

5.3 高频变压器的分析与计算

采用现代电力电子技术的设备，其工作频率都在 kHz 到几十 kHz 。设备中所使用的各种变压器的磁芯一般都选用铁氧体、坡莫合金等适合高频应用的材料而不能使用普通的硅钢片，另外，由于集肤效应的存在，变压器的各绕组多采用多股并绕的方式，这些特点都与工频变压器完全不同。

多种电力电子变换电路都采用高频变压器，但由于电路结构的不同，高频变压器的工作电磁过程也不相同，因此高频变压器的设计方法也各有特点。

研究高频变压器的设计计算方法，不但是开发电力电子产品所必需的，同时也可以加深对电力电子设备工作过程中电磁量变化规律的理解，定量地掌握各电参数之间的关系，因此对更好地使用和维护电力电子设备也有重要的意义。

5.3.1 单端正激式输出变压器的计算

图 5-8 是正激式直流变换器的输出部分，图中电力电子开关 S 是单向的，与初级绕组 N_p 串联；次级绕组 N_s 与整流二极管 VD_1 相串联，将变换后的电能整流后输出给负载； N_i 是消磁绕组，将 S 关断后磁路中储存的剩余电能回馈给电源。单端正激式电路的输出变压器的工作模式属于电流单方向变化的情况， $B-H$ 的运动轨迹在第一象限，与纵轴相交，如图 5-5 所示。

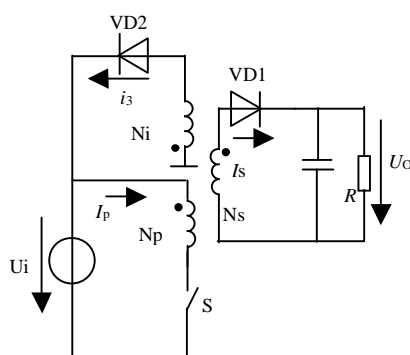


图 5-8 单端正激式变换器的高频变压器

对高频变压器的设计内容是，根据工程要求，把电源电压 U_i 、输出功率 P_O 、效率 η 、工作频率 f 、占空比 D 等做为已知条件，再通过选择磁性和导电材料确定最大磁感应强度变化量 ΔB_m ，最后计算出各绕组的匝数、导线截面积或直径、以及磁芯的形状和尺寸。磁芯的形状和尺寸一般无法专门定做，可在系列产品中选取符合计算结果的磁芯。一般通过如下步骤进行计算。

1. 确定磁芯大小

反映磁芯尺寸和形状一般由磁芯窗口面积 W 和磁芯截面积 S_C 的乘积来反映，乘积 WS_C 越大，说明磁芯体积越大。一般采用以下经验公式来计算 WS_C

$$WS_C = \left(\frac{11.9P_O}{K\Delta B_m hf} \right)^{1.143} \quad (5.7)$$

式中 ΔB_m 为磁感应强度变化量 (T)，对于铁氧体磁芯一般为 0.15T； P_O 为输出功率 (W)； f 为占波器的工作频率 (Hz)。系数 $K=K_O K_P$ 。 K_O 为窗口使用系数，反映窗口被绕组填充的情况，一般取 0.35； K_P 为绕线系数，一般取 0.43。计算出的 WS_C 乘积的单位为 cm^4 。计算出 WS_C 后，应从有关磁芯资料中查找与计算结果相近的 WS_C 实际值，但实际值不应小于式 (5.7) 的计算结果。

2. 计算初级绕组的匝数

初级绕组的计算公式为

$$N_p = \frac{U_{i\min} D_{\max}}{S_C \Delta B_m f} \times 10^4 \quad (5.8)$$

式中： $U_{i\min}$ ——电源电压最小值 (V)；

D_{\max} ——最大占空比；

f ——工作频率 (Hz)；

S_C ——磁芯截面积 (cm^2)；

ΔB_m ——磁感应强度变化量 (T)。

式 (5.8) 可由法拉第定律得出，在电子开关闭合时， $U_i = N_p d\Phi / dt$ 。如果认为磁通随时间是线性增长的，则 $U_i = N_p \Delta\Phi / \Delta t$ 。每次磁通增长过程的时间是工作周期 T 与占空比的乘积，即 $\Delta t = DT = D / f$ 。而在上述时间中，磁感应强度从 0 增长到 ΔB_m ， B 与 S_C 的乘积就是磁通，所以 $\Delta\Phi = \Delta B_m S_C$ 。考虑到电源电压最低、占空比最大时最容易出现输出功率不足的情况，将 U_i 用 $U_{i\min}$ 代替， D 用 D_{\max} 代替，整理后就是式 (5.8)。

3. 计算次级绕组和消磁绕组的匝数

由于次级绕组 N_S 与初级绕组 N_P 为同一磁路，所以在电子开关闭合时， N_S 与 N_P 的端电压符合变比关系，即 $N_P / N_S = U_i / U_S$ 。次级绕组两端的电压为脉冲形式，占空比为 D ，经二极管整流后，电压平均值也就是输出电压 U_O 应再乘以 D 。多数单端式直流变换器为降

压型，输出电压比较低，这样就不能忽略整流二极管的直流压降 U_D 。根据上述原则，次级绕组由下式计算

$$N_s = \frac{(U_D + U_o)}{D_{\max} U_{i\min}} N_p \quad (5.9)$$

至于消磁绕组，其电压与初级绕组是一样的，所以它的匝数与初级绕组也应该相同，

$$N_i = N_p \quad (5.10)$$

4. 计算各绕组导线的截面积和直径

首先计算初级绕组的电流。初级绕组的电流平均值与电源电压 U_i 的乘积就是输入功率 P_i ，但初级电流是不断变化的，即使在 S 导通期间，电流也是从小到大线性增长的，所以初级最大电流 I_p 要比初级平均电流大。而确定导线的直径或截面积要依据最大电流，由于材料、功率、频率等因素的差异，精确地计算初级电流最大值有一定的难度。通常计算的方法是在平均电流的基础上再除以一个小于 1 的系数 K_T ，根据经验，可取 $K_T=0.707$ 。

$$I_p = \frac{P_o}{U_{i\min} h K_T} \quad (5.11)$$

有了最大电流的数值，在根据绕组的导线材料所允许的最大电流密度，就可以确定导线的截面积了。对于铜质导线，可选电流密度 $J_m=4A/mm^2$ 。这样初级绕组导线的截面积 S_p 由下式确定

$$S_p = I_p / J_m \quad (5.12)$$

为了克服集肤效应的不良影响，通常对工作频率较高的变压器绕组采用多股并绕的方法，设初级绕组的股数为 G_p ，则每股导线的直径 d_p 为

$$d_p = \frac{1}{G_p} \sqrt{\frac{S_p}{p}} \quad (5.13)$$

类似地，次级绕组的导线截面积 S_s 、直径 d_s 分别为

$$S_s = I_o / J_m \quad (5.14)$$

式中 I_o ——负载电流。

$$d_s = \frac{1}{G_s} \sqrt{\frac{4S_s}{p}} \quad (5.15)$$

消磁绕组的匝数与初级绕组相同，其中也不会通过较大的电流，所以不必多股并绕，只确定其导线直径和截面积即可。当电子开关关断后，消磁绕组中流过的电流为激磁电流，这

个电流通常在初级总电流的 5% 到 10% 范围，因此消磁绕组的导线截面积 S_i 和导线直径 d_i 分别为

$$S_i = \frac{(0.05 \sim 0.1)I_P}{J_m} \quad (5.16)$$

$$d_i = \sqrt{\frac{4S_i}{\rho}} \quad (5.17)$$

5.3.2 单端反激式输出变压器的计算

就磁场的变化规律而言，反激式变压器与正激式变压器是一样的。但是，反激式变换器的电路工作原理与正激式是不同的，所以在变压器的设计和计算方面两者有着较大的差别。图 5-9 是反激式变换电路输出部分的原理图，图中的变压器更多地存在着一些电感的属性。当电子开关闭合时，由于次级感应电压的极性使得二极管承受反压，二极管截止而次级绕组中没有电流，电流流过初级绕组相当于给一个电感储存能量。在电子开关断开时，初级电流即刻消失，电感的储能通过次级绕组经导通着的二极管向负载释放。所以，这种变压器的计算应从计算电感入手。

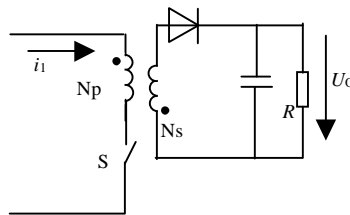


图 5-9 反激式变换电路的输出部分

1. 初级电感的计算

首先计算初级绕组的电流最大值。电子开关 S 闭合后，初级电流从 0 开始上升，如果忽略回路的电阻，电流的变化规律是线性的。当 S 再度断开时，电流上升到最大值 I_{Pm} 。在 S 导通期间 (t_{on}) 初级电流的平均值为 $I_{Pm}/2$ 。接下来是 S 关断的一段时间 t_{off} ，这段时间初级绕组中没有电流。两段时间之和为周期 T 。令占空比 $D = t_{on}/T$ ，不难看出，整个周期中电流的平均值为 $I_{PAV} = D I_{Pm}/2$ 。这样就可以确定，电源的输出功率 $P_i = U_i I_{PAV}$ 。如果效率为 η ，输出功率为 $P_o = \eta P_i$ 。这样，初级电流最大值可由下式得出

$$I_{Pm} = \frac{2P_o}{\eta U_i D} \quad (5.18)$$

由初级电流最大值可求出由初级绕组形成的电感 L_1 ，初级绕组中的电流 i_p 在 S 导通时直线上升，其变化规律为

$$i_p = \frac{1}{L_1} U_i t$$

当 $t = t_{on}$ 时, i_p 恰好为最大值 I_{Pm} , 即 $I_{Pm} = t_{on} U_i / L_1$, 由此可得出

$$L_1 = \frac{U_i D}{I_{Pm} f} \quad (\text{H}) \quad (5.19)$$

2. 磁芯气隙的计算

反激式变压器相当与一个电感, 为了防止电感磁饱和, 通常在磁路中留有气隙。气隙的厚度 l_g 是电感设计中的一个重要参数。 l_g 可由下式求出

$$l_g = \frac{0.4p L_1 I_{Pm}^2}{S_C \Delta B_m^2} \quad (\text{cm}) \quad (5.20)$$

式中 S_C ——磁芯截面积 (cm);

ΔB_m ——磁感应强度变化量 (T);

I_{Pm} ——初级电流最大值 (A)

对于式 (5.20) 可做以下解释, 对于有气隙的磁路, 由于气隙中的磁阻比其它部位大得多, 可以认为磁场能量绝大部分集中在气隙中。气隙的体积 $V = S_C l_g$, 气隙中磁场能量密度为 $w_L = BH/2$, 气隙中的导磁率 $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$, 如果 B 的单位为 G_s , 则 $w_L = BH = B^2 / (2 \times 0.4\pi)$, 由图 5-5 可看出, 对于单方向激磁的变压器, 如果忽略了剩磁 B_r , 最大磁感应强度变化量 ΔB_m 就是最大磁感应强度的绝对值 B_m 。最大能量密度为 $w_{Lm} = \Delta B_m^2 / (2 \times 0.4\pi)$, 这样最大磁场能量为

$$E_{Lm} = w_{Lm} V = \frac{1}{2} l_g S_C \frac{B_m^2}{0.4\pi} \quad (5.21)$$

另一方面, 从电路的角度, 电感的储能为

$$E_{Lm} = \frac{1}{2} L_1 I_{Pm}^2 \quad (5.22)$$

联立式 (5.21) 和式 (5.22) 就可得到式 (5.20)。

3. 初级匝数 N_p 的计算

初级绕组的匝数为 N_p , 电流为 I_p , 设磁路长度为 l , 磁场强度为 H 。如果磁路各点的导磁率相等, 有 $N_p I_p = l H = l B / \mu$ 。但是加入气隙后, 气隙中的导磁率要比其它部位大得多, 方程变为

$$N_p I_p = l_1 B / \mu + l_g B / \mu_g$$

式中 l_1 为减去气隙后磁路其它部分的长度, μ_1 为其导磁率; l_g 为气隙长度, μ_g 为气隙中的导磁率。由于 μ_1 比 μ_g 大得多, 上式可近似为

$$N_p I_p = l_g B / \mu_g$$

将最大磁场强度变化量 ΔB_m (T)、最大初级电流 I_{Pm} (A), 代入上式, 并取 l_g 单位为 cm, 可得出

$$N_p = \frac{\Delta B_m l_g}{0.4 \pi I_{Pm}} \times 10^4 \quad (5.23)$$

4. 次级绕组 N_s 的计算

电子开关接通时电路的电压方程为 $U_i = N_p d\phi/dt$, 认为磁场的变化是线性增长的, 在 $t=DT$ 时, 磁通量达到最大值 Φ_m , 则此时方程为

$$U_i = N_p \frac{\Phi_m}{DT} \quad (5.24)$$

电子开关断开时, 整流二极管导通, 次级电路的电压方程为 $U_s = N_s d\phi/dt$ 。由于磁通不能突变, 磁通 Φ_m 从开始下降, 到 $t=(1-D)T$ 时下降到 0, 此瞬间的电压方程为

$$U_s = N_s \frac{\Phi_m}{(1-D)T} \quad (5.25)$$

式中 U_s 应包括负载电压 U_o 和二极管导通压降 U_D 。联立式 (5.24) 和 (5.25) 得次级匝数的计算公式为

$$N_s = \frac{N_p (U_D + U_o) (1-D)}{DU_i} \quad (5.26)$$

导线直径和截面积的计算与正激式变压器相同, 不再重复。

5. 磁芯尺寸的选择

求出电感量 L_1 、最大电流 I_{Pm} 、导线直径 d 以后, 可根据需要选择磁性材料, 从而得到磁感应强度最大变化量 ΔB_m , 再由上述参数作为选择磁芯尺寸的依据。电感越大、电流越大, 磁芯的尺寸就越大, 而选择 ΔB_s 较大的材料, 相应的 ΔB_m 可以大一些, 磁芯的尺寸可以减小。磁芯尺寸选择可根据以下经验公式

$$S_c W = \frac{L_1 I_{Pm} d^2}{\Delta B_m} \times 10^4 \quad (\text{cm}^4) \quad (5.27)$$

式中各量的单位: L_1 为 H; I_{Pm} 为 A; 导线直径 d 为 cm; ΔB_m 为 T。

5.3.3 纯交流磁场的高频变压器的计算

有些高频变压器磁场的变化是纯交流的，磁感应强度从负的最大值到正的最大值之间周期性的变化。磁感应强度的变化规律如图 5-4 所示。全桥式、半桥式和推挽式变换器的变压器均具有这个特点。在设计此类变压器时，应注意以下几点：（1）磁滞回线在 1、2、3、4 象限变化，在负的最大值和正的最大值之间，所以同样材料允许的最大磁感应强度变化量 ΔB_m 是单端式变压器的 2 倍；（2）一般不需在磁路中加入气隙；（3）为减小激磁电流，可以适当增加初级绕组的匝数；（4）有时电流的正负半周分别由两个线圈交替提供，如推挽电路的初级、次级接全波整流的次级线圈，必须设计两个相同的绕组串联，中心抽头。

1、磁芯尺寸的计算

与正激式单端变压器类似，也是把电源电压 U_i 、输出功率 P_o 、效率 η 、工作频率 f 、占空比 D 等做为已知条件，然后选择 ΔB_m 、 J_m 、 K_o 、 K_p 等参数，计算反映磁芯尺寸和大小的 $S_c W$ 乘积。可以参考式 (5.7) 计算，但由于磁感应强度是在负的最大值和正的最大值之间变化，此时的 ΔB_m 应为原来的 2 倍。更多的情况是用以下公式进行计算

$$WS_c = \frac{P_o}{2h\Delta B_m J_m f K_o K_p} \times 10^2 (cm^4) \quad (5.28)$$

上式中各量的单位为： P_o 为 W； ΔB_m 为 T； f 为 Hz； J_m 为 A/mm^2 。

2、初级与次级绕组的计算

初级绕组可参照正激式变压器的计算方法，用式 (5.8)，但同样取 ΔB_m 为单端正激式的两倍。次级绕组的计算参照式 (5.9)。导线截面积、导线直径的计算方法与单端式变压器相同。