

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2519034

不平衡电网下的 MMC 变换器 RTH 优化滑模控制技术研究*

杨旭红¹ 胡英凯¹ 朱小芳² 王 顺²

(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 上海 200241)

摘要: 针对模块化多电平换流器(MMC)在电网电压不平衡条件下存在的交流侧输出电流和直流侧环流谐波畸变的问题,提出了一种基于红尾鹰算法(RTH)优化滑模的控制策略。首先,根据 MMC 的拓扑结构,分解不平衡电流并建立其在不平衡电网电压下的数学模型。然后,提出一种新型趋近律,分析了其性能并通过 Lyapunov 函数验证其稳定性。在此基础上,采用红尾鹰优化算法对新型趋近律的滑模控制进行动态优化。最后,通过 MATLAB/Simulink 平台的仿真实验,与积分滑模控制和无优化下的新型趋近律滑模控制进行了对比,结果表明该方法在动态响应和稳态精度方面均具有显著优势。

关键词: 模块化多电平换流器;电网电压不平衡;滑模控制;红尾鹰算法;输出电流;环流

中图分类号: TM46;TN7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Research on MMC performance under unbalanced grids based on RTH optimized sliding mode control

Yang Xuhong¹ Hu Yingkai¹ Zhu Xiaofang² Wang Shun²

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

2. Shanghai Solar Energy Engineering Technology Research Center Co., Ltd., Shanghai 200241, China)

Abstract: The problem of harmonic distortion in the AC-side output current and DC-side circulating current of the modular multilevel converter (MMC) under unbalanced grid voltage conditions is addressed by proposing a control strategy based on the red-tailed hawk algorithm (RTH) optimized sliding mode. Firstly, the unbalanced current is decomposed according to the MMC's topology, and its mathematical model under unbalanced grid voltage is established. Then, a novel reaching law is introduced, its performance is analyzed, and its stability is verified through the Lyapunov function. On this basis, the red-tailed hawk optimization algorithm is applied to dynamically optimize the sliding mode control of the new reaching law. Finally, through simulation experiments on the MATLAB/Simulink platform, comparisons are made with integral sliding mode control and the new reaching law sliding mode control without optimization. The results show that the proposed method has significant advantages in both dynamic response and steady-state accuracy.

Keywords: modular multilevel converter; grid voltage imbalance; sliding mode control; red tailed hawk algorithm; output current; circulating current

0 引言

与传统的两电平和三电平换流器相比,模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具有模块化结构易拓展、低开关频率、高效率、输出电压波形近似正弦、谐波含量低等优点^[1-4]。基于这些优势,MMC 广泛使用在

高压大功率电能转换场景,极大促进了高压直流输电技术(high voltage direct current, HVDC)的发展^[5]。然而,新能源发电存在随机性、波动性及分布分散等特点,这会导致交流侧电网电压不平衡,进而影响 MMC 的并网过程^[6]。在电网电压不平衡时,交直流两侧的电流和电压波动,有功功率和无功率随之变化,影响电能质量和系统稳定性^[7]。

收稿日期:2025-06-06

* 基金项目:国家自然科学基金(51777120)、上海市 2021 年度“科技创新行动计划”科技支撑碳达峰碳中和专项(第一批)(21DZ1207502)项目资助

此外,环流的存在加剧了 MMC 子模块的电容电压和桥臂电流波动,增加系统能量损耗,影响输出性能^[8]。因此,针对在不平衡电网条件下控制 MMC 系统,显得尤为重要。

针对上述问题,国内外学者进行了广泛的研究工作。文献[9]提出了一种双矢量电流控制器,减少不平衡电压下交流侧有功功率波动,但该方法主要关注直流侧的振荡,未能有效抑制子模块电容电压波动。文献[10]采用模型预测控制来控制桥臂环流和子模块均压,但增加了系统开关频率,导致能量损耗增加。文献[11]通过 1/4 延时消除法提取电压的正序分量,计算功率的参考值来控制交流侧电流。文献[12]在 $\alpha\beta$ 坐标系下提出了一种无需分离正负序的 MMC 直接功率补偿策略,有效抑制了网侧负序电流和交流侧有功功率的两倍频波动。

比例积分控制(proportional integral control, PI)因结构简单且对直流变量跟踪性能好,广泛应用到 MMC 系统中。然而,PI 控制器的参数整定较为困难,且在复杂工况下常常表现出响应滞后和抗干扰性差的问题。此外,滑模控制(sliding mode control, SMC)作为一种非线性控制方法,因其鲁棒性强和动态响应快的特点,逐渐成为 MMC 系统控制的研究热点^[13-14]。文献[15-16]针对内环和环流控制器提出一种滑模控制方法,结果表明滑模控制器的有效性是非常明显的。然而,在实际应用中,滑模引起的抖振现象不容忽视,这将进一步增加损耗,影响系统的稳定性。因此,人们提出了许多方法来克服抖振现象,文献[17]通过在符号函数中加入分数阶微积分,在减小系统抖振的前提下提高了响应速度。文献[18]加入超螺旋二阶滑模控制进行优化,抑制了传统滑模固有的抖振,增强了系统的抗干扰能力,但增加了设计复杂性和稳态误差。

基于上述研究的局限性,本文提出了一种基于红尾鹰优化算法(red-tailed hawk algorithm, RTH)的滑模控制,并对滑模控制的趋近律进行了修改。在传统指数趋近律的基础上引入了状态变量和滑模函数的幂项。状态变量的引入加速了系统的收敛过程,幂项的引入使趋近律在趋近过程中可以用两种不同的形式表示,增强了灵活性。为了加快系统响应时间,引入 RTH 优化算法,对滑模控制的参数进行了动态优化和自适应调整。最终在 Matlab/Simulink 平台上进行了仿真,并与积分滑模控制和无优化下的新型趋近律滑模控制进行了对比。结果表明本文提出的方法兼具了响应速度快和稳态精度高的特点,验证了该控制策略的有效性和可行性。

1 MMC 的拓扑结构与数学模型

1.1 MMC 的拓扑结构

三相 MMC 的每相由上下两个桥臂串联组成。每个桥臂单元包括一个桥臂电感和若干个子模块(sub-module, SM)。每个子模块由两个绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)、两个续流二极管和一个电

容组成,形成一个半桥结构。如图 1 所示为 MMC 的拓扑结构图。

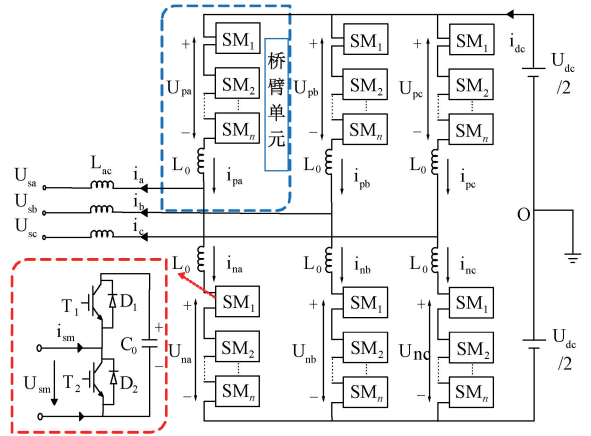


图 1 MMC 拓扑模型

Fig. 1 MMC topological model

1.2 MMC 的数学模型

根据 Kirchhoff 定律,对于三相中的一相 j 的上下桥臂列写基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's voltage law, KVL)方程有:

$$\frac{U_{dc}}{2} = U_{pj} + L_0 \frac{di_{pj}}{dt} + L_{ac} \frac{di_j}{dt} + u_{sj} \quad (1)$$

$$-\frac{U_{dc}}{2} = -U_{nj} - L_0 \frac{di_{nj}}{dt} + L_{ac} \frac{di_j}{dt} + u_{sj} \quad (2)$$

其中, U_{dc} 为直流侧电压, U_{rj} 、 i_{rj} ($r=p, n$, 为上下桥臂; $j=a, b, c$, 表示三相) 分别表示桥臂电压、桥臂电流, u_{sj} 、 i_j 分别为交流侧输出电压、电流, L_0 为桥臂电感, L_{ac} 为交流侧等效电感。为了便于计算,认为接地点之间不存在电压差。

式(1)与(2)求和,可得交流侧动态数学模型:

$$\frac{(U_{pj} - U_{nj})}{2} + \frac{L_0}{2} \left(\frac{di_{pj}}{dt} - \frac{di_{nj}}{dt} \right) + L_{ac} \frac{di_j}{dt} + u_{sj} = 0 \quad (3)$$

式(1)与(2)作差,可得直流侧动态数学模型:

$$\frac{U_{dc}}{2} = \frac{(U_{pj} + U_{nj})}{2} + L_0 \left(\frac{di_{pj}}{dt} + \frac{di_{nj}}{dt} \right) \quad (4)$$

记 $U_{diffj} = \frac{(U_{nj} - U_{pj})}{2}$ 为 j 相上下桥臂的差模电压, $U_{comj} = \frac{(U_{nj} + U_{pj})}{2}$ 为 j 相上下桥臂的共模电压, $I_{cirj} = \frac{(I_{nj} + I_{pj})}{2}$ 为直流侧环流,则式(3)和(4)可写成:

$$L \frac{di_j}{dt} = U_{diffj} - U_{sj} \quad (5)$$

式中: $L = \frac{L_0}{2} + L_{ac}$

$$L_0 \frac{di_{cirj}}{dt} = \frac{U_{dc}}{2} - U_{comj} \quad (6)$$

式(5)和(6)为三相静止坐标系的数学模型,电流和电

压的波动都是以正弦形式产生的。为了便于设计控制器,将三相静止坐标系下的正弦量转换为两轴同步旋转坐标系下的直流分量。当电网电压不平衡时,因Y/Δ变压器的存在,阻断了网侧电压和电流零序分量的通路,因此换流器输出端没有零序分量,只需要考虑正序和负序分量,但是环流中包含正序、负序和零序分量。结合式(5),交流侧存在正负序分量的方程为:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^+(t) \\ i_b^+(t) \\ i_c^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{diffa}^+(t) \\ U_{diffb}^+(t) \\ U_{diffc}^+(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_{sa}^+(t) \\ U_{sb}^+(t) \\ U_{sc}^+(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^-(t) \\ i_b^-(t) \\ i_c^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{diffa}^-(t) \\ U_{diffb}^-(t) \\ U_{diffc}^-(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_{sa}^-(t) \\ U_{sb}^-(t) \\ U_{sc}^-(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

结合式(6),直流侧存在正负零序分量的方程为:

$$L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cira}^+(t) + i_{cira}^-(t) + i_{cira}^0(t) \\ i_{cirb}^+(t) + i_{cirb}^-(t) + i_{cirb}^0(t) \\ i_{cira}^+(t) + i_{cira}^-(t) + i_{cira}^0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{coma}^+(t) + u_{coma}^-(t) + u_{coma}^0(t) \\ u_{comb}^+(t) + u_{comb}^-(t) + u_{comb}^0(t) \\ u_{comc}^+(t) + u_{comc}^-(t) + u_{comc}^0(t) \end{bmatrix} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (9)$$

将式(7)和(8)转化到dq坐标系下,有:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^+(t) \\ i_q^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{diffd}^+(t) \\ u_{diffq}^+(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{sd}^+(t) \\ u_{sq}^+(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+(t) \\ i_q^+(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^-(t) \\ i_q^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{diffd}^-(t) \\ u_{diffq}^-(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{sd}^-(t) \\ u_{sq}^-(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^-(t) \\ i_q^-(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

变化矩阵为:

$$\mathbf{F}_{3s-dq}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (12)$$

对式(9)进行Clark变换转化到 $\alpha\beta 0$ 坐标系,有:

$$L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^+(t) + i_{cir\alpha}^-(t) \\ i_{cir\beta}^+(t) + i_{cir\beta}^-(t) \\ i_{cir0}^0(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{coma}^+(t) + u_{coma}^-(t) \\ u_{comb}^+(t) + u_{comb}^-(t) \\ u_{com0}^0(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: $\alpha\beta 0$ 坐标系中的零序分量只有abc坐标系中的零序分量组成,Clark变化矩阵为:

$$\mathbf{F}_{3s-\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

再对式(13)的 $\alpha\beta$ 量进行Park变换,将其转化到dq坐标下,有:

$$L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cir d}^+(t) \\ i_{cir q}^+(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{cmd}^+(t) \\ u_{comq}^+(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 2\omega L_0 \\ -2\omega L_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cir d}^+(t) \\ i_{cir q}^+(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cir d}^-(t) \\ i_{cir q}^-(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{cmd}^-(t) \\ u_{comq}^-(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -2\omega L_0 \\ 2\omega L_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cir d}^-(t) \\ i_{cir q}^-(t) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} i_{cir0}^0(t) = -u_{com0}^0(t) \quad (17)$$

式(18)为Park变换的矩阵:

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta-dq}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (18)$$

2 MMC控制策略

2.1 一种新型趋近律的设计

模变结构控制使系统在特定条件下沿指定状态轨迹进行小幅度、高频率的运动,这就是“滑模”运动。滑模控制的性能优劣取决于切换函数的选取和滑动模态趋近律,趋近律方法能确保系统在运动阶段的动态性能。通过选择合适的趋近律,当状态变量远离滑模面时,系统可更快地接近滑模面;在到达滑模面时,趋近速度会减小,以保证状态变量停留在滑模面上。高为炳利用趋近律的概念,提出了指数趋近律^[19]:

$$\dot{s} = -\epsilon \cdot \text{sgn}(s) - k \cdot s \quad (19)$$

当 $s > 0$ 时,式(19)可以写成:

$$\dot{s} = -\epsilon - ks \quad (20)$$

对于(20)在 $0 \sim t$ 内进行积分,且 $s(t) = 0$ 有:

$$t^* = \frac{1}{k} \left\{ \ln \left[s(0) + \frac{\epsilon}{k} \right] - \ln \frac{\epsilon}{k} \right\} \quad (21)$$

显然,随着 k 值的增大,趋近速度也会加快。为了实现更快的速度,应增大 k 值;但需要注意的是, k 值过高会导致到达滑模面时速度过快,进而引发抖振现象。为了解决 k 值选取的矛盾,本文基于指数趋近律,引入系统状态变量 x 提出一种新型指数趋近律,其具体形式为:

$$\dot{s} = -\epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) - k |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s \quad (22)$$

其中, $a > 1, b > 1, \epsilon > 0, k > 0, \lim_{t \rightarrow \infty} |x| = 0$ 。

通过分析可知,当系统远离滑模面时($s > 1$),此时 $\text{sgn}(|s|-1) = 1$,系统状态按照两种变速趋近律, $\epsilon |x|^{\frac{1}{a}}$ $\text{sgn}(s)$ 和 $k |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}}$ s ,到达滑模面。如果 $|s|$ 减小,则 $k |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}}$ s 收敛到 k , $\epsilon |x|^{\frac{1}{a}}$ 收敛到 ϵ ,趋近律系数逐渐变小,以此来抑制抖振。当系统状态接近滑模面($s < 1$),此时 $\text{sgn}(|s|-1) = -1$,指数项变成 $k |s|^{\frac{-1}{b}}$ s ,由于 $k |s|^{\frac{-1}{b}}$ $s > k |s|^{\frac{1}{b}}$ s ,这提高了变指数趋近律的速度。

对于式(22)在 $0 \sim t$ 内进行积分,且 $s(t)=0$,以系统远离滑模面($s > 1$)为例,可得系统的响应时间为:

$$t^* = \frac{1}{k} \left\{ \ln \left[s(0)^{\frac{b+1}{b}} + \frac{\epsilon |x|^{\frac{1}{a}}}{k} \right] - \ln \frac{\epsilon |x|^{\frac{1}{a}}}{k} \right\} \quad (23)$$

由此可见,系统的响应时间仍然是由扰动系数 k 所决定,参数 a, b 和 ϵ 对系统的响应速度影响不大,因此可以进一步对 k 值进行优化,从而对系统响应速度进行优化。

2.2 趋近律性能分析

在一个典型系统中对比指数趋近律和新型趋近律,从而验证和分析其性能,具体如下:

设定状态方程为:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (24)$$

式中: $x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$; x_1 和 x_2 为系统的状态变量;

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -5 & -10 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 3 \end{bmatrix}。滑模面选择:$$

$$s = ce + \dot{e} \quad (25)$$

式中: $e = x_{1d} - x_1, c = 50$ 。

对式(25)两边求导:

$$\dot{s} = c\dot{e} + \ddot{e} \quad (26)$$

将式(24)代入式(26),可得:

$$u = \frac{1}{3} [\dot{x}_{1d} + 5x_1 + 10x_2 - \dot{s} + c(\dot{x}_{1d} - x_2)] \quad (27)$$

根据式(27)在 simulink 环境下建立了数值仿真模型,设定参数 $\epsilon = 0.1, k = 75, a = 2, b = 4$,分别对指数趋近律和新型趋近律进行了性能分析。

趋近律控制性能分析结果如图 2 所示。由图 2 可知,与传统趋近律相比,新型趋近律更快地趋近到滑模面,具有更好的动态品质。

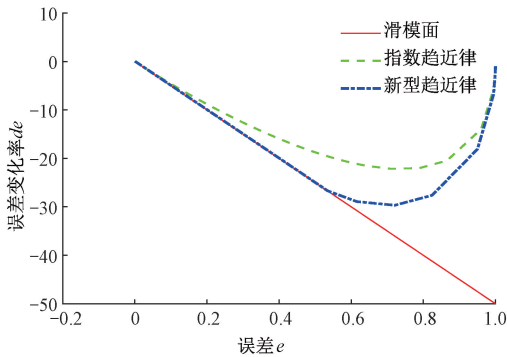


图 2 趋近律控制性能分析

Fig. 2 Performance analysis of reaching law control

2.3 稳定性证明

构建李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (28)$$

故有:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s(\dot{e} + ce) = -s(\epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + \\ &k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) \leq 0 \end{aligned} \quad (29)$$

已知参数满足 $\epsilon > 0, k > 0, a > 1, b > 1$,此时 $\dot{V} \leq 0$ 。根据李雅普诺夫稳定性定理,可以得出所设计的滑模控制器是渐进稳定的。

2.4 红尾鹰优化算法

红尾鹰优化算法(red-tailed hawk algorithm, RTH)是 Seydali 等^[20]在 2023 年提出的一种元启发式优化算法。该算法通过模拟红尾鹰狩猎时的行为来求解复杂的优化问题。主要包括 3 个过程:高空翱翔、低空盘旋、俯冲捕食。

1) 高空翱翔

红尾鹰会飞到很远的天空,寻找食物供应的最佳位置,式(30)为该阶段的数学模型。

$$X(t) = X_{\text{best}} + (X_{\text{mean}} - X(t-1)) \times \text{Levy}(dim) \times TF(t) \quad (30)$$

其中, $X(t)$ 表示在迭代 t 时红尾鹰的位置, X_{best} 是最佳获得的位置, X_{mean} 是位置的平均值。

$$\text{Levy}(dim) = s \frac{\mu \cdot \sigma}{|\nu|^{\beta-1}} \quad (31)$$

$$\sigma = \frac{\Gamma(1+\beta) \cdot \sin(\pi\beta/2)}{\Gamma(1+\beta/2) \cdot \beta \cdot 2^{(1-\beta/2)}} \quad (32)$$

其中, s 为 0.01, dim 是问题维数, β 为 1.5, μ 和 ν 是随机数 $[0, 1]$ 。

2) 低空盘旋

鹰在离地面更近的地方通过以螺旋线飞行来包围猎物,这一阶段模型如式(33)所示。

$$X(t) = X_{\text{best}} + (x(t) + y(t)) \cdot \text{stepsize}(t) \quad (33)$$

$$\text{stepsize}(t) = X(t) - X_{\text{mean}} \quad (34)$$

$$\begin{cases} x(t) = R(t) \cdot \sin[\theta(t)] \\ y(t) = R(t) \cdot \cos[\theta(t)] \end{cases} \quad (35)$$

$$\begin{cases} R(t) = R_0 \cdot (r - t/T_{\text{max}}) \cdot \text{rand} \\ \theta(t) = A \cdot (1 - t/T_{\text{max}}) \cdot \text{rand} \end{cases} \quad (36)$$

其中, R_0 表示半径的初始值为 $[0.5, 3]$, A 表示角度增益 $[5, 15]$, rand 是随机增益 $[0, 1]$, r 是控制增益 $[1, 2]$ 。这些参数帮助鹰以螺旋运动围绕猎物飞行。

3) 俯冲捕食

在这一阶段,鹰从低空盘旋阶段的最佳位置突然俯冲并攻击猎物,该阶段的建模如式(37)所示。

$$X(t) = \alpha(t) \cdot X_{\text{best}} + x(t) \cdot \text{stepsize1}(t) + y(t) \cdot \text{stepsize2}(t) \quad (37)$$

每一步长计算如下:

$$\begin{cases} \text{stepsize1}(t) = X(t) - TF(t) \cdot X_{\text{mean}} \\ \text{stepsize2}(t) = G(t) \cdot X(t) - TF(t) \cdot X_{\text{best}} \end{cases} \quad (38)$$

其中, $\alpha(t) = \sin^2(2.5 - t/T_{\text{max}})$ 为加速度因子,随着时间 t 的增加而增加,以提高收敛速度。 $G(t) = 2 \cdot (1 - t/T_{\text{max}})$ 为重力因子,当离期望目标很近时,重力因子减小,

更加集中对当前解的进一步优化。

2.5 基于RTH算法的滑模控制

利用红尾鹰优化算法来优化滑模控制器的控制参数,以提高系统的动态性能。对于优化参数的选择,本文根据式(23)对扰动系数k进行优化,从而对滑模控制进行进一步的优化。RTH算法以其独特的三阶段搜索过程进行优化,包括高空翱翔的全局探索、低空盘旋的精细化搜索以及俯冲捕食的局部最优收敛。具体来说,RTH算法在优化过程中会不断调整滑模增益参数,利用实际电流与期望电流误差的均方作为目标函数,通过仿真和实时计算误差来评估每个解的性能表现。RTH算法能够逐步找到最优的参数组合,最终使得控制器在系统的响应速度、鲁棒性及稳定性方面达到最佳效果。RTH优化滑模的流程如图3所示。

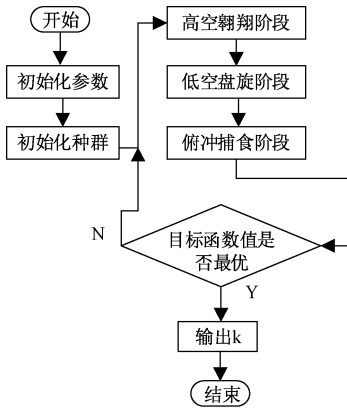


图3 RTH优化算法流程图

Fig. 3 RTH optimization algorithm flowchart

3 MMC控制器设计

3.1 外环控制器

在电网电压不平衡条件下,根据瞬时功率理论MMC交流侧输出的有功功率P和无功功率Q为:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(u_{sd}^+ i_d^+ + u_{sq}^+ i_q^+ + u_{sd}^- i_d^- + u_{sq}^- i_q^-) \\ Q = \frac{3}{2}(u_{sq}^+ i_d^+ - u_{sd}^+ i_q^+ + u_{sq}^- i_d^- - u_{sd}^- i_q^-) \end{cases} \quad (39)$$

外环采用PI控制器得到电流分量的参考值。PI控制器的参数设计需要根据系统的动态特性和稳定性要求来选择,本次实验选择 $K_p = 0.5, K_i = 200$ 。

3.2 内环控制器

内外环控制相辅相成,外环控制用于得到目标功率所对应的参考电流值,提供目标导向;而内环则负责输出电流准确跟踪参考电流值,同时抑制环流,确保精确执行。只有两者协调配合,才能有效解决MMC在电网电压不平衡下的能量损耗和输出性能不足问题,实现系统整体优化。

设滑模面为:

$$\begin{cases} S^+ = e^+ + c \int e^+ dt \\ S^- = e^- + c \int e^- dt \end{cases} \quad (40)$$

设内环输出电流控制误差为:

$$\begin{cases} e^+ = I_{ref}^+ - I^+ \\ e^- = I_{ref}^- - I^- \end{cases} \quad (41)$$

其中, $I_{ref}^+ = [i_{d,ref}^+ \quad i_{q,ref}^+]^T$, $I_{ref}^- = [i_{d,ref}^- \quad i_{q,ref}^-]^T$

经RTH优化后,联立式(10)、(11)、(40)、(41),可推导内环电流控制:

$$\begin{cases} U_{diffd}^+ = L(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) - \omega L i_q^+ + U_{sd}^+ \\ U_{diffq}^+ = L(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) + \omega L i_d^+ + U_{sq}^+ \\ U_{diffd}^- = L(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) + \omega L i_q^- + U_{sd}^- \\ U_{diffq}^- = L(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) - \omega L i_d^- + U_{sq}^- \end{cases} \quad (42)$$

设环流误差为:

$$\begin{cases} e_{cir}^+ = I_{cir,ref}^+ - I_{cir}^+ \\ e_{cir}^- = I_{cir,ref}^- - I_{cir}^- \\ e_{cir0} = I_{cir0,ref}^0 - I_{cir0}^0 \end{cases} \quad (43)$$

其中, $I_{cir,ref}^+ = [i_{cir,d,ref}^+ \quad i_{cir,q,ref}^+]^T$, $I_{cir,ref}^- = [i_{cir,d,ref}^- \quad i_{cir,q,ref}^-]^T$ 。

联立式(15)、(16)、(17)、(40)、(43),可推导环流抑制器:

$$\begin{cases} U_{comd}^+ = L_0(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) - 2\omega L_0 i_{cir}^+ \\ U_{comq}^+ = L_0(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) + 2\omega L_0 i_{cir}^+ \\ U_{comd}^- = L_0(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) + 2\omega L_0 i_{cir}^- \\ U_{comq}^- = L_0(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) - 2\omega L_0 i_{cir}^- \\ U_{com0}^0 = L_0(ce + \epsilon |x|^{\frac{1}{a}} \text{sgn}(s) + k^* |s|^{\frac{\text{sgn}(|s|-1)}{b}} s) \end{cases} \quad (44)$$

3.3 总体控制系统

综上所述,设计MMC总体控制框图如图4所示。首先,从交流侧获取三相电压和电流信号,通过三相静止坐标系转换为两相旋转坐标系,然后进行解耦处理,分离出正负序电压和电流;接着,依据瞬时功率理论,得到期望的有功

和无功功率参考电流;随后,依据式(41)设计滑模控制用于电流内环,再通过式(43)引入环流抑制环节,进行最近电平调制(nearest level modulation, NLM),从而生成控制信号,使用快速排序法对子模块实现均压控制,通过判断桥臂电流方向来确定子模块的投入与切除。

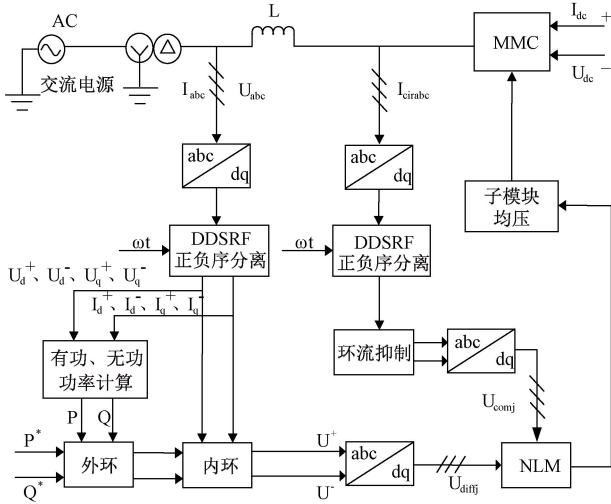


图 4 MMC 控制系统的总体框图

Fig. 4 Overall block diagram of MMC control system

4 仿真实验

4.1 仿真参数

为验证电网电压不平衡情况下基于 RTH 优化滑模控制的正确性,使用 MATLAB/Simulink 仿真模型,与积分滑模和无优化的新型趋近律滑模进行对比,以说明本文方法的优越性。本文的仿真实验分为 2 个工况,控制目标是抑制输出电流和环流的谐波,使系统的有功、无功功率达到期望值。系统仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	值
变压器容量 S_n /MVA	480
额定直流电压 U_{dc} /KV	400
额定交流电压 U_1 /KV	220
交流系统频率 f /HZ	50
桥臂子模块数 N	20
子模块电容 C / μ F	10
桥臂电感 L_o /mH	76
变压器电感 L_{ac} /mF	24
变压器变比 n	220/210

4.2 仿真结果分析

1) 电网侧 A 相暂降 40%

设定在系统稳定运行后,在 0.1 s 时,使得输入级电网

侧三相交流电压 A 相电压骤降 40%,在 0.2 s 后恢复。B、C 相电压维持正常。图 5 为电网电压骤降后三相电压波形。

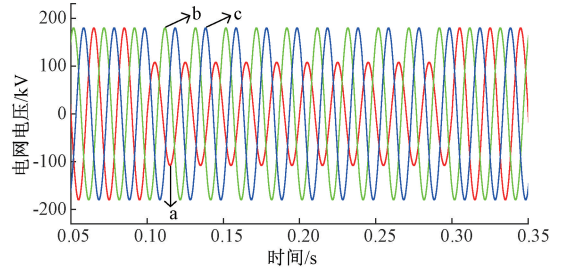


图 5 输入级电网侧三相交流电压

Fig. 5 Three-phase AC voltage on the input stage grid side

在此工况下,对内环电流和环流抑制依次采用积分滑模控制、无优化的新型趋近律滑模控制和 RTH 优化下的新型趋近律滑模控制进行对比。

图 6 为 3 种控制算法 A 相输出电流的波形图,可以看出,在 0.1 s 前输出电流稳定在 0.5 p. u. 左右,在 0.1 s 后由于 A 相电压的跌落故障,此时系统略微提升输出电流来维持功率的平衡。3 种控制策略进行对比可知,积分滑模控制的输出电流波动范围最大;无优化和优化后的新型滑模控制的输出电流较为稳定,且两者相差不大。为了进一步比较 3 种算法的优化效果,采用快速傅里叶变换分析(fast Fourier transform, FFT),得到各个算法输出电流的具体数值。

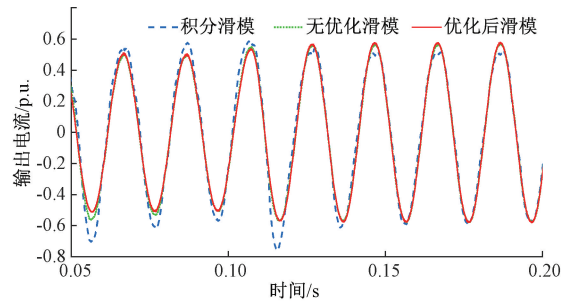


图 6 A 相输出电流对比

Fig. 6 Comparison of phase A output current

由图 7 可以看出,在此工况下,积分滑模、无优化的新型趋近律滑模和 RTH 优化下的新型趋近律滑模的交流侧输出电流的谐波总畸变率依次为 5.07%、1.31% 和 0.65%。本文所提的控制策略最低,比积分滑模控制降低了 4.42%,与优化前相比降低了 0.66%。因此,该控制策略在交流侧输出电流的谐波抑制方面有一定的优势。

图 8 和 9 为 3 种控制算法对于 A 相环流抑制的情况。由波形图可知,积分滑模的环流抑制效果最差,环流波动较大;无优化滑模与 RTH 优化后的滑模对环流的波动均有一定的抑制效果。通过 FFT 分析可知,3 种控制算法的谐波总畸变率依次为 8.61%、5.41% 和 4.93%。本文所提的

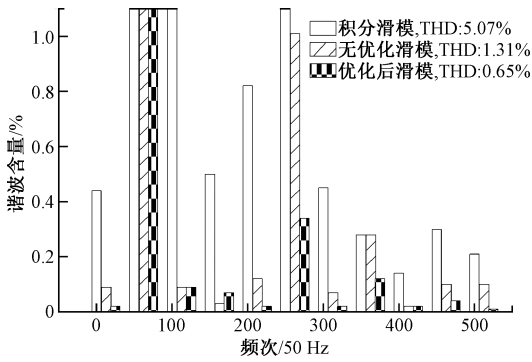


图7 交流侧输出电流FFT分析

Fig. 7 FFT analysis of output current

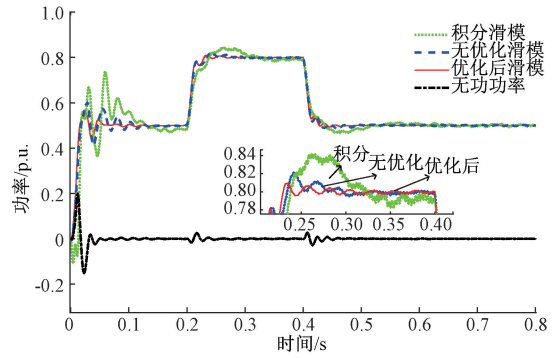


图10 功率突变的波形图

Fig. 10 Waveform diagram of power mutation

控制策略比积分滑模控制降低了3.68%，与优化前相比降低降低了0.48%。显然，本文所提策略对环流的抑制更具优势。

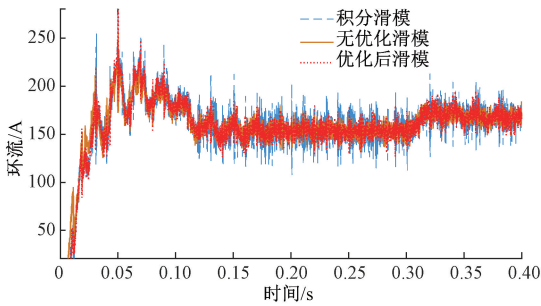


图8 A相环流对比

Fig. 8 Comparison of A-phase circulation

图11为3种不同控制策略下的交流侧A相的输出电流。由图11可知，在0.2s前输出电流稳定在0.5p.u.，功率突变后输出电流上升到0.7p.u.。对比可知，优化后的新型趋近律滑模的输出电流更加光滑，且更快达到峰值。如图12所示，在此工况下，通过FFT分析可知，RTH优化的新型趋近律滑模控制的谐波总畸变为0.52%，比积分滑模降低了2.24%，与优化前相比降低了0.52%。

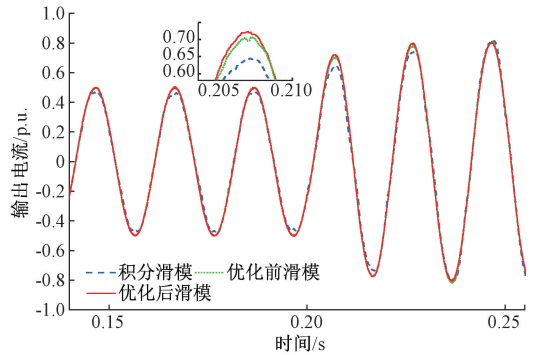


图11 A相输出电流对比

Fig. 11 Comparison of phase A output current

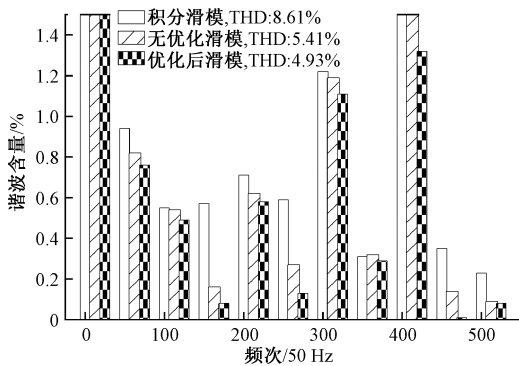


图9 环流FFT分析

Fig. 9 FFT analysis of circulation

2) 有功功率突变

设定系统在0.2s时，系统的有功功率参考值从原来的0.5p.u.上升到0.8p.u.，在0.4s时，有功功率的参考值回降0.5p.u.；无功功率的参考值始终保持为0p.u.。功率变化波形图如图10所示，由图10可知3种算法都能保持有功功率和无功功率为设定值，但优化后的滑模控制在超调量上比积分滑模控制降低了约0.04p.u.，比优化前降低了约0.01p.u.，在超调量上具有一定优势。

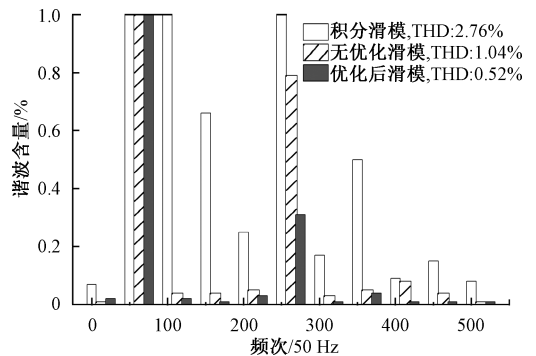


图12 交流侧输出电流FFT分析

Fig. 12 FFT analysis of output current

图13为3种不同控制策略下的A相环流对比，由图可知，当有功功率上升时，A相环流也随之上升；同时，对比可知，优化后的新型趋近律滑模控制对环流畸变的抑制明显

优于其他两种算法。

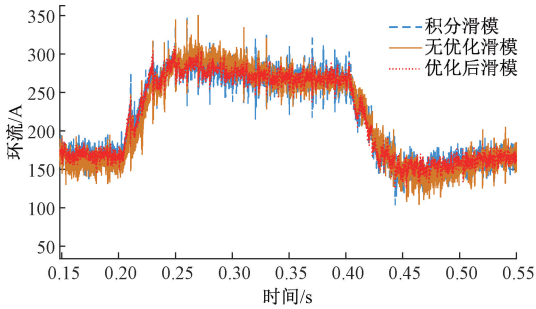


图 13 A 相环流对比

Fig. 13 Comparison of A-phase circulation

通过 FFT 分析如图 14 所示,3 种控制算法的谐波总畸变率依次为 6.06%、5.61% 和 3.68%,本文所提算法相比于积分滑模控制降低了 2.38%,比优化前降低了 1.93%。因此,本文所提算法在功率变化的情况下对环流的抑制具有一定的优势。

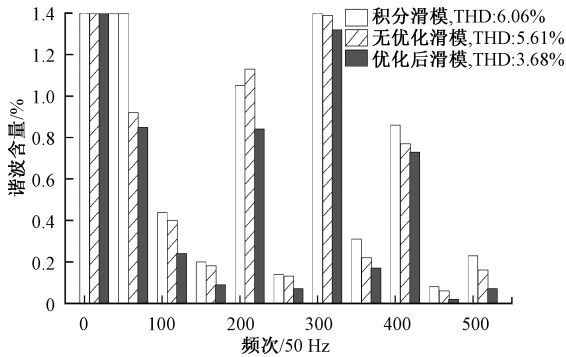


图 14 环流 FFT 分析

Fig. 14 FFT analysis of circulation

5 结 论

为了抑制 MMC 输出电流和环流的谐波畸变,本文提出了一种基于 RTH 算法的新型滑模控制。通过理论分析、稳定性证明和仿真验证,表明该策略能有效抑制交流侧输出电流和内部环流的谐波畸变,维持有功和无功功率的稳定,其核心优势在于将新型趋近律的快速收敛特性与优化算法的自适应整定能力相结合,从而在动态响应速度和稳态控制精度上均优于传统的积分滑模控制。然而,当前研究主要基于仿真环境验证,未考虑实际硬件系统中的测量噪声、通信延迟等非理想因素。未来的研究工作将搭建物理实验平台,以验证其在真实工况下的控制效能与鲁棒性,进一步推动其工程化应用。

参考文献

[1] 李彬彬,徐梓高,徐殿国. 模块化多电平换流器原理及应用[M]. 北京:科学出版社,2021.
LI B B, XU Z G, XU D G. Principles and applications of modular multilevel converter[M]. Beijing: Science

Press,2021.

- [2] 徐鹏,许超林,肖科林,等. 基于模糊滑模控制的 MMC 环流抑制研究[J]. 电子测量技术,2024,47(22):39-48.
XU P, XU CH L, XIAO K L, et al. Research on MMC circulating current suppression based on fuzzy sliding mode control [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(22): 39-48.
- [3] 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 proportion constraint scheme based on high AC modulation ratio[J]. Electronic Measurement Technology, 2022,45(15): 6-13.
- [4] XU H, LIU C, GE P, et al. Hybrid design of active and passive strategy to suppress high-frequency resonances of MMC-based system [J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems,2024, 157:109871.
- [5] 蔡旭,杨仁焯,周剑桥,等. 海上风电直流送出与并网技术综述[J]. 电力系统自动化,2021,45(21):2-22.
CAI X, YANG R X, ZHOU J Q, et al. Overview of offshore wind power DC transmission and grid connection technology[J]. Power System Automation, 2021,45(21):2-22.
- [6] TIAN Y G, XIN Z, WEN J Z, et al. Improved sliding-mode vector control strategy combined with extended reactive power for MMC under unbalanced grid condition[J]. Frontiers in Energy Research,2022, 10:874533.
- [7] 颀敬业,袁至,王维庆,等. 基于 PID 积分滑模控制的 MMC 环流抑制研究[J]. 电力电子技术,2023,57(9): 117-119.
JIE J Y, YUAN ZH, WANG W Q, et al. Research on MMC circulating current suppression based on PID integral sliding mode control [J]. Power Electronics Technology, 2023,57(9):117-119.
- [8] 江友华,陈芳,赵乐,等. 不平衡电网电压条件下 MMC 控制策略综述[J]. 电源学报,2023,21(4):74-87.
JIANG Y H, CHEN F, ZHAO L, et al. Overview of MMC control strategies under unbalanced grid voltage conditions[J]. Journal of Power Supply,2023,21(4): 74-87.
- [9] 王黎鑫,杨玉坤,许建中. 不平衡电网电压下抑制 MMC 子模块过电压的调制比设计方法[J]. 电力自动化设备,2023,43(8):141-147.
WANG Y X, YANG Y K, XU J ZH. Modulation ratio design method for suppressing MMC submodule

- overvoltage under unbalanced grid voltage[J]. Power Automation Equipment, 2023, 43(8): 141-147.
- [10] 文翌铖, 陈亦文, 童筱涵, 等. 基于改进有限状态多步模型预测控制的 MMC-APF 技术研究[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 186-196.
WEN Y CH, CHEN Y W, TONG X H, et al. Research on MMC-APF technology based on improved finite state multi step model predictive control[J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 186-196.
- [11] 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 W SH, CHENG Q M, CHENG Y M, et al. MMC sliding mode variable structure control strategy under unbalanced grid voltage[J]. Journal of Solar Energy, 2020, 41(9): 310-317.
- [12] 宋平岗, 吴继珍, 邹欢. 电网电压不平衡时模块化多电平换流器直接功率补偿控制策略[J]. 高电压技术, 2016, 42(7): 2184-2192.
SONG P G, WU J ZH, ZOU H. Direct power compensation control strategy for modular multilevel converter in power grid voltage imbalance[J]. High Voltage Technology, 2016, 42(7): 2184-2192.
- [13] 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 Q M, SUN W SH, CHENG Y M, et al. Passive control strategy of MMC under power grid voltage imbalance[J]. Power Automation Equipment, 2019, 39(4): 78-85.
- [14] 刘道兵, 鲍妙生, 李世春, 等. 不平衡电网下 MMC 的 PCHD 模型无源滑模控制策略[J]. 中国电力, 2023, 56(8): 109-116.
LIU D B, BAO M SH, LI SH CH, et al. Passive sliding mode control strategy for MMC under unbalanced power grid using PCHD model[J]. China Electric Power, 2023, 56(8): 109-116.
- [15] DAN S, XIAO H W, HENG N, et al. A sliding-mode direct power control strategy for DFIG under both balanced and unbalanced grid conditions using extended active power [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1313-1322.
- [16] BIN L, YING ZH X, WEI J W, et al. Improved sliding-mode control for MMC in DC power system[J]. IET Renewable Power Generation, 2020, 14(15): 3035-3042.
- [17] SHAO L L, PEI K L, ZHENG ZH, et al. Fractional order sliding mode control for circulating current suppressing of MMC[J]. Electrical Engineering, 2023, 105(6): 3791-3800.
- [18] 黄祖繁, 周建萍, 茅大钧, 等. 不平衡电网电压下 MMC-UPQC 的无源超螺旋二阶滑模控制策略[J]. 控制与决策, 2024, 39(5): 1487-1497.
HUANG Z F, ZHOU J P, MAO D J, et al. Passive super-twisting second-order sliding mode control strategy for MMC-UPQC under unbalanced grid voltage[J]. Journal of Control and Decision, 2024, 39(5): 1487-1497.
- [19] 张国山, 李现磊. 一种滑模控制新型幂次趋近律的设计与分析[J]. 天津大学学报(自然科学与工程技术版), 2020, 53(11): 1112-1119.
ZHANG G SH, LI X L. Design and analysis of a new power law for sliding mode control[J]. Journal of Tianjin University (Natural Science and Engineering Technology Edition), 2020, 53(11): 1112-1119.
- [20] SEYDALI F, AZEDDINE H, HEFAZY R, et al. Red-tailed hawk algorithm for numerical optimization and real-world problems[J]. Scientific Reports, 2023, 13(1): 12950.

作者简介

杨旭红, 博士, 教授, 主要研究方向为智能电网控制技术、新能源发电及储能技术。

E-mail: yangxuhong@shiep. edu. cn

胡英凯(通信作者), 硕士, 主要研究方向为模块化多电平换流器。

E-mail: huying kai2001@163. com

朱小芳, 硕士, 主要研究方向为飞行器设计。

E-mail: zhuxiaofang@solarcell. net. cn

王顺, 本科, 主要研究方向为机械设计及其自动化。

E-mail: wangshun@solarcell. net. cn