

# 基于磁耦合的 CCM PFC 无源无损缓冲电路

赵清林<sup>1</sup>, 张建勇<sup>2</sup>

(1. 燕山大学 电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004;

2. 德州供电公司, 山东 德州 253008)

**摘要:** 提出了一种新型的基于磁耦合的无源无损缓冲电路, 该电路能有效抑制主二极管的反向恢复电流, 减小开关管开通期间电压和电流的交叠面积, 进而提高功率因数校正的效率和减小电磁干扰。缓冲电路中的缓冲电感和电容通过谐振方式进行能量的无损吸收和传递, 耦合绕组使得缓冲电感能量复位的条件更容易满足, 且缓冲网络并未引入开关管额外的电压应力。详细介绍了缓冲电路的工作原理和关键的无源元件参数设计方法。500 W 样机的关键测试波形和效率对比测试结果表明该缓冲电路具有高效率的优点。

**关键词:** 功率因数校正; 电流连续模式; 无源无损缓冲; 磁耦合

**中图分类号:** TM 461

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.04.010

## 0 引言

为满足 IEC61000-3-2 等电网谐波注入标准, 功率因数校正 PFC (Power Factor Correction) 技术已被广泛应用<sup>[1-3]</sup>, 而 PFC 拓扑中 Boost 变换器的应用最为广泛, 在高于 300 W 的功率应用场合适合选用电流连续模式 (CCM) PFC。为降低成本, 在 Boost 电路中, 常采用 Si 材料的超快恢复二极管, 但是, 电路工作于 CCM 模式时二极管存在严重的反向恢复问题<sup>[4-7]</sup>, 在开关开通过程中, 其电流为输入电流与二极管峰值反向恢复电流之和, 并且在电流达到最大值之前, 开关的电压始终被箝位在输出电压, 这大幅增加了开关管的开通功率损耗, 降低了 PFC 的效率, 限制了开关频率的提高和 PFC 体积的减小, 而且硬开通使电磁干扰 (EMI) 问题更加严重。

对于传统的 CCM PFC, 二极管严重的反向恢复是造成开关损耗加大的主要原因, 为解决这个问题, 通常采用加入缓冲电路的方法以改善器件的开关环境, 实现无损开通。缓冲电路主要分为有源缓冲和无源缓冲两大类。有源缓冲网络中加入了辅助的有源开关管, 通过与主开关管的配合, 实现主开关的软开通<sup>[8-11]</sup>, 但增加了 PFC 的成本和控制电路的复杂程度, 且辅助开关管难以实现软开关。无源无损缓冲是通过加入无源元件以减小开关在开通期间电压和电流的交叠面积, 实现零电流开通, 其思路是在主二极管支路上串联缓冲电感以抑制其电流下降率, 打破开关管电压和电流的箝位关系, 减小开关损耗<sup>[12-13]</sup>。文献<sup>[14]</sup>和<sup>[15]</sup>分别提出了最小电压应力和非最小电压应力缓冲单元, 但两者均具有参数设计复杂、对开关引入额外的电流或电压应力、软开关实现范围小等缺点。

本文提出了一种基于磁耦合的无源无损缓冲电

路, 并对其进行了详细的理论分析和参数设计, 实验结果验证了其可行性和优越性。

## 1 缓冲电路的结构和工作原理分析

### 1.1 缓冲电路的结构

本文提出的缓冲电路如图 1 中虚框内所示,  $N_p$  绕组为 Boost 变换器的电感, 图中缓冲电感  $L_r$  用于抑制二极管  $V_D$  的电流下降率 ( $di/dt \approx -U_o/L_r$ ), 通过与电容  $C_r$  的谐振过程将缓冲能量暂存于  $C_r$  中, 且开通缓冲过程不影响正常的占空比。在开关管关断瞬间, 耦合绕组  $N_s$  能够帮助电感  $L_r$  迅速完成复位, 电容  $C_r$  也相继在很短的时间内把缓冲能量传递到负载端。3 个辅助二极管负责管理能量流向, 辅助实现能量的无损吸收和传递。

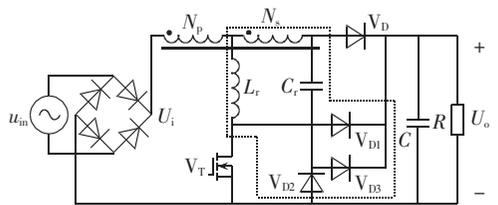


图 1 带有缓冲电路的功率因数校正器

Fig.1 PFC circuit with snubber

### 1.2 缓冲电路的工作原理分析

因为开关周期远小于半个工频周期, 所以每个开关周期内的 PFC 电路可以等效为输入电压为  $U_i$ 、输出电压为  $U_o$  的 Boost 电路。为简化分析过程, 假设输出滤波电容  $C$  足够大,  $U_o$  为恒压, 3 个辅助二极管没有反向恢复特性, 所有半导体器件均没有通态管压降。根据图 2 中关键的电压和电流波形可将一个开关周期内的工作过程分为 6 个工作模式, 各个工作模式的工作原理分析如下。

**a. 模式 1 ( $t_5 \sim t_0$ )**.  $t_5$  时刻  $V_T$  已经关断, 且电路达到正常的 PWM 稳态, 输入电压和 2 个耦合绕组同

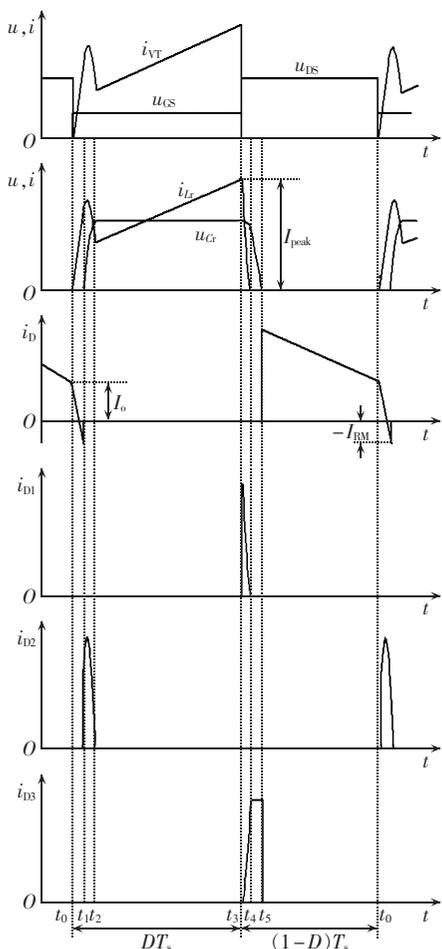


图 2 关键的电压和电流理论分析波形

Fig.2 Theoretical waveforms of key voltage and current

时为负载供电,输入电流表达式为:

$$i_i(t) = I_{\text{peak}} + \frac{U_i - U_o}{L_{N_p} + L_{N_s} + 2M}(t - t_5) \quad (1)$$

其中,  $M$  为绕组  $N_p$  与  $N_s$  间的互感。

**b. 模态 2** ( $t_0 \sim t_1$ )。在  $t_0$  时刻将  $V_T$  开通, 二极管支路电流开始向  $L_r$  支路转移, 因电感  $L_r$  的作用, 其电流下降率被有效地抑制, 峰值反向恢复电流大幅减小, 当二极管电流达到峰值反向恢复电流  $I_{RM}$  时二极管真正截止, 主二极管  $V_D$  的瞬时电流表达式为:

$$i_D(t) = I_o - \frac{U_o + NU_i}{(1+N)^2 L_r}(t - t_0) \quad (2)$$

其中,  $N$  为绕组  $N_s$  与  $N_p$  的匝数比,  $N = N_s : N_p$  ( $N < 1$ )。

**c. 模态 3** ( $t_1 \sim t_2$ )。  $t_1$  时刻  $L_r$  电流为输入电流与  $I_{RM}$  之和, 但是由于二极管  $V_D$  的瞬间截止和  $L_r$  的电流不能突变, 电感  $L_r$  将使  $V_{D2} - C_r$  支路导通, 将多余的能量传递到  $C_r$  中,  $L_r$  和  $C_r$  发生谐振, 在此谐振过程中, 等效的电压源为  $NU_i$ , 当  $L_r$  的电流与输入电流相等时本模态结束,  $C_r$  电压达到最大值,  $C_r$  电压和  $V_{D2}$  电流表达式为:

$$u_{Gr}(t) = NU_i \{ 1 - \cos[\omega_r(t - t_1)] \} + (1+N)I_{RM} Z_r \sin[\omega_r(t - t_1)] \quad (3)$$

$$i_{D2}(t) = (1+N)I_{RM} \cos[\omega_r(t - t_1)] + [(NU_i)/Z_r] \sin[\omega_r(t - t_1)] \quad (4)$$

$$\omega_r = \frac{1}{1+N} \sqrt{\frac{1}{L_r C_r}}, \quad Z_r = (1+N) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

**d. 模态 4** ( $t_2 \sim t_3$ )。开通缓冲阶段在  $t_2$  时刻结束, 模态 4 进入正常的 PWM 阶段, Boost 电感和  $L_r$  在输入电压的作用下, 其电流线性上升, 输入电流为:

$$i_i(t) = (1+N)I_o + \frac{U_i}{L_{N_p} + L_r}(t - t_2) \quad (5)$$

**e. 模态 5** ( $t_3 \sim t_4$ )。  $V_T$  在  $t_3$  时刻关断, 当其电压上升到  $U_o$  时, 二极管  $V_{D1}$  自然导通, 开关管的电压被箝位在  $U_o$ 。  $V_{D1}$  导通后电感  $L_r$  在  $C_r$  初始电压和  $N_s$  辅助绕组电压的作用下电流迅速降为零, 同时,  $V_{D3}$  导通。  $L_r$  电流和  $C_r$  电压表达式为:

$$i_{Lr}(t) = I_{\text{peak}} + \frac{N(U_i - U_o) - U_{C0}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_3)] \quad (6)$$

$$u_{Cr}(t) = N(U_i - U_o) - [N(U_i - U_o) - U_{C0}] \cos[\omega_r(t - t_3)] \quad (7)$$

其中,  $U_{C0}$  为  $t_2$  时刻  $C_r$  的电压。

为实现开关管的零电流开通, 必须保证电感  $L_r$  的电流在下一个开关周期到来之前降为零, 否则在开关开通时刻  $L_r - V_{D1}$  支路电流将瞬间流入开关管, 并且  $V_{D1}$  会出现较大的反向恢复电流, 增大开关管的开通损耗。

**f. 模态 6** ( $t_4 \sim t_5$ )。  $t_4$  时刻输入电流全部流过  $C_r$ ,  $C_r$  以恒流放电, 将其在模态 3 中存储的能量传递到负载侧, 实现能量无损回馈。电容  $C_r$  电压表达式为:

$$u_{Cr}(t) = u_{Cr,t_4} - (t - t_4)I_{\text{peak}} / C_r \quad (8)$$

到  $t_5$  时刻,  $C_r$  电压降到零,  $C_r$  中储存的能量全部释放到负载侧,  $V_{D3}$  中的电流全部转移到  $V_D$  中, 此模态结束。

## 2 缓冲电路参数设计方法与实例

### 2.1 开关管零电流开通条件分析

由缓冲电路基本工作原理可知, 在开关管的开通缓冲阶段模态 3 中,  $L_r$  和  $C_r$  的谐振回路与  $N_p - L_r - V_T$  主回路是相互独立的, 故谐振过程能否完成未影响  $N_p$  绕组能量的存储, 即不会减小有效占空比。

而在关断缓冲阶段的模态 5 中, 若电感  $L_r$  的电流不能降为零, 则当开关管再次开通时,  $L_r$  剩余电流和辅助二极管  $V_{D1}$  的反向恢复电流同样会造成开关管开通损耗的增大, 故开关管零电流开通条件为:

$$t_{\text{off,smu}} = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \frac{I_{\text{peak}} Z_r}{N(U_o - U_i) + U_{C0}} < (1-D)T_s \quad (9)$$

### 2.2 缓冲电路参数设计方法

**a. 电感  $L_r$  的大小** 决定着开关管开通时电流的上升率和开关管开通损耗  $P_{\text{on}}$ , 查询所选用开关管的数据手册可获得开关管的开通时间  $t_{\text{on}}$ , 则得:

$$P_{on} = f_s \int_0^{t_{on}} \left( U_o - \frac{U_o}{t_{on}} t \right) \left( \frac{U_o}{L_r} t \right) dt = \frac{1}{6} f_s \frac{U_o^2 t_{on}^2}{L_r} \quad (10)$$

若已知开关频率  $f_s$  和期望的开通功率损耗  $P_{on}$ , 则可以计算出所需的缓冲电感  $L_r$  的值。

二极管的峰值反向恢复电流  $I_{RM}$  与其电流下降率  $di/dt$  有关, 因此需要查询二极管数据手册中的  $I_{RM}$  与  $di/dt$  曲线以决定电感  $L_r$  的值, 与式(10)中计算值进行比较, 取较大值。

**b.** 在模式 2 的谐振过程中, 主二极管  $V_D$  的电压应力最大值为  $U_{C0} + U_o$ , 若电容  $C_r$  过小, 则过大的  $U_{C0}$  同样可能造成二极管  $V_D$  被击穿, 故要求:

$$U_{C0} + U_o \leq 0.8 U_{RRM} \quad (11)$$

在模式 4 中, 主二极管  $V_D$  的电压应力为  $NU_i + U_o$ , 为保护主二极管不被反向击穿, 即要求:

$$NU_i + U_o \leq 0.8 U_{RRM} \quad (12)$$

**c.** 当匝比  $N$  一定时, 随着电容  $C_r$  的变化, 相应的  $L_r$  复位时间即可求得, 为保证实现开关管的零电流开通, 必须满足不等式(9)。

以上的 3 个不等式(9)、(11)、(12)条件必须同时满足, 当  $N$  一定时,  $C_r$  只要在合理的范围内选取即可。

### 2.3 缓冲电路参数设计实例

为详细介绍参数设计过程, 现以通用 90~264 V 输入电压, 400 V 直流输出, 开关频率  $f_s = 90$  kHz, 额定功率 500 W 的 PFC 为例设计缓冲电路参数。

开关管采用 STP21NM60N, 查得  $t_{on} = 15$  ns, 设开通损耗  $P_{on} = 0.1$  W, 由式(10)可计算得  $L_r = 5.4$   $\mu$ H。主二极管选 8 A/600 V 的 STTH8L06D, 查询其手册可知, 正向平均电流为 8 A、反向恢复电流为 2 A 时要求的  $di/dt = 20$  A/ $\mu$ s, 故  $L_r > 20$   $\mu$ H, 考虑开关和电路板线路寄生电感的存在,  $L_r$  可取值为 10  $\mu$ H。

最大的匝比  $N$  由式(12)可知为 0.21, 先设定匝比  $N$ , 当改变电容  $C_r$  的值时, 相应的  $L_r$  复位时间  $t_{off\_sm}$  即可求得, 由式(9)可得  $C_r$  的最大容值, 而由  $C_r$  的最大电压值  $U_{C0}$  小于 80 V, 则可得  $C_r$  的最小容值,  $C_r$  只要在最大值与最小值之间取值即可。因为 PFC 的输入电压为交流电, 因此输入电压在每个开关周期是不同的, 利用 MathCAD 软件可以计算出每一组  $N$  与  $C_r$  在半个工频周期内的  $t_{off\_sm}$  曲线。

当  $N$  取 0.14、输入电压有效值为 90 V、输出功率为 500 W、 $C_r$  的范围为 80 nF 到 680 nF 时的  $t_{off\_sm}$  曲线组如图 3 所示, 横轴为开关周期数, 在半个工频周期内共有  $0.01 \times 90000 = 900$  个开关周期。设实现软开关的最大占空比为 0.9 (当占空比大于 0.9 时对应的输入电压和电流在过零点附近), 由图 3 可知, 当  $C_r$  为 580 nF 时的最大关断缓冲时间接近  $0.1T_s$  (大于  $0.1T_s$  将影响  $C_r$  能量复位, 如图 3 中最上面的横线所示), 故  $C_r$  最大值为 580 nF, 当  $C_r$  小于 260 nF 时, 其

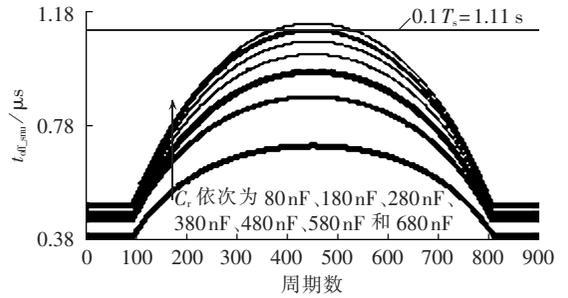


图 3 不同  $C_r$  对应的  $L_r$  电流复位时间

Fig.3 Reset duration of  $L_r$  current for different  $C_r$

最大电压  $U_{C0}$  超过了 80 V, 因此  $C_r$  的取值范围为 260~580 nF。

同理可得, 当匝比  $N$  从 0.06 变化到 0.2 时,  $C_r$  的最小值和最大值如表 1 所示。因此, 综合考虑可取  $N$  为 0.1,  $C_r$  为 200 nF。

表 1  $C_r$  的取值范围

Tab.1 Range of  $C_r$

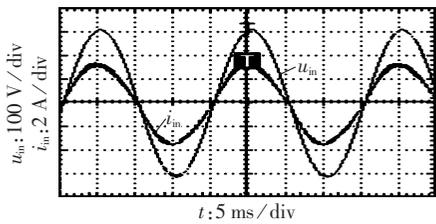
$N$	$C_r$ / nF	
	最小值	最大值
0.06	132	133
0.08	155	190
0.10	180	265
0.12	215	380
0.14	260	580
0.18	380	2000
0.20	480	6000

### 3 实验验证

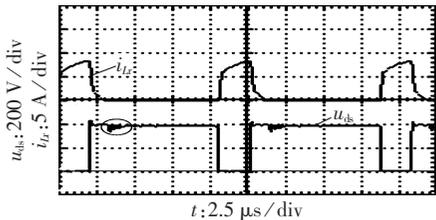
设计并制作了 500 W 实验样机, 主要参数如下: 耦合电感磁芯使用 APH27P90, 原边电感值为 1042  $\mu$ H, 匝比为 10:1; 开关频率为 90 kHz; 开关管为 STP21NM60N; 主二极管为 STTH8L06D; 辅助二极管均选用 STTH3S06D; 输出滤波电容用 440  $\mu$ F/450 V 电解电容; 控制器采用 UCC3818 实现平均电流控制; 缓冲元件参数与 2.3 节中设计值相同, 缓冲电感磁芯用 RM8。测试条件为 220 V 交流输入、400 V 直流输出、功率 500 W, 主要实验波形见图 4。

交流输入电压和电流波形如图 4(a)所示, 对 PFC 波形进行 THD 分析。图 5 为 PFC 输入电流谐波含量与 IEC61000-3-2 D 类标准对比曲线, 可见输入电流各次谐波含量均满足要求, 其次, 由谐波分析可知, 总的谐波畸变率为 4%, 功率因数为 0.986。

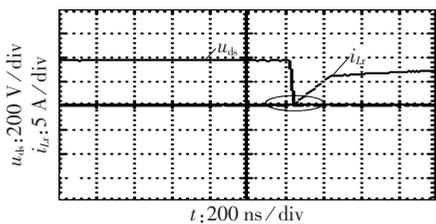
图 4(b)~(d)均为开关管电压和缓冲电感电流波形, 图 4(c)为 4(b)的放大图, 并将 2 个波形的坐标基准放在一条水平线, 由图 4(c)可见, 在  $V_T$  开通时刻, 其电压和电流的交叠面积可忽略,  $V_T$  基本实现了零电流开通。图 4(b)和图 4(d)的不同之处在于输入电压的瞬时值不同, 图 4(b)在输入交流电压峰值处, 占空比很小, 故  $L_r$  与  $C_r$  的谐振过程未完成时  $V_T$



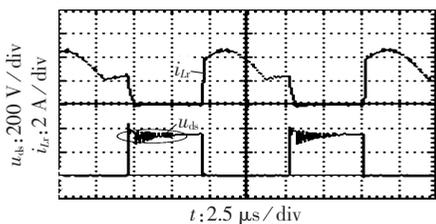
(a) 交流输入 220 V、输出功率为 500 W 时 PFC 输入电压和电流波形



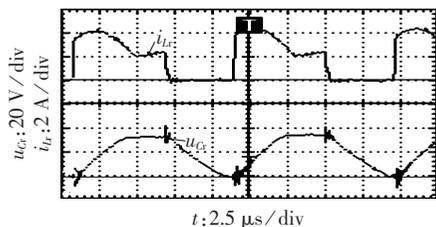
(b) 瞬时输入电压为 311 V 时的开关管漏源电压和缓冲电感电流波形



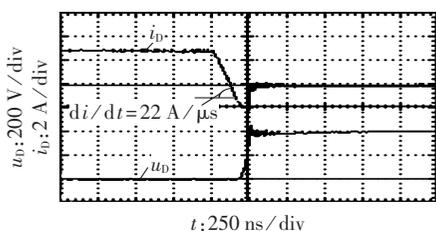
(c) 瞬时输入电压为 311 V 时的开关管漏源电压和缓冲电感电流放大波形



(d) 瞬时输入电压为 162 V 时的开关管漏源电压和缓冲电感电流波形



(e) 瞬时输入电压为 156 V 时的缓冲电感电流和谐振电容电压波形



(f) 瞬时输入电压为 311 V 时的主二极管电压和电流波形

图 4 主要实验波形

Fig.4 Main experimental waveforms

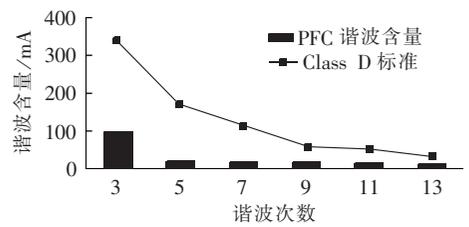


图 5 输入电流谐波含量与 Class D 标准对比曲线

Fig.5 Curves of comparison between harmonics of input current and Class D

就被关断,而图 4(d)是在输入电压为 162 V 处,对应的占空比较大,谐振完成后  $L_r$  电流与输入电流相等;但相同之处是  $L_r$  均能快速复位,  $V_T$  均实现了零电流开通。

图 4(b)和图 4(d)中被圈定部分表明开关管电压存在振荡,这是由当  $L_r$  电流降为零后,  $L_r$  会与二极管  $V_{D1}$  和开关  $V_T$  的寄生电容产生振荡引起的,当  $C_r$  电压为零时振荡过程大幅减弱。

$L_r$  电流与  $C_r$  电压波形如图 4(e)所示,在  $V_T$  开通阶段,  $L_r$  与  $C_r$  谐振将多余的能量传递到  $C_r$  中,在  $V_T$  关断时,  $C_r$  中的能量被传递到负载端,实现能量的无损吸收。主二极管关断时刻的波形如图 4(f)所示,可见主二极管的电流下降率被降低为  $22 \text{ A}/\mu\text{s}$ ,峰值反向恢复电流为正向电流的 80%,二极管的反向恢复电流被大幅抑制。

输入电压为 220 V、输出功率由 30 W 到 500 W 时,针对提出的无源无损缓冲电路 PFC 和传统 PFC,在采用相同的功率半导体器件和升压电感的情况下进行了整机效率的对比测试,测试结果如图 6 所示。对比可知,本文提出的无源无损缓冲 PFC 效率比传统 PFC 效率最多高出 2%,表明该无源无损缓冲电路的加入有利于提高电源系统的效率。

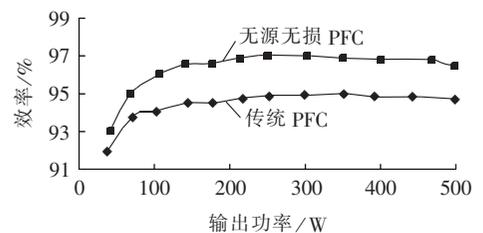


图 6 效率对比曲线

Fig.6 Curves of efficiency comparison

## 4 结论

本文提出了一种应用于 CCM PFC 的无源无损缓冲电路,它能有效抑制二极管反向恢复电流,减小功率开关的开通损耗,从而获得较高的效率,有利于开关频率的提高、电磁干扰的减弱和磁性元器件体积的减小,并且该缓冲电路结构简单,参数设计简洁,开关管零电流开通条件容易满足。实验结果表明,该缓冲电路比较适合于高效率 PFC 场合。

## 参考文献:

- [1] JOVANOVIĆ M, JANG Y. State of the art, single phase, active power factor correction techniques for high power applications—an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3):701-708.
- [2] 张斐, 许建平, 王金平, 等. 具有快速动态响应的三态功率因数校正变换器[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(1):13-19, 25.  
ZHANG Fei, XU Jianping, WANG Jinping, et al. Tri-state Boost PFC converter with fast dynamic response[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(1):13-19, 25.
- [3] 赵清林, 文毅, 王亮, 等. 双绕组反激式单级 PFC 变换器及功率因数改善措施研究[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(2):41-44.  
ZHAO Qinglin, WEN Yi, WANG Liang, et al. Dual-winding flyback single-stage PFC converter and power factor improvement[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(2):41-44.
- [4] CHOI W, KWON J, KWON B. Bridgeless dual-Boost rectifier with reduced diode reverse-recovery problems for power-factor correction[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 1(2):194-202.
- [5] KWON J, CHOI W, KWON B. Cost-effective boost converter with reverse-recovery reduction and power factor correction[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(1):471-473.
- [6] HERNANDO M, FERNANDEZ A, GARCIA J, et al. Comparing Si and SiC diode performance in commercial AC-DC rectifiers with power-factor-correction[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2006, 53(2):705-707.
- [7] 刘青移, 王大庆, 贲洪奇. 新型有源箝位 ZVS 单级 PFC 变换器[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(2):62-67.  
LIU Qingyi, WANG Daqing, BEN Hongqi. Active-clamping ZVS single-stage PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(2):62-67.
- [8] MAHESH M, PANDA A K, PRATHI H N. A novel soft-switching Boost power factor correction converter with an active snubber[C]//5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. Brighton, UK: [s.n.], 2010:1-6.
- [9] 姚刚, 沈艳群, 李武华, 等. 一种新型的有源交错并联 Boost 软开关电路[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10):65-69.  
YAO Gang, SHEN Yanqun, LI Wuhua, et al. A new soft switching circuit for the interleaved Boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10):65-69.
- [10] WANG C. Zero-current-switching PWM power-factor-correction converter[J]. IEE Proceedings on Electronic Power, 2005, 152(5):1233-1238.
- [11] CHOI W, KWON J, KWON B. High-performance front-end rectifier system for telecommunication power supplies[J]. IEE Proceedings on Electronic Power, 2006, 153(4):473-482.
- [12] 伍健, 何礼高, 何伟军. 耦合电感式无源无损缓冲电路的优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(24):61-68.  
WU Jian, HE Ligao, HE Weijun. Optimal design of passive lossless snubber with coupled-inductor[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(24):61-68.
- [13] 邓焰, 吴燮华, 何湘宁. 一种新型高功率逆变桥臂无源无损吸收电路[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(3):5-9.  
DENG Yan, WU Xiehua, HE Xiangning. A novel passive lossless snubber for power inverter bridge legs[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(3):5-9.
- [14] SMITH K, SMEDLEY K. Engineering design of lossless passive soft switching methods for PWM converters-part I with minimum voltage stress circuit cells[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2001, 16(3):336-344.
- [15] SMITH K, SMEDLEY K. Engineering design of lossless passive soft switching methods for PWM converters-part II with non-minimum voltage stress circuit cells[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2002, 17(6):864-873.

## 作者简介:

赵清林(1969-), 男, 黑龙江鹤岗人, 教授, 博士, 主要从事高频逆变器并联及并网技术、功率因数校正技术研究(E-mail: powerzql@ysu.edu.cn)。

## Passive lossless snubber based on magnetic coupling for CCM PFC

ZHAO Qinglin<sup>1</sup>, ZHANG Jianyong<sup>2</sup>

(1. Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China; 2. Dezhou Power Supply Company, Dezhou 253008, China)

**Abstract:** A passive lossless snubber based on magnetic coupling is proposed, which restrains the reverse recovery current and reduces the overlapping area of voltage and current during the turning-on period of switch. Therefore, the efficiency of PFC (Power Factor Correction) is enhanced and the EMI (ElectroMagnetic Interference) reduced. The energy is absorbed and transferred through the resonance of snubber inductor and capacitor. The coupled winding makes the energy of snubber inductor easy to be reset and no additional voltage stress is introduced by the snubber to the switch. The operating principle of snubber and the parameters design of key passive components are presented in detail. The experimental waveforms and efficiency comparison tests of 500 W prototype show the high efficiency of the proposed snubber.

**Key words:** power factor correction; current continues mode; passive lossless snubber; magnetic coupling