

# 基于前馈平衡控制的双向充放电系统的研究

刘向立,孟凡提,刘超,张臻,李茁,贾甜

(许继电源有限公司,河南 许昌 461000)

**摘要:**随着新能源电动汽车的快速发展,充电设施的大规模接入电网对电网造成了巨大的冲击。在兼顾目前电网配电系统的同时解决电动汽车大功率充电需求问题,提出了一种基于功率前馈平衡控制策略的双向充放电系统方案。通过理论分析,搭建仿真模型,仿真结果验证了该方案的正确性及有效性。在上述基础上研发了一台样机,试验结果表明该方案有效解决了大功率充电对于电网的瞬时冲击,并可实现电网侧负荷峰谷调节作用。

**关键词:**电动汽车;充电设施;大功率充电;双向充放电

**中图分类号:** TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20016

## Research on Bidirectional Charging and Discharging System Based on the Feedforward Balance Control

LIU Xiangli, MENG Fanti, LIU Chao, ZHANG Zhen, LI Zhuo, JIA Tian

(XJ Power Co., Ltd., Xu Chang 461000, Henan, China)

**Abstract:** With the rapid development of new energy electric vehicles, the large-scale access to the grid of charging facilities has caused a huge impact on the power grid. In order to solve the problem of high-power charging demand of electric vehicles while taking into account the power distribution, a bidirectional charging and discharging system scheme based on power feedforward balance control strategy was proposed. The simulation model was built through theoretical analysis, the simulation results verify the correctness and effectiveness of the scheme. Based on the above, a prototype was developed. The test results show that the scheme effectively solves the instantaneous impact of high-power charging on the power grid, and also realize the peak-to-valley regulation of the grid side load.

**Key words:** electric vehicles; charging facilities; high power charging; bidirectional charging and discharging

为了快速推进新能源电动汽车的推广应用,大规模的充电设施不断接入电网。为了解决电动汽车的快速电能补给问题,充电设施的额定容量不断增大,对电网硬件基础设施提出了更高的要求。由于大功率充电设施工作特性的随机性、波动性,对电网运行及负荷管控提出了新的挑战。通过对储能技术的深入研究,提出了一种基于功率前馈平衡控制策略的双向充放电系统方案,有效解决了大功率充电设施对于电网配电侧造成的瞬时冲击,同时实现了对电网运行过程中

的负荷峰谷调节功能,对建设清洁、友好、智能电网具备重要意义。

## 1 双向充放电系统

如图1所示,该系统主要由双向AC/DC装置、双向DC/DC装置、储能电池、充电桩等组成。充电时,双向AC/DC装置为直流母线提供直流电源输入,经双向DC/DC装置功率变换后为充电桩提供功率输出,谷电时段可通过双向DC/DC变换器对储能电池进行充电,若配电容量无法

**基金项目:**国家重点研发项目(2018YFB0106300)

**作者简介:**刘向立(1987—),男,硕士,Email: xujlxl@126.com

响应充电桩的大功率充电服务时可利用储能电池对直流母线向外提供能量,响应充电桩的大功率充电功能;放电阶段电动汽车或储能电池均可通过双向DC/DC装置输出至直流母线,然后通过双向AC/DC变流器实现并网<sup>[1-5]</sup>。

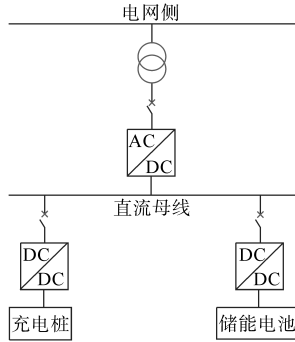


图1 双向充放电系统框图

Fig.1 The block diagram of bidirectional charging and discharging system

双向AC/DC装置采用三电平拓扑,如图2所示<sup>[6-7]</sup>。

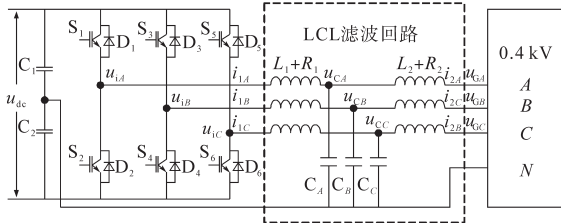


图2 AC/DC变流器拓扑结构图

Fig.2 The topology diagram of AC/DC rectifier

双向DC/DC装置主拓扑如图3所示,DC/DC变流器利用双向Buck-Boost电路拓扑,能实现双向能量传递,假设图3中箭头方向为正,当 $i_1$ 为正时,图2电路工作于Buck状态,系统对电池充电,当 $i_1$ 为负时,系统工作于Boost状态,电池给系统提供能量。

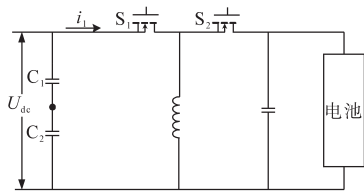


图3 DC/DC变流器拓扑结构图

Fig.3 The topology diagram of DC/DC converter

由于电动汽车充电时间及输出功率的随机特性导致系统的负载波动无规律,AC/DC变流器和DC/DC变流器组成的能量双向流动系统的控制变得复杂。直流母线作为AC/DC变流器和DC/DC变流器能量变换装置的纽带,过大的负载波动严重影响直流母线电压的稳定性。通过

对双向充放电系统的深入研究,本文提出一种基于功率前馈的实时功率平衡算法,实现直流母线电压稳定,保障双向充放电系统的可靠、稳定运行<sup>[8-14]</sup>。

## 2 控制方法研究

### 2.1 系统的能量流动特性分析

系统能量流动示意图如图4所示,直流母线单位时间 $t$ 内能量变化 $\Delta Q$ 为

$$\Delta Q = (P_1 + P_2 + P_3) \times t \quad (1)$$

式中: $P_1$ 为电网通过AC/DC变流器与直流母线之间能量交换的功率; $P_2$ 为储能电池和直流母线之间能量交换的功率; $P_3$ 为充电桩为汽车充电的功率。

若满足下式:

$$P_1 + P_2 + P_3 = 0 \quad (2)$$

即直流母线流进流出电能功率实时为零,即可实现直流母线电压稳定。

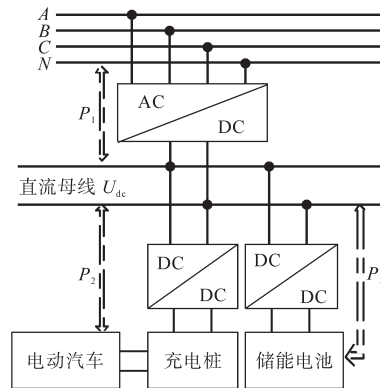


图4 系统能量流动图

Fig.4 The diagram of system energy flow

### 2.2 系统控制算法

假定AC/DC变流器输入三相交流电压、电流为

$$\begin{cases} U_A = \sqrt{2} U_{rmsA} \cdot \sin(\omega t + \varnothing) \\ U_B = \sqrt{2} U_{rmsB} \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varnothing) \\ U_C = \sqrt{2} U_{rmsC} \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varnothing) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} I_A = \sqrt{2} I_{rmsA} \cdot \sin(\omega t + \alpha) \\ I_B = \sqrt{2} I_{rmsB} \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \alpha) \\ I_C = \sqrt{2} I_{rmsC} \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \alpha) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $U_A, U_B, U_C$ 分别为A, B, C相电压; $I_A, I_B, I_C$ 依次为A, B, C相电流; $U_{rmsA}, U_{rmsB}, U_{rmsC}$ 分别为A, B, C相电压有效值; $I_{rmsA}, I_{rmsB}, I_{rmsC}$ 分别为A, B, C相电

流有效值。

通过  $d-q$  坐标系变化得到:

$$\begin{cases} U_d = \frac{2}{3} [U_A \cdot \sin(\omega t) + U_B \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + U_C \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] \\ U_q = \frac{2}{3} [U_A \cdot \cos(\omega t) + U_B \cdot \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + U_C \cdot \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] \\ U_0 = \frac{1}{3} (U_A + U_B + U_C) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} I_d = \frac{2}{3} [I_A \cdot \sin(\omega t) + I_B \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + I_C \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] \\ I_q = \frac{2}{3} [I_A \cdot \cos(\omega t) + I_B \cdot \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + I_C \cdot \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi)] \\ I_0 = \frac{1}{3} (I_A + I_B + I_C) \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $U_d, U_q, U_0$  分别为三相电压在  $dq0$  坐标系下  $d$  轴,  $q$  轴和  $0$  轴的坐标值;  $I_d, I_q, I_0$  依次为三相电流在  $dq0$  坐标系下  $d$  轴,  $q$  轴和  $0$  轴的坐标值。

假定  $\varnothing = 0^\circ, U_q = 0$ , 变流器侧滤波电感  $L_1$  的电流  $i_1$  为<sup>[15-16]</sup>

$$\begin{cases} L_1 \cdot \frac{di_{1A}}{dt} + R_1 \cdot i_{1A} = u_{iA} - u_{CA} \\ L_1 \cdot \frac{di_{1B}}{dt} + R_1 \cdot i_{1B} = u_{iB} - u_{CB} \\ L_1 \cdot \frac{di_{1C}}{dt} + R_1 \cdot i_{1C} = u_{iC} - u_{CC} \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $u_{iA}, u_{iB}, u_{iC}$  分别为变流器  $A, B, C$  相的输出电压;  $i_{1A}, i_{1B}, i_{1C}$  分别为变流器  $A, B, C$  相的输出电流;  $R_1$  为电感  $L_1$  的等效电阻;  $u_{CA}, u_{CB}, u_{CC}$  分别为变流器  $A, B, C$  相的滤波电容电压。

简化得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u_{iA} - u_{CA} - R_1 \cdot i_{1A} \\ u_{iB} - u_{CB} - R_1 \cdot i_{1B} \\ u_{iC} - u_{CC} - R_1 \cdot i_{1C} \end{bmatrix} \quad (8)$$

同理,网侧滤波电感  $L_2$  的电流  $i_2$  为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2A} \\ i_{2B} \\ i_{2C} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} u_{CA} - u_{GA} - R_2 \cdot i_{2A} \\ u_{CB} - u_{GB} - R_2 \cdot i_{2B} \\ u_{CC} - u_{GC} - R_2 \cdot i_{2C} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中:  $i_{2A}, i_{2B}, i_{2C}$  分别为变流器  $A, B, C$  相网侧电流;  $u_{GA}, u_{GB}, u_{GC}$  分别为变流器网侧  $A, B, C$  相的电压;  $R_2$  为电感  $L_2$  的等效电阻。

滤波电容  $C$  的电压  $u_c$  为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{CA} \\ u_{CB} \\ u_{CC} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} i_{1A} - i_{2A} \\ i_{1B} - i_{2B} \\ i_{1C} - i_{2C} \end{bmatrix} \quad (10)$$

因此, AC/DC 变流器交流侧的状态方程为

$$\mathbf{X}_{ABC} = \mathbf{A}_{ABC} \times \mathbf{x}_{ABC} + \mathbf{B}_{ABC} \times \mathbf{u}_{ABC} \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{A}_{ABC} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{ABC} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}_{ABC} = \begin{bmatrix} u_{iA} \\ u_{iB} \\ u_{iC} \\ u_{GA} \\ u_{GB} \\ u_{GC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{x}_{ABC} = \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \\ i_{2A} \\ i_{2B} \\ i_{2C} \\ u_{CA} \\ u_{CB} \\ u_{CC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}_{dq} = \begin{bmatrix} u_{id} \\ u_{iq} \\ u_{Cd} \\ u_{Cq} \end{bmatrix}$$

根据  $dq$  变换得到:

$$\mathbf{T}_{ABC-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin\omega t & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos\omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (12)$$

进一步可得 AC/DC 变流器在并网模式下交流侧的状态方程:

$$\mathbf{X}_{dq} = \mathbf{A}_{dq} \times \mathbf{x}_{dq} + \mathbf{B}_{dq} \times \mathbf{u}_{dq} \quad (13)$$

其中

$$\mathbf{A}_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ -\omega & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_1} & \omega & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & -\frac{R_2}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x}_{dq} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ u_{Cd} \\ u_{Cq} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

通过对 AC/DC 变流器的数学模型分析,根据  $d-q$  旋转坐标系下的状态方程,得到系统控制回路框图<sup>[17-19]</sup>,如图 5 所示。

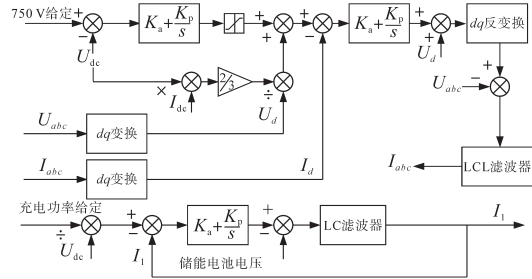


图5 系统控制框图

Fig.5 The block diagram of system control

### 3 试验验证

通过上述理论分析,搭建仿真模型,如图 6、图 7 所示。AC/DC 装置额定功率 500 kW,开关频率 3 kHz,滤波电感  $L_c=180 \mu\text{H}$ ,滤波电容  $200 \mu\text{F}$ ,滤波电感  $L_s=50 \mu\text{H}$ ,直流母线电容  $15 \text{mF}$ ; DC/DC 装置额定功率 50 kW,开关频率 2 kHz,滤波电感  $L=1.80 \text{mH}$ ,滤波电容  $C=200 \mu\text{F}$ 。其中 5 台 DC/DC 装置并联组成 250 kW 单元作为电动汽车充放电功率变换单元,5 台 DC/DC 装置并联组成 250 kW 单元作为储能动力电池的功率变换单元<sup>[20-21]</sup>。

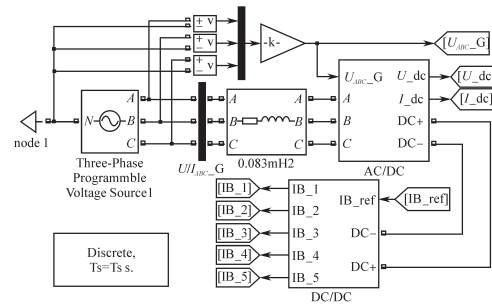


图6 系统仿真模型

Fig.6 The system simulation model

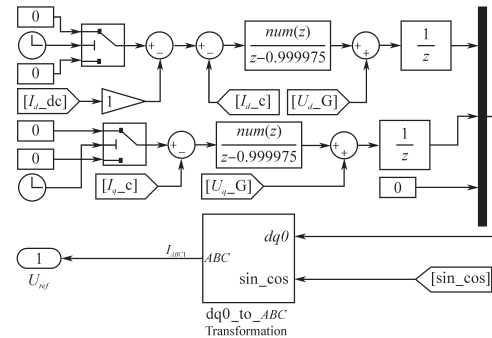


图7 前馈控制回路仿真模型

Fig.7 The simulation model of feedforward control loop

通过仿真,得到 AC/DC 变流器三相交流电压、电流波形如图 8、图 9 所示。

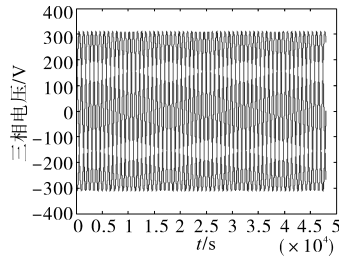


图 8 三相交流电压波形

Fig.8 The waveforms of three-phase AC voltage

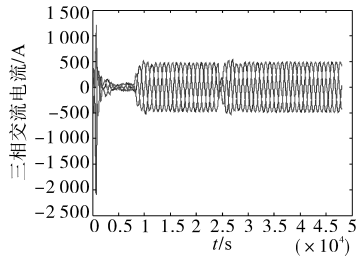


图 9 三相交流电流波形

Fig.9 The waveforms of three-phase AC current

直流母线电压如图 10 所示。

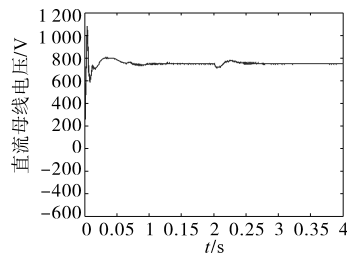


图 10 直流母线电压波形

Fig.10 The waveform of DC bus voltage

在上述理论分析及仿真试验基础上,研制了一台双向充放电系统样机,如图 11 所示。AC/DC 装置额定功率为 500 kW;双向 DC/DC 模块额定功率为 50 kW,共计 10 台,其中 5 台 DC/DC 装置采用并联连接拓扑为电动汽车提供双向充放电服务,另外 5 台并联连接对储能电池进行双向充放电;动力电池采用 50 kW 梯次利用磷酸铁锂电池;测试车辆为比亚迪 E5。



图 11 样机试验平台

Fig.11 The prototype test platform

测试过程中采用储能电池及电网混合供电方案作为电动汽车能量输入源,直流母线电压波

形如图 12 所示,充电机输出功率跟随电动汽车需求实时调整,直流母线电压保持稳定。

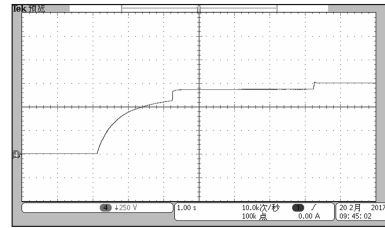


图 12 直流母线电压波形

Fig.12 The waveform of DC bus voltage

电动汽车放电过时时并网电流波形如图 13 所示。

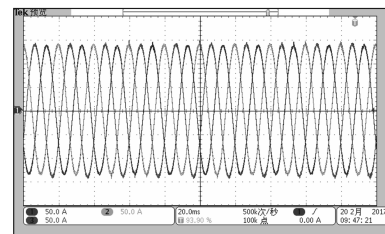


图 13 并网电流波形

Fig.13 The waveforms of grid-connected current

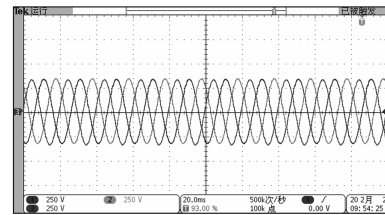


图 14 并网电压波形

Fig.14 The waveforms of grid-connected voltage

## 4 结论

为了推动电动汽车的快速发展,大功率充电设施大规模不断接入电网,对电网系统产生了巨大的冲击。通过对电动汽车大功率充电系统工作特点的研究,提出了一种基于功率前馈平衡控制策略的双向充放电系统方案,仿真结果及样机试验结果均验证了该方案的有效性及其正确性。该方案既解决了大规模充电设施接入电网后对电网配电系统造成的冲击问题,同时实现了电网运行过程中的负荷峰谷调节功能,对提高电网运行的经济性具备重要意义。

### 参考文献

- [1] 王克,王泽忠,柴建云,等.同步控制逆变电源并网预同步过程分析[J].电力系统自动化,2015,39(12):152-158.
- [2] 唐芬, GUERRERO JM, 周啸.一种可实现微网系统快速平

(下转第 80 页)

考虑叶片和塔架模态对机组影响的问题,提高了测试结果的准确性,保证了机组成机后的安全运行。本试验平台还可以为机组的设计以及调试提供可靠的参考依据和验证手段,满足机组并网运行的各种需求。

参考文献

[1] GWEC. Global wind report annual market update 2014[R]. Brussels: Global Wind Energy Council, 2015.  
 [2] GWEC. Global wind statistics 2015[R]. Brussels: Global Wind Energy Council, 2016.  
 [3] Honrubia-Escribano A, Gómez-Lázaro E, Fortmann J, et al. Generic dynamic wind turbine models for power system stability analysis: a comprehensive review[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 81(2): 1939-1952.  
 [4] 魏煜锋, 陈宝康, 余高阳, 等. 大型风力发电机组复杂地形下整机运行载荷测试及优化分析[J]. 机械传动, 2017, 41(8): 145-149.  
 [5] Averous N R, Stieneker M, Kock S, et al. Development of a 4 MW full-size wind-turbine test bench[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(2): 600-609.  
 [6] 罗百敏. 全功率直驱永磁风力发电机组试验台的研究[J]. 电机与控制应用, 2011, 38(12): 49-52.

[7] Saniter C, Janning J, Bocquel A. Test bench for grid code simulations for multi-MW wind turbines[C]//2007 European Conference on Power Electronics & Applications, IEEE, 2008.  
 [8] 宋中越, 甄冬, 张浩, 等. 基于联合仿真的风力发电机试验台系统研究[J]. 系统仿真学报, 2018, 30(2): 740-746.  
 [9] 朱仁胜, 郭长福, 房震, 等. 一种基于自然风复杂工况模拟装置的风力发电机试验平台: 中国, 201210590331.6[P]. 2014-12-3.  
 [10] 杜静, 周云鹏, 李成武. 并网双馈风力发电机组整机建模与仿真[J]. 重庆大学学报, 2015, 38(1): 45-55.  
 [11] 于良锋, 吴得宗, 关中杰, 等. 风力发电机组的风况仿真模拟系统[J]. 机械工程师, 2012(2): 100-102.  
 [12] Arne K. Extreme and fatigue load reducing control for wind turbine: a model predictive control approach using robust state constraints[D]. Berlin: Technische University Berlin, 2014.  
 [13] 张丹, 李玲莲. 基于柔性多体动力学的风电机组 LPV 建模方法[J]. 太阳能学报, 2015, 36(2): 229-335.  
 [14] 刘延柱, 潘振宽, 戈新生. 多体系统动力学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2014.  
 [15] 李文强. LPV 系统鲁棒变增益控制研究及其应用[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2009.  
 [16] Bir G. Multiblade coordinate transformation and its application to wind turbine analysis: preprint[C]//46th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, AIAA, 2008.

收稿日期: 2019-06-05

修改稿日期: 2019-08-07

(上接第60页)

滑并网的主动同步控制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(8): 15-21.  
 [3] 刘刚, 梁燕, 胡思全, 等. 电池储能系统双向 PCS 的研制[J]. 电力电子技术, 2010, 44(10): 12-13.  
 [4] 郑天文, 陈来军, 陈天一, 等. 虚拟同步发电机技术及展望[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(21): 165-175.  
 [5] 丁明, 陈忠, 苏建徽, 等. 可再生能源发电中的电池储能系统综述[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(1): 19-25.  
 [6] 齐悦, 杨耕, 窦曰轩. 基于多电平变换逆变电路的拓扑分析[J]. 电机与控制学报, 2002, 1(20): 74-79.  
 [7] 周美兰, 田小晨. 用于电动汽车的交错并联软开关双向 DC/DC 变换器[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2016, 21(4): 83-89.  
 [8] 解大, 贾玉健, 顾羽洁, 等. 智能一体化电站变流装置逆变控制策略[J]. 电机与控制学报, 2014, 11(3): 15-20.  
 [9] 叶满园, 康翔, 宋平岗. 电容钳位 H 桥级联多电平逆变器功率均衡控制方法[J]. 电机与控制学报, 2017, 11(12): 90-96.  
 [10] 杨明, 周林, 杜潇, 等. 大型光伏电站并网逆变器无功与电压控制策略[J]. 电机与控制学报, 2016, 10(10): 70-81.  
 [11] 邓翔, 胡雪峰, 龚春英. LCL 滤波并网逆变电源的控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2011, 5(15): 37-41.  
 [12] 汪洪亮, 岳秀梅, 裴雪军, 等. 逆变器并联系统的新功率算法及实现[J]. 电机与控制学报, 2010, 5(9): 37-43.  
 [13] 杨树德, 同向前, 尹军, 等. 增强并网逆变器对电网阻抗鲁

棒稳定性的改进前馈控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 10(25): 222-230.  
 [14] 宋春伟, 郭永洪, 曾正, 等. 共直流母线并网逆变器并联运行方式[J]. 电机与控制学报, 2017, 12(2): 9-16.  
 [15] 丁明, 林根德, 陈自年. 一种适用于混合储能系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(7): 1-6.  
 [16] 方支剑, 段善旭, 陈天锦, 等. 储能逆变器预测控制误差形成机理及其抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(30): 1-9.  
 [17] 赵彪, 于庆广, 孙伟欣. 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 43-50.  
 [18] 钟庆昌, 王晓琳, 曹鑫, 等. 新能源接入智能电网的逆变控制关键技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.  
 [19] 吴雄, 王秀丽, 李骏. 风电储能混合系统的联合调度模型及求解[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(13): 10-17.  
 [20] 彭思敏, 施刚, 蔡旭, 等. 基于等效电路法的大容量蓄电池系统建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(7): 11-18.  
 [21] 许德志, 汪飞, 阮毅, 等. 多逆变器并网系统输出阻抗建模与谐波交互[J]. 电机与控制学报, 2014, 2(3): 1-7.

收稿日期: 2019-03-09

修改稿日期: 2019-08-19