DOI:10.11918/j.issn.0367-6234.2017.03.003

导弹尾翼电动负载模拟器快速终端滑模控制

林 辉,吕帅帅,陈晓雷,李兵强

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710129)

摘 要: 针对永磁同步电机驱动的导弹尾翼电动负载模拟器存在的高阶非线性及参数时变问题,提出一种基于反演设计的快速终端滑模控制方法. 建立电动负载模拟器系统的状态空间模型,将建模误差及参数摄动视为未知扰动项,基于反演控制的设计思想,将系统模型划分为 3 个子系统,采用快速终端滑模方法设计控制律,使跟踪误差在有限时间内收敛到零. 然后应用Lyapunov方法证明了闭环系统的渐进稳定性及有限时间收敛特性,最后通过试验验证了该控制策略的有效性. 与 PI+前馈补偿控制策略相比,该方法能够更好地抑制系统中的多余力矩,提高了电动加载系统的力矩加载精度,同时有效提高了加载系统的鲁棒性.

关键词: 电动负载模拟器;永磁同步电机;快速终端滑模控制;反演控制;有限时间控制;导弹尾翼

中图分类号: V19; TM351 **文献标志码**: A **文章编号**: 0367-6234(2017)03-0022-07

Fast terminal sliding mode control for missile rudder electric dynamic load simulator systems

LIN Hui, LÜ Shuaishuai, CHEN Xiaolei, LI Bingqiang

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China)

Abstract: To overcome the higher order nonlinearity and parameters variability in the model of electric dynamic load simulator system using permanent magnet synchronous motor, a fast terminal sliding mode control approach based backstepping scheme is proposed to design a load tracking control. A whole state space model of electric dynamic load simulator system using permanent magnet synchronous motor is developed whose model uncertainties are considered as unknown external disturbances. Based on backstepping method, the model is divided into three subsystems, the fast terminal sliding-mode control law is designed to make the load tracking error converge to zero within a finite time. Through Lyapunov stability analysis, it is shown that the control strategy guarantees the asymptotic stability and a finite time convergence of the closed-loop system. Finally, Experimental results are provided to illustrate the effectiveness of the proposed control scheme. Compared with compensation control with PI and feedforward, the proposed method is more effective to eliminate the extra torque of electric dynamic load simulator. Also, the robustness and accuracy are improved obviously.

Keywords: electric dynamic load simulator; permanent magnet synchronous motors; fast terminal sliding mode control; backstepping control; finite-time control; missile rudder

导弹尾翼负载模拟器可在地面半物理仿真中复现飞行环境下尾翼所承受的铰链力矩,用以检测试件在接近真实载荷下的性能,在导弹研发中具有极其重要的作用[1-3]. 随着导弹技术的发展,新型导弹的机动性能显著提升,意味着尾翼承受的气动力载荷变化更加复杂,要求负载模拟器的快速性、精确性越来越高,传统液压负载模拟器控制性能方面的缺陷日益凸显. 随着电力电子技术的发展,电动负载模拟器(electric dynamic load simulator,EDLS)得到较广泛的研究[4-6]. 国外对 EDLS 研究较少,一般以测功机的形式进行报道[7],国内近年来对 EDLS 进行了一定程度的研究,但局限于加载力矩较小的应用场合[8],而尾翼承受铰链力矩可达 250 N·m,最大角加速度可达 8 000 rad/s^2,与之对应,EDLS 要求较大的加载力矩和较快的响应速度[1],因此其系统结构更为复杂,实现高精度控制的难度较大,具有重要的研究价值.

EDLS 是典型的被动式加载系统,影响控制精度的主要原因是来自多余力矩的干扰作用,消除多余力是保障加载精度的基础[2,9]. 现有针对 EDLS 控制设计的研究主要集中在如何抑制或补偿多余力矩,以及与此相结合的控制算法[10-16]. 这些方法的缺陷要么是加载系统的外回路即力矩回路变化较快,难以进行时标上的分解,要么是参数整定较繁

收稿日期: 2015-06-23
基金项目: 国家自然科学基金(51407143); 高等学校博士学科点专项科研基金(20136102120049); 中央高校基本科研业务费专项(3102014JCQ01066); 陕西省自然科学基础研究计划(2014JQ7264, 2015JM5227); 陕西省微特电机及驱动技术重点实验室开放基金 (2013SSJ1002)
作者简介: 林 辉(1957—),男,教授,博士生导师
通信作者: 吕帅帅,lvshuai986@ 163.com

复，对于较短暂的加载过程，难以保证收敛到全局最优解，无法保障控制效果，要么会引起力矩响应速度的降低，要么要求加载指令严格满足周期重复性.

实现高精度的力矩加载控制，依赖于对加载力矩的精密测量以及对干扰力矩的有效抑制，此外，控制设计中必须考虑驱动机构及传动机构中的非线性因素. 永磁同步电机(permanent magnet synchronous motors，PMSM)具有转矩脉动小、调速范围宽等优势，适用于作为 EDLS 的驱动机构，然而 PMSM 本身具有非线性强耦合特点[17]，此外传动机构中不可避免存在摩擦、参数时变等复杂因素，使得 EDLS 具有高阶非线性特性. 现有文献的不足之处在于均采用基于线性模型的前馈反馈控制结构，忽略了系统中的非线性因素，导致系统逆模型难以精确建立，无法实现多余力矩的精确前馈补偿，难以达到理想的加载精度.

反演控制的优势在于具有处理非匹配不确定的能力，并保证系统的渐进稳定性，虚拟控制量的设计具有高度灵活性，可保证每个子系统的运动品质，体现出独特的细节控制能力，是处理高阶非线性系统的强有力工具[18]. 滑模控制具有鲁棒性强、工程实现简单等特点，快速终端滑模控制(fast terminal sliding mode control，FTSMC)提高了常规滑模控制的收敛速度且具备更高的稳态精度[19]，与反演控制相结合可显著提升系统鲁棒性. 针对尾翼 EDLS 的特点，基于反演控制的设计思想，将整体系统划分为 3 个子系统进行控制设计，采用 FTSMC 方法设计虚拟控制量，与常规逐层反演控制相比，具有更强的抑制扰动能力，可实现整体系统跟踪误差的有限时间收敛，避免了常规前馈反馈控制结构的若干缺陷，显著提高控制品质. 应用 Lyapunov 方法证明了闭环系统的渐进稳定及有限时间的收敛特性，试验结果表明，本文方法可实现对加载力矩的精确控制.

1　系统结构及数学模型

导弹尾翼 ELDS 由伺服电机、减速机构、光电编码器、力矩传感器、加载试件等构成，系统结构如图 1 所示.

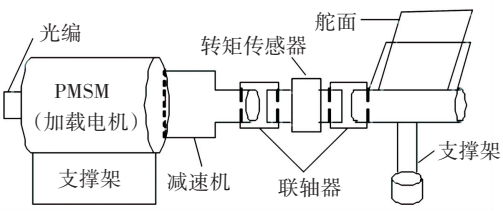


图 1　ELDS 系统结构示意

Fig.1　The structure of ELDS

PMSM 作为 EDLS 的驱动元件，通过联轴器与力矩传感器、减速器、加载试件相连. 减速机构及传动机构作为执行元件，转矩传感器实时测量传动机构上的加载力矩，构成力矩反馈回路.

假设磁路不饱和，不计磁滞和涡流损耗影响，气隙磁场呈正弦分布，定子为三相对称绕组，转子无阻尼绕组，隐极式 PMSM 在 $d-q$ 坐标系下的电压、转矩和机械方程为[20]

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - n_p \omega_r L_s i_q, \\ u_q = R_s i_q + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} - n_p \omega_r (L_s i_d + \varphi_f), \\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{J}(T_e - T_L - B\omega_r + T_0), \\ T_e = \dfrac{3}{2} n_p \varphi_f i_q. \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 分别为 PMSM 直轴和交轴的电压；i_d、i_q 分别为直轴和交轴电流；φ_f、R_s、L_s 分别为永磁体磁链、定子电阻、等效电感；T_e 为 PMSM 的电磁转矩；T_L 为 PMSM 的负载转矩，即传感器的反馈值；ω_r 为机构轴系的机械转速；T_0 为由摩擦、惯性等非线性因素引起的未知非线性力矩，n_p 为 PMSM 的极对数；B 为阻尼系数；J 为轴系的转动惯量.

根据胡克定律，传感器的数学模型为

$$T_L = K_G\left(\frac{1}{\tau}\theta - \theta_f\right). \tag{2}$$

式中：K_G 为刚度系数；τ 为传动机构减速比；θ 为 EDLS 的角度输出；θ_f 为被加载对象的反馈角度.

对式(2)求导并考虑未建模动态误差，与参数不确定因素叠加，视为类似干扰项，则转矩变化率为

$$\dot{T}_L = K_G\left(\frac{1}{\tau}\omega_r - \omega_f\right) + d_1, \tag{3}$$

式中 ω_f 为被加载对象的角速度.

电流环动态特性与电磁转矩直接相关，是衡量加载系统性能的关键指标. 随着 PMSM 运行中绕组温度的变化，电磁特性将发生改变，因此将建模误差及参数时变等视为未知干扰. 定义状态变量 $\boldsymbol{x} = [T_L, \omega_r, i_q, i_d]^{\mathrm{T}}$，联立式(1)～(3)可得基于 PMSM 的尾翼 EDLS 系统的数学模型为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}T_L}{\mathrm{d}t} = K_G\left(\dfrac{1}{\tau}\omega_r - \omega_f\right) + d_1, \\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{J}\left(-T_L - B\omega_r + \dfrac{3}{2} n_p \varphi_f i_q\right) + d_2, \\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{n_p \varphi_f \omega_r}{L_s} - \dfrac{R_s}{L_s} i_q - n_p \omega_r i_d + \dfrac{1}{L_s} u_q + d_3, \\ \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = n_p \omega_r i_q - \dfrac{R_s}{L_s} i_d + \dfrac{1}{L_s} u_d + d_4, \\ y = T_L. \end{cases} \tag{4}$$

式中：y 为系统输出；u_q、u_d 为控制量；$d_i(i = 1,\cdots,4)$ 为建模误差及参数摄动叠加而成的干扰类似项[21].

根据式(4)所描述的非线性多输入输出电动加载系统，由文献[18]可知，该系统可以采用反演控制方法进行控制器设计.

控制目标：对式(4)所描述的导弹尾翼 EDLS 系统设计控制器，实现对期望力矩信号 $T_{\mathrm{L}}^{*}(t)$ 的跟踪，实现跟踪误差有限时间内收敛到零.

假设 1 $T_{\mathrm{L}}^{*}(t)$ 连续，一阶导数一致连续且有界.

假设 2 $d_i(i = 1,2,3,4)$ 皆有界，连续可微且满足 Lipschitz 条件，即存在正实数 ρ_i 使 $|\dot{d}_i| < \rho_i$.

2 控制器设计

2.1 负载转矩子系统设计

根据 EDLS 的结构和功能，将整体系统划分为负载转矩子系统，PMSM 的机械子系统以及电气子系统. 首先分析 EDLS 的负载转矩子系统，控制任务是设计控制量 ω_{r}^{*}，使得 T_{L} 在有限时间内实现对 T_{L}^{*} 的无静差跟踪. ω_{r}^{*} 既是力矩子系统的控制输入信号，也是转速子系统的参考信号，因此需要消除抖振，避免由于对控制切换项中符号函数求导引起转速子系统控制器奇异. 根据相对阶理论可知，负载转矩子系统相对阶为 1，因此需要设计阶数大于 1 的滑模控制器，可实现无抖振控制，保证 ω_{r} 平滑[22]. 从控制性能考虑，常规线性滑模面具有指数渐进收敛特性，在有限时间内必然存在控制误差，采用终端滑模控制，实现有限时间内跟踪误差收敛，对于提高力矩加载精度具有重要意义. 从以上两方面考虑，设计无抖振的快速终端滑模控制器最为理想.

设误差变量 $z_1 = T_{\mathrm{L}} - T_{\mathrm{L}}^{*}$，设计终端滑模面[23]为

$$s_1 = \dot{z}_1 + \alpha_1 z_1 + \beta_1 z_1^{q_0 \cdot p_0^{-1}}. \tag{5}$$

式中 α_1、β_1 为正实数，q_0、p_0 为奇数且满足 $p_0 > q_0$.

由式(5)可知，当 z_1 远离零点时有 $s_1 \approx \dot{z}_1 + \alpha_1 z_1$，此时为近似指数收敛，若 z_1 靠近零点时，$s_1 \approx \dot{z}_1 + \beta_1 z_1^{q_0 \cdot p_0^{-1}}$，此时 Terminal 吸引子起主要作用，对 $\beta_1 z_1^{q_0 \cdot p_0^{-1}}$ 的合理设计可显著加快系统靠近平衡点阶段的收敛速度. 可知该方法具有常规 Terminal 滑模控制有限时间收敛的特点，又具有起始阶段收敛速度快的优势. 设计虚拟控制量 ω_{r}^{*} 为

$$\begin{cases} \omega_{\mathrm{r}}^{*} = \tau K_{\mathrm{G}}^{-1}(\omega_{\mathrm{req}}^{*} + \omega_{\mathrm{rsw}}^{*}), \\ \omega_{\mathrm{req}}^{*} = K_{\mathrm{G}}\omega_{\mathrm{f}} + \dot{T}_{\mathrm{L}}^{*} - \alpha_1 z_1 - \beta_1 z_1^{q_0 \cdot p_0^{-1}}, \\ \omega_{\mathrm{rsw}}^{*} = -\int_0^t (\kappa_1 s_1 + \gamma_1 s_1^{q \cdot p^{-1}})\,\mathrm{d}t. \end{cases} \tag{6}$$

式中：$K_{\mathrm{G}}^{-1}\omega_{\mathrm{req}}^{*}$ 为等效控制项；$K_{\mathrm{G}}^{-1}\omega_{\mathrm{rsw}}^{*}$ 为切换控制项；q、p 为奇数，且满足 $p > q$.

由于将控制项隐藏在积分表达式中，使得虚拟控制量连续可微. 由式(6)可知，等效控制中含有被加载对象的信息(运动角速度 ω_{f})，与文献[6]中的前馈补偿相比，该控制设计中已充分考虑被加载对象运动产生的多余力矩，保证多余力矩的有效抑制，与基于线性输入输出模型的补偿控制设计相比，更充分地利用系统信息，体现出非线性控制的优越性. 对式(6)求微分，并将式(4)代入可得

$$\dot{s}_1 = \ddot{z}_1 + \alpha_1\dot{z}_1 + \beta_1 \frac{d}{\mathrm{d}t} z_1^{q_0 \cdot p_0^{-1}} = K_{\mathrm{G}}\dot{\omega}_{\mathrm{r}} - K_{\mathrm{G}}\dot{\omega}_{\mathrm{f}} + \dot{d}_1 - \ddot{T}_{\mathrm{L}}^{*} + \alpha_1\dot{z}_1 + \beta_1 \frac{d}{\mathrm{d}t} z_1^{q_0 \cdot p_0^{-1}}. \tag{7}$$

将式(6)代入式(7)，可简化为

$$\dot{s}_1 = -\kappa_1 s_1 - \gamma_{11} s_1^{q \cdot p^{-1}} - \gamma_{12} s_1^{q \cdot p^{-1}} + \dot{d}_1. \tag{8}$$

式中 $\gamma_{11} + \gamma_{12} = \gamma_1$. 选取 Lyapunov 函数：

$$V_1 = \frac{1}{2} s_1^2, \tag{9}$$

对式(9)求导，将式(8)代入式(9)，结合假设 2 可得

$$\dot{V}_1 = s_1\dot{s}_1 \leqslant s_1(-\kappa_1 s_1 - \gamma_{11} s_1^{q \cdot p^{-1}} - \gamma_{12} s_1^{q \cdot p^{-1}} + \dot{d}_1) \leqslant -\kappa_1 s_1^2 - \gamma_{11} s_1^{(q+p) \cdot p^{-1}} - \gamma_{12} s_1^{(q+p) \cdot p^{-1}} + s_1|\rho_1|. \tag{10}$$

取 $\gamma_{12} \geqslant \rho_1 / |s_1^{q \cdot p^{-1}}|$，有 $\dot{V}_1 \leqslant 0$，此时子系统渐近稳定.

2.2 PMSM 机械子系统控制设计

分析 PMSM 的机械部分，控制任务是设计控制量 i_q^{*}，使 ω_{r} 在有限时间内对 ω_{r}^{*} 实现良好跟踪. 与负载转矩子系统设计方法相似，定义误差变量 $z_2 = \omega_{\mathrm{r}} - \omega_{\mathrm{r}}^{*}$，设计滑模面为

$$s_2 = \dot{z}_2 + \alpha_2 z_2 + \beta_2 z_2^{q_0 \cdot p_0^{-1}}. \tag{11}$$

与 2.1 控制器设计类似，设置 α_2、β_2 为正实数，q_0、p_0 为奇数，且满足 $p_0 > q_0$. 取虚拟控制量 i_q^{*} 为

$$\begin{cases} i_q^{*} = \dfrac{2J}{3n_{\mathrm{p}}\varphi_{\mathrm{f}}}(i_{\mathrm{qeq}}^{*} + i_{\mathrm{qsw}}^{*}), \\ i_{\mathrm{qeq}}^{*} = J^{-1}(T_{\mathrm{L}} + B\omega_{\mathrm{r}}) + \dot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*} - \alpha_2 z_2 - \beta_2 z_2^{q_0 \cdot p_0^{-1}}, \\ i_{\mathrm{qsw}}^{*} = -\displaystyle\int_0^t (\kappa_2 s_2 + \gamma_2 s_2^{q \cdot p^{-1}})\,\mathrm{d}t. \end{cases} \tag{12}$$

式中 $\dfrac{2Ji_{\mathrm{qeq}}^{*}}{3n_{\mathrm{p}}\varphi_{\mathrm{f}}}$ 为等效控制项；$\dfrac{2Ji_{\mathrm{qsw}}^{*}}{3n_{\mathrm{p}}\varphi_{\mathrm{f}}}$ 为切换控制项.

对式(12)求微分，将式(4)代入可得

$$\dot{s}_2 = \ddot{z}_2 + \alpha_2\dot{z}_2 + \beta_2 \frac{d}{\mathrm{d}t} z_2^{q_0 \cdot p_0^{-1}} = \frac{1}{J}\left(-\dot{T}_{\mathrm{L}} - B\dot{\omega}_{\mathrm{r}} + \frac{3}{2} n_{\mathrm{p}}\varphi_{\mathrm{f}}\dot{i}_{\mathrm{q}}\right) - \ddot{\omega}_{\mathrm{r}}^{*} + \dot{d}_2 + \alpha_2\dot{z}_2 + \beta_2 \frac{d}{\mathrm{d}t} z_2^{q_0 \cdot p_0^{-1}}. \tag{13}$$

将式(12)代入式(13)，可得

$$\dot{s}_2 = -\kappa_2 s_2 - \gamma_2 s_2^{q\cdot p^{-1}} + \dot{d}_2. \tag{14}$$

选取 Lyapunov 函数：

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}s_2^2, \tag{15}$$

对式(15)求导，并将式(10)~(14)代入得

$$\dot{V}_2 = V_1 + s_2\dot{s}_2 \leqslant -\sum_{i=1}^{2}(\kappa_i s_i^2 - \gamma_{i1}s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}} - \gamma_{i2}s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}} + s_i|\rho_i|). \tag{16}$$

式中 $\gamma_2 = \gamma_{21} + \gamma_{22}$，取 $\gamma_{22} \geqslant \rho_2(|s_2^{q\cdot p^{-1}}|)^{-1}$，则 $\dot{V}_2 \leqslant 0$，可知子系统渐近稳定.

2.3　PMSM 电气子系统设计

分析 PMSM 的电气子系统，设计交轴电流控制器，使得交轴电流 i_q 可精确跟踪参考电流值 i_q^*. 为实现电流和速度的解耦，使转矩不受磁通电流的影响，采用 $i_d^* = 0$ 的控制策略，使直轴电流控制器设计大为简化，定义误差变量 $z_3 = i_q - i_q^*$，$z_4 = i_d - i_d^*$，设计滑模面为

$$\begin{cases} s_3 = \dot{z}_3 + \alpha_3 z_3 + \beta_3 z_3^{q_0\cdot p_0^{-1}}, \\ s_4 = \dot{z}_4 + \alpha_4 z_4 + \beta_4 z_4^{q_0\cdot p_0^{-1}}. \end{cases} \tag{17}$$

设计交轴电压 u_q 为等效控制 u_{qeq} 与鲁棒控制项 u_{qsw} 的叠加形式为

$$\begin{cases} u_q = L_s(u_{qeq} + u_{qsw}), \\ u_{qeq} = \dfrac{R_s i_q}{L_s} + n_p\omega_r i_d + \dfrac{n_p\varphi_f\omega_r}{L_s} + \dot{i}_q^* - \alpha_3 z_3 - \beta_3 z_3^{q_0\cdot p_0^{-1}}, \\ u_{qsw} = -\displaystyle\int_0^t(\kappa_3 s_3 + \gamma_3 s_3^{q\cdot p^{-1}})\,\mathrm{d}t. \end{cases} \tag{18}$$

设计直轴电压 u_d 为

$$\begin{cases} u_d = L_s(u_{deq} + u_{dsw}), \\ u_{deq} = \dfrac{R_s}{L_s}i_d - n_p\omega_r i_q - \alpha_4 z_4 - \beta_4 z_4^{q_0\cdot p_0^{-1}}, \\ u_{dsw} = -\displaystyle\int_0^t(\kappa_4 s_4 + \gamma_4 s_4^{q\cdot p^{-1}})\,\mathrm{d}t. \end{cases} \tag{19}$$

由式(18)、(19)可知，实际控制量 u_q、u_d 为连续可微函数，消除了常规滑模控制存在的抖振. 综上所述，尾翼 EDLS 系统的 FTSMC 结构如图 2 所示.

2.4　稳定性分析

引理 1　若 $a_1, a_2, \cdots, a_n$ 及 $\delta \in (0,2)$ 皆为正实数，则以下不等式成立[24].

$$|a_1|^\delta + |a_2|^\delta + \cdots + |a_n|^\delta \geqslant (a_1^2 + a_2^2 + \cdots + a_n^2)^{0.5\delta}. \tag{20}$$

引理 2　若连续可微 Lyapunov 函数 $V(t)$ 满足如下不等式.

$$\dot{V}(t) \leqslant -\alpha V(t) - \beta V^\gamma(t),\ \forall t \geqslant t_0. \tag{21}$$

式中 $\alpha, \beta > 0, 0 < \gamma < 1$，则 $V(t)$ 可在有限时间内收敛到零点，收敛时间为[25]

$$t_1 \leqslant t_0 + \frac{1}{\alpha(1-\gamma)}\ln\frac{\alpha V^{1-\gamma}(t_0) + \beta}{\beta}. \tag{22}$$

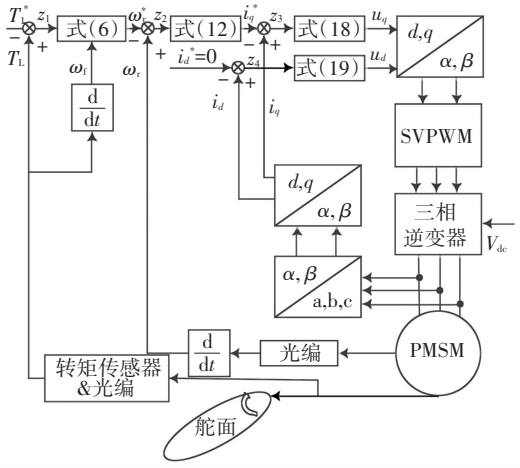


图 2　导弹尾翼 EDLS 系统 FTSMC 控制

Fig.2　The control structure of EDLS with FTSMC

定理 1　对式(4)所示含导弹尾翼 EDLS 系统，虚拟控制量设计如式(6)、(12)，采用式(18)、(19)所示交轴直轴电流控制律，若满足假设 1、假设 2，取适当的滑模面参数 q_0、p_0、α_i、β_i 及控制器参数 κ_i、$\gamma_i(i = 1,2,3,4)$，则滑模面 s_i 有限时间内可达，跟踪误差随后在有限时间内收敛为零.

证明　对式(17)求导，并将式(4)、(18)~(19)代入可得

$$\dot{s}_3 = \dddot{i}_q - \dddot{i}_q^* + \alpha_3\dot{z}_3 + \beta_3\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}z_3^{q_0\cdot p_0^{-1}} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(-\frac{n_p\varphi_f\omega_r}{L_s} - \frac{R_s}{L_s}\dot{i}_q - n_p\omega_r\dot{i}_d\right) + \frac{\dot{u}_q}{L_s} + \dot{d}_3 + \alpha_3\dot{z}_3 + \beta_3\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}z_3^{q_0\cdot p_0^{-1}} = -\kappa_3 s_3 - \gamma_3 s_3^{q\cdot p^{-1}} + \dot{d}_3. \tag{23}$$

$$\dot{s}_4 = \ddot{i}_d + \alpha_4\dot{z}_4 + \beta_4\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}z_4^{q_0\cdot p_0^{-1}} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(n_p\omega_r i_q - \frac{R_s}{L_s}\dot{i}_d\right) + \frac{\dot{u}_d}{L_s} + \dot{d}_4 + \alpha_4\dot{z}_4 + \beta_4\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}z_4^{q_0\cdot p_0^{-1}} = -\kappa_4 s_4 - \gamma_4 s_4^{q\cdot p^{-1}} + \dot{d}_4. \tag{24}$$

选取整体系统的控制 Lyapunov 函数：

$$V = V_2 + \frac{1}{2}s_3^2 + \frac{1}{2}s_4^2. \tag{25}$$

对式(25)求微分，并将式(16)、(23)、(24)代入得

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^{4}s_i\dot{s}_i = -\sum_{i=1}^{4}\kappa_i s_i^2 - \sum_{i=1}^{2}\gamma_{i1}s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}} - \gamma_3 s_3^{(q+p)\cdot p^{-1}} + \dot{d}_3 s_3 - \gamma_4 s_4^{(q+p)\cdot p^{-1}} + \dot{d}_4 s_4 \leqslant -\sum_{i=1}^{4}\kappa_i s_i^2 - \sum_{i=1}^{4}\gamma_{i1}s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}} - \gamma_{32}s_3^{(q+p)\cdot p^{-1}} +$$

$$\dot{d}_3 s_3 - \gamma_{42} s_4^{(q+p)\cdot p^{-1}} + \dot{d}_4 s_4. \tag{26}$$

式中 $\gamma_3 = \gamma_{31} + \gamma_{32}, \gamma_4 = \gamma_{41} + \gamma_{42}$.

由假设 2 可得

$$\dot{V} \leqslant -\sum_{i=1}^{4} \kappa_i s_i^2 - \sum_{i=1}^{4} \gamma_{i1} s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}} - \gamma_{32} s_3^{(q+p)\cdot p^{-1}} + \rho_3 |s_3| - \gamma_{42} s_4^{(q+p)\cdot p^{-1}} + \rho_4 |s_4|. \tag{27}$$

取 $\gamma_{32} \geqslant \rho_3 / |s_3^{q\cdot p^{-1}}|, \gamma_{42} \geqslant \rho_4 / |s_4^{q\cdot p^{-1}}|$, 则有 $\dot{V} \leqslant 0$, 即滑模面渐进可达. 设 $\bar{\kappa} = \min\{\kappa_i\}, \bar{\gamma} = \min\{\gamma_{i1}\}$, 则有

$$\dot{V} \leqslant -\sum_{i=1}^{4} \kappa_i s_i^2 - \sum_{i=1}^{4} \gamma_{i1} s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}} \leqslant -\bar{\kappa} \sum_{i=1}^{4} s_i^2 - \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{4} s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}}. \tag{28}$$

由 $q+p$ 为偶数有 $s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}} \geqslant 0$, 由引理 1 可知

$$\sum_{i=1}^{4} s_i^{(q+p)\cdot p^{-1}} \geqslant \sum_{i=1}^{4} (s_i^2)^{(q+p)\cdot (2p)^{-1}}, \tag{29}$$

则式(28)可化为

$$\dot{V} \leqslant -2\bar{\kappa} V - 2^{(q+p)\cdot (2p)^{-1}} \bar{\gamma} V^{(q+p)\cdot (2p)^{-1}}. \tag{30}$$

由引理 2 可知, $V(t)$ 可在有限时间 t_1 内收敛到零, t_1 表达式为

$$t_1 = \frac{p}{\bar{\kappa}(p-q)} \ln\left(\frac{2\bar{\kappa} V(t_0)^{(p-q)\cdot (2p)^{-1}} + 2^{(q+p)\cdot (2p)^{-1}} \bar{\gamma}}{2^{(q+p)\cdot (2p)^{-1}} \bar{\gamma}} \right).$$

结合终端滑模面性质,可知跟踪误差随后在有限时间收敛为零. 本文设计的控制器有如下特点: 1)增大 κ 可显著缩短滑模面到达时间,但 κ 本质上是切换控制项增益,过大的 κ 会导致控制器输出震荡,应合理设置以达到收敛速度与控制性能的均衡. 2)虚拟控制量设计中采用无抖振终端滑模控制,将非匹配不确定转化为匹配不确定,利用滑模控制方法设计干扰抑制项,使得系统具备更强的鲁棒性. 3)采用文献[22]提出的有限时间微分估计器方法计算 $\dot{\omega}_r^*$ 及 $\dot{i}_q^*$, 可得到平滑的微分估计信号,基于微分估计器有限时间收敛的特点,可认为 $t \geqslant t_0$ 时微分估计误差为零,消除常规反推控制中的微分膨胀. 与动态面控制中采用滤波获取微分近似的方法相比,具有更高的控制精度.

3 试验验证

3.1 试验平台

为验证本文方法的有效性,在自行研制的负载模拟器上进行力矩加载试验,试验平台如图 3 所示. 导弹尾翼真实展开的动力源是火工品,为模拟尾翼展开过程中能量冲击作用,设计液压冲击模拟器. 系统开始工作时由蓄能器向油泵补高压油,通过压力传感器实时监测油压,达到设定压力后关闭油泵,采用高压油推动油缸完成作动过程.

加载使用的电机为自行研制的 PMSM,控制器选用 DSP320F28335. PMSM 具体参数如下: 额定电磁转矩 $T_e^* = 27.3$ N·m,磁极对数 $n_p = 4$,粘滞系数 $B = 2.0 \times 10^{-4}$ N·m/(rad/s),转子磁链 $\varphi_f = 0.111\ 9$ Wb,转动惯量 $J = 1.6 \times 10^{-3}$ kg·m^2,定子电阻 $R_s = 0.11\ \Omega$,绕组电感 $L_s = 0.97$ H,直流母线电压 $V_{dc} = 560$ V. 采用自行设计的力矩传感器,测量范围为−500~500 N·m,测量精度为 0.03%,刚度系数 K_G 为 6 000 N·m/rad. 传动机构减速比 $\tau = 10$.



1—加载电机(PMSM); 2—尾翼舵面; 3—减速机; 4—转矩传感器; 5—火工品模拟器

(a)电动加载系统



(b)火工品模拟器

图 3 导弹尾翼 ELDS 实验平台

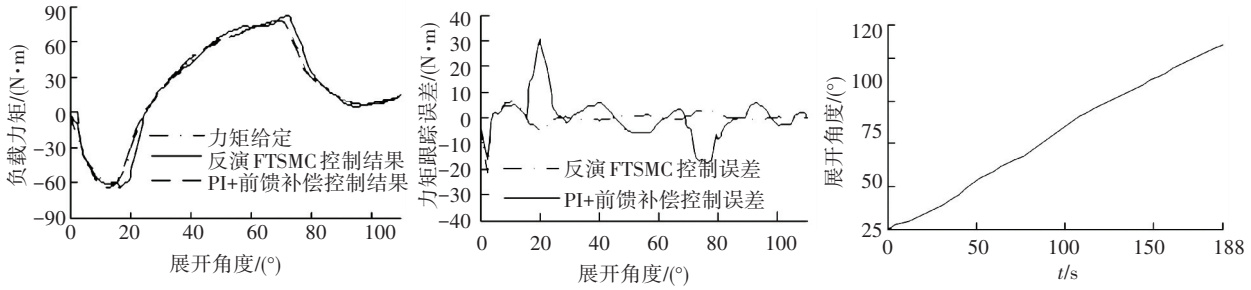
Fig.3 The test platform of EDLS

3.2 试验结果及分析

采用本文方法设计控制器,滑模面参数设置为: $\alpha_1 = \alpha_2 = 4, \alpha_3 = \alpha_4 = 2, \beta_1 = \beta_2 = 6, \beta_3 = \beta_4 = 3, q_0/p_0 = 3/7$; 控制器参数设置为: $\kappa_1 = \kappa_2 = 10, \kappa_3 = \kappa_4 = 6, \gamma_1 = \gamma_2 = 5, \gamma_3 = \gamma_4 = 3, q/p = 1/3$. 为验证本文方法的有效性,分别采用本文方法和常规 PI+前馈补偿两种方法进行试验,PI+前馈补偿采用三闭环控制,即电流环、速度环和力矩环,前馈采用直接前馈法,经调试确定其参数分别为: 电流环 q 轴电流 PI 为 $k_p = 5, k_I = 0.005$, d 轴电流 PI 为 $k_p = 6$, $k_i = 0.04$; 速度环 $k_p = 8, k_I = 0.2$; 力矩环 $k_p = 2, k_I = 1.05, k_d = 0.001$; 前馈补偿增益为减速比值,即 $k = 10$. 试验过程控制量和状态变量的初始值设定均为 0.

试验分别模拟导弹尾翼快速展开 110°、90°两种工况下的负载力矩,力矩给定表示导弹尾翼在展开过程中所受到的铰链力矩,结果如图 4、5 所示.

图 4 为最大加载力矩 80 N · m 条件下试验结果，图 4(a)为展开角度-加载力矩响应曲线，图 4(b)为力矩跟踪误差，图 4(c)为尾翼展开角度随时间的变化曲线. 可以看出，反演 FTSMC 控制方法最大力矩跟踪误差是在初始时刻的 17 N · m，随着尾翼的展开，力矩跟踪误差迅速收敛，尾翼展开到 20°以后(时间为 24 ms)，力矩误差小于 4 N · m，力矩跟踪精度受力矩给定及尾翼展开速度变化的影响较小，抗干扰能力强. PID+前馈补偿方法的初始力矩误差为 22 N · m，最大误差为 30 N · m，在展开角 30°之后大部分力矩误差小于 10 N · m，当展开角度到 70°，此时给定力矩发生突变，PID+前馈补偿方法的跟踪误差达到 18 N · m，与反演 FTSMC 控制方法相比，PID+前馈补偿的抗干扰性和鲁棒性较差.

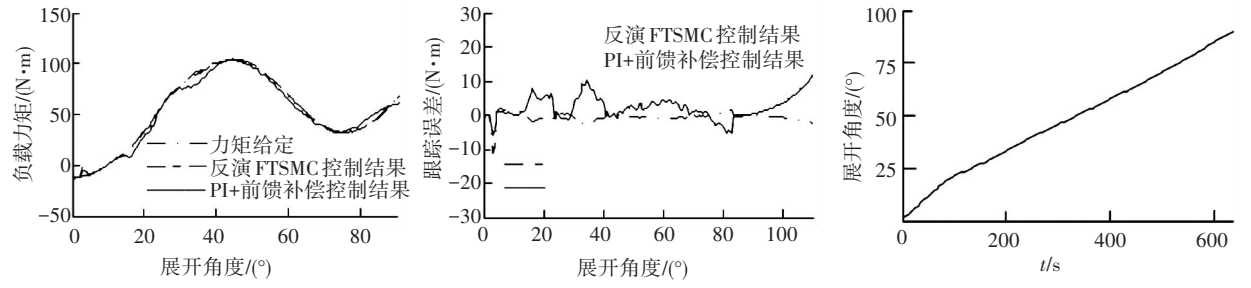


(a)负载力矩跟踪曲线　(b)负载力矩跟踪误差　(c)时间-展开角度曲线

图 4　尾翼展开 110°试验结果

Fig.4　Experimental results of missile rudder with 110°

图 5 为所示为导弹尾翼在展开角度为 90°，最大负载力矩为 100 N · m 的工况下，本文方法与 PI+前馈补偿两种方法的试验结果，与尾翼展开110°工况类似. 展开 110°时，PI+前馈补偿的最大误差为 30 N · m，稳态误差小于 10 N · m，本文方法的最大误差为 17 N · m，稳态误差小于 5 N · m；展开角度为 90°时，PI+前馈补偿的最大误差为 10 N · m，稳态误差小于 5 N · m，本文方法的最大误差为 5 N · m，稳态误差小于 3 N · m 的力矩误差. 表明110°展开试验的力矩误差大于 90°展开试验，这是由于尾翼展开角度 110°试验中，展开时间为 188 ms，而展开 90°所用时间大于 600 ms，即展开时间越短，尾翼的速度及加速度变化越剧烈，导致加载系统中多余力矩越大，控制也越困难，因而控制误差相对较大. 与常规 PI+前馈补偿控制方法相比，快速终端滑模控制能够更好地抑制多余力矩对系统的影响，力矩加载误差小，抗干扰能力强，鲁棒性好，力矩加载控制精度更为理想.



(a)负载力矩跟踪曲线　(b)负载力矩跟踪误差曲线　(c)时间-展开角度曲线

图 5　尾翼展开 90°试验结果

Fig.5　Experimental results of missile rudder with 90°

4 结　论

1)针对永磁同步电机驱动的导弹尾翼电动负载模拟器存在的多余力矩、参数时变及未知扰动，基于反演控制思想，设计了一种快速终端滑模控制器.

2)克服了现有文献控制设计中存在的若干不足，利用终端滑模有限时间收敛的优势设计控制律，证明了滑模面有限时间可达及系统跟踪误差有限时间收敛性. 试验结果验证了控制算法的有效性.

3)利用反演思想设计滑模控制器可弥补常规反演或动态面控制的若干缺陷，适用于 ELDS 系统控制器设计，与高阶滑模控制器相比，避免了精确线性化过程高度依赖模型精度的困难.

4)考虑驱动电机本身的非线性因素，设计快速终端滑模控制得到连续的电流控制律，并分析了影响力矩加载精度及误差收敛时间的若干因素，避免了常规滑模控制存在的抖振问题，提高系统鲁棒性.

参考文献

[1] 齐蓉, 林辉. 弹翼电动加载系统多余力矩分析与消除[J]. 西北工业大学学报, 2005,23(6):759-763.
QI Rong, LIN Hui. Analysis and elimination of surplus torque in missile wing electric loading system [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University,2005,23(6):759-763.

[2] 齐蓉, 林辉, 陈明. 被动式电动加载系统多余力的研究[J]. 控制与决策, 2006,21(2):225-228.
QI Rong,LIN Hui,CHEN Ming. Research on surplus torque in passive electric loading system [J].Control and Design,2006, 21(2): 225-228.

[3] 汪首坤, 王军政. 导弹舵机动态加载技术[J]. 北京理工大学学报, 2007,27(3):247-250.
WANG Shoukun, WANG Junzheng. Dynamic loading for missile actuators[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2007,27(3):247-250.

[4] AKPOLAT Z H. Dynamic emulation of mechanical loads using a vector-controlled induction motor-generator set [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(2):370-379.

[5] ARELLANO-PADILLA J, ASHER G M, SUMNER M. Control of an AC dynamometer for dynamic emulation of mechanical loads with stiff and flexible shafts [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(4):1250-1260.

[6] 李成功, 靳红涛, 焦宗夏. 电动负载模拟器多余力矩产生机理及抑制[J]. 北京航空航天大学学报, 2006,32(2):204-208.
LI Chenggong, JIN Hongtao, JIAO Zongxia.Mechanism and suppression of extraneous torque of motor driver load simulator[J].Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2006, 32(2): 204-208.

[7] AKPOLAT Z H, ASHER G M, CLARE J C. Experimental dynamometer emulation of nonlinear mechanical loads[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(6):1367-1373.

[8] 杨波, 王俊奎. 无人机舵面负载模拟系统的小脑模型控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2009,35(11):1361-1365.
YANG Bo, WANG Junkui. CMAC neural network for the rudder dynamic load simulator of unmanned aerial vehicles[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2009,35(11): 1361-1365.

[9] 杨波, 程龙. 提高电动加载系统输出平滑的CMAC复合控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2013,39(6):723-727.
YANG Bo, CHENG Long. Improving the output smoothing of the electric loading system based on the CMAC+PD compound control strategy[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013,39(6):723-727.

[10] YAO J Y, JIAO Z X, YAO B. Nonlinear adaptive robust backstepping force control of hydraulic load simulator: Theory and experiments[J]. Journal of Mechanical Science and Technology, 2014,28(4):1499-1507.

[11] 方强, 姚郁. 电动负载模拟器扰动观测器系统化设计[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2007,39(3):349-353.
FANG Qiang, YAO Yu. A systemic disturbance observer design for EALS[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2007,39(3): 349-353.

[12] 杨波, 王俊奎. 基于改进的CMAC的电动加载系统复合控制[J]. 航空学报, 2008,29(5):1314-1318.
YANG Bo, WANG Junkui. Hybrid Control based on improved CMAC for motor-driven loading system[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2008,29(5):1314- 1318.

[13] 陈康, 黄勇, 孙力. 电动直线舵机方波加载系统研究[J]. 宇航学报, 2008,29(5):1515-1520.
CHEN Kang, HUANG Yong, SUN Li. The research of linear rudder square-direction electric loading system[J]. Journal of Astronautics, 2008,29(5):1515-1520.

[14] 沈东凯, 华清, 王占林. 基于神经网络的电动加载系统[J]. 航空学报, 2002,23(6):525-529.
SHEN Dongkai, HUA Qing, WANG Zhanlin. Motor-driven load system based on neural networks[J].Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2002,23(6): 525-529.

[15] 王鑫, 冯冬竹. 引入弹簧杆的电动负载模拟器实验研究[J]. 电机与控制学报, 2012,16(9):91-94.
WANG Xin, FENG Dongzhu. Experimental research on DC load simulator test bed with elastic rod[J].Electric Machines and Control,2012,16(9):91-94.

[16] 牛国臣, 王巍, 宗光华. 基于迭代学习的电动负载模拟器复合控制[J]. 控制理论与应用, 2014,31(12):1740-1747.
NIU Guochen, WANG Wei, ZONG Guanghua. Composite control for electric load simulator based on iterative learning[J]. Control Theory & Applications,2014,31(12):1740-1747.

[17] LEE J S, LORENZ R D, VALENZUELA M A. Time-optimal and loss-minimizing deadbeat-direct torque and flux control for interior permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014,50(3):1880-1890.

[18] KRSTIC M, KANELLAKOPOULOS I, KOKOTOVIC P. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: Wiley Interscience, 1995.

[19] QI Liang, SHI Hongbo. Adaptive position tracking control of permanent magnet synchronous motor based on RBF fast terminal sliding mode control[J]. Neurocomputing, 2013, 115(4): 23-30.

[20] YU Jinpeng, SHI Peng, DONG Wenjie, et al. Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(3):640-645.

[21] WEN Changyun, ZHOU Jing, LIU Zhitao, et al. Robust adaptive control of uncertain nonlinear systems in the presence of input saturation and external disturbance[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2011, 56(7):1672-1678.

[22] LEVANT A. Chattering analysis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2010, 55(6):1380-1389.

[23] XU S S, CHEN C, WU Z. Study of nonsingular fast terminal sliding-mode fault-tolerant control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6): 3906-3913.

[24] YU Shuanghe, YU Xinghuo, SHIRINZADEH B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode [J]. Automatica, 2005, 41(11): 1957-1964.

[25] NEKOUKAR V, ERFANIAN A. Adaptive fuzzy terminal sliding mode control for a class of MIMO uncertain nonlinear systems[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2011, 179(1): 34-49.

(编辑 魏希柱)