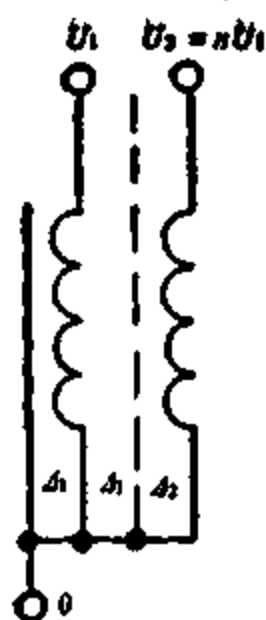


图 4.18 初次级绕组间有静电屏蔽层的变压器线路

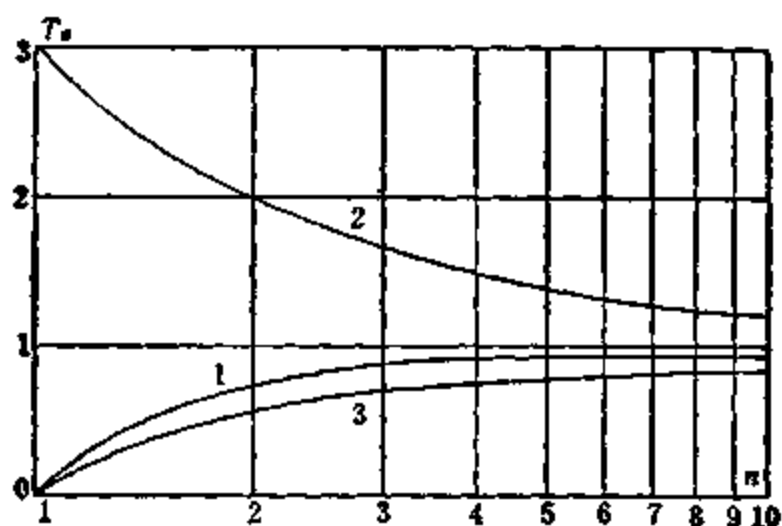


图 4.19 屏蔽绕组的寄生时间常数和变比的关系

图 4.19 上表示了有屏蔽绕组的 T_p 和 n 的关系(曲线 2)。该图上还绘出了无屏蔽绕组的类似曲线(曲线 1)。通过比较这两条曲线便知,在变比较低时,加屏蔽层之后,寄生时间常数增大很多。例如,当 $n=2$ 时,寄生时间常数增大三倍。前沿宽度也将增大同样的倍数。因此,脉冲变压器的初次级之间通常是不允许加屏蔽层的。为了消除绕组间存在的电容耦合,需要寻求适宜的绕组线路。

分析图 4.20 所示的绕组线路。该绕组的次级有两层，第一层的匝数和初级相同，并用同样导线绕制。

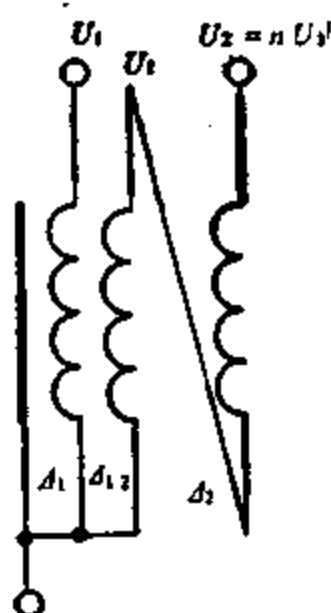


图 4.20 能消除绕组间电容耦合的变压器线路

由于初级绕组和次级第一层之间没有电位差，因此，动态电容 $C_{12B} = 0$ 。由于第一层的屏蔽作用，初级绕组和次级第二层间的动态电容也等于零。该绕组的参数为

$$L_{\pm B} = A \left[\Delta_{12} + \left(\frac{n-1}{n} \right)^2 \Delta_2 + \frac{d_1 + 2d_2}{3} \right] \approx A \left(\frac{n-1}{n} \right)^2 \Delta_2$$

$$C_{1B} = \frac{B}{\Delta_1} \quad C_{12B} = 0 \quad C_{2B} = \frac{B}{\Delta_2(n^2 - n + 1)}$$

由于初级绕组和次级第一层之间处处都是等电位的，可以不考虑它们之间的抗电强度。因此，层间绝缘距离 Δ_{12} 由工艺因素来确定。该绕组的寄生时间常数如图 4.19 的曲线 3 所示。

从图 4.19 可见，图 4.20 所示的线路有两个显著的特点：第一，不加屏蔽层，但能保证绕组间的良好屏蔽；第二，寄生时间常数比有屏蔽层的绕组小很多，甚至比前面分析过的某些线路还要小。

然而，只有变比不高的同相型绕组才具备这些优点。在反相

型绕组的情况下,消除电容耦合的唯一方法是加屏蔽层。

4.5 绕组的绝缘结构

脉冲变压器绕组的绝缘结构应当满足下列要求:

1. 绕组绝缘应当具有足够的抗电强度,在各种可能的过电压下都不应当发生击穿或飞弧;
2. 绕组的寄生时间常数应当尽可能小;
3. 在最高工作温度下及规定的使用期限内,绕组绝缘的电气和机械性能应满足要求。

因此,所用绝缘材料的抗电强度越高越好,介电常数越小越好。常用绝缘材料的性能见表 4.3。

表 4.3 常用绝缘材料的性能

材料名称	标准代号	介电常数	最高允许工作温度(°C)	抗电强度(kV/cm)
变压器油	SYB1351-76	2.0—2.25	95	160
电容器油	SYB1355-60 S	2.1—2.3	95	200
甲基硅油	—	2.6—3.0	—	150
乙基硅油	—	2.4—2.7	—	150
苯甲基硅油	—	2.6—2.8	—	180
电缆纸	QB 131-79	3	130	80
油中电缆纸	—	4—4.8	95	160
油中电容器纸	—	4.6—5.2	95	250
电绝缘纸				
厚 0.5 mm	QB 342-73	4.5	95	420
厚 0.1 mm	QB 342-73	4.5	95	360
绝缘漆布	GB 1306-77	2.8—7.7	105—150	120—300
有机硅漆布	JB 881-75	—	180	120—250
聚四氟乙烯	HG 2-537-67	1.8—2.2	250	250—600
聚酯薄膜	JB 1256-77	3	120	100
聚酰胺薄膜	—	3.5—4	180	90
聚酰亚胺薄膜	—	3	250	160
环氧混合料	—	3.3—4.7	130	200—300
有机玻璃	—	3.5—4.5	110	180—350

绕组结构及其绝缘方式由脉冲变压器的电压、使用条件及其功率来确定。其中绕组工作电压是确定绝缘结构的主要因素。根据工作电压,可以把脉冲变压器分成如下几类。

1. 工作电压低于 10 kV 的脉冲变压器。如果平均功率不很大的话,可采用干式结构。常用的绝缘材料是:各种绝缘漆布、电缆纸、绝缘厚纸、青壳纸、各种薄膜、环氧混合料等。

图 4.21 上表示了这种绕组的断面。靠近铁心的是低压绕组(初级或次级均可),这样可以减小变压器总的动态电容。绕组与铁心间及各个绕组间的绝缘厚度,由它们之间的最高电压来确定。

为了减小动态电容,希望采用介电常数较小的绝缘材料。从这个观点看,聚四氟乙烯薄膜最好。然而,这种薄膜的表面电阻小,因此,最好包一层聚四氟乙烯薄膜,包一层电容器纸或电缆纸,两者交替使用。这种绝缘结构的允许表面电场强度为 0.5—1 kV/mm。根据该电场强度来确定距离 h' 和 h'' 。在确定绝缘间隙的厚度时,通常认为允许电场强度等于 1.5—2.5 kV/mm。当平均功率很大时,为了改善铁心和绕组的散热条件,可采用油浸式结构。这时,绝缘系统的抗电强度显著提高。

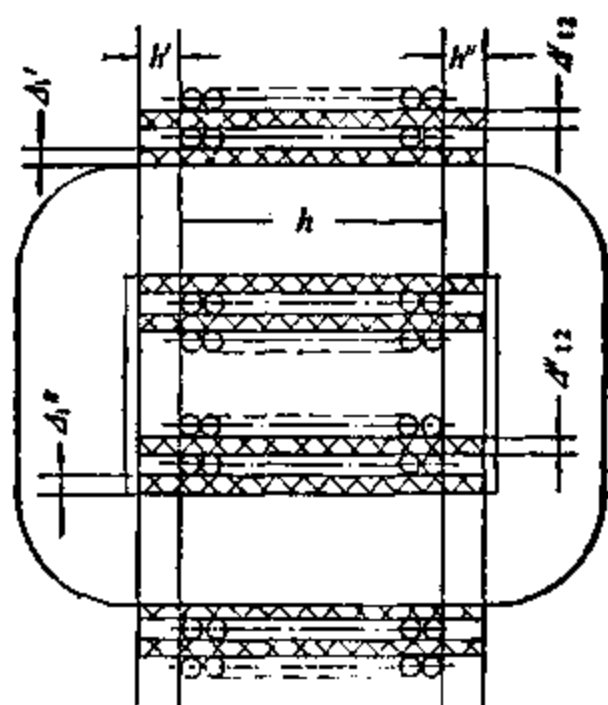


图 4.21 50 kV 以下的脉冲变压器的结构

在油浸式变压器中,最好的绝缘材料是电缆纸和绝缘厚纸.为了减小变压器的寄生时间常数,铁心和初级绕组之间的绝缘距离应略大于计算值.初级绕组与铁心间的动态电容随绝缘距离的增大而减小.这时,平均匝长增大不多,因此,漏感和绕组间动态电容也变化不大.

为了减小漏感,减小集肤效应及临近效应引起的损耗,可以用几股细线并联来代替粗线.在这种情况下,绕组的总厚度有所减小,漏感也有所下降.

根据绕组电流和允许的电流密度来确定导线的截面积.由于脉冲变压器的绕组多半是单层或很少几层,它的散热条件比电源变压器好.因此,在干式脉冲变压器中,允许电流密度为 $3-6\text{A}/\text{mm}^2$;在纸油混合绝缘的脉冲变压器中,允许电流密度为 $4-8\text{A}/\text{mm}^2$;在纯油间隙绝缘的脉冲变压器中,允许电流密度为 $8-12\text{A}/\text{mm}^2$.

2. 电压 $10-50\text{kV}$ 的脉冲变压器通常做成油浸式的.绝缘结构是纸油混合的.常用绝缘材料是电缆纸和绝缘厚纸,不要采用薄膜.绕组结构和前一种情况一样(图4.21).根据允许表面电场强度为 $2-3\text{kV}/\text{mm}$ 来确定绝缘距离 h' 和 h'' ;根据允许电场强度为 $4-5\text{kV}/\text{mm}$ 来确定绝缘距离 Δ .

随着电压的升高,主绝缘的距离 Δ_1 和 Δ_2 也相应地增大,增大的多少和电压的1.5次方成比例.

在油浸式变压器中,最好采用能被变压器油浸透的绝缘材料.否则,在绝缘结构中会存在一些微小的空气泡.由于空气和绝缘材料的介电常数有很大差别,存在空气泡的地方会产生电位梯度的跃变.在复合绝缘系统中,电压的分布反比于介电常数,空气的介电常数小,空气泡中的电场特别强,因而将导致击穿.为了排除绝缘结构中的空气泡,应当在 $1000-2000\text{Pa}$ 的低真空中灌油.

常用绝缘材料在变压器油中的介电常数比变压器油大2—2.5倍.为了减小绕组的动态电容,希望用纯油间隙绝缘,这种绕组的结构表示在图4.22上.

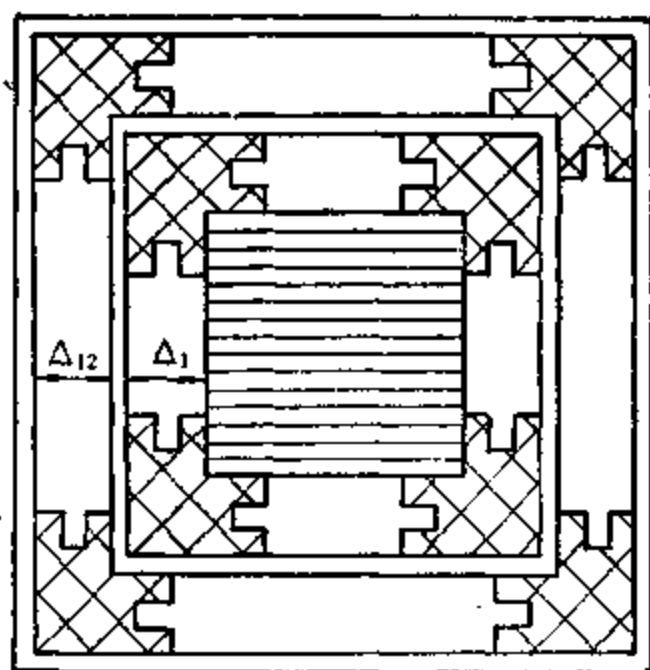


图 4.22 电压 50 kV 以下的油浸式脉冲变压器的绕组结构

铁心的四个棱角上装有绝缘板条,板条上有许多小槽,初级绕组就绕在板条外面。板条的厚度根据必须的绝缘距离来确定。初级绕组外面再加四个绝缘板条,然后再绕次级绕组。为了增大初级绕组和铁心间,以及初次级绕组间的表面放电距离,绝缘板条的横截面可以做成各种形状。这种结构不仅能提高抗电强度,改善铁心和绕组的散热,而且,由于变压器油的介电常数较低,绕组间动态电容也较小。

3. 电压 50 到几百千伏的脉冲变压器都是油浸式的。在这种变压器中,绕组的绝缘结构主要由抗电强度来确定。高压下电场的均匀性对绝缘结构的抗电强度有极大影响。设计高压脉冲变压器时,应当保证绕组和铁心间及绕组各层之间的电场要尽可能均匀。此外,在设计绝缘系统时要注意有足够的表面爬电距离;图 4.23 上表示了锥形绕组超高压脉冲变压器的简化结构。

初级绕组 2 绕在铁心 1 上。由于初级电压通常不超过 50kV,因此,初级和铁心间的绝缘比较简单。高压绕组由四段并联组成,每段都是单层的。各段的始端均在铁轭附近,而终端——高压引出头——在铁心柱的正中间。因此,高电位点离铁心很远。由于各段的高压引出头的电位相等,不需要很大的绝缘距离。从铁轭

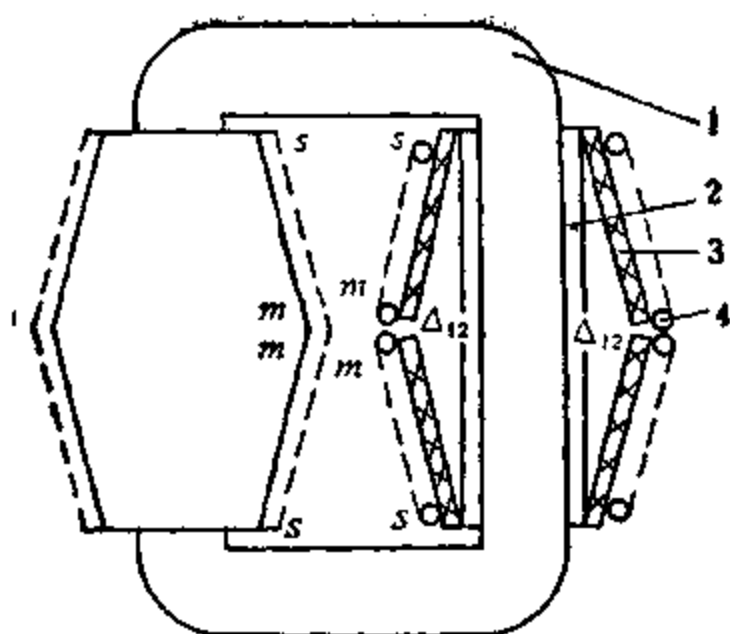


图 4.23 超高压脉冲变压器的结构

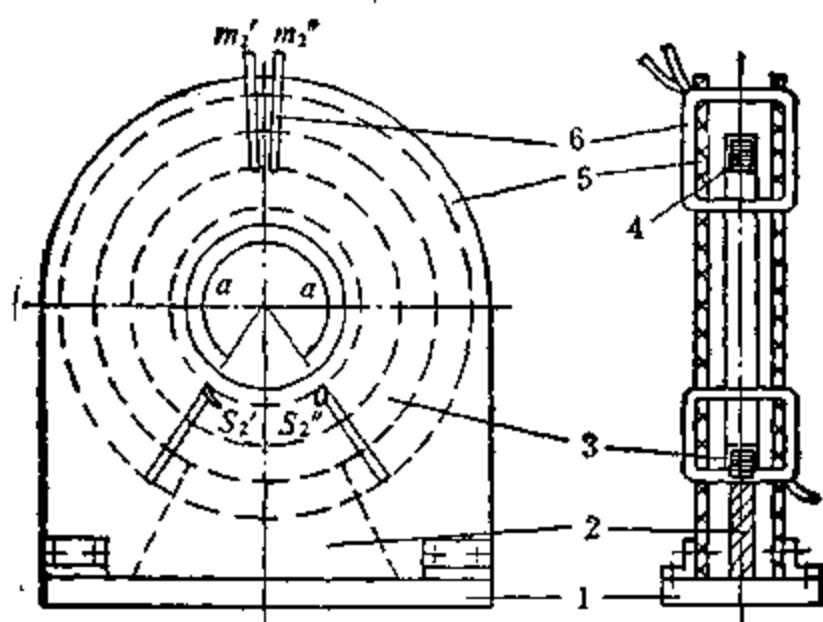


图 4.24 环形铁心超高压脉冲变压器的结构

到铁心柱正中间,电压是均匀增长的;从铁心柱正中间到另一个铁轭,电压又均匀下降,从而保证绝缘间隙 Δ_{12} 中的电场比较均匀。

次级绕组 4 绕在有机玻璃做成的盒式骨架上。因此,不存在表面放电的平面,自然不会发生类似的击穿。每个骨架都由四块组成,靠次级绕组的导线固定在铁心上。从绕组终端到始端,绝缘距

离 d_{12} 逐渐减小。这不仅可以降低绕组的寄生时间常数,而且可以提高绝缘系统的机械强度。

从图 4.23 可见,在这种结构中,磁路的很大一部分没有被利用。图 4.24 的变压器结构在某种程度上克服了这个缺点。

环形铁心 3 固定在底板 1 和垫块 2 上。初级绕组先绕在铁心上。然后装上有机玻璃骨架 5。每块板上都环绕中心有两排孔;次级绕组的导线从这些孔中穿过。两块板对称地固定在底板上。次级绕组有两个,分别绕在角度为 α 的左右两个扇形区内。

这种结构不仅能保证电场比较均匀,不会发生表面放电,而且,铁心平均磁路长度的利用程度也比较高。但整个变压器的结构比较复杂。

绕组的绝缘结构还有很多种,这里介绍的只是最典型、最先进、现代脉冲变压器中比较常用的几例。

第五章 高压脉冲变压器的设计

前面几章介绍了脉冲变压器的一般理论与结构特点。本章详细说明高压大功率脉冲变压器的设计方法。本方法也适合于中小功率的脉冲变压器。

5.1 设计要求与原始数据

脉冲变压器的设计包括变压器结构、铁心材料、绝缘方式的选取,绕组线径、匝数、铁心尺寸和绝缘距离的确定等。设计出的脉冲变压器必须满足如下要求:

1. 输出脉冲的波形畸变不允许超过规定值。变压器是线路的一部分,因此,变压器等值线路的参数应当符合要求;
2. 变压器的温升应不超过规定值。变压器应当有足够的抗电强度和高的可靠性;
3. 变压器的体积应当最小,重量应当最轻,效率越高越好。

除上述要求外,由于变压器的使用条件不同,还会有一些其他要求。

上述要求中有一些是相互矛盾的。例如,要求波形畸变小就必须压缩变压器的尺寸。在功率一定的情况下,这样必然导致变压器温升过高。保证波形畸变最小这个要求本身也是矛盾的:为了减小前沿宽度,希望初级绕组的匝数要少些。这样一来,磁化电感减小了,必然导致平顶降落增大。

由于这些矛盾的存在,使设计方法相当复杂。原则上是可以导出保证各个要求的最佳设计方法的。然而,由于这种方法过于烦琐,不适合于实际应用。因此,这里介绍给读者的是在保证设计精度的前提下简单实用的方法。自然,利用本方法一次计算不一定

能得到满意的结果。为了求得最佳的设计方案,有时要反复计算几次。其中每一次都要从头至尾进行一遍,而且,一次比一次更接近于最佳值。

本设计方法既能保证允许的波形畸变,又能保证脉冲变压器的体积最小、重量最轻、效率最高。温升最后验算。对于大功率脉冲变压器来说,重要的是波形、体积、重量、效率等,温升只要不超过允许值就可以了。

本设计方法既适用于高压大功率脉冲变压器,也适合于电压不高的中小功率脉冲变压器。铁氧体铁心小型脉冲变压器在第八章将详细介绍。

为了进行脉冲变压器设计,必须知道变压器的输入和输出脉冲参数,脉冲振荡器、负载及有关电路的参数。设计的原始数据如下。

1. 输入脉冲的参数:

脉冲变压器的初级电压	U_1 [V]
脉冲振荡器的内阻	R_1 [Ω]
脉冲宽度	t_k [S]
脉冲前沿宽度	t_{r1} [S]
脉冲的平顶降落	ΔU_1 [V]
脉冲重复频率	F [Hz]
初级电路的引线电感	L_{1m} [H]
初级电路的引线电容	C_{1m} [F]
脉冲振荡器的输出电容	C_1 [F]

2. 输出脉冲的参数:

负载电压	U_2 [V]
负载电阻	R_2 [Ω]
脉冲前沿宽度	t_r [S]
脉冲前沿顶部上冲	δU_2 [V]
脉冲后沿宽度	t_f [S]
脉冲的平顶降落	ΔU_2 [V]

次级电路的引线电感	$L_{2m}[\text{H}]$
次级电路的引线电容	$C_{2m}[\text{F}]$
负载电容	$C_r[\text{F}]$

如果负载电阻是非线性的,应当给出负载的伏安特性。

脉冲振荡器的输出电压通常认为是理想的矩形波。因此,在进行脉冲变压器设计时,认为 $t_{s1} = 0, \Delta U_1 = 0$ 。此外,还希望规定出变压器的效率和使用环境条件等。

5.2 绕组线路的选择

脉冲变压器的设计从选取绕组线路开始。选取绕组线路的主要根据是变比。脉冲宽度、绕组工作电压、脉冲重复频率等也必须考虑。例如,当脉冲宽度很宽、电压极高时,绕组匝数很多,必须采用多层绕组,尽管它的结构有些复杂。然而,只有经过初步计算之后,才能说明是否有这种必要。因此,在着手设计时,选取绕组线路的唯一根据就是变比。

脉冲变压器的变比按下式计算:

$$n = \frac{U_2}{U_1 \eta_B}$$

按照求得的变比 n ,利用图 4.5—4.16 的曲线,选取寄生时间常数较小、结构又比较简单的绕组线路。

当负载是磁控管等超高频振荡器件时,通常希望驱动电压的增长速度是恒定的。在某些情况下,对该电压的增长速度要求极其严格。因此,希望脉冲前沿是一条斜线,不允许有任何波浪或台阶。为了得到这样的脉冲,变压器初次级之间的动态电容应等于零。图 4.20 所示的饼式绕组自耦变压器式线路能满足这个要求。初次级绕组之间有屏蔽层的线路也能满足这个要求。

由于屏蔽层会使变压器的寄生时间常数增长,因此,只有万不得已的情况下才能采用。

当超高频振荡管的灯丝经脉冲变压器次级绕组供电时,灯丝

电流的有效值往往超过有效脉冲电流,次级绕组的线径将显著增大,从而导致漏感增长,这是不希望的。

为了避免线径过分大,最好在脉冲变压器次级和超高频振荡管之间加一个高电位降压灯丝变压器。在灯丝功率不变的情况下,适当提高灯丝变压器的初级电压,可以减小流经脉冲变压器次级绕组的电流。利用这种方法可以把流经次级绕组的灯丝电流降低到超高频振荡管实际灯丝电流的几十分之一。线径将同样下降。由于灯丝变压器的两个绕组都处于同样的脉冲电压下,绕组间不需要过多的绝缘。因此,该灯丝变压器的体积不大,很容易制做。但该灯丝变压器处于高电位,它的铁心应当与绕组连接在一起,整个变压器应当装在脉冲变压器的高压绝缘子上,和脉冲变压器、超高频振荡管成为一个整体。

5.3 电磁参数的确定

在线性负载下,变压器的磁化电感按下式确定:

$$L_1 \geq \frac{t_K R_1 R_2' U_2}{(R_1 + R_2') \Delta U_2} \quad (\text{H}) \quad (5.1)$$

式中 $R_1 = R_l + r_1 + r_2'$ 。

r_1 和 r_2' 在变压器设计好之后才知道。然而,由于 $R_1 \gg r_1 + r_2'$, 因此,认为 $R_1 \approx R_l$ 。设计非线性负载的脉冲变压器时,先把伏安特性线性化,然后按式(1.9)计算磁化电感。

漏感 L_s 及动态电容 C_1 和 C_2' , 在变压器结构计算之后才能确定。因此,着手设计时只能根据近似等值线路(图 1.17 或 1.18)来确定允许电容 $C = C_1 + C_2'$ 。

具体设计时采用图 1.17 或 1.18,要看脉冲变压器的变比。当 $n < 1$ 时,可以认为变压器电路的大部分电容都集中在初级方,这时应采用图 1.17。同理,当 $n > 1$ 时,最好采用图 1.18。对于这两个线路来说,脉冲前沿的宽度由图 1.19 来确定。

根据允许的前沿顶部上冲 δU_2 , 按图 1.19 确定衰减系数 δ 。

把式(1.20)和(1.21)的 γ 值代入式(1.22)、(1.23)、(1.24)和(1.25),可得 L_s 和 C 的公式为:

在 $x=0$ 时

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \frac{t_s}{\tau_s} - (\delta \pm \sqrt{\delta^2 + \alpha - 1}) (R_1 + R'_1) \quad (\text{H}) \\ C &= \frac{t_s}{\tau_s + (\delta \pm \sqrt{\delta^2 + \alpha - 1}) R'_1} \quad (\text{F}) \end{aligned} \right\} (5.2)$$

在 $x=1$ 时

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \frac{t_s}{\tau_s} (\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \alpha}) (R_1 + R'_1) \quad (\text{H}) \\ C &= \frac{t_s}{\tau_s (\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \alpha}) R_1} \quad (\text{F}) \end{aligned} \right\} (5.3)$$

在式(5.2)和(5.3)中, τ_s 为脉冲前沿的相对宽度,根据图1.19,按照对应于所选 δ 值的曲线,在0.9电平处确定。对于磁控管或速调管等非线性负载来说,采用图1.27和1.28的相应曲线。

确定了 L_s 和 C 之后,计算允许的变压器漏感和动态电容:

$$\left. \begin{aligned} L_{sB} &= L_s - L_{1m} - \frac{L_{2m}}{n^2} = L_s - L_p \quad (\text{H}) \\ C_B &= C - C_{1m} - C_z - (C_{2m} + C_f)n^2 = C - C_p \quad (\text{F}) \end{aligned} \right\} (5.4)$$

式中 $L_p = L_{1m} + L_{2m}/n^2$ ——外电路的寄生电感;

$C_p = C_{1m} + C_z + (C_{2m} + C_f)n^2$ ——外电路的寄生电容。

由于铁心的存在,按表4.1和4.2中相应公式算出的漏感略大于实际值,因此,应除以系数1.1—1.3。通常取该系数为1.25。

这时

$$L_{sB} = (L_s - L_p) + 1.25 = 0.8(L_s - L_p) \quad (\text{H}) \quad (5.5)$$

如果按式(5.4)和(5.5)算出的 L_{sB} 或 C_B 为负值,说明外电路的寄生参数太大,按照这样的参数做不出满足波形要求的脉冲变压器。

关于 γ 值的选择问题,前面的(1.4节)已经说过,这里不再重复。

5.4 绝缘材料的选择及 绝缘距离的确定

脉冲变压器中常用绝缘材料的性能在 4.5 节已经作了简单地介绍。表 4.3 是选择绝缘材料的主要依据。

粗略地讲,当脉冲宽度大于 $10\sim 15\mu\text{s}$ 时,绝缘材料的性能和工频电压时相同。当脉冲宽度为 $1\mu\text{s}$ 左右时,绝缘材料的抗电强度大约比工频时高两倍。在宽度为 $1\sim 10\mu\text{s}$ 的范围内,随脉冲宽度的增长,绝缘材料的抗电强度成比例地下降。进行脉冲变压器设计时,如果不知道绝缘材料的脉冲参数,就可以按照上述原则确定绝缘距离。

中小功率干式脉冲变压器的底筒厚度、两端空位、绕组间或绕组表面与纵向铁轭间的距离按表 5.1 确定。

表 5.1 中小功率脉冲变压器绝缘距离的确定

最高脉冲电压 (kV)	两端空位 (cm)	绕组间距离 (cm)	底筒厚度 (cm)
0.5 以下	0.1—0.2	0.1—0.2	0.2—0.4
0.5—2.0	0.2—0.6	0.2—0.4	
3.0—6.0	0.8—1.2	0.6—0.8	
6.0—12.0	1.4—1.8	1.0—1.4	

前面已经说过,绝缘结构的相对抗电强度随电压的升高而降低。因此,在电压最高的绝缘间隙中,电场强度应当最低。如果整个绝缘间隙都根据最低电场强度来选取,能保证变压器的抗电强度有一定余量。这时,所用的绝缘材料要多些。然而,抗电强度是主要的,因此,在初步计算时,就根据绝缘结构在最高电压下的最低允许电场强度来确定绝缘距离。

5.5 导线截面积的确定

根据导线电流和允许电流密度来确定导线的截面积。允许电

流密度由绕组损耗及变压器的冷却条件来确定,初步计算时按如下建议选取:

1. 干式脉冲变压器: 多层绕组时 $j = 3-5 \text{ A/mm}^2$; 单层绕组时 $j = 4-6 \text{ A/mm}^2$;

2. 纸油混合绝缘的脉冲变压器: 多层绕组 $j = 4-6 \text{ A/mm}^2$; 单层绕组 $j = 6-8 \text{ A/mm}^2$;

3. 纯油间隙绝缘的高压脉冲变压器: 允许电流密度为 $j = 8-12 \text{ A/mm}^2$ 。

当设计空度很小的脉冲变压器时,绕组损耗严重影响变压器的效率和温升,这时的允许电流密度很低,通常为 $1-3 \text{ A/mm}^2$ 。

确定导线截面积时,必须考虑各种绕组损耗。为此,先求出导线中的等值电流:

$$I_{Dz} = \frac{I_m}{\sqrt{q}} \sqrt{k_{zF} k_R} = I_e \sqrt{k_{zF} k_R} \quad (\text{A})$$

式中 I_m 为脉冲电流, I_e 为有效值电流; q 为空度,而且 $q = 1/Ft_K$ 。

当高频振荡管的灯丝电流流过次级时,该绕组的等值电流按下式计算:

$$I_{Dz2} = \sqrt{I_{e2}^2 k_{zF2} k_R + (2I_{Dz1})^2} \quad (\text{A})$$

如果储能元件的充电电流 I_{OH0} 及铁心的去磁电流 I_0 都流过初级绕组,则等值初级电流为

$$I_{Dz1} = \sqrt{I_{e1}^2 k_{zF1} k_R + I_{OH0}^2 + I_0^2} \quad (\text{A})$$

当采用圆导线时,按下式确定线径:

$$d = 1.13 \sqrt{\frac{I_{Dz}}{j}} \quad (\text{mm})$$

等值电流和系数 k_{zF} 有关,而系数 k_{zF} 和线径 d 有关。为了精确地求得所需的线径,要采用逐次近似法。先选取 $k_{zF} = 1$, 计算出近似的 d' 值,按式(2.9)确定出近似的 k'_{zF} , 根据求得的 k'_{zF} 来计算 I_{Dz} , 并确定出 d 值。要求的精度越高,近似的次数越多。临近效应系数按如下建议选取: 单层绕组 $k_R = 2.8$; 当初级夹在次级绕

组的两层之间时,取 $k_s = 1.4$ 。

导线的牌号由工作电压来确定。对于低压干式变压器来说,采用漆包线、丝包线、纱包线、薄膜绝缘线、复合绝缘线都可以。具体型号有:QQ-2、QZ-2、QY-1、SQ、AF-200等。漆包线绝缘层较薄,价格也比较便宜。但漆层有时会受到损伤,影响变压器的可靠性。因此,有时用复合绝缘线。在工作温度很高的变压器中,要采用耐高温导线。当匝间电压很高时,要选用抗电强度高的导线。在油浸式变压器中应当选取绝缘层能被变压器油浸透的导线。在高压大功率脉冲变压器中最好用铜箔。

当匝间电压超过1kV时,绕组应当是间绕的,或者采用绝缘层比较厚的耐高压导线。各种薄膜绝缘线,变压器油浸不透,在薄膜绕包层之间存在空气泡,甚至在真空灌油的情况下也不能排除。因此,在油浸式变压器中最好不用这种线。

5.6 磁感应增量及铁心 材料带厚的选取

在设计大功率脉冲变压器时,为了得到最小的体积,最轻的重量,希望铁心的磁感应增量和脉冲磁导率越大越好。从图3.12和3.14可见,磁感应增量越高,脉冲磁导率也越高。因而,希望选取比较高的磁感应增量。

然而,从式(3.9)和(3.12)可见,磁感应增量越高,铁心的磁滞与涡流损耗将更高。式(3.3)表明,磁感应增量提高几倍,铁心的截面积就减小到原来的几分之一。在磁路长度不变的情况下,随着截面的减小,铁心体积、铁心损耗、绕组平均匝长、绕组损耗等都下降。

下面说明磁感应增量对铁心损耗的影响。从式(4.15)和(4.16)可知,寄生时间常数和绕线高度及磁路长度都无关。脉冲前沿宽度也和这两个参数无关。脉冲平顶降落和平均磁路长度成正比。因此,无论从脉冲波形方面来看,或者从最小体积与最轻重

量方面来看,铁心的平均磁路长度都应当尽量短。但必须保证绕下初次级绕组,并有足够的抗电强度。

为了减小漏感,初次级绕组的高度应当相同,这个高度由下式确定:

$$h = d_1 N_1 = \frac{d_1 U_1 t_K}{\Delta B S k_r} \quad (\text{m})$$

为了能绕下初次级绕组,并保证有足够的抗电强度,铁心的平均磁路长度应比绕线高度大 k 倍:

$$l = kh = \frac{k d_1 U_1 t_K}{\Delta B S k_r} \quad (\text{m})$$

铁心体积等于:

$$V = l S k_r = \frac{k d_1 U_1 t_K}{\Delta B} \quad (\text{m}^3)$$

把 V 代入式(3.9)和(3.12),则得

$$\left. \begin{aligned} P_r &= \frac{k d_1 U_1 \Delta H}{q} \quad (\text{W}) \\ P_w &= \frac{k d_1 U_1 \Delta B \delta^2}{12 \rho t_K q} \quad (\text{W}) \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

从式(5.6)可见,磁滞损耗和磁感应增量及铁心截面积都无关;涡流损耗和铁心截面积无关,但和磁感应增量成正比。因此,提高磁感应增量,只增大涡流损耗。如果由于电工钢带厚度比较薄,使涡流损耗足够小的话,则可以选取尽可能高的磁感应增量。当铁心中没有空气隙也没有去磁磁场时,如果铁心材料是 DG1—DG4,则可以根据脉冲功率按表 5.2 选取磁感应增量。当存在去磁磁场时,根据铁心材料和去磁磁场的强度来选取 ΔB 值。当采用矩形系数较低的铁心材料时,如果 $H_0 = -H_c$,则 $\Delta B \approx 0.9 B_s$;如果 $H_0 = -(1.5-2)H_c$,则 $\Delta B \approx 1.8 B_s$ 。当采用矩形系数很高的铁心材料时,如果 $H_0 = -(1.1-1.5)H_c$,则 $\Delta B \approx (1.5-2)B_s$ 。

为了保证有效脉冲磁导率不低于平均脉冲磁导率的 50%,应

表 5.2 磁感应增量和脉冲功率的关系

脉冲功率 P_s (kW)	磁感应增量 ΔB (T)
0.005 以下	0.01—0.05
0.005—0.05	0.05—0.1
0.05—50	0.1—0.3
50—500	0.3—0.5
500—5000	0.5—0.8
5000 以上	0.8—1.0

按如下条件选取铁心材料的带厚:

$$\delta \leq \sqrt{\frac{12 \rho_T t_x}{\mu_d}}$$

式中 ρ_T 为铁心材料的电阻率。

初步计算时也可以根据脉冲宽度按表 5.3 选取相应的带厚。

表 5.3 铁心材料的带厚和脉冲宽度的关系

铁心材料	脉冲宽度 t_x (μs)			
	0.25 以下	0.25—0.5	0.5—1	1 以上
DG 1—DG 4 1J50, 1J34, 1J54 1J79, 1J80, 1J85	0.01—0.03	0.02—0.05	0.04—0.08	0.05—0.1

从图 3.15—3.17 可见,提高 ΔB 值,铁心损耗增长,变压器温升提高。设计实践表明,由于铁心的散热条件良好,温升通常不超过允许值。因此,在设计大功率脉冲变压器时,可以选取比较高的磁感应增量。在采用宽 15—30 mm 的冷轧电工钢带时,只要铁心的比损耗在 $0.5W/cm^2$ 以下,温升就不会超过规定值。

5.7 铁心截面积的确定

引起脉冲前沿和平顶畸变的变压器参数主要由铁心截面积和磁感应增量来确定。脉冲平顶降落、磁感应增量、铁心截面积、

及其他结构参数与已知数据的关系见式(4.21)。

通过分析表 4.1 和 4.2 中的各个公式,以及饼式绕组和锥形绕组的类似关系可知,漏感和动态电容可以表示成如下的一般形式:

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{B}} &= \frac{5\pi \times 10^{-7} N^2 p F_L(\Delta_K, d_K, n)}{h} \quad (\text{H}) \\ C_{\text{B}} &= \frac{10^{-10} p h}{10.8\pi} F_C\left(\frac{e_K}{\Delta_K}, n\right) \quad (\text{F}) \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

当已知绕组线路、所用绝缘材料、绝缘距离、线径、变比 n 等量时, $F_L(\Delta_K, d_K, n)$ 和 $F_C(e_K/\Delta_K, n)$ 也是已知的。

由于铁心的存在,漏感将增大 1.25 倍,这在公式(5.7)中已经考虑了。

把公式(5.7)表示的 L_{B} 与 C_{B} 代入式(1.17)和(1.19),并考虑到式(4.22)、(3.3)及铁心填充系数,则得

$$t_s = \frac{p}{S} \beta \quad (\text{s}) \quad (5.8)$$

在 $x=0$ 时,

$$\beta = \frac{2.15 \times 10^{-9} \tau_s t_K U_1}{\Delta B k_T} \times \sqrt{\alpha F_L(\Delta_K, d_K, n) F_C\left(\frac{e_K}{\Delta_K}, n\right) \left(1 + \frac{L_p}{L_{\text{B}}}\right) \left(1 + \frac{C_p}{C_{\text{B}}}\right)} \quad (\text{m}\cdot\text{s})$$

在 $x=1$ 时, β 公式中的 α 应当用 $(1-\alpha)$ 来代替。

假定铁心截面为矩形,边长分别为 a 和 b 。这时铁心的周长为

$$p_T = 2\sqrt{S} \left(\sqrt{\frac{a}{b}} + \sqrt{\frac{b}{a}} \right) \quad (\text{m})$$

绕组平均匝长为

$$p = 4 \left[\frac{1}{2} \sqrt{S} \left(\sqrt{\frac{a}{b}} + \sqrt{\frac{b}{a}} \right) + \sum (\Delta_K + d_K) \right] \quad (\text{m}) \quad (5.9)$$

式中 $\sum (\Delta_K + d_K)$ 为总的绝缘尺寸。

式(5.8)中的系数 β 由已知数据和前面求得的参数来确定, 因而是可以算出的. 选定 Δ_K 和 d_K 之后, 还可以精确地计算 $\sum (\Delta_K + d_K)$.

从式(5.8)和(5.9)可知, 脉冲前沿畸变只和铁心截面积及尺寸 a, b 有关. 利用公式

$$k_s = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{a}{b}} + \sqrt{\frac{b}{a}} \right)$$

并求极值, 即可得到 k_s 的最小值, 其结果证明: 在 $a=b$ 时周长最短. 因此, 为了减小前沿宽度, 最好采用正方形截面的铁心.

把式(5.9)代入(5.8), 相对于 S 求解, 则得

$$S \geq \left(\frac{2 \beta k_s}{t_s} \right)^2 \left[1 + \sqrt{1 + \frac{t_s \sum (\Delta_K + d_K)}{\beta k_s^2}} \right]^2 \quad (\text{m}^2) \quad (5.10)$$

根据式(4.14), $\eta = \alpha$, 并相对于 S 求解式(4.21), 则有

$$S \leq \frac{4 \pi \times 10^{-7} P_2 t_K \mu_c \Delta U_2}{(1 - \alpha) k_T \Delta B^2 U_2} \quad (\text{m}^2) \quad (5.11)$$

分析式(5.10)和(5.11)便知, 从脉冲波形出发, 希望铁心的截面积越大越好; 从损耗和效率的观点来看, 铁心的截面积越小越好, 两者是互相矛盾的. 在实际设计时, 先按式(5.10)确定铁心截面积, 并求得 l , 然后检查其是否满足式(5.11).

也可以根据平顶降落来判定求得的铁心截面积是否合适. 这时, 先按上述方法求得 S, l 和 N_1 . 然后按式(2.3)确定磁化电感, 按式(1.3)、(1.7)或(1.8)确定脉冲平顶降落.

下面计算时要利用这里求得的 L_1 和 $\Delta U/U$ 值.

对于波形要求不严的中小功率脉冲变压器来说, 当采用心式结构时, 铁心截面积按下式确定^[7]:

$$S = \frac{1}{10 \Delta B} \sqrt{\mu_c t_K P_2 \frac{\Delta U}{U} K} \quad (\text{m}^2)$$

式中 $K = S/l = 0.18 \sim 0.32$; $\mu_c = \frac{\Delta B}{\Delta H}$ ——按图 3.13 确定.

5.8 绕组匝数、绕线高度 及平均磁路长度的确定

确定了铁心截面积之后,按式(3.3)确定初次级绕组的匝数:

$$N_1 = \frac{U_1 t_k}{\Delta B S k_r} \quad N_2 = n N_1$$

在考虑绕组线路、导线的绝缘及匝间距离的情况下,根据每层匝数和带绝缘线径来确定绕线高度 h 。当绕组为多层时,层数越多,绕线高度就越短。通常,在保持足够抗电强度的前提下,希望绕线高度越小越好。绕线高度与绝缘距离 h' 、 h'' (图4.21)确定了铁心柱的高度。绝缘距离 $\sum(\Delta_x + d_x)$ 确定了铁轭的长度 h_{r_0} 。

因此,铁心的平均磁路长度为

$$l = 2(h + h' + h'') + 2h_{r_0} + 4\sqrt{S} \quad (\text{m})$$

把求得的铁心平均磁路长度代入(5.11),检查其是否满足要求。这时,公式中应代入铁心的有效脉冲磁导率,即代入按式(3.14)或图3.12和3.14求得的磁导率。如果式(5.11)不成立,则说明求得的铁心截面积不能保证允许的脉冲平顶降落。为了能满足该不等式,需要采取如下措施:

1. 采用更好的铁心材料,或把铁心材料的带厚减薄一些,以降低涡流损耗,提高有效脉冲磁导率。由于脉冲磁导率的下降主要是涡流引起的,采用更薄的带料往往能取得良好的效果。

2: 适当降低磁感应增量。根据公式(5.10),当磁感应增量下降时,铁心截面积和铁心体积都增长,因而,通常不希望采用这种措施。

设计实践证明,利用前面介绍的优质磁性材料,都能满足不等式(5.11)。仅在个别情况下,当对脉冲波形要求特别严时,不等式(5.11)才难以成立。

5.9 变压器电路的波阻抗

为了保证前沿顶部没有上冲,应按式(5.3)或(5.4)算出 L_s 和 C ,然后按下式确定波阻抗:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C}}$$

所设计脉冲变压器的波阻抗如果等于按上式求得值,则前沿顶部就不会出现上冲。

在确定铁心截面积时没有考虑这种状况。因此,必须对初步设计出的脉冲变压器进行验算,检查漏感和动态电容之比是否满足要求。

按下式验算波阻抗:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C}} = \sqrt{\frac{L_{s0} + L_p}{C_s + C_p}} \quad (\Omega) \quad (5.12)$$

式中 L_{s0} 和 C_s 可根据所设计变压器的结构参数与绕组线路,按表4.1和4.2的相应公式进行计算。

初步设计出的脉冲变压器,通常都不满足式(5.12)。因此,需要对结构参数进行修正。

修正的方法并不复杂,通过对波阻抗的验算,调整一下绝缘距离或绕线高度就可以了。如果波阻抗大于所需要的值,应该减小绝缘距离,但必须保证足够的抗电强度。当不允许减小绝缘距离时,就增大绕线高度。如果波阻抗小于所需要的值,则应增大绝缘距离,或减小绕线高度。有时,通过改变磁感应增量,或选取相应的绕组线路,来保证必须的波阻抗。

为了比较不同线路的波阻抗值,可以利用图4.11—4.16。最好是调整绝缘距离。因为,绝缘距离的变化对脉冲前沿和铁心截面积都影响不大。增大绕线高度将导致铁心体积和铁心损耗都增长,因而不希望的。

上述参数中只要有一个发生了变化,都要按式(5.10)和(5.11)重新计算铁心的截面积。实际上,式(5.12)两边之差在±10%的范围内已经可以了。因为,影响漏感和动态电容的还有匝间距离、脉冲状态下的介电常数、铁心的存在等,这些因素都是难以考虑的。此外,波阻抗在±15%的范围内变化,对顶部上冲和前沿宽度影响不大。

5.10 根据分布电容来修正 变压器的结构参数

前面已经说过,动态电容对脉冲前沿的畸变影响极大。图1.20表明,当 α 值足够大时,随 $x = C_1 / (C_1 + C'_1)$ 的变化,前沿相对宽度 τ ,会增大三倍以上。

按式(5.10)求得的铁心截面积不一定能满足动态电容的要求,变压器具有的动态电容可能和需要的值有很大差别。因此,必须根据电路的实际分布电容来修正变压器的结构参数。为此,按初步求得的变压器结构数据,算出电容 C_{1B}, C_{12B}, C_{2B} ,并按下式确定 x 值:

当 $n > 1$ 时,

$$x = \frac{C_{1B} + C_{1P}}{C_{1B} + C_{1P} + C_{12B} + C_{2B} + C'_{2P}}$$

当 $n < 1$ 时,

$$x = \frac{C_{1B} + C_{1P} + C_{12B}}{C_{1B} + C_{1P} + C_{12B} + C_{2B} + C'_{2P}}$$

根据求得的 x 值和图1.20确定 τ 值。然后,按式(5.10)重新确定铁心的截面积和变压器的所有参数。这种运算一直重复到本次得到的铁心截面积和前一次算出的基本相同时为止。每进行一次计算都要检查波阻抗,并根据相应的 α 和 x 值按图1.20确定出 γ 值,然后再验算波阻抗。

图1.20是针对线性负载,前沿顶部没有上冲这样的条件而作

出的。当允许前沿顶部有不大(10%以下)上冲时,不论是线性负载,或者是非线性负载,都可用线性插入法来确定 τ 和 ρ 值。

因此,变压器的结构参数是通过逐次近似的方法确定的。最后按求得的变压器结构参数来确定等值线路的参数,并检查脉冲前沿、平顶和后沿是否满足要求。

5.11 脉冲变压器的温升

脉冲变压器的温升可以象普通电源变压器那样计算。在变压器工作的过程中,铁心和绕组中的损耗变为热,并使变压器相应部分的温度升高。在温度梯度影响下,热量从温度较高的地方通过辐射和对流传递到周围环境。

变压器的温升应不超过允许值。允许温升等于绝缘材料的极限工作温度与最高环境温度之差。对于变压器油来说,极限工作温度为 95°C 。一般最高环境温度为 $40\text{—}50^{\circ}\text{C}$ 。因此,允许温升为 40°C 左右。为了降低温升,变压器应当有足够的散热面积。

变压器中的发热元件是铁心和绕组。为了保证温升不超过允许值,该元件的散热面积应当满足下式:

$$S_{T_m} \geq \frac{P_s}{k_x \Delta t} \quad (\text{m}^2) \quad (5.13)$$

式中 Δt 为允许温升; k_x 为传热系数; P_s 为消耗功率。对于油浸式脉冲变压器来说, $k_x = 5 \times 10^{-3} \text{W}/(\text{C} \cdot \text{cm}^2)$;对于干式脉冲变压器来说, $k_x = 1.25 \times 10^{-3} \text{W}/(\text{C} \cdot \text{cm}^2)$ 。式(5.13)可以用来确定必须的箱壳散热面积。

在吹风的条件下,散热面积可以减少 $40\text{—}50\%$ 。

当最高环境温度为 $40\text{—}50^{\circ}\text{C}$ 时,脉冲变压器各部分的允许温升如下:铁心和油之间为 50°C ;绕组和油间为 40°C ;油箱壳和环境间为 30°C 。变压器油和箱壳间的温差通常为 $1\text{—}2^{\circ}\text{C}$,计算时可以不考虑。

把最高允许温升代入式(5.13),可以求得变压器各部分的比

表 5.4 变压器各部分的比热负荷

变压器的冷却方式	散热表面	比热负荷 $\left(\frac{W}{cm^2}\right)$
油浸式	铁心	0.25
油浸式	线圈	0.20
空气自然冷却	铁心	0.06
空气自然冷却	线圈	0.05

热负荷(表 5.4)。

脉冲变压器的比热负荷略高于电源变压器。因为脉冲变压器的连续工作时间和寿命都比电源变压器短。

脉冲变压器铁心中产生的热量,可以沿电工钢带的轧制方向传输,也可以垂直于轧制方向而传输。因为电工钢带有较高的导热系数,沿轧制方向的传热效果比较好。由于电工钢带表面有绝缘层,该绝缘层的导热系数较小,因而,垂直于轧制方向的热传输较差。在确定散热表面时应注意这种状况。

在脉冲变压器中,由于重复频率高,涡流损耗大,不允许有很高的比热负荷。用两个较薄的铁心重叠起来组成一个铁心,在这两个铁心间留 2—4 mm 的油道,可以增大铁心的散热面积,能显著改善变压器的温升。有时采用 0.01 mm 左右的极薄钢带,或者降低磁感应增量等,以减小涡流损耗。为了改善散热,在绕组和铁心间同样应留几个毫米的油道。从这个观点来看,图 4.22 的绕组结构是最佳的。

脉冲变压器的绕组损耗远小于铁心损耗。加之绕组层数不多,因此,绕组的散热没有什么困难。

变压器的油箱壳可以是波浪形的,或散热器式的。既可以靠自然对流散热,也可以强制风冷。当变压器温升较高时,可以采用强制循环油冷。

为了防止温度升高时由于变压器油的膨胀在密封的油变压器内部产生过大的压力,油箱壳上应当有扩张器或隔膜袋。

扩张器是和油箱壳相连并高于箱壳上盖的容器。变压器工作

时,油受热膨胀,往扩张器内扩张。扩张器上装有吸湿器,吸湿器内有硅胶,能吸收箱壳内空气的水分,防止变压器油受潮。

隔膜袋由厚 0.6 mm 的尼龙橡胶布制成,也可以用 0.05 mm 厚的锦纶绸与聚氨酯橡胶液复合而成,其方法是:先将锦纶绸裁缝成所需的尺寸,然后用聚氨酯橡胶液涂刷两次并加热固化。使用时把它装在扩张器中,使油和空气隔开。隔膜袋能保证在 $-40 \sim +105^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内使用,伸缩率高达 95%。

5.12 脉冲后沿的宽度

为了验算后沿宽度,先按式(1.30)确定参数 δ_1 ,按图 1.25 求得 0.1 电平处的后沿相对宽度 τ_j ,然后按下式确定脉冲后沿宽度:

$$t_j = \tau_j \sqrt{L_1 C} \quad (\text{s}) \quad (5.14)$$

式中的 L_1 和 C 为通过结构计算而求得的磁化电感和分布电容。当 $\delta_1 \gg 2$ 时,可以利用下面的近似公式来确定后沿宽度:

$$t_j \approx 2.3 RC \quad (\text{s})$$

当 $\delta_1 = 2$ 时,按该式求得的后沿宽度比实际值大 22% 左右。随着 δ_1 的增长,这种误差迅速下降。

当求得的后沿宽度超过规定值时,建议采取下面措施。

对于磁滞回环为矩形的铁心材料来说,饱和区的磁导率激烈下降。因此,通过选取适当的去磁磁场强度,保证脉冲结束的瞬间铁心正好达到饱和。由于铁心饱和时磁导率下降,因而磁化电感减小。从式(5.14)可见,这时后沿宽度也减小。然而, δ_1 同样下降。为了防止产生振荡,必须在负载上并联抑制二极管。通过调节去磁电流就能得到所需的去磁磁场强度。

5.13 脉冲变压器的经济指标

脉冲变压器的经济指标有:效率、功率系数以及有效材料的

利用系数 k_B , 该系数是衡量变压器优劣的重要依据。利用系数表示单位功率消耗的铁心和绕组材料。

脉冲变压器的效率按下式计算:

$$\eta = \frac{P_{2P} - P_q}{P_{2P} - P_q + P_T + P_R}$$

式中 $P_{2P} = U_1^2 / (R_2 q)$ —— 脉冲变压器的平均输出功率; P_q 为无功功率, 它等于动态电容、漏感、磁化电感等电抗性元件中储存的能量。不难证明:

$$P_q = 0.5FU_1^2 \left[C_B + \frac{L_{\sigma B}}{(R_2')^2} + \frac{t_K^2}{L_1} \right] \quad (\text{V} \cdot \text{A})$$

用这种方法确定的效率通常很高, 在 0.95—0.98 的范围内。

功率系数在某种程度上类似于电源变压器的 $\cos \varphi$, 它等于负载有功功率与变压器总的输入功率之比:

$$k_p = \frac{P_{2P} - P_q}{P_{2P} + P_T + P_R}$$

k_p 与 η 的关系为

$$k_p = \eta \frac{P_{2P} - P_q}{P_{2P} - P_q(1 - \eta)} \approx \eta \left(1 - \frac{P_q}{P_{2P}} \right)$$

因为 $P_q(1 - \eta) \ll P_{2P}$ 。

脉冲变压器的功率系数通常在 0.75—0.85 的范围内。显然, 这个值是不高的。利用功率系数可以估价各种元件中总的损耗。

脉冲变压器的利用系数按下式确定:

$$k_B = \frac{V_R + V}{P_2} \approx \frac{V}{P_2} \quad \left(\frac{\text{cm}^3}{\text{W}} \right) \quad (5.15)$$

式中 V_R 为导线体积。如果所设计脉冲变压器的利用系数 $k_B \leq 50 \times 10^{-6} \text{cm}^3/\text{W}$, 则该设计是成功的。

第六章 高压大功率脉冲变压器设计实例

为了使读者能熟练掌握高压脉冲变压器的设计方法,本章介绍有一定难度的设计实例,以具体说明脉冲变压器的详细设计过程。

6.1 计算的原始数据

作为例子,我们研究大功率调制器中所用的脉冲变压器。它的负载为速调管,储能元件是人工线。之所以选取速调管作为负载,是由于:第一,速调管是很有发展前途的大功率超高频振荡器件;第二,以速调管为负载的脉冲变压器,其功率甚强,电压极高,变比很大,能说明最复杂脉冲变压器的设计方法。

速调管的参数如下:

超高频功率	30(MW)
效率	0.4
板压	280(kV)
灯丝电压	12(V)
灯丝电流	30(A)

这些参数是进行脉冲变压器设计所必须的。

假设速调管需要的脉冲宽度为 $2\mu\text{s}$,重复频率为 50Hz 。在 0.9 电平测得的脉冲前沿宽度应不超过 $0.3\mu\text{s}$;在 0.1 电平测得的脉冲后沿宽度应不超过 $0.5\mu\text{s}$;脉冲平顶降落应小于 2% ;前沿顶部不允许有上冲。考虑到速调管的效率,脉冲变压器的输出功率应不低于 75MW 。由于功率大,希望脉冲变压器的效率尽量高,最好为 0.95 。

脉冲变压器安装在固定设备中。由于结构紧凑,次级电路的引线电感和引线电容均忽略不计。速调管的极间电容为 5PF 。为

了减小次级电路的电容,同时又考虑到 280 kV 的高电位灯丝变压器难以制做,速调管的灯丝经脉冲变压器次级绕组供电。

为了说明变比对脉冲变压器参数的影响,本例给出三个方案,脉冲振荡器的电压分别为 12、60 及 2.4 kV。以电压为 12 kV 的方案为主。

在储能器完全放电的脉冲振荡器中,希望振荡器内阻与负载电阻相匹配。在脉冲功率 75 MW,变压器效率为 0.95 的情况下,脉冲振荡器的内阻为

- a. 电压 $U_1 = 12 \text{ kV}$, $R_i = 1.82 \Omega$
- b. 电压 $U_1 = 60 \text{ kV}$, $R_i = 45.5 \Omega$
- c. 电压 $U_1 = 2.4 \text{ kV}$, $R_i = 0.073 \Omega$

变压器初级电路的寄生参数为

- a. 引线电感 $L_{1m} = 0.1 \mu\text{H}$; 振荡器电容与引线电容之和为 $C_{1m} = 2500 \text{ PF}$; 储能器充电电流的有效值为 $I_{cB} = 1.5 \text{ A}$ 。
- b. $L_{1m} = 2.5 \mu\text{H}$, $C_{1m} = 100 \text{ PF}$, $I_{cB} = 0.3 \text{ A}$
- c. $L_{1m} = 4 \times 10^{-3} \mu\text{H}$, $C_{1m} = 62500 \text{ PF}$, $I_{cB} = 7.5 \text{ A}$

为了简单起见,假定变压器的输入脉冲没有畸变。

6.2 等值线路参数的计算

为了选取脉冲变压器的绕组线路,首先要确定变比:

- a. $n = \frac{U_2}{U_1 \eta_B} = \frac{280 \times 10^3}{12 \times 10^3 \times 0.95} = 24$
- b. $n = 4.8$
- c. $n = 120$

根据图 4.5—4.10,图 4.17 及求得的变比,并考虑到次级电压很高,因此,应选取寄生时间常数小、抗电强度高的线路方案。比较 $n = 24, 4.8, 120$ 时的 T_* 值可知,锥形绕组能同时满足三种方案的要求: $n = 24$, $T_* = 0.75$; $n = 4.8$, $T_* = 0.65$; $n = 120$, $T_* = 0.76$ 。

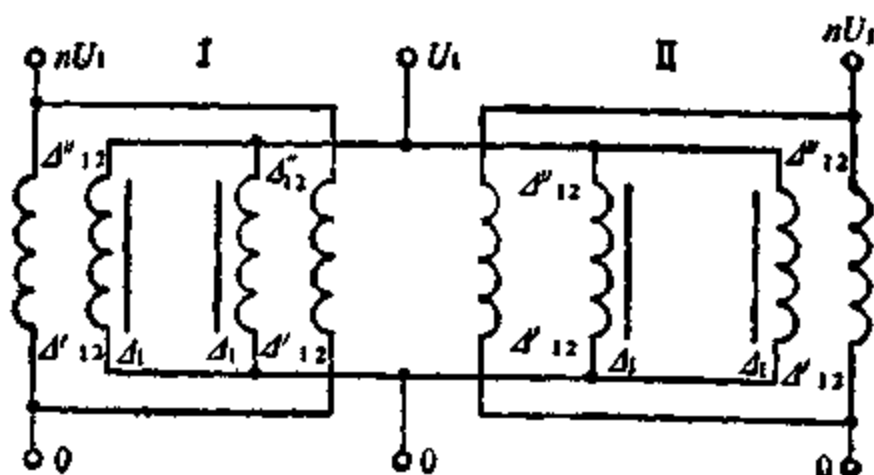


图 6.1 脉冲变压器绕组各段的连接线路

考虑到第四章的有关建议,对于锥形绕组(图 4.4)来说,采用图 4.23 的变压器结构。

在选取次级绕组各段间的连接线路时,必须保证初次级绕组间的电场要尽可能均匀。初级绕组各段的连接线路可以不同。因为在 a 和 c 方案中的变比极高,在 b 方案中变比仍然不算小,因而,初次级绕组间的动态电容和绕组间的电压分布无关。

为了提高变压器的抗电强度,希望初次级绕组都由四段并联组成。这时,变压器的绕组线路如图 6.1 所示。为了给速调管灯丝供电,次级绕组分成对称的两组 I 和 II。尽管次级绕组分别绕在两个不同的铁心柱上,速调管灯丝电流所产生的磁场仍能相互补偿。

根据速调管的效率和板压来确定它的等值直流电阻:

$$R_2 = \frac{U_1^2}{P_{e1}} n_{e1} = \frac{(280 \times 10^3)^2}{30 \times 10^6} \times 0.4 = 1047 \Omega$$

$$a. R'_1 = R_2/n^2 = 1047/24^2 = 1.82 \Omega$$

$$b. R'_1 = 45.5 \Omega$$

$$c. R'_1 = 0.073 \Omega$$

按公式(5.1)确定必须的初级磁化电感:

$$a. L_1 \geq \frac{t_r R_1 R'_1}{(R_1 + R'_1) \frac{\Delta U_2}{U_2}} = \frac{2 \times 10^{-6} \times 1.82 \times 1.82}{(1.82 + 1.82) \times 0.02} = 91 \times 10^{-6} \text{H}$$

$$b. L_1 \geq 2.28 \times 10^{-9} \text{H}$$

$$c. L_1 \geq 3.64 \times 10^{-9} \text{H}$$

三个方案的变比都显著大于1,因此,初步计算时采用图 1.18 的等值线路,并假定 $\alpha = 0$ 。

按照设计要求,前沿顶部上冲应等于零。根据图 1.27,选取 $\delta_p = 1$ 。在 $\delta_p > 1$ 时,前沿顶部也没有上冲,然而,这时脉冲前沿宽度加大。利用 $\delta_p = 1$ 的曲线,在 0.9 电平处求得前沿相对宽度为 3.25。三种方案的电压传输系数为

$$\alpha = \frac{R'_1}{R_1 + R'_1} = \frac{1.82}{1.82 + 1.82} = 0.5$$

按式(5.2)计算允许的漏感和分布电容:

$$a. L_s = \frac{t_s (\delta \pm \sqrt{\delta^2 + \alpha - 1}) (R_1 + R'_1)}{\tau_s}$$

$$= \frac{0.3 \times 10^{-6} (1 \pm \sqrt{1^2 + 0.5 - 1}) (1.82 + 1.82)}{3.25}$$

$$= \begin{cases} 0.575 \times 10^{-6} \\ 0.099 \times 10^{-6} \end{cases} \text{ (H)}$$

$$b. L_s = \begin{cases} 14.4 \times 10^{-6} \\ 2.47 \times 10^{-6} \end{cases} \text{ (H)}$$

$$c. L_s = \begin{cases} 23 \times 10^{-6} \\ 2.96 \times 10^{-6} \end{cases} \text{ (H)}$$

$$a. C = \frac{t_s}{\tau_s (\delta \pm \sqrt{\delta^2 + \alpha - 1}) R'_1}$$

$$= \frac{0.3 \times 10^{-6}}{3.25 (1 \pm \sqrt{1^2 + 0.5 - 1}) \times 1.82} = \begin{cases} 29.7 \times 10^{-9} \\ 173 \times 10^{-9} \end{cases} \text{ (F)}$$

$$b. C = \begin{cases} 1.17 \times 10^{-9} \\ 6.9 \times 10^{-9} \end{cases} \text{ (F)}$$

$$c. C = \begin{cases} 0.74 \times 10^{-9} \\ 4.3 \times 10^{-9} \end{cases} \text{ (F)}$$

下面计算时将舍去较小的漏感,而采用其较大的值;舍去较大的分布电容,而采用其较小的值。

a. $L_s = 0.575 \times 10^{-6}(\text{H}) \quad C = 29.7 \times 10^{-9}(\text{F})$

b. $L_s = 14.4 \times 10^{-6}(\text{H}) \quad C = 1.17 \times 10^{-9}(\text{F})$

c. $L_s = 23 \times 10^{-6}(\text{H}) \quad C = 0.74 \times 10^{-9}(\text{F})$

为了保证前沿顶部没有上冲,波阻抗应具有如下的数值:

a. $\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C}} = \sqrt{\frac{0.575 \times 10^{-6}}{29.7 \times 10^{-9}}} = 4.4 \Omega$

b. $\rho = 110 \Omega$

c. $\rho = 0.176 \Omega$

按求得的 L_s 和 C ,及任务书规定的初次级电路寄生参数,确定允许的变压器漏感和分布电容。假定变压器初级绕组的出头引线电感等于初级电路的引线电感。折算到次级的变压器漏感为初级漏感的 n^2 倍,因而,次级绕组的出头引线电感忽略不计。这时:

a. $L_{sB} = L_s - L_{lm} - L_{Rm} = 0.575 \times 10^{-6} - 0.1 \times 10^{-6} - 0.1 \times 10^{-6} = 0.375 \times 10^{-6} \text{ H}$

b. $L_{sB} = 9.4 \times 10^{-6} \text{ H}$

c. $L_{sB} = 15 \times 10^{-6} \text{ H}$

a. $C_B = C - C_{lm} - C_s n^2 = 29.7 \times 10^{-9} - 2.5 \times 10^{-9} - 5 \times 10^{-12} \times 24^2 = 24.3 \times 10^{-9} \text{ F}$

b. $C_B = 0.974 \times 10^{-9} \text{ F}$

c. $C_B = 0.607 \times 10^{-9} \text{ F}$

6.3 绝缘方式、绝缘距离 及绕组导线的选取

三个方案的初级电压都不算高,可以采用绝缘厚纸或电缆纸作为初级绕组与铁心间的绝缘。然而,考虑到变压器的功率极大,为了改善铁心与绕组的散热,最好初级绕组与铁心间为纯油间隙。

初级绕组的绝缘结构如图 4.22 所示。为了便于对三种方案

的变压器进行比较,为了改善铁心的散热条件,根据 60 kV 的工作电压来选取绝缘距离 Δ_1 ,而且,三个方案的 Δ_1 值相同。

根据变压器油的抗电强度(表 4.3),并打一半折扣,求得绝缘距离 $\Delta_1 = 0.85 \text{ cm}$ 。考虑到铁心表面不光滑,会使绝缘间隙 Δ_1 中的电场有某些不均匀,以及绝缘支架表面击穿电压较低,还希望铁心和初级绕组有良好的散热条件,因此,取 $\Delta_1 = 1 \text{ cm}$ 。用有机玻璃做绝缘骨架。

由于初次级绕组间电压极高,并考虑到在脉冲振荡器及脉冲变压器过电压下速调管会发生短时击穿,可能产生火花,因此,初次级绕组间用纯油间隙绝缘。在故障状态,绝缘间隙 Δ_2^* 可能短时击穿,采用油绝缘,能自动恢复其绝缘性能。当油老化时,不必把变压器拆下来就可以换油,这都是采用该种绝缘介质的主要原因。

在图 4.23 所示的绝缘结构中,绕组间的电场是非常均匀的。为了确定绝缘距离 Δ_2^* ,要考虑变压器油的抗电强度和脉冲宽度、电极距离、电极形状等因素的关系。根据允许电场强度为 140—110 kV/cm 求得绝缘距离 $\Delta_2^* = 2—2.5 \text{ cm}$ 。考虑到使用过程中油的老化,取 $\Delta_2^* = 3 \text{ cm}$ 。绝缘距离 Δ_2' 等于骨架的厚度,通常 $\Delta_2' = 0.3 \text{ cm}$ 。仍用有机玻璃做骨架。

在所选的变压器结构中,绕组的散热条件很好。电流密度可以提高到 15—20 A/mm²。然而,为了保证变压器有较高的效率,为了防止速调管灯丝电流在次级绕组中产生过大的电压降,取电流密度为 5 A/mm²。降压灯丝变压器接到次级绕组的 I 组和 II 组间,次级绕组始端接交流电网。这时,次级绕组每段的灯丝电流为

$$I_{D0} = \frac{U_D}{U_{\sim}} \cdot \frac{I_D}{2} = \frac{12}{220} \cdot \frac{30}{2} = 0.82 \text{ A}$$

按已知的脉冲重复频率及脉冲宽度,求得脉冲的占空系数为

$$q = \frac{1}{Ft_K} = 10^4$$

次级绕组每段及初级的有效值电流分别等于:

$$I_{e2} = \frac{I_2}{4\sqrt{q}} = \frac{U_2}{4R_2\sqrt{q}} = \frac{280 \times 10^3}{4 \times 1047\sqrt{10^4}} = 0.67 \text{ A}$$

a. $I_{e1} = I_{e2}n = 0.67 \times 24 = 16 \text{ A}$

b. $I_{e1} = 3.2 \text{ A}$

c. $I_{e1} = 80 \text{ A}$

忽略集肤效应时各段的等值电流为

$$I_{Dz2} = \sqrt{I_{e2}^2 k_R + (2I_{Dp})^2} = \sqrt{0.67^2 \times 2.8 + (2 \times 0.82)^2} = 1.98 \text{ A}$$

a. $I_{Dz1} = \sqrt{I_{e1}^2 k_R + \left(\frac{I_{CN}}{4}\right)^2} = \sqrt{16^2 \times 2.8 + \left(\frac{1.5}{4}\right)^2} = 27 \text{ A}$

b. $I_{Dz1} = 5.4 \text{ A}$

c. $I_{Dz1} = 135 \text{ A}$

为了减弱集肤效应,初级绕组用几股线并联绕制。每股的线径和次级绕组一样。初级绕组并联的股数为

a. $N = \frac{I_{Dz1}}{I_{Dz2}} = \frac{27}{1.98} \approx 24$

b. $N = 3$

c. $N = 70$

在第三个方案中,初级绕组并联的股数过多。因此,该绕组最好用宽而薄的扁线绕制。初级绕组的线径为

$$d_1 = d_2 = 1.13\sqrt{\frac{I_{Dz2}}{j}} = 1.13\sqrt{\frac{1.98}{5}} = 0.71 \text{ mm}$$

这时的集肤效应系数为

$$k_{zr} = 1 + 2.18\frac{d}{\sqrt{t_r}} = 1 + 2.18\frac{0.71 \times 10^{-3}}{\sqrt{2 \times 10^{-8}}} = 2.1$$

考虑到集肤效应,把线径增大到 0.9 mm,这时的电流密度和所取值相差不多。

确定了匝数和匝间电压之后,选取导线牌号,并确定匝间距离。初步计算时取匝间距离为 1.2 mm。

6.4 铁心材料的选取及 铁心截面积的确定

选取冷轧电工钢带 DG2 为铁心材料。它的价格比软磁合金低,磁性能也比较好。为了降低铁心损耗,选取带厚为 0.05 mm。铁心做成带绕式的,形状为 CD 形,但不切开。先卷绕后退火,以保证磁滞回环有较高的矩形度。为了减小铁心尺寸,取磁感应增量为 $\Delta B = 2 B_s = 3 \text{ T}$ 。

要想得到这样高的磁感应增量,必须有去磁磁场。由于人工线的充电电流不够大,必须利用专门的去磁电源,经脉冲变压器的初级绕组去磁。

从图 3.17 可见,DG2-0.05 的比磁化能为 $20 \times 10^{-4} \text{ J/cm}^3$ 。因而,当脉冲重复频率为 50Hz 时,单位体积的损耗为 0.1 W/cm^3 。比损耗相对不高,铁心的温升不会超过允许值。

根据脉冲宽度和铁心材料的带厚,按图 3.12 求得有效脉冲磁导率为 3000。

假定铁心的制造工艺十分完善,因而,铁心的填充系数为 0.85。

为了减小绕组的平均匝长,铁心截面做成正方形的,这时 $k_s = 1$ 。对于四段并联的锥形绕组来说:

$$\begin{aligned} F_L(\Delta_K, d_K, n) &= \frac{1}{4} \left[\Delta_{12}^* \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \times \frac{\Delta_{12}^*}{p} \right) + \frac{d_1 + d_2}{3} \right] \\ &= \frac{1}{4} \left[0.03 \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \times 0.1 \right) + \frac{1.2 \times 10^{-3} + 1.2 \times 10^{-3}}{3} \right] \\ &\approx 3.45 \times 10^{-5} \text{ m} \end{aligned}$$

由于变比不同,各个方案的 $F_L \left(\frac{\varepsilon_K}{\Delta_K}, n \right)$ 值互不相同,其值分别为:

$$\begin{aligned} \text{a. } F_c\left(\frac{e_K}{\Delta_K}, n\right) &= 4\left[\frac{e_1}{\Delta_1} + \frac{3e_{12}}{\Delta_{12}^*}\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \times \frac{\Delta_{12}^*}{p}\right)(n-1)^2\right] \\ &= 4\left[\frac{2.2}{0.01} + \frac{3 \times 2.2}{0.03}\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \times 0.1\right)(24-1)^2\right] \\ &= 20.2 \times 10^4 \text{ F/m} \end{aligned}$$

$$\text{b. } F_c\left(\frac{e_K}{\Delta_K}, n\right) = 6.38 \times 10^3 \text{ F/m}$$

$$\text{c. } F_c\left(\frac{e_K}{\Delta_K}, n\right) = 5.4 \times 10^3 \text{ F/m}$$

这里取 $\Delta_{12}^*/p = 0.1$; 取 $e_1 = e_{12} = 2.2$ 。求得系数 β 为:

$$\begin{aligned} \text{a. } \beta &= \frac{2.15 \times 10^{-9} \tau_s t_K U_1}{\Delta B k_r} \sqrt{\alpha F_L F_c \left(1 + \frac{L_r}{L_{sB}}\right) \left(1 + \frac{C_r}{C_B}\right)} \\ &= \frac{2.15 \times 10^{-9} \times 3.25 \times 2 \times 10^{-6} \times 12 \times 10^3}{3 \times 0.85} \\ &\times \sqrt{0.5 \times 3.45 \times 10^{-3} \times 20.2 \times 10^4 \left(1 + \frac{0.2}{0.375}\right) \left(1 + \frac{5.4}{24.3}\right)} \\ &= 1.67 \times 10^{-9} \text{ m}\cdot\text{s} \end{aligned}$$

$$\text{b. } \beta = 1.49 \times 10^{-9} \text{ m}\cdot\text{s}$$

$$\text{c. } \beta = 1.73 \times 10^{-9} \text{ m}\cdot\text{s}$$

按公式(5.10)确定铁心的截面积:

$$\begin{aligned} \text{a. } S &\geq \left(\frac{2\beta k_s}{t_s}\right)^2 \left[1 + \sqrt{1 + \frac{t_s \sum (\Delta_K + d_K)}{\beta k_s^2}}\right]^2 \\ &= \left(\frac{2 \times 1.67 \times 10^{-9} \times 1}{0.3 \times 10^{-6}}\right)^2 \\ &\times \left[1 + \sqrt{1 + \frac{0.3 \times 10^{-6} (0.01 + 0.03 + 0.0012 + 0.0012)}{1.67 \times 10^{-9} \times 1^2}}\right]^2 \\ &= 19.2 \times 10^{-4} \text{ m}^2 = 19.2 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

$$\text{b. } S = 16.4 \text{ cm}^2$$

$$\text{c. } S = 20 \text{ cm}^2$$

为了使铁心截面积成为正方形,所需的钢带宽度为:

$$a. a = \sqrt{S} = \sqrt{19.2} = 4.4 \text{ cm} = 44 \text{ mm}$$

$$b. a = 40.5 \text{ mm}$$

$$c. a = 44.7 \text{ mm}$$

当成品钢带没有合适的宽度时,可以自己下料。如果不能下料,可选取 20 mm 宽的钢带,用两个铁心叠起组成一个铁心。在两个铁心间留有一定宽度的油道,从而把铁心散热面积近似提高一倍。然而,这时铁心截面积不是方的。铁心截面的形状也不是最佳的。取油道宽度为 0.5 cm。铁心截面的相应参数如表 6.1 所示。

表 6.1 铁心截面的参数

设计方案	$b(\text{cm})$	$S(\text{cm}^2)$	k_T	k_s
a	4.8	21.6	0.755	1.005
b	4.1	18.5	0.755	1.007
c	5	22.5	0.760	1.01

从表 6.1 可见, k_T 和 k_s 与前面所取值差别不大,因此,认为这个结果是可行的。

6.5 绕组匝数和平均磁路长度的确定。

脉冲平顶降落的验算

按下式确定绕组匝数:

$$a. N_1 = \frac{U_1 I_{zk}}{\Delta B S k_T} = \frac{12 \times 10^3 \times 2 \times 10^{-6}}{3 \times 21.6 \times 10^{-4} \times 0.755} = 4.9$$

取 $N_1 = 5$, 则 $N_2 = N_1 n = 5 \times 24 = 120$

$$b. N_1 = 28.6; \text{取 } N_1 = 29, \text{则 } N_2 = 139$$

$$c. N_1 = 0.94; \text{取 } N_1 = 1, \text{则 } N_2 = 120$$

在第三个方案中,初级绕组总共只有一匝。然而,从原则上讲,绕制一匝的绕组是没有困难的。

由于所取的绕组匝数略大于计算值,因此,铁心中的磁感应增量实际上低于 3 T。铁心损耗会有所降低,磁导率将有些提高。由

于计算出的匝数与所取匝数间差别不大,不需要重新计算 ΔB 值。

为了确定绕线高度,先求匝间距离。在 a 和 c 方案中的匝间电压为

$$U_s = \frac{U_2}{N_2} = \frac{280 \times 10^3}{120} = 2.33 \text{ kV}$$

匝间电压不算太高,可以采用 QZ-2 导线。当线径为 0.93 mm 时,它的交流击穿电压为 3000 V,两股线可以承受 5000V 耐压,保证抗电强度有一倍以上的余量。

为了加强匝间绝缘,提高变压器的可靠性,最好采用丝包漆包线 SQ 等,带绝缘线径为 1.1 mm 左右。考虑到排绕系数,认为匝间距离为 1.25 mm。这时,每段的绕线高度为:

a. $h = 1.25 N_2 = 1.25 \times 120 = 150 \text{ mm} = 0.15 \text{ m}$

b. $h = 0.174 \text{ m}$

c. $h = 0.15 \text{ m}$

在 a 和 c 方案中铁心窗口的高度为

$$h_T = 2(h + h') = 2(0.15 + 0.01) = 0.32 \text{ m}$$

在 b 方案中 $h_T = 0.37 \text{ m}$

其中 $h' = 1 \text{ cm}$,是根据结构方面的理由而选定的。

不同铁心柱上高压引出头之间的距离取为 2 cm。这时铁心窗口的宽度为

$$\begin{aligned} h_{T_s} &= 2 \sum (\Delta_K + d_K) + 0.02 \\ &= 2(0.01 + 0.03 + 0.00125 + 0.00125) + 0.02 = 0.105 \text{ m} \end{aligned}$$

铁心的平均磁路长度为:

a. $l = 2 h_T + 2 h_{T_s} + 4 b$

$$= 2 \times 0.32 + 2 \times 0.105 + 4 \times 0.048 = 1.036 \text{ m}$$

b. $l = 1.12 \text{ m}$

c. $l = 1.04 \text{ m}$

按式(5.11)检查脉冲平顶降落:

$$\begin{aligned}
 \text{a. } \frac{\Delta U_2}{U_2} &\geq \frac{(1-\alpha)Sk_r l \Delta B^2 \times 10^7}{4\pi P_2 t_k \mu_s} \\
 &= \frac{(1-0.5) \times 21.6 \times 10^{-4} \times 0.755 \times 1.036 \times 3^2 \times 10^7}{4\pi \times 75 \times 10^6 \times 2 \times 10^{-8} \times 3000} \\
 &= 1.34 \times 10^{-2}
 \end{aligned}$$

$$\text{b. } \frac{\Delta U_2}{U_2} \geq 1.24 \times 10^{-2}$$

$$\text{c. } \frac{\Delta U_2}{U_2} \geq 1.4 \times 10^{-2}$$

因此,从脉冲平顶降落看,三个方案都能满足设计要求。

6.6 脉冲前沿畸变的检查

为了检查脉冲前沿的畸变,首先必须算出变压器的漏感和动态电容。绕组平均匝长及比值 Δ_{12}^*/p 为:

$$\begin{aligned}
 \text{a. } p &= 4 \left[\frac{a+b}{2} + \sum (\Delta_k + d_k) \right] \\
 &= 4 \left[\frac{0.048 + 0.045}{2} + 0.01 + 0.03 + 0.00125 + 0.00125 \right] \\
 &= 0.356 \text{ m}
 \end{aligned}$$

$$\text{b. } p = 0.342 \text{ m}$$

$$\text{c. } p = 0.36 \text{ m}$$

$$\text{a. } \Delta_{12}^*/p = 0.03/0.356 = 0.0845$$

$$\text{b. } \Delta_{12}^*/p = 0.088$$

$$\text{c. } \Delta_{12}^*/p = 0.0835$$

变压器的漏感为:

$$\begin{aligned}
 \text{a. } L_{\sigma} &= \frac{5\pi \times 10^{-7} N_1^2 p}{4h} \left[\Delta_{12}^* \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \times \frac{\Delta_{12}^*}{p} \right) + \frac{d_1 + d_2}{3} \right] \\
 &= \frac{5\pi \times 10^{-7} \times 5^2 \times 0.356}{4 \times 0.15} \left[0.03 \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \times 0.0845 \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{0.00125 + 0.00125}{3} \right] = 0.33 \times 10^{-6} \text{ H}
 \end{aligned}$$

$$b. L_{22} = 9.1 \times 10^{-6} \text{H}$$

$$c. L_{22} = 13.3 \times 10^{-6} \text{H}$$

初级绕组的动态电容:

$$a. C_{12} = \frac{4 \epsilon p h \times 10^{-10}}{10.8 \pi \Delta_1} = \frac{4 \times 2.2 \times 0.356 \times 0.15 \times 10^{-10}}{10.8 \pi \times 0.01} \\ = 0.139 \times 10^{-9} \text{F}$$

$$b. C_{12} = 0.154 \times 10^{-9} \text{F}$$

$$c. C_{12} = 0.14 \times 10^{-9} \text{F}$$

绕组之间的动态电容:

$$a. C_{122} = \frac{4 \epsilon p h \times 10^{-10}}{10.8 \pi \Delta_{11}^2} \times 3 \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \times \frac{\Delta_{11}^2}{p} \right) (n-1)^2 \\ = \frac{4 \times 2.2 \times 0.356 \times 0.15 \times 10^{-10}}{10.8 \pi \times 0.03} \\ \times 3 \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3} \times 0.0845 \right) (24-1)^2 = 32.6 \times 10^{-9} \text{F}$$

$$b. C_{122} = 0.985 \times 10^{-9} \text{F}$$

$$c. C_{122} = 0.888 \times 10^{-9} \text{F}$$

求系数 x :

$$a. x = \frac{C_{12} + C_{1m}}{C_{12} + C_{1m} + C_{122} + C_p n^2} \\ = \frac{0.139 \times 10^{-9} + 2.5 \times 10^{-9}}{0.139 \times 10^{-9} + 2.5 \times 10^{-9} + 32.6 \times 10^{-9} + 5 \times 10^{-12} \times 24^2} \\ = 0.069$$

$$b. x = 0.188$$

$$c. x = 0.062$$

根据求得的 x 和图 1.20 用线性插入法确定 ρ 及 τ_s

$$a. \rho = 4.25 \Omega \quad \tau_s = 3.05$$

$$b. \rho = 98 \Omega \quad \tau_s = 2.78$$

$$c. \rho = 0.17 \Omega \quad \tau_s = 3.07$$

按求得的 L_{22}, C_{12}, C_{122} 确定变压器的波阻抗:

$$a. \rho = \sqrt{\frac{L_{22} + L_p}{C_{12} + C_{122} + C_{1m} + C_p n^2}}$$

$$= \sqrt{\frac{0.33 \times 10^{-9} + 0.2 \times 10^{-9}}{0.139 \times 10^{-9} + 32.6 \times 10^{-9} + 2.5 \times 10^{-9} + 5 \times 10^{-12} \times 24^2}}$$

$$= 3.72 \Omega$$

b. $\rho = 102 \Omega$

c. $\rho = 0.145 \Omega$

在三种方案中,变压器的波阻抗都和所需值有一定差别,通过改变绝缘距离 Δ_{12}^* 就可以得到满意的结果。

反复计算之后求得绝缘距离和平均匝长分别为:

a. $\Delta_{12}^* = 3.5 \text{ cm}$ $p = 37.6 \text{ cm}$

b. $\Delta_{12}^* = 2.9 \text{ cm}$ $p = 33.8 \text{ cm}$

c. $\Delta_{12}^* = 3.5 \text{ cm}$ $p = 38 \text{ cm}$

三个方案的波阻抗和所需值之差不超过 $\pm 2\%$ 。在 b 方案中 Δ_{12}^* 略小,这是允许的。因为在该方案中绕组间的最高电压为 50 kV,比其他两个方案都低。

改变绝缘距离 Δ_{12}^* 之后,变压器的漏感和绕组间动态电容为:

a. $L_{\sigma B} = 0.396 \times 10^{-9} \text{ H}$ $C_{12B} = 27.6 \times 10^{-9} \text{ F}$

b. $L_{\sigma B} = 8.75 \times 10^{-9} \text{ H}$ $C_{12B} = 1.02 \times 10^{-9} \text{ F}$

c. $L_{\sigma B} = 16.2 \times 10^{-9} \text{ H}$ $C_{12B} = 0.745 \times 10^{-9} \text{ F}$

这时的脉冲前沿宽度为:

a. $t_s = \tau_s \sqrt{\alpha(L_{\sigma B} + L_p)(C_{12B} + C_{12B} + C_p)}$

$$= 3.05 [0.5(0.396 \times 10^{-9} + 0.2 \times 10^{-9})(0.139 \times 10^{-9} + 27.6 \times 10^{-9} + 5.4 \times 10^{-9})]^{1/2}$$

$$= 0.303 \times 10^{-9} \text{ S} = 0.303 \mu\text{s}$$

b. $t_s = 0.268 \mu\text{s}$

c. $t_s = 0.316 \mu\text{s}$

因此,三个方案的脉冲波形都能满足要求。脉冲前沿宽度略有差别,这是磁感应增量的不同引起的。b 方案的前沿宽度比设计要求还要好,这是由于线路电容的相当一部分实际上集中在初级方。

计算的结果是令人满意的,因而可以继续其余各步的计算。

6.7 脉冲变压器的温升与经济指标

铁心损耗为:

$$a. P_r = VFW = Sk_r lFW$$

$$= 21.6 \times 10^{-4} \times 0.755 \times 1.036 \times 50 \times 20 \times 10^{-4} \times 10^5 \\ = 169 \text{ W}$$

$$b. P_r = 171 \text{ W}$$

$$c. P_r = 177 \text{ W}$$

为了计算绕组损耗,先按式(2.10)确定绕组的电阻。

所选导线为 QZ-2 ϕ 0.93,单股线的截面积为 0.68 mm². 考虑到并联的股数,绕组电阻为:

$$a. r_1 = 3.42 \times 10^{-3} \frac{N_1 p}{S_D} \left(1 + 2.18 \frac{d}{\sqrt{t_x}} \right) k_R$$

$$= 3.42 \times 10^{-3} \frac{5 \times 0.376}{14 \times 0.68 \times 10^{-6}} \left(1 + 2.18 \frac{0.93 \times 10^{-3}}{\sqrt{2 \times 10^{-6}}} \right) \\ \times 2.8 = 4.6 \times 10^{-2} \Omega$$

$$r_2 = 15.5 \Omega$$

$$b. r_1 = 1.13 \Omega \quad r_2 = 16.3 \Omega$$

$$c. r_1 = 1.87 \times 10^{-3} \Omega \quad r_2 = 15.7 \Omega$$

绕组损耗为:

$$a. P_R = 4 \left\{ r_1 \left[I_{s1}^2 + \left(\frac{I_{CN}}{4} \right)^2 \right] + r_2 \left[I_{s2}^2 + (2 I_{DD})^2 \right] \right\}$$

$$= 4 \left\{ 4.6 \times 10^{-2} \left[16^2 + \left(\frac{1.5}{4} \right)^2 \right] + 15.5 [0.67^2 + 0.82^2] \right\} \\ = 117 \text{ W}$$

$$b. P_R = 119 \text{ W}$$

$$c. P_R = 118 \text{ W}$$

为了确定变压器的无功功率,先按式(2.3)计算变压器的磁化电感:

$$\begin{aligned}
 \text{a. } L_1 &= \frac{4\pi \times 10^{-7} \mu_r N_1^2 S k_T}{l} \\
 &= \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 3000 \times 5^2 \times 21.6 \times 10^{-4} \times 0.755}{1.036} \\
 &= 148 \times 10^{-6} \text{H}
 \end{aligned}$$

$$\text{b. } L_1 = 3.95 \times 10^{-3} \text{H}$$

$$\text{c. } L_1 = 6.2 \times 10^{-3} \text{H}$$

变压器的无功功率为:

$$\begin{aligned}
 \text{a. } P_q &= 0.5 F U_1^2 \left[C_{12} + C_{12} + \frac{L_{20}}{(R'_1)^2} + \frac{I_k^2}{L_1} \right] \\
 &= 0.5 \times 50 \times (12 \times 10^3)^2 \left[0.139 \times 10^{-9} + 27.6 \times 10^{-9} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{0.396 \times 10^{-6}}{1.82^2} + \frac{(2 \times 10^{-6})^2}{148 \times 10^{-6}} \right] = 625 \text{ V} \cdot \text{A}
 \end{aligned}$$

$$\text{b. } P_q = 560 \text{ V} \cdot \text{A}$$

$$\text{c. } P_q = 640 \text{ V} \cdot \text{A}$$

铁心的散热面积为:

$$\text{a. } S_{Tm} = 4bl = 4 \times 4.8 \times 10^{-2} \times 1.036 = 0.199 \text{ m}^2 = 1990 \text{ cm}^2$$

$$\text{b. } S_{Tm} = 1820 \text{ cm}^2$$

$$\text{c. } S_{Tm} = 2080 \text{ cm}^2$$

铁心表面的比热负荷:

$$\text{a. } P_{BR} = \frac{P_T}{S_{Tm}} = \frac{169}{1990} = 0.085 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

$$\text{b. } P_{BR} = 0.094 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

$$\text{c. } P_{BR} = 0.085 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

因此,三个方案都能满足要求。容许的比热负荷为 0.25 W/cm^2 ,铁心实际的比热负荷为允许值的三分之一,因此,该脉冲变压器可以在 150Hz 的重复频率下使用。

通过计算可知,绕组的比热负荷也为允许值的三分之一左右,因此,所设计脉冲变压器的温升是满足要求的。

脉冲变压器的平均功率为

$$P_{2P} = \frac{P_2}{q} = \frac{75 \times 10^3}{10^4} = 7500 \text{ W}$$

变压器的效率:

$$\text{a. } \eta_B = \frac{P_{2P} - P_q}{P_{2P} - P_q + P_r + P_B} = \frac{7500 - 625}{7500 + 169 + 117 - 625} = 0.964$$

$$\text{b. } \eta_B = 0.96$$

$$\text{c. } \eta_B = 0.96$$

变压器的功率系数为:

$$\text{a. } k_p \approx \eta_B \left(1 - \frac{P_q}{P_{2P}}\right) = 0.964 \left(1 - \frac{625}{7500}\right) = 0.88$$

$$\text{b. } k_p \approx 0.89$$

$$\text{c. } k_p \approx 0.875$$

变压器的利用系数为:

$$\text{a. } k_B \approx \frac{V}{P_2} = \frac{Sk_r l}{P_2} \\ = 21.6 \times 0.755 \times \frac{103.6}{75 \times 10^3} = 22.5 \times 10^{-6} \frac{\text{cm}^3}{\text{W}}$$

$$\text{b. } k_B \approx 21 \times 10^{-6} \frac{\text{cm}^3}{\text{W}}$$

$$\text{c. } k_B \approx 23.6 \times 10^{-6} \frac{\text{cm}^3}{\text{W}}$$

6.8 铁心去磁电路的计算及 脉冲后沿宽度的检查

采用图 3.7 所示的去磁电路。去磁磁场的强度应比材料的矫顽磁力略大一些。根据表 3.1, DG2-0.05 的矫顽磁力为 36 A/m。选取去磁磁场强度为 $H_0 = 1.25 H_c = 1.25 \times 36 = 45 \text{ A/m}$ 。根据式 (3.7) 可得:

$$\text{a. } I_0 = \frac{H_0 l}{N_1} = \frac{45 \times 1.036}{5} = 9.3 \text{ A}$$

$$b. I_0 = 1.74 \text{ A}$$

$$c. I_0 = 47 \text{ A}$$

去磁电流沿初级的四段绕组流过,各段的电流密度约增大15%,因而,这是允许的。不需要改变导线直径。对于不同的设计方案来说,去磁电路中阻流圈的电感量也不同,其值分别为:

$$a. L_2 = 15 L_1 = 148 \times 10^{-6} \times 15 = 2220 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$b. L_2 = 59.3 \times 10^{-3} \text{ H}$$

$$c. L_2 = 93 \times 10^{-6} \text{ H}$$

初级电路的总电感满足电参数及平顶降落的要求。为了方便起见,把阻流圈做成单层螺线管式的。

要想精确地计算出脉冲后沿的宽度是相当困难的。由于速调管的伏安特性是非线性的,当脉冲电压下降时,它的内阻增长。根据式(1.30),衰减系数 δ_1 也随电压的降低而减小。然而,我们对精确的后沿宽度并不感兴趣。只要能知道后沿宽度不超过允许值就足够了。

计算时认为:速调管电压从额定值降到0.1电平的过程中,衰减系数 δ_1 恒定不变,并等于0.1电平时的值。这样一来,实际的后沿宽度将小于计算值。根据式(1.39)和(1.30)可得:

$$a. R'_1 = \frac{R'_{1p}}{\left(\frac{U'_{1p}}{U'_{1n}}\right)^{1/2}} = \frac{1.82}{(0.1)^{1/2}} = 5.76 \Omega$$

$$\delta_1 = \frac{\sqrt{\frac{L_1}{C_{1B} + C_{12B} + C_p}}}{2 R'_1}$$

$$= \frac{\sqrt{\frac{91 \times 10^{-9}}{0.139 \times 10^{-9} + 27.6 \times 10^{-9} + 5.4 \times 10^{-9}}}}{2 \times 5.76} = 4.5$$

$$b. R'_1 = 144 \Omega \quad \delta_1 = 5.9$$

$$c. R'_1 = 0.23 \Omega \quad \delta_1 = 5.75$$

三个方案的 δ_1 均大于2,因此,可按式(5.15)计算脉冲后沿宽度:

- a. $t_f \approx 2.3 R_2' (C_{12} + C_{12B} + C_f)$
 $= 2.3 \times 5.76 (0.139 \times 10^{-9} + 27.6 \times 10^{-9} + 5.4 \times 10^{-9})$
 $= 0.434 \mu\text{s}$
- b. $t_f \approx 0.46 \mu\text{s}$
- c. $t_f \approx 0.465 \mu\text{s}$

由此可知,三个方案的脉冲后沿宽度都能满足要求。

6.9 脉冲变压器的整体结构

在设计脉冲变压器的整体结构时,要特别注意变压器的高压引出头。由于电压极高,灯丝变压器和速调管阴极之间的连线要尽量短。速调管阴极引出头也希望浸在变压器油中。考虑到这些要求而设计出来的脉冲变压器如图 6.2 所示。

利用弯角支架和拉紧螺栓把脉冲变压器 1 固定在顶盖上。变压器下端固定在底板 4 上。用螺杆 5 和内箱壳 6 把底板与顶盖连在一起。在内箱壳 6 的左壁上装有圆盘式有机玻璃绝缘子 7。脉

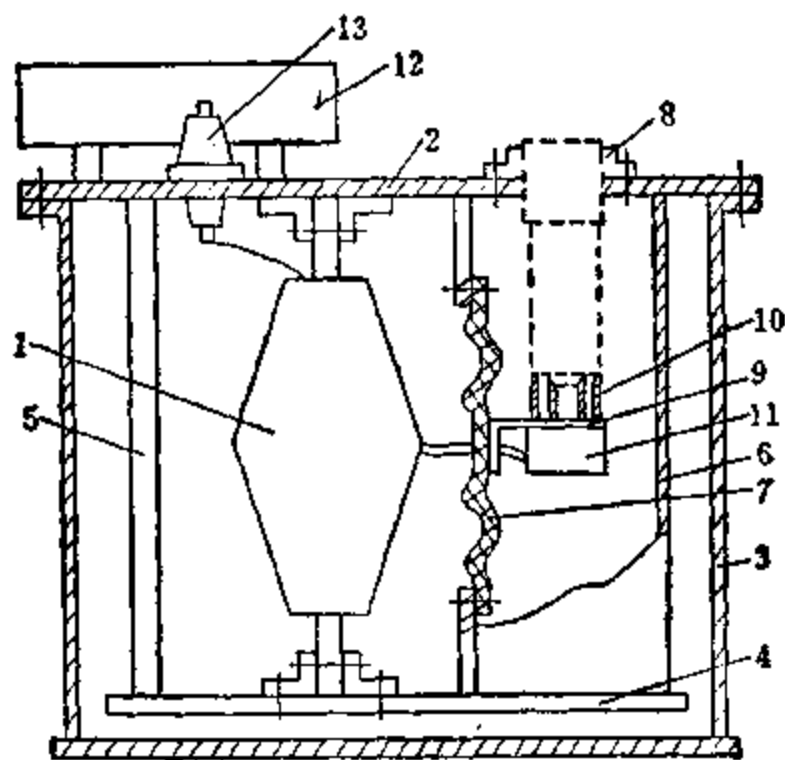


图 6.2 高压脉冲变压器的总体结构

冲变压器、灯丝变压器、速调管阴极等彼此间的连线都很短，结构非常紧凑。内箱壳 6 中也灌满变压器油。法兰盘 8 起密封作用。速调管也靠该法兰盘固定。为了换油方便，把箱壳分为两部分，绝缘子上装有弯角支架 9。该支架上装有可拆卸的接头 10，用来把脉冲高压和来自变压器 11 的灯丝电压加到速调管阴极。圆盘式高压绝缘子垂直安装，不仅可以缩短次级高压引线的长度，而且能防止油中微粒沉积到绝缘子表面上去。

箱壳的顶盖上装有扩张器 12 和初级高压绝缘子 13。

在第三个方案中，初级绕组引出头的设计特别重要，应确保其引线电感足够小。减小引线电感的有效方法是采用波阻抗大约和人工线相同的平行传输线。

第七章 小型脉冲变压器 所用的铁氧体铁心

铁氧体铁心价格低廉,工艺性好,适合于大批量生产,在小型脉冲变压器中广为采用。这种铁心的主要缺点是温度稳定性不如电工钢。本章研究铁氧体铁心的参数和温度的关系,以及在电压脉冲和电流脉冲作用下铁氧体铁心中发生的物理过程。

7.1 铁氧体铁心的脉冲特性

一、铁心的脉冲磁化过程

小功率脉冲变压器多半采用铁氧体铁心,或铁镍合金带绕铁心。由于后者工艺复杂,成本高,应用越来越少。前面已经说过,小功率脉冲变压器通常不需要加直流磁化,因此,希望采用矩形系数较小的铁心。在一连串脉冲作用下,铁心的脉冲磁化过程在第三章已经讲过(图3.2)。

小型脉冲变压器中常用的铁氧体牌号及其参数如表7.1所示。

表 7.1 铁氧体的参数

牌号	B _m (T)	B _r (T)	H _c (A/m)	ΔB' ΔB	H _{B_r} (A/m)
R 1.1 Km	0.25	0.10	8	0.9	85
R 1.5 Kx	0.25	0.08	16	0.9	120
R 1 K	0.29	0.08	12	0.9	120
R 2 Kx	0.18	0.08	24	0.77	120
R 4 hm	0.25	0.15	36	0.70	200

表中 B_r 是在磁场强度为 $H_m = 10H_0$ 时的磁感应强度; H_{br} 是能使剩余磁感应强度等于 B_r 的某个磁场强度, 从这个磁场强度起, 在以后的各个脉冲作用下, 铁心的剩余磁感应强度都等于 B_r 。

图 7.1—7.4 是上述铁氧体铁心的脉冲特性. 图中: 1. R 4 hm; 2. R 1 K; 3. R 1.1 Km; 4. R 2 Kx。实线对应于去磁铁心; 虚线对应于极限局部磁滞回环。

小型脉冲变压器的铁心通常有两种工作状态: 变压器初级绕组上加有恒幅脉冲电压; 初级绕组有恒定的脉冲电流。

当初级绕组加有恒幅脉冲电压时, 铁心中产生恒定的磁感应增量 ΔB 。在这种状态下, 铁心的平均脉冲磁导率和磁感应增量的关系为

$$\mu_{\Delta}(\Delta B) = \frac{\Delta B}{\mu_0 H(\Delta B)}$$

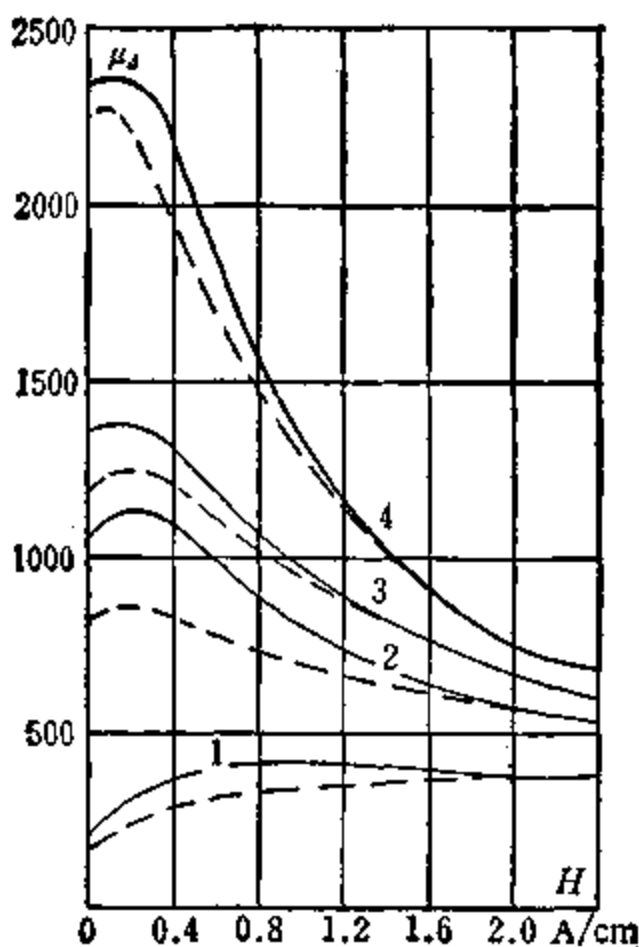


图 7.1 铁氧体铁心的平均脉冲磁导率和磁场强度的关系

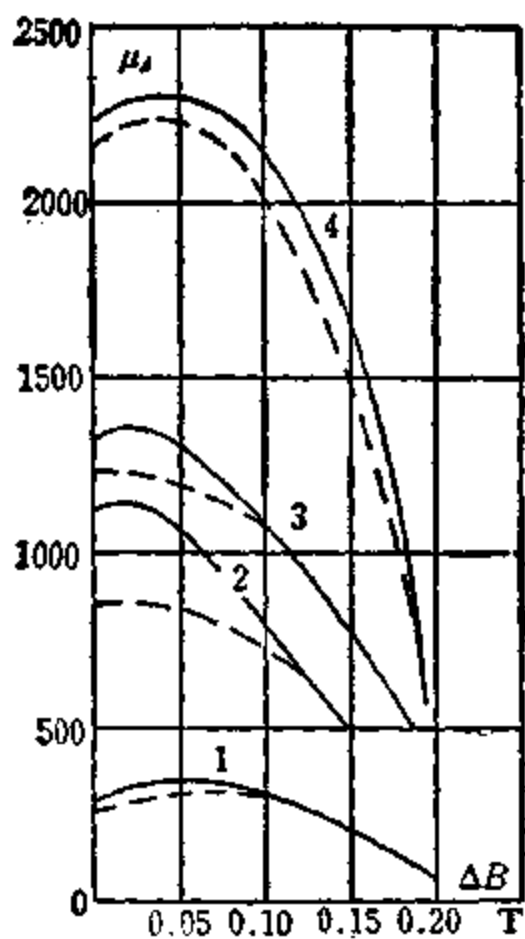


图 7.2 铁氧体铁心的平均脉冲磁导率和磁感应增量的关系

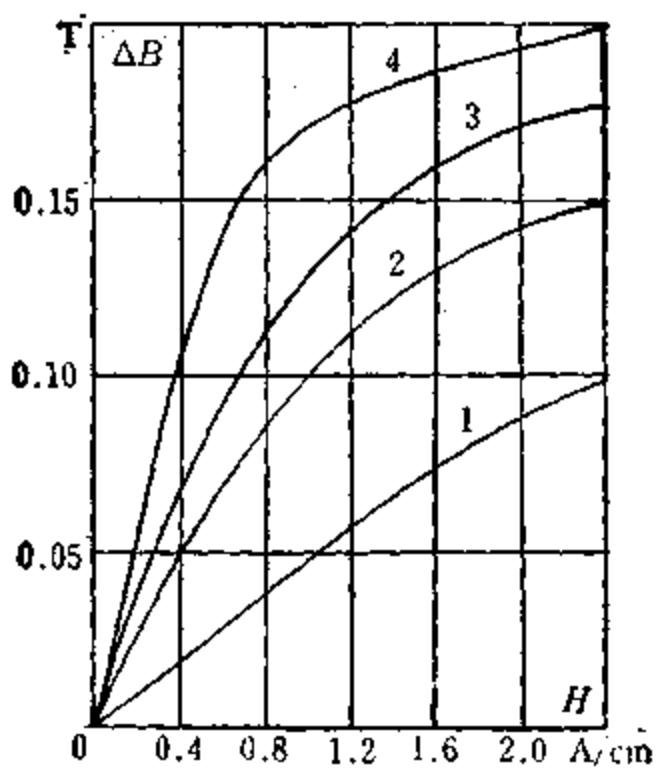


图 7.3 铁氧体铁心的脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$

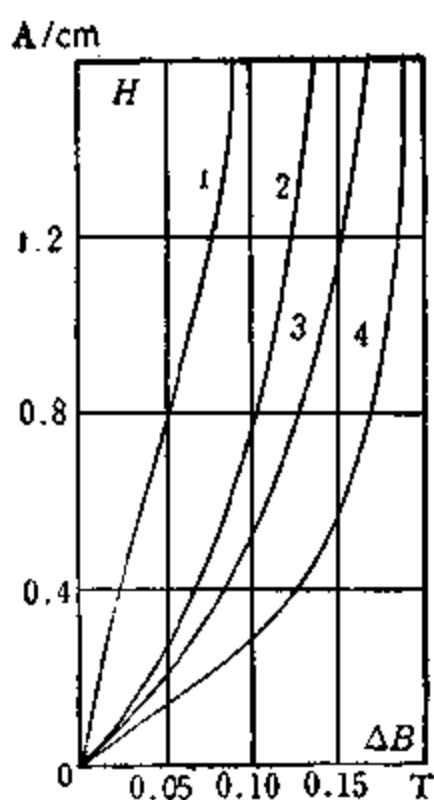


图 7.4 铁氧体铁心的
脉冲磁化曲线 $H(\Delta B)$

磁场强度和磁感应增量的关系为

$$H(\Delta B) = \frac{\Delta B}{\mu_0 \mu_{\Delta}(\Delta B)}$$

当初级绕组有恒定脉冲电流时,在铁心中建立恒幅磁场。在这种状态下,铁心的平均脉冲磁导率和磁场强度的关系为

$$\mu_{\Delta}(H) = \frac{\Delta B(H)}{\mu_0 H}$$

二、铁氧体铁心的参数和温度的关系

小型脉冲变压器的应用范围极广,环境温度各异。铁氧体的主要缺点是铁心参数对温度比较敏感。温度变化时,铁氧体铁心的参数将发生极其显著的变化。因此,研究铁心参数和温度的关系,不论对设计计算,或者对分析解决生产中出现的实际问题,都是十分有益的。

在图 7.5—7.8 上表示了铁氧体铁心的脉冲参数和温度的关系。从这些曲线中可以看出,在弱磁场下,当温度升高时,铁心的主要参数增大;在强磁场下,当温度升高时,其主要参数下降。参数变化的幅度在 10—250% 的范围内。试验所用的铁心牌号是 R 1.1 Km。

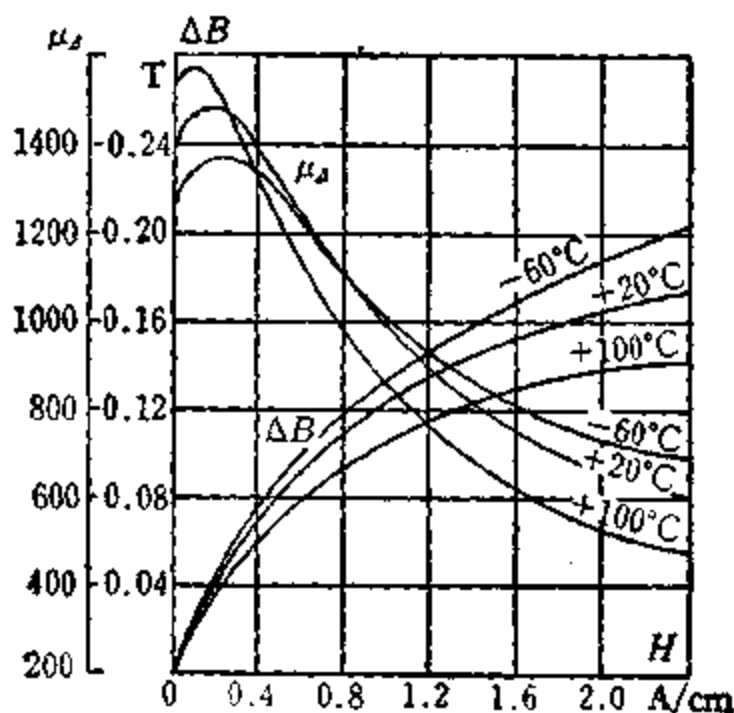


图 7.5 温度对脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 及脉冲磁导率 $\mu_{\Delta}(H)$ 的影响

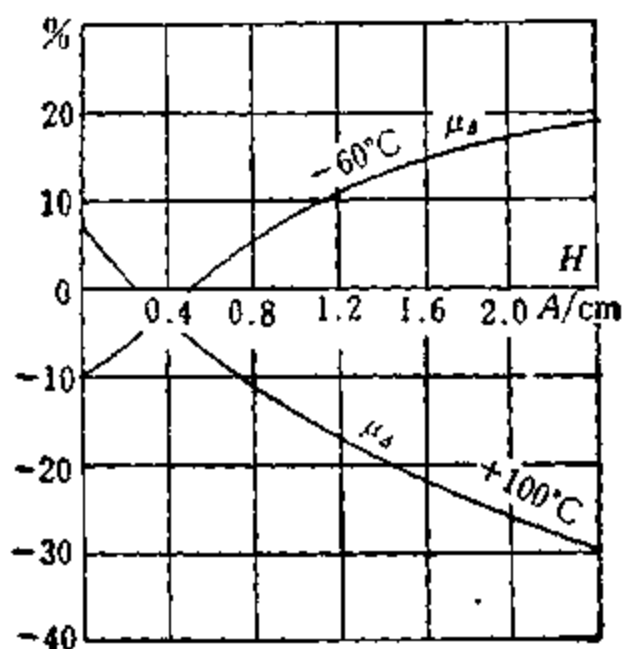


图 7.6 脉冲磁导率的相对变化和磁场强度的关系

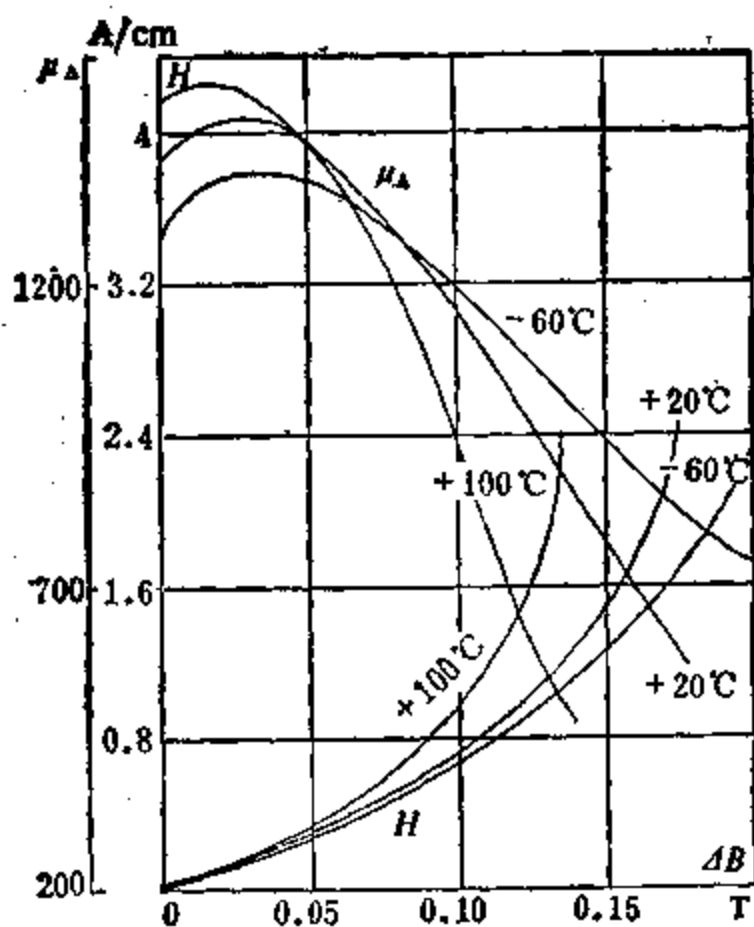


图 7.7 温度对脉冲磁化曲线 $H(\Delta B)$ 及脉冲磁导率 $\mu_{\Delta}(\Delta B)$ 的影响

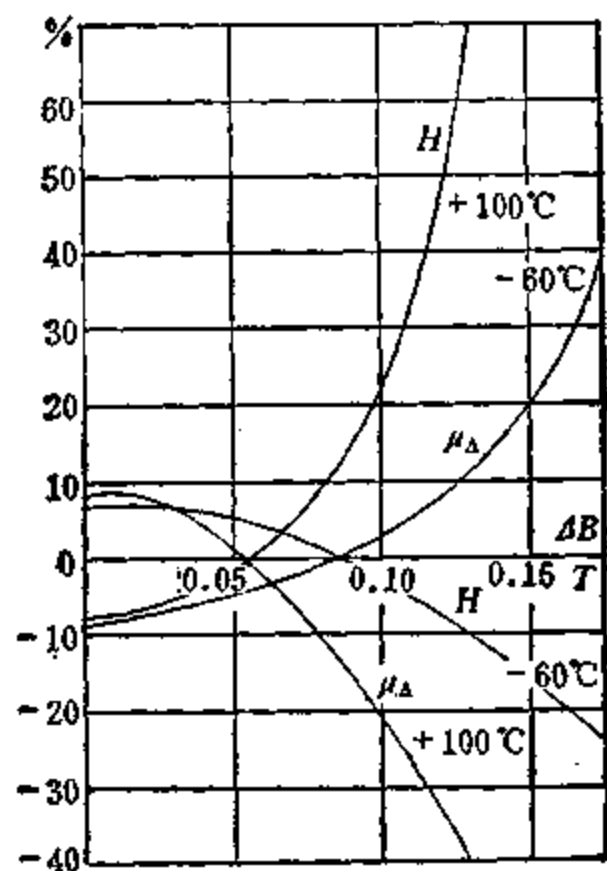


图 7.8 脉冲磁导率和磁场强度的相对变化

表 7.2 中给出了铁氧体 R 1.5 Kx 的主要参数和温度的关系。从该表也可以看出上述变化规律。

表 7.2 不同温度下铁氧体 R 1.5 Kx 的参数

H (A/m)	铁心参数	+20℃	-60℃		+100℃	
		参数值	参数值	变化量 (%)	参数值	变化量 (%)
16	B_m (T)	0.044	0.040	-9.1	0.052	+18.2
	B_r (T)	0.003	0.003	0	0.005	+66.5
	H_c (A/m)	12	12	0	2.3	82
	k	0.068	0.075	+10	0.096	41
	μ_d	2050	1850	-9.75	2350	14.7
24	B_m (T)	0.070	0.066	-5.7	0.084	+20
	B_r (T)	0.006	0.006	0	0.02	+234
	H_c (A/m)	2	1.6	-20	4.7	+135
	k	0.055	0.091	+6.45	0.238	+179
	μ_d	2140	2000	-6.55	2140	0
40	B_m (T)	0.128	0.214	-3.12	0.140	+9.4
	B_r (T)	0.023	0.023	0	0.04	+74
	H_c (A/m)	7.2	6.64	-8.4	8.9	+23.6
	k	0.18	0.185	+2.8	0.285	+103
	μ_d	2100	2020	-3.8	2000	-5
80	B_m (T)	0.223	0.226	+1.35	0.190	-14.2
	B_r (T)	0.064	0.056	-12.5	0.07	+9.35
	H_c (A/m)	14.32	13.76	-3.9	12.5	-15.7
	k	0.288	0.248	-13.9	0.37	+28.5
	μ_d	1590	1700	+6.9	1200	-24.5
240	B_m (T)	0.306	0.340	+11.1	0.227	-25.9
	B_r (T)	0.084	0.075	-10.7	0.07	-16.7
	H_c (A/m)	20.3	22.7	+11.8	14.1	-30.6
	k	0.275	0.22	-19.3	0.31	+12.8
	μ_d	740	880	+18.9	525	-29

磁滞回环的矩形系数 k 影响 μ_d 的温度稳定性。如果温度变化时磁滞回环的矩形系数增大,则磁导率 μ_d 减小。各种牌号的铁氧体铁心在磁化曲线的饱和段都有类似的特性。

试验表明,大多数铁氧体铁心都存在一个恒定的磁场强度,在该磁场强度下铁心的参数不随温度而变化。然而,不仅对于不同牌号、不同规格的铁心来说,该磁场强度不同,就是对于同一个铁心来说,在不同温度下该磁场强度也不同。

周围环境温度变化时,铁心的 μ_{Δ} 和 H 变化的方向相反。在磁感应增量较小时,磁导率 μ_{Δ} 随温度的升高而增大;磁场强度 H 随温度的升高而减小。在磁感应增量较大时,磁导率随温度的升高而减小,磁场强度反而增大。因此,曲线 $\mu_{\Delta}(\Delta B)$ 和 $H(\Delta B)$ 不仅是非线性的,而且由于磁场强度 H 和 μ_{Δ} 成反比,温度变化时它们变化的方向相反。两者变化的绝对值也不同。当磁感应增量很大时,温度升高,铁心的工作点就会进入磁化曲线的饱和段。加上曲线 $\Delta B(H)$ 在该段的斜率较小,因此, H 显著增长。曲线 $\Delta B(H)$ 的斜率越大,曲线 $H(\Delta B)$ 的温度稳定性越好。

脉冲变压器中常应用宽温度范围的铁心,对于这种铁心来说,温度变化时参数 H_0 、 B_0 、 B_m 是稳定的,但不能保证脉冲参数稳定。

通过上面的分析可知,对于在宽温度范围内工作的脉冲变压器来说,希望选取矫顽磁力和矩形系数的温度稳定性都很高的铁氧体材料。还希望温度变化时矫顽磁力和矩形系数变化的方向相反,使这两个参数对磁导率 μ_{Δ} 的影响能够相互补偿。

三、铁心工作状态的选择

脉冲变压器所传输脉冲的幅值 U 与宽度 t_k 的乘积称为脉冲的伏秒面积。所传输脉冲的额定伏秒面积 Ut_k ,及磁化电流 I 是脉冲变压器的主要参数:

$$Ut_k = NS\Delta B$$

$$I = \frac{Hl}{N} = \frac{\Delta Bl}{\mu_0\mu_{\Delta}N}$$

如果把工作点选取在脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 的初始段,则磁感应增量较低,平均脉冲磁导率较高,传输同样面积的脉冲,需要较大的铁心截面积及较多的匝数。截面积增大或匝数增多,不仅增

大了变压器尺寸,而且使寄生参数增长。

工作点选取在脉冲磁化曲线的饱和段,磁感应增量略有变化,磁场强度就会明显增长。电源电压的波动就会引起磁化电流显著变化。此外,饱和磁感应强度会随温度的升高而减小,温度变化时,磁场强度的变化可以达到+200—300%,因此,铁心不能工作在这一段。

为了正确选取工作点,用两条直线组成的折线来表示最高环境温度下的脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 。铁心的工作点应当选取在这两条直线的交点上。这一点的坐标是 ΔB_0 和 H_0 (图7.9),其中 ΔB_0 是允许的最高磁感应增量。铁心就工作在从零到该点间的线段上。

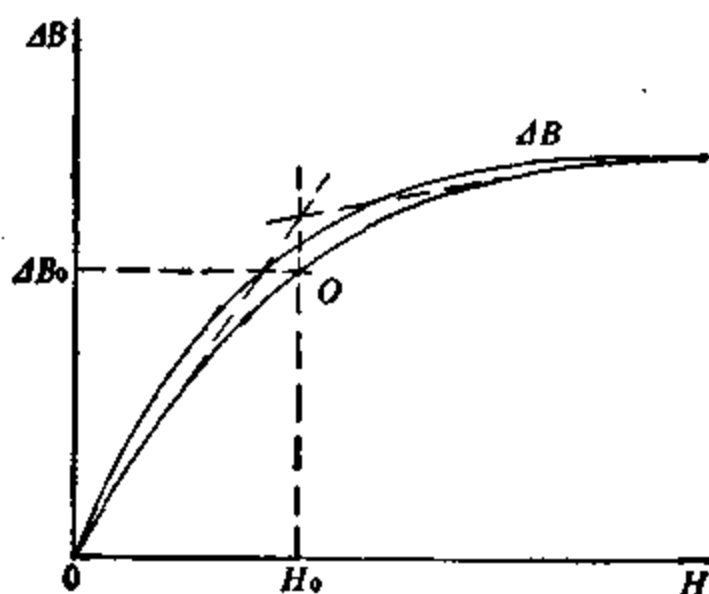


图 7.9 最高磁感应增量的确定

因此,参数 ΔB_0 和 H_0 表示脉冲变压器铁心的极限工作状态。在这种状态下,铁心的磁性能利用得比较充分,铁心饱和对变压器参数的影响不显著。

四、铁氧体铁心的脉冲参数

脉冲变压器的最佳工作点应选取在 $\Delta B(H)$ 的上升段,极限状态的参数是 ΔB_0 和 H_0 。因而,对应于点 $(\Delta B_0, H_0)$ 的磁导率 $\mu_{\Delta 0}$ 是铁心的主要参数。

对于信号极小的脉冲变压器来说,点 $(\Delta B_0, H_0)$ 不能反映铁心

的实际工作状态。这时,铁心的工作点低于点 $(\Delta B_0, H_0)$ 。

大多数铁氧体的 $\mu_{\Delta}(H)$ 曲线都存在极大值。因此,应该知道这时的 $\mu_{\Delta m}$ 及 $H_{\mu_{\Delta m}}$ 。然而,有些铁氧体的磁导率没有极大值,这时应该知道磁场强度等于矫顽磁力 H_c 时的磁导率 $\mu_{\Delta m}$ 。磁导率 $\mu_{\Delta m}$ 和 $\mu_{\Delta 0}$ 的差别反映了铁心磁化曲线的非线性程度。

因此,脉冲变压器的铁心工作在 $H_{\mu_{\Delta m}}$ 到 H_0 间,只要知道这两个磁场强度下的铁心参数,就知道了铁心性能。在设计脉冲变压器时,可采用允许的最高磁感应增量 ΔB_0 。该参数表示了最大允许传输的脉冲面积。

为了考虑磁滞对铁心参数的影响,采用如下的系数:

$$\beta_1 = \frac{\mu_{\Delta m}}{\mu'_{\Delta m}} \quad \beta_2 = \frac{\mu_{\Delta 0}}{\mu'_{\Delta 0}}$$

式中 $\mu'_{\Delta m}$ 和 $\mu'_{\Delta 0}$ 为将要饱和时铁心的磁导率。

由于温度升高时 ΔB_0 和 H_0 都减小,铁心会过渡到极限工作状态。在该状态下,温度升高, μ_{Δ} 、 ΔB 、 H 都显著增长。设计脉冲变压器时必须考虑这种状况。

常用铁氧体的 ΔB_0 和 H_0 值见表7.3,表中数据是试验得到的。

表 7.3 铁氧体铁心的 ΔB_0 和 H_0

牌 号	+20℃			+100℃			-60℃		
	ΔB_0 (T)	H_0 (A/m)	$\mu_{\Delta 0}$	ΔB_0 (T)	H_0 (A/m)	$\mu_{\Delta 0}$	ΔB_0 (T)	H_0 (A/m)	$\mu_{\Delta 0}$
R 1.1 Km	0.100	64	1110	0.085	60	1130	0.117	80	1170
R 1.5 Kx	0.154	89.5	1380	0.12	68	1410	0.165	104	1270
R 2 Kx	0.145	60.8	1910	0.102	42.4	1920	0.170	80	1700
R 1 K	0.091	83.2	875	0.075	68	880	0.105	86.3	975

从该表可见,铁心 R 1.5 Kx 和 R 2 Kx 的 ΔB_0 、 $\mu_{\Delta 0}$ 最大。 H_0 最小。然而,在宽温度范围内使用时,通常起决定作用的不是这些参数的绝对值,而是在该温度范围内这些参数的相对变化。设计小型脉冲变压器时,可按表 7.3 选取 ΔB_0 值。

在不同温度和不同 ΔB_0 时磁场强度的变化见表 7.4, 其中

$$\Delta_H = \frac{H_1 - H_{20}}{H_{20}} 100\%$$

表 7.4 在不同温度和不同 ΔB_0 时磁场强度的变化

牌号	ΔB_0 (T)	+20°C	+100°C		-60°C	
		H(A/m)	H(A/m)	$\Delta_H\%$	H(A/m)	$\Delta_H\%$
R 1.1 Km	0.085	57.6	60	+4.2	52	-10.8
	0.100	72	80	+11	62.5	-13.3
	0.117	88	120	+36.4	80	-9.1
R 1.5 Kx	0.120	61.5	68	+10.4	65	+5.2
	0.154	89.5	124	+38.4	95	+6.25
	0.165	102	200	+95.5	104	+2.34
R 2 Kx	0.102	42.3	46.4	+5.7	37.6	-11.3
	0.145	60.8	240	+294	60	-1.32
	0.170	96	400	+317	80	-16.7
R 1 K	0.075	60	68	+13.3	53.5	-10.7
	0.091	84	98.5	+18.3	66	-21.2
	0.105	106	133	+24.8	86.5	-18.7

从表 7.4 可见, 当 ΔB_0 增大时, H 起初显著增长——特别是在高温情况下——然后缓慢变化。这是由于在该条件下 $\Delta B(H)$ 的斜率发生了显著的变化。因此, 选取铁心的极限参数时应当考虑温度的影响。

表 7.5 中给出了几种铁氧体铁心的主要参数。这些数据是针对温度从 -60°C 变化到 +100°C 时, 磁场强度的变化不超过 15% 的铁氧体铁心试验得到的。

表 7.5 铁氧体铁心的主要参数

铁心牌号	ΔB_0 (T)	H_0 (A/m)	μ_{1m}	H_{1m}	μ_{20}
R 1.1 Km	0.100	72	1370	16	1110
R 1.5 Kx	0.120	61.5	1720	40	1560
R 2 Kx	0.102	42.3	2370	8	1920
R 1 K	0.075	60	1100	20	1000

铁心工作状态不同,温度变化时参数的变化也不同。在规定的磁感应增量 ΔB_0 下铁心参数的变化,与给定磁场强度 H_0 、 $H_{p\Delta m}$ 时铁心参数的变化互不相同。

当磁感应增量一定时,铁心参数随温度的变化见表 7.6。当磁场强度 H_0 、 $H_{p\Delta m}$ 一定时,铁心参数随温度的变化见表 7.7。

对于脉冲变压器中常用的铁氧体来说,磁感应增量和磁场强度一定时,铁心主要参数变化的数量级相同。

表 7.6 磁感应增量一定时铁心参数和温度的关系

铁心牌号	ΔB_0 (T)	+100°C		-60°C	
		H (%)	μ_s (%)	H (%)	μ_s (%)
R 1.1 Km	0.100	+11	-9.9	-13.3	+11.5
R 1.5 Kx	0.120	+10.4	-9.7	+5.2	+5.1
R 2 Kx	0.102	+5.7	-8.8	-11.3	+12.5
R 1 K	0.075	+13.3	-11	-10.7	+11.2

表 7.7 磁场强度一定时铁心参数和温度的关系

牌号	H_0 (A/m)	$H_{p\Delta m}$ (A/m)	+100°C		-60°C	
			$\mu_{\Delta 0}$ (%)	$\mu_{\Delta m}$ (%)	$\mu_{\Delta 0}$ (%)	$\mu_{\Delta m}$ (%)
R 1.1 Km	81	16	-7	+6.6	+7	+16
R 1.5 Kx	64.8	40	-12.5	+4.9	+10.5	+7.3
R 2 Kx	42.4	8	-7.9	+7.6	-6	-17.2
R 1 K	60	20	-7.2	0	+11.3	0

五、已知磁感应增量时铁心磁场强度的确定

为了确定铁心的磁场强度,需要把脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 线性化。图 7.10 是考虑铁心参数分散性时的脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 。其中一条相应于最大可能的磁感应增量,另一条相应于最小可能的磁感应增量。这两条曲线都可以用相应的直线来近似。 $\Delta B(H)$ 的初段用 0—7 和 0—8 表示;在接近于 H_0 的范围内用 0— K_1 和

0— K_2 表示；直线 $a_{\min}-b_{\min}$ 和 $a_{\max}-b_{\max}$ 分别表示相应曲线在这一段的斜率。

实际上，在脉冲电压作用下，铁心中产生一定的磁感应增量 ΔB 。直线 ΔB 和上述直线的交点，即点 1 和 2 的磁场强度就是所求的值。

下面我们详细分析图 7.10。

1. 将曲线的初始段线性化。这时，点 7 和 8 的磁场强度就是所求的值。显然，该磁场强度低于点 1 和 2 的对应值。

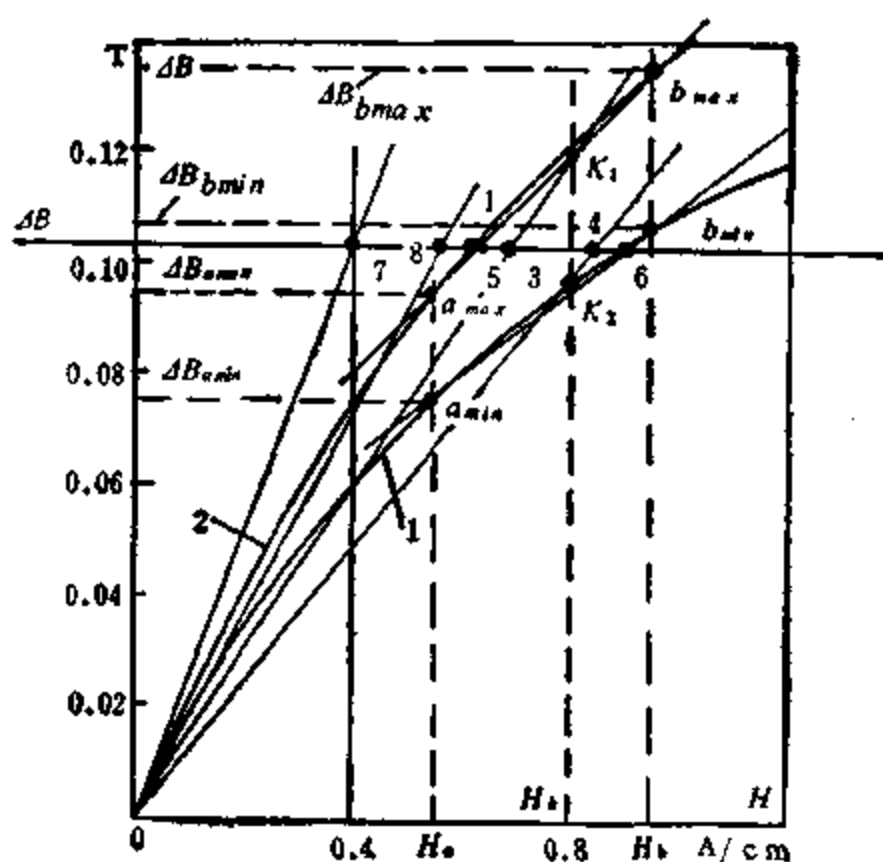


图 7.10 考虑铁心参数分散性时的脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$

实际上，将相应曲线线性化之后，在一定范围内改变磁场强度，磁导率恒定不变，而且，两条曲线的磁导率相等 $\mu_{\Delta 1} = \mu_{\Delta 2}$ 。按照线性化之后的磁导率来确定磁场强度：

$$H = \frac{\Delta B}{\mu_{\Delta 1} \mu_0}$$

2. 用一个折中的直线表示特性 $\Delta B(H)$ 。这时的脉冲磁化曲

线用 0—3 和 0—4 表示。磁场强度的分散性较小。这种情况下磁场强度和磁导率的关系为

$$H = \frac{\Delta B}{\mu_{\Delta} \mu_0}$$

3. 用斜率变化的直线来近似表示脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 。交点 5 和 6 的磁场强度接近于所求的值。下面分析磁场强度和脉冲磁导率的关系。

在 $a-b$ 段, $\Delta B(H)$ 可用下式近似表示:

$$\frac{\Delta B - \Delta B_a}{H - H_a} = \frac{\Delta B_b - \Delta B_a}{H_b - H_a}$$

考虑到

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\mu_0 H} = \frac{B_m - B_r}{\mu_0 H} \quad (7.1)$$

$$\Delta B_a = \mu_0 \mu_a H_a \quad \text{及} \quad \Delta B_b = \mu_0 \mu_b H_b$$

则得

$$H(\Delta B) \approx \frac{\Delta B - \mu_0 \mu_a H_a}{\mu_0 \mu_b H_b - \mu_0 \mu_a H_a} (H_b - H_a) + H_a$$

$$\mu_{\Delta}(\Delta B) = \frac{\Delta B}{\frac{\Delta B - \mu_0 \mu_a H_a}{\mu_0 \mu_b H_b - \mu_0 \mu_a H_a} (H_b - H_a) + H_a} \quad (7.2)$$

$$\mu_{\Delta}(H) = \frac{\frac{H - H_a}{H_b - H_a} (\Delta B_b - \Delta B_a) + \Delta B_a}{H}$$

后两式表示的是双曲线。

假定磁场强度 H_a 所对应的磁感应增量为 $\Delta B_{a \min}$ 和 $\Delta B_{a \max}$; 磁场强度 H_b 所对应的磁感应增量是 $\Delta B_{b \min}$ 和 $\Delta B_{b \max}$, 则按下式确定磁场强度的最大值和最小值:

$$H(\Delta B)_{\max} = \frac{\Delta B - \mu_0 \mu_{b \min} H_b}{\mu_0 \mu_{b \min} H_b - \mu_0 \mu_{a \min} H_a} (H_b - H_a) + H_a$$

$$H(\Delta B)_{\min} = \frac{\Delta B - \mu_0 \mu_{a\max} H_a}{\mu_0 \mu_{b\max} H_b - \mu_0 \mu_{a\max} H_a} (H_b - H_a) + H_a$$

给定的磁感应增量应当满足下式:

$$\Delta B_{a\max} \leq \Delta B \leq \Delta B_{b\min}$$

求得的磁场强度应满足:

$$H_a < H < H_b$$

考虑温度影响时,磁场强度按下式确定:

$$H(\Delta B)_{\min} = \frac{\Delta B_t - \Delta B_{at\max}}{\Delta B_{bt\max} - \Delta B_{at\max}} (H_b - H_a) + H_a \quad (7.3)$$

$$H(\Delta B)_{\max} = \frac{\Delta B_t - \Delta B_{at\min}}{\Delta B_{bt\min} - \Delta B_{at\min}} (H_b - H_a) + H_a \quad (7.4)$$

式中 $\Delta B_{at\min}$, $\Delta B_{a\max}$, $\Delta B_{b\min}$, $\Delta B_{bt\max}$ 为实际工作温度下,对应于磁场强度 H_a 和 H_b 的磁感应增量。

在这种情况下,给定的磁感应增量应满足如下条件:

$$\Delta B_{a\max} \leq \Delta B \leq \Delta B_{b\min}$$

$$\Delta B \leq \Delta B_0$$

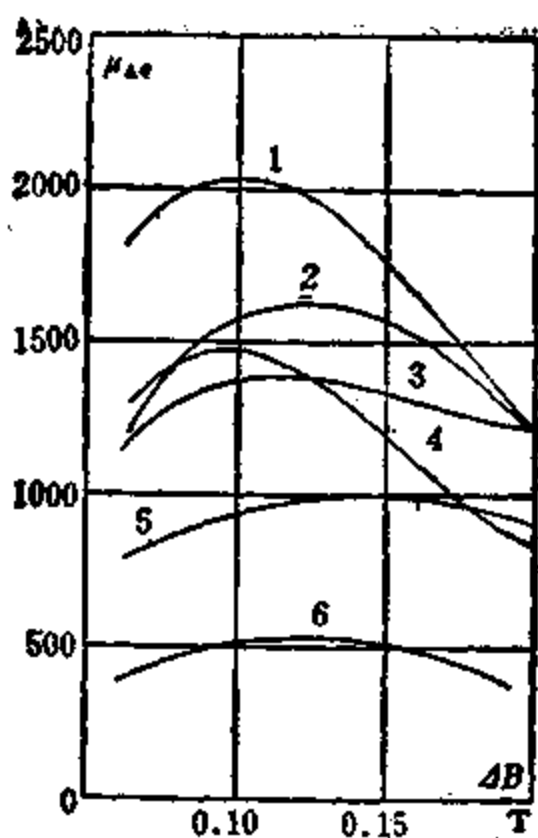
六、有气隙铁氧体铁心的静特性

在第三章已经讲过,铁心中留一个气隙,可以降低剩余磁感应强度 B_r ,改善铁心的脉冲参数。此外,为了便于绕线,有时用 E 型铁氧体铁心,这时铁心中自然有一个气隙。

在第三章已经分析了气隙对带绕铁心性能的影响,下面研究有气隙铁氧体铁心的特性。

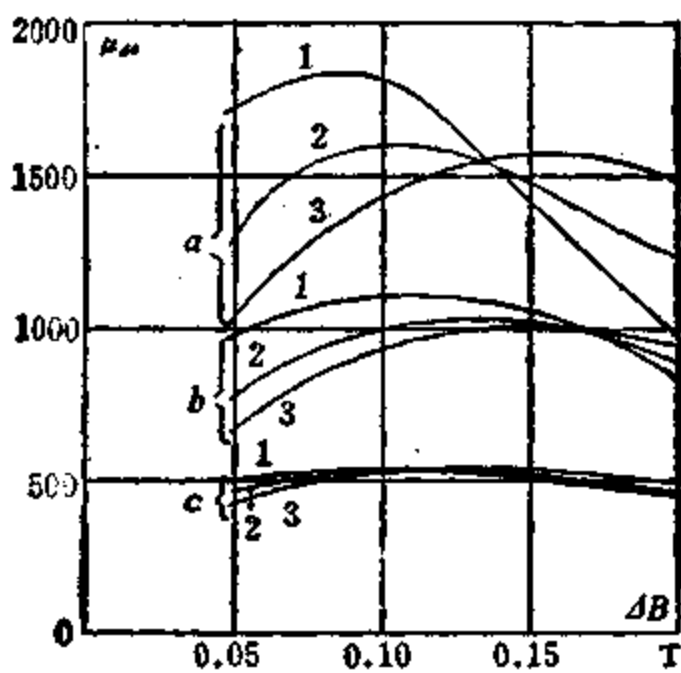
如果已知无气隙铁心的磁滞回环,并已知气隙的大小,按第三章介绍的方法可以求得 B_{r0} , B'_s , 及 H'_{s0} , 从而求得 μ_{s0} 。

在图 7.11 上表示了 μ_{s0} 和 ΔB 的关系。从该图可见,对于平均磁路长度为 3 cm 的小型铁氧体铁心来说,最佳气隙为 1—5 μm 。当气隙增大时,铁心的脉冲磁导率明显下降,铁心材料为 R 1.1 Km。



1. $l_0 = 1 \times 10^{-6} \text{m}$; 2. $l_0 = 5 \times 10^{-6} \text{m}$; 3. $l_0 = 10 \times 10^{-6} \text{m}$; 4. $l_0 = 0$;
 5. $l_0 = 20 \times 10^{-6} \text{m}$; 6. $l_0 = 50 \times 10^{-6} \text{m}$

图 7.11 气隙对等值脉冲磁导率的影响



- a. $l_0 = 5 \times 10^{-6} \text{m}$; b. $l_0 = 20 \times 10^{-6} \text{m}$; c. $l_0 = 50 \times 10^{-6} \text{m}$
 1. $t = +100^\circ \text{C}$; 2. $t = +20^\circ \text{C}$; 3. $t = -60^\circ \text{C}$

图 7.12 温度对 $\mu_{\Delta B}(\Delta B)$ 的影响

在图 7.12 上表示了不同温度下 μ_{Δ} 和 ΔB 的关系。铁心材料仍然是 R 1.1 Km。从该图可见，气隙的存在影响铁心参数的温度稳定性，气隙越大，铁心的温度稳定性越高。

7.2 铁氧体铁心的动态参数

一、铁氧体铁心的脉冲等值线路

铁氧体铁心的脉冲等值线路如图 7.13 a 所示。其中 L_r 为不考虑磁滞与涡流损耗，也不考虑磁饱和现象时的电感； L_s 和 R_s 分别为考虑磁滞损耗时的电感和电阻； L_w 和 R_w 分别为考虑涡流损耗时的电感和电阻； R_f 表示磁粘性引起的损耗电阻。对于正方截面的环形铁心来说，可以忽略 L_w ，只用一个电阻 R_w 来考虑涡流的影响。这时，铁氧体铁心的损耗可以借助于电阻 R_w 和 R_f 的并联来考虑(图 7.13 b)。并联后的电阻为

$$R_p = \frac{R_w R_f}{R_w + R_f}$$

电容 C_0 用来考虑铁氧体铁心的介电性能。

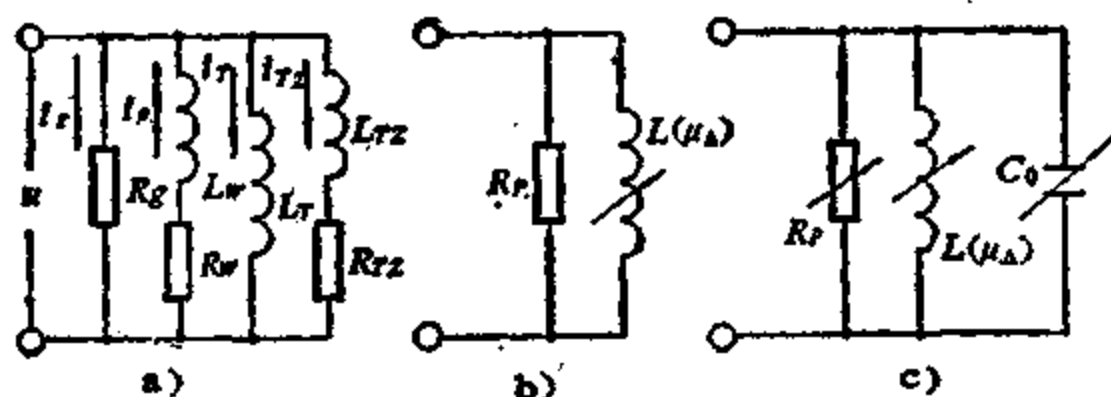


图 7.13 铁氧体铁心的脉冲等值线路

当脉冲宽度不小于 $1 \mu s$ 时，可以采用 R_p 和电感 L 并联组成的铁心等值线路。该线路的电感对应于式 (7.1) 表示的磁导率。

磁导率 μ_{Δ} 和磁场强度的关系如图 7.14 所示。磁导率 μ_{Δ} 和磁感应增量的关系如图 7.15 所示。铁心材料是 R 1.1 Km, $R_0 = 150 \Omega/cm$ 。

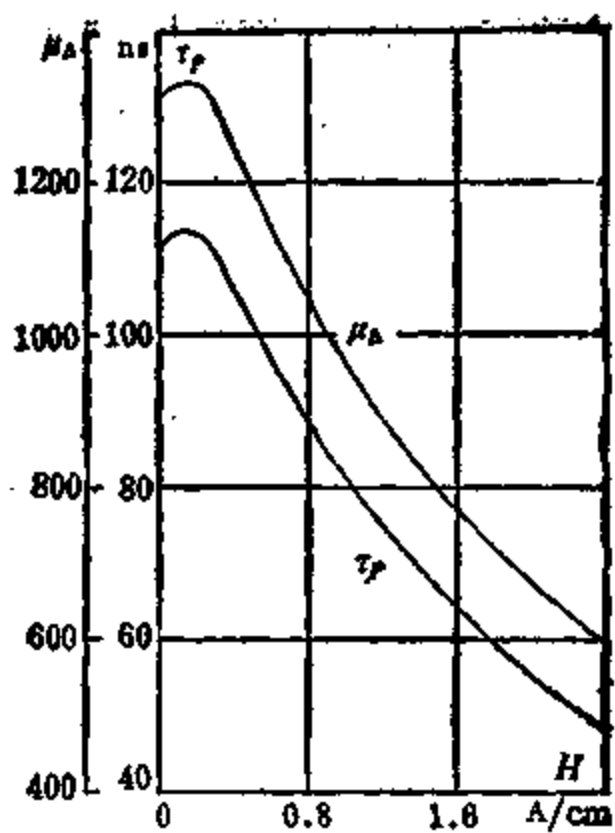


图 7.14 磁导率 μ_{Δ} 和磁场强度 H 的关系

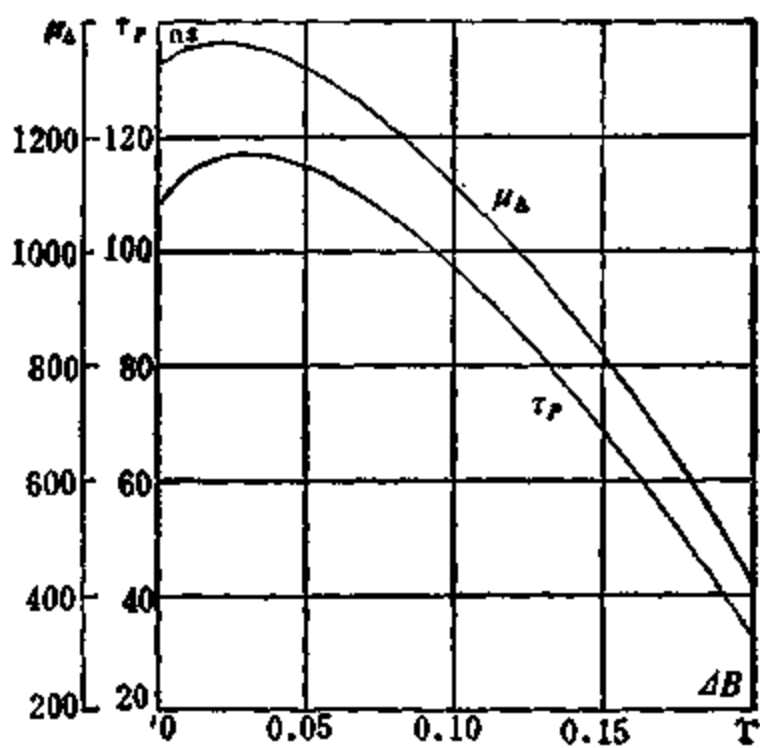


图 7.15 磁导率 μ_{Δ} 和磁感应增量 ΔB 的关系

损耗电阻和铁心材料的牌号、成分、制造工艺有关。在设计计算时常采用折算损耗电阻：

$$R_0 = \frac{1R_p}{N^2S}$$

对于图 7.13 b 所示的等值线路来说，其中的过渡过程可以用铁心的磁弛豫时间常数来表示：

$$\tau_p = \frac{L}{R_p} = \frac{\mu_d \mu_0}{R_0} \quad (7.5)$$

该时间常数和磁场强度及磁感应增量的关系见图 7.14 和 7.15。

在确定变压器绕组的分布电容时，必须考虑铁心的介电特性：铁心的介电常数越高，变压器的分布电容就越大。为了得到较小的分布电容，必须限制铁心的介电常数。

二、信号源内阻一定时铁氧体铁心的磁化过程

当脉冲信号源内阻 R_i 一定时，铁心的磁化过程可以用图 7.16 来表示。其中的电压和电流为

$$u(t) = U \frac{R_p}{R_i + R_p} e^{-\frac{t}{\tau_D}} \quad (7.6)$$

$$i(t) = \frac{U}{R_i} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_D}} \right] + \frac{U}{R_i + R_p} e^{-\frac{t}{\tau_D}} \quad (7.7)$$

$$\tau_D = \frac{L(R_i + R_p)}{R_i R_p} \quad (7.8)$$

如果满足如下条件：

$$\begin{aligned} t_g &\leq 0.1 \tau_D \\ R_p &\gg R_i \end{aligned} \quad (7.9)$$

这时，式(7.6)—(7.8)变为

$$u(t) = E = U = \text{常数} \quad (7.10)$$

$$i(t) = \frac{Ut}{L} + \frac{U}{R_p} = i_v(t) + i_a \quad (7.11)$$

$$\tau_D = \frac{L}{R_i}$$

式中 E 为电源的电势; $u(t)$ 和 $i(t)$ 分别为绕组电压和电流的瞬时值; i_v 和 i_a 分别为磁化电流的无功分量和有功分量; τ_D 为电路的时间常数。

这时的铁心线圈可以认为是理想的电压发生器。

如果满足条件

$$t_k \geq \tau_D$$

$$R_i \gg R_p$$

则铁心线圈可以认为是理想的电流发生器。这时, 方程(7.6) — (7.8) 变为

$$u(t) = IR_p e^{-\frac{t}{\tau_D}}$$

$$i(t) = I = \frac{E}{R_p} = \text{常数}$$

电路的时间常数 τ_D 近似等于铁心的时间常数:

$$\tau_D \approx \tau_p \approx \frac{L}{R_p} = \frac{\mu_0 \mu_s}{R_0}$$

图 7.17 上表示了变压器输入和输出脉冲的波形。

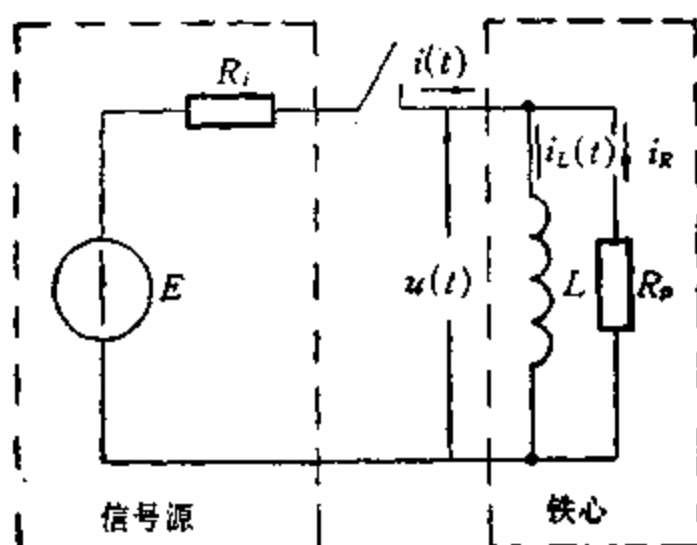
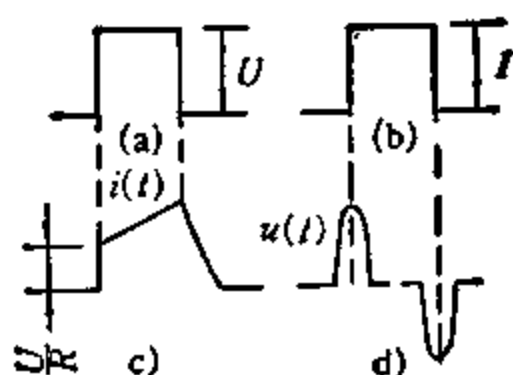


图 7.16 铁心磁化过程的等值线路

三、在理想的电压脉冲作用下铁氧体铁心的磁化

铁氧体铁心的主要脉冲参数是: 磁感应增量 ΔB , 脉冲磁场



a. 输入电压脉冲; b. 输入电流脉冲;
c. 输出电流脉冲; d. 输出电压脉冲

图 7.17 输入和输出脉冲的波形

强度 H , 有效脉冲磁导率 μ_e 。所有这些参数都和脉冲宽度有关。首先分析理想电压脉冲作用下铁心的磁化过程。

式(7.9)可以写成如下的形式:

$$u(t) = NS \frac{dB}{dt} = U \quad (7.12)$$

变换之后求得

$$\int_0^{\Delta B} dB = \frac{1}{NS} \int_0^t U dt = \frac{U}{NS} t$$

$$\Delta B(t) = \frac{\Delta B}{t_k} t \quad (7.13)$$

将式(7.12)代入式(7.11), 变换之后得到

$$NS \frac{dB}{dt} = R[i(t) - i_0(t)]$$

由此可得

$$\frac{dB}{dt} = R_0[H_m(t) - H_k(t)]$$

式中 H_m 为窄脉冲时铁心的磁场强度; H_k 为宽脉冲下铁心的磁场强度。

如果已知 $i(t)$, 并将式(7.5)和(7.12)代入式(7.10), 可得磁场强度和时间的关系:

$$H_m(t) = \frac{\Delta B}{\mu_0 \mu_d(t)} \frac{t}{t_k} \left[1 + \frac{\tau_p(t)}{t} \right]$$

或者

$$H_m(t) = H(t) \frac{t}{t_x} \left[1 + \frac{\tau_p(t)}{t} \right] = H(t) \frac{t}{t_x} + H_R \quad (7.14)$$

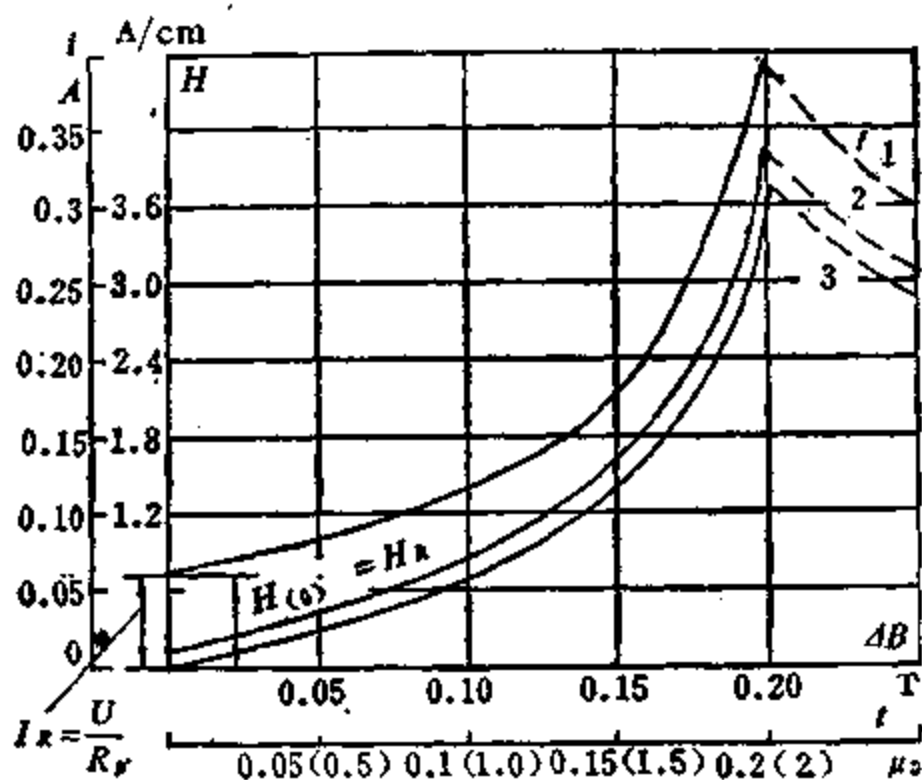
当 $t = t_x$ 时, 磁场强度的幅值为

$$H_m = \frac{\Delta B}{\mu_0 \mu_A} \left(1 + \frac{\tau_p}{t_x} \right) = H + H_R \quad (7.15)$$

H_R 为等值磁场强度, 由下式确定:

$$H_R = \frac{\Delta B}{R_0 t_x}$$

图 7.18 上表示了脉冲宽度 $t_x = 0.2 \mu\text{s}$ 和 $t_x = 2 \mu\text{s}$ 时的相应关系。



1. $t_x = 0.2 \mu\text{s}$ 时的 $H(t)$; 2. $t_x = 2 \mu\text{s}$ 时的 $H(t)$; 3. $H(\Delta B)$

图 7.18 磁场强度和时间的关系, 以及和磁感应增量的关系

从图 7.18 和式 (7.14) 可见, 在任何瞬间铁心的磁场强度都大于 H_R 。

磁场强度 H_R 和损耗电阻成反比, 因而, 在设计脉冲变压器时, 为了减小 H_R , 常采用 R_0 很大的材料做铁心。

脉冲磁场强度 H_m 不仅和铁心的静态参数有关,而且和损耗电阻 R_s 有关。考虑铁心分散性时,脉冲磁场强度按下式计算:

$$H_{m \cdot \min} = \left[\frac{\Delta B_0 - \Delta B_{a \max}}{\Delta B_{b \max} - \Delta B_{a \max}} (H_b + H_a) \right] \left(1 + \frac{\tau_{p \min}}{t_K} \right)$$

$$H_{m \cdot \max} = \left[\frac{\Delta B_0 - \Delta B_{a \min}}{\Delta B_{b \min} - \Delta B_{a \min}} (H_b + H_a) \right] \left(1 + \frac{\tau_{p \min}}{t_K} \right)$$

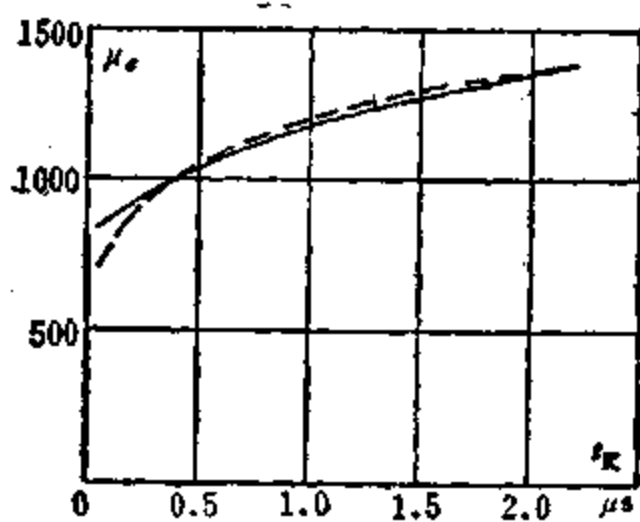
根据式(7.14),有效脉冲磁导率为

$$\mu_e = \frac{\mu_\Delta}{1 + \frac{\tau_p}{t_K}} \quad (7.16)$$

该式类似于式(3.14)。可见,有效脉冲磁导率是平均磁导率、弛豫时间常数、及脉冲宽度的函数。式(7.16)可以写成如下的形式:

$$\mu_e = \mu_\Delta \sim \frac{\tau_p}{t_K} \quad \mu_e = \mu_\Delta - \mu_R$$

利用公式(7.16)和图 7.14,可以求得有效脉冲磁导率和脉冲宽度的关系 $\mu_e = f(t_K)$,如图 7.19 所示。当脉冲宽度 $t_K \gg \tau_p$ 时, $\mu_e \approx \mu_\Delta$ 。



-----计算的; ————试验测得的
图 7.19 有效脉冲磁导率和脉冲宽度的关系

图 7.20 是相对脉冲磁导率和相对脉冲宽度的关系。从该图可见,当脉冲宽度 $t_K < 5 \tau_p$ 时,有效脉冲磁导率显著下降。当 $t_K =$

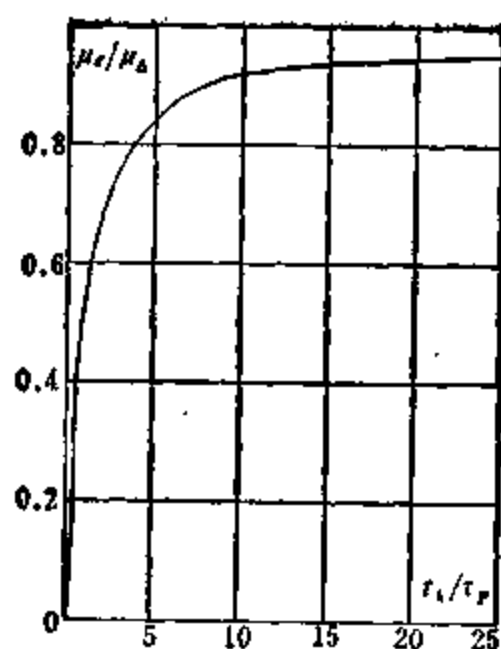


图 7.20 μ_e/μ_s 和 t_x/τ_r 的关系

$2\tau_r$ 时,有效脉冲磁导率 μ_e 等于 μ_s 的一半。当脉冲宽度 $t_x = 20\tau_r$ 时,有效脉冲磁导率 μ_e 为 μ_s 的 95.3%。因而,当 $t_x \geq 20\tau_r$ 时,可以认为 $\mu_e \approx \mu_s$ 。当选取脉冲变压器的铁心时,应当使铁心的弛豫时间常数远小于脉冲宽度。

四、在理想的电流脉冲作用下铁磁体铁心的磁化

根据式(7.6)一(7.8)可以求得电流脉冲作用下铁心的主要参数。式(7.6)改写为

$$u(t) = NS \frac{dB}{dt} = IR_p e^{-\frac{t}{\tau_r}} \quad (7.17)$$

这时

$$\frac{dB}{dt} = \frac{IR_p}{NS} e^{-\frac{t}{\tau_r}} = \frac{\Delta B}{\tau_r} e^{-\frac{t}{\tau_r}}$$

先求磁感应增量与时间的关系

$$\int_0^{\Delta B} dB = \int_0^t \frac{\Delta B}{\tau_r} e^{-\frac{t}{\tau_r}}$$

$$\Delta B(t) = \Delta B [1 - e^{-\frac{t}{\tau_r}}]$$

当 $t \geq 5\tau_p$ 时, 铁心的磁感应增量按指数规律增长, 经过一段时间后, 磁感应增量 $\Delta B(t) \approx \Delta B$ 。图 7.21 上表示了 $u(t)$ 和 $B(t)$ 的变化情况。铁心尺寸 $\phi 10 \times \phi 6 \times 2$, 时间常数 $\tau_p = 50 \text{ ns}$, $\mu_\Delta = 1100$, 电源是幅值 1A ($N=1$) 的理想电流脉冲。这时的有效脉冲磁导率为

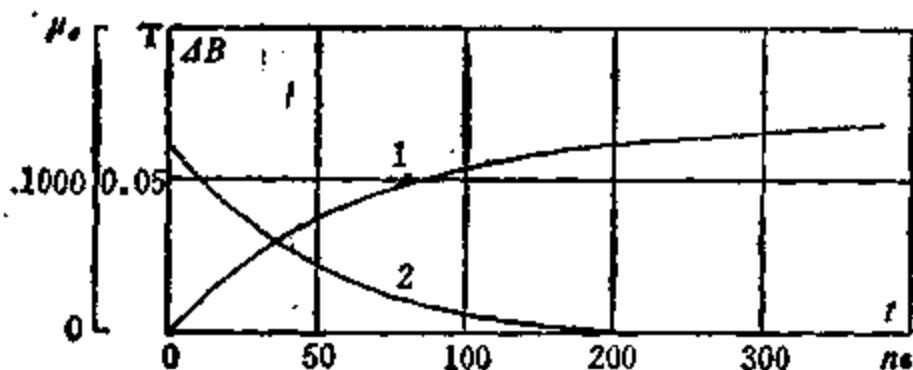
$$\mu_e(t) = \frac{\Delta B(t)}{\mu_0 H} = \frac{\Delta B}{\mu_0 H} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}}) = \mu_\Delta (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}}) \quad (7.18)$$

从上式可知, 有效脉冲磁导率也是按指数规律增长。当 $t \geq 5\tau_p$ 时, $\mu_e \approx \mu_\Delta$ 。在脉冲作用期间, 磁感应增量 and 有效脉冲磁导率的最大值为

$$\Delta B(t_x) = \Delta B (1 - e^{-\frac{t_x}{\tau_p}})$$

$$\mu_e = \mu_\Delta (1 - e^{-\frac{t_x}{\tau_p}})$$

当脉冲宽度小于 $5\tau_p$ 时, $\Delta B(t)$ 小于 ΔB 。在图 7.22 上表示了 $\Delta B(t_x)/\Delta B$, μ_e/μ_Δ , μ_r/μ_Δ 和 t_x/τ_p 的关系。



1. $\Delta B(t)$ 和 $\mu_e(t)$; 2. $u(t)$

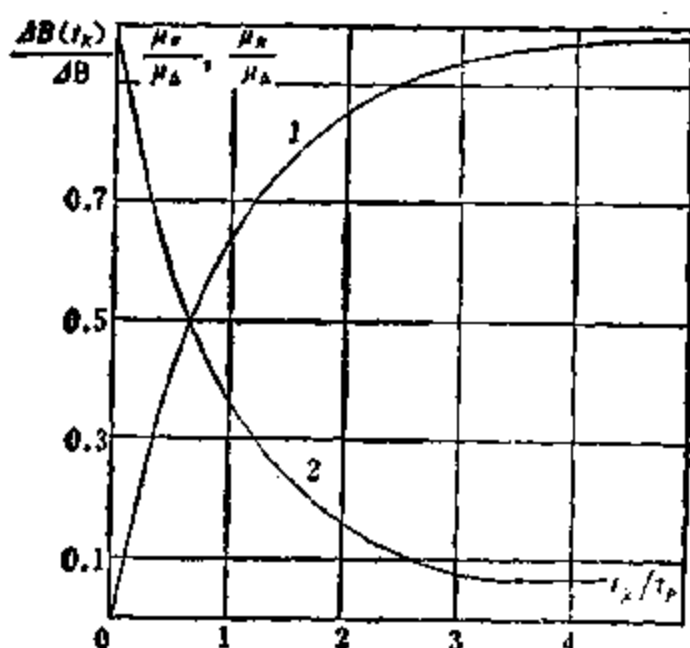
图 7.21 u , ΔB , μ_e 和时间 t 的关系

式(7.17)可以变为如下的形式:

$$\mu_e(t) = \mu_\Delta - \mu_r$$

损耗磁导率为

$$\mu_r(t) = \mu_\Delta e^{-\frac{t}{\tau_p}}$$



1. $\Delta B(t_K)/\Delta B$ 及 μ_0/μ_Δ ; 2. μ_R/μ_Δ

图 7.22 $\Delta B(t_K)/\Delta B, \mu_0/\mu_\Delta, \mu_R/\mu_\Delta$ 和 t_K/τ_p 的关系

假定 μ_Δ 不随时间而变化, 则 μ_R 随脉冲宽度的增大而减小, 当脉冲宽度 $t_K = 5\tau_p$ 时, μ_R 接近于零, $\mu_0 \approx \mu_\Delta$. 当脉冲宽度 $t_K \leq 0.1\tau_p$ 时,

$$\mu_0(t) = \mu_\Delta \frac{t}{\tau_p} \approx \frac{R_0 t}{\mu_0} \approx \mu_R(t)$$

五、在实际的电压脉冲作用下铁心的磁化过程

前面分析了在理想的电压脉冲和电流脉冲作用下铁氧体铁心的磁化过程。然而, 感兴趣的是估价实际的电压脉冲对磁化电流的影响, 及实际的电流脉冲对绕组上脉冲电压的影响。

假定 $\mu_\Delta = \text{常数}$, $R_0 = \text{常数}$, 即等值线路中的电感和电阻都是线性的。电压脉冲的波形如图 7.23 所示, 其增长规律如下:

$$u(t) = U \frac{t}{t_s}$$

当 $t_s < t < t_K$ 时,

$$u(t) = U = \text{常数}$$

在脉冲前沿期间, 铁心中的磁感应强度按下式变化:

$$H(t) = NS \frac{dB}{dt}$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U}{t_s NS} t$$

$$\Delta B(t_s) = \int_0^{t_s} \frac{Utdt}{t_s NS} = \frac{Ut^2}{2 t_s NS} = \Delta B \frac{t}{2 t_s}$$

当 $t = t_x$ 时的磁感应增量为

$$\Delta B(t_x) = \Delta B(t_s) + \Delta B_{t_x-t_s} = \frac{U}{NS} \left(t_x - \frac{t_s}{2} \right) \quad (7.19)$$

因此,在前沿很宽的电脉冲作用下,磁感应增量要比理想脉冲作用下小。图 7.24 表示了磁感应增量和时间的关系。

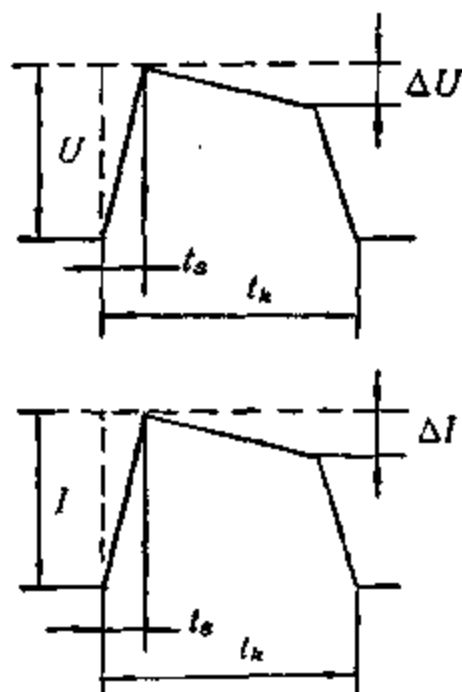
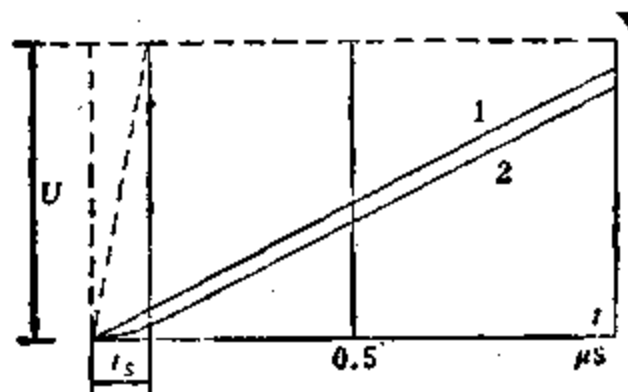


图 7.23 电压脉冲和电流脉冲的波形



1. $t_s = 0$; 2. $t_s = 0.15 \mu s$

图 7.24 磁感应增量和时间的关系

下面分析前沿宽度对铁心磁场强度和磁化电流的影响。由于 $i(t)$ 和 $H(t)$ 间只差一个常数, 因此, 磁化电流和磁场强度的变化规律相同。

根据式(7.15),

$$i(t) = \frac{U}{R} \left(1 + \frac{t}{\tau_p} \right)$$

$$H(t) = \frac{Ni(t)}{l} = H \frac{\tau_p}{t_x} \left(1 + \frac{t}{\tau_p} \right)$$

若已知 $i(t)$, 不难求得 $H(t)$ 。假定脉冲是梯形的。根据式(7.15), 变换之后得到

$$i(t) = \frac{Ut}{t_s R} \left(1 + \frac{t}{2\tau_p} \right) \quad (7.20)$$

当 $t = t_s$ 时, 式(7.18)变为

$$I(t_s) = \frac{U}{R} \left(1 + \frac{t_s}{2\tau_p} \right)$$

当 $t_s < t < t_x$ 时, 磁化电流为

$$i(t) = \frac{U}{R} \frac{t - t_s}{\tau_p}$$

当 $t = t_x$ 时, 磁化电流的幅值为

$$I' = \frac{U}{R} \left(1 + \frac{t_s}{2\tau_p} \right) + \frac{U}{R} \frac{t_x - t_s}{\tau_p} \quad (7.21)$$

磁化电流之比为

$$\frac{I'}{I} = \frac{H'}{H} = 1 - \frac{\frac{t_s}{2\tau_p}}{1 + \frac{t_x}{\tau_p}}$$

显然, 这个相对值和脉冲前沿宽度、铁心时间常数、脉冲宽度与前沿宽度之比等有关。图 7.25 上画出了类似的曲线。从该图可见, t_s/τ_p 越大, t_x/t_s 越小, I'/I 就越小。

磁化电流的相对值与 t_x/t_s 的关系表示在图 7.26 上。从该图可见, τ_p 和 t_x/t_s 越小, 磁化电流的相对值也越小。当 $R_p \rightarrow \infty$ 时,

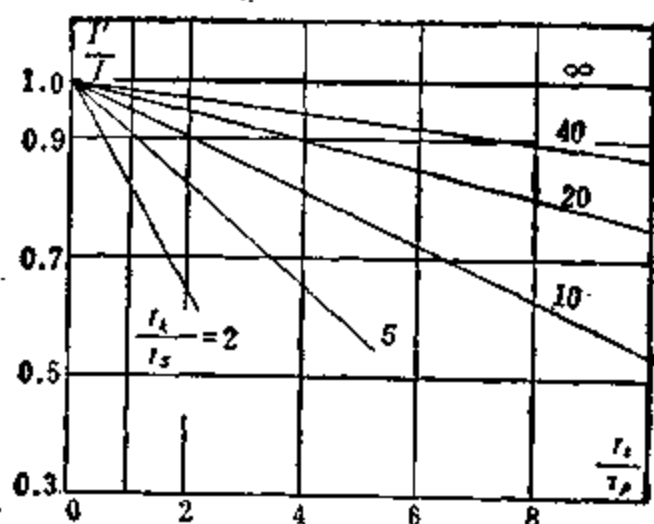
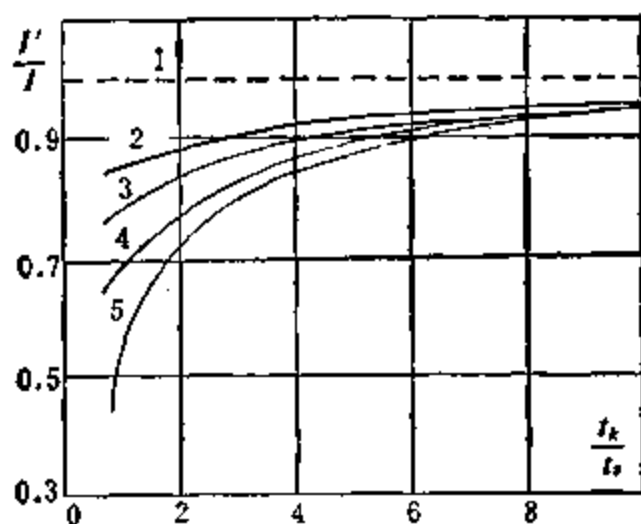


图 7.25 I'/I 和 t_s/τ_p 的关系



1. 理想矩形脉冲时; 2. $t_s/\tau_p=0.5$;
3. $t_s/\tau_p=1$; 4. $t_s/\tau_p=2$; 5. $\tau_p=0$; $R=\infty$

图 7.26 I'/I 和 t_k/t_s 的关系

磁化电流的相对值最小。这时

$$I' = \frac{U}{L} \left(t_k - \frac{t_s}{2} \right) \quad (7.22)$$

$$\frac{I'}{I} = \frac{H'}{H} = 1 - \frac{t_s}{2 t_k}$$

现在分析脉冲平顶降落对磁感应增量和磁化电流的影响。
假定:

$$e(t) = U - \frac{\Delta U}{t_k} t$$

这时

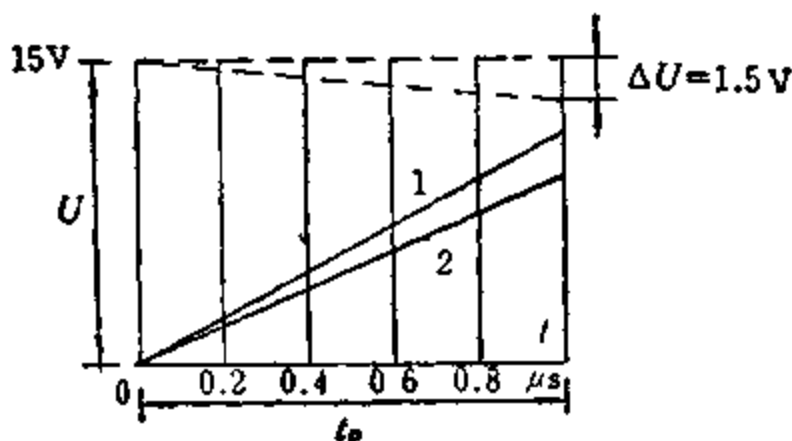
$$NS \frac{dB}{dt} = U - \frac{\Delta U}{t_K} t$$

$$\Delta B(t) = \frac{1}{NS} \int_0^t \left(U - \frac{\Delta U}{t_K} t \right) dt = \frac{1}{NS} \left(Ut - \frac{\Delta U}{t_K} t^2 \right)$$

这时,最大磁感应增量为

$$\Delta B = \frac{1}{NS} (U - \Delta U) t$$

因而,脉冲平顶降落的存在,会使磁感应增量下降。类似关系如图 7.27 所示。



1. $\Delta U = 0$; 2. $\Delta U = 1.5V$

图 7.27 磁感应增量和时间的关系

这时的磁化电流为

$$i(t) = \frac{\Delta U}{t_K S} \left(t + \frac{t^2}{2\tau_p} \right)$$

磁化电流的幅值为

$$I' = \frac{U}{R} \left(1 + \frac{t_K}{\tau_p} \right) - \frac{\Delta U}{R} \left(1 + \frac{t_K}{2\tau_p} \right)$$

电流之比为

$$\frac{I'}{I} = \frac{H'}{H} = 1 - \frac{\Delta U}{U} \frac{1 + \frac{t_K}{2\tau_p}}{1 + \frac{t_K}{\tau_p}}$$

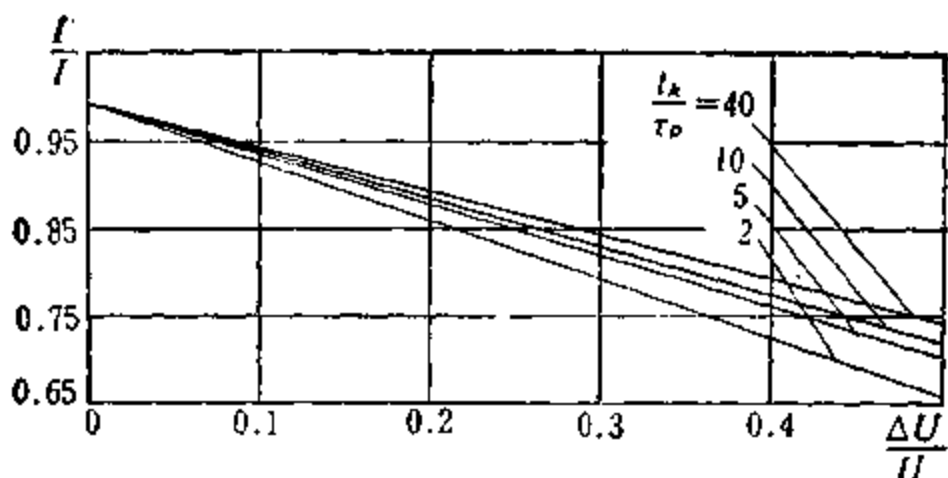


图 7.28 磁化电流的相对值和相对平顶降落的关系

从图 7.28 可见,磁化电流的相对值和 t_k/τ_p 、 $\Delta U/U$ 有关,通常在 35—25% 的范围内。

在图 7.29 上表示了磁化电流的相对值和相对脉冲宽度的关系。从该图可见,在 $\Delta U/U$ 较大时磁化电流的相对值明显下降。当 $\Delta U/U \leq 0.1$ 时,磁化电流的相对值和铁心的弛豫时间常数无关。

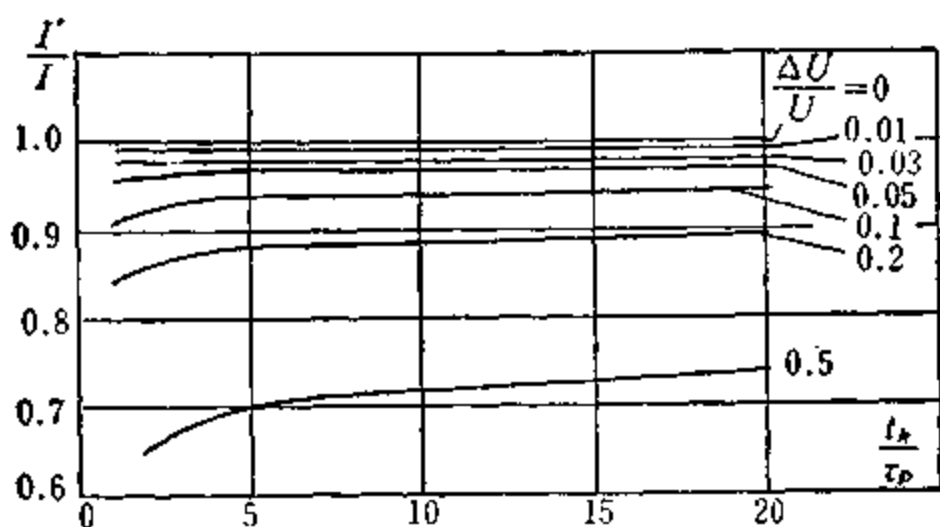


图 7.29 磁化电流的相对值与相对脉冲宽度的关系

六、在实际的电流脉冲作用下铁心的磁化过程

假定电流脉冲和时间的关系如下:

$$\text{当 } 0 \leq t \leq t_s \text{ 时,} \quad i(t) = \frac{I}{t_s} t$$

$$\text{当 } t_s < t < t_r \text{ 时,} \quad i(t) = I$$

根据式(7.17)可得

$$u(t) = \int_0^{t_s} \frac{I}{t_s} R_p e^{-\frac{t-y}{\tau_p}} dy$$

$$= \frac{IR_p \tau_p}{t_s} (1 - e^{-\frac{t_s}{\tau_p}}) = \frac{IL}{t_s} (1 - e^{-\frac{t_s}{\tau_p}}) \quad (7.23)$$

绕组电压幅值为

$$U = \frac{IR_p \tau_p}{t_s} (1 - e^{-\frac{t_s}{\tau_p}}) \quad (7.24)$$

假定 $t_s/\tau_p \leq 0.1$, 则得

$$1 - e^{-\frac{t_s}{\tau_p}} \approx \frac{t_s}{\tau_p} \quad (7.25)$$

把式(7.25)代入(7.24), 得到

$$U \approx \frac{IR_p \tau_p}{t_s} \cdot \frac{t_s}{\tau_p} \approx IR_p$$

由此可知, 当 $\tau_p \gg t_s$ 时, 绕组电压的幅值和磁导率无关, 只由电阻 R_p 来确定。

假定 $t_s/\tau_p \geq 5$, 这时

$$1 - e^{-\frac{t_s}{\tau_p}} \approx 1$$

式(7.24)变为

$$U = \frac{IR_p L}{t_s R_p} = \frac{IL}{t_s}$$

因此, 对于前沿很窄的电流脉冲来说, 铁心的等值线路可以是纯电阻。对于前沿很宽的电流脉冲来说, 铁心的等值线路是纯电感。图 7.30 上表示了电压幅值和脉冲前沿宽度的关系。条件是: 电流脉冲为 1A ($N=1$), 铁心尺寸为 $\phi 10 \times \phi 6 \times 2$, 时间常数 $\tau_{p1} = 0.05 \mu s$, $\tau_{p2} = 0.01 \mu s$ 。两个铁心的初始磁导率均为 1100。损耗电阻为: $R_{01} = 280 \Omega/cm$, $R_{02} = 1300 \Omega/cm$ 。此外, 还针对纯电感 ($R \rightarrow \infty$) 等值线路和两个纯电阻等值线路, 分别画出了 $U_s(t_s)$ ——

a)

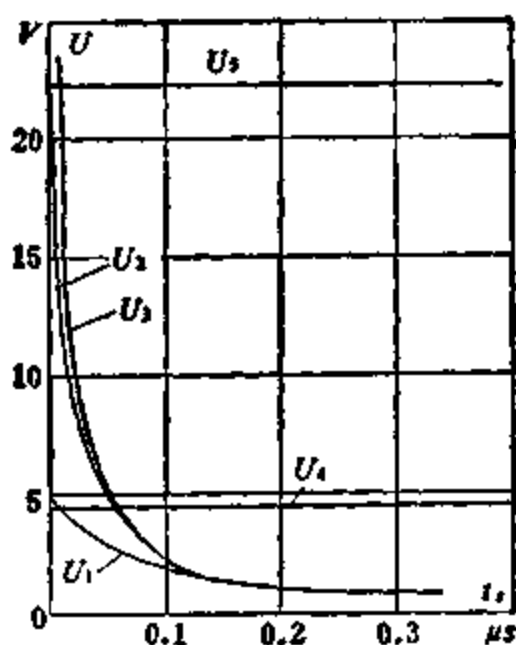


图 7.30 电压幅值和前沿宽度的关系

$R_{01} = 280 \Omega/\text{cm}$, $U_s(t_s)$ —— $R_{02} = 1300 \Omega/\text{cm}$ 。当 $t_s \rightarrow 0$ 时, U_1 和 U_2 分别趋于 U_4 和 U_5 , U_3 趋于无穷大。当 $t_s \rightarrow \infty$ 时, U_1 、 U_2 和 U_3 重合。

电压之比为

$$\begin{aligned} \frac{U'}{U} &= \frac{IR_p \tau_p (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}})}{t_s IR_p e^{-\frac{t}{\tau_p}}} \\ &= \frac{\tau_p}{t_s} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}}) \end{aligned}$$

这个关系表示在图 7.31 上。随着 t_s/τ_p 的增大, 电压的比值减小。当 $t_s/\tau_p > 5$ 时,

$$\frac{U'}{U} \approx \frac{\tau_p}{t_s}$$

现在分析绕组电压和时间的关系。当 $0 < t < t_s$ 时, $u(t)$ 按式 (7.19) 计算。当 $t_s < t < t_r$ 时,

$$u(t) = IR_p e^{-\frac{t-t_s}{\tau_p}} \quad (7.26)$$

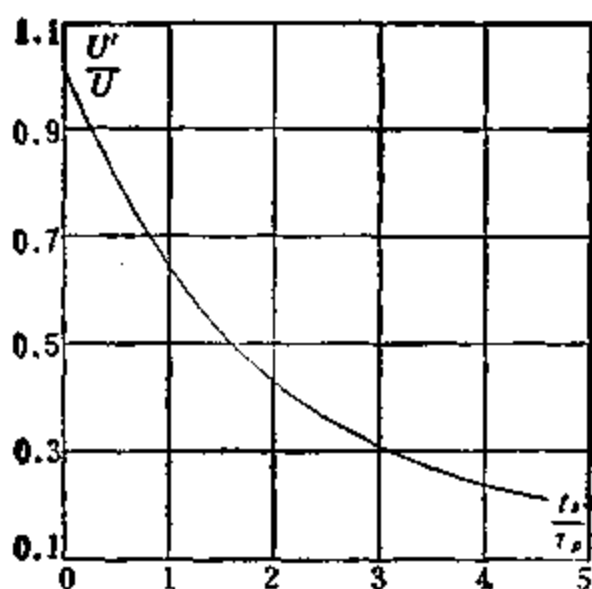


图 7.31 绕组电压的相对值和相对前沿宽度的关系

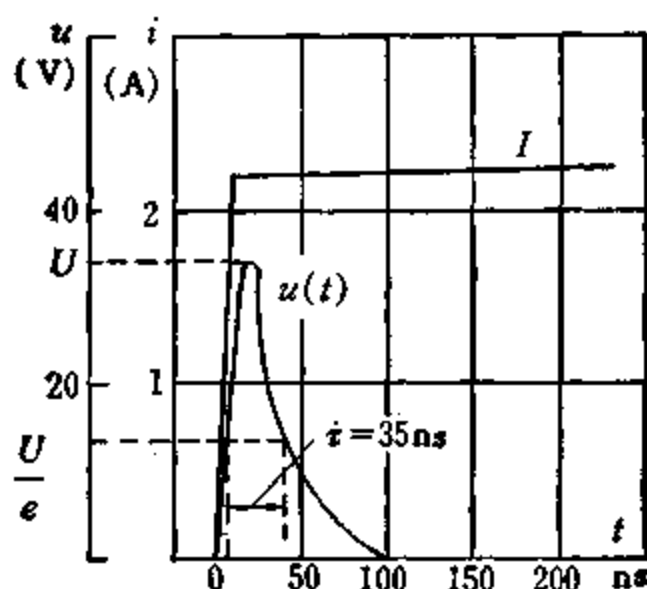


图 7.32 输出电压和电流与时间的关系

当 $0 < t < t_s$ 时, 根据式(7.19)和(7.22)作出的脉冲波形如图 7.32 所示。

下面分析磁感应增量和时间的关系。根据式(7.23),

$$u(t) = NS \frac{dB}{dt} = \frac{IL}{t_s} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}})$$

由此可得

$$\frac{dB}{dt} = \frac{IL}{NS t_s} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}}) = \frac{\Delta B}{t_s} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}})$$

这时

$$\int_0^{\Delta B} dB = \Delta B \left[\frac{t}{t_s} - \frac{\tau_p}{t_s} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}}) \right]$$

当 $0 < t < t_s$ 时,

$$\Delta B(t) = \Delta B \left[\frac{t}{t_s} - \frac{\tau_p}{t_s} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}}) \right]$$

当 $t = t_s$ 时,

$$\Delta B(t_s) = \Delta B \left[1 - \frac{\tau_p}{t_s} (1 - e^{-\frac{t_s}{\tau_p}}) \right]$$

当 $t = t_s$ 时,磁感应增量 $\Delta B(t_s)$ 和 t_s/τ_p 有关。当脉冲前沿很窄 $t_s < \tau_p \leq 0.1$ 时, $\Delta B(t_s) \rightarrow 0$ 。当 $t_s/\tau_p \geq 5$ 时,

$$\Delta B(t_s) = \Delta B \left(1 - \frac{\tau_p}{t_s} \right)$$

从 $t > t_s$ 的瞬间开始,磁感应增量按如下规律增长:

$$\Delta B(t) = \Delta B \left(1 - e^{-\frac{t-t_s}{\tau_p}} \right)$$

图 7.33 上表示了相应的曲线。铁心尺寸 $\phi 7 \times \phi 4 \times 2$, $\tau_p = 20 \text{ ns}$, $\Delta B = 0.175 \text{ T}$, $H = 215 \text{ A/m}$ 。

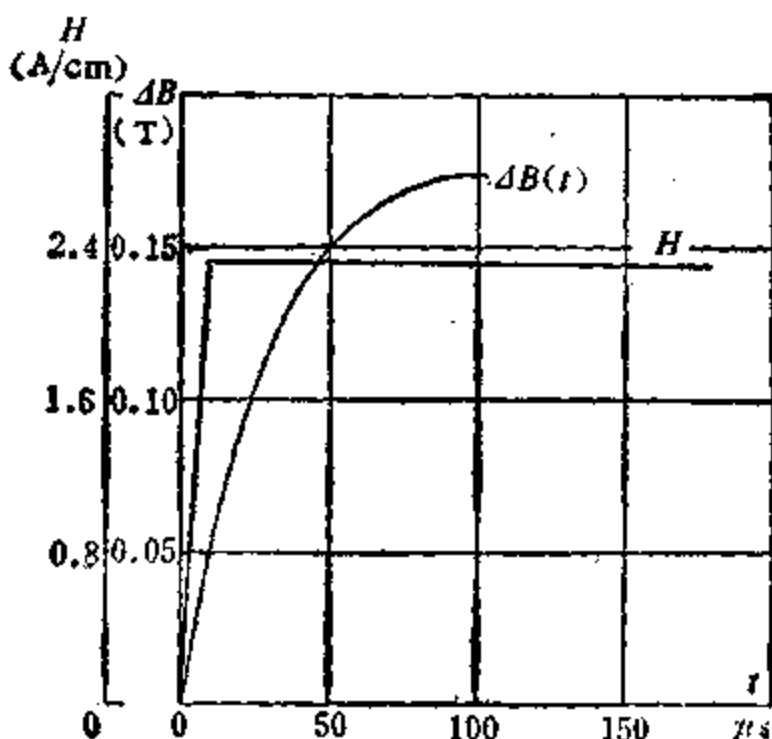


图 7.33 磁感应增量和时间的关系

七、脉冲磁化时铁磁体铁心的损耗

设 H 为磁场强度, $\Delta B = f(H)$ 是铁心的脉冲磁化曲线, 则在一个脉冲作用下铁心的磁化能为:

$$W = \int_0^T u i dt = V \oint H d(\Delta B)$$

该式的积分就是脉冲磁滞回环的面积。式中 V 是铁心的体积。

按照铁心的等值线路, 可求得铁心的比磁化能为

$$\begin{aligned} W &= \int_0^{t_K} u i dt = u \int_0^{t_K} \left(\frac{U t}{L} + \frac{U}{R_p} \right) dt \\ &= \frac{U^2 t_K^2}{2L} + \frac{U^2 t_K}{R_p} = \frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_d} + \frac{\Delta B^2 S l}{R_0 t_K} \end{aligned} \quad (7.27)$$

消耗在铁心中的能量为

$$W_r = \frac{U^2 t_K}{R_p} = \frac{\Delta B^2 S l}{R_0 t_K} = S l S_1 \quad (7.28)$$

S_1 为图 7.34 上阴影部分的面积。

负载上消耗的能量为

$$W_p = \frac{U^2 t_K^2}{2L} = \frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_d} = S l S_2 \quad (7.29)$$

S_2 为图 7.34 上交叉阴影部分的面积。

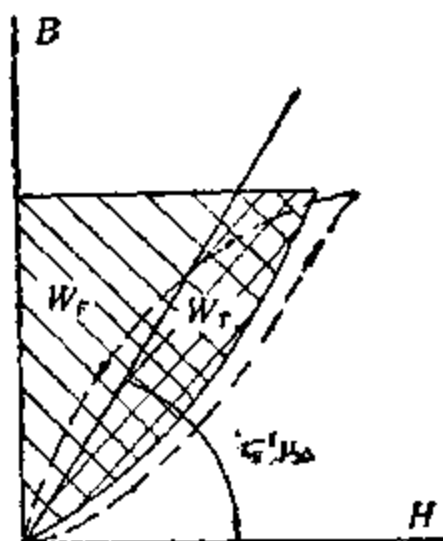


图 7.34 铁心中消耗的能量 W_r 及储存的能量 W_p

从式(7.28)可见,负载上消耗的能量,即铁心中储存的能量和脉冲宽度无关,由磁感应增量和铁心的磁导率来确定.从式(7.29)可见,消耗在铁心中的能量和磁感应增量的平方成正比,和脉冲宽度及损耗电阻成反比.根据式(7.27)可得

$$W_r = \frac{\Delta B^2 S l}{2\mu_0 \mu_A} \left(1 + \frac{2\tau_p}{t_k}\right)$$

铁心中储存的能量一部分消耗在外电路的电阻上,一部分消耗在铁心上.假设负载电阻为 R_r ,则在脉冲之间的间隙期间铁心消耗的能量为

$$W'_r = \frac{W_r}{1 + \frac{R_r}{R_f}}$$

一个周期内铁心中消耗的能量为

$$W' = W'_r + W_r$$

磁化能的相对值为

$$\frac{W'}{W} = \frac{W'_r + W_r}{W_r + W_r}$$

在图 7.35 上,表示了磁化能的相对值和相对脉冲宽度的关系.当负载电阻接近于无穷大时,铁心中的所有能量都消耗在铁

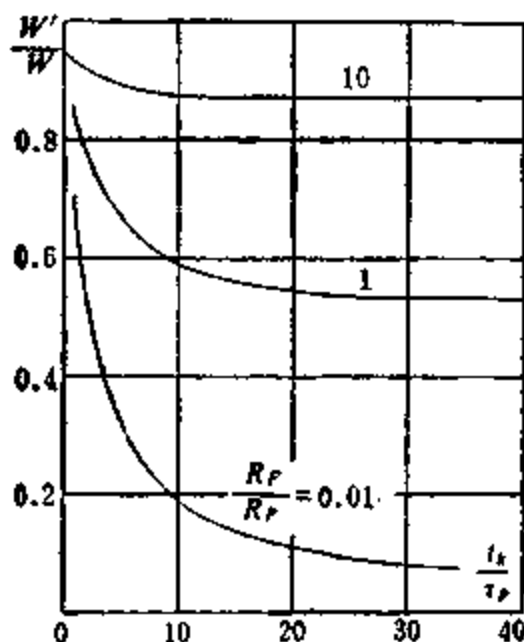


图 7.35 铁心的相对磁化能和脉冲相对宽度的关系

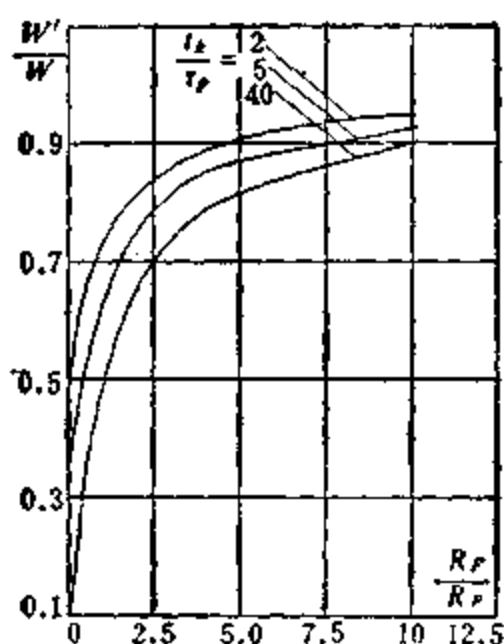


图 7.36 磁化能的相对值和负载电阻相对值的关系

心上。当负载电阻接近于零时，铁心中的所有能量都消耗在负载电阻上。然而，这个结论仅在 $t_x/\tau_p > 20$ 时才成立。当 $t_x/\tau_p < 5$ 时，铁心中消耗的能量显著增长。图 7.36 上表示了磁化能的相对值和负载电阻相对值的关系。当 $R_p < 2 R_p'$ 时，铁心损耗显著下降，特别是脉冲较宽时。

八、铁氧体铁心的温升及其最高工作频率

最高工作频率是铁氧体铁心的主要使用参数。脉冲重复频率提高，会使铁心过热，使铁心的磁性能显著变坏。

先求出最高工作温度下铁心的参数，然后就可以确定铁心的最高允许温升：

$$\Delta t = t_r - t_n$$

Δt 为铁心温升； t_r 为铁心的工作温度； t_n 为环境温度。

在脉冲作用期间，消耗在铁心中的能量为

$$W(t_x) = W_r = \frac{\Delta B^2 S l}{R_o t_x}$$

在脉冲之间的间隔内：

$$W_{r-t_x} = W_r' = \frac{\Delta B^2 S l}{2 \mu_o \mu_d (1 + R_p/R_p')}$$

消耗的功率分别为

$$P(t_K) = \frac{W(t_K)}{t_K} = \frac{\Delta B^2 S l}{R_0 t_K^2} \quad (7.30)$$

$$P_{T-t_K} = \frac{W_{T-t_K}}{T-t_K} = \frac{\Delta B^2 S l}{2 \mu_0 \mu_\Delta (1 + R_p/R_p') (T-t_K)} \quad (7.31)$$

如果根据铁心的温升而规定出允许的损耗功率 P_v , 则可以确定允许的最小脉冲宽度, 及铁心的最高工作频率。将 P_v 代入式 (7.30), 则得

$$P_v = \frac{\Delta B^2 S l}{R_0 t_K^2}$$

由此可得

$$t_{K \min} = \Delta B \sqrt{\frac{S l}{R_0 P_v}} = \Delta B \sqrt{\frac{S l \tau_p}{\mu_0 \mu_\Delta P_v}} \quad (7.32)$$

将 P_v 代入式 (7.31) 得到

$$P_v = \frac{\Delta B^2 S l}{2 \mu_0 \mu_\Delta \left(1 + \frac{R_p}{R_p'}\right) (T-t_K)}$$

由此可得

$$(T-t_K)_{\min} = \frac{\Delta B^2 S l}{2 \mu_0 \mu_\Delta P_v \left(1 + \frac{R_p}{R_p'}\right)}$$

脉冲的最小周期为

$$T_{\min} = \frac{\Delta B^2 S l}{2 \mu_0 \mu_\Delta P_v \left(1 + \frac{R_p}{R_p'}\right)} + \sqrt{\frac{\Delta B^2 S l}{R_0 P_v}}$$

最高工作频率:

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{2 \mu_0 \mu_\Delta P_v \left(1 + \frac{R_p}{R_p'}\right) \sqrt{R_0}}{\Delta B^2 S l \sqrt{R_0} + 2 \Delta B \mu_0 \mu_\Delta \left(1 + \frac{R_p}{R_p'}\right) \sqrt{S l P_v}}$$

当频率超过 f_{max} 时,铁心的温升将超过允许值。铁心的允许消耗功率不仅和散热面积、环境温度有关,而且和变压器的结构及冷却条件有关。这个功率可按下式确定:

$$P_p = k_x S_{T_m} \Delta t$$

k_x 为变压器的传热系数,对于铁氧体铁心小型脉冲变压器来说, $k_x = 1 \times 10^2 - 2 \times 10^2 \text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{C})$; S_{T_m} 为铁心的散热面积,按下式计算:

$$S_{T_m} = \pi(D+d) \left[\frac{1}{2}(D-d) + h \right] \quad (7.33)$$

式(7.32)和(7.33)表明,减小铁心的时间常数,可以提高铁心的工作频率。当 R_p 趋近于无穷大、 τ_p 趋近于零时,最高工作频率无穷大。这说明脉冲变压器中应采用高损耗电阻的铁心。图 7.37 上表示了最高工作频率和损耗电阻 R_0 的关系。铁心牌号是 R 1.1 Km,从该图可见,当 $R_0 < 100 \Omega/\text{cm}$ 时,铁心的最高工作频率相当低。

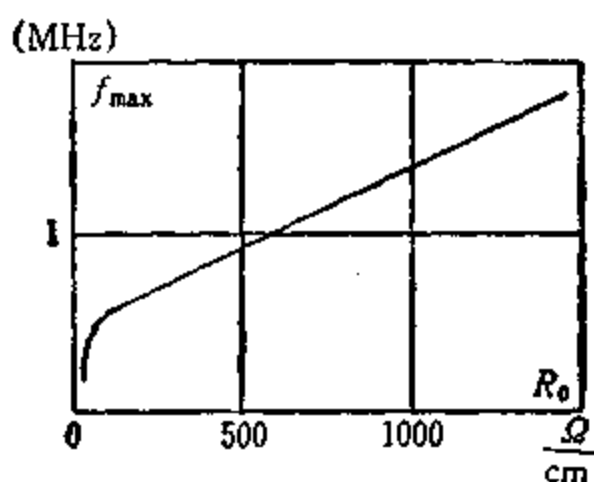


图 7.37 最高工作频率和损耗电阻的关系

九、铁氧体铁心的脉冲参数

通过上面的分析可知,铁氧体铁心的脉冲参数有:

- (1) 脉冲磁化曲线上极限工作点的平均脉冲磁导率 μ_{d0} ;
- (2) 最大脉冲磁导率 μ_{dm} ;
- (3) 损耗电阻 R_0 ;

- (4) 极限工作点的磁感应增量 ΔB_0 , 即最高允许的磁感应增量;
- (5) $\mu_{\Delta} = \mu_{\Delta m}$ 时的磁场强度 H ;
- (6) 铁心的弛豫时间常数 τ_p ;
- (7) $H = 10H_0$ 时的磁感应增量 ΔB_0 ;
- (8) 静态磁滞回环的参数 B_m 、 B_r 、 H_0 ;
- (9) $\mu_0 = \mu_{\Delta}$ 时的最小脉冲宽度;
- (10) 相对介电常数 ϵ_0 。

第八章 铁氧体铁心小型脉冲变压器

小型脉冲变压器是雷达、通讯、自动控制、计算技术等部门的重要元件。主要用来产生脉冲信号,进行阻抗匹配,以及函数变换等。本章主要研究铁氧体铁心小型脉冲变压器的理论、结构、设计方法、具体系列等问题。

8.1 小型脉冲变压器的电磁参数

小型脉冲变压器有心式、壳式、环形等多种结构。铁心有冲片式的、硅钢带的或铁镍合金卷绕的,铁氧体的等。本章主要分析环形铁氧体铁心小型脉冲变压器。当采用E型铁心时要考虑气隙的影响。铁镍合金铁心的脉冲磁导率高,温度稳定性好,在小型脉冲变压器中也经常采用。铁氧体铁心的电阻率高,比损耗小,允许工作频率高。多数铁氧体在频率为1 MHz以下时,脉冲磁导率基本恒定。对于铁镍合金铁心来说,由于涡流损耗的影响,当频率提高时,磁导率迅速下降。在5—50 kHz时,它的磁导率已低于铁氧体。

小型脉冲变压器的主要参数有:

- (1) 脉冲的额定伏秒面积 Ut_r ;
- (2) 脉冲电流 I ;
- (3) 变压器的漏感 L_s ;
- (4) 变压器的分布电容 C_s ;
- (5) 最小脉冲宽度;
- (6) 最高重复频率;
- (7) 变比 n ;
- (8) 允许的最大有效值电流;

- (9) 磁化电感;
- (10) 绕组电阻;
- (11) 输入和输出电路的等值阻抗;
- (12) 铁心规格, 绕组匝数, 线径, 变压器尺寸, 以及使用要求等。

一、磁化电流的计算

为了计算磁场强度, 必须考虑脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 的非线性及不同温度下铁心参数的分散性。考虑的方法是: 用斜率可变的直线来近似表示这个曲线的工作段。在这种情况下, 磁化电流的分散性不仅和磁导率的分散性有关, 而且和脉冲磁化曲线斜率的偏差有关。

考虑到式(7.3)和(7.4), 磁化电流的最大值 I_{\max} 和最小值 I_{\min} 分别为

$$I_{\min} = \frac{l}{N} \left[\frac{\Delta B_0 - \Delta B_{a\max}}{\Delta B_{b\min} - \Delta B_{a\min}} (H_b - H_a) + H_a \right]$$

$$I_{\max} = \frac{l}{N} \left[\frac{\Delta B_0 - \Delta B_{a\min}}{\Delta B_{b\max} - \Delta B_{a\min}} (H_b - H_a) + H_a \right]$$

根据式(7.2), 磁化电感为

$$L_{\min} = \frac{\mu_0 N^2 S}{l} \frac{\Delta B_0}{\frac{\Delta B_0 - \mu_{a\min} H_a}{\mu_{b\min} H_b - \mu_{a\min} H_a} (H_b - H_a) + H_a}$$

$$L_{\max} = \frac{\mu_0 N^2 S}{l} \frac{\Delta B_0}{\frac{\Delta B_0 - \mu_{a\max} H_a}{\mu_{b\max} H_b - \mu_{a\min} H_a} (H_b - H_a) + H_a}$$

然而, 脉冲变压器中所用的多数铁心, 特别是铁镍合金铁心, 其磁化曲线很陡, 接近于直线, 磁导率恒定不变。这时, 磁化电流的分散性只和铁心参数的温度稳定性有关:

$$I_{\min} = \frac{l}{N} \frac{\Delta B}{\mu_{\Delta\max}} = \frac{Ut_x}{L_{\max}}$$

$$I_{\max} = \frac{t}{N} \frac{\Delta B}{\mu_{d\min}} = \frac{Ut_x}{L_{\min}}$$

上式中的磁化电感按下式计算：

$$L_{\min} = \frac{\mu_{d\min} \mu_0 N^2 S}{l}$$

$$L_{\max} = \frac{\mu_{d\max} \mu_0 N^2 S}{l}$$

如果脉冲变压器的额定伏秒面积对应于最大允许的磁感应增量 ΔB_0 ，则可以不考虑脉冲磁化曲线的非线性。

二、脉冲的伏秒面积和最高重复频率

脉冲的伏秒面积由磁感应增量 ΔB ，铁心截面积 S 、匝数 N 这三个参数来确定：

$$Ut_x = SN\Delta B$$

增大 S 和 N 会使变压器的尺寸与质量增长。为了得到最大的伏秒面积，希望选取磁感应增量 ΔB_0 足够高的铁心，工作点也应当尽量高。

脉冲的伏秒面积是脉冲变压器的一个重要参数。而且，当脉冲幅值或宽度变化时，只要它们的乘积不变，脉冲变压器的磁化电流都相同。然而，当脉冲宽度减小时，铁心损耗增长，磁化电流也增长，铁心的有效脉冲磁导率 μ_e 便下降。实际上，对于锰锌铁氧体或铁镍合金铁心来说，当脉冲宽度小于 $0.5 \mu s$ 时，磁导率就显著降低。当脉冲宽度为 $t_x = 20 \tau_p = \frac{20 \mu_0 \mu_d}{R_0}$ 时， μ_e 只比 μ_d 小 5%。

对于某些牌号的铁心来说，最小脉冲宽度和最高重复频率由铁心的温升来确定。前面已经指出，当已知铁心尺寸时，可以根据功率 P_r 来确定允许的最小脉冲宽度：

$$t_{x,\min} = \Delta B \sqrt{\frac{Sl}{R_0 P_r}}$$

最小脉冲周期为

$$T_{\min} = \frac{\Delta B^2 S l}{2 \mu_0 \mu_{\Delta} P_s \left(1 + \frac{R_p}{R_p'}\right)} + \Delta B \sqrt{\frac{S l}{R_0 P_s}}$$

允许的最高重复频率为

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{\min}}$$

因此,当设计重复频率较高、脉冲宽度很窄的变压器时,为了降低温升,必须选取损耗电阻 R_0 较大,平均脉冲磁导率 μ_{Δ} 很高的铁心材料. 负荷电阻 R_p 应尽量提高,磁感应增量 ΔB 应适当降低,甚至增大铁心尺寸来减小允许的脉冲宽度 $t_{x,\min}$ 和提高允许的工作频率 f_{\max} . 为此,有时采用 ΔB 值很低的铁心,或使变压器工作在脉冲磁化曲线的初始段.

除铁氧体外,铁镍基磁粉心,非晶态合金等材料都具有很高的电阻率,均适合于在高频窄脉冲下使用.

8.2 脉冲变压器的动态参数

一、脉冲变压器电路中的过渡过程

为了方便起见,首先分析不考虑绕组漏感和分布电容时变压器中的过渡过程,从而确定出初次级电流和脉冲作用时间的关系.

假定变压器如图 8.1 所示,而且

$$\phi_{.1} = \phi_{.2} = 0$$

设 L_0 为磁化电感,解相应的微分方程可得

$$i_1 = \frac{U}{R_1} \left\{ 1 - \frac{R_2}{R_2 + n^2 R_1} \exp \left[- \frac{R_1 R_2 t}{L_0 (R_2 + n^2 R_1)} \right] \right\}$$

$$i_2 = \frac{U n}{R_2 + n^2 R_1} \exp \left[- \frac{R_1 R_2}{L_0 (R_2 + n^2 R_1)} t \right]$$

由此可见,接通瞬间,电流 i_1 从零跃变到下式表示的值:

$$i_1(0) = \frac{U n^2}{R_2 + n^2 R_1}$$

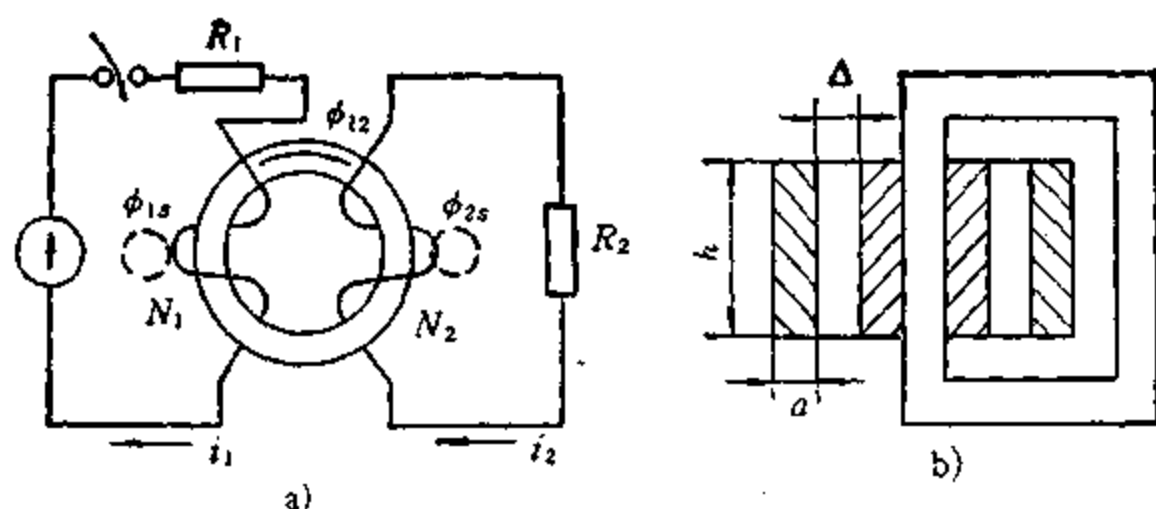


图 8.1 小型脉冲变压器的原理图(a)和绕组结构(b)

然后逐渐增大到 $i(\infty) = U/R_1$ 。在接通瞬间, 电流 i_2 同样从零跃变到

$$i_2(0) = \frac{Un}{R_2 + n^2R_1} = i_1(0) \frac{N_2}{N_1}$$

然后逐渐降到零。初次级电流之比为

$$\frac{i_1(t)}{i_2(t)} = \frac{n^2R_1 + R_2}{nR_1} \left\{ \frac{1}{\exp\left[-\frac{R_1R_2t}{L_0(R_2 + n^2R_1)}\right]} - 1 \right\}$$

假定变压器的传输系数 α 等于初级电流幅值 I_1 与次级电流幅值 I_2 之比:

$$\alpha = \frac{I_1}{I_2} = \frac{n^2R_1 + R_2}{nR_1}$$

当 $t = t_x$ 时,

$$-\frac{R_1R_2t}{L_0(R_2 + n^2R_1)} \rightarrow \infty$$

传输系数的公式就是在此条件下导出的。

因此, 不考虑漏感时变压器的传输系数由初次级电路的电阻和变比来确定。

当 $t = 0$ 时, $\frac{i_1(0)}{i_2(0)} = \frac{1}{n}$, 电流传输系数和变比成反比。

下面研究考虑漏感时变压器电路中的过渡过程。

假定 ϕ_1 是初级绕组的磁链, ϕ_2 为次级绕组的磁链。初次级绕组的磁通分别为

$$\phi_1 = \frac{\psi_1}{N_1} \quad \phi_2 = \frac{\psi_2}{N_2}$$

在没有漏磁时, ϕ_1 和 ϕ_2 相等。由于漏磁的存在, $\phi_1 - \phi_2 = \phi_{1s}$ 。其中 ϕ_{1s} 称为初级绕组的漏磁通。参数

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

称为耦合系数, 而且

$$k = \sqrt{k_1 k_2}$$

k_1 和 k_2 分别为变压器初次级绕组的耦合系数。

初级绕组的电感为

$$L_1 = \frac{N_1 \phi_1}{i_1}$$

初级绕组的漏感为

$$L_{1s} = \frac{N_1 \phi_{1s}}{i_1}$$

初级磁化电感为

$$L_{01} = L_1 - L_{1s} = \frac{N_1 \phi_2}{i_1} = k_1 L_1$$

互感为

$$M = \frac{N_2 \phi_2}{i_1} = \frac{N_2}{N_1} L_{01} = \frac{N_2}{N_1} k_1 L_1$$

次级绕组也存在类似的关系:

$$L_2 = \frac{N_2 \phi_2}{i_2}$$

$$L_{2s} = \frac{N_2 \phi_{2s}}{i_2}$$

$$L_{02} = L_2 - L_{2s} = \frac{N_2 \phi_1}{i_2} = k_2 L_2$$

$$M = \frac{N_1}{N_2} L_{02} = \frac{N_1}{N_2} k_2 L_2$$

根据这些公式可得

$$L_{02} = \frac{N_2}{N_1} M \quad L_{2s} = L_2 - \frac{N_2}{N_1} M$$

$$k = \sqrt{\frac{(L_1 - L_{1s})(L_2 - L_{2s})}{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{L_{01} L_{02}}{L_1 L_2}}$$

在理想的矩形脉冲作用下,考虑漏磁时变压器中的过渡过程,可用如下的微分方程组来描述:

$$\begin{cases} R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = U \\ R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = 0 \end{cases}$$

该方程组的算子形式为

$$\begin{cases} (R_1 + pL_1)I_1 + pMI_2 = \frac{U}{p} \\ pMI_1 + (R_2 + pL_2)I_2 = 0 \end{cases}$$

解方程便得

$$I_1 = \frac{U(1 + p\tau_2)}{pL_1\tau_2(1 - k^2)(p^2 + ap + b)} = \frac{F_1(p)}{pF_2(p)}$$

$$I_2 = \frac{MU}{L_1L_2(1 - k^2)(p^2 + ap + b)} = \frac{F_3(p)}{F_2(p)}$$

式中 $\tau_1 = \frac{L_1}{R_1}$ ——初级绕组的时间常数; $\tau_2 = \frac{L_2}{R_2}$ ——次级绕组的时间常数。

$$a = \frac{1}{1 - k^2} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right)$$

$$b = \frac{1}{(1 - k^2)\tau_1\tau_2}$$

特征方程是

$$F_2(p) = p^2 + ap + b = 0$$

特征方程的根为

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2(1-k^2)} \left[\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2}\right)^2 - \frac{4(1-k^2)}{\tau_1\tau_2}} \right]$$

初次级电流的瞬时值为

$$i_1 = \frac{U}{R_1} \left[1 + p_2 \frac{1+p_1\tau_2}{p_1-p_2} e^{p_1 t} - p_1 \frac{1-p_2\tau_2}{p_1-p_2} e^{p_2 t} \right]$$

$$i_2 = \frac{k^2 U}{(p_2 - p_1)(1 - k^2)M} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t})$$

显然,在 $p_1, p_2 < t$ 时, 电流 i_1 和 i_2 都由两个分量组成, 这两个分量的衰减系数分别为 p_1 和 p_2 。

在图 8.2 上表示了初级电流 i_1 和次级电流 i_2 与时间的关系。该图的具体条件是: $N_1 = N_2 = 1$; $U = 15 \text{ V}$; $R_1 = R_2 = 10 \Omega$; $L_1 = L_2 = 0.2 \mu\text{H}$; $k = 0.75$; $M = 0.15 \mu\text{H}$ 。

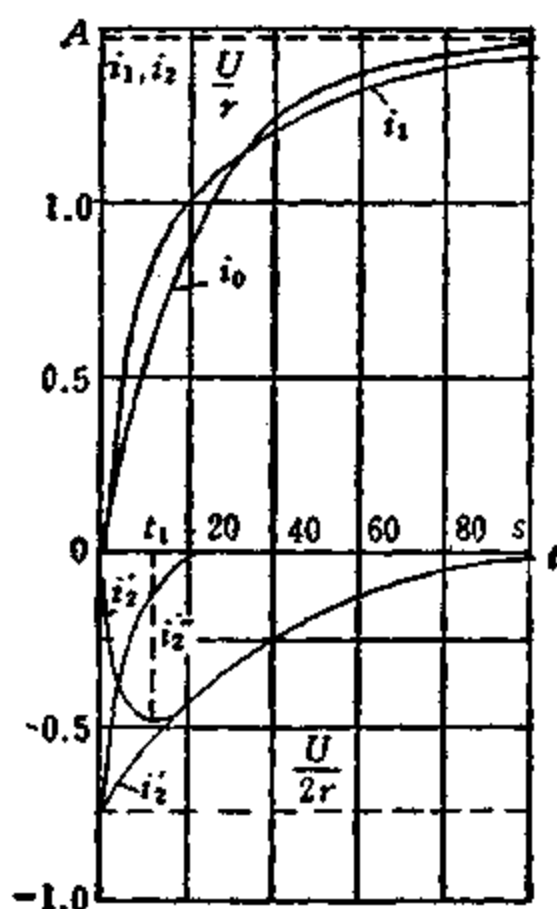


图 8.2 初级电流 i_1 和次级电流 i_2 与时间的关系

从图 8.2 可见,自由分量

$$i_1' = \frac{U}{2R} \exp\left(-\frac{Rt}{L+M}\right)$$

衰减得很慢,具有很大的时间常数,该时间常数由电感与互感之和来确定。在 $k=1$ 时,时间常数为 L/R 。第二个分量

$$i_1'' = \frac{U}{2R} \exp\left(-\frac{Rt}{L-M}\right)$$

衰减得比较快,其时间常数由电感与互感之差来确定。在没有漏感时,电流的这个分量等于零。

图 8.2 上还表示了次级开路时的初级电流 i_0 ,该电流可按下列式计算:

$$i_0 = \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}}\right)$$

接负载电阻时初级电流的增长速度要比次级开路时快。当次级短路时:

$$\left(\frac{di_1}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U}{(1-k^2)L}$$

当次级开路时:

$$\left(\frac{di_1}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U}{L}$$

前一个微分值较大,因而电流增长的快。从某个瞬间起,电流 i_1 的增长速度比次级绕组开路时慢。

下面确定输出电流幅值最大的时间 t_{max} 。为此,求出电流对时间的微分,并令它等于零:

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{k^2 U}{(p_2 - p_1)(1 - k^2)M} (p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t})$$

变换之后得到

$$t_{max} = \frac{\ln \frac{p_2}{p_1}}{p_2 - p_1}$$

电流的最大值为

$$I_{2\max} = - \frac{k^2 U}{(p_2 - p_1)(1 - k^2)M} (e^{p_1 t'_{\max}} - e^{p_2 t'_{\max}})$$

下面确定电流的传输系数。当脉冲相当宽时, $p_1 t_x \rightarrow \infty, p_2 t_x \rightarrow \infty, I_1 \rightarrow \frac{U}{R_1}$, 电流传输系数为

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_1 k^2 (e^{p_1 t'_{\max}} - e^{p_2 t'_{\max}})}{(p_2 - p_1)(1 - k^2)M}$$

显然, 漏感越大, 绕组间的耦合系数就越小, 传输系数将更低。

实际的脉冲波形都有一定的前沿和顶降。假定脉冲为梯形, 前沿是线性的:

$$u(t) = \frac{U}{t_s}$$

当 $0 < t < t_s$ 时, 电流 i_2 为

$$i_2 = \frac{k^2 U}{t_s (p_2 - p_1)(1 - k^2)M} \left(\frac{1 - e^{p_2 t}}{p_2} - \frac{1 - e^{p_1 t}}{p_1} \right)$$

在脉冲作用期间, 电流 $i_2(t)$ 为

$$i_2(t) = \frac{k^2 U}{t_s (p_2 - p_1)(1 - k^2)M} \left(\frac{1 - e^{p_2 t}}{p_2} - \frac{1 - e^{p_1 t}}{p_1} \right) + \frac{k^2 U}{(p_2 - p_1)(1 - k^2)M} \{ \exp[p_1(t - t_s)] - \exp[p_2(t - t_s)] \}$$

电流 i_2 出现最大值的瞬间为

$$t_{\max} = \frac{\ln \frac{p_2}{p_1} + t_s (p_2 - p_1)}{p_2 - p_1}$$

时间 t_{\max} 表示漏感引起的脉冲前沿畸变。

二、漏感

在第一章已经指出, 变压器初次级电流形成的磁场由三部分组成, 其中两部分磁通只和相应绕组的电流有关, 第三部分磁通和

初次级电流都有关。从初级传输到次级的能量由主磁通来确定。所谓主磁通就是和初次级绕组都耦合的磁通。漏磁通只和某一个绕组有关，不能传输能量。

初次级绕组的磁链为

$$\Psi_1 = L_1 i_1 + M i_2 = \Psi_{12} + \Psi_{1s}$$

$$\Psi_2 = L_2 i_2 + M i_1 = \Psi_{21} + \Psi_{2s}$$

Ψ_{12} 和 Ψ_{21} 是与初次级电流都有关的磁链； Ψ_{1s} 和 Ψ_{2s} 是只与初级或次级电流有关的磁链，通常称为漏磁链。

显然，为了确定主磁通和漏磁通，两个方程是不够的，必须有其他附加条件。

假定 $\Psi_{12} = \Psi_{21} = 0$ ，则漏磁链为

$$\Psi_{1s} = L_{1s} i_1 = L_1 i_1 + M i_2$$

$$\Psi_{2s} = L_{2s} i_2 = L_2 i_2 + M i_1$$

由此可得

$$L_{1s} = L_1 + M n$$

$$L_{2s} = L_2 + \frac{M}{n}$$

式中 $n = -\frac{i_2}{i_1}$ ，仍叫变比。

由此可知，小型脉冲变压器的漏感和变比有关。当初次级绕组的匝数分别为 N_1 和 N_2 ，而且 $N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0$ 时，测得的电感就是漏感。这时

$$n = -\frac{i_2}{i_1} = -\frac{N_2}{N_1}$$

由此可得

$$L_{1s} = L_1 - M \frac{N_1}{N_2}$$

$$L_{2s} = L_2 - M \frac{N_2}{N_1}$$

还可以认为,在 $\frac{L_1 i_1}{2} = \frac{L_2 i_2}{2}$ 时测得的电感就是漏感。这时

$$n = -\frac{i_2}{i_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

漏感为

$$L_{1s} = L_1 - M\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

$$L_{2s} = L_2 - M\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

通常认为变压器初次级绕组中某一个短路后测得的另一个绕组的电感就是漏感。

当次级绕组短路时,

$$\Psi_2 = L_2 i_2 + M i_1 = 0$$

$$n = -\frac{i_2}{i_1} = \frac{M}{L_2}$$

因而

$$L_{1s} = L_1 - M n = L_1 - \frac{M^2}{L_2}$$

$$L_{2s} = L_2 - \frac{M}{n} = 0$$

当初级绕组短路时,

$$\Psi_1 = L_1 i_1 - M i_2 = 0$$

$$n = -\frac{i_2}{i_1} = \frac{L_1}{M}$$

因而

$$L_{1s} = 0$$

$$L_{2s} = L_2 - \frac{M^2}{L_1}$$

当绕组间距离很小时,漏感也很小,耦合系数接近于 1, 这种变压器的漏感可按下式计算:

$$L_s = \frac{\mu_0 \pi D N^2}{h} \left(\Delta + \frac{\sum a}{3} \right)$$

式中 a 为线圈厚度; d 为绕组之间的距离; D 为绕组的平均直径; h 为线圈的高度。这个公式仅适合于图 8.1 b 所示的同轴圆筒式绕组。

对于小型脉冲变压器来说,也可以按下式计算漏感:

$$L_s = \frac{\mu_0 N^2 V_s}{h^2} \quad (8.1)$$

V_s 为绕组间绝缘介质的体积。

磁化电感与漏感之比为

$$\frac{L}{L_s} = \frac{\mu sh^2}{\mu_0 V_s l}$$

脉冲变压器的 L/L_s 应不小于 1000。

变压器铁心的主要参数之一是电感因数,即比值 L/N^2 。对于体积一定的铁心来说,这个比值越大,说明铁心的质量越高。

三、脉冲变压器动态参数的计算

在分析脉冲变压器的工作过程时,离不开等值线路。不同等值线路的差别在于一个折算系数。该系数通常称为理想脉冲变压器的变比 n_0 :

$$n_0 = \frac{u_2}{u_1'} = \frac{i_1'}{i_2}$$

实际上,变压器的变比等于次级匝数与初级匝数之比:

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{k_2 L_2}{k_1 L_1}} = \sqrt{\frac{L_{02}}{L_{01}}}$$

脉冲变压器的等值线路有三个,下面分别研究。

由于铁氧体铁心小型脉冲变压器的分布电容与铁心损耗可以忽略不计,类似于图 1.7 的等值线路如图 8.3 所示。该等值线路的参数如下:

$$n_0 = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{N_2}{N_1} = n$$

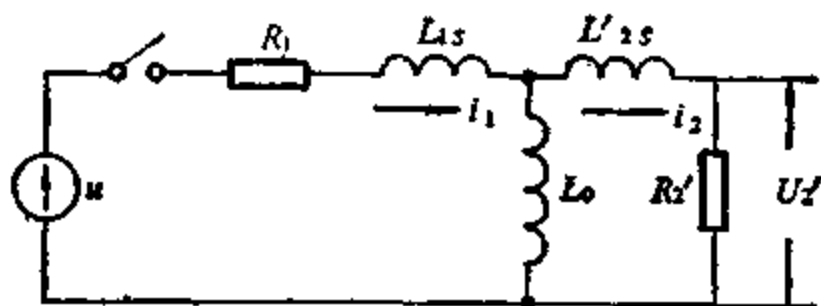


图 8.3 初次级漏感都存在时,变压器的等值线路

$$L_{1s} = L_{2s} = \frac{L_s}{2} = L_1(1 - k^2)$$

$$L_0 = n_0 M = k L_1$$

假定 $L_1 i_1^2 / 2 = L_2 i_2^2 / 2$, 并考虑到 $L_{1s} = L_{2s}$, 则可以简化计算。

图 8.4 是初级漏感为零时, 脉冲变压器的等值线路, 其参数如下:

$$n_0 = \frac{M}{L_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = k n$$

$$L_{1s} = 0$$

$$L_{2s} = L_1 \left(\frac{1}{k^2} - 1 \right)$$

$$L_0 = n_0 M + L_1$$

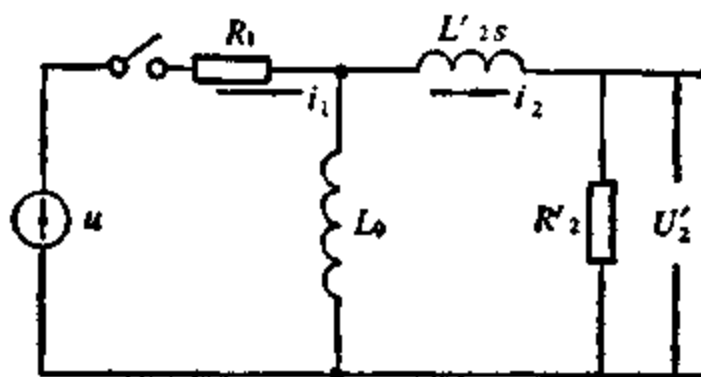


图 8.4 初级漏感等于零时变压器的等值线路

次级漏感为零时, 变压器的等值线路表示在图 8.5 上。其参数为

$$n_0 = \frac{L_2}{M} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{n}{k}$$

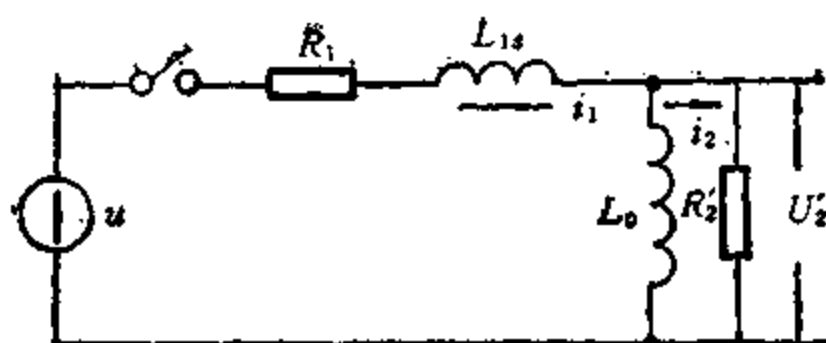


图 8.5 忽略次级漏感时变压器的等值线路

$$L_{2s} = 0$$

$$L_{1s} = L_1(1 - k^2)$$

$$L_0 = n_0 M = k^2 L_1$$

当铁心的脉冲磁导率很高时,耦合系数可以达到 0.98—0.99,这时各个等值线路的磁化电感和漏感为

图 8.3,
$$L_{1s} = L_{2s} = \frac{L_s}{2}$$

$$L_s = 2 L_0(1 - k)$$

图 8.4,
$$L_{1s} = 0$$

$$L_{2s} = L_0 \left(\frac{1}{k^2} - 1 \right) = L_0 \frac{(1 - k)(1 + k)}{k^2} \approx 2 L_0(1 - k)$$

图 8.5,
$$L_{2s} = 0$$

$$L_{1s} = L_0(1 - k^2) = L_0(1 - k)(1 + k) \approx 2 L_0(1 - k)$$

三种情况下的磁化电感都近似等于 L_0 。因此,脉冲变压器的等值线路包括与负载串联的漏感,以及和负载并联的磁化电感等。漏感可以接在 L_0 的左边或右边,也可以分成两部分,分别接在 L_0 的左右两边。

根据脉冲变压器的等值线路,可以求得次级电流 i_2 。

对于图 8.3 来说,

$$i_2 = \frac{Uk(e^{p1'} - e^{p2'})}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 - 4 R_1 R_2 (1 - k^2)}}$$

式中

$$p_{1,2} = \frac{R_1 + R_2}{2L_1(1-k^2)} \pm \frac{(R_1 + R_2)^2 - 4R_1R_2(1-k^2)}{2L_1(1-k^2)}$$

对于前沿为直线的线性脉冲来说,

$$i_2 = \frac{Uk}{t_s \sqrt{(R_1 + R_2)^2 - 4R_1R_2(1-k^2)}} \left(\frac{1 - e^{p_2 t}}{p_2} - \frac{1 - e^{p_1 t}}{p_1} \right)$$

对于图 8.4 来说,

$$i_2 = \frac{U(e^{p_1 t} - e^{p_2 t})}{\sqrt{\left(\frac{R_1}{k^2} + R_2\right)^2 - 4R_1R_2\left(\frac{1}{k^2} - 1\right)}}$$

式中

$$p_{1,2} = \frac{\left(\frac{R_1}{k^2} + R_2\right) \pm \sqrt{\left(\frac{R_1}{k^2} + R_2\right)^2 - 4R_1R_2\left(\frac{1}{k^2} - 1\right)}}{2L_1\left(\frac{1}{k^2} - 1\right)}$$

在线性脉冲的情况下,

$$i_2 = \frac{U}{t_s \left(\frac{R_1}{k^2} + R_2\right) - 4R_1R_2\left(\frac{1}{k^2} - 1\right)} \left(\frac{1 - e^{p_2 t}}{p_2} - \frac{1 - e^{p_1 t}}{p_1} \right)$$

对于图 8.5 来说,

$$i_2 = \frac{Uk^2(e^{p_1 t} - e^{p_2 t})}{\sqrt{(R_2 + k^2R_1)^2 - 4R_1R_2k^2(1-k^2)}}$$

式中

$$p_{1,2} = -\frac{(R_2 + k^2R_1) \pm \sqrt{(R_2 + k^2R_1)^2 - 4R_1R_2k^2(1-k^2)}}{2L_1k^2(1-k^2)}$$

在线性脉冲的情况下:

$$i_2 = \frac{Uk^2}{t_s \sqrt{(R_2 + k^2R_1)^2 - 4R_1R_2k^2(1-k^2)}} \left(\frac{1 - e^{p_2 t}}{p_2} - \frac{1 - e^{p_1 t}}{p_1} \right)$$

从上面这些公式中可见,确定过渡过程中各个量的公式是极其复杂的. 为了便于工程中应用,必须进行简化.

8.3 脉冲参数的计算

一、脉冲变压器的寄生参数

前面已经说过,脉冲变压器的寄生参数包括漏感和分布电容,而分布电容有匝间、绕组间、及绕组对地的电容。

为了确定脉冲波形的畸变,不仅要考虑漏感,而且要考虑分布电容。通常匝间电容很小,可以忽略不计。

如果绕组间距离比铁心截面的尺寸小很多,则层间电容可按下列式确定:

$$C_0 = \frac{\epsilon\epsilon_0 Ph}{\Delta}$$

分布电容的折算值为

$$C' \approx n^2 C_0 \quad (8.2)$$

从式(8.1)和(8.2)可见,寄生参数和匝数的平方成正比。为了减小寄生参数,希望匝数尽量少。这些观点在前面已经说过。

为了减小漏感,绕组线径应当细一些,绕组应均匀地沿圆环绕制。双线并绕是减小漏感的有效方法。如果用 $(n+1)$ 股线并绕,可以显著降低漏感。这时,其中一股是次级绕组,其余 n 股是彼此串联的初级绕组。然而,双线并绕会使绕组间分布电容增长。

合理的绕组结构能保证绕组末端之间的脉冲电压相等,或相差无几,这样可以减小动态电容。为此,必须使绕组的始端彼此接近,而匝数多的绕组尽量绕在外面。增大绕组线径,可以降低动态电容。采用分段绕组可以显著降低绕组间的动态电容,但这时漏感显著增长。铁心与绕组绝缘材料的介电常数对动态电容有很大影响。在设计脉冲变压器时必须注意。

二、小型脉冲变压器的通用等值线路

类似于图1.10,小型脉冲变压器的通用等值线路如图8.6所示。在这个线路中, $N_2/N_1 = 1$ 。

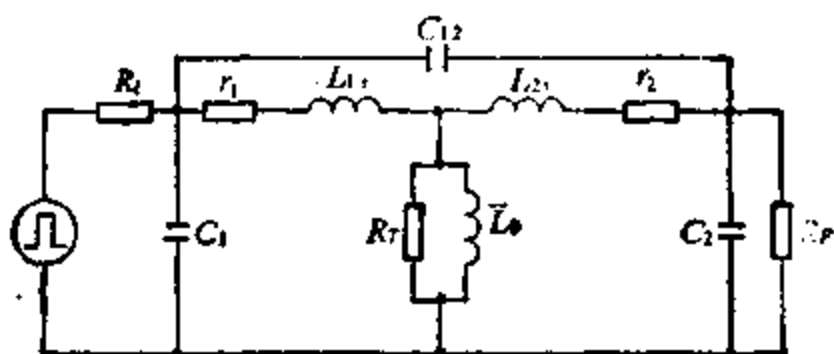


图 8.6 小型脉冲变压器的通用等值线路

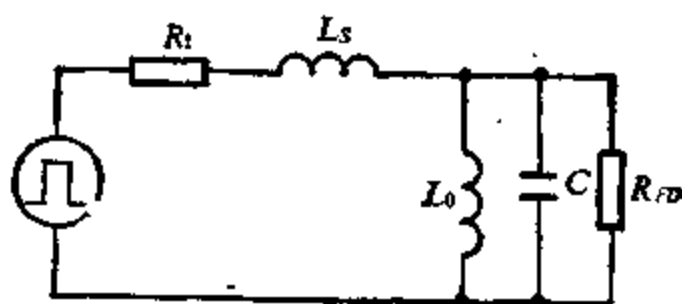


图 8.7 脉冲变压器的简化等值线路

图 8.7 是只考虑初级漏感时的等值线路。该线路由磁化电感 $L_0 = k^2 L_1$ 和漏感 $L_s = (1 - k^2) L_1$ 串联组成。当次级短路时, 变压器只有漏感抗。电阻 $R_1 = R_i + r_1$, 它包括振荡器内阻和初级绕组电阻。电阻 $R_{rD} = R_r + \frac{R_2}{n_1^2}$, 它包括铁心损耗电阻和次级折算电阻。除负载电阻外, R_2 中还包括次级绕组电阻。总电容为 $C = C_s + C_2 n_1^2$ 并联到电感 L_0 上。该电容包括变压器动态电容 C_s , 及折算到初级的次级电容 C_2 。

该等值线路的变比为

$$n_0 = \frac{u_2}{u_1'} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = k \frac{N_2}{N_1}$$

当 $k \approx 1$ 时, $n_0 = \frac{N_2}{N_1}$ 。

图 8.7 的线路需用三阶微分方程来描述, 其解相当复杂, 没有实用意义。为了得到便于工程计算的公式, 下面将针对脉冲的前沿、平顶等不同阶段, 分别画出相应的简化等值线路, 利用这些简化线路就可以求得便于工程计算的解。

三、脉冲前沿

像第一章指出的那样,在脉冲前沿期间变压器的等值线路如图 8.8 所示。从表面上看,该图类似于图 1.18,但它们的参数不同。

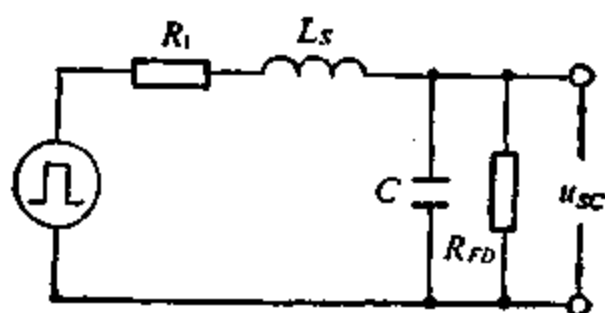


图 8.8 脉冲前沿期间变压器的等值线路

该线路的过渡过程可以用相应的微分方程来描述。相应特征方程的根为

$$p_{1,2} = -\left(\frac{R_1}{2L_s} + \frac{1}{2R_{FD}C}\right) \pm \left[\left(\frac{R_1}{2L_s} + \frac{1}{2R_{FD}C}\right)^2 - \frac{R_1 + R_{FD}}{L_s C R_{FD}}\right]^{1/2}$$

设 $A = \frac{R_{FD}}{R_1 + R_{FD}}$, 则衰减系数为

$$\delta = \left(\frac{R_1}{L_s} + \frac{1}{R_{FD}C}\right) \frac{T}{4\pi}$$

周期为

$$T = 2\pi \sqrt{CL_s A}$$

这时,特征方程的根为

$$p_{1,2} = -\frac{2\pi}{T} \delta \pm j \frac{2\pi}{T} (1 - \delta)^{1/2}$$

当 $\delta = 0$ 时,根是纯虚数,变压器中将产生周期为 T 的无阻尼振荡。当 $\delta > 1$ 时,输出电压是非周期的。当 $\delta < 1$ 时,输出电压是减幅振荡。当 $\delta = 1$ 时,前沿宽度为

$$t_s = 0.53 T = 3.35 \sqrt{L_s C A}$$

当 $\delta = 0.7$ 时,前沿顶部上冲为脉冲幅值的 4%。在这种情况下

下,

$$t_s = 2.2 T = 2.2 \times 2 \pi \sqrt{L_1 C A}$$

小型脉冲变压器的衰减系数通常为 $\delta = 0.5 - 1.2$ 。因此,为了传输前沿很陡的脉冲,变压器的 L_1 和 C 应当很小。由于电容的折算值等于实际值乘以 n^2 ,因此,脉冲变压器的变比不能太高 ($n \leq 3$)。增大负载电阻可以减小脉冲前沿宽度。

四、脉冲的平顶

小型脉冲变压器的平顶降落主要由绕组电感和初次级电路的电阻来确定。寄生参数对平顶降落实际上没有影响。这时的等值线路如图 8.9 所示。该图类似于图 1.13。

脉冲变压器的输出电压为

$$u(t) = U \frac{R_{FD}}{R_1 + R_{FD}} e^{-\frac{t}{\tau_D}}$$

式中

$$\tau_D = \frac{L(R_1 + R_{FD})}{R_1 R_{FD}}$$

当脉冲宽度比时间常数 τ_D 小很多时,脉冲波形才可能是矩形。当 $t_K = 0.1 \tau_D$ 时,脉冲的平顶降落为 10% 左右。这时脉冲变压器的磁化电感和匝数为

$$t_K = 0.1 \tau_D = \frac{L(R_1 + R_{FD})}{10 R_1 R_{FD}}$$

$$L \geq \frac{10 t_K R_1 R_{FD}}{R_1 + R_{FD}}$$

$$N = \sqrt{\frac{10 t_K R_1 R_{FD} l}{\mu_0 S (R_1 + R_{FD})}}$$

五、脉冲后沿和反峰

脉冲后沿期间变压器的等值线路如图 8.10 所示。该图类似于图 1.22。

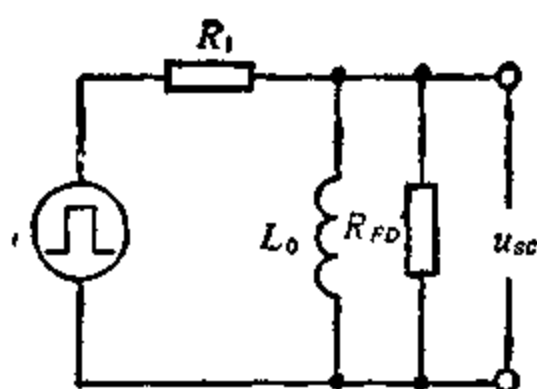


图 8.9 脉冲平顶期间
变压器的等值线路

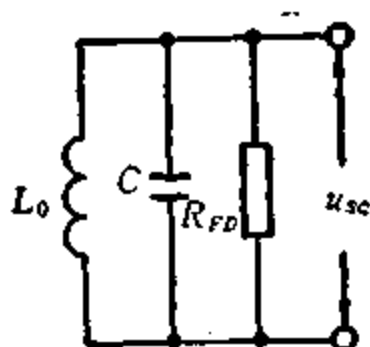


图 8.10 脉冲后沿期间
变压器的等值线路

脉冲波形的畸变和初级电感、分布电容及负载电阻有关。该线路中的过渡过程由初始条件来确定。假定输入脉冲等于零，电感 L_0 中储存一定的能量，这些能量最终将消耗在负载电阻上。电感 L_0 中储存的能量先经电容 C 和电阻 R_{FD} 而放掉。在这个期间，电容 C 充电。然后，该电容又经 L_0 放电。因此，不仅使后沿加宽，而且会使 u_2 的极性发生变化。如果电阻 R_{FD} 很大，则 L_0 和 C 不致于多次交变充放电。这时，脉冲后沿将是周期恒定的衰减振荡。

8.4 铁氧体铁心小型脉冲变压器的设计

一、根据线路参数来确定脉冲变压器的电磁参数

小型脉冲变压器多半用来形成脉冲、改变脉冲的极性、改变脉冲的幅值，以及匹配、隔离等。常用在变压器耦合或变压器输出的

脉冲放大器、间歇振荡器等典型线路中。

不管脉冲变压器的用途如何,都可以用等值使用线路来表示。其中变压器的初级绕组接内阻为 R_1 、输出电容为 C_1 的脉冲电源;次级绕组接电阻为 R_2 、电容为 C_2 的负载。而且,在多数情况下,内阻 R_1 和负载电阻 R_2 都是非线性的。假定脉冲的平顶降落为 5—10%,则所需的磁化电感为

$$L = \frac{t_x(R_1 + r_1)(r'_2 + R'_2)}{\frac{\Delta U}{U}(R_1 + r_1 + r'_2 + R'_2)} \approx \frac{t_x R_1 R'_2}{\frac{\Delta U}{U}(R_1 + R'_2)}$$

其次,根据技术条件给定的 U 和 t_x ,从标准系列中选取合适的脉冲变压器。如果脉冲的空度有一定余量,则允许增大脉冲宽度 t_x ,同时要成比例地减小电压幅值 U 。在这种情况下,脉冲变压器的参数不会变坏,磁化电流将略有下降。相反,如果 t_x 小于技术条件规定的值,由于铁心损耗的增大,磁化电流明显增长。在任何情况下都不允许脉冲的伏秒面积超过额定值,否则将使脉冲变压器的铁心过于饱和。在没有现成的小型脉冲变压器系列时,可以通过计算而确定出结构参数。

注意,不仅变压器本身的参数影响脉冲波形,线路参数同样影响脉冲波形。

实际上,来自信号源的脉冲都有一定的前沿,并非理想的矩形波。因而,变压器输出脉冲的前沿宽度为^[3]

$$t_{s2} \approx \sqrt{t_{s1}^2 + t_{s0}^2}$$

式中 t_{s2} 为变压器输出脉冲的前沿宽度; t_{s1} 为信号源脉冲的前沿宽度; t_{s0} 为变压器初级加上理想的矩形脉冲时,其输出脉冲的前沿宽度。

由于进行折算时负载电容和绕组间动态电容都要乘以 n^2 ,而 t_s 和 \sqrt{C} 成正比,脉冲电压提高 n 倍,前沿宽度也将增大 n 倍。为了使前沿比较窄,希望变比不要太高。

前面已经说过,在升压脉冲变压器中,初级电容 C_1 比次级电

容 C_2 小很多。对于降压变压器来说, $C_1 \gg C_2$ 。两个寄生电容可以合并成一个等值电容, 并接到电容较大的那一方。

为了保证脉冲顶部不出现振荡, 为了减小前沿顶部上冲, 脉冲变压器的波阻抗应与线路参数相匹配。

脉冲变压器绕组的波阻抗按下式确定:

$$\rho_B = \sqrt{\frac{L_s}{C_0}}$$

漏感 L_s 和分布电容 C_0 中储存的能量越少, 振荡的幅值就越小。为此, 必须满足如下条件:

$$\sqrt{\frac{L_s}{C_0}} = R_1$$

当脉冲变压器用来使信号源与负载相匹配时 $R_1 = R_2$ 。

在一般情况下, 建议:

$$L_s = R_1 R_2 C_2$$

脉冲前沿的宽度不仅和变压器参数有关, 而且和线路参数有关, 可按下式计算:

$$t_s = 3.35 \sqrt{L_s C_2 A}$$

式中 C_2 包括变压器动态电容、信号源及负载电容之总和。衰减系数 A 和初次级电路的电阻有关。 R_1 减小, 前沿变窄; R_2 减小, 前沿加宽。

当脉冲重复频率很高时, 必须考虑温升。

二、铁心材料的选取

在设计小型脉冲变压器时, 希望铁心在窄脉冲情况下有较高的磁导率。这意味着铁心的平均脉冲磁导率要高, 损耗电阻要大。有效脉冲磁导率越高, 磁化电流就越小, 在匝数不变的情况下, 可以得到较大的磁化电感。

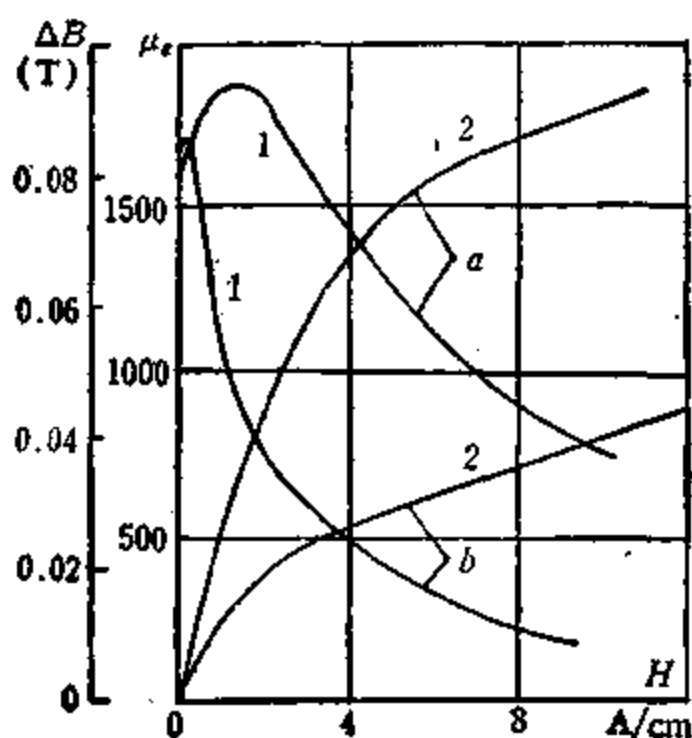
对铁心材料的另一个要求是磁感应增量要高。在铁心截面积和匝数都不变的情况下, 磁感应增量越高, 传输的伏秒面积就越

大。

在小型脉冲变压器中,常用铁氧体或铁镍合金铁心。铁镍合金铁心的静态参数高于铁氧体。磁感应增量 ΔB 要比铁氧体铁心高 2—3 倍,平均脉冲磁导率比铁氧体高 1.5—2 倍。脉冲磁化曲线 $\Delta B = f(H)$ 具有较高的线性度。铁镍合金铁心的温度稳定性也比铁氧体铁心高。然而,铁镍合金铁心的工艺复杂,成本高,损耗电阻小,不适合于高频窄脉冲。

多数铁氧体铁心的折算损耗电阻都大于 $300 \Omega/\text{cm}$,而铁镍合金铁心的这个电阻为 $20-40 \Omega/\text{cm}$ 。因此,在窄脉冲时,铁镍合金铁心的有效脉冲磁导率要比平均脉冲磁导率低很多。从某个宽度的脉冲起,铁镍合金铁心的脉冲磁导率和磁感应增量都赶不上铁氧体。

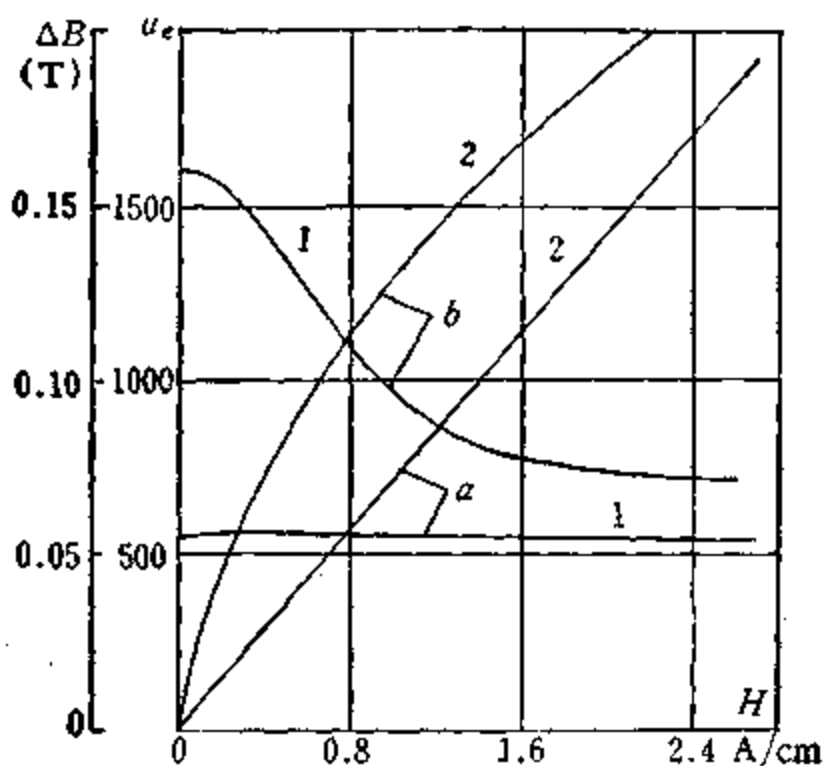
在图 8.11—8.13 上分别表示了不同脉冲宽度下,尺寸为 $\phi 5 \times \phi 3 \times 1$ 的铁镍合金 1J79 铁心,和尺寸为 $\phi 7 \times \phi 4 \times 2$ 的铁氧体 R 1.1 Km 铁心的脉冲特性。



a. 铁镍合金 1J79; b. 铁氧体 R 1.1 Km.
1. $\Delta B = f(H)$; 2. $\mu_e = f(H)$

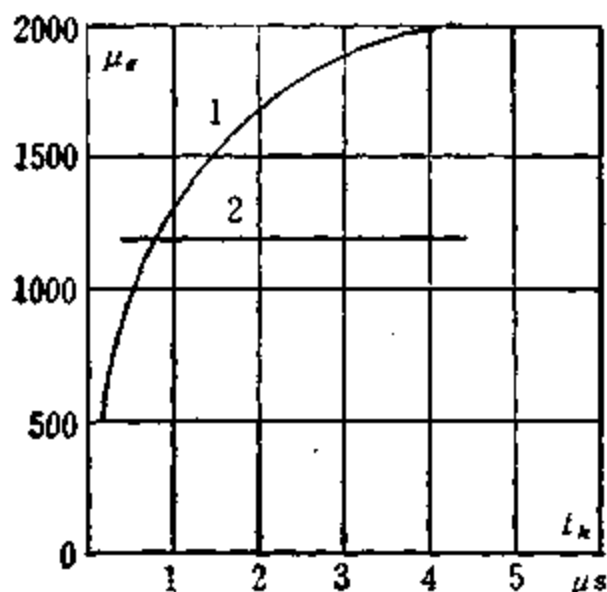
图 8.11 $t_g = 3 \mu\text{s}$ 时不同铁心的脉冲特性

从上图可见,在脉冲较宽时,铁镍合金铁心的脉冲参数高于铁氧体。当脉冲宽度小于 $1 \mu\text{s}$ 时,铁氧体铁心的脉冲参数高于铁镍合金(见图 8.12 和 8.13)。而且,当脉冲宽度进一步减小时,铁镍合金铁心的脉冲参数越来越坏,而铁氧体铁心的性能却始终不变。



a. 铁镍合金 1J79; b. 铁氧体 R1.1Km
1. $\mu_r = f(H)$; 2. $\Delta B = f(H)$

图 8.12 $t_r = 0.2 \mu\text{s}$ 时不同铁心的脉冲特性



1. 铁镍合金 1J79; 2. 铁氧体 R1.1Km

图 8.13 脉冲磁导率和脉冲宽度的关系

对于 $\mu \leq 2000$ 的锰锌铁氧体来说,脉冲宽度可以减小到 $0.1 \mu\text{s}$; 对于损耗电阻更高的镍锌铁氧体来说,脉冲宽度还可以进一步减小。因此,主要根据脉冲宽度来选取铁心材料。当脉冲宽度大于 $1 \mu\text{s}$ 时,可采用铁镍合金。当脉冲宽度小于 $1 \mu\text{s}$ 时,必须采用铁氧体。

三、小型脉冲变压器的设计程序

小型脉冲变压器比较简单,设计方法没有大功率脉冲变压器那样复杂。通常可按如下程序进行设计。

1. 选取铁心的材料。应选取在规定温度范围内和规定脉冲宽度下,磁感应增量和有效脉冲磁导率都较大的铁心材料。

2. 选取或计算铁心尺寸。所选取的铁心必须符合标准。同时,应尽量使线圈体积最小。铁心的平均直径越小,脉冲变压器的参数越好。增大铁心截面积,减少绕组匝数,能得到同样的脉冲伏秒面积,但能减小脉冲变压器的寄生参数。然而,绕组平均匝长增大,会使寄生参数有所增长。由于寄生参数和匝数的平方成正比,铁心截面积略大一些为好。

通常根据已知的脉冲伏秒面积从脉冲变压器系列中选取铁心。也可以按下式确定铁心截面积:

$$S = \frac{4 \pi U t_k}{\Delta B} \sqrt{\frac{\mu_{cD} k_0}{L}}$$

式中 μ_{cD} 为铁心材料的初始磁导率; $k_0 = \frac{S}{l} = 0.15 \sim 0.3$ 。

3. 确定铁心尺寸之后,按下式计算匝数:

$$N_1 = \frac{U t_k}{S \Delta B}$$

$$N_2 = n N_1$$

4. 确定线径。线径越粗,绕组电阻越小。但漏感和线圈尺寸都增大。如果磁化电流很大,而采用很细的导线,则变压器的温升将很高。导线越细,漏感越小,动态电容越大,变压器可靠性降低,绕组容易短路。增大绝缘厚度,线圈的尺寸增长。

在设计小型脉冲变压器时,多半根据工艺因素来选取线径。也可以根据绕组的等值电流和允许的电流密度来确定线径。绕组等值电流按 5.5 节给出的公式进行计算。允许电流密度通常为 $j = 2 \sim 4 \text{ A/mm}^2$ 。

当对变压器尺寸要求不严时,可采用 SQ 型丝包漆包线。这种线的绝缘层比较厚,抗电强度比较高。微型组件线路中的脉冲变压器可采用 QZ 导线。

5. 确定绕线方式。如果对脉冲前沿要求很高,则必须通过试验确定不同绕线方式时变压器的 L_s 和 C_s 。选取几种尺寸不同的铁心,分别绕以不同的匝数,测出脉冲变压器的参数。为了减小漏感,可以用绞合线绕制绕组;为了减小分布电容,可采用绝缘层较厚的导线。采用绝缘层很薄的导线乱绕,往往可以减小漏感和分布电容。把绕组分成很多段,可以大大降低寄生电容,但漏感显著增长。初次级绕组分段交替配置,能同时减小漏感和分布电容。

实际上,选取铁心和确定匝数的原则是保证脉冲变压器的体积最小。绕组常用双线并绕,或用绞合线绕制。有时也采用多股线。

6. 小型脉冲变压器的结构。小型脉冲变压器的常用结构如图 8.14 所示。有一个塑压的底座,上面嵌有若干个引出头。环形铁心上可以绕不同个数的绕组。变压器装好以后,灌注硅橡胶或其他混合料。也可以把装好的脉冲变压器放入密封外壳中。

目前,微型组件线路中常用包含几个变压器的小型脉冲变压器组,其结构如图 8.15 所示。绕好线的铁心粘在一个底座上。底座的两端有若干个引出头,变压器的引线就焊在这些引出头上。整个结构的外面有一个金属外壳,既起防护作用,又起屏蔽作用。外壳中灌注硅橡胶之类的混合料。

四、铁氧体铁心小型脉冲变压器的系列

设计脉冲变压器系列的原始数据是脉冲宽度、脉冲电压及脉冲的伏秒面积。这些参数是根据线路要求而提出的。

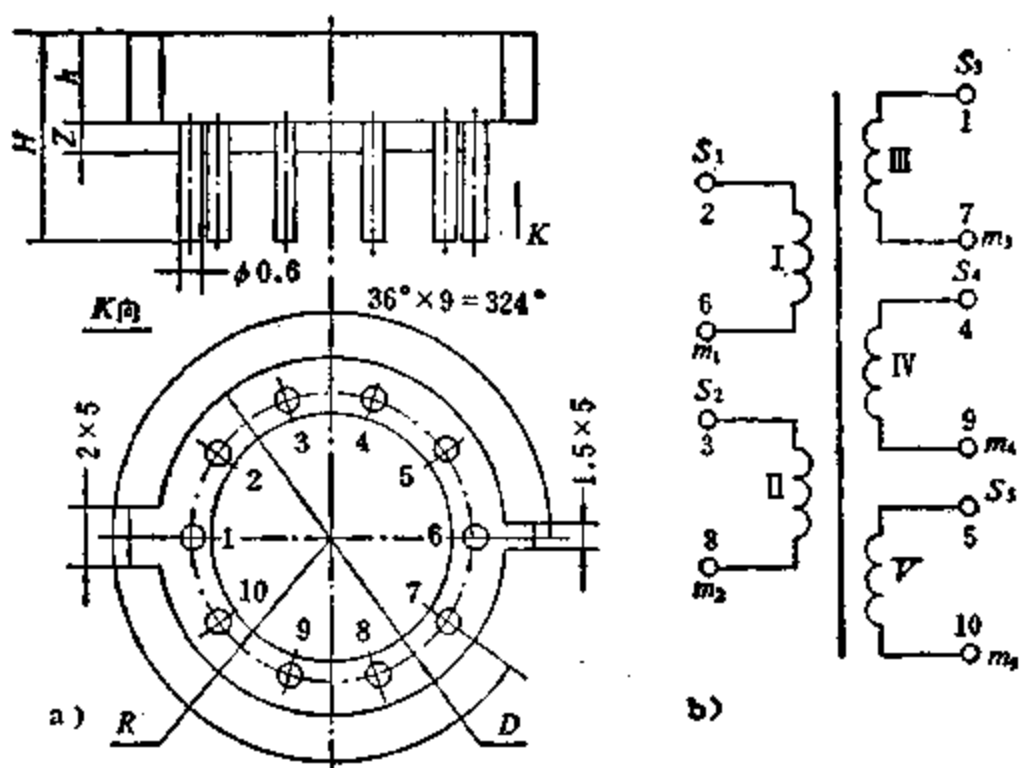


图 8.14 晶体管线路用脉冲变压器的结构(a)和原理图(b)

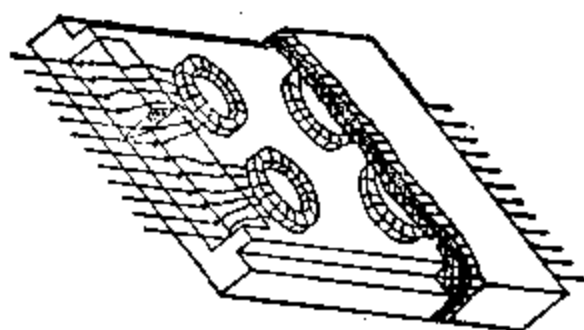


图 8.15 微型组件线路用脉冲变压器组的结构

常用的小型脉冲变压器系列有：

1. 电子管线路中所用的小功率脉冲变压器系列。电源电压通常在 200—300 V，脉冲功率也比较大。

2. 晶体管线路中所用的小型脉冲变压器系列。电源电压在 10—40 V 的范围内。脉冲宽度与幅度都和电子管线路不同。脉冲功率也比较小。

3. 混合式线路中所用的小型脉冲变压器系列。由于线路中有集成块，又有晶体管，因此，变压器必须适应不同电源电压和不同的脉冲参数等要求。

4. 微型组件线路中所用的小型脉冲变压器系列。电源电压通常在 3—5 V 之间,最高也不超过 9 V。脉冲功率极小。

目前,在自动控制、计算技术等线路中电子管已被淘汰,因此,这里只介绍其他小型脉冲变压器系列。

在每个系列中,脉冲的伏秒面积 Ut_k 应当尽可能最大。磁化电流 I 、动态电容 C_s 、漏感 L_s 都应当尽可能最小。设计中常用的公式是

$$Ut_k = \Delta BNS$$

$$I = \frac{\Delta B D_p}{\mu_0 \mu_r N}$$

$$C_s = \frac{\epsilon \epsilon_0 p h}{\Delta}$$

$$L_s = \frac{\mu_0 N^2 p}{h} \left(\Delta + \frac{\sum \sigma}{3} \right)$$

从上面给出的公式中可知,为了得到较大的脉冲伏秒面积,脉冲变压器的磁感应增量要高,匝数要多,铁心截面积要大。磁感应增量越高,铁心平均直径越大,磁化电流也越大。匝数越多,脉冲磁导率越高,磁化电流越小。为了增大脉冲的伏秒面积,为了减小磁化电流,需要增多绕组匝数。在设计脉冲变压器时,应当采用磁感应增量较高的铁心,通过增大脉冲磁导率来减小磁化电流。磁感应增量高的铁心,通常脉冲磁导率也高。寄生电容随绕组匝数、介电常数、绕线高度和铁心截面积的减小而下降。绝缘厚度增大时,寄生电容也下降。

漏感随匝数、铁心截面积、绕组间距离、线径的减小而下降;随绕线高度的减小而增长。因此,为了减小漏感,必须减少匝数和铁心截面积,增大绕线高度。为了减少动态电容则相反。小型脉冲变压器的寄生参数一般不需要计算,可通过试验来确定。

小型脉冲变压器的应用范围极广,为了充分满足各种电子线路的需要,每一个系列都必须包含有不同参数的数十种变压器。

常用的脉冲变压器系列有:

1. ZTm 系列,主要用在晶体管线路中;
2. HHm 系列,主要用在晶体管和集成块组成的混合式线路中;
3. ZCm 系列,主要用在微型组件线路中;
4. ZmZ 系列,是微型组件线路中所用的小型脉冲变压器组。

ZTm 系列小型脉冲变压器的电磁参数见表 8.1,变压器的规格见表 8.2。整个系列分成十一个组。变比在 2—5 的范围内变化。各组的变比和绕组个数互不相同。每组有九个变压器规格。每组中不同规格变压器的铁心尺寸、绕组匝数(在同样变比时)及线径互不相同。各组中序号相同的变压器的电磁参数相同。变压器的结构见图 8.14。每组中的绕组个数和引线编号见表 8.3。同一组中不同规格变压器的外形尺寸见表 8.4。

表中 t_x 为脉冲宽度; U 为脉冲电压幅值; I 为初级磁化电流幅值; H 为磁场强度; $(Ut_x)_m$ 为最大允许的脉冲伏秒面积; $\Delta B_{m.x}$ 为对应于最大允许脉冲伏秒面积的磁感应增量; $H_{m.x}$ 为对应于最大允许磁感应增量的磁场强度; f 为脉冲重复频率; L_1 为初级绕组电感; N_1 为初级绕组的匝数。

在磁感应增量不变的情况下,铁心中磁场强度也不变。随着匝数的增多和铁心尺寸的增大,最大允许的脉冲伏秒面积也增大。磁化电流反比于匝数,第一组为 169—354 mA;第九组只有 6—13 mA。

铁氧体铁心的脉冲参数是: $\Delta B_0 = 0.11\text{T}$; $H_0 = 0.8\text{ A/cm}$ 时 $\mu_d = 950\text{—}1250$; $H_0 = 0.4\text{ A/cm}$ 时 $\mu_d = 950\text{—}1370$; $\Delta B_0 = 0.095\text{—}0.125\text{ T}$; $\Delta B_0 = 0.0475\text{—}0.0685\text{ T}$ 。

HHm 系列小型脉冲变压器的电磁参数见表 8.5。变压器的变比为: 1:1; 2:1; 3:1; 1:1:1; 2:1:1; 2:2:2; 3:1:1; 3:2:1; 3:3:1。这个系列有六十余个规格。

ZCm 系列小型脉冲变压器的电磁参数见表 8.6。该系列变压器的变比为: 1:1; 2:1; 3:1; 5:1; 1:1:1; 2:1:1; 3:1:1; 5:1:1; 2:2:1; 3:3:1; 5:5:1; 3:2:1; 5:2:1; 1:1:1:1; 2:2:1:1; 3:1:1:1;

表 8.1 ZTm 系列小型脉冲变压器的电参数

参 数	$t_r(\mu s)$											
	0.2	0.2	0.2	0.2	0.4	1	1.1	3.2	4.6	4	7	
$U(V)$	10	15	20	34	39	21	32	27	27	25	39	
$I(mA)$	170 -355	115 -246	53 -113	46 -100	40 -88	29 -64	18 -36	11 -24	15 -30	13 -28	6 -13	
$H_{max}(A/cm)$	0.59 -1.13	0.61 -1.29	0.58 -1.25	0.56 -1.22	0.56 -1.23	0.56 -1.23	0.56 -1.13	0.56 -1.22	0.58 -1.18	0.59 -1.26	0.5 -1.1	
$(Ut_r)_m(V \cdot \mu s)$	2	3	4	7.8	15.6	21	35.3	86.5	124	100	266	
$\Delta B_{max}(T)$	0.111	0.111	0.111	0.108	0.108	0.106	0.1085	0.107	0.109	0.108	0.108	
$f(kHz)$	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	
$L_1(\mu H)$	10.6	21	37	104	272	584	1468	7000	5930	5770	28550	
N_1	6	9	12	21	24	33	54	90	95	116	210	
导线 SQ(mm)	0.15	0.15	0.15	0.13	0.13	0.12	0.12	0.08	0.08	0.08	0.08	
铁氧体 R 1.1 Km	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$			$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$				$\phi 7 \times \phi 4$	$\phi 10 \times$	$\phi 10 \times$	$\phi 10 \times$	$\phi 10 \times$
								$\times 6$	$\phi 6 \times 6$	$\phi 6 \times 4$	$\phi 6 \times 6$	

表 8.2 ZTm 型脉冲变压器系列

型 号	组内序号	铁心尺寸	匝 数	线径	变比
ZTm-11	1	—	—	—	5:1
12	2	—	—	—	
13	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:2	0.15	
14	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:4	0.13	
15	5	$\phi 7 \times \phi \times 4$	24:5	0.13	
16	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:7	0.12	
17	7	$\phi 7 \times \phi \times 4$	54:11	0.12	
18	8	$\phi 7 \times \phi 4 \times 6$	90:18	0.08	
19	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:42	0.08	
ZTm-21	1	—	—	—	5:2
22	2	—	—	—	
23	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:4	0.15	
24	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:8	0.13	
25	5	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	24:10	0.13	
26	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:13	0.12	
27	7	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	54:22	0.12	
28	8	$\phi 7 \times \phi 4 \times 6$	90:36	0.08	
29	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:84	0.08	
ZTm-31	1	—	—	—	5:3
32	2	—	—	—	
33	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:7	0.15	
34	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:12	0.13	
35	5	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	24:15	0.13	
36	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:20	0.12	
37	7	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	54:33	0.12	
38	8	$\phi 7 \times \phi 4 \times 6$	90:54	0.08	
39	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:126	0.08	
ZTm-41	1	—	—	—	1:1
42	2	—	—	—	
43	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:12	0.15	
44	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:21	0.13	
45	5	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	24:24	0.13	
46	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:33	0.12	
47	7	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	54:54	0.12	
48	8	$\phi 7 \times \phi 4 \times 6$	90:90	0.08	
49	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:210	0.08	

(续表)

型 号	组内序号	铁心尺寸	匝 数	线径	变比
ZTm-51	1	—	—	—	1:1:1
52	2	—	—	—	
53	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:12:12	0.15	
54	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:21:21	0.13	
55	5	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	24:24:24	0.13	
56	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:33:33	0.12	
57	7	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	54:54:54	0.10	
58	8	$\phi 10 \times \phi 6 \times 4$	116:116:116	0.08	
59	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:210:210	0.08	
ZTm-61	1	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	6:2:2	0.15	3:1:1
62	2	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	9:3:3	0.15	
63	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:4:4	0.15	
64	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:7:7	0.13	
65	5	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	24:8:8	0.13	
66	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:11:11	0.12	
67	7	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	54:18:18	0.12	
68	8	$\phi 7 \times \phi 4 \times 6$	90:30:30	0.08	
69	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:70:70	0.08	
ZTm-71	1	—	—	—	3:3:1
72	2	—	—	—	
73	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:12:4	0.15	
74	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:21:7	0.13	
75	5	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	24:24:8	0.13	
76	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:33:11	0.12	
77	7	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	54:54:18	0.10	
78	8	$\phi 7 \times \phi 4 \times 6$	90:90:30	0.08	
79	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:210:70	0.08	
ZTm-81	1	—	—	—	5:2:1:2
82	2	—	—	—	
83	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:5:2:5	0.15	
84	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:8:4:8	0.13	
85	5	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	24:10:5:10	0.13	
86	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:13:7:13	0.12	
87	7	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	54:22:11:22	0.10	
88	8	$\phi 7 \times \phi 4 \times 6$	90:36:18:36	0.08	
89	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:84:42:84	0.08	

(续表)

型 号	组内序号	铁心尺寸	匝 数	线径	变比
ZTm-91	1	—	—	—	5:3:3:2
92	2	—	—	—	
93	3	—	—	—	
94	4	—	—	—	
95	5	—	—	—	
96	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:19:19:12	0.21	
97	7	—	—	—	
98	8	—	—	—	
99	9	—	—	—	
ZTm-101	1	—	—	—	5:5:2: 2:1
102	2	—	—	—	
103	3	—	—	—	
104	4	—	—	—	
105	5	—	—	—	
106	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:33:13:13:6	0.12	
107	7	—	—	—	
108	8	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	95:95:38:38:19	0.08	
109	9	—	—	—	
ZTm-111	1	—	—	—	2:2:2: 1:1
112	2	—	—	—	
113	3	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	12:12:12:6:6	0.15	
114	4	$\phi 7 \times \phi 4 \times 2$	21:21:21:10:10	0.13	
115	5	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	24:24:24:12:12	0.12	
116	6	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	33:33:33:15:15	0.10	
117	7	$\phi 7 \times \phi 4 \times 4$	54:54:54:27:27	0.08	
118	8	$\phi 10 \times \phi 6 \times 4$	116:116:116:58:58	0.08	
119	9	$\phi 10 \times \phi 6 \times 6$	210:210:210:105:105	0.07	

3:3:3:1;3:3:1:1;5:2:2:1;5:3:3:1;5:3:3:2。整个系列有二百余个规格。

ZmZ 系列小型脉冲变压器的电磁参数也见表 8.5。变压器结构见图 8.15。每个外壳中有二到四个变压器。整个系列有六十多个规格。其变比为: 1:1;2:1;3:1;1:1:1;2:1:1;2:2:1;3:1:1;3:2:1;3:3:1;3:2:1;3:3:1;6:1:1。

表 8.3 绕组个数和引出头编号

组 别	绕组 个数	引出头 编号				
		I	II	III	IV	V
1,2,3,4	2	1-6	3-8			
5,6,7	3	1-6	3-8	2-7		
8,9	4	1-6	3-8	2-7	4-9	
10,11	5	1-6	3-8	2-7	4-9	5-10

表 8.4 不同规格变压器的外形尺寸

变压器序号	D	R	H	A
1 2 3 4	15	5.75	13.5	5.5
5 6 7	15	5.75	15.5	7.5
8	15	5.75	17.5	9.5
8	18	7.5	16	8
9	18	7.5	18	10

表 8.5 HHm 系列和 ZmZ 系列小型脉冲变压器的电磁参数

参 数	$t_x(\mu s)$							
	0.2	0.5	0.3	1	1.5	3	5	10
$U(V)$	5	5	5	5	5	5	5	5
$\Delta B(T)$	0.0475	0.0795	0.05	0.0665	0.125	0.167	0.208	0.314
$I(mA)$	10	10	10	10	10	10	10	10
$H(A/cm)$	0.77	1.15	0.77	1.15	0.79	1.18	0.96	1.28
$(U/t_x)_{max}(V/\mu s)$	3	7.5	4.5	15	22.5	45	75	150
$B_{max}(T)$	0.142	0.225	0.15	0.198	0.375	0.5	0.625	0.96
$H_{max}(A/cm)$	2.3	3.45	2.3	3.45	2.4	3.55	2.9	3.85
$f(kHz)$	10	10	10	10	5	5	1	1
$L_1(mH)$	0.1	0.25	0.15	0.5	0.75	1.5	2.5	5
N_1	60	90	60	90	80	120	120	160
导线	QZ-2-0.05				QZ-2-0.06			
铁心 1J79	$\phi 3 \times \phi 2 \times 0.7$			$\phi 4 \times \phi 2.5 \times 1$ $\phi 5 \times \phi 3 \times 1$				

表 8.6 ZCm 系列小型脉冲变压器的电磁参数

参 数	$t_r(\mu s)$											
	0.02	0.05	0.1	0.2	0.5	1	2	5	10	20	50	100
$U(V)$	10	10	10	10	10	15	15	15	15	15	15	15
$\Delta B(T)$	0.0111	0.0222	0.037	0.037	0.07	0.111	0.19	0.334	0.334	0.288	0.385	0.42
$I(mA)$	15	15	15	15	15	20	20	20	20	20	20	20
$H(A/cm)$	0.29	0.37	0.44	0.44	0.59	0.85	1	1.41	1.41	1.39	1.36	2.06
$(U t_r)_{\max}(V \cdot \mu s)$	2.3	2.5	4.5	8	12	80	100	150	300	650	1350	2000
$\Delta B_{\max}(T)$	0.128	0.155	0.167	0.152	0.168	0.59	0.635	0.665	0.665	0.625	0.695	0.56
$f(kHz)$	100	100	100	100	100	30	20	6	3	2	0.6	0.3
$L_1(mH)$	0.012	0.03	0.06	0.12	0.3	0.75	1.5	3.5	7.5	15	35	75
N_1	20	25	30	30	40	60	70	100	100	130	160	240
导线	SQ-0.06											
铁心材料	铁氧体R 1.1 Km											
铁心尺寸	$\phi 4 \times \phi 2.5 \times 1.2$	$\phi 4 \times \phi 2.5 \times 2.4$	$\phi 6 \times \phi 3 \times 1.5$	$\phi 6 \times \phi 3 \times 3$	$\phi 10 \times \phi 5 \times 6$	QZ-2-0.08						铁镍合金 1 J 79

第九章 峰值变压器的设计

峰值变压器是脉冲变压器的一种特殊类型。这种变压器可以将初级的正弦波变换为窄而陡的尖脉冲。本章介绍峰值变压器的工作原理、结构特点及设计方法。

9.1 峰值变压器的工作原理

在脉冲技术中,为了得到一定幅值的脉冲信号,常采用间歇振荡器、多谐振荡器等电子线路,其中有电子管或晶体管,还有一系列阻容元件。借助于峰值变压器,只要有工频电源,就能获得脉冲信号,方法十分简便。

由于峰值变压器结构简单,使用可靠,因而,早已成为水银整流器、闸流管及可控硅触发电路中不可缺少的元件。

在空心线圈内部,任何一点的磁感应强度都与产生该磁场的电流成比例,穿过任何断面的磁通也都与产生这个磁通的电流成比例。在铁心线圈中,由于磁化曲线的非线性,磁感应强度和磁场强度,磁通和电流等量间的关系都是非线性的。铁心的饱和程度越高,非线性现象愈严重。当一个由铁磁物质构成的磁路受到周期性的交流激励时,电流和磁通的波形往往是不同的。这种不同主要是由于磁饱和现象及磁滞与涡流现象引起的。通常,当磁通的波形为正弦波时,由于饱和的影响,电流将变为尖顶波。假如磁化电流为正弦波,由于铁心的饱和,磁通将变为平顶波。通过傅里叶分解可知,无论尖顶波或平顶波,一般都含有比较显著的三次谐波。因此,对于饱和磁路来说,当磁通内不含有三次谐波时,产生该磁通的电流中一定含有三次谐波;而当电流中不含三次谐波时,此电流所产生的磁通内一定会出现三次谐波。

当变压器的初级绕组和一个不变电感串联(图9.1)时,如果总的电压为正弦波,则变压器铁心中的磁通将变为平顶波,初次级电压将变为尖顶波。

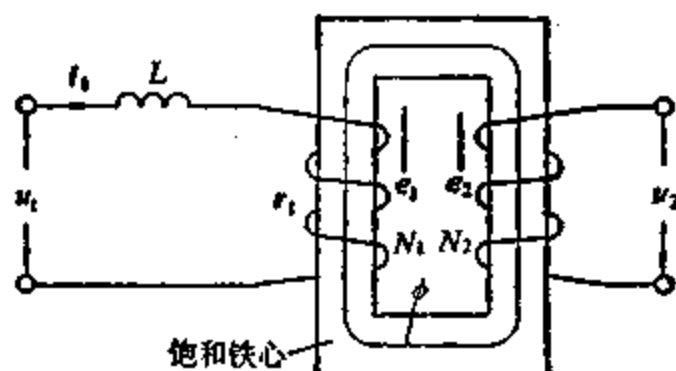


图 9.1 初级与恒定电感串联的心式峰值变压器

事实上,如果对峰值变压器的初级加一个如下波形的信号:

$$u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t$$

则该电路中电压平衡的方程为

$$U_1 \sqrt{2} \sin \omega t = N_1 \frac{d\phi}{dt} + i_1 r_1 + L \frac{di_1}{dt} \quad (9.1)$$

L 为恒定电感与变压器初级绕组漏感之总和。

若忽略变压器初级电路的电阻,对方程(9.1)积分,则得磁链的方程为

$$\Psi \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) = N_1 \phi + Li_1 \quad (9.2)$$

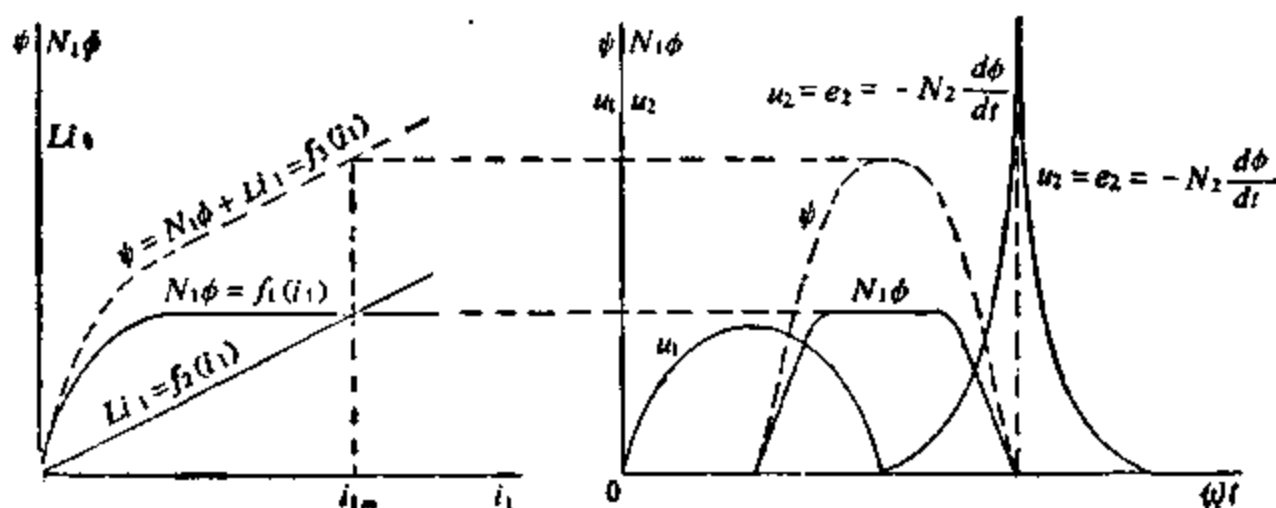


图 9.2 获得峰值电压的原理

式中 $\Psi = \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega}$ ——用伏秒表示的初级磁链幅值的总和。

图 9.2 上表示了变压器中各个物理量的波形：铁心中的磁链 $N_1 \phi = f_1(i_1)$ ；电感线圈的磁链 $Li_1 = f_2(i_1)$ ；磁链幅值之总和 $\Psi = f_3(i_1)$ 等。从该图可见，当总的电压 u_1 为正弦波时，磁链的波形变平了，次级电压的波形变尖了。与次级绕组串联的电感值越大，磁通波形将越平，电势波形将越尖。这就是峰值变压器的工作原理。

9.2 峰值变压器的结构特点

峰值变压器大都是单相的。和其他类型的电子变压器一样，它的主要结构元件是铁心和线圈。

峰值变压器的铁心有心式和壳式两种，如图 9.3 所示。从该图可见，峰值变压器的铁心由三部分组成：主铁心柱 1；次级铁心柱 2；磁分路器 3。为了达到过饱和的目的，不仅选取的磁感应强度很高，而且把次级铁心柱做得很细。

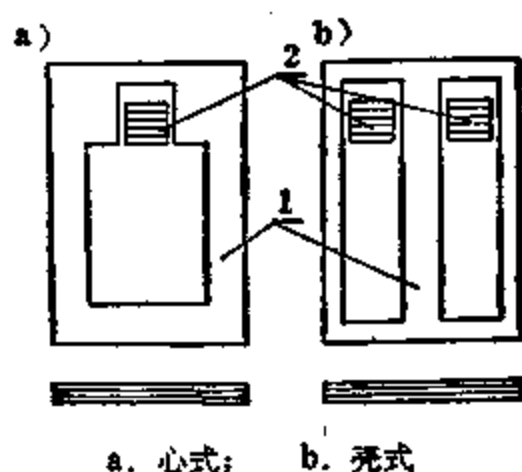
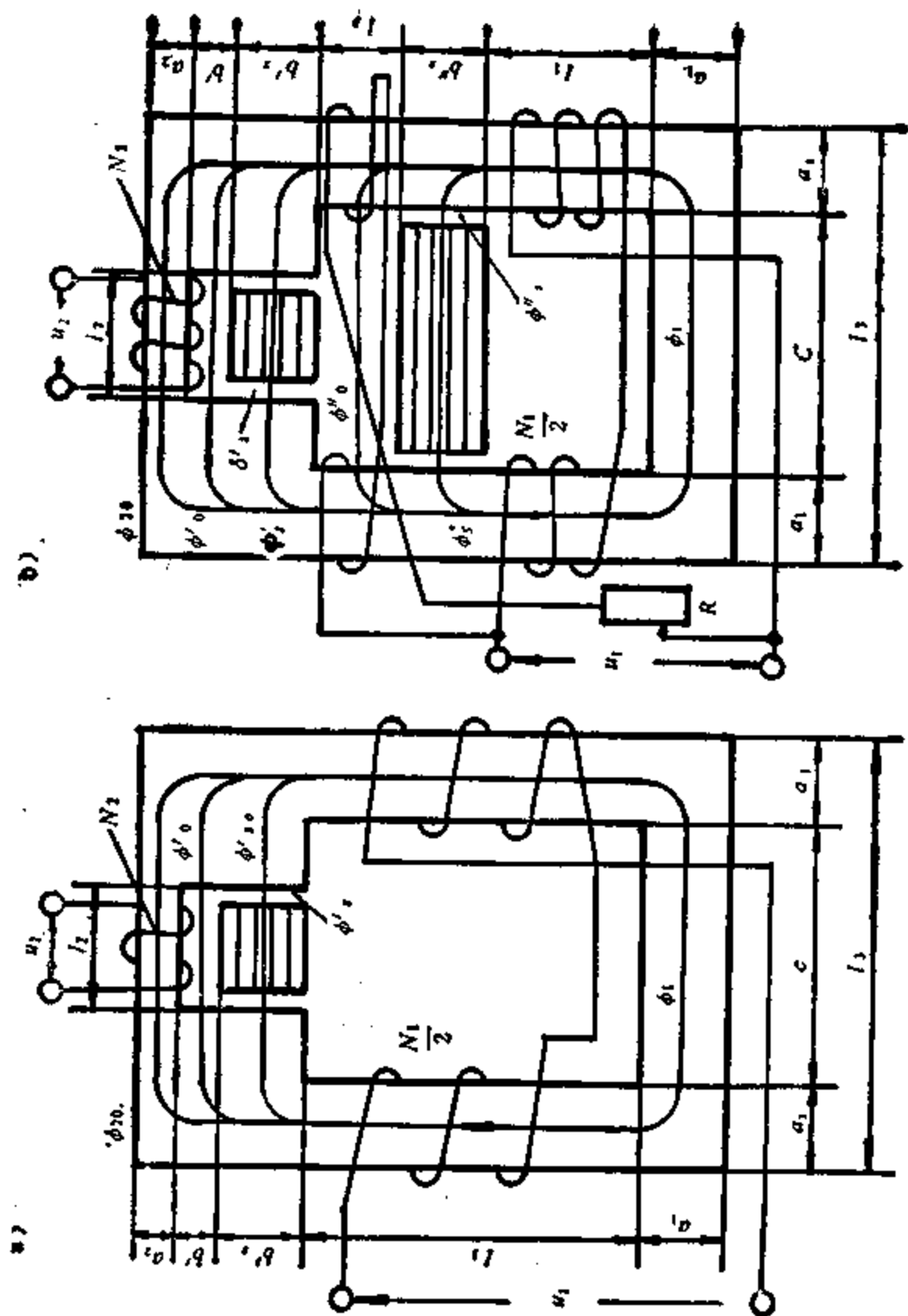


图 9.3 峰值变压器的铁心

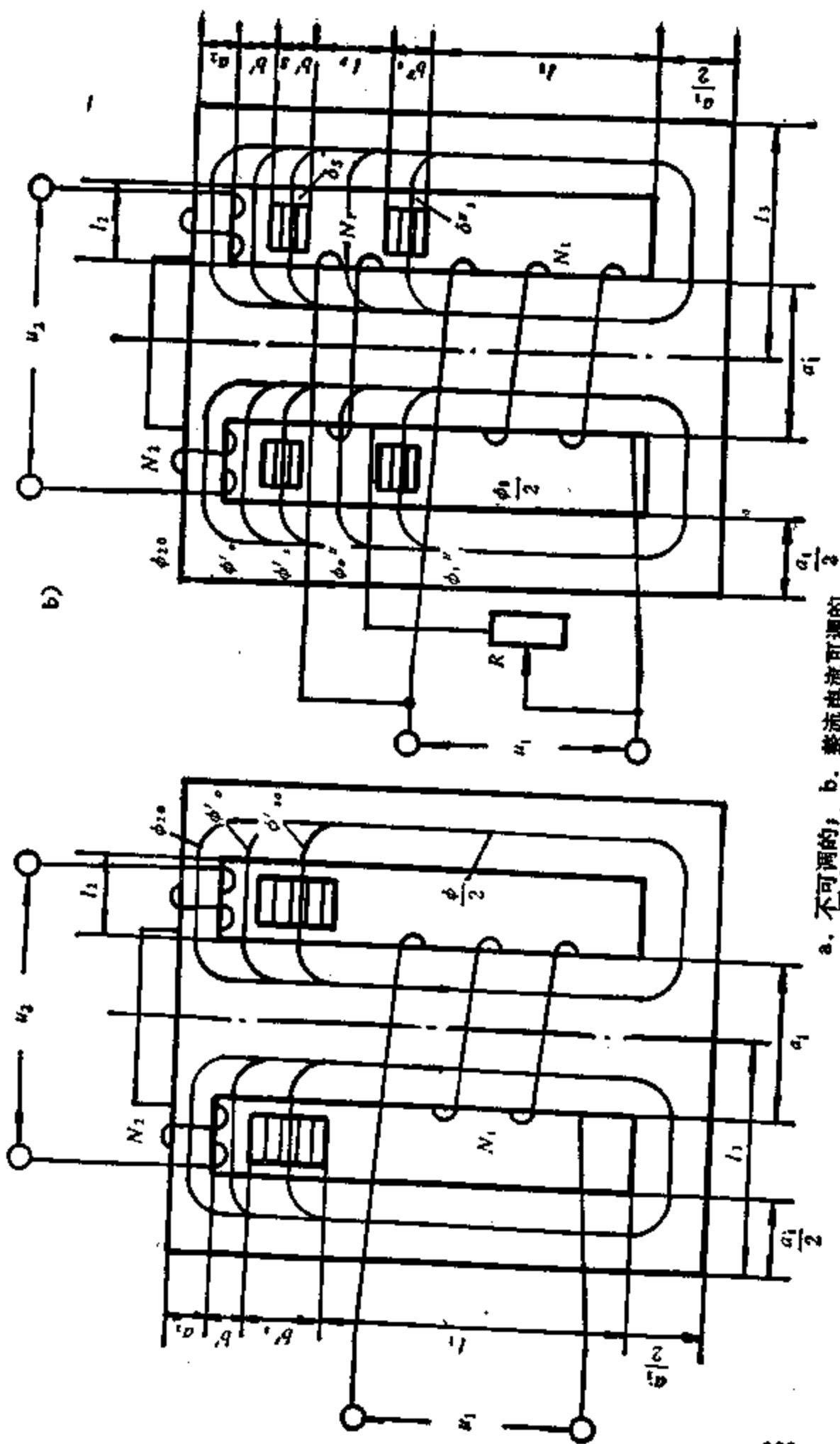
峰值变压器的主铁心柱和磁分路器多半用电工钢制成。次级铁心柱的材料通常是软磁合金。为了确保初级磁势超过一定幅值时铁心能快速饱和，还希望铁心材料的矩形系数越高越好。

从结构形式来看，峰值变压器有以下几种：

1. 心式峰值变压器，包括初级绕组与恒定电感串联的(图 9.1)及带磁分路器的(图 9.4)两种：



a. 不可调的 b. 可以调节整流电流的
图 9.4 心左峰值变压器



a. 不可调的, b. 整流电流可调的
图 9.5 壳式峰值变压器

2. 带磁分路器的壳式峰值变压器(图 9.6)。

有磁分路器的变压器比初级绕组与恒定电感相串联的心式变压器优越,它不仅省掉一个线圈,而且需要的铁心材料也少。

在图 9.4 和 9.5 上表示了有磁分路器的心式和壳式峰值变压器的结构。这种变压器的主铁心柱、铁轭和磁分路器都用 D 42 做成,次级铁心柱的材料是软磁合金。次级铁心柱的叠厚小于主铁心柱。磁分路器固定在初次级绕组之间的铁心窗口中。

图 9.6 上表示了空载峰值变压器初次级电压和初次级磁通的波形。当次级铁心柱饱和时,初级磁通主要经磁分路器与铁心窗口的端部而闭合。这时,次级磁通的波形是平顶的。当次级磁通从正值到负值(或相反)快速变化时,在次级绕组中感生出很窄的尖峰电势。其最大值和次级磁通过零的瞬间相吻合。

从图 9.6 可见,在离横坐标 γU_{m0} 处,次级电势波形的宽度为 2δ ,这个宽度和次级磁通的幅值 ϕ_{20} 有关。从离横坐标 γU_{m0} 的位置开始,直到最顶部,电势波形实际上像高为 $(1-\gamma)U_{m0}$ 的窄三角形。 γ 值和次级铁心柱的材料及次级电压的平均变化速度有关。

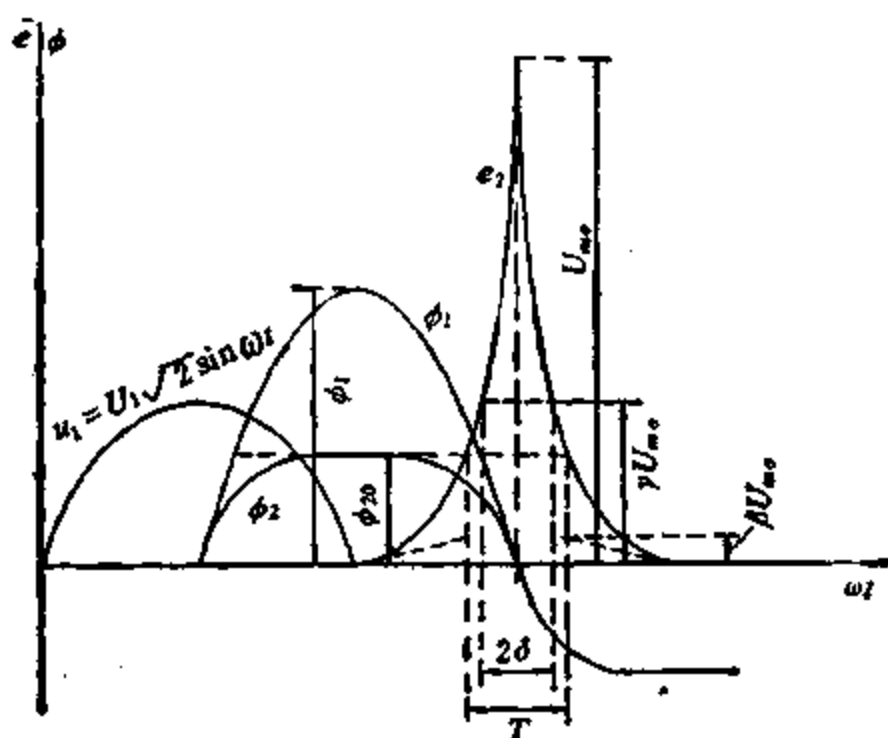


图 9.6 峰值变压器中磁通和电势的波形

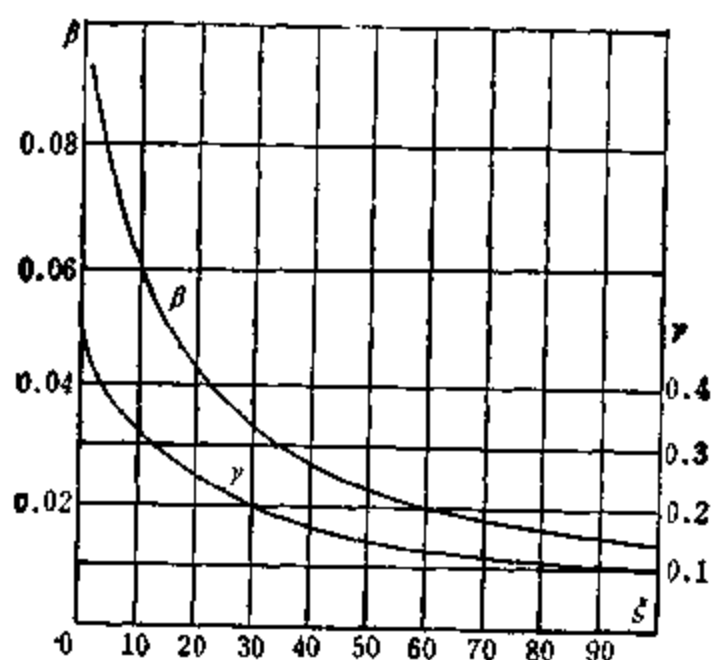


图 9.7 次级铁心柱用 D 42 做成时, 参数 γ 、 β 和 ξ 的关系

系数 γ 和 β 与次级电压的平均变化速度 ξ 的关系可用如下近似公式来表示。

1. 当次级铁心柱的材料为普通电工钢时,

$$\beta = \frac{1.5}{15 + \xi} \quad \gamma = \frac{13}{30 + \xi} \quad (9.3)$$

2. 当次级铁心柱的材料为软磁合金时,

$$\beta = \frac{0.7}{15 + \xi} \quad \gamma = \frac{6}{30 + \xi} \quad (9.4)$$

利用式(9.3)画出的曲线表示在图 9.7 上。

假定电压三角形两边延长线与横坐标轴的交截线段长为 T , 次级电压的平均变化速度 ξ 由两倍的电压幅值 U_{m0} 与 T 之比来确定。

根据图 9.6, 在空载状态下则有

$$\xi_0 = \frac{2U_{m0}}{T} = \frac{(1-\gamma)U_{m0}}{\delta} \quad (9.5)$$

式中 δ 为离横坐标 γU_{m0} 处次级电压波形宽度的一半。

因此, 在峰值变压器的铁心中, 初次级磁通幅值间的关系可用

下式表示:

$$\sin \delta \approx \frac{\phi_{20}}{\phi_1} = \frac{B_2 S_2}{B_1 S_1} \quad (9.6)$$

式中的 S_1 和 S_2 分别为主铁心柱和次级铁心柱的截面积, B_1 和 B_2 为相应铁心柱中的磁感应强度。

对于壳式峰值变压器来说,式(9.6)中应代入主铁心柱截面积之半 $S_1/2$ 或初级磁通幅值之半 $\phi_1/2$ 。

当设计频率为几千赫或几十千赫的高频峰值变压器时,要利用电压平均跨导的概念。用微秒表示峰值波的底边 T (图 9.6), 则

$$v' = \frac{\pi}{180} \frac{T}{\omega} \times 10^6$$
$$\xi_0' = \frac{2 U_{m0}}{v'} = 360 f \xi_0 \times 10^{-6} \left(\frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \right) \quad (9.7)$$

式(9.7)表示了以伏每度或伏每微秒为单位的峰值变压器次级电压平均变化速度间的相互关系。因而,不管给出什么单位,都可以利用这个公式进行换算。

为了调节闸流管或可控硅的整流电流,必须改变加在控制极上的脉冲电压的相位。带有磁分路器的峰值变压器可以达到这个目的。

在图 9.4 b 和 9.5 b 上表示了次级电压相位可调的变压器的结构。变压器的主铁心柱上装有调节绕组,这个绕组经可变电阻而接到初级电源。

由于调节绕组的附加磁化,引起次级电压相位的改变。调节绕组产生的磁通,大小可调,相位与初级磁通不同。次级铁心柱中的磁通等于初级磁通 ϕ_1 与调节绕组的磁通 ϕ_r 的几何和:

$$\overline{\phi_2} = \overline{\phi_1} + \overline{\phi_r}$$

改变 ϕ_r 的大小或相位,都可以达到调节的目的。

9.3 峰值变压器的设计

设计的原始数据

初级电压	$U_1(\text{V})$
额定次级电压幅值	$U_m(\text{V})$
次级电流的有效值	$I_2(\text{A})$
次级电压的平均变化速度	$\xi\left(\frac{\text{V}}{\text{rad}}\right)$
电源频率	$f(\text{Hz})$

设计可调峰值变压器时,还必须给出次级电压的最大相移 Q_m 。

次级电压的幅值,次级电压的平均变化速度,次级电流的有效值等都和变压器的使用线路有关,通常可按表 9.1 选取。

表 9.1 峰值变压器的次级参数

峰值变压器的用途	$U_m(\text{V})$	$\xi(\text{V/rad})$	$I_2(\text{A})$
用来触发闸流管或可控硅	30—50	10—20	0.01—0.20
	50—100	20—40	
	100 以上	40—80	
用来触发水银整流器	150—250	10—20	0.05—0.80
	250—500	20—40	

除以上数据外,还必须知道次级电压的波形系数 k_f 及振幅系数 k_a 。这两个系数的确定方法如下。

对于图 9.6 来说,用虚线表示的三角形代替实际的波形。考虑到靠近底边的波形的圆角,并利用一些经验数据,可得如下的近似公式:

$$k_f = \frac{2\sqrt{30U_m\xi}}{1.5U_m + 90\beta\xi} \quad (9.8)$$

$$k_a = \sqrt{\frac{270\xi}{U_m}} \quad (9.9)$$

$$k_0 = k_o k_f = \frac{180 \xi}{1.5 U_m + 90 \beta \xi} \quad (9.10)$$

设计程序如下。

一、铁心材料和结构的选择

对于有磁分路器的峰值变压器来说,铁心可以是心式或壳式的。心式变压器结构简单,导线消耗少,散热条件好,因此,通常比较常用。

这种变压器的主铁心柱、铁轭和磁分路器都可以用 D 42 或 DQ 2 来制造。次级铁心柱最好用合金 1 J 34 或 1 J 50 等材料。

二、次级铁心柱截面积的确定

峰值变压器次级铁心柱的截面积可按如下的公式确定。

1. 对于心式变压器来说:

$$S_2 = 5.4 \sqrt{\frac{U_m I_2 K_1}{k_o f j_2 B_2}} \quad (\text{cm}^2)$$

2. 对于壳式变压器来说:

$$S_2 = 3.8 \sqrt{\frac{U_m I_2 K_1}{k_o f j_2 B_2}} \quad (\text{cm}^2)$$

次级绕组的电流密度在如下的范围内选取:

$$j_2 = 1.8 - 2.6 \text{ A/mm}^2$$

次级铁心柱的饱和磁感应强度 B_2 按如下方法选取。对于 D 42 和 DQ 2 来说, $B_2 = 1.8 - 2.0 \text{ T}$; 对于 1 J 79 来说, $B_2 = 0.8 - 1.1 \text{ T}$; 对于 1 J 34 和 1 J 50 来说, $B_2 = 1.6 - 1.8 \text{ T}$ 。

$$K_1 = \frac{m_{r2} D_2}{m_{s2} l_2} = 2.4 - 5.2$$

式中 m_{r2} 为次级铁心柱的质量; m_{s2} 为次级绕组导线的质量; D_2 是次级绕组的平均匝长; l_2 是次级铁心柱的长度。

次级电压的幅值越高,选取的电流密度应当越小,这时, K_1 值

也应取小些；次级电压的幅值越小，电流密度应当越大， K_1 值也应取大些。

峰值变压器的次级铁心柱多半做成矩形的，其长宽比为 $K'_1 = \frac{b_2}{a_2} = 3-4$ 。具体尺寸是

$$a_2 = \sqrt{\frac{S_2}{k_r K'_1}} \quad (\text{cm})$$

$$b_2 = K'_1 a_2 \quad (\text{cm})$$

在如下的范围内选取铁心的填充系数：

$$k_r = 0.85-0.92$$

三、确定次级绕组的匝数

峰值变压器次级绕组的匝数可用如下的方法来确定。

1. 心式变压器

$$N_2 = \frac{U_m}{4 k_0 f \phi_2}$$

2. 壳式变压器

$$N_2 = \frac{U_m}{8 k_0 f \phi_2}$$

式中 $\phi_2 = B_2 S_2 \times 10^{-4}$ —— 一个铁心柱中的次级磁通，Wb。

四、次级绕组的线径和次级铁心柱长度的确定

次级绕组的线径按下式确定：

$$d_2 = 1.13 \sqrt{I_2 / j_2}$$

选取相近的标准导线，然后进行结构计算。

铁心柱的长度 l_2 应尽量短，以减小所需的磁势。线圈的径向厚度也不能过大，以防止端部磁通引起次级电压波形畸变。

为了确定次级铁心柱的长度，先确定次级每层匝数与其层数之比：

$$K_n = \frac{n_2}{m_2} = 2-3$$

该线圈每层的匝数为

$$n_2 = \sqrt{K_2 N_2}$$

层数为

$$m_2 = \frac{N_2}{n_2}$$

该绕组所占的铁心柱长度为

$$l'_2 = n_2 d_{2Z} \quad (\text{cm})$$

次级铁心柱的总长度为

$$l_2 = l'_2 + 2e_2$$

式中 $e_2 = 1-2 \text{ mm}$, 是次级线圈骨架侧板的厚度。

次级绕组厚度为

$$\delta_2 = m_2 d_{2Z} \quad (\text{cm})$$

峰值变压器次级线圈的尺寸如图 9.8 所示。

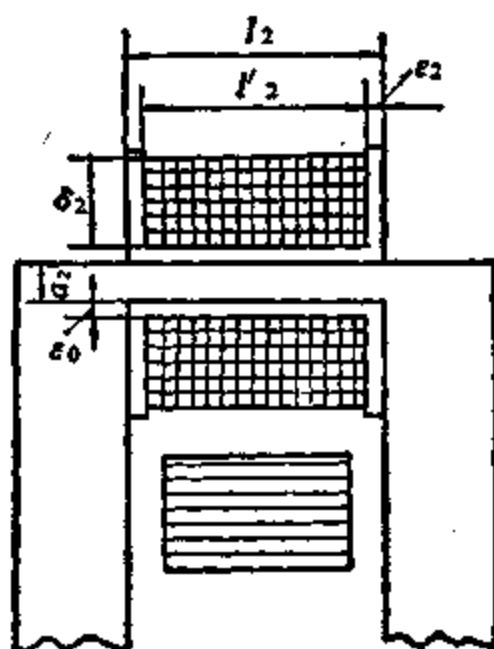


图 9.8 峰值变压器的次级线圈

五、主铁心柱截面积的确定

由于峰值变压器中存在磁分路器,在次级电流的影响下,次级磁通滞后于初级磁通。初级磁通等于次级磁通、磁分路器的磁通以及铁心窗口端部磁通的几何和。空载时初级磁通实际上等于上

述各个磁通的代数和。次级磁通的波形，在零电平附近的斜率很大，因而使次级电压的波形成为窄而高的尖峰。

次级空载电压的幅值等于负载电压的 1.2—1.4 倍。次级电压三角形底边的长度为负载状态的 70—90%。当次级电压的平均变化速度较小时，空载与负载电压的峰值相差不多，宽度也相差无几。次级电压的平均变化速度越高，次级电压幅值与宽度的变化越大。

次级空载电压的峰值和平均变化速度可按下式确定：

$$U_{m0} = K_2 U_m \quad (\text{V})$$

$$\xi_0 = \frac{K_2}{K_3} \xi \quad \left(\frac{\text{V}}{\text{rad}} \right)$$

式中 $K_2 = 1.2—1.4$ ； $K_3 = 0.7—0.9$ 。选取时应保证 $K_2 K_3 \leq 1$ 。

次级铁心柱中的磁通为

$$\phi_{20} = \phi_2 K_2 \frac{k_0}{k'_0}$$

k'_0 是对应于 U_{m0} 和 ξ_0 的 k_0 值。

初级磁通的幅值按如下方法确定。

1. 心式变压器

$$\phi_1 = \frac{\phi_{20}}{\sin \frac{(1-\gamma)U_{m0}}{\xi_0}} \quad (\text{Wb})$$

2. 壳式变压器

$$\phi_1 = \frac{2\phi_{20}}{\sin \frac{(1-\gamma)U_{m0}}{\xi_0}} \quad (\text{Wb})$$

主铁心柱的截面积为

$$S_1 = \frac{\phi \times 10^4}{B_1} \quad (\text{cm}^2)$$

按如下建议来选取主铁心柱中磁感应强度的幅值 B_1 。对于 D 42 来说， $B_1 = 1.0—1.2 \text{ T}$ ；对于 DQ 2 来说， $B_1 = 1.4—1.6 \text{ T}$ 。

主铁心柱最好做成正方形的。铁轭中的磁感应强度和主铁心柱中相同。主铁心柱的尺寸为

$$a_1 = b_1 = \sqrt{\frac{S_1}{k_T}}$$

六、确定初级绕组的匝数

初级绕组的匝数按下式确定：

$$N_1 = \frac{U_1}{4.44 f \phi_1}$$

七、初级绕组线径和主铁心柱窗口尺寸的确定

变压器初级电流的有效值可按下式计算：

$$I_1 \approx \frac{(1.1-1.3)F_2}{\sqrt{2}N_1} \quad (\text{A})$$

按如下方法确定磁势 F_2 。

1. 心式变压器

$$F_2 \approx a\omega_2 l_2 + a\omega_p a_1 + 0.8 B_{20} \delta_b \times 10^4$$

2. 壳式变压器

$$F_2 \approx a\omega_2 l_2 + a\omega_p \frac{a_1}{2} + 0.8 B_{20} \delta_b \times 10^4$$

式中 $a\omega_2$ 是对应于 B_{20} 的比磁势，按图 9.9 或 9.10 来确定；

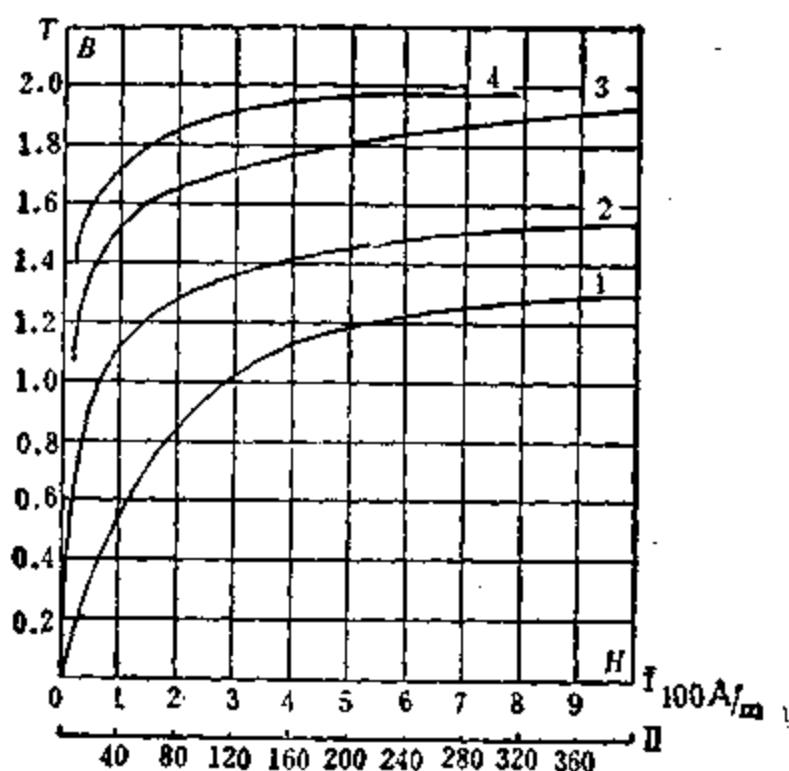
$B_{20} = \frac{\phi_{20}}{S_2}$ ； $a\omega_p \approx \frac{a\omega_2 + 4 a\omega'_2}{6}$ ，是从主铁心柱或铁轭到次级铁

心柱的次级磁通所穿过磁路的平均比磁势； $a\omega'_2$ 是相应于 B'_{20} 的比

磁势，按图 9.9 或 9.10 来确定； $B'_{20} = \frac{B_{20}}{2} \left(1 + \frac{b_2}{a_1}\right)$ ； $\delta_b \approx 0.0035-0.004$ cm 是等值气隙的长度。

初级绕组的线径像次级那样确定。

壳式变压器的窗口宽度取决于次级铁心柱的长度。心式变压器的窗口尺寸主要由初级绕组的厚度来确定。



1. D 42, 对应于坐标 I; 2. DQ 2, 对应于坐标 I;
 3. D 42, 对应于坐标 II; 4. DQ 2, 对应于坐标 II

图 9.9 电工钢 D 42 和 DQ 2 的磁化曲线

1. 心式变压器

初级绕组的高度为

$$l_1 \approx (1.2-1.6)a_1 \quad (\text{cm})$$

初级绕组每层的匝数为

$$n_1 = \frac{l_1 - 2e_1}{d_{12}}$$

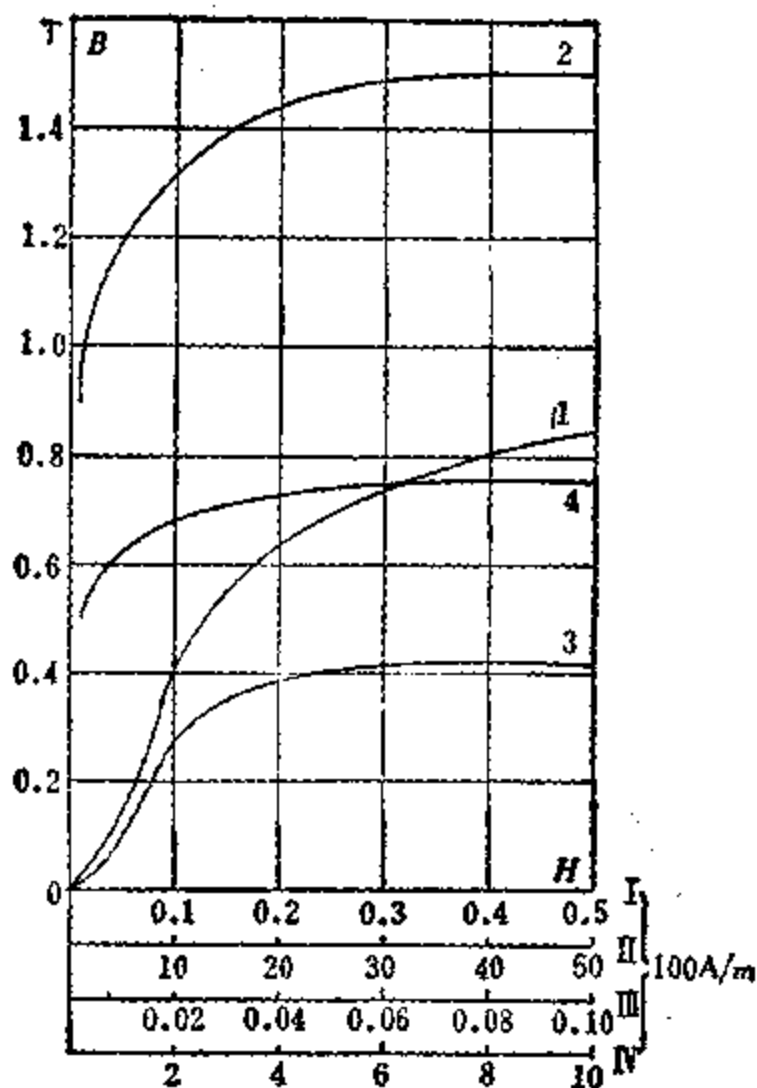
初级线圈骨架侧板的厚度为 $e_1 = 1-2 \text{ mm}$ 。

初级绕组的层数为

$$m_1 = \frac{N_1}{2n_1}$$

初级绕组的厚度为

$$\delta_1 = m_1 d_{12} \quad (\text{cm})$$



1. 1J 50, 对应于坐标 I; 2. 1J 50, 对应于坐标 II;
 3. 1J 79, 对应于坐标 III; 4. 1J 79, 对应于坐标 IV

图 9.10 软磁合金 1J50 和 1J79 的磁化曲线

安装初级线圈的地方, 铁心窗口的宽度为

$$C = 2(e'_0 + \delta_1) + e_3 \quad (\text{cm})$$

其中底筒厚度 $e'_0 = 1 \sim 1.5 \text{ mm}$; 铁心柱上两个线圈之间的距离通常为 $e_3 = 3 \sim 4 \text{ mm}$ 。

2. 壳式变压器

初级绕组的层数为

$$m_1 = \frac{l_2 - e'_0 - e_3}{d_1}$$

初级绕组每层的匝数为

$$n_1 = \frac{N_1}{m_1}$$

初级绕组所占窗口的高度为

$$l_1 = n_1 d_{1z} + 2\varepsilon_1 \quad (\text{cm})$$

初级绕组的厚度为

$$\delta_1 = m_1 d_{1z}$$

对于次级电压相位可调的峰值变压器来说,在确定主铁心柱的长度时,必须留出磁分路器和调节绕组的位置。

八、不可调峰值变压器中磁分路器尺寸的确定

1. 心式变压器

从图 9.4 a 可见,空载磁通的幅值为

$$\phi_1 = \phi_{20} + \phi'_0 + \phi'_{0'} \quad (\text{Wb})$$

次级磁势为

$$F_2 = 0.8 \frac{\phi'_{0'}}{S'_0} K_1 I_2 \times 10^3 = 0.8 \frac{\phi'_{0'}}{S'_0} 2\delta'_0 k'_0 \times 10^3$$

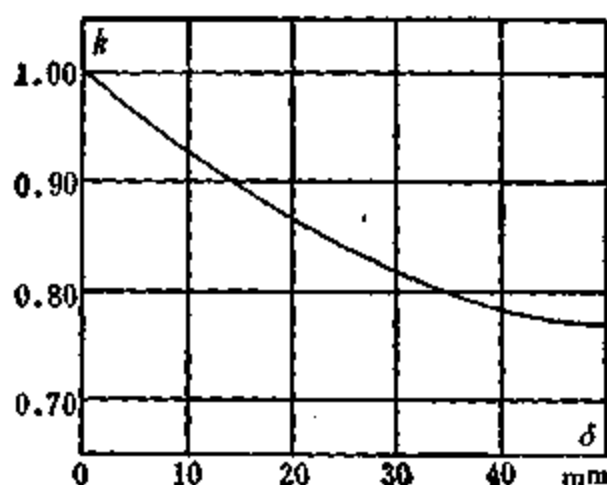


图 9.11 系数 k 和 δ 的关系

式中 $S' = b_1 b' + (b_1 - b_2) a_2$; S'_0 为磁分路器的截面积 (cm^2); δ'_0 为磁分路器的单边气隙 (cm); K_1 和 k_0 是考虑气隙磁通边缘效应的系数,可按图 9.11 来确定。

经变换之后得到

$$\frac{S'_s}{\delta'_s k'_s} = \frac{1.6(\phi_1 - \phi_{20}) \times 10^3}{F_2} - \frac{2S'}{K_4 l_2}$$

式中 $\delta'_s = (0.02 - 0.10)l_2$ 。

已知 δ'_s ，并按图 9.11 确定了 K_4 和 k_s ，就可以计算出磁分路器的截面积 S'_s 和叠厚 b'_s 。

2. 壳式变压器

从图 9.5 a 可见，空载磁通的幅值为

$$\frac{\phi_1}{2} = \phi_{20} + \phi'_{s0} + \phi'_{s0} \quad (\text{Wb})$$

像心式变压器那样得到

$$\frac{S'_s}{\delta'_s k'_s} = \frac{0.8(\phi_1 - 2\phi_{20})}{F_2} - \frac{2S'}{K_4 l_2}$$

各个量的确定方法也同前一种情况一样。

九、调节绕组的匝数、线径及尺寸的确定

峰值变压器次级电压的相位靠附加绕组来调节。附加绕组装在初次级绕组之间的主铁心柱上。

试验表明，为了使次级电压的相位从 0 变化到 90°，调节绕组的磁通和电势应在如下的范围内：

$$\phi_p = (0.6 - 0.7)\phi_1$$

$$E_p = (0.6 - 0.7)U_1$$

调节绕组的匝数可以等于初级绕组的匝数，即 $N_p = N_1$ 。

通过改变附加电阻的阻值来改变调节绕组的电流，从而引起次级电压相位的变化。

调节绕组磁势的最大值 $F_{p,m}$ 取决于次级电压的最大相移 Q_m 。利用关系

$$\frac{\phi_p}{\phi_1} = \frac{E_p}{U_1} = 0.6 - 0.7$$

可求得不同相移 Q_m 所对应的磁势之比, 这些数据见表 9.2。

表 9.2 相移和磁势之比的关系

θ_m (rad)	$\frac{F_{pm}}{F_s}$
30	0.9—1.0
50	1.1—1.3
70	1.4—1.6
90	1.7—1.8

调节绕组的最大电流为

$$I_{pm} = \frac{F_{pm}}{\sqrt{2} N_p} \quad (A)$$

调节绕组的线径为

$$d_p = 1.13 \sqrt{\frac{I_{pm}}{j_{pm}}}$$

式中 $j_{pm} = 2.5—3.5 \text{ A/mm}^2$ 。

下面确定调节绕组所占窗口的高度。

1. 心式变压器

假定调节绕组的径向厚度近似等于初级绕组的厚度, 则调节绕组的层数为

$$m_p = \frac{\delta_1}{d_{pz}}$$

调节绕组每层的匝数为

$$n_p = \frac{N_p}{2 m_p}$$

调节绕组所占的窗口高度为

$$l_p = n_p d_{pz} + 2\epsilon_1$$

式中 调节绕组骨架侧板的厚度 $\epsilon_1 = 1—2 \text{ mm}$ 。

2. 壳式变压器

像心式变压器那样, 可以写出

$$m_p = \frac{\delta_1}{d_{pz}} \quad n_p = \frac{N_p}{m_p}$$

调节绕组所占窗口的高度为

$$l_p = n_p d_{pz} + 2\epsilon_1$$

调节绕组所占窗口的截面积为

$$S'' = b_1 l_p$$

十、可调变压器磁分路器尺寸的确定

1. 心式变压器

从图 9.4 b 可见,心式可调峰值变压器的磁分路器有两个:上下磁分路器的截面积 S'_g 和 S''_g 与气隙长度之比的总和为

$$\frac{S'_g}{\delta'_g k'_g} + \frac{S''_g}{\delta''_g k''_g} = \frac{1.6(\phi_1 - \phi_{20}) \times 10^8}{F_2} - \frac{2S'}{K_1 l_2} - \frac{2S''}{K'_1 C} - \frac{2S'''}{k''' \delta'''}$$

式中 $k'_g, k''_g, K_1, K'_1, k'''$ 均按图 9.11 确定; $S''' = a_1 b'''$ —— 平行于铁轭侧面的气隙截面积 (cm); $\delta''' \approx 0.75 l_2$ —— 单边气隙的长度 (cm); $\delta''_g = (0.05 - 0.2) l_2$ —— 下磁分路器单边气隙的长度 (cm)。

若已知 δ'_g 和 δ''_g , 按图 9.11 确定系数 $k'_g, k''_g, K_1, K'_1, k'''$, 并认为这些截面的面积相同, 就可以求得上下磁分路器的截面积 S'_g 和 S''_g 及它们的叠厚 b'_g 和 b''_g 。

2. 壳式变压器

上下磁分路器的截面积与气隙长度之比的总和为

$$\begin{aligned} \frac{S'_g}{\delta'_g k'_g} + \frac{S''_g}{\delta''_g k''_g} &= \frac{0.8(\phi_1 - 2\phi_{20}) \times 10^8}{F_2} \\ &- \frac{2(S' + S'')}{K_1 l_2} - \frac{S'''}{k''' \delta'''} \end{aligned}$$

铁心窗口的高度按如下方法确定。

1. 心式变压器

$$H = l_1 + b''_g + l_p \quad (\text{cm})$$

2. 壳式变压器

$$H = l_1 + b''_g + l_p + b'_g + b'_g \quad (\text{cm})$$

表 9.3 计算程序

心式变压器	壳式变压器
B_2	B_2
$B_2' = \frac{B_2}{2} \left(1 + \frac{b_2}{a_1} \right)$	$B_2' = \frac{B_2}{2} \left(1 + \frac{b_2}{a_1} \right)$
$a\omega_p = \frac{a\omega_1 + 4a\omega_2'}{6}$	$a\omega_p = \frac{a\omega_1 + 4a\omega_2'}{6}$
$F_2 \approx a\omega_2 l_2 + a\omega_p a_1 + 0.8 B_2 \delta_D \times 10^4$	$F_2 \approx a\omega_2 l_2 + a\omega_p \frac{a_1}{2} + 0.8 B_2 \delta_D \times 10^4$
$B' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 K_1 l_2}$	$B' = B'' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 K_1 l_2}$
$B_s' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 \times 2 \delta_s' k_s'}$	$B_s' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 \times 2 \delta_s' k_s'}$
$B'' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 K_1' C}$	$B_s'' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 \times 2 \delta_s'' k_s''}$
$B_s'' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 \times 2 \delta_s'' k_s''}$	$B''' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 \times 2 \delta''' k''''}$
$B''' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 \times 2 \delta''' k''''}$	
$B_1 = \frac{B_2 S_2 + B' S' + B_s' S_s'}{S_1} + \frac{B'' S'' + B_s'' S_s'' + 2 B''' S'''}{S_1}$	$B_1 = \frac{2(B_2 S_2 + B' S' + B_s' S_s')}{S_1} + \frac{2(B'' S'' + B_s'' S_s'' + 2 B''' S''')}{S_1}$
$F_1' = a\omega_1 (2l_1 + l_2) + 1.6 B_1 \delta_D \times 10^4$	$F_1' = a\omega_1 (2l_1 + l_2) + 1.6 B_1 \delta_D \times 10^4$
$F_1 = F_1' + F_2$	$F = F_1' + F_2$
$\varphi_2 = B_2 S_2 \times 10^{-4}$	$2\varphi_2 = 2 B_2 S_2 \times 10^{-4}$
$\varphi_1 = B_1 S_1 \times 10^{-4}$	$\varphi_1 = B_1 S_1 \times 10^{-4}$
$i_1 = \frac{F_1}{N_1}$	$i_1 = \frac{F_1}{N_1}$

十一、次级空载电压波形的确定

根据变压器整个磁路及次级磁路的磁化曲线,可以求得次级磁通的波形。然后,利用作图的方法可以求得次级空载电压的波

形。

为此,先画出变压器磁路的完整草图(图9.4和9.5),并按表9.3规定的程序确定出相应的各个量。

其次,用方便的比例画出磁化曲线 $\phi_1 = f_1(F_1)$ 及 $\phi_2 = f_2(F_1)$ 。还要画出初级磁通的波形 $\phi_1 = \phi_1 \sin \omega t$ 。利用磁化曲线和初级磁通可以画出曲线 $\phi_2 = f(\omega t)$ (图9.12的曲线2')。由于次级电势为 $e_2 = -N_2 \frac{d\phi_2}{dt}$ (V),为了得到电势的波形,必须对曲线2'进行微分:具体作法是,先作出曲线2'的切线,该切线的斜率即 $e_2 = f(\omega t)$ 的纵坐标。如果横坐标的单位为 $\frac{OT}{\pi}$,其中 OT 是用毫米表示的次级磁通 $\phi_2 = f(\omega t)$ 的周期。因此,电势 $e_2 = f(\omega t)$ 纵坐标的比例为: $1 \text{ mm} = 2 \pi f N_2 K_s$ 。 K_s [Wb] 是磁通 ϕ_2 纵坐标的比例, f [Hz] 是电源频率。

在图9.12上表示了一个峰值变压器中曲线2'的微分。微分曲线的精度取决于所作切线的精度。最主要的是通过曲线2'零点的切线,该切线确定了电势 $e_2 = f(\omega t)$ 峰值的高度。这条切线的作法如下。以曲线2'的点 O 为圆心,用3—4 mm的半径画出半圆弧,并用同样的半径,从曲线起,在该圆弧上作出两个连续的交叉点。从后一个交点起,在半圆弧的两方,用另外的半径再作出两个交叉点。经过交叉点和半圆弧的中心作直线,这条直线就是曲线2'在 O 点的法线。该法线的垂线就是所求的切线。从点 O 起沿横坐标取长度为 $OO'' = \frac{OT}{\pi}$,经这个线段的终点作横轴的垂线,该垂线与过 O 点的切线相交,便得直角三角形 $OO'O''$,其直角边 $O'O''$ 表示了电势 $e_2 = f(\omega t)$ 的峰值。

曲线2'的其他切线可以用类似的方法作出。针对曲线上的这些点作出三角形 $11'1''$, $22'2''$ 等,它们的水平直角边表示线段 $\frac{OT}{\pi}$,垂直直角边表示电势 $e_2 = f(\omega t)$ 波形的纵坐标。连结点 $O', 1', 2'$ 等,并进行一定的变换,即得次级电势 e_2 的波形。

$$m_{x2} = 8.9 N_2 q_2 p_2 \times 10^{-6} \quad (\text{kg})$$

初级绕组导线的质量

$$m_{x1} = 8.9 N_1 q_1 p_1 \times 10^{-6} \quad (\text{kg})$$

调节绕组导线的质量

$$m_{xp} = 8.9 N_p q_p p_p \times 10^{-6} \quad (\text{kg})$$

各绕组导线质量的总和

$$m_x = m_{x1} + m_{x2} + m_{xp} \quad (\text{kg})$$

75°C时绕组的电阻(Ω)

$$r_1 = 1.22 \frac{N_1 p_1}{5700 q_1}$$

$$r_2 = 1.22 \frac{N'_2 p_2}{5700 q_2}$$

$$r_p = 1.22 \frac{N_p p_p}{5700 q_p}$$

对于心式变压器来说, $N'_2 = N_2$; 对于壳式变压器来说, $N'_2 = 2 N_2$ 。

十四、绕组损耗的确定

$$P_{x1} = I_1^2 r_1 \quad (\text{W})$$

$$P_{x2} = I_2^2 r_2 \quad (\text{W})$$

$$P_{xp} = I_{p0}^2 r_p \quad (\text{W})$$

$$P_x = P_{x1} + P_{x2} + P_{xp}$$

十五、确定铁心质量

1. 心式变压器

次级铁心柱的质量 $m_{T2} = 7.6 S_2 l_2 \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$ 。

初级铁心柱的质量

$$m_{T1} = 2 \times 7.6 (l_1 + l_p + b_p^*) S_1 \times 10^{-3} + 2 \times 7.6 (b'_1 + b' + a_2) S'_1 \times 10^{-3}$$

铁轭的质量为 $m_{T3} = 7.6 S_1 l_3 \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$ 。

磁分路器的质量

$$m'_{T3} = 7.6 S'_1 (l_3 - 2 \delta'_1) \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$$

$$m_{r_0}'' = 7.6 S_1'' (C - 2 \delta_1'') \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$$

2. 壳式变压器

次级铁心柱的质量 $m_{r_2} = 2 \times 7.6 S_2 l_2 \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$ 。

初级铁心柱的质量

$$m_{r_1} = 7.6 (l_1 + l_p + b_1'' + b_1' + b' + a_2) S_1 \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$$

铁轭的质量

$$m_{r_0} = 7.6 (l_1 + l_p + b_1'' + b_1' + b' + a_2) S_1 \times 10^{-3} + 7.6 l_3 S_1 \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$$

磁分路器的质量

$$m_{r_0}' = 2 \times 7.6 S_0' (l_2 - 2 \delta_1') \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$$

$$m_{r_0}'' = 2 \times 7.6 S_0'' (l_2 - 2 \delta_1'') \times 10^{-3} \quad (\text{kg})$$

铁心总的质量

$$m_r = m_{r_1} + m_{r_2} + m_{r_0} + m_{r_0}' + m_{r_0}''$$

式中 $S_0' = k_r b_1 (l_3 - C)$ 。

十六、铁心损耗的确定

1. 心式变压器

次级铁心柱的损耗

$$P_{r_2} = p_r B_1^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} m_{r_2} \quad (\text{W})$$

主铁心柱被初级绕组所占部分及铁轭中的损耗为

$$P_{r_1}' = p_r B_1^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} (m_{r_1}' + m_{r_0}) \quad (\text{W})$$

主铁心柱其余部分的损耗为

$$P_{r_1}'' \approx p_r (B_1')^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} m_{r_1}'' \quad (\text{W})$$

磁分路器的损耗为

$$P_{r_0}' = p_r (B_0')^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} m_{r_0}' \quad (\text{W})$$

$$P_{T_2}^* = p_T (B_2^*)^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.6} m_{T_2}^* \quad (\text{W})$$

式中 $m_{T_1}' = 2 \times 7.6 S_1 l_1 \times 10^{-3}$; $m_{T_1}^* = m_{T_1} - m_{T_1}'$; $B_1' \approx \frac{B_1}{2}$ (T)

2. 壳式变压器

次级铁心柱的损耗

$$P_{T_2} = p_T B_1^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} m_{T_2} \quad (\text{W})$$

主铁心柱被初级绕组所占部分及部分铁轭中的损耗为

$$P_{T_1}' = p_T B_1^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} (m_{T_1}' + m_{T_2}') \quad (\text{W})$$

主铁心柱和铁轭其余部分的损耗为

$$P_{T_1}^* \approx p_T (B_1')^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} (m_{T_1}^* + m_{T_2}^*) \quad (\text{W})$$

式中 $m_{T_1}' = 7.6 S_1 l_1 \times 10^{-3}$; $m_{T_2}' = 7.6 S_1 (l_1 + l_3) \times 10^{-3}$; $m_{T_1}^* = m_{T_1} - m_{T_1}'$; $m_{T_2}^* = m_{T_2} - m_{T_2}'$; $B_1' \approx \frac{B_1}{2}$ (T)

磁分路器中的损耗像心式变压器那样确定。

总的铁心损耗为

$$P_T = P_{T_2} + P_{T_1}' + P_{T_1}^* + P_{T_2}' + P_{T_2}^*$$

上面各个公式中的 P_T 是磁感应强度为 1 T, 频率为 50 Hz 时铁心的比损耗, 对于片厚 0.35 mm 的 D 42 来说, $p_T = 1.2 \text{ W/kg}$.

$$B_1' \approx \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 \times 2 \delta_1' k_1'}$$

$$B_2^* = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.8 \times 2 \delta_2^* k_2^*}$$

十七、空载电流的确定

峰值变压器的空载电流实际上就是初级电流。当次级从空载

变化到满载时,这个电流几乎不变。空载电流由铁心损耗 P_F 和磁势 $F_1 = F'_1 + F_2$ 来确定。

空载电流的有功分量为

$$I_{0a} = \frac{P_F}{U_1}$$

空载电流的无功分量为

$$I_{0q} = \frac{F_1}{\sqrt{2} N_1}$$

空载电流为

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

十八、温升的计算

峰值变压器的损耗主要是初级和调节绕组的损耗,以及铁心损耗。由于绕组和铁心间的温差不大,这种变压器的温升可以近似按下式计算:

$$\Delta t \approx \frac{P_{z1} + P_{z2} + P_F}{k_K (S_{Tm} + S_{zm})} + \Delta t_N$$

式中 $k_K = 13-15$ ($W/m^2 \cdot ^\circ C$),是线圈和铁心的平均传热系数; Δt_N 为线圈内部的温度降,通常为 $10-15^\circ C$; S_{Tm} 和 S_{zm} 分别为铁心和线圈的散热面积,其计算方法如下。

1: 心式变压器

$$S_{Tm} \approx 2(a_1 + b_1'' + b_1' + b' + a_2 + l_3)l_1 - l_2 b_1 \quad (cm^2)$$

$$S_{zm} \approx 4(a_1 + b_1 + 4e_1' + 4\delta_1)(l_1 + l_2) \quad (cm^2)$$

2: 壳式变压器

$$S_{Tm} \approx 2\left(\frac{a_1}{2} + l_1 + b_1'' + l_2 + b_1' + b' + a_2 + 2l_3\right)b_1 - 2l_2 b_1 \quad (cm^2)$$

$$S_{zm} \approx 2(a_1 + b_1 + 4e_1' + 4\delta_1)(l_1 + l_2) \quad (cm^2)$$

算出的温升应略低于允许值。

9.4 设计实例

根据下列数据设计一只可调峰值变压器:

初级电压 $U_1 = 120 \text{ V}$;

额定负载下次级峰值电压的幅值 $U_m = 50 \text{ V}$;

次级负载电流的有效值 $I_2 = 0.1 \text{ A}$;

额定负载下次级电压的平均变化速度 $\xi = 15 \text{ V/rad}$;

电源频率 $f = 50 \text{ Hz}$;

次级电压的最大相移 $\theta_m = 70^\circ$;

用厚 0.35 mm 的电工钢 D 42 做次级铁心柱。

按式(9.3):

$$\beta = \frac{1.5}{15 + \xi} = 0.05$$

按式(9.10),次级峰值电压的波形系数和幅值系数之积为

$$k_0 = k_o k_r = \frac{180 \xi}{1.5 U_m + 90 \beta \xi} = \frac{180 \times 15}{1.5 \times 50 + 90 \times 0.05 \times 15} = 18.9$$

一、峰值变压器的型式

选取有磁分路器的心式铁心(图 9.4 b)。用厚 0.35 mm 的 D 42 做铁心材料。

二、按下式确定次级铁心柱的截面积

$$S_2 = 5.4 \sqrt{\frac{U_m I_2 K_1}{k_o f j_2 B_2}} = 5.4 \sqrt{\frac{50 \times 0.1 \times 4.2}{18.9 \times 50 \times 2.2 \times 1.95}} = 0.4 \text{ cm}^2$$

式中 $K_1 = 4.2$; $j_2 = 2.2 \text{ A/mm}^2$; $B_2 = 1.95 \text{ T}$

截面的具体尺寸为

$$a_2 = \sqrt{\frac{S_2}{k_r K'_1}} = \sqrt{\frac{0.4}{0.9 \times 3.6}} = 0.35 \text{ cm}$$

$$b_2 = K'_1 a_2 = 3.6 \times 0.35 = 1.3 \text{ cm}$$

式中 $k_r = 0.9$, $K'_1 = 3.6$ 。

三、次级绕组的匝数

$$N_2 = \frac{U_m}{4 k_0 f \phi_2} = \frac{50}{4 \times 18.9 \times 50 \times 0.78 \times 10^{-4}} \approx 170$$

式中 $\phi_2 = B_2 S_2 \times 10^{-4} = 1.95 \times 0.4 \times 10^{-4} = 0.78 \times 10^{-4} \text{Wb}$ 。

四、次级绕组线径及次级铁心柱长度的确定

次级导线的截面积按下式计算：

$$q'_2 = \frac{I_2}{j_2} = \frac{0.1}{2.2} = 0.0455 \text{ mm}^2$$

从导线标准中选取 $d_2 = 0.25 \text{ mm}$, $d_{2z} = 0.3 \text{ mm}$, $q_2 = 0.044 \text{ mm}^2$ 的 ZQ 线。

每层匝数为

$$n_2 = \sqrt{K_n N_2} = \sqrt{2.3 \times 170} = 20$$

层数为

$$m_2 = \frac{N_2}{n_2} = \frac{170}{20} \approx 9$$

式中 $K_n = 2.3$ 。

绕组所占的次级铁心柱长度(图 9.8)为

$$l'_2 = n_2 d_{2z} = 20 \times 0.03 = 0.6 \text{ cm}$$

次级铁心柱的总长度为

$$l_2 = l'_2 + 2e_2 = 0.6 + 2 \times 0.15 = 0.9 \text{ cm}$$

式中 $e_2 = 1.5 \text{ mm}$ 。

次级绕组的厚度为

$$\delta_2 = m_2 d_{2z} = 9 \times 0.03 = 0.27 \text{ cm}$$

五、主铁心柱的截面积

空载状态下,次级峰值电压的幅值和平均变化速度分别为

$$U_{m0} = K_2 U_m = 1.2 \times 50 = 60 \text{ V}$$

$$\xi_0 = \frac{K_2}{K_3} \xi = \frac{1.2}{0.9} \times 15 = 20 \frac{\text{V}}{\text{rad}}$$

根据式(9.10)求得 $k'_0 = 21.6$ 。

空载状态下次级磁通的幅值为

$$\phi_{20} = \phi_2 K_2 \frac{k_0}{k'_0} = 0.78 \times 10^{-4} \times 1.2 \frac{18.9}{21.6} = 0.82 \times 10^{-4} \text{Wb}$$

初级磁通的幅值为

$$\phi_1 = \frac{\phi_{20}}{\sin \frac{(1-\gamma)U_{m0}}{\xi_0}} = \frac{0.82 \times 10^{-4}}{\sin \frac{(1-0.26) \times 60}{20}} = 21 \times 10^{-4} \text{Wb}$$

$$\text{式中 } \gamma = \frac{13}{13 + \xi_0} = \frac{13}{13 + 20} = 0.26$$

主铁心柱的截面积为

$$S_1 = \frac{\phi_1 \times 10^4}{B_1} = \frac{21 \times 10^{-4} \times 10^4}{1.15} = 18.3 \text{ cm}^2$$

主铁心柱截面的尺寸为

$$a_1 = b_1 = \sqrt{\frac{S_1}{k_r}} = \sqrt{\frac{18.3}{0.9}} \approx 4.5 \text{ cm}$$

六、初级绕组的匝数

$$N_1 = \frac{U_1}{4.44 f \phi_1} = \frac{120}{4.44 \times 50 \times 21 \times 10^{-4}} \approx 260$$

七、初级线径的确定及绕组结构计算

次级铁心柱的空载磁感应强度为

$$B_{20} = \frac{\phi_{20} \times 10^4}{S_2} = \frac{0.82 \times 10^{-4} \times 10^4}{0.4} = 2.05 \text{ T}$$

$$B'_{20} = \frac{B_{20}}{2} \left(1 + \frac{b_2}{a_1} \right) = \frac{2.05}{2} \left(1 + \frac{1.3}{4.5} \right) = 1.32 \text{ T}$$

按照 D 42 的磁化曲线(图 9.9);

$$a\omega_2 = 480 \quad a\omega'_2 = 13$$

$$a\omega_p \approx \frac{a\omega_2 + 4 a\omega'_2}{6} = \frac{480 + 4 \times 13}{6} \approx 89$$

取 $\delta_0 = 0.0035$ cm, 则次级铁心柱的空载磁势为

$$F_2 \approx a\omega_2 l_2 + a\omega_p a_1 + 0.8 B_{20} \delta_0 \times 10^4$$

$$= 480 \times 0.9 + 89 \times 4.5 + 0.8 \times 2.05 \times 0.0035 \times 10^4 = 890$$

初级电流的有效值为

$$I_1 \approx \frac{(1.1-1.3)F_2}{\sqrt{2} N_1} = \frac{1.2 \times 890}{\sqrt{2} \times 260} \approx 2.8 \text{ A}$$

初级绕组的电流密度取为 $j_1 = 2 \text{ A/mm}^2$, 则初级导线的截面积为

$$q'_1 = \frac{I_1}{j_1} = \frac{2.8}{2} = 1.4 \text{ mm}^2$$

选取标准导线, $d_1 = 1.35 \text{ mm}$; $d_{1*} = 1.62 \text{ mm}$; $q_1 = 1.43 \text{ mm}^2$

初级绕组所占的铁心柱高度为

$$l_1 \approx (1.2-1.6)a_1 = 1.2 \times 4.5 = 5.4 \text{ cm}$$

初级绕组的每层匝数为

$$n_1 = \frac{l_1 - 2e_1}{d_{1*}} = \frac{5.4 - 2 \times 0.2}{0.162} \approx 30$$

式中 $e_1 = 2 \text{ mm}$.

初级绕组的层数为

$$m_1 = \frac{N_1}{2 n_1} = \frac{260}{2 \times 30} \approx 5$$

初级绕组的厚度为

$$\delta_1 = m_1 d_{1*} = 5 \times 0.162 \approx 0.81 \text{ cm}$$

取 $e_3 = 4 \text{ mm}$; $e'_3 = 1.5 \text{ mm}$; 则初级绕组所在窗口的宽度为

$$c = 2(e'_3 + \delta_1) + e_3 = 2(0.15 + 0.81) + 0.4 \approx 2.3 \text{ cm}$$

八、调节绕组的匝数

调节绕组磁通的幅值按下式确定：

$$\phi_p = (0.6-0.7)\phi_1 = 0.7 \times 21 \times 10^{-4} = 14.7 \times 10^{-4} \text{Wb}$$

调节绕组的匝数

$$N_p = N_1 = 260$$

九、调节绕组线径的确定及结构计算

根据 $\theta_m = 70^\circ$ ，按表 9.2 取 $F_{p,m} = 1.4 F_2 = 1.4 \times 890 = 1240$ 。

调节绕组的最大电流为

$$I_{p,m} = \frac{F_{p,m}}{\sqrt{2} N_p} = \frac{1240}{\sqrt{2} \times 260} = 3.38 \text{ A}$$

取电流密度为 $j_{p,m} = 2.8 \text{ A/mm}^2$ ，则调节绕组导线的截面积为

$$q'_p = \frac{I_{p,m}}{j_{p,m}} = \frac{3.38}{2.8} = 1.2 \text{ mm}^2$$

按照导线标准，选取 $d_p = 1.25 \text{ mm}$ ， $d_{p,z} = 1.33 \text{ mm}$ ， $q_p = 1.21 \text{ mm}^2$

调节绕组的层数为

$$m_p = \frac{\delta_1}{d_{p,z}} = \frac{0.81}{0.133} \approx 6$$

调节绕组每层匝数为

$$n_p = \frac{N_p}{2 m_p} = \frac{260}{2 \times 6} \approx 22$$

取侧板厚度为 $e_1 = 1.5 \text{ mm}$ ，则调节绕组所占窗口的高度为

$$l_p = n_p d_{p,z} + 2 e_1 = 22 \times 0.133 + 2 \times 0.15 \approx 3.3 \text{ cm}$$

调节绕组所占窗口的面积为

$$S'' = b_1 l_p = 4.5 \times 3.3 \approx 15 \text{ cm}^2$$

十、磁分路器尺寸的确定

上下磁分路器截面积与相应气隙长度之比的总和为

$$\frac{S'_1}{\delta'_1 k'_1} + \frac{S''_1}{\delta''_1 k''_1} = \frac{1.6(\phi_1 - \phi_{20}) \times 10^8}{F_2} - \frac{2S'}{K_1 l_2} - \frac{2S''}{K'_1 c}$$

$$- \frac{2S'''}{k''' \delta'''} = \frac{1.6(21 \times 10^{-4} - 0.82 \times 10^{-4}) \times 10^8}{890}$$

$$- \frac{2 \times 5.3}{0.93 \times 0.9} - \frac{2 \times 15}{0.85 \times 2.3} - \frac{2 \times 9}{0.95 \times 0.7} = 305 \text{ cm}$$

式中 $S' = b_1 b' + (b_1 - b_2) a_2 = 4.5 \times 0.9 + (4.5 - 1.3) \times 0.35 = 5.3 \text{ cm}^2$; 按照图 9.11. 当 $l_2 = 0.9 \text{ cm}$ 时, $K_1 = 0.93$; 当 $c = 2.3 \text{ cm}$ 时, $K'_1 = 0.85$; 当 $\delta''' \approx 0.8 l_2 = 0.8 \times 0.9 \approx 0.7 \text{ cm}$ 时, $k''' = 0.95$. 并认为

$$\delta'_1 = (0.02 - 0.10) l_2 = 0.045 \times 0.9 \approx 0.04 \text{ cm} \quad k'_1 \approx 1$$

$$\delta''_1 = (0.05 - 0.20) l_2 = 0.11 \times 0.9 \approx 0.10 \text{ cm} \quad k''_1 \approx 0.99$$

根据结构的理由, 取上下磁分路器的截面积相同, 即认为: $S'_1 = S''_1$, 这时

$$S'_1 \left(\frac{1}{\delta'_1 k'_1} + \frac{1}{\delta''_1 k''_1} \right) = 305$$

$$S'_1 \left(\frac{1}{0.04 \times 1} + \frac{1}{0.1 \times 0.99} \right) = 35.1 \times S'_1 = 305$$

由此可得

$$S'_1 = S''_1 = \frac{305}{35.1} = 8.7 \text{ cm}^2$$

磁分路器的叠厚(图 9.4 b)为

$$b'_1 = b''_1 = \frac{S''_1}{k_r b_1} = \frac{8.7}{0.9 \times 4.5} \approx 2.1 \text{ cm}$$

为了保证放下初级绕组、调节绕组及放下磁分路器, 铁心窗口的总高度应为

$$H = l_1 + b''_1 + l_p = 5.4 + 2.1 + 3.3 = 10.8 \text{ cm}$$

铁心高为

$$H' = H + b'_1 + b' + a_2 = 10.8 + 2.1 + 0.9 + 0.35 = 14.2 \text{ cm}$$

铁轭的长度为

$$l_3 = c + 2a_1 = 2.3 + 2 \times 4.5 = 11.3 \text{ cm}$$

十一、次级空载电压的确定

用图解方法确定次级空载电压。为此,在表 9.4 中给出了磁化曲线 $\varphi_1 = f_1(F_1)$ 及 $\varphi_2 = f_2(F_2)$;画出的波形表示在图 9.12 上。图中 $\varphi_1 = \phi_1 \sin \omega t$,借助于该图画曲线 $\varphi_2 = f(\omega t)$ 。用上述方法对相应曲线微分,得到次级电势 $e_2 = f(\omega t)$,如图中曲线 3 所示。画曲线 3 时的比例为

$$1 \text{ mm} = 2 \pi f N_2 K_5 = 2 \pi \times 50 \times 170 \times 0.0006 \times 10^{-2} = 0.321 \text{ V}$$

空载电势的幅值为

$$U_{m0} = 0.321 \times 190 \approx 61 \text{ V}$$

十二、绕组平均匝长

次级绕组的平均匝长为

$$\begin{aligned} p_2 &= 2(a_2 + b_2 + 4e'' + 2\delta_2) \\ &= 2(0.35 + 1.3 + 4 \times 0.1 + 2 \times 0.27) = 5.2 \text{ cm} \end{aligned}$$

初级和调节绕组的平均匝长为

$$\begin{aligned} p_1 = p_P &= 2(a_1 + b_1 + 4e'_0 + 2\delta_1) \\ &= 2(4.5 + 4.5 + 4 \times 0.15 + 2 \times 0.81) = 22.4 \text{ cm} \end{aligned}$$

其中 $e'_0 = 1.5 \text{ mm}$; $e''_0 = 1.0 \text{ mm}$ 。

十三、绕组导线的质量和电阻

次级绕组导线的质量

$$\begin{aligned} m_{z_2} &= 8.9 N'_2 q_2 p_2 \times 10^{-3} \\ &= 8.9 \times 170 \times 0.044 \times 5.2 \times 10^{-3} = 0.0035 \text{ kg} \end{aligned}$$

初级绕组导线的质量

$$\begin{aligned} m_{z_1} &= 8.9 N_1 q_1 p_1 \times 10^{-3} \\ &= 8.9 \times 260 \times 1.43 \times 22.4 \times 10^{-3} = 0.77 \text{ kg} \end{aligned}$$

调节绕组导线的质量

$$m_{z_P} = 8.9 N_P q_P p_P \times 10^{-3} = 8.9 \times 260 \times 1.21 \times 22.4 \times 10^{-3} = 0.65 \text{ kg}$$

表 9.4 计算用公式及计算结果

4.45	22.8 × 10 ⁻⁴	0.84 × 10 ⁻⁴	1.207	231	1.250	0.1150	0.618	0.0625	1.525	0.1455	976	98	1.35	2.10	$B_2(T)$
3.90	20.9 × 10 ⁻⁴	0.82 × 10 ⁻⁴	1047	157	1.140	0.1045	0.563	0.0570	1.39	0.1330	890	80	1.32	2.05	$B_2' = 0.64 B_2 (T)$
1.70	10.0 × 10 ⁻⁴	0.72 × 10 ⁻⁴	458	48	0.546	0.0482	0.260	0.0263	0.640	0.0612	410	38	1.16	1.80	$a\omega_p = \frac{a\omega_2 + 4a\omega_2'}{6}$
0.507	3.38 × 10 ⁻⁴	0.61 × 10 ⁻⁴	137	14	0.185	0.0141	0.078	0.0079	0.192	0.0184	123	9	0.99	1.535	$F_2 = 0.9 a\omega_2 + 4.5 a\omega_p + 0.0028 B_2 \times 10^4$
0.167	1.24 × 10 ⁻⁴	0.40 × 10 ⁻⁴	45	8	0.068	0.0043	0.0234	0.0024	0.0578	0.0055	37	1.2	0.66	1.025	$B' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.67} (T)$
0.074	0.565 × 10 ⁻⁴	0.20 × 10 ⁻⁴	20	4	0.031	0.0019	0.010	0.0010	0.025	0.0024	16	0.4	0.33	0.515	$B_2'' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.064} (T)$
															$B'' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{1.56} (T)$
															$B_2''' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.158} (T)$
															$B''' = \frac{F_2 \times 10^{-4}}{0.85} (T)$
															$B_1 = \frac{0.4B_2 + 5.3B' + 8.7B_2'}{18.3} + \frac{15B'' + 8.7B_2'' + 18B'''}{18.3} (T)$
															$F_1' = 22.1 a\omega_1 + 0.0056 B_1 \times 10^4$
															$F_1 = F_1' + F_2$
															$\varphi_2 = 0.4 B_2 \times 10^{-4} (Wb)$
															$\varphi_1 = 18.3 B_1 \times 10^{-4} (Wb)$
															$i_1 = \frac{F_1}{260}$

绕组导线质量的总和为

$$\begin{aligned}m_w &= m_{w1} + m_{w2} + m_{wp} \\ &= 0.77 + 0.0035 + 0.65 \approx 1.432 \text{ kg}\end{aligned}$$

温度为 75°C 时的绕组电阻:

$$r_1 = 1.22 \frac{N_1 p_1}{5700 q_1} = 1.22 \frac{260 \times 22.4}{5700 \times 1.43} = 0.905 \Omega$$

$$r_2 = 1.22 \frac{N_2 p_2}{5700 q_2} = 1.22 \frac{170 \times 5.2}{5700 \times 0.044} = 4.3 \Omega$$

$$r_p = 1.22 \frac{N_p p_p}{5700 q_p} = 1.22 \frac{260 \times 22.4}{5700 \times 1.21} = 1.07 \Omega$$

十四、温度为 75°C 时的绕组损耗

$$P_{w1} = I_1^2 r_1 = 2.8^2 \times 0.905 \approx 7.1 \text{ W}$$

$$P_{w2} = I_2^2 r_2 = 0.1^2 \times 4.3 = 0.043 \text{ W}$$

$$P_{wp} = I_{pm}^2 r_p = 3.38^2 \times 1.07 = 11.4 \text{ W}$$

十五、铁心的质量

次级铁心柱的质量:

$$\begin{aligned}m_{T2} &= 7.6 S_2 l_2 \times 10^{-3} \\ &= 7.6 \times 0.4 \times 0.9 \times 10^{-3} = 0.0028 \text{ kg}\end{aligned}$$

初级铁心柱的质量:

$$\begin{aligned}m_{T1} &= 2 \times 7.6 (l_1 + l_p + b''_1) S_1 \times 10^{-3} + 2 \times 7.6 (b'_1 + b' + a_2) S'_1 \times 10^{-3} \\ &= 2 \times 7.6 (5.4 + 3.3 + 2.1) \times 18.3 \times 10^{-3} \\ &\quad + 2 \times 7.6 (2.1 + 0.9 + 0.35) \times 36.5 \times 10^{-3} = 5 \text{ kg}\end{aligned}$$

式中 $S'_1 = k_T b_1 (l_2 - c) = 0.9 \times 4.5 (11.3 - 2.3) = 36.5 \text{ cm}^2$

铁轭的质量:

$$m_{T3} = 7.6 S_1 l_3 \times 10^{-3} = 7.6 \times 18.3 \times 11.3 \times 10^{-3} = 1.6 \text{ kg}$$

磁分路器的质量:

$$\begin{aligned}m'_{T4} &= 7.6 (l_2 - 2 \delta'_1) S'_1 \times 10^{-3} \\ &= 7.6 (0.9 - 2 \times 0.04) \times 8.7 \times 10^{-3} = 0.056 \text{ kg}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 m_{T_2}'' &= 7.6(c - 2\delta_2'')S_2'' \times 10^{-3} \\
 &= 7.6(2.3 - 2 \times 0.1) \times 8.7 \times 10^{-3} = 0.141 \text{ kg}
 \end{aligned}$$

铁心质量的总和:

$$\begin{aligned}
 m_T &= m_{T_1} + m_{T_2} + m_{T_0} + m_{T_1}' + m_{T_2}'' \\
 &= 5 + 0.0028 + 1.6 + 0.056 + 0.141 = 6.8 \text{ kg.}
 \end{aligned}$$

十六、铁心损耗

次级铁心柱的损耗:

$$\begin{aligned}
 P_{T_2} &= p_T B_2^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} m_{T_2} \\
 &= 1.2 \times 1.95^2 \left(\frac{50}{50} \right)^{1.3} \times 0.0028 = 0.013 \text{ W}
 \end{aligned}$$

初级绕组所占的那一段铁心柱及铁轭中的损耗:

$$\begin{aligned}
 P_{T_1}' &= p_T B_1^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} (m_{T_1}' + m_{T_0}) \\
 &= 1.2 \times 1.15^2 \left(\frac{50}{50} \right)^{1.3} (1.54 + 1.6) = 5 \text{ W}
 \end{aligned}$$

其余铁心柱中的损耗:

$$\begin{aligned}
 P_{T_1}'' &= p_T (B_1'')^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} m_{T_1}'' \\
 &= 1.2 \times 0.575^2 \left(\frac{50}{50} \right)^{1.3} \times 3.46 \approx 1.4 \text{ W}
 \end{aligned}$$

磁分路器中的损耗:

$$\begin{aligned}
 P_{T_2}' &= p_T (B_2')^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} m_{T_2}' \\
 &= 1.2 \times 1.39^2 \left(\frac{50}{50} \right)^{1.3} \times 0.056 = 0.13 \text{ W}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_{T_2}'' &= p_T (B_2'')^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} m_{T_2}'' \\
 &= 1.2 \times 0.563^2 \left(\frac{50}{50} \right)^{1.3} \times 0.141 = 0.052 \text{ W}
 \end{aligned}$$

总的铁心损耗为

$$\begin{aligned} P_r &= P_{r_2} + P'_{r_1} + P''_{r_1} + P'_{r_2} + P''_{r_2} \\ &= 0.013 + 5 + 1.4 + 0.13 + 0.052 \approx 6.6 \text{ W} \end{aligned}$$

上列各式中:

$$m'_{r_1} = 2 \times 7.6 S_1 l_1 \times 10^{-3} = 2 \times 7.6 \times 18.3 \times 5.4 \times 10^{-3} = 1.54 \text{ kg}$$

$$m''_{r_1} = m_{r_1} - m'_{r_1} = 5 - 1.54 = 3.46 \text{ kg}$$

$$B'_1 \approx \frac{B_1}{2} = \frac{1.15}{2} = 0.575 \text{ T}$$

$$B'_2 \approx \frac{F_2 \times 10^{-4}}{1.6 \delta'_s k'_s} = \frac{890 \times 10^{-4}}{1.6 \times 0.04 \times 1} = 1.39 \text{ T}$$

$$B''_2 \approx \frac{F_2 \times 10^{-4}}{1.6 \delta''_s k''_s} = \frac{890 \times 10^{-4}}{1.6 \times 0.1 \times 0.99} = 0.563 \text{ T}$$

对于 0.35 mm 厚的 D 42 来说, $p_r = 1.2 \text{ W/kg}$ 。

十七、变压器的空载电流

空载电流的有功分量:

$$I_{0a} = \frac{P_r}{U_1} = \frac{6.6}{120} = 0.055 \text{ A}$$

空载电流的无功分量:

$$I_{0q} = \frac{F_1}{\sqrt{2} N_1} = \frac{1047}{\sqrt{2} \times 260} = 2.8 \text{ A}$$

变压器的空载电流为

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0q}^2} = \sqrt{0.055^2 + 2.8^2} = 2.8005 \approx 2.8 \text{ A}$$

变压器的初级电流近似等于空载电流:

$$I_1 \approx I_0 = 2.8 \text{ A}.$$

十八、变压器的温升

铁心的散热面积为

$$\begin{aligned} S_{Tm} &\approx 2(a_1 + b''_s + b'_s + b' + a_2 + l_3)b_1 - l_2 b_1 = 2(4.5 + 2.1 \\ &\quad + 0.9 + 0.35 + 11.3)4.5 - 0.9 \times 4.5 \approx 92 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

线圈的散热面积为

$$S_{zm} \approx 4(a_1 + b_1 + 4e'_1 + 4\delta_1)(l_1 - l_r) \\ = 4(4.5 + 4.5 + 4 \times 0.15 + 4 \times 0.81)(5.4 + 3.3) = 445 \text{ cm}^2$$

变压器的平均温升为

$$\Delta t = \frac{P_{x1} + P_{x2} + P_T}{k_K(S_{Tm} + S_{zm})} + \Delta t_N \\ = \frac{7.1 + 11.4 + 6.6}{14 \times 10^{-4}(92 + 445)} + 10 \approx 44^\circ\text{C}$$

这是完全允许的。

第十章 晶体管电视接收机行输出 变压器的设计

行输出变压器是电视接收机的关键元件,也是一种特殊的脉冲变压器。由于这种变压器在行扫描的输出级中使用,因此,称为行输出变压器。因为这种变压器所变换的是行扫描的逆程脉冲,所以,也常称为逆程变压器。

本章着重介绍行输出变压器中的物理过程,以及高效率行输出变压器的设计特点。

10.1 行输出变压器的输入信号

一、产生偏转电流的原理

行输出级的主要用途是提供偏转线圈所必须的脉冲电流。脉冲的参数应严格符合规定,如图 10.1 所示。我国电视标准规定行频为 $f_H = 15625 \text{ Hz}$, 因此,脉冲的周期为 $T_H = 1/f_H = 64 \mu\text{s}$ 。正程

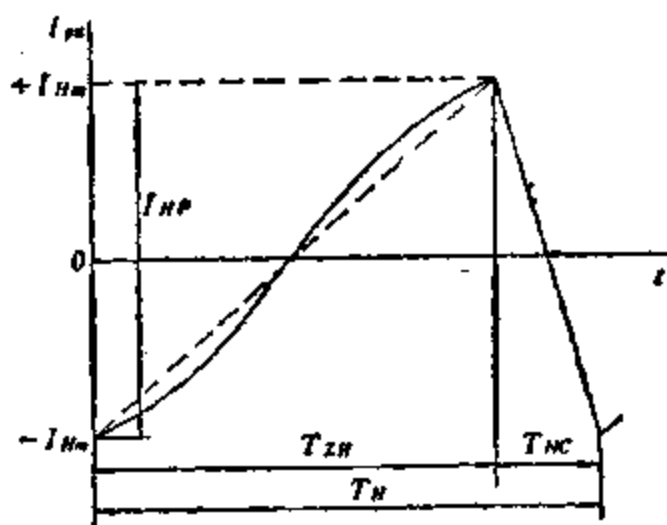


图 10.1 需要的行偏转电流脉冲的波形

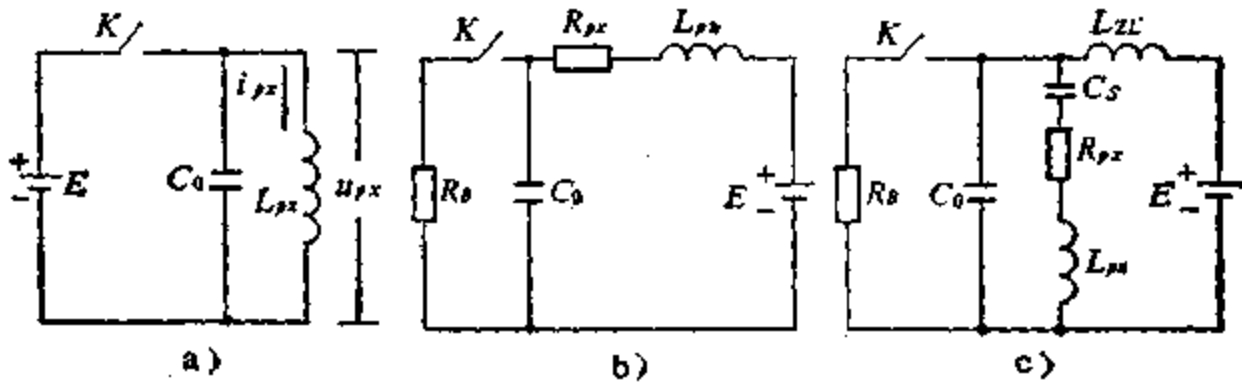
宽度 T_{zH} 和逆程宽度 T_{HO} 之比应当是给定的。

如果取逆程宽度等于标准的行消隐脉冲的宽度，即 $T_{HO} \approx 12 \mu s$ ，则 $T_{zH} = T_H - T_{HO} = 52 \mu s$ 。在正程期间，偏转电流从 $-I_{Hm}$ 变化到 $+I_{Hm}$ ，总的变化量为 $I_{HP} = 2I_{Hm}$ 。而且，电流增长的特点也应当严格符合指定的规律。在逆程期间，电流从 $+I_{Hm}$ 变化到 $-I_{Hm}$ ，这时电流的变化规律不十分重要，但希望是单调下降的。

行输出级不仅要保证提供必须波形的电流脉冲，而且应当功耗小，效率高，确保电视机是最经济的。

现代电视机中多半采用开关电路来产生必须波形的电流脉冲，其工作原理可以用图 10.2 来简单地说明。图中 E 是电源电压； B 为开关； L_{Px} 是行偏转线圈。

假定电源内阻、偏转线圈和开关的电阻都等于零。当开关 B 闭合时，电源对电容 C_0 充电，一直充到电压 E 。这时，偏转线圈上加以恒定电压 $u_{Px} = E$ ，偏转线圈 L_{Px} 中流过线性增长的电流：



a. 不考虑损耗时；b. 考虑损耗的串联式线路；c. 考虑损耗的并联式线路

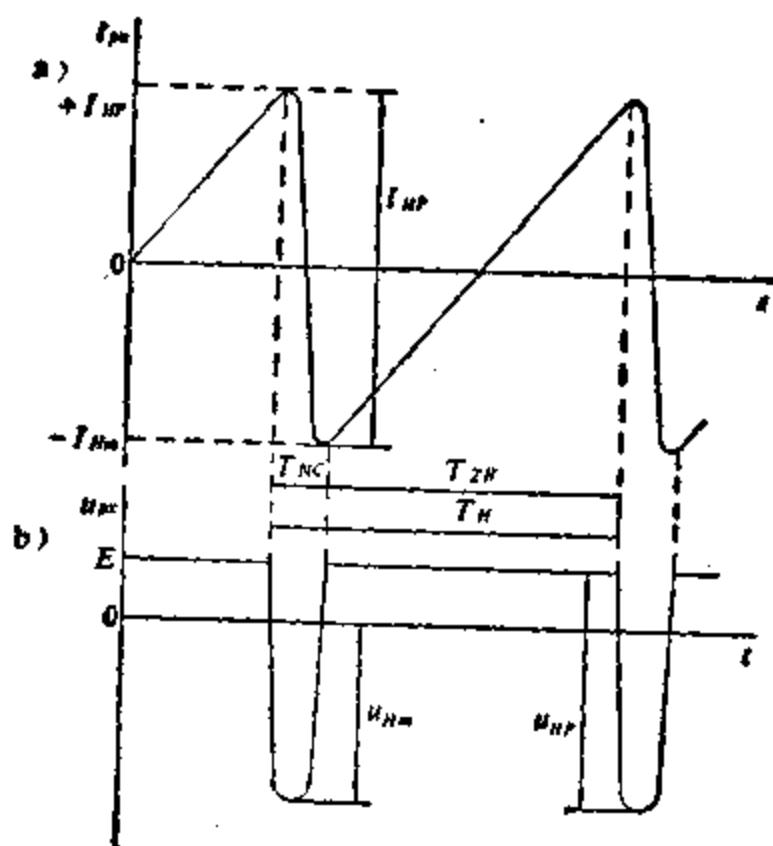
图 10.2 行输出级的简化等值线路

$$i_{Px}(t) = \frac{1}{L_{Px}} \int_0^t u_{Px} dt = \frac{E}{L_{Px}} t \quad (10.1)$$

这个电流的波形表示在图 10.3 a 上。电流增长的速度由比值 E/L_{Px} 来确定：

$$\frac{di_{Px}}{dt} = \frac{E}{L_{Px}}$$

经过一段时间后，开关 B 断开，由于电感 L_{Px} 中已储存了能量，在并联回路 $L_{Px}C_0$ 中将产生振荡。因此，行偏转线圈中的电



a. 电流脉冲; b. 电压脉冲
图 10.3 图 10.2 a 线路中脉冲的波形

流 i_{Pz} 将按下式变化:

$$i_{Pz}(t) = I_{Hm} \cos \omega_z t \quad (10.2)$$

式中 I_{Hm} 是开关断开瞬间的电流 i_{Pz} ; $\omega_z = 1/\sqrt{L_{Pz}C_0}$ 是回路振荡的角频率。

在 $t_z/2 = \pi\sqrt{L_{Pz}C_0}$ 的期间内, L_{Pz} 中的电流从 $+I_{Hm}$ 变化到 $-I_{Hm}$ 。然后, 开关 B 重新闭合, 线圈中电流仍线性变化。然而, 电流的方向和开关第一次闭合时相反。因此, 电感中储存的能量增长。随后, 电流逐渐降到零, 改变方向, 并增长到 $+I_{Hm}$ 。

为了得到必须波形的电流脉冲, 线路参数应满足下面要求。

1. 在 T_{zH} 期间内, 开关应处于闭合状态。
2. 开关断开时间的长短应等于逆程宽度 T_{HO} 。为此, 应当满足如下等式:

$$T_{HO} = \frac{t_z}{2} = \pi\sqrt{L_{Pz}C_0} \quad (10.3)$$

3. 在扫描的正程期间, 电流的变化量应等于 I_{HP} :

$$I_{HP} = 2 I_{Hm} = \frac{E}{L_{Pz}} T_{sH} \quad (10.4)$$

从式(10.4)可见, 必需的电流脉冲幅值 I_{HP} 由电源电压和偏转线圈的电感量之比来确定。通常, 电源电压是已知的。因此, 偏转线圈的电感量可按式计算:

$$L_{Pz} = \frac{E}{I_{HP}} T_{sH} = \frac{E}{2 I_{Hm}} T_{sH} \quad (10.5)$$

偏转线圈的电感量和它的匝数 N_{Pz} 及结构有关。已知匝数 N_{Pz} 及最佳长度 l_{zj} 时, 按下式计算电感量:

$$L_{Pz} = N_{Pz}^2 l_{zj} \times 10^{-8} (\text{H})$$

当已知电感量时按下式确定匝数:

$$N_{Pz} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{L_{Pz}}{l_{zj}}}$$

因此, 通过选取合适的参数 E 、 L_{Pz} 、 C_0 , 利用所研究线路可以得到锯齿形电流脉冲。但利用这个线路得不到 S 形脉冲。为此, 必须对脉冲波形进行校正。

在扫描的正程期间, 偏转线圈 L_{Pz} 上的电压是恒定的。在逆程期间, 由于存在振荡, 偏转线圈上电压变为正弦形脉冲。根据式(10.1)和(10.2), 当 $t_s \approx T_{HO}$ 时, 该线圈上的电压为

$$u_{Pz}(t) = \omega_s L_{Pz} I_{Hm} \sin \omega_s t = U_{Hm} \sin \omega_s t$$

该电压的波形如图 10.3 b 所示。

按照式(10.3), 逆程期间振荡的角频率应当满足下式:

$$\omega_s = \frac{\pi}{T_{HO}}$$

为了保证规定的逆程宽度, 脉冲电压的幅值应满足下式:

$$U_{Hm} = \frac{\pi}{T_{HO}} L_{Pz} I_{Hm}$$

按照图 10.3 b, 脉冲电压的幅值为

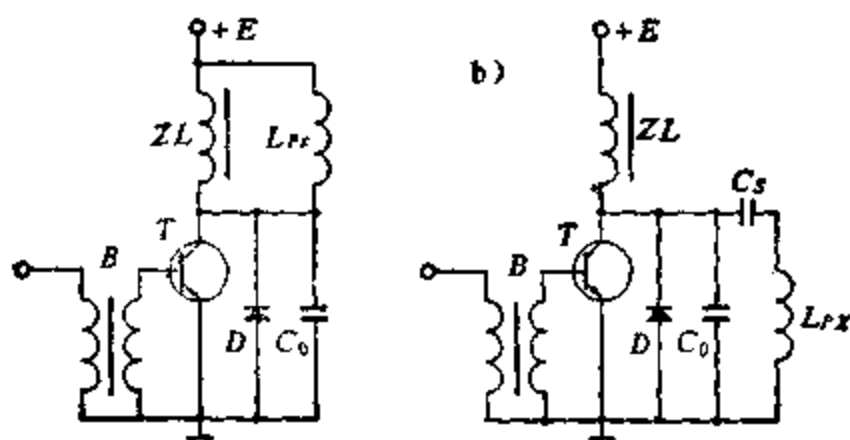
$$U_{HT} = E + U_{Hm} = E \left(1 + \frac{\pi T_{sH}}{2 T_{HO}} \right) \quad (10.6)$$

因此, 在电源电压 E 一定的情况下, 脉冲的幅值由正程和逆程宽度之比来确定。

通过上面的分析可知, 这种产生偏转电流的原理具有如下的特点: 第一, 在正程的第二个半周, 电流从电源 E 流向电感 L_{Ps} , 把电场能变为磁场能。在正程的第一个半周, 电流从线圈流向电源, 电感释放出储存的能量。因此, 在理想的情况下该线路不消耗电能。第二, 由于在正程期间电流要改变方向, 因此, 开关 B 应当是双向(对称)的, 即正反向电流都应允许通过。

二、行输出级的特点

在电视接收机中, 偏转电流由行扫描输出级来提供。其简化线路如图 10.4 所示。晶体管和阻尼二极管并联组成双向开关, 控制脉冲加到晶体管的基极。为了保证得到必须的偏转电流, 晶体管应当在正程期间导通, 逆程期间闭锁。



a. 串联式; b. 并联式
图 10.4 行输出级的简化线路

如果行输出级的晶体管在正反电压下具有对称的伏安特性 $i_c = f(u_{ce})$, 如图 10.5 中虚线所示, 则可以不要阻尼二极管。实际晶体管在正压和反压下的伏安特性是不对称的(图 10.5 中实线)。

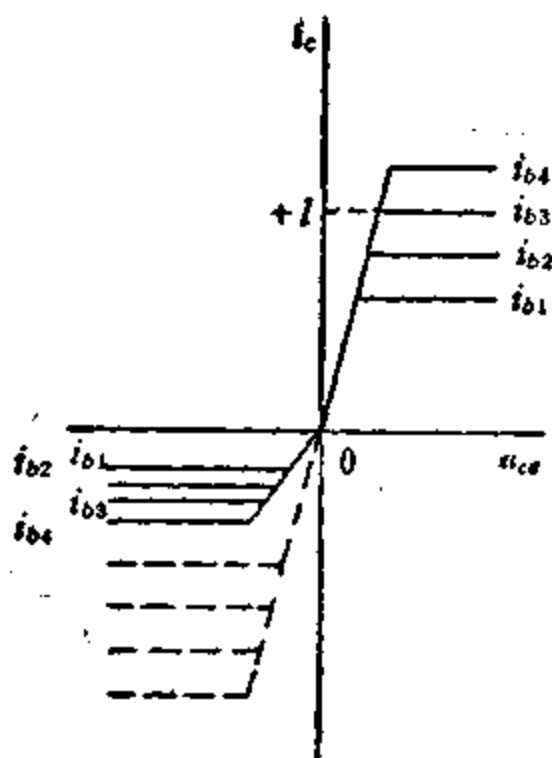


图 10.5 大功率晶体管的理想伏安特性

幅值为 $-I_{Em}$ 的脉冲电流不能通过晶体管。因此,在实际线路中,电流存在显著的直流分量,使输出级的功率损耗大大增长。为了避免出现这种现象,采用晶体管和阻尼二极管并联的电路,保证开关的对称性。

在图 10.4 a 上,偏转线圈和晶体管串联,然后接电源 E 。为了避免光栅畸变,减小偏转线圈的直流电流和损耗,线圈上并联一个阻流圈 ZL ,该阻流圈的电阻 R_{ZL} 应当比线圈电阻 R_{Pc} 小很多倍。如果满足下面的不等式,则阻流圈对偏转线圈的分流作用可以忽略不计:

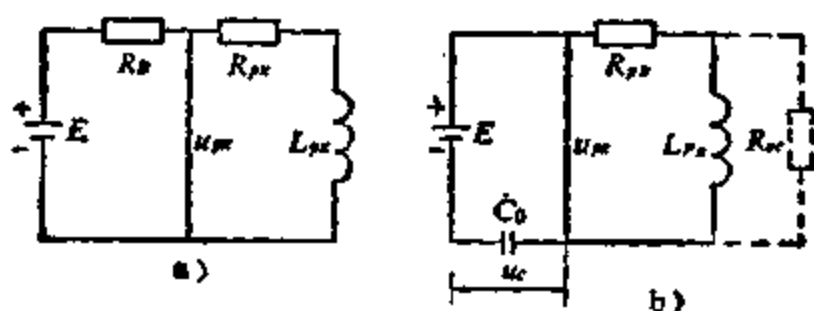
$$\omega_H L_{ZL} \gg \omega_H L_{Pc}$$

式中 $\omega_H = 2\pi f_H$, 是行扫描的角频率。在这种情况下,行输出级的等值线路如图 10.2 b 所示。

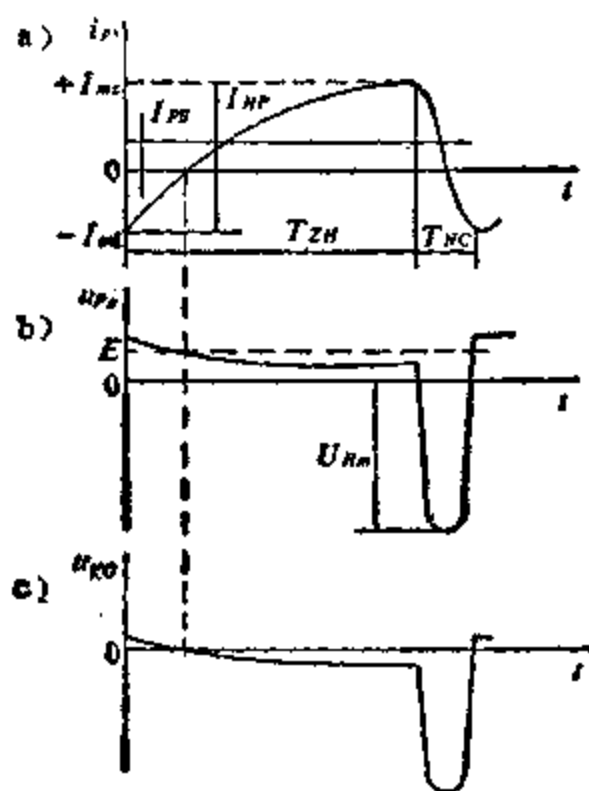
图 10.4 b 是晶体管和偏转线圈并联的输出级电路。由于隔直电容 C_c 的存在,偏转线圈中没有直流电流。因此,它所消耗的功率比图 10.4 a 少。这个线路的另一个优点是:通过选取电容 C_c ,可以得到 S 形的脉冲电流。图 10.4 b 的等值线路表示在图 10.2 c 上。在稳定状态,电容 C_c 上的电压等于 E ,在形成偏转电

流的过程中,它充当电源的作用。因此,如果去掉电感 L_{yx} 和电源 E ,用电容器 C_0 作为电源,则图 10.2 c 变成图 10.2 b。

在正程期间,开关 B 闭合,图 10.2 b 简化为图 10.6 a。假定开关 B 的正向电阻极小,电容 C_0 对正程的影响可以忽略不计。在回程期间,开关 B 打开,图 10.2 b 变为图 10.6 b。显然,由于电阻 $R_B + R_{Pz}$ 的存在,正程期间电流增长的规律将发生变化,回程期间的振荡将发生衰减。这时,脉冲电流的波形如图 10.7 a 所示。由于回程振荡的衰减,电流 $-I_{m1}$ 将小于 I_{m2} ,使偏转线圈中出现一个平均电流 I_{PB} ,它等于消耗电源的电流。线路电阻越大,平均电



a. 扫描的正程; b. 扫描的回程
图 10.6 输出级的等值线路



a. 电流; b 和 c. 电压

图 10.7 考虑损耗时输出级电压和电流的波形

流也越大,消耗的功率将更多。

图 10.6 a 中的电流可用下式表示:

$$i_{Pz}(t) = \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}}) - I_{m1} e^{-\frac{t}{\tau_p}} \quad (10.7)$$

式中 $R = R_s + R_{Pz}$; 正程期间电路的时间常数为 $\tau_p = \frac{L_{Pz}}{R}$

在 $t = T_{zH}$ 瞬间, 正程结束, 电流增长到 $+I_{m2}$, 按照式(10.7), 脉冲电流的幅值为

$$I_{HP} = I_{m1} + I_{m2} = \left(I_{m1} + \frac{E}{R} \right) (1 - e^{-\frac{T_{zH}}{\tau_p}})$$

在回程期间, 由于振荡的存在, 电流和时间的关系如下:

$$i_{Pz}(t) = I_{m2} e^{-\delta t} \cos \omega_z t$$

衰减系数为

$$\delta = \frac{0.5 R_{Pz}}{L_{Pz}} = \frac{0.5}{\tau_{Pz}}$$

行偏转线圈的时间常数为

$$\tau_{Pz} = \frac{L_{Pz}}{R_{Pz}}$$

回程结束($t = T_{NO}$)时偏转电流为

$$I_{m1} = I_{m2} e^{-\frac{T_{NO}}{2\tau_{Pz}}}$$

由于振荡的存在, 回程期间偏转线圈上的脉冲电压为

$$u_{Pz}(t) = L_{Pz} \frac{di_{Pz}}{dt} = -I_{m2} L_{Pz} e^{-\delta t} (\omega_z \sin \omega_z t + \delta \cos \omega_z t) \quad (10.8)$$

在 $t = \frac{T_{NO}}{2}$ 时, 脉冲的幅值为

$$U_{Hm} = I_{m2} \frac{\pi L_{Pz}}{T_{NO}} e^{-\frac{T_{NO}}{2\tau_{Pz}}} \quad (10.9)$$

从式(10.9)可见, 由于损耗的存在, 脉冲的幅值也有所下降。

对于图 10.6 a 来说, 偏转线圈上的电压可用下式表示:

$$u_{P_x}(t) = E - R_B i_{P_x}(t) = E - R_B \left[\frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_P}}) - I_{m1} e^{-\frac{t}{\tau_P}} \right] \quad (10.10)$$

这个电压的波形表示在图 10.7 b 上。开关电阻 R_B 上的正向电压由下式确定:

$$u_{R_B}(t) = u_{P_x}(t) - E = -R_B \left[\frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_P}}) - I_{m1} e^{-\frac{t}{\tau_P}} \right]$$

这个脉冲的波形表示在图 10.7 c 上。

在实际的电视接收机中, 前面所说的阻流圈就是行输出变压器的初级绕组。偏转线圈上的电压就是变压器的初级电压。由于变压器所变换的是逆程感应电压, 因此, 行输出变压器也叫逆程变压器, 或回扫变压器。

常用行扫描电路如图 10.8 所示。在有些电视机中, 行输出变压器的初级绕组做成带抽头(图 10.8 a)的。在这种线路中, 晶体管的集电极接抽头 2, 如果初级抽头 1 和 2 间的匝数为 N_{12} , 初级总匝数为 N_1 , 则在正程期间偏转线圈上所加的直流电压不是 E , 而是 E_{DP} :

$$E_{DP} = E \frac{N_1}{N_{12}} = E n_p$$

n_p 为变比。

通过选取适当的 n_p 值来提高偏转线圈上的电压, 从而保证必须的偏转电流幅值。偏转线圈可以按升压或降压线路连接。在后一种情况下, 晶体管的集电极接引出头 3, 偏转线圈接引出头 2。应该注意, 当偏转线圈按自耦变压器式连接时, 逆程脉冲电压的幅值同样升高(或降低)。

自耦变压器式线路的缺点是偏转电流经初级的一部分($N_1 - N_{12}$)绕组中流过, 从而引起绕组和铁心的附加损耗。此外, 还会导致铁心的直流磁化, 降低初级绕组的电感, 使它对偏转线圈的分流作用更强。

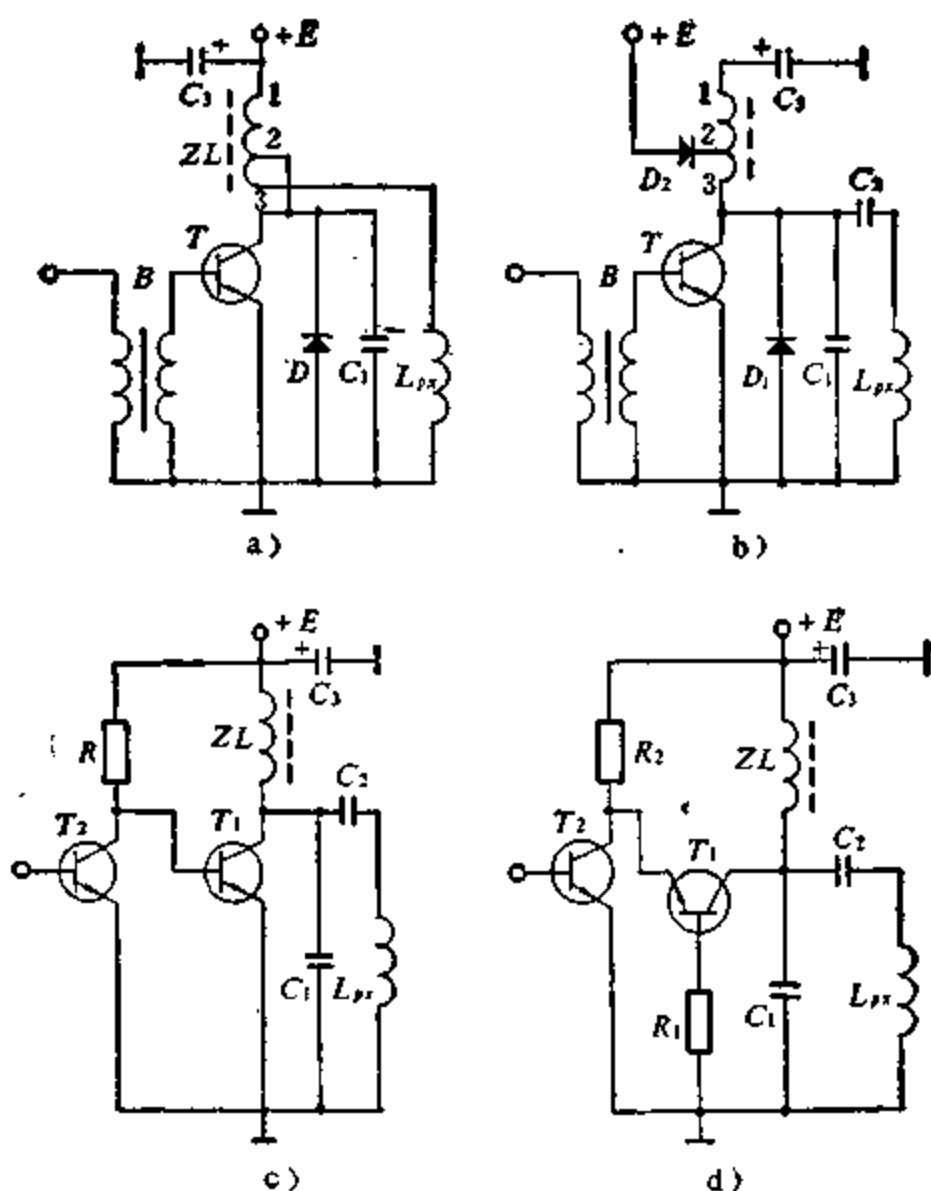


图 10.8 行输出级的线路方案

利用图 10.8 b 所示的线路,既经济,又能得到比较高的偏转电流幅值。 C_3 为容量足够大的电解电容器。该电容的一头与变压器初级的抽头 1 相连,抽头 2 接二极管,晶体管的集电极电流经该二极管流过。在逆程期间,绕组 N_{12} 上脉冲电压的幅值超过电源电压 E ,二极管 D_2 导通,对电容 C_3 充电,一直充到脉冲的幅值。在正程期间,二极管 D_2 闭锁,这个电压就是输出级的电源。

在大多数电视接收机中,行输出级和末前级间都采用变压器耦合电路。这种电路不仅能实现最佳匹配,而且能使控制电路损耗较少。在小型电视机中,可以采用图 10.8 c 所示的直接耦合线路,该线路的缺点是:当晶体管 T_2 损坏时, T_1 的基极上有较高

的电压,会导致该晶体管损坏。

行输出级也可以采用共基极线路(图 10.8 d)。在这个线路中,没有输入变压器,也没有阻尼二极管,它的作用由晶体管 T_2 的集电—基极结来完成。

在现代电视接收机中,偏转电流的幅值为 1—8A;逆程脉冲电压达到 50—800 V;输出级消耗的电流达到 0.5—2A。因此,行输出级的晶体管和阻尼二极管应能承受相当高的脉冲电压,并允许通过尽可能大的脉冲电流。

为了保证输出级的正常工作,它的控制信号应当是矩形脉冲,其幅值必须保证在正程期间晶体管能可靠导通,在逆程期间能可靠闭锁。因此,输出级晶体管的控制信号应当没有直流分量,只有闭锁 U_{bs} 及导通 U_{br} 部分的脉冲。当输出级用 PNP 型管,并按共发射极线路连接时,控制信号的极性应当为正。当采用 npn 型管时,控制信号应当是负极性脉冲。

为了设计出高效率的行输出级,必须使每个元件都工作在最佳状态,具有最佳的参数。

10.2 行输出变压器的负载

通过前一节的分析可知,行输出级的主要功能是产生偏转线圈所必需的脉冲电流。此外,还用来产生显象管所必需的阳极高压、聚焦电压、加速电极的电压,末级视放的电源电压,提供通道部分自动增益控制的脉冲,及逆程消隐信号。在彩色电视接收机中还参与形成各种校正脉冲。这些电路都是行输出变压器的负载。

由于逆程期间输出级的脉冲电压比电源电压高几倍。在亮度最大的情况下,黑白显象管的最大发射电流通常为 30—200 μ A;彩色显象管的最大发射电流通常为 2—3 mA。因此,显象管的阳极高压可以借助于变压器,通过对逆程脉冲电压的变换而得到。按照这种原理而组成的高压部分包括行输出变压器和高压整流器。

高压整流器可以用半波(图 10.9 a)或全波(图 10.9 b)线路,

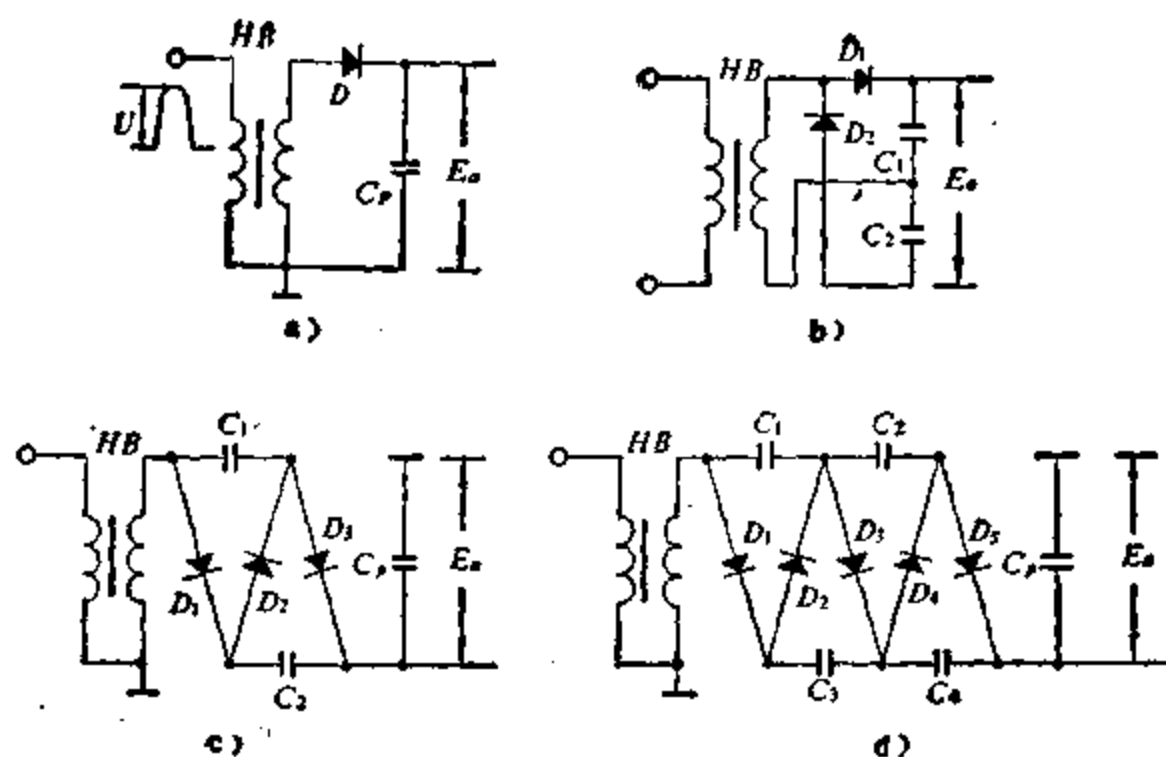


图 10.9 高压整流器的线路

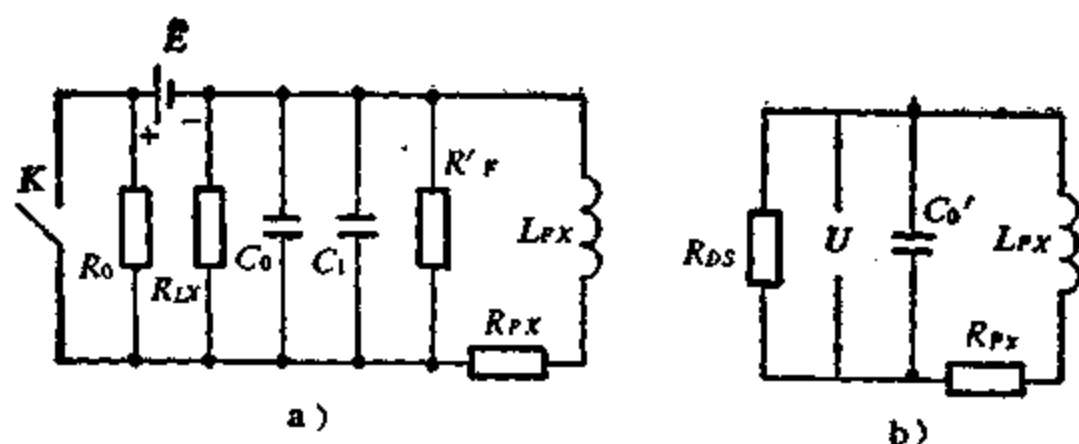
也可以采用二倍压(图 10.9 b)或三倍压(图 10.9 d)线路。在图 10.9 中, C_p 表示显象管内电极和屏蔽层之间的电容。

为了得到必需的阳极高压, 首先靠升压变压器把逆程脉冲电压提高到必需的幅值, 然后再整流。高压整流器必须满足如下要求:

1. 高压应当满足所用显象管的技术条件;
2. 应当保证规定的最大负载电流;
3. 当负载电流从零变化到最大值时, 高压应不低于规定值, 并应当尽可能稳定; 在相反的情况下, 图象尺寸、亮度及聚焦都不允许变坏;
4. 整流二极管的允许电流、反向电压、功率损耗均应符合要求;
5. 高压部分消耗的功率应当最少。

为了满足上述要求, 必须仔细研究高压整流器中发生的物理过程。

前一节导出的公式(10.6)和(10.9)是近似的, 利用该公式求



a. 完全的; b. 简化的
图 10.10 考虑损耗时输出级的等值线路

得的 U_{HF} 值偏高,只能用来选取晶体管,而不能依此为根据来设计变压器,否则,输出高压 E_0 将偏低。为了求得精确的 U_{HF} 值,需要考虑各种影响因素。对于包括高压部分的输出级来说,逆程期间的等值线路如图 10.10 a 所示和理想条件下的等值线路(图 10.2 及 10.6)的区别在于:考虑了折算到行输出变压器初级的负载电阻 R'_f ,变压器输入电容 C_1 ,开关的反向电阻 R_0 , C_0 的漏泄电阻 R_{Lx} 等参数的影响,这些参数确定了行扫描逆程的宽度。但没有考虑行输出变压器的漏感和分布电容,因此,这个线路仍然是近似的。假定 $C'_0 = C_0 + C_1$; $R_{DS} = R'_f R_0 R_{Lx} / (R'_f R_0 + R'_f R_{Lx} + R_0 R'_{Lx})$, 则图 10.10 a 变为 10.10 b。

在逆程期间发生振荡的过程中,流过行偏转线圈的电流可用下式来描述:

$$i_{px}(t) = A_0 e^{-\delta t} \cos(\omega_s t + \varphi_0) \quad (10.11)$$

衰减系数为

$$\delta = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{px}}{L_{px}} + \frac{1}{R_{DS} C'_0} \right) \quad (10.12)$$

振荡的角频率为

$$\omega_s = \sqrt{\left| \delta^2 - \frac{R_{px} + R_{DS}}{R_{DS} L_{px} C'_0} \right|} \quad (10.13)$$

上式中的 A_0 和 φ_0 为由初始条件确定的常数。

通常认为,在逆程开始($t=0$)的瞬间, $i_{px} = I_{Hm}$ 。把这个条件代入式(10.11)便得

$$A_c = \frac{I_{Hm}}{\cos \varphi_c} \quad (10.14)$$

由于正程结束瞬间和逆程开始瞬间电容 C'_0 上的电压不变,从而可以确定常数 φ_c 。对于图 10.10 b 来说,这个条件可以用下式表示:

$$L_{Pz} \frac{2I_{Hm}}{T_{zH}} + I_{Hm} R_{Pz} = L_{Pz} \frac{di_{Pz0}}{dt} + i_{Pz0} R_{Pz} \quad (10.15)$$

上式右边表示逆程期间电容 C'_0 上的电压。

根据(10.15), (10.11)和(10.14)便得:

$$\varphi_c = \arctan \left[-\frac{1}{\omega_z} \left(\frac{2}{T_{zH}} + \delta \right) \right]$$

对式(10.11)进行微分,即可求得逆程期间偏转线圈上的电压:

$$u_{Pz}(t) = \frac{L_{Pz} I_{Hm}}{\cos \varphi_c} e^{-\delta t} [\delta \cos(\omega_z t + \varphi_c) + \omega_z \sin(\omega_z t + \varphi_c)] \quad (10.16)$$

前面已经说过,这个电压就是行输出变压器的输入电压。

逆程振荡频率应确保它的周期等于 $2T_{HO}$,即

$$\omega_z = \frac{\pi}{T} \quad (10.17)$$

如果满足条件(10.17),则当 $t = T_{HO}/2$ 时,偏转线圈上的电压达到最大值,根据式(10.16),这个最大值为

$$U_{Hm} = L_{Pz} I_{Hm} e^{-\frac{\delta T_{HO}}{2}} \left[\frac{\delta T_{HO}}{\pi} \left(\frac{2}{T_{HO}} + \delta \right) + \frac{\pi}{T_{HO}} \right]$$

通常 $L_{Pz}, R_{Pz}, I_{Hm}, T_{zH}, T_{HO}$ 都是已知的。因此, U_{Hm} 只和 R_{Dz}, C'_0 有关。实际上,电容器 C'_0 由逆程宽度 T_{HO} 来确定,因此, U_{Hm} 只和 R_{Dz} 有关。把式(10.13)代入式(10.17),并考虑到式(10.12),可以求得 C'_0 的二次方程为:

$$\begin{aligned} & L_{Pz} R_{Dz}^2 \left[4 \left(\frac{\pi}{T_{HO}} \right)^2 - \left(\frac{R_{Pz}}{L_{Pz}} \right)^2 \right] (C'_0)^2 \\ & + 2 R_{Dz} (R_{Pz} + 2 R_{Dz}) C'_0 - L_{Pz} \\ & = 0 \end{aligned}$$

求解这个方程便得

$$C'_0 = \frac{1}{\lambda R_{D_s}} \left[\sqrt{(R_{P_x} + 2R_{D_s})^2 + \lambda L_{P_x}} - (R_{P_x} + 2R_{D_s}) \right]$$

式中

$$\lambda = L_{P_x} \left[4 \left(\frac{\pi}{T_{NC}} \right)^2 - \left(\frac{R_{P_x}}{L_{P_x}} \right)^2 \right]$$

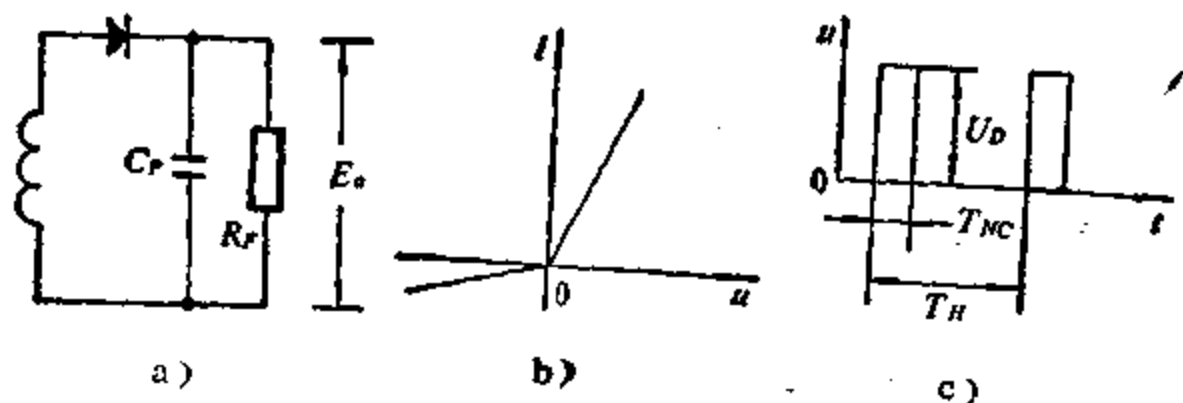
通常 R_0 和 R_{P_x} 远大于 R'_f 。因此,可以认为 $R_{D_s} = R'_f$ 。由此可知,电容 C'_0 和行输出变压器初级脉冲电压幅值 U_{HP} 都只与负载电阻 R'_f 有关。

假定行输出变压器是理想的,则得次级脉冲电压的幅值为

$$U_D = n_{DB} U_{HP}$$

输出和输入脉冲一样,都是正弦形。假定二极管正向电阻及脉冲电源的内阻都等于零,则整流后的直流高压 E_0 实际上等于 U_D 。由于高压部分各个元件都不是理想的,它不仅会引起高压的波动,并产生一定的功率损耗。

为了深入了解行输出变压器负载的特点,下面分析图 10.11 所示的高压整流器。电容 C_f 是整流器本身的输出电容及显象管阳极与屏蔽层之间的电容。负载电阻 R_f 取决于显象管阴极的发射电流。当显象管阴极的发射电流等于零时, R_f 最大,在该情况下 $E_0 = E_{0max}$ 。当显象管阴极的发射电流最大时, R_f 最小,这时 $E_0 = E_{0min}$ 。



a. 半波整流线路; b. 线性化的二极管伏安特性; c. 被整流的电压脉冲

图 10.11 高压整流器

假定整流二极管的正向电阻为 r_f , 反向电阻为 r_o ; 并认为它的伏安特性是线性的, 如图 10.11 b 所示。在该情况下,

$$\text{当 } u > 0 \text{ 时, } i = \frac{u}{r_f}$$

$$\text{当 } u < 0 \text{ 时, } i = \frac{u}{r_o}$$

还认为被整流脉冲是矩形波, 且幅值恒定, 如图 10.11 c 所示。脉冲电源的内阻为零, 电容 C_p 的容量相当大, 保证直流电压没有脉动。

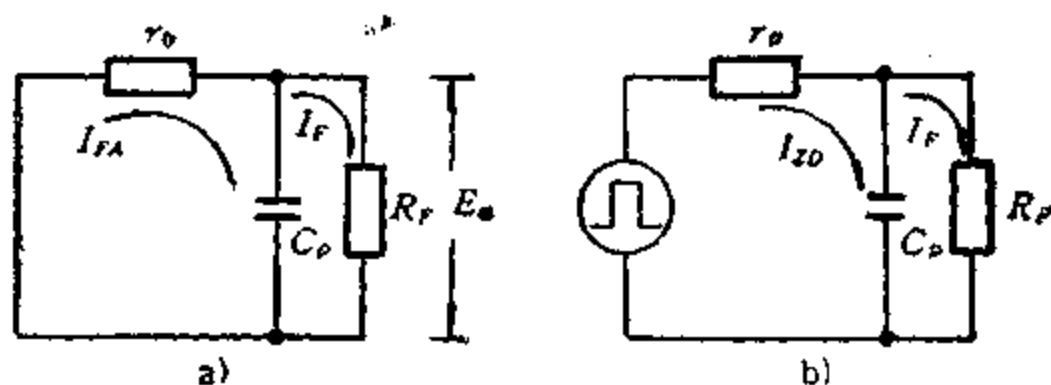
假定已知流过负载 R_f 的电流为 I_f ; 当负载电流从零变化到 I_{f_m} 时, 整流电压的变化范围为 $\Delta E = E_{a_{\max}} - E_{a_{\min}}$; 当 $I_f = 0$ 时,

$E_o = E_{a_{\max}}$; 整流脉冲的空度为 $q = \frac{T_B}{T_{NC}}$ 。根据这些数据来确定整流

二极管的如下参数: 最大脉冲电流 I_m ; 平均电流 I_{fD} ; 最高反向电压 U_{rA} ; 允许的二极管正反向电阻; 二极管的最大功耗 P_{Dm} 。还要确定高压变压器的如下参数: 必须的脉冲电压幅值 U_D ; 最大脉冲电流 I_m ; 最大功耗 P_m 。

为了确定上述参数, 需要详细分析整流器的工作过程。在 $T_B - T_{NC}$ 期间, 二极管处于闭锁状态, 这时整流器的等值线路如图 10.12 a 所示。在进程 T_{NC} 期间, 二极管处于导通状态, 整流器的等值线路如图 10.12 b 所示。根据图 10.12 a, 当 $I_f = 0$ 时, 二极管上的反向电压等于整流电压的最大值:

$$U_{rA} = E_{a_{\max}}$$



a. 对应于二极管的闭锁状态; b. 对应于二极管的导通状态

图 10.12 整流器的等值线路

在 $T_H - T_{NO}$ 期间, 由于电容 C_F 经二极管反向电阻的放电, 需要的脉冲电压幅值要比没有负载时高一些。在 T_{NO} 期间, 电源对该电容充电, 以补偿它的不足。因此, 变压器次级绕组的脉冲电压为

$$U_D = E_{o\max} + I_F r_F \quad (10.18)$$

当 $I_F = 0$ 时, 二极管的正向电流为

$$I_{FD} = \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} \frac{E_{o\max}}{r_0} \quad (10.19)$$

把式(10.19)代入式(10.18)便得

$$U_D = E_{o\max} \left(1 + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} \frac{r_F}{r_0} \right) \quad (10.20)$$

当负载电流不等于零时, 二极管正向电流为

$$I_m = \frac{T_H}{T_{NO}} I_F + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} \frac{E_o}{r_0} \quad (10.21)$$

考虑到式(10.18)和(10.21), 便得

$$E_o = \frac{U_D}{1 + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} \frac{r_F}{r_0}} - \frac{\frac{r_F T_H}{T_{NO}}}{1 + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} \frac{r_F}{r_0}} \quad (10.22)$$

把式(10.20)代入式(10.22), 即可求得整流器的负载特性:

$$E_o = E_{o\max} - \frac{\frac{r_F T_H}{T_{NO}}}{1 + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} \frac{r_F}{r_0}} I_F \quad (10.23)$$

该整流器可以看作电压为 $E_{o\max}$, 内阻为

$$R_{iD} = \frac{\frac{r_F T_H}{T_{NO}}}{1 + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} \frac{r_F}{r_0}}$$

的直流电源。

因此, r_0 的存在可以看成负载上并联某个等值电阻 $r_0 T_{NO} / (T_H - T_{NO})$ 。

当 $I_f = I_{fm}$ 时, 二极管的脉冲电流最大, 其值为

$$I_m = \frac{T_H}{T_{NC}} I_{fm} + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{E_{o\max}}{r_0} - \frac{\frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_p}{r_0}}{1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_p}{r_0}} \frac{T_H}{T_{NC}} I_{fm} \quad (10.24)$$

二极管正向电流的平均值为

$$I_{zP} = I_f + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{E_{o\max}}{r_0} - \frac{\frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_p}{r_0}}{1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_p}{r_0}} I_f \quad (10.25)$$

当 $I_f = I_{fm}$ 时, 该电流最大。显然, 二极管正反向电流的平均值等于零。

当负载电流从零变化到 I_{fm} 时, 为了保证整流电压的变化不超过允许值 $\Delta E = E_{o\max} - E_{o\min}$, 二极管的正向电阻必须满足下式:

$$r_p \leq \frac{T_{NC}}{T_H} \frac{\Delta E}{I_{fm} - \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{\Delta E}{r_0}} \quad (10.26)$$

二极管消耗的功率 P_D 不仅由正向电流 I_m 来确定, 而且和反向电流有关, 其值为

$$P_D = \frac{T_{NC}}{T_H} r_p I_m^2 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{E^2}{r_0} \quad (10.27)$$

式中 I_m 按式(10.24)确定; E_o 按式(10.23)确定。

所选二极管的允许损耗功率 P_{Dv} 必须大于 P_D 。显然,

$$r_0 < \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{E_{o\max}^2}{P_{Dv}} \quad r_p > \frac{P_{Dv}}{I_{fm}^2} \quad (10.28)$$

只要有一个不等式成立, P_D 就大于 P_{Dv} 。式(10.28)是选取二极管的必要条件, 但不是充分条件。初步选取了二极管之后, 再按式(10.26)进行检查。

只考虑阳极高压时行输出变压器的输出功率为

$$P_q = \frac{T_{NC}}{T_H} U_o I_m$$

考虑到式(10.20)和(10.24),则得

$$P_m = \left(1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_P}{r_0}\right) \left(1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{E_{amax}}{r_0 I_{Pm}} - \frac{\frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_P}{r_0}}{1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_P}{r_0}}\right) E_{amax} I_{Pm} \quad (10.29)$$

通常 $\frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_P}{r_0} \ll 1$, 这时式(10.29)变为

$$P_m \approx \left(1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_P}{r_0}\right) \left(1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{E_{amax}}{r_0 I_{Pm}}\right) E_{amax} I_{Pm} \quad (10.30)$$

这个公式和 r_0 趋向无穷大时的公式 $P_m = E_{amax} I_{Pm}$ 不同, 它们之间相差两个因子, 第一个因子考虑电压 U_b 必须高于 E_{amax} ; 第二个因子考虑变压器的输出电流必须大于 $I_{Pm} T_H / T_{NC}$.

高压整流器的效率等于负载有功功率 $E_a I_{Pm}$ 与行输出变压器的输出功率 P_m 之比, 根据式(10.23)和式(10.30)便得:

$$\eta = \frac{1 - \frac{\frac{r_P T_H}{T_{NC}} I_{Pm}}{1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_P}{r_0}} \frac{E_{amax}}{E_{amax}}}{\left(1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{r_P}{r_0}\right) \left(1 + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{E_{amax}}{r_0 I_{Pm}}\right)} \quad (10.31)$$

特别是, 当 $r_0 = \infty$ 时,

$$\eta = 1 - \frac{T_H}{T_{NC}} r_P \frac{I_{Pm}}{E_{amax}}$$

对于实际的高压整流器来说, 脉冲电源是行输出变压器。整流器输入端所加脉冲的波形如图 10.13 所示。在这种情况下, 由于脉冲存在负值 U_{r-} , 整流器的工作状态也有些变化。在没有直流分量的情况下, 图 10.13 中正负部分的面积应当相等。当输入脉冲的幅值 U_b 一定时, 脉冲正负部分和 U_b 的关系如下:

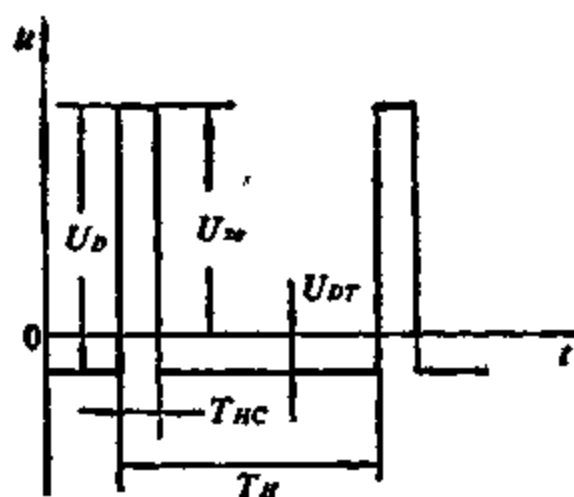


图 10.13 无直流分量的电压脉冲

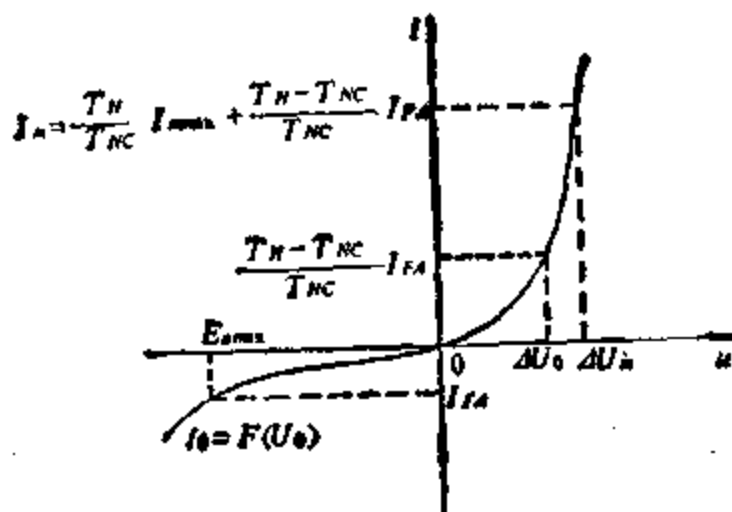


图 10.14 二极管的伏安特性

$$\left. \begin{aligned} U_{ro} &= \frac{T_H - T_{NC}}{T_{HO}} U_D \\ U_{p_v} &= \frac{T_{NC}}{T_H} U_D \end{aligned} \right\} \quad (10.32)$$

显然,这时二极管的最高反向电压为

$$U_{p_A} = E_{0max} + U_{p_v} \quad (10.33)$$

其他公式也略有变化。在这种情况下,行输出变压器的次级电压和二极管的消耗功率都有所增长,变压器的效率降低。

实际二极管的伏安特性如图 10.14 所示。当 $u > 0$ 时, $i = f(u)$; 当 $u < 0$ 时, $i_0 = F(u_0)$ 。在稳定状态下,二极管的反向电压 U_{p_A} 等于整流电压,而且,当 $I_r = 0$ 时,这个反向电压最高。当

$I_r \neq 0$ 时, $U_{rA} < E_{o\max}$, 具体数值和二极管的正反向电阻有关。

像前面指出的那样, 正向电流为

$$I_m = \frac{T_H}{T_{NO}} + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} F(E_a) \quad (10.34)$$

式中的第二项和整流电压 E_a 有关。由于二极管正向电阻的存在, 直流电压低于被整流的脉冲电压 U_D 。同时, 还要考虑二极管的漏电流。

通常, $I_r = 0$ 时的最高直流电压是已知的, 故而

$$U_D = E_{o\max} + \Delta U_0 \quad (10.35)$$

其中 ΔU_0 相当于式(10.18)的第二项。当负载电流从零变化到 $I_{r\max}$ 时, ΔU 值从 ΔU_0 变化到 ΔU_m 。

根据式(10.34), 当 $I_r = 0$ 时,

$$I_m = \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} F(E_{o\max}) \quad (10.36)$$

因此, 为了按照已知的伏安特性(图 10.14)和 $E_{o\max}$ 来确定变压器的脉冲电流, 必须先求出反向电流 $I_{rA} = F(E_{o\max})$, 然后按式(10.36)确定正向电流 I_m , 利用伏安特性的正向分支求得对应于 I_m 的电压降 ΔU_0 。

根据式(10.35), 当 $I_r \neq 0$ 时, 式(10.34)变为

$$I_m = \frac{T_H}{T_{NO}} I_r + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} F(U_D - \Delta U) \quad (10.37)$$

这里的 ΔU 值和负载电流有关, 通常在 ΔU_0 到 ΔU_m 之间。根据式(10.37)及二极管的正向伏安特性 $i = f(u)$, 便得

$$f(\Delta U) = \frac{T_H}{T_{NO}} I_r + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} F(U_D - \Delta U) \quad (10.38)$$

因此, 先按式(10.35)求得 U_D 值; 然后, 按式(10.38)确定 ΔU 和 I_r 的关系。当 $I_r = I_{r\max}$ 时, $\Delta U = \Delta U_m$, 按照式(10.35)和(10.38)便得

$$I_m = \frac{T_H}{T_{NO}} I_{r\max} + \frac{T_H - T_{NO}}{T_{NO}} F(E_{o\max} + \Delta U_0 - \Delta U_m) \quad (10.39)$$

二极管正向电流的平均值为

$$I_{r, \text{平均}} = \frac{T_{NC}}{T_H} I_m = I_{r, \text{平均}} + \frac{T_H - T_{NC}}{T_H} F(E_{c, \text{max}} + \Delta U_D - \Delta U_m) \quad (10.40)$$

显然, 二极管正向电流的平均值等于 I_r 。

二极管的功率损耗为

$$P_{D, \text{平均}} = \frac{T_{NC}}{T_H} I_m \Delta U_m + \frac{T_H - T_{NC}}{T_H} (U_D - \Delta U_m) F(U_D - \Delta U_m) \quad (10.41)$$

行输出变压器的输出功率按下式计算:

$$P_m = I_{r, \text{平均}} (U_D - \Delta U_m) + \frac{T_{NC}}{T_H} I_m \Delta U_m + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} (U_D - \Delta U_m) F(U_D - \Delta U_m) \quad (10.42)$$

上式的第一项表示负载消耗的有功功率, 后两项是二极管的功耗。因此, 效率为

$$\eta = \frac{I_{r, \text{平均}} (U_D - \Delta U_m)}{I_{r, \text{平均}} (U_D - \Delta U_m) + \frac{T_{NC}}{T_H} I_m \Delta U_m + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} (U_D - \Delta U_m) F(U_D - \Delta U_m)}$$

如果已知二极管的伏安特性(图 10.14), 不难确定 ΔU 的最大变化范围。

二极管的正反向伏安特性可以用下式来近似表示:

$$\left. \begin{aligned} i &= A_r u^{\beta_r} \\ i_0 &= A_0 u_0^{\beta_0} \end{aligned} \right\} \quad (10.43)$$

式中 $A_r, A_0, \beta_r, \beta_0$ 均为常数。

根据图 10.14 及式(10.43), 当 $E_c = E_{c, \text{max}}$ 时,

$$I_{r, \text{平均}} = A_0 E_{c, \text{max}}^{\beta_0} \quad (10.44)$$

根据式(10.34)及(10.44), 当 $I_r = 0$ 时,

$$I_m = A_p \Delta U_0^{\beta_p} \quad (10.45)$$

由此便得

$$\Delta U_0 = \left(\frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{A_0}{A_p} \right)^{\frac{1}{\beta_p}} E_{\sigma \max}^{\frac{\beta_0}{\beta_p}} \quad (10.46)$$

把式(10.46)代入式(10.35),可得行输出变压器的次级电压为

$$U_D = E_{\sigma \max} + \left(\frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} \frac{A_0}{A_p} \right)^{\frac{1}{\beta_p}} E_{\sigma \max}^{\frac{\beta_0}{\beta_p}} \quad (10.47)$$

为了保证有一定的余量,近似地认为

$$I_m \approx \frac{T_H}{T_{NC}} I_{Fm} + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} A_0 E_{\sigma \max}^{\beta_0} \quad (10.48)$$

根据式(10.45)及(10.48),当 $I_f = I_{Fm}$, $I_m = A_p \Delta U_m^{\beta_p}$ 时,便得

$$\Delta U_m \approx \frac{1}{A_p^{\frac{1}{\beta_p}}} \left(\frac{T_H}{T_{NC}} I_{Fm} + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} A_0 E_{\sigma \max}^{\beta_0} \right)^{\frac{1}{\beta_p}} \quad (10.49)$$

把式(10.46)—(10.49)代入式(10.40)—(10.42),可以求得参数 I_{zP} , P_{Dm} , P_m , η 。

假定被整流脉冲没有直流分量(见图 10.13),根据式(10.33)和(10.32),当 $I_f = 0$ 时,二极管的反向电压为

$$U_{FA} = E_{\sigma \max} + \frac{T_{NC}}{T_H} U_D \quad (10.50)$$

这个电压所对应的电流为 $I_{FA} = F(U_{FA})$

在该情况下,二极管的正向电流由下式确定:

$$\frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} I_{FA} = f(\Delta U_0)$$

由此可以求得 ΔU_0 。

必须的正向脉冲幅值为

$$U_{\sigma\sigma} = E_{\sigma \max} + \Delta U_0$$

根据式(10.39)和(10.50),二极管的正向电流为

$$I_m \approx \frac{T_H}{T_{NC}} I_{rA} + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} F \left(E_{o,max} + \frac{T_{NC}}{T_H} U_D \right)$$

如果已知 I_m , 根据 $i = f(u)$ 确定 ΔU_m , 然后确定其余参数。二极管的功耗为

$$P_D = \frac{T_{NC}}{T_H} \Delta U_m I_m + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} (U_D - \Delta U_m) I_{rA}$$

变压器的输出功率为

$$P_m = \frac{T_{NC}}{T_H} \Delta U_m I_m + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} (U_D - \Delta U_m) I_{rA} + \frac{T_H - T_{NC}}{T_{NC}} (U_D - \Delta U_m)$$

前面已经指出,在理想情况下变压器次级绕组的电压为正弦波(图 10.15)。在分析这种脉冲的整流过程时,要特别注意它的时间参数。实际上,这种脉冲的空度始终大于 2,即满足不等式

$$q = \frac{T_H}{T_{NC}} > 2$$

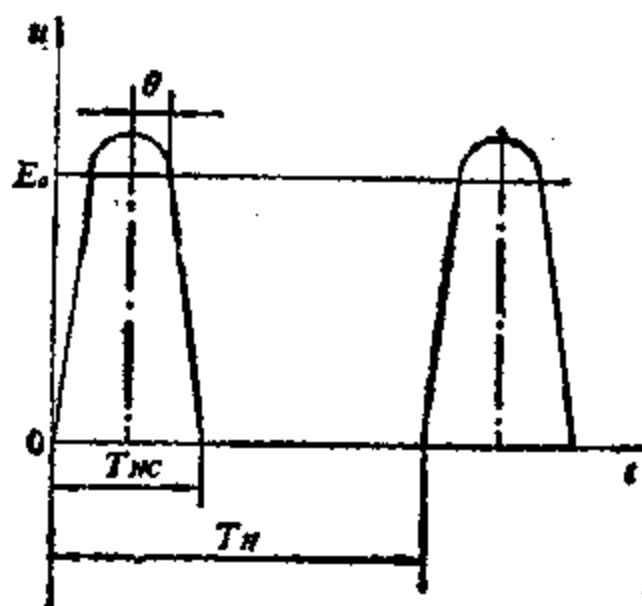


图 10.15 正弦形电压脉冲

下面分两步进行分析。先确定脉冲波形的影响,然后考虑二

极管的工作特点。为便于分析,假定二极管的反向电阻无穷大。

当负载电流等于零时,

$$U_D = E_{a\max}, U_{rA} = E_{a\max} \quad (10.51)$$

当负载电流不等于零时,直流电压为

$$E_o = U_D \cos \theta \quad (10.52)$$

θ 为相应于某个 I_r 值的截止角(见图 10.15)。

直流电压的最小值 $E_{a\min}$ 对应于 θ 的最大值。满足不等式 $E_o \geq E_{a\min}$ 的截止角为

$$\theta \leq \arccos \frac{E_{a\min}}{E_{a\max}} \quad (10.53)$$

为了保证直流电压的稳定性,应当满足不等式 $\theta \ll 1$; 这时,式(10.53)变为

$$\theta \leq \sqrt{2 \left(\frac{E_{a\max}}{E_{a\min}} - 1 \right)} \quad (10.54)$$

如果 $T_H = 2 T_{NO}$, 则负载电流的平均值为

$$I_r = \frac{U_D}{\pi r_p} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (10.55)$$

在所研究的情况下 $2 T_{NO} < T_H$, 因此,式(10.55)的右边应乘以 $\frac{2 T_{NO}}{T_H} = \frac{2}{q}$ 。考虑到式(10.51)便得

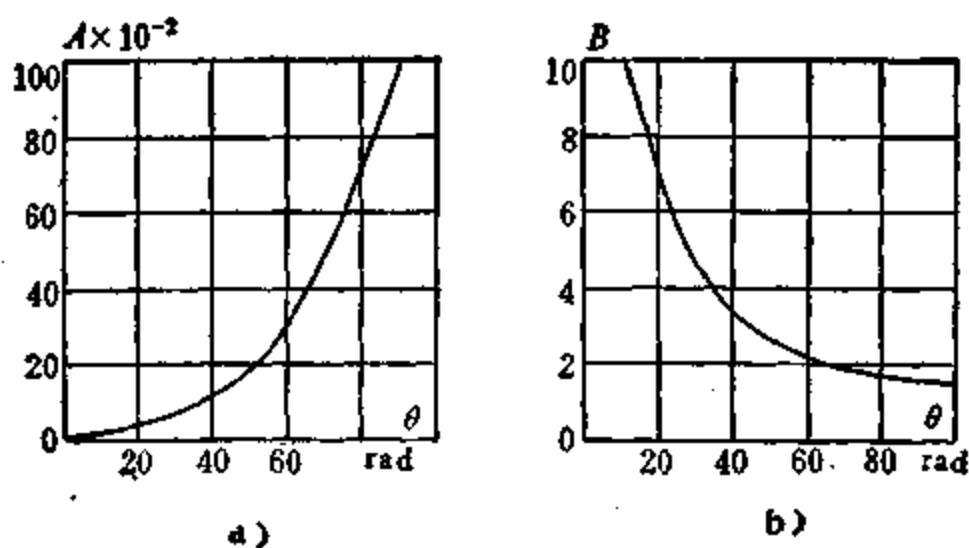
$$I_{r\text{m}} = \frac{2}{q} \frac{E_{a\max}}{\pi r_p} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (10.56)$$

由于 T_{NO} 、 T_H 、 $T_{r\text{m}}$ 、 $E_{a\max}$ 都是已知的,根据式(10.32)和(10.53),二极管的正向电阻必须满足下式:

$$r_p \leq \frac{2}{q} \frac{E_{a\max}}{\pi I_{r\text{m}}} \left[\sin \left(\arccos \frac{E_{a\min}}{E_{a\max}} \right) - \frac{E_{a\min}}{E_{a\max}} \arccos \frac{E_{a\min}}{E_{a\max}} \right] \quad (10.57)$$

把方程(10.57)右边乘以 $(\sin \theta - \theta \cos \theta)$, 并令其等于式(10.56),用 $A(\theta)$ 表示和 θ 有关的部分,则得

$$A(\theta) = \frac{\pi q}{2} \frac{I_{r\text{m}} r_p}{E_{a\max}} \quad (10.58)$$



a. $A(\theta)$; b. $B(\theta)$.
图 10.16 参数 A, B 和 θ 的关系

利用这个公式不难求得相应的 θ 值。为了计算,在图 10.16a 上画出了 $A(\theta) = \sin \theta - \theta \cos \theta$ 的关系曲线。显然,按式(10.50)求得的 θ 值必须满足如下要求:

$$E_{a\min} \leq E_a \leq E_{a\max}$$

当 $\theta \ll 1$ 时,近似认为 $A(\theta) \approx \frac{\theta^3}{3}$,利用式(10.58)可得

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3}{2} \pi q \frac{I_{r_m} r_r}{E_{a\max}}} \quad (10.59)$$

如果已知 θ ,根据式(10.59),二极管脉冲电流的最大值为

$$I_m = \frac{E_{a\max}}{r_r(1 - \cos \theta)} \quad (10.60)$$

根据式(10.56)可以确定 $\frac{E_{a\max}}{r_r}$,因此,式(10.60)可以变为

$$I_m = \frac{\pi q}{2} \frac{1 - \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta} I_{r_m} \quad (10.61)$$

在图 10.16b 上画出了 $B(\theta) = \frac{1 - \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}$ 的曲线。

当 $\theta \ll 1$ 时,利用式(10.61)可得如下的近似等式:

$$I_m \approx \frac{3}{4} \pi q \frac{I_{r_m}}{\theta} \quad (10.62)$$

由此可见,当给定 $I_{r,m}$ 时, θ 越小, 脉冲电流 I_m 越大。考虑到式(10.59), 式(10.62)变为

$$I_m \approx \frac{1}{2} \left(\frac{3\pi}{2} \right)^{2/3} (q I_{r,m})^{2/3} \left(\frac{E_{o,max}}{r_p} \right)^{1/3} \quad (10.63)$$

根据式(10.54)和(10.62), 最大脉冲电流 I_m 应当满足下式:

$$I_m \geq \frac{3\pi q}{4\sqrt{2}} \sqrt{\frac{E_{o,min}}{E_{o,max} - E_{o,min}}} I_{r,m}$$

由此可见, 当已知 q 和 $\frac{E_{o,min}}{E_{o,max}}$ 时, 为了保证必须的整流电流 $I_{r,m}$, 最大脉冲电流应大于指出的值, 否则必须调换二极管。

从上面的分析中可知, 当线路的其他参数恒定不变时, 脉冲电流 I_m 随宽度 T_{rc} 的减小而增大, 在理想的情况下 $I_m = q I_{r,m}$ 。

对于正弦脉冲整流器来说, 二极管电流脉冲的宽度由截止角来确定。脉冲的空度随截止角的减小而增长。类似于 $I_m = q I_{r,m}$, 利用等值空度 $q_b = T_B/T_D$, 根据式(10.61)便得

$$q_b = \frac{\pi}{2} \frac{1 - \cos\theta}{\sin\theta - \theta \cos\theta} q$$

通常 $q_b < q$, 且 q_b 和比值 $E_{o,min}/E_{o,max}$ 有关。

等值空度的概念是通用的。利用这个概念, 针对矩形脉冲整流器而导出的计算关系同样适合于正弦脉冲整流器。

作为例子, 下面列出正弦脉冲整流器的基本关系。

1. 根据式(10.24), 二极管脉冲电流的最大值为

$$I_m = q_b I_{r,m} + (q_b - 1) \frac{E_{o,max}}{r_o} - \frac{(q_b - 1) \frac{r_p}{r_o}}{1 + (q_b - 1) \frac{r_p}{r_o}} q_b I_{r,m} \quad (10.64)$$

2. 根据式(10.25), 二极管正向电流的平均值为

$$I_{s,p} = I_r + \frac{1}{q_b} - (q_b - 1) \frac{E_{o,max}}{r_o} - \frac{(q_b - 1) \frac{r_p}{r_o}}{1 + (q_b - 1) \frac{r_p}{r_o}} I_r \quad (10.65)$$

3. 根据式(10.26), 二极管正向电阻必须满足下式:

$$r_p \leq \frac{1}{q_D} \frac{E_{omax} - E_{omin}}{I_{pm} - (q_D - 1) \frac{E_{omax} - E_{omin}}{r_0}} \quad (10.66)$$

4. 根据式(10.27), 二极管的功耗为

$$P_D = \frac{1}{q_D} r_p I_m^2 + \frac{1}{q_D} (q_D - 1) \frac{E_{omin}^2}{r_0} \quad (10.67)$$

5. 根据式(10.29), 变压器的输出功率为

$$P_m = \left[1 + (q_D - 1) \frac{r_p}{r_0} \right] \left[1 + (q_D - 1) \frac{E_{omax}}{r_0 I_{pm}} - \frac{(q_D - 1) \frac{r_p}{r_0}}{1 + (q_D - 1) \frac{r_p}{r_0}} \right] I_{pm} E_{omax} \quad (10.68)$$

6. 根据式(10.31), 效率为

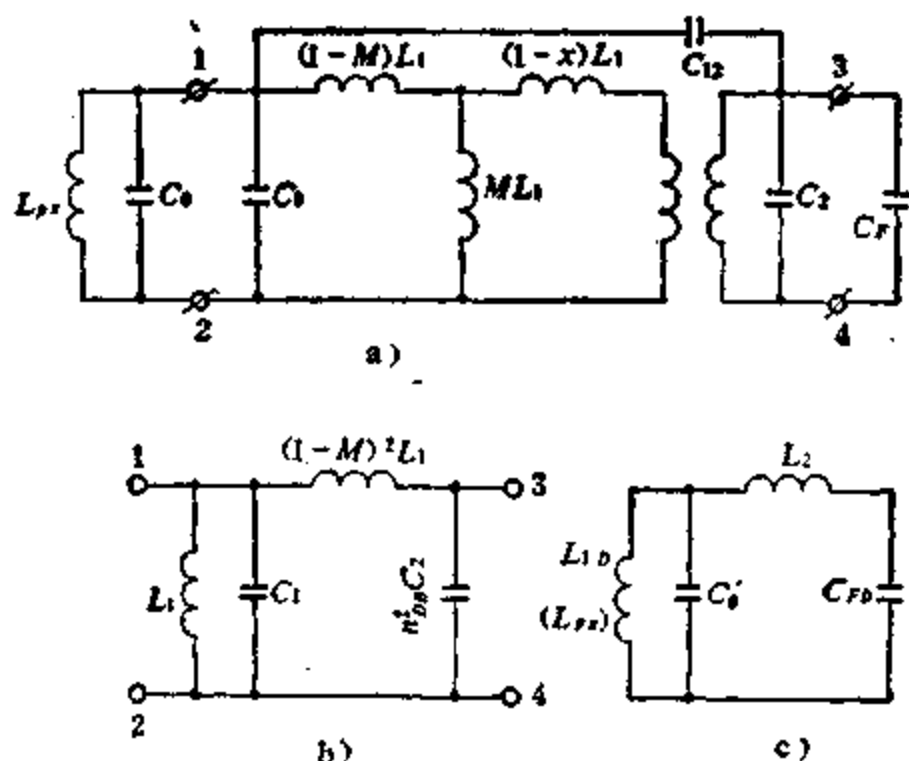
$$\eta = \frac{1 - \frac{q_D r_p}{1 + (q_D - 1) \frac{r_p}{r_0}} \frac{I_{pm}}{E_{omax}}}{\left[1 + (q_D - 1) \frac{r_p}{r_0} \right] \left[1 + (q_D - 1) \frac{E_{omax}}{r_0 I_{pm}} \right]} \quad (10.69)$$

式(10.64)~(10.69)可以用来计算有直流分量的正弦脉冲整流器。类似地可以求得任何情况下的各个参数。

以上分析都是针对理想的变压器进行的。实际变压器都存在一定的漏感和分布电容, 这些参数将导致脉冲波形畸变。然而, 合理地利用这些分布参数, 使变压器调谐在进程频率的三次或五次波, 能显著改善行输出级的某些性能。

10.3 行输出变压器的调谐

图 10.17 上表示了包括变压器在内的高压部分的等值线路。这里用四端网络来表示变压器, 1—2 为输入端, 3—4 为输出



a. 考虑行输出变压器实际参数时； b. 不考虑输出级和整流器时；
c. 考虑输出级和整流器时

图 10.17 高压部分的等值线路

端。图中 n_{DB} 为行输出变压器的变比； L_1 和 C_1 为初级绕组的磁化电感和分布电容； C_2 为次级组的电容； C_{12} 是绕组之间的电容； M 是和绕组间的耦合程度有关的互感系数。四端网络的输入端接偏转线圈 L_{p2} 和电容 C_0 ，这两个参数确定了逆程的宽度。四端网络的输出端接整流器的输入电容 C_f 。

考虑到电容 C_{12} 极小，并把 C_2 折算到初级，则图 10.17a 可以简化为图 10.17b。考虑输入和输出电路时，图 10.17a 可以变为图 10.17c。图中：

$$L_{1D} = \frac{L_{p2} L_1}{L_{p2} + L_1} \quad C'_0 = C_0 + C_1$$

$$L_{2D} = (1 - M^2) L_1 \quad C_{fD} = n_{DB}^2 (C_2 + C_f)$$

式中 L_{1D} 是初级电路的等值电感，它等于偏转线圈和变压器初级绕组并联后的电感； C'_0 是等值电容，它等于初级绕组的电容与逆程电容的总和； L_{2D} 是变压器的漏感； C_{fD} 是等值负载电容，它等于

折算到变压器初级的负载电容与次级绕组电容之总和。

前面已经指出,变压器初级绕组的电感应当比偏转线圈的电感大很多倍,确保初级绕组对偏转线圈没有明显分流作用.通常认为 $L_1 \geq 10 L_{px}$, 在这种情况下,图 10.17 c 中的 L_1 可以忽略,认为 $L_{1D} \approx L_{px}$. 因此,行输出变压器和高压整流器的作用由 $L_{sB} C_{FD}$ 来反映.在逆程期间,回路 $L_{px} C_0'$ 产生基波,串联回路 $L_{sB} C_{FD}$ 产生附加的谐波.合成脉冲的波形和这两个谐波的频率及幅值有关.

为了确定逆程脉冲的波形,下面详细研究这个线路.像分析图 10.2 a 那样,加上开关 B 和电源 E , 这时,图 10.17 c 变成图 10.18.在正程期间,开关 B 闭合,电源 E 与电感 L_{px} 相连.这时, L_{sB} 中的电流为零,电容 C_{FD} 上的电压等于 E . 正程结束瞬间, L_{px} 中的电流达到最大值:

$$I_{Bm} = \frac{ET_{sB}}{2L_{px}} \quad (10.70)$$

正程结束瞬间,开关断开,逆程开始.显然,存在如下的初始条件:

$$\left. \begin{aligned} t=0 \\ i_1 = -0.5E \frac{T_{sB}}{L_{px}} \\ i_2 = 0 \\ u_1 = E \end{aligned} \right\} \quad (10.71)$$

u_1 是线路的输出(电容 C_{FD} 上)电压.式(10.71)中的负号考虑正程结束与逆程开始瞬间,电感 L_{px} 中电流的方向和 E 相反.

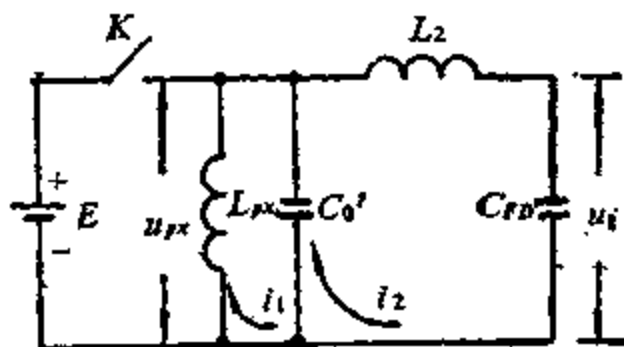


图 10.18 考虑开关和电源时图 10.17c 的等值线路

对于图 10.18 来说, 逆程期间算子方程的矩阵形式为

$$\begin{vmatrix} pL_{Pz} + \frac{1}{pC'_0} & -\frac{1}{pC'_0} \\ -\frac{1}{pC'_0} & pL_{sB} + \frac{1}{p}\left(\frac{1}{C'_0} + \frac{1}{C_{FD}}\right) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \end{vmatrix} = -E \begin{vmatrix} \frac{1}{p} + \frac{T_{zH}}{2} \\ 0 \end{vmatrix}$$

解这个方程, 便得

$$i_1 = -\frac{E}{L_{Pz}} \left(1 + \frac{pT_{zH}}{2}\right) \frac{p^2 + N_{11}}{p^4 + D_1 p^2 + D_2} \quad (10.72)$$

$$i_2 = -\frac{E}{L_{Pz}} \left(1 + \frac{pT_{zH}}{2}\right) \frac{N_{22}}{p^4 + D_1 p^2 + D_2} \quad (10.73)$$

式中

$$N_{11} = \frac{1}{L_{sB} C'_0} + \frac{1}{L_{sB} C_{FD}} \quad N_{22} = \frac{1}{L_{sB} C'_0} \quad (10.74)$$

$$\left. \begin{aligned} D_1 &= \frac{1}{L_{Pz} C'_0} + \frac{1}{L_{sB} C'_0} + \frac{1}{L_{sB} C_{FD}} \\ D_2 &= \frac{1}{L_{Pz} L_{sB} C'_0 C_{FD}} \end{aligned} \right\} \quad (10.75)$$

按照式(10.72)~(10.75):

$$D_1 = \omega_1^2 + \omega_2^2 \quad D_2 = \omega_1^2 \omega_2^2 \quad (10.76)$$

根据式(10.76), (10.72)和(10.73)中的分母可以用下式表示:

$$p^4 + D_1 p^2 + D_2 = (p^2 + \omega_1^2)(p^2 + \omega_2^2) \quad (10.77)$$

考虑到式(10.77), 式(10.72)和(10.73)变为

$$i_1 = -\frac{E}{L_{Pz}} \left(1 + \frac{pT_{zH}}{2}\right) \left(\frac{A_1}{p^2 + \omega_1^2} + \frac{B_1}{p^2 + \omega_2^2}\right) \quad (10.78)$$

$$i_2 = -\frac{E}{L_{Pz}} \left(1 + \frac{pT_{zH}}{2}\right) \left(\frac{a_1}{p^2 + \omega_1^2} + \frac{b_1}{p^2 + \omega_2^2}\right) \quad (10.79)$$

将式(10.72), (10.73)与式(10.78), (10.79)进行比较, 可得如下的公式:

$$\left. \begin{aligned} A_1 \omega_1^2 + B_1 \omega_1^2 &= N_{11} \\ a_1 \omega_1^2 + b_1 \omega_1^2 &= N_{22} \end{aligned} \right\} \quad (10.80)$$

而且,

$$A_1 + B_1 = 1 \quad a_1 + b_1 = 0 \quad (10.81)$$

利用推导式(10.80)和(10.81)的方法, 可以把式(10.78)和(10.79)变为

$$\begin{aligned} i_1 = & -\frac{ET_{zH}}{2L_{pz}} \left[A_1 \left(\frac{p}{p^2 + \omega_1^2} + \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} \frac{\omega_1}{p^2 + \omega_1^2} \right) \right. \\ & \left. + B_1 \left(\frac{p}{p^2 + \omega_2^2} + \frac{2}{\omega_2 T_{zH}} \frac{\omega_2}{p^2 + \omega_2^2} \right) \right] \end{aligned} \quad (10.82)$$

$$\begin{aligned} i_2 = & -\frac{ET_{zH}}{2L_1} \left[a_1 \left(\frac{p}{p^2 + \omega_1^2} + \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} \frac{\omega_1}{p^2 + \omega_1^2} \right) \right. \\ & \left. + b_1 \left(\frac{p}{p^2 + \omega_2^2} + \frac{2}{\omega_2 T_{zH}} \frac{\omega_2}{p^2 + \omega_2^2} \right) \right] \end{aligned} \quad (10.83)$$

根据式(10.82), (10.83), 并考虑到式(10.70), 把算子变为瞬时值, 则得

$$\begin{aligned} i_1 = & -I_{Hm} \left[A_1 \left(\cos \omega_1 t + \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} \sin \omega_1 t \right) \right. \\ & \left. + B_1 \left(\cos \omega_2 t + \frac{2}{\omega_2 T_{zH}} \sin \omega_2 t \right) \right] \end{aligned} \quad (10.84)$$

$$\begin{aligned} i_2 = & -I_{Hm} \left[a_1 \left(\cos \omega_1 t + \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} \sin \omega_1 t \right) \right. \\ & \left. + b_1 \left(\cos \omega_2 t + \frac{2}{\omega_2 T_{zH}} \sin \omega_2 t \right) \right] \end{aligned} \quad (10.85)$$

实际上, $\frac{2}{\omega_1 T_{zH}}$ 和 $\frac{2}{\omega_2 T_{zH}}$ 远小于 1. $\omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{2\pi}{T_{nc}}$. 当 $T_{nc} =$

$12 \mu s, T_{zH} \approx 52 \mu s$ 时, $\frac{2}{\omega_1 T_{zH}} = \frac{T_{nc}}{\pi T_{zH}} \approx 0.07$

因此,

$$\cos \frac{1}{\omega_1 T_{zH}} \approx 1 \quad \sin \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} \approx \frac{2}{\omega_1 T_{zH}}$$

这时,式(10.84)和(10.85)简化为

$$i_1 = -I_{Hm} \left[A_1 \cos \left(\omega_1 t - \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} \right) + B_1 \cos \left(\omega_2 t - \frac{2}{\omega_2 T_{zH}} \right) \right] \quad (10.86)$$

$$i_2 = -I_{Hm} \left[a_1 \cos \left(\omega_1 t - \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} \right) + b_1 \cos \left(\omega_2 t - \frac{2}{\omega_2 T_{zH}} \right) \right] \quad (10.87)$$

从得到的公式中可见,在逆程期间,主回路和寄生振荡回路中电流的频率,既有 ω_1 又有 ω_2 。这说明寄生振荡既影响输入脉冲 u_{rs} , 又影响输出脉冲 u_1 的波形。变压器的调谐应保证在 $t = \frac{T_{NC}}{2}$ 时,合成脉冲相对电压轴是对称的。前面已经指出,在 $t=0$ 时正程开始。因此,如果电流 $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 值,以及在 t 和 $T_{NC}-t$ 瞬间它们的变化速度相同,即满足如下等式:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= -i_1(T_{NC}-t) & i_2(t) &= -i_2(T_{NC}-t) \\ \frac{di_1}{dt} &= \frac{di_1(T_{NC}-t)}{dt} & \frac{di_2(t)}{dt} &= \frac{di_2(T_{NC}-t)}{dt} \end{aligned} \quad (10.88)$$

则可以实现精确地调谐。

利用式(10.88)可以确定 ω_1 和 ω_2 间的相互关系。根据上式,当 $t = \frac{T_{NC}}{2}$ 时, $i_1\left(\frac{T_{NC}}{2}\right) = -i_1\left(\frac{T_{NC}}{2}\right)$ 。显然,这个方程的解是 $i_1\left(\frac{T_{NC}}{2}\right) = 0$ 。假定 $t = \frac{T_{NC}}{2}$, 式(10.87)中的 $i_2\left(\frac{T_{NC}}{2}\right) = 0$ 。根据式(10.81), $a_1 = -b_1$, 则得

$$\cos \left(\frac{\omega_1 T_{NC}}{2} - \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} \right) = \cos \left(\frac{\omega_2 T_{NC}}{2} - \frac{2}{\omega_2 T_{zH}} \right) \quad (10.89)$$

类似的,在 $t = \frac{T_{NC}}{2}$ 及 $i_1\left(\frac{T_{NC}}{2}\right) = 0$ 时,根据式(10.86)可得

$$A_1 \cos\left(\frac{\omega_1 T_{NO}}{2} - \frac{2}{\omega_1 T_{zH}}\right) = -B_1 \cos\left(\frac{\omega_2 T_{NO}}{2} - \frac{2}{\omega_2 T_{zH}}\right) \quad (10.90)$$

其中系数 A_1 和 B_1 间的关系由式(10.81)来确定。只有各部分都等于零时,式(10.89)和(10.90)才能满足。因此:

$$\cos\left(\frac{\omega_1 T_{NO}}{2} - \frac{2}{\omega_1 T_{zH}}\right) = 0$$

该方程的一个解是 $\frac{\pi}{2}$ 。角频率 ω_1 和逆程宽度的关系为

$$T_{NO} = \left(\pi + \frac{4}{\omega_1 T_{zH}}\right) \frac{1}{\omega_1} \quad (10.91)$$

根据式(10.88), $i_2(T_{NO}) = 0$, 并考虑到 $a_1 = -b_1$, 利用式(10.87)使得

$$\cos\left(\omega_1 T_{NO} - \frac{2}{\omega_1 T_{zH}}\right) = \cos\left(\omega_2 T_{NO} - \frac{2}{\omega_2 T_{zH}}\right) \quad (10.92)$$

把式(10.91)代入式(10.92)可得

$$\cos\left(\pi + \frac{2}{\omega_1 T_{zH}}\right) = \cos\left[\frac{\omega_2}{\omega_1} \left(\pi + \frac{4}{\omega_1 T_{zH}}\right) - \frac{2}{\omega_2 T_{zH}}\right] \quad (10.93)$$

这个公式反映了角频率 ω_1 和 ω_2 的关系。

当变压器调谐在三次谐波时,方程(10.93)的解为

$$\pi + \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} + 2\pi = \frac{\omega_2}{\omega_1} \left(\pi + \frac{4}{\omega_1 T_{zH}}\right) - \frac{2}{\omega_2 T_{zH}} \quad (10.94)$$

根据式(10.94),并考虑到式(10.91)可得

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = 3 \left(1 - 0.3 \frac{T_{NO}}{T_{zH}}\right) \quad (10.95)$$

当变压器调谐在五次谐波时,式(10.93)的解如下:

$$\pi + \frac{2}{\omega_1 T_{zH}} + 4\pi = \frac{\omega_2}{\omega_1} \left(\pi + \frac{4}{\omega_1 T_{zH}}\right) - \frac{2}{\omega_2 T_{zH}}$$

把式(10.91)代入上式之后,使得

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = 5 \left(1 - 0.37 \frac{T_{NO}}{T_{zH}}\right) \quad (10.96)$$

从式(10.74)~(10.76)可见,角频率 ω_1, ω_2 由线路(图10.18)参数来确定.利用式(10.95), (10.96), 可以求得 L_{Fz} 和 L_{zB}, C'_z 和 C_{FD} 间的关系. 设

$$L_{zB} = d_{11}L_{Fz} \quad C_{FD} = d_{22}C'_z \quad (10.97)$$

根据式(10.75)和(10.76)可得

$$\omega_1^2 + \omega_2^2 = \frac{1}{L_{zB}C_{FD}}(d_{11}d_{22} + d_{11} + 1) \quad (10.98)$$

$$\omega_1^2 \omega_2^2 = \frac{d_{11}d_{22}}{L_{zB}^2 C_{FD}^2} \quad (10.99)$$

用 ω_2 表示式(10.99)中的 ω_1 , 并把结果代入式(10.98), 可得 d_{11} 和 d_{22} 间的关系为

$$(d_{11}d_{22} + d_{22} + 1)^2 \approx d_{11}d_{22} \left[\frac{\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 + 1}{\frac{\omega_2}{\omega_1}} \right]^2 \quad (10.100)$$

利用式(10.95)和(10.96)确定出角频率之比, 不管调谐在三次或五次谐波, 根据式(10.100)可以用 d_{22} 表示 d_{11} , 或用 d_{11} 表示 d_{22} . 按照电视标准, $\frac{T_{NC}}{T_{zH}} = 0.2$, 把这个值代入式(10.95)和(10.96),

从而确定出角频率之比. 根据式(10.100), 当调谐在三次谐波时:

$$(d_{11}d_{22} + d_{22} + 1)^2 \approx 10d_{11}d_{22} \quad (10.101)$$

当调谐在五次谐波时:

$$(d_{11}d_{22} + d_{22} + 1)^2 \approx 23d_{11}d_{22} \quad (10.102)$$

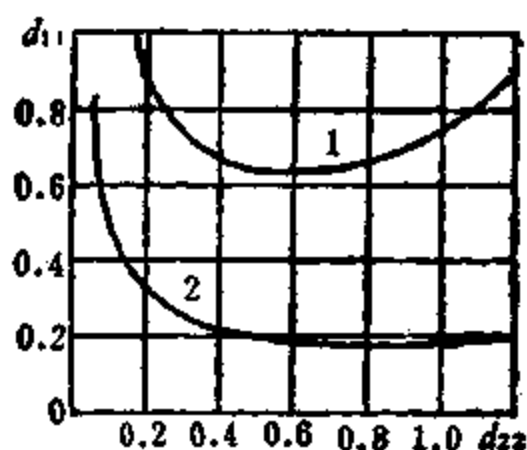
公式(10.101)和(10.102)是二次方程, 其解如下.

调谐在三次谐波时:

$$d_{11} = \left(\frac{4}{d_{22}} - 1\right) \pm \sqrt{\left(\frac{4}{d_{22}} - 1\right)^2 + \frac{1}{d_{22}^2}[d_{22}(d_{22} + 2) + 1]} \quad (10.103)$$

调谐在五次谐波时:

$$d_{11} = \left(\frac{11.5}{d_{22}} - 1\right) \pm \sqrt{\left(\frac{4}{d_{22}} - 1\right)^2 + \frac{1}{d_{22}^2}[d_{22}(d_{22} + 2) + 1]} \quad (10.104)$$



1. 调谐在三次谐波; 2. 调谐在五次谐波
图 10.19 d_{11} 和 d_{22} 的关系

根据式(10.103)和(10.104)可以画出 $d_{11} = f(d_{22})$ 的曲线(图 10.19)。作图时取 $T_{NC} = 12 \mu\text{s}$, $T_{zH} = 52 \mu\text{s}$ 。

下面确定等值线路(图 10.18)的参数。偏转线圈的电感量 L_{pz} 按式(10.70)计算。为了比较精确地确定 C'_0 值, 首先根据方程(10.100)求得角频率平方之比:

$$\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} = \frac{(d_{11}d_{22} + d_{22} + 1) \pm \sqrt{(d_{11}d_{22} + d_{22} + 1)^2 - 4d_{11}d_{22}}}{2\sqrt{d_{11}d_{22}}} \quad (10.105)$$

式(10.105)的近似解为

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_{pz}C'_0}$$

相对于 ω_1 求解式(10.91)可得

$$\omega_1 = \frac{1.08}{T_{NC}} \quad (10.106)$$

把式(10.101)和(10.106)代入式(10.105), 则得调谐在三次谐波时的相应公式为

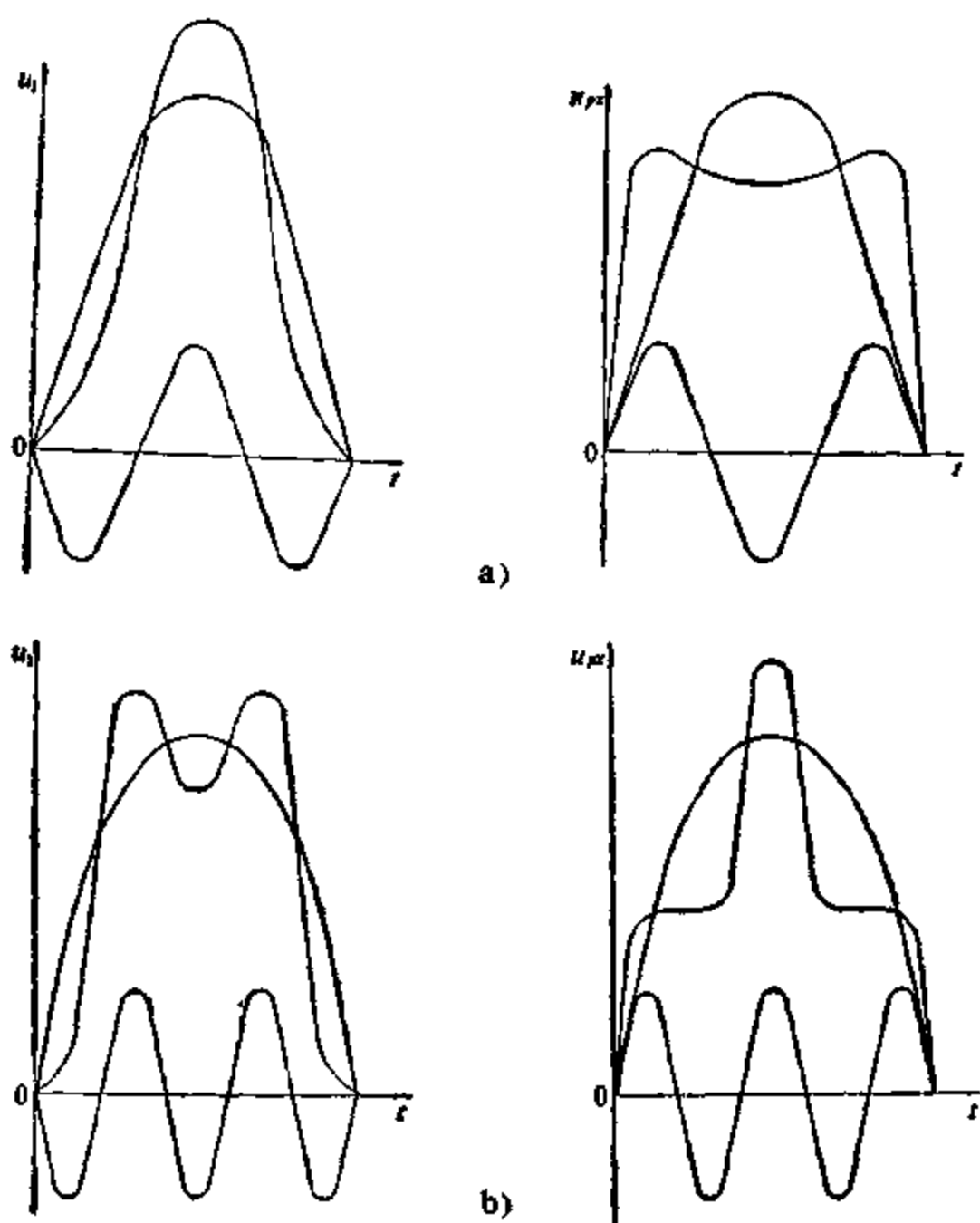
$$C'_0 = \frac{0.28 T_{NC}^2}{L_{pz} \sqrt{d_{11}d_{22}}} \quad (10.107)$$

把式(10.103)和(10.106)代入式(10.105), 可得调谐在五次谐波时的 C'_0 值为

$$C'_1 = \frac{0.19 T_{NC}^2}{L_{p2} \sqrt{d_{11} d_{22}}} \quad (10.108)$$

如果已知 L_{p2} 值, 先按图 10.19 求得必须的 d_{11} 和 d_{22} 值。然后按式(10.107)或(10.108)确定电容 C'_1 。当已知 d_{11} 和 d_{22} 时, 按式(10.97)确定变压器的漏感 L_{s2} 和分布电容 C_{pD} 。

对于调谐在三次或五次谐波的变压器来说, 输入 (u_{p2}) 和输出 (u_1) 脉冲的波形如图 10.20 所示。从该图可见, 对于变压器的初



a. 调谐在三次谐波; b. 调谐在五次谐波

图 10.20 行输出变压器初 (u_{p2}) 次 (u_1) 级绕组上脉冲电压的波形

级电路来说,基波和谐波的初相位相同,在次级电路中,两者的初相位相反。当调谐在三次谐波时,初级电路的寄生振荡使合成脉冲的幅值下降。当调谐在五次谐波时,寄生振荡能提高合成脉冲的幅值。这种变化通常为20%左右,调谐在三次谐波时,由于逆程脉冲幅值的降低,可以用反压略低的晶体管来制做输出级。

对于变压器的次级电路来说,当调谐在三次谐波时,寄生振荡使输出脉冲的幅值增长;当调谐在五次谐波时,寄生振荡使输出脉冲的幅值略有下降。调谐在五次谐波时的 θ 角比调谐在三次谐波时大。因而,负载电流变化时,整流器的输出电压比较稳定。从这个观点来看,行输出变压器最好调谐在五次谐波。

10.4 行输出变压器的铁心

常用磁性材料的性能在本书第三章已作了简单介绍。铁氧体铁心加工方便,价格低廉,在16 kHz时的比损耗只有硅钢的10—20%。行输出变压器的频率较高,为了减小涡流损耗,得到较高的脉冲磁导率,希望用铁氧体铁心。材料牌号多半是R1 Kx, R2 Kx等。

对于行输出变压器的铁心来说,希望在16 kHz的正弦交流下,当磁感应强度为0.135—0.18 T时,磁导率越高越好,比磁化能越低越好。前面已经说过,铁氧体铁心的温度稳定性较差,温度变化时,铁心参数会有很大变化。为了保证行输出级的良好工作,希望

表 10.1 行输出变压器用铁氧体的一般参数

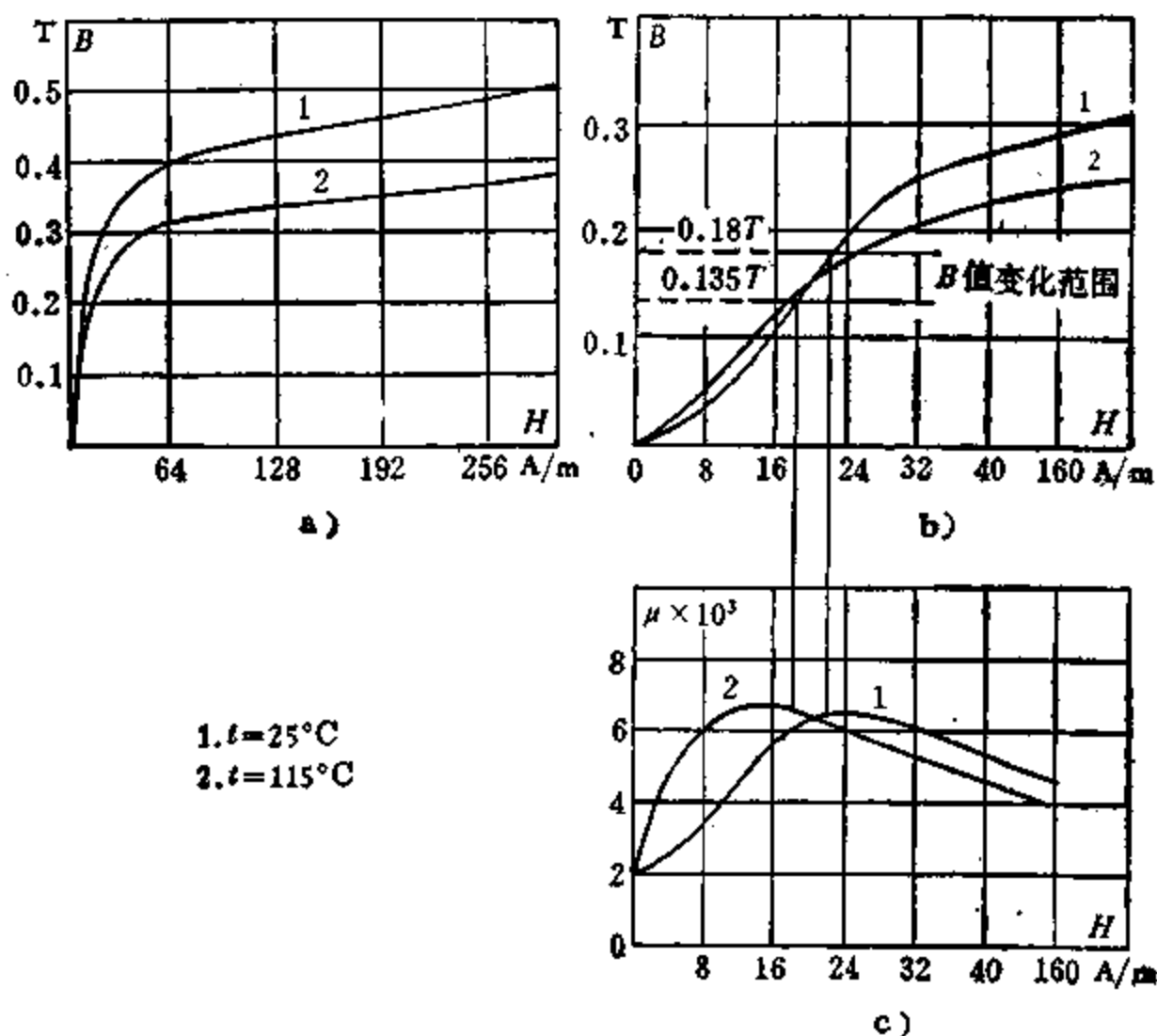
频率 (kHz)	温度 (°C)	B (T) ($H=10A/cm$)	$W(10^{-3}J/cm^3)$		μ		μ_{od}	μ_{max}
			$B=$ 0.1 T	$B=$ 0.2 T	$B=$ 0.1 T	$B=$ 0.2 T		
16	25	0.49	2.1	7.5	5600	6500	2000	7000
	115	0.37	2.1	7.5	6700	5500	2400	7000
60	25	—	3.1	12	—	—	—	—
	115	—	3.1	12	—	—	—	—

在 25—115℃ 的范围内,铁心的温度系数尽量小,最好等于零。行输出变压器用铁氧体的一般参数见表 10.1,有关磁特性见图 10.21^[10]。

行输出变压器中常用铁心的形状如图 10.22 所示,其主要尺寸见表 10.2。

表 10.2 常用铁氧体铁心的主要尺寸

型号	d (mm)	c (mm)	h (mm)	r (mm)	S (cm ²)	l (cm ²)	S_c (cm ²)	SS_c (cm ⁴)	G_F (g)
U 12	12	22	26	2	1.07	14.4	5.72	6.12	77.04
U 16	16	26	30	2.4	1.91	17.6	7.80	14.90	168.08
U 20	20	30	34	3	2.98	20.8	10.20	30.40	309.92



a. 交流磁化曲线; b. 脉冲磁化曲线; c. 磁导率曲线
图 10.21 在 16 kHz 时行输出变压器铁心的特性

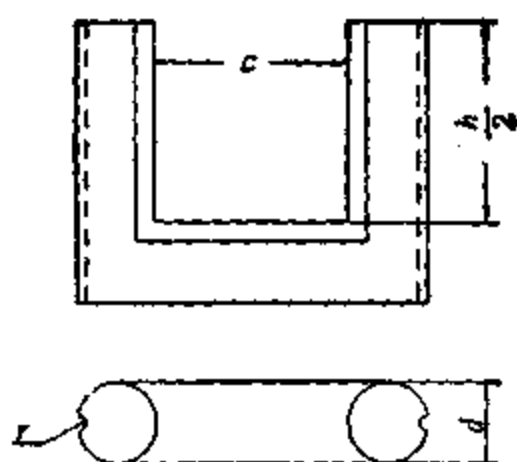


图 10.22 行输出变压器中常用铁心的形状

铁心的最佳工作点在 $0.1\text{--}0.2\text{ T}$ 的范围内。

当铁心中存在直流磁场时，铁心的最高磁感应强度应等于直流磁感应强度与交流磁感应增量一半的总和，即

$$B = B_0 + \frac{\Delta B}{2}$$

而且，对于 R2Kx 来说， B 值应当为 0.25 T 左右， $\frac{\Delta B}{2}$ 不应超过 0.14 T 。

10.5 高效率行输出变压器的设计

通过以上几节的分析可知，行输出变压器中的物理过程是极其复杂的。它所变换的是逆程脉冲，这个脉冲既带有直流分量，又包含高次谐波，信号波形相当复杂。频率较高，基波就几十千赫，三次或五次谐波就更高。为了保证准确地调谐，变压器的漏感和分布电容必须等于规定值。电压高，绕组线路和结构都比较复杂。这些都给精确设计带来相当大的困难。

本节介绍高效率行输出变压器的工程计算方法。利用本方法设计出来的行输出变压器，其耗电量最小，因而是最经济的。

设计的原始数据是：输出直流高压 E_0 ；负载电流 I_{Lm} ；整流线路；偏转线圈的电感量 L_{ps} ；工作频率；调谐在三次或五次谐波等。

设计程序如下。

一、行输出变压器电气参数的确定

1. 漏感和分布电容的确定。

按下式选取 d_{11} 值:

$$d_{11} = 0.2 - 0.6$$

根据所选的 d_{11} 值,按图 10.19 确定 d_{21} 值。当调谐在三次谐波时,按式(10.107)确定 C'_1 ,按式(10.97)确定漏感 L_{σ} 和等值负载电容 C_{FD} 。当调谐在五次谐波时,按式(10.108)确定 C'_1 ,仍按式(10.97)确定 L_{σ} 和 C_{FD} 。

2. 按式(10.6)确定初级电压的近似值。

3. 按下式确定高压绕组的变比:

$$n_{DB} = \frac{E_a}{U_{HP}}$$

4. 按下式计算负载电阻:

$$R_p = \frac{E_a}{I_{pm}}$$

5. 取 $R_{D_s} \approx R'_p = \frac{R_p}{n_{DB}^2}$,按式(10.12)确定 δ 。

6. 按式(10.70)确定 I_{Bm} 。

7. 按下式确定 U_{Bm} :

$$U_{Bm} = L_{ps} I_{Bm} e^{-\frac{\phi_{T_{NO}}}{2}} \left[\frac{\delta T_{NO}}{\pi} \left(\frac{2}{T_{NO}} + \delta \right) + \frac{\pi}{T_{NO}} \right]$$

8. 按下式确定初级电压的精确值:

$$U_{HP} = U_{Bm} + E$$

9. 按式(10.53)或(10.54)确定截止角 θ 。

10. 按式(10.52)确定次级脉冲电压 U_D 。

11. 按式(10.62)确定次级脉冲电流 I_m 。

12. 次级脉冲功率为

$$P_s = U_D I_m$$

13. 按下式确定初级脉冲电流:

$$I_1 = \frac{P_2}{\eta U_{HP}} \approx \frac{P_2}{0.9 U_{HP}}$$

14. 次级平均功率:

$$P_m = \frac{U_D I_m}{q}$$

二、铁心尺寸的初步确定

由于行输出变压器中的物理过程相当复杂,导出精确的计算公式是比较困难的.当采用 R2 Kx 型铁心时,通常可以根据次级脉冲功率,按如下的经验公式来确定铁心的截面积:

$$S = (0.20 \sim 0.25) \sqrt{P_2}$$

根据求得的 S 值,从表 10.2 中选取相应规格的铁心。

三、绕组参数的确定

行输出变压器的初级绕组是输出级的重要组成部分,它不仅为输出级提供了直流通路,而且还保证了输出级的良好匹配.输出级消耗的所有电流都经初级绕组流过,因而,该绕组中会产生显著的功率损耗.前面已经说过,为了使初级绕组对偏转线圈没有明显地分流作用,初级绕组的电感量应当满足下式:

$$L_1 = 10 L_{Pz}$$

此外,还希望该绕组的功率损耗最小.采用较大截面的导线,可以使初级绕组本身的功率损耗最少.下面分析铁心损耗最少的条件。

假定铁心的规格与型号是选定的,保证初级电感所必需的匝数由下式确定:

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1 l}{\mu_0 \mu_s k_T}} \quad (10.109)$$

绕组电感和匝数平方成正比.为了保证有足够的电感量,希望增多初级匝数.在高压一定的情况下,为了降低损耗,减少绕组

的寄生参数,初级绕组的匝数越少越好。

从式(10.109)可见,在初级电感一定的情况下,采用平均磁路长度短、截面积大的铁心或用磁导率高的材料,就可以减少初级绕组匝数。然而,在高压和绕组结构都一定的情况下,为了保证变压器有足够的抗电强度,铁心窗口的尺寸不能太小。因而,它的平均磁路长度不能太短。

为了减小电视接收机的尺寸,希望行输出变压器的铁心尽量小。当铁心较小时,其中会产生显著的脉冲磁场,使得铁心在磁化曲线上的工作点超过磁导率最大的位置。这时,铁心损耗将显著增长。

铁氧体铁心的损耗由下式确定:

$$P_T = \pi B^2 f_H V \frac{\operatorname{tg} \delta}{\mu \mu_0} \quad (10.110)$$

式中 $\operatorname{tg} \delta$ 是频率为 f_H , 磁感应强度为 B 时铁心的损耗角正切; $V = lS$ 是铁心的体积。行输出变压器的铁心比损耗和磁感强度的关系见图 10.23。

当初级绕组加上幅值为 U_{HP} , 宽度为 T_{NC} 的单极性脉冲时,铁心中的磁感应增量为

$$\Delta B = \frac{U_{HP} T_{NC}}{N_1 S} \quad (10.111)$$

从式(10.110)和(10.111)可见,铁心损耗和初级匝数的平方成反比。增多初级匝数,可以降低铁心损耗,从而把工作点移到图 10.23 的水平段上。当已知所选铁心的比损耗曲线时,不难确定最大允许的磁感应强度 B_{max} 。当铁心的有效磁导率 $\mu_e > 1000$ 时,根据式(10.111),为了保证铁心损耗最少,初级绕组的匝数应当为

$$N_{1min} = \frac{U_{HP} T_{NC}}{S B_{max}}$$

N_{1min} 应不少于按式(10.109)求得的 N_1 值。

$$N'_p = N_1 n_{os} = N_1 \frac{U_p}{U_{HP}}$$

当调谐在三次谐波时,次级电压将提高 25%,因此,实际匝数为

$$N_p = \frac{N'_p}{1.25}$$

当调谐在五次谐波时:

$$N_p = N'_p$$

其余次级绕组的匝数均按相应的变比来确定。

根据绕组的脉冲电流,按本书 5.5 节指出的方法确定各绕组线径。

四、绕组结构计算

晶体管电视机行输出变压器的初次级绕组多半都装在一个铁心柱上。初级和低压次级绕组通常绕成一个线圈。高压绕组单独绕成一个线圈。低压线圈骨架的厚度为 0.4 mm 左右;高压线圈骨架厚度 0.6 mm 左右。线圈两端空位及线圈外的绝缘距离按本书 5.4 节指出的方法确定。

五、电气参数的验算

当变压器设计好以后,根据具体结构来验算各个电磁参数:

1. 变压器的磁化电感按式(10.2)确定。
2. 对于初次级绕组分别绕制并装在同一个铁心柱上的线圈结构来说,漏感按下式计算:

$$L_{\sigma} \approx \frac{\mu_0}{\pi h} N_1^2 p \left(b + \frac{b_1 + b_2}{3} \right)$$

式中 h 为线圈单边厚度; p 为平均匝长; b 为高低压线圈之间的距离; b_1 为低压线圈高度; b_2 为高压线圈高度。用该式计算出的漏感还应增大 15—30%。

3. 对于前面指出的绕组结构来说,分布电容按下式计算:

$$C = \left[C_{21} + \frac{C_3}{2} \left(\frac{N_1 - N_2}{N_1} \right)^2 + 2 C_{22} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \right] \frac{1}{m_0}$$

式中 C_{21} 为初级绕组的层间电容; C_{22} 是次级绕组的层间电容; 这两个电容分别按下式确定:

$$C_{21} = \frac{4 \epsilon \epsilon_0 r_1 n_1 p_1}{(4 a_1 + \pi r_1) (m_1 - 1)}$$

$$C_{22} = \frac{4 \epsilon \epsilon_0 r_2 p_2}{(4 a_2 - \pi r_2) (m_2 - 1)}$$

式中 m_0 为段数; r 为导线半径; n 是每层匝数; m 为层数; p 为平均匝长; a 为层间距离; C_s 是各段之间的分布电容, 按下式确定:

$$C_s = \frac{\epsilon \epsilon_0 (q_1 + g) p}{2 b_x}$$

b_x 是绕组到铁心间的距离; $2q_1$ 是初级每段宽度; $2g$ 是次级每段宽度; 下标 1 和 2 分别表示初级和次级的相应参数。

设计计算之后, 应先制做样品进行测试, 最后再把结构参数反映在图纸上。调整气隙, 调整各段间距离, 都可以改变漏感。调整匝数可以改变电压和磁化电感。当匝数一定时, 调整绕组的宽度、每层匝数及层数可以改变分布电容。通过调试, 使变压器处于最佳工作状态, 从而保证变压器的效率最高。

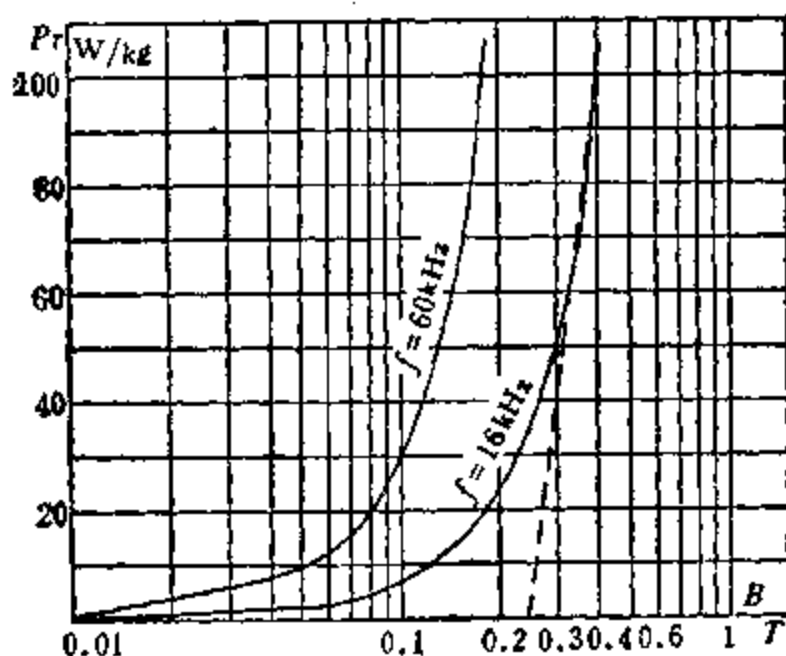


图 10.23 行输出变压器的铁心比损耗和磁感应强度的关系

第十一章 脉冲变压器试验

试验是设计的重要环节。正确的测试手段不仅能检查设计的正确性,而且能为设计工作提供大量参考数据,进一步提高设计精度。

本章介绍铁心、线圈及变压器主要参数的测试方法。

11.1 试验目的

由于脉冲变压器是根据近似等值线路和近似公式进行计算的,加之设计过程中所采用的有效脉冲磁导率、绝缘材料在脉冲状态下的介电常数不够准确,漏感和动态电容的计算精度不高,设计出来的脉冲变压器必然有一定误差。因此,为了提高设计精度,着手设计之前,最好先测量出铁心材料的脉冲参数。

在设计大功率脉冲变压器时,希望采用形状相似而尺寸不同的标准线圈,这样能比较精确地确定脉冲变压器的漏感和动态电容。对于高压大功率脉冲变压器来说,由于在额定功率和额定电压下的综合试验比较困难,变压器制造出来以后,最好在低压下进行一些摸底性试验,以初步了解变压器的性能。

摸底试验之后,根据试验结果对所设计的脉冲变压器进行必要的修正。然后才能把脉冲变压器装入分机进行全面检查。设计之前,对材料与结构进行一系列摸底试验,利用试验测得的数据,不仅可以缩短设计周期,而且能提高设计精度。因此,本章简单介绍测量铁心和线圈参数,以及脉冲波形的某些方法。

11.2 铁心参数的测量

在设计脉冲变压器时,需要知道铁心的下列参数:饱和磁感

应强度, 剩余磁感应强度, 在一定磁感应增量下的脉冲磁导率, 以及矫顽磁力等。本节介绍用普通测量仪器, 迅速而精确地确定上述参数的方法。

为了测得铁心的磁滞回环, 可以利用图 11.1 所示的线路。图中 ZB 是自耦变压器, 用来调节电源电压; R_1 是阻值为 $0.1-1\Omega$ 的标准电阻; 电阻 R_2 和电容 C_2 组成积分电路; U 是峰值毫伏表; S 是示波器; SY 是被试样品。

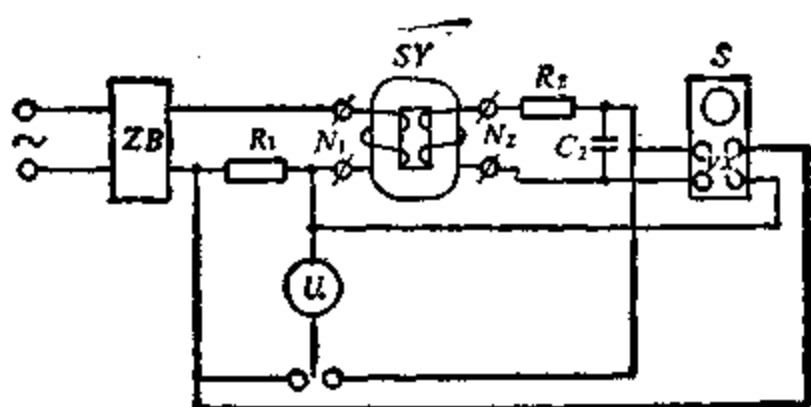


图 11.1 测量铁心磁滞回环的线路

铁心的最高磁感应强度 B_m , 及最大磁场强度 H_m 分别按下式确定:

$$B_m = \frac{R_2 C_2 U_{2m}}{N_2 S k_T}$$

$$H_m = \frac{U_{1m} N_1}{R_1 l}$$

U_{2m} 为电容 C_2 上的电压; U_{1m} 是电阻 R_1 上的电压。

只要测试电路满足如下条件, 就能精确地求得 B_m 及 H_m 值:

$$2\pi f L_2 \ll R_2 \quad \frac{1}{2\pi f C_2} \ll R_2$$

式中 L_2 是被试样品次级绕组的电感。

借助于自耦变压器均匀改变电源电压, 就可以作出磁化曲线 $B_m = f(H_m)$ 。从示波器上可以看到磁滞回环, 因此, 可以确定所需的参数: 剩余磁感应强度, 饱和磁感应强度, 矫顽磁力, 平均磁导率, 微分磁导率等。然而, 这时得到的磁导率比有效脉冲磁导率高

很多,因为低频磁滞回环接近于其静态值。

由于脉冲宽度和磁感应增量都影响脉冲磁导率,因而,应当在给定脉冲宽度和所选的磁感应增量下测量。测试线路如图 11.2 所示。图中, MF 是脉冲信号发生器。当脉冲电压加到被试样品上时,绕组电压的变化规律如图 11.3 所示。

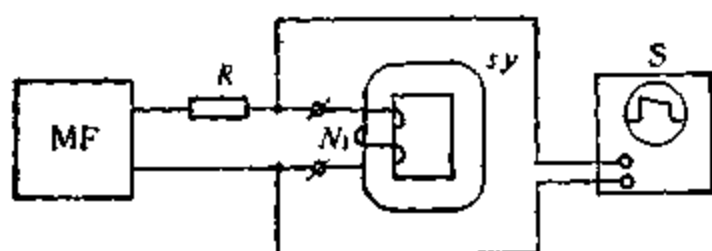


图 11.2 测量脉冲磁导率的线路

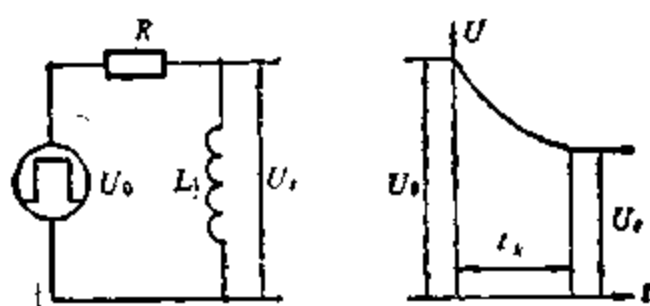


图 11.3 测量脉冲磁导率的设备的等值线路

被试样品的尺寸、匝数 N_1 电感量及绕组电压间的关系如下:

$$L_1 = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_1^2 S k_T \mu_0}{l} = \frac{R t_K}{-\ln \frac{U_1}{U_0}} \quad (\text{H})$$

当已知被试样品的结构参数和电阻 R 时,用示波器测出 U_0 和 U_1 ,按下式确定有效脉冲磁导率:

$$\mu_0 = \frac{R t_K l \times 10^7}{4\pi N_1^2 S k_T \ln \frac{U_1}{U_0}} \quad (11.1)$$

在图 11.3 中,绕组电压的变化规律如下:

$$U_1 = U_0 e^{-\frac{R t_1}{L_1}}$$

由此可得

$$\frac{L_1}{R} = - \frac{t}{\ln \frac{U_t}{U_0}}$$

为了保证在脉冲作用期间磁感应增量达到规定的值,被试样品的匝数应等于:

$$N_1 = \frac{U_0}{\Delta B S k_T} \int_0^{t_K} e^{-\frac{Rt}{L_1}} dt = \frac{U_0 t_K \left(\frac{U_t}{U_0} - 1 \right)}{S k_T \Delta B \ln \frac{U_t}{U_0}} \quad (11.2)$$

把式(11.2)代入(11.1),则得

$$\mu_0 = - \frac{R I S k_T \ln \frac{U_t}{U_0} \times 10^7}{4 \pi t_K} \left[\frac{\Delta B}{U_0 \left(\frac{U_t}{U_0} - 1 \right)} \right]^2$$

已知样品尺寸和脉冲宽度,保持一定的匝数,就能得到一定的磁感应增量。

为了方便起见,通过改变电阻 R ,使 $U_t/U_0 = 0.5$ 。在该状态下进行测量,这时,

$$N_1 = \frac{0.725 U_0 t_K}{S k_T \Delta B}$$

$$\mu_0 = 2.2 \times 10^9 \frac{R I S k_T \Delta B^2}{t_K U_0^2}$$

用这种方法测出磁导率之后,就能算出脉冲变压器的磁化电感。

11.3 漏感和动态电容的测量

脉冲变压器的漏感可以用电桥或电感电容测量仪来测量。测量时,一个绕组短路,另一个绕组接测量仪器。

变压器绕组除具有漏感外,还有分布电容和电阻,因而影响测

量精度。由于测量是在100—1000Hz的低频下进行的，通常用电桥比较准确。然而，电桥不能测量10 μH以下的电感，当脉冲变压器的漏感小于这个值时，只能采用高频电感电容测量仪。

测量绕组动态电容的方法和测量漏感一样。然而，测得结果包括绕组的静态电容。而且，由于绕组电感的存在，使测量误差十分显著。这里介绍简单而方便的测量方法。其原理在于先确定空载变压器频率特性的提升频率，然后，通过计算而确定出动态电容。测量线路如图11.4所示。图中，GF是高频正弦信号发生器；DV是电子管伏特计。

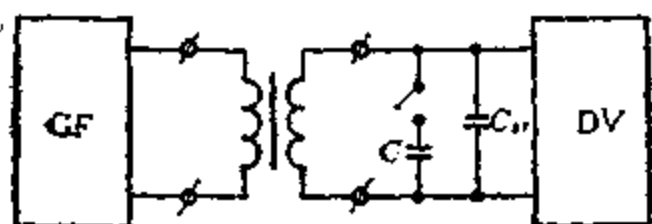


图 11.4 用谐振法测量变压器漏感和动态电容的线路

当正弦信号加到变压器绕组上时，由于漏感和动态电容的谐振，变压器频率特性的高频部分将有提升。当线路衰减很小时，出现最大提升的频率就等于漏感和动态电容的谐振频率。测出这个频率，按下式确定折算到次级的动态电容：

$$C_D = \frac{1}{4\pi^2 L_{\sigma} f_{zs}^2} - C_{rr} \text{ (F)}$$

式中 f_{zs} 是谐振频率； L_{σ} 是折算到次级的变压器漏感，或从次级方测得的变压器漏感； C_{rr} 是电子管伏特计的输入电容。

如果不知道变压器的漏感，为了求得动态电容，需要测出两个谐振频率：像上面所说的那样，先测出一个谐振频率；然后，在次级绕组上并联一个已知容量的小电容，再测出它的谐振频率。这时，变压器的动态电容为

$$C_D = \frac{C}{\left(\frac{f_{zs1}}{f_{zs2}}\right)^2 - 1} - C_{rr} \text{ (F)}$$

f_{xx1} 是无并联电容时测得的谐振频率; f_{xx2} 是有并联电容时测得的谐振频率。

确定出动态电容之后, 可以算出漏感:

$$L_{\sigma\sigma} = \frac{1}{4\pi^2 f_{xx1}^2 (C_B + C_{sr})} = \frac{1}{4\pi^2 f_{xx2}^2 (C_B + C + C_{sr})} \text{ (H)}$$

尽管有些复杂, 但用这种方法确定的漏感是比较精确的。

11.4 脉冲波形的检查

脉冲波形的全面检查只能在分机中或专用试验台上进行。

脉冲的前沿宽度及前沿顶部上冲等, 由绕组漏感、动态电容及外电路参数来确定。这种畸变实际上和铁心参数、铁心工作状态、绕组电压高低无关。因此, 可以在低压下检查。

为了检查前沿畸变, 最好利用 ZTC-5 型过渡特性测量仪。测试线路如图 11.5 所示。电阻 R_1 和 R_2 组成一个分压器, 用来使仪表的输出阻抗与变压器相匹配。在某些情况下, 还要利用辅助脉冲变压器进行阻抗匹配。图中: C_o 是脉冲信号发生器的输出电容; C_f 是负载电容; R_f 是负载电阻。如果脉冲变压器的负载是非线性的, 则电阻 R_f 可以用几个支路并联组成。每个支路由一个电阻和一个小功率二极管相串联。

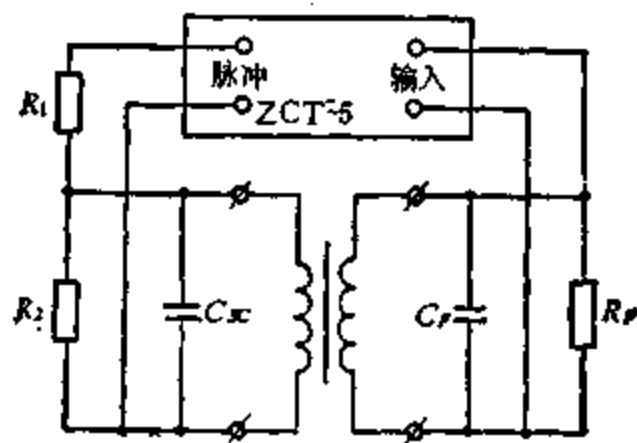


图 11.5 在低压下测量脉冲前沿宽度的线路

当没有 ZTC-5 型仪表时,可以用脉冲信号发生器和等待式扫描的示波器进行测量。这种方法还可以检查空心线圈的脉冲参数。

脉冲平顶降落只能在额定电压、额定脉冲宽度及实际负载下进行测量。因为平顶降落取决于脉冲磁导率,该磁导率和变压器的工作状态有关。然而,如果已知额定工作状态下的脉冲磁导率,就可以精确地算出平顶降落,因此,不需要进行类似地检查。额定工作状态下的脉冲磁导率可以用前面介绍的方法进行测量。

11.5 变比的测量

大功率脉冲变压器的变比可以在工频正弦电压下测量。变压器空载,在初级加一个较低的正弦电压,测出次级电压就可以了。为了避免铁心饱和,初级电压的有效值应当满足下式:

$$U_1 < 4.44 B_s k_f f \quad (\text{V})$$

为了得到比较精确的测量结果,希望采用 0.5 级或 1.0 级交流电压表。测出电压之后,按下式计算脉冲变压器的变比:

$$n = \frac{U_2}{U_1}$$

式中的 U_2 和 U_1 分别为次级和初级绕组的电压。

由于工频条件下的涡流损耗比脉冲状态下低很多,因而,用这种方法测得的变比偏高。

11.6 脉冲变压器的负荷试验

脉冲变压器制造好以后,在分机上或专用试验台上进行额定负荷试验,以全面检查变压器的参数。其中主要是测量脉冲电压幅值,前后沿宽度,平顶降落以及检查变压器的绝缘抗电强度。

脉冲波形用脉冲示波器测量。测量时要利用电容或电阻分压器把脉冲电压降低到适当的值,再加入到示波器输入端。为了避免示

波器中的放大器引起附加的畸变,希望把被测电压直接加到示波器偏转板上。这时示波器的灵敏度自然很低,通过改变分压比可以得到所需的电压。

为了测量脉冲波形,常用的示波器有 SBT-5 等。这种示波器允许脉冲电压直接加到偏转板上。

测量脉冲波形时的主要困难是制做无畸变分压器及如何保证测量电路与示波器相匹配。

脉冲测量中最常用的是电阻分压器和电容分压器。测量线路如图 11.6 和 11.7 所示。图 11.6 的分压器由无感电阻 R_1 和 R_2 组成。为了使分压器对负载没有明显影响,总电阻应远大于负载电阻。通常,分压比 $k_{FV} = U_2/U_1 \gg 1$,只要取 $R_1 \gg R_F$ 就足够了。

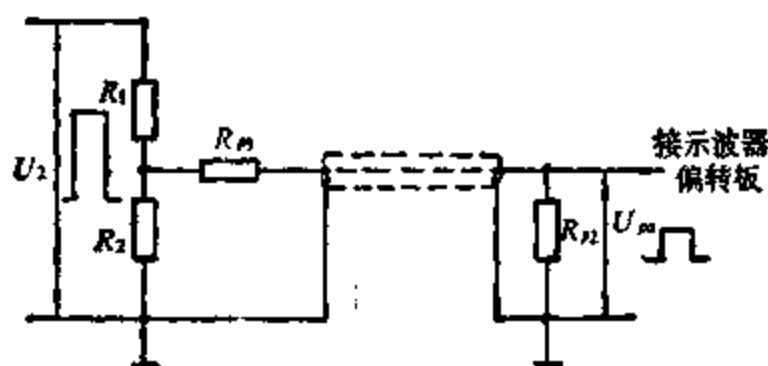


图 11.6 电阻分压器的接线图

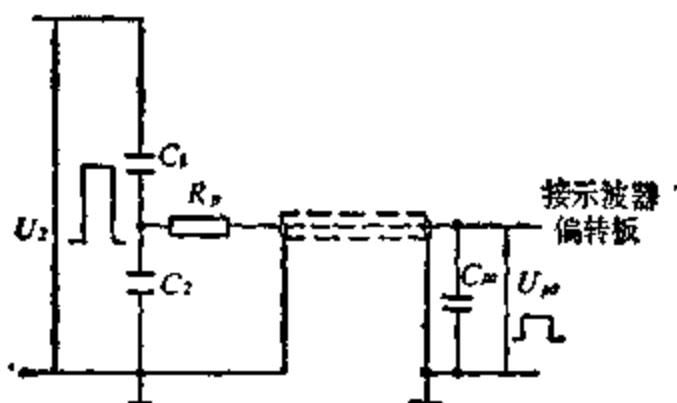


图 11.7 电容分压器的接线图

为了使分压器与电缆相匹配,希望电阻 R_2 等于电缆的波阻抗 ρ_{DL} 。如果 $R_2 < \rho_{DL}$,则应增加一个匹配电阻 R_{F1} ,其阻值按下式确定:

$$R_2 + R_{P1} = \rho_{0L}$$

为了防止电缆终端产生反射,应使 $R_{P2} = \rho_{0L}$ 。图 11.6 线路的分压比为

$$k_{P2} = \frac{R_1(R_2 + R_{P1} + R_{P2}) + R_2(R_{P1} + R_{P2})}{R_2(R_{P1} + R_{P2})}$$

电阻分压器简单,精度可以很高,常用来测量脉冲的幅值。然而,电阻本身不是绝对无感的,电缆和示波器偏转板都有一定电容。因此,采用电阻分压器的这一套测量系统,会使脉冲波形产生显著畸变。这种分压器只能用来测量脉冲幅值,不能测量脉冲波形。

为了精确地测量脉冲波形,要利用电容分压器(图 11.7)。该分压器由两个电容 C_1 和 C_2 组成,输出电压取自大容量电容。电容 C_1 由直径 80—120mm 的简单圆板做成,并装在高压绝缘子附近。也可以把电容分压器装在箱壳内。

为了测量脉冲电压的幅值,可以用精密真空电容器做分压器,匹配电阻 R_p 的阻值应等于电缆的波阻抗,并装在电缆上。为了防止由于示波器输入电阻 R_{sr} 的微分作用引起平顶降落,电容 C_2 的容量应适当大一些。

假设由于该电阻的微分作用引起的脉冲平顶降落为 $\Delta U_{Pa}/U_{Pa} \ll 1$,则按下式确定电容 C_2 的容量:

$$C_2 \approx \frac{t_x U_{Pa}}{\Delta U_{Pa} R_{sr}} \quad (\text{F})$$

电容分压器的分压比按下式确定:

$$k_{P2} = \frac{C_1 + C_2 + C_{DD} + C_{Pa}}{C_1}$$

式中 C_{DD} 为电缆的电容; C_{Pa} 为示波器偏转板的电容。

当给定分压比,并已知 C_2 、 C_{DD} 和 C_{Pa} 时,可以算出 C_1 值。

如果电容分压器总的输入电容比变压器次级电路中的电容小很多倍,分压器实际上不会引起波形畸变。由于电缆的反射还会产生波形畸变。为了减小这种畸变,应采用优质电缆,其长度应尽

量短。如果可能的话,最好不用电缆。然而,由于脉冲变压器输出电压极高,通常必须有一段电缆。

在测量大功率脉冲变压器时,会由于感应而产生显著的波形畸变。因此,电容 C_2 和电阻 R_{p1} 应该屏蔽。

检查脉冲变压器绝缘抗电强度的常用方法是:把变压器次级开路,提高初级电压,使次级空载电压达到规定值。为了避免铁心饱和,在升高电压的同时,脉冲宽度要成比例地减小。试验电压的高低取决于变压器的用途及对可靠性的要求等,通常为额定电压的 1.5—2.5 倍。

11.7 小型铁氧体铁心脉冲特性的测量

铁氧体铁心脉冲特性的测量方法和前面介绍的相似,测量线路见图 11.2。

脉冲电压从信号发生器加到绕组上。用示波器测量输出电压的幅值及脉冲电流。在宽度为 t_x ,幅值为 U 的脉冲作用下,铁心中的磁感应增量为

$$\Delta B(t_x) = \frac{U t_x}{NS}$$

绕组中的电流和铁心中的磁场强度成正比。通过测量电阻 R 上的电压降 U_r ,可以确定绕组的脉冲电流,然后按下式算出脉冲磁场强度:

$$H_m = \frac{IN}{l} = \frac{U_r N}{Rl}$$

在脉冲宽度一定的情况下,给定一个 U ,就等于给定一个 ΔB ,按上式算出对应的 H_m 。改变 U 即改变 ΔB ,从而可得关系 $H(\Delta B)$ 。按下式算出平均脉冲磁导率:

$$\mu_d = \frac{\Delta B(t_x)}{\mu_0 H_m}$$

然后可以求得关系 $\mu_d(\Delta B)$ 。固定电压降 U_r ,测出 U ,就可以得到关系 $\Delta B(H)$ 和 $\mu_d(H)$ 。

有效脉冲磁导率和脉冲宽度有关。如果已知折算损耗电阻 R_0 ，根据式(7.40)可以确定 μ_0 和脉冲宽度的关系。

使脉冲宽度 $t_{K1} = 20\tau_p$ ，给定某个磁感应增量 ΔB (即给定某个脉冲伏秒面积)，测出磁导率 $\mu_{\Delta 1}$ 。然后，使脉冲宽度为 $t_{K2} = 2-3\tau_p$ ，并保持同样的脉冲伏秒面积，测出磁导率 $\mu_{\Delta 2}$ 。按下式确定折算损耗电阻：

$$R_0 = \frac{\mu_0 \mu_{\Delta 1} \mu_{\Delta 2}}{(\mu_{\Delta 1} - \mu_{\Delta 2}) t_{K2}}$$

根据式(7.11)，绕组电流为

$$i(t) = \frac{Ut}{L} + \frac{U}{R} = i_q(t) + i_0$$

$i_q(t)$ 是磁化电流的无功分量，它和脉冲宽度及脉冲幅值有关； i_0 是磁化电流的有功分量，它只和脉冲幅值有关。

当脉冲足够宽时，磁化电流的有功分量可以忽略不计：

$$I \approx I_q = \frac{Ut_K}{L}$$

因此，不必测出 μ_0 和 μ_{Δ} ，就可以求得损耗电阻。为此，先调节信号发生器的脉冲宽度与幅值，使 $t_{K1} = 20\tau_p$ ，保持一定的脉冲伏秒面积 $U_1 t_{K1}$ ，测出磁化电流 I_1 。然后，使 $t_{K2} = 3-5\tau_p$ ，保持同样的脉冲伏秒面积 $U_2 t_{K2} = U_1 t_{K1}$ ，测出磁化电流 I_2 ，按下式算出损耗电阻：

$$R_p = \frac{U_2}{I_2 - I_1}$$

为了确定铁心的基本参数 $\mu_{\Delta 0}$ ， H_0 ， ΔB_0 ，必须知道脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 。为了确定 $\mu_{\Delta \max}$ ， H_{\max} ，必须测出脉冲磁导率曲线 $\mu_{\Delta}(H)$ 。脉冲磁化曲线 $\Delta B(H)$ 上升段与饱和段近似直线的交点就得所求的点 $[H_0, \Delta B_0]$ (见图 7.6)。求出曲线 $\mu_{\Delta}(H)$ 的最大值，就得参数 $\mu_{\Delta \max}$ 和 H_{\max} 。

为了确定参数 β_1 和 β_2 ，先对铁心加一个 $2-3H_0$ 的磁场强度，

然后把输入脉冲电压减小到规定值,测出磁导率 $\mu'_{\Delta 0}$ 和 $\mu'_{\Delta \max}$ 。对铁心充分去磁之后,再测出 $\mu_{\Delta 0}$ 和 $\mu_{\Delta \max}$,则这两个系数为

$$\beta_1 = \frac{\mu_{\Delta \max}}{\mu'_{\Delta \max}} \quad \beta_2 = \frac{\mu_{\Delta 0}}{\mu'_{\Delta 0}}$$

保持磁场强度为 $H_s = 10 H_0$,在该磁场强度下测量饱和磁感应增量。

铁心时间常数 τ_p 和磁场强度 H 有关,可根据曲线 $\mu_{\Delta}(H)$ 和电阻 R_0 ,按下式计算:

$$\tau_p(H) = \frac{\mu_{\Delta}(H)\mu_0}{R_0}$$

允许的最小脉冲宽度按下式确定:

$$t_{x \min} = \frac{1}{1-\gamma} \frac{\mu_0}{R_0}$$

式中

$$\gamma = \frac{\mu_s}{\mu_{\Delta}}$$

当 $\gamma = 0.95$ 时,

$$t_{x \min} = \frac{\mu_0}{R_0} \frac{1}{0.05}$$

脉冲信号发生器应当满足如下条件:

$$t_x \leq 0.1\tau_0$$

式中

$$\tau_0 = \frac{L(R_p + R_i)}{R_p R_i}$$

τ_0 是测量电路的时间常数; L 是被测铁心线圈的电感; R_p 是被测铁心的损耗电阻; R_i 是脉冲信号发生器的内阻。

当已知铁心尺寸并规定参数的变化范围时,利用式(11.3)可以确定测量绕组的匝数。由于电感和损耗电阻都与匝数的平方成比例,匝数越多,条件(11.3)越容易满足,脉冲信号发生器的内阻也可以大一些,还可以用较宽的脉冲进行测量。然而,匝数过多,

脉冲很窄时的磁感应增量和磁场强度将达不到规定值。此外，匝数越多，测量电路的分布电容和漏感将越大。然而，实践证明，分布参数对测量精度影响不大，仅在脉冲很窄时才需要考虑。

为了满足下式

$$20 \tau_p \leq 0.1 \tau_D \quad (11.3)$$

测量绕组的匝数越多越好

$$N \geq \sqrt{\frac{200 R_1 l}{R_0 S}} \quad (11.4)$$

为了满足下式，匝数越少越好

$$N \leq \frac{t_x U}{\Delta B_s S} \leq \frac{4 \tau_p U}{\Delta B_s S} \quad (11.5)$$

U 为脉冲信号发生器的最高输出电压， ΔB_s 是饱和磁感应增量。

根据式(11.4)和(11.5)，测量绕组的匝数为

$$\sqrt{\frac{200 R_1 l}{R_0 S}} \leq N \leq \frac{4 \tau_p U}{\Delta B_s S}$$

下面分析脉冲波形对测量精度的影响。假定信号发生器输出脉冲的前沿宽度为 t_s ，脉冲宽度为 t_x 。根据式(7.22)则得

$$\frac{I_q}{I'_q} = \frac{t_x}{t_x - \frac{t_s}{2}} \quad (11.6)$$

根据式(7.19)，磁感应增量之比为

$$\frac{\Delta B}{\Delta B'} = \frac{t_x}{t_x - \frac{t_s}{2}} \quad (11.7)$$

根据式(11.6)和(11.7)，磁导率之比为

$$\frac{\mu'_d}{\mu_d} = 1$$

因此，脉冲前沿对磁导率 μ_d 的测量精度没有影响。

现在分析脉冲前沿对有效脉冲磁导率 μ_e 的影响。根据式(7.15)和(7.21)可得

$$\frac{H'_{ma}}{H_{me}} = \frac{\frac{U}{R_p} \left(1 + \frac{t_x}{\tau_p} \right)}{\frac{U}{R_p} \left(1 + \frac{t_s}{\tau_p} \right) + \frac{U}{R_p} \frac{t_x - t_s}{\tau_p}}$$

考虑到式(11.7),则有

$$\frac{\mu'_e}{\mu_e} = 1 - \frac{t_s}{2 t_x \left(1 + \frac{t_x}{\tau_p} - \frac{t_s}{2\tau_p} \right)} \quad (11.8)$$

因此,当信号发生器的输出脉冲有一定宽度的前沿时,测得的有效脉冲磁导率下降。对于同一个铁心来说,采用脉冲前沿宽度不同的信号发生器进行测量,会得到不同的 μ_e 值。

下面分析前沿宽度对损耗电阻的影响:根据式(7.8),(11.6),(11.7)和(11.8),则得

$$\frac{R'_p}{R_p} = 1 + \frac{t_s}{2\tau_p}$$

如果脉冲有一定宽度的前沿,测得的损耗电阻将偏高。

现在分析脉冲信号发生器内阻的影响。这种情况下,方程(7.7)~(7.9)可以写成

$$u = U \frac{R_p}{R_i + R_p} e^{-\frac{t_x}{\tau_D}}$$

$$I = \frac{U}{R_i} \left(1 - e^{-\frac{t_x}{\tau_D}} \right) + \frac{U}{R_i + R_p} e^{-\frac{t_x}{\tau_D}}$$

$$\tau_D = \frac{L(R_p + R_i)}{R_p R_i}$$

当 $t_x < 0.1\tau_D$ 时,上述方程为

$$u' \approx U \frac{R_p}{R_i + R_p} \quad (11.9)$$

$$I' = \frac{U t_x}{L} \frac{R_p}{R_i + R_p} + \frac{U}{R_p + R_i} \quad (11.10)$$

平均脉冲磁导率的相对值为

$$\frac{\mu'_d}{\mu_d} = \frac{u'I}{uI'} = 1$$

从该式可见,当 $t_x < 0.1\tau_D$ 时,脉冲信号发生器的内阻对 μ_d 没有影响。

根据式(11.9)和(11.10),可得

$$R' = \frac{U - IR_i}{I - I_0} \quad (11.11)$$

如果脉冲信号发生器的内阻可以和损耗电阻相比,这时应当根据式(11.11)来考虑内阻的影响。

上述测量方法的主要缺点是:被测绕组电感不是和脉冲幅值,而是和脉冲面积成比例。因而,每次都必须测出脉冲的幅值和宽度,这会使测量误差增大一倍。为了提高测量精度,通常在测量示波器的输入端加一个 RC 积分电路。该电路的输入电压可用下式表示:

$$u_{in}(t) = U - \frac{R_p}{R_i + R_p} e^{-\frac{t}{\tau_D}}$$

τ_D 为电路的等值时间常数。

通过积分可得

$$u_c(t) = \frac{1}{\tau_{xp}} \int_0^t U - \frac{R_p}{R_i + R_p} e^{-\frac{t}{\tau_D}} = \frac{UL}{\tau_{xp}R_i} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_D}})$$

幅值为

$$U_c = \frac{UL}{\tau_{xp}R_i} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_x}{\tau_D}\right) \right] \quad (11.12)$$

式中 $UL/(\tau_{xp}R_i)$ 和 μ_d 成比例,而 $[1 - \exp(-t_x/\tau_D)]$ 还和损耗电阻有关。式(11.12)和有效脉冲磁导率 μ_e 成比例。当 $t_x \gg \tau_D$ 时, U_c 只和 μ_d 成比例,像没有积分电路那样。因此,采用积分电路时测得的铁心电感和有效脉冲磁导率成比例。这时对脉冲信号发生器内阻及脉冲波形不需要特别要求,可以不考虑条件(11.3)。

当采用积分电路时,按下式计算有效脉冲磁导率:

$$\mu_e = \frac{lC_{z,p}R_{z,p}R}{\mu_0SN^2} \frac{U_0}{U_z}$$

式中 $R_{z,p}$ 和 $C_{z,p}$ 是积分电路的参数; U_0 是电容 $C_{z,p}$ 上的电压。

测量损耗电阻的方法同上,但按下式计算:

$$R_p = \frac{U_{02}R_{z,p}C_{z,p}}{t_{x2}(I-I_0)}$$

式中 U_{02} 是脉冲宽度 $t_{x2} = 3-5 \tau_p$ 时电容 $C_{z,p}$ 上电压。

现在研究脉冲前沿的影响。假定在前沿期间电压按线性规律增长:

$$u(t) = \frac{Ut}{t_0}$$

通过积分,可以求得 $0 < t \leq t_0$ 时的输入电压为

$$u_{0r}(t) = \frac{UL}{R_l t_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_D}})$$

积分电路的输出电压为

$$u_0(t) = \frac{UL}{R_l t_0 \tau_{z,p}} [t - \tau_D(1 - e^{-\frac{t}{\tau_D}})]$$

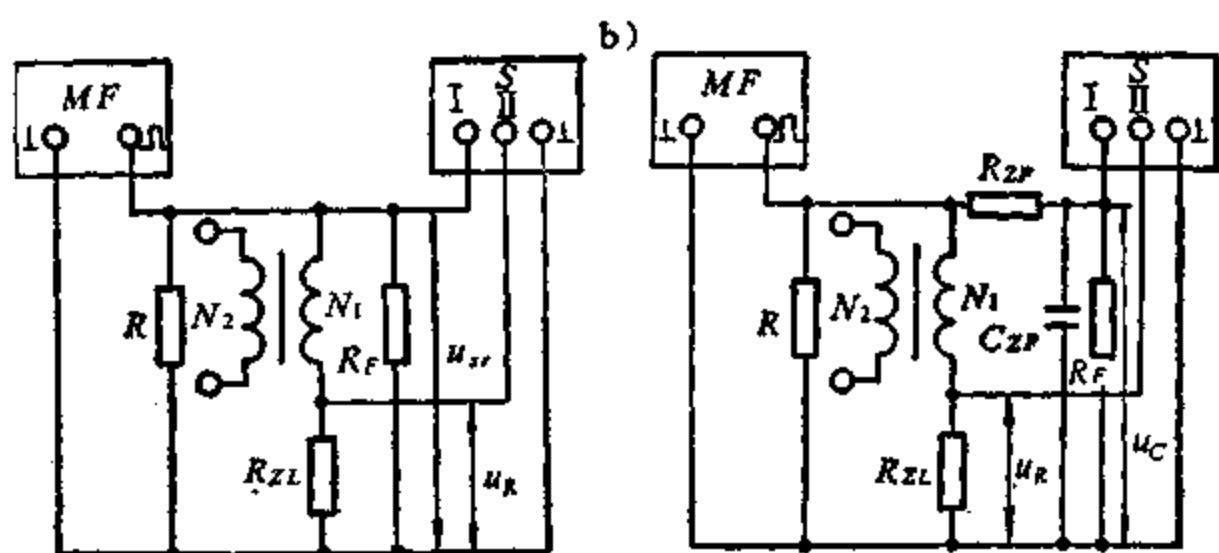
由此可见,借助于积分电路并不能排除前沿引起的误差。

11.8 铁氧体铁心小型脉冲变压器的测量

小型脉冲变压器磁化电流的测量线路如图 11.8 所示。一定宽度的脉冲从脉冲信号发生器 MF 加到变压器的初级绕组。其余绕组开路。初级绕组上串一个测量电阻 R_{zL} 。利用示波器 S 测量电阻 R_{zL} 上的电压 U_z ,按下式确定磁化电流:

$$I = \frac{U_z}{R_{zL}}$$

为了提高测量精度,要加积分电路,如图 11.8 b 所示。这时,



a. 普通测量线路; b. 具有积分电路的测量线路

图 11.8 测量磁化电流的线路

脉冲的伏秒面积和电容 C_{ZF} 上电压成比例。积分电路的参数应当满足如下不等式:

$$t_x \ll R_{ZF} C_{ZF}$$

这时

$$U_{s,t_x} = U_0 R_{ZF} C_{ZF}$$

积分电路的电容和电阻越大,测量的相对误差就越小。然而, U_0 随 $R_{ZF} C_{ZF}$ 的增大而减小。因此, $R_{ZF} C_{ZF}$ 不能无限增大。通常 $R_{ZF} C_{ZF} = 5 t_x$, 这时的相对误差为 0.1 左右。

确定了时间常数 $R_{ZF} C_{ZF}$ 之后,根据 $R_{ZF} = 0.2 - 0.5 R_F$ 来选取 R_{ZF} , 然后算出 C_{ZF} 。

为了减小顶部振荡和反峰, MF 输出端接电阻 R , 示波器输入端接电阻 R_F 。电阻 R_{ZL} 和变压器初级绕组的匝数有关,总的原则是越小越好。当绕组匝数较多时可以略大一些。

变比的测量线路如图 11.9 所示。用示波器测出输入和输出空载电压,按下式计算变比:

$$n = \frac{N_2}{N_1} = k \frac{U_{s0}}{U_{rr}}$$

式中 k 为绕组间的耦合系数; U_{rr} 和 U_{s0} 分别为输入和输出电压。

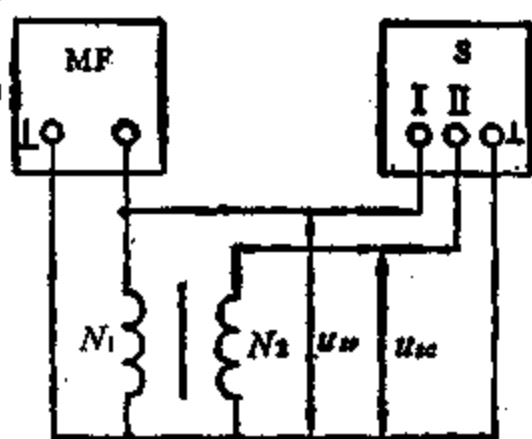


图 11.9 测量变比的线路

测量时, MF 可以是脉冲信号发生器, 也可以是正弦信号发生器, 还可以用伏特计代替示波器来测量输入和输出电压。

第十二章 专用脉冲变压器

本章介绍小空度脉冲变压器、编码脉冲变压器、转换脉冲变压器等的工作特点、基本关系、设计计算方法、常用结构与常用材料以及利用铁心的非线性特性来改善脉冲波形所必须采取的措施等问题。

12.1 专用脉冲变压器的铁心

实践表明,对于本章介绍的几种专用脉冲变压器而言,最好的铁心材料是具有矩形磁滞回环的铁镍合金 1J34, 1J50 等。这些材料的矫顽磁力较小,饱和磁感应强度较高,饱和区的磁导率极小,不饱和区的磁导率很大,比损耗也较小,最适合在脉冲状态下使用。

前面已经指出,脉冲变压器铁心中发生的一切过程都是高速的和不对称的。磁化速度可以用 dB/dt 来表示。在本章所介绍的专用脉冲变压器中,磁化强度 dB/dt 为 $1-10^7 T/s$ 。在高速磁化的情况下,铁心的涡流损耗显著增长。为了减小涡流损耗,希望铁心材料的带厚尽量薄些。然而,钢带越薄,铁心的填充系数将越小,从而导致铁心的体积增长,矫顽磁力增长,磁滞损耗增长,价格也增长。目前适宜的带厚为 $0.05-0.02mm$ 。

变压器铁心的磁化是在绕组电压的作用下发生的。根据电磁感应定律,变压器绕组上的电压为

$$u_1(t) = N_1 S \frac{dB}{dt} \quad (12.1)$$

式中, N_1 ——初级绕组匝数;

S ——铁心截面积 (m^2);

B ——铁心截面的平均磁感应强度 (T);

t ——时间 (s)。

铁心截面正中心的磁感应强度 B 和平均磁场强度 H 的关系称为磁化曲线。铁心的磁化曲线不仅是非线性的,而且是多值的,即磁化过程不仅和 B 及 H 的暂态值有关,而且和它在前一瞬间的值有关。直流磁化时铁心的特性称为静态特性。磁感应强度沿铁心截面的分布是不均匀的。对于具有矩形磁滞回环的铁心而言,这种不均匀性会使不饱和区的最大磁导率 μ_m 下降,从而导致磁滞回环有些扁平,局部磁滞回环的宽度减小。

当磁化速度比较快时,由于磁粘性和涡流的影响,磁化曲线发生变化,磁化速度 dB/dt 越高,这种变化越大。高速磁化时铁心的特性称为动特性。动特性的一般形状如图 12.1 所示。1J34 的动态磁化曲线见图 12.2, 1J51 的动态磁化曲线如图 12.3 所示。

当铁心受到高速磁化时,磁化电流 i 由三个分量组成:

$$i = i_H + i_s + i_B$$

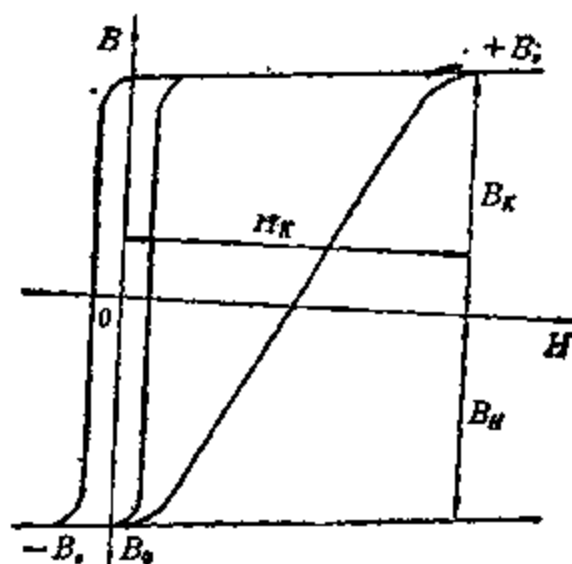


图 12.1 铁心的动态磁滞回环

由矫顽磁力 H_c 引起的磁化电流

$$i_H = \frac{H_c l}{N_1}$$

式中, l ——平均磁路长度(m);

H_c ——矫顽磁力(A/m)。

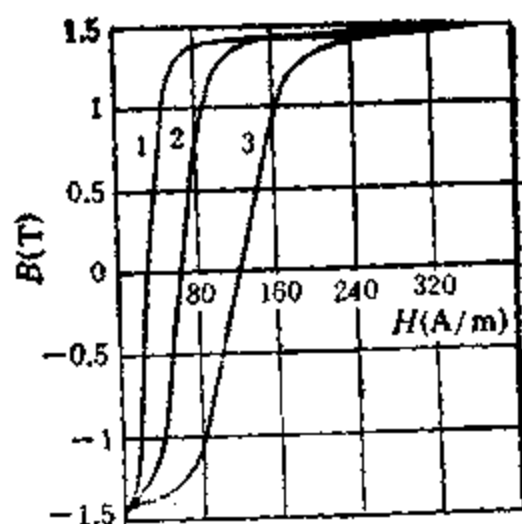


图 12.2 铁镍合金 1J34 的动态磁化曲线

1. $t_k = 10\mu\text{s}$, $\frac{dB}{dt} = 2.8 \times 10^9 (\text{T/s})$;
2. $t_k = 5\mu\text{s}$, $\frac{dB}{dt} = 5.6 \times 10^9 (\text{T/s})$;
3. $t_k = 2\mu\text{s}$, $\frac{dB}{dt} = 1.4 \times 10^{10} (\text{T/s})$.

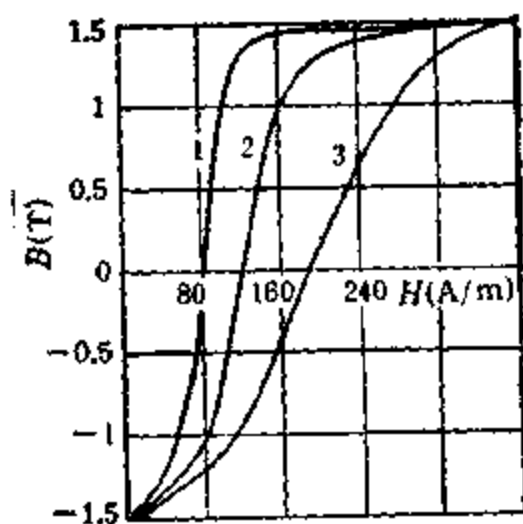


图 12.3 铁镍合金 1J51 的动态磁化曲线

1. $t_k = 10\mu\text{s}$, $\frac{dB}{dt} = 2.82 \times 10^9 (\text{T/s})$;
2. $t_k = 5\mu\text{s}$, $\frac{dB}{dt} = 5.68 \times 10^9 (\text{T/s})$;
3. $t_k = 2.5\mu\text{s}$, $\frac{dB}{dt} = 1.15 \times 10^{10} (\text{T/s})$.

涡流引起的磁化电流

$$i_e = \frac{\delta^2}{12N^2S\rho} U$$

- 式中, S ——铁心截面积(cm^2);
 ρ ——铁心材料的电阻率($\Omega \cdot \text{cm}$);
 U ——绕组电压(V);
 δ ——铁心的带厚(cm).

磁粘性引起的电流 i_e 主要取决于铁心材料。材料的磁粘性严重影响磁化速度、铁心损耗、磁化曲线的形状, 目前还没有可供使用的计算公式。

各种脉冲装置的脉冲宽度在几十分之一微秒到几毫秒的范围内。脉冲变压器的铁心上作用着同样宽度的脉冲。对于 1J34 和 1J50 等具有矩形磁滞回环的铁镍合金而言 饱和磁感应强度 B_s 可达 1.5T, 在形成和变换脉冲的状态下, 铁心磁化曲线的工作段为 $2B_s - 3B_s$ 。在这样的脉冲宽度和磁感应强度增量作用下, 铁心的磁化速度 dB/dt 在 $1-10^4 \text{T/s}$ 范围内。

铁心的动态磁化特性可以用如下的三次方程来近似表示:

$$B = \mu_d(H - h_d) - \beta_d(H - h_d)^3 \quad (12.2)$$

- 式中, μ_d ——有效(动态)磁导率;
 h_d ——动态磁滞回环的宽度;
 β_d ——从不饱和状态到饱和状态快速磁化时铁心磁化特性的线性系数。

系数 μ_d , h_d , β_d 和磁化速度的关系见图 12.4—12.7。

根据式(12.2)和图 12.1 可以确定系数 μ_d , h_d , β_d

$$\mu_d = \frac{3}{2} \frac{B_k}{(H_k - h_d)}$$

$$h_d = H|_{B=0}$$

$$\beta_d = \frac{B_k}{2(H_k - h_d)^2}$$

为了充分利用铁心材料的磁特性, 脉冲变压器的铁心都工作在从 $-B_s$ 到 $+B_s$ 的整个磁滞回环范围内。按照式(12.2), 铁心的

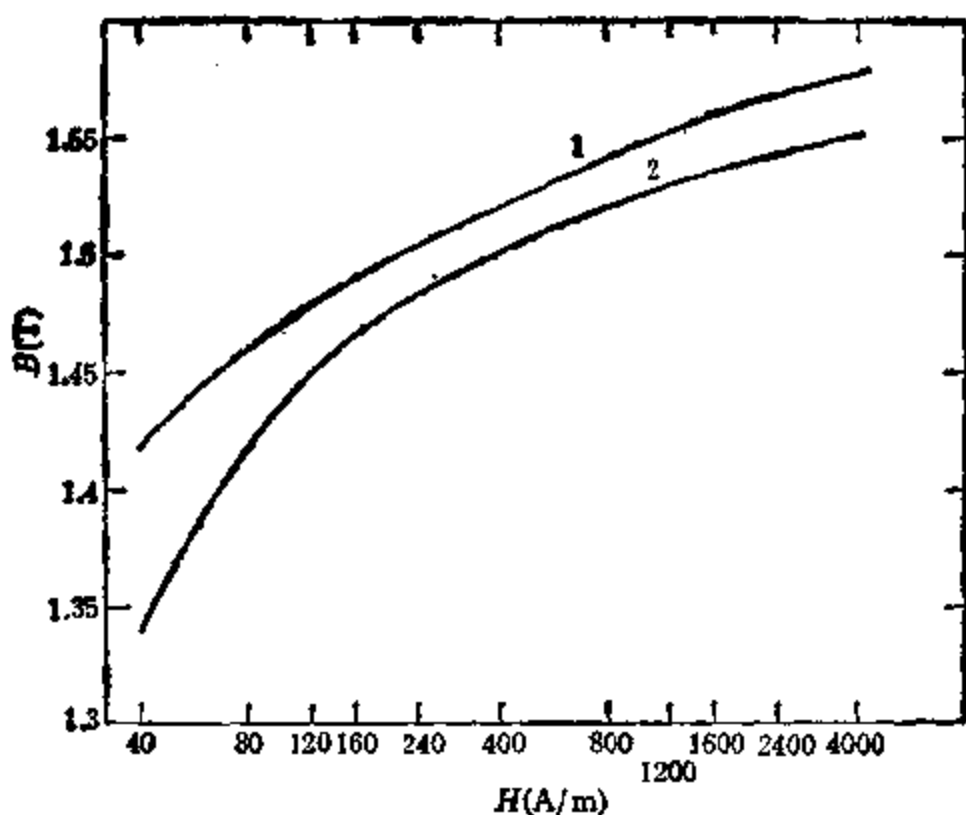


图 12.4 饱和区的磁化曲线
1. IJ34; 2. IJ51

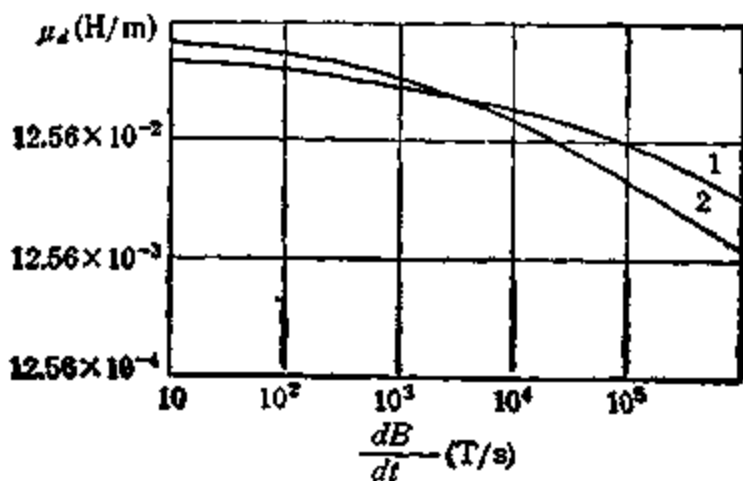


图 12.5 铁心的磁导率和磁化速度的关系
1. IJ34; 2. IJ51

微分磁导率

$$\mu = \mu_d - 3\beta_d(H - h_d)^2 \quad (12.3)$$

磁化曲线与直线间的允许偏差

$$\gamma \geq \frac{3\beta_d(H_m - h_d)^2}{\mu_d}$$

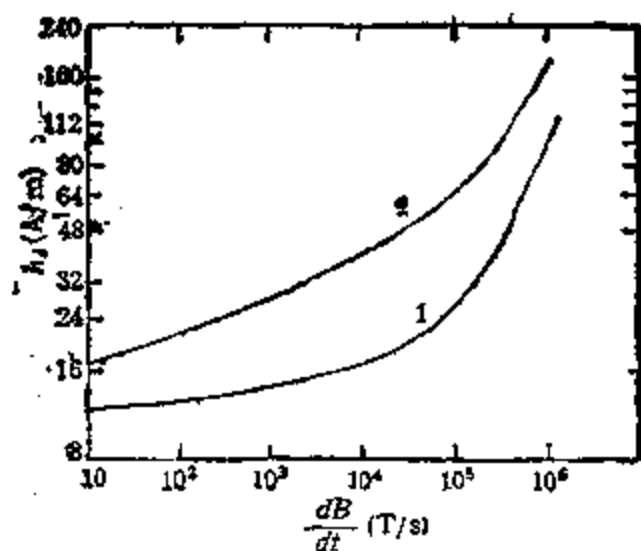


图 12.6 磁滞回环的宽度和磁化速度的关系
1. 1J34; 2. 1J51

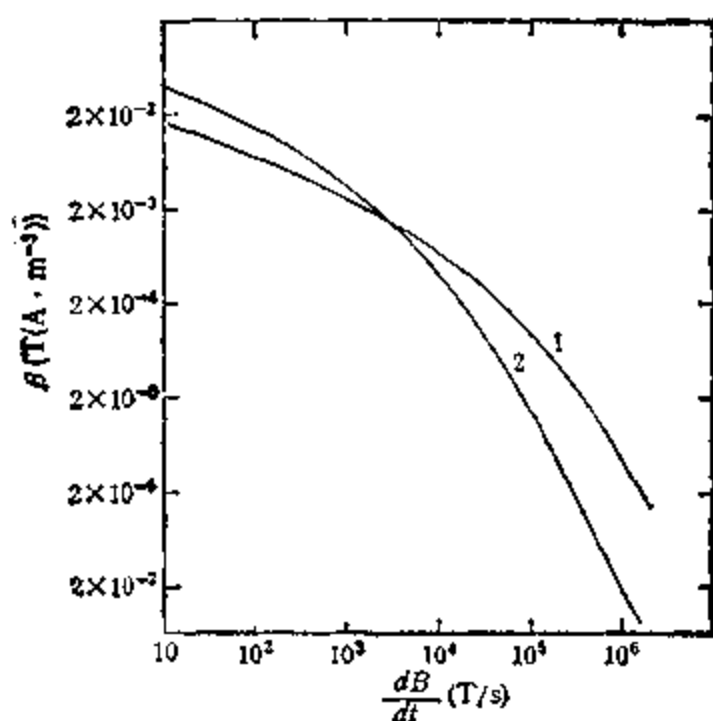


图 12.7 非线性系数和磁化速度的关系
1. 1J34; 2. 1J51

式中 H_m 为最大工作磁场强度。

系数 γ 影响脉冲平顶的不均匀性。 γ 值的大小取决于线路参数。保证脉冲平顶的不均匀性小于 3% 的 γ 值在 0.5—0.8 的范围内。

按下式确定磁感应强度增量

$$\Delta B \leq 2\mu_d \sqrt{\frac{\gamma\mu_d}{3\beta_d} \left(1 - \frac{\gamma}{3}\right)}$$

一个磁化循环内的铁心损耗用下式表示:

$$A = \frac{V}{40\pi} \oint B_d H \quad (12.4)$$

式(12.4)中的积分是动态磁滞回环的面积。铁心的平均损耗功率为

$$P_T \approx \frac{VF \times 10^{-7}}{3\pi} \left(\sqrt{\frac{h_{d1}^2 \mu_{d1}^3}{3\beta_{d1}}} + \sqrt{\frac{h_{d2}^2 \mu_{d2}^3}{3\beta_{d2}}} \right) B_m \quad (12.5)$$

式中 F ——脉冲重复频率 (Hz)。式中各个系数的下标“1”对应于铁心磁化特性右边分支的参数；具有下标“2”的各个系数是对应于铁心磁化特性左边分支的参数。这些参数的具体数值和磁化速度有关。当磁化速度较小时，铁心磁化特性左边分支接近于图 12.1 左边所示的静态回环。

脉冲作用期间铁心损耗的等值电阻按下式确定:

$$R_T = \frac{4\pi N_1^2 S \gamma (3 - \gamma)^2}{3 \times 10^9 r_k l h_{d1}} \sqrt{\frac{\mu_{d1}^3}{3\beta_{d1}}} \quad (12.6)$$

不饱和状态下的磁化电感按下式确定:

$$L_{BB} = \frac{4\pi \times 10^{-9} N_1^2 S (3 - \gamma) \mu_{d1} \sqrt{\gamma \mu_{d1}}}{3l \sqrt{3\beta_{d1}} (H_k - h_{d1})} \quad (12.7)$$

12.2 专用脉冲变压器的绕组

一、绕组的基本结构

专用脉冲变压器的铁心大都是由薄带卷成的矩形截面的圆环。钢带表面具有几微米厚的绝缘层。为了防止铁心受到机械压力，把铁心放入非磁材料做成的盒式骨架中。骨架外面缠绕各个绕组。绕组最好是单层的，在多层的情况下电参数要变坏。为了减少层数，可以使线匝沿骨架的外圆彼此密绕，在骨架内圆，线匝

的一部分重叠在相邻匝的上面。这种绕法使层数下降到原来的 d/D ，其中 d 为骨架内径， D 为骨架外径。

保证电流沿环形铁心表面均匀分布也是很重要的。为此，绕组的线匝彼此要贴紧，线匝应绕满整个骨架长度。当绕组匝数很少时，为了绕满整个骨架长度，要用若干股线并绕。绕组层间用薄膜或绝缘漆布绝缘。

常用的环形变压器的绕组结构有两种，进行脉冲变压器设计时可根据输出电压的高低及对脉冲前沿宽度的要求来选取。如果脉冲变压器的输出电压不高，希望脉冲前沿很陡，这时最好采用图 12.8(a) 所示的单层绕组结构，这种绕组结构的特点是初次级绕组都由两个部分并联组成，绕组的一个分支占铁心周长的一半，另一个分支为铁心周长的另一半，初次级绕组中的一个绕组绕在另一个绕组的外面。

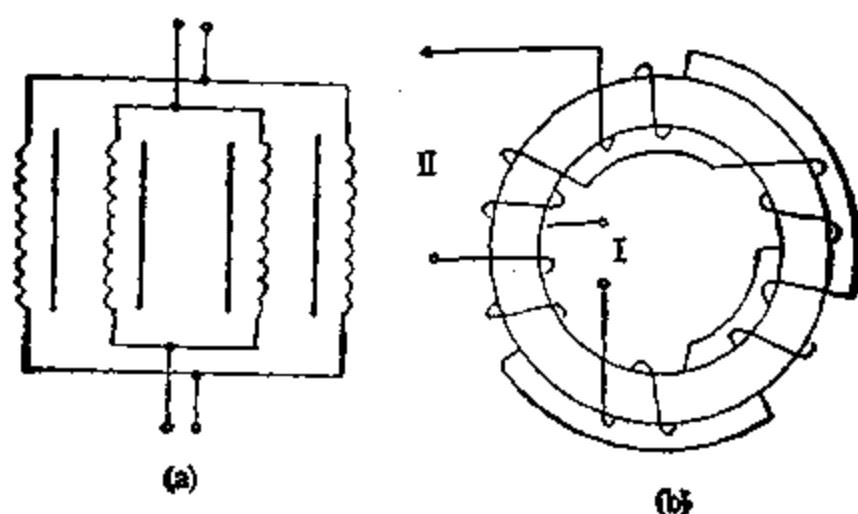


图 12.8 绕组线路
(a) 同心式；(b) 交替分布式

当脉冲变压器的输出电压较高，前沿相对较宽时，应采用图 12.8(b) 所示的交替分段的绕组结构。这种绕组结构的特点是初次级绕组都分成几段，各段沿铁心圆周交替缠绕。这种绕组结构的漏感较大，而分布电容较小。

二、绕组电流和线径的确定

按下式确定绕组电流的有效值：

$$I_{e1} = I_{m1} \sqrt{t_k F} \approx I_{e2} n$$

式中, I_{e1} 和 I_{e2} ——分别为初级和次级绕组的有效值电流;

I_{m1} ——初级脉冲电流。

按下式确定等值电流:

$$I_{DZ} = I_e \sqrt{k_{ZF} k_R}$$

式中的 k_{ZF} 是集肤效应系数, 按图 12.9 确定; k_R 为临近效应系数, 单层绕组 $k_R = 2.8$ 。

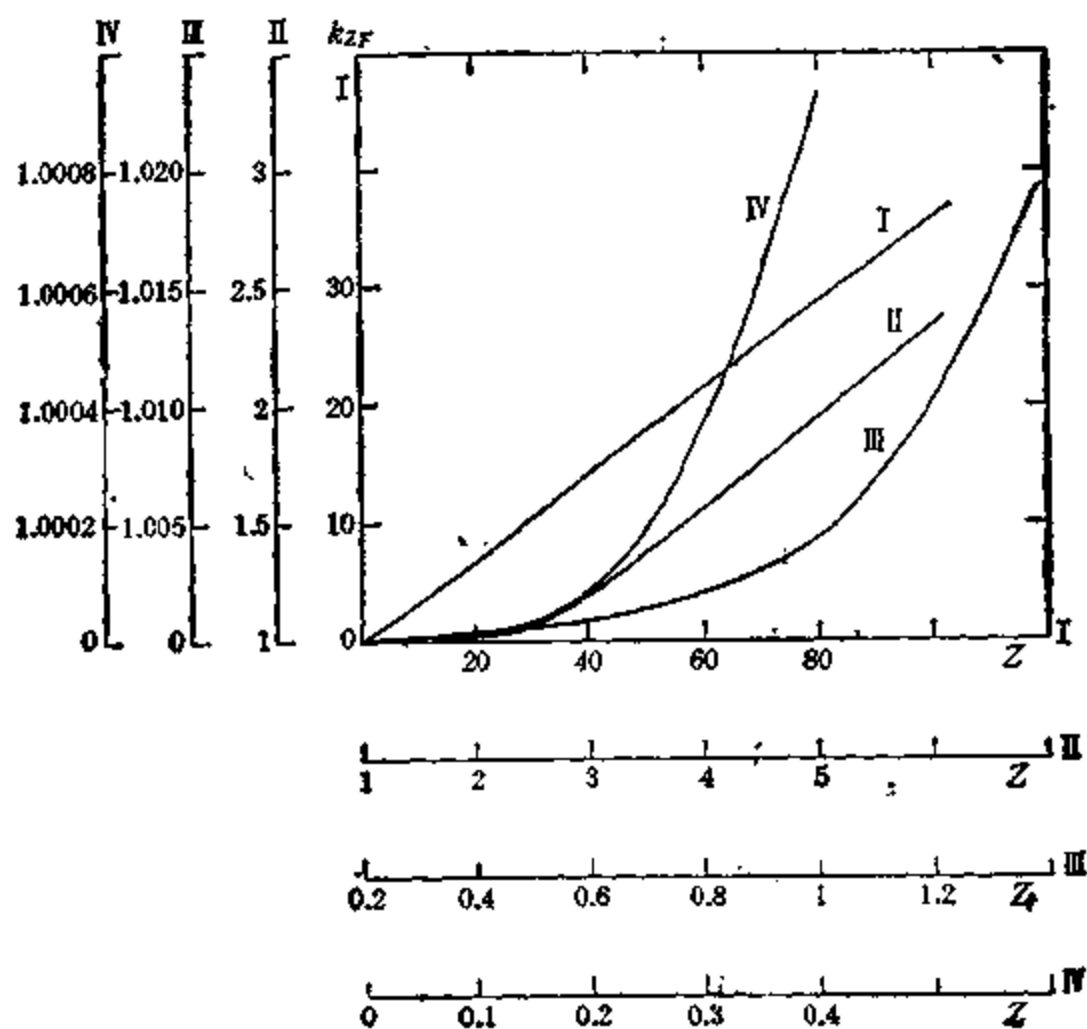


图 12.9 集肤效应系数 k_{ZF} 和参数 Z 的关系

按下式确定辅助参数 z 。

$$z = 5.9 \times 10^{-2} \frac{d}{\sqrt{t_k}}$$

式中 d 用 cm, t_k 用 s 代入。

根据等值电流 I_{DZ} 和允许电流密度 j 来确定导线的截面积

$$S_D = I_{DZ} / j$$

当变压器为油浸式结构时, j 为 $6-10\text{A}/(\text{mm})^2$; 当变压器为环氧灌注结构时, j 为 $2-3\text{A}/(\text{mm})^2$ 。

三、铁心的平均磁路长度 l

铁心的平均磁路长度应保证能绕下各个绕组, 并有足够的抗电强度。然而, 随铁心平均磁路长度的增长, 绕组的磁化电感下降。对于环形铁心而言有

$$l = \frac{(D+d)\pi}{2}$$

假定初级绕组的绕线长度为 h_1 , 次级绕组的绕线长度为 h_2 , 绝缘骨架的厚度为 Δ_1 , 匝间距离为 Δ_2 , 绕组 N_1 和 N_2 间的绝缘距离为 Δ_3 。先绕高压绕组, 后绕低压绕组, 否则会使绕线困难。两种绕组结构对应的参数分别用下标 a 和 b 表示。

为了使脉冲变压器的温升不超过允许值, 必须有足够的散热面积

$$S_{T_{\text{散}}} \geq \alpha_T P_T / \Delta t$$

油冷 α_T 为 $1-2 \times 10^2 (\text{°C} \cdot \text{cm}^2/\text{W})$ 空气自然冷却 α_T 为 $4-7 \times 10^2 (\text{°C} \cdot \text{cm}^2/\text{W})$ 。

考虑到式(12.2), 可得计算平均磁路长度 l 和铁心柱宽度 a 的公式如下:

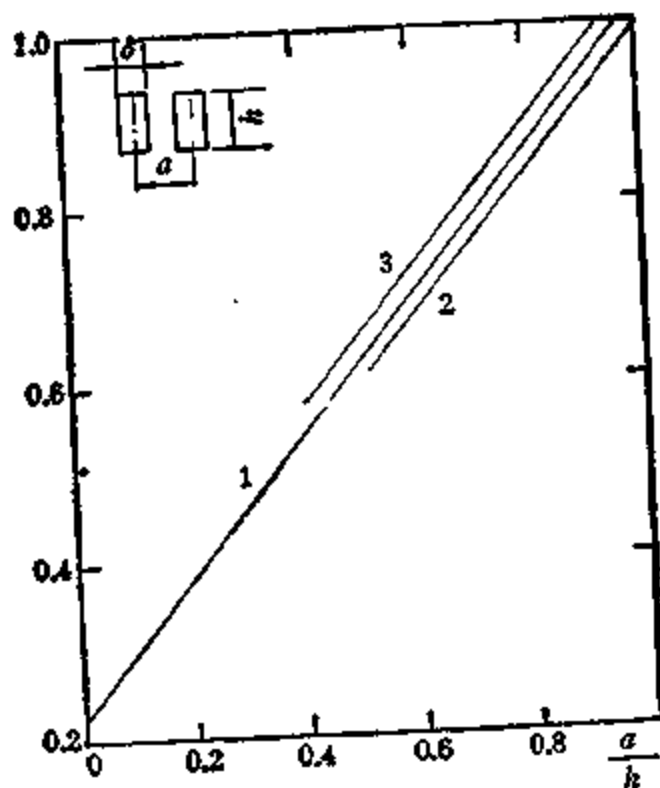
$$l \approx 2.25h_2 + 2\pi\Delta_1 + \frac{1}{\frac{\alpha F \times 10^{-7}}{6\pi\Delta t} \left(\sqrt{\frac{h_{d1}^2 \mu_{d1}^3}{3\beta_{d1}}} + \sqrt{\frac{h_{d2}^2 \mu_{d2}^3}{3\beta_{d2}}} \right) - \frac{1}{b}} \quad (12.8)$$

$$a = \frac{1}{\frac{\alpha F \times 10^{-7}}{6\pi\Delta t} \left(\sqrt{\frac{h_{d1}^2 \mu_{d1}^3}{3\beta_{d1}}} + \sqrt{\frac{h_{d2}^2 \mu_{d2}^3}{3\beta_{d2}}} \right) - \frac{1}{b}} \quad (12.9)$$

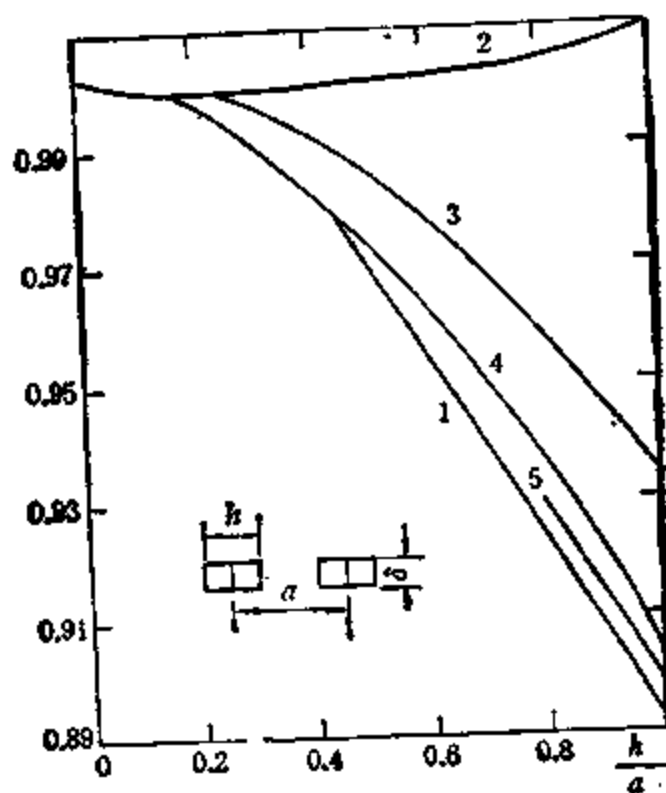
式中 b 为钢带宽度。

四、漏感

对于图 12.8(a) 所示的绕组结构而言, 按下式确定漏感;



(a)



(b)

图 12.10 确定各个系数的曲线

(a) 和 a/h 的关系; 1. $\delta/h = 0$; 2. $h/\delta = 2$; 3. $h/\delta = 5$;

(b) 和 h/a 的关系; 1. $\delta/h = 0$; 2. $\delta/h = 1$; 3. $\delta/h = 2$;

4. $\delta/h = 5$; 5. $\delta/h = 10$

$$L_s = N_1^2 \rho \mu_0 \times 10^{-9} \ln \frac{k_s q_{12}^2}{q_1 q_2}$$

式中 k_s 是考虑铁心对漏感影响的系数, 按下式确定:

$$k_s = \frac{q_{14}^2}{q_{13} q_{24}}$$

按图 12.10 确定系数 q_{14} , q_{13} , q_{24} , q_{12} 。平均距离为
 $a_{14} = 2\Delta_1 + \Delta_2$; $a_{13} = 2\Delta_1$; $a_{24} = 2(\Delta_1 + \Delta_2)$; $a_{12} = \Delta_2$
 平均匝长为 $\rho = 2(a + b + 4\Delta_2)$
 系数 $q_1 = q_2 = 0.2235(h + d)$

式中, h 为绕组高度; d 为线径。

当绕组为单层时 $h_{12} = h_{21} = h_{13} = h_{23} = h$, 这时

$$L_s = 2 \times 10^{-9} \mu_0 N_1^2 (a + b + 4\Delta_2) \ln \frac{k_s q_{12}^2}{0.05(h + d)^2}$$

对于图 12.8(b) 的绕组结构而言, 按下式确定漏感:

$$L_s = \frac{2N_1^2 \rho \times 10^{-9} \mu_0 \ln \frac{k_s q_{12}^2}{q_1 q_2}}{K}$$

式中 K 为初次级绕组段数的一半。

当初次级绕组高度相等时

$$q_1 = q_2 = 0.2235(h + d)$$

系数 q_{12} 由绕组截面之间的平均几何距离来确定, 见图 12.10(b), 平均距离为 $a_{12} = h + \Delta_3$; $a_3 = 2\Delta_1$, Δ_3 是绕组终端间的最小距离。

系数	$k_s = q_{14}^2 / q_3^2$
	$q_{14} = q_1^2 / q_3$
	$q_3 = 0.2235(2h + d)$
	$q_1 = 0.2235(h + d)$

系数 q_3 按图 12.10(a) 确定。

当初次级绕组间距离远小于它的绕线长度时, 漏感的公式变为

$$L_s = \frac{4 \times 10^{-9} N_1^2 \mu_0}{K} (a + b + 4\Delta_2) \ln \frac{0.2235 q_{12}^2 (2h + d)^2}{q_3^2 (h + d)^2}$$

五、动态电容

对于图 12.8(a)所示的绕组结构而言,按下式确定动态电容:

$$C = \frac{2n^2 \epsilon k_1 k_2 k_3 \sqrt{S} N_1}{3.6\pi \times 10^{-12} \Delta_2}$$

式中,

$$k_1 = 2 \left(\sqrt{\frac{b}{a}} + \sqrt{\frac{a}{b}} + \frac{4\Delta_2}{\sqrt{ab}} \right)$$

$$k_2 = n_2 d$$

$$k_3 = \frac{1}{3n^2} \left[\frac{\Delta}{\Delta_1} + \frac{\Delta}{\Delta_2} (n-1)^2 \right]$$

当 $\Delta = \Delta_1 = \Delta_2$ 时

$$k_3 = \frac{1}{3n^2} (2 + n^2 - 2n)$$

上式中 n_2 为并联股数; Δ 为基准距离。

折算到初级的动态电态等于

$$C = 1.18 \times 10^{-10} \frac{sh(a + b + 4\Delta_2)(2 + 2n + n^2)}{\Delta_2} \quad (12.10)$$

对于图 12.8(b)而言,先组成绕组和铁心耦合电容的等值线路图 12.11,图中 C_1 为初级绕组匝间电容, C_2 为次级绕组匝间电容, C_3 是初级绕组和铁心间电容, C_4 是次级绕组和铁心间电容, C_0 是初次级绕组间电容, C_5 是外壳和铁心间电容。

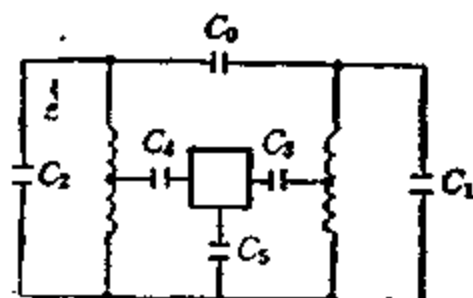


图 12.11 变压器各部分的电容

初次级绕组仅在端部接近, C_0 远小于 C_1 和 C_2 。当变压器的次级电压超过 30kV 时,为了保证必须的抗电强度,铁心应当远离外壳, C_5 同样远小于 C_1 和 C_2 。因

此,该结构中起主导作用的是 C_1 和 C_2 。

$$C_1 = D_{R1} \left[0.1126 \frac{h}{D_{R1}} - 0.08 + \frac{0.27}{\sqrt{\frac{h}{D_{R1}}}} \right] \times 10^{-12}$$

初级绕组外径 D_{R1} 按下式计算:

$$D_{R1} \approx \frac{2}{\pi} (a + b + 4\Delta_1)$$

大功率高压脉冲变压器通常都满足如下条件:

$$0.1126 \frac{h}{D_{R1}} + \frac{0.27}{\sqrt{\frac{h}{D_{R1}}}} \gg 0.08$$

当初次级绕组的绕线长度相等,而且 $K \leq 3$ 时,按下式计算动态电容:

$$C_{(d)} \approx 10^{-12} \epsilon \left[0.1126h + \frac{0.27 \sqrt{8(a+b+4\Delta_1)^3}}{\sqrt{\pi^3 h}} \right] (1+n^2)$$

六、初级绕组匝数

对于两种结构方案而言,考虑动态电容时初级绕组的匝数分别按如下的公式确定:

$$N_{1(a)} = \sqrt{5.9 \times 10^{-5} \frac{L_1}{(C - C_0)} \frac{\epsilon h [\Delta_2 \Delta - \Delta \Delta_1 (n-1)^2]}{\mu_0 \Delta_2^2 \Delta_1 \ln \frac{k_1 q_{12}^2}{0.05(h+d)^2}}} \quad (12.11)$$

$$N_{1(b)} = \sqrt{\frac{6.7 \times 10^7 K L_1^3 / (1+n^2) \epsilon^2}{\mu_0^3 [10^{12}(C - C_0) - 0.1126 \epsilon h (1+n^2)] h \times \ln \frac{0.2235 q_{12}^2 (2h+d)^2}{q_3^2 (h-d)^2}}} \quad (12.12)$$

七、铁心截面积

对于非线性负载而言,图 12.8 所示的两种结构的铁心截面积

均按下式计算:

$$S \approx \frac{9\pi \times 10^7 U_1^2 t_K \beta_d (R_i + R_f) \ln \frac{1}{1+\Delta}}{l R_i R_f \mu_d^2 \gamma (3-\gamma)} \quad (12.13)$$

式中 Δ 为负载脉冲的平顶降落 ($\Delta = \Delta U_2 / U_2$)。

八、去磁电路

为了使脉冲变压器的铁心工作点回到原始状态,必须对铁心进行去磁。对于本章介绍的专用脉冲变压器而言,可采用图 12.12 所示的去磁电路。可以用脉冲电流去磁,也可以用直流去磁。在脉冲电流去磁时,去磁电路形成宽度

$$t_0 \geq \left(\frac{1}{f} - t_K \right)$$

的相应电压或电流脉冲。

在图 12.12 所示的去磁电路中,电源 u 产生的电流 i 经输出晶体管 VT ,限流电阻 R_0 ,滤波电感 L_A 到转换元件的去磁绕组 N_0 。最好用半导体器件来制做去磁脉冲振荡器。因为 $u = U_2 / q$,大功率转换脉冲的空度 q 为几百甚至几千, u 只是 U_2 的几百分之一或几千分之一。

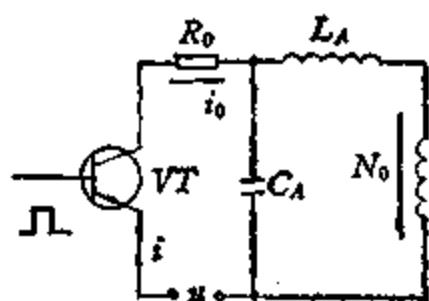


图 12.12 去磁电路

脉冲变压器初级(图 12.12 上没有表示出来)和绕组 N_0 间存在严格的磁耦合,因此,当铁心处于不饱和状态时, N_0 上将感应出高压,这个感应高压将导致晶体管 VT 损坏。为了防止感应高压击穿晶体管 VT ,在晶体管和脉冲变压器间加滤波器 $L_A C_A$ 。滤波元件应当能可靠地保护晶体管 VT 不被击穿,损耗要小,不会引起去磁脉冲 t_0 明显畸变。当脉冲变压器的铁心从不饱和状态过渡到饱和状态时,变压器的阻抗激烈下降,电流 i_0 猛增。为了限制这个电流,在晶体管的集电极电路中加一个限流电阻 R_0 。

根据给定的转换速度来确定必须的去磁电流幅值

$$i_0 = \frac{10I}{4\pi N_0} \left(h_{d2} + \sqrt{\frac{\mu_{d2}}{3\beta_{d2}}} \right)$$

12.3 小空度脉冲变压器

在雷达、通讯、脉冲调节系统及某些数字电路中,经常要求同一个脉冲变压器能变换或传输宽度 t_K 在若干分之一微秒到若干毫秒、空度 q 在一到几千的范围内变化的脉冲,脉冲之间的间隙时间接近于脉冲宽度,两者相差无几。这种变换 t_K 和 q 在很宽的范围内变化,脉冲之间的间隙时间接近于脉冲宽度的脉冲的变压器称为小空度脉冲变压器。本节介绍这种脉冲变压器的工作特点、基本关系及其设计方法。

为了制作 t_K 和 q 变化范围很宽的脉冲变压器,最好采用铁镍合金铁心。为了保证脉冲波形良好,必须增大铁心处于不饱和状态下的磁化电感 L_{BB} , 减小动态电容 C 及漏感 L_s 。 L_{BB} , C , L_s 都和铁心尺寸、初级匝数 N_1 、次级匝数 N_2 有关。为了减小 C 和 L_s , 必须减少 N_1 , 这会使 L_{BB} 成平方关系下降。因此,为了减少 N_1 又不使 L_{BB} 有明显下降,必须利用高磁导率的材料来制做铁心。不饱和状态下的磁化电感按下式计算:

$$L_{BB} = \frac{4\pi \times 10^{-9} S N_1^2 \mu_d}{l} \quad (12.14)$$

脉冲变压器的主要参数是初次级绕组的匝数,铁心截面积,平均磁路长度,温升等。设计的原始数据是初级电压 U_1 、次级电压 U_2 、脉冲宽度 t_K 、脉冲前沿宽度 t_r 、允许温升 Δt 、空度 q 、输出脉冲功率 P_2 等。根据变压器的用途和工作电压来选取适宜的结构,按下列公式确定初次级绕组导线的截面积 S_{D1} , S_{D2} , 或线径 d_1, d_2 :

$$S_{D1} = \frac{P_2 \sqrt{k_{ZF} k_R}}{j U_1 \sqrt{q}}; \quad S_{D2} = \frac{P_2 \sqrt{k_{ZF} k_R}}{j U_2 \sqrt{q}}$$

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{P_2 \sqrt{k_{ZF} k_R}}{\pi U_1 j \sqrt{q}}}; \quad d_2 = 2 \sqrt{\frac{P_2 \sqrt{k_{ZF} k_R}}{\pi U_2 j \sqrt{q}}} \quad (12.15)$$

式中 $k_R = 2.8$, k_{ZF} 按图 12.9 确定。

为了便于绕线,为了减小 k_{ZF} 值,当绕组线径过粗时最好用几股线并联。

一、初级绕组匝数

绝大多数脉冲负载(无论是线性负载或非线性负载,无论是高频振荡器或转换装置)都希望脉冲波形接近于矩形,尽可能小的前沿宽度 t_r , 水平线一样的平顶,没有上冲,尽可能小的后沿宽度 t_f 。在小空度的情况下,脉冲反峰的宽度 t_F 应当小于或等于脉冲之间的间隙 t_D (图 12.13), 反峰的幅值应在给定的范围内。这些脉冲参数主要由初级绕组匝数及铁心材料来确定。通过分析前沿期间的过渡过程可得初级电压的公式如下:

$$u_1(t) = \frac{ER_i}{R_F + R_i} \left\{ 1 + e^{-\alpha t} \left[\frac{\alpha}{2\beta} (e^{\beta t} - e^{-\beta t}) - \frac{1}{2} (e^{\beta t} + e^{-\beta t}) \right] \right\} \quad (12.16)$$

式中 E 为电源电压。

在脉冲平顶部分电压没有上冲, 前沿宽度应当在规定的范围内, 则式(12.16)变为

$$u_1 = \frac{ER_F}{R_F + R_i} (1 - e^{-\alpha t_r})$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{R_F + R_i}{CL_1 R_F}}$$

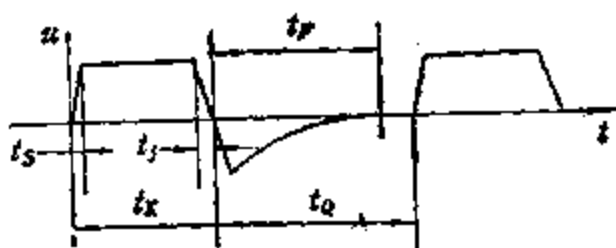


图 12.13 输出脉冲的波形

利用前面给出的关系, 经相应变换之后可得不同结构的初级绕组匝数的公式如下:

$$N_{(e)} = \sqrt[3]{\frac{6 \times 10^{24} t_r^2 \Delta_2 d U_1 j R \sqrt{q}}{6 \mu_0 P_1 k_0^2 p_T^2 (n^2 - 2n + 2) [\ln(1 - r_1)]^2 \sqrt{k_{ZF} k_R}}} \quad (12.17)$$

$$N_{1(s)} = \sqrt[3]{\frac{4 \times 10^{20} \pi t_i^2 K d j U_1 R \sqrt{q}}{\delta \mu_0 P_2 k_0^2 p_T (1+n^2) [\ln(1-\gamma_s)]^2 \sqrt{k_{ZF} k_R}}} \quad (12.18)$$

式中, $R = (R_F + R_i)/R_F$;

γ_s 为 0.7—0.9——脉冲前沿宽度对应的相对电平系数;

p_T ——铁心截面的周长;

k_0 为 1.2—1.5——填充系数。

二、铁心截面积

变压器中的热平衡应当遵守如下条件:

$$p_T \geq \frac{\alpha_T P_T}{\Delta t l} \quad (12.19)$$

铁心损耗 P_T 由磁化损耗和去磁损耗两部分叠加而成。在小空度的情况下这两部分损耗是可以相互比拟的。铁心损耗可以按下式计算:

$$P_T = \frac{10^{-7} S \Delta B l}{4 \pi t_K q} (h_{d1} + h_{d2}) \quad (12.20)$$

借助于式(12.1)及(12.17)—(12.20)可得铁心的几何截面积的公式如下:

$$S_{(s)} = 3.12 \times 10^{-15} \varepsilon \mu_0 P_2 t_K \alpha_T^2 U_1^2 (h_{d1} + h_{d2})^2 (n^2 - 2n + 2) \sqrt{k_{ZF} k_R} [\ln(1-\gamma_s)]^2 / k_0^2 \Delta B \Delta t^2 t_i^2 \Delta_2 d j R q^2 \sqrt{q} \quad (12.21)$$

$$S_{(s)} = \sqrt{\frac{6 \times 10^{-6} \varepsilon \mu_0 P_2 \alpha_T U_1^2 t_K^2 (h_{d1} + h_{d2}) (n+1)^2 \sqrt{k_{ZF} k_R} [\ln(1-\gamma_s)]^2}{\Delta B^2 \Delta t t_i^2 d j R K q k_0 \sqrt{q}}} \quad (12.22)$$

将(12.21)和(12.22)代入(12.17)和(12.18)可得确定初级绕组匝数的公式如下:

$$N_{1(s)} = 3.2 \times 10^{22} R t_i^2 d \Delta_2 j q^2 \sqrt{q} \Delta t^2 k_0^2 / \varepsilon \mu_0 P_2 U_1 \alpha_T^2 (2 - 2n + n^2) (h_{d1} + h_{d2})^2 \sqrt{k_R k_{ZF}} [\ln(1-\gamma_s)]^2 \quad (12.23)$$

$$N_{1(s)} = \frac{4.1 \times 10^{10} i_s}{[\ln(1 - \gamma_s)]} \sqrt{\frac{K d_j R \Delta t q \sqrt{q} k_0}{\varepsilon \mu_0 P_p \alpha_T (n^2 + 1) (h_{d1} + h_{d2})}} \quad (12.24)$$

三、平均磁路长度

铁心柱的宽度按下式计算：

$$a = \frac{10^{-7} \alpha_T S \Delta B}{16 \pi \Delta t t_k q} (h_{d1} + h_{d2}) - 4 \Delta_2$$

$$= \sqrt{\left[\frac{10^{-7} \alpha_T S \Delta B}{16 \pi \Delta t t_k q} (h_{d1} + h_{d2}) - 4 \Delta_2 \right]^2 - \frac{s}{k_T}} \quad (12.25)$$

卷绕铁心的钢带的宽度按下式计算：

$$b = \frac{10^{-7} \alpha_T S \Delta B}{16 \pi \Delta t t_k q} (h_{d1} + h_{d2}) - 4 \Delta_2$$

$$+ \sqrt{\left[\frac{10^{-7} \alpha_T S \Delta B}{16 \pi \Delta t t_k q} (h_{d1} + h_{d2}) - 4 \Delta_2 \right]^2 - \frac{s}{k_T}} \quad (12.26)$$

绕组内径

$$D_1 = \frac{N_1 n k_0}{\pi} \sqrt{\frac{P_1 \sqrt{k_R k_{2P}}}{\pi n U_{1j} \sqrt{q}}} \quad (12.27)$$

考虑到 (12.25) 和 (12.27)，可得计算平均磁路长度的公式如下：

$$l_{(s)} = N_1 n k_0 d_2 + \frac{a \pi}{2} \quad (12.28)$$

$$l_{(s)} = k_0 (N_1 d_1 + N_2 d_2 + N_0 d_0) + \frac{a \pi}{2} \quad (12.29)$$

式中， d_1 为初级绕组线径； d_2 为次级绕组线径； d_0 为去磁绕组线径。

四、去磁电路

当主脉冲加到绕组上时，脉冲变压器的铁心沿一定方向磁化。在脉冲之间的间隙期间，用去磁电路对铁心进行反向磁化。在小

空度的情况下,脉冲宽度和脉冲之间的间隙是可以比拟的,必须特别注意去磁问题。

图 12.14 是直流去磁电路的等值线路,该电路由电源 E , 扼流圈 L_A , 直流去磁绕组 $N_0(L_0)$, 限流电阻 R_0 组成。考虑到铁心动特性的工作段接近于直线,直流去磁绕组的电感 L_0 同样可以认为是线性的。该电路的微分方程如下:

$$E = i_0 R_0 + L_A \frac{di_0}{dt} + u_0 \quad (12.30)$$

u_0 是 N_0 上的感应电压。当变压器工作在从 $-B_1$ 到 $+B_1$ 的区间内时,应该在 $T_0 = t_k(q-1)$ 的期间去磁,这时认为 $di_0/dt \approx \Delta i_0/T_0$ 。考虑到(12.1)可将(12.30)变成如下的形式:

$$E = \frac{5lh_{22}R_0}{\pi N_0} + L_A \frac{5lh_{22}}{\pi N_0 T_0} + \frac{10^{-8}SN_0\Delta B}{T_0} \quad (12.31)$$

从而可以求得去磁绕组的最佳匝数 N_0 及线路参数 E, R_0 如下:

$$N_0 = \sqrt{\frac{2 \times 10^8 lh_{22} L_A}{\pi S \Delta B}} \quad (12.32)$$

$$E = \sqrt{\frac{8S\Delta B lh_{22} L_A}{10^8 \pi T_0^2}} \quad (12.33)$$

$$R_0 = 3 \frac{L_A}{T_0} \quad (12.34)$$

L_A 用来防止由于 N_1 和 N_0 间磁耦合产生的高压损坏低压电源 E , 这是对 L_A 的主要要求。其次,该扼流圈的电感应保证下式成立:

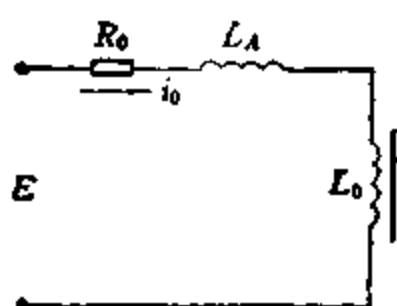


图 12.14 直流去磁电路的等值线路

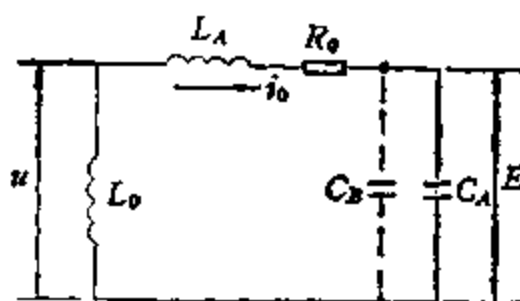


图 12.45 保护电路的等值线路

$$\frac{\pi L_A}{i_K} \gg R_0 + R_L$$

第三,该扼流圈应当具有足够的抗电强度。

低压直流电源都是由半导体元件组成,击穿电压不超过 1500 V。大容量电容器的击穿电压通常只有 300—500V。在这种情况下, N_2 上的感应电压不应当超过电源 E 输出电容 C_A 的击穿电压。如果直流电源是稳压器,则直流去磁电路的输出端必须加防护电容 C_B ,这时的等值线路如图 12.15 所示。

为了保护电源 E ,并使变压器的高压电路与低压去磁电路隔离,必须满足如下条件:电感 $L_A + L_0 = L$ 的感抗应当比电容 C_A (C_B) 的容抗大很多倍。为了尽可能减小直流去磁电路中的有功损耗, R_0 应比电感 L 的感抗小很多。假定感抗比容抗大 10 倍,这时

$$\frac{\pi L}{i_K} = \frac{10 i_K}{\pi C_A} \quad (12.35)$$

考虑到(12.32)和(12.35),可求得电感 L_A 如下:

$$L_A = \frac{10 \Delta B i_K^2}{(\Delta B + 6 \mu_{d2} h_{d2}) \pi^2 C_A} \quad (12.36)$$

五、阻尼电路

为了削弱或消除脉冲的反峰,应采用阻尼电路。该电路由二极管 VD 和限流电阻串联组成(图 12.16)。也可以用饱和扼流圈代替二极管。图中

$$R'_L = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 R_L$$

阻尼电路的存在会使去磁时间 T_D 增长。二极管 VD 的极性和工作脉冲相反。该电路的微分方程如下:

$$E = i_D R_0 + L_A \frac{di_D}{dt} + u_D \quad (12.37)$$

解方程(12.37)可以求得给定时间 T_D 时必须的电源电压

$$E = \left(\frac{R_0}{R_s} + \frac{R_0 T_0}{L_0} + \frac{L_A}{R_s T_0} + \frac{L_A}{L_0} + 1 \right) \frac{10^{-4} N_0 S \Delta B}{T_0}$$

对于无阻尼的去磁电路而言,电源电压为:

$$E = \frac{10^{-4} N_0 S \Delta B}{T_0} \left(\frac{R_0 T_0}{L_0} + \frac{L_A}{L_0} + 1 \right)$$

要想得到接近矩形的大功率脉冲是比较困难的,因为功率越大,电

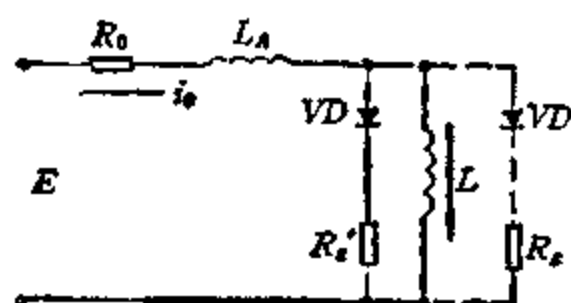


图 12.16 阻尼电路

路的寄生参数越显著,这些参数严重影响脉冲波形。然而,利用铁心的非线性特性可以减小脉冲后沿的宽度。假定脉冲平顶结束后铁心的工作点从下饱和区 $-B_s$ 到上饱和区 $+B_s$ (图 12.1)。在变压器初级电压

的进一步作用下,铁心中的磁感应强度增量 ΔB_s 发生激烈变化,从而减小了脉冲后沿宽度。也就是说,当脉冲变压器的初级绕组加上幅值 U_1 、后沿宽度为 t_j 的脉冲时,在次级绕组(负载)上得到后沿宽度为 t'_j 、电压幅值为 U_2 的脉冲,其中 $t'_j < t_j$ 。

如果初级绕组上脉冲后沿的电压按

$$u = U_1 \left(1 - \frac{t}{t_j} \right)$$

的规律变化,则由于变压器铁心的饱和,在次级绕组上得到的脉冲后沿宽度可按下列式计算:

$$t'_j = t_j - \sqrt{t_j^2 - \frac{2 \times 10^{-2} N_1 S \Delta B_s t_j}{U_1}}$$

饱和区的 ΔB_s 值可按图 12.4 确定。

12.4 编码脉冲变压器

普通脉冲变压器所变换的是等宽度等间隙的脉冲。加在编码脉冲变压器初级绕组上的是等宽度而脉冲之间的间隙不等的一组

电压脉冲。为了导出这种脉冲变压器的基本关系，首先组成这种脉冲变压器的等值线路，研究非周期磁势作用下铁心的磁化特点。当变压器的初级绕组上作用着周期重复的脉冲时，只要周期大大超过脉冲宽度，铁心都是沿整个磁滞回环而磁化，在脉冲之间的间隙期间，铁心的工作点始终要回到原始位置。在这种情况下，脉冲之间间隙的过渡过程是比较简单的。

当脉冲变压器的初级绕组上作用着间隙不等的编码脉冲时，如果去磁时间 T_D 大于脉冲之间的间隙 t_p ，则在脉冲之间的间隙期间铁心的工作点不能回到原始位置，从第一个脉冲到第二个脉冲的磁化沿局部磁滞回环而进行。在这种情况下，铁心的磁化与去磁曲线不仅和铁心材料有关，而且和铁心的磁势及脉冲变压器所在线路的参数有关。磁化与去磁曲线的形状和图 12.1 大不相同。

前一节已经分析了无阻尼和有阻尼时变压器的去磁电路。在上述电路中忽略了动态电容对一个接一个的脉冲作用下过渡过程的影响。如果脉冲宽度是脉冲之间间隙的 $1/5-1/10$ ，则这种忽略是正确的。当脉冲之间的间隙等于或可以和脉冲宽度相比拟时，必须考虑变压器动态电容对去磁速度及输出脉冲后沿宽度的影响。

一、对于无阻尼的去磁电路而言，脉冲断开瞬间变压器的等值线路

不考虑脉冲振荡器的充电电路，脉冲断开瞬间变压器的等值线路表示在图 12.17 上。输出电压 u_2 及流过电感线圈的电流可以用下面的公式表示：

当 $\omega^2 < \alpha^2$ 时

$$u_2(t) = u_1 e^{-\alpha t} (ch\beta t - A sh\beta t)$$

$$i(t) = I e^{-\alpha t} (ch\beta t + B sh\beta t)$$

当 $\omega^2 > \alpha^2$ 时

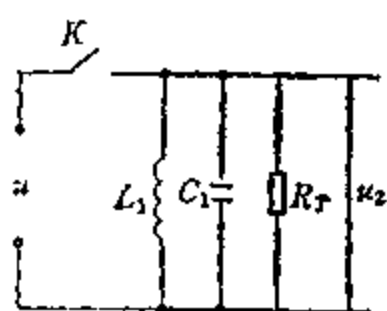


图 12.17 脉冲断开瞬间变压器的等值线路

$$u_2(t) = u_1 e^{-\alpha t} (\cos \beta t - A \sin \beta t)$$

$$i(t) = I e^{-\alpha t} (\cos \beta t + B \sin \beta t)$$

$$A = \frac{I}{u_1 C_1 \beta} + \frac{\alpha}{\beta}; \quad B = \frac{u_1}{I L_1 \beta} + \frac{\alpha}{\beta}$$

$$\alpha = \frac{1}{2R_T C_1}; \quad \beta = \sqrt{|\omega^2 - \alpha^2|}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_1}}; \quad I = \frac{u_1 \xi \kappa}{L_1}$$

式中, I ——脉冲结束瞬间电感线圈中电流;

L_1 ——磁化电感;

L_0 ——去磁电感;

C_1 ——变压器的动态电容;

R_T ——变压器中的损耗电阻。

$u = 0$ 时的电流 I_c (即图 12.17 上脉冲断开后电路中的电流)

按下式确定:

当 $\omega^2 > \alpha^2$ 时

$$|I_c| = I e^{-\alpha t_j} (\cos \beta t_j + B \sin \beta t_j) \quad (12.38)$$

当 $\omega^2 < \alpha^2$ 时

$$|I_c| = I e^{-\alpha t_j} (\operatorname{ch} \beta t_j + B \operatorname{sh} \beta t_j) \quad (12.39)$$

令式(12.38)等于零, 得到确定脉冲后沿宽度的公式:

当 $\omega^2 > \alpha^2$ 时

$$t_j = \frac{1}{\beta} \operatorname{arctg} \frac{1}{A} \quad (12.40)$$

当 $\omega^2 < \alpha^2$ 时

$$t_j = \frac{1}{2\beta} \ln \frac{A+1}{A-1}$$

对于无直流去磁电路的变压器而言, 假定磁化电流接近于零, 利用式(12.39)可以确定变压器的去磁时间:

$$T_0 \approx 6C_1 R_T$$

如果带有附加的直流去磁电路, 则去磁时间按下式确定:

$$T_Q = \frac{5lL_1 h_{d2} + 10^{-3} \pi S N_0^2 \Delta B}{\pi E N_0 - 5l h_{d2} R_T}$$

二、有阻尼电路时变压器的等值线路

假定负载电阻是非线性的，而且在去磁过程中阻值不会达到无穷大。当电路中并联等值损耗电阻 R_T 时，电阻 R_g (图 12.18) 通常满足如下条件：

$$\frac{R_T R_g}{R_T + R_g} < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_Q}{C_1}}$$

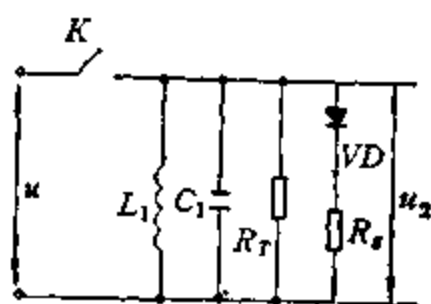


图 12.18 有阻尼电路时变压器的等值线路

存在反峰电压 u_2 的电阻 R_g 中才有电流，这时才考虑电阻 R_g 对过渡过程的影响。当 $u_2 = 0$ 时的电流按式(12.39)确定。

考虑到初始条件 $u_2(t_K) = 0$, $i(t_K) = I_C$, 有阻尼电路时输出电压的公式为

$$u_2(t) |_{t > t_K} = - \frac{I_C}{C_1 \beta_1} e^{-\alpha_1 t} \text{sh} \beta_1 t \quad (12.41)$$

$$\alpha_1 = \frac{R_g + R_T}{2C_1 R_g R_T}; \quad \beta_1 = \sqrt{\alpha_1^2 - \omega_1^2}; \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_Q C_1}}$$

电感线圈中的电流

$$i(t) |_{t > t_K} = I_C e^{-\alpha_1 t} \left(\frac{\alpha_1}{\beta_1} \text{sh} \beta_1 t + \text{ch} \beta_1 t \right) \quad (12.42)$$

在脉冲作用期间该电流按线性规律变化，在脉冲 t_K 结束瞬间该电流

$$I = \frac{u_1 t_K}{L_1}$$

从式(12.42)可见，当脉冲之间的间隙很小时，电感线圈中的电流发生变化。因此，在一组编码脉冲作用下，从第一个脉冲到第二个脉冲，第三个脉冲等的作用下，电感中的电流将逐渐增长 (图 12.19)，从而导致脉冲变压器铁心越来越强的磁化，直到饱和。从

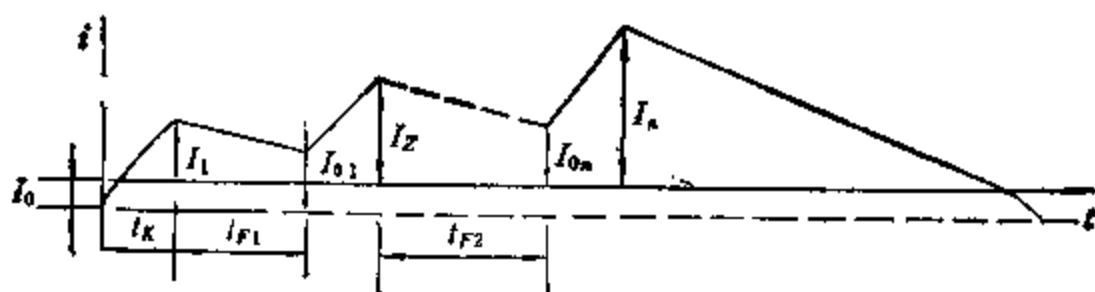


图 12.19 磁化和去磁电流的变化

图 12.19 可见，当变压器初级加上宽度为 t_K 的第一个电压脉冲时，电感线圈中电流从原始值增长到 I_1 。在第一个和第二个脉冲的间隙期间，由于去磁电流 I_0 的影响，这个电流降到 I_{01} 。在第二个电压脉冲加到初级绕组之后，这个电流增长到 I_2 ，在第二个和第三个脉冲之间的间隙期间，同样由于去磁电流的影响，该电流降到 I_{0n} ，如此等等直到一组脉冲经过之后。因此，在计算编码脉冲变压器时必须考虑反峰电压的宽度和幅度，考虑反峰电压引起的电流的影响。由于铁心磁化特性的非线性，由于从一个脉冲到另一个脉冲的损耗功率不等，会导致编码脉冲变压器的输出脉冲波形发生畸变。考虑到(12.41)和(12.42)，当负载电阻 $R_F \gg R_g$ 时，从第一个脉冲结束到第二个脉冲开始的反峰的功率 P_B 等于：

$$|P_B| = \frac{I^2 e^{-2\alpha_1 t_F}}{C_1 \beta_1^2} (\alpha_1 \text{sh}^2 \beta_1 t_F + \beta_1 \text{sh} \beta_1 t_F \text{ch} \beta_1 t_F)$$

相对于第一个脉冲而言，第二个脉冲功率的变化为：

$$\Delta P = \frac{P_2 - P_B}{P_2} \cdot 100\%$$

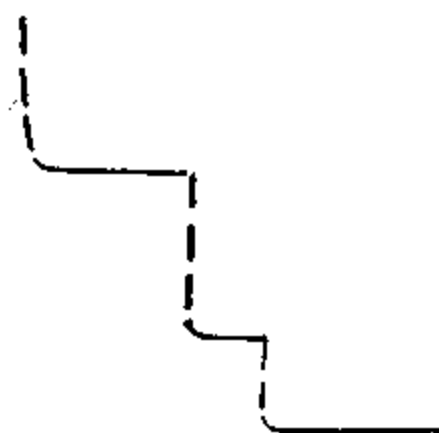


图 12.20 线性磁化曲线时
磁化电流的示波图

为了求得一组编码脉冲中功率的相对变化，认为磁化电感是线性的。在图 12.20 上绘出了磁化电流的变化情况，该图是试验求得的。试验是用线性扼流圈作为线性电感，在该扼流圈上加三个负极性脉冲。脉冲宽度 $1 \mu s$ ，第一个和第二个脉

冲之间的间隙时间是 $5\mu\text{s}$ ，第二个和第三个脉冲之间的间隙时间是 $3\mu\text{s}$ 。图 12.19 所示电流 i 的波形和图 12.20 相似，因此，可以认为前面给出的确定电感线圈中电流 i 的公式可以用来计算有阻尼电路的编码脉冲变压器。

三、磁化和去磁电流

前面分析了一组编码脉冲作用下变压器电路和磁路中的过渡过程。这种分析是在磁化电感 L_1 为线性的假定下进行的。实际上脉冲变压器的磁化电感是非线性的。下面分析变压器磁化电感的非线性对脉冲波形是否有影响？如何减小这种影响？是否可以通过选取磁化曲线上的原始工作点及良好的磁性材料来保证编码脉冲变压器的输出脉冲具有良好的波形？

假定一组编码脉冲中，从第一个脉冲到第二个脉冲所不同的是按线性规律变化的磁化电流，或者是在形成第一个脉冲和形成第二个脉冲的过程中磁化与去磁电流的波形不同。假定一组编码由 m 个宽度和幅度都相同的脉冲组成。由于脉冲之间的间隙较小，在脉冲之间的间隙期间铁心的工作点不能回到原始位置。把磁化曲线的工作段分成 m 段。下面假定一组脉冲作用下流过电感线圈中电流的波形(图 12.19)。考虑到式(12.41)和(12.42)，变换之后可得一组 m 个脉冲作用下磁化电流的幅值，即一组编码脉冲结束时初级绕组中电流的幅值：

$$I_m = I_{c_0} + \sum_{j=1}^{m+1} I_{c_j} [e^{-\alpha t_{Fj}} (\text{ch} \beta_1 t_{Fj} + B \text{sh} \beta_1 t_{Fj})],$$

$$j = 1, 2, 3, \dots, (n-1), \quad (12.43)$$

利用全电流定律，并考虑到式(12.43)，可得一组脉冲结束瞬间铁心中的磁场强度：

$$H_m = \frac{4\pi I_m N_1}{10L} \quad (12.44)$$

工作点从 $+B_s$ 移动到 $-B_s$ 所必须的磁场强度按下式确定：

$$H_2 = h_{d2} + \sqrt{\frac{\mu_{d2}}{3\beta_{d2}}} \quad (12.45)$$

利用式(12.42)~(12.45),并认为磁化曲线是线性的,则得必须的去磁电流的公式如下:

$$I_0 = \frac{10 \left(h_{d2} + \sqrt{\frac{\mu_{d2}}{3\beta_{d2}}} \right) l}{4\pi N_0}$$

四、磁化曲线

编码脉冲变压器铁心的动态磁化曲线不仅和外电路(阻尼电路,振荡器内阻,负载等)有关,而且和一组脉冲中每个脉冲的宽度有关。如果脉冲之间的间隙时间足以使铁心的工作点回到原始位置,则磁化曲线为椭圆形(图 12.21(a))。铁心的磁化和去磁沿局部磁滞回环而进行。从图 12.21(a)可见,椭圆的右分支相应于形成工作脉冲的高速磁化过程,左分支相应于低速去磁。图 12.21(b)上表示了编码脉冲变压器铁心的磁滞回环。一组编码有三个脉冲。脉冲宽度为 $0.5 \mu s$ 。第一个和第二个脉冲间的间隙时间为 $2 \mu s$,第二个和第三个脉冲间的间隙时间为 $5 \mu s$ 。从图 12.21(b)可见,在第一个和第二个脉冲之间的间隙期间,铁心的工作点没有回到原始位置,曲线向左偏。在第二个和第三个脉冲之间的间隙期间铁心工作点回到了原始位置。磁化与去磁同样沿局部磁滞回环而进行。如果在两个相邻脉冲的间隙期间铁心的工作点不能回到原始位置,这时应按照脉冲宽度 $2t_k$ 进行变压器计算。

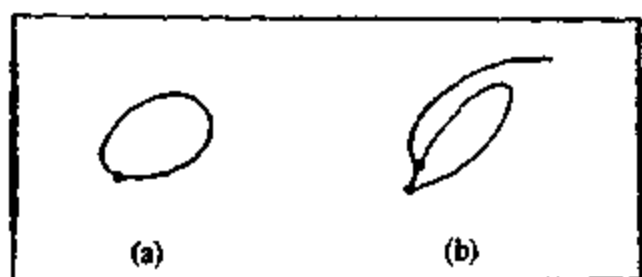


图 12.21 磁化曲线的示放图 (a) $\tau_k \ll \tau_Q$; (b) τ_k 和 τ_Q 可以比拟

下面分析一组编码脉冲中任何两个相邻脉冲间的间隙时间都比较小,以致使铁心的工作点在任何两个相邻脉冲的间隙期间都不能回到原始位置的情况。图 12.22

上表示了一组编码脉冲作用下变压器磁化电流的示波图。变压器初级绕组上所加的脉冲同图 12.21,但接有阻尼电路。试验得到的磁化与去磁电流的波形和前面求得的类似。

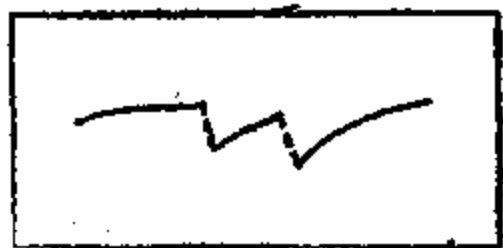


图 12.22 考虑磁化曲线非线性时磁化电流的示性图

在一组脉冲中的第一个脉冲作用

下,铁心沿 μ_{d1} 较小的动态磁化特性的下段磁化,由于该段的磁导率较小,第一个脉冲所对应的磁化电流较大。第一个脉冲使铁心的工作点移动到磁化特性的磁导率 μ_{d1} 较高的线性段。由于相邻脉冲之间的间隙较小,在第一个和第二个脉冲的间隙期间铁心没有去磁。第二个脉冲将铁心的工作点移动到磁化特性的 μ_{d1} 较低的上饱和区。在第二个和第三个脉冲的间隙期间有一定的去磁电流,这是由于该段磁化特性的磁导率 μ_{d1} 值较低。第三个脉冲作用下的磁化电流有所增长。因此,在一组一个接一个的连续脉冲作用下,变压器铁心的工作点沿局部磁滞回环从下饱和区移动到上饱和区。对于有阻尼电路的编码脉冲变压器来说,应根据一组编码脉冲总的宽度来确定铁心的磁化状态,还要考虑动态电容 C_1 放电电流的影响,该电流等于

$$\Delta I_c = I_c - I$$

电流 ΔI_c 引起的附加磁感应强度增量为

$$\Delta B_c = \frac{4\pi \Delta I_c \mu_{d1} N_1}{10l} \quad (12.46)$$

下面分析一组编码脉冲作用下变压器磁化电感的变化,以及这种变化对所变换脉冲的波形的影响。假定一组编码由 m 个脉冲组成,需要确定的是 i 脉冲作用下变压器初级绕组的电感。铁心动态磁化特性的磁导率和磁场强度的关系见式(12.3)及图 12.23。把 H 轴分成 m 个相等的段,每段为 $H_{01} - H_{02}$ 。利用式(12.3)确定

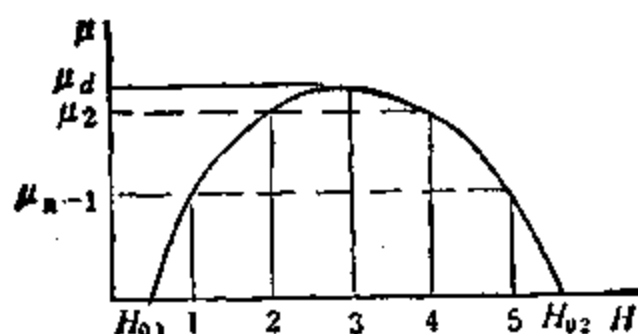


图 12.23 磁导率 μ 和磁场强度 H 的关系

$$H_{01} = h_d - \sqrt{\frac{\mu_d}{3\beta_d}}; \quad H_{02} = h_d + \sqrt{\frac{\mu_d}{3\beta_d}}$$

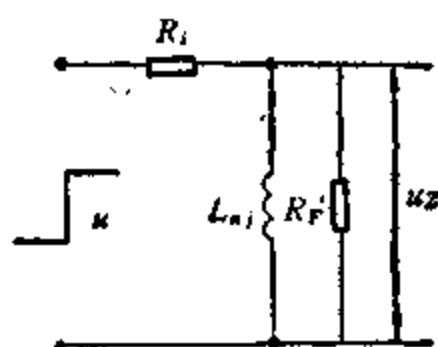


图 12.24 分析低频下过渡过程的振荡器的等值线路

该段磁化特性的平均磁导率:

$$\mu_{d1} = \mu_d - \frac{\mu_d}{2m^2} [(2j - 2 - m)^2 + (2j - m)^2]$$

考虑到系数 γ , 式(12.47)变为

$$\mu_{d1} = \mu_d - \frac{\mu_d \gamma}{2m^2} [(2j - 2 - m)^2 + (2j - m)^2] \quad (12.47)$$

考虑磁化特性非线性时变压器初级电流的最大值为

$$I_m = U_1 s_F \sum_{j=1}^{n-1} \frac{e^{-\alpha_1 t F_j} N_j}{L_{1j}} \prod \left[e^{-\alpha_1 t F_i} \left(\text{ch} \beta_{1i} s_F i + \frac{\alpha_1}{\beta_{1i}} \text{sh} \beta_{1i} s_F i \right) \right] \quad (12.48)$$

$$\omega^2 > \alpha^2 \text{ 时, } N_j = (\cos \beta_j s_j + B_j \sin \beta_j s_j);$$

$$\omega^2 < \alpha^2 \text{ 时, } N_j = (\text{ch} \beta_j t_j + B_j \text{sh} \beta_j t_j).$$

用同样的公式计算电流 I_c 。用下标 n_1 代替 j ，可以计算最后一个脉冲作用下的电流 $I_{c_{n_1}}$ 。

下面分析从一个脉冲过渡到另一个脉冲时磁化电流的变化，以及这种变化对脉冲波形的影响。折算负载电阻

$$R'_p = R_p R_T \gamma (R_p + R_T n)$$

利用图 12.24 可以求得脉冲结束时振荡器的输出电压 u_2 为

$$u_2 = \frac{u R'_p}{R_i + R'_p} e^{-A}$$

$$A = \frac{R_i R'_p t_K}{(R_i + R'_p) L_{11}}$$

为了保证一组编码脉冲中每个脉冲的波形畸变都在允许的范围内，设计编码脉冲变压器时，建议采用动态磁化特性接近线性 (γ 为 0.5—0.8)，而且有尽可能高的磁感应强度增量 ΔB 为 2.5—2.8 T 或超出此范围的磁性材料制做铁心。

在脉冲之间的间隙期间铁心工作于磁滞回环的去磁分支，这时的平均磁导率近似等于磁化分支平均磁导率的 1/10，因为这时的磁化速度大于去磁速度，因此，

$$\mu_{0j} \approx 0.1 \mu_d \left[1 - \gamma \left(\frac{2j}{m} - 1 \right)^2 \right] \quad (12.49)$$

一组编码脉冲中脉冲之间间隙期间的磁感应强度的变化为

$$\Delta B_Q = \frac{10^6 I}{2 C_1 \beta_1 N_1 S (\alpha_1 - \beta_1)} (1 - e^{-(\alpha_1 - \beta_1) t_P})$$

利用式(12.1)和(12.46)可得磁感应强度的增量为

$$\Delta B = \frac{4\pi N_1}{10l} \sum_{j=1}^m I_{jm} \mu_{dj} \quad (12.50)$$

为了防止铁心的工作点进入磁化特性的饱和区，必须满足如下条件：

$$2\mu_d \sqrt{\frac{\gamma \mu_d}{3\beta_d}} \left(1 - \frac{\gamma}{3} \right) \geq \Delta B_{01}$$

五、利用变压器铁心的非线性特性来校正一组编码脉冲中各个脉冲幅值的下降

脉冲振荡器的线路表示在图 12.25 上。阻尼二极管 VD 和电阻 R_2 串联,这个串联支路和变压器的初级绕组并联,电源经充电电阻 R_1 及这个并联电路对储能电容器 C 充电。当触发脉冲加到电子管栅极时,电容 C 经电子管和变压器初级绕组而放电,在负载电阻 R_f 上便得到脉冲。这种振荡器被称为具有局部放电电容器的振荡器。当该振荡器工作于编码脉冲状态时,如果脉冲之间的间隙时间可以和工作脉冲的宽度相比拟,则在脉冲之间的间隙期间储能电容器放电不充分,不能恢复到原始充电状态,从而导致振荡器输出的一组编码脉冲中后一个脉冲的幅值低于前一个脉冲。变压器初级绕组上加的正是这种脉冲。当变压器铁心工作于线性状态时,输出的一组编码脉冲中也是后一个脉冲的幅值小于前一个脉冲。然而,在图 12.25 所示的脉冲振荡器线路中,如果变压器的铁心是用具有矩形磁滞回环的磁性材料制成,利用铁心的非线性特性可以保证在变压器次级绕组上得到和脉冲之间的间隙无关的幅值相等的脉冲。

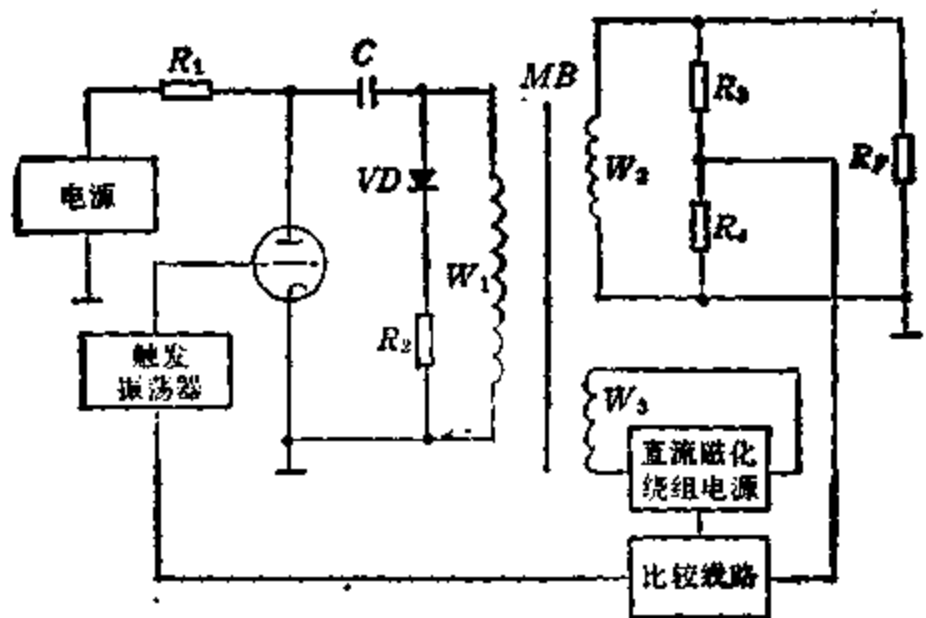


图 12.25 具有局部放电电容器的脉冲振荡器

为此,变压器的铁心上绕有专门的直流去磁绕组,该绕组接可调的直流电源。直流去磁电流的大小由幅值比较线路来给定。比较线路的一端接 R_3 和 R_4 组成的分压器,比较线路的另一端接触发振荡器。比较线路的输出接可控直流去磁电源。它们构成一个和输出脉冲幅值变化多少成反比的可变限幅器。当一组编码脉冲中从第一个脉冲过渡到第二个脉冲时,脉冲幅值的下降增长,而限幅器的限幅电平减小,保证变压器输出脉冲的幅值相等。

假定脉冲变压器初级绕组上加的是由三个脉冲组成的平顶降落为 Δu 的编码脉冲。还假定在一组编码脉冲加到变压器初级绕组之前铁心的去磁磁场强度为 H_0 (见图

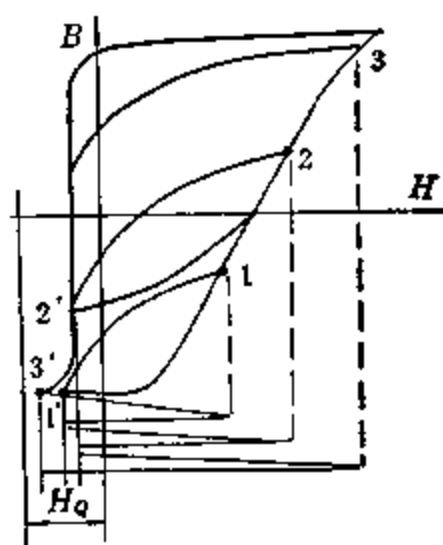


图 12.26 说明限幅过程的磁滞回环

12.26)。当第一个脉冲加到变压器初级绕组时,铁心工作点沿磁化曲线移动到点 1。第一个脉冲结束后,在第一个和第二个脉冲之间的间隙期间,由于磁场 H_0 的作用,铁心的工作点回到点 1'。当铁心的工作点沿磁化曲线的水平段移动时,由于磁感应强度的变化量接近于零,尽管变压器初级绕组上加有脉冲,在变压器次级绕组上没有感生电压。

当第二个脉冲加到变压器初级绕组时,铁心的工作点从 1' 移动到点 2。第二个脉冲磁化时铁心工作点经过的磁化曲线水平段的长度小于第一个脉冲磁化时铁心工作点经过的磁化曲线水平段的长度。因此,在脉冲变压器初级绕组上所加脉冲的幅值相等的情况下,第二个脉冲作用下次级绕组感生的脉冲的幅值高于第一个脉冲作用下次级绕组感生的脉冲的幅值。

在第二个和第三个脉冲之间的间隙期间铁心的工作点移动到点 2'。当第三个脉冲加到变压器的初级绕组时,铁心的工作点从 2' 移动到点 3。这时铁心工作点经过的磁化曲线实际上没有水平

段,第三个脉冲的全部能量都传输到次级了。因此,第三个脉冲作用下次级绕组感生的脉冲的幅值高于第二个脉冲作用下次级绕组感生的脉冲的幅值。

当脉冲变压器初级绕组上加的一组编码脉冲是后一个的幅值小于前一个时,由于铁心的非线性,会使变压器次级绕组上的感生脉冲幅值增长,这种增长补偿了初级所加脉冲幅值的下降,从而在输出绕组上得到幅值相等的脉冲。

如果一组编码脉冲中第一个脉冲的幅值小于第二个脉冲,第二个脉冲的幅值小于第三个脉冲,但一组编码脉冲中脉冲之间间隙时间相同,从一组编码脉冲到另一组编码脉冲的间隙时间不变,则通过选取 H_0 值也可以使负载上脉冲幅值相等。

12.5 转换脉冲变压器

在大功率高压多通道设备中,为了把脉冲从一个振荡器转换到不同负载的几个通道,必须有可靠的转换开关。转换脉冲变压器就是这种开关中的一种。转换脉冲变压器的铁心由磁滞回环接近矩形的磁性材料做成。几个转换脉冲变压器的初级绕组串联后接脉冲振荡器输出端(图 12.27)。每个转换脉冲变压器的次级绕组接各自的负载。为了控制铁心的磁状态,变压器上还有转换绕组 N_0 ,借助于转换装置来控制某个转换脉冲变压器转换绕组 N_0 中电流的大小与方向,从而使脉冲加到某个负载或从某个负载断开。转换脉冲变压器的铁心有时工作在线性状态,有时工作在饱和状态。当转换绕组的磁场与脉冲磁化的磁场方向相同时,变压器的铁心深度饱和,初级绕组的阻抗极小,次级绕组感生的脉冲幅值也极小,相当于负载开路。当转换绕组的磁场和脉冲磁化的磁场方向相反时,变压器的铁心工作在线性状态,变压器初级阻抗很大,振荡器的输出脉冲加到该变压器的初级,变压器的次级就感生脉冲,这时相当于接通负载。转换脉冲变压器除具有开关作用外,也象普通脉冲变压器一样,能升高或降低脉冲电压。

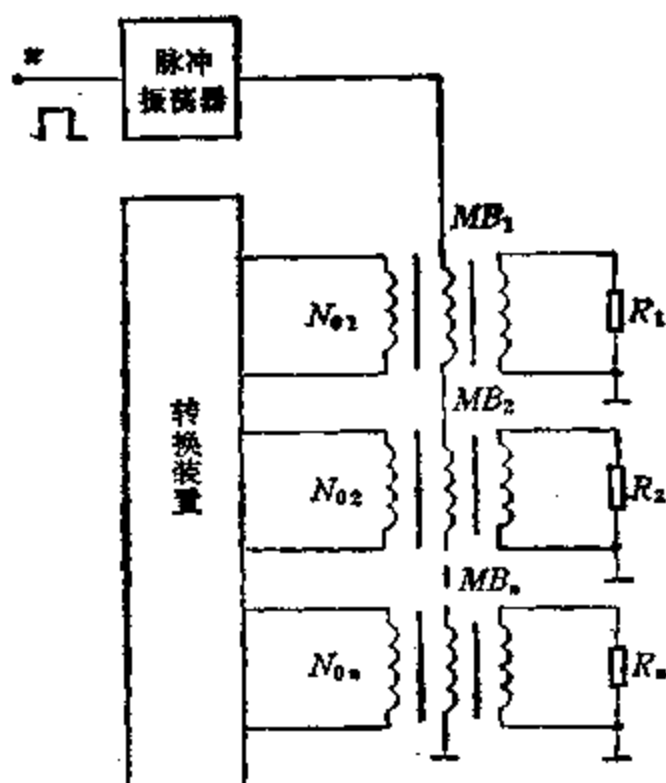


图 12.27 转换脉冲变压器的联接线路

和其他转换开关相比，用转换脉冲变压器组成的转换开关寿命长，转换功率大，转换电压高，可以在冲击振动条件下工作，可以在很宽的温度范围内使用，尺寸小，重量轻，不需要专门的升压（或降压）脉冲变压器。

对转换脉冲变压器提出的主要要求是在线性状态输出脉冲的波形畸变要小，在饱和状态输出电压应忽略不计。这两条要求是互相矛盾的。在给定结构的情况下，负载上脉冲波形的畸变和串联的通道数有关。本节将给出保证上述要求的最佳关系。

一、具有转换脉冲变压器的电路的分析

下面分析几个串联转换脉冲变压器电路中的电气过程，从而导出确定转换脉冲变压器在不饱和与饱和状态下输出电压的公式。

显然，用转换脉冲变压器组成的转换开关不可能将负载完全断开，因为当铁心工作在磁化曲线的饱和范围内时仍存在磁感应强度增量，变压器次级绕组上仍有一个微小电压。然而，如果转换

脉冲变压器在饱和状态下的输出电压不超过某个临界值就认为负载是断开的。

图 12.28 是转换脉冲变压器的等值线路，图中 L_s 是漏感，

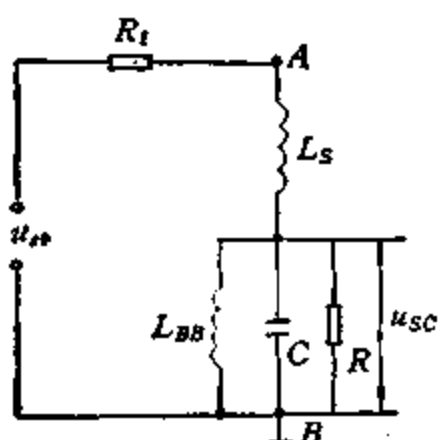


图 12.28 转换脉冲变压器的等值线路

$L_1 = L_{BB}$ 是变压器铁心工作于不饱和状态时的磁化电感， C 是折算到初级的变压器的动态电容与负载电容之和， R 是折算到初级的负载电阻， R_i 是信号源内阻， u_{sc} 是脉冲振荡器的储能器上的电压， u_{sc} 是负载电压。假定 R_i 和 R 都是线性的。

当几个转换脉冲变压器串联时，图 12.28 的 AB 点间应当串联 m 个类

似的等值线路。可以证明，无论是 m 个不饱和的转换脉冲变压器，或者是 k 个饱和的转换脉冲变压器，它们的等值线路都和图 12.28 类似。对于 m 个不饱和的转换脉冲变压器而言，磁化电感、动态电容、漏感及负载电阻分别等于 $L_{BB}m$ ， C/m ， $L_s m$ ， R_m ，而对于 k 个理想的饱和转换脉冲变压器而言，上述各个量分别等于 $L_B k$ ， C/k ， $L_s k$ ， $R k$ ， n 个不饱和变压器和 k 个饱和变压器的通用等值线路见图 12.29。图中 u 是输入电压， u_{BB} 是不饱和转换脉冲变压器

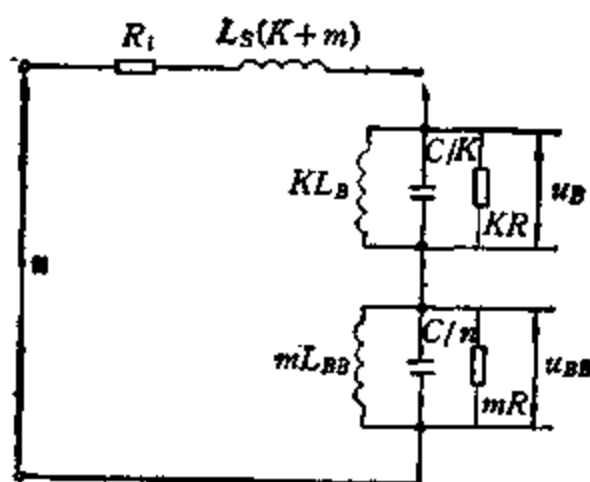


图 12.29 m 个不饱和转换脉冲变压器和 k 个饱和转换脉冲变压器的等值线路

的输出电压, u_B 是饱和转换脉冲变压器的输出电压。

在具有转换脉冲变压器的转换电路中, 负载上脉冲的主要畸变是前沿和后沿, 确定这种畸变的等值线路类似于图 12.29。由于磁化电感 L_{BB} 对信号频谱的高频分量影响不大, 可以忽略不计。

脉冲平顶期间的等值线路表示在图 12.30 上, 图中

$$R' = m \frac{RR_T}{R + R_T}$$

式中 m 是不饱和变压器的个数。

利用图 12.29 来分析脉冲前后沿期间电路的过渡过程。由于转换脉冲变压器的铁心用矩形磁滞回环的磁性材料制成, 可以认为 L_{BB} 是线性的。当磁场强度 H 约为 150—250 A/m 时转换部分应保证关系 $B = f(H)$ 是线性的。相应于该段磁化曲线的电感和电流的关系 $L_B = \phi(i)$ 同样是线性的。

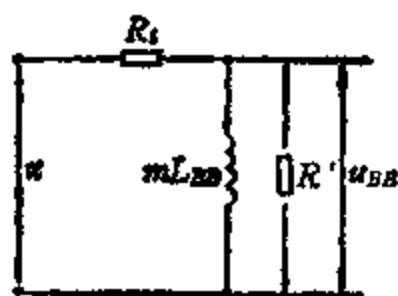


图 12.30 脉冲平顶期间的等值线路

图 12.31 是算子线路, 图中

$$\begin{aligned} X_s &= R_i + PL_s(m+k) \\ X_B &= \frac{PL_B Rk}{P^2 L_B CR + PL_B + R} \\ X_{BB} &= \frac{PL_{BB} Rm}{P^2 L_{BB} CR + PL_{BB} + R} \end{aligned} \quad (12.51)$$

算子电压 $u(P)$ 作用下电路中的电流为

$$i(P) = \frac{u(P)}{\Sigma X(P)} \quad (12.52)$$

利用式(12.51)和(12.52)可以确定阻抗 X_{BB} 上的电压降, 即工作电压:

$$u(P)_{BB} = u(P) PL_{BB} Rm \frac{G(P)_{BB}}{Q(P)}$$

用类似的方法可以确定 X_B 上的电压降, 这个电压降被称为 剩余电压

$$u(P)_B = u(P)PL_B R k \frac{G(P)_B}{Q(P)}$$

式中,

$$G(P)_B = P^2 L_B C R + P L_B + R$$

$$G(P)_{BB} = P^2 L_{BB} C R + P L_{BB} + R$$

$$Q(P) = P^5 A + P^4 B + P^3 C + P^2 D + P \epsilon + F$$

$$A = L_{BB} L_B L_S C^2 R^2 (m + k)$$

$$B = 2 L_{BB} L_B L_S C R (m + k) + L_{BB} L_B C^2 R^2 R_i$$

$$C = L_{BB} L_B (L_S + C R^2) (m + k) + (L_{BB} + L_B) \times L_S C R^2 (m + k) + 2 L_{BB} L_B C R R_i$$

$$D = (L_{BB} + L_B) L_S R (m + k) + L_{BB} L_B R_i$$

$$+ (L_{BB} + L_B) C R^2 R_i + L_{BB} L_B R (m + k)$$

$$\epsilon = (L_{BB} + L_B) R R_i + L_S R^2 (m + k) + L_B R^2 k + L_{BB} R^2 m$$

$$F = R^2 R_i$$

转换脉冲变压器的电路中所加电压通常都有一定的前沿宽度 t_s 及一定的幅值 u , 这种电压可以用两个线性增长的函数 (图 12.32) 的和来表示。作用在转换脉冲变压器输入端的电压为

$$u(t) = \frac{u}{t_s} t \Big|_{t \geq 0} - \left(\frac{u}{t_s} t - u \right) \Big|_{t \geq t_s}$$

利用前面给出的算子方程可以导出不饱和变压器及饱和变压器输出电压的公式

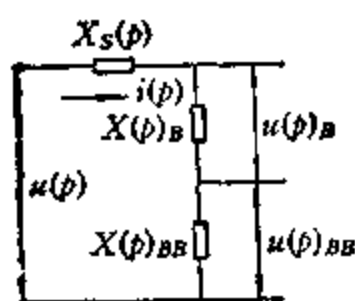


图 12.31 m 个不饱和转换脉冲变压器和 k 个饱和转换脉冲变压器的算子线路

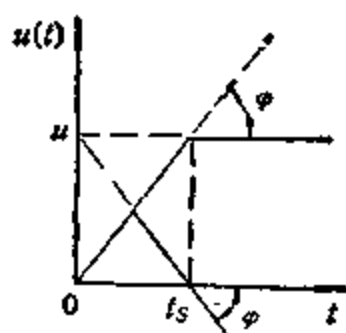


图 12.32 前沿为 t_s 的电压脉冲

$$\begin{aligned}
 u(t)_{BB} = uL_{BB}Rm \left\{ \frac{1}{t_s} \left(\frac{1}{RR_i} + \sum_{j=1}^5 \frac{G(P_j)}{P_j Q'(P_j)} e^{P_j t} \right) \right\} \Big|_{t>0} \\
 - \frac{1}{t_s RR_i} + \sum_{j=1}^5 \frac{G(P_j)_{BB}}{Q'(P_j)} \left(1 - \frac{1}{t_s P_j} \right) e^{P_j t} \Big|_{t>t_s} \} \quad (12.53)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 u(t)_B = uL_B Rk \left\{ \frac{1}{t_s} \left(\frac{1}{RR_i} + \sum_{j=1}^5 \frac{G(P_j)_B}{P_j Q'(P_j)} e^{P_j t} \right) \right\} \Big|_{t>0} - \frac{1}{t_s RR_i} \\
 + \sum_{j=1}^5 \frac{G(P_j)_B}{Q'(P_j)} \left(1 - \frac{1}{t_s P_j} \right) e^{P_j t} \Big|_{t>t_s} \} \quad (12.54)
 \end{aligned}$$

为了检查所选等值线路及导出的计算公式是否正确，进行了理论计算和实际试验，其结果表示在图 12.33 上。从该图可见，对于饱和变压器而言，计算和试验的电压波形完全吻合，对于不饱和变压器而言，理论计算与试验得到的电压波形间相差约 5%。

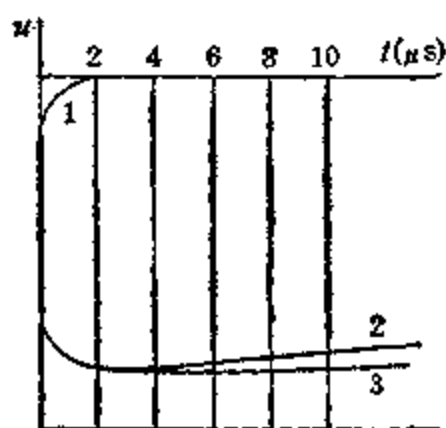


图 12.33 试验和计算的电压波形
1. 计算和试验的 u_B ; 2 计算的 u_{BB} ;
3. 试验得到的 u_{BB}

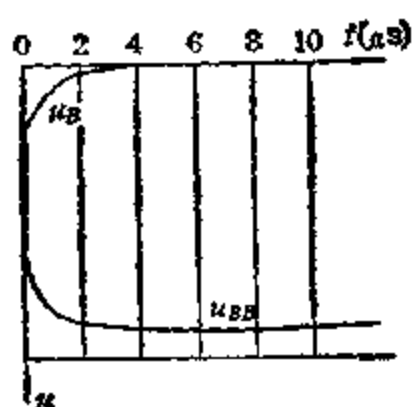


图 12.34 用实际变压器进行试验获得的电压脉冲波形

为了检查上述结论，用一个不饱和转换脉冲变压器和两个饱和转换脉冲变压器串联进行了试验。试验得到的电压 u_B 及 u_{BB} 的波形表示在图 12.34 上。试验用转换脉冲变压器的参数如下：铁心材料为 1J34，环形外径 $D = 40\text{mm}$ ，内径 $d = 25\text{mm}$ ，带宽 $b = 8\text{mm}$ ， $N_1 = 3$ 匝， $N_2 = 10$ 匝。

二、具有转换脉冲变压器的电路的综合

对具有转换脉冲变压器的电路进行综合的目的在于确定不同负载下形成给定波形脉冲的可能性，及电路参数和输出脉冲波形的关系。已知电路的负载为 mR 和 kR ，变压器的电感 mL_{BB} ， kL_B ，动态电容 C/m ， C/k ，漏感 L_s 。要求形成给定波形的电压脉冲 $u(t)_{BB}$ 。电路综合的任务是根据给定的输出脉冲波形来确定转换脉冲变压器等值电路的参数，及脉冲设备中各个元件的参数。

首先用两个串联的二端网络 Z_{BB} 及 Z'_0 代替图 12.29 的等值线路(图 12.35)。为了得到矩形电压脉冲，电路中必须接入附加的校正 2 端网络 Z_A ，这个 2 端网络可以是不均匀形成线，这时的电路如图 12.36 所示。为了简单起见，只针对脉冲平顶及前沿期间对电路进行综合。

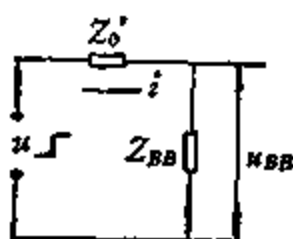


图 12.35 为了对转换脉冲变压器电路进行综合所使用的等值线路

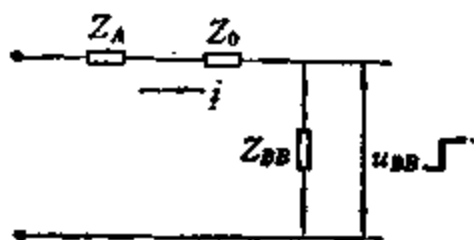


图 12.36 为了综合具有转换脉冲变压器和 2 端网络的电路所使用的等值线路

在脉冲平顶期间电路中的 C/k ， C/m ， $L_s(m+k)$ ， $L_B k$ 可以忽略不计。不饱和变压器的电感对脉冲平顶影响极大，这时可以利用图 12.30 所示的等值线路。根据图 12.30 可以导出

$$u(t)_{BB} = u \frac{mR'_F}{R_i + R'_F} e^{-At} \quad (12.55)$$

$$A = \frac{R_i R'}{L_{BB}(R_i + R')}$$

t_k 期间脉冲的平顶降落用 Δ 表示。通常 Δ 是已知量， R_i ， R' 及 t_k 可以从振荡器的计算中得知。因此，根据方程 (12.86) 可以确定保证给定脉冲平顶降落所必须的电感

$$L_{BB} \geq \frac{R_i R' r_c}{R_i + R'} \frac{1}{\ln \frac{1}{1 - \Delta}}$$

该式也适合于偏压二级管式负载, 这时 $R' = r_c$, r_c 是工作点附近负载的微分电阻。

为了确定脉冲前沿宽度和线路参数的关系, 应该利用图 12.29 所示的等值线路。负载可以是线性电阻或偏压二级管式的非线性电阻。通过对振荡器的计算可以求得参数 u , R_i , kR , nR , du_{BB}/dt 及 u_B/u_{BB} 。 n 和 k 由脉冲装置的负载确定。

电感 L_{BB} 按式(12.14)确定。根据给定的电压增长速度 du_{BB}/dt 及比值 u_B/u_{BB} 可以确定 L_S 和 C 。从式(12.53)和(12.54)可见, u_{BB} 和 u_B 的表达式是极复杂的, 通常难以求得其解。下面针对工程实践中经常遇到的情况寻求脉冲前沿宽度和线路参数的关系。

如果 k 很大, 接近于转换脉冲变压器的总数 $k + m$, 则 $C/k \approx 0$ 。认为负载是线性电

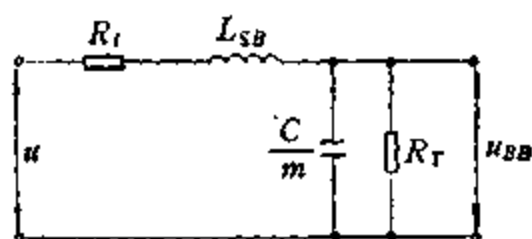


图 12.37 脉冲前沿期间的等值线路

阻 R 。假定饱和变压器的输出电压极低, 实际上可以忽略 kR 的存在, 也就是说, 认为饱和通道中的负载电阻 $R \approx 0$ 。脉冲前沿期间的等值线路如图 12.37 所示, 对这个电路而言

$$L_{BB} = L_S(m + k) + L_B k = L_S m + k(L_S + L_B)$$

图 12.37 所示电路的过渡过程可以用如下的算子方程来描述:

$$u = R_i i(P)_{BB} + P L_{SB} i(P)_{BB} + u(P)_{BB}$$

$$i(P) = \frac{u(P)_{BB}}{Rm} + P \frac{C}{n} u(P)_{BB} \quad (12.56)$$

假定 $t = 0$ 时, $u_{BB} = 0$, $i(0) = 0$, 则脉冲前沿期间过渡过程只和参数 δ 有关, 这个参数可以用下式表示:

$$\delta = \frac{1}{2\sqrt{1 + \frac{R_i}{R_m}}} \left[\frac{\sqrt{L_{SB}m/C}}{R_m} + \frac{R_i}{\sqrt{L_{SB}m/C}} \right] \quad (12.57)$$

相对电压

$$v = \frac{U_{BB}}{U_0}$$

无量纲时间

$$\tau = \frac{t}{\sqrt{\frac{L_{SB}C}{(m + R_i/R)}}}$$

相对电压 v 和参数 δ 及无量纲时间 τ 的关系表示在图 12.38 上。

饱和变压器的输出电压按下式确定

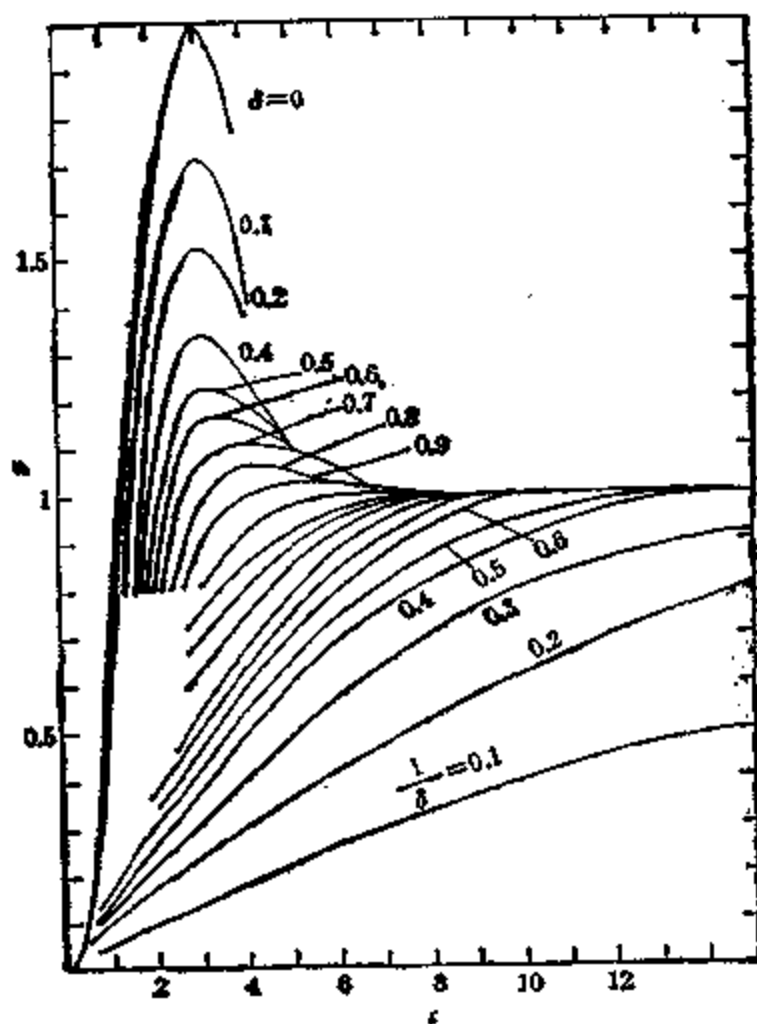


图 12.38 相对电压和参数 δ 及 τ 的关系

$$u_B = i(P)PL_Bk \quad (12.58)$$

将(12.56)代入(12.58)便得

$$u(P)_B = u \frac{PL_B C + \frac{L_B}{R}}{P^2 L_{SB} \frac{C}{k} + P \left(\frac{L_{SB}}{Rk} + \frac{R_i C}{k} \right) + \left(1 + \frac{R_i}{Rk} \right)}$$

经变换可得

$$u(t)_B = \frac{uL_B k e^{\delta_B t}}{L_{SB} \nu_B} \left[\nu_B \cos \nu_B t + \left(\frac{1}{RC} - \delta_B \right) \sin \nu_B t \right] \quad (12.59)$$

$$\delta_B = \frac{R_i RC + L_{SB}}{2L_{SB} RC}; \quad \nu_B = \sqrt{\frac{R_i + Rk}{L_{SB} RC} - \delta_B^2}$$

式(12.59)的最大值为

$$u(0)_{Bm} = u \frac{L_B k}{L_{SB}}$$

在给定电压 $u(t)_{BB}$ 的平顶部分,上冲最小,其幅值可以忽略不计的条件下,电压 $u(t)_{BB}$ 的最大值等于

$$u_{BBm} = u_0 = \frac{uRm}{R_i + Rm}$$

相应电压幅值之比为

$$\frac{u_{BBm}}{u_{Bm}} = \frac{L_{SB} Rm}{L_B k (R + Rm)} \quad (12.60)$$

按照给定的脉冲前沿宽度 t_s 及幅值比 u_{BBm}/u_{Bm} , 借助于图 12.38 解方程(12.57)和(12.60)可以确定参数 L_S 和 C 。图 12.38 也适用于偏压二极管式非线性负载。

转换脉冲变压器的铁心从饱和状态向不饱和状态的转换,或从不饱和状态向饱和状态的转换是利用图 12.39 的转换装置来完成的。

前面已经指出,把脉冲传输到负载的转换脉冲变压器的铁心是不饱和的。为了提高铁心的磁感应强度增量,要利用转换电路把铁心的工作点移动到磁化曲线的 $-B_s$ 点(图 12.1)。这时转换绕组的磁场和转换脉冲变压器初级绕组的磁场方向相反。在脉冲

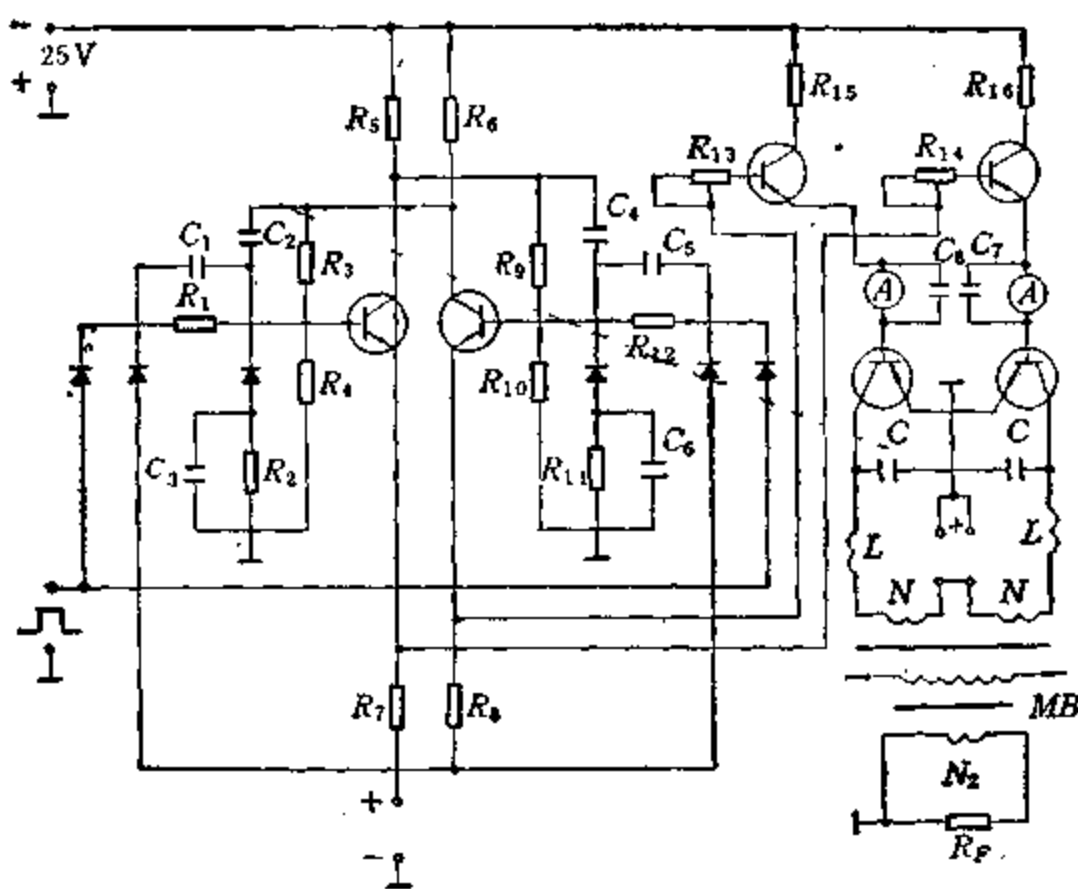


图 12.39 转换装置的线路

之间的间隙期间进行去磁。转换装置多半由半导体器件组成。为了使转换脉冲变压器的铁心充分去磁，转换装置要形成足够幅值的转换脉冲。

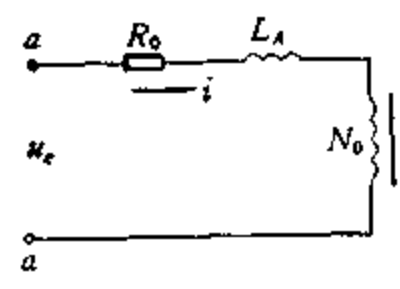


图 12.40 转换脉冲变压器去磁电路的等值线路

转换电路的等值线路表示在图 12.40 上。\$L_A\$ 和 \$R_T\$ 在 12.3 节已经指出。假定图 12.40 中 \$aa\$ 点间所加电压 \$u_0\$ 来自内阻无穷小，功率无穷大的脉冲信号源。计算变压器转换时间时忽略

\$C_A\$ 的影响。

希望在变压器的转换时间 \$t_F\$ 内，\$aa\$ 端所加电压 \$u_0\$ 产生足以使转换脉冲变压器的铁心从饱和状态转换到不饱和状态的去磁电流。考虑到式(12.2)，组成图 12.40 电路的微分方程：

$$u(t_F) = R_0 i_0 + L_A \frac{di_0}{dt} + \frac{N_0 S d [\mu_d (H - h_d) - \beta_d (H - h_d)^3]}{dt}$$

进行相应的变换之后可得转换时间的公式如下：

$$t_F = \left(\frac{6N_0^2 S \beta_d u_m^2}{R_0^2 l^2} + \frac{N_0^2 S \beta_d h_d^2}{l R_0} - \frac{6N_0^2 S u_m \beta_d h_d}{R_0^2 l^2} - \frac{N_0^2 S \mu_d}{l R_0} \right. \\ \left. - \frac{L_A}{R_0} \right) \ln \frac{N_0 u_m \sqrt{3\beta_d} - R_0 l (\sqrt{\mu_d} + h_d \sqrt{3\beta_d})}{N_0 u_m \sqrt{3\beta_d} + R_0 l (\sqrt{\mu_d} - h_d \sqrt{3\beta_d})} \\ + \frac{6N_0^2 S u_m \sqrt{\mu_d \beta_d}}{\sqrt{3} R_0^2 l^2} - \frac{6N_0^2 S h_d \sqrt{\mu_d \beta_d}}{\sqrt{3} R_0 l}$$

转换时间 t_F 在通常是给定的。查半导体器件手册可得转换装置输出级晶体管的 u_m 值。按式(12.34)确定 R_0 值,按式(12.32)确定转换绕组匝数,利用图 12.5—12.7 确定动态参数 μ_d, β_d, h_d , 通过脉冲变压器设计求得 S 和 l 。

保证必须转换时间的滤波电感按下式确定:

$$L_A = \left| \frac{3N_0^2 S \beta_d u_m^2}{100 R_0^2 l^2} + \frac{3N_0^2 S \beta_d h_d^2}{l} - \frac{6N_0^2 S u_m \beta_d h_d}{10 R_0^2 l^2} - \frac{N_0^2 S \mu_d}{l} \right. \\ \left. - \frac{10^9 t_F R_0}{\ln A} + \frac{6N_0^2 S u_m \sqrt{\mu_d \beta_d}}{\sqrt{3} \times 10 R_0^2 l^2 \ln A} - \frac{6N_0^2 S h_d \sqrt{\mu_d \beta_d}}{\sqrt{3} l \ln A} \right| \quad (12.61)$$

$$A = \frac{N_0 u_m \sqrt{3\beta_d} - R_0 l (\sqrt{\mu_d} + h_d \sqrt{3\beta_d})}{N_0 u_m \sqrt{3\beta_d} + R_0 l (\sqrt{\mu_d} - h_d \sqrt{3\beta_d})} \quad (12.62)$$

按下式确定限流电阻

$$R_0 = \frac{N_0 u_m}{10.4l \left(h_{d1} + \sqrt{\frac{\mu_{d1}}{3\beta_{d1}}} \right)} \quad (12.63)$$

在脉冲去磁时对滤波电容提出了相当严格的要求。转换时间 t_F 减小时,容抗 $X_C = t_F / (\pi C_A)$ 也下降。首先,滤波电容的容量应当足够大,以保证转换脉变压器的初级绕组上的短时感应电压不会击穿转换装置。其次,要求在转换脉脉变压器的转换期间滤波电容对脉冲去磁电路不应当有分流作用。这两条要求是互相矛盾的。为了求得最佳的 C_C 值,先组成图 12.41 所示的等值线路。

满足第一条要求的滤波电容为

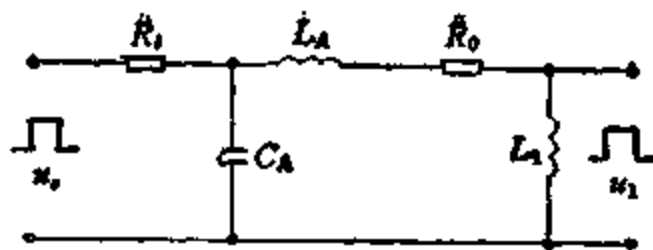


图 12.41 转换脉冲变压器滤波电路的等值线路

$$\frac{t_K}{\pi C_A} \ll \frac{\pi}{t_K} (L_A + L_1) + R_o \quad (12.64)$$

满足第二条要求的滤波电容为

$$\frac{t_F}{\pi C_A} \gg R_i \quad (12.65)$$

式中 R_i 是输出级晶体管的内阻。

根据(12.64)和(12.65)可以确定 C_A 所在的范围:

$$\frac{t_F}{2\pi R_i} \gg C_A \gg \frac{t_K^2}{\pi^2(L_A + L_1) + \pi R_o t_K} \quad (12.66)$$

通常 $t_F \gg t_K$, R_i 只有几欧姆。因此,式(12.66)变为:

$$C_A = \frac{100 t_K^2}{\pi^2(L_A + L_1) + \pi R_o t_K} \quad (12.67)$$

利用上式确定保证必须转换时间的滤波电容值。

12.6 专用脉冲变压器设计实例

为了进一步说明本章介绍的几种专用脉冲变压器的设计方法,给出三个计算例子,供读者参考。

例一 按照如下数据设计小空度脉冲变压器: $U_1 = 500\text{V}$; $U_2 = 15 \times 10^3\text{V}$; $t_K = 7 \times 10^{-7}\text{s}$; $t_S = 5 \times 10^{-7}\text{s}$; $\Delta t = 80^\circ\text{C}$; $q = 5$; $P_2 = 5 \times 10^4\text{W}$ 。

设计程序如下:

1. 确定变比

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{15 \times 10^3}{500} = 30$$

2. 由于 $n \gg 3$, 应采用图 12.8(a) 所示的绕组结构;
3. 由于脉冲变压器的次级电压低于 30kV, 故而采用干式结构。外壳及初次级绕组间均用灌注环氧树脂绝缘, 相对介电系数为 $\epsilon = 3$;
4. 按式(12.15)计算初次级绕组的线径

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{P_1 \sqrt{k_R k_{ZF}}}{\pi U_{1j} \sqrt{q}}} = 2 \sqrt{\frac{5 \times 10^4 \sqrt{2.8 \times 1}}{3.14 \times 500 \times 2.5 \times 10^2 \sqrt{5}}} \\ = 0.62 \text{cm}$$

$$d_2 = 2 \sqrt{\frac{P_2 \sqrt{k_R k_{ZF}}}{\pi U_{2j} \sqrt{q}}} = 2 \sqrt{\frac{5 \times 10^4 \sqrt{2.8 \times 1}}{3.14 \times 15 \times 10^3 \times 2.5 \times 10^2 \sqrt{5}}} \\ = 0.13 \text{cm}$$

式中 $k_{ZF} = 1$, 是根据图 12.9 求得的。为便于绕线, 初级绕组用五股 0.12cm 线并联。

5. 假定骨架由 4430-2 塑料压成, 确定次级绕组与铁心间的绝缘厚度 Δ_1 , 以及初次级绕组间的绝缘厚度 Δ_2 :

$$\Delta_1 = \frac{U_2}{G} = \frac{15 \times 10^3}{5 \times 10^4} = 0.3 \text{cm}$$

$$\Delta_2 = \frac{U_2 - U_1}{G} = \frac{15 \times 10^3 - 500}{5 \times 10^4} \approx 0.3 \text{cm}$$

式中 $G = 5 \times 10^4 \text{V/cm}$ ——4430-2 塑料的抗电强度。

6. 选取 1J34 作为铁心材料。铁心工作在整个磁滞回环。磁化与去磁速度分别为:

$$\frac{\Delta B}{t_K} = \frac{2.8}{7 \times 10^{-3}} = 4 \times 10^4 \text{T/s}$$

$$\frac{\Delta B}{t_F(q-1)} = \frac{2.8}{7 \times 10^{-3}(5-1)} = 10^4 \text{T/s}$$

按图 12.5—12.7 确定铁心的动态参数:

$$h_{d1} = 19 \text{A/m}, \quad h_{d2} = 17.5 \text{A/m},$$

$$\beta_{d1} = 3.97 \times 10^{-4} \text{T}/(\text{A/m})^3, \quad \beta_{d2} = 9.92 \times 10^{-4} \text{T}/(\text{A/m})^3,$$

$$\mu_{d1} = 25.12 \times 10^{-3} \text{H/m}; \quad \mu_{d2} = 628 \text{H/m}$$

对于大功率脉冲振荡器而言, R 为 $1-1.5\Omega$, 取 $R = 1\Omega$. 振荡器工作在无阻尼状态. 脉冲的计算电平 $\gamma = 0.9$, 填充系数 $k_0 = 1.5$;

7. 按式(12.21)求得铁心截面积 $S = 17 \text{cm}^2$;

8. 按式(12.23)求得初级绕组匝数 $N_1 = 7$ 匝;

9. 次级绕组匝数 $N_2 = nN_1 = 7 \times 30 = 210$ 匝;

10. 按式(12.25)和式(12.26)求得铁心柱宽 a 和铁镍合金带宽 b : $a = 3 \text{cm}$; $b = 6 \text{cm}$;

11. 按式(12.28)求得平均磁路长度 $l = 45 \text{cm}$;

12. 按式(12.36)求得保护扼流圈的电感:

$$L_0 = 5 \times 10^{-4} \text{H}$$

13. 按式(12.32)—(12.34)确定去磁绕组匝数 N_0 、去磁电源电压 E 、限流电阻 R_0 、去磁电流 i_0 . 假定滤波电容为 $C = 10^{-6} \text{F}$. 这时 $N_0 = 3$ 匝, $E = 87 \text{V}$, $R_0 = 5.4\Omega$, $i_0 = \frac{E}{R_0} = \frac{87}{5.4} = 16 \text{A}$.

例二 按如下数据设计编码脉冲变压器: $n = 3$, $t_{P1} = 2 \times 10^{-6} \text{s}$, $t_{P2} = 5 \times 10^{-6} \text{s}$, $t_K = 0.5 \times 10^{-6} \text{s}$, $C_1 = 5 \times 10^{-10} \text{F}$, $R_F = 100\Omega$, $R_g = 20\Omega$, $R_i = 10\Omega$, $R_0 = 1000\Omega$, $u_1 = 13 \times 10^3 \text{V}$, $N_1 = 5$, $S = 22 \text{cm}^2$, $l = 40 \text{cm}$, 铁心材料为 1J34.

1. 利用式(12.1)确定形成宽度为 t_K 的脉冲所必须的磁感应强度 $B = 0.59 \text{T}$;

2. 磁化速度 $B/t_K = 1.18 \times 10^6 \text{T/s}$;

3. 借助于图 12.5—12.7 确定铁心的动态系数 $\mu_d = 3.97 \times 10^{-2} \text{H/m}$, $h_d = 99.5 \text{A/m}$, $\beta_d = 5.04 \times 10^{-6} \text{T}/(\text{A/m})^2$;

4. 利用式(12.47)确定一组脉冲中相应脉冲磁化时的磁导率及相应的电感:

$$\mu_{d1} = 2.56 \times 10^{-2} \text{H/m}, \quad \mu_{d2} = 3.71 \times 10^{-2} \text{H/m},$$

$$\mu_{d3} = 2.56 \times 10^{-2} \text{H/m},$$

$$L_{B1} = 3.64 \times 10^{-3} \text{H}, \quad L_{B2} = 5.09 \times 10^{-3} \text{H},$$

$$L_{B1} = 3.64 \times 10^{-3} \text{H};$$

5. 按式(12.49)确定去磁期间的磁导率及相应的电感:

$$\mu_{P1} = 3.71 \times 10^{-3} \text{H/m}, \quad \mu_{P2} = 3.71 \times 10^{-3} \text{H/m},$$

$$\mu_{P3} = 1.58 \times 10^{-3} \text{H/m},$$

$$L_{P1} = 5.09 \times 10^{-4} \text{H}, \quad L_{P2} = 5.09 \times 10^{-4} \text{H},$$

$$L_{P3} = 2.17 \times 10^{-4} \text{H};$$

6. 为了确定初级磁化电流, 先计算磁化系数

$$\alpha = \frac{1}{2R_f C_1} = \frac{1}{2 \times 100 \times 5 \times 10^{-10}} = 10^7$$

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_{B1} C_1} = \frac{1}{3.64 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-10}} = 5.5 \times 10^{11}$$

$$\omega_2^2 = 3.9 \times 10^{12}, \quad \omega_3^2 = 5.5 \times 10^{11}$$

由于 $\omega^2 < \alpha^2$, 利用式(12.40)

$$\beta_1 = \sqrt{\alpha^2 - \omega^2} \approx \alpha, \quad \beta_1 \approx \beta_2 \approx \beta_3 \approx \alpha$$

$$A_1 = \frac{\alpha}{\beta_1} + \frac{t_K}{L_{B1} C_1 \beta_1} = 1 + \frac{5 \times 10^{-7}}{3.64 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-10} \times 10^7} \\ = 1.03$$

$$A_1 \approx A_2 \approx A_3 \approx 1.03$$

$$t_{j1} = \frac{1}{2\beta_1} \ln \frac{A_1 + 1}{A_1 - 1} = \frac{1}{2 \times 10^7} \ln \frac{1.03 + 1}{1.03 - 1} = 2.1 \times 10^{-7} (\text{s})$$

$$t_{j1} \approx t_{j2} \approx t_{j3} \approx 2.1 \times 10^{-7} \text{s}$$

$$B = \left(\frac{1}{t_K \beta_1} + \frac{\alpha}{\beta_1} \right) = \left(\frac{1}{5 \times 10^{-7} \times 10^7} + 1 \right) = 1.2$$

$$B_1 \approx B_2 \approx B_3 = 1.2$$

确定去磁系数

$$\alpha_1 = \frac{R_f + R_0}{2C_1 R_f R_0} = \frac{20 + 1000}{2 \times 5 \times 10^{-10} \times 20 \times 1000} = 5.1 \times 10^7$$

$$\omega_{P1}^2 = \frac{1}{L_{P1} C_1} = \frac{1}{5.09 \times 10^{-4} \times 5 \times 10^{-10}} = 3.9 \times 10^{12}$$

$$\omega_{P1}^2 = 3.9 \times 10^{12}, \quad \omega_{P3}^2 = 9.2 \times 10^{12}$$

$$\beta_{P1} \approx \beta_{P2} \approx \beta_{P3} \approx \alpha_1 = 5.1 \times 10^7$$

每个脉冲的磁化电流

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = 1.91\text{A}$$

按式(12.48)确定点的磁化电流

$$I_m \approx 3I_{C3} = 5.73\text{A}$$

7. 确定电流 ΔI_C 引起的磁感应强度的增量

按下式确定 ΔI_C

$$\begin{aligned} \Delta I_{C1} &= I_{m1} - I_{B1} = 1.91 - \frac{U_1 \delta_K}{L_{B1}} \\ &= 1.91 - \frac{1.3 \times 10^4 \times 5 \times 10^{-7}}{3.64 \times 10^{-3}} = 0.13\text{A} \end{aligned}$$

$$\Delta I_{C2} = 0.6\text{A}; \quad \Delta I_{C3} = 0.13\text{A};$$

$$\Delta I_C = \Delta I_{C1} + \Delta I_{C2} + \Delta I_{C3} = 0.86\text{A};$$

确定磁感应强度增量 ΔB

$$\Delta B_{C1} = \frac{\Delta I_{C1} N_1 \mu_{d1}}{l} = \frac{0.13 \times 5 \times 2.56 \times 10^{-2}}{40 \times 10^{-2}} = 0.042\text{T}$$

$$\Delta B_{C2} = 0.278\text{T}, \quad \Delta B_{C3} = 0.043\text{T},$$

$$\Delta B_C = \Delta B_{C1} + \Delta B_{C2} + \Delta B_{C3} = 0.363\text{T}$$

8. 按式(12.50)确定磁感应强度的增量的计算值:

$$\Delta B_1 = \frac{N_1 I_{m1} \mu_{d1}}{l} = \frac{5 \times 1.91 \times 2.56 \times 10^{-2}}{40 \times 10^{-2}} = 0.6112\text{T}$$

$$\Delta B_2 = 0.885\text{T}, \quad \Delta B_3 = 0.633\text{T}$$

$$\Delta B_s = \Delta B_1 + \Delta B_2 + \Delta B_3 = 2.13\text{T}$$

检查不等式

$$2\mu_d \sqrt{\frac{\gamma \mu_d}{3\beta_d}} \left(1 - \frac{\gamma}{3}\right) \geq \Delta B_s$$

$$2 \times 3.97 \times 10^{-2} \sqrt{\frac{0.6 \times 3.97 \times 10^{-2}}{3 \times 5.04 \times 10^{-6}}} \left(1 - \frac{0.6}{3}\right) = 2.52\text{T}$$

由于 $2.52 > 2.13$, 上列不等式成立。

例三 按照如下数据设计转换脉冲变压器; 次级电压 $U_{BB} =$

$5 \times 10^4 \text{V}$, 负载电阻 $R_2 = 100\Omega$, 负载微分电阻 $r_s = 16\Omega$, 脉冲宽度 $t_k = 4 \times 10^{-6} \text{s}$, 从一个通道向另一个通道的转换时间 $t_z = 3 \times 10^{-3} \text{s}$, 工作通道数 $m = 1$, 断开通道数 $k = 1$, 变比 $n = 4$, 振荡器内阻 $R_s = 7\Omega$, 脉冲重复频率 $F = 300 \text{Hz}$, 脉冲平顶降落 $\Delta = 0.1\%$, 外电路的寄生电容 $C_0 = 500 \text{pF}$, 温升 $\Delta t = 20^\circ\text{C}$.

1. 确定初级电压

$$U_1 = \frac{U_{BB2}}{n} = \frac{5 \times 10^4}{4} = 12500 \text{V}$$

2. 由 $n > 3$, 采用图 12.8(a) 所示的绕组结构;

3. 由于次级电压高于 30kV , 应采用油冷, 绝缘与冷却介质是变压器油, G 为 $3-5 \text{kV/mm}$, $\epsilon = 2.25$. 由 4330-2 塑料压制支撑绝缘子, 它的抗电强度为 $G = 50 \text{kV/cm}$, $\epsilon = 2.7$.

4. 确定空度和脉冲宽度

$$q = \frac{1}{F t_k} = \frac{1}{300 \times 4 \times 10^{-6}} = 833$$

$$P_2 = \frac{U_{BB2}^2}{R_2} = \frac{(5 \times 10^4)^2}{100} = 2.5 \times 10^7 \text{W}$$

5. 确定绕组电流

$$I_{s2} = \frac{U_{BB2} \sqrt{t_k F}}{R_2} = \frac{5 \times 10^4 \sqrt{4 \times 10^{-6} \times 300}}{100} = 17.3 \text{A}$$

$$I_{s1} = n I_{s2} = 17.3 \times 4 = 69.2 \text{A}$$

6. 确定次级线径

$$d_2 = 1.13 \sqrt{I_{s2}/i} = 1.13 \sqrt{17.3/8} = 1.7 \text{mm}$$

7. 确定辅助系数

$$Z = 5.9 \times 10^{-3} \frac{d_2}{\sqrt{t_k}} = 5.9 \times 10^{-3} \frac{1.7}{\sqrt{4 \times 10^{-6}}} = 5$$

8. 按图 12.9 求得 $k_{ZF1} = k_{ZF2} = 1.9$

9. 按式(12.15)确定初次级线径

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{P_1 \sqrt{k_R k_{ZF}}}{\pi u_j \sqrt{q}}} = 2 \sqrt{\frac{2.5 \times 10^{-7} \sqrt{1.9 \times 2.8}}{3.14 \times 12.5 \times 10^3 \times 8 \sqrt{833}}} \\ = 4.5 \text{ mm}$$

$$d_2 = 2 \sqrt{\frac{P_2 \sqrt{k_R k_{ZF}}}{\pi u_{BBj} \sqrt{q}}} = 2 \sqrt{\frac{2.5 \times 10^{-7} \sqrt{1.9 \times 2.8}}{31.4 \times 5 \times 10^4 \times 8 \times \sqrt{833}}} \\ = 2.2 \text{ mm}$$

初级用三股 1.7mm 线并联, 次级用两股 1.7mm 线并联。

10. 确定骨架厚 Δ_1 及初次级绕组间绝缘距离 Δ_2 :

$$\Delta_1 = \frac{u_{BB}}{G} = \frac{50 \times 10^3}{5 \times 10^4} = 1 \text{ cm}$$

$$\Delta_2 = \frac{u_{BB} - u_j}{G} = \frac{50 \times 10^3 - 12.5 \times 10^3}{5 \times 10^4} = 0.8 \text{ cm}$$

取 $\Delta_1 = \Delta_2 = 1 \text{ cm}$

11. 选取 1J34 作铁心材料, 铁心外径 $D = 20 \text{ cm}$, 内径 $d = 13 \text{ cm}$, 不饱和状态下的磁化速度:

$$\frac{\Delta B}{t_x} = \frac{2.8}{4 \times 10^{-6}} = 7 \times 10^5 \text{ T/s}$$

12. 按图 12.5—12.7 确定铁心的动态参数

$$h_{d1} = 72 \text{ A/m}, \quad \mu_{d1} = 49 \times 10^{-3} \text{ H/m},$$

$$\beta_{d1} = 8.5 \times 10^{-6} \text{ T/(A/m)}^2$$

$$\text{当 } \frac{\Delta B}{t_K} = \frac{2.8}{3 \times 10^{-3}} = 9.3 \times 10^2 \text{ T/s 时}$$

$$h_{d2} = 13.6 \text{ A/m}, \quad \mu_{d2} = 30 \times 10^{-3} \text{ H/m},$$

$$\beta_{d2} = 2 \times 10^{-3} \text{ T/(A/m)}^2$$

13. 确定次级绕组的绕线高度

$$h \approx \frac{\pi d}{2k_0} = \frac{3.14 \times 13}{2 \times 1.2} = 17 \text{ cm}$$

14. 取 $b = 25 \text{ cm}$, 按式(12.8)确定平均磁路长度

$$l \approx 55 \text{ cm}$$

15. 计算初级微分电阻

$$\gamma_{e1} = \frac{\gamma_{k2}}{n^2} = \frac{16}{4^2} = 1\Omega$$

16. 按式(12.13)确定铁心截面积, 当 $\gamma = 0.8$ 时

$$S' = 65\text{cm}^2$$

17. 铁心的几何截面积等于

$$S = \frac{65}{0.75} = 87\text{cm}^2$$

18. 取 $b = 25\text{cm}$, 则铁心柱宽为

$$a = \frac{87}{b} = 3.5(\text{cm})$$

19. 由于工艺的原因, 必须用几个铁心叠起组成一个铁心。必须的铁心数为

$$n_k = \frac{25}{1.4} = 18 \text{ 个}$$

20. 确定绕组匝数

按图 12.10(a) 确定辅助系数

$$a_{14} = 2\Delta_1 + \Delta_2 = 2 \times 1 + 1 = 3\text{cm}$$

$$a_{13} = 2\Delta_1 = 2\text{cm}$$

$$a_{24} = 2\Delta_1 + 2\Delta_2 = 2 \times 1 + 2 \times 1 = 4\text{cm}$$

$$a_{12} = \Delta_1 = 1\text{cm}$$

$$\delta_1 = d_1 = 0.17\text{cm}$$

$$h_1 \approx h_2 \approx 17\text{cm}$$

$$\delta_2 = d_2 = 0.17\text{cm}$$

$$\delta_1/h_1 = \frac{0.17}{17} \approx 0$$

$$\frac{\delta_2}{h_2} = \frac{0.17}{17} \approx 0$$

$$\frac{a_{14}}{h} = \frac{3}{17} = 0.176$$

$$\frac{q_{11}}{h} = \frac{2}{17} = 0.118$$

$$\frac{q_{24}}{h} = \frac{4}{17} = 0.235$$

$$\frac{q_{12}}{h} = \frac{1}{17} = 0.0595$$

$$\frac{q_{14}}{h} = 0.35$$

$$\frac{q_{13}}{h} = 0.32$$

$$\frac{q_{24}}{h} = 0.392, \quad \frac{q_{12}}{h} = 0.262, \quad q_{14} = 6, \quad q_{13} = 5.45, \quad q_{24} = 6.7, \quad q_{12} = 4.46,$$

$$k_s = \frac{q_{14}^2}{q_{13}q_{24}} = \frac{6^2}{5.45 \times 6.7} = 0.98$$

按图 12.30 及下式确定电感 L_{BB}

$$\begin{aligned} L_{BB} &= \frac{R_j \gamma_{s1}^2 K}{R_i + \gamma_{s1}} \frac{1}{\ln \frac{1}{1 - \Delta}} \\ &= \frac{7 \times 1 \times 4 \times 10^{-6}}{1 + 7} \frac{1}{\ln \frac{1}{1 - 1 \times 10^{-3}}} \\ &= 3.5 \times 10^{-3} \text{H} \end{aligned}$$

取 H 为 240—400 A/m, 按图 12.4 确定磁导率 $\mu_s = 4.4 \times 10^{-5} \text{H/m}$

根据如下的关系确定电感 L_B :

$$\begin{aligned} \frac{L_{BB}}{L_B} &\approx \frac{\mu_{s1}}{\mu_s} \\ L_B &= \frac{L_{BB} \mu_s}{\mu_{s1}} = \frac{3.5 \times 10^{-3} \times 4.4 \times 10^{-5}}{49 \times 10^{-3}} = 3.14 \times 10^{-6} \text{H} \end{aligned}$$

按图 12.29 组成微分方程组, 解这个方程组, 从而确出保证给定脉冲前沿宽度的漏感 L_s 和动态电容 C :

$$L_s(m + k) = 0.6 \times 10^{-6} \text{H}$$

$$C/k = C/m = 2 \times 10^{-9} \text{F}$$

$$L_s = \frac{0.6 \times 10^{-6}}{m+k} = \frac{0.6 \times 10^{-6}}{2} = 0.3 \times 10^{-6} \text{H}$$

$$C = 2 \times 10^{-9} \times m = 2 \times 10^{-9} \times k = 2 \times 10^{-9} \text{F}$$

按式(12.11)确定初级绕组匝数 $N_1 = 4$; 次级匝数

$$N_2 = N_1 n = 4 \times 4 = 16$$

计算绕线长度, 检查窗口是否放下。这时要考虑填充系数 k 为 1.2—1.5, 还要考虑匝间距离 Δ_z 。初级绕组由三股并绕, 绕在骨架上, 为了确定 h_1 , 取 k_0 的上限值。

根据相邻匝间电压及便于绕线的条件来确定匝间距离 Δ_z :

$$u_y = \frac{u_{BB}}{N_1} = \frac{12.5 \times 10^3}{4} = 3.2 \times 10^3 \text{V}$$

$$\Delta_z = \frac{u_y}{u_{yz}} = \frac{3.2 \times 10^3}{0.7 \times 10^3} = 0.46 \text{cm}$$

式中, u_{yz} 为 0.5—1kV/mm——变压器油允许的表面爬电电压。

由于初级绕组绕在内部, 平均匝间距离小于次级。为了使初次级绕组具有相同的匝间距离, 要适当增大初级绕组的匝间距离。

$$\Delta_{z1} = 2.5\Delta_z = 0.41 \text{cm}; \quad \Delta_{z2} = \Delta_z = 0.4 \text{cm}$$

初次级绕组的绕线高度分别为

$$h_1 = (8d + \Delta_{z1})N_1 k_0 \approx 14 \text{cm}$$

$$h_2 = (2d + \Delta_{z2})N_2 k_0 \approx 14 \text{cm}$$

$$h \approx h_1 \approx h_2$$

21. 确定变压器的温升

按式(12.5)确定铁心损耗 $P_T = 237 \text{W}$;

为了确定绕组损耗, 先求绕组电阻

$$r_{01} = \frac{2\rho(a+b+8\Delta_z)N_1}{S_{D1}}$$

$$= \frac{2 \times 1.15 \times 10^{-2} (0.25 + 0.035 + 8 \times 0.01) \times 4}{35}$$

$$= 9.6 \times 10^{-4} \Omega$$

$$\gamma_{02} = \frac{2\rho(a+b+4\Delta_2)N_2}{S_{D2}}$$

$$= \frac{2 \times 1.15 \times 10^{-2}(0.25 + 0.035 + 4 \times 0.01) \times 16}{7}$$

$$= 1.7 \times 10^{-2} \Omega$$

当 $t = 90^\circ\text{C}$ 时

$$\gamma_1 = 1.3\gamma_{01} = 1.3 \times 9.6 \times 10^{-4} = 1.24 \times 10^{-3} \Omega$$

$$\gamma_2 = 1.3\gamma_{02} = 1.3 \times 1.7 \times 10^{-2} = 2.2 \times 10^{-2} \Omega$$

绕组的等值电阻

$$\gamma_{DZ1} = \gamma_1 k_{ZF1} k_R = 1.24 \times 10^{-3} \times 1.8 \times 1.4 = 3.1 \times 10^{-3} \Omega$$

$$\gamma_{DZ2} = \gamma_2 k_{ZF2} k_R = 2.2 \times 10^{-2} \times 1.2 \times 1.4 = 3.7 \times 10^{-2} \Omega$$

绕组损耗

$$P_{R1} = I_{11}^2 \gamma_{DZ1} = 70^2 \times 3.1 \times 10^{-3} = 15.2 \text{ W}$$

$$P_{R2} = I_{22}^2 \gamma_{DZ2} = 1.75^2 \times 2.2 \times 10^{-2} = 6.6 \text{ W}$$

$$P_R = P_{R1} + P_{R2} = 15.2 + 6.6 = 21.8 \text{ W}$$

按式(12.10)确定变压器的动态电容 $C = 1460 \times 10^{-12} \text{ F}$ 。

电容损耗

$$P_{C1} = k_H \frac{C U_{22}^2}{2} f$$

$$= \frac{0.5 \times 1.46 \times 10^{-9} \times (12.5 \times 10^3)^2 \times 300}{2}$$

$$= 17 \text{ W}$$

式中 $k_H = 0.5$ 。

总损耗

$$P_\Sigma = P_T + P_R + P_{C1} = 276 \text{ W}$$

变压器的效率

$$\eta = \frac{P_{2P}}{P_{2P} + P_\Sigma} = \frac{30 \times 10^3}{30 \times 10^3 + 276} = 0.99$$

式中,

$$P_{2P} = \frac{U_{22}^2}{R_p} I_K F = \frac{(5 \times 10^4)^2}{100} \times 4 \times 10^{-6} \times 300 = 30 \times 10^3 \text{ W}$$

22. 去磁电路参数的确定

为了保证 N_0 上的感应电压不超过允许值，并考虑到滤波器 $L_A C_A$ 的尺寸，初步给定去磁绕组的匝数 $N_0 = 6$ 。

从图 12.4 可见，磁导率随磁场强度的变化而变化。为了保证 L_B 最小，应当选取磁导率最小的那一段作为工作段。当 H 为 240—400 A/m 时能满足这个条件。为了使转换装置的功率尽量小，取 $H = 264$ A/m，这时的去磁电流为

$$i_0 = \frac{HI}{N_0} = \frac{50 \times 10^{-2} \times 264}{6} = 22(\text{A})$$

按照 $i_0 = 22$ A 选取转换装置的输出晶体管，并记下晶体管的有关参数。

按式(12.63)确定限流电阻 $R_0 = 1.8\Omega$ ；

按式(12.62)确定辅助系数 $A = 1.3 \times 10^{-2}$ ；

按式(12.61)确定滤波电感 $L_A = 5.8 \times 10^{-3}\text{H}$ ；

按式(12.67)确定滤波电容的容量 $C_A = 1.7 \times 10^{-6}\text{F}$ 。式中 $L_1 = L_{BB} = 3.5 \times 10^{-3}\text{H}$ 。

注意，在本章列出的公式中各个量的单位如下：时间为 s；长度为 cm，磁场强度为 A/m，磁感应强度为 T，磁导率为 $(\text{T} \cdot \text{m})/\text{A}$ ， β_d 的单位为 $\text{T}/(\text{A}/\text{m})$ 。

主要符号说明

- | | |
|--|--|
| <p>a——铁心柱宽</p> <p>b——铁心柱厚</p> <p>B——磁感应强度</p> <p>B_s——静态工作点的磁感应强度</p> <p>B_m——最大磁感应强度</p> <p>B_r——剩余磁感应强度</p> <p>B_s——饱和磁感应强度</p> <p>B_{r0}——有气隙铁心的剩余磁感应强度</p> <p>ΔB——磁感应强度的增量</p> <p>ΔB_0——加去磁磁场时磁感应强度的增量</p> <p>ΔB_{10}——磁场强度为 $10H_0$ 时磁感应强度的增量</p> <p>C——初次级绕组电容的总和</p> <p>C_1——初级电路的电容</p> <p>C_2——次级电路的电容</p> <p>C_{1s}——初级绕组与铁心间的分布电容</p> <p>C_{2s}——次级绕组与铁心间的分布电容</p> <p>C_{12s}——初次级绕组之间的分布电容</p> <p>C_F——负载电容</p> <p>C_P——显象管内电极和屏蔽层之间的电容</p> <p>C_0——隔直电容</p> <p>C_{1m}——初级引线电容</p> <p>C_{2m}——次级引线电容</p> <p>C_{0k}——换向器件的板阴电容</p> <p>C_{0n}——储能电容</p> <p>C_{22}——人工线储能电容器的总电容</p> <p>C_{2s}——饼式绕组自耦变压器的分布电容</p> <p>C_{22s}——饼式绕组变压器的分布电容</p> <p>C_{0k}——锥形绕组的分布电容</p> <p>C_{0n}——速调管的电容</p> <p>d_1——初级绕组线径</p> <p>d_2——次级绕组线径</p> <p>d_P——屏蔽层厚度, 调节绕组线径</p> <p>e_1——初级电势</p> <p>e_2——次级电势</p> <p>e_P——回路电势</p> | <p>E——电势, 电源电压</p> <p>E_m——磁控管板压</p> <p>E_P——调节绕组的电势</p> <p>E_0——起振电压</p> <p>E_{0p}——正程期间偏转线圈上电压</p> <p>ΔE_m——磁控管板压的变化</p> <p>F——脉冲重复频率</p> <p>F_0——变压器的主磁势</p> <p>F_1——初级磁势</p> <p>F_2——次级磁势</p> <p>f——电源频率</p> <p>f_H——行频</p> <p>g_s——速调管的跨导</p> <p>g_m——磁控管的跨导</p> <p>h——线圈高度</p> <p>h_{T0}——铁扼高度</p> <p>H——磁场强度, 铁心窗口高度</p> <p>H_0——矫顽磁力</p> <p>H_K——宽脉冲下铁心的磁场强度</p> <p>H_m——窄脉冲下铁心的磁场强度</p> <p>H_0——去磁磁场强度</p> <p>H_s——等值磁场强度</p> <p>H_s——对应于 B_s 的磁场强度</p> <p>H_{sP}——使剩余磁感应强度等于 B_s 的某个等值磁场强度</p> <p>H_{s0}——有气隙铁心的等值磁场强度</p> <p>H_{0m}——去磁磁场强度的最大值</p> <p>ΔH——磁场强度的增量</p> <p>ΔH_P——等值磁场强度增量</p> <p>i_0——空载电流</p> <p>i_1——初级电流的瞬时值</p> <p>i_2——次级电流的瞬时值</p> <p>i_a——有功分量电流</p> <p>i_r——无功分量电流</p> <p>i_{cH}——充电电流的瞬时值</p> <p>I——磁化电流幅值, 脉冲电流</p> <p>I_1——初级电流</p> <p>I_2——次级电流</p> <p>I_D——超高频振荡管灯丝电流</p> |
|--|--|

I_0 ——有效值电流
 I_0 ——去磁电流
 I_m ——磁控管板流
 I_s ——速调管板流
 I_w ——等值涡流电流
 I_{D_s} ——灯丝电流
 I_{DD} ——次级每段的灯丝电流
 I_{CH} ——充电电流
 I_{nm} ——行偏转电流幅值
 I_{D_z} ——二极管正向电流
 j_1 ——初级电流密度
 j_2 ——次级电流密度
 k ——耦合系数
 k_a ——振幅系数
 k_b ——利用系数
 k_c ——填充系数对动态电容影响的系数
 k_f ——波形系数
 k_p ——功率系数
 k_x ——传热系数
 k_L ——线圈填充系数对漏感影响的系数
 k_x ——临近效应系数
 k_T ——铁心填充系数
 k_s ——反映 L_{12}/C_D 和 k_{e2} 间关系的系数
 k_{CH} ——充电状态系数
 $k_{s,r}$ ——集肤效应系数
 l ——铁心的平均磁路长度
 l_2 ——次级铁心柱长度
 l_r ——调节绕组所占的铁心窗口高度
 L ——电感
 L_1 ——磁化电感
 L_2 ——次级绕组电感
 L_{01} ——初级磁化电感
 L_{02} ——次级磁化电感
 L_{1s} ——初级漏感
 L_{2s} ——次级漏感
 L_s ——变压器的漏感
 L_{rL} ——阻流圈的电感
 L_{1m} ——初级引线电感
 L_{2m} ——次级引线电感
 L_{s2} ——变压器的等值漏感
 L_{s2} ——折算到次级的变压器漏感
 L_{CH} ——充电阻流圈的电感
 L_{s2} ——饼式绕组自耦变压器的漏感
 L_{s2} ——饼式绕组变压器的漏感
 L_{s2} ——锥形绕组的漏感

L_{2m} ——初级引出头电感
 L_T ——考虑磁滞与涡流损耗时铁心的电感
 L_2 ——考虑磁滞损耗时铁心的电感
 L_w ——考虑涡流损耗时铁心的电感
 L_{rL} ——偏转线圈的电感
 m ——层数
 m_1 ——初级绕组层数
 m_2 ——次级绕组层数
 m_p ——铁心质数
 m_s ——线圈质量
 M ——互感
 n ——变比
 n_0 ——理想变压器的变比
 n_1 ——初级每层匝数
 n_2 ——次级每层匝数
 n_p ——调节绕组每层匝数
 N_1 ——初级匝数
 N_2 ——次级匝数
 N_{rL} ——偏转线圈的匝数
 p ——绕组平均匝长
 p_T ——铁心柱周长
 P_2 ——次级脉冲功率
 P_T ——铁心损耗
 P_D ——二极管的消耗功率
 P_s ——磁滞损耗
 P_w ——涡流损耗
 P_x ——绕组损耗
 P_s ——消耗功率
 P_{2p} ——平均输出功率
 P_c ——无功功率
 P_{SA} ——铁心表面的比热负荷
 P_y ——允许消耗功率
 P_x ——绕组损耗
 P_{Dy} ——二极管的允许消耗功率
 P_{Dm} ——二极管的功率损耗
 P_m ——行输出变压器的输出功率
 q ——空度
 q_0 ——等值空度
 r_1 ——初级绕组电阻
 r_2 ——次级绕组电阻
 r_H ——回路电阻
 r_r ——调节绕组的电阻
 R_0 ——折算损耗电阻, 二极管反向电阻
 R_1 ——初级电路的电阻

R_2 ——次级电路的电阻
 R_i ——脉冲振荡器内阻
 R_L ——负载电阻
 R_r ——铁心的损耗电阻
 R_D ——二极管内阻
 R_W ——等值涡流损耗电阻
 R_s ——磁滞损耗电阻
 R_p ——磁粘性引起的损耗电阻
 R_B ——开关电阻
 R_{LX} ——漏泄电阻
 R_p ——二极管正向电阻
 R_m ——磁控管微分电阻
 S ——铁心截面积
 S_1 ——初级铁心柱截面积
 S_2 ——次级铁心柱截面积
 S_D ——导线截面积
 S_H ——回路的面积
 S_{Tm} ——铁心的散热面积
 t ——时间
 t_x ——脉冲宽度
 t_0 ——脉冲前沿宽度
 t_f ——脉冲后沿宽度
 t_T ——铁心的工作温度
 t_H ——环境温度
 t_2 ——逆程时间
 Δt ——温升
 T ——周期
 T_D ——低频时间常数, 等值周期
 T_G ——高频时间常数
 T_{CH} ——充电电流的周期
 T_n ——标准时间常数
 T_{NF} ——屏蔽绕组的标准时间常数
 T_H ——行偏转电流的周期
 T_{HO} ——逆程宽度
 T_{ZH} ——正程宽度
 u_1 ——初级电压的瞬时值
 u_2 ——次级电压的瞬时值
 u_{Fz} ——偏转线圈上的电压
 u ——输出电压的相对值
 U_1 ——初级电压
 U_2 ——次级电压
 U_{21} ——慢变化过程的电压
 U_{22} ——快变化过程的电压
 U_m ——磁控管电压, 峰值变压器次级电压幅值

U_s ——速调管电压
 U_0 ——介质表面的起晕电压
 U_D ——灯丝电压
 U_- ——电源电压
 U_z ——匝间电压
 U ——脉冲电压
 U_{Hm} ——逆程脉冲的幅值
 U_D ——行输出变压器次级脉冲电压幅值
 U_{FA} ——二极管的反向电压
 V ——铁心体积
 W ——铁心的比磁化能
 W_f ——负载消耗的能量
 W_m ——磁场能
 W_T ——铁心消耗的能量
 W_s ——单位体积的磁滞损耗
 z ——初级电容的相对值
 α ——电压传输系数
 γ ——波阻抗的相对值, 倾角
 δ ——衰减系数, 铁心材料带厚
 ϵ ——相对介电常数
 ϵ_0 ——真空中的介电常数
 η ——效率
 θ_m ——次级电压的最大相移
 μ_0 ——真空中的磁导率
 μ_d ——平均脉冲磁导率
 μ_e ——有效脉冲磁导率
 μ_{00} ——初始磁导率
 μ_{00} ——静态工作点的平均脉冲磁导率
 μ_{dm} ——最大脉冲磁导率
 μ_{dg} ——有气隙铁心的平均脉冲磁导率
 μ_H ——损失磁导率
 ξ ——峰值变压器次级电压的平均变化速度
 ρ ——变压器电路的波阻抗
 ρ_H ——变压器的特性阻抗
 ρ_n ——变压器的标准特性阻抗
 ρ_T —— $t^\circ\text{C}$ 时导线的电阻率
 ρ_{HX} ——人工线的特性阻抗
 σ ——漏磁系数
 τ ——高频时间常数的相对值
 τ_1 ——初级绕组的时间常数
 τ_2 ——次级绕组的时间常数
 τ_{Fz} ——偏转线圈的时间常数
 τ_T ——弛豫时间常数
 τ_D ——等值时间常数

τ_s ——前沿相对宽度
 τ_f ——后沿相对宽度
 ϕ_s ——主磁通
 ϕ_{1s} ——初级绕组的漏磁通
 ϕ_{2s} ——次级绕组的漏磁通
 Ψ_1 ——初级绕组的磁链
 Ψ_2 ——次级绕组的磁链
 Ψ_{1s} ——初级绕组的漏磁链
 Ψ_{2s} ——次级绕组的漏磁链
 ω_H ——行扫描的角频率

ω_s ——回路振荡的角频率
 Δ ——电压的相对变化
 Δ_1 ——初级绕组和铁心间的绝缘距离
 Δ_2 ——次级绕组和铁心间的绝缘距离
 Δ_{12} ——初次级绕组之间的绝缘距离
 Δ_H ——磁场强度的相对变化
 Δ_U ——磁控管电压的相对变化
 Δ_I ——磁控管电流的相对变化
 Δ_s ——匝间距离



東電力大 00177320

● 考 文 献

- [1] Р. Х. Бальян, Трансформаторы малой точности, судпромгиз, 1961.
- [2] С. С. Вдовин, Проектирование импульсных трансформаторов, энергия, Ленинградское отделение, 1971.
- [3] Я. С. Ицхоки, И. И. Овчинников, Импульсные и цифровые устройства, Москва советское радио, 1973.
- [4] Я. С. Ицхоки, Проектирование элементов импульсных устройств, ВВИА, ИМ. Проф. Н. Е. Жуковского, 1951.
- [5] П. Н. Матханов, Л. З. Гоголидын Расчет импульсных трансформаторов, Энергия Ленинградское отделение, 1980.
- [6] Я. С. Ицхоки, Минимальный объем импульсного трансформатора, Радиотехника, 1957, № 10.
- [7] Н. П. Ермолин, Расчет трансформаторов малой мощности Энергия, Ленинградское отделение, 1969.
- [8] Н. Б. Балбашова, Миниатюрные импульсные трансформаторы на ферритовых сердечниках, Энергия, Москва, 1976.
- [9] Д. П. Бриллиантов, Экономичные генераторы Телевизионной развертки, Москва радио и связь, 1982.
- [10] Hermann Reinboth, Technologie und Anwendung Magnetischer Werkstoffe, VEB Verlag Technik Berlin, 1970.
- [11] Д. П. Бриллиантов, Проектирование строчных трансформаторов для портативных телевизоров, Радиотехника, 1969, № 4.
- [12] 周丕创译, 脉冲电路的计算, 国防工业出版社, 1961.
- [13] 上海交通大学, 晶体管脉冲技术, 上海科技出版社, 1970.
- [14] 朱鸿鹤等, 晶体管电视接收机原理与设计, 人民邮电出版社, 1979.
- [15] G. N. Glasol, J. V. Lebacoz, Pulse generators: New York—London, McGraw-Hill Book Company, INC, 1965.
- [16] 小柴典房, バルストランスモ応用回路, 1969.
- [17] С. С. Вдовин, Сравнение параметров различных схем мощных импульсных трансформаторов, Радиотехника, 1965, № 9.
- [18] Э. Ф. Зинев, К. расчет Мощных Трансформаторов Импульсов Малой длительности, Радиотехника, 1968, № 6.
- [19] Р. Х. Бальян, Способы размагничивания сердечника импульсного трансформатора, Радиотехника, 1959, № 8.
- [20] 日本公开特許公报, 1981, 4, 3, No 33461, No 33462.
- [21] Н. М. Грязнов, трансформаторы и дроссели в импульсных устройствах, Москва «радио и связь», 1986.