

多重双向 H 桥 DC/DC 变换器的研究

张亚娟 姜久春 牛利勇

(北京交通大学 北京 100044)

摘要: 为了满足电池测试设备要具有较宽的输出电压范围的要求,本文采用了一种宽电压范围输出的双向 DC/DC 变换器电路拓扑,并通过对基本单元的多重化并联,达到了减小电流纹波、电流谐波含量和系统体积的目的。文中详细分析了多重双向 H 桥 DC/DC 变换器的工作原理、参数设计和控制方法。本电路应用于 100kW 动力锂离子蓄电池测试设备中。样机实验结果表明,本设计能够实现极宽的输出电压范围,具有较小的电流纹波,验证了设计的正确性。

关键词: 电池测试设备;双向 DC/DC 变换器;多重化;并联均流;数字 PI;DSP56F803

中图分类号: TM921

文献标识码: A

文章编号: 1001-1390(2011)07-0069-06

The Research of Multiple Bi DC/DC H - Bridge Converters

ZHANG Ya - juan , JIANG Jiu - chun , NIU Li - yong

(Beijing Jiaotong University , Beijing 100044 , China)

Abstract: To meet the requirements of a wide range output voltage to battery test equipment , this paper presents a Bi DC/DC converter circuit which can output a wide range output voltage. And through the multiple parallel to the basic unit circuit , to realize the purpose of reducing the current ripple , the current harmonic content and system size. This paper analyzes the working principle , parameter design and control method of multi - converter in detail. This circuit applies to 100kW lithium - ion power battery testing equipment. The experiment results show that this design enables a very wide output voltage range and with a smaller current ripple , and correctness of the design was verified.

Key words: battery testing equipment , Bi DC/DC converter , multiple , current sharing , digital PI , DSP56F803

0 引言

能源和环境的可持续发展是当今世界科技的重要课题,绿色清洁的电动汽车得到了迅速发展,其核心技术不断突破。锂离子动力电池因其能量密度高,体积小,循环次数多而成为众多汽车厂商优选的电动汽车动力源。锂离子动力电池容量从单体到成组应用,容量范围非常大,这就要求蓄电池测试设备要有一个较宽的输出电压范围。目前大多数电池测试设备输出采用双向 DC/DC 半桥结构实现 DC/DC 变换,输出电压范围窄,不能满足锂离子动力电池测试的需求。因此本文采用两个半桥式双向 DC/DC 变换器组合的主电路拓扑,使输入端并联,输出端反向串联^[1],得到输出范围较宽的 H 桥变换器。同时将几个结构相同的双向 DC/DC 变换器做特殊的组合,形成多重化的双向 DC/DC 变换器电路。控制系统采用电压外

环、电流内环的双闭环控制方式,电流内环采用单元电路电感电流单独控制,实现了并联电感间地均流。

1 多重化双向 DC/DC 变换器

1.1 电路拓扑结构

为了减小变换器电感电流纹波、电流谐波含量和滤波器体积,适应 DC/DC 变换器滤波网络参数的优化,把几个结构相同的基本变换器适当组合,做一种特殊的并联^[2](一般是将开关管触发相位错开一定的角度)构成一种复合型 DC/DC 变换器,即成为多重化双向 DC/DC 变换器。

本文设计的为两重化的双向 DC/DC 变换器,电路拓扑结构如图 1 所示,其单元电路为 H 桥 DC/DC 变换器。H 桥双向 DC/DC 变换器是将两个相同的 Buck - Boost 基本变换电路输入端并联,输出端反向串联,形成一个输出电压范围较宽的 H 桥变换器。

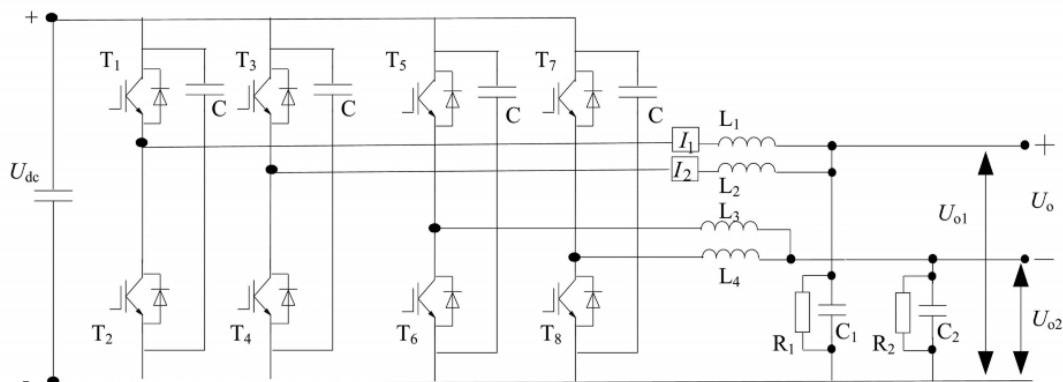


图 1 两重化双向 DC/DC 全桥变换器

Fig. 1 2-channel bi-directional DC/DC converter

两重化的电路拓扑即在 U_{dc} 和 U_{o1} 之间 (U_{dc} 和 U_{o2} 之间) 接入两个相同的 Buck-Boost 基本变换电路, 其中 $T_1 \sim T_8$ 是 IGBT, $L_1 \sim L_4$ 是滤波电感, C_1 、 C_2 为滤波电容。 T_1 、 T_3 (T_5 、 T_7) 工作时作两重化 Buck 电路运行, T_2 、 T_4 (T_6 、 T_8) 工作时作两重化 Boost 电路运行。

变换器运行时 T_1 、 T_3 (T_5 、 T_7) 开关管触发相位相差 $T_s/2$, 若在一个开关周期 T_s 中, 两个开关管导通时间相同, 则两个基本变换电路电感电流 i_{L1} 与 i_{L2} (i_{L3} 与 i_{L4}) 是相位相差 $T_s/2$, 波形完全相同的脉动波形。在本设计中控制上下管互补工作, 因此 T_1 与 T_4 管有同时导通的情况, 从而形成通路, 即变换器内部可能存在环流, 造成电感电流不平衡。因此在设计控制系统时需考虑消除变换器内部的环流。

1.2 单元电路工作模式

图 2 (a) 为 H 桥双向 DC/DC 变换器的主电路图。主电路由两个桥式 IGBT 模块、电感及电容构成。图中 T_1 、 T_2 、 T_5 、 T_6 是 IGBT 开关管, D_1 、 D_2 、 D_5 、 D_6 是与开关管反并联的续流二极管, L_1 、 L_3 是储能电感, 电感足够大, 保证工作电流连续, C_1 、 C_2 是滤波电容, 使输出电压稳定, X_c 是蓄电池。 U_{o1} 、 U_{o2} 分别为 C_1 、 C_2 两端电压, U_{dc} 为输入电压, U_o 为输出电压, I_o 为输出电流。电路中同一桥臂上下开关管互补工作, T_1 、 T_5 工作于 Buck 电路, T_2 、 T_6 工作于 Boost 电路。双向 DC/DC 桥式变换器充电时的 3 种工作模式 (加黑线为电流流通路径) 如图 2 (a)、(b)、(c) 所示。

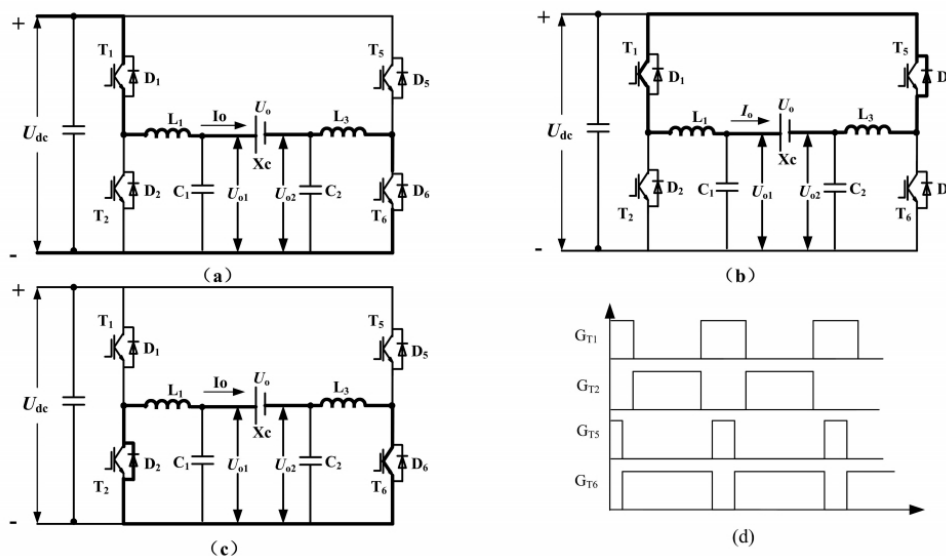


图 2 DC/DC 变换器充电工作模式及开关管脉冲

Fig. 2 Charge mode of DC/DC converter and pluses of switch

充电时,由 T_1 、 D_2 、 L_1 、 C_1 构成 Buck 电路, T_6 、 D_5 、 L_3 、 C_2 构成 Boost 电路。固定 T_6 占空比,则得到固定的低压侧电压 U_{o2} 。调节高压侧 T_1 的占空比即可得到可调的高压侧电压 U_{o1} ,从而得到较宽范围的输出电压 U_o ($U_o = U_{o1} - U_{o2}$)。图 2(a) 中电流由 T_1 、 L_1 、 X_c 、 L_3 、 T_6 构成回路,对电池进行充电。图 2(b) 中电流由 T_1 、 L_1 、 X_c 、 L_3 、 D_5 构成回路,电感电流续流。图 2(c) 中电流由 D_2 、 L_1 、 X_c 、 L_3 、 T_6 构成回路,电感电流续流。同理可推导出放电工作模式。各个开关管控制脉冲如图 2(d) 所示,控制低压侧 T_5 占空比为 0.2 不变,调节高压侧 T_1 的占空比即可得到可调的输出电压。

2 主电路参数设计

2.1 输入母线电压的选择

设计一个 100kW 动力蓄电池测试设备,要求额定输出电压为 500V,输出电流 200A。输出电压受输入母线电压和占空比的限制,控制中固定图 2 中低压侧上管 T_5 占空比,由于实际中升压比最大为 5 倍左右,则固定 T_5 占空比 $D_{y5} = 0.2$ 。另外在由 C 、 T_1 、 D_2 、 L_1 、 C_1 构成的 Buck 电路中,由于同一桥臂上下管互补工作,为防止上下管直通短路,设置一定的死区时间 T_d ,大约 $4\mu s$ 。所以在电压最大利用率时, T_1 占空比为:

$$D_{y1} = \left(\frac{1}{f_s} - 2T_d \right) / \frac{1}{f_s} = 0.92 \quad (1)$$

式中 f_s 为开关频率 $f_s = 5\text{kHz}$; T_d 为死区时间。

系统在额定功率下稳定运行时,取 $D_{y1} = 0.92$, $D_{y3} = 0.2$,要输出 $U_o = 500\text{V}$,则母线电压应为 $U_{dc} = U_o / (D_{y1} - D_{y3}) = 694\text{V}$ 。实际取母线电压为 700V。

2.2 输出电感的设计

双向 DC/DC 变换器中,电感一般根据电流临界连续和电流纹波要求来设计^[3]。要保证电感电流连续,则电感值应满足:

$$L \geq \frac{(U_{dc} - U_o) U_o}{2i_o f_s U_{dc}} \quad (2)$$

式中 f_s 为双向 DC/DC 变换器开关频率;当 $U_o = U_{dc} / 2$ 时,电感值取到最大值,有:

$$L \geq \frac{U_{dc}}{8i_o f_s} \quad (3)$$

式中 $U_{dc} = 700\text{V}$; $f_s = 5\text{kHz}$ 。

要保证在输出电流为 40A 时电感电流临界连续,即 $i_o = 40\text{A}$ 。得到电流连续时电感值为 $L \geq 0.4735\text{mH}$,考虑一定裕量,取 $L = 0.5\text{mH}$ 。实际电感设计参数为:额定电流 DC 100A,耐压值:700V,纹波电流: $\pm 40\text{A}$,纹波频率: $f = 5\text{kHz}$,电感量: $L = 500\mu\text{H}$ 。

2.3 输出电容的设计

输出电容的选择可以从满足电压环控制的跟随性指标和满足电压环抗干扰性能指标来设计,同时还要考虑输出电压的纹波系数^[4]。在两重化双向 DC/DC 变换器中,总电感电流纹波幅值小于单个电感电流纹波幅值,但频率为电感电流纹波频率的 2 倍。在图 2 中,由 T_1 、 D_2 、 L_1 、 C_1 构成的 Buck 电路中,电容 C_1 满足:

$$\Delta u_o = \frac{1}{C} \int_{t_1}^t i_c dt = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} \times \frac{\Delta i_L}{2} \times \frac{T_s}{2} \right) = \frac{\Delta i_L T_s}{8C}$$

$$C_1 \geq \frac{\Delta i_L}{16\Delta u_o f_s} \quad (4)$$

前面单个电感输出电流 $i_o = 40\text{A}$ 时,电感电流临界连续,则 $\Delta i_L = 2i_o = 80\text{A}$, $f_s = 5\text{kHz}$,要求 $\Delta u = 1\text{V}$ 时,电容需满足 $C \geq 1\text{mF}$ 。留取一定裕量并根据仿真验证实际选取电容参数为:额定电压 900V,额定纹波电流 40A,容量:4mF。

2.4 IGBT 的选择

正常工作时,加在 IGBT 两端电压为 700V,流过 IGBT 的最大电流为 135A,留出一定裕量,并结合器件极限损耗的估算,IGBT 采用英飞凌公司的 FF600R12IE4。

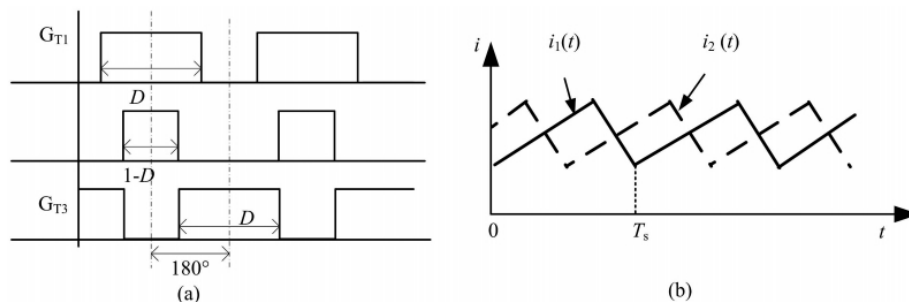


图 3 移相脉冲的产生及并联电感电流波形

Fig.3 Product of phase between two pluses and parallel inductance current

3 多重化双向 DC/DC 变换器的控制

3.1 多重化并联电路移相脉冲的产生

多重并联电路中,将开关管触发脉冲错开 $T_s/2$ 相位,本设计中为 180° 位移。控制脉冲由 DSP56803 产生,产生脉冲时 PWM 模块采用中间对齐方式,设第一路脉冲 G_{T1} 占空比为 D ,利用 G_{T1} 得到占空比为 $1-D$ 的脉冲,则反向后即可得到与 G_{T1} 相差 180° 的占空比为 D 的脉冲 G_{T3} ,如图 3(a) 所示(见上页)。 G_{T1} 、 G_{T3} 分别为图 1 中 T_1 、 T_3 管的驱动脉冲,对应电感电流波形如图 3(b) 所示。由图 3(b) 可见,两电感电流波形相同,相位相差 180° ,总电流为两电感电流之和,因此多重化可以达到减小总电流纹波的目的。

3.2 DC/DC 变换器的双闭环控制

单元电路双向 DC/DC 变换器中,控制系统采用电压外环、电流内环的双闭环控制方式。在双闭环控制的基础上,控制系统中采用以飞思卡尔的 DSP56803 为核心的数字控制器进行数字 PI 控制。输出电压 U_o 和电感电流 I_L 作为反馈,控制系统框图如图 4 所示,电压给定和电压反馈经过 PI 计算得到电流给定,电压环的电流给定与电流指令比较后取小值作为电流环的给定,与反馈电流进行比较,经过电

流环的 PI 调节器输出到脉冲给定。RP 实际上是一个取小值操作,是为了保证系统自动完成恒流充电和恒压充电两个充电阶段地转换^[4]。

多重化双向 DC/DC 变换器控制中,为了减小总电流纹波同时实现单元电路之间的电感电流均流,本文采用了两种方法:一是两重化的电路在给定脉冲时,分别控制两个并联桥臂的上管(图 1 中的 T_1 和 T_3) 导通时间相同,触发角错开 $T_s/2$,得到两个形状完全相同,相位相差 $T_s/2$ 的电感电流波形,如图 3(b) 所示,因此两个并联电感平均电流相同,且总电流的纹波减小。二是由于并联桥臂上管触发角错开 $T_s/2$ 相位,而上下管是互补导通的,因此存在对角开关管(图 1 中 T_1 和 T_4) 同时导通的情况,导致电路内部可能存在环流,如果电流环使用总电流作为反馈,存在电感电流不均的现象。为了解决这一问题,电流环引入单元电路电感电流单独控制的方法,将总电流给定的 $1/2$ 分别给到两个独立的 PI 控制器,然后与各自的电感电流反馈比较后进入 PI 控制器进行调节,形成双电流内环的控制结构。控制框图如图 5 所示。

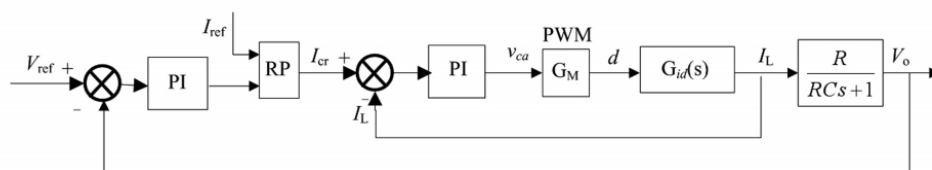


图 4 单元 DC/DC 双向变换器双闭环控制框图

Fig. 4 Double closed-loop control block diagram for single Bi DC/DC converter

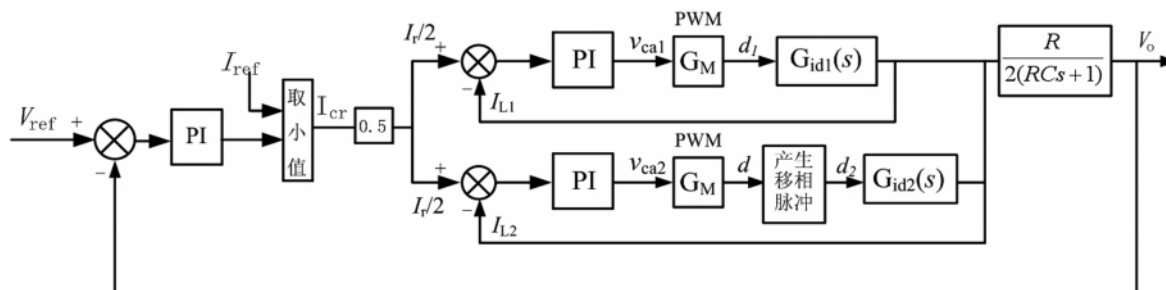
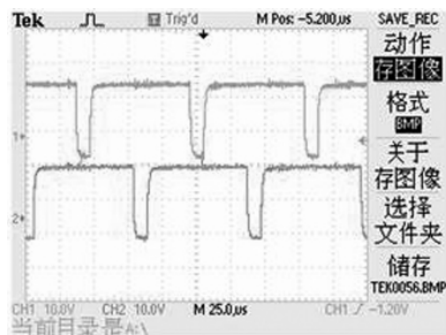


图 5 双电流内环控制框图

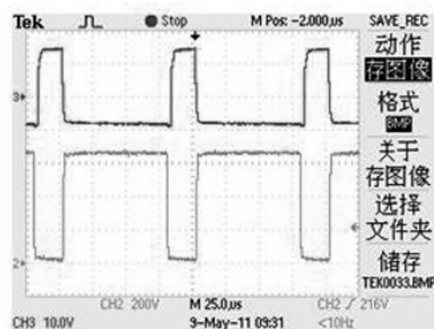
Fig. 5 Double inner current loop control block diagram

4 实验结果

本设计应用于 100kW 蓄电池测试设备中。样机实验参数为: 输入端母线电压 700V, 输出电压 0 ~ 500V, 输出电流 0 ~ 200A。在负载需求下, 多重双向 H 桥 DC/DC 变换器能稳定运行在上述参数。电压、电流纹波均能达到设计要求。



(a)



(b)

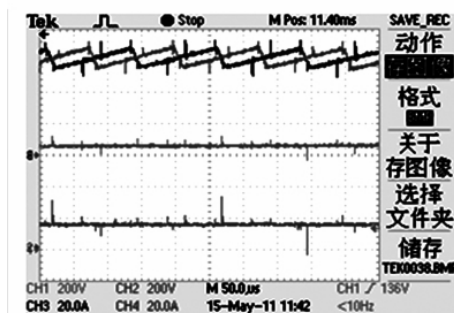
图 6 驱动波形

Fig. 6 Drive pulse

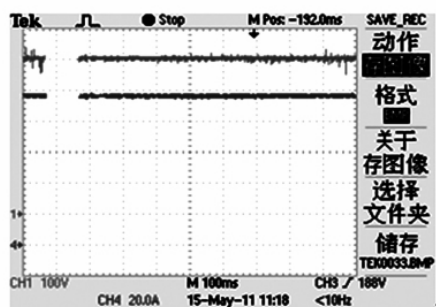
图 7(a) 为半载充电实验波形, CH1、CH2 分别为桥式电路高压侧和低压侧电压, CH3 和 CH4 为两个并联电感电流波形, CH1 和 CH2 均为 200V 每格, CH3 和 CH4 均为 20A 每格。由图可见 CH1 和 CH2 的电压之差即为输出电压为 500V; 并联电感电流波

图 6(a) 所示为相位相差 180° 的驱动脉冲波形, 分别驱动两个并联桥臂的上管; 图 6(b) 所示, CH2 为 IGBT 开通与关断时的波形, CH2 每格为 200V, 由图可见 IGBT 的开通与关断速度较快, 且关断时没有电压尖峰。

形完全相同 相位相差 180°, 验证了并联均流控制的有效性。图 7(b) 为输出电压和输出电流的波形, CH1 为输出电压, 每格 100V, CH2 为输出电流, 每格 20A, 由图可见输出电压为 500V, 输出电流约为 100A。



(a)



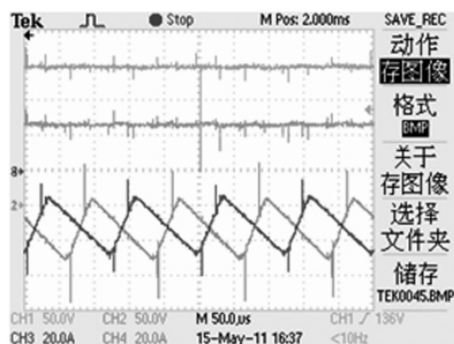
(b)

图 7 充电实验波形

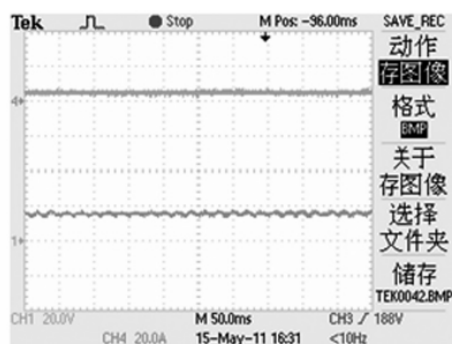
Fig. 7 Waveform of inductor current in charge experiment

图 8(a) 为放电实验波形, 放电实验使用的电池组静态电压为 87.4V, 放电电流为 60A。CH1、CH2 分别为桥式电路高压侧和低压侧电压, CH3 和 CH4 为两个并联电感电流波形, CH1 和 CH2 均为 50V 每格, CH3 和 CH4 均为 20A 每格, 由图可见 CH1 和

CH2 的电压之差即为输出电压约为 85V, 并联电感电流波形完全相同 相位相差 180°, 平均值均为 -30A; 图 7(b) 为输出电压和输出电流的波形, CH1 为输出电压, 每格 20V, CH2 为输出电流, 每格 20A, 由图可见放电输出电压约为 85V, 输出电流约为 -60A。



(a)



(b)

图 8 放电实验波形

Fig. 8 Waveform of discharge experiment

5 结 论

本文通过多重化桥式双向 DC/DC 变换器电路的理论分析,设计了主电路参数和系统控制方案,同时提出了基于数字控制的双电流内环的并联均流方案,实现了多重化并联电感电流的均流控制,达到了减小电流纹波的目的。实验验证了该设计可保证输出电压 3~500V 稳定输出,验证了设计和控制方法的可行性。实验样机输出电压、电流稳定,响应速度快,满足设计要求。

参 考 文 献

- [1] 严仰光. 双向直流变换器[M]. 江苏: 江苏科学技术出版社, 2004: 53-54.
- [2] 陈明, 汪光森, 马伟明. 多重化双向 DC/DC 变换器 PI 滑模变结构控制策略研究[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(4): 53-57.
CHEN Ming, WANG Guang-sen, MA Ming-wei. Research of PI Sliding Mode Control Strategy on Multiple Bi-directional DC-DC Converters[J]. Electric Automation Equipment, 2008, 28(4): 53-57.
- [3] 张占松, 蔡宣三. 开关电源原理及设计[M]. 修订版. 北京: 电子工业出版社, 2004. 32-34;

[4] 裴晓泽, 姜久春, 冯韬. 电动汽车蓄电池充放电系统的实现[J]. 电力电子技术, 2008. Vol. 42(3): 17-18.

PEI Xiao-ze, JIANG Jiu-chun, FENG Tao. Implementation of Battery Charge and Discharge System in Electric Vehicle[J]. Power Electronics, 2008. Vol. 42(3): 17-18.

作者简介:



张亚娟(1986-),女,内蒙古人,硕士研究生,从事电动汽车充放电电机技术研究。

Email: yjzhang_leaf@163.com



姜久春(1973-),男,吉林人,教授,博士生导师,从事新能源领域相关研究。



牛利勇(1978-),男,河北人,讲师,硕士生导师,从事新能源领域相关研究。

收稿日期: 2011-04-07
(常会敏 编发)