

2.10 所示。当斜坡值降为零（面积 A_2 的末端，如图 2.10 所示）时，励磁电感中不再有任何存储的能量，不能维持 N_p 同名端电压低于地电位。 N_p 的同名端电压开始上升至 V_{dc} ，同时 N_p 的异名端电压（Q1 集电极）开始从 $2V_{dc}$ 下降至 V_{dc} 。

因此，磁心在磁滞回线上约以励磁电流幅值的半值为中心（ $V_{dc}T_{on}/2L_m$ ）运行。励磁电流没有反向，它只简单地线性上升至幅值，然后再线性下降到零。

这种只在第一象限的运行有利也有弊。首先，与推挽电路相比，对给定磁心，它只能提供一半的输出功率。这可以从确定初级匝数的法拉第定律（式（1.17））看出。

根据法拉第定律，计算初级匝数的公式为 $N_p = E dt / A_e dB \times 10^{-8}$ 。由于正激变换器 dB 的变化范围限制为从零至某个 B_{max} 而不是推挽电路的从 $-B_{max}$ 到 $+B_{max}$ 。当 V_{dc} 相同时，正激变换器初级绕组匝数是推挽电路每个初级半绕组匝数的两倍。尽管推挽电路有两个初级绕组，每个绕组都必须承受和正激变换器相同的伏秒数，但推挽电路每周期有两个功率脉冲而正激变换器只有一个。最终结果是使用同样的磁心，正激变换器仅提供推挽拓扑一半的输出功率。

但推挽电路磁通变化范围是正激变换器的两倍，两倍输出功率下的推挽电路磁心发热更严重些。由于磁心损耗与磁滞回线包围的面积成正比，所以推挽电路磁心损耗是正激变换器的两倍。

然而，这样的推挽电路的两个初级半绕组总铜耗并不比输出功率仅为其一半的正激变换器大。这是因为，虽然该推挽电路每个初级半绕组的电流有效值与输出功率为其一半的正激变换器相等；但推挽电路每个初级半绕组的匝数只是对应正激变换器的一半，推挽电路每个初级半绕组的阻抗也只有该正激变换器的一半。因此，该正激变换器的总铜耗与有着两倍输出功率的推挽电路的两个初级半绕组的总铜耗相等。

2.3.9.2 正激变换器的磁心气隙

图 2.3 所示是无气隙的铁氧体磁心的磁滞回线。可以看出，零磁化力（0 Oe）时仍存在 $\pm 1000G$ 的剩余磁通密度，通常称为剩磁。

如果正激变换器磁心从 0 Oe 即 1000G 开始进行，则磁心进入磁滞回线弯曲部分之前的最大磁通变化 dB 约为 1000G。一般希望起始磁通能远离磁滞回线弯曲部分，但没有气隙的正激变换器磁心最大 dB 限制为 1000G。如上所述，初级匝数与 dB 成反比。较小的 dB 就要求较多的初级匝数。较多的初级匝数使线径减小，从而降低了变压器的输出电流和输出功率。

磁心加入气隙使磁滞回线倾斜，剩磁会显著降低，如图 2.5 所示。磁滞回线的倾斜并不会改变其与 H 轴的交点（零磁密点，称为矫顽力）。从图 2.3 可见，铁氧体矫顽力约为 0.2 Oe。对于输出功率为 200~500W 的大多数磁心来说，约 2~4mil 的气隙可使剩磁降到约为 200G。200G 的剩磁，使磁心进入磁滞回线弯曲部分之前允许的 dB 约为 1800G，这样也能减少初级匝数。

但引入气隙也是有代价的。从图 2.5 可见，气隙使磁滞回线斜率降低，使 dB/dH （磁心磁导率）降低。磁导率降低使励磁电感值减小，使励磁电流（ $I_m = V_{dc}T_{on}/L_m$ ）增大。励磁电流不向负载传递功率，只用于使磁心磁通沿磁滞回线移动。它不应超过初级负载电流的 10%。

2.3.9.3 有气隙磁心的励磁电感

有气隙磁心的励磁电感计算如下。励磁电感的电压为 $L_m dI_m/dt$ ，根据法拉第定律有

$$V_{dc} = \frac{L_m dI_m}{dt} = \frac{N_p A_e dB}{dt} 10^{-8} \quad \text{或} \quad L_m = \frac{N_p A_e dB}{dI_m} 10^{-8} \quad (2.35)$$

式中, L_m 为励磁电感 (H), N_p 为初级匝数, A_c 为磁心面积 (cm^2), dB 为磁心磁通变化量 (G), dI_m 为励磁电流的变化量 (A)。

根据磁基本定律即安培定律有

$$\int H \cdot dl = 0.4\pi NI$$

公式表明, 若包围导线的安匝数为 NI , 则点积 $H \cdot dl$ 沿此线的积分为 $0.4\pi NI$ 。如果该导线绕过与磁通线平行且与气隙交叉的磁心, 则因磁心内 H 是相同的, 记为 H_i , 气隙内 H 也相同, 记为 H_a , 所以有

$$H_i l_i + H_a l_a = 0.4\pi N I_m \quad (2.36)$$

式中, H_i 为磁心 (铁氧体) 磁场强度 (Oe), l_i 为磁心磁路长度 (cm), H_a 为气隙磁场强度 (Oe), l_a 为气隙磁路长度 (cm), I_m 为励磁电流 (A)。

另外, $H_i = B_i / u$, 其中, B_i 为磁心磁密, u 为磁心磁导率。而 $H_a = B_a$, 因为空气磁导率等于 1。设气隙周围没有发散的漏磁通, 则 $B_a = B_i$ (磁心中的磁密=气隙中的磁密)。此时式 (2.36) 可写成

$$\frac{B_i}{u} l_i + B_i l_a = 0.4\pi N_p I_m \quad \text{或} \quad B_i = \frac{0.4\pi N I_m}{l_a + l_i/u} \quad (2.37)$$

由上式得 $dB/dI_m = 0.4\pi N / (l_a + l_i/u)$, 代入式 (2.35) 得

$$L_m = \frac{0.4\pi (N_p)^2 A_c \times 10^{-9}}{l_a + l_i/u} \quad (2.38)$$

因此, 长度为 l_i 的磁心中引入长度为 l_a 的气隙, 励磁电感的减少比例为

$$\frac{L_{m(\text{有气隙})}}{L_{m(\text{无气隙})}} = \frac{l_i/u}{l_a + l_i/u} \quad (2.39)$$

下面举例说明。以国际标准磁心 Ferroxcube 783E608-3C8 为例, 其磁路长度为 9.7cm, 有效磁导率为 2300。如果在磁路上加 4mil (0.0102cm) 的气隙, 则根据式 (2.39) 有

$$\begin{aligned} L_{m(\text{有气隙})} &= \frac{9.7/2300}{0.0102 + 9.7/2300} L_{m(\text{无气隙})} \\ &= 0.29 L_{m(\text{无气隙})} \end{aligned}$$

检验气隙磁心的一个有效方法是检查式 (2.38) 的分母。多数情况下, u 很大, 则 l_i/u 的数值会比气隙长度 l_a 小, 电感主要由气隙长度决定。

2.3.10 功率变压器的设计

2.3.10.1 磁心选择

与 2.2.9.1 节讨论的推挽拓扑一样, 正激变换器的变压器磁心有效功率与峰值磁密、磁心面积和窗口面积、频率及绕组电流密度 (圆密耳每有效值安培) 有关。

第 7 章将导出根据这些参数所确定的磁心实际输出功率的公式。若把这个公式转换为图表, 则很容易选择磁心及其工作频率。

这里假设磁心已选定, 且磁心面积和窗口面积为已知。

2.3.10.2 初级匝数的计算

初级匝数可以根据法拉第定律计算。由 2.3.9.2 节知, 对于正激变换器, 加气隙磁心的磁密变化范围为, 从约 200G 至某最大磁密 $B_{\max}$ 。对于推挽拓扑, 即使在低频下磁心损耗不是限制因素时, 铁氧体磁心峰值磁密也只设为 1600G (而不是 2000G)。2.2.9.4 节讨论过, 这样是为了避免直流输入电压或负载电流快速瞬变时造成的过大的磁通变化。由于误差放大器带宽限制, 不能如此快速地调整开关管导通时间, 所以不能对这些瞬变做出快速修正。

误差放大器延迟期间, 在若干周期内, 峰值磁密可能达到比正常稳态运行时的计算值高出 50%。将正常峰值磁密设为较低的 1600G, 以适应输入或负载瞬变的情况, 可以解决上述问题。如前所述, 从约 0G 到 1600G 的变化时间应为半周期的 80%, 以保证下一周期开始前磁心已复位, 如图 2.12 (b) 所示。

因此, 由法拉第定律确定的初级匝数表达式为

$$N_p = \frac{(V_{dc} - 1)(0.8T/2) \times 10^8}{A_e dB} \quad (2.40)$$

式中, V_{dc} 为最小直流输入电压 (V), T 为工作周期 (s), A_e 为磁心面积 (cm^2), $dB=1600\text{G}$ 。

2.3.10.3 次级匝数的计算

次级匝数可由式 (2.25) ~ 式 (2.27) 计算出来。在这些关系式中, 除次级匝数外, 所有值都已知或已计算出来。其中 (图 2.10), V_{dc} 为最小直流输入电压 (V), $\overline{T_{on}}$ 为最大导通时间 ($T_{on}=0.8T/2$), N_m 、 N_{s1} 、 N_{s2} 为次级主绕组和从绕组的匝数, N_p 为初级绕组的匝数, V_d 为整流管正向压降。

通常主输出为 5V 大电流输出, 其使用 0.5V 的肖特基二极管。从输出电压较高, 需要更高电压的二极管。在很宽的电流范围内, 这些恢复快、电压较高的二极管的正向压降均为 1.0V。

2.3.10.4 初级电流有效值和线径的选择

根据式 (2.28) 可求解初级等效平顶电流幅值。该电流在一个周期内至多流动半周期的 80%, 因此最大占空比为 0.4。已知幅值为 I_p 的平顶脉冲电流的有效值为 $I_{rms} = I_p \sqrt{T_{on}/T}$, 则初级电流有效值为

$$\begin{aligned} I_{rms(\text{初级})} &= \frac{3.12P_o}{V_{dc}} \sqrt{0.4} \\ &= \frac{1.97P_o}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (2.41)$$

如果线径的选择基于 500 圆密耳每有效值安培, 则需要的圆密耳为

$$\begin{aligned} \text{所需圆密耳} &= \frac{500 \times 1.97P_o}{V_{dc}} \\ &= \frac{985P_o}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (2.42)$$

2.3.10.5 次级电流有效值和线径的选择

如图 2.11 所示, 次级电流具有阶梯斜坡特征。脉冲斜坡中点值等于直流输出电流。因此当输入为 V_{dc} 时 (此时脉宽最大), 次级脉冲电流的等效平顶电流幅值为 I_{dc} , 脉宽为 $0.8T/2$, 占空比为 $(0.8T/2)/T=0.4$ 。所以有

$$\begin{aligned} I_{rms(\text{次级})} &= I_{dc} \sqrt{0.4} \\ &= 0.632 I_{dc} \end{aligned} \quad (2.43)$$

若电流密度选为 500 圆密耳每有效值安培, 则每个次级所需圆密耳为

$$\begin{aligned} \text{所需圆密耳} &= 500 \times 0.632 I_{dc} \\ &= 316 I_{dc} \end{aligned} \quad (2.44)$$

2.3.10.6 复位绕组电流有效值和线径的选择

复位绕组仅流过励磁电流, 这从图 2.10 中的同名端可以看出。Q1 导通时, 二极管 D1 反向偏置, 复位绕组没有电流流过。初级绕组 N_p 中的励磁电流线性增加。Q1 关断时, 励磁电流必须继续流动。Q1 电流停止时, 励磁电感上的电流使所有绕组的极性反向。当 N_r 同名端电压低于地电位时, 励磁电流从 N_p 转移到 N_r 继续流动, 经电源 V_{dc} 和二极管 D1 返回到 N_r 。因为 N_r 异名端相对于同名端为正, 所以励磁电流斜坡下降直至零, 如图 2.10 所示。

除了左右位置不同外, N_r 下降的电流与 Q1 导通时上升的励磁电流一样。因此该三角形电流的峰值为 $I_p(\text{magnetizing}) = V_{dc} \overline{T_{on}} / L_{mg}$, 其中 L_{mg} 为由式 (2.39) 计算出的带气隙的励磁电感。不带气隙的电感可由铁氧体产品目录中的 A_l 值 (每 1000 匝的电感值) 计算出来。由于电感与匝数的平方成正比, 所以 n 匝的电感值为 $L_n = A_l (n/1000)^2$ 。该三角形电流的持续时间为 $0.8T/2$ (占空比最大为 0.4 时磁心所需的最大复位时间)。

已知, 峰值为 I_p 的周期性三角波 (相邻三角波临界连续) 的有效值为 $I_{rms} = I_p / \sqrt{3}$ 。但此三角波的占空比为 0.4, 因此其有效值为

$$\begin{aligned} I_{rms} &= \frac{V_{dc} \overline{T_{on}}}{L_{mg}} \frac{\sqrt{0.4}}{\sqrt{3}} \\ &= 0.365 \frac{V_{dc} \overline{T_{on}}}{L_{mg}} \end{aligned}$$

若电流密度为 500 圆密耳每有效值安培, 则复位绕组所需圆密耳为

$$\text{所需圆密耳} = 500 \times 0.365 \frac{V_{dc} \overline{T_{on}}}{L_{mg}} \quad (2.45)$$

通常, 励磁电流非常小, 所以复位绕组用线径小于 30 号 (AWG) 的导线绕制即可。

2.3.11 输出滤波器的设计

输出滤波器 L1C1、L2C2 及 L3C3 平滑整流二极管阴极的幅值电压。电感的选择应能够使最小直流输出电流下电感电流仍保持连续。电容的选择要满足规定最小输出纹波电压。

2.3.11.1 输出电感的设计

1.3.6 节中讨论过, 当电感阶梯斜坡电流的阶梯降为零时出现不连续状态, 如图 2.10 所示。因为直流输出电流为斜坡中点值, 从图 2.10 可见, 不连续状态在最小电流 I_{dc} 等于斜坡幅值 dI 一半时开始。

现参照图 2.11, 得

$$dI = 2I_{dc} = \frac{(V_{rk} - V_o)\overline{T_{on}}}{Ll} \quad \text{或} \quad Ll = \frac{(V_{rk} - V_o)(\overline{T_{on}})}{2I_{dc}}$$

而 $V_o = V_{rk}\overline{T_{on}}/T$, 则有

$$\begin{aligned} Ll &= \left(\frac{V_o T}{\overline{T_{on}}} - V_o \right) \frac{\overline{T_{on}}}{2I_{dc}} \\ &= \frac{V_o(T/\overline{T_{on}} - 1)\overline{T_{on}}}{2I_{dc}} \end{aligned}$$

因为 $\overline{T_{on}} = 0.8T/2$, 所以

$$Ll = \frac{0.3V_o T}{I_{dc}} \quad (2.46)$$

另外, 若最小直流电流 I_{dc} 为额定输出电流 I_{on} 的 1/10, 则

$$Ll = \frac{3V_o T}{I_{on}} \quad (2.47)$$

2.3.11.2 输出电容的设计

1.3.7 节中讲过, 输出纹波几乎全由滤波电容的等效串联电阻决定。纹波电压总幅值 V_{or} 为 $V_{or} = R_o dI$, 其中 dI 是前面讲过的所选电感斜坡电流的峰—峰值。设对于很宽的耐压和容值范围的铝电解电容, 其 $R_o C_o$ 的平均值为 $R_o C_o = 65 \times 10^{-6}$ 。于是有

$$\begin{aligned} C_o &= 65 \times 10^{-6} / R_o \\ &= 65 \times 10^{-6} \frac{dI}{V_{or}} \end{aligned} \quad (2.48)$$

式中, dI 的单位为安培, V_{or} 的单位为伏特, C_o 的单位为法拉。

2.4 双管单端（以下简称双端）正激变换器拓扑

2.4.1 基本原理

双端正激变换器拓扑如图 2.13 所示。与图 2.10 所示单管单端（以下简称单端）正激变换器使用单个开关管不同, 双端正激变换器使用两个开关管, 且这样有显著的优点。即关断时, 每个开关管仅承受一倍直流输入电压（单端正激变换器中为两倍直流输入电压）。另外, 关断时也不出现漏感尖峰。

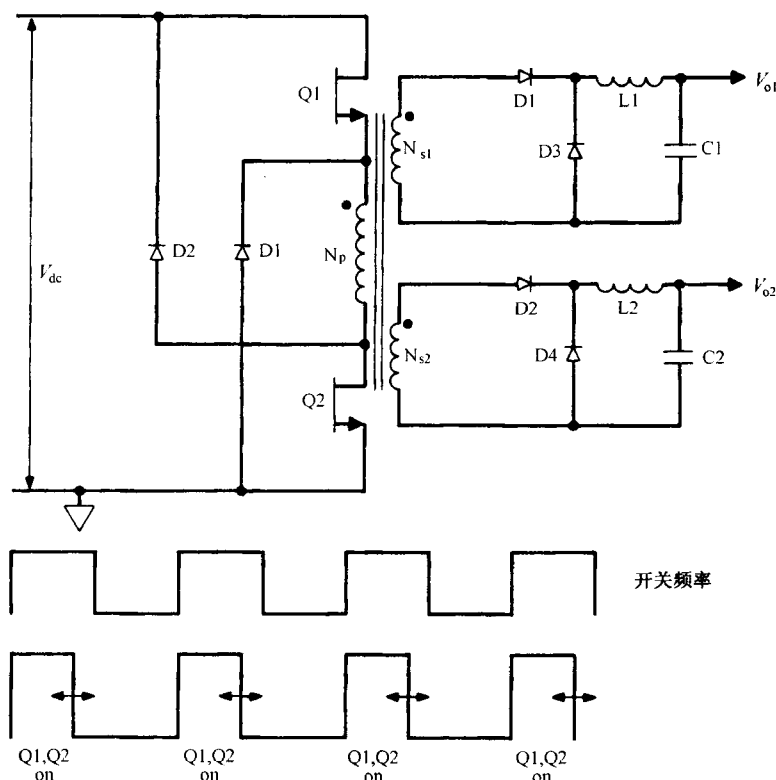


图 2.13 双端正激变换器。开关管 Q1 和 Q2 同时导通和关断。二极管 D1 和 D2 的作用是使 Q1 和 Q2 的最大关断电压应力为 V_{dc} ，而图 2.10 所示正激变换器最大关断电压应力为漏感尖峰加上 $2V_{dc}$

2.3.7 节中曾指出，考虑到 15% 的瞬态误差、10% 的稳态误差和 30% 的漏感尖峰，交流输入为额定电压 120V 的单端正激变换器的关断电压应力高达 550V。

尽管许多双极型晶体管额定 V_{ceV} 高达 650V 甚至 850V，能够承受这样的电压应力，但使用只承受一半关断电压应力的双端正激变换器要更可靠。可靠性是开关电源设计中最重要考虑因素。若权衡可靠性与原始成本，则最好的、从长远看也是最经济的选择是可靠性。

而且，对于用于欧洲市场的电源（那里交流电压为 220V，整流后额定直流电压约为 308V），根本不能使用单端正激变换器，因为开关管关断时电压应力太大（式 (2.29)）。用于欧洲市场的产品，只能采用双端正激变换器、半桥或全桥电路（将在第 3 章讨论）。

下面分析双端正激变换器的工作原理。如图 2.13 所示，Q1 和 Q2 分别串接于变压器初级的顶端和底端。两个开关管同时导通和关断。当它们导通时，所有初级和次级的同名端为正，功率传递给负载。当它们关断时，存储于 T1 励磁电感上的电流使所有绕组电压极性反向。 N_p 的同名端电位被二极管 D1 钳位于地电位。 N_p 的异名端电位被二极管 D2 钳位于 V_{dc} 。

所以，Q1 的发射极电压不会超过 V_{dc} ，Q2 的集电极电压也不会超过 V_{dc} 。漏感尖峰被钳位，使任一开关管的最大电压应力都不会超过最大直流输入电压。

电路更显著的优点是没有漏感能量消耗。开关管导通时，存储于漏感中的所有能量不是消耗于电阻元件或功率开关管内，而是在开关管关断时通过 D1 和 D2 回馈给 V_{dc} 。漏感电流从 N_p 的异名端流出，经 D2 流入 V_{dc} 的正极，然后从其负极流出，经 D1 返回到 N_p 的同名端。

考察图 2.13 所示的电路会发现, 只要保证复位时间等于导通时间, 则磁心总能复位。因为开关管关断时, N_p 上的反向电压与导通时其上的正向电压相等。因此, 若不需要最大导通时间超过半周期的 80%, 使下半周期开始前有 20% 的安全裕量, 则磁心总能成功地复位。选择足够大的次级匝数, 使 V_{dc} 最小时次级电压峰值与最大占空比 0.4 的乘积等于所需输出电压 (式 (2.25)), 就可达到上述要求。

2.4.1.1 实际输出功率的限制

一定要注意, 这种拓扑与单端正激变换器一样, 每周期仍只有一个功率脉冲。因此, 无论是单端或双端结构, 给定磁心能提供的实际功率均相等。2.3.10.6 节中谈到, 单端拓扑的复位绕组仅用于开关管关断时通过励磁电流。由于这个电流很小, 只用线径为 30 号甚至更小的导线绕制即可。若使用同样的磁心, 即使双端拓扑没有复位绕组也不允许利用加大功率绕组线径的方法来提高输出功率。

由于开关管最大电压应力不大于最大直流输入电压, 所以 2.3.7 节中讨论的单端正激变换器 200W 的实际功率限制不再成立。随着双端正激变换器电压应力的下降, 输出功率可达到 400~500W, 且满足所需电压和电流及增益要求的廉价开关管也很容易买到。

下面考虑一个额定交流输入为 120V, 且具有 $\pm 10\%$ 稳态误差和 $\pm 15\%$ 瞬态误差的双端正激变换器。它的最大整流直流电压为 $1.41 \times 120 \times 1.1 \times 1.15 = 214V$, 最小整流直流电压为 $1.41 \times 120 \times 0.9 \times 0.85 = 130V$, 初级等效平顶电流幅值为 $I_{pft} = 3.13 P_o / V_{dc}$ (根据式 (2.28)), 当 $P_o = 400W$, $I_{pft} = 9.6A$ 。

市场上有很多可以满足额定值为 214V 和 9.6A 的开关管 (双极型和 MOSFET), 并且增益足够, 价格低廉。

双端正激变换器由 120V 交流供电时, 一个较好的替代方案是接入倍压电路 (图 3.1)。这种电路能使电压应力加倍至 428V, 使电流幅值减半至 4.8A。4.8A 的初级电流, 会使 RFI 问题减轻。如果关断时刻有反向偏置为 $-1 \sim -5V$ (额定 V_{cev}), 则额定 V_{ceo} 为 400V 的双极型晶体管很容易承受 428V 电压。

2.4.2 设计原则及变压器的设计

2.4.2.1 磁心的选择及初级匝数和线径的计算

双端正激变换器变压器设计过程与单端正激变换器的完全一样。根据所需输出功率和工作频率, 就可以从上面提到的图表 (将在第 7 章给出) 中选择磁心。

初级匝数根据法拉第定律由式 (2.40) 计算出来。由于初级串联两个开关管, 所以最小初级电压为 $(V_{dc} - 2)$ 。对于 V_{dc} (对 120V 交流通常为 130V), 2V 的压降影响不大。如果不被磁心损耗限制, 频率为 50kHz 或更高时, 最大导通时间可取为 $0.8T/2$, dB 取 1600G。

以前提到过, 由于磁心损耗随频率提高而上升, 所以在 100~300kHz 的频率范围内, 峰值磁密可能不得不降至约 1400G 或 800G。要精确确定峰值磁密还要看是否有更新的、更低损耗的磁性材料, 某种程度上也取决于变压器的尺寸。较小的磁心常可以工作于较高的磁密, 因为这种磁心的散热面积与体积比值较大, 更容易散热 (热量与体积成比例)。

因为双端变换器与单端变换器一样, 每周期只有一个电流或功率脉冲, 所以给定输出功率和最小直流输入电压下初级电流可由式 (2.28) 计算出来, 初级线径可根据式 (2.42) 选择。

2.4.2.2 次级匝数及线径的计算

次级匝数的选择与 2.3.2 节和 2.3.3 节所述完全相同, 由式 (2.25) ~ 式 (2.27) 给出。线径可根据 2.3.10.5 节中的式 (2.44) 计算。

2.4.2.3 输出滤波器的设计

输出电感和电容的计算与 2.3.11 节所述完全相同, 可由式 (2.46) ~ 式 (2.48) 计算。

2.5 交错正激变换器拓扑

2.5.1 基本工作原理、优缺点和输出功率限制

这种拓扑只是两个相同的单端正激变换器交替工作 (各占半个周期), 其次级电流通过整流二极管相加。其拓扑如图 2.14 所示。

这种拓扑的优点是每周期有两个功率脉冲, 如图 2.14 所示, 且每个变换器只提供总输出功率的一半。

式 (2.28) 给出了开关管等效平顶电流幅值 $I_{\text{pft}} = 3.13P_{\text{ot}} / 2V_{\text{dc}}$, 其中 P_{ot} 为总输出功率。开关管电流是获得相同总输出功率的单个单端正激变换器的一半。因此, 两个开关管的费用因每个开关管额定峰值电流较低而相互抵消了, 也许价格比两倍额定电流的单个开关管更低。

或从另一角度看, 若这两个额定电流相同的开关管, 其电流幅值与给定输出功率单端变换器开关管的相同, 则交错变换器可提供的输出功率是该单端变换器输出功率的两倍。

另外, EMI 强度与电流幅值成比例, 而不是与非与电流脉冲数量成比例。相同总输出功率下, 交错变换器产生的 EMI 比单个正激变换器产生的 EMI 小。

相同输出功率下, 每个变压器都比正激变换器的小。但两个加在一起很可能比单个变压器占用的空间大且花费的成本高。

尽管有这样那样的优缺点, 交错正激变换器的主要优点还是同样的开关管电流幅值下可提供单个正激变换器两倍的输出功率。

相比起来, 推挽拓扑可能更有优越性。尽管都是双开关管电路, 但交错正激变换器的两个变压器可能比推挽拓扑的一个大变压器更昂贵, 占用的空间更多。不过至今仍不很确定, 在输入和负载失常的瞬态情况下, 推挽拓扑的磁通不平衡问题是否完全能解决。

没有磁通不平衡问题可能是使用交错正激变换器的最好理由。

在较少见的直流输出电压超过 200V 的场合, 同样的输出功率下, 选用交错正激变换器比选用单个正激变换器更合理。单个正激变换器输出续流二极管 (D5A 或 D5B) 承受的反向电压峰值为交错正激变换器的两倍。这是因为它的占空比只有后者的 1/2。

输出电压低时占空比小没有什么问题, 见式 (2.25)。变压器次级匝数选择原则 (对于单端正激变换器) 是, 直流输入最小即次级电压幅值最低时, 产生所需输出电压的占空比 T_{on}/T 不超过 0.4。当直流输出为 200V 时, 续流二极管承受的反向电压峰值为 500V。开关管导通瞬间, 续流二极管已流过很大的正向电流, 又将突然承受反压。如果该二极管反向恢复时间长, 短时有 500V 的反向电压就会引起很大的反向电流, 可能会损坏二极管。

通常, 二极管额定反向电压越大, 反向恢复时间越长, 这种情况下, 问题就很严重了。对于 200V 直流输出, 交错正激变换器运行在两倍占空比, 续流二极管反压仅为 250V。使用

低压、恢复快的二极管，可大大降低其损耗。

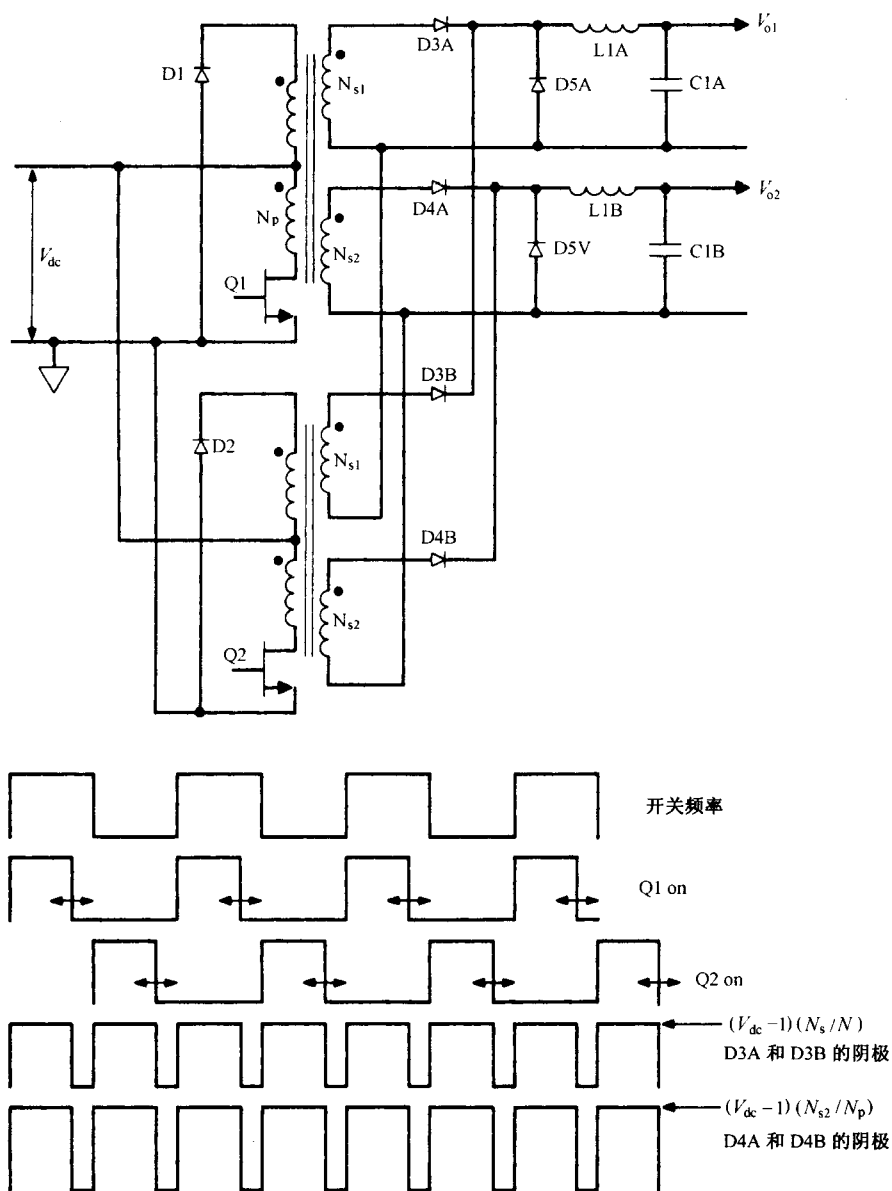


图 2.14 交错正激变换器。Q1 和 Q2 每半周期交替导通，次级输出相加使每周期有两个功率脉冲，且避免了推挽拓扑的磁通不平衡问题

2.5.2 变压器的设计

2.5.2.1 磁心的选择

磁心根据上面讲到的第 7 章将提供的图表选出。因为每个变压器只提供一半的输出功率，所以磁心按总输出功率的一半选取。

2.5.2.2 初级匝数及线径

最小直流输入时，每个变换器的导通时间依然为 $0.8T/2$ ，则交错正激变换器初级匝数可

由式(2.40)求出。对于所选磁心,其面积 A_e 可从表中读取。初级线径可按总输出功率的一半由式(2.42)求出。

2.5.2.3 次级匝数及线径

次级匝数由式(2.26)~式(2.27)确定。因为每个周期有两个电压脉冲,且输入为 V_{dc} 时每个占空比为0.4,所以式(2.26)~式(2.27)中占空比取为0.8。因每个次级流过电流的最大占空比为0.4,次级线径由式(2.44)决定,其中 I_{dc} 是实际直流输出电流。

2.5.3 输出滤波器的设计

2.5.3.1 输出电感的设计

同推挽拓扑输出电感一样,交错正激变换器输出电感每周期也流过两个电流脉冲。相同的直流输出电流下,这两个脉冲的脉宽、幅值和占空比与推挽拓扑的相同。因此,同推挽拓扑电感一样,交错正激变换器的电感可根据式(2.20)计算。

2.5.3.2 输出电容的设计

同理,输出电容要过滤的波形与推挽电路的完全相同。因此,若电感电流纹波幅值及允许输出电压纹波值与推挽电路相同,则交错正激变换器的电容值可由式(2.22)求出。