DOI:10.19652/j.cnki.femt.2305656

基于扩张状态观测器的PMLSM高阶自适应非奇异快速终端滑模控制*

唐家勇 张 博 刘 洋 郭金钢 杜航航
(西安工程大学电子信息学院 西安 710600)

摘 要:为改善永磁直线同步电机控制系统的位置跟踪精度和鲁棒性,提出了一种基于扩张状态观测的高阶自适应非奇异快速终端滑模控制方案。首先,设计了一种高阶非奇异快速终端滑模面,通过引入反馈电流实现对电机位置、速度和电流的整体控制。其次,设计新型滑模趋近律,使控制系统能快速将误差趋近于零并削弱抖振。同时,引入自适应律估计并实时调整趋近律系数。最后,设计了扩张状态观测观测外部扰动,从而提高位置跟踪系统的动态和稳态性能。基于Lyapunov稳定性理论,证明了该控制系统的稳定性。通过仿真与实验验证,结果表明,提出的控制方法能有效提高系统的位置跟踪精度,并且增强了系统的抗干扰能力。

关键词:永磁同步直线电机;新型趋近律;高阶非奇异快速终端滑模控制;扩张状态观测器
中图分类号:TP273 **文献标识码**:A **国家标准学科分类代码**:470.4024

PMLSM high-order adaptive non-singular fast terminal sliding mode control based on extended state observer

Tang Jiayong Zhang Bo Liu Yang Guo Jingang Du Hanghang
(School of Electronic and Information Engineering, Xi′an Polytechnic University, Xi′an 710600, China)

Abstract: To improve the position tracking accuracy and robustness of the permanent magnet linear synchronous motor control system. A high-order adaptive non singular fast terminal sliding mode control scheme based on extended state observation is proposed for this purpose. Firstly, a high-order non singular fast terminal sliding mode surface was designed to achieve overall control of motor position, speed, and current by introducing feedback current. Secondly, design a new sliding mode approaching law to enable the control system to quickly approach zero error and weaken chattering. Meanwhile, adaptive law estimation is introduced and the convergence law coefficients are adjusted in real-time. Finally, an extended state observation was designed to observe external disturbances, thereby improving the dynamic and steady-state performance of the position tracking system. Based on Lyapunov stability theory, the stability of the control system has been proven. Finally, a model was built on MATLAB simulation for testing, and the simulation results showed that the proposed control method can effectively improve the position tracking accuracy of the system and enhance its anti-interference ability.

Keywords: permanent magnet linear synchronous motor; novel approaching law; high-order non-sigular fast terminal sliding mode control; extended state observer

0 引 言

近年来,永磁同步直线电机(permanent magnet linear synchronous motor,PMLSM)因具有结构简单、单位推力大、精度高等优点,已被广泛应用于精密直线伺服领域,如自动化设备、半导体加工、数控机床等[1-2]。因为取消了齿轮和滚珠丝杠等机械装置,PMLSM缺乏中间传动装置缓冲,负载变化和外部扰动等不确定因素直接施加于电机动

收稿日期:2023-10-17
* **基金项目**:西安市青年托举计划(959202313001)项目资助

子上，在一定程度上影响了电机的控制性能[3-4]。

为了提高跟踪精度和保持稳定性，多种控制策略被提出，如 PID(proportional integral derivative)控制[5]、滑模控制(sliding mode control，SMC)[6]、模型预测控制[6]、自抗扰控制[7]和神经网络控制[8]等。此外，PMLSM 在运行过程中不可避免地会受到内外部扰动的影响，包括参数不确定性、突加负载等。因此，如何补偿不确定性和外部干扰的影响是保证跟踪精度提高的关键。文献[9]提出了一种自适应模糊分数阶 SMC 方法来观测不确定性并对其进行补偿，有效地提高了系统的控制性能，但需要事先对不确定性上界进行假设。文献[10]采用模型预测控制和二阶滑模观测器相结合的方法设计了一种能够补偿系统不确定性的控制器，解决了预测电流控制参数不匹配的问题，然而，缺点是该算法在计算上是复杂的。

滑模控制因其具有鲁棒性强、响应速度快以及受各种不确定因素影响小的优点被广泛用于直线电机控制领域。然而，传统滑模控制采用线性滑模面，在系统的时间趋于无穷大时才能保证系统收敛到平衡状态[11-14]。为了提高系统跟踪性能，文献[15]采用非奇异快速终端滑模控制策略，可以抑制其他因素带来的影响，避免奇异性问题，可以保证系统的跟踪误差在有限时间内收敛到零同时削弱抖振，增强了系统的鲁棒性。文献[16]设计了一种基于自适应模糊神经网络时变滑模控制器(adaptive fuzzy neural network time-varying sliding mode controller，AFNNTSMC)的精密位置跟踪方法，将时变滑模面引入到传统滑模控制中，设计时变滑模控制器(time-varying sliding mode control，TSMC)，在确保鲁棒性的情况下，可以有效地减少系统状态到达滑动模态的时间，从而提升系统的响应速度，但是时变滑模面的斜率很难确定。文献[17]提出了一种基于神经网络自适应观测器的反推终端滑模控制方法，利用径向基函数(RBF)神经网络的万能逼近特性去逼近系统中不确定性，并将逼近后的输出信号输入给自适应观测器进行跟踪目标位置和速度的估计，补偿由不确定性所导致的跟踪误差，进而获得高精度的跟踪性，但是神经网络算法较为复杂。

基于以上分析，本文提出了一种基于扩张状态观测器(extended state observer，ESO)的永磁同步直线电机高阶自适应非奇异快速终端滑模控制(high order adaptive non singular fast terminal sliding mode control，HAFNTSMC)方法。首先，设计了一种新型趋近律，能使控制系统快速将误差趋近于零并削弱抖振；其次，在终端滑模控制基础上，提出了一种高阶非奇异快速终端滑模面，将反馈电流引入滑模面，实现了对电机位置、速度与电流的整体控制，同时引入自适应算法估计新型趋近律的参数并实时调整，从而提高位置跟踪系统的动态和稳态性能；扩张状态观测器观测外部扰动并前馈补偿，提高了系统的抗干扰能力；最后，基于李雅普诺夫理论证明了所提控制器的稳定性和收敛性。通过仿真实验对比验证了本文方法与基于扩张观测器的非奇异快速终端滑模控制[18] NFTSMC-ESO、传统趋近律 HFNTSMC、HAFNTSMC 相比，具有更好的位置跟踪精度和更强的抗干扰能力。

1 PMLSM 的数学模型

PMLSM 伺服系统采用(矢量定向控制 FOC，即 $i_d^*=0$，同时做出如下假设：1)假设磁滞和涡流损耗忽略不计；2)空间磁场呈对称正弦分布；3)忽略端部效应与齿槽效应。则电磁推力 F_e 表示为：

$$F_e=\frac{3\pi p}{2\tau}\psi_f i_q=K_f i_q \tag{1}$$

$$K_f=\frac{3\pi p}{2\tau}\psi_f \tag{2}$$

式中：L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴电压；i_d 和 i_q 为 d 轴和 q 轴电流；R_S 为绕组电阻；L 为绕组电感；F_e 是电磁推力；k_f 是推力系数；τ 永磁体极距；p 为电机的极对数；ψ_f 为永磁体磁链。PMLSM 机械运动方程为：

$$F_e=M\dot{v}+Bv+d \tag{3}$$

式中：M 表示电机的动子质量；v 表示动子运动速度；B 表示粘滞摩擦系数；d 表示外部扰动，为负载扰动及参数变化等不确定因素的总和。

选取状态变量 $x_1=(e^*-e)$，$x_2=(v^*-v)$，$x_3=i_q$，其中 e^*、v^* 分别表示设定位置与线速度；基于 $i_d^*=0$ 控制，由式(3)可得系统状态方程为：

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2\\ \dot{x}_2=A_n x_2+B_n u+d\\ u=i_q\end{cases} \tag{4}$$

式中：电机动子位置 $A_n=-B/M$；$B_n=K_f/M$；u 为控制输出，$u=i_q$，即推力电流。为满足系统要求做出假设。

假设 1：系统扰动一阶微分连续且有界，即 $|d|\leqslant\xi$，$\|\dot{d}\|\leqslant\xi_1$，$\xi,\xi_1>0$。

2 PMLSM 控制器设计

基于新型趋近律的 PMLSM 高阶自适应非奇异快速终端滑模控制系统框图如图 1 所示。

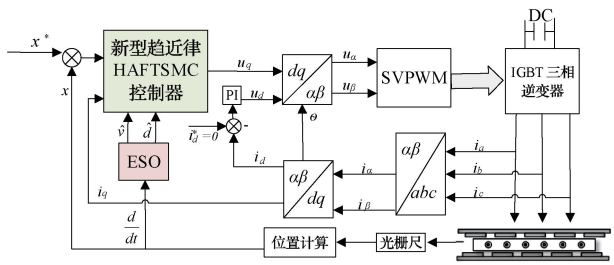

图 1 系统控制原理框图

Fig. 1 System control principle block diagram

2.1 高阶非奇异快速终端滑模面

为提高 PMLSM 伺服系统控制精度，同时改善其位置

跟踪性能，将反馈电流 i_q 引入滑模面中，构建高阶非奇异快速终端滑模面，从而实现对 PMLSM 位置、速度及电流的整体闭环控制；高阶非奇异快速终端滑模面设计如下[19]：

$$S = e + a_1 |e|^{b_1} \mathrm{sgn}e + a_2 |\dot{e}|^{b_2} \mathrm{sgn}\dot{e} + a_3 |\ddot{e}|^{b_3} \mathrm{sgn}\ddot{e} \tag{5}$$

式中：a_1、a_2、a_3 为正常数，b_1、b_2、b_3 应满足 $b_1 > b_2$，$1 < b_2 < 2$，$b_3 < 1$；$\ddot{e}$ 为加速度误差项，由反馈电流 i_q 获得，这将大大缓解测量噪声在系统中的影响，利于跟踪性能的提高。

2.2 扩张状态观测器的设计

与普通滑模面相比，本文所涉及的高阶非奇异终端滑模面中包括 $a_3 |\ddot{e}|^{b_3} \mathrm{sgn}\ddot{e}$，其为加速度误差项，是建立滑模面与控制电压之间的桥梁，即：

$$\ddot{e} = \ddot{x}^* - \ddot{x} = \ddot{x}^* - \left(\frac{k_f i_q - Bv - d}{M}\right) \tag{6}$$

可以看出，扰动 d 对加速度项有直接影响，进而会影响 PMLSM 伺服系统整体控制性能；同时加速度是通过速度微分，未通过直接计算获得，会引入噪声，也会对 PMLSM 控制造成影响。为了克服噪声以及外部扰动对控制系统性能的影响，设计了扩张状态观测器如下：

$$\begin{cases} e = \hat{v} - v \\ \dot{\hat{v}} = -\dfrac{B}{M}\hat{v} - \dfrac{1}{M}\hat{d} + \dfrac{k_f}{M} i_q + l_1 e \\ \dot{\hat{d}} = l_2 \cdot e \end{cases} \tag{7}$$

式中：$\hat{v}$ 表示速度观测值；l_1、l_2 为正常数。

2.3 新型趋近律的设计

趋近律在滑模控制中可以调整滑模面向目标点趋近的速度，通过在系统模型中加入趋近律项，并调整趋近律系数，可以加快收敛速度并削弱抖振，使控制效果更加稳定。

为了更好的设计滑模控制，因此采用幂次趋近律。幂次趋近律设计如下：

$$\dot{S} = k_1 S + k_2 |S|^{\partial} \mathrm{sgn}S \tag{8}$$

式中：k_1、k_2 为正常数；$0 < \partial < 1$。

根据以上分析，通过调整 ∂ 值可以在系统状态远离滑模面时达到较大的趋近速度，而在系统状态接近滑模面时调整 ∂ 值可以降低系统的抖振。然而，幂次趋近律的一个问题是在接近滑模面时可能导致系统严重抖振，并且当滑模增益为 0 时会对系统的鲁棒性产生影响。因此，需要改进幂次趋近律的策略来解决这些问题。

为提高 PMLSM 伺服系统的控制性能，缩短响应时间并削弱抖振，在幂次趋近律的基础上设计了一种新型的趋近律策略：

$$\dot{S} = k_1 S + k_2 |S|^{sw} sat(S) \tag{9}$$

$$sw = \begin{cases} \dfrac{1 + |S|}{|S|}, & |S| > 1 \\ \dfrac{|S|}{1 + |S|}, & |S| \leqslant 1 \end{cases} \tag{10}$$

$$sat(S) = \begin{cases} 1, & S > \Delta \\ \dfrac{1}{\Delta}, & -\Delta < S < \Delta \\ -1, & S \leqslant -\Delta \end{cases} \tag{11}$$

相比之下，传统幂次趋近律中 $|S|$ 的幂次 ∂ 为固定参数，其值影响抖振大小，使用 sat 函数替换了开关函数，可以使系统在滑模面上更加简易及平滑地逼近原点；根据 s 函数的值的变动情况，可以实时调整系统的动态逼近速度，从而降低系统的抖振。sat 函数可以根据系统状态的变化情况动态地调整控制增益，以实现更加平滑的系统运动。

为了满足 PMLSM 伺服系统的高精度控制要求，引入自适应律对改进趋近律的参数进行实时调整。

$$\text{令 } k_1 = k_1 \cdot \frac{e}{1 + e} \tag{12}$$

其中，k_1 影响收敛速度，在收敛阶段，希望 k_1 较大，可以加快收敛速度，此时 e 较大，$e/1+e \approx 1$；当滑模抵达阶段，希望 k_1 较小，防止产生较大的抖振，此时 e 较小，$e/1+e \ll 1$。

2.4 高阶自适应非奇异快速终端滑模控制器设计

对式(5)进行求导可得：

$$\dot{S} = \dot{e} + a_1 b_1 |e|^{b_1 - 1} \cdot \dot{e} + a_2 b_2 |\dot{e}|^{b_2 - 1} \cdot \ddot{e} + a_3 b_3 |\ddot{e}|^{b_3 - 1} \cdot \dddot{e} \tag{13}$$

其中：

$$\begin{cases} \dot{e} = \dot{x}^* - \dot{x} \\ \ddot{e} = \ddot{x}^* - \ddot{x} \\ \dddot{e} = \dddot{x}^* - \dddot{x} = \dddot{x}^* - \dddot{v} = \dddot{x}^* - \left(\dfrac{k_f i_q - Bv - d}{M}\right)' = \\ \quad \dddot{x}^* - \dfrac{k_f}{M} \cdot \dot{i}_q + \dfrac{B}{M} \cdot \dot{v} + \dfrac{1}{M} \cdot \dot{d} \end{cases} \tag{14}$$

假设 $\dot{d} = 0$，则：

$$\dddot{e} = \dddot{x}^* - \frac{k_f}{M} \cdot \dot{i}_q + \frac{B}{M} \cdot \dot{v} = \dddot{x}^* - \frac{k_f}{M}\left(-\frac{\pi \cdot \psi_f}{\tau \cdot L_q} \cdot v - \frac{\pi}{\tau} \cdot v \cdot i_q - \frac{R_s}{L_q} \cdot i_q + \frac{1}{u_q}\right) + \frac{B}{M} \cdot \dot{v} \tag{15}$$

令 $\dot{S} = k_1 \cdot \dfrac{e}{1+e} \cdot S + k_2 |S|^{sw} sat(S)$，则：

$$u_q = \frac{2\tau \cdot M \cdot L_q}{3\pi \cdot \psi_f}\left(\ddot{x}^* + \frac{B}{M} \cdot \dot{v}\right) + \frac{3\pi^2 \cdot {\psi_f}^2}{2\tau^2 \cdot M \cdot L_q} \cdot v + \frac{3\pi^2 \cdot \psi_f}{2\tau^2 \cdot M} \cdot i_d + \frac{3\pi \cdot R_s \cdot \psi_f}{2\tau \cdot M \cdot L_q} \cdot i_q - \mathrm{T} \tag{16}$$

$$T = \frac{k_1 \cdot \dfrac{e}{1+e} \cdot S + k_2 |S|^{sw} sat(S)}{a_3 b_3 |\dot{e}|^{b_3 - 1}} + \frac{\left(1 + a_1 b_1 |e|^{b_1 - 1}\right) \cdot \dot{e} - a_2 b_2 |\dot{e}|^{b_2 - 1}}{a_3 b_3 |\dot{e}|^{b_3 - 1}} \tag{17}$$

2.5 系统稳定性分析

为验证系统稳定性，选取李雅普诺夫函数为：

$$V=\frac{1}{2}S^2 \tag{18}$$

$$\dot{V}=S\cdot\dot{S}=S\cdot[\dot{e}+a_1b_1|e|^{b_1-1}\cdot\dot{e}+a_2b_2|\dot{e}|^{b_2-1}\cdot\ddot{e}+a_3b_3|\ddot{e}|^{b_3-1}\cdot\dddot{e}] \tag{19}$$

令：

$$G(e)=\dot{e}+a_1b_1|e|^{b_1-1}\cdot\dot{e}+a_2b_2|\dot{e}|^{b_2-1}\cdot\ddot{e}$$

$$F(e)=a_3b_3|\ddot{e}|^{b_3}$$

则：

$$\dot{V}=[G(e)+F(e)\cdot\dddot{e}]$$

其中：

$$\dddot{e}=\frac{k_1\cdot\frac{e}{1+e}\cdot S+k_2|S|^{sw}sat(S)-G(e)}{F(e)}$$

$$\therefore\dot{V}=S\cdot\left[k_1\cdot\frac{e}{1+e}\cdot S+k_2|S|^{sw}sat(S)\right]=k_1\cdot\frac{e}{1+e}\cdot S^2+k_2|S|^{sw}\cdot S\cdot sat(S)$$

1）当 $S\notin(-\Delta,\Delta)$ 时，有：

$$k_1\cdot\frac{e}{1+e}\cdot S^2+k_2|S|^{sw+1}\cdot sat(S),$$

（即 $|S|^{sw}\cdot S\cdot sat(S)=|S|^{sw+1}$），

$$\text{放缩}\dot{V}\leqslant\left|k_1\cdot\frac{e}{1+e}\cdot S^2\right|,$$

$$\because k_1\cdot\frac{e}{1+e}\text{ 有界；}$$

$$\therefore\dot{V}\leqslant\left|k_1\cdot\frac{e}{1+e}\cdot 2V\right|,$$

∴ 系统有限时间稳定。

2）当 $S\in[-\Delta,\Delta]$ 时，有：

$$\dot{V}=k_1\cdot\frac{e}{1+e}\cdot S^2+k_2|S|^{sw}\cdot S\cdot\frac{1}{\Delta}\cdot S=S^2\cdot\left(k_1\cdot\frac{e}{1+e}+\frac{k_2|S|^{sw}}{\Delta}\right)\leqslant\left(S^2\cdot k_1\cdot\frac{e}{1+e}\right)$$

∴系统有限时间稳定。

综上，只需 $k_1,k_2<0$，即可保证 $\dot{V}\leqslant0$，即控制系统满足 Lyapunov 稳定性。

3 仿真结果及分析

为验证本文控制方法的可行性，利用 MATLAB 仿真软件搭建仿真模型。分析所提出的基于扩张状态观测器的 HAFNTSMC 方法的位置跟踪精度、动态响应速度、鲁棒性能测试以及模拟噪声环境下突加负载扰动情况下的抗干扰能力。通过与 NFTSMC-ESO、传统趋近律 HFNTSMC、HAFNTSMC 三种不同的控制方法进行仿真对比，从而验证本文方法的优势。表 1 为永磁同步直线电机参数。

表 1 PMLSM 参数表

Table 1 PMLSM Parameter Table

电机参数	数值
电磁推力系数 k_f/(N·A^{-1})	60.2
极对数 P_n	1
电阻 R_S/Ω	8.4
d 轴电感 L_d/m H	8
q 轴电感 L_q/m H	8
永磁体磁链 Ψ_f/Wb	0.178
粘滞摩擦系数 B/(N·S·m^{-1})	0.046
动子质量 M/kg	2.3

3.1 控制器的参数整定

在实际应用中，控制器的参数选取对 PMLSM 伺服控制系统的性能十分重要。为了确保控制系统的高精度位置控制以及快速响应速度，故采用如下参数整定原则。

1）a_1、a_2、a_3 的整定原则，首先，a_1、a_2、a_3 的参数范围应在本文定义的范围内（a_1、a_2、a_3 均为正常数），以避免控制输入出现奇异。a_1 的仿真波形如图 2(a)所示，可以看出，a_1 越大系统的位置跟踪的收敛速度越快，但数值过大会出现较大超调量。

2）k_1、k_2 的整定原则，趋近律的增益 k_1、k_2 可以调节收敛速度，但如果数值绝对值过大会产生一定的抖振。仿真波形如图 2(b)所示，可以看出，k_1、k_2 的数值绝对值越小控制系统收敛速度越慢，随着 k_1、k_2 数值绝对值的增大，控制系统收敛速度在缩短，当 k_1、k_2 数值绝对值达到 500 时会出现明显抖振。

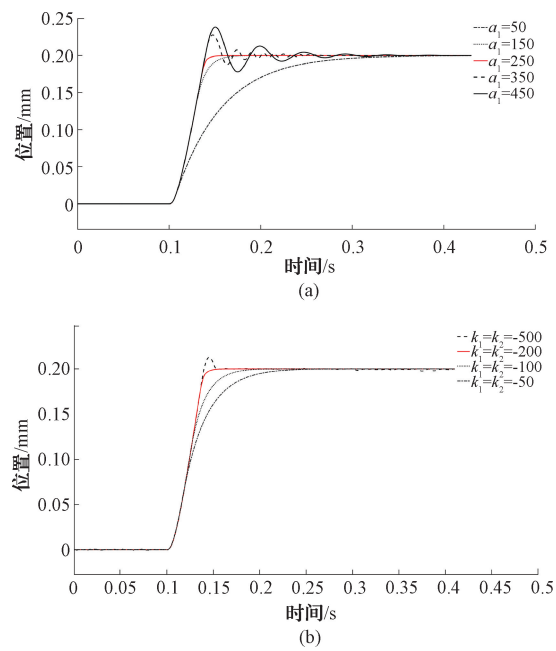

图 2 参数整定的仿真结果

Fig. 2 Simulation results of parameter tuning

基于以上分析，HAFNTSMC-ESSO 控制器参数设置为 $a_1=250$，$a_2=35$，$a_3=15$，$b_1=1.05$，$b_2=1.02$，$b_3=0.99$，$k_1=-200$，$k_2=-200$，$l_1=6$，$l_2=5$。

3.2 控制算法对比

1）动态性能测试

为了验证本文控制方法的动态性能，给定位置跟踪信号为幅值 0.5 mm 的阶跃响应信号，同时在 0.5 s 处突加 40 N 负载。阶跃信号位置跟踪曲线及误差曲线如图 3 和 4 所示，可以看出 4 种方法都能跟踪上位置信号；但是 NFTSMC-ESO 控制方法超调量最大，到达稳定状态时间约为 0.05 s，且在突加负载情况下影响最大；传统趋近律 HFNTSMC 超调量次之，到达稳定状态时间约为 0.65 s，且在突加负载情况下恢复时间最长；HAFNTSMC 超调量较小，到达稳定状态时间约为 0.04 s；本文方法超调量最小，到达稳定状态时间约 0.02 s，受突加负载扰动影响最小，且恢复时间最短；相比于其他 3 种方法，本文所设计的控制方法控制性能最优。

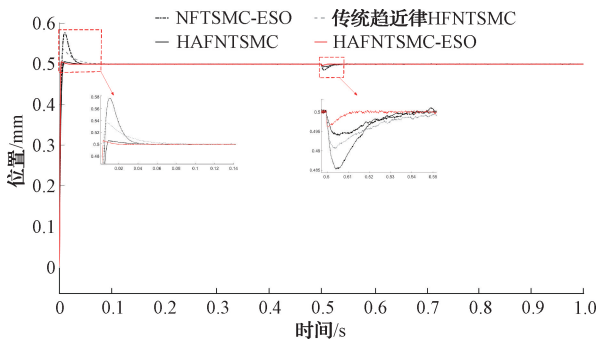

图 3 阶跃信号位置跟踪曲线

Fig. 3 Step signal position tracking curve

2）稳态性能测试

为了验证控制系统的稳态性能，给定位置信号为幅值 0.5 mm，周期 1 s 的正弦信号，4 种控制方法的位置响应结果如图 5、6 所示。从图 5、6 可以看出，4 种控制方法大体上能跟上正弦信号，但是在初始位置、0.25、0.75 s 换向处，通过位置放大图可以发现 FNTSMC、传统趋近律 HFNTSMC、HAFNTSMC 均会产生不同程度的抖振，而 HAFNTSMC-ESO 整体效果良好。

为验证本文所提出的控制方法在削弱抖振方面的能力，进行仿真实验。定位置跟踪信号为幅值 0.2 mm 的阶跃响应信号，仿真时长为 0.5 s，仿真结果如图 7 所示。对比图 7（a）～（c）可以发现，传统趋近律 HFNTSMC 的电压波形不稳定，出现明显抖振，HAFNTSMC 电压波形有所改善，但仍存在较为明显的抖振；而本文所设计的控制方法电压波形最为稳定，对抖振削弱效果最好。

通过以上仿真对比分析可知，本文所涉及的控制方法在动态响应速度及稳定性方面更具有优势。

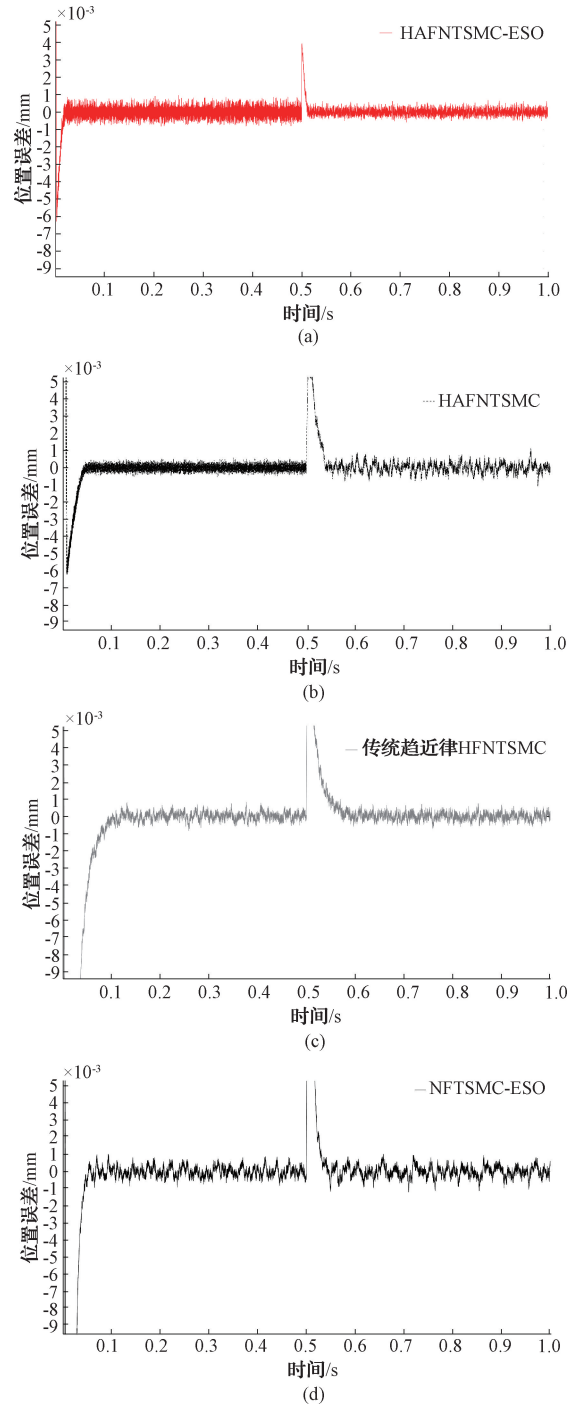

图 4 阶跃信号位置跟踪误差曲线

Fig. 4 Step signal position tracking error curve

3.3 鲁棒性能测试

为了验证本文所提出的控制方法在伺服系统参数失配情况下的鲁棒性，将 PMLSM 电阻、电感参数失配 20%，给定幅值为 0.2 mm，仿真周期为 0.5 s 的阶跃位置信号，同时在 0.3 s 时添加 50 N 负载，与参数匹配情况下各控制方法进行对比，仿真结果如图 8 所示。从图 8 可以看出，在参数失配情况下 NFTSMC-ESO 和传统趋近律

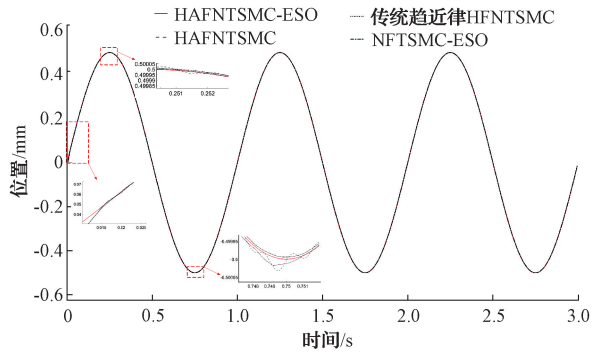

图 5　正弦信号位置跟踪曲线

Fig. 5　Sine signal position tracking curve

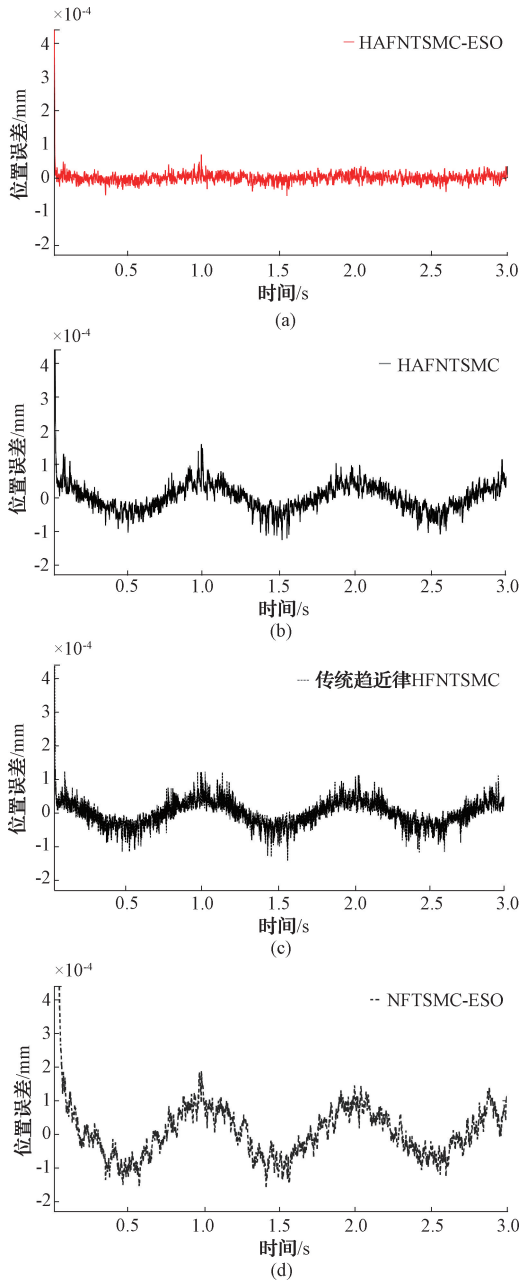

图 6　正弦信号位置跟踪误差曲线

Fig. 6　Sine signal position tracking error curve

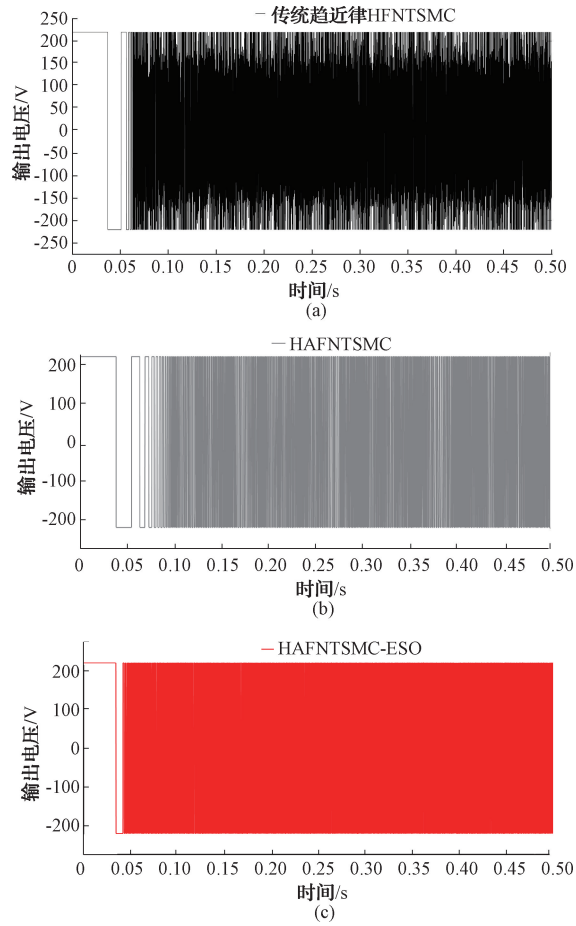

图 7　输出电压仿真波形

Fig. 7　Output voltage simulation waveform

HFNTSMC 的位置跟中误差变化较大，且在突加负载情况下均不能恢复到稳定状态；HAFNTSMC 可以恢复到稳定状态，但相比于 HAFNTSMC-ESO，其误差较大。

为了进一步验证本文所设计控制方法对外部扰动及噪声的抗干扰能力，给定位置信号为幅值 0.2 mm 的阶跃信号，并在 0.3 s 时刻添加 50 N 的负载，同时引入噪声模拟信号，位置响应结果如图 9 所示。从图 9 可以看出，在噪声及突加负载扰动情况下，NFTSMC-ESO、传统趋近律 HFNTSMC 以及 HAFNTSMC 均不能恢复，而 HAFNTSMC-ESO 可以恢复，有效抑制了负载突变及噪声扰动对位置跟踪的影响。

参数失配及负载突变的仿真结果表明，本文所设计的方法具有较强的鲁棒性，能够保证 PMLSM 伺服系统在噪声扰动以及突加负载情况下稳定运行。

4　实验结果分析

图 10 所示为本文的实验测试平台，实验装置包括①带有 MATLAB/Simulink 的计算机、②示波器、③基于 DSP28335 控制器、④伺服驱动器、⑤PMLSM（额定推力 50 N）。为了进一步验证 HAFNTSMC-ESO 系统的位置

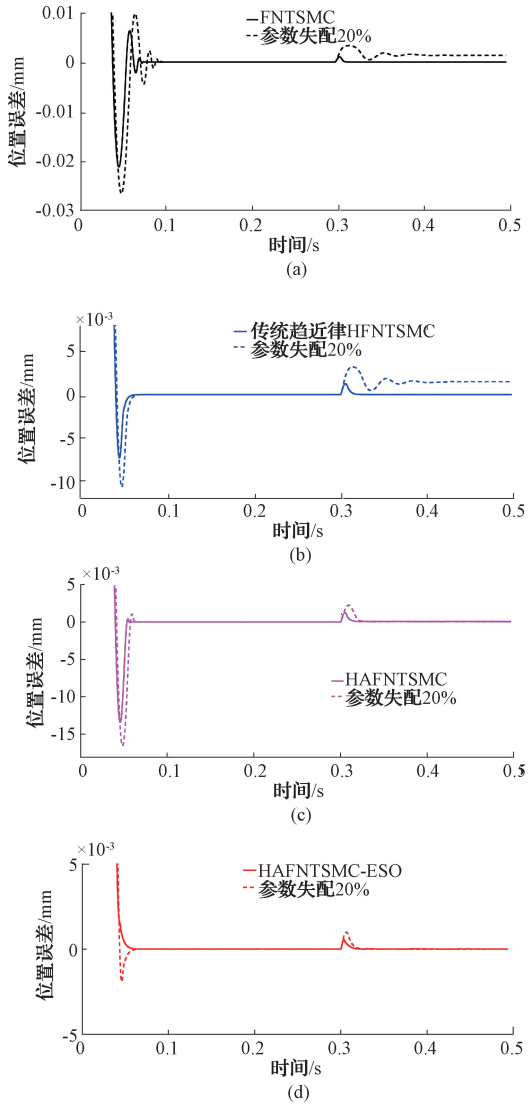

图 8　参数失配下阶跃信号位置跟踪误差曲线

Fig. 8　Position tracking error curve of step signal under parameter mismatch

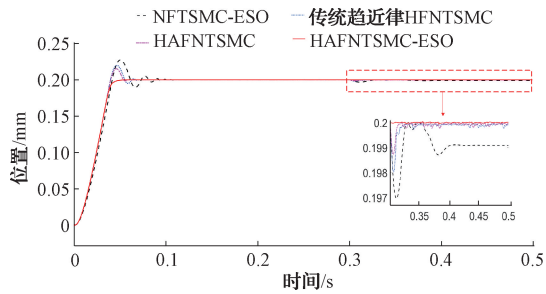

图 9　噪声环境下突加负载位置跟踪曲线

Fig. 9　Position tracking curve of sudden load under noisy environment

控制精度。系统输入位置信号为 220 mm 的固定值，负载给定为 40 N。图 11～14 分别为 NFTSMC＋ESO 控制、传统趋近律 HFNTSMC、HAFNTSMC 以及本文所设计控制方法的位置误差实验结果。

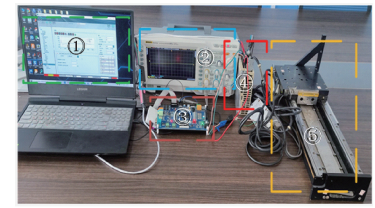

图 10　PMLSM 实验测试平台

Fig. 10　PMLSM experimental testing platform

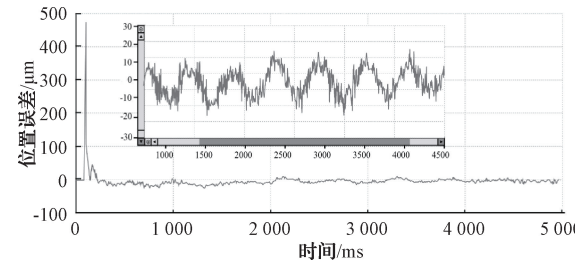

图 11　NFTSMC＋ESO 位置误差

Fig. 11　NFTSMC＋ESO position error

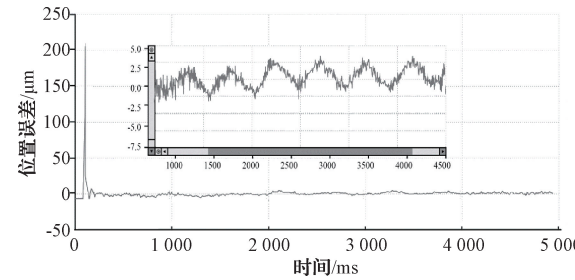

图 12　传统趋近律 HFNTSMC 位置误差

Fig. 12　Position error of traditional convergence law HFNTSMC

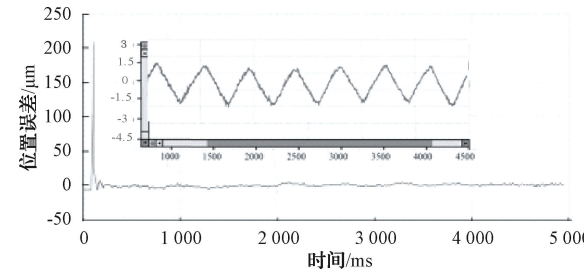

图 13　HAFNTSMC 位置误差

Fig. 13　HAFNTSMC position error

由图 11 可以得出，在 50 ms 时，系统误差上升至 480 μm，系统误差范围在－12～10 μm。从图 12 可以看出，在 50 ms，系统误差上升至 210 μm，随后误差范围在－2.5～2.5 μm。由图 13 可以看出，在 50 ms，系统误差

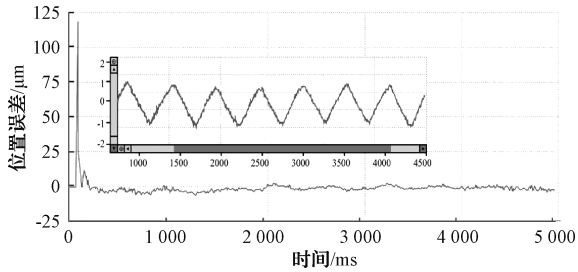

图 14　HAFNTSMC-ESO 位置误差

Fig. 14　HAFNTSMC-ESO Position Error

上升至 180 μm，随后误差范围在－1.5～1.5 μm。从图 14 可以看出，在 50 ms，系统误差上升至 120 μm，随后误差范围在－1～1 μm。通过实验对比分析，本文提出的 HAFNTSMC-ESO 控制算法具有更好跟踪性能和鲁棒性，进一步证明了本文所提出伺服系统位置控制策略的有效性。

5　结　论

为提高 PMSLM 伺服系统的位置跟踪精度，同时优化系统的控制性能，本文提出了一种基于扩张状态观测器的高阶自适应非奇异快速终端滑模控制策略。首先设计新型滑模趋近律，能使控制系统快速将误差趋近于零并削弱抖振；其次，利用自适应律对趋近律参数进行估计并实时调整；同时设计扩张状态观测器观测不确定性扰动并进行前馈补偿，最后通过仿真及实验与传统 NFTSMC-ESO、传统趋近律 HFNTSMC、HAFNTSMC 进行对比，结果表明，HAFNTSMC-ESO 控制方法有效提高了伺服系统位置跟踪精度，减小了位置跟踪误差，并且提高了系统的鲁棒性。

参 考 文 献

[1] 陈浩然，汪旭东，许孝卓. 改进的永磁同步直线电机直接推力控制策略[J]. 电子测量技术，2017，40(2)：38-41，45.
CHEN H R，WANG X D，XU X ZH. Improved direct thrust control strategy for permanent magnet synchronous linear motor [J]. Electronic Measurement Technology，2017，40 (2)：38-41，45.

[2] CHUNG S U，KIM J M. Double-sided iron-core PMLSM mover teeth arrangement design for reduction of detent force and speed ripple[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2016，63(5)：3000-3008.

[3] 汪旭东，夏涛，许孝卓，等. 永磁同步直线电机的粒子群 PID 空间矢量控制[J]. 电子测量与仪器学报，2015，29(5)：655-661.
WANG X D，XIA T，XU X ZH，et al. Particle swarm PID space vector control of permanent magnet synchronous linear motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation，2015 (5)：655-661.

[4] 王文斌，王德成. 永磁直线同步电机控制技术[J]. 防爆电机，2017，52(5)：13-15.
WANG W B，WANG D CH. Control technology of permanent magnet linear synchronous motor [J]. Explosion Proof Motor，2017，52 (5)：13-15.

[5] LIU Y CH，GAO J，ZHONG Y B，et al. Extended state observer-based IMC-PID tracking control of PMLSM servo systems[J]. IEEE Access，2021，9：49036-49046.

[6] TARCZEWSKI T，GRZESIAK L M. Constrained state feedback speed control of PMSM based on model predictive approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2016，63(6)：3867-3875.

[7] 张臻，周扬忠. 永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报，2022，43(5)：263-271.
ZHANG ZH，ZHOU Y ZH. Improvement of variable structure active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motor position servo system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument，2022，43 (5)：263-271.

[8] SUN Y，GAO Y，ZHAO Y，et al. Neural network-based tracking control of uncertain robotic systems：Predefined-time nonsingular terminal sliding-mode approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2022，69(10)：10510-20.

[9] YANG R，WANG M，LI L，et al. Integrated uncertain compensation with second-order sliding-mode observer for PMLSM-driven motion stage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2019，34 (3)：2597-2607.

[10] CHEN S Y，CHIANG H H，LIU T S，et al . Precision motion control of permanent magnet linear synchronous motors using adaptive fuzzy fractional-order sliding-mode control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics，2019，24(2)：741-752.

[11] 仇翔，俞立，南余荣. 永磁同步直线电机控制策略综述[J]. 微特电机，2005，33(10)：39-43.
QIU X，YU L，NAN Y R. Overview of control strategies for permanent magnet synchronous linear motors [J]. Micro Motor，2005，33 (10)：39-43.

[12] XU B，ZHANG L，JI W. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification，2021，7 (4)：2753-2762.

[13] 胡剑波,李飞,魏高乐,等. 不确定系统反推滑模变结构理论及其应用[J]. 系统工程与电子技术,2014,36(3):519-526.
HU J B, LI F, WEI G L, et al. The theory and application of backstepping sliding mode variable structure for uncertain systems [J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2014,36 (3): 519-526.

[14] ZHENG J C, WANG H, MAN Z H, et al. Robust motion control of a linear motor positioner using fast nonsingular terminal sliding mode[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2015, 20(4): 1743-1752.

[15] 周达,张博,牟明川. 非奇异终端滑模控制永磁直线同步电机[J]. 国外电子测量技术,2020,39(10):84-87.
ZHOU D, ZHANG B, MU M CH. Non singular terminal sliding mode control permanent magnet linear synchronous motor [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020,39 (10): 84-87 .

[16] 魏惠芳,王丽梅. 永磁直线同步电机自适应模糊神经网络时变滑模控制[J]. 电工技术学报,2022,37(4):861-869.
WEI H F, WANG L M. Adaptive fuzzy neural network time-varying sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor [J]. Journal of Electrical Engineering Technology, 2022, 37 (4): 861-869.

[17] 付东学,赵希梅. 基于神经网络观测器的反推终端滑模位置控制[J]. 控制理论与应用,2023,40(1):132-138.
FU D X, ZHAO X M. Sliding mode position control of backstepping terminal based on neural network observer [J]. Control Theory and Applications, 2023, 40(1): 132-138.

[18] 索宇超,张博,周达,等. 基于扩张观测器的PMLSM非奇异快速终端滑模控制[J]. 组合机床与自动化加工技术,2022(12):77-80.
SUO Y CH, ZHANG B, ZHOU D, et al . Non singular fast terminal sliding mode control of PMLSM based on extended observer [J]. Combination Machine Tool and Automation Processing Technology, 2022(12): 77-80.

[19] 方馨,王丽梅,张康. 基于扰动观测器的永磁直线电机高阶非奇异快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报,2023,38(2):409-421.
FANG X, WANG L M, ZHANG K. High order non singular fast terminal sliding mode control of permanent magnet linear motors based on disturbance observer [J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 38 (2): 409-421.

作 者 简 介

唐家勇(通信作者),硕士,主要研究方向为永磁同步直线电机滑模控制与仿真等。
E-mail:1606394222 @qq. com

张博,博士,讲师,硕士生导师,主要研究方向为直线电机控制。
E-mail: paul8899 @123. com