

基于模糊滑模控制的 MMC 环流抑制研究<sup>\*</sup>

徐鹏 许超林 肖科林 刘雨洪 冉文文

(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

**摘要:** 模块化多电平换流器(MMC)的内部环流增大了系统的损耗,加剧了桥臂电流的畸变进而增大了系统成本。针对 SMC 环流控制器存在的抖振、控制精度有限等问题,为进一步提升环流控制器性能,以传统滑模变结构控制为基础,提出了一种模糊滑模变结构环流控制器(FSMC)。首先,介绍 MMC 的工作特性,分析 MMC 环流产生的机理。然后通过建模分析和解耦控制阐述模糊滑模环流控制器的控制原理。之后,在相同的条件下,通过将传统 PI、SMC 和 FSMC 环流抑制策略的 MMC 系统,分别在交流侧输出扰动,负载突变两种不同工况下进行仿真研究。最后,通过仿真和实物结果表明,模糊滑模变结构环流控制器对环流的抑制效果和抗扰动的能力都要优于另外两种环流抑制器,提升了系统鲁棒性,有利于系统稳定、可靠,快速响应运行。

**关键词:** 模块化多电平变换器;环流抑制;FSMC 控制器;精确解耦

**中图分类号:** TM46;TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Research on circulating current suppression of MMC based on  
Fuzzy sliding mode control

Xu Peng Xu Chaolin Xiao Kelin Liu Yuhong Ran Wenwen

(The College of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

**Abstract:** The internal circulating current of modular multilevel converters (MMC) increases system losses and exacerbates distortion of bridge arm currents, thereby increasing system costs. Addressing issues such as oscillations and limited control accuracy in the sliding mode control (SMC) circulating current controller, this paper proposes a fuzzy sliding mode control (FSMC) circulating current controller based on traditional sliding mode variable structure control. Firstly, the special working characteristics of MMC are introduced, and the mechanism of MMC circulating current is analyzed. Then, the control principle of the fuzzy sliding mode circulating current controller is elucidated through modeling analysis and decoupling control. Subsequently, under the same conditions, simulation studies are conducted on MMC systems with traditional PI, SMC, and FSMC circulating current suppression strategies, respectively, under two different operating conditions: AC-side output disturbance and load transient. Finally, through simulation and experimental results, it is demonstrated that the FSMC circulating current controller outperforms the other two circulating current suppressors in terms of both circulating current suppression effectiveness and disturbance rejection capability, thereby enhancing system robustness, stability, and enabling rapid response operation.

**Keywords:** modular multilevel conversion; circulation inhibition; FSMC control; accurate decomposition

## 0 引言

模块化多电平变换器(MMC)作为一种新型的多电平拓扑结构,具有多方面优势。一方面,其模块化结构易于拓展、易于实现冗余设计,从而提高了变换器的工作可靠性;另一方面通过级联多个子模块,也提高了变换器的电压等级,降低了输出电压谐波含量等优点,使其在高压大功率应

用中具有良好的应用前景。近年来,全球范围内许多基于 MMC 型直流输电(MMC based high voltage direct current, MMC-HVDC)工程在建或投产,例如美国的跨湾工程,我国的白鹤滩-江苏±800 kV 特高压直流输电工程等<sup>[1]</sup>。因此 MMC 型 HVDC 已成为高压直流输电的主要方式<sup>[2-4]</sup>。然而由于 MMC 独特的工作模式及构造,在相与相以及相与直流侧之间会形成不平衡压降,进行形成回路

收稿日期:2024-09-20

<sup>\*</sup> 基金项目:国家自然科学基金(52206071)、重庆市自然科学基金(CSTC2020JCYJ-MSXMX0185)项目资助

电流称为环流,环流会增加桥臂电流的峰值,干扰设备的安全运作<sup>[5-7]</sup>。因此对环流采取抑制措施是十分有必要的。

目前许多先进的智能算法已被广泛应用于环流控制<sup>[8-10]</sup>。Li 等<sup>[11]</sup>提出了一种通用增大桥臂电感来抑制环流,但是这种方法不能对环流进行有效的抑制,且会增大系统体积,提高成本。屠卿瑞等<sup>[12]</sup>采用传统 PI 控制器,在旋转坐标系下对环流进行抑制,虽然其结构简单,操作方便等优点,但是由于 MMC 是一个非线性系统,因此此控制系统鲁棒性较差。苑宾等<sup>[13]</sup>提出了一种基于准比例谐振控制 (PR) 的环流抑制器,该控制器设计原理简单,易于实现,且可以在单相 MMC 中使用,但是易受外部干扰影响,且参数对控制器的控制效果影响特别大。Murthy 等<sup>[14]</sup>将模糊控制与 PI 控制结合,通过模糊控制对 PI 参数进行自整定,提高了系统的鲁棒性。杨晓峰等<sup>[15]</sup>对传统 PI 控制进行了改进,引入状态反馈精确线性化以实现精确解耦,并引入滑模控制器 (sliding mode controller, SMC) 以提高系统鲁棒性。但是并未解决 SMC 的抖振问题。Liang 等<sup>[16]</sup>提出了一种超扭转滑模控制的环流抑制策略,将超扭转控制算法引入到滑模控制中,以此来减弱 SMC 的抖振问题。余子华等<sup>[17]</sup>提出了一种基于双曲正切函数滑模控制的环流抑制策略将双曲正切函数代替符号函数,以此来减弱控制信号的切换所带来的抖振。因此滑模控制在 MMC 系统中具有较好的应用前景。

为提高 SMC 的性能,许多研究者通过引入模糊控制来组成模糊滑模控制器 (fuzzy sliding mode controller, FSMC) 来减弱抖振,提高 SMC 的动态响应。禹聪等<sup>[18]</sup>将 SMC 和 FSMC 分别应用于永磁同步电机的速度控制系统,通过对比 FSMC 控制下的控制精度和响应速度都要优于 SMC。魏久林等<sup>[19]</sup>将 FSMC 应用于 VSG 并网技术,通过对比分析发现,FSMC 可以有效减弱 SMC 带来的抖振。

本文以 MMC 的环流问题为研究对象,设计基于 FSMC 的环流抑制策略。首先,通过对三相 MMC 逆变器的拓扑结构分析,建立了 MMC 环流控制方程,将非线性系统通过精确反馈线性化转化为线性系统。然后针对传统滑模控制存在的抖振和动态响应问题,在传统滑模环流抑制策略基础上引入模糊控制对开关增益进行动态调节,不仅增强了系统的抗干扰能力,还有效减弱了抖振,提升了系统的稳定性和响应速度。最后,通过仿真和实物实验验证所提算法的可行性和有效性。

## 1 MMC 内部环流产生机理

三相 MMC 主电路拓扑如图 1 所示,每相包含上、下两个桥臂,每个桥臂由  $N$  个相同的子模块 (sub-modular, SM) 和一个电感  $L_m$  串联组成。子模块选用一个半桥和一个电容并联构成的半桥结构,通过控制子模块 IGBT 的开关动作,使子模块输出电压在电容电压  $u_c$  与 0 之间进行切换;通过调节上、下桥臂投入和切除的子模块数量,来改变

MMC 交流侧输出电压。

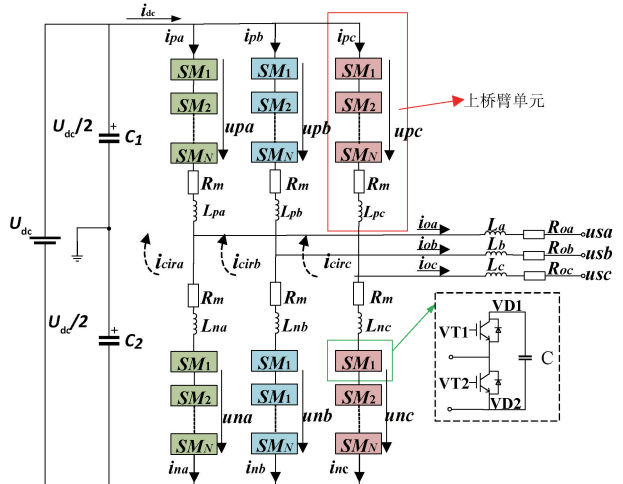


图 1 三相 MMC 电路拓扑

Fig. 1 Three-phase MMC topology

图 1 中  $U_{dc}$ 、 $i_{dc}$  分别是直流侧电压和电流;  $u_{sj}$ 、 $i_{oj}$  ( $j = a, b, c$  下同) 分别为交流侧输出电压和电流;  $R_m$  是桥臂等效电阻;  $u_{pj}$ 、 $u_{nj}$  分别是上下桥臂输出电压。

由 MMC 的运行特性可知,在理想情况下,子模块的额定电压为  $U_{dc}/N$ ,各相环流  $i_{cirj}$  只含有直流分量。但在实际运行中,随着子模块不断的投入或切除,使得子模块电容充、放电不均衡,导致各个相单元直流输出电压不时刻相等,便会在变换器内部产生环流<sup>[18]</sup>。

假设 MMC 上、下桥臂子模块和电感都是理想的,即交流侧输出电流  $i_{oj}$  在桥臂间均分。因此由 KCL 可知,各桥臂电流与环流之间的关系可表示为:

$$\begin{cases} i_{pj} = i_{cirj} + \frac{1}{2} i_{oj} \\ i_{nj} = i_{cirj} - \frac{1}{2} i_{oj} \end{cases} \quad (1)$$

将上式相加得到环流的表达式如下:

$$i_{cirj} = \frac{i_{pj} + i_{nj}}{2} \quad (2)$$

本文将每相上下桥臂电压等效成一个交流电压源  $u_{pj}$ 、 $u_{nj}$ ,根据 KVL 和图 2 中单相 MMC 等效电路得到单相 MMC 数学模型为:

$$\begin{cases} u_{sj} = \frac{u_{nj} - u_{pj}}{2} + (R_{oa} + \frac{R_m}{2}) i_{sj} + (L_a + \frac{L_m}{2}) \frac{di_{sj}}{dt} \\ \frac{U_{dc}}{2} - \frac{u_{nj} + u_{pj}}{2} = R_m i_{cirj} + L_m \frac{di_{cirj}}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

定义  $U_{cirj}$  为环流在桥臂电感上产生的压降,可以表示为:

$$U_{cirj} = R_m i_{cirj} + L_m \frac{di_{cirj}}{dt} \quad (4)$$

将式 (3)、(4) 联立,通过在上、下桥臂参考电压上同时

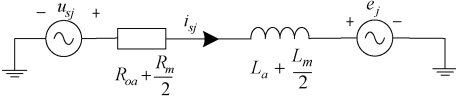


图 2 单相 MMC 等效电路

Fig. 2 Single-phase MMC equivalent circuit

减去  $U_{cirj}$ , 用来消除环流在桥臂电抗上产生的压降, 同时也不会影响交流侧输出。从桥臂瞬时能量平衡的角度证明, 在 MMC 正常运行时, 环流的大小由直流分量  $i_{dc}/3$  和负序二倍频分量构成, 因此忽略环流中的高次谐波分量, MMC 的三相环流表达式可以写成<sup>[20]</sup>:

$$\begin{cases} i_{cira} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \cos(2\omega t + \varphi_0) \\ i_{cirb} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_0) \\ i_{circ} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_0) \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $I_{2f}$  为二倍频环流幅值,  $\varphi_0$  为二倍频环流初相角。

## 2 环流抑制策略

MMC 环流模型具有非线性、强耦合的特点, 传统的 PI 控制器很难实现 dq 轴的精确解耦, 且抗干扰能力较差, 因此使用精确反馈线性化来实现模型的精确解耦<sup>[15]</sup>, 使用 SMC 来更好的实现环流抑制效果, 但是并没有解决由于惯性和滞后的影响, SMC 面临抖振以及响应速度问题。基于以上问题, 本文在 SMC 的基础上引入模糊控制, 设计 FSMC 环流抑制器, 以实现降低 SMC 的抖振问题的同时得到更好环流抑制效果, 提高系统鲁棒性和稳定性。

### 2.1 MMC 环流数学模型及解耦

首先通过坐标变换将三相静止坐标系下的环流二倍频负序分量转换成旋转坐标系下 dq 轴上的直流量, 其变换矩阵如下:

$$T_{abc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

结合式(4)可得旋转坐标系下三相环流的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{cird} \\ u_{cirq} \end{bmatrix} = R_m \begin{bmatrix} i_{cird} \\ i_{cirq} \end{bmatrix} + L_m \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cird} \\ i_{cirq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -2\omega L_m \\ 2\omega L_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cird} \\ i_{cirq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中,  $u_{cird}$ 、 $u_{cirq}$  为三相环流压降在旋转坐标系下 dq 轴分量;  $i_{cird}$ 、 $i_{cirq}$  为三相环流在旋转坐标系下的 dq 轴分量,  $\omega$  为基波角频率。

由式(7)可知  $u_{cird}$ 、 $u_{cirq}$  与  $i_{cird}$ 、 $i_{cirq}$  之间存在交叉耦合, 在这种情况下, 传统 PI 控制器难以实现 dq 轴精确解耦, 且

参数变化对系统影响较大。因此本文使用精确反馈线性化来进行精确解耦。

将式(7)改写成两输入两输出仿射非线性系统模型的状态方程的形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + G(x)u \\ y = H(x) \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{式中: } f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_m}{L_m}x_1 + 2\omega x_2 \\ -\frac{R_m}{L_m}x_2 - 2\omega x_1 \end{bmatrix}, G(x) = [g_1(x) \ g_2(x)]^T =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_m} \end{bmatrix}$$

状态变量  $x$  可表示为:  $x = [i_{cird} \ i_{cirq}]^T$ ; 输入变量为  $u = [u_{cird} \ u_{cirq}]^T$ ; 输出变量为  $y = [h_1(x) \ h_2(x)]^T = [i_{cird} \ i_{cirq}]^T$ 。

对式(8)做李导数运算得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x)u_1 + L_{g2} h_1(x)u_2 \\ \dot{x}_2 = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x)u_1 + L_{g2} h_2(x)u_2 \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{式中: } L_f h_1(x) = -\frac{R_m}{L_m}x_1 + 2\omega x_2, L_{g1} h_1(x) = L_{g2} h_2(x) = \frac{1}{L_m}, L_{g2} h_1(x) = L_{g1} h_2(x) = 0, L_f h_2(x) = -\frac{R_m}{L_m}x_2 - 2\omega x_1。$$

结合式(8)和(9), 系统输入和输出之间得关系可表示为:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix} + A(x)u \quad (10)$$

因为  $A(x)$  是可逆的, 因此系统反馈控制率由式(11)表示。其中  $v = [v_1 \ v_2]^T$  作为系统新的控制输入量。此时系统状态反馈控制率为:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = A^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f h_1(x) \\ v_2 - L_f h_2(x) \end{bmatrix} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)中可知, 新的控制输入与输出量的关系为:

$$v = [v_1 \ v_2]^T = [\dot{y}_1 \ \dot{y}_2]^T \quad (12)$$

由式(12)知, 经过精确反馈线性化处理, MMC 环流模型被解耦为两输入输出独立的一阶线性系统。系统模型<sup>[16]</sup>如图 3 所示。

环流模型经过精确反馈线性化处理后呈现线性关系, 虽然 SMC 可以提高系统鲁棒性, 但也带来了系统的抖振导致控制精度较差。针对此问题引入 FSMC, 以实现更好环流抑制效果, 提高系统稳定性和抗干扰能力。

### 2.2 模糊滑模控制器设计

经过坐标变换和精确反馈线性化的解耦, 此时环流的控制问题就变成了信号追踪问题, 即将旋转坐标变换后的  $i_{cird}$ 、 $i_{cirq}$  跟踪给定值  $i_{cd\_ref}$ 、 $i_{cq\_ref}$ 。因此取误差  $e$  为:

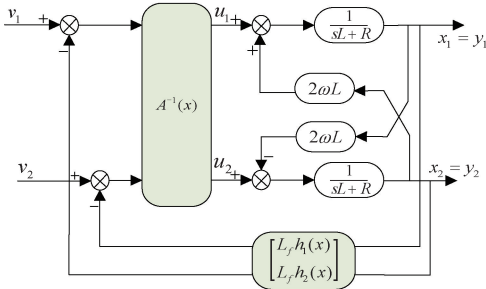


图 3 MMC 环流模型线性解耦示意图

Fig. 3 Schematic diagram of linear decoupling of MMC circulating current model

$$\begin{cases} e_d = i_{cd\_ref} - i_{cird} \\ e_q = i_{cq\_ref} - i_{cirq} \end{cases} \quad (13)$$

为了减少稳态误差,根据滑模变结构控制原理,设计比例积分滑模面:

$$\begin{cases} s_d = c_{d1}e_d + c_{d2}\int e_d dt \\ s_q = c_{q1}e_q + c_{q2}\int e_q dt \end{cases} \quad (14)$$

式中: $c_{d1}$ 、 $c_{d2}$ 、 $c_{q1}$ 、 $c_{q2}$  均为非零常数。对滑模面求导并带入式(7)得:

$$\begin{cases} \dot{s}_d = c_{d1}(R_m i_{cird} - u_{cird} - 2\omega L_m i_{cirq}) + c_{d2}e_d \\ \dot{s}_q = c_{q1}(R_m i_{cirq} - u_{cirq} + 2\omega L_m i_{cird}) + c_{q2}e_q \end{cases} \quad (15)$$

为了改善系统到滑模面的动态性能,本文选择指数趋近率,即:

$$\dot{s} = -ks - K \text{sat}(s) \quad (16)$$

式中: $k$ 、 $K$  为趋近率系数,均为大于零的常数, $\text{sat}$  为饱和函数它可以有效的减少系统抖振。

$$\text{sat} = \begin{cases} 1, & s > \Delta \\ \frac{s}{\Delta}, & |s| \leq \Delta \\ -1, & s < -\Delta \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\Delta$  为边界层厚度且大于零。由式(15)、式(16)和式(17)得:

$$\begin{cases} -k_1 s_d - K_1 \text{sat}(s) = -c_{d1} \dot{i}_{cird} + c_{d2} e_d \\ -k_2 s_q - K_2 \text{sat}(s) = -c_{q1} \dot{i}_{cirq} + c_{q2} e_q \end{cases} \quad (18)$$

结合式(12)、(13)、(14)、(16)可得系统得滑模控制率:

$$\begin{cases} v_1 = [k_1 s_d + K_1 \text{sat}(s_d) + c_{d2} e_d] / c_{d1} \\ v_2 = [k_2 s_q + K_2 \text{sat}(s_q) + c_{q2} e_q] / c_{q1} \end{cases} \quad (19)$$

整理式(18)和(19)得 SMC 的输出为:

$$\begin{cases} u_{cird} = R i_{cird} + L v_1 - 2\omega L i_{cirq} \\ u_{cirq} = R i_{cirq} + L v_2 + 2\omega L i_{cird} \end{cases} \quad (20)$$

针对传统 SMC 中出现得抖振现象,引入模糊控制以此来减小抖振。滑模趋近率中的切换增益  $K$  是抖振造成的主要原因<sup>[21]</sup>。因此设计模糊控制器针对滑 SMC 的趋近率中的切换增益  $K$  进行估计,实现降低抖振,提升系统鲁棒

性。根据滑模控制率式(19)取:

$$K(t) = \max |d(t)| + \eta \quad (21)$$

其中, $\eta > 0$ ,干扰  $d(t)$  是时变不确定的。选择李亚普诺夫(Lyapunov)函数  $V = s^2/2$ ,则:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s(-ks - K(t)\text{sat}(s)) = -K(t)\text{sat}(s)s - ks^2 \\ &\leq -\eta\text{sat}(s)s \leq 0 \end{aligned} \quad (22)$$

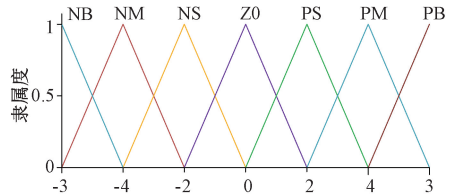
当  $\dot{V} \equiv 0$  时, $s \equiv 0$ ,根据 LaSalle 不变性原理,系统是稳定的。因此为了降低抖振,用  $K(t)$  来补偿系统中的不确定项。设计了一个双输入单输出得模糊控制器,其中以控制量的误差  $e$  和误差的导数  $\dot{e}$  为输入,定义为:

$$e, \dot{e} = \{\text{NB}, \text{NM}, \text{NS}, \text{ZO}, \text{PS}, \text{PM}, \text{PB}\} \quad (23)$$

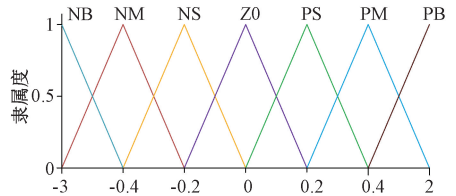
输出为  $K(t)$ , 定义为:

$$K(t) = \{\text{NB}, \text{NM}, \text{NS}, \text{ZO}, \text{PS}, \text{PM}, \text{PB}\} \quad (24)$$

输入与输出的隶属度函数如图 4 所示。



(a) 输入隶属度函数  
(a) Input membership function



(b) 输出隶属度函数  
(b) Output membership function

图 4 输入输出隶属度函数

Fig. 4 Input and output membership function

模糊规则设计如表 1 所示。

表 1 模糊规则表

Table 1 Fuzzy rules table

$e$	$\dot{e}$						
	PB	PM	PS	ZO	NS	NM	NB
PB	PB	PB	PB	PB	PM	PS	ZO
PM	PB	PB	PB	PM	PS	ZO	NS
PS	PB	PB	PM	PS	ZO	NS	NM
ZO	PB	PM	PS	ZO	NS	NM	NB
NS	PM	PS	ZO	NS	NB	NB	NB
NM	PS	ZO	NS	NM	NB	NB	NB
NB	ZO	NS	NM	NB	NB	NB	NB

采用积分的方法对  $K(t)$  进行估计,用  $K$  代替式(19)中的  $K_1$ 、 $K_2$ 。则 FSMC 环流抑制器结构如图 5 所示。



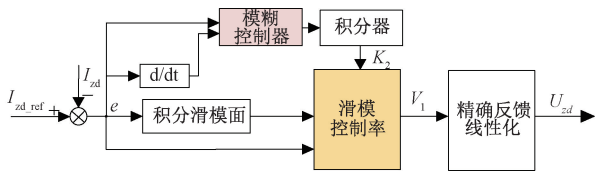


图 5 FSMC 环流抑制器控制框图

Fig. 5 Fuzzy sliding mode circulation suppressor control block diagram

2.3 基于 FSMC 环流抑制策略

由式(19)、(20)和图 5 可得 FSMC 系统环流抑制的控制框图,如图 6 所示。

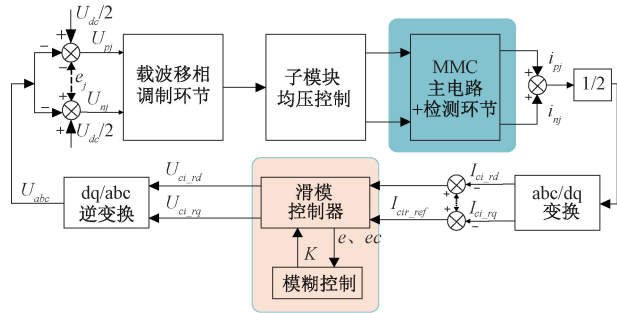


图 6 MMC 整体控制框图

Fig. 6 Overall block diagram of MMC

3 仿真分析及实验验证

3.1 仿真结果与分析

为了验证所设提环流抑制策略的可行性,本文在 Matlab/Simulink 平台搭建了五电平三相 MMC 逆变仿真模型,使用 3 种不同的环流抑制器进行对比仿真实验,即 PI、SMC、FSMC。

3 种模型均采用载波移相(carrier-phase shift,CPS)的调制策略,采用相同的均压算法。3 种环流抑制器分别在稳态情况下、交流测输出扰动、交流侧负载突变 3 种工况下进行对比仿真研究。具体的仿真参数如表 2 所示。

表 2 MMC 系统仿真参数

Table 2 MMC system simulation parameters

参数	数值
单桥臂子模块个数	4
直流侧电压 $U_{dc}/V$	800
子模块电容 $C/\mu F$	1 880
桥臂电抗 $L/mH$	6
调制度 $m$	0.9
负载阻抗 $R/\Omega$	25
开关频率/Hz	2 000
PI 控制器参数	$K_p=4, K_I=20$
SMC 控制器参数	$C_{d1}=C_{q1}=30, C_{d2}=C_{q2}=5,$ $k_1=k_2=15\ 000, K_1=K_2=500$
FSMC 控制器参数	$C_{d1}=C_{q1}=30, C_{d2}=C_{q2}=5,$ $k_1=k_2=15\ 000, K_p=0.001\ 8, K_I=5$

根据表 2 的仿真参数,仿真时间为 1 s,在 0.4 s 时投入 3 种环流抑制器,进行稳态对比分析,在 0.6 s 时提高交流侧输出电压,0.6 s 时恢复正常,以验证系统抗扰动能力。A 相环流波形如图 7 所示,由图 7 可知,在 0.4 s 投入 3 种环流抑制策略后,A 相的环流都得到了有效地抑制,其中 PI 环流抑制器的环流抑制效果最差,A 相环流的纹波为 0.8 A,SMC 环流抑制器控制下 A 相环流的纹波为 0.5 A,相比之下 FSMC 的环流抑制器控制效果更好,其环流的波动更小,峰峰值为 0.3 A。且在 0.6~0.62 s 的扰动期间,FSMC 环流抑制器控制下的环流波动程度小于另外两种环流抑制器。

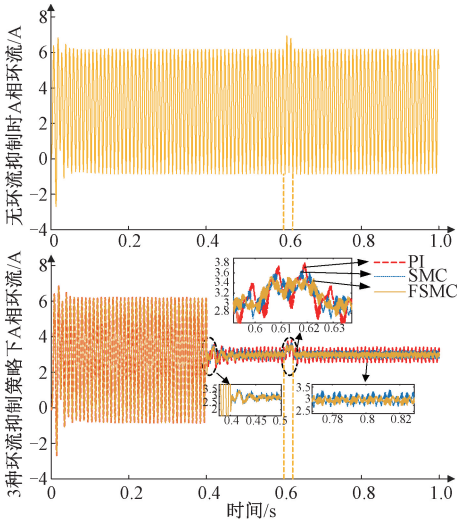


图 7 扰动工况下 A 相环流波形

Fig. 7 Phase-A circulating current waveform under disturbance

同时通过对扰动前后环流进行快速傅里叶变换分析得到了以直流分量为基值的各分量占比,具体得数值如表 3 所示,可以看出 FSMC 环流抑制器下的总谐波占比和二倍频环流占比都要优于 PI 和 SMC 环流抑制器的。

表 3 交流测扰动工况下 A 相环流 FFT 分析

Table 3 FFT analysis of A-phase circulation under AC disturbance measurement

环流抑制策略	扰动加入前		扰动加入后	
	总谐波占比/%	二倍频分量占比/%	总谐波占比/%	二倍频分量占比/%
PI	4.7	3.504	4.75	3.55
SMC	3.32	0.92	4.09	1.69
FSMC	2.19	0.67	3.46	1.57

图 8 为 3 种环流抑制器控制下,A 相上下桥臂电流的仿真波形,可以看到 3 种控制器都能改善桥臂电流的畸变且降低桥臂电流的峰峰值。其中 FSMC 环流抑制器的环流抑制效果明显更好,A 相上下桥臂电流更顺滑更接近正弦波。

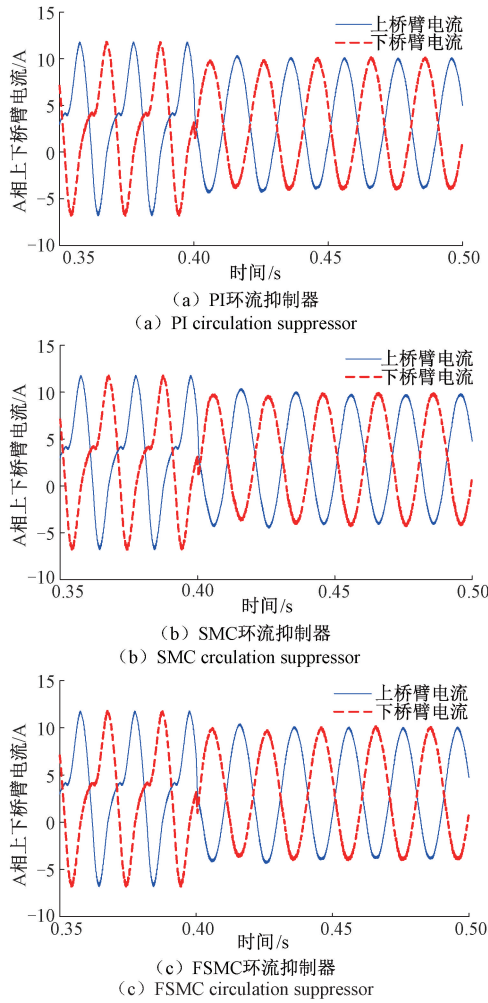


图 8 环流抑制器投入前后 A 相上下桥臂电流波形

Fig. 8 Current waveforms of upper and lower bridge arms of phase A before and after the deployment of the circulation suppressor

图 9 为 A 相上桥臂电流的总谐波含量,通过 THD 分析得到 PI 的电流总谐波含量为 4.19%,SMC 的电流总谐波含量为 2.64%,FSMC 的电流总谐波含量为 2.04%,进一步证明了 FSMC 的环流抑制效果更好。

设系统工作于逆变状态,做负载突变系统动态响应仿真实验对比。仿真的参数保持不变,在 0.4 s 时投入环流抑制器,之后在 0.6 s 时降低负载侧电阻。在这种情况下 A 相环流波形如图 10 所示:由图 10 可以分析出,在 0.4 s 时投入环流抑制器,3 种环流抑制器都可以对环流进行抑制,在 0.6 s 负载进行突变后,PI 环流抑制器的控制性能变差,而 SMC 和 FSMC 的环流抑制效果依然很好,但是由于 FSMC 的滑模趋近率开关增益  $K$  是时变的,因此具有更好的参数自整定能力。可以看出无论是启动时刻的动态响应还是负载突变时刻的环流波动范围,FSMC 都是要比 SMC 的控制效果更好的。且环流在稳态时的波动程度 FSMC 也都要小于 SMC 和 PI 控制。综上所述,FSMC 环流抑制器受外界影响较小,系统动态响应更好,稳定性和抗干扰能

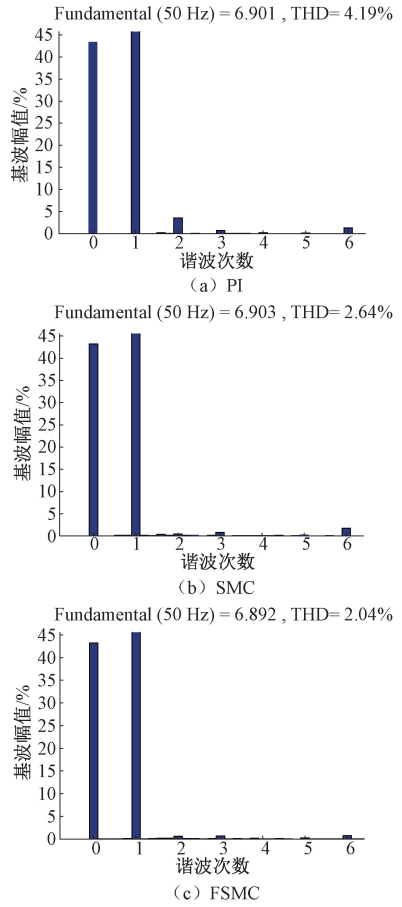


图 9 A 相上桥臂电流的总谐波含量

Fig. 9 The total harmonic content of the bridge arm current on the A-phase

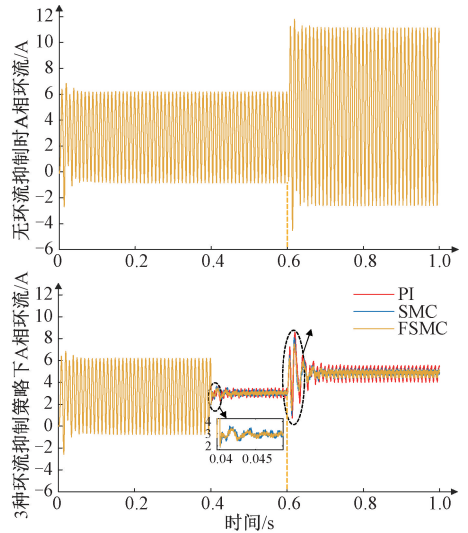


图 10 负载突变下 A 相环流波形

Fig. 10 Phase-A circulating current waveform under sudden load change

力更强。

### 3.2 实验验证

搭建了一个带无源负载的三相五电平 MMC 小功率实验样机,样机的控制由一块 TI 公司生产的 dsp28377 为主控制器,一块 dsp28335 作为辅助板组成。样机的参数:桥臂子模块数  $N=4$ ,直流电压  $U_{dc}=200\text{ V}$ ,子模块电容  $C_{SM}=2\text{ mf}$ ,桥臂电感  $5\text{ mh}$ ,输出侧电感  $4\text{ mh}$ ,开关频率  $5\text{ kHz}$ 。所搭建的实物样机如图 11 所示。

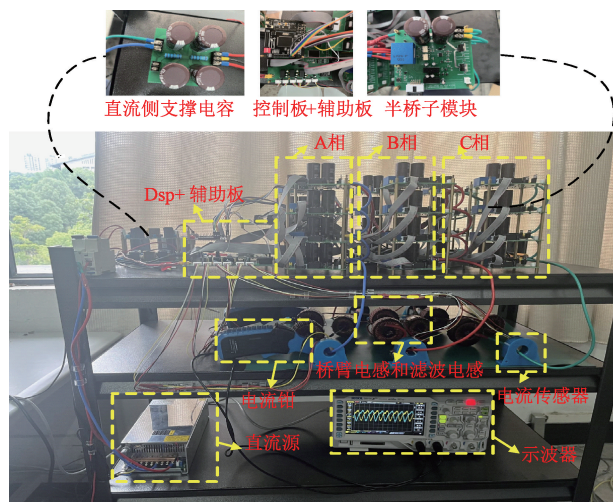


图 11 实验样机

Fig. 11 Experimental prototype

在开环情况下,实验结果如图 12 所示,图 12(a)是三相五电平电压,图 12(b)为负载端电压,图 12(c)是 a 相上下桥臂电流,其峰峰值为  $6\text{ A}$ ,图 12(d)是开环状况下的环流。可以看出在开环情况下,桥臂电流畸变严重,且环流波动范围较大达到了  $2.5\text{ A}$ 。

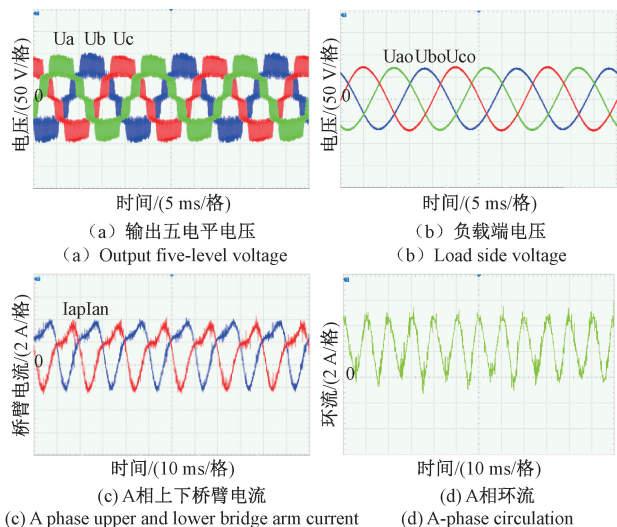


图 12 开环实验波形

Fig. 12 Open-loop experimental waveform

图 13 给出了 PI 环流抑制器控制下的上下桥臂电流和环流的波形,可以看到桥臂电流的峰峰值减少为  $4\text{ A}$  左右,

且环流的峰峰值为  $1\text{ A}$ ,虽然 PI 控制对环流有了明显的抑制效果,但是其抑制效果并不理想,上下桥臂电流存在明显畸变,且环流中还存在很多二倍频分量没有得到抑制。

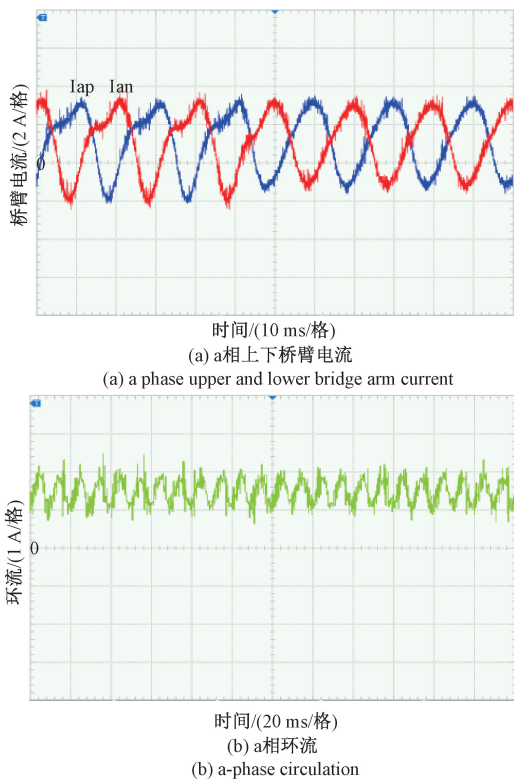
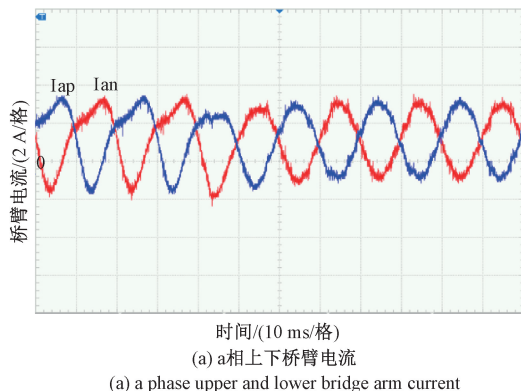


图 13 PI 控制实验波形

Fig. 13 PI control experimental waveform

图 14 给出了 SMC 环流抑制器控制下上下桥臂电流,环流的波形及扰动工况下 a 相环流,可以看到桥臂电流相对于 PI 控制来说更接近正弦波,但仍存在抖动。在 SMC 环流抑制下,a 相环流的峰峰值为  $0.8\text{ A}$ ,且环流中的二倍频分量明显减少,环流抑制效果较明显。

图 15 给出了 FSMC 环流抑制器控制下的 a 相上下桥臂电流和 a 相环流,可以看出在 FSMC 环流抑制控制下,上下桥臂电流相对于前两种控制算法电流虽然都是正弦波,但是 FSMC 的桥臂电流波形更加平滑。通过 a 相环流的波



(a) a phase upper and lower bridge arm current



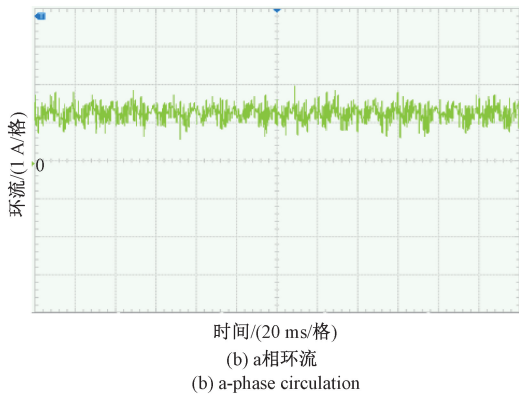


图 14 SMC 控制实验波形

Fig. 14 SMC control experimental waveform

形对比发现,在 FSMC 控制下,a 相环流的峰峰值更小为 0.5 A 且环流中的二倍频分量明显更少,更接近于直流量。从而得出 FSMC 环流抑制器可以减少 SMC 控制带来的抖动和更好的环流抑制效果。

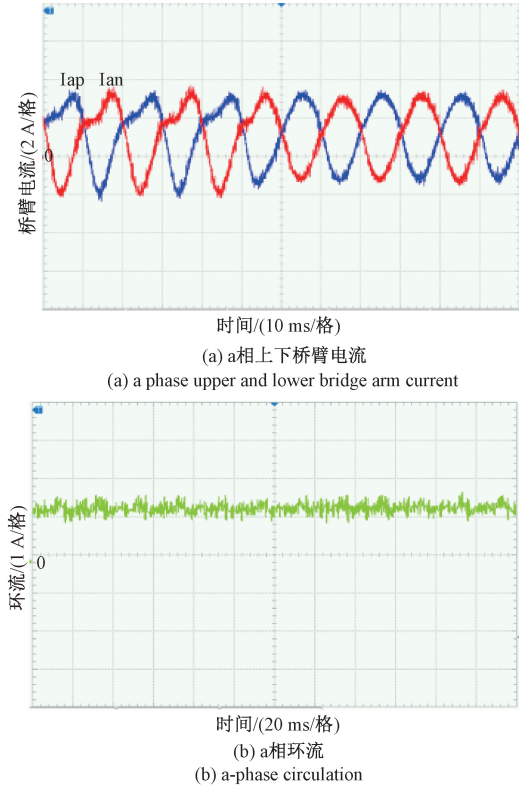


图 15 FSMC 控制实验波形

Fig. 15 FSMC control experimental waveform

图 16 给出了 SMC 和 FSMC 控制策略下在交流输出测幅值升高扰动下 a 相的环流,从图中可以看出在扰动发生时 SMC 环流抑制器控制下环流的最大值超过了 2 A,但 FSMC 环流抑制器在扰动时的环流最大值明显小于 SMC 控制器,可见在系统抗扰动性能上 FSMC 环流抑制器明显优于 SMC 环流抑制器。

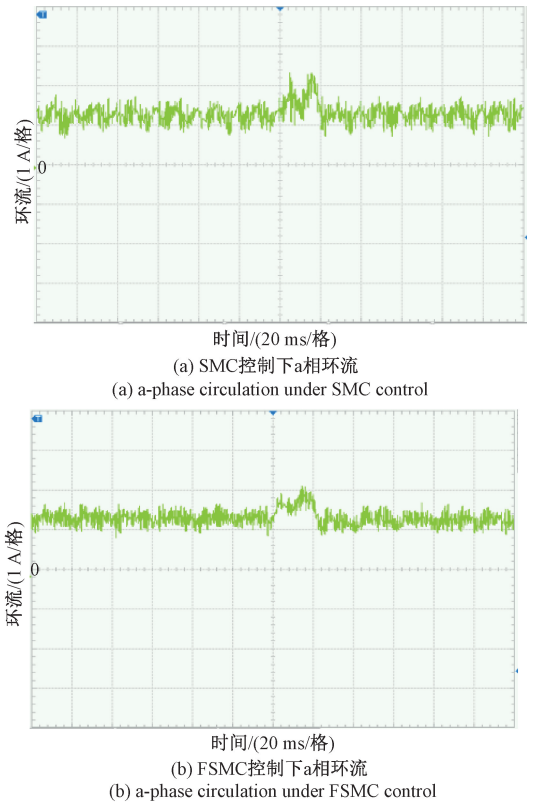


图 16 两种控制策略扰动工况下 a 相环流

Fig. 16 The a-phase circulation under the disturbance condition of two control strategies

## 4 结 论

本文通过对 MMC 内部环流的分析,针对 SMC 存在的抖动,控制精度,响应速度等问题,提出 FSMC 环流抑制器。通过搭建三相五电平 MMC 逆变器仿真模型和小功率硬件样机,对比 3 种环流抑制器的环流抑制效果,得到以下结论:

FSMC 环流抑制器可以减少 SMC 控制器的抖动,与传统 PI 和 SMC 控制器相比对环流谐波的抑制效果更好,且环流波动更小,同时减少桥臂电流的畸变,桥臂电流的 THD 分别为 4.19%、2.64%、2.04%。

在系统交流侧输出变化前后,FSMC 环流抑制器控制下环流的波动程度更小,拥有更好的抗干扰能力。交流侧负载突变的情况下,FSMC 环流抑制器控制下仍然有很好的环流抑制能力,且 FSMC 控制下环流波动是最小的。

在三相 MMC 试验样机上对 3 种环流抑制策略分别进行实验。通过实验验证对比分析,所提控制方案可以更有效的抑制环流谐波,提高控制精度,减小环流的波动程度。

## 参考文献

[1] 王宁燕,许军,丁登伟,等. 柔性直流输电工程中 MMC 模块内 IGBT 运行时暂态电压精确测量方法研究[J]. 高压电器,2021,57(9):26-33.



- WANG N Y, XU J, DING D W, et al. Research on accurate measurement method of transient voltage of operated IGBT in MMC module in flexible HVDC transmission project[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(9): 26-33.
- [2] 刘雨佳,何柏娜,张秋瑞,等. 基于高交流调制比的混合 MMC 配比约束方案设计[J]. 电子测量技术, 2022, 45(15): 6-13.
- LIU Y J, HE B N, ZHANG Q R, et al. Design of hybrid MMC ratio constraint scheme based on high AC modulation ratio [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(15): 6-13.
- [3] 徐雷,夏向阳,敬华兵,等. 基于勒让德多项式的 MMC 自适应反步控制策略[J]. 中国电力, 2022, 55(3): 18-27.
- XU L, XIA X Y, JING H B, et al. Adaptive back-stepping stability control strategy for MMC based on Legendre polynomial [J]. Electric Power, 2022, 55(3): 18-27.
- [4] 刘文韬,张哲任,徐政. 适用于纯新能源基地送出的混合型直流输电方案[J]. 太阳能学报, 2023, 44(12): 533-543.
- LIU W T, ZHANG ZH R, XU ZH. Hybrid DC transmission scheme for pure new energy base[J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2023, 44(12): 533-543.
- [5] 阳同光,杨轩园. 微电网直流输电 MMC 环流抑制研究[J]. 可再生能源, 2023, 41(2): 243-253.
- YANG T G, YANG X Y. Research on circulating current suppression of MMC in microgrid DC transmission[J]. Renewable Energy, 2023, 41(2): 243-253.
- [6] 郑征,李佩柯,李绍令,等. 模块化多电平变换器分数阶  $PI\sim\lambda$  环流抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1): 113-121.
- ZHENG ZH, LI P K, LI SH L, et al. Fractional order  $PI\sim\lambda$  circulating current suppression strategy for modular multilevel converter [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1): 113-121.
- [7] 于飞,郭宏宇,王雷. 多端光伏 MMC-MVDC 系统的控制策略研究[J]. 电子测量技术, 2020, 43(8): 143-148, 188.
- YU F, GUO H Y, WANG L. Research on control strategy of multi-terminal photovoltaic MMC-MVDC system [J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(8): 143-148, 188.
- [8] 李慧,张鹏,刘思嘉. MMC 环流抑制策略的暂态分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(2): 30-38.
- LI H, ZHANG P, LIU S J. Transient analysis of circulating current suppression strategy for MMC[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(2): 30-38.
- [9] YANG L M, LI Y H, LI Z X, et al. Loss optimization of MMC by second-order harmonic circulating current injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 5739-5753.
- [10] 张建坡,赵成勇. 模块化多电平换流器环流及抑制策略研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 328-336.
- ZHANG J P, ZHAO CH Y. Research on circulation current and suppressing strategy of modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 328-336.
- [11] LI B, XU Z, SHI S, et al. Comparative study of the active and passive circulating current suppression methods for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018 1878-1883.
- [12] 屠卿瑞,徐政,管敏渊,等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(18): 57-61.
- TU Q R, XU ZH, GUAN M Y, et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18): 57-61.
- [13] 苑宾,许建中,赵成勇,等. 模块化多电平换流器 PR 环流抑制器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2567-2575.
- YUAN B, XU J ZH, ZHAO CH Y, et al. Optimization design of PR circulating current suppressor for modular multilevel converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2567-2575.
- [14] MURTHY P, PATHIPOORANAM P. Circulating current control of phase-shifted carrier-based modular multilevel converter fed by fuel cell employing fuzzy logic control technique[J]. Energies, 2022, 15(16): 6008-6008.
- [15] 杨晓峰,李泽杰,郑琼林. 基于虚拟阻抗滑模控制的 MMC 环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6893-6904.
- YANG X F, LI Z J, ZHENG Q L. A novel MMC circulating current suppressing strategy based on virtual impedance sliding mode control [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6893-6904.
- [16] LIANG J W, WANG Y, PENG Z Y. A novel control strategy for circulating current suppression of modular multilevel converter [J]. 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress, 2021, DOI: 10. 1109/ECCE-Asia49820.2021.9479421.

- [17] 余子华. 基于五电平 MMC 电能路由器的控制策略研究[D]. 芜湖: 安徽工程大学, 2021.  
YU Z H. Research on control strategy based on five-level MMC power router [D]. Wuhu: Anhui University of Engineering, 2021.
- [18] 禹聪, 康尔良. 永磁同步电机模糊滑模无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 87-94.  
YU C, KANG ER L. Fuzzy sliding mode sensorless control of permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Motor and Control, 2024, 28(1): 87-94.
- [19] 魏久林, 王奔, 段瑞林, 等. 基于 VSG 并网逆变器的模糊滑模控制策略研究[J]. 电工技术, 2019(15): 34-38, 45.  
WEI J L, WANG B, DUAN R L, et al. Research on fuzzy sliding mode control strategy based on VSG grid-connected inverter[J]. Electrical Technology, 2019(15): 34-38, 45.
- [20] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 547-552.  
TU Q R, XU ZH, ZHENG X, et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power

Systems, 2010, 36(2): 547-552.

- [21] 徐鹏, 李正, 曾俊杰, 等. 一种高精度、高鲁棒的 Buck 变换器滑模控制研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2022, 36(11): 226-233.  
XU P, LI ZH, ZENG J J, et al. Research on a high-precision and high-robust sliding mode control of Buck converter [J]. Journal of Chongqing University of Technology(Natural Science), 2022, 36(11): 226-233.

### 作者简介

**徐鹏**, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子变换器、电机及其控制技术。

E-mail: xupeng@cqut. cn

**许超林**(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为模块化多电平换流器控制。

E-mail: 929875126@qq. com

**肖科林**, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器及控制技术。

E-mail: 1599118656@qq. com

**刘雨洪**, 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制。

E-mail: 1154651690@qq. com

**冉文文**, 硕士研究生, 主要研究方向为锂离子电池状态估计。

E-mail: wenwenran@stu. cqut. edu. cn