

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2415931

基于 DOB 和反演时变滑模的 PMSM 位置跟踪

闫宏亮 李飞艳

(西安石油大学电子工程学院 西安 710065)

摘要: 针对传统反演滑模位置伺服系统中位置跟踪误差较大,以及采用固定滑模面时系统动态响应速度和抖振抑制之间的矛盾,设计了一种基于扰动观测器和反演时变滑模的复合控制策略。首先在传统指数趋近律中引入状态变量并设计自适应律,提出一种新型趋近律,来提升系统的响应性能。为进一步提升系统在各个阶段的收敛速度,利用预测控制中遍历寻优思想,设计一种在线寻优的时变滑模面,并进行稳定性证明。最后设计非线性负载干扰观测器,对系统进行干扰估计与补偿。实验数据表明,本文所提复合控制策略与传统反演滑模控制相比,其稳态误差仅占传统方法的 $9/17$,动态响应速度提升了 30 ms,抗扰性能明显优越。

关键词: 反演控制;位置伺服系统;时变滑模;趋近律

中图分类号: TN98; TM341 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.8020

PMSM position tracking based on DOB and backstepping time-varying sliding mode

Yan Hongliang Li Feiyuan

(School of Electronic Engineering, Xi'an Shiyou University, Xi'an 710065, China)

Abstract: Aiming at the contradiction between the large position tracking error in the traditional backstepping sliding mode position servo system and the contradiction between the dynamic response and the chattering suppression when the fixed sliding mode surface is adopted, a composite control strategy based on disturbance observer and backstepping time-varying sliding mode is designed. Firstly, a state variable is introduced into the traditional exponential reaching law and an adaptive law is designed. A new variable exponential reaching law is proposed to improve the response performance of the system. In order to further improve the convergence speed of the system in each stage, a time-varying sliding mode surface with online optimization is designed by using the idea of ergodic optimization in predictive control, and the stability is proved. Finally, a nonlinear load disturbance observer is designed to estimate and compensate the disturbance of the system. The experimental data show that compared with the traditional backstepping sliding mode control, the steady-state error of the composite control strategy proposed in this paper only accounts for $9/17$ of the traditional method, the dynamic response speed is improved by 30 ms, and the anti-interference performance is obviously superior.

Keywords: backstepping control; position servo system; time-varying sliding mode; reaching law

0 引言

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 被广泛应用于航空航天^[1]、机器人^[2]等精密位置跟踪领域。但在实际生产应用中,永磁同步电机伺服系统易受到外部不确定干扰和内部参数摄动的影响,使得位置跟踪精度和响应速度等性能降低。针对此问题,学者们陆续提出了众多控制方法,如反演控制^[3]、滑模控制^[4]、模型预测控制^[5]等。

反演控制通过递归设计和虚拟控制变量,推导出电机位置跟踪或速度调节的控制律。然而,反推是基于模型的,在存在不确定性和外部干扰的情况下无法确保 PMSM 驱动器的鲁棒性^[6]。因此,众多学者将其与对参数变化和外部扰动不灵敏的滑模控制相结合,并应用在 PMSM 控制系统中^[7-8]。文献[9]对速度环设计了一种反演滑模控制器,有效提升了系统的动稳态性能。文献[10]将反演滑模控制应用在位置伺服系统中,通过仿真中验证了所提方法的可行性。但两者在研究中均采用传统指数趋近律,未考虑开

关函数及大切换增益引起的滑模抖振,很难应用在实际中。为克服滑模的抖振现象,学者们已提出趋近律方法、高阶滑模方法等。其中,趋近律方法直接作用于趋近过程,可以更有效地解决抖振问题。文献[11]和[12]中对趋近律进行改进,用连续函数代替开关函数,设计改进反演滑模控制方法,有效地抑制了系统的抖振,提升了系统的动态响应速度。但在上述方法中,均选取传统的固定滑模面。

因滑模控制只在滑动阶段具有抗扰能力,为进一步提升系统的鲁棒性,已有学者提出时变滑模面来缩短甚至消除处于趋近阶段的时间。陈振等^[13]通过在滑模面中加入一个衰减表达式使滑模面时变,在理论上消除了趋近阶段。虽有效提升了系统转速的响应速度,但会造成稳态精度性能下降。杨代利等^[14]采用模糊推理的方法使滑模面参数时变,有效缩短了系统处于趋近阶段的时间,但系统的实现更为复杂。

模型预测控制具有概念清晰^[15]、结构简单且动态响应快的特点,可以通过在线寻优的方式获得最优控制方案,使系统具有更好的动稳态性能。

基于以上分析,本文为提升永磁同步电机位置伺服系统的位置跟踪精度及抗干扰性能,设计了一种参数调节难度低、结构简单的复合控制策略。在传统反演滑模控制的基础上,引入状态变量并设计自适应律,设计一种新型变指数趋近律,抑制抖振并提高系统动态响应速度;为进一步提高系统的收敛速度,将模型预测控制的思想引入反演滑模控制中,设计一种时变滑模面;为提升系统的抗干扰性能,设计非线性负载干扰观测器(disturbance observer, DOB)对系统进行估计与补偿。最后,通过仿真和实验验证所提复合控制策略的可行性和优越性。

1 PMSM 数学模型

采用 $i_d = 0$ 的矢量控制,PMSM 的位置伺服系统模型为:

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = bi_q - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $b = \frac{3p\varphi}{2J}$ 。令 θ 为 x_1 、 ω 为 x_2 , 可得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = bi_q - \frac{B}{J}x_2 - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (2)$$

由于电机在实际生产中会受到内部参数摄动和外部干扰的影响,使控制系统的性能变差。将电机的综合干扰定义为 D ,PMSM 的动态误差方程可表示为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = bi_q - \frac{B}{J}x_2 + D \end{cases} \quad (3)$$

2 反演时变滑模控制器设计

2.1 反演滑模控制器设计

根据反演控制的原理^[16],设计位置子系统。

定义 PMSM 的位置跟踪误差为:

$$e_1 = x_{1ref} - x_1 \quad (4)$$

式中: x_1 为实际跟踪信号, x_{1ref} 为位置给定信号。

定义对应子系统的李雅普诺夫函数为:

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (5)$$

对式(5)求导,并结合式(4)得:

$$\dot{V}_1 = e_1(\dot{x}_{1ref} - x_2) \quad (6)$$

当 $x_2 = \dot{x}_{1ref} + h_1e_1$, ($h_1 > 0$) 时, 可满足 $\dot{V}_1 \leqslant 0$ 。

定义虚拟变量 $f_1 = \dot{x}_{1ref} + h_1e_1$ 作为转速的跟踪信号, 可定义误差 e_2 为:

$$e_2 = f_1 - x_2 \quad (7)$$

综上,系统误差的动态方程可表示为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -h_1e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = \dot{f}_1 - (bu - \frac{B}{J}x_2 + D) \end{cases} \quad (8)$$

为保证转速对位置子系统虚拟控制量的准确跟踪,本文速度子系统采用时变自适应滑模控制策略。

首先,本文采用积分滑模面,通过引入积分项来减少系统的稳态误差^[17],选取滑模面为:

$$s = e_2 + c_1 \int e_2 dt \quad (9)$$

传统指数趋近律为:

$$\dot{s} = -k \operatorname{sgn}(s) - qs \quad (10)$$

趋近阶段主要由指数项作用,滑动模态主要由等速项作用。通常会选择较大的切换增益 k 和 q 来确保系统的收敛速度,但这使得系统抖振加剧。本文为解决收敛速度与抖振抑制之间的矛盾,设计如下变指数趋近律。

$$\dot{s} = -k_1 \tanh(s) - (k_2 |x| + k_3)s \quad (11)$$

式中: 状态变量 $x = e_2$, k_1 、 k_2 、 k_3 均为正数。改进趋近律中加入状态变量,在趋近阶段由状态变量项和指数项共同作用,加快趋近速率。用反正切函数代替符号函数,减少滑模抖振。

为保证系统在趋近阶段的收敛速度,通常会采用较大的切换增益,但大的切换增益会导致系统出现明显的抖振现象。为解决切换增益的选择问题,对 k_1 进行如下设计:

$$k_1 = |s| \int_{t_0}^t |s| d\tau \quad (12)$$

式中: $\alpha > 0$ 。 k_1 随着滑模面函数值的变化而变化,具有大误差,大增益;小误差,小增益的特点。

对式(9)求导,并将式(8)式(11)代入,整理得控制律为:

$$u = [k_1 \tanh(s) + k_2 |x| + k_3 s + \frac{B}{J}\omega - D + \dot{f}_1 + c_1 e_2]/b \quad (13)$$

式中: u 表示控制器的输出,即 q 轴的给定电流。

2.2 时变滑模控制器设计

滑模控制有两个不同的运动阶段。在趋近阶段时,滑

模控制器应具有使系统状态变量快速达到滑模面上的能力;在滑动模态时,控制器应使得系统状态变量稳定在滑模面上,抑制抖振。传统的固定滑模面无法灵活的满足不同时刻系统的要求^[18]。模型预测控制所具有的实时性,可通过遍历寻优来选出当前时刻的最优控制方法。因此本文结合模型预测控制,引用遍历寻优的思想,设计一种时变滑模面,使系统在不同状态下灵活选取最优滑模面参数,提高系统的响应速度。

将 PMSM 的转速公式欧拉离散化得:

$$\omega(k+1) = T_s \cdot \left[\frac{3\rho\psi}{2J} i_q(k) - \frac{B}{J} \omega(k) - \frac{T_L}{J} \right] + \omega(k) \quad (14)$$

定义式(9)中滑模面中的系数 c_1 为可在线优化参数 λ_t , 则时变滑模面可表示为:

$$\gamma = e_2 + \lambda_t \int e_2 dt \quad (15)$$

控制器的输出变为:

$$u = (k_1 \tanh(\gamma) + k_2 |x| \gamma + k_3 \gamma + \frac{B}{J} \omega - D + \dot{f}_1 + \lambda_t e_2)/b \quad (16)$$

确定最优滑模面参数方法如下:

首先将滑模面系数的取值区间 $[a, b]$ 分为 n (n 为自然数) 等分的小区间 $[a, m_1], [m_1, m_2], \dots, [m_{n-1}, b]$ 。分别令 λ_t 等于上述区间的 $n+1$ 个边界值, 带入式(16), 得到相应的 $n+1$ 个控制器输出值 u 。将 $n+1$ 个 u 赋值给式(14)中的 $i_{q(k)}$, 得到 $n+1$ 个当前控制周期的转速预测 $\omega_{(k+1)}$ 。

在 λ_t 的取值范围内,一定存在一个 λ_t^{opt} 使得转速预测值与位置子系统虚拟控制量之间的误差最小。取成本函数 g 为:

$$g = |f_1 - \omega_{(k+1)}| \quad (17)$$

假设当滑模面系数取第 i 个数 m_{i-1} 时,成本函数的值最小,可确定当前控制周期下最优滑模面参数 λ_t^{opt} 在 $[m_{i-2}, m_i]$ 中,再比较滑模面参数取 m_{i-2} 和 m_i 时成本函数的大小,即可确定 λ_t^{opt} 所在区间^[18]。

最后,为保证所选取的 λ_t^{opt} 的最优化,对最优区间端点值按下式进行权重分配,可得到最终的滑模面近似最优参数。

$$\lambda_t^{opt} = \frac{g_i}{g_{i-1} + g_i} m_{i-1} + \frac{g_{i-1}}{g_{i-1} + g_i} m_i \quad (18)$$

基于反演时变滑模控制器的输出如下:

$$u = (k_1 \tanh(\gamma) + k_2 |x| \gamma + k_3 \gamma + \frac{B}{J} \omega - D + \dot{f}_1 + \lambda_t^{opt} e_2)/b \quad (19)$$

当忽略系统的干扰项时,该控制器的等效控制项 u_{eq} 为:

$$u_{eq} = (k_1 \tanh(\gamma) + k_2 |x| \gamma + k_3 \gamma + \frac{B}{J} \omega + \dot{f}_1 + \lambda_t^{opt} e_2)/b \quad (20)$$

2.3 稳定性证明

对控制器进行稳定性分析,构造李雅普诺夫函数为:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \gamma^2 \quad (21)$$

结合式(5)并对上式求导,得:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \gamma \dot{\gamma} = \dot{V}_1 + \gamma(-k_1 \tanh(\gamma) - (k_2 |x| + k_3)) \gamma \leqslant 0 \quad (22)$$

由上式可知,此时系统是渐进稳定的。

在离散状态下,对转速误差的收敛速度进行分析,定义当前时刻预测误差和当前时刻误差为:

$$\begin{cases} e_{2(k+1)} = f_{1(k+1)} - \omega_{(k+1)} \\ e_{2(k)} = f_{1(k)} - \omega_{(k)} \end{cases} \quad (23)$$

结合上式和动态误差方程式可得:

$$\begin{aligned} e_{2(k+1)} &= f_{1(k+1)} - \omega_{(k+1)} = f_{1(k+1)} - \\ T_s \left[bi_{q(k)} - \frac{B}{J} \omega_{(k)} - \frac{T_L}{J} \right] - \omega_{(k)} &= f_{1(k+1)} - \\ T_s \left[k_1 \tanh(\gamma) + k_2 |x| \gamma + k_3 \gamma + \frac{f_{1(k+1)} - f_{1(k)}}{T_s} + \lambda_t^{opt} e_2 \right] - \\ \omega_{(k)} &= f_{1(k)} - T_s \left[k_1 \tanh(\gamma) + k_2 |x| \gamma + k_3 \gamma + \lambda_t^{opt} e_2 \right] - \omega_{(k)} \end{aligned} \quad (24)$$

整理得:

$$\frac{e_{2(k+1)} - e_{2(k)}}{T_s} = -k_1 \tanh(\gamma) - k_2 |x| \gamma - k_3 \gamma - \lambda_t^{opt} e_{2(k)} \quad (25)$$

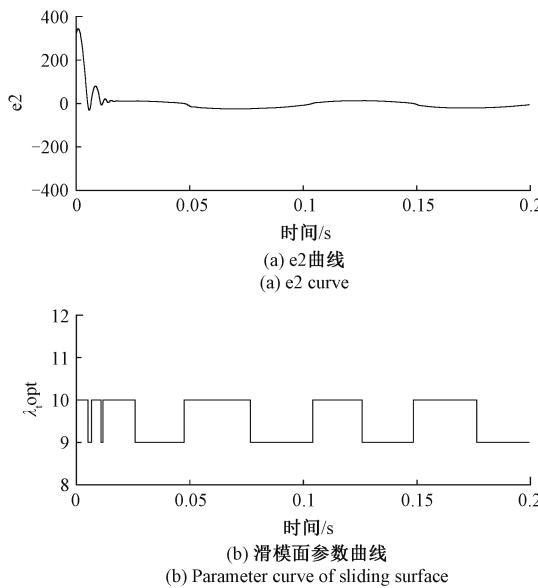
分析上式,可得到,选取较大的滑模面参数可有效提升系统的收敛速度。在寻优过程中,成本函数是系统选取最优参数的唯一依据。式(17)所定义的成本函数始终会选择令转速预测值与虚拟控制量之间的误差 e_2 最小的滑模面参数值。在趋近运动中,由式(25)可知,为满足系统的转速误差最小, λ_t^{opt} 经过短暂调节会稳定在滑模面参数上限。当系统的误差收敛至 0 附近到达滑动模态时,系统的目标是令转速稳定在虚拟控制量附近,经过成本函数的寻优, λ_t^{opt} 会选择令转速预测值与虚拟控制量之间误差最小的值。

由于任何周期函数都可以看作是不同振幅,不同相位正弦波的叠加,故本文通过在 SIMULINK 中以给定位置信号为正弦信号来验证所设计时变滑模面的参数取值与理论分析是否相符。图 1 为 e_2 和时变滑模面参数的仿真结果图。

从图中可以看出,在 $0 \sim 0.025$ s 时,系统处于趋近阶段, λ_t^{opt} 最终稳定在取值范围的上限,结合式(25),误差的变化率最大,加快系统的收敛速度。进入稳态之后,当 e_2 的绝对值增大时, λ_t^{opt} 会稳定在取值范围的上限附近,使误差的变化率较大,从而令转速误差快速收敛至零附近;当 e_2 的绝对值变小时, λ_t^{opt} 会稳定在取值范围的下限附近,使误差的变化率较小,从而使转速稳定在虚拟控制量附近。

3 干扰观测器设计

设计非线性干扰观测器对 D 进行观测后对系统进行

图 1 e_2 和时变滑模面参数曲线Fig. 1 e_2 and parameter curve of time-varying sliding surface

干扰估计。观测器设计如下:

$$\begin{cases} \hat{D} = l + k_4 x_2 \\ \dot{l} = -k_4 l + k_4 \left(-k_4 x_2 + \frac{B}{J} x_2 - b i_q \right) \end{cases} \quad (26)$$

式中: \hat{D} 为综合干扰 D 的观测值, l 为中间变量, $k_4 (k_4 > 0)$ 为观测器增益。

为确保系统稳定, 对观测误差的收敛性进行分析。定义观测误差为:

$$e_D = \hat{D} - D \quad (27)$$

定义综合干扰 $|\hat{D}| \leq d$, d 为非负实数, 结合式(27)和式(28)得:

$$\dot{e}_D + k_4 e_D = -\hat{D} \quad (28)$$

解一阶线性微分方程, 得:

$$e_D = e_{D(0)} e^{-k_4 t} + e^{-k_4 t} \int_0^t -\hat{D}(\tau) e^{-k_4 \tau} d\tau \quad (29)$$

最终有:

$$|e_D|_{t \rightarrow \infty} = 0 \quad (30)$$

式(31)证明观测误差收敛, 观测器稳定。

将观测出的 \hat{D} 经过合适的增益后, 直接补偿在电流环中。本文取增益为 $\frac{1}{b}$ 。得到鲁棒控制项 u_{sw} :

$$u_{sw} = -\frac{\hat{D}}{b} \quad (31)$$

综上, 本文所设计复合控制器的控制律和自适应律为:

$$\begin{cases} u = u_{eq} + u_{sw} \\ u_{eq} = (k_1 \tanh(\gamma) + k_2 |x| \gamma + k_3 \gamma + \\ \frac{B}{J} \omega + f_1 + e_2 \lambda_t^{opt}) / b \\ u_{sw} = -\frac{\hat{D}}{b} \\ k_1 = |\gamma| \int_{t_0}^t |\gamma| d\tau \end{cases} \quad (32)$$

基于扰动观测器和反演时变滑模控制的 PMSM 位置伺服系统控制框图如图 2 所示。

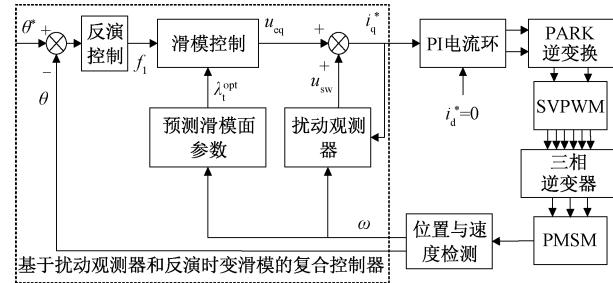


图 2 本文设计复合控制策略的系统控制框

Fig. 2 The system control block diagram of the composite control strategy is designed in this paper

4 仿真与实验

4.1 仿真分析

为验证所提控制算法的可行性和优越性, 将本文所提出的基于扰动观测器和反演时变滑模控制的复合控制策略、传统反演滑模控制策略及文献[12]所提出的基于改进滑模趋近律和非线性干扰器的复合控制策略在 SIMULINK 中进行仿真对比。所用电机参数如表 1 所示。传统反演滑模控制器(采用滑模面为 $s = ce_1 + e_2$, 趋近率为传统指数趋近律)的参数为: 电流环 $K_p = L \times 1 100$, $K_i = R \times 1 100$; $c = 500$, $k = 10$, $q = 100$; 本文设计复合控制器的参数为: 电流环同上; $h_1 = 200$, $k_2 = 30$, $k_3 = 100$; 扰动观测器的参数 $k_4 = 600$ 。

表 1 电机参数

Table 1 Motor parameters

序号	名称	量值
1	定子电感	0.00665 H
2	定子电阻	1.84 Ω
3	粘滞摩擦系数	0.001 N·m·s
4	极对数	4
5	永磁体磁链值	0.32 Wb

仿真 1) 正弦位置信号跟踪

给定信号为 $\theta = 5 \sin(20\pi t)$ 。用点线表示传统反演滑模控制系统的结果; 用实线表示应用文献[12]所设计方法

系统的结果;用虚线表示本文设计控制策略的结果。3 种方法的正弦位置跟踪对比如图 3 所示,图 4 为正弦位置跟踪对比图的部分区域放大图。位置误差对比如图 5 所示。

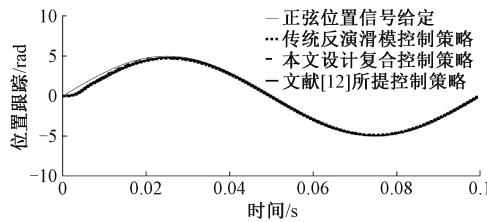


图 3 正弦位置跟踪对比

Fig. 3 Comparison of sinusoidal position tracking

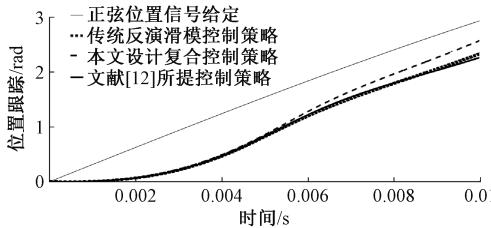


图 4 位置跟踪对比放大

Fig. 4 Position tracking contrast enlarged image

为更清晰的展示仿真结果,图 3 仅显示第一个周期的位置跟踪图像,从图中可以看出,3 种控制策略均能较好的跟踪上给定位置信号。图 4 为位置跟踪对比曲线在 0~0.01 s 内的放大图,从图中可以看出,与应用传统反演滑模方法系统和应用文献[12]方法的系统相比,本文设计复合控制方法能更快的去跟踪给定位置轨迹,故而本文设计复合控制策略的系统跟踪给定信号的速度更快,动态响应能力更优越。

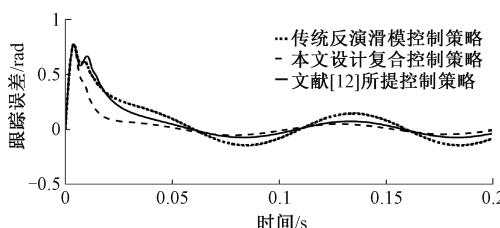


图 5 正弦位置跟踪误差对比

Fig. 5 Comparison of sin position tracking errors

图 5 为两个周期内的跟踪误差对比图,由图 5 可知,3 种控制方法到达稳态后,其误差曲线均为正弦曲线形式。传统反演滑模控制系统的起始误差为 0.76 rad,稳态误差范围为 -0.15~0.15 rad;文献[12]设计系统的起始误差为 0.76 rad,在 0.02 s 时存在明显的误差波动,稳态误差范围为 -0.09~0.09 rad;本文设计方法的起始误差为 0.73 rad,比传统方法和文献[12]方法减少了 0.03 rad,稳态误差的范围为 -0.06~0.06 rad,误差范围仅占传统误

差范围的 2/5,占文献[12]所提方法误差范围的 2/3。三者相比之下,本文设计方法的稳态跟踪误差明显减小。

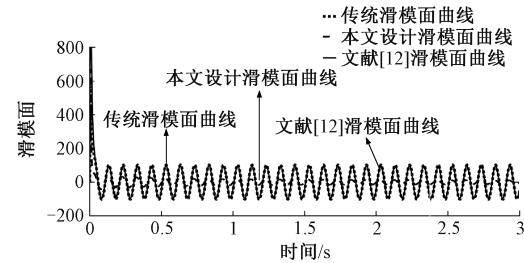


图 6 滑模面曲线对比

Fig. 6 Comparison of sliding surface curves

图 6 为传统线性滑模、文献[12]设计滑模面和本文设计时变积分滑模面的曲线对比图。从图中曲线可看出,传统滑模面和文献[12]设计滑模面的抖振程度相当;本文所设计的滑模面与其余两个滑模面相比,稳态抖振明显减弱,具有较强的抖振抑制能力。

仿真 2) 抗扰性能验证

系统给定位置信号仍为 $\theta = 5\sin(20\pi t)$, 在 0.175 s 时给系统施加 20 N·m 的阶跃干扰信号。

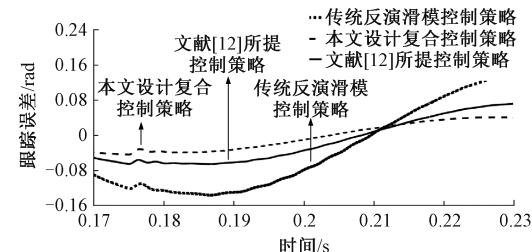


图 7 抗扰性能对比

Fig. 7 Comparison of anti-interference performance

图 7 为突加负载后的跟踪误差图,从图中可以看出,突加负载后,传统反演滑模控制、文献[12]控制策略与本文设计复合控制策略的跟踪误差均发生突变,传统反演滑模控制策略在受到扰动后误差曲线出现明显震荡,需 30 ms 的调节时间才能重新恢复稳态,文献[12]所设计系统需 20 ms 的调节时间可重新恢复至稳态,而本文设计复合控制策略在 2 ms 后重新恢复至稳态,且恢复至稳态后,本文设计方法的误差仍明显小于其他两种方法。可证明,本文设计复合控制策略抗干扰能力更强。

综上,仿真数据表明,与传统反演滑模控制系统和文献[12]所提出的基于改进滑模趋近律和非线性干扰器的复合控制策略相比,应用本文设计方法的系统位置跟踪精度更高、动态响应更快,且抗扰性能明显优越。

4.2 实验验证

为验证本文所设计复合控制伺服系统在实际中的性能,本节采用北京灵思创奇公司开发的 RT-links 半实物仿真平台进行实验验证。该平台主要由主控计算机、通用型

驱动器、研发型驱动器、仿真机、扭矩传感器、驱动电机和负载电机组成, 具体如图 8 所示。

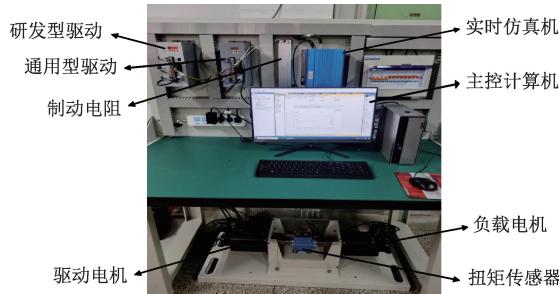


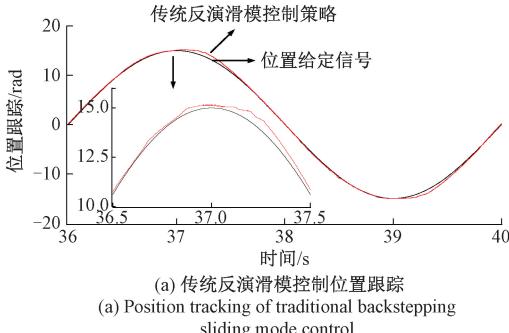
图 8 实验平台照片

Fig. 8 Experimental platform photos

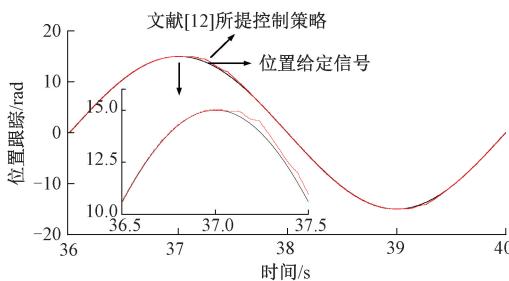
实验 1 正弦位置信号跟踪

给定位置信号为 $\theta = 15\sin(0.5\pi t)$ 。

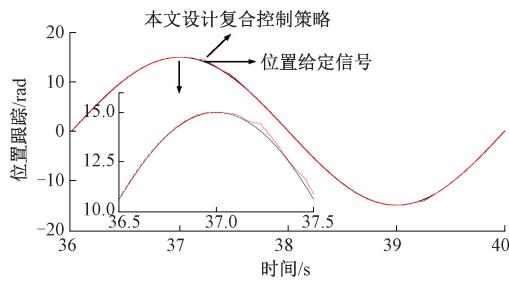
图 9(a)为传统反演滑模控制系统稳态位置跟踪曲线,



(a) 传统反演滑模控制位置跟踪
(a) Position tracking of traditional backstepping sliding mode control



(b) 文献[12]所提控制策略位置跟踪
(b) Position tracking of control strategy proposed in Reference [12]



(c) 本文设计复合控制策略位置跟踪
(c) This paper designs a composite control strategy for position tracking

图 9 3 种控制方法稳态位置跟踪对比

Fig. 9 Comparison of steady-state position tracking of three control methods

图 9(b)为文献[12]设计系统的稳态位置跟踪曲线, 图 9(c)为应用本文方法的系统稳态位置跟踪曲线, 放大图均为在 37 s 左右的位置跟踪图。

由图可知 3 种控制方法均在 37.5 和 39.5 s 左右跟踪性能较差。从放大图可看出, 采用本文方法的跟踪曲线与给定曲线更贴合, 位置跟踪性能明显优越。

图 10 为 3 种控制方法的稳态跟踪误差对比图。从图 10(a)中可知, 传统反演滑模控制的稳态误差范围为 $-0.85 \sim 0.85$ rad。由图 10(b)可知, 文献[12]方法的稳态误差范围为 $-0.65 \sim 0.65$ rad。由图 10(c)可知, 本文设计方法的稳态误差范围为 $-0.45 \sim 0.45$ rad, 其误差范围仅占传统方法的 $9/17$, 占文献[12]方法的 $9/13$ 。相比之下, 本文设计复合控制策略系统的稳态精度更高。而且从图中可以看出, 本文设计方法的跟踪误差曲线更平滑。

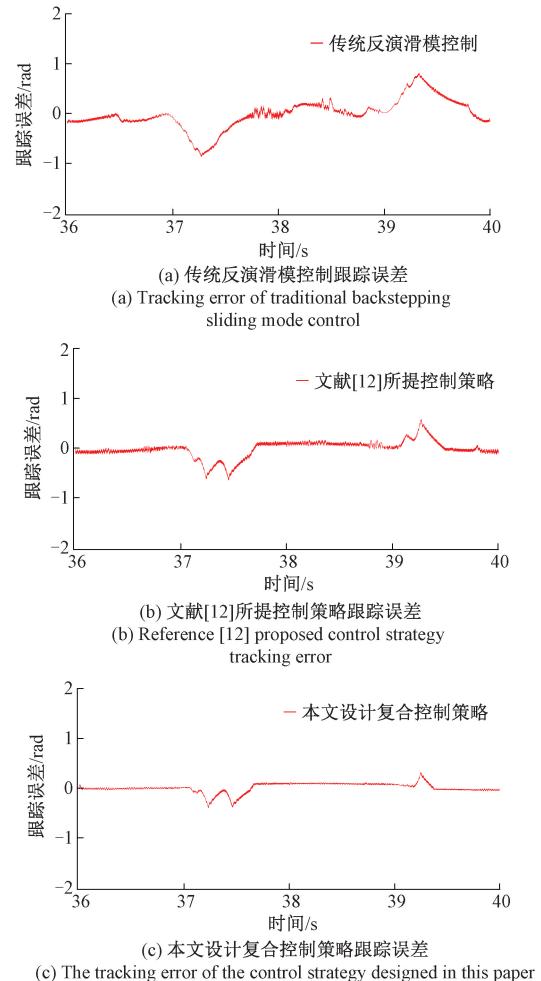


图 10 3 种控制方法稳态跟踪误差对比

Fig. 10 Comparison of steady-state tracking error of three control methods

图 11 为 3 种控制方法动态的动态响应速度对比图, 图 11(a)为传统反演滑模控制系统在 0~1 s 内的跟踪误差曲线, 传统反演滑模控制系统在 0.15 s 时, 位置跟踪误差

稳定在 0 附近, 系统进入稳态。从图 11(b) 可看出, 文献[12]控制方法在 0.15 s 左右使系统进入稳态。由图 11(c) 可知, 本文设计方法仅需 0.12 s 就可使系统到达稳态, 相比其他两个方法, 动态响应速度提升了 30 ms。

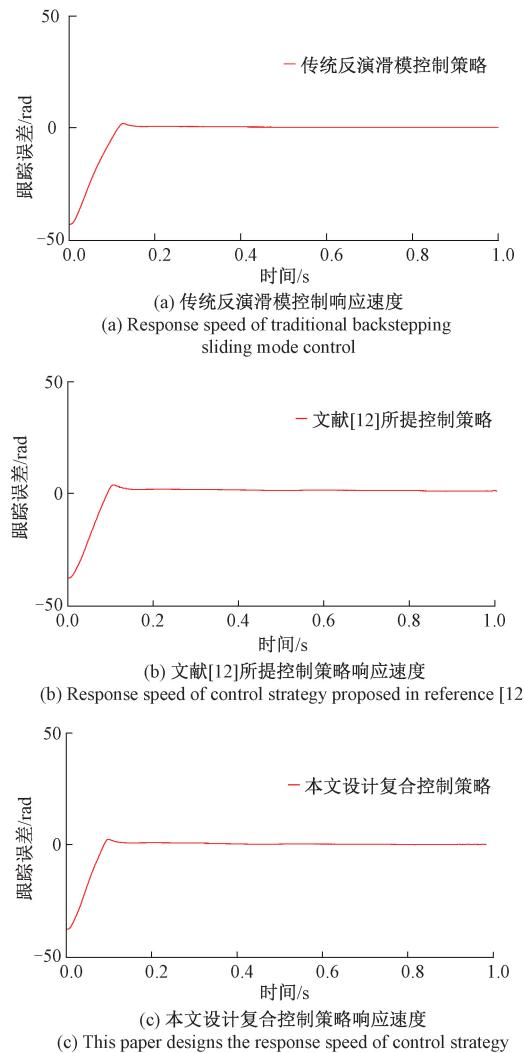


图 11 3 种控制方法动态响应速度对比

Fig. 11 Comparison of dynamic response speed of three control methods

图 12 为 3 种控制系统的滑模面曲线对比图, 图 12(a) 为传统滑模面曲线图, 其变化范围约为 $-55 \sim 55$; 图 12(b) 为文献[12]方法的滑模面曲线图, 曲线变化范围约为 $-50 \sim 50$; 图 12(c) 为本文设计滑模面曲线, 曲线变化范围为 $-28 \sim 28$ 。三者相比较, 本文所设计的滑模面抖振程度明显降低, 且滑模面曲线更接近正弦波。

实验 2) 抗扰性能验证

给定位置信号为 $\theta = 40\sin(0.2\pi t)$ 。在第 32 s 给系统施加 $1 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的阶跃负载。

图 13 为传统反演滑模控制和本文设计策略系统的抗扰能力对比图, 由图可知, 在突加负载后, 两种控制系统的

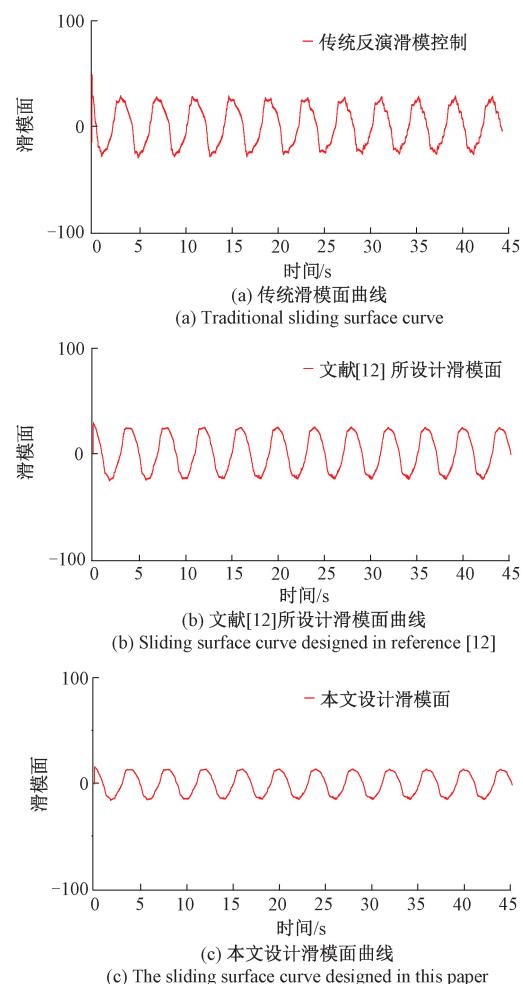
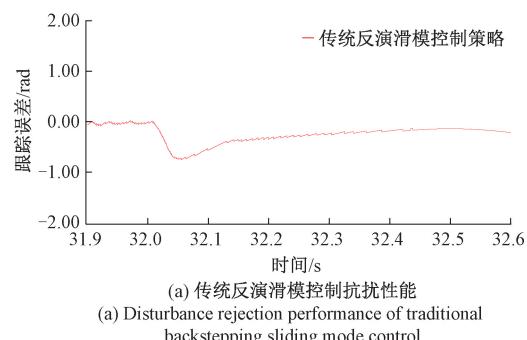


图 12 3 种滑模面曲线对比

Fig. 12 Comparison of three sliding surface curves

跟踪误差均变大。从图 13(a) 可知, 传统反演滑模控制的误差变化量为 0.9 rad , 在 0.4 s 后重新恢复至稳态。从图 13(b) 可知, 文献[12]方法的误差变化量为 0.6 rad , 在 0.4 s 后重新恢复至稳态。而本文控制方法的误差变化量仅为 0.3 rad , 是传统方法误差变化量的 $1/3$, 是文献[12]所提方法的 $1/2$; 并且仅需 0.05 s 的调节时间, 就可恢复至稳态, 调节时间较其余两种方法缩短了 0.35 s 。恢复稳态后, 本文设计方法的稳态误差仍比传统方法和文献[12]方法的误差更小。



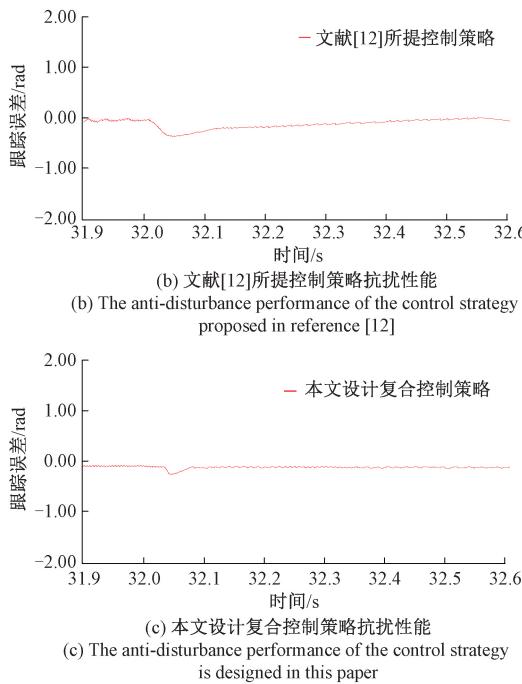


图 13 3 种控制方法抗扰能力对比

Fig. 13 Comparison of anti-interference ability of three control methods

综上,实验数据表明,与传统反演滑模控制系统和文献[12]所提出的基于改进滑模趋近律和非线性干扰器的复合控制策略相比,应用本文设计方法的系统的位置跟踪精度更高、动态响应速度更快、抗扰性能更优越。

5 结 论

本文提出了一种基于扰动观测器和反演时变滑模复合控制的 PMSM 位置伺服系统。首先设计新型趋近律来提升系统的响应速度;然后结合遍历寻优的思想设计灵活的时变滑模面,提高系统的收敛速度;最后设计干扰观测器,对系统进行干扰补偿。仿真和实验表明,该复合控制策略具有动态响应速度快、位置跟踪精度高、抗干扰性能强的优点,为数控机床及电液伺服系统等位置跟踪控制提供了一个新思路。本文的研究只基于表贴式永磁同步电机,且未研究系统受到不确定性干扰的跟踪性能。笔者之后的工作将研究能在多工况下精确追踪的位置跟踪系统。

参考文献

- [1] CHEN B D, WANG K, LE Y. High-precision position error correction method for the PMSM based on low-order harmonic suppression [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36 (4): 4500-4512.
- [2] YANG X Y, YU H SH. Optimized cooperative control of error port-controlled hamiltonian and adaptive backstepping sliding mode for a multi-joint industrial robot[J]. Mathematics, 2023, 11(6):1542.
- [3] 庞浩,杜钦君,赵金阳,等.卷绕系统反演滑模恒张力控制[J].电子测量技术,2023,46(24):93-102.
- [4] PANG H, DU Q J, ZHAO J Y, et al. Inversion sliding mode constant tension control of winding system [J]. Electronic Measurement Technology, 2023,46(24): 93-102.
- [5] DENG Y T, WANG J L, LI H W, et al. Adaptive sliding mode current control with sliding mode disturbance observer for PMSM drives [J]. ISA Transactions, 2019,88:113-126.
- [6] 马宇,孙志锋,马风力,等.基于几何分析的三矢量模型预测无差拍电流控制[J].国外电子测量技术, 2023, 42(9): 106-113.
- [7] MA Y, SUN ZH F, MA F L, et al. Three-vector model predictive deadbeat current control based on geometric analysis[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023,42(9): 106-113.
- [8] NGUYEN T H, NGUYEN T T, LE K M, et al. An adaptive backstepping sliding-mode control for improving position tracking of a permanent-magnet synchronous motor with a nonlinear disturbance observer[J]. IEEE Access, 2023, 11: 19173-19185.
- [9] LI T, LIU X, YU H. Backstepping nonsingular terminal sliding mode control for PMSM with finite-time disturbance observer[J]. IEEE Access, 2021, 9: 135496-135507.
- [10] 梁明亮,陈志红,孙晶晶.基于 ESO 的永磁同步电机位置伺服系统滑模变结构反步控制[J].科技通报,2017, 33(5):72-76.
- [11] LIANG M L, CHEN ZH H, SUN J J. Sliding mode variable structure backstepping control of permanent magnet synchronous motor position servo system based on ESO[J]. Technology Bulletin, 2017,33(5): 72-76.
- [12] 刘晴,曾喆昭,方云熠,等.永磁同步电机的自学习滑模反步抗扰控制[J].控制工程,2021,28(1):93-98.
- [13] LIU Q, ZENG ZH ZH, FANG Y Y, et al. Self-learning sliding mode backstepping disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor[J]. Control Engineering, 2021,28(1): 93-98.
- [14] 娄佩宾,黄茹楠.基于非线性干扰观测器的 PMSM 自适应反演滑模控制[J].微特电机,2020,48(5):32-35,40.
- [15] LOU P B, HUANG R N. Adaptive backstepping sliding mode control of PMSM based on nonlinear disturbance observer[J]. Micromotor, 2020, 48 (5): 32-35, 40.
- [16] 冯志伟,毛国勇,余世刚,等.基于新型趋近律的 PMSM

- 反演滑模控制[J]. 电子测量技术, 2022, 45(20): 68-73.
FENG ZH W, MAO G Y, SHE SH G, et al. Backstepping sliding mode control of PMSM based on new reaching law [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(20): 68-73.
- [12] 闫宏亮, 张嘉楠, 龙虎林. 基于改进滑模趋近律和非线性干扰观测器的 PMSM 位置跟踪[J]. 电子测量技术, 2022, 45(13): 104-108.
YAN H L, ZHANG J N, LONG H L. PMSM position tracking based on improved sliding mode reaching law and nonlinear disturbance observer[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(13): 104-108.
- [13] 陈振, 耿洁, 刘向东. 基于积分时变滑模控制的永磁同步电机调速系统[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 56-61.
CHEN ZH, GENG J, LIU X D. Permanent magnet synchronous motor speed control system based on integral time-varying sliding mode control[J]. Journal of Electrical Technology, 2011, 26(6): 56-61.
- [14] 杨代利, 张宏立, 刘璨. 基于模糊时变滑模控制的 PMSM 转速控制[J]. 计算机仿真, 2014, 31(7): 351-354, 365.
YANG D L, ZHANG H L, LIU C. PMSM speed control based on fuzzy time-varying sliding mode control[J]. Computer Simulation, 2014, 31(7): 351-354, 365.
- [15] 潘鹏程, 李元皓, 香静. 多参数失配下鲁棒型双馈风机模型预测电流控制[J]. 国外电子测量技术, 2024, 43(1): 141-150.
PAN P CH, LI Y H, XIANG J. Model predictive current control of robust doubly-fed wind turbine under multi-parameter mismatch [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2024, 43(1): 141-150.
- [16] 黄宇, 高鹏, 谷赫, 等. SCR 脱硝系统的反演积分滑模控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(10): 3856-3865.
HUANG Y, GAO P, GU H, et al. Research on backstepping integral sliding mode control method for SCR denitrification system [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2023, 43(10): 3856-3865.
- [17] 周新力, 李醒飞. 基于反步积分滑模摩擦补偿的光电伺服转台控制[J]. 信息与控制, 2022, 51(2): 247-256.
ZHOU X L, LI X F. Photoelectric servo turntable control based on backstepping integral sliding mode friction compensation [J]. Information and Control, 2022, 51(2): 247-256.
- [18] 史梓豪, 刘细平, 张瑞恒, 等. 基于新型滑模观测器和非奇异快速终端滑模的永磁同步电机控制[J]. 国外电子测量技术, 2023, 42(5): 135-141.
SHI Z H, LIU X P, ZHANG R H, et al. Permanent magnet synchronous motor control based on novel sliding mode observer and nonsingular fast terminal sliding mode [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42(5): 135-141.

作者简介

闫宏亮, 副教授, 主要研究方向为电机控制与配电网。

E-mail: hlyan@xsysu.edu.cn

李飞艳, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机控制。

E-mail: 2495203656@qq.com