

基于扰动观测器和改进自适应二阶快速终端滑模的 PMLSM 伺服系统控制

赵希梅, 李德豪, 金鸿雁
(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要:针对永磁直线同步电动机(PMLSM)在运行时易受到摩擦力、负载扰动及环境变化等不确定影响,设计一种基于扰动观测器和自适应二阶快速终端滑模控制方法。首先,该方法在高阶滑模的基础上结合了快速终端滑模控制,有效加快了系统响应速度。其次,在二阶滑模面的基础上引入条件积分项,该项仅作用于边界层内部,能够有效避免滑模到达阶段由于积分饱和现象导致的超调量过大及响应时间过慢的问题。此外,设计自适应切换控制律,使切换增益在合理的区间内,并根据系统状态进行实时更新,从而削弱抖振现象。最后,为进一步提升系统的鲁棒性,采用扰动观测器对PMLSM系统的集总不确定性进行补偿。经实验验证,该控制方法具有良好的位置跟踪精度和强鲁棒性,且对系统抖振现象有明显削弱作用。

关键词:永磁直线同步电动机;二阶滑模控制;终端滑模控制;条件积分项;自适应控制;扰动观测器

DOI:10.15938/j.emc.2024.04.005

中图分类号:TM351;TP273

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2024)04-0041-09

PMLSM servo system control based on disturbance observer and improved adaptive second order fast terminal sliding mode

ZHAO Ximei, LI Dehao, JIN Hongyan

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

Abstract: Permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) is vulnerable to uncertain influences such as friction, load disturbance and environmental changes during operation. A fast terminal sliding mode control method based on disturbance observer and adaptive second-order was designed. Firstly, the method combined the fast terminal sliding mode control on the basis of high-order sliding mode, which effectively accelerated the system response speed. Secondly, a conditional integral term was introduced on the basis of the second-order sliding surface, which only acted inside the boundary layer, and could effectively avoid the problem of excessive overshoot and too slow response time caused by integral saturation in the sliding mode arrival stage. In addition, an adaptive switching control law was designed to make the switching gain within a reasonable interval and update in real time according to the system state, thereby weakening the chattering phenomenon. Finally, in order to further improve robustness of the system, the disturbance observer was used to compensate the lumped uncertainty of the PMLSM system. The experimental results show that the control method has good position tracking accuracy and strong robustness, and can significantly weaken the chattering phenomenon of the system.

收稿日期: 2022-11-29

基金项目: 辽宁省博士科研启动基金计划项目(2022-BS-177); 辽宁省科技厅揭榜挂帅项目(2023JH1/11100004)

作者简介: 赵希梅(1979—), 女, 博士, 教授, 研究方向为直线伺服、智能控制、鲁棒控制、机器人控制等;

李德豪(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为直线电机及其控制;

金鸿雁(1993—), 女, 博士, 讲师, 研究方向为直线伺服、智能控制等。

通信作者: 赵希梅

Keywords: permanent magnet linear synchronous motor; second-order sliding mode control; terminal sliding mode control; conditional integral term; adaptive control; disturbance observer

0 引言

永磁同步直线电动机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)与传统旋转电机相比,具有定位精度高、响应速度快、功率密度大、无齿隙等优点,在工业得到广泛应用。然而,PMLSM是一个多变量、强耦合的复杂非线性系统,存在负载扰动、非线性摩擦扰动、参数变化等不确定性因素。因此,如何对系统的集总不确定性进行抑制和补偿,从而满足高精度位置跟踪控制成为研究的热点问题。

滑模控制(sliding mode control, SMC)由于具有响应速度快、鲁棒性强等优点被广泛应用于 PMLSM 伺服系统中^[1-3]。但传统 SMC 存在严重的抖振现象,而终端滑模控制(terminal sliding mode control, TSMC)因具有更快的收敛速度且能在有限时间内收敛至滑模面上,获得广泛应用。文献[4]采用非奇异快速 TSMC 方法提高位置跟踪精度,并采用径向基神经网络(radial basis function neural network, RBFNN)对集总不确定性进行估计,然而神经网络中神经元个数和权值等参数的选取困难,对估计精度影响较大,收敛的快速性难以保证。文献[5]设计了递归非奇异 TSMC 方法,采用非奇异终端滑模面和递归积分终端滑模面结合组成双层滑模面结构,可保证两滑模面依次、连续到达,保证了有限时间收敛,并在 RBFNN 的作用下有效地削弱抖振。文献[6]将分数阶算子引入到 TSMC 的滑模面中,其特有的记忆特性可有效地削弱抖振并提升系统的鲁棒性。高阶滑模控制(high order sliding mode control, HOSMC)是对传统 SMC 的扩展,将不连续的状态变量作用到滑模状态的高阶导数中,在保留了传统 SMC 优点的同时,削弱了抖振现象并提高控制精度^[7-9]。HOSMC 常与自适应控制、模糊控制、神经网络控制等算法相结合,广泛地应用于高精度伺服控制领域中。文献[10-11]引入低通滤波器进一步削弱 HOSMC 的抖振现象,然而滤波器存在滞后现象,会使响应时间变慢,跟踪精度变差。文献[12]采用离散自适应 HOSMC,将 HOSMC 从连续域拓展至离散域,丰富了 HOSMC 的应用范围。文献[13]将 HOSMC 与积分超螺旋算法相结合构造切换控制律,积分超螺旋算法较传统控制律能有效地

抑制抖振。文献[14]将 HOSMC 与时变 SMC 相结合,能够保证控制变量始终处于滑模面上,然而时变项的选取比较困难,容易对跟踪精度产生较大影响。文献[15]针对 HOSMC 提出自适应切换控制律,使系统具有强鲁棒性和快速收敛性,然而控制律中存在开关函数,不连续项会加剧切换处的抖振现象。

因此,本文提出基于扰动观测器和改进自适应二阶快速终端滑模控制(adaptive second order fast terminal sliding mode control, ASOFTSMC)方法。相较于传统二阶快速 TSMC, ASOFTSMC 在滑模面的设计中引入条件积分项,能够有效避免滑模到达阶段的积分饱和现象,具有响应速度快、鲁棒性强、跟踪精度高的特点。此外,引入自适应切换控制律,使切换增益保持在合理区间,提高快速性的同时避免增益高估所引起的抖振。为进一步提高系统的鲁棒性,针对系统的集总不确定性采用扰动观测器(disturbance observer, DOB)进行补偿。最后,通过系统仿真和实验证明该控制方法能有效地提高 PMLSM 伺服系统位置跟踪精度和鲁棒性能。

1 PMLSM 数学模型

在忽略涡流、磁滞损耗且不计初级齿槽效应的前提下,对 PMLSM 采用基于 $i_d = 0$ 的矢量控制,在同步旋转坐标系下,电机的电磁推力方程表示为

$$F_e = \frac{3\pi p_n}{2\tau} [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]。 \quad (1)$$

式中: p_n 表示极对数; τ 表示极距; ψ_f 表示永磁体基波磁链; i_d 、 i_q 和 L_d 、 L_q 分别表示 d、q 轴电流和电感。

针对表贴式 PMLSM,有

$$L_d = L_q = L_s。 \quad (2)$$

式中 L_s 为等效电感。

此时,式(1)可简化为:

$$\left. \begin{aligned} F_e &= k_f i_q; \\ k_f &= \frac{3\pi p_n \psi_f}{2\tau}。 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 k_f 为电磁推力系数。

PMLSM 的机械运动方程可表示为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{M} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_f}{M} \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \end{bmatrix} d; \\ y &= [1 \ 0] x。 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: x 为电机的状态变量, 定义电机的位置为 x_1 、速度为 x_2 ; y 为电机的位置输出; B 为粘滞摩擦系数; M 为动子的总质量; u 为电机的输入信号, 即 q 轴电流; d 为电机的集总不确定性, 可表示为

$$d = d_r + d_f + d_l + d_{\text{og}} \quad (5)$$

式中: d_r 为推力波动, 为一频率已知、幅值和相位未知的周期性正弦扰动; d_f 为摩擦扰动; d_L 为负载扰动; d_0 为其他扰动, 为非周期性扰动。 d 存在一不确定性上界 H , 满足:

$$H \geq |d|, H > 0. \quad (6)$$

2 PMLSM 位置伺服系统设计

为满足 PMLSM 伺服系统的高精度位置跟踪性能及鲁棒性要求,设计一种包含条件积分项的 ASOFTSMC。同时,为进一步提升系统的鲁棒性,引入扰动观测器进行估计和补偿。基于扰动观测器和 ASOFTSMC 的 PMLSM 伺服系统位置控制框图如图 1 所示。

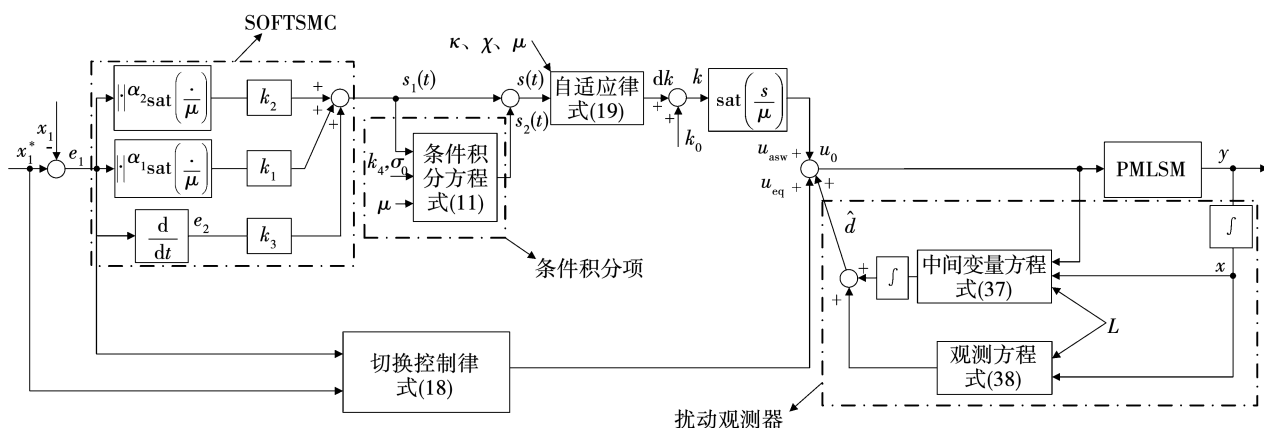


图 1 基于扰动观测器和 ASOFTSMC 的 PMLSM 伺服系统位置控制框图

Fig.1 Position control block diagram of PMLSM servo system based on ASOFTSMC and disturbance observer

2.1 ASOFTSMC 设计

定义动子位置误差 e_1 、动子速度误差 e_2 分别为:

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= x_1^* - x_1; \\ e_2 &= \dot{e}_1 \circ \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

传统二阶快速 TSMC 滑模面设计为

$$s_1 = k_1 \mid e_1 \mid ^{a_1} \text{sgn}(s_1) + k_2 \mid e_1 \mid ^{a_2} \text{sgn}(s_1) + k_3 e_2. \quad (8)$$

式中: $0 < \alpha_1 < 1; 1 < \alpha_2 < 2; k_1, k_2, k_3$ 为待设计正参数。当处于滑模到达阶段时, $k_2 | e_1 |^{\alpha_2} \text{sgn}(s_1)$ 起主要作用, 当处于稳定阶段时, $k_1 | e_1 |^{\alpha_1} \text{sgn}(s_1)$ 起主要作用, k_1, k_2 的大小决定了两个阶段对于滑模面的权重大小, 通常情况下选取较大的 k_2 值以提高快速性, k_3 则保证了 e_1 的变化趋势趋于 0, 但过大的 k_3 值可能会造成系统失稳, 故选取一较小正常数较为适宜。然而符号函数 $\text{sgn}(s)$ 是非连续函数, 会在切换点上产生抖振现象, 为此引入饱和函数 $\text{sat}(s)$ 替代传统符号函数。相较于传统的符号函数, $\text{sat}(s)$ 在切换处的曲线更加平滑, 可有效地削弱抖振。定义边界层厚度为 μ , $\text{sat}(s)$ 表示为

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} -1, & s < -\mu; \\ \frac{s}{\mu}, & -\mu < s < \mu; \\ 1, & s > \mu. \end{cases} \quad (9)$$

积分滑模面相较于线性滑模面,在滑模面中引入了积分环节,可提高跟踪精度并增强系统鲁棒性。在传统二阶 TSMC 滑模面中引入积分环节,并采用饱和函数代替符号函数,可得到二阶积分 FTSMC 的滑模面为

$$s = k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + k_3 e_2 + k \int e_1 dt_o \quad (10)$$

然而,在滑模到达阶段,积分项可能会引起响应的振荡,当控制饱和时,积分器堆积,会造成较大的超调量和较慢的响应时间。故引入条件积分项以代替传统的积分项,该项只作用于边界层内部,可有效避免积分环节在滑模到达阶段对位置跟踪带来的负面效果。设计条件积分项为:

$$\left. \begin{aligned} s_2 &= k_4 \sigma; \\ \dot{\sigma} &= -\sigma_0 + \mu \text{sat}(s)_0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中: k_4 为待设计的正常数; σ 为中间变量; σ_0 为

数值很小的正常数。将式(9)代入式(11)可得

$$\dot{\sigma} = \begin{cases} -\sigma_0 + \mu, s > |\mu|; \\ -\sigma_0 + s, s \leq |\mu|. \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可知,当滑模状态处于边界层外部时,有 $s_2 = 0$ 。故条件积分项仅作用于边界层内部,有

$$s_2 = k_4 \int (\sigma_0 + s) dt \approx k_4 \int [k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + k_3 e_2] dt. \quad (13)$$

由式(9)和式(13)可得改进二阶 FTSMC 滑模面为

$$s = k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + k_3 e_2 + k_4 \int s_2 dt. \quad (14)$$

设状态变量在边界层内部,对式(14)求导得

$$\dot{s} = k_1 \alpha_1 |e_1|^{\alpha_1-1} + k_2 \alpha_2 |e_1|^{\alpha_2-1} + k_3 \dot{e}_2 + k_4 (k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + k_3 e_2). \quad (15)$$

当不考虑外部扰动,即 $d = 0$ 时,令 $\dot{s} = 0$ 可得等效控制律 u_{eq} 。对式(15)进行整理,有

$$\begin{aligned} \dot{s} = & k_1 \alpha_1 |e_1|^{\alpha_1-1} + k_2 \alpha_2 |e_1|^{\alpha_2-1} + \\ & k_3 (\ddot{x}_1^* - \ddot{x}_1) + k_4 (k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + \\ & k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + k_3 e_2) = k_1 \alpha_1 |e_1|^{\alpha_1-1} + \\ & k_2 \alpha_2 |e_1|^{\alpha_2-1} + k_3 (\ddot{x}_1^* - (-\frac{B}{M}x_2 + k_f u_{eq})) + \\ & k_4 (k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + \\ & k_3 e_2) = k_1 \alpha_1 |e_1|^{\alpha_1-1} + k_2 \alpha_2 |e_1|^{\alpha_2-1} + \\ & k_3 \ddot{x}_1^* + k_3 \frac{B}{M}x_2 - \frac{k_3 k_f}{M} u_{eq} + k_4 (k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + \\ & k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + k_3 e_2). \end{aligned} \quad (16)$$

令式(16)等于0,可得

$$\begin{aligned} u_{eq} = & \frac{M}{k_3 k_f} (k_1 \alpha_1 |e_1|^{\alpha_1-1} + k_2 \alpha_2 |e_1|^{\alpha_2-1} + \\ & k_3 \ddot{x}_1^* + k_3 \frac{B}{M}x_2 + k_4 (k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + \\ & k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + k_3 e_2)). \end{aligned} \quad (17)$$

在等效控制律式(17)中,包含参数 k_4 的项为条件积分项,当状态变量处于边界层外部时,该项为0;其余项则保证状态变量从初态收敛至边界层内部, k_4 可选取一相对较大值以提升系统鲁棒性。

为满足 PMLSM 高精度位置伺服控制的强鲁棒性要求,考虑推力波动和其他周期性扰动对于控制系统的影响,引入自适应切换控制律 u_{asw} ,表达式为

$$u_{asw} = \frac{M}{k_3 k_f} K \text{sat}(s). \quad (18)$$

式中 K 为自适应参数, K 值越大,响应速度越快,但同时抖振越剧烈。

通过自适应律的设计可防止因切换增益 K 过高而引起的过度抖振现象,自适应律设计为

$$\dot{K} = \begin{cases} \kappa \text{ssat}(|s| - \mu), K > H; \\ \chi, K < H. \end{cases} \quad (19)$$

式中: $\kappa > 0$, 为切换增益的衰减速率; χ 为正实数,表示切换增益的提高速率; μ 为边界层厚度,其厚度越小,跟踪精度越高,但收敛速度则响应越慢。

通过式(19)可知,当切换增益 K 小于 H 时, $K > 0$, K 值增加以提高收敛速度;当切换增益 K 大于 H 时,若滑模状态变量大于边界层厚度 μ , K 值缓慢增加以提高跟踪精度,反之,则 K 值减小以抑制抖振。切换增益 K 存在上界 K^* , 满足 $K < K^*$ 。

由式(17)和式(18)可得总控制律为

$$\begin{aligned} u_0 = u_{eq} + u_{asw} = & \frac{M}{k_3 k_f} (k_1 \alpha_1 |e_1|^{\alpha_1-1} + \\ & k_2 \alpha_2 |e_1|^{\alpha_2-1} + k_3 \ddot{x}_1^* + k_3 \frac{B}{M}x_2 + \\ & k_4 (k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + \\ & k_3 e_2) - K \text{sat}(s)). \end{aligned} \quad (20)$$

定义 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2\gamma}(K - K^*)^2. \quad (21)$$

式中 γ 为一正常数。

对式(21)求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = \dot{s}s + & \left[\frac{1}{\gamma}(K - K^*) \kappa \text{ssat}(|s| - \mu) \right] = \\ & s(k_1 \alpha_1 |e_1|^{\alpha_1-1} + k_2 \alpha_2 |e_1|^{\alpha_2-1} + k_3 \ddot{x}_1^* + \\ & k_3 \frac{B}{M}x_2 - k_3 k_f (u_{eq} + u_{asw}) + k_4 (k_1 |e_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s) + \\ & k_2 |e_1|^{\alpha_2} \text{sat}(s) + k_3 e_2) - d) + \eta = \\ & s(-K \text{sat}(s) - d) + \eta = -K|s| - ds + \eta. \end{aligned} \quad (22)$$

在式(22)中,定义

$$\eta = \left[\frac{1}{\gamma}(K - K^*) \kappa \text{ssat}(|s| - \mu) \right]. \quad (23)$$

整理式(22)可得

$$\dot{V} = -K|s| - ds + \left[\frac{1}{\gamma}(K - K^*) \kappa \text{ssat}(|s| - \mu) \right]. \quad (24)$$

根据自适应律式(19)可知,切换增益 K 满足维持系统稳定的最小值,即 $K \geq H$ 。故此时有关系 $K \geq H > d$ 成立。故在式(24)中,有

$$-K|s| - ds = \begin{cases} (K-d)s \leq 0, s \leq 0; \\ -(K+d)s \leq 0, s > 0. \end{cases} \quad (25)$$

改写式(25)可得

$$-K|s| - ds \rightarrow -\zeta_A|s|. \quad (26)$$

式中 $\zeta_A > 0$ 。

引入 $\zeta_B > 0$, 代入式(24)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\zeta_A|s| + \left[(K-K^*) \frac{\kappa}{\gamma} |s| \text{sat}(|s| - \mu) \right] + \\ & (\zeta_B|K-K^*| - \zeta_B|K-K^*|) = \\ & (-\zeta_A|s| - \zeta_B|K-K^*|) - \\ & \left(\frac{\kappa}{\gamma} |s| \text{sat}(|s| - \mu) - \zeta_B \right) |K-K^*|. \end{aligned} \quad (27)$$

在式(27)中,定义

$$\xi = \left[\frac{\kappa}{\gamma} |s| \text{sat}(|s| - \mu) - \zeta_B \right] |K-K^*|. \quad (28)$$

整理式(27),有

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\zeta_A|s| - \zeta_B|K-K^*| - \xi = \\ & -\zeta_A \sqrt{2} \frac{|s|}{\sqrt{2}} - \zeta_B \sqrt{2\gamma} \frac{|K-K^*|}{\sqrt{2\gamma}} - \xi \leq \\ & -\min\{\zeta_A \sqrt{2}, \zeta_B \sqrt{2\gamma}\} \left(\frac{|s|}{\sqrt{2}} + \frac{|K-K^*|}{\sqrt{2\gamma}} \right) - \\ & \xi \leq -\zeta V^{\frac{1}{2}} - \xi. \end{aligned} \quad (29)$$

式中 $\zeta = \sqrt{2} \min\{\zeta_A, \zeta_B \sqrt{\gamma}\}$ 。

现分别从以下2种情况分析控制器的稳定性。

情况1): $|s| > \mu$ 。

此时,若 $\xi > 0$, 则需满足

$$\frac{\kappa}{\gamma} |s| - \zeta_B > 0 \rightarrow \gamma < \frac{\kappa|s|}{\zeta_B}. \quad (30)$$

代入式(29)可得

$$\dot{V} \leq -\zeta V^{\frac{1}{2}} - \xi \leq -\zeta V^{\frac{1}{2}}. \quad (31)$$

故在式(27)的前提下,在任何初始状态下均可在有限时间内收敛至 $|s| \leq \mu$ 。

情况2): $|s| \leq \mu$ 。

当 $|s| \leq \mu$ 时,在式(30)的前提下, ξ 不能保证恒大于0,故不可使用上述推导结果证明控制器的稳定性。此时,假设系统处于不稳定阶段: $s(0) = \mu^+$ (从 μ 的右侧趋向于 μ), K_0 为一数值很小的正常数成立。根据式(19)和式(25)可得:

$$\begin{cases} \dot{s} = -d - K\text{sat}(s); \\ \dot{K} = \kappa|s|. \end{cases} \quad (32)$$

对式(32)进行求解,可得

$$\begin{aligned} s(t) = & s(0) \cos(\sqrt{\kappa \text{sat}(s)} t) + \frac{-d - K_0 \text{sat}(s)}{\sqrt{\kappa \text{sat}(s)} t} = \\ & \sqrt{s(0)^2 + \frac{-d - K_0 \text{sat}(s)}{\kappa \text{sat}(s)}} \sin(\sqrt{\kappa \text{sat}(s)} t + v). \end{aligned} \quad (33)$$

式中 v 为相位值。

根据式(33),当 $s(0) = \mu^+ \rightarrow \mu$, 有

$$\begin{aligned} s_{\max} = & \sqrt{\mu^2 + \frac{d^2 + K_0^2 + 2dK_0}{\kappa \text{sat}(s)}} \approx \\ & \sqrt{\mu^2 + \frac{d^2}{\kappa \text{sat}(s)}}. \end{aligned} \quad (34)$$

此时,若 κ 足够大,使得 $\frac{d^2}{\kappa \text{sat}(s)} \approx 0$, 则可称系

统状态变量在任何初始状态下都能在有限时间内收敛至 $|s| \leq \mu$ 的区域内,控制器满足渐近稳定条件。

2.2 扰动观测器设计

为进一步提高系统的鲁棒性,针对 PMLSM 运行过程中的集总不确定性 d 采用基于 DOB 的方法对其进行补偿。

在式(4)中,做如下定义:

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{M} \end{bmatrix}; \\ B_0 &= \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_f}{M} \end{bmatrix}; \\ \Theta &= \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \end{bmatrix}. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

式中: A_0 为系统状态矩阵; B_0 为输入矩阵; Θ 为扰动输入矩阵。

根据式(4)和传统状态观测器理论,针对一存在扰动的系统,扰动量 d 可通过 DOB 进行估计:

$$\hat{d} = L(\dot{x} - A_0 x - B_0 u + \Theta \hat{d}). \quad (36)$$

式中: $\hat{d}$ 为扰动的观测值; L 为观测器的增益矩阵。

然而,式(36)中包含了对状态变量的导数项,在存在不确定性扰动的复杂运行状况下,导数项会对观测的精确度造成较大的影响。为此,引入中间变量 ω 为

$$\dot{\omega} = -LB_0(\omega + Lx) - L(A_0 x + \Theta u). \quad (37)$$

通过引入中间变量 ω ,可以避免导数项对观测结果的影响。

扰动观测器设计如下:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\omega} &= -\mathbf{LB}_0(\omega + \mathbf{L}x) - \mathbf{L}(\mathbf{A}_0x + \mathbf{\Theta}u); \\ \dot{d} &= \omega + \mathbf{L}x. \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

定义观测误差 e_d 为

$$e_d = \hat{d} - d. \quad (39)$$

整理式(37)~式(39)可得

$$\dot{e}_d = -\mathbf{L}\mathbf{\Theta}e_d - \dot{d}. \quad (40)$$

假设系统集总不确定性扰动 d 为一缓慢变化的量。此时,满足 $\dot{d} \approx 0$,则式(40)可改写为

$$\dot{e}_d = -\mathbf{L}\mathbf{\Theta}e_d. \quad (41)$$

根据 Hurwitz 稳定性判据,当 $-\mathbf{L}\mathbf{\Theta}$ 满足 Hurwitz,即 $-\mathbf{L}\mathbf{\Theta} > 0$ 时,由式(38)设计的扰动观测器收敛,满足 Hurwitz 稳定条件。

3 实验验证

为验证方法的有效性,将基于 DOB-ASOFTSMC (方法一)、改进二阶 FTSMC (方法二)、传统二阶 FTSMC (方法三)3 种方法应用在 PMLSM 位置伺服系统中,并进行半实物仿真实验,半实物仿真平台图和实验系统框图分别如图2和图3所示。

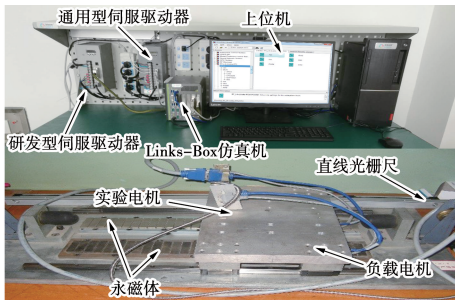


图2 实验平台图

Fig.2 Diagram of experimental platform

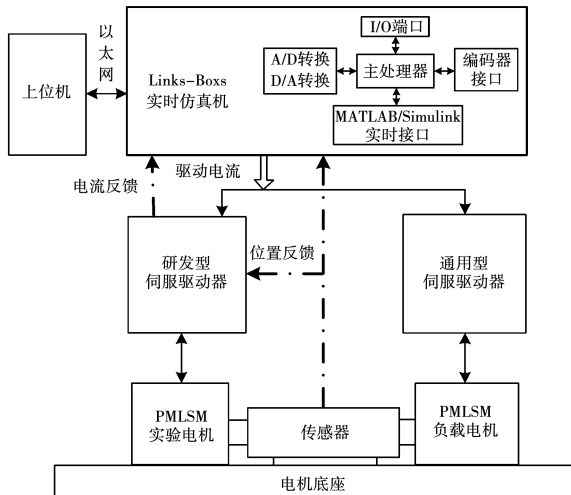


图3 实验系统框图

Fig.3 Block diagram of experimental system

实验中采用 PMLSM 参数如下: $M = 3.1 \text{ kg}$, $B = 0.002 \text{ N} \cdot \text{s/m}$, $\tau = 0.052 \text{ m}$, $\psi_f = 0.536 \text{ Wb}$, $p_n = 2$, $L_s = 0.0504 \text{ mH}$ 。

为保证参数选取的一致性,3 种方法中 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 的参数取值相同。控制器参数选取如下:1) DOB-ASOFTSMC: $k_1 = 10$, $k_2 = 15$, $k_3 = 1$, $k_4 = 50$, $\mu_0 = 0.01$, $\chi = 0.2$, $\kappa = 20$, $K = 100$, $\alpha_1 = 0.5$, $\alpha_2 = 1.8$;2) 改进二阶 FTSMC: $k_1 = 10$, $k_2 = 15$, $k_3 = 1$, $k_4 = 50$;3) 传统二阶 FTSMC: $k_1 = 10$, $k_2 = 15$, $k_3 = 1$, $k_4 = 50$ 。

1) 实验 I: 方波信号给定下的跟踪效果。

位置给定设置为一方波信号,时长为 6 s,分别在 0、1.5、3 和 4.5 s 施加大小分别为 3、5、-1 和 -2 μm 的位置信号,同时在 0.3 ~ 1.5 s 的区间内施加如图4所示的变负载扰动。基于3种不同方法的位置跟踪曲线如图5所示。

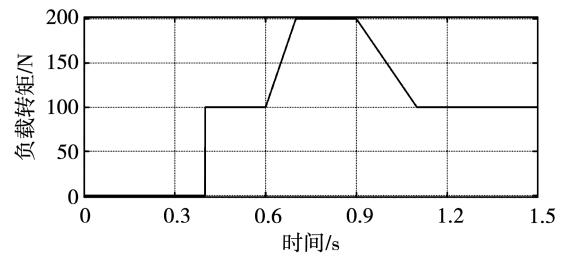


图4 变负载扰动曲线

Fig.4 Variable load disturbance curve

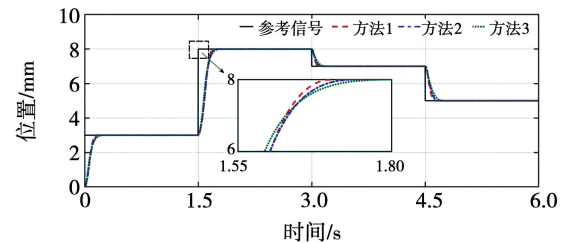


图5 基于3种方法的位置跟踪曲线

Fig.5 Position tracking curves based on three methods given in the square waves

由图5可知,方法一较另外2种方法同样拥有更快的响应速度。从 1.55 ~ 1.8 s 的跟踪局部放大图中可以更直观地看出,3 种方法在 1.5 s 施加 5 μm 位置信号下的响应时间分别为 1.68、1.73 和 1.78 s;同时,3 种方法均具有较高的位置跟踪精度,并且在施加变负载扰动时跟踪信号无明显波动,有较强的鲁棒性。

为体现仿真结果和半实物仿真实验结果的一致

性,基于 3 种方法的仿真和实验位置跟踪误差曲线分别如图 6 ~ 图 8 所示。

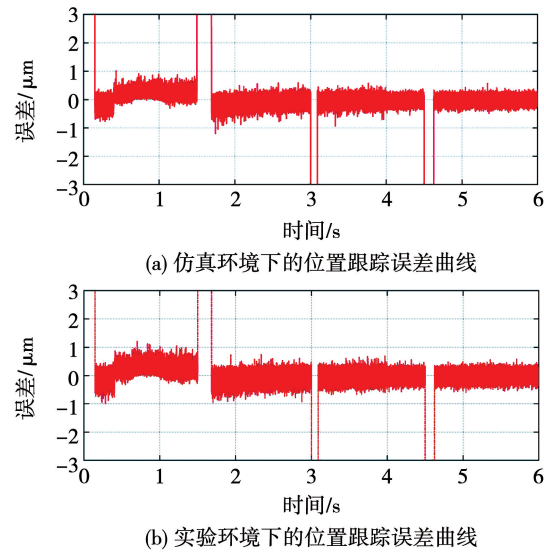


图 6 方波下基于方法一的位置跟踪误差曲线

Fig. 6 Position tracking error curves based on method 1 given in square wave

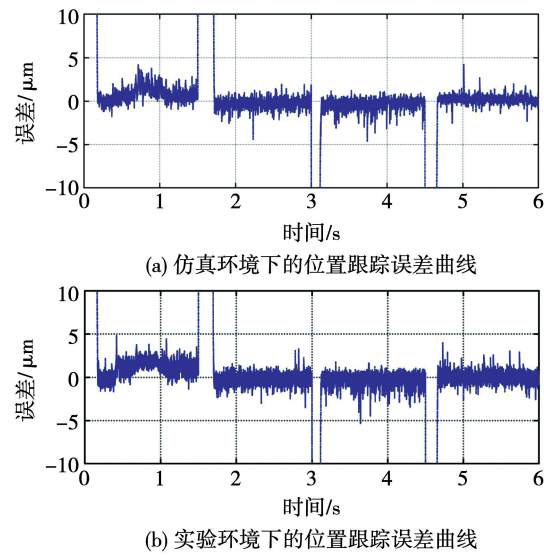


图 7 方波下基于方法二的位置跟踪误差曲线

Fig. 7 Position tracking error curves based on method 2 given in square wave

观察图 6 ~ 图 8 可以发现,仿真曲线和实验曲线在结果上具有一致性,说明方案具有可行性。进一步地,针对实验曲线进行分析,可以得出方法一具有更快的响应速度,位置误差曲线也相对更为平滑;处于跟踪稳态时,方法一的跟踪误差处于 $\pm 1 \mu\text{m}$ 的区间内,具有良好的跟踪性能,方法二和方法三则分别处于 ± 2 和 $\pm 3.5 \mu\text{m}$ 的区间内,且抖振更剧烈,

这是由于自适应切换增益可根据系统状态进行动态调整,可防止因切换增益过大而导致的抖振现象;施加变负载扰动时,方法一有 $0.5 \mu\text{m}$ 左右的位置偏差,方法二和方法三则分别有 2 和 $4 \mu\text{m}$ 左右的位置偏差,可见 DOB 对于扰动具有强鲁棒性。针对图 6 ~ 图 8 中的变负载($0.1 \text{ s} < t < 1.5 \text{ s}$)区域分别从极大值(max)、极小值(min)和均方根(RMS)三方面进行统计学分析。均方根相较于平均数,由于防止了误差正负抵消所带来的统计学偏差,更能反映出实际的位置跟踪精度。分析结果如表 1 所示。

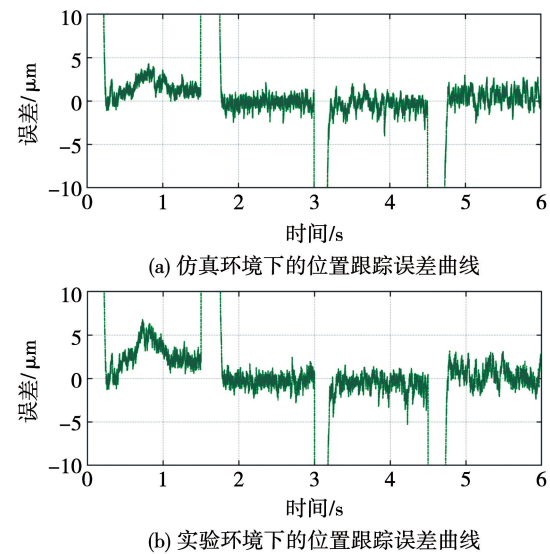


图 8 方波给定下基于方法三的位置跟踪误差曲线

Fig. 8 Position tracking error curves based on method 3 given in square wave

表 1 方波给定下的位置误差统计学分析

Table 1 Statistical analysis of position error given in square wave

单位: μm

方法	误差(仿真结果/实验结果)		
	max	min	RMS
一	1.02/1.22	-0.78/-0.94	0.25/0.52
二	4.21/4.86	-0.85/-1.62	1.12/1.53
三	4.33/6.524	-1.07/-1.7	1.86/2.64

2) 实验 II :余弦信号给定下的跟踪效果。

为验证在不同给定信号下 3 种控制方法的位置跟踪效果,给定一幅值为 3 mm 、频率为 10 Hz 的余弦信号,时长为 1 s 。基于 3 种控制方法的位置跟踪曲线如图 9 所示。

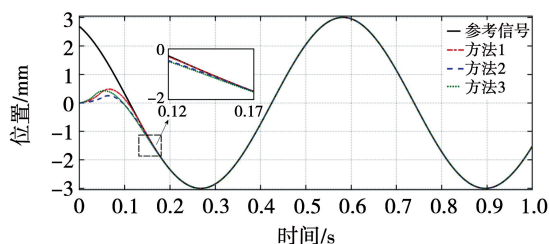
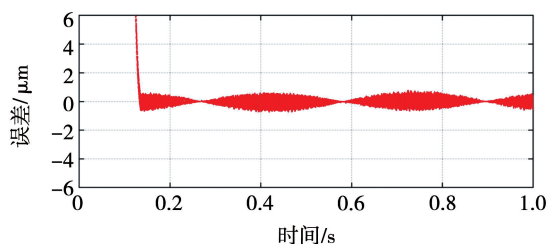


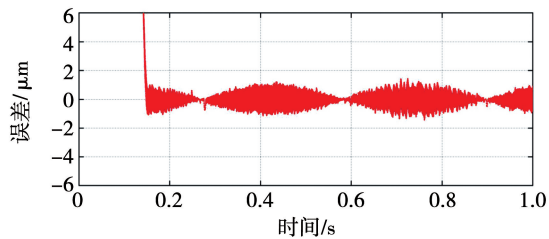
图9 余弦给定下基于3种方法的位置跟踪曲线

Fig. 9 Position tracking curves based on the three methods given in the cosine

根据图9可以直观地看出,方法一具有更快的响应时间,3种方法的响应时间分别为0.13、0.18和0.22 s;在进入跟踪稳态后,3种方法均可稳定跟踪,具有良好的动态跟踪性能。为进一步分析3种方法的跟踪性能,基于3种控制方法在余弦给定下的位置跟踪误差曲线如图10~图12所示。



(a) 仿真环境下的位置跟踪误差曲线

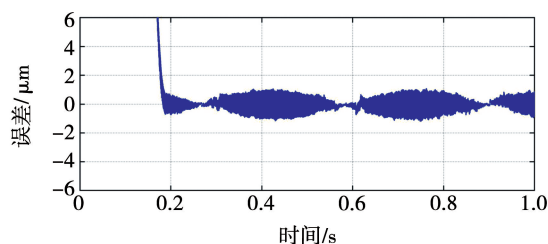


(b) 实验环境下的位置跟踪误差曲线

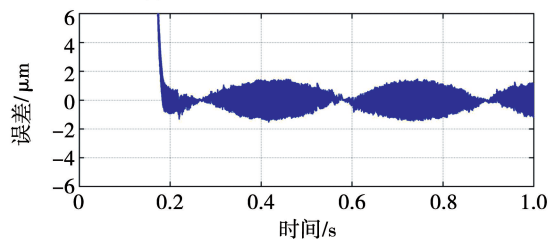
图10 余弦给定下基于方法一的位置跟踪误差曲线

Fig. 10 Position tracking error curves based on method 1 given in cosine

与实验I类似,3种方法在仿真和实验结果上具有一致性,说明在不同参考信号下,提出方法均具有可行性。通过观察图10~图12可以直观地看出,对于更加平滑的余弦信号,3种控制方法相较于存在突变的方波信号有着更好的控制性能,分别体现在响应时间更快且跟踪误差更小,方法一的位置跟踪误差在 $\pm 1.5 \mu\text{m}$ 的区间内,另外2种方法的位置跟踪误差则分别在 ± 2 和 $\pm 2.5 \mu\text{m}$ 的区间内。与实验I类似,针对图10~图12的稳态误差($0.25 \text{ s} < t < 1 \text{ s}$)区域从max、min、RMS三方面进行统计学分析,分析结果如表2所示。



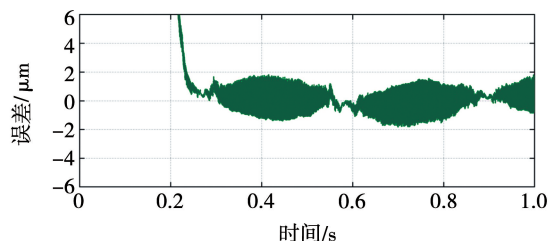
(a) 仿真环境下的位置跟踪误差曲线



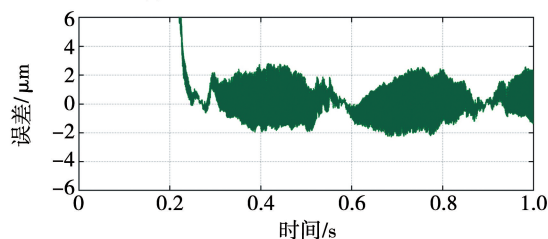
(b) 实验环境下的位置跟踪误差曲线

图11 余弦给定下基于方法二的位置跟踪误差曲线

Fig. 11 Position tracking error curves based on method 2 given in cosine



(a) 仿真环境下的位置跟踪误差曲线



(b) 实验环境下的位置跟踪误差曲线

图12 余弦给定下基于方法三的位置跟踪误差曲线

Fig. 12 Position tracking error curves based on method 3 given in cosine

表2 余弦给定下的位置误差统计学分析

Table 2 Statistical analysis of position error given in cosine

单位: μm

方法	误差(仿真结果/实验结果)		
	max	min	RMS
一	0.68/1.34	-0.71/-1.32	0.18/0.35
二	1.10/1.82	-1.21/-2.01	0.40/0.66
三	1.84/2.84	-1.86/-2.32	0.59/0.86

通过两组系统实验可知,在不同给定信号作用下,提出的基于 DOB 的 ASOFTSMC 方法在仿真和实验环境下均具有可靠性且对于 PMLSM 有着良好的位置跟踪性能和强鲁棒性。

4 结 论

针对 PMLSM 系统运行时易受到不确定性影响的问题,设计一种基于 DOB 的 ASOFTSMC 方法。该方法使用条件积分项代替传统积分项,解决了滑模到达阶段可能产生的积分饱和现象,提高了响应时间。同时设计自适应切换控制律,结合边界层法可有效地削弱抖振。采用 DOB 进一步提升系统的鲁棒性,对不确定扰动进行补偿。实验结果表明,在不同的信号给定下,该控制方法具有高跟踪精度、强鲁棒性和更快的响应速度并且有效地削弱了抖振。在施加变负载扰动时,由于 DOB 可对系统扰动进行补偿,故较传统方法有更强的鲁棒性。

参 考 文 献:

- [1] 张康,王丽梅. 基于周期性扰动学习的永磁直线电机自适应滑模位置控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(8): 132.
ZHANG Kang, WANG Limei. Adaptive sliding mode position control for permanent magnet linear motor based on periodic disturbance learning[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(8): 132.
- [2] 沈燚明, 卢琴芬. 初级励磁型永磁直线电机研究现状与展望[J]. 电工技术学报, 2021, 36(11): 2325.
SHEN Yiming, LU Qinfen. Overview of permanent magnet linear machines with primary excitation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(11): 2325.
- [3] 吕刚. 直线电机在轨道交通中的应用与关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17): 5665.
LÜ Gang. Review of the application and key technology in the linear motor for the rail transit[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(17): 5665.
- [4] DINH T X, AHN K K. Radial basis function neural network based adaptive fast nonsingular terminal sliding mode controller for piezo positioning stage[J]. International Journal of Control Automation and Systems, 2017, 15(7): 2892.
- [5] 徐驰,赵希梅. 永磁直线同步电动机智能递归非奇异终端滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(7): 1242.
XU Chi, ZHAO Ximei. Intelligent recursive nonsingular terminal sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(7): 1242.
- [6] 高洁,王华宇,徐萌. 开关磁阻电机的分数阶终端滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(2): 142.
GAO Jie, WANG Huayu, XU Meng. Improved terminal sliding mode control strategy of switched reluctance motors based on fractional calculus[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(2): 142.
- [7] WANG Liang, SHENG Yongzhi, LIU Xiangdong. A novel adaptive high-order sliding mode control based on integral sliding mode[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2014, 12: 459.
- [8] RABIEE H, ATAIE M, EKRAMIAN M. Continuous nonsingular terminal sliding mode control based on adaptive sliding mode disturbance observer for uncertain nonlinear systems[J]. Automatica, 2019, 109: 108515.
- [9] UTKIN V. Discussion aspects of high-order sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2016, 61(3): 829.
- [10] KOMMURI S K, RATH J J, VELUVOLU K C, et al. Decoupled current control and sensor fault detection with second-order sliding mode for induction motor[J]. IET Control Theory & Applications, 2015, 9(4): 608.
- [11] SONG Zhuoyue, DUAN Chao, WANG Jianan, et al. Chattering-free full-order recursive sliding mode control for finite-time attitude synchronization of rigid spacecraft[J]. Journal of the Franklin Institute, 2018, 356(2): 998.
- [12] XIANG Xianbo, LIU Chao, SU Housheng, et al. On decentralized adaptive full-order sliding mode control of multiple UAVs[J]. ISA Transactions, 2017, 71(2): 196.
- [13] SANJOY M, JAWHAR G, MAAROUF S. Homogeneous finite-time consensus control for higher-order multi-agent systems by full order sliding mode[J]. Journal of Systems Science and Complexity, 2018, 31(5): 1186.
- [14] CONG Binglong, CHEN Zhen, LIU Xiangdong. On adaptive sliding mode control without switching gain-over estimation[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2014, 24(3): 515.
- [15] GUO Fuhui, LU Pingli. Fast self-adapting high-order sliding mode control for a class of uncertain nonlinear systems[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2021, 32(3): 690.

(编辑:邱赫男)