

文章编号: 1000-6893(2000)06-0552-03

# 并联交错式有源箝位正激变换器研究

陈道炼, 胡育文, 严仰光

(南京航空航天大学 自动控制系, 江苏 南京 210016)

## RESEARCH ON INTERLEAVING ACTIVE CLAMP FORWARD CONVERTERS

CHEN Dao-lian, HU Yu-wen, YAN Yang-guang

(Department of Automatic Control, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

**摘要:** 深入分析研究了并联交错式有源箝位正激变换器的原理与设计, 获得了功率开关实现零电压 ZVS 开通的条件和关键电路参数选取准则, 仿真与试验结果均证实了理论分析的正确性。研究结果表明, 并联交错式有源箝位正激变换器具有优良的电气性能, 特别适用于大功率分布式电源系统。

**关键词:** 并联交错技术; 有源箝位; 正激变换器

**中图分类号:** TM 46; V 242.2 **文献标识码:** A

**Abstract:** Analysis and design of interleaving active clamp forward converters are deeply investigated. The ZVS condition for power switch and design of key circuit parameters are given. Theoretical analysis is verified by the simulation and the test results. The investigation result shows that the interleaving active clamp forward converter has excellent electrical performance, and it is especially attractive in high-power distributed power systems.

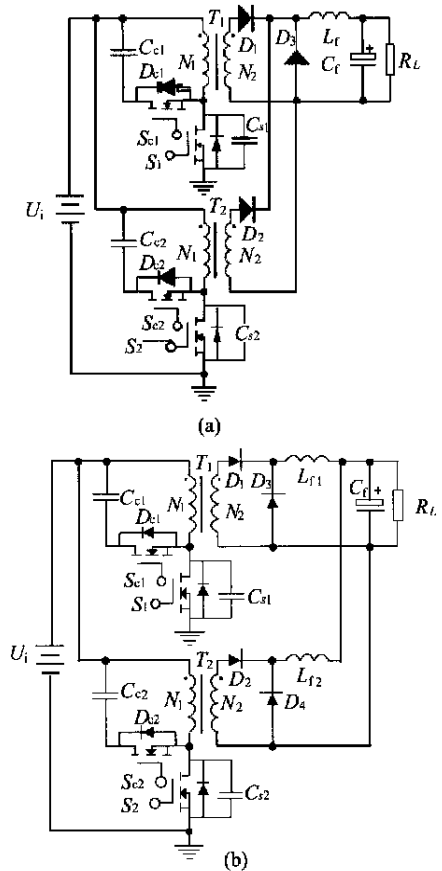
**Key words:** interleaving technique; active clamp; forward converter

并联交错式单端变换器提高了功率输出, 减小了输入和输出滤波器体积重量, 在诸如大功率分布式电源系统功率变换场合, 具有重要应用价值。作者对正激变换器磁复位技术进行了深入比较研究<sup>[1]</sup>, 得出: 复位绕组箝位正激变换器存在功率开关电压应力高和尖峰大、变压器绕组结构复杂等缺点; RCD 箝位正激变换器存在变换效率低等缺点; LCD 箝位正激变换器存在难以工作在开关频率高的场合等缺点。本文对并联交错式有源箝位正激变换器进行了深入分析研究, 结果表明该变换器具有优良的综合性能。

### 1 稳态原理与设计

(1) 稳态原理 并联交错式有源箝位正激变换器如图 1 所示。并联交错结构中的 2 个正激变换器以占空比小于 0.5、相位相差 180 的驱动信号工作, 单、双扼流圈结构基本原理相似, 区别在于前者共用 1 个续流二极管和输出滤波器。

图 1(a) 所示电路的稳态原理波形, 如图 2 所示(图中  $U_c$  为箝位电容稳态电压)。稳态时, 一个 PWM 开关周期可分为 14 个区间。并联交错式有



(a) 单扼流圈电路结构; (b) 双扼流圈电路结构

图 1 并联交错式有源箝位正激变换器  
源箝位正激变换器功率开关关断后, 漏源电压

收稿日期: 1999-07-12; 修订日期: 1999-12-30  
基金项目: 航空基础科学基金、中国及江苏省博士后科学基金资助项目  
文章网址: <http://www.hkxb.net.cn/hkxb/2000/06/0552/>

$u_{DS1}, u_{DS2}$  并不存在并联交错式复位绕组 RCD 箝位正激变换器中那种特有的谐振现象<sup>[1,2]</sup>。

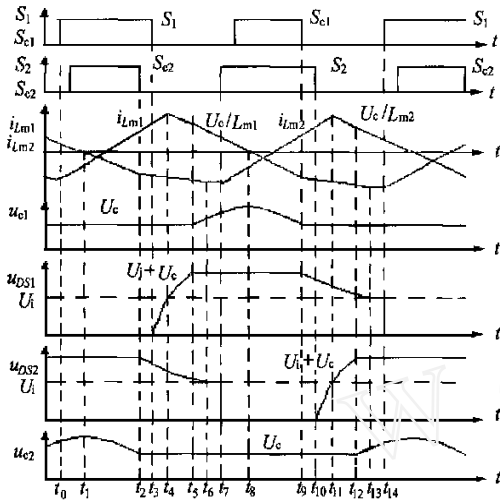


图 2 单扼流圈并联交错式有源箝位正激变换器原理波形

(2) 两种电路结构变换器的损耗分析

单扼流圈电路结构的输出电压为

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} 2D U_i = \frac{1}{n_1} 2D U_i \quad (1)$$

双扼流圈电路结构的输出电压为

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} D U_i = \frac{1}{n_2} D U_i \quad (2)$$

式(1)、式(2)中,  $D$  为每个变换器的占空比(小于 0.5);  $n_1, n_2$  分别为单扼流圈、双扼流圈电路结构的变压器匝比。相同的占空比  $D$ , 欲得到相同的  $U_o$  值, 变压器匝比关系为

$$n_1 = 2n_2 \quad (3)$$

设功率开关  $S_1, S_2$  为相同的 MOSFET 器件 ( $C_{S1} = C_{S2}$ ), 其导通电阻为  $R_{DS(on)}$ , 单扼流圈、双扼流圈电路结构的变压器原副边绕组电阻分别为  $R_{1p}, R_{1s}, R_{2p}, R_{2s}$ , 单扼流圈电路结构变压器原副边电流有效值分别为  $\sqrt{D} I_o / (n_1), \sqrt{D} I_o$ , 变压器铜损和 MOSFET 导通损耗之和为

$$2 \left[ I_o^2 R_{1s} + \left( \frac{I_o}{n_1} \right)^2 (R_{1p} + R_{DS(on)}) \right] D \quad (\text{单扼流圈}) \quad (4)$$

双扼流圈电路结构变压器原副边电流有效值分别为  $\sqrt{D} I_o / (2n_2), \sqrt{D} I_o / 2$ , 变压器铜损和 MOSFET 导通损耗之和为

$$2 \left[ \left( \frac{I_o}{2} \right)^2 R_{2s} + \left( \frac{I_o}{2n_2} \right)^2 (R_{2p} + R_{DS(on)}) \right] D \quad (\text{双扼流圈}) \quad (5)$$

两种电路结构 MOSFET 的开通损耗均为

$$2 \left[ \frac{1}{2} C_S U_i^2 \right] F_S \quad (6)$$

(3) 关键电路参数设计 功率开关  $S$  和箝位开关  $S_c$  电压应力均为

$$U_{DS} = \frac{N_1 U_o}{N_2 \cdot 2D (1 - D)} \quad (7)$$

箝位电容电压纹波为

$$\Delta U_c = \frac{1}{C_c} \int i_c dt = \frac{I_{Lm} (1 - D) T_s}{4C_c} \quad (8)$$

式中:  $I_{Lm}$  为  $t = t_{on}$  时磁化电流值。稳态时  $i_{Lm}$  (即  $i_c$ ) 的下降斜率为

$$U_c / L_m = \frac{I_{Lm}}{(1 - D) T_s / 2} \quad (9)$$

由式(8)、式(9)可知,  $\Delta U_c / U_c$  为

$$\Delta U_c / U_c = \frac{(1 - D)^2 T_s^2}{8 L_{Lm} C_c} \quad (10)$$

(4) 功率开关 ZVS 开通的条件 通过变压器铁心加气隙, 降低磁化电感  $L_m$ , 增大磁化电流, 当  $S_{c1}$  于  $t_9$  (或  $S_{c2}$  于  $t_2$ ) 时刻关断时磁化电流大于负载折算电流  $I_o N_2 / N_1$  则这两个电流差值将使得  $C_{S1}$  (或  $C_{S2}$ ) 在  $t_{13}$  (或  $t_6$ ) 时刻之后继续放电(图 2 所示), 当放电到零时功率开关  $S_1$  (或  $S_2$ ) 便可实现 ZVS 开通。设负载电流为  $I_o$ , 输出滤波电感电流  $i_L$  的脉动量和谷值分别为  $\Delta I_{Lf}, I_{Lf, min}$ , 则功率开关  $S$  实现 ZVS 开通的条件为

$$\frac{1}{2} L_m (I_{Lm} - I_{Lf, min} N_2 / N_1)^2 \geq \frac{1}{2} C_S U_{i, max}^2 \quad (11)$$

显然有

$$U_o = L_f \frac{\Delta I_{Lf}}{(1 - 2D) T_s / 2} = \frac{N_2}{N_1} 2D U_i \quad (12a)$$

$$I_{Lf, min} = I_o - \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \quad (12b)$$

由式(12a)、式(12b)可得

$$I_{Lf, min} = \frac{P_o}{U_o} - \frac{U_o T_s}{4L_f} \left[ 1 - \frac{N_1 U_o}{N_2 U_i} \right] \quad (13)$$

$$U_i L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = L_m \frac{2I_{Lm}}{D T_s} \quad (14)$$

将式(14)、式(12a)代入式(11), 得

$$\left( \frac{N_2}{N_1} \right) L_m I_{Lf, min}^2 - \left[ \frac{1}{2} T_s U_o I_{Lf, min} + C_S U_{i, max}^2 \right] \cdot L_m + \left[ \frac{N_1 T_s U_o}{4N_2} \right]^2 \geq 0 \quad (15)$$

2 仿真与试验及其讨论

设计实例:  $U_i = 18 \sim 32V, D = 0.25 \sim 0.45, U_o = 180V, P_{omax} = 1.2kW, F_s = 50kHz$ , 铁心选

用R2KBD型铁氧体PM62\*49,  $N_1/N_2 = 1/12$ ,  $S_1, S_2$  选用2只MOSFET IXFK170N10(170A/100V)并联,  $S_{c1}, S_{c2}$  选用MOSFET IRF540(27A/100V),  $D_1, D_2$  选用超快恢复二极管DSEI60-10A(60A/1000V),  $D_3$  选用超快恢复二极管DSEI8-06A(8A/600V),  $C_{c1}, C_{c2}$  选用 $3\mu\text{F}/63\text{V}$ 聚丙烯电容,  $L_f = 1\text{mH}$ ,  $C_f = 10\mu\text{F}$ .

(1) 仿真结果与讨论 暂态过程仿真波形如图3所示。仿真结果表明,启动和电源电压突变时,箝位电容电压 $u_c$ 的建立过程和自动调节过程均需约 $400\mu\text{s}$ 时间。显然, $C_c$ 值越大,建立过程和自动调节过程所需的时间也越长;反之,亦成立。变换器暂态过程结束进入稳态工作时, $i_c$ 也由正负不对称波形变成正负对称波形,变压器由暂态过程的单向磁化或者双向不对称磁化进入稳态工作时的双向对称磁化。

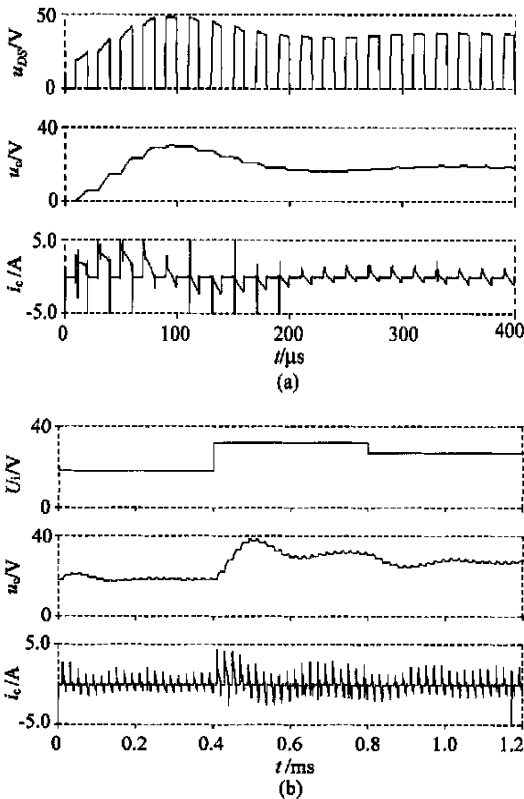


图3 有源箝位正激变换器暂态过程仿真波形  
(a) 启动时箝位电容电压 $u_c$ 的建立过程;  
(b) 电源电压 $U_i$ 突变时 $u_c$ 的调节过程

(2) 试验结果 基于上述设计实例的硬件试验装置,额定输入电压 $U_i = 27\text{VDC}$ 时的试验波形和变换效率曲线,如图4所示。试验结果表明,上述理论分析与仿真结果正确,变换效率高达

92%。

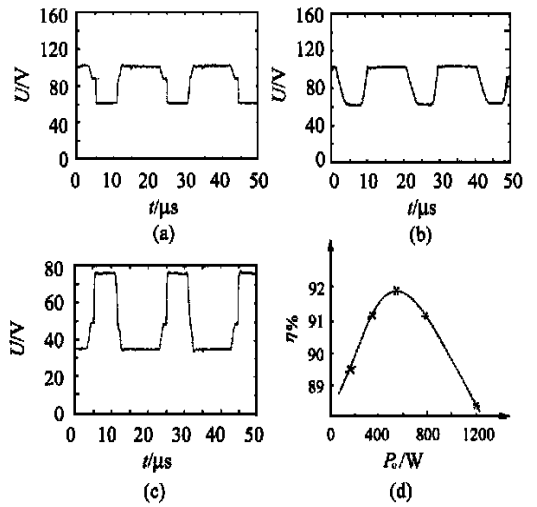


图4 并联交错式有源箝位正激变换器试验波形与变换效率

- (a) 功率开关  $u_{DS1}$  波形(硬开通); (b) 功率开关  $u_{DS1}$  波形(ZVS 开关); (c) 箝位开关  $u_{DS_{c1}}$  波形(ZVS 开关); (d) 变换效率曲线

### 参 考 文 献

- [1] 陈道炼 软开关PWM组合式航空静止变流器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 1998
- [2] Zhang M T, Jovanovic M M, Lee F C. A analysis, design, and evaluation of forward converter with distributed magnetics-interleaving and transformer paralleling [Z]. IEEE APEC, 1995. 315~321.

#### 作者简介:



陈道炼 男, 1964年8月生, 副教授, 硕士生导师, 优秀青年骨干教师, 电力电子与电力传动专业博士后, 主要从事高频功率变换技术和航空二次电源系统的研究。联系电话(025)4892307。



胡育文 男, 1944年6月生, 教授, 博士生导师, 主要从事电机控制和功率电子变换技术的研究。联系电话(025)4892379。

严仰光 男, 1935年3月生, 教授, 博士生导师, 主要从事航空电源系统和功率电子变换技术的研究。联系电话: (025)4892361。