

基于改进 ADRC 的永磁同步电机矢量控制<sup>\*</sup>刘兴旺<sup>1</sup> 王向阳<sup>1,2</sup>

(1. 新疆大学智能科学与技术学院 乌鲁木齐 830017; 2. 清华大学航空发动机研究院 北京 100084)

**摘要:** 为有效抑制垂直起降无人机(UAV)动力系统时的时变负载,模型精确度不足对系统控制性能的影响,提出了一种 ISTSM-ADRC 策略。利用自抗扰控制不完全依赖于系统精确数学模型的优势,设计了转速环扩张状态观测器(ESO),对系统综合扰动进行在线估计与补偿。利用滑模面函数鲁棒性强的特点替代自抗扰控制(ADRC)中非线性误差反馈环节,提高转速环控制器的鲁棒性。设计新型超螺旋滑模(STSM)趋近律实现自适应增益,减少抖振,增强对扰动的鲁棒性。通过进行阶跃响应测试、负载突变测试和参数摄动实验,相较于 STSM-ADRC 改进后的稳态误差减少 50%,参数摄动后稳态波动范围较 STSM-ADRC 减少 46%。验证了 ISTSM-ADRC 相较于 STSM-ADRC、PI 控制策略具有动态性能好、鲁棒性强的特点。

**关键词:** PMSM; ADRC; STSM; 鲁棒性

**中图分类号:** TM341; TN60 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

## Vector control of PMSM based on improved active disturbance rejection control

Liu Xingwang<sup>1</sup> Wang Xiangyang<sup>1,2</sup>

(1. School of Intelligence Science and Technology, Xinjiang University, Urumqi 830017, China;

2. Institute for Aero Engine, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** To effectively suppress the influence of time-varying loads and insufficient model accuracy on the control performance of vtol UAV power systems, an ISTSM-ADRC strategy is proposed. By leveraging the characteristic that ADRC is not completely dependent on the accurate mathematical model of the system, a speed-loop expansion state observer(ESO) is designed to online estimate and compensate for the comprehensive system disturbances. The sliding mode surface function with strong robustness is adopted to replace the nonlinear error feedback link in active disturbance rejection control(ADRC), thus enhancing the robustness of the speed-loop controller. A novel super-twisting sliding mode(STSM) reaching law is developed to achieve adaptive gain, reduce chattering and strengthen robustness against disturbances. Step response tests, load mutation tests and parameter perturbation experiments are conducted. The results indicate that compared with STSM-ADRC, the steady-state error of the proposed strategy is reduced by 50% and the steady-state fluctuation range after parameter perturbation is decreased by 46%. These findings verify that ISTSM-ADRC exhibits better dynamic performance and stronger robustness than STSM-ADRC and PI control strategies.

**Keywords:** PMSM; ADRC; STSM; robustness

## 0 引言

随着永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)在低空经济中的应用增多,对 PMSM 控制也发生变化。航空应用中 PMSM 与螺旋桨共同构成了电动螺旋桨系统,在航空领域实际应用中 PMSM 控制系统面临着诸多挑战,PMSM 是一个非线性、强耦合的系统,模型

表征时会进行简化,螺旋桨作为时变负载影响 PMSM 的控制效果以及空气来流等不确定性扰动<sup>[1]</sup>。

传统的 PID 控制策略具有结构简单、工程易于实现,但其控制作用滞后,当负载突变时,容易产生控制量饱和,形成超调和振荡,控制器参数需要在快速性和稳定性之间折中,很难满足电动螺旋桨系统高性能控制的要求。如何有效抑制 PMSM 控制中存在的多源不确定扰动,一直是该

领域一个研究热点。基于系统精确模型的模糊控制<sup>[2]</sup>、滑模控制<sup>[3-4]</sup>、自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC)<sup>[5-7]</sup>等控制策略在动态响应性能和抗扰动能力方面表现良好,但有精确模型难以获取或建模成本过高的问题。此外,控制器设计由理论推导得出,如果电机参数不准确会导致模型失配,进而使整个系统控制性能下降甚至失稳。自抗扰控制由韩京清<sup>[8]</sup>创立,将系统内部的非线性动态、模型不确定性以及外部干扰统一视为“总扰动”,并通过实时观测和补偿消除对系统性能的影响,但存在参数数量多,整定困难的问题。针对非线性 ADRC 参数整定困难问题,Gao<sup>[9]</sup>提出了带宽参数线性化方法,简化了整定过程,但线性化会损失对强非线性系统的适应能力。金辉宇等<sup>[10]</sup>从根轨迹方向给出了参数整定方法。为摆脱控制器设计对 PMSM 精确数学模型依赖,康尔良等<sup>[11]</sup>采用线性自抗扰控制策略实现 PMSM 控制,增强了系统的动态性能和抗扰动能力。许文波等<sup>[12]</sup>给出了针对 PMSM 三闭环系统的明确参数整定规则,但参数整定依赖系统模型精度,带宽选择缺乏自适应机制。

为减小系统参数变化、负载扰动以及环境变化等因素对控制性能的影响,开始对传统自抗扰控制策略进行了改进。张建伟等<sup>[13]</sup>将滑模控制思想引入到 ADRC,提高抗扰动能力,但未解决滑模带来的高频抖动问题。柯希彪等<sup>[14]</sup>通过设计积分 SMC 抑制系统中的高频扰动,但在负载频繁突变时积分项易导致系统稳态误差增大或积分饱和。李宗霖等<sup>[15]</sup>设计扩张状态观测器 (expansion state observer, ESO) 实现对负载扰动的实时观测,减小电机固有参数不确定对控制系统的影响。黄宇等<sup>[16]</sup>将 ADRC 与滑模控制结合,降低了抖振现象,应用电流环提高了抗扰动能力。侯利民等<sup>[17]</sup>将滑模控制引入自抗扰控制中的 ESO 和状态误差反馈控制律 (state error feedback, SEF),减少参数整定量,但 ESO 的增益与滑模切换增益的匹配难度极高。

针对滑模控制律的切换性质可能会产生高频的切换,从而导致系统的抖振的问题,宋昱霖等<sup>[18]</sup>提出超螺旋算法 (super-twisting algorithm, STA) 的全局快速超螺旋滑模速度控制器并应用于永磁同步电机转速控制,但抖振抑制不彻底。杨明晖等<sup>[19]</sup>将超螺旋滑模算法引入 SEF,减少了调参数量,提高了系统响应速度和鲁棒性。陈德海等<sup>[20]</sup>在原有超螺旋滑模算法基础上引入改进 Sigmoid 函数和线性项解决抖振,但参数选择依赖经验。马雨新等<sup>[21]</sup>采用 tanh 函数替代符号函数,有效抑制了抖振,但滑模面附近的平滑效果不佳,可能导致系统响应变慢。

本文以电动螺旋桨控制系统为研究对象,通过系统建模与控制仿真,将超螺旋滑模 (super-twistingsliding mode, STSM) 引入至 ADRC 体系,创新性地构建了一种基于改进超螺旋滑模的自抗扰控制方案 (improved STSM ADRC, ISTSM-ADRC)。该方案利用 STSM 算法对 ADRC 中的 SEF 控制律实施优化,有效提升电动螺旋桨系统的动态响

应特性。为抑制滑模控制的固有抖振现象,采用 tanh 函数替代 STSM 中的符号函数,进一步保障了控制性能的稳定性。仿真结果表明,相较于传统 PI 控制和 ADRC 控制,采用基于 ISTSM 的 SEF (ISTSM-SEF) 可有效提升系统的响应速度改善系统的稳态性能;且在负载转矩突变时,转速波动小,恢复速度快,系统的鲁棒性强。

## 1 永磁同步电机数学模型

以三相表贴式永磁同步电机为研究对象,永磁同步电机的  $d$ - $q$  轴的数学模型为式(1):

$$\begin{cases} u_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d$ 、 $u_q$  分别为电机的  $d$ 、 $q$  轴定子电压分量; $i_d$ 、 $i_q$  分别为电机的  $d$ 、 $q$  轴定子电流分量; $R_s$  为电机的定子电阻; $L_d$ 、 $L_q$  分别为电机的  $d$ 、 $q$  轴定子电感分量; $\psi_f$  为电机的永磁体磁链; $\omega_e$  为电角速度。

电磁转矩  $T_e$  表示为式(2):

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q \quad (2)$$

式中: $P_n$  为电机的极对数。

电机机械运动方程为式(3):

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_l - B\omega \quad (3)$$

式中: $J$  为电机的转动惯量; $B$  是电机的阻尼系数; $\omega$  为机械角速度; $T_l$  为电机的负载转矩。 $\omega$  与电角速度  $\omega_e$  关系可表示为式(4):

$$\omega = P_n \omega_e \quad (4)$$

式(3)可表示为式(5):

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{T_l}{J} - \frac{B\omega}{J} \quad (5)$$

由式(5)可以得出对系统外部扰动为  $T_l$ 、 $B$ 、 $J$  为系统建模的不确定项,即内扰。根据 ADRC 原理可将  $\omega$  记为  $y$ ,  $\frac{d\omega}{dt}$  记为  $\dot{y}$ , 系统的综合扰动  $\omega(t)$  可表示为式(6):

$$\omega(t) = -\frac{T_l}{J} - \frac{B\omega}{J} \quad (6)$$

## 2 螺旋桨数学模型

通过二分量天平精确采集螺旋桨在不同转速工况下的拉力与扭矩数据,建立螺旋桨特性数据库。天平测试台架如图 1 所示。

对 1 000~2 800 r/min 转速下每隔 100 r/min 的螺旋桨扭矩数据进行采集,采集转速稳定后 10 s 的扭矩并取平均值处理,经过整理的数据如表 1 所示。

将整理后的扭矩数据作为负载参数引入电机仿真模型,有效模拟实际工作环境。为提升计算效率,采用最小二



图 1 天平测试台架  
Fig. 1 Test bench of balance

表 1 螺旋桨转速扭矩采集数据表

Table 1 Data table of propeller speed and torque acquisition

| 转速/(r·min <sup>-1</sup> ) | 扭矩/(N·m) |
|---------------------------|----------|
| 1 000                     | 17.00    |
| 1 100                     | 20.58    |
| 1 200                     | 24.49    |
| 1 300                     | 29.32    |
| 1 400                     | 33.33    |
| 1 500                     | 38.26    |
| 1 600                     | 43.53    |
| 1 700                     | 49.14    |
| 1 800                     | 55.09    |
| 1 900                     | 61.39    |
| 2 000                     | 68.02    |
| 2 100                     | 74.99    |
| 2 200                     | 82.30    |
| 2 300                     | 89.95    |
| 2 400                     | 97.94    |
| 2 500                     | 106.28   |
| 2 600                     | 114.95   |
| 2 700                     | 123.96   |
| 2 800                     | 133.31   |

乘法对电机转速与螺旋桨扭矩进行线性拟合,建立扭矩-转速关系模型。该方法通过最小化实验数据点与拟合曲线间的平方误差,获得高精度的线性关系表达式,显著降低仿真计算复杂度,同时保证模型精度。经验证,拟合曲线相关系数  $R^2=1$ ,可准确表征螺旋桨在 1 000~2 800 r/min 范围内螺旋桨的扭矩特性,为电机控制策略优化提供可靠依据。

扭矩与转速的关系可表示为  $T \propto n^2$ ,  $T$  表示扭矩,根据关系拟合得到的图像曲线如图 2 所示,拟合曲线的  $R^2=1$ ,拟合得到的扭矩与转速的关系可表示为式(7):

$$T = 1.700\ 4 \times 10^{-5} \times n^2 \tag{7}$$

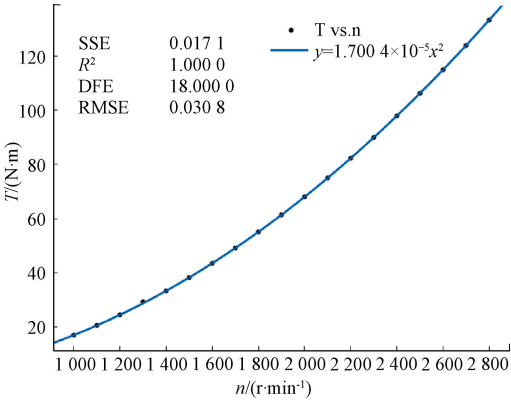


图 2 扭矩与转速的图像曲线及拟合曲线  
Fig. 2 Curve and fitting curve of torque and rotational speed

3 速度环控制器设计

自抗扰控制由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器和状态误差反馈控制律组成。

跟踪微分器用于追踪输入信号的同时进行微分处理,通过输入信号的瞬时变化率能够快速跟踪目标信号同时生成平滑的跟踪信号以及微分信号,有效避免了直接求导带来的噪声放大问题,加快了系统的响应速度,减小了超调量。

一阶 TD 表达式为式(8):

$$\begin{cases} e_0 = \omega_z - \omega_m^* \\ \dot{\omega}_z = -r \text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \tag{8}$$

式中:  $\omega_m^*$  为转速的设定值,  $r$  为 TD 的跟踪速度因子,  $\omega_z$  为 TD 的输出转速,  $\dot{\omega}_z$  为转速的过渡值。

非线性函数 fal 表达式为式(9):

$$\text{fal}(\epsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\epsilon| \text{sign}(\epsilon), & |\epsilon| > \delta \\ \frac{\epsilon}{\delta^{1-\alpha}}, & |\epsilon| \leq \delta \end{cases} \tag{9}$$

式中:  $\alpha$  为 fal 函数的跟踪速度因子,  $\delta$  为 fal 函数的滤波因子。sign 为符号函数,表达式为式(10)。

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \tag{10}$$

ESO 在自抗扰控制中扮演着核心角色,它能够实时观测并估计系统的状态变量、系统内部未建模动态及外部环境扰动的总扰动项<sup>[6]</sup>,其观测结果不依赖于被控对象的具体数学模型,仅与系统综合扰动的变化率有关。

二阶非线性扩张状态观测器的状态空间表达式为式(11):

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_1 - \omega_m \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1) + b_0 u_0 \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \tag{11}$$

式中:  $z_1$  为转速的跟踪值,  $z_2$  为扰动的观测值,  $b_0$  为输入增益,  $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$  为误差校正因子。

反馈控制器利用 TD 的输出和 ESO 的输出之间的误差计算误差反馈控制量, ESO 再补偿观测到的扰动, 实现对被控对象的反馈从而生成控制量。

非线性状态误差反馈控制律 SEF 设计为式(12):

$$\begin{cases} e_2 = v - z_1 \\ u_0 = \beta_1 \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_2) \\ u = u_0 - \frac{z_2}{b_0} \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $\beta_1$  调节因子,  $u$  是 ADRC 控制器的输出量。

ADRC 的控制框图如图 3 所示。

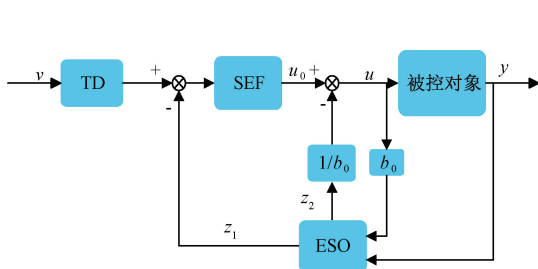


图 3 ADRC 控制框图

Fig. 3 Control block of ADRC

## 4 超螺旋滑模算法

超螺旋滑模控制属于二阶滑模控制算法, 它通过引入积分项来平滑控制信号, 从而减少高频抖振。这种结构使得系统状态不仅收敛到滑模面, 还能在滑模面上有限时间内稳定, 同时控制输入的抖振被有效抑制。与传统的滑模控制相比, 超螺旋滑模控制通过积分运算生成实际控制输入, 避免了高频切换项的引入, 从而有效抑制了系统抖振。将超螺旋滑模算法替代 ADRC 中的 SEF 能有效抑制抖振, 而且具有更快的响应速度和更强的鲁棒性。

设非线性动态系统数学表达式为式(13):

$$\begin{cases} \dot{x} = a(x, t)x + b(x, t)u \\ y = c(x, t)x \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $x$  为状态变量;  $u$  为输入量;  $y$  为输出量;  $a(x, t)$ 、 $b(x, t)$  是与状态变量  $x$  相关的不确定函数的函数;  $c(x, t)$  为系统的输出函数。

设滑模面为  $s = y - y^*$ , 设计的改进超螺旋滑模趋近律为式(14):

$$\begin{cases} \dot{s} = -k_1(k_3 + e^{-0.5|s|}) |s|^{1/2} \tanh(s) + v \\ \dot{v} = -k_2 \tanh(s) \end{cases} \quad (14)$$

式中:  $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$  为设计参数,  $\tanh(s)$  为改进后的符号函数, 表达式为式(15)。

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (15)$$

当误差较大时  $e^{-0.5|s|}$  趋于 0, 比例系数为  $k_1 k_3$ , 当误差较小时  $e^{-0.5|s|}$  趋于 1, 比例系数为  $k_1(k_3 + 1)$ , 当误差较大时比例系数小, 能够避免控制量饱和带来的超调问题。

当误差小时比例系数大, 能提高响应, 快速消除误差, 符合“大误差小比例, 小误差大比例”的控制特点。

改进后的超螺旋滑模状态误差反馈控制律表达式为式(16), 控制框图如图 4 所示。

$$\begin{cases} e_2 = v - z_1 \\ u_1 = -k_1(k_3 + e^{-0.5|s|}) |s|^{1/2} \tanh(s) + v \\ \dot{v} = -k_2 \tanh(s) \\ u = u_1 - \frac{z_2}{b_0} \end{cases} \quad (16)$$

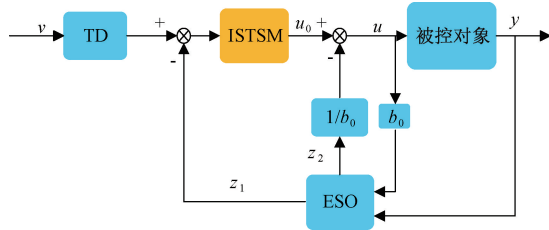


图 4 ISTSM-ADRC 控制框图

Fig. 4 Control block of ISTSM-ADRC

假设李雅普诺夫函数为  $V = \xi^T P \xi$ , 其中  $\xi = [w \ v]^T$ ,  $w = |s|^{1/2} \tanh(s)$ ,  $v = -k_2 \int \tanh(s) dt$ ,  $P = \begin{bmatrix} 2k_4 + k_5 & k_5 \\ k_5 & k_5 \end{bmatrix}$  且  $P$  为正定矩阵, 故假设李雅普诺夫函数为正定的函数。

对  $\xi$  求导得:

$$\dot{\xi} = \left[ \frac{1}{2} |s|^{-1/2} (v - k_1(k_3 + e^{-0.5|s|}) |s|^{1/2} \tanh(s)) - k_2 \tanh(s) \right]^T = A \xi \quad (17)$$

因为  $0 < e^{-0.5|s|} < 1$ , 故  $k_1 k_3 < k_1(k_3 + e^{-0.5|s|}) < k_1(k_3 + 1)$ , 为方便计算取  $k_1(k_3 + e^{-0.5|s|}) \approx k_1 k_3$ , 式中:

$$A = \frac{1}{2|w|} \begin{bmatrix} -k_1 k_3 & 1 \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\dot{V} = \dot{\xi}^T P \xi + \xi^T P \dot{\xi} = \xi^T A^T P \xi + \xi^T P A \xi = \xi^T Q \xi \quad (19)$$

当  $k_1 > 0$ ,  $k_2 > 0$ ,  $k_3 > 0$  时,  $Q$  负定, 即  $\dot{V} < 0$ 。

通过李雅普诺夫定理可证明, 当  $k_1 > 0$ ,  $k_2 > 0$ ,  $k_3 > 0$  时,  $Q$  负定,  $\dot{V} < 0$  系统稳定。

## 5 仿真分析

### 5.1 仿真模型

本文研究的 ISTSM-ADRC 策略的系统框图如图 5 所示。

根据表 2 所示的电机参数基于 MATLAB/Simulink 建立相应的系统仿真模型。本文选取 3 种控制策略进行分析, 分别为 PI 策略、STSM-ADRC 策略<sup>[21]</sup> 以及本文所提的 ISTSM-ADRC 策略, 其中, PI 控制参数为  $k_p = 1.616$ ,  $k_i =$

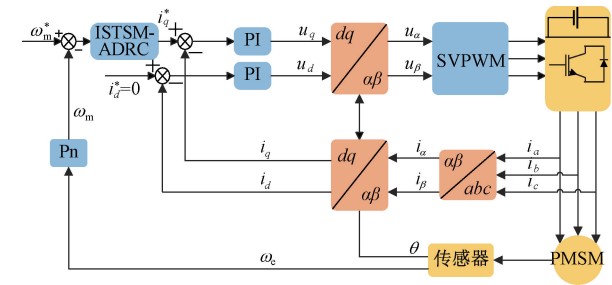


图5 PMSM 仿真原理框

Fig. 5 Simulation principle block of PMSM

31.25;STSM-ADRC 控制参数为  $r=1\,000$ ,  $\alpha_0=3$ ,  $\delta_0=3$ ,  $\beta_{01}=6\,000$ ,  $\beta_{02}=6\,000$ ,  $\alpha_1=3$ ,  $\delta_1=4.5$ ,  $b_0=950$ ,  $k_1=k_2=200$ ,  $k_p=250$ ,  $k_i=80$ ;ISTSM-ADRC 控制策略中  $k_1=750$ ,  $k_2=8$ ,  $k_3=8$ , 其他与 STSM-ADRC 参数相同。对 3 种控制策略的阶跃响应性能和在负载突变情况下 PMSM 系统的运行情况进行对比分析。

表 2 电机参数

Table 2 Motor parameters

| 参数名称                  | 参数值                 |
|-----------------------|---------------------|
| 定子电阻/ $\Omega$        | 0.104               |
| $d$ 轴电感/ $H$          | $0.88\times10^{-3}$ |
| $q$ 轴电感/ $H$          | $0.88\times10^{-3}$ |
| 永磁体磁链/ $Wb$           | 0.057               |
| 电机极对数                 | 21                  |
| 转动惯量/ $(kg\cdot m^2)$ | $1.97\times10^{-2}$ |
| 阻尼系数                  | 0.02                |
| 额定电压/ $V$             | 650                 |

5.2 仿真结果分析

1) 阶跃响应试验

为测试 3 种控制策略对阶跃信号的响应速度进行阶跃测试,在 1.5 s 时转速施加幅值为 100 r/min 的阶跃信号,使转速由 2 500 r/min 升至 2 600 r/min,结果如图 6 所示,ISTSM-ADRC 和 STSM-ADRC 稳态时间为 2.3 ms,PI 稳态时间 6 ms,ISTSM-ADRC 转速波动在  $\pm 0.25$  r/min 内,STSM-ADRC 转速波动在  $\pm 1$  r/min 内,但前 4 ms 存在抖动,抖动在 5 r/min 内,PI 转速波动在  $\pm 1$  r/min 内。

2) 负载突变试验

为验证 3 类控制方案在电动螺旋桨系统中负载转矩突变工况下的扰动抑制能力,设计并实施了相应的负载突变测试实验。在 2 s 时增加 30 N·m 的负载阶跃,3 s 时减去 30 N·m 的负载阶跃,结果如图 7 所示,ISTSM-ADRC 转速突变在 1 r/min 内,STSM-ADRC 转速突变在 2 r/min 内,PI 转速突变在 13 r/min 内,ISTSM-ADRC 与 STSM-ADRC 均能在 1 ms 内转速回到稳态,PI 回到稳态最短用时 110 ms,最长用时 113 ms。ISTSM-ADRC 转速波动范

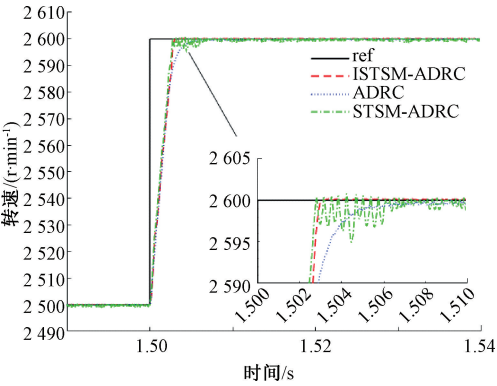
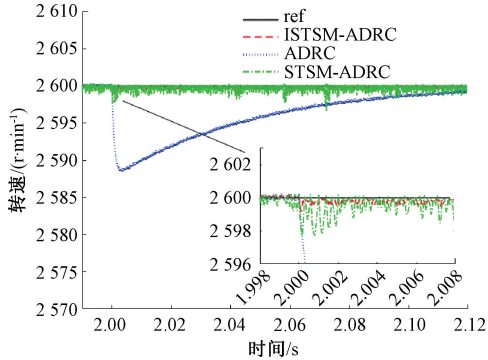


图6 100 r/min 阶跃响应

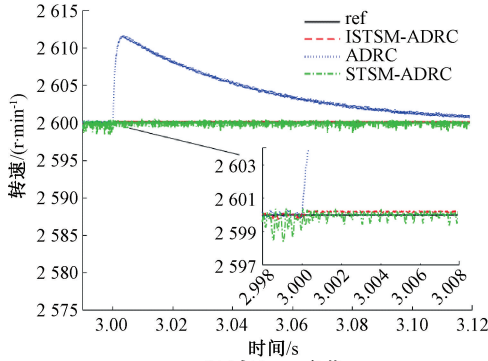
Fig. 6 Step response at 100 r/min

围为  $\pm 0.5$  r/min,STSM-ADRC 和 PI 转速波动在  $\pm 1$  r/min,STSM-ADRC 在前 2 ms 内有 2 r/min 抖动,且后面存在 5 r/min 内的抖动。



(a) 加30 N·m负载

(a) Applying 30 N·m load



(b) 减30 N·m负载

(b) Removing 30 N·m load

图7 负载突变测试

Fig. 7 Load mutation test

5.3 参数扰动试验

为验证 ISTSM-ADRC 对模型精确度要求低的特性,对电机进行  $\pm 20\%$  的参数扰动仿真试验,分别对阻尼系数、磁链参数进行参数扰动,扰动后测试 3 种控制策略对阶跃信号的响应速度进行阶跃测试,在 1.5 s 时转速施加幅值为 100 r/min 的阶跃信号,使转速由 2 500 r/min 升至 2 600 r/min;测试 3 种控制策略在参数扰动后负载转矩突

加和突减情况下的抗扰动能力,对 PMSM 进行负载突变试验。在 2 s 时增加 30 N·m 的负载阶跃,3 s 时减去 30 N·m 的负载阶跃。

1) 摩擦系数扰动

摩擦系数进行 $\pm 20\%$ 的参数扰动,在 1.5 s 时转速施加幅值为 100 r/min 的阶跃信号,使转速由 2 500 r/min 升至 2 600 r/min,结果如图 8(a)、图 9(a)所示,ISTSM-ADRC 稳态时间为 2.7 ms,STSM-ADRC 稳态时间 6.1 ms,PI 稳态时间 6.2 ms,ISTSM-ADRC 转速波动范围为 $\pm 0.5$  r/min,STSM-ADRC 和 PI 转速波动在 $\pm 1.5$  r/min,但 STSM-ADRC 存在一个 5 r/min 内的波动。为验证 3 类控制方案在电动螺旋桨系统中负载转矩突变工况下的扰动抑制能

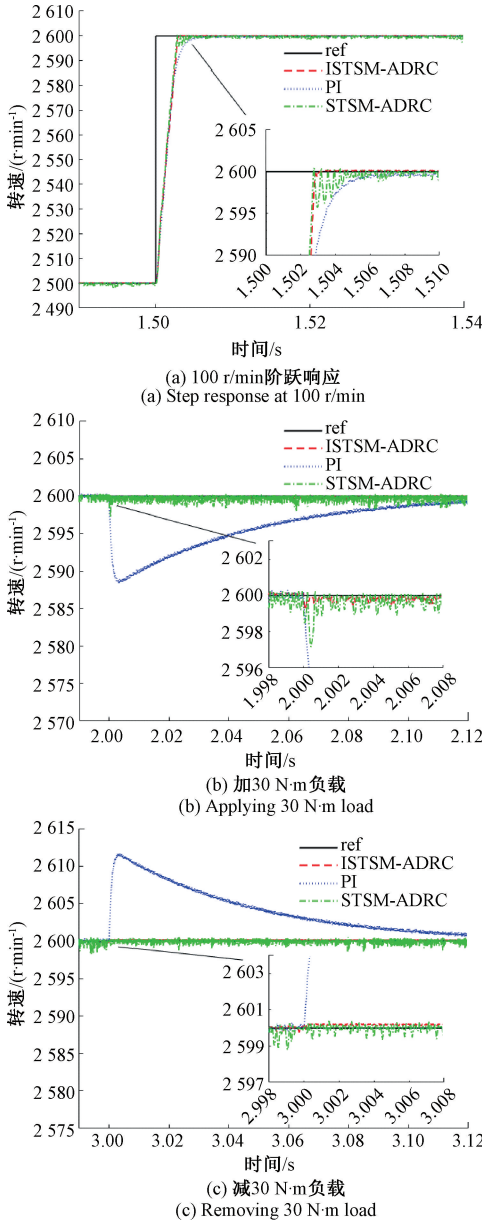


图 8 0.8 倍摩擦系数扰动

Fig. 8 0.8 times friction coefficient perturbation

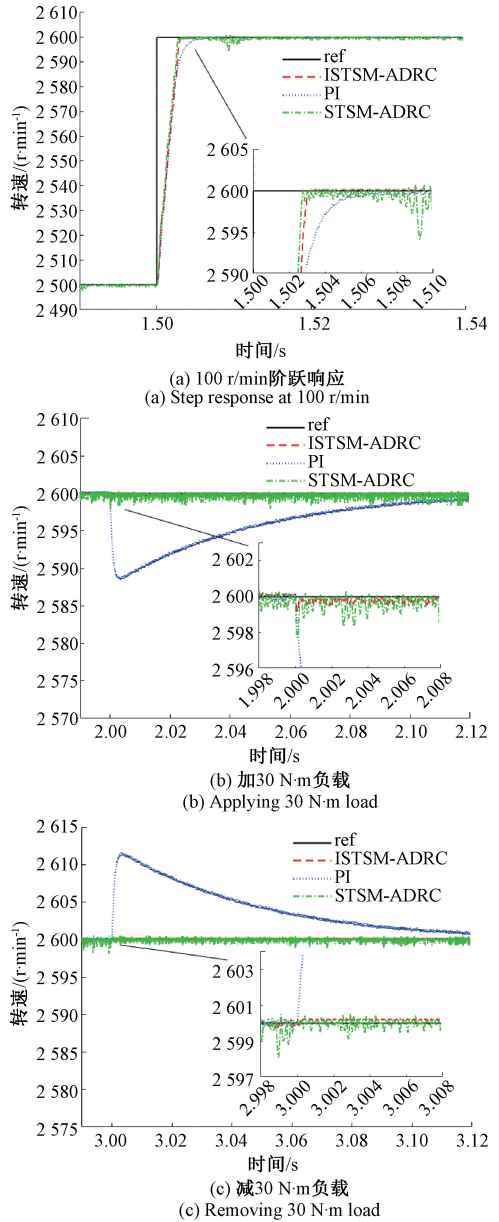


图 9 1.2 倍摩擦系数扰动

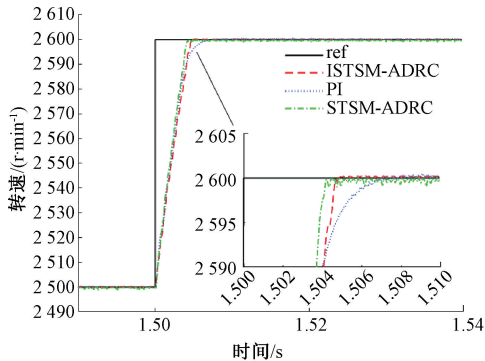
Fig. 9 1.2 times friction coefficient perturbation

力,设计并实施了相应的负载突变测试实验。在 2 s 时增加 30 N·m 的负载阶跃,3 s 时减去 30 N·m 的负载阶跃,结果如图 8(b)、(c),图 9(b)、(c)所示,ISTSM-ADRC 转速突变在 1 r/min 内,STSM-ADRC 转速突变在 3 r/min 内,PI 转速突变在 13 r/min 内,ISTSM-ADRC 与 STSM-ADRC 均能在 1 ms 内转速回到稳态,PI 回到稳态最短用时 106 ms,最长用时 114 ms,ISTSM-ADRC 转速误差波动范围为 $\pm 0.5$  r/min,STSM-ADRC 和 PI 转速波动在 $\pm 1.5$  r/min。

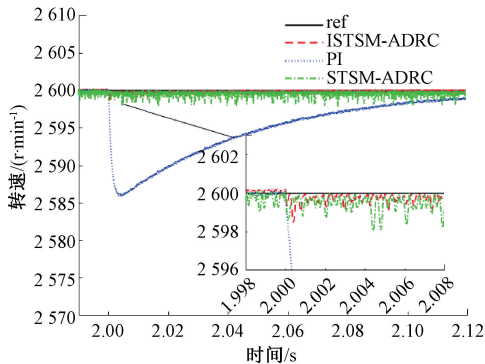
2) 磁链参数扰动

磁链参数进行 $\pm 20\%$ 的参数扰动,在 1.5 s 时转速施加幅值为 100 r/min 的阶跃信号,使转速由 2 500 r/min 升至 2 600 r/min,结果如图 10(a)、11(a)所示,ISTSM-ADRC 稳

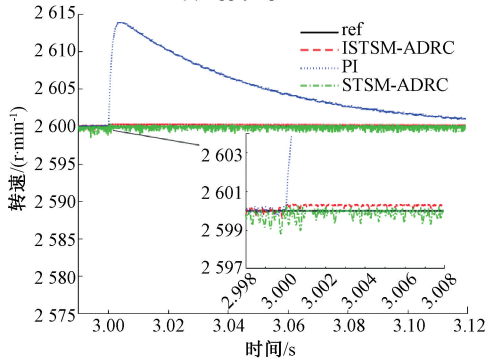
态时间为 2.7 ms, STSM-ADRC 稳态时间 6 ms, PI 稳态时间 6.2 ms, ISTSM-ADRC 转速波动范围为  $\pm 0.8$  r/min, STSM-ADRC 和 PI 转速波动在  $\pm 2$  r/min。为验证 3 类控制方案在电动螺旋桨系统中负载转矩突变工况下的扰动抑制能力,设计并实施了相应的负载突变测试实验。在 2 s 时增加 30 N·m 的负载阶跃, 3 s 时减去 30 N·m 的负载阶跃, 结果如图 10(b)、(c), 图 11(b)、(c) 所示, ISTSM-ADRC 转速突变在 1 r/min 内, STSM-ADRC 转速突变在 2 r/min 内, PI 转速突变在 15 r/min 内, ISTSM-ADRC 与 STSM-ADRC 均能在 1 ms 内转速回到稳态, PI 回到稳态最短用时 106 ms, 最长用时 126 ms, ISTSM-ADRC 转速波动范围



(a) 100 r/min 阶跃响应  
(a) Step response at 100 r/min



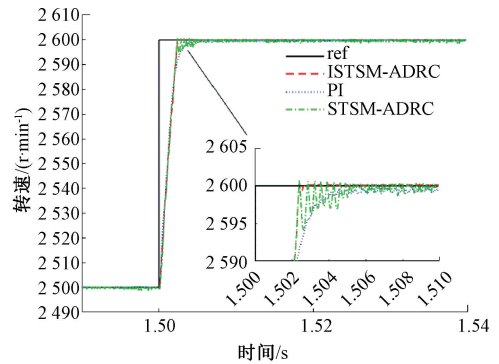
(b) 加 30 N-m 负载  
(b) Applying 30 N-m load



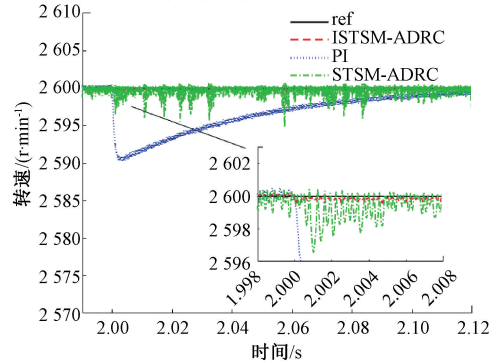
(c) 减 30 N-m 负载  
(c) Removing 30 N-m load

图 10 0.8 倍磁链参数扰动

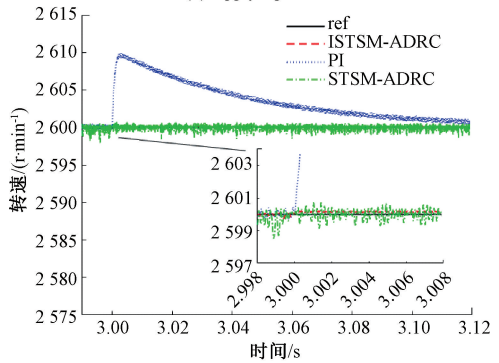
Fig. 10 0.8 times flux linkage parameter perturbation



(a) 100 r/min 阶跃响应  
(a) Step response at 100 r/min



(b) 加 30 N-m 负载  
(b) Applying 30 N-m load



(c) 减 30 N-m 负载  
(c) Removing 30 N-m load

图 11 1.2 倍磁链参数扰动

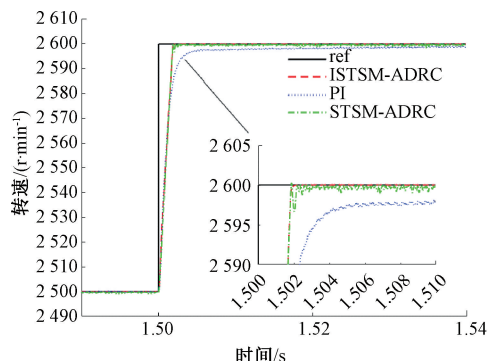
Fig. 11 1.2 times flux linkage parameter perturbation

为  $\pm 0.8$  r/min, STSM-ADRC 转速波动在  $\pm 5$  r/min, PI 转速波动在  $\pm 2$  r/min。

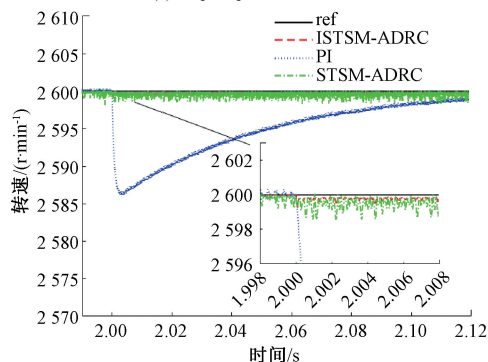
### 3) 整体扰动

整体参数 ( $L_d, L_q, R_s, J, B, \psi_f$ ) 进行  $\pm 20\%$  的参数扰动, 在 1.5 s 时转速施加幅值为 100 r/min 的阶跃信号, 使转速由 2 500 r/min 升至 2 600 r/min, 结果如图 12(a)、13(a) 所示, 0.8 倍的整体参数扰动中 ISTSM-ADRC 稳态时间为 1.8 ms, STSM-ADRC 稳态时间 2.3 ms, PI 稳态时间 55 ms; ISTSM-ADRC 转速波动范围为  $\pm 0.6$  r/min, STSM-ADRC 转速波动在  $\pm 1.5$  r/min, PI 转速波动在  $\pm 2$  r/min。1.2 倍的整体参数扰动中 ISTSM-ADRC 稳态时间为 4.5 ms, STSM-ADRC 稳态时间 7.5 ms, PI 稳态时

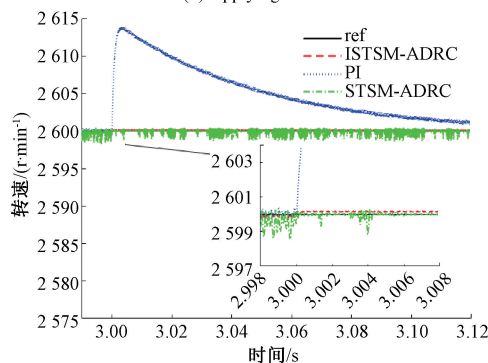
间 5.1 ms, STSM-ADRC 转速波动范围为  $\pm 0.6$  r/min, STSM-ADRC 和 PI 转速波动在  $\pm 2$  r/min。为验证 3 类控制方案在电动螺旋桨系统中负载转矩突变工况下的扰动抑制能力,设计并实施了相应的负载突变测试实验。在 2 s 时增加 30 N·m 的负载阶跃, 3 s 时减去 30 N·m 的负载阶跃, 结果如图 12(b)、(c) 和图 13(b)、(c) 所示, ISTSM-ADRC 转速突变在 1 r/min 内, STSM-ADRC 转速突变在 2 r/min 内, PI 转速突变在 14 r/min 内, ISTSM-ADRC 与 STSM-ADRC 均能在 1 ms 内转速回到稳态, PI 回到稳态最短用时 102 ms, 最长用时 136 ms, ISTSM-ADRC 转速波动范围为  $\pm 0.6$  r/min, STSM-ADRC 转速波动在  $\pm 3$  r/min, PI 转速波动在  $\pm 2$  r/min。



(a) 100 r/min 阶跃响应  
(a) Step response at 100 r/min



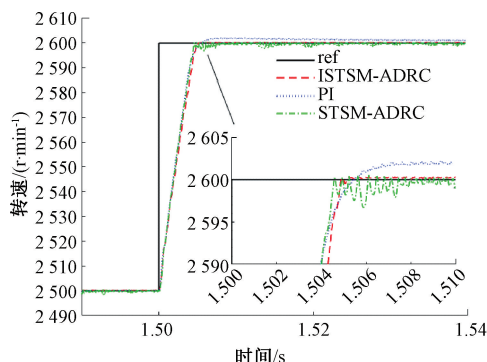
(b) 加 30 N·m 负载  
(b) Applying 30 N·m load



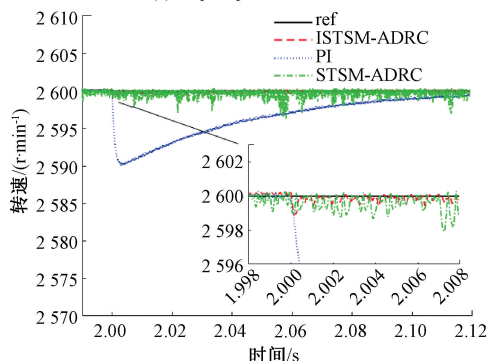
(c) 减 30 N·m 负载  
(c) Removing 30 N·m load

图 12 0.8 倍整体参数扰动

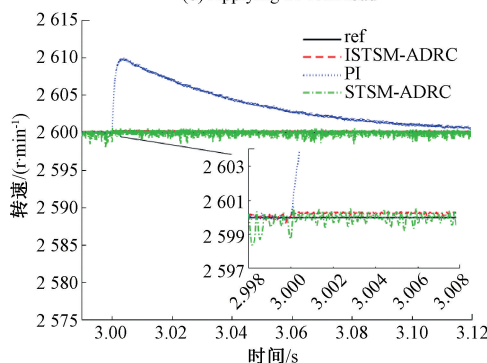
Fig. 12 0.8 times overall parameter perturbation



(a) 100 r/min 阶跃响应  
(a) Step response at 100 r/min



(b) 加 30 N·m 负载  
(b) Applying 30 N·m load



(c) 减 30 N·m 负载  
(c) Removing 30 N·m load

图 13 1.2 倍整体参数扰动

Fig. 13 1.2 times overall parameter perturbation

## 6 结 论

针对于垂直起降无人机动力系统中电动螺旋桨控制系统中时变负载变化以及模型精确度不足等多源不确定性扰动对系统控制性能产生影响的问题,提出了基于 ISTSM-ADRC 的永磁同步电机转速环控制策略,得出以下结论:

提出改进超螺旋滑模趋近律解决传统滑模滑模趋近律带来的抖振问题。改进后的超螺旋滑模趋近律可以实现自适应增益,在保证 ADRC 控制特点“小误差大增益,大误差小增益”的基础上,进一步增强对不确定扰动的鲁棒性。基于 ADRC 根据提出的改进超螺旋滑模趋近律进行 SEF 模块改进,改进后的 ISTSM-ADRC 能有效抑制时变负载、参

数变化的不确定性扰动,具有较强的鲁棒性,改善PMSM控制系统的动态性能,改善转速稳态波动。通过对ISTSM-ADRC调参,稳态时间与STSM-ADRC差距最大0.7 ms,相较于STSM-ADRC改进后的稳态误差减少50%,参数摄动后稳态波动范围较STSM-ADRC减少46%。

本研究只对ADRC中的SEF进行改进,未针对ESO的观测能力做出改进,后续工作将提升ESO的观测能力,将算法用于无感控制,验证无转子位置传感器情况下对转速的观测和控制能力。

## 参考文献

- [1] 刘春强,骆光照,涂文聪. 航空机电作动永磁同步电机自抗扰控制研究综述[J]. 电气工程学报,2021,16(4): 12-24.  
LIU CH Q, LUO G ZH, TU W C. Research review on active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motors for aerospace electromechanical actuators[J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16 (4): 12-24.
- [2] 李耀华,邓益志,张鑫泉,等. 模糊占空比调制永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用,2023, 50(6):21-29.  
LI Y H, DENG Y ZH, ZHANG X Q, et al. Fuzzy duty cycle modulation based model predictive torque control for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50 (6): 21-29.
- [3] FENG X P, XIE SH R, ZHANG ZH Y, et al. Research on speed loop control of IPMSM based on fuzzy linear active disturbance rejection control[J]. Energy Reports, 2022, 8: 804-812.
- [4] 宋建国,李子豪,刘小周. 永磁同步电机改进型全阶滑模观测器无传感控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 14-21.  
SONG J G, LI Z H, LIU X ZH. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved full-order sliding mode observer[J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51 (1): 14-21.
- [5] 迟世伟,刘慧博. 基于前馈补偿的永磁同步电机自抗扰控制[J]. 电机与控制应用,2023,50(1):9-13.  
CHI SH W, LIU H B. Active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor based on feedforward compensation[J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50 (1): 9-13.
- [6] 于林鑫,袁昕,费连越. 基于改进准一型锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 仪器仪表学报,2025, 46 (9): 301-310.

YU L X, YUAN X, FEI L Y. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved quasi-type-I phase-locked loop[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46 (9): 301-310.

- [7] 袁浩仁,周福强,孙江宏. 基于负载转矩观测器的永磁同步电机改进线性自抗扰控制方法[J]. 电子测量技术,2025, 48 (9): 36-43.  
YUAN H R, ZHOU F Q, SUN J H. Improved linear active disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor based on load torque observer[J]. Electronic Measurement Technology, 2025, 48 (9): 36-43.
- [8] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程,2002(3):13-18.  
HAN J Q. From PID technology to active disturbance rejection control technology[J]. Control Engineering of China, 2002(3):13-18.
- [9] GAO ZH Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. 2003 American Control Conference, 2003: 4989-4996.
- [10] 金辉宇,张瑞青,王雷,等. 线性自抗扰控制参数整定鲁棒性的根轨迹分析[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(11):1648-1653.  
JIN H Y, ZHANG R Q, WANG L, et al. Root locus analysis of robustness for parameter tuning of linear active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2018, 35(11): 1648-1653.
- [11] 康尔良,吴炳道,禹聪. 基于LADRC控制的永磁同步电机无位置传感器研究[J]. 电机与控制学报,2023, 27(2):69-78.  
KANG ER L, WU B D, YU C. Research on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on LADRC control[J]. Electric Machines and Control Journal, 2023, 27 (2): 69-78.
- [12] 许文波,魏泽宇,孔伟,等. PMSM伺服系统线性自抗扰控制器的参数整定[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(1):165-178.  
XU W B, WEI Z Y, KONG W, et al. Parameter tuning of linear active disturbance rejection controller for PMSM servo system [J]. Control Theory & Applications, 2022, 39 (1): 165-178.
- [13] 张建伟,杨再欣,祁国龙,等. 永磁同步电机的改进自抗扰控制策略研究[J]. 电力电子技术,2024,58(11): 30-33.  
ZHANG J W, YANG Z X, QI G L, et al. Research on improved active disturbance rejection control strategy for permanent magnet synchronous motor[J].

- Power Electronics, 2024, 58(11): 30-33.
- [14] 柯希彪,郭琳,袁训锋,等. 基于新型积分自适应滑模控制策略的永磁同步电机控制[J]. 电机与控制应用, 2019,46(11):20-24,74.  
KE X B, GUO L, YUAN X F, et al. Control of permanent magnet synchronous motor based on novel integral adaptive sliding mode control strategy[J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(11): 20-24,74.
- [15] 李宗霖,陈昊,戚湧,等. 基于自抗扰滑模控制的开关磁阻电机转矩分配控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18):5639-5656.  
LI Z L, CHEN H, QI Y, et al. Torque distribution control strategy of switched reluctance motor based on active disturbance rejection sliding mode control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5639-5656.
- [16] 黄宇,田大鹏. 永磁同步电机的自抗扰滑模复合控制器设计[J]. 电工技术, 2021(16):19-22.  
HUANG Y, TIAN D P. Design of active disturbance rejection sliding mode compound controller for permanent magnet synchronous motor[J]. Electrical Technology, 2021(16): 19-22.
- [17] 侯利民,任一夫,王怀震,等. 永磁同步电机调速系统的滑模自抗扰控制[J]. 控制工程, 2019,26(8):1460-1465.  
HOU L M, REN Y F, WANG H ZH, et al. Sliding mode active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motor speed regulation system[J]. Control Engineering of China, 2019, 26 (8): 1460-1465.
- [18] 宋昱霖,李洪文,邓永停. 永磁同步电机快速超螺旋滑模控制[J]. 控制工程, 2023,30(1):62-69.  
SONG Y L, LI H W, DENG Y T. Fast super-twisting sliding mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Control Engineering of China, 2023, 30 (1): 62-69.
- [19] 杨明晖,李生权,李喆,等. 基于超螺旋算法的永磁同步电动机直接转矩自抗扰控制[J]. 江苏大学学报(自然科学版), 2022,43(6):680-684,696.  
YANG M H, LI SH Q, LI ZH, et al. Direct torque active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting algorithm[J]. Journal of Jiangsu University (Natural Science Edition), 2022, 43 (6): 680-684,696.
- [20] 陈德海,刘祥,王海峰. 改进超螺旋滑模自抗扰的PMSM无传感器控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2025,51(10):3337-3344.  
CHEN D H, LIU X, WANG H F. Sensorless control of PMSM based on improved super-twisting sliding mode active disturbance rejection [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2025, 51(10): 3337-3344.
- [21] 马雨新,雷子奇,顾萍萍,等. 基于改进型超螺旋滑模线性自抗扰的永磁同步电机速度控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024,51(9):103-112.  
MA Y X, LEI Z Q, GU P P, et al. Research on speed control of permanent magnet synchronous motor based on improved super-twisting sliding mode linear active disturbance rejection[J]. Electric Machines & Control Application, 2024,51 (9): 103-112.

## 作者简介

**刘兴旺**, 硕士研究生, 主要研究方向为电机电控。

E-mail: 107552304509@stu.xju.edu.cn

**王向阳**(通信作者), 副研究员, 硕士生导师, 主要研究方向为飞推综合控制、航空混合动力系统、垂直起降飞行器飞推设计等。

E-mail: wangxy668@tsinghua.edu.cn