

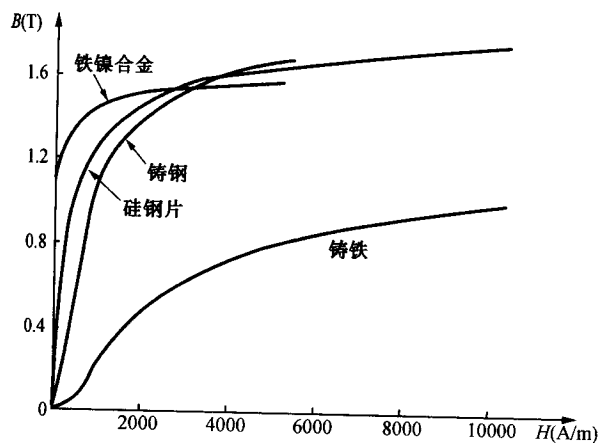


图 1

机,电源变压器等。铁镍合金适于作小功率,要求体积小,重量轻,性能好,工作频率高的电磁器件的铁心。

(2) 低剩磁材料

此类材料的共同特点是剩磁 B_r 小。又分为两种:

1) 低剩磁恒定磁导率材料

这种材料要求 B_r 小,而且要求其磁化曲线近似线性,或说

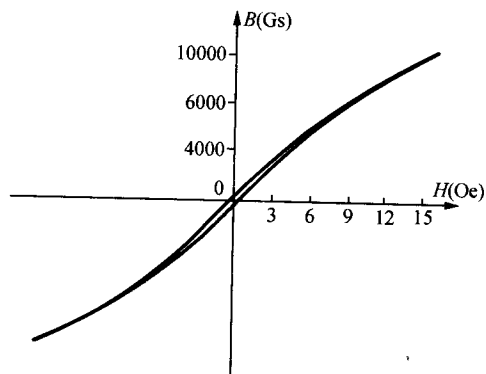


图 2

磁导率在很大范围内近于恒定。图 2 为具有这种特性的一种材

料的磁滞回线。这种材料适于作各种恒定电感的铁心。

(2) 低剩磁高脉冲磁导率材料

这种材料要求 B_r 要小,磁导率要尽量高,对磁导率的恒定性没有严格要求,其磁特性如图 3 所示。表征这种材料的性能有两个参数:其一,是磁感应强度增量 ΔB ;其二,是脉冲磁导率 μ_p ,参阅图 3。这里, $\Delta B = B_m - B_r$, $\mu_p = \frac{\Delta B}{H_m}$ 。这种材料适于作单极性脉冲变压器

(3) 矩磁材料

磁滞回线的形状接近矩形的材料称为矩磁材料。其磁特性

如图 4 所示。 $\frac{B_r}{B_s}$ 称为矩形比,亦称为矩形系数,是表征材料特性矩形程度的参数。具有这种特性的铁磁材料适于作要求较高的磁放大器和其他以高度非线性磁特性为原理的器件。

除以上三种外,还有一些具有专门用途的软磁材料,例如,高初始磁导率材料,磁头用材料,磁致伸缩材料,耐腐蚀软磁材料,等等。

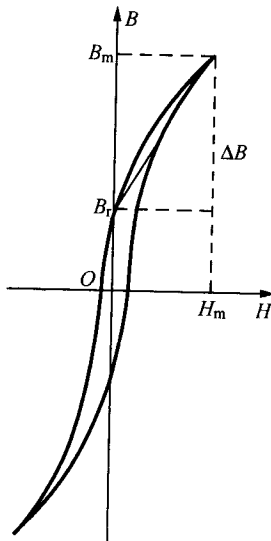


图 3

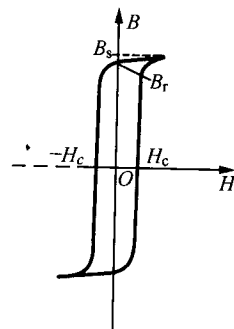


图 4

1-4 开关电源变压器的磁学基础

1 引言

变压器通常有电源变压器和信号变压器两大类。

磁性元件是电源开关变换器和信号变压器中的必备元件。

由于磁材料特性的非线性,其特性对温度、频率、气隙的依赖性使得磁材料参数测量较为困难,因此在进行磁元件设计时,需要对磁元件的参数、一般特性和设计方法有一定的了解。首先,本

文的主要部分叙述变压器磁学的基本理论和磁学定理、参数的含义和解释。其次,叙及变压器的性能模型和等效电路,对变压器的各种参数和术语进行解释。还对设计高频开关电源时遇到的高频电流效应问题作一简介,最后对变压器测试时所用到的变压器等效电路参数的测量方法作一些叙述。

为了领会实际变压器在应用时的性能,在纯电阻负载的情

况下,用变压器宽带信号的频域响应特性,推导出实用的一般等效电路模型。

时域响应特性曲线最能说明等效电路参数对加在其上脉冲波形的上升沿、峰值和下降沿的影响。对采用高重复率数字脉冲信号的局域网(LAN)和长途通信来说,变压器对这种脉冲信号的响应是应特别重视的。

2 变压器磁学的基本原理

2.1 法拉第定律

电和磁相互之间有着紧密的联系。磁场是电荷(电流)运动的结果。反之,如果把一根导体放在随时间变化的磁场里,在导体上就会产生感应电动势(emf)。法拉第定律指出这个感应电动势是和磁通量的变化率成正比的。

$$e = -d\psi/dt = -Nd\Phi/dt \quad (1)$$

式中 e —感应电动势(单位:V)

N —绕组匝数

t —时间 (单位:s)

Φ —磁通量(单位:Wb)

ψ —磁链 (单位:Wb)

理想变压器就是按照法拉第定律把加在输入绕组的电能通过磁场传递给输出绕组。

2.2 理想变压器

原边和副边绕阻的匝比为 $1:n$ 的简化变压器如图 1 所示。

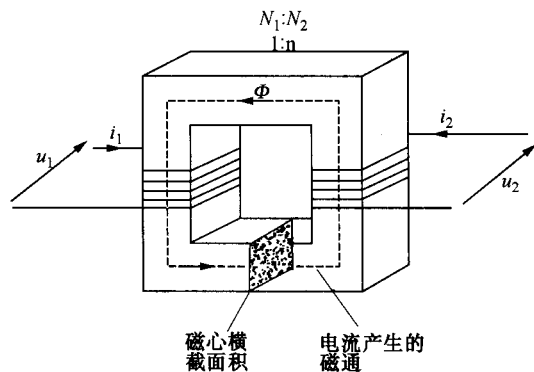


图1 理想变压器

在变压器原边加一随时间变化的电压 u_1 , 它会产生一个流过原边绕组的电流 i_1 。这个电流就会在磁心中产生一个磁通 Φ , 假设 Φ 全部通过磁心并全部通过副边绕组。则磁心中的磁通 Φ 就会在变压器副边绕组感应出一个电压 u_2 和电流 i_2 。

上述关系可用式(1)表示为:

$$u_1 = -N_1 d\Phi/dt \text{ 和 } u_2 = -N_2 d\Phi/dt \quad (2)$$

因此 $U_1/U_2 = N_1/N_2 = 1/n$

2.3 磁通密度

在图 1 所示的理想变压器中,磁通 Φ 全部通过磁心,如磁心

的横截面积为 A , 则磁心内部的磁通密度定义为:

$$B = \Phi/A \text{ (Wb/m}^2\text{)} \quad (3)$$

2.4 磁场强度

安培定律指出:

$$NI = \sum_{i=1}^{\infty} H_i l_i \text{ (A)} \quad (4)$$

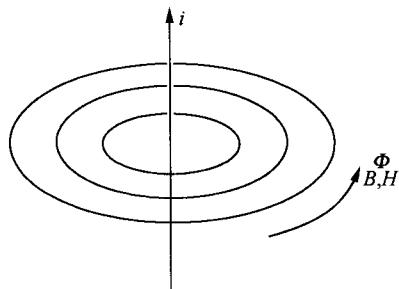


图2 电流与磁场

即在一个闭合磁路中,各段磁通路径长度 l_i 和相应磁场强度 H_i 乘积的总和等于施加的安匝数 NI 。

对于一个理想的磁路,即磁路中各点的磁场强度是一常数时,则 $NI = HL$, 因此

$$H = NI/L \text{ (A/m)} \quad (5)$$

2.5 材料的磁导率

磁感应强度(B)是磁场强度(H)的函数。它们之间的关系是:

$$B = \mu H \quad (6)$$

式中 μ —磁导率(单位:H/m)

B —磁感应强度(单位:T)

H —磁场强度(单位:A/m)

在空气隙中的磁导率 μ 是一常数 ($\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$)。其它材料 $B-H$ 关系曲线的一般形式如图 3 所示。初始磁导率 μ_i 是磁性材料磁化曲线始端磁导率的极限值,即:

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H}$$

2.6 $B-H$ 曲线

图 3 展示的 $B-H$ 曲线是一磁滞回线,在 B 和 H 的增量很少范围内,磁导率 μ 可以认为是一常数。

如果导磁材料曲线起始部分磁场强度 H 值增加,则对应的 B 值就沿着曲线 1→2 增加。在 B 和 H 是零的那一点曲线的斜率称为初始磁导率。当 H 值增加,到达点 2 以后, B 值就不再随之增加。称此点为饱和点,它对应的 $B = B_s$ 。此时如减小 H 值, B 和 H 关系曲线的轨迹变为 2→3→4。当 H 减小到零时(2 与 3 点之间), B 有一剩余值, $B = B_r$ 。当 H 反向后, B 又逐渐减小,在点 3, B 值再次等于零,此时称为矫顽力, $H = H_c$ 。反向 H 作用下的点 4 也是饱和点。如果此时 H 增加,对应曲线的轨迹是

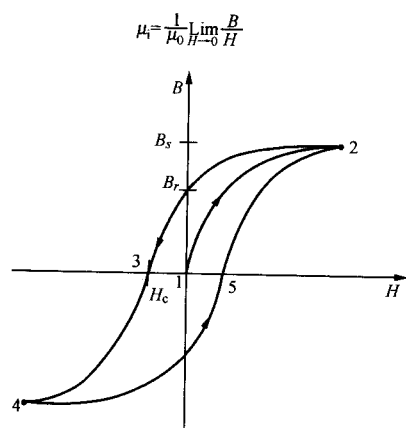


图3 B-H 曲线

4→5→2。此时曲线不再通过1点。

在纯交流电的状态下, B-H 曲线每一周期的轨迹都是 2→3→4→5→2 的环状曲线。

B-H 曲线的磁滞回线与磁心损耗有联系, 磁心损耗与磁滞回线环的面积成正比。

2.7 相对磁导率

磁性材料的相对磁导率定义如下:

$$\mu_r = \mu / \mu_0$$

式中 μ_r —材料的相对磁导率

μ —材料的绝对磁导率

μ_0 —真空磁导率

2.8 磁阻

根据图1理想变压器, 应用式(4)可写出:

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 \text{ 和 } \sum H_i l_i = Hl = Bl/\mu = l\Phi/A\mu$$

$$\text{磁阻} \quad R_m = l/A\mu (H^{-1}) \quad (8)$$

$$N_1 i_1 = \Phi R_m + N_2 i_2 \quad (9)$$

式(9)等式右边表示输出可得到的有效安匝数, 要比等式左边的输入安匝数小 (ΦR_m)。这一项相当于在磁心内部建立起磁场所需的磁势, 称它为磁心的励磁。

在理想情况下, 当 $\mu \rightarrow \infty$ $R_m \rightarrow 0$, 则

$$i_1/i_2 = N_2/N_1 = n \quad (10)$$

2.9 自感

线圈的自感是线圈电流所产生的磁场在线圈上所形成的电感。它的定义如下:

$$e = -L di/dt \quad (11)$$

式中 L —自感(单位:H)

e —电感上电压(单位:V)

t —时间(单位:s)

各种几何形状电感的计算中, 如包含有和安培定律有关的 H 及 I 的求和/求积计算时, 要求出它的电感量是比较复杂的。举一

简单实例, 求一环形磁心上理想线圈的电感(见图4)。

从法拉弟定律可得:

$$u = Nd\Phi/dt = NA dB/dt, \text{ 于是}$$

$$u = NA\mu dH/dt \quad (12)$$

从安培定律可得:

$$Ni = Hl \quad (13)$$

由式(12)和(13)可得:

$$u = \frac{N^2 A \mu}{l} \frac{di}{dt}$$

于是可求出电感为:

$$L = N^2 A \mu / l \quad (14)$$

2.10 互感

对于变压器和其它耦合线圈还应考虑副边(和其它)线圈对原边线圈所产生磁场的影响。两个线圈之间耦合磁通的影响所导致的电感称之为互感。

我们考虑两个线圈在同一个磁心上的情况。在一般情况下, 不是所有磁通和所有线圈都耦合, 如图5所示。

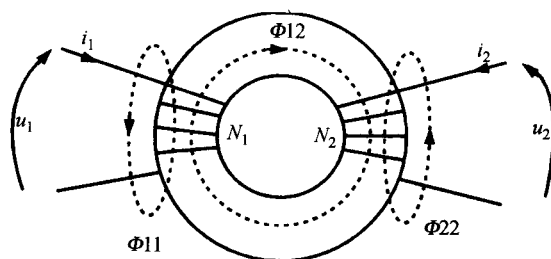


图5 耦合线圈

按照安培定律可以写出:

$$\Phi_{12} = a(N_1 i_1 + N_2 i_2)$$

$$\Phi_{11} = bN_1 i_1$$

$$\Phi_{22} = cN_2 i_2$$

式中 a 、 b 和 c 表示有效的比例常数。

按照法拉弟定律可以写出:

$$u_1 = N_1 d(\Phi_{11} + \Phi_{12})/dt$$

$$u_2 = N_2 d(\Phi_{22} + \Phi_{12})/dt$$

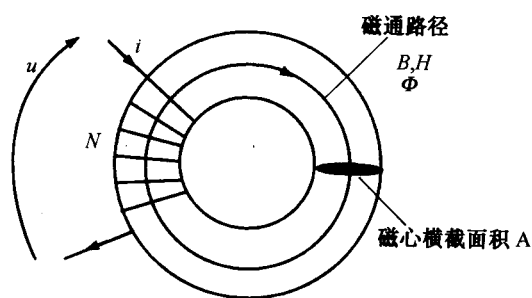


图4 环形磁心上的电感

$$u_1 = N_1^2(a+b)\frac{di_1}{dt} + N_1 N_2 a \frac{di_2}{dt}$$

$$u_2 = N_2^2(a+c)\frac{di_2}{dt} + N_1 N_2 a \frac{di_1}{dt}$$

又可以写出:

$$L_1 = N_1^2(a+b) \text{—线圈 1 的自感}$$

$$L_2 = N_2^2(a+c) \text{—线圈 2 的自感}$$

$$M = N_1 N_2 a \text{—两个线圈之间的互感}$$

在完全耦合的情况下 $\Phi_{11} = 0$ 、 $\Phi_{22} = 0$ 和 $b = 0$ 、 $c = 0$ 。因此,对于完全耦合的线圈可以认为:

$$M = \sqrt{L_1 L_2} \quad (15)$$

2.11 耦合系数

耦合线圈在实际情况下,不是所有磁通都从耦合绕组的中间穿过。在 2.10 节中的常数 b 和 c 不再为零。表示线圈磁通耦合情况的另一种方法是用线圈的耦合系数 k :

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (16)$$

式中 $0 \leq k \leq 1$

2.12 同名端

简单变压器常规电路的同名端符号如图 6 所示。

每一绕组上方打的点是用来表示电感的同名端和绕组感应电动势的相位。当同名端和电流、电压的常规方向如图 6 所示时,则变压器的方程可写成下列形式

$$u_1 = L_1 di_1/dt + M di_2/dt$$

$$u_2 = L_2 di_2/dt + M di_1/dt$$

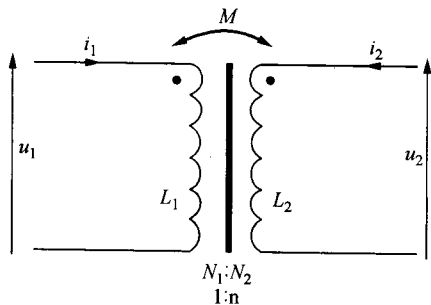


图 6 变压器电路的同名端

如果电压或电流的方向和图上标的相反时,则对应项的符号也必需相反。

在通常的情况下,常规电压的方向是朝向“点”的方向,电流是通过“点”流进绕组。

2.13 阻抗换算

当涉及变压器的电路分析时,通常都是把变压器副边阻抗换算成接在原边时的等效阻抗。这就是通常说的简化等效电路。

(1) 并联阻抗换算

从视在功率 S 方面考虑可把阻抗改写如下:

$$S_2 = U_2^2/Z_2$$

从式(2)可得 $U_1 = U_2/n$, 因而

$$S_2 = U_1^2 n_2^2 / Z_2$$

所以串接在变压器原边的等效阻抗是: $Z_1 = Z_2/n^2$, 如图 7 所示。

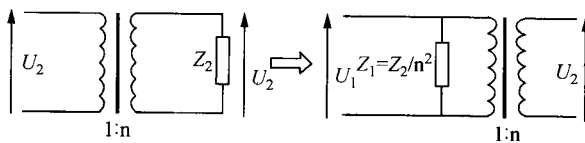


图 7 并联阻抗换算

(2) 串联阻抗换算

从视在功率 S 方面考虑还可把阻抗改写如下:

$$S_2 = I_2^2 Z_2, \text{从式(10)可得 } i_1 = ni_2, \text{ 因而}$$

$$S_2 = I_1^2 Z_2 / n^2$$

所以串接在变压器原边的等效阻抗是: $Z_1 = Z_2/n^2$, 如图 8 所示。

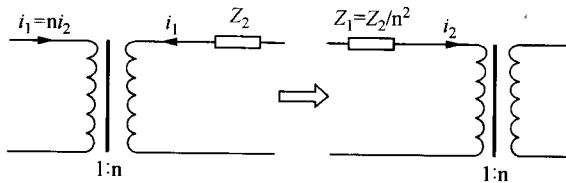


图 8 串联阻抗换算

2.14 磁心气隙的影响

一个具有空气隙(为了清楚起见,图中的气隙是放大的)的简单变压器的磁心如图 9 所示。磁心的等效磁通路径的长度是 l , 空气隙的长度是 l_g 。

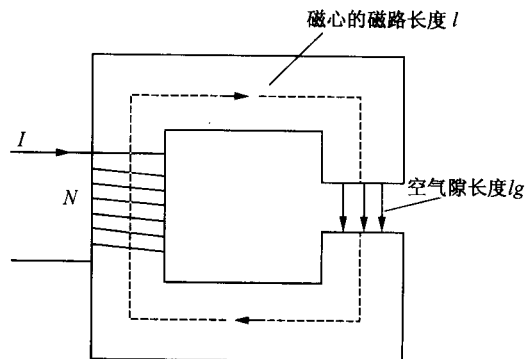


图 9 具有空气隙的磁心

假设气隙很小,则磁通和气隙界面垂直(没有边缘效应),并通过气隙保持连续,加上磁心材料内部的磁感应强度和界面是正交的,所以可写出下式:

$$B = \mu_0 H_{\text{air}} = \mu_0 \mu_r H_{\text{core}}$$

所以

$$H_{\text{air}} = \mu_r H_{\text{core}} \quad (17)$$

式中 H_{air} —空气隙中的磁场强度

H_{core} —磁心中的磁场强度

同样从安培定律可得:

$NI = H \times \text{磁路长度}$, 则

$$NI = H_{\text{air}} l_g + H_{\text{core}} l = H_{\text{core}} (\mu_r l_g + l)$$

对上式重新排列, 可写出磁心的磁场强度:

$$H_{\text{core}} = NI / l(1 + a\mu_r); \quad (18)$$

式中

$$a = l_g / l \quad (0 \leq a \leq 1)$$

式(18)表示有空气隙磁心内部的磁场强度为没有空气隙磁心内部磁场强度的 $1/(1 + a\mu_r)$ (假设 l_g 和 l 相比是很小的)。按照这一关系。如要求有空气隙磁心的磁场强度进入饱和区, 则要求加在磁心上的安匝数增加 $(1 + a\mu_r)$ 倍。

实例: 一个具有等效磁路长度为 5cm、相对磁导率为 5000、总的空气隙长度为 0.1mm 的铁氧体磁心在数值 NI 左右进入饱和区。它比等效没有空气隙的磁心所要求的安匝数要高出 11 倍。

在通信系统中, 当有直流电流流过变压器的绕组时, 为了防止磁心饱和, 使用有空气隙磁心是常见的。使用大的空气隙磁心会导致边缘效应加大 (因为不是所有磁通都包含在气隙内部), 它也会使匝间漏电感和杂散电容增大。

磁性材料的饱和点 $\mu = 0$, 考虑到 $e = -Nd\Phi/dt = -NA\mu dH/dt$, 所以如 $\mu = 0$, 则 $e = 0$ 。即变压器丧失变换的功能。

如同 $H \propto i$ 一样, 一般电感器的电感量 $\propto \mu$, 因此, 当 $\mu = 0$ 时, 电感等于零。

超出磁心的饱和点以后, 则变压器丧失它的功能。

3 变压器等效电路

研究理想变压器的假设条件是:

- (1) 磁心材料有足够大的磁导率, 其值可等效地看作是无限大 ($\mu \rightarrow \infty$);
- (2) 励磁电流足够小, 其值可等效地看作是零 ($i_m = 0$);
- (3) 磁心的任何损耗都小到可以忽略;
- (4) 线圈绕组的电阻小到可以忽略;
- (5) 所有绕组之间的磁通都是完全耦合, 没有磁通“泄漏” ($k = 1$);
- (6) 绕组间的电容小到可以忽略。

但实际变压器不是这样的。下面我们将研究实际变压器的等效电路。

3.1 有限磁导率

如果 μ 是有限的, 则 i_m 将不等于零, 在原边绕组中就有励磁电流存在。

从式(9)和(10), 可写出:

$$i_1 = \Phi R_m / N_1 + N_2 i_2 / N_1 = i_m + ni_2$$

式中 i_m 是励磁电流。这一增加的电流可以在等效电路中增加一个和原边线圈并联的电感 L_m 来表示, 如图 10 所示。

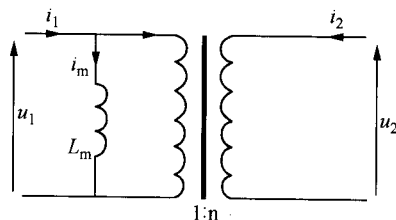


图 10 磁心励磁电流

3.2 磁心损耗

(1) 磁滞损耗

在 2.6 节已叙述了环形磁心 $B-H$ 之间的滞后关系以及和磁滞回线闭合曲线面积成正比的损耗。闭合曲线面积和频率成正比, 在频率是恒定时 (尽管对脉冲变压器来说, 变压器工作频率的变化率是一含糊的概念), 从实验推导出的磁滞损耗公式是:

$$P_h = k_h B_{\text{max}}^{1.6} (\text{W}) \quad (19)$$

式中 k_h —是材料的磁滞损耗系数。

(2) 涡流损耗

由法拉第定律可知, 当磁心中磁通交变时, 磁心中亦会产生感应电动势, 这个感应电动势会在磁心材料上产生环形电流, 这个电流会在磁心的有限电阻上引起功率损耗。这个损耗和频率的平方成正比, 但在频率基本恒定和磁通近似均匀分布时可得:

$$P_e = k_e B_{\text{max}}^2 (\text{W}) \quad (20)$$

式中 k_e —是材料的涡流损耗系数。

(3) 磁心损耗

磁滞损耗和涡流损耗两项合并, 就能求得磁心损耗近似值的有用模型。

$$P_c = k_h B_{\text{max}}^{1.6} + k_e B_{\text{max}}^2 \approx \alpha \Phi_{\text{max}}^2$$

式中 Φ_{max} 和电压 $U_{1\text{max}}$ 成正比, 所以 $P_c \propto U_{1\text{max}}^2$ 。虽然这仅仅是一个不严密的近似, 但它使我们能用一个关联在原边绕组两端的等效电阻 R_c 来作为磁心损耗的模, 如图 11 所示。

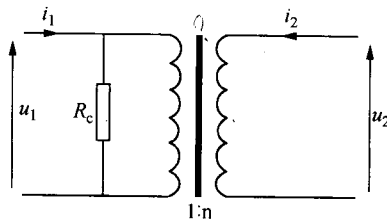


图 11 铁心损耗的等效电阻

为了减小磁心损耗, 可用高电阻率的磁性材料 (如铁氧体磁

性材料)或用能减少涡流电流的磁心结构(如叠片铁心)。

3.3 绕组电阻

用来绕制变压器线圈的导线,其电阻不为零,所以它将在每一绕组上产生电阻损耗。为此在等效电路中每一线圈上增加一个串联电阻,如图 12 所示。

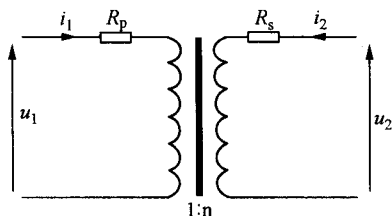


图 12 绕组电阻

为了减小绕组损耗,应尽量用较大截面积的导线或尽量减少匝数。

3.4 漏磁通

在 2.10 节已经提到磁通不可能完全耦合所有的线圈(即有漏磁通),线圈的自感可写成:

$$L_1 = N_1^2(a+b) \text{ 和 } L_2 = N_2^2(a+c)$$

首先考虑原边。原边中的 aN_1^2 项可认为是忽略漏感的理想自感,而 bN_1^2 项相当于漏感的作用(即漏电感)。所以可在等效电路的理想原边线圈上增加一个串联电感来表示漏磁通的影响,如图 13 所示。这种论证同样适用于同一变压器的副边线圈。

漏电感大小与线圈绕制工艺和磁心几何结构有关。

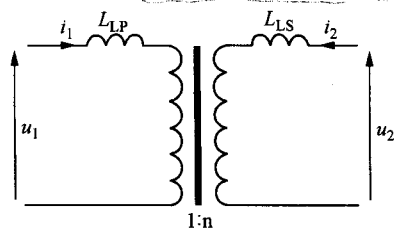


图 13 漏感

3.5 分布电容

在实际变压器的绕组中存在寄生电容。最值得注意的是线圈导线和变压器磁心之间以及各绕组之间的寄生电容。电容量的大小由绕组的几何形状、磁心材料的介电常数和它的封装材料来决定(如在设备中可用环氧树脂密封封装或绕组内部用聚四氟乙烯绝缘)。原、副边电容效应是由线圈匝间的电容引起的,尽管匝和匝之间的电容通常是很小的,因电容串联之和要比并联的小,但作为一个绕组间分布电容的模型,也应在变压器等效电路每一理想线圈两端并联一个集中的电容,如图 14 所示。

3.6 绕组之间的电容

在变压器原边和副边绕组之间的电容(图 15 中的 C_{ww})。这个电容的大小取决于绕组的几何形状、变压器磁心材料的介

电常数和它的封装材料等。通常这个电容和变压器的电感相比是很小的,它的影响只有在工作频率高于变压器的上限截止频率时才起作用。

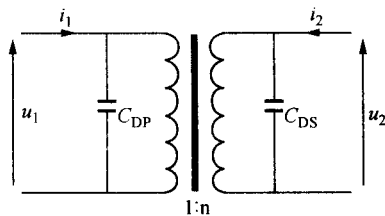


图 14 分布电容

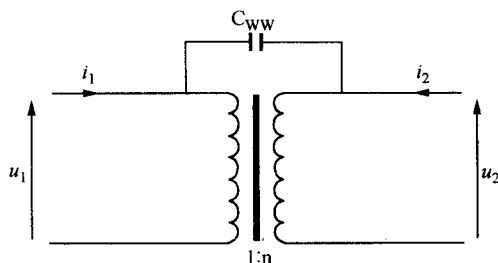


图 15 绕组之间的电容

3.7 综合等效电路

综合 3.1~3.6 节所述的非理想因素,可以得出变压器的一般等效电路,如图 16 所示。

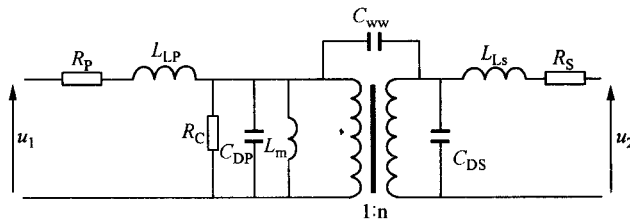


图 16 变压器的一般等效电路

4 高频电流效应

4.1 趋肤效应

当导线流过交变电流时,在导线内部将产生与电流方向相反的电动势。由于导线中心较导线表面的磁链大,在导线中心处产生的电动势就比在导线表面附近处产生的电动势大。这样作用的结果,电流在表面流动,中心则无电流,这种由导线本身电流产生之磁场使导线电流在表面流动,就是“趋肤效应”。电流只在导线的表层流过,其表层的厚度称为“穿透厚度或趋肤深度 Δ ”,它和工作频率的平方根成反比。穿透厚度 Δ 可表示为:

$$\Delta = \frac{6.61 K}{\sqrt{f}} = \frac{k_m}{\sqrt{f}} \quad (21)$$

式中 Δ —穿透厚度, mm

$$K = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \rho_c}}, \text{ 材料常数, 铜在 } 20^\circ\text{C} \text{ 时, } K = 1;$$

ρ —工作温度时的电阻率, Ω/cm ;

ρ_{c} —铜在 20°C 时的电阻率 $= 1.724 \times 10^{-6} \Omega/\text{cm}$;

μ_{T} —导体材质相对磁导率, 非导磁材料 $\mu_{\text{T}} = 1$;

f —频率, Hz ;

k_{m} —与物质和温度有关的常数(例如铜: 100°C 时, $k_{\text{m}} = 75$,

20°C 时 $k_{\text{m}} = 65.5$)

由于趋肤效应使导线有效导电面积减小, 电流密度有所提高, 引起铜耗增加, 效率下降。因此工作于高频的变压器就需考虑这一影响。在高频变压器中的单根导线线径过大, 等于浪费了铜。一般, 线径不超过穿透厚度的 2 到 3 倍为宜。由式(21)可知, 频率增加, 穿透厚度减小。在保持电流不变的情况下, 相当于电流密度增加, 因此铜耗显著增大, 使变压器温升增高。

4.2 邻近效应

相邻导线流过高频电流时, 由于磁电作用使电流偏向一边的特性, 称为“邻近效应”。如相邻二导线 A、B 流过相反电流 I_{A} 和 I_{B} 时, B 导线在 I_{A} 产生的磁场作用下, 使电流 I_{B} 在 B 导线中靠近 A 导线的表面处流动, 而 A 导线则在 I_{B} 产生的磁场作用下, 使电流 I_{A} 在 A 导线中沿靠近 B 导线的表面处流动。又如当一些导线被缠绕成一层或几层线匝时, 磁动势随绕组的层数线性增加, 产生涡流, 使电流集中在绕组交界面间流动, 这种现象就是邻近效应。邻近效应随绕组层数增加而呈指数规律增加。因此, 邻近效应影响远比趋肤效应影响大。减弱邻近效应比减弱趋肤效应作用大。

由于磁动势最大的地方, 邻近效应最明显。如果能减小最大磁动势, 就能相应减小邻近效应。所以合理布置原副边绕组, 就能减小最大磁动势, 从而减小邻近效应的影响。

理论和实践都说明, 设计工频变压器时使用的简单方法, 对设计高频变压器不适用。在磁芯窗口允许情况下, 应尽可能使用直径大的导线来绕制变压器。在高频应用中常导致错误, 使用直径太大的导线, 则会使层数增加, 叠加和弯曲次数增多, 从而加大了邻近效应和趋肤效应, 就会使损耗增加。因此太大的线径和太小的线径一样低效。显然由于邻近效应和趋肤效应缘故, 绕制高频电源变压器用的导线或薄铜片有个最佳值。

5 变压器的应用

变压器在电气和电子工程中被广泛应用, 在长途通信和局域网(LAN)中主要用作高频开关电源的电源变压器。

信号变压器在长途通信和局域网(LAN)中的两个主要用途: 作为隔离元件用和作为负载阻抗匹配用。尽管把共模扼流圈说成变压器的应用不是很精确, 但共模扼流圈和变压器的工作状态有关系, 所以在本文中还是把它们放在这一节来阐述。在应用双股对绞电缆的通信和局域网(LAN)中广泛采用扼流圈来抑制噪声。

5.1 变压器作为隔离元件用

信号变压器应设计成允许通过信号的频率和允许的振幅失真都在一定范围之内。在长途通信和局域网(LAN)中应用的数字电路必须予以保护, 使它免受外部电源, 如 $60\text{Hz}/120\text{V}$ 或 $50\text{Hz}/230\text{V}$ 交流电的危害, 50V 的电话振铃信号和雷击应尽可能地接到外接口上。在输出电路和接口之间放一个变压器可为变压器工作频率范围内的信号提供电的联系, 但对这频率范围以外的信号它不起作用, 局域网(LAN)和长途通信可应用的工作频率范围可以是 10kHz 和 100MHz 之间任何频率(一般来说是这样)。

频率为 $50\text{Hz}/60\text{Hz}$ 的高压源信号, 因为频率太低, 所以无法通过信号变压器的接口。当然变压器的副边绕组会不会受到施加电源电压的危害取决于变压器的结构和功率定额。关键是原边绕组要么在长时期内、要么在危害发生之前允许的时间间隔内保持不受影响。

在雷击的情况下, 变压器的副边绕组通常会损坏, 但只要与原边隔离, 就能达到保护的目的。

5.2 作为阻抗匹配用

在 2.13 节中已提到负载阻抗从变压器的副边转换到原边, 只要在阻抗上乘以 $1/n^2$ 的系数即可。变压器的这一特性, 使变压器能用于对不同源和负载阻抗进行匹配。

源和负载的匹配阻抗表示为:

$$Z_{\text{IN}} = Z_{\text{SOURCE}}$$

从 2.13 节中我们知道等效阻抗是接在原边的两端(等于 Z_{IN})。

$$Z_{\text{IN}} = Z_{\text{LOAD}}/n^2$$

因此, 输入和输出如匹配, 则:

$$n = \sqrt{\frac{Z_{\text{LOAD}}}{Z_{\text{SOURCE}}}} \quad (22)$$

5.3 共模扼流圈

共模扼流圈工作和变压器相似, 它也是用绕在同一磁心上的不同线圈来产生磁的耦合。它和变压器不同之处在于它不是用作信号的变换和隔离, 说得确切一些, 即它对加于其上的共模信号呈现高阻抗, 允许差模信号不受阻碍地通过。

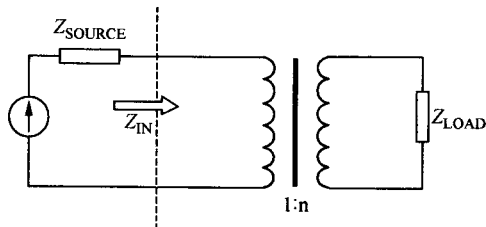


图 17 变压器作为阻抗匹配用

当共模电压加于输入端的扼流圈如图 18 所示, 图中的基准

电平是任意的。加在每一条线上的电流和电压是相等的(电流的返回通道没有画出,但实际上,它通常是通过寄生电容返回到基准电平上)。

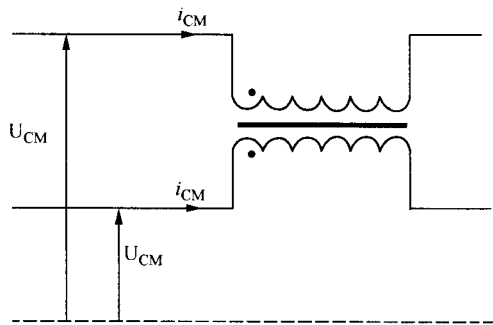


图 18 具有共模输入的扼流圈

绕在同一磁心上两个绕组的匝比是 1:1,在理想情况下,所有磁通都是相互耦合的(和理想变压器一样)。在同一方向流动的两个共模电流,产生相位相同的磁通。它们产生的影响就相当于串联的感抗,它的大小取决于信号频率和线圈的参数(如磁心截面和磁导率等)。

当差模电压加于输入端的扼流圈如图 19 所示,总的合成电流流过负载通过扼流圈返回。在扼流圈中流过相反方向的电流磁通相互抵消。扼流圈对差模信号实际上是“觉察不出的”。

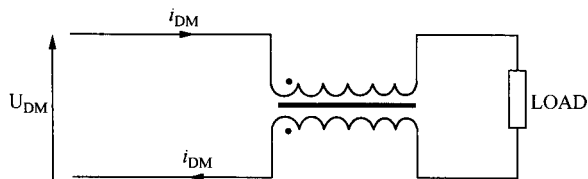


图 19 具有差模输入的扼流圈

上面叙述的完美扼流圈具有无限宽的频率响应,对共模信号呈现无限大的阻抗,对差模信号阻抗为零。实际的扼流圈和变压器一样除有绕组电阻外还有漏电感、分布电容和磁心损耗。它产生的效应,除了对差模信号有不等于零的阻抗外,它的频率响应也是有限的、共模阻抗也是有限的。

一般来说,共模扼流圈的工作频率与它的共模电感成反比。

6 变压器的测试

测量图 16 所示变压器等效电路参数,通常是为了验证要求的计算值。两种简单的测试能确定导出的参数。

6.1 开路测试

这种测试通常是在低频下进行的,所以变压器的电容项可以忽略。这种测试电路如图 20 所示。

变压器额定电压常加在原边线圈端子上。副边线圈开路,所以副边没有电流流动、副边没有漏电感、副边绕组可以忽略。通常,原边漏感和电阻比励磁电感和磁心损耗等效电阻小得多,

也可以忽略。简化等效电路如图 20 右边所示。测量所加电压和由它引起电流的幅值和相位就能得出励磁电抗和磁心损耗等效电阻。现代阻抗电桥能完成必需的计算并以数字方式直接给出电感和电阻的测量值。

因为在测试中励磁电感是在副边绕组开路情况下测得的,所以一般称之为开路电感(L_o 或 OCL),在本文中始终使用这一专门术语。

6.2 短路测试

再一次忽略绕组内部的电容,得到的测试电路如图 21 所示。

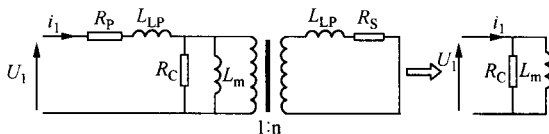


图 20 开路测试

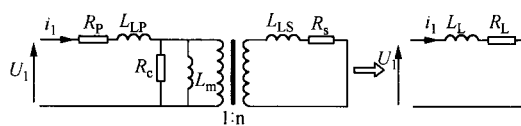


图 21 短路测试

副边线圈是短路的,使额定电流流过原边绕线的端点上。由于短路电压 U_1 很小,开路电感和磁心损耗等效电阻要比副边开路时小得多,所以能被忽略。短路测试最终等效电路如图 21 右边所示。折合到原边的将是漏电感和绕组电阻的测量值(见 2.13 节)。测量原边的电压和电流的幅值与相位就能得出电感和电阻值($L_L = L_{LP} + L_{LS}/n^2$, $R_L = R_P + R_S/n^2$)。

绕组电阻的测量也可以直接用直流电压加在原边或副边绕组进行测量。测得的电阻就是每个绕组的直流电阻(DCR)。

7 频率响应特性

下面用第 3 节变压器的等效电路和有关的简化假设去描述一般宽带信号变压器的频率响应曲线。在感兴趣的频率范围内,绕组之间的电容假设可以忽略。

我们可画出变压器接有电源和负载(假设两者都是纯电阻性的)的等效电路,并对它作进一步简化得出的等效电路如图 22 所示,图中负载电阻,副边的漏感和副边绕组电阻全部换算成理想变压器原边的元件。

7.1 低频响应

在低频时,对图 22 等效电路作出进一步简化是可能的:

- (1) C_D 的阻抗值足够大,可以忽略;
- (2) R_{SOURCE} 和 R_P 可合并为一原边电阻 R_1 。
- (3) R_{LOAD} , R_C 和 R_S 可合并为一电阻 R_2 。

$$R_S \ll R_{LOAD}, R_C \ll R_{LOAD}$$

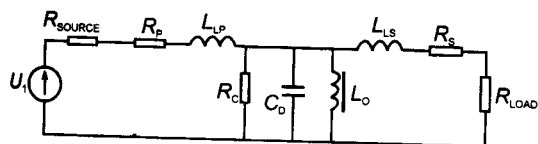


图 22 具有电源和负载的等效电路

(4)漏电感抗足够小,可以忽略。

在上述假设下,画出的低频等效电路如图 23 所示。 U_2 和负载两端的电压非常接近。 L_0 的阻抗(开路电感)和频率 f 成正比。当频率 f 减小时, R_2 和 L_0 并联的阻抗也减小。当 $f \rightarrow 0$ 时 $U_2 \rightarrow 0$,如图 24 所示。

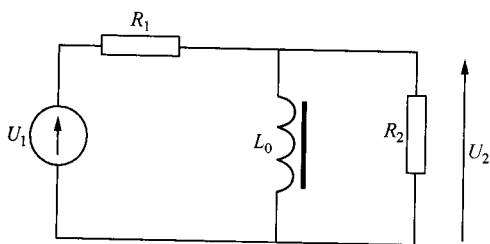


图 23 低频等效电路

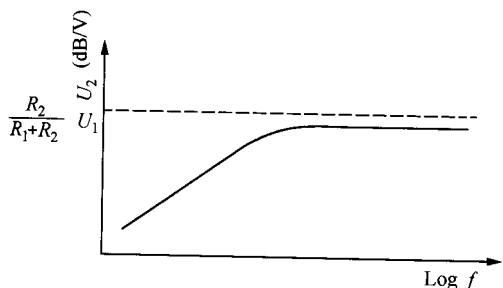


图 24 低频响应

低频响应主要是开路电感作用。当开路电感增加,低频响应就能得到改善。

7.2 高频响应

在高频时可按下面的假设对图 22 作进一步的简化:

- (1)开路电感 L_0 的阻抗足够大,可以忽略;
- (2) R_{SOURCE} 和 R_p 可合并为一原边电阻 R_1 。

$$R_p \ll R_{SOURCE};$$

- (3) R_{LOAD} , R_c 和 R_s 可合并为一电阻 R_2 。

$$R_s \ll R_{LOAD}, R_c \ll R_{LOAD}$$

- (4)漏电感可以集中在一起。

在上述假设下,我们能画出其高频等效电路如图 25 所示。 U_2 和负载两端的电压非常地接近。 L_L 的阻抗和频率 f 成正比。 C_D 的阻抗和频率 f 成反比。两者引起的效应是:当 $f \rightarrow \infty$ 时 $U_2 \rightarrow 0$,如图 26 所示。

高频响应主要是漏电感和分布电容起作用。当这些参数值

很低时,就能得到比较好的高频响应。

7.3 运行的频率响应

在理想的情况下,变压器的运行区间在它的频率范围之内,变压器就相当于一个理想元件。

$$U_2 = \frac{R_{LOAD}}{R_{SOURCE} + R_{LOAD}} U_1, \text{ 如果 } R_{SOURCE} \ll R_{LOAD} \text{ 则 } U_2 = U_1$$

在实际等效电路参数下,会使输出电压减小一些,这种衰减通常用插入损耗(dB)来表示。

$$\text{插入损耗(dB)} = 10 \log(U_2 / U_1)$$

综合 7.1 ~ 7.3 节可得到图 27 所示的频响曲线。

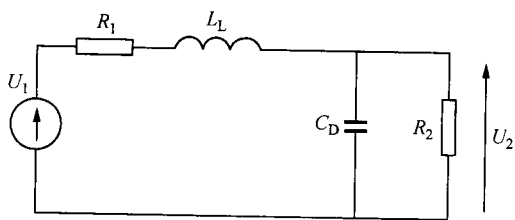


图 25 高频等效电路

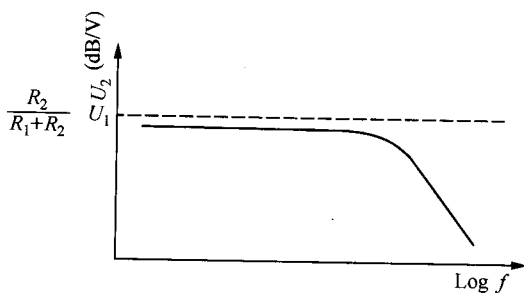


图 26 高频响应

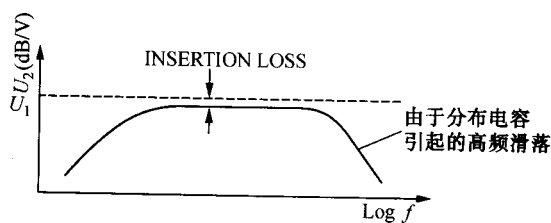


图 27 变压器的频率响应

8 时域响应特性

本节将给出一个简单脉冲变压器的时域响应特性的简单说明。完整的含有许多方程分析起来相当复杂,为了简化分析,在本节中做下列假设:

- (1)绕组电阻和源电阻及负载电阻相比是可以忽略的;
- (2)漏电感可以集中在一项里;
- (3)磁芯损耗电流和负载电流相比可以忽略;
- (4)绕组之间的电容效应可以忽略。

这些假设对大多数实际情况来说是可行的,不会改变所获

得基本特性的数据。在此假设下,可把图 22 的等效电路简化成如图 28 所示。

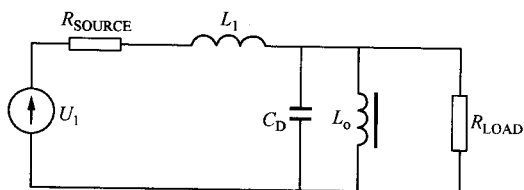


图 28 等效电路的时域响应

8.1 脉冲上升沿响应

等效电路如图 29 所示。对于瞬间变化的输入电压而言,加在它上面的开路电感的阻抗是趋向无限大,可以忽略。假设源电阻 R_1 也可忽略。

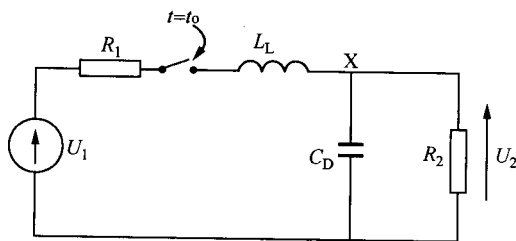


图 29 上升沿等效电路

在此假设下,计算节点 X 的电流,并通过对它的方程求导数就能得到二次微分方程:

$$\frac{d^2 U_2}{dt^2} + \frac{dU_2}{R_2 C_D dt} + \frac{1}{L_L C_D} U_2 = \frac{U_1}{L_L C_D}$$

这个方程的解是:

$$U_2 = U_1 (1 + A e^{-\alpha t} + B e^{-\beta t}) \quad (23)$$

由这个方程得出的波形如图 30 所示。超调量和波形的上升时间取决于 R_2 , L_2 和 C_D 的值。

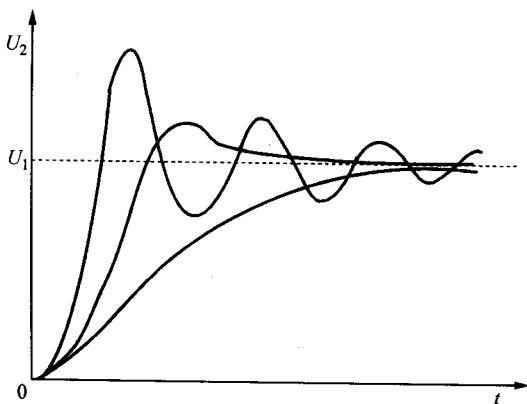


图 30 上升沿的波形

8.2 脉冲平顶响应

在脉冲上升沿的过渡过程结束后,就进入理想脉冲的第二阶段,脉冲平顶响应部分。其等效电路如图 31 所示。漏电感远

小于开路电感,可以忽略。在脉冲峰值持续期间分布电容上电压的变化率是很小的,通过它的电流比负载电流很小,所以它也可以忽略。

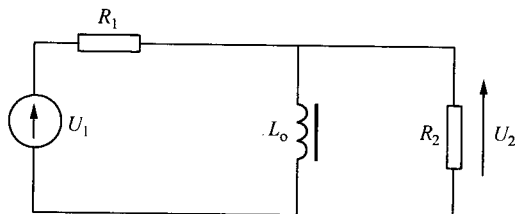


图 31 脉冲平顶响应的等效电路

在此假设下,我们再一次计算电流,并通过它的方程对时间求导数,就能得到一次微分方程:

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \cdot \frac{dU_2}{dt} + \frac{U_2}{L_o} = 0$$

此方程的解是:

$$U_2 = U_1 k e^{\frac{-k R_1}{L_o} t}$$

负载电压离开初始值后按指数规律下降,如图 32 所示。下降速率和开路电感成反比,即开路电感 L_o 数值愈大,在脉冲持续期间,负载电压偏离初始值就愈小。

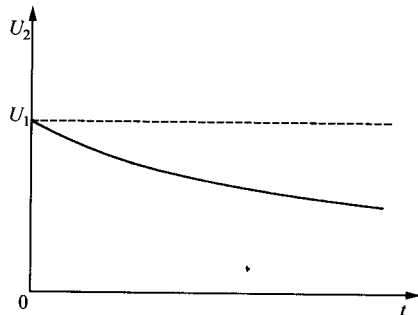


图 32 脉冲平顶响应

8.3 脉冲下降沿响应

等效电路如图 33 所示。漏感通常比开路电感小,可以忽略。

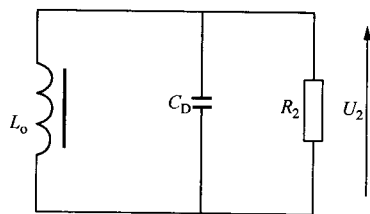


图 33 下降沿等效电路

在此假设下,先计算电流,然后再通过它对时间求导数,可以得到二次微分方程:

$$\frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{1}{R_2 C_D} \cdot \frac{du_2}{dt} + \frac{u_2}{L_o} = 0$$

此方程的解是: $U_2 = U_1 (A e^{\alpha t} + B e^{\beta t})$

波形的形状取决于开路电感和 C_D 的数值。

如果磁芯的励磁电流可以忽略,则其衰减的波形,一般来说是指指数衰减的阻尼正弦振荡,如图 34 所示。

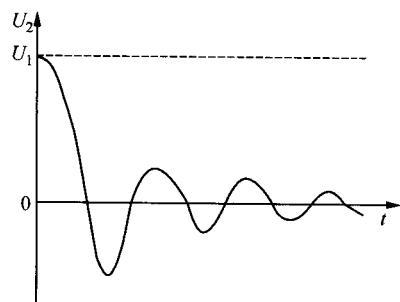


图 34 下降沿的响应

如果忽略了过大的励磁电流,随着磁场的衰减,将会发生一个再生电动势,引起一个很大的下冲。

综合 8.1 和 8.3 节的结果,就能得到完整的脉冲响应曲线,

如图 35 所示。为了清楚起见,图中的过渡过程和下降的峰值是被放大的,在一个好的变压器设计中,这些将是很不显著的。

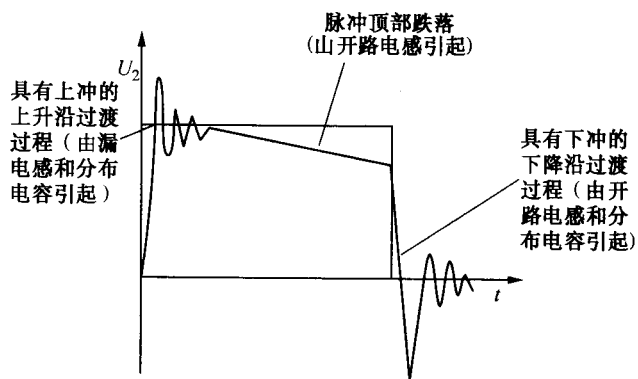


图 35 变压器的脉冲响应