

# 用于电池储能系统并网的 PCS 控制策略研究

曹生允, 宋春宁, 林小峰, 夏有才

(广西大学, 广西 南宁 530004)

**摘要:** 介绍了两级式能量转换系统 (Power Conversion System, PCS) 的主电路拓扑和数学模型, 并对其控制策略进行了研究。为确保储能电池组的安全以及延长其使用寿命, 采用先恒流充电至额定电压后再转恒压充电的二阶段模式。针对充放电分离控制复杂的控制架构, 提出了基于电池侧和网侧变流器主从功率控制的统一控制策略。仿真及实验结果均与理论分析一致, 变流器动静态性能良好, 达到了控制要求。

**关键词:** 电池储能系统; 充放电; 双闭环; 双向变流器

## Study of PCS's control strategy for battery energy storage grid-connected system

CAO Sheng-yun, SONG Chun-ning, LIN Xiao-feng, XIA You-cai

(Guangxi University, Nanning 530004, China)

**Abstract:** This paper analyzes the main topologies and mathematical model of Power Conversion System, called PCS, and also studies its control strategy. The two-stage charging model, first constant current charging to the rated voltage and then transferred to constant voltage charging, is used to ensure the safety of storage battery and prolong the service life. In order to avoid the shortages of the traditional charge and discharge control method, the unified control strategy of charging and discharging is proposed, based on that, grid-side and battery-side converters are respectively designed to work in passive and active power control. The simulation and experimental results are consistent with the theoretical analysis, the converter achieves good dynamic and static performance, control requirements.

**Key words:** battery energy storage system; charge-discharge; dual-loop control; bi-directional converter

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)24-0093-07

## 0 引言

与其他储能系统相比, 电池储能系统因其安装方便、不受地理条件限制、功率吞吐快速等优点, 常用作可再生能源及分布式发电系统与电网间灵活传递电能的接口, 其可靠性和运行策略对接入电力系统的可靠性有着重要影响<sup>[1-3]</sup>。

能量转换系统 PCS 是电池储能系统的一个重要组, 为了充分挖掘电池储能系统的潜能和提升系统的整体经济效益, 拓扑结构灵活、控制设计简化、功能多样成为 PCS 的发展趋势<sup>[4-5]</sup>。由双向 DC-AC 环节和双向 DC-DC 环节组成的两级式 PCS 适应性强、电池容量配置更加灵活、结构拓展性好, 所以应用较多。充放电分离控制也能基本满足两级式 PCS 的控制要求, 但与充放电统一控制相比, 其控制框架更复杂、控制变量更多, 充放电模式切换时系统控制复杂度更会大大增加<sup>[6-7]</sup>; 另外, 随着电池

储能系统规模和储能电池种类的不断增加, 电池侧对充放电安全、灵活、可靠等性能要求也越来越高, 常用的恒压或恒流的单一控制模式越来越难以满足系统要求。对此, 本文提出一种基于统一控制的阶段式充放电控制策略, 并将以直流母线电压为充放电控制目标的双向 DC-AC 环节设计为被动功率控制, 双向 DC-DC 环节设计为主动功率控制; DC-AC 环节和 DC-DC 环节均采用电压外环电流内环的双闭环控制模式, 为减小直流母线暂态波动, DC-AC 环节电压外环采用模糊 PI 控制器, 同时将电池功率前馈补偿引入电流内环, 能提高其对电流的跟踪速度。这种控制策略既避免了各控制器对功率调节的竞争, 又简化了控制器设计和运行, 满足了电池侧安全, 而且还具有良好的暂态性能。

## 1 主电路的拓扑结构及工作原理

两级式双向变流器 PCS 的电路拓扑结构如图 1

所示,主要由双向DC-AC变流器和双向DC-DC变流器以及电网侧LCL型滤波器和储能电池组侧的LC型滤波器组成。双向DC-DC变流器由BUCK电路和BOOST电路反并联而成,由于采用半桥结构,故而只能实现单向升降压,即母线对电池为BUCK模式,而电池对母线为BOOST模式<sup>[8-9]</sup>。双向DC-DC变流器可实现对直流电压灵活的升、降变换,从而避免了变压器的使用,拓宽了直流侧电压的范围,使得蓄电池的容量配置更加灵活;该结构还有使用原件少、体积小、效率高的优点<sup>[4]</sup>。双向DC-AC环节电压型PWM变流器采用常见的三相全控整流桥的拓扑结构,主要是配合双向DC-DC变流器进行功率传输<sup>[10-11]</sup>。

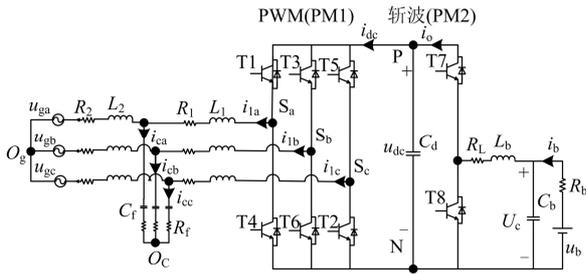


图1 两级式PCS拓扑

Fig. 1 Topology of two stage PCS

当蓄电池组充电时, PWM变流器工作在整流状态, 给直流母线提供稳定的直流电压; 双向DC-DC变流器处于BUCK工作模式, 根据蓄电池组的电压范围来确定采用恒流或是恒压充电的控制策略; 当蓄电池放电时, 双向DC-DC变流器工作在BOOST状态, 并为直流母线提供前级恒压源, 这时PWM变流器工作在逆变状态, 经PWM变流器得到的三相斩波电压经滤波器变成正弦波交流电, 然后并入电网。

双向DC-DC变流器拓扑如图1中所示, 开关管T7和T8采用互补驱动模式, 电流方向只取决于占空比 $d$ 与零电流占空比 $D_0$ 的关系<sup>[7-8]</sup>。双向DC-DC变流器通过对开关管T7和T8占空比的控制, 实现对流过直流侧滤波器电感 $L_b$ 的平均电流 $I_L$ 的方向控制, 如图2所示; 当 $d > D_0$ 时, 对电池组充电, 实现功率的吸收; 当 $d < D_0$ 时, 电池组放电, 实现功率的发送。DC-DC变流器外环控制电池组侧电压, 内环控制直流侧电流 $I_L$ , 通过控制流过直流侧电流 $i_L$ 来控制功率流向。

双向DC-AC环节不主动进行功率控制, 只是通过维持直流母线电压间接地响应系统功率需求。PWM变流器采用双闭环PI控制, 外环直流母线电压控制环主要是维持直流母线电压的稳定; 内环交流

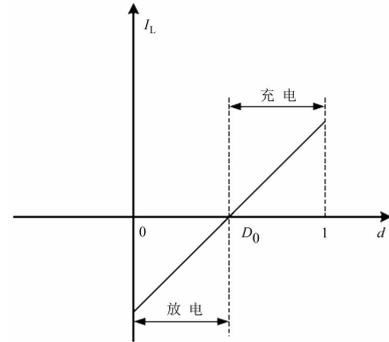


图2 占空比 $d$ 与电感电流 $I_L$ 的关系

Fig. 2 Relationship of the duty ratio  $d$  and the current  $I_L$

电流控制环实现网侧电流对指令电流的快速跟踪。

## 2 控制模型的设计

双向功率变换系统PCS的控制框图如图3所示。图中可以看出控制系统的电网侧和储能电池组侧控制目标不同, 互不干扰, 是完全解耦的, 因此可以分开设计控制器。为方便建模, 将PWM变流器和DC-DC变流器分开进行分析。

### 2.1 DC-AC 环节

在低频段, 电容基波分量下容抗较大, 相同感值的LCL型与L型滤波器在博德图上变化曲线基本重合, 可以忽略电容, 如图3所示。

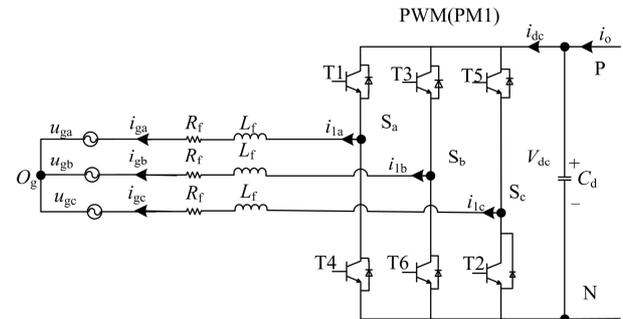


图3 等效后的网侧变流器

Fig. 3 Grid side converter of the equivalent

这里 $L_f$ 等于图1中电感 $L_1$ 与 $L_2$ 的和。其中 $u_{ga}$ 、 $u_{gb}$ 、 $u_{gc}$ 为网侧电压,  $u_{dc}$ 为直流母线电压,  $i_{dc}$ 为直流母线电流,  $i_o$ 为直流侧输入或输出电流;  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 为三相桥臂开关函数, 1代表上管开通、下管关断, 0代表上管关断、下管开通;  $u_{Sa}$ 、 $u_{Sb}$ 、 $u_{Sc}$ 分别为 $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 点电压,  $O_g$ 为电网中点,  $O_c$ 为滤波器电容中点; P、N为直流母线正、负极。

图4中网侧变流器在三相静止坐标系下的时域模型<sup>[7,10-12]</sup>, 如式(1)所示。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_{Sa} \\ u_{Sb} \\ u_{Sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{bmatrix} - L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} - R_f \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} \\ C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc} - i_o \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $x = a, b, c$ ;  $u_{Sx} = f_x \cdot u_{dc}$ ;  $f_x = S_x - (1/3) \cdot (S_a + S_b + S_c)$ 。

式(1)经dq坐标变换后, 可得旋转坐标系下变流器方程为

$$\begin{cases} u_{Sd} = u_{gd} - R i_{gd} - L_f \frac{di_{gd}}{dt} + \omega L_f i_{gq} \\ u_{Sq} = u_{gq} - R i_{gq} - L_f \frac{di_{gq}}{dt} - \omega L_f i_{gd} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_{gd} + S_q i_{gq}) - i_o \end{cases} \quad (2)$$

在dq坐标下两相电流存在耦合, 采用前馈解耦的方式设计控制器, 如图4所示。

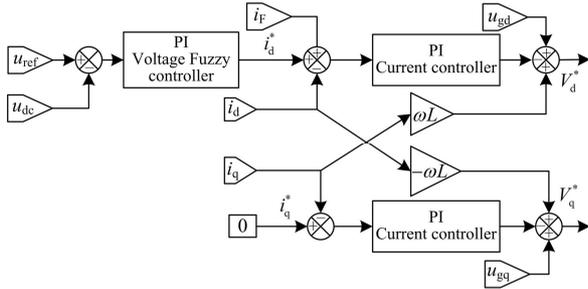


图4 交流侧双闭环控制器

Fig. 4 Decoupled controller of AC side

为提高DC-AC环节对功率的跟踪速度, 引入一前馈电流  $i_L$ ; 稳态时, 系统功率平衡, 由于直流母线电流不易直接测量, 前馈电流可通过式(3)得到

$$\begin{cases} P_b = U_c \cdot i_b = U_{dc} \cdot i_o = P_g = (3/2) \cdot u_{gd} \cdot i_{gd} \\ i_L = (2/3) P_b / u_{gd} \end{cases} \quad (3)$$

其中:  $P_b$  为直流侧功率;  $U_c$  为电池组电压;  $i_b$  为直流侧电流;  $i_o$  为母线输出电流;  $P_g$  为交流侧功率。

如图5所示, 模糊PI控制器以直流母线电压的误差  $e$  和误差变化率  $ec$  作为输入<sup>[13]</sup>。

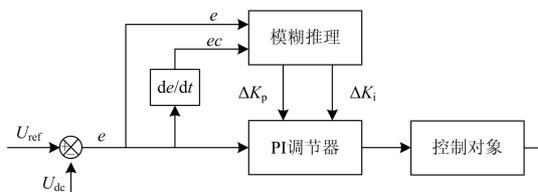


图5 模糊PI控制器结构图

Fig. 5 Fuzzy PI controller structure diagram

根据模糊PI调节的原则和经验, 控制规则如表1、表2所示。

表1  $\Delta K_p$  模糊控制规则

EC	E						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PS	PB	PS	ZO	NS
NM	PB	PB	PM	PM	ZO	NS	NM
NS	PB	PM	PM	PS	NS	NM	NB
ZO	PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	NS
PS	NB	NM	NS	PS	PM	PM	PB
PM	NM	NS	ZO	PM	PB	PB	PB
PB	NS	ZO	PS	PB	PB	PB	PB

表2  $\Delta K_i$  模糊控制规则

EC	E						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PB	NS	NM	NB
NM	PB	PB	PM	PM	NM	NB	NB
NS	PB	PM	PS	PS	NB	NB	NB
ZO							
PS	NB	NB	NB	PS	PS	PM	PB
PM	NB	NB	NM	PM	PM	PB	PB
PB	NB	NM	NS	PB	PB	PB	PB

模糊处理后得到的  $\Delta K_p$  和  $\Delta K_i$  作为传统PI控制器比例值  $K_{p0}$  和积分  $K_{i0}$  的修正量, 从而模糊PI控制器的比例系数  $K_p$  和积分系数  $K_i$  为

$$\begin{cases} K_p = K_{p0} + \Delta K_p \\ K_i = K_{i0} + \Delta K_i \end{cases} \quad (4)$$

## 2.2 DC-DC 环节

DC-DC变流器选用连续工作模式(CCM), 并采用状态平均法建模。对DC-DC变流器建模时, 将变流侧等效为直流电源, 如图6所示。  $V_L$  为电池组开路电压,  $V_H$  为高压侧等效直流电源电动势,  $R_H$  为高压侧等效直流内阻,  $R_b$  为电池内阻,  $i_b$  为电池电流,  $D$  为稳态占空比,  $L_b$ 、 $C_b$ 、 $R_{LP}$  为LC滤波器电感、电容和电感的寄生电阻。开关管  $T_7$  和  $T_8$  互补工作, 忽略死区, 在单周期  $T$  内只有  $t_{on}$  和  $t_{off}$  两个状态。

在  $t_{on}$  状态时,  $T_7$  导通,  $T_8$  关闭, 可得方程(5); 在  $t_{off}$  状态时,  $T_7$  关闭,  $T_8$  导通, 可得方程(6)。

$$V_H = L_b \frac{di_L}{dt} + U_c \quad (5)$$

$$-L_b \frac{di_L}{dt} = U_c \quad (6)$$

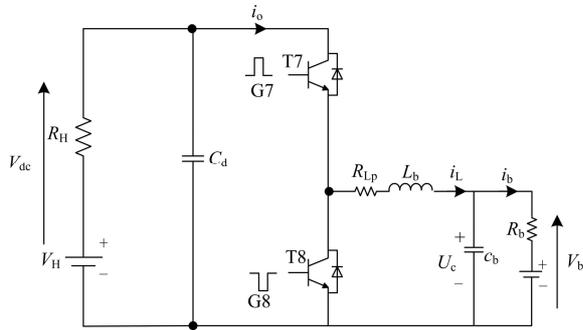


图 6 等效后的直流变流器

Fig. 6 Decoupled controller of DC side

将式(5)和式(6)所示的状态方程在周期  $T$  内平均, 可得状态平均方程为

$$DV_H = L_b \frac{di_L}{dt} + U_c \quad (7)$$

对应的状态工作点与小信号模型式(8)所示。

$$I_L = \frac{DV_H - V_L}{R_{LP} + R_b}$$

$$\hat{i}_L = \frac{V_H}{sL_b + R_{LP} + R_b}$$

$$\hat{V}_b = \frac{1}{C_b}$$

$$\hat{i}_L = \frac{1}{s + \frac{1}{C_b R_b}} \quad (8)$$

恒流阶段时, 给定电流  $i_{b2}$  与流经电感  $L_b$  的平均电流  $i_L$  相比较, 差值信号送给 PI 控制器, 其输出再经 PWM 处理生成控制脉冲控制 IGBT 通断, 电流环能快速准确地跟踪给定值, 从而达到恒流运行的目的; 恒压模式采用双闭环控制策略, 当检测到电池电压高于设定值时, 通过模式选择使从恒流模式转到恒压模式, 如图 7 所示。

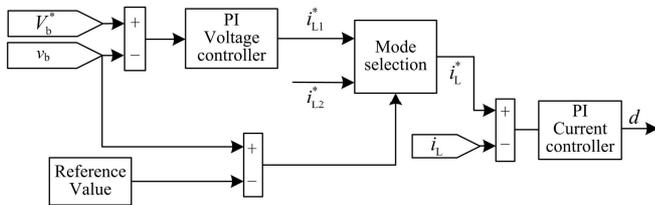


图 7 直流侧双闭环控制器

Fig. 7 Decoupled controller of direct-current side

### 2.3 系统整体控制框图

系统整体控制结构如图 8 所示。直流母线电压在模式切换时因网侧变流器(被动功率控制)无法及时跟踪电池侧(主动功率控制)功率的变化, 会出现暂态波动。将电池侧功率前馈不影响 PCS 的稳态

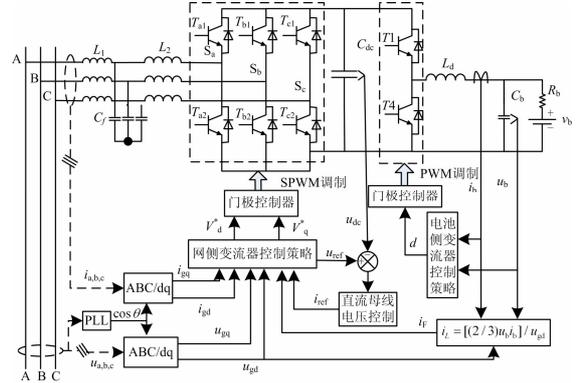


图 8 控制系统结构框图

Fig. 8 Control system design diagram

性能, 对提升网侧变流器跟踪电流的速度很有帮助。

直流母线电压暂态仿真, 如图 9 所示, 0.05 s 使能 PCS 开关管控制脉冲, 0.1 s 开始恒流充电, 0.2 s 时转为恒压充电模式, 0.3 s 时开始恒流放电; 传统 PI 控制对直流母线外环的控制也能实现控制功能, 与模糊 PI 控制相比, 但母线暂态波动大、调节时间长。

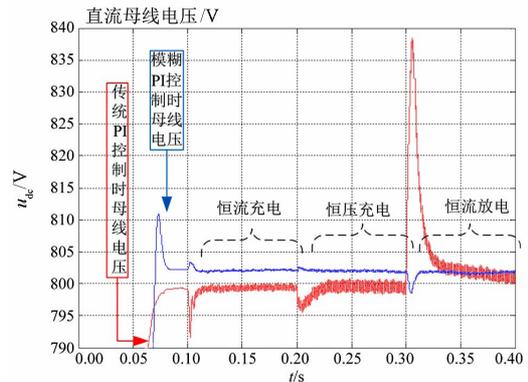


图 9 直流母线电压暂态波动

Fig. 9 DC bus voltage transient fluctuation

采用功率前馈控制策略的另一个重要考量是当斩波侧进行并联拓展时, 只需将所有 DC-DC 环节的功率总和前馈给 DC-AC 环节, 各 DC-DC 变流器便可以独立运行。

### 3 实验结果

两级式 PCS 实验平台的主要参数如下: 直流斩波开关频率 3 kHz, 交流侧变流器开关频率 5 kHz; 直流母线电容 4.2 mF, 电池侧滤波电容  $C_b$  为 0.5 mF, LCL 滤波器  $L_1$ 、 $L_2$  电感值为 3 mH 和 1 mH, 电容  $C_f$  为 50  $\mu$ F, 电池侧电感  $L_d$  为 8 mH; 直流母线电压  $u_{dc}$  设定为 100 V, 电池组由 12 节锂电组成,

电压约为 40 V。PCS 交流侧入口电压经调压器降至 50 V, 如图 10 所示, 图 11 和图 12 为恒流、恒压充电时交流侧三相电流, 图 13 为放电时交流侧三相电流谐波。

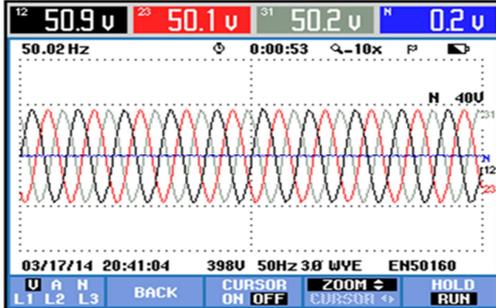


图10 交流侧三相电压

Fig. 10 Three-phase voltage in AC side

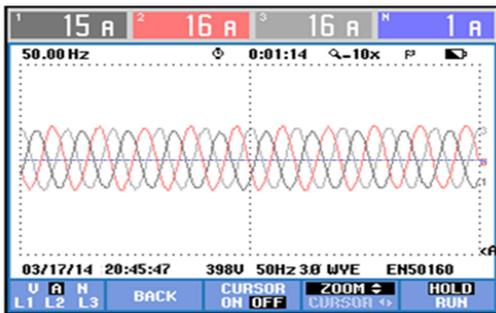


图11 恒流充电时三相电流

Fig.11 Three-phase current in constant current charge

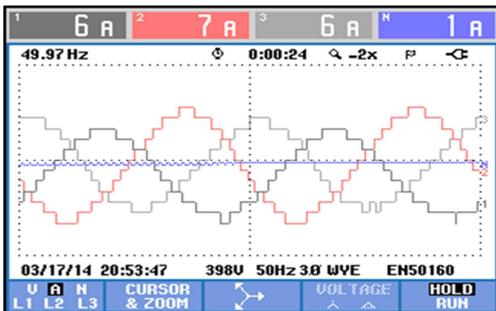


图12 恒压充电时三相电流

Fig. 12 Three-phase current in constant voltage charging

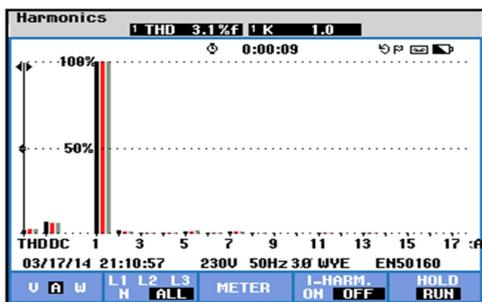


图13 恒流放电时输出电流谐波

Fig. 13 Harmonic of output current in constant current discharge

## 4 结论

本文对两级式 PCS 拓扑结构和工作原理进行了介绍, 对基于统一控制的阶段式充放电控制策略进行了分析和设计, 阶段式充电模式为电池组提供了安全、灵活、可靠的充电方案。试验样机给出了恒流、恒压模式下的交流侧充电波形以及恒流放电时并网电流的谐波分析图。根据试验数据可知, 锂电池组储能并网变流器能够实现阶段式充电及恒流放电稳定运行, 并网电流 TMD 小于 5%, 满足设计要求。从而验证了本文提出的控制策略的正确性和可靠性。

## 参考文献

- [1] 李康, 王杰. 电池储能系统与发电机励磁的多指标非线性协调控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(13): 25-31.  
LI Kang, WANG Jie. Multi-index nonlinear coordinated control for battery energy storage system and generator excitator[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(13): 25-31.
- [2] 钟宇锋, 黄民翔, 羌丁建. 电池储能系统可靠性建模及其对配电系统可靠性的影响[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(19): 95-102.  
ZHONG Yu-feng, HUANG Min-xiang, QIANG Ding-jian. Reliability modeling of battery energy storage system and its effect on the reliability of distribution system[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(19): 95-102.
- [3] 姚勇, 朱桂萍, 刘秀成. 电池储能系统在改善微电网电能质量中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 27(1): 85-89.  
YAO Yong, ZHU Gui-ping, LIU Xiu-cheng. Improvement of power quality of micro-grids by battery energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2012, 27(1): 85-89.
- [4] 李战鹰, 胡玉峰, 吴俊阳. 大容量电池储能系统 PCS 拓扑结构研究[J]. 南方网技术, 2010, 4(5): 39-41.  
LI Zhan-ying, HU Yu-feng, WU Jun-yang. Study of PCS topology structure of large scale battery energy storage systems[J]. Southern Power System Technology, 2010, 4(5): 39-41.
- [5] 袁泉. 大功率储能变流器的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.  
YUAN Quan. Research on high-power energy-storage converter[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2012.
- [5] 赵彪, 于庆广, 王立雯, 等. 用于电池储能系统并网的双向可扩展变流器及其分布式控制策略[J]. 中国电机

- 工程学报, 2011, 31(增刊 1): 244-251.
- ZHAO Biao, YU Qing-guang, WANG Li-wen, et al. Bi-directional extensible converter and its distributed control strategy for battery energy storage grid-connected system[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(S1): 244-251.
- [7] 夏涛. 用于电池储能的两级式功率变换系统主电路及控制器设计[D]. 北京: 清华大学, 2013.
- XIA Tao. Design of main circuit and controller of two-stage power conversion system used for battery energy storage[D]. Beijing: Tsinghua University, 2013.
- [8] ZHANG Jun-hong. Bidirectional DC-DC power converter design optimization, modeling and control[D]. Virginia: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2008.
- [9] 李立, 刘刚. 多电池组储能系统双向 DC-DC 变换器的研制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(3): 90-94.
- LI Li, LIU Gang. Development of bi-directional DC-DC converter in multiple battery energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(3): 90-94.
- [10] SANJUAN S L. Voltage oriented control of three-phase boost PWM converters[D]. Gothenburg: Chalmers University of Technology, 2010.
- [11] 唐磊, 曾成碧, 苗虹, 等. 交直流混合微电网中 AC/DC 双向功率变换器的新控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(16): 13-18.
- TANG Lei, ZENG Cheng-bi, MIAO Hong, et al. One novel control strategy of the AC / DC bi-directional power converter in micro-grid[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(16): 13-18.
- [12] 李军, 李玉玲, 陈国柱. 无阻尼 LCL 滤波器的并网变流器稳定性控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 110-116.
- LI Jun, LI Yu-ling, CHEN Guo-zhu. A stability control strategy for PWM converter with undamped LCL-filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 110-116.
- [13] 张祎, 王志强. 三相电压型 PWM 整流器的模糊 PI 控制方法[J]. 航空精密制造技术, 2012, 48(1): 26-29.
- ZHANG Yi, WANG Zhi-qiang. Three-phase PWM voltage source PWM rectifier based on fuzzy PI[J]. Aviation Precision Manufacturing Technology, 2012, 48(1): 26-29.

收稿日期: 2014-03-15; 修回日期: 2014-04-22

作者简介:

曹生允(1985-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究方向为电池储能并网系统; E-mail: shengyun4251@163.com

宋春宁(1969-), 男, 硕士, 副教授, 主要研究方向为智能控制与电力电子技术;

林小峰(1953-), 男, 教授, 主要研究方向为智能自动化、过程控制。