

# 基于 ESO 的磁悬浮直线同步电机变增益自适应迭代学习控制\*

姜云凤, 蓝益鹏, 孙伟栋

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

**摘要:** 对于可控励磁磁悬浮直线同步电机 (CEMLLSM), 常规迭代学习控制 (ILC) 精度低、抖振大, 且抗外部扰动能力差。为提高跟踪精度, 设计了一种基于扩张状态观测器 (ESO) 的变增益自适应 ILC 算法。首先, 研究 CEMLLSM 的工作原理及数学模型。其次, 设计基于 ESO 的变增益自适应迭代学习控制器, 为控制器中固定增益部分引入指数可变增益, 增加自适应迭代项对控制律中的未知参数进行迭代学习, 从而减小系统抖振与误差并加快系统收敛速度。通过引入 ESO 观测系统的外部干扰, 对控制量进行补偿, 进而提高系统的抗扰能力。最后, 用 MATLAB 对控制系统进行仿真分析, 仿真结果表明该算法能够有效减小跟踪误差, 并对扰动有良好的抑制作用。

**关键词:** 扩张状态观测器; 磁悬浮直线同步电机; 变增益自适应迭代学习; 可控励磁

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)04-0001-07

doi: 10.12177/emca.2023.031

## Variable Gain Adaptive Iterative Learning Control of Magnetic Levitation Linear Synchronous Motor Based on ESO\*

JIANG Yunfeng, LAN Yipeng, SUN Weidong

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

**Abstract:** For the controllable excitation magnetic levitation linear synchronous motor (CEMLLSM), the conventional iterative learning control (ILC) has low precision, large chattering and poor resistance to external disturbances. In order to improve the tracking accuracy, a variable gain adaptive ILC algorithm based on extended state observer (ESO) is designed. Firstly, the working principle and mathematical model of the CEMLLSM are studied. Secondly, a variable gain adaptive iterative learning controller based on ESO is designed. An exponential variable gain is introduced to the fixed gain part of the controller, and an adaptive iterative term is added to iteratively learn the unknown parameters in the control law, which reduces the chattering and error of the system, and speeds up the system convergence speed. By adding ESO, the external disturbance of system can be observed, and the control quantity is compensated to enhance the anti-disturbance performance of the system. Finally, the control system is simulated and analyzed with MATLAB, and the results show that the algorithm can successfully reduce tracking error and has a good suppression impact on disturbance.

**Key words:** extended state observer (ESO); magnetic levitation linear synchronous motor; variable gain adaptive iterative learning; controllable excitation

收稿日期: 2022-12-01; 收到修改稿日期: 2023-02-08

\* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51575363)

作者简介: 姜云凤(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制。

蓝益鹏(1962—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制、数控技术。

## 0 引言

在先进工业技术高速发展的背景下,数控机床高精度的要求愈来愈高<sup>[1]</sup>。相比于传统的滚珠丝杠与旋转电机相结合的方法,采用直线电机驱动进给系统节省了中间转换装置,简化了电机结构,从而降低损耗,提高了对期望轨迹的跟踪精度<sup>[2-5]</sup>。然而部件之间存在的摩擦问题依旧会影响系统性能,改用可控励磁磁悬浮直线同步电机(CEMLLSM)则可有效解决该问题。其通过改变励磁电流的值,实现垂直方向的悬浮,达到消除摩擦力的效果。在运行过程中,电机系统性能受外部扰动的影响较大,因此需要采用适宜的方法控制电机水平运动,提升电机性能与控制精度<sup>[6]</sup>。

近年来,为提高系统对期望轨迹的跟踪精度,迭代学习控制(ILC)逐步走进大众视野,其不断修正前一次的输入,当迭代次数提升,其控制输入逐渐逼近理想控制状态,最终完美地跟踪期望轨迹<sup>[7]</sup>。经过多年的发展,ILC已在电机控制、机器人控制、智能交通系统等领域得到了十分广泛的应用<sup>[8-10]</sup>。文献[11]针对线性时变系统的跟踪问题,采用一种具有初始状态学习能力的分数阶 ILC 策略,通过使用初始状态学习方案和  $D^\alpha$  型 ILC 更新法则,消除了初始化假设,最终根据数值模拟结果证明了控制策略的有效性。文献[12]提出了一种增强型卡尔曼滤波 ILC 算法,其主要由低通滤波器、时间超前补偿器与迭代变化参数等多部分组成,试验结果发现,在以上部分的共同作用下,噪音对 ILC 的影响有所减小,同时系统的鲁棒性增强。文献[13]中针对 SCARA 机器人的轨迹跟踪控制问题,提出自适应迭代学习算法,在 PD 反馈的基础上设计应用于未知参数的迭代项,进而提高轨迹跟踪精度,但该算法的收敛速度较慢。文献[14]提出高阶 ILC,该控制器不止包含一次迭代,而是包含了多次的迭代信息,最终该方案解决了刚性机器人机械手的跟踪问题,但由于该算法加入了高阶学习率,其分析过程更为复杂。

对于 CEMLLSM 的轨迹跟踪控制问题,本文引入指数可变增益项,设计了变增益自适应迭代学习控制器,将其应用于重复性任务中,对控制律中的未知参数进行迭代,加快系统的收敛速度,提高系统对期望轨迹的跟踪能力。结合扩张状态观

测器(ESO)模块与变增益自适应 ILC,当系统受到干扰时,其依然可以保证良好的跟踪效果。

## 1 CEMLLSM 运行原理及数学模型

### 1.1 运行原理

磁悬浮进给平台由运动平台与 CEMLLSM 共同组成,如图 1 所示。

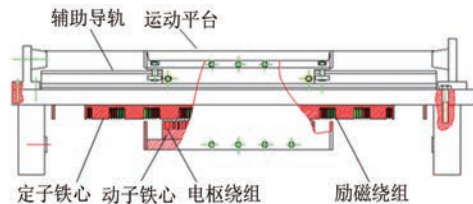


图 1 CEMLLSM 磁悬浮进给平台结构图

运动平台与转子铁心相连。在励磁绕组通入直流电,产生励磁磁场,励磁磁场对转子铁心产生的吸引力为悬浮力。当重力与悬浮力相等时,平台能够在垂直方向上平稳悬浮。三相交流电流通过电枢绕组,在气隙中产生行波磁场,与励磁磁场相互作用产生水平推力,进而达到运动平台在水平方向运动的目的。

### 1.2 数学模型

在实际情况中,与一般的旋转电机相比,由于 CEMLLSM 存在齿槽效应和端部效应,且电机结构不对称等原因,电机模型较为复杂<sup>[15]</sup>,为了便于分析,简化模型,做出如下假设:

- (1) 磁场饱和后,电机磁路按线性处理;
- (2) 忽略端部效应和齿槽效应;
- (3) 不计涡流与磁滞损耗;
- (4) 通入电枢绕组的为三相交流电流;
- (5) 无阻尼绕组。

在以上假设的情况下,可推导出 CEMLLSM 在  $d, q$  轴坐标系下的数学模型如下所示。

电压方程:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v \psi_q \\ u_q = \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v \psi_d + R_s i_q \\ u_f = \frac{d\psi_f}{dt} + R_f i_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\psi_d, \psi_q$  为电枢绕组  $d, q$  轴的磁链; $\psi_f$  为励磁磁链; $u_d, u_q$  为电枢绕组  $d, q$  轴的电压; $u_f$  为励磁

绕组的电压;  $i_d$ 、 $i_q$  为电枢绕组  $d$ 、 $q$  轴的电流;  $i_f$  为励磁电流;  $v$  为行波磁场的移动速度;  $\tau$  为极距;  $R_s$  为电枢电阻;  $R_f$  为励磁电阻。

磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_d = i_d(L_{md} + L_{\sigma}) + i_f L_{md} \\ \psi_q = i_q(L_{mq} + L_{\sigma}) \\ \psi_f = i_f(L_{md} + L_{\sigma f}) + i_d L_{md} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $L_{md}$ 、 $L_{mq}$  为电枢绕组  $d$ 、 $q$  轴的主电感;  $L_{\sigma}$  为电枢绕组漏感。

水平方向电磁推力方程:

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} i_q [(L_d - L_q) i_d + L_{md} i_f] \quad (3)$$

在采用  $i_d=0$  的控制方式时, 将进给系统和悬浮系统分别进行分析。推力和悬浮力的公式可简化为

$$F_x = \frac{3\pi}{2\tau} L_{md} i_f i_q = K_f i_q \quad (4)$$

其中,  $K_f$  为电磁推力常数:

$$K_f = \frac{3\pi}{2\tau} L_{md} i_f \quad (5)$$

可控励磁磁悬浮进给平台的运动方程为

$$m \frac{dv}{dt} = F_e - F_1 \quad (6)$$

式中:  $m$  为总质量;  $F_1$  为负载阻力。

进而可得:

$$m \dot{y} = F_e - F_1 = K_f i_q - F_1 \quad (7)$$

式中:  $y$  为电机运行位置。

最终得到该电机的数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = -\frac{L_{md} i_f \pi}{L_q \tau} v - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{dv}{dt} = \frac{K_f}{m} i_q - \frac{F_1}{m} \\ \frac{dx}{dt} = v \end{cases} \quad (8)$$

## 2 基于 ESO 的变增益自适应迭代学习设计

### 2.1 变增益自适应迭代学习控制器设计

CEMLLSM 的位置和速度可以通过检测元件获得, 设计控制律  $u_k(t)$ , 使位置  $y_k$  在  $t \in [0, T]$  有界, 且当  $k \rightarrow \infty$  时,  $y_k$  收敛至期望轨迹  $y_d$ 。基于以

上描述, 提出以下假设:

(1) 期望轨迹  $y_d(t)$  的一阶导数与二阶导数有界;

(2) 系统有重复性的初始状态, 即  $y_d(0) = y_k(0)$ 、 $\dot{y}_d(0) = \dot{y}_k(0)$ ;

(3)  $|m \dot{y}_d + F_1| \leq k_1$ ,  $k_1$  为未知的正参数。

定理 1: 根据式(8)将自适应迭代学习控制律设计如下:

$$u_k = K_p e_k + K_d e^{\lambda t} \dot{e}_k + \hat{\delta}_k(t) \operatorname{sgn}[\dot{e}_k(t)] \quad (9)$$

其自适应律  $\delta_k(t)$  为

$$\hat{\delta}_k(t) = \hat{\delta}_{k-1}(t) + \gamma \dot{e}_k(t) \operatorname{sgn}[\dot{e}_k(t)] \quad (10)$$

式中:  $k$  为系统的迭代次数;  $e_k = y_d - y_k$ , 为第  $k$  次跟踪误差;  $\dot{e}_k$  为第  $k$  次估计跟踪误差的导数;  $K_p$ 、 $K_d$  为 PD 参数;  $\hat{\delta}_k$  为第  $k$  次模型未知参数  $\delta$  的估计值, 前一次迭代得到的终值将作为此阶段的初值;  $e^{\lambda t}$  为指数项;  $\gamma$  为自适应学习增益;  $\operatorname{sgn}(\cdot)$  为符号函数。

系统收敛性证明过程如下。

(1) 证明  $W_k$  的递增性。

构造李雅普诺夫函数  $W_k$ :

$$W_k(t) = V_k(t) + \frac{1}{2} \int_0^t \gamma^{-1} \tilde{\delta}_k^2(\tau) d\tau \quad (11)$$

定义  $\tilde{\delta}_k$  数学表达式为  $\tilde{\delta}_k = \delta - \hat{\delta}_k$ ;  $\tilde{\delta}_k$  为相邻迭代次之间  $\delta$  的差值, 表达式为  $\tilde{\delta}_k = \hat{\delta}_k - \hat{\delta}_{k-1}$ 。

构造  $V_k(t)$ :

$$V_k(t) = \frac{1}{2} m \dot{e}_k^2(t) + \frac{1}{2} K_p e_k^2(t) \quad (12)$$

则得到下式:

$$\begin{aligned} \Delta W_k &= W_k - W_{k-1} = \\ & \frac{1}{2} \int_0^t \gamma^{-1} (\tilde{\delta}_k^2 - \tilde{\delta}_{k-1}^2) d\tau + V_k - V_{k-1} = \\ & - \frac{1}{2} \int_0^t \gamma^{-1} (\tilde{\delta}_k^2 + 2\tilde{\delta}_k \tilde{\delta}_{k-1}) d\tau + V_k - V_{k-1} \end{aligned} \quad (13)$$

对  $V_k(t)$  两边积分求导可得:

$$\begin{aligned} V_k(t) &= V_k(0) + \int_0^t (m \dot{e}_k \ddot{e}_k + K_p e_k \dot{e}_k) d\tau = \\ & V_k(0) + \int_0^t \dot{e}_k (m \ddot{e}_k + K_p e_k) d\tau \end{aligned} \quad (14)$$

将式(7)代入式(14)可得:

$$V_k(t) = V_k(0) + \int_0^t \dot{e}_k (m \ddot{y}_d - u_k + F_1 + K_p e_k) d\tau \quad (15)$$

根据本小节的假设(2)与假设(3),将式(9)与式(15)代入式(13)得:

$$\begin{aligned} \Delta W_k &= W_k - W_{k-1} = \\ V_k - V_{k-1} - \frac{1}{2} \int_0^t \gamma^{-1} (\bar{\delta}_k^2 + 2\tilde{\delta}_k \bar{\delta}_k) d\tau &\leq \\ - \int_0^t K_d e^{\lambda t} \dot{e}_k^2 d\tau + \int_0^t \tilde{\delta}_k \text{sgn}(\dot{e}_k) d\tau & \\ - \frac{1}{2} \int_0^t \gamma^{-1} \bar{\delta}_k^2 d\tau - V_{k-1} & \\ - \int_0^t \gamma^{-1} \tilde{\delta}_k \gamma \dot{e}_k \text{sgn}(\dot{e}_k) d\tau &= \\ - \int_0^t K_d e^{\lambda t} \dot{e}_k^2 d\tau - \frac{1}{2} \int_0^t \gamma^{-1} \bar{\delta}_k^2 d\tau - V_{k-1} &\leq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

故可得  $W_k$  为非增序列,继续证明  $W_0(t)$  有界性,由式(11)可得:

$$W_0(t) = V_0(t) + \frac{1}{2} \int_0^t \gamma^{-1} \bar{\delta}_0^2(\tau) d\tau \quad (17)$$

对其求导可得:

$$\dot{W}_0(t) = \dot{V}_0(t) + \frac{1}{2} \gamma^{-1} \bar{\delta}_0^2(t) \quad (18)$$

对式(12)求导后代入式(18)可得:

$$\begin{aligned} \dot{W}_0(t) &\leq \delta |\dot{e}_0| - K_d e^{\lambda t} \dot{e}_0^2 - \hat{\delta}_0 |\dot{e}_0| + \frac{1}{2} \gamma^{-1} \bar{\delta}_0^2(t) = \\ &- K_d e^{\lambda t} \dot{e}_0^2 + \gamma^{-1} \tilde{\delta}_0 \hat{\delta}_0 + \frac{1}{2} \gamma^{-1} \bar{\delta}_0^2(t) = \\ &- K_d e^{\lambda t} \dot{e}_0^2 + \gamma^{-1} \tilde{\delta}_0 \left( \hat{\delta}_0 + \frac{1}{2} \tilde{\delta}_0 \right) \end{aligned} \quad (19)$$

将  $\hat{\delta}_0(t) = \delta - \tilde{\delta}_0(t)$  代入上式可得:

$$\dot{W}_0(t) \leq -K_d e^{\lambda t} \dot{e}_0^2 + \gamma^{-1} \tilde{\delta}_0 \delta - \frac{1}{2} \gamma^{-1} \bar{\delta}_0^2 \quad (20)$$

对于  $\rho > 0$ ,由杨氏不等式可得:

$$\gamma^{-1} \tilde{\delta}_0(t) \delta \leq \rho [\gamma^{-1} \tilde{\delta}_0(t)]^2 + \frac{1}{4\rho} \delta^2 \quad (21)$$

将式(21)代入式(19)可得:

$$\begin{aligned} \dot{W}_0 &\leq -K_d e^{\lambda t} \dot{e}_0^2 + \rho [\gamma^{-1} \tilde{\delta}_0(t)]^2 + \\ \frac{1}{4\rho} \delta^2 - \frac{1}{2} \gamma^{-1} \bar{\delta}_0^2 &= -K_d e^{\lambda t} \dot{e}_0^2 + \frac{1}{4\rho} \delta^2 + \\ \gamma^{-1} \left( \rho \gamma^{-1} - \frac{1}{2} \right) \tilde{\delta}_0^2(t) &\end{aligned} \quad (22)$$

取  $\rho = \frac{1}{2} \gamma$ ,可得:

$$\dot{W}_0 \leq -K_d e^{\lambda t} \dot{e}_0^2 + \frac{1}{4\rho} \delta^2 \leq \frac{1}{4\rho} \delta^2 \quad (23)$$

故推得  $\dot{W}_0$  在  $[0, T]$  上连续有界,则  $W_0$  在  $[0, T]$  上连续有界,最终可知  $W_k$  有界。

(2) 证明误差的收敛性。

因为  $W_k$  有界,可将  $W_k$  改写为下式:

$$W_k = W_0 + \sum_{j=1}^k \Delta W_j \quad (24)$$

由式(16)可得:

$$\Delta W_k \leq -V_{k-1} = -\frac{1}{2} m \dot{e}_{k-1}^2 - \frac{1}{2} K_p e_{k-1}^2 \quad (25)$$

则得到下式:

$$\sum_{j=1}^k \Delta W_j \leq -\frac{1}{2} \sum_{j=1}^k (m \dot{e}_{j-1}^2 + K_p e_{j-1}^2) \quad (26)$$

从而得到:

$$W_k \leq W_0 - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k (m \dot{e}_{j-1}^2 + K_p e_{j-1}^2) \quad (27)$$

由上式可以推出:

$$\sum_{j=1}^k (m \dot{e}_{j-1}^2 + K_p e_{j-1}^2) \leq 2(W_0 - W_k) \leq 2W_0 \quad (28)$$

且由于  $W_0$  有界,可得:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \dot{e}_k(t) = \lim_{k \rightarrow \infty} \dot{e}_k(t) = 0 \quad (29)$$

即在  $t \in [0, T]$  内,系统收敛。

## 2.2 ESO 的设计

ESO 把一些与控制输出有关的因素作为新的状态变量,如电机的外部干扰。其信息源主要包含系统的输入与控制量,以此进行状态变量的反馈估计,获取对电机输出有影响的扰动。通过设计扩张状态变量,对干扰进行估计并补偿。

通过式(8),得到 CEMLLSM 的动态方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = v \\ \dot{v} = K_e i_q + f(t) \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $K_e$  为电磁推力常数与质量  $m$  的比值;  $f(t)$  为扰动项。

将观测器估算式(30)中扰动项  $f(t)$  设为  $x_3$ ,再令  $x_1 = x, x_2 = v$ ,同时记  $\dot{x}_3 = \omega(t)$ ,得到下式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (31)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \omega(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (32)$$

将  $z_i$  视为系统状态  $x_i$  的观测值 ( $i = 1, 2, 3, \dots$ ), 观测误差为  $z_i - x_i$ , 最终可得非线性 ESO 的表达式如下:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \text{fal}(e, \alpha_1, \varepsilon) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \text{fal}(e, \alpha_2, \varepsilon) \end{cases} \quad (33)$$

式中:  $z_3$  为扰动估计值;  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  为 ESO 中的增益系数, 均大于 0;  $\alpha_1, \alpha_2$  为非线性因子;  $\varepsilon$  为幂次函数单边区间长度。

该 ESO 采用非线性表达形式, 以补偿系统中扰动导致的损失, 降低误差变化的幅度, 提高控制性能, 其表达形式如下所示:

$$\text{fal}(e, \alpha, \varepsilon) = \begin{cases} \frac{e}{\varepsilon^{1-\alpha}} & |e| \leq \varepsilon \\ |e|^\alpha \text{sign}(e) & |e| > \varepsilon \end{cases} \quad (34)$$

式中:  $\varepsilon > 0, 0 < \alpha < 1$ , 且  $\varepsilon, \alpha$  均为常数。

根据文献 [16] 可知, 如果 ESO 的增益系数  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  均大于 0, 且  $\beta_1 \beta_2 > \beta_3$ , 则式 (15) 中的 ESO 系统在  $\omega(t) = 0$  时是关于零平衡点渐进稳定的。综上可实现以下的状态观测:

$$\begin{cases} z_1(t) \rightarrow x_1(t) \\ z_2(t) \rightarrow x_2(t) \\ z_3(t) \rightarrow x_3(t) = f(x_1, x_2, t) \end{cases} \quad (35)$$

### 2.3 基于 ESO 的变增益自适应迭代学习控制器设计

根据以上关于控制器的分析, 由于存在扰动的情况, 单靠变增益自适应 ILC 处理扰动的效果并非十分理想。因此, 设计新的复合控制器, 其由自适应 ILC 和 ESO 估计的干扰补偿两部分组成, 可以表示为

$$u_k^*(t) = u_k(t) + \frac{1}{b_0} \hat{d}_k \quad (36)$$

式中:  $\hat{d}_k$  为 ESO 第  $k$  次干扰的估计值;  $\frac{1}{b_0}$  为干扰补偿增益。

系统运行过程中, 将变增益自适应迭代学习的输出控制信号与 ESO 估计的干扰补偿相结合, 组成一个新的控制信号, 控制 CEMLLSM。基于 ESO 的变增益自适应 ILC 框图如图 2 所示。

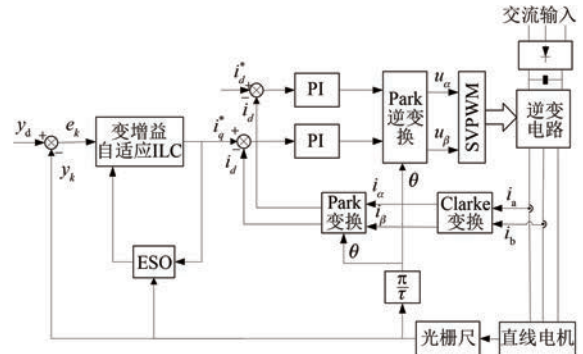


图 2 基于 ESO 的变增益自适应 ILC 框图

### 3 仿真研究

通过 MATLAB/Simulink 进行仿真分析, 设置 CEMLLSM 参数为电枢电阻  $R_s = 1.2 \Omega$ ,  $d, q$  轴电感  $L_d = L_q = 0.1874 \text{ H}$ ,  $d$  轴主电感  $L_{md} = 0.095 \text{ H}$ , 极距  $\tau = 0.048 \text{ m}$ , 极对数  $p = 3$ , 电机动子及平台质量  $M = 10 \text{ kg}$ , 励磁电流  $i_f = 5 \text{ A}$ 。电机运行的期望轨迹设为幅值为  $10 \text{ mm}$ 、周期为  $2 \text{ s}$  的正弦信号, 每次迭代的模拟时间为  $T = 2 \text{ s}$ , 仿真步长为  $10^{-4}$ , 迭代次数为 15 次。

考虑到 CEMLLSM 的实际运行过程, 仿真共分为空载无扰动运行与外加扰动运行两部分。

#### (1) 空载运行。

在电机空载运行时, 对电机的位置跟踪性能进行比较, 如图 3 所示。由图 3 可知,  $0 \sim 2 \text{ s}$  内, 采用 ILC、变增益自适应 ILC 与基于 ESO 的变增益自适应 ILC 均可以较好地跟踪期望轨迹。此外, 图 4~图 6 为三种控制方法下的位置误差曲线。ILC 方法下, 在达到稳态后其位置误差范围约在  $-10 \sim 10 \mu\text{m}$ , 同时在达到稳态过程中伴有较大的抖动。变增益自适应 ILC 方法下, 其位置稳态误差范围约在  $-3 \sim 3 \mu\text{m}$ 。基于 ESO 的变增益自适应 ILC 下, 其位置稳态误差范围约在  $-2 \sim 2 \mu\text{m}$ 。与另两种控制方法相比, 其位置误差范围进一步减小。位置跟踪误差的均方根对比曲线如图 7 所示, 在 15 次的迭代过程中, 基于 ESO 的变增益自适应 ILC 方法具有更快的收敛速度, 约在

第 5 次迭代后达到收敛,且在每次迭代过程中,其误差均方根值均小于其他两种控制方法。

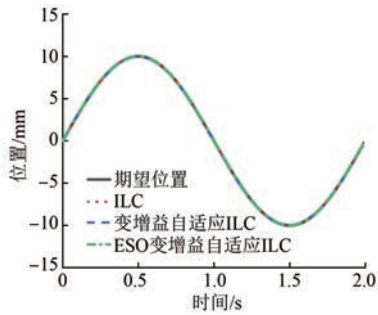


图 3 15 次迭代后的位置跟踪曲线

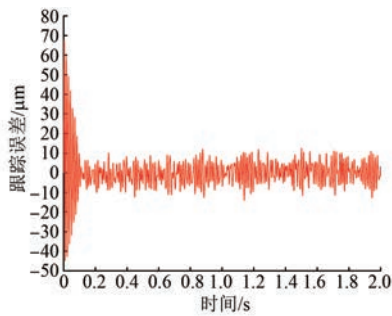


图 4 ILC 的位置跟踪误差曲线

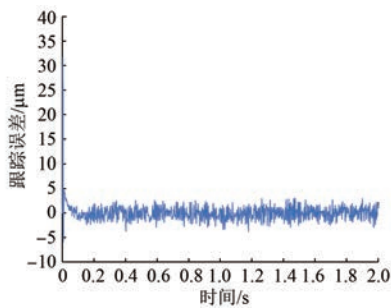


图 5 变增益自适应 ILC 的位置跟踪误差曲线

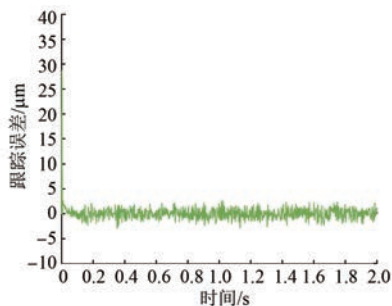


图 6 基于 ESO 的变增益自适应 ILC 的位置跟踪误差曲线

(2) 外加扰动运行。

在 0.5 s 时给系统突加 50 N 的负载扰动。图 8 为突加负载时 15 次迭代后三种控制方法下的

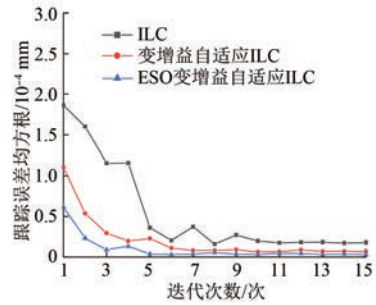


图 7 误差均方根曲线

位置跟踪曲线。图 9~图 11 为突加负载时三种控制方法下的位置误差曲线。通过图 9~图 11 的对比可以得出,突加负载扰动后,采用 ILC、变增益自适应 ILC 与基于 ESO 的变增益自适应 ILC 的位置跟踪误差曲线在 0.5 s 处均有波动。在 ILC 方法下受到负载扰动后,瞬时位置跟踪误差为 56 μm,同时伴有较大的抖振,跟踪性能较差。变增益自适应 ILC 方法下受到负载扰动后,瞬时位置跟踪误差误差为 22 μm,相比于 ILC 方法,其瞬时误差减小,同时抖振幅度降低。在基于 ESO 的变增益自适应 ILC 方法下,在原有基础上引入 ESO 对扰动进行观测,其观测结果如图 11 所示,可以看出此方法能对扰动进行准确估计,位置跟踪误差为 15 μm,与其他两种方法相比,瞬时误差与抖振幅度更小,同时误差收敛到 0 附近所用的时间最短。突加负载扰动时的位置跟踪误差均方根对比曲线如图 12 所示,与其他两种方法相比,基于 ESO 的变增益自适应 ILC 方法收敛速度最快,迭代过程中,其在第 5 次迭代后达到收敛,且在每次迭代过程中的误差均方根值最小,迭代过程短。ESO 对突加负载 50 N 的扰动观测结果如图 13 所示,其可对外加扰动进行较准确地估计。通过上述的仿真结果可知,基于 ESO 的变增益自适应 ILC 方法具有更好的抗扰动性能。

### 4 结 语

本文介绍了 CEMLLSM 工作原理,建立了运动方程,为进一步对电机控制与优化打下基础。

采用变增益自适应 ILC 策略,在迭代学习的基础上引入指数可变增益项与自适应律,显著减小了跟踪误差,提高了对期望轨迹的跟踪能力。

在考虑扰动的情况下,系统采用变增益自适应 ILC 方法后,其抗扰动能力与控制精度仍有较

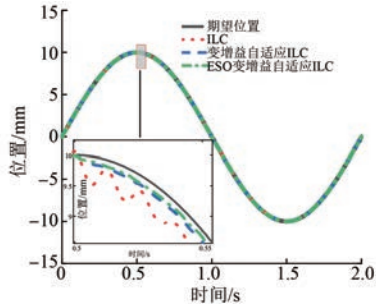


图 8 突加负载时 15 次迭代后的位置跟踪曲线

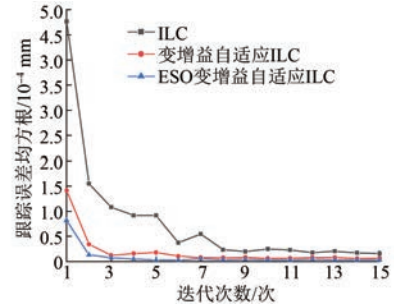


图 12 突加负载时的误差均方根曲线

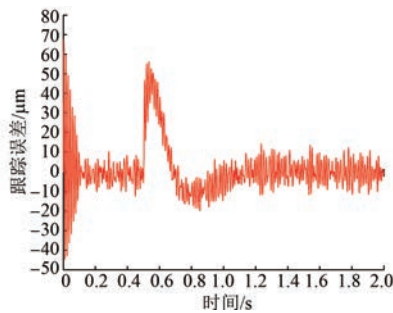


图 9 突加负载时 ILC 的位置跟踪误差曲线

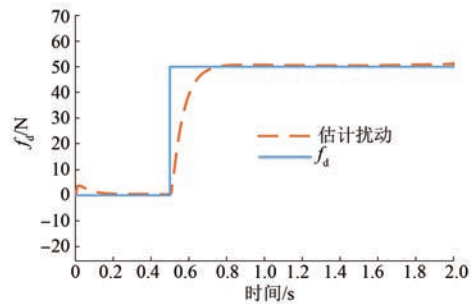


图 13 扰动观测结果

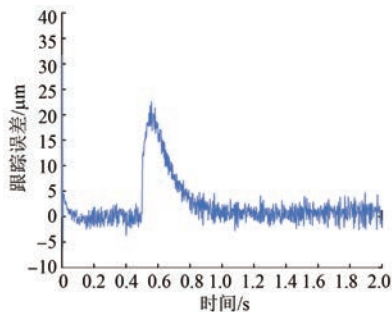


图 10 突加负载时变增益自适应 ILC 的位置跟踪误差曲线

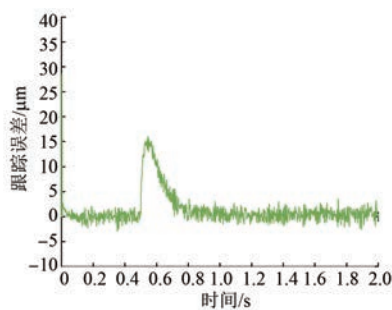


图 11 突加负载时基于 ESO 的变增益自适应 ILC 的位置跟踪误差曲线

大提升空间。仿真结果表明,引入 ESO 后系统的抗扰动能力有较大提高,证实了本文所提控制方法的有效性。

### 【参考文献】

- [ 1 ] 郭亮, 邓乾坤, 鲁文其, 等. 高精度数控机床直线电机的改进型自抗扰控制研究[J]. 机电工程, 2019, 36(12): 1303.
- [ 2 ] 王会永, 周保华, 李向男, 等. 直线电机的应用现状及发展趋势研究[J]. 微电机, 2016, 49(9): 86.
- [ 3 ] 丁波, 颜文旭, 倪宏宇. 基于干扰观测器的多直线电机终端滑模交叉耦合控制[J]. 电工电能新技术, 2021, 40(4): 68.
- [ 4 ] 杨晓君, 赵万华, 刘辉, 等. 直线电机进给系统机械系统动态特性研究[J]. 西安交通大学学报, 2013, 47(4): 44.
- [ 5 ] LIU Y, ZHANG X, NIU S. A permanent magnet linear motor with complementary flux and its optimization[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(6): 8201005.
- [ 6 ] 刘志国, 刘强. 直线电机进给系统摩擦自适应补偿控制[J]. 机床与液压, 2022, 50(2): 152.
- [ 7 ] 曹伟, 乔金杰. 永磁直线电机存在初态偏差时的迭代学习控制[J]. 系统科学与数学, 2020, 40(10): 1713.
- [ 8 ] 梁建智, 邱彪, 陈宇燕, 等. 基于数据驱动的数控机床自适应迭代学习控制[J]. 机床与液压, 2021, 49(8): 50. (下转第 15 页)