

考虑端部效应的永磁同步直线电机变增益 ESO-PLL 无位置传感器控制

段智勇, 颜建虎*, 佟 胜, 张威航
(南京理工大学 自动化学院, 江苏 南京 210094)

Variable Gain ESO-PLL Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Linear Motor Considering End Effects

DUAN Zhiyong, YAN Jianhu*, TONG Sheng, ZHANG Weihang

(School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: [Objective] To enhance the control accuracy of the nonlinear flux observer (NFO)-based sensorless control system for permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM), the influence of the inherent end effects in the PMSLM on the motor model parameters is considered and the NFO is redesigned accordingly in this paper. Furthermore, to improve the disturbance rejection capability of the traditional extended state observer (ESO) in PMSLM sensorless control system, a position calculation method employing a variable gain ESO with phase-locked loop (VGESO-PLL) is proposed. [Methods] Firstly, considering the voltage deviation caused by the inherent end effects of the PMSLM during motor operation, a modification to the existing mathematical model was implemented and then the NFO was redesigned. Then, by investigating the impact of ESO bandwidth on position estimation performance, an improved VGESO control method was proposed. This method incorporated a bandwidth variation law driven by the derivative of the estimated speed into the traditional ESO, enabling dynamic adjustment of ESO bandwidth and to enhance the speed observation accuracy under transient conditions. Finally, the characteristic equation of the VGESO was solved by adopting Euler discretization method, and the allowable bandwidth range of the VGESO was determined using the Jury criterion. [Results] Experimental results showed that under operating condition at sudden acceleration from 0.1 m/s to 0.3 m/s, the maximum speed estimation error of the VGESO-PLL was reduced by 8.05% compared to the traditional PLL. Although the maximum speed estimation error was identical to that of ESO-PLL, its speed estimation error exhibited a smaller fluctuation range than ESO-PLL. And under operating condition at sudden deceleration from

0.3 m/s to 0.1 m/s, the maximum speed estimation error of the VGESO-PLL was reduced by 73.1% compared to the traditional PLL and by 37.7% compared to the ESO-PLL.

[Conclusion] The restructured NFO in this paper can reflect the influence of the PMSLM end effects. And the proposed VGESO-PLL position calculation method can effectively enhance the speed observation accuracy of the PMSLM under sudden speed change conditions, thereby enhancing the disturbance rejection capability of the VGESO.

Key words: end effects; permanent magnet synchronous linear motor; phase-locked loop; sensorless control; variable gain extended state observer

摘 要: 【目的】为了提高基于非线性磁链观测器(NFO)的永磁同步直线电机(PMSLM)无位置传感器控制系统的控制精度,本文考虑了PMSLM固有的端部效应对电机模型参数的影响,并对NFO进行了重构。此外,为了提高传统扩张状态观测器(ESO)在PMSLM无位置传感器控制系统中的抗扰动能力,提出了一种变增益扩张状态观测器锁相环(VGESO-PLL)位置解算方法。【方法】首先,考虑到PMSLM固有的端部效应在电机运行过程中所造成的电压偏差,对现有数学模型进行了修正,并对NFO进行重构。然后,通过分析ESO带宽对位置估计性能的影响,提出了一种改进的VGESO控制方法。该方法在传统ESO中引入了受估计速度导数驱动的带宽变化律,以动态改变ESO带宽,从而提高了瞬态条件下的速度观测精度。最后,通过欧拉离散方法,对VGESO的特征方程进行求解,并结合Jury判据给出了VGESO带宽选择范围。【结果】试验结果表明,在速度从0.1 m/s突增至0.3 m/s的工况下,VGESO-PLL的最大速度估计误差相较于传统PLL减小了8.05%,虽然最大速度估计误差和ESO-PLL一致,但速度估计误差波动范围较ESO-PLL更小;在速度从

0.3 m/s 突减至 0.1 m/s 的工况下, VGESO-PLL 的最大速度估计误差相较于传统 PLL 减小了 73.1%, 较 ESO-PLL 减小了 37.7%。【结论】本文重构的 NFO 能够反映 PMSLM 端部效应的影响, 所提 VGESO-PLL 位置解算方法可以有效改善 PMSLM 在速度突变工况下的速度观测精度, 有效提高了 VGESO 的抗扰动能力。

关键词: 端部效应; 永磁同步直线电机; 锁相环; 无位置传感器控制; 变增益扩张状态观测器

0 引言

永磁同步直线电机 (Permanent Magnet Synchronous Linear Motor, PMSLM) 因其高可靠性、高效率和大功率密度等优点被广泛应用于多种直驱运动领域, 包括无缆电梯、高端数控机床和物流运输等^[1-2]。为实现 PMSLM 的精确闭环控制, 需实时获取动子位置反馈。目前位置检测多采用磁栅尺、光栅尺和霍尔传感器等方案, 但位置传感器的使用不可避免地带来装配难度大、安装精度受限、易受环境因素干扰以及系统成本增加等问题^[3]。无位置传感器控制技术可为 PMSLM 省去昂贵的位置检测元件, 从而提供一种显著降低安装复杂度与制造成本的高效驱动方式。

在运行原理上, PMSLM 与永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有相似性。传统用于 PMSM 的无传感器控制方法亦可应用于直线电机领域。此类无传感器控制方法总体上可分为基于凸极性的方法^[4]和基于基波模型的方法^[5]两类。基于凸极性的方法可以通过高频信号注入在零低速域使用, 但当电机转速上升, 注入频率与基波频率相近时, 难以提取有效的高频响应信号。基于基波模型的方法大多通过估计电机的反电动势和磁链等信息来解算位置信息, 其中反电势法的研究已经较为成熟, 如滑模观测器、Luenberger 观测器和基于扩展卡尔曼滤波器的观测器^[6-8]。但上述观测器均需要速度信息作为输入, 无法实现零低速域的无感运行。除上述常见的观测器外, 也有学者通过全阶观测器估计电机的位置和速度信息^[9]。磁链观测方法基于 PMSM 数学模型来计算磁链。其中, 电压模型法通过对反电动势进行积分来获取磁链, 但纯积分器会引入直流偏置以及饱和问题; 电流模型法过度依赖电机电感与转子时间常数, 易受温度变化

及磁饱和影响。为解决上述问题, 文献[10]提出非线性磁链观测器 (Nonlinear Flux Observer, NFO), 通过非线性方法对电机磁链、电压及电流的关系进行建模, 该方法不需要电机的速度信息, 且通过 d 轴电流注入的方式可以实现电机无感零速起动。然而, 现有基于 NFO 的方法主要应用于 PMSM 或未考虑端部效应的直线电机^[11-13]。

得到电机的磁链信息后, 需要位置解算模块来计算动子的位置信息。锁相环 (Phase-Locked Loop, PLL) 因其结构简单、参数易调节且无需微分运算等优点, 已在无位置传感器控制中得到广泛应用^[14]。PLL 通过比例积分 (Proportional Integral, PI) 环节得到速度信息, 速度积分可得到位置信息。传统 PLL 为二阶控制系统, 虽然具有较好的稳态误差抑制效果, 但当速度指令动态变化时, 其动态跟踪性能较差。为改善传统 PLL 动态性能的局限性, 学者们提出了多种改进型 PLL 结构及优化方案。文献[15]在传统 PLL 的基础上, 增加了速度前馈补偿项以实现低带宽估计, 但该方法会降低系统带宽以及其对抗扰动的敏感性, 影响估计性能。文献[16]通过增加系统环路, 提出一种双 PLL 结构, 但增加了系统参数整定的复杂性。为了简化 PLL 参数整定, 文献[17]提出了一种固定增益滤波器 PLL, 将参数整定数量降为单个, 但并未提升 PLL 的动态跟踪性能。文献[18]利用频率自适应扩张状态观测器 (Extended State Observer, ESO) 进行反电动势观测, 以解决反电动势观测时的相移问题, 并将负载转矩作为位置估计时的扩张状态以提高 PLL 的动态响应能力。文献[19]提出一种 ESO-PLL 结构, 通过引入 ESO 替代传统 PLL 中的 PI 环节以改善传统 PLL 对动态指令的跟踪性能, 但该方法的估计性能受 ESO 带宽的影响。另一种提高扰动抑制能力的方法是提高系统的带宽, 然而较高的带宽可能会带来显著的观测噪声。因此, 针对具有复杂扰动的控制系统, 学者们提出了各种带宽自适应策略。文献[20]提出采用双 ESO 对电机的反电动势进行观测, 但其设计的自适应方法受电机参数的影响。文献[21-22]提出了基于误差的自适应方案, 根据误差动态调节观测器带宽, 但该方法不可避免地将误差噪声引入到观测器带宽变化中, 从而导致观测器带宽的无效调节。

因此,本文针对 PMSLM 无位置传感器控制系统,通过引入端部效应对 NFO 进行重构,并提出一种基于 NFO 的可变增益扩张状态观测器 (Variable Gain ESO, VGESO),旨在同时提升系统的动态响应能力与抗扰动能力。在 VGESO-PLL 结构中,增益变化由观测速度的导数驱动。为避免估计噪声导致的无效调节,引入低通滤波器对观测速度的导数进行处理。仿真和试验结果表明,VGESO-PLL 在确保 PMSLM 无位置传感器驱动系统稳态性能的基础上,可显著增强速度突变工况下的系统动态响应能力。

1 PMSLM 无位置传感器控制系统

1.1 计及端部效应的 NFO 设计

理想情况下,PMSLM 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压方程和电磁推力方程为

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - v_e \frac{\pi}{\tau} \psi_f \sin \theta \\ u_\beta = R_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} + v_e \frac{\pi}{\tau} \psi_f \cos \theta \end{cases} \quad (1)$$

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi p_n}{\tau} \psi_f (i_\alpha \cos \theta - i_\beta \sin \theta) \quad (2)$$

式中: u_α, u_β 和 i_α, i_β 分别为绕组电压和绕组电流的 α, β 轴分量; R_s, L_s 分别为定子电阻、定子电感; v_e 为电机速度; ψ_f 为永磁体磁链; τ 为极距; p_n 为极对数; F_e 为电机电磁推力; θ 为电角度。

PMSLM 固有的端部效应会导致电机的某一相电感大于其余两相。由于三相中任意一相电感偏大所导致的结果相同,因此本文以 A 相电感大于 B、C 相电感为例进行分析。abc 坐标系下的电机电感可表示为

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_s + \Delta L & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: ΔL 为 A 相自感与 B、C 相自感差值。

由于互感远小于自感,因此本文只考虑端部效应带来的自感不对称性。对式(3)进行坐标变换,得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的电感为

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_s + \frac{2}{3}\Delta L & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (4)$$

此时式(1)重构为

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + \left(L_s + \frac{2}{3}\Delta L \right) \frac{di_\alpha}{dt} - v_e \frac{\pi}{\tau} \psi_f \sin \theta \\ u_\beta = R_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} + v_e \frac{\pi}{\tau} \psi_f \cos \theta \end{cases} \quad (5)$$

参考文献[10]对 PMSM 开展的 NFO 设计方案,对 PMSLM 进行 NFO 设计。将式(5)改写为矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + v_e \frac{\pi}{\tau} \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} + \frac{2}{3}\Delta L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

由于 u_α, u_β 为已知量, i_α, i_β 可以通过测量得到,未知量仅有电机的角度和速度。因此可以定义状态变量 $\mathbf{x}$ 和输出 $\mathbf{y}$ 为

$$\mathbf{x} = L_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} + \frac{2}{3}\Delta L \begin{bmatrix} i_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(8)中不包含未知项,结合式(6)和式(7)可得:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + v_e \frac{\pi}{\tau} \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} + \\ &\quad \frac{2}{3}\Delta L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{y} \end{aligned} \quad (9)$$

根据式(9),当前状态被简化为最简形式 $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{y}$ 。为了构建非线性观测器,定义向量函数 $\boldsymbol{\eta}: \mathbf{R}^2 \rightarrow \mathbf{R}^2$ 为

$$\boldsymbol{\eta}(\mathbf{x}) = \mathbf{x} - L_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{2}{3}\Delta L \begin{bmatrix} i_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(7)可知,NFO 的欧几里得范数可表示为

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{y} + \frac{\gamma}{2} \boldsymbol{\eta}(\hat{\mathbf{x}}) (\psi_f^2 - \|\boldsymbol{\eta}(\hat{\mathbf{x}})\|^2) \quad (11)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbf{R}^2$ 为估计状态变量; $\gamma > 0$ 为观测器增益。

值得注意的是该 NFO 无需速度信息。对式(11)进行离散化:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1(k) \\ \hat{x}_2(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s \gamma}{2} \begin{bmatrix} \eta_1(k-1) \\ \eta_2(k-1) \end{bmatrix} (\psi_f^2 - \|\boldsymbol{\eta}(\hat{\mathbf{x}})\|^2) +$$

$$T_s \begin{bmatrix} y_1(k-1) \\ y_2(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{x}_1(k-1) \\ \hat{x}_2(k-1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: T_s 为开关周期。

通过观测 $\mathbf{x}$, 当估计磁链与实际磁链相等时, 可通过以下方法获得电角度。由式(7)可得:

$$\begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = \left(\mathbf{x} - L_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{2}{3} \Delta L \begin{bmatrix} i_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \right) \frac{1}{\psi_f} \quad (13)$$

因此, 可定义:

$$\begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} = \left(\hat{\mathbf{x}} - L_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{2}{3} \Delta L \begin{bmatrix} i_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \right) \frac{1}{\psi_f} \quad (14)$$

式中: $\hat{\theta}$ 为估计电角度。

基于上述分析, 得到考虑 PMSLM 端部效应的 NFO 框图如图 1 所示。图中, T_{PWM} 为 PWM 开关周期; $1/z$ 为一拍延时环节。

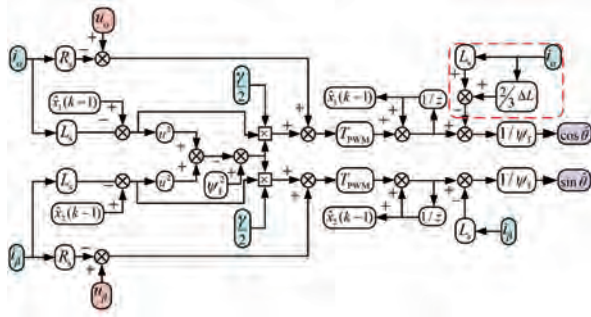


图 1 考虑 PMSLM 端部效应的 NFO 框图

Fig. 1 NFO block diagram considering PMSLM end effects

为了从理论上定量评估端部效应引起的电感不对称性对 NFO 位置估计精度的实际影响, 并验证对 NFO 进行重构的必要性, 对该影响进行数学推导与分析。定义考虑端部效应的状态变量 $\mathbf{x}_L$ 为

$$\mathbf{x}_L = L_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (15)$$

为了推导此时观测角度的偏差, 利用观测器收敛时 $\hat{\mathbf{x}} \approx \mathbf{x}_L$ 的关系, 可以得到:

$$\eta(\hat{\mathbf{x}}) \approx \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \Delta L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (16)$$

式(16)表明磁链估计值可分解为真实磁链和由电感偏差构成的扰动项两部分。由于电机采用 $i_{dref}=0$ 控制, 可认为电流作用于 q 轴。设电机

的电流幅值为 I_s , 则有 $i_q = I_s$, 式(16)可以进一步变换为

$$\eta(\hat{\mathbf{x}}) \approx \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \Delta L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \left(I_s \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} \psi_f \cos \theta - \frac{2}{3} \Delta L I_s \sin \theta \\ \psi_f \sin \theta \end{bmatrix} \quad (17)$$

此时, $\hat{\theta}$ 可由式(18)得到:

$$\tan \hat{\theta} = \frac{\psi_f \sin \theta}{\psi_f \cos \theta - \frac{2}{3} \Delta L I_s \sin \theta} \quad (18)$$

将 $\hat{\theta}$ 表示为真实角度 θ 和由电感不对称引起的角度偏差 $\Delta\theta_L$ 。结合正切函数的三角恒等变换, 并忽略高阶小量, 由式(18)可得:

$$\Delta\theta_L = \frac{\Delta L I_s}{3 \psi_f} [1 - \cos(2\theta)] \quad (19)$$

由式(19)可知, 由端部效应引起的电感不对称性会直接影响 NFO 位置观测精度, 从而在理论上确立了对传统 NFO 进行重构的必要性。

1.2 基于传统 PLL 的位置估计

传统 PLL 由鉴相器 (Phase Detector, PD)、环路滤波器 (Loop Filter, LF) 和压控振荡器 (Voltage-Controlled Oscillator, VCO) 组成。其结构框图如图 2 所示。

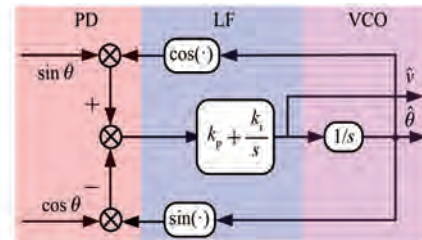


图 2 传统 PLL 结构框图

Fig. 2 Block diagram of traditional PLL structure

将 NFO 的输出作为 PLL 的输入以提取位置信息, 具体计算过程如式(20)所示:

$$\begin{cases} \varepsilon = \sin \theta \cos \hat{\theta} - \cos \theta \sin \hat{\theta} \\ \hat{v} = k_p \varepsilon + k_i \int \varepsilon dt \end{cases} \quad (20)$$

式中: ε 为位置误差; k_p 、 k_i 分别为 PLL 的比例、积分增益; $\hat{v}$ 为估计的转子速度。

传统 PLL 的闭环传递函数可表示为

$$G_{\text{PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (21)$$

通过极点配置法将 PLL 带宽配置在左半平面内 $-\omega_c$ 处,则 PLL 的 k_p 、 k_i 可表示为

$$\begin{cases} k_p = 2\omega_c \\ k_i = \omega_c^2 \end{cases} \quad (22)$$

式中: ω_c 为系统带宽。

2 VGESO-PLL 设计

2.1 ESO-PLL 设计

由式(21)可知,传统 PLL 为二阶系统。二阶系统虽然可以零稳态误差跟踪位置斜坡输入,但是当速度指令动态变化时,传统 PLL 的动态跟踪能力有限,误差较大^[23-25]。因此,本文引入基于三阶 ESO 的 PLL 以实现转子位置和速度的准确估计。

将电机加速度作为 ESO 的扩张状态变量,设计 ESO 如式(23)所示:

$$\begin{cases} \varepsilon = z_1 - \theta \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \varepsilon \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \varepsilon \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \varepsilon \end{cases} \quad (23)$$

式中: z_1 、 z_2 和 z_3 为状态变量; β_1 、 β_2 和 β_3 为 ESO 的增益,均大于 0。

ESO-PLL 结构框图如图 3 所示。

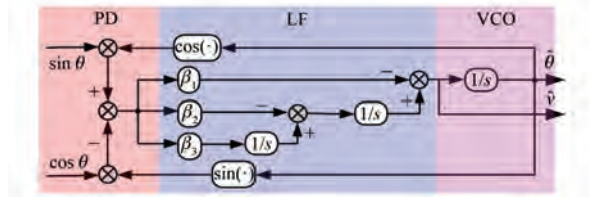


图 3 ESO-PLL 结构框图

Fig. 3 Block diagram of ESO-PLL structure

由式(23)可得 ESO-PLL 的误差传递函数为

$$G_{\text{ESO-PLL_err}}(s) = \frac{\hat{\theta}(s) - \theta(s)}{\theta(s)} = \frac{-s^3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \quad (24)$$

为了简化 ESO-PLL 的参数设计并保证其稳定性,将 ESO-PLL 特征方程的极点配置为观测器带宽 ω_0 。由式(24)可得 ESO-PLL 的特征方程如式(25)所示:

$$\lambda(s) = s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 = (s + \omega_0)^3 \quad (25)$$

参数配置为

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega_0 \\ \beta_2 = 3\omega_0^2 \\ \beta_3 = \omega_0^3 \end{cases} \quad (26)$$

2.2 ESO 带宽的影响

当系统存在噪声 $n(t)$ 时,式(23)中的 ε 应表示为

$$\varepsilon = z_1 - (\theta + n) \quad (27)$$

定义状态估计误差为

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - \hat{\theta} \\ e_2 = z_2 - \dot{\hat{\theta}} \\ e_3 = z_3 - \ddot{\hat{\theta}} \end{cases} \quad (28)$$

对式(28)中的 e_1 、 e_2 和 e_3 求导,可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_1 \varepsilon \\ \dot{e}_2 = e_3 - \beta_2 \varepsilon \\ \dot{e}_3 = -\beta_3(e_1 - n) - \ddot{\theta} \end{cases} \quad (29)$$

为了分析噪声、带宽与观测误差之间的关系,

可认为 $\ddot{\theta} = 0$ 。对式(29)进行拉氏变换可得:

$$\begin{cases} s e_1(s) = e_2(s) - \beta_1 \varepsilon(s) \\ s e_2(s) = e_3(s) - \beta_2 \varepsilon(s) \\ s e_3(s) = -\beta_3[e_1(s) - n(s)] \end{cases} \quad (30)$$

由式(30)可得速度估计误差 $e_2(s)$ 与噪声 $n(s)$ 之间的传递函数为

$$G_{e_2 n}(s) = \frac{\beta_2 s^2 + \beta_3 s}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \quad (31)$$

将式(26)代入式(31)可得:

$$G_{e_2 n}(s) = \frac{3\omega_0^2 s^2 + \omega_0^3 s}{(s + \omega_0)^3} \quad (32)$$

令 $s = j\omega$,则在低频段和高频段,式(32)可化简为

$$|G_{e_2 n}(j\omega)| = \left| \frac{-3\omega_0^2 \omega^2 + j\omega_0^3 \omega}{(j\omega + \omega_0)^3} \right| \approx \begin{cases} \frac{3\omega_0^2}{\omega}, & \omega \gg \omega_0 \\ 3\omega_0, & \omega \ll \omega_0 \end{cases} \quad (33)$$

由式(33)可知,当系统存在噪声 $n(t)$ 时,提高 ESO 带宽会放大稳态时的噪声,导致系统产生振荡。因而,在实际应用时,需要根据性能指标对带宽进行选择。目前的带宽选择方法是根据性能

指标综合选定某一确定的带宽,因此观测器的跟踪能力与抗扰性能也同时确定,且无法保证所选定的带宽适应各种不同工况。

2.3 VGESO-PLL 设计

在 ESO-PLL 的基础上提出 VGESO-PLL,以提升不同运行工况下位置观测器的观测性能,减小观测误差。

变增益方法基于估计速度的导数来动态调节观测器增益。具体来说,估计速度的导数越大,带宽越大。因此,变增益方法可设计为

$$\begin{cases} \omega_0 = \omega_{0d} + (\omega_{0s} - \omega_{0d}) \tanh\left(\frac{|\dot{\eta}|}{2}\right) \\ \eta = LPF\left(\frac{\Delta \hat{v}}{\Delta t}\right) \end{cases} \quad (34)$$

式中: ω_{0d} 、 ω_{0s} 分别为动态、稳态时的观测器带宽; $\Delta \hat{v}/\Delta t$ 为估计速度的导数; $LPF(\cdot)$ 为低通滤波处理。

为了确定 ω_0 的限制条件,利用欧拉法对式 (23) 进行离散处理^[26-31]:

$$\begin{bmatrix} z_1(k+1) \\ z_2(k+1) \\ z_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_s \beta_1 & T_s & 0 \\ -T_s \beta_2 & 1 & T_s \\ -T_s \beta_3 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_2(k) \\ z_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s \beta_1 \theta \\ T_s \beta_2 \theta \\ T_s \beta_3 \theta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_2(k) \\ z_3(k) \end{bmatrix} + \mathbf{C} \quad (35)$$

结合式 (26) 与式 (35),可以得到 VGESO 在 z 域上的特征方程为

$$|z\mathbf{I} - \mathbf{A}| = b_0 z^3 + b_1 z^2 + b_2 z + b_3 \quad (36)$$

式中: $\mathbf{I} = \text{diag}([1, 1, 1])$; $b_0 = 1$; $b_1 = 3T_s \omega_0 - 3$; $b_2 = 3T_s^2 \omega_0^2 - 6T_s \omega_0 + 3$; $b_3 = T_s^3 \omega_0^3 - 3T_s^2 \omega_0^2 + 3T_s \omega_0 - 1$ 。

为了确保特征方程的极点均位于单位圆内,利用 Jury 判据得到四种判断条件,如式 (37) 所示:

$$\begin{cases} J_1 = |b_3| - |b_0| < 0 \\ J_2 = -b_0 - b_1 - b_2 - b_3 < 0 \\ J_3 = -b_0 + b_1 - b_2 + b_3 < 0 \\ J_4 = |b_1 b_3 - b_2 b_0| - |b_3^2 - b_0^2| < 0 \end{cases} \quad (37)$$

基于式 (37) 可以得到观测器带宽的取值范

围为

$$0 < \omega_{0\min} < \omega_0 < \omega_{0\max} < 2/T_s \quad (38)$$

基于 NFO 和 VGESO-PLL 的 PMSLM 无位置传感器控制系统框图如图 4 所示。

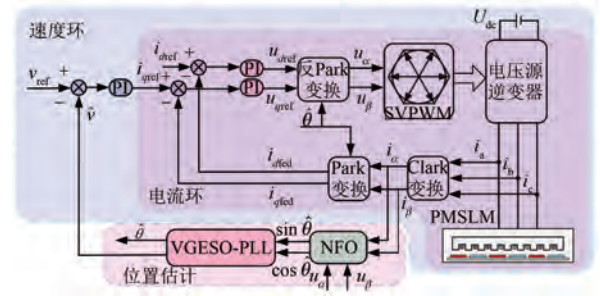


图 4 基于 NFO 和 VGESO-PLL 的 PMSLM 无位置传感器控制系统框图

Fig. 4 Block diagram of the PMSLM sensorless control system based on NFO and VGESO-PLL

3 仿真分析和试验验证

3.1 仿真分析

基于图 4 构建仿真模型对所提方法进行验证。仿真用 PMSLM 控制系统参数如表 1 所示。

表 1 PMSLM 控制系统参数

Tab. 1 PMSLM control system parameters

参数名称	参数值
直流母线电压/V	30
定子电阻/ Ω	3.4
定子电感/mH	17.84
极对数	7
永磁体磁链/Wb	0.165 4
转子质量/kg	5
极距/mm	12

仿真条件设置如下:PMSLM 采用速度环运行,给定速度参考指令为 0.2 m/s,0.4 s 时电机速度上升至 0.3 m/s,并以 0.3 m/s 运行至 0.8 s,0.8 s 时突加负载。仿真得到的电机实际运行速度、传统 PLL 估计速度、ESO-PLL 估计速度以及 VGESO-PLL 估计速度如图 5 所示,速度误差如图 6 所示。

由图 5 和图 6 可知,0.4 s 时速度由 0.2 m/s 突升至 0.3 m/s,速度波动导致观测误差突增,传统 PLL、ESO-PLL 和 VGESO-PLL 的最大速度估计误差分别为 0.081 m/s、0.06 m/s 和 0.045 m/s,相

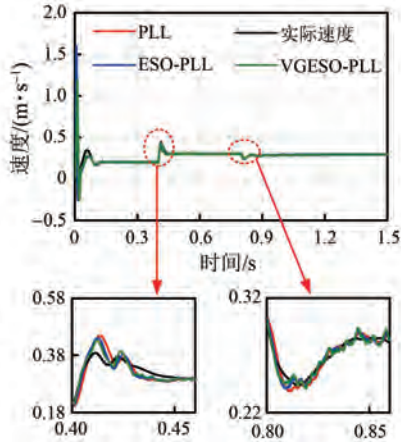


图5 电机速度仿真结果

Fig. 5 Motor speed simulation results

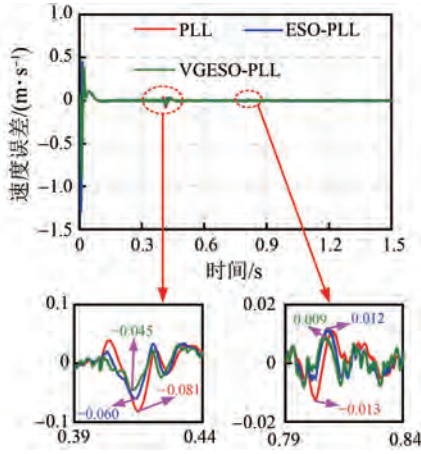


图6 仿真速度误差

Fig. 6 Simulated speed errors

比传统 PLL 和 ESO-PLL, VGESO-PLL 的最大速度估计误差分别减小了 44.4% 和 25.0%; 0.8 s 时突加负载, 传统 PLL、ESO-PLL 和 VGESO-PLL 的最大速度估计误差分别为 0.013 m/s、0.012 m/s 和 0.009 m/s, 相比传统 PLL 和 ESO-PLL, VGESO-PLL 的最大速度估计误差分别减小了 30.8% 和 25.0%。

由仿真结果可知, 在系统受外部扰动导致速度出现较大波动时, ESO-PLL 与 VGESO-PLL 较传统 PLL 的速度估计误差更小, 且 VGESO-PLL 比 ESO-PLL 表现出更好的抗扰性能。在系统受外部扰动导致速度出现较小幅波动时, VGESO-PLL 的速度估计误差小于传统 PLL 和 ESO-PLL。当电机处于平稳运行时, 加速度趋于 0, ESO 的加速度项作用很小, 此时三种方案在速度估计性能上相差无几。

3.2 试验验证

为了进一步验证所提方法的有效性, 搭建了 PMSLM 试验平台, 如图 7 所示。该试验平台由上位机、驱动电源、下载器、磁编码器、PMSLM 以及 PMSLM 控制器组成。试验用 PMSLM 参数与仿真相同。磁编码器所得电机真实角度仅用于试验对比, 控制所用位置速度信息均由无位置传感器控制算法所得。

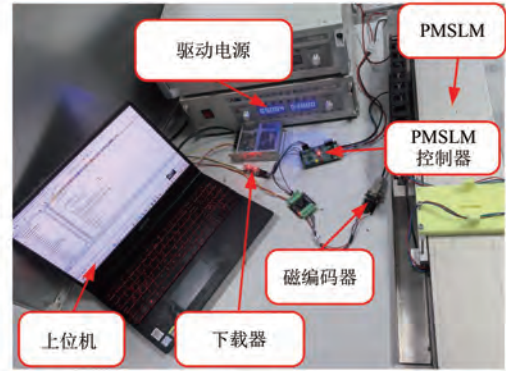
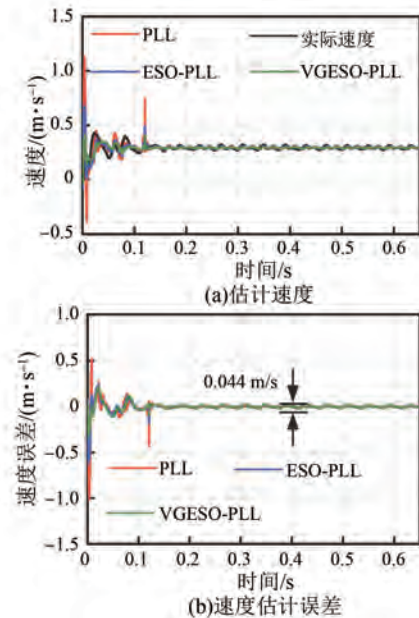


图7 PMSLM 试验平台

Fig. 7 PMSLM experimental platform

给定电机速度参考指令 v_{ref} 为 0.3 m/s, 传统 PLL、ESO-PLL 和 VGESO-PLL 的估计速度、速度估计误差试验结果如图 8 所示。

图8 $v_{ref}=0.3$ m/s 时三种无位置传感器控制方案的试验结果Fig. 8 Experimental results of three sensorless control schemes at $v_{ref}=0.3$ m/s

由图 8 可知,当电机在速度参考指令下平稳运行时,加速度项影响很小,此时三种无位置传感器方案的观测误差相近,速度估计误差在 0.044 m/s 以内,与理论分析一致。

图 9 为给定速度 0.1 m/s , 0.3 s 时突加速至 0.3 m/s ,然后以 0.3 m/s 的速度稳定运行时,三种无位置传感器控制方案的估计速度以及速度估计误差试验结果。

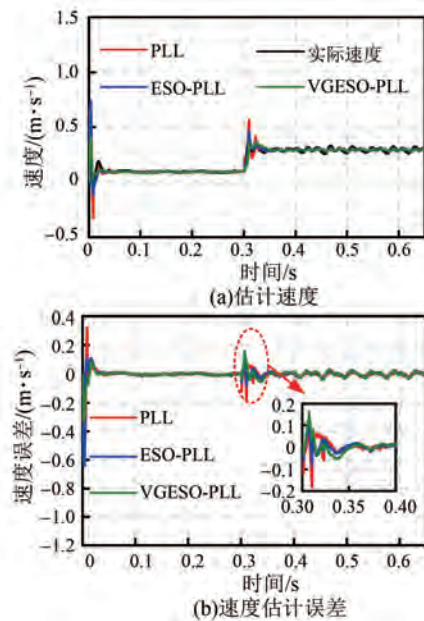


图 9 电机从 0.1 m/s 突加速至 0.3 m/s 时三种无位置传感器控制方案的试验结果

Fig. 9 Experimental results of three sensorless control schemes at sudden acceleration from 0.1m/s to 0.3m/s

由图 9 可知,当电机突加速时,估计速度会在瞬时产生较大的误差,PLL 的最大速度估计误差为 0.174 m/s ;ESO-PLL 与 VGESO-PLL 的最大速度估计误差均为 0.16 m/s ,相较于 PLL,最大速度估计误差减小 8.05% 。此外,ESO-PLL 的速度估计误差范围为 $-0.079 \sim 0.16 \text{ m/s}$,而 VGESO-PLL 的速度估计误差范围为 $-0.044 \sim 0.16 \text{ m/s}$,虽然最大速度估计误差相同,但 VGESO-PLL 的速度估计误差波动范围更小。突加速工况下,PLL 在 0.069 s 左右振荡收敛趋于稳态,ESO-PLL 与 VGESO-PLL 两者收敛时间相近,均在 0.049 s 左右振荡收敛趋于稳态。

图 10 为给定速度 0.3 m/s , 0.3 s 时突减速至 0.1 m/s ,然后以 0.1 m/s 的速度稳定运行时,三种无位置传感器控制方案的估计速度以及速度估计

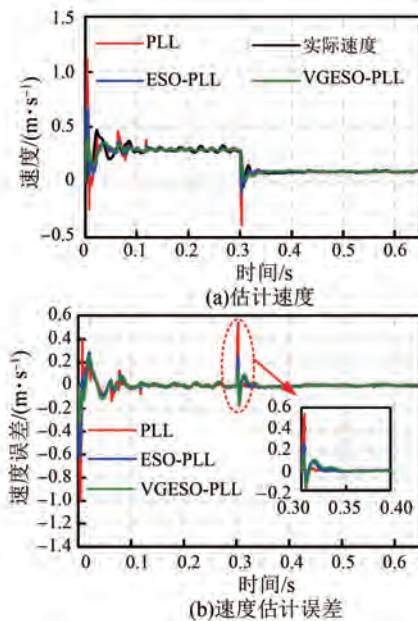


图 10 电机从 0.3 m/s 突减速至 0.1 m/s 时三种无位置传感器控制方案的试验结果

Fig. 10 Experimental results of three sensorless control schemes at sudden deceleration from 0.3m/s to 0.1m/s 误差试验结果。

由图 10 可知,突减速工况与突加速工况类似,观测器估计的速度均会出现尖峰。PLL 的最大速度估计误差为 0.517 m/s ;ESO-PLL 的最大速度估计误差较 PLL 有所改善,为 0.223 m/s ;VGESO-PLL 的最大速度估计误差最小,为 0.139 m/s 。减速时在最大误差抑制能力上,VGESO-PLL 较 PLL 提升了 73.1% ,较 ESO-PLL 提升了 37.7% 。

4 结语

针对 PMSLM 端部效应导致的电感不对称问题,本文对 NFO 进行了重构设计。为了提升无位置传感器控制的动态性能,提出了一种基于 VGESO-PLL 的位置解算方法。该观测器以观测速度的导数驱动增益变化,使其可以有效应对 PMSLM 运动过程中的扰动。与传统 PLL 和 ESO-PLL 相比,VGESO-PLL 能够更加灵活地调整 ESO 参数,以增强其动态性能。系统突加速时,VGESO-PLL 较 PLL 的速度估计误差减小了 8.05% ,与 ESO-PLL 相比虽然最大速度估计误差一致,但 VGESO-PLL 速度估计误差波动范围更小;系统突减速时,VGESO-PLL 对最大估计速度

误差的抑制能力较 PLL 提升了 73.1%, 较 ESO-PLL 提升了 37.7%。仿真与试验结果表明, 所提 VGESO-PLL 通过自适应增益调整机制, 有效加速了观测器的动态收敛过程并抑制了超调, 确保了速度突变期间估计波形的平滑性与精确性, 在保证系统稳态精度的同时, 有效提升了观测器的动态抗扰动能力。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

段智勇和张威航进行了方案设计、内容总结和初稿撰写, 佟胜参与了试验研究, 颜建虎对论文的研究方向与理论框架进行了确立, 并对全文进行学术审定与质量把控。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary, and manuscript writing were conducted by Duan Zhiyong and Zhang Weihang. The experimental research was carried out by Tong Sheng. The research direction and theoretical framework, along with the academic review and quality control of the paper, were overseen by Yan Jianhu. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] Fu D X, Zhao X M. A novel robust adaptive nonsingular fast integral terminal sliding mode controller for permanent magnet linear synchronous motors [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 1672-1683.
- [2] 刘意圆, 张博. 有取向硅钢永磁同步直线电机高频注入位置估计试验研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(9): 985-994.
- Liu Y Y, Zhang B. Experimental study of high-frequency injection position estimation in oriented silicon steel permanent magnet synchronous linear motor [J]. Electric Machines & Control Application,

2025, 52(9): 985-994.

- [3] 李净净, 蔡一, 章晓旗, 等. 基于自适应 Luenberger 观测器的永磁同步直线电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(4): 24-29.
- Li J J, Cai Y, Zhang X Q, et al. Position sensorless control of permanent magnet linear synchronous motor based on adaptive Luenberger observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(4): 24-29.
- [4] 宋同月, 颜建虎, 应展烽, 等. 基于脉振高频注入法的零低速永磁直线同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 10-17+24.
- Song T Y, Yan J H, Ying Z F, et al. Sensorless control of permanent magnet linear synchronous motor at standstill and low speed based on pulsating high frequency injection [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(11): 10-17+24.
- [5] Wang P, Zhu Z Q, Liang D. Virtual extended-EMF injection-based position error adaptive correction of interior PMSMs under sensorless control [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(2): 2211-2223.
- [6] Cheng H, Sun S L, Zhou X Q, et al. Sensorless DPCC of PMLSM using SOGI-PLL-based high-order SMO with cogging force feedforward compensation [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1094-1104.
- [7] Zuo Y, Lai C Y, Iyer L V. Improved single current sensor based PMSM control under low frequency ratio using discrete-time adaptive Luenberger observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10297-10308.
- [8] Ding A M, Sun Z L, Huang C B, et al. Position sensorless control of a dual three-phase PMLSM for electromagnetic launch based on the linear quadratic regulator and Kalman filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(8): 8383-8394.
- [9] Xu W, Liao K J, Ge J, et al. Improved position sensorless control for PMLSM via an active disturbance rejection controller and an adaptive full-order observer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(2): 1742-1753.
- [10] Lee J, Hong J, Nam K, et al. Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer [J]. IEEE

- Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 290-297.
- [11] Zhang K, Ma J E, Lu J Y, et al. Nonlinear flux observer for sensorless control of IPMSM based on a novel regression model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(3): 3916-3926.
- [12] Liu J L, Zhang Y C. Performance improvement of nonlinear flux observer for sensorless control of PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 70(12): 12014-12023.
- [13] Zhao Z Y, Hu C X, Wang Z, et al. Back EMF-based dynamic position estimation in the whole speed range for precision sensorless control of PMLSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(5): 6525-6536.
- [14] 张国强, 杜锦华. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 1-13.
- Zhang G Q, Du J H. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 1-13.
- [15] Gil D Y, Hwang S W, Kim J S, et al. PLL method with speed feedforward compensation for extended EMF-based IPMSM sensorless control [J]. Journal of Power Electronics, 2023 23(11): 1724-1732.
- [16] Chen Z, Abd A D, Zhang X X, et al. Adaptive sliding mode observer-based sensorless control for SPMSM employing a dual-PLL [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1267-1277.
- [17] Ma Z X, Huang J, Niu H C, et al. Fixed-gain filter-based phase-locked loop for sensorless control of synchronous machines [J]. Journal of Power Electronics, 2025.
- [18] Yao X L, Wang Y J, Huang S Q, et al. Modified ESO-based back EMF estimation and rotor position extraction method for SPMSM sensorless control [C]//IECON 2023-49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, 2023.
- [19] Zhang X J, Zhu J J, Zheng Z A, et al. Sensorless control of PMSM based on fifth-order generalized integral flux observer and extended state observer-based phase-locked loop [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(4): 5080-5093.
- [20] Jiang F, Sun S J, Liu A M, et al. Robustness improvement of model-based sensorless SPMSM drivers based on an adaptive extended state observer and an enhanced quadrature PLL [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4802-4814.
- [21] Liu C Q, Luo G Z, Duan X L, et al. Adaptive LADRC-based disturbance rejection method for electromechanical servo system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(1): 876-889.
- [22] Wang J X, Liu Y B, Yang J, et al. Adaptive integral extended state observer-based improved multistep FCS-MPCC for PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 11260-11276.
- [23] 王明辉, 徐永向, 邹继斌. 基于 ESO-PLL 的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7599-7608.
- Wang M H, Xu Y X, Zou J B. Sensorless control for permanent magnet synchronous motor based on ESO-PLL [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7599-7608.
- [24] 马雨新, 赵朝会. 基于相位超前校正 LESO 的 PMSM 无位置传感器控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(7): 778-787.
- Ma Y X, Zhao C H. Research on PMSM sensorless control of LESO based on phase lead correction [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(7): 778-787.
- [25] 孙旭霞, 吴迪, 王若琪, 等. 基于改进 PLL 的永磁同步电机 ASMO 无传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 65-73.
- Sun X X, Wu D, Wang R Q, et al. ASMO sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved PLL [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(11): 65-73.
- [26] Kang K, Wang M Y, Cui J X, et al. Improved adaptive linear active disturbance rejection control for precise position control in permanent magnet linear synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(2): 795-1805.
- [27] Yue F F, Li X F, Zhang S. Robust adaptive integral sliding mode control for two-axis optoelectronic tracking and measuring system based on novel nonlinear extended state observer [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,

- 2023, 72: 1-11.
- [28] Zhong Y X, Lin H Y, Wang J Y, et al. Sensorless control of variable flux memory machines based on improved extended EMF model and adaptive extended state observer [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10 (3) : 5624-5635.
- [29] Zhang K, Wang L M, Fang X. Adaptive nonlinear speed tracking control of permanent magnet linear synchronous motor based on I&I theory [J]. IEEE Transactions on Industry Applications. 2024, 60 (5) : 7835-7843.
- [30] Wen T, Wang Z Y, Xiang B, et al. Sensorless control of segmented PMLSM for long-distance auto-transportation system based on parameter calibration [J]. IEEE Access, 2020, 8: 102467-102476.
- [31] Wu S H, Hu C X, Zhao Z Y, et al. High-accuracy sensorless control of permanent magnet linear synchronous motors for variable speed trajectories [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71 (5) : 4396-4406.

收稿日期:2025-10-08

收到修改稿日期:2025-11-27

作者简介:

段智勇(2002—),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机驱动控制,duanzhiyong@njust.edu.cn;

* 通信作者:颜建虎(1983—),男,博士,副教授,研究方向为永磁电机的设计与控制,yanjianhu@njust.edu.cn。