

电力机车 PMSM 自适应模糊滑模控制^{*}

刘芳璇¹, 娄刘娟¹, 虞梦月¹, 王晓琴¹, 王桂荣²

(1. 西安铁路职业技术学院, 陕西 西安 710026;

2. 中国计量大学 机电工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘 要: 为研究牵引工况下电力机车永磁同步电机(PMSM)的转速控制精度, 考虑轮轨接触不平顺及车体静载荷在轮对径向产生的未知时变负载转矩, 建立了机车 PMSM 在 $d-q$ 坐标系下的数学模型。针对该耦合非线性系统中存在的负载转矩, 设计非线性转矩观测器对其实际值进行估计, 对观测误差采用自适应模糊逻辑系统进行逼近; 为考察 d 轴电压过零跳变对转速控制及转矩观测性能的影响, 在 d 轴电压控制器设计中引入 Nussbaum 函数, 并依据 Lyapunov 稳定性理论, 构造了基于转矩观测器的自适应模糊滑模控制器。理论分析及仿真结果表明, 当转矩时变或 d 轴电压过零时, 机车 PMSM 闭环转速控制系统跟踪误差一致有界, 转矩观测误差收敛于 0。

关键词: 电力机车; 永磁同步电机; 非线性转矩观测器; 自适应模糊逻辑系统; Nussbaum 函数; 自适应模糊滑模控制

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)03-0035-06

Adaptive Fuzzy SMC for PMSM on Electric Locomotives^{*}

LIU Fangxuan¹, LOU Liujuan¹, YU Mengyue¹, WANG Xiaoqin¹, WANG Guirong²

(1. Xi'an Railway Vocational and Technical Institute, Xi'an 710026, China;

2. College of Mechanical and Electrical Engineering, China Metrology University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: For the study of speed control precision of permanent magnet synchronous motor (PMSM) on electric locomotives during traction, a mathematical model of PMSM was established in the $d-q$ coordinate system after considering unknown radially time-varying load torque of wheelset generated by wheel rail contact irregularity and static weight of locomotive body. Nonlinear torque observer (NTO) was designed to estimate the actual value of the time-varying torque with the observation error approached by adaptive fuzzy logic system. According to the Lyapunov stability theory, adaptive fuzzy sliding mode controller with NTO was constructed after the introduction of Nussbaum function in voltage controller of d axis for the investigation of influence of zero crossing of d axis voltage on speed control and torque observation. Theoretical analyses and simulation results demonstrate that the PMSM speed control system on electric locomotives has closed loop bounded error output against zero crossing of d axis voltage and unknown time-varying torque on the railway whose observation error is constricted to 0.

Key words: locomotive; permanent magnet synchronous motor; nonlinear torque observer; adaptive fuzzy logic system; Nussbaum function; adaptive fuzzy sliding mode control

0 引 言

电力机车处于牵引工况运行经过道岔及轨缝处会受到突变载荷的冲击, 冲击载荷以时变负载转

矩的形式通过轮对、轴箱和联轴节传至机车永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 转轴, 影响电机的转速控制精度^[1]。理论研究中假想为绝对圆形的轮对在实际工况中由于

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(61640314); 浙江省自然科学基金项目(LY15F030012); 西安铁路职业技术学院 2017 年度立项课题“基于趋近律滑模的机车 PMSM 控制方案研究”(XTZY17G01)

作者简介: 刘芳璇(1988—), 男, 硕士, 讲师, 研究方向为非线性伺服系统及其控制技术研究。

车体静载荷及机车通过轨道不平顺路段时所引起的踏面冲击载荷而在径向被压缩形成时变负载转矩,致使轮对垂向加速度增大,导致电机转子转轴与联轴节转矩传动效果变差,严重时导致转轴发生应力形变,影响其可靠性和使用寿命^[2]。因此,在提升局部结构强度、增强连接件稳定性的同时,也应通过对非线性转矩观测器(Nonlinear Torque Observer, NTO)的合理设计削弱时变负载转矩对电机运行的不利影响。电机控制器的设计重点则在于轴电流的解耦。由于转速方程中含有控制量 i_q ,故可通过 Lyapunov 稳定性条件设计出转速环 q 轴电流控制器,并将其输出与 NTO 输出进行比较后作为电流环 q 轴电流跟踪给定量 i_q^* ,同时设置 d 轴电流跟踪给定量 $i_d^* = 0$,再结合 Nussbaum 函数性质,通过 Lyapunov 稳定性条件设计出电流环 d 轴及 q 轴电压控制器,即可实现 i_d 、 i_q 的解耦。

本文针对机车 PMSM 转速控制系统进行控制器设计,对其中存在的轮对定常转矩及踏面时变转矩进行观测器设计。构建 NTO 对负载转矩进行估计,将估计值作为控制器的一部分补偿外部扰动,弱化轮对形变及踏面冲击的影响;采用自适应模糊逻辑系统逼近观测器误差以改善滑模面抖振;构造转速及轴电流滑模面,并结合 Nussbaum 函数相关性质设计 q 轴电流控制器及 d 、 q 轴电压控制器,使得受控系统能够快速、精确跟踪参考转速,并抑制转矩观测误差抖振,兼具动态响应快速性和时变负载鲁棒性。

1 自适应模糊滑模控制器设计

机车 PMSM 在 d - q 坐标系下的数学模型^[3-4]为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R}{L}i_d + p\omega i_q + \frac{u_d}{L} \\ \dot{i}_q = -\frac{R}{L}i_q - p\omega i_d - \frac{p\omega\psi_f}{L} + \frac{u_q}{L} \\ \dot{\omega} = \frac{1.5p\psi_f i_q}{J} - \frac{B\omega}{J} + \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q ——定子电压及电流 d 轴、 q 轴分量;

ω ——转子角速度;

R 、 L ——定子绕组等效电阻及等效电感;

ψ_f ——定子永磁磁链;

p ——定子极对数;

J ——转子转动惯量;

B ——粘滞摩擦阻尼;

T_L ——时变负载转矩。

PMSM 各参数标称值见表 1。

表 1 机车 PMSM 参数标称值

PMSM 系统参数	参数标称值
定子绕组等效电阻 R/Ω	2.875
定子绕组等效电感 L/H	0.33×10^{-3}
定子永磁磁链 ψ_f/Wb	3.722×10^{-3}
定子极对数 p	3
转子转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	1547
粘滞摩擦阻尼 $B/(N \cdot s \cdot m^{-1})$	6.4×10^{-3}

1.1 非线性转矩观测器设计

定义 NTO 观测误差 $\tilde{T}_L = T_L - \hat{T}_L$ 。对其求导:

$$\dot{\tilde{T}}_L = \dot{T}_L - \dot{\hat{T}}_L \quad (2)$$

假设 T_L 满足 $|\dot{T}_L| \leq \bar{T}_L$, $\bar{T}_L \in \mathbb{R}^+$ 。针对系统式(1)中 PMSM 转速方程设计 NTO 如下^[5]:

$$\begin{cases} \frac{1}{J}\hat{T}_L = \zeta + \chi(\omega) \\ \dot{\zeta} = -\mu\zeta + \mu \left[-\chi(\omega) + \frac{B}{J}\omega - \frac{1.5p\psi_f i_q}{J} \right] \\ \dot{\chi}(\omega) = \mu\dot{\omega} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\hat{T}_L$ ——NTO 观测估计值;

ζ ——内部辅助变量;

$\chi(\omega)$ ——内部辅助函数;

μ ——内部辅助增益, $\mu > 0$ 。

对式(3)中 $\frac{1}{J}\hat{T}_L$ 求导,并代入相关式可得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{J}\dot{\hat{T}}_L &= \dot{\zeta} + \dot{\chi}(\omega) = \dot{\zeta} + \mu\dot{\omega} = \\ &= -\mu\zeta + \mu \left[-\chi(\omega) + \frac{B}{J}\omega - \frac{1.5p\psi_f i_q}{J} \right] + \\ &= \mu \left(\frac{1.5p\psi_f i_q}{J} - \frac{B}{J}\omega + \frac{T_L}{J} \right) = \\ &= -\mu[\zeta + \chi(\omega)] + \frac{\mu T_L}{J} = \frac{\mu \tilde{T}_L}{J} \end{aligned}$$

即 $\dot{\hat{T}}_L = \mu \tilde{T}_L$ 。将此结果代入式(2)得:

$$\dot{\tilde{T}}_L = \dot{T}_L - \dot{\hat{T}}_L = \dot{T}_L - \mu \tilde{T}_L, \text{ 即: } \dot{\tilde{T}}_L + \mu \tilde{T}_L = \dot{T}_L。$$

解上式得:

$$\bar{T}_L = \bar{T}_L(0)e^{-\mu} + e^{-\mu} \int_0^t \bar{T}_L e^{\mu} dt.$$

当 $0 < \bar{T}_L < \bar{T}_L$ 时,

$$\bar{T}_L \leq \bar{T}_L(0)e^{-\mu} + e^{-\mu} \bar{T}_L \int_0^t e^{\mu} dt = \left[\bar{T}_L(0) - \frac{\bar{T}_L}{\mu} \right] e^{-\mu} + \frac{\bar{T}_L}{\mu}$$

同理, 当 $-\bar{T}_L < \bar{T}_L < 0$ 时,

$$\bar{T}_L \geq \left[\bar{T}_L(0) + \frac{\bar{T}_L}{\mu} \right] e^{-\mu} - \frac{\bar{T}_L}{\mu}.$$

综上, 当 $|\bar{T}_L| < \bar{T}_L$ 时, 有 $|\bar{T}_L|_{t \rightarrow \infty} \leq \frac{\bar{T}_L}{\mu}$ 。可知

NTO 观测误差收敛域为 $\left[-\frac{\bar{T}_L}{\mu}, \frac{\bar{T}_L}{\mu} \right]$ 。

设计 NTO 输出至控制器部分的控制量为

$$i_{q-f} = \frac{\hat{T}_L}{1.5p\psi_f} \quad (4)$$

1.2 基于 Nussbaum 函数的自适应模糊控制器设计

定义参考转速跟踪误差为

$$e_1 = \omega - \omega^* \quad (5)$$

构造转速滑模面如下:

$$S_1 = e_1 + \lambda_1 \int_0^t e_1(\tau) d\tau \quad (6)$$

其中: $\lambda_1 > 0$ 为待设计参数。

对式(6)求导得:

$$\dot{S}_1 = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 = \dot{\omega} - \dot{\omega}^* + \lambda_1 e_1 = \frac{1.5p\psi_f i_{q-at}}{J} - \frac{B\omega}{J} + \frac{T_L}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1 e_1 \quad (7)$$

注意控制器内部关系:

$$i_q^* = i_{q-at} - i_{q-f} = i_{q-at} - \frac{\hat{T}_L}{1.5p\psi_f}$$

代入式(7)整理得:

$$\dot{S}_1 = \frac{1.5p\psi_f i_{q-at}}{J} - \frac{\hat{T}_L}{J} - \frac{B\omega}{J} + \frac{T_L}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1 e_1 = \frac{1.5p\psi_f i_{q-at}}{J} + \frac{\bar{T}_L}{J} - \frac{B\omega}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1 e_1$$

定义: $\Delta = \bar{T}_L$, 则有:

$$\dot{S}_1 \triangleq \frac{1.5p\psi_f i_{q-at}}{J} + \frac{\Delta}{J} - \frac{B\omega}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1(\omega - \omega^*) \quad (8)$$

针对式(8)中观测器误差即未知变量 Δ , 根据模糊逼近理论^[6-7], 采用径向基神经网络对其进行估计。

定义:

$$\Delta = \varphi^{*T} \xi(S_1) + \zeta \quad (9)$$

其中, ζ 为神经网络的逼近误差, 满足 $|\zeta| \leq$

$$\eta, \eta > 0; \xi_l(x) = \frac{\prod_{k=1}^n \mu_{F_k^l}(x_k)}{\sum_{l=1}^n \left[\prod_{k=1}^n \mu_{F_k^l}(x_k) \right]} \in \mathbf{R}^l \text{ 为模糊}$$

基函数向量; $\mu_{F_k^l}(x_k)$ 为高斯隶属度函数; 神经网络最优权重向量为 $\varphi^* = \arg \min_{\hat{\varphi} \in \mathbf{R}^l} \{ \sup_{x \in \Omega_x} |\Delta - \hat{\Delta}| \} \in \mathbf{R}^l$ 。

设计未知变量 Δ 的估计值为

$$\hat{\Delta} = \hat{\varphi}^T \xi(S_1) + \hat{\eta} \text{sign}(S_1) \quad (10)$$

则 Δ 的估计误差满足:

$$\tilde{\Delta} = \Delta - \hat{\Delta} = \tilde{\varphi}^T \xi(S_1) + \zeta - \hat{\eta} \text{sign}(S_1) \leq$$

$$\tilde{\varphi}^T \xi(S_1) + |\zeta| - \hat{\eta} \text{sign}(S_1) \leq$$

$$\tilde{\varphi}^T \xi(S_1) + \eta - \hat{\eta} \text{sign}(S_1)$$

与滑模面 S_1 相乘后得:

$$S_1 \tilde{\Delta} \leq \tilde{\varphi}^T S_1 \xi(S_1) + \eta S_1 - \hat{\eta} |S_1| \leq$$

$$\tilde{\varphi}^T S_1 \xi(S_1) + \eta |S_1| - \hat{\eta} |S_1| \leq \tilde{\varphi}^T S_1 \xi(S_1) + \tilde{\eta} |S_1|$$

则根据式(8)设计 q 轴电流控制器为

$$i_{q-at} = \frac{J}{1.5p\psi_f} \left[-k_1 S_1 - \frac{\hat{\Delta}}{J} + \frac{B\omega}{J} + \dot{\omega}^* - \lambda_1(\omega - \omega^*) \right] \quad (11)$$

式中: k_1 ——待设计参数, $k_1 > 0$ 。

定义轴电流跟踪误差为

$$e_2 = i_q - i_q^*, e_3 = i_d - i_d^* \quad (12)$$

构造轴电流滑模面如下:

$$S_2 = e_3 + \lambda_2 e_2 \quad (13)$$

式中: λ_2 ——待设计参数, $\lambda_2 > 0$ 。

对式(13)求导得:

$$\dot{S}_2 = \dot{e}_3 + \lambda_2 \dot{e}_2 = \dot{i}_d - \dot{i}_d^* + \lambda_2(\dot{i}_q - \dot{i}_q^*) =$$

$$-\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + \frac{u_d}{L} - \dot{i}_d^* +$$

$$\lambda_2 \left(-\frac{R}{L} i_q - p\omega i_d - \frac{p\omega\psi_f}{L} + \frac{u_q}{L} - \dot{i}_q^* \right)$$

设计 d 轴电压控制器为

$$\begin{cases} u_d = Lz_1 N(k_m) \\ z_1 = k_2 S_2 - \frac{R}{L} i_d + p\omega i_q - i_d^* \\ \dot{k}_m = z_1 S_2 \end{cases} \quad (14)$$

其中, $k_2 > 0$ 为待设计参数。

设计 q 轴电压控制器为

$$u_q = \frac{L}{\lambda_2} \left(-k_3 S_2 + \frac{\lambda_2 R}{L} i_q + \lambda_2 p\omega i_d + \frac{\lambda_2 p\omega \psi_f}{L} + \lambda_2 i_q^* \right) \quad (15)$$

其中, $k_3 > 0$ 为待设计参数。

设计参数 $\hat{\varphi}$ 的自适应律为

$$\dot{\hat{\varphi}} = \frac{\mu_1 S_1 \xi(S_1)}{J}, \quad \hat{\varphi}(0) = 0 \quad (16)$$

其中, $\mu_1 > 0$ 为待设计参数。

设计参数 $\hat{\eta}$ 的自适应律为

$$\begin{aligned} \dot{V} = S_1 \dot{S}_1 + S_2 \dot{S}_2 - \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} = S_1 \left[\frac{1.5p\psi_f i_{q-at}}{J} + \frac{\Delta}{J} - \frac{B\omega}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1(\omega - \omega^*) \right] - \\ \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} + S_2 \left[-\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + \frac{u_d}{L} - i_d^* + \lambda_2 \left(-\frac{R}{L} i_q - p\omega i_d - \frac{p_0 \omega \psi_f}{L} + \frac{u_q}{L} - i_q^* \right) \right] = \\ S_1 \left\{ \frac{1.5p\psi_f}{J} \left[\frac{J}{1.5p\psi_f} \left[-k_1 S_1 - \frac{\hat{\Delta}}{J} + \frac{B\omega}{J} + \dot{\omega}^* - \lambda_1(\omega - \omega^*) \right] \right\} + \frac{\Delta}{J} - \frac{B\omega}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1(\omega - \omega^*) \right\} + \\ S_2 \left\{ -\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + z_1 N(k_m) - i_d^* + \lambda_2 \left[-\frac{R}{L} i_q - p_0 \omega i_d - \frac{p\omega \psi_f}{L} - i_q^* + \frac{1}{\lambda_2} \left(-k_3 S_2 + \frac{\lambda_2 R i_q}{L} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \lambda_2 p\omega i_d + \frac{\lambda_2 p\omega \psi_f}{L} + \lambda_2 i_q^* \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} - \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} = S_1 \left[-k_1 S_1 - \frac{\hat{\Delta}}{J} + \frac{B\omega}{J} + \dot{\omega}^* - \lambda_1(\omega - \omega^*) + \right. \\ \left. \frac{\Delta}{J} - \frac{B\omega}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1(\omega - \omega^*) \right] + S_2 \left[-\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + z_1 N(k_m) - i_d^* - \frac{\lambda_2 R}{L} i_q - \lambda_2 p\omega i_d - \right. \\ \left. \frac{\lambda_2 p\omega \psi_f}{L} - \lambda_2 i_q^* - k_3 S_2 + \frac{\lambda_2 R}{L} i_q + \lambda_2 p\omega i_d + \frac{\lambda_2 p\omega \psi_f}{L} + \lambda_2 i_q^* \right] \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} - \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} = S_1 \left(-k_1 S_1 + \frac{\tilde{\Delta}}{J} \right) + \\ S_2 \left\{ -\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + z_1 [N(k_m) + 1] - k_2 S_2 + \frac{R}{L} i_d - p\omega i_q + i_d^* - i_d^* - k_3 S_2 \right\} - \\ \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} = -k_1 S_1^2 + \frac{S_1 \tilde{\Delta}}{J} - k_2 S_2^2 - k_3 S_2^2 + [N(k_m) + 1] z_1 S_2 - \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} \leq \\ -k_1 S_1^2 - k_2 S_2^2 - k_3 S_2^2 + \frac{\tilde{\varphi}^T S_1 \xi(S_1) + \tilde{\eta} |S_1|}{J} + [N(k_m) + 1] z_1 S_2 - \\ \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \left[\frac{\mu_1 S_1 \xi(S_1)}{J} \right] - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \left(\frac{\mu_2 |S_1|}{J} \right) = -k_1 S_1^2 - k_2 S_2^2 - k_3 S_2^2 + [N(k_m) + 1] \dot{k}_m \end{aligned} \quad (22)$$

$$\dot{\hat{\eta}} = \frac{\mu_2 |S_1|}{J}, \quad \hat{\eta}(0) = 0 \quad (17)$$

其中, $\mu_2 > 0$ 为待设计参数。

1.3 闭环稳定性证明

引理 1^[8]: $V(t)$ 和 $k(t)$ 为定义在 $[0, t_f]$ 上的光滑函数, 且 $V(t) \geq 0$; $N(k)$ 为光滑的 Nussbaum 类型函数。若 $\forall t \in [0, t_f]$,

$$V(t) \leq \int_0^t [N(k) + 1] \dot{k} d\tau + Cons \quad (18)$$

则 $V(t)$ 及 $\int_0^t [N(k) + 1] \dot{k} d\tau$ 在 $[0, t_f]$ 上有界。

本文取 Nussbaum 函数为 $N(k) = k^2 \cos(k)$, 选取 Lyapunov 能量函数如下:

$$V = \frac{1}{2} S_1^2 + \frac{1}{2} S_2^2 + \frac{1}{2\mu_1} \tilde{\varphi}^T \tilde{\varphi} + \frac{1}{2\mu_2} \tilde{\eta}^2 \quad (19)$$

其中, $\tilde{\varphi} = \varphi^* - \hat{\varphi}$; $\tilde{\eta} = \eta - \hat{\eta}$ 为参数估计误差。

对式 (19) 求导, 并代入相关式可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = S_1 \dot{S}_1 + S_2 \dot{S}_2 - \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} = S_1 \left[\frac{1.5p\psi_f i_{q-at}}{J} + \frac{\Delta}{J} - \frac{B\omega}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1(\omega - \omega^*) \right] - \\ \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} + S_2 \left[-\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + \frac{u_d}{L} - i_d^* + \lambda_2 \left(-\frac{R}{L} i_q - p\omega i_d - \frac{p_0 \omega \psi_f}{L} + \frac{u_q}{L} - i_q^* \right) \right] = \\ S_1 \left\{ \frac{1.5p\psi_f}{J} \left[\frac{J}{1.5p\psi_f} \left[-k_1 S_1 - \frac{\hat{\Delta}}{J} + \frac{B\omega}{J} + \dot{\omega}^* - \lambda_1(\omega - \omega^*) \right] \right\} + \frac{\Delta}{J} - \frac{B\omega}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1(\omega - \omega^*) \right\} + \\ S_2 \left\{ -\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + z_1 N(k_m) - i_d^* + \lambda_2 \left[-\frac{R}{L} i_q - p_0 \omega i_d - \frac{p\omega \psi_f}{L} - i_q^* + \frac{1}{\lambda_2} \left(-k_3 S_2 + \frac{\lambda_2 R i_q}{L} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \lambda_2 p\omega i_d + \frac{\lambda_2 p\omega \psi_f}{L} + \lambda_2 i_q^* \right) \right] \right\} \\ - \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} = S_1 \left[-k_1 S_1 - \frac{\hat{\Delta}}{J} + \frac{B\omega}{J} + \dot{\omega}^* - \lambda_1(\omega - \omega^*) + \right. \\ \left. \frac{\Delta}{J} - \frac{B\omega}{J} - \dot{\omega}^* + \lambda_1(\omega - \omega^*) \right] + S_2 \left[-\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + z_1 N(k_m) - i_d^* - \frac{\lambda_2 R}{L} i_q - \lambda_2 p\omega i_d - \right. \\ \left. \frac{\lambda_2 p\omega \psi_f}{L} - \lambda_2 i_q^* - k_3 S_2 + \frac{\lambda_2 R}{L} i_q + \lambda_2 p\omega i_d + \frac{\lambda_2 p\omega \psi_f}{L} + \lambda_2 i_q^* \right] \\ - \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} = S_1 \left(-k_1 S_1 + \frac{\tilde{\Delta}}{J} \right) + \\ S_2 \left\{ -\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + z_1 [N(k_m) + 1] - k_2 S_2 + \frac{R}{L} i_d - p\omega i_q + i_d^* - i_d^* - k_3 S_2 \right\} - \\ \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} = -k_1 S_1^2 + \frac{S_1 \tilde{\Delta}}{J} - k_2 S_2^2 - k_3 S_2^2 + [N(k_m) + 1] z_1 S_2 - \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \dot{\hat{\varphi}} - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}} \leq \\ -k_1 S_1^2 - k_2 S_2^2 - k_3 S_2^2 + \frac{\tilde{\varphi}^T S_1 \xi(S_1) + \tilde{\eta} |S_1|}{J} + [N(k_m) + 1] z_1 S_2 - \\ \frac{1}{\mu_1} \tilde{\varphi}^T \left[\frac{\mu_1 S_1 \xi(S_1)}{J} \right] - \frac{1}{\mu_2} \tilde{\eta} \left(\frac{\mu_2 |S_1|}{J} \right) = -k_1 S_1^2 - k_2 S_2^2 - k_3 S_2^2 + [N(k_m) + 1] \dot{k}_m \end{aligned}$$

对式(20)~式(22)在区间 $[0, \infty)$ 上进行积分,并结合引理 1:

$$\begin{aligned} V(\infty) - V(0) &\leq - \int_0^\infty (k_1 S_1^2 + k_2 S_2^2 + k_3 S_2^2) d\tau + \\ &\int_0^\infty (N(k_m) + 1) \dot{k}_m d\tau \leq - \int_0^\infty (k_1 S_1^2 + k_2 S_2^2 + \\ &k_3 S_2^2) d\tau + \int_0^\infty \left| \frac{N(k_m) + 1}{1} \right| \dot{k}_m d\tau = \\ &- \int_0^\infty (k_1 S_1^2 + k_2 S_2^2 + k_3 S_2^2) d\tau + M \end{aligned} \quad (23)$$

$$\text{即 } \int_0^\infty (k_1 S_1^2 + k_2 S_2^2 + k_3 S_2^2) d\tau \leq M + V(0) - V(\infty) < \infty$$

由 Babalat 引理^[9-10]可知: $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1 \rightarrow 0$ 。证毕。

2 仿真结果及分析

构建 Simulink 仿真环境对机车 PMSM 转速控制系统采用基于 NTO 和 Nussbaum 函数的自适应模糊滑模控制器进行仿真研究。系统仿真模块框图如图 1 所示。

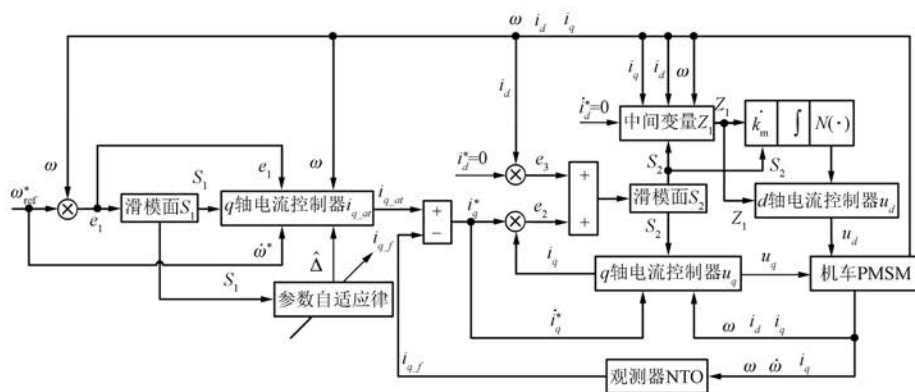


图 1 机车 PMSM 转速控制系统仿真模块框图

图 2 为 PMSM 转速跟踪曲线,设定参考转速为

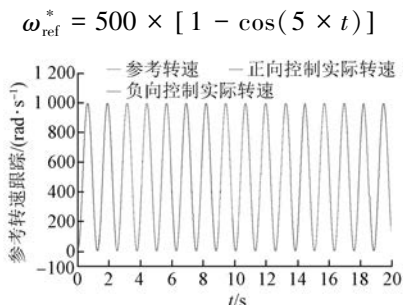


图 2 参考转速跟踪曲线

考虑轮对静载荷为定常负载转矩,踏面冲击载荷为时变负载转矩,两者合成后的转矩为

$$T_L = 2\,000 + 2\,500 \cdot \cos(1.5 \times t).$$

机车 PMSM 转速控制系统参数见表 1。

图 3 为参考负载转矩估计跟踪曲线,负载转矩及输入转速跟踪误差对数曲线如图 4。

通过分析图 2 可知,采用基于 NTO 和 Nussbaum 函数的自适应模糊滑模控制器的 PMSM 转速控制系统,无论 d 轴电压控制方向呈

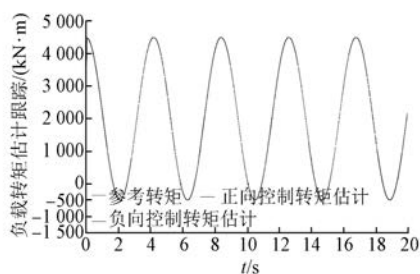


图 3 参考转矩估计跟踪曲线

现正向或负向,其输出转速均能够较为迅速跟踪参考转速;参考图 4 对应跟踪曲线,可知跟踪误差维持在 $e^{-20} \sim e^{-4}$ (由图 4 采样窗口局部放大子图 1 及子图 4 知),误差对数数量级稳定说明转速输出跟随性能较为理想。分析图 4 采样窗口局部放大子图 3 可知,正向控制的转速跟踪精度 (e^{-20}) 较负向控制 (e^{-12}) 更为优良;而局部放大子图 5 则说明在 12~12.5 s 采样窗口内,负向控制的转速跟随性能 (约为 e^{-21}) 远超正向控制。虽然不同采样时间内由于控制方向的不同导致转速跟踪误差收敛程度存在差异,但是由于误差数量级非常小 (如 e^{-12}),对于具有 1 000 rad/s 转速的机车

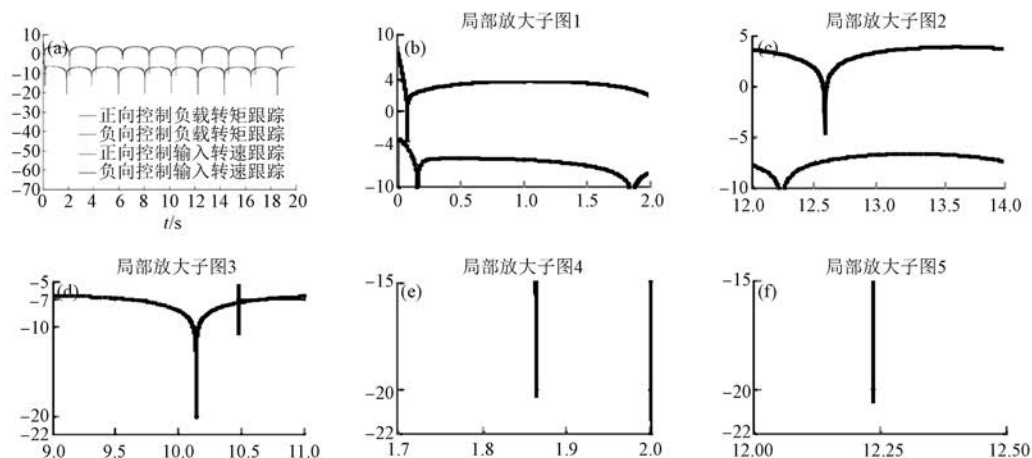


图4 负载转矩及输入转速跟踪误差对数曲线

PMSM 而言,实际输出转速已经非常接近参考转速(误差数量级 e^{-12})。

图3中考察 d 轴电压控制方向不同时 NTO 对轮对负载转矩的跟踪性能,可知 NTO 估计输出可对负载转矩实现较为准确的估计。参照图4可知估计误差数量级稳定在波峰 e^4 至波谷 e^{-10} 范围内(由图4局部放大子图1及子图3知),说明 NTO 估计输出稳定且精确。在局部放大子图2中考查 12~14 s 内负载转矩的跟踪情况,可知正向、负向跟踪误差数量级分别为 e^{-5} 和 e^{-2} ,说明采样时间内正向控制的跟踪精度优于负向。

3 结 语

设计了 NTO 对其进行观测,观测误差由自适应模糊逻辑系统进行估计,并由此推导出观测误差的自适应律。构造了转速滑模面和轴电流滑模面趋近律,基于 NTO 完成 q 轴电流自适应模糊滑模控制器的设计;结合 Nussbaum 函数的性质完成 d 轴电压控制器的设计。由理论分析和仿真结果知,具有优点如下:(1) 在 q 轴电流控制器中引入 NTO 观测误差的估计值补偿负载转矩对控制器稳定性的影响;对转速积分滑模面求导以避免计算膨胀,控制器设计较为简单且易于架构;(2) 在 d 轴电压控制器的设计中引入 Nussbaum 函数,使得 d 轴电压正向或负向变化时输出转速均能够有效跟踪参考转速,同时抑制 d 轴电压过零点跳变时输出转速产生的颤振,有效降低转速滑模面抖振,使得系统在有限时间内快速收敛;(3) NTO

不受被观测信号缓慢变化的限制,可用于观测时变负载的变化情况,对其观测误差采用模糊逻辑系统进行逼近,可实现对负载转矩的有效跟踪。

【参考文献】

- [1] 崔晶,张省伟.电力机车总体及走行部[M].成都:西南交通大学出版社,2016.
- [2] 付娟,林辉.电力机车电机[M].成都:西南交通大学出版社,2016.
- [3] 刘芳璇,李益民,崔晶,等.基于 GSO-BFA 算法的 PMSM 自适应模糊滑模控制[J].微电机,2015,48(7): 94-99.
- [4] 刘芳璇,崔晶,李益民.基于算法融合模糊微积分滑模的无速度传感器永磁同步电机运行研究[J].组合机床与自动化加工技术,2014(10): 93-96.
- [5] 魏延辉,周卫祥,陈巍,等.基于 NDO 的 ROV 变深自适应终端滑模控制器设计[J].控制与决策,2016,31(2): 373-377.
- [6] 高灵霞,孙凤兰.无刷直流电机的自适应模糊滑模控制策略研究[J].测控技术,2015,34(12): 78-81.
- [7] 刘芳璇,李益民,崔晶,等.基于 ACA-BFA 算法的 PMSM 自适应模糊滑模控制[J].电气传动,2015,45(11): 58-61.
- [8] 刘棕成,董新民,薛建平,等.一类不确定执行器非线性系统的自适应控制[J].系统工程与电子技术,2015,37(1): 163-168.
- [9] 孙明轩,张伟博,严求真.非参数不确定系统约束迭代学习控制[J].控制理论与应用,2014,31(4): 479-484.
- [10] 杜仁慧,吴益飞,陈威,等.电液伺服系统的非线性鲁棒自适应控制[J].控制理论与应用,2013,30(2): 254-260.

收稿日期: 2017 -08 -16