

基于 ADP1046A 控制的两级 DC-DC 变换器设计 *

王 博

(西安铁路职业技术学院 牵引动力学院, 陕西 西安 710026)

摘 要: 为了解决通信二次电源数字控制及宽范围输入的问题, 实现高功率密度的 DC-DC 变换, 提出了以 ADP1046A 为核心控制器的两级变换拓扑实现方案。实现了调压与隔离分级, 即通过 Buck 电路实现输入到目标电压的调节, 通过全桥电路实现输入与输出的隔离。该方案利用 ADP1046A 的标准 I²C 接口实现电源控制与上位机的通信, 两级变换不仅能够解决单级变换中变压器体积庞大, 难以优化的问题, 且可减小输出滤波器体积。利用所搭建的试验样机对相关功能、性能进行验证, 试验结果表明, 所提 DC-DC 变换器方案满足相应产品的需求, 对于工程设计具有现实的指导意义。

关键词: Buck 变换器; 全桥变换器; ADP1046A; 数字控制

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)11-0104-05

doi: 10.12177/emca.2020.140

Design of Two-Stage DC-DC Converter Based on ADP1046A Control *

WANG Bo

(School of Traction Power, Xi'an Railway Vocational and Technical Institute, Xi'an 710026, China)

Abstract: In order to solve the problems of digital control and wide-range input of communication secondary power supply, and realize high power density DC-DC conversion, an implementation scheme of two-stage conversion topology with ADP1046A as the core controller is proposed. The voltage regulation and isolation are implemented in different stages, that is, to achieve the adjustment of the input to the target voltage through the Buck circuit, and the isolation between the input and output through the full bridge circuit. This solution uses the standard I²C interface of ADP1046A to realize the communication between the power control and the host computer. The two-stage conversion can not only solve the problem of large transformer size and difficulty in optimization in single-stage conversion, but also greatly reduce the size of the output filter. Using the built experimental prototype to verify the related functions and performance, the experimental results show that the proposed DC-DC converter scheme meets the needs of the corresponding products and has practical guiding significance for engineering design.

Key words: Buck converter; full bridge converter; ADP1046A; digital control

0 引 言

随着通信、互联网等信息产业的迅猛发展, 5G 无线通信的数据中心与 RRU、BBU 对于 DC-DC 二次电源的需求急剧增加。同时, 应用该领域的二次电源要求具有稳定可靠、自故障诊断、人机交互等特点^[1-2]。这些基本功能采用常规的模拟

电源管理器难以实现, 必须采用具有基本通信接口的智能化数字控制器才能满足实际需求^[3]。

对于通信 DC-DC 二次电源的实现方案, 目前较多地采用模拟控制器实现; 部分在模拟控制系统的基础上, 额外增加数字控制器, 与其他模块之间实现基本的通信功能^[4]。显然, 该方案不利于成本的降低, 且需要额外增加硬件电路, 占据一定

收稿日期: 2020-07-23; 收到修改稿日期: 2020-09-02

* 基金项目: 陕西省教育厅 2019 年度专项科学研究计划项目(19JK0693)

作者简介: 王 博(1983—), 男, 硕士, 研究方向为 DC-DC 谐振变换技术、宽禁带半导体应用技术。

的体积,不利于系统功率密度的提升^[5-6]。文献[7]采用通用的数字控制器实现,但需要一定的软件基础,对于电源开发硬件工程师而言不易实现。而且,对于宽范围输入固定输出的 DC-DC 二次电源,单级变换的方案,不利于提升系统效率、功率密度^[8-9]。

为了解决上述问题,本文提出了一种通信 DC-DC 二次电源的数字化实现方案,采用美国 ADI 公司的一款数字电源管理器 ADP1046A,基于可视化的软件设计,其内部硬件资源、基本功能,完全满足二次电源的控制需求^[10-11]。同时,针对宽范围输入的通信电源应用特征,提出了一种两级变换的拓扑,将调压与隔离功能独立实现,可达到产品的应用技术需求。

1 两级 DC-DC 变换器实现方案

1.1 变换器拓扑选择

通信数据中心二次电源输入电压范围较宽,一般为 36~75 V,输出电压一般为 28 V。常用的单级隔离式拓扑存在一些难以解决的问题。比如,较宽的输入电压范围在系统设计时需要更大的覆盖面,使得隔离变压器磁心窗口利用率下降,不利于提高功率密度^[12];在输入电压高增益而负载侧轻载的情况下,会出现过小的占空比,控制系统对于输出电压的调整能力变弱,隔离变压器原二次侧处于欠耦合状态,变压器漏感所引起的问题表现更为突出^[13];对于功率等级稍大的单级变换器,变压器与开关管发热比较集中,对于系统可靠性会产生不利影响。

针对宽范围输入变换器的工程应用问题,采用两级变换的形式,即第一级实现电压的调节,第二级实现输入输出的隔离,形成调节级与隔离级的两级功率变换结构。电压调节级为非隔离变换,主要实现输入电压到目标输出电压的调节,通过电压闭环系统实现输出的稳定电压,同时进行峰值电流保护控制。隔离级输入输出电压不变,基本工作于恒定占空比的状态,实现一次侧、二次侧系统的电气隔离,变压器、开关管等关键功率器件工作于高效、均衡的状态。

图 1 所示为系统两级 DC-DC 变换器的拓扑结构。电压调节级为 Buck 电路,实现宽范围输入到目标电压输出的变换,其中 Buck 电路续流采用

MOSFET 同步整流的形式,可以提高系统效率。隔离级采用全桥变换电路,全桥变换电路输入电压为 Buck 的输出电压,即与输出电压一致的恒定电压。因此,全桥变换电路工作于 50% 的恒定占空比状态下,全桥电路的隔离变压器二次侧采用 MOSFET 同步整流,提高变换器效率。

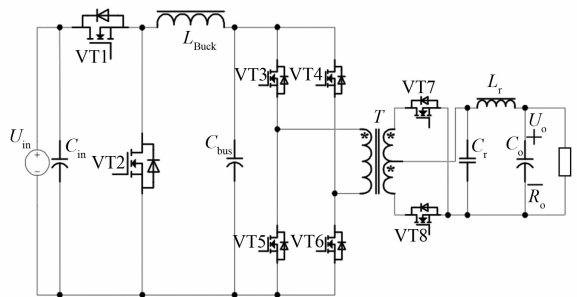


图 1 两级 DC-DC 变换器拓扑结构

对于输入电压范围较宽的应用,采用 Buck+全桥两级 DC-DC 变换时与单级隔离拓扑相比,前者可以达到更高的效率与更小的体积与质量,进而提升系统功率密度。因为在两级变换中,经过前级的 Buck 电压调节部分已经得到了恒定的中间母线电压,所以隔离级的全桥变换器工作于稳定状态,开关管占空比在稳态与瞬态基本恒定在 50%。这样不仅使得隔离变压器易于实现伏秒平衡,避免磁心饱和的风险,而且在性能与体积等方面,易于得到最优的设计^[14]。此部分电路工作特性稳定,使得全桥电路开关管的关断电压尖峰减小,有利于系统效率提升与热设计。而且,全桥电路由于工作的恒定占空比状态,二次侧纹波电流较低,输出滤波电感在此不需实现降压,仅对输出进行低通滤波,因此电感体积可相应减小。从系统热设计考虑,磁性元件中 Buck 电感与二次侧输出滤波电感损耗分散了单级变换中输出调压电感集中的损耗点。Buck 开关管、同步整流管与全桥主开关管、二次侧同步整流管损耗共同分散了单级拓扑中较为集中的全桥一次侧、二次侧开关管损耗,系统的热可靠性提升更为全面^[15]。

1.2 控制器 ADP1046A 功能与资源

基于两级 DC-DC 变换器的控制需求、ADP1046A 的可视化软件设计特征及硬件资源,选择 ADP1046A 作为数字变换器的控制器。

ADP1046A 是一款二次侧电源控制器,集成了电源管理所需的典型功能。ADP1046A 高速高

分辨率的 ADC 采用多路径方式实现;内部数字滤波器可实现控制环路补偿^[9];7 路可编程脉宽调制(PWM)输出基本满足大多数常规电源拓扑^[10];芯片提供均流总线接口,支持多个电源 $N+1$ 冗余并联工作;具有过压、过流、过温、欠压等保护功能^[11];可实现接地连续性监控及交流检测;具有 I²C 总线接口,可实现电源的校准与监控^[12];内部 EEPROM 能存储所有编程值;可通过图形化的用户端(GUI)实现资源配置; $-40 \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的温度范围基本覆盖常规的应用环境^[13]。

2 系统硬件详细设计

2.1 Buck 变换器设计

Buck 电路主要实现 36~75 V 到 28 V 的变换,完成宽范围输入到恒定输出,为隔离的全桥变换器提供稳定的输入。

2.1.1 Buck 储能电感设计

实现电压调整的 Buck 变换器,储能电感工作于电流连续模式(CCM),峰值电流较小,有利于减小开关管的开关损耗,提升效率,增强热可靠性。工作于 CCM 的电感,考虑最低电压输入额定满载输出时系统所能允许的最大纹波电流率为 $\gamma_{\text{rip_Buck}}$,电感感量可表达为

$$L_{\text{Buck}} = \frac{(U_{\text{in_min}} - U_o) \cdot D_{\text{Buck}}}{f_{\text{sw_Buck}} \cdot \gamma_{\text{rip_Buck}} \cdot I_o} \quad (1)$$

式中: $U_{\text{in_min}}$ 为输入最小电压; U_o 为 Buck 电路额定输出电压; D_{Buck} 为 Buck 开关管占空比, $D_{\text{Buck}} = \frac{U_o}{U_{\text{in}}}$; $f_{\text{sw_Buck}}$ 为 Buck 变换器开关频率; I_o 为输出额定电流。

电流纹波率 $\gamma_{\text{rip_Buck}}$ 的选取过大会使变换器在一些工作状态下出现电流断续(DCM),过小则会引起过零畸变,一般在工程设计中选取 0.2~0.3。

结合该功率等级及功率密度的应用需求,Buck 变换器开关频率 $f_{\text{sw_Buck}}$ 选取 250 kHz,为此,Buck 电感选取磁心高频特性优良、磁损较低且饱和磁通密度较高的锰锌(MnZn)铁氧体磁材。电感采用平板式的绕制工艺,可有效减小体积。

2.1.2 Buck 滤波电容设计

Buck 输出滤波电容除了与 Buck 电感构成低通滤波器,滤出 Buck 电路高频开关次纹波外,作

为后级全桥变换器的输入,对系统动态特性起到非常关键的作用。滤波电容作为中间级的储能母线,当系统负载发生较大幅度的动态变化时,中间储能电容可确保全桥变换器输入电压在较为恒定的范围,为输出提供足够的瞬态能量。滤波电容 C_{Buck} 可表示为

$$C_{\text{Buck}} = \frac{L_{\text{Buck}} (I_{\text{o_max}}^2 - I_{\text{o_min}}^2)}{U_{\text{o_max}}^2 - U_o^2} \quad (2)$$

式中: $I_{\text{o_max}}$ 为 Buck 输出最大电流; $I_{\text{o_min}}$ 为 Buck 输出最小电流; $U_{\text{o_max}}$ 为 Buck 输出瞬态峰值电压。

2.1.3 Buck 开关管选型设计

Buck 变换器主开关管 VT1 与同步续流管 VT2 漏-源极间所承受的最大电压为输入的最高电压,选择 120 V 的 MOSFET。VT1 与 VT2 的电流规格结合电路工作电流与系统热处理方式,选择漏极电流为 120 A,导通电阻为 3.8 m Ω ,封装为 PG-T0263-3 的 MOSFET。因此,Buck 主管与续流管选择 120 V/120 A,型号为 IPB038N12N3 的 MOSFET。

2.2 全桥变换器设计

2.2.1 全桥变压器设计

由于前端的 Buck 电路已实现了输入电压到输出电压的调整,全桥变换器仅需实现输入与输出的电气隔离,其工作于占空比为 50% 的稳定状态。变压器二次侧选择全波的同步整流,因此变压器二次侧采用中心抽头的方式。变压器一次侧匝数 N_p 与二次侧匝数 N_{S1} 、 N_{S2} 可表达为

$$N_p = N_{S1} = N_{S2} = \frac{U_{\text{o_max}} D_{\text{fb}}}{\Delta B A_e f_{\text{sw_fb}}} \quad (3)$$

式中: D_{fb} 为全桥电路除去死区时间的实际工作占空比; ΔB 为饱和磁密; A_e 为变压器磁心有效面积; $f_{\text{sw_fb}}$ 为全桥电路开关频率,结合 Buck 电路所选的开关频率及系统输出全波整流后开关纹波频率,全桥电路选择 125 kHz 的开关频率。

与 Buck 电感类似,磁心选取高频特性优良的 MnZn 铁氧体磁材,平板式的制作工艺。

2.2.2 全桥变换器开关管选型设计

全桥变换器输入为 Buck 电路的输出,也就是全桥变换器的输出电压,变换器 2 个桥臂按照 50% 的占空比交替工作。为此,结合系统热处理方式,全桥电路主开关管采用 60 V/100 A,导通电阻为 2.8 m Ω ,封装为 PG-TDSON-8,型号为

BSC028N06NST 的 MOSFET 双并联。全桥变换器二次侧由于采用变压器中心抽头的方式,2 个全波整流的同步管工作电压为一次侧开关管的 2 倍,为此选择 100 V/100 A,导通电阻为 3.4 mΩ,封装为 PG-TDSON-8,型号为 BSC034N10LS5 的 MOSFET 双并联。

2.3 输出滤波器设计

输出 LC 滤波器主要对变压器二次侧同步整流后的直流电进行低通滤波处理。在此,电感电流主要用于滤除全桥开关次的纹波,为负载提供稳定的电源。为此,电感应工作于电流连续状态,且根据输出纹波电流的要求,电感可表示为

$$L_{out} = \frac{U_o \cdot (1 - D_{fb_min})}{\gamma_{rip_out} \cdot I_o \cdot f_{sw_fb}} \tag{4}$$

式中: D_{fb_min} 为全桥变换器最小占空比,由于全桥变换器工作与 50% 占空比的稳定状态,除去死区时间及硬件电路消耗的时间,实际占空比约为 49%; γ_{rip_out} 为输出电流纹波率。

电感磁心选择饱和磁密高、损耗低的 MzZn 铁氧体材质,采用偏平铜箔绕制的工艺制作。

输出电容与电感构成的低通滤波器主要实现输出纹波电压与纹波电流的性能指标:

$$C_{out} = \frac{\gamma_{rip_out} \cdot I_o}{8 \cdot f_{sw_fb} \cdot U_{pp}} \tag{5}$$

式中: C_{out} 为输出电容容值; U_{pp} 为输出电压峰峰值。

3 变换器控制系统设计

3.1 Buck 控制系统设计

Buck 变换器控制系统采用电压外环、电流内环的双闭环设计,如图 2 所示。电压外环给定为系统输出电压值 u_{ref} ,经过 PI 调节器实现 Buck 输出电压的稳态与瞬态调整。电流内环获取全桥变换器输出电流平均值,进行平均电流控制,进而实现系统恒电流或恒功率等控制。同时,通过电高频脉冲式流互感器采集 Buck 电感电流,进行峰值限电流,防止瞬态电流过大对半导体器件造成过电流损坏。

3.2 全桥控制器设计

Buck 变换器已将输入电压转换为系统输出的目标电压,因此全桥变换器输入电压与输出电压相同,则采用 50% 固定占空比的开环控制方

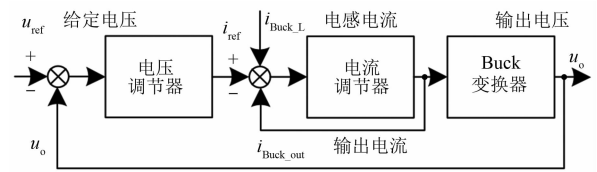


图 2 Buck 变换器控制环路框图

式,仅起到电气隔离的作用,这样变压器可以获得更高的利用率,有利于系统功率密度的提升。

3.3 GUI 可视化软件设计

ADP1046A 软件系统设计较为直观,采用 GUI 即可完成控制系统搭建的工作,实现电源数字化管理,适合无软件设计基础的硬件工程师。在可视化的 GUI 软件设计中:(1)根据系统实际需求选择 Buck+全桥的拓扑结构。(2)根据控制器内部 PWM 管理资源,结合两级变换器系统需求,AUX 用于 Buck 变换器 PWM 控制,全桥开关管采用 PWM 的 OUTA-OUTD 控制。(3)输入电压采样、Buck 电感电流采样、Buck 输出电压采样、输出平均电流采样等,根据系统特性,与硬件电路设置一致。(4)相应的过流、过压、过温等保护及控制系统补偿器等可在软件中设定并优化。

4 试验验证

为了验证两级变换器原理的科学性与工程实现方案的可行性,搭建以 ADP1046A 为核心控制器的试验样机,关键参数如表 1 所示。变换器输出满负载 20 A 时,Buck 变换器主开关管 VT1 与同步续流管 VT2 的驱动波形、Buck 电感电流波形

表 1 试验样机关键参数

项目	参数
输入	DC 36~75 V,额定 48 V
输出	DC 28 V/560 W
主控制器	ADP1046A
Buck 变换器开关频率/kHz	250
Buck 变换器开关管	MOSFET;120 V/120 A/TO263-3
Buck 电感/ μ H	120;磁心 PC95/PQ32
Buck 输出滤波电容/ μ H	铝电解电容 600
全桥变换器开关频率/kHz	125
全桥变压器	匝比 14:8;磁心 PC95/PQ32
全桥主开关管	MOSFET;60 V/100 A/TDSON-8
全桥同步整流管	MOSFET;100 V/100 A/TDSON-8

及 Buck 输出电压波形如图 3 所示。从图 3 可见, 电感电流平均值为 12.5 A, 开关次电流纹波约为 3 A, 与设计值相符。图 4 为全桥变换器主开关管 VT3、VT4 的驱动波形、系统输出电压波形。图 5 为全桥变换器主开关管 VT3 与同步整流管 VT8 的驱动波形、系统输出滤波电感电流波形及输出

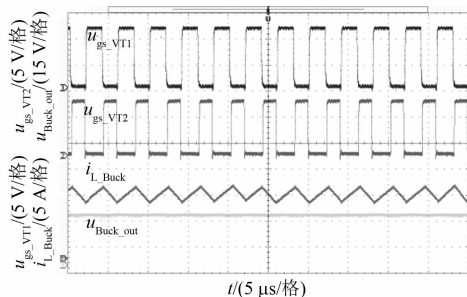


图 3 Buck 变换器关键波形

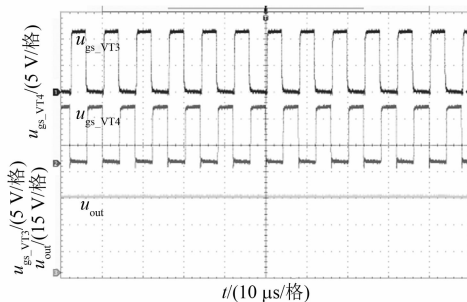


图 4 全桥变换器主开关管及输出电压波形

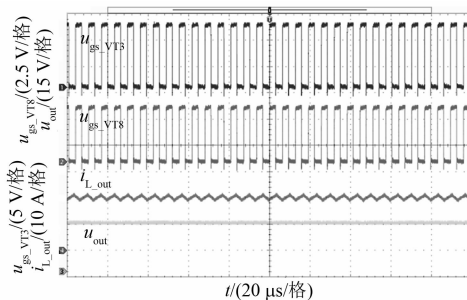


图 5 全桥主开关管、同步整流管及输出电流与电压波形

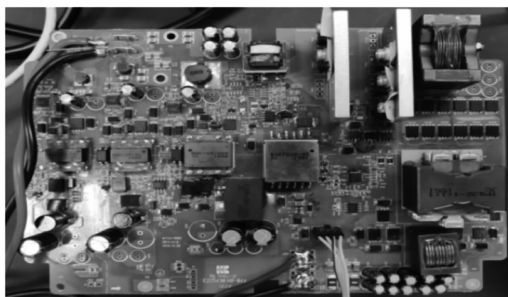


图 6 试验样机

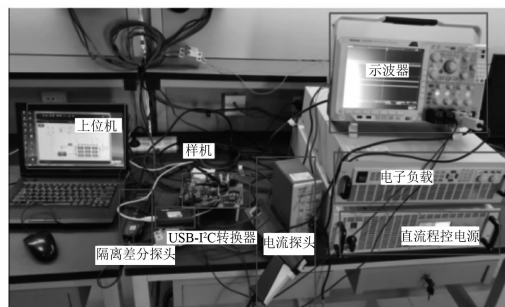


图 7 试验测试平台

电压波形。滤波电感电流纹波较小, 满足系统性能要求。图 6、图 7 分别为试验样机与测试平台。

5 结 语

两级变换器与单级相比, 变压器窗口利用率较高而体积减小, Buck 电感体积与单级调压电感相当, 输出滤波电感体积大大减小, 将集中的损耗分散而利于系统热设计。总体来讲, 两级变换器体积与成本有所减小, 而由于增加一级变换而控制变得复杂, 且系统所需的电压、电流采样等硬件电路也相应增加。ADP1046A 与其他数字控制器相比, 可视化的软件设计较为简单, 内部资源满足两级变换的控制需求, 标准的 I²C 总线接口满足上位机与数字电源通信的需求。通过所搭建的试验样机进行试验验证, 结果与设计原理分析相符。

【参考文献】

- [1] 谷恭山, 郑祥杰, 高明, 等. 两级结构模块化 ISOP 组合的 DC-DC 变换器均压控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(15): 3175.
- [2] 童乔凌, 王涛, 李启东. 基于 GPI 控制算法的 BUCK 型 DC/DC 变换器[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2017, 45(8): 6.
- [3] 庞屹林, 夏晓娟, 范阳, 等. BUCK 变换器中过零检测电路的设计[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2017, 37(4): 52.
- [4] 邹彤阳. 电容电流型单周控制 Buck 变换器研究[J]. 通信电源技术, 2016, 33(3): 1.
- [5] 苑红, 丁新平, 王伯荣, 等. 寄生电阻对 DC-DC 变换器性能影响的研究[J]. 电源学报, 2016, 14(1): 86.
- [6] 曾辉, 奚国权, 梁巍. 基于 DC-DC 变换器的发射控制系统二次电源设计[J]. 中国新通信, 2015(4): 109.

(下转第 116 页)

- [3] 齐磊,杨亚永,孙孝峰,等. 一种电流型高增益双向 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3797.
- [4] 宋成江,陈凯龙,孙孝峰,等. 一种新型高变换比双向 DC-DC 变换器[J]. 太阳能学报, 2018, 39(10): 2988.
- [5] WANG F, WANG Y, ZHANG F, et al. A novel high-conversion-ratio bidirectional three-phase DC-DC converter[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(16): 2764.
- [6] YANG P, SHANG Z, LIU C, et al. A three-state dual-inductance bi-directional converter and its control for pulse-loaded three-port converter [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2019, 6(2): 291.
- [7] LI R, SHI F. Control and optimization of residential photovoltaic power generation system with high efficiency isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Access, 2019, 7: 116107.
- [8] KAFLE Y R, HASAN S U, TOWN G E. Quasi-Z-source based bidirectional DC-DC converter and its control strategy [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 5(1): 1.
- [9] 胡斌,杨中平,黄先进,等. 用于超级电容储能系统的三电平双向直流变换器及其控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 83.
- [10] 王伟,谢少军,张翌,等. 基于 MMC 双向 DC-DC 变换器的超级电容储能系统控制策略分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4568.
- [11] 张勋,王广柱,商秀娟,等. 双向全桥 DC-DC 变换器回流功率优化的双重移相控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 1090.

(上接第 74 页)

- [3] 肖雅伟,唐云宇,刘秦维,等. 并联 IGBT 模块静态均流方法研究[J]. 电源学报, 2015, 13(2): 64.
- [4] 潘月军,王磊. 微混 BSG 冷却系统仿真设计研究[J]. 上海汽车, 2014(8): 2.
- [5] 文辉清,张旭辉,刘钧,等. 电动汽车逆变驱动系统精确仿真平台的研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42(10): 5.
- [6] 张舟云,徐国卿,沈祥林. 牵引逆变器散热系统的分析与设计[J]. 同济大学学报(自然科学版), 2004, 32(6): 775.
- [7] 肖雅伟,唐云宇,刘秦维,等. 并联 IGBT 模块静态均流方法研究[J]. 电源学报, 2015, 13(2): 64.
- [8] 陈俊,王莹,魏俊天,等. 一款基于双面水冷 IGBT 的双电机控制器开发与验证[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(10): 99.

(上接第 108 页)

- [7] 胡亮灯,孙驰,赵治华,等. 高电压宽范围输入低电压输出的 DC-DC 辅助电源设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(3): 103.
- [8] 佟德元. DC-DC 开关电源容性负载能力设计分析[J]. 电子世界, 2014(16): 352.
- [9] 吕剑峰. 两级 DC/DC 模块电源效率优化和环路特性的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2011.
- [10] 佟强,张东来,徐国殿. 分布式电源系统中变换器的输出阻抗与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 57.
- [11] 李龙文. 最新全能数控电源 IC-ADP1043A[J]. 电子元器件应用, 2011, 13(5): 7.
- [12] 佟强. 数字 DC/DC 变换器动态性能和系统稳定性提高方法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2010.
- [13] 欧应阳,王志强. 基于 ADP1043 的数字电源设计[J]. 通信电源技术, 2009, 26(5): 5.
- [14] 石健将,章江铭,龙江涛,等. 高频变压器一次侧串联 LLC+输出端并联 Buck 级联直流变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 93.
- [15] 李明飞. 宽输入电压范围多路输出小功率开关电源研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2011: 17-21.