

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.201154

# 神经网络自适应的永磁直线同步电机超扭曲终端滑模控制

许德智, 黄泊珉, 杨玮林

(江南大学物联网工程学院, 江苏 无锡 214122)

**摘要:** 为了提高永磁直线同步电机控制系统的鲁棒性和快速性, 提出了一种基于超扭曲滑模控制的直线电机反推控制策略。首先, 根据电机的机械动力学方程, 建立了永磁直线同步电机的数学模型。其次, 引入一种基于超扭曲控制的终端滑模控制器, 削减系统的抖振, 保证滑模面的快速收敛, 从而提高系统的鲁棒性。针对直线电机易受到参数变化以及外界干扰影响的特点, 为直线电机控制系统设计了一个神经网络干扰观测器。最后, 通过直线电机实验平台验证控制方法的有效性。

**关键词:** 永磁直线同步电机; 终端滑模控制; 径向基函数神经网络; 反推控制

## Neural network adaptive super twist terminal sliding mode control for a permanent magnet linear synchronous motor

XU Dezhi, HUANG Bomin, YANG Weilin

(College of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

**Abstract:** In order to improve the robustness and speed of a permanent magnet linear synchronous motor control system, a backstepping control strategy based on super twisting sliding mode control is proposed. First, given the mechanical dynamic equation of the motor, the mathematical model is established. Secondly, a terminal sliding surface based on a super twisting controller is introduced. This can reduce the chattering of the system and ensure the rapid convergence of the sliding surface, thus improving the robustness of the system. The linear motor control system is easy to be affected by parameter changes and external disturbances, thus a neural network disturbance observer is designed for it. Finally, it is verified by a motor experimental platform and the results show the effectiveness of the control method.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61973140 and No. 61903158) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (No. JUSRP41911 and No. JUSRP22030).

**Key words:** permanent magnet linear synchronous motor; terminal sliding mode control; radial basis function neural network; backstepping control

## 0 引言

近年来, 随着科学技术的飞速发展, 永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)以其高可靠性、良好的控制性能和高效率而得到了广泛的应用。目前, 直线电机主要用于城市轨道交通、高精度数控机床和一些自动控制领域<sup>[1-3]</sup>。与传统的旋转电机相比, PMLSM 具有机械结构简单、成本低、加速度大、动态性能好、

启动推力高的优点<sup>[4-6]</sup>。然而, 由于 PMLSM 固有的机械结构, 其性能会受到诸如力脉动、端部效应、摩擦力、系统参数变化和负载扰动不确定性的影响, 这些不确定性会降低系统跟踪的精度和稳定性<sup>[7-9]</sup>。所以, 设计一个合适的控制器是保证直线电机控制系统动态性能的关键。

滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)作为系统控制中一种常用的设计方法, 能够根据系统当前状态来改变系统的结构, 使系统按照预定的状态轨迹移动, 具有参数摄动不敏感、快速响应、鲁棒性强等优点<sup>[10-12]</sup>。因此, 滑模控制被广泛地运用在一些高速、高精度的机电系统中(如直线电机、工业机器人、航空飞行器等)<sup>[13-15]</sup>。但由于滑模控制中开关切换的

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61973140, 61903158); 中央高校基本科研业务费专项资金资助(JUSRP41911, JUSRP22030)

不连续性, 必然会产生抖振现象, 这些抖振现象会增加系统的电功率与机械功率损耗, 最终对系统的性能造成严重影响<sup>[16-17]</sup>。所以, 削弱抖振现象是滑模控制器设计中需要突破的一个障碍。

近年来, 国内外的学者针对滑模控制做了许多的研究。文献[18]中基于传统的线性滑模, 设计了自适应反推滑模控制器。实现了对于给定指令的跟踪, 具有良好的鲁棒性和暂态性能, 但系统无法快速收敛且没有考虑到控制抖振的问题。文献[19]中采用了终端滑模(Terminal Sliding Mode Control, TSMC)控制方法, 虽然能够实现有限时间内的快速收敛, 但是在接近平衡点时容易出现抖振。文献[20]在终端滑模控制的基础上引入了一个饱和函数, 虽然在一定程度上减小了抖振, 但是却使得系统的稳定性下降了。以上这些方法对于改善滑模控制中的抖振现象都存在或多或少的缺点, 所以为了避免抖振效应, 本文在终端滑模控制的基础上通过超扭曲控制算法(Super-Twisting Control, STC)<sup>[21-22]</sup>产生连续的控制信号, 从而调整抖振。

针对 PMLSM 系统控制中所面临的问题, 本文提出了一种神经网络和超扭曲滑模控制相结合的控制策略。首先, 在终端滑模面上引入超扭曲控制算法, 减小滑模控制中存在的抖振。其次, 对于系统的不确定扰动, 利用神经网络具有的学习能力<sup>[23-24]</sup>, 设计了一个径向基函数神经网络(Radial Basis Function Neural Network, RBFNN)对系统扰动进行观测。在观测到的自适应函数中引入投影算子, 保证了估计扰动的有界性。最后, 将所设计的控制器应用在永磁直线电机实验平台。实验结果表明, 相较于其他的控制方法, 本文提出的方法能够有效地改善系统的位置跟踪性能, 保证了系统的鲁棒性。

## 1 PMLSM 数学模型

PMLSM 可以看成是一个切开并展平的永磁同步电机, 其结构如图 1 所示。永磁同步电动机的定子、转子分别对应于一次侧和二次侧。当交流电作用于绕组时, 会产生一个水平磁场, 称为行波磁场。它与永磁体产生的静磁场相互作用, 从而促进动子的运动。目前, 电机的矢量控制主要在  $d-q$  旋转坐标系中进行, 为了简化控制难度, 采用  $i_d = 0$  的矢量控制方法。

在描述永磁直线同步电机的数学模型之前, 给出了以下假设: 忽略磁滞和涡流损耗, 磁场分布为正弦空间, 忽略磁通畸变。然后, 可以将  $d-q$  坐标系下永磁直线同步电机的电压模型写成式(1)。

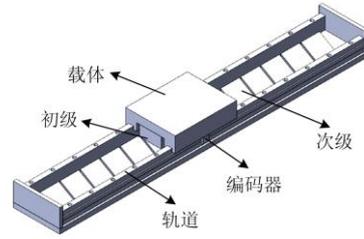


图 1 永磁直线同步电机示意图

Fig. 1 Schematic diagram of permanent magnet synchronous linear motor

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - v \frac{\pi n_p}{\tau} L_d i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + v \frac{\pi n_p}{\tau} (L_q i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$  表示  $d$ 、 $q$  轴电压;  $i_d$ 、 $i_q$  表示  $d$ 、 $q$  轴电流;  $\tau$  为极距;  $L_d$ 、 $L_q$  为  $d$ 、 $q$  轴电感;  $R$  为定子电阻;  $v$  为电机的速度;  $\varphi_f$  为磁链;  $n_p$  为电机极对数。

由于边端效应引起的互感很小, 所以对于电机控制系统的分析, 一般忽略不计。因此可以得到电机电磁推力  $F_e$  的方程为

$$F_e = \frac{3\pi n_p}{2\tau} \varphi_f i_q \quad (2)$$

对上述推力方程进行变换, 得到系统的机械动力学方程表达式为

$$\begin{cases} F_e = M \frac{dv}{dt} + Bv + d \\ F = -\frac{d}{M} = F_l + F_f + F_d \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $M$  为动子的总质量;  $B$  为摩擦系数;  $F$  表示电机受到的总不确定性, 是由负载扰动  $F_l$ 、摩擦力  $F_d$  以及端效应  $F_f$  引起的力的变化。

在考虑系统外部不确定性影响的情况下, 得到简化的永磁直线同步电机运动方程为

$$\begin{cases} \frac{dv}{dt} = \frac{3\pi n_p \varphi_f}{2\tau M} i_q - \frac{Bv}{M} + F \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - \frac{v\pi n_p \varphi_f}{L_q \tau} - \frac{v\pi n_p i_d}{\tau} - \frac{R}{L_q} i_q \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_d} + \frac{\pi n_p v i_q}{\tau} - \frac{Ri_d}{L_d} \end{cases} \quad (4)$$

## 2 PMLSM 控制算法设计

### 2.1 超扭曲控制器设计

目前, 传统滑模控制的主要问题就是存在抖振

现象, 为了克服这些问题, 本文引入了一种超扭曲控制器, 一类二阶非线性系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ x_2 = f(x) + \rho u + F \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $x_1$  和  $x_2$  为系统的状态变量;  $u$  为控制器输出;  $F$  为系统总的不确定性。为了使这一类非线性系统能够实现系统的快速收敛, 通过滑模控制来设计系统的虚拟控制器。传统的滑模控制中, 滑模面设计一般如式(6)所示。

$$s = x_2 + \beta x_1 \quad (6)$$

其中  $\beta > 0$ , 在这种 TSM 控制方法下, 当滑模面趋近于 0 时, 状态变量能够在有限的时间内达到平衡点, 系统能够到达给定的稳定状态。

但是为了更好地消除滑模控制中存在的抖振现象, 设计一个超扭曲滑模控制器。在设计控制器之前, 先要保证系统总的外界不确定性  $F$  是有界, 即满足  $F \leq |L|$ 。而本文中的外界不确定性是通过神经网络自适应获取的, 为了保证自适应参数在实际应用中是有界的, 引入投影自适应算子估计永磁直线同步电机的不确定参数, 投影算子的定义为

$$\text{Proj}(\hat{\sigma}, x) = \begin{cases} 0, & \hat{\sigma} = \hat{\sigma}_{\max} \text{ and } x > 0 \\ 0, & \hat{\sigma} = \hat{\sigma}_{\min} \text{ and } x < 0 \\ x, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\hat{\sigma}$  为  $\sigma$  的估计值;  $\tilde{\sigma} = \sigma - \hat{\sigma}$  为估计误差。

$$\dot{\hat{\sigma}} = \Gamma \text{Proj}(\hat{\sigma}, x) \quad (8)$$

式中:  $\Gamma > 0$  为设计常数;  $x$  为自适应函数。

且对于任何自适应函数  $x$ , 投影算子都有以下结论。

$$\begin{cases} \hat{\sigma} \in \Omega_{\sigma} = \{\hat{\sigma}_{\min} \leq \hat{\sigma} \leq \hat{\sigma}_{\max}\} \\ \tilde{\sigma} [\text{Proj}(\hat{\sigma}, x) - x] \leq 0 \end{cases} \quad (9)$$

在经过投影算子对于自适应参数的估计后, 外界不确定性  $F$  就可以保证是有界的, 进一步设计的超扭曲控制器如式(10)所示。

$$\begin{cases} u = w_1 + w_2 \\ w_1 = L_1 \int s \text{sgn}(s) dt \\ w_2 = L_2 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(s) \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $L_1 = 1.1L$ ;  $L_2 = 1.5\sqrt{L}$ 。因为  $w_1$ 、 $w_2$  项是连续的, 整个超扭曲控制器是连续的, 其中  $w_1$  是滑动模态的非线性间断函数, 能够在有限的时间内补偿系统不确定性  $F$ ,  $w_2$  是滑模变量的积分值。这使得二阶滑模控制相比一阶滑模控制能有效地消除抖振, 且减小参数变化和外界干扰的影响, 使得滑模

面能够保持稳定, 系统具有较强的鲁棒性。

## 2.2 RBF 神经网络观测器设计

径向基函数神经网络具有很强的学习能力, 可以用来估计非线性函数。为了减小滑模控制中存在的抖振现象, 提高永磁直线同步电机控制系统的稳定性, 设计一个 RBFNN 观测器来估计系统的未知干扰  $F$ , 将观测到的结果作为前馈补偿信号输入到控制器当中, 从而抵消外部扰动的影响。整个网络的结构如图 2 所示。

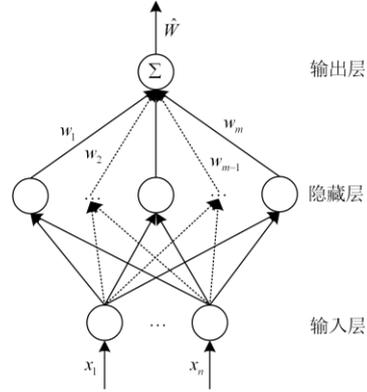


图 2 RBF 神经网络结构图

Fig. 2 Structure chart of RBF neural network

在输入层中, RBF 神经网络的输入信号选取为  $\mathbf{X} = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]$ 。

隐藏层由一组称为隐神经元的计算单元组成。隐藏层的输出通常采用高斯函数。

$$h_j = \exp\left(-\frac{\|\mathbf{X} - \mathbf{C}_j\|^2}{2b_j^2}\right) \quad j=1, \dots, m \quad (11)$$

式中:  $j$  为神经网络隐藏层中的节点;  $b_j$  为高斯基函数的标准偏差;  $\mathbf{C}_j = [c_{j1}, c_{j2}, \dots, c_{jn}]$  为第  $j$  个神经元的中心坐标向量;  $\mathbf{H}_j = [h_1, h_2, \dots, h_m]$  为隐含层的径向基函数。

在输出层中, 输出信号是该层的线性加权组合, 输出信号如式(12)所示。

$$f(x) = \sum_{j=1}^m w_j h_j, \quad i=1, 2, \dots, n \quad (12)$$

式中,  $w_j$  为第  $j$  个隐藏节点的自适应连接权重, 且  $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_m]$ 。

在所提的神经网络观测器中, 输入信号是位置跟踪误差矢量  $[e_1, \dot{e}_1]$ , 输出层信号用来逼近扰动  $F$ 。

通过 RBF 神经网络的输出最优逼近  $F$  可以描述为

$$F = f(x) - \delta = \mathbf{W}^T \mathbf{H} - \delta \quad (13)$$

式中:  $\mathbf{H}$  为隐藏层输出向量;  $\mathbf{W}$  为最佳权重向量;  $\delta$  是近似误差。如果神经网络中有足够的神经元, 则  $\delta$  的绝对值可以任意小。

RBF 神经网络的输出设计为

$$\hat{F} = \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{H} \quad (14)$$

式中,  $\hat{\mathbf{W}}$  为在线调整的权重向量。

根据式(13)、式(14),  $F$  可以改写成

$$F = \hat{F} + \tilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{H} - \delta \quad (15)$$

式中,  $\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{W} - \hat{\mathbf{W}}$  是估计误差权重向量。

对于本文中的直线电机控制系统, 神经网络评价函数  $E$  选取如式(16)所示。

$$E = \frac{1}{2}(y_d - y)^2 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (16)$$

神经网络中的标准偏差  $b_j$  和中心坐标向量  $c_{ij}$  通过梯度下降法可以得到:

$$\Delta c_{ij} = -\eta \frac{\partial E}{\partial c_{ij}} = -\eta \frac{\partial E}{\partial \hat{F}} \cdot \frac{\partial \hat{F}}{\partial c_{ij}} = -\eta \frac{\partial E}{\partial \hat{F}} w_j h_j \frac{x_i - c_{ij}}{b_j^2} \quad (17)$$

$$c_{ij}(k+1) - c_{ij}(k) = \Delta c_{ij}(k) + \alpha [c_{ij}(k) - c_{ij}(k-1)] \quad (18)$$

$$\Delta b_j = -\eta \frac{\partial E}{\partial b_j} = -\eta \frac{\partial E}{\partial \hat{F}} \cdot \frac{\partial \hat{F}}{\partial b_j} = -\eta \frac{\partial E}{\partial \hat{F}} w_j h_j \frac{\|x_i - c_{ij}\|^2}{b_j^3} \quad (19)$$

$$b_j(k+1) - b_j(k) = \Delta b_j(k) + \alpha [b_j(k) - b_j(k-1)] \quad (20)$$

### 2.3 基于超扭曲算法的 TSM 控制器设计

PMLSM 在运行时, 由于外界摩擦力、参数变化等不确定因素会导致系统的稳定性下降。所以在考虑到外界不确定性的影响下, 得到直线电机的二阶动力学方程如式(21)所示。

$$\begin{cases} e_1 = y - y_d \\ e_2 = \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 = \dot{v} - \ddot{y}_d = \lambda v + \mu i_q + F - \ddot{y}_d \end{cases} \quad (21)$$

式中:  $y$  为电机的实际位置;  $y_d$  为给定位置;  $e_1$  为位置跟踪误差;  $F$  为系统的模型不确定和外界扰动的总和;  $\lambda = \frac{-B}{M}$ ;  $\mu = \frac{3\pi n_p \phi_f}{2\tau M}$ 。为了解决非奇异现象, 选取一个非奇异终端滑模面如式(22)所示。

$$s = e_1 + \alpha_1 |e_1|^a \operatorname{sgn}(e_1) + \alpha_2 |e_2|^b \operatorname{sgn}(e_2) \quad (22)$$

对  $s$  求导得到

$$\dot{s} = \left( e_2 + \alpha_1 a |e_1|^{a-1} e_2 + \alpha_2 b |e_2|^{b-1} \dot{e}_2 \right) \quad (23)$$

为了满足  $\dot{s} = 0$  的条件, 可以得到式(24)的控制律。

$$i_{q1} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{1}{\alpha_2 b} |e_2|^{2-b} \left( 1 + \alpha_1 a |x_1|^{a-1} \right) + \lambda v + \ddot{y}_d \right) \quad (24)$$

选取式(10)的超扭曲控制器作为滑模控制中的开关控制部分, 可以得到

$$\dot{i}_{q2} = -\frac{1}{\mu} \left( L_1 \int s \operatorname{sgn}(s) dt + L_2 |s|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(s) \right) \quad (25)$$

根据式(25), 控制器的虚拟控制律可以设计为

$$i_q = i_{q1} + i_{q2} \quad (26)$$

构造一个李雅普诺夫函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} s^2 \quad (27)$$

求取  $V_1$  的导数得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s \dot{s} = \\ & s \left( e_2 + \alpha_1 a |e_1|^{a-1} e_2 + \alpha_2 b |e_2|^{b-1} \dot{e}_2 \right) = \\ & s \alpha_2 b |e_2|^{b-1} \dot{e}_2 + s \left( e_2 + \alpha_1 a |e_1|^{a-1} e_2 \right) = \\ & s \alpha_2 b |e_2|^{b-1} \left( \mu i_q - \lambda v + F - \ddot{y}_d \right) + s \left( e_2 + \alpha_1 a |e_1|^{a-1} e_2 \right) \end{aligned} \quad (28)$$

将设计的控制律代入  $\dot{V}_1$  中, 得到

$$\dot{V}_1 = -s \alpha_2 b |e_2|^{b-1} \left( L_1 \int s \operatorname{sgn}(s) dt + L_2 |s|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(s) - F \right) \quad (29)$$

当  $\dot{V}_1 < 0$  时, 由于  $\dot{V}_1$  是负半定的, 所以能够保证系统的全局渐近稳定性。该虚拟控制器是渐进稳定的。根据上述分析, 能够知道  $-s \alpha_2 b |e_2|^{b-1} \operatorname{sgn}(s)$  恒为负数。所以如果要保证  $\dot{V}_1 < 0$ , 只需要满足:

$$L_1 \int s \operatorname{sgn}(s) dt + L_2 |s|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(s) - F > 0 \quad (30)$$

由于外界不确定性  $F$  的存在, 想要满足上述的等式是难以实现的。所以, 为了满足  $\dot{V}_1 < 0$  的条件, 需要构建一个 RBFNN 观测器来获取系统的不确定信号  $F$ 。根据上述分析, 选取 RBF 神经网络观测器来观测系统中存在的未知扰动。引入 RBF 神经网络观测器后, 构造一个新的李雅普诺夫函数, 如式(31)所示。

$$V_2 = V_1 + \frac{\tilde{\mathbf{W}}^T \tilde{\mathbf{W}}}{2\eta} \quad (31)$$

式中,  $\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{W} - \hat{\mathbf{W}}$ , 对于  $V_2$  求导数得到

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= s\dot{s} + \frac{1}{\eta} \tilde{W}^T \dot{\tilde{W}} = \\ & s e_2 \left( 1 + \alpha_1 a |e_1|^{a-1} \right) + s \alpha_2 b |e_2|^{b-1} \dot{e}_2 + \frac{1}{\eta} \tilde{W}^T \dot{\tilde{W}} = \\ & s \left( e_2 + \alpha_1 a |e_1|^{a-1} e_2 + \alpha_2 b |e_2|^{b-1} (\mu - \lambda v + F - \ddot{y}_d) \right) + \\ & \frac{1}{\eta} \tilde{W}^T \dot{\tilde{W}}\end{aligned}\quad (32)$$

为了保证观测到的外界不确定性  $F$  有界, 且保证系统的稳定性, 重新得到位置环的虚拟控制律为

$$\begin{cases} i_q = i_{q1} + i_{q2} \\ i_{q1} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{1}{\alpha_2 b} |e_2|^{2-b} \left( 1 + \alpha_1 a |x_1|^{a-1} \right) + \lambda v + \ddot{y}_d - \hat{F} \right) \\ i_{q2} = -\frac{1}{\mu} \left( L_1 \int s \operatorname{sgn}(s) dt + L_2 |s|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(s) \right) \end{cases} \quad (33)$$

$$\dot{\tilde{W}} = \operatorname{Proj}(\dot{\tilde{W}}, -s \eta h \alpha_2 b |e_2|^{b-1}) \quad (34)$$

将虚拟控制律代入  $\dot{V}_2$  中得到

$$\dot{V}_2 = -s \alpha_2 b |e_2|^{b-1} \left( L_1 \int s \operatorname{sgn}(s) dt + L_2 |s|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(s) \right) < 0 \quad (35)$$

由于  $\dot{V}_2 < 0$ , 该虚拟控制器具有渐进稳定性。

然后, 为电流环路设计两个反推控制器,  $d-q$  轴电流的跟踪误差定义为

$$e_d = i_d - i_d^* \quad (36)$$

$$e_q = i_q - i_q^* \quad (37)$$

根据上述式子, 设计一个新的 Lyapunov 函数为

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2} e_d^2 \quad (38)$$

对于  $V_3$  求取导数得到

$$\begin{aligned}\dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + e_q \dot{e}_q + e_d \dot{e}_d = \\ & \dot{V}_2 + e_d \left( \frac{u_d}{L_d} + \frac{\pi n_p v i_q}{\tau} - \frac{R i_d}{L_d} - \dot{i}_d^* \right) + \\ & e_q \left( \frac{u_q}{L_q} - \frac{v \pi n_p \varphi_f}{L_q \tau} - \frac{v \pi n_p i_d}{\tau} - \frac{R}{L_q} i_q - \dot{i}_q^* \right) = \\ & \dot{V}_2 - l_1 e_q^2 - l_2 e_d^2 + \\ & e_d \left( \frac{u_d}{L_d} + \frac{\pi n_p v i_q}{\tau} - \frac{R i_d}{L_d} - \dot{i}_d^* + l_1 e_d \right) + \\ & e_q \left( \frac{u_q}{L_q} - \frac{v \pi n_p \varphi_f}{L_q \tau} - \frac{v \pi n_p i_d}{\tau} - \frac{R}{L_q} i_q - \dot{i}_q^* + l_2 e_q \right)\end{aligned}\quad (39)$$

其中  $l_1, l_2 > 0$  为控制器的设计常数, 得到系统

的控制律。

$$u_q = L_q \left( \frac{v \pi n_p \varphi_f}{L_q \tau} + \frac{g i_d}{\tau} + \frac{R}{L_q} i_q + \dot{i}_q^* - l_1 e_q \right) \quad (40)$$

$$u_d = L_d \left( -\frac{v \pi n_p i_q}{\tau} + \frac{R i_d}{L_d} + \dot{i}_d^* - l_2 e_d \right) \quad (41)$$

将控制律代入上面的式子中, 可以得到

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 - l_1 e_q^2 - l_2 e_d^2 < 0 \quad (42)$$

因此, 能够证明整个 PMLSM 控制系统是渐近稳定的。

### 3 实验结果

为了验证所提控制方法的有效性, 搭建一个基于 dSPACE 的永磁直线同步电机实验平台进行实验。整个实验平台主要由直线电机、PC 电脑、驱动板以及 dSPACE 1104 控制板组成(图 3)。dSPACE 1104 控制板是一个实时控制系统, 可以直接插入 PC 机并与 Simulink 交互, 运行频率为 250 MHz, 由 PWM 发生器、编码器和 16 位模数转换器(ADC)接口构成。电流信号由霍尔传感器测量, 速度和位置信号由增量编码器测量, 并送至 dSPACE 进行分析。逆变器采用三组 IGBT 的智能功率模块(IPM), IPM 的开关频率设置为 5 kHz。本文实验中位置环和电流环的采样周期分别选取为 400  $\mu$ s 和 200  $\mu$ s, IGBT 的死区时间设置为 5  $\mu$ s。

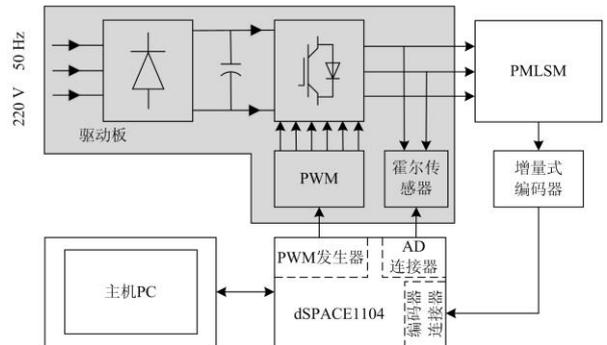
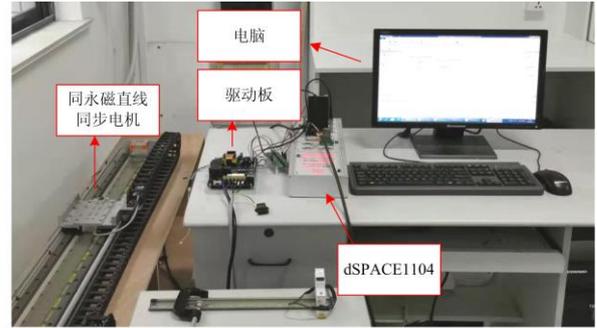


图 3 PMLSM 实验平台

Fig. 3 PMLSM experiment platform

永磁直线同步电机的参数如表 1 所示。为了验证本文提出的算法的控制性能, 分别选取一个  $y_d = 0.4$  的阶跃信号和一个  $y_d = 0.4 \sin t$  的正弦信号作为系统的给定信号。通过滑模控制和超扭曲滑模控制算法与本文提出的算法进行比较, 验证本文算法的有效性。

表 1 永磁同步直线电机参数

Table 1 Parameters of PMLSM

电机参数	数值
定子电阻/ $\Omega$	9.7
定子电感/H	43.3
永磁体磁链/Wb	0.165
动子质量/kg	3.2
极对数/P	2
极距/mm	27
摩擦系数/(N·s/m)	0.5

本文中控制器参数的选取如下: 在位置环控制中, 滑模控制的滑模面设计参数选取为  $\beta = 5$ 。在超扭曲滑模控制中的滑模面设计参数为  $\alpha_1 = 1$ 、 $\alpha_2 = 0.5$ 、 $a = 2$ 、 $b = 5/3$ , 电流环的反推控制器参数选取为  $l_3 = 1200$ 、 $l_4 = 1200$ 。

图 4 是正弦信号输入时的位置跟踪图, 三种方法具有相似的跟踪曲线, 但是在系统启动过程中, 传统滑模控制下电机达到稳定跟踪的响应时间更长, 超扭曲终端控制次之, 而本文所提的方法具有最快的响应速度。同时, 在电机换向处, 所提出控制算法的跟踪曲线也是三种控制方法中最好的。三种控制方法的正弦跟踪误差如图 5 所示, 可以发现三种跟踪方法在电机换向处的跟踪性能都下降了, 但是本文的控制方法不仅跟踪误差最小而且在换向后能够更快地恢复系统的跟踪性能。

图 6 是阶跃信号下三种控制方法的位置跟踪曲线, 三种控制方法都能够很快地跟踪到系统的给定信号, 但是传统滑模控制和超扭曲终端滑模控制中系统都存在超调量, 并且系统达到稳定所需要的时间更久。图 7 为阶跃信号下系统的跟踪误差, 可以

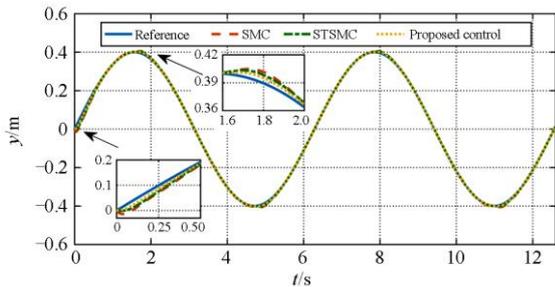


图 4 正弦信号位置跟踪

Fig. 4 Sine wave position tracking

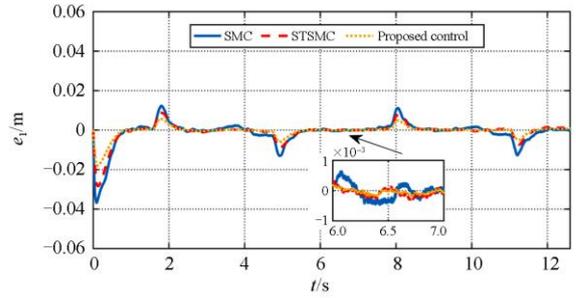


图 5 正弦信号跟踪误差

Fig. 5 Sine wave tracking error

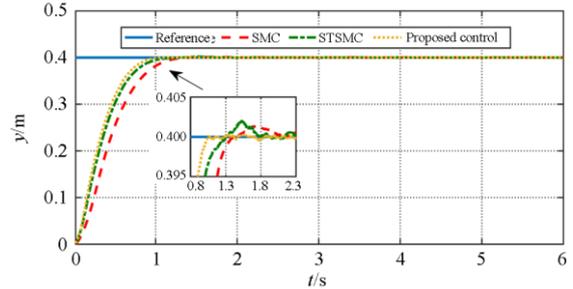


图 6 阶跃信号位置跟踪

Fig. 6 Step signal position tracking

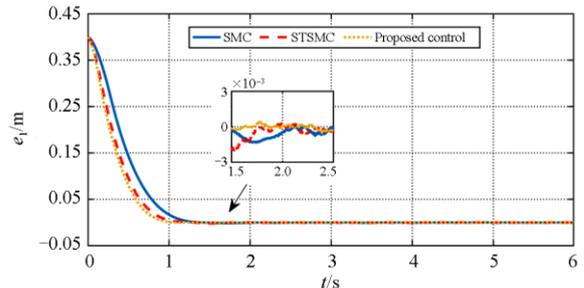


图 7 阶跃信号跟踪误差

Fig. 7 Step signal tracking error

发现在系统达到稳定后, 在本文设计算法控制下系统的跟踪误差最小, 具有最好的稳态性能。

图 8—图 9 是不同给定信号下系统的速度跟踪, 分图(a)、(b)、(c)分别对应普通滑模、超扭曲终端滑模以及超扭曲滑模与神经网络相结合下的速度跟踪曲线。三种控制方法具有相似的速度变化情况, 但是本文设计的控制算法速度曲线更加平滑, 能够更好地跟踪系统的参考速度, 保证电机运行时响应速度更快且运行更加平稳。图 10 给出了观测到的系统扰动, 可以看出系统的扰动在 20 N 左右变化, 通过神经网络观测器的补偿, 能够减少扰动对于系统跟踪性能的影响。

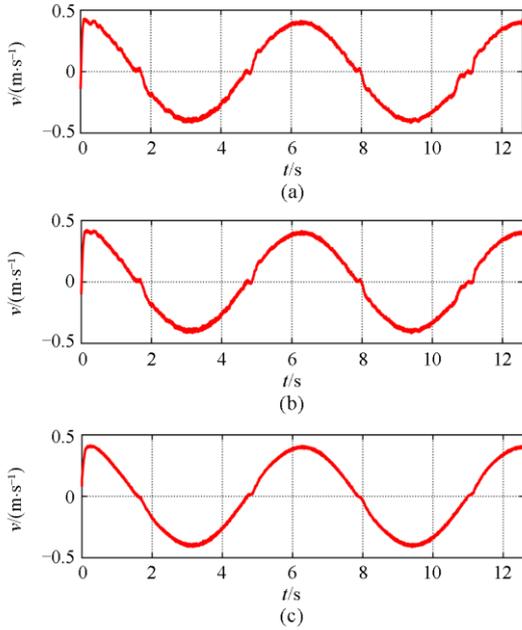


图 8 正弦信号速度跟踪  
Fig. 8 Sine wave speed tracking

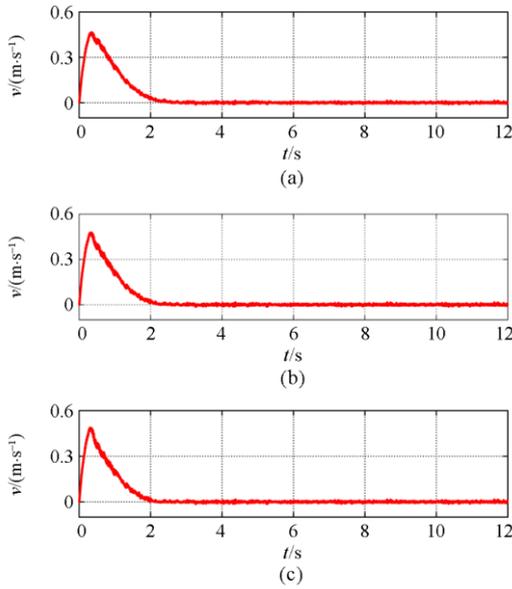


图 9 阶跃信号速度跟踪  
Fig. 9 Step signal speed tracking

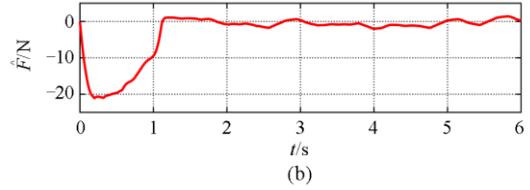
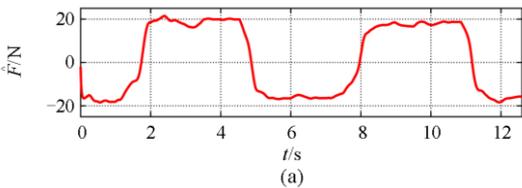


图 10 扰动观测器输出  
Fig. 10 Disturbance observer output

### 4 结论

本文提出了一种基于神经网络自适应的永磁直  
线电机的超扭曲滑模控制算法。设计了一个非奇异  
终端滑模面，避免了控制中存在的奇异现象，同时  
设计一个超扭曲控制器作为滑模控制中的开关控  
制，减小系统的抖振，保证系统的快速收敛。此外，  
对于实际工程系统中存在的外界不确定性，引入  
RBF 神经网络对于系统扰动进行观测，再通过投影  
算子来保证神经网络自适应参数有界。最后，将提  
出的算法运用到 PMLSM 实验平台中进行实验，与  
其他算法进行比较分析，实验结果表明本文提出的  
控制方法能够很好地保证系统的鲁棒性和稳态性  
能。

### 参考文献

- [1] 宋胜利, 陈文浩, 张兴龙, 等. 快速二阶终端滑模控制及其在下肢外骨骼的应用[J]. 控制与决策, 2019, 34(1): 165-169.  
SONG Shengli, CHEN Wenhao, ZHANG Xinglong, et al. Fast second order terminal sliding mode control and its application in lower limb exoskeleton[J]. Control and Decision, 2019, 34(1): 165-169.
- [2] 陶彩霞, 赵凯旋, 牛青. 考虑滑模抖振的永磁同步电机模糊超螺旋滑模观测器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(23): 11-18.  
TAO Caixia, ZHAO Kaixuan, NIU Qing. Fuzzy super helix sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor considering sliding mode chattering[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(23): 11-18.
- [3] LI B, ZHAO J, LIU X. Detent force reduction of an arc-linear permanent-magnet synchronous motor by using compensation windings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 3001-3011.
- [4] WANG M, LI L, PAN D. Detent force compensation for PMLSM systems based on structural design and control method combination[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6845-6854.
- [5] HUANG C, LI P. Optimal design of a permanent magnet linear synchronous motor with low cogging force[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(2): 1039-1042.

- [6] 原浩, 赵希梅. 基于积分滑模的永磁直线同步电动机直接推力控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(3): 39-44.  
YUAN Hao, ZHAO Ximei. Direct thrust control of permanent magnet linear synchronous motor based on integral sliding mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(3): 39-44.
- [7] CHEN S, LIU T. 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.
- [8] LI H, WANG J. Adaptive sliding mode control for interval type-2 fuzzy systems[J]. IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics Systems, 2016, 46(12): 1654-1663.
- [9] XU D, HUANG J, SU X. Adaptive command-filtered fuzzy backstepping control for linear induction motor with unknown end effect[J]. Information Sciences, 2019, 477: 118-131.
- [10] LI S, ZHOU M, YU X. Design and implementation of terminal sliding mode control method for PMSM speed regulation system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(4): 1879-1891.
- [11] XU D, SONG X, YAN W. Model-free adaptive command-filtered-backstepping sliding mode control for discrete-time high-order nonlinear systems[J]. Information Sciences, 2019, 48(5): 141-153.
- [12] 田猛, 张博文, 周腊吾, 等. 基于RBF神经网络滑模变结构独立变桨控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(4): 107-114.  
TIAN Meng, ZHANG Bowen, ZHOU Lawu, et al. Research on sliding mode variable structure independent pitch control based on RBF neural network[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(4): 107-114.
- [13] 李鑫, 康忠健, 常铮, 等. 基于ESO和终端滑模控制的虚拟同步发电机研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(12): 65-72.  
LI Xin, KANG ZhongJian, CHANG Zheng, et al. Research on virtual synchronous generator based on ESO and terminal sliding mode control[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(12): 65-72.
- [14] 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 Xiaojie, ZHANG Lanyong. Novel unidirectional sliding mode control of six phase permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(10): 10-19.
- [15] TUMMALA A S. Modified vector controlled DFIG wind energy system based on barrier function adaptive sliding mode control[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(1): 34-41. DOI: 10.1186/s41601-019-0119-3.
- [16] 陆骏, 杨建国. 永磁同步电机滑模直接转速观测器[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(1): 86-92.  
LU Jun, YANG Jianguo. Sliding mode direct speed observer for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(1): 86-92.
- [17] CHEN M, CHEN W. Study on high efficiency permanent magnet linear synchronous motor for maglev[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2018, 28(3): 1-5.
- [18] XU D, ZHANG W, SHI P. Model-free cooperative adaptive sliding-mode-constrained-control for multiple linear induction traction systems[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2020, 50(9): 4076-4086.
- [19] SUN G, MA Z. Practical tracking control of linear motor with adaptive fractional order terminal sliding mode control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22(6): 2643-2653.
- [20] 周卫平, 杨宣访, 师维, 等. 三相三线有源电力滤波器新型控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(10): 55-60.  
ZHOU Weiping, YANG Xuanfang, SHI Wei, et al. New control strategy for three-phase three wire active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(10): 55-60.
- [21] CHALANGA A, KAMAL S, L M. Implementation of super-twisting control: super-twisting and higher order sliding-mode observer-based approaches[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3677-3685.
- [22] SADEGHI R, ATAIEI M. Super-twisting sliding mode direct power control of a brushless doubly fed induction generator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 9147-9156.
- [23] CHEN W, GE S S, WU J, et al. Globally stable adaptive backstepping neural network control for uncertain strict-feedback systems with tracking accuracy known a priori[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(9): 1842-1854.
- [24] CHEN Z, HUANG F, SUN W, et al. RBF neural network based adaptive robust control for nonlinear bilateral teleoperation manipulators with uncertainty and time delay[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2020, 25(2): 906-918.

收稿日期: 2020-09-19; 修回日期: 2020-11-22

作者简介:

许德智(1985—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为故障诊断和容错控制、电机控制以及智能电网; E-mail: xudezhi@jiangnan.edu.cn

黄泊珉(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁直线同步电机的神经网络控制; E-mail: hbm245090@163.com

杨玮林(1987—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为储能系统建模及优化控制。E-mail: wlyang@jiangnan.edu.cn

(编辑 许威)