

永磁同步电机干扰观测复合滑模控制技术*

程 勇, 李思卿, 李森豪

(西安科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710600)

摘 要: 为了提高在永磁同步电机(PMSM)转速环控制中的滑模控制(SMC)的全局收敛性,提出了一种复合 SMC 策略,综合了线性滑模面和非奇异终端滑模面的特点,组成新的滑模面,提高了 SMC 在不同运动阶段的收敛性。在此基础上对传统的幂次趋近律做出改进,改善了 SMC 在稳态时刻的收敛速度降低的问题。同时,使用基于 SMC 规律的干扰观测器来观测系统中的未建模动态和未知干扰,对设计的 SMC 进行补偿,降低 SMC 对于控制器高增益的依赖性,从而有效改善控制器在稳态时刻因滑模高增益而产生的抖振,提高 SMC 的控制性能。最后,通过仿真和试验证明控制方法的有效性和可行性。

关键词: 永磁同步电机; 复合滑模控制; 滑模观测器; 趋近律

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)03-0039-08

doi: 10.12177/emca.2022.179

Compound Sliding Mode Control Technology of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Disturbance Observation*

CHENG Yong, LI Siqing, LI Senhao

(College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710600, China)

Abstract: In order to improve the global convergence of sliding mode control (SMC) in speed loop control of permanent magnet synchronous motor (PMSM), a compound sliding mode control strategy is proposed, which combines the characteristics of linear sliding mode surface and non-singular terminal sliding mode surface to form a new sliding mode surface and improve the convergence of SMC in different motion stages. On this basis, the traditional power reaching law is improved to reduce the convergence speed in steady state. At the same time, the disturbance observer based on SMC law is used to observe unmodeled dynamics and unknown disturbance of system, the designed SMC is compensated, the dependence of SMC for high gain controller is reduced. Thus, the chattering of controller in the steady state time due to sliding mode high-gain effectively is improved, the control performance of SMC is also improved. Finally, the effectiveness and feasibility of the control method are proved by the simulation and the experiment.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); compound sliding mode control (SMC); sliding mode observer (SMO); approaching law

收稿日期: 2022-09-19; 收到修改稿日期: 2022-12-15

* 基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划-陕煤联合基金项目(2019JLM-51)

作者简介: 程 勇(1979—),男,博士,副教授,研究方向为电力系统非线性控制、电力电子与电力传动。

李思卿(1997—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制。

李森豪(1998—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制。

0 引言

随着电力电子技术的发展和材料技术的进步,永磁同步电机(PMSM)的制作工艺和控制性能均得到了提高,其展现出了高功率密度、高工作效率、结构简单等优点,在轨道交通、工厂机床、航空领域应用广泛^[1-3],因此其控制方法也成为了学者们研究的热点。

在 PMSM 的控制方法中,一般要求控制方法可以使控制系统有较快的响应速度,较强的干扰抑制能力,在参数失配后可以维持控制性能的鲁棒性。为了达到相应的控制要求,多种针对 PMSM 的控制方法应运而生,目前使用较为广泛的就是 PI 控制。其控制结构简单,不依赖于控制系统的模型,因此对电机参数失配可以表现出较好的鲁棒性。但在面对控制性能要求较高的场合时,PI 控制很难呈现出相应的控制性能,在面对非线性系统时,不能调整自身的特性来应对复杂的控制对象^[4]。因此,学者们不断深入研究,提出了内模控制、滑模控制(SMC)、自适应控制和智能控制等控制方法。其中 SMC 结构简单、鲁棒性强^[5],在实践中已经获得了广泛的应用。SMC 是一种非线性的变结构控制,在多数文献中均已应用于电机的控制性能改善。在文献[6]中,提出使用滑模观测器(SMO)来观测误差,并以此对 SMC 和 PI 控制器进行实时的权重分配,同时根据 SMO 设计了转角速度补偿器对误差进行补偿,提高了转速环的控制性能。但是在 SMC 的过程中,由于滑模自身的结构特点,通常会产生一定程度的抖振现象。在文献[7]中提出了一种新型混合趋近律,并结合积分型滑模面,提高了控制系统的干扰抑制能力,有效地降低了抖振。在文献[8]中使用模糊控制建立规则动态的调节 SMC 的收敛速度,同时使用连续函数代替传统 SMC 中的开关函数,有效改善了 SMC 的抖振。

然而,在传统线性滑模面分析中,发现线性滑模面控制不能使状态变量在有限时间内收敛到 0。针对此问题,在文献[9]中提出了一种非奇异终端滑模控制(NTSMC)来代替传统的 PI 控制,有效提高了控制精度,降低了超调。在文献[10]中引入了扩张状态观测器来观测扰动,对 NTSMC 进行前馈补偿,增强了系统的抗干扰能力。然而,

在对于 NTSMC 的进一步研究中发现系统状态远离平衡点时收敛速度慢。针对此问题,文献[11]中提出将线性滑模面与非线性滑模面进行组合应用,结合线性滑模面在远离平衡点收敛速度快的优点,提高了 SMC 在全局过程中的收敛性。同时,设计了扰动观测器,降低对滑模高增益的依赖性。

在本文中,设计了一种新型的基于线性和非线性组合的积分型滑模面,解决 NTSMC 系统状态远离平衡点时收敛速度不佳的问题。其次为了提高 SMC 在全局阶段的趋近速率,在传统的幂次趋近律中设计了以滑模面为自变量的可变因子,改善传统幂次趋近律,以适应在不同阶段的控制要求。最后,本文使用了积分型滑模面的 SMO 来观测控制系统中的未知干扰,减小观测器的稳态误差,再将观测值补偿到控制器中,降低因滑模高增益所带来的抖振。本文通过仿真和试验证明所提出的 SMC 方法具有更好的全局收敛性。

1 PMSM 及其数学模型

PMSM 根据转子上永磁体摆放位置的不同可以分为表贴式 PMSM 和内置式 PMSM,对于表贴式 PMSM 而言,永磁体紧贴在转子的外表面,气隙均匀^[12],气隙的磁密波形更加趋近于正弦波,电机的运行性能更高。

为了对电机进行更加有效的分析,将电机的数学模型建立在 dq 轴下,同时对电机做出理想化处理,不计涡流和磁滞损耗,假设转子上无阻尼绕组,忽略定子铁心饱和,假设永磁体产生的磁场和三相绕组产生的感应磁场呈正弦分布。得到的 PMSM 电压模型如下:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 dq 轴的电压; i_d 、 i_q 为 dq 轴的电流; R_s 为定子电阻; ω_e 为转子电角速度; ψ_d 、 ψ_q 为 dq 轴的定子磁链。

定子磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: L_d 、 L_q 为 dq 轴电感; ψ_f 为永磁体磁链。

电磁转矩方程为

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

式中: p_n 为极对数。

对于表贴式 PMSM 来说, dq 轴的电感是相等的。所以式(3)可以简化为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \quad (4)$$

电机转速环的参考模型为

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

式中: J 为转动惯量; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; ω_m 为转子角速度; B 为摩擦系数。

2 SMC 设计

2.1 滑模收敛性分析

SMC 是一种变结构的控制, 可以在动态过程中, 有目的的进行变化, 具有实现简单, 响应快, 对参数不敏感的优点^[13]。图 1 为状态空间中在切换面上三种点的特性。

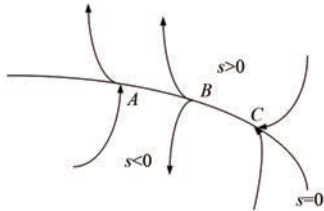


图 1 滑模面上三种点的特性

图 1 所示, $s=0$ 为切换面, 将状态空间分为 $s>0$ 和 $s<0$ 两部分。在状态空间中, 运动点可以分为穿过切换面的通常点, 离开切换面的起始点和趋向于切换面的终止点三种。SMC 中, 将切换面某一区域内的所有点均变为终止点。则可以迫使靠近这一区域的运动点在该区域运动, 此时系统在切换面上的运动就叫做滑模运动。

在 SMC 中, 切换面即为滑模面。传统的线性滑模面如下所示:

$$s = cx_1 + x_2 \quad (6)$$

式中: x_1 、 x_2 为系统状态变量; c 为正的常数, 其中 x_2 为 x_1 的一阶导数, 在系统状态到达滑模面之后, 滑模面值为 0, 综合上述可得:

$$cx_1 + \frac{dx_1}{dt} = 0 \quad (7)$$

对上述微分方程进行求解得到状态变量 x_1

从初始位置 $x(0)$ 到达零点所用时间 t_s 如下表示:

$$t_s = -\frac{1}{c} \ln x \Big|_{x(0)}^0 \quad (8)$$

可知, 状态变量无法在有限时间内收敛到 0。在 NTSMC 的设计中, 滑模面如下表示:

$$s = cx_1^{\frac{q}{p}} + x_2 \quad (9)$$

式中: $0 < p < q < 2p$ 。

有效避免了终端滑模的奇异问题^[14], 取滑模面的值为 0, 得到如下微分方程:

$$cx_1^{\frac{q}{p}} + \frac{dx_1}{dt} = 0 \quad (10)$$

对微分方程进行求解, 得到 NTSMC 中状态变量 x_1 从初始位置 $x(0)$ 到达零点所用时间 t_s , 表示如下:

$$t_s = -\frac{1}{c} \frac{p}{p-q} x^{\frac{p-q}{p}} \Big|_{x(0)}^0 \quad (11)$$

可知, NTSMC 可以使状态变量 x_1 在有限时间内收敛到 0。

综上所述, NTSMC 可以解决传统线性滑模面构成的滑模控制系统状态变量不能在有限时间内收敛到 0 的问题, 但是 NTSMC 仍存在有在系统远离平衡点时趋近速率不佳的问题, 导致滑模控制反应速度慢。

2.2 复合终端滑模控制器设计

为了改善 NTSMC 在远离平衡点位置趋近速度慢的缺点, 将线性滑模面和非线性滑模面进行组合, 得到如下所示的滑模面:

$$s = c_1 x_1 + c_2 x_1^{\frac{q}{p}} + x_2 \quad (12)$$

式中: c_1 、 c_2 分别为线性滑模面系数和非线性滑模面系数, 均为正常数。

将所设计的滑模面代入到电机控制系统中, 定义状态变量如下:

$$\begin{cases} x_1 = \int_{-\infty}^t x_2 dt \\ x_2 = \omega^* - \omega_m \end{cases} \quad (13)$$

将状态变量定义为转速误差的积分与误差, 可以更好地减少系统的稳态误差^[15], 同时定义适当的积分初值可有效降低转速超调。

在定义了状态变量和滑模面之后, 对滑模面进行求导:

$$\dot{s} = c_1 x_2 + c_2 \frac{q}{p} x_1^{\frac{q}{p}-1} x_2 + \dot{x}_2 \quad (14)$$

为了保证状态变量的收敛性,选择趋近律为幂次趋近律,如下所示:

$$\dot{s} = -k |s|^\alpha \text{sign}(s) \quad (15)$$

幂次趋近律可以在启动过程中状态变量反馈值较大时,使得 SMC 收敛速度快。随着状态变量的收敛,收敛速度降低,最终平稳趋向滑模面。

通常来说,在 SMC 的过程中主要可以分为两个阶段,阶段一是系统状态从初始位置趋近到滑模面的趋近阶段,阶段二是系统状态在滑模面上滑动的滑动阶段^[16]。在传统的幂次趋近率中, α 为可调系数,当滑模运动处于阶段一时,增大 α 时,可以提高 SMC 的反应速度,但是 SMC 到达阶段二时,滑模面的值在 0 附近波动, α 过大时,反而会降低 SMC 的趋近速率,因此本文中提出将 α 定义为以滑模面 s 为自变量的函数,如下所示:

$$\alpha = a \frac{2\arctan(h_1 s^2)}{\pi} + b \exp(-h_2 s^2) \quad (16)$$

式中: a 为 α 的上界; b 为 α 的下界,且满足 $1 > a > b > 0$; h_1, h_2 为自变量的系数。

根据反正切函数和指数函数的性质可知,当自变量 s 增大时, α 的值会逐渐趋近于上界 a ; 当自变量 s 减小时, α 的值会逐渐趋近于下界 b 。调节参数 h_1, h_2 可以调整 α 对自变量 s 的敏感性。

将式(13)、式(14)代入式(15)中得:

$$c_1 x_2 + c_2 \frac{q}{p} x_1^{\frac{q}{p}-1} x_2 + \dot{\omega}_m = -k |s|^\alpha \text{sign}(s) \quad (17)$$

将式(5)代入式(17)中得控制器如下:

$$\begin{aligned} i_q^{\text{ref}} = & \left[c_1 x_2 + c_2 \frac{q}{p} x_1^{\frac{q}{p}-1} x_2 + k |s|^\alpha \text{sign}(s) + \right. \\ & \left. \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \omega_m \right] \left(\frac{3}{2J p_n \psi_f} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (18)$$

为了证明控制器的稳定型,定义 SMC 的 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (19)$$

对 Lyapunov 函数求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = s \dot{s} = & s \left(c_1 x_2 + c_2 \frac{q}{p} x_1^{\frac{q}{p}-1} x_2 + \dot{x}_2 \right) = \\ & s \left(c_1 x_2 + c_2 \frac{q}{p} x_1^{\frac{q}{p}-1} x_2 - \frac{3}{2J p_n \psi_f} i_q^{\text{ref}} + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \omega_m \right) \end{aligned} \quad (20)$$

将式(17)代入式(20)中得到:

$$\dot{V} = s \left[-k |s|^\alpha \text{sign}(s) \right] = -k |s|^{\alpha+1} \leq 0 \quad (21)$$

最终根据 Lyapunov 第二稳定性的定义可知,本文所设计的复合终端滑模控制(CTSMC)策略是渐近稳定的。然而,在实际的电机控制系统中,电机在运行过程中所遭受的负载转矩是未知的,所以为了保证控制系统的抗干扰性往往会增大 SMC 的增益,但是同时也会使得控制器输出有较大的抖振现象,影响控制系统的精度^[17]。

3 SMO 设计

为了解决第2节中提出的问题,本文提出改进型的 SMO 来补偿受到干扰的控制系统,针对 PMSM 的转速环建立如下模型,将负载转矩当作未知干扰,摩擦力定义为未建模动态:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2J p_n \psi_f} i_q - \frac{f(t)}{J} - \frac{d(t)}{J} \\ \frac{dF}{dt} = \xi(t) \end{cases} \quad (22)$$

式中: F 为控制系统所受到的总干扰,包括未知干扰和未建模动态; $f(t)$ 定义为控制系统的未建模动态; $d(t)$ 定义为系统运行中所受的未知干扰。

为了提高系统的全局收敛性,本文设计了改进型 SMO 观测系统中的干扰与未建模动态:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = \frac{3}{2J p_n \psi_f} i_q - \frac{\hat{f}(t)}{J} - \frac{\hat{d}(t)}{J} + u_{\text{smo}} \\ \frac{d\hat{F}}{dt} = l u_{\text{smo}} \end{cases} \quad (23)$$

式中: l 为 SMO 的增益; $\hat{\omega}_m, \hat{d}(t)$ 和 $\hat{f}(t)$ 分别为 $\omega_m, d(t)$ 和 $f(t)$ 的估计值。

将 SMO 模型与系统模型作差可得:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{\omega}_m}{dt} = -\frac{\bar{F}}{J} - u_{\text{smo}} \\ \frac{d\bar{F}}{dt} = \xi(t) - l u_{\text{smo}} \end{cases} \quad (24)$$

式中: $\bar{\omega}_m$ 为转速实际值与估计值的误差; $\bar{F}$ 为实际干扰与干扰估计值的误差。

为了保证观测器的跟随性,定义如下滑模面:

$$\begin{cases} e_{\text{smo}} = \omega_m - \hat{\omega}_m \\ s_{\text{smo}} = c_3 \int_{-\infty}^t e_{\text{smo}} dt + e_{\text{smo}} \end{cases} \quad (25)$$

在上述滑模面的设计中采用积分型滑模面,改善观测器稳态误差,可以得到更加准确的干扰观测值。

对滑模面求导得:

$$\dot{s}_{smo} = c_3 e_{smo} + \dot{e}_{smo} \tag{26}$$

取滑模趋近率为幂次趋近率得:

$$-k_{smo} |s_{smo}|^\alpha \text{sign}(s_{smo}) = c_3 e_{smo} + \dot{e}_{smo} \tag{27}$$

k_{smo} 为正的常数,结合式(24)得:

$$-k_{smo} |s_{smo}|^\alpha \text{sign}(s_{smo}) = c_3 e_{smo} - \frac{\bar{F}}{J} - u_{smo} \tag{28}$$

$$u_{smo} = k_{smo} |s_{smo}|^\alpha \text{sign}(s_{smo}) + c_3 e_{smo} - \frac{\bar{F}}{J} \tag{29}$$

将 $\bar{F}$ 视为干扰,得:

$$u_{smo} = k_{smo} |s_{smo}|^\alpha \text{sign}(s_{smo}) + c_3 e_{smo} \tag{30}$$

由上述可知,以反馈转速和 q 轴电流为输入的 SMO 可以成功地观测到系统运行过程中的未知干扰和为建模动态。为了证明观测器的稳定性,同样定义 Lyapunov 函数如下:

$$V_{smo} = \frac{1}{2} s_{smo}^2 \tag{31}$$

对 SMO 的 Lyapunov 函数求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{smo} &= s_{smo} \dot{s}_{smo} = s_{smo} (c_3 e_{smo} + \dot{e}_{smo}) = \\ &= s_{smo} \left(c_3 e_{smo} - \frac{\bar{F}}{J} - u_{smo} \right) = \\ &= s_{smo} \left[-\frac{\bar{F}}{J} - k_{smo} |s_{smo}|^\alpha \text{sign}(s_{smo}) \right] \leq \\ &= -|s_{smo}|^{\alpha+1} \left(\frac{\bar{F}}{J} + k_{smo} \right) \end{aligned} \tag{32}$$

因此,当满足 $k_{smo} > -\frac{\bar{F}}{J}$ 时,SMO 表现出渐近稳定性。

最终得到的基于改进 SMO 的 PMSM NTSMC 系统如图 2 所示。

4 仿真分析

利用 MATLAB/Simulink 对本文提出的方法进行仿真,来证明所提出方法的可行性,仿真中所使用的电机参数如下表 1 所示。

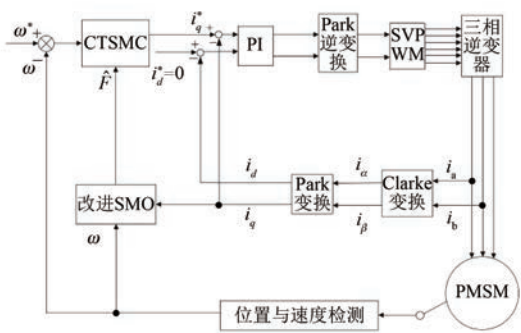


图 2 PMSM 控制框图

表 1 电机参数表

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.2
电感 L/mH	8.5
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.24
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.002 4
摩擦系数 $B/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.008
极对数	4

在仿真中转速的参考值为 1 500 r/min,在仿真的 0.2 s 处,突加 10 N·m 的负载,并在 0.7 s 处降低负载,变为 5 N·m,使用 PI 控制器、NTSMC 和本文提出的基于改进 SMO 的 CTSMC 控制器进行对比,来证明所提出方法的优越性。

在 CTSMC 仿真中,调整滑模面系数 c_1, c_2 ,在一定区间范围向区域内进行夹逼得到最优值。滑模增益 k 调整方式与上述相同。值得注意的是可变因子的调整,其中 α 在取值范围内尽可能取大值, b 在取值范围内尽可能取小值。 h_1, h_2 应取较大数量级的值,保证 α 在变化过程中具有快速性和稳定性。

图 3 为 PI 控制器,NTSMC 与本文所提出的 CTSMC 转速对比。在电机起动时,PI 控制器超调 6.6%,并在 0.1 s 后到达参考转速,NTSMC 控制器

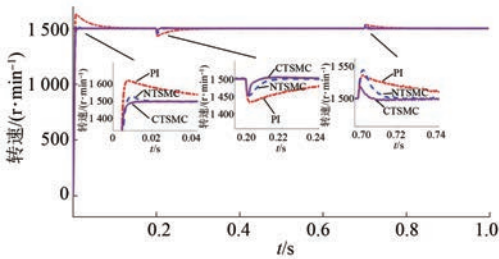


图 3 转速波形对比图

超调 3.6%, 在 0.02 s 后到达参考转速, CTSMC 控制器无超调; 在达到参考转速后, 本文所提出的 CTSMC 控制器在面对突加和突减负载转矩, 可在约 0.02 s 的时间内恢复到参考转速, NTSMC 可在约 0.03 s 的时间内恢复到参考转速, PI 控制则需要约 0.08 s。

图 4 和图 5 为使用 PI、NTSMC 和 CTSMC 的 dq 轴电流对比图, 使用本文所提出的 CTSMC 方法中 q 轴电流在起始阶段可以以最快的速度到达参考值, 并稳定在空载时的参考电流值。且在稳态时 CTSMC 控制策略 q 轴电流波动也小于 NTSMC 和 PI 控制器, 对于 d 轴电流来说, CTSMC 在 ± 0.5 A 的范围内波动, 而 PI 和 CTSMC 波动均超出了 ± 0.5 A。

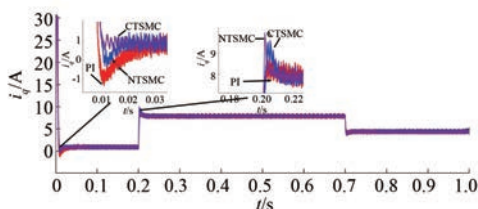


图 4 q 轴电流波形对比图

图 6 为使用改进趋近律与传统幂次趋近律控制方法下的稳态转速对比, 可以看出在改进趋近律的作用下稳态转速可以稳定在参考值的 ± 0.4 r/min 之内波动, 较大程度上提高了稳态时的控制性能。

最后, 图 7 为 CTSMC 和 NTSMC 状态变量收敛对比图, 从图 7 中可知 CTSMC 比 NTSMC 在远离平衡点时具有更好的收敛性。

此外, 为了证明本文所设计的 SMO 可以有效地观察到系统运行中的负载转矩和未建模动态。对观测器的结果进行分情况仿真, 如图 8 所示, 图 8(a) 为取摩擦系数为 0 时的干扰观测值, 此时, 仿真中的干扰仅包含负载转矩。起始状态时, 所得到干扰观测值为 0, 在 0.2 s 处逼近值跟随负载转矩输入值在 0.1 s 后上升为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$, 收敛到准确值, 在 0.7 s 后转矩跟随负载转矩输入值降低为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 观测结果准确跟随指令值。图 8(b) 为加入摩擦系数时的转矩观测值, 在电机启动时, 观测器输出了因摩擦力所产生的干扰, 并在加载或者减载以后, 观测器输出了负载转矩和摩擦的叠加值。

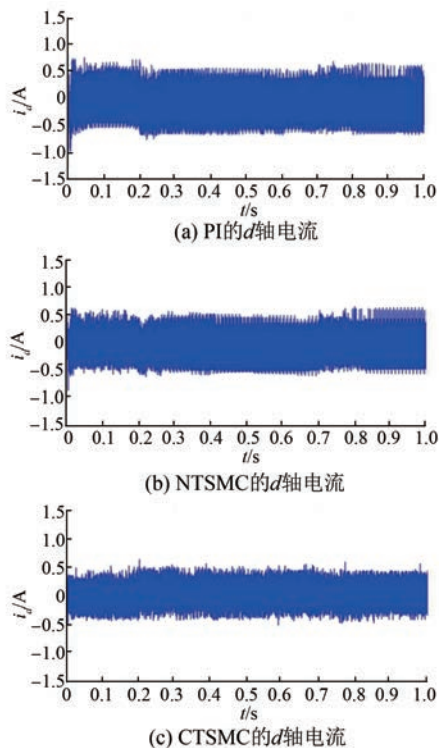


图 5 d 轴电流波形对比图

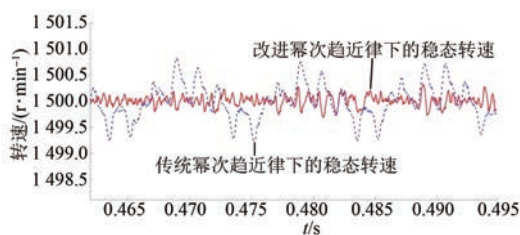


图 6 稳态转速对比

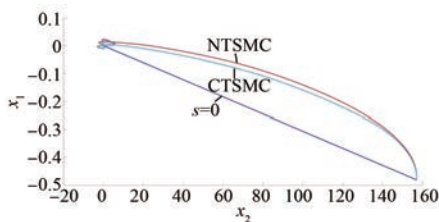


图 7 CTSMC 和 NTSMC 状态变量收敛对比图

5 试验结果

为了验证本文所提出 SMC 和 SMO 方法的有效性, 对上文中所提出的方法搭建试验平台。试验平台主要由电机及电机驱动模块、信号转换模块、信号发送采集模块等部分组成。在电机的试验过程中由张力控制器为试验提供负载转矩, 试

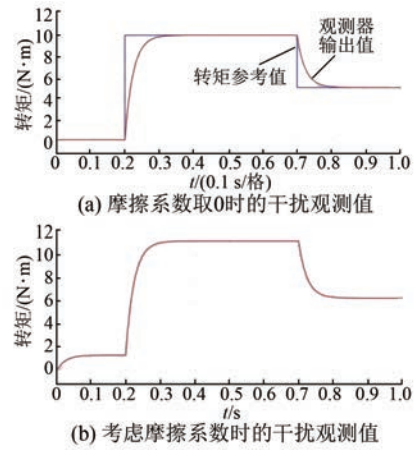


图 8 转矩观测值

验所用设备如下图 9 所示。



图 9 PMSM 控制系统实物图

图 10 所示,定义试验中的参考转速为 600 r/min,参数调整原理可参考仿真,传统的 PI 和 NTSMC 均产生不同程度的超调,PI 控制超调 5% 左右,NTSMC 超调 3% 左右,而本文所提出的 CTSMC 则不发生超调。在试验的第 30 s 加入 2 N·m 的负载,传统 PI 控制转速下降为参考转速的 94% 左右,且恢复速度慢,NTSMC 转速缓慢下降,下降为参考转速的 96.6%,同样恢复速度慢。而本文所提出的基于 SMO 的 CTSMC 转速下降为参考转速的 98.5%,在 5 s 左右后可恢复到参考转速,对于突加负载反应速度,抗干扰能力强。在试验的 60 s 处卸下负载,同样在转速变化和恢复速

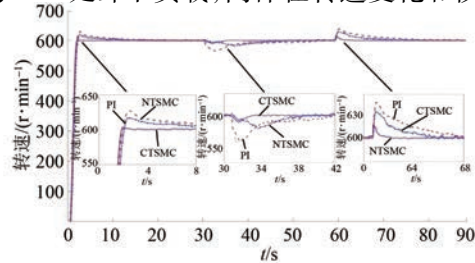


图 10 试验中的转速对比图

度上,CTSMC 均优于 PI 和 NTSMC。

图 11 为基于改进幂次趋近律的 CTSMC 和使用传统幂次趋近律的 NTSMC 稳态转速对比图,可以看出本文所提基于改进幂次趋近律的 CTSMC 在稳态时转速波动在 ± 1.5 rad/min 左右,而使用传统幂次趋近律的 NTSMC 稳态时转速波动在 ± 3 rad/min 左右,可有效减小稳态时的转速波动。

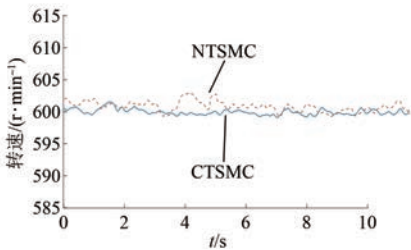


图 11 试验中的稳态转速对比图

图 12 为 PI、NTSMC 和 CTSMC 的 d 轴反馈电流对比。

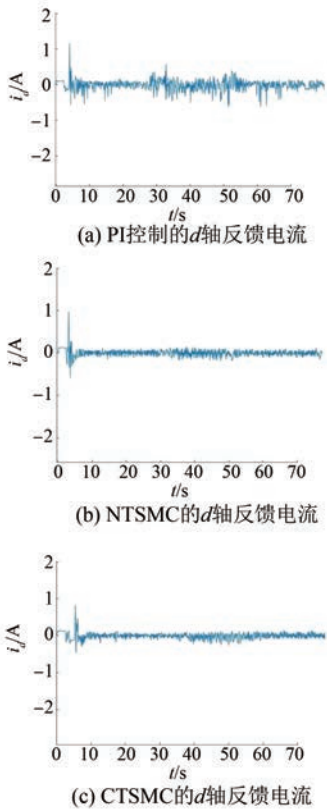


图 12 试验中的 d 轴反馈电流

由图 12 可知,PI 控制起动和加减载的过程中电流会产生较大波动,在约 10 s 后进入稳态;

NTSMC 在加载后电流波动增大,在减载后恢复到稳定值;本文所提出的 CTSMC 在起动时刻尖峰电流最小,在加减速之后的误差也小于 PI 和 NTSMC。

图 13 为三种控制方法 q 轴反馈电流的对比图,由图 13 可知 PI 控制器在起动,加载减载的过程中均出现了较大的超调和波动,而 NTSMC 在起动,加减速的过程中产生了少许尖峰电流,但很快趋于稳定,而本文所提出的 CTSMC 在起动时刻超调最小,在加减速的过程中反应速度均比 PI 和 NTSMC 快,且稳态误差小。

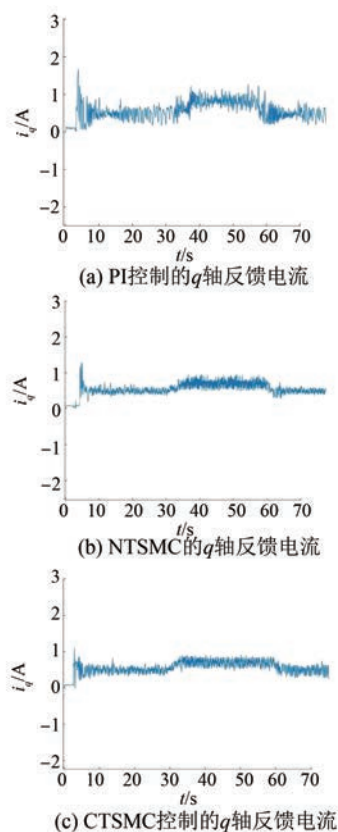


图 13 试验中的 q 轴反馈电流

6 结 语

本文通过分析线性滑模面和非线性滑模面的特点,提出将线性滑模面和非线性滑模面组合,设计了一种新型的复合积分滑模面,并且在基于传统幂次趋近的基础上设计了新型的改进幂次趋近律,使得控制器在运行过程中根据滑模面的值来调整趋近速度,提高控制器的全局收敛性。最后,引入 SMO 观测系统的未知干扰和未建模动态,对

控制器进行前馈补偿,降低滑模控制因高滑模增益而产生的抖振。通过仿真和试验证明 CTSMC 可以提高滑模控制在全局阶段的收敛性,改善滑模控制的性能。

【参考文献】

- [1] 刘兴邦,付朝阳,刘铮,等. 基于扰动补偿和非奇异终端滑模器的永磁同步电机矢量控制[J]. 西北工业大学学报, 2022, 40(2): 316.
- [2] 唐红雨,刘贤兴. 基于滑模自抗扰控制器的永磁同步电机位置环控制研究[J]. 微电机, 2015, 48(5): 90.
- [3] 张慧柔,李好文,郑岗. 引入扰动补偿的 PMSM 混合非奇异终端滑模控制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(10): 12.
- [4] YANG Z, ZHANG D, SUN X, et al. Nonsingular fast terminal sliding mode control for a bearingless induction motor[J]. IEEE Access, 2017, 5: 16656.
- [5] XU W, JUNEJO A K, TANG Y, et al. Composite speed control of PMSM drive system based on finite time sliding mode observer[J]. IEEE Access, 2021, 9: 151803.
- [6] 柯少兴,李建贵,郝诚,等. 基于滑模观测器估计误差反馈的永磁同步电机转速控制策略[J]. 微电机, 2020, 53(6): 48.
- [7] 陈才,王志亮,徐潇,等. 基于新型趋近律的永磁同步电机积分滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 26.
- [8] 禹聪,康尔良. 永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(7): 98.
- [9] 王辉航,赵朝会,万东灵,等. 基于非奇异快速终端滑模的永磁同步电机转速和电流控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(11): 28.
- [10] 陈瑛,刘军. 基于扰动观测的 PMSM 非奇异快速终端滑模电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 32.
- [11] 康尔良,贺建智,王一琛. 永磁同步电机非奇异终端滑模控制器的设计[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(12): 58.
- [12] 吕德刚,李子豪. 表贴式永磁同步电机改进滑模观测器控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(10): 58.
- [13] 付东学,赵希梅. 永磁直线同步电机自适应非奇异快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 717.

(下转第 64 页)