

考虑铁损的异步电动机模糊自适应命令滤波反步控制

于金鹏, 于海生, 林 崇

(青岛大学 自动化与电气工程学院, 山东 青岛 266071)

摘要: 针对考虑铁损的电动汽车用异步电动机驱动系统中存在的负载扰动和系统参数不确定问题, 采用模糊逻辑系统逼近系统中的非线性项, 通过引入命令滤波反步技术克服传统反步法无法避免的“计算爆炸”问题, 引入补偿信号消除滤波误差的影响, 实现对异步电动机的位置跟踪控制. Matlab 仿真结果验证了所提出方法的有效性.

关键词: 模糊控制; 反步法; 命令滤波; 异步电动机

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Fuzzy approximation-based adaptive command filtered backstepping control for induction motors with iron losses

YU Jin-peng, YU Hai-sheng, LIN Chong

(College of Automation and Electrical Engineering, Qingdao University, Qingdao 266071, China. Correspondent: YU Jin-peng, E-mail: yjp1109@hotmail.com)

Abstract: For the problem of position tracking control for induction motors with iron losses in electric vehicle drive systems with load torque disturbance and parameters uncertainties. Fuzzy logic systems are used to approximate unknown nonlinear functions, the adaptive command filtered backstepping scheme is introduced to overcome the problem of “explosion of complexity” inherent in the traditional backstepping design procedure, and the compensating signals are employed to remove the effect of the errors caused by the filters. Simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Keywords: fuzzy control; backstepping; command filtering; induction motors

0 引 言

异步(感应)电动机因其具有结构简单、损耗低等优点而被广泛应用于电动汽车驱动系统中. 然而, 在电动汽车驱动系统中, 为了在高速行驶时减小异步电机的反电动势, 以得到较好的转矩调节能力, 通常选择较小的励磁电感来有效减小反电动势, 从而提高电压利用率. 但是, 与此同时也会导致电流纹波增大, 使得异步电动机的铁损增加, 因此需考虑铁损对电动汽车用异步电动机的各项控制性能的影响. 近年来, 矢量控制^[1]、直接转矩控制^[2]、模糊控制^[3-5]和反步控制^[6-7]等方法被应用于异步电动机驱动系统的相关控制问题的研究中. 其中, 因模糊逻辑系统可被用来逼近系统中未知的非线性项, 基于模糊逻辑逼近系统的自适应控制方法被广泛地用于处理非线性系统中出现的参数不确定的问题; 而反步法因其易于与自适应技术相结合, 并能够有效地消除参数时变和外界扰动

对系统性能的影响, 从而引起了越来越多的关注. 然而, 当需要对虚拟控制函数重复求导时, 传统反步法会出现“计算爆炸”问题^[8]. 动态面技术^[9-10]是解决该问题的有效方法, 文献[11]提出了自适应模糊动态面技术, 即在反步控制中引入一阶滤波器消除“计算爆炸”问题. 但它没有考虑补偿滤波器所产生的滤波误差, 进而影响了系统的控制性能. 命令滤波反步法控制^[12]通过命令滤波器的输出逼近虚拟控制函数的导数, 解决了“计算爆炸”的问题, 并通过引入误差补偿信号减小命令滤波器所产生的误差, 进而提高系统控制性能. 但此方法仅考虑了系统参数已知的情况, 并且没有推广到多输入多输出系统.

综上所述, 本文提出基于命令滤波反步法的考虑铁损的异步电动机驱动系统模糊自适应位置跟踪控制策略. 与传统反步法相比, 主要优点在于: 1) 利用模糊逻辑系统处理异步电机驱动系统中的不确定非线性

收稿日期: 2015-12-24; **修回日期:** 2016-03-16.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61573204, 61573203, 61501276, 61673227); 泰山学者工程专项经费项目; 山东省优秀青年基金重点项目(ZR2015JL022).

作者简介: 于金鹏(1978—), 男, 教授, 博士, 从事电机控制和非线性控制等研究; 于海生(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电机控制等研究.

性函数; 2) 采用命令滤波技术解决传统反步法中存在的“计算爆炸”问题; 3) 通过引入误差补偿机制克服动态面技术的缺陷, 从而减小系统的跟踪误差. 所提出的控制器可以保证跟踪误差收敛到原点非常小的邻域内, 且闭环内的所有信号都是有界的. 最后通过仿真实验验证了所提出方法的有效性.

1 异步电动机驱动系统的数学模型及初步变换

考虑铁损的异步电动机在同步旋转坐标 (d - q) 下的模型^[1]

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega_r, \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{n_p L_m}{L_{1r} J} \psi_d i_{qm} - \frac{T_L}{J}, \\ \frac{di_{qm}}{dt} &= \frac{R_{fe}}{L_m} i_{qs} - \frac{(L_m + L_{1r}) R_{fe}}{L_{1r} L_m} i_{qm} + \\ &\quad i_{dm} \omega_r + \frac{L_m R_r}{L_{1r}} \frac{i_{qm} i_{dm}}{\psi_d}, \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\frac{R_s + R_{fe}}{L_{1s}} i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_{1r}} \frac{i_{ds} i_{qm}}{\psi_d} + \\ &\quad i_{ds} \omega_r + \frac{(L_m + L_{1r}) R_{fe}}{L_{1r} L_{1s}} i_{qm} + \frac{1}{L_{1s}} u_{qs}, \\ \frac{d\psi_d}{dt} &= -\frac{R_r}{L_{1r}} \psi_d + \frac{L_m}{L_{1r}} R_r i_{dm}, \\ \frac{di_{dm}}{dt} &= \frac{R_{fe}}{L_m} i_{ds} + \frac{R_{fe}}{L_{1r} L_m} \psi_d - \\ &\quad \frac{(L_m + L_{1r}) R_{fe}}{L_{1r} L_m} i_{dm} + \frac{L_m R_r}{L_{1r}} \frac{i_{qm}^2}{\psi_d} + i_{qm} \omega_r, \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{R_s + R_{fe}}{L_{1s}} i_{ds} + \frac{L_m R_r}{L_{1r}} \frac{i_{qs} i_{qm}}{\psi_d} + i_{qs} \omega_r + \\ &\quad \frac{(L_m + L_{1r}) R_{fe}}{L_{1r} L_{1s}} i_{dm} - \frac{R_{fe}}{L_{1s}^2} \psi_d + \frac{1}{L_{1s}} u_{ds}. \end{aligned}$$

其中: θ , ω_r , J , T_L 和 ψ_d 分别为转子角度、转子角速度、转动惯量、负载转矩和转子磁链; n_p 为极对数; i_{ds} 和 i_{qs} 为 d , q 轴电流; i_{dm} 和 i_{qm} 为 d , q 轴的励磁电流; u_{ds} 和 u_{qs} 为 d , q 轴电压; R_s 和 L_{1s} 为定子的电阻和电感; R_r 和 L_{1r} 为转子的电阻和电感; R_{fe} 为铁损阻抗; L_m 为互感. 为了更简便地表示电机模型, 定义如下新变量:

$$\begin{aligned} x_1 &= \theta, \quad x_2 = \omega_r, \quad x_3 = i_{qm}, \quad x_4 = i_{qs}, \\ x_5 &= \varphi_d, \quad x_6 = i_{dm}, \quad x_7 = i_{ds}, \\ a_1 &= \frac{n_p L_m}{L_{1r}}, \quad b_1 = \frac{R_{fe}}{L_m}, \\ b_2 &= \frac{(L_m + L_{1r}) R_{fe}}{L_{1r} L_m}, \quad b_3 = \frac{L_m R_r}{L_{1r}}, \quad c_1 = \frac{1}{L_{1s}}, \\ c_2 &= \frac{R_s + R_{fe}}{L_{1s}}, \quad c_3 = \frac{L_m R_r}{L_{1r}}, \quad c_4 = \frac{(L_m + L_{1r}) R_{fe}}{L_{1r} L_{1s}}, \\ c_5 &= \frac{R_{fe}}{L_{1s}^2}, \quad d_1 = -\frac{R_r}{L_{1r}}, \quad d_2 = \frac{L_m}{L_{1r}}, \quad d_3 = \frac{R_{fe}}{L_m L_{1r}}. \end{aligned}$$

考虑铁损的异步电动机的数学模型可表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{J} a_1 x_3 x_5 - \frac{T_L}{J}, \\ \dot{x}_3 = b_1 x_4 - b_2 x_3 + b_3 \frac{x_3 x_6}{x_5} + x_2 x_6, \\ \dot{x}_4 = c_1 u_{qs} - c_2 x_4 + x_2 x_7 + c_3 \frac{x_3 x_7}{x_5} + c_4 x_3, \\ \dot{x}_5 = d_1 x_5 + d_2 x_6, \\ \dot{x}_6 = b_1 x_7 + d_3 x_5 - b_2 x_6 + b_3 \frac{x_3^2}{x_5} + x_2 x_3, \\ \dot{x}_7 = c_1 u_{ds} - c_2 x_7 + c_3 \frac{x_3 x_4}{x_5} + x_2 x_4 - c_5 x_5 + c_4 x_6. \end{cases} \quad (1)$$

引理 1^[13] 命令滤波定义如下:

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_1 &= \omega_n \varphi_2, \\ \dot{\varphi}_2 &= -2\zeta \omega_n \varphi_2 - \omega_n (\varphi_1 - \alpha_1). \end{aligned} \quad (2)$$

其中: $\varphi_1 = x_{i,c}(t)$, $\varphi_2 = \dot{x}_{i,c}(t)$ 均为命令滤波器的输出, α_1 为命令滤波器的输入信号. 如果输入信号 α_1 在 $t \geq 0$ 时满足 $|\dot{\alpha}_1| \leq \rho_1$ 和 $|\ddot{\alpha}_1| \leq \rho_2$, 其中 ρ_1 和 ρ_2 均为正数且满足 $\varphi_1(0) = \alpha_1(0) = 0$, $\varphi_2(0) = 0$, 则可得出, 对于任意的 $\mu > 0$, 存在 $\omega_n > 0$, $\zeta \in (0, 1]$, 使得 $|\varphi_1 - \alpha_1| \leq \mu$, $|\dot{\varphi}_1|$, $|\ddot{\varphi}_1|$ 和 $|\ddot{\varphi}_1|$ 都是稳定的.

2 异步电动机的模糊自适应命令滤波反步控制器设计

根据反步法原理定义如下误差变量:

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 - x_{1d}, \quad z_2 = x_2 - x_{1,c}, \quad z_3 = x_3 - x_{2,c}, \\ z_4 &= x_4 - x_{3,c}, \quad z_5 = x_5 - x_{5d}, \quad z_6 = x_6 - x_{4,c}, \\ z_7 &= x_7 - x_{5,c}. \end{aligned} \quad (3)$$

其中: x_{1d} 和 x_{5d} 为给定的期望信号, 虚拟控制律 α_i ($i = 1, 2, \dots, 5$) 为滤波器的输入信号, $x_{i,c}$ ($i = 1, 2, \dots, 5$) 为滤波器的输出信号. 定义滤波误差补偿信号为 $\xi_i = z_i - v_i$, $i = 1, 2, \dots, 7$. 虚拟控制律和滤波误差补偿信号的具体结构将在下面设计过程中给出.

Step 1 选取第 1 个子系统的 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2} v_1^2$, 求导后可得

$$\dot{V}_1 = v_1 \dot{v}_1 = v_1 (z_1 - \dot{\xi}_1) = v_1 (x_2 - \dot{x}_{1d} - \dot{\xi}_1). \quad (4)$$

选取虚拟控制函数 α_1 和补偿信号 ξ_1 , 即

$$\alpha_1 = -k_1 z_1 + \dot{x}_{1d}, \quad (5)$$

$$\dot{\xi}_1 = -k_1 \xi_1 + \xi_2 + (x_{1,c} - \alpha_1), \quad (6)$$

其中 $k_1 > 0$ 为常数. 将式 (5) 和 (6) 代入 (4), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= v_1 (z_2 + x_{1,c} - \alpha_1 + \alpha_1 - \dot{x}_{1d} - \dot{\xi}_1) = \\ &\quad -k_1 v_1^2 + v_1 v_2. \end{aligned} \quad (7)$$

Step 2 选取 Lyapunov 函数 $V_2 = V_1 + \frac{J}{2}v_2^2$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + Jv_2(\dot{x}_2 - \dot{x}_{1,c} - \dot{\xi}_2) = \\ &\dot{V}_1 + v_2(a_1x_3x_5 - T_L - J\dot{x}_{1,c} - J\dot{\xi}_2). \end{aligned} \quad (8)$$

负载转矩 T_L 具有不确定性, 假设其上限为 $d > 0$, 则有 $0 \leq |T_L| \leq d$. 运用杨氏不等式可得

$$-v_2T_L \leq \frac{1}{2\varepsilon_1^2}v_2^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_1^2d^2,$$

其中 ε_1 为任意小的正数. 式 (8) 可表示为

$$\dot{V}_2 \leq -k_1v_1^2 + v_1v_2 + \frac{1}{2}\varepsilon_1^2d^2 + v_2(x_3 - J\dot{\xi}_2 + f_2(Z)). \quad (9)$$

其中: $f_2(Z) = a_1x_3x_5 + \frac{1}{2\varepsilon_1^2}v_2 - J\dot{x}_{1,c} - x_3$, $Z = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_d, \dot{x}_d]^T$. 根据万能逼近定理^[4], 对于任意给定 $\varepsilon_2 > 0$, 存在一个模糊系统 $W_2^T S_2(Z)$, 使得 $f_2(Z) = W_2^T S_2(Z) + \delta_2(Z)$, 其中 $\delta_2(Z)$ 为逼近误差并满足 $\|\delta_2(Z)\| \leq \varepsilon_2$. 由此可得

$$\begin{aligned} v_2f_2(Z) &= v_2(W_2^T S_2(Z) + \delta_2(Z)) \leq \\ &\frac{1}{2l_2^2}v_2^2\|W_2\|^2S_2^T S_2 + \frac{1}{2}l_2^2 + \frac{1}{2}v_2^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_2^2. \end{aligned} \quad (10)$$

构造虚拟控制函数 α_2 和补偿信号 ξ_2 , 即

$$\alpha_2 = -k_2z_2 - \frac{1}{2}v_2 - z_1 - \frac{1}{2l_2^2}v_2\hat{\theta}S_2^T S_2, \quad (11)$$

$$\dot{\xi}_2 = \frac{1}{J}[-k_2\xi_2 + \xi_3 - \xi_1 + (x_{2,c} - \alpha_2)]. \quad (12)$$

其中: $k_2 > 0$ 为常数; $\hat{\theta}$ 为未知常数 θ 的估计值, θ 的结构将会在后文中给出. 将式 (10)~(12) 代入 (9), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -k_1v_1^2 - k_2v_2^2 + v_2v_3 + \frac{1}{2}\varepsilon_1^2d^2 + \frac{1}{2}l_2^2 + \\ &\frac{1}{2}\varepsilon_2^2 + \frac{1}{2l_2^2}v_2^2(\|W_2\|^2 - \hat{\theta})S_2^T S_2. \end{aligned} \quad (13)$$

Step 3 选取 Lyapunov 函数 $V_3 = V_2 + \frac{1}{2}v_3^2$, 求导后可得

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + v_3\dot{v}_3 = \dot{V}_2 + v_3(b_1x_4 - \dot{x}_{2,c} - \dot{\xi}_3 + f_3(Z)), \quad (14)$$

其中 $f_3(Z) = -b_2x_3 + b_3\frac{x_3x_6}{x_5} + x_2x_6 = W_3^T S_3(Z) + \delta_3(Z)$. 根据万能逼近定理, 对于任意给定的 $\varepsilon_3 > 0$, 有

$$v_3f_3(Z) \leq \frac{1}{2l_3^2}v_3^2\|W_3\|^2S_3^T S_3 + \frac{1}{2}l_3^2 + \frac{1}{2}v_3^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_3^2. \quad (15)$$

选取如下虚拟控制函数 α_3 和补偿信号 ξ_3 :

$$\alpha_3 = \frac{1}{b_1}\left(-k_3z_3 - \frac{1}{2}v_3 - z_2 - \frac{1}{2l_3^2}v_3\hat{\theta}S_3^T S_3 + \dot{x}_{2,c}\right),$$

$$\dot{\xi}_3 = -k_3\xi_3 + b_1\xi_4 - \xi_2 + b_1(x_{3,c} - \alpha_3). \quad (16)$$

将 α_3 和 $\dot{\xi}_3$ 代入式 (14), 有

$$\dot{V}_3 \leq -\sum_{i=1}^3 k_i v_i^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_1^2d^2 + \frac{1}{2}l_2^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_2^2 + \frac{1}{2}l_3^2 +$$

$$\begin{aligned} &b_1v_3v_4 + \frac{1}{2l_2^2}v_2^2(\|W_2\|^2 - \hat{\theta})S_2^T S_2 + \\ &\frac{1}{2}\varepsilon_3^2 + \frac{1}{2l_3^2}v_3^2(\|W_3\|^2 - \hat{\theta})S_3^T S_3. \end{aligned} \quad (17)$$

Step 4 对于第 4 个子系统, 选取 Lyapunov 函数 $V_4 = V_3 + \frac{1}{2}v_4^2$, 对其求导可得

$$\dot{V}_4 = \dot{V}_3 + v_4(c_1u_{qs} - \dot{x}_{3,c} - \dot{\xi}_4 + f_4(Z)), \quad (18)$$

其中 $f_4(Z) = -c_2x_4 + x_2x_7 + c_3\frac{x_3x_7}{x_5} + c_4x_3 = \delta_4(Z) + W_4^T S_4(Z)$. 同样地, 运用模糊逻辑系统逼近此非线性函数, 对于任意给定的 $\varepsilon_4 > 0$, 有

$$v_4f_4(Z) \leq \frac{1}{2l_4^2}v_4^2\|W_4\|^2S_4^T S_4 + \frac{1}{2}l_4^2 + \frac{1}{2}v_4^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_4^2. \quad (19)$$

选取如下真实控制律 u_{qs} 和补偿信号 ξ_4 :

$$u_{qs} = \frac{1}{c_1}\left(-k_4z_4 - \frac{1}{2}v_4 - b_1z_3 - \frac{1}{2l_4^2}v_4\hat{\theta}S_4^T S_4 + \dot{x}_{3,c}\right),$$

$$\dot{\xi}_4 = -k_4\xi_4 - b_1\xi_3. \quad (20)$$

将 u_{qs} , $\dot{\xi}_4$ 和式 (19) 代入 (18), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &\leq \sum_{i=2}^4 \left(\frac{1}{2l_i^2}v_i^2(\|W_i\|^2 - \hat{\theta})S_i^T S_i + \frac{1}{2}l_i^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_i^2\right) - \\ &\sum_{i=1}^4 k_i v_i^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_1^2d^2. \end{aligned} \quad (21)$$

Step 5 构造 Lyapunov 函数 $V_5 = V_4 + \frac{1}{2}v_5^2$, 对其求导后可得

$$\dot{V}_5 = \dot{V}_4 + v_5(d_1x_5 + d_2x_6 - \dot{x}_{5d} - \dot{\xi}_5). \quad (22)$$

构造如下虚拟控制函数 α_4 和补偿信号 ξ_5 :

$$\alpha_4 = \frac{1}{d_2}(-k_5z_5 + \dot{x}_{5d} - d_1x_5), \quad (23)$$

$$\dot{\xi}_5 = -k_5\xi_5 + d_2\xi_6 + d_2(x_{4,c} - \alpha_4). \quad (24)$$

将式 (23) 和 (24) 代入 (22), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 &\leq \sum_{i=2}^4 \left(\frac{1}{2l_i^2}v_i^2(\|W_i\|^2 - \hat{\theta})S_i^T S_i + \frac{1}{2}l_i^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_i^2\right) - \\ &\sum_{i=1}^5 k_i v_i^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_1^2d^2 + d_2v_5v_6. \end{aligned} \quad (25)$$

Step 6 选取 Lyapunov 函数 $V_6 = V_5 + \frac{1}{2}v_6^2$, 求导后可得

$$\dot{V}_6 = \dot{V}_5 + v_6\dot{v}_6 = \dot{V}_5 + v_6(b_1x_7 - \dot{x}_{4,c} - \dot{\xi}_6 + f_6(Z)), \quad (26)$$

其中 $f_6(Z) = d_3x_5 - b_2x_6 + b_3\frac{x_3^2}{x_5} + x_2x_3 = W_6^T S_6(Z) + \delta_6(Z)$. 对于任意给定的 $\varepsilon_6 > 0$, 有

$$v_6f_6(Z) \leq \frac{1}{2l_6^2}v_6^2\|W_6\|^2S_6^T S_6 + \frac{1}{2}l_6^2 + \frac{1}{2}v_6^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_6^2. \quad (27)$$

选取虚拟控制函数 α_5 和补偿信号 ξ_6 , 即

$$\begin{aligned}\alpha_5 &= \frac{1}{b_1} \left(-k_6 z_6 - \frac{1}{2} v_6 - d_2 z_5 - \frac{1}{2l_6^2} v_6 \hat{\theta} S_6^T S_6 + \dot{x}_{4,c} \right), \\ \dot{\xi}_6 &= -k_6 \xi_6 + b_1 \xi_7 - d_2 \xi_5 + b_1 (x_{5,c} - \alpha_5).\end{aligned}\quad (28)$$

将 $\alpha_5, \dot{\xi}_6$ 和式 (27) 代入 (26), 可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_6 &\leq - \sum_{i=1}^6 k_i v_i^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 d^2 + b_1 v_6 v_7 + \frac{1}{2} l_6^2 + \\ &\quad \frac{1}{2l_2^2} v_2^2 (\|W_2\|^2 - \hat{\theta}) S_2^T S_2 + \frac{1}{2} l_2^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 + \\ &\quad \frac{1}{2l_3^2} v_3^2 (\|W_3\|^2 - \hat{\theta}) S_3^T S_3 + \frac{1}{2} l_3^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_3^2 + \\ &\quad \frac{1}{2l_4^2} v_4^2 (\|W_4\|^2 - \hat{\theta}) S_4^T S_4 + \frac{1}{2} l_4^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_4^2 + \\ &\quad \frac{1}{2l_6^2} v_6^2 (\|W_6\|^2 - \hat{\theta}) S_6^T S_6 + \frac{1}{2} \varepsilon_6^2.\end{aligned}\quad (29)$$

Step 7 在这一步的设计过程中, 将构造真实控制律 u_{ds} . 对补偿后的误差 v_7 求导可得

$$\begin{aligned}\dot{v}_7 &= \dot{x}_7 - \dot{x}_{5,c} - \dot{\xi}_7 = c_1 u_{ds} - c_2 x_7 + c_3 \frac{x_3 x_4}{x_5} + \\ &\quad x_2 x_4 - c_5 x_5 + c_4 x_6 - \dot{x}_{5,c} - \dot{\xi}_7.\end{aligned}\quad (30)$$

选取 Lyapunov 函数 $V_7 = V_6 + \frac{1}{2} v_7^2$, 对其求导后可得

$$\dot{V}_7 = \dot{V}_6 + v_7 (c_1 u_{ds} - \dot{x}_{5,c} - \dot{\xi}_7 + f_7(Z)), \quad (31)$$

其中 $f_7(Z) = -c_2 x_7 + c_3 \frac{x_3 x_4}{x_5} + x_2 x_4 - c_5 x_5 + c_4 x_6 = W_7^T S_7(Z) + \delta_7(Z)$. 同样地, 对于任意给定的 $\varepsilon_7 > 0$, 可以得到如下不等式:

$$v_7 f_7(Z) \leq \frac{1}{2l_7^2} v_7^2 \|W_7\|^2 S_7^T S_7 + \frac{1}{2} l_7^2 + \frac{1}{2} v_7^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_7^2.\quad (32)$$

选取如下真实控制律 u_{ds} 和补偿信号 ξ_7 :

$$\begin{aligned}u_{ds} &= \frac{1}{c_1} \left(-k_7 z_7 - \frac{1}{2} v_7 - b_1 z_6 - \frac{1}{2l_7^2} v_7 \hat{\theta} S_7^T S_7 + \dot{x}_{5,c} \right), \\ \dot{\xi}_7 &= -k_7 \xi_7 - b_1 \xi_6.\end{aligned}\quad (33)$$

定义 $\theta = \max\{\|W_2\|^2, \|W_3\|^2, \|W_4\|^2, \|W_6\|^2, \|W_7\|^2\}$, 并定义其估计误差 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$, 则由真实控制律 u_{ds} 、补偿信号 ξ_7 和式 (32) 可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_7 &\leq - \sum_{i=1}^7 k_i v_i^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 d^2 + \frac{1}{2} l_2^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 - \\ &\quad \frac{1}{2l_2^2} v_2^2 \tilde{\theta} S_2^T S_2 - \frac{1}{2l_3^2} v_3^2 \tilde{\theta} S_3^T S_3 - \frac{1}{2l_4^2} v_4^2 \tilde{\theta} S_4^T S_4 - \\ &\quad \frac{1}{2l_6^2} v_6^2 \tilde{\theta} S_6^T S_6 - \frac{1}{2l_7^2} v_7^2 \tilde{\theta} S_7^T S_7 + \frac{1}{2} l_3^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_3^2 + \\ &\quad \frac{1}{2} l_4^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_4^2 + \frac{1}{2} l_6^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_6^2 + \frac{1}{2} l_7^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_7^2.\end{aligned}\quad (34)$$

Step 8 选取系统的 Lyapunov 函数

$$V = V_7 + \frac{\tilde{\theta}^2}{2r_1}, \quad (35)$$

对其求导后可得

$$\dot{V} \leq - \sum_{i=1}^7 k_i v_i^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 d^2 + \frac{1}{2} l_2^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 + \frac{1}{2} l_3^2 +$$

$$\begin{aligned}&\frac{1}{2} \varepsilon_3^2 + \frac{1}{2} l_4^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_4^2 + \frac{1}{2} l_6^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_6^2 + \frac{1}{2} l_7^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_7^2 + \\ &\quad \frac{\tilde{\theta}}{r_1} \left(\dot{\hat{\theta}} - \frac{r_1}{2l_2^2} v_2^2 S_2^T S_2 - \frac{r_1}{2l_3^2} v_3^2 S_3^T S_3 - \right. \\ &\quad \left. \frac{r_1}{2l_4^2} v_4^2 S_4^T S_4 - \frac{r_1}{2l_6^2} v_6^2 S_6^T S_6 - \frac{r_1}{2l_7^2} v_7^2 S_7^T S_7 \right).\end{aligned}\quad (36)$$

选取如下自适应律:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\theta}} &= \frac{r_1}{2l_2^2} v_2^2 S_2^T S_2 + \frac{r_1}{2l_3^2} v_3^2 S_3^T S_3 + \frac{r_1}{2l_4^2} v_4^2 S_4^T S_4 + \\ &\quad \frac{r_1}{2l_6^2} v_6^2 S_6^T S_6 + \frac{r_1}{2l_7^2} v_7^2 S_7^T S_7 - m_1 \hat{\theta},\end{aligned}\quad (37)$$

其中 m_1, r_1 和 $l_i (i = 2, 3, 4, 6, 7)$ 均为正数.

3 稳定性证明

将式 (37) 代入 (36), 可得

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq - \sum_{i=1}^7 k_i v_i^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 d^2 + \sum_{i=2}^4 \left(\frac{1}{2} l_i^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_i^2 \right) + \\ &\quad \frac{1}{2} l_6^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_6^2 + \frac{1}{2} l_7^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_7^2 - \frac{m_1 \tilde{\theta} \hat{\theta}}{r_1}.\end{aligned}\quad (38)$$

由杨氏不等式可知

$$-\tilde{\theta} \hat{\theta} \leq -\frac{\tilde{\theta}^2}{2} + \frac{\theta^2}{2}, \quad (39)$$

则式 (38) 可被转化为如下形式:

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq - \sum_{i=1}^7 k_i v_i^2 - \frac{m_1 \tilde{\theta}^2}{2r_1} + \sum_{i=2}^4 \left(\frac{1}{2} l_i^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_i^2 \right) + \\ &\quad \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 d^2 + \frac{1}{2} l_6^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_6^2 + \frac{1}{2} l_7^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_7^2 + \frac{m_1 \theta^2}{2r_1} \leq \\ &\quad - aV + b.\end{aligned}\quad (40)$$

其中

$$\begin{aligned}a &= \min\{2k_1, 2k_2, 2k_3, 2k_4, 2k_5, 2k_6, 2k_7, m_1\}, \\ b &= \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 d^2 + \frac{1}{2} l_2^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 + \frac{1}{2} l_3^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_3^2 + \frac{1}{2} l_4^2 + \\ &\quad \frac{1}{2} \varepsilon_4^2 + \frac{1}{2} l_6^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_6^2 + \frac{1}{2} l_7^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_7^2 + \frac{m_1 \theta^2}{2r_1}.\end{aligned}$$

由式 (40) 可得

$$\begin{aligned}V(t) &\leq \left(V(t_0) - \frac{b}{a} \right) e^{-a(t-t_0)} + \frac{b}{a} \leq \\ &\quad V(t_0) + \frac{b}{a}, \quad \forall t \geq t_0.\end{aligned}\quad (41)$$

式 (41) 表明, $v_i (i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7)$ 和 $\tilde{\theta}$ 均属于紧集 $\Omega = \{(v_i, \tilde{\theta}) | V \leq V(t_0) + \frac{b}{a}, \forall t \geq t_0\}$, 因此闭环系统的所有信号都是有界的. 由文献 [13] 可知, 滤波误差补偿信号 ξ_i 满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\xi_i\| \leq \frac{\mu \rho}{2k_0}$, 其中 $k_0 = \frac{1}{2} \min_i(k_i)$. 由于 $z_i = v_i + \xi_i$ 且 ξ_i 是有界的, 跟踪误差 z_i 是有界的. 由式 (41) 可知, $\lim_{t \rightarrow \infty} \|z_1\| \leq \sqrt{\frac{2b}{a} + \frac{\mu \rho}{2k_0}}$.

注 1 由引理 1 和 a, b 以及 k_0 的定义可知, 在选定了参数 k_i 和 m_1 后, 选取充分大的 r_1 和充分小的 μ, l_i 和 ε_i 就可以保证跟踪误差充分小.

注 2 文献 [11] 中提出的动态面技术没有考虑

到滤波器产生的误差对系统控制性能的影响,而本文提出的命令滤波技术引入了误差补偿机制来消除滤波误差,从而能得到更好的控制效果.

4 仿真结果分析

为了验证本文所提出方法的有效性,在 Matlab 环境下对考虑铁损的异步电动机驱动系统进行仿真,系统的参数选定如下: $J = 0.0586 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $R_s = 0.1 \Omega$, $R_r = 0.15 \Omega$, $R_{fe} = 30 \Omega$, $n_p = 1$, $L_m = 0.068 \text{ H}$, $L_s = L_r = 0.0699 \text{ H}$. 选取自适应模糊控制器的参数如下: $k_1 = 56$, $k_2 = 140$, $k_3 = 140$, $k_4 = 560$, $k_5 = 7000$, $k_6 = 140$, $k_7 = 280$, $r_1 = 0.05$, $m_1 = 0.02$, $l_2 = l_3 = l_4 = l_6 = l_7 = 0.25$. 命令滤波器的参数选为 $\zeta = 0.5$, $\omega_n = 5000$.

选取模糊集 $\mu_{F_i^l} = \exp[-(x+l)^2/2]$, $l \in N$, $l \in [-5, 5]$, 仿真在异步电动机的零初始状态下进行. 给出期望的跟踪信号 $x_{1d} = 0.5 \sin t + 0.3 \sin 0.5t$, $x_{5d} = 1$, 设负载转矩为

$$T_L = \begin{cases} 0.5, & 0 \leq t \leq 15; \\ 1, & t \geq 15. \end{cases}$$

仿真结果如图 1~图 10 所示.

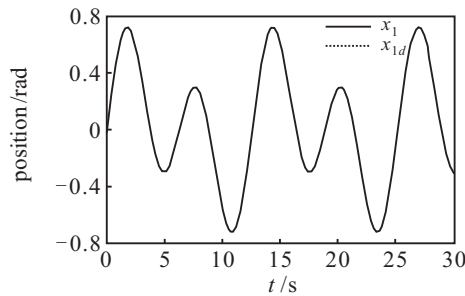


图 1 x_1 和 x_{1d} 的波形

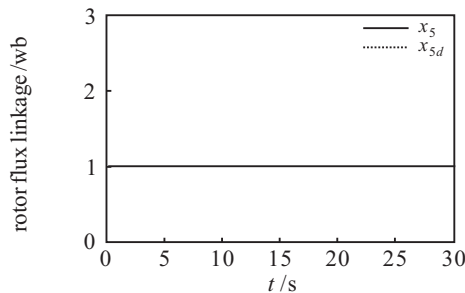


图 2 x_5 和 x_{5d} 的波形

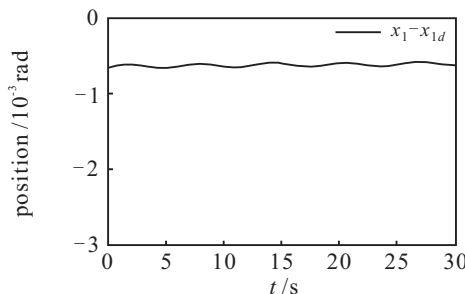


图 3 x_1 与 x_{1d} 的误差波形

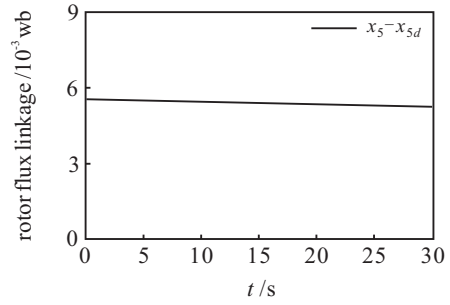


图 4 x_5 与 x_{5d} 的误差波形

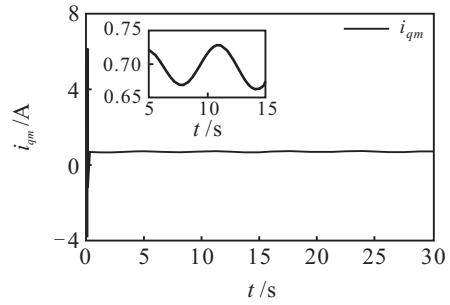


图 5 q 轴的励磁电流 i_{qm}

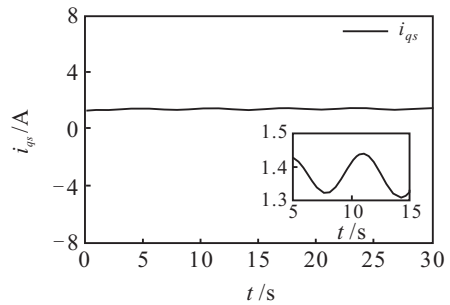


图 6 q 轴电流 i_{qs}

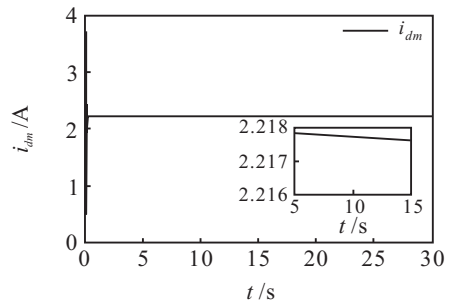


图 7 d 轴的励磁电流 i_{dm}

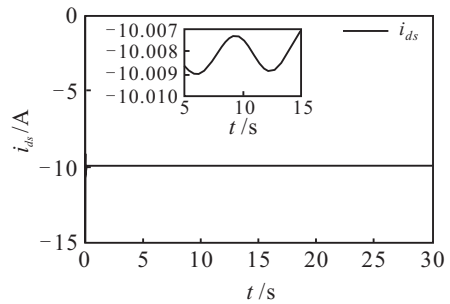
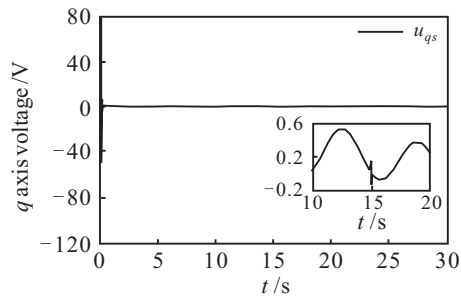
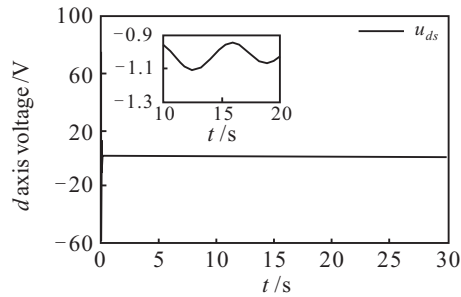


图 8 d 轴电流 i_{ds}

图 1 给出了 x_1 与 x_{1d} 的波形对比, 图 2 为 x_5 与 x_{5d} 的波形对比, 图 3 展示了位置跟踪误差 x_1 与 x_{1d} 的误差波形, 图 4 为 x_5 与 x_{5d} 的误差波形, 图 5~图 8

图 9 q 轴电压 u_{qs} 图 10 d 轴电压 u_{ds}

分别为 i_{qm} , i_{qs} , i_{dm} , i_{ds} 的波形, 图 9 和图 10 分别给出了 u_{qs} , u_{ds} 的波形。

从以上仿真结果可以看出: 在系统参数不确定和负载转矩存在扰动的情况下, 电机的位置信号和磁链信号仍能快速地跟踪给定的期望信号, 并且控制器信号都稳定在一定的区域内, 该控制方法对电机参数变化及负载扰动具有较强的鲁棒性。

5 结 论

本文将自适应模糊方法与命令滤波技术相结合, 实现了对考虑铁损的异步电机的非线性位置跟踪控制。仿真结果表明, 所设计的模糊自适应控制器可以使考虑铁损的异步电动机驱动系统达到良好的跟踪效果, 并且对负载转矩扰动和参数不确定具有很好的鲁棒性。

参考文献(References)

- [1] 李珂, 张承慧, 崔纳新. 考虑铁损的电动汽车用感应电机矢量控制及其能量优化策略[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(6): 959-964.
(Li K, Zhang C H, Cui N X. Vector control of induction motor for electric vehicles considering iron losses and its energy optimization strategy[J]. Control Theory & Applications, 2007, 24(6): 959-964.)
- [2] Prasad D, Panigrahi B P, SenGupta S. Digital simulation and hardware implementation of a simple scheme for direct torque control of induction motor[J]. Energy Conversion and Management, 2008, 49(4): 687-697.
- [3] Liu Y J, Tong S C, Chen C L, et al. Adaptive fuzzy control via observer design for uncertain nonlinear systems with unmodeled dynamics[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2013, 21(2): 275-288.
- [4] Li Y M, Tong S C, Li T S. Composite adaptive fuzzy output feedback control design for uncertain nonlinear strict-feedback systems with input saturation[J]. IEEE Trans on Cybernetics, 2015, 45(10): 2299-2308.
- [5] Tong S C, Li Y M, Feng G, et al. Observer-based adaptive fuzzy backstepping dynamic surface control for a class of MIMO nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics — Part B: Cybernetics, 2011, 41(4): 1124-1135.
- [6] Liu X P, Gu G X, Zhou K M. Robust stabilization of MIMO nonlinear systems by backstepping[J]. Automatica, 1999, 35(2): 987-992.
- [7] Yu J P, Chen B, Yu H S. Position tracking control of induction motors via adaptive fuzzy backstepping[J]. Energy Conversion and Management, 2010, 51(11): 2345-2352.
- [8] Li T S, Li R H, Wang D. Adaptive neural control of nonlinear MIMO systems with unknown time delays[J]. Neurocomputing, 2012, 78(1): 83-88.
- [9] Wang D, Huang J. Neural network-based adaptive dynamic surface control for a class of uncertain nonlinear systems in strict-feedback form[J]. IEEE Trans on Neural Networks, 2005, 16(1): 195-202.
- [10] Li Y M, Tong S C, Li T S. Adaptive fuzzy output feedback dynamic surface control of interconnected nonlinear pure-feedback systems[J]. IEEE Trans on Cybernetics, 2015, 45(1): 138-149.
- [11] Tong S C, Sui S, Li Y M. Fuzzy adaptive output feedback control of MIMO nonlinear systems with partial tracking errors constrained[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2015, 23(4): 729-742.
- [12] Farrell J A, Polycarpou M, Sharma M, et al. Command filtered backstepping[J]. IEEE Trans on Automation Control, 2009, 54(6): 1391-1395.
- [13] Yu J P, Shi P, Dong W J, et al. Observer and command filter-based adaptive fuzzy output feedback control of uncertain nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5962-5970.
- [14] 于金鹏, 陈兵, 于海生, 等. 基于自适应模糊反步法的永磁同步电机位置跟踪控制[J]. 控制与决策, 2010, 25(10): 1547-1551.
(Yu J P, Chen B, Yu H S, et al. Adaptive fuzzy backstepping position tracking control for permanent magnet synchronous motor[J]. Control and Decision, 2010, 25(10): 1547-1551.)

(责任编辑: 闫 妍)