互补控制的有源钳位型零电压开关功率因数校 正器

吴新科 张军明 钱照明 赵荣祥 (浙江大学电气工程学院 杭州 310027)

摘要 分析了一种改进的零电压开关功率因数校正(PFC)变流器,并给出了优化设计方法。有源钳位 Boost 变流器中,可以通过一个辅助开关管,一个很小的辅助电感和一个钳位电容实现所有开关器件的零电压开通。通过增加一个很小的辅助二极管 VD_c,钳位升压二极管上的电压振荡,降低了有源钳位 Boost 变流器中升压二极管的电压应力。根据优化设计结果,制作了一台功率为 500W 的 PFC 样机, 输入为 90~265VAC 的全球电网电压范围。 样机在 90VAC 输入时的效率为 95.5%。

关键词: 功率因数校正 有源钳位 零电压开关 优化设计 中图分类号: TM46

Active Clamp ZVS Power Factor Correction Converter With Complementary Control Method

Wu Xinke Zhang Junming Qian Zhaoming Zhao Rongxiang (Zhejiang University Hangzhou 310027 China)

Abstract An improved zero voltage switching(ZVS) power factor correction converter is proposed and analyzed in this paper. The optimal design guideline is presented. By using an auxiliary switch, a small auxiliary inductor and a clamp capacitor, ZVS for all switches are achieved. To eliminate the voltage ringing across the output rectifier diode, a small diode VD_c is added to clamp the voltage. A 500W PFC prototype with universal input is built up to verify the theoretical analysis. The efficiency can reach 95.5% at 90V input with full load.

Keywords: Power factor correction, active clamping, ZVS, optimal design considerations

1 引言

在中小功率的开关电源应用中,为减小对电网的谐波污染,一般采用功率因数校正电路作为前级 整流电路。Boost 结构是一种通用的电路结构,能

收稿日期 2009-04-11 改稿日期 2010-03-15

够实现高功率因数和低 电流谐波。但是硬开关 Boost 中升压二极管存在 反向恢复的问题,限制了 开关频率、功率密度和效率的提高。由于目前碳化 硅(SiC)等新型器件的热稳定性和抗电流冲击能力 不强,以及成本高等问题, PFC 整流器产品中还是 以成熟的硅二极管为主。

有很多方法可以缓解 Boost 电路中的普通硅二 极管中反向恢复问题^[1-8]。零电压转换技术 ^[1](Zero Voltage Transition, ZVT)可以使主开关 工作在零电压开关(Zero Voltage Switching, ZVS)状态,而且 ZVT 技术使开关器件的电压电流 应力最小化。由于辅助开关仍然工作在硬开关状态, 辅助器件带来了开关损耗。使用两个耦合的输入电 感^[2],能够有效减小二极管的反向恢复 电流,简化 了电路。但是二极管上的振 荡电压很高,需要增加 额外的 RC 吸收。在文献[3]中,虽然主开关和辅助 开关都能工作在 ZVS 状态下,但是整流二极管 的

教育部博士后基金特别资助项目(20081469)。

寄生电容和辅助电感谐振产生的振铃电压使其 电压应力大大增加。使用另一种有源钳位方式^[4-5,8]也可以使主开关和辅助开关都工作在 ZVS 条件下,然而主开关管中存在的循环电流^[5],增加了开关管的通态损耗。在文献[5]中由于主开关和辅助开关串联, 开关管的电压应力能够最小化,但是开关管的串联导致导通损耗增加。文献[6]中的有源钳位电路相当复杂,器件数目较多。开关管的 ZVS 条件由辅助回路的谐振产生,谐振引起的通态损耗很高,而且,辅助网络耐压远远高于输出电压,这使通态损耗和成本都大大增加。文献[7]提出了一族改进的能够实现 ZVS 的 DC/DC 变流器,通过一个辅助的二极管 钳位主二极管上电压,降低电压应力,提高效率。

本文在文献[7]的基础上,将其中的一种 Boost 电路用于实现 PFC 功能,电路如图 1 所示。 辅助电感 *L*_k储存的能量用来实现主管 S₁的 ZVS。 电容 *C*_c用来对辅助电感 *L*_k充电和放电,*C*_c两端的 电压在一个开关周期内可以看做恒定。辅助二极管 VD_c解决 VD₁两端的振铃电压问题。



图 1 改进的钳位型 ZVS Boost PFC 电路 Fig.1 Improved ZVS Boost PFC converter

2 变流器工作机理分析

因为开关频率远远高于 电网的频率,在开关模态分析中,一个开关周期内的变流器可简化为 DC/DC 变流器。输出电压为恒定值,可以等效为电 压源 V_o。同时,电容 C_c在一个开关周期中同样可 以等效为一个恒压源 V_C。输入电感在一个开关周期 中可以等效为电流源。

本文提出的 PFC 变流器在一个开关周期内可以 分为七个工作模态,关键波形如图 2 所示。各工作 模态的等效电路如图 3 所示。

具体分析如下:

模态 1 $(t_0 \sim t_1)$: 在 t_0 时刻, S₁ 导通, L_{in} 两端

电压为输入电压,电感储能,电流为 I_{in} 。在此模态时,虽然存在很小的由 C_{VD1} 和 L_k 谐振产生电压振荡,但是二极管 VD_1 的最大电压应力被钳位在 V_{C} 。此模态在 S_1 关断时结束。



Fig.2 Key waveforms during one switching cycle

模态 2 $(t_1 \sim t_2)$: 在 t_1 时刻,主开关 S₁关断, 输入电流源 I_{in} 对所有的寄生电容充电或放电。此 时流过漏感的电流为 I_{in} ,此电流由流过 C_{VD1} , C_{S1} 和 C_{Sa} 的充放电电流合成。 VD₁和 S_a的寄生电 容的充电电流由式(1)和式(2)得到。此模态 在 v_{CS1} 达到 V_C 时结束, V_C 为电容 C_c 电压。

$$I_{\rm VDc} = \frac{I_{\rm in} C_{\rm VD1}}{C_{\rm VD1} + C_{\rm S1} + C_{\rm Sa}}$$
(1)

$$I_{\rm Sa} = \frac{I_{\rm in} C_{\rm Sa}}{C_{\rm VD1} + C_{\rm S1} + C_{\rm Sa}}$$
(2)

模态 3 $(t_2 \sim t_3)$: 当 t_2 时刻 S₁ 电压达到 V_C , 二极管 VD₁和 S_a的体二极管导通,由此,S_a可在 零电压条件下开通。同时,因为 VD₁的通态压降高 于 S_a的通态压降,钳位二极管 VD_c电流迅速减小 至零。因为 VD_c两端电压被钳位 到零,因此 VD_c没有反向恢复 电流。在 t_2 时刻之后, i_{VD1} 开始 以 $(V_C - V_0)/L_k$ 的速率上升, i_{Sa} 从 I_{in} 以同样速率下 降。为了便于后面的分析,这里定义 $\Delta V_C =$ $(V_C - V_0)$ 。由于电容 C_c的电荷必需保持平衡,而通 过 C_c和 S_a的电流以同样的斜率由正向变到反向, 因此, i_{Sa} 的正向峰值和负向峰值一致,才能获得电 荷平衡。于是, L_k 中的电流达到 2 倍的 I_{in} 。如果 忽略转换时间,这一模态时间可以近似为 $(1-D)/f_s$ 。由以上的分析得 到电压变化量 ΔV_C 与输 入电流的关系,如式(3)所示。在这个时段,电 感 L_{in} 由 V_o 放电,从 C_c 的电荷平衡可以得到式 (6)。此模态在 S_a 关断时结束。

$$2I_{\rm in} = \frac{\Delta V_C (1-D)}{L_{\rm k} f_{\rm s}} \tag{3}$$

$$i_{\rm VD1}(t) = i_{Lk}(t - t_2) = \frac{\Delta V_C}{L_k}(t - t_2)$$
(4)

$$i_{\text{Sa}}(t) = I_{\text{in}} - \frac{\Delta V_C}{L_k} (t - t_2)$$
(5)

$$\Delta t_2 = \frac{2I_{\rm in}L_{\rm k}}{\Delta V_C} = t_3 - t_2 \tag{6}$$

式中 *f*,一一开关频率;





switching cycle

模态 4 $(t_3 \sim t_4)$: 当电流 i_{VD1} 达到 $2I_{in}$, 电流 i_{Sa} 从 S_a 的漏极流向源极。在 t_3 时刻, S_a 关断, C_{Sa} 和 C_{S1} 由辅助电感 L_k 快速充放电。当电压 v_{C1} 达到 V_C 时, S_1 的体二极管导通,此模态结束。

$$V_{CS1}(t) = V_C - I_{in} Z_{r1} \sin \omega r_1 (t - t_3)$$
⁽⁷⁾

$$i_{\rm VD1}(t) = I_{\rm in} \left[2 - \cos \omega r_1(t - t_3) \right] \tag{8}$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega r_1} \arcsin\left(\frac{V_C}{I_{\rm in} Z_{r1}}\right) \tag{9}$$

其中

$$Z_{r1} = \sqrt{\frac{L_{k}}{C_{S1} + C_{Sa}}} \qquad \omega r_{1} = \frac{1}{\sqrt{L_{k} (C_{S1} + C_{Sa})}}$$
$$\Delta t_{3} = t_{4} - t_{3}$$

模态 5 $(t_4 \sim t_5)$: 当 S₁的体二极管在 t_4 时刻 导通时, S₁可以实现 ZVS 开通,等效电路如图 3e 所示。辅助电感 L_k 两端的电压为 V_o ,电流 i_{Lk} 从 i_{Lk} (Δt_3)开始以斜率 V_o/L_k 增加。此模态在 i_{Lk} 减小到零时结束,同时,电流 i_{VD1} 也减小到零。

$$i_{2}(t) = i_{2}(\Delta t_{3}) + \frac{V_{o}}{L_{lk}}(t - t_{4})$$
(10)

模态 6 ($t_5 \sim t_6$): 当电流 i_{VD1} 减小到零后,二 极管 VD₁关断, VD₁的寄生电容 C_{VD1} 与电感 L_k 形 成谐振。在此期间, VD₁两端电压从零开始增加。 当 VD₁两端的电压达到 V_C ,此模态结束。

$$v_{\rm VD1}(t) = V_{\rm o} \left[1 - \cos \omega r_2 \left(t - t_5 \right) \right] \tag{11}$$

$$i_{Lk}\left(t\right) = -\frac{V_{o}}{Z_{r2}}\sin\omega r_{2}\left(t-t_{5}\right)$$
(12)

$$\Delta t_6 = \frac{\pi - \arccos\left(1 - \frac{V_0 + V_C}{V_0}\right)}{\omega r} \tag{13}$$

其中

$$Z_{r2} = \sqrt{\frac{L_k}{C_{\text{VD1}}}} \qquad \omega r_2 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_{\text{VD1}}}}$$
$$\Delta t_6 = t_6 - t_5$$

模态 7 $(t_6 \sim t_7)$: 当 VD₁两端电压在 t_6 时刻达 到 V_C , 二极管 VD_c导通,谐振过程结束。由 前面 谐振过程产生的 电流 $i_{Lk} = I_{in}$ 的差值电流通过 钳位 二极管 VD_c, 向 C_c 充电,电流变化率为 $\Delta V_C/L_k$ 。 当电流 i_{VDc} 减小至零, i_{Lk} 减小至 I_{in} , $i_{Lk} = I_{in}$ 之间 的电流差值消失, VD_c关断。此模态结束。尽管在 VD_c关断后, VD₁两端有由寄生电容 C_{VD1} 和 L_k 引 起的幅度很小的振荡电压,电压的峰值还是被钳位 在 V_C 。

$$i_{\rm VDc}\left(t\right) = i_{Lk}\left(\Delta t_6\right) - \frac{\Delta V_C}{L_{\rm lk}}\left(t - t_6\right) \tag{14}$$

 t_7 时刻后, VD₁和 VD_c关断。由于 S₁导通, t_7 时刻后的等效电路同模态 1。由此, 一个开关周 期内的 7 个模态完成。

3 PFC 应用时的设计要点

3.1 开关器件的电压应力

工作在 CCM 模式下的 PFC 变流器,输入电压 和输入电流正弦化时 可表示为

 $v_{ac}(\theta) = \sqrt{2}V_{in}\sin\theta$ $i_{ac}(\theta) = \sqrt{2}I_{in}\sin\theta$ (15) 式中 θ ——电网电压在半个功率周期内的角度;

fi-一电网频率;

V_{in}——网侧电压的有效值;

Iin——网侧电流的有效值。

对于 Boost 变流器而言,一个工频周期内的占 空比是根据电网电压变化而变化的,可以由式 (16)表示。

$$D(\theta) = 1 - \frac{|v_{ac}(\theta)|}{V_0}$$
(16)

开关器件和二极管的电压应力由 *C*_c两端电压 *V*_C决定。根据式(3)、式(15)和式(16)可以得 到

$$\Delta V_C = \frac{2i_{\rm ac}(\theta)L_{\rm k}f_{\rm s}}{1 - D(\theta)} = \frac{2I_{\rm in}L_{\rm k}f_{\rm s}V_{\rm o}}{V_{\rm in}}$$
(17)

从式(17)可以看到电压 ΔV_C 是由输出功率、 开关频率 f_s 、辅助电感 L_k 、 V_{in} 和 V_o 多个变量共同 决定的。通过式(17),可以得到在各个变量对 ΔV_C 的影响曲线,并根据这些曲线来分析器件的电 压应力。图 4 为 ΔV_C 对 L_k 的关系曲线,按照输出 385V/ 500W 的条件计算得到。 L_k 越大,则 ΔV_C 越高,同时钳位电容的电压随输入电压有效值的升高 而降低。根据电压应力可以先确定 L_k 的取值范围, 一般 L_k 小于 15 μ H。图 5 是满载条件下,不同开关 频率下 V_C 与 V_{in} 的关系。较高的开关频率将导致较 高的 V_C 。从式(17)和这些曲线可以看出, L_k 和 f_s 要尽量小,以减小电压应力 V_C 。但是为了获得较高的功



图 4 $\Delta V_C \ominus L_k$ 的函数关系(满载, V_0 :385V/500W) Fig.4 ΔV_C in function of L_k at different f_s and V_{in} (full load, V_0 :385V/500W)

率密度,开关频率不能过低。而且,L_k对于 ZVS的范围还有一定的影响,这一点后面分析。因此,对于通用输入范围的 500W 左右的 PFC 变流器,100kHz 左右的开关频率是一个较好的选择,可以兼顾电压应力、效率和功率密度。



图 5 不同开关频率下 ΔV_C 与输入电压的关系 (L_k =7 μ H)

Fig.5 ΔV_C in function of V_{in} at different f_s ($L_k=7\mu$ H)

3.2 ZVS 范围与输入电压的关系

从前面的工作模态分析可以知道,实现 ZVS 的范围与输入电流 I_{in} 的大小有关,即与输入 功率有关。在 PFC 应用中,输入电流为正弦电流, 因此,实现 ZVS 设计同一般的 DC/DC 不同。对于 $S_a 来说, ZVS 开通较容易实现,因为 <math>S_a 与 S_1$ 的寄 生电容比较容易被输入恒流源 I_{in} 充电至 V_{C° 但对于 $S_1, ZVS 开通的条件要苛刻些,需要辅助电感 <math>L_k$ 的 能量对电容充电。通过式(7)可知,当 v_{CS1} 的幅值 减小到零才可以实现 S_1 的 ZVS 开通,于是可以由下 式表示:

$$I_{\rm in}Z_{r1} \ge V_C \tag{18}$$

同时,由式(17)和前面
$$\Delta V_C$$
的定义可得 V_C

$$V_{C} = V_{o} + \frac{2I_{in}L_{k}f_{s}V_{o}}{V_{in}} = V_{o}(1 + \frac{2I_{in}L_{k}f_{s}}{V_{in}})$$
(19)

由于输入电流是正弦化的,式(18)和式(19)中的 *I*_{in}由式(15)中的 *i*_{ac}代替,可得

$$i_{\rm ac}(\theta)Z_{r_1} \ge V_{\rm o} \left[1 + \frac{2i_{\rm ac}(\theta)L_{\rm k}f_{\rm s}}{V_{\rm in}} \right]$$
(20)

从式(20)可得, 实现 S₁的 ZVS 开通的临界 输入电流条件为

$$i_{ac}(\theta) \ge \frac{V_{o}}{Z_{r1} - \frac{2f_{s}L_{k}V_{o}}{V_{in}}} = I_{ZVS}$$
(21)

ZVS 在半个工频周期的 实现范围如图 6 所示。 显然,当母线电流穿越零点或者在零点附近时, ZVS 条件不满足。这个临界电流与 *L*_k的关系如图 7 所示,选取较大的 *L*_k可以减小 *I*_{ZVS}。



图 6 主开关管实现零电压的范围与电网电压的关系 (*L*_k=7μH)





图 7 实现零电压的临界电流与 L_k的关系



 L_k at full load

从式(21)、图 6 和图 7 可知,实现 ZVS 的临 界电流 I_{ZVS} 受输出电压、输入电压、开关频率和辅 助电感 L_k 的影响。一旦变流器的输入、输出电压 范围和功率确定后,对 ZVS 范围的优化主要集中 在选取合适的电感量 L_k 和开关频率 f_s 。 要获得尽可能宽 ZVS 的范围,电流 I_{zvs} 必须 设计得尽量小, L_k 的取值较大,而 L_k 又影响了电 压应力。从图 4 和图 7 可以看出,选择电感量 L_k 必须在 ZVS 范围和开关器件的电压应力之间折 中。

4 实验验证

为了验证理论分析,制作了一台 500W/103kHz 的样机,样机参数如下:输入电压 90~265VAC,输出电压 385V,额定输出功率 *P*_{omax}=500W。主要器件参数如下:主管 S₁: SPP50R125CP;辅管 S_a: SPP07N60C3;输入电感 *L*_{in}: 510μH;电感磁心: PQ32/30: TP4A;辅助电感 *L*_k: 7.4μH/Core (RM6: TP4A);升压二极管 VD₁: DSEI-15-06;辅助二极管 VD_c: MUR360;钳位电容 *C*_c: Film capacitor: 1μF/630V。

图 8 为满载条件下测得的主开关的驱动信号和 漏源极波形,所有器件工作在 ZVS 开通的条件下。 可以看到,主开关表现出软性换流过程。漏源极电 压被很好地钳位。图 9 为在满载条件下,在 90VAC 和 260VAC 输入时的网侧电压电流波形。 在额定 220V 输入时,功率因数 0.997,各次电流 谐波含量如图 10 所示。





图 10 220V 输入时的电流谐波含量 Fig.10 Input current harmonics at 220V input 样机在满载条件下的效率高于 95.5%。效率随

输出功率变化的曲线如图 11 所示。当负载较轻时,



图 11 样机在 90V 输入时的效率与输出功率的关系

Fig.11 Measured efficiencies at 90V input vs. different output power

效率下降比较快,这是由于有源钳位方式在轻载时 电感电流仍然工作在连续模式,导通损耗较大。

5 结论

本文提出了一种改进的零电压软开关 PFC 变 流器。所有开关都实现了 ZVS 开通,且电压和电 流应力较小,同时实现了高效率。通过分析,给出 了关键参数的设计要求,并详述了如何在较宽 ZVS 范围和较小的电压应力之间优化电路的方法。 在电压应力,效率和实现 ZVS 的范围之间综合考 虑,给出了优化后的参考设计。根据优化结果搭建 了实验样机,实验结果与理论分析 结果符合。

参考文献

- Hua G, Lea C, Lee F C. Novel zero voltage transition PWM converter[C]. Proceeding of PESC, 1992: 55-61.
- [2] Zhao Qun, Tao Fengfeng, Xu Peng, et al. Improving performance of continuous current mode boost converters for power factor correction[C]. Proceeding of APEC, 2001: 642-647.
- [3] Da Cunha Duarte, Barbi C M I. A new ZVS-PWM active-clamping high power factor rectifier: analysis, design, and experimentation[C]. Proceeding of APEC, 1998: 230-236.
- [4] John A Bassett. New, zero voltage switching, high frequency boost converter for power factor correction[C]. In Proceeding Intelec, 1995: 813-820.
- [5] Chen Gang, Xu Dehong, Feng Bo, et al. Minimum voltage active clamping DC-DC converter[C]. Proceeding of PESC, 2002: 442-445.
- [6] Xu David M, Yang C, Ma L. A novel single phase active clamped ZVT PWM PFC converter[C]. Proceeding of APEC, 2000: 456-459.
- [7] Wu Xinke, Zhang Junming, Ye Xin, et al. Analysis and derivations for a family ZVS converter based on a new active clamp ZVS cell[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 773-781.
- [8] Feng Bo, Xu Dehong. 1-kW PFC converter with compound active-clamping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 324-331.

作者简介:吴新科 男, 1978年生,博士,助理研究员,研究方向 为电力电子系统集成, AC/DC, DC/DC 变流器拓扑优化,建模和控 制方式。张军明 男, 1975年生,博士,副教授,研究方向为电力 电子系统集成,变流器拓扑优化、建模及电力电子系统稳定性。