永磁直线同步电动机智能递归非奇异终端滑模控制

徐　驰, 赵希梅†
(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要: 为解决永磁直线同步电动机(PMLSM)在运行过程中易受参数变化、外部扰动、摩擦阻力等不确定性因素影响的问题, 本文提出一种基于双隐层径向基函数神经网络(DRBFNN)的递归非奇异终端滑模控制(RNTSMC)方法来提高PMLSM系统的控制性能. 首先, 分别构造非奇异终端滑模面和递归积分终端滑模面, 使得两滑模面依次连续到达, 可在削弱抖振的同时保证跟踪误差在理论上的有限时间内收敛至零. 但由于系统不确定性的边界难以确定, 因此引入具有更高拟合精度和泛化能力的DRBFNN对不确定性进行逼近和补偿, 并通过在线自适应更新连接权重, 进一步提高神经网络的逼近能力. 最后, 系统实验结果表明, 该方法能够有效抑制不确定性对系统的影响, 提高了系统的位置跟踪精度, 并使系统具有较强的鲁棒性.

关键词: 永磁直线同步电动机; 递归非奇异终端滑模控制; 不确定性; 有限时间; 抖振; 双隐层径向基函数神经网络

引用格式: 徐驰, 赵希梅. 永磁直线同步电动机智能递归非奇异终端滑模控制. 控制理论与应用, 2022, 39(7): 1242 – 1250

DOI: 10.7641/CTA.2022.10711

Intelligent recursive nonsingular terminal sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor

XU Chi, ZHAO Xi-mei†
(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang Liaoning 110870, China)

Abstract: In order to solve the problem that permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) is easily affected by the parameter variations, external disturbances, friction and other uncertain factors during operation, a recursive nonsingular terminal sliding mode control (RNTSMC) method based on double-hidden-layer radial basis function neural network (DRBFNN) is proposed to improve the control performance of PMLSM system. Firstly, the nonsingular terminal sliding surface and the recursive integral terminal sliding surface are constructed respectively to make the two sliding surfaces arrive successively, which can weaken the chattering and ensure that the tracking error converges to zero in theoretical finite time. However, it is difficult to determine the boundary of the system uncertainties, so the DRBFNN with higher fitting accuracy and generalization ability is introduced to approximate and compensate the uncertainties, and the online adaptive updating is used to weight to further improve the approximation ability of neural network. Finally, the system experiment results show that the method can suppress the influence of uncertainties on the system, which effectively improve the position tracking accuracy of the system and make the system have strong robustness.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor; recursive nonsingular terminal sliding mode control; uncertainties; finite time; chattering; double-hidden-layer radial basis function neural network

Citation: XU Chi, ZHAO Ximei. Intelligent recursive nonsingular terminal sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(7): 1242 – 1250

1　引言

永磁直线同步电动机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)因具有推力大、响应速度快、定位精度高等优点, 近年来已在轨道交通、高精度数控机床、机器人系统、半导体制造加工等领域中得到广泛应用[1]. 相较于旋转电机控制系统, PMLSM控制系统省去了中间传动环节, 直接驱动进给机构做直线运动, 消除了结构共振、刚度变化、死区间隙等因素对系统的影响. 但同时这也意味着外部扰动、机械机构之间的摩擦扰动、参数变化等不确定性因素将直接

收稿日期: 2021−08−05; 录用日期: 2022−01−22.
†通信作者. E-mail: zhaoxm_sut@163.com.
本文责任编委: 岳东.
辽宁省自然科学基金重点项目(20170540677)资助.
Supported by the National Natural Science Foundation of Liaoning Province (20170540677).

作用在PMLSM的动子上, 使得其控制难度大大增加[2]. 因此, 需要设计强鲁棒性控制器来抑制不确定性因素对系统造成的不利影响, 从而保证系统的控制性能. 为此, 国内外研究人员针对电机控制方法进行了广泛的研究, 并采用了包括鲁棒控制[3]、反推控制[4]、模糊控制[5]、迭代学习控制[6]、滑模控制[7](sliding mode control, SMC)等在内的控制方法.

其中, SMC因具有鲁棒性强、响应速度快等特点被广泛应用在工业机器人、机电运动平台控制等场合中[8–9]. 然而, 传统SMC的设计采用线性滑模面, 这种方法虽然设计简便且易于实现, 但只能保证系统状态的渐近收敛而无法到达给定状态. 此外, 由于系统状态在接近滑模面时的惯性和系统固有延迟等原因, SMC会产生高频抖振, 这也是SMC最主要的缺点, 而这些问题对于高性能控制系统来说都是不可取的. 为解决上述问题, 近年来研究人员提出了许多解决方法. 文献[10]提出了一种双幂次趋近律的设计方法, 该方法在保证系统状态在全局固定时间快速收敛的同时, 还能有效地削弱抖振, 但在系统受到较大扰动时, 其仅能保证系统状态及滑模变量收敛到某一稳态误差界内, 导致系统性能受到影响. 文献[11]将连续终端滑模控制与扩张状态观测器相结合应用在永磁同步电动机的驱动系统中, 通过扩张状态观测器估计的前馈补偿项补偿系统扰动, 使电机在受到扰动的情况下实际转速仍能准确跟踪给定转速, 但抖振现象并没有得到明显改善且会产生奇异性. 文献[12]针对直线电机运动平台位置跟踪的应用场合提出了一种自适应递归终端滑模控制方法, 可以在削弱抖振的同时实现位置的有限时间收敛, 使系统在不确定扰动的影响下具有更小的误差. 文献[13]针对一类二阶非线性不确定系统提出了基于super-twisting算法的非奇异终端滑模控制方法, 既能够在一定程度上削弱抖振, 又解决了奇异问题, 但系统不确定性上界难以估计, 控制增益不能够准确地选取. 文献[14]将径向基函数神经网络用于估计并补偿直线电机驱动平台的建模误差及扰动, 使系统具有更强的鲁棒性, 但对于具有单个隐层的神经网络来说, 受限于有限的神经元数量, 实际中较难高精度地估计一些复杂的函数, 另外相当多数量的神经元可能会导致计算复杂、内存占用高等问题出现. 为此, 有学者提出了具有多层感知器的神经网络控制, 以获得更高的学习精度和更强的函数拟合能力[15].

为解决PMLSM控制系统易受不确定性因素影响的问题, 本文提出了一种基于双隐层径向基函数神经网络 (double-hidden-layer radial basis function neural network, DRBFNN) 的递归非奇异终端滑模控制 (recursive nonsingular terminal sliding mode control, RNTSMC)方法. 首先, 建立具有不确定性的PMLSM动态数学模型. 其次, 为保证系统误差在理论上的有限时间内收敛至零并削弱抖振, 设计了含有积分终端滑模面的RNTSMC. 此外, 将DRBFNN用于逼近和补偿系统的不确定性, 并通过自适应更新其权重以进一步提高系统的鲁棒性能和跟踪精度. 最后, 通过基于Links–RT的PMLSM系统实验平台对所提出的方法进行验证, 实验结果表明, 该方法能够使PMLSM具有优异的位置跟踪性能.

2 PMLSM数学模型

PMLSM采用矢量控制, 则在同步旋转参考坐标系下, PMLSM的电磁推力方程可表示为[7]

$$F_{\mathrm{e}}=\frac{3\pi n_{\mathrm{p}}}{2\tau}[\psi_{\mathrm{f}}+(L_{\mathrm{d}}-L_{\mathrm{q}})i_{\mathrm{d}}]i_{\mathrm{q}}, \tag{1}$$

式中: F_{e}表示电磁推力; L_{d}, L_{q}分别为d, q轴电感, i_{d}, i_{q}分别为d, q轴电流, ψ_{f}为基波磁链, n_{p}为极对数, τ为极距.

若采用$i_{\mathrm{d}}=0$控制策略, 则式(1)可简化为

$$F_{\mathrm{e}}=\frac{3\pi n_{\mathrm{p}}}{2\tau}\psi_{\mathrm{f}}i_{\mathrm{q}}=K_{\mathrm{f}}i_{\mathrm{q}}, \tag{2}$$

式中K_{f}表示电磁推力系数, 即

$$K_{\mathrm{f}}=\frac{3\pi n_{\mathrm{p}}}{2\tau}\psi_{\mathrm{f}}. \tag{3}$$

PMLSM的机械运动方程可表示为

$$M\dot{v}=F_{\mathrm{e}}-Bv-F_{\Sigma}, \tag{4}$$

式中: M表示动子总质量, v表示动子速度, B表示粘滞摩擦系数, F_{Σ}表示系统外部负载、非线性摩擦、端部效应、未建模动态等因素产生的系统扰动力.

当不考虑扰动时, 系统运动方程可以写为

$$\ddot{d}=\dot{v}=-\frac{B}{M}v+\frac{1}{M}F_{\mathrm{e}}=A_{\mathrm{n}}\dot{d}+B_{\mathrm{n}}u, \tag{5}$$

式中: d表示动子位置信号, 定义$A_{\mathrm{n}}=-B/M$, $B_{\mathrm{n}}=-K_{\mathrm{f}}/M$. u表示推力电流i_{q}, 在本文中即表示为控制器输出.

当综合考虑系统内、外部不确定性因素时, 动态方程可以表示为

$$\begin{aligned}\ddot{d}=&(A_{\mathrm{n}}+\Delta A)\dot{d}+(B_{\mathrm{n}}+\Delta B)u+\\&(C_{\mathrm{n}}+\Delta C)F_{\Sigma}=\\&A_{\mathrm{n}}\dot{d}+B_{\mathrm{n}}u+\varGamma,\end{aligned} \tag{6}$$

式中定义$C_{\mathrm{n}}=1/M$. $\varGamma$为系统内、外部的集总扰动, 且满足

$$\varGamma=\Delta A\dot{d}+\Delta Bu+(C_{\mathrm{n}}+\Delta C)F_{\Sigma}, \tag{7}$$

式中: ΔA, ΔB, ΔC表示参数不确定变化量. $\varGamma$未知但有界, 且满足$|\varGamma|\leqslant H$, H表示集总扰动$\varGamma$的上界, 其值为一正实数.

3 PMLSM控制系统设计

为使系统状态能够在受到扰动的情况下准确跟踪给定信号, 引入两层终端滑模面组成递归结构, 使误

差在理论上的有限时间内收敛至零. 另外, 为了减小不确定性因素对系统的影响, 采用DRBFNN对不确定性进行在线逼近和补偿. 基于DRBFNN的RNTSMC系统原理框图如图1所示.

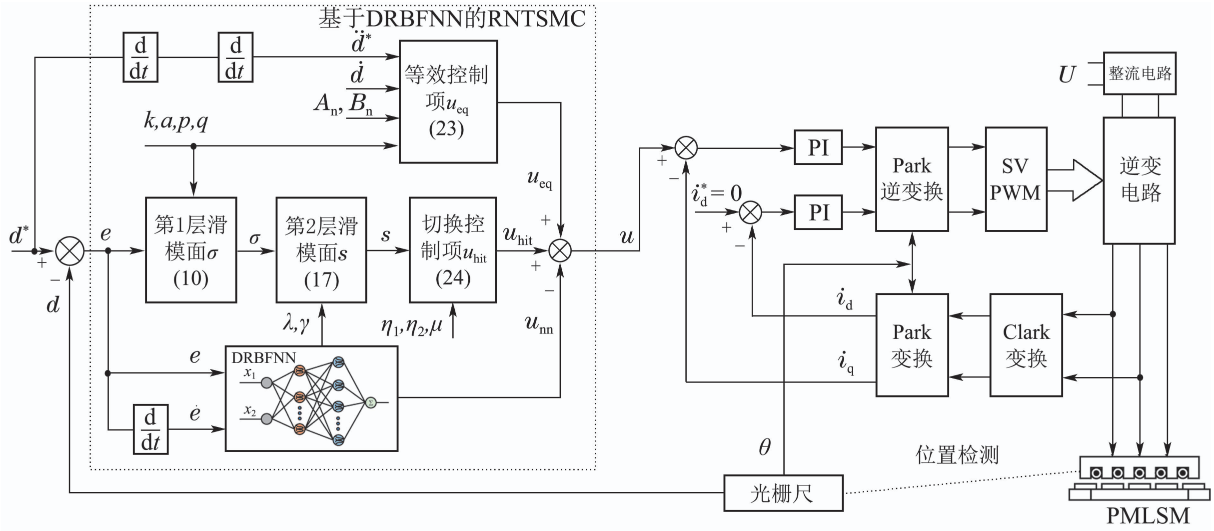


图 1 基于DRBFNN的PMLSM RNTSMC系统原理框图

Fig. 1 Block diagram of PMLSM RNTSMC system based on DRBFNN

3.1 RNTSMC设计

定义动子位置跟踪误差e及其二阶导数为

$$e = d^* - d, \tag{8}$$

$$\ddot{e} = \ddot{d}^* - \ddot{d}, \tag{9}$$

式中d^*为动子位置给定信号.

定义第1层非奇异终端滑模面σ为

$$\sigma = \dot{e} + ke + \alpha|e|^{p/q}\operatorname{sgn} e, \tag{10}$$

式中k, α, q, p均为滑模面σ中待设计的参数, 且满足$k \in \mathbb{R}^+$, $\alpha \in \mathbb{R}^+$, $0 < q < p$.

引理 1 若一阶非线性不等式满足[16]

$$\dot{V}(x) + \kappa V^{\upsilon}(x) \leqslant 0, \tag{11}$$

其中: $V(x)$表示关于状态$x \in \mathbb{R}$的Lyapunov函数, $\kappa \in \mathbb{R}^+$, $0 < \upsilon < 1$. 则对于任意给定初值$V(x(t_0))$, $V(x)$可在有限时间内收敛到原点, 且收敛时间满足

$$t \leqslant \frac{V^{1-\upsilon}(t_0)}{\kappa(1-\upsilon)}. \tag{12}$$

则当$\sigma = 0$时有

$$\dot{e} = -ke - \alpha|e|^{p/q}\operatorname{sgn} e. \tag{13}$$

构造Lyapunov函数V_σ为

$$V_\sigma = \frac{1}{2}e^2. \tag{14}$$

则V_σ的导数可表示为

$$\begin{aligned}
&\dot{V}_\sigma = e\dot{e} = \\
&-ke^2 - \alpha|e|^{\frac{p}{q}+1} \leqslant \\
&-(k|e| + \alpha|e|^{p/q})\sqrt{2}\frac{|e|}{\sqrt{2}} = \\
&-\sqrt{2}(k|e| + \alpha|e|^{p/q})V_\sigma^{\frac{1}{2}}.
\end{aligned} \tag{15}$$

因此, 根据引理1可知, e会在滑模面σ上的滑动过程中在理论上的有限时间内收敛至零. 若e的初值表示为$e(t_0)$, 则收敛时间t_e满足

$$t_e \leqslant \frac{\sqrt{2}V^{\frac{1}{2}}(t_0)}{k|e(t_0)| + \alpha|e(t_0)|^{p/q}}. \tag{16}$$

接着, 为实现滑模变量在理论上的有限时间收敛至零的同时削弱输出抖振, 定义第2层滑模面, 即递归积分终端滑模面s为

$$s = \sigma + \lambda\zeta, \tag{17}$$

$$\dot{\zeta} = |\sigma|^{\gamma}\operatorname{sgn}\sigma, \tag{18}$$

式中: $\lambda \in \mathbb{R}^+, \gamma \in \mathbb{R}^+$, 均为$s$中待设计的参数.

若变量ζ的初值$\zeta(t_0)$满足

$$\zeta(t_0) = -\frac{1}{\lambda}\sigma(t_0). \tag{19}$$

将上式代入式(17)中, 可得$s(t_0) = 0$. 当$s = 0$时, 则有$\sigma = -\lambda\zeta$. 即说明滑模变量σ与变量ζ的收敛时间相同.

根据式(18)有

$$\dot{\zeta} = |-\lambda\zeta|^{\gamma}\operatorname{sgn}(-\lambda\zeta) = -\lambda^{\gamma}|\zeta|^{\gamma}\operatorname{sgn}\zeta. \tag{20}$$

σ的收敛时间t_σ满足

$$t_\sigma = t_\zeta = \int_0^{|\zeta(t_0)|}\frac{1}{\lambda^{\gamma}\zeta^{\gamma}}\mathrm{d}t = \frac{|\zeta(t_0)|^{1-\gamma}}{\lambda^{\gamma}(1-\gamma)}, \tag{21}$$

式中t_ζ为变量ζ的收敛时间.

对式(17)求导可得

$$\dot{s} = \dot{\sigma} + \lambda\dot{\zeta} = \ddot{e} + k\dot{e} + \alpha\frac{p}{q}|e|^{\frac{p}{q}-1}\dot{e} + \lambda\dot{\zeta}. \tag{22}$$

当不考虑扰动时, 令$\dot{s}=0$, 将式(5)(9)代入可以得到等效控制项u_{eq}为

$$u_{\mathrm{eq}}=B_{\mathrm{n}}^{-1}[\ddot{d}^{*}-A_{\mathrm{n}}v+k\dot{e}+\alpha\frac{p}{q}|e|^{\frac{p}{q}-1}\dot{e}+\lambda\dot{\zeta}]. \tag{23}$$

为加强系统对于不确定性因素的鲁棒性能并保证收敛时间, 设计切换控制项u_{hit}为

$$u_{\mathrm{hit}}=B_{\mathrm{n}}^{-1}[\eta_{1}s+\eta_{2}|s|^{\mu}\operatorname{sgn}s], \tag{24}$$

式中: η_2为切换增益, $\eta_1\in\mathbb{R}^{+}$, $\eta_2\in\mathbb{R}^{+}$, $\mu\in\mathbb{R}^{+}$, 均为u_{hit}中待设计的参数.

故RNTSMC的总控制律可表示为

$$\begin{aligned}u_{1}=&u_{\mathrm{eq}}+u_{\mathrm{hit}}=\\&B_{\mathrm{n}}^{-1}[\ddot{d}^{*}-A_{\mathrm{n}}v+k\dot{e}+\alpha\frac{p}{q}|e|^{\frac{p}{q}-1}\dot{e}+\\&\lambda\dot{\zeta}+\eta_{1}s+\eta_{2}|s|^{\mu}\operatorname{sgn}s].\end{aligned} \tag{25}$$

引理 2　若连续函数$V(t)$满足不等式[17]

$$\dot{V}(t)+aV(t)+bV^{c}(t)\leqslant 0, \tag{26}$$

式中: $a\in\mathbb{R}^{+}, b\in\mathbb{R}^{+}, 0<c<1$. 则$V(t)$将在有限时间内收敛至零, 且收敛时间$t$满足

$$t\leqslant\frac{1}{a(1-c)}\ln\frac{aV^{1-c}(t_{0})+b}{b}. \tag{27}$$

定理 1　对于数学模型如式(6)所示的包含不确定性的PMLSM位置控制系统, 若控制器设计为式(25)的形式, 则系统跟踪误差可在理论上的有限时间内收敛至零.

下面对定理1进行证明.

首先, 构造Lyapunov函数V_1为

$$V_{1}=\frac{1}{2}s^{2}. \tag{28}$$

对V_1求导, 并将式(22)(25)代入可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_{1}=&s\dot{s}=\\&s[\dot{\sigma}+\lambda\dot{\zeta}]=\\&s[\ddot{e}+k\dot{e}+\alpha\frac{p}{q}|e|^{\frac{p}{q}-1}\dot{e}+\lambda\dot{\zeta}]=\\&s[\ddot{d}^{*}-A_{\mathrm{n}}v-B_{\mathrm{n}}u_{1}-\varGamma+k\dot{e}+\\&\alpha\frac{p}{q}|e|^{\frac{p}{q}-1}\dot{e}+\lambda\dot{\zeta}]=\\&s[-\eta_{1}s-\eta_{2}|s|^{\mu}\operatorname{sgn}s-\varGamma]\leqslant\\&-\eta_{2}|s|^{\mu+1}-\eta_{1}s^{2}-H|s|=\\&-|s|^{\mu+1}(\eta_{2}+\frac{H}{|s|^{\mu}})-\eta_{1}s^{2}=\\&-2^{\frac{\mu+1}{2}}(\eta_{2}+\frac{H}{|s|^{\mu}})V_{1}^{\frac{\mu+1}{2}}-2\eta_{1}V_{1}.\end{aligned} \tag{29}$$

由以上分析可知, V_1正定, $\dot{V}_1$半负定, 且仅当$s=0$时, $\dot{V}_1=0$, 系统渐近稳定. 由引理2可得, 滑模变量s可在理论上的有限时间内收敛至原点, 收敛时间t_s满足

$$t_{s}\leqslant\frac{1}{\eta_{1}(1-\mu)}\ln\frac{2\eta_{1}V_{1}^{\frac{1-\mu}{2}}(t_{0})+\varpi}{\varpi}, \tag{30}$$

式中定义$\varpi=(\sqrt{2})^{\mu+1}(\eta_{2}+H|s|^{-\mu})$.

两层滑模面组成递归结构, 当第2层滑模面s收敛至原点时, 即$s=0$, 满足σ的有限时间收敛条件. 当第1层滑模面σ收敛至原点时, 即$\sigma=0$, e也会在有限时间内收敛. 两滑模面依次连续到达, 最终保证系统误差在有限时间$t_{\mathrm{r}}=t_s+t_\sigma+t_e$内收敛.

3.2　DRBFNN估计器设计

根据上一节的分析, RNTSMC可使系统在受到不确定性因素干扰的情况下在理论上的有限时间内使系统误差收敛至零. 然而切换增益的选择需要知道集总扰动上界, 在实际应用中, 通常会选择较大的增益以使系统具备较强的鲁棒性, 但这也会使抖振随之增大. 因此, 在RNTSMC的基础上, 采用基于神经网络的不确定性估计器对不确定性因素进行逼近和补偿, 以抑制抖振并增强系统的鲁棒性. 一方面, 由于神经网络能够逼近系统时变和未建模扰动等因素并补偿, 可以起到一定的削弱抖振作用; 另一方面, 在相同扰动的情况下, 当切换增益相同时, 引入DRBFNN补偿后可以有效应对更大的扰动, 提高了系统的鲁棒性能.

为了提高对不确定性逼近的精度, 采用具有两个隐含层的径向基函数神经网络, 即DRBFNN, 对不确定性进行估计和补偿. 相比于具有单个隐层的径向基函数神经网络权重与隐含层输出的线性加权, DRBFNN依靠激活函数的多层重组组合及线性加权来实现更高的逼近精度[18].

DRBFNN的结构图如图2所示, 包括输入层、第1层隐含层、第2层隐含层以及输出层四部分, 同时采用高斯函数作为两个隐含层中每个节点的激活函数. DRBFNN的各层的输入输出关系如下:

1) 输入层.

输入层主要完成对输入信号的传输. 本文中输入层节点数取为2, 则输入向量可表示为

$$\boldsymbol{x}_{i}=[x_{1}\ \ x_{2}]^{\mathrm{T}}=[e\ \ \dot{e}]^{\mathrm{T}},\ i=1,2. \tag{31}$$

2) 第1层隐含层.

该层主要将输入信号从输入层映射到高维的隐含层, 由一组隐藏神经元组成, 每个神经元都由高斯函数激活. 对于第j个节点, 其输出ϕ_{1j}可表示为

$$\phi_{1j}=\exp(-\frac{\|x_{i}-c_{1j}\|^{2}}{2b_{1j}^{2}}),\ j=1,2,\cdots,m, \tag{32}$$

式中c_{1j}和b_{1j}分别表示该层中每个节点高斯函数的中心值和标准差, 且满足$\boldsymbol{c}_1=[c_{11}\ \ c_{12}\ \ \cdots\ \ c_{1m}]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{b}_1=[b_{11}\ \ b_{12}\ \ \cdots\ \ b_{1m}]^{\mathrm{T}}$.

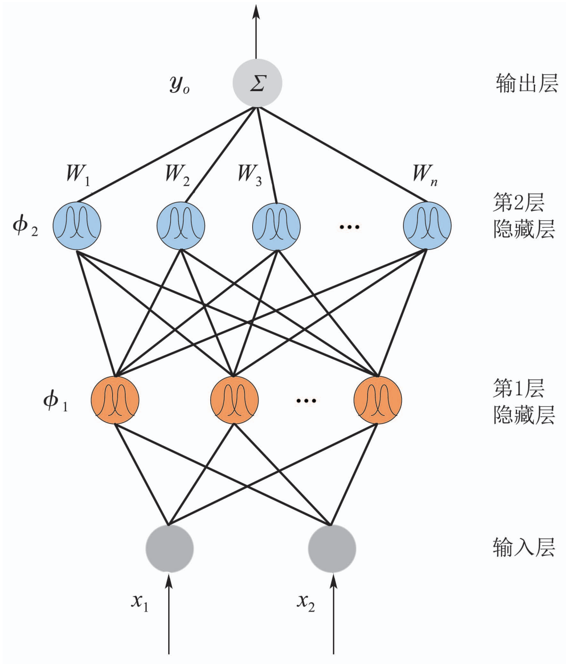


图 2 DRBFNN结构图

Fig. 2 Diagram of DRBFNN

3) 第2层隐含层.

该层的主要作用是将第1层隐含层输出的信号映射到第2层隐藏层, 并再次进行高斯函数的计算. 对于该层中第l个节点, 其输出ϕ_{2l}可表示为

$$\phi_{2l} = \exp(-\frac{\|\phi_{1j} - c_{2l}\|^2}{2b_{2l}^2}),\ l = 1, 2, \cdots, n, \quad (33)$$

式中c_{2l}和b_{2l}分别为每个隐含层节点高斯函数的中心值和标准差, 且满足$\boldsymbol{c}_2 = [c_{21}\ \ c_{22}\ \ \cdots\ \ c_{2n}]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{b}_1 = [b_{11}\ \ b_{12}\ \ \cdots\ \ b_{1m}]^{\mathrm{T}}$.

4) 输出层.

输出层的输出y_o为第2层隐含层每个神经元的输出与连接权重$\boldsymbol{W} = [W_1\ \ W_2\ \ \cdots\ \ W_n]^{\mathrm{T}}$的加权之和, 可表示为

$$y_o = W_1\phi_{21} + W_2\phi_{22} + \cdots + W_n\phi_{2n} = \sum_{l=1}^{n} W_l\phi_{2l}. \quad (34)$$

定义DRBFNN的输出u_{nn}为

$$u_{\mathrm{nn}} = \hat{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\phi_2 = \hat{\varGamma}, \quad (35)$$

式中$\hat{\varGamma}$为估计器输出的对不确定性的估计值, $\hat{\boldsymbol{W}} = [\hat{W}_1\ \ \hat{W}_2\ \ \cdots\ \ \hat{W}_n]^{\mathrm{T}}$. 为自适应调整的权重向量, $\phi_2 = [\phi_{21}\ \ \phi_{22}\ \ \cdots\ \ \phi_{2n}]^{\mathrm{T}}$为第2层隐含层的输出向量.

DRBFNN存在一个最优输出$\varGamma^*$, 满足

$$\varGamma^* = \boldsymbol{W}^{*\mathrm{T}}\phi_2 + \varepsilon, \quad (36)$$

式中$\boldsymbol{W}^* = [W_1{}^*\ \ W_2{}^*\ \ \cdots\ \ W_n{}^*]^{\mathrm{T}}$为最优权重向量, ε为逼近误差, $\varepsilon \in \mathbb{R}^+$. 理论上$\varepsilon$可以任意小, 即满足

$$|\varepsilon| \leqslant |\varepsilon_1|, \quad (37)$$

式中ε_1为逼近误差的上界, 其值为一小的正实数.

取神经网络权重自适应律为

$$\dot{\hat{\boldsymbol{W}}} = -\delta^{-1}s\phi_2, \quad (38)$$

式中δ为权重自适应系数矩阵, 为一正定对角阵.

系统总控制律为

$$u = u_{\mathrm{eq}} + u_{\mathrm{hit}} - u_{\mathrm{nn}}. \quad (39)$$

定理 2 对于数学模型如(6)所示的具有不确定性的PMLSM系统, 若控制律满足式(38)–(39), 则系统渐近稳定, 且跟踪误差在有限时间内收敛.

下面对定理2进行证明. 定义Lyapunov函数V_2为

$$V_2 = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2}\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\delta\tilde{\boldsymbol{W}}, \quad (40)$$

式中定义$\tilde{\boldsymbol{W}} = \hat{\boldsymbol{W}} - \boldsymbol{W}^*$为权重的估计误差.

对V_2求导, 并将式(22)(38)–(39)代入得

$$\begin{aligned}
&\dot{V}_2 = s\dot{s} + \tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\delta\dot{\hat{\boldsymbol{W}}} = \\
&s[\ddot{d}^* - A_{\mathrm{n}}v - B_{\mathrm{n}}u - \varGamma + \\
&k\dot{e} + \alpha\frac{p}{q}|e|^{\frac{p}{q}-1}\dot{e} + \lambda\dot{\zeta}] + \tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\delta\dot{\hat{\boldsymbol{W}}} = \\
&s[-\eta_1 s - \eta_2|s|^{\mu}\operatorname{sgn}s + \tilde{\varGamma}] + \tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\delta\dot{\hat{\boldsymbol{W}}} = \\
&-\eta_2|s|^{\mu+1} - \eta_1 s^2 + s(\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\phi_2 - \varepsilon) + \\
&\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\delta\dot{\hat{\boldsymbol{W}}} = \\
&-\eta_2|s|^{\mu+1} - \eta_1 s^2 - s\cdot\varepsilon + \tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}(s\phi_2 + \delta\dot{\hat{\boldsymbol{W}}}) = \\
&-\eta_2|s|^{\mu+1} - \eta_1 s^2 - s\cdot\varepsilon \leqslant \\
&-\eta_2|s|^{\mu+1} - \eta_1 s^2 - \varepsilon|s| = \\
&-|s|^{\mu+1}(\eta_2 + \frac{\varepsilon}{|s|^{\mu}}) - \eta_1 s^2,
\end{aligned} \quad (41)$$

式中定义$\tilde{\varGamma} = \hat{\varGamma} - \varGamma^*$为不确定性的估计误差. 由不等式(41)可以得到$\dot{V}_2 \leqslant 0$, 因此, 系统是渐近稳定的.

注 1 由于定理1已经证明了RNTSMC可以使滑模变量s在理论上的有限时间内收敛至原点, 而DRBFNN具有通用逼近特性, 因此在加入DRBFNN估计器后, 只要每一层的节点数量选取得合适, 将逼近误差控制在可接受的范围之内, 在理论上滑模变量s就仍能在有限时间内收敛, 但具体的收敛时间和收敛值取决于初值、参数选取以及扰动上界.

4 系统实验分析

为了证明所提出方法的可行性, 进行系统实验验证. 实验中所采用的PMLSM由Kollmorgen公司生产, 最大行程为260 mm; 半实物仿真机采用北京灵思创奇公司的Links–Box–02, 其基于VxWorks实时操作系统运行. 首先在MATLAB/simulink环境下建立含有硬件I/O模块的半实物仿真模型, 将编译后的代码下载至仿真机内, 随后在RT–Sim Plus主控软件中配置需监视及保存的变量, 并通过以太网与上位机实时通讯, 可实现在线监视系统状态、实时调整参数、数据处理

与导出等操作. PMLSM系统实验结构图如图3所示.

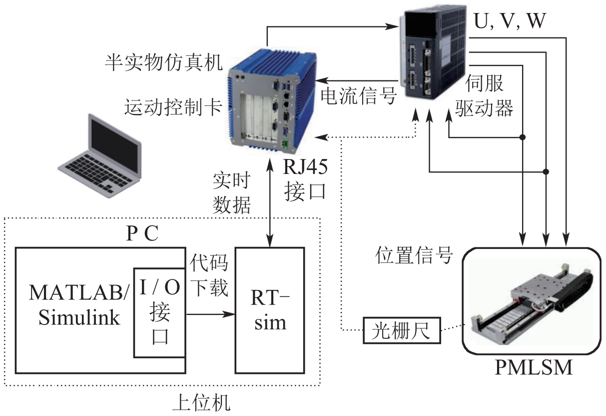


图 3 PMLSM实验平台结构图

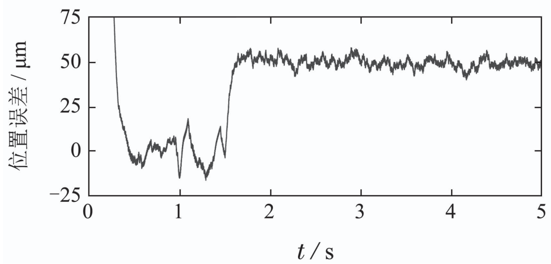
Fig. 3 Structure diagram of PMLSM experimental platform

在实验中所选用的PMLSM的主要参数如下: $M = 16.4$ kg, $B = 8.0$ N·s/m, $K_{\mathrm{f}} = 50.7$ N/A, $\psi_{\mathrm{f}} = 0.09$ Wb, $n_{\mathrm{p}} = 3$, $R_{\mathrm{s}} = 2.1\ \Omega$, $L_{\mathrm{d}} = L_{\mathrm{q}} = 41.4$ mH, $\tau = 32$ mm. 实验将非递归形式的非奇异终端滑模控制(NTSMC), 文献[19]所提出的FNTSMC, RNTSMC以及基于DRBFNN的RNTSMC四组实验进行对比. 其中NTSMC的控制律u_{NTSMC}设计为

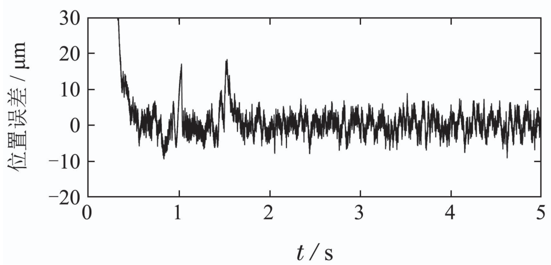
$$u_{\mathrm{NTSMC}} = B_{\mathrm{n}}^{-1}[\ddot{d}^* - A_{\mathrm{n}}v + k\dot{e} + \alpha\frac{p}{q}|e|^{\frac{p}{q}-1}\dot{e} + \eta_1 s + \eta_2|s|^{\mu}\operatorname{sgn} s]. \tag{42}$$

在综合考虑收敛时间和系统鲁棒性后, 采用控制变量法对控制器的参数进行整定, 四组实验的控制参数分别设置如下. NTSMC: $k = 15$, $\alpha = 80$, $p = 7$, $q = 5$, $\eta_1 = 100$, $\eta_2 = 10$; FNTSMC的参数按照文献[19]的方法整定; RNTSMC: $k = 15$, $\alpha = 80$, $p = 7$, $q = 5$, $\gamma = 0.62$, $\lambda = 15$, $\eta_1 = 100$, $\eta_2 = 10$; 基于DRBFNN的RNTSMC中四层神经元数量分别取2, 5, 5, 1, $\delta = \mathrm{diag}\{0.06, 0.06, 0.06, 0.06, 0.06\}$, 其余参数与RNTSMC一致.

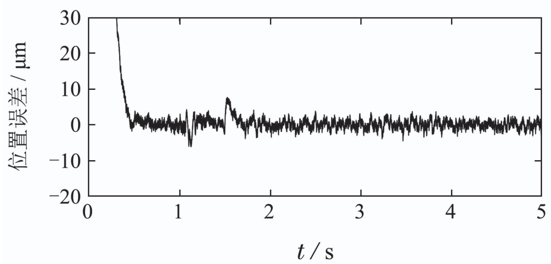
首先, 为验证所提出方法在阶跃信号下的控制性能, 给定信号选择幅值为10 mm的阶跃信号, 4种方法的位置误差曲线如图4所示. 综合对比4种方法下的位置误差曲线, 当$t = 1.5$ s时对动子施加50 N的负载扰动, 4种方法的瞬时误差分别为52 μm, 17 μm, 8 μm和4.5 μm, 且在受到外部干扰后NTSMC具有平均约50 μm的稳态误差, 系统的控制性能较差; FNTSMC虽然能够将误差收敛至零附近, 但抖振问题和鲁棒性能仍需改善和提高. 相比之下, 由于RNTSMC采用的是递归积分形式的滑模面设计方式, 可使误差在有限时间收敛, 同时抖振也得到了抑制. 在加入DRBFNN估计器补偿不确定性后, 由于不确定性得到了估计并补偿, 使得抖振问题得到了一定改善, 系统的鲁棒性能得以增强, 跟踪精度进一步提高. 然而在实际情况中, 虽然DRBFNN不能完全估计扰动并补偿, 进而产生微小的稳态误差, 但在抖振的影响下, 该稳态误差可近似忽略. 且相比于其他几种方法, 本文提出的方法也仍具有明显的优势. 因此, 在阶跃信号下, 本文提出的方法在跟踪精度以及抖振抑制方面都具有更出色的控制效果.



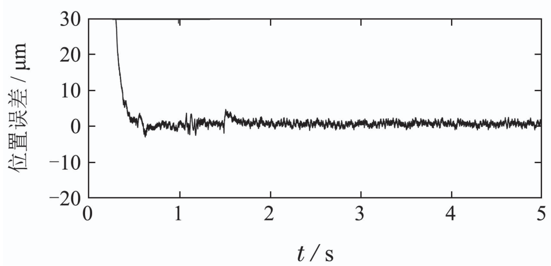
(a) NTSMC位置误差曲线



(b) FNTSMC位置误差曲线



(c) RNTSMC位置误差曲线



(d) 基于DRBFNN的RNTSMC位置误差曲线

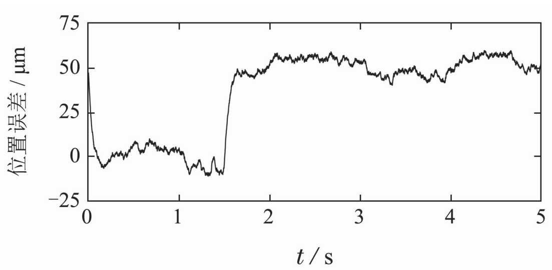
图 4 阶跃信号下4种方法的位置误差曲线

Fig. 4 Position error curves of four methods under step signal

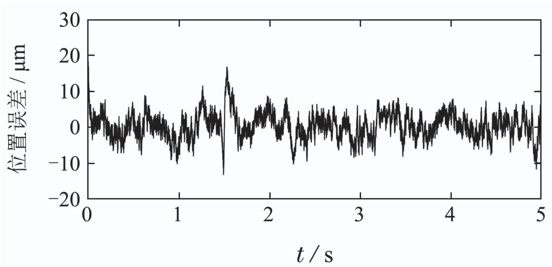
随后, 验证所提出方法在周期性正弦信号下的控制性能, 给定信号选择幅值为10 mm, 频率为3.14 Hz的正弦波. 为进一步验证系统的鲁棒性能, 将动子实际质量设定为$M_{\mathrm{a}} = 2M = 32.8$ kg, 同时增大实际粘滞摩擦系数, 4种方法的位置跟踪误差曲线如图5所示.

从图5(a)观察到, 当系统稳定后, NTSMC的抖振幅度在± 12 μm, 当$t = 1.5$ s时施加50 N负载扰动并

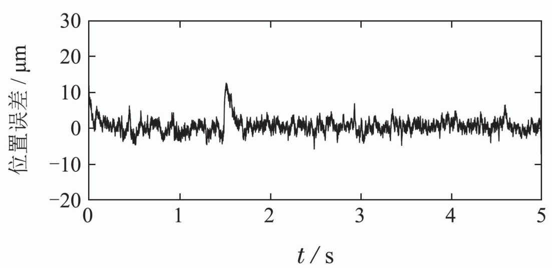
再次稳定后具有平均约50 μm的稳态误差, 同时抖振幅度较大, 系统跟踪性能较差. 从图5(b)观察到, FNTSMC在加入负载扰动后瞬时最大误差为16 μm, 虽能够在有限时间内将误差收敛至零附近, 但抖振问题和鲁棒性能仍需改善. 从图5(c)可以得出, RNTSMC虽然在抖振和收敛精度方面得到了一定程度改善, 但施加负载后的瞬时误差为13 μm, 鲁棒性能仍需提高. 相比之下, 基于DRBFNN的RNTSMC在加入负载后的最大瞬时误差为5 μm, 抖振幅值也明显减小, 说明DRBFNN对不确定性起到了补偿作用. 因此, 在参数变化后的正弦信号作用下, 基于DRBFNN的RNTSMC在鲁棒性、抖振幅度、跟踪精度等方面均优于其他几种方法, 可使系统具有良好的控制性能.



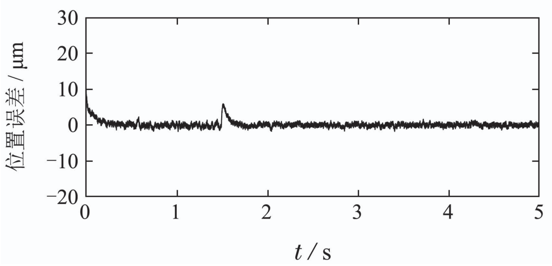
(a) NTSMC位置误差曲线



(b) FNTSMC位置误差曲线



(c) RNTSMC位置误差曲线



(d) 基于DRBFNN的RNTSMC位置误差曲线

图 5 正弦信号下4种方法的位置误差曲线

Fig. 5 Position error curves of four methods under sinusoidal signal

最后, 为验证所提出方法在不规则给定信号下的控制性能, 给定信号选择波形如图6所示的梯形波, 并在$t = 1.5$ s时对动子施加50 N的负载扰动, 以验证系统的抗扰性能, 系统位置误差曲线如图7所示.

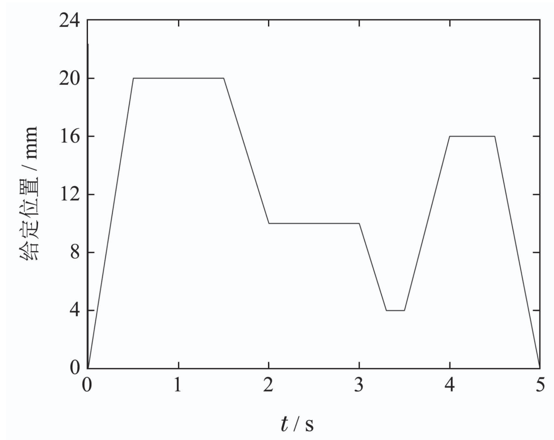
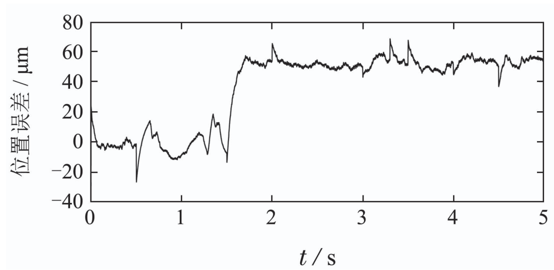


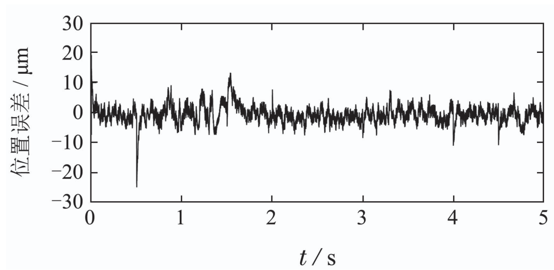
图 6 给定梯形波信号曲线

Fig. 6 The curve of given trapezoidal wave signal

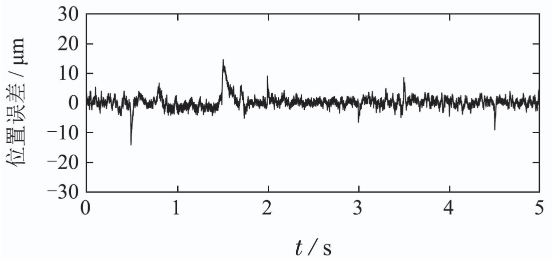
从图7(a)中看出, NTSMC的抖振幅度较大, 在梯形波拐点位置的瞬时误差也要大于其他两种方法, 当外加负载扰动后, 具有约50 μm的稳态误差, 总体控制性能较差. 从图7(b)和图7(c)中看出, FNTSMC虽可提高收敛精度, 但抖振仍十分明显, 且在位置突变处的误差也相对较大. 相比之下, RNTSMC虽可保证收敛精度和抖振抑制, 但在鲁棒性能和位置突变处的控制性能还需进一步改善. 而基于DRBFNN的RNTSMC的抖振更小, 在梯形波拐点处的瞬时误差和加入负载扰动后的最大误差也比前几种方法小, 具有良好的位置跟踪精度. 因此, 在具有负载扰动情况的不规则梯形波信号下, 所提出的方法可使系统具备良好的位置跟踪精度和鲁棒性能.



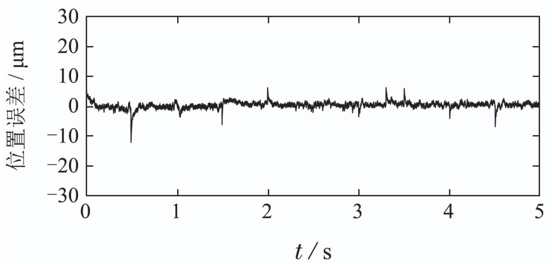
(a) NTSMC位置误差曲线



(b) FNTSMC位置误差曲线



(c) RNTSMC位置误差曲线



(d) 基于DRBFNN的RNTSMC位置误差曲线

图 7　梯形波信号下4种方法的位置误差曲线

Fig. 7　Position error curves of four methods under trapezoidal wave signal

注 2　上一节已在理论上证明了滑模变量及跟踪误差可在理论上的有限时间内收敛至零, 然而在实际情况中, 由于不可避免的测量噪声等干扰的存在, 会导致滑模变量及跟踪误差偏离原点从而产生微小的稳态误差. DRBFNN虽可以对此类干扰进行估计, 但由于逼近误差ε的存在, 并不能对其完全补偿, 但仍能保证跟踪误差在有限时间内收敛到零附近的一个很小的邻域内, 且在滑模运动产生的抖振的影响下, 由此导致的稳态误差可以近似忽略.

注 3　在参数整定过程中, 通过同时调整参数γ和λ的值以改变收敛速度和积分部分作用的程度, 从而减小上述的稳态误差, 但同时也会带来较大的输出抖振, 因此在参数选取时需要在两者间进行权衡.

5　结论

本文提出了一种基于DRBFNN的RNTSMC方法以提高PMLSM控制系统的位置跟踪性能. 首先, 通过引入两层滑模面组成递归结构设计了RNTSMC, 能在一定程度上削弱抖振, 同时在理论上证明了跟踪误差的有限时间收敛特性. 随后, 为减小不确定性因素对系统的影响, 设计了DRBFNN估计器对其进行在线逼近和补偿. 系统实验结果表明, 与其他几种方法相比, 本文所提出的方法可以在有效减小不确定性因素对系统的影响的同时削弱抖振, 能够有效提高PMLSM控制系统的位置跟踪精度并改善系统的鲁棒性能.

参考文献:

[1] CHEN M Y, LU J S. High-precision motion control for a linear permanent magnet iron core synchronous motor drive in position platform. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 10(1): 99 – 108.

[2] WANG Can, LI Guochong, YANG Guilin, et al. Research on position cooperative control of high-precision embedded permanent magnet synchronous linear motor based on biological intelligence loop coupling. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(5): 935 – 943.
(王璨, 李国冲, 杨桂林, 等. 基于生物智能环状耦合的嵌入式永磁同步直线电机高精度位置协同控制研究. 电工技术学报, 2021, 36(5): 935 – 943.)

[3] LIU X, ZHEN S, SUN H, et al. A novel model-based robust control for position tracking of permanent magnet linear motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 67(9): 7767 – 7777.

[4] LIN C H. Integral backstepping control with RRFNN and MPSO of LPMSM drive system. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2020, 234(7): 834 – 848.

[5] MASOUDI S, SOLTANPOUR M R, ABDOLLAHI H. Adaptive fuzzy control method for a linear switched reluctance motor. *IET Electric Power Applications*, 2018, 12(9): 1328 – 1336.

[6] JIN Hongyan, ZHAO Ximei. Speed control of permanent magnet linear synchronous motor based on complementary sliding mode control and iterative learning control. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(4): 918 – 924.
(金鸿雁, 赵希梅. 基于互补滑模控制和迭代学习控制的永磁直线同步电动机速度控制. 控制理论与应用, 2020, 37(4): 918 – 924.)

[7] ZHANG Kang, WANG Limei. Adaptive global sliding mode contour control of direct drive H-type platform based on integrated error. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(16): 5337 – 5345.
(张康, 王丽梅. 基于融合误差的直驱H型平台自适应全局滑模轮廓控制. 中国电机工程学报, 2020, 40(16): 5337 – 5345.)

[8] LEE J, CHANG P H, JIN M. Adaptive integral sliding mode control with time-delay estimation for robot manipulators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(8): 6796 – 6804.

[9] ZHU W L, YANG X, DUAN F, et al. Design and adaptive terminal sliding mode control of a fast tool servo system for diamond machining of freeform surfaces. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(6): 4912 – 4922.

[10] LI Huijie, CAI Yuanli. Sliding mode control with double power reaching law. *Control and Decision*, 2016, 31(3): 498 – 502.
(李慧洁, 蔡远利. 基于双幂次趋近律的滑模控制方法. 控制与决策, 2016, 31(3): 498 – 502.)

[11] WANG H, LI S, LAN Q, et al. Continuous terminal sliding mode control with extended state observer for PMSM speed regulation system. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2017, 39(8): 1195 – 1204.

[12] SHAO K, ZHENG J, HUANG K, et al. Finite-time control of a linear motor positioner using adaptive recursive terminal sliding mode. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 67(8): 6659 – 6668.

[13] ZHAO Z, GU H, ZHANG J, et al. Terminal sliding mode control based on super-twisting algorithm. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2017, 28(1): 145 – 150.

[14] WANG Z, HU C, ZHU Y, et al. Neural network learning adaptive robust control of an industrial linear motor-driven stage with disturbance rejection ability. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2017, 13(5): 2172 – 2183.

[15] CHEN S Y, LIU T S. Intelligent tracking control of a permanent magnet linear synchronous motor using self-evolving probabilistic fuzzy neural network. *IET Electric Power Applications*, 2017, 11(6): 1043 – 1054.

[16] MOULAY E, PERRUQUETTI W. Finite time stability and stabilization of a class of continuous systems. *Journal of Mathematical Analysis and Applications*, 2006, 323(2): 1430 – 1443.

[17] YU X, MAN Z. Fast terminal sliding-mode control design for nonlinear dynamical systems. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I Fundamental Theory & Applications*, 2009, 49(2): 261 – 264.

[18] FEI J, CHU Y. Double hidden layer output feedback neural adaptive global sliding mode control of active power filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 35(3): 3069 – 3084.

[19] ZHANG J, WANG H, CAO Z, et al. Fast nonsingular terminal sliding mode control for permanent-magnet linear motor via ELM. *Neural Computing and Applications*, 2020, 32(18): 14447 – 14457.

作者简介:

徐 驰 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制、滑模控制, E-mail: xuchi@smail.sut.edu.cn;

赵希梅 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机控制、鲁棒控制、智能控制等, E-mail: zhaoxm_sut@163.com.