

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240274

高压直挂大容量电池储能系统实时仿真及控制研究

刘伟¹, 夏敏学², 梁晨鹏³

(1. 上海船舶运输科学研究所有限公司, 上海 200135; 2. 上海科梁信息科技股份有限公司, 上海 201103;
3. 华东理工大学, 上海 200237)

摘要: 电池储能具有响应速度快、功率密度高、安装地点无要求等特点, 是目前十分有前景的储能技术之一。级联变流器用作大容量电池储能变流器时, 能够省去工频变压器直接接入中高压电网, 即高压直挂式电池储能系统, 具备模块化、高电压直挂、单机大容量、多电平输出等优点。然而, 目前国内外还缺乏计及电池外特性的高压直挂储能系统的实时仿真模型的研制以及基于实时仿真模型的控保策略研究。首先开发了国内外首个基于 CPU 和 FPGA 联合仿真的高压直挂大容量电池储能系统的实时仿真模型。其次以典型的 35 kV 高压直挂大容量电池储能系统为例, 基于 OPAL-RT 的 RT-LAB 实时仿真平台, 搭建了相应的实时仿真系统, 能够支持控制保护系统的闭环接入。最后, 多种工况下的测试结果能够验证实时仿真模型和控制保护策略的有效性, 为高压直挂大容量电池储能系统的设计和控制优化提供技术支持。

关键词: 电池储能; 级联 H 桥; 高压直挂; RT-LAB; 实时仿真

Real-time simulation and control of a large capacity battery energy storage system directly connecting to a high-voltage grid without a transformer

LIU Wei¹, XIA Minxue², LIANG Chenpeng³

(1. Shanghai Ship and Shipping Research Institute Co., Ltd., Shanghai 200135, China; 2. Shanghai KeLiang Information Technology Co., Ltd., Shanghai 201103, China; 3. East China University of Science and Technology, Shanghai 200237, China)

Abstract: Because of its fast response, high power density, no strict installation location specification, battery energy storage is one of the most promising energy storage technologies. When a cascaded converter is used in a large capacity battery energy storage system, it can be directly connected to the medium/ high voltage power system without a transformer, i.e. high voltage battery energy storage system without transformer, having the advantages of modulating, connecting to high-voltage system without a transformer, single-machine high capacity, multi-level output, etc. However, there is still a lack of model development and control strategy research based on real-time simulation in the study of such a system considering the battery's external characteristics. The first CPU-FPGA real-time simulation model in the world of such a storage system is developed. Taking a typical 35 kV system as an example, the corresponding real-time simulation system is built based on RT-LAB platform developed by OPAL-RT. It is verified that control and protection close access is feasible. Finally, the test results in different conditions shows the effectiveness of the simulation model and the relevant control and protection strategy. It can provide technical support for the design and control development of a high-voltage large capacity battery storage system.

This work is supported by the Projects of the Ministry of Industry and Information Technology of China (No. CBG4N21-4-2).

Key words: battery energy storage system; cascade H bridge; connecting to high-voltage grid without transformer; RT-LAB; real-time simulation

0 引言

随着新型电力系统的发展, 储能技术在电力系

统中的地位越来越重要^[1], 典型的储能技术应用场景包括调峰调频、改善电能质量以及提高系统的稳定性与可靠性^[2-5]。

常见的储能装置包括物理储能、电磁储能以及电池储能等^[6]。其中, 电池储能装置(battery energy

基金项目: 工信部计划项目资助 (CBG4N21-4-2)

storage system, BESS)因其响应速度快、使用灵活等优点, 近年来市场占有率越来越高^[7-8]。

传统的低压电池储能装置通常包括电池、功率转换系统(power conversion system, PCS)、电池管理系统(battery management system, BMS)以及能量管理系统(energy management system, EMS)^[1]。低压电池储能系统单机容量一般较小, 在建设大容量电站时, 通常需要多台储能装置并联运行, 并经过工频变压器升压后接入电网^[9]。

若将储能电池组接入级联 H 桥变换器的直流侧, 就能不依赖工频变压器直接并入高压电网, 形成高压直挂储能系统^[10]。与传统的低压电池储能装置相比, 高压直挂储能系统实现了对巨量电池的“分割管控”以及单机大容量化^[10-11]; 同时省去工频变压器可以降低系统的损耗, 提高系统效率^[1]; 此外, 级联式变换器还具有高度模块化的特点, 提高了储能系统的可靠性^[12], 也有利于系统后续的维护更新^[13]。在建设大规模储能电站时, 高压直挂储能系统所需并联台数更少, 能够满足电站高效率、高可靠性与安全性的需求^[10-11]。

对于高压直挂的级联型储能装置, 目前的研究或试验基本上基于离线模型进行^[10-11, 14-15]。离线仿真能够快速验证系统参数的合理性以及控制策略的有效性。但是仅依靠离线仿真难以对真实的控制器的真实控制效果进行快速、有效验证。

除离线仿真外, 样机实验也是高压直挂储能系统控制设计中的一种有效验证方式^[16-18]。与离线模型相比, 样机可以接入真实的控制器, 更接近真实设备的运行特性。文献[16]搭建了 2 MW/10 kV 的级联储能系统样机, 使用移相变压器与整流桥来模拟储能电池。但样机中整流桥与真实储能电池的特性存在较大差别, 无法为储能系统 BMS 的设计提供技术支持; 文献[17]使用真实的储能电池搭建了级联储能装置样机, 但样机中每相只有 8 个模块, 与高压直挂储能系统的规模差距过大。

硬件在环(hardware in loop, HIL)仿真是一种以“真实控制器+虚拟被控对象”的方式对控制策略和控制算法进行验证的一项技术^[19-20], 如图 1 所示。HIL 可以大幅减少现场调试工作量, 节约项目开发成本。

对于低压、小容量、非级联型的电池储能系统, HIL 的应用仍处于起步阶段, 文献[21]基于 eHS 解算器搭建了单台储能装置并网的实时模型。模型采用 CPU 和 FPGA 联合仿真的形式, 储能电池在 CPU 中运行, 开关器件在 FPGA 中运行; 文献[22]基于

RT-LAB 搭建了包含两台电池储能装置的微电网实时仿真平台, 储能电池基于内阻模型进行建模。内阻模型由受控电压源和电池内阻串联组成。与通用电池模块相比, 内阻模型建模难度小, 能够准确地反映电池的静态特性, 但在动态特性上与真实储能电池有较大差别^[19]。



图 1 HIL 示意图

Fig. 1 Schematic diagram of HIL

尽管 HIL 技术在传统低压电池储能装置已经得到了应用, 但与传统的并联式低压电池储能装置实时仿真不同, 高压直挂电池储能装置通常采用级联式拓扑, 包含大量的开关器件, 开关频率也较高。因此, 对高压直挂级联储能装置进行小步长实时仿真是一项较大的挑战。文献[23]基于 Typhoon 搭建了 1.32 kV/100 kW 的级联储能系统实时仿真模型, 然而仿真模型的电压等级与容量较低, 每相仅包含 4 个功率子模块, 其受限于平台和硬件的仿真规模, 该模型的电池不考虑电压-SOC 电池外特性曲线或者动态的等效电路参数, 电池的直流端电压为恒定值。因此该模型无法为高压直挂储能系统的动态精准研究提供足够的技术支持。目前, 在高压直挂储能装置和系统研究领域, 还缺少既考虑电池外特性的又支持足够模块数量的小步长实时仿真的模型研制和控制研究。

为解决高压直挂电池储能装置的实时仿真与控制验证问题, 本文开发了国内外首个基于 CPU 和 FPGA 联合仿真的高压直挂大容量电池储能装置实时仿真模型。三相中每相最大可支持 56 模块级联, FPGA 仿真步长低至 1 μ s, 并基于 RT-LAB 平台搭建了相应的实时仿真系统。且在预充电、无源逆变、闭环功率控制及相内 SOC 均衡等典型工况下对实时仿真模型进行了硬件在环试验。试验结果验证了高压直挂大容量电池储能实时仿真模型的有效性, 并展示了结合该实时仿真模型的相关控制策略的有效验证。

1 高压直挂大容量电池储能系统

典型的基于级联 H 桥的高压直挂大容量电池储能系统拓扑如图 2 所示。三相采用 Y 型连接, 直接接入高压电网, 相内由多个子模块级联组成。

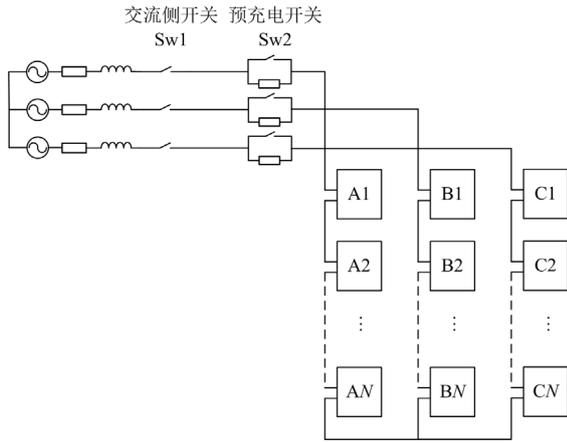


图2 级联储能系统拓扑

Fig. 2 Topology of cascaded battery energy storage system

图3给出了单个子模块的详细拓扑，每个子模块由储能电池、滤波电路、预充电装置以及H桥变换器组成^[1]。H桥变换器实现电压的AC/DC转换，为储能系统提供四象限运行的能力^[13]；旁通开关K3为故障切除装置，在系统故障时能够对故障模块进行切除。滤波电容和滤波电感组成LC滤波电路，可以有效抑制储能电池两端电压电流的波动，延长电池寿命；预充电装置由开关K1、K2和预充电电阻组成，储能系统启动时，开关K1闭合，此时储能电池为滤波电容充电，并通过充电电阻限制储能系统的启动电流。充电完成后，开关K2闭合，将充电电阻切除。

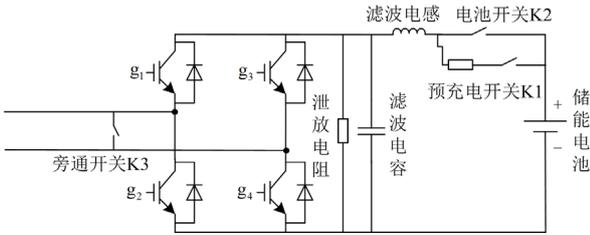


图3 子模块拓扑

Fig. 3 Topology of each submodule

2 级联储能系统控制策略设计

2.1 储能系统数学模型

对于图2中的电路拓扑，将储能系统的每一相等效为可控的电压源。简化后的电路拓扑如图4所示。

图4中： e_a 、 e_b 、 e_c 为电网的相电压； i_a 、 i_b 、 i_c 为并网电流； v_a 、 v_b 、 v_c 为储能系统输出的相电压；N点为储能系统中性点，O点为网侧中性点。考虑到N点与O点电位不一定相同^[13]，假设N点

与O点之间的电位差为 v_{NO} ，可列写电压平衡方程式(1)。

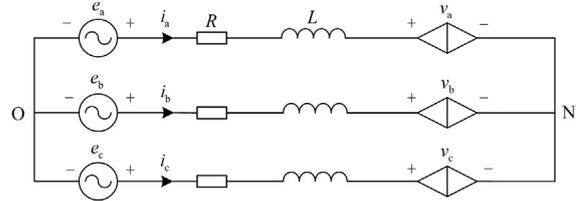


图4 级联储能系统等效拓扑

Fig. 4 Equivalent topology of cascaded energy storage system

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + e_a - (v_a + v_{NO}) \\ L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + e_b - (v_b + v_{NO}) \\ L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + e_c - (v_c + v_{NO}) \end{cases} \quad (1)$$

网侧电压、电流约束分别如式(2)和式(3)^[16]所示。

$$e_a + e_b + e_c = 0 \quad (2)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3)$$

将式(2)和式(3)代入式(1)中可以得到式(4)。

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + e_a - \left(v_a - \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \right) \\ L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + e_b - \left(v_b - \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \right) \\ L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + e_c - \left(v_c - \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \right) \end{cases} \quad (4)$$

对于级联型拓扑，每一相的输出电压是该相内所有模块输出电压之和。单个功率模块的输出电压可以表示为直流电压与开关函数的乘积^[13]。

$$v_{ki} = V_{dc} S_{ki} \quad (5)$$

式中： v_{ki} 为第k相第i个模块的输出电压； V_{dc} 为功率模块直流侧电压； S_{ki} 为功率模块的开关函数，取值如式(6)^[13,16,24]所示。

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & g_1、g_4 \text{ 导通} \\ 0 & g_1、g_3 \text{ 或 } g_2、g_4 \text{ 导通} \\ -1 & g_2、g_3 \text{ 导通} \end{cases} \quad (6)$$

将式(5)代入式(6)中得到式(7)。

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + e_a - V_{dc} \left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + e_b - V_{dc} \left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + e_c - V_{dc} \left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \end{cases} \quad (7)$$

式(7)中, S_a 、 S_b 、 S_c 表示每一相的等效开关函数, 其取值为每一相所有模块开关函数之和, 如式(8)所示。

$$\begin{cases} S_a = \sum_{i=1}^N S_{ai} \\ S_b = \sum_{i=1}^N S_{bi} \\ S_c = \sum_{i=1}^N S_{ci} \end{cases} \quad (8)$$

式(7)的数学模型是基于三相静止坐标系的, 其优点在于物理意义明确、直观, 然而其中的状态变量均为交流量, 不利于控制系统的设计^[11]。

在电压源型变流器控制系统设计中, 通常使用 dq 变换将三相坐标系下的方程变换到 dq 旋转坐标系中。 dq 旋转坐标系下的储能系统数学方程如式(9)所示。

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + e_d - V_{dc} S_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + e_q - V_{dc} S_q \end{cases} \quad (9)$$

式中: i_d 与 i_q 分别为并网电流的 dq 分量; e_d 与 e_q 分别为网侧电压的 dq 分量; S_d 与 S_q 分别为 dq 坐标系下的开关函数。

2.2 功率控制策略

当 dq 坐标轴跟随电网电压矢量时, $e_q = 0$, 此时 i_d 与 i_q 分别代表有功电流与无功电流。对于电网侧, 其向储能系统传输的有功功率和无功功率分别通过式(10)和式(11)计算。

$$P = \frac{3}{2} e_d i_d \quad (10)$$

$$Q = -\frac{3}{2} e_q i_q \quad (11)$$

由于网侧电压不受系统的控制, 因此有功功率与无功功率的控制等效于对 i_d 和 i_q 的控制。

根据式(9), i_d 和 i_q 之间存在耦合, 为实现有功电流与无功电流的解耦控制, 可按照式(12)设计控制量^[25]。

$$\begin{cases} V_{dc} S_d = -(i_d^* - i_d)H(s) + \omega Li_q + e_d \\ V_{dc} S_q = -(i_q^* - i_q)H(s) - \omega Li_d + e_q \end{cases} \quad (12)$$

式中: $H(s)$ 为控制器的传递函数, 本文采用 PI 控制器; i_d^* 和 i_q^* 分别为有功电流和无功电流的参考值, 功率控制策略框图如图 5 所示。

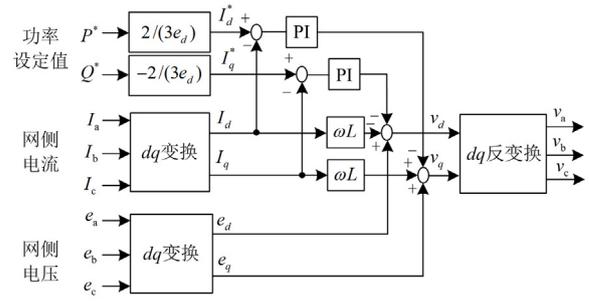


图 5 功率控制策略实现框图

Fig. 5 Block diagram of the power control strategy implementation

2.3 储能系统调制策略

对于级联拓扑, 常用的调制方法有载波移相 PWM(carrier phase shift PWM, CPS-PWM)和最近电平调制(nearest level modulation, NLM)^[26]。

CPS-PWM 是对每相中的 N 个级联模块分别使用 N 组幅值与频率相同、相位差为 π/N 的载波, 对相同的正弦波信号进行调制^[21]。

NLM 则是根据调制波选取最接近的阶梯电平数, 以此确定每相投入模块数。之后根据不同的指标或者策略对子模块进行排序, 决定投入的模块^[26]。对于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)或级联式 STATCOM, 通常依据电容电压对子模块进行直接排序^[11], 相应的 NLM 的流程如图 6 所示。

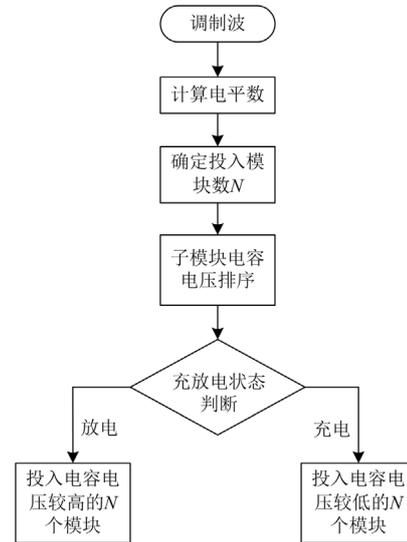


图 6 NLM 流程图

Fig. 6 Flow chart of NLM

35 kV 高压直挂储能系统的每相级联模块数较多, 考虑到功率变换效率、控制器资源占用、执行难易程度等因素, 调制策略通常采用 NLM^[11,27]。

2.4 相内荷电状态均衡策略

相内荷电状态(state of charge, SOC)均衡控制策略与所选择调制方法相关。对于载波移相调制为每个子模块叠加额外的基波电压,调整每个模块的输出功率以达到相内 SOC 均衡的目的^[13]。

NLM 可以通过子模块电容电压排序或 SOC 排序的方式实现相内 SOC 均衡^[28],但两种方法的相内 SOC 均衡效果均不理想^[11]。这是因为储能电池与电容通过滤波电感连接,电容电压与电池电压之间具有一定的解耦特性,电容电压不能准确地反映电池电压的变化,因此采用电容电压排序并不能达到理想的 SOC 均衡效果;另一方面,对于大容量电池, SOC 的变化是一个慢速过程,使用 SOC 对模块排序不能保证模块电容电压的一致性。

针对以上问题,文献[11]提出了一种适用于 NLM 的相内 SOC 均衡策略。其方法是在 NLM 前,利用 SOC 对每个模块的电容电压进行修正,如式(13)所示。

$$M_{ki} = u_{ki} (1 + \varepsilon \Delta S_{OCki}) \quad (13)$$

式中: M_{ki} 为第 k 相的第 i 个模块的均衡控制参数; u_{ki} 为第 k 相的第 i 个模块的电容电压; ε 为相内均衡系数; ΔS_{OCki} 为该模块的电池 SOC 与该相平均 SOC 的偏差,如式(14)所示。

$$\Delta S_{OCki} = S_{OCki} - \frac{\sum_{i=1}^N S_{OCki}}{N} \quad (14)$$

在调制前,令 NLM 依据均衡控制参数 M_{ki} 对子模块进行排序,基于均衡控制参数的 NLM 流程如图 7 所示。

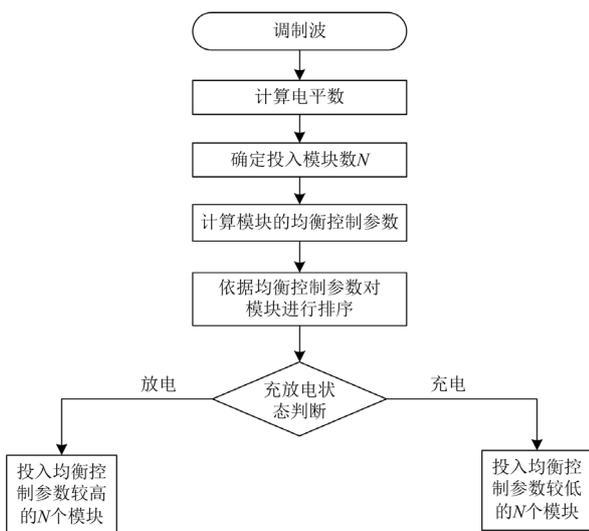


图 7 基于均衡控制参数的 NLM 流程图

Fig. 7 Flow chart of NLM based on equilibrium control parameters

根据图 7 可以看出,基于均衡控制参数的 NLM 在对子模块的排序时既考虑了电容电压的差异,也考虑了子模块电池 SOC 的差异。对于均衡控制参数较高的模块,其电容电压及 SOC 都较高,在放电状态下会优先投入,降低该模块的 SOC 及电容电压;对于均衡控制参数较低的模块,其电容电压及 SOC 都较低,在充电状态下会优先投入,抬高该模块的 SOC 及电容电压。

3 级联储能系统实时仿真平台

3.1 建模原理

3.1.1 H 桥变换器建模原理

实时模型中的 H 桥变换器采用开关函数进行建模,如图 8 所示,对于交流侧负载,变换器等效为电压源,对于直流电容,将变换器等效为电流源。依据 PWM 信号和交流电流方向查表获取等效电压源和等效电流源的取值^[29-30]。

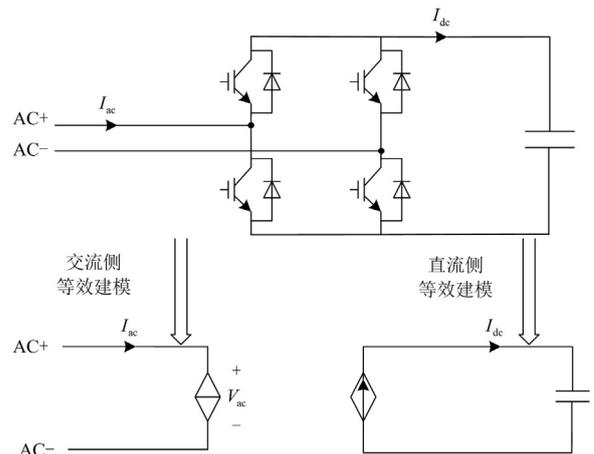


图 8 开关函数等效建模

Fig. 8 Switching function equivalent modeling

3.1.2 储能电池建模原理

实时模型中的储能电池类型为锂离子电池,基于二阶 RC 模型建模。二阶 RC 模型将锂电池等效为图 9 所示的电路。

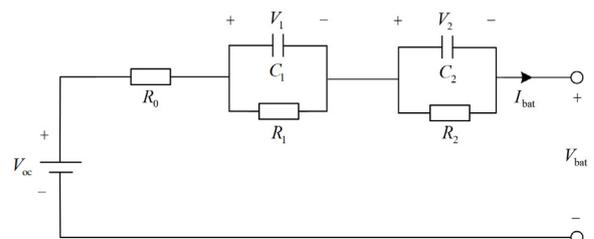


图 9 二阶 RC 模型拓扑

Fig. 9 Topology of second-order RC model

图 9 中: V_{oc} 代表电池开路电压; R_0 为电池内阻。两个 RC 回路分别用于模拟锂离子电池的浓差极化特性与电化学极化特性^[31]; 其中 R_1 代表电池浓差极化电阻; C_1 代表电池浓差极化电容; R_2 代表电池电化学极化电阻; C_2 代表电池电化学极化电容; V_1 和 V_2 为 RC 回路的端电压; I_{bat} 为负载电流; V_{bat} 为电池的端口电压。

二阶 RC 模型能够准确地模拟锂电池的实际工作特性, 在满足精度要求的同时兼具了较好实时特性^[19], 因此在电池的特性仿真研究以及相关的 BMS 研究领域得到了广泛的应用^[19,32]。

选择两个 RC 支路的端电压 V_1 和 V_2 作为状态变量^[31], 选择负载电流 I_{bat} 作为输入, 电池端口电压 V_{bat} 作为输出, 列写二阶 RC 模型的状态空间方程, 如式(15)所示。

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_1}{dt} \\ \frac{dV_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} I_{bat} \quad (15)$$

输出方程如式(16)所示。

$$V_{bat} = V_{oc} - V_1 - V_2 - I_{bat} R_0 \quad (16)$$

式(15)中各项电路参数取决于电池的 SOC、电池温度以及充放电倍率等。其中, SOC 对于电路参数的影响最为显著^[31], 因此二阶 RC 模型中一般只考虑 SOC 对电路参数的影响^[19]。在实际应用时, 通常会预先辨识出不同 SOC 对应的电路参数。

在本文实时模型中, 锂离子电池基于二阶 RC 模型建模。为了保证模型能够准确地模拟电池的静态和动态特性, 模型中电池的 V_{oc} 以及 RC 参数需要随着电池 SOC 的变化实时更新。为实现参数的“动态变化”, 本文通过离线辨识预先获取电池在不同 SOC 条件下的各项电路参数, 在仿真计算时, 模型依据电池电流实时计算电池的 SOC, 根据 SOC 计算结果与电池参数表实时更新电池的电路参数。

3.1.3 二阶 RC 模型参数辨识

二阶 RC 模型参数辨识通常依赖于电池的静置时段的响应曲线, 此时由于电流 I_{bat} 为 0, 电池的 SOC 保持不变, 各项电路参数为恒定值^[32]。

当锂电池停止充放电进入静置阶段时, 电池端口电压会出现“回弹特性”^[31]。以放电为例, 电池端口电压的“回弹特性”如图 10 所示。

从图 10 可以看出, 在放电停止的瞬间, 电池端口电压会发生阶跃, 随后缓慢上升直至平稳。

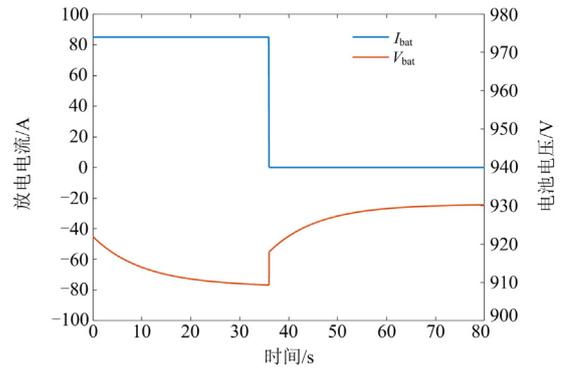


图 10 锂离子电池放电“回弹特性”

Fig. 10 The “rebound characteristic” of lithium-ion battery discharge

电池在结束放电瞬间的阶跃特性与电池的内阻相关^[19,31], 根据式(16)给出的输出方程, 在放电结束进入静置阶段时, R_0 的分压会迅速减小到 0, 致使电池的端电压会迅速抬升。

假设前一时刻放电电流大小为 I , 放电结束瞬间电压的阶跃量为 ΔV , 则电池的内阻可通过式(17)计算得到。

$$R_0 = \frac{\Delta V}{I} \quad (17)$$

在电压阶跃之后, 由于没有外部输入, 电池处于零输入响应阶段^[31]。根据式(15)及式(16)可以求解出电池的零输入响应, 如式(18)^[33]所示。

$$V_{bat}(t) = V_{oc} - k_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} - k_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (18)$$

式(18)中, τ_1 、 τ_2 为电池时间常数。

由式(18)可得, 当静置时间足够长时, 端电压会收敛到开路电压, 此时有 $V_{bat} = V_{oc}$, 因此 V_{oc} 可通过电池静置阶段的稳态值测得。

在求出 V_{oc} 后, 用式(18)拟合电池静置阶段的电压曲线, 即可得到参数 k_1 、 k_2 、 τ_1 、 τ_2 , 此时电池的 RC 参数可通过式(19)^[31]计算。

$$\begin{cases} R_1 = \frac{k_1}{I} \\ R_2 = \frac{k_2}{I} \\ C_1 = \frac{\tau_1}{R_1} \\ C_2 = \frac{\tau_2}{R_2} \end{cases} \quad (19)$$

本文实时仿真模型采用的是电路参数表中参数: SOC 范围为 0 到 1, 间隔为 0.05。设计电路参

数辨识实验流程如下所示。

1) 放电实验: 电池初始 SOC 为 100%, 进行恒流放电, 每当 SOC 减少 5%后进入静置阶段, 如此重复进行放电与静置, 直至电池 SOC 为 0。

2) 充电实验: 令电池初始 SOC 为 0, 进行恒流充电, 每当 SOC 增加 5%后进入静置阶段, 重复进行充电与静置, 直至电池 SOC 为 100%。

3) 根据放电实验曲线辨识得到 SOC 在[0,95%]范围内的电路参数。

4) 根据充电实验曲线辨识得到 SOC 为 100%时的电路参数。

3.2 实时仿真平台

3.2.1 软硬件平台

本文基于 OPAL-RT 的 RT-LAB 软件与 OP5707XG 仿真机搭建级联储能系统硬件在环测试平台, 如图 11 所示。RT-LAB 可以编译用户搭建的 Simulink 模型, 并将其配置到仿真机中实现实时运行, 整个过程无需编写额外的程序; OP5707XG 仿真机包含一块 Xilinx FPGA, 其计算资源能够支持三相每相 56 级联的储能系统的实时仿真。

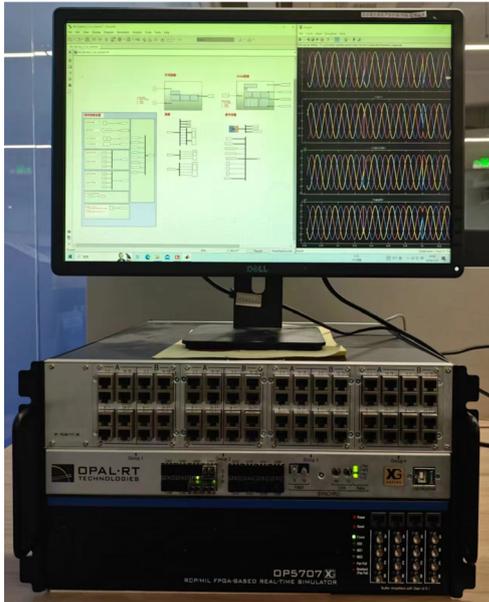


图 11 实时仿真平台

Fig. 11 Real-time simulation platform

3.2.2 级联储能系统实时模型

级联储能系统实时模型总体结构主要包含三部分——模拟控制器、高压电网与级联储能系统, 如图 12 所示。模型采用 CPU-FPGA 联合仿真的方式: 高压电网与模拟控制器在 CPU 中仿真, 级联储能系统在 FPGA 中仿真。

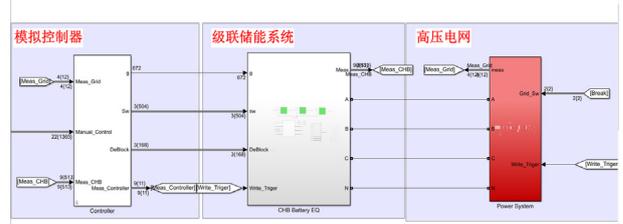


图 12 模型总览

Fig. 12 Overview of the model

高压电网使用 Simulink 的 SimPowerSystem 工具箱建模, 如图 13 所示。

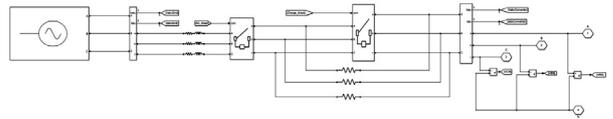


图 13 高压电网(CPU 建模)

Fig. 13 HV power system (modeled in CPU)

模拟控制器使用 Simulink 建模, 主要包含功率控制、SOC 均衡控制以及调制载波, 如图 14 所示。

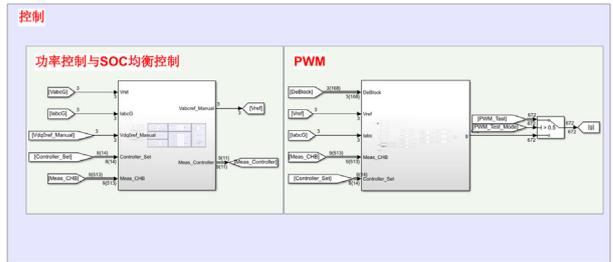


图 14 模拟控制器

Fig. 14 Controller by Simulink

级联储能系统在 FPGA 中建模, 通过 bin 文件和 CPU 模型进行数据交互, 从而实现联合仿真。CPU 中分别搭建 CPU-FPGA 数据接口与电气接口, 如图 15 所示。数据接口用于向 FPGA 模型发送控制参数并接收 FPGA 仿真计算结果; 电气接口用于 FPGA 储能系统与高压电网的交互。

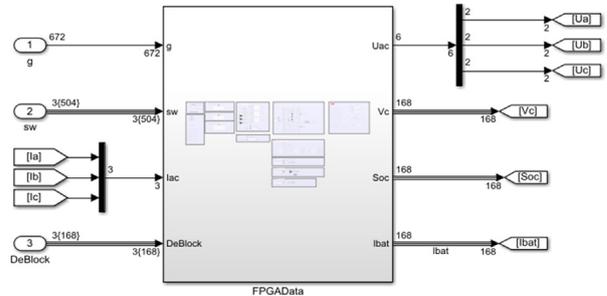


图 15 CPU-FPGA 数据接口

Fig. 15 CPU-FPGA data interface

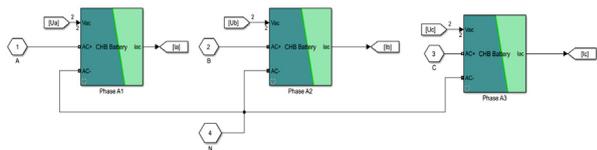


图 16 CPU-FPGA 电气接口

Fig. 16 CPU-FPGA electrical interface

4 级联储能系统实时仿真测试

4.1 仿真参数

本文实时仿真平台是基于文献[11]的电路参数搭建的。文中研究了 10 MW/35 kV 高压直挂大容量电池储能系统, 并给出了储能系统电路参数的设计方法。其中, 电网参数如表 1 所示, 级联储能系统参数如表 2 所示, 实时模型的仿真运行参数及控制器参数如表 3 所示。

表 1 电网参数

Table 1 Parameters of power system

| 参数名称 | 参数值 |
|-------------------|-------|
| 网侧电压/kV | 35 |
| 网侧频率/Hz | 50 |
| 网侧滤波电阻/ Ω | 0.001 |
| 网侧滤波电感/mH | 20 |
| 网侧预充电电阻/ Ω | 100 |

表 2 级联储能系统参数

Table 2 Parameters of cascade energy storage system

| 参数名称 | 参数值 |
|--------------------|---------|
| 电池类型 | 锂离子电池 |
| 电池额定电压/V | 846 |
| 电池额定容量/Ah | 85 |
| 电池初始 SOC/% | 50 |
| 预充电电阻/ Ω | 10 |
| 滤波电感/mH | 2.2 |
| 滤波电容/mF | 8.9 |
| 滤波电容泄放电阻/ Ω | 100 000 |
| 每相级联模块数 | 46 |
| 系统额定功率/MW | 10 |

表 3 实时模型的仿真运行参数及控制器参数

Table 3 Parameters of real-time simulation and controller

| 参数名称 | 参数值 |
|--------------------|-----|
| CPU 仿真步长/ μ s | 35 |
| FPGA 仿真步长/ μ s | 1 |
| 控制周期/ μ s | 35 |
| 电池初始 SOC/% | 50 |
| K_p /p.u. | 0.4 |
| K_i /p.u. | 6.2 |
| 相内均衡系数 ϵ | 100 |
| (SOC 范围为 0~1) | |

4.2 预充电测试

试验步骤如下:

1) 初始时刻, 交流侧开关 Sw1、交流预充电开关 Sw2 断开;

2) 在 $t=1$ s 时, 闭合模块充电开关 K1, 由储能电池为滤波电容充电;

3) 在 $t=2$ s 时, 闭合 K2, 旁路电池充电电阻。

理论分析如下: 附录 A 表 A1 为 SOC- V_{oc} 参数, 根据参数表可知, SOC 为 50% 时电池电压端口电压为 930.62 V, 在充电电阻为 10 Ω 时, 充电电流峰值约为 93 A, 电容稳态电压预期将达到 930.5 V。

仿真结果如下: 图 17 和图 18 分别为预充电过程 A1 模块的电容电压与电池电流的变化曲线, 模型仿真结果与预期吻合。

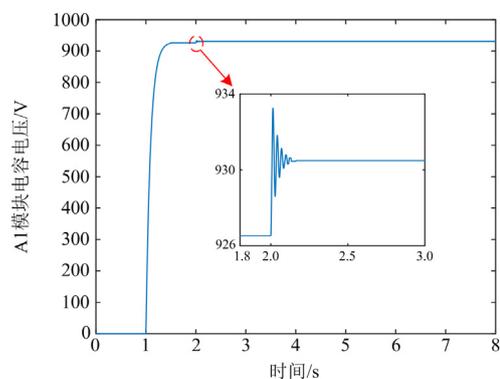


图 17 预充电工况: A1 模块电容电压

Fig. 17 Capacitor voltage of module A1 under pre-charge

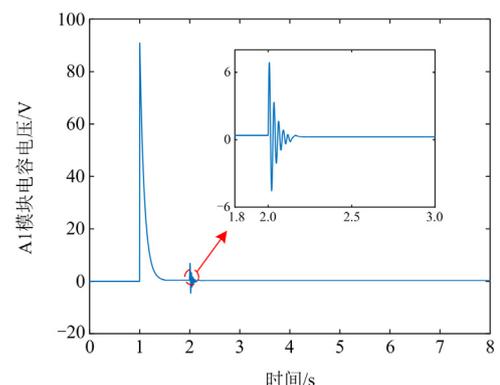


图 18 预充电工况: A1 模块电池电流

Fig. 18 Battery current of module A1 under pre-charged

4.3 无源逆变测试

试验步骤如下:

1) 储能系统经过预充电达到稳态后, 保持交流侧开关 Sw1、交流预充电装置 Sw2 断开;

2) 模拟控制器采集电网电压, 由锁相环跟踪电

网相位并生成电网电压同相位的调制波；

3) 调制波经过 NLM 后生成 PWM 信号发送给储能系统。

理论分析如下：每相 46 模块级联的条件下，设置调制比为 1 时，储能系统输出相电压的峰值可按照式(20)计算。

$$V = NV_{\text{cap}} \quad (20)$$

式(20)中： N 为每相级联模块数； V_{cap} 为电容电压。电容电压经过预充电后为 930.5 V，每相级联模块数为 46，计算得储能吸引输出相电压峰值应达到 42.8 kV，且和电网同相位。

仿真结果如下：图 19 为无源逆变工况下储能系统输出的三相电压；实时模型能够准确响应 NLM，相位、幅值、阶梯电平效果与预期相符。

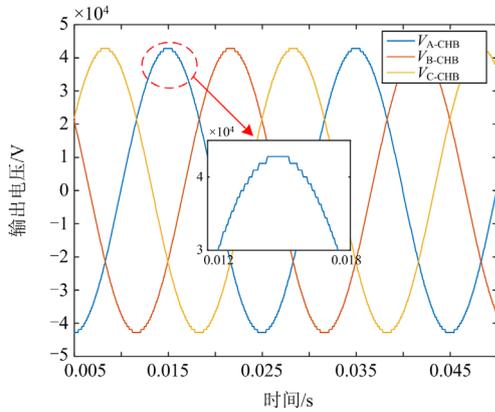


图 19 储能系统三相输出电压

Fig. 19 Three-phase output voltage of the energy storage system

4.4 闭环运行测试

试验步骤如下：

1) 电容电压经过预充电达到稳态后，闭合交流侧开关 Sw1 和 Sw2，使储能系统接入电网，切换控制器模式，储能系统进入闭环运行状态；

2) 设置有功功率参考值 $P^* = 0 \text{ MW}$ ，无功功率参考值 $Q^* = 0 \text{ Mvar}$ 。在 $t = 5 \text{ s}$ 时，切换有功功率参考值 $P^* = -10 \text{ MW}$ ，使储能系统以额定功率向电网供电。

3) 在 $t = 10 \text{ s}$ 时，切换控制器有功功率参考值 $P^* = 10 \text{ MW}$ ，使电网以额定功率向储能系统充电。

理论分析如下：在额定功率下，并网三相电流幅值的理论计算如式(21)所示。

$$I = \frac{\sqrt{2}P_{\text{norm}}}{\sqrt{3}U_{\text{norm}}} \quad (21)$$

式中： U_{norm} 为电网线电压额定值； P_{norm} 为额定功率。实时模型电网线电压额定值为 35 kV，额定功率为 10 MW，计算得额定功率下并网电流的幅值为 233.28 A。

当系统以额定功率放电时，单个子模块电池放电电流的期望值可按照式(22)计算。

$$I_{\text{bat}} = \frac{P_{\text{norm}}}{3NV_{\text{bat}}} \quad (22)$$

式中， V_{bat} 为电池端口电压。根据电池 SOC 为 50% 时所对应的开路电压可估算电池放电电流的期望约为 77.87 A。根据表 2 中的电路参数，计算得到子模块的电容电压纹波率 $\gamma_u = 2\%$ ，电池电流的纹波率 $\gamma_i = 15\%$ [11]。

仿真结果如下：图 20 为系统有功功率 P 与无功功率 Q 波形；图 21 为 A1 模块电池电流波形；由图可知，级联储能系统快速响应功率指令并保持稳定指令跟踪。

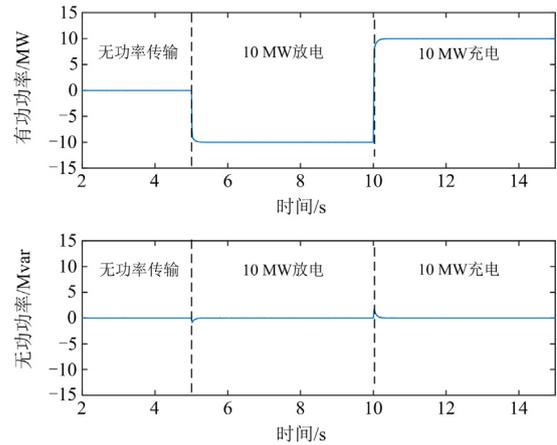


图 20 三相有功功率与无功功率

Fig. 20 Three-phase active power and reactive power

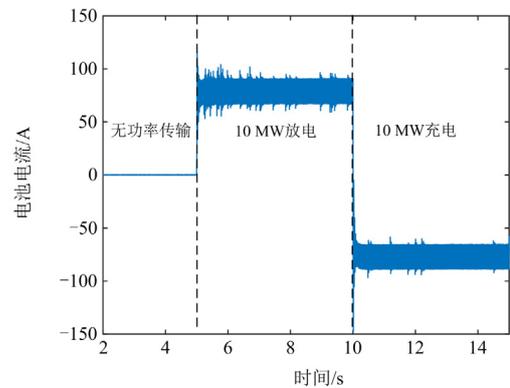


图 21 A1 模块电池电流

Fig. 21 Battery current of module A1

图 22 为系统切换至额定功率放电时的并网电流波形, 图 23 为系统切换至额定功率充电时的并网电流波形。仿真结果表明, 并网电流和功率一致, 且电流仿真结果与预期匹配。

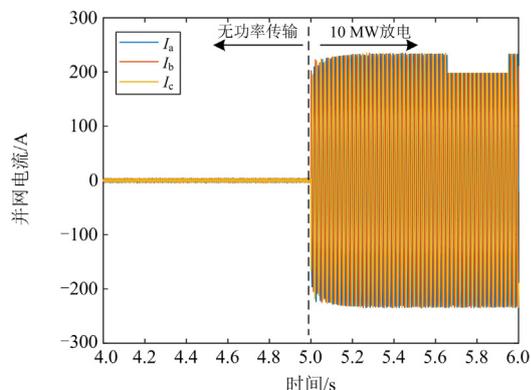


图 22 并网电流(额定功率放电)

Fig. 22 Grid-connected current (rated power discharge)

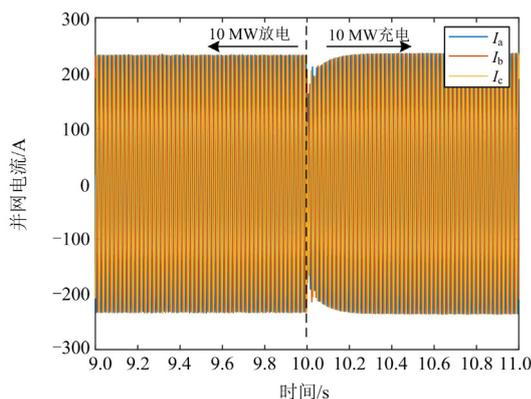


图 23 并网电流(额定功率充电)

Fig. 23 Grid-connected current (rated power charging)

图 24 为额定功率放电时 A1 模块电池电流的脉动图, 表明电池在额定功率放电时, 电池电流与期望结果相符, 电流纹波率 $\gamma_i = 15.15\%$, 与理论结果匹配。

图 25 为额定功率放电时电容电压的脉动图。根据仿真结果可以计算出, 电容电压纹波率 $\gamma_u = 1.84\%$, 与理论结果匹配。

采用安时积分法计算 A1 模块电池 SOC 理论变化曲线, 并与模型仿真结果作对比, 对比结果如图 26 所示。图 26 表明实时模型 SOC 计算结果与理论计算结果吻合。

4.5 相内 SOC 均衡

1) 设置 A 相的前 5 个模块的初始 SOC 分别为 49.5%、49.75%、50%、50.25%、50.5%, 其余模块初始 SOC 均为 50%。此时 A 相初始平均 SOC 为

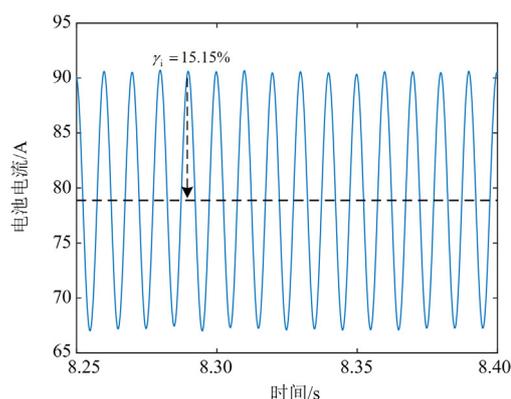


图 24 A1 模块电池电流脉动波形

Fig. 24 Ripple waveform of module A1 battery current

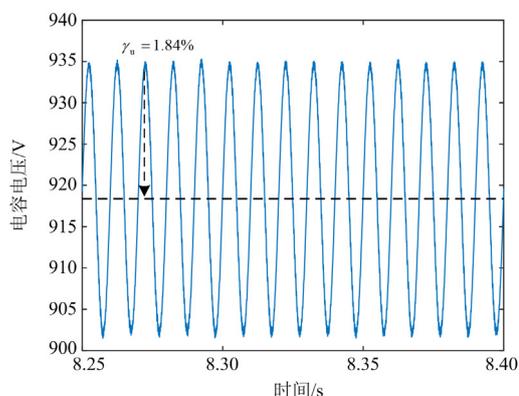


图 25 A1 模块电容电压脉动波形

Fig. 25 Ripple waveform of module A1 capacitor voltage

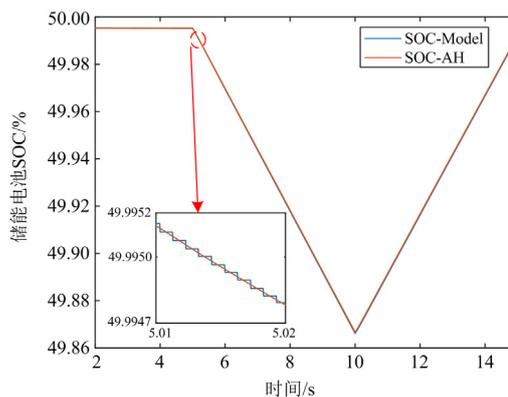


图 26 A1 模块电池 SOC 对比

Fig. 26 Comparison of SOC of module A1

50%, A1 与 A2 模块低于平均 SOC, A4 与 A5 模块高于平均 SOC。

2) 设置有功功率 $P^* = -10$ MW, 储能系统以额定功率向电网供电。在 0~2 s 内, 相内 SOC 均衡不启动。

3) 在 $t = 2\text{ s}$ 时, 启动控制器相内均衡功能。

4) 在 $t = 5\text{ s}$ 时, 切换 $P^* = 10\text{ MW}$, 电网以额定功率向储能系统充电。

图 27 为 A1—A5 模块的相内 SOC 变化曲线, 在不启用 SOC 均衡时, 各模块 SOC 充放电速率一致。启动 SOC 均衡后, 各模块电池的 SOC 变化率有明显变化。在放电工况下, SOC 较低的模块的放电速率明显小于 SOC 较高的模块; 在充电工况下, SOC 较低的模块的充电速率会明显高于 SOC 较高的模块, 并最终使得相内 SOC 趋于均衡。

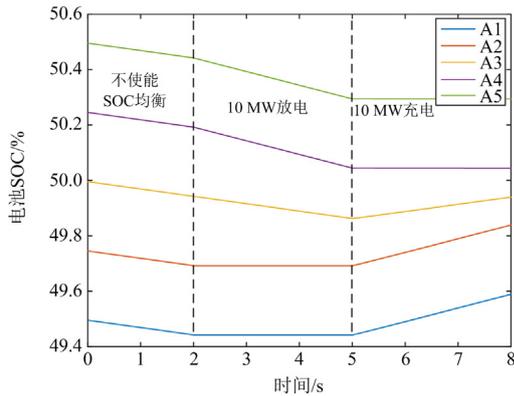


图 27 A1—A5 模块电池 SOC 变化曲线

Fig. 27 SOC change curve of module A1—A5

5 结论

本文基于 RT-LAB 平台与 OP5707XG 仿真机搭建了 CPU 与 FPGA 联合仿真的高压直挂大容量电池储能装置实时系统, 并基于实时模型进行了不同工况下的储能系统硬件在环测试。

测试结果表明, 模型能够准确模拟高压直挂大容量电池储能装置在不同工况下的运行特性, 并能够实时跟踪外部控制器控制指令; 并网电流、系统功率、纹波率等物理量的仿真结果与理论计算结果相符。本文实时模型能够满足高压直挂大容量电池储能装置的硬件在环测试需求, 能够为高压直挂大容量电池储能系统的设计和控制优化提供技术支撑。

附录 A

表 A1 电池 SOC- V_{oc} 参数表

Table A1 Table of SOC- V_{oc}

| SOC/% | 开路电压 V_{oc}/V |
|-------|-----------------|
| 0 | 740.02 |
| 5 | 861.19 |
| 10 | 891.93 |
| 15 | 905.97 |
| 20 | 914.00 |

续表 A1

| SOC/% | 开路电压 V_{oc}/V |
|-------|-----------------|
| 25 | 919.21 |
| 30 | 922.86 |
| 35 | 925.56 |
| 40 | 927.63 |
| 45 | 929.28 |
| 50 | 930.62 |
| 55 | 931.73 |
| 60 | 932.66 |
| 65 | 933.46 |
| 70 | 934.15 |
| 75 | 934.75 |
| 80 | 935.28 |
| 85 | 935.76 |
| 90 | 936.33 |
| 95 | 939.97 |
| 100 | 1009.44 |

参考文献

- [1] 陈强. 高压直挂大容量电池储能功率转换系统[D]. 上海: 上海交通大学, 2019.
CHEN Qiang. Large-scale power conversion system in battery energy storage without transformer[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2019.
- [2] 李盈, 赵伟, 赵立宁, 等. 基于电池储能 SOC 的调峰、调频混合控制策略[J]. 高压电器, 2023, 59(7): 48-55.
LI Ying, ZHAO Wei, ZHAO Lining, et al. Mixed control strategy of peak regulation and frequency modulation based on SOC of battery energy storage[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(7): 48-55.
- [3] 高嵩, 李军, 宋辉, 等. 提升火电机组一次调频性能的火电-储能一体化系统研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(21): 116-125.
GAO Song, LI Jun, SONG Hui, et al. An integrated thermal power-energy storage system for improving primary frequency regulation performance of thermal power units[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(21): 116-125.
- [4] 余鹏飞, 朱继忠, 熊小伏, 等. 基于储能的电力系统安全调控方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(19): 173-186.
YU Pengfei, ZHU Jizhong, XIONG Xiaofu, et al. Regulating & control method of power system security based on battery energy storage[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(19): 173-186.
- [5] 李建林, 丁子洋, 游洪灏, 等. 构网型储能支撑新型电力系统稳定运行研究[J]. 高压电器, 2023, 59(7): 1-11.
LI Jianlin, DING Ziyang, YOU Honghao, et al. Research

- on stable operation of new power system supported by grid-forming energy storage system[J]. *High Voltage Apparatus*, 2023, 59(7): 1-11.
- [6] 李京泽. 级联H桥储能变换器控制策略研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2022.
LI Jingze. Research on the control strategies of cascaded H-bridge energy storage converter[D]. Beijing: China University of Mining and Technology, 2022.
- [7] YADAV K S, YADAV B K. An optimized fractional order pi controller for enhancing the power quality of three-phase solar pv, bess and wind integrated UPQC[J/OL]. *Chinese Journal of Electronics*: 1-16[2024-07-01]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/10.1284.TN.20230303.1613.064.html>.
- [8] 金雪芬, 季建辉, 李兰芳, 等. 面向工程应用的 MMC-BESS 的 SOC 均衡控制参数设计[J]. *中国电力*, 2023, 56(11): 168-176.
JIN Xuefen, JI Jianhui, LI Lanfang, et al. Parameter design of soc balance control for MMC-BESS engineering applications[J]. *Electric Power*, 2023, 56(11): 168-176.
- [9] 王新宝, 葛景, 韩连山, 等. 构网型储能支撑新型电力系统建设的思考与实践[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(5): 172-179.
WANG Xinbao, GE Jing, HAN Lianshan, et al. Theory and practice of grid-forming BESS supporting the construction of a new type of power system[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(5): 172-179.
- [10] 蔡旭, 李睿, 刘畅, 等. 高压直挂储能功率变换技术与世界首例应用[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(1): 200-211, 387.
CAI Xu, LI Rui, LIU Chang, et al. Transformerless high-voltage power conversion system for battery energy storage system and the first demonstration application in world[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(1): 200-211, 387.
- [11] 刘畅, 吴胜兵, 吴西奇, 等. 35 kV 高压直挂大容量电池储能系统[J]. *高电压技术*, 2024, 50(2): 881-892.
LIU Chang, WU Shengbing, WU Xiqi, et al. High-voltage large capacity battery energy storage system connecting to 35 kV grid without transformer[J]. *High Voltage Engineering*, 2024, 50(2): 881-892.
- [12] CHINGWENA M T, MOUTON H D T. A multilevel cascaded converter for a battery energy storage system[C]// 2019 Southern African Universities Power Engineering Conference/Robotics and Mechatronics/Pattern Recognition Association of South Africa (SAUPEC/RobMech/PRASA), 2019, Bloemfontein, South Africa: 553-558.
- [13] 曹阳. 2MW/10kV 高压级联 H 桥电池储能系统设计与实现[D]. 上海: 上海交通大学, 2015.
CAO Yang. Design of 2 MW/10 kV high-voltage battery energy storage system[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2015.
- [14] ZHANG Q, SUN K. A flexible power control for PV-battery hybrid system using cascaded H-bridge converters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, 7(4): 2184-2195.
- [15] ALGARNY K S A, VILATHGAMUWA M, BROADMEADOW M. DC-side sensorless control of battery interfaced three-phase full bridge cascaded H-bridge multilevel grid-connected inverter[C]// 2021 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), December 6-9, 2021, Kigali, Rwanda: 1-5.
- [16] TIAN K, ALI S, HUANG Z, et al. Power control and experiment of 2 MW/10 kV cascaded H-bridge power conversion system for battery energy storage system[C]// 8th Renewable Power Generation Conference (RPG 2019), 2019: 1-7.
- [17] LIU C, GAO N, CAI X, et al. Differentiation power control of modules in second-life battery energy storage system based on cascaded H-bridge converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(6): 6609-6624.
- [18] XU B, TU H, DU Y, et al. A distributed control architecture for cascaded H-bridge converter with integrated battery energy storage[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, 57(1): 845-856.
- [19] 曾坤. 基于 Speedgoat 的虚拟电池仿真技术[D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
ZENG Kun. Virtual battery simulation technology based on Speedgoat[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2022.
- [20] ANSARI J A, LIU C, ZHENG L. Efficient real-time testing of 51 level MMC converter in hardware in loop (HIL) setup for HVDC applications[C]// 2022 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), March 29-31, 2022, Alanya, Turkey: 27-31.
- [21] LI Y, SHI Y, HU Z, et al. Hardware-in-loop real-time simulation for battery energy power conversion system based on RT-LAB[C]// 2021 International Conference on Power System Technology (POWERCON), December 8-9, 2021, Haikou, China: 1327-1332.
- [22] SHANMUGAM K, FILIPPONE M, ALMALECK P, et al. Real time modelling and hardware-in-loop validation of smart AC microgrid with BESS[C]// 2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), June 28, July 1, 2021, Chicago, IL, USA: 1-8.
- [23] HUSSAIN A, RAJ K, RAJASHEKARA K, et al. Current

- controlled operation of cascaded H-bridge converter for fast SoC balancing in grid energy storage[C] // 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 29-October 3, 2019, Baltimore, MD, USA: 5373-5379.
- [24] 陶海军, 张晨杰, 赵蒙恩, 等. 级联 H 桥整流器谐波分析及混合控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 24-33.
TAO Haijun, ZHANG Chenjie, ZHAO Meng'en, et al. Harmonic analysis and hybrid control of a cascaded H-bridge rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(22): 24-33.
- [25] 吴娜, 赵成勇, 许建中. 储能型 STATCOM 的优化电压支撑控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 145-155.
WU Na, ZHAO Chengyong, XU Jianzhong. Optimized voltage support control strategy for energy storage STATCOM[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 145-155.
- [26] 李钊, 王翀, 周启文. 级联 H 桥型 STATCOM 混合调制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(11): 106-109.
LI Zhao, WANG Chong, ZHOU Qiwen. Hybrid modulation strategy of cascaded H-bridge STATCOM[J]. Power Electronics, 2019, 53(11): 106-109.
- [27] 李闯, 郭焱, 卓秀. 最近电平脉宽调制策略在模块化多电平换流器中的应用[J]. 上海电机学院学报, 2021, 24(6): 318-324.
LI Chuang, GUO Yi, ZHUO Xiu. Application of nearest level-pulse width modulation strategy in modular multilevel converter[J]. Journal of Shanghai Dianji University, 2021, 24(6): 318-324.
- [28] MATHE L, DAN BURLACU P, SCHALTZ E, et al. Battery pack state of charge balancing algorithm for cascaded H-bridge multilevel converters[C] // 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), June 7-10, 2016, Florence, Italy: 1-6.
- [29] ZHANG X, WANG T, ZHOU J, et al. The research on FPGA-based real-time simulation for the cascaded H-bridge multilevel inverter[C] // 2023 IEEE PELS Students and Young Professionals Symposium (SYPS), August 27-29, 2023, Shanghai, China: 1-5.
- [30] XU F, LI Z, GAO F, et al. A fast simulation model of cascaded H bridge-power electronic transformer[C] // IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 14-17, 2019, Lisbon, Portugal: 6755-6760.
- [31] 罗勇, 赵小帅, 祁朋伟, 等. 车用动力电池二阶 RC 建模及参数辨识[J]. 储能科学与技术, 2019, 8(4): 738-744.
LUO Yong, ZHAO Xiaoshuai, QI Pengwei, et al. Second-order RC modeling and parameter identification of electric vehicle power battery[J]. Energy Storage Science and Technology, 2019, 8(4): 738-744.
- [32] LARIJANI M R, ZOLGHADRI M, KIA S H, et al. Battery cell dynamic modeling using the RC equivalent circuit for RTDS frameworks[C] // IECON 2021-47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 13-16, 2021, Toronto, ON, Canada: 1-6.
- [33] 任碧莹, 孙佳, 孙向东, 等. 提高串联锂电池 SOC 在线估计快速性的简化二阶模型[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(22): 110-118.
REN Biying, SUN Jia, SUN Xiangdong, et al. A simplified second-order model for improving the speed of on-line state of charge estimation of series lithium-ion batteries[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(22): 110-118.

收稿日期: 2024-03-21; 修回日期: 2024-04-24

作者简介:

刘伟(1982—)男,高级工程师,研究方向为船舶电力监控技术、储能及控制技术; E-mail: 77764845@qq.com

夏敏学(1990—)男,通信作者,硕士研究生,工程师,研究方向为新型电力系统控制和建模等; E-mail: 425399557@qq.com

梁晨鹏(2000—)男,硕士研究生,研究方向为电力电子控制和建模等。E-mail: 1357163217@qq.com

(编辑 姜新丽)