

引用格式:杨旭红,袁春,钱峰伟,等.电网不平衡下基于 MMC 的分数阶积分滑模控制策略研究[J].电力科学与技术学报,2024,39(5):226-234.

Citation: YANG Xuhong, YUAN Chun, QIAN Fengwei, et al. Fractional-order integral sliding mode control strategy based on MMC under unbalanced grid conditions[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(5): 226-234.

电网不平衡下基于 MMC 的分数阶积分滑模控制策略研究

杨旭红¹, 袁春¹, 钱峰伟², 尹聪聪³, 程启明¹

(1. 上海电力大学自动化工程学院, 上海 200090; 2. 上海太阳能工程技术研究中心有限公司, 上海 310012;

3. 国网浙江省电力有限公司余姚市供电公司, 江苏 余姚 315400)

摘要:为增强模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)在电网不平衡条件下的系统性能,该文提出一种分数阶积分滑模控制(fractional order integral sliding mode control, FO-I-SMC)策略。首先,分析 MMC 的拓扑结构,并推导出正、负序电压与输出电流的基频外特性方程和正负零序环流的二倍频内特性方程。其次,结合控制目标和 MMC 的数学模型,设计出应用于电网电压不平衡的分数阶滑模控制器。该控制器旨在降低交流侧输出电流与直流侧环流谐波含量。最后,在 MATLAB/Simulink 仿真平台建立相应模型,验证该算法的有效性。研究结果证明:采用 FO-I-SMC 控制策略的 MMC 的系统性能要明显优于采用比例积分(proportional integral, PI)控制策略和积分滑模控制(integral sliding mode control, ISMC)策略的。

关键词:模块化多电平换流器;电网电压不平衡;分数阶积分滑模;输出电流;环流

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2024.05.023 **中图分类号:**TM46;TP273 **文章编号:**1673-9140(2024)05-0226-09

Fractional-order integral sliding mode control strategy based on MMC under unbalanced grid conditions

YANG Xuhong¹, YUAN Chun¹, QIAN Fengwei², YIN Congcong³, CHENG Qiming¹

(1. School of Automatic Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 2. Shanghai Solar Energy Engineering

Technology Research Center Co., Ltd., Shanghai 310012, China; 3. Yuyao Power Supply Company,

State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Yuyao 315400, China)

Abstract: To enhance the system performance of the modular multilevel converter (MMC) under unbalanced grid conditions, this paper proposes a fractional order integral sliding mode control (FO-I-SMC) strategy. Firstly, the topology of the MMC is analyzed, and the fundamental frequency external characteristic equations of positive- and negative-sequence voltages and output currents, as well as the double frequency internal characteristic equations of positive-, negative-, and zero-sequence circulating currents, are derived. Secondly, combining the control objectives with the mathematical model of the MMC, a fractional order sliding mode controller is designed for application in unbalanced grid voltages. This controller aims to reduce the harmonic content in the AC-side output current and the DC-side circulating current. Finally, a corresponding model is established on the Matlab/Simulink simulation platform to verify the effectiveness of the proposed algorithm. The research results demonstrate that the system performance of the MMC using the FO-I-SMC strategy is significantly better than that using the proportional integral (PI) control strategy and the integral sliding mode control (ISMC) strategy.

Key words: modular multilevel converter; unbalanced grid voltage; fractional-order integral sliding mode; output current; circulating current

收稿日期:2023-06-21;修回日期:2024-01-18

基金项目:国家自然科学基金(51777120)

通信作者:杨旭红(1969—),女,博士,教授,主要从事智能电网控制技术、新能源发电及储能技术、火电和核电机组的仿真建模及控制技术等方面的研究;E-mail: yangxuhong.sh@163.com

相较于传统的两电平、三电平换流器,模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具有以下优势:制造难度低;损耗成倍下降;阶跃电压低;波形质量高;故障处理能力强^[1-5]。基于这些优势,在高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)领域,MMC已经逐渐取代传统的两、三电平的电压源型换流器(voltage sourced converter, VSC)。随着能源结构调整^[6-8],大量新能源(如风能、太阳能等)被馈入电网,MMC-HVDC输电技术得到了极大的发展。

在实际工程中,MMC输电系统时常在不完全对称的工况下运行。MMC与电网之间一般采用Y/△变压器连接。因此,当MMC在不对称工况下运行时,阀侧电流仅由正序分量和负序分量两部分组成,而其内部环流则包含2倍频的正序、负序、零序分量。网侧负序电流会造成功率波动,还会导致满载运行变压器局部过热,缩短其使用寿命。其内部环流与子模块电容电压波动之间呈正相关。该内部环流过大,会增加MMC输电系统运行损耗,降低子模块使用寿命。其中,零序二倍频环流还会穿过直流线路,进一步对直流侧造成危害。因此,为了保障MMC输电系统安全、稳定地运行,除理想工况下的控制目标外,仍需控制MMC交流侧负序基频电流或者二倍频功率波动,且需抑制MMC内部二倍频的负序和零序环流。

关于阀侧电流控制,主要方法有两大类:基于矢量控制(vector control, VC)的双闭环控制策略;直接功率控制策略(direct power control, DPC)。在双闭环控制策略方面:文献[9-11]提出了双dq-PI比例积分(proportional integral, PI)控制器,该控制器结构简单、参数易调节,但MMC具有很强的非线性,致使该控制器控制效果不太理想;文献[12]基于EL模型设计了一种无源控制器(passivity-based control, PBC),其控制效果较好,但PBC控制器对系统模型参数准确度要求较高;文献[13]在 $\alpha\beta$ 坐标系下设计了一种比例-降阶谐振(proportional reduced-order resonant, P-ROR)控制器,其在特定频率附近控制效果较好,但当电网频率波动较大时,其控制效果不佳。在直接功率控制策略方面:文献[14]在直接功率控制的基础上引入了谐振闭环调节器,使得直接功率控制在控制有功、无功功率的直流分量的基础上还可以实现对输入电流、功

率波动、直流侧电压的控制;文献[15]设计了一种基于直接功率控制的滑模控制器,其功率、电流控制效果均较为理想,但该控制器的设计过程较为复杂。

关于内部环流控制的研究,主要有两个方向:无源环流控制和有源环流控制。在无源控制的方面:文献[16]发现增大桥臂电感可以减小内部环流,但会增加换流器内部损耗和提高换流器成本;文献[17]发现添加二阶LC滤波器对环流具有很好的抑制效果,但会降低最大输出电压与换流器容量。在有源控制的方面:文献[18]设计了一种比例积分谐振(proportional integral resonance, PIR)控制器,该控制器对环流中的2倍、4倍频分量具有很好的抑制效果;文献[19]设计了一种基于虚拟阻抗滑模控制的环流抑制器,其环流二倍频分量抑制效果显著,动态性能优良;注入二次谐波环流的电容电压平衡控制,但环流参考值计算过程复杂。

目前,整数阶控制应用较为广泛,但分数阶控制性能更优、效果更好^[20-24]。为了降低MMC交流侧输出电流的畸变率和抑制二倍频环流,本文将分数阶积分滑模控制应用到电网不平衡下的MMC上,先根据MMC的拓扑结构建立数学模型;然后,针对控制目标设计分数阶积分滑模控制;最后,在MATLAB/Simulink中,将其与传统的PI控制和积分滑模控制进行仿真与对比,验证了本文所提分数阶滑模控制的优越性和可行性。

1 MMC的数学模型

1.1 系统结构

MMC并网结构如图1所示。在图1中, U_{dc} 和 u_s 分别表示直流电网电压和交流电网电压。MMC通过三相Y/△变压器与电网连接,换流器侧采用△型接法。

MMC拓扑结构如图2所示。在图2中,3个相单元在每个相单元均由上、下桥臂组成,每个桥臂

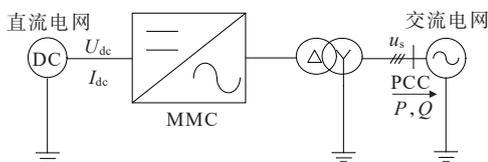


图1 MMC并网结构示意图

Figure 1 Schematic diagram of grid-connected MMC system

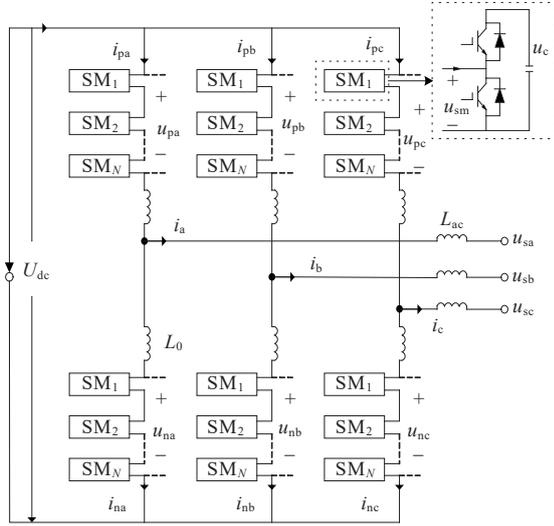


图2 MMC拓扑结构

Figure 2 Topology of MMC

通过相同数量的级联子模块和一个桥臂电感串联而成,子模块采用半桥结构。以MMC逆变运行方向来定义各电气量的正方向。 L_0 、 L_{ac} 分别表示桥臂电感和交流侧换流变压器漏电感。在图2中, O 为直流系统的中性点, u_{pj} 、 u_{nj} ($j=a, b, c$)分别为上、下桥臂子模块电压之和, i_{pj} 、 i_{nj} 分别为上、下桥臂电流, U_{dc} 为直流电压, u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 分别为交流a、b、c三相侧电压, i_a 、 i_b 、 i_c 分别为交流侧a、b、c三相电流。

1.2 数学模型

当电网电压不平衡时,交流母线电压由正、负和零序分量组成,但由于特定的变压器接法,换流器阀侧不存在零序电流。因此,可以得到abc坐标系下正、负序分量的外特性方程,即

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^+ + i_a^- \\ i_b^+ + i_b^- \\ i_c^+ + i_c^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{diffa}^+ + u_{diffa}^- \\ u_{diffb}^+ + u_{diffb}^- \\ u_{diffc}^+ + u_{diffc}^- \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{sa}^+ + u_{sa}^- \\ u_{sb}^+ + u_{sb}^- \\ u_{sc}^+ + u_{sc}^- \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, $u_{diffj}^+ = \frac{1}{2}(u_{nj}^+ - u_{pj}^+)$; $u_{diffj}^- = \frac{1}{2}(u_{nj}^- - u_{pj}^-)$; $L = \frac{L_0}{2} + L_{ac}$ 。

而环流由直流分量与正、负、零序二倍频分量组成,其内特性方程如下:

$$L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cira}^+ + i_{cira}^- + i_{cira}^0 \\ i_{cirb}^+ + i_{cirb}^- + i_{cirb}^0 \\ i_{circ}^+ + i_{circ}^- + i_{circ}^0 \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} - \begin{bmatrix} u_{coma}^+ + u_{coma}^- + u_{coma}^0 \\ u_{comb}^+ + u_{comb}^- + u_{comb}^0 \\ u_{comc}^+ + u_{comc}^- + u_{comc}^0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, $u_{comj}^+ = \frac{1}{2}(u_{pj}^+ + u_{nj}^+)$; $i_{cirj}^+ = \frac{1}{2}(i_{pj}^+ + i_{nj}^+)$; $u_{comj}^- = \frac{1}{2}(u_{pj}^- + u_{nj}^-)$; $i_{cirj}^- = \frac{1}{2}(i_{pj}^- + i_{nj}^-)$; $u_{comj}^0 = \frac{1}{2}(u_{pj}^0 + u_{nj}^0)$;

$$i_{cirj}^0 = \frac{1}{2}(i_{pj}^0 + i_{nj}^0)。$$

基于MMC三相对称的系统结构,易知各序分量可以完全解耦。正、负序分量 dq 轴下的外特性方程为

$$\begin{cases} LI^+ = U_{diff}^+ - U_s^+ - M^+ I^+ \\ LI^- = U_{diff}^- - U_s^- - M^- I^- \end{cases} \quad (3)$$

式中, $I^+ = \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix}$; $U_{diff}^+ = \begin{bmatrix} u_{diffd}^+ \\ u_{diffq}^+ \end{bmatrix}$; $U_s^+ = \begin{bmatrix} u_{sd}^+ \\ u_{sq}^+ \end{bmatrix}$; $I^- = \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix}$;
 $U_{diff}^- = \begin{bmatrix} u_{diffd}^- \\ u_{diffq}^- \end{bmatrix}$; $U_s^- = \begin{bmatrix} u_{sd}^- \\ u_{sq}^- \end{bmatrix}$; $M^+ = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{bmatrix}$;
 $M^- = \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix}$; ω 为交流电的角频率。

正、负、零序二倍频分量在 $\alpha\beta$ 坐标系下的内特性方程为

$$L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^+ + i_{cir\alpha}^- \\ i_{cir\beta}^+ + i_{cir\beta}^- \\ i_{cir0} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{coma}^+ + u_{coma}^- \\ u_{com\beta}^+ + u_{com\beta}^- \\ u_{com0} \end{bmatrix} \quad (4)$$

正、负、序二倍频分量在 dq 坐标系下的内特性方程为

$$\begin{cases} L_0 \dot{I}_{cir}^+ = -U_{com}^+ - M_{cir}^+ I_{cir}^+ \\ L_0 \dot{I}_{cir}^- = -U_{com}^- - M_{cir}^- I_{cir}^- \end{cases} \quad (5)$$

式中, $I_{cir}^+ = \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^+ \\ i_{cir\beta}^+ \end{bmatrix}$; $U_{com}^+ = \begin{bmatrix} u_{com\alpha}^+ \\ u_{com\beta}^+ \end{bmatrix}$; $I_{cir}^- = \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^- \\ i_{cir\beta}^- \end{bmatrix}$; $U_{com}^- = \begin{bmatrix} u_{com\alpha}^- \\ u_{com\beta}^- \end{bmatrix}$; $M_{cir}^+ = \begin{bmatrix} 0 & 2\omega L_0 \\ -2\omega L_0 & 0 \end{bmatrix}$; $M_{cir}^- = \begin{bmatrix} 0 & -2\omega L_0 \\ 2\omega L_0 & 0 \end{bmatrix}$ 。

2 MMC的控制策略

2.1 分数阶微积分

分数阶微积分将微积分推广至实数范围。微分算子定义如下:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} f(t), & \alpha > 0 \\ f(t), & \alpha = 0 \\ \int_a^t f(\tau) (t-\tau)^{\alpha-1} d\tau, & \alpha < 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中, a 和 t 分别为操作算子的上限和下限; ${}_a D_t^\alpha$ 表示函数 $f(t)$ 的 α 阶微分(或积分)。当 $\alpha > 0$ 时,其为分数阶微积分;当 $\alpha < 0$ 时,其为分数阶微积分。

本文采用Caputo定义的分数阶微积分,其定义为

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_0^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (7)$$

式中, $-1 < \alpha < n$, $\Gamma(\cdot)$ 为 gamma 函数, 即 $\Gamma(z) = \int_0^\infty t^{z-1} e^{-t} dt$ 。

2.2 基于分数阶积分滑模的内环电流控制器设计

记内环电流正、负序分量参考值 I^{+*} 、 I^{-*} 分别为

$$\begin{cases} I^{+*} = \begin{bmatrix} i_d^{+*} \\ i_q^{+*} \end{bmatrix} \\ I^{-*} = \begin{bmatrix} i_d^{-*} \\ i_q^{-*} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8)$$

则内环正、负电流控制误差 E^+ 、 E^- 分别为

$$\begin{cases} E^+ = I^{+*} - I^+ \\ E^- = I^{-*} - I^- \end{cases} \quad (9)$$

取正、负滑模面 S^+ 、 S^- 分别为

$$\begin{cases} S^+ = c_1 D^{1-\mu_1} E^+ + c_2 E^+ + c_3 D^{\alpha_1-1} E^+ \\ S^- = c_1 D^{1-\mu_1} E^- + c_2 E^- + c_3 D^{\alpha_1-1} E^- \end{cases} \quad (10)$$

式中, $c_i > 0 (i=1, 2, 3); \alpha_1 < 1; \mu_1 > 0$ 。

正、负趋近率 \dot{S}^+ 、 \dot{S}^- 分别如下:

$$\begin{cases} \dot{S}^+ = -k_1 S^+ - \varepsilon_1 f_{\text{sat}}(S^+) \\ \dot{S}^- = -k_1 S^- - \varepsilon_1 f_{\text{sat}}(S^-) \end{cases} \quad (11)$$

式中, $k_i > 0; \varepsilon_i > 0$ 。

$$f_{\text{sat}}(t) = \begin{cases} 1, & t > \Delta \\ kt, & |t| \leq \Delta \\ -1, & t < -\Delta \end{cases} \quad (12)$$

式中, $k=1/\Delta$ 。

联立式(3)、(10)与(11), 可以推导出基于分数阶积分滑模的内环电流控制器, 即:

$$\begin{cases} U_{\text{diff}}^{+*} = U_s^+ + M^+ I^+ + \frac{L}{c_2} A^+ \\ U_{\text{diff}}^{-*} = U_s^- + M^- I^- + \frac{L}{c_2} A^- \end{cases} \quad (13)$$

式中, U_{diff}^{+*} 、 U_{diff}^{-*} 分别为该内环电流控制器的正、负序分量; $A^+ = c_1 D^{2-\mu_1} E^+ + c_3 D^{\alpha_1} E^+ + k_1 S^+ + \varepsilon_1 f_{\text{sat}}(S^+)$; $A^- = c_1 D^{2-\mu_1} E^- + c_3 D^{\alpha_1} E^- + k_1 S^- + \varepsilon_1 f_{\text{sat}}(S^-)$ 。

2.3 基于分数阶积分滑模的环流控制器设计

记环流正、负、零序二倍频分量 I_{cir}^{+*} 、 I_{cir}^{-*} 、 $i_{\text{cir}0}^*$ 分别为

$$\begin{cases} I_{\text{cir}}^{+*} = \begin{bmatrix} i_{\text{cir}d}^{+*} \\ i_{\text{cir}q}^{+*} \end{bmatrix} \\ I_{\text{cir}}^{-*} = \begin{bmatrix} i_{\text{cir}d}^{-*} \\ i_{\text{cir}q}^{-*} \end{bmatrix} \\ i_{\text{cir}0}^* = i_{\text{cir}0}^* \end{cases} \quad (14)$$

则环流控制正、负、零序误差 E_{cir}^+ 、 E_{cir}^- 、 $e_{\text{cir}0}$ 分别为

$$\begin{cases} E_{\text{cir}}^+ = I_{\text{cir}}^{+*} - I_{\text{cir}}^+ \\ E_{\text{cir}}^- = I_{\text{cir}}^{-*} - I_{\text{cir}}^- \\ e_{\text{cir}0} = i_{\text{cir}0}^* - i_{\text{cir}0} \end{cases} \quad (15)$$

取正、负、零序滑模面 S_{cir}^+ 、 S_{cir}^- 、 $S_{\text{cir}0}^0$ 分别为

$$\begin{cases} S_{\text{cir}}^+ = c_4 D^{1-\mu_2} E_{\text{cir}}^+ + c_5 E_{\text{cir}}^+ + c_6 D^{\alpha_2-1} E_{\text{cir}}^+ \\ S_{\text{cir}}^- = c_4 D^{1-\mu_2} E_{\text{cir}}^- + c_5 E_{\text{cir}}^- + c_6 D^{\alpha_2-1} E_{\text{cir}}^- \\ S_{\text{cir}0}^0 = c_7 D^{1-\mu_3} e_{\text{cir}0} + c_8 e_{\text{cir}0} + c_9 D^{\alpha_3-1} e_{\text{cir}0} \end{cases} \quad (16)$$

式中, $c_i > 0 (i=4, 5, 6, 7, 8, 9); \alpha_j < 1; u_j > 0 (j=2, 3)$ 。

正、负、零序趋近率 \dot{S}_{cir}^+ 、 \dot{S}_{cir}^- 、 $\dot{s}_{\text{cir}0}$ 分别为

$$\begin{cases} \dot{S}_{\text{cir}}^+ = -k_2 S_{\text{cir}}^+ - \varepsilon_2 f_{\text{sat}}(S_{\text{cir}}^+) \\ \dot{S}_{\text{cir}}^- = -k_2 S_{\text{cir}}^- - \varepsilon_2 f_{\text{sat}}(S_{\text{cir}}^-) \\ \dot{s}_{\text{cir}0} = -k_3 s_{\text{cir}0} - \varepsilon_3 f_{\text{sat}}(s_{\text{cir}0}) \end{cases} \quad (17)$$

式中, $k_i > 0; \varepsilon_i > 0 (i=2, 3)$ 。

联立式(4)~(5)与式(16)~(17), 可以推导出基于分数阶积分滑模的内环电流控制器, 即:

$$\begin{cases} U_{\text{com}}^{+*} = -M^+ I^+ - \frac{L_0}{c_5} A_{\text{cir}}^+ \\ U_{\text{com}}^{-*} = -M^- I^- - \frac{L_0}{c_5} A_{\text{cir}}^- \\ u_{\text{com}0}^* = \frac{L_0}{c_8} a_{\text{cir}0} \end{cases} \quad (18)$$

式中, $A_{\text{cir}}^+ = c_4 D^{2-\mu_2} E_{\text{cir}}^+ + c_6 D^{\alpha_2} E_{\text{cir}}^+ + k_2 S_{\text{cir}}^+ + \varepsilon_2 f_{\text{sat}}(S_{\text{cir}}^+)$; $A_{\text{cir}}^- = c_4 D^{2-\mu_2} E_{\text{cir}}^- + c_6 D^{\alpha_2} E_{\text{cir}}^- + k_2 S_{\text{cir}}^- + \varepsilon_2 f_{\text{sat}}(S_{\text{cir}}^-)$; $a_{\text{cir}0} = c_7 D^{2-\mu_3} e_{\text{cir}0} + c_9 D^{\alpha_3} e_{\text{cir}0} + k_3 s_{\text{cir}0} + \varepsilon_3 f_{\text{sat}}(s_{\text{cir}0})$ 。

2.4 稳定性分析

记

$$S = [(S^+)^T \quad (S^-)^T \quad (S_{\text{cir}}^+)^T \quad (S_{\text{cir}}^-)^T \quad s_{\text{cir}0}] \quad (19)$$

取 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} S S^T \quad (20)$$

对式(20)求导, 得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & (\dot{S}^+)^T S^+ + (\dot{S}^-)^T S^- + \\ & (\dot{S}_{\text{cir}}^+)^T S_{\text{cir}}^+ + (\dot{S}_{\text{cir}}^-)^T S_{\text{cir}}^- + \dot{s}_{\text{cir}0} s_{\text{cir}0} \end{aligned} \quad (21)$$

由式(11)、(17), 知

$$\begin{cases} (\dot{S}^+)^T S^+ = (-k_1 S^+ - \varepsilon_1 f_{\text{sat}}(S^+))^T S^+ \leq 0 \\ (\dot{S}^-)^T S^- = (-k_1 S^- - \varepsilon_1 f_{\text{sat}}(S^-))^T S^- \leq 0 \\ (\dot{S}_{\text{cir}}^+)^T S_{\text{cir}}^+ = (-k_2 S_{\text{cir}}^+ - \varepsilon_2 f_{\text{sat}}(S_{\text{cir}}^+))^T S_{\text{cir}}^+ \leq 0 \\ (\dot{S}_{\text{cir}}^-)^T S_{\text{cir}}^- = (-k_2 S_{\text{cir}}^- - \varepsilon_2 f_{\text{sat}}(S_{\text{cir}}^-))^T S_{\text{cir}}^- \leq 0 \\ \dot{s}_{\text{cir}0} s_{\text{cir}0} = (-k_3 s_{\text{cir}0} - \varepsilon_3 f_{\text{sat}}(s_{\text{cir}0})) s_{\text{cir}0} \leq 0 \end{cases} \quad (22)$$

结合式(21)、(22), 可知: 对于任意 $S \neq 0$, 均有 $V > 0, \dot{V} < 0$, 故控制系统满足 Lyapunov 稳定条件, 系统渐近稳定。

3 MMC 控制系统

图3为MMC逆变运行控制框图,其由主电路和控制电路两部分组成。其中,直流电网经由换流器、滤波电感和变压器与交流电网连接,构成主电路。而控制电路则由信号处理、多环控制、参考信号调制3部分组成。信号处理部分将传感器检测检测到的电网电压和电流以及环流信号通过解耦双同步参考坐标系(decouple double synchronous reference frame, DDSRF)的方法得到相应的正、负序信号和环流的零序信号,通过电网电压和电流的正、负序信号计算得到有功功率和无功功率的实际值;多环控制部分,将通过外环功率控制得到内环电流的正、负参考值,代入式(13)的内环控制器,得到差模电压参考值 $u_{diffabc}^{\pm*}$,通过式(18)的环流控制器,得到共模电压参考值 $u_{comabc}^{\pm*}$ 。参考信号调制部分通过最近电平逼近和子模块电压排序的方法,将 $u_{diffabc}^{\pm*}$ 、 $u_{comabc}^{\pm*}$ 转化成各个桥臂子模块的PWM调制信号。

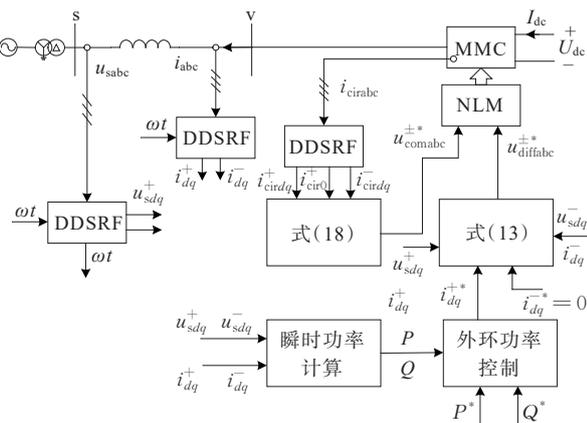


图3 MMC 逆变运行控制框图

Figure 3 Control block diagram of MMC operation as inverter

4 仿真验证

为验证不平衡电网条件下分数阶积分滑模控制的有效性和优越性,在MATLAB/Simulink仿真软件上搭建了21电平的MMC系统模型,仿真系统参数见表1。仿真系统采用PI、I-SMC和FO-I-SMC3种控制策略作对比验证,通过DDSRF方法分离正、负序分量,调制方式为最近电平调制。有功功率设定值为200 MW,无功功率设定值为0 Mvar;负序内环电流设定值为0 A,环流设定值为0 A;在0.0~1.2 s内,电网电压正常,在1.2 s时,电网电压进入不

平衡状态,0.5 s后电网电压恢复正常。快速傅里叶(fast Fourier transform, FFT)分析均采用1.0~1.2 s的波形。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

变压器容量 S_n / (MV·A)	额定直流电压 U_{dc} /kV	额定交流电压 u_s /kV	变压器变比 n /kV	
480	400	220	220/210	
交流系统频 率 f /Hz	桥臂子模 块数 N	子模块电容 C /μF	桥臂电感 L_o /mH	变压器漏感 L_{ac} /mF
50	20	666	76	24

以电网a相短路故障、电网b、c相电压分别暂降10%、20%和电网所有相电压均降至50%这3种工况下展开讨论。

1) 电网a相短路故障。

图4给出了工况1条件下,3种不同控制策略的仿真结果对比。其中,内环电流控制器和环流控制器采用相同控制策略。

在图4(b)中,黑线为a相,灰线为b相,浅灰线为c相。从图4(b)可看出:0.80 s发生单相短路故障后,a、b相电压降低,c相电压几乎保持不变。

从图4(c)中可看出:在输出功率不变的情况下,发生故障后,由于电压降低,为使功率保持不变,输出电流有所上升,且在0.50 s排除故障后,阀侧输出电流可以恢复到故障前状态。这3种控制策略采用相同的外环功率控制且内环电流调节速度较快。因此,它们的输出电流波形近似。

从图4(d)中可看出:在工况1下,PI控制策略、ISMC控制策略、FO-I-SMC控制策略的阀侧输出电流谐波畸变率依次为0.72%、0.65%和0.62%。显然,PI控制策略的阀侧输出电流的电流谐波总畸变率(total harmonic current distortion, THD)最高,本文所提策略的THD最低,且与PI、ISMC的相比,其分别低0.10、0.03个百分点。因此,在工况1中,本文所提控制在阀侧输出电流的谐波抑制上具有一定优势。

从图4(e)中可看出:故障时,由于阀侧a、b相电压下降而c相电压上升,在目标功率不变条件下,c相环流上升。且从图4(e)中还可以看出,采用PI控制策略的环流毛刺最多,ISMC控制策略的次之,本文所提控制策略的最少。

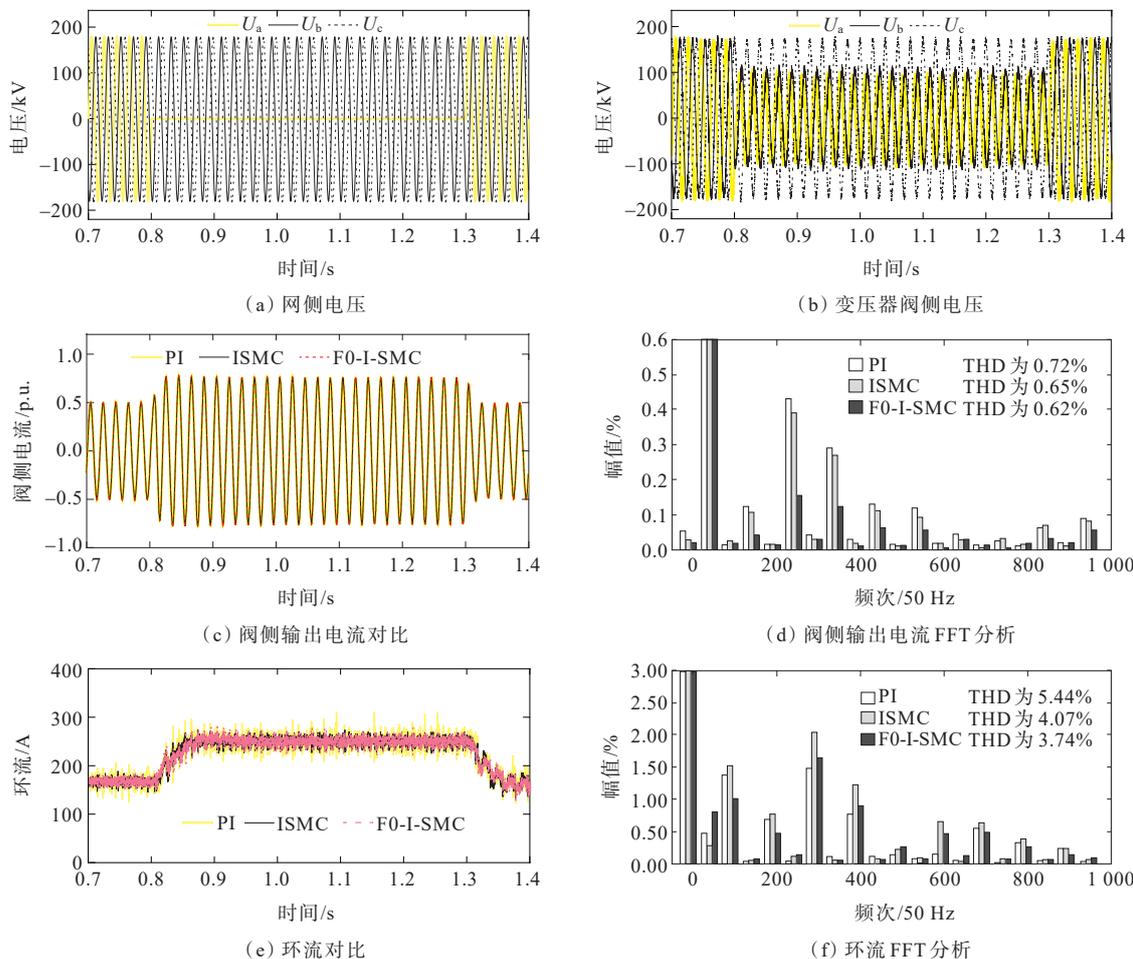


图 4 工况 1 仿真结果

Figure 4 Simulation results of case 1

从图 4(f)可看出:工况 1 情形下,PI 控制策略、ISMC 控制策略、FO-I-SMC 控制策略的环流 THD 依次为 5.44%、4.07% 和 3.74%。显然,PI 控制策略的阀侧输出电流的 THD 最高,本文所提策略的最低,且其与 PI、ISMC 相比,分别降低了 1.37、0.33 个百分点。因此,本文所提控制在环流的谐波抑制上具有一定优势。

2) 电网 b、c 相电压分别暂降 10%、20%。

图 5 给出了工况 2 条件下,3 种不同控制策略的仿真结果对比,其中内环电流控制器均采用本文所提控制策略,而环流控制器依次采用 3 种不同控制策略。

在图 5(b)中,黑线为 a 相,灰线为 b 相,浅灰线为 c 相。从图 5(b)中可看出:0.80 s 发生故障后,a、b、c 相电压均有所降低。其中,c 相电压降落最大、a 相的次之,b 相的最小。

从图 5(c)分析的结果与图 4(c)的分析结果基本一致。

从图 5(d)中可看出:工况 2 情形下,内环控制器采用相同控制策略而环流控制器依次采用 3 种

不同控制策略,阀侧输出电流谐波畸变率依次为 0.71%、0.69% 和 0.69%。显然,环流控制器采用不同控制策略对阀侧输出电流的 THD 影响可以忽略不计。

从图 5(e)中可看出:当发生故障时,由于阀侧 c 相电压最低,且三相阀侧输出电流值大小相等,在目标功率不变条件下,c 相输出功率有所降低,从而 c 相环流值略微下降,其中本文所提控制策略的环流毛刺最少。

从图 5(f)中可看出:在工况 2 下,PI 控制策略、ISMC 控制策略、FO-I-SMC 控制策略的环流 THD 依次为 7.34%、4.96% 和 4.66%。其中,PI 控制策略的环流 THD 比本文所提控制策略的高 2.68 个百分点,比 ISMC 控制策略的高 0.30 个百分点。因此,在工况 2 中本文所提策略对环流 THD 控制效果更具优势。

结合工况 1、2 中的阀侧输出电流和环流的 FFT 分析结果,绘制表 2。

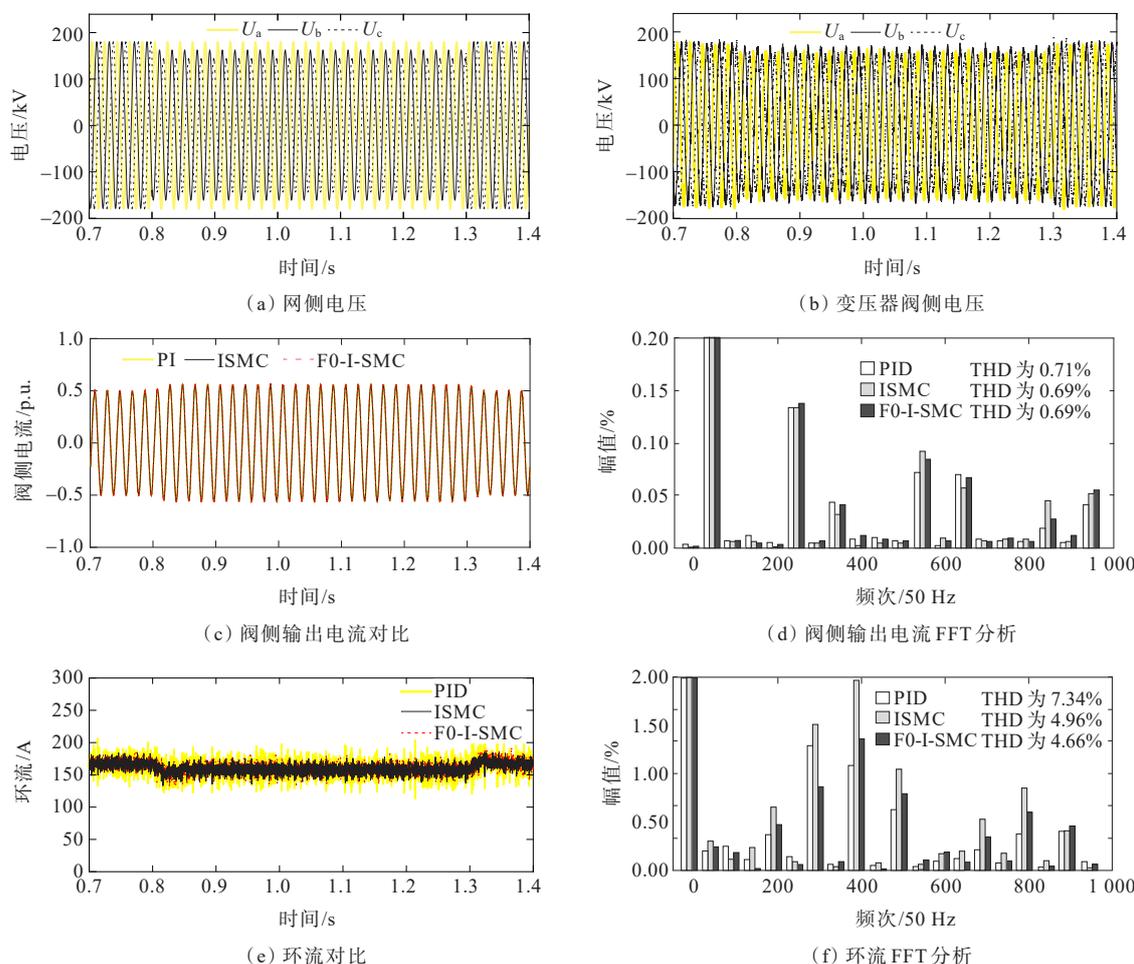


图5 工况2仿真结果

Figure 5 Simulation results of case 2

表2 THD对比

Table 2 Comparison of THD %

电流	控制策略	THD %
工况1—阀侧输出电流	PI	0.72
	ISMC	0.65
	FO-I-SMC	0.62
工况2—阀侧输出电流	PI	0.71
	ISMC	0.69
	FO-I-SMC	0.69
工况1—环流	PI	5.44
	ISMC	4.07
	FO-I-SMC	3.74
工况2—环流	PI	7.34
	ISMC	4.96
	FO-I-SMC	4.66

由表2可知:对比阀侧输出电流和环流的抑制效果,PI控制策略最差,ISMC次之,本文所提控制策略最优。由工况2知,环流控制器采用不同控制策略,对阀侧输出电流影响不大。对比这2种工况

下环流THD变化量,PI控制策略的为1.90%,ISMC的为0.89%,本文所提控制策略的为0.92%。采用PI控制的环流变化量最大,ISMC与FO-I-SMC次之且近似。因此,FO-I-SMC的电流谐波抑制效果的综合性能最优。

3) 电网电压均降至50%。

图6给出了工况3条件下,本文所提控制策略的仿真结果,其中图6(a)是网侧交流电压,图6(b)是阀侧输出电流,图6(c)是环流,图6(d)是子模块电压波形。

从图6(b)中可看出:0.80s电网电压下降后,阀侧输出电流在0.07s内恢复稳定,网压正常后,在0.02s内,电网恢复至故障前水平。

从图6(c)中可看出:在输出功率不变的情况下,在故障发生前、后,由于各相电压变化幅度一致,所以环流仅在电压变化后一段时间内有所上升或降低,之后恢复至原先大小。

从图6(d)中可看出:在工况3下,采用本文所提

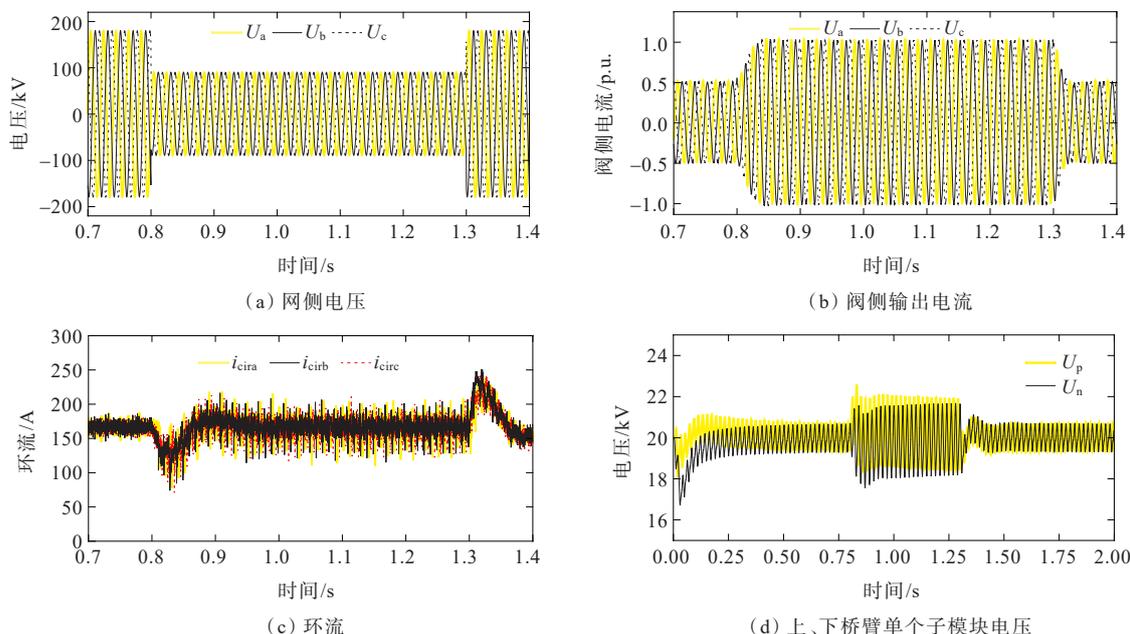


图6 工况3仿真结果

Figure 6 Simulation results of case 3

控制策略的系统在故障前、后,各子模块电压均能快速稳定在20 kV附近。

5 结语

为了抑制MMC电流THD,本文提出了分阶积分滑模控制策略,并在3种不同工况下验证了该控制策略的稳定性和优越性。通过软件仿真实验得出以下结论:

1) 工况1、2的仿真结果表明:与积分滑模控制策略、PI控制相比,该控制策略对电流THD的抑制效果更稳定、更有效;

2) 工况1、2、3的仿真结果均表明:该控制策略适用于不同工况,且采用该控制策略的控制器的效果理想。

参考文献:

[1] 李宇泽,齐峰,朱英伟,等.多能互补综合能源电力系统的建设模式初探[J].电力科学与技术学报,2019,34(1):3-10.
LI Yuze, QI Feng, ZHU Yingwei, et al. A preliminary investigation on construction modes of a multi-energy complementary integrated energy system[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2019, 34(1): 3-10.

[2] 李冠宏,路茂增,边敦新,等.基于三次谐波电压注入的扩展混合型MMC运行区域的控制方法[J].电测与仪表,2023,60(8):164-170.
LI Guanhong, LU Maozeng, BIAN Dunxin, et al. Third harmonic voltage injection based control method with expanding the operation area of hybrid MMC[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(8):

164-170.

[3] 耿世平,余敏,郭晓鹏,等.基于柔性变电站的交直流配电技术经济评估[J].电力科学与技术学报,2022,37(1):140-150.
GENG Shiping, YU Min, GUO Xiaopeng, et al. Technical and economic evaluation of AC and DC distribution based on flexible substation[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(1): 140-150.

[4] 李道强,龚建荣,李忠德,等.电力市场环境下的差价合约电量分解问题[J].电力科学与技术学报,2020,35(1):40-49.
LI Daoqiang, GONG Jianrong, LI Zhonghui, et al. Decomposition of an electrical energy contract for difference in electricity market environment[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(1): 40-49.

[5] 晁武杰,唐志军,林国栋,等.基于桥臂电抗器耦合的MMC-HVDC系统故障过流抑制方法[J].电测与仪表,2023,60(12):111-116.
CHAO Wujie, TANG Zhijun, LIN Guodong, et al. Fault over-current suppression method for MMC-HVDC system based on bridge arm reactor coupling[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(12): 111-116.

[6] 文劲宇,周博,魏利岫.中国未来电力系统储电网初探[J].电力系统保护与控制,2022,50(7):1-10.
WEN Jinyu, ZHOU Bo, WEI Lishen. Preliminary study on an energy storage grid for future power system in China[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(7): 1-10.

[7] 张沈习,王丹阳,程浩忠,等.双碳目标下低碳综合能源系统规划关键技术及挑战[J].电力系统自动化,2022,46(8):189-207.
ZHANG Shenxi, WANG Danyang, CHENG Haozhong, et

- al. Key technologies and challenges of low-carbon integrated energy system planning for carbon emission peak and carbon neutrality[J]. Automation of Electric Power Systems,2022,46(8):189-207.
- [8] 杨洁,吴志强,范宏.基于实时电价的含储能可再生能源系统协同调度策略[J].智慧电力,2023,51(4):46-53.
YANG Jie, WU Zhiqiang, FAN Hong. Collaborative scheduling strategy for renewable energy systems with energy storage based on real time price[J]. Smart Power, 2023,51(4):46-53.
- [9] 陈海荣,徐政.基于同步坐标变换的VSC-HVDC暂态模型及其控制器[J].电工技术学报,2007,22(2):121-126.
CHEN Hairong, XU Zheng. Transient model and controller design for VSC-HVDC based on synchronous reference frame[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(2):121-126.
- [10] GUAN M Y, XU Z. Modeling and control of a modular multilevel converter-based HVDC system under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(12):4858-4867.
- [11] BERGNA-DIAZ G, ZONETTI D, SANCHEZ S, et al. PI passivity-based control of modular multilevel converters for multi-terminal HVDC systems[C]//2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics(COMPEL).Stanford,CA,USA.IEEE,2017:1-8.
- [12] 程启明,孙伟莎,程尹曼,等.电网电压不平衡下MMC的无源控制策略[J].电力自动化设备,2019,39(4):78-85.
CHENG Qiming, SUN Weisha, CHENG Yinman, et al. Passive control strategy of MMC under unbalanced grid voltage[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4):78-85.
- [13] 宋平岗,吴继珍,邹欢.不平衡电网电压下MMC的比例降阶谐振控制策略[J].电测与仪表,2017,54(2):38-45.
SONG Pinggang, WU Jizhen, ZOU Huan. Proportional reduced order resonant control strategy for MMC under unbalanced grid voltage conditions[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2017,54(2):38-45.
- [14] 年珩,程鹏.电网电压不平衡时PWM整流器的谐振直接功率控制策略[J].电工技术学报,2013,28(11):86-94.
NIAN Heng, CHENG Peng. Resonant based direct power control strategy for PWM rectifier under unbalanced grid voltage condition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(11):86-94.
- [15] 孙伟莎,程启明,程尹曼,等.不平衡电网电压下MMC滑模变结构控制策略[J].太阳能学报,2020,41(9):310-317.
SUN Weisha, CHENG Qiming, CHENG Yinman, et al. Mmc control strategy based on sliding mode variable structure under unbalanced grid voltage[J]. Acta Energetica Solaris Sinica,2020,41(9):310-317.
- [16] TU Q R, XU Z, HUANG H Y, et al. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC[C]//2010 International Conference on Power System Technology. Hangzhou. IEEE,2010:1-6.
- [17] LI B B, XU Z G, SHI S L, et al. Comparative study of the active and passive circulating current suppression methods for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 1878-1883.
- [18] 吴冬晖.基于PIR控制的MMC环流抑制策略[J].兰州文理学院学报(自然科学版),2021,35(1):77-81.
WU Donghui. MMC circulation suppression strategy based on PIR control[J]. Journal of Lanzhou University of Arts and Science (Natural Science),2021,35(1):77-81.
- [19] 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+7123.
YANG Xiaofeng, LI Zejie, ZHENG Qionglin. A novel MMC circulating current suppressing strategy based on virtual impedance sliding mode control[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(23):6893-6904+7123.
- [20] 杨旭红,方浩旭,贾巍.基于分数阶滑模控制的直接矩阵变换器控制策略研究[J].电力系统保护与控制,2022,50(19):158-166.
YANG Xuhong, FANG Haoxu, JIA Wei. Research on fractional-order sliding-mode control of a direct matrix converter[J]. Power System Protection and Control,2022, 50(19):158-166.
- [21] 秦明皇,陶栩,佃松宜,等.伺服电机速度的分数阶滑模容错控制[J].空间控制技术与应用,2022,48(4):86-95.
QIN Minghuang, TAO Xu, DIAN Songyi, et al. Fractional sliding mode fault-tolerant control of speed for servo motor[J]. Aerospace Control and Application,2022,48(4): 86-95.
- [22] 雷城,蓝益鹏,孙云鹏.直线同步电动机磁悬浮系统的模糊分数阶滑模控制[J].电机与控制学报,2022,26(3):94-100.
LEI Cheng, LAN Yipeng, SUN Yunpeng. Fuzzy fractional sliding mode control of magnetic levitation system of linear synchronous motors[J]. Electric Machines and Control,2022,26(3):94-100.
- [23] 熊林云,王杰.永磁同步电机电能质量分数阶滑模控制[J].中国电机工程学报,2019,39(10):3065-3075.
XIONG Linyun, WANG Jie. Fractional order sliding mode control of PMSG wind turbine for power quality enhancement[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(10): 3065-3075.
- [24] 杨博,THIDAR Swe,钟林恩,等.并网光伏逆变器鲁棒分数阶滑模控制设计[J].控制理论与应用,2020,37(2):374-386.
YANG Bo, SWE T, ZHONG Lin'en, et al. Robust fractional-order sliding-mode control design of grid-connected photovoltaic inverters[J]. Control Theory & Applications,2020,37(2):374-386.