

面向永磁同步直线电机伺服系统的 在线迭代补偿控制方法

李奕兵, 张 博*

(西安工程大学 电子信息学院, 陕西 西安 710600)

An Online Iterative Compensation Control Method for Servo Systems of Permanent Magnet Synchronous Linear Motors

LI Yibing, ZHANG Bo*

(School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Polytechnic University,
Xi'an 710600, China)

Abstract: [Objective] To address the issue of reduced servo accuracy in permanent magnet synchronous linear motors (PMSLM) caused by external load disturbances and parameter perturbations due to temperature rise during operation, this paper employs a sliding mode controller (SMC) based on the super-twisting algorithm (STA) for the position loop. A dual online iterative compensation (DOIC) control strategy, namely STA-DOIC, is proposed. [Methods] Firstly, a predictive framework was constructed based on the discretized PMSLM mathematical model, and a load disturbance observer (LDO) and a parameter disturbance observer (PDO) were introduced to accurately estimate external load variations and internal parameter perturbations. Second, the compensation timing was dynamically planned within the prediction horizon, and the optimal compensation amount was solved online based on the iterative learning algorithm. Finally, the compensation amount was injected into the control system in real time, effectively eliminating the residual error of the STA and significantly improving tracking accuracy. [Results] Based on simulation and experimental data, the STA-DOIC control strategy demonstrated superior performance under various operating conditions, including no-load, load, and parameter mismatch, with average tracking error reductions exceeding 95% (simulation) and 99% (experiment). The introduction of LDO and PDO further enhanced the system's disturbance rejection capability, reducing errors under both external load and parameter perturbations. The parameter $\eta = 3,600$ was

determined as the optimal value, ensuring high precision while maintaining system stability. [Conclusion] The STA-DOIC control strategy proposed in this paper, combined with PDO and LDO, effectively enhances the system's robustness against disturbances and parameter uncertainties, providing reliable assurance for high-precision servo control.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor; online iterative compensation; disturbance observer; robustness

摘 要: 【目的】针对永磁同步直线电机(PMSLM)在运行过程中由于外部负载扰动及温升引起的参数摄动而导致伺服精度下降的问题,本文使用基于超螺旋算法(STA)的位置环滑模控制器(SMC),提出一种双在线迭代补偿(DOIC)控制策略,即 STA-DOIC。【方法】首先,基于离散化的 PMSLM 数学模型构建预测框架,并分别引入负载扰动观测器(LDO)和参数扰动观测器(PDO),以精准估计外部负载突变与内部参数摄动。其次,在预测时域内动态规划补偿时机,基于迭代学习算法在线求解最优补偿量。最后,将补偿量实时注入控制系统,有效消除 STA 的残余误差,显著提升跟踪精度。【结果】基于仿真与试验数据,STA-DOIC 控制策略在空载、负载及参数失配等多种工况下均表现出优越性能,平均跟踪误差降低幅度超过 95% (仿真)与 99% (试验)。LDO 与 PDO 的引入进一步提升了系统抗扰动能力,在外部负载与参数摄动下误差均有所降低。参数 $\eta = 3\ 600$ 被确定为最优值,在保证高精度的同时兼顾了系统稳定性。【结论】本文所提 STA-DOIC 控制策略结合 PDO 和 LDO,有效提升了系统对扰动和参数不确定性的鲁棒性,为高精度伺服控制提供可靠保障。

关键词: 永磁同步直线电机;在线迭代补偿;扰动观测器;

基金项目: 西安市青年托举计划项目(959202313001)
Youth Talent Lifting Program of Xi'an (959202313001)

鲁棒性

0 引言

永磁同步直线电机 (Permanent Magnet Synchronous Linear Motor, PMSLM) 结合了永磁电机和直线电机的优势, 具有高推力密度、低损耗、高精度和快动态响应等特点, 广泛应用于精密工业领域^[1-4]。然而, 其控制系统存在齿槽效应、边端效应、饱和效应^[5-7]以及温升引起的参数变化等扰动, 严重影响了伺服精度^[8]。因此, 设计强鲁棒性控制器是提升 PMSLM 性能的关键^[9]。

扰动抑制方法分为被动和主动两类^[10]。被动方法通过增强控制器鲁棒性降低扰动灵敏度^[11], 如滑模控制 (Sliding Mode Control, SMC)^[12], 但其开关特性会引发抖振^[13]。超螺旋算法 (Super-Twisting Algorithm, STA) 通过积分项抑制抖振, 但对不匹配扰动效果有限^[14-18]。

主动方法通过估计和补偿扰动实现, 如干扰观测器 (Disturbance Observer, DOB) 和自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 等。DOB 依赖精确内模型, 易受参数摄动影响^[19-20]; ADRC 需将系统重构为积分器串联形式^[21], 可能放大扰动^[22]。

等价输入干扰 (Equivalent Input Disturbance, EID) 方法通过将外界扰动等效为输入端的干扰信号^[23-24]进行估计和反向补偿, 不依赖内模型且避免扰动放大。文献[25]将 EID 与模型预测控制结合, 提高了系统跟踪性能和鲁棒性。

本文提出一种双在线迭代补偿 (Dual Online Iterative Compensation, DOIC) 控制方法, 与 STA 结合, 形成 STA-DOIC 复合控制结构, 通过预测模型和迭代学习律实现强扰动抑制与快速收敛。相较于传统方法, DOIC 计算复杂度低、可调性高, 且避免了初始阶段错误学习的问题。

1 PMSLM 数学模型

为方便建模, 忽略电机中存在的铁磁损耗、涡流损耗和磁饱和效应, 基于 $i_d=0$ 的磁场定向控制下的表贴式直线电机电力学方程和电磁转矩方程为

$$\begin{cases} M\dot{v} = F_e - d \\ F_e = 1.5p_n\psi_f i_q / \tau_p = k_f i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: M 为动子质量; v 为动子速度; F_e 为电机输出的电磁推力; p_n 为极对数; ψ_f 为磁链; i_q 为 q 轴电流; τ_p 为极距; $k_f = 1.5p_n\psi_f / \tau_p$ 为推力系数; d 为包含粘滞摩擦、负载扰动在内的集总扰动, 假设其慢时变且有上界, 即:

$$\dot{d} = 0, |d| \leq H \quad (2)$$

式中: $H \in \mathbf{R}^+$ 。

2 控制器设计

为抑制位置回路扰动并减小抖振, 设计超螺旋滑模控制器; 同时, 提出在线迭代控制器以补偿不匹配扰动和未建模动态; 此外, 分别设计位置环与电流环滑模扰动观测器, 进一步提高控制精度。

2.1 超螺旋滑模控制器设计

传统滑模 (一阶) 因不连续开关量导致抖振, 而高阶滑模将其隐藏到更高阶导数中, 通过积分滤波消除抖振。

超螺旋滑模 (二阶) 是典型的高阶滑模算法, 其设计过程如下。

对于 PMSLM 系统而言, 其位置误差可表示为

$$e = y_{\text{ref}} - y \quad (3)$$

式中: y, y_{ref} 分别为动子位移、动子参考位移。

定义滑模面为

$$s = ce + \dot{e} \quad (4)$$

对式(4)求导可得:

$$\dot{s} = c\dot{e} + \ddot{e} \quad (5)$$

式中: $\dot{e} = \dot{y}_{\text{ref}} - v$; $\ddot{e} = \ddot{y}_{\text{ref}} - \ddot{v}$ 。

控制器的输入设计为

$$i_q^* = \frac{M}{k_f} [c\dot{y}_{\text{ref}} - cv + \ddot{y}_{\text{ref}} + k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + k_2 \int \text{sign}(s) + d] \quad (6)$$

式中: k_1, k_2 为控制增益。

则超螺旋滑模控制器可表示为

$$\begin{cases} \dot{w} = -k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + z \\ \dot{z} = -k_2 \text{sign}(s) + d \end{cases} \quad (7)$$

现在对超螺旋模型进行稳定性分析, 选择状态变量为

$$\mathbf{X}^T = \begin{bmatrix} |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

构建李雅普诺夫二次型函数, 如式(9)所示:

$$\mathbf{V}_1 = \mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{X} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{P}$ 为一阶矩阵, 记作: $\mathbf{P} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}$ 。

当该函数正定且其导数负定时, 则说明整个系统的能量不断减小, 故系统会趋于稳定。若 $k_2 > 0$, 则 $\mathbf{P}$ 为正定矩阵, $\mathbf{V}_1$ 为正定矩阵的二次型。

假设存在一个常数 m , 令扰动的导数值 $\dot{d}$ 满足:

$$|\dot{d}| < m \quad (10)$$

$$\text{令 } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}k_1 & \frac{1}{2} \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \quad 0], \tilde{d} =$$

$|\mathbf{X}_1| \dot{d}$, 则利用不等式 $\frac{d}{dt} |x| \leq \text{sign}(x) \dot{x}$ 对 $\mathbf{X}$ 求导, 可得:

$$\dot{\mathbf{X}} = \frac{1}{|\mathbf{X}_1|} (\mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} \tilde{d}) \quad (11)$$

对 $\mathbf{V}_1$ 沿式(7)轨线求导, 则:

$$\dot{\mathbf{V}}_1(s, z) = 2\dot{\mathbf{X}}^T \mathbf{P} \mathbf{X} =$$

$$\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} (2\mathbf{X}^T \mathbf{A}^T + 2\tilde{d} \mathbf{B}^T) \mathbf{P} \mathbf{X} \leq$$

$$\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} (2\mathbf{X}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{X} + 2\tilde{d} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{X} + m^2 |s| - \tilde{d}^2) =$$

$$\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} (2\mathbf{X}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{X} + 2\tilde{d} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{X} + m^2 \mathbf{X}^T \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{X} - \tilde{d}^2) \leq$$

$$\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} (\mathbf{X}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{X} + \mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{X} + m^2 \mathbf{X}^T \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{X} +$$

$$\mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{X}) =$$

$$\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \mathbf{X}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + m^2 \mathbf{C}^T \mathbf{C} + \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P}) \mathbf{X}$$

$$(12)$$

令 $\mathbf{Q} = -(\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + m^2 \mathbf{C}^T \mathbf{C} + \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P})$, 则:

$$\dot{\mathbf{V}}_1 \leq -\frac{1}{|\mathbf{X}_1|} \mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X} \quad (13)$$

$$\text{式中: } \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} k_1 k_2 + \frac{k_1^3}{2} - m^2 - \frac{k_1^2}{4} & \frac{k_1}{2} - \frac{k_1^2}{2} \\ \frac{k_1}{2} - \frac{k_1^2}{2} & \frac{k_1^2}{2} - 1 \end{bmatrix}。$$

若 $\mathbf{Q} > 0$, 则 $\dot{\mathbf{V}}_1 < 0$, 由 Shur 补的性质可知当系

数 k_1, k_2 满足 $k_1 > 2, k_2 > \frac{k_1^3 + m^2(4k_1 - 8)}{k_1(4k_1 - 8)}$ 的时候, 式

(7) 的状态能在有限时间内收敛到原点, 收敛时

间的估计为 $T = \frac{2}{I(\mathbf{P}, \mathbf{Q})} \mathbf{V}_1^{\frac{1}{2}}(s, z), I(\mathbf{P}, \mathbf{Q}) =$

$\frac{k_{1\min}(\mathbf{Q})}{k_{1\max}^{\frac{1}{2}}(\mathbf{P})}$ 。说明超螺旋滑模的滑模变量及其导数

均可以实现在有限时间内收敛至原点, 使系统能够克服扰动达到滑动模态。

2.2 在线迭代补偿控制器设计

为抑制直线伺服系统中的不匹配扰动, 本文设计了一种在线迭代补偿 (Online Iterative Compensation, OIC) 控制器。基于离散化预测模型, 通过迭代学习律计算最优补偿量, 实现扰动补偿与误差最小化。

2.2.1 位置环在线迭代控制器设计

对于 PMSLM, 其状态方程为

$$\begin{cases} \dot{y} = v \\ \dot{v} = \frac{k_t i_q}{M} + d \end{cases} \quad (14)$$

对式(14)进行离散化, 可得:

$$\begin{cases} \dot{y} = \frac{y(k+1) - y(k)}{T_s} \\ \ddot{y} = \frac{y(k+1) - 2y(k) + y(k-1)}{T_s^2} \end{cases} \quad (15)$$

式中: T_s 为采样时间。

将式(14)、(15)联立可得:

$$k_t i_q(k) = M \left[\frac{y(k+1) - 2y(k) + y(k-1)}{T_s^2} \right] + d(k) \quad (16)$$

基于式(16)对未来时刻位置信息进行预测, 可以得到 $k+1$ 时刻的位置预测值为

$$\hat{y}(k+1) =$$

$$\frac{T_s^2}{M} [k_t i_q(k) - \tilde{d}(k)] + 2y(k) - y(k-1) \quad (17)$$

式中: $\hat{y}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的位置信息预测值; $\tilde{d}(k)$ 为 k 时刻的误差预测值。

假设扰动在一个有限的区间 $[k, k+N_p]$ 内 d 保持恒定, 则可以得到 $k+2$ 时刻位置信息预测

值为

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k+2) = & \frac{T_s^2}{M} [k_f i_q(k+1) - \tilde{d}(k)] + 2y(k+1) - y(k) \\ & (18) \end{aligned}$$

将式(17)代入式(18)得到:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k+2) = & \frac{T_s^2}{M} k_f [i_q(k+1) + 2i_q(k)] - \\ & 3 \frac{T_s^2}{M} \tilde{d}(k) + 3y(k) - 2y(k-1) \quad (19) \end{aligned}$$

则 $k+3$ 时刻的位置预测值为

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k+3) = & \frac{T_s^2}{M} k_f [i_q(k+2) + 2i_q(k+1) + 3i_q(k)] - \\ & 6 \frac{T_s^2}{M} \tilde{d}(k) + 4y(k) - 3y(k-1) \quad (20) \end{aligned}$$

同理可得 $k+4$ 时刻位置预测值为

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k+4) = & \frac{T_s^2}{M} k_f [i_q(k+3) + 2i_q(k+2) + 3i_q(k+1)] - \\ & 10 \frac{T_s^2}{M} \tilde{d}(k) + 5y(k) - 4y(k-1) \quad (21) \end{aligned}$$

归纳式(17)~(20),可得 N_p 时刻位置预测值的通式为

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k+N_p) = & \frac{T_s^2}{M} k_f \left[N_p i_q(k) + \sum_{i=1}^{N_p-1} (N_p - i) i_q(k+i) \right] - \\ & \frac{N_p(N_p+1)}{2} \frac{T_s^2}{M} \tilde{d}(k) + \\ & (N_p+1)y(k) - N_p y(k-1) \quad (22) \end{aligned}$$

定义系统位置预测值与位置参考值的误差为

$$\tilde{e}(k+N_p) = y_{\text{ref}}(k+N_p) - \tilde{y}(k+N_p) \quad (23)$$

假定在 $N_c \leq N_p-1$ 时刻, $i_q(k+N_c-1)$ 被额外增加一个补偿 C ,使得自 N_c 时刻后的输出 $\tilde{y}$ 改变为 $\tilde{y}_N$,定义补偿后的位置误差为

$$\tilde{e}_N(k+N_p) = y_{\text{ref}}(k+N_p) - \tilde{y}_N(k+N_p) \quad (24)$$

对于预测位置值 $\tilde{y}$,补偿后的位置值为 $\tilde{y}_N$,定义其差值为

$$\Delta \tilde{y} = \tilde{y}_N(k+N_p) - \tilde{y}(k+N_p) \quad (25)$$

又因为

$$\tilde{y}_N(k+N_c) =$$

$$\begin{aligned} & \frac{T_s^2}{M} \{ k_f [i_q(k+N_c-1) + C] - \tilde{d}(k) \} + \\ & 2y(k+N_c-1) - y(k+N_c-2) \quad (26) \end{aligned}$$

将式(26)代入式(25)可得:

$$\Delta \tilde{y}(k+N_p) = C \cdot \frac{T_s^2}{M} \cdot k_f \quad (27)$$

归纳总结式(27),可得其通式为

$$\Delta \tilde{y} = C \cdot (N_p - N_c + 1) \cdot \frac{T_s^2 k_f}{M} \quad (28)$$

则式(24)可以重构为

$$\begin{aligned} \tilde{e}_N(k+N_p) = & y_{\text{ref}}(k+N_p) - \Delta \tilde{y}(k+N_p) - \\ & \tilde{y}(k+N_p) \quad (29) \end{aligned}$$

将式(28)代入式(29),整理得到:

$$\begin{cases} \tilde{e}_N(k+N_p) = \tilde{e}(k+N_p) - AC \\ A = (N_p - N_c + 1) \cdot \frac{T_s^2 k_f}{M} \end{cases} \quad (30)$$

观察可知 $A > 0$,为使补偿后的位置误差 $\tilde{e}_N(k+N_p)$ 最小,可以构建 C 为

$$C = \eta \cdot \tilde{e}(k+N_p) \quad (31)$$

将式(31)代入式(30),可得:

$$\tilde{e}_N(k+N_p) = (1 - A\eta) \tilde{e}(k+N_p) \quad (32)$$

观察式(32)可知,其可被视为一个等比数列,若使数列收敛,则可以得到最优误差 $\tilde{e}_N(k+N_p)$,故定义式(32)中 $|A\eta| \leq 1$ 。

为加快系统收敛速度,迭代出所需的可使跟踪误差最小的补偿 C ,引入 P 型迭代学习律,则:

$$C^n = C^{n-1} + \eta \tilde{e}_N^{n-1}(k+N_p) \quad (33)$$

将 C^1 代入式(32)中,可得:

$$\tilde{e}_N^1(k+N_p) = (1 - A \cdot 2\eta) \tilde{e}(k+N_p) \quad (34)$$

将式(31)、(34)代入式(33),可知第二次迭代:

$$\begin{aligned} C^2 = & C^1 + \eta \tilde{e}_N^1(k+N_p) = \\ & \eta \cdot \tilde{e}(k+N_p) + \eta(1 - A \cdot 2\eta) \tilde{e}(k+N_p) = \\ & \eta \tilde{e}(k+N_p) [1 + (1 - A \cdot 2\eta)] \quad (35) \end{aligned}$$

同理可得:

$$\begin{aligned} C^3 = & C^2 + \eta \tilde{e}_N^2(k+N_p) = \eta \tilde{e}(k+N_p) \cdot \\ & [1 + (1 - A \cdot 2\eta) + (1 - A \cdot 2\eta)^2] \quad (36) \end{aligned}$$

递推可得:

$$C^n = C^{n-1} + \eta \tilde{e}_N^n(k+N_p) \quad (37)$$

式中: $\tilde{e}_N^n(k+N_p) = (1 - A \cdot 2\eta)^n \tilde{e}(k+N_p)$ 。

令 $1 - A \cdot 2\eta$ 为 X ,代入式(34)归纳递推可得:

$$\begin{cases} \tilde{e}_N^1(k+N_p) = X\tilde{e}(k+N_p) \\ \tilde{e}_N^2(k+N_p) = X^2\tilde{e}(k+N_p) \\ \tilde{e}_N^3(k+N_p) = X^3\tilde{e}(k+N_p) \\ \vdots \\ \tilde{e}_N^n(k+N_p) = X^n\tilde{e}(k+N_p) \end{cases} \quad (38)$$

同理归纳递推可得:

$$\begin{cases} C^1 = \eta \cdot \tilde{e}(k+N_p) \\ C^2 = C^1 + \eta \tilde{e}_N^1(k+N_p) = \eta \tilde{e}(k+N_p)(1+X) \\ C^3 = \eta \tilde{e}(k+N_p)(1+X+X^2) \\ \vdots \\ C^n = \eta \tilde{e}_N^n(k+N_p)(1+X+X^2+\dots+X^n) \end{cases} \quad (39)$$

即可得 C^n 的表达式为

$$C^n = \eta \tilde{e}_N^n(k+N_p)(1+X+X^2+\dots+X^n) \quad (40)$$

对于数列式(40)取 $n \rightarrow \infty$, 则:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} C^n = \eta \tilde{e}_N^n(k+N_p)(1+X+X^2+\dots+X^n) \quad (41)$$

式中: $1+X+X^2+\dots+X^n$ 为一个等比数列, 其前 n 项和为 $S_n = \frac{(1-X^{n+1})}{1-X}$ 。

联立式(38)、(40)和 S_n 可得:

$$\begin{cases} C^n = \eta \tilde{e}_N^n(k+N_p) \frac{(1-X^{n+1})}{1-X} \\ X = 1 - \left[(N_p - N_c + 1) \cdot \frac{T_s^2 k_f}{M} \cdot 2\eta \right] \end{cases} \quad (42)$$

为保证 C^n 收敛, 由等比数列性质可知: 当 $X \leq 1$ 时, 可保证其收敛, 则: $\eta < \frac{M}{2(N_p - N_c + 1) T_s^2 k_f}$ 。

2.2.2 电流环在线补偿控制器设计

对于 PMSLM, 其 q 轴电压方程为

$$u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \frac{\pi L_d}{\tau} vi_d + \frac{\pi \psi_f}{\tau} v + f_q \quad (43)$$

式中: L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; i_d 为 d 轴电流; τ 为时间常数; f_q 为 q 轴电压扰动。

对式(43)进行离散化可得:

$$\frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} = k_1 v(k) + k_2 v(k) i_d(k) + k_3 i_q(k) + k_4 u_q(k) + f_q(k) \quad (44)$$

式中: $k_1 = -\pi \varphi_f / \tau L_q$; $k_2 = -\pi / \tau$; $k_3 = -R / L_q$; $k_4 =$

$1/L_q$ 。

预测值通式的推导过程与式(17)~(22)同理, 可得预测值的递推通式为

$$\begin{aligned} \tilde{i}_q(k+N_p) &= (1+k_3 T_s)^{N_p} i_q(k) + \\ &+ k_4 T_s \sum_{i=0}^{N_p-1} (1+k_3 T_s)^{N_p-i-1} u_q(k+i) + \\ &+ T_s \sum_{i=0}^{N_p-1} (1+k_3 T_s)^{N_p-i-1} f(k+i) \end{aligned} \quad (45)$$

在与位置环相同的 $N_s \leq N_p - 1$ 时刻, 给予 u_q 一个补偿信号 g , 与式(24)~(39)同理, $g^{(n)}$ 可表示为

$$\begin{aligned} g^{(n)}(k+N_s) &= \\ g^{(n-1)}(k+N_s) &+ \gamma \tilde{E}_N^{(n-1)}(k+N_p) = \\ &\gamma \tilde{E}_N^{(n)}(k+N_p) \frac{(1-X^n)}{1-X} \end{aligned} \quad (46)$$

为保证 $g^{(n)}$ 收敛, 由等比数列性质可知: 当 $X \leq 1$ 时, 可保证其收敛, 此时:

$$\gamma < \frac{M}{2(N_p - N_c + 1) T_s^2 k_f} \quad (47)$$

至此完成了 OIC 控制器的设计, 算法结构示意图如图 1 所示。

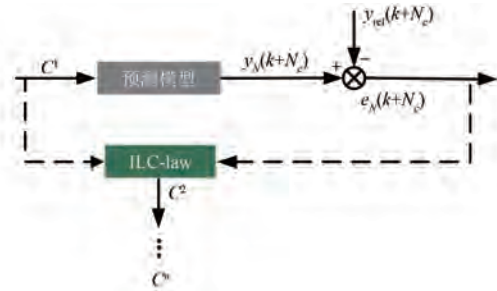


图 1 OIC 算法结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the OIC algorithm structure

2.3 扰动观测器设计

由式(6)、(14)、(43)可知, 超螺旋滑模控制器和在线迭代前馈控制器中均存在扰动 d 、 f_d , 为提高前者的抗扰性能与后者预测模型的精度, 设计位置环与电流环滑模扰动观测器分别对位置环的集总扰动与电流环的参数摄动进行观测。

2.3.1 位置环扰动观测器设计

为了抑制位置回路的集总扰动 d , 假设其是微分为 0 的慢时变扰动, 设计滑模扰动观测器对其进行观测并补偿给式(14)。速度的微分为

$$\begin{cases} \dot{v} = \frac{1}{M}(k_f i_q + d) \\ \dot{d} = 0 \end{cases} \quad (48)$$

观测值为

$$\begin{cases} \hat{v} = \frac{1}{M}(k_1 i_q + \hat{d}) + \varphi \\ \dot{\hat{d}} = r\varphi \end{cases} \quad (49)$$

式中: $\hat{v}$ 、 $\hat{d}$ 分别为 $\dot{v}$ 的观测值、 d 观测值的微分; r 、 φ 分别为待定增益值、待求取的函数。

对式(48)、(49)进行差分运算,定义滑模面和趋近律为

$$\begin{cases} s = e_v(t) + c_2 \int_0^t e_v(t) dt \\ \dot{s} = -\eta_1 s - \eta_2 \text{sat}(s) \end{cases} \quad (50)$$

式中: $e_v = \hat{v} - v$ 为速度观测误差; η_1 、 η_2 为待定系数; $\text{sat}(s)$ 为饱和函数,其表达式为

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 1, & s > \Delta \\ s, & |s| \leq \Delta \\ -1, & s < -\Delta \end{cases} \quad (51)$$

式中: $\Delta = 0.05$ 为边界层厚度,后续饱和函数的设计与此处相同。

联立式(48)~(50),可得:

$$\phi = -\eta_1 s - \eta_2 \text{sat}(s) - \frac{1}{M} e_v \quad (52)$$

将式(52)代入式(49),即可得到集总扰动的估计值。

2.3.2 电流环扰动观测器

2.3.2.1 q 轴扰动观测器

在电机运行过程中,由于电机温升导致电气参数(如电感、绕组电阻等)发生变化,设该类参数扰动所引起的等效量纲 v 的扰动为 f ,则 q 轴电压为

$$\begin{cases} u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + v(L_d i_d + \psi_f) + f_q \\ \dot{f}_q = 0 \end{cases} \quad (53)$$

其观测值为

$$\begin{cases} \hat{u}_q = R \hat{i}_q + L_q \frac{d\hat{i}_q}{dt} + v(L_d \hat{i}_d + \psi_f) + \hat{f}_q + \varphi_q \\ \dot{\hat{f}}_q = r_q \varphi_q \end{cases} \quad (54)$$

式中: $\hat{u}$ 、 $\hat{f}$ 分别为 $\dot{u}$ 的观测值、 f_q 观测值的微分; r_q 、 φ_q 分别为待定增益值、待求取的函数。

对式(53)、(54)进行差分运算,定义滑模面

与趋近律为

$$\begin{cases} s_q = e_{i_q}(t) + c_q \int_0^t e_{i_q}(t) dt \\ \dot{s}_q = -\eta_{q1} s_q - \eta_{q2} \text{sat}(s_q) \end{cases} \quad (55)$$

式中: $e_{i_q} = \hat{i}_q - i_q$ 为 q 轴电流估计误差; η_{q1} 、 η_{q2} 、 c_q 为待定系数。

联立式(53)~(55),解得:

$$\phi_q = -\eta_{q1} s_q - \eta_{q2} \text{sat}(s_q) + \frac{R}{L_q} e_{i_q} \quad (56)$$

2.3.2.2 d 轴扰动观测器

定义与 q 轴相同类型的扰动,则 d 轴电压为

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - v L_q i_q + f_d \\ \dot{f}_d = 0 \end{cases} \quad (57)$$

其观测值为

$$\begin{cases} \hat{u}_d = R \hat{i}_d + L_d \frac{d\hat{i}_d}{dt} - v L_q i_q + \hat{f}_d + \phi_d \\ \dot{\hat{f}}_d = r_d \phi_d \end{cases} \quad (58)$$

对式(57)、(58)进行差分运算,定义滑模面与趋近律为

$$\begin{cases} s_d = e_{i_d}(t) + c_d \int_0^t e_{i_d}(t) dt \\ \dot{s}_d = -\eta_{d1} s_d - \eta_{d2} \text{sat}(s_d) \end{cases} \quad (59)$$

联立式(57)~(59)同理可得:

$$\phi_d = -\eta_{d1} s_d - \eta_{d2} \text{sat}(s_d) + \frac{R}{L_q} e_{i_d} \quad (60)$$

2.3.3 观测器稳定性证明

为了保证观测器的观测误差可以收敛,观测器参数 η_1 、 η_2 、 η_{q1} 、 η_{q2} 、 η_{d1} 、 η_{d2} 需要合理设计。以位置环扰动观测器为例,电流环观测器参数整定原则与此相同,定义 Lyapunov 函数为 $V = s^2/2$,观测器稳定需满足:

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} < 0 \quad (61)$$

代入式(50),展开可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s[-\eta_1 s - \eta_2 \text{sat}(s)] = \\ &= -\eta_1 s^2 - \eta_2 \text{sat}(s)s = \\ &= -[\eta_1 s^2 + \eta_2 \text{sat}(s)s] \end{aligned} \quad (62)$$

因饱和函数满足与自变量同号,即对任意 s 有 $\text{sat}(s)s \geq 0$,故若参数满足 $\eta_1 > 0$ 、 $\eta_2 > 0$ 时, $\dot{V}$ 负定,观测误差可以渐进收敛。

本文所提 STA-DOIC 控制策略如图 2 所示,

该策略在位置环中同时搭载了负载扰动观测器 (Load Disturbance Observer, LDO) 和参数扰动观测器 (Parameter Disturbance Observer, PDO), 实现了双在线迭代补偿控制。

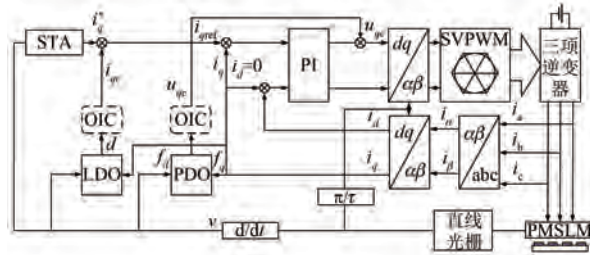


图 2 STA-DOIC 控制框图

Fig. 2 Control block diagram of STA-DOIC

3 仿真分析

为验证 STA-DOIC 的可行性与优越性, 将其与 STA、STA-OIC 进行仿真对比, 控制方法参数如表 1 所示, 设置仿真采样时间为 0.000 01 s。受试电机参数如表 2 所示。

表 1 控制器及观测器参数

Tab. 1 Controller and observer parameters

控制方法	所设参数
DOIC	$k_1 = 100, k_2 = 20$ $\eta = 3\ 600, \gamma = 3\ 600$
OIC	$k_1 = 100, k_2 = 20$ $\eta = 3\ 600$
STA	$k_1 = 100, k_2 = 20$
LDO	$\eta_1 = 100, \eta_2 = 100$
PDO	$\eta_{q1} = 500, \eta_{q2} = 500$ $\eta_{d1} = 500, \eta_{d2} = 500$

表 2 受试电机参数

Tab. 2 Tested motor parameters

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	8.6
dq 轴电感/mH	0.008
转子质量/kg	1.2
磁链/Wb	0.24
极对数	1

定义性能评价指标如下。

(1) 上升时间: 动子从参考位置的 10% 上升到 95% 所需的时间。

(2) 调节时间: 动子达到并保持在参考位置

的 99% 所需的最短时间。

(3) 超调量: 动子位置与参考位置的最大偏差。

(4) 稳态误差: 动子位置达到参考值 99% 后的误差绝对平均值。

首先给定正弦参考位置信号, 在空载情况下得到 STA-DOIC、STA-OIC 和 STA 跟踪误差对比如图 3 所示, 跟踪误差绝对平均值对比, 如表 3 所示。

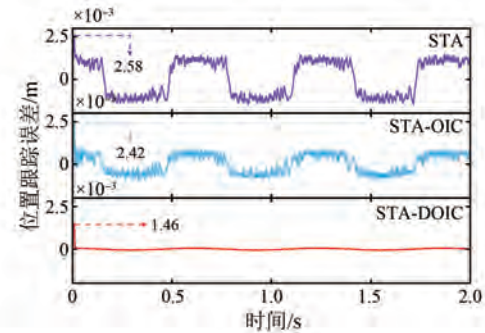


图 3 三种算法空载位置误差对比

Fig. 3 Comparison of no-load position errors of three algorithms

由图 3 可知, STA-DOIC 在起动阶段的误差最小为 1.46×10^{-3} m, 相比 STA 的 2.58×10^{-3} m 和 STA-OIC 的 2.42×10^{-3} m 分别减小了 43.4% 和 41.4%, 说明 DOIC 可以有效降低伺服系统的位置控制超调。

表 3 空载位置误差绝对平均值

Tab. 3 Mean absolute position error under no-load condition

控制方法	误差绝对平均值/m
STA-DOIC	4.46×10^{-5}
STA-OIC	5.35×10^{-4}
STA	1.04×10^{-3}

由表 3 可知, STA-DOIC 的跟踪误差绝对平均值仅为 4.46×10^{-5} m, 相比 STA 的 1.04×10^{-3} m 和 STA-OIC 的 5.35×10^{-4} m 分别减小了 95.7% 和 91.7%。由此可知, STA-DOIC 极大地减小了系统的跟踪误差, 提升了控制精度, 且其拥有更小的超调量。

保持参考位置和起动负载不变, 持续施加幅值为 10 N 的正弦扰动, 得到 LDO-DOIC 与 DOIC 带负载起动的位置跟踪误差对比如图 4 所示, 其跟踪误差绝对平均值如表 4 所示。

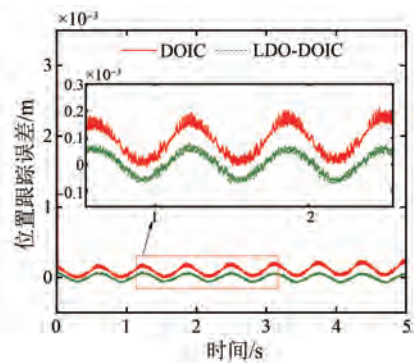


图 4 LDO-DOIC 与 DOIC 负载起动位置跟踪误差对比
Fig. 4 Comparison of load-startup position tracking errors between LDO-DOIC and DOIC

由图 4 可知, LDO-DOIC 的位置跟踪误差为 4.29×10^{-5} m, 相比于 DOIC 的 1.64×10^{-4} m 减小了 73.9%, 说明 LDO 使系统应对外部扰动的能力增强, 提升了系统的控制精度与鲁棒性。上述两组动子位置的对比波形如图 5 所示。

表 4 LDO-DOIC 与 DOIC 负载起动位置误差绝对平均值

Tab. 4 Mean absolute position error under load startup for LDO-DOIC and DOIC

控制方法	绝对平均值/m
LDO-DOIC	4.35×10^{-5}
DOIC	1.64×10^{-4}

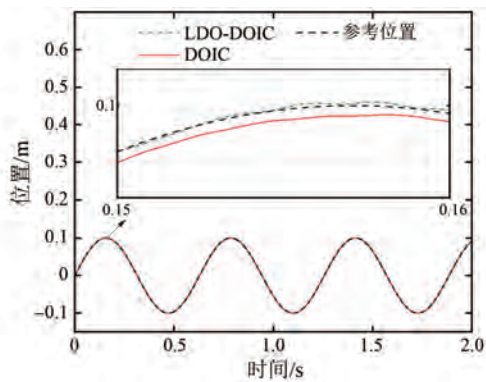


图 5 LDO-DOIC 与 DOIC 负载起动位置跟踪对比
Fig. 5 Comparison of load-startup position tracking between LDO-DOIC and DOIC

为验证电流内环 PDO 的性能, 将动子质量翻倍、电阻电感参数减小一倍, 在阶跃位置指令下 PDO-DOIC 和 DOIC 的位置跟踪波形如图 6 所示, 调节时间与稳态误差对比如表 5 所示。

由图 6 可知, PDO-DOIC 上升时间与调节时

间均更短, 有更快的响应速度, 相比 DOIC, 其拥有更小的超调量及更小的稳态误差, 提升了系统的鲁棒性。

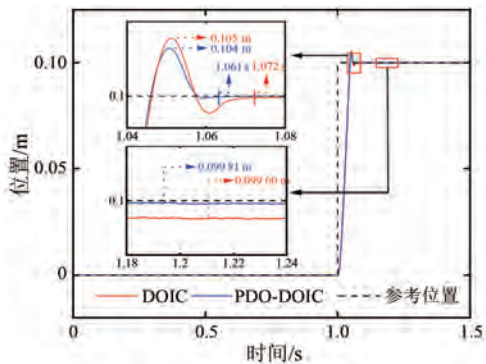


图 6 DOIC 与 PDO-DOIC 在参数失配下阶跃位置跟踪对比

Fig. 6 Step position tracking comparison under parameter mismatch between DOIC and PDO-DOIC

表 5 调节时间与稳态误差

Tab. 5 Settling time and steady-state error

控制方法	调节时间/s	稳态误差/m
PDO-DOIC	0.061 1	1.9×10^{-4}
DOIC	0.071 5	4.0×10^{-4}

在 DOIC 基础上加入位置环 LDO 和电流环 PDO, 得到 P-LDO-DOIC 算法, 在空载时给定正弦位置信号验证其性能, 两种控制方法的位置跟踪误差对比如图 7 所示, 跟踪误差绝对平均值对比如表 6 所示。

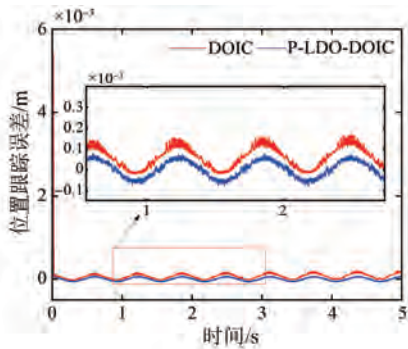


图 7 DOIC 与 P-LDO-DOIC 在参数失配下正弦位置跟踪误差对比

Fig. 7 Comparison of sinusoidal position tracking errors between DOIC and P-LDO-DOIC under parameter mismatch

由图 7 可知, P-LDO-DOIC 跟踪误差绝对平均值更小, 鲁棒性和精度均优于 DOIC。

表 6 DOIC 与 P-LDO-DOIC 正弦位置误差
Tab.6 Sinusoidal position errors of DOIC and P-LDO-DOIC

控制方法	绝对平均值/m
P-LDO-DOIC	3.99×10^{-5}
DOIC	4.46×10^{-5}

4 试验验证

为进一步验证所提 P-LDO-DOIC 方法的有效性,在如图 8 所示的电机试验平台上进行验证。

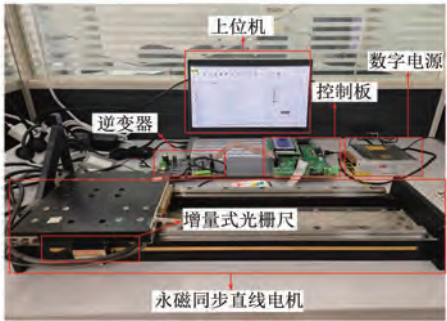


图 8 试验平台

Fig.8 Experimental platform

试验平台由安川 14004E 直线电机、雷尼绍 QUANTIC 增量式光栅、数字信号处理控制器和逆变器组成,其中 DSP 控制器选用 TMS320F28335。ADC 采样频率为 10 kHz,相电流由电流霍尔传感器测量并设置防混叠滤波,且在进入 CPU 后进行零漂补偿,死区补偿时间设置为 1 μ s。受试电机参数同表 3。

首先,分别取控制器参数 η 为 100、400、1 600、3 600、20 000,在空载情况下其位置跟踪误差波形如图 9 所示。为更准确分离参数对控制器

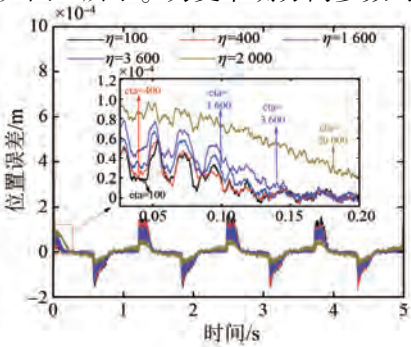


图 9 不同参数下位置跟踪误差对比

Fig.9 Comparison of position tracking errors under different parameters

性能影响,本组试验未引入扰动观测器。

由图 9 可知,起动阶段,设置 η 为 20 000 时会引入较大的超调量与较长的收敛时间。将不同 η 下跟踪误差波形进行放大,每周周期误差峰值的平均值对比如图 10 所示,误差绝对平均值如表 7 所示。

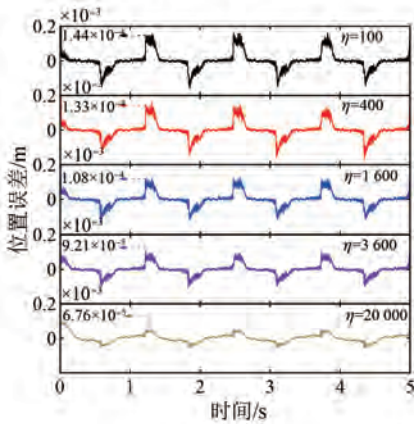


图 10 不同参数下位置跟踪误差单独对比

Fig.10 Individual comparison of position tracking errors under different parameters

表 7 不同参数下的跟踪误差绝对平均值

Tab.7 Mean absolute tracking error under different parameters

η	跟踪误差绝对平均值/m
100	2.73×10^{-5}
400	2.56×10^{-5}
1 600	2.28×10^{-5}
3 600	1.94×10^{-5}
20 000	1.92×10^{-5}

由图 10 和表 7 可知,在 η 变化较大的情况下,跟踪误差变化相对较小,这表明控制器对参数的敏感性较小,鲁棒性更强。

为进一步确定 η 的取值,对不同 η 下在线输出的补偿电流 i_{qc} 进行记录,其波形对比如图 11 所示。

由图 11 可知,随着 η 的增大,补偿电流 i_{qc} 随之增大,在 η 为 20 000 时,会引入大小为 5 A 的补偿电流 i_{qc} ,这会增大系统的机械响应时间,同时加具电控系统的发热与抖振效应。考虑到系统跟踪误差对于参数 η 的敏感性较低,故选取 $\eta=3\ 600$ 作为控制器参数,在保证系统误差的同时,避免引入幅值过大的补偿电流 i_{qc} 。

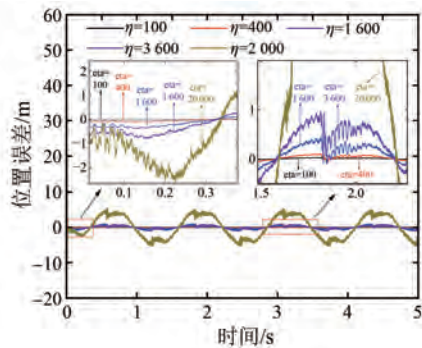


图 11 不同参数下补偿电流对比

Fig. 11 Comparison of compensation currents under different parameters

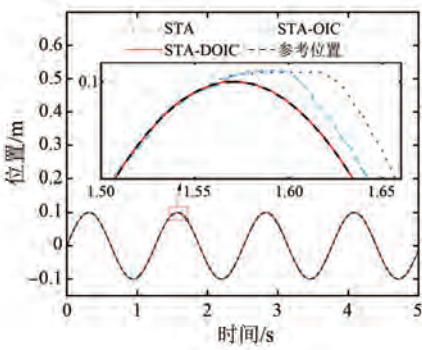


图 12 三种算法的位置跟踪试验曲线对比

Fig. 12 Comparison of experimental position tracking curves of three algorithms

给定正弦位置参考信息,在空载情况下得到 STA-DOIC、STA-OIC 和 STA 位置跟踪误差的对比如图 12 所示。由局部放大图可以看出,STA 的跟踪精度最差,引入 OIC 和 DOIC 后系统跟踪精度得到明显改善。

三种算法的位置跟踪误差波形如图 13 所示,

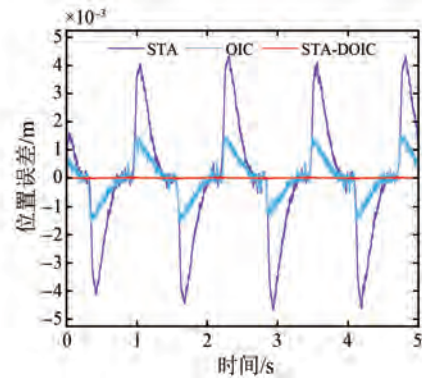


图 13 三种算法的位置跟踪试验误差对比

Fig. 13 Comparison of experimental position tracking errors of three algorithms

误差绝对平均值如表 8 所示。

表 8 三种算法位置跟踪试验误差绝对平均值对比

Tab.8 Comparison of mean absolute experimental position tracking errors of three algorithms

控制方法	绝对平均值/m
STA-DOIC	8.16×10^{-6}
STA-OIC	5.29×10^{-4}
STA	1.49×10^{-3}

由图 13 和表 8 可知,STA-DOIC 的跟踪误差 8.16×10^{-6} m 远小于 STA 的 5.29×10^{-4} m 与 STA-OIC 的 1.49×10^{-3} m,试验结果表明 DOIC 有效提升了系统的跟踪精度,这与仿真试验结果符合。

为验证所设计 LDO 的性能,在给定正弦参考位置下,给予系统 50 N 的负载,系统带负载起动的误差波形如图 14 所示,误差绝对平均值如表 9 所示。

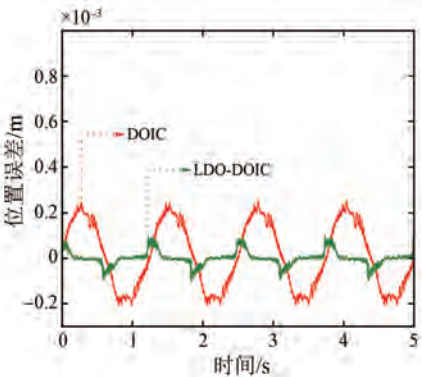


图 14 LDO-DOIC 与 DOIC 负载起动位置跟踪试验误差对比

Fig. 14 Comparison of load startup position tracking experimental errors between LDO-DOIC and DOIC

表 9 LDO-DOIC 与 DOIC 负载起动位置跟踪试验误差绝对平均值对比

Tab.9 Comparison of mean absolute load startup position tracking experimental errors between LDO-DOIC and DOIC

控制方法	绝对平均值/m
LDO-DOIC	1.94×10^{-5}
DOIC	1.31×10^{-4}

由图 14 和表 9 可知,在带负载起动时,STA-DOIC 的误差较空载时有明显上升,引入 LDO 后,系统的误差得到了显著的减小,这表明 LDO-DOIC 具有更强的带负载能力。

为模拟电机温升引起的参数摄动,将算法中电阻参数降低一倍、电感参数增大一倍,在参数失配的工况下给定正弦参考位置,其误差波形如图 15 所示,误差绝对平均值如表 10 所示。

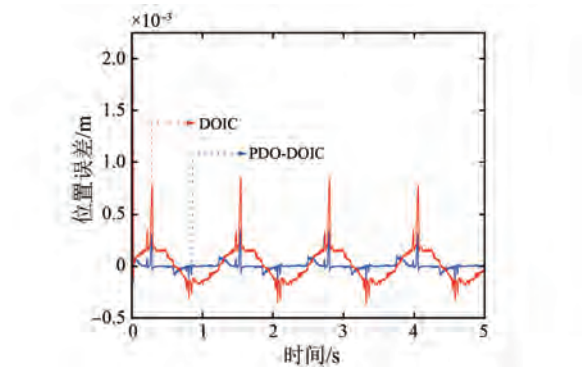


图 15 PDO-DOIC 与 DOIC 参数失配位置跟踪试验误差对比

Fig. 15 Comparison of position tracking experimental errors under parameter mismatch between PDO-DOIC and DOIC

表 10 PDO-DOIC 与 DOIC 参数失配位置跟踪试验误差绝对平均值对比

Tab. 10 Comparison of mean absolute position tracking experimental errors under parameter mismatch between PDO-DOIC and DOIC

控制方法	绝对平均值/m
PDO-DOIC	2.63×10^{-5}
DOIC	1.34×10^{-4}

由图 15 和表 10 可知,DOIC 在起动阶段有着更大的超调且误差的绝对平均值更小,在引入 PDO 后,系统的误差显著降低。负载试验和参数失配试验说明 P-LDO 提升了系统带负载与抗扰动能力,使系统具有更强的鲁棒性,保证了位置跟踪精度。

5 结语

本文针对 PMSLM 伺服系统中的扰动抑制问题,通过将 STA 与 DOIC 相结合,提出了 STA-DOIC 控制策略。首先,离散化 PMSLM 数学模型并构建预测框架;同时引入 LDO 和 PDO 以提高预测精度。仿真和实物试验均验证了所提策略的有效性:空载下跟踪误差显著降低,负载和参数失配工况下鲁棒性增强,这表明 STA-DOIC 不仅提升了动态响应速度,还保障了系统在复杂环境下

的稳定性。

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

李奕兵进行了方案设计、试验研究、内容总结与论文撰写,张博进行了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, experimental research, content summarization, and paper writing were conducted by Li Yibing. The review and modification of the paper were performed by Zhang Bo. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 孙宜标,张锐,王丽梅. 基于等价输入干扰补偿的永磁直线同步电机 H_{∞} 预见重复控制[J]. 控制理论与应用, 2025, 42(10): 1957-1967.
SONG Y B, ZHANG R, WANG L M. H_{∞} preview repetitive control of PMLSM based on equivalent input disturbance compensation [J]. Control Theory & Applications, 2025, 42(10): 1957-1967.
- [2] 沈艳霞,罗昌茜. 基于新型超局部模型的永磁同步直线电机滑模控制[J]. 电气工程学报, 2024, 19(3): 238-247.
SHEN Y X, LUO C Q. Sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor based on a novel ultra-local model [J]. Journal of Electrical Engineering, 2024, 19(3): 238-247.
- [3] 艾雄雄,张博,邓斌,等. 基于扰动估计补偿的PMLSM 固定时间积分滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(9): 28-34.
AI X X, ZHANG B, DENG B, et al. Fixed-time integral sliding mode control for PMLSM with disturbance estimation and compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(9): 28-34.
- [4] 沈艳霞,罗昌茜. 基于超螺旋滑模观测器的永磁同步直线电机无模型控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 62-69.

- SHEN Y X, LUO C X. Model-free control of a permanent magnet linear synchronous motor based on a super-twisting sliding mode observer [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 62-69.
- [5] 金鸿雁, 马阔, 雷滋稼. 基于非线性动力学模型的 PMLSM 自适应趋近律滑模位置控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(8): 50-60.
- JIN H Y, MA K, LEI Z J. Adaptive reaching law sliding mode position control of PMLSM based on nonlinear dynamics model [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(8): 50-60.
- [6] 蔡舒迟, 张志锋. 基于非线性扩张状态观测器的低参数敏感度 PMSM 无模型控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 192-200.
- CAI S C, ZHANG Z F. Research on model-free control of PMSM with low parameter sensitivity based on nonlinear extended state observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 192-200.
- [7] 索宇超, 张博, 杨永宝, 等. 基于新型趋近律的全局快速 Terminal 滑模 PMLSM 控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(11): 16-21+77.
- SUO Y C, ZHANG B, YANG Y B, et al. Global fast terminal sliding mode control for PMLSM based on a novel reaching law [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(11): 16-21+77.
- [8] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75-81.
- LU W Q, HU Y W, LIANG J Y, et al. Anti-disturbance adaptive control for permanent magnet synchronous motor servo system [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(3): 75-81.
- [9] 曹阳, 郭健. 基于特征模型的永磁同步直线电机自适应控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 131-140.
- CAO Y, GUO J. Adaptive control of permanent magnet synchronous linear motor based on characteristic model [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(3): 131-140.
- [10] 廖常超, 周兰, 潘昌忠, 等. 基于等价输入干扰补偿的改进型重复控制系统参数优化设计[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(4): 653-662.
- LIAO C C, ZHOU L, PAN C Z, et al. Parameter optimization design of modified repetitive control system based on equivalent input disturbance compensation [J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(4): 653-662.
- [11] LIU R J, WU M, LIU G P, et al. Active disturbance rejection control based on an improved equivalent-input-disturbance approach [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(4): 1410-1413.
- [12] 张博, 齐蓉. 基于双幂次滑模趋近律方法的 PMLSM 精密位置控制[J]. 微电机, 2016, 49(12): 46-49+57.
- ZHANG B, QI R. Precise position control for PMLSM based on double power sliding mode reaching law method [J]. Micromotors, 2016, 49(12): 46-49+57.
- [13] 张艳, 王丽梅, 方馨. 基于三阶超螺旋扰动观测器的 PMLSM 全局自适应滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(6): 76-86.
- ZHANG Y, WANG L M, FANG X. Global adaptive sliding mode control for PMLSM based on third-order super-twisting disturbance observer [J]. Electric Machines and Control 2024, 28(6): 76-86.
- [14] 李耀华, 王自臣, 何雨颢, 等. 基于超螺旋滑模控制的永磁同步电机磁场定向控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(5): 527-539.
- LI Y H, WANG Z C, HE Y X, et al. Field-oriented control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode control [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(5): 527-539.
- [15] 李耀华, 种国臣, 刘子焜, 等. 基于二阶超局部模型的永磁同步电机两步无模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(12): 39-50.
- LI Y H, CHONG G C, LIU Z K, et al. Two-step model-free predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on second-order ultra local model [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(12): 39-50.
- [16] 刘陆, 丁世宏, 李世华. 高阶滑模控制理论综述[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(12): 2193-2201.
- LIU L, DING S H, LI S H. A survey for high-order sliding mode control theory [J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(12): 2193-2201.
- [17] 康尔良, 陈健. 永磁同步电机改进滑模无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(10): 1923-1930.

- 88-97.
- KANG E L, CHEN J. Improved sliding mode sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2022, 26 (10): 88-97.
- [18] 周华伟, 于晓东, 高猛虎, 等. 基于不匹配干扰观测器的圆筒型永磁直线电机新型滑模速度控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38 (7): 2163-2170+2231.
- ZHOU H W, YU X D, GAO M H, et al. Novel sliding mode speed control for tubular permanent magnet linear motors based on mismatched disturbance observers [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38 (7): 2163-2170+2231.
- [19] 刘瑞娟, 聂卓赞, 马亦婧, 等. 基于自抗扰重复控制的压电驱动器高精度跟踪控制 [J]. *仪器仪表学报*, 2019, 40 (11): 197-203.
- LIU R J, NIE Z Y, MA Y J, et al. High precision tracking control for the piezoelectric actuator based on active disturbance rejection repetitive control [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2019, 40 (11): 197-203.
- [20] SAYEM A H M, CAO Z W, MAN Z H. Model free ESO-based repetitive control for rejecting periodic and aperiodic disturbances [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64 (4): 3433-3441.
- [21] CHEN S, BAI W Y, HU Y, et al. On the conceptualization of total disturbance and its profound implications [J]. *Science China Information Sciences*, 2019, 63 (2): 129201.
- [22] LI T, ZHANG S F, YANG H B, et al. Robust missile longitudinal autopilot design based on equivalent-input-disturbance and generalized extended state observer approach [J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, 2015, 229 (6): 1025-1042.
- [23] 王申全, 刘赞, 纪文呈宇, 等. 基于等价输入干扰补偿的时滞重复控制系统扰动抑制设计 [J]. *长春工业大学学报*, 2022, 43 (4): 435-440.
- WANG S Q, LIU Z, JI W C Y, et al. Disturbance rejection design for repetitive control system with state delay based on equivalent input disturbance compensation [J]. *Journal of Changchun University of Technology*, 2022, 43 (4): 435-440.
- [24] SHE J H, FANG M X, OHYAMA Y, et al. Improving disturbance-rejection performance based on an equivalent-input-disturbance approach [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55 (1): 380-389.
- [25] 王军晓, 陈林杰, 俞立. 基于等价输入干扰滑模观测器的磁悬浮球系统模型预测控制 [J]. *控制理论与应用*, 2021, 38 (1): 137-146.
- WANG J X, CHEN L J, YU L. Model predictive control for magnetic levitation ball system based on equivalent input disturbance sliding mode observer [J]. *Control Theory & Applications*, 2021, 38 (1): 137-146.

收稿日期:2025-07-21

收到修改稿日期:2025-09-16

作者简介:

李奕兵(2001-),男,硕士研究生,研究方向为电机控制, vwoody@126.com;

* 通信作者:张 博(1981-),男,博士,讲师,研究方向为直线电机控制、智能控制, paul8899@126.com。