

# 反激变换器

## 1. 概述

到目前为止，除了 Boost 变换器和输出电压反向型变换器外，所有讨论过的变换器都是在开关管导通时将能量输送到负载的。

本章讨论反激变换器与它们的工作原理不同。在反激拓扑中，开关管导通时变压器储存能量，负载电流由输出滤波电容提供；开关管关断时，变压器将储存的能量传送到负载和输出滤波电容，以补偿电容单独提供负载电流时消耗的能量。

下面详细讨论此类拓扑的优缺点。反激变换器的主要优点是不需要输出滤波电感（滤波电感在所有正激拓扑中都是必需的）。在多输出电源，这一点对小变换器的体积、降低成本尤为重要。

## 2. 反激变换器的应用范围

反激变换器的拓扑如图 1 所示。这种拓扑在输出功率为 5~500W 电源中应用非常广泛。它最大的优点是不需接面的讨论拓扑次级输出电感（尽管有时也会接，后面会谈到）。不需要接输出滤波电感，使反激变换器成降低，体积减小。

这种拓扑广泛应用于高电压、小功率场合（电压不大于 5KV，功率小于 15W）。当直流输入电压较高（不小于 60V）、初级电流适当时，该拓扑也可以用在输出功率达到 150W 的电源中。由于输出端可不接滤波电感，该拓扑在高压不是很高的场合下很有优势，而前面讨论的正激变换器由于输出滤波电感必须承受高压而带来的许多问题。此外，反激变换器不而要高电压续流二极管，使它在高电压场合下应用更有利。

输出功率为 50~500W 且有多组输出的变换器常常采用这种拓扑。由于不而要输出电感，输入电压和负载变时反激变换器的各输出端都能很好的跟随调整中。

只要变压器匝比取得合适，直流输入低至 5V 到常用的由 115V 交流整流得到的 160V 的场合，都可以采用反激拓扑。若选择合适的匝比，则拓扑也可以用于由 220V 交流整流得到的 320V 的场合，从而无需采倍压整流方案。

尽管倍压整流方案广泛采用，却存在一个问题。若将电路从 115V 交流输入切换到 220V 时，必须将倍压整流转换开关置于电源外部（这必然导致安全隐患），或者打开电源壳进行切换。本章将介绍一种不需要开关切换的方案。

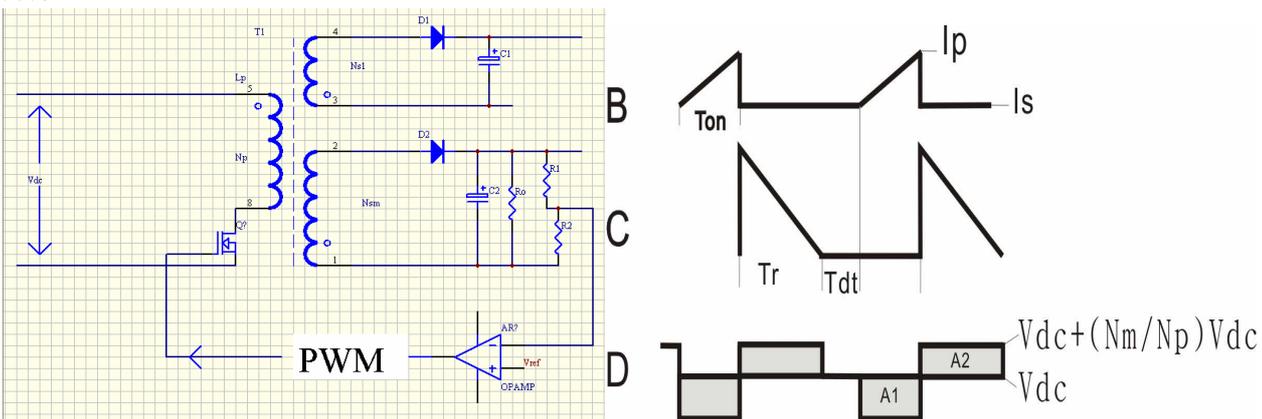


图 1

式作于不连续模式下的反激变换器。当 Q1 导能时，所有的整流二极管都截止，输出电容给负载供电。Np 想相当于一个纯电感，流过 Np 的电流线性上升，达到幅值 Ip。当 Q1 关断时，初级储存的能量  $1/2LpI_p^2$  传到送到次级，提供负载电流，同时给输出电容充电。若次级电流在下一个同期前下降到零，则电路工作于不连续模式。

### 3.DCM 模式下反激变换器的基本工作原理

图 1 所示电路的工作原理如下。电路有一主一辅两个输出。与前面介绍的其他拓朴相同，该电路主输出  $V_{om}$  接负反馈闭环。 $V_{om}$  的采样电压与参考电压想比较，产生的误差信号控制 Q1 的  $T_{on}$ ，使输出采样电压在输入电压和负载变化时跟随参考电压变化。辅输出对输入电压的变化调整得很好，但对负载变化调整稍差，虽然辅输出调整效果不如主输出好，但比正激变换器辅输出调整得好。

从图 1 所示的变压器次级同名端标识很容易判别出基为反激变换器类型。Q1 导能时，所有绕组同名端的电压相对异名端为负；输出整流管 D1、D2 反偏，C1、C2 单独向负载供电。C1、C2 容量的选择应保证提供负载电流的同时也能满足输出电压纹波和压降的要求。Q1  $T_{on}$  期间， $N_p$  的电压恒定，基电流线性上升，斜率为  $di/dt=(V_{dc}-1)/L_p$ 。其中  $L_p$  是初级励磁电感量。在导能结束之前，初级电流上升达到  $I_p=(V_{dc}-1)T_{on}/L_p$ 。此时变压器储存的能量为

$$E=L_p I_p^2/2 \quad (1.1) \quad \text{式中，} E \text{ 的单位为焦耳，} L_p \text{ 的单位为亨利，} I_p \text{ 的单位为安培。}$$

Q1 关断时，励磁电感的电流使各绕组电压反向，设此时次级只有一个主次级绕组  $N_m$ ，没有任何其它辅绕组。则由于电感电流不能突变，在 Q1 关断瞬间，变压器次级电流幅值为  $I_s=I_p(N_p/N_m)$

几个周期之后，次级直流电压上升到  $V_{om}$ （具体的计算后面详细介绍）。Q1 关断时， $N_m$  同名端电压为正，电流从该端流出并线性下降，斜率为  $dI_s/dt=V_{om}/L_s$ 。其中， $L_s$  为次级电感量。若次级电流  $I_s$  在 Q1 导能之前降到零，则变压器储存的能量在 Q1 再次导能前已全部传送到负载端，变压器工作于不连续模式。由于一个同期（秒）内传递的能量  $E$ （焦耳）即为输入功率（W），一个同期  $T$  内直流母线电压  $V_{dc}$  提供的功率为

$$P=1/2L_p (I_p)^2 \quad (1.2a)$$

又因， $I_p=(V_{dc}-1)T_{on}/L_p$ ，则有

$$P=[(V_{dc}-1)T_{on}]^2/2TL_p \approx (V_{dc}T_{on})^2/2TL_p \quad (1.2b)$$

从式 (1.2b) 可见，只要反馈环保持  $V_{dc}T_{on}$  恒定，即可保持输出恒定。

#### 3. 1 输入电压、输出电压与 $T_{on}$ 与输出负载的关系。

设变压器的效率为 80%，则有

$$\text{输入功率}=1.25 (\text{输出功率}) = 1.25 (V_o^2) /R_o=1/2 (L_p I_p^2) /T$$

从式 (1.2b) 可见，最大  $T_{on}$  出现在输入电压最低的时候，因此  $I_p=V_{dc}(\min)T_{on}(\max)/L_p$ ，

且有

$$1.25(V_o)^2/R_o=1/2L_p(V_{dc} \min)^2(T_{on} \max)^2/L_p^2T \text{ 或 } V_o=[R_o/2.5TL_p] \text{ 的根号}(V_{dc} \min) (T_{on} \max) \quad (1.3)$$

反馈环在  $V_{dc}$  或  $R_o$  上升时减小  $T_{on}$ ，在  $V_{dc}$  或  $R_o$  下降时增大  $T_{on}$ ，从而自动调整  $V_{OUT}$ 。

#### 3.2 设计原则和设计步骤

##### 3.2.1 确定初次级匝数比

设计变压器时需遵众多规则，必须注意设计顺序。首先应确定匝比  $N_p/N_{sm}$ ，因为匝比决定了不考虑漏感尖峰时开关管可承受的最大关断电压应力  $V_{ms}(\max)$ 。若忽略漏感尖峰并设整流管压降为 1V，则直流输入电压最大时开关管的最大电压应力为

$$V_{ms}(\max)=V_{dc} \max+N_p/N_{sm}(V_o+1) \quad (1.4)$$

参数的选择应使  $V_{ms}(\max)$  尽量小，以保证即使有 0.3V<sub>dc</sub> 的漏感尖峰叠加于  $V_{ms}(\max)$ ，对开关管的极限值 ( $V_{ceo}$ 、 $V_{cer}$  或  $V_{cev}$ ) 仍留有 30% 的裕度。

##### 3.2.2 保证磁心不饱和且电路始终工作于 DCM 模式

前面讲述过，为使磁心不偏离其磁滞回线(上、下方向饱和)，必须保证变压器正负秒数相等。假凤 Q1 和 D1 的正向导能压降都是 1V，则有

$$V_{dc}(\min)T_{on}(\max)=(V_o+1) N_p/N_{sm} T_r \quad (1.5)$$

式中， $T_r$  是图 1 C 中变压器的复位时间，也是次级电流降为零所需的时间。

为保证电路工作于不连续模式，必须设定死区时间，即图 1 C 中的  $T_{dt}$ 。也就是说，即使  $V_{dc}$  最低时对应的  $T_{on}(\max)$  与复位时间之和也不超过整个同期的 80%。留出 0.2T 的裕度，是为防止负载  $R_o$  降得过低时而反馈环会增大  $T_{on}$  以保持  $V_{out}$  恒定导致出现问题(式 1.3)

曾讨论过 boost 变换器(它也是反激拓朴)，若设计的误差放大器仅保持反馈环稳定工作于 DCM，则当变换器偶尔进入 CCM 模式时，电路将发生振荡。

已知负载电流过大或输入  $V_{dc}$  过低时误差放大器将增加  $T_{on}$  来保持  $V_o$  恒定。 $T_{on}$  增加，必定会占用死区时间  $T_{dt}$ ，而可能使次级电流在  $Q_1$  再次导通前无法归零，电路进入连续模式。若误差放大器的设计并未考虑这一点而迅速降低带宽，则电路将发振荡。

为保证电路工作于 DCM 模式，可根据下式确定  $T_{on(max)}$

$$T_{on(max)} + T_r + T_{dt} = T \quad \text{或者} \quad T_{on(max)} + T_r = 0.8T \quad (1.6)$$

$V_{dc}$  和  $V_{ms}$  确定后， $N_p/N_{sm}$  可由式(1.4)求得，此时式(1.5)和式(1.6)中仅有两个未知量，将这两个式子联立，可得

$$T_{on(max)} = (V_o + 1)(N_p/N_{sm})(0.8T) / [(V_{dc} \min - 1) + (V_o + 1)(N_p/N_{sm})] \quad (1.7)$$

### 3.2.3 初级电感量与最小输出电阻及直流输入电压的关系

由式(1.3)可得初级电感计算式为

$$L_p = R_o [(V_{dc} \min)(T_{on} \max) / V_o]^2 / 2.5T \\ = [(V_{dc} \min)(T_{on} \max) / V_o]^2 / 2.5T(P_o \max) \quad (1.8)$$

### 3.2.4 开关管的最大电压应力和峰值电流

若开关管为三极管，则其峰值电流  $I_{pk}$  为

$$I_{pk} = (V_{dc} \min)(T_{on} \max) / L_p \quad (1.9)$$

在此峰值电流下，三极管应有很高的增益。其中， $V_{dc}$  已给定， $(T_{on} \max)$  可由式(1.7)计算出， $L_p$  可由式(1.8)求出。若开关管为 MOSFET 管，则其最大额定电流约为(1.9)计算出的 5~10 倍，以使其导通电阻足够小，导通夺降足够低。

### 3.2.5 初级电流有效值和导线尺寸

$$\text{初级电流为三角波，峰值 } I_{pk}, \text{ 有效值为 } I_{rms}(N_p) = [\text{根号}(T_{on} \max) / T] I_{pk} / \text{根号} 3 \quad (1.10)$$

式中， $I_p$  和  $T_{on}$  由式(1.7)和式(1.9)给出。

若取圆密耳每有效值安培，则初级所需总圆密耳数为

$$500 I_{rms}(N_p) = 500 [\text{根号}(T_{on} \max) / T] I_{pk} / \text{根号} 3 \quad (1.11)$$

### 3.2.6 次级电流有效值和导线尺寸

次级电流为三角波，峰值  $I_s = I_p(N_p/N_s)$ ，同期为  $T_r$ 。初/次级匝比  $N_p/N_s$  由式(1.4)给出， $T_r = T - T_{on}$ 。因此，次级电流有效值为

$$I_{rms}(N_s) = [\text{根号} T_r / T] I_p(N_p/N_s) / \text{根号} 3 \quad (1.12)$$

若取 500 圆密耳每有效值安培，则

$$\text{次级所需的总圆密耳数} = 500 I_{rms}(N_s)$$