

## 一种双管正激变换器的初级箝位电路

周平森, 王慧贞

(南京航空航天大学, 江苏 南京 210016)

**摘要:**介绍了一种双管正激变换器的初级箝位电路。该电路可以减少次级续流二极管的电压尖峰, 并实现开关的 ZCS 开通和 ZVS 关断。采用该技术研制成功了 3 kW 并-串型双管正激组合变换器。

**关键词:**变换器/双管正激; 箝位电路

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-100X(2003)05-0047-03

## A Primary Side Clamping Topology for Two-transistor Forward Converter

ZHOU Ping-sen, WANG Hui-zhen

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

**Abstract:** A two-transistor forward converter with a clamping circuit connected in the primary side of transformer is proposed. This clamping circuit will reduce the voltage overshoot of the output freewheeling diode. Moreover the switching devices are turned-on with zero current switching and turned-off with zero voltage switching. A 3 kW parallel-serial combined two-transistor forward converter is developed.

**Key words:** converter/two-transistor forward; clamping converter

## 1 前言

双管正激变换器因初级开关管电压应力低, 具有内在抗桥臂直通能力, 可靠性高, 而成为目前中大功率变换器中应用最多的拓扑之一。

随着开关频率的提高, 次级续流二极管往往是整个变换器的薄弱环节, 因为快恢复二极管存在反向恢复问题, 而次级续流二极管的反向恢复问题尤为严重。反向恢复将在次级续流二极管上产生很高的电压尖峰, 危及次级续流二极管的安全运行<sup>[1]</sup>。

普通方法是在次级续流二极管侧采用 RCD 箝位电路<sup>[2, 4, 5]</sup>, 结构简单, 成本低, 但因部分反向恢复能量消耗在箝位电路的电阻上, 降低了效率, 而且电压尖峰一般只能限制在两倍的变压器次级电压内<sup>[4]</sup>。使用有源箝位电路<sup>[3, 4]</sup>也可减少电压尖峰和反向恢复损耗, 但需增加一个辅助开关和相应的控制电路, 既增加了成本, 又降低了可靠性。现在介绍的初级箝位电路<sup>[5]</sup>, 结构简单, 可通过辅助电感与功率变压器初级串联, 减小了次级续流二极管关断时的  $di/dt$ , 从而使该二极管关断时的电压尖峰减小。

## 2 工作原理

图 1 示出电路原理图。初级箝位电路由辅助电感  $L_r$  和两个箝位二极管  $VD_3$ 、 $VD_4$  组成。为简化

电路状态分析, 在此忽略了过渡过程, 只分析稳态过程。假设所有器件都是理想的, 则  $C_{s1} = C_{s2} = C_s$ ; 并且假设滤波电感  $L_f$  足够大, 这样  $L_f$ 、 $C_f$  和负载电阻  $R_L$  可看成一个电流为  $I_o$  的恒流源。该电路在稳定工作时共有 10 个开关模式, 对应的等效电路如图 2 所示; 主要波形如图 3 所示。

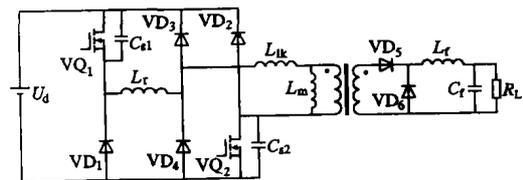


图 1 电路原理图

图中  $U_d$ ——直流母线电压

$L_{lk}$ ——功率变压器漏感

$L_m$ ——初级励磁电感

$C_{s1}$ 、 $C_{s2}$ ——分别为  $VQ_1$ 、 $VQ_2$  的寄生电容

(1) 开关模态 1 ( $t_0$ ,  $t_1$ ) [见图 2a]

$t_0$  时刻,  $VQ_1$  和  $VQ_2$  开通, 加在  $L_r$  上的电压为  $U_d$ ,  $L_r$  电流从零开始线性上升,  $VQ_1$ 、 $VQ_2$  为 ZCS 开通。同时  $VD_5$  导通,  $VD_6$  电流开始线性下降, 从而减小了  $VD_6$  关断时的  $di/dt$  和  $VD_6$  的电压尖峰。 $t_1$  时刻,  $L_r$  电流为  $nI_o$ ,  $n$  为变压器的匝比。

(2) 开关模态 2 ( $t_1$ ,  $t_2$ ) [见图 2b]

$t_1$  时刻, 变压器初级电压迅速上升,  $VD_6$  承受反向电压截止。电路通过  $VQ_1$ 、 $VQ_2$ 、 $VD_5$  开始向负载传输功率,  $L_m$  开始储能。由于变压器漏感的存

定稿日期: 2003-05-27

作者简介: 周平森(1980-), 男, 汉族, 浙江人, 硕士生, 研究方向为电力电子技术。

在, 初级电压会超过  $U_d$ ,  $VD_3$  导通。  $t_2$  时刻,  $B$  点被箝位于  $U_d$ 。

(3) 开关模态 3 ( $t_2, t_3$ ) [见图 2b]

电路通过  $VQ_1, VQ_2, VD_5$  继续向负载传输功率,  $L_m$  继续储能。流过  $VD_3$  的电流为  $L_r$  与初级电流的差值, 其逐渐减小至零, 该模态结束。

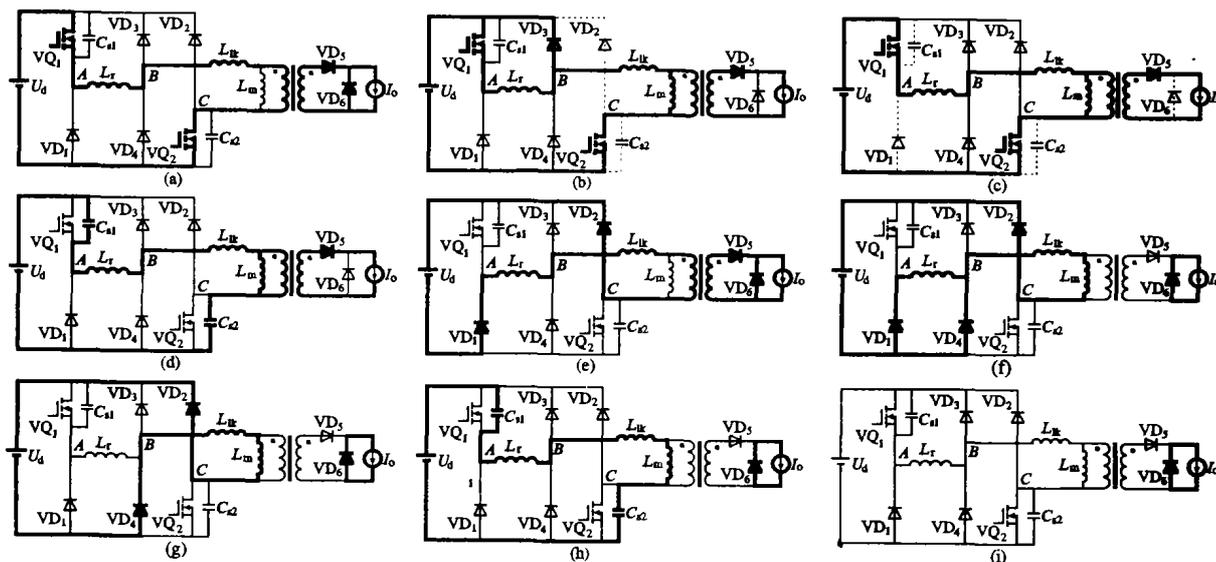


图 2 各开关模态的等效电路

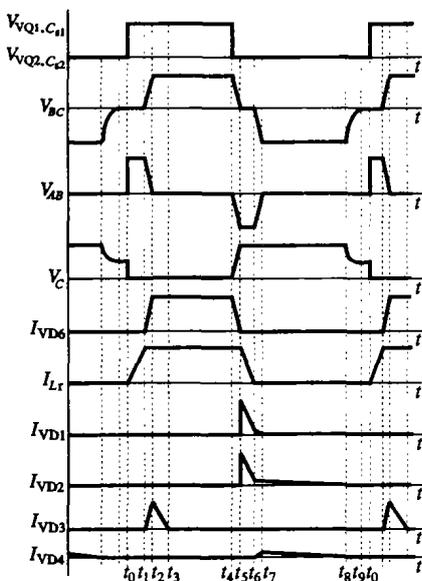


图 3 主要波形图

(4) 开关模态 4 ( $t_3, t_4$ ) [见图 2c]

电路继续向负载传输功率, 励磁电流线性增加, 次级  $VD_5$  整流。

(5) 开关模态 5 ( $t_4, t_5$ ) [见图 2d]

$t_4$  时刻, 主开关管关断, 变压器初级电流同时对  $C_{s1}, C_{s2}$  充电,  $VQ_1, VQ_2$  为 ZVS 关断。  $t_5$  时刻, 开关两端电压为  $U_d$ 。

(6) 开关模态 6 ( $t_5, t_6$ ) [见图 2e]

$t_5$  时刻,  $VD_1, VD_2$  导通,  $L_r, L_{lk}$  向电源回馈能

量。  $VD_6$  开始导通,  $VD_5$  电流线性下降。  $t_6$  时刻,  $VD_5$  截止。

(7) 开关模态 7 ( $t_6, t_7$ ) [见图 2f]

$L_r, L_{lk}, L_m$  通过  $VD_1, VD_2, VD_4$  向电源回馈能量。输出电流  $I_o$  通过  $VD_6$  续流, 当  $VD_1$  截止时, 该模态结束。

(8) 开关模态 8 ( $t_7, t_8$ ) [见图 2g]

$L_{lk}, L_m$  通过  $VD_2, VD_4$  继续向电源回馈能量, 励磁电流线性减小。  $t_8$  时刻, 励磁电流减小至零。

(9) 开关模态 9 ( $t_8, t_9$ ) [见图 2h]

电容  $C_{s1}, C_{s2}$  通过励磁电感向电源放电, 励磁电感反向充电。  $t_9$  时刻, 开关两端电压为  $U_d/2$ 。

(10) 开关模态 10 ( $t_9, t_{10}$ ) [见图 2i]

变压器初级电压被箝位于零。因为开关两端电压为  $U_d/2$ , 所以开关为容性开通。  $t_{10}$  时刻,  $VQ_1, VQ_2$  开通, 开始下一个开关周期。

### 3 输入输出电压关系

由工作原理分析可见,  $L_r$  的引入并没有改变变换器的工作过程, 只是有很小的占空比丢失。变换器的有效占空比为:

$$D_{\text{eff}} = D - D_1 + D_2 \quad (1)$$

式中  $D = T_{\text{on}}/T_s$ ,

$$D_1 = (t_1 - t_0)/T_s,$$

$$D_2 = (t_5 - t_4)/T_s,$$

$T_{on}$ —— $V_{Q1}, V_{Q2}$  在一个周期内的导通时间

$T_s$ ——开关周期

$(t_1 - t_0)$ 和 $(t_5 - t_4)$ 可由下式得到:

$$\left. \begin{aligned} (t_1 - t_0) &= \frac{L_r I_o}{n U_d} \\ (t_5 - t_4) &= \frac{n U_d C_s}{2 I_o} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

显然,变换器的输入输出电压关系为:

$$U_o = \frac{D_{eff} U_d}{n} \quad (3)$$

联立方程式(1)~式(3),可得:

$$U_o = \frac{D U_d}{n} - \frac{L_r I_o}{n^2 T_s} + \frac{U_d^2 C_s}{2 I_o T_s} \quad (4)$$

### 4 实验结果

实验中采用两路双管正激变换器进行初级并联、次级串联的交错控制。结果证明,在相同的输入输出电压、占空比、输出电流脉动的前提下,这种组合方式与并-并型组合方式比较,具有减小次级整流二极管的电压应力和减小次级续流二极管的反向恢复损耗等优点<sup>[1]</sup>。采用上述技术,研制了3 kW DC/DC变换器作为某航空静止变流器的前级。DC/DC变换器原理如图4所示。

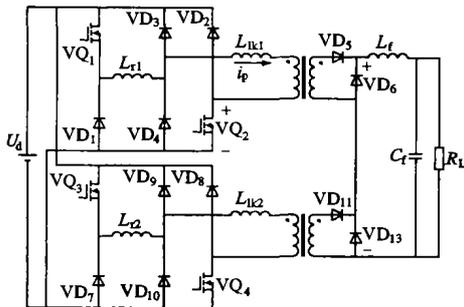


图4 并-串型双管正激组合变换器

#### (1)实验电路的主要参数

直流电压:  $U_d = 270 \text{ V}$ ,  $U_o = 180 \text{ V}$ ,  $P_o = 3 \text{ kW}$ ;工作频率:  $f = 75 \text{ kHz}$ ;变压器变比:  $n = 0.9$ ;辅助电感:  $L_{r1} = L_{r2} = 10 \mu\text{H}$ 。

#### (2)实验波形

图5示出初级箝位的并-串型双管正激组合变换器的实验波形。图中电压电流的正方向已在图4中标出。图5a是初级电流  $i_p$  和开关  $V_{Q2}$  的电压  $V_{VQ2}$  波形。图5b和图5c是图5a在关断和开通时的展开波形。图5b是开关关断时的波形,关断时初

级以恒定电流给开关的寄生电容充电,开关为ZVS关断。图5c是开关开通时的波形,开通时初级电流由零开始逐渐上升,开关为ZCS开通。图5d是次级续流二极管的电压波形。可见二极管关断时的电压尖峰得到了很好的抑制。

#### (3)效率

开发的3 kW DC/DC变换器,在不计控制电路的情况下满载时的效率为93.75%。

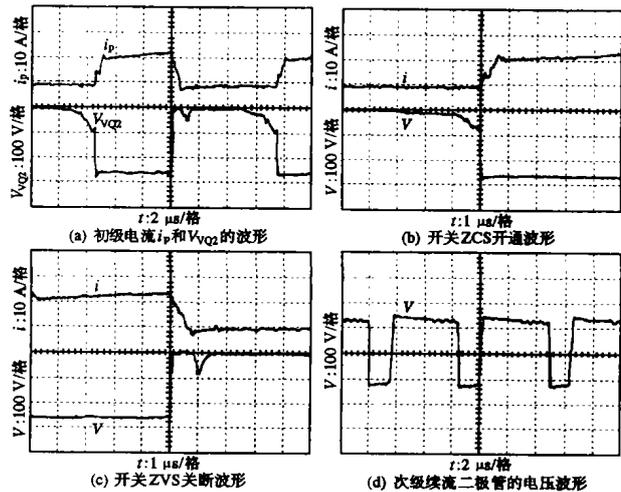


图5 实验波形

### 5 结论

由理论分析和实验结果可知,该初级箝位电路具有以下特点:①可以减少整流电路续流二极管的电压尖峰,提高可靠性;②变换器开关为ZCS开通,ZVS关断;③变换器开关为容性开通。

#### 参考文献:

- [1] 冯 翰.双管正激变换器组合研究[D].浙江大学[博士学位论文],2001.
- [2] Todd P C. Snubber Circuits: Theory, Design and Application[M]. Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, SEM-900 Unitrode 1993.
- [3] Harada K, Sakamoto H. Switched Snubber for High Frequency Switching[A]. PESC '90[C]. San Antonio, TX, USA, 1990:181~188.
- [4] Dekter J, Machin N, Sheehy R. Lossless Active Clamp for Secondary Circuits[A]. Proc. Intelec. '98[C]. San Francisco USA, 1998: 17~21.
- [5] Ghodke D V, Muralikreshnan K. 1.5 kW Two Switch Forward ZCZVS Converter Using Primary Side Clamping [A]. PESC'2002[C]. Cairns, Australia, 2002:893~898.