

基于鲁棒反演滑模的 M3C 级联控制策略^{*}

杨旭红 张昊涵 张楠

(上海电力大学自动化工程学院 上海 200090)

摘要: 模块化多电平矩阵变流器(M3C)因其模块化结构、高可靠性及优越的电能质量,在大型电机驱动、风电并网等中高压大功率场合应用前景广阔。然而,传统级联控制策略中外环比例-积分(PI)控制器响应速度有限,内环PI控制器对系统参数摄动与外部干扰的鲁棒性不足,制约了M3C在复杂工况下的动态性能。为解决上述问题,提出了一种基于内环鲁棒反演滑模控制的M3C级联控制策略。该策略保留外环PI控制以保证功率指令的稳态无差跟踪,核心创新在于内环采用鲁棒反演滑模控制,通过反演法递归设计控制律并引入滑模项,有效集成了精确线性化与强抗扰能力。基于李雅普诺夫稳定性理论严格证明了闭环系统的全局渐近稳定。MATLAB/Simulink仿真结果表明,与传统双PI级联控制相比,本文所提策略在负载突变及电网电压不对称等暂态工况下,具有更快的动态响应速度、更小的超调以及更强的参数鲁棒性,显著提升了系统的控制品质。

关键词: 模块化多电平矩阵变流器;级联控制;鲁棒反演滑模控制;李雅普诺夫稳定性;动态性能

中图分类号: TM773;TN712.1 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1025

Cascaded control strategy for M3C based on robust backstepping sliding mode control

Yang Xuhong Zhang Haohan Zhang Nan

(College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: The modular multilevel matrix converter (M3C) has shown promising application prospects in medium-to-high-voltage high-power scenarios such as large-scale motor drives and wind power integration, owing to its modular structure, high reliability and superior power quality. However, in traditional cascaded control strategies, the outer-loop proportional-integral (PI) controller exhibits limited response speed, while the inner-loop PI controller lacks sufficient robustness against system parameter perturbations and external disturbances, constraining the dynamic performance of the M3C under complex operating conditions. To address these issues, this paper proposes a cascaded control strategy for the M3C based on an inner-loop robust backstepping sliding mode control. This strategy retains the outer-loop PI control to ensure steady-state error-free tracking of power commands, with the core innovation lying in the inner-loop adoption of robust backstepping sliding mode control. By recursively designing the control law via the backstepping approach and incorporating a sliding mode term, it effectively integrates precise linearization with strong disturbance rejection capabilities. The global asymptotic stability of the closed-loop system is rigorously demonstrated based on Lyapunov stability theory. MATLAB/Simulink simulation results indicate that, compared to the conventional dual-PI cascaded control, the proposed strategy offers faster dynamic response, reduced overshoot and enhanced parametric robustness under transient conditions such as load sudden changes and grid voltage asymmetry, significantly improving the system's control performance.

Keywords: modular multilevel matrix converter; cascaded control; robust backstepping sliding mode control; Lyapunov stability; dynamic performance

0 引言

随着全球能源结构向清洁低碳转型,海上风电作为潜力巨大的可再生能源正朝着大规模、远距离输送方向发展,

而传统工频交流输电存在线路损耗大、容量受限的瓶颈,余浩等^[1]指出分频/低频交流输电是解决该问题的有效技术路径之一。王秀丽等^[2]进一步分析了分频输电在海上风电并网中的应用前景,同时也指出其对电能变换装置的频率

适配性要求更高。模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)凭借模块化结构、高可靠性等优势,适用于不同频率系统的电能变换,Zhu 等^[3]提出的隔离型 M3C(isolated M3C, I-M3C)还拓展了其在低频中压端口的应用场景。但 M3C 运行机理复杂:内部存在显著的谐波环流与子模块电容电压波动问题,程启明等^[4]针对海上风电场景提出双频环流注入的桥臂均压策略以缓解该问题;徐鹏等^[5]针对模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)环流抑制的研究也为 M3C 环流控制提供了参考,其提出的模糊滑模控制策略可有效减弱抖振、提升系统鲁棒性;同时,在电网电压不对称、负载波动等复杂工况下,M3C 的控制系统面临严峻技术挑战。且子模块故障可能加剧系统不稳定性,刘述喜等^[6]提出的基于多源融合图与 SE-BiGRU-ResNet 模型的故障诊断方法,为及时定位子模块故障、保障系统稳定运行提供了技术支持。传统比例-积分(proportional-integral, PI)级联控制虽结构简单,但依赖精确线性化模型:文献[7]指出其在 M3C 非线性强耦合特性下动态响应迟缓;Ma 等^[8]发现其在宽频率运行范围内鲁棒性不足;而在电网不平衡工况下,其控制精度难以满足要求。此外,Duan 等^[9]研究表明,M3C 与电网或其他电力电子变流器(如构网型控制(grid-forming, GFM)/跟网型控制(grid-following, GFL)混合控制)之间的高阶非线性交互作用,可能引发大信号稳定性问题。为提升 M3C 控制性能,学者们提出多种策略:在先进线性控制方面,Gong 等^[10]提出的无差拍模型预测控制(deadbeat model predictive control, DB-MPC)可实现不平衡电网下的快速动态响应;Uriarte 等^[11]将连续控制集模型预测控制(continuous control set model predictive control, CCS-MPC)应用于低频输电场景的 M3C 控制;姜亚峰等^[12]则基于准比例谐振控制设计了 M3C 的环流抑制策略;Cuzmar 等^[13]还提出长时域序列 FCS-MPC 方法以优化控制效果。在非线形控制领域,Liu 等^[14]通过低频环流注入结合八分量控制提升了同频率下 M3C 的性能;文献[15]将反演-滑模控制应用于不平衡电网下的 MMC-UPFC,为 M3C 的非线性控制提供了参考;文献[16]提出的反步滑模控制策略可以实现 M3C 的多变量解耦;王伟然等^[17]在永磁同步电机中应用的模糊自整定自适应积分反演滑模控制,其思路也可迁移至 M3C 控制;余冰等^[18]则基于 Lyapunov 函数设计了 M3C 两侧电流的控制策略。同时,智能控制方法也被引入:文献[19]采用变论域模糊 PI 控制增强了 M3C 外环的自适应能力。此外,Cuzmar 等^[20]还设计了 M3C 环流的最优故障容错参考生成器,提升了系统的故障应对能力;孟永庆等^[21]通过双 dq 坐标变换建立了 M3C 的数学模型,为后续解耦控制提供了基础框架;Duan 等^[22]还基于模糊张量空间方法分析了 M3C 与 GFM/GFL 变流器的交互大信号稳定性。这些研究虽取得进展,但在复杂时变工况下,控制系统的自适应能力与鲁棒性仍需提升。尤其在海上风电

高可靠性需求下,设计兼顾动态响应、稳态精度、强抗扰性与全局稳定性的 M3C 控制策略,仍是当前研究难点。基于此,本文面向海上风电高效并网需求,针对 M3C 传统控制的不足,提出鲁棒反演滑模与 PI 结合的级联控制策略:内环通过反演滑模增强抗扰性,外环通过 PI 保证功率稳态精度,并基于 Lyapunov 理论证明全局稳定性。仿真结果表明,所提方法优于传统方案,为海上风电输电系统提供了有效控制途径。

1 M3C 的拓扑构成及其建模方式

1.1 M3C 系统的整体架构与组成模块

图 1 所示为 M3C 主电路拓扑,其核心功率变换网络由 9 个桥臂构成,每个桥臂采用“等值电阻 R + 电感 L + N 个 H 桥功率单元级联”的结构形式。拓扑输入侧接入三相低频电网,对应三相电压与电流分别定义为 $U_{sx}(x=u, v, w)$ 与 $i_x(x=u, v, w)$;输出侧接入三相工频网络,三相电压与电流分别定义为 $U_{sy}(y=a, b, c)$ 与 $i_y(y=a, b, c)$ 。输入侧与输出侧星型连接的中心点分别记为 N 与 n ,二者间共模电压定义为 U_{Nn} ;桥臂电流矢量与桥臂输出电压矢量分别定义为 $i_{xy}(x=u, v, w; y=a, b, c)$ 与 $u_{xy}(x=u, v, w; y=a, b, c)$ 。单个 H 桥子模块由 4 个反并联二极管的 IGBT 器件与储能电容 C 组成。在 M3C 主拓扑中,与同相输出电压源相连的 3 个桥臂构成 1 个子换流器单元,其结构与链式 STATCOM 一致,M3C 整体共配置 3 个该类型子换流器。基于图 1 所示主电路拓扑,可进一步得到 M3C 简化电路模型,如图 2 所示。

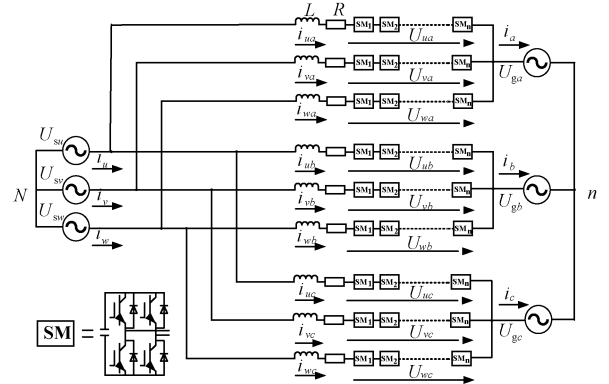


图 1 M3C 变换器主电路结构

Fig. 1 Main circuit structure of M3C converter

基于图 2 中的输入输出关系,对 M3C 交流回路应用基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's voltage law, KVL),可建立如式(1)所示的交流回路方程。

$$\begin{cases} U_{su} = Ri_{ux} + L \frac{di_{ux}}{dt} + U_{ux} + U_{gx} + U_{Nn} \\ U_{sv} = Ri_{vx} + L \frac{di_{vx}}{dt} + U_{vx} + U_{gx} + U_{Nn} \\ U_{sw} = Ri_{wx} + L \frac{di_{wx}}{dt} + U_{wx} + U_{gx} + U_{Nn} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x=a, b, c$ 对应 M3C 的 3 个子换流器; i_{ux}, i_{vx}, i_{wx} 分别表示各对应桥臂的电流, U_{ux}, U_{vx}, U_{wx} 分别为各对应桥臂的电压, U_{gx} 为电网端口电压; U_{nN} 代表输入侧中点 N 与输出侧中点 n 间的电位差。综上, 式(1)即为 M3C 在 abc 坐标系下的交流侧数学模型。

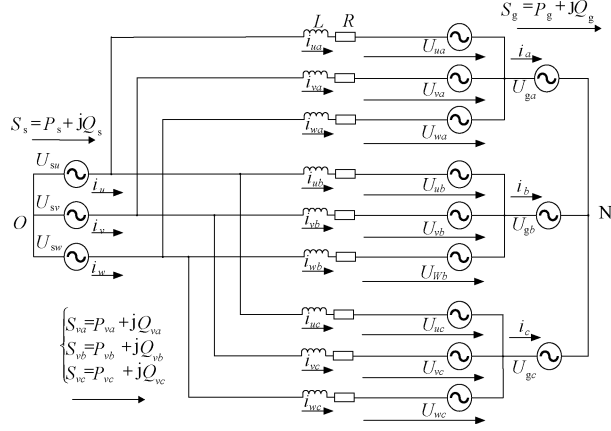


图 2 M3C 简化电路模型

Fig. 2 Simplified circuit model diagram of M3C

此外依据图 2 可得输入输出三相电流与各支路电流的关系为:

$$\begin{cases} i_u = i_{ua} + i_{ub} + i_{uc} \\ i_v = i_{va} + i_{vb} + i_{vc} \\ i_w = i_{wa} + i_{wb} + i_{wc} \\ i_a = i_{ua} + i_{va} + i_{wa} \\ i_b = i_{ub} + i_{vb} + i_{wb} \\ i_c = i_{uc} + i_{vc} + i_{wc} \end{cases} \quad (2)$$

当系统配置为三相三线制时, 满足:

$$\begin{cases} i_a + i_b + i_c = 0 \\ i_u + i_v + i_w = 0 \end{cases} \quad (3)$$

1.2 双 dq 坐标系下 M3C 动态建模

双 $\alpha\beta$ 坐标变换在 M3C 控制中, 由于被控量仍为交流量, 存在稳态静差难以完全消除以及动态性能受限的问题。为解决该问题, 文献[11]提出采用双 dq 坐标变换策略, 将交流量转换为直流量, 从而有效提高了控制精度并改善了系统的动态响应特性。基于此, 本文在开展 M3C 的建模与控制研究时, 选用双 dq 坐标系作为变换基础。M3C 在 abc 坐标系下的数学模型由 9 个桥臂的电压方程所描述。为实现输入频率 ω_s 与输出频率 ω_g 分量的解耦, 首先对式(1)实施第 1 次 $\alpha\beta 0$ 坐标变换, 采用等功率变换矩阵 $C_{abc/\alpha\beta 0}$ 将三相电气量转换为 α, β 及零序 3 个正交分量。经变换后, 得到 3 个子换流器在 $\alpha\beta 0$ 坐标系下的矩阵方程, 如式(4)所示。

$$\begin{bmatrix} U_{sa} & U_{sa} & U_{sa} \\ U_{sb} & U_{sb} & U_{sb} \\ U_{sc} & U_{sc} & U_{sc} \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{\alpha a} & i_{\alpha b} & i_{\alpha c} \\ i_{\beta a} & i_{\beta b} & i_{\beta c} \\ i_{0a} & i_{0b} & i_{0c} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} U_{aa} & U_{ab} & U_{ac} \\ U_{ba} & U_{bb} & U_{bc} \\ U_{ca} & U_{cb} & U_{cc} \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ U_{ga} & U_{gb} & U_{gc} \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ U_{nN} & U_{nN} & U_{nN} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: U_{sa}, U_{sb}, U_{sc} 分别为 U_{sx} 的 $\alpha\beta 0$ 变换分量; U_{ay}, U_{by}, U_{cy} 分别为 U_{xy} 的 $\alpha\beta 0$ 变换分量; $i_{\alpha y}, i_{\beta y}, i_{0y}$ 则为 i_{xy} 的 $\alpha\beta 0$ 变换分量。分析表明, 桥臂电压和电流的 $\alpha\beta$ 分量仅与输入侧电气量相关, 而零序分量则仅取决于输出侧电气量。因此, 可将式(4)分解为 3 个子换流器电压电流的 $\alpha\beta$ 分量解析表达式以及零序分量表达式, 如式(5)和式(6)所示。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha a} \\ i_{\beta a} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha a} \\ i_{\beta a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{aa} \\ U_{ba} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha b} \\ i_{\beta b} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha b} \\ i_{\beta b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bb} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{ac} \\ U_{bc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} U_{s0} \\ U_{s0} \\ U_{s0} \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{0a} \\ i_{0b} \\ i_{0c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{0a} \\ U_{0b} \\ U_{0c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3}U_{ga} \\ \sqrt{3}U_{gb} \\ \sqrt{3}U_{gc} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \sqrt{3}U_{nN} \\ \sqrt{3}U_{nN} \\ \sqrt{3}U_{nN} \end{bmatrix} \quad (6)$$

对式(6)进行 $\alpha\beta 0$ 变换, 得到输出侧电压方程如式(7)所示。

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_{s0} \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{0a} \\ i_{0\beta} \\ i_{00} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{0a} \\ U_{0\beta} \\ U_{00} \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} U_{ga} \\ U_{g\beta} \\ U_{g0} \end{bmatrix} + 3 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_{nN} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $i_{0a}, i_{0\beta}, i_{00}$ 为 i_{0y} 的二次 $\alpha\beta 0$ 变换分量。 $U_{0a}, U_{0\beta}, U_{00}$ 为 U_{0y} 的二次 $\alpha\beta 0$ 变换分量。 $U_{ga}, U_{g\beta}, U_{g0}$ 为 U_{gy} 的二次 $\alpha\beta 0$ 变换分量。在系统对称运行条件下 ($U_{s0} = U_{g0} = U_{nN}$), 式(7)可降为 2 阶模型, 如式(8)所示。

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{0a} \\ i_{0\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{0a} \\ U_{0\beta} \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} U_{ga} \\ U_{g\beta} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(5)和(8)组成立 M3C 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型。为进一步将交流量转为直流量, 分别对输入频率分量 ω_s 和输出频率分量 ω_g 进行同步旋转 dq 变换, 其中输入频率 dq 变换矩阵为式(9)输入频率 dq 变换矩阵为式(10)。

$$C_{\alpha\beta/dq_s} = \begin{bmatrix} \cos \omega_s t & \sin \omega_s t \\ -\sin \omega_s t & \cos \omega_s t \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$C_{\alpha\beta/dq_g} = \begin{bmatrix} \cos \omega_g t & \sin \omega_g t \\ -\sin \omega_g t & \cos \omega_g t \end{bmatrix} \quad (10)$$

令式(5)左乘式(9), 式(8)左乘式(10)得到系统在 dq

坐标系下的数学模型式(11)。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{da} \\ U_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} - \left(R \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + \omega_s L \begin{bmatrix} -i_{qa} \\ i_{da} \end{bmatrix} \right) \\ \begin{bmatrix} U_{db} \\ U_{qb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} - \left(R \begin{bmatrix} i_{db} \\ i_{qb} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{db} \\ i_{qb} \end{bmatrix} + \omega_s L \begin{bmatrix} -i_{qb} \\ i_{db} \end{bmatrix} \right) \\ \begin{bmatrix} U_{dc} \\ U_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} - \left(R \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \omega_s L \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \right) \\ \begin{bmatrix} U_{0d} \\ U_{0q} \end{bmatrix} = -R \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} - L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} - \omega_g L \begin{bmatrix} -i_{0q} \\ i_{0d} \end{bmatrix} - \sqrt{3} \begin{bmatrix} U_{gd} \\ U_{gq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (11)$$

式中: U_{dy} 、 U_{qy} 及 i_{dy} 、 i_{qy} 分别对应 U_{xy} 、 i_{xy} 在 ω_s 同步旋转坐标系下的 dq 分量。 U_{sd} 、 U_{sq} 为 U_{sx} 在 ω_s 同步旋转坐标系下的 dq 分量。 U_{0d} 、 U_{0q} 及 i_{0d} 、 i_{0q} 分别为 U_{0y} 、 i_{0y} 在 ω_g 同步旋转坐标系下的 dq 分量。 U_{gd} 、 U_{gq} 分别为 U_{gy} 在 ω_g 同步旋转坐标系下的 dq 分量。在系统对称运行条件下,可推导得式(12)、(13)。

$$\begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{db} \\ i_{qb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: i_{sd} 、 i_{sq} 分别表示输入侧电流的 d 轴分量与 q 轴分量。 i_{gd} 、 i_{gq} 分别为输出侧电流的 d 轴分量与 q 轴分量。此外,各桥臂的最终调制信号由输入频率分量与零序分量线性叠加构成,其中桥臂零序电压分量由式(14)确定,据此可进一步推导得到桥臂电压表达式,如式(15)所示。

$$\begin{bmatrix} U_{0a} \\ U_{0b} \\ U_{0c} \end{bmatrix} = C_{a\beta/abc} C_{dq/a\beta-g} \begin{bmatrix} U_{0d} \\ U_{0q} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: $C_{dq/a\beta-g}$ 、 $C_{a\beta/abc}$ 分别为输出侧 dq - $a\beta$ 、 $a\beta$ - abc 的坐标系变换矩阵。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_{ua} \\ u_{va} \\ u_{wa} \end{bmatrix} = T_{a\beta/abc} T_{dq/a\beta-g} \begin{bmatrix} u_{da} \\ u_{qa} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{0a} \\ u_{0a} \\ u_{0a} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{ub} \\ u_{vb} \\ u_{wb} \end{bmatrix} = T_{a\beta/abc} T_{dq/a\beta-g} \begin{bmatrix} u_{db} \\ u_{qb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{0b} \\ u_{0b} \\ u_{0b} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{uc} \\ u_{vc} \\ u_{wc} \end{bmatrix} = T_{a\beta/abc} T_{dq/a\beta-g} \begin{bmatrix} u_{dc} \\ u_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{0c} \\ u_{0c} \\ u_{0c} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (15)$$

式中: $T_{dq/a\beta-g}$ 为 dq - $a\beta$ 的坐标系变换矩阵。

2 M3C 系统的控制方法

2.1 M3C 的分层控制结构

M3C 的总体控制框图如图 3 所示,其控制架构围绕输入侧、输出侧及直流侧分层构建,以双 dq 坐标变换为核心实现电能的高效转换与稳定控制。具体流程如下:输入侧

首先通过角频率为 ω_s 的 dq 坐标变换,将三相电压 u_{sx} 、电流 i_{sx} 解耦为同步旋转坐标系下的直流量 u_{sd} 、 u_{sq} 与 i_{sd} 、 i_{sq} ,经输入侧控制器调节后,得到 dq 坐标系下的输入侧电压分量 u_{da} 、 u_{dq} 。输出侧通过角频率为 ω_g 的 dq 坐标变换,将三相电压 u_{gy} 、电流 i_{gy} 解耦为同步旋转坐标系下的直流量 u_{gd} 、 u_{gq} 与 i_{gd} 、 i_{gq} ,经输出侧控制器生成 dq 坐标系电压分量 u_{0d} 、 u_{0q} 后,通过坐标反变换转换至 abc 坐标系。随后,输入侧与输出侧的电压分量叠加,重构各桥臂的电压参考信号。同时,分层直流稳压控制通过监测并调节各桥臂子模块电容电压,维持直流侧能量平衡。最终,桥臂电压参考信号经最近电平逼近调制(依据参考电压与子模块实际电平的差值选择最接近组合),生成各桥臂子模块的驱动脉冲。

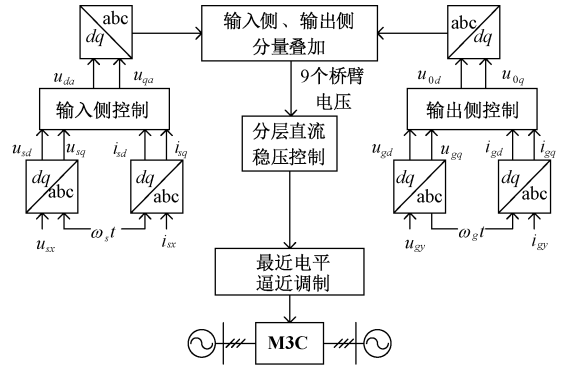


图 3 M3C 总体控制框图

Fig. 3 Overall control block diagram of M3C

2.2 桥臂的鲁棒反演滑模控制策略

传统 PID 控制因结构简洁、参数整定便捷,在常规线性系统控制领域应用广泛。然而,M3C 桥臂具有多子模块串联、多变量强耦合且呈非线性的特性,而传统 PID 控制律基于线性假设构建,难以实现精准适配。为此,本文提出采用非线性鲁棒反演滑模控制(robust backstepping sliding mode control, RBSCMC)策略,用于 M3C 控制对象的调控。

鲁棒反演滑模控制是融合反演控制、滑模控制与鲁棒控制思想的复合控制策略,主要适用于复杂非线性系统的控制问题,尤其针对存在模型不确定性、外部扰动或多变量耦合的场景具有显著优势。该控制策略在继承滑模控制强抗扰特性的基础上,进一步突破传统滑模控制的局限:1)通过反演设计将复杂系统分解为若干子系统,逐步构造 Lyapunov 函数,规避了传统滑模控制在高维系统中难以直接设计滑模面的问题,使控制律设计更具系统性;2)引入鲁棒项抑制模型不确定性与外部扰动,提升控制精度及系统运行平稳性;3)分层递推的设计思路可更好地兼顾多目标控制需求,在处理 M3C 这类多变量、强耦合系统时,能够实现功率解耦、电压均衡等目标的协同优化。

2.3 M3C 鲁棒反演滑模控制器的设计

M3C 控制系统采用外环和内环相结合的双环结构。

外环负责系统级能量管理,本文采用经典的 PI 控制器进行设计。该控制器结构简单,参数整定方便,能够有效地为内环提供所需的电流参考指令,如输入、输出电流的 d 、 q 轴分量参考值。然而,M3C 内环为存在参数不确定性、非线性特性及耦合关系的高阶系统,PI 控制器难以实现精确且快速的动态跟踪。为此,本文重点设计一种用于内环的鲁棒反演滑模控制器。

以 a 相子换流器为例,以下是 M3C 输入侧内环鲁棒反演滑模控制器的设计。设定状态变量为:

$$\begin{cases} x_1 = i_{da} \\ x_2 = \dot{x}_1 = \frac{di_{da}}{dt} \end{cases} \quad (16)$$

分析式(11)得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L}(\dot{u}_{da} - \dot{u}_{sd}) - \frac{R}{L}x_2 + \omega_s i_{qa} \end{cases} \quad (17)$$

假设系统稳定平衡点电流参考值为:

$$x_d = i_{da_ref} \quad (18)$$

定义系统误差为实际电流与参考值的差值为:

$$\begin{cases} z_1 = e = x_1 - x_d \\ \dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_d = x_2 - \dot{x}_d \end{cases} \quad (19)$$

误差用于量化系统偏离目标状态的程度。

定义一阶 Lyapunov 函数并代入式(19)得:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 \\ \dot{V}_1 = z_1\dot{z}_1 = z_1(x_2 - \dot{x}_d) \end{cases} \quad (20)$$

取:

$$x_2 = z_2 + \dot{x}_d - cz_1 \quad (21)$$

式中: $C > 0$ 为误差调节系数, z_2 为虚拟控制量。由式(21)得:

$$z_2 = x_2 - \dot{x}_d + cz_1 \quad (22)$$

联立式(20)~(22)可得:

$$\dot{V}_1 = z_1\dot{z}_1 = z_1z_2 - cz_1^2 \quad (23)$$

定义滑模面为:

$$s = k_1z_1 + z_2 \quad (24)$$

式中: $K_1 > 0$ 为滑模增益,用于引导状态收敛。

采用指数趋近率,如式(25)所示。

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (25)$$

为深度分析系统稳定性,令 $\dot{V}_1 \leq 0$ 构造扩展二阶 Lyapunov 函数:

$$\begin{cases} V_2 = V_1 + \frac{1}{2}s^2 \\ \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + s\dot{s} \end{cases} \quad (26)$$

联立式(17)、(22)~(23)、(25)~(26)得出输入侧控制率为:

$$\begin{cases} u_{da} = u_{sd} + L \int [\varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks] + cL(i_{da_ref} - i_{da}) + L\dot{x}_d + Rx_1 + L\omega_s i_{qa} \\ u_{qa} = u_{sq} + L \int [\varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks] + cL(i_{qa_ref} - i_{qa}) + L\dot{x}_d + Rx_1 + L\omega_s i_{da} \end{cases} \quad (27)$$

式中: ε 、 k 为控制项参数; ε 调节鲁棒控制强度,以抑制模型不确定性与外部扰动的影响; k 优化滑模面附近的动态特性,加快系统状态向滑模面的收敛速度; $c > 0$ 为反演设计的误差反馈系数,用于调节误差反馈增益,推动跟踪误差快速收敛至 0;令控制率 u 代入 $\dot{V}_2$ 可以验证 $\dot{V}_2 \leq 0$ 满足李雅普诺夫稳定性条件。

内环输出侧控制同样采用鲁棒反演滑模控制,控制器设计与输入侧同理,此处不再赘述。为保障系统稳定,令输出侧控制器有功电流外环承担定子模块平均电容电压控制。完整控制架构如图 4 所示,通过输入输出侧双闭环协同,实现功率解耦与系统稳定控制,直观呈现控制策略工程映射逻辑。

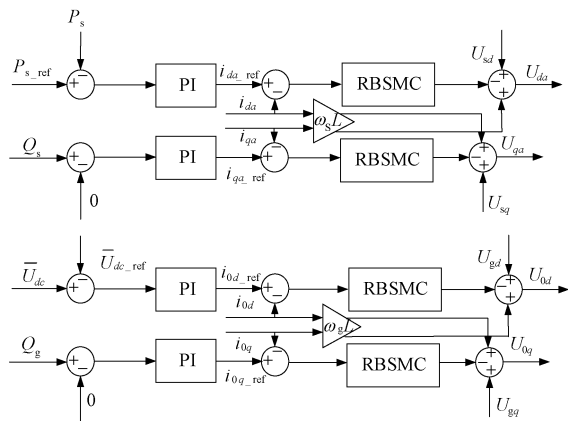


图 4 M3C PI-RBSC 双闭环控制框图

Fig. 4 Dual closed-loop control block diagram of M3C PI-RBSC

3 仿真结果分析

为评估本文所提控制策略的有效性与性能优势,本研究基于 MATLAB/Simulink 平台建立了 M3C 的控制系统仿真模型。研究设定了正常运行与输出侧功率突变两种典型工况,以考察系统输入/输出侧的电压电流、输出功率及 d 轴电流分量的动态性能。通过将所提出的 RBSC 策略与传统 PI 控制进行对比,验证了该策略在动态跟踪精度与抗干扰鲁棒性方面的优越性。M3C 双闭环控制框图如图 4 所示。仿真所用系统参数如表 1 所示。

3.1 正常工况分析

在正常运行工况下,输入侧频率稳定在 50/3 Hz,输出侧功率亦保持稳定。为验证所提基于鲁棒反演滑模的 M3C 级联控制策略的性能优势,对比 PI 控制与 RBSC 策

表 1 M3C 系统仿真参数
Table 1 Simulation parameters of M3C system

参数	数值
输入线电压/kV	10
输出线电压/kV	10
输入侧频率/Hz	50/3
输出侧频率/Hz	50
单桥臂子模块数	20
桥臂电感/mH	10
桥臂电容/mF	10
等效桥臂电阻/ Ω	0.03

略下 M3C 两侧的电压、电流特性,对应波形如图 5 所示,图 5(a)~(d)分别为 PI 控制策略下 M3C 输入侧电压、输入侧电流、输出侧电压、输出侧电流的波形;图 5(e)~(h)对应为 RBSC 控制策略下相同电气量的波形。在 RBSC 控制策略下,输入、输出侧电压电流波形平滑、畸变极小,且控制响应更迅速,可有效保障电能质量,充分彰显了双 dq 解耦与鲁棒反演滑模控制架构在 M3C 电能转换与控制中的技术优势。

其次,输出侧功率控制结果如图 6 所示,在 RBSC 控制策略下功率能够快速达到稳定值并持续保持,波动极小,

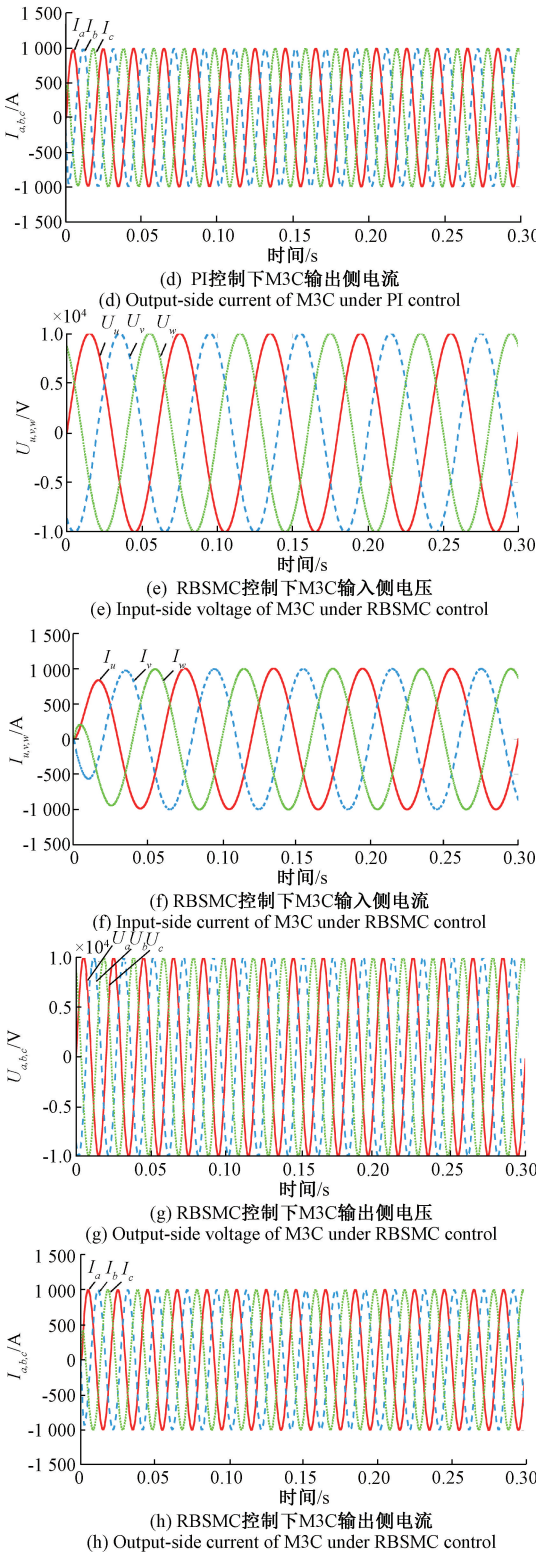
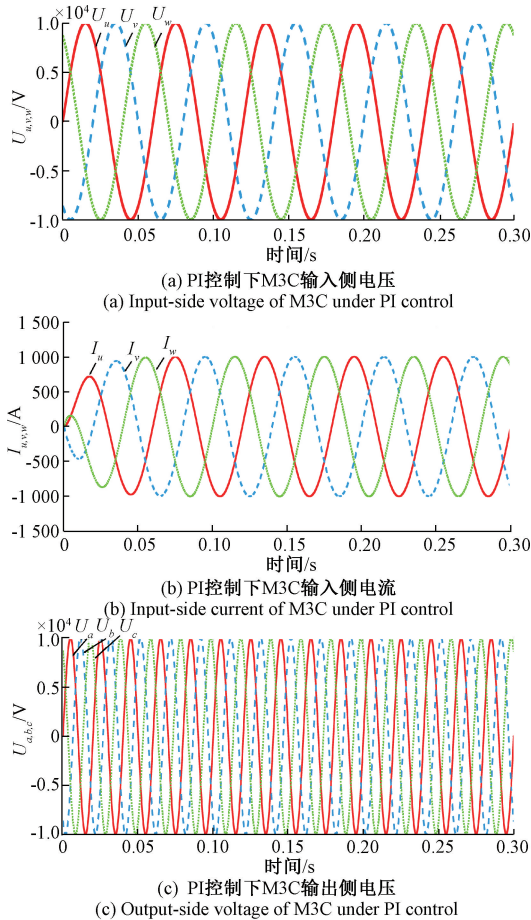


图 5 正常工况时 M3C 两侧的电压和电流

Fig. 5 Voltages and currents on both sides of M3C under normal operating conditions

表明 RBSC 在功率跟踪精度与稳定性上优势显著。

此外,内环输入侧与输出侧 d 轴电流分量的波形分别

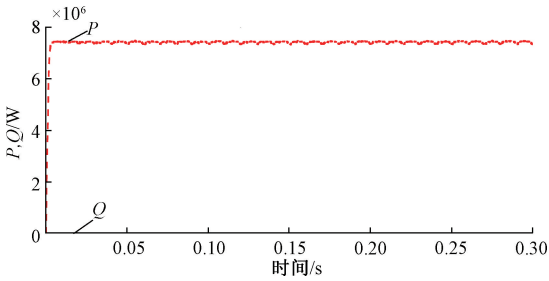


图 6 正常运行工况下输出侧功率响应曲线
Fig. 6 Output-side power response curves under normal operating conditions

如图 7、8 所示;正常工况下,与 PI 控制相比,RBSCM 控制策略下输入侧、输出侧 d 轴电流的响应速度更快、稳态运行更平稳,在电流跟踪的快速性与精度两方面均展现出显著优势。正常运行工况下输入输出侧电流性能指标如表 2 所示。

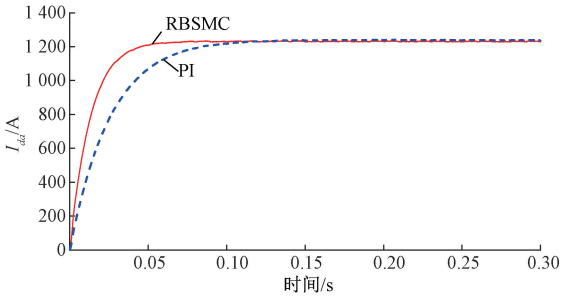


图 7 正常运行工况下输入侧 d 轴电流分量
Fig. 7 Input d -axis current component under normal operating conditions

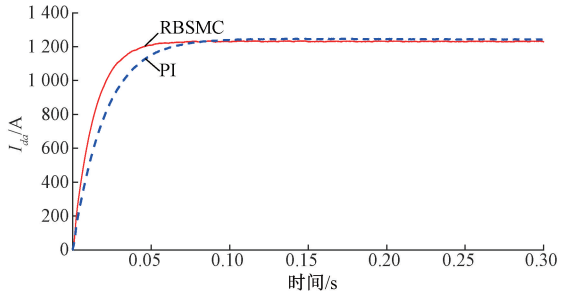


图 8 正常运行工况下输出侧 d 轴电流分量
Fig. 8 Output d -axis current component under normal operating conditions

表 2 正常运行工况下输入输出侧电流性能指标

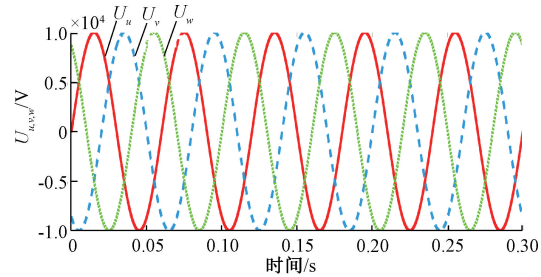
Table 2 Performance indicators of input and output side currents under normal operating conditions

控制方法	输入/输出侧	输入侧电流	输出侧电流
	稳定时间/ms	THD 值/%	THD 值/%
RBSMC	64/56	0.22	0.36
PI	106/87	0.76	1.25

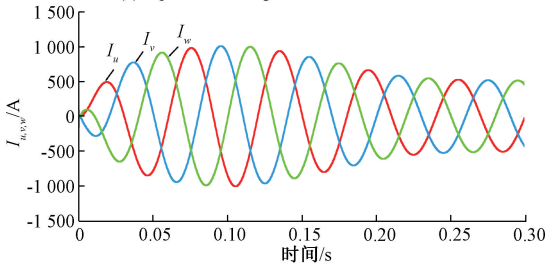
3.2 输出侧功率变化工况

为验证控制策略在负载波动场景下的动态响应性能,设置输出侧功率变化工况:输出侧有功功率在 0.1 s 时刻从 1.2 MW 降至 0.6 MW,且对该有功功率变化过程叠加斜坡函数;同时,输出侧无功功率保持为 0。输入侧和输出侧的电压、电流波形如图 9 所示,图 9(a)~(d)分别为 PI 控制策略下 M3C 输入侧电压、输入侧电流、输出侧电压、输出侧电流的波形;图 9(e)~(h)对应为 RBSMC 控制策略下相同电气量的波形。功率突变瞬间,输入输出侧电流随功率需求快速调整,在 RBSMC 控制策略作用下,迅速达到新稳态,电流波形正弦度良好,输入侧电压、电流受仅出现小幅暂态波动后迅速稳定,动态响应与稳态精度显著优于 PI。

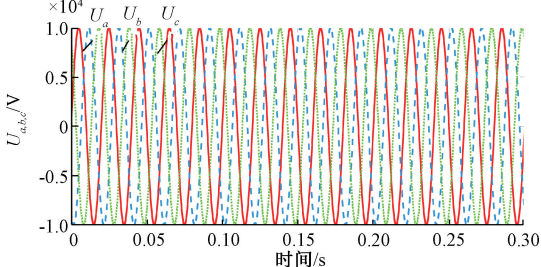
输出侧功率响应曲线如图 10 所示,在输出功率阶跃减



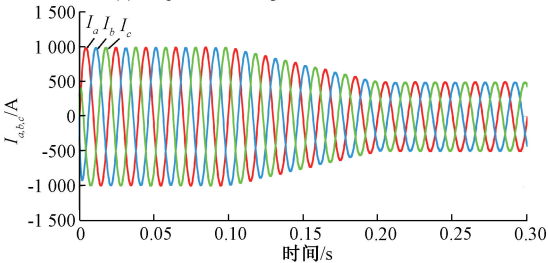
(a) PI控制下M3C输入侧电压
(a) Input-side voltage of M3C under PI control



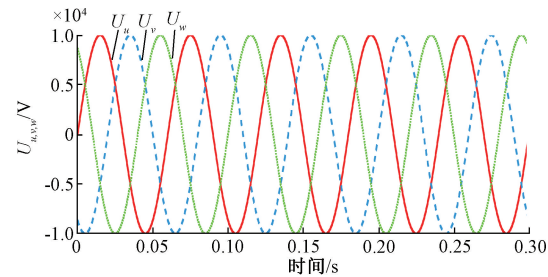
(b) PI控制下M3C输入侧电流
(b) Input-side current of M3C under PI control



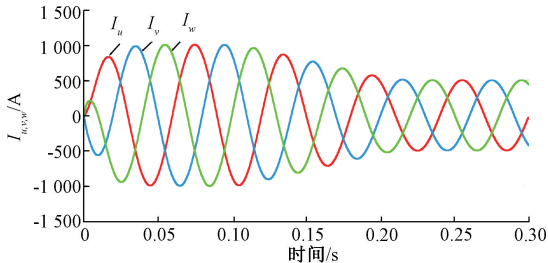
(c) PI控制下M3C输出侧电压
(c) Output-side voltage of M3C under PI control



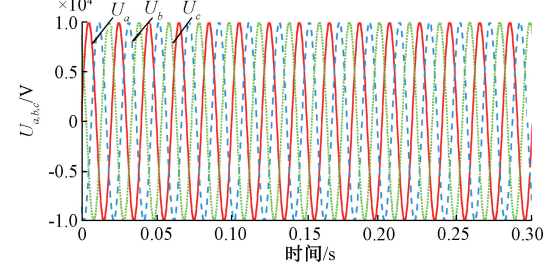
(d) PI控制下M3C输出侧电流
(d) Output-side current of M3C under PI control



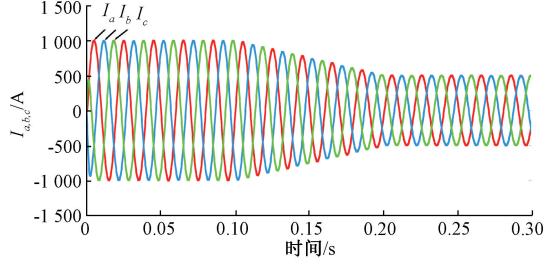
(e) RBSMC控制下M3C输入侧电压
(e) Input-side voltage of M3C under RBSMC control



(f) RBSMC控制下M3C输入侧电流
(f) Input-side current of M3C under RBSMC control



(g) RBSMC控制下M3C输出侧电压
(g) Output-side voltage of M3C under RBSMC control



(h) RBSMC控制下M3C输出侧电流
(h) Output-side current of M3C under RBSMC control

图 9 输出侧功率变化时 M3C 两侧的电压和电流
Fig. 9 Voltages and currents on both sides of M3C during output-side power changes

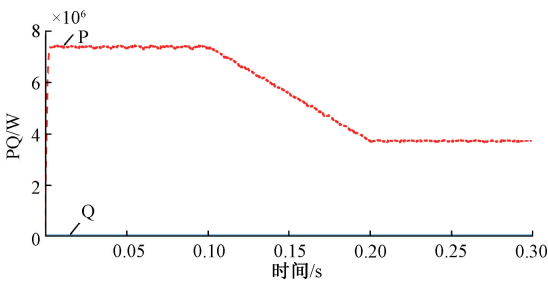


图 10 输出侧功率变化时输出侧功率响应曲线
Fig. 10 Output-side power response curves during output-side power changes

半且叠加斜坡函数的工况下,RBSMC 策略功率切换迅速,稳态阶段平滑稳定,波动极小,在动态响应速度与稳态精度上优势明显。

内环输入侧与输出侧 d 轴电流分量的波形分别如图 11、12 所示;输出侧功率动态工况下电流电气性能指标如表 3 所示。在功率变化工况下,外环根据功率指令生成新的电流参考值,RBSMC 控制策略下的电流可快速跟随功率变化,不仅切换响应迅速,且稳态波动极小,其动态跟踪精度与稳定性显著优于 PI 控制策略。

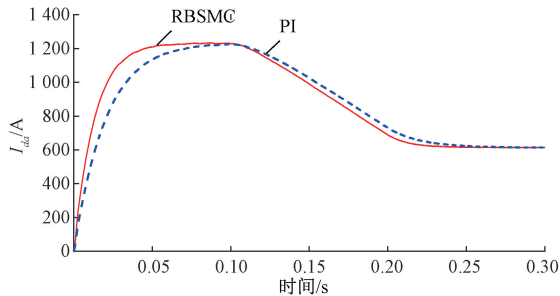


图 11 输出侧功率变化时输入侧 d 轴电流分量
Fig. 11 Input-side d -axis current component during output-side power changes

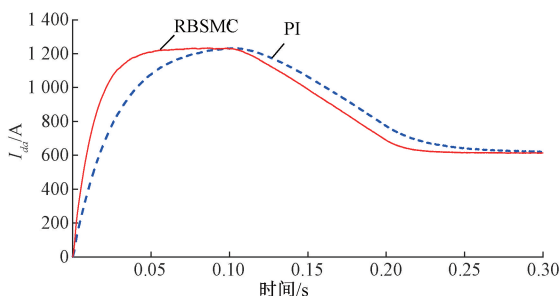


图 12 输出侧功率变化时输出侧 d 轴电流分量
Fig. 12 Output d -axis current component during output-side power changes

表 3 输出侧功率动态工况下电流电气性能指标
Table 3 Current electrical performance indicators under output-side power dynamic condition

评估指标	控制方法	数值	
		[0,100]/ms	(100,300]/ms
输入/输出侧	RBSMC	57/63	237/241
稳定时间	PI	89/93	266/284
输入侧电流	RBSMC	0.23	0.18
THD 值	PI	0.75	0.82
输出侧电流	RBSMC	0.26	0.22
THD 值	PI	1.22	0.88

4 结 论

针对 M3C 控制里的强耦合、非线性难题,本研究借助

双 dq 坐标变换搭建解耦控制体系,达成对桥臂电压电流中交直流分量的独立精准控制。同时提出基于鲁棒反演滑模的 M3C 级联控制策略(RBSMC),经理论推导与仿真验证,得出如下结论。

性能优势层面,在正常及输出侧功率阶跃工况下,RBSMC 较传统 PI 控制优势突出。输入输出侧电压电流正弦性佳、畸变小; d 轴电流响应迅速、稳态波动微弱;输出功率跟踪精准,动态切换时响应快、超调小、误差低,验证 RBSMC 控制策略的优越性。

适用价值层面,RBSMC 策略契合 M3C 的非线性复杂性,控制参数少、实现简便,相较于 PI 控制,在动态响应、抗扰性、稳态精度上全方位领先,更适配 M3C 多工况运行要求,为交直流混合电网中电力电子变换器控制提供了高效解决方案。

后续研究与验证方面,将搭建硬件在环实验平台,进一步验证策略在物理系统中的可靠性;同时探索电网故障工况下的容错控制拓展,以及基于智能算法的控制参数自适应优化方案。

参考文献

- [1] 余浩,张哲萌,彭穗,等. 海上风电经柔性直流并网技术标准对比分析[J]. 上海交通大学学报, 2022, 56(4): 403-412.
YU H, ZHANG ZH M, PENG S, et al. Comparative analysis of technical standards for offshore wind power via VSC-HVDC[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2022, 56(4): 403-412.
- [2] 王秀丽,张小亮,宁联辉,等. 分频输电在海上风电并网应用中的前景和挑战[J]. 电力工程技术, 2017, 36(1): 15-19.
WANG X L, ZHANG X L, NING L H, et al. Prospects and challenges of frequency division transmission in offshore wind power grid connection[J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(1): 15-19.
- [3] ZHU D, PEI ZH C, LIU C, et al. Isolated modular multilevel matrix converter(I-M3C) based novel solid-state transformer(SST) with low-frequency medium-voltage AC port[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12397-12410.
- [4] 程启明,张梁,渠博岗,等. 面向海上风电的 M3C 双频环流注入桥臂均压控制策略[J]. 智慧电力, 2025, 53(5): 73-81.
CHENG Q M, ZHANG L, QU B G, et al. Dual-frequency circulating current injection arm voltage balancing control strategy for M3C in offshore wind power[J]. Smart Power, 2025, 53(5): 73-81.
- [5] 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.
- [6] 刘述喜,刘科,黄思源,等. 基于多源融合图与 SE-BiGRU-ResNet 模型的 MMC 子模块开路故障诊断[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 322-337.
LIU SH X, LIU K, HUANG S Y, et al. Open-circuit fault diagnosis of MMC sub-modules based on multi-source fusion graph and SE-BiGRU-ResNet model[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 322-337.
- [7] 程启明,谢怡群,马信乔,等. 模块化多电平矩阵变换器的平坦控制策略[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(1): 185-192.
CHENG Q M, XIE Y Q, MA X Q, et al. Flat control strategy for modular multilevel matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(1): 185-192.
- [8] MA X H, PAN Y. M3C outer loop control strategy based on variable universe fuzzy PI control[J]. Journal of Power Electronics, 2024, 24(12): 1-10.
- [9] DUAN Z Y, MENG Y Q, YAN S H, et al. Lyapunov stability analysis for M3C based fractional frequency transmission system utilizing generalized participation factors[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2025, 164: 110432.
- [10] GONG Z, ZHANG L C, LIU C W, et al. Deadbeat model predictive control for modular multilevel matrix converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 1258-1271.
- [11] URIARTE M, CARDENAS-DOBSON R, ARIAS-ESQUIVEL Y, et al. Continuous control set model predictive control of modular multilevel matrix converters for low-frequency AC transmission[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2025, 13(4): 1468-1480.
- [12] 姜亚峰,李仪博,吴秋伟,等. 基于准比例谐振控制的模块化多电平矩阵变换器环流抑制策略[J]. 上海交通大学学报, 2025, 59(2): 242-251.
JIANG Y F, LI Y B, WU Q W, et al. Circulating current suppression strategy for modular multilevel matrix converter based on quasi-proportional resonant control[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2025, 59(2): 242-251.
- [13] CUZMAR R H, MORA A, PEREDA J, et al. Long-horizon sequential FCS-MPC approaches for modular

- multilevel matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(5): 5137-5147.
- [14] LIU S Y, ZHU H T, ZHAO X Y, et al. Low-frequency circulating current Injection in eight-component control for modular multilevel matrix converter under equal frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(12): 16217-16230.
- [15] 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.
- [16] 程启明, 张昕, 赖宇生, 等. 电网不平衡工况下三电平直接矩阵变换器反步滑模控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 73-85.
- CHENG Q M, ZHANG X, LAI Y SH, et al. Backstepping sliding-mode control strategy for a three-level direct matrix converter in unbalanced grid conditions[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(8): 73-85.
- [17] 王伟然, 吴嘉欣, 张懿, 等. 永磁同步电机模糊自适应积分反步控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 724-733.
- WANG W R, WU J X, ZHANG Y, et al. Fuzzy self-tuning adaptive integral backstepping control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 724-733.
- [18] 余冰, 程尹曼, 程启明, 等. MMMC 两侧电流基于 Lyapunov 函数的控制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18(3): 45-55.
- YU B, CHENG Y M, CHENG Q M, et al. Lyapunov function based control strategy for bilateral currents of modular multilevel matrix converter [J]. Southern Power Grid Technology, 2024, 18(3): 45-55.
- [19] 马星河, 潘玥, 周世华. 基于变论域模糊 PI 控制的 M3C 外环控制策略[J]. 电力电子技术, 2024, 58(9): 100-102, 106.
- MA X H, PAN Y, ZHOU SH H. M3C outer loop control strategy based on variable universe Fuzzy PI control[J]. Power Electronics, 2024, 58(9): 100-102, 106.
- [20] CUZMAR R H, MORA A, MONTENEGRO A, et al. Optimal fault-tolerant reference generator for circulating currents in modular multilevel matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(9): 9696-9706.
- [21] 孟永庆, 王健, 李磊, 等. 基于双 dq 坐标变换的 M3C 变换器的数学模型及控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4702-4712.
- MENG Y Q, WANG J, LI L, et al. Research on modeling and control strategy of modular multilevel matrix converter based on double dq coordinate transformation[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4702-4712.
- [22] DUAN Z Y, MENG Y Q, ZHAO P Q, et al. Interaction large-signal stability analysis of M3C and GFM/GFL hybrid control strategies converters based on the novel fuzzy tensor space method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(7): 9986-9999.

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、火电和核电机组的仿真建模等。

E-mail: yangxuhong.sh@163.com

张昊涵(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电控制等。

E-mail: 15517197251@163.com

张楠, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电控制等。

E-mail: zhangnan@mail.shiep.edu.cn