

基于非奇异终端滑模的永磁同步电机预测控制

陈新强, 杨加, 陆华才

安徽工程大学 电气工程学院, 安徽 芜湖 241000

摘要:目的 针对永磁同步电机控制系统中传统的 PI 控制抗干扰能力差和传统的滑模控制抖振较大、无法同时优化系统抖振与趋近速度等问题,设计了一种基于变指数趋近律的非奇异终端滑模控制,同时在电流环引入电流预测控制。方法 设计一种基于变指数趋近律的非奇异终端滑模控制器来代替速度环中的 PI 控制器。由于符号函数的不连续性会导致系统抖振,因此引入一种饱和函数来代替;其次,电机实际运行时可能会受到负载扰动等影响,为了增强系统的抗干扰能力,设计一种扩张观测器对系统扰动进行实时预测并对输出电流进行补偿。在电流环上采用无差拍电流预测控制,同时引入扰动观测器对参数失配和延迟问题进行抑制。结果 在 MATLAB/Simulink 中搭建 PMSM 控制系统模型,仿真结果显示相对于传统方法,改进的方法超调量为 0%,削弱了系统抖振,系统的抗干扰能力得到明显加强。相对于文献中的控制方法,系统到达给定速度所需稳定时间加快了约 0.005 s,面对变速时,所需稳定的时间加快了约 0.003 s。结论 仿真实验数据证明,与传统控制方法和文献控制方法相比,所设计的控制方法提速效果更好,抗干扰能力更强,能够快速从干扰影响中恢复过来,能够有效地削弱系统抖振。

关键词:永磁同步电机;非奇异终端滑模;变指数趋近律;扩张观测器;无差拍

中图分类号:TM351 **文献标识码:**A **doi:**10.16055/j.issn.1672-058X.2026.0003.010

Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Nonsingular Terminal Sliding Mode

CHEN Xinqiang, YANG Jia, LU Huacai

School of Electrical Engineering, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, Anhui, China

Abstract: Objective In permanent magnet synchronous motor (PMSM) control systems, conventional PI control suffers from poor anti-interference capability, while traditional sliding mode control exhibits significant chattering. Moreover, neither approach can effectively optimize both system chattering and convergence speed simultaneously. To address these limitations, a nonsingular terminal sliding mode control based on a variable exponential reaching law is designed, and predictive current control is introduced in the current loop. **Methods** A nonsingular terminal sliding mode controller based on a variable exponential reaching law was designed to replace the PI controller in the speed loop. Since the discontinuity of the sign function would cause system chattering, a saturation function was introduced to replace it. Secondly, in practical motor operation, the system might be affected by load disturbances and other factors. To enhance the system's robustness against disturbances, an extended observer was designed to predict disturbances in real-time and compensate the output current. In the current loop, deadbeat current predictive control was employed, and a disturbance observer was introduced to mitigate issues related to parameter mismatches and delays. **Results** A PMSM control system model was

收稿日期:2024-07-17 修回日期:2024-10-15 文章编号:1672-058X(2026)03-0081-08

基金项目:检测技术与节能装置安徽省重点实验室开放基金资助(JCKJ2022A04)。

作者简介:陈新强(2000—),男,安徽阜阳人,硕士研究生,从事电机控制研究。Email:18226453527@163.com。

通信作者:陆华才(1975—),男,安徽天长人,博士,教授,硕士生导师,从事控制科学与控制工程研究。Email:luhuacai@163.com。

引用格式:陈新强,杨加,陆华才.基于非奇异终端滑模的永磁同步电机预测控制[J].重庆工商大学学报(自然科学版),2026,43(3):81-88.

Chen Xinqiang, Yang Jia, Lu Huacai. Predictive control of permanent magnet synchronous motor based on nonsingular terminal sliding mode[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2026, 43(3): 81-88.

built in MATLAB/Simulink. The simulation results show that compared with the traditional methods, the improved method has an overshoot of 0%, the system chattering is mitigated, and the system's robustness against disturbances is significantly enhanced. Compared with the control method reported in the literature, the proposed method shortens the settling time required to reach the target speed by approximately 0.005 s and accelerates the stabilization response to speed variations by about 0.003 s. **Conclusion** Simulation results verify that compared with conventional and literature-reported control methods, the designed control method delivers superior acceleration performance, enhanced disturbance rejection, quicker recovery from disturbances, and effective suppression of system chattering.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; nonsingular terminal sliding mode; variable exponent reaching law; extended observer; deadbeat

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 以其效率高、体积小等优点,在汽车、飞机、机器人等领域得到广泛应用,为了满足这些领域的应用需求,PMSM 的控制理论经历了快速的发展^[1-4]。由于电机实际运行中可能受到外界干扰以及系统参数变化等不利影响,因此如何设计出一种高性能的控制器来提高控制系统的调速性能是目前的研究热点。传统 PI 控制器具有结构简单、易调节等优点,在矢量控制中得到广泛应用,但是由于其鲁棒性较差,当系统参数变化或有扰动时,难以实现高性能控制^[5-8]。

滑模控制 (Sliding Mode Control, SMC) 因其鲁棒性强、响应速度快,并且不需要知道系统精确模型等优点,而成为现阶段研究热点^[9-11]。由于滑模控制滑动模态的特性,存在固有抖振问题,有学者提出了终端滑模控制方法,利用非线性滑模面代替线性滑模面^[12],但是终端滑模控制有奇异现象,由此又有学者提出非奇异终端滑模控制 (Non-singular Terminal Sliding Mode Control, NTSMC),可以很好地解决奇异问题。常雪剑^[13]采用一种基于新型可变边界层的非奇异快速终端滑模控制,同时基于二阶模型进行速度控制器的设计,不仅减少了基于一阶模型所设计的控制器引起的系统误差,而且还避免了系统出现奇异问题,有效削弱了系统抖振,但调参较为复杂。郭益武^[14]采用一种自适应幂指数趋近律的非奇异终端滑模,有效避免了终端滑模的奇异问题的同时还削弱了滑膜控制的抖振问题,使得系统实现了系统误差快速收敛,同时设计了滑模扰动观测器对系统进行前馈补偿,有效提高了系统的鲁棒性和抗干扰能力,但是电流环仍采用 PI 控制,从而导致系统电流响应速度慢等问题。陈瑛^[15-16]提出一种新型的非奇异终端滑模面应用于转速环,同时电流环采用无差拍电流预测控制有效增强了系统的鲁棒性,改善了抖振过大等问题,但是均未考虑系统参数失配和延迟问题对无差拍电流预测控制的影响。淡宁^[17]采

用改进的超螺旋算法和超螺旋算法分别应用于转速环和电流环,减小了系统响应时间,相对于一阶滑模的抖振,超螺旋算法的使用有效削弱了系统抖振,但是双环都采用二阶滑模,引入参数较多,导致调参较为复杂。孙晓东^[18]采用一种新型符号函数,使其应用于滑模控制的趋近律中,有效抑制了原有符号函数突变不连续导致抖振的问题,使系统的响应速度得到了提升,但是需对负载转矩的变化进行实时观测。

在传统的矢量控制中,电流环一般采用 PI 控制器,但是在电机实际运行中系统可能会受到参数变化和扰动等影响,传统的 PI 控制器达不到控制要求。为此,无差拍电流预测控制 (Deadbeat Predictive Current Control, DPCC) 算法被提出,根据无差拍电流预测控制的推导过程可以看出,当电机参数变化时,会使该控制方法的预测准确性大大降低。为此,文献^[19]采用参数辨识的方法对电机参数进行估计,使系统的鲁棒性进一步提高,有效抑制了因参数变化带来的影响,但是该方法设计复杂,实现起来相对困难。张秋实^[20]提出一种扩张状态观测器进行扰动估计,提高了系统的抗干扰能力,但是仅仅研究了电流环,未对转速环进行研究。文献^[21]将超螺旋算法引入滑模观测器中来补偿参数扰动,实现了系统的快速响应,提高了系统的动态性能,有效抑制了系统抖振,但是未对电流环进行研究。

为了进一步提高 PMSM 的转速、电流控制性能,本文在转速环采用了一种非奇异终端滑模控制算法,提出一种新型变指数趋近律应用于速度控制器设计,有效提升了系统的响应速度,削弱了传统滑模的抖振,为了进一步削弱抖振,使用饱和函数替代符号函数,有效减弱了符号函数由于不连续问题产生的抖振。同时考虑系统在运行中产生的匹配性扰动,引入一种高增益扩张观测器来实时观测,将观测值前馈补偿到电流上,提高了系统的鲁棒性。针对原有电流环上的 PI 控制器鲁棒性差、响应速度慢等缺点,采用一种改进的无差拍

电流预测控制 (Improved Deadbeat Predictive Current Control, IDPCC) 取代 PI 控制, 考虑系统参数适配和延迟问题, 在传统 DPCC 基础上, 引入滑模扰动观测器对参数适配和延迟问题进行抑制。

1 永磁同步电机数学模型

假定永磁同步电机是理想状态, 则表贴式永磁同步电机在 d - q 轴坐标系下的数学模型可以表示如下:

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

式(1)中, u_d 为电压 d 轴分量, u_q 为电压 q 轴分量; R 为电阻; L 为 d 、 q 轴电感; ψ_f 为磁链; ω_e 为电角速度; i_q 为电流 q 轴分量; i_d 为电流 d 轴分量; 机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l - B\omega_m \quad (2)$$

式(2)中, T_l 为负载转矩; ω_m 为机械角速度; J 为转动惯量; B 为摩擦系数; 电磁转矩方程为

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

式(3)中, p_n 为极对数。

将式(3)代入式(2)中得:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2J} p_n \psi_f i_q - \frac{T_l}{J} - \frac{B\omega_m}{J} \quad (4)$$

2 NTSMC 设计及稳定性分析

2.1 速度控制器设计和稳定性分析

控制器状态变量为

$$\begin{cases} e_1 = \omega_{ref} - \omega_m \\ e_2 = \int (\omega_{ref} - \omega_m) dt \end{cases} \quad (5)$$

式(5)中, ω_{ref} 为给定转速, ω_m 为实际转速。

对式(5)进行求导得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\dot{\omega}_m \\ \dot{e}_2 = e_1 = \omega_{ref} - \omega_m \end{cases} \quad (6)$$

根据系统控制要求, 选取非奇异终端滑模面:

$$s = e_1 + \frac{1}{\beta} e_2^{p/q} \quad (7)$$

式(7)中, 参数 $\beta > 0$, $1 < p/q < 2$, p 和 q 都是大于 0 的奇数。

根据等效滑模原理, 控制率 u 可以由等效控制项和非线性控制项组成, 即

$$u = u_{eq} + u_s \quad (8)$$

式(8)中, u_{eq} 为等效控制, u_s 为非线性控制。

对 s 进行求导得:

$$\dot{s} = \dot{e}_1 + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} e_2^{\frac{p}{q}-1} \dot{e}_2 \quad (9)$$

令 $\dot{s} = 0$ 可以得到等效控制项为

$$u_{eq} = -\frac{2J}{3p_n \psi_f} \left(\frac{B\omega_m}{J} + \frac{T_l}{J} + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} e_2^{\frac{p}{q}-1} e_1 \right) \quad (10)$$

在指数趋近律的基础上设计出一种改进的变指数趋近律如下:

$$\dot{s} = -(cg(s) + h) \text{sign}(s) - k(1 - e^{-a|s|})s \quad (11)$$

式(11)中, $c > 0$, $k > 0$, $a > 0$, h 为一个接近 0 的正数, 且

$$g(s) = \frac{1}{\left[e^{-|s|} + \frac{1}{|s|} \right]}。$$

与传统指数趋近律相比, 当系统远离滑模面时, 即 s 较大, 则 $cg(s)$ 的值较大, $k(1 - e^{-a|s|})$ 趋近于 k , 系统以较快的速度趋近滑模面; 当系统接近滑模面时, 即 s 较小, 则 $cg(s)$ 的值较小, $k(1 - e^{-a|s|})$ 趋近于 0, 系统以较慢的速度趋近滑模面, 使得系统的抖振减弱。

得到非线性控制项

$$u_s = -\frac{2J}{3p_n \psi_f} ((cg(s) + h) \text{sign}(s) + k(1 - e^{-a|s|})) \quad (12)$$

可以得到速度控制器表达式为

$$i_q^* = \frac{2J}{3p_n \psi_f} \left(\frac{B\omega_m}{J} + \frac{T_l}{J} + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} e_2^{\frac{p}{q}-1} e_1 \right) + \frac{2J}{3p_n \psi_f} ((cg(s) + h) \text{sign}(s) + k(1 - e^{-a|s|})s) \quad (13)$$

为了证明控制器的稳定性, 选 Lyapunov 函数 $V =$

$\frac{1}{2}s^2$, 对选取的 Lyapunov 函数进行求导得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(-(cg(s) + h) \text{sign}(s) - k(1 - e^{-a|s|})s) \leq 0 \quad (14)$$

由式(14)可知设计的非奇异终端滑模控制器满足稳定条件。

为了更好地消除抖振, 引入饱和函数 sat 代替符号函数来抑制固有的抖振现象。则最终速度控制器表达式为

$$i_q^* = \frac{2J}{3p_n \psi_f} \left(\frac{B\omega_m}{J} + \frac{T_l}{J} + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} e_2^{\frac{p}{q}-1} e_1 \right) + \frac{2J}{3p_n \psi_f} ((cg(s) + h) \text{sat}(s) + k(1 - e^{-a|s|})s) \quad (15)$$

2.2 扩张观测器设计

为了进一步提高系统的抗干扰能力, 引入一种扩张观测器来观测系统的扰动值, 用来转化为电流量并对控制器输出电流进行补偿。

把式(2)写成如下形式:

$$\dot{\omega} = -\left(\frac{B}{J} + \Delta a\right)\omega - \left(\frac{T_l}{J} + \Delta c\right) + \left(\frac{3p_n\varphi_f}{2J} - \Delta b\right)i_q = m\omega + nu - d \quad (16)$$

式(16)中, $m = \frac{B}{J}$, $n = \frac{3p_n\varphi_f}{2J}$, $u = i_q$; d 为电机运行时产生的总扰动, Δa 、 Δb 、 Δc 表示电机的参数变化量。

令状态变量 $f_1 = \omega$, $f_2 = -d$, $y = \omega$, 扰动 d 在实际系统中变化缓慢, 因此把扰动的变化率看作 0。系统状态空间方程如下:

$$\begin{cases} \dot{f}_1 = af_1 + f_2 + bu \\ \dot{f}_2 = 0 \\ y = f_1 \end{cases} \quad (17)$$

观测对象为 f_1 和 f_2 , 设计观测器如下:

$$\begin{cases} e = y - \hat{f}_1 \\ \dot{\hat{f}}_1 = m\hat{f}_1 + \hat{f}_2 + bu + \frac{\alpha_1}{\lambda}e \\ \dot{\hat{f}}_2 = \frac{\alpha_2}{\lambda^2}e \end{cases} \quad (18)$$

式(18)中, $\lambda > 0$, α_1 、 α_2 为正实数, 由上式可实现 $\hat{f}_1 \rightarrow f_1$, $\hat{f}_2 \rightarrow f_2$ 。

将扰动观测器观测值补偿到速度控制器中以提高系统鲁棒性。

$$i_q^* = \frac{2J}{3p_n\psi_f} \left(\frac{B\omega_m}{J} + \frac{l\dot{f}_2}{J} + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} e_2^{p-1} e_1 \right) + \frac{2J}{3p_n\psi_f} ((cg(t) + h) \text{sat}(s) + k(1 - e^{-a|s|})s) \quad (19)$$

式(19)中, l 为观测增益。

3 无差拍电流预测控制设计

3.1 无差拍电流预测控制

由式(1)变形可得:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega_e i_d - \frac{\psi_f}{L}\omega_e + \frac{1}{L}u_q \end{cases} \quad (20)$$

对其离散化可得:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T} \end{cases} \quad (21)$$

式(21)中, T 为采样时间。

将式(21)代入式(20)可得:

$$i(k+1) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR}{L} & T\omega_e(k) \\ T\omega_e(k) & 1 - \frac{TR}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T\psi_f\omega_e(k)}{L} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\text{式(22)中, } i(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}; G = \begin{bmatrix} \frac{T}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L} \end{bmatrix}; U(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix}; d(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T\psi_f\omega_e(k)}{L} \end{bmatrix}; A(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR}{L} & T\omega_e(k) \\ T\omega_e(k) & 1 - \frac{TR}{L} \end{bmatrix}。$$

由此可把式(22)写成:

$$i(k+1) = A(k)i(k) + GU(k) + d(k) \quad (23)$$

若要使系统的实际输出电流能很好地跟踪上参考电流, 因此将给定电流作为预测电流。由式(23)可得:

$$U(k) = G^{-1} [i^*(k) - A(k)i(k) - d(k)] \quad (24)$$

式(24)中, $i^*(k)$ 为给定电流; $i(k)$ 为实际输出电流。

3.2 扰动观测器设计

考虑 PMSM 中参数 ψ_f 、 R 、 L 变化, 式(1)改写为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - L\omega_e i_q + p_{dd} \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + L\omega_e i_d + \omega_e \varphi_f + p_{dq} \\ \frac{dp_{dq}}{dt} = P_{dq} \\ \frac{dp_{dd}}{dt} = P_{dd} \end{cases} \quad (25)$$

式(26)中, p_{dd} 和 p_{dq} 分别是 d 、 q 轴的电阻、电感和永磁体参数扰动, P_{dd} 和 P_{dq} 分别为其导数。

设计扰动观测器如下:

$$\begin{cases} u_d = R\hat{i}_d + L \frac{d\hat{i}_d}{dt} - L\omega_e i_q + \hat{p}_{dd} + U_{ds} \\ u_q = R\hat{i}_q + L \frac{d\hat{i}_q}{dt} + L\omega_e i_d + \omega_e \varphi_f + \hat{p}_{dq} + U_{qs} \end{cases} \quad (27)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{p}_{dq}}{dt} = g_q U_{qs} \\ \frac{d\hat{p}_{dd}}{dt} = g_d U_{ds} \end{cases} \quad (28)$$

式(28)中, $(\hat{\cdot})$ 表示 (\cdot) 的观测值; U_{ds} 和 U_{qs} 为扰动

控制函数; g_d 和 g_q 为观测器增益;式(27)和式(25)相减得:

$$\begin{cases} \frac{d(\hat{i}_d - i_d)}{dt} = -\frac{R}{L}(\hat{i}_d - i_d) - \frac{1}{L}(\hat{p}_{dd} - p_{dd}) - \frac{1}{L}U_{ds} \\ \frac{d(\hat{i}_q - i_q)}{dt} = -\frac{R}{L}(\hat{i}_q - i_q) - \frac{1}{L}(\hat{p}_{dq} - p_{dq}) - \frac{1}{L}U_{qs} \end{cases} \quad (29)$$

$$\frac{d(\hat{p}_{dq} - p_{dq})}{dt} = g_q U_{qs} - P_{dp} \quad (30)$$

$$\frac{d(\hat{p}_{dd} - p_{dd})}{dt} = g_d U_{ds} - P_{dd}$$

设计滑模面如下:

$$\begin{cases} s_{id} = \hat{i}_d - i_d \\ s_{iq} = \hat{i}_q - i_q \end{cases} \quad (31)$$

选择指数趋近律作为此扰动观测器的趋近律。

由上述可得扰动观测器离散化方程为

$$\begin{cases} \hat{i}_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT}{L}\right)\hat{i}_d(k) + \frac{T}{L}u_d(k) + T\omega_e i_q(k) - \frac{T}{L}(\hat{p}_{dd}(k) + U_{ds}(k)) \\ \hat{i}_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT}{L}\right)\hat{i}_q(k) + \frac{T}{L}u_q(k) + T\omega_e i_d(k) - \frac{T}{L}(\hat{p}_{dq}(k) + U_{qs}(k)) - \frac{\omega_e T\psi_f}{L} \end{cases} \quad (32)$$

$$\begin{cases} \hat{p}_{dd}(k+1) = p_{dd}(k) + Tg_d U_{ds}(k) \\ \hat{p}_{dq}(k+1) = p_{dq}(k) + Tg_q U_{qs}(k) \end{cases} \quad (33)$$

4 仿真实验与结果分析

为了验证本文采用的控制方法的有效性,在 MATLAB/Simulink 仿真平台按图 1 所示框图进行搭建模型并进行仿真。PMSM 参数见表 1,参考文献[16]中电机参数。

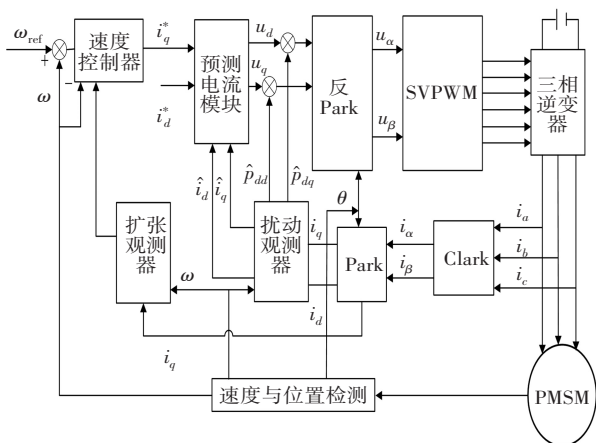


图 1 PMSM 控制系统结构框图

Fig. 1 Structure diagram of PMSM control system

表 1 电机模型参数

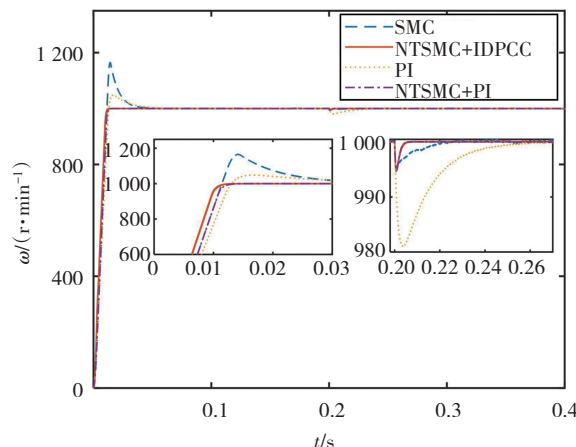
Table 1 Motor model parameters

电机参数	数值
定子电阻 R/Ω	2.875
电机极对数 p_n	4
定子电感 L/mH	0.008 5
转子磁链 ψ_f/Wb	0.175
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.003
阻尼系数 $B/(Nm \cdot s^{-1})$	0.008

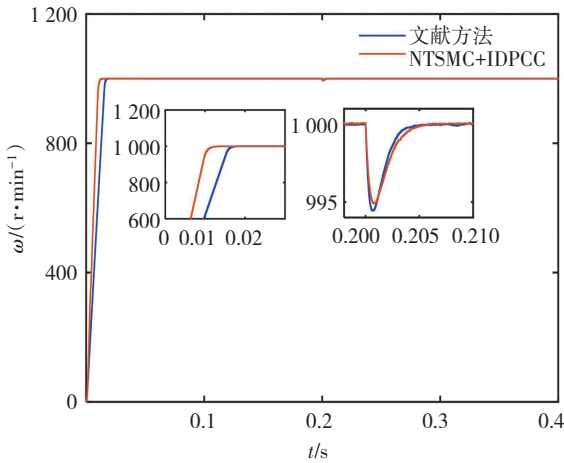
为了验证本文提出的控制策略的有效性,在仿真软件中搭建出速度环 NTSMC+改进后的 IDPCC、文献[15]控制方法、速度环 NTSMC+电流环 PI、传统 SMC 以及传统三 PI 控制仿真模型。并对五个控制系统进行定速变载、空载变速、定速加载再加载实验。

4.1 定速变载实验结果分析

在定速变载实验中,给定电机转速 1 000 r/min,在 0.2 s 施加 5 N 的负载,仿真图如图 2 所示。由图 2 可以看出在提速效果方面,本文实验用到的五种控制方法都不错,都可以很快地达到给定转速,但 NTSMC+IDPCC 的提速效果相对于文献中控制方法、NTSMC+PI、传统 SMC 以及传统 PI 更好,相对于传统 SMC 的超调量 16.4%,传统 PI 超调量 4.8%,NTSMC+IDPCC 和 NTSMC+传统 PI 有着无超调的优势,且 NTSMC+IDPCC 以约 0.013 s 的时间最早稳定在 1 000 r/min,其次是文献方法,约以 0.018 s 达到稳定。在 0.2 s 施加 5 N 的负载时,NTSMC+IDPCC 和 NTSMC+PI 性能相似,下降转速 5 r/min,在 0.005 5 s 时间内恢复,相对于传统 PI 下降 18 r/min,恢复时间 0.05 s,传统 SMC 下降 5.4 r/min,恢复时间 0.025 s,文献方法下降 5.4 r/min 性能更好,抗干扰能力更强。



(a) 本文控制方法与传统方法波形对比图



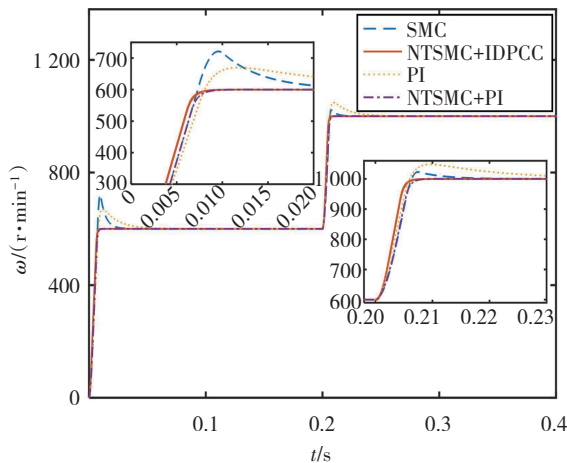
(b) 本文控制方法与文献方法波形对比图

图 2 定速变载对比

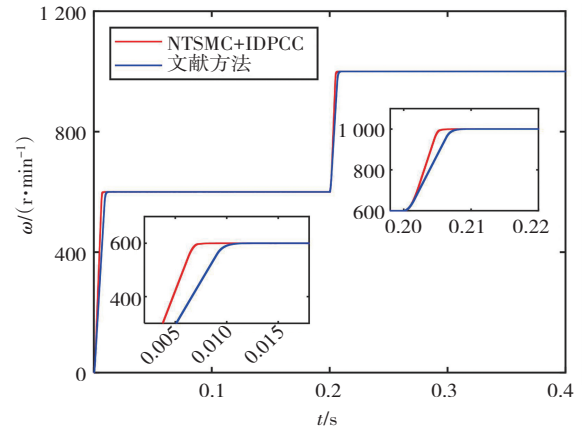
Fig. 2 Comparison of speed response under constant-speed operation with a step load

4.2 空载变速实验结果分析

在空载变速实验中,在 0 s 给定转速 600 r/min 的起始速度,在 0.2 s 时给定转速 1 000 r/min,仿真图如图 3 所示。由图 3 看出 NTSMC+IDPCC 相对于其他四种控制方法,提速效果更好,达到稳定速度更快。当电机转速从 600 r/min 增加到 1 000 r/min 时,本文控制方法用约 0.006 s 就完成了这个变速,而文献控制方法、NTSMC+PI、传统 SMC 和传统 PI 分别用了大约 0.009 s、0.01 s、0.03 s 和 0.055 s,可以看出改进的 NTSMC 在应对干扰时,能够很快地恢复到稳定状态,加上改进的 IDPCC 后,使得系统的抗干扰能力更强,提速能力更快。由以上分析可以得出,本文所提出的控制方法在突变转速时,相较于另外四种控制方法也能保持较好的控制效果。



(a) 本文控制方法与传统方法波形对比图



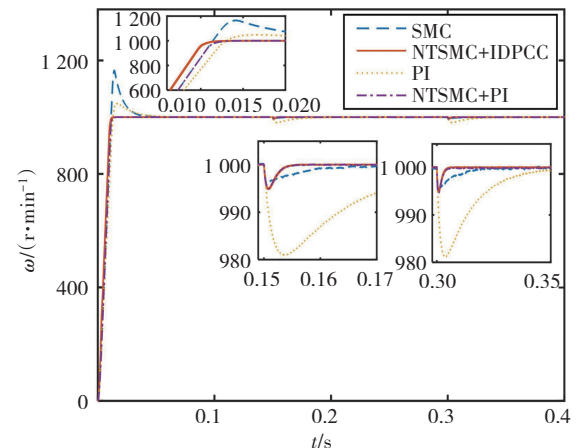
(b) 本文控制方法与文献方法波形对比图

图 3 空载变速对比

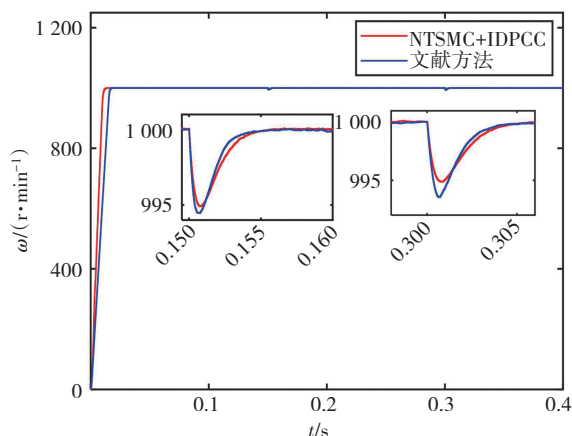
Fig. 3 Comparison of speed response under no-load operation with step speed changes

4.3 定速加载再加载实验结果分析

在定速加载再加载实验中,给定转速 1 000 r/min,在 0.15 s 施加一个 5 N 的负载,在 0.3 s 施加一个 10 N 的负载。由图 4 可以看出当 0.15 s 施加一个 5 N 的负载,NTSMC+IDPCC 和 NTSMC+PI 下降转速相似,都是约 5 r/min,而传统 PI 下降转速为约 19 r/min,而且加入 NTSMC 使恢复时间更短约为 0.006 s。当 0.3 s 施加一个 10 N 的负载,NTSMC+IDPCC 和 NTSMC+PI 转速分别下降约为 5.1 r/min 和 5.4 r/min,文献方法、传统 SMC 和传统 PI 则分别下降约为 6.2 r/min、5.5 r/min 和 19 r/min,且 NTSMC+IDPCC 的恢复时间相对于另外四种控制方法更短,约为 0.006 s,NTSMC+IDPCC 的曲线也更加光滑。由以上分析可得本文设计的控制方法在连续两次增加负载的情况下,相对于其他四种控制方法依然能够很快地恢复到稳定时间,并且运行得更加稳定,曲线更加光滑。由此验证了本文设计的控制方法能够使系统具备较强的鲁棒性和抗干扰能力。



(a) 本文控制方法与传统方法波形对比图



(b) 本文控制方法与文献方法波形对比图

图 4 定速加载再加载对比

Fig. 4 Comparison of speed response under constant-speed operation with repeated step loads

由图 5 可以看出,在 0.15 s 时给正在运行的系统施加 5 N 的负载,运行一段时间后,0.3 s 施加的负载变为 10 N,通过观测器的观测波形可以看出观测器能够很好地观测到负载变化,并且在负载转矩产生变化时,能够很快地追踪上。

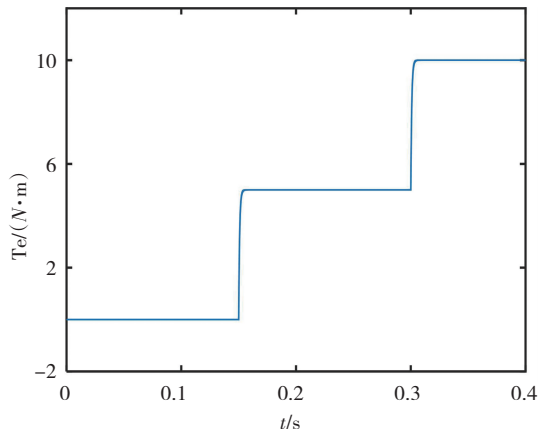


图 5 负载观测器观测波形

Fig. 5 Observed waveform of the load observer

5 结 论

本文设计了一种非奇异终端滑模控制,并采用在指数趋近律上进一步改进的变指数趋近律,采用观测器进行扰动补偿,为了进一步增强系统的动态响应性能,在电流环引入 DPCC,并采用观测器观测电流进行补偿,通过与引用文献控制方法、NTSMC+PI、传统 SMC 和传统 PI 实验对比,结果显示本文设计的非奇异终端滑模控制器使永磁同步电机到达给定速度的时间大大缩短,在应对干扰时,能够以很快的速度恢复稳定状态,通过加入改进的无差拍电流预测控制,使系统的动

态性能进一步提升。通过进行定速变载、空载变速和定速加载再加载实验,验证了本文控制方法能够有效提高系统的控制精度和响应速度,增强系统的鲁棒性,使系统的动态响应性能得到大幅提升。

参考文献 (References):

[1] 赵凯辉,戴旺珂,周瑞睿,等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375-2385.
ZHAO Kai-hui, DAI Wang-ke, ZHOU Rui-rui, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375-2385.

[2] 柯栋梁,汪凤翔,李家祥. 基于自适应高增益观测器的永磁同步电机预测电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 728-737.
KE Dong-liang, WANG Feng-xiang, LI Jia-xiang. Predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on an adaptive high-gain observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 728-737.

[3] ALI N, UR REHMAN A, ALAM W, et al. Disturbance observer based robust sliding mode control of permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2019, 14(6): 2531-2538.

[4] 吕德刚,姜国威,纪堂龙. 永磁同步电机低速域改进高频脉振注入控制[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2022, 27(6): 32-40.
LYU De-gang, JIANG Guo-wei, JI Tang-long. Improved high frequency pulse injection control in low speed domain of permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2022, 27(6): 32-40.

[5] 田艳丰,郭庆鼎. 永磁直线同步电动机的滑模-H ∞ 鲁棒跟踪控制[J]. 电工技术学报, 2004, 19(4): 1-5, 11.
TIAN Yan-feng, GUO Qing-ding. Sliding mode-H ∞ robustness tracking control for permanent magnet linear synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(4): 1-5, 11.

[6] 宋璐,卫亚博. 基于模糊 PID 的无刷直流电机速度控制系统的设计与仿真[J]. 大电机技术, 2022(5): 40-44, 82.
SONG Lu, WEI Ya-bo. Design and simulation of speed control system of brushless DC motor based on fuzzy PID[J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2022(5): 40-44, 82.

[7] 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): 98-104.

- YU Cong, KANG Er-liang. Design of fuzzy sliding mode speed controller for permanent magnet synchronous motor[J]. *Electric Machines and Control*, 2022, 26(7): 98–104.
- [8] 刘陆, 丁世宏, 李世华. 高阶滑模控制理论综述[J]. *控制理论与应用*, 2022, 39(12): 2193–2201.
- LIU Lu, DING Shi-hong, LI Shi-hua. A survey for high-order sliding mode control theory[J]. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(12): 2193–2201.
- [9] 张晓光, 赵克, 孙力, 等. 永磁同步电机滑模变结构调速系统动态品质控制[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(15): 47–52.
- ZHANG Xiao-guang, ZHAO Ke, SUN Li, et al. Sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on a novel exponential reaching law[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(15): 47–52.
- [10] 高俊岭, 张翔, 丁昇. 模糊超扭曲滑模观测器在 PMSM 中的研究与应用[J]. *重庆工商大学学报(自然科学版)*, 2023, 40(3): 27–33.
- GAO Jun-ling, ZHANG Xiang, DING Sheng. Study and application of fuzzy super-twisting sliding mode observer in PMSM[J]. *Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition)*, 2023, 40(3): 27–33.
- [11] 刘胜, 郭晓杰, 张兰勇. 六相永磁同步电机新型单向滑模控制[J]. *电机与控制学报*, 2018, 22(10): 10–19.
- LIU Sheng, GUO Xiao-jie, ZHANG Lan-yong. Unidirectional sliding mode control for six-phase PMSM system[J]. *Electric Machines and Control*, 2018, 22(10): 10–19.
- [12] 田野, 蔡远利, 邓逸凡. 一种快速收敛的固定时间非奇异终端滑模控制方法[J]. *中国惯性技术学报*, 2020, 28(5): 677–685.
- TIAN Ye, CAI Yuan-li, DENG Yi-fan. A fast-nonsingular terminal sliding mode control method with fixed-time stability guarantees[J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2020, 28(5): 677–685.
- [13] 常雪剑, 刘凌, 崔荣鑫. 永磁同步电机非奇异快速终端可变边界层滑模控制[J]. *西安交通大学学报*, 2015, 49(6): 53–59.
- CHANG Xue-jian, LIU Ling, CUI Rong-xin. A nonsingular fast terminal sliding mode controller with varying boundary layers for permanent magnet synchronous motors[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2015, 49(6): 53–59.
- [14] 郭益武, 于惠钧, 黄刚, 等. 基于扰动观测器的永磁同步电机非奇异终端滑模控制[J]. *船电技术*, 2024, 44(4): 70–74, 78.
- GUO Yi-wu, YU Hui-jun, HUANG Gang, et al. Non-singular sliding mode at the terminal permanent magnet synchronous motor control utilizing disturbance observer[J]. *Marine Electric & Electronic Engineering*, 2024, 44(4): 70–74, 78.
- [15] 陈瑛, 刘军, 姚仲安. 基于扰动观测器和新型非奇异快速终端的 PMSM 滑模控制[J]. *组合机床与自动化加工技术*, 2022(3): 84–87.
- CHEN Ying, LIU Jun, YAO Zhong-an. PMSM sliding mode control based on disturbance observer and new non-singular fast terminal[J]. *Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique*, 2022(3): 84–87.
- [16] 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): 32–37, 44.
- CHEN Ying, LIU Jun. Non-singular fast terminal sliding mode current predictive control of PMSM based on disturbance observation[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2021, 48(4): 32–37, 44.
- [17] 谈宁, 袁宇浩, 冯进. 基于快速 STA 与扰动观测器的 PMSM 滑模控制[J]. *计算机仿真*, 2020, 37(10): 173–178.
- DAN Ning, YUAN Yu-hao, FENG Jin. Sliding mode control of PMSM based on fast STA and disturbance observer[J]. *Computer Simulation*, 2020, 37(10): 173–178.
- [18] SUN X, XIONG Y, YANG J, et al. Torque ripple reduction for a 12/8 switched reluctance motor based on a novel sliding mode control strategy[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(1): 359–369.
- [19] LONG J, YANG M, CHEN Y, et al. Current-controller-free self-commissioning scheme for deadbeat predictive control in parametric uncertain SPMSM[J]. *IEEE Access*, 2020, 9: 289–302.
- [20] ZHANG Q, FAN Y, MAO C. A gain design method for a linear extended state observers to improve robustness of deadbeat control[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2020, 35(4): 2231–2239.
- [21] NURETTIN A, INANÇ 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.

责任编辑:陈芳