

新型单级隔离式半桥 PFC 变换器

张纯江^{1,2}, 周欣洁², 伞国成²

(1. 哈尔滨工业大学, 黑龙江 哈尔滨 150006; 2. 燕山大学, 河北 秦皇岛 066004)

摘要:提出了一种新型单级隔离式半桥功率因数校正变换器拓扑。它能有效减小功率器件的电压过冲, 高频变压器也无需去磁复位处理, 并具有良好的平衡能力。以输入电感电流工作在不连续导电模式(DCM)为例, 分析了电路工作原理, 给出了 200W 变换器的仿真和实验波形, 验证了理论分析的正确性。

关键词:变换器; 功率因数/不连续导电模式

中图分类号: TM464, TM714.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2005)06-0037-03

Novel Single-Stage Isolated Half-Bridge PFC Converter

ZHANG Chun-jiang^{1,2}, ZHOU Xin-jie², SAN Guo-cheng²

(1. Harbin Institute of Technique, Harbin 150006, China; 2. Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract:In this paper, a novel single-stage isolated half-bridge power-factor-correction (PFC) converter is proposed. It can effectively reduce the overshoot voltage of the power devices. The high frequency transformer needn't demagnetization and resetting. In addition, half-bridge structure has good balance ability. The operation principle of this circuit is analyzed in the discontinuous conduction mode (DCM) of the input inductor current. The waveforms of simulation and experiment on a 200W PFC converter are given. The achieved results are in good agreement with academic analysis.

Key words:converter; PF; DCM

Foundation Project:Supported by Hebei Province Education Foundation of China(No.2003139)

1 引言

近些年, 人们提出了许多单级功率因数校正(PFC)电路拓扑和控制方案^[1-3]。与普通的两级 PFC DC/DC 变换器相比, 单级 PFC 变换器把 PFC 级和 DC/DC 变换级结合在一起, 共用一个开关元件和控制系统, 使其控制简单, 成本低, 但多数变换器的功率器件和储能电容要承受较高的电压应力。因此, 在广泛调研和大量仿真研究的基础上, 针对现有单级 PFC 电路的缺陷, 研究了 PFC 电路的拓扑结构, 提出了一种新型单级隔离式半桥 PFC 变换器结构。该半桥结构有许多优势^[4], 它能使电流在正反两个方向变化, 无需去磁复位处理, 并减小了功率器件的电压过冲, 同时, 还具有良好的平衡能力。

2 工作原理

图 1 示出所提的新型电路拓扑。它可看成是 Boost 升压式 PFC 变换器和后级的半桥型 DC/DC 变换器的串联组合。这两个变换器共用功率开关

VT₁ 和 VT₂, 结点 A, B 既是 PFC 单元的输出, 又是 DC/DC 单元的输入。当 PFC 单元工作在不连续导电模式(DCM)下, 电路具有控制简单, 功率因数高, 电感量小等优点。

根据两个功率 MOSFET 的开关状态, 在一个开关周期内, 变换器共有 5 个工作阶段。图 2 示出其最主要工作波形。

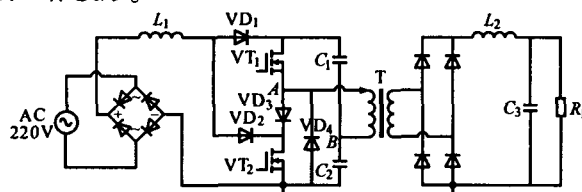


图 1 单级半桥 PFC 电路拓扑

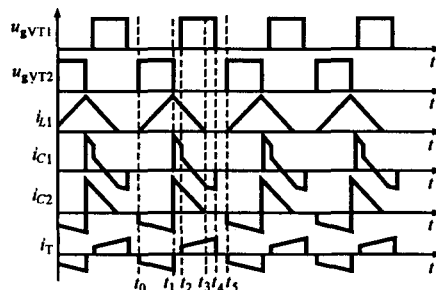


图 2 功率开关的工作波形

电路的各阶段工作模式分析如下:

(1) 模式 1 [$t_0 \sim t_1$] 在 t_0 时刻, VT₁ 关断, VT₂ 导通, 二极管 VD₂ 导通后, 经过 VT₂ 给升压电感 L₁ 充

基金项目: 河北省教委基金资助(2003139)

定稿日期: 2005-10-21

作者简介: 张纯江(1961-), 男, 黑龙江, 教授, 研究方向为高频功率变换及控制技术、功率因数校正技术、高频链逆变及并网技术。

电, L_1 上电流 i_{L1} 逐渐增大; 同时二极管 VD_3 导通, 储能缓冲电容 C_2 放电, 在变压器 T 的初级形成反向电流 $-i_T$, C_2 中也为反向电流 $-i_{C2}$ 。此阶段电路中各量的

$$\text{状态方程为: } \begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U \\ C_2 \frac{du_{C2}}{dt} = -i_T = -i_{Lm} + \frac{i_{L2}}{N} \\ L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = u_{C2} \end{cases} \quad (1)$$

式中 U ——电网电压整流后的直流输入电压
 N ——T 的变比 L_m ——激磁电感
 u_{C2} —— C_2 两端的电压 i_{L2} —— L_2 上的电流
 i_{Lm} ——T 的激磁电流

(2) 模式 2 [$t_1 \sim t_2$] 在 t_1 时刻, VT_2 关断, 此时 VT_1 仍关断, T 的初级无法形成回路, i_T 为零。 L_1 开始放电, VD_1 导通, i_{L1} 逐渐减小; 储能缓冲电容 C_1 和 C_2 中的电流 i_{C1} 和 i_{C2} 也逐渐减小, 但 C_1 和 C_2 始终处于充电过程, C_1 和 C_2 的串联等效为电容 C 。此阶段电路中各量的状态方程为:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + u_{C1} + u_{C2} = U \\ C \frac{du_C}{dt} = i_{L1} \end{cases} \quad (2)$$

(3) 模式 3 [$t_2 \sim t_3$] 在 t_2 时刻, VT_1 导通, VT_2 关断, L_1 继续放电, i_{C1} 突然减小, 减小值等于 i_T , 即 T 的初级电流。原因是当 VT_1 导通时, C_1 开始通过 VT_1 放电, 电流流过 T 的初级, 放电电流与电感的充电电流方向相反, 所以表现为 i_{C1} 突然减小。此阶段电路中

$$\text{各量的状态方程为: } \begin{cases} i_{L1} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + i_{Lm} + \frac{i_{L2}}{N} \\ u_{C1} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \\ C_2 \frac{du_{C2}}{dt} = i_{Lm} + \frac{i_{L2}}{N} \\ u = L_1 \frac{du}{dt} - u_{C1} + u_{C2} \end{cases} \quad (3)$$

(4) 模式 4 [$t_3 \sim t_4$] 在 t_3 时刻, VT_1 仍然导通, VT_2 关断, 此时 i_{L1} 减小到零。 C_1 继续放电, 提供 T 的 i_T , i_T 为正向电流, 即 $i_T = i_{C1}$, C_2 因无法形成回路, 所以 $i_{C2} = 0$ 。此阶段电路中各量的状态方程为:

$$\begin{cases} C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_{Lm} + \frac{i_{L2}}{N} \\ u_{C1} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

(5) 模式 5 [$t_4 \sim t_5$] 在 t_4 时刻, VT_1 关断, VT_2 仍关断, 由于二极管 VD_4 反向关断, i_{C1} 为零, i_T 也为零, 电路中没有电流流过。

由上可得, 当 PFC 级电感电流工作在 DCM 时, 电路具有下述优势: ①输入侧工作在 DCM 下, 自动

实现了 PFC; ②通常的 Boost 型变换器, C_1 和 C_2 在开关断开后, 由于 i_{L1} 不能突变, 将产生极性为左负右正的电势, 并与输入电源叠加, 使 C_1 和 C_2 承受较高的电压应力, 而该电路的半桥结构解决了这个问题, C_1 和 C_2 分担升压后的电压, 且 u_{C1} 和 u_{C2} 基本保持恒定; ③半桥结构具有对 T 的漏感的续流回路, 所以功率器件的电压过冲小; ④由于流过 T 的 i_T 为正、反两个方向, 所以 T 的磁芯不断被正、反向磁化, 无需对隔离式变换器进行去磁复位处理。

3 参数设计

变换器的性能指标: 输入电压有效值 $U_{inrms} = 220V$; 输出直流电压 $U_o = 48V$; 输出功率 $P_o = 200W$; 开关频率 $f_s = 50kHz$ 。该变换器的关键是 L_1 的设计。设输入整流电压为 U , 电压峰值为 U_m , 一个周期 T_s 内的开关导通时间为 t_{on} , 则: $U = U_m |\sin \omega t|$ (5)

设电感放电时间为 t_f , 若电路工作在 DCM 下, 应保证: $t_{on} + t_f < T_s$ (6)

下面从能量平衡的角度来计算 L_1 的值, 使 i_{L1} 处于连续和断续的临界点, 即 $t_{on} + t_f = T_s$ 。

把主电路看作一个简单的 Boost 型电路来研究, 可证明当 U 在峰值 U_m 处时, $t_{on} + t_f$ 最长, 即在 U_m 处最容易出现电流连续, 所以只要保证在 U_m 处的 i_L 断续, 就能使电路工作在 DCM 状态。

$$\text{当开关导通时有: } L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_m \quad (7)$$

$$i_{L1} \text{ 的峰值为: } I_{Lm} = \frac{U_m}{L_1} t_{on} \quad (8)$$

$$\text{当开关关断时, 有: } L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_m - U_c \quad (9)$$

$$\text{所以: } I_{Lm} = \frac{U_c - U_m}{L_1} t_f \quad (10)$$

$$\text{即: } \frac{U_m}{L_1} t_{on} = \frac{U_c - U_m}{L_1} t_f \quad (11)$$

式中 U_c ——直流母线电压平均值

针对所提半桥电路, 为防止两个功率 MOSFET 上下直通, 取 $t_{on} = 0.4T_s$, 即占空比 $d = 0.4$ 来计算各参数值。在临界条件下, $U_c = U_m / (1 - d) = 520V$, 当 P_o 为 200W 时, 等效负载为 $R_o = U_c^2 / P_o = 1352\Omega$ 。

对于 L_1 , 放电过程放出的能量为:

$$E_1 = \frac{1}{2} I_{Lm}^2 L_1 \quad (12)$$

$$\text{负载吸收的能量为: } E_2 = P_o t_f = \frac{U_c^2}{R_o} \frac{U_m t_{on}}{U_c - U_m} \quad (13)$$

由式(8)和式(10)得:

$$t_{on} = L_1 \frac{I_{Lm}}{U_m} \quad (14)$$

$$t_f = L_1 \frac{I_{Lm}}{U_c - U_m} \quad (15)$$

$$\text{因 } t_{on}+t_l < T_s, \text{ 故: } \frac{L_1 U_c I_{Lm}}{U_m(U_c-U_m)} < T_s \quad (16)$$

$$\text{又因 } E_1=E_2, \text{ 故: } \frac{1}{2} I_{Lm}^2 L_1 = \frac{U_c^2 U_m t_{on}}{R_o(U_c-U_m)} \quad (17)$$

$$\text{可推出: } I_{Lm} = U_c \sqrt{\frac{2U_m t_{on}}{R_o L_1(U_c-U_m)}} \quad (18)$$

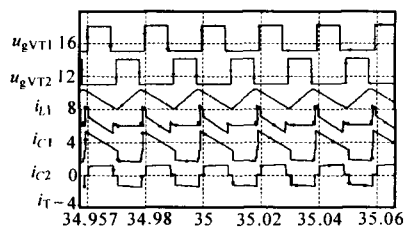
$$\text{将式(16)代入式(14), 可得 } L_1 < \frac{T_s U_m(U_c-U_m)^3 R_o}{2U_c^4 d} =$$

1.33mH。

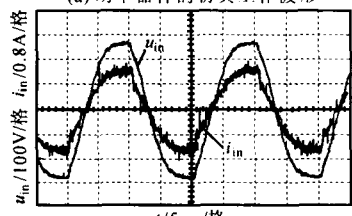
为保证电感电流的断续, 同时考虑到实际电路能量传递过程中的损耗, 所提电路中的 L_1 取为 1mH。

4 仿真和实验结果

采用 PSPICE 软件对电路进行仿真分析。图 3a



(a) 功率器件的仿真工作波形



(b) u_{in} 和 i_{in} 的实验波形

图 3 仿真和实验波形

示出开关的驱动电压 u_{gVT1} 和 u_{gVT2} , i_{L1} , i_{C1} 和 i_C2 及 i_T 的仿真波形; 图 3b 示出输入电压 u_{in} 和输入电流 i_{in} 的实验波形。由图可见, 变换器能获得近似正弦且与 u_{in} 同相位的 i_{in} , 输入电流的总谐波畸变率 $THD=$

6.8%, 输入电流畸变率较大的原因是因为输入电压畸变率大而造成的, 其功率因数为 0.985。

5 结论

分析了所提新型单级半桥 PFC 电路的工作原理, 它可减小功率器件的电压过冲, 并且变压器电流可正反向工作, 无需去磁复位处理, 获得了较高的变换效率。给出了主要参数的详细设计步骤, 并通过仿真和实验进行了验证, 变换器能获得近似正弦并与输入电压同方向的输入电流, 且功率因数近似为 1。

参考文献

- [1] Jindong Zhang, Fred C Lee, Milan M Jovanovic. An Improved CCM Single-Stage PFC Converter With a Low Frequency Auxiliary Switch [J]. IEEE Trans. on Power Electronics. 2003, 18(1):44~50.
- [2] 李云秀, 邬伟扬, 赵清林. 带有源箝位和软开关的单级隔离式 PFC 变换器[J]. 电力电子技术, 2001, 35(3):1~3.
- [3] Qun Zhao, Fred C Lee, Fu-sheng Tsai. Voltage and Current Stress Reduction in Single-Stage Power Factor Correction AC/DC Converters With Bulk Capacitor Voltage Feedback. IEEE Trans. on Power Electronics [J]. 2002, 17(4):477~484.
- [4] Kyoung-Wook Seok, Bong-Hwan Kwon. A Novel Single-Stage Half-Bridge AC-DC Converter With High Power Factor[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2001, 48(6): 1219~1225.

(上接第 36 页)

可见, 在各次谐波中仍有 3, 5, 7, 9 等次谐波, 究其原因, 由于 PFC 的 VS_2 的最大占空比限制在 0.7, 当 u_{in} 在过零附近, 即使开关占空比最大, 其输入电流 i_{in} 都不能跟踪指令信号, 因此 i_{in} 中含有一些低次谐波。由 i_{in} 频谱可见, 即使装置功率进一步增大或多台并联使用也能满足 IEC 61000-3-2 谐波标准的要求, 从而达到良好的效果。

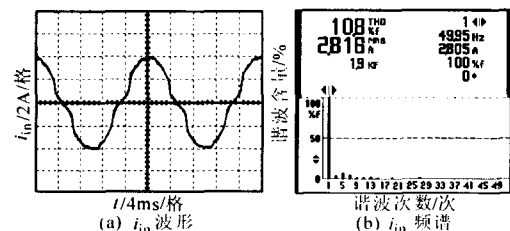


图 4 输入电流 i_{in} 及 i_{in} 频谱

4 结论

提出了一种基于桥式电路的单级 PFC 变换器拓扑, 并对其性能及控制方式进行了详细研究。结果表明, 该电路拓扑的输入输出均工作于电流连续模

式, 适合于大功率场合, 而且运用该电路拓扑可降低电路损耗, 并使输入电流的 THD 比较低, 克服了现有单级 PFC 变换器电路的缺点。

参考文献

- [1] Jindong Zhang, Jovanovic M M, Lee F C. Comparison Between CCM Single-stage and Two-stage Boost PFC Converters[A]. APEC '99 Fourteenth Annual[C]. 1999:335~341.
- [2] Yim Shu Lee, Kam-Wah Siu, Bo-Tao Lin. Novel Single-stage Isolated Power-factor-corrected Power Supplies with Regenerative Clamping[J]. IEEE Trans. on Industry Applic. 1998, 34(6): 1299~1308.
- [3] 许化民, 阮新波, 严仰光. 单级功率因数校正 AC/DC 变换器的综述[J]. 电力电子技术, 2001.35(1):56~60.
- [4] Weihong Qiu, Wenkai Wu, Shiguo Luo, et al. A Bi-flyback PFC Converter with low Intermediate bus Voltage and Tight Output Voltage Regulation for Universal Input Applications [A]. APEC Seventeenth Annual IEEE '02[C]. 2002:256~262.