第 25 卷 第 3 期
2005 年 2 月

中 国 电 机 工 程 学 报
Proceedings of the CSEE

Vol.25 No.3 Feb. 2005
©2005 Chin.Soc.for Elec.Eng.

文章编号：0258-8013 (2005) 03-0033-05　　中图分类号：TM464　　文献标识码：A　　学科分类号：470·40

1kW 复合有源箝位功率因数校正变换器

冯　波，徐德鸿

（浙江大学电气工程学院，浙江省 杭州市 310027）

1KW PFC CONVERTER WITH COMPOUND ACTIVE-CLAMPING

FENG Bo, XU De-hong

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

ABSTRACT: A PFC converter employing compound active clamping （CAC）technique is proposed. In CAC PFC converter, the resonant inductor is in series with main switch. An active-clamping branch composed of an auxiliary switch and a clamping capacitor is added in parallel with the resonant inductor. The CAC 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). The parasitic oscillation caused by the parasitic capacitance of the boost diode is eliminated. The soft-switching region with relation to the resonant inductor and resonant capacitance are investigated. A prototype of 1kW is built to test the proposed topology.

KEY WORDS: Power electronics; Compoud active-clamping; Power- factor correction

摘要：提出了复合有源箝位（CAC）功率因数校正变换器电路。谐振电感与主开关串联，由辅助开关和箝位电容组成的支路并联在谐振电感两端。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，主开关和辅助开关均可实现 ZVS 开关，消除了二极管寄生电容和谐振电感引起的寄生振荡。该文分析了复合有源箝位功率因数校正变换器中软开关范围与谐振电感和电容之间的关系，研制了一台 1kW 复合有源箝位功率因数校正变换器。

关键词：电力电子；复合有源箝位；功率因数校正

1　引言

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[1-2]。未来计算机服务器的分布式电源系统的功率将在 1kW 左右。

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首选拓扑之一。但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 d*i*/d*t*，产生严重的电磁干扰（EMI）[4-7]。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[4,8-9]。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[5,10]。但是，在传统有源箝位电路中，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[10-11]。

本文将复合有源箝位技术引入 Boost 型 PFC 变换器，如图 1 所示，变换器能够抑制二极管的反向恢复问题，并且消除了二极管上的寄生振荡，主开关和辅助开关都可以在较大范围内实现零电压开关。与传统的有源箝位电路一样，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，变换器的三个开关器件 S_1、D_2 和 S_3 与箝位电容 C_c 输出电容 C_o 组成一个箝位回路。本变换器的核心在于：除去开关切换瞬间外，在一个工作周期内，变换器的三个开关器件中有且仅有两个在导通。这样，关断的那个器件的电压就被箝位到 V_o+V_{Cc}，这样，就消除了由二极管输出电容和谐振电感之间的寄生振荡。本文分析了复合有源箝位功率因数校正电路中开关的电压应力和软开关范围与谐振电感和谐振电容的关系，并给出了一台 1kW 模型的实验结果。

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).

万方数据

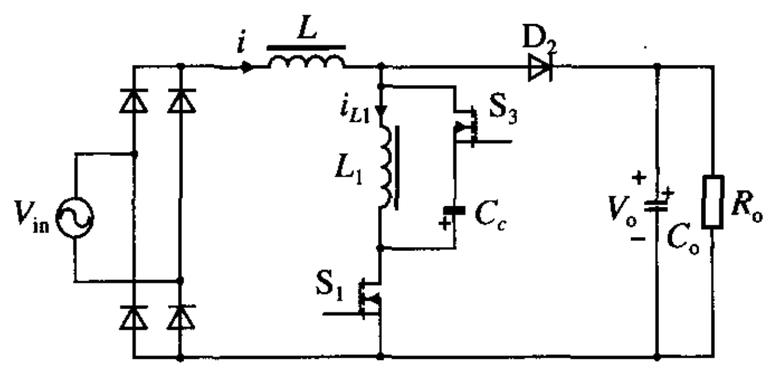

图 1 复合有源箝位功率因数校正电路

Fig.1 Compound Active-Clamping PFC converter

2 复合有源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 S_1 和辅助开关 S_3 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 C_o 足够大，可视作恒压源。箝位电路中箝位电容 C_c 取值足够大，使得箝位电容电压 V_{Cc} 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，这里就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。

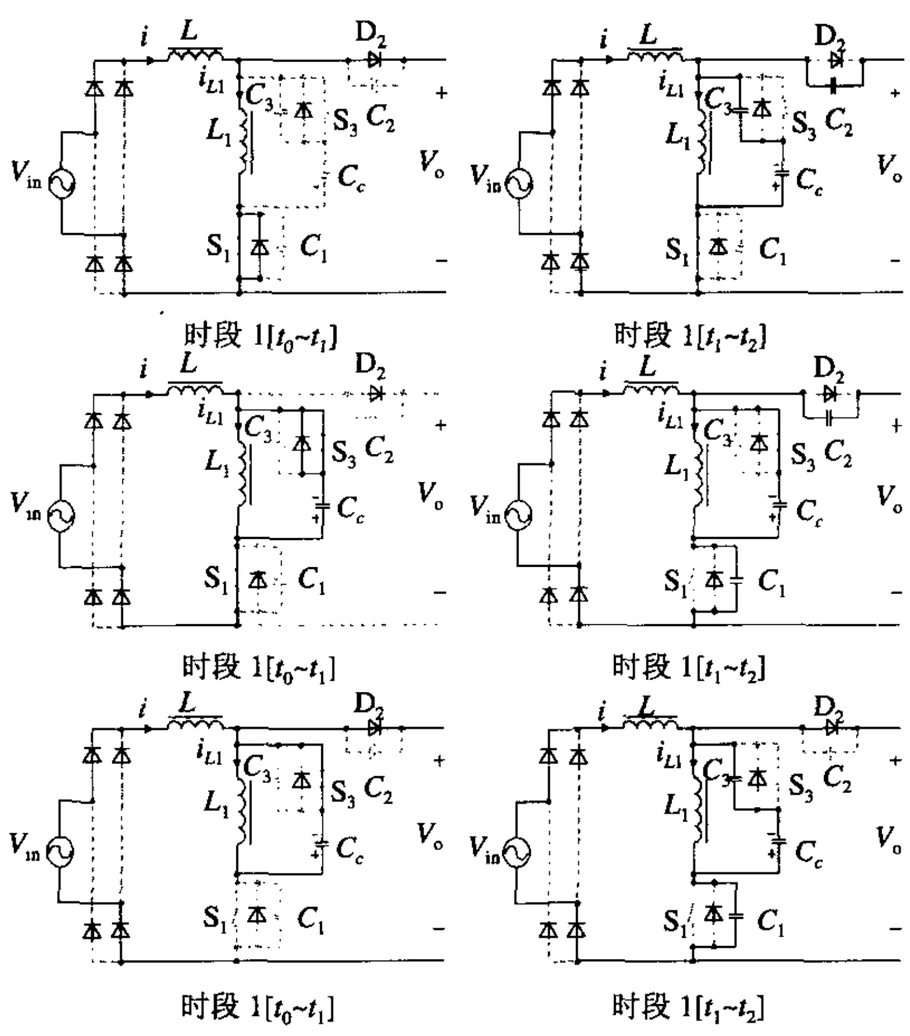

图 2 工作等效电路图

Fig. 2 Operation stages of the proposed CAC PFC converter

时段 1 [t_0-t_1]: 在 t_0 时刻之前（时段中），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 V_o+V_{Cc}。

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

$$\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}=\frac{V_o}{L_1} \tag{1}$$

时段 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，S_3 两端的电压下降为零，C_2 两端电压被箝位在 V_o+V_{Cc}，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。

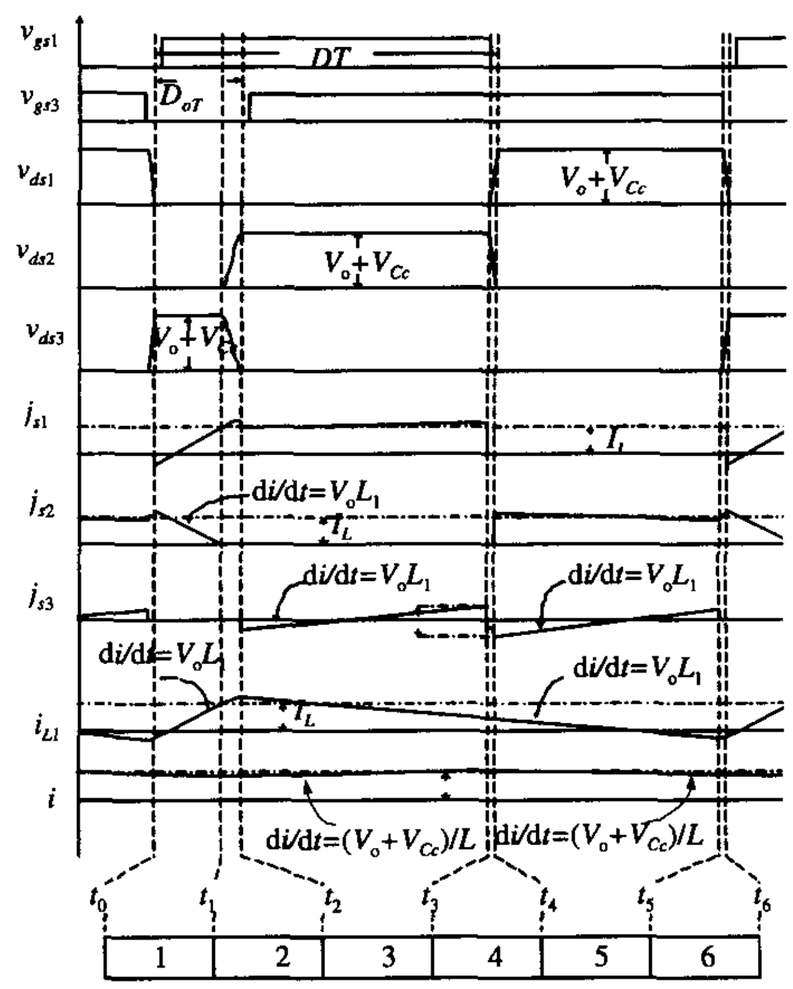

图 3 变换器原理波形图

Fig. 3 Steady-state waveforms of the proposed converter

时段 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

$$\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}=-\frac{V_{Cc}}{L_1} \tag{2}$$

时段 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。

时段 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 V_o+V_{Cc}。

万方数据

时段 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+V_{Cc}，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+V_{Cc}。

3　复合有源箝位PFC变换器分析

在复合有源箝位功率因数校正器中，输入电压表示为：$v_{in}=\sqrt{2}V_i\sin\omega t$，输入电流表示为：$i_{in}=\sqrt{2}I_i\sin\omega t$，升压电感电流为：$i_L=|i_{in}|$,输出电压 V_o，额定功率: P_o。由文献[8]，加在主开关和辅助开关上的最大电压为

$$V_{max}=V_o+V_{Cc}=V_o/[1-\frac{2L_1}{T}(\frac{2P_o}{V_o^2}+\sqrt{\frac{C_2+C_3}{L_1}})] \quad (3)$$

根据前面的分析，在复合有源箝位 PFC 变换器中，辅助开关总能满足零电压开通的条件。而主开关的软开关条件为

$$(2\frac{\sqrt{2}V_i|\sin\omega t|}{V_o}-1)\sqrt{2}I_i|\sin\omega t|+\frac{V_o}{\sqrt{L_1}}\left[\sqrt{(C_2+C_3)}-\sqrt{(C_1+C_3)}\right]>0 \quad (4)$$

在式(4)的左端有两部分。第一部分的值随时间变化，如果 $C_2>C_1$，则第二部分固定为正值。通常都保证 $C_2>C_1$，以保证较宽的软开关范围。一旦变换器中的谐振电路 L_1，C_1 ,C_2 和 C_3 确定，则变换器只能在工频周期的特定范围内实现软开关，如图 4 所示。功率因数校正器在输入电流的正负半周内工作是相同的，在正半波内，软开关范围包括 δ_1, δ_2 和 δ_3 三部分。在 δ_1 和 δ_3 中，输入电流很小，式(4)中第一部分为很小的负值，而式(4)左端第二部分为正值，所以软开关条件满足。在 δ_2 区间，式(4)左端第一部分为接近零的负值或者为正值，所以软开关条件满足。

软开关条件与输入电压 V_i, 输入电流 I_i, 输出电压 V_o，还与谐振电路 L_1, C_2 有关。随着输入电压增加，软开关范围扩大，如图 5 所示。增大二极管 D2 并联电容 C_2 也会扩大软开关范围，如图 6 所示。

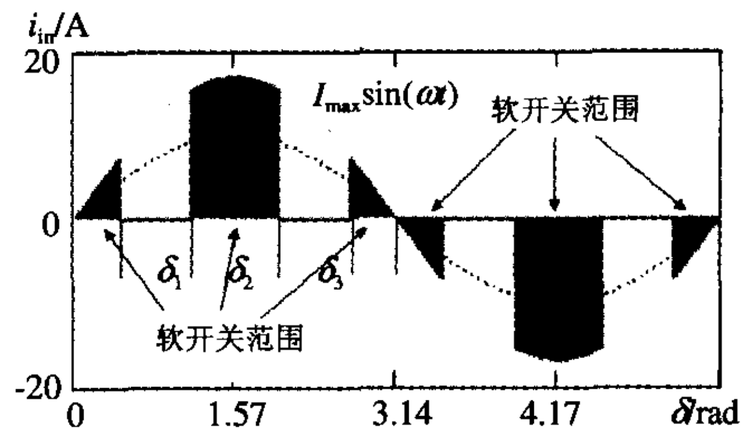

图 4　一个工频周期内软开关范围

Fig. 4　Time area satisfying ZVS condition in one line cycle

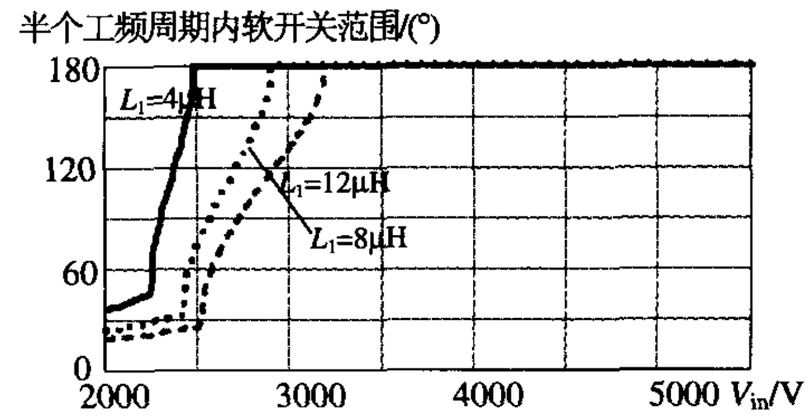

图 5 软开关范围与输入电压关系 (P_o=1kW, C_2=4000pF)

Fig. 5　Soft switching region with relation to the input voltage. (P_o=1kW, C_2=4000pF)

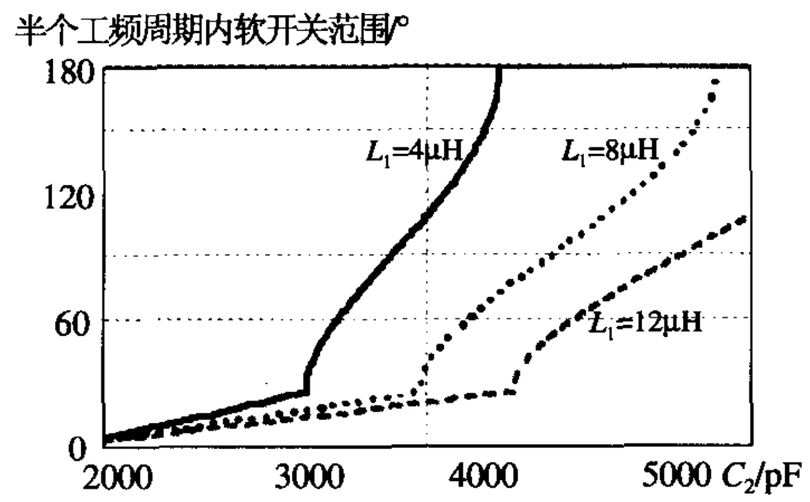

图 6 软开关范围与 C_2 关系 (P_o=1kW, V_{in}=110V)

Fig. 6　Soft switching region with relation to C_2 (P_o=1kW, V_{in}=110V)

4　实验结果

为了验证文中提出的复合有源箝位拓扑，试制了一台 1kW 的 PFC 变换器模型。输入范围 90V~265Vac，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_1：8μH；箝位电容 C_c：2.2μF/250V；二极管并联电容 C_2:4000pF/1000V；主开关管并联电容 940pF/1000V；输出滤波电容 C_o:1320μF/450V；控制芯片：UC3854A。变换器开关频率 100kHz。

图 7 所示为输入电压 220V，输出额定功率时，主管上的电流与主管 DS 间电压波形图。从图中可以看到，主开关实现了软开关。图 8 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

万方数据

电压振荡。图 9 为输入电流、电压波形。测量表明变换器的功率因数为 99.6%，输入电流谐波畸变率为：3.1%。

图 10 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（控制电路的损耗并未计入）。图 11 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。实验表明，复合有源箝位 PFC 变换器的效率明显高于硬开关 PFC 变换器的效率。

图 12 为实验测得在半个工频周期内软开关范围与输入电压的关系。图 13 为实验测得在半个工频周期内软开关范围与二极管并联电容 C_2 的关系，实验结果与理论分析较吻合。

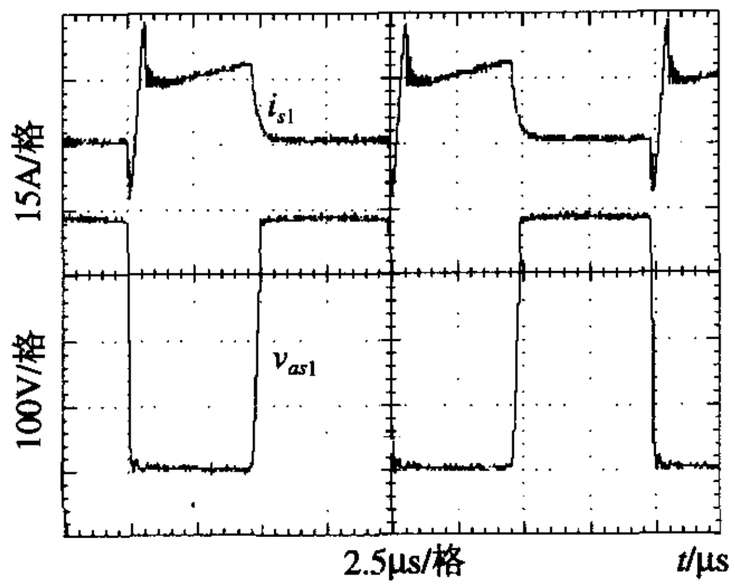

图 7 主开关管波形

Fig. 7 Waveforms of S_1

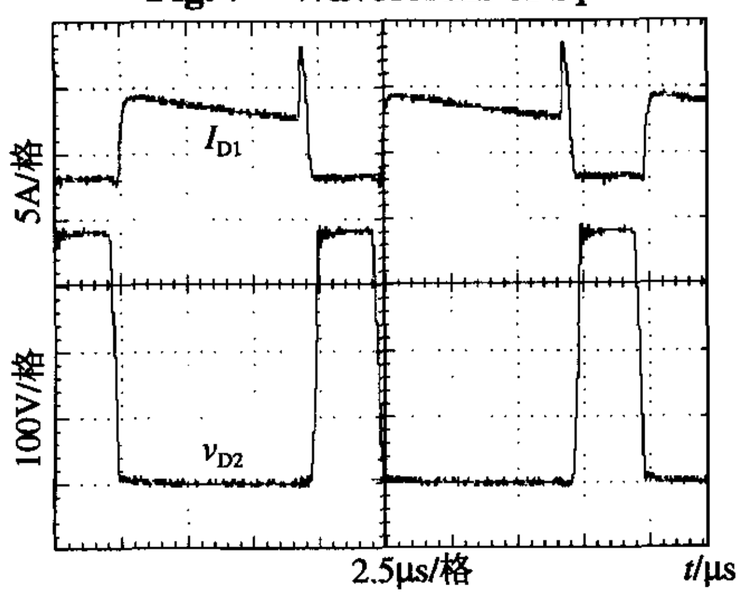

图 8 二极管波形

Fig. 8 Waveforms of D_2

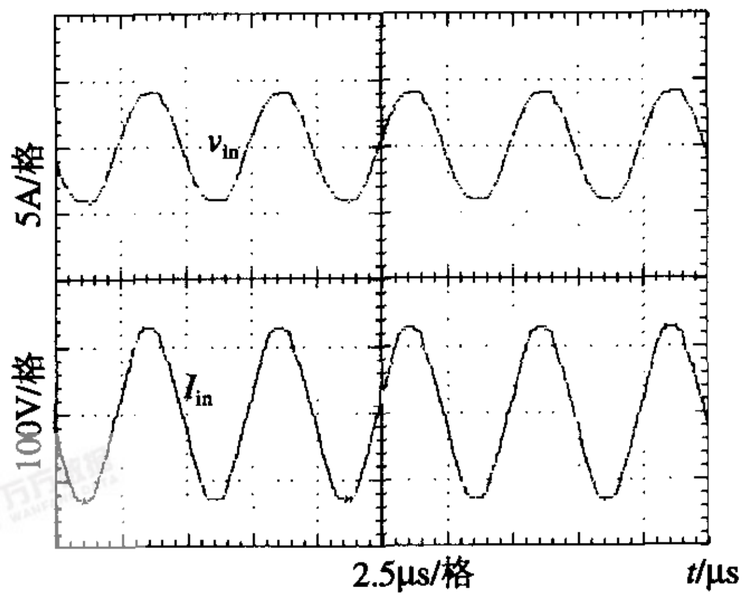

图 9 输入电压电流波形

Fig. 9 Waveforms of input voltage and current

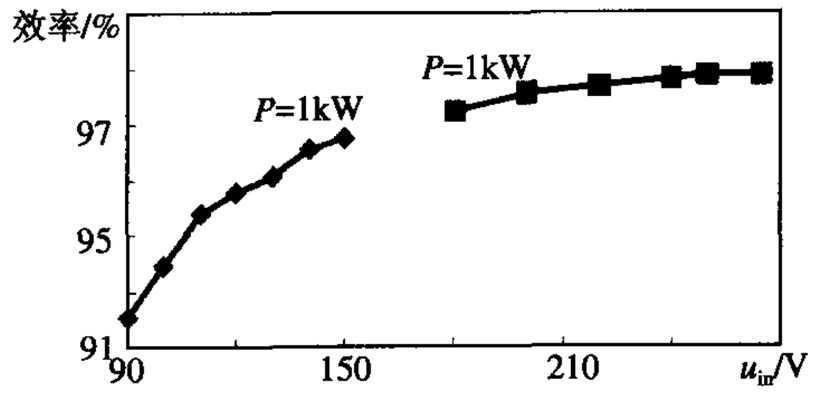

图 10 变换器效率与电源电压关系 (V_o=380V_{dc})

Fig. 10 Efficiency with relation to input voltage V_{in} (P_o=1000, V_o=380V_{dc})

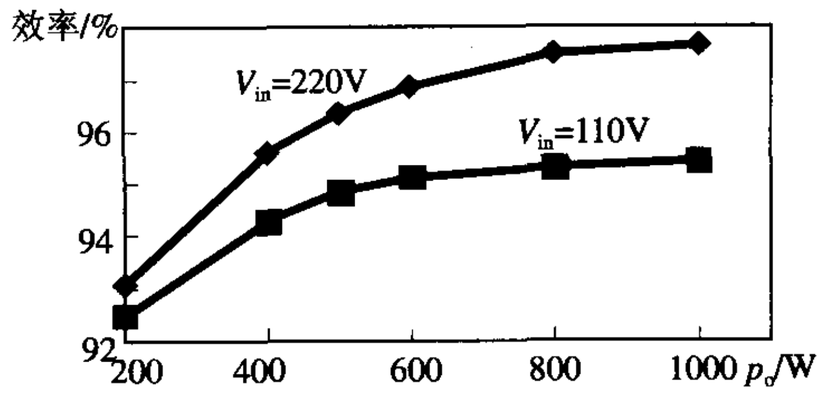

图 11 变换器效率与输出功率关系 (V_o=380V_{dc})

Fig. 11 Efficiency with relation to Output Power P_o (V_{in}=110V, V_{in}=220V, V_o=380V_{dc})

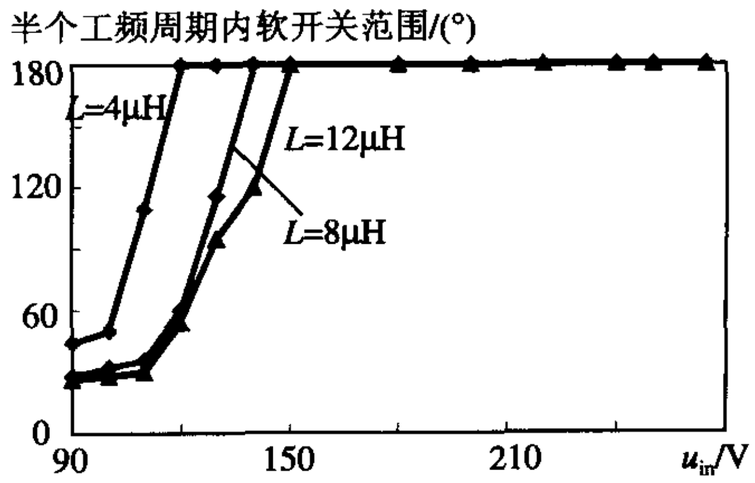

图 12 半个工频周期内软开关范围 (Po=1kW, C2=4000pF)

Fig. 12 Experimental results of soft switching angel in half an line cycle (Po=1kW, C2=4000pF)

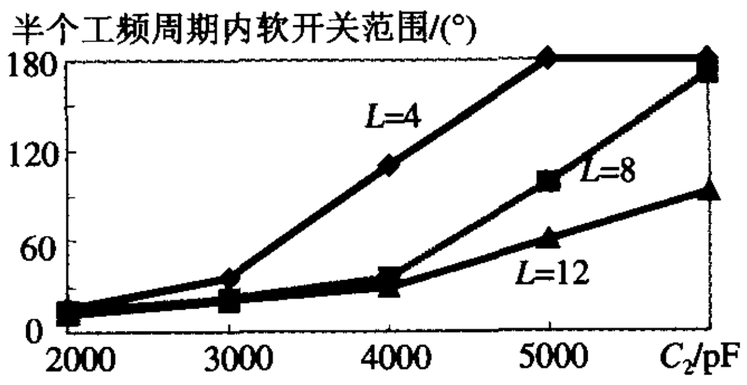

图 13 半个工频周期内软开关范围 (P_o=1kW, C_2=4000pF)

Fig. 13 Experimental results of soft switching angel in half an line cycle (Po=1kW, Vin=110V)

5 结论

复合有源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在比较大的范围内实现 ZVS 软开关，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，分析了电路参数与软开关范围的关系。实验证明复合有源钳位功率因数校正电路具有较高的效率。

万方数据

参考文献

[1] Thomas S. Key, Jih-Shen Lai. IEEE and international standards impact on power electronic equipment design[C] Proc. of IECON'98, Aachen Germany, Aug, 1998：430-436.

[2] 李冬，阮新波. 一种复合型单开关功率因数校正预调节器[J]. 中国电机工程学报, 2003 23(8)：81-84.
Li Dong, Ruan Xinbo. A hybrid single-switch power factor correction pre-regulator[J]. Proceedings of the CSEE, 2003 23(8)：81-84.

[3] DPS Power supply a server system infrastructure specification for distributed power systems version 2.0[S] Copyright @Intel Corporation, NEC Corporation, Dell Computer Corporation, Data General a division of EMC Corporation, Compaq Computer Corporation, Silicon Graphics Inc., International Business Machines Corporation, 2000.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 吴忠，李红 左鹏，等. DC/DC升压变换器串级控制[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1)：110-115.
Wu Zhong, Li Hong, Zuo Peng *et al*.Cascade control of DC/DC boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1)：110-115.

[7] 张方华，严仰光. 带隔离变压器的 DC/DC 变换器零电流转换方案[J]. 中国电机工程学报，2003, 23(9)：63-66.
Zhang Fanghua, Yan Yangguang, Zct scheme of isolated DC/DC converter [J]. Proceedings of CSEE, 2003, 23(9):63-66

[8] Souza A F D, Barbi I. A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses. [J] IEEE Trans. on Power Electronics, 1995, 10(11)：746-752.

[9] 贲洪奇，吴新科，刘昭和. 基于脉冲宽度调制控制策略的零电流开关高功率因数 AC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003 ,23(9)：48-52.
Ben Hongqi, Wu Xinke, Liu.Zhaohe A ZCS AC/DC converter with High power factor based on PWM control stategy[J].Proceedings of the CSEE, 2003 ,23(9)：48-52.

[10] Milan M. Jovanovic. A technique for reducing rectifier reverse-recovery-related losses in high-voltage, high-power boost converters. [C] Proc. Of *APEC*'97, Atlanta , USA, Sept, 1997：1000-1007.

[11] 冯波，吴国忠，徐德鸿，等. 一种新型有源箝位 boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2002，22(10)：61-66.
Feng Bo, Wu Guozhong, Xu Dehong *et al*. A novel active clamping boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002，22(10)：61-66.

收稿日期：2004-07-07。

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。

万方数据