

# 串-并组合式双管正激变换器的研究

赵海舟, 肖 岚

(南京航空航天大学, 江苏 南京 210016)

**摘要:**介绍了串-并组合式双管正激变换器的优点;分析了该电路的工作原理和有效占空比;推导出变换器的稳态特性。该变换器实现了两个开关管在零电压开关下导通和关断,另两个开关管在零电压开关下关断,最后在 1 kW 的串-并组合式双管正激变换器的样机实验中得到了验证。

**关键词:**变换器; 集成技术/零电压开关

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2004)04-0041-02

## Research on Serial-Parallel Combined Two-Transistors Forward Converter

ZHAO Hai-zhou, XIAO Lan

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

**Abstract:**The attractive characteristics of serial-parallel combined two transistors forward converter are introduced in this paper. The operation principle of the topology and the effective duty cycle are analyzed. The steady characteristic of the converter is derived. Two switches are turned on and turned off with zero-voltage switching, another two switches are turned off with zero-voltage switching in introduced converter. Finally, experiment results are given to verify the analysis.

**Key words:** converter; IC technology / zero-voltage switching

**Foundation Project:**Supported by National Natural and Science Foundation of China (No.50337030).

## 1 前言

双管正激变换器具有开关管电压应力低的优点,不存在桥臂直通的危险,可靠性高<sup>[1]</sup>。但是,双管正激变换器的一个突出缺点是工作占空比小于 0.5,整流输出的电压和电流脉动较大,使得滤波器的体积变大。近年来许多研究表明,采用两个或更多双管正激变换器交错并联<sup>[2]</sup>,能有效地克服这一缺点,因此交错并联双管正激变换器这种电路拓扑受到许多研究者的关注,并在很多大功率场合得到广泛应用。大多数双管正激变换器的变压器都是单向磁化,仅工作于第一象限,磁心利用率不高,不利于减小变压器的体积。

本文介绍的串-并组合式双管正激变换器<sup>[3,4]</sup>能很好地解决上述磁心利用率不高的缺点,而且电路拓扑结构简单,每一路双管正激变换器的输入电压均可稳定在  $U_{in}/2$ ,所以很适合高压输入和大功率应用场合。该电路拓扑采用了磁集成技术,即两路相同的双管正激变换器共用一个变压器 T,该变压器有相同的两个初级和次级,可以对称工作。

## 2 工作原理

图 1 示出串-并组合式双管正激变换器的主电路拓扑及其主要波形。

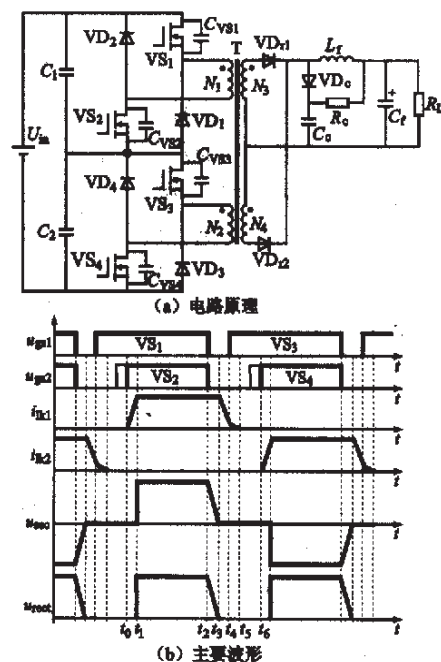


图 1 主电路拓扑及其主要波形

为简化分析,假设 MOS 管漏-源间的结电容均为  $C_s$ ;  $C_1=C_2$ ; 变压器变比  $K=N_1:N_3=N_2:N_4$ , 变压器的

基金项目:国家自然科学基金资助项目(50337030)

定稿时间:2004-03-31

作者简介:赵海舟(1976-),男,四川人,硕士生,研究方向为高频直流变换器。

两个初级漏感均为  $L_{lk}$ ; 滤波电感  $L_f$  足够大, 这样  $L_f$  和滤波电容  $C_f$  及负载电阻  $R_L$  可看成一个电流为  $I_o$  的恒流源。在前半个开关周期中, 该电路拓扑有 6 个开关模式, 图 2 示出其对应的等效电路。由图可见, 后半周期与之相似。

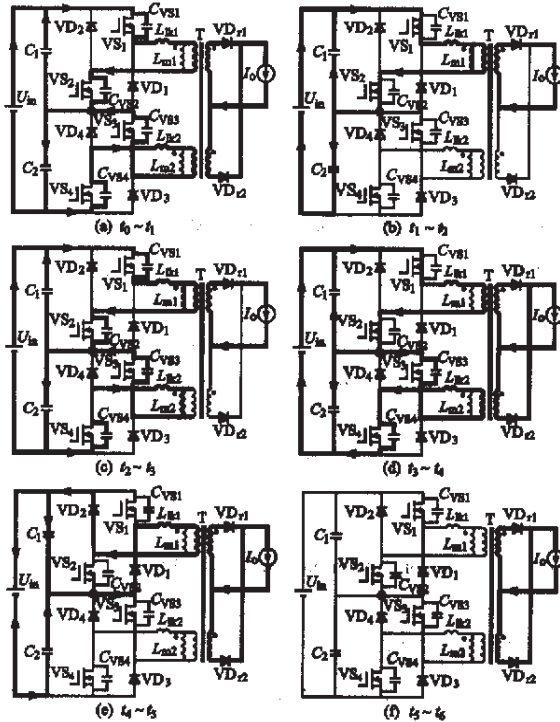


图 2 各开关模式等效电路

(1) 开关模式 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]

$t_0$  时刻前,  $VD_{r1}$  和  $VD_{r2}$  同时导通, 次级续流,  $VS_1$  已在 ZVS 下导通。 $t_0$  时刻,  $VS_2$  导通, 因变压器有一定的漏感, 使其初级电流从零逐渐增大到  $I_o/K$ 。  $C_{VS3}$  和  $C_{VS4}$  充电, 因初级电流不足以提供负载电流, 所以  $VD_{r1}$  和  $VD_{r2}$  仍导通, 变压器的初级电压为零, 输入电压  $U_{in}/2$  加在漏感上。当初级电流达到  $I_o/K$  时,  $VD_{r2}$  关断,  $u_{ds}(VS_3)=u_{ds}(VS_4)=U_{in}/2$ , 该模式结束, 见图 2a。持续时间为:

$$t_{0-1} = t_1 - t_0 = \frac{2I_o L_{lk}}{K U_{in}} \quad (1)$$

(2) 开关模式 2 [ $t_1 \sim t_2$ ]

输入能量经  $VS_1$  和  $VS_2, T, VD_{r1}$  传到负载。该模式在  $VS_1$  和  $VS_2$  同时在 ZVS 下关断时结束, 见图 2b。

(3) 开关模式 3 [ $t_2 \sim t_3$ ]

$t_2$  时刻,  $VS_1$  和  $VS_2$  同时关断,  $C_{VS1}$  和  $C_{VS2}$  以电流  $I_o/K$  和励磁电流  $i_{m1}$  充电,  $C_{VS3}$  和  $C_{VS4}$  放电, 直到  $u_{ds}(VS_1)=u_{ds}(VS_2)=u_{ds}(VS_3)=u_{ds}(VS_4)=U_{in}/4$ ,  $VD_{r2}$  开始导通,  $T$  的两个初级电压被箝位在零时, 该模式结束, 见图 2c。持续时间为:

$$t_{2-3} = t_3 - t_2 = \frac{KC_s U_{in}}{2I_o} \quad (2)$$

(4) 开关模式 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]

$C_{VS1}$  和  $C_{VS2}$  继续充电, 同时  $C_{VS3}$  和  $C_{VS4}$  继续放电, 漏感  $L_{lk1}$  和  $L_{lk2}$  上的电压逐渐上升, 当  $u_{ds}(VS_1)=u_{ds}(VS_2)=U_{in}/2, u_{ds}(VS_3)=u_{ds}(VS_4)=0$  时, 该模式结束, 见图 2d。此时,  $VS_3$  可在 ZVS 下导通, 且  $u_{dVS4}=U_{in}/2$ 。

(5) 开关模式 5 [ $t_4 \sim t_5$ ]

$t_4$  时刻,  $L_{lk1}$  和  $L_{lk2}$  上的电压均为  $U_{in}/2, VD_1$  和  $VD_2$  同时导通, 流过很小的励磁电流。该模式在  $VD_1$  和  $VD_2$  同时关断时结束, 见图 2e。

(6) 开关模式 6 [ $t_5 \sim t_6$ ]

在该开关模式中,  $u_{ds}(VS_1)=u_{ds}(VS_2)=U_{in}/4, VD_{r1}$  和  $VD_{r2}$  仍同时导通、续流, 直到  $VS_4$  导通时结束, 见图 2f。

### 3 稳态特性

电路在稳态工作过程中的有效占空比为:

$$D_e = D - D_{ZCS} + D_{ZVS} \quad (3)$$

式中  $D_{ZCS} = t_{0-1}/T_s$        $D_{ZVS} = t_{2-3}/T_s$

输出电压:

$$U_o = D_e U_{in} / K \quad (4)$$

由式(1)~式(4)得,

$$U_o = \frac{D U_{in}}{K} - \frac{2L_{lk} I_o}{K^2 T_s} + \frac{C_s U_{in}}{4T_s I_o} \quad (5)$$

### 4 实验结果

电路的主要参数:  $U_{in}=500$  V DC;  $U_{out}=320$  V DC;  $P_o=1$  kW;  $f_s=100$  kHz,  $K=0.6$ 。图 3a, b 示出满载(1 kW)和轻载(300 W)时  $VS_1$  和  $VS_2$  的电压波形。可见,  $VS_1$  ( $VS_3$ ) 实现在 ZVS 下导通与输出功率有关。图 3c 示出变压器的两个初级电压波形。可见, 变压器能对称工作, 每一路双管正激变换器的输入电压均可稳定在  $U_{in}/2$ 。图 3d 输出输出整流二极管的电压波形, RCD 网络能有效地抑制整流二极管上的电压尖峰。研发的 1 kW DC/DC 变换器, 满载时效率为 91.3%。

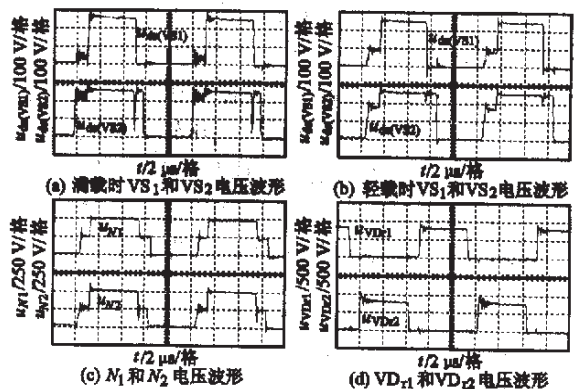


图 3 实验波形 (下转第 48 页)

电子电路两部分组成,可有效地保证测量精度<sup>[4]</sup>。

在该稳流系统中,负载电流传感器采用 HOLEC Power Protection 公司的产品(T20)。

基本性能指标如下:

- 通频带宽: 0~500 kHz
- 额定电流: 2 kA
- 过流: 115% $I_c$  ( $I_c$  额定电流)
- 短路电流: 1000% $I_c$  (0.1s)
- 检测精度:  $1 \times 10^{-6}$
- 测量头温度: 0~55 °C
- 工作电压:  $\pm 24$  V
- 检测输出电压:  $\pm 10$  V
- 检测输出最大电流: 5 mA

### 2.3 有源滤波器输入侧电源电压波动

有源滤波器输出电压不仅与控制电压成比例,而且与输入直流电源电压有关。

$$u_f = DU_s = \frac{U_s}{V_m} u_c \quad (1)$$

式中  $V_m$ ——锯齿波幅值  $D$ ——占空比

系统中控制信号  $u_c$  是在特定直流输入电压  $U_s$  下根据谐波补偿量和前馈控制量算出的<sup>[3]</sup>。当  $U_s$  变化时,补偿量和前馈量都不正确了,它将影响系统品质。另外,  $U_s$  由三相整流获得,也含有 300 Hz 和 100 Hz 谐波,这些谐波会被带到滤波器的输出,增大负载的电流纹波。解决该问题的方法:

(1) 锯齿波幅值恒定,将  $u_c$  除以  $U_s$  再送至 PWM 变换器输入,该方法的难点是不易实现高精度模拟除法器;

(2) 令锯齿波幅值  $V_m$  随  $U_s$  成比例变化。若锯齿波随直流输入电压变化,即  $V_m$  正比于  $U_s$  变化,则调节  $V_m$ ,即可等同  $U_s$  的波动情形。

$$\text{令, } \frac{V'_m}{V_A} = k = \frac{U'_s}{U_s} \quad (2)$$

$$\text{则: } U_f = DU'_s = DkU_s = D'U_s \quad (3)$$

可见,当  $U_s$  变化时,可通过锯齿波同比例变化(实现  $D$  的变化,  $U_s$  保持恒定),二者作用相同,而在控制回路中易于实现对  $V_m$  的改变。图 4 示出原理性样机的实验波形。可见,电流响应几乎无滞后跟踪电流给定,能满足性能指标的要求<sup>[3,4]</sup>。

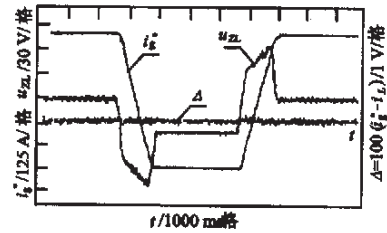


图 4 原理性样机实验波形

### 3 结论

文中对大功率稳流电源系统谐波补偿中快速准确获得谐波电压,高精度检测负载电流,克服有源滤波器直流侧母线电压波动影响等关键问题进行了详细讨论,并给出相应的解决方法。原理样机的实验结果表明,该方法切实可行,性能指标能满足要求,对研究同类产品具有重大的参考价值。

### 参考文献

- [1] 周嗣信.分离扇等时性重离子回旋加速器电源现状、改进及展望[A].昆明:中国国际电源新技术研讨会论文集[C].1999,175~178.
- [2] Liang R. Modeling and Control of Magnet Power Supply System with Switch-Model Ripple Regulator [J]. IEEE Trans. on IA, 1996(2): 264~271.
- [3] 马小亮,王丙元.并联型有源滤波器在稳流电源系统中的应用[J].电工技术学报,2002(3): 54~58.
- [4] 王丙元.高精度大功率稳流电源系统的研究[D].天津大学[博士学位论文],2002.
- [5] 郑机.电力半导体直流稳定电源[M].北京:机械工业出版社,1984.

(上接第 42 页)

### 5 结论

由前述理论分析和实验结果可知,该电路拓扑具有如下特点:①磁心双向磁化,磁心利用率高;②开关管的电压应力为输入电压的 50%,因此该电路拓扑适合用于高压输入场合;③采用交错控制,以提高等效输出占空比和变换器的等效频率,减小输出电流脉动,进而减小滤波器的体积;④工作过程与全桥变换器相似,且两个开关管都实现了在 ZVS 下导通。

### 参考文献

- [1] Gtrevisio C H, Pereira A A, Farias VJ, et al. A 1.5 kW

Operation with 90% Efficiency of a Two Transistors Forward Converter with Non-dissipative Snubber [A]. IEEE PESC'98[C].1998: 969~700.

- [2] 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.
- [3] Ghodke D V, Muralikrishnan K. ZVICS Dual Two-Transistor Forward DC-DC Converter with Peak Voltage of  $V_{in}/2$ , High Input and High Power Application [A]. IEEE PESC'2002[C].2002: 1853~1858.
- [4] Harada K, Sakamoto H. Switched Snubber for High Frequency Switching [A]. IEEE PESC'90[C].1990: 181~188.