第 52 卷 第 4 期：1902-1913 高电压技术 Vol.52, No.4: 1902-1913
2026 年 4 月 30 日 High Voltage Engineering April 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20241971

基于 3 次谐波电流注入的角型高压直挂储能系统电池低频脉动电流抑制策略

程一润[1]，史先强[1]，蔡　旭[1]，周党生[2]，夏　欣[1]
（1. 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室(上海交通大学)，上海 200240;
2. 深圳市禾望电气股份有限公司，深圳 518055）

摘　要：角型高压直挂电池储能系统具有单机容量大、运行效率高、响应速度快等一系列优点，是构建大型储能电站的理想方案。然而，角型高压直挂储能系统的电池中会流过以二次谐波电流(second harmonic current，SHC)为主的低频脉动电流，导致直流滤波网络的需求较大，大幅增大了系统的成本和体积并降低了系统的响应速度。因此，亟须提出一种 SHC 抑制策略以降低无源滤波器的需求。为此，提出了一种基于 3 次谐波电流注入的角型高压直挂电池储能系统 SHC 抑制策略。首先，推导了 SHC 在不同功率因数角和不同功率等级下的精确表达式；接着，设计了不同工况下 3 次谐波电流的幅值和相位，以自适应消除该 SHC；然后，定量评估了注入 3 次谐波电流后电池电流和电容电压纹波的抑制效果；最后，构建了角型高压直挂储能系统的 PSCAD/EMTDC 仿真模型进行验证。结果显示，在基本上不影响系统转换效率的前提下，采用所提策略后电池电流和电容电压的纹波率分别降低了 70%和 50%左右。

关键词：角型高压直挂电池储能系统；2 次谐波电流；3 次谐波电流注入；低频脉动电流抑制；纹波率降低；单机大容量

Battery Low-frequency Pulsating Current Suppression Strategy for Delta-connected High-voltage Transformer-less Battery Energy Storage System Based on Third Harmonic Current Injection

CHENG Yirun[1], SHI Xianqiang[1], CAI Xu[1], ZHOU Dangsheng[2], XIA Xin[1]
(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education (Shanghai Jiao Tong University), Shanghai 200240, China; 2. Shenzhen Hopewind Electric Co., Ltd., Shenzhen 518055, China)

Abstract：The delta-connected high-voltage transformer-less battery energy storage system (D-HVTL-BESS) has a series of advantages such as large unit capacity, high operating efficiency, and fast response speed, which makes it an ideal solution for constructing large-scale energy storage power stations. However, low-frequency pulsating currents, mainly second harmonic currents (SHC), flow in the battery of the D-HVTL-BESS, resulting in a large demands for DC filtering networks, which significantly increases the cost and size of the system and reduces the system response speed. Therefore, there is an urgent need to propose an SHC suppression strategy to reduce the demand of passive filters. To this end, this paper proposes an SHC suppression strategy for D-HVTL-BESS based on the third harmonic current injection. Firstly, the exact expressions of SHC at different power factor angles and different power levels are derived; then, the amplitudes and phases of the third harmonic currents under different operating conditions are designed to adaptively eliminate this SHC; moreover, the suppression effects of the injected third harmonic currents on the battery currents and capacitor voltage ripples are quantitatively evaluated; finally, a PSCAD/EMTDC simulation model of the D-HVTL-BESS is constructed for validation. The results show that, after adopting the proposed strategy,the ripple rates of the battery current and capacitor voltage are reduced by about 70% and 50%, respectively, with negligibly affecting the conversion efficiency of the system.

Key words：delta-connected high-voltage transformer-less battery energy storage system; second harmonic current; third harmonic current injection; low-frequency pulsating current suppression; ripple rate reduction; large unit capacity

基金资助项目：深圳市禾望电气股份有限公司科技项目(21H010102447)。
Project supported by Science and Technology Program of Hopewind Group Co., Ltd. (21H010102447).

0　引言

随着新能源的大规模开发，构建具有“高比例可再生能源”及“高比例电力电子装备”的“双高”型电力系统已成为当前能源电力转型的趋势[1-2]。新型电力系统的快速发展，催生了储能技术的发展及其规模化应用，比如抽水储能、机械储能和电化学储能[3-4]，为可再生能源的集成提供了强有力的支持。电化学储能由于投资成本低、不受地理位置影响、安全性能更好，所以已成为未来推动新型电力系统构建的重点研究方向之一[5-6]。随着可再生能源比例的不断提升，电池储能系统(battery energy storage system，BESS)在平衡电网负荷、增强系统稳定性以及优化能源使用效率等方面发挥了重要作用[7-8]。储能变流器作为能量转换的接口，是电化学储能系统至关重要的一环[9]。目前，基于低压 AC-DC 变换技术(如两电平换流器和三电平变流器)的方案较为成熟[10]。然而，利用低压小容量储能装置组成百兆瓦级大型储能电站时需要数百台单机和变压器集成，结构复杂、运行效率低、响应速度慢、集群振荡风险高[11]。随着新能源占比的不断提高以及国家从“配置储能”到“用好储能”的深化指导，电力系统亟需更高响应速度、更高效率、更加可靠的大容量储能系统[12]。

在功率变换拓扑方面，模块化多电平级联变换器(modular multilevel cascaded converter，MMCC)具有高效率、高功率密度和低谐波含量等优势[13]，其模块化设计便于扩展与维护，已成为实现电网级功率变换和构建大型储能电站的理想方案[14]。在 MMCC 中，单星型和单角型是 2 种经典拓扑结构。与单星型方案相比，单角型的桥臂电压较高(同等容量下为单星型的 1.73 倍)，故相同容量下单角型的电流水平低、效率高或者相同电流水平下角形拓扑容量大。因此，角型结构的高压直挂储能装置在新型电力系统中具有广阔的应用前景[15]。

然而，由于级联多电平具有“单相功率”特性，其桥臂瞬时功率中存在与直流偏置幅值相等的二倍频交流分量。当子模块直流侧并联电池而用作能量存储介质时，该内部功率波动将反映到子模块的直流母线电流上，导致与 H 桥并联的电池簇流入 2 次谐波电流(second harmonic current，SHC)[16]。一方面，储能电池的循环次数一般仅为 8 000~10 000 次[17]，故为了保护电池的寿命需要对该 SHC 进行适当抑制；另一方面，SHC 将影响电池管理系统对电池组荷电状态(state of charge，SOC)的估算精度[18]，进一步影响 SOC 均衡效果，增加电池 SOC 的不均衡度。综合这 2 个角度，对该 SHC 进行抑制是必要的。

目前，抑制 2 次谐波电流的方法可以分为 2 类。第 1 类是在电池组与薄膜电容间添加无源滤波器的方案，其又包括两者常用的方案，其一是在电池组与薄膜电容间增加滤波电感，与薄膜电容一起构成 LC 滤波网络[19]，并通过薄膜电容与滤波电感的二次阻抗分配来降低电池电流中的谐波含量；其二是使用 LC 串联谐振滤波器与电池并联以旁路所有 2 次谐波电流[20]。然而，由于电池脉动电流的频次较低而使得低纹波率需求下 LC 滤波网络的感值和容值较大，且每个子模块都需要配置 1 个 LC 滤波网络，大幅增大了系统的成本和体积并降低了系统转换效率。第 2 类方式是在电池组两端并联 DC/DC 变换器来消除该 2 次谐波电流。文献[21]设计了一种基于单相电压源型 H 桥逆变器的有源纹波抑制器，每个有源纹波抑制交流端口通过变压器串入每相对应 H 桥的直流端口，用于取代无源滤波方案中的直流电感。该方案通过增加 2.5%的开关器件容量可实现将 54 个直流滤波电感减小 10 倍的效果。文献[22]采用插入双向 DC/DC 变换器来抑制电池 2 次谐波电流，且理论上最终能够完全抑制该脉动电流。于直流母线上增加一级 DC/DC 变换器的方法确实可以达到使用较小的滤波器来抑制 2 次谐波电流的效果，但所额外采用的硬件电路同样会增大系统体积、增加系统成本以及控制复杂度，并不利于系统可靠性的提高[23-24]。综合考虑储能变换器的效率、经济性、实现难度及电池对电流纹波的耐受度等因素，实际工程一般很少采用额外增加 DC/DC 变换器的方案[25]。

综上所述，基于增大无源滤波器和于直流母线并联 DC/DC 的电池电流纹波抑制方案均不可避免地会增加系统的成本和体积，且后者还会带来控制复杂度上的明显提升。因此，亟需一种控制手段来降低无源滤波器需求的方法。为此，本文提出了一种基于 3 次谐波电流注入的 SHC 抑制策略。首先，根据角型系统的拓扑，推导了不同工况下 SHC 的一般性表达式。接着，精确计算了 3 次谐波电流的幅值和相位以消除该 SHC。然后，对注入 3 次谐波电流后得到的电池电流和电容电压纹波率进行抑制评估。最后构建了角型高压直挂电池储能系统的

PSCAD/EMTDC 仿真模型进行验证。

1 低频脉动电流产生机理

1.1 拓扑结构

图 1 为角型联结的高压直挂储能功率变换系统的拓扑结构示意图。其中：u_{gx} 为三相电网电压(下标 x=a、b、c 分别表示 a、b、c 三相)；u_x 为 x 相 PCC 处的相电压；u_{bx} 为 x 相的桥臂电压；i_x 为 x 相的并网线电流；i_{bx} 为 x 相的相电流；Z_g 为电网阻抗；e_x 为三相桥臂的输出电压；L_x 为交流侧滤波电感；SM_{xj} 为 x 相的第 j 个级联子模块(j=1，2，…，N)；N 为每相桥臂所包含的子模块数；每个子模块由全桥变换器、LC 网络和电池簇组成，LC 滤波器用来抑制电池电流中的二次谐波电流。

为不失一般性，可设：

$$\begin{cases} u_x = U_{\mathrm{m}} \cos(\omega t + \theta_x) \\ i_x = I_{\mathrm{m}} \cos(\omega t - \varphi + \theta_x) \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_{m} 为 u_x 的幅值；I_{m} 为 i_x 的幅值；θ_x 为正序相角，三相对称时满足 $\theta_{\mathrm{a}}-\theta_{\mathrm{b}}=\theta_{\mathrm{b}}-\theta_{\mathrm{c}}=(2/3)\pi$；$\varphi$ 表示 i_x 落后于 u_x 的相角；ω 表示电网角频率。

假设同相各子模块的动态行为具有一致性，则子模块 SM_{xj} 的动态方程如式(2)所示。

$$\begin{cases} e_x = \sum_{j=1}^{N} e_{xj} = \sum_{j=1}^{N} m_{xj} u_{cxj} \\ i_{dxj} = m_{xj} i_{bx} \\ i_{dxj} = i_{bxj} - i_{cxj} = i_{bxj} - C \dfrac{\mathrm{d}u_{cxj}}{\mathrm{d}t} \\ L \dfrac{\mathrm{d}i_{bxj}}{\mathrm{d}t} = u_{btxj} - u_{cxj} \end{cases} \tag{2}$$

式中：e_{xj}、u_{cxj}、i_{cxj}、i_{dxj}、m_{xj} 和 u_{btxj} 分别表示 SM_{xj} 的交流输出电压、子模块电容电压、子模块电容电流、直流母线电流、调制波和电池簇电压；L 为直流侧 LC 滤波器中的电感值。

由图 1 的联接方式可得：

$$\begin{cases} u_{bx} = \sqrt{3} U_{\mathrm{m}} \cos(\omega t - \dfrac{\pi}{6} + \theta_x) \\ i_{bx} = \dfrac{\sqrt{3}}{3} I_{\mathrm{m}} \cos(\omega t - \varphi - \dfrac{\pi}{6} + \theta_x) \end{cases} \tag{3}$$

式中：u_{bx} 为 x 相的桥臂电压。

桥臂输出电压为：

$$e_x = \sqrt{3} E_{\mathrm{m}} \cos\left(\omega t + \delta - \frac{1}{6}\pi + \theta_x\right) \tag{4}$$

式中：E_{m} 表示 e_x 的幅值；δ 表示 e_x 超前 u_{bx} 的相角。

1.2 SHC 的产生机理与传播机制

由于三相系统具有对称性，这里仅以 a 相为例

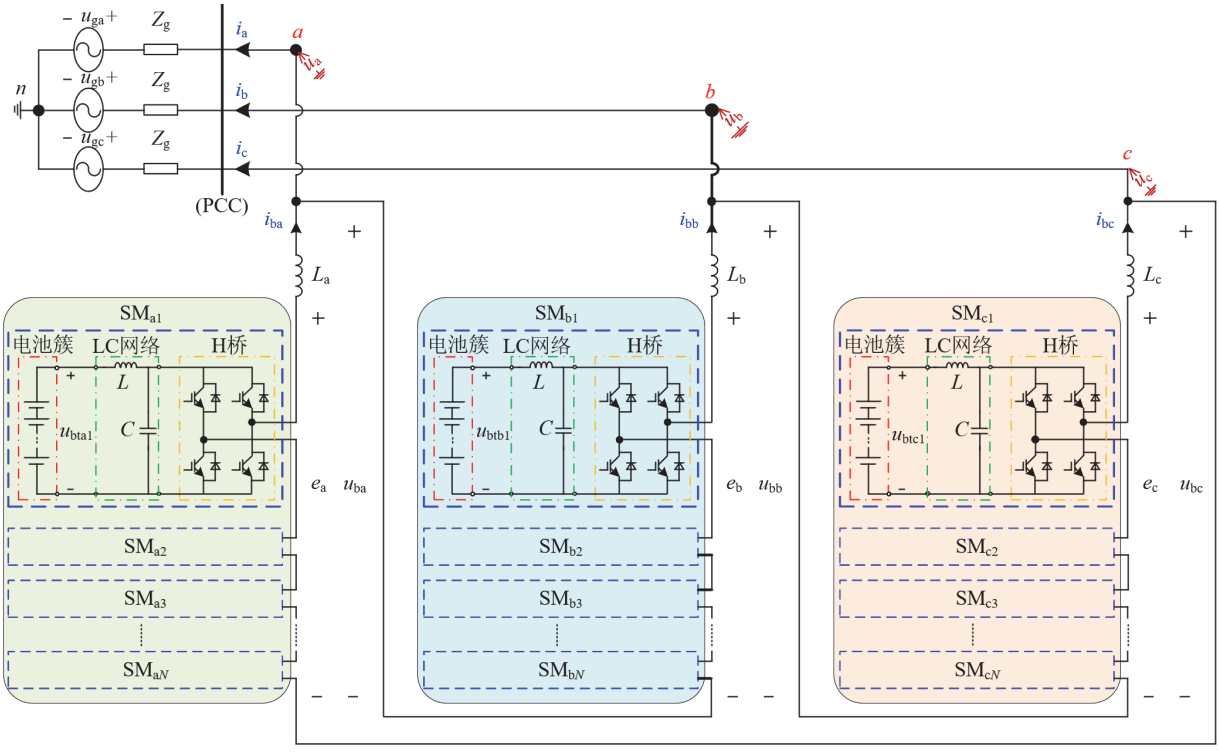


图 1 角型高压直挂电池储能系统的主电路结构

Fig.1 Main circuit structure of delta-connected high-voltage transformer-less battery energy storage system

进行分析。根据式(2)的前 2 个等式，SM_{aj} 直流母线电流 i_{daj} 的表达式可以写为：

$$i_{daj}=\frac{e_a}{NU_b}i_{ba}=\frac{\sqrt{3}}{6}MI_m\cos(\delta+\varphi)+\frac{\sqrt{3}}{6}MI_m\cos(2\omega t+\delta-\varphi-\frac{\pi}{3}) \tag{5}$$

式中：M 为 m_{xj} 的幅值。

由式(5)可得 a 相级联子模块 SM_{aj} 的直流侧等效电路及其交直流网络的分解示意图，如图 2 所示。图 2 中的 I_{dc} 和 i_{SHC} 分别表示直流分量和 SHC。

根据基尔霍夫定律，可以得到 i_{baj} 和 i_{caj} 的 s 域表达式为：

$$\begin{cases}I_{baj}(s)=I_{dc}+i_{SHC}(s)\dfrac{Z_C(s)}{Z_C(s)+Z_L(s)}\\ i_{caj}(s)=-i_{SHC}(s)\dfrac{Z_L(s)}{Z_C(s)+Z_L(s)}\\ u_{caj}(s)=Z_C(s)i_{caj}(s)+U_b\end{cases} \tag{6}$$

式中：$Z_C(s)=1/(2sC)$；$Z_L(s)=2sL$；U_b 为电池簇的额定电压；C 为直流侧 LC 滤波器中的电容值。

由式(6)可以得到电池簇电流 i_{baj} 和电容电流 u_{caj} 的时域表达式，为：

$$\begin{cases}i_{baj}=I_{dc}-\dfrac{\sqrt{3}}{6}\dfrac{MI_m}{4\omega_s^2LC-1}\cos(2\omega t+\delta-\varphi-\dfrac{\pi}{3})\\ u_{caj}=U_b-\dfrac{\sqrt{3}}{3}\dfrac{\omega_sLMI_m}{4\omega_s^2LC-1}\sin(2\omega t+\delta-\varphi-\dfrac{\pi}{3})\end{cases} \tag{7}$$

式中：ω_s 为角频率。

定义电池电流纹波率 η_i 和电容电压纹波率 η_u 如式(8)所示。

$$\begin{cases}\eta_i=\dfrac{\sqrt{3}}{6}\dfrac{MI_m}{(4\omega_s^2LC-1)I_{dc}}\\ \eta_u=\dfrac{\sqrt{3}}{3}\dfrac{\omega_sLMI_m}{(4\omega_s^2LC-1)U_b}\end{cases} \tag{8}$$

此时，可以推导出 L 和 C 的值为：

$$\begin{cases}L=\dfrac{\sqrt{3}\eta_uU_b}{\eta_i\omega MI_m\cos(\delta+\varphi)}\\ C=\dfrac{(1+\eta_i\cos(\delta+\varphi))MI_m}{4\sqrt{3}\omega\eta_uU_b}\end{cases} \tag{9}$$

2　基于 3 次谐波注入的电池低频脉动电流抑制策略

结合前文揭示的 SHC 的产生机理及其传播机制，本章围绕 SHC 抑制技术开展研究，以降低储能成本实现设备紧凑化。

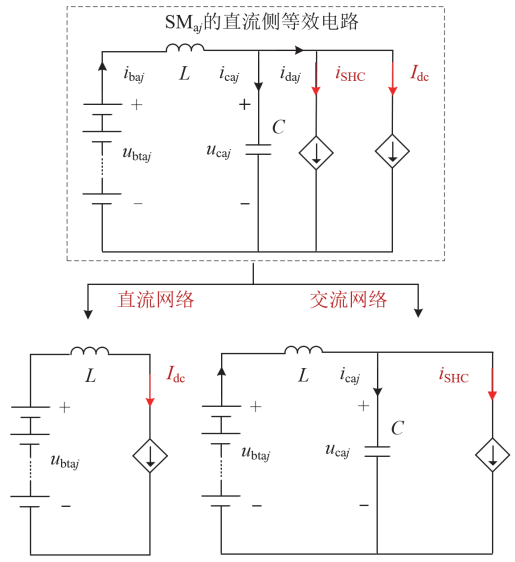


图 2　SM_{aj} 直流侧等效电路的交直流网络分解示意图

Fig.2　Schematic diagram of AC/DC network decomposition of SM_{aj} DC-side equivalent circuit

2.1　电池电流纹波抑制方法

在不失一般性的情况下，注入 3 次谐波电流后，可将 SM_{aj} 的调制波修正为 m_{aj3}，如式(10)所示。

$$\begin{cases}m_{aj3}=m_{aj}+m_3=M\cos(\omega t+\delta-\dfrac{\pi}{6})+\dfrac{3\omega L_aI_{m3}}{NU_b}\cos(3\omega t+\delta_{m3})\\ i_{ba3}=i_{ba}+i_3=\dfrac{\sqrt{3}}{3}I_m\cos(\omega t-\varphi-\dfrac{\pi}{6})+I_{m3}\cos(3\omega t+\delta_{i3})\end{cases} \tag{10}$$

式中：m_3 为 3 次谐波电压；δ_{m3} 是 3 次谐波电压的相角；$3\omega L_aI_{m3}$ 为 3 次谐波电压幅值；i_3 为 3 次谐波电流；I_{m3} 为 3 次谐波电流幅值；δ_{i3} 为 I_{m3} 的相角。

进一步可以推导出注入 3 次谐波电流后的直流母线电流表达式，如式(11)所示。

$$\begin{aligned}i_{daj}=m_{aj3}i_{ba3}=&\frac{\sqrt{3}}{6}MI_m\cos(\delta+\varphi)+\\&\frac{\sqrt{3}}{6}MI_m\cos(2\omega t+\delta-\varphi-\frac{\pi}{3})+\\&\frac{1}{2}MI_{m3}\begin{pmatrix}\cos(4\omega t+\delta+\delta_{i3}-\frac{\pi}{6})+\\ \cos(2\omega t-\delta+\delta_{i3}+\frac{\pi}{6})\end{pmatrix}+\\&\frac{\sqrt{3}\omega L_aI_{m3}I_m}{2NU_b}\begin{pmatrix}\cos(4\omega t+\delta_{m3}-\varphi-\frac{\pi}{6})+\\ \cos(2\omega t+\delta_{m3}+\varphi+\frac{\pi}{6})\end{pmatrix}+\\&\frac{3\omega L_aI_{m3}^2}{2NU_b}(\cos(6\omega t+\delta_{m3}+\delta_{i3}))\end{aligned} \tag{11}$$

在角型系统的环流中，零序电流起到主导分量，而与之对应的零序电压起次要作用(见附录 A 式(A2))。因此，为简化分析式(11)，可以忽略 m_3 的影响。此时，注入 3 次谐波电流后，直流母线电流 i_{daj3} 的表达式可重新推导为：

$$\begin{aligned} i_{daj3} &= m_{aj3} i_{ba3} = m_{aj3}(i_{ba} + i_3) = \\ &\frac{\sqrt{3}}{6} M I_m(\cos(\delta+\varphi) + \cos(2\omega t + \delta - \varphi - \frac{\pi}{3})) + \\ &\frac{1}{2} M I_{m3}(\cos(4\omega t + \delta + \delta_{i3} - \frac{\pi}{6}) + \\ &\cos(2\omega t - \delta + \delta_{i3} + \frac{\pi}{6})) \end{aligned} \tag{12}$$

从式(12)可知，为了抑制 SHC，需要满足：

$$\begin{cases} \delta_{i3} = 2\delta - \varphi - \dfrac{\pi}{2} \pm \pi \\ I_{m3} = \dfrac{\sqrt{3}}{3} I_m \end{cases} \tag{13}$$

将式(13)代入式(11)后，直流母线电压 i_{daj3} 的表达式可改写为：

$$\begin{aligned} i_{daj3} = &\underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} M I_m \cos(\delta+\varphi)}_{I_{dc}} - \underbrace{\frac{\omega L_a I_m^2}{2NU_b} \cos(2\omega t + 2\delta + \frac{\pi}{6})}_{I_{SHC'}} - \\ &\frac{\sqrt{3}}{6} M I_m \cos(4\omega t + 3\delta - \varphi - \frac{2\pi}{3}) - \\ &\underbrace{\frac{\omega L_a I_m^2}{2NU_b} \cos(4\omega t + 2\delta - 2\varphi - \frac{\pi}{6})}_{I_{FHC}} + \\ &\underbrace{\frac{\omega L_a I_m^2}{2NU_b} \cos(6\omega t + 4\delta - 2\varphi - \frac{\pi}{2})}_{I_{SIXHC}} \end{aligned} \tag{14}$$

式中：$I_{SHC'}$表示注入 3 次谐波电流后由 3 次谐波电压与基频电流交互而产生的 2 次谐波电流；I_{FHC} 与 I_{SIXHC} 分别表示注入 3 次谐波电流后产生的 4 次谐波电流和 6 次谐波电流。

图 3 给出了注入 3 次谐波电流后 SM_{aj} 直流侧等效电路的交直流网络分解示意图。根据图 3 可知，按照式(9)设计 LC 滤波器时，电池簇电流 i_{baj} 和电容电压 u_{caj} 的表达式变为：

$$\begin{aligned} i_{baj} = &I_{dc}(1 + k_i \eta_i \cos(2\omega t + 2\delta + \frac{\pi}{6}) + \\ &\frac{\eta_i}{3\eta_i + 4}(\sin(4\omega t + 3\delta - \varphi - \frac{\pi}{6}) + \\ &k_i \cos(4\omega t + 2\delta - 2\varphi - \frac{\pi}{6})) - \\ &\frac{k_i \eta_i}{8\eta_i + 9} \sin(6\omega t + 4\delta - 2\varphi)) \end{aligned} \tag{15}$$

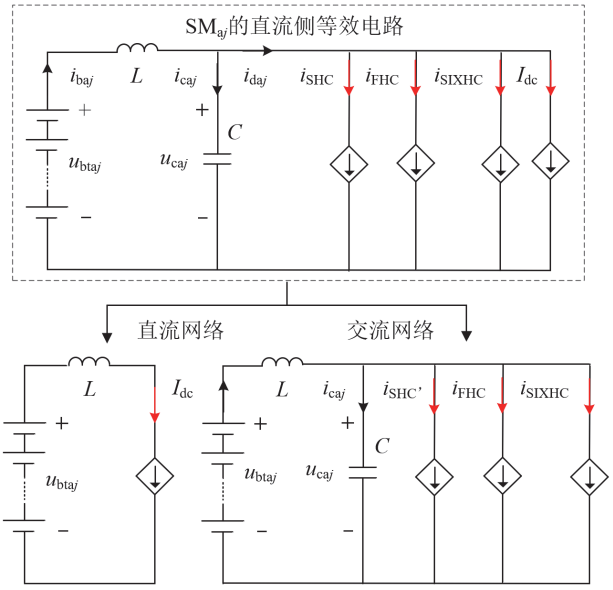


图 3 注入 3 次谐波后电流的 SM_{aj} 直流侧等效电路的交直流网络分解示意图

Fig.3 Schematic diagram of AC/DC network decomposition of SM_{aj} DC-side equivalent circuit after injecting third harmonic current

$$\begin{aligned} u_{caj} = &U_b(1 + k_u \eta_i \sin(2\omega t + 2\delta + \frac{\pi}{6}) + \\ &((8\omega_s^2 LC - 2)\eta_u \sin(4\omega t + 3\delta - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + \\ &2k_u \sin(4\omega t + 2\delta - 2\varphi - \frac{\pi}{6})) \frac{\eta_i}{3\eta_i + 4} + \\ &\frac{3\eta_i}{8\eta_i + 9} k_u \cos(6\omega t + 4\delta - 2\varphi)) \end{aligned} \tag{16}$$

式中：$k_i = \sqrt{3}\,\omega L_a I_m/(MNU_b)$；$k_u = \omega^2 L_a L I_m^2 / (NU_b^2)$。

事实上，很难直接求解式(15)中 i_{baj} 与直流电流 I_d 及 u_{caj} 与电池簇电压 U_b 之间最大偏差的解析表达式，这里采用数值分析方法进行分析。

首先，做如下定义：

$$\begin{cases} i_{baj} = I_{dc}(1 + g_i(\eta_i, t)) \\ u_{caj} = U_b(1 + g_u(\eta_i, \eta_u, t)) \end{cases} \tag{17}$$

式中：$g_i(\eta_i, t)$与 $g_u(\eta_i, \eta_u, t)$分别表示注入 3 次谐波电流之后的电池电流和电容电压纹波率。

接着，定义注入 3 次谐波电流后电池纹波率的降低比例如式(18)所示。

$$\begin{cases} \kappa_i = 1 - \dfrac{g_i(\eta_i, t)}{\eta_i} \\ \kappa_u = 1 - \dfrac{g_u(\eta_i, \eta_u, t)}{\eta_u} \end{cases} \tag{18}$$

式中：κ_i 与 κ_u 分别表示电池电流与电容电压纹波率

的降低比例。

对 κ_i 与 κ_u 进行数值分析，得到的结果如图 4 所示。其中，$\eta_i \in (0, 0.2)$，$\eta_u \in (0, 0.05)$。从图 4 可以看出，在 $\eta_i \in (0, 0.2)$的区间上，κ_i 的值均大于 0.74，对于相同大小的 LC 滤波器，本文所提出的策略能够将电池电流的纹波率降低 70%左右。其次，对于电容电压纹波率来说，在 $\eta_i \in (0, 0.2)$和 $\eta_u \in (0, 0.05)$的区间上，κ_u 的值均大于 0.5，同样的，对于相同大小的 LC 滤波器，本文所提策略能够将电容电压纹波率降低 50%左右。

综上所述，在理想运行工况下向系统注入 3 次谐波电流，可以有效地消除低频脉动中的 SHC，显著降低电池电流和电容电压的纹波率。

2.2　整体控制策略

由基尔霍夫定律以及动态元件的动态特性，可以写出 PCC 点与电网之间的电路方程为：

$$L_g \frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} + Ri_x = u_x - u_{gx} \tag{19}$$

式中：L_g 为电网电感；R 为电网电阻。

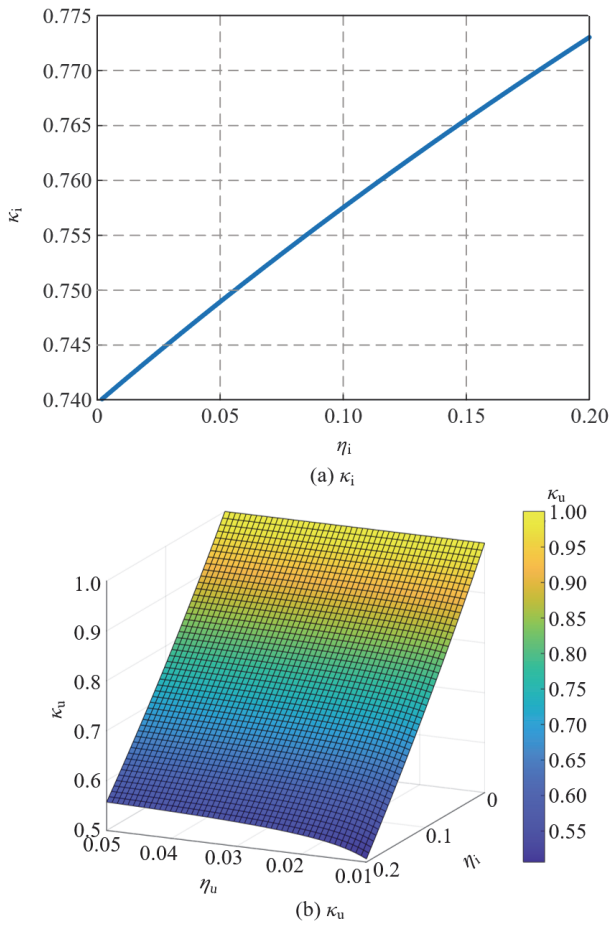


图 4　κ_i 与 κ_u 随 η_i 和 η_u 变化的曲线

Fig.4　Values of κ_i and κ_u with the variation of η_i and η_u

对式(19)进行 dq 坐标变换，可以得到 dq 坐标系下的交流测电流动态方程为：

$$\begin{cases} L_g \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + Ri_d = u_d - u_{gd} + \omega L_g i_q \\ L_g \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + Ri_q = u_q - u_{gq} + \omega L_g i_d \end{cases} \tag{20}$$

式中：i_d 和 i_q 分别表示交流侧三相电流的 d 轴和 q 轴分量；u_d 和 u_q 分别表示 PCC 点三相电压的 d 轴和 q 轴分量；u_{gd} 和 u_{gq} 分别表示三相电网电压的 d 轴和 q 轴分量。

同样对 u_x、e_x、i_x 进行 dq 坐标变换，可得相应的 dq 轴分量为：

$$\begin{cases} u_d = U_m \cos(\omega t - \theta) \\ u_q = U_m \sin(\omega t - \theta) \end{cases}$$
$$\begin{cases} e_d = E_m \cos(\omega t + \delta - \theta) \\ e_q = E_m \sin(\omega t + \delta - \theta) \end{cases} \tag{21}$$
$$\begin{cases} i_d = I_m \cos(\omega t - \varphi - \theta) \\ i_q = I_m \sin(\omega t - \varphi - \theta) \end{cases}$$

式中：E_m 为 e_x 的 dq 轴分量幅值。

由式(21)可以得到基频输出电压 e_x 的相角 δ 和基频输出电流 i_{bx} 的相角 φ 以及幅值 I_m。相角 δ、φ 和输出电流幅值 I_m 的表达式如式(22)所示。

$$\begin{cases} I_m = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \\ \varphi = -\tan^{-1}\left(\dfrac{i_q}{i_d}\right) \\ \delta = \tan^{-1}\left(\dfrac{e_q}{e_d}\right) \end{cases} \tag{22}$$

图 5 给出了包含 SHC 抑制技术的总体控制框图。首先，对 u_x、e_x、i_x 进行 dq 坐标变换后($\boldsymbol{T}_{abc/dq}$ 为坐标变换矩阵)，将相应的 dq 轴分量代入式(21)，则可以得到所需注入的 3 次谐波的幅值和相角(I_m、δ 和 φ)。接着，将该 3 次谐波电流与交流侧电感相乘，得到 3 次谐波电压 e_3，e_3 和电流内环输出的基频调制分量 $e_{x,r}$ (x=a, b, c)相加后，除以子模块数 N，得到 SM_{xj} 的调制电压 e_{xj3}。最后，可通过经典的载波移相调制策略生成各 IGBT 的驱动信号。可以看出，所提策略无须添加额外的硬件电路，避免了系统成本和复杂性的增加。除此之外，所提策略只是利用系统中已经包含的变量进行一些数学运算，因此不会过度增加控制器的负担。

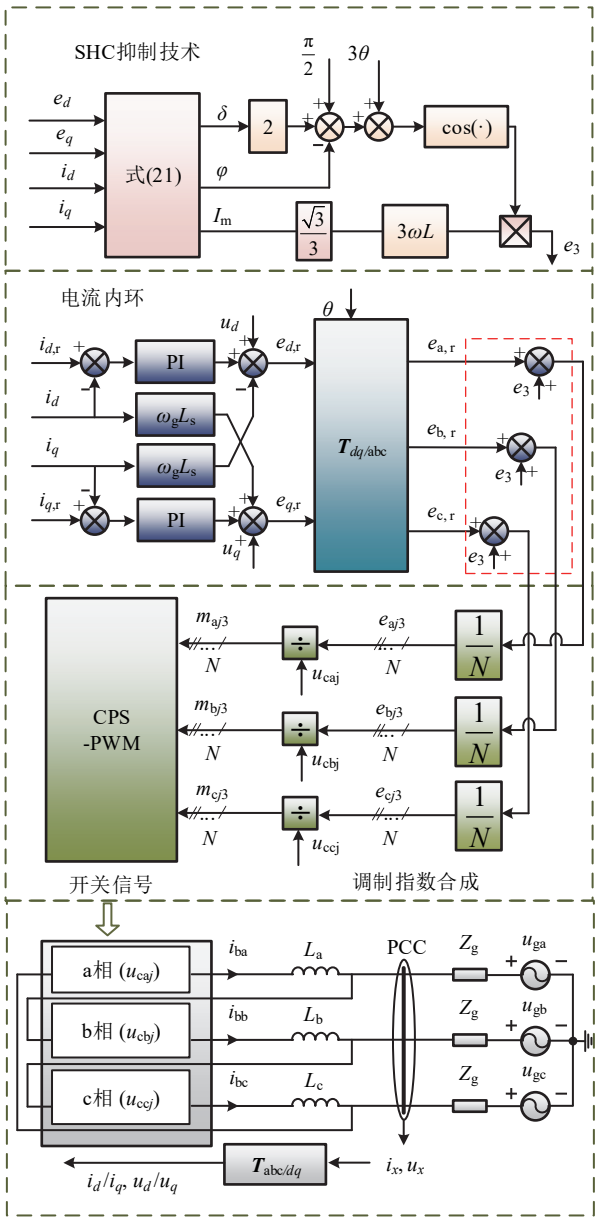


图 5 包含 SHC 抑制技术的总体控制框图

Fig.5 Overall control diagram including SHC suppression technology

3 仿真验证

为验证本文所提策略的有效性和可行性，在 PSCAD/EMTDC 平台上搭建了 35 kV/30 MW/60 MWh 的角型高压直挂储能装置的电磁暂态仿真模型，其电气参数如表 1 所示。

3.1 放电模式

首先，验证所提策略在系统放电时的有效性。仿真过程中系统在 t<3 s 时以常规策略运行，当 t>3 s 之后采用本文提到的电池电流抑制策略(注入 3 次谐波电流)，仿真结果如图 6 所示。

可知当采用常规策略时，电池电容电压和电流

表 1 35 kV/30 MW/60 MWh 装置的仿真参数

Table 1 Simulation parameters of the 35 kV/30 MW/60 MWh-device

参数	符号	数值
电网相电压峰值/kV	U_{m0}	28.57
额定功率/MW	P_0	30
电网额定频率/Hz	f_{g0}	50
每相级联子模块数目	N	80
交流测滤波电感/mH	L_g	13
直流侧滤波电感/mH	L	1.04
直流侧母线电容/mF	C	14.53
电池簇额定电压/kV	U_b	0.92
电池簇额定电流/kA	I_b	0.14
电池簇额定容量/Ah	Q_0	280
电池簇内阻/Ω	r_b	0.1
电网短路比	SCR	3

的最大值分别为 0.930 kV 和 0.165 kA，二者的平均值分别为0.911 kV和0.137 kA，纹波率分别为2.02%和 19.95%。而根据表 1 所取的直流侧滤波电感和直流侧母线电容值以及各自的参考值(η_{ur}(2%)和η_{ir}(20%))，可以验证式(9)的正确性，可以看出此时电容电压和电池电流的低频脉动以 2 次谐波为主。

当 t>3 s 时，向系统内注入 3 次谐波电流后电容电压和电池电流最大值分别降低为 0.922 kV 和 0.144 kA，二者的平均值分别为0.910 kV 和 0.136 kA，纹波率分别为 1.19%和 5.61%。与不采用所提策略相比，分别降低了 41.17%和 71.86%，与理论计算结果相符。

经过理论计算和仿真验证，若不采用本文所提策略，而选择增大无源滤波器参数来达到相同的抑制效果，则单个电池簇中的 LC 滤波器的电感与电容分别为 2.09 mH 和 25.43 mF。仿真结果见图 7，其中电容电压和电池电流最大值分别为0.921 kV和0.143 kA，二者的平均值分别为0.912 kV 和0.135 kA，由此可以计算出电容电压和电池电流的纹波率分别为1.04%和 5.40%。本文选用型号为 B25690C2807K003 的薄膜电容[26]，采用所提策略的情况下，单个子模块需要并联的电容个数为 18，而采用增大无源滤波器参数策略时，单个子模块需要并联的电容个数为 32 个，与 3 次谐波注入策略相比，电容体积增加了 77.78%。由于市面上没有电感值>1 mH 且额定电流>150 A 的电感，所以需要找到厂家定制，参考已有的广西贺州市八步区 35 kV/25 MW/50 MWh 高压直挂储能装备样机的工程实证中厂家给出的电感数

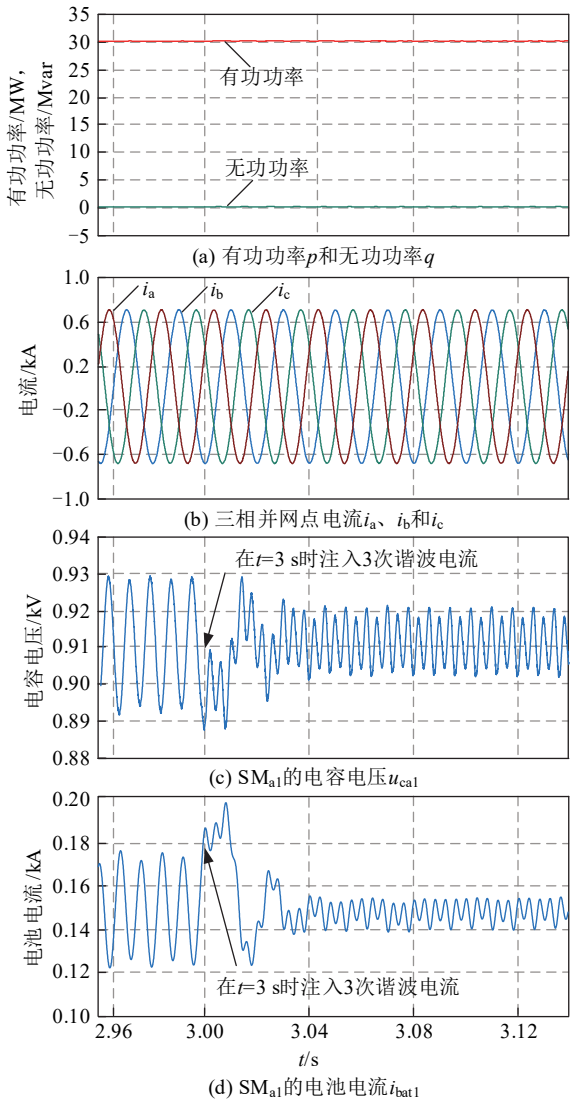


图 6　放电模式下注入 3 次谐波电流前后的仿真结果

Fig.6　Simulation results before and after injecting the third harmonic current in discharge mode

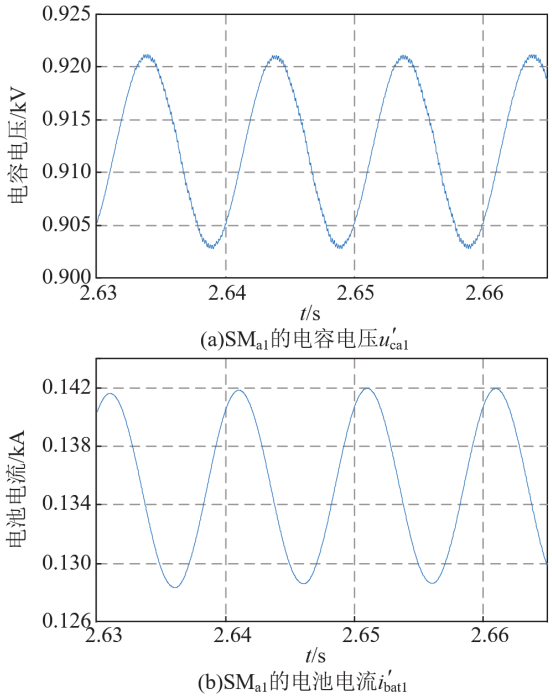


图 7　放电模式下增大无源滤波器后的仿真结果

Fig.7　Simulation results after increasing the passive filter in discharge mode

据，对本文注入前后的电感体积进行对比，可以得到所提策略使滤波器电感体积减少了 50%左右。

综上所述，采用本文所提策略后，在相同的抑制效果下，单个电池簇中 LC 滤波器的电感与电容参数分别降低了 50.24%和 42.86%，电容和电感体积分别减小了 43.75%和 50%，大幅减小了系统整体的成本与体积。

3.2　充电模式

接着验证所提策略在系统充电时的有效性，仿真结果见图 8。注入 3 次谐波电流前，电容电压和电池电流的最大绝对值分别为 1.00 kV 和 0.149 kA，二者的平均值分别为 0.99 kV 和 0.125 kA，纹波率分别为 1.73%和 19.08%。当 t>3 s 后，电容电压和电池电流最大绝对值分别降低到了 0.998 kV 和 0.132 kA，此时二者的平均值分别为 0.990 kV 和 0.125 kA，纹波率分别为 0.85%和 5.58%。与不采用所提策略相比，分别降低了约 50.93%和 70.73%。

同样的，选择增大无源滤波器参数来达到相同的抑制效果(参数值与放电模式相同)，仿真结果如图 9 所示，其中电容电压和电池电流最大值绝对值分别为 1.00 kV 和 0.133 kA，二者的平均值分别为 0.990 kV 和 0.126 kA，则电容电压和电池电流的纹波率分别为 0.93%和 5.79%。

3.3　系统效率评估

角型高压直挂储能系统的损耗包括级联模块 SM 中的 H 桥电路损耗和电池簇内部损耗。

H 桥电路损耗包括 IGBT 的通态损耗、开通损耗和关断损耗，可通过文献[27]中提出的方法进行计算。本文使用额定电流为 400 A、电压为 1 700 V 的英飞凌 IGBT 模块(FF400R17IE4)参数[28]，因为单个 IGBT 只负责正半周(或负半周)电流通过，所以单个 IGBT 的通态损耗 P_s 为：

$$P_s=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}v_{CE}(t)i_C(t)\tau(t)\mathrm{d}t \tag{23}$$

式中：v_{CE} 为 IGBT 的导通压降；i_C 为流经 IGBT 的电流有效值；τ 为占空比。其中 v_{CE} 与 i_C 是非线性关系，可通过 FF400R17IE4 数据手册得到。

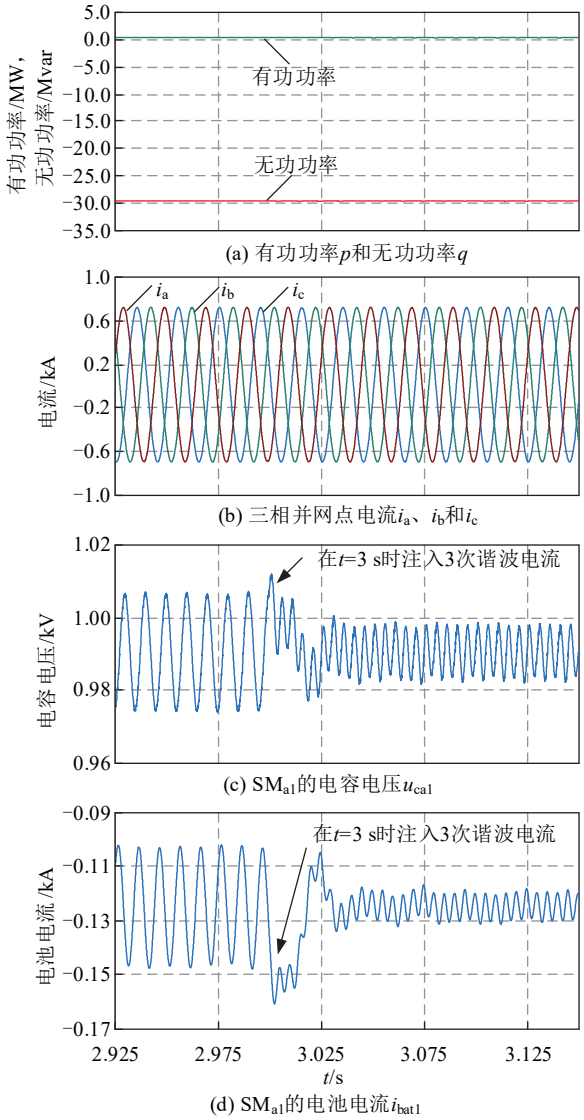


图 8 充电模式下注入 3 次谐波电流前后的仿真结果

Fig.8 Simulation results before and after injecting the third harmonic current in charging mode

设开关频率为f_{sw}，则半个周期内单个 IGBT 模块要开通关断各f_{sw}次，可以得到单个 IGBT 模块的开关损耗P_{sw}为：

$$P_{sw}=\frac{f_{sw}}{\pi}\left(E_{sw(on)}+E_{sw(off)}\right) \tag{24}$$

式中：$E_{sw(on)}$为 IGBT 开通 1 次损耗的能量；$E_{sw(off)}$为 IGBT 关断 1 次损耗的能量。

结合 FF400R17IE4 数据手册，计算得到单个 IGBT 注入 3 次谐波电流前后的通态损耗，分别为 139.07 W 和 211.28 W，以及注入 3 次谐波电流前后的开关损耗，分别为 15.86 W 和 22.43 W。

由式(7)，可以得到电池内部的损耗为：

$$P_L=\frac{\omega}{2\pi}r_b\int_0^{\frac{2\pi}{\omega}}i_{baj}^2\mathrm{d}t=I_{dc}^2r_b+\frac{1}{6}I_{dc}^2\eta_i^2r_b \tag{25}$$

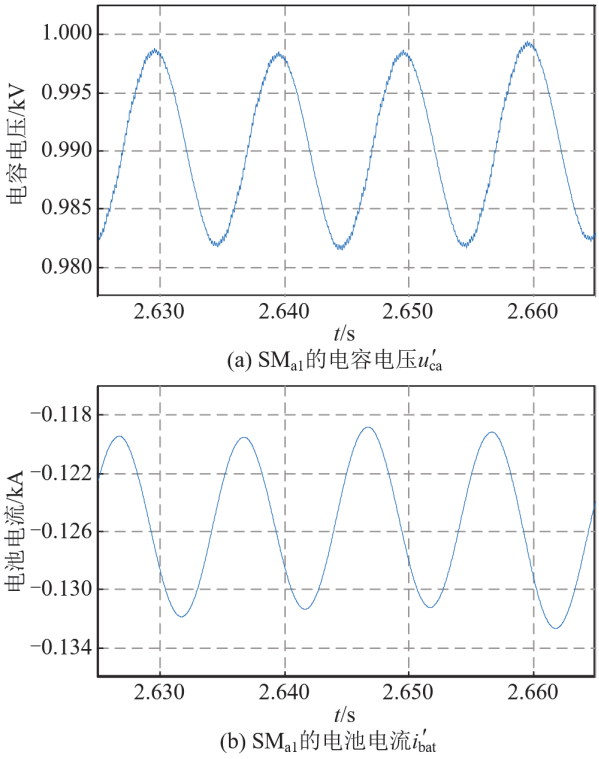


图 9 充电模式下增大无源滤波器后的仿真结果

Fig.9 Simulation results after increasing the passive filter in charging mode

式中：P_L为不注入 3 次谐波电流时的电池的内部损耗；r_b为电池内阻。

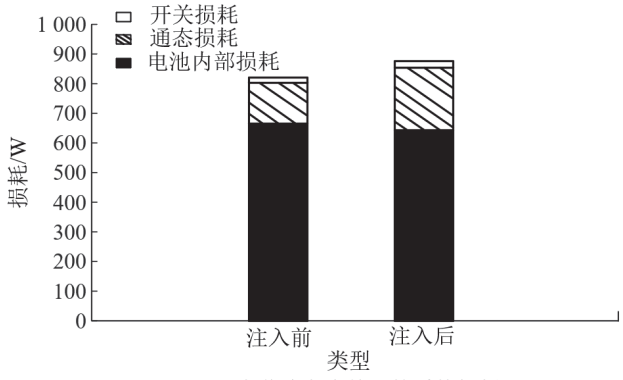
注入 3 次谐波电流后，由式(16)，电池内部损耗为：

$$P_{LAFR}=\frac{\omega}{2\pi}r_b\int_0^{\frac{2\pi}{\omega}}\left(I_{dc}^2\left(1+g_i(\eta_i,t)\right)^2\right)\mathrm{d}t=I_{dc}^2r_b+\frac{1}{2}I_{dc}^2g_i(\eta_i,t)^2r_b \tag{26}$$

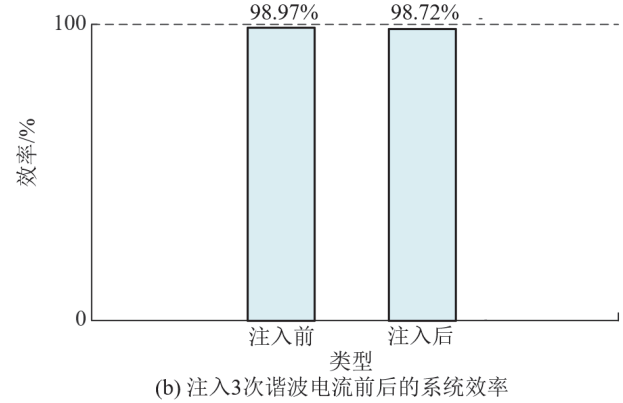
式中：P_{LAFR}为注入 3 次谐波电流之后的电池的内部损耗。

根据本文实际测得的 η_i 以及表 1 电池内阻数据，可以得到注入 3 次谐波电流前后单个级联子模块的电池内部损耗数值分别为667.47 W和653.45 W，这意味着采用本文提出的 SHC 抑制策略后电池簇内部损耗减少，由此带来的热降低会保护电池簇的寿命[29-30]。将电池内部损耗与 H 桥电路损耗相加，就得到了单个级联子模块的损耗，而系统的总损耗是单个级联子模块损耗的 3N 倍。

最终，得到系统总损耗后，可进一步计算出注入 3 次谐波电流前后系统的效率，如图 10 所示。注入后，H 桥开关损耗和通态损耗增加了，但电池内部损耗降低了 2.1%。最终注入前后系统的效率分别



(a) 注入3次谐波电流前后的系统损耗



(b) 注入3次谐波电流前后的系统效率

图 10　系统单个电池簇的损耗与效率示意图

Fig.10　Schematic diagram of the loss and efficiency of a single battery cluster in the system

为 98.97%和 98.72%，即注入 3 次谐波电流后系统的效率的仅降低了 0.25%。同时，采用所提策略后，LC 滤波器的成本和体积可降低一半以上，从而可有效提升经济性，实现设备紧凑化。

4　结论

1）在储能系统单机大容量化的趋势下，通过增大无源滤波器或并联 DC/DC 变换器来抑制电池中的二次谐波电流的方法必然会导致系统整体的成本和体积大幅增加，因此，亟待一种能够减小系统对直流滤波网络的需求，降低系统成本和体积的二次谐波抑制策略。

2）本文以角型高压直挂电池储能系统为研究对象，提出了基于 3 次谐波电流注入控制的电池脉动电流抑制策略。首先，揭示了其电池内部 SHC 的产生机理，进一步推导了不同工况下 SHC 的精确性表达式。然后，计算了用于消除 SHC 的 3 次谐波电流幅值和相角的解析表达式。接着，对电池电流和电容电压中脉动分量的抑制效果进行了定量评估。最后，构建了角型高压直挂电池储能系统的 PSCAD/EMTDC 仿真模型进行验证。

3）结果显示，采用所提策略后，相同无源滤波器下电池电流和电容电压的纹波率分别从 20%和 2%下降至 5.5%和 1.1%左右，而如果选择增大无源滤波器的方案抑制纹波，则需要将单个电池簇中 LC 滤波器的电感与电容参数分别增大 100.16%和 75.17%，才能达到相同的抑制效果。故所提策略能够实现角型高压直挂电池储能系统设备体积紧凑化，减小系统成本，在单机大容量储能电站中具有广阔的应用前景。

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

参考文献　References

[1] 谢小荣，贺静波，毛航银，等. “双高”电力系统稳定性的新问题及分类探讨[J]. 中国电机工程学报，2021，41(2)：461-474.
XIE Xiaorong, HE Jingbo, MAO Hangyin, et al. New issues and classification of power system stability with high shares of renewables and power electronics[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 461-474.

[2] 张智刚，康重庆. 碳中和目标下构建新型电力系统的挑战与展望[J]. 中国电机工程学报，2022，42(8)：2806-2818.
ZHANG Zhigang, KANG Chongqing. Challenges and prospects for constructing the new-type power system towards a carbon neutrality future[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8): 2806-2818.

[3] 蒋　凯，李浩秒，李　威，等. 几类面向电网的储能电池介绍[J]. 电力系统自动化，2013，37(1)：47-53.
JIANG Kai, LI Haomiao, LI Wei, et al. On several battery technologies for power grids[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(1): 47-53.

[4] 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.

[5] 国家电网公司“电网新技术前景研究”项目咨询组. 大规模储能技术在电力系统中的应用前景分析[J]. 电力系统自动化，2013，37(1)：3-8，30.
Consulting Group of State Grid Corporation of China to Prospects of New Technologies in Power Systems. An analysis of prospects for application of large-scale energy storage technology in power systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(1): 3-8, 30.

[6] 李建林，姜冶蓉，马速良，等. 新型电力系统下分布式储能应用场景与优化配置[J]. 高电压技术，2024，50(1)：30-41.
LI Jianlin, JIANG Yerong, MA Suliang, et al. Application scenarios and optimal configuration of distributed energy storage under the new power system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 30-41.

[7] 朱　晔，徐石明，周德群，等. 新型电力系统中储能政策分析和未来发展思考[J]. 中国能源，2021，43(11)：48-55，72.
ZHU Ye, XU Shiming, ZHOU Dequn, et al. Policy analysis and future development of energy storage in new power system[J]. Energy of China, 2021, 43(11): 48-55, 72.

[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)：881-892.
LIU Chang, WU Shengbing, WU Xiqi, et al. High-voltage large-capacity battery energy storage system connecting to 35 kV grid without transformer[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 881-892.

[9] 李卓昊，杨添强，石琼林，等. 储能电池建模与状态估计研究进展[J]. 新型电力系统，2024，2(2)：140-161.
LI Zhuohao, YANG Tianqiang, SHI Qionglin, et al. Research progress in modeling and state estimation of energy storage batteries[J]. New Type Power Systems, 2024, 2(2): 140-161.

[10] SHEN L, BOZHKO S, HILL C I, et al. DC-link capacitor second carrier band switching harmonic current reduction in two-level back-to-back converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3567-3574.

[11] 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.

[12] 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.

[13] AKAGI H. Multilevel converters: fundamental circuits and systems[J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2048-2065.

[14] 史先强，杨仁炘，方梓熙，等. MMC 低桥臂电流峰值控制方法研究[J]. 中国电机工程学报，2023，43(13)：5177-5191.
SHI Xianqiang, YANG Renxin, FANG Zixi, et al. Research on the control method for MMC with low arm current peak[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(13): 5177-5191.

[15] POBLETE P, CUZMAR R H, AGUILERA R P, et al. Dual-stage MPC for SoC balancing in second-life battery energy storage systems based on delta-connected cascaded H-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 500-515.

[16] SHI X Q, LIU C, ZHANG C, et al. Low-frequency current ripple minimization of single-star bridge cells-based battery energy storage system using optimal third harmonic voltage injection[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(4): 2525-2538.

[17] BALA S, TENGNÉR T, ROSENFELD P, et al. The effect of low frequency current ripple on the performance of a Lithium Iron Phosphate (LFP) battery energy storage system[C]//2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, USA: IEEE, 2012: 3485-3492.

[18] ROSEWATER D, FERREIRA S, SCHOENWALD D, et al. Battery energy storage state-of-charge forecasting: models, optimization, and accuracy[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2453-2462.

[19] 史晏君. 级联多电平 STATCOM/BESS 的关键控制技术研究[D]. 武汉：华中科技大学，2012.
SHI Yanjun. Key control techniques in cascaded multilevel STATCOM/BESS[D]. Wuhan, China: Huazhong University of Science and Technology, 2012.

[20] 谢小荣，刘 树，郑 通，等. 大容量高压级联储能系统分型融合控制方法[J]. 新型电力系统，2024，2(2)：116-125.
XIE Xiaorong, LIU Shu, ZHENG Tong, et al. Type-merged control scheme with grid-forming and grid-following capabilities for high-voltage large-capacity battery energy storage system with cascade topology[J]. New Type Power Systems, 2024, 2(2): 116-125.

[21] 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, CHENG 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.

[22] 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.

[23] 苏 娟，董彦君，赵 晶，等. “东数西算”背景下多数据中心联合消纳可再生能源途径研究综述[J]. 高电压技术，2024，50(1)：55-64.
SU Juan, DONG Yanjun, ZHAO Jing, et al. Research of the approach to consuming renewable energy across multiple data centers in the context of “east data, west calculation”[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 55-64.

[24] LIU F, RUAN X B, HUANG X Z, et al. Control scheme for reducing second harmonic current in AC-DC-AC converter system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2593-2605.

[25] 丁 明，陈 中，张国荣，等. 级联 H 桥储能变换器直流纹波电流的无源与有源抑制策略[J]. 电力自动化设备，2016，36(4)：19-24，61.
DING Ming, CHEN Zhong, ZHANG Guorong, et al. Passive and active schemes of DC ripple suppression for cascaded H-bridge converter of energy storage system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(4): 19-24, 61.

[26] Film Capacitors-power electronic capacitors[EB/OL]. https://item.szlcsc.com/datasheet/B25690C2807K003/4338348. html.

[27] YANG L M, LI Y H, LI Z X, et al. A simplified analytical calculation model of average power loss for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2313-2322.

[28] Infineon. 1 700 V，400 A Dual IGBT Module[EB/OL]. Datenblatt/Datasheet FF400R17IE4 (infineon. com).

[29] BESSMAN A, SOARES R, WALLMARK O, et al. Aging effects of AC harmonics on lithium-ion cells[J]. Journal of Energy Storage, 2019, 21: 741-749.

[30] CHANG F Q, ROEMER F, LIENKAMP M. Influence of current ripples in cascaded multilevel topologies on the aging of lithium batteries[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11879-11890.



程一润
2000—，男，硕士生
主要从事高压直挂储能装置的拓扑与能量均衡控制技术的研究工作
E-mail：chengyirun1028@sjtu.edu.cn
CHENG Yirun



史先强(通信作者)
1991—，男，博士(后)
主要从事大容量储能系统与并网技术方面的研究工作
E-mail: xianqiang.shi@sjtu.edu.cn
SHI Xianqiang
Post-docorate
Corresponding author

收稿日期 2024-12-12 在线出版日期 2025-03-06 编辑 曾文君

附录 A

在角型储能系统中，桥臂输出电压为电网电压的 1.732 倍，桥臂输出电流为并网电流的 1/1.732 倍，故角型结构储能系统的基准阻抗应为其所在电网基准阻抗的 3 倍。因此，对于角型储能系统来说，其桥臂滤波电感 L_{ad} 的计算表达式为：

$$L_{ad}=\frac{0.3Z_B}{\omega_B}=\frac{0.225U_B^2}{\omega_B P_B} \tag{A1}$$

假设在角型内部存在电压幅值为 λU_B 的基频零序电压，则其作用在桥臂滤波电感 L_{ad} 上所生成的电流幅值为：

$$I_{md}=\frac{\lambda U_B}{\omega_B\dfrac{0.225U_B^2}{\omega_B P_B}}=6.66\lambda I_B \tag{A2}$$