

内燃-直线发电集成动力系统双向 DC/DC 功率变换器优化设计

任桂周, 常思勤

(南京理工大学机械工程学院, 江苏 南京 210094)

摘要: 设计了一种用于新型的内燃-直线发电集成动力系统 (ICLGIPS) 的双向 DC/DC 功率变换器 (BDPC), 实现动力源 (超级电容器组) 和直线电机之间能量在两个方向的变换和传递。ICLGIPS 具有两个方向功率流的不平衡特性, 通过计算分析, 对传统 BDPC 拓扑结构进行了优化设计, 并与串并联实时切换的超级电容器组结合使用。该优化设计的主要特点是, 当 BDPC 运行于大功率的降压模式, 向超级电容器组回馈能量时, 屏蔽掉滤波电感, 利用大容量的超级电容器组对输入的 PWM 电压波进行滤波, 对输出量实现了平滑控制, 使 BDPC 具有更高的可靠性。该优化设计有效地减小了功率变换器的体积和成本, 提高了功率变换的效率, 具有比较好的理论价值和应用前景。

关键词: 直线电机; 不平衡特性; 双向 DC/DC 功率变换器; 优化设计

Optimization design of bi-directional DC/DC power converter of internal combustion-linear generator integrated power system

REN Gui-zhou, CHANG Si-qin

(School of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: An optimized topology of BDPC used in ICLGIPS is designed. BDPC converts and transfers energy between power source (UC banks) and linear generator (LEG). ICLGIPS has the imbalance characteristic of bi-directional power flow, the conventional BDPC topology structure is optimized through the calculation and analysis, and combined with UC banks which change over in series and parallel connections. The main feature of the optimized design topology is to shield filter inductance, when BDPC operates in large power step-down mode and feedbacks the energy to UC banks, which is then used to filter the PWM voltage wave, thus smoothness controlling of outputs is achieved, and higher reliability of BDPC is realized. And the optimized BDPC reduces the volume and cost of converter effectually, improves the efficiency of BDPC, and has good theoretical value and application prospect.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 50876043).

Key words: linear generator; imbalance characteristic; BDPC; optimization design

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2011)06-0105-07

0 引言

内燃-直线发电集成动力系统集发电机和发动机为一体, 是一种新型的混合动力系统^[1], 系统主要由四行程内燃机燃烧室、直线电机、功率变换模块和动力源 (超级电容器组) 以及控制单元构成, 直线电机定子与构成四行程内燃机燃烧室的自由活塞直接相连, 运行时作往复直线运动。当直线电机工作于电动模式 (压缩行程) 时, 由动力源经功率变换器输入电能给直线电机, 驱动活塞运动, 通过

功率变换器的变流作用调节电磁力的大小, 从而控制活塞的运动规律, 电动模式直线电机的端电压和绕组电流曲线如图 1 所示; 当直线电机工作于发电模式 (做功行程) 时, 燃料的化学能通过燃烧膨胀做功, 由活塞直接连接直线电机输出电能经功率变换器变换后至动力源, 产生的感应电动势和绕组电流变化曲线如图 2 所示。功率变换器工作周期短, 电压变化范围宽, 电流等级大, 功率流的方向需要快速平滑切换, 作为动力源和直线电机之间的能量变换、传递模块, 是系统的核心部件, 其结构优化设计至关重要, 针对两个方向功率流的不平衡特性, 在结构简单, 能量传递效率高的基础上, 对功率变换器拓扑结构进行了优化设计。

基金项目: 国家自然科学基金项目 (50876043); 国家 863 计划项目 (2006AA05Z236)

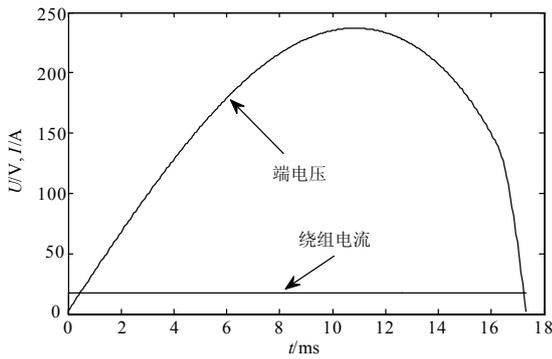


图1 直线电机电动模式端电压和绕组电流波形

Fig.1 Voltage and winding current waveform when LEG as electromotor

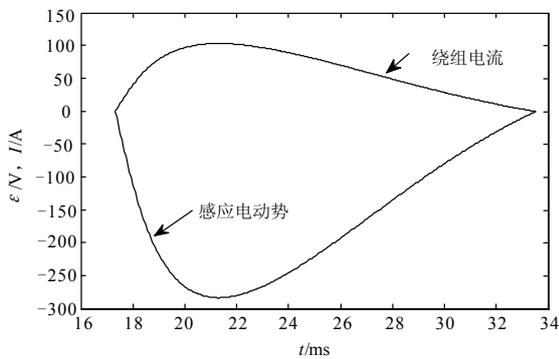


图2 直线电机发电模式感应电动势和绕组电流波形

Fig.2 Electromotive force and winding current waveform when LEG as generator

1 工作原理

直线电机以 80 ms 为周期循环工作,完成压缩、做功、排气、进气四个行程。在压缩行程,直线电机工作于电动模式,动力源稳定的输出电压经过功率变换器升压变为直线电机需要的非线性、宽范围、连续变化的端电压,电流为恒定值,如图 1 所示,该阶段功率变换器最大变换功率为 4 kW;在做功行程,直线电机工作于发电模式,产生非线性、宽范围、连续变化的感应电动势,该感应电动势经过功率变换器降压变为动力源稳定的电压,实现能量的回收,感应电动势与电流如图 2 所示,该阶段功率变换器最大变换功率为 29 kW;在排气和进气行程,直线电机几乎没有电能输入、输出。直线电机在 80 ms 内进行一次电动和发电模式的切换,对应功率变换器升压和降压模式的交替运行。

动力源为由 4 个单体模块组成的超级电容器组,每个单体模块为 60 V,通过模块间的串、并联切换技术,使得动力源输出为 3 个电压值 60 V、120 V、240 V,超级电容器组的切换连接如图 3 所

示,直线电机电压与超级电容器组电压值对应参数见表 1,实现了把宽范围变化的电压划分成几个小范围变化的段,每个小范围的电压段对应一个超级电容器组电压值,利用超级电容器串、并联切换技术缩小了功率变换器的电压变换范围,可大大提高功率变换的效率。在升压(Boost)和降压(Buck)工作模式下,功率变换器两端的变换电压不大于 2 倍关系,满足功率变换器设计的要求。当电压为 60 V 以下时,几乎不影响直线电机的控制和电能回收,本研究不予考虑,内燃-直线发电集成动力系统功率流原理结构图如图 4 所示。

表 1 直线电机电压与超级电容器组电压值对应参数

Tab.1 Corresponding parameters of LEG voltages and UC

banks voltages		
V_{LEG} / V		V_{UC} / V
电动	发电	
—	280~240	240
237~120	240~120	120
120~60	120~60	60

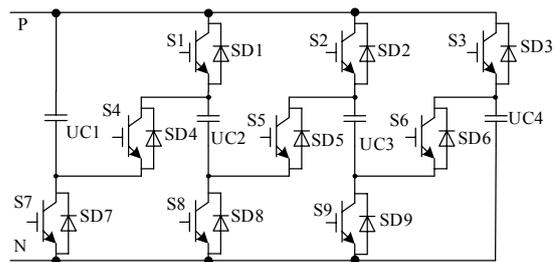


图3 超级电容器组的切换连接图

Fig.3 UC banks changing over circuit

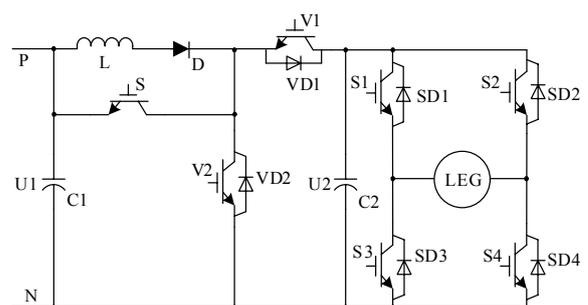


图4 内燃-直线发电集成动力系统主电路原理结构图

Fig.4 Main circuit diagram of ICLGIPS

2 BDPC 主电路结构设计

本系统功率变换器主电路应简单紧凑,体积小、质量轻、功率密度比高,使其更具有实用价值,输入、输出没有隔离、绝缘的要求,通过对比,选用非隔离型 BDPC 拓扑结构,主电路主要由开关管和

电感组成, 器件数量少, 造价低, 没有变压器损耗, 效率比较高。

2.1 传统 BDPC 主电路结构分析及电感设计

现有文献[2-7]中研究的非隔离型 BDPC 如图 5 所示, 开关管 V2 和 VD1 工作, BDPC 运行于 Boost 模式; 开关管 V1 和 VD2 工作, BDPC 运行于 Buck 模式。两个模式共用一个电感 L , 电感 L 的设计需考虑电感值和最大饱和电流值^[8], 先分别设计在两种工作模式下所需电感值, 然后取其中较大值作为电感 L 的设计值^[9], 即:

$$L_{\min} = \max(L_{\text{boost}}, L_{\text{buck}}) \quad (1)$$

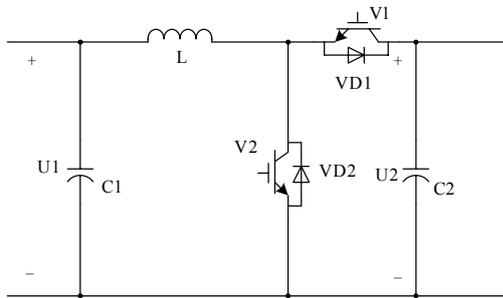


图 5 双向 DC/DC 功率变换器原理图

Fig.5 Principle of bi-directional DC/DC power converter

当 BDPC 两个方向功率流不平衡时, 在大功率运行模式下, 采用该设计电感值比较大, 电感没有被充分利用。

为保证 BDPC 的电感磁芯在正常工作的任何时刻都不会饱和, 选取在两种工作模式下最大的峰值电流作为最大饱和电流值^[10-11], 即:

$$I_{LP} = \max(I_{\text{boost_LP}}, I_{\text{buck_LP}}) \quad (2)$$

根据非隔离型半桥功率变换器的电感值设计方法, 有:

$$L_{\min} = \max\left(\frac{V_o}{\Delta I_L f_o} \cdot D_{1HB} \cdot (1 - D_{1HB})^2; \frac{V_o}{\Delta I_L f_o} \cdot D_{2HB}^2 \cdot (1 - D_{2HB})\right) \quad (3)$$

$$r = \frac{\Delta I_L}{I_{LP}} \quad (4)$$

式中: f 为开关频率; D_{1HB} 为升压模式的信号占空比; D_{2HB} 为降压模式的信号占空比; r 为电感电流波纹系数; ΔI_L 为电感电流波动值; I_{LP} 为电感电流峰值。

本系统 BDPC 为连续工作模式, 选取富士公司的 IGBT 模块, 型号为 2MBI600U2E-060, 开关频率 $f=15$ kHz, 当 BDPC 运行于 Boost 模式时, 电感设计参数见表 2; 当 BDPC 运行于 Buck 模式时, 电感设计参数见表 3, 电感设计参数对比见表 4。

表 2 Boost 连续工作模式参数设计表

Tab.2 Design parameters of CCM in Boost mode

已知参数	$U_{IN} = 60$ V	$U_{IN} = 120$ V
	$U_O = 60 \sim 120$ V	$U_O = 120 \sim 237$ V
	$I_O = 17$ A	
	$r = 0.4$ (电流纹波值)	
	$f = 15$ kHz (开关管频率)	
计算参数	$I_{INmax} = 34$ A	$I_{INmax} = 34$ A
	$I_{Lmax} = 34$ A	$I_{Lmax} = 34$ A
	$I_{LP} = 40.8$ A	$I_{LP} = 40.8$ A
	$L_1 > 147$ μ H	$L_2 > 294$ μ H
电感设计参数	电感值 $L > 294$ μ H	
	流过最大电流值 $I_{LP} = 40.8$ A	
	储能 $E = 1/2 \cdot L \cdot I_{LP}^2 = 0.25$ J	

表 3 Buck 连续工作模式参数设计表

Tab.3 Design parameters of CCM in Buck mode

已知参数	$U_{IN} = 280 \sim 240$ V	$U_{IN} = 240 \sim 120$ V	$U_{IN} = 120 \sim 60$ V
	$U_O = 240$ V	$U_O = 120$ V	$U_O = 60$ V
	$I_{IN} = 103 \sim 88$ A	$I_{IN} = 88 \sim 44$ A	$I_{IN} = 44 \sim 22$ A
	$r = 0.4$ (电流纹波值)		
	$f = 15$ kHz (开关管频率)		
计算参数	$I_{O1max} = 121.2$ A	$I_{O2max} = 176$ A	$I_{O3max} = 88$ A
	$I_{L1max} = 121.2$ A	$I_{L2max} = 176$ A	$I_{L3max} = 88$ A
	$I_{LP1} = 145.4$ A	$I_{LP2} = 211.2$ A	$I_{LP3} = 105.6$ A
	$L_1 > 41.3$ μ H	$L_2 > 47.3$ μ H	$L_3 > 47.3$ μ H
电感设计参数	电感值 $L > 47.3$ μ H		
	流过最大电流值 $I_{LP} = 211.2$ A		
	储能 $E = 1/2 \cdot L \cdot I_{LP}^2 = 1.05$ J		

表 4 升降压电感设计参数对比

Tab.4 Design parameters comparison of boost-buck inductor

Boost 模式	Buck 模式	Boost/Buck 双向
电感值 $L > 294$ μ H	电感值 $L > 47.3$ μ H	电感值 $L > 294$ μ H
流过最大电流值 $I_{LP} = 40.8$ A	流过最大电流值 $I_{LP} = 211.2$ A	流过最大电流值 $I_{LP} = 211.2$ A
储能 $E = 0.25$ J	储能 $E = 1.05$ J	储能 $E = 6.56$ J

2.2 BDPC 主电路结构优化设计

内燃-直线发电集成动力系统中直线电机有其自身的功率特性, BDPC 在两个方向上的功率流为不平衡状态, 电动时最大峰值功率为:

$$P_{Mmax} = U_{o\max} \times I_{o\max} \approx 4 \text{ kW} \quad (5)$$

发电时最大峰值功率为:

$$P_{Gmax} = U_{INmax} \times I_{INmax} \approx 29 \text{ kW} \quad (6)$$

对于 BDPC, 两个方向传递的最大峰值功率之

间的关系为:

$$P_{G\max} = 7.25P_{M\max} \quad (7)$$

在两个方向上经过 BDPC 电感的峰值电流关系为:

$$I_{\text{buck_LP}} = 5.18I_{\text{boost_LP}} \quad (8)$$

由表 4 知, 当应用式 (1) 设计电感值时, 该设计电感值对于 Buck 运行模式 (发电时), 只利用了一部分, 当应用式 (2) 选取最大饱和电流值时, 该值远远大于 Boost 运行模式 (电动时) 的最大峰值电流。

在 BDPC 中只有升压电感与既有升压电感又有降压滤波电感时相比较电感值相同, 但最大饱和电流设计参数减小到 1/5, 储能参数减小到 1/4, 当在实际中选择铁氧体磁芯时, 升、降压模式共用同一电感, 需要 7 对 EE110 并联组成, 而只有升压电感时, 需要 2 对 EE110 即可, 体积减小到原来的 2/7, 根据式 (8) 设计磁芯绕组导线, 其线径可减小到 0.2 倍。

动力源选择 Maxwell 公司型号为 SCPM600286 的超级电容器模块 4 组, 单体模块最大充、放电电流可达 800 A, 该超级电容器组完全能够满足 BDPC 的充、放电频率和充、放电电流大小的要求, 开关管利用高频 PWM 斩波控制技术, 对输出量包括电压、电流和功率等实现了平滑控制^[12], 当通过 BDPC 向超级电容器组充电时, 由于超级电容器组的容量等级大, 对其输入的 PWM 电压波进行了有效的滤波, 不需要滤波电感。本文研究设计了一种优化的 BDPC, 其主电路原理图如图 6 所示。当 BDPC 运行于 Boost 模式时, 开关管 V2 和 VD1 工作, S 断开, 与传统 BDPC 工作方式相同; 当 BDPC 运行于 Buck 模式时, 开关管 V1 和 VD2 工作, S 闭合, L 和 D 被短路, 屏蔽掉了降压滤波电感, 有效地减小了 BDPC 的成本和体积。当运行于 Boost 模式时, 选取输入电压值点 $U_2=120\text{ V}$, IGBT 管 V2 开关频率 $f=15\text{ kHz}$, 驱动电压 $U_g=15\text{ V}$, 占空比 $D=40\%$, 电感值 $L=300\text{e-6H}$, 电容值 $C=220\text{e-6F}$, 仿真结果如图 7 所示, U_o 为输出电压, U_{oF} 为输出电压直流分量, 输出结果与理论值相符合; 当运行于 Buck 模式时, 选取输入电压值点 $U_2=100\text{ V}$, IGBT 管 V1 开关频率 $f=15\text{ kHz}$, 驱动电压 $U_g=15\text{ V}$, 占空比 $D=60\%$, 电感值 $L=300\text{e-6H}$, 电容值 $C=220\text{e-6F}$, 仿真结果如图 8 所示, 在 0~2 ms 段, 开关 S 断开, 此时电感 L 和电力二极管 D 断路, 在 $t=2\text{ ms}$ 时闭合开关 S, 由图知此时电感 L 和电力二极管 D 两端

电压 $U_L=0$, 流过 L 和 D 的电流 $I_L=0$, 仿真结果表明当 BDPC 降压工作时, 屏蔽掉了电感, 验证了结构优化设计的正确性。

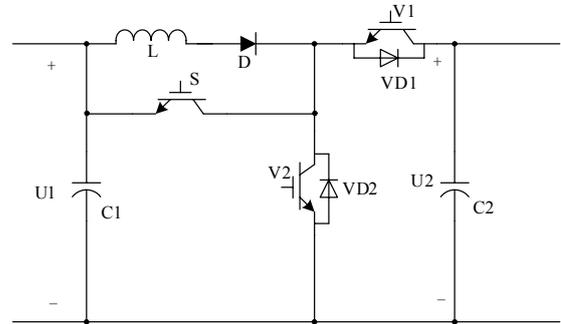


图 6 优化设计的 BDPC 原理图

Fig.6 Principle of optimization designed BDPC

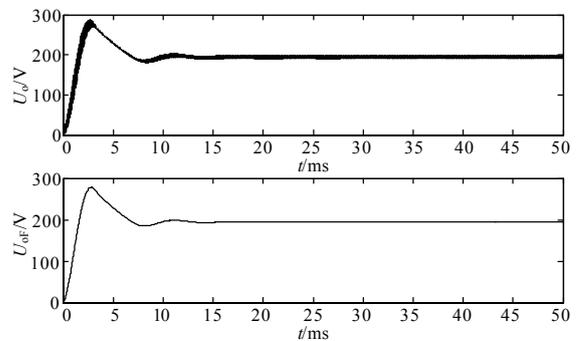


图 7 优化设计的 BDPC 升压工作仿真结果

Fig.7 Simulation results of optimization designed BDPC as Boost converter

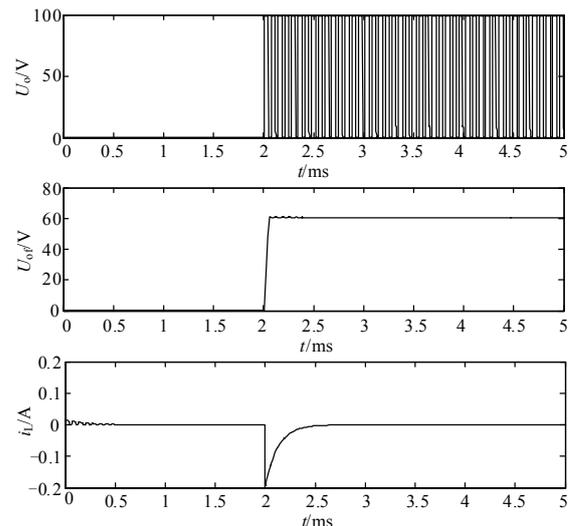


图 8 优化设计的 BDPC 降压工作仿真结果

Fig.8 Simulation results of optimization designed BDPC as Buck converter

2.3 小功率原理性实验

为验证本文研究的 BDPC 结构优化设计的正确性，在实验室完成了功率为 120 W 的原理样机的试制，实验原理图如图 9 所示，BDPC 的实验电参数见表 5，实验硬件见表 6。为主开关管 S1 和 S2 设计了 RCD 缓冲电路，通过示波器对比观察，采用 RCD 吸收电路明显改善了开关管开关瞬间的尖峰电压和尖峰电流，电压隔离变换器 SMIV10DCE-P6-O5/F1 和电流传感器 TBC06DS5 分别采集 BDPC 的变换电压信号和电流信号给 DSP2812M 的 A/D 转换模块，由 DSP 计算电压值和电流值^[13-14]。开关管的开关频率设置为 $f=40\text{ kHz}$ ，当 BDPC 工作在 Boost 模态时，输出端负载为 $10\ \Omega/50\text{ W}$ 的功率电阻，实验结果如图 10~图 13 所示，输入电压为 12 V，输入平均电流为 8 A，输出电压为 18.2 V，输出电流为 4.98 A；当 BDPC 工作在 Buck 模态时，输出端负载为 $10\ \Omega/50\text{ W}$ 的功率电阻，实验结果如图 14~图 16 所示，输入电压为 15 V，当屏蔽掉滤波电感 L 时，输出 PWM 电压信号，输出平均电压值为 7.4 V，输出平均电流为 0.74 A，电感电流为 0，如图 17 所示，效率达 94%。

表 5 实验电参数表

Tab.5 Electrical parameters of experimental

BDPC 参数	变换功率	变换电压	变换电流
	120 W	24 V ↔ 16 V	5 A ↔ 10 A

表 6 硬件选择列表

Tab.6 Hardware selection list

DSP	TMS320F2812M 开发板
UC	BCAP0650_P270 (5 个)
Power 24V/5A	可调稳压电源
Gate Drive	TX-DA962 驱动板
S1、S2、D	IRF540N
S	896H-1CH-C
Z	1N5240B/10 V
L	480 $\mu\text{H}/10\text{ A}$
R1、R2	10 $\Omega/50\text{ W}$
C1、C2	2 200 $\mu\text{F}/50\text{ V}$
SMIV10DCE-P6-O5/F1	测量电压
TBC06DS5	测量电流
数字示波器 YB54100	观察信号波形

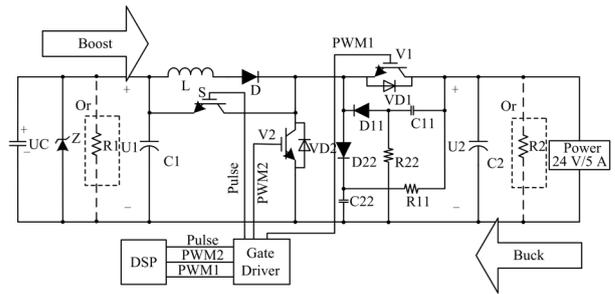


图 9 优化设计的 BDPC 实验原理图

Fig.9 Experiment schematic diagram of optimization designed BDPC

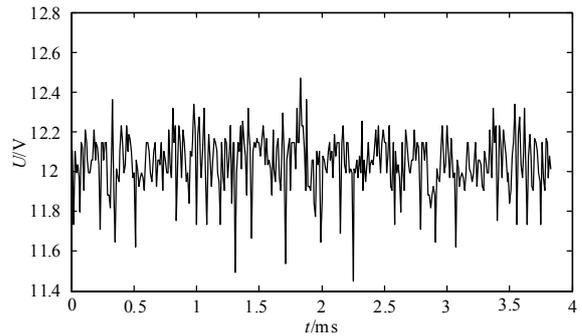


图 10 Boost 输入电压波形

Fig.10 Waveform of input voltage in Boost mode

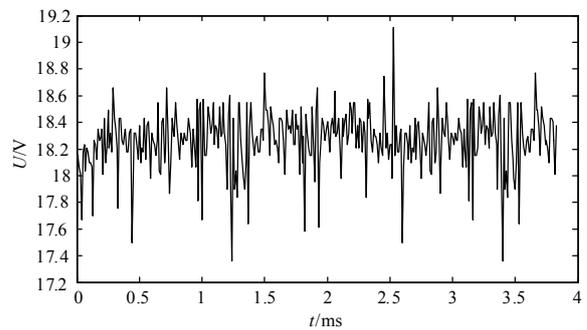


图 11 Boost 输出电压波形

Fig.11 Waveform of output voltage in Boost mode

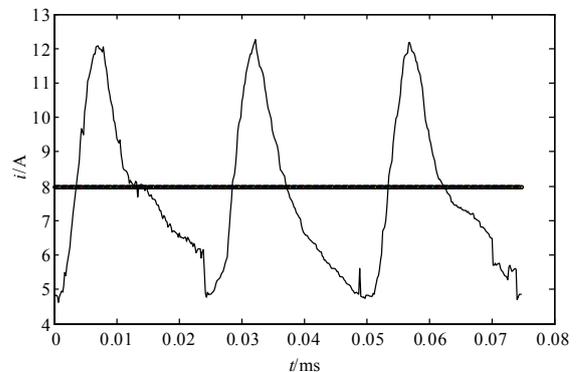


图 12 Boost 输入电流及其平均电流波形

Fig.12 Waveform of input current and average current in Boost mode

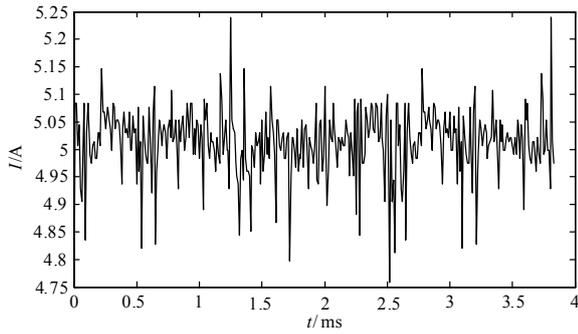


图 13 Boost 输出电流波形

Fig.13 Waveform of output current in Boost mode

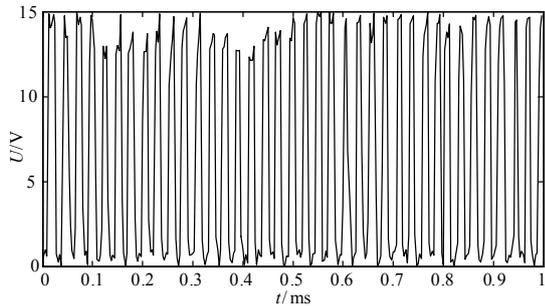


图 14 Buck 输出电压波形

Fig.14 Waveform of output voltage in Buck mode

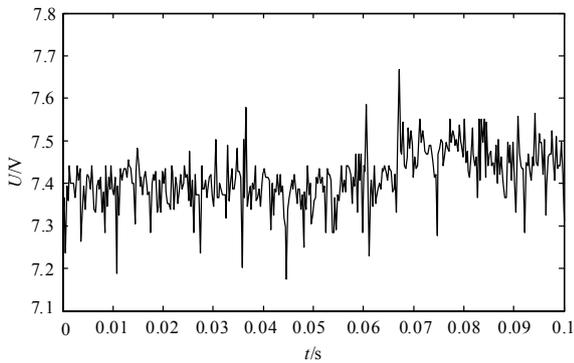


图 15 Buck 输出平均电压波形

Fig.15 Waveform of output average voltage in Buck mode

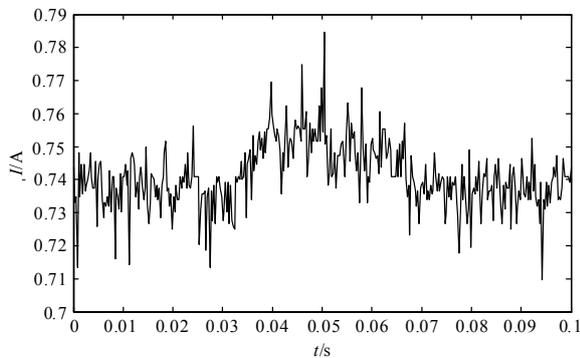


图 16 Buck 输出平均电流波形

Fig.16 Waveform of output average current in Buck mode

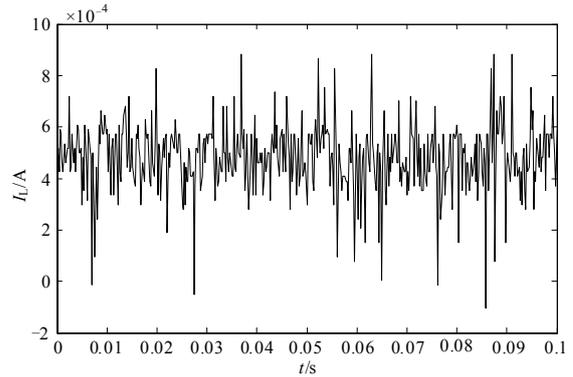


图 17 Buck 电感电流波形

Fig.17 Waveform of inductor current in Buck mode

3 结论

内燃-直线发电集成动力系统具有两个方向功率流的不平衡特性, 利用传统的电感设计方法, 使得 BDPC 中的电感体积非常大且成本高, 通过计算比较分析, 对 BDPC 进行了优化设计, 并与串并联实时切换的超级电容器组结合使用, 当 BDPC 运行于大功率的降压模式, 向超级电容器组回馈能量时, 屏蔽掉了滤波电感, 大容量的超级电容器组相当于对输入的 PWM 电压波进行了有效地滤波, 在该模式中消去了开关管开、关瞬间电感产生的尖峰现象, 大大降低了 BDPC 的电磁干扰, 结论证明该优化设计有效地减小了 BDPC 的体积和成本, 提高了功率变换的效率, 对于两个方向功率流不平衡的双向功率变换器的研究设计和需要功率快速缓冲的场合与功率缓冲器结合使用, 具有比较好的实用价值和指导意义。

参考文献

- [1] 常思勤, 徐照平. 内燃-直线发电集成动力系统: 中国, 10019410.0[P]. 2007.
CHANG Si-qin, XU Zhao-ping. Internal combustion-linear generator integrated power system: China, 10019410.0[P]. 2007.
- [2] Guidi G, Undeland T M, Hori Y. An optimized converter for battery-supercapacitor interface[J]. Power Electronics Specialists Conference, 2007: 2976-2981.
- [3] Farzaneh-fard H, Beyragh D S, Adib E. A fully soft switched converter for ultracapacitors interface circuit[J]. Industrial Technology, 2006: 796-800.
- [4] Lidozzi A, Solero L, Di Napoli A, et al. Synergetic control for ultracapacitors based high dynamic converters[J]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005: 1976-1982.
- [5] Arnet B J, Haines L P. High power DC-to-DC converter

- for supercapacitors[J]. Electric Machines and Drives Conference, 2001: 985-990.
- [6] Mihali F, Kos D. Reduced conductive EMI in switched-mode DC-DC power converters without EMI filters: PWM versus randomized PWM[J]. Power Electronics, 2006: 1783-1794.
- [7] Williams B W. Basic DC-to-DC converters[J]. Power Electronics, 2008: 387-401.
- [8] 陈明, 汪光深, 马伟明. 多重化双向 DC-DC 变换器电流纹波分析[J]. 继电器, 2007, 35 (4): 53-57.
CHEN Ming, WANG Guang-shen, MA Wei-ming. Analysis of the inductor current ripple in interleaved bi-directional DC-DC power converters[J]. Relay, 2007, 35 (4): 53-57.
- [9] 张慧妍, 齐智平, 韦统振. 超级电容器储能直流变换器的设计[J]. 电气应用, 2006, 25 (12): 97-100.
ZHANG Hui-yan, QI Zhi-ping, WEI Tong-zhen. Design DC-DC converter for ultracapacitor energy storage[J]. Electrotechnical Application, 2006, 25 (12): 97-100.
- [10] 赵修科. 实用电源技术手册磁性元器件分册[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002.
ZHAO Xiu-ke. Practical handbook of power magnetic components volumes[M]. Shenyang: Liaoning Science and Technology Publishing House, 2002.
- [11] 杨玉岗. 现代电力电子的磁技术[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
YANG Yu-gang. Magnetism in modern power electronics technology[M]. Beijing: Science Press, 2003.
- [12] 林忠岳. 现代电力电子应用技术[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
LIN Zhong-yue. Modern power electronics application technology[M]. Beijing: Science Press, 2007.
- [13] 翁情安, 张炳达, 郝爽. 基于 TMS320F2812 的同步发电机励磁控制器[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37 (19): 92-96.
WENG Qing-an, ZHANG Bing-da, HAO Shuang. Excitation controller of synchro generator based on TMS320F2812[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37 (19): 92-96.
- [14] 熊军华, 王亭岭, 徐荣. 基于 TMS320F2812 直流操作电源系统的设计与开发[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37 (20): 113-116.
XIONG Jun-hua, WANG Ting-ling, XU Xing. Design and development of direct current power supply systems based on TMS320F2812[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37 (20): 113-116.

收稿日期: 2010-04-08

作者简介:

任桂周 (1979-), 男, 博士研究生, 研究方向为车辆电子控制及机电液一体化技术; E-mail: renguizhou@tom.com

常思勤 (1954-), 男, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为车辆电子控制及机电液一体化技术、车辆动力装置设计、仿真与优化、车辆现代设计理论与方法。E-mail: changsq@mail.njust.edu.cn

(上接第 83 页 continued from page 83)

- [18] Baran M E, WU F F. Network reconfiguration in distribution systems for loss reduction and load balancing[J]. IEEE Trans, 1989 (2): 1401-1407.
- [19] Chiang H D, Jumeau R J. Optimal network reconfigurations in distribution systems: part 1: a new formulation and a solution methodology[J]. IEEE Trans PWRD, 1990 (4): 1902-1909.
- [20] Pepionis G, Papadopoulos M. Application of heuristic methods on large-scale networks[J]. IEE Proc. Gener, Transm and Distrib, 1995, 142 (6): 631-638.
- [21] Kashem M A, Moghavvemi M. Maximizing radial voltages stability and load balancing via loss minimization in distribution networks[C]. //Proceedings of the International Conference on Energy Management and Power Delivery (EMPD98), Singapore: 1998: 91-96.
- [22] Lin W M, Chin H C. A current index based load balancing technique for distribution systems[C]. //Proceedings of the International Conference on Power System Technology, POWER CON98, 1998, 223-227.
- [23] Civanlar S, Grainger J J, Yin H, et al. Distribution feeder reconfiguration for loss reduction[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1988, 3 (3): 97-104.

收稿日期: 2010-03-23; 修回日期: 2010-07-08

作者简介:

邹必昌 (1966-), 男, 博士研究生, 副教授, 主要研究方向为电力系统继电保护及配电自动化; E-mail: zoubichang123@126.com

龚庆武 (1967-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力系统继电保护、电力系统自动化和电力系统仿真等;

李 勋 (1983-), 男, 博士研究生, 研究方向为电力系统保护与控制。