

# 基于桥臂电流控制的模块化多电平 储能系统谐波抑制策略

余 斌<sup>1</sup>, 李 辉<sup>1</sup>, 赖锦木<sup>2</sup>, 宋兴荣<sup>1</sup>, 周 挺<sup>3</sup>, 吴晋波<sup>1</sup>, 肖豪龙<sup>1</sup>

(1. 国网湖南省电力有限公司电力科学研究院, 湖南长沙 410007; 2. 郑州大学电气与信息工程学院, 河南 郑州 450001;  
3. 国网湖南省电力有限公司, 湖南长沙 410004)

**摘 要:**为解决模块化多电平储能系统(MMC-BESS)在背景谐波和死区效应等扰动下电能质量恶化的问题,提出一种基于桥臂电流控制的 MMC-BESS 谐波抑制策略。针对中压大容量应用场景的 MMC-BESS 谐波扰动问题,首先,分析交流背景谐波和死区效应对 MMC-BESS 的影响,建立交流背景谐波和死区时间对模块化多电平储能系统交、直流侧影响的数学模型;其次,建立 MMC-BESS 交流电流、直流环流和交流环流的解耦模型;在此基础上,提出基于桥臂电流控制的 MMC-BESS 谐波抑制策略,并给出详细的控制器参数设计过程和性能分析;最后,通过仿真和实验验证所提储能系统谐波抑制策略的有效性和可行性。

**关 键 词:**模块化多电平储能系统;交流背景谐波;死区效应;桥臂电流控制;重复控制

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2023.04.009 中图分类号:TM46;TM721.1 文章编号:1673-9140(2023)04-0082-11

## Harmonic suppression strategy of MMC-BESS based on arm current control

YU Bin<sup>1</sup>, LI Hui<sup>1</sup>, LAI Jinmu<sup>2</sup>, SONG Xingrong<sup>1</sup>, ZHOU Ting<sup>3</sup>, WU Jinbo<sup>1</sup>, XIAO Haolong<sup>1</sup>

(1. Electric Power Research Institute, State Grid Hunan Electric Power Co., Ltd., Changsha 410007, China; 2. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 3. State Grid Hunan Electric Power Co., Ltd., Changsha 410004, China)

**Abstract:** In order to solve the problem of power quality deterioration of modular multilevel converter-based battery energy storage system (MMC-BESS) under the disturbance of background harmonic and dead time effect, a harmonic suppression strategy of MMC-BESS based on arm current control is proposed in this paper. To investigate the harmonic disturbance of the MMC-BESS in the medium voltage application scenario, firstly, the influence of AC background harmonic and dead time effect on the MMC-BESS is analyzed, and the mathematical model is established. Secondly, the decoupling models of AC current, DC arm circulating current and AC circulating current of the MMC-BESS are also established. On this basis, the harmonic suppression strategy of MMC-BESS based on arm current control is proposed, and the detailed controller parameter design process and performance analysis are given. Finally, the effectiveness and correction of the proposed harmonic suppression strategy are verified by simulation and experiment.

**Key words:** MMC-BESS; AC background harmonic; dead time effect; arm current control; repetitive control

收稿日期:2022-06-13;修回日期:2022-09-20

基金项目:国网湖南省电力有限公司科技项目(5216A521001K);强电磁工程与新技术国家重点实验室开放基金(AEET 2022KF003)

通信作者:赖锦木(1990—),男,博士,讲师,主要从事电力电子技术在电力系统中的应用研究;E-mail:laijinmu@zzu.edu.cn

在高比例可再生新能源接入场景下,新型电力系统对于能源的灵活性需求随之将会大幅增长。储能作为优质的灵活性资源,广泛应用于平抑新能源出力波动、提高电能质量、削峰填谷以及调峰调频等多个方面<sup>[1]</sup>。

当前储能变流器(power conversion system, PCS)和储能电池相互独立,存在投资成本高、多台 PCS 并联易产生振荡、两电平/三电平 PCS 电能变换效率低以及大量的电池进行串并联要求 BMS 具有很强的电池管理能力等问题<sup>[2]</sup>。模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具有功率器件电压应力小(低  $dv/dt$ )、谐波特性良好、模块化设计易于拓展与冗余设计以及可靠性高等优点<sup>[3]</sup>,广泛应用于高压直流输电、新能源发电和电池储能等场合<sup>[4-6]</sup>。然而,目前关于模块化多电平储能系统(modular multilevel converter battery energy storage system, MMC-BESS)的研究主要集中在子模块设计、控制策略、SOC 均衡以及交直流故障特性与穿越等方面<sup>[7-8]</sup>,需要进一步分析 MMC 多类谐波抑制技术,提高 MMC-BESS 交直流侧电流质量。

在交流背景谐波抑制方面,文献[9-11]定量分析了 MMC 交直流谐波传递特性,分析了交流侧(直流侧)谐波经过 MMC 向直流侧(交流侧)传递机理,为谐波抑制提供理论支撑;文献[12]提出了基于多通道信号分离的 MMC 谐波抑制方法,该方法在  $\alpha\beta$  坐标下提取各频次谐波,进而在  $dq0$  坐标下设计对应频次控制器,需要多个频次控制器并联,增加了控制器的复杂度;文献[13]提出了基于比例谐振(proportion resonant, PR)控制器的特定次谐波抑制方法,然而针对多频次谐波需要多个 PR 控制器并联,还可能带来系统不稳定问题;文献[14]在共模回路引入虚拟阻尼,抑制谐波电流在交直流间传递,然而该方法无法精确跟踪各频次谐波;文献[15]提出了基于无差拍控制和重复控制复合的交流谐波抑制方法。需要说明的是,上述方法侧重研究交流背景谐波传递机理与抑制技术,但未考虑内部谐波环流的影响。

在 10 kV 中压配电网应用场景中,MMC-BESS 每个桥臂子模块数量较少,一般采用谐波特性较好的载波移相 PWM(carried phase-shifted sinusoidal

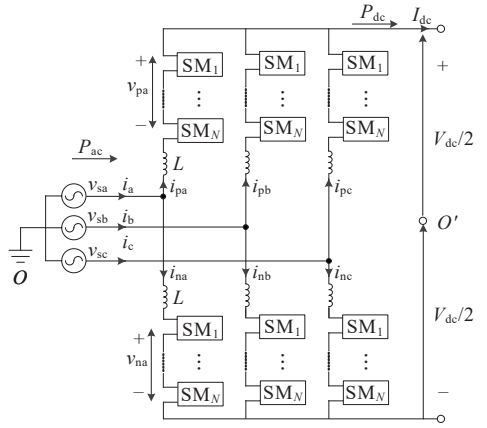
pulse width modulation, CPS-SPWM)调制策略,此时开关频率较高,死区效应也是影响电流畸变的主要因素之一,即使 1% 开关周期的死区时间都会带来较大电流畸变<sup>[16]</sup>。文献[17-18]分析了死区时间对 MMC 的影响;文献[18]通过降低采样率的方法减轻死区效应,然而所提的方法不能从本质上解决死区效应对 MMC 的影响;文献[19]分析了死区时间对 MMC 交、直流侧的影响,采用最近电平调制(nearest level modulation, NLM)作为 MMC 子模块调制策略,通过优化的均压策略消除 MMC 死区效应的影响,但并未给出死区时间对 MMC 交、直流侧影响的数学模型,并且所提方法只适用于 NLM 调制,不适用于 CPS-SPWM;文献[20]分析了 CPS-SPWM 死区时间对 MMC 交流侧输出电压的影响,推导了交流侧输出死区电压精确的数学模型,然而并未分析死区时间对 MMC 内部环流及直流侧的影响,也未给出相应的死区补偿控制策略;文献[21]提出了基于开环平均值补偿的 MMC 死区效应补偿控制方法,然而所提方法需要检测桥臂电流极性,在考虑实际电网运行工况变化条件下,基于开环平均值补偿的 MMC 死区抑制效果并不理想,无法实现对 MMC 死区效应的精确补偿。因此,在桥臂模块数较少的中低压交直流配电网应用场景中,需要考虑死区效应对 MMC-BESS 交、直流侧的影响,并通过优化控制策略提高 MMC-BESS 交、直流侧输出的电压、电流质量。

本文针对中压交直流配电网应用场景的 MMC-BESS 多类谐波抑制问题,分析交流背景谐波和死区效应对模块化多电平储能系统的影响;给出 MMC 桥臂交流电流、直流环流和交流环流的解耦模型;在此基础上,提出基于桥臂电流控制的模块化多电平储能系统谐波抑制策略;最后,通过仿真和实验验证所提储能系统谐波抑制策略的有效性和可行性。

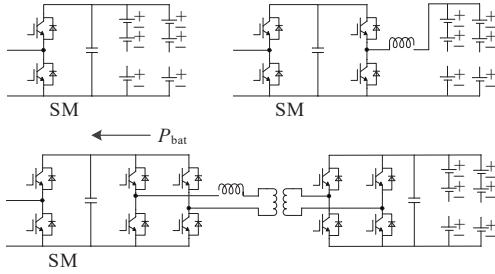
## 1 MMC-BESS 拓扑结构与数学模型

三相 MMC-BESS 主电路如图 1 所示,图 1(a)中每相由上、下桥臂组成,每个桥臂由  $N$  个半桥或全桥储能子模块及桥臂电感组成,  $v_{sa}$ 、 $v_{sb}$ 、 $v_{sc}$  为交流

端口三相相电压,  $i_a, i_b, i_c$  为交流端口三相电流,  $L$  为桥臂电感,  $i_{pj}, i_{nj}(j=a, b, c)$  为上、下桥臂电流,  $V_{dc}$  为直流母线电压,  $I_{dc}$  为直流母线电流,  $v_{o'o}$  为共模电压, 各变量的参考方向见图示。图1(b)中储能电池可以直接与直流电容并联或通过DC/DC变换器接入。



(a) MMC-BESS 主电路拓扑结构



(b) 子模块拓扑结构

图1 MMC-BESS 拓扑结构

Figure 1 Topology of MMC-BESS

根据 MMC 电路结构及工作原理, 对于  $j$  相, 列写上、下桥臂 KVL 方程为

$$\begin{cases} v_{pj} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{o'o} + L \frac{di_{pj}}{dt} - v_{sj} \\ v_{nj} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{o'o} - L \frac{di_{nj}}{dt} + v_{sj} \end{cases} \quad (1)$$

根据环流定义, 可得 MMC 上、下桥臂电流为

$$\begin{cases} i_{pj} = 0.5i_j + i_{zj} = 0.5i_j + i_{dcj} + i_{zacj} \\ i_{nj} = 0.5i_j - i_{zj} = 0.5i_j - i_{dcj} - i_{zacj} \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $i_{zj}$  为 MMC 环流;  $i_{dcj}$  为直流环流;  $i_{zacj}$  为交流环流。

MMC-BESS 与交流电网交换有功功率  $P_{ac}$  和无功功率  $Q_{ac}$ ,  $P_{ac}$  的部分功率通过 MMC 传输到直流侧 ( $P_{dc}$ ), 剩余部分功率将与各模块储能电池交互 ( $6NP_{bat}$ )。各部分功率满足:

$$P_{ac} = P_{dc} - 6NP_{bat} \quad (3)$$

定义  $\epsilon = P_{dc}/P_{ac}$ , 则式(3)可表示为

$$P_{ac} = \epsilon P_{ac} - 6NP_{bat} \Leftrightarrow 6NP_{bat} = (\epsilon - 1)P_{ac} \quad (4)$$

以 a 相为例, MMC-BESS 交流侧 a 相电压、电流可表示为

$$\begin{cases} v_{sa} = V_a \sin \omega_1 t = \frac{mV_{dc}}{2} \sin \omega_1 t \\ i_a = I_a \sin(\omega_1 t - \varphi) = \frac{2kI_{dc}}{3} \sin(\omega_1 t - \varphi) \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $V_a, I_a$  为 a 相电压、电流的幅值;  $\omega_1$  为基频角速度;  $m = 2V_a/V_{dc}$  为电压调制度;  $k = (I_a/2)/(I_{dc}/3)$  为电流调制比;  $\varphi$  为 MMC-BESS 交流功率因数角。

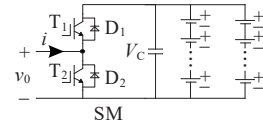
假设 MMC-BESS 控制器实现交流环流量  $i_{zacj}$  的抑制或消除, 即  $i_{zacj} = 0$ , 此时 a 相上、下桥臂电流可表示为

$$\begin{cases} i_{pa} = \frac{I_{dc}}{3} [k \sin(\omega_1 t - \varphi) + 1] \\ i_{na} = \frac{I_{dc}}{3} [k \sin(\omega_1 t - \varphi) - 1] \end{cases} \quad (6)$$

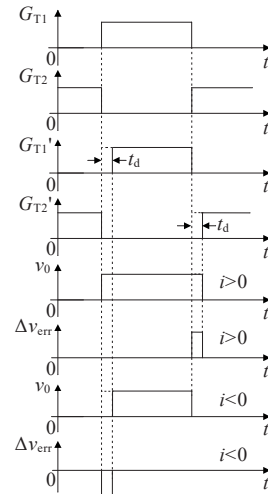
## 2 MMC-BESS 谐波扰动特性分析

### 2.1 MMC-BESS 子模块死区效应特性分析

以储能电池直接与电容并联的半桥型子模块为例, 子模块死区效应产生原理如图2所示。



(a) 子模块



(b) 死区效应产生原理波形

图2 子模块死区效应产生原理示意

Figure 2 Diagram of dead time effect on single sub-modular

当  $T_1$  导通,子模块投入;当  $T_2$  导通,子模块切除,如图2(a)所示。 $T_1$ 、 $T_2$ 的理想驱动信号分别为  $G_{T1}$  和  $G_{T2}$ ,  $T_1$ 、 $T_2$ 的实际驱动信号分别为  $G'_{T1}$  和  $G'_{T2}$ ,当电流流入( $i>0$ )或流出( $i<0$ )子模块时,子模块输出电压为  $v_0$ ,误差电压为  $\Delta v_{err}$ ,如图2(b)所示。

由图2(b)可知,在死区时间  $t_d$ 内,电流流入子模块时由二极管  $D_1$ 续流,将子模块输出电压钳位在子模块电压  $+V_c$ ,因此,子模块从投入至切除期间会产生正极性的误差电压;在死区时间  $t_d$ 内,电流流出子模块时由二极管  $D_2$ 续流,将子模块输出电压钳位在零,子模块从切除至投入期间会产生负极性的误差电压。根据伏秒平衡原理,在一个载波周期  $T_c$ 内,每个桥臂总的误差电压  $\Delta v_{id}$ 可表示为

$$\Delta v_{id} = N\Delta v_{err} = V_{id}\text{sign}(i) = \frac{Nt_d}{T_c}V_c\text{sign}(i) \quad (7)$$

式中,  $N$ 为每个桥臂的子模块数;  $\Delta v_{err}$ 为单个子模块产生的误差电压;  $V_{id}$ 为桥臂内  $N$ 个子模块总误差电压幅值;  $t_d$ 为死区时间;  $T_c$ 为调制载波的周期;  $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数,当桥臂电流  $i>0$ 时,  $\text{sign}(\cdot)=1$ ,当桥臂电流  $i<0$ 时,  $\text{sign}(\cdot)=-1$ 。

令式(6)等于零,得到一个工频周期内上、下桥臂电流过零点时刻为

$$\begin{cases} \omega_1 t_1 = \varphi - \arcsin(1/k) \\ \omega_1 t_2 = \varphi + \arcsin(1/k) \\ \omega_1 t_3 = \pi + \varphi - \arcsin(1/k) \\ \omega_1 t_4 = \pi + \varphi + \arcsin(1/k) \end{cases} \quad (8)$$

令  $\alpha = (t_2 - t_1)/0.5T_1$ ,  $\beta = (t_3 - t_2)/T_1$ ,结合式(7)、(8),可得桥臂子模块的死区效应对MMC-BESS交、直流侧的影响,如图3所示,从上至下分别表示为上下桥臂电流、上桥臂和下桥臂误差电压、桥臂误差电压差模量以及桥臂误差电压共模量。

桥臂子模块死区时间产生的误差电压对MMC交、直流侧的影响<sup>[21]</sup>可表示为

$$\begin{cases} \Delta v_{ac} = (\Delta v_{idn} - \Delta v_{idp})/2 \\ \Delta v_{dc} = \Delta v_{idn} + \Delta v_{idp} \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $\Delta v_{ac}$ 为桥臂误差电压的差模量;  $\Delta v_{dc}$ 为桥臂误差电压的共模量。

进一步将式(9)展开为傅里叶级数形式,即

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta v_{ac}(t) &= \frac{2V_{id}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos\left(n\pi - \frac{\alpha n\pi}{2}\right) - \cos\left(\frac{\alpha n\pi}{2}\right)}{n} \sin(n\omega_1 t) \\ \Delta v_{dc}(t) &= 2\alpha V_{id} + \frac{4V_{id}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(\alpha n\pi)}{n} \cos(2n\omega_1 t), \\ &n = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right. \quad (10)$$

由式(10)可知,误差电压差模量  $\Delta v_{ac}$ 将在MMC-BESS交流侧产生奇次谐波电压,从而导致MMC-BESS交流输出电流畸变;误差电压共模量  $\Delta v_{dc}$ 将在MMC-BESS内部环流产生直流偏置及偶次谐波电压,从而加大桥臂偶次环流,并引起MMC-BESS直流侧电压出现偶次波动。

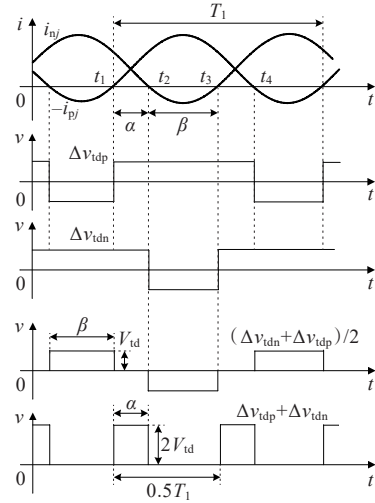


图3 桥臂死区效应对MMC-BESS交直流侧影响

Figure 3 Dead time effect on the AC and DC side of MMC-BESS

## 2.2 MMC-BESS交直流背景谐波特性分析

MMC-BESS交直流谐波会相互影响并通过MMC耦合产生新的谐波,导致电压、电流波形畸变。目前已有较多文献详细推导了交直流谐波经MMC的耦合特性及定量计算<sup>[9-10]</sup>,受篇幅限制,此处不再赘述,仅给出相关结论。

MMC-BESS交直流谐波传递特性<sup>[10]</sup>如图4所示,当交流侧存在角频率为  $\omega_{sjh}$ 的背景谐波,则交流侧会产生角频率为  $\omega_{sjh}$ 和  $\omega_{sjh} \pm 2\omega_1$ 的谐波,直流侧会产生角频率为  $\omega_{sjh} \pm \omega_1$ 的谐波;当直流侧存在角频率为  $\omega_{cjh}$ 的背景谐波,交流侧会产生角频率为  $\omega_{cjh} \pm \omega_1$ 的谐波,直流侧会产生角频率为  $\omega_{cjh}$ 和  $\omega_{cjh} \pm 2\omega_1$ 的谐波。

谐波。需要说明的是,对于直流侧产生的谐波,角频率为 $(\omega_{sjh} \pm \omega_1)^{2s}$ 和 $(\omega_{cjh} \pm 2\omega_1)^{2s}$ 的零序性质谐波将会流过直流母线,而对于角频率为 $(\omega_{sjh} \pm \omega_1)^{n2s}$ 和 $(\omega_{cjh} \pm 2\omega_1)^{n2s}$ 的非零序性质谐波将在MMC-BESS内部环流。

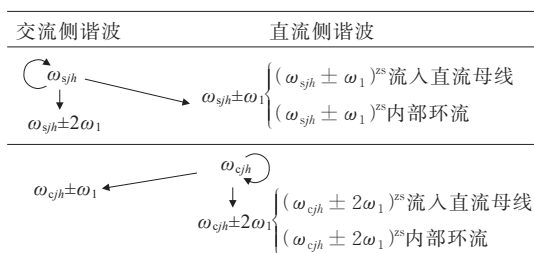


图4 MMC-BESS交直流谐波传递特性

Figure 4 The ac and dc harmonics transfer characteristics within MMC-BESS

### 3 基于桥臂电流控制的MMC-BESS谐波抑制策略

#### 3.1 MMC-BESS解耦数学模型

由文2中分析可知,死区效应及交直流背景谐波等扰动将导致MMC-BESS交流侧、直流侧和内部环流出现多频次谐波,使得电压、电流波形畸变,影响运行性能。由式(2)可知,桥臂电流包含了交流侧电流、直流环流和交流环流,因此,通过桥臂电流直接控制实现交流侧电流、直流环流和交流环流的多频谐波统一抑制。根据式(1),桥臂子模块级串联可等效为包含交流电压分量 $(v_{acpj}、v_{acnj})$ 、直流环流分量 $(v_{dcpj}、v_{dcnj})$ 、交流环流分量 $(v_{zacpj}、v_{zacnj})$ 的可控电压源<sup>[22]</sup>。

以上桥臂为例,根据叠加定理, $v_{acpj}、v_{dcpj}、v_{zacpj}$ 可表示为

$$\begin{cases} v_{acpj} = \frac{L}{2} \cdot \frac{di_j}{dt} - v_{sj} \\ v_{dcpj} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{o'o} + L \frac{di_{dcj}}{dt} \\ v_{zacpj} = L \frac{di_{zacj}}{dt} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可得上桥臂各分量解耦等效电路模型,如图5所示。通过直接控制上、下桥臂交流侧电流、交流环流和直流环流各分量即可完成交直流谐波统一控制,简化控制器设计。

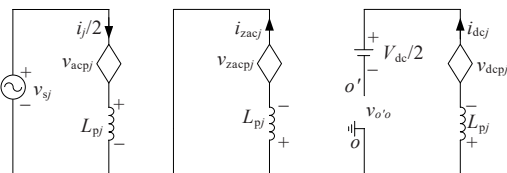


图5 上桥臂各分量解耦等效电路模型

Figure 5 Decoupling equivalent circuit of upper-arm of MMC-BESS

#### 3.2 基于重复控制的MMC-BESS桥臂电流控制

重复控制在信号的基频及其倍数具有很高的增益,可实现对周期性信号无误差跟踪以及对周期性扰动有效抑制。文献[23-24]采用PI控制器和重复控制器并联结构对MMC偶次环流谐波进行抑制,文献[25-26]采用PI控制器和重复控制器串联结构对MMC环流进行抑制。然而上述控制架构将交流侧输出电流控制和环流抑制分开实现,重复控制在上述MMC控制架构中仅实现环流抑制功能,只能消除死区效应对MMC内部偶次谐波环流的抑制与补偿,无法消除死区效应对MMC交流侧电流谐波的影响。

针对上述问题,本文提出一种基于重复控制的MMC-BESS桥臂电流控制方法,实现死区效应和交直流背景谐波的抑制与补偿,有效消除MMC内部交流环流分量、交流侧奇次谐波分量以及直流侧偶次谐波分量。基于重复控制的MMC-BESS桥臂电流控制方法如图6所示。

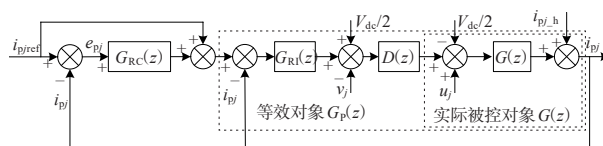


图6 MMC-BESS桥臂电流控制框图(上桥臂)

Figure 6 Block diagram of MMC-BESS arm current control

图6中采用PI与重复控制串联结构, $i_{p(n)ref}$ 为上、下桥臂电流指令值, $i_{p(n)j}$ 为实际上、下桥臂电流, $i_{p(n)j,h}$ 为上、下桥臂谐波扰动电流, $D(z)$ 为控制系统一拍滞后,即 $D(z)=z^{-1}$ 。以j相上桥臂为例进行分析。由于跟踪误差由重复控制器消除,因此,PI控制器可简化为比例控制,即 $G_{pi}(z)=K_p$ 。重复控制器传递函数为

$$G_{RC}(z) = \frac{K_r S(z) z^{-N+k}}{1 - Q(z) z^{-N}} \quad (12)$$

式中,  $N=f_s/f_1$ ,  $f_s$  为采样频率,  $f_1$  为基波频率;  $K_r$  为重复控制器增益;  $Q(z)$  为增强重复控制器稳定性的滤波器, 一般可选取略小于1的常数或低通滤波器;  $z^k$  为  $k$  拍超前补偿;  $S(z)$  为低通滤波器。

为方便书写, 以下传递函数中省去  $(z)$ 。由图6可得桥臂电流输出及跟踪误差表达式为

$$i_{pj} = \frac{G_p(1 - Qz^{-N} + K_r S z^{-N+k})}{1 - Qz^{-N} + G_p K_r S z^{-N+k}} i_{pjref} + \frac{G_p}{G_{PI} DG} \cdot \frac{1 - Qz^{-N}}{1 - Qz^{-N} + G_p K_r S z^{-N+k}} i_{pj,h} \quad (13)$$

$$e_{pj} = \frac{(1 - Qz^{-N})(1 - G_p)}{1 - Qz^{-N} + G_p K_r S z^{-N+k}} i_{pjref} - \frac{G_p}{G_{PI} DG} \cdot \frac{1 - Qz^{-N}}{1 - Qz^{-N} + G_p K_r S z^{-N+k}} i_{pj,h} \quad (14)$$

其中,  $G_p = (G_{PI} DG)/(1 + G_{PI} DG)$ 。

为保证桥臂电流控制器的稳定, 需满足条件:

- ① 等效被控对象  $G_p$  是稳定的, 即在加入重复控制之前, 基于PI调节器的桥臂电流控制器是稳定的;
- ② 根据小增益定理, 传递函数式(14)的特征方程  $1 - Qz^{-N} + G_p K_r S z^{-N+k} = 0$  的所有根都应在单位圆内, 可等效为

$$|H| = |Q - G_p K_r S z^k| < 1 \quad (15)$$

由式(15)可知, 桥臂电流控制的跟踪误差包括两部分: 指令电流信号跟踪误差和扰动电流抑制误差。扰动电流主要由死区效应和交直流背景谐波等产生的。考虑  $e^{-N} = 1$ , 将式(15)转换为频域分析, 桥臂电流跟踪误差的幅值表达式为

$$\begin{aligned} |e_{pj}(e^{j\omega T_s})| &= \left| \frac{1 - Q(e^{j\omega T_s})}{1 - H(e^{j\omega T_s})} \right| \cdot \\ &\left| (1 - G_p(e^{j\omega T_s})) i_{pjref}(e^{j\omega T_s}) \right| - \\ &\left| \frac{1 - Q(e^{j\omega T_s})}{1 - H(e^{j\omega T_s})} \right| \left| \frac{G_p}{G_{PI} DG} i_{pj,h}(e^{j\omega T_s}) \right| \end{aligned} \quad (16)$$

由于指令信号和扰动信号具有重复性, 可得

$$\begin{cases} i_{pjref}(z) = i_{pjref}(z) z^{-N} \\ i_{pj,h}(z) = i_{pj,h}(z) z^{-N} \end{cases} \quad (17)$$

将式(17)代入式(14), 可得

$$z^N e_{pj}(z) = H(z) e_{pj}(z) \quad (18)$$

由式(16)可知, 采用重复控制之后, 指令电流

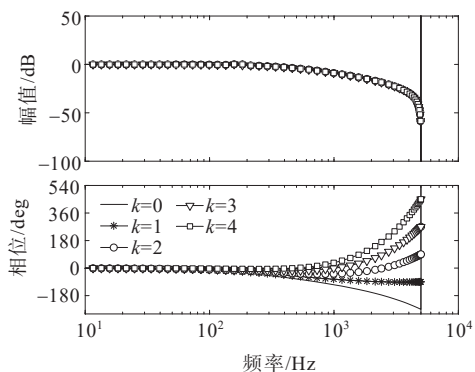
信号跟踪误差和扰动信号抑制误差都被衰减到原来的  $|(1 - Q(e^{j\omega T_s}))/ (1 - H(e^{j\omega T_s}))|$  倍, 因此, 采用重复控制之后稳态跟踪误差减小。理想情况下  $Q(z) = 1$ ,  $|(1 - Q(e^{j\omega T_s}))/ (1 - H(e^{j\omega T_s}))| = 0$ , 说明  $0 \sim f_s/2$  频段的谐波都被抑制, 稳态跟踪误差为0。由式(18)可知, 每经过一个基频周期, 跟踪误差缩小为上一个基频周期跟踪误差的  $|H(e^{j\omega T_s})|$  倍,  $|H(e^{j\omega T_s})|$  越小则收敛速度越快。理想情况下  $Q(z) = 1$ ,  $G_p K_r S z^k = 1 \angle 0^\circ$ , 则有  $|H(e^{j\omega T_s})| = 0$ , 说明  $0 \sim f_s/2$  频段的跟踪误差或谐波抑制误差将在下一个基频周期内完全消除。

### 3.3 MMC-BESS桥臂电流控制器参数设计

由图6可知, 重复控制器包括重复控制器内模、基频周期延迟  $z^{-N}$  和补偿器  $K_r S z^k$  三部分组成, 一般的设计思路: 根据系统的采样频率确定基频周期延迟环节  $z^{-N}$ , 接着确定重复控制器内模参数  $Q(z)$ , 再根据等效被控对象  $G_p$  设计补偿器使得  $H(z)$  在中低频段接近零, 即  $G_p K_r S z^k$  在中低频段表现为零增益零相移。当控制系统的采样频率确定后, 基频周期延迟环节  $z^{-N}$  就可以确定, 本文的采样频率为10 kHz, 因此  $N=200$ 。实际应用中重复控制器内模参数  $Q(z)$  一般选取略小于1的常数或低通滤波器。在其他参数不变情况下,  $Q(z)$  越大, 系统稳态跟踪精度越高、误差收敛速度越快, 但稳态裕度越小;  $Q(z)$  越小, 系统稳态跟踪精度越低、误差收敛速度越慢, 但稳态裕度较大。为简化控制器, 本文  $Q(z)$  取0.97。  $S(z)$  一般为低通滤波器, 以增强重复控制器在高频段的稳定性并抑制高频噪声对稳态跟踪误差的影响。为避免  $S(z)$  额外引入的相位滞后, 采用零相移低通滤波器。为简化控制器设计, 本文采用一阶低通滤波器, 具体形式为

$$S(z) = 0.25z + 0.5 + 0.25z^{-1} \quad (19)$$

为了补偿等效被控对象的相位滞后, 采用  $z^k$  超前环节进行相位补偿, 超前不同  $k$  拍的  $z^k G_p$  的伯德图如图7所示。当  $k=2$  时超前补偿环节能够有效抵消等效被控对象  $G_p$  在中低频段的相位滞后, 虽然在高频带宽存在相位误差, 但此时幅值已经被衰减, 不会产生稳定性问题。

图7 超前不同 $k$ 拍的 $z^k G_p(z)$ 伯德图Figure 7 Bode diagram of  $z^k G_p(z)$  with different  $k$ 

为了确定重复控制器增益 $K_r$ ,将在频域进行分析。把 $z$ 用 $e^{j\omega T_s}$ 代入被控对象和低通滤波器可得:

$$\begin{cases} G_P(e^{j\omega T_s}) = A_P(\omega) e^{j\theta_P(\omega)} \\ S(e^{j\omega T_s}) = A_S(\omega) e^{j\theta_S(\omega)} \end{cases} \quad (20)$$

式中, $A_P(\omega)$ 、 $\theta_P(\omega)$ 分别为等效被控对象 $G_P$ 的幅频和相频特性; $A_S(\omega)$ 、 $\theta_S(\omega)$ 分别为一阶低通滤波器 $S(z)$ 的幅频和相频特性。

将式(20)代入式(15),可得

$$|H| = |Q - A_P(\omega) A_S(\omega) K_r e^{j\delta(\omega)}| < 1 \quad (21)$$

式中, $\delta(\omega) = \theta_P(\omega) + \theta_S(\omega) + k\omega T_s$ 。

将式(21)进行变换,重复控制器增益必须满足:

$$0 < K_r < \frac{Q \cos \delta(\omega) + \sqrt{(Q \cos \delta(\omega))^2 - (Q^2 - 1)}}{A_P(\omega) A_S(\omega)} \quad (22)$$

在满足式(22)的前提下,较大的 $K_r$ 可以加快误差收敛速度,并减少稳态跟踪误差,考虑到参数偏移会缩小 $K_r$ 选取范围,需留一定的裕度,因此本文选取 $K_r=0.97$ 。

基于上述设计结果,可得PI控制和RC控制抑制电流谐波扰动的频率特性如图8所示。对比图中曲线可知,仅采用PI控制器时衰减增益较大,特别在二次及以上谐波频率衰减能力弱,例如:在二倍频和五倍频处衰减增益分别仅为 $-10.3$ 、 $-3.46$  dB;当加入RC后,桥臂电流对基频及其倍频电流扰动的衰减增益非常小,例如:在二倍频和五倍频处衰减增益分别为 $-40.5$ 、 $-32.5$  dB。因此,可以有效地抑制死区效应和背景谐波产生的交直流低次谐波电流。

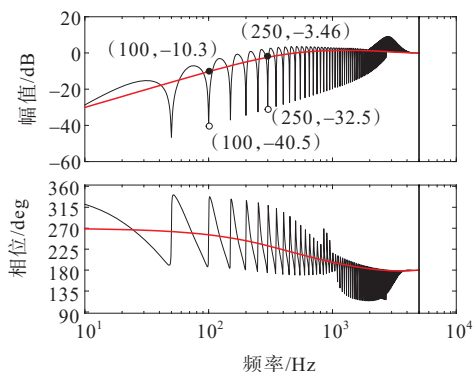


图8 PI和PI-RC控制抑制谐波扰动的频率特性

Figure 8 Frequency characteristic of anti-disturbance with PI method and PI-RC method

## 4 仿真和实验验证

为验证本文提出的基于桥臂电流控制的模块化多电平储能系统谐波抑制策略的有效性,并对比不同的控制方法,进行三相MMC-BESS仿真和MMC物理实验验证,其主电路拓扑见图1,仿真和实验的主要参数如表1所示。

表1 三相MMC-BESS仿真和实验参数

Table 1 Simulation and experimental parameters of three phase MMC-BESS

方法	交流侧线电压	交流电网	直流侧	桥臂子模
	有效值/V	基频/Hz	电压/V	块数量/个
仿真	10 000	50	$\pm 10 000$	10
实验	190	50	400	2

方法	子模块	子模块电	桥臂电感/	子模块开关	采样频
	电压/V	容/mF	mH	频率/Hz	率/kHz
仿真	2 000	4	40	1 000	10
实验	200	6	10	5 000	10

仿真中MMC-BESS中的储能电池直接与直流电容并联,每个子模块的储能电池额定输出最大功率为20 kW。实验中由于实验条件的限制,MMC子模块直流侧没有接入储能电池。

### 4.1 MMC-BESS动态性能仿真验证

MMC-BESS采用定直流母线电压控制,设置直流母线负载电阻为 $200 \Omega$  ( $P_{dc}=2$  MW),在 $t=1.0\sim 1.1$  s时,子模块储能电池输出功率从零线性增加到20 kW(所有子模块的储能电池输出总和为

1.2 MW)。储能电池输出功率变化时 MMC-BESS 仿真结果如图 9 所示。

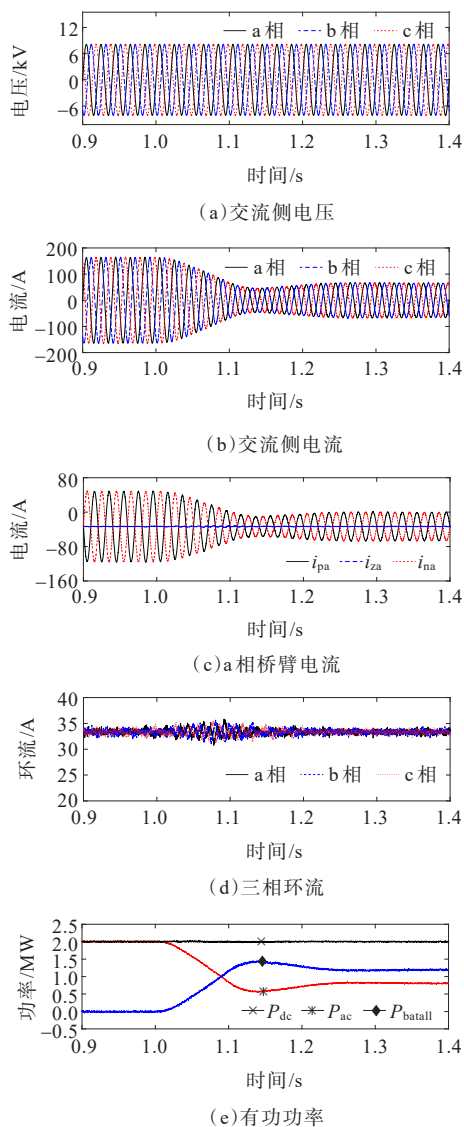


图 9 MMC-BESS 功率变化时仿真波形

Figure 9 Simulation results of MMC-BESS with power changing

由图 9(b)、(c)和(d)可知,MMC-BESS 交流侧电流和上、下桥臂电流为良好的正弦波形,且环流中只含有直流分量,说明二倍频及以上倍频环流谐波都被抑制;由图 9(e)可知,由于直流侧负载  $P_{dc}$  保持不变,在储能电池输出总功率  $P_{battall}$  线性增加时,交流侧功率将减少( $P_{ac}=P_{dc}-P_{battall}$ )。由此说明,通过调节 MMC-BESS 中储能电池的出力,可以灵活调节交直流端口功率分配。

4.2 背景交流谐波扰动下的 MMC-BESS 仿真验证  
为验证 MMC-BESS 在交流电网电压畸变时的

谐波抑制性能,设置交流电网包含 5 p.u. 的 5 次谐波和 3 p.u. 的 7 次谐波电压。背景交流谐波扰动下的 MMC-BESS 采用常规 PI 控制的仿真结果如图 10 所示,可知当交流电网电压畸变时,采用常规 PI 控制时不能良好抑制多频次谐波对电流的影响,此时交流电流畸变严重,含有较多的 5、7 次谐波电流,如图 10(b)所示,电流的 THD 为 4.75%。

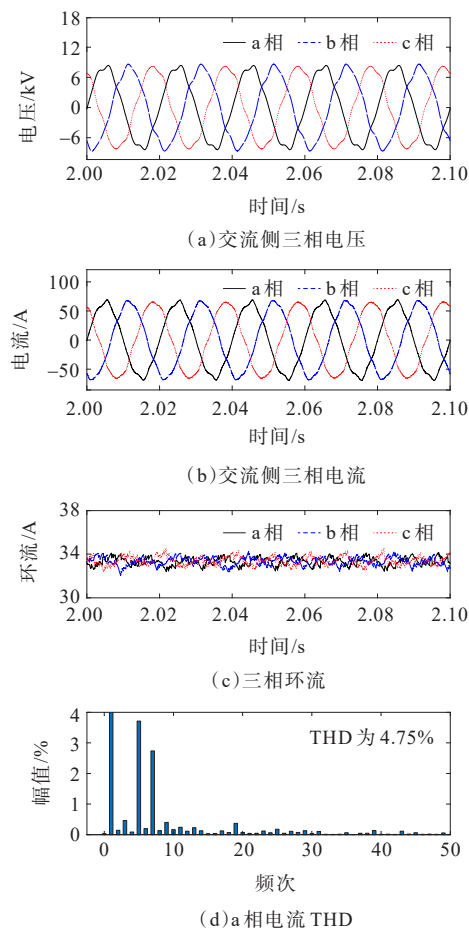


图 10 背景交流谐波扰动下的 MMC-BESS 采用常规 PI 控制仿真波形

Figure 10 Simulation results of MMC-BESS with conventional PI method under multi-frequencies AC grid background harmonics

背景交流谐波扰动下的 MMC-BESS 采用本文所提控制策略的仿真结果如图 11 所示,由图 11(b)、(d)可知,当电网电压畸变时,交流侧三相电流和环流中的 2、5 和 7 次谐波电流基本被消除,电流波形具有很好的正弦度,电流的 THD 仅为 1.46%。说明本文所提的基于桥臂电流控制的模块化多电平储能系统谐波抑制策略对电网电压多频次的背景谐波具有很强的抑制能力。



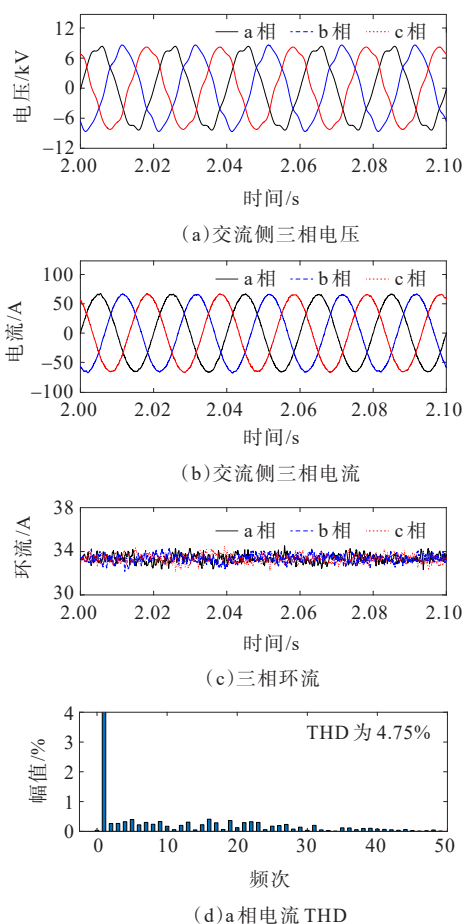


图 11 背景交流谐波扰动下的 MMC-BESS 采用本文所提控制策略仿真波形

Figure 11 Simulation results of MMC-BESS with proposed control strategy under multi-frequencies AC grid background harmonics

### 4.3 死区效应下的 MMC 实验验证

为了进一步验证本文提出的控制策略对 MMC 多频谐波扰动抑制性能,进行三相 MMC 实验验证。死区时间 ( $t_d=4\ \mu\text{s}$ ) 下采用不同控制策略 MMC 交、直流侧及内部桥臂电流实验波形分别如图 12、13 所示。

由图 12 可知,采用 PI 控制时 MMC 三相交流电流存在畸变,并且直流电压电流存在二倍频和四倍频的波动,如图 12(a)、(b) 所示;桥臂交流环流包含大量的二倍频及其他倍频,与文 2.1 中理论分析一致,此时桥臂电流存在严重的畸变。将图 12(c) 的 c 相上桥臂电流导入到 Matlab 进行 FFT 分析可知,桥臂电流 THD 达到 6.57%,如图 12(c)、(d) 所示。相反地,当采用本文提出的控制策略时,交直流电流波形质量良好,交流环流基本被消除,桥臂

电流为正弦波形,桥臂电流 THD 仅有 3.31%,如图 13(a)~(d) 所示。

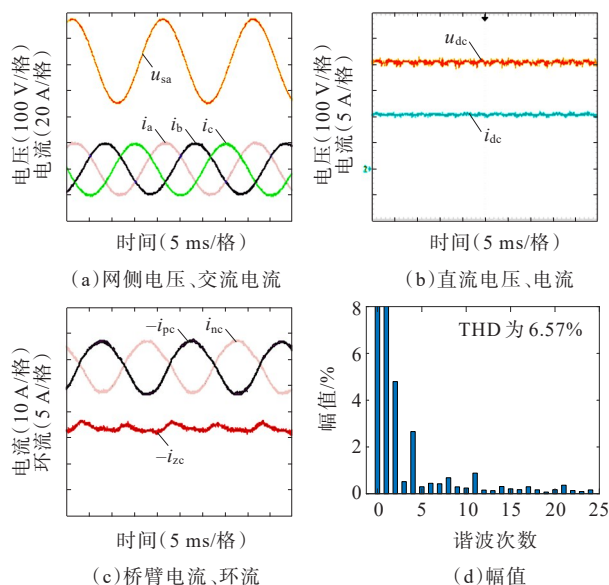


图 12  $t_d=4\ \mu\text{s}$  时采用常规 PI 控制策略实验波形

Figure 12 Experimental results of MMC with conventional PI control method under dead time  $t_d=4\ \mu\text{s}$

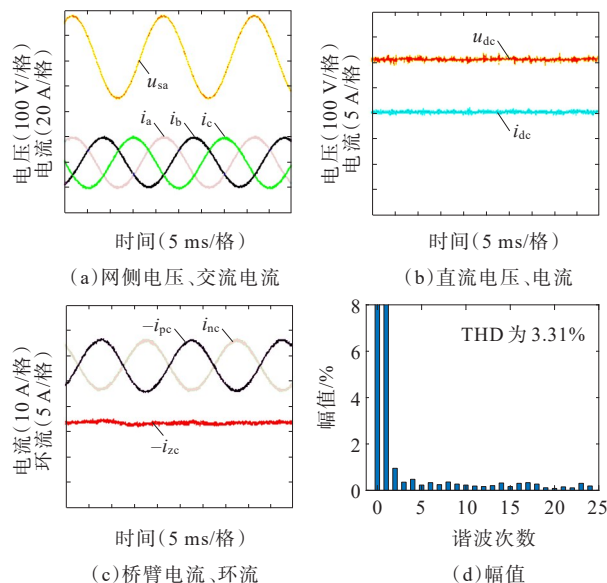


图 13  $t_d=4\ \mu\text{s}$  时采用本文所提控制策略实验波形

Figure 13 Experimental results of MMC with proposed control strategy under dead time  $t_d=4\ \mu\text{s}$

## 5 结语

本文针对中压交直流配电网应用场景的 MMC-BESS 在背景谐波和死区效应等扰动下电能质量恶化的问题,提出了基于桥臂电流控制的模块

化多电平储能系统谐波抑制策略,并通过仿真和实验验证,结果表明:

1) 死区效应的差模量在MMC-BESS交流侧引入奇次谐波扰动,死区效应的共模量在MMC内部环流及直流侧引入偶次谐波扰动,从而加大桥臂内部环流,并恶化MMC-BESS交、直流端口的电能质量;交直流侧背景谐波通过MMC相互耦合影响并产生新的谐波,导致MMC-BESS电压、电流波形畸变;

2) 采用本文提出的基于桥臂电流控制的模块化多电平储能系统谐波抑制策略可同时实现交直流背景谐波、死区效应的差模量和共模量的抑制与补偿,有效消除MMC-BESS内部交流环流分量、交流侧奇次谐波分量以及直流侧偶次谐波分量,提升MMC-BESS运行性能。

在高比例新能源接入电网背景下,交直流电网谐波谐振现象十分突出。交直流电网系统阻抗对本文所提策略的影响需进一步分析;此外,所提抑制策略能否有效实现在高比例新能源接入下交、直流电网间谐波阻断与谐振抑制,有待进一步研究。

#### 参考文献:

- [1] 黄宗龙,江修波,刘丽军. 低碳化背景下配电网“源—储—荷”多目标优化配置[J]. 电力科学与技术学报, 2020,35(5):36-45.  
HUANG Zonglong, JIANG Xiubo, LIU Lijun, et al. Multi-objective optimal allocation of "generation-storage-load" under the low-carbon background[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020,35(5):36-45.
- [2] 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 CSEE, 2016,36(15):4034-4046.
- [3] 邸世民,向往,林卫星,等. 混合级联直流输电系统主动谐波补偿控制[J]. 电力系统自动化, 2021,45(22):134-145.  
DI Shimin, XIANG Wang, LIN Weixing, et al. Active harmonic compensation control for hybrid cascaded HVDC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021,45(22):134-145.
- [4] 张烜一,江修波,郑文迪,等. 基于电阻耗能支路的MMC-HVDC线路故障清除与重启恢复策略[J]. 电力科学与技术学报, 2021,36(6):67-76.  
ZHANG Xuanyi, JIANG Xiubo, ZHENG Wendi, et al. MMC-HVDC line fault clearing and restart recovery strategy based on the resistance energy-consuming branch [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021,36(6):67-76.
- [5] VIJEH M, REZANEJAD M, SAMADAEI E, et al. A general review of multilevel inverters based on main submodules: structural point of view[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019,34(10):9479-9502.
- [6] HANNAN M A, KER P J, LIPU M S H, et al. State of the art of solid-state transformers: advanced topologies, implementation issues, recent progress and improvements [J]. IEEE Access, 2020,8:19113-19132.
- [7] WAN Y H, MAO M X, ZHOU L, et al. Review on topology-based dc short-circuit fault ride-through strategies for MMC-based HVDC system[J]. IET Power Electronics, 2020,13(2):203-220.
- [8] DONG Y F, TANG J S, YANG H Y, et al. Capacitor voltage balance control of hybrid modular multilevel converters with second-order circulating current injection[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019,7(1):157-167.
- [9] 刘座辰,林磊,殷天翔,等. 一种模块化多电平换流器子模块开路故障的快速检测与诊断方法[J]. 电工技术学报, 2022,37(19):4883-4894.  
LIU Zuochen, LIN Lei, YIN Tianxiang, et al. A fast detection and diagnosis method for open circuit faults in modular multilevel converter submodules[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(19): 4883-4894.
- [10] JIAO N, WANG S L, MA J P, et al. Quantitative analysis of harmonic transfer for modular multilevel converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021,9(4):4739-4749.
- [11] 邵振国,许昊铂,肖颂勇,等. 新能源电网中的谐波问题[J]. 电力系统保护与控制, 2021,49(4):178-187.  
SHAO Zhenguo, XU Haobo, XIAO Songyong, et al. Harmonic problems in new energy grids[J]. Power System Protection and Control, 2021,49(4):178-187.
- [12] 李彬,杜丁香,王兴国,等. 基于平均绝对误差的海上风电经柔直送出系统交流海缆纵联保护[J]. 电测与仪表, 2022,59(6):122-129.

- LI Bin, DU Dingxiang, WANG Xingguo, et al. AC submarine cable pilot protection for offshore wind power through MMC-HVDC system based on mean absolute error[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2022, 59(5): 122-129.
- [13] XU D, HAN M X, GOLE A M. Propagation of AC background harmonics in MMC HVdc multiterminal systems due to resonances and mitigation measures[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2018, 33(1): 229-238.
- [14] YUE B, MEI N, XU P F, et al. Quantitative analysis of AC/DC side harmonic transfer characteristics for modular multilevel converter and suppression measures[J]. *IEEE ACCESS*, 2020, 8: 212738-212752.
- [15] 梁营玉, 刘建政. 谐波和不对称电网电压下 MMC-HVDC 桥臂电流控制策略[J]. *电网技术*, 2018, 42(8): 2494-2502. LIANG Yingyu, LIU Jianzheng. Arm current control strategy for MMC-HVDC under harmonic and unbalanced grid voltages[J]. *Power System Technology*, 2018, 42 (8): 2494-2502.
- [16] 张玉斌, 杨张斌, 温英科, 等. 模块化多电平变换器电热耦合模型研究[J]. *高压电器*, 2022, 58(7): 119-127. ZHANG Yubin, YANG Zhangbin, WEN Yingke, et al. Research on electro-thermal coupling model of modular multilevel converter[J]. *High Voltage Apparatus*, 2022, 58 (7): 119-127.
- [17] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. 死区时间对模块化多电平换流器的影响[J]. *高电压技术*, 2014, 40(5): 1530-1538. SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina, et al. Influence of dead time on modular multi-level converter[J]. *High Voltage Engineering*, 2014, 40(5): 1530-1538.
- [18] LI Z X, LI Y H, WANG P, et al. Improving the performance of modular multilevel converter by reducing the dead time effect[C]//*IEEE 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2011)*, Birmingham, UK, 2011.
- [19] 周月宾, 江道灼, 胡鹏飞, 等. 利用均压策略消除 MMC 死区影响的方法[J]. *浙江大学学报(工学版)*, 2014, 48(4): 561-567. ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, HU Pengfei, et al. Method through voltage balancing strategy for eliminating dead time effect of MMC[J]. *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, 2014, 48(4): 561-567.
- [20] 花雅文, 李庚, 韩国栋, 等. 混合背靠背模块化多电平变换器设计[J]. *智慧电力*, 2021, 49(8): 70-76. HUA Yawen, LI Geng, HAN Guodong, et al. Design of hybrid back-to-back modular multilevel converter[J]. *Smart Power*, 2021, 49(8): 70-76.
- [21] 倪翰文, 李庚, 鲍刚, 等. 基于能量平衡的模块化多电平变换器调制方法[J]. *电网与清洁能源*, 2022, 38(7): 9-15+24. NI Hanwen, LI Geng, BAO Gang, et al. A modulation method of modular multilevel converter based on energy balance[J]. *Power System and Clean Energy*, 2022, 38(7): 9-15+24.
- [22] 董鹏, 吕敬, 蔡旭. 桥臂参数不对称 MMC 的运行与控制[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(24): 7255-7265. DENG P, LÜ Jing, CAI X. Operation and control of modular multilevel converters under asymmetric arm parameter conditions[J]. *Proceedings of CSEE*, 2017, 37(24): 7255-7265.
- [23] ZHANG M, HUANG L, YAO W X, et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(4): 2083-2097.
- [24] LI B B, XU D D, XU D G. Circulating current harmonics suppression for modular multilevel converters based on repetitive control[J]. *Journal of Power Electronics*, 2014, 14 (6): 1100-1108.
- [25] HE L Q, ZHANG K, XIONG J, et al. A repetitive control scheme for harmonic suppression of circulating current in modular multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(1): 471-481.
- [26] YANG S F, WANG P, TANG Y, et al. Circulating current suppression in modular multilevel converters with even-harmonic repetitive control[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(1): 298-309.