

新型有源箝位 ZVS 单级 PFC 变换器

刘青移, 王大庆, 贵洪奇

(哈尔滨工业大学 电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 针对传统功率因数校正(PFC)变换器存在的开关管电压应力高、硬性开通等问题, 提出一种新型单级 PFC 变换器, 在传统 Boost 升压电路基础上, 结合移相全桥及有源箝位技术, 利用一级电路就可实现 PFC 以及 DC/DC 变换。通过在桥臂两端并联有源箝位电路并结合适当的控制策略, 吸收了变压器漏感在电路换流过程中产生的电压尖峰, 降低了桥臂开关管的电压应力; 利用变压器漏感与开关管寄生电容之间的谐振, 使桥臂开关管和箝位开关管均实现零电压开关。在分析变换器工作原理的基础上, 得到开关管零电压开关实现条件。实验结果表明, 该变换器能够实现近似单位功率因数, 开关管电压应力小且实现了零电压开关。

关键词: 功率因数校正; 单级; 有源箝位; 移相全桥; 零电压开通

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)02-0062-06

近年来, 有源功率因数校正(APFC)技术作为减少谐波污染、提高电能质量的主要手段之一, 已成为电力电子领域的热门研究方向^[1-4]。

单级功率因数校正(PFC)变换器采用开关管共用技术, 使用一级主电路、一套控制电路, 同时实现 PFC 与 DC/DC 变换, 电路结构简单, 效率较高^[5-8]。传统的单级桥式 PFC 电路适用于大功率场合, 但是由于桥臂两端存在较高的电压尖峰, 增大了开关管的电压应力。本文提出的变换器在全桥结构的基础上, 通过增加有源箝位电路解决了桥臂存在电压尖峰的问题, 同时能辅助桥臂开关管实现软开关。因为变换器所有开关管均能够实现软开关, 所以能够降低开关管的开关损耗, 提高系统的效率^[9-10]。为了提高电路效率, 变换器的输入电感工作于电流断续模式^[11], 此时输入电流自动跟随输入电压变化, 因此只要电压闭环即可实现 PFC 功能与 DC/DC 变换, 控制电路设计较简单。

1 变换器工作原理

1.1 变换器主电路结构

本文提出的 PFC 变换器在 Boost 电路的基础上, 利用全桥移相技术来实现 PFC 及 DC/DC 变换^[12-13]。通过增加有源箝位电路, 消除变压器漏感在电路换流过程中产生的电压尖峰, 开关管的电压应力显著降低, 主、辅开关管均能实现零电压开通, 开关损耗显著减小, 变换器能以更高的转换效率实现功率变换^[14]。箝位电路由 1 个开关管和 1 个无感电容组成。输入、输出之间使用高频变压器进行隔离, 输出端采用传统的 LC 滤波。变换器主电路结构如图 1 所示。

变换器的输入电感工作在不连续导电模式(DCM), 开关周期为常数。当变换器全桥桥臂直通时

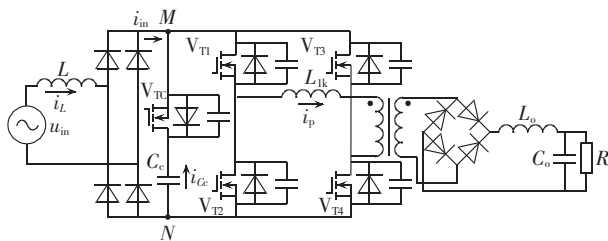


图 1 单级桥式功率因数校正变换器拓扑

Fig.1 Topology of single-stage full-bridge PFC converter

(V_{T1} 、 V_{T2} 同时导通或 V_{T3} 、 V_{T4} 同时导通), 全桥的开关管将输入整流桥的输出端短路。此时的输入电源电压直接加在输入电感 L 上, 电感储存能量, 电感电流的绝对值从零开始线性增加(因为电感工作在电流断续模式), 其增大的幅度与输入电压整流后的瞬时值成正比, 电感电流峰值正比于输入电压。当变换器全桥对臂导通时(V_{T1} 、 V_{T4} 同时导通或 V_{T2} 、 V_{T3} 同时导通), 输入电感和交流电源通过桥臂开关管及高频变压器向负载释放能量, 输入电感电流近似地线性下降, 直至下降为零, 波形如图 2(a)所示。图中, u_L 、 i_L 为输入电感的电压、电流, u'_o 为输出电压反射到变压器原边的电压值, T_c 为箝位开关管的开关周期, t_{on} 为 1 个箝位开关管开关周期内电感的充电时间, t_{off} 为 1 个箝位开关管开关周期内电感的放电时间。由此可见, 输入电感的工作过程与 DC/DC 变换中的 Boost 电路的升压电感的工作过程相似^[15]。1 个工频周期内的输入电压与输入电感电流波形如图 2(b)所示。在每个开关周期内, 输入电流的平均值近似地正比于输入电压; 所以在整个工频周期内, 输入电感电流峰值的包络线为正弦波, 使用滤波器将输入电流中的高频谐波滤除, 电流波形将变为正弦波。由于在工频周期各时刻输入电流平均值与输入电压近似成比例, 输入电流波形自动地跟随输入电压波形, 从而实现了 PFC 功能。

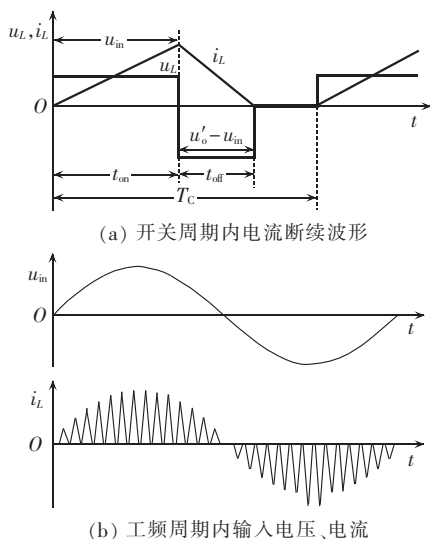


图 2 输入电感电压、电流波形

Fig.2 Voltage and current waveforms of input inductor

1.2 变换器工作模式分析

为便于分析做以下假设及定义:桥臂开关管的开关周期设为 T , 箝位开关管的开关周期设为 T_C ($T_C = 0.5T$); 系统占空比 D 为 1 个开关周期内全桥电路上下桥臂直通时间与 1 个开关周期时间的比值; t_{x1} 为箝位开关管开通时刻滞后于桥臂开关管对臂导通时刻的时间; t_{x2} 为箝位开关管关断时刻超前于桥臂开关管上下桥臂直通时刻的时间。 $u_{G1} \sim u_{G4}$ 为桥臂开关管控制信号, u_{GC} 为箝位开关管控制信号; i_{in} 为全桥变换器的输入电流, 即输入整流桥的输出电流, i_{Gc} 为流过箝位电容的电流, i_p 为变压器原边电流, U_{MN} 为桥臂母线电压, U_{Gc} 为箝位电容的电压; U_o 为系统输出电压, n 为高频变压器原副边匝数比。

在 1 个开关周期 (桥臂开关管开关周期) 内, 升压电感完成 2 次充放电过程。在这 2 个过程中, 变压器原边电流的变化过程相似, 方向相反。依据变换器的工作过程, 可以将电路工作情况划分为 14 个工作模式, 其中前 7 个工作模式与后 7 个工作模式工作过程相似。

在 1 个开关周期内, 变换器开关管的驱动信号及其他主要波形如图 3 所示。

1.2.1 模式 1 ($t_0 \sim t_1$)

输入电感储能阶段。开关管 V_{T1} 开通 (超前臂开通), 此前开关管 V_{T2} 已导通, 变换器全桥上下桥臂直通, 相当于输入整流桥的输出端短路, 此时交流电源为输入电感充电, 该阶段输入电感电流从零开始线性增加。 V_{T1} 开通前, 开关管两端电压为零, 开关管 V_{T1} 零电压开通。该模式, 桥臂母线电压 U_{MN} 为零。

变压器原边电流降低, 变压器漏感中的能量向副边传递, 该阶段由输出滤波电感及输出滤波电容向负载提供能量。变压器原边电流 i_p 为

$$i_p = \frac{nU_o}{L_{lk} + n^2L_o} (t - t_0) - i_{p3} \quad (1)$$

该模式的持续时间为 $t_{0-1} = DT_C$ 。

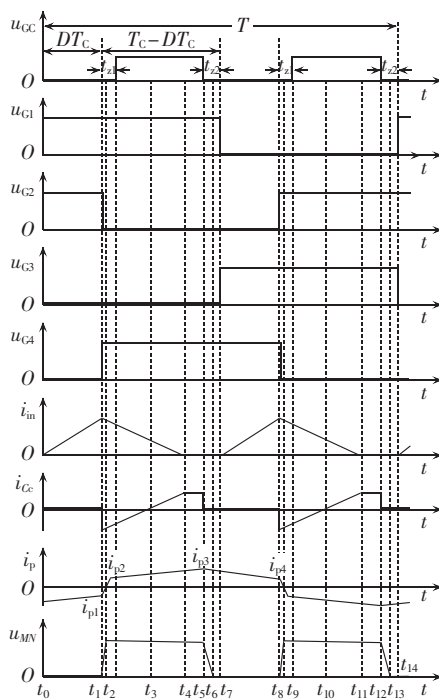


图 3 变换器波形

Fig.3 Waveforms of converter

1.2.2 模式 2 ($t_1 \sim t_2$)

t_1 时刻开关管 V_{T2} 关断, V_{T4} 开通 (滞后臂开通)。此时, 开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 导通, V_{T2} 、 V_{T3} 关断, 变换器对臂导通。交流输入电源和输入电感通过整流桥、开关管 V_{T1} 、开关管 V_{T4} 、变压器向负载提供能量。该时间段内, 输入电感电流开始降低, 桥臂母线电压 U_{MN} 升高。由于箝位开关管及桥臂开关管存在结电容, 母线电压由零开始升高。由于此时间段内, 母线电压低于箝位电容电压, 箝位开关管处于关断状态, 箝位开关管的结电容上的电压值逐渐下降; 因为开关管结电容容量较小, 因此该模式的时间极短。 V_{T4} 开通前桥臂母线电压 U_{MN} 为零, V_{T4} 两端电压为零, V_{T4} 实现零电压开通。

由于该模式持续时间较短, 因此该模式期间可以近似认为全桥变换器的输入电流 i_{in} 保持不变, 即 $i_{in} = i_{in}(t_1)$ 。该阶段持续时间为

$$t_{1-2} = \frac{(C_2 + C_3 + C_{VTC})nU_o}{i_{in}(t_1)(1-D)} \quad (2)$$

其中, C_{VTC} 为箝位开关管的结电容, C_2 、 C_3 为开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 的结电容。

1.2.3 模式 3 ($t_2 \sim t_3$)

输入电感中的电流通过整流桥向变压器及开关管结电容放电, 全桥母线电压逐渐升高, t_2 时刻全桥母线电压高于箝位电容电压, 箝位开关管 V_{TC} 的反并联二极管导通, 箝位电路开始工作, 箝位电容吸收变压器漏感产生的电压尖峰, 限制了母线电压的进一步升高, 将直流母线电压箝位在相对较低的数值。

桥臂开关管对臂导通, 交流输入电源和输入电感通过整流桥、 V_{T1} 、 V_{T4} 、变压器向负载提供能量。此时变压器原边电流 i_p 为

$$i_p = \frac{U_{Gc} - nU_o}{L_{lk} + n^2 L_o} (t - t_{p2}) + i_{p2} \quad (3)$$

该期间箝位开关管 V_{TC} 给出了开通信号,但由于此时 V_{TC} 的漏极电位低于源极电位,反并联二极管导通,箝位电容处于充电阶段, V_{TC} 正向截止。

1.2.4 模态 4 ($t_3 \sim t_4$)

随着输入电感电流的减小以及箝位电容电压的逐渐升高,箝位电容的充电电流逐渐减小。当输入电流减小到不足以负载提供能量时,箝位电容开始向负载提供能量, t_3 时刻箝位电容由充电模式转换为放电模式,箝位开关管 V_{TC} 正向导通,箝位电容在模态 3 中储存的能量开始通过开关管 V_{T1} 、开关管 V_{T4} 、变压器向负载释放。

箝位开关管 V_{TC} 开通前其两端的电压为零,因此 V_{TC} 零电压开通。

1.2.5 模态 5 ($t_4 \sim t_5$)

输入电流线性降低, t_4 时刻输入电流降低到零。此时输入侧所有的整流二极管均处于截止状态。此模态期间电流 $i_{in} = 0$ 。

虽然电流 i_{in} 降低为零,箝位电容中仍存有一定的能量,箝位电容继续向负载提供能量。此时箝位电容流出的电流等于变压器原边电流。

1.2.6 模态 6 ($t_5 \sim t_6$)

t_5 时刻箝位开关管 V_{TC} 关断,桥臂开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 继续保持开通状态。变压器漏感将开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 结电容以及 V_{TC} 结电容上的电荷抽走,桥臂母线电压降为零。此阶段利用变压器漏感与开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 、 V_{TC} 的结电容谐振,为开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 的零电压开通做准备。该模态的持续时间可近似等于:

$$t_{5-6} = \frac{(C_2 + C_3 + C_{VTC})nU_o}{(1-D)i_{p3}} \quad (4)$$

1.2.7 模态 7 ($t_6 \sim t_7$)

t_6 时刻 V_{T2} 、 V_{T3} 结电容上的电荷全部被抽走,开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 继续保持开通状态,由于变压器漏感中的电流没有完全降低为零,此时 V_{T2} 的反并联二极管、开关管 V_{T4} 及变压器原边构成回路, V_{T3} 的反并联二极管、开关管 V_{T1} 及变压器原边构成另一条回路,同时为变压器的原边环流提供路径。该模态期间开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 两端的电压为零。

1.2.8 模态 8 ($t_7 \sim t_8$)

t_7 时刻开关管 V_{T3} 开通,开关管 V_{T1} 关断,由于开关管 V_{T4} 处于导通状态,全桥上下桥臂直通,输入电感储能。

t_7 时刻开关管 V_{T3} 源漏极间的电压为零, V_{T3} 零电压开通。

1.2.9 模态 9~模态 14 ($t_8 \sim t_{14}$)

开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 处于导通状态,交流电源及输入电感通过 V_{T2} 、 V_{T3} 向负载释放能量,该阶段输入电感、箝位开关管 V_{TC} 和箝位电容的工作方式与模态 2~模态 7 相同。

模态 9~模态 14 的系统工作方式与模态 2~模态 7 的工作方式相似,区别主要是:模态 2~模态 7 对臂 V_{T1} 、 V_{T4} 导通,而模态 9~模态 14 对臂 V_{T2} 、 V_{T3} 导通;变压器原边电流方向相反。各阶段的变化情况基本一致,本文不再赘述。

通过对变换器工作模态的分析可以得到,输入电感工作于断续模式,变换器能够实现自动 PFC 和 DC/DC 变换。箝位电路可以将直流母线电压箝位在较低的范围,避免了由于变压器漏感所造成的开关管的大电压应力问题,提高了变换器工作的稳定性与可靠性。

2 软开关实现设计

本文提出的变换器利用箝位电路来吸收变压器漏感在电路换流过程中产生的电压尖峰,同时将箝位电路作为辅助电路,辅助桥臂开关管实现零电压开通。只要合理设置箝位开关管通断时间,利用变压器漏感及开关管的结电容,变换器的桥臂开关管以及箝位开关管自身都可以实现零电压开通。

2.1 箝位开关管零电压开通

由模态分析可知,在模态 2 期间,箝位开关管应处于关断状态,即箝位开关管的开通滞后于全桥桥臂对臂导通,从而确保箝位开关管零电压开通。 V_{T2} 关断, V_{T4} 开启,输入电感通过变压器向负载释放能量,导致直流母线电压升高,由于开关管存在结电容,直流母线电压升高需要一段时间。虽然时间较短,但是在该段时间内,直流母线电压是由零开始升高的,如果此时箝位开关管给出开通信号,箝位开关管正向开通且硬开通,开关管结电容上的电压突变,会产生较大的电流尖峰。因此,箝位开关管应该在母线电压高于箝位电容上的电压时给出开通信号,此时由于母线电压高于箝位电容电压,箝位开关管的反并联二极管开通,箝位电容吸收母线电压尖峰。随着输入电流的减小,当箝位电容由充电模式转换为放电模式时,箝位开关管便正向导通,从而实现了零电压开通。因此箝位开关管实现零电压开通的条件为:箝位开关管开通时刻滞后于桥臂开关管对臂导通时刻的时间 t_2 应大于模态 2 持续的时间。即

$$t_{21} > t_{1-2} = \frac{(C_2 + C_3 + C_{VTC})nU_o}{i_{in}(t_1)(1-D)} \quad (5)$$

t_1 时刻的输入电流值即为开关周期内输入电流的峰值,因此可得:

$$i_{in,max} = i_{in}(t_1) = UDT_C/L \quad (6)$$

其中, U 为输入电压 u_{in} 的瞬时值的绝对值,当 U 较小时, t_{12} 较大,此时箝位开关管难以实现零电压开通。然而,只要合理设计电路参数,箝位开关管在 1 个工频周期的绝大部分时间内可工作在软开关状态。

2.2 超前臂开关管零电压开通

由模态分析可知,箝位开关管关断时刻应超前于桥臂开关管上下桥臂开始直通的时刻,其主要作

用是辅助超前臂开关管实现零电压开通。

超前臂开关管 V_{T3} 的零电压开通原理,可以通过对模态 6~8 的分析得到。箝位开关管关断后,箝位电容将不能通过箝位开关管向负载提供能量。变压器原边漏感与开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 、 V_{TC} 的结电容谐振,将结电容中的能量释放给负载,当结电容上的电荷被全部抽走后,开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 的体二极管开通。当开关管 V_{T3} 给出开通信号时,其漏源极的电压为零,超前臂开关管 V_{T3} 实现零电压开通。因此要求在 V_{T3} 开通前开关管结电容上的电荷全部被变压器漏感抽走。超前臂开关管 V_{T1} 的零电压开通条件与 V_{T3} 的情况相同,即箝位开关管断开后变压器漏感需要有足够的时间将 V_{T1} 、 V_{T4} 、 V_{TC} 的结电容上的电荷抽走。

因此桥臂开关管中超前臂实现零电压开通的条件为:箝位开关管关断时刻超前于桥臂开关管上下桥臂直通时刻的时间 t_{22} 应大于模态 6 持续的时间,即

$$t_{22} > t_{5-6} = \frac{(C_2 + C_3 + C_{VTC})nU_o}{(1-D)i_{p3}} \quad (7)$$

2.3 滞后臂开关管零电压开通

滞后臂开关管开通前,全桥桥臂处于上下直通状态(V_{T4} 开通前, V_{T1} 、 V_{T2} 处于导通状态; V_{T2} 开通前, V_{T3} 、 V_{T4} 处于导通状态),开关管两端的电压为零,因此滞后臂能够实现零电压开通。

综上所述,箝位电路能够辅助桥臂开关管实现零电压开通。箝位开关管与桥臂开关管之间设置合适的死区时间,就能够确保变换器的所有开关管实现零电压开通。

3 输入电流分析

PFC 的目的是使输入电流跟随输入电压的变化,使输入电流成为与输入电压同相位的正弦波,因此变换器输入电流的状况对 PFC 效果有明显的影响,应对变换器的输入电流进行详细分析。

由模态分析可知,输入电感在 1 个开关周期内完成储存能量与释放能量的过程。储存能量过程中,电感电流线性上升;释放能量过程中,电感电流线性下降。电流变化示意图如图 4 所示。

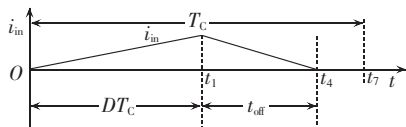


图 4 输入电感电流波形

Fig.4 Current waveform of input inductor

3.1 输入电流瞬时值分析

由图 4 可知在 $0 \sim t_1$ 时间段内,输入电感处于储能状态,电感电流线性增加,此时输入电流满足如下微分方程:

$$U - L \frac{di_{in}}{dt} = 0 \quad (8)$$

所以:

$$i_{in}(t) = i_{in}(0) + \frac{t}{L} U \quad (9)$$

因为输入电感工作在电流断续模式,所以在 1 个工作周期内,输入电流从零开始线性增加,电流峰值为: $i_{in,max} = UDT_c/L$ 。由此可知,在 1 个开关周期内输入电流的峰值正比于输入电压。该阶段持续的时间为 $t_{0-1} = DT_c$ 。

$t_1 \sim t_4$ 时间段内,输入电感开始向外释放能量,电感处于放电状态,电感电流线性减小。此时输入电压、电流满足:

$$U - L \frac{di_{in}}{dt} - U_{MN} = 0 \quad (10)$$

所以:

$$i_{in}(t) = i_{in}(t_1) + \frac{U(1-D) - nU_o}{L(1-D)}(t - t_1) \quad (11)$$

该阶段电感向负载释放能量,电感电流线性降低,最终在 t_4 时刻输入电感的电流降低为零。

该阶段持续的时间为

$$t_{1-4} = \frac{UD(1-D)T_c}{nU_o - U(1-D)} \quad (12)$$

$t_4 \sim t_7$ 时间段内,输入电感中的电流为零,这说明电感工作在电流断续模式下,这是实现 PFC 功能的最基本的保证。

该阶段持续时间为

$$t_{4-7} = T_c - DT_c - t_{1-4} \quad (13)$$

3.2 输入电流平均值分析

上面的分析得到了输入电流在 1 个开关周期内不同时刻的瞬时值,由此可以计算输入电流的平均值。所以,在 1 个开关周期内输入电流的平均值为

$$\bar{i}_{in} = \frac{1}{T_c} \int_0^{t_1} i_{in} dt = \frac{1}{T_c} \left(\int_0^{t_1} i_{in} dt + \int_{t_1}^{t_4} i_{in} dt \right) = \frac{UD^2 T_c}{2L} \left[1 + \frac{U(1-D)}{nU_o - U(1-D)} \right] \quad (14)$$

由式(14)可知,当输入电感工作于断续模式时,输入电流在 1 个开关周期内的平均值近似与输入电压、系统占空比、开关周期成正比。由于开关周期远小于工频周期,输入电流在 1 个开关周期内的平均值近似正比于工频周期下的输入电压的瞬时值。由此可见,该变换器实现了 PFC 功能。

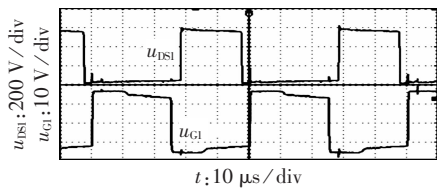
4 实验验证

设计实验电路对理论分析进行验证,电路的主要参数为:输入交流 170 V/50 Hz,输出电压 70 V,开关频率(箝位开关管) 40 kHz,额定功率 100 W,输入电感 300 μ H,变压器原副边匝数比 4.7:1,变压器原边漏感 10 μ H,箝位电容 4 μ F,输出滤波电感 210 μ H,输出滤波电容 2200 μ F/100 V。

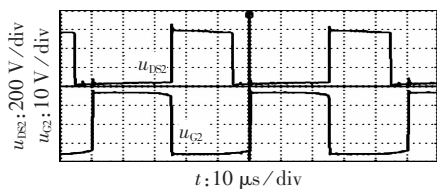
4.1 软开关验证

额定条件下,测得桥臂开关管的驱动波形及漏源极电压波形。在此仅给出超前臂开关管 V_{T1} 和滞后臂开关管 V_{T2} 的波形,如图 5 所示。图中, u_{G1} 、 u_{G2}

和 u_{DS1} 、 u_{DS2} 分别为开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 驱动电压波形和漏源极电压波形。



(a) 超前臂开关管 V_{T1} 波形



(b) 滞后臂开关管 V_{T2} 波形

图 5 桥臂开关管波形

Fig.5 Waveforms of bridge switches

由实验波形可知全桥开关管均能实现零电压开通,开关管两端不存在较大的电压尖峰,箝位电路工作正常。

箝位开关管 V_{TC} 的驱动电压 u_{GC} 波形及漏源极电压 u_{DSC} 波形如图 6 所示,由图可以看出,箝位开关能够实现零电压开通。

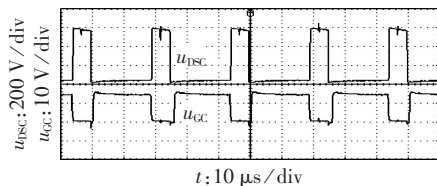


图 6 箝位开关管 V_{TC} 波形

Fig.6 Waveforms of clamping switch V_{TC}

4.2 PFC 功能验证

输入电感工作在电流断续模式是变换器能够实现 PFC 的基础。电感电流 i_L 在开关周期内的波形如图 7 所示。从图中可以看出,电感工作于电流断续模式,电感电流的上升、下降过程基本按线性规律变化。

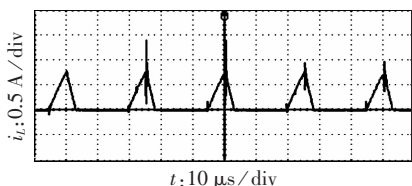


图 7 开关周期内的电感电流波形

Fig.7 Current waveform of inductor within switching cycle

在工频周期内,电感电流的包络线为正弦波,电感电流中含有较多的高频谐波,高频谐波的存在会给电网带来污染,造成不良后果,因此需要在电网与变换器之间使用滤波器,滤除高频谐波。系统的输入电压 u_{in} 、输入电流 i_{in} 波形(滤除高频谐波后)如图 8 所示。

由 u_{in} 和 i_L 波形的对比可以看出,系统的输入电

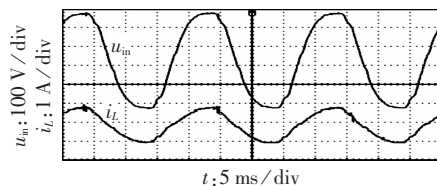


图 8 输入电压及电感电流波形

Fig.8 Input voltage and current waveforms of input inductor

流近似为正弦波,相位与输入电压基本一致,输入电流中高频谐波的含量较低,系统的功率因数约为 0.95,实现了 PFC 功能。

5 结论

本文提出的有源箝位 ZVS 单级 PFC 变换器,利用一级电路实现 PFC 及 DC/DC 变换,利用箝位电路消除变压器漏感在电路换流过程中产生的电压尖峰,降低了开关管的电压应力。文中详细分析了变换器实现 PFC 的原理以及软开关的实现条件。实验结果表明,该变换器能够较好地实现近似单位 PFC 及 DC/DC 变换,所有开关管均能实现软开关。同时,变换器控制简单,工作稳定可靠,开关管电压应力低;具有一定的应用价值,对电网电能质量和电能利用率的提高有重要意义。

参考文献:

- [1] 张厚升. 一种改良的单相功率因数校正器[J]. 电力自动化设备, 2007,27(5):101-105.
ZHANG Housheng. Improved single-phase power factor corrector [J]. Electric Power Automation Equipment, 2007,27(5):101-105.
- [2] ROSSETTO L, BUSO S, SPIAZZI G. Conducted EMI issues in a 600 W single-phase boost PFC design[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2000,36(2):578-585.
- [3] 岳云涛,李英姿,韩永萍. 一种新型高功率因数软开关电源[J]. 电力自动化设备, 2008,28(5):87-90.
YUE Yuntao, LI Yingzi, HAN Yongping. High power factor soft-switching power supply[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008,28(5):87-90.
- [4] 林维明,宋辉淇, Javier. 一种新型单级有源功率因数校正电路的设计分析[J]. 电工技术学报, 2005,20(10):60-65.
LIN Weiming, SONG Huiqi, Javier. Design and analysis of an improved single-stage active power factor corrector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005,20(10):60-65.
- [5] KANG Feelsoon, PARK Sungjun, KIM Cheulu. ZVZCS single-stage PFC AC-to-DC half-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002,49(1):206-216.
- [6] 董晓伟,裴云庆,曹建安,等. 一种新型单级 PFC 变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2004,38(4):17-19.
DONG Xiaowei, PEI Yunqing, CAO Jianan, et al. Research on a novel single-stage PFC converter[J]. Power Electronics, 2004,38(4):17-19.
- [7] WU Tsai-fu, HUNG Jinchuan, TSENG Shengyu, et al. A single-stage fast regulator with PFC based on an asymmetrical half-bridge topology[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005,52(1):139-150.
- [8] 苏斌,杭丽君,杨滔,等. 新型单级隔离型软开关功率因数变换器[J]. 中国电机工程学报, 2008,28(3):40-46.

- SU Bin,HANG Lijun,YANG Tao,et al. Novel single-stage isolated ZVT power-factor-corrected converter[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(3):40-46.
- [9] 吴洪洋,何湘宁. 一种新颖的三电平软开关功率因数校正电路[J]. 中国电机工程学报,2002,22(10):22-27.
- WU Hongyang,HE Xiangning. A novel three-level power factor correct circuit with passive soft switching[J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(10):22-27.
- [10] 王文倩,陈敏,徐德鸿. 单相 Boost 型功率因数校正电路软开关技术的综述[J]. 电源技术应用,2006,9(3):9-16.
- WANG Wenqian,CHEN Min,XU Dehong. An overview of soft-switching techniques for boost power factor correction circuits [J]. Power Supply Technologies and Applications,2006,9(3) 9-16.
- [11] 陈登锴,王君艳. Boost 功率因数校正器在三种工作模式下特性的比较[J]. 现代电子技术,2007(11):103-105.
- CHEN Dengkai,WANG Junyan. The characteristic comparison of Boost PFC in three mode[J]. Modern Electronics Technique, 2007(11):103-105.
- [12] 贲洪奇,金祖敏. 一种新型零电流零电压开关功率因数校正全桥变换器[J]. 中国电机工程学报,2004,24(6):162-166.
- BEN Hongqi,JIN Zumin. A novel zero-current and zero-voltage-switching full-bridge converter with power factor correction[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(6):162-166.
- [13] 贲洪奇,冯驳,吴新科. 全桥结构的单级 PFC 电路研究[J]. 哈尔滨工业大学学报,2003,35(4):420-427.
- BEN Hongqi,FENG Bo,WU Xinke. Single stage PFC circuit with full bridge structure[J]. Journal of Harbin Institute of Technology,2003,35(4):420-427.
- [14] 冯波,徐德鸿. 1 kW 复合有源箝位功率因数校正变换器[J]. 中国电机工程学报,2005,25(3):33-37.
- FENG Bo,XU Dehong. 1 kW PFC converter with compound active-clamping[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(3):33-37.
- [15] 吴晓波,秦松,严晓浪. 一种新型最小电压有源箝位 PFC 控制器[J]. 微电子学,2006,36(2):233-236.
- WU Xiaobo,QIN Song,YAN Xiaolang. A novel minimum-voltage active-clamping PFC controller[J]. Microelectronics,2006,36(2): 233-236.

(编辑: 柏英武)

作者简介:

刘青移(1986-),男,河南洛阳人,硕士研究生,研究方向为有源功率因数校正技术及其应用(E-mail:liuqingyi86@163.com);

王大庆(1984-),男,吉林延边人,博士研究生,研究方向为有源功率因数校正技术及其应用;

贲洪奇(1965-),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士研究生导师,博士后,研究方向为高频功率变换技术及有源功率因数校正技术。

Active-clamping ZVS single-stage PFC converter

LIU Qingyi,WANG Daqing,BEN Hongqi

(Harbin Institute of Technology,Harbin 150001,China)

Abstract: As the power switches of traditional PFC(Power Factor Correction) converter working in hard-switching mode has high voltage stress,combined with the techniques of phase-shifted full-bridge and active-clamping,a PFC converter based on traditional Boost circuit is proposed,which realizes the power factor correction and DC/DC conversion by single stage circuit. By the active-clamping circuit parallel to the bridge and suitable control strategy,the voltage spike induced during the commutation by the leakage inductance of transformer can be greatly absorbed and the voltage stress of power switches is reduced. Both the bridge switch and clamping switch realize the ZVS(Zero-Voltage-Switching) by making use of the resonance between the leakage inductance of transformer and the parasitic capacitance of switch. The conditions of ZVS operation are obtained by analyzing the working principle of converter. Experimental results verify that the proposed converter realizes near unity power factor,low switch voltage stress and ZVS.

Key words: power factor correction; single stage; active clamping; phase-shifted full-bridge; zero-voltage-switching