

## 技术研究

## DC - DC 正激变换器次级有源箝位电路

## The Secondary Active Power Clamp Circuit in DC - DC Forward Converter

岳胜娥

Yue Shenge

武汉洲际通信电源集团技术中心 430035 武汉

Wuhan Zhouji Telecom Power Group Co., Ltd

**摘要** 提出一种新型 DC - DC 正激变换器次级有源箝位电路。它一方面将储存于变压器漏感能量无损耗地转移到负载,另一方面有效降低了次级功率二极管电压应力。本文对其一个周期内工作原理及相关理论进行分析,并给出 2.8 kW DC - DC 变换器实验结果及波形。

**关键词** 正激变换 有源箝位 漏感

**分类号** TN86 TP712

**Abstract** It introduces a novel secondary active power clamp circuit in DC - DC forward converter, which transfers losslessly the energy stored in the leakage inductance of the transformer to the load, and reduces efficiently the voltage stress on the secondary power diode. The paper analyses the operation philosophy and the related theory in an operation circle, and shows the result and waveform of the experiment of 2.8 kW DC - DC converter.

**Keywords** forward conversion, active power clamp, leakage inductance

## 1 前言

图 1 为正激变换器次级拓扑结构电路,  $VD_1$  为整流二极管,  $VD_2$  是续流二极管,  $L_f$  是输出滤波电感,  $C_f$  是输出滤波电容。当初级开关管开通时,  $VD_1$  导通,  $VD_2$  截止, 初级能量向负载转移; 当初级开关管关断时,  $VD_1$  关断,  $VD_2$  开通, 滤波电感电流通过  $VD_2$  续流。以上只是理想状态, 若考虑功率二极管的反向恢复特性和变压器漏感, 当  $VD_1$  (或  $VD_2$ ) 处于反向恢复期时, 有一冲击电

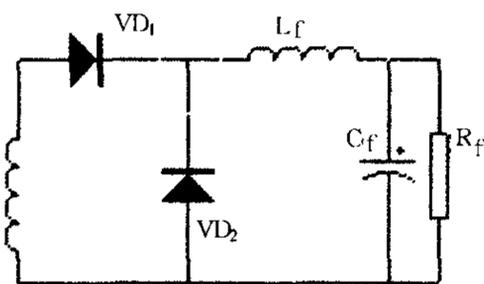


图 1 DC - DC 正激变换次级拓扑电路

流流经变压器, 并将能量储存于变压器漏感中, 此能量将使二极管承受较大的反向电压冲击。这样一方面需选用较高耐压等级的二极管, 另一方面产生的 EMI 也较大。此外, 由于变压器存在绕线电阻, 此能量会使变压器发热。

如何有效处理漏感能量呢? 最常用的办法是将无源 RC 缓冲电路与每只功率二极管并联, 如图 2 所示, 使漏感能量都消耗在缓冲器上。工作频率越高, 缓冲器消耗的能量越多, 因此, 变换器频率和效率都不高。

下面将介绍一种有源箝位电路, 它可将功率二极管反向电压箝位在一较低范围内, 并且能量回收电路将漏感所存储的能量无损耗地转移到负

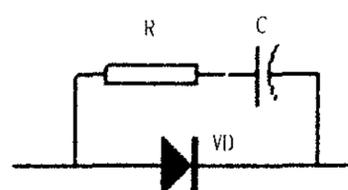


图 2 带 RC 缓冲电路的功率二极管

载,便于实现变换器的小型化。

## 2 电路原理分析

DC-DC 次级有源箝位电路如图 3 所示,  $L_2$  表示变压器次级的漏感,由  $VD_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$ 、 $C_1$  组成全桥结构箝位电路,  $VD_1$ 、 $VD_2$  是正激变换次级主整流二极管和续流二极管。对于这种全桥结构,加在每个主二极管上的最大反向电压就是电容  $C_1$  的电压。因此,如果能将  $C_1$  电压箝在小于每个二极管的最大反向电压,二极管就可实现安全箝位了。 $VT_3$ 、 $L_3$ 、 $VD_5$ 、 $C_2$  组成升-降压式的能量回收电路。下面将分 5 个阶段对 DC-DC 次级有源箝位电路一个周期内工作过程进行分析,参见图 4(图中纵坐标比例不一致)。

为了便于分析,作出如下假设:

(a) 输出电感  $L_f$  足够大,在一个开关周期内,其电流基本保持不变,因此  $L_f$  和  $C_f$  以及负载可看成一个电流为  $I_o$  的恒流源;

(b) 变压器除考虑次级漏感外视为理想器件;

(c) 主二极管  $VD_1$  和续流二极管  $VD_2$  除考虑反向恢复特性外其它均不考虑;

(d) 其它元件都是理想的。

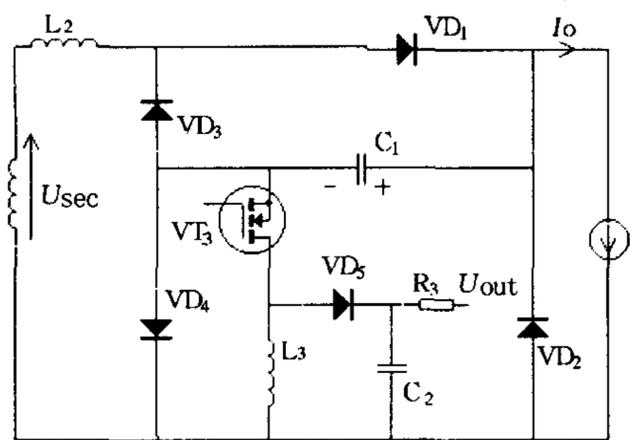


图 3 DC-DC 次级有源箝位电路

(1)  $t_0 \sim t_1$

$t_0$  时刻,变换器初级开关管开通,变压器次级线圈电压  $U_{sec}$  翻转为  $U_{pri}/k$ ,其中  $U_{pri}$  为初级直流电压,  $k$  为变压器初次级匝比。整流二极管  $VD_1$  正向偏置导通,流过  $L_2$ 、 $VD_1$  的电流线性增长,增长率为  $di/dt = U_{sec}/L_2$ 。由于二极管的反向恢复特性,  $VD_2$  尚未关断,  $I_{VD_2}$  以相同的速率减小,但总的  $I_o$  不变。

(2)  $t_1 \sim t_2$

$I_{L_2}$  在  $t_1$  时刻达到最大值  $I_{L_2(max)} = I_o + I_{RR}$ ,

其中  $I_{RR}$  为  $VD_2$  的反向恢复电流峰值。  $t_1$  时刻,  $VD_2$  反向恢复期结束后关断,  $VD_2$  上开始有反向电压,箝位二极管  $VD_4$  导通。此时,箝位电路将加在  $VD_2$  上的反向电压箝为  $C_1$  的电压,  $L_2$  上多余的能量向  $C_1$  转移,  $I_{L_2}$  下降,  $U_{C_1}$  增加。  $t_2$  时刻,  $I_{L_2} = I_o$ ,  $VD_4$  关断,  $U_{VD_2} = U_{pri}/k$ 。可以计算出这段时间转移到  $C_1$  上的能量为:

$$E_1 = \frac{1}{2} L_2 (I_o + I_{RR})^2 - \frac{1}{2} L_2 I_o^2$$

(3)  $t_2 \sim t_3$

$t_2$  时刻,  $VT_3$  开通,而在此之前,  $I_{L_3} = 0$ ,因此  $VT_3$  实现了零电流开通,开通损耗很小。  $C_1$  上储存的能量通过负载— $L_3$ — $VT_3$  通路向负载和  $L_3$  转移,  $I_{L_3}$  增加。由于  $I_o$  不变,  $I_{VD_1}$  将减小。  $t_3$  时刻,  $C_1$  复位,  $U_{C_1} = U_{pri}/k$ 。

(4)  $t_3 \sim t_4$

$t_3$  时刻,变换器初级开关管关断,同时  $VT_3$  关断,  $I_{L_2}$  和  $I_{VD_1}$  线性减小,减率  $di/dt = U_{sec}/L_2$ ,  $I_{VD_2}$  以相同速率线性增加。储存于  $L_3$  上的能量转移到  $C_2$  上,  $I_{L_3}$  减小,其减小率为  $dI_{L_3}/dt = -U_o/L_3$ 。若忽略  $R_3$  损耗,(因为在模块正常工作时  $R_3$  上消耗的功率约 0.3 W),  $C_2$  与负载并联,这样  $L_3$  上的能量就转移到负载上去了。

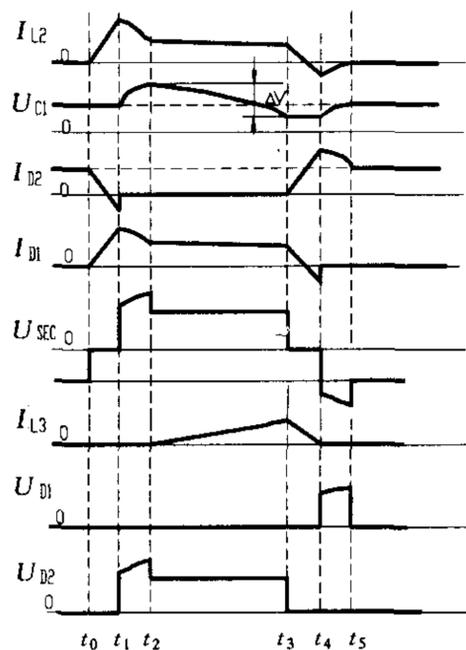


图 4 箝位电路工作原理波形

(5)  $t_4 \sim t_5$

$t_4$  时刻,  $I_{L_2}$  和  $I_{VD_1}$  达到负的  $I_{RR}$ ,而  $I_{VD_2}$  达到最大值,  $I_{D_2(MAX)} = I_o + I_{RR}$ ,  $VD_1$  关断,箝位二极管  $VD_3$  开通。此时,加在  $VD_1$  上的反向电压为箝位电容  $C_1$  的电压,漏感上的能量通过  $VD_2$ —

$C_1$ —VD<sub>3</sub>—L<sub>2</sub> 通路向  $C_1$  转移,  $U_{C1}$  增加。  $t_5$  时刻,  $I_{L2}$  为 0。这段时间转移到  $C_1$  上的能量为:

$$E_2 = \frac{1}{2} L_2 I_{RR}^2$$

$t_5$  时刻后, 输出电感通过 VD<sub>2</sub> 续流, 以维持输出电流连续。此后开始新的周期, 状态同(1)。

### 3 性能分析

#### 3.1 能量分析

由于变压器的漏感与绕制工艺和磁芯材料有关, 为了简化分析在这里将它看成一常量。由以上分析可知: 在一个开关周期内漏感所储存的能量为  $E = E_1 + E_2 = L_2 I_{RR} (I_{RR} + I_o)$ , 那么单位时间内漏感所储存的能量为  $P = f \times E = f L_2 I_{RR} (I_{RR} + I_o)$  (式中,  $f$  为变换器的工作频率)。若采用 RC 缓冲器与主二极管并联, 这部分能量全消耗在缓冲器上。由该式可看出,  $P$  与  $f$  成正比, 这使得采用 RC 缓冲器的变换器工作频率和效率难以提高。若采用本文介绍的能量回收电路, 这部分能量全部转移到负载上, 有利于提高工作频率和效率。

#### 3.2 有源箝位分析

由以上分析可知, 在一个开关周期内漏感所储存的能量均转移到箝位电容  $C_1$  上, 由此可得  $C_1$  上电压增量  $\Delta U$  为

$$\Delta U = \frac{E}{C_1 U} = \frac{L_2 I_{RR} (I_{RR} + I_o)}{C_1 U}$$

式中,  $U = U_{pn}/k$ 。

为了确保二极管安全箝位, 也就是当箝位电容吸收漏感多余能量而电压升高时二极管不会有烧坏的危险, 箝位电容的电容量需要大些。这样, 在每个开关周期, 箝位电容上的电压就是在平均电压基础上有微小的波动。由此可知,  $C_1$  越大,  $\Delta U$  越小。但  $C_1$  越大, 体积和价格也相应增加。因此, 只要选择合适的  $C_1$  值,  $\Delta U$  就可确定,  $U + \Delta U$  (主二极管上的最大反向电压) 也确定了。将它与手册上拟选用二极管的最大反向电压相比较, 即可确定二极管工作是否安全。

### 4 实验结果

下面是 2.8 kW、180 kHz、48 V 输出 DC-DC

变换器的实验结果。

图 5 是箝位电容  $C_1$  两端电压波形。由图可看出, 其电压是在 160 V 平均电压上有些波动, 但最大值不超过 180 V。因此, 整流(续流)二极管用低耐压 200 V 的二极管是很安全的。

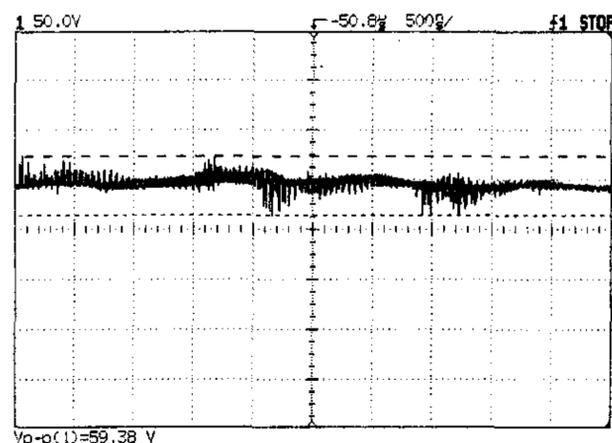


图 5 箝位电容  $C_1$  两端电压波形

表 1 是可选用的两种二极管的参数对比, 显然, 200 V 比 400 V 的二极管有更低导通压降, 同等条件下, 用 200 V 的二极管导通损耗更低。

表 1 两种二极管参数对比

器件	$U_{RRM}/V$	$I_{RR}/A$	$U_F/V$
APT60D40B	400	30	1.3
APT60D20B	200	35	0.9

表中,  $I_{RR}$  反向恢复电流峰值在  $di_f/dt = -480 A/\mu s$ ,  $T_j = 100^\circ C$  条件下测得;  $U_F$  导通压降在  $I_f = 60 A$ ,  $T_j = 150^\circ C$  条件下测得。

此外, 经计算, (1) 选用 400 V 功率二极管, RC 缓冲电路总损耗 137 W;

(2) 选用 400 V 功率二极管, 有源缓冲电路总损耗 70 W;

(3) 选用 200 V 功率二极管, 有源缓冲电路总损耗 48 W。

由此可见, 选用 200 V 功率管的有源缓冲电路比选用 400 V 功率管的 RC 缓冲电路节省功率 89 W。对于 2.8 kW 的变换器而言, 可将效率提高 3 个百分点。

### 5 结论

由以上分析可知, 次级有源箝位电路有两个优点: (1) 将功率二极管反向恢复期间存储于变压器漏感的能量无损转移到负载; (2) 降低功率二极管电压应力。经实验验证, 该电路设计是可行的。