

基于 PI 调节器及 V2G 模块开发的双向能源充放电控制系统设计

金正军, 宋书轩, 方响, 柯公武, 徐丹露, 金明
(国网浙江省电力有限公司杭州供电公司, 浙江 杭州 310000)

摘要: 传统双向能源充放电控制系统忽略了对电流内环和电压外环的控制, 导致传统系统的应用效果不理想。为此, 设计基于车联网的 V2G 模块开发及双向能源充放电控制系统。利用双向 DC/DC 控制电压升降, 保持充放电情况下电流电压的恒定, 利用电压电流双闭环的空间电压矢量, 控制三相半桥电压型 PWM 整流器, 通过 PI 调节器控制电流内环和电压外环, 利用受控状态下的负载电流双向流动, 实现双向 DC/DC 变换器的控制, 最终实现能量的双向流动。试验结果表明: 所设计的系统电池组电压、电流在 0.1 s 内即可趋于稳定, 且三相交流侧的输出电压与单相交流侧电压分别在约 0.02 s 和 0.12 s 时达到稳定。电压相位与电流相位之间相差 180°, 电流波形良好, 交流侧电流谐波得到有效抑制。

关键词: 车联网; V2G 模块; AC/DC; DC/DC; 双向能源; 充放电控制

中图分类号: TM 910.6 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)07-0100-07

doi: 10.12177/emca.2021.055

Design of Two-Way Energy Charge and Discharge Control System Based on PI Regulator and V2G Module

JIN Zhengjun, SONG Shuxuan, FANG Xiang, KE Gongwu, XU Danlu, JIN Ming
(Hangzhou Power Supply Company of Zhejiang Electric Power Co., Ltd., State Grid,
Hangzhou 310000, China)

Abstract: The traditional two-way energy charge and discharge control system neglects the control of current inner loop and voltage outer loop, which leads to the unsatisfactory application effects. Therefore, a vehicle to grid (V2G) module based on internet of vehicle and a two-way energy charge and discharge control system are designed. Voltage fluctuation is controlled by two-way DC/DC converter to keep the current and voltage constant under charging and discharging conditions. Space voltage vector of the voltage and current double-closed-loop is used to control three-phase half-bridge voltage source PWM rectifier. The current inner loop and voltage outer loop are controlled by PI regulator, and the two-way flow of load current in a controlled state is used to realize the control of the two-way DC/DC converter, and finally realize the two-way flow of energy. The test results show that the voltage and current of the battery can be stable in 0.1 s, and the output voltage of the three-phase AC side and the single-phase AC side can be stable in 0.02 s and 0.12 s, respectively. The phase difference between voltage and current is 180°, the current waveform is good, and the current harmonics on AC side are effectively suppressed.

Key words: internet of vehicle; vehicle to grid (V2G) module; AC/DC; DC/DC; two-way energy; charge and discharge control

收稿日期: 2021-02-24; 收到修改稿日期: 2021-06-02

作者简介: 金正军(1981—), 男, 高级经济师, 研究方向为营销市场能效、需求侧管理、电能计量及智能用电管理等。

宋书轩(1984—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电气工程、用电检查、智能用电及充电设施工程。

方响(1998—), 男, 工程师, 研究方向为电气工程。

0 引言

受全球资源匮乏、环境污染严重的影响,绿色新能源的开发迫在眉睫。中国以能源节约与环境保护为目的,提出发展新能源汽车,电动汽车开始成为汽车领域的一种潮流^[1]。电动汽车的电池为智能电网中的移动储能单元,其作用是在电网高峰与非高峰负荷时段分别向电网传输电能和电网向电池充电^[2]。这种双向的能源互动被称为车电互联,即车联网(V2G)。V2G技术是以电动汽车为移动储能装置和电网间的连接桥梁,实现受控状态下电动汽车与电网间的能量双向交换。V2G技术能够在电网不稳定的情况下为其提供能量,有效增强电网安全性与可靠性,提高能源利用率,推动节约、环保型社会的发展。但是,在实际应用中,能源的双向互动存在较多干扰因素,导致双向能源充放电控制受到严重影响。

针对双向能源充放电控制的研究,目前已有相关报道。例如,文献[3]基于Super-twisting高阶滑模算法,设计互补脉冲宽度调制(PWM)型双向直流变换器的双闭环强鲁棒控制系统。该系统设计系统稳定优先级条件,利用Super-twisting高阶滑模算法的最短收敛时间,控制内环电流和电压。该系统具有较为理想的鲁棒性。文献[4]设计了基于双级锂电池-超级电容混合储能的分层控制系统。引入双向DC/DC变换器,对各储能单元充、放电进行控制。为使控制效果更具适应性,将储能系统分为协调管理和功率优化2部分,建立锂电池功率分配策略及充、放电模式。将实测风速数据导入仿真模型,并对比单级锂电池系统的充、放电次数,以此验证该充放电分层控制效果。

本文设计了一种基于PI调节器及V2G模块开发的双向能源充放电控制系统,将AC/DC与DC/DC变换器应用至V2G技术,令充电电源不受局限,家用单相电源也可进行充电,还能够在电网电能匮乏的情况下通过蓄电池将电能回馈给电网,发展前景良好。

1 基于车联网的V2G模块开发及双向能源充放电控制系统

1.1 系统总体结构

基于车联网的V2G模块开发及双向能源充

放电控制系统总体结构如图1所示。

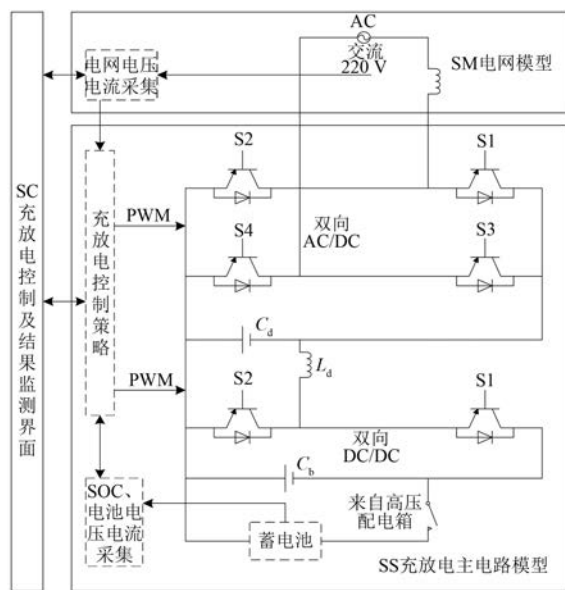


图1 系统总体结构

系统的主回路构成主要包括双向AC/DC、双向DC/DC、蓄电池、双向PWM整流器^[5]。双向AC/DC在充电时的工作状态为整流状态,在放电时的工作状态为逆变状态,双向DC/DC的作用是控制电压的升降与充放电情况下控制恒流恒压^[6-7],主拓扑结构的主要构成为双向PWM整流器与双向DC/DC变换器,是通过驱动与车载充电机集成而来。

1.2 V2G模块开发

V2G模块的开发主要取决于双向AC/DC和双向DC/DC变换器。

1.2.1 DC/DC变换

设定双向PWM整流器直流侧电容两端的电压稳定,且理想直流电压源为 U_{dc} ,得到双向DC/DC变换器的拓扑结构如图2所示。

在关断S2,S1的工作模式为恒定开关频率下的PWM模式时,充电电流 I_0 的电流方向为 $U_{dc} \rightarrow E$,DC/DC变换器的工作状态为降压状态^[8],充电状态下的电路拓扑图如图3所示。

此时电网通过蓄电池组充电,双向PWM整流器的工作状态为整流状态。

当S2的工作模式为恒定开关频率的PWM模式时,关断S1时,放电电流 I_0 的电流方向为 $E \rightarrow U_{dc}$,DC/DC变换器的工作状态为升压状

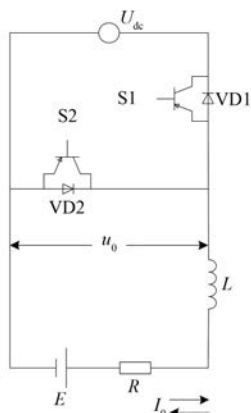


图2 DC/DC 变换器的拓扑图

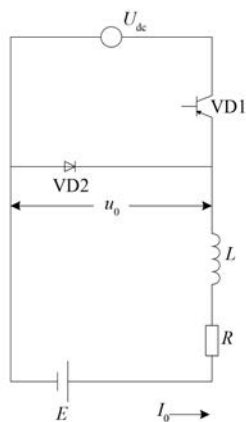


图3 充电状态电路拓扑图

态^[9],放电状态下的电路拓扑图如图4所示。

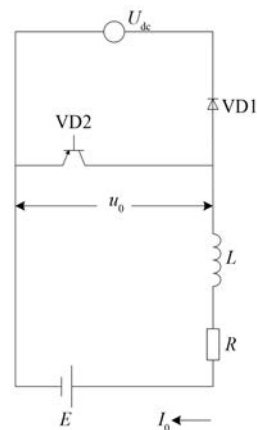


图4 放电状态电路拓扑图

此时蓄电池组通过电网放电,双向 PWM 整流器的工作状态为逆变状态。

1.2.2 AC/DC 变换

充电情况下,双向 AC/DC 的工作状态为 PWM 整流状态,电网交流侧电压相位与电流相同;并网情况下,双向 AC/DC 的工作状态为 PWM 逆变状态,电网的侧电压相位与电流相反^[10-11]。双向 AC/DC 控制主要应用了电网电流双闭环控制以及锁相环(PLL)控制,得出其控制图如图5所示。

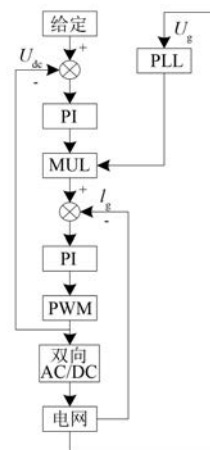


图5 双向 AC/DC 控制

受逐渐增加的用电设备影响,要求部分设备的电源为 220 V/50 Hz 交流电,该电源同时也是停电情况下的应急电源。以此为基础设计不并网情况下的 AC/DC,结果如图6所示。

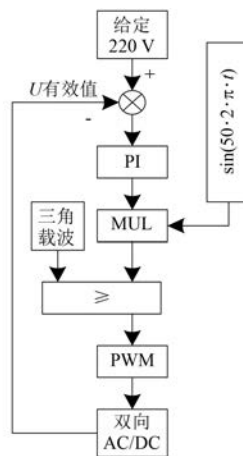


图6 220 V/50 Hz 车载电源

1.3 双向 PWM 整流器

三相半桥电压型 PWM 整流器的性能优良,可以利用电源检测切换单向 PWM 整流器,分别

在充电状态与放电状态下开启整流功能和逆变功能,完成能量的双向流动,因此选择其作为系统需要的双向 PWM 整流器。整流工作状态下的电网电流电压同相位需要通过控制实现,而逆变工作状态下的网侧电流电压相反,需要通过电网侧对能量的吸收实现网侧功率因数的提高,具有较快的动态响应速度^[12]。通过电感滤波电网侧与电容滤波整流侧可以实现输出交流电较稳定的目标。为了令系统的稳态性能与动态性能较好,需要通过电压外环电流内环的双闭环空间电压矢量控制该 PWM 整流器。

1.4 系统软件设计

1.4.1 PWM 整流器控制

为了使系统的控制更精确、稳态性能更好,需要通过 PI 调节器,对控制该 PWM 整流器电压外环电流内环的双闭环空间电压矢量中的电流内环和电压外环进行控制。

对电流内环控制器进行设计,其信号采样过程中存在一定时延,以分析方便忽略 eq 干扰因素为目标,其特性中包含一阶惯性。设 F_{PWM} 为双向 PWM 整流器的等效增益,PI 调节器的比例系数为 F_{ip} 、积分系数为 F_{il} 。以零极点形式描述 PI 调节器的传递函数,设 $\tau_i = \frac{F_{ip}}{F_{il}}$,得到电流内环的开环传递函数公式为

$$G_{oi}(s) = \frac{F_{ip} F_{PWM} (1 + \tau_i)}{1.5\tau_i} \quad (1)$$

加入校正环节,得到:

$$G_{ki}(s) = \frac{F_{ip} F_{PWM}}{1.5\tau_i} \quad (2)$$

设阻尼比 $\xi = 0.707$,则得到:

$$\frac{1.5F_{ip} F_{PWM}}{\tau_i} = \frac{1}{2} \quad (3)$$

求解式(3)可得:

$$F_{ip} = \frac{\tau_i}{3T_s F_{PWM}} \quad (4)$$

$$F_{il} = \frac{1}{3T_s F_{PWM}} \quad (5)$$

得出电流内环的闭环传递函数公式为

$$F_v = 1 + \frac{\tau_i}{F_{ip} F_{PWM}} + \frac{1.5\tau_i}{F_{ip} F_{PWM}} \quad (6)$$

综上所述可知电流内环等效于一惯性环节,

时间常数为 $3T_s$,若电流采样环节的时间常数 T_s 越小,则系统的动态性能越好。

电压外环的作用是保持直流母线电压的稳定,控制系统抗干扰^[13]。根据经典 II 型系统设计电压外环的 PI 控制器,得到电压外环的开环传递函数公式为 $G_{Fv}(s)$:

$$G_{Fv}(s) = \frac{0.75F_v + 1}{C} \quad (7)$$

式中: C 为开环传递函数反系数。

电压外环的中频带宽公式为

$$h_v = \frac{F_v}{C} \quad (8)$$

依据 II 型系统的控制参数关系可得:

$$\frac{0.75F_v}{C} = \frac{h_v + 1}{2} \quad (9)$$

以上述所有考虑因素为基础,取 $h_v = 5$ 中频带宽,将其代入式(9)中可以得出:

$$h_v = 5 \quad (10)$$

$$F_v = \frac{3C}{0.75} \quad (11)$$

由此可知,电压外环在直流母线电压稳定中的作用非常重要,同时增强了系统的抗干扰性。

1.4.2 DC/DC 变换器控制策略

以受控状态下的负载电流 I_0 双向流动为目标,实现双向 DC/DC 变换器的控制。蓄电池的充放电功能表现为充电情况下的 I_0 流向为 PWM 直流侧流向蓄电池组,放电情况下的 I_0 流向为蓄电池组流向电网^[14]。

以负载电流闭环控制为控制策略,得出电流的误差信号公式为

$$\Delta I_0 = I_0^* - I_0 \quad (12)$$

通过 PI 调节器调节 u_0 ,输出斩波电压 u_0 ,对 u_0 和 u_{dc} 间的占空比关系进行进一步的计算,并以其为 PWM 整流器的输入信号。发出满足输入信号条件的 PWM 脉冲,利用输出的 PWM 波经驱动电路,实现 DC/DC 变换器开关管 S1 与 S2 工作的控制。

因为控制电流时要求其跟随性能良好,所以整定 PI 调节器为经典 I 型系统,得到 PI 调节器的传递函数公式为

$$G_{PI}(s) = F_p + \frac{F_i}{s} \quad (13)$$

式中: F_p 为 PI 调节器的比例系数; F_i 为 PI 调节器的积分系数。

以零极点形式对其进行改写得到:

$$F_p + \frac{F_i}{s} = F_p \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \quad (14)$$

式中: $F_i = \frac{F_p}{\tau_i}$; s 为积分常量。

通过抵消被控对象传递函数的极点和式(14)的零点, 可以得出:

$$\tau_i = \frac{s + 1}{s} \quad (15)$$

此时可整定系统为经典 I 型系统。加入校正环节, 得到开环传递函数公式为

$$G_{open}(s) = \frac{F_p}{R\tau_i s(T_s s + 1)} \quad (16)$$

设阻尼比 $\xi = 0.707$, 则得到:

$$\frac{T_s F_p}{\tau_i} = \frac{1}{2} \quad (17)$$

求解式(16)得:

$$F_p = \frac{\tau_i}{2T_s} \quad (18)$$

$$F_i = \frac{1}{2T_s} \quad (19)$$

结合运算式(18)与式(19), 可以得出电流闭环控制状态下的 PI 调节器参数值。

负载电流的闭环传递函数公式为

$$G_{close}(s) = \frac{1}{1 + \frac{\tau_i}{F_p}s + \frac{T_s \tau_i}{F_p}s^2} \quad (20)$$

若系统的开关频率较高、 T_s 较小, 则 s^2 项的系数较小可完全忽略不计^[15], 因此式(20)可以简化成:

$$G_{close}(s) = \frac{1}{1 + \frac{\tau_i}{F_p}s} \quad (21)$$

将式(17)代入式(20)中, 得出最终的电流闭环简化传递函数公式为

$$G_{close}(s) = \frac{1}{1 + 2T_s s} \quad (22)$$

通过式(22)可知, 若根据经典 I 型系统设计负载电流闭环, 则其与 $2T_s$ 的一阶惯性环节等效, 并且 T_s 越小, 系统的动态响应速度越快。

2 试验分析

为验证本文系统的拓扑结构和控制方式的可行性, 在 MATLAB 环境中进行仿真, 分别检验在三相 380 V 和单相 220 V 供电方式下, 本文系统电池组有效充电功能以及反向逆变反馈交流电功能的实现。试验中的单相交流电源为 $220 \times \sqrt{2}$ V、频率为 50 Hz。

通过 380 V 三相电压的供电可以实现本文系统电池组充电模式下的大电流快速充电, 本文系统三相交流侧的电流与电压波形分别如图 7、图 8 所示, 其中的 A、B、C 分别为三相交流侧的顺次相位。

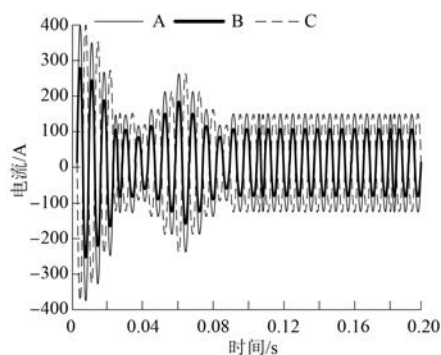


图 7 充电状态下三相交流侧电流波形

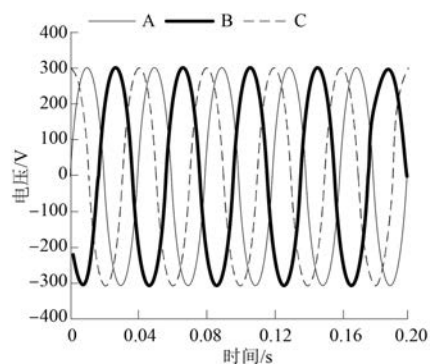


图 8 充电状态下三相交流侧电压波形

通过图 7、图 8 可知, 本文系统电池组电压、电流在 0.1 s 的时间内就趋于稳定, 并且相位相同, 整流单位功率因数的同时谐波很小。

本文系统整流单相 PWM 整流器后的母线电压抬高情况, 以及通过降压双向 DC/DC 变换器实现的系统电池组大电流充电的充电电流情况如图 9 所示。

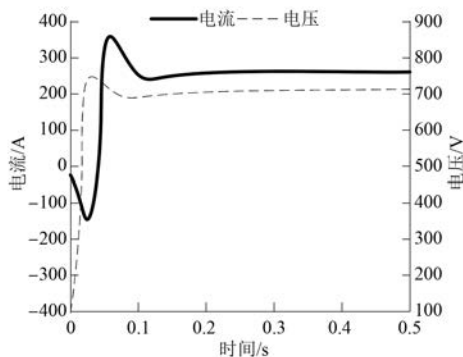


图9 单相充电直流侧母线电压波形与
电池组充电电流波形

依据图9可知,本文系统充电电流和母线电压在一开始时均存在较小谐波,但其后均能在很短时间内达到稳定,系统具有较好的动态稳定性能,能够在实现大电流快速充电的同时实现小电流慢充。

因为本文系统电池组的充电情况分为快充和慢充,所以电池放电情况也分为三相和单相。在交流侧是三相PWM整流器的情况下,整流器在逆变状态下工作,其交流侧的输出电流、输出电压、直流母线电压如图10、图11所示。在本文系统电池组放电,而交流侧是单相PWM整流器且在逆变状态下工作的情况下,其单相交流侧的电压与电流输出情况如图12所示。

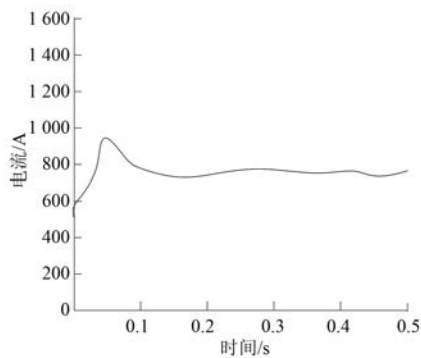


图10 三相交流侧输出电流波形

通过图10~图12可以看出,虽然本文系统三相交流侧与单相交流侧均存在较大冲击电流,但其能够在较短时间内时间达到稳定,输出网侧电压没有畸变。本文系统三相交流侧的输出电压与单相交流侧电压分别在约0.02s与0.12s时达到

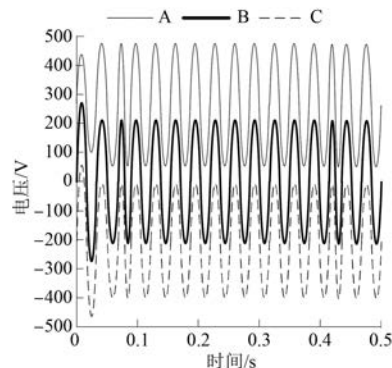


图11 三相交流侧输出电压波形

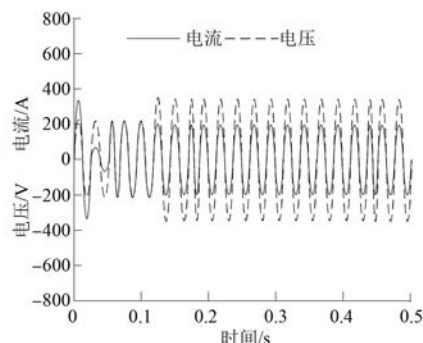


图12 单相交流侧电压电流波形

稳定,完成并网与电机驱动切换,电压相位与电流相位之间相差 180° ,电流波形良好,交流侧电流谐波得到有效抑制,实现了能量的双向流动,本文系统的V2G双向能源充放电功能得到实现。

3 结 语

本文设计的基于车联网的V2G模块开发及双向能源充放电控制系统,通过结合AC/DC与DC/DC开发了V2G模块,实现了双向能源的互动,同时可对蓄电池进行控制,使其充放电的电流电压恒定。解决了充电桩缺乏灵活性、续航能力低,充电机成本高且所占地大的问题,为进一步研究V2G技术与未来接入多辆电动汽车的协调控制提供了参考。

【参考文献】

- [1] 尹忠东,闫卓武,石静,等.一种基于MMC的电动汽车充放电系统及其稳态运行研究[J].电网与清洁能源,2018,34(1):101.

- [2] 周建萍, 胡成奕, 茅大钧, 等. 基于虚拟电机的 V2G 新型充放电控制策略[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(2): 97.
- [3] 李磊, 陶骏, 朱明星, 等. 基于超级电容储能型 MMC 的控制策略[J]. 中国电力, 2020, 53(11): 15.
- [4] 黄亮, 刘明, 张锐明. 双向充电桩 V2G 控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(8): 41.
- [5] 张怡冰, 刘其辉, 洪晨威, 等. 基于模糊控制的区域电动汽车入网充放电调度策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7): 147.
- [6] 董龙昌, 陈民铀, 李哲, 等. 基于 V2G 的电动汽车有序充放电控制策略[J]. 重庆大学学报, 2019, 42(1): 1.
- [7] 何耀, 周瑞娟, 刘新天, 等. 基于 V2G 无线充电双向直流变压器的补偿研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(11): 5.
- [8] 李佳颖, 陈炯, 张学友. 共享电动汽车的充放电协调控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(12): 105.
- [9] 温春雪, 李宇航, 胡茗茗, 等. 双向 LLC 谐振型直流变换器设计与控制[J]. 太阳能学报, 2020, 41(6): 218.
- [10] 尹忠东, 杨啸天, 王利强, 等. 基于模糊与混合控制的双向 LLC 谐振变换器[J]. 电力电子技术, 2018, 52(5): 38.
- [11] 王鑫, 周步祥, 唐浩. 考虑用户因素的电动汽车有序充放电控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(4): 129.
- [12] 谢冰, 纪延超, 王建赅, 等. 三相交错并联 DC/DC 变换器充放电功率分配控制策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(11): 1.
- [13] 郭春林, 杨晓言, 徐轩, 等. V2G 模式下电动汽车与可再生能源双层协调优化[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(9): 72.
- [14] 蔡黎, 高乐, 徐青山, 等. 电动汽车 V2G 关键技术研究及应用进展[J]. 电池, 2020, 50(1): 87.
- [15] 首珩, 魏丽君. 蓄电池充放电检测控制系统的设计[J]. 电源技术, 2018, 42(6): 886.

(上接第 94 页)

- [5] YANG S, TANG Y, WANG P. Seamless fault tolerant operation of a modular multilevel converter with switch open-circuit fault diagnosis in a distributed control architecture [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(8): 7058.
- [6] LIU Y C, GE X L, FENG X Y, et al. Relationship between SVPWM and carrier-based PWM of eight-switch three-phase inverter [J]. Electronics Letters, 2015, 51(13): 1018.
- [7] CHOI U M, LEE J S, BLAABJERG F, et al. Open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant control for a grid-connected NPC inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 7234.
- [8] LAMB J, MIRAFZAL B. Open-circuit IGBT fault detection and location isolation for cascaded multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(6): 4846.
- [9] CEBALLOS S, POUL J, ZARAGOZA J, et al. Fault-tolerant neutral-point-clamped converter solutions based on including a fourth resonant leg [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(6): 2293.
- [10] 朱琴跃, 管蕾, 谭喜堂, 等. 面向复合故障的牵引逆变器四桥臂容错控制[J]. 电源学报, 2017, 15(2): 59.
- [11] 陈丹江, 叶银忠, 华容. NPC 三电平逆变器容错拓扑及其控制研究[J]. 控制工程, 2014, 21(2): 258.
- [12] CHAO K H, KE C H. Fault diagnosis and tolerant control of three-level neutral-point clamped inverters in motor drives [J]. Energies, 2020, 13(23): 1.
- [13] 毛炳奎, 成庶, 陈特放, 等. 一种考虑中点偏移的三电平逆变器容错控制策略[J]. 铁道科学与工程学报, 2019, 16(2): 509.
- [14] 张磊, 王思明, 梁运华. NPC 三电平容错逆变器异步电机驱动系统 FCS-MPTC[J]. 铁道科学与工程学报, 2020, 17(1): 207.
- [15] 贾永青, 游坤奇, 熊殷, 等. 基于电荷补偿的三电平 NPC 逆变器中性点平衡策略[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(12): 92.