

1kW 最小电压有源箝位 PFC 变换器

冯 波, 徐德鸿

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

1kW PFC CONVERTER WITH MINIMUM-VOLTAGE ACTIVE-CLAMPING

FENG Bo, XU De-hong

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

ABSTRACT: A PFC converter employing Minimum-Voltage Active-Clamping (MVAC) technique is proposed. In MVAC converter, the resonant inductor is in series with clamping capacitor, an auxiliary switch is placed in parallel with the branch composed of the resonant inductor and the clamping capacitor. The MVAC technique can effectively reduce the loss caused by diode reverse recovery. Both the main switch and the auxiliary switch can achieve Zero-Voltage-Switching (ZVS). In addition, the switches and the diode have lower voltage stress. The voltage stresses and the soft switching condition are analyzed. One 1kW PFC converter prototype with MVAC is implemented.

KEY WORDS: Active-clamping; PFC; Power electronics

摘要: 提出了最小电压有源箝位 (MVAC) 功率因数校正变换器电路, 将辅助开关与谐振电感和箝位电容串联支路并联, 谐振电感可以抑止二极管的反向恢复电流, 有效的减少由二极管反向恢复引起的损耗, 箝位电容箝位谐振电感在主开关关断时所产生的电压应力。主开关和辅助开关均可实现 ZVS 开关, 变换器具有电压应力较低的特点。该文分析了最小电压有源箝位功率因数校正变换器中功率器件的电压应力和软开关条件, 研制了一台 1kW 最小电压有源箝位功率因数校正变换器。

关键词: 有源箝位; 功率因数校正; 电力电子

1 引言

在现代社会, 分布式电源系统在 IT 设备供电系统中获得愈来愈广泛的应用, 根据 Intel 等公司的服务器系统结构 DPS2.0 标准规范, 计算机服务器系统中采用的分布式电源系统应满足全球通用电源输入的要求, 并具有有源功率因数校正功能, 使

得输入谐波满足 EN61000-3-2 标准。未来计算机服务器的分布式电源系统的功率将在 1kW 左右^[1]。

连续导电模式 Boost 变换器是分布式电源系统中输入功率因数校正变换器的重要拓扑之一。在硬开关连续导电模式 Boost 变换器中, 升压二极管的反向恢复会引起较大的反向恢复损耗和过高的 di/dt, 产生严重的电磁干扰 (EMI)^[2,3]。近年来, 出现了若干方法试图解决二极管反向恢复问题。零电压转换技术 (ZVT) 可以实现主开关零电压开关, 但辅助开关管仍工作在硬开关条件下^[3]。有源箝位技术可以使主辅开关均工作在 ZVS 方式, 成为较有吸引力的选择^[4,5]。但是, 在传统有源箝位电路中, 加在主开关和辅助开关上的电压应力为输出电压加箝位电压。此外, 由二极管寄生电容和谐振电感引起的寄生振荡会在二极管上引起较大的电压应力, 需要采取措施消除寄生振荡^[5]。

本文将最小电压有源箝位技术引入 Boost 型 PFC 变换器, 如图 1 所示。与传统的有源箝位电路

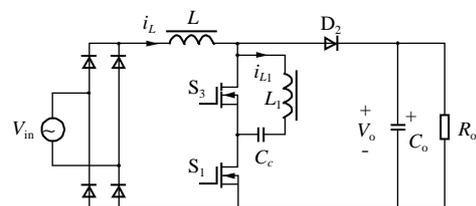


图 1 最小电压有源箝位功率因数校正电路

Fig.1 Minimum-voltage active-clamping PFC converter

一样, 谐振电感 L_1 被用来控制二极管反向恢复电流, 减小二极管反向恢复在主开关引起的损耗。 C_c 是箝位电容, 变换器的 3 个开关器件 S_1 、 D_2 和 S_3 与输出电容 C_o 组成一个箝位回路。变换器的关键在于: 除去开关切换瞬间外, 在一个工作周期内,

基金项目: 国家自然科学基金重点项目 (50237030)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50237030)。

变换器的3个开关器件中有且仅有2个在导通，这样，关断的哪个器件的电压就被箝位到输出电压 V_o ，消除了由二极管输出电容和谐振电感之间的寄生振荡。最小电压箝位功率因数变换器具有开关器件电压应力最小的特点。本文分析了最小电压箝位功率因数校正电路的设计，并给出了一台 1kW 模型的实验结果。

2 最小电压箝位功率因数校正变换器工作原理分析

为分析方便，首先假定输入电感 L 足够大，输入电感电流 i_L 在一个开关周期内变化很小，可以视作恒定。主开关和辅助开关均看作由理想开关并联其体内二极管构成，开关管两端的电容是寄生电容和外加电容的总和。假定输出滤波电容足够大，可视为恒压源。若箝位电路中箝位电容取值足够大，使得箝位电容电压也可被认为在一个开关周期内恒定。

对于 PFC 变换器，在输入电流一个工频周期的正、负半波内，其工作过程是类似的，这里以正半波内的一个开关周期为例进行分析。在一个开关周期内，变换器共有6个工作状态，如图2所示。各个工作状态的主要波形如图3所示。

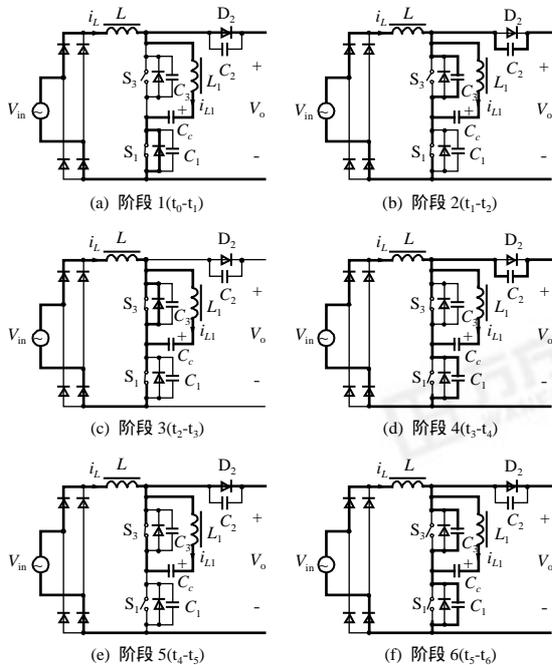


图2 工作等效电路图

Fig.2 Operation stages of the proposed MVAC PFC converter

阶段1 (t_0-t_1): 在 t_0 时刻之前 (阶段6中), D_2 在导通, S_3 被关断, 在谐振电感 L_1 的反向电流的

作用下, S_3 的并联电容 C_3 被充电, C_1 被放电, S_1 两端的电压下降。如果 L_1 中的能量足够大, 到 t_0 时刻, S_1 两端的电压降为零, 其体内二极管开始导通, C_3 充电完成, S_3 两端的电压被箝位为变换器输出直流电压 V_o 。

t_0 时刻之后主开关 S_1 在零电压条件下被驱动开通。 S_1 与谐振电感 L_1 电流开始增加, 电流变化率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_o - V_{Cc}}{L_1} \quad (1)$$

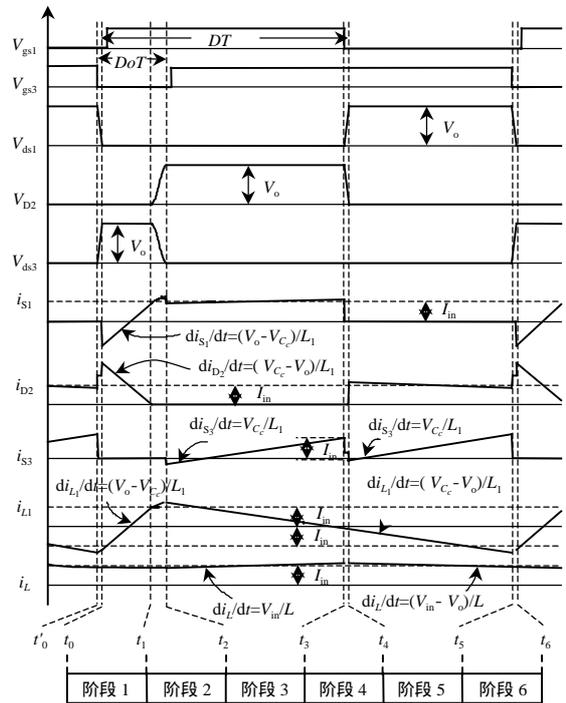


图3 变换器原理波形图

Fig.3 Steady-state waveforms of the proposed converter

阶段2 (t_1-t_2): t_1 时刻, 二极管 D_2 中的电流下降到零, 二极管反向关断。 L_1 和 C_2 、 C_3 开始谐振, C_2 被充电, C_3 被放电。在本阶段末, C_2 两端电压被箝位在 V_o , S_3 两端的电压下降为零, L_1 和 C_2 、 C_3 的谐振停止。 (t_0-t_2) 对应于主开关管的占空比损失, 表示为 D_0T 。相对于整个开关周期, 阶段1和2非常短暂, 因此 D_0 一般远小于1。

阶段3 (t_2-t_3): S_3 的体内二极管在 t_2 时刻开始导通, S_3 总是在零电压下开通的。从 t_2 开始, 箝位电容开始通过 L_1 放电, 因为箝位电容 C_c 比较大, 所以电容上的电压近似不变。 L_1 中的电流变化率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_{Cc}}{L_1} \quad (2)$$

阶段4 (t_3-t_4): t_3 时刻, 主开关管 S_1 被关断。

由于主开关管并联电容的作用, 主开关管是在零电压条件下关断的。在输入电感电流 i_L 的作用下, C_1 被充电, C_2 被放电, D_2 两端的电压降低直至为零, D_2 导通, 本阶段结束。

阶段 5 (t_4 - t_5): t_4 时刻, D_2 导通。主开关 S_1 两端电压被箝位为输出电压 V_o , 升压电感 L 的电流全部通过 D_2 流到输出端。箝位电容 C_c 仍在通过 S_3 、 L_1 放电, 谐振电感 L_1 的电流变化率仍由公式(2)决定。

阶段 6 (t_5 - t_6): t_5 时刻, S_3 被关断, D_2 保持导通。此时 L_1 中的电流已经变为负向, 所以 C_1 被放电, C_3 被充电。直到 t_6 时刻, S_3 两端的电压为 V_o , C_3 充电完成, 主开关管 S_1 两端的电压下降为零, 其体内二极管开始导通。 t_6 时刻之后, 重复下一个开关周期。

根据上面的分析, 在变换器的开关周期内, 主开关 S_1 、辅助开关 S_3 和二极管 D_2 都是被箝位的, 箝位电压均为 V_o 。

3 最小电压箝位 PFC 变换器稳态分析

稳态工作时, 在一个开关周期内变换器中谐振电感 L_1 两端的电压 u_{L1} 的平均值应为零, 即

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_{L1} dt = 0 \quad (3)$$

式中 T 为开关周期。

由图 3 可知

$$\int_0^T u_{L1} dt = \int_{t_0}^{t_1} u_{L1} dt + \int_{t_1}^{t_2} u_{L1} dt + \int_{t_2}^{t_5} u_{L1} dt + \int_{t_5}^{t_6} u_{L1} dt \quad (4)$$

忽略短暂的阶段(t_1 - t_2) 和(t_5 - t_6), 在(t_0 - t_1)阶段加在辅助电感 L_1 上的电压为 $V_o - V_{Cc}$, 在(t_2 - t_5)阶段加在辅助电感 L_1 上的电压为 $-V_{Cc}$, 于是

$$\int_0^T u_{L1} dt \approx \int_0^{t_1} u_{L1} dt + \int_{t_2}^{t_5} u_{L1} dt = (V_o - V_{Cc})D_0 T - V_{Cc}(1 - D_0)T \quad (5)$$

由式(3)和(5)推得 $V_{Cc} = V_o D_0$

类似根据 Boost 电感 L 磁平衡条件

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_L dt = 0 \quad (6)$$

可以推得

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D + D_0)} \quad (7)$$

稳态时, 一个开关周期中流过箝位电容 C_c 的平均电流值为零, 即

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{Cc} dt = 0 \quad (8)$$

解得

$$D_0 = \frac{2L_1(I_{in} + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}})}{V_o T} \quad (9)$$

D_0 一般远小于 1。

在最小电压箝位功率因数校正电路变换器中, 加在主开关、辅助开关和二极管上的电压应力都等于输出电压 V_o , 而在传统的有源箝位电路中半导体器件的应力为^[4]

$$V_{max} = V_o + V_{Cc} = V_o(1 + 2L_1 \cdot f_s \cdot P \cdot \frac{1}{V_i^2}) \quad (10)$$

显然, 最小电压有源箝位 PFC 的主、辅助开关的电压应力最低。

根据前面的分析, 在最小电压箝位 PFC 变换器中, 辅助开关总能满足零电压开通的条件, 主开关的软开关条件为^[6]

$$(1 - 2D_0)I_{in} + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}}(1 - D_0) > V_o \sqrt{\frac{C_1 + C_3}{L_1}} \quad (11)$$

因为 D_0 远小于 1, 所以只要 $C_2 > C_1$, 即只要二极管并联电容大于主开关并联电容, 就可以保证主开关实现零电压导通。

为了减少快恢复二极管的反向恢复损耗, 二极管反向电流的 di/dt 应该小于 $100A/\mu s$ 。根据式(1), 谐振电感 L_1 应该大于 $4\mu H$ 。谐振参数 C_1 和 C_2 的选择主要考虑减小主开关的关断损耗和满足变换器的软开关条件, 其中主开关的关断损耗可以表示为

$$P_{loss} = \frac{2}{T} \sum_{n=1}^N \int_0^{t_f} V_{ds1} \cdot I_{s1} dt = \frac{2}{T} \sum_{n=1}^N \frac{I(n)^2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{t_f^2}{24} = \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{in}^2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{t_f^2}{T} \quad (12)$$

式中 T 为工频周期; N 为半个工频周期内的开关次数; t_f 为主开关的关断时间。

在实验中采用 IRFP460 做为主开关, 根据数据手册, $t_f = 58ns$ 。对于开关频率为 $100kHz$, 额定功率 $1kW$ 的最小电压箝位 PFC 变换器中, 如果使得在 $90V_{rms}$ 输入条件下, 主开关的关断损耗小于 $5W$, 则要求

$$C_1 + C_2 > \frac{\left(\frac{1000}{90}\right)^2 \cdot (58 \times 10^{-9})^2}{5 \times 24 \times T} = 0.346 \times 10^{-9} \quad (13)$$

根据式(11), 为了保证变换器在整个工频周期

内实现软开关，则要求

$$C_2 > C_1 \quad (14)$$

因此，根据式(13)、(14)，就可以确定 C_1 和 C_2 的选值。

4 实验结果

为了验证文中提出的最小电压有源箝位拓扑，试制了一台 1kW 的 PFC 变换器模型。输入为全球通用电压输入，从 90V~265V，输出直流 380V。使用的元件：主开关管 S_1 ；IRFP460 × 2(IR)；二极管 D_2 ；MUR1560(ON Semiconductor)；辅助开关管 S_3 ；IRFP460 × 2(IR)；输入电感 L ：0.6mH (EE55)；串联电感 L_1 ：16μH；箝位电容 C_c ：4.7μF/250V；主二极管并联电容 $C_2=1470\text{pF}/1000\text{V}$ ；主开关管并联电容 $940\text{pF}/1000\text{V}$ ；输出滤波电容 C_o ：1320μF/450V；控制芯片；UC3854A。变换器开关频率 100kHz。

图 4 所示为输入电压 220V，输出额定功率时，电路的主要波形。图 4(a)、(b)、(c)分别为输入工频电压正弦 90°，45° 和 5° 时刻，主管上的驱动电压与主管 D_s 间电压波形图，从图中可以看到，主开关均为软开关，根据变换器在工频周期中的对称性，可以得出变换器在整个工频周期内都实现了软

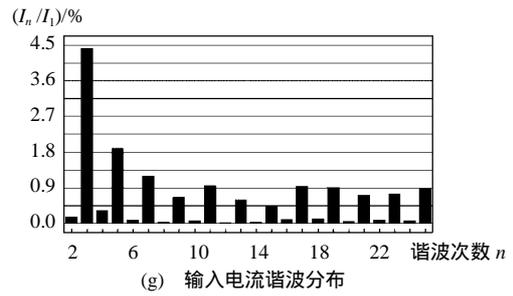
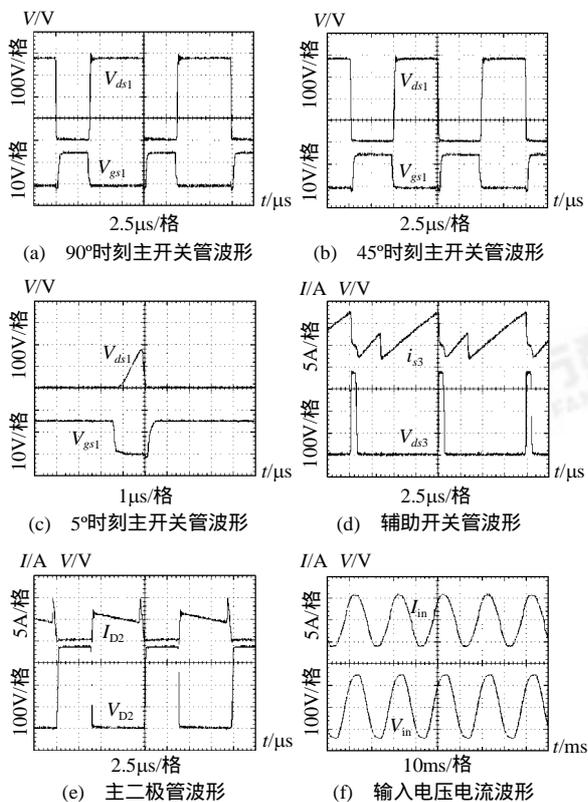


图 4 最小电压箝位 PFC 变换器实验波形

Fig.4 Experimental results of MVAC PFC converter

开关。图 4 (d)为辅助管上的 D_s 间电压流过辅助管的电流的波形；从图中可以看到，辅助开关管也为零电压开关。图 4(e)为二极管上的电压和电流波形，从中可以看到，二极管上并没有电压振荡。图 4(f)为输入电流、电压波形。测量表明变换器的功率因数为 99.2%，输入电流谐波畸变率为 5.5%，如图 4(g)所示。

变换器的效率如图 5 所示（控制电路的损耗并未计入）。其中图 5(a)为输出电压 380V，输入电压分别为 110V 和 220V 情况下，变换器在不同负载条件下的效率曲线。图 5(b)为输出电压 380V，输出功率 1kW，输入电压从 90V 到 265V 变化情况下，变换器效率曲线。实验表明，最小电压箝位 PFC 变换器的效率明显高于硬开关 PFC 变换器的效率。

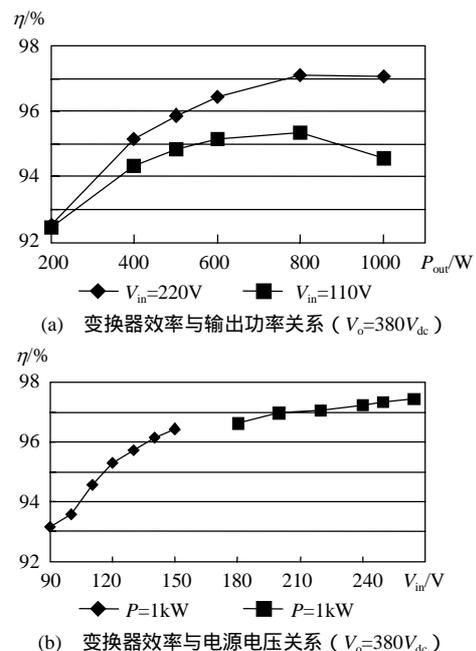


图 5 最小电压箝位 PFC 变换器效率

Fig.5 Efficiency of MVAC PFC converter

5 结论

最小电压钳位功率因数校正电路可以有效的减小由二极管反向恢复引起的损耗，主开关和辅助开关均可以实现 ZVS 开关，变换器中开关器件的电压应力等于输出电压，消除了传统有源钳位电路中存在的二极管寄生电容与谐振电感之间的寄生振荡，获得了较高的变换效率。

参考文献

- [1] DPS Power Supply A Server System Infrastructure Specification For Distributed Power Systems Version 2.0. NEC corporation, dell computer corporation, data general a division of emc corporation, compaq computer corporation[EB]. Silicon Graphics Inc., International Business Machines Corporation, Copyright @Intel Corporation, 2000.
- [2] 吴忠, 李红, 左鹏, 等 (Wu Zhong, Li Hong, Zuo Peng, *et al*) DC/DC 升压变换器串级控制 (Cascade control of DC/DC boost converters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE),

2002, 22(1): 110-115.

- [3] Hua G, Leu C S, Jiang Y, *et al*. Novel zero-voltage-transition PWM converters[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1994, 9(2): 213-219.
- [4] Duarte C M C, Barbi I. A new family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC boost converters: analysis, design, and experimentation [J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1997, 12(5): 824-831.
- [5] Jovanovic M M. A technique for reducing rectifier reverse-recovery-related losses in high-voltage, high-power boost converters[A]. Proc. of APEC'97[C]. Atlanta, USA, Sept, 1997: 1000-1007.
- [6] Chen Gang, Xu Dehong, Feng Bo, *et al*. Minimum-voltage active-clamping DC-DC converter[A]. Proc. of PESC'2002[C]. Cairns, Australia, July, 2002: 403-408.

收稿日期：2003-09-09。

作者简介：

冯波 (1976-), 男, 山东招远人, 博士研究生, 研究方向为软开关功率变换技术;

徐德鸿 (1961-), 男, 浙江绍兴人, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为高频电力电子技术, 基于电力电子的电力品质控制技术。

(责任编辑 王彦骏)