第 52 卷 第 5 期：2397-2408 高电压技术 Vol.52, No.5: 2397-2408
2026 年 5 月 31 日 High Voltage Engineering May 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20241391

高压直挂电池储能系统自适应快速 SOC 均衡控制

吴西奇[1]，李 辉[2]，惠 东[3]，黄 超[2]，李 睿[1]，蔡 旭[1]
（1. 上海交通大学电力传输与功率变换控制教育部重点实验室，上海 200240；2. 海南金盘智能科技股份有限公司，海口 541004；3. 中国电力科学研究院有限公司，北京 100192）

摘 要：为避免高压直挂储能系统施加均衡控制后电池充放电电流超过倍率限制和系统过调制，通常选取的相间和相内均衡系数较为保守，导致荷电状态(state of charge, SOC)均衡速度过慢。为此，分别推导出施加相内均衡和相间均衡后功率因数角、相电流幅值、电池簇电压和 SOC 分布 4 个因素与调制比裕度和充放电电流边界的数学关系，分别求解出最优相内 SOC 和相间 SOC 均衡系数，从而尽限利用拓扑的相内和相间 SOC 均衡能力，并能随着系统工况变化自适应调节。进一步，考虑相内和相间拓扑均衡能力的耦合限制条件，提出相间和相内 SOC 均衡自适应解耦控制，能够以最快收敛速度实现系统所有电池簇荷电状态均衡，同时可确保系统不出现过调制和电池运行在安全边界内。最后，通过 10 kV/5 MW/5 MWh 仿真模型验证了理论分析的正确性和控制策略的有效性。
关键词：高压直挂；级联电路；电池储能；电池均衡；自适应；荷电状态

Self-adaptive and Fast SOC Balancing Control for High-voltage Transformerless Battery Energy Storage System

WU Xiqi[1], LI Hui[2], HUI Dong[3], HUANG Chao[2], LI Rui[1], CAI Xu[1]
(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China; 2. Hainan Jinpan Intelligent Technology Co., Ltd., Haikou 541004, China; 3. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China)

Abstract: In order to avoid exceeding the multiplicity limit and system over-modulation after applying the equalization control, the inter-phase and intra-phase equalization coefficients are usually chosen conservatively, which leads to slow the state-of-charge (SOC) equalization. In this paper, the mathematical relationships between four factors (namely, power factor angle, phase current amplitude, battery cluster voltage and SOC distribution) and the modulation ratio margin and charging/discharging current boundaries after applying intra-phase equalization and inter-phase equalization are derived, respectively. The optimal intra-phase SOC and inter-phase SOC equalization coefficients are solved, respectively, and the intra-phase and inter-phase SOC equalization capabilities of the topology are utilized to the fullest extent possible and can be adjusted adaptively with the change of system operating conditions. Furthermore, the coupling constraints on the equalization capabilities of the intra-phase and inter-phase topologies are considered, and the adaptive decoupling control of inter-phase and intra-phase SOC equalization is proposed. The SOC equalization of all cell clusters in the system is achieved with the fastest convergence speed, and at the same time, it can ensure that the system is not over-modulated and the cells are operated within the safety boundary. The correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the control strategy are verified by the 10 kV/5 MW/5 MWh simulation model.
Key words: high-voltage transformerless; cascaded circuit; battery energy storage; battery balancing; self-adaptive; state of charge

0 引言

随着新能源装机规模的爆发式增长，系统的源-网-荷不平衡风险加剧，促使电池储能装机规模和电站容量迅速增[1-2]。高压直挂电池储能系统(battery energy storage system, BESS)拓扑通过 H 桥功率变换接口对电池系统中的各个电池簇分割管控，大幅提升了电池系统管控的精细化程度，突破了海量电池芯间参数差异局限对储能系统单机大容量化的制约，可使电池系统无需工频变压器直接接入中高压电网，从而大幅提升系统容量、效率和安全性[3-4]。高压直挂 BESS 单台设备容量大，组成大

基金资助项目：国家重点研发计划(2023YFB4204400)。
Project supported by National Key R&D Program of China (2023YFB4204400).

规模系统时所需并联台数少，控制策略简单，响应速度快，可满足百兆瓦级储能系统需求[5]。

高压直挂 BESS 可实现电池簇相内和相间荷电状态(state of charge, SOC)均衡，有利于提升系统的容量利用率[6-7]，避免充放电末端电池的电滥用现象，减少电池失配导致系统额定容量的超配需求。实现相间 SOC 均衡的方法和拓扑结构相关，星型连接的高压直挂 BESS 通过注入零序电压来改变三相桥臂的有功功率分配[8]，角型拓扑则通过注入环流来调节三相桥臂间的充放电功率。文献[9]针对星接拓扑提出考虑 SOC 均衡、子模块容错和不平衡电压的复合零序电压计算方法，给出了单位功率因数下避免过调制的最大相间均衡系数；文献[10]针对角接拓扑提出以最大环流功率进行相间 SOC 均衡，加快了相间 SOC 误差收敛的速度；但上述方法均未能考虑电池倍率的限制和多工况的适应性。

文献[11]指出实现相内 SOC 均衡和系统的调制策略密切相关，最近电平调制(nearest level modulation, NLM)和载波移相(carrier phase shift, CPS)调制是级联多电平拓扑中最常用的 2 种调制策略，对应的实现相内 SOC 均衡有 2 种方式：基于 SOC 排序[12-13]和基于 SOC 误差的均衡方法[14-15]。采用 NLM 为实现相内 SOC 均衡最为简单的方法，采用电池簇 SOC 排序，在确定了投入子模块的个数 N_m 和极性后，根据相内 SOC 排序和相电流的方向，按照顺序投入相应数量的子模块和电平极性。文献[12]指出，在多个控制周期甚至多个工频周期内，电池簇的 SOC 变化范围极小，可视为分钟时间尺度内的 SOC 排序列表不变，这会使得最高 SOC 和最低 SOC 的电池簇充放电功率相差很大，进而导致有些子模块的充放电电流超过了电池额定倍率，而也有些子模块始终没有投入调制中，从而使得起充放电功率为零。尽管采用 NLM 可以实现高压直挂 BESS 相内电池簇的 SOC 均衡，但直接采用 SOC 排序会引起电池长时间过倍率运行[13]，进而导致电池寿命衰减。

对于使用 CPS 调制的高压直挂 BESS，同一相内的每个子模块均有一个独立的调制电压和相同的相电流，因此利用每个子模块 SOC 和相 SOC 平均值的误差大小，在其调制电压的参考值上叠加一个和 SOC 误差相关的基频电压，即可调节子模块的充放电功率[16-17]。而在工程实际中，一方面为了避免出现超调现象，另一方面为了避免均衡导致的功率差造成电池过倍率，SOC 均衡系数通常保守地设置较小[18]。由于没有理论分析出系统各种工况下的均衡能力限制条件，该拓扑的均衡能力无法在不同 SOC 区间得到充分发挥，进而也会造成系统容量利用率受限。文献[19]针对相内 SOC 均衡速度和存在过调制风险之间的矛盾，提出了比例均衡系数自适应调节的控制算法，相较于传统的固定系数，该方法加速了相内 SOC 误差收敛速度，但没考虑相间均衡和电池倍率对均衡系数的限制。在文献[20]中考虑了电池充放电电流边界条件，但对多运行工况下子模块调制裕度边界和电池过流条件的机理未能分析清楚，没有讨论相间和相内均衡能力之间的耦合关系。文献[21]和文献[22]尝试避开机理分析，分别使用多智能体滑模控制和模型预测控制等非线性策略来设计均衡系数，以求快速实现 SOC 均衡，同时避免过调制和过电流风险，但该类方法工程实现较困难。

针对上述研究存在的问题，本文的工作内容和创新点如下：

1）建立了功率因数角、相电流幅值、电池簇电压和簇 SOC 分布与子模块的调制比裕度和电池簇充放电电流边界的数学关系，分别独立求解出以最快收敛速度实现相内和相间 SOC 均衡的最优均衡系数，且能自适应系统多工况运行，便于工程实时计算。

2）考虑系统同时施加相间和相内均衡，通过引入相间均衡出力系数，提出自适应快速 SOC 均衡控制，达到了拓扑均衡能力根据相间和相内 SOC 误差相对大小在相间和相内之间自适应分配的目的，在快速实现荷电状态均衡的同时，避免了所有子模块过调制和电池簇电流过倍率。

最后，在 Matlab/Simulink 中搭建 10 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有效性。

1 高压直挂 BESS 电池簇 SOC 均衡控制

高压直挂大容量电池储能系统结构图如图 1 所示，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、直流母线电容和交流旁路开关组成。将电池簇分散接入级联 H 桥变换器的直流侧，再通过直流侧预充电装置、滤波电感和直流断路器等部件并联在 H 桥的直流母线上，将大电池堆分解为多个仅由电池单体串联组成的小电池簇，分散接入到各 H 桥电路中，避免了并联电池簇之间的环流

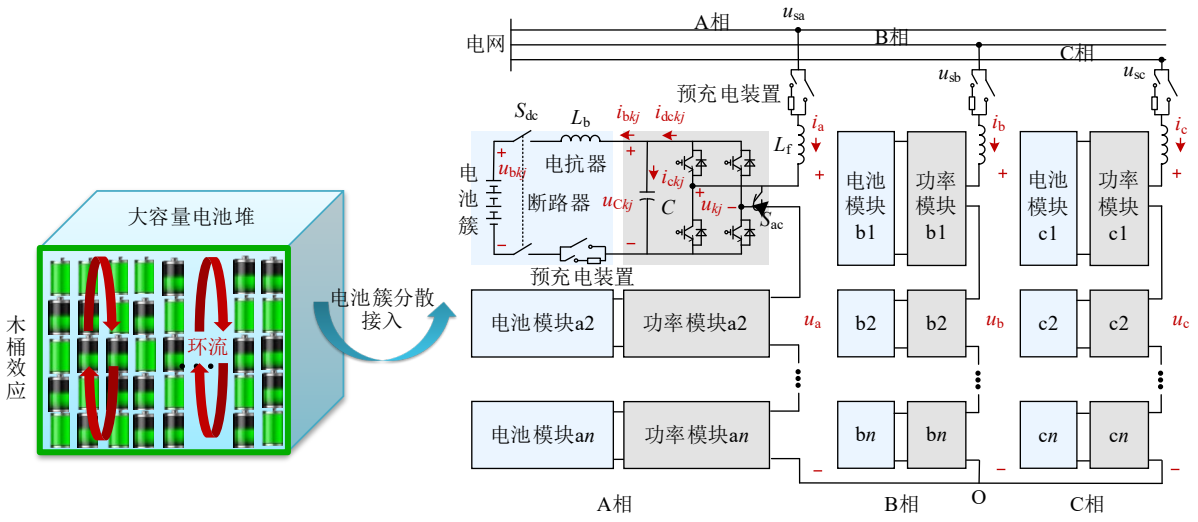


图 1　高压直挂大容量电池储能系统结构图

Fig.1　Structure diagram of a high-voltage transformerless large-capacity battery storage energy system

及所引发的损耗。图 1 中 u_{sk}，i_k 分别为电网电压及电流，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，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(k=a, b, c; j=1, 2, …, N)，C 为直流母线电容，L_b 为直流侧滤波电感，L_f 为交流侧滤波电感。

高压直挂储能系统的 SOC 均衡控制分为相间 SOC 控制与相内 SOC 控制。式(1)给出了各相的 SOC 以及系统的 SOC 定义。

$$\begin{cases} S_{\mathrm{SOC}k}=\dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{j=1}^{N}S_{\mathrm{SOC}_{kj}},\ k=\mathrm{a,b,c} \\ S_{\mathrm{SOCsys}}=\dfrac{1}{3N}\left(\displaystyle\sum_{k=\mathrm{a,b,c}}\sum_{j=1}^{N}S_{\mathrm{SOC}kj}\right) \end{cases} \tag{1}$$

式中：$S_{\mathrm{SOC}kj}$ 为第 k 相第 j 个功率模块的 SOC；$S_{\mathrm{SOC}k}$ 为第 k 相的 SOC；S_{SOCsys} 为系统 SOC；N 为每相功率模块个数。

图 2 所示为高压直挂储能系统 SOC 均衡控制框图，通过注入与相间 SOC 不均衡度相关的零序电压调节各相充放电功率，以此来达到均衡相间 SOC 的目的。假设注入的零序电压 u_0 为：

$$u_0=U_0\cos\left(\omega t+\theta_0\right) \tag{2}$$

式中：U_0 为零序电压幅值；θ_0 为零序电压相角。

定义相间均衡系数为 K_0，通过其调节相间 SOC 均衡速度，系统额定功率为 P_{nom}，则注入零序电压后每相桥臂的功率变化值为：

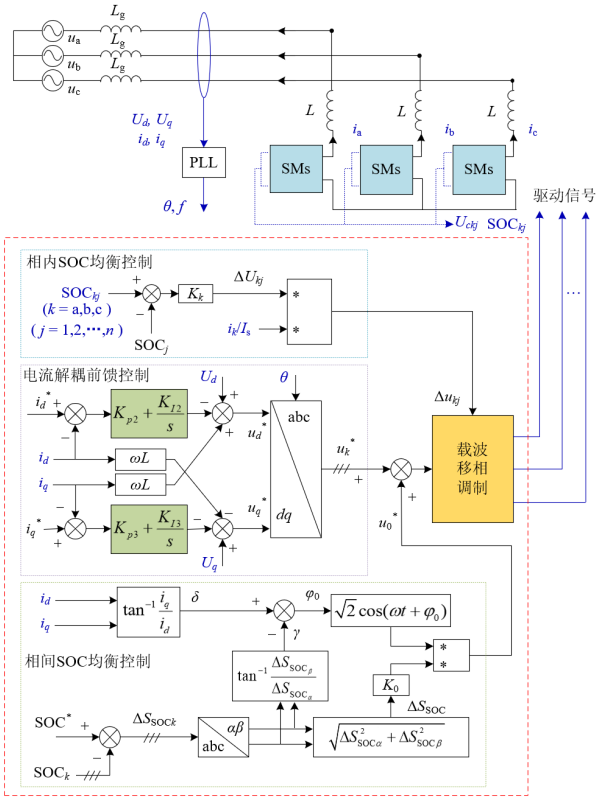


图 2　高压直挂储能系统 SOC 均衡控制框图

Fig.2　SOC balancing control diagram of high-voltage transformerless BESS

$$\Delta P_k=\frac{1}{2}U_0I_{\mathrm{s}}\cos\left(\theta_0-\theta_k\right)=K_0P_{\mathrm{nom}}\Delta S_{\mathrm{SOC}k} \tag{3}$$

式中：$\Delta S_{\mathrm{SOC}k}$ 为系统 S_{SOC} 和第 k 相的 S_{SOC} 差值；I_{s} 为相电流幅值。

求解得到零序电压的幅值 U_0 与相位 θ_0 为：

$$\begin{cases} U_0 = \dfrac{2\sqrt{2}K_0 P_{\text{nom}}\Delta S_{\text{SOC}}}{\sqrt{3}I_{\text{s}}} \\ \theta_0 = \theta_{\text{a}} + \arctan 2\left(\dfrac{\Delta S_{\text{SOCa}} + 2\Delta S_{\text{SOCb}}}{-\sqrt{3}\Delta S_{\text{SOCa}}}\right) \end{cases} \tag{4}$$

式中：θ_{a}为 A 相桥臂电流的相角。

其中，三相 SOC 的不均衡度定义为：

$$\Delta S_{\text{SOC}} = \sqrt{\Delta S_{\text{SOCa}}^{\ 2} + \Delta S_{\text{SOCb}}^{\ 2} + \Delta S_{\text{SOCc}}^{\ 2}} \tag{5}$$

如图 2 所示，基于 CPS 调制的高压直挂 BESS 通过相内 SOC 误差产生一个均衡电压叠加到每个子模块的调制电压上，如式(6)所示。叠加的电压和相电流同相位且幅值和 SOC 误差成正比，叠加的均衡电压会让 SOC 较低的子模块在充电时充电功率更大，在放电时放电功率更小，反之让 SOC 较高的子模块在充电时充电功率更小，在放电时放电功率更大，最终实现相内子模块 SOC 均衡。

$$\Delta u_{kj} = \frac{K_k \Delta S_{\text{SOC}kj}}{I_{\text{s}}} i_k \tag{6}$$

式中：K_k代表 k 相的相内 SOC 均衡系数；$\Delta S_{\text{SOC}kj}$为第 k 相第 j 个子模块的 SOC 和第 k 相平均 SOC 的差值。

采用恒定均衡系数存在均衡速度和均衡边界条件的矛盾，以相内 SOC 均衡为例，若均衡系数选取过大，如图 3(a)所示，会导致子模块出现超调或电池充放电电流超过额定倍率，其中 I_{avg}为电池簇平均电流，I_{rated}为充放电电流边界值；若均衡系数选取过小，如图 3(b)所示，会降低 SOC 均衡速度。若电池簇初始 SOC 差异较大时，过于保守的均衡系数会导致系统连续几个循环周期的容量利用率过低。

2 多工况自适应的最优相内 SOC 均衡系数

电池充放电过程中，电池充放电电流对电池簇的端口电压存在一定的影响，同时电池簇内电芯不一致性也使得电池簇的端口电压未得到完全抑制，这些现象会使得分析充放电电流边界条件非常复杂。为了简化分析，可以建立以下假设条件：1）假设各电池簇端口电压具有一致性，为 E_{bat}；2）假设各子模块电容电压具有一致性，为 U_{C}；3）忽略功率变换单元和无源滤波器的损耗，假设变换器交流输出功率和电池簇端口功率相等。

在分析相内 SOC 均衡时不考虑实现相间 SOC 均衡，即认为三相桥臂有功功率相等，根据系统的

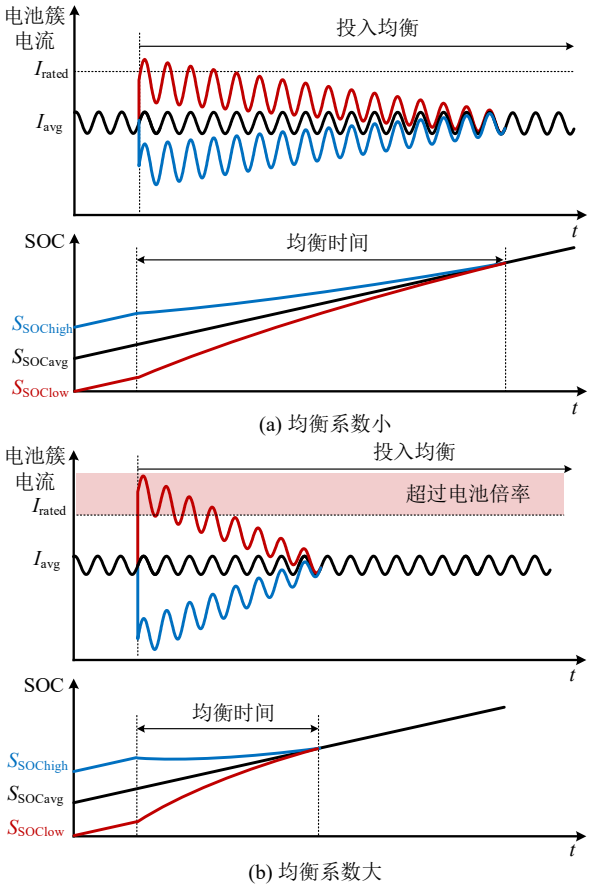


图 3 不同相内均衡系数下电池簇电流和 SOC 收敛曲线

Fig.3 Cluster current and SOC convergence curves with different intra-phase balancing coefficients

对称性，这里仅以 a 相为例进行分析，不施加相内 SOC 均衡算法时电池簇平均电流为：

$$I_{\text{avg}} = \frac{P_{\text{s}}}{3NE_{\text{bat}}} \tag{7}$$

叠加了与 SOC 误差正相关的均衡电压后，电池簇电流平均值可以推导为：

$$I_{ai} = \frac{P_{\text{s}}}{3NE_{\text{bat}}} + \frac{K_{\text{a}} I_{\text{m}}}{2E_{\text{bat}}}\left(S_{\text{SOCa}} - S_{\text{SOC}ai}\right) \tag{8}$$

叠加均衡电压后，先假设子模块拥有足够的电压调制裕度，不会发生超调，如图 4 所示，相内最低 SOC 的电池簇在增加充电功率后，电池簇的平均电流容易接近充电边界条件，而相内最高 SOC 的电池簇在减小充电功率后，电池簇的平均电流容易接近放电边界条件，因此需要综合考虑相内电池簇最高和最低 SOC 来设计均衡系数。

假设最低 SOC 的电池簇在施加均衡功率后电流恰好达到充电边界条件，此时可以得到：

$$\frac{P_s}{3NE_{bat}}+\frac{K_{a1}I_m}{2E_{bat}}\left(S_{SOCa}-S_{SOCamin}\right)=I_{rated} \tag{9}$$

考虑系统运行功率因数，将式(9)重新整理为：

$$K_{a1}=\frac{2E_{bat}I_{rated}-U_mI_m\cos\varphi}{I_m\left(S_{SOCa}-S_{SOCamin}\right)} \tag{10}$$

式中：U_m 表示子模块调制电压的峰值。

同样假设最高 SOC 的电池簇在施加均衡功率后电流恰好达到放电边界条件，此时可以得到：

$$\frac{P_s}{3NE_{bat}}+\frac{K_{a2}I_m}{2E_{bat}}\left(S_{SOCa}-S_{SOCamax}\right)=-I_{rated} \tag{11}$$

考虑系统运行的功率因数，将式(11)重新整理为：

$$K_{a2}=\frac{2E_{bat}I_{rated}+U_mI_m\cos\varphi}{I_m\left(S_{SOCamax}-S_{SOCa}\right)} \tag{12}$$

联立式(10)和式(12)，其他两相和 a 相结论一致，同时保证所有电池簇不发生过倍率运行设计的 k 相相内均衡系数 K_k 为：

$$K_k=\min\left(K_{k1},K_{k2}\right) \tag{13}$$

影响均衡系数选取包含 4 个因素：功率因数角、相电流幅值、电池簇端口电压和 SOC 最值和平均值的差值，如图 5 所示。如图 5(a)为不同功率因数下根据式(10)和式(12)计算得到的均衡系数，在最高 SOC 和最低 SOC 与相内平均 SOC 差值一致的前提下，在[0，π/2]区间内系统处于充电状态，均衡系数由最低 SOC 确定，这是由于其离充电边界条件更近；而在[π/2，π]区间内系统处于放电状态，均衡系数由最高 SOC 确定；在功率因数为零时，可以选取的均衡系数最大，相内均衡速度也越快。如图 5(b)为不同相电流幅值下的均衡系数，可以看出，相电流幅值越大，均衡系数越小，这意味着相内 SOC 均衡能力跟桥臂电流的幅值呈正相关关系。如图 5(c)为不同电池簇端口电压下的均衡系数，可以看出，电池簇端口电压越大，充放电电流越小，因此能够选取的均衡系数越大，这意味着在高 SOC 区间的相内 SOC 均衡能力更强。如图 5(d)为不同 SOC 均值对应能选取的最大均衡系数，当 SOC 均值接近最小 SOC 时，最大均衡系数受限于放电边界，而当 SOC 均值接近最大SOC时，最大均衡系数受限于充电边界。

以上分析是基于子模块不会出现过调制分析得到的，在分析临界过调制电压时，先不考虑电池充放电倍率对均衡系数的限制，假设交流滤波电感的压降可忽略不计，在不施加相内 SOC 均衡算法时子模块调制电压的幅值 U_{avg} 为：

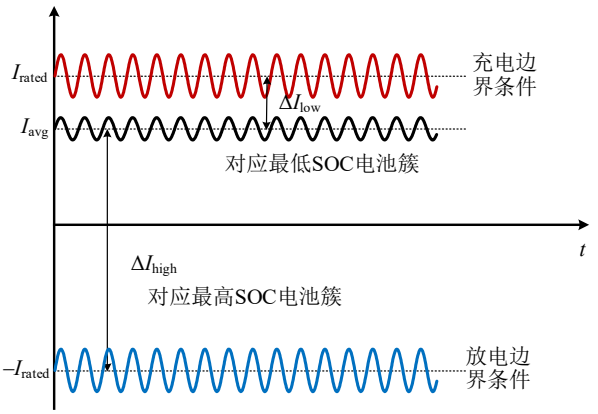


图 4　施加相内 SOC 均衡策略后电池簇充放电电流波形和边界

Fig.4　Charging and discharging current waveforms and boundary condition of battery clusters after enabling inner phase SOC balancing

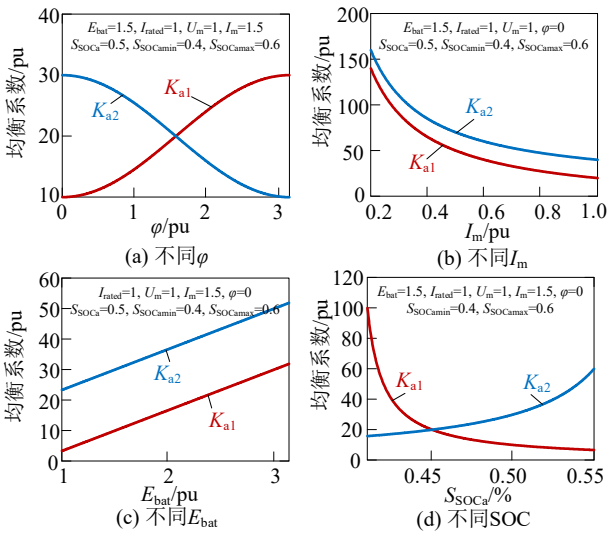


图 5　充放电边界下影响均衡系数选取的 4 个因素

Fig.5　Four factors influencing selection of balancing coefficient considering charging/discharging boundary condition

$$U_{avg}=\frac{U_s}{N} \tag{14}$$

施加相内 SOC 均衡策略后子模块调制比边界如图 6 所示。叠加了与 SOC 误差正相关均衡电压后，子模块调制电压的幅值可以推导为：

$$U_{ai}=\sqrt{\left(\frac{U_s}{N}+K_a\left(S_{SOCa}-S_{SOCai}\right)\cos\varphi\right)^2+\left(K_a\left(S_{SOCa}-S_{SOCai}\right)\sin\varphi\right)^2} \tag{15}$$

如图 6 所示，假设最低 SOC 的子模块在叠加均衡电压后调制比恰好等于 1，此时根据勾股定理可以得到：

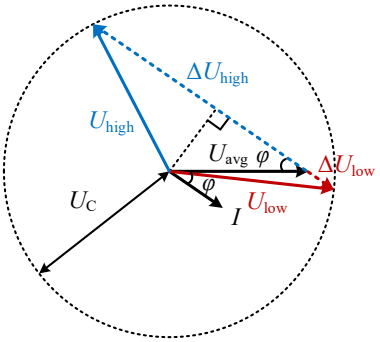


图 6 施加相内 SOC 均衡策略后子模块调制比边界

Fig.6 Modulation ratio boundary condition of SMs after enabling intra-phase SOC balancing

$$(U_{\mathrm{C}})^2=\left(U_{\mathrm{avg}}\sin\varphi\right)^2+\left(U_{\mathrm{avg}}\cos\varphi+K_{\mathrm{a3}}\left(S_{\mathrm{SOCa}}-S_{\mathrm{SOCamin}}\right)\right)^2 \tag{16}$$

由式(15)可以求解出最大临界均衡系数为：

$$K_{\mathrm{a3}}=\frac{\sqrt{U_{\mathrm{C}}^2-\left(U_{\mathrm{avg}}\sin\varphi\right)^2}-U_{\mathrm{avg}}\cos\varphi}{S_{\mathrm{SOCa}}-S_{\mathrm{SOCamin}}} \tag{17}$$

同样，假设最高 SOC 的子模块在叠加均衡电压后调制比恰好等于 1，此时根据勾股定理可以得到：

$$(U_{\mathrm{C}})^2=\left(U_{\mathrm{avg}}\sin\varphi\right)^2+\left(K_{\mathrm{a4}}\left(S_{\mathrm{SOCamax}}-S_{\mathrm{SOCa}}\right)-U_{\mathrm{avg}}\cos\varphi\right)^2 \tag{18}$$

考虑系统运行的功率因数，式(17)重新整理为：

$$K_{\mathrm{a4}}=\frac{\sqrt{U_{\mathrm{C}}^2-\left(U_{\mathrm{avg}}\sin\varphi\right)^2}+U_{\mathrm{avg}}\cos\varphi}{S_{\mathrm{SOCamax}}-S_{\mathrm{SOCa}}} \tag{19}$$

影响均衡系数选取包含 2 个因素：功率因数角及 SOC 最值与平均值的差值，如图 7 所示。图 7(a)为不同功率因数下根据式(17)和式(19)计算得到的最大均衡系数，从中可以看出，考虑调制比限制下同样可以发现，在功率因数为零时可以选取的均衡系数最大，相内均衡速度也越快。图 7(b)为不同 SOC 均值对应能选取的最大均衡系数，当 SOC 均值很接近最小 SOC 时，SOC 高的子模块容易发生超调，而当 SOC 均值接近最大 SOC 时，SOC 低的子模块更容易发生超调。

联立式(4)、式(17)和式(19)可知，同时保证所有电池簇不发生过倍率运行且不发生过调制的 k 相相内均衡系数 K_k 为：

$$K_k=\min\left(K_{k1},K_{k2},K_{k3},K_{k4}\right) \tag{20}$$

该均衡系数会自动根据功率因数角，相电流幅值，电池簇端口电压和电池簇 SOC 自适应调节，从而满足以最快均衡速度实现相内所有电池簇 SOC 均衡，其他两相和 a 相结论一致。

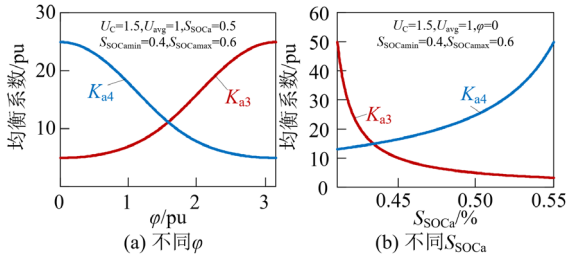


图 7 调制比限制下影响均衡系数选取的 2 个因素

Fig.7 Two factors influencing selection of balancing coefficient considering modulation ratio limitation

3 最优相间 SOC 均衡系数及提出的自适应快速 SOC 均衡控制

以上分析均是基于相间桥臂 SOC 均衡推导的，然而为了实现相间 SOC 均衡需要注入零序电压，而注入的零序电压会改变三相桥臂的有功功率和调制比裕度，因此同时实现相间和相内 SOC 均衡时的边界条件间存在耦合。若选取的均衡系数均很小，不会触发电池倍率和过调制的边界，则相间 SOC 均衡系数和相内 SOC 均衡系数选取可以实现解耦；若理论上考虑选取最大的均衡系数以实现最快 SOC 误差收敛，则需要同时考虑相间和相内 SOC 均衡系数叠加的效果，确保不会导致电池过倍率和子模块过调制。

为了简化分析，在分析相间 SOC 均衡系数的边界条件时，先假设三相桥臂相内 SOC 实现了均衡，相内均衡系数均为零，三相桥臂内子模块的电池簇充放电电流均保持一致，叠加了幅值与 SOC 误差正相关的零序电压后，结合式(3)，k 相电池簇电流平均值可以推导为：

$$I_{ki}=\frac{P_{\mathrm{s}}}{3NE_{\mathrm{bat}}}+\frac{K_0P_{\mathrm{nom}}\Delta S_{\mathrm{SOC}k}}{NE_{\mathrm{bat}}} \tag{21}$$

叠加零序电压后，先假设三相桥臂拥有足够的电压调制裕度，不会发生超调，SOC 最低的一相电池簇在增加了充电功率后，电池簇的平均电流容易接近充电边界条件，而 SOC 最高的一相电池簇在减小了充电功率后，电池簇的平均电流容易接近放电边界条件。假设最低 SOC 的一相在施加零序电压后电流恰好达到充电边界条件，此时可以得到：

$$\frac{P_{\mathrm{s}}}{3NE_{\mathrm{bat}}}+\frac{K_{01}P_{\mathrm{nom}}}{NE_{\mathrm{bat}}}\left(S_{\mathrm{SOC}}-S_{\mathrm{SOC}k\min}\right)=I_{\mathrm{rated}} \tag{22}$$

考虑系统运行的功率因数，将式(21)重新整理为：

$$K_{01}=\frac{2NE_{\mathrm{bat}}I_{\mathrm{rated}}-U_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{m}}\cos\varphi}{2P_{\mathrm{nom}}\left(S_{\mathrm{SOC}}-S_{\mathrm{SOC}k\min}\right)} \tag{23}$$

式中：U_{s} 表示相电压的峰值。

同样假设最高 SOC 的一相在施加零序电压后电流恰好达到放电边界条件，此时可以得到：

$$\frac{P_{\mathrm{s}}}{3NE_{\mathrm{bat}}}+\frac{K_{01}P_{\mathrm{nom}}}{NE_{\mathrm{bat}}}\left(S_{\mathrm{SOC}}-S_{\mathrm{SOC}k\max}\right)=-I_{\mathrm{rated}} \tag{24}$$

考虑系统运行的功率因数，式(23)重新整理为：

$$K_{02}=\frac{2NE_{\mathrm{bat}}I_{\mathrm{rated}}+U_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{m}}\cos\varphi}{2P_{\mathrm{nom}}\left(S_{\mathrm{SOC}k\max}-S_{\mathrm{SOC}}\right)} \tag{25}$$

以上分析结果是基于三相桥臂不会出现过调制得到的。在分析注入零序电压后临界过调制电压时，先不考虑电池充放电倍率对均衡系数的限制，假设交流滤波电感的压降可忽略不计，则叠加了幅值与相间 SOC 误差正相关零序电压后，各电压和电流的矢量图如图 8 所示，每相的电网电压、桥臂电压和零序电压分别围成一个三角形，根据几何关系得到三相桥臂电压矢量相对的角度可以表示为：

$$\begin{cases}\theta_{\mathrm{a}}=\pi-\varphi+\delta\\ \theta_{\mathrm{b}}=\dfrac{\pi}{3}+\varphi-\delta\\ \theta_{\mathrm{c}}=\dfrac{\pi}{3}-\varphi+\delta\end{cases} \tag{26}$$

根据三角形的余弦定理，注入零序电压后三相桥臂调制电压幅值可以推导为：

$$U_k=\sqrt{U_{\mathrm{s}}^2+U_0^2-2U_{\mathrm{s}}U_0\cos\theta_k} \tag{27}$$

假设注入零序电压后使得桥臂调制电压幅值最大的一相调制比恰好等于 1，此时有：

$$\max\left\{U_{\mathrm{a}},U_{\mathrm{b}},U_{\mathrm{c}}\right\}=NU_{\mathrm{C}} \tag{28}$$

将式(28)和式(26)代入式(27)求解得到调制比限制下的最大相间 SOC 均衡系数 K_{03}。同时保证所有电池簇不发生过倍率运行且不发生过调制的相间 SOC 均衡系数为：

$$K_0=\min\left(K_{01},K_{02},K_{03}\right) \tag{29}$$

以上 2 节分别独立讨论了不同功率因数、不同相电流幅值、不同电池簇端口电压和不同 SOC 误差情况下，确保电池簇充放电电流不超过倍率限制、子模块不出现过调制能够选取的最大相内 SOC 均衡系数和相间 SOC 均衡系数。在实际系统中，2 种系数的选取需要根据系统 SOC 误差分布情况合理地选取，如图 9 所示，先计算三相桥臂相内 SOC 不均衡度为：

$$\Theta S_{\mathrm{SOC}k}=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N}\left(S_{\mathrm{SOC}k}-S_{\mathrm{SOC}ki}\right)^2}{N}} \tag{30}$$

为了衡量相间和相内 SOC 均衡出力的程度，定义相内不均衡度和相间不均衡度的比值为：

$$\xi=\frac{\Theta S_{\mathrm{SOCa}}+\Theta S_{\mathrm{SOCb}}+\Theta S_{\mathrm{SOCc}}}{\Delta S_{\mathrm{SOC}}} \tag{31}$$

当 ξ 较大时，意味着相内不均衡度较大，需要将更大均衡能力倾斜至相内 SOC 均衡；反之，需要将更大均衡能力倾斜至相间 SOC 均衡。设置相间均衡出力系数来调节相间和相内均衡能力分配比例：

$$K_{\xi}=\begin{cases}0.5\times(2-\xi),\xi<1\\ \dfrac{0.5}{\xi},\xi\geq1\end{cases} \tag{32}$$

由式(28)求解出相间最大均衡系数 K_0 后，乘以

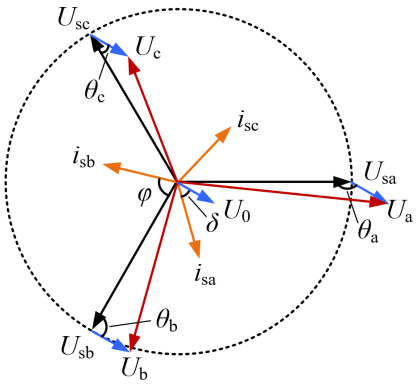


图 8　施加相间 SOC 均衡策略后三相桥臂电压矢量关系

Fig.8　Vector diagram of three phase arms after enabling inter-phase SOC balancing

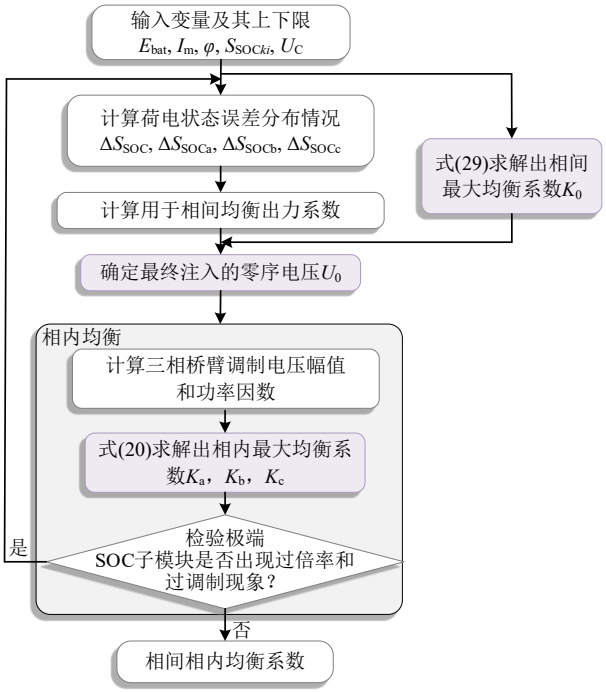


图 9　相间 SOC 均衡和相内 SOC 均衡系数计算方法

Fig.9　Calculation algorithm for inter-phase and intra-phase SOC balancing coefficient

相间均衡出力系数即可确定零序电压的幅值为：

$$U_0=\frac{2\sqrt{2}K_0K_\xi P_{\text{nom}}\Delta S_{\text{SOC}}}{\sqrt{3}I_{\text{s}}} \tag{33}$$

注入零序电压后，需要计算注入后的三相桥臂的调制电压幅值和功率因数，从而利用 3.3.1 节中的相内均衡系数计算方法和式(19)计算三相桥臂各自的相内 SOC 均衡系数。为防止计算结果出错，可以检验根据上述选取的系数施加均衡控制后最高和最低 SOC 子模块是否出现过倍率和过调制现象。

4 仿真验证

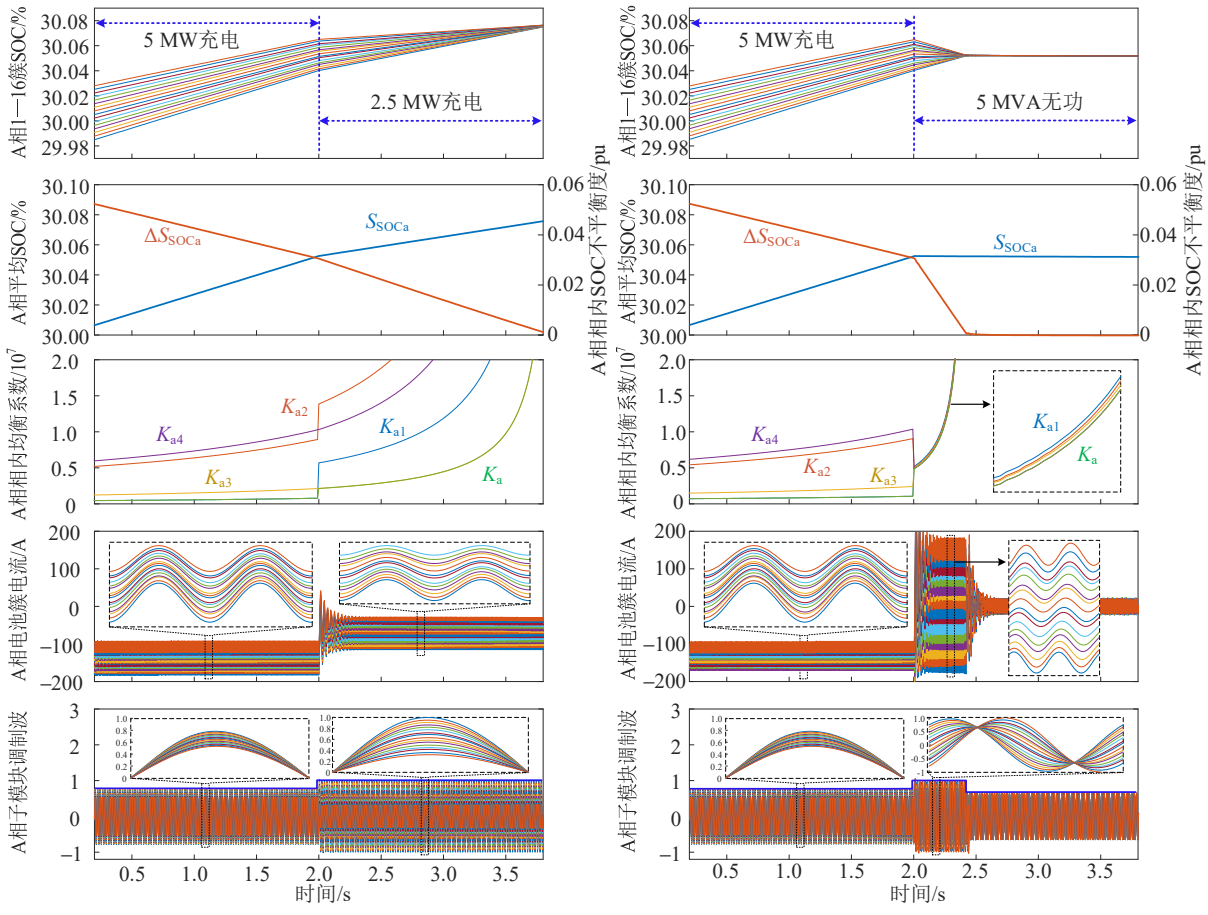
为了验证提出的快速 SOC 均衡控制策略的正确性，基于 MATLAB/Simulink 平台搭建 10 kV/5 MW 高压直挂电池储能系统仿真模型，模型的参数如表 1 所示。首先不启用相间 SOC 均衡策略，通过设置仿真开始时相内子模块不同的 SOC 初始状态，来验证和说明最优均衡系数实现相内 SOC 快速收敛的作用和原理。

如图 10 所示，设置初始状态下 A 相桥臂内电池簇 SOC 差异均匀分布，系统在 0~2 s 内以额定功率进行充电。可以看出，当系统全功率充电时，叠加相内 SOC 均衡后，SOC 最低的电池簇充电电流最大，其平均值等于设置的充放电电流边界值 160 A。由于 SOC 不同的电池簇充电电流不同，相内子模块之间的 SOC 误差逐渐减小，此时相内均衡系数 $K_{\text{a}}=K_{\text{a1}}$，因此限制均衡能力的是充电电流边界。仿真时间 2 s 后，图 10(a)中充电功率降为 2.5 MW，SOC 最低的子模块调制比达到 1，此时相内均衡系数 $K_{\text{a}}=K_{\text{a3}}$，限制均衡能力的是子模块电压调制比。

表 1 仿真电路参数

Table 1 Simulation parameters of circuit

参数	取值	参数	取值
交流电网线电压 u_{ab}/kV	10	网侧滤波电感 L_{f}/mH	6
系统额定功率 P_{nom}/MW	5	控制频率 f_{contro}/kHz	10
系统额定容量 W_{nom}/MWh	5	直流侧滤波电感 L_{dc}/mH	2.5
电池簇额定电压 U_{bat}/V	768	直流侧滤波电容 C_{dc}/mF	7.2
一相桥臂子模块数 n/个	16		



(a) 不同功率 (b) 不同功率因数

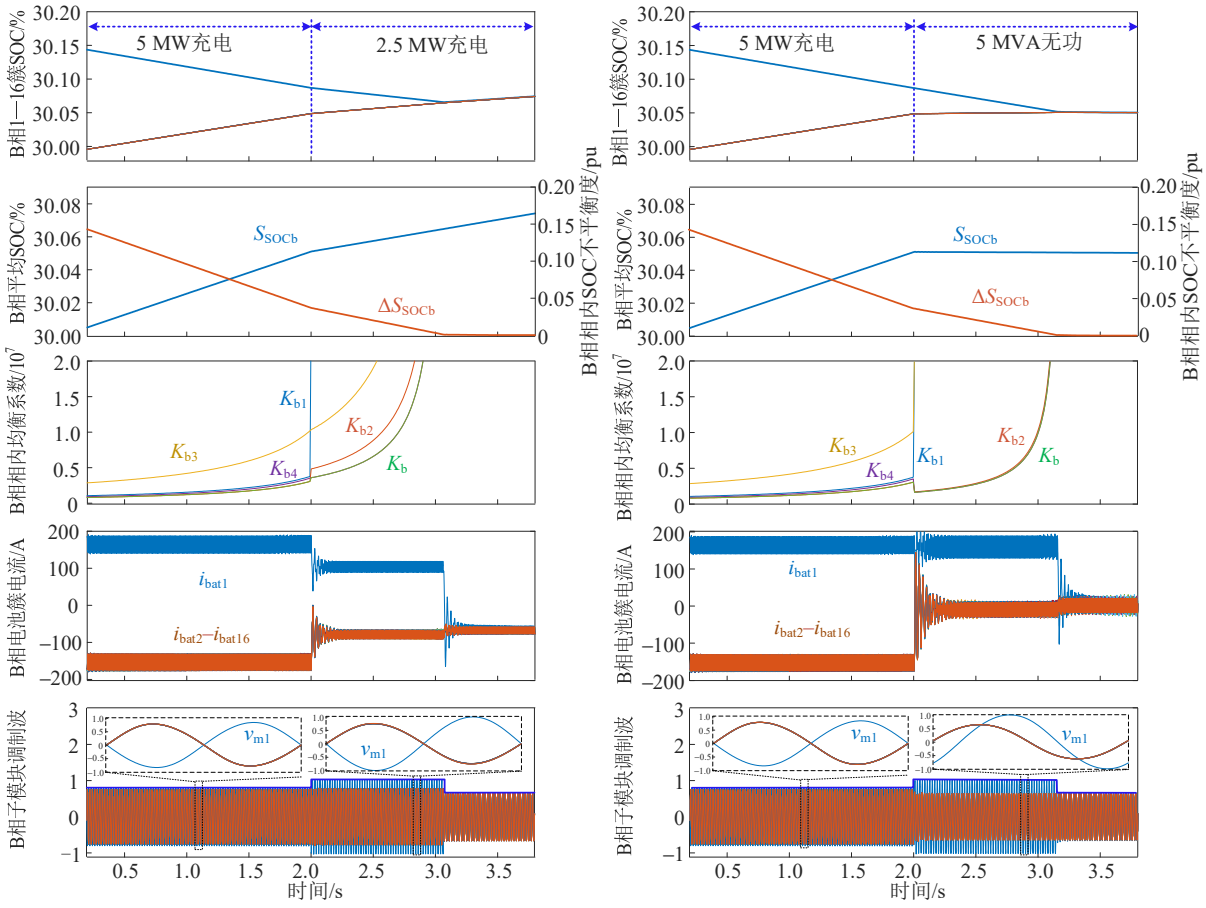
图 10 相内 SOC 误差均匀分布仿真结果

Fig.10 Simulation waveforms at the initial condition of even intra-phase SOC error

仿真时间 2 s 后，图 10(b)中系统有 5 MW 充电转为 5 MVA 纯无功运行，SOC 最高的子模块调制比达到 1，相内均衡系数 K_a=K_{a4}。此时，电池簇的充放电电流差异相较于 5 MW 充电和 2.5 MW 充电工况明显加大，这意味着系统的均衡能力更强。结果表明，相内 SOC 不均衡度快速收敛，这验证了图 5 中低功率因数情况下均衡速度快的结论。均衡过程中，始终有一个子模块刚好达到电池充放电电流边界或是调制比边界，表明系统始终以最大能力实现最快的 SOC 均衡。

如图 11 所示，设置初始状态下 B 相桥臂内某一电池簇 SOC 偏高，其他电池簇 SOC 一致，该工况在系统充放电末端最常见，系统通常会因最高或最低 SOC 的电池簇而被迫降功率或停机，系统在 0~2 s 内以额定功率进行充电。可以看出，叠加相内 SOC 均衡后，SOC 最高的子模块调制电压和其他电池簇的调制波极性反向，其电池簇电流平均值等于放电电流边界值 160 A，该电池簇作放电运行，其他电池簇充电运行，相内子模块之间的 SOC 误差逐渐减小。此时，相内均衡系数 K_b=K_{b2}，限制均衡能力的是放电电流边界。仿真时间 2 s 后，图 11(a)中充电功率降为 2.5 MW，SOC 最高的子模块调制比达到 1。此时，相内均衡系数 K_b=K_{b4}，限制均衡能力的是子模块电压调制比。仿真时间 2 s 后，图 12(b)中系统有 5 MW 充电转为 5 MVA 纯无功运行，SOC 最高的子模块调制比达到 1，相内均衡系数 K_b=K_{b4}，此时该电池簇继续放电，而其他子模块充电功率接近于零，最终实现相内 SOC 均衡。

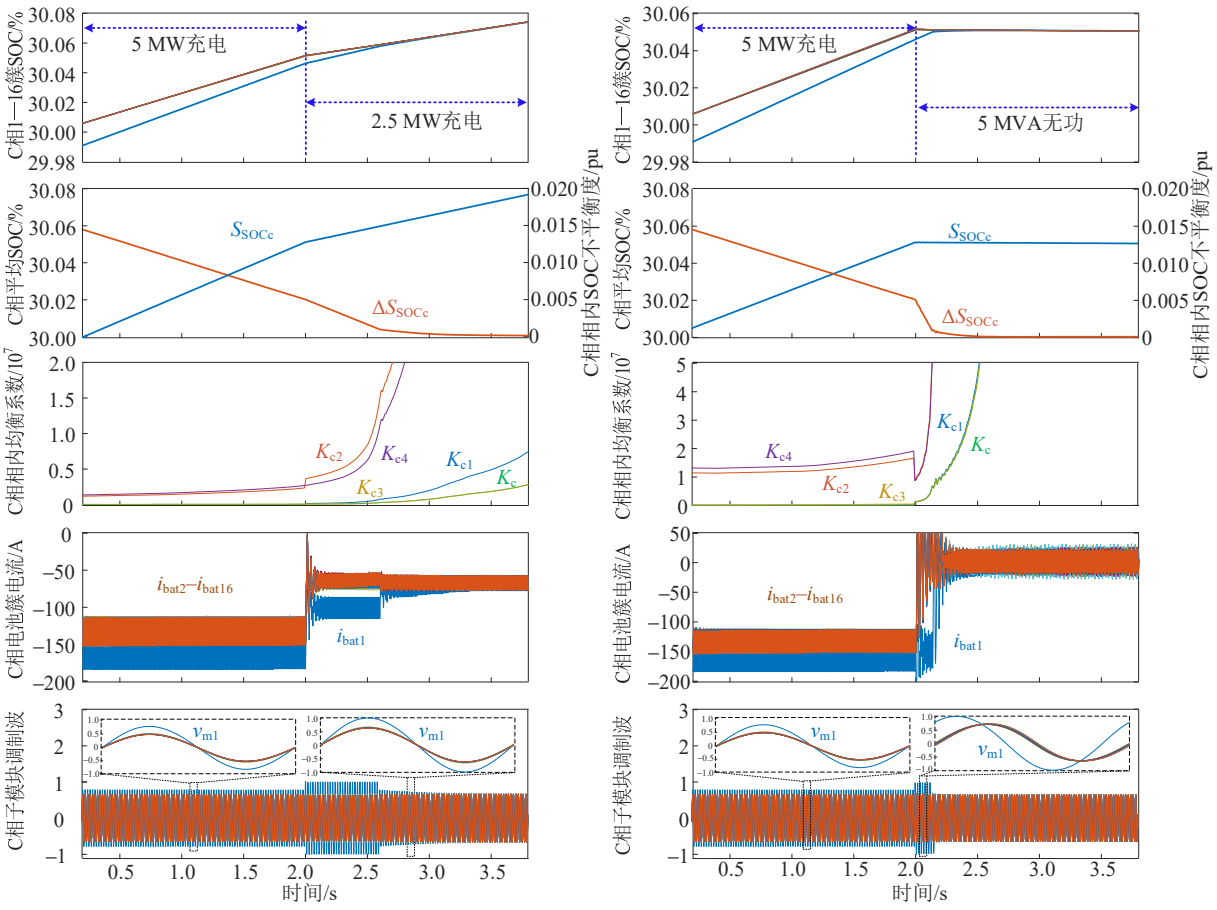
如图 12 所示，设置初始状态下 C 相桥臂内某一电池簇 SOC 偏低，其他电池簇 SOC 一致，系统在 0~2 s 内以额定功率进行充电。可以看出，叠加相内 SOC 均衡后，SOC 最低的电池簇电流平均值等于充电电流边界值 160 A，大于其他电池簇充电电流，相内子模块之间的 SOC 误差逐渐减小。此时，相内均衡系数 K_c=K_{c1}，限制均衡能力的是充电电流边界。仿真时间 2 s 后，图 12(a)中充电功率降为 2.5 MW，SOC 最低的子模块调制比达到 1。此时，相内均衡系数 K_c=K_{c3}，限制均衡能力的是子模块



(a) 不同功率　　(b) 不同功率因数

图 11　相内 SOC 单簇偏高仿真结果

Fig.11　Simulation waveforms at the initial condition of a single cluster with higher intra-phase SOC



(a) 不同功率 (b) 不同功率因数

图 12 相内 SOC 单簇偏低仿真结果

Fig.12 Simulation waveforms at the initial condition of a single cluster with lower intra-phase SOC

电压调制比。仿真时间 2 s 后，图 12(b)中系统有 5 MW 充电转为 5 MVA 纯无功运行，SOC 最低的子模块调制比达到 1，相内均衡系数 K_c=K_{c3}。此时，该电池簇继续保持大电流充电，而其他子模块充电功率接近于零，均衡速度相较于 5 MW 有功充电提升了，这和理论分析一致。

同时使能了相间和相内 SOC 均衡后，采用图 9 策略后，系统在 0~2 s 内以额定功率进行充电，2 s 后充电功率降为 2.5 MW，仿真结果如图 13 所示。

仿真前段，ξ 较大，相间均衡出力系数较小，此时注入的零序电压较小，系统主要在做相内均衡，三相桥臂内的各自相内不均衡度逐渐减小。充电功率减小后，相内 SOC 不均衡度收敛速度更快且系数减小至一定值，此时相间均衡力度逐渐增强，相间 SOC 均衡系数 K_0=K_{03}，限制相间均衡能力的是系统调制比。在 2.5 s 后，相内均衡几乎完成，系统全部均衡能力用以实现相间 SOC 均衡，相内子模块的调制电压保持一致。由于 A 相 SOC 最低，A 相桥臂的调制比接近 1，充电功率也最大，最终在 5 s 实现了相间 SOC 均衡，验证了图 9 策略的可行性。

5 结论

针对载波移相调制下传统固定均衡系数策略存在均衡速度与过倍率和过调制的矛盾，本文研究了适用多工况运行的快速 SOC 均衡控制策略，解决了充放电末端有限时间窗口对均衡快速性的要求，主要结论如下：

1）推导出能够自适应不同功率因数角、不同相电流幅值、不同电池簇电压和不同 SOC 差异的最优相内均衡系数，能够实现以最快收敛速度实现相内所有电池簇 SOC 均衡，同时避免子模块出现过调制和电池簇过倍率的问题。

2）求解出实现相间桥臂 SOC 快速均衡的最优相间均衡系数，引入了衡量相间和相内不均衡程度的量化指标和相间均衡出力系数的概念，可以实现拓扑均衡能力在相间和相内的自适应分配。

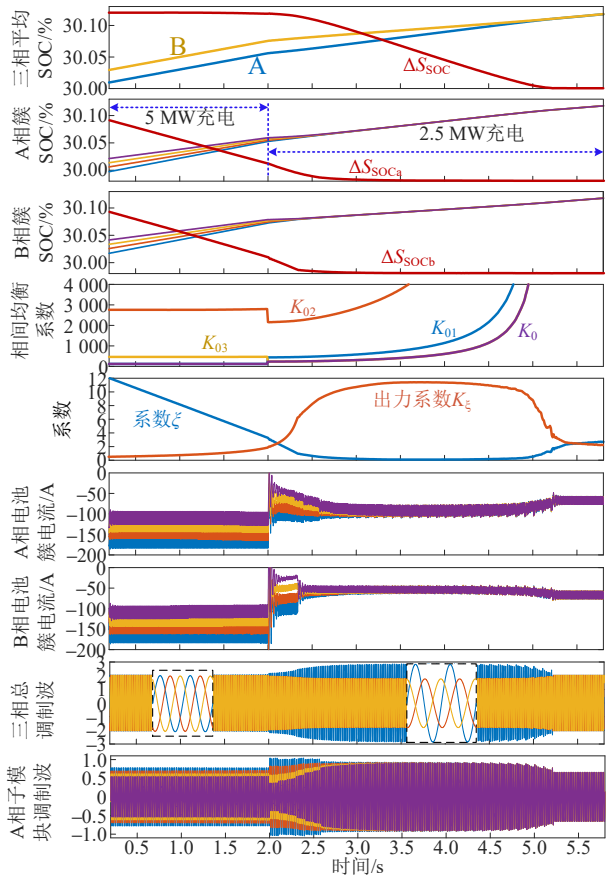


图 13　相间和相内 SOC 自适应均衡仿真结果

Fig.13　Simulation waveforms of self-adaption inter-phase and intra-phase SOC balancing

3）均衡过程中始终有一个子模块恰好达到电池充放电电流边界或是调制比边界，可实现系统尽限利用其自身能力实现最快的 SOC 均衡。

4）均衡系数能够多工况自适应实时计算，便于工程实现。

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] 李相俊，胥国毅，赵珊珊，等. 大型储能电站建模与应用展望[J]. 高电压技术，2024，50(6)：2397-2409.
LI Xiangjun, XU Guoyi, ZHAO Shanshan, et al. Modeling and application prospect of large-scale energy storage power station[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(6): 2397-2409.

[3] 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.

[4] 吴西奇，刘　畅，李　睿，等. 兼具电池储能与无功补偿的高压直挂大容量系统四象限运行控制技术[J]. 中国电机工程学报，2024，44(4)：1406-1418.
WU Xiqi, LIU Chang, LI Rui, et al. Four quadrants operation control of a high-voltage transformerless large-capacity system integrating battery energy storage and reactive power compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(4): 1406-1418.

[5] 吴西奇，黄　超，刘　畅，等. 高压直挂大容量电池储能系统电池簇故障容错运行控制策略[J]. 中国电机工程学报，2024，44(16)：6470-6481.
WU Xiqi, HUANG Chao, LIU Chang, et al. Battery clusters fault tolerance operation control strategy for high-voltage transformerless large-capacity battery energy storage system[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(16): 6470-6481.

[6] 颜　宁，张　骞，李相俊，等. 基于荷电状态一致性的电池组双层动态均衡方法[J]. 高电压技术，2024，50(6)：2410-2423.
YAN Ning, ZHANG Qian, LI Xiangjun, et al. A two-layer dynamic equalization method for battery modules based on state of charge[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(6): 2410-2423.

[7] 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.

[8] 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)：881-895.
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): 881-895.

[9] 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. Large-scale power conversion system in battery energy storage without transformer[D]. Shanghai, China: Shanghai Jiaotong University, 2017.

[10] 杨春来，袁晓磊，郝伟杰，等. 三相链式储能变换器相间 SOC 均衡最大环流功率控制[J]. 电源学报，2025，23(2)：75-85.
YANG Chunlai, YUAN Xiaolei, HE Weijie, et al. Maximum circulating current power control for phase-to-phase SOC balance applied to three-phase chain-link energy storage converter[J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 75-85.

[11] GHOLIZAD A, FARSADI M. A novel state-of-charge balancing method using improved staircase modulation of multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6107-6114.

[12] LIANG G W, RODRIGUEZ E, FARIVAR G G, et al. A comparison of PI-based and sorting-based state of charge balancing methods in cascaded H-bridge converters[C]//Proceedings of 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Detroit, USA: IEEE, 2022: 1-7.

[13] LIANG G W, TAFTI H D, FARIVAR G G, et al. Analytical derivation of intersubmodule active power disparity limits in modular multilevel converter-based battery energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2864-2874.

[14] 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.

[15] 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.

[16] YU J R, ZHANG G, PENG M K, et al. Power-matching based SOC balancing method for cascaded H-bridge multilevel inverter[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2020, 5(4): 352-363.

[17] 潘 尧，吴光尧，孙孝峰，等. 基于 MMC-BESS 的子模块电池功率极限值分析[J]. 中国电机工程学报，2024，44(1)：427-438.
PAN Yao, WU Guangyao, SUN Xiaofeng, et al. Analysis of power limits for submodule batteries based on MMC-BESS[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(1): 427-438.

[18] LIANG G W, RODRIGUEZ E, FARIVAR G G, et al. A constrained intersubmodule state-of-charge balancing method for battery energy storage systems based on the cascaded H-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12669-12678.

[19] EROĞLU F, KURTOĞLU M, EREN A, et al. A novel adaptive state-of-charge balancing control scheme for cascaded H-bridge multilevel converter based battery storage systems[J]. ISA Transactions, 2023, 135: 339-354.

[20] JIANG C F, BAO Y F, CHEN X Y, et al. Optimizing control for system-wide state-of-charge balancing in cascaded H-bridge battery energy storage systems[C]//Proceedings of 2023 2nd Asia Power and Electrical Technology Conference (APET). Shanghai, China: IEEE, 2023: 874-879.

[21] MORSTYN T, SAVKIN A V, HREDZAK B, et al. Multi-agent sliding mode control for state of charge balancing between battery energy storage systems distributed in a DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(5): 4735-4743.

[22] LIANG G W, RODRIGUEZ E, FARIVAR G G, et al. Model predictive control for intersubmodule state-of-charge balancing in cascaded H-bridge converter-based battery energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(6): 5777-5786.



吴西奇
1997—，男，博士(后)
主要从事大容量电池储能系统和新型电力系统高比例新能源接入关键技术的研究工作
E-mial: wuxiqi@sjtu.edu.cn

WU Xiqi
Post-doctorate



李 睿
1980—，男，博士，教授，博导
主要从事新能源电力变换研究
E-mail: liruiqd@ sjtu.edu.cn

LI Rui
Ph.D., Professor



蔡 旭(通信作者)
1964—，男，博士，教授，博导
研究方向为可再生能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统控制
E-mail: xucai@sjtu.edu.cn

CAI Xu
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期 2024-08-26 在线出版日期 2025-04-28 编辑 何秋萍