

永磁同步电机宽转速的高阶滑模 MRAS 控制

韩琨, 张长征, 袁雷, 朱雪松

(湖北工业大学 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

摘要: 为抑制基于滑模控制的永磁同步电机系统的抖振现象, 提出一种通过高阶滑模控制设计的 MRAS 无传感器控制策略。通过设置滑模积分环节达到了抑制抖振的目的, 表明了高阶滑模控制过程中积分环节的重要性, 阐述了非线性滑模控制参数设置思路, 相较于 MRAS 与 SMC/MRAS 提高了 SPMSM 在中低速的表现性能。最后, 基于 MATLAB/Simulink 代码自动生成的电机算法测试平台, 验证了所设计观测器的有效性。实验结果表明, SPMSM 在低速的表现效果良好, 零速启动表现良好, 高阶滑模控制策略较一阶 SMC 有效降低了抖振, 提高了 PI 控制的鲁棒性, 实现了 PMSM 的宽速域控制。

关键词: MRAS; 自动代码生成; 抖振; 高阶滑模控制; 低速控制

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **文章编号:** 1002-4956(2024)06-0070-11

1 背景

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 具有宽速域、强耦合、控制复杂等特点, 近年来在电动汽车、包装行业、航空航天、工业控制等诸多领域获得了越来越广泛的应用^[1]。随着现代控制理论的发展, 如何控制 PMSM 使之充分发挥宽速的优越性能成为研究热点, 主流的研究方向包括 PI 控制系统、变结构控制系统^[2]、迭代学习控制系统、神经算法控制系统等。评判 PMSM 转速系统性能的主要研究方向是中高速、低速和零速, 其中又以低速和零速为研究难点。滑模控制 (sliding model control, SMC) 属于变结构控制系统的一个分支, 其核心控制思想是让系统沿规定状态轨迹进行小幅度、高频率的上下运动, 这能提高 PMSM 低速控制下的可能性, 但所附带的抖振现象不可忽视^[2]。

滑模控制 SMC 对系统模型的精度包容性高, 对参数变化和外部扰动不敏感, 是一种鲁棒性很强的控制方法^[3]。文献[4]优化了 STM (super twisting sliding mode control) 中的切换函数, 采用对二阶 SMC 进行观测器设计, 达到了抑制抖振的目的, 饱和函数的应用也明显缩减了抖振现象的边界值。文献[5]设计了人工神经网络与超螺旋滑模 STM 互补下的扰动观测器,

前馈控制下的速度控制器提供给电机系统更高效的响应速度, 对 SMC 中的抖振现象起到抑制作用。文献[6]分析了 SMC 中存在的抖振现象, 采用前馈的扰动观测器设计补偿了速度误差, 抑制了抖振现象。文献[7]设计的 STM 下的自适应增益观测器, 实现了电机低速与零速下的控制, 自适应增益有效限制了观测器进入稳态后的抖振边界值, 抑制了抖振现象。文献[8]设计的全阶滑模观测器, 省略了滤波器环节, 达到了抑制抖振的目的。文献[9]设计的扰动观测器采用了前馈补偿, 使 STM 速度控制器的响应速度得到提高, 也对抖振起到一定的抑制作用。文献[10]设计的带有积分项控制律的速度控制器, 体现了积分项控制律^[11]抑制抖振作用, 说明了 STM 可以抑制抖振的根本原因^[12], 还从收敛时间和收敛轨迹上对抖振现象进行了详细分析。文献[13]介绍了三阶 STM 的设计原理, 通过对比 PI 控制下的响应速度与稳态效果, 展示了三阶 STM 的高性能表现。文献[14]以高阶 SMC 与 STM 为相互对照组, 说明高阶 SMC 具有更好的抖振抑制效果, 但其超调略大于二阶 SMC, 进入稳态的速度略慢于二阶 SMC。文献[15]通过高阶 SMC 对一种新的有限时间容错控制的不确定机器人执行器故障中产生的抖振现象进行了抑制。文献[16]介绍了高阶 SMC 的基本形式, 叙述了高阶 SMC 参数的确定思路。

收稿日期: 2024-02-22

基金项目: 国家自然科学基金项目 (5200070339); 电磁能技术全国重点实验室资助课题 (6142217210301); 湖北省教育厅科学技术研究计划重点项目 (D20221401)

作者简介: 韩琨 (1999—), 男, 山西长治, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机控制, 2644602051@qq.com。

通信作者: 袁雷 (1984—), 男, 河南商丘, 博士, 副教授, 主要研究方向为电力电子应用技术, leiyan@hbut.edu.cn。

引文格式: 韩琨, 张长征, 袁雷, 等. 永磁同步电机宽转速的高阶滑模 MRAS 控制[J]. 实验技术与管理, 2024, 41(6): 70-80.

Cite this article: HAN K, ZHANG C Z, YUAN L, et al. High-order sliding mode MRAS control of permanent magnet synchronous motor with wide speed[J]. Experimental Technology and Management, 2024, 41(6): 70-80. (in Chinese)

综合上述方法, 本文基于无传感器控制的 SPMSM (surface permanent magnet synchronous motor) 滑模控制系统建模, 对 SMC 的原理及抖振现象进行了分析, 提出了抖振抑制策略; 结合超螺旋滑模 STM^[14-18], 优化了模型参考自适应算法 MRAS (model reference adaptive system) 控制下的 SPMSM 宽速域性能; 通过代码自动生成技术设计实验, 验证了所设计观测器的有效性。

2 PMSM 滑模控制系统

2.1 永磁同步电机数学模型

SPMSM 是一个强耦合、结构复杂、难以控制的非线性系统。建模 SPMSM 时, 忽略定子转子铁芯磁阻、磁滞损耗和涡流损耗, 保持转子永磁体的磁导率不变且与空气保持一致。由于 SPMSM 中 d 轴、 q 轴电感量相等, 即 $L = L_d = L_q$, 得到 $d-q$ 轴下的定子电压方程:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (3)$$

运动方程为:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (4)$$

$$\omega_e = p_n \omega_m \quad (5)$$

结合公式 (1) — (5), 可得 SPMSM 模型:

$$\begin{cases} U_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ U_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \\ T_e = \frac{3}{2} p_n i_q \psi_f \\ \frac{J}{p_n} \frac{d}{dt} \omega_m = T_e - T_L - \frac{B}{p_n} \omega_m \end{cases} \quad (6)$$

其中: u_d 、 u_q 分别为定子电压 d 、 q 轴分量; i_d 、 i_q 分别为定子电流 d 、 q 轴分量; R 为定子电阻; ψ_d 、 ψ_q 为定子磁链 d 、 q 轴分量; ω_e 为电角速度; ω_m 为电机机械角速度; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感分量; ψ_f 为永磁体磁链。 p_n 代表电机极对数, T_L 代表负载转矩, B 代表阻尼系数。

2.2 滑模控制系统

SMC 是根据干扰变量对系统的影响范围, 设计合适的控制律和滑模面函数, 让系统具有滑模运动不变性。

将 SPMSM 系统视为仿射非线性系统, 考虑内外因素对电机的干扰情况, 则有:

$$\dot{x}(t) = f(t, x) + g(t, x)u + \xi(x, t) \quad (7)$$

输入 u 按照下列逻辑进行切换控制:

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(t, x), & s_i(t, x) > 0, \\ u_i^-(t, x), & s_i(t, x) < 0, \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (8)$$

$$S(x) = [s_1(x), s_2(x), \dots, s_m(x)]^T = 0 \quad (9)$$

式中, $x(t) \in R^n$ 、 $u \in R^m$ 和 $\xi(x, t) \in R^n$ 分别代表系统的状态变量、输入变量和干扰变量, $u_i^+(t, x)$ 、 $u_i^-(t, x)$ 和 $s_i(t, x)$ 是在限制条件下的连续光滑函数, $S(x)$ 是系统趋于稳定的滑模面函数。 n 和 m 均属于状态变量, 输入变量矩阵不同的阶, 用矩阵的方式代表变量的规模与状态。

定义 (1): 滑动阶 r 是指滑模变量 s 的连续全导数 (包括零阶) 在滑模面 $s = 0$ 上为 0 的数目。

r 的阶数代表了滑模面的平滑程度, 当 SMC 满足 $s = 0$ 和 $\dot{s} \neq 0$ 时, 称为一阶 SMC。控制器结构为:

$$\dot{u} = K \text{sign}(s(x)) \quad (10)$$

其中, K 代表一阶传统滑模控制器的增益系数。

系统在滑模面的稳定程度由干扰变量决定, 滑动阶数会起一定作用, r 越高表明系统在受到干扰后保证系统滑模动态的稳定性越高。

二阶 SMC 中应用最广泛的是 STM, 二阶滑模控制策略是让一阶滑模面呈现出二阶滑模动态, 即 $s = \dot{s} = 0$ 。控制器结构为:

$$\begin{cases} \dot{s} = -k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + u \\ \dot{u} = -k_2 \text{sign}(s) \end{cases} \quad (11)$$

其中, k_1 和 k_2 代表影响二阶滑模控制器的主要增益参数。

2.3 抖振现象

SMC 可以分为到达运动阶段 AB 和滑动运动阶段 BC , 如图 1 所示。 AB 表明滑模控制响应速度快的特点, BC 表明 SMC 抗干扰性强的特点。

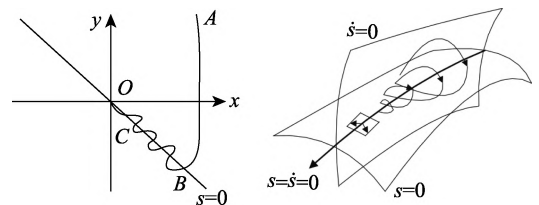


图 1 滑模控制收敛轨迹图

当系统进入稳态后, 此时 $i_d = \hat{i}_d$, $i_q = \hat{i}_q$, $\omega_{eq} = \omega_e$; 则 STMMRAS 中的速度估计表达式为:

$$\hat{\omega}_e = k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + \int_0^t k_2 \text{sign}(s) dt + \hat{\omega}_e(0) \quad (18)$$

由电角速度积分可得转子位置估计值:

$$\hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e dt \quad (19)$$

3.2 稳定性分析

根据 Lyapunov 定理, 从式 (13) 选取状态矢量为:

$$\mathbf{Z} = [Z_1 \ Z_2]^T = [|s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) \ \delta]^T \quad (20)$$

式中, Z_1 、 Z_2 为选取的状态变量, 如果状态变量可以在有限时间内收敛到 0, 则 s 、 δ 也可在有限时间内收敛到 0。根据 STM 的基本结构形式 (公式 (13)), 可以证明系统状态在有限时间内到达滑模面并收敛到 0。

将 Z_1 、 Z_2 代入式 (13) 得:

$$\dot{\mathbf{Z}} = \frac{1}{|Z_1|} \mathbf{A} \mathbf{Z} \quad (21)$$

其中, 系数矩阵 $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}k_1 & \frac{1}{2} \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}$, 选取 Lyapunov 方程为:

$$\mathbf{V}(\mathbf{Z}) = \mathbf{Z}^T \mathbf{P} \mathbf{Z} \quad (22)$$

其中, 矩阵 $\mathbf{P} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}$, 求导得:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{Z}) = \dot{\mathbf{Z}}^T \mathbf{P} \mathbf{Z} + \mathbf{Z}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{Z}} \quad (23)$$

代入得:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{Z}) = -\frac{1}{|Z|} \mathbf{Z}^T \mathbf{Q} \mathbf{Z} \quad (24)$$

利用矩阵 $\mathbf{Q} = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix}$ 进行稳定性判定, 当矩阵 \mathbf{Q} 是正定矩阵时, 矩阵 $\dot{\mathbf{V}}$ 是负定的, 当 STM 增益系数 k_1 、 $k_2 > 0$ 时, 矩阵 \mathbf{Q} 满足正定条件, 所以系统在平衡点是渐近稳定的, 即所设计的 STMMRAS 是稳定的。

3.3 高阶 SMC 的积分环节

PI 控制方程为:

$$u = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) s(x) - B_a x \quad (25)$$

其中, B_a 代表有功阻尼系数, 是阻尼系数 B 的具体考虑。

参数整定为:

$$\begin{cases} k_p = \frac{\beta J}{1.5 p \psi_f} \\ k_i = \beta k_p \end{cases} \quad (26)$$

其中, β 为期望带宽, p 为电机极对数, J 为电机转动惯量。PI 调节器中 k_i 决定积分环节的响应灵敏性, k_i 过大会导致超调过大, 这成为限制 PI 控制应用的主要因素。PI 控制收敛轨迹如图 3。

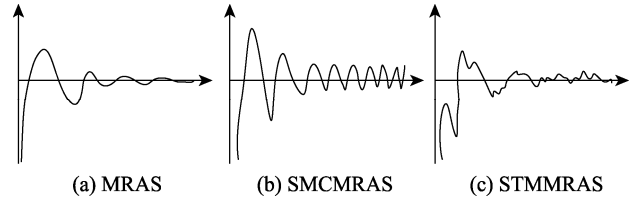


图 3 三种控制策略收敛轨迹

一阶 SMC (SMC MRAS) 结构为:

$$\dot{u} = K \text{sign}(s(x)) \quad (27)$$

以等速趋近律为例, K 只有足够大才能适应系统扰动, 没有积分环节, 通过扩大符号函数的幅值达到滑动模态, 增益 K 决定抖振大小。

二阶 SMC (STMMRAS) 结构为:

$$\begin{cases} \dot{u} = -k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \delta \\ \dot{\delta} = -k_2 \text{sign}(s) \end{cases} \quad (28)$$

以 STM 为例, k_1 、 k_2 为观测器参数, 收敛过程中存在积分环节, 积分环节抑制抖振, 因此在收敛过程中会具有与 PI 控制类似的收敛轨迹, 但表现形式为折线上升, 如图 3 所示。STM 对于收敛过程中不连续控制量 \dot{u} 进行积分得到连续量, 消除符号函数的不连续性。

由式 (28) 和 (25) 可得, PI 控制与二阶 SMC 存在积分环节, 具有类似的形式, 且收敛轨迹类似。对于二阶及以上高阶 SMC, 由于本身非线性的原因, 参数设置困难。但根据二者收敛轨迹的相似性, 设置参数过程可类比式 (26) 进行。

4 实验设计与验证

4.1 实验设计

MATLAB/Simulink 中的 Embedded Coder 工具箱集成了 STM32F103 系列 ARM 的各种底层驱动模块, 可以在 Simulink 中像使用普通模块一样调用、配置 ARM 的 PWM、ADC、SCI 等模块, 并基于算法逻辑搭建相应的模型。

同时, Simulink 设计上位机可以对实验的数据参数进行实时接收, 设计模拟实验, 制定实验计划。基于 MATLAB/Simulink 代码自动生成的无传感器算法测试流程如图 4 所示。

无传感器控制算法由 Simulink 电机控制仿真自动生成, 集成于 ARM 控制芯片中, 由 Keil uVision5 软件编写底层代码, 进行算法烧录, 数据传输至上位机, 并进行实时监控。无传感器算法测试示意图如图 5 所示。

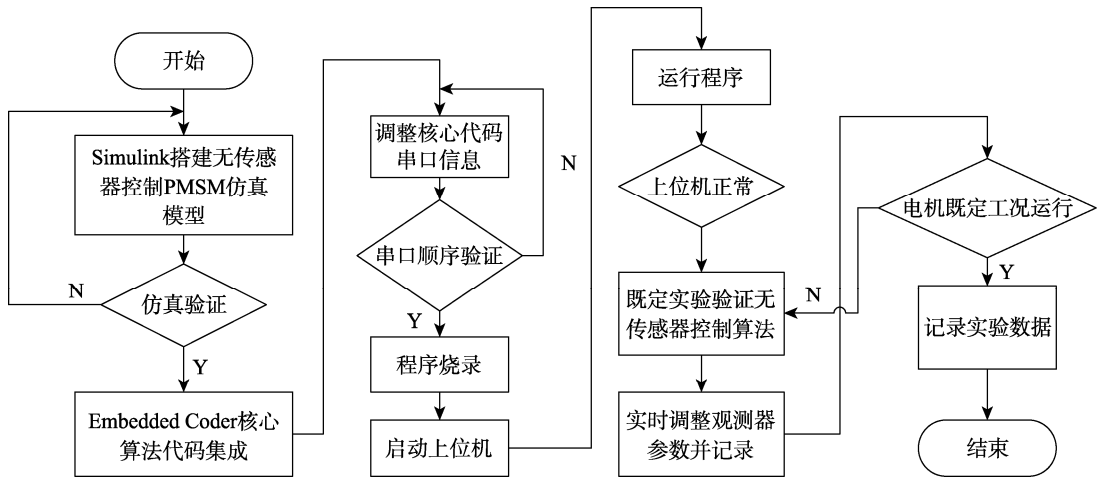


图 4 基于 MATLAB/Simulink 代码自动生成的无传感器算法测试流程图

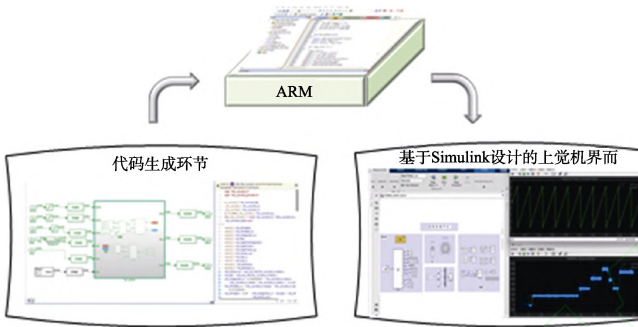


图 5 无传感器算法测试示意图

本文 SPMSM 无传感器控制算法实验与测试平台由主控芯片 STM32F103、逆变器、刹车电阻、被控电机 SPMSM、直流电源和上位机组成，将磁粉制动器作为负载，无传感器控制算法由 MathWork 设计的 RTW（real-time workshop）进行代码自动集成，代码集成于 ARM 控制电路中进行验证，从上位机观测电机实时状态。

本文研究了 STMMRAS 下的 SPMSM 转速性能，实验平台各参数如表 1 所示。

表 1 实验参数

参数	参数值
定子电阻 R/Ω	0.176 3
磁链 ψ_f/Wb	0.010 9
d - q 轴电感 L/mH	0.195
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	2.8×10^{-4}
电机功率 P/W	200
直流电压 U_{dc}/V	24
最大转速 $\omega/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 000
极对数 P_n	5

设计 MRAS、SMCMRAS 和 STMMRAS 的 SPMSM 滑模系统稳态转速范围（-400~1 000 r/min），对高速

工况及中低速工况进行实验，从进入稳态时间、抖振现象的幅值、系统响应速度和到达稳态后的电流、电压来分析观测器性能。

4.2 高转速条件下的实验结果分析

4.2.1 转速情况分析

图 6—8 展示了 MRAS、SMCMRAS 和 STMMRAS 控制下 SPMSM 系统转速达到稳态 1 000 r/min 后的转速情况。

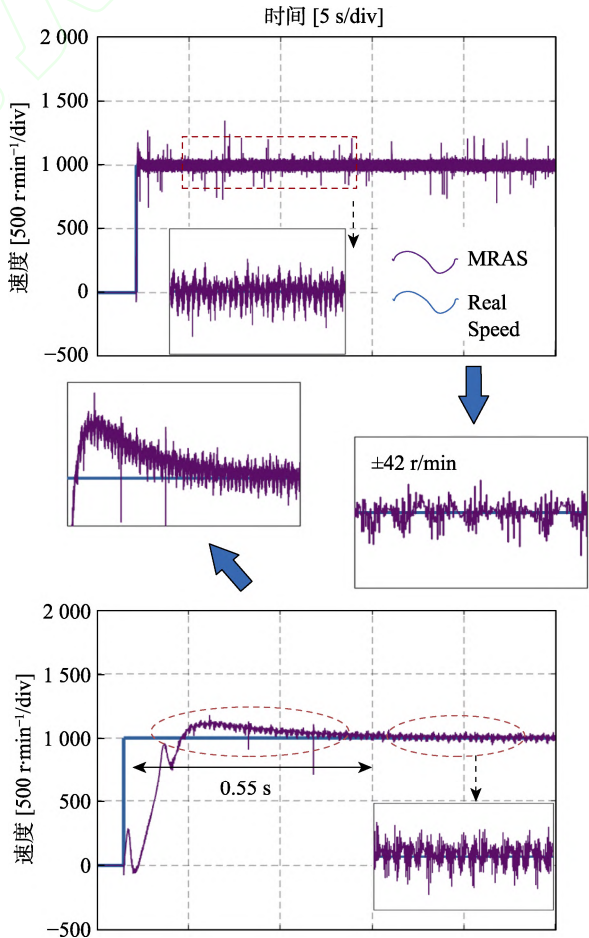


图 6 高转速下 MRAS 的性能

在图 6 中, MRAS 控制律为 PI 控制, 电机启动阶段从超调到进入稳态的时间为 0.55 s, 进入稳态之后转速保持稳定, 带有明显谐波, 毛刺现象严重, 体现了 PI 控制的特点。

在图 7 中, SMCMRAS 控制律为传统一阶 SMC, 电机启动阶段超调现象不明显, 系统响应灵敏, 瞬间进入滑动模态, 进入稳态之后转速保持稳定, 带有明显谐波, 毛刺现象严重, 体现了传统 SMC 抖振明显的问题。

STMMRAS 存在积分环节, 启动阶段受转速环 PI 控制会牺牲部分响应速度, 进入滑动模态之后抖振抑制效果明显, 滑动模态良好。

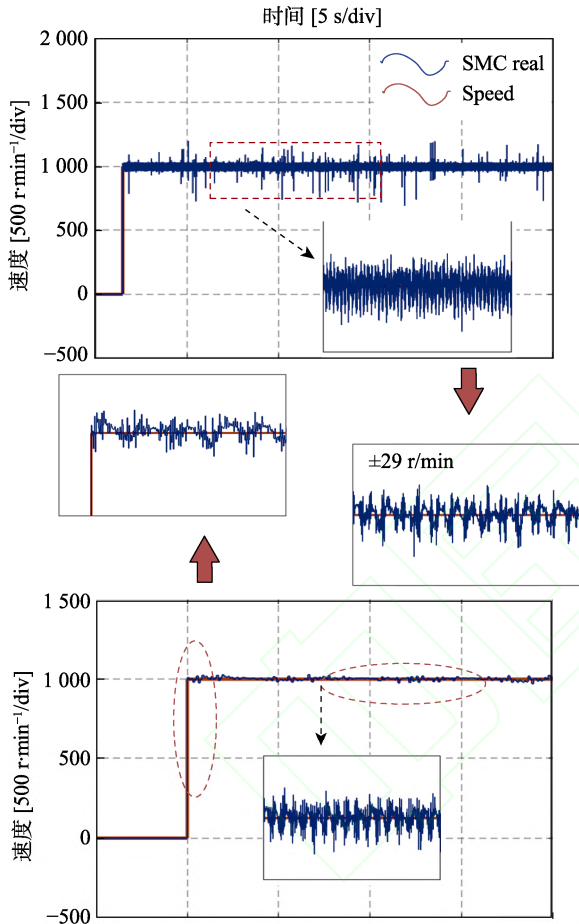


图 7 高转速下 SMC MRAS 的性能

在图 8 中, STMMRAS 从启动超调到进入滑模系统耗时 0.37 s, 较 MRAS 进入滑动模态时间缩短 32.8%。MRAS 转速波动幅值为 42 r/min, SMCMRAS 转速波动幅值为 29 r/min, STMMRAS 转速波动幅值为 19 r/min, 相较于 SMC 抖振现象下降约 1/3。在收敛过程中做上下运动, 收敛轨迹如图 3(c)所示, 体现出收敛过程中积分环节抑制抖振的重要性。

4.2.2 电流情况分析

图 9—11 展示了 MRAS、SMCMRAS 和 STMMRAS 控制下 SPMSM 系统转速达到稳态 1 000 r/min 后的电流情况。

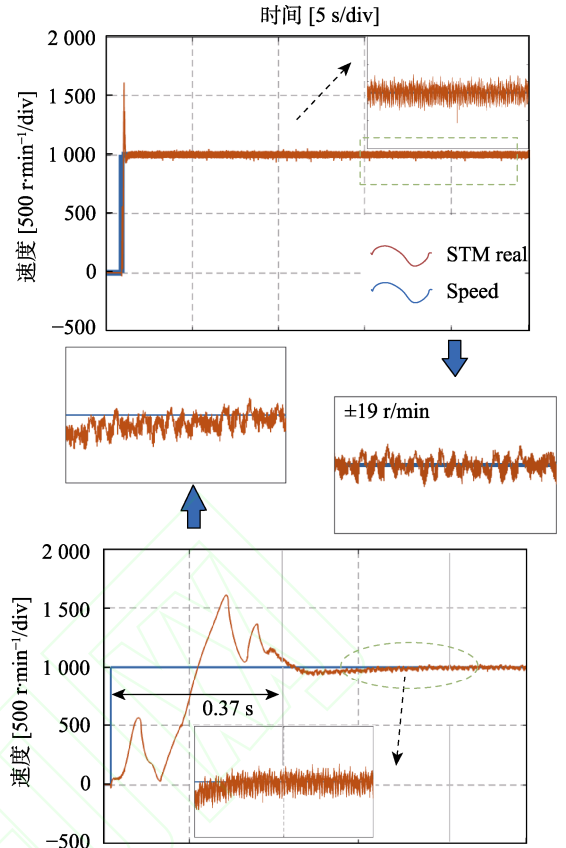


图 8 高转速下 STMMRAS 的性能

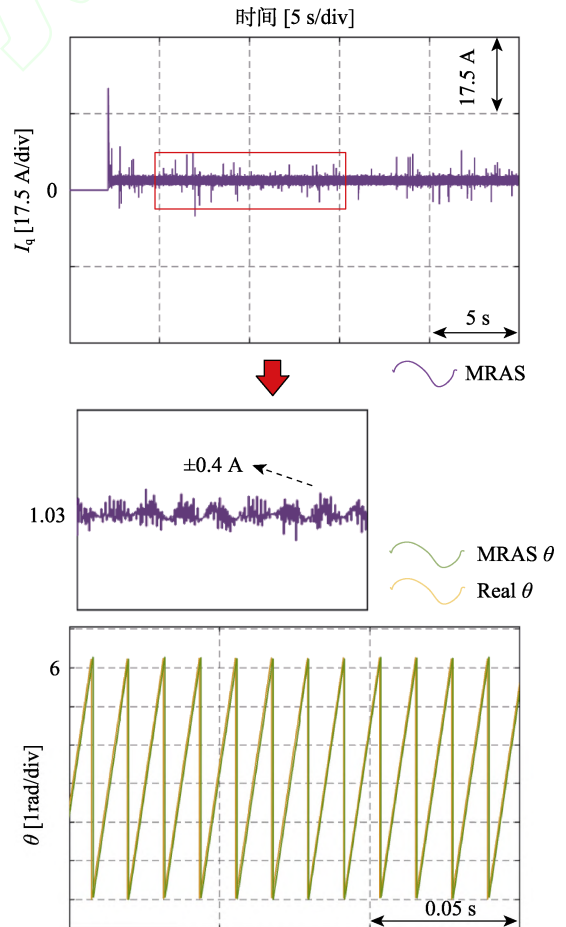


图 9 高转速下 MRAS 的电流

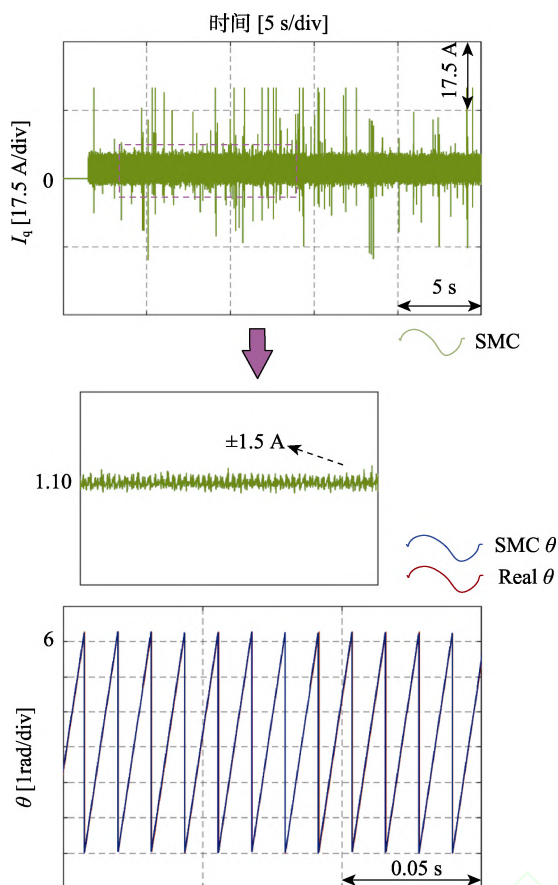


图 10 高转速下 SMC MRAS 的电流

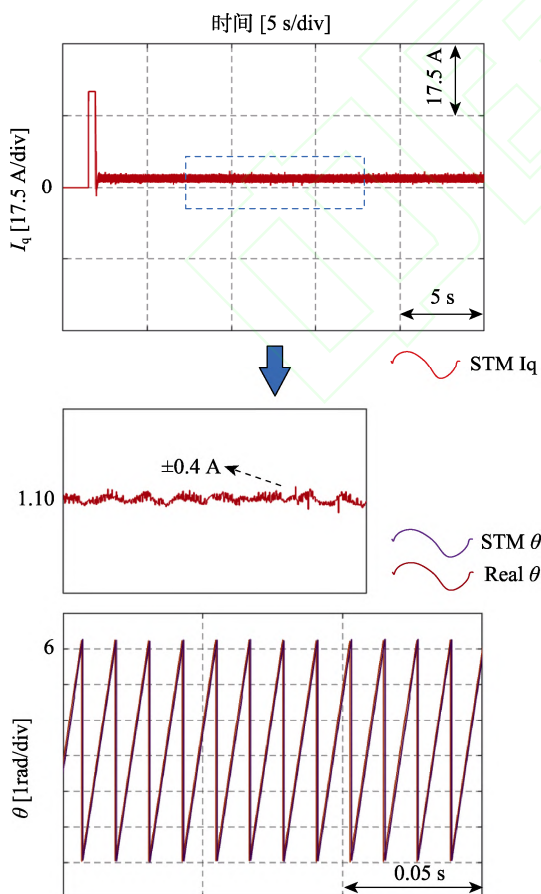


图 11 高转速下 STMMRAS 的电流

在图 9 中,对于 SPMSM 滑模系统,常采用 $i_d = 0$ 的电流控制策略,控制板限制电流为 10 A,MRAS 进入稳态 q 轴电流的稳态波动幅值为 1.03 A,电流波动值为 0.8 A,谐波现象严重,毛刺现象严重。

在图 10 中,SMC MRAS 进入稳态 q 轴电流的稳态波动幅值为 1.10 A,电流波动值为 1.5 A,谐波现象与毛刺现象均比 MRAS 控制严重,且呈现出没有积分环节的一阶 SMC 控制现象(见图 3(b))。

在图 11 中,STMMRAS 在启动阶段因 SMC 特点,会达到控制板电流 10 A,启动 q 轴电流的稳态波动幅值为 0.4 A,较 MRAS 小 50%,较 SMC MRAS 小 73%,抖振现象和毛刺现象均被明显抑制。MRAS、SMC MRAS 和 STMMRAS 转子位置估计偏差较小,均可提供准确位置角,满足实际电机系统的应用场合。

4.2.3 d 、 q 轴电压结果分析

图 12—14 展示了 MRAS、SMC MRAS 和 STMMRAS 控制下 SPMSM 系统转速达到稳态 1000 r/min 后的电压情况。

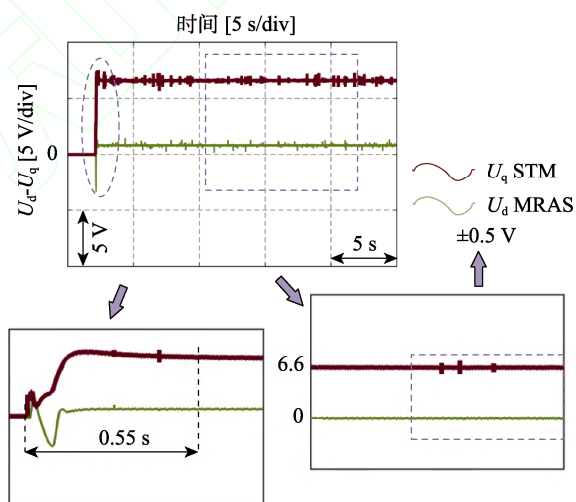


图 12 高转速下 MRAS 的电压

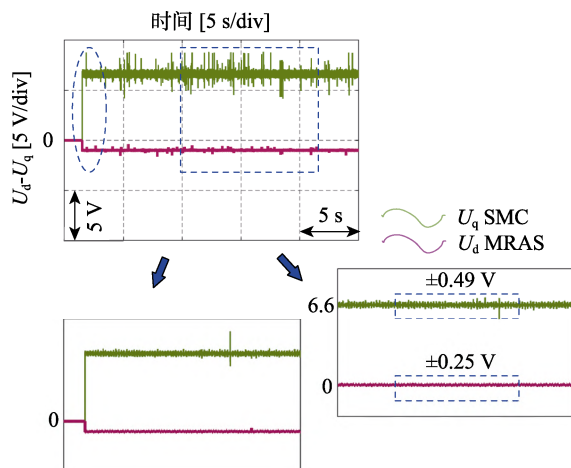


图 13 高转速下 SMC MRAS 的电压

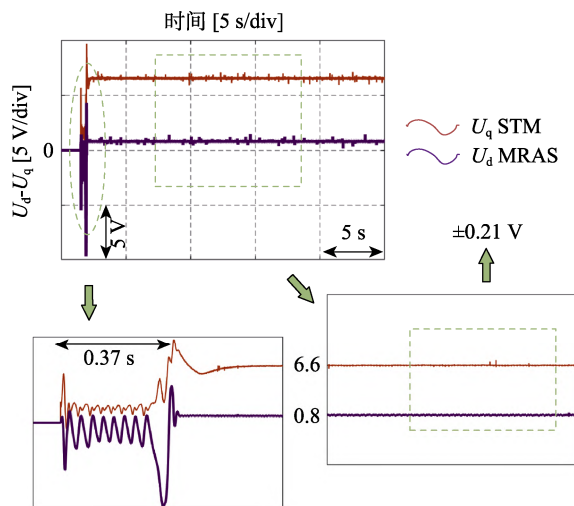


图 14 高速下 STMMRAS 电压

在图 12 中, MRAS 控制的 SPMSM 系统进入稳态后电压幅值波动现象明显, PI 控制的响应速度慢, 因此毛刺现象周期性出现, 其中 $u_d = 0.8 \text{ V}$, $u_q = 6.6 \text{ V}$, 波动值为 $\pm 0.5 \text{ V}$, 实时跟踪感应电动势的实际值 $V_d = 0$, $V_q \approx \hat{\omega}_e \psi$, 数据正确。

在图 13 中, SMC MRAS 控制的 SPMSM 系统进入稳态后电压幅值波动大, 稳态电压差, 毛刺现象严重, 其中 $u_d = -0.8 \text{ V}$, $u_q = 6.6 \text{ V}$, u_d 波动值为 $\pm 0.25 \text{ V}$, u_q 波动值为 $\pm 0.49 \text{ V}$ 。实时跟踪感应电动势的实际值 $V_d = 0$, $V_q \approx \hat{\omega}_e \psi$, 数据正确。

在图 14 中, STMMRAS 控制的 SPMSM 系统进入稳态后电压幅值波动稳定, STM 存在积分环节, 毛刺现象周期性出现, 其中 $u_d = 0.8 \text{ V}$, $u_q = 6.6 \text{ V}$, 波动值为 $\pm 0.21 \text{ V}$, 较 MRAS 减小 58%, 较 SMC MRAS 减小 56%。实时跟踪感应电动势的实际值 $V_d = 0$, $V_q \approx \hat{\omega}_e \psi$, 数据正确, $d-q$ 轴上电压抖振抑制效果较好。

4.3 中低速条件下的实验结果分析

为检验 SPMSM 系统中低速工况下的表现性能, 实验从 600 r/min 开始以 200 r/min 递减, 低速达 200 r/min, 然后经过 0 r/min, 电机进行反向增至 -400 r/min。由于实验存在零速停止及重新反向启动的过程, 因此能充分体现观测器的性能

4.3.1 转速情况分析

图 15—17 展示了 MRAS、SMC MRAS 和 STMMRAS 控制下 SPMSM 系统中低速达到稳态后的情况。

在图 15 中, MRAS 在启动阶段需获取准确转子位置才能启动, 控制律为 PI 控制。当转速变化明显时, 电机启动响应困难, 转速升高和降低阶段超调启动失败, 表明 PI 控制律响应灵敏性低。当电机进入零速阶段时未重新启动。电压幅值波动现象明显, PI 控制响应速度慢, 毛刺周期性出现, 其中 $u_d = 0.1 \text{ V}$, $u_q =$

0 V, 波动值为 0.5 V。实时跟踪感应电动势的实际值 $V_d = 0 \text{ V}$, $V_q \approx \hat{\omega}_e \psi$, 数据仅在零速时正确。

MRAS 在实验过程中在启动阶段转子位置需要极度准确, 才可进入低速阶段, 中低速性能表现差, 主要原因是 PI 控制律的抗干扰能力差, 响应速度慢。

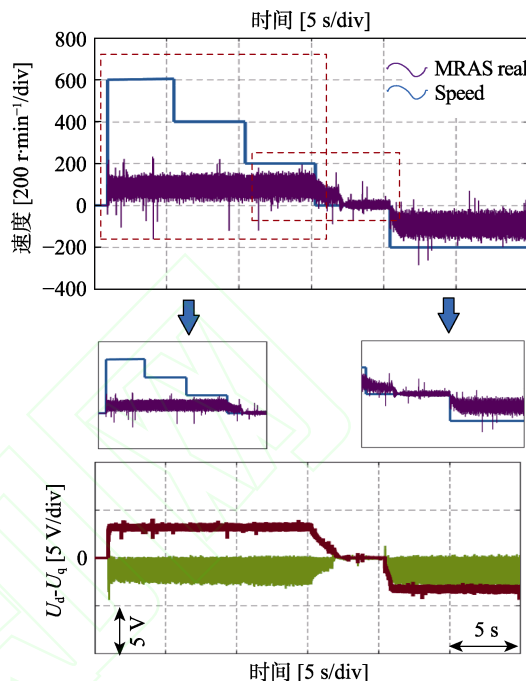


图 15 中低速下 MRAS 的性能

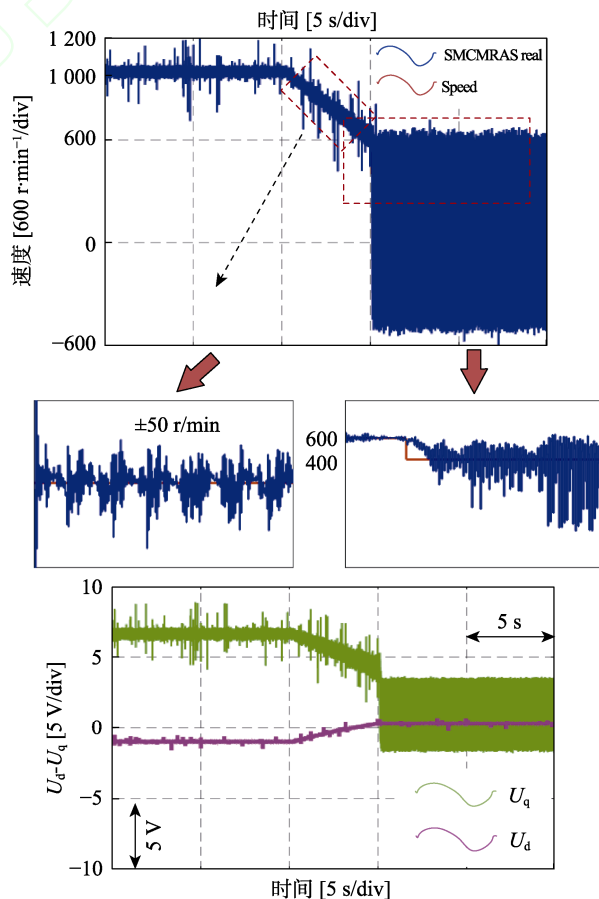


图 16 中低速下 SMC MRAS 的性能

在图 16 中, SMC MRAS 在高速阶段具有灵敏的响应能力, 但在进行中低速实验时, 发现中速 600 r/min 启动失败, 于是从高速 1 000 r/min 检测 SMC MRAS 控制下的 SPMSM 系统的中低速工况能力。结果显示, 当转速逐渐减速至 600 r/min 时启动依然失败。实验表明, 传统 SMC 控制不能在中低速工况运行, 其响应灵敏性仅满足高速工况。电机进入零速阶段未重新启动。

SMC MRAS 实验过程中, 在中低速阶段无法进行收敛, 中低速性能表现差, 主要是传统 SMC 调节参数过大的缘故。

在图 17 中, STMMRAS 启动瞬间有明显超调, 最大值为 1 024 r/min, 0.3 s 后进入滑动模式, 当速度在 200 r/min 以上时, 转速波动幅值为 17 r/min。转速降低阶段响应时间较启动阶段减少 50%, 较高转速下的波动幅值降低 2 r/min, 无明显毛刺现象, 滑动模式良好。

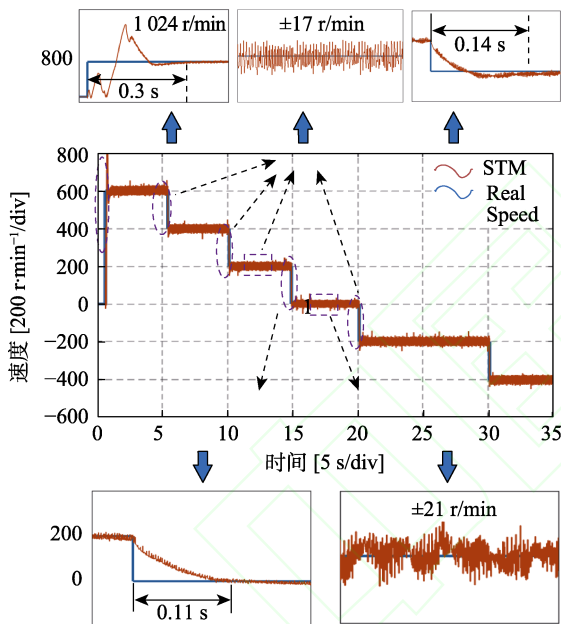


图 17 中低速 STMMRAS 的性能

STMMRAS 经过 0.11 s 后进入零速阶段, 转速波动幅值为 21 r/min, 波动幅值增加 7 r/min, 无明显毛刺现象。

4.3.2 电流情况分析

图 18 展示了 STMMRAS 控制下 SPMSM 系统中低速达到稳态后的电流情况。

STMMRAS 在转速降低阶段由于 SMC 的缘故, 会附带超调电流, 转速变化过程中 q 轴电流的稳态幅值为 0.5 A, 无明显变化, 波动幅值为 0.2 A。

4.3.3 电压情况分析

图 19 展示了 STMMRAS 控制下 SPMSM 系统中低速达到稳态后的电压情况。

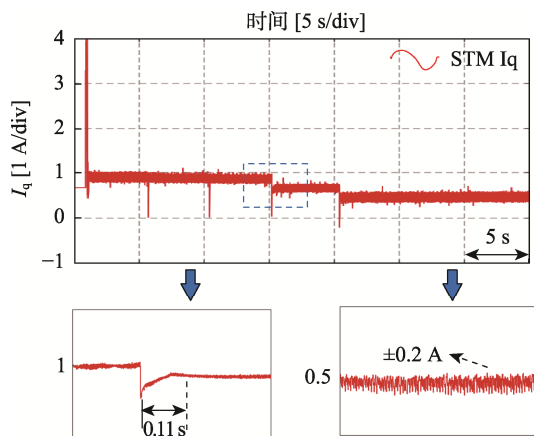


图 18 STMMRAS 电压

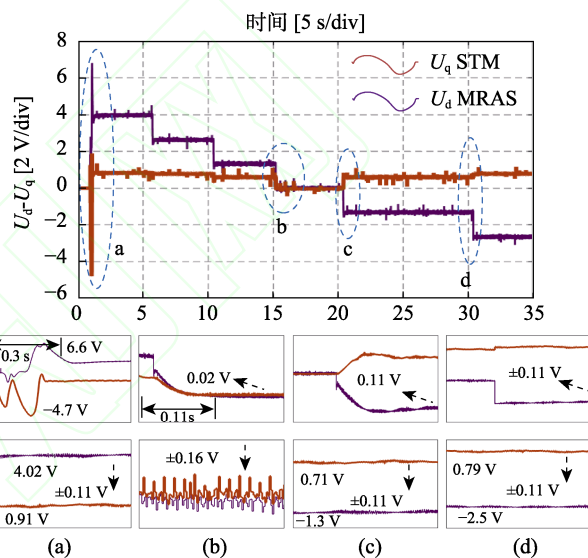


图 19 STMMRAS 电压

如图 19(a)所示, STMMRAS 控制的 SPMSM 系统在启动阶段超调电压明显, 0.3 s 后进入稳态, 电压会出现毛刺现象, 在启动阶段附带超调电压, $u_d = 6.6$ V, $u_q = -4.7$ V, 稳态电压 $u_d = 4.02$ V, $u_q = 0.91$ V, 波动幅值为 ± 0.11 V。

系统经过 0.11 s 后进入零速阶段, $u_d = u_q = 0.02$ V, 电压幅值波动为 0.16 V, 零速阶段电压波动最为剧烈, 如图 19(b)所示。

从零速阶段进入电机反转阶段时, 响应迅速, 无明显超调。转速为 -200 r/min 时, $u_d = -1.3$ V, $u_q = 0.71$ V, 波动值 ± 0.11 V, 转速为 -400 r/min 时, $u_d = -2.5$ V, $u_q = 0.79$ V, 波动值为 ± 0.11 V。如图 19(c)、(d)所示, 能实时跟踪感应电动势的实际值 V_d , $V_q \approx \hat{\omega}_e \psi$, 数据正确。

本实验结果验证了高阶 SMC 下 STMMRAS 良好的抖振抑制效果和 SPMSM 的宽速域性能。在中低速工况时保持良好, 进入零速工况时可顺利启动, 且能

按预定设计实现电机反转, 达到了转速平滑切换、波动幅值稳定的效果。

5 结语

本文在对滑模系统中抖振现象原因进行分析的基础上, 采用二阶 SMC 的 STM 设计 STMMRAS 无传感器控制系统, 并与一阶 SMC 的 SMC MRAS 进行了对比实验。实验结果表明, STMMRAS 具有更好的控制能力。揭示了高阶 SMC 的本质是利用积分环节进行抖振抑制, 且能够达到良好的抖振抑制效果。

中低速工况的表现能够反映观测器的性能。经 STM 优化后的 MRAS 在高速时的性能优越, 低速工况表现良好, 零速正常, 电机反转正常, 体现了 SPMSM 的宽速域性能。

本实验通过 MathWork 设计的 RTW (real-time workshop) 进行了电机控制核心算法生成, 大大提高了电机控制的工作效率。利用 Simulink 辅助设计的上位机界面可以进行实时参数调节, 对于算法验证可以实时跟进, 提升了电机控制算法实验的学习效率, 为滑模控制算法及其他电机控制高性能算法的实验教学提供了借鉴。

参考文献 (References)

- [1] 王垚鑫, 年珩, 赵建勇, 等. PMSM 的 I/F 结合滑模控制的模型设计实现方法[J]. 实验技术与管理, 2022, 39(7): 16–23.
WANG Y X, NIAN H, ZHAO J Y, et al. Implementation method of model design based on I/F combined with sliding mode control of PMSM[J]. Experimental Technology and Management, 2022, 39(7): 16–23. (in Chinese)
- [2] 赵峰, 罗雯, 高峰阳, 等. 考虑滑模抖振和扰动补偿的永磁同步电机改进滑模控制[J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(6): 28–35.
ZHAO F, LUO W, GAO F Y, et al. An improved sliding mode control for PMSM considering sliding mode chattering and disturbance compensation[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(6): 28–35. (in Chinese).
- [3] 靳东松, 刘凌. 永磁同步电机的改进无差拍预测抗扰前馈控制[J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(7): 38–46.
JIN D S, LIU L. Improved control strategy combining deadbeat predictive current control with disturbance rejection feedforward compensation for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(7): 38–46. (in Chinese).
- [4] HOU Q, DING I S, YU X, et al. A super-twisting-like fractional controller for SPMSM drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 60(1): 9376–9384.
- [5] LIU Y C, LAGHROUCHE S, DEPERNET D, et al. Disturbance-observer-based complementary sliding-mode speed control for PMSM drives: A super-twisting sliding-mode observer-based approach[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 5416–5428.
- [6] NURETTIN A, İNANÇ N. High-performance induction motor speed control using a robust hybrid controller with a supertwisting sliding mode load disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7743–7752.
- [7] NURETTIN A, İNANÇ N. Sensorless vector control for induction motor drive at very low and zero speeds based on an adaptive-gain super-twisting sliding mode observer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(4): 4332–4339.
- [8] ZHANG G Q, WANG G L, XU D G, et al. Discrete-time low-frequency-ratio synchronous-frame full-order observer for position sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(2): 870–879.
- [9] AZZA H B, ZAIDI N, JEMLI M, et al. Development and experimental evaluation of a sensorless speed control of SPIM using adaptive sliding mode-MRAS strategy[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 319–328.
- [10] HOU Q K, DING S H, YU X H. Composite super-twisting sliding mode control design for PMSM speed regulation problem based on a novel disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 36(4): 2591–2599.
- [11] WANG B, WANG T Q, YU Y, ET A L. Second-order terminal sliding-mode speed controller for induction motor drives with nonlinear control gain[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 10923–10934.
- [12] WANG H M, GE X L, LIU Y C. Second-order sliding-mode MRAS observer-based sensorless vector control of linear induction motor drives for medium-low speed maglev applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9938–9952.
- [13] ZHANG T, XU Z, LI J, et al. A third-order super-twisting extended state observer for dynamic performance enhancement of sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5948–5958.
- [14] CHALANGA A, KAMAL S, FRIDMAN L M, et al. Implementation of super-twisting control: Super-twisting and higher order sliding-mode observer-based approaches[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3677–3685.
- [15] VAN M, GE S S, REN H L. Finite time fault tolerant control for robot manipulators using time delay estimation and continuous nonsingular fast terminal sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2012, 349(2): 441–455.
- [16] FRAGUELA L, FRIDMAN L, ALEXANDROV V V. Position stabilization of a stewart platform: High-order sliding mode observers based approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 9376–9384.

- [17] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069–4077.
- [18] YANG J, LI S H, YU X H. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 160–169.

High-order sliding mode MRAS control of permanent magnet synchronous motor with wide speed

HAN Kun, ZHANG Changzheng, YUAN Lei, ZHU Xuesong

(Hubei Collaborative Innovation Center for High-efficiency Utilization of Solar Energy,
Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

Abstract: [Objective] The permanent magnet synchronous motor system, based on the sliding mode control strategy, is extensively utilized in sensorless control systems owing to its rapid response speed and robust anti-interference performance. However, the distinctive chattering phenomenon associated with traditional sliding mode control can introduce irreversible oscillations in the output signal. This interference affects the accuracy of the parameters and electrical signals acquired during motor operation, significantly impacting motor control and operation. While sliding mode control offers robustness, its inherent chattering presents challenges for practical engineering applications links. [Methods] The observer, commonly employed in sensorless control strategies, demonstrates effective performance during the high-speed stage of motor control. However, during low-speed operation, pulsating high-frequency signal injection is necessary to accurately estimate the rotor position angle. To address this, an MRAS sensorless control system is developed using a high-order sliding mode control strategy aimed at mitigating chattering by enhancing the integral control link of the sliding mode. The integration link plays an important role in the high-order sliding mode control process. Additionally, the paper explores the parameter setting for nonlinear sliding mode control. Compared with MRAS, the proposed method enhances the performance of SPMSM at medium and low speeds. Furthermore, automatic code generation via Simulink software streamlines the traditional manual code-writing process, resulting in a highly readable and error-free sensorless core algorithm. The algorithm's code model is constructed using Simulink software, and the code is automatically generated and written into ARM for algorithm verification. Additionally, a host computer model is developed in Simulink to facilitate data transmission and reception, online display, and adjustment of observer parameters. [Results] Subsequently, a motor algorithm testing platform based on MATLAB/SIMULINK code is automatically generated, and the effectiveness and advantages of the designed observer are validated. The results demonstrate that SPMSM exhibits excellent performance at low speeds and during zero-speed startup. [Conclusions] The chattering phenomenon is the primary obstacle hindering the practical application of the SMC strategy. The observer proposed in this paper exhibits a clear chattering suppression function, although at a slight sacrifice of response speed. To promote the application of the observer, the second-order or high-order SMC strategy can be employed to regulate the core state quantity of the system. Additionally, when the system requires adaptation to higher response speed conditions, it can be coupled with relevant feedforward control mechanisms to enhance response speed and achieve the desired objectives. The results suggest that the high-order sliding mode control strategy effectively mitigates chattering, enhances the robustness of PI control, and enables wide-speed domain control of PMSMs. Moreover, the strategy simplifies algorithm integration challenges for beginners learning motor control, increases motor control efficiency, and circumvents the complexities associated with code writing.

Key words: MRAS; automatic code generation; chattering; high order sliding; low-speed control

(编辑: 张文杰)