

工艺与装备

基于改进超螺旋算法的永磁同步电动机控制

金爱娟, 王硕勋, 李少龙, 刘付鑫, 吴铭毅
(上海理工大学, 上海 200093)

摘要: **目的** 为提高传统 PID 控制下永磁同步电动机在遇到负载突变、重载启动、频繁变速等外界条件变化时性能突变的问题, 文中将超螺旋滑模引入电机控制中, 以更好地应对外界条件的变化。**方法** 通过在原有的超螺旋滑模算法中, 加入自适应比例项和积分项, 使其获得更快的收敛速度和更强的鲁棒性。然后引入一种新的过饱和系数, 来应对引入积分项所带来的超调问题。**结果** 在 Matlab/SMULINK 的仿真环境中, 搭建所提方法的模型, 并与传统的 PID 控制、超螺旋滑模控制以及比例项改进超螺旋滑模控制所搭建的模型做对比。结果表明, 文中方法在遇到外界条件变化下, 稳定性提高了 33%~91%、快速性提高了 27%~76%。**结论** 文中优化后的超螺旋滑模控制器有更高的鲁棒性和更快的快速收敛性, 改善了系统的性能, 能够有效应对负载突变、重载启动、频繁变速等问题, 使应用文中所提方法的永磁同步电动机能够更加符合包装机的要求。

关键词: 永磁同步电机; 超螺旋算法; 自适应; 过饱和系数

中图分类号: TS206.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-3563(2022)19-0198-10

DOI: 10.19554/j.cnki.1001-3563.2022.19.023

Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Super Twisting Algorithm

JIN Ai-juan, WANG Shuo-xun, LI Shao-long, LIU Fu-xin, WU Ming-yi

(University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

ABSTRACT: The work aims to apply super twisting sliding mode to motor control to better cope with environment changes to solve the performance change of permanent magnet synchronous machines (PMSM) under traditional PID control due to environment changes such as sudden load change, heavy load starting, and frequent speed changes. By adding adaptive proportional term and integral term to the original super spiral sliding mode algorithm, faster convergence speed and stronger robustness were obtained. Then, a new supersaturation coefficient was introduced to deal with the overshoot problem caused by the introduction of the integral term. In the simulation environment of Matlab/SMULINK, the proposed model was built and compared with the model built by the traditional PID control, super twisting sliding mode control and proportional term improved super twisting sliding mode control. The result showed that, the proposed method improved the stability and rapidity by 33%~91% and 27%~76%, respectively when the environment changed. The super spiral sliding mode controller optimized in this paper has higher robustness and faster rapid convergence, improves the performance of the system, and can effectively cope with the sudden load change, heavy load starting, and frequent speed change problems mentioned in the previous article. It makes the PMSM proposed in the work more conform to the requirements of packaging machine.

收稿日期: 2021-11-22

基金项目: 国家自然科学基金 (11502145)

作者简介: 金爱娟 (1972—), 女, 博士, 上海理工大学副教授, 主要研究方向为控制理论、电机控制和电力电子。

KEY WORDS: permanent magnet synchronous machines (PMSM); super twisting algorithm; adaptive; supersaturation coefficient

《中国制造 2025》提出, 我国应该大力推广自动化功能包装、高通量检测及分级包装等设备的应用^[1]。这就要求包装和印刷的设备应该具有更高的力学性能, 而包装和印刷设备中的核心部件便是电机。永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其具有结构简单紧凑、控制精度高、转矩惯性高等优点, 在包装和印刷领域得到了广泛的应用^[2]。例如在立式包装机中, 以永磁同步电机为基础的电子凸轮以控制精度高等优点取代了传统的机械凸轮。但是包装机的工作环境往往比较恶劣, 还会出现一些不可避免的因素如: 负载突变、重载启动和频繁变速等。在包装行业中, 由负载变换导致的额外扭矩力震荡会导致控制精度的下降, 定位时间变长, 最终导致整个系统的不稳定; 重载启动则要求较大的启动转矩, 若启动转矩不足则很容易导致电机堵转, 严重时烧毁电机; 频繁变速则对电机的动态性能提出了更高的要求。

近年来, 为了进一步扩大永磁同步电机的应用, 国内外学者都进行了大量的研究, 一些现代控制理论的研究成果已经成功应用于 PMSM 的速度控制系统, 例如: 模糊控制、自适应控制、神经网络和滑模控制等, 其中滑模控制由于其动态响应快、鲁棒性强的特点而广泛的应用于实际系统中^[3]。

许德智、张伟明^[4]等人基于传统滑模, 设计了自适应滑模控制器, 有较好的鲁棒性和动态响应, 但是并未优化系统的抖振的问题。孙杰等^[5]用饱和函数代替了开关函数以减少滑模控制的抖振问题, 但是饱和函数会在一定程度上降低系统的收敛速度。李赓等^[6]将终端滑模平面引入了 PMSM 控制器当中, 提高了快速收敛性, 但是存在奇异现象。孙广辉、马志强^[7]等人引入了非奇异终端滑模平面, 在规避奇异现象的同时保留了终端滑模的快速收敛性, 但是非奇异终端滑模平面存在着收敛停滞的现象。Levant 等^[8]提出了一种超螺旋二阶滑模算法, 对比与一阶滑模, 二阶滑模对滑模面的导数进行控制, 将产生抖振的开关函数转移到了高阶导数上, 能够有效的抑制抖振。熊化亮等^[9]将超螺旋算法引入了 PMSM 的速度环控制中, 相较于传统的滑模控制, 超螺旋滑模控制能够很好的解决抗抖振、快速响应和鲁棒性之间的矛盾。但是只有得知系统的不确定性上界才能判断超螺旋滑模控制的稳定条件^[10], 而在实际的应用当中, 这个上界很难确定, 为了保证系统的鲁棒性, 往往会选取较大的超螺旋参数, 但这会带来剧烈的抖振甚至死机。Li 等^[11]提出了一种基于自适应超螺旋算法的 PMSM 控制系统, 该系统可以有效地解决超螺旋参数选取过大的问题, 但是降低了系统的鲁棒性。

为了使 PMSM 能够更好地适应包装行业的要求, 文中提出了一种基于改进超螺旋算法的滑模控制方法, 在原有的超螺旋算法的基础上加入了自适应比例项和积分项, 提高了超螺旋算法的动态响应特性、稳态性能和鲁棒性。此外, 为了解决引入积分项所带来的过饱和问题, 本文引入了一种抗饱和方法, 能够消除任意速度下的过饱和问题。

1 永磁同步电机数学模型

为了简化之后的分析, 做如下假设: 铁心不产生磁饱和现象; 忽略电机涡流和磁滞损耗; 电机中的电流为三相对称电流; 转子无阻尼缠绕。表贴式永磁同步电机在同步坐标系下的运动方程为^[12]

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3p_n\psi_f}{2}i_q - \frac{B}{J}\omega_m - \frac{T_L}{J} \quad (1)$$

式中: ψ_f 为定子磁链; i_q 为 q 轴电流; ω_m 为机械角速度; p_n 为极对数; B 为阻尼系数; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩。

2 基于改进超螺旋的速度控制器设计

为了解决一阶滑模中一阶导数不连续导致的抖振问题和频繁切换控制导致的系统未建模特性显现, A Levant 提出了二阶滑模算法, 将控制输入量的导数作为新的虚拟控制量, 施加到滑模面的高阶导数上, 从而削弱抖振和提高鲁棒性^[13]。二阶滑模控制中的二阶滑模面如图 1 所示, 系统状态不再是在 $S=0$ 整个滑模面上滑动, 而是沿着滑模流形 $S = \dot{S} = 0$ 线上螺旋前进。

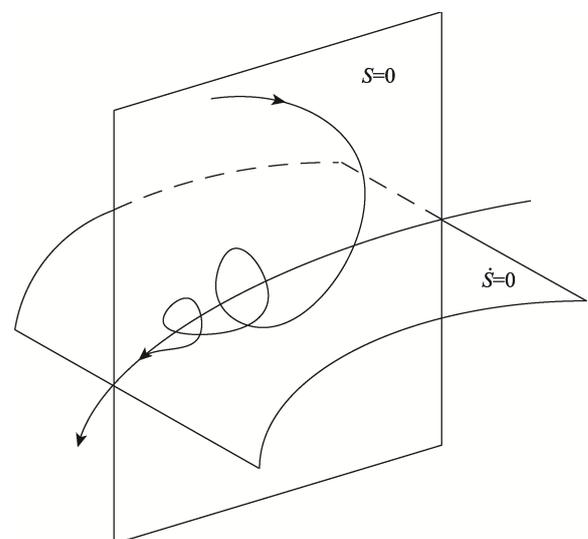


图 1 二阶滑模面

Fig.1 Second-order sliding mode surface

相较于其他二阶滑模算法，超螺旋算法 (Super-Twisting Algorithm, STA) 不需要获取滑模面高阶导数的信息，设计更加简单方便^[14]。一种常见的 STA 公式为：

$$\begin{aligned} u_1 &= -\alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + u_2 \\ \dot{u}_2 &= -\beta \text{sign}(s) + \dot{\varphi} \end{aligned} \quad (2)$$

式中， s 为滑模变量； α 、 β 为 STA 系数； φ 为扰动项。

在式 (2) 中， $\alpha |s|^{1/2}$ 起到提高 STA 收敛速度的作用，但是该项中滑模变量幂次固定，增益 α 直接影响到收敛速度和算法的鲁棒性^[15]。为了提高 STA 的收敛速度和鲁棒性，本文加入比例项和积分项，提出了一种改进型超螺旋算法如下：

$$\begin{aligned} u_1 &= -\alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) - k_1 s + u_2 \\ \dot{u}_2 &= -\beta \text{sign}(s) - k_2 s + \dot{\varphi} \end{aligned} \quad (3)$$

式中： $k_1 s$ 为比例项； $k_2 s$ 为积分项；且 k_1 、 $k_2 > 0$ 。滑模平面选取为：

$$s = \omega_m^* - \omega_m \quad (4)$$

式中： ω_m^* 为参考机械角速度。

结合式 (1) 和式 (4) 得到：

$$\dot{s} = -\dot{\omega}_m = -\frac{3p_n \psi_f}{2J} \omega + \frac{T_L}{J} \quad (5)$$

结合式 (3) 和式 (5) 得到控制器的输出为：

$$i_q^* = \frac{2J}{3p_n \psi_f} \left[\left(\frac{B}{J} \omega + \frac{T_L}{J} \right) + \alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + \int (k_1 s + (\beta \text{sign}(s) - k_2 s) dt) \right] \quad (6)$$

2.1 稳定性分析

定理 1，在式 (6) 中，如果 α 、 β 、 k_1 、 k_2 满足以下条件：

$$\begin{cases} \alpha, \beta, k_1, k_2 > 0, \\ 4\beta k_2 > (8\beta + 9\alpha^2) k_1^2 \end{cases} \quad (7)$$

则式子能够在有限时间内收敛到原点。

设计一个变量替换规则为：

$$\begin{cases} z_1 = s \\ z_2 = \int \beta \text{sign}(z_1) - k_2 s dt \end{cases} \quad (8)$$

式 (6) 可改写为：

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -\alpha |z_1|^{1/2} \text{sign}(z_1) - k_1 z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 = -\beta \text{sign}(z_1) - k_2 s \end{cases} \quad (9)$$

选取类二次型 Lyapunov 函数 $V(z_1, z_2) = \xi^T \Pi \xi$ ，

函数中 $\xi^T = [|z_1|^{1/2} \ z_1 \ z_2]$ ， Π 是实对称正定矩阵：

$$\Pi = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (4\beta + \alpha^2) & \alpha k_1 & -\alpha \\ \alpha k_1 & (2k_2 + k_1^2) & -k_1 \\ -\alpha & -k_1 & 2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

根据二次型函数定义可以证明 $V(z_1, z_2)$ 是连续正定且径向无界的，除 $z_1 = z_2 = 0$ 外处处可微^[16]，所以：

$$\lambda_{\min} \{ \Pi \} \|\xi\|_2^2 \leq V(x) \leq \lambda_{\max} \{ \Pi \} \|\xi\|_2^2 \quad (11)$$

式中： $\|\xi\|_2^2 = |z_1| + z_1^2 + z_2^2$ 是 ξ 的欧几里得范数。

对 Lyapunov 函数求微分得到：

$$\begin{aligned} \dot{V}(z_1, z_2) &= \dot{\xi}^T \Pi \xi + \xi^T \Pi \dot{\xi} = \\ &= -\frac{1}{|z_1|^{1/2}} \xi^T A \xi - \xi^T B \xi \end{aligned} \quad (12)$$

$$\text{式中：} A = \frac{\alpha}{2} \begin{bmatrix} (2\beta + \alpha^2) & 0 & -\alpha \\ 0 & (2k_2 + 5k_1^2) & -3k_1 \\ -\alpha & -3k_1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} (\beta + 2\alpha^2) & 0 & 0 \\ 0 & (k_2 + k_1^2) & -k_1 \\ 0 & -k_1 & 1 \end{bmatrix}.$$

如果 $A > 0$ ， $B > 0$ ，那么 $\dot{V} < 0$ 。在常数 α 、 β 、 k_1 、 k_2 满足以下条件的情况下不难证明：

$$\begin{cases} \alpha, \beta, k_1, k_2 > 0, \\ 4\beta k_2 > (8\beta + 9\alpha^2) k_1^2 \end{cases} \quad (13)$$

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{|z_1|^{1/2}} \lambda_{\min} \{ A \} \|\xi\|_2^2 - \lambda_{\min} \{ B \} \|\xi\|_2^2 \quad (14)$$

通过式 (14)，可以得到：

$$|z_1|^{1/2} \leq \|\xi\|_2 \leq \frac{V^{1/2}(x)}{\lambda_{\min}^{1/2} \{ \Pi \}} \quad (15)$$

因此，得到

$$\dot{V} \leq -\frac{\lambda_{\min}^{1/2} \{ \Pi \} \lambda_{\min} \{ A \}}{\lambda_{\max} \{ \Pi \}} V^{1/3}(x) - \frac{\lambda_{\min} \{ B \}}{\lambda_{\max} \{ \Pi \}} V(x) \quad (16)$$

通过比较原理，可以得知 $V(z_1, z_2)$ 能够在有限时间内收敛到原点^[17]。

2.2 自适应线性项设计

根据 2.1 节的证明，将线性项 $k_1 s$ 引入超螺旋算法后，只要保证 $k_1 > 0$ ，系统的稳定性就不会受到影响。但是当系统状态靠近滑模平面时，此时 $s < 1$ ， $k_1 s$ 趋近于 0，比例项仅剩趋近速度较慢的平方根项 $\alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s)$ ，从而使得趋近速度变慢。为了解决这个问题，将 $k_1 s$ 项改成自适应线性项 $k_1 |s|^{\alpha \text{sign}(|s|-1)} s$ ，此时式 (6) 变为：

$$i_q^* = \frac{2J}{3p_n \psi_f} \left[\left(\frac{B}{J} \omega + \frac{T_L}{J} \right) + \alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + \int \left(k_1 |s|^{\alpha \text{sign}(|s|-1)} s + (\beta \text{sign}(s) - k_2 s) dt \right) \right] \quad (17)$$

1) 当系统状态接近滑模平面时, 有:

$$\begin{cases} s < 1 \\ \text{sign}(|s|-1) = -1 \\ i_q^* = \frac{2J}{3p_n\psi_f} \left(\left(\frac{B}{J}\omega + \frac{T_L}{J} \right) + \alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + \right. \\ \left. k_1 |s|^{-a} s + \int (\beta \text{sign}(s) - k_2 s) dt \right) \end{cases} \quad (18)$$

显然在趋近速率上, $\alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + k |s|^{-a} s \gg \alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s)$ 。

2) 当系统状态远离滑模平面时, 则:

$$\begin{cases} s < 1 \\ \text{sign}(|s|-1) = -1 \\ i_q^* = \frac{2J}{3p_n\psi_f} \left(\left(\frac{B}{J}\omega + \frac{T_L}{J} \right) + \alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + \right. \\ \left. k_1 |s|^{-a} s + \int (\beta \text{sign}(s) - k_2 s) dt \right) \end{cases} \quad (19)$$

显然在趋近速率上, $\alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + k |s|^{-a} s \gg \alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s)$ 。

加入自适应线性项后, 无论是接近滑模平面时还是远离滑模平面时, 趋近速率都得到了提高, 加入自适应线性项的超螺旋滑模速度控制器的框图见图 2。

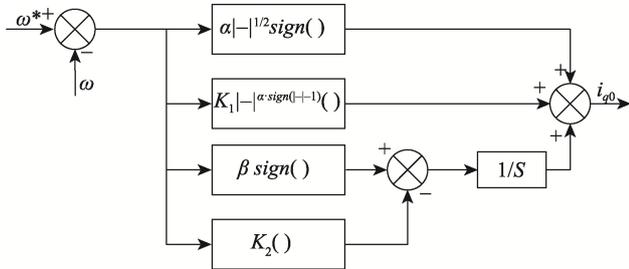


图 2 改进超螺旋滑模速度控制器框图

Fig.2 Block diagram of slip mode speed controller based on improved super twisting

2.3 抗饱和系数的设计

根据 2.1 节的证明, 将积分项 $k_2 s$ 引入超螺旋算法后, 只要保证 $k_2 > 0$, 系统的稳定性就不会受到影响。但是在 PMSM 启动的过程中, 积分项可能会引起系统严重的超调甚至震荡^[18]。为了解决这个问题, 在系统中引入抗饱和系数, 设计为:

$$\gamma = 1 + \tanh[\lambda(i_{q0}^* - i_{q0})] \quad (20)$$

式中: λ 为正常数; i_{q0} 为受到限幅前的转速环输出电流; i_{q0}^* 为受到限幅后的转速环输出电流; \tanh 为双曲正切函数, $y=1+\tanh(x)$ 和 $y=e^x$ 的函数对比图像

见图 3。

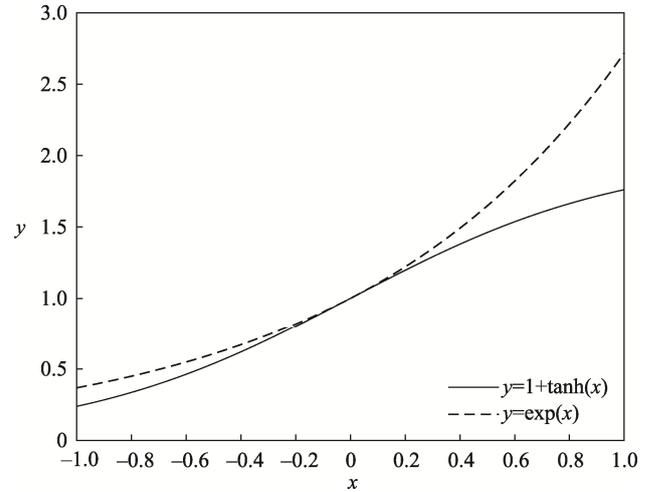


图 3 $y=1+\tanh(x)$ 、 $y=e^x$ 的函数图像
Fig.3 Function image of $y=1+\tanh(x)$, $y=e^x$

通过观察图 3, 可以发现 $y=1+\tanh(x)$ 以 $y=0$ 和 $y=2$ 作为渐近线, 当 x 趋于负无穷时, y 趋于 0, 且趋近速度比传统的指数函数更快。

加入抗饱和系数后, 式 (17) 变为:

$$i_q^* = \frac{2J}{3p_n\psi_f} \left[\left(\frac{B}{J}\omega + \frac{T_L}{J} \right) + \alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + k_1 |s|^{\alpha \text{sign}(|s|-1)} s + \int (\beta \text{sign}(s) - k_2 \gamma s) dt \right] \quad (21)$$

当 i_{q0} 和 i_{q0}^* 之间的差值足够大的时候, 即过饱和时, 根据双曲正切函数的性质, γ 趋近于 0, 从而使转速环退饱和; 当 i_{q0} 和 i_{q0}^* 相等时, 即不过饱和时, 根据双曲正切函数性质, $\gamma=1$, 无论速度如何变换, 积分项系数都将保持 k_2 不变。另外通过变化 λ 的值, 可以不同程度的降低超调。

根据式 (21), 得到最终的控制器为改进自适应超螺旋控制器 (AMST-SMC), AMST-SMC 内部框图见图 4。

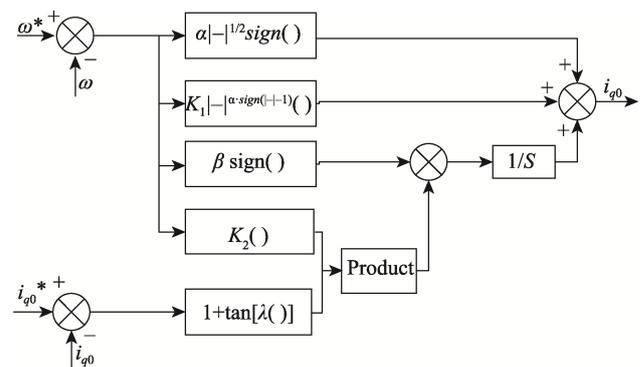


图 4 AMST-SMC 结构框图

Fig.4 Structure block diagram of AMST-SMC

3 基于 AMST-SMC 的 PMSM 仿真实验与分析

基于 AMST-SMC 的 PMSM 控制框图见图 5。根据图 5 在 Matlab/Simulink 环境中搭建相应的仿真模型。文中将通过以下 3 种实验以对应永磁同步电动机不同的工况，来对 AMST-SMC 进行分析。

1) 为应对永磁同步电动机在工作中出现的各种负载扰动。设计电机以恒速 1 000 r/min 空载启动，在 0.2 s 时负载突增至 10 N·m，在 0.3 s 时负载突减 10 N·m，以验证 AMST-SMC 拥有更加良好鲁棒性。

2) 为应对永磁同步电动机在工作中出现的带载启动问题。设计电机以 1 000 r/min 重载 5 N·m 启动，

以验证 AMST-SMC 拥有更加良好的带载启动能力。

3) 为应对永磁同步电动机在工作中频繁变速的情况。设计电机以 500 r/min 空载启动，在 0.2 s 时给定转速突变至 1 000 r/min，以验证 AMST-SMC 拥有更加良好的动态性能。

为了增加实验的可靠性，文中选取了比例-积分-微分控制器 (Proportion Integration Differentiation, PID)、超螺旋滑模控制器 (ST-SMC)、比例项改进超螺旋滑模控制器 (MST-SMC) 作为对照实验。PID 参数选取为： $k_p=0.2$ 、 $k_i=30$ ；ST-SMC 参数选取为： $\alpha=600$ 、 $\beta=100\ 000$ ；MST-SMC 参数选取为： $\alpha=600$ 、 $\beta=100\ 000$ 、 $k=30$ ；MST-SMC 参数选取为： $\alpha=600$ 、 $\beta=100\ 000$ 、 $k_1=30$ 、 $k_2=4\ 000$ 、 $\lambda=1$ 。选取的永磁同步电动机参数见表 1。

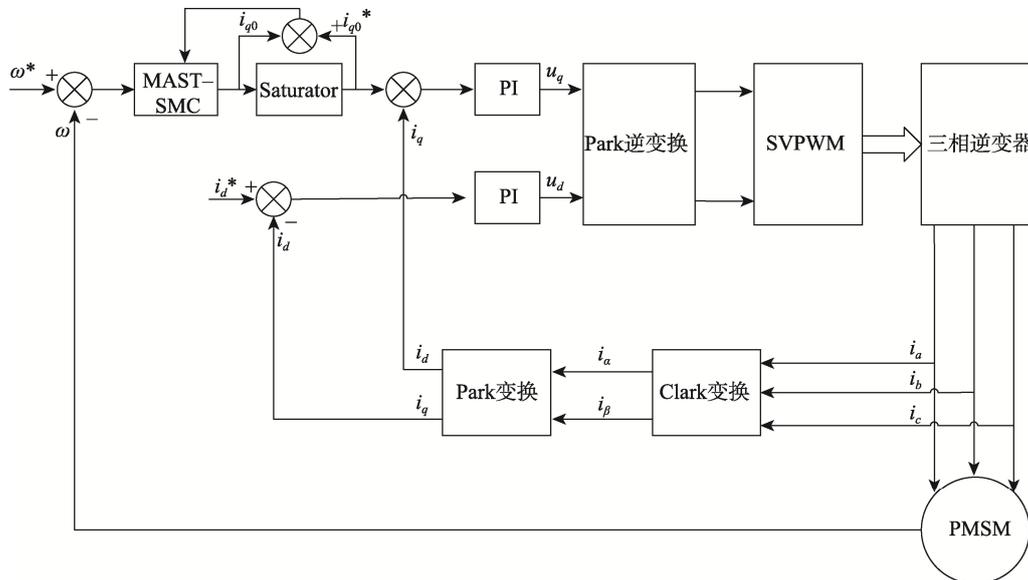


图 5 基于 MAST-SMC 的 PMSM 控制框图

Fig.5 Control block diagram of PMSM based on MAST-SMC

表 1 永磁同步电动机参数
Tab.1 Parameters of PMSM

名称	数值
定子电阻 R_s	2.875 Ω
d 轴电感 L_d	8.5 mH
q 轴电感 L_q	8.5 mH
定子磁链 ψ_f	0.175 Wb
极对数 p	3
转动惯量 J	0.003 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
直流母线电压	311V
阻尼系数 B	0 $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$

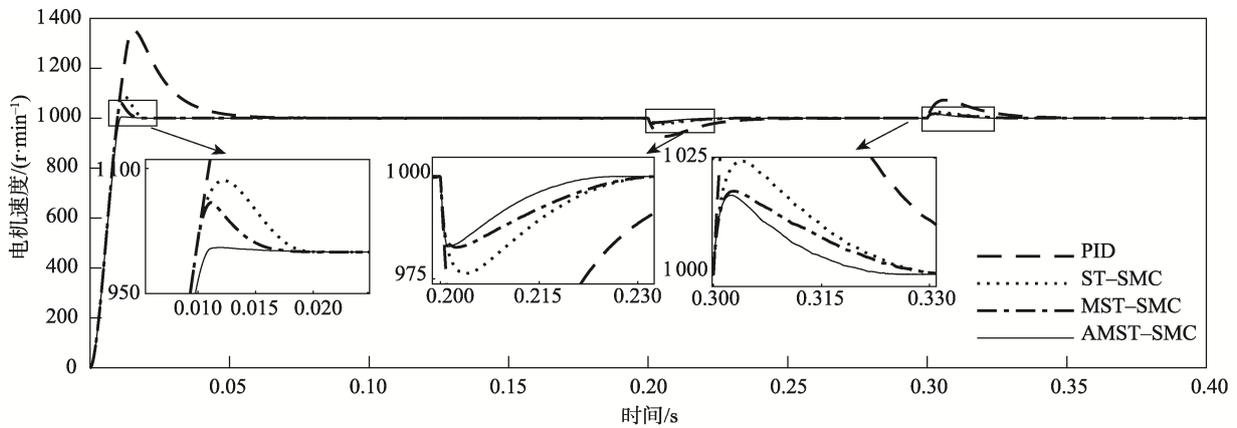
3.1 变载实验

在变载实验中，先以转速 1 000 r/min 空载启动，在 0.2 s 时将负载突增 10 N·m。在 0.3 s 时负载突减 10 N·m，仿真结果见图 6，观察电机转速和电磁转矩波形，数据整理见表 2—4。

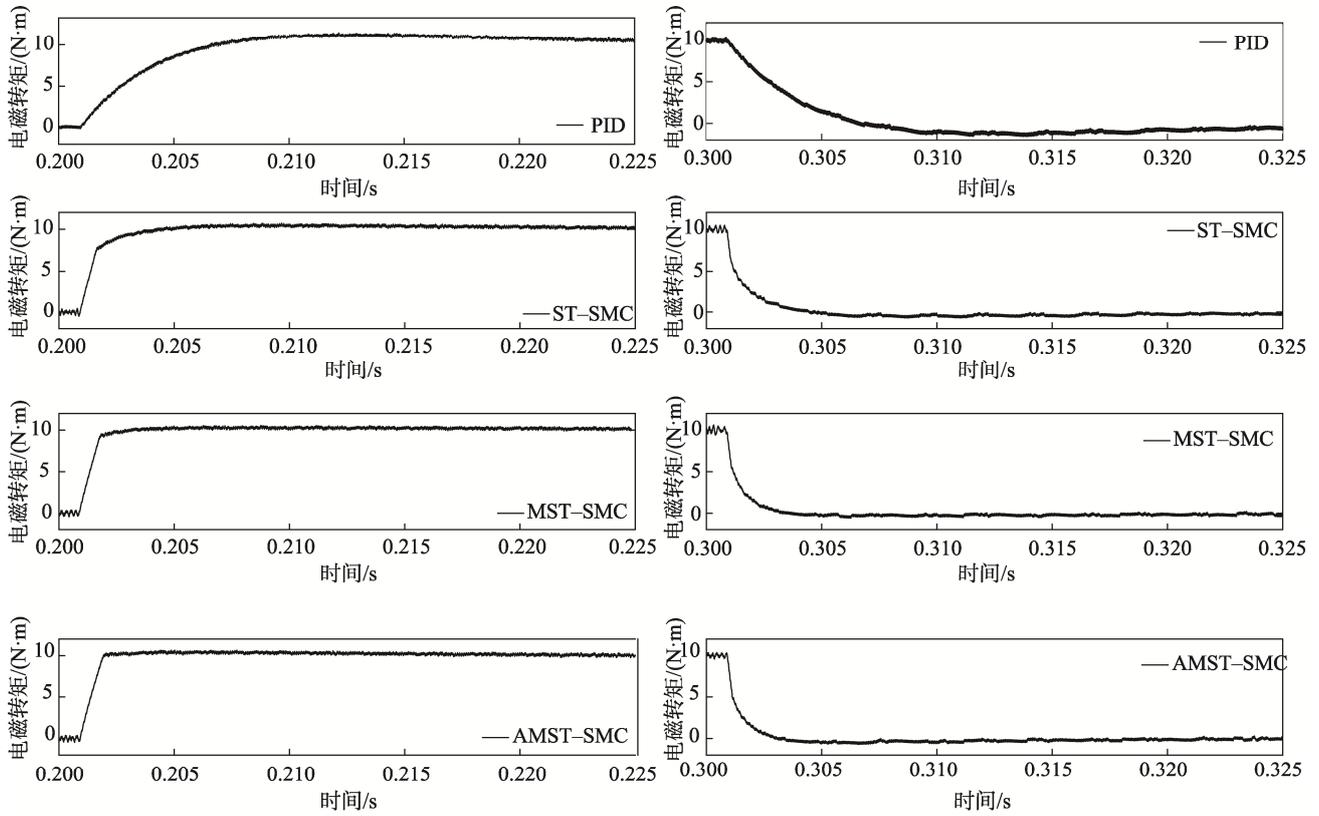
通过表 2 和图 6a 可知，在阻尼特性方面，AMST-SMC 的超调量为 0.55%，比传统的 PID 控制缩小了 98.4%，比次优的 MST-SMC 缩小了 93.7%。在快速性方面，AMST-SMC 的调节时间为 0.01 s，比传统的 PID 控制快了 90%，比次优的 MST-SMC 快了 28.6%。在稳态性能方面，AMST-SMC 的稳态误差为 0.019 r/min，比传统的 PID 控制缩小了 91.2%，比次优的 MST-SMC 缩小了 57.8%。无论是在阻尼特性、快速性还是稳态性能方面，AMST-SMC 都优于 PID 和 MST-SMC。这说明在空载启动时，AMST-SMC 能够更快的到达稳态，并且抖动最小，因此 AMST-SMC 相较于其他对比方法拥有更好的空载启动性能。

表 2 变载实验启动时电机性能指标
Tab.2 Performance index of motor at start in variable load experiment

控制方式	转速峰值/(r·min ⁻¹)	转速超调量/%	调节时间/s	稳态误差/(r·min ⁻¹)	转矩超调/(N·m)
PID	1 351.444	35.144	0.046	0.217	7.537
ST-SMC	1 088.391	8.839	0.017	0.05	6.042
MST-SMC	1 061.236	6.124	0.014	0.045	5.547
AMST-SMC	1 005.553	0.555	0.01	0.019	0.574



a 变载实验转速波形



b 负载转矩突增电磁转矩细节

c 负载转矩突减电磁转矩细节

图 6 变载实验仿真波形

Fig.6 Waveform diagram of variable load simulation

通过表 3、4 和图 6a 可知,在阻尼特性方面,负载转矩突增时 AMST-SMC 的超调量为 1.718%,比传统的 PID 控制缩小了 76.4%,比次优的 MST-SMC 缩小了 0.8%;负载转矩突减时 AMST-SMC 的超调量为 1.693%,比传统的 PID 控制缩小了 76.7%,比次优的 MST-SMC 缩小了 5.1%。在快速性方面,AMST-SMC 的调节时间为 0.008,比传统的 PID 控制快了 74.2%,比次优的 MST-SMC 快了 33.3%。无论是阻尼特性还是快速性,AMST-SMC 都优于传统的 PID 的控制,也就说明了在遇到负载转矩突增或突减的情况下,AMST-SMC 比 PID 控制有更好的鲁棒性。在阻尼特性方面,负载转矩突增时,AMST-SMC 与 MST-SMC 只相差了 0.8%;负载转矩突减时,AMST-SMC 与

MST-SMC 也只相差了 5.1%。但是在快速性方面 AMST-SMC 比 MST-SMC 快了 33%,也就说明了在遇到负载转矩突增或突减的情况下,AMST-SMC 能够更快的恢复稳态。并且观察图 6b、图 6c,可以发现 AMST-SMC 对比其他方法,其转矩在受到负载转矩变动的情况下,能够更快的到达新的稳态,且几乎没有转矩抖动,因此 AMST-SMC 控相比与其他对比方法,在负载转矩突增和突减时,拥有更好的鲁棒性。

3.2 负载启动实验

在负载启动实验中,先以转速 1 000 r/min,负载转矩 5 N·m,带载启动,仿真结果见图 7,观察电机转速和电磁转矩波形,数据整理见表 5。

表 3 变载实验突增负载时电机性能指标
Tab.3 Performance index of motor in load increase simulation

控制方式	转速峰值/(r·min ⁻¹)	转速超调量/%	调节时间/s	稳态误差/(r·min ⁻¹)	转矩恢复时间/s
PID	927.292	7.271	0.031	0.317	0.034
ST-SMC	976.256	2.374	0.016	0.05	0.004
MST-SMC	982.666	1.733	0.012	0.043	0.002
AMST-SMC	982.823	1.718	0.008	0.027	0.001

表 4 变载实验突减负载时电机性能指标
Tab.4 Performance index of motor in load reduction simulation

控制方式	转速峰值/(r·min ⁻¹)	转速超调量/%	调节时间/s	稳态误差/(r·min ⁻¹)	转矩恢复时间/s
PID	1 072.604	7.26	0.032	0.315	0.038
ST-SMC	1 024.281	2.428	0.015	0.052	0.004
MST-SMC	1 017.837	1.784	0.012	0.043	0.002
AMST-SMC	1 016.93	1.693	0.008	0.018	0.001

表 5 负载启动实验电机性能指标
Tab.5 Performance index of motor in load start simulation

控制方式	转速峰值/(r·min ⁻¹)	转速超调量/%	调节时间/s	稳态误差/(r·min ⁻¹)	转矩超调/(N·m)
PID	1 360.102	36.01	0.047 7	0.096	8.168
ST-SMC	1 068.14	6.814	0.016 4	0.064	6.345
MST-SMC	1 040.229	4.03	0.013 9	0.055	4.698
AMST-SMC	1 008.221	0.822	0.011 5	0.029	1.441

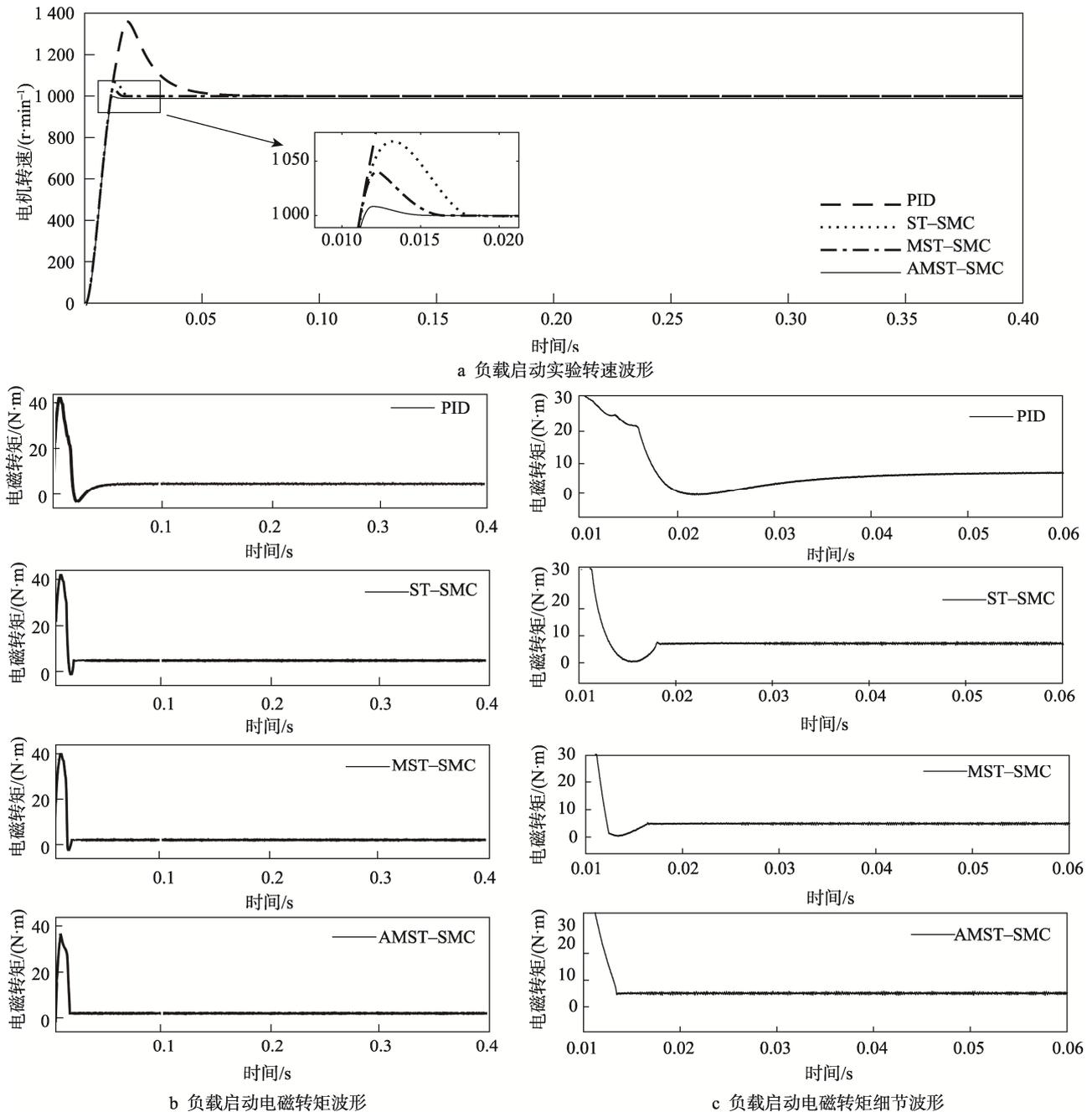


图 7 负载启动仿真实验波形
Fig.7 Waveform diagram of load start simulation

通过表 5 和图 7a 可知, 在阻尼特性方面, AMST-SMC 的超调量为 0.82%, 比传统的 PID 控制缩小了 97.7%, 比次优的 MST-SMC 缩小了 79.6%。在快速性方面, AMST-SMC 的调节时间为 0.01 s, 比传统的 PID 控制快了 75.9%, 比次优的 MST-SMC 快了 17.3%。在稳态性能方面, AMST-SMC 的稳态误差为 0.029 r/min, 比传统的 PID 控制缩小了 69.8%, 比次优的 MST-SMC 缩小了 47.3%。无论是在阻尼特性、快速性还是稳态性能方面, AMST-SMC 都优于 PID 和 MST-SMC。这说明在负载启动时,

AMST-SMC 能够更快的到达稳态, 并且抖动最小。由图 7b、图 7c 可以看出, 在负载启动的时候, AMST-SMC 的转矩波形更加平稳, 误差小, 反应快, 超调接近为 0。因此 AMST-SMC 控制相比于其他对比方法拥有更好的负载启动性能。

3.3 空载变速实验

在空载变速实验中, 先以转速 500rpm 空载启动, 在 0.2s 时将给定转速突变至 1000rpm。仿真结果见图 8, 观察电机转速和电磁转矩波形, 数据整理见表 6。

表6 空载变速实验电机性能指标
Tab.6 Motor performance index in no-load variable speed experiment motor

控制方式	转速峰值/(r·min ⁻¹)	转速超调量/%	调节时间/s	稳态误差/(r·min ⁻¹)	转矩超调/(N·m)
PID	1 152.016	15.202	0.028 5	0.203	4.038
ST-SMC	1 028.016	2.802	0.009 5	0.078	2.561
MST-SMC	1 035.692	3.569	0.008 8	0.063	4.986
AMST-SMC	1 022.636	2.264	0.007 8	0.045	2.365

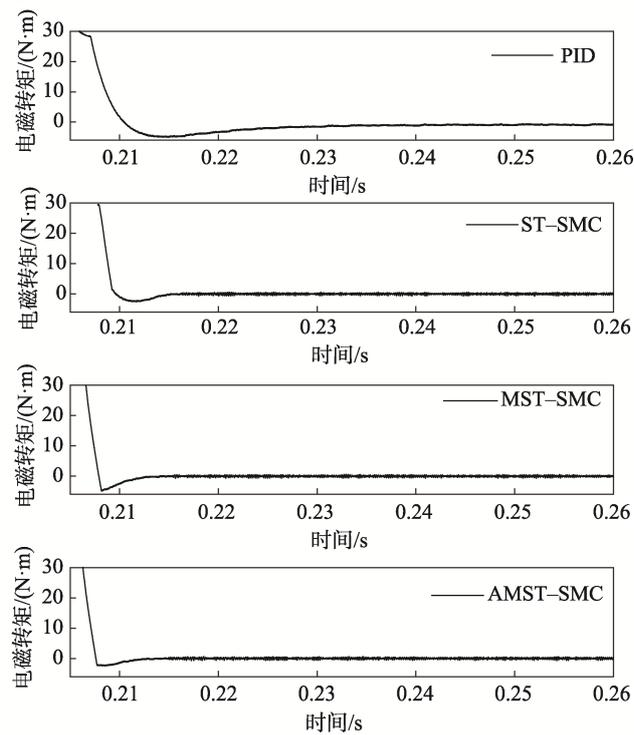
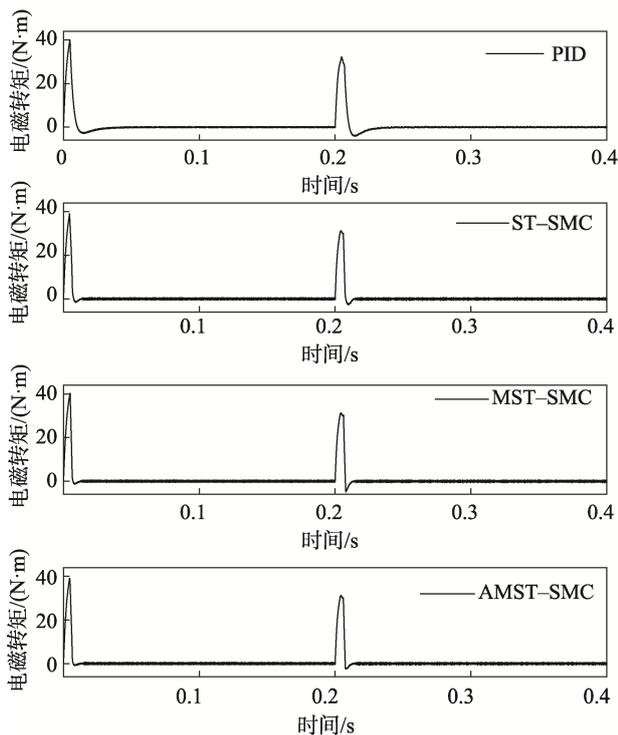
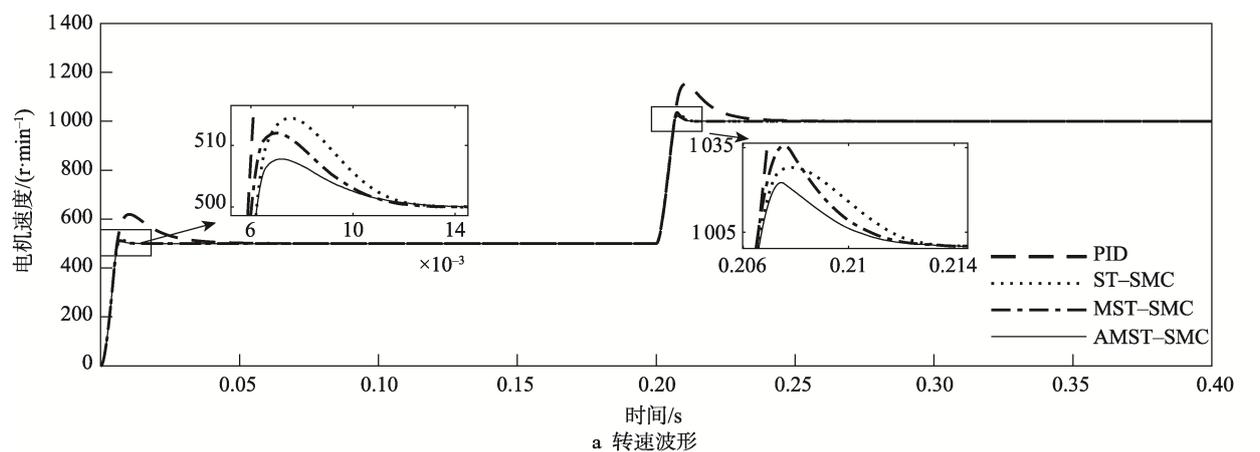


图8 空载变速实验仿真实验波形
Fig.8 Waveform diagram of no-load variable speed experiment simulation

通过表6和图8a可知,在阻尼特性方面,AMST-SMC的超调量为2.264%,比传统的PID控制缩小了85.1%,比次优的ST-SMC缩小了19.2%。在快速性方面,AMST-SMC的调节时间为0.0078s,比传统的PID控制快了72.6%,比次优的MST-SMC快了11.4%。在变速实验中,ST-SMC拥有比MST-SMC

更小的超调量,MST-SMC拥有比ST-SMC更短的调节时间。但是AMST-SMC无论是在超调量方面还是调节时间方面都是最优的,兼顾了两者的优点。通过对图8b、图8c分析可得,AMST-SMC的转矩反应快,超调小,有更加平稳的波形,因此AMST-SMC相较于其他对比方法拥有更好的变速性能。

4 结语

文中为解决永磁同步电动机工作中常遇到的负载突变、重载启动、频繁变速问题, 将超螺旋滑模控制引入到了 PMSM 的转速环控制中, 并针对上述问题对超螺旋滑模控制进行了优化。将自适应比例项和积分项引入了超螺旋滑模控制中, 提高了系统的响应特性和稳态特性。并且为了解决引入积分项带来的超调问题, 引入一种新的过饱和系数, 以实现在任意速度下的退饱和。通过实验仿真数据可以得到, 优化过后的超螺旋滑模控制能够更好解决上述 3 个问题, 提高了系统的收敛速度和鲁棒性。

参考文献:

- [1] 赵凯辉, 何静, 李祥飞, 等. 包装印刷用永磁同步电机控制及无速度传感器控制技术综述[J]. 包装学报, 2017, 9(1): 13-20.
ZHAO Kai-hui, HE Jing, LI Xiang-fei, et al. Review of Permanent Magnet Synchronous Motor Control and Sensorless Technology for Packaging and Printing[J]. Packaging Journal, 2017, 9(1): 13-20.
- [2] 张昌凡, 罗利祥, 何静, 等. 匝间短路故障对永磁同步电机失磁影响的分析与研究[J]. 包装工程, 2015, 36(15): 124-129.
ZHANG Chang-fan, LUO Li-xiang, HE Jing, et al. Effects of Inter-Turn Short-Circuit Fault on Demagnetization of Permanent Magnet Synchronous Machines[J]. Packaging Engineering, 2015, 36(15): 124-129.
- [3] YAN L, SON J B, LEE J M, PMSM Speed Controller Using Switching Algorithm of PD and Sliding Mode Control[C]// Proceedings of the 2009 ICCAS-SICE, Fukuoka, 2009: 1260-1266.
- [4] XU D, ZHANG W, SHI P, et al. Model-Free Cooperative Adaptive Sliding-Mode-Constrained-Control for Multiple Linear Induction Traction Systems[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2020, 50(9): 4076-4086.
- [5] 孙杰, 崔巍, 范洪伟, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电动机无位置传感器控制[J]. 微特电机, 2011, 39(2): 60-62.
SUN Jie, CUI Wei, FAN Hong-wei, et al. Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Improved Sliding Mode Observer[J]. Small & Special Electrical Machines, 2011, 39(2): 60-62.
- [6] 李赓. 基于改进超螺旋算法的永磁同步电机速度控制研究[D]. 桂林: 桂林理工大学, 2020: 33-37.
LI Geng. Research on Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Super Helix Algorithm[D]. Guilin: Guilin University of Technology, 2020: 33-37.
- [7] SUN Guang-hui, MA Zhi-qiang. Practical Tracking Control of Linear Motor with Adaptive Fractional Order Terminal Sliding Mode Control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22(6): 2643-2653.
- [8] LEVANT A. Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control[J]. International Journal of Control, 1993, 58(6): 1247-1263.
- [9] 熊化亮, 沈艳霞. 基于改进二阶滑模控制器的 PMSM 控制策略研究[J]. 微特电机, 2020, 49(9): 50-53.
XIONG Hua-liang, SHEN Yan-xia. Study on PMSM Control Strategy Based on Improved Second Order Sliding Mode Controller[J]. Small & Special Electrical Machines, 2020, 49(9): 50-53.
- [10] GAO Peng, ZHANG Guang-ming, LYU Xiao-dong. Model-Free Control Using Improved Smoothing Extended State Observer and Super-Twisting Nonlinear Sliding Mode Control for PMSM Drives[J]. Energies, 2021, 14(4): 922.
- [11] LI Zheng, ZHOU Shuo, XIAO Yu, et al. Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Linear Motor Based on Self-Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Controller[J]. IEEE Access, 2019, 7: 44998-45011.
- [12] JUNEJO A K, XU Wei, MU Chao-xu, et al. Adaptive Speed Control of PMSM Drive System Based a New Sliding-Mode Reaching Law[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12110-12121.
- [13] LIU Lu, DING Shi-hong, MA Li, et al. A Novel Second-Order Sliding Mode Control Based on the Lyapunov Method[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2019, 41(4): 1068-1078.
- [14] ZHEN Zi-yang, YU Chao-jun, JIANG Shuo-ying, et al. Adaptive Super-Twisting Control for Automatic Carrier Landing of Aircraft[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(2): 984-997.
- [15] ZHANG Lei, WANG Si-bo, BAI Jing. Fast-Super-Twisting Sliding Mode Speed Loop Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on SVM-DTC: LETTER[J]. IEICE Electronics Express, 2021, 18(1): 1-6.
- [16] 宋昱霖. 新能源汽车永磁同步电机驱动控制系统设计[D]. 北京: 中国科学院大学(中国科学院长春光学精密机械与物理研究所), 2021: 53-60.
SONG Yu-lin. Design of Driving Control System for New Energy Vehicle Permanent Magnet Synchronous Motor[D]. Beijing: Institute of Physics, Chinese Academy of Sciences, 2021: 53-60.
- [17] 刘畅, 杨锁昌, 汪连栋, 等. 基于快速自适应超螺旋算法的制导律[J]. 北京航空航天大学学报, 2019(7): 1388-1397.
LIU Chang, YANG Suo-chang, WANG Lian-dong, et al. Guidance Law Based on Fast Adaptive Super-Twisting Algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019(7): 1388-1397.
- [18] HOU Qian-kang, DING Shi-hong. GPIO Based Super-Twisting Sliding Mode Control for PMSM[J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs, 2020, 68(2): 747-751.