

# 基于负载观测器的永磁同步电机伺服系统积分终端滑模控制\*

邹文斌, 潘松峰, 刘旭东, 张智鑫  
(青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071)

**摘要:** 为了优化永磁同步电机(PMSM)伺服系统控制性能,提出了基于负载观测器和积分终端滑模控制器的复合控制策略。首先,建立了考虑负载扰动的PMSM模型。然后,基于滑模面和趋近律设计了积分终端滑模控制器;为了抑制负载扰动,引入负载转矩观测器,并通过李雅普诺夫定理证明了系统具有稳定性并可在有限时间内收敛。最后,仿真结果表明该控制策略的位置跟踪精度更高,响应速度更快,抗负载能力更强。

**关键词:** 永磁同步电机; 位置控制; 积分终端滑模; 负载观测器

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)04-0026-06

doi: 10.12177/emca.2023.014

## Integral Terminal Sliding Mode Control of PMSM Servo System Based on Load Observer\*

ZOU Wenbin, PAN Songfeng, LIU Xudong, ZHANG Zhixin  
(School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

**Abstract:** In order to optimize the control performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system, a compound control strategy based on load observer and integral terminal sliding mode controller is proposed. Firstly, a PMSM model considering load disturbance is established. Then, an integral terminal sliding mode controller is designed based on the sliding mode surface and reaching law. In order to suppress the load disturbance, a load torque observer is introduced, and it is proved that the system is stable and can converge in finite time through Lyapunov's theorem. Finally, the simulation results show that this control strategy has higher position tracking accuracy, faster response speed and stronger anti-load capability.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); position control; integral terminal sliding mode; load observer

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有高效率、高可靠性、高功率密度等特点,广泛应用于精度高、速度快的运动控制领域。虽然传统的PI控制可以在

永磁伺服系统中使用,但由于PMSM伺服系统是非线性的<sup>[1]</sup>,且在实际应用中还会受到外部负载等的干扰,采用传统的PI控制会存在较大的滞后和超调,很难满足伺服系统的控制要求。

为提高PMSM伺服系统的性能,学者们提出

收稿日期: 2022-12-07; 收到修改稿日期: 2023-01-11

\* 基金项目: 山东省自然科学基金(ZR2022MF262)

作者简介: 邹文斌(1997—),男,硕士研究生,研究方向为运动控制。

潘松峰(1963—),男,硕士,教授,研究方向为伺服控制、智能控制。

刘旭东(1987—),男,博士,副教授,研究方向为电驱动系统控制、非线性控制等。

了几种非线性的控制方法应用在伺服系统中,如预测控制<sup>[2]</sup>、神经网络控制<sup>[3]</sup>、模糊控制<sup>[4]</sup>和滑模控制(SMC)等。其中 SMC 具有响应快和鲁棒性较好等优点,在伺服系统的实际应用中有不错的前景。传统的 SMC 通常只有线性的滑模面,不能保证响应误差在有限时间内收敛到 0,只能保证渐近的稳定收敛<sup>[5]</sup>。文献[6]提出了终端滑模控制(TSMC),保证了有限时间的收敛性。但 TSMC 存在收敛速度慢和奇异性问题。文献[7]提出非奇异终端滑模控制(NTSMC),解决了系统奇异性问题。文献[8]提出快速终端滑模控制(FTSMC),解决了系统收敛速度慢的问题。NTSMC 和 FTSMC 只各解决了奇异问题和收敛速度慢中的一个问题。为同时解决这两个问题,文献[9]提出了非奇异快速终端滑模控制(NFTSMC)。NFTSMC 虽然对系统的不确定性和干扰有一定的鲁棒性,但系统的初始状态没有处于滑模面上,当系统状态与滑模面存在一定距离时,系统模型可能会受到破坏。为解决这一问题,文献[10]提出了积分终端滑模控制(ITSMC),其凭借较好的控制性能,已应用于航天器等领域。ITSMC 是在系统模型的基础上实现的控制方法,在建模时没有考虑外界负载的干扰,当受到外界负载干扰时,系统的控制精度会降低。为提高系统的抗干扰能力,文献[11]采用负载转矩观测器对负载进行观测,并前馈到系统中提高系统的抗干扰能力。

本文提出了一种基于负载观测器和积分终端滑模控制器的复合控制方法来提高伺服系统的性能。该方法没有奇异问题,能使系统稳定并使响应误差在有限时间内收敛到 0,有较强的抗干扰能力。同时系统初始状态位于滑模面上,保证了系统的快速响应。通过仿真证明了该方法的有效性。

## 1 PMSM 数学模型

旋转两相坐标系下的 PMSM 电压方程为

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

式中: $i_d$ 、 $i_q$ 、 $u_d$ 、 $u_q$ 、 $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴的定子电

流、电压、电感; $R$  为定子电阻; $\omega_e$  为电角速度; $\psi_f$  为永磁体磁链。

本文采用的控制方法为  $i_d=0$  的矢量控制,电磁转矩方程可简化为

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

式中: $T_e$  为电磁转矩; $p$  为极对数。

机械运动方程为

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (3)$$

式中: $J$  为转动惯量; $T_L$  为负载转矩; $B$  为电机阻尼系数; $\omega$  为机械角速度。

## 2 积分终端滑模控制器设计

PMSM 伺服系统常采用传统的三闭环控制方法来控制电机的位置、速度和电流,其控制框图如图 1 所示。

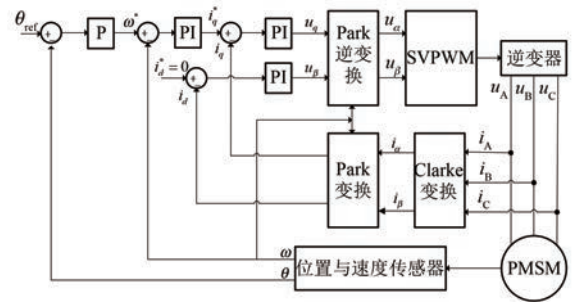


图 1 传统三闭环控制框图

本文将位置环和速度环看成一个回路来设计积分终端滑模控制器。采用 ITSMC 能使系统的初始状态位于滑模面上,提高响应速度,还能使响应误差在有限时间内收敛到 0,从而提高系统的控制精度。位置误差定义为

$$e_\theta = \theta - \theta_{ref} \quad (4)$$

式中: $\theta_{ref}$  为位置的给定值; $\theta$  为位置的实际值。

进而可得:

$$\dot{e}_\theta = \dot{\theta} - \dot{\theta}_{ref} = \omega - \dot{\theta}_{ref} \quad (5)$$

由式(3)和式(5)可知:

$$\ddot{e}_\theta = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega) - \ddot{\theta}_{ref} \quad (6)$$

为了提高响应速度,避免奇异性,设计积分终端滑模面:

$$s = \dot{e}_\theta + ae_\theta + b \int_0^t e_\theta^p(\tau) d\tau \quad (7)$$

式中:  $a, b$  为正常数;  $q, p$  为正奇数, 且  $p > q$ 。

对滑模面求导得:

$$\dot{s} = \ddot{e}_\theta + a\dot{e}_\theta + be_\theta^{\frac{q}{p}} \quad (8)$$

为减小抖振, 保证有限时间内收敛, 在指数趋近率的基础上设计了一种新型的趋近率:

$$\dot{s} = -\frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} \tanh(s) - ks \quad (9)$$

式中:  $\varepsilon > 0, 0 < c < 1, d > 1$ 。

当  $|s|$  比较大时, 变速项  $\frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}}$  接近  $\frac{\varepsilon}{c}$ , 大于  $\varepsilon$ , 可加快趋近速度; 当  $|s|$  比较小时, 变速项  $\frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}}$  接近  $\frac{\varepsilon}{c+1}$ , 小于  $\varepsilon$ , 可减小抖振。同时式(9)将  $\text{sgn}(s)$  函数替换成  $\tanh(s)$  函数来实现平滑处理。

根据设计的滑模面式(7)和趋近率式(9), 设计积分终端滑模控制器:

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left[ \frac{T_L}{J} + \frac{B\omega}{J} + \ddot{\theta}_{\text{ref}} - a\dot{e}_\theta - be_\theta^{\frac{q}{p}} - \frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} \tanh(s) - ks \right] \quad (10)$$

式中:  $K_t$  为转矩系数,  $K_t = \frac{3}{2} p \psi_f$ 。

为证明控制器具有稳定性并可在有限时间内收敛, 选取李雅普诺夫函数如下:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (11)$$

对式(11)求导得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -\frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} \tanh(s) \cdot s - ks^2 \quad (12)$$

当  $s < 0$  时,  $\tanh(s) < 0, \tanh(s) \cdot s > 0$ ; 当  $s > 0$

时,  $\tanh(s) > 0, \tanh(s) \cdot s > 0$ 。因为  $\frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} > 0$ , 所

以  $-\frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} \tanh(s) \cdot s \leq 0$ ; 因为  $-ks^2 \leq 0$ , 所以  $\dot{V} \leq$

0, 证明了控制器是渐进稳定的。

引理 1<sup>[12]</sup>: 若李雅普诺夫函数满足不等式:

$$\dot{V}(x) + \delta V(x) + \xi V^\lambda(x) \leq 0 \quad (13)$$

式中:  $\delta > 0, \xi > 0, 0 < \lambda < 1$ 。

系统是全局收敛的, 收敛到 0 的时间为

$$t \leq \frac{1}{\delta(1-\lambda)} \ln \left[ \frac{\delta V^{1-\lambda}(x_0)}{\xi} + 1 \right] \quad (14)$$

式中:  $x_0$  为初始状态。

由引理 1 证明有限时间内收敛, 由式(11)和式(12)可知:

$$\dot{V} \leq -\frac{\sqrt{2}\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} V^{\frac{1}{2}} - 2kV \quad (15)$$

所以存在两个正常数  $k_1, k_2$  使

$$\dot{V} \leq -\sqrt{2}k_1 V^{\frac{1}{2}} - 2k_2 V \quad (16)$$

式中:  $k_1 > \frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}}, k_2 > k$ 。

由引理 1 可知:

$$t \leq \frac{1}{k_2} \ln \left[ \frac{\sqrt{2}k_2}{k_1} V^{\frac{1}{2}}(x_0) + 1 \right] \quad (17)$$

综上, 本文设计的积分终端滑模控制器渐近稳定且可在有限时间内收敛。

### 3 负载转矩控制器设计

电机在运行时会有存在负载扰动不确定的情况。为解决这一问题, 本文设计了一种带状态反馈误差微分项的负载转矩观测器, 用来实时观测电机的负载变化, 并将观测值前馈到系统中, 提高系统的抗干扰能力。

假设负载转矩在采样控制周期内不变, 即  $\frac{dT_L}{dt} = 0$ , 选择电机的机械角速度和负载转矩作为状态变量, 并结合式(3)构建系统状态方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (18)$$

式中:  $\mathbf{x} = [\omega \quad T_L]^T; u = T_e; y = \omega; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [1 \quad 0]。$$

传统龙伯格观测器是以积分的形式观测负载转矩的<sup>[13]</sup>, 所以观测速度比较慢。本文在传统负载转矩观测器的基础上, 加入状态反馈误差的微分项构建新型负载转矩观测器来提高观测速度。新型负载转矩观测器表示为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + L_1(y - \hat{y}) + L_2 \frac{d(y - \hat{y})}{dt} \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $\hat{x} = [\hat{\omega} \quad \hat{T}_L]^T$ ;  $\hat{y} = \hat{\omega}$ , 为  $x, y$  的估计值;  $L_1 = [l_1 \quad l_2]^T$ ;  $L_2 = [l_3 \quad l_4]^T$ 。

定义状态变量误差为  $\tilde{x}$ :

$$\tilde{x} = x - \hat{x} \quad (20)$$

由式(18)和式(19)可知:

$$\dot{\tilde{x}} = [I + L_2 C]^{-1} [A - L_1 C] \tilde{x} \quad (21)$$

式中:  $I$  为单位矩阵。

观测器的特征方程为

$$\det(\lambda_0 I - [I + L_2 C]^{-1} [A - L_1 C]) = \lambda_0^2 - \left[ \frac{1}{1 + l_3} \left( -\frac{B}{J} - l_1 + \frac{l_4}{J} \right) \right] \lambda_0 - \frac{l_2}{J(1 + l_3)} = 0 \quad (22)$$

假设  $\lambda_1, \lambda_2$  为期望极点, 此时观测器的期望方程为

$$\lambda_0^2 - (\lambda_1 + \lambda_2) \lambda_0 + \lambda_1 \lambda_2 = 0 \quad (23)$$

假设  $B=0$ , 并设计  $l_1=l_3=0$ , 根据式(22)和式(23)解得:

$$\begin{cases} l_2 = -\lambda_1 \lambda_2 J \\ l_4 = (\lambda_1 + \lambda_2) J \end{cases} \quad (24)$$

将  $l_2, l_4$  代入式(19)得:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = -\frac{B}{J}\hat{\omega} - \frac{1}{J}\hat{T}_L + \frac{1}{J}T_e \\ \frac{d\hat{T}_L}{dt} = l_2(\omega - \hat{\omega}) + l_4 \frac{d(\omega - \hat{\omega})}{dt} \end{cases} \quad (25)$$

根据式(25)解得  $\hat{\omega}, \hat{T}_L$ 。搭建新型负载转矩观测器, 如图2所示。从图2中可以看出, 新型负载转矩观测器增加了比例项, 变成了积分加比例控制, 增加了观测速度。

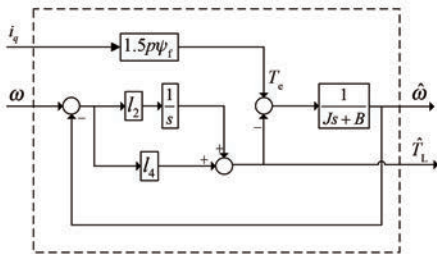


图2 带微分项的新型负载转矩观测器

## 4 系统稳定性证明

本文将新型负载转矩观测器的观测值前馈到积分终端滑模控制器上, 构成新的控制器:

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left[ \frac{\hat{T}_L}{J} + \frac{B\omega}{J} + \ddot{\theta}_{ref} - a\dot{e}_\theta - be_\theta^{\frac{p}{q}} - \frac{\varepsilon}{c + e^{-dl|s|}} \tanh(s) - ks \right] \quad (26)$$

新控制器有良好的控制精度和响应速度, 并且抗干扰能力强。将原本的位置环和速度环的PI控制器用新控制器替代, 简化系统的结构, 电流环依然采用PI控制器。基于负载观测器和积分终端滑模控制器的复合控制系统框图如图3所示。

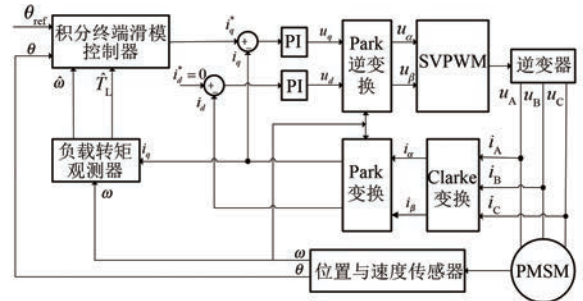


图3 复合控制系统框图

将新控制器式(26)代入式(8)得:

$$\dot{s} = -\frac{\varepsilon}{c + e^{-dl|s|}} \tanh(s) - ks - \frac{1}{J}(T_L - \hat{T}_L) \quad (27)$$

令负载估计误差  $e_{T_L} = \frac{1}{J}(T_L - \hat{T}_L)$ , 可得:

$$\dot{s} = -\frac{\varepsilon}{c + e^{-dl|s|}} \tanh(s) - ks - e_{T_L} \quad (28)$$

取李雅普诺夫函数如下:

$$V_0 = V_1 + V_2 \quad (29)$$

式中:  $V_1 = \frac{1}{2}s^2$ ;  $V_2 = \frac{1}{2}e_{T_L}^2$ 。

对式(29)求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 = s\dot{s} + e_{T_L}\dot{e}_{T_L} = -\frac{\varepsilon}{c + e^{-dl|s|}} \tanh(s) \cdot s \\ &\quad - \left( k + \frac{e_{T_L}}{s} \right) s^2 + e_{T_L}\dot{e}_{T_L} \end{aligned} \quad (30)$$

可将式(30)化简为

$$\dot{V}_0 \leq \left| k + \frac{e_{T_L}}{s} \right| s^2 + |e_{T_L}\dot{e}_{T_L}| \quad (31)$$

因为负载转矩观测器的估计误差  $e_{T_L}$  和其导数总是有界<sup>[14]</sup>, 所以存在两个正常数  $z_1$  和  $z_2$  使得:

$$\dot{V} \leq z_1 s^2 + |e_{T_L} \dot{e}_{T_L}| = z_1 (2V - e_{T_L}^2) + |e_{T_L} \dot{e}_{T_L}| \leq 2z_1 V + z_2 \tag{32}$$

式中:  $z_1 > \left| k + \frac{e_{T_L}}{s} \right|$ ;  $z_2 > -z_1 e_{T_L}^2 + |e_{T_L} \dot{e}_{T_L}|$ 。

可以看出, 在观测的扰动误差收敛到有界常数之前, 李雅普诺夫函数不会扩大到无穷大<sup>[15]</sup>。观测的扰动误差收敛到有界常数时, 式(30)可化简为

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 = \dot{V}_1 = & -\frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} \tanh(s) \cdot s - ks^2 - e_{T_L} \cdot s \leq \\ & -\left( \frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} + e_{T_L} \right) |s| - ks^2 \leq 0 \end{aligned} \tag{33}$$

所以存在两个正常数  $r_1$  和  $r_2$  使得:

$$\dot{V}_1 \leq -\sqrt{2}r_1 V_1^{\frac{1}{2}} - 2r_2 V_1 \tag{34}$$

式中:  $r_1 = \left( \frac{\varepsilon}{c + e^{-d|s|}} + e_{T_L} \right)$ ;  $r_2 = k$ 。

由引理 1 可知, 系统收敛到 0 的时间为

$$T \leq \frac{1}{r_2} \ln \left[ \frac{\sqrt{2}r_2 V_0^{\frac{1}{2}}(x_0) + 1}{r_1} \right] \tag{35}$$

上述分析证明了系统的稳定性和有限时间收敛性。

5 仿真分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建基于负载观测器和积分终端滑模控制器的复合控制系统模型, 验证本文所提控制方法的可行性。同时, 使该方法与传统的三环控制以及滑模面为  $s_1 = c_1 e_\theta + \dot{e}_\theta$ 、 $c_1 > 0$ 、趋近率为  $\dot{s}_1 = -\varepsilon_1 \text{sign}(s_1) - k_1$ 、 $\varepsilon_1 > 0$ 、 $k_1 > 0$  的传统线性滑模控制器做对比, 验证本文方法的响应速度、控制精度及抗干扰能力。本文仿真所用的 PMSM 参数如表 1 所示。

仿真一: 验证本文所提控制方法的快速性。给定一个位置为 10 rad 的信号, 电机空载起动, 传统三环控制的 PI 参数是根据文献[16]方法整定的, 其中位置环  $K_p = 200$ , 速度环  $K_p = 0.095$ 、 $K_i = 4.76$ , 电流环  $K_p = 15\ 080\ L$ 、 $K_i = 15\ 080\ R$ 。传统的 SMC 参数  $c_1 = 100$ 、 $\varepsilon_1 = 110$ 、 $k_1 = 1\ 230$ 。本文控制方法的参数  $q = 3$ 、 $p = 5$ 、 $a = 300$ 、 $b = 0.1$ 、 $c = 0.9$ 、 $d =$

8、 $\varepsilon = 10$ 、 $k = 1\ 230$ 。图 4 是三种控制方法的位置跟踪曲线及局部放大图。

表 1 PMSM 参数

| 参数名称                         | 参数值     |
|------------------------------|---------|
| 额定电压 $U/V$                   | 380     |
| 额定电流 $I/A$                   | 3.5     |
| 级对数                          | 6       |
| 定子电阻 $R/\Omega$              | 0.72    |
| 定子电感 $L/H$                   | 0.000 3 |
| 转子磁链 $\psi_f/Wb$             | 0.175   |
| 转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$      | 0.003   |
| 阻尼系数 $B/(N \cdot m \cdot s)$ | 0.008   |

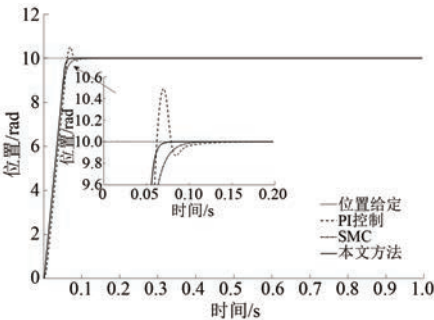


图 4 阶跃位置跟踪曲线

从图 4 的局部放大图中可以看出, PI 控制存在超调且跟踪给定位置用时 0.12 s, SMC 用时 0.10 s, 本文方法用时 0.08 s。综上, 本文所提的控制方法响应速度更快且无超调。

仿真二: 验证本文所提控制方法的准确性和抗干扰性。给定一个位置信号为  $\theta_{ref} = 10\sin(t)$  rad, 电机空载起动, 在 3 s 时, 负载转矩由 0 N·m 变为 10 N·m。图 5 和图 6 是四种控制方法的位置跟踪曲线及位置跟踪误差曲线。从图 6 可以看出, 本文所提控制方法控制精度更高、抗干扰性能更强。图 7 是负载转矩的跟踪曲线图, 从图 7 中可以看出观测器能快速观测出负载的变化, 观测时间约为 0.000 2 s。

仿真三: 给定一个正弦的位置信号  $\theta_{ref} = 30\sin(0.5t)$  rad, 电机空载起动, 在 5 s 时, 负载转矩由 0 N·m 变为 15 N·m。图 8 是四种控制方法的位置跟踪误差, 从图 8 中可以看出, 改变正弦给定信号的幅值和频率后本文所提控制方法的跟踪和抗干扰性能更好。

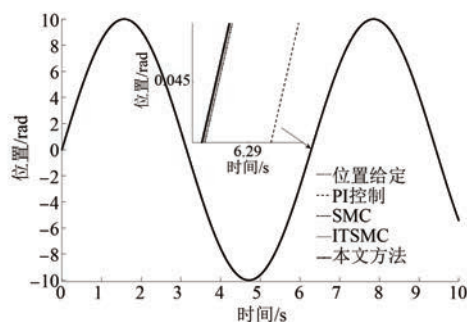


图5 正弦信号位置跟踪曲线

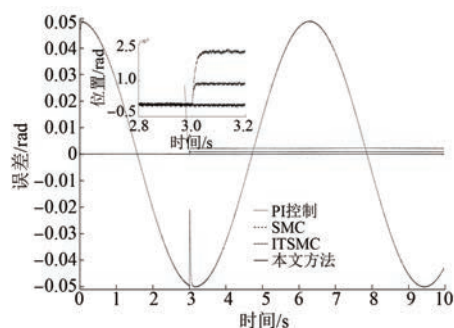


图6 正弦信号位置跟踪误差曲线

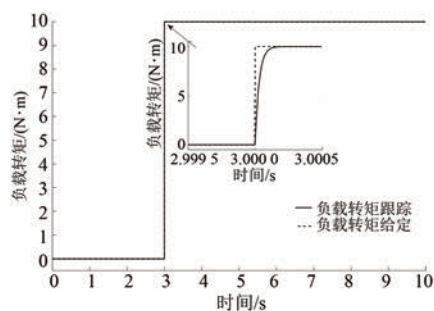


图7 负载转矩跟踪曲线

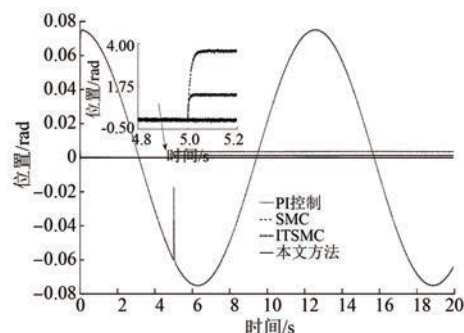


图8 正弦信号改变后的位置跟踪误差曲线

设计了一种积分终端滑模控制器与负载转矩观测器相结合的控制方案。首先将位置环和电流环看成一个回路,设计了积分终端滑模控制器,简化了系统结构,并提高了系统的控制精度和响应速度。然后针对负载扰动,使用带微分项的负载转矩观测器观测负载转矩值,并将观测值前馈补偿到积分终端滑模控制器上,提高了抗扰动性。最后通过与PI控制和传统SMC的仿真对比可知,本文控制方法的位置跟踪精度更高,响应速度更快,抗负载能力更强。

### 【参考文献】

- [1] 沈维,孙磊,司宾强,等.一种削弱积分型滑模结构的永磁同步电机矢量控制系统[J].电机与控制应用,2022,49(9):22.
- [2] 王艳,刘旭东.基于扰动补偿的永磁同步电机预测位置控制[J].控制工程,2022,29(5):828.
- [3] EL-SOUSY F F M. Hybrid  $H^\infty$ -based wavelet-neural-network tracking control for permanent magnet synchronous motor servo drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010,57(9):3157.
- [4] CHAOUY H, SICARD P. Adaptive fuzzy logic control of permanent magnet synchronous machines with nonlinear friction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012,59(2):1123.
- [5] JIANG J F, ZHOU X J, LI W, et al. A fast integral sliding mode controller with an extended state observer for position control of permanent magnet synchronous motor servo systems [J]. Frontiers of Information Technology and Electronic Engineering, 2020,21(8):1239.
- [6] MAN Z H, XING H Y. Terminal sliding mode control of MIMO linear systems [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1997,44(11):1065.
- [7] FENG Y, YU X, MAN Z. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators [J]. Automatica, 2002,38(12):2159.
- [8] YU X H, MAN Z H. Fast terminal sliding-mode control design for nonlinear dynamical systems [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002,49(2):261.

## 6 结 语

为实现PMSM伺服系统的高精度控制,本文

(下转第38页)