

第 5 章 脉冲变压器

脉冲变压器广泛用于雷达、变换技术、实验物理等各种脉冲设备中。其主要用途是：

- ① 负载电阻与馈线特性阻抗的匹配；
- ② 升高或降低脉冲电压；
- ③ 改变脉冲的极性；
- ④ 变压器次级电路和初级电路的隔离；
- ⑤ 应用几个次级绕组以取得相位关系一定而数值彼此不同的电压脉冲；
- ⑥ 隔离电源部分的直流成分；
- ⑦ 在晶体管（或电子管）脉冲振荡器中使集电极（阳极）和基极（栅极）间得到强耦合。

5.1 脉冲变压器的波形及等效电路

5.1.1 脉冲变压器波形参数

理想的脉冲波形是指矩形脉冲波。由于电路的参数影响，实际的脉冲波形与矩形脉冲有所差异，其典型波形如图 5—1 所示。

图 5—1 所示的脉冲波形参数定义如下：

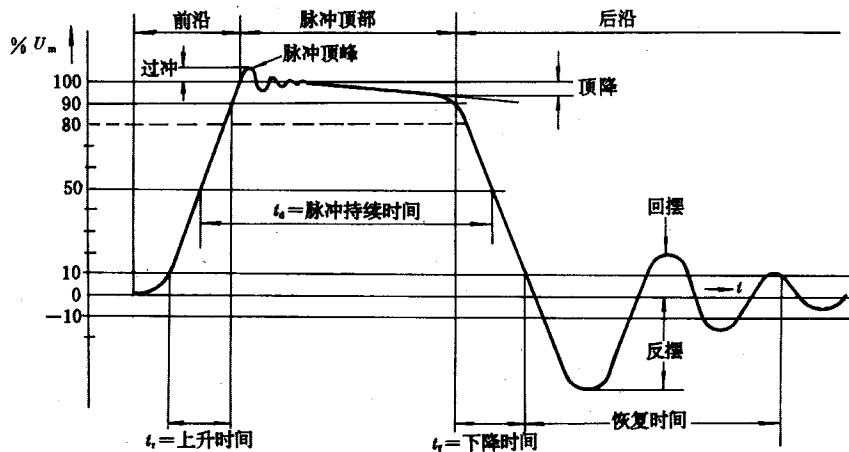


图 5—1 脉冲波形及其参数

1. 峰值脉冲幅度 U_m

峰值脉冲幅度是指通过脉冲顶部的平滑曲线外推线的最大值，除去持续时间小于此脉冲持续时间 10% 的起始“尖峰”或“过冲”。

2. 脉冲持续时间 t_d

脉冲持续时间是指脉冲幅度等于峰值脉冲幅度的 50% 的最初与最后瞬间相隔的时间。

3. 脉冲上升时间 t_r

脉冲上升时间是指脉冲幅度最初达到峰值脉冲幅度 10% 与 90% 两瞬间相隔的时间，除去波形中不需要或无关的部分。

4. 脉冲下降时间 t_f

脉冲下降时间是指脉冲幅度达到峰值脉冲幅度 90% 的最后瞬间与紧接在后面的脉冲幅度降到峰值脉冲幅度 10% 的瞬间相隔的时间，除去波形中不需要或无关的部分。

当顶降的数值接近峰值脉冲幅度的 10% 时，上述定义的下降点可用脉冲幅度达到峰值脉冲幅度的 80% 的最后瞬间代替。

5. 顶降 λ

顶降是指峰值脉冲幅度与脉冲顶部平滑曲线（除去起始“尖峰”或“过冲”）外推线在通过定义为脉冲下降时间的点的直线上交点的脉冲幅度之差的百分比。

6. 脉冲顶峰

脉冲顶峰是指脉冲的最大幅度。

7. 过冲 θ

过冲是指脉冲顶峰超过峰值脉冲幅度的数值。过冲以峰值脉冲幅度的百分比表示。

8. 反摆

反摆是指反向脉冲的最大幅度，即越过零幅度电平以下的部分，反摆以峰值脉冲幅度的百分比表示。

9. 回摆

回摆是在反摆之后回转的最大幅度，回摆以峰值脉冲幅度的百分比表示。

10. 恢复时间

恢复时间是指脉冲下降时间终止与脉冲幅度最后达到峰值脉冲幅度 10% 的瞬间相隔的时间。

在可使用小于 10% 的数字的特殊情况下，将此时间间隔称为“X% 恢复时间”。

5.1.2 脉冲变压器的等效电路

图 5—2 为脉冲变压器的基本等效电路。

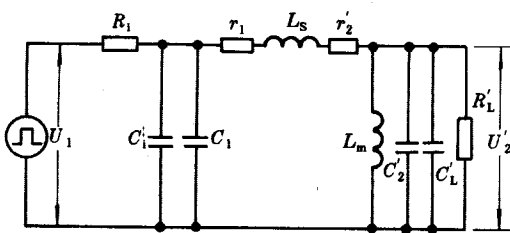


图 5—2 脉冲变压器的基本等效电路

在图 5—2 中：

- U_1 ——脉冲源的脉冲电压（输入电压）；
- U_2' ——换算到初级的负载输出脉冲电压， $U_2' = U_2/n^2$ ；
- R_1 ——脉冲源内阻；
- r_1 ——变压器初级电阻；
- r_2' ——换算到初级的变压器次级电阻， $r_2' = r_2/n^2$ ；

- R_L' ——换算到初级的次级负载电阻， $R_L' = R_L/n^2$ ；
- C_1 ——变压器初级分布电容；
- C_2' ——换算到初级的变压器次级分布电容， $C_2' = C_2 \cdot n^2$ ；
- C_i ——输入电路等效电容；
- C_L' ——换算到初级的负载等效电容， $C_L' = C_L \cdot n_2$ ；
- L_s ——变压器等效漏感；
- L_m ——变压器有效磁化电感；
- n ——变压比， $n = N_2/N_1$ ；

N_2 ——变压器次级匝数；

N_1 ——变压器初级匝数。

令

$$R_1 = R_i + r_1 \tag{5-1}$$

$$R_2 = R_L + r_2 \text{ 或 } R_2' = (R_L + r_2) / n^2 \tag{5-2}$$

则图 5-2 的等效电路可简化为图 5-3 所示电路。

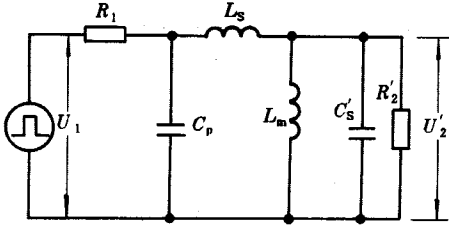


图 5-3 脉冲变压器简化等效电路

在图 5-3 中，我们将所有次级回路的电容用 C_s 表示， C_s' 为换算到初级的数值， $C_s' = C_2' + C_L'$ 。初级回路用 C_p 表示 C_1 与 C_i 的总和。

在多数情况下，变压器初级电阻 r_1 与 R_i 相比可以忽略；变压器次级电阻 r_2 与负载电阻 R_L 相比可以忽略。此时， $R \approx R_i$ ， $R_2' \approx R_L'$ 。这对简化脉冲变压器计算十分重要。

在具体计算脉冲变压器脉冲波形参数时，图 5-3 等效电路仍显复杂，可进一步简化。图 5-4 和图 5-5 为计算脉冲前沿参数的简化等效电路，其中图 5-4 适用于升压脉冲变压器，图 5-5 适用于降压脉冲变压器。图 5-6 为计算脉冲顶降的简化等效电路。图 5-7 为计算后沿参数的简化等效电路。

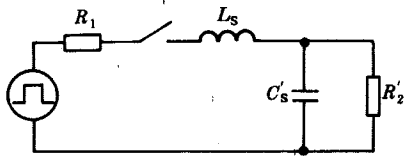


图 5-4 升压脉冲变压器前沿简化等效电路

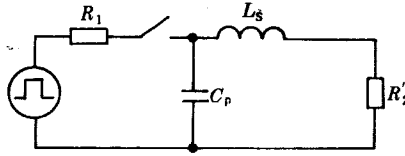


图 5-5 降压脉冲变压器前沿简化等效电路

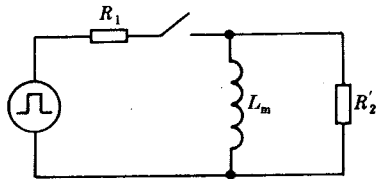


图 5-6 脉冲变压器顶降简化等效电路

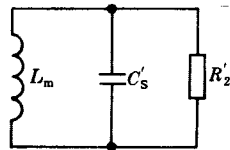


图 5-7 脉冲变压器后沿简化等效电路

5.2 脉冲变压器脉冲波形参数计算

5.2.1 脉冲前沿参数计算

脉冲变压器的漏感和绕组及结构零件存在的分布电容使脉冲前沿波形发生畸变。脉冲前沿包括脉冲上升时间和过冲两部分。脉冲前沿参数计算就是根据电路参数、规定的上升时间和过冲量确定变压器的允许漏感和分布电容值。

计算按图 5-4 所示简化等效电路进行。为计算方便，定义以下系数：

$$\alpha_r = \frac{1}{2} \left(\frac{R_1}{L_s} + \frac{1}{C_s' R_2'} \right) \tag{5-3}$$

$$\beta_r = \frac{1}{L_s C_s'} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \tag{5-4}$$

$$\sigma_r = \frac{t}{T_r} = \frac{t \cdot \sqrt{\beta_r}}{2\pi} \tag{5-5}$$

$$T_r = \frac{2\pi}{\sqrt{\beta_r}} = \frac{2\pi \sqrt{L_s C_s'}}{\sqrt{1 + \frac{R_1}{R_2'}}} \quad (5-6)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C_s'}} \quad (5-7)$$

$$k = \frac{\alpha_r}{\sqrt{\beta_r}} \quad (5-8)$$

上述公式中, t 表示时间, 其余符号同图 5-4。

图 5-8 表示脉冲变压器的上升特性。图中 U_2' 表示换算到初级的脉冲输出电压额定值, 并按下式计

算

$$U_2' = U_1 \cdot \frac{R_2'}{R_1 + R_2'} \quad (5-9)$$

由图 5-8 可见, 当 $k < 1$ 时, 电路呈振荡状态, $k = 1$ 时, 电路呈临界阻尼状态, $k > 1$ 时, 电路呈阻尼状态。 k 值愈小, 过冲愈大, 前沿上升时间愈短; k 值愈大, 过冲愈小, 甚至没有, 前沿上升时间愈长。

如果设负载开路, $R_2' \rightarrow \infty$, 再设 $R_1 = \sqrt{L_s/C_s'}$, 则 $k = 0.5$; 而当负载 $R_2' = R_1 = \sqrt{L_s/C_s'}$ 时, $k = 0.71$ 。当 $k = 0.5 \sim 0.71$ 范围内时, 其过冲量由图 5-8 可得分别为 18%~7% 左右。以兼顾脉冲上升时间和过冲出发, k 值通常取 0.5~0.71 左右。

脉冲电路参数 R_1 、 R_2' 和脉冲前沿的上升时间 t_r 、上升特性 k 与脉冲变压器的 L_s 、 C_s' 的关系按下式计算

$$L_s C_s' = \frac{1}{4\pi} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \left(\frac{t_r}{\sigma} \right)^2 \quad (5-10)$$

$$L_s/C_s' = [k \sqrt{R_2' (R_1 + R_2')} + \sqrt{k^2 R_2' (R_1 + R_2') - R_1 R_2'}]^2 \times 10^{-6} \quad (5-11)$$

图 5-9 表示系数 k 与 σ_r 的关系, 图 5-10 表示了系数 k 与过冲 θ (超过峰值脉冲幅度的百分数) 的关系。

在具体计算时, 由过冲 θ 查图 5-10 曲线得出 k 值, 再由 k 值确定 σ_r 。由查得的 k , σ_r 值按式 5-10 和 5-11 求出允许的 L_s 和 C_s' 值。这样确定的 C_s' 值, 还能满足下降时间最小的要求。

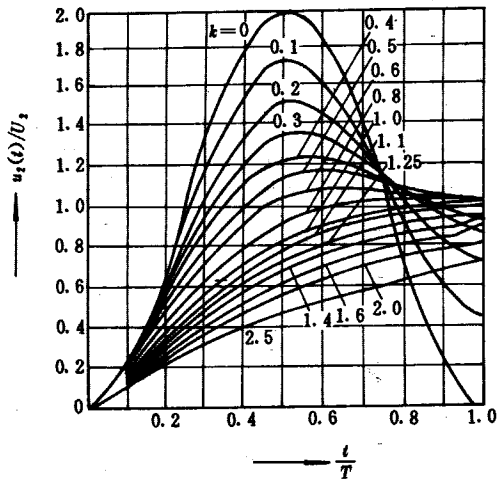


图 5-8 脉冲前沿特性

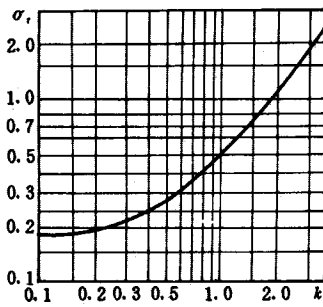


图 5-9 k 与 σ_r 的关系曲线

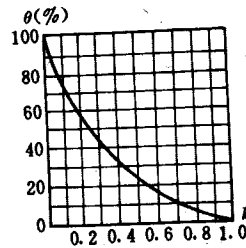


图 5-10 过冲 θ 与 k 的关系曲线

以下就不同工作电路列出 L_s 与 C_s' 的计算式:

1. 线性负载

对线性调制器, 由于 $R_1 = R_2'$, $R_1 = \sqrt{L_s/C_s'}$, 故 $k = 0.707$ 。查图 5—10, 过冲 $\theta = 6.5\%$, 查图 5—9, 得 $\sigma_r = 0.35$ 。故

$$L_s = 0.64 R_1 t_r \quad (5-12)$$

$$C_s' = \frac{0.64 t_r}{R_1} \times 10^6 \quad (5-13)$$

式中 L_s ——脉冲变压器漏感 (μH);

R_1 ——脉冲变压器初级回路电阻 (Ω);

t_r ——脉冲前沿上升时间 (μs);

C_s' ——换算到初级的总分布电容 (pF)。

对钢管调制器, 由于 $R_1 \ll R_2'$, 此外 $R_2' = \sqrt{L_s/C_s'}$, 故 $k = 0.5$ 。由图 5—9 查得 $\sigma_r = 0.27$, 由图 5—10 查得 $\theta = 18\%$ 。故

$$L_s = 0.58 R_2' t_r \quad (5-14)$$

$$C_s' = \frac{0.58 t_r}{R_2'} \times 10^6 \quad (5-15)$$

式中, 符号意义同前述。

2. 磁控管负载

磁控管的点火电压称为门限电压。当输出脉冲电压在门限电压以下时, 磁控管不导通, 相当于开路。当电压超过门限电压时, 磁控管导通, 其动态电阻很低。

磁控管对调制器来说, 为一个偏压二极管负载。根据磁控管的特性, 把脉冲前沿上升时间定义为负载电压上升到门限电压的这段时间。在此时间内, 磁控管不导通, $R_2' = \infty$ 。

对线性调制器, 通常 $U_1 = 2U_2'$ (U_2' 等于门限电压), 并且 $R_1 = \sqrt{L_s/C_s'}$, 故 $k = 0.5$ 。由图 5—8 曲线, 当额定电压达 $0.9U_2'$ 即 $0.45U_1$ 时, $\sigma_r = 0.207$ 。此时

$$L_s = 0.77 R_1 t_r \quad (5-16)$$

$$C_s' = \frac{0.77 t_r}{R_1} \times 10^6 \quad (5-17)$$

式中, 符号意义同前。

对钢管调制器, 钢管源内阻可忽略, $U_1 \approx U_2'$, $R_2' = \sqrt{L_s/C_s'}$, 当 $R_2' = \infty$ 时, $k = 0$ 。由图 5—8 中 $k = 0$ 曲线, 当达 $0.9U_1$ 时, $\sigma_r = 0.25$ 。故

$$L_s = 0.64 t_r \quad (5-18)$$

$$C_s = \frac{0.64 t_r}{R_2'} \times 10^6 \quad (5-19)$$

式中, 符号意义同前。

5.2.2 脉冲顶降计算

脉冲顶降的主要原因是脉冲变压器励磁电流的增长, 即由于并联的励磁电感分流而引起输出脉冲的顶部降落。按图 5—6 电路计算。

在电阻性负载下, 顶降 λ 为

$$\lambda = \frac{R_1 R_2' t_d}{L_m (R_1 + R_2')} \quad (5-20)$$

式中 λ ——顶降 (%);

t_d ——脉冲持续时间 (s);

L_m ——励磁电感 (H)。

当钢管调制器工作在过压状态, R_1 很小, 其顶降也很小。当工作于欠压状态, R_1 大, 顶降也大。
对线性调制器, 由于 $U_1 = 2U_2'$, $R_1 = R_2'$ 。故输出脉冲的顶降为

$$\lambda = \frac{R_1 t_d}{2L_m} \quad (5-21)$$

式中, 符号的意义同前。

在电阻性负载下, 脉冲电流的顶降与脉冲电压的顶峰是相等的。

当负载为磁控管时, 由于磁控管导通后的动态电阻比静态电阻小得多, 其顶部响应与电阻性负载不同。

对于线性调制器, 通常 $R_1 = R_2'$, 即脉冲形成网络的阻抗等于磁控管静态内阻。其脉冲电压顶降为

$$\lambda_e = \frac{r_i R_1 t_d}{L_m (R_1 + r_i)} \quad (5-22)$$

式中 λ_e ——脉冲电压顶降 (%);
 r_i ——磁控管动态内阻 (Ω)。

脉冲电流顶降为

$$\lambda_i = \frac{R_1 t_d}{L_m} \quad (5-23)$$

式中 λ_i ——脉冲电流顶降 (%).

比较式 5-22 和式 5-23, 当线性调制器接磁控管时, 由于磁控管动态内阻 r_i 很小, 故电压顶降远小于电流顶降。

对钢管调制器, 当工作在过压状态时, 通常 $R_2' \gg r_i$, 而 $r_i \approx R_1$, 故 $U_1 \approx U_2'$ 。此时, 脉冲电流顶降为

$$\lambda_i = \frac{R_2' t_d}{2L_m} \quad (5-24)$$

脉冲电压顶降为

$$\lambda_e = \frac{r_i t_d}{2L_m} \quad (5-25)$$

因为 $R_2' \gg r_i$, 故电压顶降远小于电流顶降。又因为 $R_2' \gg R_1$, 故与电阻性负载相比较, 电流顶降大。当工作在欠压状态时, 脉冲电压顶降为

$$\lambda_e = \frac{R_1 r_i t_d}{L_m (R_1 + r_i)} \quad (5-26)$$

脉冲电流顶降为

$$\lambda_i = \frac{R_1 R_2' t_d}{L_m (R_1 + r_i)} \quad (5-27)$$

同样, 由于 $R_2' \gg r_i$, 电压顶降也远小于电流顶降。而且, 与电阻性负载相比, 电流顶降大。

5.2.3 脉冲后沿参数计算

脉冲后沿参数可按图 5-7 电路计算。

为计算方便, 同样定义以下参数:

$$\alpha_i = \frac{1}{2C_s' R_2'} \quad (5-28)$$

$$\beta_i = \frac{1}{C_s' L_m} \quad (5-29)$$

$$\sigma_i = \frac{t \cdot \sqrt{\beta_i}}{2\pi} \quad (5-30)$$

$$T_f = \frac{2\pi k}{\alpha_i} \quad (5-31)$$

$$k = \frac{\alpha_1}{\sqrt{\beta_1}} \tag{5-32}$$

$$\Delta_f = \frac{R_2' t_d}{L_m} \tag{5-33}$$

脉冲变压器的后沿也有3种状态。

当 $k > 1$ 时，电路呈过阻尼状态；当 $k = 1$ 时，电路呈临界状态；当 $k < 1$ 时，电路呈振荡状态。图 5-11 列出了在 $k = 0.5$ 和 $k = 0.7$ 条件下，脉冲变压器的后沿下降和反摆特性。由图 5-11 可见，当 Δ_f 大于 1 时，由于下降特性而产生的反摆，将随 k 的增加而增加；反之，当 Δ_f 小于 1 时，反摆却随着 k 的增加而减小。此外，脉冲下降时间，总是随着 k 和 Δ_f 的增加而减小。

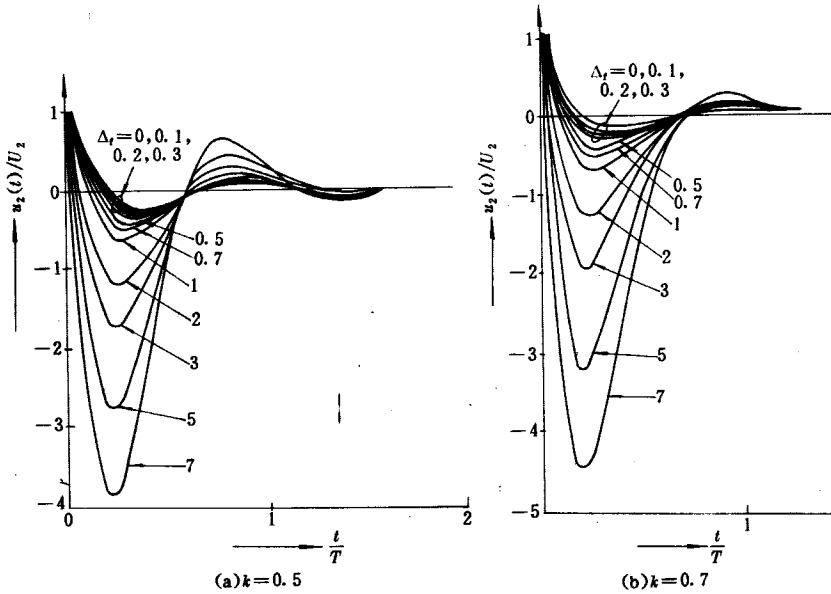


图 5-11 脉冲变压器的下降特性

1. 脉冲下降时间 t_f

脉冲下降时间按下式计算

$$t_f = R_2' C_s \ln \left(1 + \frac{L_m}{R_2' t_d} \right) \times 10^{-6} \tag{5-34}$$

式中 t_f ——脉冲下降时间 (μs)。

2. 反摆

当脉冲反向时，负载截止，反峰二极管导通，这时，前述公式中 R_2' 变换成 R_d 。反峰电压最大值按下式计算

$$U_{hm} = - \frac{U_{2d}' t_d R_d}{L_\Delta} e^{-\frac{R_d t_d}{L_\Delta}} \tag{5-35}$$

式中 U_{hm} ——反峰电压最大值 (V)；

U_{2d}' ——脉冲终了时的输出电压 (V)；

t_d ——脉冲持续时间 (μs)；

R_d ——反峰电阻 (Ω)；

L_Δ ——静态偏磁电感 (μH)；

t_n ——反峰电压最大值出现时间 (μs)。

U_{2d}' 按下式计算:

$$U_{2d}' = U_2' (1 - \lambda) \quad (5-36)$$

式中 U_2' ——换算到初级的次级负载电压 (V);

λ_e ——脉冲电压顶降值 (%)。

t_n 按下式计算:

$$t_n = R_d C_s' \ln \frac{L_\Delta^2 \times 10^6}{R_d^3 C_s' t_d} \times 10^{-6} \quad (5-37)$$

式中, 符号的意义同前。

由式 5-35 可见, 反峰电阻愈小, 反峰电压最大值愈小; 励磁电感愈大, 反峰电压愈小。

3. 恢复时间

恢复时间按下式计算:

$$t_b = \frac{L_\Delta}{R_d} \ln \left[10 \left(1 + \frac{R_d C_s' \times 10^{-6}}{t_d} \right) \right] \quad (5-38)$$

式中, t_b 为恢复时间 (μs), 其余符号同前。

5.2.4 计算举例

设脉冲变压器应用于刚管调制器电路中, 工作状态为过压状态。脉冲源内阻 $R_1 = 5\Omega$, 负载电阻 $R_2' = 50\Omega$, 反峰电阻 $R_d = 100\Omega$, $U_2' = 24\text{kV}$ 。脉冲上升时间为 $0.25\mu\text{s}$, 脉冲持续时间 $2.05\mu\text{s}$ 。

1. 脉冲前沿参数

按式 5-14 和式 5-15 计算 L_s 、 C_s'

$$L_s = 0.58 R_2' t_r = 0.58 \times 50 \times 0.25 = 7.25\mu\text{H}$$

$$C_s' = \frac{0.58 t_r}{R_2'} \times 10^6 = \frac{0.58 \times 0.25}{50} \times 10^6 = 2900\text{pF}$$

2. 经脉冲变压器结构计算得

$$L_m = 4277\mu\text{H}$$

$$L_\Delta = 7614\mu\text{H}$$

按式 5-20 计算 λ

$$\lambda = \frac{R_1 R_2' t_d}{L_m (R_1 + R_2')} = \frac{5 \times 50 \times 2.05}{4277 \times (5 + 50)} = 0.22\%$$

3. 后沿参数计算

1) 下降时间 t_f 按式 5-34 计算

$$t_f = R_2' C_s' \ln \left(1 + \frac{L_m}{R_2' t_d} \right) \times 10^{-6} = 50 \times 2900 \times 10^{-6} \times \ln \left(1 + \frac{4277}{50 \times 2.05} \right) = 0.54\mu\text{s}$$

2) 反峰电压最大值 按式 5-37 计算 t_n

$$\begin{aligned} t_n &= R_d C_s' \ln \frac{L_\Delta^2 \times 10^6}{R_d^3 C_s' t_d} \times 10^{-6} \\ &= 100 \times 2900 \times 10^{-6} \times \ln \frac{7614^2 \times 10^6}{100^3 \times 2900 \times 2.05} \\ &= 2.66\mu\text{s} \end{aligned}$$

按式 (5-36) 计算 U_{2d}'

$$U_{2d}' = U_2' (1 - \lambda) = 24 \times (1 - 0.0022) \approx 24\text{kV}$$

按式 (5-35) 计算 U_{hm}

$$U_{hm} = \frac{U_{2d}' t_d R_d}{L_{\Delta}} e^{-\frac{R_d t_d}{L_{\Delta}}} = -\frac{24 \times 2.05 \times 100}{7614} e^{-\frac{100 \times 2.66}{7614}} = -0.624 \text{ kV}$$

3) 恢复时间 按式 5-38 计算 t_b

$$\begin{aligned} t_b &= \frac{L_{\Delta}}{R_d} \ln \left[10 \left(1 + \frac{R_d C_s' \times 10^{-6}}{t_d} \right) \right] \\ &= \frac{7614}{100} \times \ln \left[10 \left(1 + \frac{100 \times 2.900 \times 10^{-6}}{2.05} \right) \right] \\ &= 185 \mu\text{s} \end{aligned}$$

5.3 脉冲变压器的铁心

5.3.1 单极性脉冲变压器铁心的磁化过程

图 5-12 为脉冲变压器铁心磁化过程曲线。由图 5-12 可见，一系列脉冲持续时间为 t_d 、幅值为 U_m 的单极性脉冲电压加到匝数为 N 的脉冲变压器绕组上后，根据电磁感应定律，在每一个脉冲结束时，铁心中磁感应强度增量 ΔB 为

$$\Delta B = \frac{U_m t_d}{NS_c} \times 10^{-2} \quad (5-39)$$

式中 ΔB ——磁感应强度增量 (T);

U_m ——峰值脉冲电压 (V);

t_d ——脉冲持续时间 (μs);

N ——绕组匝数;

S_c ——铁心有效截面积 (cm^2)。

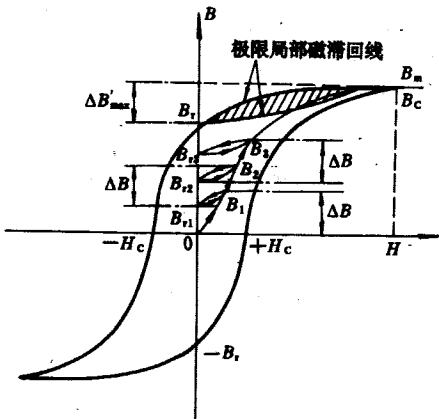


图 5-12 脉冲磁化过程

由式 (5-39) 可见，磁感应强度增量仅与脉冲电压的面积 (又称伏秒乘积) 成正比，而与脉冲序列无关。然而，由于铁心的磁滞作用，使得每一个脉冲结束后，铁心的剩磁与脉冲序列有关。在第一个脉冲作用期间，铁心工作点由 0 点移至 B_1 再回到 B_{r1} ，在第二个脉冲作用期间，铁心工作点由 B_{r1} 移至 B_2 再回到 B_{r2} ，如此下去，经一系列脉冲作用后，剩磁达到 B_r ，这时，铁心就稳定的工作在包括 B_r 在内的一个局部磁滞回线上。这个回线称作极限磁滞回线，此回线的极限磁感应增量 ΔB_{max} 为

$$\Delta B_{max} = B_s - B_r \quad (5-40)$$

式中 B_s ——铁心饱和磁感应强度 (T);

B_r ——铁心剩余磁感应强度 (T);

ΔB_{max} ——极限磁感应增量 (T)。

单极性脉冲变压器工作时，其增量磁感应强度 ΔB 必须不大于此极限值 ΔB_{max} 。超过此值，铁心将产生饱和，从而使输出电压降低，或者使脉冲持续时间变短。

为了缩小脉冲变压器体积，要求脉冲变压器铁心材料有高的饱和磁感应和低的剩磁，以获得最大的磁感应强度增量。此外，为了减小剩磁，可在磁路中插入非磁性间隙。采用施加与磁化场相反的偏磁场也能增大磁感应强度增量。

在静态，由直流作出的稳态局部回线的 ΔB 与相对应的 ΔH 之比，称为静态脉冲磁导率 μ_{Δ} ，即

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

在脉冲状态下，由动态脉冲磁滞回线的 ΔB 与相对应的 ΔH_p 之比，称为动态脉冲磁导率或脉冲磁导率 μ_p ，即

$$\mu_p = \frac{\Delta B}{\Delta H_p}$$

5.3.2 脉冲变压器用铁心材料及特性

1. 对铁心材料的要求

- ① 高的脉冲磁导率 μ_p ，能用较小的铁心尺寸获得足够大的励磁电感；
- ② 大功率脉冲变压器要求铁心具有大的磁感强度增量 ΔB ；
- ③ 小功率脉冲变压器要求铁心的起始脉冲磁导率高；
- ④ 损耗小；
- ⑤ 当采用附加直流偏磁时，要求材料具有高的矩形比（即 B_r/B_s 高），小的矫顽力 H_c 。

2. 冷轧取向硅钢薄带

冷轧取向硅钢薄带是脉冲变压器常用材料之一，特别是中大功率脉冲变压器。硅钢具有高的 ΔB 值，较大的 μ_p 值，铁心制造工艺简单，成本低。常用的钢带厚度有 0.03mm，0.05mm，0.08mm 和 0.10mm 等 4 种。图 5—13 至图 5—18 列出了硅钢铁心的有关磁特性曲线，供参考。

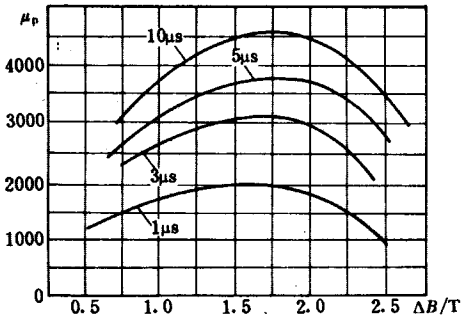


图 5—13 不切开铁心脉冲磁特性(钢带厚度 0.03mm)

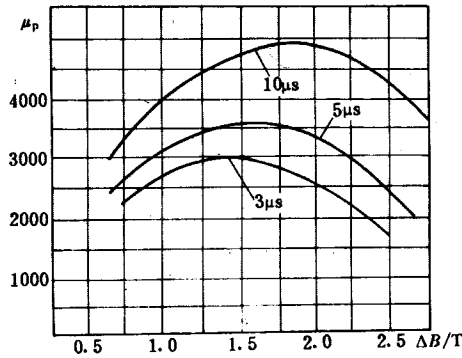


图 5—14 不切开铁心脉冲磁特性(钢带厚度 0.05mm)

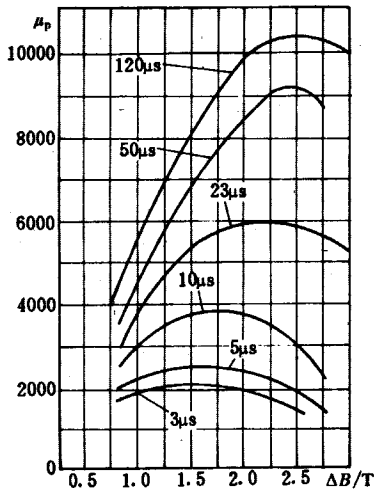


图 5—15 不切开铁心脉冲磁特性(钢带厚度 0.08mm)

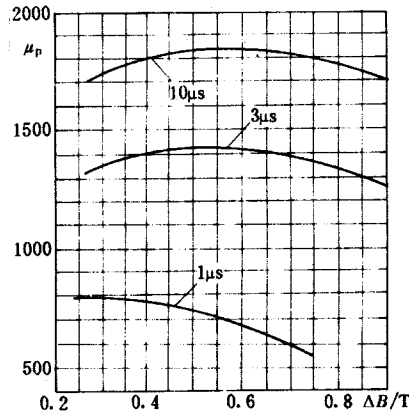


图 5—16 切开铁心脉冲磁特性(钢带厚度 0.03mm)

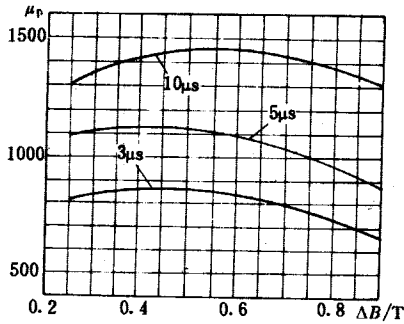


图 5—17 切开铁心脉冲磁特性 (钢带厚度 0.05mm)

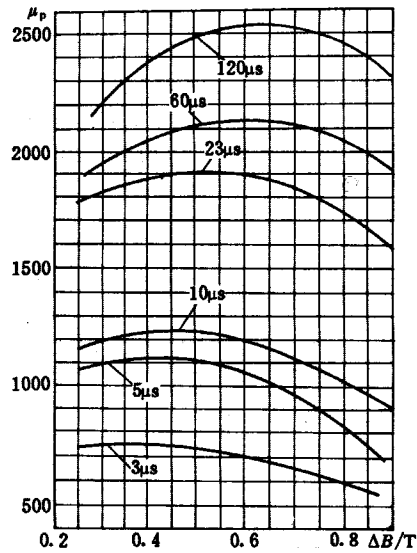


图 5—18 切开铁心脉冲磁特性 (钢带厚度 0.08mm)

3. 铁镍软磁合金

铁镍软磁合金具有高的脉冲磁导率，在中小功率脉冲变压器中使用较多。但其 ΔB 值较硅钢低，成本高，通常制成环形铁心来使用。

应用于脉冲变压器的铁镍合金有高矩形比（高磁导率）和低剩磁（恒磁导率）两大类。前者如 IJ34、IJ51 等；后者有 IJ67 等。此外，IJ50、IJ79 和 IJ86 在小功率脉冲变压器中也经常使用。

图 5—19 至图 5—20 列出了部分铁镍合金的脉冲磁特性。

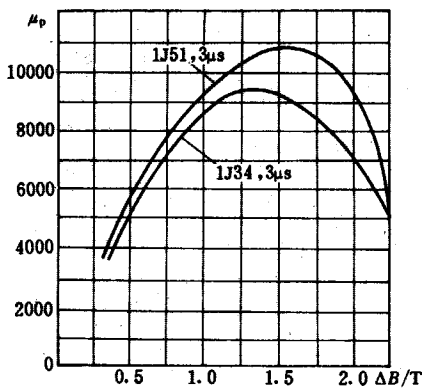


图 5—19 高矩形比铁镍合金脉冲磁特性

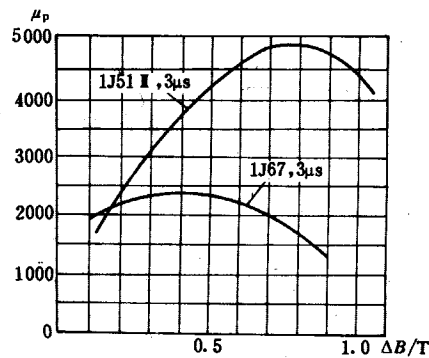


图 5—20 低 B 铁镍合金脉冲磁特性

4. 铁氧体磁心

铁氧体磁心的电阻率高，成本低，在小功率脉冲变压器中应用较多。由于铁氧体磁心的 ΔB 和 μ_p 值均较低，温度稳定性差，一般用于对顶降和后沿要求不高的场合。

通常使用初始磁导率为 1 000~2 000 的锰锌和镍锌铁氧体。图 5—21 至图 5—23 列出其脉冲磁特性。

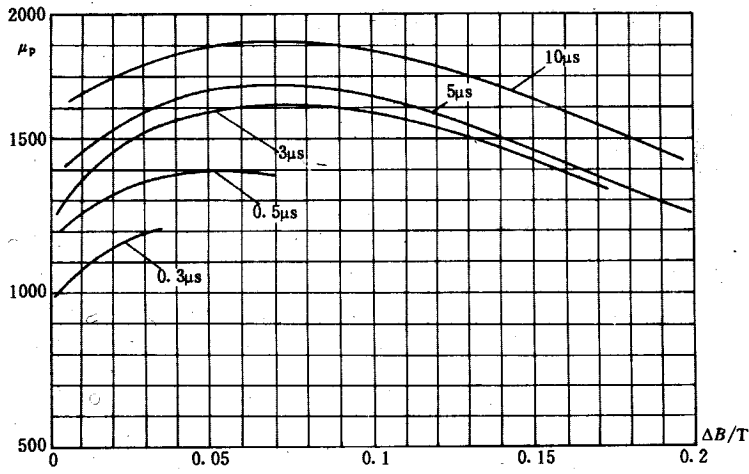


图 5-21 铁氧体磁心脉冲磁特性 (室温)

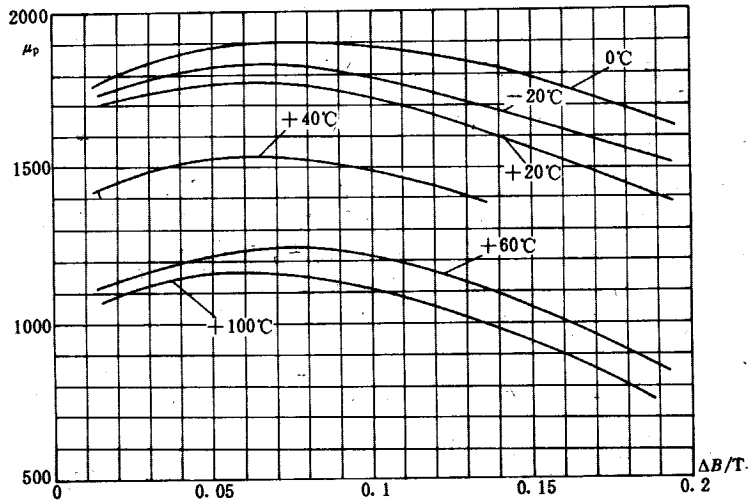


图 5-22 铁氧体磁心脉冲温度特性 (MXO-2000)

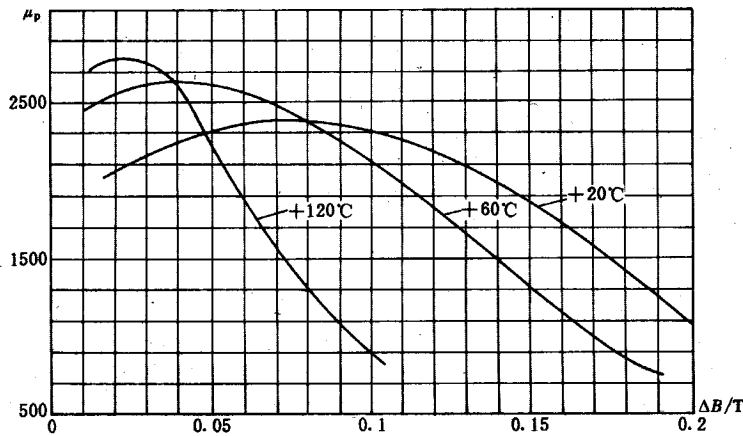
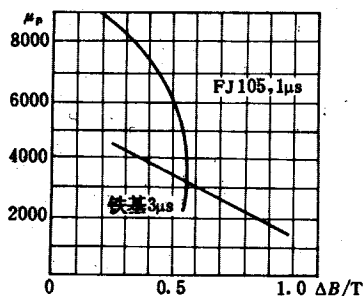
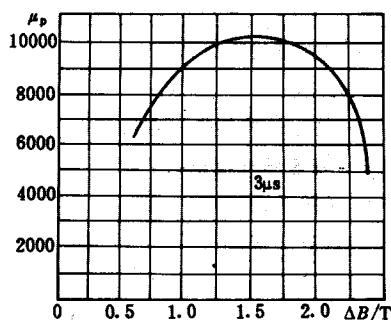


图 5-23 铁氧体磁心脉冲温度特性 (MXO-1500)

5. 非晶态合金

非晶态合金以其优异的磁性能在脉冲变压器中具有广阔的应用前景。目前,用于脉冲变压器中的非晶态合金有高 B_r 的铁基非晶合金,适宜制作大功率脉冲变压器;低 B_r 值铁基非晶合金,适宜制作中功率脉冲变压器;低 B_r 值钴基非晶合金,适宜制作小功率脉冲变压器。图 5-24 和图 5-25 为其脉冲磁特性曲线。

图 5-24 低 B_r 值非晶态合金脉冲磁特性图 5-25 高 B_r 值非晶态合金脉冲磁特性

5.3.3 脉冲变压器的铁心型式

和其他变压器一样,脉冲变压器使用的铁心型式有壳式、心式和环形三种。一般,大功率脉冲变压器使用 CD 型心式铁心或者具有接近圆截面的心式铁心,当需附加直流偏置时,使用不切开的 C 形铁心,这种铁心称为矩形铁心。中小功率脉冲变压器使用 ED 型和环形卷绕铁心。铁心尺寸根据提高励磁电感,减小寄生参数,缩小铁心体积这一原则来确定。

5.3.4 铁心的脉冲损耗

脉冲变压器的损耗在窄脉冲时主要取决于铁心的损耗,只有在脉冲持续时间很长时,铜损才起主要作用。

铁心损耗包括磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗。

磁滞损耗与脉冲变压器局部磁滞回线的面积有关。

在脉冲作用期间,铁心的涡流损耗为

$$P_B = \frac{\Delta B^2 \delta^2 S_c l_c}{12 \rho_c t_d^2} \times 10^{-12} \quad (5-41)$$

式中 P_B ——涡流损耗 (W);

ΔB ——磁感应强度增量 (T);

δ ——铁心钢带厚度 (cm);

S_c ——铁心截面积 (cm²);

l_c ——铁心平均磁路长度 (cm);

ρ_c ——铁心材料的电阻率 ($\Omega \cdot \text{cm}$);

t_d ——脉冲持续时间 (μs)。

铁心平均涡流损耗功率为

$$P_{BC} = P_B \cdot \frac{t_d}{T} \quad (5-42)$$

式中 P_{BC} ——铁心平均涡流损耗功率 (W);

T ——脉冲周期 (μs)

涡流的另一危害是由涡流产生的去磁场降低了铁心的脉冲磁导率。为了减小涡流的影响，铁心钢带厚度不能太厚，由于涡流的作用还与脉冲持续时间有关，不同脉冲持续时间下钢带的允许厚度见表 5—1。

表 5—1 不同脉冲持续时间所允许的钢带厚度

脉冲持续时间 $t_d/\mu s$	1.5	6	12	80	250
钢带厚度 δ/mm	0.03	0.05	0.08	0.20	0.35

铁心脉冲损耗可按式计算

$$P_{ch} = U_m \cdot i_h \tag{5-43}$$

式中 P_{ch} ——铁心脉冲损耗 (W);
 U_m ——峰值脉冲电压 (V);
 i_h ——损耗电流 (A)。

铁心平均脉冲功率损耗按下式计算

$$P_{\infty} = P_{ch} \cdot \frac{t_d}{T} \tag{5-44}$$

式中, P_{∞} 为铁心平均脉冲损耗, 其余符号同前。

铁心脉冲损耗可通过实验获得。图 5—26 和图 5—28 列出了常用硅钢薄带的脉冲损耗曲线。

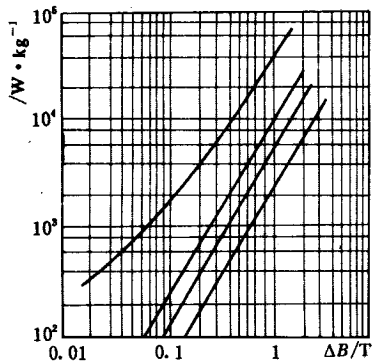


图 5—26 0.03mm 硅钢的脉冲损耗曲线

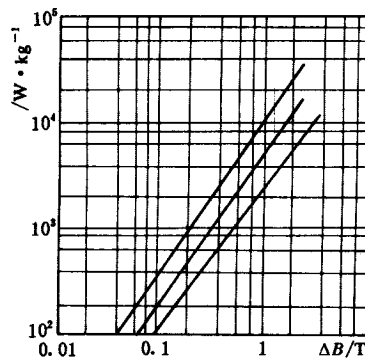


图 5—27 0.05mm 硅钢的脉冲损耗曲线

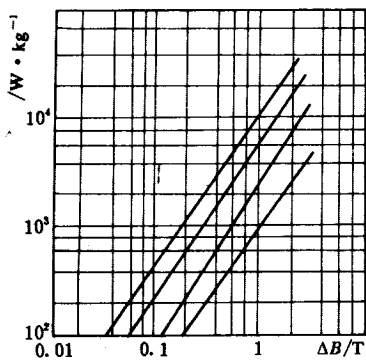


图 5—28 0.08mm 硅钢的脉冲损耗曲线

5.3.5 磁感应强度增量的选择

磁感应强度增量是设计脉冲变压器的主要参数之一。应根据不同的工作状态合理确定磁感应强度增量 ΔB 。

① ΔB 值不能超过极限磁感应强度增量 ΔB_{max} 。

当无偏磁工作时, ΔB_{max} 按式 (5—40) 确定。

当有偏磁工作时

$$\Delta B_{max} = B_s - (-B_{rr}) \tag{5-45}$$

式中 $-B_{rr}$ ——加偏磁后起始磁化工作点的磁感应强度值 (T)。

一般, 把不超过 $0.7B_s$ 值作为最大允许的磁感应强度值的上限。

② 当要求脉冲前沿特性好时, ΔB 取值可高些。

③ 当要求顶降小时, ΔB 取值宜低些。

④ 窄脉冲变压器, ΔB 取值不宜过高, 而宽脉冲变压器, ΔB 取值可高些。

⑤ 高重复频率的变压器, 由于受温升影响, ΔB 不宜取得过高。

5.4 脉冲变压器绕组

5.4.1 绕组设计的原则

- ① 满足规定的绝缘要求；
- ② 大功率脉冲变压器须保证有足够的散热面积和通道；
- ③ 尽可能缩短绕组长度，以降低铜损；
- ④ 使脉冲变压器体积最小；
- ⑤ 满足允许的漏感和分布电容值，能获得最低的 $\sqrt{L_s C_s}$ 值。

5.4.2 漏感计算

漏感计算方法在第4章中已有叙述，读者可根据绕组排列方式参照表4—6和第4.3.8节进行计算，现进一步阐述如下。

1. 根据绕组排列方式和结构求 k_s 值，进行漏感计算

脉冲变压器绕组多数采用单层结构，以减小其寄生参量。由于绕组厚度很薄，在漏感计算公式中的漏磁校正系数 $\rho_s \approx 1$ ，故可省略。为此：

当漏磁势组数 $M=1$ 时

对壳式铁心

$$L_s = \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{h_m} \left(\delta_z + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$$

对心式铁心

$$L_s = \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{2h_m} \left(\delta_z + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$$

式中 L_s ——漏感 (H)；

N_1 ——初级匝数；

l_m ——线圈平均匝长 (cm)；

h_m ——初次级平均绕线宽度 (cm)；

δ_z ——初次级间绝缘厚度 (cm)；

$\sum d_{mi}$ ——单层绕组的各绕组带绝缘导线直径 (cm)，即各绕组厚度。

当漏磁势组数 $M=2$ 时

对壳式铁心

$$L_s = \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{4h_m} \left(\delta_z + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$$

对心式铁心

$$L_s = \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{8h_m} \left(\delta_z + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$$

式中符号意义同前。

为以后计算方便，我们将上述公式归纳为以下公式：

壳式铁心

$$L_s = \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{Mh_m} \cdot k_s \quad (5-46)$$

心式铁心

$$L_s = \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{2Mh_m} \cdot k_s \quad (5-47)$$

式中 M ——漏磁势组数, 与绕组排列有关, $M=1$ 或 $M=2$;

k_s ——平均漏磁厚度系数 (cm), 即

$$k_s = \delta_s + \frac{\sum d_{mi}}{3}$$

这样, 不同的绕组排列和结构, 只要算出不同的 k_s 值, 就可按式 (5-46) 和式 (5-47) 计算漏感了。

2. “自耦式”绕组结构的漏感计算

这是在脉冲变压器中经常采用的一种绕组配置方法, 可大幅度降低变压器的漏感。其方法是将双绕组升压变压器次级绕组中与初级绕组匝数相同的一部分绕在同一层, 其余部分作为次级外层绕组绕在另一层, 此时

$$L_s = \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{h_m} \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \cdot \left(\delta_s + \frac{\sum d_{mi}}{3}\right) \quad (5-48)$$

式中 n ——变压比或称匝数比, $n = N_2/N_1$;

N_1 ——初级绕组匝数;

N_2 ——次级绕组匝数。

3. 环形变压器漏感

小功率脉冲变压器使用环形铁心较多, 当绕组沿铁心均匀分布时, 其漏感计算方法见第 6 章 6.4.1 节。

4. 减小漏感的方法

① 低压小功率脉冲变压器, 当变压比 $n=1$ 时, 采用双线 (对 2 个绕组) 或多线 (对多个绕组) 并绕能大幅度降低变压器漏感值。当 $n \neq 1$ 时, 可将匝数少的绕组夹在匝数多的绕组中绕制。这种方法对环形结构最为合适。

② 减小绕组间绝缘厚度。由于减小绝缘厚度即减小了漏磁面积, 故可减小漏感。但此时分布电容增大。

③ 增大绕组高度。由于漏感 L_s 与绕线宽度 h_m 成反比, 增大 h_m 可减小 L_s 。这相当于增大铁心窗高。绕组高度增大后其厚度可减薄, 这可进一步减小漏感。

④ 改变绕组排列, 增加漏磁势组数 M 。由于漏感与 M^2 成反比, 可采用交叉绕法来增大 M 值, 以减小漏感。但此时分布电容增大。

⑤ 采用“自耦式”绕法。由公式 (5-48) 可见, 采用“自耦式”绕法可减小漏感。如当 $n=2$ 时, “自耦式”绕法的漏感为普通绕法的四分之一。

在此需说明的是, 由于减小漏感与减小分布电容之间是相互矛盾的。因此, 必须折衷考虑, 以达到尽可能低的 $\sqrt{L_s C_s}$ 值。

5.4.3 分布电容计算

分布电容计算可参照第 4 章 4.3.9 节的方法进行。

1. 单层结构绕组的分布电容计算

对单层结构的绕组, 分布电容可按以下公式计算:

(1) 单层绕组间分布电容

$$C_2' = \frac{C_{0x}}{3} \left(\frac{U_a^2 + U_a U_b + U_b^2}{U_1^2} \right) \quad (5-49)$$

式中 C_2' ——换算到初级的绕组间电容 (pF);

C_{0x} ——绕组间静电容 (pF), 按第 4.3.9 节方法计算;

U_1 ——初级电压 (V);

U_a ——被计算电容两极间一端的电位差 (V);

U_b ——被计算电容两极间另一端的电位差 (V);

(2) 单层绕组在不同极性配置下分布电容

1) 绕向相同, 极性相同 见图 5—29。

$$C_2' = \frac{C_{0x}}{3} (n-1)^2$$

式中 n ——变压比。

当 $n=1$ 时, $C_2'=0$ 。

2) 绕向相同, 极性相反 见图 5—30。

$$C_2' = \frac{C_{0x}}{3} (n^2 + n + 1)$$

当 $n=1$ 时, $C_2' = C_{0x}$ 。

3) 绕向相反, 极性相同 见图 5—31。

$$C_2' = \frac{C_{0x}}{3} (n^2 - n + 1)$$

当 $n=1$ 时, $C_2' = \frac{C_{0x}}{3}$ 。

4) 绕向相反, 极性相反 见图 5—32。

$$C_2' = \frac{C_{0x}}{3} (n+1)^2$$

当 $n=1$ 时, $C_2' = \frac{4}{3} C_{0x}$ 。

2. 脉冲变压器的分布电容计算

根据静态电容 C_{0x} 和各绕组分布电容的计算公式, 我们可得出脉冲变压器总的分布电容计算公式为

$$C_2' = \frac{0.0886 l_m h_m}{3 U_1^2} \sum \frac{\epsilon_i}{\delta_{ai}} (U_{ai}^2 + U_{ai} U_{bi} + U_{bi}^2) \quad (5-50)$$

式中 C_2' ——换算到初级的总分布电容 (pF);

U_1 ——初级电压 (V);

l_m ——绕组平均匝长 (cm);

h_m ——绕组绕线宽度 (cm);

ϵ_i ——各绕组的介电常数;

δ_{ai} ——各绕组间绝缘厚度 (cm);

U_{ai} ——被计算各绕组电容两电极间一端的电位差 (V);

U_{bi} ——被计算各绕组电容两电极间另一端的电位差 (V)。

为简化计算, 特设 k_d 为分布电容系数, 且令

$$k_d = \frac{1}{3 U_1^2} \sum \frac{\epsilon_i}{\delta_{ai}} (U_{ai}^2 + U_{ai} U_{bi} + U_{bi}^2) \quad (5-51)$$

此时

$$C_2' = 0.0886 k_d l_m h_m \quad (5-52)$$

3. 减小分布电容的方法

1) 减小静态电容 C_{0x} 可选用介电常数低的绝缘材料, 适当增加绝缘厚度, 减小电极面积等。要特别注意减小高压绕组的静电容。

2) 采用分段绕制 分段绕制可降低层间静电容及层间电位差, 当分段数为 i 时, 分布电容可降至不分段时的 $1/i^2$ 。

3) 正确安排绕组极性及各层间连接 正确安排绕组绕向和极性, 可减小分布电容。对高压多层绕组,

层间不同连接方式其分布电容也不同。图 5—33 为常规多层绕组层间连接方式，其分布电容 C_2' 为

$$C_2' = 1.33 \frac{S-1}{S^2} C_{0x}$$

式中 S ——层数。

图 5—34 为另一种层间连接方式，其分布电容 C_2' 为

$$C_2' = \frac{S-1}{S^2} C_{0x}$$

减少了三分之一。

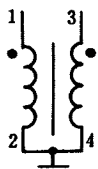


图 5—29 同向绕制,极性相同形

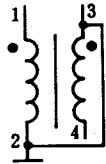


图 5—30 同向绕制,极性相反形

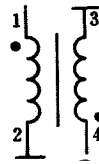


图 5—31 反向绕制,极性相同形



图 5—32 反向绕制,极性相反形

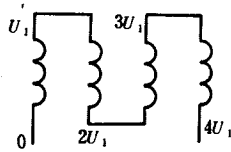


图 5—33 多层绕组层间连接方式

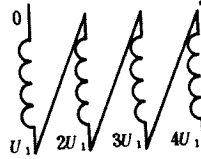


图 5—34 减小多层绕组分布电容的连接方式

5.4.4 绕组高频电阻计算

由脉冲变压器频谱特性可知，脉冲变压器相当于一个宽带高频变压器。变压器绕组在高频工作时，由于集肤效应和邻近效应的影响，其高频电阻 r_f 比其直流电阻 r_0 大得多。

一个脉冲持续时间为 t_d 的周期性脉冲电流，可用一个正弦高频电流来等效，该等效频率 f_e 为

$$f_e = \frac{4 \times 10^6}{\pi^2 t_d^2} \tag{5-53}$$

式中 f_e ——等效频率 (Hz)；

t_d ——脉冲持续时间 (μs)。

为减小集肤效应影响，最大允许导线直径 d_y 可按下式计算

$$d_y = \frac{132.2}{\sqrt{f_e}} \tag{5-54}$$

式中 d_y ——最大允许导线直径 (mm)；

f_e ——等效频率 (Hz)。

当导线直径超过式 (5—54) 计算值时，可采用多根导线并绕或用多股辫线，以减小集肤效应的影响。

考虑集肤效应和邻近效应的影响，绕组高频电阻 r_f 可按下式计算：

对单根导线

$$r_f = \left[Y + \left(\frac{Nk_x d}{2gD} \right)^2 \cdot X \right] r_0 \tag{5-55}$$

对多股辫线

$$r_f = \left\{ Y + \left[\left(\frac{k_x N}{2gD} \right)^2 + \frac{C}{d_0^2} \right] m^2 d^2 X \right\} r_0 \tag{5-56}$$

式中 Y ——考虑因集肤效应电阻增加的系数；
 X ——考虑因邻近效应电阻增加的系数；
 D ——绕组外直径 (cm)；
 N ——绕组匝数；
 d ——裸线直径或辫线中一根芯线直径 (cm)；
 d_0 ——不计外部绝缘的辫线外径 (cm)；
 g ——匝的疏密度，等于 a/d (单根导线) 和 a/d_0 (辫线)；
 a ——相邻两导线间距离 (cm)；

$$C = \frac{4(m-1)}{2m-1}$$

m ——辫线的芯线数；
 k_x ——考虑线圈几何形状对邻近效应影响的系数，可按下式计算

$$k_x = 6.5 \left[\left(\frac{h}{D} \right)^{0.85} + \left(\frac{\delta}{D} \right) \right]^{-1}$$

δ ——绕组厚度 (cm)；
 h ——绕组高度 (cm)。

系数 Y 和 X 是自变量 z 的函数，当 $z \leq 2$ 时， Y 和 X 值见表 5-2。

$$z = 0.107d \sqrt{f_e}$$

式中 z ——自变量；
 d ——导线直径 (cm)；
 f_e ——等效频率 (Hz)。

表 5-2 系数 Y 和 X 与参数 z 的关系

系数	$z < 1$	$1 < z \leq 2$	$2 < z \leq 3$
Y	1	1	$0.352z + 0.28$
X	$z^4/64$	$0.185z - 0.17$	$0.185z - 0.17$

当导线直径的选择符合式 (5-54) 计算结果时， $z < 2$ ，故 $Y \approx 1$ ，集肤效应影响可以忽略。

5.4.5 绕组配置

脉冲变压器的绕组配置应满足缩小体积、降低成本和获得最小的漏感和分布电容等要求。并需考虑工艺的可行性。

常用的绕组配置见表 5-3。表中还列出了漏感系数的计算公式。至于分布电容，则按第 5.4.3 节方法进行计算。

表 5-3 常用绕组配置

No	绕组配置图	漏感系数 k_s
1		$k_s = \delta_z + \frac{\sum d_{mi}}{3}$
2		$k_s = \delta_z + \frac{\sum d_{mi}}{3}$

续表

No	绕组配置图	漏感系数 k_s
3		$k_s = \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left(\delta_z + \frac{\sum d_{mi}}{3}\right)$
4		$k_s = \delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3}$
5		$k_s = \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left(\delta_{z1} + \frac{\delta_{z2}}{4} + \frac{\sum d_{mi}}{3}\right)$
6		$k_s = \delta_{z1} + \frac{\delta_{z2}}{4} + \frac{\sum d_{mi}}{3}$
7		$k_s = \delta_{z1} + \frac{4\delta_{z2}}{9} + \frac{\delta_{z3}}{9} + \frac{\sum d_{mi}}{3}$
8		$k_s = \delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3}$
9		$k_s = \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left(\delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3}\right)$
10		$k_s = \frac{1}{2} \left(\delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3}\right)$
11		$k_s = \delta_z + \frac{\sum d_{mi}}{3}$

续表

No	绕组配置图	漏感系数 k_s
12		$k_s = \frac{1}{2} \left(\delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$
13		$k_s = \frac{1}{2} \left(\frac{n-1}{n} \right)^2 \left(\delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$
14		$k_s = \frac{1}{2} \left(\delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$
15		$k_s = \frac{1}{2} \left(\delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$
16		$k_s = \frac{1}{2} \left(\frac{n-1}{n} \right)^2 \left(\delta_{z1} + \delta_{z2} + \frac{\sum d_{mi}}{3} \right)$

5.5 铁心截面积的确定

5.5.1 从最大允许上升时间出发确定截面积

$$S_{c \min} = \frac{1.11 k_s k_d \left[\frac{(l_m / \sqrt{S_c}) U_1 t_d}{\Delta B} \right] \times 10^{-4}}{L_s C_s'} \quad (5-57)$$

式中 $S_{c \min}$ ——铁心最小截面积 (cm²);
 k_s ——漏感厚度系数, 见 5.4.2 节;
 k_d ——分布电容系数, 见 5.4.3 节;
 U_1 ——峰值脉冲电压 (V);
 t_d ——脉冲持续时间 (μs);

$l_m/\sqrt{S_c}$ ——平均匝长因子 (cm^{-1});

l_s ——变压器允许漏感 (μH);

C_s' ——变压器允许分布电容 (pF);

ΔB ——磁感应强度增量 (T)。

对高压大功率宽脉冲油浸变压器, $l_m/\sqrt{S_c}$ 可取 5~7; 对窄脉冲油浸变压器, $l_m/\sqrt{S_c}$ 可取 7~9; 对其他中小功率脉冲变压器, $l_m/\sqrt{S_c}$ 可取 4~6 左右。

5.5.2 从满足顶降要求出发确定截面积

$$S_{\text{cmax}} = \frac{U_1 t_d \times 10^{-4}}{\Delta B} \sqrt{\frac{40\pi\mu_p (S_c/l_c)}{L_m}} \quad (5-58)$$

式中 S_{cmax} ——铁心最大截面积 (cm^2);

μ_p ——脉冲磁导率;

L_m ——励磁电感 (μH);

S_c/l_c ——铁心结构因子 (cm)。

对高压大功率油浸脉冲变压器, S_c/l_c 可取 0.2~0.4 ($t_d=1\sim 3\mu\text{s}$) 和 0.5~0.8 ($t_d=5\sim 50\mu\text{s}$); 对中小功率脉冲变压器, 采用标准矩形 (CD型) 铁心时, S_c/l_c 可取 0.08~0.15, 采用环形铁心时, S_c/l_c 可取 0.03~0.08 左右。

所选择的铁心截面积 S_c 需满足

$$S_{\text{cmin}} < S_c \leq S_{\text{cmax}}$$

5.6 脉冲变压器计算程序

5.6.1 用于计算的原始数据

- ① 脉冲功率 P_m (W);
- ② 输入峰值脉冲电压 U_1 (V);
- ③ 输出峰值脉冲电压 U_2 (V);
- ④ 变压比 n ;
- ⑤ 脉冲持续时间 t_d (μs);
- ⑥ 脉冲上升时间 t_r (μs);
- ⑦ 过冲量 θ (%);
- ⑧ 顶降 λ (%);
- ⑨ 脉冲下降时间 t_f (μs);
- ⑩ 反峰电压最大值 (V);
- ⑪ 脉冲恢复时间 t_b (μs);
- ⑫ 脉冲源内阻 R_i (Ω);
- ⑬ 负载电阻 R_l (Ω);
- ⑭ 重复频率 F (次/s);
- ⑮ 电路图及电路其他有关参数, 如输入电容, 反峰电阻等等。

5.6.2 计算程序

1. 计算平均功率

$$P_e = P_m \cdot t_d \cdot F \times 10^{-6} \text{ (W)}$$

2. 电流计算

次级脉冲电流

$$I_2 = \frac{P_m}{U_2} \text{ (A)}$$

次级有效电流

$$I_{2e} = I_2 \cdot \sqrt{t_d F \times 10^{-6}} \text{ (A)}$$

初级脉冲电流

$$I_1 = n I_2 \text{ (A)}$$

初级有效电流

$$I_{1e} = 1.05 I_1 \sqrt{t_d F \times 10^{-6}} \text{ (A)}$$

3. 确定导线直径

$$d_i = 1.13 \sqrt{\frac{I_{ie}}{j}}$$

式中 d_i ——各绕组导线直径 (mm); I_{ie} ——各绕组有效电流 (A); j ——电流密度 (A/mm²)

电流密度 j 的选择: 对中小功率脉冲变压器, j 取 2~4A/mm²; 对大功率油浸脉冲变压器, j 取 4~6A/mm²。

导线直径选择应按第 5.4.4 节进行, 避免因集肤效应而增大其有效电阻。

4. 计算 L_s 、 C_s'

按第 5.2.1 节方法进行。

5. 计算励磁电感 L_m

按第 5.2.2 节方法进行。

6. 绕组配置, 并计算漏感系数 k_s 和分布电容系数 k_d

参见第 5.4 节方法。

7. 确定铁心材料、钢带厚度, 选择 ΔB 、 μ_p 值

参见第 5.3 节方法。

8. 计算铁心截面积 S_c

按第 5.5 节方法。

9. 初、次级匝数计算首先求初级匝数 N_1 , 然后再计算 N_2 :

$$N_1 = \frac{U_1 t_d}{\Delta B S_c} \times 10^{-2}$$

$$N_2 = n \cdot N_1$$

10. 确定铁心其他尺寸并进行绝缘、结构计算经过此步, 最终算得变压器的 L_m 、 L_s 和 C_s' 值。**11. 校核脉冲波形参数**按最终算得的 L_m 、 L_s 、 C_s' 值校核脉冲波形参数至符合要求为止。**12. 损耗计算**

按第 5.4.4 节方法计算高频电阻及铜损; 按第 5.3 节计算铁心损耗。

13. 温升计算

参见第 3.12 节方法进行。

5.7 小功率脉冲变压器计算

5.7.1 计算特点

小功率脉冲变压器通常用于间歇振荡器和脉冲触发电路。小功率脉冲变压器的设计较之大、中功率脉冲变压器来说,设计程序上要简单一些,这体现在高压绝缘可以不考虑,变压器的温升也可以忽略。这样就便于控制脉冲变压器本身的分布参数,以达到预定的脉冲波形要求。

①在计算小功率脉冲变压器时,磁感应强度增量不是最重要的。在许多情况下,其取值都较低。重要的倒是要求铁心材料具有较高的初始磁导率。

②小功率脉冲变压器的铁心型式基本上采用标准的、现成的 E 形, 环形和 CD 型铁心, 无需特殊制造。

③小功率脉冲变压器尺寸不决定于发热情况, 也不决定于绝缘强度, 而是取决于制造上的可能性。

④小功率脉冲变压器负载电流较小, 由磁化电感产生的激磁电流与负载电流相比不能忽略。

小功率脉冲变压器的计算的理论与方法和大功率脉冲变压器相同, 以下举例说明之。

5.7.2 可控硅控制电路触发脉冲变压器计算举例

1. 用于计算的原始数据

①次级脉冲电压 $U_2 = 6V$

②次级脉冲电流 $I_2 = 2A$

③脉冲持续时间 $t_d = 20\mu s$

④脉冲重复频率 $F = 5000$ 个/s

⑤变压比 $n = N_2/N_1 = 0.25$

⑥脉冲源内阻 $R_1 = 2\Omega$

⑦换算到初级的负载并联电容 $C_L' = 10pF$

⑧脉冲上升时间 $t_r \leq 0.3\mu s$

⑨顶降 $\lambda \leq 5\%$

电路图见图 5—35。

2. 功率计算

(1) 脉冲功率

$$P_m = U_2 I_2 = 6 \times 2 = 12W$$

(2) 平均功率

$$P_e = P_m t_d F \times 10^{-6} = 12 \times 20 \times 5000 \times 10^{-6} = 1.2W$$

3. 确定导线直径

(1) 次级有效电流

$$I_{2e} = I_2 \sqrt{t_d F \times 10^{-6}} = 2 \times \sqrt{20 \times 5000 \times 10^{-6}} = 0.63A$$

(2) 初级有效电流

$$I_{1e} = 1.05 I_1 \sqrt{t_d F \times 10^{-6}} = 1.05 \times 2 \times 0.25 \times \sqrt{20 \times 5000 \times 10^{-6}} = 0.166A$$

(3) 次级导线直径

取 $j = 2A/mm$, 故

$$d_2 = 1.13 \sqrt{\frac{I_{2e}}{j}} = 1.13 \times \sqrt{\frac{0.63}{2}} = 0.63mm$$

选用 2 根直径为 0.47mm 的 QZ—2 型漆包线并联使用。

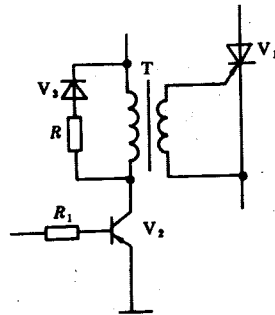


图 5—35 可控硅控制电路

(4) 初级导线直径

$$d_1 = 1.13 \sqrt{\frac{I_{1c}}{j}} = 1.13 \times \sqrt{\frac{0.166}{2}} = 0.33 \text{mm}$$

选用 QZ-2 漆包线 2 根, 直径 0.23mm 并联。

4. 选铁心, 确定 ΔB 值

(1) 选冷轧硅钢带

根据脉冲持续时间 $t_d = 20 \mu\text{s}$, 查表 5-1, 选用厚 0.08mm 冷轧硅钢薄带。

(2) 选铁心型式

铁心型式选 BCD 型铁心。

(3) 确定脉冲磁导率

取 $\Delta B = 0.3 \text{T}$, 确定脉冲磁导率 $\mu_p = 1500$ 。

(4) 计算铁心最大截面积

次级负载电阻 $R_L = U_2 / I_2 = 6 / 2 = 3 \Omega$

换算到初级

$$R_2' = \frac{R_L}{n^2} = \frac{3}{(0.25)^2} = 48 \Omega$$

从满足顶降出发计算磁化电感, 按式 (5-20)

$$L_m = \frac{R_1 R_2' t_d}{\lambda (R_1 + R_2')} = \frac{2 \times 48 \times 20}{0.05 \times (2 + 48)} = 768 \mu\text{H}$$

取 L_m 为 $1000 \mu\text{H}$

按式 (5-58) 计算 $S_{c \max}$

$$\begin{aligned} S_{c \max} &= \frac{U_1 t_d \times 10^{-4}}{\Delta B} \sqrt{\frac{40 \pi \mu_p (S_c / l_c)}{L_m}} \\ &= \frac{24 \times 20 \times 10^{-4}}{0.3} \times \sqrt{\frac{40 \times 3.14 \times 1500 \times 0.11}{1000}} \\ &= 0.728 \text{cm}^2 \end{aligned}$$

式中, $U_1 = U_2 / n = 6 / 0.25 = 24 \text{V}$, BCD 型铁心初选 S_c / l_c 为 0.11。

(5) 选铁心

选择标准铁心 BCD $6.5 \times 12.5 \times 12.5$ 。由此得: $a = 6.5 \text{mm}$, $b = 12.5 \text{mm}$, $c = 8 \text{mm}$, $h = 12.5 \text{mm}$, $S_c = 0.691 \text{cm}^2$, $l_c = 5.97 \text{cm}$ 。

5. 匝数计算

按式 (5-39)

$$N_1 = \frac{U_1 t_d}{\Delta B S_c} \times 10^{-2} = \frac{24 \times 20 \times 10^{-2}}{0.3 \times 0.691} = 24 \text{匝}$$

$$N_2 = n \cdot N_1 = 0.25 \times 24 = 6 \text{匝}$$

6. 绕组配置及绝缘

为减小变压器漏感, 将绕组配置在两个铁心柱上, 初级绕组与次级绕组均为并联连接。绕组排列及电位分布如图 5-36 所示。

次级绕组与铁心间为底筒, 底筒壁厚为 0.8mm, 底筒上包两层 DLZ-08 电缆纸, 因此 $\delta_{z2} = 0.8 + 0.08 \times 2 = 0.96 \text{mm} = 0.096 \text{cm}$ 。

初、次级绕组间用两层 DLZ-08 电缆纸, 这样可得 $\delta_{z1} = 0.08 \times 2 = 0.16 \text{mm} = 0.016 \text{cm}$ 。

7. 脉冲变压器顶降

(1) 脉冲变压器磁化电感

$$L_m = \frac{0.4\pi\mu_p N_1^2 S_c}{l_c \times 10^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 1500 \times 24^2 \times 0.691}{5.97 \times 10^2} = 1257\mu\text{H}$$

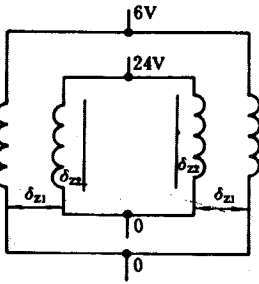


图 5-36 绕组排列及电位分布

(2) 脉冲顶降

$$\lambda = \frac{R_1 R_2' t_d}{L_m (R_1 + R_2')} = \frac{2 \times 48 \times 20}{1257 \times (2 + 48)} = 3\%$$

所算得的顶降小于要求值 5%。

8. 脉冲变压器漏感 L_s

$$\text{初级绕组高度 } h_{m1} = d_{m1} \cdot N_1 \cdot K_p = 0.28 \times 24 \times 1.06 = 7.12\text{mm}$$

$$\text{次级绕组高度 } h_{m2} = d_{m2} N_2 K_p = 0.53 \times 6 \times 1.06 = 3.4\text{mm}$$

绕组平均高度为

$$h_m = \frac{h_{m1} + h_{m2}}{2} = \frac{7.12 + 3.4}{2} = 5.26\text{mm} = 0.526\text{cm}$$

绕组总厚度为

$$\begin{aligned} D_m &= \delta_{z1} + \delta_{z2} + \delta_1 + \delta_2 \\ &= \delta_{z1} + \delta_{z2} + d_{m1} + d_{m2} \\ &= 0.096 + 0.016 + 0.028 + 0.053 = 0.193\text{cm} \end{aligned}$$

绕组平均匝长为 $l_m = 4.43\text{cm}$

脉冲变压器漏感为

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{0.4\pi N_1^2 l_m \times 10^{-8}}{2h_m} \left(\delta_{z1} + \frac{d_{m1} + d_{m2}}{3} \right) \\ &= \frac{0.4 \times 3.14 \times 24^2 \times 4.43 \times 10^{-8}}{2 \times 0.526} \times \left(0.016 + \frac{0.028 + 0.053}{3} \right) \\ &= 1.31\mu\text{H} \end{aligned}$$

9. 分布电容计算

按式 5-51 计算分布电容系数 k_d

$$k_d = \frac{1}{3U_1^2} \sum \frac{\epsilon_i}{\delta_{zi}} (U_{ai}^2 + U_{ai}U_{bi} + U_{bi}^2)$$

式中: $\epsilon_i = 3$, $U_1 = 24\text{V}$, $U_{a1} = 18\text{V}$, $U_{b1} = 0\text{V}$, $U_{a2} = 24\text{V}$, $U_{b2} = 0\text{V}$, $U_{a3} = 24\text{V}$, $U_{b3} = 0\text{V}$, $U_{a4} = 18\text{V}$, $U_{b4} = 0\text{V}$, 这样

$$k_d = \frac{1}{3 \times 24^2} (60750 + 18000 + 18000 + 60750) = 91$$

脉冲变压器分布电容为

$$\begin{aligned} C_2' &= 0.0886 k_d l_m h_m \\ &= 0.0886 \times 91 \times 4.43 \times 0.526 \\ &= 18.8\text{pF} \end{aligned}$$

总的并联分布电容 C_s' 为

$$C_s' = C_2' + C_L' = 18.8 + 10 = 28.8\text{pF}$$

10. 脉冲上升时间计算

$$\begin{aligned} k &= \frac{\alpha_r}{\sqrt{\beta_r}} = \frac{C_s' R_1 R_2' \times 10^{-3} + L_s \times 10^3}{2 \sqrt{L_s C_s' R_2'} (R_1 + R_2')} \\ &= \frac{28.8 \times 2 \times 48 \times 10^{-3} + 1.31 \times 10^3}{2 \times \sqrt{1.31 \times 28.8 \times 48} \times (2 + 48)} = 2.18 \end{aligned}$$

根据 k 值查图 5-9 得 $\delta_r = 1.4$ 则脉冲上升时间为

$$\text{由 } \sigma_r = \frac{t \cdot \sqrt{\beta_r}}{2\pi} = \sqrt{1 + \frac{R_1}{R_2'}} \cdot \frac{t \times 10^3}{2\pi \sqrt{L_s C_s'}}$$

得

$$\begin{aligned}t_r &= \frac{2\pi\sigma_r \sqrt{L_s C_s} \times 10^{-3}}{\sqrt{1 + \frac{R_1}{R_2}}}\end{aligned}$$
$$\begin{aligned}&= \frac{2 \times 3.14 \times 1.4 \times \sqrt{1.31 \times 28.8} \times 10^{-3}}{\sqrt{1 + \frac{2}{48}}}\end{aligned}$$
$$= 0.053 \mu\text{s}$$

所得脉冲上升时间 t_r 小于要求值 $0.3 \mu\text{s}$ 。

11. 变压器损耗及温升计算 (略)