

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.201220

MMC-BESS 电池荷电状态三级均衡控制策略

程从智¹, 徐晨¹, 戴珂¹, 黄永烁², 潘非³

(1. 华中科技大学电气与电子工程学院电力电子与能量管理教育部重点实验室, 湖北 武汉 430074;
2. 广西电网有限责任公司南宁供电局, 广西 南宁 530229; 3. 上海追日电气有限公司, 上海 200331)

摘要: 基于模块化多电平变换器拓扑的电池储能系统(Modular Multilevel Converter based Battery Energy Storage System, MMC-BESS)可以同时输出有功、无功功率, 适用于中高压、大功率的新能源并网场合。为解决储能单元的差异导致其荷电状态(State of Charge, SOC)不均衡的问题, 提出了一种电池 SOC 三级均衡控制策略。首先针对各相间 SOC 差异, 通过控制桥臂环流直流分量改变每相功率, 实现了各相 SOC 均衡。其次针对同相内上下桥臂 SOC 差异, 通过控制桥臂环流基波分量改变上下桥臂功率, 实现了每一相内上下桥臂 SOC 均衡。最后针对同一桥臂内子模块 SOC 差异, 通过重构调制波改变子模块功率, 实现了所有子模块 SOC 均衡。实验结果验证了该控制策略的有效性。

关键词: 模块化多电平变换器; 电池储能系统; SOC; 均衡控制; 环流

Three-level balancing control for battery state-of-charge based on MMC-BESS

CHENG Congzhi¹, XU Chen¹, DAI Ke¹, HUANG Yongshuo², PAN Fei³

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Energy Management for Ministry of Education of China, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. Nanning Power Supply Bureau, Guangxi Power Grid Co., Ltd., Nanning 530229, China;
3. Shanghai Surpass Sun Electric Co., Ltd., Shanghai 200331, China)

Abstract: The Modular Multilevel Converter Based Battery Energy Storage System (MMC-BESS) can output active and reactive power at the same time. This is suitable for new energy grid connection with medium-high voltage and high power occasions. In order to solve the problem of unbalanced State of Charge (SOC) caused by the difference of energy storage units, a three-level balance control strategy of battery SOC is proposed. First, in view of the SOC difference between the phases, SOC balance is realized by changing the power of each phase by controlling the DC component of the bridge arm circulating current. Then, for the SOC difference of upper and lower bridge arms in the same phase, the SOC balance is realized by changing the power of the upper and lower bridge arms through controlling the fundamental frequency component of the circulating current. Finally, for the SOC difference of the sub-modules in the same bridge arm, the SOC balance is achieved by changing the power of the sub-modules by reconstructing the modulation wave. Experimental results verify the effectiveness of the control strategy.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51807073).

Key words: modular multilevel converter; battery energy storage system; state of charge; balance control; circulating current

0 引言

近年来, 我国新能源技术发展迅速, 发电水平持续提升、利用率稳步提高, 进入高质量发展阶段^[1-2],

但是其随机波动性对电网稳定和电能质量的影响也越来越严重^[3-5]。由于模块化多电平变换器(MMC)具有等效开关频率高、可靠性高、扩展方便等优点, 在中高压大功率场合下的应用越来越广泛^[6-8]。将电池储能系统(BESS)与模块化多电平变换器结合, 可以同时提供有功、无功功率, 实现四象限功率补偿,

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51807073)

改善新能源并网所带来的电能质量问题^[9-10]。

自 2011 年 Remus Teodorescu 将 MMC 与储能系统结合起来研究后^[11], 有关储能型 MMC 的研究引起了广泛的关注。电池制造工艺及老化程度不同, 各子模块储能单元的 SOC 会出现差异。由于储能单元 SOC 的下限决定了 MMC-BESS 整体电池容量利用率的上限, SOC 均衡可以提高装置电池容量利用率, 是 MMC-BESS 一项关键控制技术^[12], 且目前已经提出了很多 SOC 均衡方法。相间 SOC 采用零序电压注入实现均衡^[13], 但计算比较繁琐。上、下桥臂 SOC 一般通过注入基频电流分量实现均衡^[14], 子模块 SOC 通过在各模块参考电压中叠加额外的交流和直流电压分量^[15-16], 或者通过改变子模块调制波系数来实现均衡^[17], 但是这些方法均会导致装置输出电压、电流的谐波含量增高。文献[18]通过测量子模块温度对其排序并进行载波轮换调制, 实现子模块 SOC 均衡, 但是当子模块数增多时算法运算量也相应变大。

本文首先分析了 MMC-BESS 的拓扑结构、等效电路以及储能单元能量流动, 然后针对子模块 SOC 不均衡, 给出了 MMC-BESS 整体控制策略, 紧接着重点分析了电池 SOC 三级均衡控制策略, 最后搭建实验样机验证了该控制策略的有效性。实验结果表明该控制策略能够有效地分配各级储能单元的能量, 实现所有子模块 SOC 均衡控制。

1 MMC-BESS 的拓扑结构与分析

1.1 MMC-BESS 的拓扑及数学模型

三相 MMC-BESS 电路拓扑如图 1(a)所示, 其桥臂由 N 个子模块级联组成, 子模块为一个半桥结构, 储能单元直接并联在直流侧电容两端, 如图 1(c)所示, 其正常工作时, 上下开关管分别投切, 对应交流侧输出电压为 $v_{bat_cp_N}$ 或 0。 L_F 、 R_F 分别为桥臂滤波电感和等效电阻, 上下桥臂通过 L_F 连接到 PCC 上。

为便于分析, 忽略桥臂等效电阻, 根据文献[19]得到描述 MMC-BESS 的外部特性方程, 如式(1)所示, 以及描述内部电压电流特性的方程, 如式(2)所示。控制共模电压 e_{sumj} 就能控制环流 i_{cir} , 控制差模电压 e_{difj} 就能控制装置输出电流 i_{cj} , 实现内部环流和输出电流的解耦。根据式(1)可以得到其等效数学模型, 如图 2 所示。

1.2 能量流动分析

假设下桥臂调制波为 $m \sin(\omega t + \theta_j)$ ($j = a, b, c$), 上桥臂调制波与之反相, 各相初始相角分别为 $\theta_a = 0$ 、 $\theta_b = -2\pi/3$ 、 $\theta_c = 2\pi/3$, 采用载波移相调制,

则上下桥臂级联电压 v_{jp} 、 v_{jn} ($j = a, b, c$) 由直流和基波分量组成, 如式(3)所示。

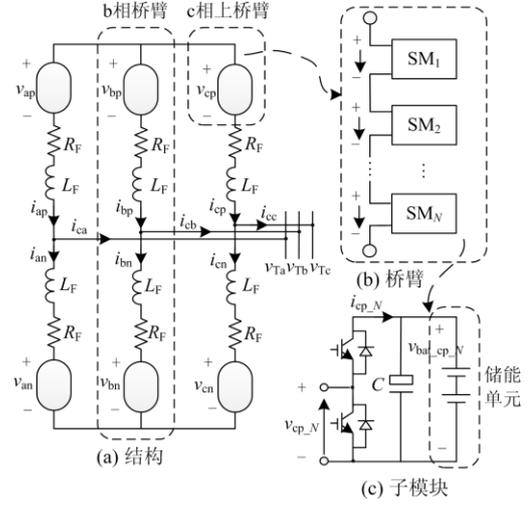


图 1 MMC-BESS 的电路拓扑

Fig. 1 Circuit topology of MMC-BESS

$$e_{difj} = v_{Tj} + \frac{L_F}{2} \frac{di_{cj}}{dt} + \frac{R_F}{2} i_{cj} \quad (1)$$

$$L_F \frac{di_{cir}}{dt} + R_F i_{cir} = \frac{V_{dc}}{2} - e_{sumj} \quad (2)$$

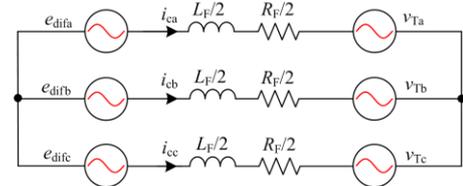


图 2 MMC-BESS 等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of MMC-BESS

由于电池直接并联在电容两端, 子模块直流侧电压较稳定, 因此交流侧不考虑二次谐波^[20], 故桥臂电流由直流环流、基波环流以及装置输出电流组成, 如式(4)所示, 其中将 φ_j ($j = a, b, c$) 定义为 MMC-BESS 输出基波电流相位角, γ_j ($j = a, b, c$) 定义为基波环流相位角。

$$\left\{ \begin{aligned} v_{jp} &= \frac{\sum_{z=1}^N v_{bat_jp_z}}{2} - \frac{\sum_{z=1}^N v_{bat_jp_z} \cdot m \sin(\omega t + \theta_j)}{2} = \\ & \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} m \sin(\omega t + \theta_j) \\ v_{jn} &= \frac{\sum_{z=1}^N v_{bat_jn_z}}{2} + \frac{\sum_{z=1}^N v_{bat_jn_z} \cdot m \sin(\omega t + \theta_j)}{2} = \\ & \frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_{dc}}{2} m \sin(\omega t + \theta_j) \end{aligned} \right. \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_{jp} = I_{cir_dc} + \frac{1}{2} I_{cj} \sin(\omega t + \varphi_j) + \\ I_{cir_50Hz} \sin(\omega t + \gamma_j) \\ i_{jn} = I_{cir_dc} - \frac{1}{2} I_{cj} \sin(\omega t + \varphi_j) + \\ I_{cir_50Hz} \sin(\omega t + \gamma_j) \end{cases} \quad (4)$$

将式(3)、式(4)相乘得到各相上、下桥臂功率 P_{jp} 、 P_{jn} ($j = a, b, c$) 和该相功率 P_j ($j = a, b, c$) 如式(5)。

$$\begin{cases} P_{jp} = \frac{V_{dc}}{2} I_{cir_dc} - \frac{V_{dc}}{4} m I_{cj} \cos(\theta_j - \varphi_j) - \\ \frac{V_{dc}}{2} m I_{cir_50Hz} \cos(\theta_j - \gamma_j) \\ P_{jn} = \frac{V_{dc}}{2} I_{cir_dc} - \frac{V_{dc}}{4} m I_{cj} \cos(\theta_j - \varphi_j) + \\ \frac{V_{dc}}{2} m I_{cir_50Hz} \cos(\theta_j - \gamma_j) \\ P_j = V_{dc} I_{cir_dc} - \frac{V_{dc}}{2} m I_{cj} \cos(\theta_j - \varphi_j) \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知：各相功率受直流环流和装置输出电流共同影响，通过改变直流环流就可以改变每相功率；桥臂功率由直流环流、基波环流以及装置输出电流共同作用，但是基波环流作用效果恰好相反，通过改变基波环流可以改变上、下桥臂功率，同时不会影响各相功率大小。因此环流可以改变相间能量以及桥臂间能量的流动，通过对环流的控制可以实现相间、同相上下桥臂间 SOC 均衡。

1.3 MMC-BESS 整体控制策略

对于 MMC-BESS，首先需要对其整体进行控制，在给定的有功和无功电流指令下，使装置输出电流无静差地跟踪参考电流指令，实现有功、无功功率控制。然后根据 SOC 均衡的需要，投入电池 SOC 三级均衡控制策略，重新分配储能单元能量。

如图 3 所示，在同步旋转坐标系下，采用 PI 控制器和 RC 重复控制器^[21](Repetitive Controller)对有功、无功电流指令值进行跟踪。由于连接电抗导致 dq 轴电流出现耦合，故对 dq 轴电流进行状态变量反馈交叉解耦，同时采用 PCC 电压前馈控制来提高系统动态响应速度。通过对 dq 轴电压参考指令进行 Park 反变换，得到输出电压参考信号 v_{ref} 。

为实现所有子模块 SOC 均衡，在参考信号 v_{ref} 基础上，叠加由相间、同相上下桥臂 SOC 均衡控制得到的调制信号 $V_{j_cir_dc}$ 、 $V_{j_cir_50Hz}$ ，并将该输出信号与比例系数 $k_{jp_ijn_g}$ 相乘得到最终的调制波信号，然后进行载波移相调制，其中比例系数 $k_{jp_ijn_g}$ 由桥

臂内子模块 SOC 均衡控制得到。

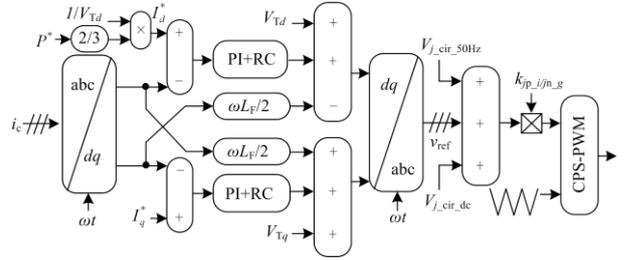


图 3 MMC-BESS 控制系统框图

Fig. 3 Block diagram of MMC-BESS control system

2 电池 SOC 三级均衡控制策略

由于各模块电池特性存在差异，即使子模块输出功率保持一致，其电池 SOC 之间的差别也会逐渐增大，可以用式(6)库仑计数法来估计电池 SOC^[22]，SOC(0)定义为电池荷电状态初始值， Q_{max} 定义为电池荷电量最大值。

$$SOC(t) = SOC(0) - \frac{\int_0^t i_{jp/n_N}(\tau) d\tau}{3600 Q_{max}} \quad (6)$$

定义 SOC_{jp} 、 SOC_{jn} 分别为第 j 相上、下桥臂 N 个子模块 SOC 的平均值， SOC_j 为第 j 相 $2N$ 个子模块 SOC 平均值， SOC_{abc} 为整个系统 SOC 的平均值，如式(7)所示。MMC-BESS 的电池 SOC 三级均衡控制策略如图 4。

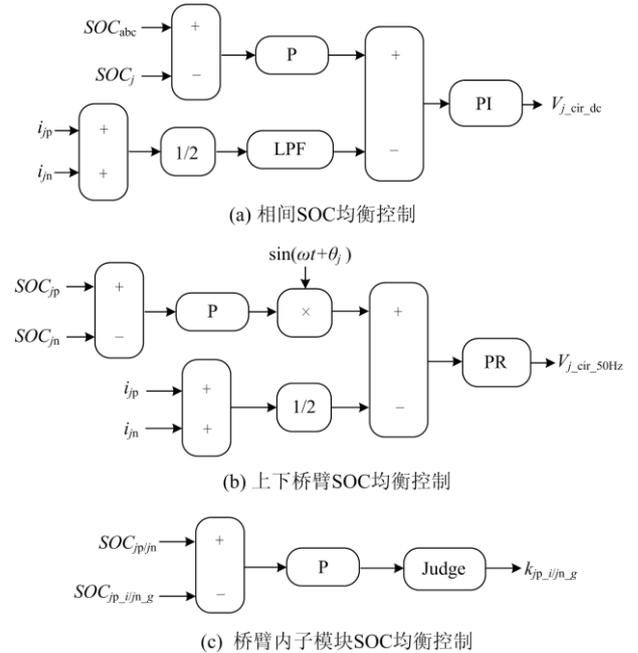


图 4 电池 SOC 三级均衡控制框图

Fig. 4 Block diagram of battery SOC three-level balancing control strategy

$$\begin{cases} SOC_{jp} = (\sum_{i=1}^N SOC_{jp_i}) / N \\ SOC_{jn} = (\sum_{g=1}^N SOC_{jn_g}) / N \\ SOC_j = (SOC_{jp} + SOC_{jn}) / 2 \\ SOC_{abc} = (SOC_a + SOC_b + SOC_c) / 3 \end{cases} \quad (7)$$

2.1 相间 SOC 均衡控制

控制环流的直流分量可以对各相间能量进行分配, 实现相间 SOC 均衡, 其控制框图如图 4(a)所示。将系统 SOC 的平均值与各相 SOC 平均值作差, 经比例控制器将误差进行放大, 得到直流环流的指令值。各相环流经过低通滤波器得到直流环流反馈值, 并与指令值作差, 经过 PI 控制器得到调制波参考信号 $V_{j_cir_dc}$, 实现相间 SOC 均衡控制。

2.2 同相上下桥臂 SOC 均衡控制

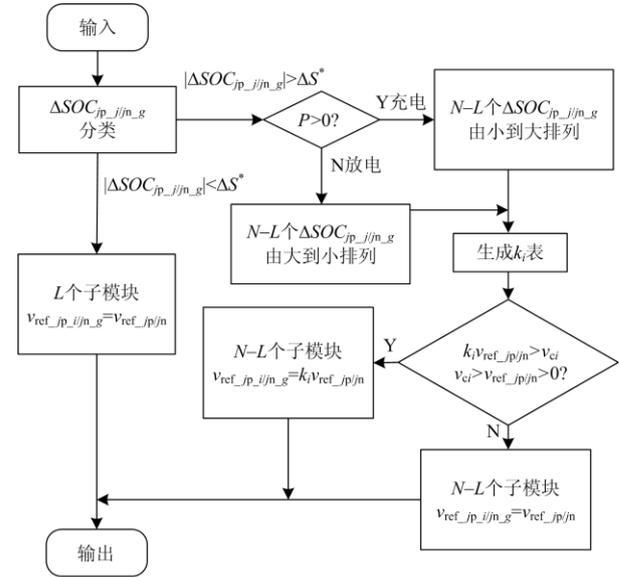
控制环流的基波分量可以对各相上下桥臂间能量进行分配, 实现上、下桥臂 SOC 均衡, 同时不改变该相总能量, 其控制框图如图 4(b)。当基波环流为正时, 上桥臂向下桥臂输送能量, 当基波环流为负时, 能量流向相反, 因此将上下桥臂 SOC 平均值作差, 经比例控制器对误差进行放大, 作为基波环流指令值的幅值, 基波环流指令值的相位与 PCC 电压相位相同。将基波环流指令值与反馈值作差, 经比例谐振控制器(PR)^[23-24]得到调制波参考信号 $V_{j_cir_50Hz}$, 实现上下桥臂间 SOC 均衡。PR 控制器是为了提取基波环流, 其谐振频率为 50 Hz。

2.3 桥臂内子模块 SOC 均衡控制

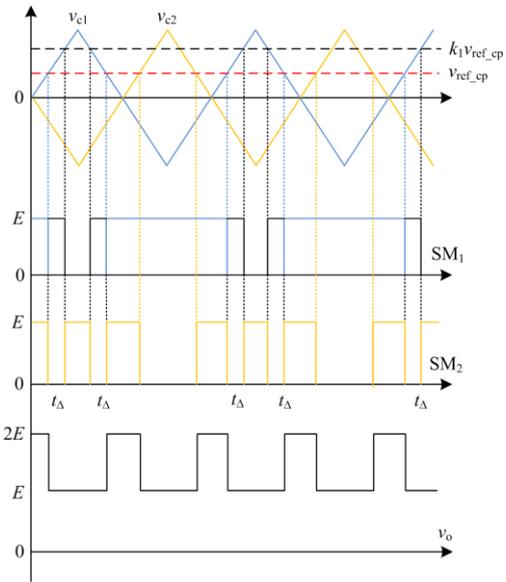
由于桥臂内子模块为串联连接, 流过的电流相同, 故无法通过对环流的控制实现子模块能量的分配, 此时通过重构调制波来实现。如图 4(c)所示, 将桥臂 SOC 平均值与子模块 SOC 平均值作差, 将误差送入比例控制器中, 并由图 5(a)的 Judge 函数对误差进行判断, 来重构桥臂内各子模块的调制波, 分配各子模块的能量, 实现桥臂内子模块 SOC 均衡控制。在前两级均衡控制的基础上, 可实现所有子模块 SOC 均衡。

Judge 函数的作用是在充电情况下, 通过增大调制波, 增加 SOC 较少的子模块投入时间, 使其多充电; 在放电时, 通过增大调制波, 增加 SOC 较多的子模块投入时间, 使其多放电, 并保证桥臂等效输出电压波形不改变。图 5(b)为桥臂内有两个子模块进行充电时, 使用 Judge 函数进行载波移相调制的波形, 当 $k_1 v_{ref_cp} > v_{c1} > v_{ref_cp}$ 条件为真时, 强制 SM2 输出低电平, 最终的桥臂等效输出电压与两个子模块都采用 v_{ref_cp} 进行调制时相同, 保证了子模块 SOC

均衡的同时, 谐波含量不会增加。



(a) Judge 函数流程图



(b) N=2 时载波移相调制波形

图 5 Judge 函数流程图及 N=2 时载波移相调制波形

Fig. 5 Judge function flowchart and CPS-PWM waveform when N=2

3 实验验证

基于以上分析, 本文搭建了一台三相十二模块的 MMC-BESS 样机, 如图 6 所示, 实验参数如表 1 所示。储能单元采用两个铅酸蓄电池串联组成, 其电动势为 24 V, 采用载波移相调制, 单个子模块的开关频率为 1 kHz, 则整个装置的等效开关频率为 4 kHz。

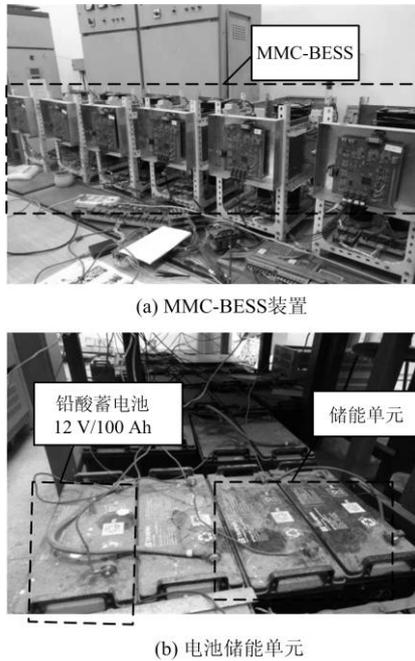


图 6 MMC-BESS 实验样机

Fig. 6 Downscaled laboratory prototype of MMC-BESS

根据式(8)可得 MMC-BESS 各子模块的初始 SOC, 其中, $V_{o\max}=27\text{ V}$ 为电池最大开路电压, $V_{o\min}=18\text{ V}$ 为电池最小开路电压。由式(7)、式(8)可得各级储能单元初始 SOC, 如表 2 所示。

表 2 各级储能单元三级均衡控制前后 SOC

Table 2 SOC values of energy storage units at all levels before and after three-level balancing control

储能单元		ap_1	ap_2	an_1	an_2	ap	an	a
投入前	电压/V	24.13	23.52	18.65	20.22	23.83	19.44	21.63
	SOC/%	68.11	61.33	7.22	24.67	64.72	15.94	40.33
投入后	电压/V	24.07	23.88	23.42	23.75	23.98	23.59	23.78
	SOC/%	67.44	65.33	60.22	63.89	66.39	62.06	64.22
储能单元		bp_1	bp_2	bn_1	bn_2	bp	bn	b
投入前	电压/V	24.13	23.79	22.81	22.75	23.96	22.78	23.37
	SOC/%	68.11	64.33	53.44	52.78	66.22	53.11	59.67
投入后	电压/V	24.05	23.94	23.82	23.80	23.99	23.81	23.90
	SOC/%	67.22	66.0	64.67	64.44	66.61	64.56	65.58
储能单元		cp_1	cp_2	cn_1	cn_2	cp	cn	c
投入前	电压/V	18.4	23.7	23.93	23.47	21.05	23.7	22.28
	SOC/%	4.44	63.33	65.89	60.78	33.89	63.33	48.61
投入后	电压/V	23.38	23.94	23.98	23.87	23.66	23.93	23.79
	SOC/%	59.78	66.0	66.44	65.22	62.89	65.83	64.36

以 110 W 作为 MMC-BESS 有功功率指令值, 0 A 作为无功电流指令值, 对 MMC-BESS 充电, 实验时并网电流的假定正方向为 PCC 指向装置。

表 1 MMC-BESS 实验参数

Table 1 Experimental system parameters of MMC-BESS

参数	标称	数值
PCC 线电压有效值	V_l/V	20
网侧电感	L_g/mH	0.5
桥臂电感	L_F/mH	5
直流侧电容	$C/\mu F$	4 700
储能单元电动势	E_{bat}/V	24
桥臂子模块个数	N	2
网侧电源频率	f_s/Hz	50
载波频率	f_c/kHz	1
等效开关频率	f_{sw}/kHz	4
采样频率	f_{sa}/kHz	4
Y 形负载电阻	R/Ω	12

$$SOC = \frac{V_{bat} - V_{o\min}}{V_{o\max} - V_{o\min}} \times 100\% \quad (8)$$

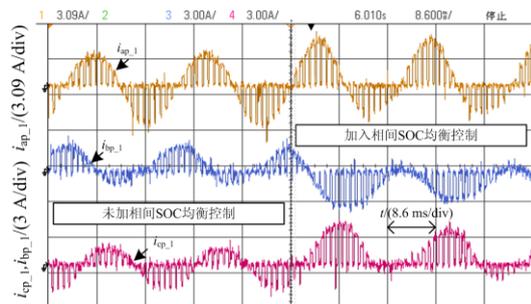
在理想均衡状况下, 各级储能单元 SOC 的期望值都为 66.67%, 所有子模块 SOC 标准差为 0。由表 2 计算可得, 初始时, 各相 SOC 均值为 49.54%, a、b、c 各相上、下桥臂 SOC 均值分别为 40.33%、59.67%、48.61%, 所有子模块 SOC 均值为 49.54%, 标准差为 23.55。可见在三级均衡控制投入前, 各级储能单元 SOC 离期望值比较远, 且子模块标准差很大, SOC 分布比较分散。

3.1 相间 SOC 均衡控制

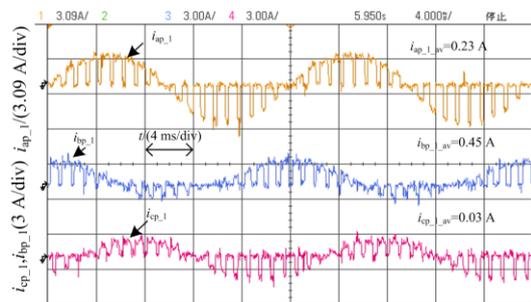
首先进行相间 SOC 均衡控制实验。由表 2 可知, 初始时, 各相 SOC 平均值的关系为($SOC_b=59.67\%$)>

($SOC_c=48.61\%$)>($SOC_a=40.33\%$)。在只投入相间 SOC 均衡控制策略下, 可以得到其前后各相上桥臂子模块储能单元电流的波形, 如图 7(a)所示, 其中 SOC 平均值较小的 a 相、c 相在投入相间 SOC 均衡控制策略后出现了正的直流偏置, 而 SOC 平均值较大的 b 相出现了负的直流偏置。

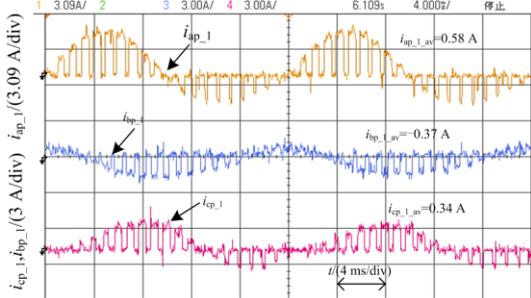
图 7(b)为投入相间 SOC 均衡控制策略前 i_{ap_1} 、 i_{bp_1} 、 i_{cp_1} 波形细节, 将波形导入 Matlab 算出其平均值分别为 $i_{ap_1_av}=0.23\text{ A}$ 、 $i_{bp_1_av}=0.45\text{ A}$ 、 $i_{cp_1_av}=0.03\text{ A}$ 。图 7(c)为投入相间 SOC 均衡控制策略后波形细节, 经过 Matlab 计算后可以得到其平均值分别为 $i_{ap_1_av}=0.58\text{ A}$ 、 $i_{bp_1_av}=-0.37\text{ A}$ 、 $i_{cp_1_av}=0.34\text{ A}$ 。



(a) 投入前后 a、b、c 相上桥臂子模块电流



(b) 投入前 a、b、c 相上桥臂子模块电流



(c) 投入后 a、b、c 相上桥臂子模块电流

图 7 相间 SOC 均衡控制

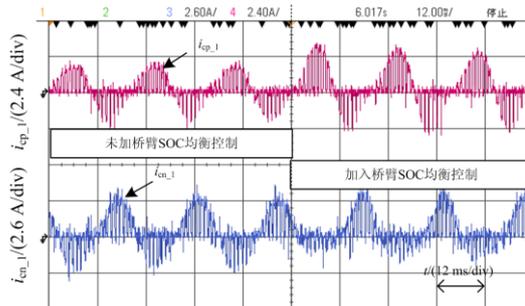
Fig. 7 SOC balance control of different poles

根据各相子模块电流平均值可以看出, 相间 SOC 均衡控制策略的投入使得初始 SOC 平均值较小的 a、c 相产生了正的直流环流, 充电功率变大,

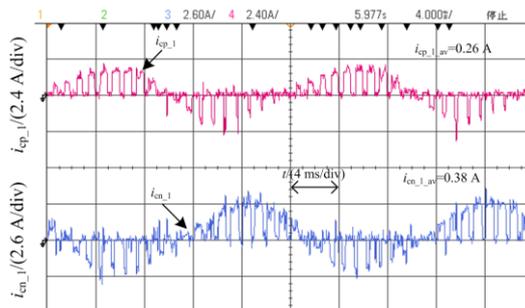
而 SOC 平均值较大的 b 相产生了负的直流环流, 相间能量从 b 相转移到了 a、c 相, 证明了相间 SOC 均衡控制策略的有效性。

3.2 同相内上下桥臂 SOC 均衡控制

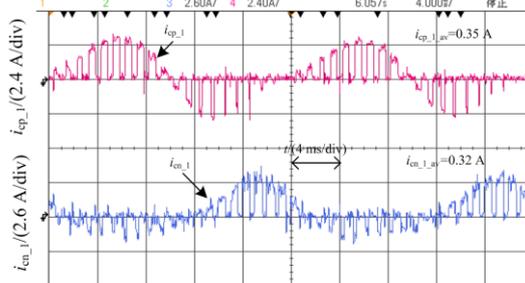
其次进行上下桥臂 SOC 均衡控制实验。由表 2 可知, 初始时 c 相上、下桥臂 N 个子模块 SOC 平均值的关系为($SOC_{cn}=63.33\%$)>($SOC_{cp}=33.89\%$)。在投入相间 SOC 均衡控制策略的基础上, 投入桥臂 SOC 均衡控制, 可以得到其前后 c 相上下桥臂子模块储能单元电流的波形如图 8(a)所示, 其中 i_{cp_1} 的包络线明显变大, 而 i_{cn_1} 的包络线相对减小。



(a) 投入前后 c 相上下桥臂子模块电流



(b) 投入前 c 相上下桥臂子模块电流



(c) 投入后 c 相上下桥臂子模块电流

图 8 同相内上下桥臂 SOC 均衡控制

Fig. 8 SOC balance control of upper and lower arms in the same phase

图 8(b)为投入桥臂 SOC 均衡控制策略前 i_{cp_1} 、 i_{cn_1} 波形细节, 将波形导入 Matlab 算出电流平均值分别为 $i_{cp_1_av}=0.26\text{ A}$ 、 $i_{cn_1_av}=0.38\text{ A}$, 其基波电流有效值分别为 1.47 A 、 1.7 A 。图 8(c)为投入桥臂 SOC

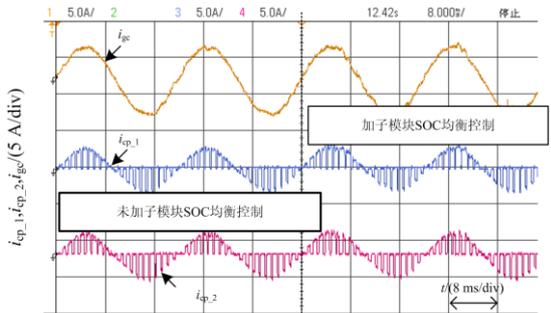
均衡控制策略后波形细节, 经过 Matlab 计算后可以得到电流平均值分别为 $i_{cp_1_av}=0.35\text{ A}$ 、 $i_{cn_1_av}=0.32\text{ A}$, 其基波电流有效值分别为 1.84 A 、 1.52 A 。

由于 MMC-BESS 吸收有功, 故上桥臂基波电流有效值在投入桥臂 SOC 均衡控制策略后增加, 下桥臂基波电流有效值减小, 表明了此时基波环流为负, 下桥臂能量流入上桥臂。同时, 上桥臂子模块电流的平均值变大, 充电功率也变大, 下桥臂子模块电流的平均值减小, 充电功率也相应减小, 也表明下桥臂的能量转移到了上桥臂, 证明了上下桥臂间 SOC 均衡控制策略的有效性。

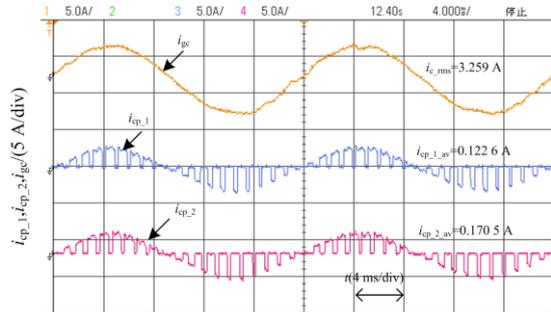
3.3 桥臂内子模块 SOC 均衡控制

最后进行桥臂内子模块 SOC 均衡控制实验。由表 2 可知, 初始时 c 相上桥臂内两个子模块 SOC 值的关系为 $(SOC_{cp_1}=4.44\%) < (SOC_{cp_2}=63.33\%)$ 。在前两级均衡控制的基础上, 投入子模块 SOC 均衡控制策略, 得到其前后 c 相上桥臂内两个子模块储能单元电流的波形, 如图 9(a)所示, 其中 SOC 值较小的 SM1 子模块电流占空比有所增加, 而 SM2 子模块电流占空比有所减小。

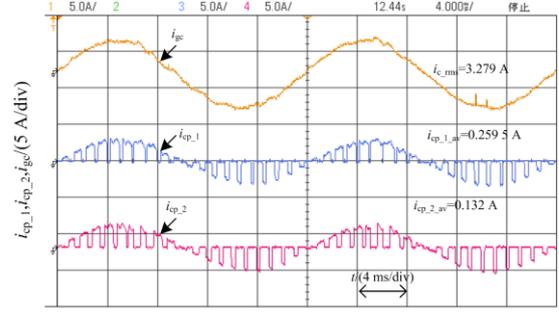
图 9(b)为投入子模块 SOC 均衡控制策略前 i_{cp_1} 、 i_{cp_2} 电流波形细节, 将波形导入 Matlab 算出电流平均值分别为 $i_{cp_1_av}=0.1226\text{ A}$ 、 $i_{cp_2_av}=0.1705\text{ A}$ 。图 9(c)为投入子模块 SOC 均衡控制策略后电流波形细节, 经过 Matlab 计算后可以得到电流平均值分别为 $i_{cp_1_av}=0.2595\text{ A}$ 、 $i_{cp_2_av}=0.132\text{ A}$ 。



(a) 投入前后c相并网电流及上桥臂SM1和SM2子模块电流



(b) 投入前c相并网电流及上桥臂SM1和SM2子模块电流



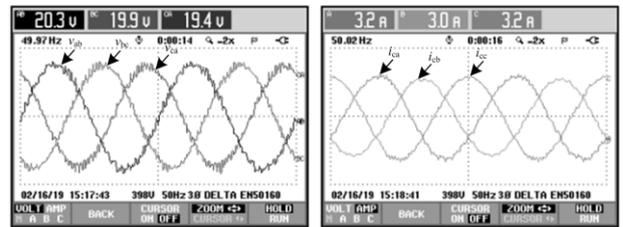
(c) 投入后c相并网电流及上桥臂SM1和SM2子模块电流

图 9 桥臂内子模块 SOC 均衡控制

Fig. 9 SOC balance control of sub-modules in the same arm

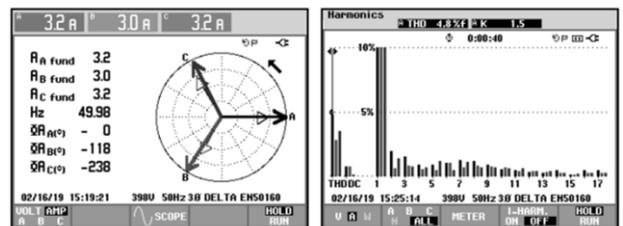
根据 c 相上桥臂内两个子模块电流平均值, 子模块 SOC 均衡控制策略的投入, 使得初始 SOC 值较小的 SM1 子模块充电功率增大, 而较大的 SM2 子模块充电功率减小, 桥臂内能量从 SM2 转移到了 SM1, 证明了子模块 SOC 均衡控制策略的有效性。

图 10 为采用电池 SOC 三级均衡控制策略后, 装置进行并网充电的外特性实验结果。图 10(a)、10(b)分别为 PCC 线电压与相电流, 图 10(c)为 PCC 相电压与相电流的矢量图, 各相功率因数角分别为 0° 、 -2° 、 -2° , 几乎同相位, 功率因数近似为 1。同时测得装置输出电流的 $THD=4.8\% < 5\%$, 满足并网条件, 如图 10(d)所示。



(a) PCC线电压

(b) MMC-BESS输入电流



(c) PCC相电压与相电流相位图

(d) PCC相电流THD

图 10 MMC-BESS 并网充电实验

Fig. 10 Charging experiment of grid-connected MMC-BESS

由表 2 可得三级均衡控制投入前后各级储能单元 SOC 值的雷达图, 如图 11 所示。图 11(a)为各相 SOC 值的雷达图, 其均值为 64.72% , 较初始 SOC 增加了 130% ; 图 11(b)为各相上、下桥臂 SOC 值的

雷达图, 其均值分别为 64.23%、65.59%、64.36%, 较初始 SOC 分别增加了 159%、109%、132%; 图 11(c)为三相 12 个子模块 SOC 值的雷达图, 所有子模块 SOC 的均值为 64.72%, 增加了 130%, 标准差为 2.45, 下降了 961%。可见三级均衡控制的投入使得各级储能单元 SOC 均接近期望值, 且子模块标准差下降, SOC 的分散程度大大降低, 均衡效果良好, 证明了三级均衡控制策略的有效性。

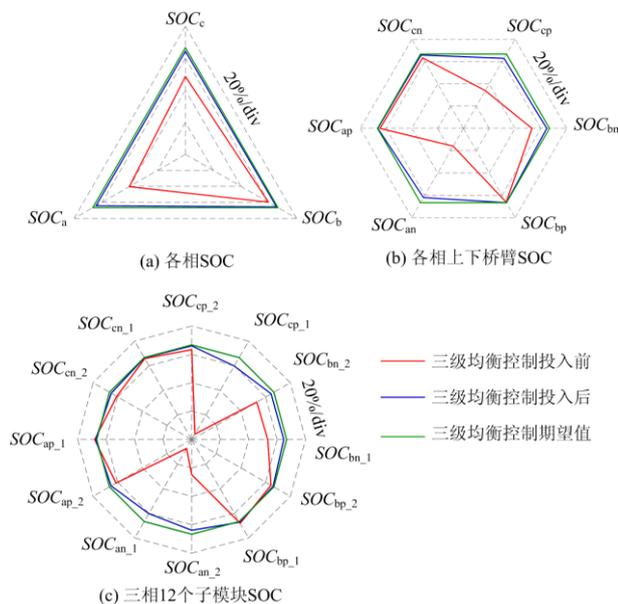


图 11 投入三级均衡控制前后各级储能单元 SOC 值的雷达图

Fig. 11 Radar chart of SOC value of energy storage units at all levels before and after the three-level balance control

4 结论

为了保证 MMC-BESS 运行期间各子模块 SOC 能满足均衡需求, 本文基于储能单元能量流动的分析, 研究了电池 SOC 三级均衡控制策略。在并网充电模式下, 通过搭建实验平台进行验证, 可以得出以下结论:

1) 第一级均衡控制通过对直流环流的控制, 改变各相功率, 实现相间能量均衡; 第二级均衡控制对基波环流控制, 改变各相上、下桥臂功率, 实现同相内上下桥臂能量均衡; 第三级均衡控制通过子模块调制波重构, 实现了桥臂内子模块能量进一步均衡。

2) 在三级均衡控制投入前, 所有子模块 SOC 的均值为 49.54%, 标准差为 23.55; 在三级均衡控制投入后, 所有子模块 SOC 的均值为 64.72%, 较投入前增加了 130%, 标准差为 2.45, 较投入前下降了 961%, 均衡效果良好。

参考文献

- [1] 杨蕾, 李胜男, 黄伟, 等. 考虑风光新能源参与二次调频的多源最优协同控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(19): 43-49.
YANG Lei, LI Shengnan, HUANG Wei, et al. Optimal coordinated control of multi-source for AGC with participation of wind and solar energy[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(19): 43-49.
- [2] CARALIS G, ZERVOS A. Value of wind energy on the reliability of autonomous power systems[J]. IET Renewable Power Generation, 2010, 4(2): 186-197.
- [3] ZHENG D H, ESEYE A T, ZHANG J H, et al. Short-term wind power forecasting using a double-stage hierarchical ANFIS approach for energy management in microgrids[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(2): 136-145. DOI: 10.1186/s41601-017-0041-5.
- [4] 刘岱, 庞松岭. 风电集中接入对电网影响分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2011, 23(3): 156-160.
LIU Dai, PANG Songling. System impacts analysis for interconnection of wind farm and power grid[J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2011, 23(3): 156-160.
- [5] 杜进桥, 徐诗鸿, 胡志豪, 等. 基于光伏出力区间预测的相变储能电-热联合调度策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(21): 109-116.
DU Jinqiao, XU Shihong, HU Zhihao, et al. Electric-thermal combined scheduling strategy by phase-change energy storage based on interval prediction of photovoltaic output[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(21): 109-116.
- [6] XU C, DAI K, CHEN X W, et al. Voltage droop control at point of common coupling with arm current and capacitor voltage analysis for distribution static synchronous compensator based on modular multilevel converter[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(8): 1643-1653.
- [7] ZHANG Y X, DAI K, XU C, et al. Multiple sampling PSC-PWM with hierarchical control architecture for MMC-DSTATCOM[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(10): 1431-1440.
- [8] XU C, DAI K, CHEN X W, et al. Unbalanced PCC voltage regulation with positive- and negative-sequence compensation tactics for MMC-DSTATCOM[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(15): 2846-2858.
- [9] 李善颖, 吴涛, 任彬, 等. 基于模块化多电平变换器的储能系统综述[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(16): 139-146.
LI Shanying, WU Tao, REN Bin, et al. Review of energy storage system based on modular multilevel converter[J].

- Power System Protection and Control, 2015, 43(16): 139-146.
- [10] 李亚楠, 王倩, 宋文峰, 等. 混合储能系统平滑风电出力的变分模态分解-模糊控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(7): 58-65.
LI Yanan, WANG Qian, SONG Wenfeng, et al. Variational mode decomposition and fuzzy control strategy of hybrid energy storage for smoothing wind power outputs[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(7): 58-65.
- [11] TRINTIS I, MUNK-NIELSEN S, TEODORESCU R. A new modular multilevel converter with integrated energy storage[C] // IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE, Melbourne, 2011: 1075-1080.
- [12] 马泽宇, 姜久春, 文锋, 等. 用于储能系统的梯次利用锂电池组均衡策略设计[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 106-111, 117.
MA Zeyu, JIANG Jiuchun, WEN Feng, et al. Design of equilibrium strategy of echelon use li-ion battery pack for energy storage system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(3): 106-111, 117.
- [13] VASILADIOTIS M, RUFER A. Analysis and control of modular multilevel converters with integrated battery energy storage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(1): 163-175.
- [14] 陈强, 张鲁华, 吴延俊, 等. 储能型 MMC 换流器的 SOC 均衡策略研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(5): 37-43.
CHEN Qiang, ZHANG Luhua, WU Yanjun, et al. Study on SOC balanced control strategy of MMC based BESS[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(5): 37-43.
- [15] 韩啸, 陈强, 李睿. 储能型 MMC 电池荷电状态均衡策略[J]. 电力电子技术, 2020, 54(4): 17-20.
HAN Xiao, CHEN Qiang, LI Rui. State of charge balancing strategy of MMC with battery energy storage system[J]. Power Electronics, 2020, 54(4): 17-20.
- [16] 李楠, 张磊, 马士聪, 等. 基于模块化多电平换流器的电池储能系统控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(9): 144-150.
LI Nan, ZHANG Lei, MA Shicong, et al. Control strategy for battery energy storage system based on modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(9): 144-150.
- [17] 郭龙, 梁晖, 张维戈. 基于模块化多电平变流器的电池储能系统荷电状态均衡控制策略[J]. 电网技术, 2017, 41(8): 2688-2697.
GUO Long, LIANG Hui, ZHANG Weige. State-of-charge balancing control strategy for battery energy storage system based on modular multi-level converter[J]. Power System Technology, 2017, 41(8): 2688-2697.
- [18] QURAAAN M, YEO T, TRICOLI P. Design and control of modular multilevel converters for battery electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(1): 507-517.
- [19] 戴珂, 徐晨, 丁玉峰, 等. 改进型 MMC-STATCOM 的建模及分层控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 44-51, 59.
DAI Ke, XU Chen, DING Yufeng, et al. Research on modeling and hierarchical control for an improved MMC-STATCOM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 44-51, 59.
- [20] 王帅, 荆龙, 吴学智, 等. 基于 MMC 的储能系统 SOC 均衡控制[J]. 电力电子技术, 2016, 50(11): 60-62, 90.
WANG Shuai, JING Long, WU Xuezhi, et al. SOC balance control strategy of MMC energy storage converter[J]. Power Electronics, 2016, 50(11): 60-62, 90.
- [21] ZHANG Y X, DAI K, CHEN X W, et al. Stability analysis of SAPF by viewing DFT as cluster of BPF for selective harmonic suppression and resonance damping[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1598-1607.
- [22] LI N, GAO F, HAO T Q, et al. SOH balancing control method for the MMC battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(8): 6581-6591.
- [23] WANG X F, PANG Y, LOH P C, et al. A series-LC-filtered active damper with grid disturbance rejection for AC power-electronics-based power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4037-4041.
- [24] JIA L, RUAN X B, ZHAO W X, et al. An adaptive active damper for improving the stability of grid-connected inverters under weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9561-9574.

收稿日期: 2020-10-11; 修回日期: 2021-01-08

作者简介:

程从智(1995—), 男, 硕士, 研究方向为电能质量控制技术; E-mail: ccz5308@126.com

徐晨(1988—), 男, 博士后, 研究方向为电能质量控制与柔性直流输电技术; E-mail: xuchen_hust@sina.com

戴珂(1969—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为现代电力电子技术、电能质量控制技术等。E-mail: daike@hust.edu.cn

(编辑 许威)