

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2014.02.010

UC3842 双管正激式单级 PFC 变换器研究

陈明, 肖强晖

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 应用双管正激式单级 PFC 的拓扑结构, 并通过复用 MOSFET 开关管, 设计了一台基于 UC3842 的双管正激式单级 PFC 变换器样机。详细介绍了变换器的系统结构、主电路工作原理和驱动电路。通过对样机进行实测, 得出其输出电压为 48 V, 输出功率为 100 W, 能够将储能电容两端电压控制在允许范围之内, 且实现了输入与输出之间的电气隔离。测试结果表明, 所设计样机的性能指标满足设计要求。

关键词: UC3842; 功率因数校正; 双管正激式; 单级

中图分类号: TN876

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2014)02-0046-06

Design of Dual-Transistor Forward Single Stage PFC Converter Based on UC3842

Chen Ming, Xiao Qianghui

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: A UC3842-based PFC converter is designed by means of dual-transistor forward single stage PFC topological structure and multiplex MOSFET switch, and the system structure, main circuit work principle and drive circuit are introduced. Through the measurements of the prototype, the output voltage of 48 V and the output power of 100 W are obtained. The voltage between the two poles of the energy storage capacitor is controlled within the allowable range and the electrical isolation between the input and output is achieved. The testing result indicates that the performance index of the prototype meets the design requirements.

Keywords: UC3842; power factor correction (PFC); dual-mosfet forward; single-stage

0 引言

最近几十年来, 开关电源因其效率高、体积小、功耗低等优势, 在电源领域逐渐占据了主导地位。与此同时, 它给电网带来的危害也逐年增加。随着生活水平的提高, 人们对此越来越关注。以前的电源功率因数普遍偏低, 并且其无功分量大部分是高次谐波^[1]。为了解决谐波污染日益突出的问题, 可以采用如下 2 种解决方案: 一种是直接给电力电子设备装设谐波补偿器进行谐波补偿; 另一种则是对电

力电子设备本身进行改进, 让其能够校正功率因数, 从而达到提高功率因数的目的。目前, 国内外的公司与厂家大多采用功率因数校正 (power factor correction, PFC) 方法来提高设备的功率因数。

功率因数 λ 是用来衡量电源对电网供电质量好坏的一个重要指标, 其表达式为

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_R \times I_R} = \frac{V_R \times I_1 \cos \varphi}{V_R \times I_R} = \frac{I_1 \cos \varphi}{I_R} = \gamma \cos \varphi。$$

式中: P 是输入端的有功功率;

收稿日期: 2014-02-27

基金项目: 湖南省教育厅科研基金资助项目 (13C023)

作者简介: 陈明 (1988-), 男, 湖南常德人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为 DC/DC 和 DC/AC 功率变换器,

E-mail: cmzzgd@163.com

S 是输入端的视在功率;
 V_R 和 I_R 分别是电网电压和电流的有效值;
 I_1 为基波电流的有效值;
 λ 为电网电流波形畸变因数, 且 $\lambda=I_1/I_R$;
 $\cos\phi$ 为基波电压和基波电流的相移因数^[1]。

本研究拟设计一台基于 UC3842 的 PFC 变换器的样机, 应用双管正激式单级 PFC 的拓扑结构, 及最新的控制方式, 让变换器在输出稳定的同时能够保

证高功率因数, 以期为解决谐波污染问题提供一定的参考依据。

1 系统结构

双管正激式单级 PFC 变换器主要包括主电路、控制电路、补偿电路、驱动电路、电压电流反馈电路等部分, 其整体原理框图见图 1。

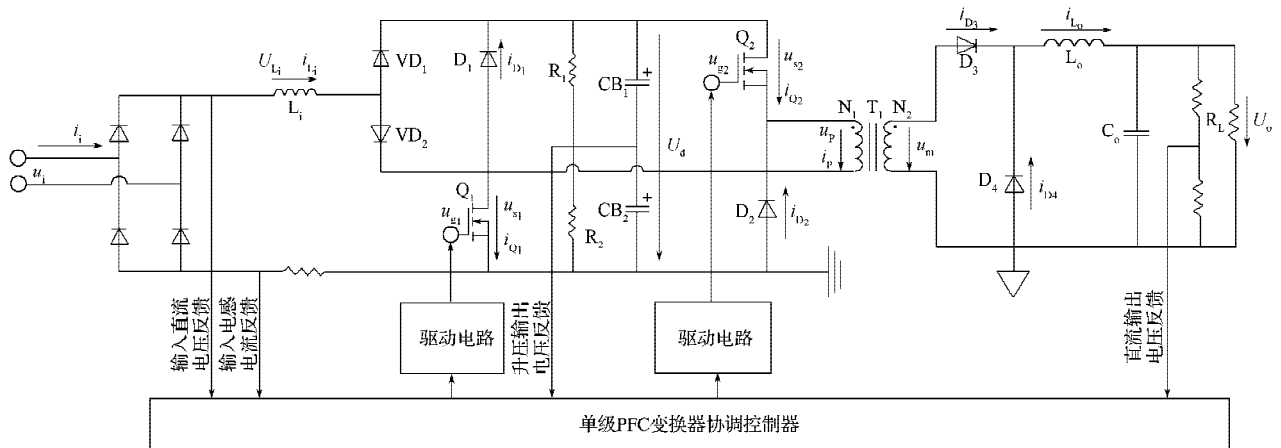


图1 双管正激式单级 PFC 变换器系统原理框图

Fig. 1 Schematic diagram of dual-transistor forward single-stage PFC converter

图 1 所示双管正激式单级 PFC 变换器中, 主电路的功能主要是将交流电整流成直流电, 并且传递给隔离变压器; 控制电路的作用主要是不断地调控 PWM 控制波的占空比, 并且将所输出的波形变换为驱动信号; 补偿电路的主要功能则是协助控制电路工作; 驱动电路的主要功能是将高端与低端输入输出信号进行隔离; 电压电流反馈电路的主要功能则

是为了稳定输出而提供反馈电压和反馈电流。

2 主电路工作原理

2.1 变换器拓扑结构介绍

双管正激式单级 PFC 变换器电路的拓扑结构如图 2 所示。

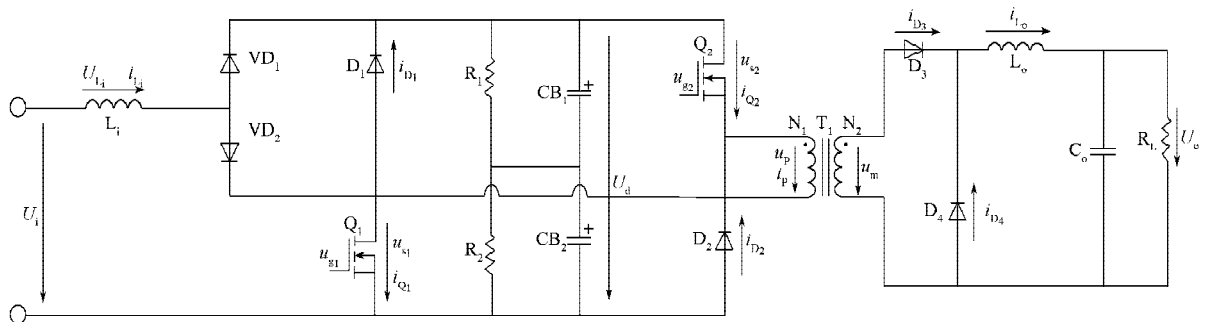


图2 双管正激式单级 PFC 变换器拓扑结构原理图

Fig. 2 Schematic diagram of dual-transistor forward single-stage PFC converter topological structure

图 2 中, Q_1 和 Q_2 为主开关管, 它们由同一路驱动波形驱动; 由输入电感 L_1 与二极管 VD_1 和 VD_2 所构成的三端结构, 用来实现 PFC 功能; D_1 和 D_2 为续流二极管, 其作用是使变压器磁复位, 形成完整的回路; 变压器 T_1 为正激式高频隔离变压器; D_3 为变压器副边续流二极管, 其作用是为了使输出电感 L_0 和

输出电容 C_0 续流, 形成完整的回路; L_0 和 C_0 构成了一个比较完善的输出滤波系统; R_L 为负载。

2.2 变换器拓扑结构的工作原理

双管正激式单级 PFC 变换器电路的拓扑结构在稳态工作时的原理图如图 3 所示。在其工作时, 把开关所经历的周期分为 4 个模态进行分析, 图 4 为每个

模态分别工作时的等效电路图^[2]。此处假设：1) 所有的元器件都为理想器件；2) 各个元器件的电流电压参考方向如图2所示；3) 输入端的升压电感 L_i 必须工作在电流断续模式才能实现PFC功能，输出滤波电感 L_o 则应该工作在电流连续模式。此外，为了方便说明，规定图4中的实线部分表示有电流流过，虚线部分则表示没有电流流过。

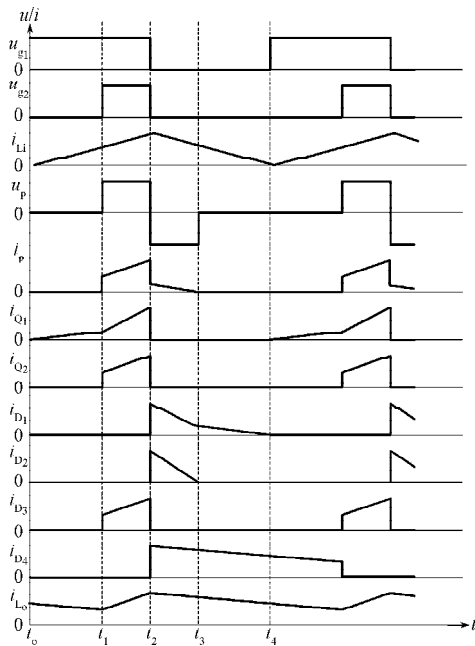


图3 双管正激式单级PFC拓扑结构稳态时原理波形图
Fig. 3 The steady-state waveform of dual-transistor forward single-stage PFC topological structure

1) 模态1 [$t_0 \sim t_1$]

模态1的等效电路如图4中的图a所示。此时开关管 Q_1 是导通的，而开关管 Q_2 则是关断的，因此续流二极管 D_1, D_2 中都没有电流流过，电源直接给输入端电感 L_i 充电，所以 i_{L_i} 呈线性增长；同时，在变压器副边则由输出电感、续流二极管和负载共同构成一个回路。

2) 模态2 [$t_1 \sim t_2$]

模态2的等效电路如图4中的图b所示。此时开关管 Q_1, Q_2 都是导通的，但是 D_1 和 D_2 却都没有电流流过，电源继续给升压电感 L_i 充电，而储能电容则通过开关管、变压器及二极管 D_3 给负载输送能量。此时变压器原边电压 u_p 在数值上与储能电容 C_d 上的电压 U_d 相等，原边电流 i_p 变大，这时变压器副边的电压为正， D_3 有电流流过， D_4 则截止，流过电感 L_o 的电流 i_{L_o} 变大。

3) 模态3 [$t_2 \sim t_3$]

模态3的等效电路如图4中的图c所示。此时开关管 Q_1 和 Q_2 都没有电流流过，变压器原边的电压正

负极正好跟之前反过来， D_1, D_2 都有电流流过。电源和输入电感 L_i 通过续流二极管 D_1 向储能电容充电；而在变压器副边， D_3 截止， i_{L_o} 通过续流二极管 D_4 给负载输送电能。

4) 模态4 [$t_3 \sim t_4$]

模态4的等效电路如图4中的图d所示，此时 Q_1 和 Q_2 依然没有电流流过，而此时隔离变压器中的能量已经全部释放完毕。其原边电压变为0，所以续流二极管 D_2 没有电流流过，而输入电感 L_i 续流，并通过 D_1 形成完整回路。在变压器副边，输出电感 L_o 和输出电容 C_o 继续给负载供电，经过续流二极管 D_4 形成回路。

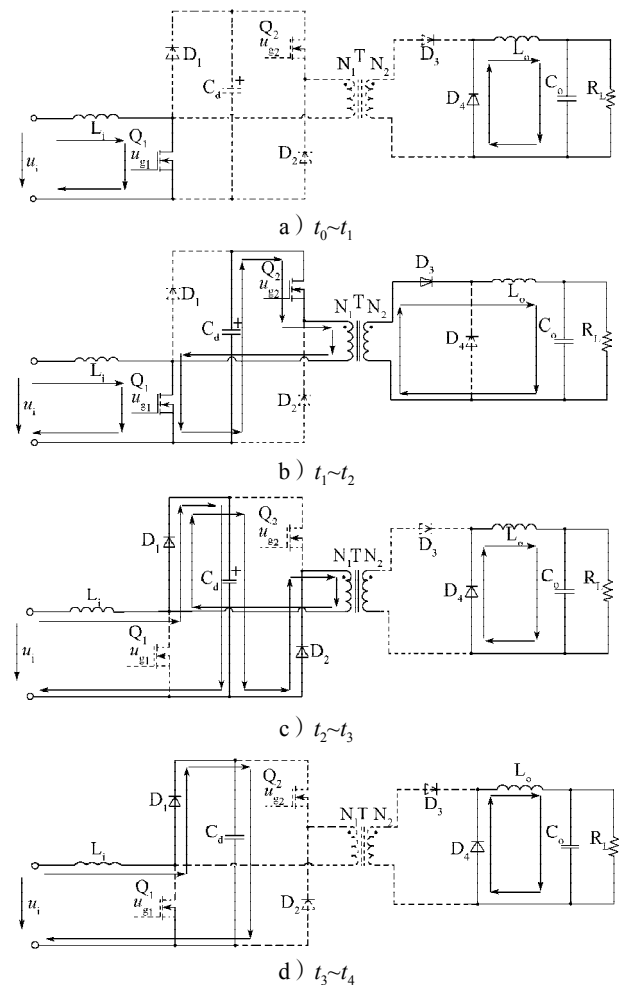


图4 双管正激式单级PFC拓扑结构各工作模态等效电路
Fig. 4 The operation modal equivalent circuit of dual-transistor forward single-stage PFC topological structure

3 驱动电路

3.1 控制芯片UC3842简介

UC3842是由美国Unitor公司生产的一款性能较好的电流控制型脉宽调制芯片。该调制器只有一路输出，能够直接驱动双极型功率管和场效应管。其

主要优点是管脚数量较少, 只有 8 个引脚; 需要搭建的外围电路较为简单, 而且有很多应用实例; 其电压调整率可达 0.01%; 工作频率高达 500 kHz; 所需启动电流较小 (1 mA), 其正常工作所需电流为 5 mA; 可通过连接高频变压器与电网实现隔离。UC3842 由振荡器、具有温度补偿的高增益误差放大器、图腾柱输出电路、电流检测比较器、输入和基准欠电压锁定电路以及 PWM 锁存器电路组成, 它是驱动功率 MOSFET 的理想器件。UC3842 的内部框架和引脚如图 5 所示。

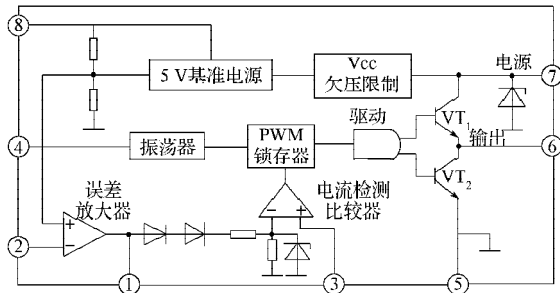


图 5 UC3842 结构原理图

Fig. 5 UC3842 structure diagram

图 5 中各个引脚的功能如下:

①脚输出误差放大器的信号, 其外接电阻及电容是为了让该模块的作用效果更好;

②脚输入外电路反馈电压, 然后与芯片中误差放大器产生的 2.5 V 基准电压比较, 得出电压误差, 以实现脉冲宽度调制;

③脚为采样电流输入端, 通过采样电流调节芯片输出的 PWM 波形占空比;

④脚为时间控制端, 其振荡器开始工作的频率由外面串联的电阻与电容的参数决定, 计算公式为 $f=1.8/(R_T \times C_T)$;

⑤脚是公共接地端;

⑥脚为 PWM 波形输出端, 其上升或下降的时间都很短 (仅为 50 ns), 驱动能力在 -1~+1 A 之间;

⑦脚是芯片供电端, 当电压太低或太高时会锁定, 芯片功率损耗很低, 只有 15 mW;

⑧脚作为基准电压 (5 V) 输出端, 其负载能力的大小为 50 mA。

3.2 电路原理图

驱动电路的电路原理图如图 6 所示。

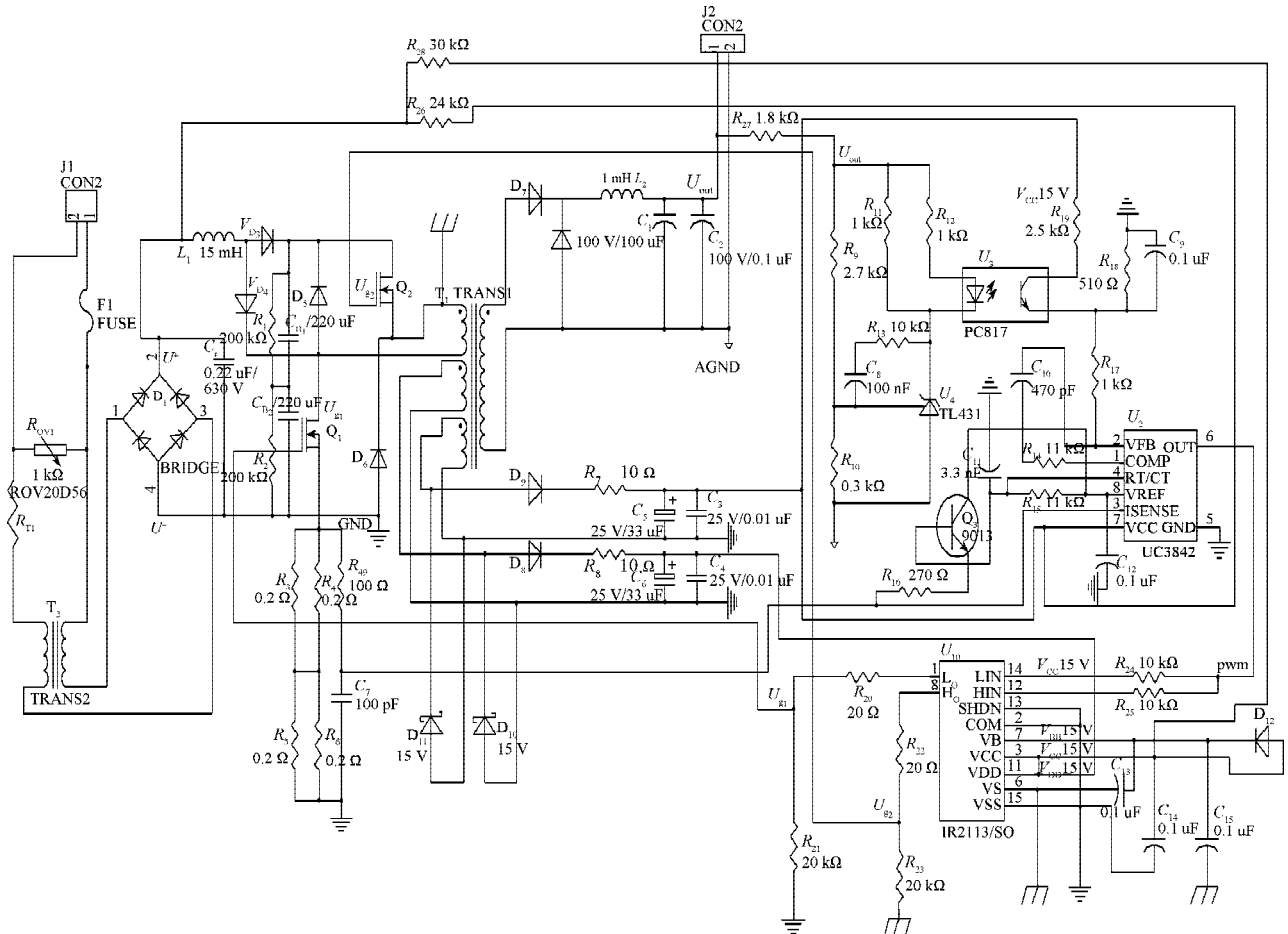


图 6 电路原理图

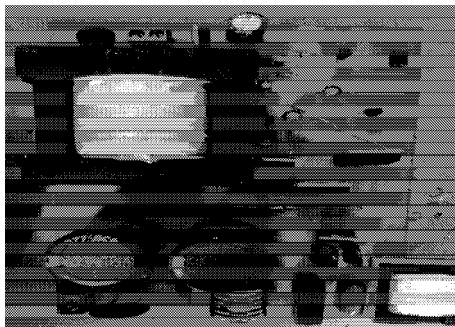
Fig. 6 The circuit principle diagram

3.3 电路工作原理

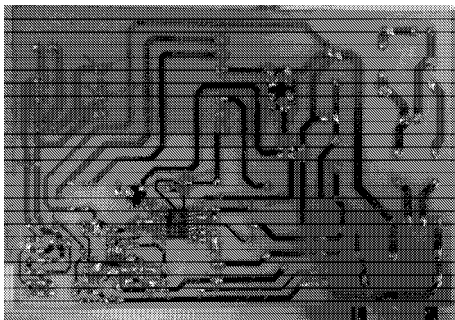
驱动电路是用来驱动开关管的,其输入信号 PWM 来自 UC3842 的 6 脚输出的 PWM 信号,此处在两路输入信号前端串联 $10\text{ k}\Omega$ 的电阻 R_{24} 与 R_{25} ,其作用是为了防止输入芯片的信号过高而烧坏芯片。 H_0 与 L_0 端输出的信号作为驱动信号,分别驱动主电路中的开关管 Q_2 与 Q_1 。图 6 中 R_{20} 和 R_{22} 接在 MOS 管的栅极, R_{21} 和 R_{23} 则为 MOS 管的栅源电阻。加入栅极电阻,可以有效抑制 MOS 管寄生振荡,但是其阻值大小的选择要适当。因为如果阻值选择过大,会降低开关速度,增大开关损耗;但如果阻值选择过小,则会导致关断时间过短,关断时会在漏极产生很高的尖峰电压^[3-4]。栅源电阻的作用是为 MOS 管的输入电容释放能量提供通路,还可以防止器件误导通。本研究中,栅极电阻阻值取 $20\ \Omega$,栅源电阻阻值取 $20\text{ k}\Omega$ ^[5-6]。

4 实验结果与分析

根据以上工作原理和参数设计值,设计了实际电路,实物电路板如图 7 所示。



a) 正面



b) 反面

图 7 实物电路板

Fig. 7 Physical circuit board

对所设计的双管正激式单级 PFC 变换器样机进行实测,其输入电压与输入电流的波形如图 8 所示。其中,通道 CH1 显示的是电压波形,通道 CH2 显示

的是从电流检测电阻上检测到的电流波形。

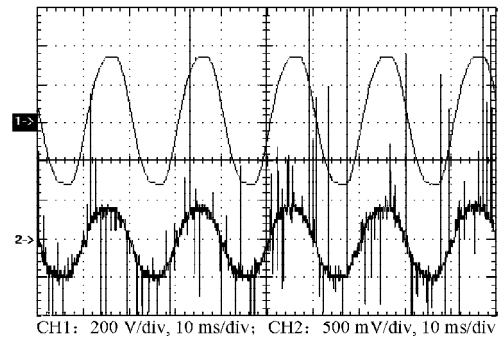


图 8 输入电压与输入电流波形图

Fig. 8 The waveform of input voltage and input current

从图 8 所示输入波形图可以看出:电流波形的相位基本与输入交流电压波形一样,这也说明本研究所设计的样机达到功率因数校正的目的。且可以看出,其输出电压为 48 V ,输出电流为 2.08 A ,故其输出功率为 100 W 。

变换器样机的输出电压波形图如图 9 所示。

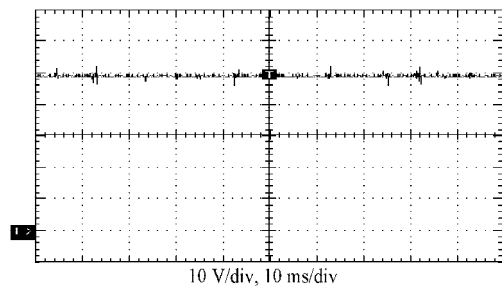


图 9 输出电压波形

Fig. 9 The output voltage waveform

从图 9 所示输出电压波形可以看出:输出的直流电压很稳定,其大小与设计值的初始值基本一致。

通过对样机进行的实测,验证了之前所做的理论分析是正确的。其结果表明,该变换器可以对输入电流进行校正,也能够稳定系统的输出电压,达到了预期的设计效果,并且实现了隔离输出,提高了系统的安全性能。

5 结语

在本研究中,所设计的双管正激式单级 PFC 变换器将 BOOST 型 PFC 变换器跟双管正激式变换器的优点结合在一起,通过复用 MOSFET 开关管,使整个电路既能实现功率因数校正,又能达到高功率因数,还可保证其输出直流电压的稳定性。双管正激式结构比较适合设计中大型输出功率的变换器。因为本研究设计的样机应用新型技术,性能更高,可以满足新的行业标准,所以具有不错的应用前景。

参考文献:

- [1] 陈坚,康勇. 电力电子学: 电力电子变换和控制技术[M]. 2版. 北京: 高等教育出版社, 2004: 4-5.
Chen Jian, Kang Yong. Power Electronics: Power Electronic Transformation and Control Technology[M]. 2nd ed. Beijing: Higher Education Press, 2004: 4-5.
- [2] 裴云庆,倪嘉,董晓伟,等. 基于桥式电路的单相大功率单级变换器拓扑及控制方法: 中国, 1599221A[P]. 2005-03-23.
Pei Yunqing, Ni Jia, Dong Xiaowei, et al. Bridge Circuit-Based Single Phase and High-Power Single-Stage Converter Topology and Control Method: China, 1599221A[P]. 2005-03-23.
- [3] Chow M H L, Yim Shu Lee, Tse C K. Single-Stage Single-Switch Isolated PFC Regulator with Unity Power Factor, Fast Transient Response and Low Voltage Stress[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(1): 156-163.
- [4] 肖强晖,周万传. 基于瞬时功率流向法判定PWM变流器瞬时工作状态的研究[J]. 湖南工业大学学报, 2008, 22(4): 61-63.
Xiao Qianghui, Zhou Wanchuan. Research on Determining the PWM Converter Based on the Instantaneous Power Direction Under Instantaneous Working State[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2008, 22(4): 61-63.
- [5] 陈德锋,肖强晖. 一种Buck型恒流源的输入特性研究[J]. 湖南工业大学学报, 2009, 23(6): 49-51.
Chen Defeng, Xiao Qianghui. Research on the Input Characteristics of a BUCK-Type Constant-Current Power [J]. Journal of Hunan University of Technology, 2009, 23(6): 49-51.
- [6] 肖强晖. 现代电力电子技术[M]. 北京: 光明日报出版社, 2002: 117-122.
Xiao Qianghui. Modern Power Electronic Technology[M]. Beijing: Guang Ming Daily Press, 2002: 117-122.

(责任编辑: 廖友媛)

(上接第32页)

参考文献:

- [1] Trevor G D, Rowland R, Kuang-Hsiang C. Passive Pressure During Seismic Loading[J]. Geotechnical and Engineering, 1986, 112(4): 479-483.
- [2] Youwai S, Bergado D T. Numerical Analysis of Reinforced Wall Using Rubber Tire Chips-Sand Mixtures as Backfill Material[J]. Computers and Geotechnics, 2004, 31(2): 103-114.
- [3] Marandi S M. Reducing the Forces Caused by Earthquake on Retaining Walls Using Granulated Rubber-Soil Mixture [J]. IJE Transactions B: Applications, 2011, 24(4): 337-350.
- [4] 岁小溪. 橡胶颗粒-砂混合物隔震性能研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2009.
Sui Xiaoxi. The Study on Seismic Isolation Performance of Granulated Rubber-Sand Mixture[D]. Changsha: Hunan University, 2009.
- [5] 中华人民共和国国家标准编写组. GB/T50123—1999土工试验方法标准[S]. 北京: 中国计划出版社, 1999: 74-114.
The National Standards Compilation Group of People's Republic of China. GB/T50123—1999 Standard for Soil Test Method[S]. Beijing: China Planning Press, 1999: 74-114.
- [6] 谢定义. 土动力学[M]. 北京: 高等教育出版社, 1988: 286-290.
Xie Dingyi. Soil Dynamics[M]. Beijing: Higher Education Press, 1988: 286-290.

(责任编辑: 申剑)

