

基于模型补偿的 MMC 改进无模型滑模控制

周杨¹, 阳同光¹, 杨京渝¹, 曾梓芜²

(1. 智慧城市能源感知与边缘计算湖南省重点实验室(湖南城市学院), 湖南 益阳 413000; 2. 上海航天控制技术研究, 上海 201109)

摘要: 针对模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)出现动态负载、参数失配和单相短路接地故障, 造成稳态功率脉动、电流谐波过大问题, 提出了一种电流环改进无模型滑模控制方法(improved model-free sliding mode control, IMFSMC)。首先, 基于 MMC 系统数学模型, 构建了参数失配时的模型补偿超局部模型。其次, 提出一种时变增益自适应滑模趋近律设计电流环滑模无模型反馈控制器; 同时设计一种模型补偿改进线性扩张状态观测器(model-compensated improved linearly extended state observer, MCILESO)估计超局部模型中未知扰动并补偿至滑模反馈控制器, 并使用 Lyapunov 函数和赫尔维兹定理证明了控制器和观测器的稳定性。最后, 基于 MATLAB 仿真及 RTLAB 半实物平台与 PI 控制以及传统无模型滑模控制对比, 其结果表明所提方法能极大提高 MMC 系统在动态负载、参数失配和单相短路接地下的动稳态性能; 降低 MMC 系统模型依赖度, 增加系统鲁棒性和抗扰能力。

关键词: 模块化多电平换流器; 改进无模型滑模控制; 时变增益自适应滑模趋近律; 模型补偿超局部模型; 模型补偿改进线性扩张状态观测器

Improved Model-Free Sliding Mode Control Based on Model Compensation for MMC

ZHOU Yang¹, YANG Tongguang¹, YANG Jingyu¹, ZENG Zilong²

(1. Key Laboratory Energy Monitoring and Edge Computing of Smart City of Hunan Province, Hunan City University, Yiyang, Hunan 413000, China; 2. Shanghai Institute of Aerospace Control Technology, Shanghai 201109, China)

Abstract: A current loop improved model-free sliding mode control (IMFSMC) method is proposed to address the issues of steady-state power ripple and excessive current harmonics caused by dynamic loads, parameter mismatches, and single-phase short-circuit grounding faults in modular multilevel converters (MMC). Firstly, based on the mathematical model of MMC system, a model compensation hyperlocal model is constructed for parameter mismatch. Secondly, a time-varying gain adaptive sliding mode approach law is proposed to design a current loop sliding mode model-free feedback controller. Simultaneously, a model compensated improved linearly extended state observer (MCILESO) is designed to estimate unknown disturbances in the hyperlocal model and compensate them to the sliding mode feedback controller. The stability of the controller and observer is proved using Lyapunov function and Hurwitz theorem. Finally, based on MATLAB simulation and RTLAB semi physical platform, compared with PI control and traditional model-free sliding mode control, the results show that the proposed method can greatly improve the dynamic and steady-state performance of MMC systems under dynamic loads, parameter mismatches, and single-phase short-circuit grounding. Reduce the model dependency of MMC system, increase system robustness and anti-interference ability.

Key words: modular multilevel converter(MMC); improved model-free sliding mode control; time-varying gain adaptive sliding mode convergence law; model-compensated hyperlocal model; model-compensated improved linearly extended state observer

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52377181); 湖南省自然科学基金资助项目(2024JJ7088); 湖南省教育厅优秀青年项目(23B0745); 湖南省教育厅科学研究项目(24C0458)。

Foundation item: Supported by the National Natural Science Foundation of China (52377181); the Provincial Natural Science Foundation Project of Hunan (2024JJ7088); the Excellent Youth Project of Hunan Provincial Department of Education (23B0745); the Scientific Research Project of Hunan Provincial Department of Education (24C0458).

0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)是电力系统并网重要连接部件,具有能量利用率高、谐波含量低以及电平切换灵活等优点^[1],被广泛使用在风电、光伏等新能源输电以及储能项目^[2-4]。MMC系统实际运行时,存在动态负载、参数失配、不等称故障等工况;而非正常工况会引发功率脉动以及电流谐波变大等问题,且会降低电气设备寿命^[5]。传统MMC系统多采用PI控制,而PI控制存在积分饱和、快速性与超调矛盾等问题,无法满足MMC高性能控制需求^[6]。

近年来,为提高MMC系统控制性能,学界提出大量基于现代控制的方法,如模型预测控制^[7-8]、反演控制^[9]、无源控制^[10]等。这些控制方法都严重依赖被控对象的精确数学模型。但是,MMC系统的精确数学模型在实际中是难以获得的。

为减小传统控制方法受建模精度的影响,20世纪70年代的学者提出了无模型控制理论,解决控制器模型依赖度问题。文献[11]将非奇异终端滑模、超螺旋以及无模型结合,解决了电机在参数失配下控制性能下降问题。文献[12]设计一种基于全格式动态线性化自适应无模型控制算法,解决磁流变抛光液循环系统中时变扰动以及延时引起系统不稳定以及控制性能下降问题,并提高系统整体鲁棒性。文献[13]在MMC系统中将超局部模型、线性扩张状态观测器(linearly extended state observer, LESO)、预测控制以及无模型结合,解决了预测控制模型依赖度过大问题,且减小了网侧电流谐波;但LESO将系统未知扰动和已知扰动一起观测,导致LESO的增益取值过大,放大系统稳态误差。

滑模控制是一种鲁棒性极强的非线性控制算法,也在无模型控制中得到广泛的应用。但滑模控制存在滑模抖振与快速性之间的矛盾问题。滑模抖振是sgn符号函数不连续引起,滑模抖振出现在系统输出量接近稳态时,导致系统稳态脉动变大甚至系统失去稳定。因此,削弱滑模抖振问题也是一个重要的研究方向。文献[15]为减小MMC无源控制系统在PI控制下的超调和稳态误差,使用线性滑模面及包含饱和函数的等速趋近律,设计电流环滑模控制器,虽然减小部分超调和稳态误差,但采用线性滑模面导致MMC系统响应速度变慢及控制精度

较差。文献[16]在MMC无源系统使用线性滑模面和超螺旋控制律构建滑模控制器,能减小减缓滑模抖振现象,提高系统在故障电网下控制性能,但使用线性滑模面存在响应速度变慢问题。

无模型控制中另一个重要部分是设计扰动观测器对系统未知部分观测并补偿,提高系统控制精度和鲁棒性。文献[17]使用非线性扩张状态观测器设计扰动观测器,能准确对扰动观测并补偿到控制器,但非线性扩张状态观测器存在参数意义不明显的缺点。文献[18-19]使用滑模扩张状态观测器对扰动观测并补偿,获得了较好的补偿效果;但将所有扰动做未知扰动导致观测器负担过大,且存在滑模抖振。

综上,针对MMC系统在动态负载、参数失配和单相短路接地故障引起稳态功率脉动、电流谐波过大问题,本文提出一种基于电流环的改进无模型滑模控制方法(improved model-free sliding mode control, IMFSMC)。IMFSMC中设计了一种分段的时变增益自适应趋近律解决传统趋近律滑模抖振和收敛速度慢问题;通过引入误差状态变量绝对值及滑模变量的指数函数,分段加速系统状态变量收敛,同时还能削弱滑模抖振。为减小LESO中增益取值过大,放大系统稳态误差;IMFSMC使用已知模型信息构造模型补偿超局部模型,并基于模型补偿超局部模型以及误差微分设计模型补偿改进线性扩张状态观测器(model-compensated improved linearly extended state observer, MCILESO),并且对未知扰动观测与补偿,减小了观测器中扰动观测量,降低了观测器的增益。最后,使用MATLAB及RTLAB半实物验证IMFSMC的可行性。

1 MMC数学模型

MMC系统桥臂结构如图1所示,每一个子模块由一个IGBT模块以及子电容组成。图中, u_{dc} 为直流侧电压, i_{dc} 为直流侧电流; i_{pj} 、 i_{nj} ($j=a, b, c$)分别为上、下桥臂电流; R_0 、 L_0 分别为上下桥臂电阻、电感; R_s 、 L_s 、 u_{sj} 和 i_{sj} 分别为三相交流侧电阻、电感、电流和电网电压; u_j 为MMC交流侧端口输出电压。

根据图1及坐标变换,得dq参考系下MMC系统电流环数学模型为:

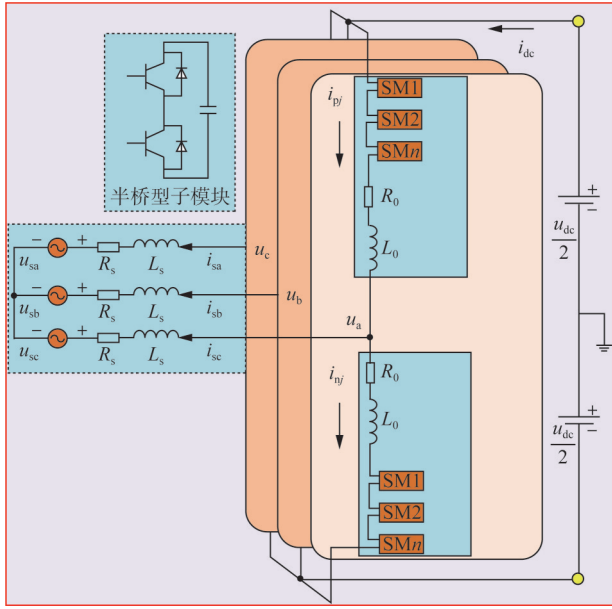


图 1 MMC 桥臂拓扑结构

Fig. 1 Topology of MMC bridge arm

$$\begin{cases} L_0 \dot{i}_{sd} = u_d - u_{sd} - R_0 i_{sd} + \omega L_0 i_{sq} \\ L_0 \dot{i}_{sq} = u_q - u_{sq} - R_0 i_{sq} - \omega L_0 i_{sd} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 为 u_j 的直流分量; u_{sq} 、 u_{sd} 、 i_{sq} 、 i_{sd} 分别为 u_{sj} 、 i_{sj} 的直流分量; ω 为角频率。

MMC 系统在实际运行中, 存在温度、湿度、电磁等干扰, 可能造成 R_0 、 L_0 等参数失配。因此, 本文考虑参数失配, 建立参数失配模型。

$$\begin{cases} u_d = L_0 \dot{i}_{sd} + u_{sd} + R_0 i_{sd} - \omega L_0 i_{sq} + \Delta u_d \\ u_q = L_0 \dot{i}_{sq} + u_{sq} + R_0 i_{sq} + \omega L_0 i_{sd} + \Delta u_q \end{cases} \quad (2)$$

式中 Δu_d 与 Δu_q 为系统参数失配扰动电压分量:

$$\begin{cases} \Delta u_d = \Delta L_0 \dot{i}_{sd} + \Delta u_{sd} + \Delta R_0 i_{sd} - \omega \Delta L_0 i_{sq} \\ \Delta u_q = \Delta L_0 \dot{i}_{sq} + \Delta u_{sq} + \Delta R_0 i_{sq} + \omega \Delta L_0 i_{sd} \end{cases} \quad (3)$$

式中包含符号 Δ 的物理量均为对应物理量的参数失配偏移值。

2 基于 MCILESO 的电流环改进无模型滑模反馈控制器设计

2.1 传统超局部模型及 MFSMC 设计

无模型控制是一种只依靠系统输入和输出以及超局部模型的优秀算法。无模型控制无需系统内部具体数学模型, 只需系统输入与输出, 就能设计控制器, 具有良好的鲁棒性, 所以得到广泛的应用; 根据式(2), 参数失配下 MMC 系统电流环超局部模型可表述为^[18]:

$$\dot{i}_{d-q} = F + b u_{d-q} \quad (4)$$

式中: i_{d-q} 为 i_{sq} 、 i_{sd} 分量间电流; u_{d-q} 为 u_d 、 u_q 分量间电压; b 为输入比例参数, $b=1/L_0$; F 为系统有界总扰动, 具体如下。

$$F = \begin{cases} F_d = -(\Delta u_d + u_{sd} - L_0 \omega i_{sq} + R_0 i_{sd})/L_0 \\ F_q = -(\Delta u_q + u_{sq} + L_0 \omega i_{sd} + R_0 i_{sq})/L_0 \end{cases} \quad (5)$$

式中 F_d 、 F_q 分别为 d 、 q 轴有界总扰动。

为进一步提高无模型控制的鲁棒性和抗扰动能力, 无模型控制常与滑模控制以及观测器结合构成反馈控制器; 根据式(2)、(4), 以及文献[18], 以反馈电流误差为状态变量, 可得基于 MMC 电流环的传统 MFSMC 表达式如式(6)所示。

$$\begin{cases} u_d = (k_0 \operatorname{sgn}(s) + q_0 s - F_d)/b \\ u_q = (k_0 \operatorname{sgn}(s) + q_0 s - F_q)/b \end{cases} \quad (6)$$

式中: k_0 、 q_0 为趋近律参数, 且均大于 0; s 为滑模变量。

以 d 轴为例, 在式(5)中, F_d 仍为未知, 需要使用 LESO 观测补偿到式(6); 由式(4)可构建 LESO^[12]。

$$\begin{cases} e_5 = z_1 - i_{sd} \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_5 + b u_d \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e_5 \end{cases} \quad (7)$$

式中: e_5 为观测误差; β_1 、 β_2 为误差校正增益; z_1 、 z_2 分别为 i_{sd} 、 F_d 的观测值。

据式(6)–(7)可知, MFSMC 由指数趋近律、线性滑模面和 LESO 构成; MFSMC 在一定程度上能系统鲁棒性和抗扰动能力, 但指数趋近律和线性滑模面导致滑模抖振^[16]。图 2 为 MFSMC 控制结构图。

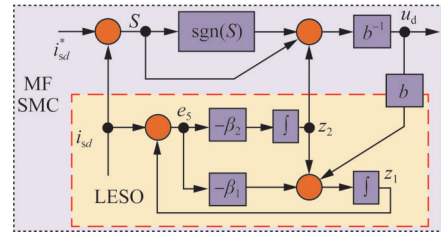


图 2 MFSMC 控制结构图

Fig. 2 Control structure diagram of MFSMC

2.2 模型补偿超局部模型

在使用传统超局部模型建立 LESO 观测总扰动时, R_0 和 L_0 是已知模型信息也被包括在总扰动中,

导致 LESO 观测更大的总扰动, 此时需要更大的观测器增益, 而观测器增益过大反而会放大系统稳态误差。为减小构建观测器时总扰动的观测量, 文章将 $R_0 i_{d-q}/L_0$ 作为已知模型信息, 从式(4) F 中拿出作为无需观测部分, 构建模型补偿超局部模型; 为方便计算, 令 $J=R_0/L_0$, 则有:

$$\dot{i}_{d-q} = F_{d-q} - J i_{d-q} + b u_{d-q} \quad (8)$$

式中 F_{d-q} 为有界未知扰动, 具体如下:

$$F_{d-q} = \begin{cases} F_d = -(\Delta u_d + u_{sd} - L_0 \omega i_{sq})/L_0 \\ F_q = -(\Delta u_q + u_{sq} + L_0 \omega i_{sd})/L_0 \end{cases} \quad (9)$$

2.3 时变增益自适应滑模趋近律设计

为解决式(6)中指数趋近律快速性与抖振矛盾问题。文章基于传统指数、幂次趋近律以及文献[20]提出一种时变增益自适应趋近律。

$$\dot{s} = \begin{cases} -k|s|^\sigma \operatorname{sgn}(s), & |s| \geq 1 \\ -k_1|x|\operatorname{sgn}(s) - (q + k_2|s|)s, & |s| < 1 \end{cases} \quad (10)$$

式中: s 为滑模面; k 、 k_1 、 k_2 、 q 和 σ 为滑模参数, 且 k 、 k_1 、 k_2 、 $q > 0$; $\sigma > 1$; x 为状态变量。

据式(10)可知, 当 $|s|$ 极大, 有 $k|s|^\sigma > k$, 加速系统状态变量收敛。当 $|s|$ 极小, $q + k_2|s|$ 项驱使状态变量接近滑模面, $k_1|x|$ 持续衰减近似为 0, 使得 sgn 项约为 0; 所以能减小快速性与滑模抖振问题。

2.3.1 滑模存在性与可达性证明

根据滑模稳定性理论, 定义 Lyapunov 函数 $V_1 = 0.5s^2$; 根据式(10), 滑模存在和可达性描绘为^[18]:

$$\dot{V}_1 = s\dot{s} = \begin{cases} -sk|s|^\sigma \operatorname{sgn}(s) \\ -sk_1|x|\operatorname{sgn}(s) - (q + k_2|s|)s^2 \end{cases} \leq \begin{cases} -k|s|^{\sigma+1} \\ -k_1|x||s| - (q + k_2|s|)s^2 \end{cases} \leq 0 \quad (11)$$

滑模存在和可达性还需满足有限时间内到达; 假设滑模初始值 $s(0) > 1$; 计算 $s(0) \rightarrow s(T_1) = 1$ 的滑模收敛时间 T_1 。

1) 当 $s(0) > 1$, 求 $k|s|^\sigma$ 的收敛时间 T_1 , 对原式整理、变形求得 T_1 。

$$T_1 = (1 - s(0)^{1-\sigma})/k(\sigma - 1) \quad (12)$$

2) 当 $s(0) \rightarrow s(T_2) = 0$, 求滑模收敛时间 T_2 , 将 sgn 项直接去除, 则有。

$$\frac{\dot{s}}{-k_1|x| - (q + k_2s)s} = dT_2 \quad (13)$$

对式(13)分母提公因式, 二次方程配方可得:

$$\begin{aligned} & k_2(k_1|x|/k_2 + qs/k_2 + s^2) \\ & = k_2((s + q/2k_2)^2 + k_1/k_2|x| - q^2/4k_2^2) \end{aligned} \quad (14)$$

为方便化简计算, 令

$$W = q/2k_2, B^2 = k_1|x|/k_2 - q^2/4k_2^2 \quad (15)$$

因此, 将式(13)积分并可化简为:

$$T_2 = -\int_1^0 1/k_2[(s + W)^2 + B^2]ds \quad (16)$$

令中间变量 $u = s + W$; 则 $du = ds$, 当 $s = 0$, $u = W$; 当 $s = 1$, $u = 1 + W$ 。因此式(16)变为:

$$\begin{aligned} T_2 & = -\int_{1+W}^W 1/k_2(u^2 + B^2)du \\ & = -[\arctan(u/B)]_{1+W}^W / k_2 B \end{aligned} \quad (17)$$

将 $u = s + W$, 回代到式(17), 计算后可得 T_2 。

$$T_2 = (\arctan[(1 + W)/B] - \arctan(W/B))/k_2 B \quad (18)$$

据式(11)、(12)、(18)可知, 文章所提趋近律能在有限时间内到达 $s = 0$ 上, 符合存在和可达性条件。

2.3.2 系统干扰稳定界证明

在复杂工作环境下, MMC 系统会受到未知扰动, 导致控制器的状态变量收敛到平衡点附近的一个邻域, 此邻域即为干扰稳定界。假设存在未知扰动 d 作用于式(10), 则有:

$$\dot{s} = \begin{cases} -k|s|^\sigma \operatorname{sgn}(s) + d, & |s| \geq 1 \\ -k_1|x|\operatorname{sgn}(s) - (q + k_2|s|)s + d, & |s| < 1 \end{cases} \quad (19)$$

引理 1^[16]: 令式(10)的状态变量 $x \in M \subset R^n$, $\dot{x} = f(x)$, $f(x) \in R^n$ 为定义平衡点邻域 M 的连续函数, 假设存在连续函数 V_2 在平衡点邻域 $M \rightarrow R$ 满足如下条件。

1) V_2 为正定;

2) $\dot{V}_2$ 除平衡点外, 全部都为负定;

3) 存在实数 q 和邻域 $N \subset M$ 使 $\dot{V}_2 + 2qV_2 \leq 0$ 成立; 则 $\dot{x} = f(x)$ 能在有限时间内收敛到平衡点附近。

定理 1: 若存在 $|d| \leq D$, 且 $0 \leq D \leq k$; 使得式(19)在有限时间内收敛在一个邻域, 此邻域可表示为:

$$|s| = \min \left\{ \sqrt{D - k_1|x|/k_2} \right\} \quad (20)$$

证明: 当 $|s| \geq 1$ 时, 对式(19)使用 Lyapunov 函数 $V_2 = 0.5s^2$, 则有:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= s\dot{s} = -k|s|^\sigma s \operatorname{sgn}(s) + sd \leq \\
&-k|s|^{\sigma+1} + |s|d \leq \\
|s| &\left(-k|s|^\sigma + D \right) \leq \\
|s| &\left(-k|s|^\sigma + k \right) \leq 0
\end{aligned} \quad (21)$$

据式(21)可知, 系统能在 $|s| \geq 1$ 时, 收敛到 $s=1$ 。

当 $s < 1$ 时, 再次使用 Lyapunov 函数 $V_2 = 0.5s^2$, 则有:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= s\dot{s} \\
&= -sk_1|x|\operatorname{sgn}(s) - (q + k_2|s|)s^2 + sd \leq \\
&-k_1|s||x| - (q + k_2|s|)s^2 + sd
\end{aligned} \quad (22)$$

对式(23)变形, 则有:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 + qs^2 &= \\
\dot{V}_2 + 2qV_2 &\leq -k_1|s||x| - k_2|s|^3 + |s|D
\end{aligned} \quad (23)$$

结合定理 2, 根据可求得干扰稳定界为。

$$|s| = \sqrt{D - k_1|x|/k_2} \quad (24)$$

2.4 改进无模型滑模反馈控制器设计

为方便设计电流环控制器, 定义积分型状态变量, 防止系统微分震荡问题。

$$\begin{cases} e_1 = i_{sd}^* - i_{sd} \\ e_2 = \int (i_{sd}^* - i_{sd}) dt \\ e_3 = i_{sq}^* - i_{sq} \\ e_4 = \int (i_{sq}^* - i_{sq}) dt \end{cases} \quad (25)$$

为解决式(6)采用线性滑模面收敛速度慢问题, 对式(25)使用非奇异终端滑模面^[21]。

$$\begin{cases} s_1 = e_1 + e_2^{m/n}/\beta \\ s_2 = e_3 + e_4^{m/n}/\beta \end{cases} \quad (26)$$

式中: β 为大于 0 的整数; $m > n > 0$, 且都为奇数。

对式(26)求导, 建立模型补偿超局部模型与无模型滑模控制之间的关系。

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = -\dot{i}_{sd} + me_2^{m/n-1}e_1/\beta n \\ \dot{s}_2 = -\dot{i}_{sq} + me_4^{m/n-1}e_3/\beta n \end{cases} \quad (27)$$

根据式(27)与式(5), 得到 dq 轴基于非奇异终端的无模型滑模反馈控制器如式(28)所示。

$$\begin{cases} u_d = R_0 i_{sd} - F_d - L_0 \dot{s} + L_0 me_2^{m/n-1}e_1/\beta n \\ u_q = R_0 i_{sq} - F_q - L_0 \dot{s} + L_0 me_4^{m/n-1}e_3/\beta n \end{cases} \quad (28)$$

2.5 基于模型补偿超局部模型的 MCILESO 设计

从式(5)可知, LESO 中 F_d 将 $R_0 i_{d-q}/L_0$ 包括, 导致 β_2 取值过大; 且 LESO 是逐个逼近状态变量, 而

系统对观测值是同时控制, 导致 β_1 与 β_2 同样很大, 也会放大 e_5 。

为减小式(28)中未知扰动 F_d 、 F_q 的影响, 文章结合式(5)、式(8)重构 LESO, 提高观测器观测精度、减小稳态误差。以 d 轴模型为例设计观测器; 将式(8)改写成状态空间表达式如式(29)所示。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 - Jx_1 + bu_d \\ \dot{x}_2 = h \\ y = x_1 \end{cases} \quad (29)$$

式中: $x_1 = i_{sd}$, $x_2 = F_d$; h 为 F_d 的微分。

根据式(29)建立模型补偿的 LESO:

$$\begin{cases} e_5 = z_1 - i_{sd} \\ \dot{z}_1 = z_2 - Jz_1 - \beta_1 e_5 + bu_d \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e_5 \end{cases} \quad (30)$$

式中 z_1 、 z_2 分别为 x_1 、 x_2 的观测值。

根据式(30), 重写观测器变量观测值。

$$\begin{cases} z_1 = e_5 + x_1 \\ z_2 = \dot{z}_1 + \beta_1 e_5 + Jz_1 - bu_d \end{cases} \quad (31)$$

结合式(30)、(31), 可得状态变量与误差间关系如式(32)所示。

$$\begin{cases} z_1 = e_5 + x_1 \\ z_2 = x_2 + \dot{e}_5 + (\beta_1 + J)e_5 \end{cases} \quad (32)$$

根据式(32), z_2 与 x_2 的误差变量为 $\dot{e}_5 + (\beta_1 + J)e_5$; 将误差变量回代到式(30), 可得 MCILESO:

$$\begin{cases} e_5 = z_1 - x_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 - Jz_1 - \beta_1 e_5 + bu_d \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 [\dot{e}_5 + (\beta_1 + J)e_5] \end{cases} \quad (33)$$

2.5.1 稳定性证明

将式(33)与(29)作差, 定义 $e_6 = z_2 - x_2$, 经化简后可得误差微分状态空间表达式如式(34)所示。

$$\begin{cases} \dot{e}_5 = -(J + \beta_1)e_5 + e_6 \\ \dot{e}_6 = -\beta_2 e_6 - h \end{cases} \quad (34)$$

利用赫尔维兹定理判断系统稳定性^[13]; 将式(34)写成矩阵形式如式(35)所示。

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_5 \\ \dot{e}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(J + \beta_1) & 1 \\ 0 & -\beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_5 \\ e_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} h \quad (35)$$

令矩阵 G 为:

$$G = \begin{bmatrix} -(J + \beta_1) & 1 \\ 0 & -\beta_2 \end{bmatrix}$$

根据式(35), 化简求得误差微分状态空间表达式的特征多项式。

$$|\lambda \mathbf{E} - \mathbf{G}| = \lambda^2 + (J + \beta_1 + \beta_2)\lambda + \beta_2(J + \beta_1) = 0 \quad (36)$$

对 β_1 、 β_2 使用极点配置法整定; 式(36)不缺项且各项系数均大于0, 满足赫尔维茨稳定判据条件; 因此, MCILESO是稳定收敛的。

2.5.2 观测器稳态误差分析

根据式(29)、(33), 使用拉氏变换推导观测值传递函数。

$$\begin{cases} z_1(s) = \frac{(J\beta_2 + \beta_1\beta_2s)x_1 + bu_d s}{s^2 + (J + \beta_1 + \beta_2)s + \beta_2(\beta_1 + J)} \\ z_2(s) = \frac{(\beta_2s + J\beta_2)x_1 - b\beta_2u_d}{s + \beta_2} \end{cases} \quad (37)$$

将式(37)与定义误差 e_5 、 e_6 结合, 推得误差对输入输出传递函数。

$$\begin{cases} e_5(s) = \frac{s^2x_1 + (J + \beta_1 + \beta_2)sx_1 + bu_d s}{s^2 + (J + \beta_1 + \beta_2)s + \beta_2(\beta_1 + J)} \\ e_6(s) = \frac{sx_2 + \beta_2x_2 + (\beta_2s + J\beta_2J)x_1 - b\beta_2u_d}{s + \beta_2} \end{cases} \quad (38)$$

根据稳态误差定义, 求得式(38)理论稳态误差。

$$\begin{cases} e_{5s} = \lim_{s \rightarrow 0} se_5 = 0 \\ e_{6s} = \lim_{s \rightarrow 0} se_6 = 0 \end{cases} \quad (39)$$

根据式(39)可知, 基于MCILESO控制的状态变量理论上稳态误差为0, 具有良好的跟踪效果。

2.5.3 扰动作用对观测器性能影响分析

对 e_5 、 e_6 求导, 将式(29)、(33)代入得到误差微分方程。

$$\begin{cases} \dot{e}_5 = e_6 - (\beta_1 + J)e_5 \\ \dot{e}_6 = -\beta_2[\dot{e}_5 + (\beta_1 + J)e_5] - h \end{cases} \quad (40)$$

对式(40)分解、变形以及拉普拉斯变换, 可得误差关于扰动的传递函数。

$$\begin{cases} \frac{e_5(s)}{H(s)} = \frac{-s}{s^2 + (\beta_1 + \beta_2 + J)s + \beta_2(\beta_1 + J)} \\ \frac{e_6(s)}{H(s)} = \frac{-s}{s + \beta_2} \end{cases} \quad (41)$$

同理, 可得LESO误差关于总扰动的传递函数。

$$\begin{cases} \frac{e_5(s)}{H(s)} = \frac{-s}{s^2 + \beta_1s + \beta_2} \\ \frac{e_6(s)}{H(s)} = \frac{-s^2(\beta_1 + 1)}{s^2 + \beta_1s + \beta_2} \end{cases} \quad (42)$$

为分析MCILESO的优势, 作幅相曲线分析系统输入与观测变量之间的观测误差 e_5 的关系。为方便分析, 统一使用极点配置法对参数 β_1 、 β_2 整定, 此处极点取10。观测误差幅相曲线如图3所示。

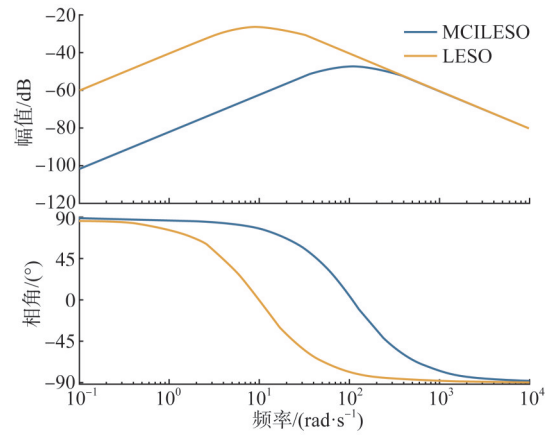


图3 观测误差幅相曲线

Fig. 3 Amplitude phase curves of observation error

2.5.4 高频噪声作用下观测器滤波性能分析

为进一步验证观测器的滤波性能, 假设外部存在高频噪声 φ 对观测器入端干扰, 根据式(37)可得入端噪声的传递函数。

$$\frac{z_1(s)}{\phi(s)} = \frac{bs}{s^2 + (J + \beta_1 + \beta_2)s + \beta_2(\beta_1 + J)} \quad (43)$$

同理, 可得传统LESO入端噪声的传递函数。

$$\frac{z_1(s)}{\phi(s)} = \frac{bs}{s^2 + \beta_1s + \beta_2} \quad (44)$$

为分析滤波性能, 同样做幅相曲线分析式(43)~(44), 此处继续使用极点配置整定观测器增益, 且极点取10; 所得滤波性能幅相曲线如图4所示。

由图3扰动作用下的幅相曲线可知, 在极点取值相同下, MCILESO用模型已知信息补偿到观测器, 在低频范围下, 误差更小, 跟踪能力更强。在高频范围下, MCILESO与LESO对误差的控制几乎一致。从相频曲线可知, MCILESO相位裕度始终大于LESO, 能提高系统稳定性。

由图4噪声作用的幅相曲线可知。在极点相同下, MCILESO与LESO相比, 使用了模型补偿,

法初步整定; β_1 越大, 收敛速度越快, 但参数过大会造成误差变大甚至震荡失稳。参数 β_2 越大, 总扰动产生的脉动越小且恢复速度越快, 但过大会引起超调和震荡失稳。

趋近律在 $s \geq 1$ 时, 有 $k|s|^\sigma > k$, 需满足 $\sigma > 1$; 由模稳定性, 恒有 $k > 0$; 由式(12)可知, k 、 σ 越大则 T_1 越小, 但在切换点不产生过大超调需与 σ 配合取值。当 $s \leq 1$ 时, 为使状态变量误差 x_1 理论取值能为 0, 恒有 $k_2 > 0$; 且由滑模稳定性, k_1 和 q 恒大于 0; 由式(18)可知, k_1 、 q 、 k_2 参数越大 T_2 则越小; 此时, 趋近律 $k_1|x_1|\text{sgn}(s)$ 起主导作用, 但 $\text{sgn}(s)$ 不连续, 存在固定抖振带 $k_1|x_1|T_s$, 系数 k_1 过大会扩大抖振带范围; 且 s 很难完全为 0, 即 $(q+k_2|s|)s \neq 0$, q 、 k_2 过大也会放大抖振。非奇异终端滑模面取值遵守传统方法^[21]。

3.1 MMC 系统在动态负载下的仿真结果分析

为更清晰对比 IMFSMC 控制性能, 本文选取有功功率启动超调量百分比 η 、有功功率稳态脉动 ΔP 、无功功率启动超调 δ 、无功功率稳态脉动 ΔQ 、网侧电流谐波含量百分比 ρ 、子模块电容电压 u_c 、第一次完全到达稳态时间 T_n 等指标, 验证算法可行性。

设置有功功率 $P=2\text{ MW}$, 无功功率 $Q=0\text{ Mvar}$; 在 0.5 s 时变为 $P=3\text{ MW}$; 其余系统参数保持不变。3 种方法仿真对比如图 6—8 所示。表 3 为动态负载工况, 3 种控制方法各项综合性能对比。

据表 3 及图 6 分析; PI 控制下 T_n 约为 0.04 s , 其快速性和超调之间存在矛盾, 导致 η 、 ΔP 、 ΔQ 很大。MFSMC 为快速收敛选择较大的 k 、 q , 此时 T_n 约为 0.04 s , 导致 η 增大; 当 $s=0$, k 是常数, 存在固定抖振带 kT_s , 即 ΔP 、 ΔQ 增大。而在 IMFSMC 中, 当 $s \geq 1$, $k|s|^\sigma$ 快速收敛; 当 $s < 1$ 到 $s=0$ 过程中, $k_1|s|$ 不断衰减最后趋于稳定; 全过程的 T_n 约为 0.03 s ; 滑模变量在 $s < 1$ 到 $s=0$ 附近, 终端滑模面收敛速度比线性滑模面更慢, 且 $k_1|s|$ 也比 k_1 小, 使得 η 以及 ΔP 、 ΔQ 数值比 MFSMC 更小。

功率是电流与电压计算, IMFSMC 使用时变增益自适应趋近律和非奇异终端滑模面减小稳态的 ΔP 、 ΔQ ; 在并网中, 电压是固定的, 即减功率脉动就能减小电流谐波含量 ρ , 即 IMFSMC 中 ρ 最低。

3.2 MMC 系统在故障工况的仿真结果分析

设置有功 $P=1\text{ MW}$; 基于此功率设置不同故障

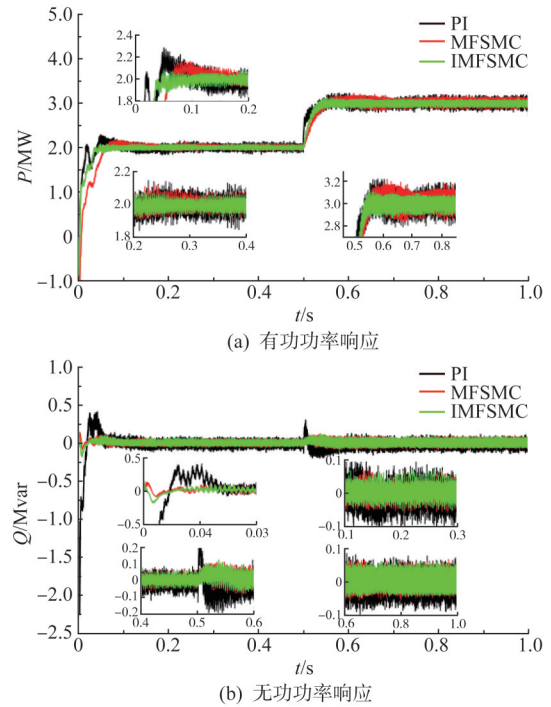


图 6 功率响应曲线

Fig. 6 Power response curves

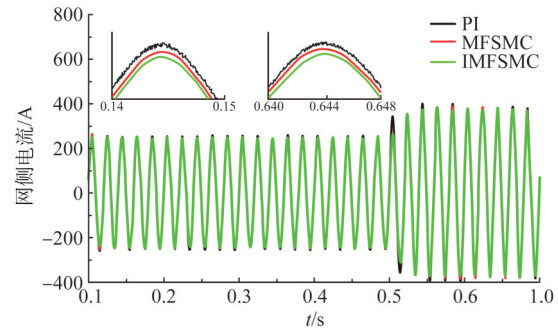


图 7 网侧电流响应曲线

Fig. 7 Response curves of grid-side current

工况。故障工况设置如表 4 所示。所得仿真如图 9—12 所示。表 5 为故障工况综合性能对比。

在参数失配中, R_0 增大则消耗的 P 增加, 所以 ΔP 会变大。 L_0 在 MMC 系统中起抑制环流以及滤波作用, L_0 减小必然引起 ρ 变大, 使 ΔP 、 ΔQ 增加。

据表 5 分析, PI 控制为协调快速性和超调关系, 牺牲了积分的鲁棒性, 所以造成 ΔP 、 ΔQ 、 ρ 很大。MFSMC 中 LESO 将参数摄动时 F 观测并补偿, 抵消部分参数失配带来的 ΔP 、 ΔQ ; 但 LESO 将已知信息 R_0/L_0 一起观测, 参数 β_2 选取过大, 且指数趋近律在此状态存在固定抖振带 kT_s , 导致系统存在较大的 ΔP 、 ΔQ 、 ρ 。IMFSMC 中 MCILESO 的

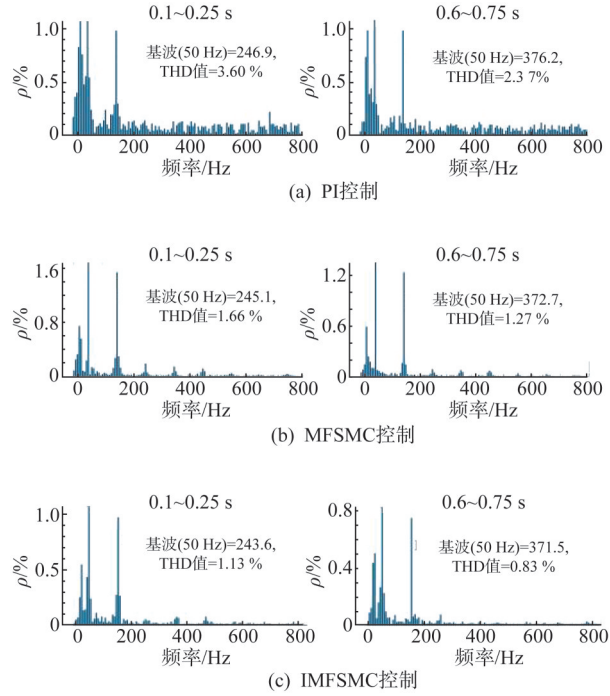


图 8 网侧电流频谱分析

Fig. 8 Spectrum analysis of grid-side current

表 3 动态负载综合性能对比

Tab. 3 Comparison of comprehensive performance of dynamic load

性能指标	PI 控制	MFSMC 控制	IMFSMC 控制
$\eta/\%$	15/6.7	7.5/8	2.5/1.7
$\Delta P/\text{MW}$	$\pm 0.14/0.19$	$\pm 0.09/0.15$	$\pm 0.05/0.07$
δ/Mvar	0.41	0.14	0.11
$\Delta Q/\text{Mvar}$	$\pm 0.09/0.08$	$\pm 0.06/0.07$	$\pm 0.05/0.06$
$\rho/\%$	3.60/2.37	1.66/1.27	1.13/0.83

表 4 故障工况时间及范围

Tab. 4 Time and range of fault conditions

失配参数	t/s	变化值
R_0/Ω	0.2~0.3	0.022 2→0.033 3
L_0/H	0.5~0.6	0.010 5→0.006 3
R_0/Ω	0.8~0.9	0.010 5→0.006 3
L_0/H	0.8~0.9	0.022 2→0.033 3
R_0/Ω	1.1~1.2	0.010 5→0.006 3
L_0/H	1.1~1.2	0.022 2→0.033 3
P/MW	1.1~1.2	1→2
A 相短路接地	1.3~1.35	电压跌落 30 %

R_0/L_0 被剥离, 因此观测器需要观测的 $F_{d-q}=F_d-R_0z_1/L_0$, 即 β_2 小于 LESO 中的值, 且趋近律包含 $k_1|x|$ 项, 稳态理论上为 0, 使得脉动进一步减小, 所以在参

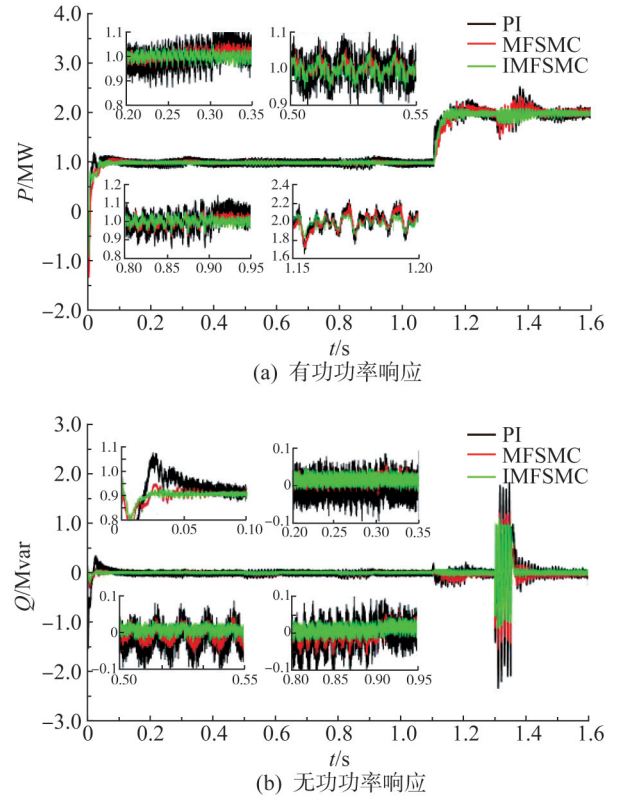


图 9 故障工况功率响应曲线

Fig. 9 Power response curves under fault conditions

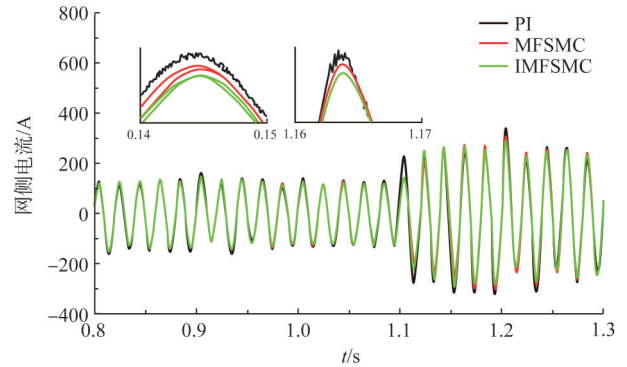


图 10 故障工况网侧电流响应曲线

Fig. 10 Response curves of grid-side current under fault conditions

数摄动下 IMFSMC 的 ΔP 、 ΔQ 、 ρ 比 MFSMC 更小。在低频范围下, R_0 增大, 会分担部分 u_c , 使电容电压脉动变大; 而 L_0 对 u_c 影响较小。与 PI 控制、MFSMC 相比, IMFSMC 控制下电流谐波含量低; 因此电流与电阻乘积的电压更小, 即 Δu_c 更小。

在 1.3~1.35 s, 单相短路接地, 电压跌落 30 %, 因此引起有功脉动。电压跌落经坐标变换变为 Δu_d 和 Δu_q 。PI 控制只能依靠积分抵消扰动, 但为

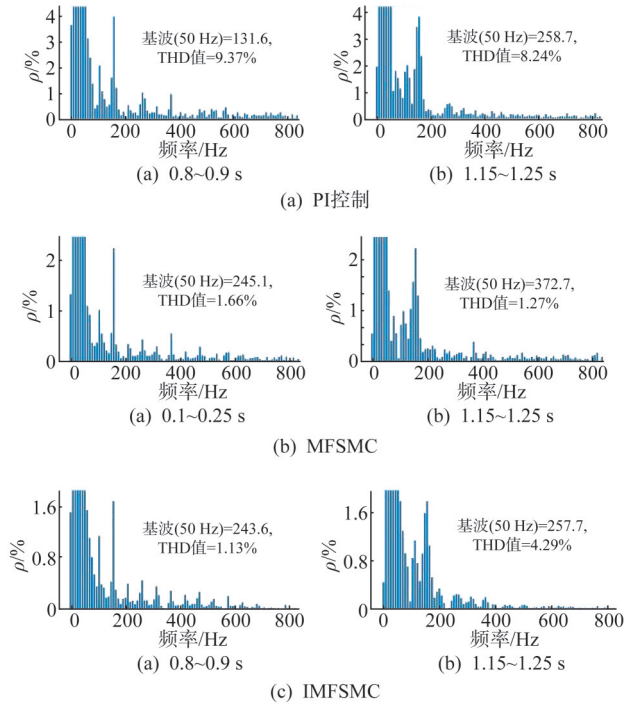


图 11 故障工况网侧电流频谱分析

Fig. 11 Spectral analysis of grid-side current under fault conditions

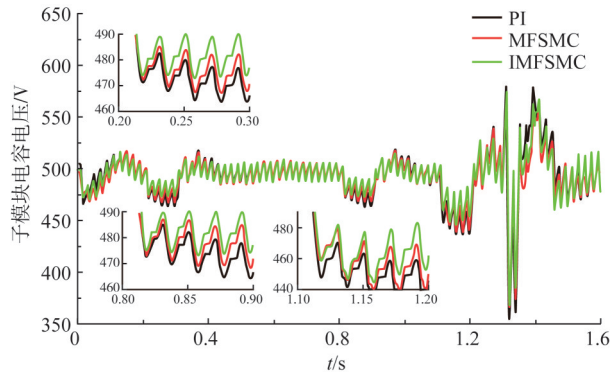


图 12 故障工况电容电压响应曲线

Fig. 12 Response curves of submodule capacitor voltage under fault conditions

保持系统的快速性，牺牲了积分的鲁棒性。因此，输出脉动最大。根据式(3)可知，因此， Δu_d 和 Δu_q 可作为扰动电压分量被 LESO 与 MCILESO 观测和

补偿；所以 MFSMC 与 IMFSMC 的输出脉动比 PI 控制下更小；又因为 MCILESO 中 β_2 较小，使得 IMFSMC 控制下的输出脉动比 MFSMC 中更小。

3.3 观测器性能对比分析

基于 3.2 节故障工况，将 MCILESO 与 LESO 的误差 e_s 以及扰动观测进行对比；仿真如图 13 所示。观测器仿真对比数据如表 5 所示。

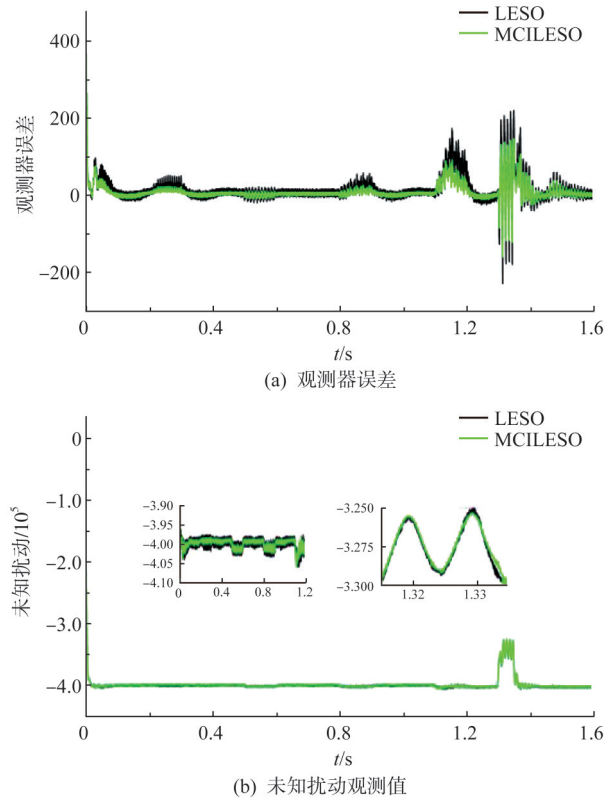


图 13 观测器性能分析

Fig. 13 Performance analysis of observer

MCILESO 需要观测的 $F_{d-q} = F_d - R_0 z_1 / L_0$ ，LESO 观测的为 F_d ；据表 6 分析，在稳态、参数失配以及单相短路接地故障中，因为 $F_{d-q} < F_d$ ，即 MCILESO 中未知扰动更小，所以 MCILESO 未知扰动观测的曲线比 LESO 的更窄，观测器增益 β_2 更小，使 e_s 的宽度也比 LESO 中更小。

表 5 故障工况综合性能对比

Tab. 5 Comparison of comprehensive performance under fault conditions

性能指标	PI控制	MFSMC控制	IMFSMC控制
$\Delta P/\text{MW}$	$\pm 0.1/0.09/0.13/0.23/0.45$	$\pm 0.06/0.04/0.07/0.21/0.37$	$\pm 0.04/0.03/0.05/0.18/0.25$
$\Delta Q/\text{Mvar}$	$\pm 0.07/0.08/0.1/0.2/2.05$	$\pm 0.04/0.05/0.04/0.12/1.35$	$\pm 0.03/0.02/0.03/0.05/0.95$
$\rho/\%$	9.37/8.24	3.8/4.85	3.33/4.29
$\Delta u_c/\%$	6/0/5/11/29	5/0/4/10/27	4/0/3.6/8.1/26

表 6 观测器综合性能对比

Tab. 6 Comparison of comprehensive performance of observers

性能指标	t/s	LESO 值	MCILESO 值
e_s 稳态范围	0.6~0.8/1.5~1.6	22/37	10/22
F_d 稳态范围	0.2~0.3/1.5~1.6	2 600/3 000	1 400/1 500

3.4 RTLAB 半实物仿真验证

为进一步验证 IMFSMC 的有效性,文章使用 RTLAB 半实物平台搭建了 MMC 系统。实验工况使用 3.2 节参数设置 RTLAB 半实物实验;RTLAB 半实物平台、实验波形如图 14 和 15 所示。



图 14 RTLAB 半实物平台

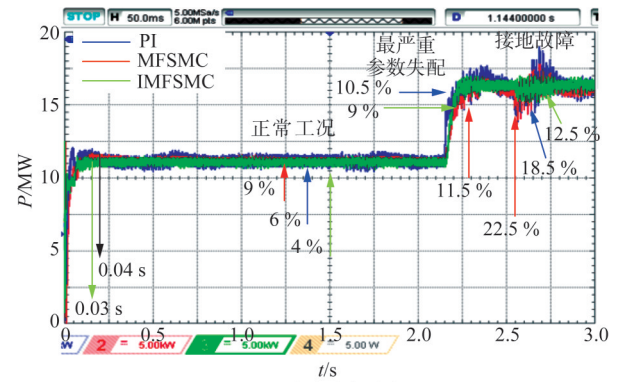
Fig. 14 RTLAB semi physical platform

据图 15 知,在初始启动阶段,PI 控制、MFSMC 及 IMFSMC 的 T_n 分别为 0.04 s、0.04 s、0.03 s。在正常工况稳态时,PI、MFSMC 以及 IMFSMC 的有功功率脉动分别约为 9%、6%、4%,当发生最严重参数失配(R_0 、 L_0 、 P 同时变化)有功脉动约为 11.5%、10.5%、9%,在发生 A 相短路接地时,有功脉动分别约为 22.5%、18.5%、12.5%。无功功率曲线与有功曲线趋势相似。PI、MFSMC、IMFSMC 三种方法在正常工况下,子模块电容电压正常偏移都为 0,在最严重参数失配约为 11%、10%、8.1%,在 A 相短路接地时约为 29%、27%、26%。

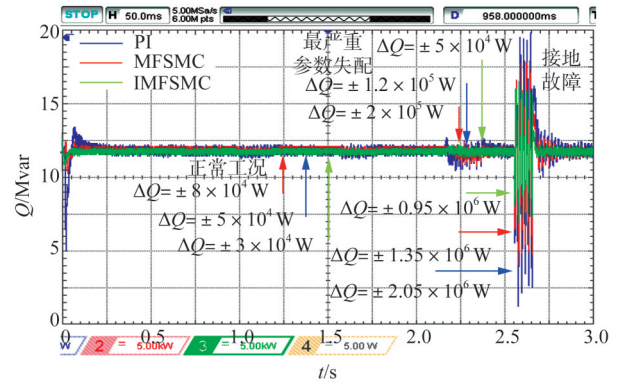
综上,RTLAB 实验与仿真结果趋势一致,即 IMFSMC 能在正常、负载变化、参数失配以及单相短路接地工况下,减小 MMC 系统动稳态输出脉动,提高系统控制性能。

4 结论

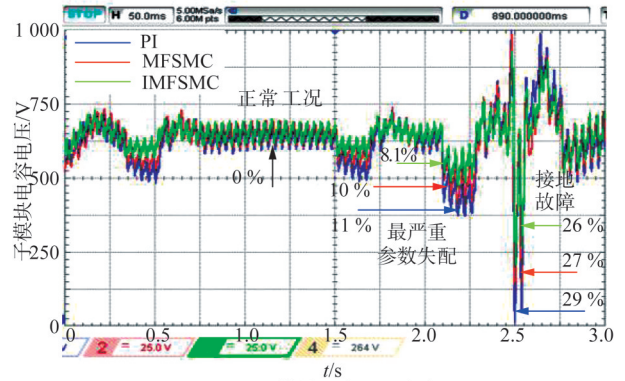
针对动态负载、桥臂参数失配和单相短路接地故障引起 MMC 系统稳态功率脉动和电流谐波过大



(a) 有功功率响应



(b) 无功功率响应



(c) 子模块电容电压响应

图 15 RTLAB 实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms of RTLAB

问题,本文提出一种 IMFSMC 方法,并与 PI 控制和 MFSMC 进行仿真、实验对比后可得如下结论。

1) 根据 MMC 系统参数失配模型,建立模型补偿超局部模型,简化 MMC 系统无模型控制器;提出时变增益自适应滑模趋近律设计电流环无模型滑模反馈控制器;有效提高 MMC 系统鲁棒性以及动稳态性能。

2) 设计 MCILESO 对无模型控制中未知扰动实时观测并精准补偿;减小 LESO 放大系统输出稳态脉动的缺点,提高了系统控制精度。

3) 本文所设计的 IMFSMC 不仅保留了传统 MFSCM 快速响应的优点, 还能在 MMC 系统处于动态负载、参数失配和单相短路接地故障工况时进一步提高系统的控制精度、鲁棒性以及抗扰动能力。

参考文献

- [1] 于吉, 尹项根, 赖锦木, 等. 电网不对称故障下 MMC 自适应相功率均衡控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 1-12.
YU Ji, YIN Xianggen, LAI Jinmu, et al. Adaptive leg-balancing control strategy of an MMC in an asymmetric AC grid fault[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 1-12.
- [2] 贾科, 董学正, 李俊涛, 等. 一种适用于海上风电经 MMC-MTDC 并网的电网侧故障穿越方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(21): 76-85.
JIA Ke, DONG Xuezheng, LI Juntao, et al. A grid-side fault ride-through method suitable for offshore wind farms connected with MMC-MTDC[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(21): 76-85.
- [3] 霍俊达, 王毅, 孟建辉. 基于 A-MPC 的 MMC-HESS 平抑光伏功率波动优化策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2024, 36(8): 48-59.
HUO Junda, WANG Yi, MENG Jianhui. Optimization strategy of MMC-HESS based on A-MPC to stabilize photovoltaic power fluctuation[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2024, 36(8): 48-59.
- [4] 杨玉坤, 许建中. 基于超级电容储能的大容量直驱风电机组低电压穿越策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 106-116.
YANG Yukun, XU Jianzhong. Low voltage ride through strategy for large capacity direct drive wind turbines based on supercapacitor energy storage[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 106-116.
- [5] 王浩, 聂晶莹, 李斌, 等. 电网电压不平衡下交直流混合微电网互联接口变换器分数阶滑模控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(16): 94-103.
WANG Hao, NIE Jingying, LI Bin, et al. Fractional order sliding mode control strategy of AC/DC hybrid microgrid interconnection interface converter under grid voltage imbalance[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(16): 94-103.
- [6] 李威, 李庚银. MMC 控制策略比较分析研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 55-63.
LI Wei, LI Gengyin. Research on comparative analysis of MMC control strategies[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 55-63.
- [7] 李天皓, 姚磊, 张帅龙. 模块化多电平变换器改进两段式模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(4): 96-104.
LI Tianhao, YAO Lei, ZHANG Shuailong. Improved Two-stage model predictive control for modular multilevel converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(4): 96-104.
- [8] ZHANG J, HU Z, TIAN X. Research on MMC-HVDC multi-objective model predictive control strategy under asymmetric faults[J]. Energy Reports, 2020, 6(S9): 430-439.
- [9] 马文忠, 赵雨, 张彦, 等. 基于反演控制的 DC-MMC 双闭环解耦控制策略研究[J]. 太阳能学报, 2023, 44(1): 485-492.
MA Wenzhong, ZHAO Yu, ZHANG Yan, et al. Double closed-loop decoupling control of DC-MMC based on backstepping control[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2023, 44(1): 485-492.
- [10] 周雅婷, 程启明, 江畅, 等. 基于无源控制策略的 MMC-DVR 控制系统[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10): 275-280.
ZHOU Yating, CHENG Qiming, JIANG Chang, et al. MMC-DVR control system based on passivity control strategy[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(10): 275-280.
- [11] 赵凯辉, 易金武, 刘文昌, 等. 一种永磁同步电机无模型超螺旋快速终端滑模控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 88-98.
ZHAO Kaihui, YI Jinwu, LIU Wenchang, et al. A model-free super-twisting fast terminal sliding mode control method for a permanentmagnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(22): 88-98.
- [12] 肖晓萍, 李良伟, 张建飞, 等. 基于无模型自适应算法的磁流变液水分控制[J]. 光学精密工程, 2024, 32(10): 1496-1510.
XIAO Xiaoping, LI Liangwei, ZHANG Jianfei, et al. Moisture content control strategy of magnetorheological fluid based on model-free adaptive control algorithm[J]. Optics and Precision Engineering, 2024, 32(10): 1496-1510.
- [13] 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 [2024-6-20]. <https://link.cnki.net/urlid/10.1289.TM.20240619.2017.004>
LIU Shuxi, QU Yufei, LUO Qin, et al. Research on model-free current control strategy of MMC based on extended state observer[J/OL]. Journal of Electrical Engineering, 1-10 [2024-6-20]. <https://link.cnki.net/urlid/10.1289.TM.20240619.2017.004>
- [14] 肖虎, 吴公平, 龙卓, 等. 参数失配下永磁同步电机无模型定子磁链滑模控制[J]. 电工技术学报, 2025, 40(12): 3883-3894.
XIAO Hu, WU Gongping, LONG Zhuo, et al. Model-free stator flux sliding mode control for PMSMs considering parameter Mismatch[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(12): 3883-3894.
- [15] 朱纯, 龚波涛, 程启明, 等. 非理想电网电压下 MMC-UPQC 的 PBC-SMC 控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(11): 192-202.
ZHU Chun, GONG Botao, CHENG Qiming, et al. PBC-SMC control strategy of MMC-UPQC under non-ideal grid voltage[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(11): 192-202.
- [16] 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 Zufan, ZHOU Jianping, MAO Dajun, 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.
- [17] HUCHENG H, BOTAO L, QIN W, et al. Active disturbance rejection control-based robust model predictive current control for induction motor[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2022, 17(6): 3413-3425.
- [18] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报,

- 2022, 42(6): 2375 – 2386.
- ZHAO Kaihui, DAI Wangke, ZHOU Ruirui, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor Based on extended sliding mode disturbance observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375 – 2386.
- [19] 赵凯辉, 刘文昌, 刘智诚, 等. 一种永磁同步电机无模型高阶滑模控制算法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1472 – 1485.
- ZHAO Kaihui, LIU Wenchang, LIU Zhicheng, et al. Model-free high sliding mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1472 – 1485.
- [20] 王毅波, 曹宽, 李彪. 一种改进型指数趋近律的永磁同步电机滑模控制[J]. 微电机, 2019, 52(12): 81 – 84, 106.
- WANG Yibo, CAO Kuan, LI Biao. An improved exponential approach law sliding mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Micromotors, 2019, 52(12): 81 – 84, 106.
- [21] 朱威霖, 王超, 邓文翔, 等. 基于非奇异终端滑模的电机伺服系统预设性能控制[J]. 机械工程学报, 2023, 59(24): 359 – 366.
- ZHU Weilin, WANG Chao, DENG Wenxiang, et al. Nonsingular terminal sliding mode based prescribed performance control of motor servo systems[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2023, 59(24): 359 – 366.

收稿日期: 2024-12-30; 网络首发日期: 2025-06-25

作者简介:

周杨(1997), 男, 助教, 硕士, 研究方向为并网逆变器控制, 32916459656@qq.com;

阳同光(1974), 男, 通信作者, 教授, 博士, 研究方向为电网故障监测、故障诊断、新能源发电, yangtongguang1@163.com;

杨京渝(1986), 男, 副教授, 博士, 研究方向为新能源发电, yangjy8@hnu.edu.cn。

(上接第 54 页 Continued from Page 54)

- [17] WU H T, LIU Y H, WANG Z H. Research on operation control strategy of the CSC-HVDC transmission system based on current reinjection conversion [C]//2022 International Conference on Power Energy Systems and Applications (ICoPESA), February 25 – 27, 2022, Singapore, Singapore. New York: IEEE, 2022: 154 – 160.
- [18] 陈龙龙, 汤广福, 魏晓光, 等. 可控电流源型换流器 IGCT 串联均压技术[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(12): 4859 – 4869.
- CHEN Longlong, TANG Guangfu, WEI Xiaoguang, et al. IGCT series voltage sharing technology of controllable current source converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(12): 4859 – 4869.
- [19] 陈龙龙, 魏晓光, 张闻闻, 等. 基于逆阻 IGCT 的可控关断电流源型高压直流换流器电气应力和损耗特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(4): 1537 – 1547.
- CHEN Longlong, WEI Xiaoguang, ZHANG Whenwhen, et al. Analysis of electrical stress and loss characteristics of turning-off current source HVDC converter based on reverse blocking IGCT[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(4): 1537 – 1547.
- [20] 王彦峰, 李峰, 余梦泽, 等. IGCT 功率模块电源系统可靠性设计和验证[J/OL]. 南方电网技术, 1 – 7 [2025 – 12 – 11]. <https://link.cnki.net/urlid/44.1643.tk.20251202.1457.014>.
- WANG Yanfeng, LI Feng, YU Mengze, et al. Reliability design and verification of power supply system for IGCT power module. [J/OL]. Southern Power Grid Technology, 1 – 7 [2025 – 12 – 11]. <https://link.cnki.net/urlid/44.1643.tk.20251202.1457.014>.

收稿日期: 2024-10-08; 网络首发日期: 2025-03-28

作者简介:

梁欢(1998), 男, 硕士, 研究方向为大功率变换器及其控制技术、高压直流输电, 3036607439@qq.com;

杨宝峰(1976), 男, 通信作者, 高级工程师(教授级), 博士, 研究方向为电力电子、新能源和直线电机, bf.y@163.com;

王伟(1989), 男, 副教授, 博士, 研究方向为新能源变换与电机控制技术, ww_oit@163.com。