

基于自适应模糊控制器和非线性扰动观测器的 永磁直线同步电机反馈线性化控制

赵希梅[†], 王浩林, 朱文彬

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要: 由于永磁直线同步电机(PMLSM)伺服系统应用于一些高精密场合, 因此克服系统存在的负载扰动、参数变化等不确定性影响是提高系统性能的关键. 针对不确定性问题, 采用一种基于自适应模糊控制器(AFC)和非线性扰动观测器(NDO)的反馈线性化控制方法. 首先设计反馈线性化控制器(FLC)实现系统的线性化, 便于位置跟踪; 其次采用NDO估计并补偿系统的不确定性, 提高跟踪精度. 但在实际运行过程中观测器增益较难选取, 极易产生较大的观测误差, 为此, 采用AFC方法逼近NDO的观测误差, 通过自适应律动态调整模糊规则, 改善模糊控制器的学习能力, 增强系统的鲁棒性, 并用李雅普诺夫定理保证系统闭环稳定性. 实验结果表明, 与基于DOB和NDO的反馈线性化位置控制相比, 该方法能够明显提高系统的跟踪性和鲁棒性.

关键词: 永磁直线同步电动机; 反馈线性化控制器; 非线性扰动观测器; 自适应模糊控制器

引用格式: 赵希梅, 王浩林, 朱文彬. 基于自适应模糊控制器和非线性扰动观测器的永磁直线同步电机反馈线性化控制. 控制理论与应用, 2021, 38(5): 595 – 602

DOI: 10.7641/CTA.2020.00381

Feedback linearization control of permanent magnet linear synchronous motor based on adaptive fuzzy controller and nonlinear disturbance observer

ZHAO Xi-mei[†], WANG Hao-lin, ZHU Wen-bin

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang Liaoning 110870, China)

Abstract: A feedback linearization control method based on adaptive fuzzy controller (AFC) and nonlinear disturbance observer (NDO) is proposed for the permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM), which is susceptible to nonlinear uncertainties such as external load disturbance, parameter variation and friction. Firstly, a feedback linearization controller (FLC) is designed to linearize the nonlinear system and realize position tracking, so as to stabilize the PMLSM control system. NDO is used to estimate and compensate the uncertainties of the system and reduce the position tracking error of system. However, it is difficult to select the observer gain in the actual operation process, which is very easy to produce large observation error. Therefore, AFC method is used to approach the observation error of NDO, and the fuzzy rules are dynamically adjusted by the adaptive law, so as to improve the learning ability of the fuzzy controller, enhance the robustness of the system, and guarantee the closed-loop stability of the system with Lyapunov theorem. Experiments show that the method not only makes the system have strong robust performance and good tracking accuracy, but also can effectively compensate the uncertainty of the system.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor; feedback linearization controller; nonlinear disturbance observer; adaptive fuzzy controller

Citation: ZHAO Ximei, WANG Haolin, ZHU Wenbin. Feedback linearization control of permanent magnet linear synchronous motor based on adaptive fuzzy controller and nonlinear disturbance observer. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(5): 595 – 602

1 引言

随着日益增长的高速高精度加工需求,直线电机以结构和性能上的优势备受关注^[1].永磁直线同步电机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)采用直接驱动方式,省去了中间传动环节,具有推力大,响应速度快、效率高等优点,逐步取代传统旋转电机,获得广泛应用^[2-3],但为实现高精度控制,必须克服系统受到的非线性影响.

反馈线性化是近年来应用较为广泛的非线性控制方法.但当系统受非线性不确定性影响时,难以保证系统鲁棒性,因此反馈线性化控制器(feedback linearization controller, FLC)一般与其他控制器相结合来保证闭环系统的稳定性^[4-5].文献[6]针对非线性系统采用基于扰动观测器(disturbance observer, DOB)的反馈线性化控制,通过DOB抑制系统扰动从而改善系统性能.文献[7]采用非线性扰动观测器(nonlinear disturbance observer, NDO)补偿系统的不确定性,但系统抗扰性能受观测器增益影响较大,极易产生较大的观测误差.模糊控制这种智能方法再应用时不需要准确的数学模型,适合非线性系统控制^[8].但由经验所得的模糊规则受扰动影响较大,难以达到较高控制精度,因此仅采用模糊控制来逼近系统不确定性有较大的局限性.

通过以上分析,设计基于自适应模糊控制器(adaptive fuzzy controller, AFC)和NDO的反馈线性化位置跟踪方法,应用于PMLSM伺服系统中,确保其高精度位置跟踪.采用NDO来观测并补偿外部负载扰动、参数变化和摩擦力等不确定性,由于观测器增益较难选取,会产生较大的观测误差,因此采用AFC来逼近NDO的观测误差,利用李雅普诺夫稳定理论推导出自适应律对模糊规则进行动态调节,增强模糊控制器的学习能力,此外,对于模糊控制产生的逼近误差,采用鲁棒补偿器进行补偿.基于数字信号处理(digital signal process, DSP)的实验结果显示该方法行之有效,可明显提高系统的位置跟踪精度和抗干扰能力.

2 PMLSM数学模型

在建立PMLSM数学模型时,采用 $i_d = 0$ 方法简化模型.电磁推力表示为

$$F_e = K_f i_q, \quad (1)$$

$$K_f = \frac{3\pi P_n \lambda_{PM}}{2\tau_p}, \quad (2)$$

式中: F_e 为电磁推力; K_f 为电磁推力系数; i_q 为 q 轴电流; P_n 为极对数; λ_{PM} 为永磁体磁链; τ_p 为极距.

PMLSM机械运动方程为

$$F_e = M\dot{v} + Dv + F_\Sigma, \quad (3)$$

式中: M 为动子总质量; v 为动子速度; D 为粘滞摩擦

系数; F_Σ 为系统总扰动.

假设扰动不存在,即 $F_\Sigma = 0$ 时,则理想情况下PMLSM的运动方程为

$$\ddot{d}(t) = -\frac{D}{M}\dot{d}(t) + \frac{K_f}{M}i_q = A_n\dot{d}(t) + B_n \cdot U(t), \quad (4)$$

式中: d 为电机的动子位置; $A_n = -\frac{D}{M}$; $B_n = \frac{K_f}{M}$; $U(t) = i_q$.考虑外部负载扰动、参数变化和摩擦力等不确定性,式(4)可改为

$$\begin{aligned} \ddot{d}(t) &= (A_n + \Delta A_m)\dot{d}(t) + (B_n + \Delta B_m) \cdot U(t) + \\ &(C_n + \Delta C_m)F_\Sigma = \\ &A_n\dot{d}(t) + B_n \cdot U(t) + \Gamma(t), \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $C_n = -\frac{1}{M}$; ΔA_m , ΔB_m 和 ΔC_m 为机械参数 M 和 D 引起的不确定性; $\Gamma(t)$ 为总不确定性:

$$\Gamma(t) = \Delta A_m\dot{d}(t) + \Delta B_m \cdot U(t) + (C_n + \Delta C_m)F_\Sigma. \quad (6)$$

假设 $\Gamma(t)$ 有界,即 $\Gamma(t) \leq \mu$, μ 为总不确定性的上界,为一正常数.

3 系统设计

针对系统存在的非线性因素,确保实际位置跟踪给定位置,本文设计的位置控制器主要包括了FLC、NDO、模糊控制器和鲁棒补偿器等部分.基于AFC和NDO的系统控制框图如图1所示.

3.1 FLC设计

在设计FLC时,首先假设系统参数已知,不确定性可测,则由式(5)可设计反馈线性化控制律为

$$u(t) = B_n^{-1}[-A_n\dot{d}(t) - \Gamma(t) + \alpha], \quad (7)$$

式中 α 为需要设计的控制量.

将式(7)代入式(5)得

$$\ddot{d}(t) = \alpha, \quad (8)$$

可以看出式(8)满足线性双积分器的关系.

定义 $E = [(d_m - d) \quad (\dot{d}_m - \dot{d})]^T = [e \quad \dot{e}]^T$ 为跟踪误差.其中 e 和 \dot{e} 表示位置误差和速度误差,设计控制量 α 为

$$\alpha = \ddot{d}_m(t) + k_2\dot{e}(t) + k_1e(t) = \ddot{d}_m(t) + KE, \quad (9)$$

式中: $K = [k_1 \quad k_2]$ 为FLC增益, k_1 和 k_2 为正常数,将式(9)代入式(7)得FLC的控制律为

$$u_{FLC}(t) = B_n^{-1}[\ddot{d}_m(t) - A_n\dot{d}(t) - \Gamma(t) + KE]. \quad (10)$$

将式(10)代入式(5)得

$$\ddot{e}(t) + k_2\dot{e}(t) + k_1e(t) = 0. \quad (11)$$

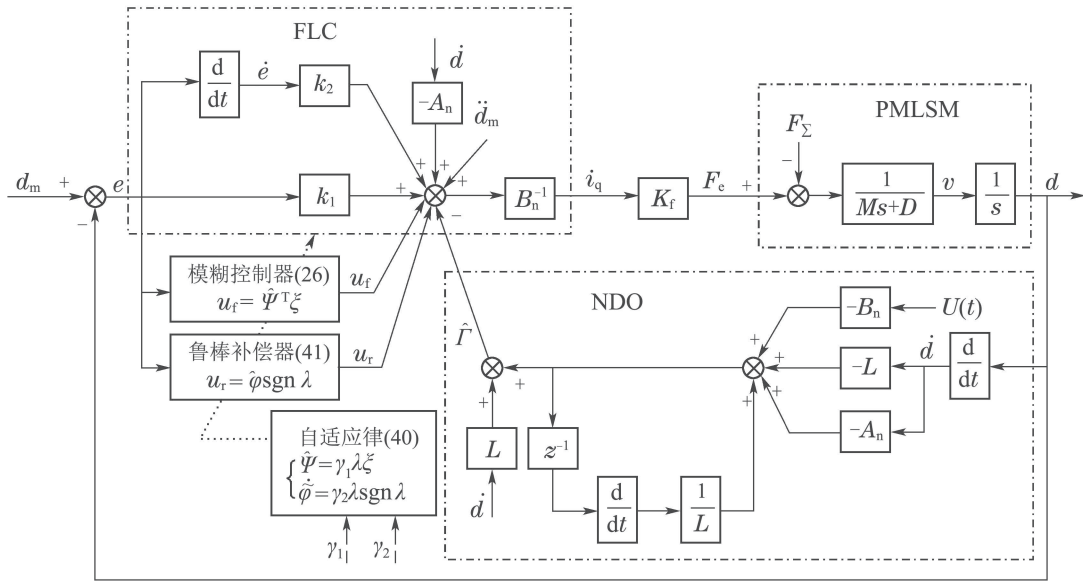


图 1 基于AFC和NDO的PMLSM伺服系统框图

Fig. 1 Block diagram of PMLSM servo system based on AFC and NDO

假设选择合适的 K 使式(9)的特征多项式的根均严格地位于左复平面内. 因此当时间 t 趋于无穷时, E 将收敛到零, 即系统可以渐近地跟踪期望轨迹. 由于反馈线性化控制要求系统状态是可测, 因此采用NDO来估计并补偿系统不确定性, 反馈线性化控制律可改写为

$$u(t) = B_n^{-1}[\ddot{d}_m(t) - A_n \dot{d}(t) - \hat{\Gamma}(t) + KE], \quad (12)$$

式中 $\hat{\Gamma}(t)$ 为 $\Gamma(t)$ 的估计值, 由下节设计的NDO来得到.

3.2 NDO设计

NDO主要通过估计输出和实际输出之间的差值来调整估计值.

式(5)可改写为

$$\Gamma(t) = \ddot{d}(t) - A_n \dot{d}(t) - B_n U(t). \quad (13)$$

NDO设计为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\Gamma}}(t) &= L(\Gamma(t) - \hat{\Gamma}(t)) = \\ &L(\ddot{d}(t) - A_n \dot{d}(t) - B_n U(t)) - L\hat{\Gamma}(t), \end{aligned} \quad (14)$$

式中: L 为观测器增益; $\hat{\Gamma}(t)$ 为扰动估计值的变化率. 由式(14)可看出: 当扰动估计值偏小时, 即 $\hat{\Gamma}(t) < \Gamma(t)$, $\hat{\Gamma}(t)$ 为正, $\hat{\Gamma}(t)$ 将增大; 当扰动估计值偏大时, 即 $\hat{\Gamma}(t) > \Gamma(t)$, $\hat{\Gamma}(t)$ 为负, $\hat{\Gamma}(t)$ 将减小, 因此 $\hat{\Gamma}(t)$ 将渐近趋近于 $\Gamma(t)$.

在实际的PMLSM系统中, 加速度 $\ddot{d}(t)$ 的获得较为困难, 这就增加了式(14)中所设计的NDO的难度. 所以, 在设计时, 需要对其进行降阶变换处理. 定义一个辅助变量:

$$z(t) = \hat{\Gamma}(t) - L\dot{d}(t). \quad (15)$$

对 $z(t)$ 求导并将式(14)代入得

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= L(\ddot{d}(t) - A_n \dot{d}(t) - B_n U(t)) - \\ &L\hat{\Gamma}(t) - L\dot{d}(t) = \\ &-L(\hat{\Gamma}(t) - L\dot{d}(t)) - \\ &L(L\dot{d}(t) + A_n \dot{d}(t) + B_n U(t)) = \\ &-Lz(t) - L(L\dot{d}(t) + A_n \dot{d}(t) + B_n U(t)). \end{aligned} \quad (16)$$

由式(15)得

$$\hat{\Gamma}(t) = z(t) + L\dot{d}(t). \quad (17)$$

NDO由式(16)–(17)确定.

定义观测误差为

$$e_{\text{NDO}} = \Gamma(t) - \hat{\Gamma}(t). \quad (18)$$

对 e_{NDO} 求导并将式(14)代入得

$$\begin{aligned} \dot{e}_{\text{NDO}}(t) &= \dot{\Gamma}(t) - \dot{\hat{\Gamma}}(t) = \\ &\dot{\Gamma}(t) - [-L\hat{\Gamma}(t) + L\Gamma(t)] = \\ &\dot{\Gamma}(t) - L[-\hat{\Gamma}(t) + \Gamma(t)] = \\ &\dot{\Gamma}(t) - Le_{\text{NDO}}(t). \end{aligned} \quad (19)$$

已有文献大都通过假设系统的总扰动缓慢变化即假设 $\dot{\Gamma}(t) \approx 0$ 对NDO进行稳定性分析, 导致NDO的应用范围受限^[9]. 本文的NDO将取消 $\dot{\Gamma}(t) \approx 0$ 的限制, 假设不确定性变化率满足 $|\dot{\Gamma}(t)| \leq \lambda (\lambda > 0)$.

对式(19)求解微分方程得

$$e_{\text{NDO}}(t) = e_{\text{NDO}}(0)e^{-Lt} + e^{-Lt} \int \dot{\Gamma}(t)e^{Lt} dt. \quad (20)$$

当 $\dot{\Gamma}(t) > 0$ 时, $\dot{\Gamma}(t) \leq \lambda$, 得

$$e_{\text{NDO}}(t) \leq e_{\text{NDO}}(0)e^{-Lt} + e^{-Lt} \int \lambda e^{Lt} dt = e_{\text{NDO}}(0)e^{-Lt} + \frac{\lambda}{L}. \quad (21)$$

进一步可得观测误差收敛上限为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_{\text{NDO}}(t) \leq \frac{\lambda}{L}. \quad (22)$$

同理, 当 $\dot{\Gamma}(t) < 0$ 时, $\dot{\Gamma}(t) \geq -\lambda$, 可得NDO误差收敛下限为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_{\text{NDO}}(t) \geq -\frac{\lambda}{L}. \quad (23)$$

根据式(22)–(23)可得观测误差指数收敛, 即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e_{\text{NDO}}(t)| \leq \max \frac{\lambda}{L}.$$

3.3 AFC设计

设计NDO时, L 较难选取, 在实际运行过程中易使 e_{NDO} 较大, 为改善控制性能, 增强系统鲁棒性, 采用模糊控制来补偿 e_{NDO} , 同时采用自适应律对模糊规则进行动态调整, 增强模糊控制器的学习能力.

模糊规则如下: 若 $e \in A_1^j$ 和 $\dot{e} \in A_2^j$, 则 $u_f \in B^j$, 其中模糊控制的输入 $(e, \dot{e}) \in U_i$, 输出 $u_f \in \mathbb{R}$, A_1^j 和 A_2^j 是 $U_i (i = 1, 2)$ 上的模糊集, $B^j (j = 1, 2, \dots, N)$ 是 \mathbb{R} 上的模糊集. 模糊控制根据上述规则, 实现了从模糊集 $U \in \mathbb{R}^2$ 到 \mathbb{R} 的映射, 依据模糊控制引理^[10], 得

$$u_f = \frac{\sum_{j=1}^N \bar{u}_f^j [\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i}^j]}{\sum_{j=1}^N [\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i}^j]}, \quad (24)$$

式中 \bar{u}_f^j 为隶属函数最大值对应的横坐标函数值. 定义模糊基函数为

$$\xi_j = \frac{[\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i}^j]}{\sum_{j=1}^N [\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i}^j]}. \quad (25)$$

将式(25)代入式(24)可得

$$u_f = \Psi^T \xi, \quad (26)$$

式中:

$$\Psi^T = [\bar{u}_f^1 \ \bar{u}_f^2 \ \dots \ \bar{u}_f^N], \quad \xi = [\xi_1 \ \xi_2 \ \dots \ \xi_N]^T.$$

采用模糊控制逼近 e_{NDO} 得

$$e_{\text{NDO}} = \Gamma(t) - \hat{\Gamma}(t) = \Psi^T \xi. \quad (27)$$

由于模糊控制在逼近过程中会产生逼近误差, 因此, 式(27)可改写为

$$e_{\text{NDO}} = \Gamma(t) - \hat{\Gamma}(t) = \hat{\Psi}^T \xi + u_r, \quad (28)$$

式中 u_r 为鲁棒补偿器, 用于补偿模糊控制逼近误差.

将式(28)代入式(12)得

$$u_{\text{FLC}}(t) = B_n^{-1} [\ddot{d}_m(t) - A_n \dot{d}(t) - \hat{\Gamma}(t) - u_r(t) - \hat{\Psi}^T \xi + KE]. \quad (29)$$

式中 $\hat{\Psi}$ 为 Ψ 的估计值. 将式(29)代入式(5)得

$$\ddot{e}(t) + KE + e_{\text{NDO}}(t) = \hat{\Psi}^T \xi - u_r. \quad (30)$$

利用模糊控制逼近 e_{NDO} 有

$$e_{\text{NDO}} = \Psi^{*T} \xi - \delta, \quad (31)$$

式中: δ 为逼近误差, $|\delta| < \varphi$ 且 $\varphi > 0$, Ψ^* 为 Ψ 的最优估计值, 可表示为

$$\Psi^* = \min_{\Psi \in \Omega_\Psi} [\sup \|e_{\text{NDO}} - \Psi^T \xi\|]. \quad (32)$$

参数 Ψ 和 φ 的估计值为 $\hat{\Psi}$ 和 $\hat{\varphi}$, 则估计误差为

$$\tilde{\Psi} = \hat{\Psi} - \Psi^*, \quad (33)$$

$$\tilde{\varphi} = \varphi - \hat{\varphi}. \quad (34)$$

将式(31)(33)代入式(30)得

$$\begin{aligned} \ddot{e}(t) + KE &= \hat{\Psi}^T \xi - u_r - e_{\text{NDO}}(t) = \\ &= \hat{\Psi}^T \xi - u_r - (\Psi^{*T} \xi - \delta) = \\ &= \hat{\Psi}^T \xi - u_r - \Psi^{*T} \xi + \delta = \\ &= \tilde{\Psi}^T \xi + \delta - u_r. \end{aligned} \quad (35)$$

已知 $E = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$, 令

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \Delta = \tilde{\Psi}^T \xi + \delta - u_r,$$

则式(35)可改写为矩阵形式

$$\dot{E} = AE + B\Delta. \quad (36)$$

定义李雅普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2} E^T P E - \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \tilde{\Psi} + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\varphi}^2, \quad (37)$$

式中: P 为正定对称矩阵, γ_1 和 γ_2 为学习系数, 且 $\gamma_1 > 0, \gamma_2 > 0$.

对 V 求导得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} E^T (A^T P + PA) E + \Delta B^T P E - \\ &= \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \dot{\tilde{\Psi}} + \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\varphi}} \tilde{\varphi}, \end{aligned} \quad (38)$$

式中: $A^T P + PA = -Q; P, Q$ 为正定对称矩阵.

令

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix}, \quad \lambda = p_{22} \dot{e} + p_{21} e,$$

则 $\Delta B^T P E = \Delta \lambda$. 式(38)可简化为

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{1}{2} E^T (A^T P + P A) E + \\ & \Delta B^T P E + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \dot{\tilde{\Psi}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\varphi} \dot{\tilde{\varphi}} = \\ & -\frac{1}{2} E^T Q E + (\tilde{\Psi}^T \xi + \delta - u_r) B^T P E - \\ & \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \dot{\tilde{\Psi}} + \frac{1}{\gamma_2} (\tilde{\varphi} - \varphi) \dot{\tilde{\varphi}} = \\ & -\frac{1}{2} E^T Q E + (\tilde{\Psi}^T \xi + \delta - u_r) \lambda - \\ & \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \dot{\tilde{\Psi}} + \frac{1}{\gamma_2} (\tilde{\varphi} - \varphi) \dot{\tilde{\varphi}} = \\ & -\frac{1}{2} E^T Q E + \lambda \tilde{\Psi}^T \xi + \lambda \delta - \lambda u_r - \\ & \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \dot{\tilde{\Psi}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\varphi} \dot{\tilde{\varphi}} - \frac{1}{\gamma_2} \varphi \dot{\tilde{\varphi}}. \end{aligned} \quad (39)$$

自适应律设为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\Psi}} = \gamma_1 \lambda \xi, \\ \dot{\tilde{\varphi}} = \gamma_2 \lambda \operatorname{sgn} \lambda. \end{cases} \quad (40)$$

鲁棒补偿器设为

$$u_r = \hat{\varphi} \operatorname{sgn} \lambda. \quad (41)$$

将式(40)–(41)代入式(39)得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} E^T Q E + \lambda \tilde{\Psi}^T \xi + \lambda \delta - \lambda u_r - \\ & \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \dot{\tilde{\Psi}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\varphi} \dot{\tilde{\varphi}} - \frac{1}{\gamma_2} \varphi \dot{\tilde{\varphi}} = \\ & -\frac{1}{2} E^T Q E + \lambda \tilde{\Psi}^T \xi + \lambda \delta - \lambda \hat{\varphi} \operatorname{sgn} \lambda - \\ & \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \gamma_1 \lambda \xi + \frac{1}{\gamma_2} (\tilde{\varphi} - \varphi) \dot{\tilde{\varphi}} = \\ & -\frac{1}{2} E^T Q E + \lambda \tilde{\Psi}^T \xi + \lambda \delta - \lambda \hat{\varphi} \operatorname{sgn} \lambda - \\ & \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}^T \gamma_1 \lambda \xi + \frac{1}{\gamma_2} (\tilde{\varphi} - \varphi) \gamma_2 \lambda \operatorname{sgn} \lambda = \\ & -\frac{1}{2} E^T Q E + \lambda \delta - \lambda \hat{\varphi} \operatorname{sgn} \lambda + \\ & \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\varphi} \gamma_2 \lambda \operatorname{sgn} \lambda = \\ & -\frac{1}{2} E^T Q E + \lambda \delta - \lambda |\varphi| \leq \\ & -\frac{1}{2} E^T Q E + |\lambda| (|\delta| - \varphi). \end{aligned} \quad (42)$$

因为 $|\delta| < \varphi$ 且 G 为正定对称矩阵, 则

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} E^T Q E \leq 0. \quad (43)$$

因此采用 AFC 来补偿 e_{NDO} , 使跟踪误差渐近收敛并

保证系统稳定.

4 实验与结果分析

PMLSM 控制系统如图 2 所示. PMLSM 参数为: 电流 10 A, 电压 320 V,

$$\begin{aligned} K_f = & 50 \text{ N/A}, R = 2.5 \Omega, L_d = L_q = 41.4 \text{ mH}, \\ \lambda_{\text{PM}} = & 0.09 \text{ Wb}, \tau_p = 32 \text{ mm}, M = 16.0 \text{ kg}, \\ D = & 8.0 \text{ N} \cdot \text{s/m}. \end{aligned}$$

通过不断调节参数使系统运行状态良好, FLC 的参数设置为 $k_1 = 5000, k_2 = 400$; DOB 滤波器设置为

$$Q(s) = \frac{3\tau s + 1}{\tau^3 s^3 + 3\tau^2 s^2 + 3\tau s + 1},$$

时间常数 $\tau = 0.01$; NDO 的参数设置为 $L = 90$; 模糊控制输入 e 的隶属函数选取为

$$\begin{aligned} \mu_{A_1}^1 = & \exp(-(e + 1)^2), \mu_{A_1}^2 = \exp(-(e + 0.5)^2), \\ \mu_{A_1}^3 = & \exp(-(e + 0.0)^2), \mu_{A_1}^4 = \exp(-(e - 0.5)^2), \\ \mu_{A_1}^5 = & \exp(-(e - 1)^2). \end{aligned}$$

模糊控制输入 \dot{e} 的隶属函数选取为

$$\begin{aligned} \mu_{A_2}^1 = & \exp(-(e + 8)^2), \mu_{A_2}^2 = \exp(-(e + 4)^2), \\ \mu_{A_2}^3 = & \exp(-(e + 0.0)^2), \mu_{A_2}^4 = \exp(-(e - 4)^2), \\ \mu_{A_2}^5 = & \exp(-(e - 8)^2). \end{aligned}$$

为保证系统的稳态、动态性能, 多次调试将学习速率选取为 $\gamma_1 = 200, \gamma_2 = 0.5$; 对称正定矩阵设计为

$$P = \begin{bmatrix} 1000 & 200 \\ 200 & 100 \end{bmatrix}.$$

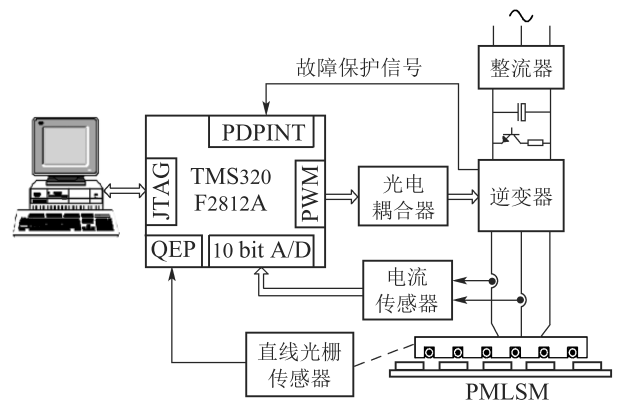


图 2 PMLSM 控制系统结构图

Fig. 2 Structure diagram of PMLSM control system

给定幅值为 10 mm, 频率为 0.64 Hz 的正弦波输入信号来研究系统连续运动时的运行情况, 在 $t = 2 \text{ s}$ 时突加 100 N 的负载扰动并在 2.5 s 时负载扰动降为 50 N. 位置输入信号如图 3 所示. 基于 DOB, NDO, AFC 和 NDO 的反馈线性化控制的位置误差曲线、电流曲线以及电压曲线分别如图 4–6 所示.

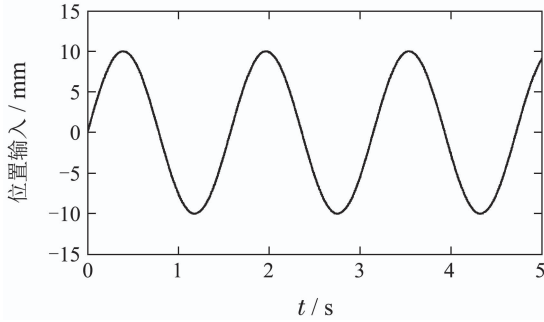
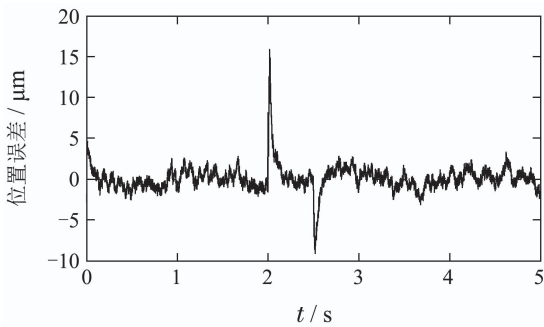
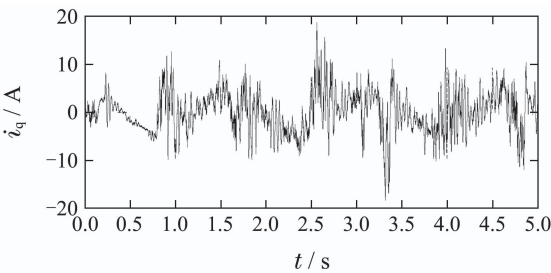


图3 正弦输入信号

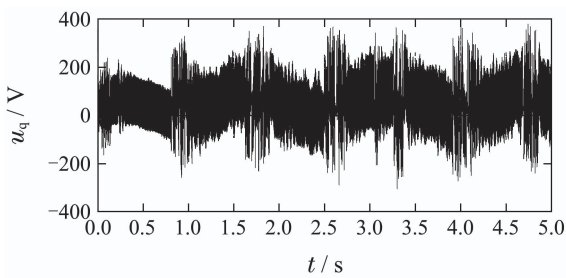
Fig. 3 Sinusoidal input signal



(a) 位置跟踪误差曲线



(b) 电流*i_q*曲线



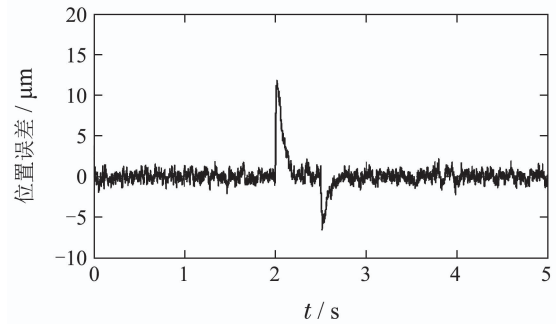
(c) 电压*u_q*曲线

图4 正弦信号下基于DOB的反馈线性化控制响应曲线

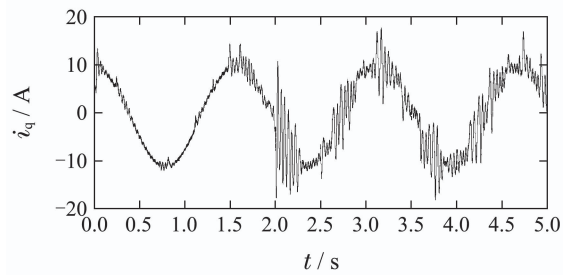
Fig. 4 Response curves of feedback linearization control based on DOB of sinusoidal input signal

对比3种方法的位置跟踪误差曲线可以看出,图4(a)稳态误差为 $-3 \sim 3 \mu\text{m}$,图5(a)稳态误差为 $-2 \sim 2 \mu\text{m}$,图6(a)稳态误差为 $-1.5 \sim 1.5 \mu\text{m}$ 。另外,在突加变负载扰动时,图4(a)的误差为 $16 \mu\text{m}$ 和 $-9 \mu\text{m}$,图5(a)的误差为 $12 \mu\text{m}$ 和 $-6.5 \mu\text{m}$,图6(a)的误差为 $8.5 \mu\text{m}$ 和 $-5 \mu\text{m}$,且在基于AFC和NDO的反馈线性化控制下,系统恢复到稳态的时间约为 0.1 s ,明显

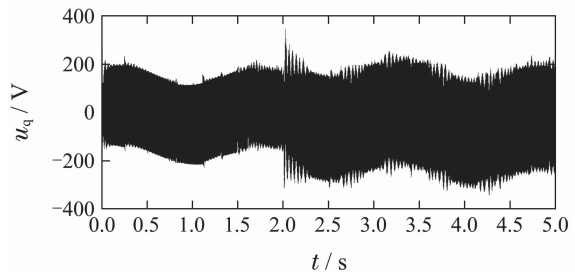
快于另两种方法的系统响应速度.因此可看出基于AFC和NDO的反馈线性化控制提高了位置跟踪精度,具有更强的抗扰性.



(a) 位置跟踪误差曲线



(b) 电流*i_q*曲线



(c) 电压*u_q*曲线

图5 正弦信号下基于NDO的反馈线性化控制响应曲线

Fig. 5 Response curves of feedback linearization control based on NDO of sinusoidal input signal

为进一步证明方法的有效性,对系统给定如图7所示的变幅值变周期的梯形波输入信号来研究系统点到点的运行情况,并且在 $t = 2 \text{ s}$ 时突加 100 N 的负载扰动并在 2.5 s 时负载扰动降为 50 N 。3种方法下的位置误差曲线、电流曲线以及电压曲线分别如图8~10所示.由图中可看出,图8稳态误差为 $-4 \sim 4 \mu\text{m}$,图9稳态误差为 $-2 \sim 3 \mu\text{m}$,图10稳态误差为 $-1.5 \sim 1.5 \mu\text{m}$,在突加扰动时,图8误差为 $20 \mu\text{m}$ 和 $-12 \mu\text{m}$,图9误差为 $17.5 \mu\text{m}$ 和 $-11 \mu\text{m}$,恢复时间约为 0.2 s ,图10误差为 $13 \mu\text{m}$ 和 $-7 \mu\text{m}$,恢复时间约为 0.08 s 。此外,为验证该方法的有效性,将其与基于自抗扰控制器的PMLSM伺服系统进行对比,在自抗扰控制下,系统的位置跟踪误差曲线如图11所示.从图11可以看出,系统的位置稳态时误差约为

-2.5 ~3 μm, 在2 s受到负载扰动时, 误差突增约为17 μm, 其控制性能同基于NDO的反馈线性化制方法相似, 尽管可以保证输出位置跟踪输入参考信号, 但相较于本文采用的基于NDO和AFC的方法, 精度仍有待提高. 由此可见, 无论是正弦波还是梯形波信号, 基于AFC和NDO的反馈线性化控制通过动态逼近NDO的观测误差, 有效减小了稳态误差, 提高了位置跟踪精度, 增强了系统的鲁棒性.

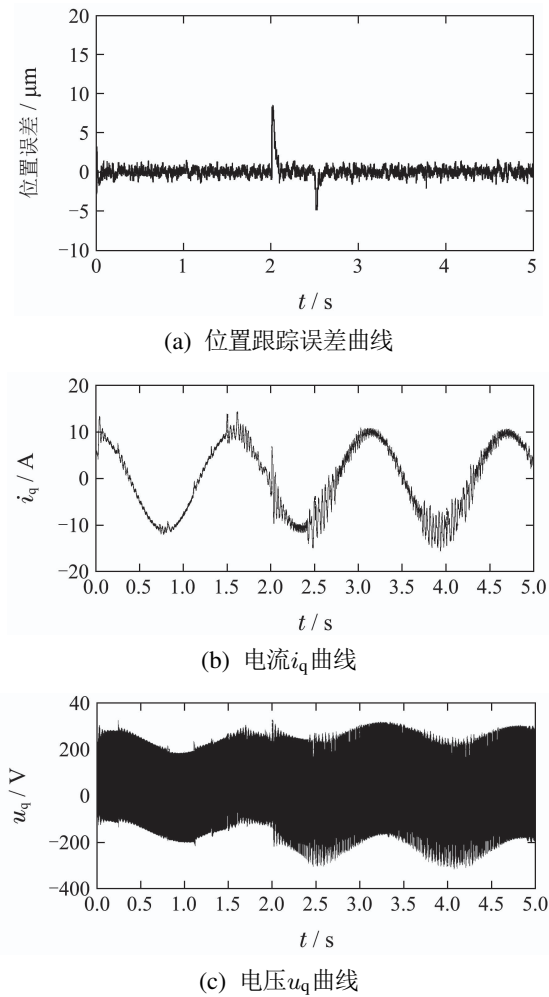


图6 正弦信号下基于AFC和NDO的反馈线性化控制响应曲线
Fig. 6 Response curves of feedback linearization control based on AFC and NDO of sinusoidal input signal

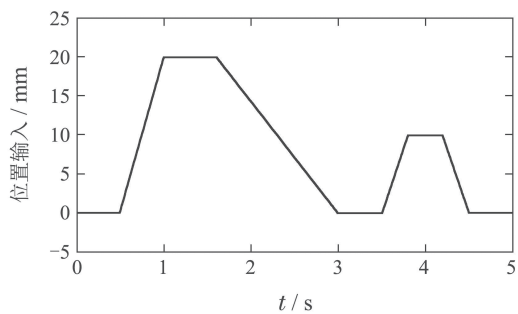


图7 梯形输入信号

Fig. 7 Trapezoidal input signal

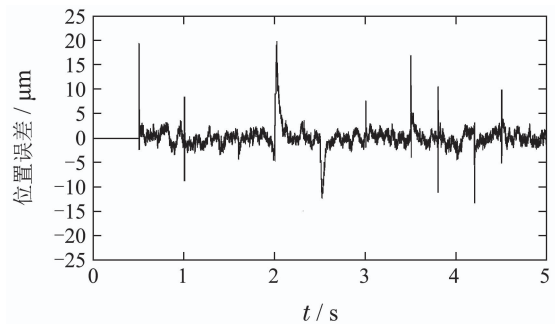


图8 基于DOB的反馈线性化控制的位置跟踪误差曲线

Fig. 8 Position tracking error curve of feedback linearization control based on DOB

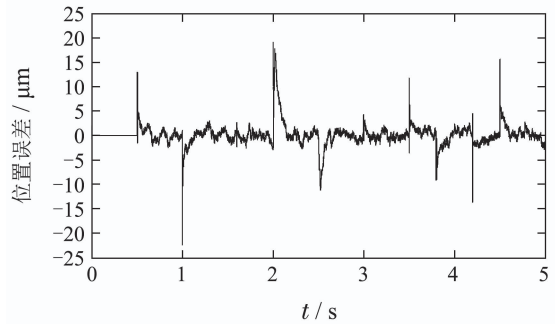


图9 基于NDO的反馈线性化控制的位置跟踪误差曲线

Fig. 9 Position tracking error curve of feedback linearization control based on NDO

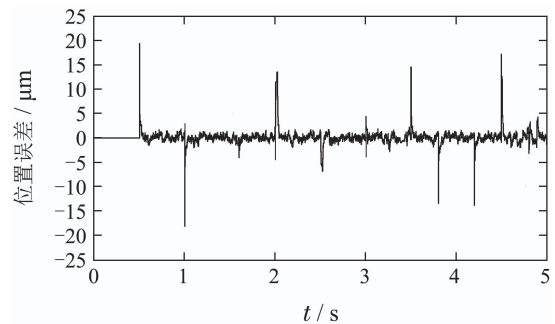


图10 基于AFC和NDO的反馈线性化控制的位置跟踪误差曲线

Fig. 10 Position tracking error curve of feedback linearization control based on AFC and NDO

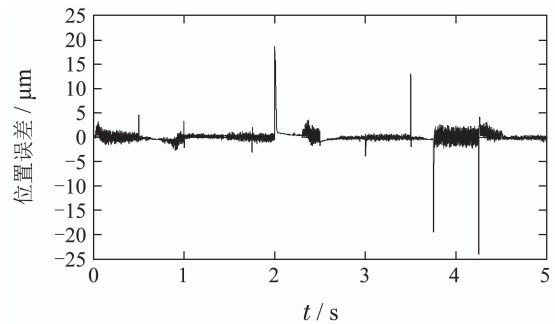


图11 基于自抗扰控制的位置跟踪误差曲线

Fig. 11 Position tracking error curve of active disturbance rejection control

5 结论

针对PMLSM存在的外部扰动、参数变化以及摩擦等非线性和不确定性,采用AFC和NDO相结合的控制方法来补偿系统不确定性,由实验结果可看出,通过引入自适应模糊控制动态调节模糊规则,逼近NDO的观测误差,有效改善了系统扰动补偿能力,提高了系统跟踪精度,增强了系统的鲁棒性.

参考文献:

- [1] DU Chuan. Vector control strategy for permanent magnet synchronous motor based on current predictive control. *Journal of Shenyang University of Technology*, 2019, 41(6): 616 – 620.
(杜川. 基于电流预测控制的永磁同步电机矢量控制策略. 沈阳工业大学学报, 2019, 41(6): 616 – 620.)
- [2] CHEN S, LIU T. Intelligent tracking control of a permanent magnet linear synchronous motor using self-evolving probabilistic fuzzy neural network. *IET Electric Power Applications*, 2017, 11(6): 1043 – 1054.
- [3] ZHI Shuya, WU Hongbing. Simulation of friction compensation control of NC feed servo system. *Journal of Shenyang University of Technology*, 2019, 41(4): 361 – 365.
(智淑亚, 吴洪兵. 数控进给伺服系统摩擦补偿控制仿真. 沈阳工业大学学报, 2019, 41(4): 361 – 365.)
- [4] BAEZA J R, GARCIA C. Friction compensation in pneumatic control valves through feedback linearization. *Journal of Control Automation & Electrical Systems*, 2018, 29(3): 303 – 317.
- [5] WU Xianqing. *Research on partial feedback linearization control of overhead crane systems*. Hangzhou: Zhejiang University of Technology, 2016.
(武宪青. 桥式吊车系统的部分反馈线性化控制研究. 杭州: 浙江工业大学, 2016.)
- [6] JANG Wenxue, ZHOU Kai. Precise feedback linearization in EMS systems based on a disturbance observer. *Journal of Tsinghua University*, 2015, 55(10): 1067 – 1071.
(姜文雪, 周凯. 基于干扰观测器的磁悬浮系统精确反馈线性化. 清华大学学报, 2015, 55(10): 1067 – 1071.)
- [7] YANG J, LI S, CHEN W H. Nonlinear disturbance observer-based control for multi-input multi-output nonlinear systems subject to mismatching condition. *International Journal of Control*, 2012, 85(8): 1071 – 1082.
- [8] ZHANG Bangying. *Study on permanent magnet synchronous motor intelligent control method*. Changsha: Hunan University, 2008.
(张榜英. 永磁同步电机的智能控制方法研究. 长沙: 湖南大学, 2008.)
- [9] LEE D. Nonlinear disturbance observer-based robust control of attitude tracking of rigid spacecraft. *Nonlinear Dynamics*, 2017, 88(2): 1 – 12.
- [10] WANG Rijun, BAI Yue, XU Zhijun, et al. Fuzzy self-adjusting tracking control based on disturbance observer for airborne platform mounted on multi-rotor unmanned aerial vehicle. *Journal of Zhejiang University*, 2015, 49(10): 2005 – 2012.
(王日俊, 白越, 续志军, 等. 基于扰动观测器的多旋翼无人机载云台模糊自适应跟踪控制. 浙江大学学报, 2015, 49(10): 2005 – 2012.)

作者简介:

赵希梅 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机控制、鲁棒控制等, E-mail: zhaoxm.sut@163.com;

王浩林 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制、智能控制等, E-mail: whl849581114@163.com;

朱文彬 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制、智能控制等, E-mail: Zhuwenbin286S@163.com.