

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2614885

# 龙门双永磁直线电机电流重构及模糊变增益滑模同步控制研究<sup>\*</sup>

邱呈辉, 周扬忠

(福建省新能源发电与电能变换重点实验室(福州大学) 福州 350108)

**摘 要:**双永磁直线电机(PMLSM)驱动的龙门平台在高速高精度运动过程中,由于两侧电机的动态响应差距和横梁的机械耦合影响,易产生较大的动态同步误差,在直线导轨的约束下会产生过大的机械应力及额外的摩擦损耗,严重影响平台运动精度和使用寿命;而龙门横梁动子运动状态会直接影响双 PMLSM 位移跟踪控制的动态响应,最终影响双 PMLSM 动子动态同步误差。为此,首先建立双 PMLSM 驱动龙门系统动力学方程,并揭示横梁动子位置及横梁动子沿横梁动态运动对横梁偏转运动影响原理。接着基于复合位移误差,构建双 PMLSM 动子交叉耦合滑模同步控制。针对横梁动子运动时横梁质心不断变化对同步抑制效果造成的不利影响,结合动力学模型与横梁动子实时位置进行电流重构,以降低动态同步位移误差;针对传统模糊控制以误差为反馈核心存在的控制滞后问题,将与横梁扭转力矩直接相关的横梁动子  $q$  轴净电流用于模糊控制中,以横梁动子  $q$  轴净电流为主导因素,结合双 PMLSM 动子同步位移误差和同步速度误差构建模糊变增益控制策略,以进一步降低横梁动子沿横梁动态运动对动态同步位移误差的影响。实验结果表明,相对于恒定增益的交叉耦合滑模同步控制,所提控制策略在双 PMLSM 启停过程及横梁动子启停过程中同步误差峰值大幅度降低。

**关键词:** 龙门双永磁直线电机滑模控制; 动力学模型; 电流重构; 模糊变增益; 动态同步误差

**中图分类号:** TM351 TH165<sup>+</sup>.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

## Research on current reconstruction and fuzzy variable gain sliding mode synchronous control for gantry dual permanent magnet linear motors

Qiu Chenghui, Zhou Yangzhong

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Fuzhou University), Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** During high-speed and high-precision motion of a gantry platform driven by dual permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM), large dynamic synchronization errors are prone to occur due to the difference in dynamic responses between the two motors and the mechanical coupling effect of the crossbeam. Under the constraints of the linear guideways, these errors generate excessive mechanical stress and additional friction losses, severely affecting the motion accuracy and service life of the platform. Moreover, the motion state of the beam mover directly influences the dynamic response of the dual-PMLSM displacement tracking control, ultimately affecting the dynamic synchronization error of the dual PMLSM movers. To address these issues, this article first establishes the dynamic equations of the dual-PMLSM-driven gantry system and reveals the principle by which the beam mover position and its dynamic motion along the crossbeam affect the beam deflection motion. Then, based on the composite displacement error, a cross-coupled sliding mode synchronous control for the dual PMLSM movers is constructed. To mitigate the adverse effect caused by the continuously changing center of mass of the beam during its motion on synchronization suppression, the dynamic model is combined with the real-time position of the beam mover to perform current reconstruction, thereby reducing the dynamic synchronous displacement error. To overcome the control lag problem inherent in traditional fuzzy control that uses error as the feedback core, the net  $q$ -axis current of the beam mover, which is directly related to the beam torsion torque, is adopted in the fuzzy control. Taking the net  $q$ -axis current of the beam mover as the dominant factor, a fuzzy variable-gain control strategy is constructed by also incorporating the synchronous displacement error and

收稿日期: 2026-01-22 Received Date: 2026-01-22

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家科技重大专项(2025ZD1601000)项目资助

synchronous velocity error of the dual PMLSM movers, so as to further reduce the influence of the beam mover's dynamic motion along the beam on the dynamic synchronous displacement error. Experimental results show that, compared with the cross-coupled sliding mode synchronous control with constant gains, the proposed control strategy achieves a substantial reduction in the peak synchronization error during both the start-stop processes of the dual PMLSMs and the crossbeam mover.

**Keywords:** sliding mode control of gantry dual permanent magnet linear synchronous motors; dynamic model; current reconstruction; fuzzy variable-gain; dynamic synchronization error

## 0 引言

双永磁直线电机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)驱动龙门平台已成为例如光刻机、表面贴装技术设备、计算机数控机床等设备运动系统的关键组成部分<sup>[1-5]</sup>。双 PMLSM 驱动系统能克服单驱系统两侧不同步的问题,同时拥有双电机所提供的更强的推力。但当龙门平台两侧并行电机动态不同步时,会产生明显的横梁旋转动态运动;同时,在直线导轨的限制下,也会产生过大的机械应力,并导致额外的摩擦损失<sup>[6-7]</sup>。

龙门平台运动同步控制有 3 种典型类型。第 1 种是主从同步控制,这种控制策略通常会从伺服单元的动态响应滞后,导致系统运动过程中的同步性能不佳<sup>[8]</sup>。第 2 种是并行同步控制,其同步控制结构简单,同步精度完全依靠单轴的伺服运动控制性能<sup>[9]</sup>。第 3 种是交叉耦合同步控制,是一种将跟踪误差和同步误差耦合以实现两轴同步的控制策略<sup>[10]</sup>。相比主从同步和并行同步控制,交叉耦合同步控制直接使用了同步误差作为参考输入的一部分,对同步误差进行直接控制<sup>[11-14]</sup>,在两电机上都能反应同步动态特性,因其对异步扰动的抑制能力和较低的轴间延迟敏感性,在运动同步控制领域受到广泛关注<sup>[15-16]</sup>。

龙门双 PMLSM 同步控制也可分为无模型和有模型两类。典型的无模型同步控制有广义迭代超扭转滑模控制<sup>[17]</sup>、神经网络控制<sup>[18]</sup>、模糊控制<sup>[19]</sup>、小波拟合控制<sup>[20]</sup>等。无模型同步控制对动力学模型参数的不确定性及部分模型未知量具有鲁棒性<sup>[21]</sup>,但绝大多数无模型同步控制参数恒定不变,无法应对动态变化的外部扰动,且没有考虑到利用龙门横梁动态对双 PMLSM 电流重构,在动态过程中会产生较大的同步误差。

经典的有模型同步控制包括利用动力学模型耦合补偿的状态观测器扰动抑制<sup>[22]</sup>、基于耦合参数辨识后线性化解耦的滑模控制<sup>[23]</sup>、离线频域辨识自适应控制<sup>[24]</sup>、在线质心辨识自适应控制<sup>[25]</sup>等。基于模型信息的控制方法具有较好的动态同步性能,但要对复杂的龙门系统进行精细建模<sup>[26]</sup>,且部分参数只能通过辨识获得,这就使得基于模型信息的龙门控制受到参数辨识精度的直接影响。

为此,本文结合上述无模型与有模型控制优点,基于系统动力学模型,提出一种龙门双 PMLSM 交叉耦合滑模同步控制策略。在横梁动子位移及其沿横梁动态运动对

横梁偏转运动影响原理的基础上,设计模糊变增益双 PMLSM 交叉耦合滑模同步控制策略,并对双 PMLSM 电流进行重构,实现更好的动态同步性能。最后,通过实验验证控制策略的有效性。

## 1 双永磁直线电机驱动龙门系统数学建模

本文研究的非对称柔性龙门系统结构图如图 1 所示。横梁两端接有旋转轴承,其右端的旋转轴承与右侧 Y 向滑轨连接,以提供横梁偏转所需的 Y 向位移。 $d$  为横梁动子质心到横梁两端旋转轴承中心连线的距离; $F_d$ 、 $f_d$ 、 $\mu_d$ 、 $m_d$ 、 $y_d$  分别为横梁动子的电磁推力、库伦摩擦力、粘滞摩擦系数、质量及从横梁自左端起沿横梁的移动位移; $L$ 、 $m_h$  分别为横梁长度及质量; $F_i$ 、 $f_i$ 、 $\mu_i$ 、 $m_i$ 、 $x_i$  ( $i=1,2$ ) 分别为双 PMLSM 动子的电磁推力、库伦摩擦力、粘滞摩擦系数、质量及沿 X 方向的位移; $\theta$  为横梁扭转角度; $R$ 、 $f_R$ 、 $\mu_R$  分别为横梁两端轴承的半径、库伦摩擦力及粘滞摩擦系数; $f_3$ 、 $\mu_3$ 、 $x_3$  分别为横梁右端在 Y 向滑轨上的库伦摩擦力、粘滞摩擦系数及位移。

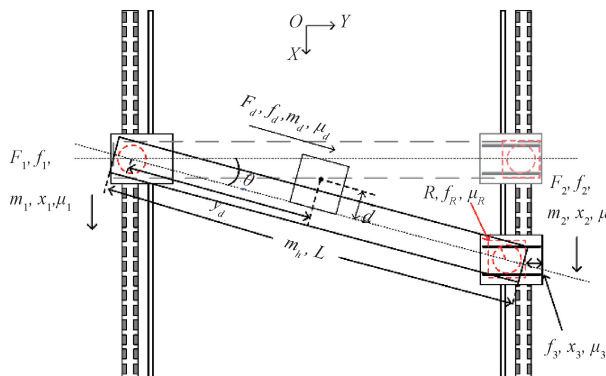


图 1 非对称柔性龙门系统结构

Fig. 1 Asymmetric flexible gantry system structural

为了便于分析建模,根据图 1 中有关变量重新定义广义状态变量  $\mathbf{q}_s$  及广义力  $\mathbf{F}_s$  如式 (1)、(2) 所示。

$$\mathbf{q}_s = [x_1, \theta, y_d]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{F}_s = [F_{x_1}, F_\theta, F_{y_d}]^T \quad (2)$$

其中,  $F_{y_d} = F_d - f_d$ ,  $F_{x_1} = F_1 + F_2 - f_1 - f_2$  及  $F_\theta = (F_2 - f_2)L \cos \theta - 2f_R R - f_3 L \sin \theta$  分别为推动横梁动子的广义力、控制横梁 X 方向移动广义力及  $\theta$  方向偏转广义力。

结合龙门结构及能量定义,列写龙门系统动能  $T$  和耗散势能  $U$  如式 (3)、(4) 所示。

$$T = 0.5m_1\dot{x}_1^2 + 0.5m_2\dot{x}_2^2 + 0.5m_d(\dot{X}_d^2 + \dot{Y}_d^2) + 0.5m_h\dot{x}_1^2 + m_h\dot{\theta}^2L^2/6 + 0.5m_h\dot{x}_1\dot{\theta}L\cos\theta \quad (3)$$

$$U = 0.5\mu_1\dot{x}_1^2 + 0.5\mu_2\dot{x}_2^2 + \mu_R(R\dot{\theta})^2 + 0.5\mu_d\dot{Y}_d^2 + 0.5\mu_3\dot{x}_3^2 \quad (4)$$

其中,变量的一次微分和二次微分分别用“ $\cdot$ ”和“ $\ddot{\cdot}$ ”标注;中间变量  $x_2 = x_1 + L\sin\theta$ 、 $x_3 = L - L\cos\theta$ ;  $X_d$ 、 $Y_d$  代表横梁动子沿  $X$ 、 $Y$  方向的位移,满足  $X_d = x_1 - d\cos\theta + y_d\sin\theta$ 、 $Y_d = y_d\cos\theta + d\sin\theta$ 。

根据达朗贝尔原理,列写龙门系统拉格朗日方程如式(5)所示。

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}_s}\right) - \frac{\partial T}{\partial \mathbf{q}_s} + \frac{\partial U}{\partial \mathbf{q}_s} = \mathbf{F}_s \quad (5)$$

将式 (3)、(4) 代入拉格朗日方程式(5),可得双永磁直线电机驱动龙门系统动力学方程如式 (6) 所示。

$$\mathbf{F}_s = \mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}}_s + \mathbf{K}\dot{\mathbf{q}}_s + \mathbf{O}\dot{\mathbf{q}}_s \quad (6)$$

式中: $\mathbf{M}$  为惯性矩阵, $\mathbf{K}$  为粘性摩擦矩阵, $\mathbf{O}$  为科氏力/向心力矩阵,

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix}, \mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & 0 \\ K_{21} & K_{22} & 0 \\ 0 & 0 & K_{33} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{O} = \begin{bmatrix} 0 & O_{12} & O_{13} \\ 0 & O_{22} & O_{23} \\ 0 & O_{32} & 0 \end{bmatrix}, \text{ 矩阵中各元素表达式具体如}$$

式(7)~(9)所示。

$$\begin{cases} O_{12} = m_d\dot{\theta}d\cos\theta - 0.5m_h\dot{\theta}L\sin\theta - m_2\dot{\theta}L\sin\theta - m_d\dot{\theta}Y_d\sin\theta \\ O_{13} = 2m_d\dot{\theta}\cos\theta \\ O_{22} = -m_2\dot{\theta}L^2\cos\theta\sin\theta \\ O_{23} = 2m_dY_d\dot{\theta} \\ O_{32} = -m_d\dot{\theta}Y_d \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} M_{11} = m_1 + m_2 + m_h + m_d \\ M_{12} = m_2L\cos\theta + m_d d\sin\theta + m_d Y_d\cos\theta + 0.5m_hL\cos\theta \\ M_{13} = m_d\sin\theta \\ M_{21} = m_2L\cos\theta + m_d d\sin\theta + m_d Y_d\cos\theta + 0.5m_hL\cos\theta \\ M_{22} = m_2L^2\cos^2\theta + m_d d^2 + m_d Y_d^2 + \frac{1}{3}m_hL^2 \\ M_{23} = m_d d \\ M_{31} = m_d\sin\theta \\ M_{32} = m_d d \\ M_{33} = m_d \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} K_{11} = \mu_1 + \mu_2 \\ K_{12} = \mu_2L\cos\theta \\ K_{21} = \mu_2L\cos\theta \\ K_{22} = \mu_2L^2\cos^2\theta + 2R^2\mu_R + \mu_3L^2\sin^2\theta \\ K_{33} = \mu_d \end{cases} \quad (9)$$

忽略电机磁凸极现象,作用于永磁直线电机动子的电磁推力  $F_i$  ( $i=1,2,d$ ) 可表示为:

$$F_i = \frac{3n_{pi}\pi}{2\tau_i}\psi_{fi}i_{qi}, i=1,2,d \quad (10)$$

式中: $i_{qi}$  为  $q$  轴电流; $\psi_{fi}$  为永磁体磁链; $\tau_i$  为电机极距; $n_{pi}$  为极对数。

令  $K_{fi} = 1.5n_{pi}\pi\psi_{fi}/\tau_i$  为推力系数,PMLSM 传动模型可表示为:

$$\ddot{x}_i = \frac{K_{fi}}{m_i}i_{qi} - \frac{F_{Li}}{m_i}, i=1,2,d \quad (11)$$

式中: $x_i$  为动子位移; $F_{Li}$  为包括摩擦力、推力波动、横梁耦合等在内的总干扰。

## 2 横梁动子对龙门双永磁直线电机同步运行的影响分析

为了进一步揭示横梁动子对龙门双 PMLSM 同步运行的影响物理本质,定义变换矩阵  $G$  如式 (12) 所示。

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -L\cos\theta & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

在式 (6) 两边同时左乘变换矩阵  $G$ :

$$\mathbf{GF}_s = \mathbf{G}(\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}}_s + \mathbf{K}\dot{\mathbf{q}}_s + \mathbf{O}\dot{\mathbf{q}}_s) \quad (13)$$

实际龙门系统粘性摩擦和科氏力/向心力均较小,所以忽略式 (13) 中的粘性摩擦矩阵、科氏力/向心力矩阵、横梁动子运动通道,且假设  $m_1 = m_2 = m$ 、 $\cos\theta \approx 1$ 、 $\sin\theta \approx 0$ , 则式 (13) 可进一步简化为沿  $X$  轴位移和偏转角  $\theta$  两通道如式 (14) 所示。

$$\begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D & -B \\ -C & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{x_2+x_1} \\ F_{x_2-x_1} - 2m_d\ddot{x}_d - f_h \end{bmatrix} / (AD - BC) \quad (14)$$

式中: $F_{x_2-x_1} = (F_2 - F_1 - f_2 + f_1)L$ ;  $f_h = 4f_R R$ ;  $F_{x_2+x_1} = F_1 + F_2 - f_1 - f_2$ ;  $A = m_1 + m_2 + m_d + m_h$ ;  $B = m_2L + m_d y_d + m_h L/2$ ;  $C = 2m_d(y_d - L/2)$ ;  $D = m_2L^2 + 2m_d d^2 + m_h L^2/6 + 2m_d y_d(y_d - 0.5L)$ 。

由于横梁偏转角直接决定了双 PMLSM 同步性能,从式 (14) 进一步提取横梁偏转动力学模型如式 (15) 所示。

$$\ddot{\theta} = \frac{-CF_{x_2+x_1} + AF_{x_2-x_1} - 2Am_d\ddot{x}_d - Af_h}{AD - BC} \quad (15)$$

根据式 (15) 及上述有关变量定义可见:

1)  $CF_{x_2+x_1} = 2m_d(y_d - L/2)F_{x_2+x_1}, F_{x_2+x_1}$  表示双 PMLSM 作用到横梁整体的加减速合力。若横梁动子处于横梁非中心位置,  $CF_{x_2+x_1} \neq 0$ , 从而出现横梁整体的合力通过横梁动子产生横梁偏转, 出现双 PMLSM 同步误差; 且横梁动子偏移横梁中心位置越远, 横梁整体的合力通过横梁动子作用于双 PMLSM 同步误差影响越大。

2)  $2Am_d\ddot{x}_d$  表示横梁动子沿横梁方向加减速运动产生横梁偏转, 出现双 PMLSM 同步误差; 且横梁动子加减速速度越大, 横梁动子沿横梁方向加减速运动通过横梁动子作用于双 PMLSM 同步误差影响越大。

### 3 双永磁直线电机电流重构及模糊变增益滑模同步控制

#### 3.1 双永磁直线电机电流重构型交叉耦合滑模同步控制

为后续进行电流重构, 令  $q$  轴电流构成为:

$$i_{qi} = i_{smci} + i_{fi} \quad (16)$$

其中  $i_{fi}$  为库伦摩擦力  $f_i (i=1, 2)$  的估测等效电流, 满足:

$$K_{fi}i_{fi} = f_i \quad (17)$$

定义双 PMLSM 动子位移跟踪误差  $e_i (i=1, 2)$  如式 (18) 所示。

$$e_i = x_m - x_i \quad (18)$$

式中:  $x_m$  为龙门横梁位移给定,  $x_i (i=1, 2)$  为双 PMLSM 动子位移。

定义双 PMLSM 交叉耦合误差  $e_{hi} (i=1, 2)$  如式 (19) 所示。

$$\begin{cases} e_{h1} = e_1 + \beta(e_1 - e_2) \\ e_{h2} = e_2 + \beta(e_2 - e_1) \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $\beta$  为交叉耦合系数, 当双 PMLSM 交叉耦合误差都收敛到零时, 跟踪误差和同步误差也收敛到 0。

为了实现双 PMLSM 动子跟踪误差和同步误差均收敛到零, 设计滑模面  $S_i (i=1, 2)$  如式 (20) 所示。

$$S_i = c_{i1}e_{hi} + c_{i2}\dot{e}_{hi} \quad (20)$$

式中:  $c_{i1}, c_{i2} (i=1, 2)$  为正常数。

对式 (20) 求导并将式 (11)、(16) ~ (19) 代入可得:

$$\begin{aligned} \dot{S}_i &= c_{i1}\dot{e}_{hi} + c_{i2}\ddot{e}_{hi} + \ddot{x}_m + H_i - \frac{(1+\beta)K_{fi}}{m_i}i_{smci} + \\ &\frac{\beta K_{f(3-i)}}{m_{(3-i)}}i_{smc(3-i)} \end{aligned} \quad (21)$$

式中:

$$H_i = (1+\beta)(F_{Li} - f_i)/m_i - \beta(F_{L(3-i)} - f_{(3-i)})/m_{(3-i)} \quad (22)$$

为使滑模面收敛, 需满足  $S_i\dot{S}_i < 0$ , 令:

$$\frac{(1+\beta)K_{fi}}{m_i}i_{smci} - \frac{\beta K_{f(3-i)}}{m_{(3-i)}}i_{smc(3-i)} = \frac{c_{i1}}{c_{i2}}\dot{e}_{hi} + \ddot{x}_m + k_{i1}\text{sgn}(S_i) + k_{i2}S_i \quad (23)$$

式中:  $k_{i1}, k_{i2}$  为正常数; 符号函数  $\text{sgn}(S_i)$  形式如式 (24) 所示。

$$\text{sgn}(S_i) = \begin{cases} 1, & S_i > 0 \\ -1, & S_i \leq 0 \end{cases} \quad (24)$$

将式 (23) 代入式 (21) 中, 得:

$$\dot{S}_i = c_{i2}[H_i - k_{i1}\text{sgn}(S_i) - k_{i2}S_i] \quad (25)$$

根据李雅普诺夫稳定性定理, 当满足  $k_{i1} > |H_i|_{\max}$  时滑模面  $S_i (i=1, 2)$  可以在有限时间内收敛到零。

根据式 (23) 可求得双 PMLSM 交叉耦合滑模电流如式 (26) 所示。

$$i_{smci} = \frac{m_i}{(2\beta+1)K_{fi}}[(1+\beta)I_i + \beta I_i] \quad (26)$$

其中:

$$I_i = k_{i1}\text{sgn}(S_i) + k_{i2}S_i + \frac{c_{i1}}{c_{i2}}\dot{e}_{hi} + \ddot{x}_m \quad (27)$$

根据第 2 章中 1) 分析, 为了消除  $CF_{x_2+x_1}$  项对同步位移误差的影响, 利用动力学模型与横梁动子实时位置进行电流重构, 旨在保持交叉耦合滑模得出的合推力不变的情况下, 在扭转力中主动添加等效项以达到前馈的效果。具体讲解见后文。

根据式 (15), 可以进一步把式 (16) 电流代入其中得:

$$\ddot{\theta} = [-C(K_{f1}i_{smc1} + K_{f2}i_{smc2}) + AL(K_{f1}i_{smc2} - K_{f2}i_{smc1}) - 2Am_d\ddot{x}_d - Af_h]/(AD - BC) \quad (28)$$

令重构后的交叉耦合滑模电流为  $i_{smc10}, i_{smc20}$ , 满足电流重构前后: 1) 双 PMLSM 合推力不变; 2) 预期产生反抗横梁偏转项  $C(K_{f1}i_{smc1} + K_{f2}i_{smc2})$ 。可得:

$$AL(K_{f2}i_{smc20} - K_{f1}i_{smc10}) = C(K_{f1}i_{smc1} + K_{f2}i_{smc2}) + AL(K_{f2}i_{smc2} - K_{f1}i_{smc1}) \quad (29)$$

$$K_{f1}i_{smc10} + K_{f2}i_{smc20} = K_{f1}i_{smc1} + K_{f2}i_{smc2} \quad (30)$$

若式 (29) 和 (30) 任何时刻均成立, 则重构后的电流如式 (31) 所示。

$$\begin{cases} i_{smc10} = (1-\gamma)i_{smc1} - \gamma\frac{K_{f2}}{K_{f1}}i_{smc2} \\ i_{smc20} = (1+\gamma)i_{smc2} + \gamma\frac{K_{f1}}{K_{f2}}i_{smc1} \end{cases} \quad (31)$$

其中:

$$\gamma = \frac{C}{2AL} = m_d(y_d - L/2)/L \sum_{i=1}^h m_i, i=1, 2, d, h \quad (32)$$

使用新推力电流的扭转角方程为:

$$\ddot{\theta} = [-C(K_{f1}i_{smc10} + K_{f2}i_{smc20}) + A(K_{f1}i_{smc20} - K_{f2}i_{smc10}) - 2Am_d\ddot{x}_d - Af_h]/(AD - BC)$$

(33)

将式 (31)代入式 (33)可进一步变形为:

$$\ddot{\theta} = \frac{A(K_{f2}i_{smc2} - K_{f1}i_{smc1}) - 2Am_d\ddot{x}_d - Af_h}{AD - BC}$$

(34)

对比式 (28)与(34)可见将等效推力电流依据横梁动子位置重构即可消除  $CF_{x_2+x_1}$  项对同步位移误差的影响。

3.2 模糊变增益交叉耦合滑模同步控制

根据第 2 章中 2) 分析,为了有效消除  $2Am_d\ddot{x}_d$  对同步位移误差的影响,理论上也可以采用 3.1 节中对应电流前馈模式。但实际龙门系统数学模型中包括各部分质量、机械尺寸、摩擦系数等,在众多参数中,各部分质量较容易测量或观测获得,而部分机械尺寸和摩擦系数等很难精确获得。由于涉及横梁上动子质心坐标点的计算,且横梁上动子实际几何结构不规则,导致横梁动子质心到横梁两端旋转轴承中心连线距离  $d$  测量或观测困难,这就给采用电流前馈消除  $2Am_d\ddot{x}_d$  对同步位移误差的影响产生困难。

为此,本文在 3.1 节控制策略基础上,进一步提出模糊变增益滑模同步控制策略。利用横梁动子  $q$  轴净电流、双 PMLSM 动子同步位移误差及同步速度误差构建模糊变增益策略,利用横梁动子沿横梁方向的加减速运动模糊调节滑模同步控制中的增益,进一步抑制双永磁直线电机同步动态误差。不同于传统仅使用误差和误差导数的模糊方法,本文将与  $2Am_d\ddot{x}_d$  项线性相关的横梁动子  $q$  轴净电流作为模糊控制的主导因素中,能在同步误差产生初期就有较大的增益变化,起到了近似于前馈的作用。

在式 (27)基础上设计模糊变增益滑模电流中的  $I_{1/2}$  和  $I_{2/2}$  变量:

$$I_{1/2} = (1 + \alpha)[k_{i1}\text{sgn}(S_i) + k_{i2}S_i] + \frac{c_{i1}}{c_{i2}}\dot{e}_{hi} + \ddot{x}_m$$

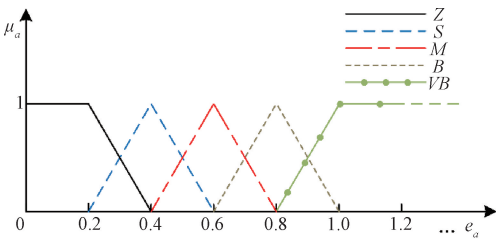
(35)

式中: $\alpha$  为模糊变增益系数。

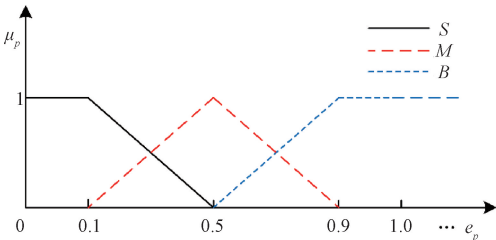
以横梁动子  $q$  轴净电流绝对值  $e_a = |i_{qd} - F_{Ld}/K_{fd}|$ 、双 PMLSM 动子同步位移误差绝对值  $e_p = |x_1 - x_2|$  及同步速度误差绝对值  $e_v = |\dot{x}_1 - \dot{x}_2|$  为变增益模糊控制器的输入,输出为滑模变增益系数  $\alpha$ 。 $e_a$  设计 5 个模糊集:零( $Z$ )、小( $S$ )、中( $M$ )、大( $B$ )、非常大( $VB$ ); $e_p$  和  $e_v$  均设计 3 个模糊集:小( $S$ )、中( $M$ )、大( $B$ )。设计对应的三角形隶属函数 $\mu_a$ 、 $\mu_p$  和  $\mu_v$  如图 2 所示。

为  $\alpha$  设定 8 个模糊集:零( $Z$ )、非常小( $VS$ )、小( $S$ )、中小( $MS$ )、中( $M$ )、中大( $MB$ )、大( $B$ )、非常大( $VB$ ),分别对应输出为  $\eta_{\alpha Z}$ 、 $\eta_{\alpha VS}$ 、 $\eta_{\alpha S}$ 、 $\eta_{\alpha MS}$ 、 $\eta_{\alpha M}$ 、 $\eta_{\alpha MB}$ 、 $\eta_{\alpha B}$ 、 $\eta_{\alpha VB}$ 。

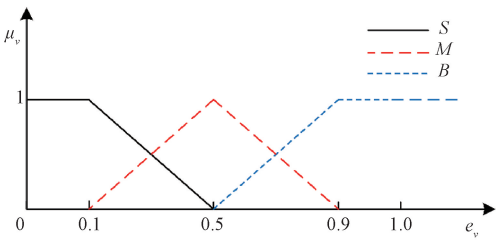
设计模糊推理规则如表 1~5 所示,同一规则对 3 个规则前提采用取小运算,同一模糊集的不同规则间采用取大运算,得到  $\alpha$  的隶属度  $\mu_\alpha$ ,例如  $\mu_{VS}$  的计算如式 (36) 所示。



(a) 隶属函数  $\mu_a$   
(a) Membership function  $\mu_a$



(b) 隶属函数  $\mu_p$   
(b) Membership function  $\mu_p$



(c) 隶属函数  $\mu_v$   
(c) Membership function  $\mu_v$

图 2 模糊输入隶属函数

Fig. 2 Fuzzy input membership function

表 1  $e_a=Z$  时交叉耦合滑模增益系数模糊规则

Table 1 Fuzzy rules for cross-coupled sliding mode gain coefficient when  $e_a=Z$

| $\alpha(e_a=Z)$ |     | $e_v$ |      |      |
|-----------------|-----|-------|------|------|
|                 |     | $S$   | $M$  | $B$  |
| $e_p$           | $S$ | $Z$   | $VS$ | $S$  |
|                 | $M$ | $VS$  | $S$  | $MS$ |
|                 | $B$ | $S$   | $MS$ | $MS$ |

表 2  $e_a=S$  时交叉耦合滑模增益系数模糊规则

Table 2 Fuzzy rules for cross-coupled sliding mode gain coefficient when  $e_a=S$

| $\alpha(e_a=S)$ |     | $e_v$ |      |      |
|-----------------|-----|-------|------|------|
|                 |     | $S$   | $M$  | $B$  |
| $e_p$           | $S$ | $VS$  | $S$  | $MS$ |
|                 | $M$ | $S$   | $MS$ | $M$  |
|                 | $B$ | $MS$  | $M$  | $M$  |

表 3  $e_a=M$  时交叉耦合滑模增益系数模糊规则

Table 3 Fuzzy rules for cross-coupled sliding mode gain coefficient when  $e_a=M$

| $\alpha(e_a=M)$ |     | $e_v$ |      |      |
|-----------------|-----|-------|------|------|
|                 |     | $S$   | $M$  | $B$  |
| $e_p$           | $S$ | $S$   | $MS$ | $M$  |
|                 | $M$ | $MS$  | $M$  | $MB$ |
|                 | $B$ | $M$   | $MB$ | $MB$ |

表 4  $e_a=B$  时交叉耦合滑模增益系数模糊规则

Table 4 Fuzzy rules for cross-coupled sliding mode gain coefficient when  $e_a=B$

| $\alpha(e_a=B)$ |     | $e_v$ |      |      |
|-----------------|-----|-------|------|------|
|                 |     | $S$   | $M$  | $B$  |
| $e_p$           | $S$ | $MS$  | $M$  | $MB$ |
|                 | $M$ | $M$   | $MB$ | $B$  |
|                 | $B$ | $MB$  | $B$  | $B$  |

表 5  $e_a=VB$  时交叉耦合滑模增益系数模糊规则

Table 5 Fuzzy rules for cross-coupled sliding mode gain coefficient when  $e_a=VB$

| $\alpha(e_a=VB)$ |     | $e_v$ |      |      |
|------------------|-----|-------|------|------|
|                  |     | $S$   | $M$  | $B$  |
| $e_p$            | $S$ | $M$   | $MB$ | $B$  |
|                  | $M$ | $MB$  | $B$  | $VB$ |
|                  | $B$ | $B$   | $VB$ | $VB$ |

$$\mu_{\alpha VS} = \max[\min(\mu_{aZ}, \mu_{vM}, \mu_{pS}), \min(\mu_{aZ}, \mu_{vS}, \mu_{pM}), \min(\mu_{aS}, \mu_{vS}, \mu_{pS})]$$

采用重心法解模糊得到输出  $\alpha$  如式 (37) 所示。

$$\alpha = \frac{\sum \eta_{\alpha} \mu_{\alpha}}{\sum \mu_{\alpha}} \tag{37}$$

得到  $\alpha$  后,将式 (35)代替式 (27)代入式 (26)获得模糊变增益滑模电流。完整的双 PMLSM 动子同步控制结构框图如图 3 所示。

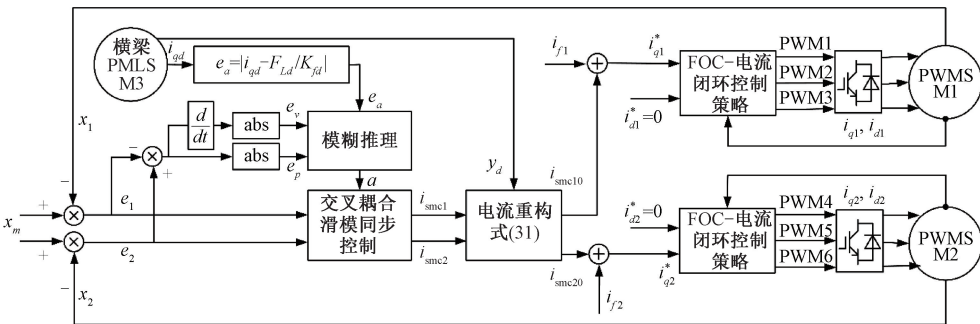


图 3 基于系统动力学模型的龙门双 PMLSM 电流重构及模糊变增益滑模同步控制

Fig. 3 Block diagram of fuzzy variable-gain sliding mode synchronous control with current reconstruction for gantry dual PMLSMs based on the system dynamic model

4 实验研究

4.1 实验平台

实验中所用龙门平台和控制平台如图 4 所示。控制板的核心处理器为 TMS320F28388D,使用 EtherCAT 通信模块在 3 台电机的控制器之间交换信息,控制周期为 125  $\mu$ s。反复调试控制器参数,最终选取  $k_{11} = k_{21} = 1.2$ ,  $k_{12} = k_{22} = 100$ ,  $c_{11} = c_{21} = 150$ ,  $c_{12} = c_{22} = 1$ ,交叉耦合系数  $\beta=0.15$ 。龙门平台的参数如表 6 所示。

4.2 实验验证

为验证本文控制策略有效性,龙门系统位移给定如图 5 所示,采用 T 型曲线给定,位移为 400 mm,匀速阶段速度为 50 mm/s,横梁电机与两侧电机采用一样的位移

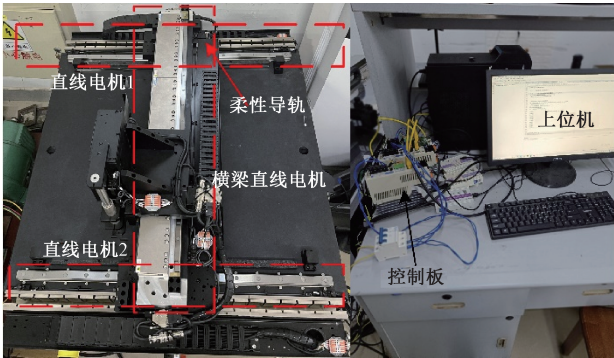


图 4 实验平台

Fig. 4 Physical diagram of the experimental platform

给定,但起始时间延后 0.5 s,其中横梁电机的位移原点是横梁的最左端。系统按时间顺序依次经历横梁电机

表 6 龙门平台标称参数

Table 6 Nominal parameters of the gantry platform

| 参数                                             | 标称值   |
|------------------------------------------------|-------|
| 横梁质量 $m_h/\text{kg}$                           | 62    |
| 工作头质量 $m_d/\text{kg}$                          | 39    |
| 左侧电机质量 $m_1/\text{kg}$                         | 11    |
| 右侧电机质量 $m_2/\text{kg}$                         | 10    |
| 横梁电机推力系数 $K_{f3}/(\text{N}\cdot\text{A}^{-1})$ | 70.4  |
| 左侧电机推力系数 $K_{f1}/(\text{N}\cdot\text{A}^{-1})$ | 125.7 |
| 右侧电机推力系数 $K_{f2}/(\text{N}\cdot\text{A}^{-1})$ | 125.7 |
| 横梁长度 $L/\text{m}$                              | 1     |

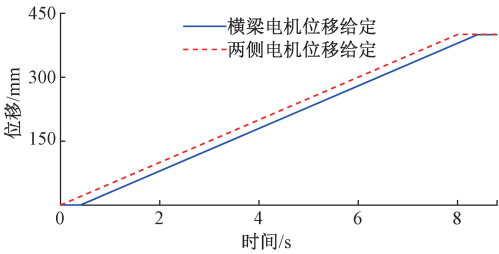


图 5 龙门系统位移给定

Fig. 5 Gantry system displacement command

在左侧时双机启动、双机匀速时横梁电机启动、横梁电机在右侧时双机停车、双机停止时横梁电机停车这 4 种动态过程。记仅采用本文所提模糊变增益交叉耦合滑模控制为  $P_0$  控制,采用本文所提电流重构及模糊变增益交叉耦合滑模同步控制策略为  $P_1$  控制,无横梁动子信息的恒增益交叉耦合滑模同步控制为  $P_2$  控制。

当加速度  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时的  $P_0$ 、 $P_2$  控制同步误差波形图如图 6 所示,横梁动子启动阶段(虚线框)的放大波形图如图 7 所示,同步误差峰值从  $31.4\text{ }\mu\text{m}$  降低为  $14\text{ }\mu\text{m}$ ,且在横梁动子启动阶段一开始就得到了较好的抑制,可见采用以横梁  $q$  轴净电流为主导因素的模糊变增益策略的有效性。

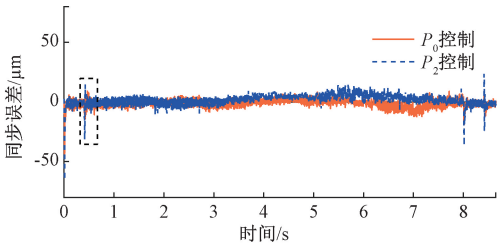


图 6  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时  $P_0$ 、 $P_2$  控制同步误差波形

Fig. 6 Overall waveforms of synchronization error under

$P_0$  and  $P_2$  control at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$

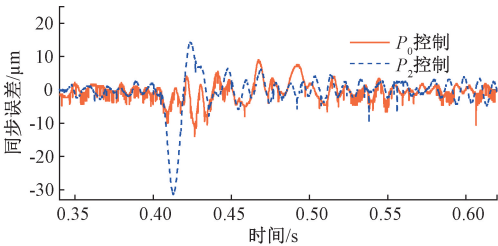


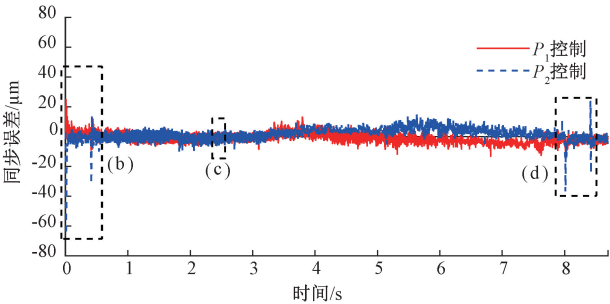
图 7  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时横梁动子启动阶段  $P_0$ 、 $P_2$

控制同步误差放大波形

Fig. 7 Amplified waveforms of synchronization error under  $P_0$  and

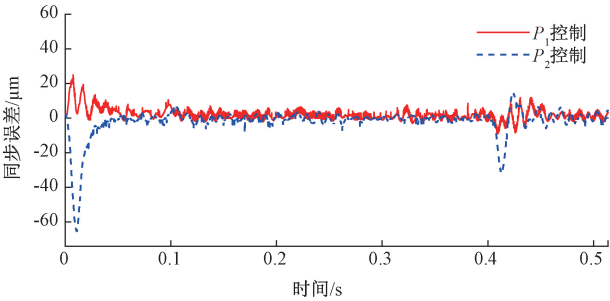
$P_2$  control during crossbeam mover start-up at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$

当加速度  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时的  $P_1$ 、 $P_2$  控制同步误差波形如图 8 所示,图 8(b)、(c)、(d) 分别为启动阶段、匀速阶段和停车阶段的放大图。图 8(b) 中先经历双 PMLSM 启动,再经历横梁电机启动;图 8(d) 中先经历双 PMLSM 停车,再经历横梁电机停车。



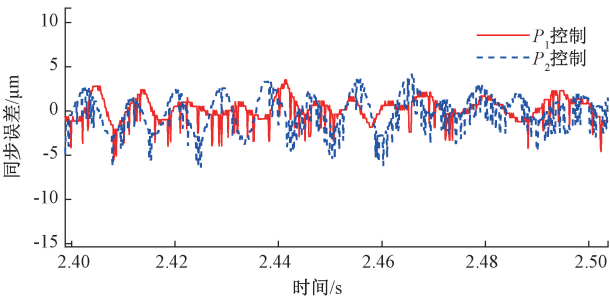
(a)  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时同步误差整体波形

(a) Overall waveforms of synchronization error at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$



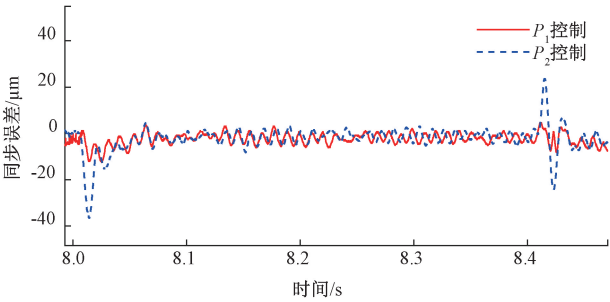
(b)  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时同步误差启动阶段放大波形

(b) Amplified waveforms of synchronization error during the startup phase at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$



(c)  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时同步误差匀速阶段放大波形

(c) Amplified waveforms of synchronization error during the constant-speed phase at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$



(d)  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时同步误差停车阶段放大波形  
(d) Amplified waveforms of synchronization error during the deceleration phase at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$

图8  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时同步误差波形

Fig. 8 Synchronization error waveforms at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$

在双 PMLSM 启动阶段,  $P_1$ 、 $P_2$  控制同步误差峰值分别为  $24.9$ 、 $65.4\text{ }\mu\text{m}$ ; 横梁动子启动阶段,  $P_1$ 、 $P_2$  控制同步误差峰值分别为  $11.7$ 、 $31.4\text{ }\mu\text{m}$ 。在匀速稳定阶段, 两种方法的同步误差都在  $10\text{ }\mu\text{m}$  内。双 PMLSM 停车阶段,  $P_1$ 、 $P_2$  控制同步误差峰值分别为  $12.5$ 、 $36.5\text{ }\mu\text{m}$ ; 横梁电机停车阶段,  $P_1$ 、 $P_2$  控制同步误差峰值分别为  $8.1$ 、 $24.3\text{ }\mu\text{m}$ 。

当加速度  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时模糊变增益系数  $\alpha$  波形图如图 9 所示, 双 PMLSM 的  $q$  轴电流如图 10 所示。图 10(b)、(c) 分别为双 PMLSM 启动阶段、横梁动子启动阶段的电流波形放大图。由图 10(b) 可见重构后的双 PMLSM 电流在双 PMLSM 刚启动时就有个差值提供转动转矩, 抵消横梁动子偏心所产生的惯性力矩, 从而减少启动阶段同步误差峰值。由图 10(c) 可见在横梁动子动态启动阶段, 双 PMLSM 能产生更大的等效转矩电流。

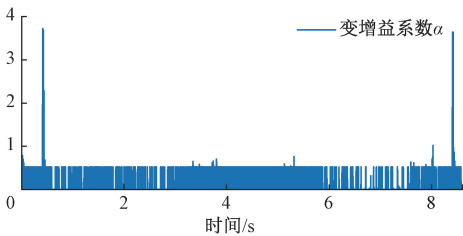
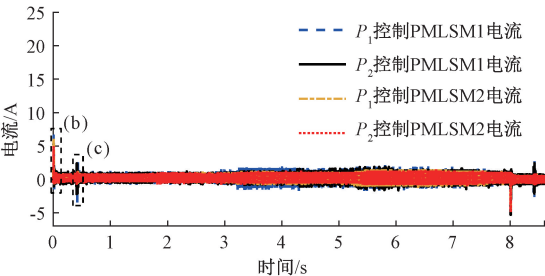
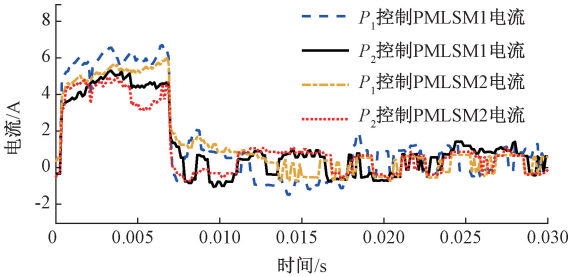


图9 模糊变增益系数  $\alpha$  波形

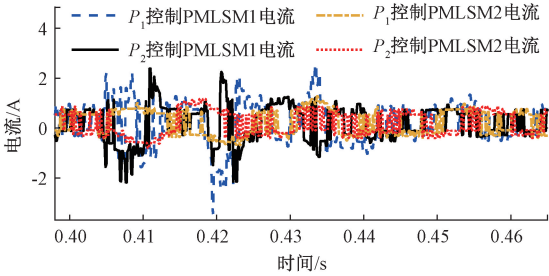
Fig. 9 Fuzzy variable-gain coefficient  $\alpha$  waveform



(a)  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时双 PMLSM 电流整体波形  
(a) Current overall waveforms of dual PMLSMs at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$



(b)  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时双 PMLSM 启动阶段双 PMLSM 电流放大波形  
(b) Amplified current waveforms of dual PMLSMs during dual PMLSMs start-up at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$



(c)  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时横梁动子启动阶段双 PMLSM 电流放大波形  
(c) Amplified current waveforms of dual PMLSMs during crossbeam mover start-up at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$

图10  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$  时双 PMLSM 电流波形

Fig. 10 Current waveforms of dual PMLSMs during at  $a=7\,500\text{ mm/s}^2$

在双 PMLSM 启动阶段取不同的加速度,  $P_1$  控制和  $P_2$  控制的同步误差峰值对比如图 11 所示。采取本文所用策略使得双 PMLSM 启动阶段同步误差峰值平均减少了  $64.65\%$ 。

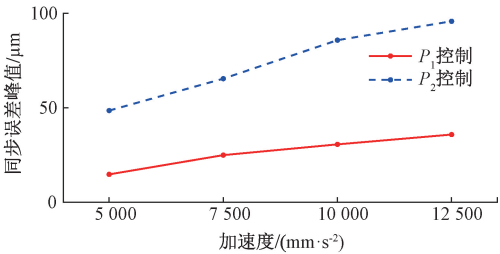


图11 双 PMLSM 启动阶段同步误差峰值对比

Fig. 11 Comparison chart of synchronization error peaks during dual PMLSMs start-up phase

在横梁动子启动阶段取不同的加速度,  $P_1$  控制和  $P_2$  控制的同步误差峰值对比如图 12 所示。

采取本文所用策略使得横梁动子启动阶段同步误差峰值平均减少了  $61.42\%$ 。

在双 PMLSM 停车阶段取不同的加速度,  $P_1$  控制和  $P_2$  控制的同步误差峰值对比如图 13 所示。采取本文所用策略使得双 PMLSM 停车阶段同步误差峰值平均减少了  $66.85\%$ 。

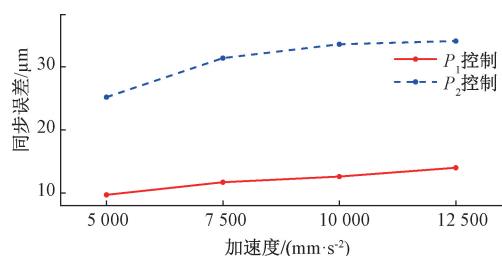


图12 横梁动子启动阶段同步误差峰值对比

Fig. 12 Comparison chart of synchronization error peaks during beam mover start-up phase

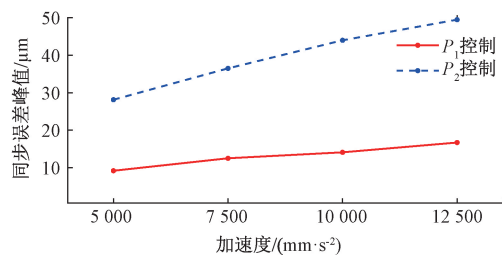


图13 双PMLSM 停车阶段同步误差峰值对比

Fig. 13 Comparison chart of synchronization error peaks during dual PMLSMs stopping phase

在横梁动子停车阶段取不同的加速度,  $P_1$  控制和  $P_2$  控制的同步误差峰比如图 14 所示。采取本文所用策略使得横梁动子停车阶段同步误差峰值平均减少了 66.09%。

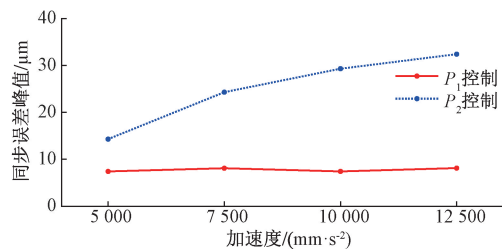


图14 横梁动子停车阶段同步误差峰值对比

Fig. 14 Comparison chart of synchronization error peaks during the beam mover stopping phase

## 5 结 论

1) 本文基于龙门系统动力学方程, 揭示了横梁动子位移及其沿横梁动态运动对横梁偏转运动影响的物理本质, 采用双 PMLSM 电流重构及模糊变增益思路, 设计了一种基于动力学模型的龙门双 PMLSM 电流重构及模糊变增益滑模同步控制策略。

2) 实验结果表明横梁动子处于横梁非中点时双 PMLSM 启停动态误差峰值分别降低了 64.65%、

66.85%。双 PMLSM 匀速时, 横梁动子动态启停阶段双 PMLSM 同步误差峰值分别降低了 61.42%、66.09%。大幅降低了横梁动子位移及其沿横梁动态运动对双 PMLSM 同步误差的不利影响。

## 参考文献

- [1] SASAKI R, AKIMA N, ITO G, et al. Real-time tuning of transformation matrices for decoupling control in dual-drive stage systems using gaussian process [C]. 2025 IEEE International Conference on Mechatronics, 2025: 1-6.
- [2] 黄强先, 秦贤智, 张星月, 等. 二维运动台系统辨识与精密驱动控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(11): 90-97.  
HUANG Q X, QIN X ZH, ZHANG X Y, et al. System identification and precise drive control of two-dimensional motion stage [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(11): 90-97.
- [3] 王培桐, 范晋伟, 任行飞, 等. 一种新的机床位置误差灵敏度分析方法 [J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(12): 129-138.  
WANG P T, FAN J W, REN X F, et al. A novel method for machine tool positional error sensitivity analysis [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(12): 129-138.
- [4] 刘强, 高力伟, 王伟, 等. H 型平台双环交叉耦合滑模同步控制 [J]. 机床与液压, 2023, 51(17): 177-182.  
LIU Q, GAO L W, WANG W, et al. Dual-loop cross-coupled sliding mode synchronous control for H-platform [J]. Machine Tool & Hydraulics, 2023, 51(17): 177-182.
- [5] 徐宇捷, 周扬忠. 基于线性自抗扰的双直线电机改进交叉耦合同步控制研究 [J]. 电源学报, 2026, 24(1): 310-320.  
XU Y J, ZHOU Y ZH. Research on improved cross-coupled synchronization control for dual linear motors based on linear active disturbance rejection [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(1): 310-320.
- [6] LI C, YAO B, WANG Q F. Modeling and synchronization control of a dual drive industrial gantry stage [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(6): 2940-2951.
- [7] CHEN ZH, LI CH, YAO B, et al. Integrated coordinated/synchronized contouring control of a dual-linear-motor-driven gantry [J]. IEEE Transactions on

- Industrial Electronics, 2020, 67(5): 3944-3954.
- [8] SHI P W, SUN W CH, YANG X B, et al. Master-slave synchronous control of dual-drive gantry stage with cogging force compensation[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2023, 53(1): 216-225.
- [9] GARCIAHERREROS I, KESTELYN X, GOMAND J, et al. Model-based control of a dual-drive H-type gantry stage on a decoupling base[C]. 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2010: 547-552.
- [10] LI CH, LI C, CHEN ZH, et al. Advanced synchronization control of a dual-linear-motor-driven gantry with rotational dynamics[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7526-7535.
- [11] 史婷娜, 王敢, 曹彦飞, 等. 伺服系统多轴协同控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(11): 4479-4493.
- SHI T N, WANG G, CAO Y F, et al. Review on cooperative control technologies of multi-axis servo systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(11): 4479-4493.
- [12] 丁林豪, 董禹, 黄兴, 等. 面向输电线路机器人的双电机转速协同控制方法[J/OL]. 电子测量技术, 1-9 [2026-04-11].
- DING L H, DONG Y, HUANG X, et al. A dual-motor speed cooperative control method for transmission line robots[J/OL]. Electronic Measurement Technology, 1-9 [2026-04-11].
- [13] 张鹏, 杜恽, 王伟然. 基于超局部无模型预测的双永磁同步电机转速同步控制[J/OL]. 电子测量技术, 1-9 [2026-04-11].
- ZHANG P, DU Y, WANG W R. Speed synchronization control for dual permanent magnet synchronous motor based on ultralocal model-free prediction [J/OL]. Electronic Measurement Technology, 1-9[2026-04-11].
- [14] 马炳图, 杜钦君, 张婷, 等. 数据驱动的风电机组变桨系统双电机同步驱动控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(9): 202-214.
- MA B T, DU Q J, ZHANG T, et al. Dual motor synchronous drive control of data-driven wind turbine pitch system[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(9): 202-214.
- [15] KUANG ZH AN, GAO H J, TOMIZUKA M. Precise linear-motor synchronization control via cross-coupled second-order discrete-time fractional-order sliding mode[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 26(1): 358-368.
- [16] 胥小勇, 孙宇, 蒋清海. 改进型相邻耦合结构的多电机比例同步控制[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(6): 1254-1260.
- XU X Y, SUN Y, JIANG Q H. Improved adjacent cross-coupling control structure for multi-motor proportional synchronization control[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(6): 1254-1260.
- [17] WANG W X, MA J, CHENG Z L, et al. Generalized iterative super-twisting sliding mode control: A case study on flexure-joint dual-drive H-gantry stage [C]. 2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology, 2021: 55-60.
- [18] 金鸿雁, 赵希梅. 基于 Sugeno 型模糊神经网络和互补滑模控制器的双直线电机伺服系统同步控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(13): 2726-2733.
- JIN H Y, ZHAO X M. Dual linear motors servo system synchronization control based on Sugeno type fuzzy neural network and complementary sliding mode controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(13): 2726-2733.
- [19] CHEN C S, LEE C F, CHOU P H, et al. T-S fuzzy tracking and synchronous control in a gantry stage[C]. 2011 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 2011: 1844-1851.
- [20] GAO H J, LIU Y B, SUN W CH, et al. Adaptive wavelet tracking control of dual-linear-motor-driven gantry stage with suppression of crossbeam rotation[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2024, 29(1): 97-105.
- [21] 赵凯辉, 譙梦洁, 吕玉映, 等. PMSM 无模型超螺旋快速积分终端滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(5): 64-74.
- ZHAO K H, QIAO M J, LYU Y Y. Model-free super-twisting fast integral terminal sliding mode control for PMSM [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(5): 64-74.
- [22] 位广宇, 谷朝臣, 杨舒盛, 等. 非对称柔性支撑龙门双驱平台的解耦与同步控制[J]. 上海交通大学学报, 2023, 57(5): 593-600.
- WEI G Y, GU CH CH, YANG SH SH, et al. Decoupling and synchronization control of asymmetric flexure-linked dual-drive gantry stage [J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2023, 57(5): 593-600.

[23] 张康, 王丽梅, 方馨. 基于耦合参数辨识的直驱 H 型平台反馈线性化解耦同步控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(5): 1992-2001.

ZHANG K, WANG L M, FANG X. Direct drive H-type platform feedback linearization decoupling synchronous control based on coupling parameter identification [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(5): 1992-2001.

[24] SHI P W, YU X H, YANG X B, et al. Composite adaptive synchronous control of dual-drive gantry stage with load movement [J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2023, 4: 63-74.

[25] LI CH, CHEN ZH, YAO B. Adaptive robust synchronization control of a dual-linear-motor-driven gantry with rotational dynamics and accurate online parameter estimation [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(7): 3013-3022.

[26] 赵凯辉, 涂麟轩, 贾林, 等. 数据驱动扩展滑模观测器的 PMSM 无模型自适应高阶滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2026, 40(1): 143-155.

ZHAO K H, TU L X, JIA L, et al. Model free adaptive high-order sliding mode control for PMSM based on data-driven extended sliding mode observer [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2026, 40(1): 143-155.

作者简介



邱呈辉,2023 年于福州大学获得学士学位,现为福州大学硕士研究生,主要研究方向为龙门平台伺服控制。

E-mail:2916576616@ qq. com

**Qiu Chenghui** received his B. Sc. degree from Fuzhou University in 2025. He is currently a master's student at Fuzhou University. His main research interest is gantry platform servo control.



周扬忠(通信作者),分别在 1996 年和 2007 年于南京航空航天大学获得学士学位和博士学位,现为福州大学教授,主要研究方向为现代调速系统、新能源发电系统。

E-mail:zhouyangzhong@ fzu. edu. cn

**Zhou Yangzhong** (Corresponding author) received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 1996 and 2007, respectively. He is currently a professor at Fuzhou University. His main research interests include modern motor drive systems and renewable energy technologies.