

11-17-2020

Design and Simulation on a Novel Sliding Mode Control for Linear Induction Motor

Kaiwei Han

Engineering Research Center of Internet of Things Technology Applications Ministry of Education, Wuxi 214122, China;

Wang Yan

Engineering Research Center of Internet of Things Technology Applications Ministry of Education, Wuxi 214122, China;

Zhicheng Ji

Engineering Research Center of Internet of Things Technology Applications Ministry of Education, Wuxi 214122, China;

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the [Artificial Intelligence and Robotics Commons](#), [Computer Engineering Commons](#), [Numerical Analysis and Scientific Computing Commons](#), [Operations Research](#), [Systems Engineering and Industrial Engineering Commons](#), and the [Systems Science Commons](#)

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Design and Simulation on a Novel Sliding Mode Control for Linear Induction Motor

Abstract

Abstract: The speed-tracking problem of linear induction motors under the influence of unmatched disturbances is studied. Based on the extended disturbance observers, the novel sliding mode controllers are designed to make the motor have effective response characteristics under unmatched disturbances. *The extended disturbance observers is designed for the unmatched disturbances in the linear induction motor model with edge effects. The observations of the disturbance derivatives are filtered. The novel sliding mode controllers are designed based on the observations of the disturbances and their derivatives.* The simulations results show that the designed controller has effective response characteristics and robustness. In addition, it reduces the chattering effect in traditional sliding mode controllers.

Keywords

linear induction motor, edge effect, unmatched disturbance, extended disturbance observer, sliding mode control

Recommended Citation

Han Kaiwei, Wang Yan, Ji Zhicheng. Design and Simulation on a Novel Sliding Mode Control for Linear Induction Motor[J]. Journal of System Simulation, 2020, 32(11): 2146-2154.

一种直线感应电机的新型积分滑模控制器的设计与仿真

韩凯伟, 王艳, 纪志成

(江南大学 物联网技术应用教育部工程研究中心, 江苏 无锡 214122)

摘要: 针对非匹配扰动影响下的直线感应电机速度跟踪问题进行研究, 基于扩张扰动观测器设计了一种新型积分滑模控制器, 使电机在非匹配扰动下具有良好的响应特性。针对带有边缘效应的直线感应电机模型, 为其中的非匹配扰动分别设计了扩张扰动观测器, 对扰动导数的观测值进行滤波处理, 基于扰动量及其导数的观测值设计了新型积分滑模控制器(EDO-NSMC)。仿真研究表明所设计的控制器具有良好的响应特性和鲁棒性, 并且减轻了传统滑模控制器的抖振效应。

关键词: 直线感应电机; 边缘效应; 非匹配扰动; 扩展扰动观测器; 滑模控制

中图分类号: TP391.9 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2020) 11-2146-09

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.20-FZ0402

Design and Simulation on a Novel Sliding Mode Control for Linear Induction Motor

Han Kaiwei, Wang Yan, Ji Zhicheng

(Engineering Research Center of Internet of Things Technology Applications Ministry of Education, Wuxi 214122, China)

Abstract: The speed-tracking problem of linear induction motors under the influence of unmatched disturbances is studied. Based on the extended disturbance observers, the novel sliding mode controllers are designed to make the motor have effective response characteristics under unmatched disturbances. The extended disturbance observers are designed for the unmatched disturbances in the linear induction motor model with edge effects. The observations of the disturbance derivatives are filtered. The novel sliding mode controllers are designed based on the observations of the disturbances and their derivatives. The simulation results show that the designed controller has effective response characteristics and robustness. In addition, it reduces the chattering effect in traditional sliding mode controllers.

Keywords: linear induction motor; edge effect; unmatched disturbance; extended disturbance observer; sliding mode control

引言

直线感应电机(Linear Induction Motor, LIM)由于其独特的直线型运动方式, 在工业生产和日常生活中扮演者不可或缺的角色, 从磁悬浮列车等国之重器, 到精密型数控机床, 再到生活中随处可见的

平移门, 都可以看到 LIM 的应用。因此, LIM 的相关研究受到了广大学者的密切关注。

与旋转感应电机(Rotating Induction Motor, RIM)相比, LIM 省略了将转动转化为平动的转换器以及相应的一系列机械结构, 因而减少了相应的成本及运行损耗, 效率高且易于维护; 同时 LIM 的运行依靠电磁推力, 可以无接触运动, 使传动零件无磨损, 并且具有了低噪声或无噪声的优势。然而, LIM 的建模与控制中存在一些难点, 主要原因在于以下几个方面: 第一, LIM 的



收稿日期: 2020-06-23 修回日期: 2020-07-16;
基金项目: 国家自然科学基金(61973138), 国家重点研发计划(2018YFB1701903);
作者简介: 韩凯伟(1996-), 男, 江苏南通, 硕士生, 研究方向为电机智能控制; 王艳(1978-), 女, 江苏盐城, 博士, 教授, 长江学者, 研究方向为制造系统能效优化。

<http://www.china-simulation.com>

• 2146 •

初级与次级之间的间隙较大, 同等运行效果下需要更大的感应电流; 第二, LIM 的边缘效应导致横向磁通密度不均、各项绕组电流不对称, 产生的反向行波磁场和脉振磁场在次级运行过程中会产生额外损耗; 第三, LIM 非闭合的结构导致其更容易受到环境因素的影响, 初级与次级之间的介质的变化将会导致磁导率的改变, 从而引入磁场强度和磁密的扰动, 影响了控制效果。

为解决以上问题, 提高 LIM 的控制效果, 国内外的学者们作出了一系列卓有成效的研究。

对于 LIM 模型的处理, 文献[1]通过反馈线性化方法对周期性运动的 LIM 驱动器的推力和磁链解耦, 在无模型控制设计的基础上提出了一种带有鲁棒性的 Petri 模糊神经网络控制策略, 使系统在不确定性的扰动下依然可以保证控制系统的稳定性。文献[2]在输入输出反馈线性化模型中结合了新型扩展观测器, 通过求解 LMI 获得观测器增益, 实现了有效的控制。然而, 反馈线性化的局限性在于其稳定的结论往往是局部成立的, 即平衡点是局部渐近稳定的, 但是无法判断什么样的范围内这个结论成立。场定向控制常常被用于 LIM 驱动器的动力学模型研究, 通过将次级磁链定向到 $d-q$ 轴并设为常数实现转矩和磁链的解耦。文献[3]研究了具有边缘效应的 LIM 模型, 将反推控制和滑模控制结合, 解决了 LIM 驱动器的集中不确定性的问题, 但文中没有考虑到模型中非匹配扰动的影响, 即传统的滑模控制往往只对匹配扰动具有良好的抑制作用, 却不能有效地处理非匹配扰动。

文献[4]设计了一种新型扰动观测器用于识别系统的不确定性和外部扰动, 削弱了匹配扰动和非匹配扰动的影响, 再引入自适应滑模控制器, 该方法有效地抑制了高阶非线性系统中非匹配扰动的影响, 消除了稳态误差。在扰动观测器的基础上, 文献[5]通过设计扩张状态观测器估计系统状态和扰动, 并添加扰动导数的估计项以提高估计精度, 在此基础上, 为滑模控制器设计了观测器和控制器的组合, 取得了良好控制效果。

针对非匹配扰动影响下的直线感应电机设计一种基于扩张扰动观测器的新型积分滑模控制器 (EDO-NSMC, Extended Disturbance Observer-Novel Sliding Mode Controller), 以达到电机在负载扰动和电磁扰动下速度环和磁链环的精准跟踪控制。

1 LIM 模型

与 RIM 的相比, LIM 在模型上的区别主要在于其边缘效应, 该效应由静态和动态 2 个部分组成, 静态边缘效应产生的原因在于 3 项磁通中磁阻的不对称, 此部分对于电机的模型影响较弱, 而动态边缘效应由于电感以一定的速度在长度远大于自身的平行轨道上移动而引起, 此部分的效应较强, 本文的模型中主要考虑动态边缘效应的影响, 其强弱以系数 Q 来表示:

$$Q = (l \cdot R_r) / (L_r \cdot v)$$

式中: l 和 R_r 为 LIM 的初级长度和次级电阻; L_r 和 v 为次级回路电感和电机运行速度, 该系数无量纲。

基于转子磁链的场定向控制使 LIM 等效为直流电机, 从而对其动态数学模型进行了解耦, 大大降低了控制的难度。本文采用的模型为 LIM 在 $d-q$ 坐标系下的等效模型, 其中, 电压方程^[3]为:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p\phi_{ds} - \omega_e \phi_{qs} \quad (1)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p\phi_{qs} + \omega_e \phi_{ds} \quad (2)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + p\phi_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \phi_{qr} \quad (3)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + p\phi_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \phi_{dr} \quad (4)$$

磁链方程为:

$$\phi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m [1 - f(Q)] (i_{ds} + i_{dr}) \quad (5)$$

$$\phi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m [1 - f(Q)] (i_{qs} + i_{qr}) \quad (6)$$

$$\phi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m [1 - f(Q)] (i_{ds} + i_{dr}) \quad (7)$$

$$\phi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m [1 - f(Q)] (i_{qs} + i_{qr}) \quad (8)$$

电磁推力方程为:

$$F_e = K_f (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (9)$$

式中: 下标 d, q, s, r 分别代表 d 轴、 q 轴、初级、次级; V, R, i, ϕ, L_i 分别代表各轴上的电压、

电阻、电流、磁链、漏感； p 为微分算子； ω_e , ω_r 为初级角频率和次级角频率； L_m 为互感；参数 $K_f = 3P\pi L_m / (2hL_r)$ ，其中 P, h 为极对数和极间距；参数 $f(Q) = (1 - e^{-Q}) / Q$ 。

电压方程和磁链方程的微分方程形式为：

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_s}{L(Q)}i_{ds} + \frac{V_{ds}}{L(Q)} + \omega_e i_{qs} \quad (10)$$

$$\dot{i}_{qs} = -\omega_e i_{ds} - \omega_e \frac{L_m(1-f(Q))}{L(Q)(L_r - L_m f(Q))} \phi_{dr} - \frac{R_s}{L(Q)}i_{qs} + \frac{V_{qs}}{L(Q)} \quad (11)$$

$$\dot{\phi}_{dr} = -\frac{L_m}{T_r}i_{dr} + (\omega_e - \omega_r)\phi_{qr} + V_{dr} \quad (12)$$

$$\dot{\phi}_{qr} = -\frac{L_m}{T_r}i_{qr} - (\omega_e - \omega_r)\phi_{dr} + V_{qr} \quad (13)$$

式中： T_r 为时间常数，且有：

$$L(Q) = L_s - L_m f(Q) - \frac{[L_m(1-f(Q))]^2}{L_r - L_m f(Q)}$$

$$T_r = L_r / R_r$$

LIM 的次级为一块平行的导电板，因此将次级的磁链定向到 d - q 轴上之后，可以得到：

$$\begin{cases} \phi_{qr} = \dot{\phi}_{qr} = 0 \\ V_{dr} = V_{qr} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

以上为 LIM 的电磁学动态模型分析，接下来考虑其运动学，电机的受力及运动规律为：

$$F_e = K_T i_{qs} = M\dot{v} + Dv + F_d \quad (15)$$

式中： $K_T = \frac{3}{2}P\frac{\pi L_m(1-f(Q))}{h L_r - L_m f(Q)}\phi_{dr}$ ； M 为 LIM 及负载部分的质量； D 为运动物体与外界环境之间的粘滞系数； F_d 为负载扰动。

LIM 运行过程中，外界环境的变化将会导致初级和次级之间的介质发生改变，进而影响磁导率和磁密，因此本文的动态模型中磁通量引入电磁扰动的影响，以 ϕ_d 表示。基于以上表述，结合式(14)~(15)，整理得到考虑电磁扰动和负载扰动的 LIM 动态模型如下：

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_s}{L(Q)}i_{ds} + \frac{V_{ds}}{L(Q)} + \omega_e i_{qs} \quad (16)$$

$$\dot{i}_{qs} = -\omega_e i_{ds} - \omega_e \frac{L_m(1-f(Q))}{L(Q)(L_r - L_m f(Q))} \phi_{dr} - \frac{R_s}{L(Q)}i_{qs} + \frac{V_{qs}}{L(Q)} \quad (17)$$

$$\dot{\phi}_{dr} = \frac{L_m[1-f(Q)]i_{ds} - \phi_{dr}}{T_r - L_m f(Q) / R_r} + \phi_d \quad (18)$$

$$\dot{v} = \frac{3P\pi}{2hM} \cdot \frac{L_m(1-f(Q))}{L_r - L_m f(Q)} \phi_{dr} i_{qs} - \frac{D}{M}v - \frac{F_L}{M} \quad (19)$$

2 控制器设计

将公式(16)~(19)简化为如公式组(20)的形式：

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = a_1 i_{ds} + a_2 i_{qs} + b_1 V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -a_2 i_{ds} + a_1 i_{qs} + a_3 \phi_{dr} + b_1 V_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} = a_4 i_{ds} + a_5 \phi_{dr} + \phi_d \\ \dot{v} = a_6 \phi_{dr} i_{qs} + a_7 v + \Gamma_d \end{cases} \quad (20)$$

显然，其中的电磁扰动和负载扰动所在的通道均无控制量，两项扰动都属于非匹配扰动，考虑到实际的物理情况，本文做出如下的假设：

假设 1：假设 LIM 动态公式(20)中的复合扰动及其导数有界，其范数满足如下要求：

$$\|\phi_d\|_2 \leq \phi_0, \|\dot{\phi}_d\|_2 \leq \phi_1, \quad (21)$$

$$\|\Gamma_d\|_2 \leq \Gamma_0, \|\dot{\Gamma}_d\|_2 \leq \Gamma_1, \quad (22)$$

式中： $\phi_0, \phi_1, \Gamma_0, \Gamma_1 > 0$ 。

2.1 扩张扰动观测器设计

针对式(20)中的扰动量 ϕ_d 和 Γ_d 设计如下 2 个扩张子系统：

$$\begin{cases} \dot{x}_{11} = a_4 i_{ds} + a_5 x_{11} + x_{12} \\ \dot{x}_{12} = \omega_1 \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_{21} = a_6 x_{11} i_{qs} + a_7 x_{21} + x_{22} \\ \dot{x}_{22} = \omega_2 \end{cases} \quad (24)$$

式中： $x_{11} = \hat{\phi}_{dr}$ ， $x_{12} = \phi_d$ ， $\omega_1 = \dot{\phi}_d$ ， $x_{21} = v$ ， $x_{22} = \Gamma_d$ ， $\omega_2 = \dot{\Gamma}_d$ 。基于扩张子系统构造两组扩张扰动观测器^[6]：

$$\begin{cases} \tilde{e}_{11} = \hat{x}_{11} - \phi_{dr} \\ \dot{\hat{x}}_{11} = a_4 i_{ds} + a_5 \hat{x}_{11} + \hat{x}_{12} - \beta_1 e_{11} \\ \dot{\hat{x}}_{12} = -\alpha_1 \operatorname{atanfal}(e_{11}, \sigma_1, \mu_1) \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} \tilde{e}_{21} = \hat{x}_{21} - v \\ \dot{\hat{x}}_{21} = a_6 \hat{x}_{11} i_{qs} + a_7 \hat{x}_{21} + \hat{x}_{22} - \beta_2 e_{21} \\ \dot{\hat{x}}_{22} = -\alpha_2 \operatorname{atanfal}(e_{21}, \sigma_2, \mu_2) \end{cases} \quad (26)$$

式中: $\operatorname{atanfal}(e, \sigma, \mu) = \mu \cdot \operatorname{atan}(2\sigma e / \pi)$, $\operatorname{atan}()$ 为反正切函数, 参数 $\alpha_1, \beta_1, \sigma_1, \mu_1$ 和 $\alpha_2, \beta_2, \sigma_2, \mu_2$ 均可调; $\hat{x}_{12}$ 和 $\hat{x}_{22}$ 为电磁扰动和负载扰动的估计值。

2.1.1 观测器性能分析

在对扰动的微分量进行估计时, 其噪声较大, 因此在观测器中设计非线性函数, 对观测误差进行滤波。将本文采用的 $\operatorname{atanfal}$ 函数与传统滤波器 Fal 进行对比, 如图 1 所示。

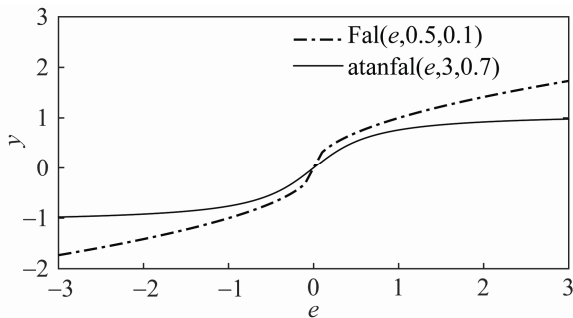


图 1 反正切函数与传统滤波函数比较

Fig. 1 Comparison of inverse tangent function and traditional filter function

图 1 中, 当输入变量 e 较小时, $\operatorname{atanfal}$ 函数的值较小, 有助于提升滤波效果; 同时斜率也较小, 有助于获得良好的观测效果。构建仿真模型验证其滤波及观测效果, 如图 2 所示。

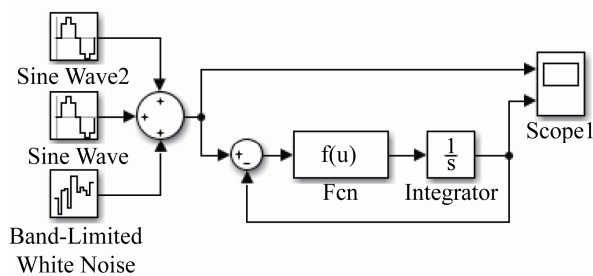


图 2 滤波器模型

Fig. 2 Filter model

图 2 中, 输入量为叠加正弦信号和带宽受限的高斯白噪声, 正弦信号为 $u(t) = 10\sin(2\pi t/9) + 7\sin(2\pi t/5)$, 得到原始信号和滤波信号如图 3 所示。

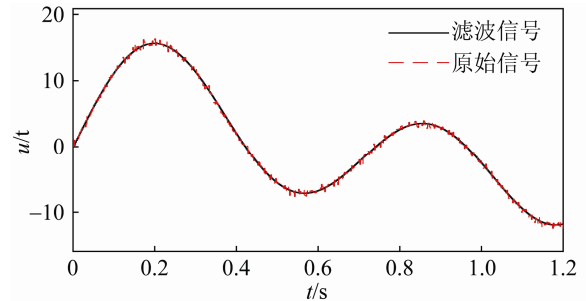


图 3 原始信号和滤波信号比较

Fig. 3 Comparison between original signal and filter signal

由图 3 可知, $\operatorname{atanfal}$ 函数对原函数进行了良好的滤波处理, 并且具有较强的跟踪性能。

2.1.2 观测器误差分析

对于构造的观测器式(25)~(26), 有以下定理:

定理 1 对于扩张子式(23)和(24), 在满足假设 1 的条件下, 对应的扩张扰动观测器式(25)~(26)估计误差有界。

证明 以子系统式(23)和观测器式(25)为例, 观测误差为:

$$\begin{cases} \tilde{e}_{11} = \hat{x}_{11} - \phi_{dr} \\ \tilde{e}_{12} = \hat{x}_{12} - x_{12} \end{cases} \quad (27)$$

结合式(23)、(25)整理可得观测误差状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_{11} = a_5 \tilde{e}_{11} + \tilde{e}_{12} - \beta_1 \tilde{e}_{11} \\ \dot{\tilde{e}}_{12} = -\alpha \operatorname{atanfal}(\tilde{e}_{11}, \sigma_1, \mu_1) \end{cases} \quad (28)$$

利用巴尔巴辛公式^[7]构造此观测误差状态方程的李雅普诺夫函数。由于该方程非线性, 首先将非线性项 $\operatorname{atanfal}(\tilde{e}_{11}, \sigma_1, \mu_1)$ 替代为 $\tilde{e}_{11}^*$, 并使用 β_1' 表示补偿了常数 a_5 之后的 β_1 , 考虑如下二阶系统:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_{11} = -\beta_1' \tilde{e}_{11} + \tilde{e}_{12} \\ \dot{\tilde{e}}_{12} = -\alpha \tilde{e}_{11}^* \end{cases} \quad (29)$$

该方程组特征根位于坐标系左半平面的充要条件为:

$$\begin{cases} \beta_1' > 0 \\ \alpha > 0 \end{cases} \quad (30)$$

5

2.2.1 速度控制

针对速度环中的非匹配扰动, 基于扩展扰动观测器设计如下的积分滑模控制面^[8-10]:

$$s_1 = e_1 + l_1 \int_0^t e_1 d\tau + l_2 \hat{x}_{22} \quad (39)$$

式中: $l_1, l_2 > 0$, 且多项式 $F(s) = s^2 + l_1 s + l_2$ 满足赫尔维兹条件。

设计控制率:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qs}^* &= [a_7 v + \hat{\Gamma}_d - \dot{v}^* + l_1 e_1 - \kappa_1 \operatorname{sgn}(s_1) + \\ & l_2 \alpha_2 \operatorname{atanfal}(e_{21}, \sigma_2, \mu_2)] / (-a_6 \hat{\phi}_{dr}) \end{aligned} \quad (40)$$

式中: $\kappa_1 > 0$ 。

定义李雅普诺夫函数 $V_1 = s_1^2 / 2$, 则根据式(38)~(40)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s_1 [a_6 \hat{\phi}_{dr} i_{qs} + a_7 v + \hat{\Gamma}_d - \dot{v}^* + l_1 e_1 - \\ & l_2 \alpha_2 \operatorname{atanfal}(e_{21}, \sigma_2, \mu_2)] = -\kappa_1 |s_1| \end{aligned} \quad (41)$$

2.2.2 磁链控制

磁链状态中同样存在非匹配扰动的影响, 结合扩展扰动观测器式(26)设计如下的滑模面:

$$s_2 = e_2 + l_3 \int_0^t e_2 d\tau + l_4 \hat{x}_{12} \quad (42)$$

式中: $l_3, l_4 > 0$ 。设计控制器:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds}^* &= [\dot{\phi}_{dr}^* - l_3 e_2 - \kappa_2 \operatorname{sgn}(s_2) - \hat{\phi}_d + \\ & l_4 \operatorname{atanfal}(e_{11}, \sigma_1, \mu_1) - a_5 \hat{\phi}_{dr}] / a_4 \end{aligned} \quad (43)$$

式中 $\kappa_2 > 0$ 。

考虑李雅普诺夫函数 $V_2 = s_2^2 / 2$, 对时间求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s_2 [a_4 \dot{i}_{ds}^* + a_5 \hat{\phi}_{dr} + \dot{\phi}_d - \dot{\phi}_{dr}^* + l_3 e_2 - \\ & l_4 \alpha_1 \operatorname{atanfal}(e_{11}, \sigma_1, \mu_1)] = -\kappa_2 |s_2| \end{aligned} \quad (44)$$

2.2.3 电流控制

由于电流子系统中不存在非匹配扰动的影响, 因此可以选择传统的滑模面 s_3^*, s_4^* :

$$\begin{cases} s_{i+2} = e_{i+2} + l_{i+4} \int_0^t e_{i+2} d\tau \\ s_{i+2}^* = s_{i+2} - s_{i+2}(0) e^{-\gamma t} \end{cases} \quad (45)$$

式中: $i \in \{1, 2\}$, $\gamma_i > 0$, 对 s_3^*, s_4^* 求导可得

$$\begin{cases} \dot{s}_3^* = a_1 i_{ds} + a_2 i_{qs} + b_1 V_{ds} - \dot{i}_{ds}^* + l_5 e_3 + \\ \gamma_1 s_3(0) e^{-\gamma t} \\ \dot{s}_4^* = -a_2 i_{ds} + a_1 i_{qs} + a_3 \hat{\phi}_{dr} + b_1 V_{qs} - \\ \dot{i}_{qs}^* + l_6 e_4 + \gamma_2 s_4(0) e^{-\gamma t} \end{cases} \quad (46)$$

设计控制率如下:

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -b_1^{-1} (a_1 i_{ds} + a_2 i_{qs} - \dot{i}_{ds}^* + l_5 e_3 + \\ \gamma_1 s_3(0) e^{-\gamma t} + \kappa_3 \operatorname{sgn}(s_3^*)) \\ V_{qs}^* = -b_1^{-1} (-a_2 i_{ds} + a_1 i_{qs} + a_3 \hat{\phi}_{dr} - \dot{i}_{qs}^* + \\ l_6 e_4 + \gamma_2 s_4(0) e^{-\gamma t} + \kappa_4 \operatorname{sgn}(s_4^*)) \end{cases} \quad (47)$$

将式(47)代入(46), 得到电流环闭环系统:

$$\begin{cases} \dot{s}_3^* = -\kappa_3 \operatorname{sgn}(s_3^*) \\ \dot{s}_4^* = -\kappa_4 \operatorname{sgn}(s_4^*) \end{cases} \quad (48)$$

选择 $\kappa_3, \kappa_4 > 0$, 则滑模变量 s_3^* 和 s_4^* 可以分别渐进收敛至滑模面 $s_3^* = 0$ 和 $s_4^* = 0$ 。

3 仿真研究

为了验证本文提出的基于扩展扰动观测器的新型积分滑模控制(EDO-NSMC)的有效性, 本节对其进行仿真研究。采用 MATLAB 软件作为仿真环境, 版本号为 2016a, 由于当前版本中 simulink 库无 LIM 模块, 因此采用编写 m 文件的方式搭建 LIM 模型, 按照图 4 设计控制系统结构。

(1) 为了验证 EDO-NSMC 的抗干扰性和动态性能, 设计 2 种控制器作为对照组, 分别为传统积分滑模控制器和经典 PID 控制器。LIM 的参数参照文献[3], 如表 1 所示。

表 1 直线感应电机参数

Tab. 1 Linear induction motor parameters

电机参数项	值	电机参数项	值
初级相电感 L_s/H	0.102 1	次级相电感 L_r/H	0.102 1
初级相电阻 R_s/Ω	6.268 9	次级相电阻 R_r/Ω	3.784 0
初级长度 l/m	0.135 0	互感 L_m/H	0.082 5
初级质量 M/kg	3.500 0	极距 h/m	0.027 0
粘滞系数 $D/(kg/s)$	40.950 0	极对数 P	2.000 0

对比实验主要分为以下 3 步:

step 1: 本文方法, 选取合适的参数如下:

扩展扰动观测器: $\alpha_i=45$, $\beta_i=80$, $\sigma_i=3$,

$\mu_i=0.7(i=1, 2)$ 。

控制器: $l_1=3, l_2=3, l_3=7, l_4=0.9, l_5=20, l_6=50,$
 $\kappa_1=0.6, \kappa_2=0.8, \kappa_3=10, \kappa_4=0.03, \gamma_1=0.5, \gamma_2=0.05$ 。

step 2: 传统滑模观测器设计, 通过控制变量方法与本文的 EDO-NSMC 进行比较, 因此将方法(1)中与扩展扰动观测器相关的参数设置为 0, 包括 α_1, α_2, l_2 和 l_4 。

step 3: 通过试凑法获取 PID 控制器的参数, 具体参数如表 2 所示。

表 2 PID 控制器参数
Tab. 2 PID controller parameters

控制回路	K_P	K_I	K_D
磁链控制器	45	140	0.2
速度控制器	60	35	0.2
d 轴电流控制器	40	180	0
q 轴电流控制器	50	50	0

仿真中, 扩展扰动观测器的初始状态设置为零。生成 2 组随机数作为非匹配扰动, 并采用球面插值使扰动曲线趋于平滑。仿真结果见图 5~9。

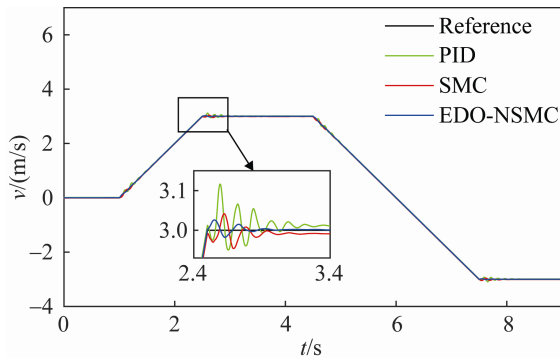


图 5 速度参考及跟踪误差
Fig. 5 Velocity reference and tracking error

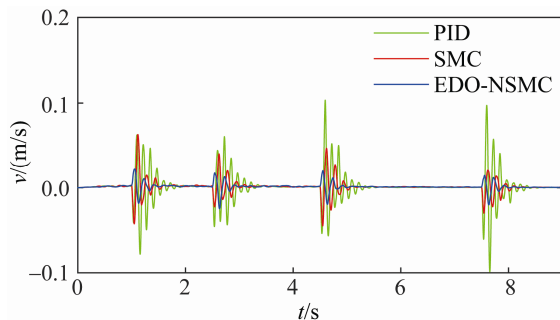


图 6 速度跟踪误差
Fig. 6 Tracking error of velocity

由图 5~6 可以看出, 当给定发生变化时, 3 种方法均能较好地跟踪速度和磁链的给定, 但是 EDO-NSMC 方法可以更快地达到稳态, 使系统具有更好的动态性能。和传统积分滑模控制器相比, 本文的新型积分滑模控制器抖振幅度更小, 可以较好地保护执行机构。类似的, 图 7 显示出, EDO-NSMC 作用下磁链的响应曲线具有更好动态性能。

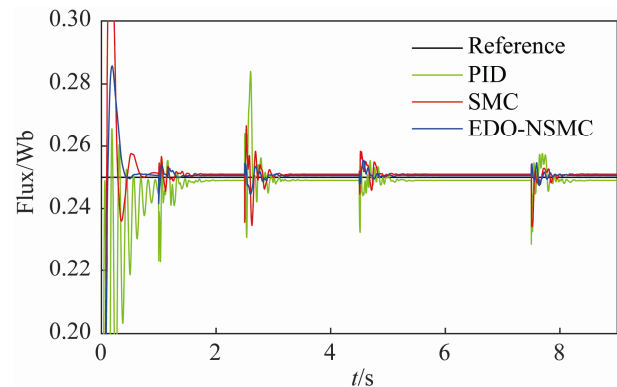


图 7 磁链参考及响应曲线
Fig. 7 Flux reference and response curve

图 8~9 显示了随机生成的非匹配扰动以及通过扩展扰动观测器得到的观测值, 图 8~9 可以看出, 在部分时间段内扰动的震荡较为频繁时, 由于观测器得到的值经过了滤波处理, 因此相比实际值的误差有所上升。而在总体趋势上, 通过观测扰动量导数并进行滤波后, 所设计的观测器可以较好地追踪系统中的非匹配扰动。

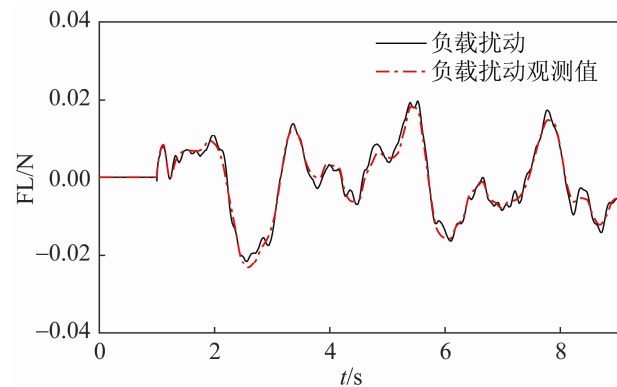


图 8 负载扰动及观测值
Fig. 8 Load disturbances and observations

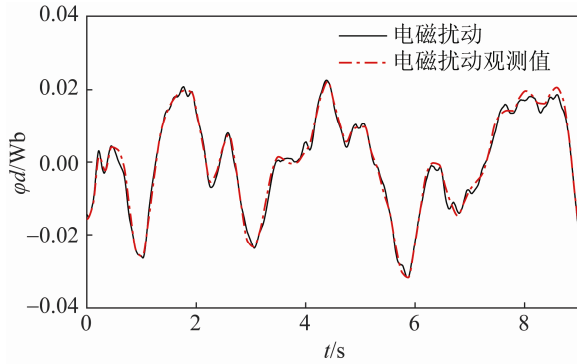


图 9 电磁扰动及观测值
Fig. 9 Flux disturbances and observations

图 10 显示了 LIM 在本文设计的 EDO-NSMC 作用下 d 轴和 q 轴电流的控制效果。

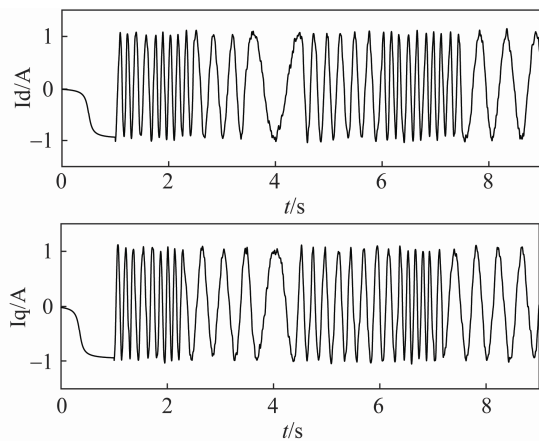


图 10 d 轴及 q 轴电流
Fig. 10 d axis current and q axis current

(2) 为了验证 EDO-NSMC 的鲁棒性, 设计 2 组对比实验, 分别更改直线感应电机的初级质量和粘滞系数。设置 $v^* = 3\sin(4t + 0.3\sin(4t))$ 作为速度参考。当初级质量更改为 $2M$ 和 $3M$ 时, 速度跟踪误差如图 11 所示; 当粘滞系数更改为 $1.5D$ 时, 速度跟踪误差如图 12 所示。

由图 11 可以看出, 在初级质量发生改变的情况下, 所设计的 EDO-NSMC 依然可以使电机较好地跟踪给定, 随着初级质量的增加, 速度跟踪误差略有升高。由图 12 可以看出, 在粘滞系数发生改变的情况下, 前 1.5 s 中速度跟踪误差存在一定的加大, 在后续的稳态运行中, 跟踪误差峰值几乎没有上升, 由于粘滞系数的提高, 误差相位逐

渐滞后。以上两项仿真结果表明, 所设计的控制器具有良好的鲁棒性。

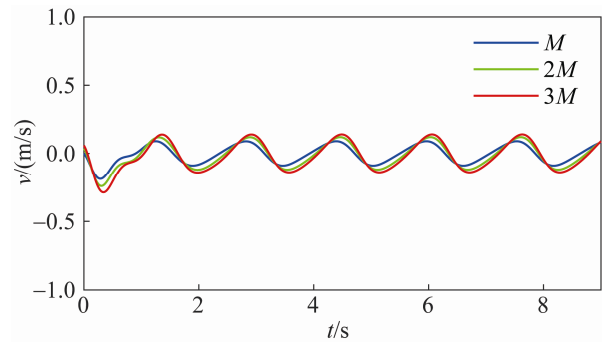


图 11 不同初级质量下速度跟踪误差
Fig. 11 Tracking error of velocity under different primary weights

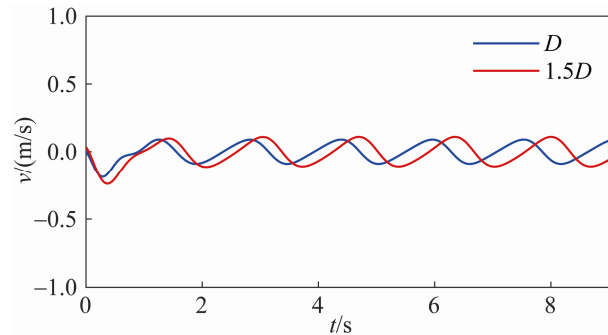


图 12 不同粘滞系数下速度跟踪误差
Fig. 12 Tracking error of velocity under different viscosity coefficients

4 结论

本文针对非匹配扰动影响下直线感应电机的速度跟踪问题, 基于扩张观测器设计了一种新型积分滑模控制器。多项仿真实验表明, 在非匹配扰动影响下, 本文设计的 EDO-NSMC 控制器比传统的积分滑模控制器和 PID 控制器具有更好的响应特性和鲁棒性。

与现有的一些 LIM 研究相比, 本文在设计控制器过程中, 着重考虑了非匹配扰动的影响, 并进行了检测和补偿。但在一些实际情况中, 往往需要两台或者多台电机同步控制, 此时针对每台电机设计各自的补偿器是否依然行之有效, 这一问题值得深入研究并进行相关的实验证明。

参考文献:

- [1] Wai R J, Chu C C. Robust Petri Fuzzy-Neural-Network Control for Linear Induction Motor Drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics (S0278-0046), 2007, 54(1): 177-189.
- [2] Zeghib O, Allag A, Hamidani B, et al. Input-output linearizing control of Induction Motor based on a newly extended MVT Observer Design[C]. International Conference on Communications and Electrical Engineering. El Oued, Algeria: IEEE, 2018: 1-6.
- [3] Chiang H H, Hsu K C, Li I H. Optimized Adaptive Motion Control Through an SoPC Implementation for Linear Induction Motor Drives[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics (S1083-4435), 2015, 20(1): 348-360.
- [4] Aghababa M P. Sliding-Mode Control Composite with Disturbance Observer for Tracking Control of Mismatched Uncertain nDoF Nonlinear Systems[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics (S1083-4435), 2018, 23(1): 482-490.
- [5] Ginoya D, Shendge P D, Phadke S B. State and Extended Disturbance Observer for Sliding Mode Control of Mismatched Uncertain Systems[J]. Journal of Dynamic Systems Measurement and Control Transactions of The ASME(S0022-0434), 2015, 137(7): 1-7.
- [6] 周林阳, 王生捷. 基于反正切非线性函数的自抗扰控制[J]. 上海交通大学学报, 2013, 47(7): 1043-1048, 1054.
- Zhou Linyang, Wang Shengjie. Active Disturbance Rejection Control Based on Arctangent Nonlinear Function[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2013, 47 (7): 1043-1048, 1054.
- [7] 杨万禄, 梁立华. 非线性系统李雅普诺夫函数构造分析[C]//现代高等数学国际研讨会论文集. 合肥: 大学数学杂志社, 1994: 110-115.
- Yang Wanlu, Liang Lihua. Analysis of Lyapunov Function Construction for Nonlinear Systems[C]. Proceedings of the International Symposium on Modern Higher Mathematics. Hefei: University Mathematics Magazine, 1994: 110-115.
- [8] 李建雄, 章启宇, 高崇一, 等. 带有非匹配扰动的连续结晶器振动位移系统自适应反步滑模控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(3): 578-586.
- Li Jianxiong, Zhang Qiyu, Gao Chongyi, et al. Adaptive Backstepping Sliding Mode Control for Vibratory Displacement System of Continuous Casting Mold with Unmatched Disturbance[J]. Control and Decision, 2020, 35(3): 578-586.
- [9] Yang J, Li S H, Yu X H. Sliding-Mode Control for Systems with Mismatched Uncertainties via a Disturbance Observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics (S0278-0046), 2013, 60(1): 160-169.
- [10] Kayacan E. Sliding Mode Control for Systems with Mismatched Time-varying Uncertainties via a Self-learning Disturbance Observer[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control (S0142-3312), 2019, 41(7): 2039-2052.