

基于固定时间干扰观测器的永磁直线同步电机位移跟踪动态面反步控制^①

刘乐^{②*} 邵暖^{③**} 高杰^{*} 宋红姣^{*}

(^{*} 燕山大学智能控制系统与智能装备教育部工程研究中心 秦皇岛 066004)

(^{**} 河北环境工程学院环境工程系 秦皇岛 066102)

摘要 针对存在参数摄动、负载扰动和未建模动态等不确定因素的永磁直线同步电机(PMLSM)位移系统,提出了一种基于固定时间干扰观测器的动态面反步控制方法。首先,通过构造干扰观测器对系统的非匹配不确定项和匹配不确定项进行观测估计,且其观测误差能够在固定时间内收敛于0;其次,将反步控制与动态面控制相结合完成PMLSM固定时间位移跟踪控制器的设计,有效避免了常规反步控制存在的“微分爆炸”问题,并简化了系统控制器的设计过程。理论分析表明,PMLSM位移系统在本文所提控制方法的作用下能够在固定时间内收敛。最后,与其他控制方法进行了仿真对比研究,仿真结果验证了所提方法的有效性。

关键词 永磁直线同步电机(PMLSM); 位移跟踪; 固定时间干扰观测器; 反步控制; 动态面控制; 固定时间控制

0 引言

常规的旋转电机常与齿轮、皮带、滚珠丝杠等中间部件配合使用,这使得系统存在弹性变形、机械损耗、摩擦等问题,并且该传动方式已越来越难以满足工业领域对高精度的控制需求^[1]。而永磁直线同步电机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)则省去了中间环节,可实现无间隙传动,具有结构简单、调速范围宽、平稳性好、噪声低、精度高等特点,在微电子生产、工业机器人、航空航天等领域得到了广泛应用^[2]。然而PMLSM易受到参数摄动、负载扰动和未建模动态等不确定因素的影响,进而影响系统的稳定运行及跟踪控制精度^[3]。

针对上述问题,文献[4]将PMSLM的负载阻力、推力波动和摩擦力等作为总干扰,构造了观测器对其进行观测估计,并将输出的估计值引入到设计

的反步控制器中进行补偿。文献[5]通过构造神经网络对系统的负载扰动、摩擦力等不确定因素进行逼近估计,有效提高了系统的跟踪精度。需要说明的是,文献[4-5]分别属于指数收敛和有限时间收敛控制,且收敛时间受系统初始状态的影响。而固定时间控制的设定时间上界与系统的初始条件无关,只与设计参数相关,因而受到了许多学者的关注。文献[6]利用多面滑模方法解决了双电机驱动系统的跟踪控制问题,并保证在不考虑初始状态情况下系统的固定时间收敛特性。文献[7]采用超螺旋观测器估计系统的不确定项,并基于反步滑模控制方法实现系统的跟踪误差在固定时间内收敛到原点的一个小邻域内。文献[8]针对一类严格反馈非线性系统,基于反步法和Lyapunov理论给出了使系统全局固定时间稳定的充分条件和设计步骤,并消除了控制器存在的奇点问题,然而该控制器设计方法存在“微分爆炸”的问题。针对此问题,文献[9]提出

① 国家自然科学基金(61803327),河北省自然科学基金(F2020203018,F2019203090)和河北省重点研发计划(18212109)资助项目。

② 男,1985年生,博士,副教授;研究方向:复杂动态系统建模、分析与控制;E-mail:leliu@ysu.edu.cn

③ 通信作者,E-mail:shaonuan0427@163.com

(收稿日期:2020-10-13)

一种基于指令滤波器的自适应反步控制方法, 虽解决了常规反步法存在的“微分爆炸”问题, 但控制器的整个推导过程较繁琐, 不易理解。文献[10]采用动态面控制方法对系统的虚拟控制量进行估计, 但该控制器设计方法易受到采样周期和噪声的影响。文献[11]提出了一种新的动态面控制方法, 它可以有效削弱采样周期和噪声对其性能的影响, 且能够保证滤波器的收敛速度和观测精度。

基于上述分析, 本文提出一种基于固定时间干扰观测器的永磁直线同步电机位移跟踪动态面反步控制方法。首先, 利用固定时间干扰观测器对PMLSM位移系统的非匹配不确定项和匹配不确定项进行观测估计, 以提高系统的跟踪控制精度, 并使得观测误差能够在固定时间内收敛于0; 其次, 将反步控制与动态面控制相结合完成PMLSM位移跟踪控制器的设计, 以避免常规反步控制方法存在的“微分爆炸”问题, 简化系统控制器的设计过程, 并使得系统状态能够在固定时间内收敛; 最后, 通过仿真对比研究验证本文所提方法能够实现PMLSM较高精度的位移跟踪控制, 并具有较快的响应速度和较强的抗干扰能力。

1 PMLSM 位移系统数学模型

考虑系统的参数摄动、负载扰动和未建模动态等不确定因素的影响, PMLSM 在旋转正交坐标系($d-q$)下的数学模型^[12]为

$$\begin{cases} \dot{x} = v \\ \dot{v} = -\frac{B}{M}v + \frac{K_f}{M}i_q - \frac{1}{M}F + D \\ \dot{i}_q = \frac{1}{L}u_q - \frac{R}{L}i_q - \frac{\pi v}{p}i_d - \frac{\pi \psi_f v}{pL} + d_1 \\ \dot{i}_d = \frac{1}{L}u_d - \frac{R}{L}i_d + \frac{\pi v}{p}i_q + d_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中, x 为动子位移, v 为动子线速度, M 为动子总质量, B 为粘滞摩擦系数, K_f 为电磁推力系数, F 为负载项, L 表示 d,q 轴的等效电感, p 为电机极距, R 为初级绕组的电阻, ψ_f 为永磁体磁链, u_d, u_q, i_d, i_q 分别为 d, q 轴的电压和电流, D 为系统的非匹配不确定项(包括参数摄动 $\Delta B, \Delta K_f$, 以及由端部效应

力、摩擦力和负载阻力变化引起的负载综合扰动 ΔF), d_1 和 d_2 为系统的匹配不确定项(包括参数摄动 ΔR 和未建模动态)。

2 预备知识

引理 1^[13] 考虑如下系统:

$$\dot{x} = f(x), f(0) = 0 \quad (2)$$

假设存在连续正定函数 $V(x)$ 满足不等式

$$\dot{V}(x) \leq -AV(x) - BV(x)^{\lambda} \quad (3)$$

式中, $A, B > 0$, 且 $0 < \lambda < 1$ 。则系统状态将在有限时间内收敛到 0, 且收敛时间为

$$T_{finite} \leq \frac{1}{A(1-\lambda)} \ln \frac{AV^{1-\lambda}(x_0) + B}{B} \quad (4)$$

引理 2^[14] 存在非负实数 $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_l$, 且 $0 \leq f \leq 1, g > 1$, 有:

$$\begin{cases} (\xi_1^f + \xi_2^f + \dots + \xi_l^f) \geq (\xi_1 + \xi_2 + \dots + \xi_l)^f \\ (\xi_1^g + \xi_2^g + \dots + \xi_l^g) \geq l^{1-g}(\xi_1 + \xi_2 + \dots + \xi_l)^g \end{cases} \quad (5)$$

引理 3^[15] 考虑如下系统:

$$\dot{y}(t) = -ay(t)^{\frac{m}{n}} - by(t)^{\frac{p}{q}}, y(0) = y_0 \quad (6)$$

式中, $a, b > 0; m, n, p, q$ 均为正奇数, 且满足 $m > n, q > p$ 。则系统是固定时间稳定的, 且收敛时间为

$$T_{fix} \leq \frac{1}{a} \frac{n}{m-n} + \frac{1}{b} \frac{q}{q-p} \quad (7)$$

3 固定时间干扰观测器设计

本节通过构造干扰观测器^[16]分别对PMLSM位移系统式(1)中的非匹配不确定项 D 和匹配不确定项 d_1, d_2 进行动态观测。

考虑系统式(1)中的状态已知可测, 并假设系统不确定项 D, d_1 和 d_2 连续可微, 且存在 $\delta_i > 0, i = 1, 2, 3$, 使得 $|\dot{D}| \leq \delta_1, |\dot{d}_1| \leq \delta_2$ 和 $|\dot{d}_2| \leq \delta_3$ 。将观测非匹配不确定项 D 的固定时间干扰观测器构造为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{v}} = -\frac{B}{M}v + \frac{K_f}{M}i_q - \frac{1}{M}F + \hat{D} - k_{11}\phi_{11}(\tilde{v}) \\ \dot{\hat{D}} = -k_{12}\phi_{12}(\tilde{v}) \end{cases} \quad (8)$$

式中, \hat{v}, \hat{D} 分别为 v, D 的估计值; 定义 $\tilde{v} = \hat{v} - v, \tilde{D} = \hat{D} - D$ 分别为 v, D 的观测误差; $k_{11}, k_{12} > 0$ 为观测器增益; $\phi_{11}(\tilde{v})$ 和 $\phi_{12}(\tilde{v})$ 为修正项,且具体形式为

$$\begin{cases} \phi_{11}(\tilde{v}) = |\tilde{v}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{v}) + \mu_1 |\tilde{v}|^{\frac{3}{2}} \text{sign}(\tilde{v}) \\ \phi_{12}(\tilde{v}) = \frac{1}{2} \text{sign}(\tilde{v}) + 2\mu_1 \tilde{v} + \frac{3}{2} \mu_1^2 |\tilde{v}|^2 \text{sign}(\tilde{v}) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $\mu_1 > 0, \text{sign}(\tilde{v})$ 为符号函数。

基于式(8)和式(9),求 \tilde{v} 和 \tilde{D} 的导数,得到:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{v}} = \dot{\hat{v}} - \dot{v} = \hat{D} - k_{11} \phi_{11}(\tilde{v}) - D \\ = -k_{11} \phi_{11}(\tilde{v}) + \tilde{D} \\ \dot{\tilde{D}} = \dot{\hat{D}} - \dot{D} = -k_{12} \phi_{12}(\tilde{v}) - \dot{D} \end{cases} \quad (10)$$

进一步,将观测匹配不确定项 d_1 和 d_2 的固定时间干扰观测器分别构造为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}_q} = \frac{1}{L} u_q - \frac{R}{L} \tilde{i}_q - \frac{\pi v}{p} \tilde{i}_d - \frac{\pi \psi_f v}{p L} + \hat{d}_1 - k_{21} \phi_{21}(\tilde{i}_q) \\ \dot{\tilde{d}_1} = -k_{22} \phi_{22}(\tilde{i}_q) \\ \dot{\tilde{i}_d} = \frac{1}{L} u_d - \frac{R}{L} \tilde{i}_d + \frac{\pi v}{p} \tilde{i}_q + \hat{d}_2 - k_{31} \phi_{31}(\tilde{i}_d) \\ \dot{\tilde{d}_2} = -k_{32} \phi_{32}(\tilde{i}_d) \end{cases} \quad (11)$$

式中, $\hat{i}_q, \hat{d}_1, \hat{i}_d$ 和 \hat{d}_2 分别为 i_q, d_1, i_d 和 d_2 的估计值; 定义 $\tilde{i}_q = \hat{i}_q - i_q, \tilde{d}_1 = \hat{d}_1 - d_1, \tilde{i}_d = \hat{i}_d - i_d$ 和 $\tilde{d}_2 = \hat{d}_2 - d_2$ 分别为 i_q, d_1, i_d 和 d_2 的观测误差; $k_{21}, k_{22}, k_{31}, k_{32} > 0$ 为观测器增益; $\phi_{21}(\tilde{i}_q), \phi_{22}(\tilde{i}_q), \phi_{31}(\tilde{i}_d)$ 和 $\phi_{32}(\tilde{i}_d)$ 为修正项,且具体形式为

$$\begin{cases} \phi_{21}(\tilde{i}_q) = |\tilde{i}_q|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_q) + \mu_2 |\tilde{i}_q|^{\frac{3}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_q) \\ \phi_{22}(\tilde{i}_q) = \frac{1}{2} \text{sign}(\tilde{i}_q) + 2\mu_2 \tilde{i}_q + \frac{3}{2} \mu_2^2 |\tilde{i}_q|^2 \text{sign}(\tilde{i}_q) \\ \phi_{31}(\tilde{i}_d) = |\tilde{i}_d|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_d) + \mu_3 |\tilde{i}_d|^{\frac{3}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_d) \\ \phi_{32}(\tilde{i}_d) = \frac{1}{2} \text{sign}(\tilde{i}_d) + 2\mu_3 \tilde{i}_d + \frac{3}{2} \mu_3^2 |\tilde{i}_d|^2 \text{sign}(\tilde{i}_d) \end{cases} \quad (12)$$

式中, $\mu_2, \mu_3 > 0, \text{sign}(\tilde{i}_q)$ 和 $\text{sign}(\tilde{i}_d)$ 均为符号函数。

考虑到非匹配不确定项 D 与匹配不确定项 d_1, d_2 的观测器构造过程类似,本节以非匹配不确定项 D 为例,给出干扰观测器的收敛性分析过程。

定理 1 在 $|\dot{D}| \leq \delta_1, \delta_1 > 0$, 且 $\mu_1 > 0$ 的情况下,若参数 k_{11}, k_{12} 位于集合 K 内,且:

$$K =$$

$$\begin{cases} (k_{11}, k_{12}) \in R^2 \mid 0 < k_{11} \leq 2\sqrt{\delta_1}, k_{12} > \frac{k_{11}^2}{4} + \frac{4\delta_1^2}{k_{11}^2} \\ \cup \{(k_{11}, k_{12}) \in R^2 \mid k_{11} > 2\sqrt{\delta_1}, k_{12} > 2\delta_1\} \end{cases} \quad (13)$$

则观测器式(8)的观测误差 \tilde{v} 和 \tilde{D} 能够在固定时间内稳定。

证明 选取 Lyapunov 函数

$$V_1 = \mathbf{M}^T \mathbf{P} \mathbf{M} \quad (14)$$

式中, $\mathbf{M}^T = [\phi_{11}(\tilde{v}), \tilde{D}]$, \mathbf{P} 为正定对称矩阵(即 $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$),并满足如下线性矩阵不等式:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \varepsilon \mathbf{I} + 4\delta_1^2 \mathbf{C}^T \mathbf{C} & \mathbf{P} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T \mathbf{P} & -1 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (15)$$

式中, $\varepsilon > 0, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_{11} & 1 \\ -k_{12} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \ 0]$ 。

对矩阵 \mathbf{M} 求导,并进行整理可得:

$$\dot{\mathbf{M}} = \phi_{11}'(\tilde{v})(\mathbf{A}\mathbf{M} - \mathbf{B}\rho(x, \mathbf{M}_1)) \quad (16)$$

式中, $\rho(x, \mathbf{M}_1) = \frac{\dot{D}}{\phi_{11}'(\tilde{v})} =$

$$\frac{2 \dot{D} \text{sign}(\tilde{v})}{(1 + 3\mu_1 |\tilde{v}|)(1 + \mu_1 |\tilde{v}|)} \mathbf{M}_1, \mathbf{M}_1 = \phi_{11}(\tilde{v}); \text{且}$$

由 $|\dot{D}| \leq \delta_1$, 可有 $\rho(x, \mathbf{M}_1) \leq 2\delta_1 |\mathbf{M}_1|$ 。

进一步,定义:

$$\begin{aligned} \omega(\rho, \mathbf{M}) &= -\rho^2(x, \mathbf{M}_1) + 4\delta_1^2 \mathbf{M}_1^2 \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \rho \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 4\delta_1^2 \mathbf{C}^T \mathbf{C} & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \rho \end{bmatrix} \geq 0 \end{aligned} \quad (17)$$

对式(14)进行求导,可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \phi_{11}'(\tilde{v}) \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \rho \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} & \mathbf{P} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T \mathbf{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \rho \end{bmatrix} \\ &\leq \phi_{11}'(\tilde{v}) \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \rho \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} & \mathbf{P} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T \mathbf{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \rho \end{bmatrix} + \omega(\rho, \mathbf{M}) \right\} \end{aligned}$$

$$= \phi'_{11}(\bar{v}) \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \rho \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + 4\delta_1^2 \mathbf{C}^T \mathbf{C} & \mathbf{P} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T \mathbf{P} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \rho \end{bmatrix} \\ \leq -\phi'_{11}(\bar{v}) \varepsilon \| \mathbf{M} \|_2^2 \quad (18)$$

式中, $\| \mathbf{M} \|_2^2 = |\bar{v}| + 2\mu_1 |\bar{v}|^2 + \mu_1^2 |\bar{v}|^3 + \tilde{D}^2$ 。

进一步, 根据 $\lambda_{\min}\{\mathbf{P}\} \| \mathbf{M} \|_2^2 \leq V_1 \leq \lambda_{\max}\{\mathbf{P}\} \| \mathbf{M} \|_2^2$ 和 $-|\bar{v}|^{-\frac{1}{2}} \leq -\| \mathbf{M} \|_2^{-1}$, 并将 $\phi'_{11}(\bar{v}) = \frac{1}{2} |\bar{v}|^{-\frac{1}{2}} + \frac{3}{2} \mu_1 |\bar{v}|^{\frac{1}{2}}$ 代入式(18)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -\frac{\varepsilon}{2|\bar{v}|^{\frac{1}{2}}} \| \mathbf{M} \|_2^2 - \frac{3}{2} \mu_1 |\bar{v}|^{\frac{1}{2}} \varepsilon \| \mathbf{M} \|_2^2 \\ &\leq -\frac{\varepsilon}{2} \| \mathbf{M} \|_2^2 - \frac{3}{2} \mu_1 |\bar{v}|^{\frac{1}{2}} \varepsilon \| \mathbf{M} \|_2^2 \\ &\leq -\frac{3}{2} \frac{\varepsilon}{\lambda_{\max}\{\mathbf{P}\} \mu_1} |\bar{v}|^{\frac{1}{2}} V_1 - \frac{\varepsilon}{2 \lambda_{\max}^{\frac{1}{2}} \{\mathbf{P}\}} V_1^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (19)$$

结合引理 1 可知, 观测误差 \bar{v} 和 \tilde{D} 将在有限时间内收敛到 0; 进一步, 根据双齐次度原理^[17]可知, \bar{v} 和 \tilde{D} 可在固定时间 T_{f1} 内收敛到 0。同理, 观测器式(11)的观测误差 \tilde{d}_1 和 \tilde{d}_2 也可分别在固定时间 T_{f2}, T_{f3} 内收敛到 0。

4 PMLSM 位移跟踪动态面反步控制器设计

第 1 步, 基于式(1)定义 PMLSM 的位移误差面。

$$e_1 = x - x^* \quad (20)$$

式中, x^* 为 PMLSM 的给定位移。

求式(20)的导数, 可得到:

$$\dot{e}_1 = \dot{x} - \dot{x}^* = v - \dot{x}^* \quad (21)$$

基于式(21)选取虚拟控制量:

$$\bar{v} = \dot{x}^* - \alpha_1 \text{sig}(e_1)^{\gamma_1} - \beta_1 \text{sig}(e_1)^{\gamma_2} \quad (22)$$

式中, $\alpha_1, \beta_1 > 0, 0 < \gamma_1 < 1, \gamma_2 > 1$ 均为待设计的虚拟控制量参数; $\text{sig}(e_1)^{\gamma_1} = |e_1|^{\gamma_1} \text{sign}(e_1)$, $\text{sig}(e_1)^{\gamma_2} = |e_1|^{\gamma_2} \text{sign}(e_1)$, 其中 $\text{sign}(e_1)$ 为符号函数。

让 \bar{v} 通过如下低通滤波器 1, 得到新的状态 v_d :

$$\eta_1 \dot{v}_d = \text{sig}(\bar{v} - v_d)^{\gamma_1} + \text{sig}(\bar{v} - v_d)^{\gamma_2} \quad (23)$$

式中, $\eta_1 > 0$ 为待设计的低通滤波器参数。

定义低通滤波器 1 的滤波误差为

$$E_1 = v_d - \bar{v} \quad (24)$$

则可将式(21)进一步写为

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= v - v_d + E_1 - \alpha_1 \text{sig}(e_1)^{\gamma_1} - \beta_1 \text{sig}(e_1)^{\gamma_2} \end{aligned} \quad (25)$$

第 2 步, 定义 PMLSM 的速度误差面。

$$e_2 = v - v_d \quad (26)$$

求式(26)的导数, 可有:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{v} - \dot{v}_d = -\frac{B}{M} v + \frac{K_f}{M} i_q - \frac{1}{M} F + D - \dot{v}_d \end{aligned} \quad (27)$$

基于式(27)选取虚拟控制量。

$$\begin{aligned} \bar{i}_q &= \frac{M}{K_f} \left(\frac{B}{M} v + \frac{1}{M} F - \hat{D} + \dot{v}_d - e_1 \right. \\ &\quad \left. - \alpha_2 \text{sig}(e_2)^{\gamma_1} - \beta_2 \text{sig}(e_2)^{\gamma_2} \right) \end{aligned} \quad (28)$$

式中, $\alpha_2, \beta_2 > 0$ 均为待设计的虚拟控制量参数; $\text{sig}(e_2)^{\gamma_1} = |e_2|^{\gamma_1} \text{sign}(e_2)$, $\text{sig}(e_2)^{\gamma_2} = |e_2|^{\gamma_2} \text{sign}(e_2)$, 其中 $\text{sign}(e_2)$ 为符号函数。

让 \bar{i}_q 通过如下低通滤波器 2, 得到新的状态 i_{qd} 。

$$\eta_2 \dot{i}_{qd} = \text{sig}(\bar{i}_q - i_{qd})^{\gamma_1} + \text{sig}(\bar{i}_q - i_{qd})^{\gamma_2} \quad (29)$$

式中, $\eta_2 > 0$ 为待设计的低通滤波器参数。

定义低通滤波器 2 的滤波误差:

$$E_2 = i_{qd} - \bar{i}_q \quad (30)$$

考虑到当 $t > T_{f1}$ 时, $\tilde{D} = 0$, 则式(27)可进一步整理为

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \frac{K_f}{M} (i_q - i_{qd} + E_2) - e_1 - \alpha_2 \text{sig}(e_2)^{\gamma_1} - \beta_2 \text{sig}(e_2)^{\gamma_2} \end{aligned} \quad (31)$$

第 3 步, 采用磁场定向的矢量控制方法, 即 d 轴的期望电流值 $i_d^* = 0$, 并定义 PMLSM 的电流误差面。

$$\begin{cases} e_3 = i_q - i_{qd} \\ e_4 = i_d - i_d^* \end{cases} \quad (32)$$

求式(32)的导数, 可有:

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \frac{1}{L} u_q - \frac{R}{L} i_q - \frac{\pi v}{p} i_d - \frac{\pi \psi_f v}{pL} + d_1 - \dot{i}_{qd} \\ \dot{e}_4 = \frac{1}{L} u_d - \frac{R}{L} i_d + \frac{\pi v}{p} i_q + d_2 \end{cases} \quad (33)$$

进而可将 PMLSM 位移跟踪动态面反步控制器设计为

$$\begin{cases} u_q = L \left(\frac{R}{L} i_q + \frac{\pi v}{p} i_d + \frac{\pi \psi_f v}{pL} - \hat{d}_1 + \dot{i}_{qd} - \frac{K_f}{M} e_2 \right. \\ \quad \left. - \alpha_3 \text{sig}(e_3)^{\gamma_1} - \beta_3 \text{sig}(e_3)^{\gamma_2} \right) \\ u_d = L \left(\frac{R}{L} i_d - \frac{\pi v}{p} i_q - \hat{d}_2 - \alpha_4 \text{sig}(e_4)^{\gamma_1} - \beta_4 \text{sig}(e_4)^{\gamma_2} \right) \end{cases} \quad (34)$$

式中, $\alpha_3, \beta_3, \alpha_4, \beta_4 > 0$ 均为待设计的控制器参数, $\text{sig}(e_3)^{\gamma_1} = |e_3|^{\gamma_1} \text{sign}(e_3)$, $\text{sig}(e_3)^{\gamma_2} = |e_3|^{\gamma_2} \text{sign}(e_3)$, $\text{sig}(e_4)^{\gamma_1} = |e_4|^{\gamma_1} \text{sign}(e_4)$, $\text{sig}(e_4)^{\gamma_2} = |e_4|^{\gamma_2} \text{sign}(e_4)$, 其中 $\text{sign}(e_3)$ 和 $\text{sign}(e_4)$ 均为符号函数。

此外, 考虑到当 $t > \max(T_{\mu}, T_{\beta})$ 时, $\tilde{d}_1 = 0$ 、 $\tilde{d}_2 = 0$, 则将式(34)代入式(33)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -\frac{K_f}{M} e_2 - \alpha_3 \text{sig}(e_3)^{\gamma_1} - \beta_3 \text{sig}(e_3)^{\gamma_2} \\ \dot{e}_4 = -\alpha_4 \text{sig}(e_4)^{\gamma_1} - \beta_4 \text{sig}(e_4)^{\gamma_2} \end{cases} \quad (35)$$

5 收敛性分析

定理 2 针对受参数摄动、负载扰动和未建模动态等不确定因素影响的 PMLSM 位移系统式(1), 通过构造固定时间干扰观测器式(8)和式(11), 选用低通滤波器式(23)和式(29), 设计动态面反步控制器式(34), 则 PMLSM 位移系统能够在固定时间内收敛。

证明 定义 $T_{f_{\max}} = \max(T_{\mu}, T_{\beta})$, PMLSM 位移系统式(1)的收敛性分析过程分为两部分。当 $t > T_{f_{\max}}$ 时, 分析 PMLSM 位移系统式(1)的固定时间收敛性; 当 $0 \leq t \leq T_{f_{\max}}$ 时, 通过选择合适的观测器参数, 保证系统状态不会逃逸到无穷大。

(1) 当 $t > T_{f_{\max}}$ 时

选取 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^4 e_i^2 + \sum_{j=1}^2 E_j^2 \right) \quad (36)$$

求低通滤波器误差式(24)和式(30)的导数:

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = -\frac{1}{\eta_1} \text{sig}(E_1)^{\gamma_1} - \frac{1}{\eta_1} \text{sig}(E_1)^{\gamma_2} + C_1(\cdot) \\ \dot{E}_2 = -\frac{1}{\eta_2} \text{sig}(E_2)^{\gamma_1} - \frac{1}{\eta_2} \text{sig}(E_2)^{\gamma_2} + C_2(\cdot) \end{cases} \quad (37)$$

式中, $C_1(\cdot) = -\dot{v}$, $C_2(\cdot) = -\dot{i}_q$ 。

假设存在 $\omega_j \in \mathbb{R}^+$, 使得 $C_j(\cdot) \leq \omega_j$, 则求式(36)的导数, 可得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \sum_{i=1}^4 e_i \dot{e}_i + \sum_{j=1}^2 E_j \dot{E}_j \\ &\leq \sum_{i=1}^4 \left[-\alpha_i (e_i^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \beta_i (e_i^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right] \\ &\quad + \sum_{j=1}^2 \left[-\frac{1}{\eta_j} (E_j^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \frac{1}{\eta_j} (E_j^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right] \\ &\quad + \sum_{j=1}^2 \left[\frac{\omega_j^2}{2} + \frac{E_j^2}{2} \right] + \frac{1}{2} \left(E_1^2 + \frac{K_f}{M} E_2^2 \right) \\ &\quad + \frac{1}{2} \left(e_1^2 + \frac{K_f}{M} e_2^2 \right) \end{aligned} \quad (38)$$

为保证闭环系统状态在固定时间内收敛, 令 α_i

$= \alpha_{i1} + \alpha_{i2}$, $\beta_i = \beta_{i1} + \beta_{i2}$, $\frac{1}{\eta_j} = \eta'_j = \eta'_{j1} + \eta'_{j2}$, 则有如下讨论。

1) 当 $e_i \geq 1$, $E_j \geq 1$ 时, 有 $\beta_{i2} (e_i^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \geq \beta_{i2} e_i^2$, $\eta'_{j2} (E_j^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \geq \eta'_{j2} E_j^2$ 。假设存在 $\beta_{i2} \geq \max\left(\frac{1}{2}, \frac{K_f}{2M}\right)$,

$\eta'_{j2} \geq \max\left(1, \frac{1}{2} + \frac{K_f}{2M}\right)$, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq \sum_{i=1}^4 \left[-\alpha_i (e_i^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \beta_{i1} (e_i^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right] \\ &\quad + \sum_{j=1}^2 \left[-\eta'_{j1} (E_j^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \eta'_{j1} (E_j^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} + \frac{\omega_j^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (39)$$

2) 当 $e_i < 1$, $E_j < 1$ 时, 有 $\alpha_{i2} (e_i^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \geq \alpha_{i2} e_i^2$, $\eta'_{j2} (E_j^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \geq \eta'_{j2} E_j^2$ 。假设存在 $\alpha_{i2} \geq \max\left(\frac{1}{2}, \frac{K_f}{2M}\right)$,

$\eta'_{j2} \geq \max\left(1, \frac{1}{2} + \frac{K_f}{2M}\right)$, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq \sum_{i=1}^4 \left[-\alpha_{i1} (e_i^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \beta_i (e_i^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right] \\ &\quad + \sum_{j=1}^2 \left[-\eta'_{j1} (E_j^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \eta'_{j1} (E_j^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} + \frac{\omega_j^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (40)$$

3) 当 $e_i \geq 1$, $E_j < 1$ 时, 有 $\beta_{i2} (e_i^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \geq \beta_{i2} e_i^2$, $\eta'_{j2} (E_j^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \geq \eta'_{j2} E_j^2$ 。假设存在 $\beta_{i2} \geq \max\left(\frac{1}{2}, \frac{K_f}{2M}\right)$,

$\eta'_j \geq \max\left(1, \frac{1}{2} + \frac{K_f}{2M}\right)$, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq \sum_{i=1}^4 \left[-\alpha_{ii}(e_i^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \beta_{ii}(e_i^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right] \\ &+ \sum_{j=1}^2 \left[-\eta'_{j1}(E_j^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \eta'_{j1}(E_j^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} + \frac{\omega_j^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (41)$$

4) 当 $e_i < 1, E_j \geq 1$ 时, 有 $\alpha_{ii}(e_i^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \geq \alpha_{ii}e_i^2$, $\eta'_{j1}(E_j^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \geq \eta'_{j1}E_j^2$ 。假设存在 $\alpha_{ii} \geq \max\left(\frac{1}{2}, \frac{K_f}{2M}\right)$,

$\eta'_j \geq \max\left(1, \frac{1}{2} + \frac{K_f}{2M}\right)$, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq \sum_{i=1}^4 \left[-\alpha_{ii}(e_i^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \beta_{ii}(e_i^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right] \\ &+ \sum_{j=1}^2 \left[-\eta'_{j1}(E_j^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \eta'_{j1}(E_j^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} + \frac{\omega_j^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (42)$$

至此, 基于上述分析, 当 $\alpha_{ii} \geq \max\left(\frac{1}{2}, \frac{K_f}{2M}\right)$, β_{ii}

$\geq \max\left(\frac{1}{2}, \frac{K_f}{2M}\right)$, $\eta'_j \geq \max\left(1, \frac{1}{2} + \frac{K_f}{2M}\right)$ 时, 有:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq \sum_{i=1}^4 \left[-\alpha_{ii}(e_i^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \beta_{ii}(e_i^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right] \\ &+ \sum_{j=1}^2 \left[-\eta'_{j1}(E_j^2)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \eta'_{j1}(E_j^2)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} + \frac{\omega_j^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (43)$$

定义 $N = [\alpha_{ii}, \dots]$, $T = [\beta_{ii}, \dots]$, $i = 1, 2, 3, 4$,

$\boldsymbol{\eta} = [\eta'_{11}, \eta'_{21}]$, 则结合引理 2 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -N \left(\sum_{i=1}^4 e_i^2 \right)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \boldsymbol{\eta} \left(\sum_{j=1}^2 E_j^2 \right)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \\ &- T \left(\sum_{i=1}^4 e_i^2 \right)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} - \boldsymbol{\eta} \left(\sum_{j=1}^2 E_j^2 \right)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} + \sum_{j=1}^2 \frac{\omega_j^2}{2} \\ &\leq -\min(N, \boldsymbol{\eta}) \left(\sum_{i=1}^4 e_i^2 + \sum_{j=1}^2 E_j^2 \right)^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \\ &- 2^{\frac{1-\gamma_2}{2}} \min(T, \boldsymbol{\eta}) \left(\sum_{i=1}^4 e_i^2 + \sum_{j=1}^2 E_j^2 \right)^{\frac{\gamma_2+1}{2}} + \sum_{j=1}^2 \frac{\omega_j^2}{2} \end{aligned} \quad (44)$$

定义 $2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \min(N, \boldsymbol{\eta}) = \Phi_1$, $2 \min(T, \boldsymbol{\eta}) = \Phi_2$,

$\sum_{j=1}^2 \frac{\omega_j^2}{2} = \varpi$, 有:

$$\dot{V}_2 \leq -\Phi_1 V_2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \Phi_2 V_2^{\frac{\gamma_2+1}{2}} + \varpi \quad (45)$$

由式(45)可知 PMLSM 位移系统是固定时间有界稳定的。进一步, 为便于分析 PMLSM 位移误差的收敛区域, 令:

$$\chi_1 = \frac{\varpi}{2(1-\sigma)\Phi_1}, \chi_2 = \frac{\varpi}{2(1-\sigma)\Phi_2} \quad (46)$$

式中, $0 < \sigma < 1$ 。参照文献[11]讨论 PMLSM 位移系统的收敛时间。

1) 当 $\chi_1 > 1, \chi_2 > 1$ 时, PMLSM 位移误差的收敛区域为 $\Theta_1 = \chi_2^{\frac{2}{\gamma_2+1}}$, 根据引理 3 可得系统收敛时间为

$$t_1 \leq \frac{1}{\Phi_1} \frac{2}{1-\gamma_1} + \frac{1}{\sigma\Phi_2} \frac{2}{\gamma_2-1} \quad (47)$$

2) 当 $\chi_1 > 1, \chi_2 \leq 1$ 时, PMLSM 位移误差的收敛区域为 $\Theta_2 = \chi_2^{\frac{2}{\gamma_2+1}}$, 根据引理 3 可得系统收敛时间为

$$t_2 \leq \frac{1}{\Phi_1} \frac{2}{1-\gamma_1} + \frac{1}{\sigma\Phi_2} \frac{2}{\gamma_2-1} \quad (48)$$

3) 当 $\chi_1 \leq 1, \chi_2 > 1$ 时, PMLSM 位移误差的收敛区域为 $\Theta_3 = \chi_1^{\frac{2}{\gamma_1+1}}$, 根据引理 3 可得系统收敛时间是

$$t_3 \leq \frac{1}{\sigma\Phi_1} \frac{2}{1-\gamma_1} + \frac{1}{\Phi_2} \frac{2}{\gamma_2-1} \quad (49)$$

4) 当 $\chi_1 \leq 1, \chi_2 \leq 1$ 时, PMLSM 位移误差的收敛区域为 $\Theta_4 = \chi_1^{\frac{2}{\gamma_1+1}}$, 根据引理 3 可得系统收敛时间是

$$t_4 \leq \frac{1}{\sigma\Phi_1} \frac{2}{1-\gamma_1} + \frac{1}{\Phi_2} \frac{2}{\gamma_2-1} \quad (50)$$

定义 $\begin{cases} t_m = \max(t_1, t_2, t_3, t_4) \\ \Theta_m = \max(\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3, \Theta_4) \end{cases}$, 则

PMLSM 位移误差 e_1 能够在固定时间 $t_m + T_{\max}$ 内收敛到 Θ_m 。

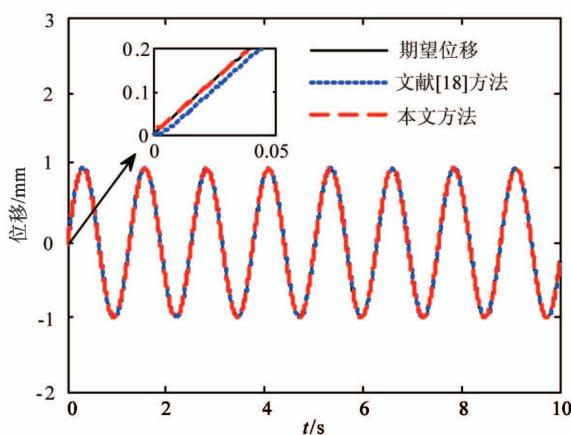
(2) 当 $0 \leq t \leq T_{\max}$ 时

所构造的干扰观测器式(8)和式(11)可使 PMLSM 位移系统不确定项的观测误差 \tilde{D}, \tilde{d}_1 和 \tilde{d}_2 在固定时间 T_{\max} 内收敛于 0, 且与系统的初始条件无关。另外, 所设计的动态面反步控制器式(34)不会出现任何奇点, 因此通过选择合适的观测器参数可保证 PMLSM 位移系统状态在 $0 \leq t \leq T_{\max}$ 内不会逃逸到无穷大。

6 仿真研究

在本节, 将本文所提出的基于固定时间干扰观测器的动态面反步控制方法, 与文献[18]中的反步滑模控制方法进行了仿真对比研究。

PMLSM 位移系统的主要参数: $M = 8 \text{ kg}$, $R = 2.1 \Omega$, $B = 1.2 \text{ N} \cdot \text{s/m}$, $K_f = 50.7 \text{ N/A}$, $p = 36 \text{ mm}$, $L = 41.4 \text{ mH}$, $\psi_f = 0.09 \text{ Wb}$ 。对于系统模型式(1)中的负载项 F , 其主要由端部效应力 F_{ef} 、摩擦力 F_{fric} 和负载阻力 F_{load} 构成, 这里假设端部效应力的表达式为 $F_{ef} = 5\cos(2\pi x/p)$, 摩擦力的表达式为 $F_{fric} = [1 + 2e^{-(v/0.01)^2}] \text{sign}(v)$, 负载阻力的表达式为 $F_{load} = 10\sin(2\pi t)$ 。对于系统模型中的非匹配不确定项 D , 假设 PMLSM 在实际运行中存在参数摄动、负载综合扰动, 即 B 发生摄动变为 $1.1B$,



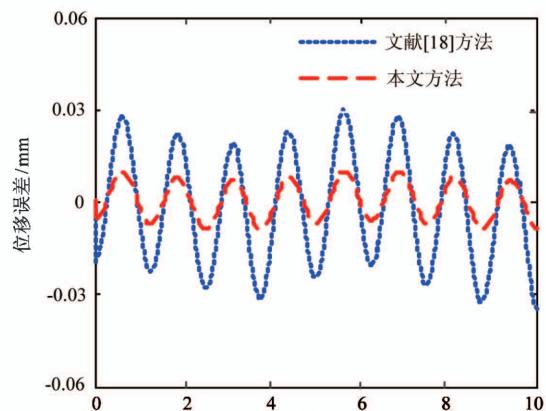
(a) PMLSM 位移跟踪曲线

K_f 发生摄动变为 $1.1K_f$, 负载综合扰动为 $\Delta F = 0.1F\sin(2\pi t)$; 对于系统模型中的匹配不确定项 d_i , 假设 R 发生摄动变为 $1.1R$, 未建模动态为 $0.1L\sin(4\pi t)$ 。

本文所提方法的主要控制参数取为 $\gamma_1 = 9/11$, $\gamma_2 = 7/5$; $\eta_1 = 0.05$, $\eta_2 = 0.1$; $\alpha_1 = 7$, $\alpha_2 = \alpha_4 = 2$, $\alpha_3 = 0.01$; $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = 0.01$; $k_{11} = k_{21} = k_{31} = 1$, $k_{22} = 10$, $k_{12} = k_{32} = 15$; $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = 0.5$ 。

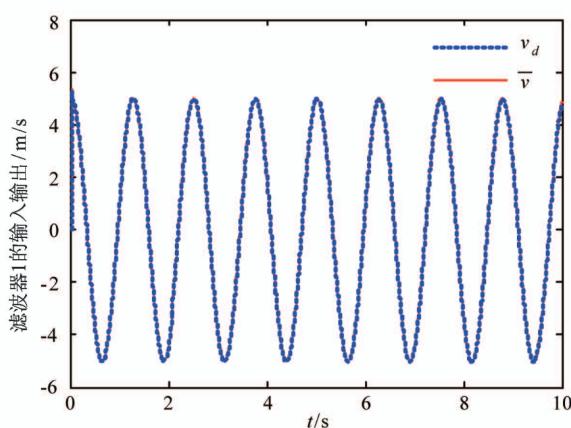
图 1 为 PMLSM 位移跟踪控制响应曲线。这里的给定位移是幅值为 1 mm 的正弦信号。可以看出, 与文献[18]中的反步控制方法相比, PMLSM 在本文所提方法的作用下具有较快的动态响应速度、较高的稳态精度和较强的鲁棒稳定性。

图 2 为低通滤波器的输入输出曲线, 可以看出, 所设计的滤波器对虚拟控制量 \bar{v} 、 \bar{i}_q 分别进行了有效

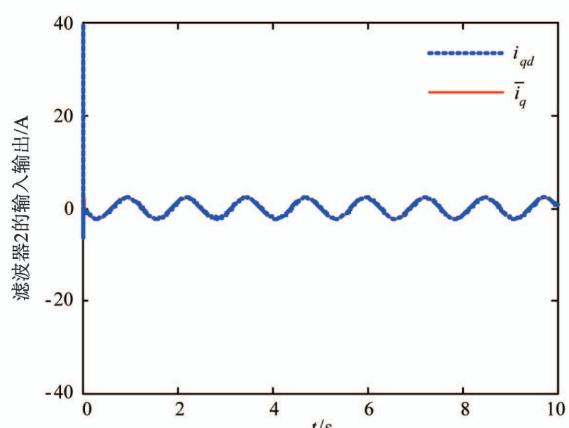


(b) PMLSM 位移跟踪误差曲线

图 1 PMLSM 位移跟踪控制响应曲线



(a) 低通滤波器 1 的输入输出曲线



(b) 低通滤波器 2 的输入输出曲线

图 2 低通滤波器的输入输出曲线

估计,不仅避免了常规反步控制存在的“微分爆炸”问题,而且简化了系统控制器的设计过程。

图 3 为干扰观测器的观测值曲线,可以看出,所构造的固定时间干扰观测器分别对系统的非匹配不确定项 D ,以及匹配不确定 d_1 和 d_2 进行了准确地

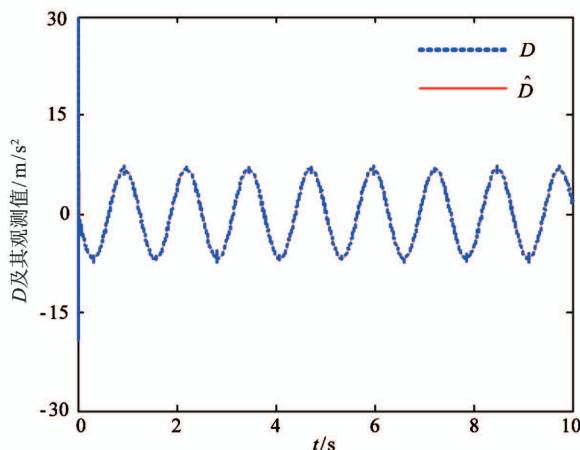
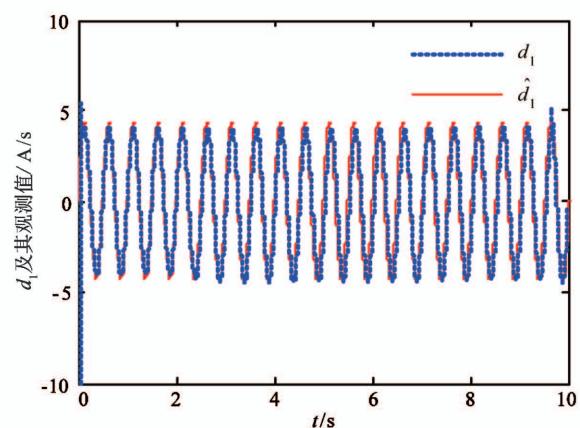
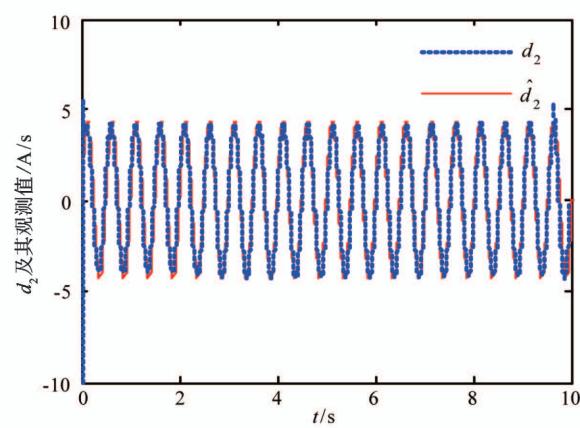
(a) 非匹配不确定项 D 的观测值曲线(b) 匹配不确定项 d_1 的观测值曲线(c) 匹配不确定项 d_2 的观测值曲线

图 3 干扰观测器的观测值曲线

观测估计,有效地削弱了不确定项对系统性能的影响,提高了系统的跟踪控制精度。

7 结 论

本文研究了参数摄动、负载扰动和未建模动态等不确定因素影响下 PMLSM 固定时间位移跟踪控制问题。针对系统的非匹配不确定项和匹配不确定项,构造了固定时间干扰观测器对其进行动态观测,且其观测误差能够在固定时间内收敛于 0,并与系统的初始条件无关;将反步控制与动态面控制相结合完成了 PMLSM 位移跟踪控制器的设计,有效避免了常规反步控制过程中存在的“微分爆炸”问题,简化了系统控制器的设计过程,且 PMLSM 位移跟踪误差能够在固定时间内收敛;最后的仿真对比结果表明,PMLSM 在本文所提控制方法的作用下具有较高的位移跟踪控制精度和较强的鲁棒稳定性能。

参 考 文 献

- [1] Huang X Z, Li J, Zhang C M, et al. Electromagnetic and thrust characteristics of double-sided permanent magnet linear synchronous motor adopting staggering primaries structure[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(6): 4826-4836
- [2] 金鸿雁, 赵希梅, 原浩. 永磁直线同步电动机动态边界层全局互补滑模控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(9): 1945- 1951
- [3] Yang R, Wang M Y, Li L Y, et al. Robust predictive current control of PMLSM with extended state modeling based Kalman filter: for time-varying disturbance rejection[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(2): 2208-2221
- [4] 曹伟, 乔金杰, 孙明. 永磁直线电机扰动估计与补偿的位置反步控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(6): 1409-1414
- [5] Chen Q, Ren X M, Na J, et al. Adaptive robust finite-time neural control of uncertain PMSM servo system with nonlinear dead zone[J]. *Neural Computing and Applications*, 2017, 28 (12): 3725-3736
- [6] Zeng T Y, Ren X M, Zhang Y. Fixed-time sliding mode control and high-gain nonlinearity compensation for dual-motor driving system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(6): 4090-4098

- [7] Wang X, Guo J, Tang S J, et al. Fixed-time disturbance observer based fixed-time backstepping control for an air-breathing hypersonic vehicle [J]. *ISA Transactions*, 2019, 88: 233-245
- [8] 陈明, 安思宇. 基于反演算法的严格反馈非线性系统固定时间跟踪控制 [J]. *控制与决策*, 2021, 36(1): 173-179
- [9] 颜文旭, 黄杰, 许德智. 考虑边端效应的直线感应电机投影自适应指令滤波反推控制 [J]. *控制与决策*, 2018, 33(8): 1399-1406
- [10] 刘乐, 宋红姣, 方一鸣, 等. 基于 ELM 的永磁直线同步电机位移跟踪动态面反步滑模控制 [J]. *控制与决策*, 2020, 35(10): 2549-2555
- [11] Li J P, Yang Y N, Hua C C, et al. Fixed-time backstepping control design for high-order strict-feedback nonlinear systems via terminal sliding mode [J]. *IET Control Theory and Applications*, 2017, 11(8): 1184-1193
- [12] Chen C S, Lin W S. Self-adaptive interval type-2 neural fuzzy network control for PMLSM drives [J]. *Expert System with Applications*, 2011, 38(12): 14679-14689
- [13] Yu S, Yu X, Shirinzadeh B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode [J]. *Automatica*, 2005, 41(11): 1957-1964
- [14] Ni J K, Liu L, Liu C X, et al. Fixed-time dynamic surface high-order sliding mode control for chaotic oscillation in power system [J]. *Nonlinear Dynamics*, 2016, 86(1): 401-420
- [15] Zuo Z Y. Non-singular fixed-time terminal sliding mode control of non-linear systems [J]. *IET Control Theory and Applications*, 2015, 9(4): 545-552
- [16] Gao Z Y, Guo G. Command-filtered fixed-time trajectory tracking control of surface vehicles based on a disturbance observer [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2019, 29(13): 4348-4365
- [17] Cruz-Zavala E, Moreno J A, Fridman L M. Uniform robust exact differentiator [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2011, 56(11): 2727-2733
- [18] 付东学, 赵希梅. 永磁直线同步电机自适应反推全局快速终端滑模控制 [J]. *电工技术学报*, 2020, 35(8): 1634-1641

Dynamic surface backstepping control for the displacement tracking of permanent magnet linear synchronous motor based on fixed-time disturbance observer

Liu Le^{*}, Shao Nuan^{**}, Gao Jie^{*}, Song Hongjiao^{*}

(^{*}Engineering Research Center of Intelligent Control System and Intelligent Equipment of Ministry of Education, Yanshan University, Qinhuangdao 066004)

(^{**}Department of Environmental Engineering, Hebei University of Environmental Engineering, Qinhuangdao 066102)

Abstract

For the permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) with uncertain factors such as parameter perturbation, load disturbance, unmodeled dynamics, and so on, a dynamic surface backstepping control method is proposed based on the fixed-time disturbance observer. Firstly, the disturbance observers are developed to observe the mismatched uncertainty and matched uncertainties of the system, and the observation errors can converge to 0 in fixed time. Secondly, the fixed-time displacement tracking controllers for PMLSM are presented by combining the backstepping control with dynamic surface control, which avoids the ‘differential explosion’ problem during using the conventional backstepping control, and simplifies the design processes of the system controllers. Theoretical analysis shows that the PMLSM displacement system can converge in fixed time under the action of the proposed control method. Finally, the simulation results verify the effectiveness of the proposed control method through comparing with other control methods.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM), displacement tracking, fixed-time disturbance observer, backstepping control, dynamic surface control, fixed-time control