

基于 UC3844 的正激 DC/DC 变换器研究

符海军, 惠 晶

(江南大学 轻工过程先进控制教育部重点实验室, 江苏 无锡 214122)

摘要:为提高纯电动汽车车载 DC/DC 变换器工作的稳定性与安全性,对常规反馈电路存在的问题进行分析和改进,同时对主电路进行限流、过压和过温等安全保护性能的设计。最后通过实验证明:改进反馈电路后的变换器输出电压更稳定,且输出电压纹波较小。

关键词:DC/DC 变换器;纯电动汽车;双管正激;电能变换

中图分类号:TM46

文献标识码:A

Research on two-transistor forward DC/DC converter based on UC3844

FU Hai-jun, HUI Jing

(Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry, Ministry of Education,
Jiangnan University, Jiangsu Wuxi 214122, China)

Abstract: In order to improve the stability and safety of converter, the problem existing in conventional feedback circuit is analyzed and settled, and the design of security protection performance of current limit, over voltage and temperature has been added in main circuit. The experiment proves that the output voltage of converter with improved feedback circuit is more stable and the output voltage ripple is smaller.

Key words: DC/DC converter; electric cars; two-transistor forward; conversion of electrical energy

近年来,纯电动汽车的研发与应用获得迅猛发展。一般纯电动汽车的主要动力与控制电源分别来自 72 V 动力蓄电池与 12 V 控制蓄电池,12 V 蓄电池专为汽车车载电子设备——仪表、照明和 GPS 系统等提供电能,一旦此电瓶或电能变换器出故障,必然造成汽车运行的安全隐患。因此,研究安全、稳定、高效可靠的 DC/DC 变换器对汽车安全运行具有重要意义。国内外科研人员对车载 DC/DC 变换器的拓扑与控制策略不断创新。顾亦磊^[2]介绍一种新颖的双管正激型 DC/DC 变换器,克服了 RCD 复位单管正激变换器开关应力大和励磁能量效率不高的缺点;文献[3-4]分别介绍采用控制以提高变换器动态响应的方法。以上几种方法虽各有优点,但控制算法较复杂,导致电路设计难度与装置成本较高。本文介绍一款采用 UC3844 做为主控芯片的改进型 DC/DC 变换器。该变换器不仅可降低成本,且控制方法简单易行,电源稳定可靠,并能实现宽范围输入,恒电压输出的功能。

1 变换器方案与技术要求

1.1 变换器技术要求

本文研究的 DC/DC 变换器主要技术指标为:输入电压 54 ~ 100 V,输入容量 600 W,输出电压 13.8 V,电流 0 ~ 40 A,工作频率 50 kHz,效率 90% 以上,纹波小于 0.3%。

1.2 变换器解决方案

变换器电路组成如图 1 所示。主要由输入端供电、滤波、高频 DC/DC 变换、PWM 驱动、输入电流检测与输出反馈等几部分组成。

变换器控制方法采用电流与电压双闭环的串级控制结构,如图 2 所示。其中:电流环为内环,实现快速动态响应与限流功能;电压环为外环,实现恒压控制与过压保护功能。变换器控制原理是:给定参数电压信号 U_V^* ,与反馈电压 U_V 进行

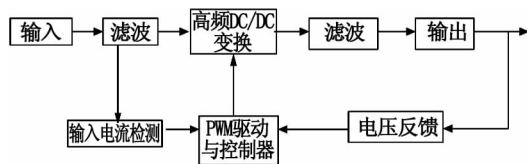


图1 变换器组成图

Fig. 1 Converter component diagram

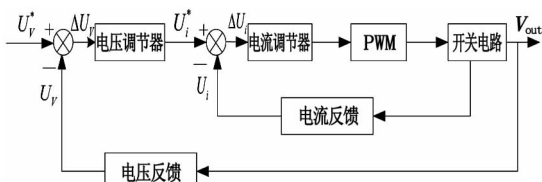


图2 系统控制结构图

Fig. 2 Structure of the control system

比较,得到误差电压 ΔU_v ,经电压调节器控制后输出 U_i^* 作为电流给定信号,该参数信号与经电阻采样后得到的信号 U_i 进行比较,得到电流误差信号 ΔU_i ,再经电流调节器控制一个占空比可调的 PWM 脉冲驱动信号,从而使得输出电压信号 V_{out} 保持恒定。

2 变换器主电路拓扑

双管正激变换器常用于功率较大,电源与负载之间需要隔离的 DC/DC 变换,其典型电路如图 3 所示。

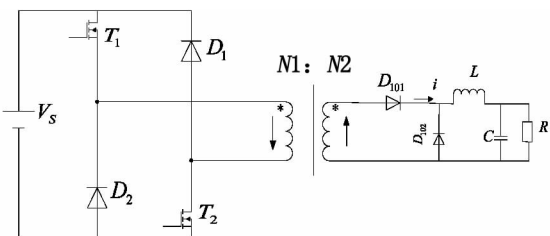


图3 主电路拓扑

Fig. 3 Topology of main circuit

其工作原理是 T_1 与 T_2 同时导通,同时关断。当 T_1 、 T_2 导通时,电源 V_s 经变压器向负载输出功率并使 C 充电。当 T_1 、 T_2 关断时, i 经 D 续流,同时变压器绕组 N_1 励磁电流经 D_1 — V_s — D_2 向电源返回磁能。 D_1 、 D_2 导通使开关管 T_1 、 T_2 承受的电压仅为电源电压 V_s 。这种双管正激电路比单管正激电路多用一个开关管,但其电压低了一倍,同时变压器少一个磁通复位绕组^[5]。与全桥变换器和半桥变换器相比,其每一个桥臂都是由一个二极管和一个开关管组成,可避免桥臂直通的问题,可靠性较高^[6-7]。

3 控制电路设计

本变换器控制电路如图 4 所示,该控制电路

主要由 UC3844 启动电路、电流电压反馈电路和驱动电路等组成。

3.1 UC3844 启动电路

UC3844 是一款固定频率的电流模式高性能 PWM 控制器^[8]。芯片 7 脚为控制该芯片的正电源,其工作启动电压为 16 V,欠压锁定电压为 10 V,上限为 34 V。启动电压由动力电池经 R_{21} 、 R_{23} 分压后提供。正常工作时,该工作电压由变压器 5、6 端绕组提供,经 D_5 、 D_9 整流,及电感电容 LC 滤波后给芯片 7 脚。

UC3844 正常工作时,芯片 8 脚输出一个 +5.0 V 基准参考电压,作用于定时元件 R_5 、 C_7 上,在 4 脚产生一个稳定的振荡波形,振荡频率计算如下:

$$f = \frac{1.72}{R_5 C_7} \quad (1)$$

式中, R_5 为 10 K; C_7 为 3 300 pF;可求得频率约为 50 kHz。

3.2 电流电压反馈电路

反馈电路采用电流电压双闭环控制,在电压环控制系统中加入峰值电流反馈控制。电压外环采用 TL431 和 PC817 构成的外部误差放大器,误差电压 ΔU_v 直接送到 UC3844 的 1 脚,芯片 1 脚电压低于 1 V 时输出端停止。误差电压 ΔU_v 经过 UC3844 内部电压调节器生成一个给电流内环的参考电压 U_i^* , U_i^* 与芯片 3 脚的采样电流信号 U_i 进行比较后,得到一个电压信号 ΔU_i , ΔU_i 经过电流调节器调节后,在芯片 6 脚输出脉冲宽度可调的 PWM 信号,经驱动电路控制开关管的通断。

其中,采样电流信号 U_i 为采样电阻 R_8 、 R_9 采集变压器的初级测电流,由于开关管 T_1 、 T_2 导通瞬间会在主电路中产生尖峰电流,为此专门设计 R_{10} 、 C_{14} 组成的滤波器进行抑制,确保采样电流信号 U_i 准确。当 3 脚上的电压高于 1 V 时,电流限幅电路开始工作,UC3844 的输出脉冲中断。

3.3 驱动电路

双管正激电路要求上下开关管同时开通关断。本变换器采用 IR2110S 实现上下 MOS 管隔离同步驱动。IR2110S 具有独立的低端与高端输入通道,开通关断延迟小,同步性好,确保电路可靠开通与关断;此外高端自举电源的设计,可大大减少驱动电源的数目,用此芯片还可简化驱动电路。

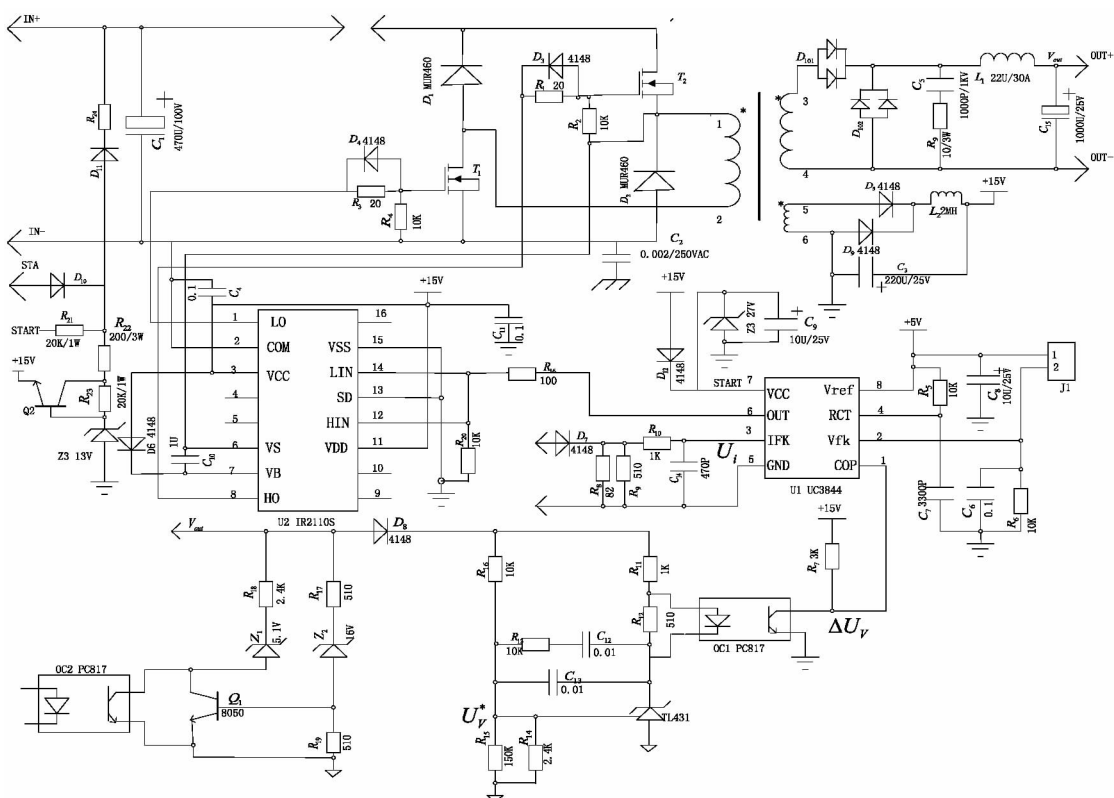
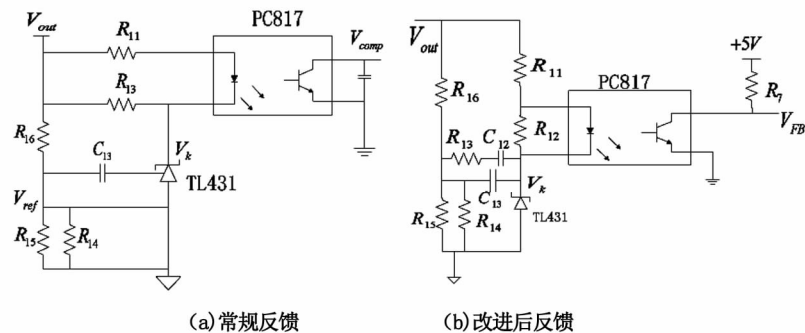


图4 DC/DC变换器控制电路

Fig. 4 Circuit of control system



(a) 常规反馈

(b) 改进后反馈

图5 电压反馈电路

Fig. 5 Circuit of voltage feedback

4 反馈与采样电路设计与分析

4.1 常规电压反馈电路原理与特点

电压反馈电路如图5所示。

常规电压反馈电路稳压原理:输出电压 V_{out} 利用稳压管 TL431 参考电压 V_{ref} (2.5 V) 来维持电压稳定,计算如下式:

$$V_{out} = \left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right) V_{ref} \quad (2)$$

输出电压 V_{out} 经光耦 PC817 隔离控制 UC3844 芯片的1脚电压 V_{comp} 。当 $V_{out} > 13.8$ V 时,稳压管击穿,光耦 PC817 导通,则 V_{comp} 电压降低;当 $V_{out} <$

13.8 V 时,光耦 PC817 不导通,则 V_{comp} 电压升高。

通过实验,可以观察 TL431 稳压管电压 V_k 随输出电压 V_{out} 而变化,如图6所示。

由图6可知,当输出电压 $V_{out} < 13.8$ V 时,稳压管 V_k 随着输出电压的升高而线性升高;当输出电压 V_{out} 一旦大于 13.8 V,稳压管 V_k 立即下降到 2.5 V。稳压管 V_k 电压的突然变化使光耦输入侧电流急剧变化,光耦输出侧电压 V_{comp} 快速变化,从而导致芯片 UC3844 输出 PWM 不稳,严重时会使整个系统失稳,故采用这种反馈方式系统存在不稳定隐患。

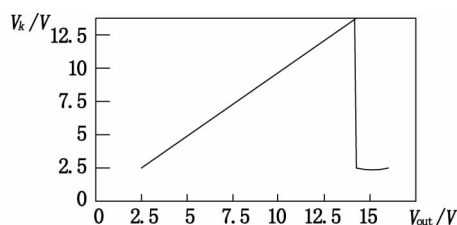
图6 稳压管 V_k 电压随输出电压 V_{out} 变化曲线

Fig.6 Regulated voltage versus output voltage

4.2 电路稳定性分析与解决方法

针对常规反馈电路存在的不稳定问题,本变换器通过光耦输入侧串入电阻 R_{12} 和 C_{12} ,来提高电路的稳定性,改进后电路如图 5(b)所示。

根据常规电路分析可知,电路的不稳定性主要是由于 TL431 突然被击穿而光耦输入侧电流急剧变化引起。在输入侧加入 R_{12} 后,随着 V_{out} 电压升高, R_{12} 两端电压也升高,满足 PC817 输入侧电压,则有正向电流输出,所以 V_k 的电压幅度不会影响光耦输入侧电流。加入 R_{12} 会使光耦输入侧电流变缓,输出侧电压也变缓,且 C_{12} 和 R_{12} 可提供 TL431 所需回路补偿,更有利于提高反馈网络的稳定性。

5 电源性能测试与分析

经实验验证,变换器稳态特性满足输入电压 54 ~ 100 V,电流 0 ~ 40 A,变换条件下,输出电压恒定 13.8 V。方案的设计指标与动态特性同时满足要求。

5.1 输出电压波形

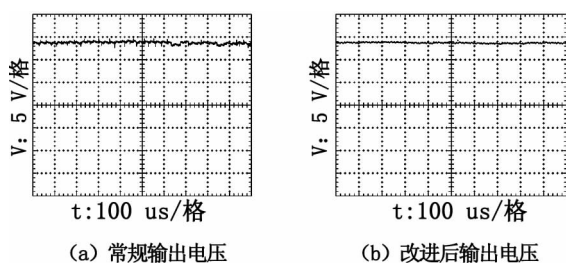


图7 实验波形

Fig.7 Experimental waveforms

由图 7 可知,相比于常规反馈电路输出电压波动大,改进反馈电路后的变换器输出电压稳定,且恒为 13.8 V。

5.2 输出纹波数据与分析

测试纹波数据如图 8 所示,常规反馈电路输出纹波电压约为 60 mV,改进反馈电路后该变换器输出纹波电压约为 35 mV 左右。由图可知电源在开关管导通与截止时带有一定频率的毛刺,而毛

刺电压约为 50 mV 左右,产生这些毛刺的原因是 MOSFET 导通与截止时产生高频振荡。为消除这些毛刺,通常有两种方法:一是 IR2110S 驱动脚到 MOSFET 栅极的走线要足够短;二是在 MOSFET 管上增加一个吸收电路和钳位电路^[9]。

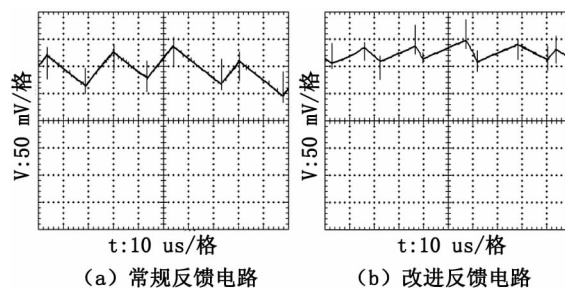


图8 变换器输出电压纹波

Fig.8 Output voltage ripple

6 结论

改进了一种基于 UC3844 的 DC/DC 正激变换器。该变换器工作稳定,可靠性高,现场使用效果较好,通过一系列对比实验验证了该变换器的有效性。实验结果表明,改进电压反馈电路后的变换器输出电压稳定,且输出纹波较小。

参考文献:

- [1] 张晓峰,吕征宇. 混合动力车用全数字电流控制型双向 DC/DC 变换器[J]. 电工技术学报,2009,8(24):84-89.
- [2] 顾亦磊,顾晓明,吕征宇,等. 一种新颖的宽范围双管正激型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程报,2005,25(2):44-48.
- [3] VEERACHARY M. V2 control of interleaved Buck converters[C] //Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems,2003,3:344-346.
- [4] 王凤岩,许建平. V2C 控制 Buck 变换器分析[J]. 中国电机工程学报,2006,26(2):121-126.
- [5] 陈坚. 电力电子学-电力电子变换和控制技术[M]. 北京:高等教育出版社,2004.
- [6] 施徐东,徐军明. 基于 UC3844 的 24V/200W 开关电源[J]. 机电工程,2012,29(8):971-973.
- [7] 徐秋芳,张京军,张海军,等. 新型开关磁阻电机功率变换器[J]. 河北工程大学学报:自然科学版,2014,31(4):74-78.
- [8] 张波,汪义旺,凌湘斌. 基于 UC3844 的反激式开关电源设计[J]. 通信电源技术,2014,31(3):27-29.
- [9] 石晓丽,张代润,郑越. 基于 UC3844 的多路输出双管正激电源设计[J]. 电源技术应用,2007,10(6):38-44.

(责任编辑 王利君)