

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2517799

基于改进终端滑模自抗扰的 MMC 控制策略研究^{*}杨旭红¹ 丁传浩¹ 钱峰伟² 徐清国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: 为了提升模块化多电平逆变器在面对外部干扰下的抗扰动性能和速度跟踪性能,提出了一种基于改进终端滑模自抗扰的 MMC 控制策略。首先建立 MMC 的数学模型,然后设计级联非线性扩张状态观测器来实时估计扰动,并将其加入到系统模型中。而线性误差状态反馈控制器采用终端滑模控制,根据观测到的扰动和状态误差进行反馈,补偿扰动对系统性能的影响,提高了系统闭环稳定性和鲁棒性。同时为了避免出现奇异问题,滑模面采用积分型终端滑模形式,为了减少传统滑模控制的抖振问题,趋近律采用新型变增益指数趋近律,可以削弱不连续项的高增益引起的抖振现象。最后利用 Matlab 进行仿真实验,所提控制策略的并网电流在 0.015 s 趋于稳定,THD 值为 1.85%,符合并网条件。通过功率突变和电网电压骤降工况与终端滑模控制,自适应控制,PI 控制进行对比。实验结果表明所提控制策略具有良好的抗干扰性能和速度跟踪性能。

关键词: MMC;终端滑模控制;CESO;自抗扰

中图分类号: TM46;TN7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Research on MMC control strategy based on improved
terminal sliding mode auto disturbance rejectionYang Xuhong¹ Ding Chuanhao¹ Qian Fengwei² Xu Qingguo² Wang Shun²

(1.College of Automation Engineering,Shanghai University of Electric Power,Shanghai 200090, China;

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

Abstract: In order to improve the disturbance immunity and speed tracking performance of modular multilevel inverters in the face of external disturbances, an MMC control strategy based on improved terminal sliding mode auto disturbance rejection control is proposed. Firstly, the mathematical model of MMC is established, and then the Cascaded nonlinear Extended state observer are designed to estimate the perturbations in real time and add them into the system model. And the linear error state feedback controller adopts terminal sliding mode control to provide feedback based on the observed perturbations and state errors, which compensates the impact of perturbations on the system performance and improves the closed-loop stability and robustness of the system. Meanwhile, in order to avoid the singularity problem, the sliding film surface adopts the integral terminal sliding mode form, and in order to reduce the chattering problem of the traditional sliding mode control, the convergence law adopts a new type of variable gain exponential convergence law, which can weaken the phenomenon of the chattering caused by the high gain of the discontinuous term. Finally, Matlab is used to conduct simulation experiments, and the grid-connected current of the proposed control strategy is stabilized at 0.015s, and the THD value is 1.85%, which meets the grid-connected conditions. The proposed control strategy is compared with the terminal sliding mode control, adaptive control and PI control through the power mutation and grid voltage dips. The experimental results show that the proposed control strategy has good anti-interference performance and speed tracking performance.

Keywords: MMC;terminal sliding mode control;CESO;auto disturbance rejection control

0 引 言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter,

MMC)因其低损耗和高效率,低电压谐波,模块化结构和可靠性等优点,使其在高压直流输电(high voltage direct current,HVDC)和其他高功率电力电子应用中的优异特性

收稿日期:2025-01-03

^{*} 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)资助

而被广泛使用。而且在并网类型中,MMC 拓扑与传统柔性高压直流输电拓扑相比具有突出的特点^[1-3]。近年因为环保问题和传统能源缺乏等问题,使得新能源发电引起广泛的关注,并得到了快速的发展。而模块化多电平转换器可将一些清洁能源如太阳能发电,风力发电等并入到电网中^[4],在孤岛供电,风电厂并网等方面具有广泛的应用价值^[5],是直流电网的关键技术,同时也是未来新型电力系统的重要支撑。

为了更好的提高 MMC 系统的性能,非线性控制逐渐得到应用,如自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC),滑模控制(sliding mode control, SMC)等。文献[6]提出基于 PI 控制策略的 MMC-HVDC 系统的控制器,但 PI 控制器很难找到最优参数,调参会比较复杂,控制效果也不会太理想。文献[7]提出基于分数阶滑模的 MMC 内部环流抑制器,其控制机理能够很好的抑制内部环流。文献[8]提出基于反馈线性化的 MMC 直接功率控制策略,反馈线性化是基于系统模型进行设计的,因此会比较依赖系统参数,鲁棒性较差,直接功率控制计算复杂,不符合控制器设计简易原则。文献[9]提出基于无源滑模的控制策略,通过建立 EL 模型,并结合滑模控制增强其稳定性,但设计结构比较复杂,计算量比较大。文献[10]提出无源超螺旋二阶滑模控制策略,超螺旋二阶滑模可以有效的降低滑模的抖振问题。文献[11]提出基于 Lyapunov 控制策略,经仿真研究对比 PI 控制策略更加有效。文献[12]提出基于反演滑模的控制策略,其既保留了 SMC 的抗干扰能力,也具有反演的快速响应。文献[13]提出基于扩张状态观测器的无源滑模控制,提升了系统的跟踪精度和抗扰性能。文献[14]提出基于无模型的扩张状态观测器控制,其保留了无模型控制器的结构简单、整定参数少的优点。

综上所述,为了更好的提高 MMC 抗干扰性能和速度跟踪性能,本文提出了改进终端滑模自抗扰控制(improved terminal sliding mode active disturbance rejection controller, ITSMC-ADRC),其不依赖系统的精确模型,级联非线性扩张状态观测器能够实际估计扰动,并通过终端滑模控制器(terminal sliding mode control, TSMC)来补偿扰动对系统的影响。终端滑模控制能够通过设计参数可以使误差在有限时间内收敛到 0。同时为了避免传统终端滑模的奇异问题,设计了积分滑模面。终端滑模对系统不确定性和干扰具有很好的鲁棒性。最后通过仿真实验来验证所提控制策略的有效性和可靠性。

1 MMC 的拓扑结构与数学模型

1.1 基本原理与结构

MMC 的三相拓扑结构如图 1 所示,每个相单元都由上下两个桥臂组成,每个桥臂由一个桥臂电感和 n 个相同的子模块(sub-module, SM)构成,其中,桥臂电感发挥着很大的作用。它能够充当滤波的作用,减弱由于子模块电容

电压不平衡而引起的相间环流。采用半桥型子模块(half bridge sub-module, HBSM)设计。其结构由两个 IGBT 反并联二极管,和一个储能电容构成。半桥结构相比较于全桥而言减少了开关器件的数量,降低了开关损耗,同时也减少了散热需求和简化了驱动电路。这一设计还改善了系统的运行效果,使得 MMC 在实际运用中更加高效和稳定。

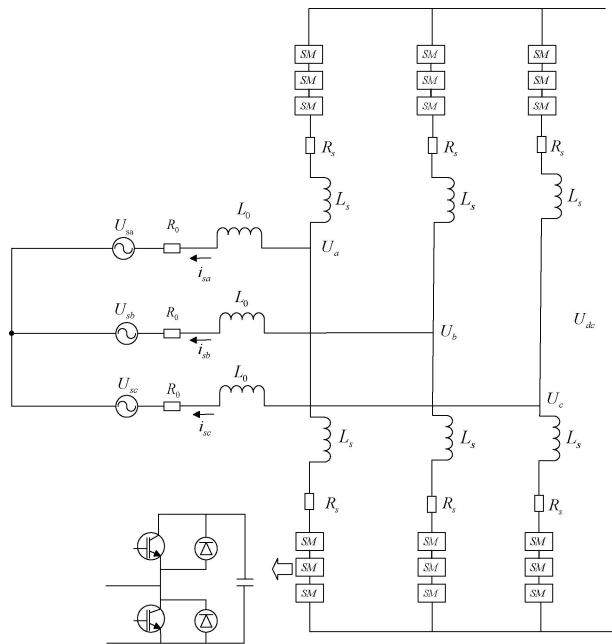


图 1 MMC 三相拓扑结构图

Fig.1 MMC three-phase topology diagram

其中, U_{sj} 、 i_{sj} 分别为三相交流电源电压、电流, $j = a, b, c$, U_j 为换流器侧的三相交流电压, R_s 、 L_s 为桥臂的电阻、电感, R_0 、 L_0 为交流侧的电阻、电感; U_{dc} 为直流侧电压。

1.2 数学模型与控制方案

由基尔霍夫电压定理可构造出 MMC 的交直流侧数学模型为:

$$\begin{cases} U_a = U_{sa} + R_0 i_{sa} + L_{req} \frac{di_{sa}}{dt} \\ U_b = U_{sb} + R_0 i_{sb} + L_{req} \frac{di_{sb}}{dt} \\ U_c = U_{sc} + R_0 i_{sc} + L_{req} \frac{di_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

$$U_{dc} = U_{pj} + U_{nj} + L_s \frac{d(i_{pj} + i_{nj})}{dt} + R_s (i_{pj} + i_{nj}) \quad (2)$$

同理,由基尔霍夫电压定理可构造出的环流数学模型:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{cira}}{dt} + R_s i_{cira} = \frac{U_{dc}}{2} - U_{coma} \\ L_s \frac{di_{cirb}}{dt} + R_s i_{cirb} = \frac{U_{dc}}{2} - U_{comb} \\ L_s \frac{di_{circ}}{dt} + R_s i_{circ} = \frac{U_{dc}}{2} - U_{comc} \end{cases} \quad (3)$$

$$i_{cira} = \frac{i_{pa} + i_{na}}{2}, i_{cib} = \frac{i_{pb} + i_{nb}}{2}, i_{cic} = \frac{i_{pc} + i_{nc}}{2} \quad (4)$$

式中: U_{pj} 、 U_{nj} 和 i_{pj} 、 i_{nj} 分别为上、下桥臂电压和电流, $L_{req} = L_0 + L_s/2$, $R_s = 0$ 。

将上面的式(1)和式(3)由 abc 轴变为 dq 同步旋转坐标系下可推出 MMC 的数学关系为:

$$\begin{cases} U_d = U_{sd} + R_0 i_{sd} + L_{req} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{req} i_{sq} \\ U_q = U_{sq} + R_0 i_{sq} + L_{req} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_{req} i_{sd} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} -U_{cmd} = L_s \frac{di_{cird}}{dt} + 2\omega L_s * i_{cirq} + R_s i_{cird} \\ -U_{comq} = L_s \frac{di_{cirq}}{dt} - 2\omega L_s * i_{cird} + R_s i_{cirq} \end{cases} \quad (6)$$

式中: d 、 q 分别为电气量 dq 轴分量; ω 为交流电网的基波角频率, $\omega = 2\pi f$ ($f = 50$ Hz)。

由以上公式可以看出在 dq 坐标系下 U_{sd} 、 U_{sq} 与 i_{sd} 、 i_{sq} 存在着强耦合的非线性关系。

当系统出现一些外部干扰和参数变化的情况下,例如电网电压波动或系统出现短路故障的情况下,换流器的稳定性和快速性就会明显下降。所以使用传统的 PI 控制就难以保证系统的稳定性和快速性。而级联非线性观测器能够通过精确地估计非线性动态和扰动,提高系统对外部扰动、内不确定性和模型误差的鲁棒性。ADRC 可以有效地抵抗由系统参数变化、外部扰动或传感器噪声引起的影响。图 2 为 MMC 的控制系统结构总框图。

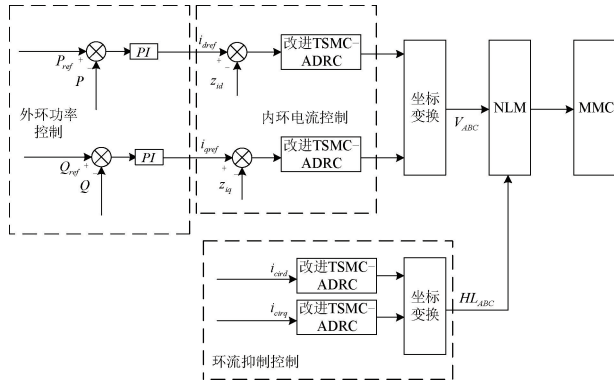


图 2 控制系统总框图

Fig. 2 Control system general block diagram

其中,采用了双闭环控制策略,外环采用定有功功率和定无功功率控制,将检测计算后的实际功率与参考功率值相比较后得到功率偏差值,然后经过外环 PI 调节后为内环提供电流参考值,双闭环的内环采用 ITSMC-ADRC,通过级联观测器(cascade extended state observer, CESO)观测扰动并通过终端滑模控制进行补偿,可以改善控制器的动态特性和抗干扰性能。同时环流抑制部分能够对电感环流起到明显的抑制效果,对系统的稳定性也起到很大的作用。最后通过环流抑制后的电压与控制器输出的调制电压经过计算,采用

最近电平逼近法进行调制,得到 PWM 调制波,来控制 MMC 内部的开关管的通断,从而控制整个系统的运行。

2 改进终端滑模自抗扰控制器的设计

2.1 级联非线性状态观测器的设计

ADRC 是一种广泛应用于非线性、强扰动和模型不确定性的控制方法。它通过对系统的总扰动的在线估计来进行补偿,从而使得系统能够在不依赖精确数学模型的情况下,保持优异的控制性能。ADRC 的经典组成结构主要包括以下几个关键模块:

扩张状态观测器(extended state observer, ESO)、跟踪微分器(tracking differentiator, TD)和状态误差反馈(state error feedback, SEF)。而 MMC 的电流内环数学模型为一阶模型,跟踪微分器等同于一个低通滤波器,当参考输入信号经过 TD 时会产生相位滞后,影响控制器的动态性能,因此在设计中去掉跟踪微分器环节,以改善系统的动态性能。

ESO 作为自抗扰控制的核心,常采用线性 ESO 来估计扰动,但 ESO 的高增益特性会放大噪声,而且线性 ESO 对扰动和不确定性的适应能力较差,在面对非线性系统中会出现性能下降。所以采用级联非线性扩张状态观测器,其中每一层观测器都有其特定的作用和目标。一级观测器负责对系统的主要状态进行粗略估计或初步估计,为后续级别的观测器提供参考。二级观测器在一级观测器的粗略估计基础上进一步细化状态估计其目标是补偿一级观测器无法准确捕捉的部分动态。三级及更高级的观测器负责对系统更复杂的状态动态进行估计。它们通常处理系统中更高阶、更快速的动态特性,尤其是那些对系统稳定性、鲁棒性影响较大的部分。

传统 ESO 公式如下:

$$\begin{cases} LESO: \begin{cases} e_1 = z_1 - i_d \\ \frac{dz_1}{dt} = z_2 - \beta_1 e_1 + b_0 u \\ \frac{dz_2}{dt} = -\beta_2 e_1 \end{cases} \\ NLESO: \begin{cases} e_1 = z_1 - i_d \\ \frac{dz_1}{dt} = z_2 - \beta_1 f_{al}(e, \alpha_1, \delta) + b_0 u \\ \frac{dz_2}{dt} = -\beta_2 f_{al}(e, \alpha_2, \delta) \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

式中: u 为控制器, z_1 为观测器对电流的估计, z_2 为观测器对扰动的估计, i_d 为输出电流, e_1 为电流的误差信号, β_1 、 β_2 为观测器的误差校正增益, b_0 为系统控制增益, f_{al} 为非线性函数,一般取如下形式:

$$f_{al}(e, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} e \cdot \delta^{\alpha_i - 1}, & |e| \leq \delta \\ |e|^{\alpha_i} \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (8)$$

式中: α_i 为指数幂次,是一个介于 0 和 1 之间的指数,用来调节非线性程度,其取值会影响非线性函数在不同区域的

增益特性,进而影响控制系统的性能,如响应速度、超调、稳态误差等。当 α_i 趋近于 0 时, f_{al} 函数在小误差时具有很高的增益,可能引起系统振荡;而在大误差时增益趋近于 0,可能导致系统响应变慢,当 α_i 接近 1 时, f_{al} 函数趋近于线性,增益在大小误差区域均为 1,系统可能更平稳,但牺牲了非线性控制带来的快速响应和抗扰能力。 α_i 接近 1 适用于平稳响应, α_i 接近 0 适用于强抗扰需求,中间值则提供折衷方案。 δ 为线性区间长度; sgn 为符号函数。

首先设置 ESO 的带宽为 ω , 根据以上公式推得状态观测器的特征方程为 $s^2 + \beta_1 s + \beta_2$, 令该特征方程的极点配置在左半平面 $s = -\omega$ 处, 可使系统稳定, 则误差校正增益 $\beta_1 = 2\omega, \beta_2 = \omega \times \omega$ 。随着带宽的增加, 无论是传统的 ESO。还是改进 ESO, 其对抗扰动的估计速度都不断增加, 估计误差都不断减小, 而传统的 ESO 对抗扰动的估计值存在稳态误差, 而对 CESO 而言可以消除稳态误差。

在此基础上可建立三阶 CESO 如下:

$$\begin{aligned} \text{第一阶} \quad & \begin{cases} e_1 = z_{11} - i_d \\ \dot{z}_{11} = z_{21} + b_0 u - 2\omega_1 f_{al}(e_1, \alpha_1, \delta) \\ \dot{z}_{21} = -\omega_1^2 f_{al}(e_1, \alpha_2, \delta) \end{cases} \\ \text{第二阶} \quad & \begin{cases} e_2 = z_{12} - z_{11} \\ \dot{z}_{12} = z_{21} + z_{22} + b_0 u - 2\omega_2 f_{al}(e_2, \alpha_1, \delta) \\ \dot{z}_{22} = -\omega_2^2 f_{al}(e_2, \alpha_2, \delta) \end{cases} \\ \text{第三阶} \quad & \begin{cases} e_3 = z_{13} - z_{12} \\ \dot{z}_{13} = z_{21} + z_{22} + z_{23} + b_0 u - 2\omega_3 f_{al}(e_3, \alpha_1, \delta) \\ \dot{z}_{23} = -\omega_3^2 f_{al}(e_3, \alpha_2, \delta) \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

式中: z_{11}, z_{12}, z_{13} 为 i_d 的各级状态估计值, z_{21}, z_{22}, z_{23} 为扰动的各级估计值, 在设计第二阶观测器时, 把 z_{21} 作为第二阶观测器的已知扰动部分, 三阶同理, 从而减轻对抗扰动的估计负担, 有利于估计精度的提高。总扰动估计值 $F = z_{21} + z_{22} + z_{23}$, $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ 分别为 CESO 各级的带宽。

根据 CESO 子频率序列 $\omega_n = \omega/3^{3-n}$, 其中 $n = 1, 2, 3$, 则 CESO 各级的带宽参数 $\omega_1 = \omega/9, \omega_2 = \omega/3, \omega_3 = \omega$ 。

为了方便分析, 将 f_{al} 函数做如下变换:

$$\begin{cases} f_{al}(e_1, \alpha_1, \delta) = \lambda_1(e_1)e_1 \\ f_{al}(e_1, \alpha_2, \delta) = \lambda_2(e_1)e_1 \end{cases} \quad (10)$$

二三阶同理, 即可将非线性函数转变为线性时变增益函数。

将式(9)变换到频域, 可得频域传递函数为:

$$\begin{cases} Z(s) = \frac{1}{a} \{ (b_0 u s) [(a_1 + \lambda_4 \omega_2^2 + 2\lambda_3 \omega_2 s)(\lambda_6 \omega_3^2 + 2\lambda_5 \omega_3 s) + a_1 a_2] \} + \frac{1}{a} y (\lambda_2 \omega_1^2 + 2\lambda_1 \omega_1 s)(\lambda_4 \omega_2^2 + 2\lambda_3 \omega_2 s)(\lambda_6 \omega_3^2 + 2\lambda_5 \omega_3 s) \\ \hat{F}(s) = \frac{1}{a} (s y - b_0 u) (\lambda_2 \omega_1^2 + 2\lambda_1 \omega_1 s)(\lambda_4 \omega_2^2 + 2\lambda_3 \omega_2 s) \lambda_6 \omega_3^2 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $a_n = s^2 + 2\lambda_n \omega_n + \lambda_n \omega_n^2, n = 1, 2, 3, i = 1, 3, 5, d = 2, 4, 6, a = a_1 a_2 a_3$ 。

根据上述频域传递函数, 结合参考文献[15]证明了与 ESO 相比该级联方式在低频下, 二者的状态估计精度相近, 而对于扰动估计误差, CESO 的估计精度要优于 ESO。CESO 有着更优的抗扰动能力以及高频测量噪声抑制能力。

2.2 终端滑模控制器设计

定义系统跟踪误差为:

$$\begin{cases} e_1 = z_{13d} - i_{dref} \\ e_2 = z_{13q} - i_{qref} \end{cases} \quad (12)$$

式中: i_{dref}, i_{qref} 为内环电流的参考值, z_{13d} 为状态 i_d 的第三级估计值, z_{13q} 为状态 i_q 的第三级估计值。

1) 滑模面设计: 考虑到终端滑模易出现奇异问题, 并且为了保证跟踪速度^[16-17], 采用如下积分终端滑模面:

$$\begin{cases} s_1 = e_1 + c_1 \int_0^t e_1 + c_2 \int_0^t e_1^\partial \\ s_2 = e_2 + c_1 \int_0^t e_2 + c_2 \int_0^t e_2^\partial \end{cases} \quad (13)$$

式中: $c_1 > 0, c_2 > 0, 0 < \partial < 1$ 。

当系统进入滑动模态时, 有 $s = \dot{s} = 0$, 即

$$\dot{e} + c_2 e + c_1 e^\partial = 0 \quad (14)$$

设初始状态 $e(0) \neq 0$, 对式(14)求解可得系统收敛时间为:

$$t_s = \frac{1}{c_1(1-\partial)} \ln \left(\frac{c_1 e(0)^{1-\partial} + c_2}{c_2} \right) \quad (15)$$

通过设定合适的参数可以使系统在有限时间 t_s 内到达平衡状态^[18]。在构造滑模面时引入积分项, 不存在微分状态, 同时避免了奇异现象。

2) 趋近律设计: 滑模控制的运动状态是不断穿越滑模面的趋近模态构成, 趋近律决定了系统在趋近状态下的运动品质。而传统的指数趋近律也会因为开关函数过大而引起系统抖振问题。为了有效的削弱抖振, 保证滑动模态的可达性, 提高系统鲁棒性, 采用了一种新型变增益指数趋近律为:

$$\dot{s} = -k_1 |s|^{\partial_1} s - \frac{k_4}{k_2 |s|^{\partial_2} + k_3} \text{sgn}(s) \quad (16)$$

式中: $k_1, k_2, k_3, k_4, \partial_1, \partial_2 > 0$ 。

当系统距里滑模面较远时, 即 $|s|$ 较大时, 趋近律系数趋近于 k_4/k_2 , 这样可以选取一个较大值使系统快速渡过滑动模态从而进入趋近状态; 当系统逐渐趋于滑模面时, 开关函数项系数逐渐趋于 $(k_4/k_3) |s|^{\partial_2}$, 同时因为系统在趋近模态 $s=0$, 开关函数项系数最终将减小至保持系统稳定的最小值, 从而削弱不连续项的高增益引起的抖振现象。同时可以通过调节指数系数 ∂_2 更改系统对 s 敏感程度的同时使整体增益维持在一个稳定区间, 方便调试^[19-21]。同时由于符号函数 $\text{sgn}(s)$ 是不连续, 为了更好的削弱抖振, 加

强控制精度,采用 sigmoid 函数代替符号函数,如下所示
 $\text{sigmoid}(s) = (2/1 + e^{-\theta s}) - 1$,式中取 $\theta = 100$ 。

下面对其稳定性进行分析和证明。

构建李雅普诺夫函数为:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (17)$$

对其进行求导可得:

$$\dot{V} = S\dot{S} = -k_1 |s|^{\alpha_1} s^2 - \frac{k_4}{k_2 |s|^{-\alpha_2} + k_3} s \times \text{sigmoid}(s) \quad (18)$$

根据李雅普诺夫第二稳定性理论以及式(17)和(18)可得, V 恒大于 0, 正定, \dot{V} 恒小于 0, 负定。故满足稳定性条件,可以使系统在有限时间内到达滑模面^[22]。

2.3 改进终端滑模自抗扰设计

首先将式(5)和(6)构造为如下系统形式。

$$\begin{cases} \dot{y} = f + bu \\ \dot{f} = h(t) \end{cases} \quad (19)$$

式中: f 为系统总扰动, u 为系统控制量。

MMC 数学模型构造后的系统为:

$$\begin{cases} \dot{i}_d = (1/L_{req})u + f_1 \\ \dot{f}_1 = h_1(t) \\ \dot{i}_q = (1/L_{req})u + f_2 \\ \dot{f}_2 = h_2(t) \end{cases} \quad (20)$$

环流数学模型构造后的系统为:

$$\begin{cases} \dot{i}_{circ} = (1/L_s)u + f_3 \\ \dot{f}_3 = h_3(t) \\ \dot{i}_{circ} = (1/L_s)u + f_4 \\ \dot{f}_4 = h_4(t) \end{cases} \quad (21)$$

对式(13)求导可得:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = \dot{e}_1 + c_1 e_1 + c_2 e_1^2 \\ \dot{s}_2 = \dot{e}_2 + c_1 e_2 + c_2 e_2^2 \end{cases} \quad (22)$$

结合式(9)、(12)、式(16)和式(22)可得:

$$u = \frac{-k_1 |s|^{\alpha_1} s - \frac{k_4}{k_2 |s|^{-\alpha_2} + k_3} \text{sgn}(s) - c_1 e_1 - c_2 e_1^2 - F}{b_0} \quad (23)$$

式中: $F = z_{21} + z_{22} + z_{23}$, $b_0 = 1/L_{req}$ 。

观测器采用式(9)的级联非线性状态观测器。最终改进终端滑模自抗扰控制器如图 3 所示。

3 仿真实验结果与分析

经过理论的推导,说明其具有合理性,为了验证本文提出的控制方法的有效性和可靠性,利用 MATLAB/Simulink 软件搭建了改进终端滑模自抗扰控制系统,求解器采用 ode23t,仿真步长为 5×10^{-5} s。先实验验证该控制算法的实用性,然后在功率突变和电网电压骤变的工况下

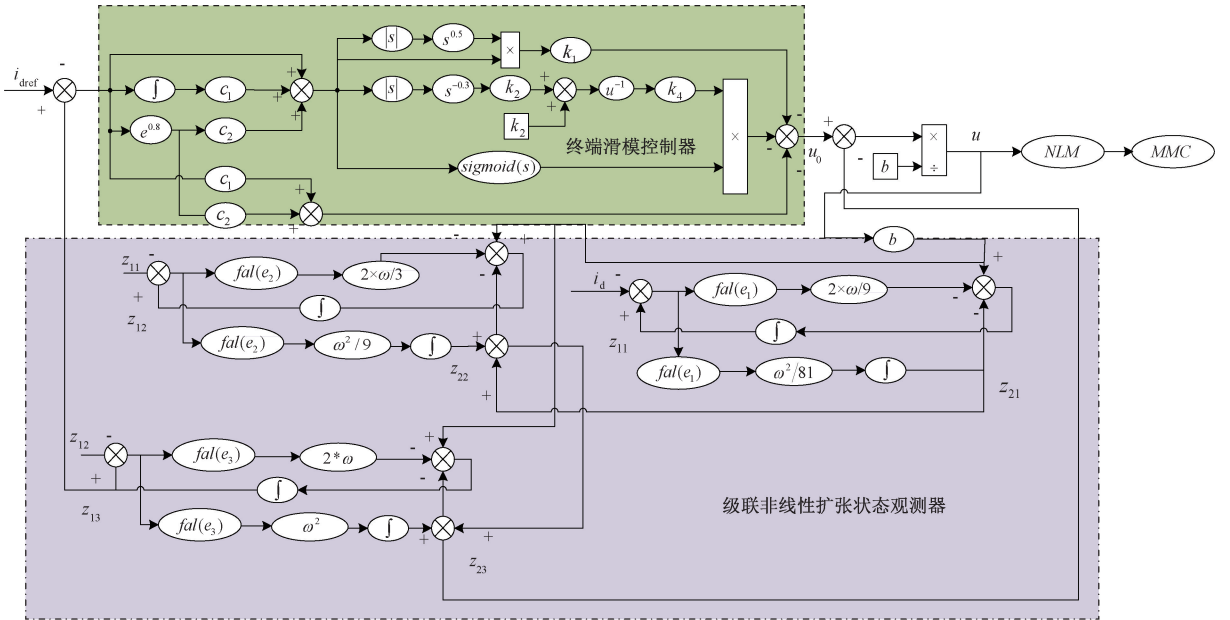


图 3 改进终端滑模自抗扰控制器

Fig. 3 Improve terminal sliding mode auto disturbance rejection control

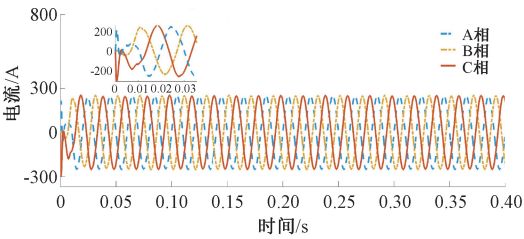
与 TSMC, 自适应控制和 PI 控制做对比实验, 来分析 ITSMC-ADRC 系统在抗扰动性能和速度跟踪性能的高效性。系统的各项参数如表 1 所示。

当系统逆变开始工作时, 初始有功功率参考值设置为 2 MW, 无功功率设置为 0 MW。从输出电流上来看, 根据图 4(a) 所示在 ITSMC-ADRC 下系统能够快速稳定, 在

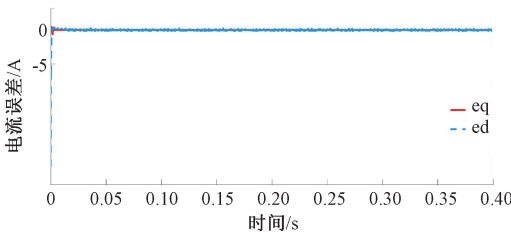
表 1 仿真系统参数

Table 1 Simulation system parameters

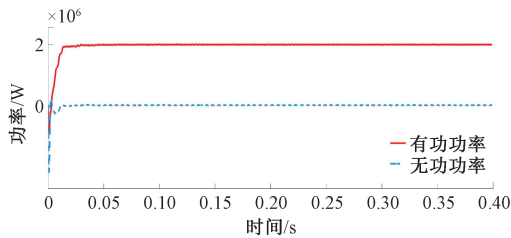
参数	参数值设定
直流电压/V	11 000
桥臂电感/H	0.013 5
电网侧电阻/ Ω	0.4
电网侧电感/H	0.003 4
旁路电容/F	0.007
直流电容/F	0.001 2
子模块初始电压/V	500
交流电网电压/V	6 600
直流电容初始电压/V	3 500



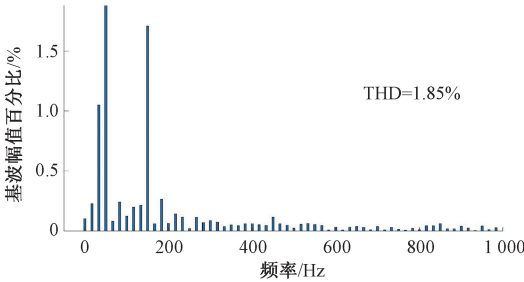
(a) ITSMC-ADRC 电流图
(a) Current diagram with ITSMC-ADRC



(b) ITSMC-ADRC dq轴电流误差图
(b) Plot of dq-axis current error with ITSMC-ADRC



(c) ITSMC-ADRC 功率跟踪图
(c) Power tracking diagram with ITSMC-ADRC



(d) ITSMC-ADRC 谐波分析
(d) Harmonic analysis with ITSMC-ADRC

图 4 ITSMC-ADRC 控制效果图

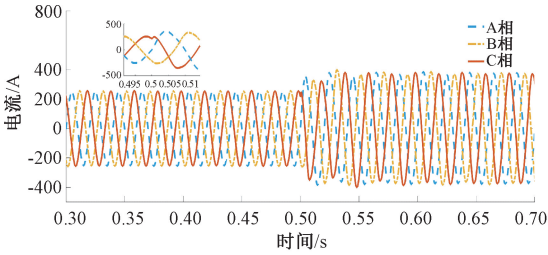
Fig. 4 ITSMC-ADRC control effect diagram

0.015 s 就可以完整的输出三相电流。

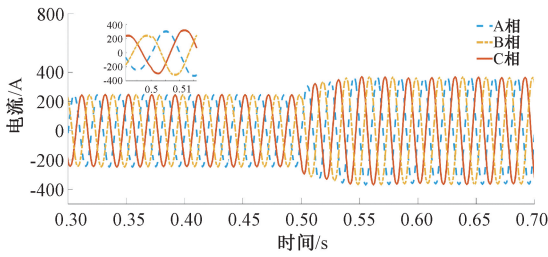
从 dq 电流误差上来看,根据图 4(b)所示电流误差都在 0 附近波动,且波动幅度小。从功率跟踪上来看,根据图 4(c)所示系统能够快速跟踪有功和无功功率参考值。从谐波分析上来看,根据图 4(d)所示谐波 THD 为 1.85%,满足并网要求。综合分析,ITSMC-ADRC 能够快速响应系统的变化,且速度跟踪效果良好。

3.1 功率突变

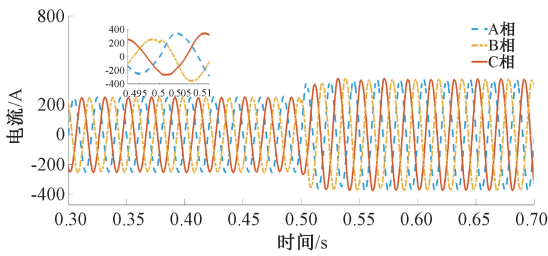
初始有功功率参考值设置为 2 MW,无功功率设置为 0 MW。在 0.5 s 时,有功功率参考值增加至 3 MW。无功功率参考值保持不变,有功功率阶跃仿真结果如图 5 所示。



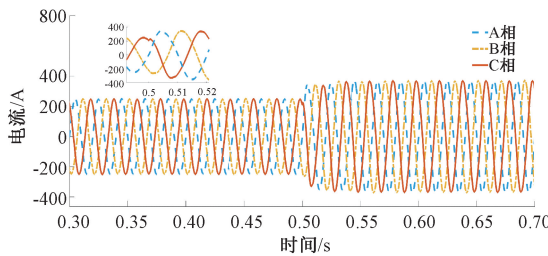
(a) 功率突变下PI电流图
(a) Current plot under PI under sudden power change



(b) 功率突变下自适应控制电流图
(b) Adaptive control current plot under sudden power change



(c) 功率突变下TSMC电流图
(c) TSMC current plot under sudden power change



(d) 功率突变下ITSMC-ADRC电流图
(d) ITSMC-ADRC current plot under sudden power change

图 5 功率突变下电流对比图

Fig. 5 Comparison of current plot under sudden power change

从功率突变的三相电流图来看,根据图 5 所示 PI 控制下在 0.55 s 三相电流开始稳定,自适应控制下在 0.54 s 三相电流开始稳定,TSMC 控制和 ITSMC-ADRC 控制都能更快稳定。从功率跟踪来看,根据图 6 所示,PI 控制的有功功率能快速跟踪参考值,在 0.5 s 有功功率突变时,无功功率会有波动在 0.525 s 稳定,自适应控制下无功会产生较大波动,TSMC 和 ITSMC-ADRC 有功和无功都能够快速跟踪参考值。从 dq 轴电流上来看,根据图 7 组图所示,PI 控制下的 dq 轴会产生波动,自适应控制的 q 轴电流波动较大,TSMC 的 q 轴电流在 0.5 s 后会产生静差,且抖振较大。而 ITSMC-ADRC 控制下 d 轴电流抖振更小, q 轴电流能很好保持为 0。从功率突变后的谐波分析,PI 控制

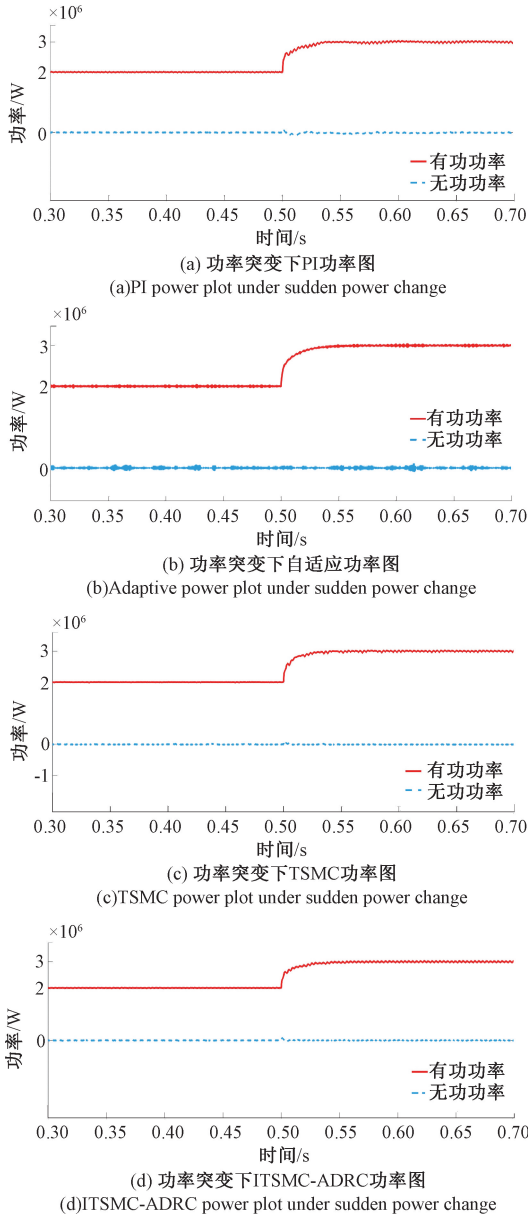


图 6 功率突变下功率对比图

Fig. 6 Comparison of power plot under sudden power change

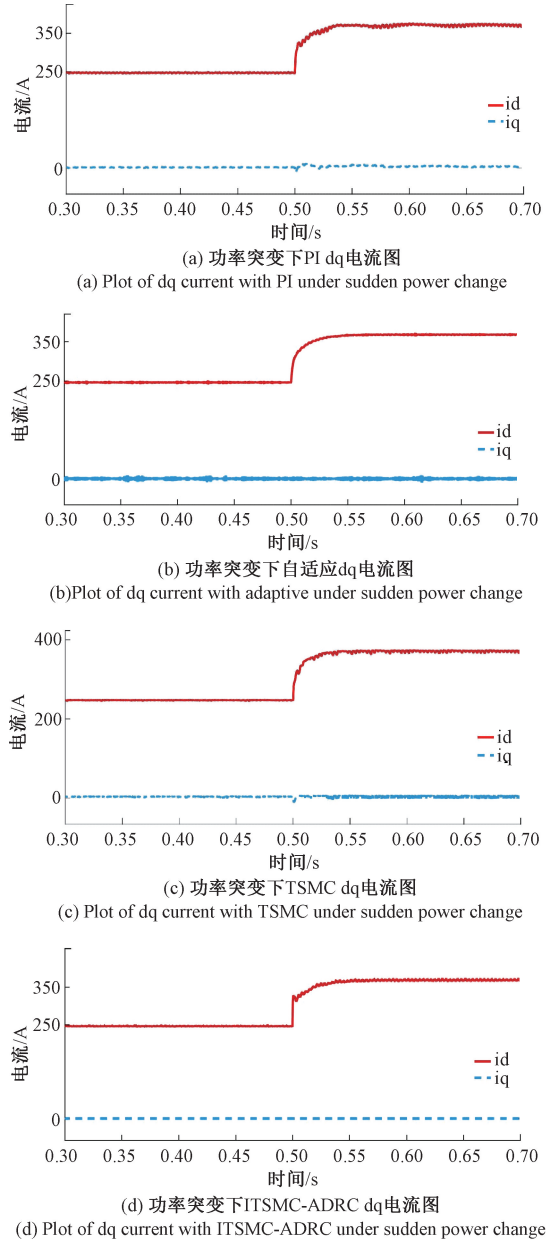


图 7 功率突变下 dq 电流对比图

Fig. 7 Comparison of dq current plot under sudden power change

下 THD 为 2.98%,自适应控制下 THD 为 2.88%,TSMC 控制下 THD 为 2.90%,ITSMC-ADRC 控制下 THD 为 2.81%。综上分析,在功率突变后,ITSMC-ADRC 控制能够更快速响应扰动变化,且波动和谐波畸变率更小,抗干扰能力更强。

3.2 电网电压骤降

在 0.3 s 时,电网电压骤降 20%,并持续至 0.6 s,期间有功功率和无功功率都保持给定值不变。

从三相电流图分析,根据图 8 所示,电网电压骤降后,在四种控制算法控制下的三相电流在宏观上都能快速响应变化。从功率跟踪图分析,如图 9 所示,在电网电压

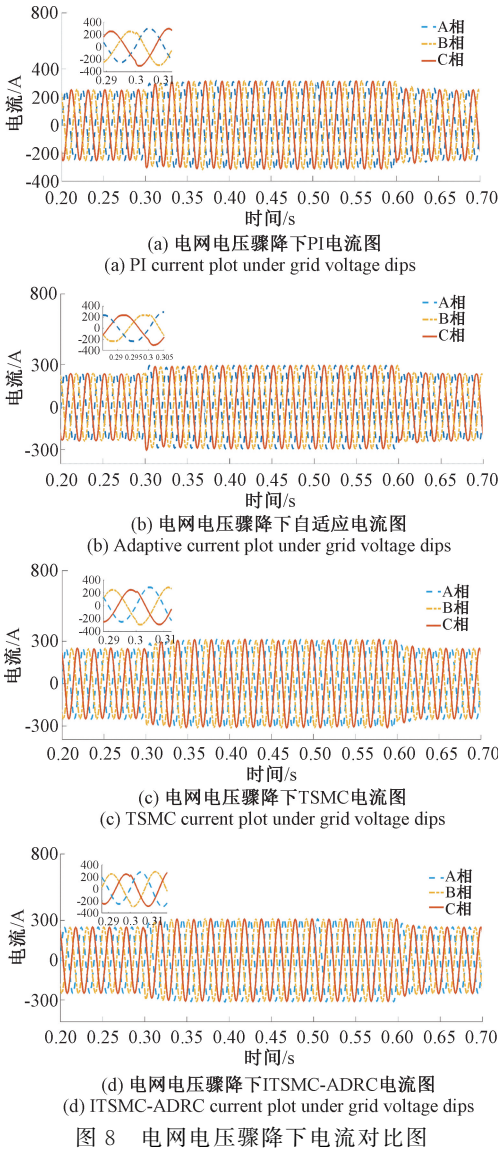


图 8 电网电压骤降下电流对比图

Fig. 8 Comparison of current plot under grid voltage dips

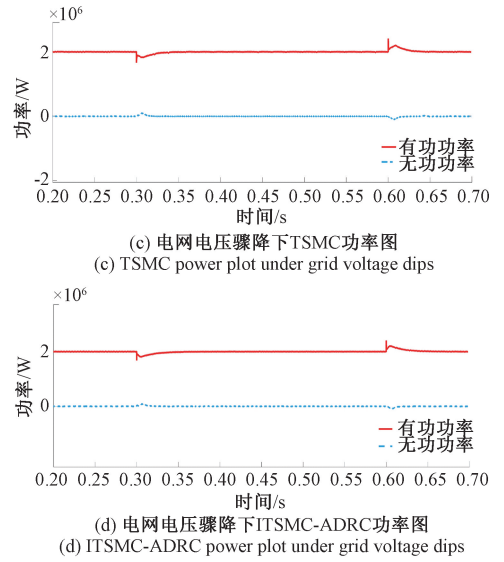
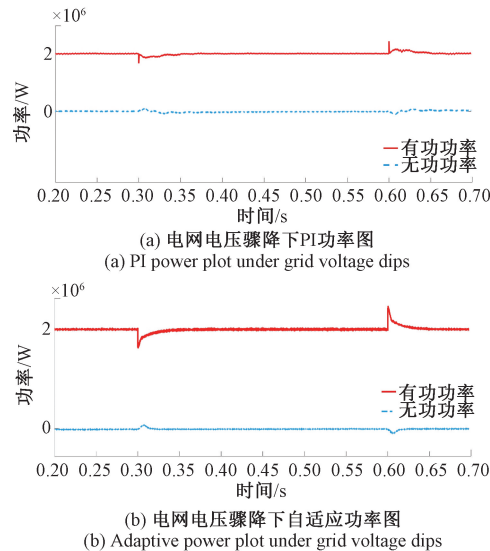
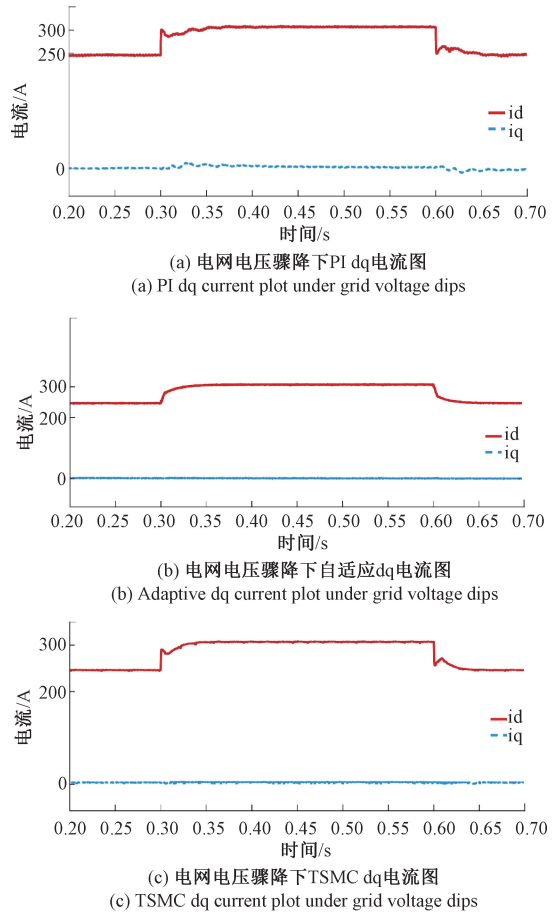
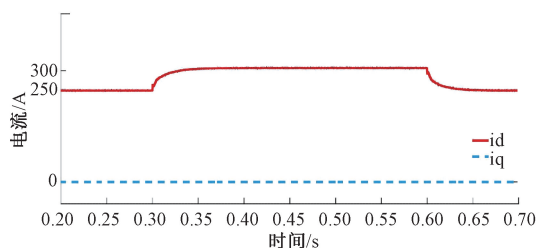


图 9 电网电压骤降下功率对比图

Fig. 9 Comparison of power plot under grid voltage dips

骤降后,PI控制下会出现超调和波动,在 0.3 s 时峰值为 1.65 MW,自适应控制下功率会出现较大的超调,在 0.3 s 时峰值为 1.62 MW。TSMC 控制在电网电压骤降和恢复的时候功率都会出现波动和超调,在 0.3 s 的峰值为 1.66 MW,ITSMC-ADRC 控制的功率波形超调和波动都





(d) 电网电压骤降下 ITSMC-ADRC dq 电流图
(d) ITSMC-ADRC dq current plot under grid voltage dips

图 10 电网电压骤降下 dq 电流对比图

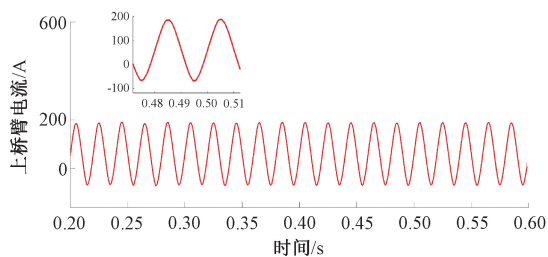
Fig. 10 Comparison of dq current plot under grid voltage dips

小于上述 3 种控制。从 dq 电流图分析,如图 10 所示,PI 控制的 dq 轴电流在 0.3 s 故障发生后,在 0.36 s 电流趋于稳定,自适应控制的 dq 轴电流在 0.34 s 电流趋于稳定,ITSMC-ADRC 控制的 dq 轴电流在 0.33 s 电流趋于稳定,电流波形与上述控制相比更加平滑和稳定。从电网电压骤降后的谐波分析,PI 控制下 THD 为 2.05%,自适应控制下的 THD 为 1.44%,TSMC 控制下 THD 为 1.51%,ITSMC-ADRC 控制下 THD 为 1.32%。综上分析,在面对外部干扰时,ITSMC-ADRC 控制的抗扰动性能更加优良。

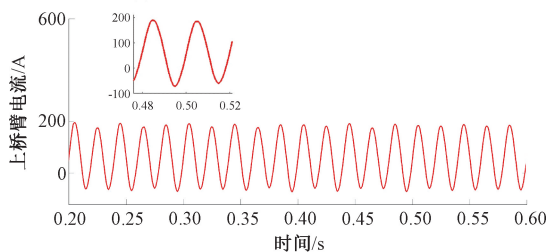
3.3 环流抑制

在系统逆变工作时投入环流抑制器,3 种控制算法的环流抑制仿真结果如下:

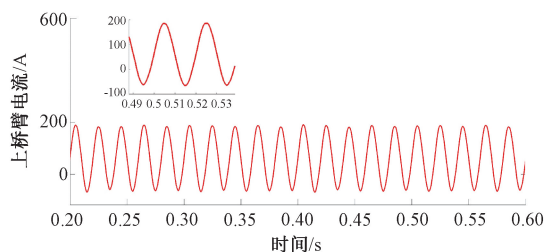
投入环流抑制器后,在 3 种控制算法的控制下都能够有效的抑制环流。从上桥臂电流分析,根据图 11 所示,ITSMC-ADRC 控制下的桥臂电流更加接近正弦波且平滑稳定。从电容电压分析,根据图 12 所示,PI 控制下的电容电压的波动范围为 478~519 V,TSMC 控制下的电容电压



(a) PI控制下的上桥臂电流
(a) Upper bridge arm current under PI control



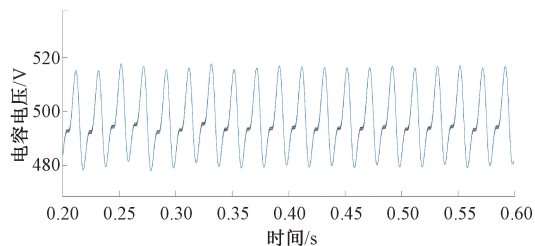
(b) TSMC控制下的上桥臂电流
(b) Upper bridge arm current under TSMC control



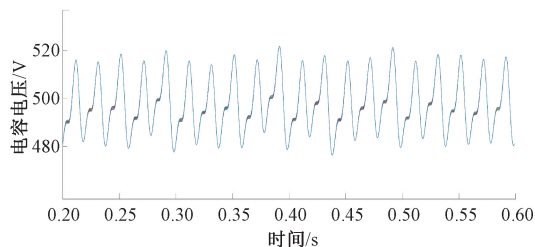
(c) ITSMC-ADRC控制下的上桥臂电流
(c) Upper bridge arm current under ITSMC-ADRC control

图 11 上桥臂电流对比图

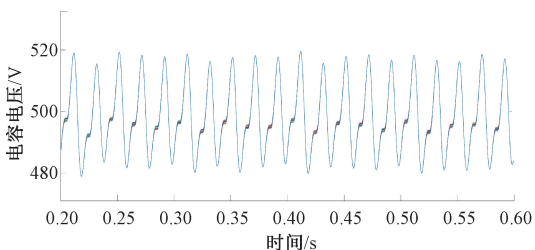
Fig. 11 Upper bridge arm current comparison plot



(a) PI控制下的电容电压
(a) Capacitor voltage under PI control



(b) TSMC控制下的电容电压
(b) Capacitor voltage under TSMC control



(c) ITSMC-ADRC控制下的电容电压
(c) Capacitor voltage under ITSMC-ADRC control

图 12 电容电压对比图

Fig. 12 Capacitor voltage comparison plot

的波动范围为 477~523 V,ITSMC-ADRC 控制下的电容电压的波动范围为 478~516 V,可见 ITSMC-ADRC 控制下的电容电压波动更小,更加稳定。从桥臂电流的谐波分析上来看,根据图 13 所示,PI 控制下的 THD 为 2.98%,TSMC 控制下的 THD 为 2.95%,ITSMC-ADRC 控制下的 THD 为 2.22%。综上所述,在 ITSMC-ADRC 控制下,环流抑制效果明显,能有效的抑制桥臂谐波。

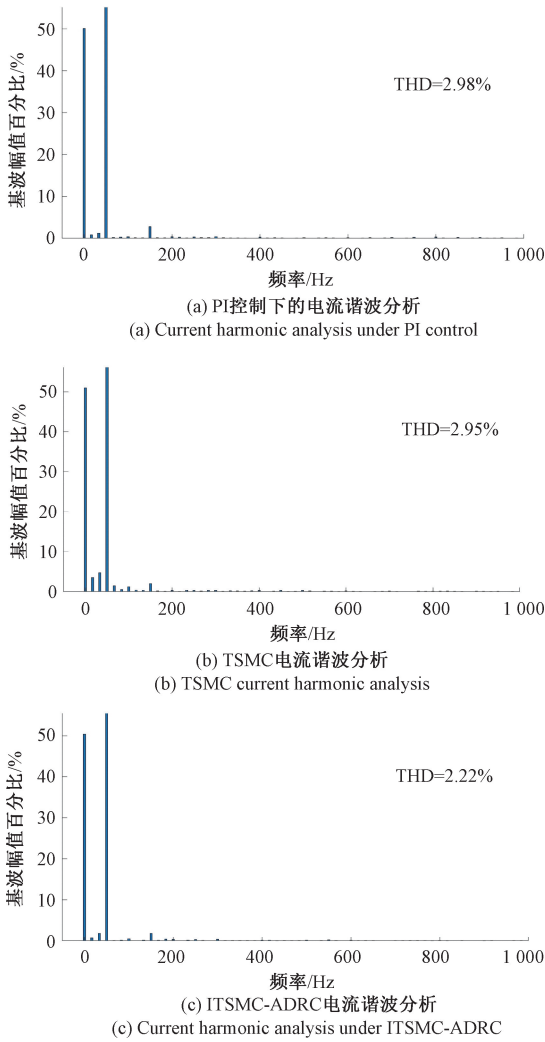


图 13 环流谐波对比图

Fig. 13 Circulating current harmonics comparison plot

4 结 论

MMC 在电力系统并网越来越被广泛使用,本文提出的改进终端滑模自抗扰控制策略应用于双闭环控制中的电流内环和环流抑制控制器,通过 MMC 的数学模型和公式推导建立模型。在仿真中验证控制策略的可行性与有效性。通过与 PI 控制,自适应控制和 TSMC 对比分析,结果表明 ITSMC-ADRC 在对外部干扰时响应速度快,更加稳定,谐波畸变率也更小,能够实现高质量的并网。在速度跟踪效果上也更加快速稳定。把该策略应用于环流抑制控制中,与其他两种控制相比,其能够有效抑制环流,且子模块电容电压和桥臂电流都更加稳定和平滑。本文只分析了模型仿真实验,下一步任务就是搭建硬件物理模型,在硬件实验中体现该算法的合理性和有效性。

参考文献

[1] 于飞,王子豪,刘喜梅. 新型模块化多电平换流器的设

计与应用[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(1): 69-77.

YU F, WANG Z H, LIU X M. A gradationally controlled modular multilevel converter and its application[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(1): 69-77.

[2] LUU, K T, HAN M X, Senior Member, IEEE. et al. Analysis and control of an MMC-HVDC system under an unbalanced grid condition[J]. Electrical Engineering & Technology, 2020, 15(6): 2553-2562.

[3] 艾小清,袁旭峰,熊炜,等. 柔直配电系统混合型 MMC 可靠性评估[J]. 电测与仪表, 2023, 60(9): 88-95.

AI X Q, YUAN X F, XIONG W, et al. Reliability evaluation of hybrid MMC for flexible DC distribution system[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2023, 60(9): 88-95.

[4] 周诗丁,王顺亮,张英敏,等. 电网不平衡下基于 SOGI 的 MMC 环流抑制策略[J]. 工程科学与技术, 2023, 55(1): 59-69.

ZHOU SH D, WANG SH L, ZHANG Y M, et al. Circulating current suppression method of modular multilevel converter based on SOGI under unbalanced grid conditions[J]. Engineering Science and Technology, 2023, 55(1): 59-69.

[5] 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. Review of control strategies for modular multilevel converter under unbalanced grid voltage[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 74-87.

[6] BERGNA-DIAZ G, ZONETTI D, SANCHEZ S, et al. PI passivity-based control and performance analysis of MMC multiterminal HVDC systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(4): 2453-2466.

[7] LI S, LI P, ZHENG Z, et al. Fractional order sliding mode control for circulating current suppressing of MMC[J]. Electrical Engineering, 2023, 105(6): 1-10.

[8] 金昱,肖迁,王建赅,等. 基于反馈线性化的 MMC 直接功率控制策略研究[J]. 天津大学学报(自然科学与工程技术版), 2021, 54(12): 1230-1240.

JIN Y, XIAO Q, WANG J Z, et al. Feedback linearization based direct power control for the modular multilevel converter[J]. Journal of Tianjin University (Natural Science and Engineering Technology), 2021, 54(12): 1230-1240.

[9] 柯顺超,朱森,陈阳,等. 基于 MMC-UPFC 无源性滑模结构控制的电网不平衡治理策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(3): 1078-1086.

KE SH CH, ZHU M, CHEN Y, et al. Treatment strategy of unbalanced grid voltage conditions based on MMC-UPFC passive sliding-mode variable structure control[J]. High Voltage Technology, 2020, 46(3): 1078-1086.

- [10] 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]. Control and Decision, 2024, 39(5): 1487-1497.
- [11] 王函韵, 周雅婷, 程启明, 等. 非理想条件下 MMC-DVR 的 Lyapunov 控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(2): 22-33.
WANG H Y, ZHOU Y T, CHENG Q M, et al. Research on lyapunov control strategy of an MMC-DVR under non-ideal conditions[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(2): 22-33.
- [12] 程启明, 张梁, 程尹曼, 等. 不平衡电网下 MMC-UPFC 的反演-滑模控制策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(6): 67-74.
CHENG Q M, ZHANG L, CHENG Y M, et al. Backstepping-based sliding-mode control strategy of MMC-UPFC under unbalanced power grid[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(6): 67-74.
- [13] 田阳, 桑一岩, 盛佳敏. 基于扩张状态观测器的并网 MMC 无源滑模控制方法[J]. 上海电力大学学报, 2024, 40(3): 242-250.
TIAN Y, SANG Y Y, SHENG J M. Extended state observer based passivity based sliding mode control of grid-connected MMC[J]. Journal of Shanghai Electric Power University, 2024, 40(3): 242-250.
- [14] 刘述喜, 曲雨霏, 罗钦, 等. 基于扩张观测器的 MMC 无模型电流控制策略研究[J/OL]. 电气工程学报, 1-10 [2025-03-08]. <https://http-kns.cnki.net.shiep.vpn358.com/kcms/detail/10.1289.TM.20240619.2017.004.html>.
LIU SH X, QU Y F, LUO Q, et al. Research on model free current control strategy of MMC based on extended state observer[J/OL]. Journal of Electrical Engineering, 1-10 [2025-03-08]. <https://http-kns.cnki.net.shiep.vpn358.com/kcms/detail/10.1289.TM.20240619.2017.004.html>.
- [15] 蔡子育, 于新红, 许立斌, 等. 基于级联扩张状态观测器的 VIENNA 整流器无权重无模型预测控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2024, 36(12): 11-18.
CAI Z Y, YU X H, XU L B, et al. Unweighted model-free predictive control for VIENNA rectifier based on cascade extended state observer[J]. Journal of Power Systems and Automation, 2024, 36(12): 11-18.
- [16] 黄陶陶, 刘放, 宋泽鹏. 基于快速非奇异终端滑模的隧道工程车辆轨迹跟踪研究[J]. 电子测量技术, 2023, 46(6): 9-14.
HUANG T T, LIU F, SONG Z P. Research on trajectory tracking of tunneling engineering vehicles based on fast non-singular terminal sliding mode[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(6): 9-14.
- [17] 王磊, 张振国, 沈素素. 基于全局非奇异快速终端滑模结构作用下的永磁同步电机的研究[J]. 电子测量技术, 2018, 41(3): 28-31.
WANG L, ZHANG ZH G, SHEN S S. Research on permanent magnet synchronous motor based on global non-singular fast terminal sliding mode structure action[J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(3): 28-31.
- [18] 郑诗程, 刘志鹏, 赵卫, 等. 积分型非奇异终端滑模 PMSM 无传感器控制系统[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 169-178.
ZHENG SH CH, LIU ZH P, ZHAO W, et al. Integral non-singular terminal sliding mode PMSM sensorless control system[J]. Journal of Electrical Machines and Control, 2024, 28(3): 169-178.
- [19] 张俊辉, 刘斌, 蒋峥, 等. 基于改进趋近律的滑模控制在机械臂中的应用[J]. 高技术通讯, 2018, 28(6): 534-546.
ZHANG J H, LIU B, JIANG ZH, et al. Sliding mode control based on improved convergence law application in robotic arm [J]. High Technology Newsletter, 2018, 28(6): 534-546.
- [20] 康尔良, 于浩天, 韩康玮. 永磁同步电机非线性增益非奇异快速终端滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(5): 73-81.
KANG ER L, YU H T, HAN K W. Nonlinear gain non-singular fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Electrical Machines and Control, 2024, 28(5): 73-81.
- [21] 陈德海, 陈志文, 李明, 等. 基于改进滑模趋近律和负载前馈补偿的 PMSM 控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2023, 42(3): 95-101.
CHEN D H, CHEN ZH W, LI M, et al. Research on PMSM control based on improved sliding mode convergence law and load feed forward compensation[J]. Overseas Electronic Measurement Technology, 2023, 42(3): 95-101.
- [22] 邹振福, 吴吉祥, 郑明华. 基于改进指数趋近律的 PMSM 滑模控制研究[J]. 自动化与仪表, 2023, 38(6): 100-104.
KUAI ZH F, WU J X, ZH M H. Research on sliding mode control of PMSM based on improved exponential convergence law[J]. Automation and Instrumentation, 2023, 38(6): 100-104.

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, 新能源发电储能技术。

E-mail: yangxuhong.sh@163.com

丁传浩(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为 MMC 并网控制。

E-mail: 3301358979@qq.com