

异步电机自适应的快速滑模控制方法

姬娟娟¹, 崔彦良^{1†}, 王开云²

(1. 兰州交通大学 机电工程学院, 甘肃省 兰州 730070; 2. 西南交通大学 轨道交通车辆系统国家重点实验室, 四川省 成都 610031)

摘要: 本文提出了一种具有自适应能力的非奇异快速终端滑模控制 (non-singular fast terminal sliding mode control, NFTSMC) 方法, 有效提升了在外部扰动和参数变化下的异步电动机速度控制性能. 首先, 提出了一种自适应非线性控制方法, 该方法在增强系统抗干扰能力和动态响应性能的同时, 抑制了滑模抖振现象. 其次, 提出的滑模负载转矩观测器 (sliding mode load torque observer, SMLTO) 能够在负载转矩发生波动时, 迅速准确地跟踪到实际转矩, 从而减少负载转矩突变带来的速度波动, 提升了控制精度和鲁棒性. 此外, 采用非奇异终端滑模控制方法, 不仅加速了系统状态的收敛, 还避免了传统滑模控制中的奇异性问题. 实验结果表明, 所提方法显著提高了异步电机速度控制系统的鲁棒性和响应速度, 并展现出优异的负载转矩观测性能.

关键词: 自适应; 快速滑模控制; 负载转矩观测; 速度控制器; 异步电机; 非奇异

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2024.1139

开放科学 (资源服务) 标识码 (OSID):

引用格式: 姬娟娟, 崔彦良, 王开云. 异步电机自适应的快速滑模控制方法[J]. 控制与决策.



Adaptive Fast Sliding Mode Control Method for Induction Motors

Ji Juanjuan¹, Cui Yanliang^{1†}, Wang Kaiyun²

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China; 2. State Key Laboratory of Rail Transit Vehicle System, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: This paper proposes an adaptive non-singular fast terminal sliding mode control (NFTSMC) method that effectively enhances the speed control performance of induction motors under external disturbances and parameter variations. First, an adaptive nonlinear control method is introduced that improves the system's disturbance rejection capability and dynamic response performance while suppressing chattering in sliding mode control. Second, the proposed sliding mode load torque observer (SMLTO) ensures rapid and accurate tracking of the actual torque during load torque fluctuations, reducing speed fluctuations caused by sudden changes in load torque and improving control precision and robustness. Furthermore, the non-singular terminal sliding mode control approach accelerates the system's state convergence rate and avoids the singularity issues encountered in traditional sliding mode control. Experimental results demonstrate that the proposed method significantly enhances the robustness and response speed of the induction motor speed control system, while showing excellent load torque observation performance.

Key words: adaptive; fast sliding mode control; load torque observation; speed controller; induction motor; non-singular

0 引言

异步电机因其优异的能量转换效率和调速性能, 在工业机器人、医疗器械、航空航天、高速列车和数控机床等诸多领域得到了

广泛应用[1-2]。然而, 在某些特殊环境下, 电机参数会随温度变化而变化, 负载转矩通常会随电机转速的突变而波动。此外, 电机的输入电压和电流变化也会直接导致电磁转

收稿日期: 2024-09-24; **录用日期:** 2024-12-17.

基金项目: 国家自然科学基金(U19A20110).

通讯作者: E-mail: cyl1600@126.com.

矩的变化,进而影响负载转矩[3-4]。在这种情况下,实现精确的转速和转矩控制成为一个具有理论挑战性和广阔应用前景的问题。比例积分(PI)控制因其简单易用、无稳态误差且便于分析,广泛应用于异步电机的速度和电流控制[5-6]。然而,PI控制缺乏自适应能力,负载转矩变化时调节不及时,导致速度波动较大,难以实现令人满意的高性能控制效果。

为了抑制负载转矩对异步电机速度控制的干扰影响并提高动态响应性能,国内外研究者对异步电机调速系统的控制方法进行了大量研究[7-8]。速度环控制策略主要分为两类:线性控制策略和非线性控制策略。线性控制通过将复杂问题线性化,以获得简单、便于分析的数学模型,例如PI控制[9]、线性模型预测控制[10]和基于观测器的线性反馈控制[11]等。非线性控制通过更复杂的策略实现更优性能,例如滑模控制(sliding mode control, SMC)[12]、自适应控制[13]、神经网络控制[14]等。其对参数变化的不敏感性和强鲁棒性使其受到广泛关注。

在非线性控制中,滑模控制因其易于实现、对动态变化不敏感及强鲁棒性而备受青睐[15-16]。但滑模控制存在高频切换引起的抖振问题,且系统状态变量难以在有限时间内收敛。文献[17]提出用连续饱和函数替代符号函数的方法,可有效降低抖振行为,但牺牲了鲁棒性。文献[18]采用幂次趋近律滑模控制削弱抖振,但收敛时间难以分析。文献[19]提出的高阶快速滑模控制方法从理论上消除了抖振,但存在稳态偏差。文献[20]基于超螺旋理论设计滑模观测器,有效消除反电动势跟踪误差,但未用于实际控制器设计。

针对上述问题,本文提出以下改进措施:首先,设计滑模负载转矩观测器,快速跟踪实际转矩波动,提高控制系统的负载转矩脉动抑制能力。其次,采用自适应滑模控制律,面对未知或变化的外部负载扰动时,通过调

整控制项增强系统适应能力和动态性能,有效抑制抖振。最后,提出非奇异终端滑模控制策略,实现系统状态的快速收敛,避免传统滑模控制中的抖振问题。这种策略在速度误差收敛动态设计中表现出更高效率,使系统更快达到稳态。

1 异步电机数学模型

异步电机定子电流和转子磁链在 α, β 静止坐标下的数学模型可以描述为^{[21][22]}

$$\begin{cases} \dot{i}_s = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \dot{\varphi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_s \\ \dot{\varphi}_r = \frac{L_m}{T_r} i_s - (\frac{1}{T_r} - I\omega_r) \varphi_r \end{cases} \quad (1)$$

式中 $i_s = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$ 是定子 α, β 轴的电流; $u_s = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$ 是定子 α, β 轴电压; φ_r 是转子磁链; R_s 是定子电阻; L_s, L_r, L_m 是定子、转子的自感和互感; ω_r 是转子角速度; $\sigma = 1 - \frac{L_m}{L_s L_r}$ 是漏感, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 是转子时间常数, $I = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。

异步电机静止坐标系下的电流经过Park变换后,旋转坐标系下的电流描述为^{[23][24]}

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \dot{\varphi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \omega_r \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \end{cases} \quad (2)$$

式中 i_{sd}, i_{sq} 是定子 dq 轴的电流; u_{sd}, u_{sq} 是定子 dq 轴电压; ω_s 是同步角转速。

异步电机机械动态方程可表示为^{[25][26]}

$$\dot{\omega}_r = \frac{T_e}{J} - \frac{T_L}{J} - \frac{f_v \omega_r}{J} = \frac{T_e}{J} - \frac{T_N}{J} \quad (3)$$

式中, T_e 为电磁转矩; T_N 为负载转矩和摩擦力矩之和,定义为总扰动; T_L 为与转速无关的负载转矩; f_v 是粘性摩擦系数; J 是转动惯量。在基于转子磁场定向的矢量控制系统中,即保证 $\varphi_r = \varphi_{rd}, \varphi_{rq} = 0$,则电磁转矩 T_e 可表示为:

$$T_e = \frac{n_p L_m \varphi_{rd}}{L_r} i_{sq} = K_t i_{sq} \quad (4)$$

式中, n_p 为电机极对数, $K_t = \frac{n_p L_m \varphi_{rd}}{L_r}$ 。

2 提出的滑模控制方法

2.1 传统的终端滑模控制

考虑速度跟踪误差 $e = \omega_r - \omega_{ref}$ ，其中 ω_{ref} 为转子转速参考值， ω_r 为编码器测量的转子转速值。为便于系统设计和实验验证，在控制器设计过程中负载转矩暂时被认为是恒定值，即其导数为0。则由式(2)可以获得系统的误差状态方程为：

$$\dot{e} = \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{ref} = \dot{\omega}_r = \frac{T_e}{J} - \frac{T_N}{J} = \frac{K_t}{J} i_{sq} - \frac{T_N}{J} \quad (5)$$

传统终端滑模控制 (Terminal sliding mode control, TSMC) 滑模面通常被设计为：

$$s = e + \lambda e^{\frac{p}{q}} \quad (6)$$

其中， λ 、 p 、 q 是设计参数，且 $0 < \frac{p}{q} < 1$ 。

随后设计了滑模控制律，包含等效控制项和终端滑模控制项^[2]。首先，等效控制项可以根据 $\dot{s} = \dot{e} + \lambda \frac{p}{q} e^{\frac{p}{q}-1} \dot{e} = 0$ 可以解出等效控制项

u_{eq} 为： $u_{eq} = J\dot{e} + T_N = -J\lambda \frac{p}{q} e^{\frac{p}{q}-1} \dot{e} + T_N$ 。然后，滑模控制项被设计成 $u_n = -\varepsilon \text{sgn}(s)$ 。其中， ε 是控制增益， $\text{sgn}(s)$ 是符号函数。假设干扰项为零时，控制器的输出被设计成：

$$\begin{aligned} i_{sq} &= \frac{T_e}{K_t} = \frac{1}{K_t} (u_{eq} + u_n) \\ &= \frac{1}{K_t} (-J\lambda \frac{p}{q} e^{\frac{p}{q}-1} \dot{e} - \varepsilon \text{sgn}(s)) \end{aligned} \quad (7)$$

从上式可见，当误差接近零时，如果 p 和 q 选择不当，滑模面导数就会趋于无穷大，那么控制器的输入可能需要非常大或趋于无穷大的值来保持滑模条件，出现典型的奇异性。

2.2 非奇异快速终端滑模控制

本节设计了一种非奇异快速终端滑模速度控制器，通过调整滑模面设计，不仅避免了奇异性的情况，也改善了高频抖振的现象。非奇异终端滑模面的设计旨在确保在误差 e 接近零时，控制输入不会趋于无穷大。对于速度误差系统式(4)的非奇异快速终端滑模面的改进设计如下：

$$s = e + \alpha e^{\frac{m}{n}} + \beta \dot{e}^{\frac{p}{q}} \quad (8)$$

其中， α 和 β 是正数参数， m, n, p, q 为奇数，且 $1 < p < q < 2, \frac{m}{n} > \frac{p}{q}, e, \dot{e}$ 都没有负指数项。

为了确保系统状态能够到达滑模面，传统的滑模控制采用了公式(9)的指数快速趋近律：

$$\frac{ds}{dt} = -k_1 \text{sgn}(s) - \varepsilon_1 s, k_1 > 0, \varepsilon_1 > 0. \quad (9)$$

然后对滑模面公式(8)进行求导，可以获得以下方程

$$\dot{s} = \dot{e} + \alpha \frac{m}{n} e^{\frac{m}{n}-1} \dot{e} + \beta \frac{p}{q} \dot{e}^{\frac{p}{q}-1} \ddot{e} \quad (10)$$

假设负载转矩被认为恒定值，对式(5)求导可得 $\ddot{e} = \frac{K_t}{J} \dot{i}_{sq}$ 。将其代入式(10)可以得到

$$\dot{s} = (1 + \alpha \frac{m}{n} e^{\frac{m}{n}-1}) \dot{e} + \beta \frac{p}{q} \dot{e}^{\frac{p}{q}-1} \frac{K_t}{J} \dot{i}_{sq} \quad (11)$$

联合式(9)，式(10)和式(11)，可以获得非奇异快速终端滑模控制器的输出为

$$\begin{aligned} i_{sq} &= \frac{Jq}{\beta p K_t} \int (-k_1 \text{sgn}(s) - \varepsilon_1 s - (1 + \\ &\quad \frac{\alpha m}{n} e^{\frac{m}{n}-1}) \dot{e}^{\frac{2-p}{q}}) dt \end{aligned} \quad (12)$$

3. 改进的自适应滑模控制律和滑模负载转矩观测器的实现

3.1 自适应滑模控制律改进

由式(12)可以看出，随着滑模增益 k_1 的增大肯定会加快误差系统的收敛速度，但随之而来的抖振也会加剧。为了解决上述问题，本小节在指数快速趋近律式(5)的基础上，提出了一种新的自适应滑模控制律

$$\begin{cases} \frac{ds}{dt} = -\rho(e) \text{sgn}(s) - \varepsilon_1 s, \varepsilon_1 > 0 \\ \rho(e) = \frac{k_2 |e|}{\varepsilon_2 + (1 - \varepsilon_2) e^{-\mu|e|}} \end{cases} \quad (13)$$

式中， $\rho(e)$ 为自适应滑模控制律的增益系数， $\lim_{e \rightarrow 0} \rho(e) = 0, k_2 > 0, 0 < \varepsilon_2 < 1, \mu > 0$ 。

将改进的自适应滑模控制律代入控制器输出式(12)可得：

$$\begin{aligned} i_{sq} &= \frac{Jq}{\beta p K_t} \int \left(-\frac{k_2 |e|}{\varepsilon_2 + (1 - \varepsilon_2) e^{-\mu|e|}} \text{sgn}(s) \right. \\ &\quad \left. - \varepsilon_1 s - (1 + \frac{\alpha m}{n} e^{\frac{m}{n}-1}) \dot{e}^{\frac{2-p}{q}} \right) dt \end{aligned} \quad (14)$$

为了进一步减少因符号函数高频切换导致的抖振问题，本文采用了非线性函数来代替符号函数。该非线性函数具有显著的连续性优势，可以有效降低抖振。非线性函数的表达式如下所示：

$$f(x) = \begin{cases} 1, x > b \\ \delta_1 x + \delta_2 |x|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(x), -b \leq x \leq b \\ -1, x < -b \end{cases} \quad (15)$$

式中 $\delta_1 > 0, \delta_2 > 0$ 。 b 为带宽限制, 可以根据控制需求来调整。

与符号函数相比, 非线性函数在实现滑模切换时更加平滑, 可以有效削弱抖振现象。将式(15)再代入式(14)中, 控制器的输出最终被改写为

$$i_{sq} = \frac{Jq}{\beta p K_t} \int \left(-\frac{k_2 |e|}{\varepsilon_2 + (1 - \varepsilon_2) e^{-\mu|s|}} f(s) - \varepsilon_1 s - \left(1 + \frac{\alpha m}{n} e^{\frac{m-1}{n}} e^{2\frac{p}{q}} \right) dt \right) \quad (16)$$

3.2 滑模负载转矩观测器的实现

在前期研究, 理论推导假设负载转矩为恒定值, 以简化控制器设计和系统分析。为验证所设计控制策略的实际有效性, 实验中设置了负载转矩动态变化情形。负载变化测试中, 观测器展现了良好的响应能力, 进一步支持了该假设的合理性[21][24]。

从公式(4)可知 $T_e = K_t i_{sq}$, 异步电机的电磁转矩 T_e 与定子电流的 q 轴分量成正比。因此, 负载转矩的波动会直接影响定子 q 轴电流的波动, 主要是因为电磁转矩和定子 q 轴电流之间存在直接关系, 控制系统为了维持稳定运行必须对电流进行调节。

为了提高速度环对负载转矩突变的抗扰动能力, 本节提出一种基于负载转矩观测器的非奇异快速终端滑模控制策略。根据异步电机机械运动方程, 可以建立转速和负载转矩的观测方程

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_r = \frac{T_e}{J} - \frac{\hat{T}_N}{J} + \zeta_{smo} \\ \dot{\hat{T}}_N = L_o \zeta_{smo} \end{cases} \quad (17)$$

式中 $\hat{\omega}_r$ 为转速的观测值, \hat{T}_N 为通过滑模观测器观测到的负载转矩, ζ_{smo} 为所设计的滑模切换函数, 其表达式为 $\zeta_{smo} = \nu \text{sgn}(s')$, ν 为负数, s' 为新滑模面; L_o 为滑模观测器的增益参数。

从式(17)中减去式(3), 可以获得转速和负载转矩的观测误差方程为:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\omega}}_r = -\frac{\tilde{T}_N}{J} + \zeta_{smo} \\ \dot{\tilde{T}}_N = L_o \zeta_{smo} \end{cases} \quad (18)$$

式中, $\tilde{\omega}_r$ 为转速的估计误差 $\tilde{\omega}_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$, \tilde{T}_N 为负

载转矩的估计误差 $\tilde{T}_N = \hat{T}_N - T_N$ 。

为了分析所设计滑模观测器的稳定性, 选取 Lyapunov 函数为 $V' = \frac{1}{2} s'^2$, 为了简化构架, 新的滑模面直接被设计为 $s' = \tilde{\omega}$ 。对 V' 函数沿着时间求导, 可得 $\dot{V}' = s' \dot{s}'$ 。然后再将 $\zeta_{smo} = \nu \text{sgn}(s')$ 和式(17)代入, 可得:

$$\dot{V}' = s' \left(-\frac{\tilde{T}_N}{J} + \zeta_{smo} \right) = s' \left(-\frac{\tilde{T}_N}{J} + \nu \text{sgn}(s') \right) \quad (19)$$

从式(19)可以观察到, 滑模观测器的稳定性条件为:

$$\nu \leq -\frac{|\tilde{T}_N|}{J} \quad (20)$$

由经典滑模定律知, 当滑模观测到的负载转矩估计值滑动到滑模面上时, 即转速的观测误差 $\tilde{\omega} = 0$, 式(18)可以改写为:

$$\begin{cases} -\frac{\tilde{T}_N}{J} + \nu \text{sgn}(s') = 0 \\ \dot{\tilde{T}}_N = L_o \nu \text{sgn}(s') \end{cases} \quad (21)$$

式(21)进一步可以被改写为:

$$\dot{\tilde{T}}_N - \frac{L_o}{J} \tilde{T}_N = 0 \quad (22)$$

通过解式(22)的微分方程, 可以得到负载转矩误差的方程为:

$$\tilde{T}_N = \gamma e^{-\frac{L_o}{J} t} \quad (23)$$

式中 γ 为常数增益参数。

加入负载转矩观测后的控制器补偿输出用 i_{sq}^* 表示, 再联合非奇异快速终端滑模控制器的输出式(16), 在滑模负载转矩观测器和自适应非奇异快速终端滑模控制器的复合作用下的输出 i'_{sq} 为

$$i'_{sq} = i_{sq} + i_{sq}^* = i_{sq} + k_3 \hat{T}_N \quad (24)$$

式中 k_3 为负载转矩补偿的反馈增益系数, 且 $k_3 > 0$ 。这种组合方式保证了控制系统能够在快速响应的同时抑制抖振, 并且在负载突变时提供足够的控制精度和鲁棒性。

4. 实验验证

为了验证所提出方法的强鲁棒性, 进行了以下实验验证。所提出的控制方法在基于 STM32F407ARM 的异步电机实验平台上(见图1)进行了验证。实验平台包含用于算法验证的异步电机, 用于控制算法代码编写的 STM32F407 开发板, 还有用于提供负载转矩的磁滞阻尼器, 以及驱动电机的逆变器。

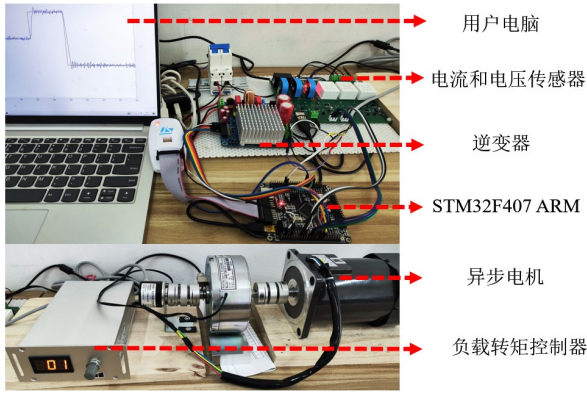


图 1 异步电机实验平台

异步电机主要参数如表1所示。通过以下三种速度控制器对比实验来说明所提出方法的强鲁棒性: 1) 传统PI速度控制器; 2) 具有恒定控制增益的传统非奇异快速终端滑模控制 (TSMC); 3) 提出的具有非线性自适应控制增益的非奇异快速终端滑模控制 (NATSMC) 以及滑模负载转矩观测器 (SMLTO)。

表 1 电机参数

参数设置			
额定功率	250w	R_s	3.2392Ω
额定电压	220V	R_r	1.7062Ω
额定频率	50Hz	L_s	$0.0125H$
极对数	2	L_r	$0.0138H$
额定转速	1350rpm	L_m	$0.0071H$
采样时间	$1e-3s$	J	$0.192kg\cdot m^2$

为了保证公平的对比实验, 在对比实验之前, 依据截止频率和相位裕度来精确选择PI控制器的增益, 从而确保其最佳性能。PI速度控制器采用和电流环相似的PI调节器, 具体设置为比例增益 $k_p = 10$ 和积分增益 $k_i = 200$ 。传统的TSMC采用指数趋近规律, 其参数设定为 $\varepsilon = \varepsilon_1 = 55$, $k_1 = 31$ 。

为了充分体现自适应控制增益的优势, NATSMC-SMLTO方法通过自适应机制实时调整控制增益, 以应对不同工况下的控制需求。自适应增益系数 $\rho(e)$ 根据电机速度误差及其变化率进行动态调整, 使系统能够在启动、负载突变等瞬态过程中快速响应并保持稳定。经过多次实验调整, 自适应控制增益系数设置为 $\varepsilon_2 = 47$, $k_2 = 0.1$, $\mu = 2$, 以实现更优的控制效果。同时, 为了抑制滑模过程中的抖振问题, 非线性函数的系数调整为 $\delta_1 = 2, \delta_2 = 4, b = 5$ 。

改进的NFTSMC控制参数设置为 $\alpha = 0.003, \beta = 0.002, m = 34, n = 13, p = 17, q = 15$ 。SML

TO的参数设置为 $\nu = -20, L_o = -4$ 。为了验证自适应控制增益在不同工况下的性能, 实验过程中引入了负载变化的扰动因素。在不同负载条件下, NATMSC-SMLTO方法能够通过自适应调整控制增益, 确保系统始终保持最佳控制性能。实验结果(见图2, 3, 4和5)表明, NATMSC-SMLTO方法在负载突变情况下能够迅速响应并稳定运行, 展现了其出色的鲁棒性和自适应能力。

4.1 启动响应

为了评估电机的启动响应过程, 从以下两个方面进行性能分析对比: 1) 启动过程的加速时间, 较短的启动时间可以有效提高生产效率; 2) 启动过程转速波动情况, 记录启动过程转速曲线, 分析其波动情况。通过上述两项评估, 可以了解异步电机的启动性能, 并根据评估结果进行优化设计和控制策略调整, 以实现最佳效果。

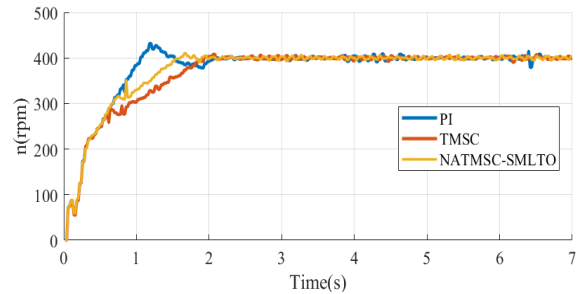


图 2 传统PI, TSMC和NATSMC-SMLTO下的启动响应

下面将PI、TSMC和所提出的NATSMC-SMLTO三种方法同时用于异步电机启动过程, 来评估电机启动过程的速度控制效果, 其瞬态响应过程如图2所示。从图2可以看出, 在NATSMC-SMLTO控制方法下, 电机启动后达到期望转速的时间最短, 且与PI控制相比, 几乎没有超调量。结果表明, 与PI控制相比, TSMC和NATSMC-SMLTO的速度控制鲁棒性更强, 稳定性更好; 与PI控制和TSMC控制相比, NATSMC-SMLTO的响应速度更快。

4.2 负载转矩观测性能

评价异步电机负载转矩观测器的性能需综合考虑准确性、动态响应和稳健性。在高精度应用中, 观测器的均方根误差应尽可能小, 理想情况下均方误差为零, 表示估计值与实际值完全一致。对于高性能电机驱动系

统或精密控制系统，通常要求负载转矩观测精度在 $\pm 5\%$ 以内。

本文提出的负载转矩观测器均方根误差较低，具备高精度特性，可更准确地测量负载转矩，提升速度控制系统的调节精度与稳定性。负载转矩观测器的最大误差直接影响系统的控制精度。较大误差可能导致控制偏差，影响电机的速度或位置精度，因此高性能观测器需具备尽可能小的最大误差，以确保系统快速、准确地响应负载变化。

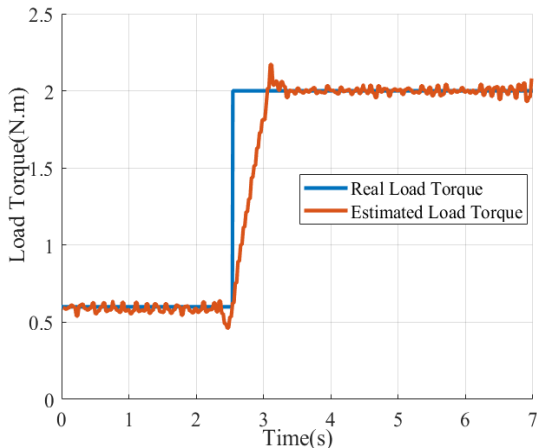


图 3 SMLTO估计的负载转矩观测值

在负载转矩突变时，观测器达到稳态所需时间反映其动态性能。较短响应时间表明观测器能快速跟踪负载变化，适应动态工况，从而改善系统的动态响应性能。图 3 表明，所提出的滑模观测器（SMLTO）具备良好跟踪能力，在负载突增时，观测器能迅速拟合实际负载转矩，有效应对负载的快速变化。

4.3 突加负载转矩时速度响应

在突加负载转矩的情况下，系统的动态响应性能主要体现在能够快速、平稳地调整转速以适应新的负载。这需要系统具备较短的响应时间和较小的超调量，表明系统可以迅速达到新的稳态值而不出现过度的振荡。

图 4 显示了当异步电机的转速稳定在 400rpm 时，在采样时刻 $T=2$ 时负载转矩突然从空载增加到 10N 时，不同控制策略下异步电机的速度响应。图 4 是 PI、TMSC 和 NATMSC-SMLTO 控制作用下的响应结果。因此，本文提出的控制策略在负载突然增加时具有更快响应速度和更强的抗干扰能力。

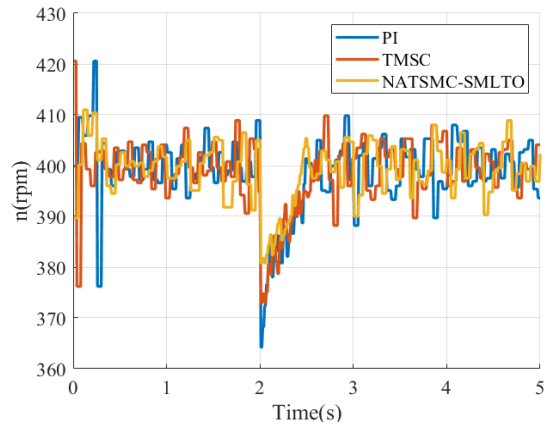


图 4 突加负载下传统 PI、TSMC 和 NATSMC-SMLTO 实验结果

4.4 突卸负载转矩时速度响应

在突减负载转矩的情况下，系统的动态响应性能体现在能迅速降低转速以匹配减少的负载。系统需要在较短的时间达到新的稳态，并避免出现明显的超调或振荡确保快速且稳定地调整转速，并精确恢复到新的期望值。

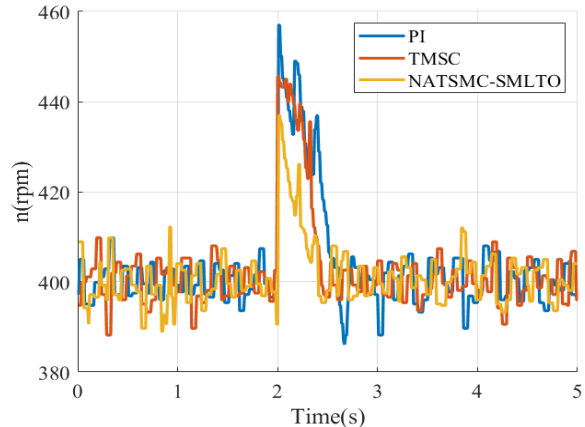


图 5 突卸负载下传统 PI、TSMC 和 NATSMC-SMLTO 实验结果

图 5 显示了当异步电机的转速稳定在 400rpm 时，在采样时刻 $T=0.4$ s 时负载转矩突然从 10N 变成空载时，不同控制策略下速度响应。图 5 是 PI、TMSC 和 NATMSC-SMLTO 控制作用下的速度响应结果。因此，本文提出的控制策略在负载突卸时具有更快的响应速度和更强的抗干扰能力。

综上所述，无论是突加还是突卸负载转矩，NATMSC-SMLTO 方法在动态响应性能和系统稳定性方面均表现出色。通过有效降低速度突变量和缩短收敛时间，NATMSC-SMLTO 方法确保系统在负载突变情况下能够迅速稳定下来，提高了系统的整体性能和可靠性。

5 结 论

为解决异步电机速度控制中因负载转矩波动引发的速度不稳定问题, 本文提出了一种增益自适应的非奇异快速终端滑模控制方法(NATMSC-SMLTO)。通过自适应非线性增益设计, 该方法在未知或变化的负载下自动调整增益, 增强系统的动态响应能力和自适应性, 同时有效抑制滑模控制中的抖振。实验结果表明, NATMSC-SMLTO 在鲁棒性、稳定性和响应速度方面优于传统 PI 控制和 TMSC 控制, 尤其在负载突变时表现出色, SMLTO 的观测精度达 $\pm 5\%$ 。整体而言, 本文提出的策略通过优化动态响应和提升系统鲁棒性, 为复杂工况下的异步电机控制提供了高效可靠的解决方案, 同时未来可结合未建模动态与外部扰动的研究^[27, 28]进一步提升适应性和鲁棒性。

参考文献 (References)

- [1] 康庄, 贾利民, 秦勇. 一种新的模糊滑模控制器设计方法[J]. 控制与决策, 2024, 39(6): 1909-1917.
(Kang Z, Jia L M, Qin Y. A new design method of fuzzy sliding mode controller[J]. Control and Decision, 2024, 39(6): 1909-1917.)
- [2] 王勃, 王天擎, 于泳, 等. 感应电机电流环非线性积分滑模控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(10): 2039-2048.
(Wang B, Wang T Q, Yu Y, et al. Nonlinear integral sliding mode control strategy for current loop of induction motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10): 2039-2048.)
- [3] 魏亚飞, 冒建亮, 张传林, 等. 基于抗扰增强型广义预测控制的永磁同步电机伺服系统[J]. 控制与决策, 2024, 39(6): 1967-1976.
(Wei Y F, Mao J L, Zhang C L, et al. Permanent magnet synchronous motor servo system based on generalized predictive control with disturbance-rejection enhancement[J]. Control and Decision, 2024, 39(6): 1967-1976.)
- [4] 陈玥轩, 葛兴来, 左运. 一种感应电机无速度传感器系统的电流传感器容错控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(06): 2346-2356.
(Chen Y X, Ge X L, Zuo Y. A current sensor fault-tolerant control strategy for speed-sensorless induction motor system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(06): 2346-2356.)
- [5] 张贇宁, 周小萌. 并网逆变器分数阶虚拟惯性的虚拟同步发电机控制技术[J]. 控制与决策, 2021, 36(2): 463-468.
(Zhang Y N, Zhou X M. Virtual synchronous generator control technology with fractional virtual inertia for grid-connected inverters[J]. Control and Decision, 2021, 36(2): 463-469.)
- [6] 王天擎, 王勃, 于泳, 等. 基于二阶变增益滑模的感应电机电压模型磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44 (11): 4490-4501.
(Wang T Q, Wang B, Yu Y, et al. Voltage model rotor flux observer of induction motor based on second-order variable gain sliding mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(11): 4490-4501.)
- [7] Cui Y L, Xu L L, Ji J J, et al. Quasi-sliding mode control for discrete-time uncertain systems with time-varying delay and stochastic disturbance[J]. International Journal of Control, 2020, 95(1): 249-258.
- [8] 康尔良, 于浩天, 韩康玮. 永磁同步电机非线性增益非奇异快速终端滑模控制 [J]. 电机与控制学报, 2024(05): 73-81.
(Kang E L, Yu H T, Han K W. Nonlinear gain non-singular fast terminal sliding mode control for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines and Control, 2024(05): 73-81.)
- [9] 齐丽英, 王琛琛, 周明磊. 一种异步电机的电流环解耦控制方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29 (05): 174-180.
(Qi L Y, Wang C C, Zhou M L. A decoupling current control scheme for induction machine controllers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 174-180.)
- [10] Elmorshedy M, Mahmoud F, Bhaskar M S, et al. Relegated thrust ripples for linear induction motors based-four voltage vectors finite-set predictive control and model reference adaptive system[J]. Electric Power Components and Systems, 2024, 1-12.
- [11] Abdelkarim A, Aissa K, Brahim M, et al. Feedback linearization based sensorless direct torque control using stator flux MRAS-sliding mode observer for induction motor drive[J]. ISA Transactions, 2020, 98: 382-392.
- [12] Wang B, Wang T Q, Yu Y, et al. 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.
- [13] Dattatraya K, Singh R R. IoT integrated adaptive fault tolerant control for induction motor based critical load applications[J]. Engineering Science and Technology, 2024, 51: 101585.
- [14] Majid M Z. Fast terminal sliding mode control design for position control of induction motors using adaptive quantum neural networks[J]. Applied Soft Computing, 2022, 115: 108268.
- [15] 刘茂泉. 基于滑模变结构异步电动机无速度传感器矢量控制系统的研究[D]. 南昌, 华东交通大学, 2016.
- [16] Cui Y L, Ji J J, Shi G T. Adaptive event-triggered control for semi-Markovian switching linear systems with process time-varying delays[J]. Journal of the Franklin Institute, 2023, 360(16): 11683-11704.
- [17] 朱洪彪. 基于滑模变结构的永磁同步电机转速控制 [D]. 哈尔滨, 哈尔滨工业大学, 2017.

- [18] 李凯,陈志梅,王贞艳. 异步电机的全局自适应快速终端滑模控制[J]. 控制工程, 2020, 27 (10): 1828-1833.
(Li K, Chen Z M, Wang Z Y. Global adaptive fast terminal sliding mode control of induction motor[J]. Control Engineering of China, 2020, 27 (10): 1828-1833.)
- [19] Cui Y L, Xu L L. Chattering-free adaptive sliding mode control for continuous-time systems with time-varying delay and process disturbance[J]. International Journal of Robust Nonlinear Control, 2019, 29: 3389-3404.
- [20] 苟立峰, 王琛琛, 游小杰, 等. 基于积分滑模的感应电机无速度传感器带速重投控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5700-5710.
(Gou L F, Wang C C, You X J, et al. A restart method based on integral sliding mode for speed sensorless controlled induction motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5700-5710.)
- [21] Wang B, Luo C, Yu Y, et al. Anti-disturbance speed control for induction machine drives using high-order fast terminal sliding-mode load torque observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7927-7937.
- [22] Lascau, C, Andreescu, G D. Sliding-mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(3): 785-794.
- [23] Ren Y X, Wang R T, Saqib J R, et al. Speed sensorless nonlinear adaptive control of induction motor using combined speed and perturbation observer[J]. Control Engineering Practice, 2022, 123: 105166.
- [24] Zirkohi M M. Fast terminal sliding mode control design for position control of induction motors using adaptive quantum neural networks[J]. Applied Soft Computing, 2022, 115: 108268.
- [25] Wang H, Yang Y, Ge X, et al. Speed-sensorless control of induction motor drives with a STA-FLL speed estimation scheme. IEEE Transactions on Industrial Electronics[J]. 2023, 70(12): 12168-12180.
- [26] Gennaro D, Dominguez R S, Meza M A. Sensorless high order sliding mode control of induction motors with core loss[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2678-2679.
- [27] 赵军圣,赵雪静,孙宗耀. 随机非线性系统的有限时间命令滤波输出反馈跟踪控制[J]. 聊城大学学报(自然科学版), 2023, 36 (06): 9-17.
(Zhao J S, Zhao X J, Sun Z Y. Finite-time command filtering output feedback tracking control of stochastic nonlinear systems[J]. Journal of Liaocheng University, 2023, 36(6): 9-17.)
- [28] 赵恩亮,于金飞,程帅. 基于观测器的异步电机随机系统模糊反步位置跟踪控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47 (01): 8-14.
(Zhao E L, Yu J F, Chen S. Observer-based fuzzy backstepping position tracking control for asynchronous motor stochastic system[J]. Electric Machines and Control Application, 2020, 47(01): 8-14.)

作者简介

姬娟娟 (1990-), 女, 助教, 硕士, 从事异步电机无速度传感器控制的研究, E-mail:1124530496@qq.com;

崔彦良 (1980-), 男, 教授, 博士, 从事复杂网络化控制、交流电机控制等研究, E-mail: cyl1600@126.com;

王开云 (1974-), 男, 教授, 博士, 从事高速铁路基础结构服役性能演变及控制、现代轨道交通列车与线路动态相互作用等研究, E-mail: kywang@swjtu.edu.cn.