

一个 160V 的正脉冲,当 VT1 截止而 VT2 导通时,变压器初级的电压极性相反,因此,这一端电压极性变为负,产生一个 160V 的负脉冲。由于晶体管 VT1 和 VT2 的轮流导通和截止,就会产生 320V 的峰峰值方波。通过整流、滤波,产生直流输出电压。在半桥式电路结构中,开关晶体管所承受的电压不再超过 V_{in} 。这样,就可以选择耐压低一些的晶体管,一般选择耐压为 400V 的晶体管就可以达到使用要求。

在半桥式电路结构中,因为变压器的电压已经减少到 $V_{in}/2$,为了获取相同的功率,所以晶体管的工作电流将加倍。如果我们假定变换器的效率 η 为 80%,最大占空比 δ_{max} 为 0.8,那么晶体管的工作电流是:

$$I_c = \frac{3P_{out}}{V_{in}} \quad (3-17)$$

半桥式电路结构还有一个优点,就是为了避免磁芯饱和,通过串联电容 C3 可以自动修正。

二、串联耦合电容

上面所描述的串联耦合电容一般都用无极性电容,变压器初级的电流都要流经它,为了减少热效应,应该尽量使用 ESR 值低的电容。如果单个电容的 ESR 值达不到要求,可以使用两个电容并联的方法,取其容量与单个电容器相同。由于两只电容的 ESR 是并联关系,所以减少了一半。

耦合电容的值通过下边的方法选择:

通过观察图 3-12 可知,耦合电容和输出滤波电感形成了一个串联谐振电路,谐振频率可由下式确定:

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \cdot C}} \quad (3-18)$$

在公式中, f_R : 谐振频率, Hz;

C : 耦合电容, F;

L_R : 反射滤波电感 H。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

反射到变压器初级的滤波电感由下式决定：

$$L_R = \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 \cdot L \quad (3-19)$$

公式中, N_P/N_S 是高频变压器初级对次级的匝数比, 而 L 是输出电感量, 单位是 H。把公式 3-19 代入到公式 3-18, 解出电容 C , 我们得到:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_R^2 \cdot (N_P/N_S)^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_R^2 \cdot L_R} \quad (3-20)$$

为了使耦合电容的充电呈线性变化, 谐振频率必须低于电源变换器的开关频率。一般情况下, 我们选择谐振频率是变换器开关频率的四分之一, 用下面公式表达:

$$f_R = 0.25f_s \quad (3-21)$$

公式中, f_s 是电源变换器的开关频率 (kHz)。

举例如下:

例 3-1:

当电源变换器的工作频率是 20kHz 时, 输出电路的电感是 $20\mu\text{H}$, 变压器的初、次级匝数比为 10, 求出耦合电容的值。

解: 从式 3-21 可知,

$$\begin{aligned} f_R &= 0.25f_s \\ &= 0.25 \times 20 \\ &= 5 \text{ (kHz)} \end{aligned}$$

从式 3-19 可得出反射电感 L 的值:

$$\begin{aligned} L_R &= 10^2 (20 \times 10^{-6}) \\ &= 2000 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

$$=2 \text{ (mH)}$$

从公式 20 可得耦合电容 C 的值为：

$$C = \frac{1}{4 (3.14)^2 (25 \times 10^6) (2 \times 10^{-3})} = 0.50 \text{ (}\mu\text{F)}$$

与耦合电容值相关的另一个重要因素是充电电压值，因为该电容的充电和放电各占半个工作周期。直流电平的变化在图 3-12 标出，其正向和反向电压均为 $V_{in}/2$ ，再把这个电压加到变压器初级的两端。临界的设计条件出现在电容的充电电压高于 $V_{in}/2$ 的值时，因为如果这个电压高了，它会影响电源变换器在输入低电压时的调节。

我们可以通过两步来检查这个电压，进而再修正计算出的电容的值。电容的充电电压由下式给出：

$$V_c = \frac{I}{C} dt \quad (3-22)$$

在公式中， I 是流过变压器初级的平均电流，单位是 A；

C 是耦合电容的值，单位是 F；

dt 是电容充电的时间，s。

电容器充电的时间由下式给出：

$$dt = \frac{T}{2} \delta_{max} = \frac{1}{2f_s} \cdot \delta_{max} \quad (3-23)$$

公式中， T 是开关周期。

δ_{max} 是最大占空比；

f_s 是开关频率，单位是 Hz；

对于一个频率为 20kHz，占空比为 0.8 (80%) 的电源变换器，其充电时间间隔将是 $20\mu\text{s}$ 。

充电电压 V_c 应该是在 $V_{in}/2$ 的 10% 和 20% 之间的一个值，如果 $V_{in}/2 = 160\text{V}$ ，那么，对于一个调节性能好的变换器来

说, 应该是 $16V \leq V_c \leq 32V$ 。如果充电电压超过了这个限制, 就需要对以上计算的电容值重新进行计算, 这时, 这个值由下式给出:

$$C = I \cdot \frac{dt}{dV_c} \quad (3-24)$$

公式中, I 为流过变压器初级的平均电流, 单位是 A;

dt 为充电时间间隔, 单位是 s;

dV_c 是 16V 到 32V 之间的一个任意数。

在确定 dV_c 的任意数值时, 可以先选择一个接近实际的电容标称值, 以代替通过公式 3-24 计算出的电容值。我们还可以得到该耦合电容电压的额定值, 虽然这个电压额定值可能很低, 但在实际电路设计时, 一般采用额定值电压为 200V 的薄膜电容器。

例 3-2:

假设我们用例 3-1 的方法来计算耦合电容的值。输出功率为 200W, 频率为 20kHz 的半桥式变换器, 计算出的电容值为 $0.5\mu F$, 若这个值不正确, 再重新按前边所述方法计算耦合电容的值。

解: 从公式 3-17 中可知, 在标准电压下计算的晶体管工作电流为:

$$I_c = \frac{3 \times 200}{320} = 1.86(A)$$

假定电源变换器的输入电压有 $\pm 20\%$ 的偏差, 那么在低电压时, 电流 I_c 就会使晶体管发热, 应该进行校正, 在最坏情况下集电极电流将是:

$$I_c = 1.86 + 0.2 \times 1.86 = 2.3 (A)$$

利用公式 3-22 进行计算, 耦合电容的充电电压是:

$$V_c = \frac{2.3 \times 20 \times 10^{-6}}{0.5 \times 10^{-6}} \approx 90 \text{ (V)}$$

90V 的充电电压显然是太高了，它会干扰变换器在输入电压较低时的调节。因此，必须对此值进行校正。选定充电电压为 30V，利用公式 3-24 我们可以得到：

$$C = \frac{2.3 \times 20 \times 10^{-6}}{30} = 1.5 \text{ } (\mu\text{F})$$

因此，我们可以选择容量为 1.5 μ F 的电容器，最小电压额定值为 30V，为了更安全起见，实际设计时，选择电压额定值为 200V。

三、阻尼二极管

在图 3-12 所示的基本的半桥式变换器电路中，二极管 VD5 和 VD6 分别跨接在晶体管 VT1 和 VT2 的集电极与发射极之间，这两个二极管称为阻尼二极管，它们具有双重作用。

1. 当晶体管截止时，阻尼二极管控制高频变压器的漏电感能量返回到直流电平。这样，象图 3-11 所示的推挽式电路中出现的 V_{CE} 波形中的高能量漏电感尖峰就能够避免了。

2. 当由于变压器中的磁通量突然增加，使晶体管的集电极电压瞬时变负时，阻尼二极管可以旁路晶体管，直到集电极再变成正电压时为止。这样阻尼二极管就起到了预防晶体的反向导通可能引起的器件损坏的作用。

所用的阻尼二极管必须是快速恢复型二极管，其截止电压至少是晶体管的集、射极间截止电压的两倍。在实际电路中，阻尼二极管的反向截止电压不得低于 450V。