第 50 卷 第 2 期：881-895　　高电压技术　　Vol.50, No.2: 881-895
2024 年 2 月 29 日　　High Voltage Engineering　　February 29, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20221577

35 kV 高压直挂大容量电池储能系统

刘　畅[1]，吴胜兵[2]，吴西奇[1]，姜新宇[2]，李　睿[1]，蔡　旭[1]
（1. 上海交通大学电气工程系电力传输与功率变换控制教育部重点实验室，上海 200240;
2. 广州智光储能科技有限公司，广州 510760）

摘　要：为推动 35 kV 高压直挂电池储能系统(battery energy storage system, BESS)的实际应用，系统研究了 35 kV 高压直挂 BESS 的主电路参数设计、控制策略及相关控制参数的设计方法；并在 MATLAB/Simulink 中搭建了 35 kV/10 MW/10 MWh 系统的仿真模型，以验证所提设计方法及控制策略的正确性。研究结果表明：35 kV 高压直挂 BESS 单机容量大，功率响应速度快，可对内部电池簇进行主动荷电状态均衡及故障冗余控制，系统效率和可靠性更高，能适应未来新能源大规模发展需求。

关键词：电池储能系统；单机大容量；高压直挂储能变换器；参数设计；控制策略；荷电状态均衡

High-voltage Large-capacity Battery Energy Storage System Connecting to 35 kV Grid Without Transformer

LIU Chang[1], WU Shengbing[2], WU Xiqi[1], JIANG Xinyu[2], LI Rui[1], CAI Xu[1]
(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion of the Ministry of Education, Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;
2. Guangzhou Zhiguang Energy Storage Technology Co., Ltd., Guangzhou 510760, China)

Abstract: The design method of main circuit parameters, related control parameters and control strategy are systematically studied in order to promote practical application of 35 kV high-voltage large-capacity battery energy storage system (BESS). A simulation model of the 35 kV/10 MW/10 MWh system is built in MATLAB/Simulink to verify the correctness of the proposed design method and control strategy. The research results show that the 35 kV high-voltage BESS has large unit capacity and fast power response and can implement active state-of-charge balance and fault redundancy control of internal battery clusters. Its system efficiency and reliability are higher, which can adapt to the large-scale development of renewable energy in the future.

Key words: battery energy storage system; large unit capacity; transformerless high-voltage energy storage converter; parameters design; control strategy; state of charge balance

0　引言

发展大容量电池储能技术有利于提高风光电源装机容量，推动能源结构转型[1]，从而助力碳达峰、碳中和目标的实现。常规电池储能系统(battery energy storage system, BESS)受限于当前电池材料、成组及电池管理系统(battery management system, BMS)等的技术水平，单机容量一般不超过 0.5 MW，少数可达 0.63 MW[2]。常规大容量储能电站一般是将多台上述 BESS 在低压交流侧并联运行，并通过升压变压器逐级升压后接入高压电网[3-4]。基于常规 BESS 架构的储能电站存在能量循环效率低、木桶效应明显、电池利用率低、安全性差等缺点[2,5]。数量众多的储能单元并联也会导致多种稳定性问题[6]以及环流和功率不均分问题[7-8]，造成大容量电池储能电站结构复杂，占地面积大，且电缆线路和通信线路长，通信延时导致系统响应慢，控制系统复杂、协调控制困难，不能适应未来建设百兆瓦级与吉瓦级储能电站的需求。因此，亟需储能系统架构的变革，以应对大容量化应用的挑战。

基于级联 H 桥变换器(power conversion system, PCS)的高压直挂 BESS 具有高度模块化的结构，其单台设备容量大。文献[2]研究了在现有技术条件限

基金资助项目：国家自然科学基金(52177187)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52177187).

制下 35 kV 高压直挂 BESS 的最大单机容量理论可达 32 MW。与传统储能系统相比，高压直挂 BESS 实现了单机大容量化，同时满足高效率、高可靠性、经济性和安全性需求[9]，其组成大规模储能电站时所需并联台数少，电站结构及控制策略简单，响应速度快，可以满足百兆瓦级储能系统需求，且不易引发系统稳定性问题。目前关于高压直挂 BESS 的研究大多集中于 10 kV 及以下电压等级系统的设计[9-10]、功率控制[11-12]、荷电状态(state of charge, SOC)均衡[13-14]、调制及冗余容错控制策略[15-16]等，全国范围内已有多个直挂 10 kV 及以下电压等级的系统投运，积累了丰富的高压直挂 BESS 的设计、制造、运行、维护经验。相比之下，直挂 35 kV 系统的功率、容量可以大幅提升，电压等级与现有大容量新能源场站交流出口电压相匹配，更能适应未来的发展需求，其设计方法、控制与调制策略等均与 10 kV 及以下系统有所区别。首先，10 kV 系统一般采用载波移相调制策略，当电压等级升至 35 kV，子模块数量增加数倍，出于功率变换效率、控制器资源占用情况、执行难易程度等方面的考虑，需采用最近电平调制(nearest level modulation, NLM)。而控制及均衡策略的设计与调制策略密切相关。由于电池簇的接入，在 NLM 调制下高压直挂 BESS 的控制参数设计及能量均衡策略对比 NLM 调制下的模块化多电平变换器有所区别，也与载波移相调制下的 10 kV 高压直挂 BESS 不同，而目前尚未有关于 NLM 调制下 35 kV 高压直挂 BESS 的研究。

本文系统研究了 NLM 调制下 35 kV 高压直挂大容量 BESS 的设计与控制方法。首先，讨论了 35 kV 高压直挂大容量 BESS 的系统结构与数学模型。然后研究了其主电路参数设计方法，包括电池系统配置、级联功率模块数设计、交流侧滤波电感设计、直流侧无源滤波器设计等。其次，研究了 35 kV 系统的控制策略和控制参数设计方法。最后，在 MATLAB/Simulink 中搭建了 35 kV 高压直挂大容量 BESS 的仿真模型，验证了所提设计方法及控制策略的正确性。

1 35 kV 高压大容量 BESS 结构及建模

图 1 为 35 kV 高压直挂大容量 BESS 结构图，整个系统为三相星型连接，每一相由 n 个功率模块级联而成，每个功率模块由 H 桥变换器、直流侧 LC 无源滤波器、直流侧预充电装置、电池簇等部

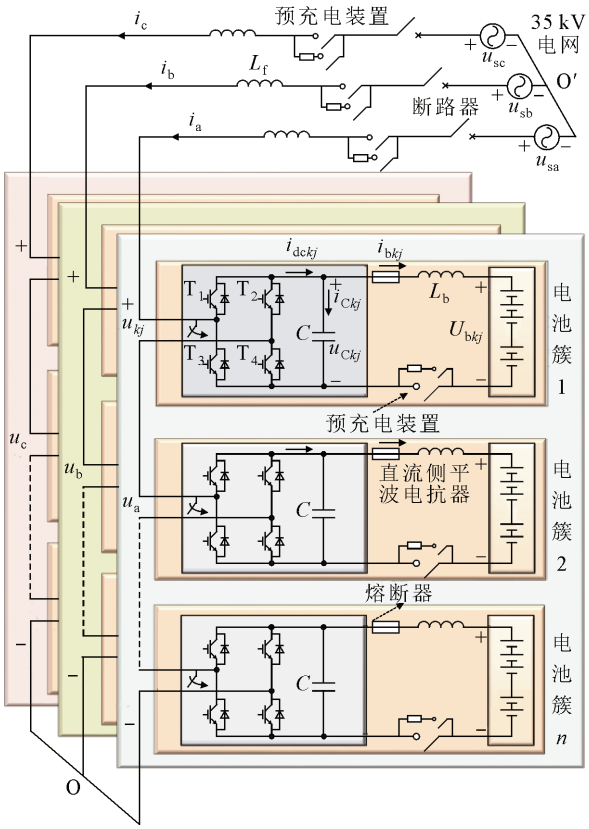


图 1 35 kV 高压直挂大容量 BESS 结构

Fig.1 Structure of the transformerless large-capacity battery energy storage system connecting to 35 kV grid

件组成。电池簇分散接入级联 H 桥变换器的直流侧，将 H 桥的交流输出端串联升高电压，通过交流侧滤波电感 L_f、交流侧预充电装置和断路器直接接入 35 kV 电网，可省去工频变压器。在单个功率模块出现故障时，可通过模块交流侧输出端口设置的故障旁路单元将故障模块隔离。

图 1 中 u_{sk} 和 i_k 分别为电网电压及电流(k=a, b, c)，u_k 为高压直挂变换器输出电压，u_{kj} 为第 k 相第 j 个功率模块的交流侧输出电压(j=1, 2, …, n)，u_{bkj} 为第 k 相第 j 个功率模块的电池簇电压，u_{Ckj} 为第 k 相第 j 个功率模块的母线电容电压，i_{bkj} 为电池簇电流，i_{Ckj} 为电容电流，i_{dckj} 为直流母线电流，C 为直流母线电容，L_b 为直流侧滤波电感。

变换器的输出电压 u_k 为：

$$u_k = \sum_{j=1}^{n} u_{kj} = \sum_{j=1}^{n} d_{kj} u_{Ckj} \tag{1}$$

式中：d_{kj} 为第 k 相第 j 个功率模块的开关函数。

忽略交流侧滤波电感的电阻，根据基尔霍夫电压定律，可得变换器输出电压及网侧电压、电流关系(电网电流方向如图 1 所示)为：

$$\begin{cases} L_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}i_k}{\mathrm{d}t}+u_k+u_{\mathrm{OO'}}=u_{sk} \\ u_{\mathrm{OO'}}=\dfrac{1}{3}\left(\sum\limits_{k=\mathrm{a,b,c}}u_{sk}-\sum\limits_{k=\mathrm{a,b,c}}u_k\right) \end{cases} \tag{2}$$

式中：$u_{\mathrm{OO'}}$为系统的零序电压，由变换器的输出电压和电网电压共同决定，在电网电压对称、不通过变换器对系统注入零序电压时，零序电压为 0；t 为时间。

根据基尔霍夫电流定律，可得变换器直流侧电流关系为：

$$i_{\mathrm{dc}kj}=i_k\cdot d_{kj}=i_{Ckj}+i_{\mathrm{b}kj} \tag{3}$$

式(2)所示为变换器在三相静止坐标系上基于开关函数描述的一般数学模型，具有物理意义明确、直观的特点。在此模型中，变换器输出电压及电网电压、电流均为时变交流量，不利于控制系统的设计。一般采用的方法是将三相静止坐标系转换为以电网基波频率同步旋转的 dq 坐标系。经过坐标变换，在三相静止坐标系下的交流正弦量被转换为旋转 dq 坐标系下的直流量，简化了控制系统的设计。三相静止坐标系下的数学模型转化为式(4)所示的 dq 旋转坐标系下的数学模型，其中 i_d 和 i_q 分别为电网电流的 d、q 轴分量，u_{sd} 和 u_{sq} 分别为电网电压的 d、q 轴分量，u_d 和 u_q 分别为变换器输出电压的 d、q 轴分量，ω 为电网基波角频率。

$$\begin{cases} L_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}-\omega L_{\mathrm{f}}i_q+u_d=u_{sd} \\ L_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}+\omega L_{\mathrm{f}}i_d+u_q=u_{sq} \end{cases} \tag{4}$$

2　高压大容量 BESS 主电路参数设计

2.1　35 kV 高压 BESS 级联功率模块数设计

高压直挂 BESS 的功率、容量及并网电压等级是系统重要参数，直接决定系统所需电池单体的数量，根据文献[2]所述方法计算系统所需电池单体数量，并且计算过程中考虑了电池电压和电网电压波动的影响，且出于安全性和经济性考虑，电池簇和内部电池单体不并联(电池并联后内部环流会降低系统安全性及循环效率)。通过计算可得到满足系统的并网电压等级、容量等级和功率等级所需的电池单体数量分别为 $n_{\mathrm{c}1}$、$n_{\mathrm{c}2}$ 和 $n_{\mathrm{c}3}$。则系统所需电池单体数为：

$$n_{\mathrm{c}}=\max(n_{\mathrm{c}1},\, n_{\mathrm{c}2},\, n_{\mathrm{c}3}) \tag{5}$$

设计系统功率为 10 MW，容量为 10 MWh，应选用 1 C 充放电倍率的电池单体，此时 $n_{\mathrm{c}2}=n_{\mathrm{c}3}$。选用海基系列储能电芯，电芯的额定电压为 3.2 V。工作电压范围为 2.7~3.54 V，即放电截止电压为 2.7 V (SOC=10%对应的电压)。根据文献[2]中介绍的方法可计算出系统满足并网电压要求时至少需要电池单体数量 $n_{\mathrm{c}1}$ 为 34 672。如果令 $n_{\mathrm{c}1}=n_{\mathrm{c}2}=n_{\mathrm{c}3}$，可反推计算出电池单体临界额定容量 Q_{cl} 为 90.1 Ah，临界容量 Q_{cl} 对于系统设计是一条分界线，当选用的单体容量等于临界容量时，此时单体数量正好同时满足系统并网电压、功率和容量要求，电池电压与容量均无冗余。当选用的单体额定容量 $Q_{\mathrm{cnom}}>Q_{\mathrm{cl}}$ 时，此时 $n_{\mathrm{c}1}>n_{\mathrm{c}2}=n_{\mathrm{c}3}$，$n_{\mathrm{c}}=\max(n_{\mathrm{c}1},\, n_{\mathrm{c}2},\, n_{\mathrm{c}3})=n_{\mathrm{c}1}$。此时电池电压无冗余，容量有冗余，但是只要有功率模块发生故障切除，电池电压就不能满足并网电压需求，系统要退出运行。若要进行冗余设计，则应该再增加电池单体的数量，此时容量冗余进一步增加，成本也会相应增加，且选用单体容量越大，成本增加越多。

当选用的电池单体额定容量 $Q_{\mathrm{cnom}}<Q_{\mathrm{cl}}$ 时，此时 $n_{\mathrm{c}1}<n_{\mathrm{c}2}=n_{\mathrm{c}3}$，$n_{\mathrm{c}}=\max(n_{\mathrm{c}1},\, n_{\mathrm{c}2},\, n_{\mathrm{c}3})= n_{\mathrm{c}2}$。此时电池电压有冗余，容量无冗余。当有少量模块发生故障切除时，电池电压仍能够满足并网电压要求，系统可持续挂网运行。系统可在不增加容量成本的情况下实现冗余，具体的冗余情况由电芯额定容量取值而定。在 $Q_{\mathrm{cnom}}<Q_{\mathrm{cl}}$ 的条件下，Q_{cnom} 的取值越小，可冗余的模块数越多，但是 Q_{cnom} 的取值太小，会导致 n_{c} 的取值太大，电池簇及电池 Pack 内部只串不并会导致系统的调制比过低，而系统工作在过低的调制比下会产生不利影响。此时电芯具体额定容量的选取应该综合考虑系统冗余设置及低调制比对系统效率、输出性能等的影响。

因此，在实际设计中，为了实现在冗余设计的同时节约储能系统成本，应当选择 $Q_{\mathrm{cnom}}<Q_{\mathrm{cl}}$ 进行设计。在此案例中选用额定标称容量为 85 Ah 的电芯，通过计算得到满足系统需求时所需电池单体数量为 36 765 个，系统所属类型为 1 C 充放电标准型。在电池单体数量确定后，要对电池成组方式进行设计，电池 Pack 及电池簇遵循只串不并原则。电池 Pack 由 15 节电池单体串联组成，标称电压为 48 V，工作电压范围为 40.5~53.1 V，额定容量为 85 Ah，充放电倍率为 1 C。将 36 765 个电池单体组配成电池 Pack，并取整数，电池 Pack 数量为 2451 个。

电池簇电压的选取影响着每一相内功率模块数 n 的选择，功率模块数 n 影响着变换器效率，可根据变换器效率最优选取功率模块数。绝缘栅双极晶体管(insulate-gate bipolar transistor, IGBT)电压等

级受功率模块数 n 的影响，但 IGBT 电流等级不受级联模块数多少的影响，只受系统功率等级的影响，系统额定相电流幅值 $I_{\mathrm{m_nom}}$ 可用式(6)计算，考虑 1.5 倍的设计裕量，IGBT 电流等级应选为 400 A。

$$I_{\mathrm{m_nom}}=\sqrt{2}\times\frac{P_{\mathrm{nom}}}{\sqrt{3}U_{\mathrm{L_nom}}}=233.3\ \mathrm{A} \tag{6}$$

式中：P_{nom} 为系统额定功率；$U_{\mathrm{L_nom}}$ 为电网线电压额定值。

目前电池簇的额定电压 U_{bnom} 一般在 600~1000 V 之间选取。电池簇额定电压与功率模块数 n 应该满足以下条件：

$$U_{\mathrm{bnom}}n(1-\sigma_{\mathrm{cd}})\geq\sqrt{2}\times\frac{U_{\mathrm{L_nom}}}{\sqrt{3}}(1+\sigma_{\mathrm{su}}+\sigma_{\mathrm{sL}}) \tag{7}$$

即：

$$n\geq f_{\mathrm{ceil}}\left(\frac{\sqrt{2}U_{\mathrm{L_nom}}(1+\sigma_{\mathrm{su}}+\sigma_{\mathrm{sL}})}{\sqrt{3}U_{\mathrm{bnom}}(1-\sigma_{\mathrm{cd}})}\right) \tag{8}$$

式中：$f_{\mathrm{ceil}}(\cdot)$表示向上取整函数；σ_{cd} 为电池单体电压的向下波动系数；σ_{su} 为电网电压的向上波动系数；σ_{sL} 为滤波电感上额定压降的标幺值。在本文 35 kV/10 MW/10 MWh 的设计案例中，取 σ_{cd}=15%，σ_{su}=5%，σ_{sL}=5%。

级联 H 桥变换器实际开关频率较低，等效开关频率高，所以 IGBT 选型时应倾向于选择低频型、低导通压降的 IGBT。1200 V/400 A 的 IGBT 选用 FF400R12KT4P 型半桥模块，1700 V/400 A 的 IGBT 选用 FF400R17KE4 型半桥模块。

高压直挂 PCS 的损耗主要由通态损耗、开关损耗和滤波电感损耗组成。通态损耗包括 IGBT 和反并联二极管的通态损耗。在 NLM 调制下，开关损耗可以分为两类：一是由必要开关动作引起的必要开关损耗；二是由 SOC 均衡作用的附加投入动作引起的附加开关损耗。由于 NLM 调制的开关频率较小，并且考虑到电池 SOC 及电压变化的时间尺度较大，附加开关动作不需要频繁进行，因此总的开关损耗在 PCS 损耗中所占比例较小。NLM 调制下，通态损耗在 35 kV 高压直挂 PCS 损耗中占据主导地位。且由于在 600~1000 V 直流侧电压范围内不同级联模块数设计下滤波电感的损耗无较大差别，因此本文在分析不同级联模块数设计下 PCS 的效率时只考虑了通态损耗。

35 kV 高压直挂 BESS 每相不同级联功率模块数下的系统设计如附录 A 表 A1 所示。表 A1 给出了在不同功率模块数设计下，电池簇内串联 Pack 数目、电池簇电压范围、冗余模块设置、IGBT 规格选型等情况。在 Mathcad 中计算了 PCS 在额定功率下的效率，具体的 PCS 损耗分析及计算过程此处不再赘述。每相功率模块数优化设计要综合考虑系统的效率、成本、可靠性等因素。在所设计的 35 kV 高压直挂 BESS 中，不同模块数设计下使用的电池容量基本相同，因此电池成本一样，而电池及 BMS 要占整个系统成本的 60%~70%，在整个系统成本中所占比例最大，而 PCS 成本所占比例很小，因此不同的功率模块数设计对系统成本的影响基本可忽略不计。由表 A1 可知，电池簇额定电压在 600~1000 V 之间时，级联功率模块数与 PCS 效率的基本关系是：当选用同一电压等级功率器件时，功率模块数越少，PCS 效率越高。在模块数为 46 时，效率与模块数为 43 和 41 时的情况相比差别很小。但考虑到在使用的电池数量基本相同、级联功率模块数相近的情况下，冗余模块数越多，系统可靠性越高，在模块数为 46 时冗余模块数为 3，比模块数为 43 和 41 时的冗余模块数多，因此综合考虑系统效率及可靠性，模块数 n 取为 46。

2.2 交流侧滤波电感参数设计

工程中交流侧滤波电感感值的设计一般从两个方面考虑：1）满足变流器在稳态条件下的有功、无功功率输出；2）满足变流器输出电流谐波的要求。在储能 PCS 容量确定的情况下，当要求系统发出额定容性无功功率时，储能 PCS 需要输出的电压值最大[17]。又由于级联 H 桥的直流母线电压在运行过程中随电池电压在一定范围内波动，因此为使系统在任何情况下均能满足有功及无功输出的要求，电感感值不能取过大，需要满足的约束条件为：

$$L_{\mathrm{f}}\leq\frac{nU_{\mathrm{bmin}}-U_{\mathrm{smax}}}{\omega I_{\mathrm{m_nom}}} \tag{9}$$

式中：U_{bmin} 为电池簇电压在充放电周期中的最小值；U_{smax} 为电网相电压幅值考虑向上波动系数后的最大值。在模块数为 46 的设计案例中，可以求得 $L_{\mathrm{f}}\leq 51.5$ mH 。电感的设计还需考虑抑制谐波电流，但是谐波电流的计算有一定困难。这里取交流侧滤波电感 L_{f} 为 20 mH，此时电感上压降为 0.05(标幺值)，通过仿真分析可知，系统电流谐波符合标准规定要求。

2.3 直流侧无源滤波器参数设计

如果电池簇直接接到H桥功率模块的直流母线上，由于电池组内阻较小，直流侧电压被电池钳位，

H 桥单相变换器的二次脉动功率导致二倍频脉动电流流入电池中[17]。二倍频脉动电流将影响 BMS 对电池组 SOC 的估算精度，对电池组寿命的影响目前尚有较大争议，但对其抑制是必要的。在电池模块与功率模块间增加一级 DC/DC 变换器可以消除电池侧的二倍频电流[18]，但是 DC/DC+DC/AC 的双级变换将降低系统功率转换效率，增加系统体积、成本和控制复杂度。文献[19]在电池组两端并联有源滤波器来消除电池的二倍频电流，同样会增加系统体积、成本。在电池组与 H 桥功率模块间增加滤波电感，与直流母线电容一起构成 LC 无源滤波器也可以抑制二倍频电流[10]。

综合考虑 PCS 效率、经济性、实现难度等因素，实际工程中建议采用图 2 所示的无源滤波方案。其中 R_L 为直流侧滤波电感的寄生电阻，R_C 为电容的寄生电阻(电感和电容的寄生电阻均可忽略不计)，R_b 为电池内阻。

电池储能系统同时具备有功和无功输出能力，对于 35 kV 高压直挂 BESS，其与大容量光伏电站及风电场配合使用时完全可以取代原本设置在场站交流出口的高压静止无功发生器(static var generator, SVG)，从而实现硬件共用，储能与 SVG 装置一体化，可大幅节约装置成本，提高系统集成度。文献[9]和文献[19]均研究了根据直流母线电压及电池电流纹波率来设计无源滤波器的方法，但是没考虑兼具有功和无功输出时对电池电流和无源滤波器设计的影响。

直流侧纹波电流表达式的求解可以基于开关函数和功率守恒，但基于开关函数推导直流侧纹波电流的解析表达式，有助于了解直流侧纹波电流的具体构成，可为抑制直流侧纹波电流提供理论指导。a 相某个 H 桥的交流侧输出电压和电流如式(10)所示，其中 I_m 为电网电流幅值，φ 为功率因数角，U_{maj} 为模块输出电压幅值，忽略滤波电感作用，可近似认为与电网电压同相位。

$$\begin{cases} u_{aj} = U_{maj}\cos(\omega t) \\ i_a = I_m\cos(\omega t - \varphi) \end{cases} \tag{10}$$

基于开关函数推导直流侧纹波电流解析表达式的具体过程可参考文献[19]，本文不再赘述，表达式为：

$$\begin{aligned} & i_{dckj} = I_{dc0} + i_{dc_2}(t) + \sum i_{dc_h}(t) = \\ & \frac{MI_m}{2}\cos\varphi + \frac{MI_m}{2}\cos(2\omega t - \varphi) + \sum i_{dc_h}(t) \end{aligned} \tag{11}$$

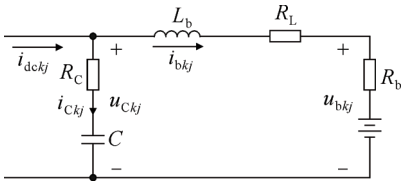


图 2　电池二倍频脉动电流无源抑制方案

Fig.2　Passive suppression method of second-order ripple current of battery cluster

式中：I_{dc0} 为模块直流侧电流的直流分量；$i_{dc_2}(t)$为二倍频分量；$\sum i_{dc_h}(t)$ 为高频分量；M 为调制比。

图 3 所示为 H 桥功率模块直流侧等效电路图的交直流网络分解示意图，直流侧电流可以分解为直流、二倍频及高频电流源的叠加，进一步可将等效电路模型分解为直流网络和交流网络的叠加。然后对交直流网络分别求解就可求出直流电流和二倍频脉动电流在电池支路和电容支路的分布情况。

对直流网络求解可以得到电池电流的直流分量 $I_{bkj0}=I_{dc0}$，对交流网络求解可得到二倍频电流在电池支路中的分量 i_{bkj2} 和在电容支路中的分量 i_{Ckj2}，分别为：

$$\begin{aligned} & i_{bkj2} = i_{dc_2}(t)\frac{Z_{C2}}{Z_{C2}+Z_{b2}} = \\ & \frac{MI_m\cdot\cos\left(2\omega t - \varphi - f_a\left(\omega_2 CR_b, 1-\omega_2^2 L_b C\right)\right)}{2\sqrt{\left(\omega_2 CR_b\right)^2 + \left(1-\omega_2^2 L_b C\right)^2}} \end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{aligned} & i_{Ckj2} = i_{dc_2}(t)\frac{Z_{b2}}{Z_{b2}+Z_{C2}} = \frac{MI_m\sqrt{\left(\omega_2 CR_b\right)^2 + \left(\omega_2^2 L_b C\right)^2}}{2\sqrt{\left(\omega_2 CR_b\right)^2 + \left(1-\omega_2^2 L_b C\right)^2}}\times \\ & \cos\left(2\omega t - \varphi + f_a\left(\omega_2 CR_b, -\omega_2^2 L_b C\right) - f_a\left(\omega_2 CR_b, 1-\omega_2^2 L_b C\right)\right) \end{aligned} \tag{13}$$

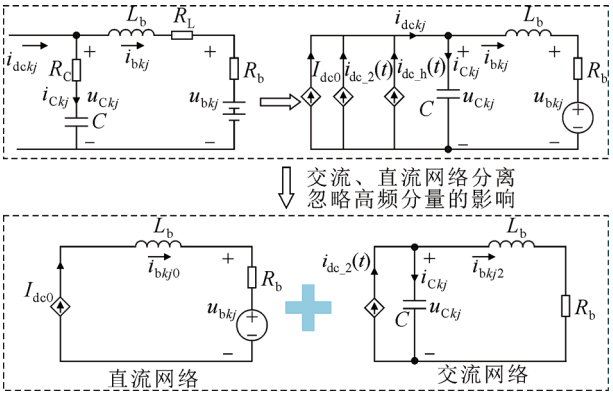


图 3　直流侧等效电路图的交直流网络分解

Fig.3　AC and DC network decomposition of the equivalent circuit of the DC side

式中：Z_{b2}为电池支路在二倍频处的阻抗；Z_{C2}为电容支路在二倍频处的阻抗；ω_2为二倍频角频率；$f_a(\cdot,\cdot)$为表示四象限反正切函数。

根据叠加原理，电池支路电流i_{bkj}可以表示为：

$$i_{bkj}=I_{bkj0}+i_{bkj2}=\frac{MI_m\cos\varphi}{2}+\frac{MI_m\cos\left(2\omega t-\varphi-f_a\left(\omega_2CR_b,1-\omega_2^2L_bC\right)\right)}{2\sqrt{\left(\omega_2CR_b\right)^2+\left(1-\omega_2^2L_bC\right)^2}} \tag{14}$$

系统发出纯有功时，电池电流的纹波率γ_i可计算为：

$$\gamma_i=\frac{1}{\sqrt{\left(\omega_2CR_b\right)^2+\left(1-\omega_2^2L_bC\right)^2}} \tag{15}$$

电容电压的纹波率γ_u可计算为：

$$\gamma_u=\frac{MI_m\sqrt{R_b^2+\left(\omega_2L_b\right)^2}}{2\sqrt{\left(\omega_2CR_b\right)^2+\left(1-\omega_2^2L_bC\right)^2}}\Bigg/U_{Ckj} \tag{16}$$

式中：U_{Ckj}为子模块电容上脉动电压的周期平均值。在确定了电容电压和电感电流的纹波率以后，可以联立式(15)和式(16)求得电容值C和电感值L_b。

系统同时发出有功和无功功率时的运行范围一方面受储能PCS的容量限制，另一方面则受电池二倍频纹波电流的限制，为保证纹波电流不会对电池寿命造成较大影响，则要确保电池电流在一个二倍频脉动周期中不出现反向，否则会导致在每个二倍频脉动周期中对电池进行频繁充放电，会对电池寿命造成极大影响。为保证在一个脉动周期中电池电流不出现反向，则电池电流的直流分量要大于电池支路中二倍频脉动电流的幅值，即：

$$\left|\frac{MI_m}{2}\cos\varphi\right|\geq\frac{MI_m}{2\sqrt{\left(\omega_2CR_b\right)^2+\left(1-\omega_2^2L_bC\right)^2}} \tag{17}$$

即：

$$\left|\cos\varphi\right|=\frac{\left|P_{set}\right|}{\sqrt{P_{set}^2+Q_{set}^2}}\geq\frac{1}{\sqrt{\left(\omega_2CR_b\right)^2+\left(1-\omega_2^2L_bC\right)^2}} \tag{18}$$

式中：P_{set}、Q_{set}分别为系统的有功功率和无功功率设定指令。此外，功率指令的设定还受PCS额定容量S_N的限制，即：

$$\sqrt{P_{set}^2+Q_{set}^2}\leq S_N \tag{19}$$

在级联数为46的35 kV/10 MW/10 MWh的设计案例中，直流侧额定电压为864 V，额定调制比为M=0.72，R_b=0.15 Ω，假设规定发出额定纯有功时，电池电流纹波率γ_i=15%，电容电压纹波率γ_u=2%，根据式(15)和式(16)计算求得L_b=2.2 mH，C=8.9 mF，在仿真模型中取L_b=2.5 mH，C=9 mF。

图4所示为在无源滤波器参数取L_b=2.5 mH，C=9 mF时，系统兼具有功和无功输出时的运行范围示意图。图中阴影区域为同时满足式(18)和式(19)所示条件的区域，也即同时发出有功和无功时的系统可运行范围。圆形内的白色区域不满足式(18)所示条件，在此区域内运行，电池电流的直流分量要小于电池支路中二倍频脉动电流的幅值，即在运行过程中，在一个二倍频脉动周期中，电池电流将出现反向，电池会频繁充放电，对电池寿命会产生极大影响。考虑对电池的保护，系统兼具有功和无功输出时应运行在阴影区域内。

3 35 kV高压直挂BESS控制策略

35 kV高压直挂BESS的控制策略包括充放电功率控制、相间及相内SOC均衡控制、电池组故障切除及冗余控制等。

3.1 充放电功率控制

在第1章中已经建立了35 kV高压直挂PCS在dq轴上的数学模型，图5所示为充放电功率解耦控制框图，兼顾了电网不对称时的控制，通过负序电网电压前馈控制来抑制并网电流中的负序分量。图中u_{sd}^+、u_{sd}^-、u_{sq}^+、u_{sq}^-分别为电网电压正、负序分量的d轴与q轴分量，而i_d、i_q分别为网侧电流的d轴与q轴分量(由于加入了电网电压负序分量的前馈控制，并网电流中实际只含正序分量)，u_{kref}为PCS三相输出电压参考值。P_0、Q_0为给定的有功和无功功率值，θ为电网电压相角。根据瞬时功率理论，正序电流d、q轴分量的参考值为：

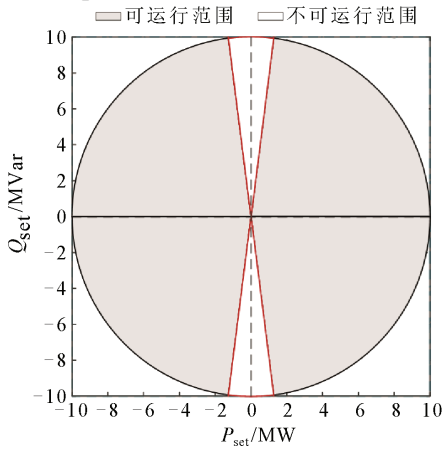


图4 系统兼具有功和无功输出时的运行范围示意图

Fig.4 Schematic diagram of operating range of the system with both active power and reactive power output

$$\begin{cases} i_{d\mathrm{ref}}^{+}=\dfrac{2\left(u_{sd}^{+}P_0+u_{sq}^{+}Q_0\right)}{3\left(u_{sd}^{+}\right)^2+\left(u_{sq}^{+}\right)^2} \\ i_{q\mathrm{ref}}^{+}=\dfrac{2\left(u_{sq}^{+}P_0-u_{sd}^{+}Q_0\right)}{3\left(\left(u_{sd}^{+}\right)^2+\left(u_{sq}^{+}\right)^2\right)} \end{cases} \tag{20}$$

在电网不对称时加入负序电网电压前馈控制虽然可以保持并网电流的三相平衡，但是电网电压的不对称仍会导致三相间功率的不均衡，这时需要在三相间注入零序电压维持三相充放电功率均衡，在电网电压不对称时所需注入的零序电压的计算方法可参考文献[9]。

3.2　SOC 均衡控制

3.2.1　相间 SOC 均衡控制

35 kV 高压直挂 BESS 的相间 SOC 均衡控制与 10 kV 系统相同，均是通过注入与相间 SOC 不均衡度相关的零序电压来调节各相充放电功率，从而达到均衡相间 SOC 的目的。假设注入的零序电压为：

$$u_0=U_0\cos\left(\omega t+\theta_0\right) \tag{21}$$

式中：U_0 为零序电压幅值；θ_0 为零序电压相角。

各相和系统 SOC 的定义为：

$$\begin{cases} S_k=\dfrac{1}{n_k}\displaystyle\sum_{j=1}^{n_k}S_{kj}, \qquad k=\mathrm{a,b,c} \\ S_{\mathrm{BESS}}=\dfrac{1}{\displaystyle\sum_{k=\mathrm{a,b,c}}n_k}\left(\displaystyle\sum_{k=\mathrm{a,b,c}}\sum_{j=1}^{n_k}S_{kj}\right) \end{cases} \tag{22}$$

式中：S_{kj} 为第 k 相第 j 个功率模块的 SOC；S_k 为第 k 相的 SOC；S_{BESS} 为系统 SOC；n_k 为第 k 相正常工作的功率模块个数。

相间 SOC 不均衡时，各相需要均衡的功率 ΔP_k 为：

$$\begin{cases} \dfrac{1}{2}U_0I_{\mathrm{m}}\cos(\theta_0-\varphi_{\mathrm{ia}})=\dfrac{\lambda P_{\mathrm{nom}}\Delta S_{\mathrm{a}}}{3}=\Delta P_{\mathrm{a}} \\ \dfrac{1}{2}U_0I_{\mathrm{m}}\cos(\theta_0-\varphi_{\mathrm{ib}})=\dfrac{\lambda P_{\mathrm{nom}}\Delta S_{\mathrm{b}}}{3}=\Delta P_{\mathrm{b}} \\ \dfrac{1}{2}U_0I_{\mathrm{m}}\cos(\theta_0-\varphi_{\mathrm{ic}})=\dfrac{\lambda P_{\mathrm{nom}}\Delta S_{\mathrm{c}}}{3}=\Delta P_{\mathrm{c}} \end{cases} \tag{23}$$

式中：φ_{ik} 为各相电流相角；$\Delta S_k=S_{\mathrm{BESS}}-S_k$ 为各相 SOC 偏差；λ 为相间均衡系数。

通过式(23)可以求得所需注入的零序电压幅值和相位为：

$$\begin{cases} U_0=\dfrac{2}{I_{\mathrm{m}}}\sqrt{\dfrac{2(\Delta P_{\mathrm{a}}^{\,2}+\Delta P_{\mathrm{b}}^{\,2}+\Delta P_{\mathrm{c}}^{\,2})}{3}} \\ \theta_0=\arctan 2\left(\dfrac{\Delta P_{\mathrm{c}}-\Delta P_{\mathrm{b}}}{\sqrt{3}\Delta P_{\mathrm{a}}}\right)+\varphi_{\mathrm{ia}} \end{cases} \tag{24}$$

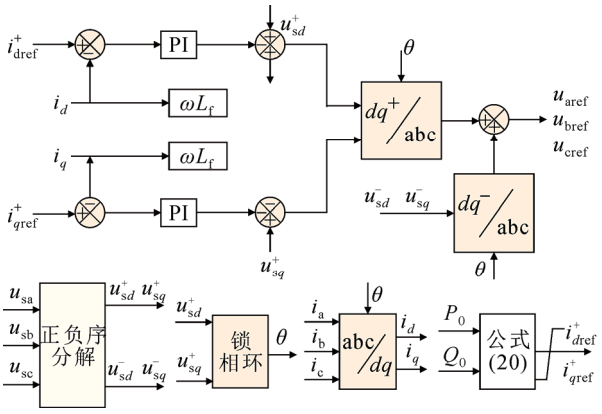


图 5　充放电功率解耦控制框图

Fig.5　Block diagram of charging and discharging power decoupling control

定义相间 SOC 不均衡度 ΔS_{ph} 为：

$$\Delta S_{\mathrm{ph}}=\sqrt{\left(\Delta S_{\mathrm{a}}\right)^2+\left(\Delta S_{\mathrm{b}}\right)^2+\left(\Delta S_{\mathrm{c}}\right)^2} \tag{25}$$

3.2.2　相内 SOC 均衡控制

相内 SOC 均衡控制与所采用的调制策略密切相关，当采用载波移相调制策略时，可以通过改变每个功率模块的调制波来实现相内均衡，当采用 NLM 调制策略时相内 SOC 均衡控制策略需要重新考虑。在模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)和高压级联式静止无功补偿器中，通过母线电容电压的排序结果来决定子模块在工作过程中是处于投入还是切除状态，从而达到电容电压均衡的目的[20-21]。

类比到高压直挂 BESS 中，可以通过功率模块直流母线电容电压排序或者电池簇 SOC 排序来达到相内 SOC 均衡的目标。但是对这两种排序方式进行仿真分析时均发现相内 SOC 均衡存在问题。以电容电压排序时，由于子模块电容和电池簇间通过滤波电感连接，电池簇电压和电容电压存在一定程度的解耦，子模块电容电压变化并不能准确反映电池簇的电压变化，且由于磷酸铁锂电池在整个充放电周期中电池电压波动范围较小，尤其是在充放电平台区，电压随 SOC 变化的波动并不明显，因此以电容电压排序并不能达到很好的相内 SOC 均衡效果，尤其是在相内各电池簇 SOC 差异较小时，电池簇电压的差异也难以区分。以电池簇 SOC 进行排序时，基于 SOC 排序的 NLM 策略将使相内所有子模块的 SOC 保持一致。但由于电池和电容之间通过电感相连，因此电池电压跟电容电压具有一定的解耦特性。

同时，SOC 的变化是一个慢速过程，尤其是对于容量较大的电池而言。每个子模块都需要在一个工频周期内进行数次投切，采用 SOC 排序将不能保证电容电压的一致性。由于子模块交流端口输出电压是电容电压，若电容电压产生严重畸变，将直接影响网侧电流谐波。

针对上述问题，本文提出了一种适用于 NLM 调制下高压直挂 BESS 的新型相内 SOC 均衡控制策略。该策略对电容电压先进行预处理，然后进行排序，目的是使每个子模块的电容电压根据该模块电池 SOC 的大小进行调整。每个子模块进行排序的依据既考虑了子模块电容电压，也同时考虑了电池 SOC 差异的影响。每个子模块进行排序的物理量 u_{Ckj}^{*} 为：

$$u_{Ckj}^{*}=u_{Ckj}\left(1+\varepsilon\left(S_{kj}-S_{k}\right)\right) \tag{26}$$

式中：ε 为设定的相内均衡系数。

定义相内 SOC 不均衡度 ΔS_{m} 为：

$$\Delta S_{\mathrm{m}}=\sqrt{\sum_{j=1}^{n}\left(S_{kj}-S_{k}\right)^{2}} \tag{27}$$

3.3 电池簇故障切除及冗余控制

在高压直挂 BESS 中，每个级联功率模块的主要元器件包括直流侧电容、隔离开关、IGBT 桥臂和导线，以及储能电池等，任何元件发生故障，均会导致系统异常。系统内部故障情况大致可分为：电池短路、电池断路、电容器短路、导线断路、直流正负极短路、桥臂短路故障和开关开路等故障。这些故障都将影响系统的正常工作，不加以处理可能会导致整个储能系统崩溃以致扩大事故[22]。在 MMC 研究领域，关于变换器部分的故障检测及诊断已有较多研究[23]，本文不再关注。高压直挂 BESS 与 MMC 相比，特殊之处在于电池部分，因此本节的研究重点是电池簇发生故障后的切除逻辑及故障后的系统冗余控制。

制造缺陷、长期运行的老化、环境因素等均会导致电池出现故障，电池故障包括电池内部短路、断路、温度异常等，BMS 通过检测电池的电压、电流、温度等参量就可以诊断出电池故障，并向控制系统发出相应的故障报警信号。控制系统发出控制信号，驱动故障旁路单元将故障功率模块切除。故障切除动作单元如图 6 所示，可以使用机械式接触器，也可以使用双向反并联晶闸管。接触器可靠性高，但是响应动作速度慢，在 20 ms 左右。晶闸管动作速度快，动作时间在微秒级，但易受干扰，可靠性差。本文以晶闸管为例说明电池故障后的切除逻辑，使用双向晶闸管作为切除单元时，需要同时在 H 桥交流输出端口并联一个压敏电阻，防止出现故障时 H 桥交流输出端出现过电压而损坏晶闸管。电池故障后的切除逻辑及过程如图 7 所示。

故障功率模块切除后还要进行相应的冗余控制，冗余控制方案主要有 3 种，具体分析过程可参考文献[11]。一般也是采用零序电压注入的方法实现冗余控制，在提高设备利用率的同时也使剩余正常模块的充放电功率达到均衡。

4 35 kV 高压直挂 BESS 控制参数设计

4.1 NLM 调制下等效开关频率确定

在 35 kV 高压直挂 BESS 中，在 NLM 调制下的等效开关频率与控制周期、级联模块数、直流侧电池电压等都具有关联性，与载波移相调制下计算等效开关频率的方法不同。假设控制周期足够小，

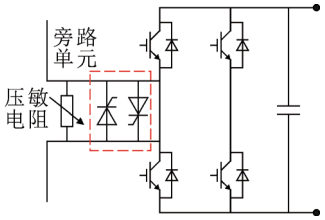


图 6 功率模块故障切除单元

Fig.6 Fault clearing unit of the power module

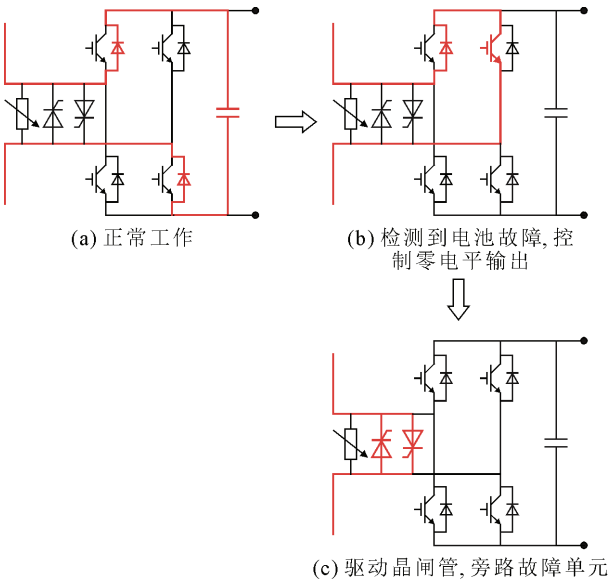


图 7 电池故障后的切除逻辑及过程

Fig.7 Logic and procedure of removing a faulty power module under battery fault

在 NLM 调制下，35 kV 系统的等效开关频率 f_e 可以计算为：

$$f_e=\frac{f_{round}\left(\sqrt{2}\cdot\frac{U_L}{\sqrt{3}}\Big/U_b\right)}{T_{base}/4} \tag{28}$$

式中：$f_{round}(\cdot)$为四舍五入函数；U_L 为电网线电压的有效值；T_{base} 为工频周期；电池簇电压 U_b 在工作过程中会在区间[U_{bmin}，U_{bmax}]范围内波动，其中 U_{bmin} 和 U_{bmax} 分别为在工作区间内电池簇电压的最小值和最大值。

等效开关频率的范围为：

$$\frac{f_{round}\left(\sqrt{2}\cdot\frac{U_L}{\sqrt{3}}\Big/U_{bmax}\right)}{T_{base}/4}\le f_e\le\frac{f_{round}\left(\sqrt{2}\cdot\frac{U_L}{\sqrt{3}}\Big/U_{bmin}\right)}{T_{base}/4} \tag{29}$$

以额定电压下的等效开关频率为基准设计，在上述设计案例中，模块数为 46 时，在电池额定电压下的等效开关频率为 f_e=6600 Hz。

4.2　电流环控制参数设计

在 *dq* 轴坐标系下，经电流解耦控制后，*dq* 轴电流可独立控制，且 *dq* 轴对称，参数一致，以 *d* 轴为例，电流环的频域控制框图如图 8 所示。图中 K_{PWM} 为变换器等效增益，取为 1，K_{iP} 和 K_{iI} 均为电流环的控制器参数，R_f 为交流侧滤波电感的寄生电阻，i_d^* 为 *d* 轴电流参考值。为了对系统进行准确分析，控制框图中考虑了系统延迟，通常系统延迟时间 T_{delay} 可近似取为等效开关周期 T_e 的一半。从图 8 的控制框图可得到电流环的开环传递函数为：

$$G_{open}(s)=G_{PI}(s)G_{delay}(s)G_{plant}(s)=\left(K_{iP}+\frac{K_{iI}}{s}\right)\left(e^{-sT_{delay}}\right)\left(\frac{1}{R_f+sL_f}\right) \tag{30}$$

电流环控制参数设计主要考虑系统开环传递函数的截止频率及 PI 控制器的转折频率。电流环的截止频率 f_{cr} 及内环控制器的转折频率 f_{zt} 应该满足：

$$\begin{cases}\left\|G_{open}(j2\pi f_{cr})\right\|=1\\ f_{zt}=\dfrac{K_{iI}}{2\pi K_{iP}}\end{cases} \tag{31}$$

在保证系统具有足够的相位裕度的前提下，f_{cr} 和 f_{zt} 可按照如下原则取值为：

$$\begin{cases}f_{cr}=10\%f_e\\ f_{zt}=10\%f_{cr}\end{cases} \tag{32}$$

因此，f_{cr}=660 Hz，f_{zt}=66 Hz。

假设滤波电感的寄生电阻 R_f 的阻值为电感在基波频率下电抗值的 5%，而前文设计滤波电感为 20 mH，在开关频率确定的情况下，电流环 PI 控制器参数可计算为：

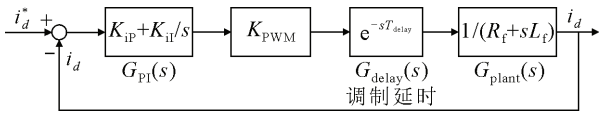


图 8　电流环的频域控制框图

Fig.8　Control block diagram of the current loop in frequency domain

$$\begin{cases}K_{iP}=\sqrt{\dfrac{\left\|R_f+j\omega_{cr}L_f\right\|^2}{1+\left(\dfrac{\omega_{zt}}{\omega_{cr}}\right)^2}}=\sqrt{\dfrac{(R_f)^2+(\omega_{cr}L_f)^2}{1+\left(\dfrac{\omega_{zt}}{\omega_{cr}}\right)^2}}\\ K_{iI}=\omega_{zt}K_{iP}\end{cases} \tag{33}$$

式中：ω_{cr} 和 ω_{zt} 分别为电流环的截止角频率和内环控制器的转折角频率。

因此，可求得 K_{iP}=82.53，K_{iI}=34 222.9。附录 A 图 A1 所示为电流环开环传递函数波特图，系统相位裕度为 66.4°，幅值裕度为 13.9 dB，满足系统稳定性要求。附录 A 图 A2 所示为电流环阶跃响应曲线，系统响应速度快，调节时间在 5 ms 以内。

4.3　控制周期确定

在 NLM 调制下的 35 kV 高压直挂 BESS 的输出电平数与控制器控制频率的关系如附录 A 图 A3 所示，从图中可以看出在级联功率模块数 *n* 一定的情况下，控制频率 f_{ctrl} 与输出电平数 n_{level} 之间存在着类似饱和特性的关系[20]。其中存在两个临界控制频率 f_1 和 f_2，在控制频率小于 f_1 时，控制频率和输出电平数之间的关系是线性关系，此时控制周期相对较大，使得电平数完全由半个基波周期 $T_{base}/2$ 和与控制周期 T_{ctrl} 决定。即电平数与控制周期的关系严格满足：

$$n_{level}=\frac{T_{base}}{2T_{ctrl}}+1=\frac{f_{ctrl}}{2f_{base}} \tag{34}$$

式中：f_{base} 为电网基波频率。

两个临界控制频率 f_1 和 f_2 对于控制频率的选取具有重要意义，其计算方法如下所述。

假设 a 相调制波为：

$$u_a^*=MnU_c\sin(\omega t) \tag{35}$$

式中：U_c 为 a 相内所有模块直流母线电压的平均值，在一个控制周期内，电压调制波的变化可以近似用微分 du_a^* 表示为：

$$\mathrm{d}u_{\mathrm{a}}^{*}=MnU_{\mathrm{c}}\omega\cos(\omega t)\mathrm{d}t=MnU_{\mathrm{c}}\omega\cos(\omega t)T_{\mathrm{ctrl}}=2\pi MnU_{\mathrm{c}}\frac{f_{\mathrm{base}}}{f_{\mathrm{ctrl}}}\cos(\omega t) \tag{36}$$

f_1 表示在 u_{a}^{*}的峰值处，一个控制周期内开通的子模块数目恰好变化为 1(调制波幅值变化 U_{c})所对应的频率，是电平数与控制频率呈线性关系的分界点，如式(37)所示。

$$\begin{cases}\mathrm{d}u_{\mathrm{a}}^{*}\big|_{\min}=2\pi MnU_{\mathrm{c}}\dfrac{f_{\mathrm{base}}}{f_1}\cos(\omega t)\Big|_{\omega t=\frac{\pi}{2}-\omega T_{\mathrm{ctrl}}}=U_{\mathrm{c}}\\ 2\pi Mn\dfrac{f_{\mathrm{base}}}{f_1}\sin\left(\dfrac{2\pi f_{\mathrm{base}}}{f_1}\right)=1\end{cases} \tag{37}$$

假设 $f_1>>2\pi f_{\mathrm{base}}$，则有：

$$4\pi^2 Mn\frac{f_{\mathrm{base}}^2}{f_1^2}=1 \tag{38}$$

即：

$$f_1=2\pi f_{\mathrm{base}}\sqrt{Mn} \tag{39}$$

在模块数为 46 的设计案例中，在额定调制比下计算得到 f_1=1807 Hz。

f_2 与最大电压阶梯数相关，表示子模块电平数利用率最大时的控制频率，对应于在 u_{a}^{*}的过零点，变换器输出电压幅值变化量等于 U_{c}，如式(40)所示。

$$\begin{cases}\mathrm{d}u_{\mathrm{a}}^{*}\big|_{\max}=2\pi MnU_{\mathrm{c}}\dfrac{f_{\mathrm{base}}}{f_2}\cos(\omega t)\big|_{\omega t=0}=U_{\mathrm{c}}\\ 2\pi MnU_{\mathrm{c}}\dfrac{f_{\mathrm{base}}}{f_2}=U_{\mathrm{c}}\end{cases} \tag{40}$$

则有：

$$f_2=2\pi Mnf_{\mathrm{base}} \tag{41}$$

在模块数为 46 的设计案例中，在额定调制比下计算得到 f_2=10 385 Hz。

从工程实际的角度考虑，为了充分利用子模块以实现更多的电平输出，控制频率 f_{ctrl} 应该尽可能接近或等于 f_2，但是没必要大于 f_2。当控制频率小于 f_1 后，电平数会随着控制频率的下降而显著下降，进而影响波形质量，导致谐波含量升高，因此控制频率一般要大于 f_1。综上所述，控制频率的选取范围为[f_1, f_2]。为了充分利用电平数，在模块数为 46 的设计案例中选取控制频率为 10 kHz，控制周期为 100 μs。

5 仿真验证

在 MATLAB/Simulink 中搭建了 35 kV/10 MW/10 MWh 的高压直挂 BESS 仿真模型，仿真参数如附录 A 表 A2 所示。仿真中电池模型采用 Simulink 中自带的锂电池模型。通过仿真模型验证主电路参数设计及控制参数设计的合理性，验证关键技术指标是否与理论分析一致，包括系统响应时间、直流侧电池电流和电容电压纹波率、相间及相内 SOC 均衡控制策略的有效性等。

附录 A 图 A4 所示为系统并网电流波形图，初始时刻系统给定功率为 P_0=10 MW、Q_0=0 MVar，在 0.12 s 时，系统功率指令变为 P_0=−10 MW、Q_0=0 MVar，BESS 由充电状态切换为放电状态。图 A5 所示为三相有功功率。从图 A4 和图 A5 可以看出系统充放电功率切换迅速，在 5 ms 以内即可完成。

设置电网电压幅值和相位均不对称，三相电网电压分别为$1.1\angle 0^{\circ}$, $1.0\angle -100^{\circ}$, $0.95\angle +100^{\circ}$ (幅值为标幺值)，波形如图 A6 所示。图 A7 所示为此时的并网电流波形图，由于负序电网电压前馈控制抑制了负序电流，三相并网电流仍能保持对称。此时功率指令为 P_0=10 MW、Q_0=0 MVar。图 A8 所示为三相各自的有功功率，在 0.05 s 以后注入零序电压，在未注入零序电压之前，由于电网电压不对称，三相的充电功率不均衡，注入零序电压后，三相的充电功率趋于一致，说明零序电压的注入可有效解决电网电压不平衡导致的相间功率分配不一致的问题，进而可保证在电网电压不平衡时相间 SOC 的均衡的。

图 A9 所示为系统工作过程中 A 相第 1 个子模块中直流侧电容电压和电池电流脉动情况，此时直流侧无源 LC 滤波参数取值为 L_{b}=2.2 mH，C=8.9 mF，理论计算得到电池电流纹波率 γ_{i}=15%，电容电压纹波率 γ_{u}=2% 。从仿真结果可得电容电压纹波率为 γ_{u}=0.019%，电池电流纹波率 γ_{i}=15.07% 。仿真结果与理论分析结果基本相符。

设置三相 SOC 分别为 S_{a}=60.0%，S_{b}=59.8%，S_{c}=60.2%。三相 SOC 不均衡，在装置运行期间需要注入零序电压使三相 SOC 趋于一致。图 A10 所示为仿真过程中三相 SOC 的变化曲线，仿真时间为 20 s，10 s 时发生功率切换。因为 SOC 的变化是一个相对缓慢的过程，仿真中为了缩短 SOC 均衡时间，相间均衡系数取值较大，λ 取为 20。在实际中相间均衡系数如果取值太大，在相间 SOC 不均衡程度较大时容易出现超调现象。实际取值时应综合考虑选取。图 A11 所示为相间 SOC 不均衡程度 ΔS_{ph} 的变化曲线，图 A12 所示为注入的零序电压，可知相间 SOC 不均衡程度随着均衡的进行逐渐变小，注

入的零序电压幅值也在逐渐变小。图 A13 所示为在相间 SOC 均衡过程中各相的充放电功率，注入的零序电压会根据各项 SOC 不一致情况重新进行三相间的功率分配，以达到 SOC 均衡的目的。且重分配功率 ΔP_k 满足式(23)所示条件。随着均衡过程的进行，各相功率有趋于一致的趋势。

设置 a 相中部分电池簇的 SOC 不一致，图 A14 所示为仿真过程中各电池簇的 SOC 变化曲线，图 A15 所示为相内 SOC 不均衡程度 ΔS_m 的变化曲线，随着均衡过程的进行相内 SOC 趋于一致，ΔS_m 逐渐变小。图 A16 所示为采用传统 SOC 排序方法进行相内 SOC 均衡控制和采用本文 3.2.2 节所提相内均衡控制策略下的并网电流波形图，可知采用传统 SOC 排序方法进行相内均衡控制会导致直流侧电容电压严重不一致，进而导交流侧并网电流发生畸变，总谐波失真（total harmonic distortion, THD）不能满足并网标准。在所提相内均衡控制策略下，排序变量如式(26)所示，此时可保证并网电流 THD 满足并网标准，仿真结果也验证了交流侧滤波电感值设计的合理性。

6　结论

1）35 kV/10 MW/10 MWh 的高压直挂 BESS 的仿真结果验证了在所设计的主电路参数、充放电功率和 SOC 均衡控制策略下，系统充放电功率响应时间在 5 ms 以内，且并网电流谐波畸变率为 0.86%，满足并网要求。

2）仿真结果验证了所提直流侧无源滤波器设计方法的正确性，该方法可使直流侧电容电压及电池电流纹波率满足设计要求。

3）所提相内 SOC 均衡控制策略可起到预期的相内均衡效果，同时可保证交流侧输出电流质量。

4）仿真结果与理论分析基本一致，初步验证所提主电路参数设计方法和控制策略的正确性，为未来 35 kV 高压直挂 BESS 的实际应用奠定了理论基础。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] 孙玉树，杨　敏，师长立，等. 储能的应用现状和发展趋势分析[J]. 高电压技术，2020，46(1)：80-89.
SUN Yushu, YANG Min, SHI Changli, et al. Analysis of application status and development trend of energy storage[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(1): 80-89.

[2] 刘　畅，蔡　旭，李　睿，等. 超大容量链式电池储能系统容量边界与优化设计[J]. 高电压技术，2020，46(6)：2230-2240.
LIU Chang, CAI Xu, LI Rui, et al. Capacity boundaries and optimization design of ultra-large capacity battery energy storage system based on cascaded H-bridge converter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(6): 2230-2240.

[3] 高明杰，惠　东，高宗和，等. 国家风光储输示范工程介绍及其典型运行模式分析[J]. 电力系统自动化，2013，37(1)：59-64.
GAO Mingjie, HUI Dong, GAO Zonghe, et al. Presentation of national wind/photovoltaic/energy storage and transmission demonstration project and analysis of typical operation modes[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(1): 59-64.

[4] 陆志刚，王　科，刘　怡，等. 深圳宝清锂电池储能电站关键技术及系统成套设计方法[J]. 电力系统自动化，2013，37(1)：65-69，127.
LU Zhigang, WANG Ke, LIU Yi, et al. Research and application of megawatt scale lithium-ion battery energy storage station and key technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(1): 65-69, 127.

[5] 蔡　旭，李　睿，李　征. 储能功率变换与并网技术[M]. 北京：科学出版社，2019.
CAI Xu, LI Rui, LI Zheng. Battery energy storage power conversion and grid connection technology[M]. Beijing, China: Science Press, 2019.

[6] 李建林，徐少华，惠　东. 百 MW 级储能电站用 PCS 多机并联稳定性分析及其控制策略综述[J]. 中国电机工程学报，2016，36(15)：4034-4046.
LI Jianlin, XU Shaohua, HUI Dong. A review of stability analysis and control strategy of multi-parallel PCS for hundred MW level energy storage power station[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(15): 4034-4046.

[7] ZHONG Q C. Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1281-1290.

[8] ZHANG X, LIU J J, LIU T. Virtual negatively resistive output impedance for power sharing among paralleled inverters in microgrid[C]//Proceedings of the 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia. Jeju, Korea: IEEE, 2011: 1809-1812.

[9] 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.
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.

[10] 孙伟卿，刘　唯，裴　亮，等. 高比例可再生能源背景下考虑储能系统价值的储-输多阶段联合规划[J]. 高电压技术，2021，47(3)：983-992.
SUN Weiqing, LIU Wei, PEI Liang, et al. Multistage energy storage-transmission network joint planning considering the system value of energy storage under the background of high penetration renewable energy[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(3): 983-992.

[11] 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，2017.
CHEN Qiang. Larege-scale power conversion system in battery energy storage without transformer[D]. Shanghai, China: Shanghai Jiao Tong University, 2017.

[12] MAHARJAN L, INOUE S, AKAGI H. A transformerless energy storage system based on a cascade multilevel PWM converter with star configuration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008,

44(5): 1621-1630.

[13] MAHARJAN L, INOUE S, AKAGI H, et al. State-of-charge (SOC)-balancing control of a battery energy storage system based on a cascade PWM converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(6): 1628-1636.

[14] 刘 畅，蔡 旭，陈 强. 链式电池储能系统的荷电状态复合均衡控制策略[J]. 电力系统自动化，2019，43(10)：68-77.
LIU Chang, CAI Xu, CHEN Qiang. A compound balancing control strategy of SOC for battery energy storage system based on cascaded H-bridge converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(10): 68-77.

[15] MAHARJAN L, YAMAGISHI T, AKAGI H, et al. Fault-tolerant operation of a battery-energy-storage system based on a multilevel cascade PWM converter with star configuration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2386-2396.

[16] 薛 皓，何晋伟，郭培健. 基于级联 H 桥变换器的电池储能系统容错控制[J]. 高电压技术，2020，46(10)：3418-3428.
XUE Hao, HE Jinwei, GUO Peijian. Fault-tolerance control of battery energy storage system based on cascaded H-bridge converter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3418-3428.

[17] 张 兴，张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京：机械工业出版社，2012：106-112，281-286.
ZHANG Xing, ZHANG Chongwei. PWM rectifier and its control[M]. Beijing, China: China Machine Press, 2012: 106-112, 281-286.

[18] 陈 强，李 睿，蔡 旭. 链式储能系统电池侧二次脉动功率的抑制方法[J]. 电工技术学报，2015，30(8)：231-237.
CHEN Qiang, LI Rui, CAI Xu. Method of Second-order ripple power suppression for battery in cascaded h-bridge storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 231-237.

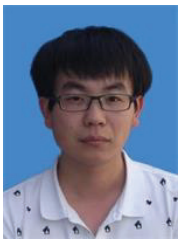
[19] 丁 明，陈 中，程旭东. 级联储能变换器直流链纹波电流的抑制策略[J]. 电工技术学报，2014，29(2)：46-54.
DING Ming, CHEN Zhong, CHEN Xudong. A scheme for suppressing dc ripple current of cascade converter for energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2): 46-54.

[20] 徐 政，肖晃庆，等. 柔性直流输电系统[M]. 2 版. 北京：机械工业出版社，2017：64-67.
XU Zheng, XIAO Huangqing, et al. Flexible DC transmission system[M]. 2nd ed. Beijing, China: China Machine Press, 2017: 64-67.

[21] 张 扬，林卫星，邓才波，等. 星形链式 STATCOM 的冗余容错控制算法[J]. 高电压技术，2020，46(10)：3398-3406.
ZHANG Yang, LIN Weixing, DENG Caibo, et al. Redundant fault-tolerant control algorithm of star-connected cascaded STATCOM[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3398-3406.

[22] 曹 阳. 2 MW/10 kV 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 enenrgy storage system[D]. Shanghai, China: Shanghai Jiao Tong University, 2015.

[23] 李 探，赵成勇，李路遥，等. MMC-HVDC 子模块故障诊断与就地保护策略[J]. 中国电机工程学报，2014，34(10)：1641-1649.
LI Tan, ZHAO Chengyong, LI Luyao, et al. Sub-module fault diagnosis and the local protection scheme for MMC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(10): 1641-1649.



刘 畅
1992—，男，博士(后)
研究方向为大容量电池储能系统和大功率电力电子与新能源接入、电池建模及其管理系统
E-mail: liuchangzm@sjtu.edu.cn

LIU Chang
Post-docorate



蔡 旭(通信作者)
1964—，男，博士，教授，博导
研究方向为大功率电力电子与新能源接入、柔性直流系统与装备、储能接入技术
E-mail: xucai@sjtu.edu.cn

CAI Xu
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期 2022-09-21 修回日期 2023-11-10 编辑 张 准

附录 A

表 A1　每相不同级联功率模块数下的系统设计

Table A1　System design under different cascaded power modules in per phase

级联数	冗余模块数	电池簇标称电压/V	母线最高电压/V	总能量(pu)	IGBT 选取	导通损耗/%	PCS 效率(额定功率)/%	簇内 Pack 串联数
41	2	960	1062	1.00	1700 V/400 A	0.52	99.48	20
43	2	912	1009	1.00	1700 V/400 A	0.55	99.45	19
46	3	864	956	1.01	1700 V/400 A	0.58	99.42	18
49	3	816	903	1.02	1700 V/400 A	0.62	99.38	17
52	3	768	850	1.02	1700 V/400 A	0.66	99.33	16
55	3	720	797	1.01	1200 V/400 A	0.61	99.39	15
59	3	672	743	1.01	1200 V/400 A	0.65	99.35	14
63	3	624	690	1.00	1200 V/400 A	0.69	99.31	13

表 A2　仿真模型参数

Table A2　Parameters of the simulation model

参数	数值
电网线电压	35 kV
每相级联子模块数目	46
交流侧滤波电感	20 mH
直流侧滤波电感	2.2 mH
直流侧母线电容	8.9 mF
电池簇额定电压	864 V
电池簇容量	85 Ah
K_{iP}	82.53
K_{iI}	34 222.9
相间均衡系数 λ	20
相内均衡系数 ε	1
控制周期 T_{ctrl}	100 μs

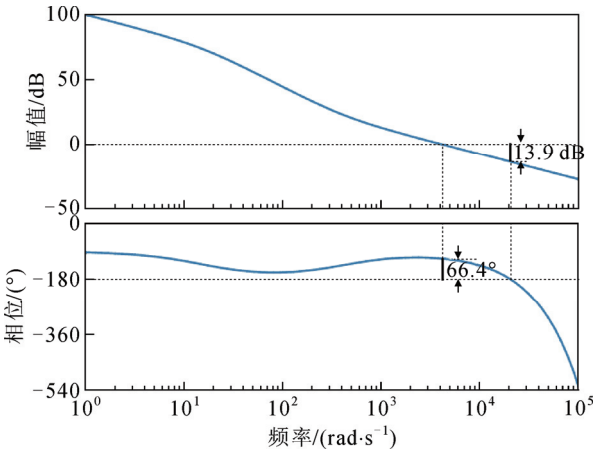


图 A1　电流环开环传递函数波特图

Fig.A1　The open loop transfer function bode diagram of current loop

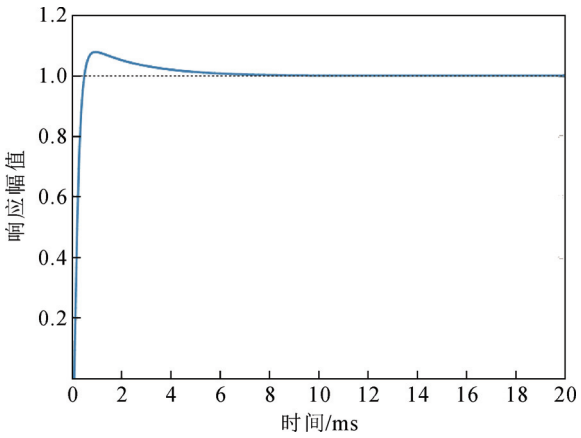


图 A2　电流环阶跃响应曲线

Fig.A2　The step response curve of the current loop

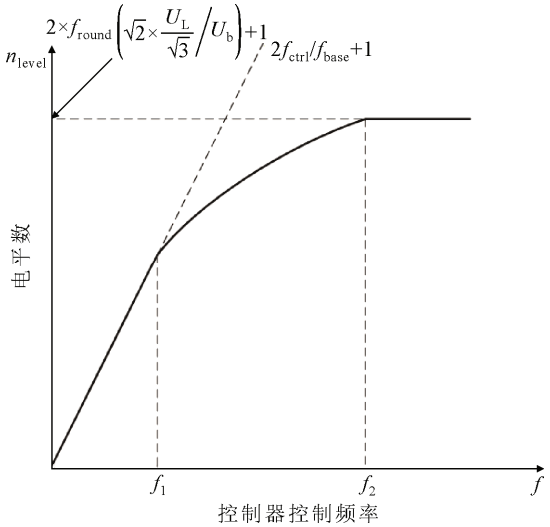


图 A3　输出电平数与控制器控制频率的关系

Fig.A3　The relationship between the number of voltage levels and the control frequency

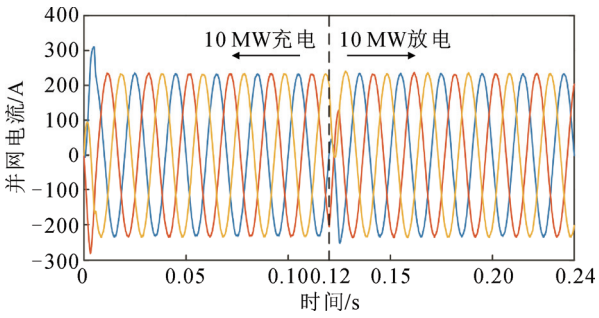


图 A4　系统并网电流波形图

Fig.A4　Waveforms of the system grid-connected current

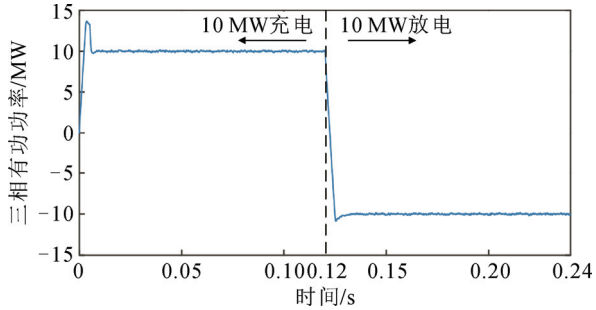


图 A5　三相有功功率

Fig.A5　Active power of three phases

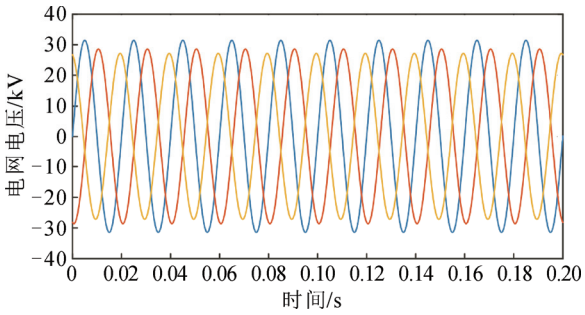


图 A6　不对称电网电压波形图

Fig.A6　Waveforms of the asymmetrical grid voltage

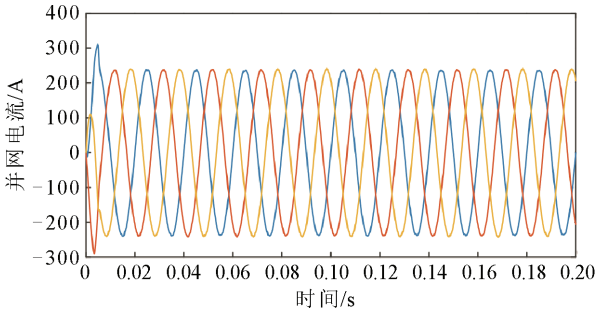


图 A7　电网电压不对称时的并网电流波形

Fig.A7　Waveforms of the system grid-connected current under asymmetrical grid voltage

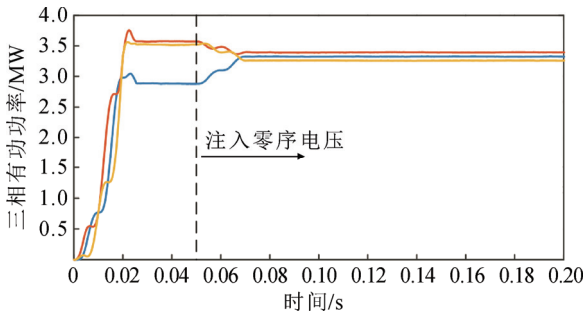
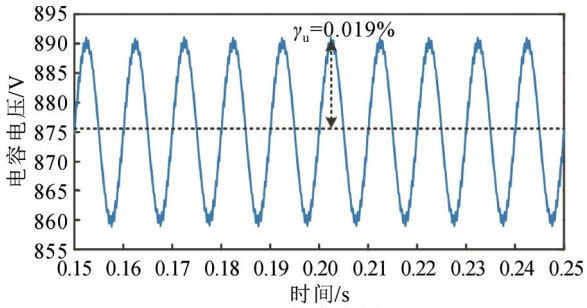
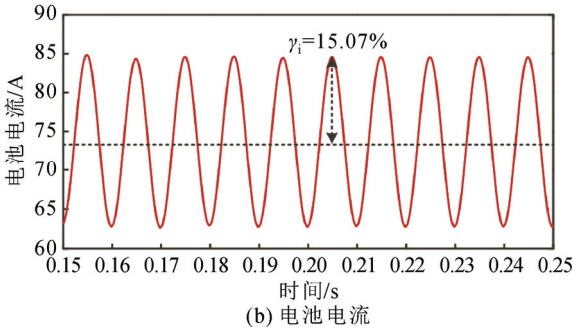


图 A8　电网电压不对称时三相充电功率

Fig.A8　Charging power of the three phases under asymmetrical grid voltage



(a) 电容电压



(b) 电池电流

图 A9　子模块直流侧电容电压和电池电流脉动波形

Fig.A9　Waveforms of the DC side capacitor voltage and battery current

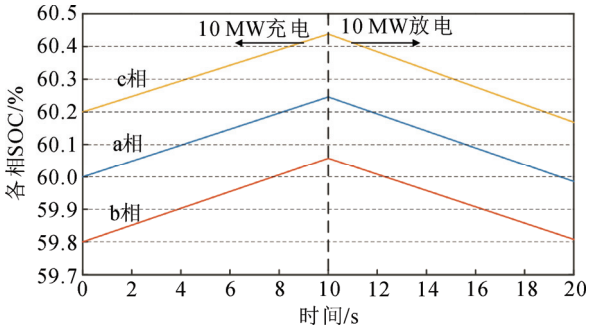


图 A10　三相 SOC 的变化曲线

Fig.A10　Variation curve of three-phase SOC

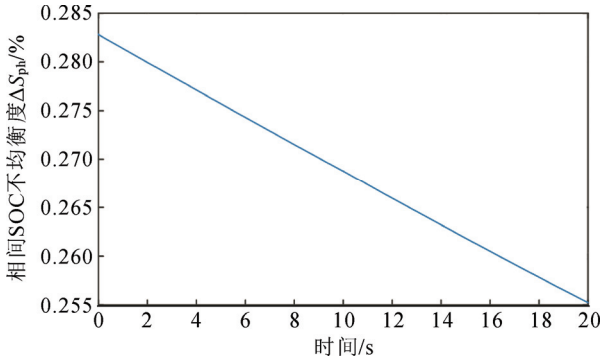


图 A11　相间 SOC 不均衡程度 ΔS_{ph} 的变化曲线

Fig.A11　Variation curve of the unbalance degree of the three-phase SOC

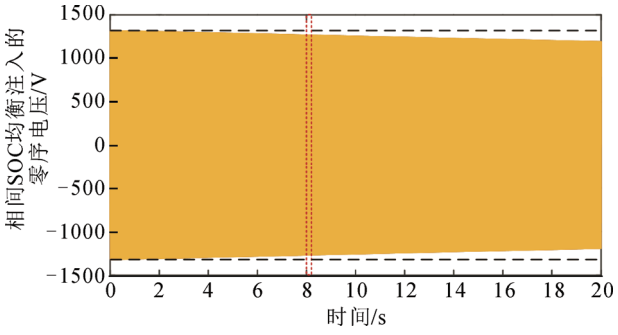


图 A12　相间 SOC 均衡注入的零序电压

Fig.A12　Injected zero-sequence voltage for SOC balancing between different phases

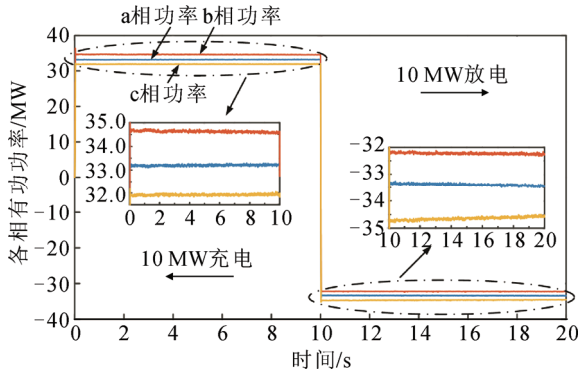


图 A13　相间 SOC 均衡期间各相有功功率

Fig.A13　Active power of three phases during the phase SOC balancing period

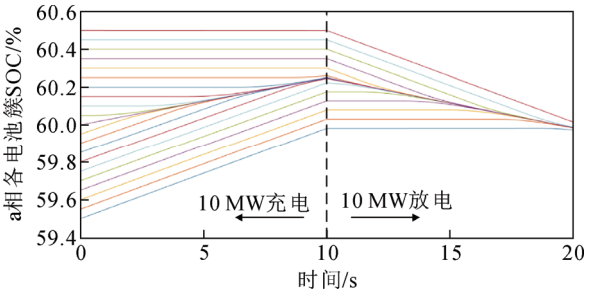


图 A14　a 相各电池簇的 SOC 变化曲线

Fig.A14　Variation curve of battery clusters in phase a

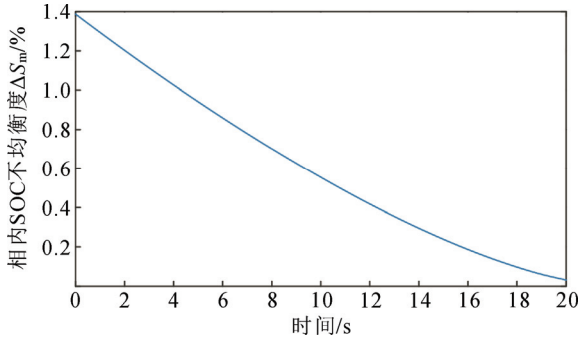


图 15　相内 SOC 不均衡程度 ΔS_m 的变化曲线

Fig.A15　Variation curve of the SOC unbalance degree of the power module in phase a

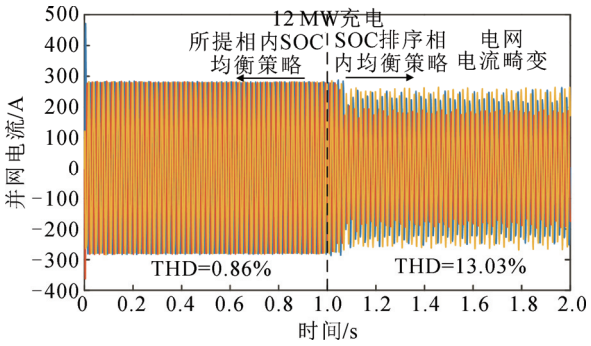


图 A16　不同相内均衡控制策略下并网电流波形

Fig.A16　Waveforms of the system grid-connected current under different SOC balancing control strategies among power modules in per phase