

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2013.01.013

一种高功率因数单级 PFC 变换器的研究

朱永祥, 朱敏, 邓钾泽

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 针对传统 LED 驱动电源功率因数较低的问题, 将单级 PFC 变换器和双管正激式 DC/DC 变换器结合在一起, 提出了一种双管正激式单级 PFC 变换器电路结构。该变换器共用输入端主开关管、续流二极管, 在同一套控制电路作用下, 既有 Boost 型 PFC 功能, 又符合双管正激式变换器拓扑结构, 大大简化了电路结构。实验样机测试结果表明, 该变换器能够实现高输入功率因数和高变换效率, 具有结构简单、控制容易、成本低廉等优点, 适用于用做中小功率 LED 驱动电源。

关键词: 功率因数校正; 双管正激式; 单级

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2013)01-0058-04

Research on a Single-Stage PFC Converter Circuit Based on High Power Factor

Zhu Yongxiang, Zhu Min, Deng Jiaye

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

Abstract: In view of the low power factor of traditional LED drive power, introduces a novel single-stage PFC converter which combined a PFC stage and a two-transistor forward DC/DC converter into one stage with shared input switch and the freewheeling diode. Under the same controller circuit, it has the function of Boost PFC and conforms to the two-transistor forward topological structure, greatly simplifying the circuit structure. The detected result for the experimental prototype shows that the converter achieves high input power factor and high converting efficiency with advantages of simple structure, easy operation and less cost, and is suitable for small and medium power LED driver.

Keywords: power factor correction (PFC); Dual-MOSFET Forward; single-stage

0 引言

随着全球性能源短缺和环境污染问题日益突出, 降低照明耗能已成为世界各国关注的重要问题。发光二极管 (lighting emitting diode, LED) 作为新型光源, 具有高效、节能、无污染及模拟自然光等众多优点, 逐渐成为照明市场的主导产品。为了充分发挥 LED 照明的优势, LED 驱动电源需要具有高效率、

高功率因数、低成本和长寿命等优点^[1]。

传统的 LED 驱动电源如电阻限流、线性调节及电荷载变换控制等方式, 可以实现 LED 亮度调节, 但存在输入功率因数低、转换效率不高等缺点。并且 LED 驱动电源通常封装在灯具内很小的封闭的空间, 对驱动电源的体积也有严格的限制要求^[2]。

本文将 Boost 型 PFC 变换器和正激式 DC/DC 变

收稿日期: 2012-11-25

基金项目: 湖南省科技计划基金资助项目(2012GK3089), 湖南工业大学大学生研究性学习和创新性实验计划基金资助项目(湖工大教字[2012]19号)

作者简介: 朱永祥(1979-), 男, 江苏扬州人, 湖南工业大学讲师, 主要研究方向为电力电子变流技术,

E-mail: zyx1998@sina.com

换器结合在一起, 共用开关管、续流二极管和控制电路, 大大简化了电路结构, 能够实现高输入功率因数和高变换效率。在实验室条件下, 制作了一台额定输出功率为 50 W 的样机, 实验结果表明该变换器的正确性、可行性, 实现了高输入功率因数和高变换效率的双重技术目标^[3], 且具有结构简单、控制容易、成本低廉等优点, 适用于中小功率 LED 驱动电源。

1 电路拓扑结构及其工作原理

1.1 电路拓扑结构

本文分析并设计了一种具有高功率因数的单级双管正激式直流变换器, 其电路拓扑结构如图 1 所示。该电路主要由不控整流电路输入电压 u_i 、Boost 升压型 PFC 电路和双管正激式 DC-DC 变换器、控制电路、驱动电路 5 部分电路组成^[4-5], 其中 Boost 升压型 PFC 电路和双管正激式 DC/DC 变换器电路共用开关管 Q_1 和续流二极管 D_1 。 Q_1, Q_2 为主开关管, 均采用功率场效应晶体管 (metallic oxide semiconductor field effect transistor, MOSFET); L_i 为 PFC 变换器的输入电感, L_o 为输出高频滤波电感; C_d 为 PFC 变换器输出储能电容, C_o 为输出高频滤波电容; D_1, D_2 为 PFC 变换器续流二极管, D_3 为变压器副边整流二极管; D_4 为 L_o 续流二极管; 变压器 T 为正激式高频变压器; R_L 为等效负载。

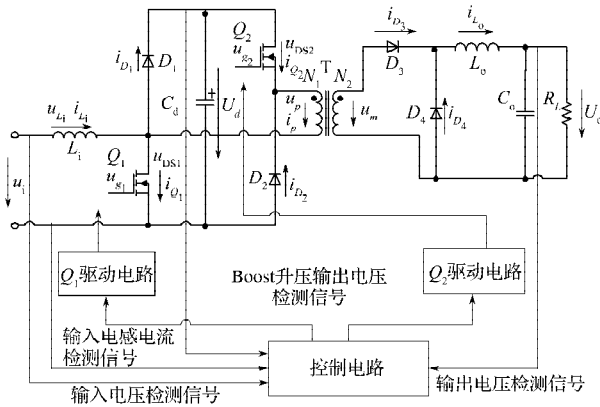


图1 电路原理图

Fig. 1 The circuit schematic diagram

1.2 电路工作原理

为了便于分析, 做如下假设:

- 1) 所有元器件均为理想状态, 效率为 100%;
- 2) 由于开关频率远高于工频, 在一个开关周期内 C_d 两端电压有效值 U_d 是恒定的;
- 3) 输入电感 L_i 工作在电流临界连续状态模式 (boundary conduction mode, BCM), 输出电感 L_o 工作在电流连续模式 (continuous current mode, CCM)。

4) 电路工作在稳定状态。共分为 4 个工作模式, 稳态工作时的原理波形如图 2 所示。

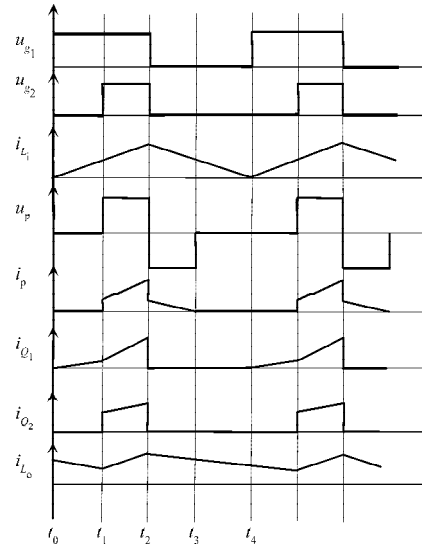


图2 稳态时电路工作波形图

Fig. 2 The waveform of steady-state circuit

Mode 1 (t_0-t_1): Q_1 导通、 Q_2 关断, D_1, D_2, D_3 均截止, D_4 导通。此时形成 2 个回路: 1) 电源 u_i, L_i, Q_1 回路, 电源给 L_i 充电, i_{L_i} 线性上升; 2) D_4, L_o, C_o, R_L 回路, i_{L_o} 通过二极管 D_4 续流, 输出滤波电容 C_o 向负载 R_L 放电, 提供能量。

Mode 2 (t_1-t_2): Q_1, Q_2 均导通, D_1, D_2, D_4 均截止, D_3 导通。此时形成 3 个回路: 1) 电源 u_i, L_i, Q_1 回路, 电源继续给 L_i 充电, i_{L_i} 线性上升; 2) 储能电容 C_d, Q_2 、变压器 T 原边、 Q_1 回路, 储能电容 C_d 通过 Q_2 向变压器 T 原边传递能量, 流过变压器原边的电流 i_p 线性上升; 3) 变压器 T 副边、 D_3, L_o, C_o, R_L 回路, 变压器副边感应电压为正, D_3 正向导通, 流过 L_o 的电流 i_{L_o} 线性上升, 并向负载 R_L 提供能量。

Mode 3 (t_2-t_3): Q_1, Q_2 均关断, D_1, D_2, D_4 均导通, D_3 截止。此时形成 3 个回路: 1) L_i, D_1, C_d 回路, 电源和电感 L_i 通过 D_1 向 C_d 充电; 2) 变压器 T 原边、 D_1, C_d, D_2 回路, 变压器铁心磁通线性下降, 流过变压器 T 原边的电流 i_p 线性下降, 并由 D_1, D_2 流向 C_d , 变压器 T 进行磁复位; 3) D_4, L_o, C_o, R_L 回路, i_{L_o} 通过二极管 D_4 续流, 输出滤波电容 C_o 向负载 R_L 放电, 提供能量。

Mode 4 (t_3-t_4): Q_1, Q_2 关断, D_2, D_3 截止, D_1, D_4 导通。此时形成 2 个回路: 1) 电源 u_i, L_i, D_1, C_d 回路, 当变压器 T 原边电压 $u_p=0$ 时, D_2 截止, 电感 L_i 通过 D_1 续流; 2) D_4, L_o, C_o, R_L 回路, i_{L_o} 通过二极管 D_4 续流, 负载 R_L 依然依靠输出端的电感 L_o 和电容 C_o 中储存的能量供电。电路循环至下一周期。

2 主要参数设计

输入电感 L_i 在功率因数校正电路设计中非常重要, 设输入纹波电流为 Δi_{L_i} (允许电感电流有 20% 的波动), 开关频率为 f_s , D 为电感电流出现最大峰值时的占空比^[6], $U_{in(min)}$ 为变换器输入最小电压, 则

$$L_i = \frac{U_{in(min)} \times D}{f_s \times \Delta i_{L_i}} \quad (1)$$

设变换器最大占空比为 D_{max} , U_D 为二极管的导通压降, n_p 为正激式变压器 T 的原边匝数, n_s 为正激式变压器 T 的副边匝数, 则正激式变压器 T 的变比 n 为

$$n = \frac{n_p}{n_s} = \frac{U_{in(min)} \times D_{max}}{U_o + U_D} \quad (2)$$

为了让电感可靠工作在电流连续状态, 输出端滤波电感最小电感量

$$L_o = \frac{U_o}{2I_o} (1 - D_{max}) T, \quad (3)$$

式中: U_o 为变压器输出电压; I_o 为变压器输出电流。

输出端滤波电容 C_o 的选取要考虑到输出电压纹波参数, U_d 为中间储能电容 C_d 端平均电压。设输出纹波电压为 $\Delta U_{o(p-p)}$, 则

$$\Delta U_{o(p-p)} = \frac{U_o T^2}{8LC_o} \left(1 - \frac{nU_o}{U_d} \right), \quad (4)$$

由式 (4) 可得

$$C_o = \frac{U_o T^2}{8L \Delta U_{o(p-p)}} \left(1 - \frac{nU_o}{U_d} \right). \quad (5)$$

选择中间储能电容 C_d 时要考虑到纹波电流、直流输出电压、输出电压纹波、维持时间等因素, 按

维持时间计算 C_d

$$C_d = \frac{2P_d \times \Delta t}{U_d^2 - U_{d(min)}^2}, \quad (6)$$

式中 $U_{d(min)}$ 为中间储能电容 C_d 端最小电压。

3 控制电路设计

该变换器控制原理框图如图 3 所示。主要由 Boost 升压型 PFC 控制器、PWM 控制器、PWM 脉冲下降沿同步控制器、周期同步控制器组成^[6-7]。

Boost-PFC 控制器采用功率因数校正电路控制集成芯片 UC3854, 采用输入电感平均电流控制方式, 完成输入侧直流电压闭环控制, 控制变换器输入电流跟随输入电压的波形变化, 达到功率因数校正的目

的; 输出电压闭环控制采用电流控制型 PWM 芯片 UC3843 完成; 采用周期同步控制器和下降沿同步控制器协调 UC3854 与 UC3843 之间的工作。

整个控制系统由输入反馈与输出反馈两个闭环控制结构组成, 达到输入功率因数校正以及稳定输出电压的双重目标。

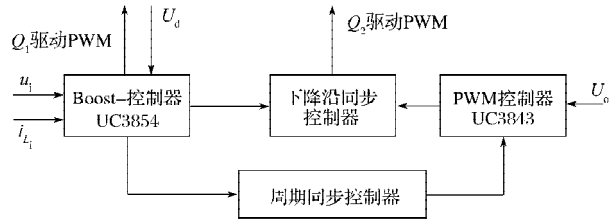


图3 控制电路原理图

Fig. 3 The principle of control circuit

4 实验结果及分析

为了验证设计的正确性, 在实验室条件下完成了一台输入电流为交流 165 ~ 265 V, 输出电压为直流 48 V ($1 \pm 5\%$), 额定输出功率为 50 W 的实验样机。

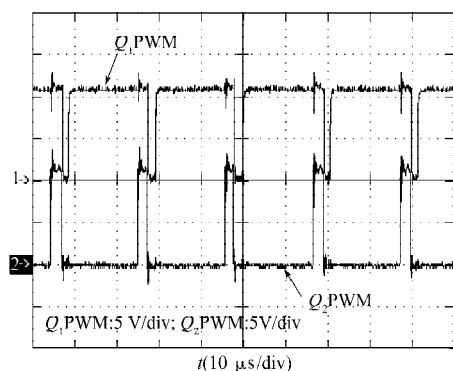
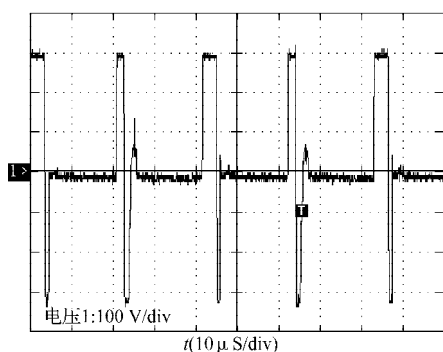
4.1 样机主要参数

样机中的功率开关管 Q_1 和 Q_2 选用 MOSFET FQA13N80, 开关频率 f_s 取 50 kHz, 开关管驱动电路采用 IR2110 芯片, 二极管 $D_1 \sim D_3$ 均选用快恢复二极管 HFA15TB60。其他各主要器件的参数为: 正激式变压器变比 n 为 3:2, 变压器一次侧用直径为 0.24 mm 的漆包线绕 120 匝, 变压器二次侧绕 80 匝。根据式 (1) 计算, L_i 取值为 10 mH; 根据式 (3)、式 (5) 和式 (6) 计算, 选择输出滤波电感 L_o 的值为 2 mH, 输出滤波电容 C_o 选取 20 μ F 电解电容, 耐压值为 100 V, 储能电容 C_d 采用 2 个 220 μ F 电解电容串联, 每个电容的分压为 225 V。

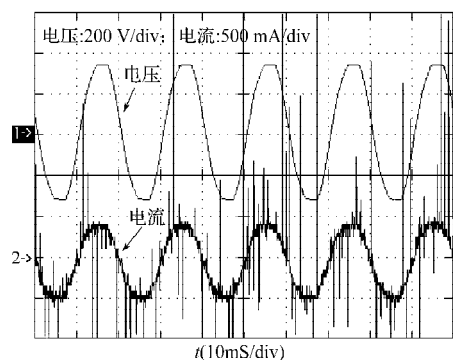
4.2 实验结果分析

实验中, 样机工作在额定状态: 输入电压为 220 V; 负载等效电阻为 48 Ω ; 输出电压为直流 48 V。采用 Tektronix 公司的 TDS2014 测量, 并通过软件 WaveStar 捕获的实验波形, 如图 4 所示。

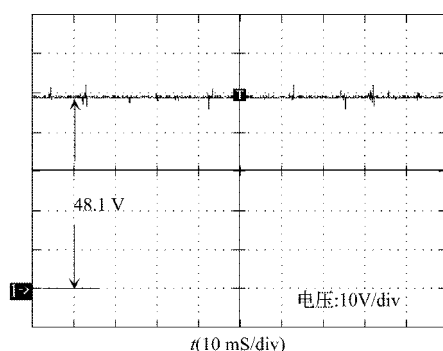
从图 4a 可以看出, Q_1 与 Q_2 的 PWM 驱动波形下降沿完全同步, Q_1 的驱动信号占空比约为 15%; 从图 4b 可以看出正激式变压器线圈绕组磁复位的过程, 磁复位的时间小于 Q_1 导通时间; 从图 4c 可以看出, 样机的输入电流能够很好地跟踪输入电压的波形, 基本上无相位差, 通过电能质量分析仪 FLUKE 43B 测量, 样机的输入功率因数为 0.986; 从图 4d 可以看出, 样机的输出电压为 48.1V, 满足输出电压波动 48 V ($1 \pm 1\%$) 范围的要求。

a) Q_2 , Q_1 PWM 驱动波形

b) 样机变压器副边波形



c) 样机输入电压、电流波形



d) 样机输出电压波形

图4 样机实验波形图

Fig. 4 The prototype experiment waveforms

换器相结合, 设计了一种双管正激式单级 PFC 变换器。样机实验结果表明, 该电路在额定条件下功率因数可以达到 0.98 以上, 能够实现高输入功率因数和高变换效率, 该变换器具有结构简单、成本较低等优点, 可广泛应用于太阳能 LED 路灯等多种高质量电源领域。

参考文献:

- [1] 王舒, 阮新波, 姚凯, 等. 无电解电容无频闪的 LED 驱动电源[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 173-178.
Wang Shu, Ruan Xinbo, Yao Kai, et al. A Novel LED Driver Without Electrolytic Capacitor and Flicker[J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2012, 27(4): 173-178.
- [2] 沈霞, 王洪诚, 许瑾. 基于 SEPIC 变换器的高功率因数 LED 照明电源设计[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(1): 41-46.
Shen Xia, Wang Hongcheng, Xu Jin. Design of LED Lighting Power Supply with High Power Factor Based on SEPIC Converter[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(1): 41-46.
- [3] 朱永祥. 有源箝位正激式单级功率因数校正变换器的仿真实现[J]. 湖南工业大学学报, 2012, 26(3): 68-71.
Zhu Yongxiang. Simulation Realization of Active Clamp Forward Single-Stage PFC Converter[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2012, 26(3): 68-71.
- [4] 杨诗佳, 钱照明, 欧阳茜, 等. 改进型有源箝位正激电路的研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42(5): 29-31.
Yang Shijia, Qian Zhaoming, Ouyang Qian, et al. Study of Improved Active-Clamp Forward Converter[J]. Power Electronics, 2008, 42(5): 29-31.
- [5] 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.
- [6] 刘克承, 李斌. 一种新颖的同步整流有源箝位正激变换器电路[J]. 电力电子技术, 2011, 45(4): 30-32.
Liu Kecheng, Li Bin. A Novel Circuit of the Active Clamp Forward Converter with Secondary Side Synchronous Rectification[J]. Power Electronics, 2011, 45(4): 30-32.
- [7] 严伟加, 谢运祥. 一种新颖有源箝位 ZVS 正激变换器的研究[J]. 通信电源技术, 2007, 24(3): 8-11.
Yan Weijia, Xie Yunxiang. Research on a Novel Active Clamp ZVS Forward Converter[J]. Telecom Power Technologies, 2007, 24(3): 8-11.

5 结语

本文将单级 PFC 变换器和双管正激式 DC/DC 变

(责任编辑: 申剑)